

ASSOCIAZIONE RADIOAMATORI ITALIANI



BIBLIOTECA TECNICA INTERNA

\*\*\*\*\*

*Balun* ovvero

# **Trasformatori simmetrizzatori, a regola d'arte**

Seconda Edizione

Integrata con una trattazione sui materiali isolanti sottoposti a campi a RadioFrequenza  
di David Knight, G3YNH

Nico Michelini, IV3ALA

2011

*Citazione:*

*Se avete un sistema d'antenna e non avete bisogno di adattare perchè ha già un basso ROS, avete bisogno di un'antenna migliore o cambiare sistema in cui è montata.*

*Alan Applegate, K0BG*

*(oltre che per le stazioni mobili tutto ciò è valido anche per le stazioni fisse).*

## INTRODUZIONE

Si nota sempre più spesso e da più parti, la costruzione di trasformatori di simmetrizzazione per antenne costruiti in modo non idoneo. Vogliamo dare, con queste intenzionalmente brevi note, un'indicazione definitiva ed esatta circa il corretto metodo da seguire per realizzare tali dispositivi in modo che funzionino realmente. Sono state consultate allo scopo le ricerche di Jerry Sewick, W2FMI pubblicate nel suo volume "*Transmission Line Transformers*", quarta edizione, e quelle di Martin Ehrenfried, G8JNJ. Entrambe, in pratica, confermano gli stessi principi scientifici.

Inoltre, in questa seconda edizione, sono state inserite delle note di David Knight, G3YNH, riguardanti i materiali isolanti utilizzati e da utilizzare per questi ed altri usi in cui tali materiali siano sottoposti a campi elettromagnetici ad alta ed altissima frequenza. Queste note ne illustrano l'idoneità ad essere impiegati in presenza di tali campi. L'utilità di queste note, poco applicate anche in campo commerciale è innegabile.

Nello stendere queste note, per mantenerle più brevi possibile, è stato dato per scontato che certi particolari sulle linee di trasmissione siano già noti al lettore e sono stati considerati solo quelli relativi ai trasformatori in questione.

Le misure relative alle ricerche del Sevvick sono state eseguite presso i laboratori AT&T Bell con sistemi computerizzati con una precisione di 0,002 dB da 50 Hz a 1000 MHz

## GENERALITA'

Il trasformatore simmetrizzatore chiamato brevemente dagli anglosassoni: BALUN. Sigla formata dalle iniziali delle parole "*BALanced to UNbalanced*" che significano appunto da bilanciato a sbilanciato, (o viceversa) è un trasformatore che unisce due circuiti con diverso stato di bilanciamento collegati ai suoi morsetti. Nel nostro caso converte una linea di trasmissione a radiofrequenza bilanciata, in una linea sbilanciata con uno dei due terminali collegato a massa. Se necessario anche cambiando il valore dell'impedenza sui due lati del trasformatore. Ovviamente tutto ciò è valido nei due sensi. Quasi tutti i simmetrizzatori 1÷1 ed 1÷4 che si usano oggi sono derivati dal lavoro del Guanella nel 1944 (Rif. 4) e del Ruthroff che li ha ripresentati nel 1959 (Rif. 3) e Questi trasformatori non funzionano secondo i principi convenzionali ma secondo quelli delle linee di trasmissione.

## FUNZIONE DEL SIMMETRIZZATORE

La funzione principale del dispositivo da cui questa ricerca è quello di adattare un'antenna a dipolo (dispositivo bilanciato) alla linea di trasmissione che di solito è un cavo coassiale (sbilanciato) e di costringere la linea di trasmissione a fare esclusivamente il suo lavoro senza partecipare alla radiazione della potenza RF, che ovviamente è compito dell'antenna. Questo si ottiene isolando l'antenna dalla superficie esterna dello schermo del cavo coassiale, in altre parole ridurre il più possibile la corrente di sbilanciamento, detta anche "di modo comune" ( $I_3$  in Fig. 1) che tende a scorrere appunto sulla superficie esterna dello schermo. Tale corrente oltre a provocare distorsioni nel diagramma di radiazione di un dipolo, tende a provocare tensioni a RF sulla massa metallica del trasmettitore. Non solo ma può portare verso l'antenna e quindi al ricevitore, disturbi provenienti dalle vicinanze ove ha sede la stazione radio. Maggiori approfondimenti si possono trovare nei vari manuali editi dall'ARRL e dalla RSGB, oltre che in Internet, ma quest'ultimi sono da scegliere con cognizione di causa, vista la mole di inesattezze che vi circola senza limiti. Nei riferimenti sono riportate delle pagine Internet di autori degni di nota da consultare anche per altri argomenti riguardanti le antenne.

## EFFICIENZA

Il tipo di materiale da cui è costituito il nucleo gioca un ruolo fondamentale per l'efficienza del dispositivo. Le perdite in un nucleo di ferrite sono funzione della caduta di tensione lungo la linea

di trasmissione in altre parole dell'impedenza di funzionamento e quindi dielettriche. Ha pertanto più perdite un trasformatore 50÷200 ohm che un trasformatore 50÷12,5 ohm.

Le perdite variano col tipo di ferrite od altro materiale magnetico in funzione della resistività del volume del materiale che può variare da  $10^2$  ohm/cm (1000) a  $10^9$  ohm/cm (10000 Mohm) per la ferrite e fino a  $10^{-2}$  ohm/cm (0,01) per il ferro polverizzato. Altre perdite variano in funzione della frequenza e del materiale. In generale, bassi valori di permeabilità consentono maggiore efficienza ma ne limitano la risposta alle basse frequenze. Con impedenze sotto i 100 ohm e permeabilità fino a 300 si ottiene un'efficienza molto elevata, dal 98 a 99%. Lavorando con impedenze oltre i 100 ohm è necessario accettare un compromesso con le basse frequenze. Ad impedenze da 200 a 300 ohm e con permeabilità da 200 a 300 si ottiene un'accettabile efficienza del 97%.

### POTENZA SOPPORTABILE

La potenza sopportabile è generalmente determinata da due condizioni: L'aumento di temperatura dovuto alle perdite, di solito dipendente dal tempo ed il superamento casuale dei valori massimi di certi parametri che può portare alla distruzione immediata del dispositivo. In genere la potenza sopportabile da questi dispositivi quando funzionano secondo i principi delle linee di trasmissione è determinata più dalla sezione dei conduttori che dalla dimensione del nucleo. Quindi, conduttori di maggior diametro, l'uso di cavo coassiale o conduttori piatti possono anche raddoppiare la potenza sopportabile col medesimo nucleo magnetico.

Per quanto riguarda gli elevati livelli di tensione che si possono sviluppare, gli avvolgimenti possono essere realizzati con conduttore isolato in poliammide o nastro Scotch<sup>®</sup> n. 92.

Il fatto che il nucleo diventi caldo al tatto (dopo aver tolto energia), suggerisce che il nucleo sia del materiale non adatto e che la reattanza realizzata sia insufficiente a prevenire le convenzionali correnti in un trasformatore e non un problema di conduttori sottodimensionati.

Nella tabella che segue sono riportati dei dati costruttivi con le relative potenze massime continue ammesse. I dati sono validi per nuclei in ferrite aventi una permeabilità non superiore a 300. A causa della scarsa lunghezza degli avvolgimenti la perdita nei conduttori è insignificante, infatti, un conduttore di 1 mm di diametro può sopportare facilmente fino ad 1 kW, ciononostante come si vede nella tabella, una dimensione leggermente superiore offre maggior spazio di manovra. Le perdite non sono funzione della corrente come in un trasformatore convenzionale ma in molti casi in relazione al valore dell'impedenza cui lavora il trasformatore. Questo suggerisce perdite nel dielettrico piuttosto che perdite causate dal flusso magnetico.

Tabella 1

<i>Diametro esterno del nucleo magnetico toroidale (pollici)</i>	<i>diametro dei conduttori in rame rigido della linea di trasmissione</i>	<i>Potenza massima continua</i>
1	1 - 1,3 mm (16-18 AWG)	200 W
1½ o più	1,6 mm (14 AWG)	1000 W
1½ o più	2 - 2,6 mm (10-12 AWG), cavo coax, rame piatto	2000 W
Fonte: Jerry Sevick, <i>Transmission Line Transformers</i>		

### REALIZZAZIONE DEL SIMMETRIZZATORE

Vista la funzione principale del dispositivo, ovvero ridurre il più possibile la corrente sulla superficie esterna del cavo coassiale, come già sopradetto, Se ne deduce che per raggiungere questo scopo è necessario introdurre un impedimento a questa corrente e fare in modo che circolino solo le

correnti sulle superfici interne del cavo coassiale. L'inserzione di una reattanza induttiva sulla superficie esterna del cavo porta al risultato cercato.

I metodi per realizzare questo sono principalmente due: realizzare un'induttanza munita di un adatto nucleo magnetico direttamente col cavo coassiale che funge da linea di alimentazione o realizzare un induttanza tramite un adatto tratto di linea di trasmissione costituito da due conduttori paralleli del giusto diametro, tenuti alla distanza prevista per fargli assumere l'impedenza caratteristica necessaria ed avvolti sul nucleo magnetico. Il nucleo in questione deve avere una permeabilità abbastanza alta per creare una reattanza sufficiente **col minor numero di spire possibile**. Specie per un buon funzionamento alle basse frequenze (1800 kHz). Il materiale deve avere un'elevata resistività e basse perdite dielettriche per ridurre il più possibile il riscaldamento del nucleo e quindi deve avere le dimensioni adatte. Tuttavia non è il caso di usare un nucleo da 2 kg per potenze di 100 watt. Si ottengono le migliori prestazioni usando un nucleo che sia il più piccolo possibile compatibilmente con la potenza da sopportare senza riscaldarsi apprezzabilmente.

Gli avvolgimenti **devono** essere il più brevi possibile (questo è consentito solo da un nucleo con adatta permeabilità) devono in ogni caso essere più corti di  $\frac{1}{4}$  della lunghezza d'onda alla più alta frequenza di lavoro del dispositivo. Sono circa 1400 millimetri per una frequenza massima di 30 MHz, ovvero 20 spire su di un nucleo da 2 pollici. Oppure 700 millimetri per una frequenza limite di 50 MHz, ovvero 8 spire su di un nucleo da 2 pollici. Tutto ciò posto che sia usato un cavo coassiale in Teflon<sup>®</sup> che ha un fattore di velocità tra 0,6 e 0,7. (ad es. RG142B/U)

Il nucleo da usare, come già detto in precedenza, deve avere una permeabilità sufficiente allo scopo. Il valore della permeabilità iniziale  $\mu_i$  (mu) è circa 125 per frequenze da 2 a 50 MHz e 250 per frequenze da 1 a 50 MHz. Tali valori di permeabilità si trovano solo nei nuclei formati con il materiale chiamato **ferrite**.

