

Finito il 08/06/2010
Revisione del 02/12/2010
Revisione del 28/06/2011

BALUNs: TEORIA E PRATICA

AUTORE:

IW2FND

Attolini Lucio

Via XXV Aprile, 52/B

26037 San Giovanni in Croce (CR)

iw2fnd@gmail.com

INDICE

ALIMENTAZIONE, CARICO E LINEA	3
Alimentazione.....	3
Carico.....	4
Linea	4
A COSA SERVE UN BALUN.....	7
CORRENTE DI SBILANCIAMENTO.....	8
COME FUNZIONA IL BALUN.....	10
BalUn di tensione o di Ruthroff.....	10
BalUn di corrente o di Guanella	12
Il BalUn 4:1 di tensione	12
Il BalUn 4:1 di corrente.....	14
DIMENSIONAMENTO DEL BALUN	16
BalUn 1:1 di corrente.....	17
BalUn 1:4 di corrente.....	19
Limiti di potenza trasmessa.....	20
Tenuta dei cavi	20
Saturazione della ferrite.....	20
Bilancio calorico della ferrite	21
ESEMPI PRATICI	24
BalUn 1:1 di corrente.....	24
BalUn 1:4 di corrente.....	27
MISURE SUI BALUN	29
Misura dell'intervallo di frequenza	29
Misura dell'attenuazione.....	31
Misura della potenza trasmessa.....	33
POSIZIONAMENTO DEL BALUN	33
ALTRI BALUN.....	34
BalUn in aria.....	34
BalUn con manicotti di ferrite.	36
BalUn in cascata.	37
APPENDICE	38
Misura del μ_r di una ferrite.....	38
Misura del Q di una bobina in ferrite [6].....	39
Misura del fattore di velocità k di un cavo coassiale.....	40
BIBLIOGRAFIA.....	40

ALIMENTAZIONE, CARICO E LINEA

Prima di iniziare la trattazione sui BalUn è necessario chiarire il concetto di alimentazione bilanciata e sbilanciata e di carico bilanciato flottante e riferito a terra.

Alimentazione

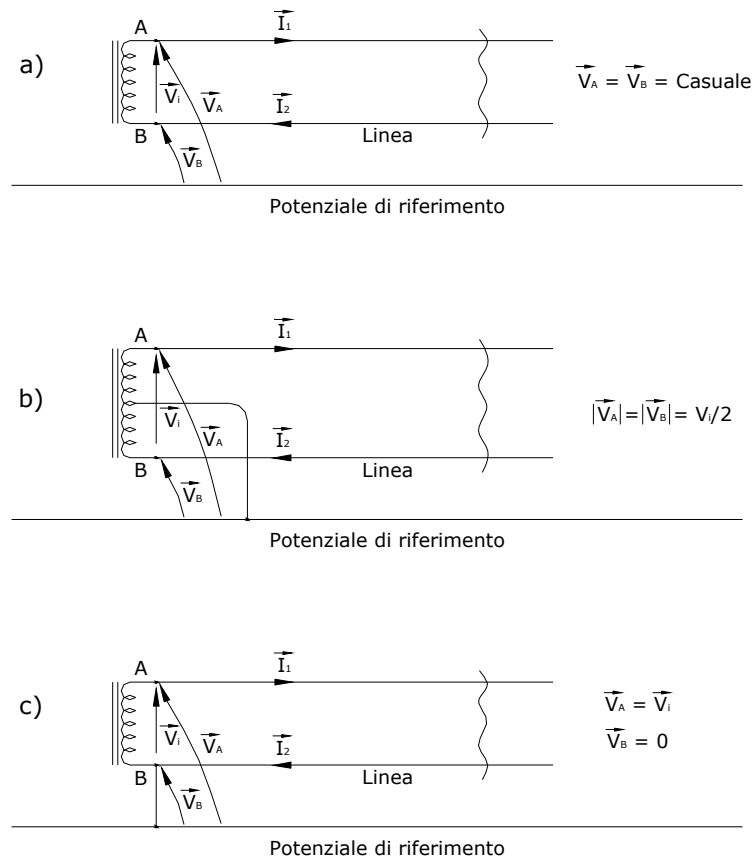


Fig.1

Per alimentazione bilanciata flottante, Figura 1-a, s'intende un generatore (di tensione o corrente) i cui morsetti sono entrambi allo stesso potenziale rispetto ad un potenziale di riferimento (tipicamente il potenziale di terra, considerato per convenzione essere zero). Entrambi i morsetti si troveranno ad un potenziale uguale ma ignoto e casuale rispetto al potenziale di riferimento, cioè rispetto a terra. L'esempio tipico sono i morsetti del secondario di un trasformatore di alimentazione ove tra loro c'è la tensione di secondario ma verso terra la tensione è uguale ed ignota perché dovuta alle capacità di dispersione verso terra.

Per alimentazione bilanciata riferita a terra, Figura 1-b, s'intende un generatore (di tensione o corrente) in cui entrambi i morsetti sono posti ad un potenziale fisso e noto rispetto ad un potenziale di riferimento, solitamente terra. Il potenziale a cui si trovano i morsetti sarà uguale in modulo ma opposto in fase. L'esempio tipico è il secondario di un trasformatore con presa centrale a terra. Gli altri due morsetti presentano una tensione verso terra uguale in modulo (metà tensione di secondario) ma opposta in fase.

Per alimentazione sbilanciata, Figura 1-c, s'intende un generatore (di tensione o corrente) in cui uno dei morsetti è posto allo stesso potenziale del potenziale di riferimento, solitamente terra. L'altro morsetto ovviamente si troverà ad un potenziale diverso e quindi

tra il potenziale di riferimento e questo secondo morsetto ci sarà una ben definita differenza di potenziale. L'esempio tipico è il secondario di un trasformatore che ha uno dei due morsetti collegati a terra. Il morsetto secondario collegato a terra ovviamente non presenta tensione verso terra ma l'altro morsetto presenta la tensione di secondario sia verso il primo morsetto che verso terra.

Carico

Per carico bilanciato flottante, Figura 2-a, s'intende un'impedenza di carico i cui morsetti sono entrambi allo stesso potenziale, non noto e casuale, rispetto al potenziale di riferimento (solitamente la terra). Ciò comporta che la corrente di dispersione che scorre verso il potenziale di riferimento da ciascuno dei due morsetti è uguale sia in modulo che in fase. In altre parole l'impedenza (detta di dispersione) che ogni morsetto vede verso terra è uguale. L'esempio tipico è quello di un dipolo che irradia radiofrequenza. I due morsetti d'antenna sono, rispetto a terra, bilanciati perché vedono la stessa impedenza.

Per carico bilanciato riferito a terra, Figura 2-b, s'intende un'impedenza di carico i cui morsetti sono entrambi allo stesso potenziale, noto, rispetto al potenziale di riferimento (che solitamente è la terra). Ciò comporta che l'impedenza di dispersione che ogni morsetto vede verso terra è uguale ed in parallelo a metà dell'impedenza di carico. L'esempio tipico è quello di un dipolo ripiegato col centro a terra. I due morsetti d'antenna sono, rispetto a terra, bilanciati perché vedono la stessa impedenza ma questa è in parallelo a metà dell'impedenza di radiazione.

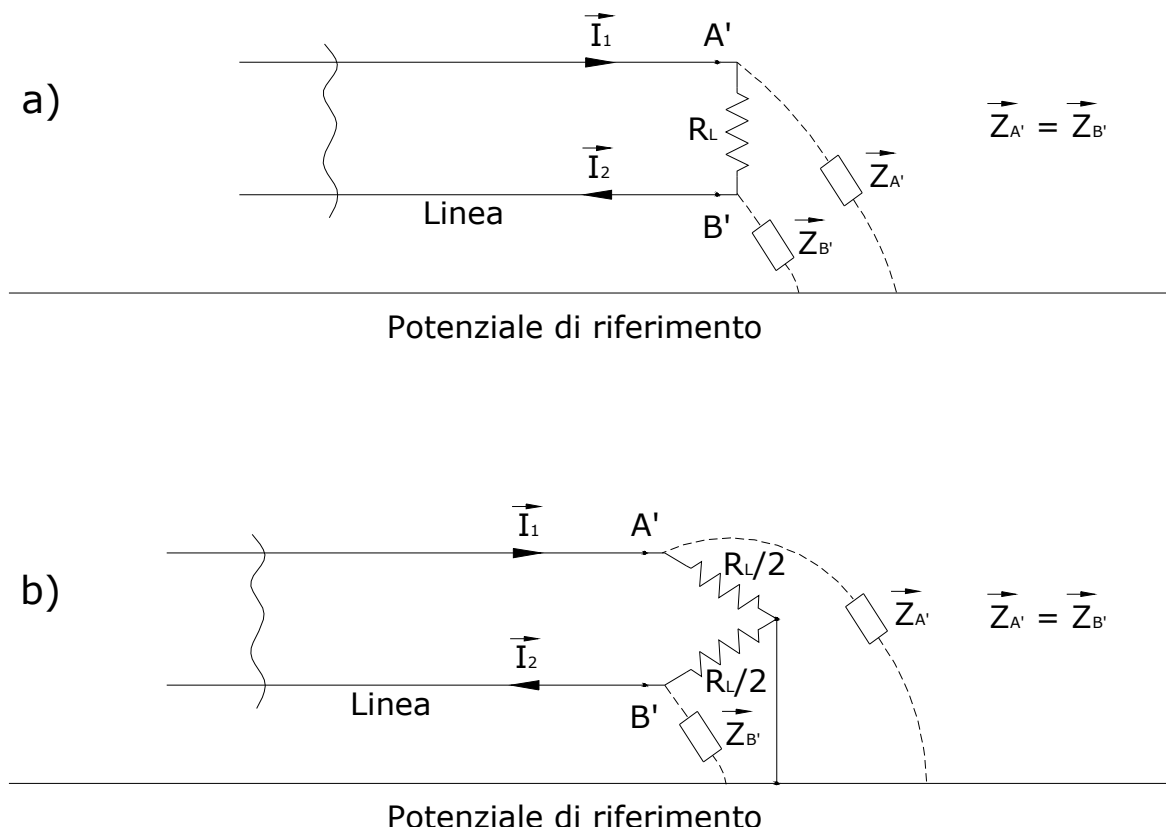


Fig.2

Linea

Nei prossimi paragrafi le linee di trasmissione saranno utilizzate in diversi casi e quindi è opportuno chiarire alcuni concetti e dare le formule per il loro dimensionamento [1] e [2].

Le linee significative per la trattazione dei BalUn sono soltanto due: la linea filare e la linea coassiale. Entrambe le linee, quando percorse da corrente ad alta frequenza, sono soggette all'effetto pelle, che confina la corrente solo nello strato superficiale del conduttore. Il 63% ($1/e$) della corrente si concentra nel primo strato δ di conduttore, dove:

$$\delta = \sqrt{\frac{10}{4\pi^2 f \cdot \sigma \cdot \mu}} = 0,503 \sqrt{\frac{1}{f \cdot \sigma}} \quad [\text{m}] \quad (\text{per i conduttori non magnetici } \mu = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}) \quad (1)$$

Dove f è la frequenza in MHz, e σ è la conducibilità del materiale in S/m (per il rame $\sigma_{\text{cu}} = 5,8 \cdot 10^7$). Già a 1MHz il 63% della corrente è confinato in 66 millesimi di millimetro attorno alla superficie del conduttore. A 10MHz lo spessore diventa 20 millesimi e a 30MHz è 12 millesimi di millimetro.

Per cui quando si usa un conduttore cilindrico pieno occorre tenere a mente che partecipa alla conduzione solo la sua superficie laterale. E' quindi importante scegliere conduttori con grande superficie (tubi o bandelle) perché avranno perdite inferiori. Un semplice modo per aumentare la superficie laterale di un conduttore cilindrico è quello di realizzarlo con una treccia di conduttori più piccoli (trefoli), meglio se elettricamente isolati tra loro (filo Litz).

La linea bifilare è costituita da due conduttori paralleli abbastanza vicini tra loro in modo che la loro distanza non superi l'1% della lunghezza d'onda progressiva λ che li percorre. Infatti se i due conduttori sono percorsi dalla medesima corrente RF, uguale in modulo ma opposta in fase, nel modo TEM daranno origine a due campi elettromagnetici che, nello spazio che circonda la linea, si annullano vicendevolmente.

Se invece la linea bifilare ha i fili troppo distanti ($d > 1\% \lambda$) il ritardo di fase tra i due campi EM, prodotti dalle due correnti RF, si farà sentire e l'annullamento sarà imperfetto quindi la linea irradierà energia elettromagnetica.

Poiché i campi EM prodotti dalle due correnti, uguali in modulo ma opposte in fase, si annullano puntualmente, ma perfondono lo spazio circostante, è più facile che in qualche punto siano perturbati, con la conseguenza che il campo non si annulla più e quindi compare l'irradiazione [2].

Inoltre, poiché la linea bifilare è immersa nello spazio senza alcuna "protezione" è più facile che venga perturbata dal rumore esterno, soprattutto quando i conduttori non sono a stretto contatto tra loro.

Per poter dimensionare la linea bifilare occorre tenere in considerazione la tenuta dell'isolamento del materiale isolante (di solito alta), la portata massima in corrente e la sua impedenza caratteristica Z_0 .

La portata in corrente è legata alla sovratemperatura massima ammissibile dall'isolamento utilizzato e dalle condizioni di dissipazione ambientale dovute alla posa. Considerando che la corrente si concentra nei primi strati di conduttore è prassi utilizzare $2 \div 4 \text{ A/mm}^2$ di conduttore. La tenuta dell'isolamento dipende dal tipo di isolante utilizzato e dal suo spessore, se si utilizza uno strato di Scotch #92 la tenuta è di 2KV a strato.

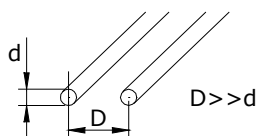


Fig.3

L'impedenza caratteristica invece dipende dal diametro e dalla distanza tra i conduttori (figura 3). Se il rapporto tra D/d è molto maggiore di 1 la formula diventa:

$$Z_0 = \frac{276}{\sqrt{\epsilon_r}} \log\left(\frac{2D}{d}\right) \quad [\Omega] \quad \text{con } \frac{D}{d} \gg 1 \quad (2)$$

Dove D e d sono espressi con la stessa unità di misura [m] o [cm] o [mm] ed ϵ_r è la costante dielettrica relativa dell'isolante interposto (se è l'aria vale 1). Se invece i due conduttori sono molto vicini, come nel caso dei BalUn occorre utilizzare la formula generale:

$$Z_0 = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \operatorname{arccos} h\left(\frac{D}{d}\right) = \frac{276}{\sqrt{\epsilon_r}} \log\left(\frac{D}{d} + \sqrt{\left(\frac{D}{d}\right)^2 - 1}\right) \quad [\Omega]. \quad (3)$$

Spesso però si utilizzano cavi bipolari di tipo commerciale dei quali non si conosce nulla. Un modo semplice per ricavare la loro impedenza caratteristica è quella di misurarla con un Time Domain Reflectometer (TDR), come quello indicato in [2] a pag. 27-31, un oscilloscopio, lo spezzone di cavo da misurare lungo un paio di metri ed un trimmer da 200 Ohm. Si collega quindi il trimmer in fondo ad un capo dello spezzone da misurare e l'altro capo al TDR. Poi con l'oscilloscopio si osserva la forma d'onda ottenuta e col trimmer si fa in modo che essa risulti una quadra perfetta. A questo punto si stacca il trimmer e la sua resistenza è l'impedenza caratteristica del cavo.

Il cavo coassiale invece, è una linea di trasmissione particolare perché, è costituita da un conduttore centrale concentrico ad un secondo conduttore tubolare che lo avvolge completamente, detto comunemente calza, tra i due è interposto il dielettrico (cioè l'isolante). A causa dell'effetto pelle, la parte esterna della calza rappresenta un terzo conduttore, "isolato" dagli altri due, che funge da schermo e non fa uscire il campo EM che resta completamente confinato all'interno del dielettrico. Quindi lo strato esterno della calza non partecipa al trasporto dell'energia e non permette né al campo EM interno di uscire né a quelli esterni di entrare. Per cui l'azione schermante, molto apprezzata, si svolge in entrambe le direzioni.

