

I TRASFORMATORI D'IMPEDENZA IN FERRITE PER SISTEMI D'ANTENNA

Rev.0 del 29/05/2017
(Pubblicato su RR 9/2017)

Generalità

Queste brevi note per fare il punto su alcune formule utili per il calcolo dei trasformatori d'impedenza in ferrite utilizzati nei sistemi d'antenna. L'articolo ha una finalità puramente pratica (il cuore del manoscritto è l'esempio con la realizzazione pratica); la breve trattazione teorica iniziale vuole solo introdurre il problema senza voler essere una rigorosa trattazione teorica. Va da se che chi volesse approfondire può attingere direttamente dalla bibliografia citata in calce.

Teoria

Prendiamo in considerazione il sistema di alimentazione di un'antenna come quello rappresentato in figura 301; dove l'antenna è una pura resistenza e rappresentata dal suo equivalente Thevenin [1], cioè con l'impedenza $Z_L = R_L$, alimentata da una linea di trasmissione avente la stessa impedenza caratteristica Z_0 dell'antenna, cioè $Z_0 = R_L$. Questa è la condizione per poter trasferire il massimo della potenza dalla linea all'antenna perchè non vi è alcuna onda riflessa sulla linea (ipotizziamo anche che il generatore sia adattato alla linea). Spesso però non si riesce ad avere perfetto adattamento tra la linea e il carico perchè si usano linee commerciali con impedenza caratteristica Z_0 diversa da R_L . In quest'ultimo caso, per avere un adattamento larga banda tra linea e carico, si inserisce un trasformatore d'impedenza nei pressi del bocchettone d'antenna che fa vedere alla linea il carico Z_b , la cui parte reale R_b , è uguale all'impedenza caratteristica della linea (figura 302).

Talvolta, al posto di un trasformatore (che ha due avvolgimenti galvanicamente separati), si utilizza un autotrasformatore, in modo da ridurre gli elementi parassiti, ma questo mette in comune il secondario con una parte del primario; per cui non c'è più separazione galvanica tra i due avvolgimenti annullando l'effetto di bilanciamento tra ingresso ed uscita; è il prezzo da pagare.

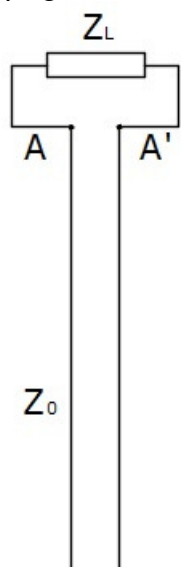


Fig. 301

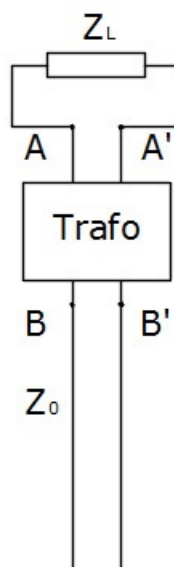


Fig. 302

Il trasformatore (così come l'autotrasformatore), oltre a trasferire l'energia, converte l'impedenza di carico Z_L in un'impedenza il più possibile vicina a quella caratteristica della linea Z_0 . Il legame tra le due impedenze, nel nostro caso solo resistenze perchè abbiamo supposto che l'antenna sia una pura resistenza, è quello tipico dei trasformatori.

$$Z_b = n^2 Z_L \quad (n \text{ è il rapporto spire } n_1/n_2) \quad 3.0$$

Facendo riferimento alla figura 303, l'impedenza di carico Z_L , che è composta dalla sola parte reale R_L , viene vista ai morsetti B-B' come avente parte reale R_b con in parallelo, in prima approssimazione, l'impedenza di magnetizzazione del primario L_m , seguita da un trasformatore ideale (figura 304).

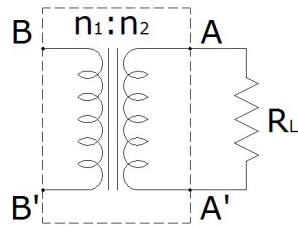


Fig.303

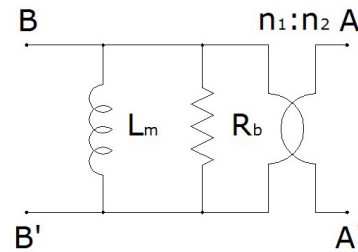


Fig.304

L'equazione che lega le due parti reali R_L ed R_b , deriva dalla 3.0, ed è:

$$R_b = n^2 R_L \quad 3.1$$

L'induttanza di magnetizzazione L_m si ricava dall'autoinduttanza del primario L_p che, a sua volta, è legata ai parametri costruttivi del trasformatore.

A trasformatore ultimato, se misuriamo l'induttanza del primario col secondario aperto si ricava il valore L_{p0} mentre con i morsetti del secondario in corto circuito si ricava l'induttanza L_{pC} . Da questi due valori d'induttanza si ottiene il coefficiente d'accoppiamento k . Se il trasformatore è ben fatto il coefficiente di accoppiamento è circa 1 e quindi l'autoinduttanza del primario L_{p0} si può considerare, con buona approssimazione, uguale all'induttanza di magnetizzazione L_m del trasformatore.

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_{pC}}{L_{p0}}} \approx 1 \quad 3.2$$

Una volta ottenuto il coefficiente k d'accoppiamento tra primario e secondario l'induttanza di magnetizzazione L_m si ottiene dalla seguente formula:

$$L_m = k \cdot L_{p0} \approx L_{p0} \quad 3.3$$

Il circuito di figura 304 rappresenta il modello più semplice di trasformatore. Pertanto la linea di alimentazione di figura 302, ai morsetti B-B', vedrà il carico rappresentato in figura 305; ove si avrà, se il trasformatore è ben calcolato, l'impedenza di carico convertita al primario R_b uguale all'impedenza caratteristica della linea di alimentazione Z_0 .

