

DISPOSITIVI ELETTRICI

Finora abbiamo trattato i componenti elettrici senza tenere conto del fatto che in realtà il loro comportamento è differente da quello descritto nei capitoli precedenti. Non è possibile, in genere, trascurare le differenze esistenti fra il loro comportamento ideale e quello reale. In questo capitolo cercheremo di colmare questa lacuna. In effetti ci occuperemo degli aspetti più propriamente elettrici senza entrare eccessivamente nel dettaglio tecnologico per i quali si rimanda a testi di tecnologia ^{[FL],[KA],[MO]}. Tratteremo, però, soltanto gli elementi passivi come resistori, condensatori, induttori, trasformatori e linee di trasmissione

§5.1 Resistori

Come abbiamo visto precedentemente il resistore è già stato definito dalla legge di Ohm, $R = V/I$. La resistenza varia con la resistività secondo la $R = \rho \cdot l/S$. La conducibilità è l'inverso della resistività. Per i materiali metallici questa dipende dalla concentrazione di cariche mobili e dalla mobilità $\sigma = q \cdot n \cdot \mu$. I resistori possono essere *fissi* o *variabili*. Il valore di questi ultimi può essere modificato manualmente agendo o su un albero di regolazione, facendolo ruotare, o su una manopola a slitta, spostandola lungo un segmento. Ci sono pure i resistori *semifissi* (detti anche *trimmer*) il cui valore viene cambiato agendo con un cacciavite. Mentre resistori variabili servono per comandi esterni da utilizzare dall'utente, quelli semifissi sono per regolazioni iniziali ed in genere sono di competenza dei tecnici che conoscono e tarano l'apparecchiatura. A seconda della modalità d'uso i resistori variabili prendono il nome di *potenziometri* e *reostati*. Nel primo caso si regolano tensioni, nel secondo correnti.

§5.1.1 Parametri

I parametri fisici ed elettrici più importanti vengono passati in rassegna in questo paragrafo, senza entrare nei dettagli relativi ad ogni tipo di componente, cosa che verrà fatta più avanti.

Range di valori

Le caratteristiche costruttive e tecnologiche non consentono di costruire resistori di qualunque valore. Per esempio quelli a filo non possono essere di grande valore, pena una lunghezza del filo eccessiva con induttanze parassite imponenti. Il valore *nominale* della resistenza è quello che il resistore ha a temperatura ambiente di 27°C. Il valore nominale viene indicato stampato sull'involucro del resistore oppure identificato da un opportuno codice di colori.

Precisione e tolleranza

Quando due resistori si dicono "eguali" significa che il loro valore è contenuto rispetto al valore nominale dentro uno scarto possibile che prende il nome di *tolleranza*. Per essere più precisi il valore nominale è il loro valore medio. Tolleranze tipiche per i resistori comuni sono $\pm 5\%$, $\pm 10\%$ e $\pm 20\%$, mentre per quelle di precisione scendono fino a $\pm 0.1\%$. Una resistenza di valore nominale di 10 k Ω con tolleranza del $\pm 10\%$ è garantita per un valore nell'intervallo 9÷11 k Ω . Le fluttuazioni dal valore nominale sono fenomeni statistici con distribuzioni "normali" o gaussiane ^[KN]. Se la varianza della distribuzione è σ , entro $\pm 3\sigma$ si hanno praticamente il 99.9% dei valori. Una tolleranza del $\pm 10\%$ significa una varianza di 3.3%. I processi tecnologici costano in ragione della precisione da ottenere. Pertanto le tolleranze più ristrette, in genere, costano di più.

TAV.5.1-1				
Codice dei colori a quattro barre				
Barra	1 ^a	2 ^a	3 ^a	4 ^a
Colore	Cifra		Fattore	Tolleranza
Nero	0	0	10 ⁰	
Marrone	1	1	10 ¹	
Rosso	2	2	10 ²	
Arancio	3	3	10 ⁰ K	
Giallo	4	4	10 ¹ K	
Verde	5	5	10 ² K	
Blu	6	6	10 ⁰ M	
Viola	7	7		
Grigio	8	8		
Bianco	9	9		
Oro				±5%
Argento			10 ⁻¹	±10%
Nessun colore			10 ⁻²	±20%

Anche la tolleranza viene indicata stampata sull'involucro del resistore oppure identificato da un opportuno codice di colori. Le tabelle 5.1-1 e 5.1-2 mostrano il codice di colore valido non solo per resistori ma spesso anche per altri componenti quali condensatori e induttori.