Poiché il campo EM dell'onda progressiva che percorre il cavo coassiale è tutto confinato nel dielettrico allora le correnti che percorrono la parte esterna del conduttore centrale e la parte interna della calza sono sempre uguali in modulo ed opposte in fase. Mentre all'esterno della calza il campo EM è sempre nullo [2].

Come per le linee bifilari i cavi coassiali (coax) si scelgono in base alla tenuta dell'isolamento alla tensione, alla portata massima della corrente e all'impedenza caratteristica del coassiale (figura 4).

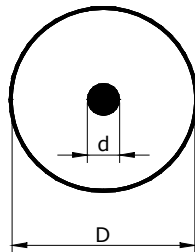


Fig.4

I cavi coassiali di solito si comperano già fatti, per cui le loro caratteristiche sono ricavabili dai dati del costruttore. Spesso però è necessario ottenere cavi con impedenze diverse da quelle commerciali. Per fare ciò bisogna sfilare il conduttore centrale (e per spezzoni corti è abbastanza agevole) ed infilarne un altro di filo argentato più piccolo. La formula per il calcolo del diametro del filo centrale più piccolo è la seguente:

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log\left(\frac{D}{d}\right) \quad [\Omega] \quad (4)$$

Come nel caso della linea bifilare, D e d sono espressi con la stessa unità di misura [m] o [cm] o [mm] ed ϵ_r è la costante dielettrica relativa dell'isolante interposto. Poiché non sempre si conosce la costante dielettrica ϵ_r del cavo coassiale acquistato la si può facilmente ricavare dal fattore di velocità k , che il costruttore sicuramente indica, e la seguente formula:

$$\epsilon_r = \frac{1}{\mu_r k^2} \cong \frac{1}{k^2} \quad (\mu_r \text{ è circa } 1 \text{ per i conduttori non magnetici}). \quad (5)$$

A COSA SERVE UN BALUN

I BalUn generalmente risolvono problemi di sbilanciamento della corrente che scorre nelle linee di trasmissione, sia in cavo coassiale che in linea bifilare.

In un cavo coassiale la corrente che scorre sul conduttore interno I_c e quella che scorre nelle parte interna dello schermo I_i sono sempre uguali in modulo ed opposte in fase, figura 5.

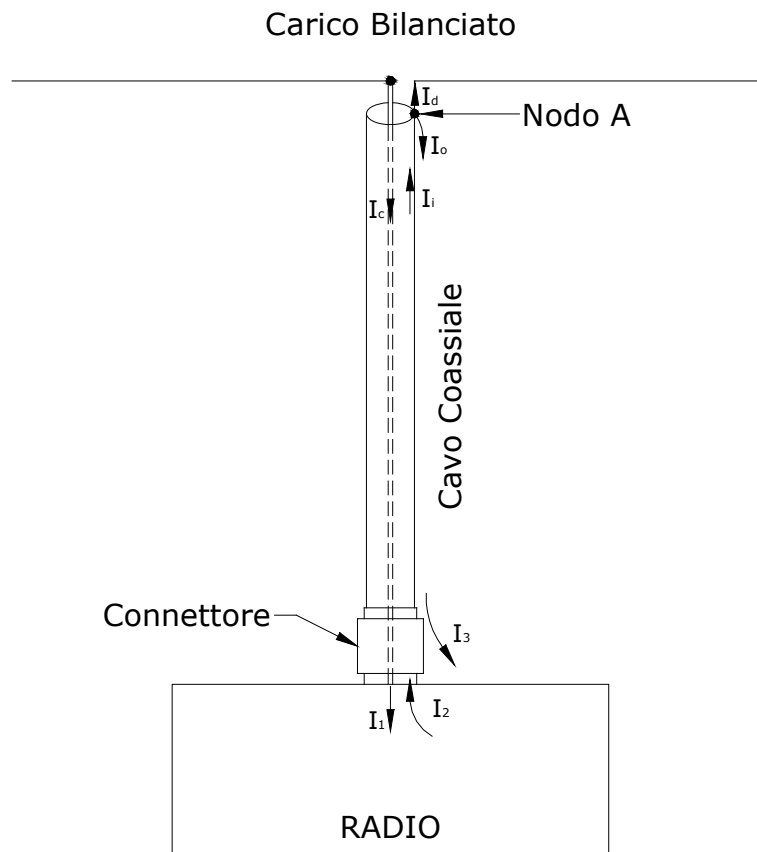


Fig.5

Questo perché il campo prodotto dalle due correnti, nella linea di alimentazione, è confinato nello stesso spazio. Purtroppo, nel campo della radiofrequenza, si fa sentire l'effetto pelle così nel nodo A una parte della corrente fluirà all'esterno dello schermo I_o a scapito della corrente I_d che prosegue verso il ramo del carico bilanciato attaccato al nodo A (cioè alla calza).

Se poi il cavo lo considerassimo ideale cioè non dissipativo, la corrente I_c sarebbe uguale alla corrente I_1 , così anche la corrente I_i sarebbe uguale alla corrente I_2 e la corrente I_o sarebbe uguale alla corrente I_3 . Inoltre la velocità di propagazione delle correnti all'interno del cavo sono quelle della luce ridotte del fattore k , dovuto al dielettrico, mentre la corrente

che scorre sulla calza esterna è quella della luce ridotta del fattore di velocità dei fili in aria $k=0,95$, per cui le due correnti al connettore raramente si ritrovano in fase.

Quindi, se la corrente I_o , che scorre all'esterno della linea, è significativa allora la linea coassiale si comporta come se fosse un'antenna ed irradierà un campo elettromagnetico proporzionale alla corrente I_o che scorre all'esterno della schermatura.

Una linea bifilare, figura 6, ha delle proprietà simili ma è geometricamente e fisicamente simmetrica così la corrente I_1 che scorre in uno dei due conduttori scorre uguale e opposta nell'altro (I_2). Quindi se i due conduttori della linea bifilare sono vicini (in relazione alla lunghezza d'onda $D \gg d$) l'irradiazione è ben poca cosa.

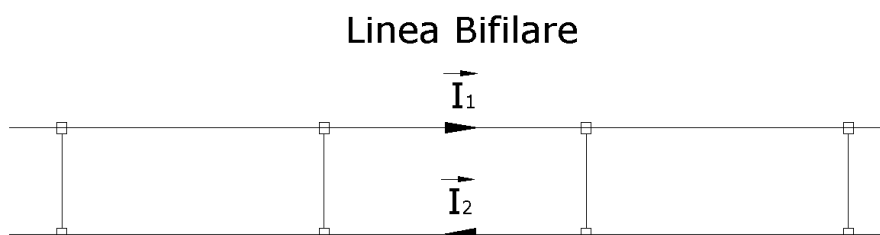


Fig. 6

Ad ogni modo, anche nelle linee bifilari subentrano dei fattori che possono turbare l'equilibrio delle correnti e causare uno sbilanciamento. Così le due correnti non saranno più uguali ed opposte e così anche la linea bifilare irradierà energia elettromagnetica esattamente come la corrente che scorre all'esterno di una linea in cavo coassiale.

Infatti, se le correnti che scorrono nei due conduttori sono uguali ed opposte generano campi uguali ed opposti che si cancellano. Ma se i campi prodotti non sono tra loro puntualmente uguali ed opposti (a causa di perturbazioni locali o carichi non perfettamente bilanciati verso terra) allora la corrente di sbilanciamento (detta anche di modo comune) causerà irradiazione di radio frequenza.

Per cui, in entrambi i tipi di linea, gli effetti indesiderati della corrente di sbilanciamento sono:

- Distorsione del lobo di radiazione dell'antenna, causato dal minor flusso di corrente nel ramo collegato alla calza del coassiale e/o dall'interferenza causata dal campo generato dalla corrente di sbilanciamento;
- TVI, la radiazione emessa dalla linea si concatena con gli apparecchi televisivi, con le linee elettriche e gli apparati d'amplificazione;
- RF nello shack, la linea genera un lato caldo all'interno dello shack.

Dalla lettura dei numerosi articoli sui BalUn abbiamo imparato che essi risolvono i suddetti problemi ma non sempre è chiaro che la causa dei problemi sono le correnti di sbilanciamento che scorrono sulla linea di alimentazione.

Ovviamente se la corrente di sbilanciamento è piccola il BalUn non risulta necessario.

CORRENTE DI SBILANCIAMENTO

La prima causa di sbilanciamento è quella dovuta all'alimentazione di un'antenna bilanciata tramite un cavo coassiale, figura 7.

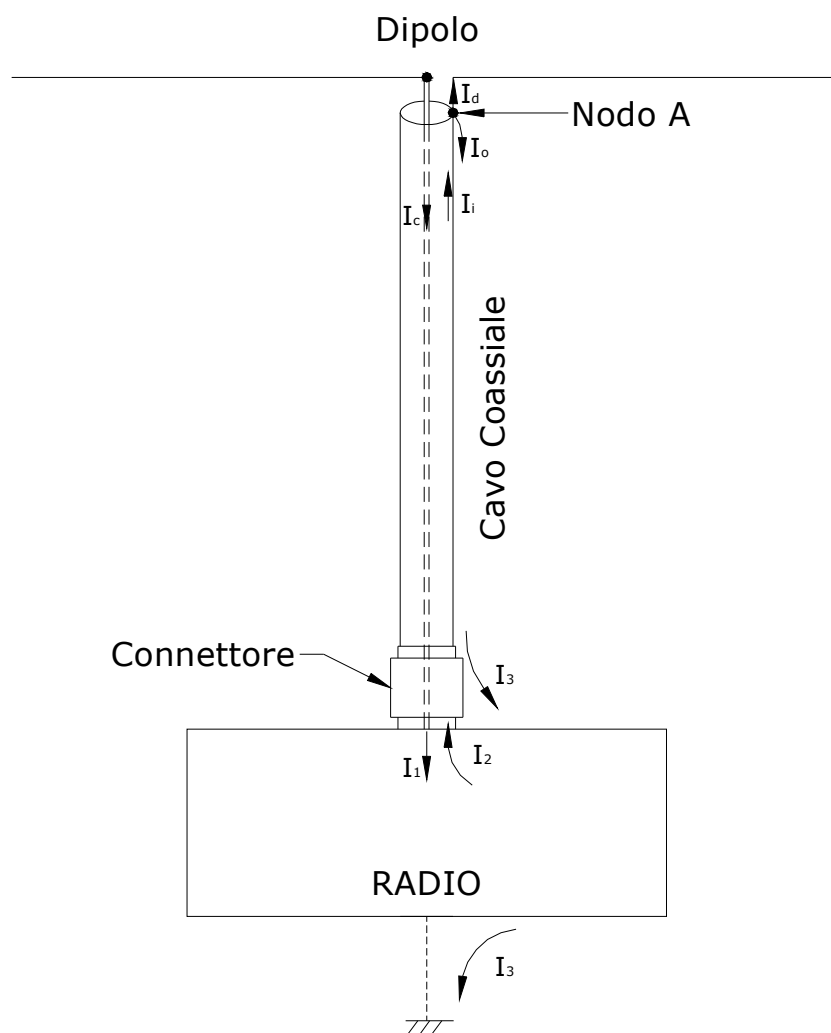


Fig. 7

In questo caso, assai comune, la calza del cavo coassiale è come se fosse composta da due conduttori, uno tubolare interno costituito dalla faccia interna della calza ed uno tubolare esterno, costituito dalla superficie esterna della calza. I due conduttori, generati dall'effetto pelle della corrente RF sulla calza interna ed esterna, scorrono paralleli, coassiali, senza vedersi tra loro, e le correnti che li percorrono hanno due velocità di propagazione diverse.

La corrente che scorre nel conduttore centrale I_c , di figura 1, alimenta il ramo di sinistra del dipolo. La corrente I_i , che fino al nodo A è uguale ad I_c , quando arriva al nodo A si trova due strade percorribili: il ramo di destra del dipolo, percorso dalla corrente I_d e la calza esterna del conduttore coassiale, percorso dalla corrente I_o . Nel nodo A la corrente si divide in I_d ed I_o in proporzione all'impedenza vista dalle due parti.

La corrente esterna I_o sarà più grande quando l'effettivo percorso che va dall'antenna fino a terra è un multiplo pari di quarti d'onda (occorre ricordare che all'esterno della calza il fattore di velocità $k=0,95$) perché l'impedenza della calza esterna, vista dal nodo A, è più bassa.

Se poi la radio si trova ad un numero dispari di quarti d'onda, allora la radio si troverà sullo schermo (massa) del connettore d'antenna un ventre di tensione e diventerà a nostro malgrado un lato caldo.

Se invece ci trovassimo ad avere la radio ad un multiplo pari di quarti d'onda ed il percorso verso terra dall'antenna fosse un multiplo dispari di quarti d'onda allora le correnti di sbilanciamento vedrebbero un'impedenza alta (quindi sarebbero trascurabili) per cui non

avremmo nemmeno bisogno del BalUn, ma in pratica la condizione è molto difficile da realizzare perché spesso si utilizzano antenne filari multi banda ed il taglio corretto (reale non teorico) del cavo deve essere effettuato con un'adeguata strumentazione.

Per cui ci possono essere infinite combinazioni di quarti d'onda tra la radio e l'antenna e tra l'antenna e terra che possono essere fortunate o sfortunate ma comunque varieranno al variare della lunghezza del cavo coassiale.

Una soluzione sarebbe quella di alimentare la radio con una linea bilanciata, tipo piattina bifilare, ma se facessimo così non potremo collegare la piattina al connettore d'antenna della radio perché i due connettori sarebbero incompatibili, figura 8.

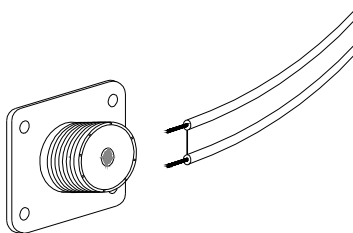


Fig. 8

Un altro modo per risolvere il problema sarebbe quello di isolare completamente la radio dalla terra (cioè eliminare il filo tratteggiato di figura 7), in questo caso le correnti che percorrono l'interno del cavo coassiale sarebbero uguali ed opposte e così la calza esterna non irradia. Purtroppo però la condizione di totale isolamento da terra non è praticabile perché, anche se minimizzassimo tutti i percorsi capacitivi verso terra, le condizioni al contorno, come la presenza dell'operatore o l'umidità dell'aria ecc..., sono estremamente variabili ed incontrollabili.

In altre parole il percorso verso terra si crea lo stesso, a nostra insaputa, ed in modo del tutto incontrollato e casuale.

Altre cause che potrebbero creare lo sbilanciamento delle correnti sono quelle in cui i due rami del dipolo non hanno impedenze perfettamente simmetriche. I motivi potrebbero essere vari: l'accoppiamento di oggetti vicini collegati a terra, oppure piccole differenze di lunghezza tra i due radiatori ecc...

Infine, un'altra causa di correnti di modo comune, è quella che si ha quando il cavo non è perfettamente perpendicolare al dipolo. Infatti, il campo irradiato dall'antenna induce sulla calza del coassiale una corrente che si comporta come una corrente di sbilanciamento.

COME FUNZIONA IL BALUN

Prima di chiederci come funziona un BalUn è opportuno ricordare che cosa vorremmo che facesse. Infatti vorremmo che rendesse le correnti sul carico uguali nel modulo ed opposte nella fase, così da ridurre a zero la corrente di sbilanciamento.

BalUn di tensione o di Ruthroff

Un tipo di BalUn 1:1 abbastanza popolare è raffigurato in figura 9 ed è detto BalUn di tensione o di Ruthroff dal nome dello scopritore. Questo tipo di BalUn è caratterizzato da tre avvolgimenti avvolti stretti tra loro, ove il terzo avvolgimento è detto terziario. Questo tipo di BalUn è comunemente usato nei mixers, negli amplificatori di potenza push-pull e per generare uscite differenziali.