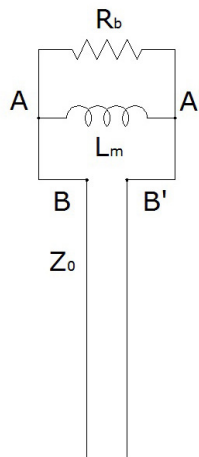


Fig.305

Ma, l'inserimento di un trasformatore d'impedenza, tra il carico e la linea di alimentazione, introduce anche un'induttanza in parallelo del tutto indesiderata. Infatti, tale induttanza causa un certo disadattamento tra il carico e la linea; disadattamento che comporta una certa riflessione di energia verso il generatore. Quindi la comparsa di onda stazionaria e di SWR sulla linea.

Per cui, ai morsetti B-B' ci troviamo un'impedenza Z_b pari al parallelo della resistenza R_b e l'induttanza L_m :

$$Z_b = \frac{j\omega L_m \cdot R_b}{j\omega L_m + R_b} \quad 3.4$$

Il conseguente coefficiente di riflessione Γ (Γ leggesi gamma) diventa:

$$\Gamma = \frac{Z_b - Z_0}{Z_b + Z_0} = \frac{\frac{j\omega L_m \cdot R_b}{j\omega L_m + R_b} - Z_0}{\frac{j\omega L_m \cdot R_b}{j\omega L_m + R_b} + Z_0} = \frac{-Z_0 R_b + j\omega L_m (R_b - Z_0)}{Z_0 R_b + j\omega L_m (R_b + Z_0)} \quad 3.5$$

Ove Γ è un numero complesso il cui modulo è:

$$|\Gamma| = \frac{\sqrt{(Z_0 R_b)^2 + \omega^2 L_m^2 (R_b - Z_0)^2}}{\sqrt{(Z_0 R_b)^2 + \omega^2 L_m^2 (R_b + Z_0)^2}} \quad 3.6$$

L'equazione 3.6 si semplifica parecchio se ricordiamo che il trasformatore ha come scopo l'adattamento del carico R_b all'impedenza caratteristica della linea Z_0 ; per cui deve essere:

$$Z_0 = R_b \quad 3.7$$

Sostituendo la 3.7 nella 3.6 si ottiene:

$$|\Gamma| = \sqrt{\frac{R_b^2}{R_b^2 + 4\omega^2 L_m^2}} \quad 3.8$$

L'equazione 3.8 lega l'impedenza di magnetizzazione L_m al modulo del coefficiente di riflessione Γ . Con alcuni passaggi matematici è possibile esplicitare dalla 3.8 L_m :

$$L_m = \frac{R_b \sqrt{1 - |\Gamma|^2}}{2\omega |\Gamma|} = \frac{R_b \sqrt{1 - |\Gamma|^2}}{4\pi f |\Gamma|} \quad 3.9$$

L'equazione 3.9 è molto utile perchè, fissato un valore massimo del coefficiente di riflessione, alla frequenza di utilizzo più bassa, si ricava il valore minimo che deve avere l'induttanza di magnetizzazione L_m del trasformatore da inserire tra la linea e l'antenna di figura 302. Ovviamente valori più grandi rendono meno invasiva la presenza del trasformatore.

Per chi ragiona meglio in termini di SWR ricordo che:

$$|\Gamma| = \frac{SWR - 1}{SWR + 1} \quad 3.10$$

e quindi, se sostituito nella 3.9 si ottiene:

$$L_m = \frac{R_b \sqrt{SWR}}{2\pi f (SWR - 1)} \quad 3.11$$

Per chi invece ragiona in termini di return loss RL ricordo che è legato al modulo del coefficiente di riflessione dalla seguente formula:

$$|\Gamma| = 10^{-\frac{RL}{20}} \quad 3.12$$

Può essere utile avere pronta una tabella (Tabella 1) dove trovare i tre valori correlati (presa da [3]).

Tabella 1										
$ \Gamma $	0,024	0,032	0,048	0,050	0,056	0,100	0,178	0,200	0,316	0,330
SWR	1,05	1,07	1,10	1,11	1,12	1,22	1,43	1,50	1,92	2,00
RL (dB)	32,3	30,0	26,4	26,0	25,0	20,0	15,0	14,0	10,0	9,6

L'aumento dell'SWR nel sistema di figura 302 è il principale effetto ma non è il solo che si ha. Infatti l'elemento reattivo L_m , che cambia l'impedenza in funzione della frequenza, forma un filtro passa alto la cui frequenza di taglio a -3dB dipende anche dagli altri elementi del circuito. L'estrema sintesi del modello porta al circuito di figura 306:

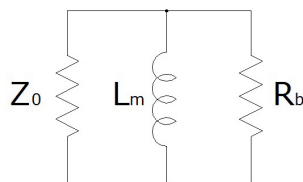


Fig.306

La resistenza vista dall'induttore L_m è il parallelo di Z_0 con R_b , che chiameremo R_{eq} , ma dato che abbiamo supposto $Z_0=R_b$, si avrà:

$$R_{eq} = \frac{Z_0 \cdot R_b}{Z_0 + R_b} = \frac{R_b}{2} \quad 3.13$$

Quindi la frequenza di taglio del passa alto risulterà essere:

$$f_{TL} = \frac{R_{eq}}{2\pi L_m} = \frac{R_b}{4\pi L_m} \quad 3.14$$

Tale frequenza si deve trovare almeno m (~ 10) volte più bassa della frequenza più bassa di utilizzo f_{min} . Per cui L_m dovrà essere maggiore di:

$$L_m \geq \frac{mR_b}{4\pi f_{min}} \quad 3.15$$

La 3.15 dimostra che l'induttanza di magnetizzazione è direttamente proporzionale al fattore m ; per cui all'aumentare del fattore m , oltre a diminuire l'SWR introdotto dalla presenza del trasformatore, si abbassa anche la frequenza di taglio f_{TL} del passa alto.