Serie

Non si producono resistori di qualunque valore immaginabile. Si scelgono il numero di valori di resistenza in una decade. Per suddividere meglio l'intervallo è bene che i valori vengano scelti con il criterio della progressione geometrica. Cioè, il rapporto fra due valori consecutivi della serie è costante. Si può facilmente mostrare che se E_n è il numero di valori in una decade questo rapporto deve essere $r = \sqrt[n]{10}$. Per i resistori comuni si hanno le serie E_6 (20%) con $r = \sqrt[6]{10} \approx 1.47$, E_{12} (10%) con $r = \sqrt[12]{10} \approx 1.21$ e E_{24} (5%) con $r = \sqrt[24]{10} \approx 1.1$. I valori effettivi sono solo approssimativamente scelti secondo la precedente regola e vengono anzi arrotondati opportunamente. La tavola sottostante mostra i valori in una decade di queste tre serie. I resistori di precisione appartengono alle serie E_{48} (2%), E_{96} (1%), E_{192} (0.5%) e E_{384} (0.2%), e E_{768} (0.1%). Questo discorso vale anche per i valori di induttori e condensatori.

TAV.5.1-3																								
Valori delle serie standard																								
E ₆	1			1.5			2.2			3.3			4.7			6.8								
E ₁₂	1	1.2	1.5	1.8	2.2	2.7	3.3	3.9	4.7	5.6	6.8	8.2												
E ₂₄	1	1.1	1.2	1.3	1.5	1.6	1.8	2.0	2.2	2.4	2.7	3.0	3.3	3.6	3.9	4.3	4.7	5.1	5.6	6.2	6.8	7.5	8.2	9.1

Coefficiente di temperatura

Nel §4.2.7 è stato definito dalla [4.2-24] il coefficiente di temperatura della resistenza come $C_{tr} = dR/RdT$. Dentro un campo di temperatura fissato un resistore ha un valore di resistenza

$$R_T = R_0[1 + C_{tr}(T - T_0)] \quad [5.1-1]$$

R_0 è il valore della resistenza alla temperatura T_0 e R_T quello relativo alla temperatura T . Normalmente con T_0 si indica la temperatura ambiente di 27 °C.

Il valore di C_{tr} varia di molto fra i vari tipi di resistore. Per avere resistori stabili in temperatura non si usano metalli comuni ma leghe varie. La TAV.5.1-4 riassume i valori più comuni. I resistori comuni, detti anche ad *impasto* che sono i meno costosi hanno coefficienti di temperatura notevoli. Resistori particolarmente stabili in temperatura sono quelli a costantana o manganina con C_{tr} praticamente nullo.

Temperatura massima di funzionamento e potenza dissipabile

Se una resistore si surriscalda possono avvenire danni strutturali irreversibili che vanno da una alterazione dei suoi parametri fisici fino alla sua distruzione. Il costruttore indica la *potenza*

massima dissipabile che non deve essere mai superata. Essa dipende dalla capacità della resistore di smaltire il calore senza elevare eccessivamente la sua temperatura. Quando passa corrente si ha dissipazione di potenza con conseguente sviluppo di calore all'interno del dispositivo e la temperatura al suo interno è più alta dell'esterno. Se il dispositivo riesce a smaltire il calore in modo efficiente può dissipare una potenza superiore. Il calore che si sviluppa all'interno viene trasmesso verso l'esterno. La proprietà di trasmissione del calore viene espressa dalla **Resistenza Termica** \mathcal{R} .

Sia T_R la temperatura della parte resistiva dove si sta sviluppando il calore per effetto della potenza dissipata P_d . A regime termico la potenza dissipata è eguale alla potenza P_s smaltita verso l'esterno. Sia T_a la temperatura dell'ambiente in cui è posto il resistore. Il salto termico fra l'interno e ambiente è proporzionale a P_s e dipende dalla resistenza termica secondo la

$$T_j = \mathcal{R}P_s + T_a. \quad [5.1-2]$$

La \mathcal{R} dipende sia dal dispositivo medesimo, sia dal modo in cui il calore viene rimosso dalla superficie del contenitore.