Questo tipo di BalUn sembra essere ideale per le nostre applicazioni ma racchiude in sé una pericolosa insidia.

BALUN DI TENSIONE

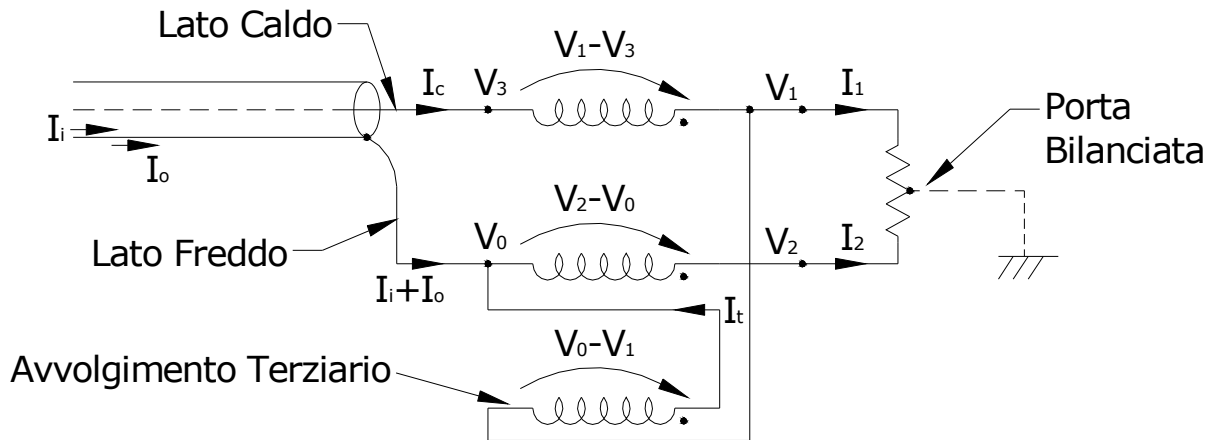


Fig. 9

Per cui ora esaminiamo in dettaglio ciò che avviene al suo interno.

Con riferimento alla figura 9, poiché gli avvolgimenti hanno lo stesso rapporto spire, le tensioni indotte sui tre avvolgimenti sono tutte uguali, cioè:

$$V_1 - V_3 = V_2 - V_0 = V_0 - V_1 \quad (6)$$

dagli ultimi due termini della (6) si ricava

$$V_2 - V_0 = -(V_1 - V_0) \quad (7)$$

L'equazione (7) sta ad indicare che il potenziale V_1 è uguale ed opposto al potenziale V_2 rispetto al potenziale presente sulla calza sul lato freddo V_0 . Se pensiamo V_0 sia il potenziale di riferimento, allora sarà:

$$V_2 = -V_1 \quad (8)$$

Ciò vuol dire che le tensioni presenti sul lato bilanciato del BalUn, rispetto alla calza del coassiale, sono uguali ed opposte (come si voleva).

Ora esaminiamo la corrente I_t che scorre nell'avvolgimento terziario. Dall'equazione al nodo 0 si ha:

$$I_t = -(I_i + I_o - I_2) \quad (9)$$

mentre al nodo d'uscita 1 si ha:

$$I_t = I_c - I_1 \quad (10)$$

ma dato che I_t è la stessa, si ha:

$$-(I_i + I_o - I_2) = I_c - I_1 \quad (11)$$

Se poi consideriamo che in un cavo coassiale la corrente I_c è uguale ed opposta alla corrente I_i :

$$I_c = -I_i \quad (12)$$

La (11) diventa:

$$I_c - I_o + I_2 = I_c - I_1 \quad (13)$$

semplificando si ottiene

$$I_o = I_1 + I_2 \quad (14)$$

La (14) è molto significativa perché dice che, se la corrente I_1 è uguale ed opposta alla I_2 allora la corrente I_o è uguale a zero, cioè:

$$I_o = 0 \quad \text{se } I_1 = -I_2 \quad (15)$$

Le due condizioni (8) e (14), necessarie per il buon funzionamento del BalUn, si verificano solo se il carico è perfettamente bilanciato. Nella realtà il carico non è mai perfettamente

bilanciato per cui la corrente $I_o \neq 0$ e quindi quasi sempre nella realtà scorrerà una corrente di sbilanciamento all'esterno della calza del cavo coassiale di alimentazione. Cosa verificata dalle prove in laboratorio.

BalUn di corrente o di Guanella

Un altro tipo di BalUn 1:1, sempre abbastanza popolare, è raffigurato in figura 10 ed è detto BalUn di corrente o di Guanella (o choke) dal nome dello scopritore.

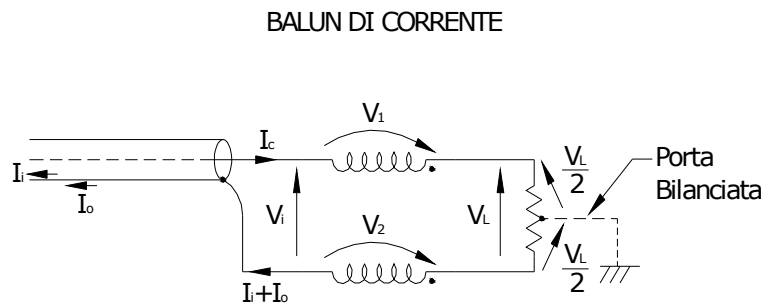


Fig. 10

Nel BalUn di corrente i due avvolgimenti hanno lo stesso numero di spire per cui:

$$\begin{cases} V_1 = V_2 \\ V_i + V_1 - V_L - V_2 = 0 \end{cases} \quad (16)$$

da cui si ricava:

$$\begin{cases} V_1 = V_2 \\ V_i = V_L \end{cases} \quad (17)$$

Se non si hanno flussi dispersi e se l'accoppiamento è ideale allora le correnti che scorrono nei due avvolgimenti sono uguali ed opposte. Per cui:

$$I_c = (I_i + I_o) \quad (18)$$

Ma dato che in un coassiale la corrente I_c è uguale ed opposta alla corrente I_i :

$$I_c = I_i \quad (19)$$

da cui deriva che:

$$I_o = 0 \quad (20)$$

La (20) indica che la corrente I_o è nulla indipendentemente dal carico, cioè anche quando il carico non è perfettamente bilanciato rispetto al potenziale di riferimento.

Il BalUn di corrente si può realizzare avvolgendo un cavo coassiale: attorno ad una bacchetta di ferrite, oppure attorno ad un toroide di ferrite, oppure in aria formando una bobina e si può intuitivamente capire che la corrente che scorre sulla calza esterna troverà un'elevata impedenza (effetto choke) sul suo percorso. Mentre la corrente sul conduttore centrale e quella interna alla calza non avranno ostacoli, saranno uguali ed opposte e trasporteranno la potenza con una minima perdita (perché la linea è corta). Se invece costruiamo il BalUn di corrente con una linea di trasmissione bifilare sarà più difficile intuire il suo funzionamento ma funzionerà nel medesimo modo.

Il BalUn 4:1 di tensione

Fino ad ora abbiamo esaminato BalUn 1:1 ma nella pratica comune si usano anche BalUn 4:1. Come i BalUn 1:1 anche i BalUn 4:1 possono essere realizzati sia di tensione che di corrente. Il circuito più usato per realizzare un BalUn di tensione 4:1 è quello di figura 11.

BALUN 4:1 DI TENSIONE

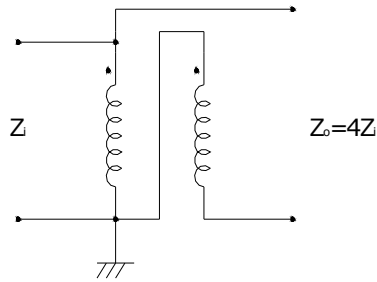


Fig.11

Il BalUn di tensione 4:1 si comporta così:

BALUN 4:1 DI TENSIONE

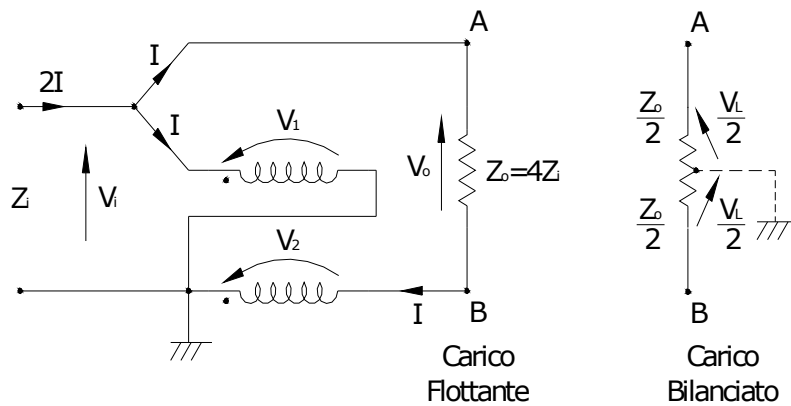


Fig.12

Con riferimento alla figura 12, esaminiamo il caso del carico flottante. Dalla maglia esterna, da quella d'ingresso e dal rapporto spire, otteniamo il sistema (21):

$$\begin{cases} V_i - V_o + V_2 = 0 \\ V_i = V_1 \\ V_1 = V_2 \end{cases} \quad (21)$$

Fondendo la seconda e la terza si ottiene che:

$$V_1 = V_2 = V_i \quad (22)$$

che se le sostituiamo nella prima si ottiene la risolvente:

$$V_i - V_o + V_i = 0 \quad (23)$$

dalla (23) si ricava ciò che ci aspettavamo:

$$V_o = 2 \cdot V_i \quad (24)$$

cioè, il BalUn bilancia le tensioni ed il rapporto d'impedenza è 4:1.

Sempre con riferimento alla figura 12, esaminiamo il caso del carico bilanciato. Dalla maglia sopra, da quella d'ingresso e da quella sotto, otteniamo il sistema (25):

$$\begin{cases} V_i = \frac{V_o}{2} \\ V_i = V_1 \\ V_2 = \frac{V_o}{2} \end{cases} \quad (25)$$

Quindi si ottiene:

$$V_o = 2 \cdot V_i \quad (26)$$

che se la sostituiamo nella prima si ottiene la risolvete:

$$V_2 = V_i \quad (27)$$

e

$$V_1 = V_i \quad (28)$$

Quindi anche col carico bilanciato il BalUn funziona da simmetrizzatore di tensione ed il rapporto d'impedenza è 4:1.

Il BalUn 4:1 di corrente

La miglior soluzione per realizzare un BalUn di corrente 4:1 è quella proposta da Guanella e rappresentata in figura 13.

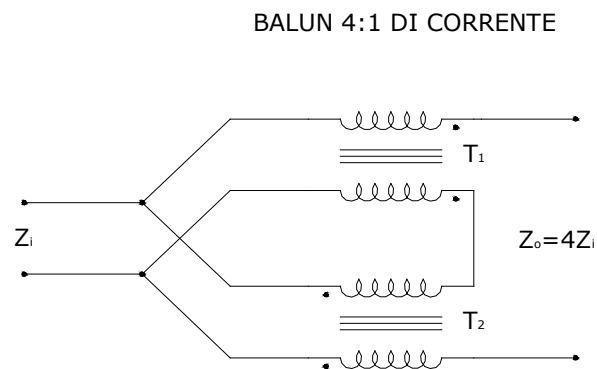


Fig.13

Il BalUn di corrente 4:1 si comporta così:

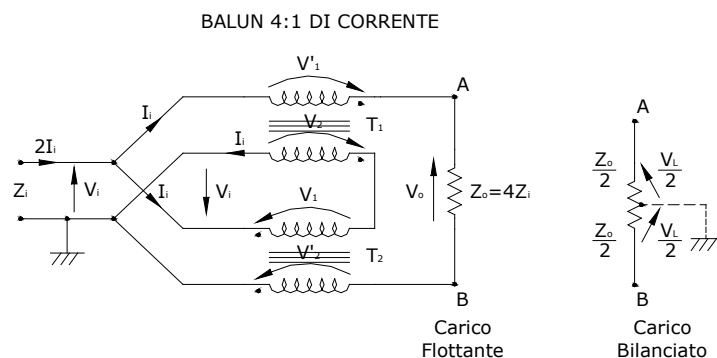


Fig.14

Con riferimento alla figura 14, esaminiamo il caso del carico flottante. Dalla maglia interna, da quella esterna e dal rapporto spire, otteniamo il sistema (29):

$$\begin{cases} V_i - V_2 - V_1 = 0 \\ V_i + V_1 - V_o + V_2 = 0 \\ V_1 = V_2 \end{cases} \quad (29)$$

La prima si trasforma in:

$$V_i = V_2 + V_1 \quad (30)$$

se sostituiamo V_i della (30) nella seconda si ottiene:

$$V_2 + V_1 + V_1 + V_2 = V_o \quad (31)$$

dalla (31) sostituendo la terza si ricava:

$$V_1 = V_2 = \frac{V_o}{4} \quad (32)$$

se sostituiamo la (32) nella (30) si ricava:

$$V_o = 2 \cdot V_i \quad (33)$$

cioè, il BalUn bilancia le tensioni ed il rapporto d'impedenza è 4:1. A corollario si ricava anche:

$$V_1 = V_2 = \frac{V_i}{2} \quad (34)$$

Sempre con riferimento alla figura 14, esaminiamo il caso del carico bilanciato.

Dalla maglia interna, da quella sopra e da quella sotto, otteniamo il sistema (35):

$$\begin{cases} V_i - V_2 - V_1 = 0 \\ V_i + V_1 - \frac{V_o}{2} = 0 \\ V_2 = \frac{V_o}{2} \end{cases} \quad (35)$$

La prima si trasforma in:

$$V_i = V_2 + V_1 \quad (36)$$

Se fondiamo la terza nella (36) si ottiene:

$$V_i = \frac{V_o}{2} + V_1 \quad (37)$$

Ora sostituiamo V_i della (37) nella seconda:

$$\frac{V_o}{2} + V_1 + V_1 - \frac{V_o}{2} = 0 \quad (38)$$

Da cui si ricava che:

$$V_1 = 0 \quad (39)$$

Se $V_1=0$ allora dalla prima si ha:

$$V_i = V_2 \quad (40)$$

La (40) messa nella terza dà:

$$V_o = 2 \cdot V_i \quad (41)$$

cioè, il BalUn bilancia le tensioni ed il rapporto d'impedenza è 4:1.

Il BalUn di Guanella è in grado di forzare correnti uguali sia all'ingresso che all'uscita, così si comporta da vero BalUn di corrente la cui trasformazione d'impedenza è 4:1. Per funzionare però necessita di due avvolgimenti separati, non magneticamente accoppiati.

Se si usano bacchette di ferrite queste non possono essere poste testa a testa. Se si piazzano parallele occorre tenerle a debita distanza, meglio sarebbe posizionarle ad angolo retto tra loro. Se invece si usano ferriti toroidali non è necessaria una gran cura ma bisogna comunque tenere i tori fisicamente separati.

Anche se il BalUn 4:1 di Guanella richiede gli accorgimenti sopraesposti presenta il vantaggio di essere più semplice da realizzare. Se si usa un cavo coassiale e due toroidi, la realizzazione è particolarmente semplice, con la garanzia che la corrente che trasporta la potenza resta confinata nel dielettrico della linea coassiale.

DIMENSIONAMENTO DEL BALUN

Il BalUn, nel suo funzionamento in alta frequenza, è considerato un “trasformatore” un po’ speciale perché appartiene alla classe dei trasformatori a linea di trasmissione. Questi trasformatori differiscono molto dai trasformatori classici perché l’energia è trasferita dall’ingresso all’uscita dalla corrente progressiva che scorre nella linea di trasmissione. Mentre nel trasformatore classico l’energia è trasmessa dal primario al secondario mediante l’accoppiamento del flusso magnetico.