Le varianti di questo materiale per le permeabilità di cui sopra sono commercialmente chiamate rispettivamente 61 ( $\mu_i=125$ ), 64 o 66 ( $\mu_i=250$ ), 43 ( $\mu_i=850$ ).

In breve, sono materiali di consistenza ceramica scoperti in Giappone da T. Takei e sviluppati durante la seconda guerra mondiale nei *Philips Research Laboratories* in Olanda le cui ricerche sono state pubblicate nel 1947. La formula chimica delle ferriti è  $MFe_2O_4$ , dove M sta per uno degli ioni divalenti: magnesio, zinco, rame, nickel, ferro, cobalto, manganese od una miscela dei suddetti. Eccetto che per i composti contenenti ioni di ferro, le ferriti possono essere prodotte con resistività da 1000 a 10 Gohm/cm in confronto ai  $10^{-5}$  ohm/cm dei metalli ferromagnetici (come il ferro polverizzato). Questi alti valori di resistività hanno consentito applicazioni in gamme di frequenza prima non realizzabili.

Il materiale Ferro Polverizzato (*Iron Powder*) con cui sono formati i nuclei che si notano impiegati come *balun* un po' dappertutto, sono formati principalmente con due tipi miscela del materiale, la prima chiamata 2 (verniciato in rosso) ha una permeabilità di 10 e quella chiamata 6 (verniciato in giallo) ha una permeabilità di 8.

Questi NON sono assolutamente adatti a realizzare dei dispositivi di simmetrizzazione a larga banda efficienti, principalmente a causa dell'elevato numero di spire necessarie per essere efficaci sulle bande basse (1,8 MHz), che ne limitano contemporaneamente la frequenza massima di lavoro. Per inciso, questi nuclei sono da impiegarsi per realizzare circuiti risonanti e non a larga banda come sono i simmetrizzatori.

Gli avvolgimenti sono da realizzare con conduttore di rame smaltato di sezione adeguata alla corrente. (vedere: potenza sopportabile) L'isolamento in PVC ovvero quello dei normali fili per

impianti elettrici non è adatto alle alte frequenze in gioco. Più adatti in caso di elevate potenze ma di difficile reperibilità è il conduttore di rame argentato isolato in teflon oppure isolato in poliammide (quest'ultimi commercialmente conosciuti negli Stati Uniti come *ML* ed *H Imideze wires* che erano prodotti dalla *Magnet Wire Company* oggi *Rea Magnet Wire Company*).

I due conduttori costituenti la linea di trasmissione devono essere tenuti preventivamente uniti o spaziati per ottenere la richiesta impedenza caratteristica e paralleli mediante dei tubetti isolanti e quindi avvolti sul nucleo tenendo equamente distanziate le spire del doppino di uno spazio minimo pari ad una spira. I due conduttori potrebbero essere anche ritorti, i risultato, in pratica, non cambia.

È possibile ed anche raccomandabile utilizzare anche cavo coassiale tipo RG58/U ossia con dielettrico in polietilene solido (non in schiuma), per evitare la migrazione del conduttore centrale verso lo schermo e successivo cortocircuito. Togliendo la guaina si avvolgono meglio le spire. La tensione massima è nell'ordine dei 2 kV e la potenza sopportabile è probabilmente maggiore di 2 kW.

Per evitare danni allo smalto isolante dei conduttori, potrebbe essere necessario ricoprire il nucleo magnetico con nastro di fibra di vetro (3M *Scotch 27 Tape*, *glass cloth electrical tape*). Evitare il normale nastro isolante in PVC.

## IN PRATICA

Fig. 2 a sinistra

11 spire bifilari di conduttore di rame calibro AWG 12 (2,05 mm diam.) su nucleo toroidale da 2 pollici diametro esterno, mescola K5 ( $\mu=290$ ). Ciascun conduttore è coperto da due strati di nastro Scotch n. 92 risultando un'impedenza caratteristica di 50 ohm. La potenza e la tensione massima sopportabili sono rispettivamente 5 kW e 5 kV. La banda passante utile si estende da 1 MHz a ben oltre 50 MHz. Questo trasformatore può essere modificato con conduttore AWG 14 H Imideze od ML, con uno solo dei conduttori ricoperto da uno strato di nastro Scotch n.92. La potenza e la tensione si riducono solo di un fattore 2, circa.

Fig. 2 al centro

10 spire di cavo coassiale RG58/U su nucleo toroidale da 2,4 pollici mescola 61 ( $\mu=125$ ). La banda utile va da 2 a ben oltre 50 Mhz. Con un toroide mescola 66 ( $\mu=250$ ) la risposta alla bassa frequenza si estende ad 1 MHz. La potenza sopportabile continua probabilmente arriva a 2 kW. La tensione massima si aggira attorno ai 2 kV. La guaina del cavo è rimossa per facilitare l'avvolgimento e poichè il conduttore interno è piuttosto ridotto, il trasformatore va fissato per bene come si vede nella Fig. 2. Come già menzionato in altra parte, il cavo con l'isolamento in polietilene espanso non è adatto perchè non impedisce la migrazione del conduttore interno verso la calza a causa del raggio di curvatura col conseguente cortocircuito.

Fig. 2 a destra

Un esempio di balun tipo Guanella da 75 ohm. 12 spire bifilari di conduttore AWG 14 su nucleo da 2 pollici, mescola K5 ( $\mu=290$ ). Uno dei due conduttori è ricoperto con tubetto di Teflon dello spessore di 17 mil (millesimi di pollice = 0,0254 millimetri) per aumentare l'impedenza caratteristica a 75 ohm. La banda passante si estende da 1,5 MHz ad oltre 50 MHz, la potenza massima continua è 2 kW, la tensione massima con l'impiego di conduttore *H Imideze* od *ML* è ben oltre 2 kV.

## CONCLUSIONI

Evitare quindi i nuclei in ferro polverizzato per realizzare *balun*, richiedendo ai rivenditori nuclei di

ferrite corredati dei dati di permeabilità e prima di accingersi a costruire tali dispositivi consultare della letteratura autorevole, sono dispositivi che l'Amatore può costruirsi agevolmente e con grande soddisfazione ma deve prima sapere ciò che si deve fare.

Tanto per fare un esempio, si sono notati pubblicati parecchi articoli illustranti l'uso di un trasformatore con rapporto  $9:1$  realizzato con nucleo in ferro polverizzato ed inserito alla base di corte antenne verticali dichiarando che tale combinazione godrebbe di una larga banda di funzionamento (questo misurando solo il ROS! E tra l'altro, senza piano di terra, anzi dichiarando che questo non serve assolutamente). Dalle ricerche di Martin Eherenfried e non solo, si deduce che tutta questa larghezza di banda, al contrario, mascheri le perdite aggiuntive nel sistema piuttosto che un buon adattamento, tra l'altro misurando solo ed esclusivamente il ROS.

Ricordiamo che dichiarare valida un'antenna solo perchè esibisce un basso valore di ROS o confrontandola con la quantità di contatti che si sono o meno potuti effettuare è una pessima pratica che non è fondata su nessun principio scientifico. È necessario non dimenticare che prima di tutto si deve fare i conti con la propagazione favorevole o meno e poi col diagramma di radiazione dell'antenna coi suoi massimi e minimi, e per finire, il ROS non dice assolutamente nulla circa le perdite del sistema che possono essere anche cospicue. Sui trasformatori esposti in queste note c'è molto altro da sapere, per questo è bene consultare la letteratura nei riferimenti.

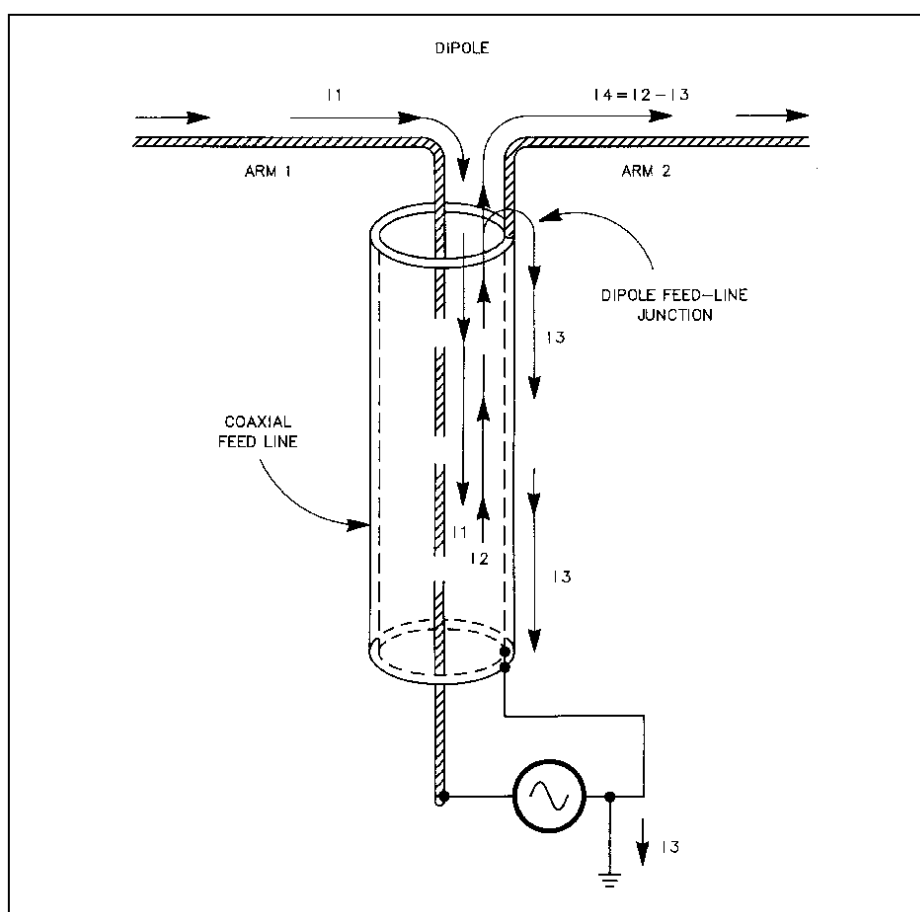


Fig. 1 – Rappresentazione delle correnti che interessano il punto di alimentazione di un dipolo alimentato tramite cavo coassiale. Lo scopo di un trasformatore simmetrizzatore è quello di ridurre il più possibile la corrente di modo comune,  $I_3$