Se chiamiamo T_c la temperatura a cui si porta la superficie esterna del resistore potremo scrivere in modo analogo

$$T_c = \mathcal{R}_{ca}P_s + T_a. \quad [5.1-3]$$

nella quale \mathcal{R}_{ca} esprime, analogamente, la resistenza termica fra contenitore ed ambiente.

Eseguiamo la differenza fra le due precedenti:

$$T_j = (\mathcal{R} - \mathcal{R}_{ca})P_s + T_c = \mathcal{R}_{jc}P_s, \quad [5.1-4]$$

$$\mathcal{R} = \mathcal{R}_{jc} + \mathcal{R}_{ca} = \mathcal{R}_{ja}. \quad [5.1-5]$$

La \mathcal{R}_{jc} dipende solo da come il dispositivo riesce a trasmettere il calore dal suo interno alla superficie. \mathcal{R}_{ca} dipende dal modo con il quale si riesce a smaltire il calore dalla superficie. Se si ha a disposizione un radiatore esterno ideale, \mathcal{R}_{ca} può essere assunto nullo. Se no, per diminuire \mathcal{R}_{ca} , si applica il dispositivo su un radiatore metallico o, se non basta, si raffredda con circolazione di aria o acqua forzata.

Tuttavia i resistori raramente montano dei dissipatori e quindi le caratteristiche di potenza dissipata sono date in aria libera a 27°C. Per i resistori viene definita la **potenza nominale dissipabile** come la massima potenza che si può dissipare al suo interno quando la temperatura ambiente è 27°C senza che essa subisca variazioni permanenti. Tuttavia se la temperatura esterna aumenta per qualche motivo la potenza massima dissipabile diminuisce.

La figura accanto mostra, come esempio, le curve di massima dissipazione di potenza per un tipico resistore in aria libera. La potenza massima dissipabile decresce di 1%/°C. La temperatura massima è 125 °C. La resistenza termica è l'inverso dell'opposto della pendenza della delle curve della figura. In generale l'andamento di queste curve è simile per tutti i dispositivi nei quali si sviluppa potenza come i diodi ed i transistor. Tipici valori di dissipazione massima per resistori comuni sono 1/8 W, 1/4 W, 1/2 W, 1 W e 2 W. Per resistori di potenza si arriva anche 100 W per uso elettronico e ancora superiore per riscaldatori.

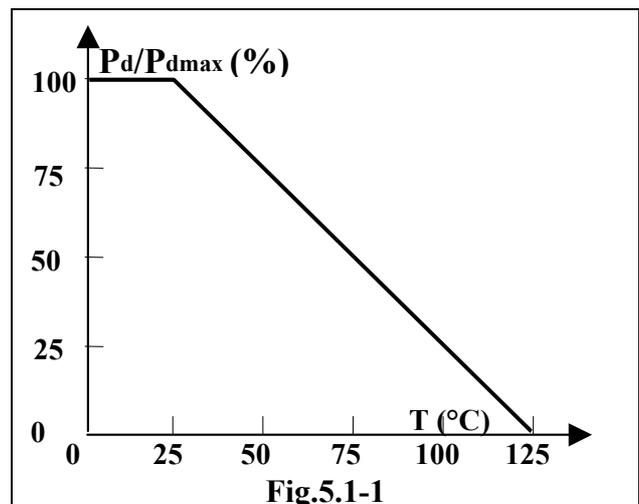


Fig.5.1-1

La **capacità termica** di un componente è l'energia necessaria per aumentare di un grado la sua temperatura. Più precisamente

$$C_T = \Delta T / \Delta P. \quad [5.1-6]$$

La **costante di tempo termica** è il prodotto della capacità termica per la resistenza termica.

Si può dimostrare facilmente che la costante di tempo di un sistema termico caratterizza il sistema dal punto di vista termico in modo analogo alla costante di tempo elettrica di un circuito RC.

Quello che conta per la potenza dissipabile è la capacità di smaltire il calore. La potenza sia sviluppata impulsivamente con un ciclo di durata $c = t_p/T$ che esprime il rapporto fra il tempo t_p in cui la potenza viene prodotta e quello complessivo T in cui può smaltire il calore. In questo caso la potenza istantanea può essere superiore a quella nominale per l'inverso del ciclo di durata. Tutto ciò purché T non superi la costante di tempo termica della resistenza.

Nota la potenza massima dissipabile P_{dMax} anche la **tensione massima** V_{Max} applicabile al resistore è definita da $V_{Max} = \sqrt{P_{dMax}R}$.