Nei trasformatori a linea di trasmissione, che chiameremo d’ora in poi BalUn, il flusso magnetico convenzionale è ostacolato dall’effetto choke dovuto all’avvolgimento della linea di trasmissione. Per cui nei BalUn non si può parlare di primario o di secondario e la corrente non serve per creare il flusso di magnetizzazione. In questo modo è possibile ottenere trasformatori con banda passante molto ampia.

La banda passante, come vedremo in seguito, è limitata nella sua frequenza più bassa dall’inaccettabile calo dell’impedenza di magnetizzazione (o di choke) Z_M , che è praticamente solo induttiva, e nella sua frequenza più alta dalla lunghezza della linea, o più precisamente dall’effetto degli elementi parassiti che affliggono le linee.

Inoltre, se usiamo delle ferriti per aumentare l’impedenza Z_M , e contemporaneamente accorciare la lunghezza della linea, avremo dei limiti di potenza dovuti alla limitata capacità di dissipazione della ferrite ed (anche se più raramente) al rischio di saturazione del materiale ferromagnetico.

Lo studio dei BalUn quindi non può prescindere dalla teoria delle linee di trasmissione e dalla conoscenza delle ferriti.

A riguardo di queste ultime bisogna dire che per le nostre applicazioni è molto importante conoscere la permeabilità magnetica relativa μ_r che è un numero complesso che dipende dalla frequenza. Solitamente i costruttori pubblicizzano la permeabilità relativa iniziale μ_i ma questa è solo indicativa della ferrite. Per i nostri scopi è necessario conoscere l’andamento della componente μ' , che indica il fattore d’induttanza, e della componente μ'' , che indica il fattore di perdita nel materiale ferromagnetico.

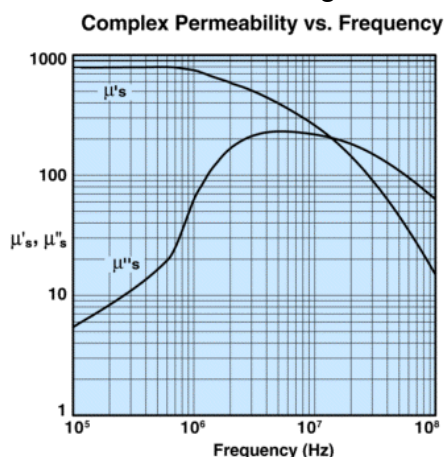


Grafico Fair-Rite Grado #43

Osservando il grafico Fair-Rite del materiale #43 (ma è così anche per gli altri materiali) si vede che alle basse frequenze predomina la componente μ' che contribuisce a formare la componente reattiva dell'impedenza dell'avvolgimento. Mentre alle alte frequenze μ' crolla, e con esso la parte reattiva, cioè la reattanza induttiva, mentre prevale la componente μ'' , che contribuisce a formare la componente resistiva dell'impedenza dell'avvolgimento. Quest'ultima componente, quella resistiva, è senza dubbio da preferire nella costruzione dei BalUn perché più efficace nell'ostacolare le correnti sulla superficie esterna dei cavi coassiali.

Poiché nei paragrafi precedenti abbiamo tessuto le lodi del BalUn di Guanella ora prenderemo in considerazione solo i BalUn di corrente.

BalUn 1:1 di corrente

Iniziamo col BalUn 1:1 di figura 10, con carico bilanciato. L'equazione che descrive l'impedenza d'ingresso Z_i in funzione dell'impedenza caratteristica della linea di trasmissione Z_0 e dell'impedenza di carico Z_L è la seguente:

$$Z_i = \frac{Z_0[Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)]}{[Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)]} \quad [\Omega] \quad (42)$$

dove l è la lunghezza della linea di trasmissione in metri e $\beta = 2\pi/\lambda$.

λ a sua volta è la lunghezza elettrica della linea di trasmissione, cioè:

$$\lambda = \frac{k \cdot c}{f} \quad [\text{m}] \quad (43)$$

Dove k è la costante di propagazione della corrente nella linea di trasmissione, c è la velocità della luce ed f è la frequenza in Hz. Quindi βl sono i gradi elettrici della linea lunga l metri.

La funzione (42) è periodica di π , o se si preferisce di $l=\lambda/2$ e se poniamo $Z_0 = Z_L$ l'equazione (42) diventa reale. Per questo motivo si deve scegliere l'impedenza della linea di trasmissione uguale all'impedenza di carico, che nel BalUn 1:1, è uguale a quella d'ingresso. Per cui:

$$Z_0 = Z_i = Z_L \quad [\Omega] \quad (44)$$

Dall'equazione (42), con passaggi matematici, che qui non sto ad esplicitare [3], possiamo ricavare anche l'equazione della perdita d'inserzione (o Transmission Loss) da cui si capisce che la perdita d'inserzione di una linea resta al di sotto dell' 1% se la lunghezza fisica della linea avvolta è circa:

$$l \cong 0,1\lambda = \frac{0,1 \cdot k \cdot c}{f} \quad [\text{m}] \quad (45)$$

Ovviamente se la linea di trasmissione fosse cortissima la perdita d'inserzione sarebbe nulla ma così facendo non riusciremmo più ad avere l'effetto choke per le correnti di modo comune.

Infatti, intuitivamente possiamo pensare che le correnti di modo comune siano ostacolate dall'impedenza che si crea avvolgendo la linea in modo da formare una bobina (in aria o su supporto magnetico). L'impedenza che si crea è quella che genera il flusso di magnetizzazione del circuito magnetico, per cui la chiameremo impedenza di magnetizzazione Z_M . L'impedenza di magnetizzazione dipende dal materiale in cui è "immerso" il flusso magnetico.

Nel caso in cui si utilizzi l'aria, che notoriamente ha una permeabilità relativa μ_r pari a 1, la permeabilità μ sarà uguale a quella del vuoto

$$\mu = \mu_r \mu_0 = 1 \cdot \mu_0 = 4\pi 10^{-7} = 1,256 \cdot 10^{-6} \quad [\text{Tm/A}] \quad (46)$$

Se invece si usa una ferrite la permeabilità relativa μ_r dipenderà dal grado della ferrite usata, che ogni costruttore rende disponibile sul catalogo, e che dipende dalla frequenza.

La permeabilità relativa a sua volta è $\mu_r = \sqrt{(\mu')^2 + (\mu'')^2}$, composta dalla μ' e dalla μ'' che abbiamo visto in precedenza.

Più comunemente si usano delle ferriti toroidali per costruire il BalUn, per cui l'impedenza di magnetizzazione alle frequenze più basse è praticamente un'induttanza pura perché delle due componenti prevale la μ' . E quindi si calcola con la seguente formula:

$$Z_M = X_M = 2\pi \cdot f \cdot L_M \quad [\Omega] \quad (47)$$

Dove per f s'intende la frequenza in Hertz ed L_M l'induttanza in Henry.

A sua volta l'induttanza di magnetizzazione L_M è ricavabile dalla (48):

$$L_M = 4\pi \cdot N^2 \cdot \mu_r \frac{A_e}{l_e} \cdot 10^{-9} \quad [\text{Henry}] \quad (48)$$

$$Z_M = 8\pi^2 \cdot f \cdot N^2 \cdot \mu_r \frac{A_e}{l_e} \cdot 10^{-9} \quad [\Omega] \quad (49)$$

Dove N è il numero delle spire, A_e è l'area della sezione magnetica del toroide in cm^2 ed l_e è il percorso magnetico medio del toroide, in cm.

E' buona regola scegliere l'impedenza di magnetizzazione Z_M molto maggiore dell'impedenza di carico Z_L , nella pratica si sceglie un fattore di maggiorazione almeno 4 ÷ 5 volte l'impedenza di carico Z_L , l'esperienza pratica però dice che è meglio non scendere al di sotto dei 5000 Ohm.

L'impedenza di magnetizzazione introduce un certo disadattamento tra ingresso ed uscita, soprattutto alle frequenze più basse di lavoro. L'SWR che si trova al limite inferiore della banda, a causa di questo disadattamento, dipende dal fattore di maggiorazione scelto.

Infatti si ha:

$$\frac{Z_M}{Z_i} = \frac{\sqrt{SWR}}{(SWR - 1)} \quad (50)$$

Con $SWR=1,5$ la maggiorazione è di 2,45; con $SWR=1,28$ si ha una maggiorazione di 4; con $SWR=1,1$ la maggiorazione è circa 10 e così via.

Per cui combinando le cose e scegliendo il ragionevole fattore 4 (che è minimale) si ottiene:

$$Z_M \geq 4Z_L \quad (51)$$

Da questa si ricava l'equazione pratica per la scelta del grado della ferrite toroidale.

$$\mu_r \geq \frac{4Z_L}{8\pi^2 \cdot f \cdot N^2 \frac{A_e}{l_e} \cdot 10^{-9}} = \frac{Z_L}{2\pi^2 \cdot f \cdot N^2 \frac{A_e}{l_e}} \cdot 10^9 = \frac{Z_L \cdot l_e}{2\pi^2 \cdot f \cdot N^2 \cdot A_e} \cdot 10^9 \quad (52)$$

Se esprimiamo la frequenza f in Mega Hertz si ottiene che la permeabilità relativa è:

$$\mu_r \geq \frac{Z_L \cdot l_e \cdot 10^3}{2f \cdot \pi^2 \cdot N^2 \cdot A_e} \quad (53)$$

Se la (45) la esprimiamo in funzione del numero di spire sarà:

$$N \geq \sqrt{\frac{Z_L \cdot l_e \cdot 10^3}{2f \cdot \pi^2 \cdot \mu_r \cdot A_e}} \quad (54)$$

Come abbiamo detto nella (50) scegliere un'impedenza Z_M elevata allarga la banda perché abbassa la frequenza minima di taglio ma aumenta il numero di spire da avvolgere. Aumentare le spire vuol dire allungare il cavo ed abbassare la frequenza massima di lavoro, vedi formula (45). Per cui se si vuole allargare la banda di lavoro del BalUn l'unico modo è quello di utilizzare una ferrite con una permeabilità relativa μ_r più alta.

BalUn 1:4 di corrente

Il secondo caso che esaminiamo è il BalUn 1:4 di figura 14, con carico bilanciato verso massa, e realizzato con due linee di trasmissione in parallelo sul lato sbilanciato ed in serie sul lato bilanciato. L'equazione che descrive l'impedenza d'ingresso Z_i in funzione dell'impedenza caratteristica delle linee di trasmissione Z_0 e dell'impedenza di carico Z_L è la seguente:

$$Z_i = \frac{Z_0}{2} \left(\frac{\frac{Z_L}{2} + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + j\frac{Z_L}{2} \tan(\beta l)} \right) \quad [\Omega] \quad (55)$$

dove l è la lunghezza della linea di trasmissione in metri e $\beta = 2\pi/\lambda$. λ a sua volta è la lunghezza elettrica della linea di trasmissione.

La funzione (55) è periodica di π , o se si preferisce di $l=\lambda/2$. Inoltre, se $Z_0 = Z_L/2$ l'equazione (55) diventa reale.

Scegliendo:

$$Z_0 = \frac{Z_L}{2} \quad [\Omega] \quad (56)$$

l'impedenza d'ingresso, a causa del parallelo, diventa la metà:

$$Z_i = \frac{Z_L}{4} \quad [\Omega] \quad (57)$$

In generale, però, si potrebbero mettere n linee con l'ingresso sbilanciato in parallelo e le uscite bilanciate in serie. In tal caso la (56) diventa:

$$Z_0 = \sqrt{Z_i \cdot Z_L} \quad [\Omega] \quad (58)$$

L'impedenza di carico, vista dall'ingresso diventa:

$$Z_i = \frac{Z_L}{n^2} \quad [\Omega] \quad (59)$$

L'impedenza d'ingresso è vista dal carico:

$$Z_L = n^2 \cdot Z_i \quad [\Omega] \quad (60)$$

Anche per questo tipo di BalUn, quello 1:4, possiamo ricavare l'equazione della perdita d'inserzione (o Transmission Loss) [3] da cui si capisce che la perdita d'inserzione di una linea resta al di sotto dell' 1% se la lunghezza fisica della linea avvolta è circa:

$$l \cong 0,1\lambda \quad [\text{m}] \quad (61)$$

Con lambda:

$$\lambda = \frac{k \cdot c}{f} \quad [\text{m}] \quad (62)$$

Sempre in riferimento al BalUn 1:4, l'impedenza di magnetizzazione Z_M deve essere molto maggiore dell'impedenza di carico Z_L , ma in questo caso i due avvolgimenti si sviluppano su due circuiti magnetici separati e quindi il contributo di ogni avvolgimento sarà la metà di quello complessivo. Per cui, scegliendo il fattore di maggiorazione 4 (SWR=1,28), ogni avvolgimento dovrà avere impedenza di magnetizzazione Z_M pari a:

$$Z_M \geq 2Z_L \quad (63)$$

Più in generale con n linee in parallelo su n circuiti magnetici separati, si ha:

$$Z_M \geq \frac{4Z_L}{n} \quad (64)$$

Poiché, anche per il BalUn 1: n , alle basse frequenza l'impedenza è un'induttanza pura, si ha (n è il numero delle linee che nel 1:4 è $n=2$):

$$\mu_r \geq \frac{4Z_L}{n \cdot 8\pi^2 \cdot f \cdot N^2 \frac{A_e}{l_e} \cdot 10^{-9}} = \frac{Z_L}{n \cdot 2\pi^2 \cdot f \cdot N^2 \frac{A_e}{l_e}} \cdot 10^9 = \frac{Z_L \cdot l_e}{n \cdot 2\pi^2 \cdot f \cdot N^2 \cdot A_e} \cdot 10^9 \quad (65)$$

Se esprimiamo la frequenza f in Mega Hertz si ottiene che la permeabilità relativa è:

$$\mu_r \geq \frac{Z_L \cdot l_e \cdot 10^3}{n \cdot 2f \cdot \pi^2 \cdot N^2 \cdot A_e} \quad (66)$$

Se la (66) la esprimiamo in funzione del numero di spire sarà:

$$N \geq \sqrt{\frac{Z_L \cdot l_e \cdot 10^3}{n \cdot 2f \cdot \pi^2 \cdot \mu_r \cdot A_e}} \quad (67)$$

Come abbiamo detto nella (50) scegliere un'impedenza Z_M elevata allarga la banda perché abbassa la frequenza minima di taglio ma aumenta il numero di spire da avvolgere. Aumentare le spire vuol dire allungare il cavo ed abbassare la frequenza massima di lavoro, vedi formula (61). Per cui se si vuole allargare la banda di lavoro del BalUn l'unico modo è quello di utilizzare ferriti con una permeabilità relativa μ_r più alta..

Limiti di potenza trasmessa

Tenuta dei cavi

Quando si utilizzano dei conduttori è sempre necessario verificare che essi siano in grado di trasportare la potenza in gioco.

Per questo motivo è opportuno verificare che:

- i cavi coassiali siano in grado di trasportare la potenza richiesta;
- le linee bifilari siano in grado di sopportare le correnti;
- l'isolamento, dei cavi e delle linee, sia in grado di sopportare la tensione.

Allo scopo è utile calcolare la corrente I_i che circola e la tensione imposta V_i ad una determinata potenza P :

$$I_i = \sqrt{\frac{P}{Z_0}} \quad [A] \quad (68)$$

$$V_i = \sqrt{P \cdot Z_0} \quad [V] \quad (69)$$

Ovviamente P è espressa in [W] ed Z_0 è l'impedenza caratteristica della linea utilizzata. Per esempio se usiamo un cavo RG58 vedremo che a 30MHz può trasportare al massimo 350W. Per cui con la (69) ricaveremo che la tensione $V_i=132V$ (ampiamente inferiore ai 1000V massimi sopportati) e la corrente massima $I_i=2,64A$.

Dall'esempio si capisce che la maggiore limitazione della massima potenza trasmessa in un cavo è imputabile alla massima corrente che effettivamente può circolare.

Migliori prestazioni si possono ottenere con cavi ad isolamento in teflon, non perché ha perdite inferiori (nelle linee corte sono pressoché trascurabili) ma perché permette temperature di lavoro superiori e quindi correnti più elevate.