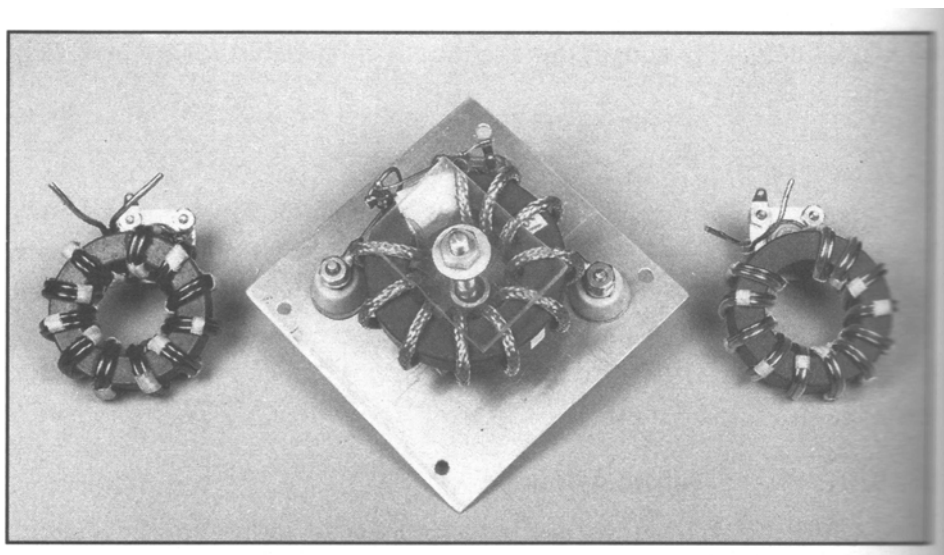


Fig. 2 – Trasformatori simmetrizzatori toroidali di ferrite tipo Guanella con un rapporto 1÷1

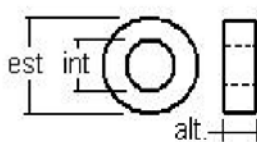
Tabella 2 – Corrispondenza tra il calibro AWG dei fili di rame ed il diametro in millimetri

<i>Wire Size (AWG)</i>	<i>Diam (Mils)</i>	Diametro corrispondente
calibro del filo <i>American Wire Gauge</i>	millesimi di pollice	millimetri
1	289,3	7,35
2	257,6	6,54
3	229,4	5,83
4	204,3	5,19
5	181,9	4,62
6	162,0	4,11
7	144,3	3,67
8	128,5	3,26
9	114,4	2,91
10	101,9	2,59
11	90,7	2,30
12	80,8	2,05
13	72,0	1,83
14	64,1	1,63
15	57,1	1,45
16	50,8	1,29
17	45,3	1,15
18	40,3	1,02
19	35,9	0,91
20	32,0	0,81
21	28,5	0,72
22	25,3	0,64
23	22,6	0,57
24	20,1	0,51
25	17,9	0,45
26	15,9	0,40
27	14,2	0,36
28	12,6	0,32
29	11,3	0,29
30	10,0	0,25



Toroidi a banda larga per circuiti non accordati

pag L 22



Questi toroidi Amidon sono spesso usati per circuiti a banda larga non accordati , ad esempio trasformatori per circuiti Norton , per realizzare power splitter , divisori o sommatori di segnale , balun in HF , per il matching d'ingresso o d'uscita su amplificatori HF - VHF di potenza su filtri IF con impedenza molto alta , ecc .  
Inoltre , per le loro caratteristiche di medio-alta induttanza , sono anche utilizzati per realizzare bobine choke di disaccoppiamento , filtri EMI per alimentazione ecc. potendo raggiungere alti valori di induttanza .

dimensioni in mm			μ i	AL mH ( induttanza in mH per 1000 spire )		cod.	prezzo € cad 1 - 10 pz
Ø est	Ø int	alt.		numero spire = $2\sqrt{(\text{valore indutt. : ALmH}) \times 1000}$			
			40				
12.7	7.1	4.9		22		FT-50-67	0,95 - 0,90
6	3	1.6	125	25		FT-23-61	0,50 - 0,43
9.5	4.8	3.3		55		FT-37-61	0,60 - 0,50
12.7	7.1	4.9		68		FT-50-61	0,80 - 0,70
21	13.2	6.3		75		FT-82-61	1,30 - 1,15
29	19	7.5		80	11 g	FT-114-61	2,30 - 2,05
35.6	23	12.7		140		FT-140-61	4,00
61	35.5	12.7		170	adatto per balun HF di alta potenza ~ fino 1 KW , particolarmente indicato per la parte alta delle HF fino 60 MHz130 g	FT-240-61	18,70
6	3	1.6	850	158		FT-23-43	0,50 - 0,43
9.5	4.8	3.3		350		FT-37-43	0,60 - 0,50
12.7	7.1	4.9		440	2 g	FT-50-43	0,80 - 0,70
21	13.2	6.3		470		FT-82-43	1,30 - 1,15
29	19	7.5		510	11 g	FT-114-43	2,30 - 2,10
35.6	23	12.7		885	38 g	FT-140-43	3,80 - 3,50
61	35.5	12.7		1075	adatto per balun HF di alta potenza ~ fino 1 KW , particolarmente indicato per la parte bassa e media delle HF130 g	FT-240-43	11,50
9.5	4.8	3.3	2.000	880		FT-37-77	0,60 - 0,50
12.7	7.1	4.9		1100		FT-50-77	0,80 - 0,70
21	13.2	6.3		1175		FT-82-77	1,40 - 1,30
9.5	4.8	3.3	5.000	2200		FT-37-75	0,75 - 0,65
12.7	7.1	4.9		2725		FT-50-75	0,90 - 0,80

Fig. 3 – Estratto di una pagina del catalogo della ditta RF Elettronica di Rota Franco, [www.microwave.it](http://www.microwave.it). Notare gli articoli coi codici FT-240-43 e FT-240-61 e la relativa permeabilità.

*Per quanto riguarda ulteriori informazioni circa i materiali isolanti, si riporta qui di seguito un estratto da un'opera di David Knight, G3YNH, che tratta di questo non trascurabile argomento. L'edizione integrale è disponibile alla pagina internet dell'Autore.*

© D W Knight 2003-2007.

*David Knight asserts the right to be recognised as the author of this following work.*

## 2. Componenti e Materiali: Parte 6.

### Contenuto:

- 2-24. Caratteristiche dielettriche.
- 2-25. Interpretazione dei dati dielettrici.
- 2-26. Proprietà dell'acqua.
- 2-27. Il forno a microonde Test?
- 2-28. Perdita di potere dielettrico.

### 2-24. Caratteristiche Dielettriche:

Di seguito sono descritte le proprietà di alcuni comuni materiali dielettrici. Questa descrizione non intende rappresentare lo stato dell'arte dell'ingegneria elettrotecnica, ma è piuttosto un elenco di materiali che potrebbe essere d'interesse per gli sperimentatori dilettanti, ossia, comprende i materiali che potreste trovare frugando nel magazzino, insieme con i materiali utilizzati in commercio condensatori disponibili e componenti strutturali. Ulteriori e dettagliate informazioni sono disponibili, come si nota, ricercando per esempio i riferimenti [7], [8] e [40].

In materia di scelta dei materiali: dovrebbe ora essere evidente che in situazioni in cui espressamente non si desidera creare capacità parassita, come ad esempio quando si sceglie dei materiali per i supporti delle bobine ed isolatori, sono quindi da preferire i dielettrici non polari. I materiali non polari sono anche da preferire per le loro basse perdite e la stabilità della costante dielettrica nelle gamme a radio-frequenza, e quindi trovano uso nei cavi delle linee di trasmissione ed in condensatori di piccolo valore. C'è tuttavia un vantaggio particolare nei materiali polari e ferroelettrici ed è quello di consentire quantità relativamente elevate di capacità ottenibili in un piccolo volume. A volte quindi, potremmo essere propensi a superare le sfide tecniche poste da materiali con un grande  $\epsilon_r$  così che possiamo godere dei benefici della miniaturizzazione, uno di questi benefici è un'induttanza parassita piuttosto bassa. Si rileva inoltre che la selezione dei materiali a disposizione non polari è piuttosto limitato, e può essere necessario scegliere un materiale polare al fine di ottenere la desiderata combinazione di resistenza, rigidità e resistenza al calore. L'arte nella scelta dei materiali polari, pertanto, consiste nel conoscere la forma generale dello spettro della costante dielettrica, ed esaminando i dati disponibili per garantire che non vi siano significative (indesiderate) regioni di dispersione nella gamma delle frequenze d'interesse.

Le proprietà dei materiali dielettrici fabbricati, sono spesso modificate con l'uso di additivi, e quindi possono variare in base al produttore ed a volte fra lotti differenti. Ciò vale soprattutto per la ceramica, materie plastiche e gli elastomeri (le gomme), ed ovviamente per i materiali composti (plastici rinforzati con fibre di vetro, ecc.) L'inclusione di additivi nella fase di pre-polimerizzazione o di fusione della produzione è conosciuta come *compounding*. Gli additivi possono essere presenti in alta concentrazione, e così la costante dielettrica ad una particolare frequenza, essendo normalmente la media per la miscela, può discostarsi sostanzialmente da quella di un materiale

puro. Tuttavia ci può essere un effetto maggiore di un semplice valore medio, soprattutto quando ai materiali polari sono aggiunti dei **plastificanti**. I plastificanti sono sostanze cerosi con una struttura molecolare simile a piastrelline, che si aggiungono alle plastiche, al fine di migliorarne la morbidezza e la flessibilità. Essi lavorano facilitando lo scorrimento tra catene polimeriche adiacenti, ma così facendo modificano anche il tempo di rilassamento per l'orientamento della polarizzazione e la misura in cui può verificarsi. L'uso di plastificanti nel PVC (cloruro di polivinile), per esempio, ha l'effetto di spostare la dispersione della rotazione interna ad una frequenza più alta e quindi degradare le prestazioni in RF (non che prima fosse stato meglio).

Oltre alle vere proprietà dielettriche di un materiale, ci può anche essere un comportamento anomalo a causa dei cosiddetti "effetti d'interfaccia". Tra le possibili cause sono: discontinuità (fessure e strati) nel materiale, la cattura di portatori di carica agli elettrodi, e ci possono essere delle impurità che danno luogo a sacche di materiale conduttivo o resistivo. Questi di solito piccoli scostamenti dal vero comportamento dielettrico sono classificate sotto il titolo generale di "effetto Maxwell-Wagner" (rif. [8], sezione 1.8.5) e di norma comportano una perdita supplementare ed il comportamento a bassa frequenza indistinguibili dall'assorbimento dielettrico.