Coefficiente di tensione

Molti resistori non obbediscono in modo lineare alla legge di Ohm e il loro valore dipende dalla tensione applicata. Si può definire **un coefficiente di tensione** come $c_{vr} = dR/RdV$. Dentro un campo di tensioni fissato una resistore ha un valore di resistenza

$$R_v = R_0[1 + c_{vr}(V - V_0)] \quad [5.1-7]$$

R_0 è il valore assunto dalla resistenza alla tensione V_0 e R_v quello relativo alla tensione V_0 .

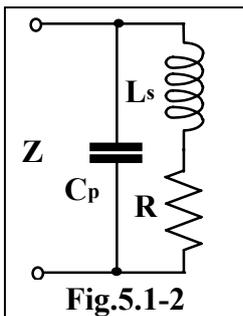
Il coefficiente di tensione peggiore è quello relativo alle resistenze ad impasto. I migliori sono quelli delle resistenze di metalli depositati su supporti ceramici (cermet) e a quelle a strato di carbone.

Stabilità

Una resistore nel tempo modifica il suo valore. In particolare l'umidità e gli shock termici sono responsabili di variazione. I costruttori definiscono la stabilità C_s come la **variazione relativa di resistenza** (in ppm) dopo mille ore di funzionamento in condizioni definite e comunque all'interno delle specifiche corrette.

Comportamento in frequenza

Un resistore è un conduttore attraversato da corrente. Questa produce un campo magnetico che si concatena con lo stesso conduttore. Questo comportamento può essere descritto da una induttanza parassita L_s in serie alla resistenza R del resistore. Inevitabilmente esiste anche una capacità parassita che si può immaginare in parallelo. In Fig.5.1-2 è mostrato il circuito equivalente di un resistore reale. A questo punto, però, per descrivere il resistore non è più sufficiente la legge di Ohm ma, invece, bisogna tenere conto della impedenza Z . L'impedenza complessiva vista dai terminali del resistore è



$$Z = X_{C_p} \parallel (R + X_{L_s}) = \frac{1}{\frac{1}{sC_p} + R + sL} = R \frac{1 + sL_s/R}{1 + sRC_p + L_sC_p s^2}, \quad [5.1-8]$$

L'impedenza presenta uno zero $-R/L$ e due poli. Se $R > 2\sqrt{L/C}$ i due poli sono reali. Uno dei due è praticamente eguale allo zero e l'altro è $-1/RC_p$. Per i resistori non avvolti o spiralizzati la parte induttiva è certamente trascurabile ed il comportamento tipico dell'impedenza in funzione della frequenza mostra questo polo cui corrisponde la frequenza d'angolo $f_r = 1/2\pi RC_p$. Quindi l'utilizzo dei resistori è limitato ad una banda. Se poi si usano resistori non antinduttivi la banda può risultare abbastanza limitata. Grossolanamente C_p dipende solo dalla composizione e dalla dimensione del resistore, Quindi il prodotto $F_r = f_r R = 1/2\pi C_p$, che potremmo definire come fattore di merito del resistore, non cambia per resistori della stessa potenza, struttura e composizione.

Parametri addizionali per i resistori non fissi.

Per questi resistori interessa conoscere se la variazione viene ottenuta da un movimento angolare o lineare, se la legge di variazione è lineare o no. Si costruiscono resistori a variazione lineare, logaritmica e secondo altre leggi matematiche. La variazione logaritmica, in genere, è impiegata per variare una grandezza cui è interessata direttamente un senso umano, come per esempio il volume di uno strumento di riproduzione sonora.