Infine se si usa una linea coassiale è opportuno verificare che non venga superato il raggio minimo di curvatura del cavo, perché altrimenti il conduttore centrale tenderà a schiacciare il dielettrico e l'impedenza caratteristica potrebbe cambiare (soprattutto a temperature elevate) o addirittura andare in corto circuito. Ciò si manifesta maggiormente in cavi coassiali con dielettrico in schiuma.

Saturazione della ferrite

Quando si usano le ferriti, per aumentare l'impedenza di magnetizzazione Z_M e ridurre gli spazi, bisogna tenere in considerazione anche la possibilità che esse possano saturare o surriscaldare fin'oltre la temperatura di Curie.

Se consideriamo che la corrente di magnetizzazione I_M è funzione della tensione applicata V_M ed all'impedenza di magnetizzazione Z_M avremo:

$$I_M = \frac{V_M}{Z_M} \quad [\text{A}] \quad (70)$$

Solitamente la corrente è intesa come valore efficace di una forma d'onda sinusoidale per cui il valore di picco dovrà essere:

$$I_{Mp} = \sqrt{2} \frac{V_M}{Z_M} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_M}{Z_M} \quad [\text{A}] \quad (71)$$

L'induzione massima B_{Max} sarà [7]:

$$B_{Max} = \mu \cdot \frac{N \cdot I_{Mp}}{l_e} = \mu \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot N \cdot V_M}{l_e \cdot Z_M} \quad [\text{T}] \quad (72)$$

Dalla (49), o dalla (63) o (64) a seconda dei casi, si è visto che:

$$Z_M = 2\pi \cdot f \cdot N^2 \cdot \mu \cdot \frac{A_e}{l_e} \quad [\Omega] \quad (73)$$

Per cui

$$B_{Max} = \mu \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot N \cdot V_M}{l_e \cdot 2\pi \cdot f \cdot N^2 \cdot \mu \cdot \frac{A_e}{l_e}} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_M}{2\pi \cdot f \cdot 10^6 \cdot N \cdot A_e \cdot 10^{-4}} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_M}{200\pi \cdot f \cdot N \cdot A_e} \quad [\text{T}] \quad (74)$$

La (74) dice che l'induzione B (1mT=10G) diminuisce all'aumentare: della frequenza, del numero di spire e della sezione della ferrite. Tutte le variabili nella (74) sono espresse nelle loro grandezza fondamentali: f in MHz, l in cm ed A_e in cm².

Inoltre è buona regola mantenere l'induzione massima B_{Max} molto al di sotto dell'induzione di saturazione B_{sat} prevista dal costruttore per quel dato materiale. Per molto inferiore s'intende [6]:

$$B_{Max} \leq 0,2 \div 0,5 B_{sat} \quad [\text{T}] \quad (75)$$

Bilancio calorico della ferrite

Sempre in riferimento all'impiego delle ferriti, occorre verificare che la potenza dissipata dalla ferrite, a causa delle perdite nel materiale ferromagnetico, sia inferiore a quella massima sopportabile.

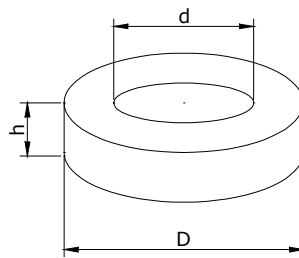


Fig.15

La potenza termica massima dissipabile da una ferrite di forma toroidale, figura 15, è limitata dalla dall'innalzamento massimo della temperatura del materiale ferromagnetico, che non deve mai raggiungere (o peggio superare) la temperatura di Curie per quel materiale. Oltre tale temperatura il materiale ferromagnetico perde le sue proprietà.

Termodinamicamente l'innalzamento di temperatura ΔT è dato dalla formula della dissipazione della potenza riscaldante:

$$\Delta T = P_D \cdot R_{th} \quad [^{\circ}\text{C}] \quad (76)$$

Dove ΔT è espressa in gradi centigradi, la potenza P_D in W e la resistenza termica R_{th} in °C/W.

La resistenza termica di un toroide, in estrema sintesi, è inversamente proporzionale alla radice quadrata del suo volume in cm³ [6].

$$R_{th} = \frac{1}{0,044 \cdot \sqrt{Vol}} \quad [^{\circ}\text{C}] \quad (77)$$

Il volume di un toroide in cm³ si calcola con la (78):

$$Vol = \frac{\pi \cdot h \cdot (D^2 - d^2)}{4} \quad [\text{cm}^3] \quad (78)$$

Se ricaviamo P_D dalla (76) ove sostituiamo la (77) otteniamo la potenza dissipabile da un dato toroide in seguito ad un innalzamento di temperatura ΔT noto.

$$P_D = \frac{\Delta T}{R_{th}} = \Delta T \cdot 0,044 \cdot \sqrt{Vol} \quad [\text{W}] \quad (79)$$

Il ΔT è una scelta di progetto e dipende dalla temperatura tipica di lavoro del toroide (se è al sole in cima ad un palo l'innalzamento può anche essere di 70 °C) e dalla temperatura di Curie del materiale (la ferrite grado #43 è 130 °C, la ferrite grado #61 è 300 °C). Di solito si cerca di non andare oltre la temperatura di 100 °C perché bolle l'acqua e perché i materiali plastici diventano pastosi. Quindi le sovratemperature ΔT consigliate sono intorno ai 30 ÷ 40 °C, non di più [6].

Fin qui si è parlato di calore dal punto di vista termodinamico, cioè di quello che la ferrite è in grado di dissipare in ambiente, ma ora vediamo come viene generato dal punto di vista elettrico.

A causa delle perdite che ci sono nella ferrite, ad ogni ciclo d'isteresi, viene generato del calore che deve necessariamente essere inferiore alla possibilità che ha la ferrite di dissiparlo in ambiente.

Il calore generato dal flusso magnetico che percorre la ferrite è proporzionale al fattore Q della ferrite, che si esprime:

$$Q = \frac{\mu'}{\mu''} \quad (80)$$

Dove con μ' viene indicato il fattore d'induttanza e con μ'' il fattore di perdita nel materiale ferromagnetico. Entrambi i dati sono funzione della frequenza per cui devono essere dati dal costruttore in forma tabulare o grafica. Osservando uno di questi grafici si può notare un punto in cui il valore di $\mu' = \mu''$. Tale punto viene detto "risonanza magnetica", oltre il quale predomina la parte μ'' mentre al di sotto del quale predomina la μ' . Oltre una certa frequenza le perdite nella ferrite si fanno sempre più sentire e la ferrite diventa inutilizzabile.

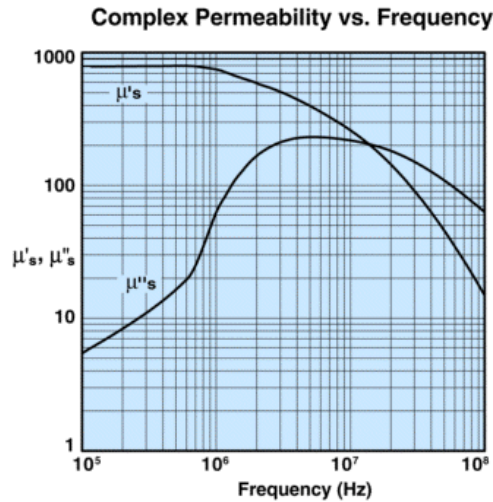


Grafico Fair-Rite Grado #43

Altri costruttori al posto del Q esprimono la $\tan \delta$, che è correlata al Q nel seguente modo:

$$Q = \frac{1}{\tan \delta} \quad (81)$$

In mancanza del grafico in [6] è illustrato un modo semplice per misurare il Q di una bobina in ferrite.

La potenza generata dalla ferrite P_G è espressa dalla formula seguente:

$$P_G = \frac{V_M^2}{Z_M} \cdot \left(\frac{6 \cdot Q}{Q^2 + 6} \right) \quad [\text{W}] \quad (82)$$

Purtroppo non è possibile individuare a priori la frequenza peggiore ove calcolare la potenza più alta generata nella ferrite perché dipende da diversi fattori tra loro correlati. Per cui occorre calcolare la potenza generata per diverse frequenze all'interno del range di di lavoro della ferrite e trovare il caso peggiore. Nei nostri calcoli è importante verificare almeno la dissipazione di potenza alla più bassa frequenza di lavoro ed alla più alta frequenza di lavoro. La mia esperienza mi dice che di solito si trova oltre il punto di risonanza magnetica e spesso è vicino alla frequenza di lavoro più elevata.

La potenza dissipabile P_D ovviamente deve essere superiore o uguale a quella generata P_G , per cui:

$$P_D \geq P_G \quad (83)$$

Nella (83) abbiamo considerato che la potenza sia generata da una sinusoide presente in modo continuo (portante continua).

La formula che garantisce l'equilibrio termodinamico nel BalUn si esprime nel seguente modo:

$$P_D \geq \frac{V_M^2}{Z_M} \cdot \left(\frac{Q^2 + 6}{6 \cdot Q} \right) \quad [\text{W}] \quad (84)$$

dove

$$P_G = P_M = \frac{V_M^2}{Z_M} \quad [\text{W}] \quad (85)$$

La potenza P_M è quella generata dall'impedenza di magnetizzazione Z_M , espressa dalla (85).

P_M dipende anche dal tipo di modulazione utilizzata, nella tabella seguente è riportato il fattore di riduzione k_r applicabile.

Tab.1

Tipo di modulazione	Fattore di riduzione k_r
Portante continua	1
FM	1,4
CW	2,4
RTTY	2,4
SSB	3,2

Per cui in definitiva dalla (83), (84), (85) si ottiene la formula pratica (86) per il calcolo della potenza generata:

$$P_D \geq \frac{l_e \cdot V_M^2}{2\pi \cdot k_r \cdot f \cdot N^2 \cdot \mu \cdot A_e} \cdot \left(\frac{Q^2 + 6}{6 \cdot Q} \right) \quad [\text{W}] \quad (86)$$

L'equazione (83) nella pratica costituisce l'ostacolo maggiore alla potenza trasmessa da un BalUn che utilizza ferriti. Quindi occorre sempre effettuare tale verifica onde evitare spiacevoli malfunzionamenti.

Nel caso in cui la relazione (83) non sia rispettata occorre aumentare il numero delle spire N oppure utilizzare una ferrite più grande. La ferrite più grande si può ottenere scegliendone una con la sezione A_e più grande oppure appaiandone due uguali. In questo secondo caso il volume Vol e l'area A_e raddoppiano mentre restano invariati gli altri parametri.

ESEMPI PRATICI

Per facilitare il calcolo è stato realizzato un foglio di Excel che ricalca le formule presenti in questo testo ed è utilizzato per gli esempi seguenti.

BalUn 1:1 di corrente

Vediamo ora come si realizza un BalUn di corrente con rapporto 1:1. La prima cosa da fare è definire i dati di progetto.

Freq. Minima	1,8 MHz
Freq. Max	30,0 MHz
Impedenza carico	50 Ohm
Potenza Max	2500 W
SWR Max	1,24
Tipo di modulazione	SSB 3,2

(l' SWR indicato nei dati di progetto è quello che si ha al limite della banda di lavoro)
Fatto ciò si passa al calcolo dei parametri principali:

Tensione	353,6 V	Dalla (69)
Corrente	7,1 A	Dalla (68)
Rapporto spire	1	Dalla (44)
Lunghezza d'onda F. min	166,7 m	Dalla (43) con $k=1$
Lunghezza d'onda F. Max	10,0 m	Dalla (43) con $k=1$

Con questi primi parametri si sceglie il tipo di cavo, i cui dati sono ricavati dal costruttore e sono riportati di seguito:

Sigla cavo	RG400U
------------	--------

Impedenza caratteristica	50 Ohm
Fattore di velocità	0,695
Potenza alla Freq. Min.	9000 W
Potenza alla Freq. Max	6000 W
Tensione Massima	1900 V

Una volta scelto il tipo di cavo si possono calcolare i parametri di funzionamento del cavo:

Corrente Cavo alla Freq. Min	13,4 A	
Corrente Cavo alla Freq. Max	11,0 A	
Lunghezza d'onda F. min fis.	115,833 m	Dalla (43) con k del cavo
Lunghezza d'onda F. Max fis.	6,950 m	Dalla (43) con k del cavo

Fatto ciò si dovrà verificare che il cavo sia in grado di sopportare la tensione massima e la corrente massima di progetto. Nel nostro esempio occorre vedere che la tensione di lavoro (353,6V) sia inferiore a quella massima sopportabile dal cavo (1900V) e che la corrente che scorre nel cavo alla potenza massima di esercizio (7,1A) sia inferiore alla minima corrente sopportabile dal cavo (11,0A).

Verificato ciò si passa alla scelta della ferrite. La ferrite si sceglie sulla base del buon senso e dell'esperienza perché solo i calcoli successivi diranno se la scelta è stata corretta. Nel caso non fosse verificata dovremo riprendere i calcoli da questo punto.

Prima si sceglie la dimensione della ferrite e si riportano i dati fisici:

Sigla	FT290
Lunghezza circ. magn.	16,7 cm
Area circ. magn	2,15 cm ²
Volume ferrite	35,900 cm ³
Delta T di lavoro scelto	30 °C

Poi si sceglie il tipo di ferrite (cioè la sua gradazione) e si riportano i dati riportati dal costruttore sul data sheet:

Materiale	#77
Permeabilità relativa μ_r iniziale	2000
μ' inductance factor F. Min	2000
μ'' core-loss factor F. Min	1300
μ' inductance factor F. Max	1
μ'' core-loss factor F. Max	100
Flusso max	4900 G
Temperatura di Curie	200 °C

Da cui si ricava la permeabilità relativa alle frequenze minima e massima.

Permeabilità relativa μ_r F. Min	2385
Permeabilità relativa μ_r F. Max	100

Definita la ferrite si calcolano i principali parametri di funzionamento del BalUn.

Dissipazione del calore	7,91 W	Dalla (79)
Q	1,54	Dalla (80)

Induzione massima	98 mT	Dalla (75)
Lunghezza massima cavo	0,695 m	Dalla (45) alla frequenza Max
Impedenza Z_M minima	232,0 Ohm	Dalla (49) alla frequenza minima
Spire minime	2,5	Spire minime consigliate, dalla (54)

Una volta ottenute le spire minime consigliate si scelgono quelle effettive, cercando di non superare la lunghezza massima del cavo che garantisce la perdita contenuta nell'1% della potenza. Allo scopo è opportuno inserire la lunghezza di una spira in mm, che moltiplicata per il numero delle spire dà la lunghezza reale della linea. Se la linea risultasse più lunga si dovranno necessariamente accettare perdite d'inserzione superiori.

Spire scelte	12,0
Lunghezza spira media	80,0 mm

Una volta scelte le spire ed indicato il valore della spira media, si procede al calcolo degli ultimi indicatori.

Impedenza Z_M min. calcolata	6278,6 Ohm	Dalla (51) alla frequenza minima
Impedenza Z_M Max calcolata	4387,1 Ohm	Dalla (51) alla frequenza Massima
Induzione nella ferrite	17 mT	Dalla (74) alla frequenza minima
Potenza generata	6,86 W	Dalla (85)
Lunghezza media cavo	0,960 m	Lunghezza media spira per il n° di spire scelte

Calcolato ciò occorre verificare la bontà delle scelte fatte:

1. L'impedenza Z_M calcolata alla minima frequenza (6278,6 Ohm) sia superiore di quella minima richiesta (232,0 Ohm) e sia superiore a 5000 Ohm. Se così non fosse occorre aumentare il numero delle spire, oppure utilizzare una ferrite con permeabilità relativa maggiore.
2. L'induzione nella ferrite (17mT) deve essere sempre al di sotto di quella massima (98mT). Se così non fosse occorre utilizzare una ferrite con flusso di saturazione maggiore, oppure aumentare il numero delle spire, oppure aumentare la sezione della ferrite.
3. La potenza generata nella ferrite dalle perdite (6,86W) deve essere sempre inferiore alla potenza dissipabile in ambiente (7,91W). Occorre rifare il calcolo per diversi valori di frequenza all'interno del range di lavoro della ferrite per poter trovare il caso peggiore ed almeno alla frequenza minima e massima. Se non si riuscisse a generare meno di ciò che si può dissipare occorre aumentare le spire, oppure aumentare il volume della ferrite, oppure utilizzare una ferrite con permeabilità maggiore, oppure accettare un maggiore aumento di temperatura.
4. La lunghezza reale della linea deve essere inferiore a quella che garantisce una perdita d'inserzione dell'1%. Se così non fosse ne verrebbe maggiormente penalizzata la frequenza più alta di lavoro ma la cosa sarebbe comunque contenuta fino a che la linea non diventa lunga $0,2\lambda_k$. Oltre tale valore ci si avvicina troppo a $\lambda/4$ elettrici e ciò non è buono.