Una proprietà importante dei dielettrici, non finora discussa, è quello della rigidità dielettrica. Fatta eccezione per i ferroelettrici, i materiali dielettrici si comportano in modo abbastanza lineare con l'aumentare della forza del campo, fino ad un certo punto, dopo di che c'è una forza sufficiente a strappare elettroni degli atomi o molecole costituenti e nel materiale avviene la scarica disruptiva.

Nel caso di materiali solidi a base di catene di atomi di carbonio, come le materie plastiche, gomme, e molti compositi, questo determina il rilascio di carbonio libero (carbonizzazione), e poiché il carbonio è un moderato conduttore elettrico, si crea un cortocircuito permanente. Questo problema è aggirato nei condensatori realizzando tramite deposizione allo stato di vapore di una sottile pellicola di metallo su un foglio di plastica (condensatori a film metallizzato), perché la quantità di metallo sull'elettrodo è così piccola che vaporizzerà e sarà eliminato dalla zona della scarica. Questi condensatori sono denominati "auto-ripristinanti", ma anche così, la capacità si riduce leggermente se parti degli elettrodi vengono distrutte [29]. Nei condensatori a pellicola (cioè, condensatori che usano elettrodi a lamina di metallo), che sono da preferire nelle applicazioni RF per la loro bassa resistenza elettrodica, l'auto-ripristino non è possibile. I materiali solidi non a base di carbonio possono anche guastarsi in modo permanente per corto circuito, in questo caso il meccanismo diviene la perforazione fisica del dielettrico, e la placatura del canale derivante con prodotti di decomposizione conduttivi e metallo vaporizzato dagli elettrodi.

Solamente liquidi, gas ed il vuoto si ripristinano completamente da eventi di sovratensione, ma agli elettrodi non va così bene. Un arco (processo di conduzione che coinvolge gas ionizzato) deturperà le piastre di un condensatore, lasciando la superficie ruvida su scala microscopica. Le cariche elettriche libere in un conduttore tendono a riunirsi nei punti più acuminati (a minor raggio di curvatura, n.d.t.), e così avviare le scariche per il cosiddetto "effetto di emissione da campo elettrico". Questo significa che una volta che in un condensatore in aria (per esempio) avviene una scarica disruptiva, la sua tensione di scarica sarà ridotta da quel momento in poi, e non si ripristinerà fino a quando il condensatore non sarà smantellato e le aree deturpate, rilucide (condensatori a vuoto sono più indulgenti a questo proposito, dal momento che la pressione del gas è molto bassa e il processo di erosione degli elettrodi è di conseguenza meno pesante). Ne consegue anche, che un condensatore variabile in aria sopporta la massima tensione possibile solo se le piastre hanno una finitura a specchio e sono privi di bave e spigoli vivi. Superfici lisce e bordi arrotondati sono inoltre necessari nei condensatori per la prova dielettrica, per garantire un campo uniforme, anche quando le misure devono essere eseguite solo a basse tensioni.

La tensione di rottura di un dielettrico solido non è perfettamente proporzionale alla distanza tra gli

elettrodi. L'intensità di campo (volt per metro) per la rottura del dielettrico è di solito maggiore per piccole spaziature tra gli elettrodi di quanto lo sia per maggiori distanze interelettrodeiche. Si noti inoltre che la rigidità dielettrica di un materiale può variare a seconda della frequenza e forma d'onda del campo applicato. È la tensione di **picco** della forma d'onda applicata, non la tensione efficace (RMS) che deve essere utilizzata per la stima dello sforzo nel dielettrico, ovvero, per una onda sinusoidale (come un segnale radio):

$$V_{pk} = V_{eff} \times \sqrt{2}$$

Se un condensatore è utilizzato per bloccare la corrente continua (per esempio, l'accoppiamento all'anodo della valvola), il potenziale costante in corrente continua deve essere sommato al picco del potenziale a RF.

Si noti che l'aria, nonostante una perdita dielettrica molto bassa, ha una bassa rigidità dielettrica. Poiché capacità è inversamente proporzionale alla distanza tra le piastre, la necessità di maggiore distanza tra le armature (almeno 1 mm per ogni 3 kV di picco) rende impossibile costruire fisicamente piccoli condensatori in aria ad alta tensione. Fortunatamente, la rigidità dielettrica dell'aria aumenta con l'aumentare dell'umidità, la ragione è che il vapore acqueo agisce come un agente di cattura elettronica, e tende così a spegnere gli archi.

La costante dielettrica,  $\tan\delta$ , rigidità dielettrica e la resistività, tutte queste possono variare con la temperatura. La resistività in generale si riduce (cioè, la conduttività aumenta) al crescere della temperatura (a causa della elevata temperatura ambiente o della perdita dielettrica); la maggior parte degli isolanti sono effettivamente semiconduttori nel senso più ampio del termine. L'aumento della conduttività è associato ad una riduzione della rigidità dielettrica, dal momento che è la corrente di dispersione che avvia il processo a valanga coinvolto nella rottura dell'isolamento. Un migliore raffreddamento del dielettrico è parzialmente responsabile per l'aumento della rigidità dielettrica (ma non della tensione di rottura), che si verifica quando la distanza tra gli elettrodi è ridotta.

### Proprietà dei dielettrici.

Nota 1: Le proprietà dei materiali possono variare secondo il fornitore, l'età, la conservazione e le condizioni. I dati sono scelti da fonti diverse e sono per orientamento generale. Per le applicazioni critiche, fare riferimento ai dati del produttore od a riferimenti originali.

Nota 2: La rigidità dielettrica (intensità di campo per la rottura dell'isolamento) varia a seconda dello spessore del campione, essendo maggiore per le pellicole sottili. Lo spessore del campione è indicato tra parentesi (dove conosciuto).

1mil = 0.001" = 25.4μm. 1" = 25,4 mm.

### Abbreviazioni:

RH = umidità relativa.

tip = valore tipico.

k = 1000,

M = 106,

G = 109,

T = 1012.

< Significa "minore di".

> Significa "maggiore di".

~ Significa "circa".

∞ Significa "infinito".

**A. Minerali, Ceramica, Vetro**

Materiale	Tipo di Dielettrico	Freq / Hz	$\epsilon_r'$	Tan $\delta$	Rigidità Dielettrica / kV/mm	resistività $\rho$ / $\Omega\text{m}$
Alto Vuoto (< 10 <sup>-3</sup> mmHg)	-	0 - $\infty$	1	0	$\infty$ (vedi nota *)	$\infty$ (vedi nota *)
Aria, Secca 20°C, 1bar	Non-polare	<30G	1.0005361	~0	3.1 (1.6-10mm)	-
Aria 25%RH			1.00060		>3.1	-
20°C, 60%RH			1.00066			
1bar 100%RH			1.00074			
Titanato di Bario** (BaTiO <sub>3</sub> ) ceramica	Ferro-electrico	1M	200 - 12000	0.016 ( $\epsilon_r'$ =1200)	2 - 12	-
Vetro, Borosilicato (Pyrex), 20°C,	Polare	1K	5.3	0.005	13	10 <sup>12</sup>
		1M	5.3	0.004		
Vetro, soda (ordinario), 20°C	Polare	1M	7.5	0.01	8 - 10	10 <sup>9</sup> - 10 <sup>11</sup>
		100M	7.5	0.008		
Ruby mica	Polare	1M	5.4	0.0003	150 - 220	10 <sup>11</sup> - 10 <sup>15</sup>
		100M	5.4	0.0002		
Porcellana, 20°C	Polare	1M	7 - 5.5	0.007 - 0.008	1.6- 3.9	-
Porcellana (HV electrical) 20-100°C	Polare	50	5.5	0.03	-	-
		1M	5.5	0.008		

\* La rigidità dielettrica del vuoto è praticamente infinita, ma nessun vuoto è perfetto. Tipicamente i condensatori a vuoto (senza *getter*) ed i relè hanno una pressione interna di circa  $10^{-7}$  Torr (mm Hg). Questo porta ad un valore del campo per la rottura dielettrica di circa 40kV/mm [vedi sito web Jennings Technology, Tech Note: dielettrica del vuoto]. I dispositivi a vuoto conducono l'elettricità anche quando l'intensità del campo fra gli elettrodi è elevata, per effetto Schottky [41] [42], cioè, la riduzione della soglia di emissione termoionica in presenza di un campo elettrico. Questo processo di conduzione (energia libera di Helmholtz) dipende dalla funzione a cui è destinato, il materiale dell'elettrodo, ovvero, è una proprietà degli elettrodi, non del vuoto.

\*\* La voce si riferisce soprattutto ai condensatori ceramici di classe 2, 3 e 4. Ceramica ad alta stabilità di Classe 1 (C0G o NP0) hanno poco o nessun contributo ferroelettrico ad  $\epsilon_r'$ . Ci sono buone informazioni su condensatori ceramici nel sito internet "CapSite 2007".