Se volessimo avere a priori un certo valore di SWR potremmo sapere quale valore di m soddisfa entrambe le relazioni 3.11 e 3.15. Infatti dalla loro fusione si ottiene:

$$m \geq \frac{2\sqrt{SWR}}{SWR - 1} \quad 3.16$$

A meno di SWR molto piccoli, la condizione si soddisfa facilmente. Solitamente si prende la frequenza di taglio del passa alto almeno 10 volte più bassa della frequenza minima di utilizzo ($m=10$). Ciò comporta un SWR intorno a 1,22; RL di 20dB e $|\Gamma| = 0,10$.

Volendo invece ragionare in termini d'impedenza di magnetizzazione X_m da porre in parallelo al carico, dalla 3.15 ricaviamo

$$4\pi f_{min} L_m \geq mR_b \quad 3.17$$

Considerato che $X_m = 2\pi f_{min} L_m$ si avrà:

$$X_m \geq \frac{mR_b}{2} \quad 3.18$$

Se prendiamo ancora $m=10$ troviamo la classica regola che dice di fare in modo che il trasformatore d'impedenza abbia un'impedenza di magnetizzazione X_m almeno 5 volte quella del carico R_b .

Effetti parassiti dei componenti

Oltre a ciò che abbiamo appena finito di descrivere, vi sono altri effetti collaterali causati dall'inserimento del trasformatore di adattamento nel sistema di figura 302. Questi effetti sono sostanzialmente legati agli effetti parassiti dei componenti utilizzati.

Principalmente: le perdite nei conduttori; le perdite nella ferrite e la capacità parassita. Il classico modello del trasformatore è quello di figura 307.

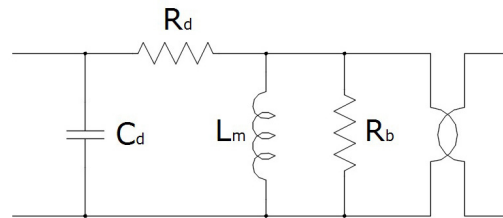


Fig.307

Conduttori

Le perdite nei conduttori, sia primario che secondario, si riconducono ad una resistenza R_d in serie all'avvolgimento primario (figura 307). Tale resistenza tiene conto dell'effetto pelle presente sia nell'avvolgimento primario sia in quello secondario ed è fortemente dipendente: dalla frequenza; dal materiale conduttore utilizzato; dalla sua sezione e dalla sua lunghezza.

La resistenza R_d influenza l'attenuazione nella banda passante del trasformatore, cioè quella utile [2], ed essa dipende dalla frequenza di lavoro perchè l'effetto pelle nei conduttori, sia primario che secondario, causa l'aumento della resistenza con la radice quadrata della frequenza [4].

Per i conduttori, non ferromagnetici, cilindrici pieni (a 20 °C, con diametro molto maggiore della profondità di penetrazione δ) si può stimare la resistenza del conduttore (pensato rettilineo e quindi non avvolto) con le formule della tabella 2; che si trova in [6] parte 1, ove l_w esprime la lunghezza e d_w il diametro del filo (entrambi nella stessa unità di misura) ed f in MHz.

La stima non è accurata perchè non considera il conduttore avvolto e quindi trascura l'interferenza dovuta alle spire adiacenti (detto l'effetto di prossimità) che può aumentare la resistenza fino ad anche 5,8 volte il valore calcolato con le formule della tabella 2 [6].

Tabella 2	
Materiale	Resistenza in Ω ; con f in MHz; l_w e d_w entrambi in mm.
Argento	$R = 79,75 \cdot 10^{-6} \frac{l_w}{d_w} \sqrt{f}$
Rame	$R = 83,04 \cdot 10^{-6} \frac{l_w}{d_w} \sqrt{f}$
Alluminio	$R = 106,28 \cdot 10^{-6} \frac{l_w}{d_w} \sqrt{f}$

Per cui, quando scorrono grandi correnti, è utile minimizzare le perdite scegliendo dei conduttori il più possibile corti, di grande sezione ed utilizzando materiali conduttori a bassa resistività. Nei trasformatori di segnale, invece, la resistenza dei conduttori non è il principale problema.

Ferrite

Anche la ferrite presenta delle perdite che si riconducono ad una resistenza R_s in serie all'induttanza di magnetizzazione L_m . Le perdite nella ferrite si minimizzano scegliendo

oculatamente il tipo di ferrite. In particolare occorre che nella banda passate del trasformatore la permeabilità magnetica μ_s'' (μ leggesi mu) sia inferiore alla permeabilità magnetica μ_s' (dove il pedice s sta per serie).

Ricordo che il parametro μ_s' è quello che contribuisce alla formazione dell'induttanza serie L_s (cioè l'autoinduttanza dell'avvolgimento), secondo la formula:

$$L_s = A_L \cdot N^2 = 4\pi \frac{N^2 A_e}{l_e} 10^{-9} \mu_s' = L_0 \mu_s' \quad [\text{H}] \quad 3.19$$

A_L è il fattore d'induttanza in nH/sp² (cioè l'induttanza prodotta da una sola spira), L_0 rappresenta l'induttanza dell'avvolgimento senza la presenza della ferrite, mentre N è il numero delle spire, A_e è l'area in cm² racchiusa dall'avvolgimento ed l_e è la lunghezza del circuito magnetico in centimetri (questi due ultimi parametri devono essere presi dai dati dei costruttori).

$$L_0 = 4\pi \frac{N^2 A_e}{l_e} 10^{-9} \quad [\text{H}] \quad 3.20$$

Invece, il parametro μ_s'' è quello che genera gli effetti dissipativi nella ferrite (calore) che sono modellati da una resistenza serie R_s , di valore paria a:

$$R_s = 2\pi f L_0 \mu_s'' \quad [\text{Ohm}] \quad 3.21$$

Come si può vedere dalla 3.21 la R_s dipende linearmente dalla frequenza di utilizzo, esattamente come dipende la reattanza X_s generata dall'induttanza L_s .