BalUn 1:4 di corrente

Vediamo ora come si realizza un BalUn di corrente con rapporto 1:4. La prima cosa da fare è definire i dati di progetto.

Freq. Minima	1,8 MHz
Freq. Max	30,0 MHz
Impedenza carico	200 Ohm
Impedenza linea	50 Ohm
Potenza Max	2000 W
SWR Max	1,24
Tipo di modulazione	SSB 3,2

(l' SWR indicato nei dati di progetto è quello che si ha al limite della banda di lavoro)
Fatto ciò si passa al calcolo dei parametri principali:

Tensione	632,5 V	Dalla (69)
Corrente	3,2 A	Dalla (68)
Rapporto spire	4	Dalla (60)
Lunghezza d'onda F. min	166,7 m	Dalla (43) con $k=1$
Lunghezza d'onda F. Max	10,0 m	Dalla (43) con $k=1$

Con questi primi parametri si sceglie il tipo di cavo, i cui dati sono ricavati dal costruttore e sono riportati di seguito:

Sigla cavo	RG62
Impedenza caratteristica	93 Ohm
Fattore di velocità	0,830
Potenza alla Freq. Min.	2500 W
Potenza alla Freq. Max	2000 W
Tensione Massima	1000 V

Una volta scelto il tipo di cavo si possono calcolare i parametri di funzionamento del cavo:

Impedenza necessaria Cavo	100 Ohm	
Corrente Cavo alla Freq. Min	5,2 A	
Corrente Cavo alla Freq. Max	4,6 A	
Lunghezza d'onda F. min fis.	138,333 m	Dalla (43) con k del cavo
Lunghezza d'onda F. Max fis.	8,300 m	Dalla (43) con k del cavo

Fatto ciò si dovrà verificare che il cavo sia in grado di sopportare la tensione massima e la corrente massima di progetto. Nel nostro esempio occorre vedere che la tensione di lavoro (632,5V) sia inferiore a quella massima sopportabile dal cavo (1000V) e che la corrente che scorre nel cavo alla potenza massima di esercizio (3,2A) sia inferiore alla minima corrente sopportabile dal cavo (4,6A).

Verificato ciò si passa alla scelta della ferrite. La ferrite si sceglie sulla base del buon senso e dell'esperienza perché solo i calcoli successivi diranno se la scelta è stata corretta. Nel caso non fosse verificata dovremo riprendere i calcoli da questo punto.

Prima si sceglie la dimensione della ferrite e si riportano i dati fisici (nel nostro caso due ferriti FT240 ove si svilupperà su ognuna un avvolgimento magneticamente separato):

Sigla	2xFT240
Lunghezza circ. magn.	14,5 cm
Area circ. magn	3,16 cm ²

Volume ferrite	45,6 cm ³
Delta T di lavoro scelto	40 °C

Poi si sceglie il tipo di ferrite (cioè la sua gradazione) e si riportano i dati riportati dal costruttore sul data sheet:

Permeabilità relativa μ_r iniziale	800
μ' inductance factor F. Min	600
μ'' core-loss factor F. Min	170
μ' inductance factor F. Max	90
μ'' core-loss factor F. Max	150
Flusso max	2900
Temperatura di Curie	130 G
Permeabilità relativa μ_r iniziale	800 °C

Da cui si ricava la permeabilità relativa alle frequenze minima e massima.

Permeabilità relativa μ_r F. Min	624
Permeabilità relativa μ_r F. Max	175

Definita la ferrite si calcolano i principali parametri di funzionamento del BalUn.

Dissipazione del calore	11,88 W	Dalla (79)
Q	3,53	Dalla (80)
Induzione massima	58 mT	Dalla (75)
Lunghezza massima cavo	0,830 m	Dalla (61) alla frequenza Max
Impedenza Z_M minima	464,0 Ohm	Dalla (49) alla frequenza minima
Spire minime	4,3	Spire minime consigliate, dalla (67)

Una volta ottenute le spire minime consigliate si scelgono quelle effettive, cercando di non superare la lunghezza massima del cavo che garantisce la perdita contenuta nell'1% della potenza. Allo scopo è opportuno inserire la lunghezza di una spira in mm, che moltiplicata per il numero delle spire dà la lunghezza reale della linea. Se la linea risultasse più lunga si dovranno necessariamente accettare perdite d'inserzione superiori ma aumenterebbe l'impedenza con maggiore beneficio sull'efficacia del BalUn.

Spire scelte	16,0
Lunghezza spira media	50,0 mm

Una volta scelte le spire ed indicato il valore della spira media, si procede al calcolo degli ultimi indicatori.

Impedenza Z_M min. calcolata	4939,7 Ohm	Dalla (51) alla frequenza minima
Impedenza Z_M Max calcolata	23093,5 Ohm	Dalla (51) alla frequenza Massima
Induzione nella ferrite	8 mT	Dalla (74) alla frequenza minima
Potenza generata	7,26 W	Dalla (85)
Lunghezza media cavo	0,800 m	lunghezza media spira per il n° di spire scelte

Calcolato ciò occorre verificare la bontà delle scelte fatte:

5. L'impedenza Z_M calcolata alla minima frequenza (4939,7 Ohm) sia superiore di quella minima richiesta (464,0 Ohm) ma è di poco inferiore ai 5000 Ohm empirici

- necessari. Quindi, per adattarla meglio alle frequenze basse, sarebbe meglio utilizzare una ferrite con permeabilità relativa maggiore ma già così va bene.
6. L'induzione nella ferrite (8mT) deve essere sempre al di sotto di quella massima (58mT). Se così non fosse occorre utilizzare una ferrite con flusso di saturazione maggiore, oppure aumentare il numero delle spire, oppure aumentare la sezione della ferrite.
 7. La potenza generata nella ferrite dalle perdite (7,26W) deve essere sempre inferiore alla potenza dissipabile in ambiente (11,88W). Occorrerebbe rifare il calcolo per diversi valori di frequenza all'interno del range di lavoro della ferrite per poter trovare il caso peggiore, ma questo lo lasciamo ai pignoli. Se non si riuscisse a generare meno di ciò che si può dissipare occorre aumentare le spire, oppure aumentare il volume della ferrite, oppure utilizzare una ferrite con permeabilità maggiore, oppure accettare un maggiore aumento di temperatura.
 8. La lunghezza reale della linea deve essere inferiore a quella che garantisce una perdita d'inserzione dell'1%. Se così non fosse ne verrebbe maggiormente penalizzata la frequenza più alta di lavoro ma la cosa sarebbe comunque contenuta fino a che la linea non diventa più lunga di **0,2 λ k**. Oltre tale valore ci si avvicina troppo a $\lambda/4$ elettrici e ciò è da evitare.

MISURE SUI BALUN

La verifica dei BalUn richiede almeno tre prove: la verifica dell'intervallo di frequenze ove esso funziona correttamente; l'attenuazione che esso introduce nella linea di alimentazione e la verifica della tenuta della potenza trasmessa.

Misura dell'intervallo di frequenza

Per verificare l'intervallo di frequenza ove un BalUn di corrente funziona correttamente occorre un generatore variabile di radiofrequenza, un oscilloscopio con adeguata banda passante, due resistori antiinduttivi (per le frequenze in uso) ed una fixture come quella di figura 16.

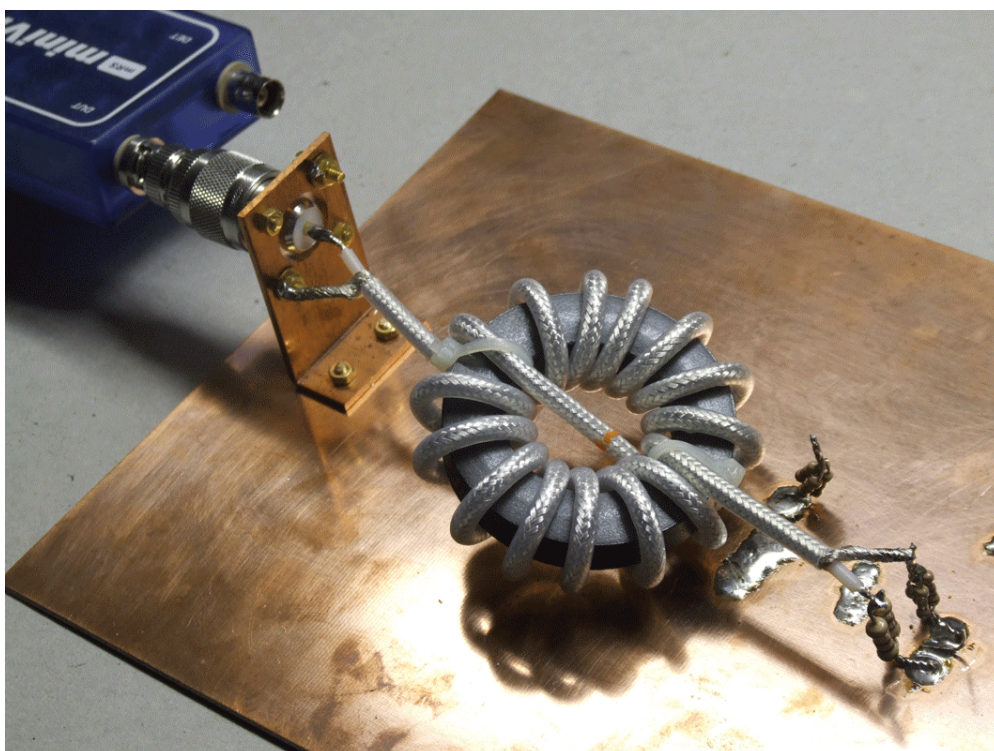


Fig. 16

Come si può vedere dalla figura 16 la fixture è costituita da un connettore N montato su di una squadretta di rame fissata su di una piastra in vetronite ramata, almeno su una faccia, ove sono saldati i due resistori. I resistori simulano il carico bilanciato verso il piano di massa, che è di fatto il ground. Nel caso di figura 16, il BalUn da testare è 1:1 quindi i resistori dovrebbero essere entrambi con resistenza da 25 Ohm, perché il lato bilanciato del BalUn dovrebbe vedere verso il piano di massa due resistenze uguali alla metà della resistenza di carico. Ho detto “dovrebbero” perché se vogliamo verificare il buon funzionamento del BalUn dobbiamo simulare la condizione peggiore di funzionamento, che è quella di forte sbilanciamento. Per cui metteremo un resistore da 25 Ohm (quattro resistori da 100 Ohm in parallelo) ed uno del valore doppio 50 Ohm (due resistori da 100 Ohm in parallelo). Il lato sbilanciato del BalUn (che non vedrà 50 Ohm) verrà collegato al connettore N ove viene attaccato il generatore di radiofrequenza, che può essere costituito da un MiniVNA o da una radio in trasmissione.

Il BalUn funziona correttamente se le correnti che escono dal lato bilanciato (cioè sui resistori) sono perfettamente uguali tra loro. Ma se le correnti sono uguali le cadute di tensione sui resistori sono doppie perché i resistori tra loro hanno resistenza doppia.

Ora, col primo canale di un oscilloscopio, avente banda passante almeno doppia della massima frequenza utile, preleviamo la caduta di tensione sul resistore da 50 Ohm e con l'altro canale la caduta di tensione sul resistore da 25 Ohm. Se abbiamo l'accortezza di impostare il primo canale con portata doppia rispetto al secondo vedremo due sinusoidi di uguale ampiezza solo se le correnti che scorrono nei due resistori sono uguali, figura 17.

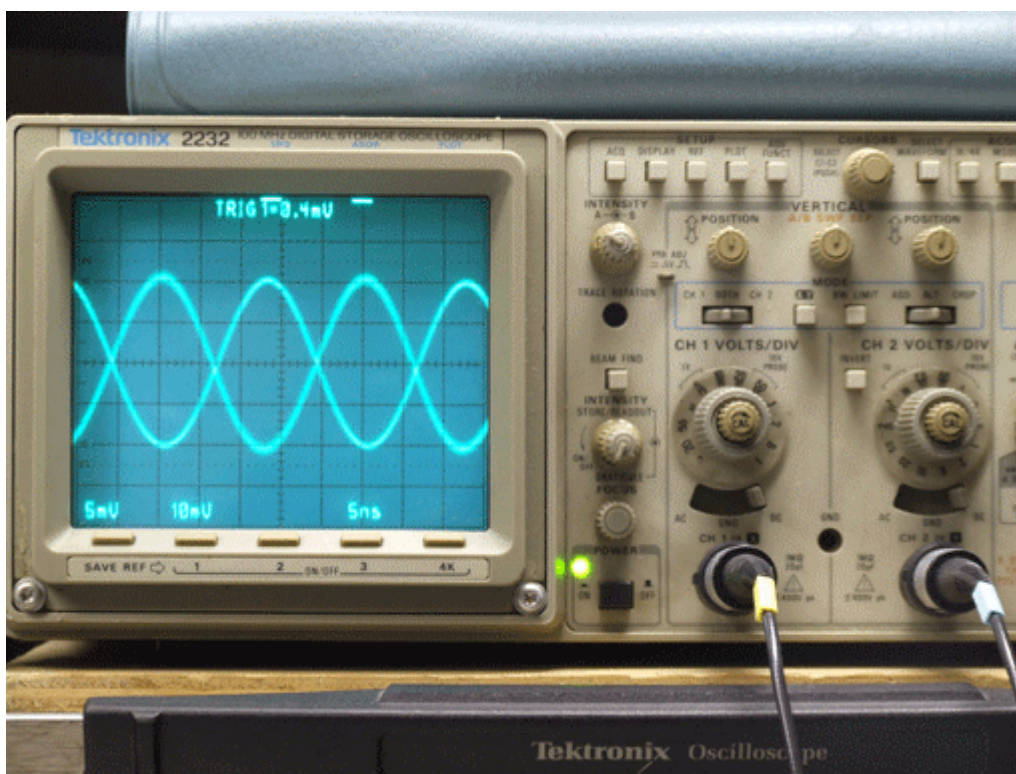


Fig.17

Ora variando la frequenza di oscillazione del generatore potremo trovare le frequenze minima e massima entro le quali le cadute di tensione si visualizzano uguali (cioè doppie tra loro). In quell'intervallo di frequenze saremo sicuri che il BalUn di corrente funziona correttamente.

Alle alte frequenze, per una migliore lettura, è opportuno invertire uno dei due canali e vedere se le due sinusoidi sono perfettamente sovrapposte. Non appena una delle due sinusoidi si abbassa la traccia diventa più spessa e lì inizia il decadimento.

Nel caso di BalUn di tensione occorre invece verificare che le due tensioni sul lato bilanciato siano uguali tra loro. Per cui i due resistori dovranno avere resistenze perfettamente uguali e pari alla metà della resistenza di carico.

Ovviamente l'oscilloscopio dovrà essere impostato con la stessa portata su entrambi i canali.

Se fate la prova, vedrete che basterà discostare di poco il valore di una resistenza dall'altra che il BalUn di tensione non sarà più in grado di mantenere le correnti uguali tra loro nei due resistori, infatti mantiene costanti le cadute di tensione su di esse e quindi comincerà a circolare la corrente I_o sulla superficie esterna della calza del coassiale sul lato sbilanciato.