**B. Materiali Compositi.**

Materiale	Tipo di Dielettrico	Freq / Hz	$\epsilon_r'$	$\tan\delta$	Rigidità Dielettrica / kV/mm	resistività, $\rho$ / $\Omega\text{m}$
Fibreglass- epoxy	Polare	60	4.2 - 5.3	0.003 - 0.015	12 - 24 (1/8")	$10^{13}$
		1M	4.2 - 5.3	0.010 - 0.030		
Poliestere e Fibre di Vetro	Polare	60	4.0 - 6.0	0.005 - 0.090	8 - 24 (1/8")	$10^3 - 10^{10}$
		1K	4.2 - 5.0	0.004 - 0.040		
		1M	3.0 - 6.0	0.007 - 0.040		
PTFE e Fibre di Vetro	principalmente non-polare	60	2.2 - 2.33	0.004	10.6 - 11.8 (1/8")	$>10^5$
		1K	2.2 - 2.33	0.001		
		1M	2.2 - 2.4	0.00035		
Resina Fenolica, caricata con tessuto (SRBF, Tufnol), 20°C	Polare	60	5.0 - 10.0	0.04 - 0.05	4.7 - 17.3 (1/8")	$10^8 - 10^{10}$
		1K	4.2 - 6.5	0.04 - 0.09		
		1M	5.0 - 7.5	0.05 - 0.10		
Resina Fenolica, caricata con carta (SRBP, Paxolin) 20°C	Polare	60	4.5 - 7.5	0.02 - 0.10	10.2 - 32 (1/8")	$10^8 - 10^{11}$
		1K	4.2 - 6.0	0.03 - 0.07		
		1M	3.6 - 6.0	0.02 - 0.08		
		100M	5	0.02		
		1G	5	0.08		
Legno, <i>Scots pine</i> 15% acqua, densità 0.61 g/cm³. 20°C	Polare	1M	8.2	0.059	-	-
		100M	7.3	0.094		

**C. Materie Plastiche**

Materiale	Tipo di Dielettrico	Freq / Hz	$\epsilon_r'$	$\tan\delta$	Rigidità Dielettrica / kV/mm	resistività, $\rho$ / $\Omega\text{m}$
ABS (acrylonitrile-butadiene-styrene)	Polare	60	2.4 - 5.0	0.003 - 0.008	-	$10^{14}$
		1K	2.5 - 3.0	-		
		1M	2.4 - 3.8	0.007 - 0.015		
Acrylic (polymethyl-methacrylate, Perspex, Lucite, Plexiglass) 20°C	Polare	60	3.5 - 4.5	0.04 - 0.06	40	$>10^{13}$
		1K	3.5 - 4.0	0.040		
		1M	3.0 - 3.5	0.02 - 0.030		
		100M	2.6	0.006		
		1G	2.58	0.009		
ETFE (ethylene-tetrafluoroethylene copolymer, Tefzel)	leggermente polare	1K	2.6	0.0008	200 (1mil) 100 (5mil)	$10^{14}$
		1M	2.6	0.005		
		1G	2.4	0.0005		
Nylon-66 (ordinary, typical) 20°C	Polare	60	4.0 - 4.6	0.014 - 0.04	-	$10^{12}$ - $10^{13}$ dry ( $10^{10}$ @ 50%RH)
		1M	3.4 - 3.6	0.04		
		100M	3	0.02		
PET (polyethylene-terephthalate, polyester, Mylar), 20°C	Polare	50	3.2	0.002	300 (1mil) 134 (5mil)	$10^{15}$ - $10^{17}$
		1K	3.2	0.005		
		1M	3.0	0.016		
		100M	2.9	0.015		
		1G	2.8	0.003 - 0.008		
Polycarbonate (PC, Lexan, Merlon, Tuffak) typical 20°C	Polare	60	3.17	0.0009	250 (1mil) 80 (5mil)	$2 \times 10^{14}$
		1K	2.99	0.0015		
		1M	2.93 - 2.96	0.010		
		1G	2.89	0.012		
Polyethylene (Polythene, PE) 20°C	non-polare	50 - 1G	2.2 - 2.35 typ 2.3	$\leq 0.0003$	200 (1mil) 120 (5mil)	$10^{14}$ - $10^{18}$
Polypropylene (PP) 20°C	non-polare	50 - 1G	2.2 - 2.6 typ 2.2	$\leq 0.0005$ typ 0.0003	106 (5mil)	$10^{13}$ - $10^{15}$
Polystyrene (PS, Distrene, Victron, Trolitul) 20°C	non-polare	50 - 1G	2.7 - 2.4	0.0002 - 0.0005	200 (1mil)	$10^{15}$ - $10^{19}$
		1M	2.56	0.00007		
		100M	2.55	0.0001		
		10G	2.54	0.00043		
PTFE (poly-tetrafluoroethylene, Teflon), 20°C	non-polare	50 - 3G	2.0 - 2.1	$\leq 0.0002$	50-90 (1mil) 40 (5mil)	$10^{15}$ - $10^{19}$
PVC, plastificato (polyvinylchloride) 20°C	Polare	1K	4.0 - 8.0	0.07 - 0.16	60 (5mil)	$5 \times 10^6$ - $5 \times 10^{12}$
		1M	3.3 - 4.5	0.04 - 0.14		
		10M	4	0.06		
PVC-U (unplasticised) 20°C	Polare	50	3.2	0.02	55 (5mil)	$5 \times 10^{12}$ - $10^{14}$

**D. Elastomeri (Gomme)**

Materiale	Tipo di Dielettrico	Freq / Hz	$\epsilon_r'$	$\tan\delta$	Rigidità Dielettrica / kV/mm	resistività, $\rho$ / $\Omega\text{m}$
Neoprene (polychloroprene) 20°C (24°C)	Polare	1K	6.5 (6.6)	0.03	4.4 - 28	$10^8 - 10^{11}$
		1M	5.7 (6.26)	0.095		
		100M	3.4 (4.5)	0.16		
Gomma, naturale (polyisoprene), morbida vulcanizzata. 20°C	leggermente polare	1M	3.2	0.028	10 - 25	$10^3$
		10M	3.2	0.020		
Gomma Siliconica non caricata (traslucida). 25°C	leggermente polare	60	$\sim 3.1$	0.001	22 (1/8")	$>10^{10}$
		1K	3.12 - 3.30	-		
		1M	3.10 - 3.20	0.001		
		100M	3.06 - 3.18	-		
Silicone rubber caricata al 67% con TiO <sub>2</sub> (bianca) 20°C	Polare	50	8.6	0.005	-	-
		1M	8.5	0.001		
		100M	8.5	0.001		
Gomma Siliconica Caricata con Minerale (opaca)	leggermente polare	60	3.5 - 3.6	0.004	10 - 24	$>10^{12}$
		1M	3.4 - 3.6	0.005 - 0.007		

Riferimenti per le Tabelle A ÷ D:

- [7] C779-788, E50, E56.
- [8] 1.8.3, 1.8.5, 2.11.1.
- [8a] p90-95
- [9] table 6.04 (p334)
- [18] Table II (p111).
- [25] Ch IV, p147, table IV.
- [36]: tables 6.4 (p6.9) and 10.3 (p10.14).
- [40] Section 3.
- [43] Dielectric strength of Neoprenes.
- [44] Silicone rubbers.



**E. Scelta del Materiale in funzione della tangente di perdita.**

Con Perdite $\tan\delta \geq 0.01$ ( $\delta \geq 0.57^\circ$ )	Buono $0.01 > \tan\delta \geq 0.001$ ( $0.57^\circ > \delta \geq 0.057^\circ$ )	Eccellente $\tan\delta < 0.001$ ( $\delta < 0.057^\circ$ )
Fibre di vetro (GRP) Nylon PVC Fenolica (SRBF, SRBP) Gomma Neoprene Legno	ABS* Acrylici (Perspex, Plexiglass)* Vetro, Porcellana PET (Mylar, polyester) Policarbonato (Lexan) Gomma Siliconica ETFE (Tefzel)	Vuoto Aria Mica Polythene (PE) Polypropylene (PP) Polystyrene (PS) PTFE (Teflon)

\* Prestazioni limite. La parte finale della dispersione a bassa frequenza si verifica in gamma HF.

**F. Effetti degli agenti atmosferici e limiti di temperatura massimi delle materie plastiche e gomme.**

Materiale	Assorbimento d'acqua (Saturazione)	Fusione o Rammollimento temp. / °C	Resistenza agli UV
ABS	0.6 - 1%	Ammorbidisce >77	Discreta
Acrylic	0.3 - 0.4%	Ammorbidisce 180	Buona
ETFE	< 0.02%	Fonde 270	Discreta - Buona
Nylon 66	8.5% saturated (2.5% @ 50% RH)	Fonde 218	Discreta
Polycarbonate	0.35 %	Ammorbidisce 132	Discreta
Polyethylene	< 0.01%	Fonde ~133	Scarsa* - Discreta
Polypropylene	< 0.03%	Fonde 168	Scarsa* - Discreta
Polystyrene	0.04 - 0.1%	Ammorbidisce ~98	Scarsa - Discreta
PTFE	0	Fonde 327	Molto Buona
PVC (plastificato)	Trascurabile		Discreta
PVC-U	Trascurabile	Ammorbidisce ~80	Fair - Buona
Gomma (Naturale)		Decompone	Molto Scarsa
Neoprene		Decompone	Scarsa
Gomma Siliconica	~0	Termoindurente	Buona

Fonti per la tabella F: Rif [40], [8] + esperienza pratica.

Resistenza ai raggi UV:

*Good* (buona) = nessun cambiamento significativo nella proprietà in caso di esposizione prolungata.

*Fair* (discreta) = cambiamenti nelle proprietà della superficie o la trasparenza, ma mantiene l'integrità strutturale.

*Poor* (scarsa) = diventa fragile e si disintegra.

\* La resistenza iniziale ai raggi UV può essere migliorata con additivi. L'aggiunta di nerofumo conferisce resistenza ai raggi UV, impedendo la penetrazione della luce, ma il valore di  $\tan\delta$  aumenta.

## 2-25. Interpretazione dei dati della rigidità dielettrica:

I dati riportati nelle tabelle precedenti dovrebbero essere sufficienti per la selezione generale dei materiali per applicazioni RF. Si noti comunque che ci sono molti materiali per eccellente ingegnerizzazione con proprietà dielettriche piuttosto scarse. Il punto non è evitare di utilizzare tali materiali, ma semplicemente evitare di sottoporli a forti campi a RF.

**Teflon® o PTFE.** Merita una menzione speciale perché riesce a combinare quasi tutte le proprietà elettriche desiderabili in un unico materiale. È praticamente senza perdite, il suo punto di fusione è superiore a quella della saldatura, può essere lavorato ed estruso, è altamente idrorepellente, è quasi chimicamente inerte, ed è infinitamente resistente ai raggi UV. È per tutti questi motivi che il PTFE è ampiamente usato negli impianti radio professionali per rivestimenti di conduttori, isolatori, supporti per bobine, ecc. Il suo principale svantaggio è che è costoso, ma dal momento che, in generale, sono necessarie solo piccole quantità, questa non è una valida scusa per sostituirlo con materiali scadenti. Un piccolo svantaggio è che è una plastica morbida, e quindi non può essere utilizzato in situazioni in cui è richiesta elevata resistenza a trazione od a compressione (ad esempio, gli isolatori centrali e quelli d'estremità di un dipolo).