§5.1.2 Caratteristiche costruttive

Nella TAV.5.1-4 sono mostrati i principali parametri per i più importanti tipi di resistori. Una breve rassegna dei resistori parte dai resistori **comuni** detti anche ad **impasto**. Sono realizzati con un impasto di carbone conduttore e di materiale isolante finemente macinati e con una resina sintetica che agisce da collante una volta che viene polimerizzata a temperatura adeguata. Le dosi relative e la grana dei componenti stabiliscono la resistività media del materiale. A parità di dimensione il valore dipende soltanto dalla composizione. Il principale vantaggio è il costo modesto. Gli inconvenienti sono l'alto coefficiente di temperatura e il rumore dovuto alle microscariche fra granelli conduttori non perfettamente a contatto. A causa di quest'ultimo fatto sono anche poco stabili. Vibrazioni e dilatazioni termiche introducono fluttuazione nei contatti fra i granuli e quindi microscariche addizionali. I resistori ad impasto sono di bassa potenza, non superiore a 2 W. Il valore della resistenza e la tolleranza vengono marcate sul corpo cilindrico del resistore usando il codice a strisce con i colori della TAV.5.1-1. La prima e la seconda striscia rappresentano le prime due cifre del valore della resistenza. La terza striscia è il numero di zeri da aggiungere alle prime due cifre. La quarta striscia, oro (5%), argento (1%) o mancante (29%) indicano la tolleranza sul valore nominale. I resistori ad impasto hanno uno scadente funzionamento in frequenza con il polo dominante nella zona dai 100 KHz a 2 MHz inadatte, quindi, per le altissime frequenze. Più basso è il valore resistivo, in genere, più grande è la banda. Il fattore di merito F_r è dell'ordine di $10^{11} \div 10^{12}$.

Superiori sono i resistori a **strato**. Si deposita su un supporto isolante, generalmente ceramico, uno strato di materiale che costituirà l'elemento conduttivo. Il resistore viene rivestito con una vernice isolante sulla quale, in qualche modo, sono indicate le caratteristiche. Si fanno sia resistori a **film sottile** che a **film spesso**. I materiali usati per i resistori a film sottili sono leghe di metalli, il carbone e l'ossido di stagno o di rutenio, quasi sempre depositati per evaporazione. I film spessi sono, per esempio, depositi di metallo e vetro finemente macinati su uno strato ceramico. Il tutto è riscaldato facendo saldare il metallo al substrato. Al solito le percentuali stabiliscono i valori. Si possono ottenere resistenze di buona precisione e buon coefficiente di temperatura. Il valore nominale, oltre che dal materiale usato per il film, dipende dal suo spessore. Per ottenere valori alti si ricorre alla spiralizzazione. Lo strato viene inciso a spirale in modo da aumentare la lunghezza della parte resistiva e diminuire la sua sezione. Si possono ottenere resistenze di notevole precisione, fino a 0,05%. Ed ottimi coefficienti di temperatura. Questi resistori sono particolarmente stabili. Il comportamento in frequenza è abbastanza buono. Il fattore di merito F_r dei resistori a strato è di un ordine di grandezza superiore a quello dei resistori ad impasto. Mentre il coefficiente di temperatura per i resistori a strato di carbone non è particolarmente buono (± 500 ppm/°C), si possono raggiungere valori abbastanza contenuti (± 50 ppm/°C) per quelle ad ossido di stagno e vetro-metallo. I resistori di precisione possono essere realizzati in vetro-metallo con precisioni fino allo 0.1%. Particolarmente buona è l'insensibilità dei resistori vetro-metallo alle condizioni ambientali. L'impiego per la realizzazione dello strato di leghe come il Ni-Cr con opportuni additivi consente di ottenere coefficienti di temperatura molto vicini allo zero.

I resistori **cermet** sono realizzati in modo simile depositando film spessi di metalli su supporti ceramici e riscaldando in modo da fare saldare metallo e ceramica. I metalli usati sono di vario tipo e si ottengono svariate categorie di cermet. Il riscaldamento fa sì che la superficie esterna in qualche modo diventa autoprotettiva perché si passiva. Servono, per la loro robustezza e resistenza

all'abrasione, anche per realizzare i resistori variabili. In questo caso un contatto striscia sul conduttore per permettere di variare il valore fra i terminali.

Avvolgendo un filo su un supporto isolante si ottiene il resistore a **filo avvolto**. Si usano varie leghe come il Ni-Cr, la costantana e la manganina per ottenere bassi coefficienti di temperatura. Questi resistori lavorano fino a 300°C e possono essere utilizzati per fare resistori di elevata potenza. Si possono avere elevati valori di dissipazione di potenza fino alle migliaia di W per i resistori che sia adoperano per scaldare, come quelle delle stufette domestiche. Sono ottenibili anche ottimi valori di precisione e stabilità. Nei resistori di alto valore, per evitare grosse induttanze parassite, il filo sottile si avvolge in doppio in modo che per ogni spira in un senso ce ne sia un'altra nell'altro senso. È facile ottenere resistori di elevata precisione perché questa dipende solo dalla tolleranza delle dimensioni geometriche del filo da avvolgere.