Oltre a ciò, le permeabilità, μ_s' e μ_s'' , variano al variare della frequenza di lavoro in modo non lineare; pertanto occorre fare riferimento ai valori indicati dai costruttori nei datasheet della ferrite scelta. Inoltre, tra lotto e lotto di prodotti, ci possono essere variazioni nella miscela tali da far variare i suddetti parametri anche del +/-20%; quindi non è raro trovare permeabilità diverse tra loro anche del 40%.

Capacità

Infine si devono minimizzare le perdite dovute alla capacità parassita che si viene a creare tra spire adiacenti, a causa della presenza di una certa differenza di potenziale tra le spire del trasformatore (anche tra le spire e la ferrite) e dal ritardo di propagazione dell'onda EM che percorre il primario ed il secondario. Le capacità parassite, in prima approssimazione, si modellano con una capacità in parallelo (C_d) ai morsetti B-B' d'ingresso del trasformatore d'impedenza. Tale capacità configura un passa basso ed è quella che limita il funzionamento del trasformatore alle alte frequenze (vedi figura 307).

Non è facile ridurre (né calcolare) la capacità parassita C_d ma uno dei modi per ridurla è quello di tenere bassa la tensione tra spire adiacenti (cioè tenendo bassi i volt per spira) ma è un accorgimento non percorribile perchè causa l'aumento del numero delle spire, con queste la lunghezza dei conduttori, e così anche la capacità parassita. Un altro metodo è quello di distanziare tra loro le spire, cosa più praticabile. Infatti, si possono tenere distanti tra loro le spire in un trasformatore di potenza oppure, nei trasformatori di segnale, si può usare del filo con isolamento spesso oppure dei fili sottili; cioè con area esposta piccola.

Allo scopo ricordo che la capacità tra due fili rettilinei paralleli adiacenti è espressa dalla formula seguente:

$$C = \frac{\pi \cdot \epsilon_0 \epsilon_r \cdot l_w}{\cosh^{-1}\left(\frac{D}{d_w}\right)} = \frac{27,8 \cdot 10^{-12} \epsilon_r \cdot l_w}{\ln\left(\frac{D}{d_w} + \sqrt{\frac{D}{d_w} - 1}\right)} \quad [\text{F}] \quad 3.22$$

Dove D esprime la distanza tra i fili e d_w il diametro dei fili (posti essere uguali) entrambi nella stessa unità di misura (mm) ed l_w la lunghezza in metri del conduttore.

La formula 3.22 è piuttosto complessa ma ci dice che, a parità di tipo di isolante (ϵ_r leggesi epsilon-r), la capacità diminuisce all'aumentare della distanza tra i conduttori D ed

aumenta all'aumentare: del diametro d_w del conduttore e della lunghezza dei conduttori l_w . Per ridurre la capacità, se c'è possibilità di scelta, la 3.22 ci consiglia di usare conduttori corti, sottili e distanziati. L'uso di fili corti (che tradotto vuol dire poche spire) permette di ridurre anche il ritardo di propagazione dell'onda che li percorre.

Chi volesse approfondire l'argomento consiglio di leggere [6].

Infine è sempre opportuno, quando è possibile, avvolgere metà dell'avvolgimento con più spire, poi avvolgere sopra questo tutto l'avvolgimento con meno spire ed infine, sopra ad entrambi i precedenti, l'altra metà dell'avvolgimento con più spire. Si viene così a creare una specie di "sandwich" che abbassa la capacità parassita [2].

Trasformatori di potenza

Infine quando attraverso il trasformatore transitano potenze rilevanti occorre verificare: che non venga superato il valore massimo ammissibile di densità di flusso B_{max} alla temperatura di esercizio; che il calore generato dalle perdite nei conduttori e nella ferrite non innalzi la temperatura del trasformatore fino a far raggiungere alla ferrite il punto di Curie.

Nella bibliografia [2] viene riportata una relazione che lega il volume della ferrite utilizzata V_e con l'induttanza di magnetizzazione L_m , la permeabilità effettiva del materiale ($\mu_e \approx \mu'$ nei toroidi), il valore della densità di flusso B scelto (di solito metà di B_{max}) e la tensione E a cui è soggetto l'avvolgimento primario (a meno della caduta sulla resistenza di perdita nei conduttori R_p).

$$V_e = A_e I_e = \frac{20 \mu_e E^2}{\pi \cdot f^2 L_m B^2} \quad [\text{cm}^3] \quad \text{3.23}$$

Con la frequenza f in MHz, l'induttanza di magnetizzazione primaria L_m in microHenry e la densità di flusso B in Gauss.

La formula 3.23, al di là dei numeri che si ottengono, è molto significativa perchè lega i vari parametri con la quantità di ferrite da impiegare. Da questa si capisce chiaramente che il volume della ferrite aumenta col quadrato della tensione applicata e, poichè la potenza attiva in gioco P è:

$$P = \frac{E^2}{R_b} \quad [\text{W}] \quad \text{3.24}$$

ne consegue che il volume di ferrite da impiegare aumenta linearmente con la potenza in gioco. Non fatevi fuorviare dalla presenza di μ_e al numeratore perchè è presente anche nel denominatore ma è nascosta nell'induttanza di magnetizzazione L_m (vedi formula 3.19).

Per ciò che riguarda le perdite nei conduttori occorre ricordare che sono causate, per effetto Joule, dalla corrente che circola in uno strato più o meno sottile di pelle del conduttore. In altre parole il conduttore presenterà (figura 308) una resistenza $R_d=R_1+R_2$ variabile, con funzione direttamente proporzionale alla radice quadrata della frequenza di utilizzo più alta; vedi [4], [6] e tabella 1.