Misura dell'attenuazione

Per verificare l'attenuazione introdotta sulla linea di alimentazione da un BalUn occorre la fixture del paragrafo precedente, un analizzatore di spettro con tracking generator o un vector network analyzer (tipo MiniVna) e la costruzione di due BalUn identici. Il set-up dei dispositivi di prova è illustrato nella figura 18.

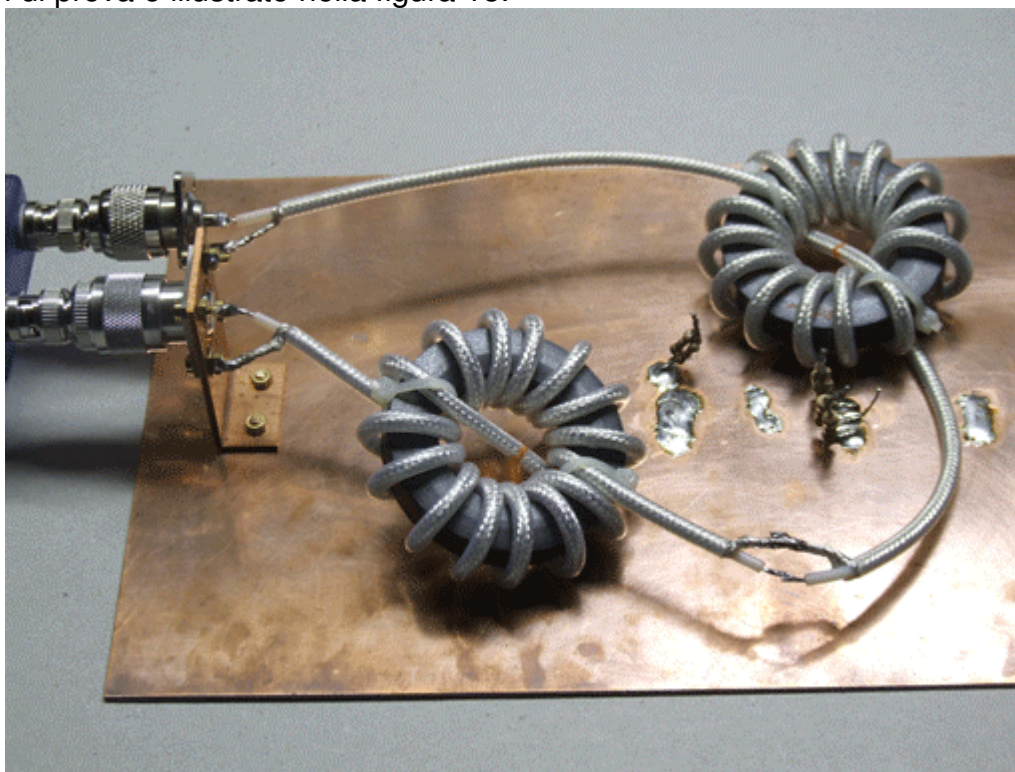


Fig.18

Impostare il MiniVna nel modo Trasmissione e tracciare la curva di perdita d'inserzione T.L. (Transmission Loss), figura 19. Una volta tracciata la curva, i valori riferiti al BalUn saranno quelli misurati alle varie frequenze diviso due. Nella figura 19 si vede che è inferiore ai 0,1 dB su tutta la banda, da 1 a 60MHz.

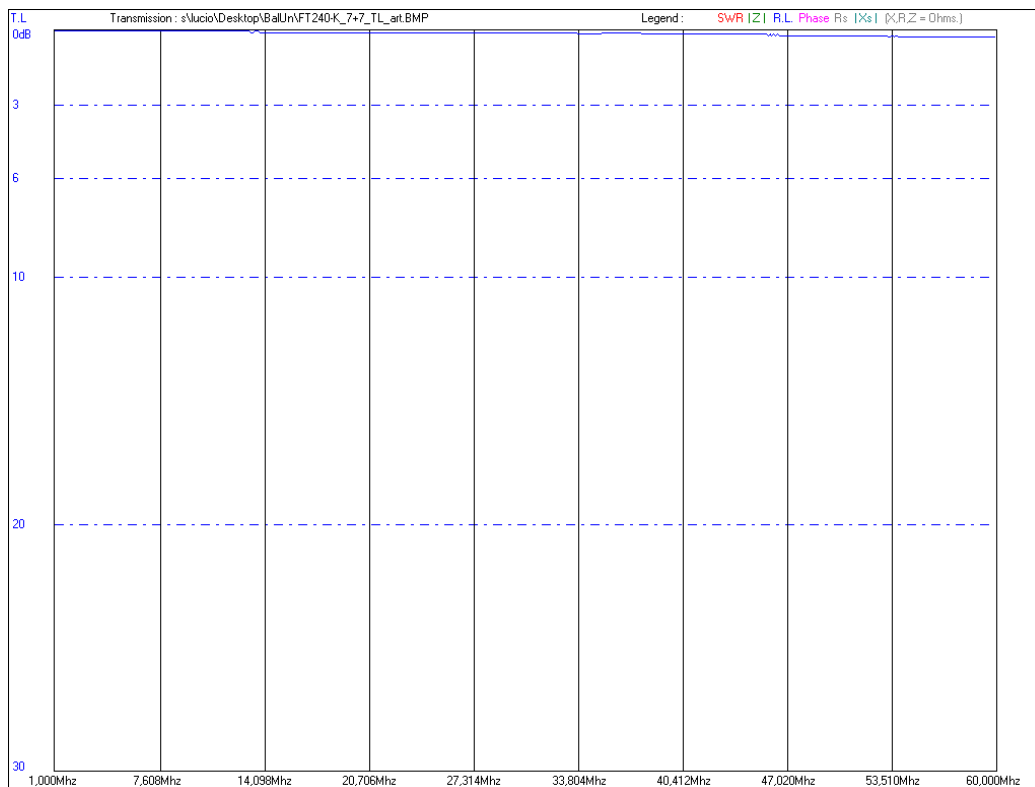


Fig.19

E' opportuno conservare il grafico di una coppia di BalUn per poterne tenere uno di riferimento per altre prove, ove non si possano costruire due BalUn identici. Per ovvi motivi il BalUn di riferimento dovrà avere la banda passante più ampia possibile ed essere in grado di gestire la potenza più elevata. A titolo esemplificativo mostriamo in Figura 20 l'andamento dell'SWR, molto buono su tutta la banda, da 1 a 55MHz.

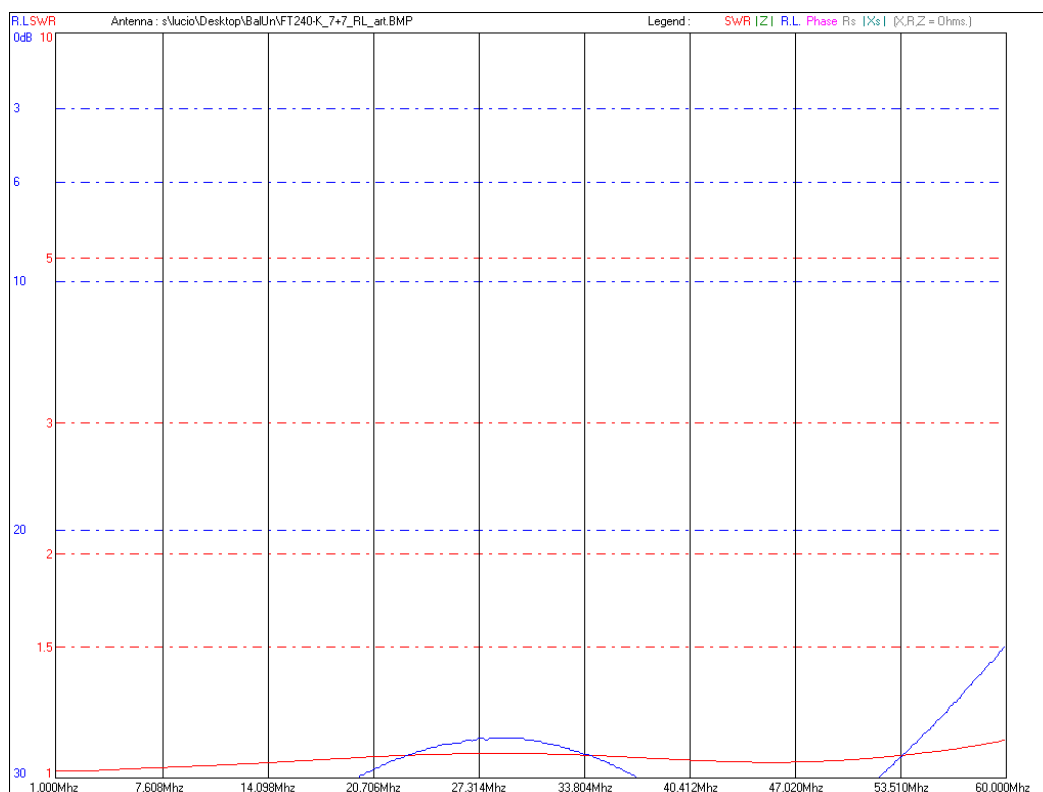


Fig.20

Misura della potenza trasmessa

Per verificare la potenza trasmessa da un BalUn occorre una Radio collegata al tasto telegrafico, un amplificatore RF di potenza adeguata, la fixture del paragrafo precedente, un termometro a termocoppia, due BalUn identici ed un carico fittizio da 50 Ohm in grado di dissipare il calore sviluppato durante la prova. Il set-up tipico è quello di figura 21.



Fig.21

La prova si svolge misurando la temperatura iniziale della ferrite, utilizzata per la costruzione dei BalUn, la temperatura dopo 1 minuto, dopo 2 minuti e così via fino a che la temperatura della ferrite non si stabilizza. Nel caso in cui il carico fittizio non riesca a sopportare la potenza con i primi tre punti è possibile abbozzare la curva esponenziale di riscaldamento della ferrite e capire se potrà raggiungere la temperatura di Curie della ferrite usata.

Ad ogni modo se una ferrite appena dopo la prova la si sente scottare al tatto vuol dire che non è adatta. Occorre metterne una più grande, oppure metterne due uguali sovrapposte, oppure aumentare le spire.

POSIZIONAMENTO DEL BALUN

Roy, W7EL, nel suo articolo [4] illustra alcuni esperimenti svolti in campo aperto ove evidenzia la superiorità del BalUn di corrente, rispetto al BalUn di tensione, nella sua capacità di bilanciare le correnti, anche nei casi di severo sbilanciamento del carico. Ciò ha confermato, in pratica, la bontà delle considerazioni teoriche illustrate da Sevick in [3].

Dalle prove è anche risultato che la miglior posizione ove piazzare il BalUn è a un quarto d'onda dall'antenna (con $k=0,95$ perché la corrente I_0 scorre all'esterno della calza), supposto però di essere nel caso peggiore che il percorso tra l'antenna e la terra sia un multiplo pari di quarti d'onda (si suppone sempre $k=0,95$). A rigor di logica ciò è anche abbastanza intuitivo perché si limita la corrente sulla calza esterna con un'impedenza in serie, la quale può essere posizionata in qualsiasi punto, perché appunto in serie. Ad un quarto d'onda reale la corrente sulla calza è minima e quindi è più "vulnerabile".

E' necessario inoltre che tra la radio e l'antenna vi siano multipli pari di quarti d'onda ed evitare assolutamente multipli dispari di quarti d'onda. Questo lo dico perché se avessimo

un numero dispari di quarti d'onda nel punto in cui si collega la radio all'antenna ci troveremmo sulla calza esterna del connettore della radio un ventre di tensione, che produrrebbe forti campi elettrici (alias disturbi) e sarebbe responsabile dei disturbi alle apparecchiature, ai computer presenti in sala radio e negli ambienti limitrofi.

In tabella 2 sono illustrate le distanze tra antenna e radio consigliate (sfondo chiaro) e non consigliate (sfondo scuro), per le solite bande di frequenza. I valori vanno poi calcolati sulla frequenza di centro banda e moltiplicati per $k=0,95$ per avere le lunghezze reali.

Banda	$\lambda/4$	$2\lambda/4$	$3\lambda/4$	$4\lambda/4$	$5\lambda/4$	$6\lambda/4$	$7\lambda/4$	$8\lambda/4$	$9\lambda/4$	$10\lambda/4$	$11\lambda/4$	$12\lambda/4$
10	2,5	5	7,5	10	12,5	15	17,5	20	22,5	25	27,5	30
12	3	6	9	12	15	18	21	24	27	30	33	36
15	3,75	7,5	11,25	15	18,75	22,5	26,25	30	33,75	37,5	41,25	45
17	4,25	8,5	12,75	17	21,25	25,5	29,75	34	38,25	42,5	46,75	51
20	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60
30	7,5	15	22,5	30	37,5	45	52,5	60	67,5	75	82,5	90
40	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100	110	120
80	20	40	60	80	100	120	140	160	180	200	220	240
160	40	80	120	160	200	240	280	320	360	400	440	480

Tab. 2

Per esempio per un'antenna 10/15/20m la prima lunghezza buona del cavo è 10m perché corrisponde a λ per la banda dei 10m, è un compromesso in 15m ed è $\lambda/2$ in 20m. Oppure 30m senza compromessi.

Per un dipolo 40/80m la lunghezza migliore del cavo, tra antenna e radio, è di 40m.

Per i 160m la lunghezza minima migliore del cavo è 80m.

Non è facile trovare un compromesso per le antenne multibanda mentre è sempre possibile per quelle monobanda.

Se il cavo, per arrivare alla radio, è più lungo di ciò che serve è opportuno avvolgere la ridondanza in ampie spire serrate ai piedi del palo (o sul tetto) affinché si crei un ulteriore BalUn di corrente (choke).

ALTRI BALUN

BalUn in aria.

Uno dei più semplici e meno costosi modi per realizzare un BalUn 1:1 di corrente è quello di avvolgere diverse spire appaiate di cavo coassiale su di un supporto plastico, in modo da formare una bobina in aria.

Bisogna ricordare di non andare al di sotto del raggio minimo di curvatura del cavo, onde evitare dannose variazioni dell'impedenza caratteristica dello stesso.

Un BalUn fatto così è in grado di svolgere bene il suo lavoro perché le correnti che percorrono la calza esterna si trovano di fatto una bobina di blocco (choke) sul loro percorso. Purtroppo però la banda passante è limitata nella sua frequenza più bassa dalla lunghezza del cavo, che occorre per realizzare un'impedenza sufficiente, e nella sua frequenza più alta dalle capacità parassite introdotte dalle spire affiancate. Per cui il BalUn lavora bene su di una banda di frequenze dove la massima frequenza di lavoro è al massimo tre volte quella più bassa (la banda passante è inferiore a quella dei BalUn in ferrite). Il posizionamento migliore è quello più vicino possibile al connettore d'antenna.

Le formule di calcolo sono empiriche [8] perché l'equazione che permette di calcolare le bobine in aria richiede che l'avvolgimento sia ad un solo strato ed il rapporto tra Lunghezza l [m] e diametro del supporto D [m] sia tale per cui $l > 3D$, cosa assai improbabile per i BalUn choke di cui stiamo parlando. Per questo motivo consigliamo l'uso del SW Mini Ring Core Calculator [8].

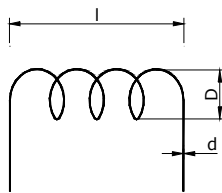


Fig.22

Per cui, ritengo che la formula teorica per il calcolo delle bobine in aria serva solo per capire quali siano i parametri che maggiormente incidono sull'induttanza ma il valore vero deve essere misurato alla frequenza di lavoro con un ponte RCL.

Ad ogni modo, con riferimento alla figura 22, la formula teorica per il calcolo delle bobine in aria è la seguente:

$$L = N^2 \cdot \mu \cdot \frac{A_e}{l} \quad [\text{H}] \text{ valida per } l > 3D \quad (87)$$

Dove $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$ e dato che per l'aria $\mu_r \approx 1$ si ha $\mu = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ e l'area $A_e = \pi \cdot \left(\frac{D}{2}\right)^2$.