Le tecniche di miniaturizzazione dei dispositivi elettronici ha portato a spingere verso l'estremo: quindi prima le resistenze multiple in chip ed ora i componenti a montaggio superficiale. Le reti resistive sono realizzate con un film spesso depositato su un unico supporto isolante quasi sempre ceramico. Si ottengono simultaneamente più resistori su un unico dispositivo fornito, quindi di più di due terminali. Il deposito viene eseguito secondo un ben preciso schema topologico, **pattern**. Spessore, larghezza, lunghezza del pattern e tipo di materiale depositato determinano il valore dei resistori. I materiali usati per il deposito sono metalli o ossidi finemente polverizzati mescolati con vetro anche esso sotto forma di polvere. Riscaldando si forma il resistore vetro-metallo sul supporto ceramico che assicura stabilità e buone prestazioni anche ad alta temperatura. I resistori vengono poi incollati all'interno di un opportuno contenitore con i contatti elettrici. Si hanno diverse forme che vanno dai **SIL** (Single-In-Line) con una fila di contatti in linea ai **DIL** (Dual-In-Line) e cioè due filari di contatti paralleli ad altre forme più o meno complesse. Recentemente si sta usando, sia per le reti resistive che per resistori di tipo comune un contenitore che prende il nome **SMD** (Surface Mounting Device). Questo è un contenitore ultraminiaturizzato utilizzato per molte

TAV.5.1-4								
Caratteristiche principali dei resistori								
Tipo			Ctr @ 27°C	Range	P _{nom} @ T _{max}	Tolleranza	Proprietà particolari	
			ppm/°C	Ohm	W	%		
Resistori ad impasto			±1500	1÷100M	1/8÷2	130	5,10,20	Costo
	metallico		±20	1÷5M	1/20÷1	125	0.1,0.2,0.5	Precisione
		comuni	±200	4.3÷1.5M	1/8÷5		5,10,20	Amb.,Costo
	vetro-	semiprecise	±100	1÷1.5M	1/8÷2		1,2,5	Amb.,Costo
	metalliche	precise	±50	1÷1M	1/10÷1		0.1,0.2,0.5	Precis., Ctr
Resistore di	fisse		±500	10÷5M	1/4÷2	165	5,10	Costo
a strato	carbone	variabili	<±2000	100÷2M		70		Costo
	di ossido	comuni	±200	4.3÷2.5M	1/8÷20	150		Affidabilità
	di stagno	semiprecise	±50	4.3÷1.5M	1/8÷2	150		Stabilità,Ctr
	di ossido di rutenio		±350	.1÷100M	1/8÷2			
	Ni-Cr		±150	.1÷100M	1/8÷2	300		
	Ni-Cr-Al		±30	.1÷100M	1/8÷2	300		
	costantana (Cu-Ni)		±350	.1÷100M	1/8÷2	300		Durata
Resistori di	manganina(Cu-Mn)		±350	.1÷100M	1/8÷2	300		
a filo	molded		±350	0.1÷2.4k	1/2÷2			Ctr
	inca-	di precisione	<±20	.1÷1M	1/20÷1	145	0.5,1,2	
	psulati	ultraprecisione	<±10	.1÷1M	1/20÷1	145	0.1,0.2,0.5	Precis., Ctr
	variabili (potenziometri)		±20	10÷100k				Precis., Ctr
in plastica conduttiva			±350	.1÷100M	1/8÷2			
Cermet: depositi su	comuni		±150	10÷10M	1/4÷3	175		Stabilità
supporto ceramico	variabili		±250	500÷2M	Fino a 12 W	175		
	film spesso		±200	10÷10M	< 2 W/Chip	125		Costo
Reti incapsulate	film sottile		±50	10÷1M	< 2 W/Chip	125		Prestazioni

altre categorie di dispositivi elettronici che ha i contatti tutti sulla faccia inferiore senza fili da inserire in fori e che consente, quindi un montaggio sulla superficie di una scheda stampata appoggiando direttamente i componenti sulla scheda. La saldatura dei componenti, una volta appoggiati al posto giusto viene eseguita in una unica soluzione da una saldatrice a velo.