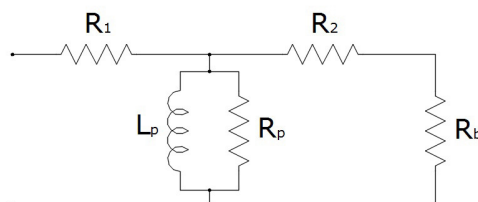


Fig.308

Prendendo come modello il trasformatore di figura 308, dove le resistenze R_1 ed R_2 sono rispettivamente del primario e del secondario, ad una determinata frequenza, R_b è la resistenza di carico riportata al primario, L_p è l'induttanza parallelo di magnetizzazione ed R_p è la resistenza di perdita parallelo nel materiale ferromagnetico.

L_p ed R_p (il pedice p sta per parallelo) si ricavano trasformando l'impedenza serie della ferrite (figura 309) nel suo equivalente parallelo (figura 310) [5]. Ricordo che le permeabilità serie μ_s' e μ_s'' sono quelle che si trovano, in funzione della frequenza, nei datasheet dei costruttori.



Fig. 309

$$\tan \delta = \frac{1}{Q} = \frac{R_s}{2\pi f L_s} = \frac{\mu_s''}{\mu_s'}$$

$$L_0 = \frac{4\pi N^2 A_e}{l_e} 10^{-9} \text{ [H]}$$

$$R_s = 2\pi f L_0 \mu_s'' \text{ [\Omega]}$$

$$L_s = L_0 \mu_s' \text{ [H]}$$

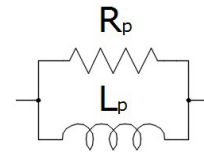


Fig. 310

$$Q = \frac{1}{\tan \delta}$$

$$R_p = R_s (1 + Q^2) \text{ [\Omega]}$$

$$L_p = L_s \left(1 + \frac{1}{Q^2} \right) \text{ [H]}$$

Per minimizzare le perdite occorre che quelle nei conduttori siano uguali a quelle nel materiale ferromagnetico e ciò si realizza quando:

$$\frac{R_d}{R_b} = \frac{R_p}{R_1} \text{ cioè } R_p = \frac{R_b^2}{R_d} = \frac{R_b^2}{R_1 + R_2}$$

3.25

Il mancato rispetto della 3.25 causerà un aumento delle perdite nel trasformatore di potenza [2].

Infine, non è possibile annullare le perdite in un trasformatore ma solamente minimizzarle. Esse producono calore che aumenterà la temperatura del materiale magnetico; quest'ultima non dovrà mai raggiungere la temperatura di Curie perchè, se così fosse, il materiale magnetico perderebbe le sue caratteristiche magnetiche e diventerebbe inutilizzabile.

Esempio

Dopo tanta teoria vediamo di mettere qualcosa in pratica e ricavare delle formule utili alla costruzione dei trasformatori in ferrite.

Per esempio, vogliamo costruire un trasformatore in grado di adattare l'impedenza di una linea coassiale per TV, $Z_0=75 \Omega$, ad un'impedenza puramente resistiva $R_L=1200 \Omega$; tipica di un'antenna ricevente per i 160m; come la DHDL Double Half Delta Loop. Per lo scopo utilizziamo una ferrite binoculare tipo Amidon BN-73-202 o Fair-Rite 2873000202 e decidiamo che il Return Loss sia 20dB (corrispondente ad un SWR di 1,22).

Dalla 3.16 ricaviamo che, per ottenere un SWR=1,22, occorre avere un valore di m pari ad almeno:

$$m \geq \frac{2\sqrt{SWR}}{SWR - 1} = \frac{2\sqrt{1,22}}{1,22 - 1} \approx 10 \quad \text{3.16}$$

Prendiamo per comodità $m=10$.

Combinando la 3.15 con la 3.19, dopo alcuni passaggi, otteniamo:

$$n_p \geq \sqrt{\frac{m R_b}{4\pi f_{\min} A_L}} \quad \text{3.26}$$

Dove n_p sono le spire del primario (quello attaccato alla linea a 75Ω) ed A_L è il fattore d'induttanza in nH/sp² della ferrite (è l'induttanza prodotta da una sola spira) che non conosciamo ma che possiamo misurare alla frequenza minima di lavoro col metodo

indicato in [7]. Nel mio caso ho misurato $A_L=5540 \text{ nH/sp}^2$ a 1,8MHz; per cui dalla 3.26 si ottiene:

$$n_p \geq \sqrt{\frac{mR_b}{4\pi f_{\min} A_L}} = \sqrt{\frac{10 \cdot 75}{12,57 \cdot 1,8 \cdot 10^6 \cdot 5540 \cdot 10^{-9}}} = \sqrt{5,983} = 2,44 \text{ spire al primario.}$$

Per comodità scegliamo $n_p=3$ spire; l'intero appena sopra che soddisfa alla 3.26 e che nel contempo limita al massimo il numero di spire (e la lunghezza dei conduttori) così da minimizzare le perdite.

Inoltre, dopo alcuni passaggi matematici, dalla relazione 3.1 otteniamo:

$$n_s = n_p \sqrt{\frac{R_L}{R_b}} \quad \mathbf{3.27}$$

La 3.27 permette di ricavare il numero delle spire del secondario n_s ; infatti:

$$n_s = n_p \sqrt{\frac{R_L}{R_b}} = 3 \sqrt{\frac{1200}{75}} = 12 \text{ spire secondario.}$$

Non sempre le spire del secondario risultano un numero intero, spesso si trovano anche dei decimali. In questo ultimo caso si possono aumentare le spire del primario per vedere se ci si avvicina di più al numero intero.

Nel caso di ferrite binoculare è possibile avvolgere anche le mezze spire perchè si conta una spira solo quando il filo ha attraversato entrambi i fori; attraversandone solo uno si ottiene 1/2 spira. Così è possibile approssimare meglio il rapporto spire reale a quello teorico.