**PVC.** Questo d'altra parte, merita una menzione speciale perché è un dielettrico **assolutamente pessimo**. Le perdite nel dielettrico che si verificano nel PVC plastificato, in particolare, sono simili a quelle quelli che si verificano nel legno non trattato. Questo è inopportuno e dannoso, perché il PVC è ampiamente usato come isolante nei cavi di distribuzione dell'energia, applicazioni audio e telefoniche. L'onnipresenza del PVC nei servizi elettrici sembra portare gli amatori progettisti (e qualche commerciante) a credere che sia adatto ad applicazioni a RF<sup>1</sup>. La letteratura d'amatore abbonda di esempi di bobine avvolte su supporti in PVC (tubi per scarichi, ecc), a volte con conduttore rivestito in PVC, tutto ciò esibirà un Q abissalmente basso ed è probabile che fondano anche in applicazioni di media potenza (0,4 - 1,5 kW). Per una illustrazione degli effetti dei supporti di PVC sul Q delle bobine vedasi il riferimento [14a e 14b]. Altre mancanze note all'autore comprendono: l'uso di filo in rame stagnato ricoperto di PVC, in trasformatori simmetrizzatori (balun), l'uso di conduttore ricoperto di PVC nelle linee di trasmissione delle antenne, l'utilizzo di guaine di PVC per l'isolamento dei conduttori nei compartimenti anodici di amplificatori lineari in HF, l'uso di nastro isolante adesivo in PVC nelle zone ad alto campo, e così via (fino alla nausea). La costante dielettrica del PVC è fortemente dipendente dalla temperatura, per cui i componenti in PVC non devono essere utilizzati nella costruzione di oscillatori e di altri circuiti ad alta stabilità.

Si noti infine che i materiali per i circuiti stampati: resina epossidica rinforzata con fibra di vetro e carta laminata con resina fenolica; non sono dielettrici particolarmente buoni. Questo è senza conseguenze nelle applicazioni con piccoli segnali, ma dovrebbe spiegare perché sintonizzatori d'antenna e circuiti anodici di amplificatori lineari sono migliori se costruiti con filo di rame tradizionale e tecniche di costruzione a punti di saldatura. **La pratica a volte raccomandata di utilizzare pezzi di fibra di vetro con rame laminato sui due lati per realizzare condensatori deve essere evitata.**

## 2-26. Proprietà dell'acqua:

Anche se non vorremmo usarlo come dielettrico in un condensatore, l'acqua è il più importante dei liquidi polari, ed il suo comportamento è ben documentato ed un buon esempio della teoria della polarizzazione discussa in precedenza. L'acqua ha dei dipoli con un momento relativamente grande, perché la molecola è asimmetrica (a forma di V), la configurazione elettronica ad energia più bassa richiede un angolo di 105° tra i legami chimici che collegano l'atomo di ossigeno ai due atomi di idrogeno. Ciò dà luogo ad un effetto di forte orientamento e una corrispondente  $\epsilon_r'$  di 80 alle basse

<sup>1</sup> Similmente a quanto accade con i nuclei magnetici toridali in ferro polverizzato. n.d.t

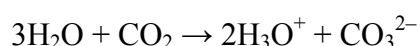
frequenze. Una vasta gamma di tempi di rilassamento per il processo d'orientamento risultano di in un picco molto ampio di  $\epsilon_r''$  a circa 17 GHz (a 20°C), corrispondenti allo spettro rotazionale della molecola d'acqua allo stato liquido [8]. L'ampiezza di questa regione di assorbimento di energia è tale che vi è sufficiente perdita dielettrica per compromettere la ricezione della TV via satellite a 10GHz in caso di forte pioggia, ed ancora sufficiente perdita per riscaldare una tazza di caffè in un forno a microonde che opera a 2450 MHz. I dati qui sotto mostrano chiaramente il declino di  $\epsilon_r'$  ed il corrispondente aumento di  $\tan\delta$  con l'aumento della frequenza [8] [8a]:

	Frequenza / Hz	$\epsilon_r'$	$\tan\delta$	$\epsilon_r = \epsilon_r' - j\epsilon_r' \tan\delta$
Caratteristiche dielettriche dell'acqua distillata a 20°C	1M	80	0.005	80 -j0.4
	1G	80	0.065	80 -j5.2
	3G	78	0.17	78 -j13.3
	10G	64	0.47	64 - j30.1

Quando il processo di orientamento abbandona definitivamente la costante dielettrica nell'infrarosso, il valore residuo della  $\epsilon_r'$  a causa della polarizzazione atomica ed elettronica è di 5,0. Nella parte visibile dello spettro, dove il contributo della polarizzazione atomica è cessato,  $\epsilon_r'$  è ridotto a 1,78. La cifra di 1,78 è ottenuta da misurazioni ottiche, ed è quasi esattamente uguale al quadrato dell'indice di rifrazione.

Quando l'acqua è gelata, il processo di rotazione diventa fortemente limitato, ed il picco di assorbimento si sposta verso la regione da 10 kHz a 50 kHz [8a]. Il valore di  $\epsilon_r'$  in corrente continua però è ancora circa 75, indicando che la polarizzazione dell'orientamento rimane l'effetto dominante alle basse frequenze.

L'acqua è anche leggermente conduttiva, anche nella sua forma pura, a causa della formazione spontanea di ioni  $\text{H}_3\text{O}^+$  ed  $\text{OH}^-$  (lo ione  $\text{H}^+$  non può esistere indipendentemente in soluzione e così si attacca ad una molecola di acqua per diventare  $\text{H}_3\text{O}^+$ ). L'acqua diventa anche molto più conduttiva in presenza di biossido di carbonio, ed è dovuto alla reazione:



I processi di conduzione, essendo ionici per natura, coinvolgono particelle cariche che sono di gran lunga più pesanti degli elettroni. La conducibilità è quindi limitata dalla ridotta mobilità dei portatori di corrente. Di conseguenza, le perdite per assorbimento diminuiscono inizialmente come aumenta la frequenza, raggiungendo un minimo a circa 1 MHz con  $\tan\delta = 0,005$ , dopo di che aumentano costantemente man mano che la frequenza si sposta nella regione di dispersione per l'orientamento della polarizzazione.

Da un punto di vista dell'ingegneria delle telecomunicazioni, l'acqua è di interesse soprattutto perchè abbiamo bisogno di escluderla. Nondimeno la sua capacità di avviare la corrosione elettrochimica; con la sua grande costante dielettrica e la sua tendenza a propagarsi per azione capillare, può alterare drasticamente l'impedenza caratteristica dei cavi coassiali con dielettrico misto aria/materiale plastico, e desintonizzare risuonatori e bobine di carico. Strutture esterne possono essere protette da infiltrazioni di acqua utilizzando scatole sigillate con guarnizioni *O-ring*, passa-cavi conformi alle specifiche europee IP68, ed usando connettori di tipo N muniti di guarnizioni e non l'abominevole PL259.

## 2-27. La prova del forno a microonde ?

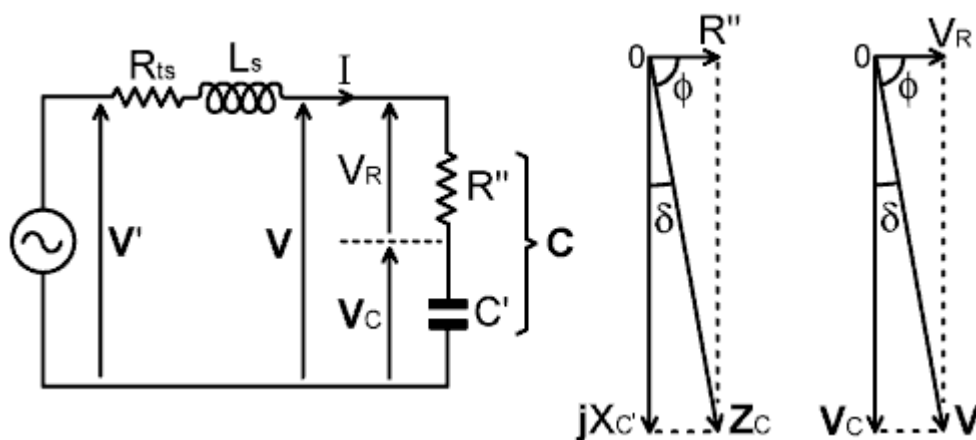
Nella letteratura per radioamatori è spesso suggerito che un dielettrico può essere provato per l'idoneità a frequenze radio, mettendone un campione in un forno a microonde. Se si effettua tale prova, si consiglia di dare al magnetron un carico, come ad esempio una tazza d'acqua (mezzo litro), evitando così eccessiva dissipazione anodica nel caso in cui il campione in prova non dovesse assorbire una notevole quantità di energia. Va inoltre osservato che la prova può essere estremamente fuorviante.

I forni a microonde operano a circa 2450 MHz, in una banda di frequenze riservate ad applicazioni industriali, scientifiche e medicali (ISM). Ciò corrisponde fortuitamente al limite inferiore dello spettro di rotazione dell'acqua allo stato liquido, ed è pertanto adatto al riscaldamento degli alimenti. I dielettrici solidi polari, d'altra parte, hanno spesso le regioni di dispersione a frequenze molto più basse, e quindi possono avere forti perdite in HF o VHF, ma non mostrare segni significativi di riscaldamento a 2450 MHz. Viceversa, è possibile anche per un dielettrico polare avere una regione di forte dispersione a 2450 MHz, ma basso perdite nella gamma HF. Il punto è che la prova del forno a microonde non può che valutare un materiale per il funzionamento nella gamma 2-3 GHz. Per scopi radiotecnici in HF e VHF, la prova è nella migliore delle ipotesi, inaffidabile, ed in linea di principio, priva di significato.

L'unico metodo affidabile per determinare l'idoneità di un dielettrico per il funzionamento in una particolare gamma di frequenza è quello di ottenere (o misurare) le sue prestazioni entro od ad entrambi i limiti di tale intervallo, e correlare i dati alla forma generale dello spettro della costante dielettrica come descritto in precedenza. In particolare, l'implicazione della teoria della polarizzazione è che, se la costante dielettrica è la stessa sotto e sopra un particolare intervallo di frequenze, allora non ci può essere una regione di dispersione in mezzo.