Per cui la formula diventa la seguente:

$$L = N^2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{\pi \cdot \left(\frac{D}{2}\right)^2}{l} = \frac{\pi^2 \cdot N^2 \cdot D^2}{l} \cdot 10^{-7} \quad [\text{H}] \text{ valida per } l > 3D \quad (88)$$

Se esprimiamo l'induttanza in μH , D in cm e l in cm, allora diventa:

$$L = \frac{\pi^2 \cdot N^2 \cdot D^2}{l} \cdot 10^{-3} \quad [\mu\text{H}] \quad \text{valida per } l > 3D \quad (89)$$

Il diametro D deve essere espresso in cm, la lunghezza l della bobina in cm ed N esprime il numero delle spire.

Dalla (89) si vede che l'induttanza aumenta col quadrato delle spire, linearmente col diametro su cui è avvolta (anche se compare al quadrato!) e si riduce aumentando la lunghezza dell'avvolgimento. Quindi una bobina in aria con le spire a mazzetto ha un'induttanza maggiore di una, con le medesime spire, su di un solo strato ma alle alte frequenze ha meno capacità parassite di quella a mazzetto.

Ho predisposto un foglio EXCEL dove si può avere un'idea del valore dell'induttanza che si ottiene avvolgendo N spire appaiate in aria. In alternativa si può usare il SW Mini Ring Core Calculator [8].

Facendo tesoro di ciò che ci dice la formula (89), riportiamo i dati empirici nella tabella 3, calcolata con cavo RG8 o RG 213 ($\phi_e=10,28\text{mm}$) e con cavo RG58 ($\phi_e=4,95\text{mm}$):

Frequenza	RG213/RG8	Spire	Diametro Supp.	Lungh. Coil	Induttanza min.	Impedenza min.
MHz	m		mm	mm	μH	Ohm
3,5	6,70	8	256	82,2	50,5	1110
7	6,70	10	203	102,8	39,6	1741
10	3,65	10	106	102,8	10,8	677
14	3,04	4	231	41,1	20,6	1811
21	2,43	6 - 8	118 - 86	61,6 - 82,2	5,7	752
28	1,82	6 - 8	86 - 62	61,6 - 82,2	2,9	510

Frequenza	RG58	Spire	Diametro Supp.	Lungh. Coil	Induttanza min.	Impedenza min.
MHz	m		mm	mm	μ H	Ohm
3,5	6,09	6 - 8	318 - 237	29,7 - 39,6	89,9	1976
7	4,57	6	237	29,7	67,5	2967
10	3,04	7	133	34,6	24,8	1557
14	2,43	8	91	39,6	13,4	1178
21	1,82	8	67	39,6	7,2	950
28	1,21	6 - 8	59 - 43	29,7 - 39,6	2,9	510
Frequenza	RG213/RG8	Spire	Diametro Supp.	Lungh. Coil	Induttanza min.	Impedenza min.
MHz	m		mm	mm	μ H	Ohm
3,5 / 10	5,48	9 - 10	183 - 164	92,5 - 102,8	25,9	569
7 / 21	3,65	7	155	71,9	16,3	717
14 / 30	2,43	6 - 7	118 - 100	61,6 - 71,9	6,7	589

Tab.3

La tabella 3 è stata presa da [2] ed i valori sono stati convertiti in metri. Se il supporto non fosse disponibile rifate i calcoli con la formula (89) che trovate nel foglio EXCEL, col SW [8], in modo da ottenere lo stesso valore dell'induttanza.

BalUn con manicotti di ferrite.

Un altro sistema per ottenere un BalUn 1:1 è quello di infilare nel cavo coassiale un certo numero di manicotti di ferrite, il più possibile aderenti alla guaina esterna, in modo da ostacolare la corrente che fluisce sulla superficie esterna della calza. Il metodo non è molto diverso da quelli presentati in precedenza, infatti prima avvolgevamo il cavo attorno alla ferrite ora avvolgiamo la ferrite attorno al cavo.

Questo tipo di BalUn si presta molto bene alle alte frequenze, perché la linea di trasmissione è corta, ed alle alte potenze per la sua capacità di dissipare meglio il calore.

L'approccio è sempre quello degli esempi precedenti. Si definiscono i dati di progetto:

Freq. Minima	45,0 MHz	
Freq. Max	55,0 MHz	
Impedenza carico	50 Ohm	
Potenza Max	1500 W	
SWR Max	1,24	
Tipo di modulazione	SSB	3,2

Si calcolano i parametri derivati:

Tensione	273,9 V	
Corrente	5,5 A	
Rapporto spire	1	
Lunghezza d'onda F. min	6,7 m	Dalla (43) con k del cavo
Lunghezza d'onda F. Max	5,5 m	Dalla (43) con k del cavo

Si sceglie il cavo:

Sigla cavo	RT5020
Impedenza caratteristica	50 Ohm
Fattore di velocità	0,800
Potenza alla Freq. Min.	2000 W
Potenza alla Freq. Max	2000 W
Tensione Massima	2300 V

Si calcolano i parametri derivati del cavo:

Corrente Cavo alla Freq. Min	6,3 A
Corrente Cavo alla Freq. Max	6,3 A
Lunghezza d'onda F. min fis.	5,333 m
Lunghezza d'onda F. Max fis.	4,364 m

Si sceglie il manicotto di ferrite col suo grado:

Sigla	33 50 79
Lunghezza circ. magn.	3,98 cm
Area circ. magn	6,1 cm ²
Volume ferrite	11,34 cm ³
Delta T di lavoro scelto	40 °C
Numero manicotti	3
Materiale	4W620
Permeabilità relativa μ_r	78
μ' inductance factor	1
μ'' core-loss factor	1
Flusso max	2900 G
Temperatura di Curie	130 °C

Non sempre il costruttore indica nel data sheet il valore del μ_r e delle perdite. I vari μ si possono ottenere mediante misure, vedi appendice.

Si calcola il BalUn

Dissipazione del calore	17,78 W	Dalla (79)
Q	1,00	Dalla (80)
Induzione massima	58 mT	Dalla (75)
Lunghezza massima cavo	0,436 m	Dalla (45) alla frequenza Max
Impedenza Z_M minima	232,0 Ohm	Dalla (49) alla frequenza minima

Si definisce il numero di spire (che è UNA spira) e la sua lunghezza media:

Spire scelte	1,0
Lunghezza spira media	50,0 mm

Infine si verificano le scelte fatte.

Impedenza Z_M min. calcolata	1273,0 Ohm	Dalla (51) alla frequenza minima
Impedenza Z_M Max calcolata	1555,9 Ohm	Dalla (51) alla frequenza Massima
Induzione nella ferrite	1 mT	Dalla (74) alla frequenza minima
Potenza generata	15,78 W	Dalla (85)
Lunghezza media cavo	0,150 m	Lunghezza media spira per il n° di spire scelte

BalUn in cascata.

Qualunque BalUn di tensione T_1 può essere facilmente trasformato in un BalUn di corrente se lo alimentiamo con un BalUn di corrente T_2 , figura 23.

BALUN 4:1 DI TENSIONE
CON BALUN 1:1 DI CORRENTE

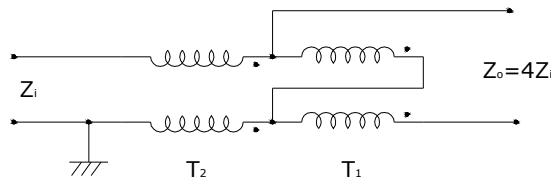


Fig.23

I due BalUn T_1 e T_2 devono essere realizzati con due ferriti distinte, senza che i due flussi si concatenino. Cioè le due ferriti devono essere disposte tra loro ad angolo retto.

E' indifferente porre prima o dopo il BalUn di corrente T_2 ma è meglio mettere il balun di corrente sul lato a più bassa impedenza (tipicamente a 50 Ohm) perché è più facile trovare le linee a bassa impedenza piuttosto che ad alta impedenza.

APPENDICE

Misura del μ_r di una ferrite.

Il valore del μ_r è facilmente ricavabile disponendo di un induttanzimetro che misuri l'induttanza alla frequenza di lavoro (come l' MFJ269) perché il μ_r dipende dalla frequenza, così come l' A_L .

Il metodo è quello di ricavare il valore di A_L misurando l'induttanza di una spira di filo (molto corta) che passa attraverso la ferrite che si vuole usare. Dalla formula (90) si vede molto bene che:

$$L = A_L \cdot N^2 \quad (90)$$

ma dato che le spire sono una sola $N^2=1$, per cui L coincide con A_L . Solitamente A_L è espresso in nH/(spire)² per cui L dovrà essere espresso in nH.

$$L = A_L \quad [\text{nH}] \quad \text{con } N=1 \quad (91)$$

Se ora esprimiamo l'area della sezione trasversale del manicotto A_e in mm² e l'altezza del manicotto l_e in mm si ottiene la formula pratica di calcolo della permeabilità relativa μ_r (92).

$$\mu_r = \frac{l_e}{A_e} \cdot \frac{A_L}{\mu_0} \cdot 10^{-6} = \frac{l_e}{A_e} \cdot \frac{A_L}{1,257} \quad (92)$$

L'ipotetico setup è quello di figura 24.

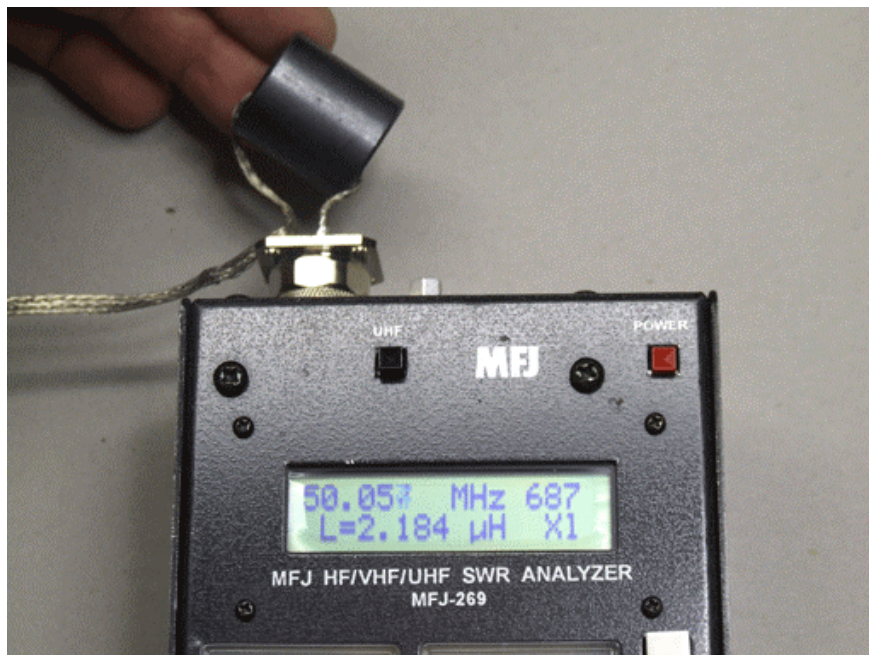
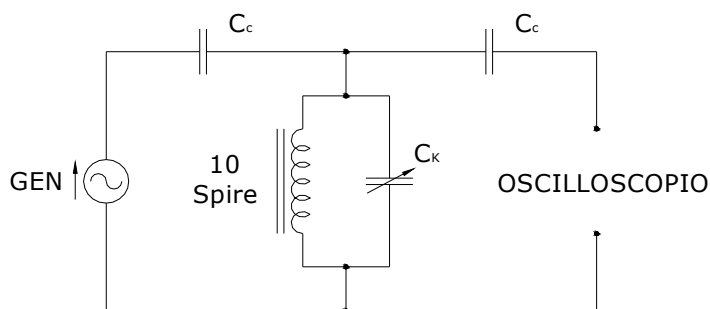


Fig.24

Un importante aiuto nel calcolo si può ottenere dal SW Mini Ring Core Calculator [8].

Misura del Q di una bobina in ferrite [6].

Per misurare approssimativamente il Q di una bobina in ferrite occorre realizzare il circuito di figura 25, avvolgere 10 spire sulla ferrite in prova, munirsi di un generatore di radiofrequenza nel campo di utilizzo della ferrite e di un oscilloscopio.



CIRCUITO DI MISURA DEL Q

Fig.25

Una volta collegato il tutto come si vede in figura 25 occorre impostare il generatore sulla frequenza di utilizzo e sostituendo il condensatore C_k con un variabile si cerca di massimizzare la tensione visualizzata sull'oscilloscopio. Il valore migliore di C_k è quello che genera la risonanza del circuito. Per garantire il buon funzionamento del circuito, C_c deve sempre essere minore di $C_k/50$, se così non fosse occorre sostituire C_c con uno di adeguato valore.

$$C_c \leq \frac{C_k}{50} \quad (93)$$

Una volta massimizzata la tensione si agisce sulla manopola della frequenza del generatore per trovare il valore di frequenza che abbassa la tensione di 3dB (0,707) sopra e sotto il valore massimo trovato. Posta f_+ la frequenza sopra ed f_- la frequenza sotto, il Q risulta essere:

$$Q = \frac{f_+ + f_-}{2 \cdot (f_+ - f_-)} = \frac{\mu'}{\mu''} \quad (94)$$

Misura del fattore di velocità k di un cavo coassiale.

Per misurare con precisione il fattore di velocità di un cavo coassiale occorre disporre di un MFJ269 (o 259), di un T e di un carico fittizio di buona qualità.

Inserire il carico fittizio su uno dei rami del T ed inserire quello opposto nell'MFJ269. Ora intestate il cavo coassiale da una sola parte e l'altra lasciatela aperta. Inserite il connettore intestato nell'unica presa libera del T e misurate la lunghezza fisica l del cavo a partire dal centro del T fino alla sua estremità libera. Ora accendete l'MFJ269 e cercate la frequenza che dia ROS 1:1.

La frequenza f trovata sarà quella che fa risuonare lo spezzone di cavo esattamente a $\lambda/2$ elettrici. Infatti una linea elettrica aperta da un lato presenta dopo $\lambda/4$ elettrici l'impedenza duale cioè un corto e dopo $\lambda/2$ elettrici di nuovo un aperto. Un circuito aperto in parallelo ad un carico fittizio dà sempre 1:1. Se lo spezzone risultasse troppo lungo allora mettete l'estremità libera del cavo in cortocircuito così il fenomeno si manifesta dopo $\lambda/4$ elettrici e non a $\lambda/2$.

Nota la frequenza è facile attere il fattore di velocità del cavo basta applicare la formula (95) in caso di spezzone aperto, (96) in caso di spezzone in corto:

$$k = \frac{l \cdot f}{150} \quad \text{spezzone aperto} \quad (95)$$

$$k = \frac{l \cdot f}{75} \quad \text{spezzone in corto} \quad (96)$$

La lunghezza l si esprime in metri mentre la frequenza f in MHz.

BIBLIOGRAFIA

1. C.W. Davidson, "Transmission lines for communications" 2° Edizione 1989 Macmillan.
2. "The ARRL Antenna Book" 16° Edizione 1991 ARRL Editore.
3. Jerry Sevick, W2FMI, "Transmission Line Transformers" 4° Edizione 2001 Noble Publishing Co.
4. Roy W. Lewallen, W7EL, "BalUns: what they do and how they do it" ARRL Antenna Compendium, Vol 1 1985 ARRL Editor.
5. Cherubini (I0ZV), Gionetti (I0FDH), "Manuale degli amplificatori RF di potenza" 1997 Edizioni CD.
6. Bob J. Van Donselaar ON9CVD, "Transmission line transformers" <http://sharon.esrac.ele.tue.nl/~on9cvd/E-Ferriet.html> .
7. Gieffe, IW2OAP, "Appunti sulle ferriti" 2007 Sandit Libri.
8. Mini Ring Core Calculator ver. 1.2
http://www.dl5swb.de/html/mini_ring_core_calculator.htm