Passiamo ora alla realizzazione. Per prima cosa occorre individuare il conduttore ed il suo diametro. Il conduttore più facile da reperire è quello utilizzato negli avvolgimenti dei motori elettrici; cioè il filo di rame smaltato. La sezione dovrebbe essere piccola per evitare gli effetti capacitivi. Tenete conto che nell'area disponibile (il diametro dei fori di una BN-73-202 è di 3,8 mm) ci stanno al massimo 20 spire di filo con diametro 0,50 mm perchè il fattore di riempimento di un avvolgimento fatto a mano non supera mai l' 80% dell'area disponibile. Di solito, per i trasformatori di segnale, utilizzo del filo AWG30 per wire wrap perchè è facile da spellare; si trova in diversi colori ed ha la sezione esterna di 0,50 mm mentre l'anima è circa 0,25 mm.

Ora occorre trovare la lunghezza media della spira. Il metodo più semplice ed immediato è quello di avvolgere una spira col filo individuato, contrassegnare col pennarello il punto d'incrocio e poi misurare la distanza tra i due segni (Figura 311). Nel nostro caso la spira media risulta essere lunga $l_{wm}=40$ mm. Quindi, si ricava la lunghezza del conduttore primario e secondario avendo l'accortezza di allungare gli spezzoni aggiungendo una spira per i reofori.

$$l_{WP} = l_{wm} \cdot (n_p + 1) = 40 \cdot (3 + 1) = 160 \quad [\text{mm}] \quad \mathbf{3.28}$$

$$l_{WS} = l_{wm} \cdot (n_s + 1) = 40 \cdot (12 + 1) = 520 \quad [\text{mm}] \quad \mathbf{3.29}$$

A questo punto non ci resta che avvolgere. Iniziamo avvolgendo metà dell'avvolgimento secondario (sei spire) perchè è quello con più spire. Una volta fatto, avvolgiamo tutto l'avvolgimento primario (tre spire). Successivamente completiamo l'avvolgimento secondario con le restanti sei spire. Così facendo abbiamo minimizzato la capacità parassita e di conseguenza allargato la banda.

A trasformatore fatto (Figura 311) ricordiamoci di: attaccare un'etichetta sulla ferrite con almeno l'impedenza del primario e del secondario dal lato giusto e di raschiare la vernice dai reofori se abbiamo usato filo smaltato.

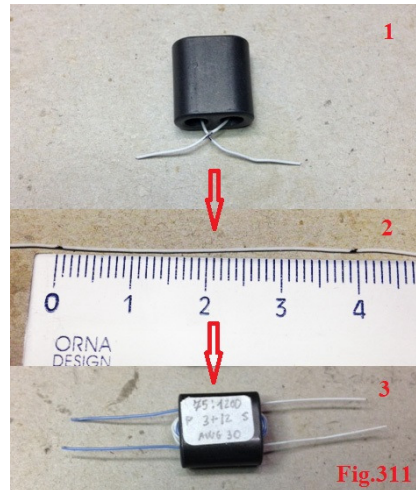


Fig.311

Il trasformatore è finito ma ora facciamo qualche misura per vedere se la teoria è aderente dalla realtà.

Il primo parametro da misurare è il rapporto di trasformazione. Per fare ciò colleghiamo ai reofori del secondario un piccolo trimmer. Il primario lo colleghiamo ad un analizzatore d'antenna (calibrato) [8] che presenta un'impedenza tipica di 50 Ω. Quindi il trimmer lo impostiamo:

$$R_L = R_b \cdot \left(\frac{n_s}{n_p}\right)^2 = 50 \cdot \left(\frac{12}{3}\right)^2 = 800\Omega \quad \mathbf{3.30}$$

Infatti il rapporto spire si può verificare anche a 50 Ω.

L'analizzatore d'antenna presenterà un SWR intorno all'unità quando vi è collegato un carico resistivo da 50 Ω. Nel nostro caso c'è in parallelo l'impedenza causata dall'induttanza di magnetizzazione L_m per cui l'SWR che misuriamo alla frequenza più bassa non potrà essere peggio di 1,22 (dato di progetto). La misura alla frequenza di lavoro minima presenta un SWR= 1,07 a 1800kHz.

Il secondo parametro da ricavare è l'induttanza di magnetizzazione L_m . Questa si ottiene misurando l'induttanza del primario col secondario aperto $L_{P0}=75,5\mu H$ e poi col secondario in corto circuito $L_{PC}=0,4\mu H$ [9]. Quindi dalla 3.2 ricaviamo il coefficiente d'accoppiamento k :

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_{PC}}{L_{P0}}} = \sqrt{1 - \frac{0,4 \cdot 10^{-6}}{75,5 \cdot 10^{-6}}} = \sqrt{0,9947} = 0,997 \approx 1$$

Come ci si aspettava è circa uno. Per cui l'induttanza di magnetizzazione L_m ottenuta dalla 3.3 risulta:

$$L_m = k \cdot L_{P0} = 75,3\mu H$$

La frequenza di taglio del passa alto, dalla 3.14, risulterà essere:

$$f_{TL} = \frac{R_b}{4\pi \cdot L_m} = \frac{75}{12,57 \cdot 75,3 \cdot 10^{-6}} = 79,24kHz$$

La frequenza risulta molto più bassa di quella più bassa di utilizzo $f_{min}=1,8MHz$ infatti, dalla 3.15, L_m misurato è più del doppio di quello necessario:

$$75,3\mu H \geq \frac{mR_b}{4\pi \cdot f_{min}} = \frac{750}{12,57 \cdot 1,8 \cdot 10^6} = 33,15\mu H$$

Anche se la mia strumentazione non è molto accurata e le misure sono state fatte a 50Ω, ho l'impressione che il trasformatore realizzato sia riuscito piuttosto bene.