## 2-28. Perdita di potenza nel dielettrico:

Sebbene le costanti dielettriche possano essere utilizzate come una guida qualitativa ai fini della scelta del materiale, i valori di  $\epsilon_r'$  e  $\tan\delta$  possono anche essere tradotti in reale perdita di potenza in una data applicazione. In una sezione precedente, abbiamo mostrato come la "vera" (complessa) capacità di un condensatore può essere rappresentata come un condensatore  $C'$  in serie con un resistore  $R''$ . La componente resistiva  $R''$  rappresenta le perdite che si verificano nel dielettrico, ed in modo da poter calcolare la potenza dissipata nel dielettrico calcolando la potenza dissipata in  $R''$ . La situazione che dobbiamo analizzare per farlo è mostrata di seguito:



La resistenza del conduttore  $R_{ts}$  e l'induttanza del circuito  $L_s$  sono riportate solo a ricordare che la capacità  $C$  vera non è direttamente accessibile dal punto di vista della misura. In molte situazioni,

tuttavia, la tensione  $V$  non sarà molto diversa dalla tensione  $V'$  che può essere misurata direttamente tra i terminali del condensatore, e così ai fini di questa analisi assumeremo che la tensione applicata sia realmente all'interfaccia tra gli elettrodi del condensatore ed il dielettrico. Si noti, nella figura sopra riportata, che la corrente  $I$  è stata scelta come vettore di riferimento a  $0^\circ$  in modo che possa essere trattata come uno scalare uguale alla sua grandezza propria, ovvero:  $I = |I|$ , e dal momento  $V_R$  è in fase con  $I$  può essere trattata come uno scalare  $V_R = |V_R|$  anche.  
La potenza dissipata nel dielettrico è:

$$P = V_R^2 / R'' \quad (2-28.1)$$

dove la tensione efficace  $V_R$  è la frazione ipotetica della tensione applicata che appare ai capi della resistenza di perdita dielettrica  $R''$ . Possiamo mettere in relazione  $V_R$  alla tensione  $V$  applicata osservando (in conformità alla legge di Ohm) che  $V_R = IR''$  e  $V = IZ_C$  (dove  $Z_C$  è l'impedenza della capacità complessa nel suo insieme) e che, utilizzando la regola del prodotto della magnitudo (1-21.3) il secondo rapporto può essere espresso in termini di magnitudo, vale a dire:

$$|V| = |I| |Z_C| = I |Z_C|$$

quindi:

$$|V| / |Z_C| = V_R / R''$$

da ciò:

$$V_R = |V| R'' / |Z_C|$$

Sostituendo questo risultato nella (2-28.1) ci dà:

$$P = |V|^2 (R'')^2 / |Z_C|^2 R''$$

ovvero,

$$P = |V|^2 R'' / |Z_C|^2 \quad (2-28.2)$$

$$\text{Now, } |Z_C| = \sqrt{(R'')^2 + (X_C')^2}$$

da ciò:

$$|Z_C|^2 = (R'')^2 + (X_C')^2$$

e possiamo sostituire per  $R''$  ed  $X_C'$  usando le equazioni (2-14.1) date in precedenza, quindi:

$$|Z_C|^2 = (-X_{C0} \epsilon_r'' / |\epsilon_r|^2)^2 + (X_{C0} \epsilon_r' / |\epsilon_r|^2)^2$$

dove  $C_0$  è la capacitanza in assenza del dielettrico. Quindi:

$$|Z_C|^2 = X_{C0}^2 [(\epsilon_r'')^2 + (\epsilon_r')^2] / |\epsilon_r|^4$$

ma

$$(\epsilon_r'')^2 + (\epsilon_r')^2 = |\epsilon_r|^2, \quad \text{da ciò:}$$

$$|Z_C|^2 = X_{C0}^2 / |\epsilon_r|^2$$

Sostituendo questo risultato nella (2-28.2) dà:

$$P = |V|^2 R'' |\epsilon_r|^2 / X_{C0}^2$$

e sostituendo  $R''$  usando le equazioni (2-14.1) dà:

$$P = -|V|^2 X_{C0} \epsilon_r'' / (\epsilon_r'^2 X_{C0}^2)$$

ovvero:

$$P = -|V|^2 \epsilon_r'' / X_{C0}$$

ma

$$X_{C0} = -1/2\pi f C_0, \quad \text{quindi:}$$

$$P = |V|^2 2\pi f C_0 \epsilon_r''$$

e  $C_0 = \epsilon_0 A/h$ , dove  $A$  è l'area dell'elettrodo, ed  $h$  è la distanza tra gli elettrodi; da ciò:

$$P = |V|^2 2\pi f \epsilon_0 \epsilon_r'' A / h \quad (2-28.3)$$

L'intensità di campo elettrico nel dielettrico è data dall'espressione:

$$E = |V| / h \quad \text{Volt / metro}$$

dove, poichè  $|V|$  è una tensione efficace,  $E$  è un'intensità efficace del campo elettrico. Da ciò

$$|V| = E h$$

Sostituendo questo nella (2-28.3) dà:

$$P = E^2 h^2 2\pi f \epsilon_0 \epsilon_r'' A / h$$

ovvero:

$$P = E^2 2\pi f \epsilon_0 \epsilon_r'' A h$$

ma  $A \times h$  è un volume; è il volume del dielettrico nel campo elettrico. Definiamo quindi la potenza per unità di volume come:  $W = P / A h$  (Watt / metro cubo)

da ciò:

$W = E^2 2\pi f \epsilon_0 \epsilon_r''$	Watt / metro <sup>3</sup>	<b>2-28.4</b>
------------------------------------------	---------------------------	---------------

od usando l'equazione (2-15.1)

$W = E^2 2\pi f \epsilon_0 \epsilon_r' \tan \delta$	Watt / metro <sup>3</sup>	<b>2-28.5</b>
-----------------------------------------------------	---------------------------	---------------

Queste equazioni ci dicono che la perdita di potenza in un dielettrico è proporzionale alla frequenza del campo applicato, e proporzionale al *quadrato* dell'intensità del campo elettrico.

Come esempio di utilizzazione per questo risultato, ora calcoleremo la perdita di potenza per unità di volume a varie frequenze ed intensità di campo per il PVC plastificato. Qui, utilizzando i dati forniti in precedenza, si può osservare che la rigidità dielettrica del PVC è poco al di sopra 50kV/mm di picco (35kV/mm efficaci), e quindi dovremo eseguire i calcoli per intensità di campo fino a 10kV/mm.  $\epsilon_r'$  e  $\tan \delta$  sono stimati a partire dai dati di un campione nel caso peggiore, ma notare che il consumo di potenza è lineare rispetto alla  $\epsilon_r''$ , e così anche un campione medio non migliorerà la situazione di molto oltre un fattore due.

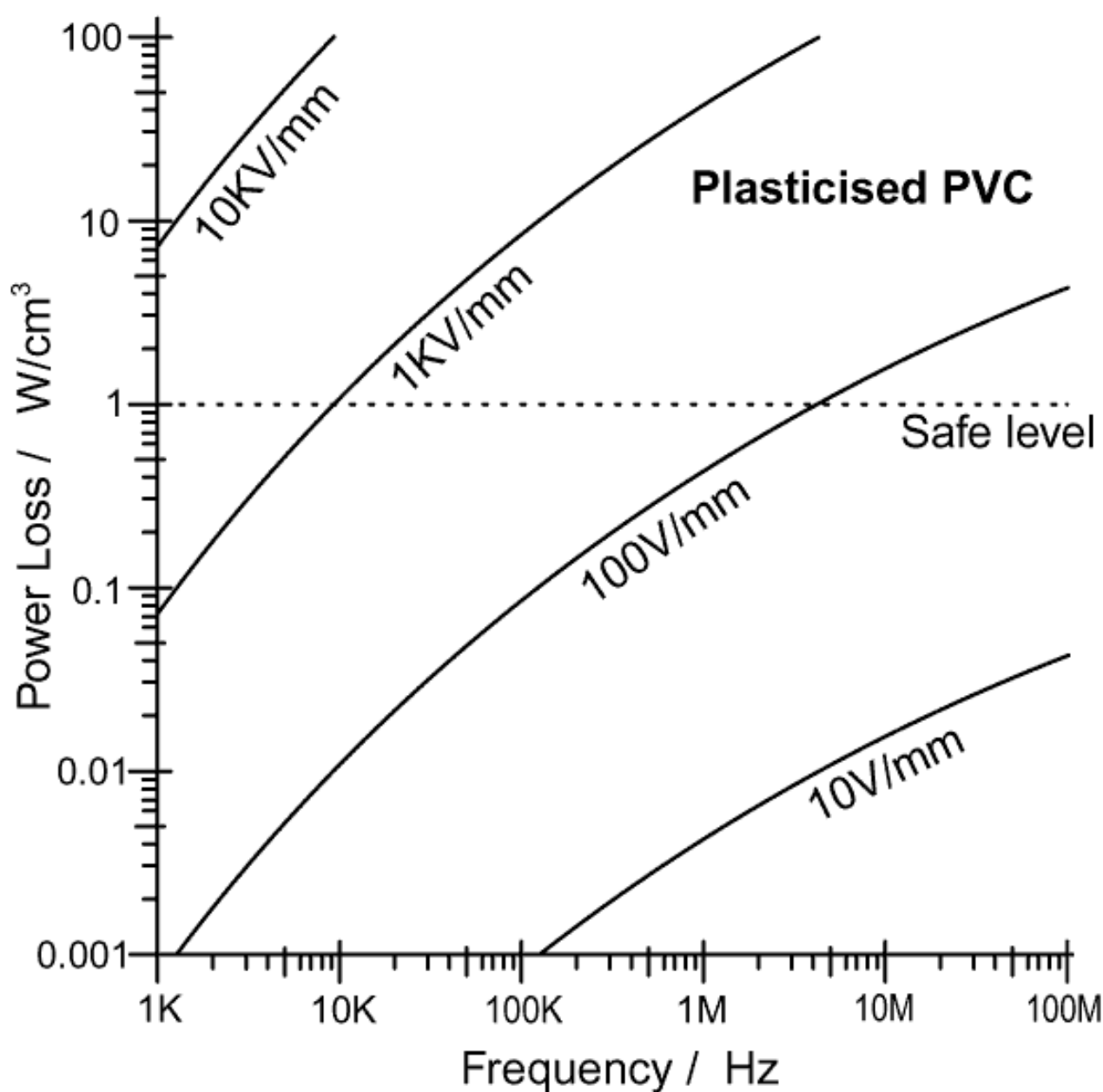
**Perdita di potenza nel dielettrico per unità di volume.**  $W = E^2 2\pi f \epsilon_0 \epsilon_r''$

PVC plastificato				Intensità di campo efficace			
Freq	$\epsilon_r'$	Tan $\delta$	$\epsilon_r'' = \epsilon_r' \text{ Tan}\delta$	10V/mm	100V/mm	1kV/mm	10kV/mm
1kHz	8.0	0.16	1.28	7.1 $\mu$ W/cm <sup>3</sup>	0.71mW/cm <sup>3</sup>	71mW/cm <sup>3</sup>	7.1W/cm <sup>3</sup>
2MHz	4.4	0.13	0.572	6.4mW/cm <sup>3</sup>	0.64W/cm <sup>3</sup>	64W/cm <sup>3</sup>	6.4kW/cm <sup>3</sup>
14MHz	4.0	0.06	0.24	19mW/cm <sup>3</sup>	1.9W/cm <sup>3</sup>	187W/cm <sup>3</sup>	19kW/cm <sup>3</sup>
29MHz	3.9	0.04	0.156	25mW/cm <sup>3</sup>	2.5W/cm <sup>3</sup>	252W/cm <sup>3</sup>	25kW/cm <sup>3</sup>

Si noti che l'equazione (2-28.4) richiede che l'intensità di campo  $E$  sia espressa in Volt/metro e il risultato  $W$  sia in watt/metro<sup>3</sup>. I fattori di conversione sono:

1V/mm = 1kV/m, ed 1MW/m<sup>3</sup> = 1W/cm<sup>3</sup>.