Considerazioni.

In questo paragrafo vorrei mostrare al lettore le caratteristiche elettriche ricavate da tre trasformatori in ferrite realizzati come descritto nel paragrafo precedente ma utilizzando fili

diversi. La ferrite utilizzata è sempre una Amidon BN-73-202 ove sono avvolte 3 spire per il primario e 12 spire per il secondario; quindi con gli stessi volt per spira. La misurazione avviene con primario collegato al VNWA di DG8SAQ, avente impedenza d'ingresso di 50 Ω e con secondario collegato ad un trimmer impostato a 800 Ω . In figura 312 potete vedere i tre trasformatori realizzati rispettivamente: con filo smaltato da 0,50mm; con filo per wire wrap AWG 30; con filo smaltato da 0,25mm.

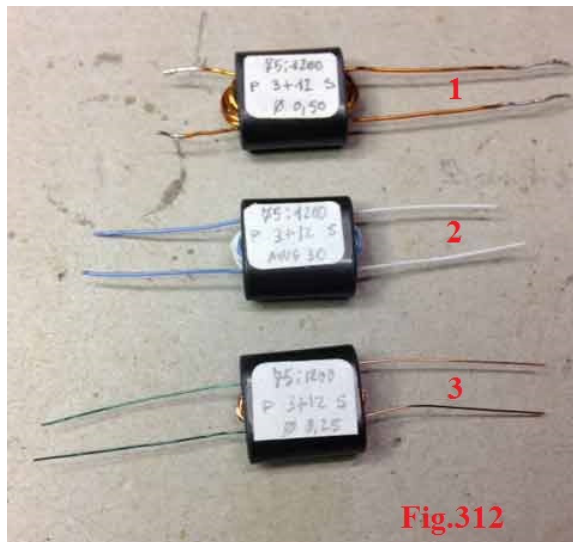


Fig. 312

Nei seguenti grafici il return loss (RL) è il modulo dell' S11 in dB (che equivale all'S11 preso col segno positivo) ed ha traccia color rosso; il marker #4 è posto a RL=20dB. Inoltre le misure sono fatte a 50 Ω non a 75 Ω come da progetto.

1) con filo smaltato da 0,50mm



Fig. 313

2) con filo per wire wrap AWG 30 ($\phi_e=0,50$ $\phi_i=0,25$)



Fig.314

3) con filo smaltato da 0,25mm

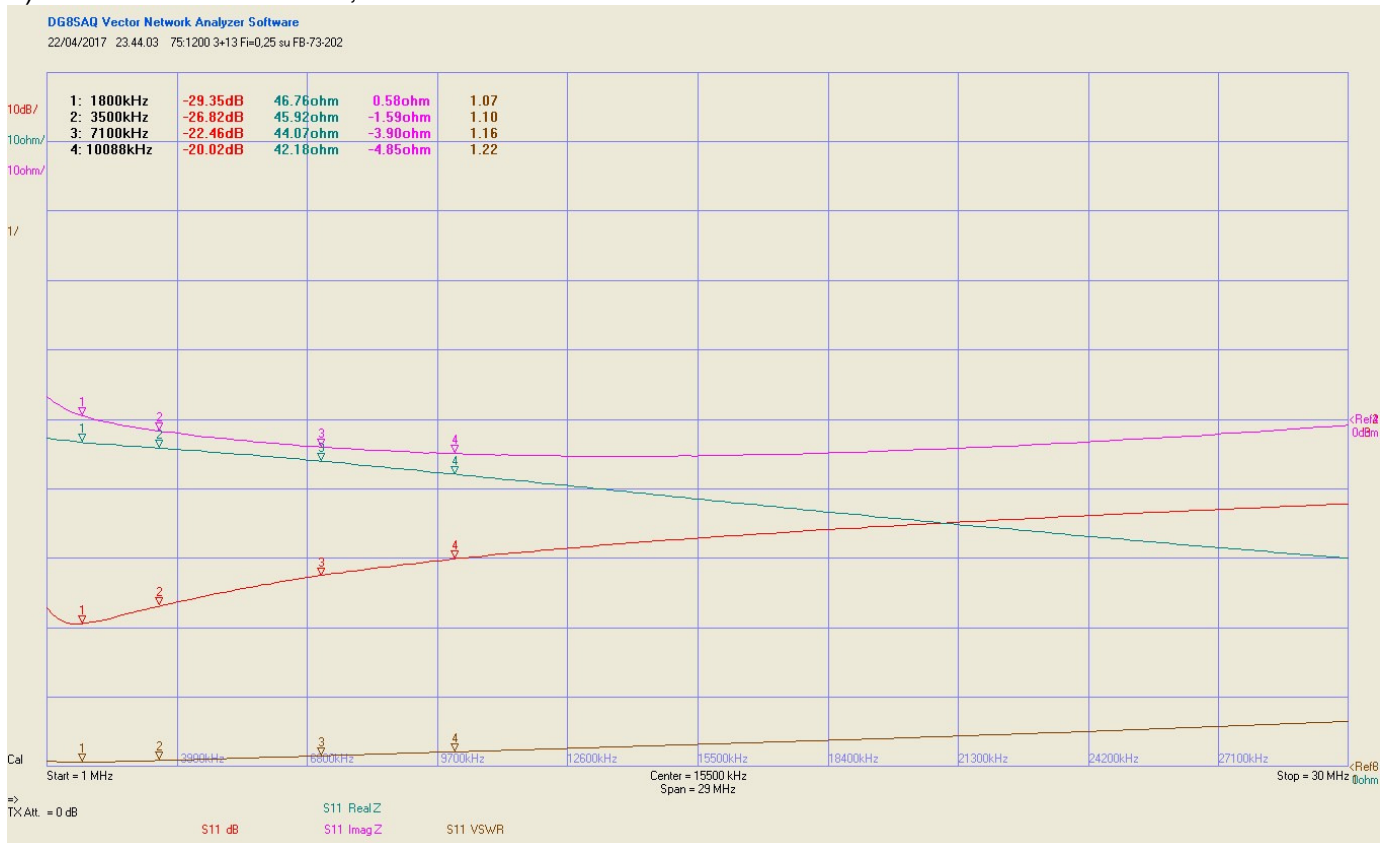


Fig.315

E' evidente che la frequenza ove il RL=20dB (evidenziato dal marker #4): nel primo caso si ha intorno ai 1,67MHz; nel secondo caso a 27MHz e nel terzo caso intorno ai 10MHz. Ciò

conferma che l'uso del filo wire wrap risulta essere la scelta migliore anche se non ho spiegazione per questo fatto; solo qualche ipotesi che non voglio esprimere qui. Infine ho realizzato due trasformatori uguali con filo per wire wrap AWG 30, ho collegato assieme i secondari mentre i primari li ho collegati: uno all'ingresso RX ed uno all'uscita TX del VNWA; opportunamente calibrato. Poi ho misurato l'attenuazione dei due trasformatori in serie (Figura 316).

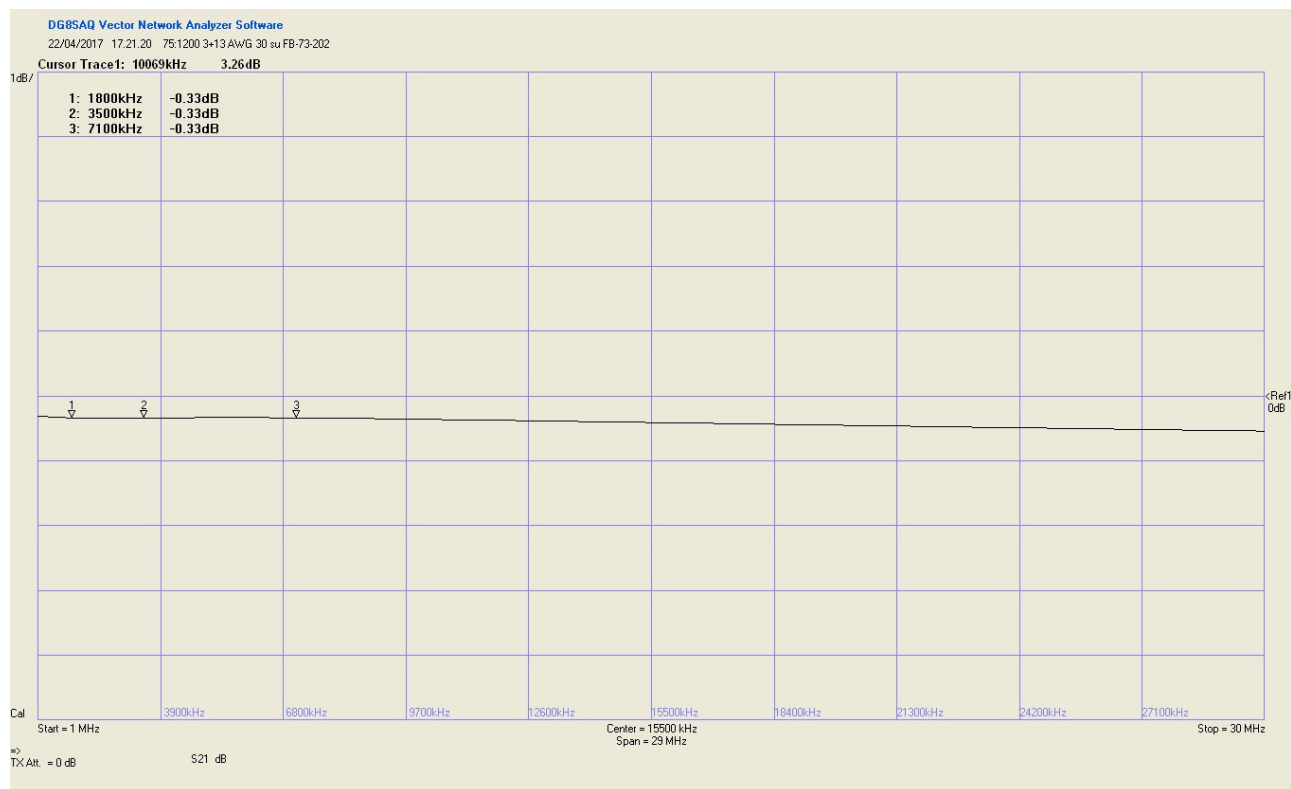


Fig.316

Come potete vedere si attesta intorno ai -0,33dB, il che vuol dire che un solo trasformatore attenua -0,16dB; valore che ritengo di tutto rispetto.

Bibliografia

- [1] C. A. Balanis; Antenna Theory analysis and design, 2nd ed. John Wiley & Sons, 1997.
- [2] E. C. Snelling; Soft Ferrites, ed. Iliffe Books Ltd, 1969.
- [3] D. M. Pozar, Microwave Engineering, 3° ed. John Wiley & Sons, 2005.
- [4] S. Ramo, J.R. Whinnery, T. Van Duzer; Campi e onde nell'elettronica per le telecomunicazioni, 11° ed. Franco Angeli, 2016.
- [5] H.P., Operating and service manual 4261A digital LCR meter, ed. Yokogawa-Hewlett Packard Ltd, 1976.
- [6] David Knight, G3YNH Components and materials <http://g3ynh.info/zdocs/comps/>
- [7] http://www.iw2fnd.it/sites/default/files/docs/Misura_di_Ferriti.pdf, pubblicato su RR7/8-2014.
- [8] Misura eseguita con RigExpert AA-230 Zoom.
- [9] Misura eseguita con LCR Meter HP 4261A @1kHz.