I risultati calcolati sono visibili nel grafico sottostante come famiglie di curve.



Non è possibile fare un uso completo di questi calcoli senza considerare il modo in cui il calore può essere rimosso dalla materiale (v., ad esempio, rif [36], p. 10,16], ma siamo in grado di sviluppare una semplice regola empirica per una zona di lavoro sicura per il dielettrico considerando il comportamento termico delle lampade. Le lampade di una torcia e le lampade per proiettori hanno un volume di circa 1-10 cm<sup>3</sup>, e chiunque abbia familiarità con questi dispositivi sa che una lampada da 1W diventa leggermente calda quando in funzione, una lampada da 10W diventa troppo calda al tatto (~100°C), ed il vetro in silice di una lampada da proiettore da 100W può essere vista ancora incandescente rossa (> 600°C) immediatamente dopo che la lampada è stata spenta.

Possiamo quindi concludere che la dissipazione di potenza inferiore a circa 1W/cm<sup>3</sup> sia sicura, a condizione che il calore non abbia bisogno di superare più di pochi millimetri per raggiungere la superficie (i materiali plastici sono buoni isolanti termici), ma ci si può aspettare che la plastica ordinaria si ammorbidisca o fonda ad un livello di circa 10W/cm<sup>3</sup>, ed esista un reale rischio d'incendio a 100W/cm<sup>3</sup>.

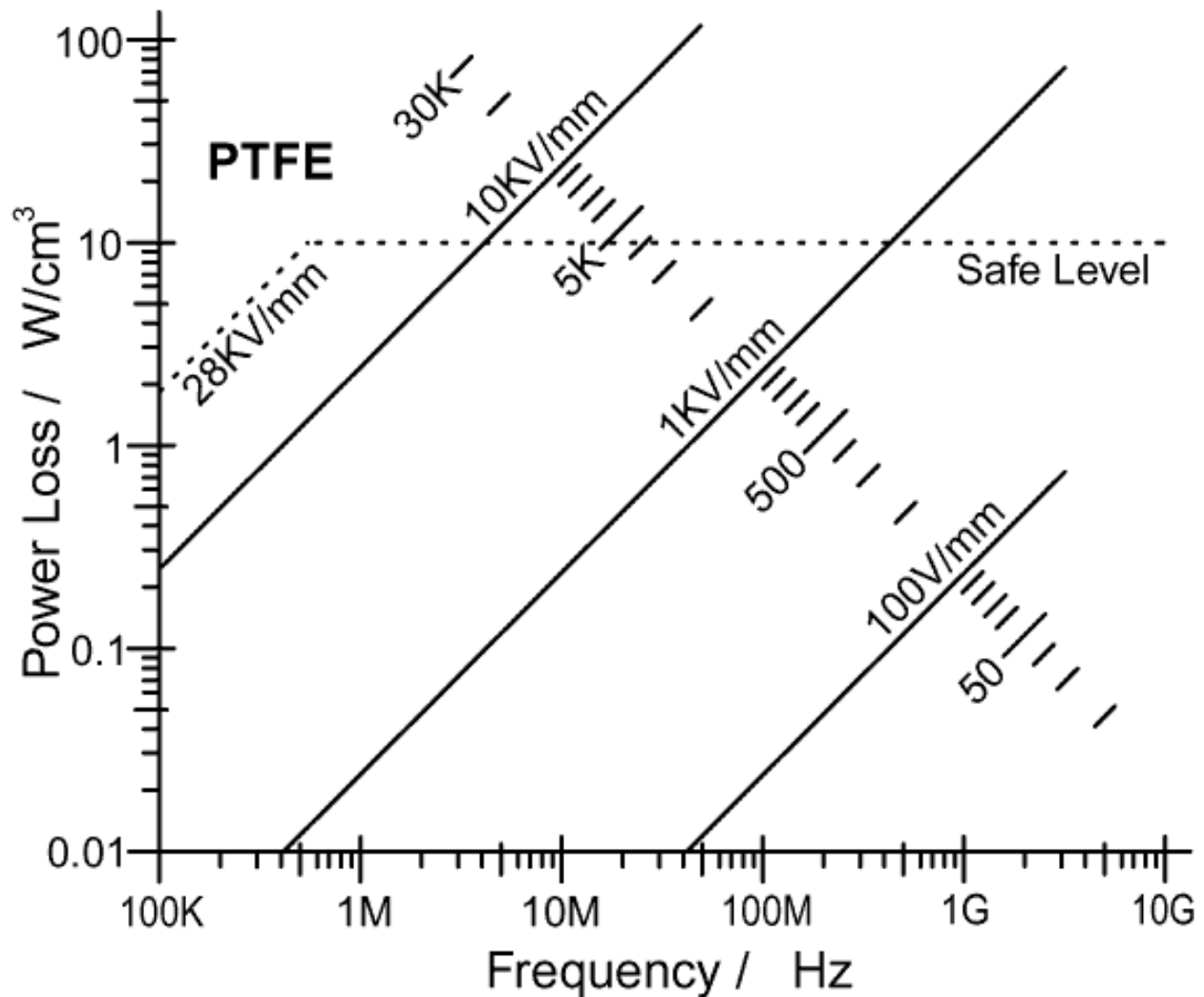
Un rapido sguardo ai grafici mostrerà perché il PVC è un perfetto buon isolante per l'uso a frequenze di rete ed audio, ma il suo impiego in applicazioni a radio-frequenza che coinvolgono intensità di campo maggiori di circa 100V/mm è un affare decisamente rischioso.

Un calcolo per il PTFE, d'altra parte, racconta una storia diversa: in questo caso abbiamo  $\epsilon_r' = 2,1$  e  $\tan\delta \leq 0,0002$  da 50Hz a 3GHz, dando  $\epsilon_r'' \leq 0,00042$  in tutto lo spettro radio.

PTFE	RMS Field strength			
Freq.	10V/mm	100V/mm	1kV/mm	10kV/mm
2 MHz	≤ 4.7μW/cm³	≤ 0.47mW/cm³	≤ 47mW/cm³	≤ 4.7W/cm³
14 MHz	≤ 33μW/cm³	≤ 3.3mW/cm³	≤ 0.33W/cm³	≤ 33W/cm³
29 MHz	≤ 68μW/cm³	≤ 6.8mW/cm³	≤ 0.68W/cm³	≤ 68W/cm³
145 MHz	≤ 0.34mW/cm³	≤ 34mW/cm³	≤ 3.4W/cm³	≤ 336W/cm³
1 GHz	≤ 2.3mW/cm³	≤ 0.23W/cm³	≤ 23W/cm³	≤ 2.3kW/cm³

Quello che vediamo in questo caso è che la potenza dissipata in ogni parte dello spettro HF è molto piccola, tranne quando l'intensità del campo è molto grande. Ciascuna delle voci nella tabella corrisponde ad un limite superiore, piuttosto che ad una perdita di potenza realistica e le prestazioni del PTFE sono in realtà molto meglio di quanto indicano le cifre. Il punto di fusione del PTFE è inoltre 327°C, e quindi probabilmente non è necessario preoccuparsi del surriscaldamento fino a quando la potenza per unità di volume non supera circa 10W/cm<sup>3</sup>.





Si noti, in questo caso, che le linee di campo costante sono diritte, piuttosto che curve, per il fatto che non abbiamo dati che indichino il calo  $\epsilon_r''$  con frequenza e così deve essere assunta per essere costante. Ciò non è quasi certamente il caso e quindi il grafico è estremamente prudente. Osservare inoltre che nel determinare l'area di lavoro in sicurezza per un dielettrico, è necessario che l'intensità del campo resti sempre al di sotto della rigidità dielettrica. Nel grafico sopra, la rigidità dielettrica del PTFE è stata considerata essere di circa  $40\text{kV/mm}$  di picco, vale a dire,  $28\text{kV/mm}$  efficaci, e la zona di sicurezza di lavoro è stata troncata di conseguenza.

© D W David Knight 2003-2007.

David Knight afferma il diritto di essere riconosciuto come l'autore di questo lavoro.

## **RIFERIMENTI particolari relativi al testo di David Knight**

[14a] **"Comunicazioni a 136 kHz"**, Paolo Antoniazzi e Marco Arecco, Electronics World, Gen 2001, p 16-22. [Errata: l'immagine corretta per fig. 10 è riprodotto a pagina 1 della rivista].

Antenne verticali molto corte, la resistenza di terra, la propagazione, il rumore, design di bobine di carico ad alto Q (effetto pelle, effetto di prossimità, perdita dielettrica, fattore di forma, messa a punto di test per la misurazione del Q). L'uso di filo Litz 42×0,18 millimetri aumenta drammaticamente il Q a 136 kHz. L'uso di PVC nel supporto della bobina dà un Q molto basso. L'avvolgimento delle bobine su pioli in legno in legno muniti di guance è meglio.

[14b] **"The Art of Making and Measuring LF Coils"**, Antoniazzi Paolo, IW2ACD e Marco Arecco, IK2WAQ, QEX settembre / ottobre 2001, p 26-32.

amplificatore lineare da 4 W a 136 kHz. Il problema della resistenza di terra con antenne verticali molto corte. Efficienza d'antenna. Progetto di bobine: effetto pelle, effetto di prossimità, perdite dielettriche. L'uso del filo Litz. Basso Q ottenuto con supporto in PVC. Miglior Q ottenuto avvolgendo su 8 tasselli in legno. Sostituendo i tasselli con aste in PVC si riduce il Q del 30%.

[14c] **"The Art of Making and Measuring LF Coils"**, David Bowman, G0MRF, QEX (Lettere alla redazione) Nov / Dic 2001, p 61.

Mette in guardia contro l'uso del legno nei supporti delle bobine, ed insufficiente isolamento del filo di rame smaltato [anche se dobbiamo mettere in discussione contro la raccomandazione dell'isolamento in PVC].