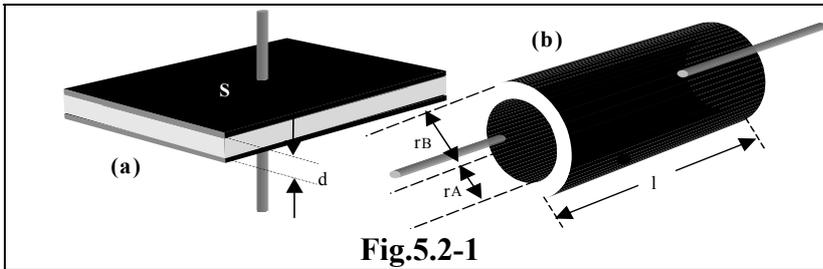
Per quanto riguarda i resistori variabili essi sono realizzati con molti dei materiali usati per quelli fissi. Il tipo più comune è quello *rotativo* costituito da un resistore fisso con due terminali all'estremo. Sulla parte resistiva striscia un contatto che può essere spostato ruotando un albero. Il materiale è generalmente il carbone e lo strato può essere uniforme o no dando origine a resistori *lineari* o *logaritmici*. Il difetto principale di questi sistemi è che le continue rotazioni portano all'abrasione del materiale resistivo. Alla lunga si formano delle zone con contatti malsicuri che, nel caso di controllo di volume danno luogo al caratteristico crepitio dovuto a cattivo contatto. Un altro tipo è il resistore a *slitta* in cui il contatto viene fatto scorrere lungo una retta anziché lungo un arco di cerchio. I meno costosi resistori variabili sono quelli a strato di carbone. Migliori, ma più costosi sono quelli a strato metallico. Un miglioramento ulteriore si è ottenuto con le plastiche conduttive. Si tratta di materiali polimeriche contenenti percentuali variabili di carbone finemente macinato e stampati per termocompressione su supporti isolanti. Queste plastiche sono particolarmente resistenti all'abrasione e consentono di ottenere resistori variabili di particolare durata ed affidabilità. Inoltre si ottiene anche una ottima risoluzione nel senso che, anche piccole variazioni della posizione del cursore producono variazione della resistenza.

Una soluzione particolarmente felice è a metà strada fra il cermet e la plastica conduttiva. Si ottengono così i cosiddetti *trimmers* che sono fatti spesso a molti giri. La variazione viene ottenuta girando con un cacciavite una vite senza fine che fa spostare il contatto molto gradualmente sul resistore. Si ottiene una demoltiplica che permette regolazioni molto fini. Il vantaggio della risoluzione data dalle plastiche conduttive si aggiunge a quella della durata dovute ai cermet.

Altri tipi di resistori variabili si realizzano a filo metallico. Questa volta il contatto mobile striscia sulla superficie del filo avvolto con moto che può essere sia rotativo che a slitta. Però, se il contatto si muove lungo tutto il filo non ci sono problemi particolari di risoluzione. Invece, quasi sempre il filo è avvolto ad elica sul supporto mentre il contatto segue la lunghezza del resistore. Il risultato è che il valore della resistenza varia a salti spostandosi il contatto da spira a spira. I resistori a filo sono quasi sempre adoperati per le elevate potenze.

§5.2 Condensatori

La funzione principale del condensatore è di accumulare cariche e di ridarle al momento opportuno. Esso è costituito da due superfici conduttrici affacciate, dette *armature* con un dielettrico interposto. Applicando una differenza di potenziale fra le armature nel dielettrico si manifesta un campo elettrico. Quindi le cariche di segno positivo tendono a spostarsi verso l'armatura a potenziale più basso e quelle negative, al contrario, verso l'altra. In tal modo il dielettrico si *polarizza*. La capacità del condensatore, misurabile in Farad, è già stata definita dalla $C = Q/V$.



Alcune strutture sono particolarmente importanti. Tratteremo il caso delle armature a facce piate e parallele e di quelle a cilindri coassiali affacciate. Calcoliamo la capacità di un condensatore a facce piane e parallele, come quello di Fig.5.2-1a,

di superficie S , con un dielettrico spesso d di costante dielettrica ϵ . Siano Q le cariche sulle armature sulle quali si ha una densità di carica $\sigma = Q/S$. Si tratta di un doppio strato con ai capi la tensione ricavata nel §4.8.7 e cioè, $V = \sigma d/\epsilon$. Il rapporto σ/V è ϵ/d , per cui la capacità è

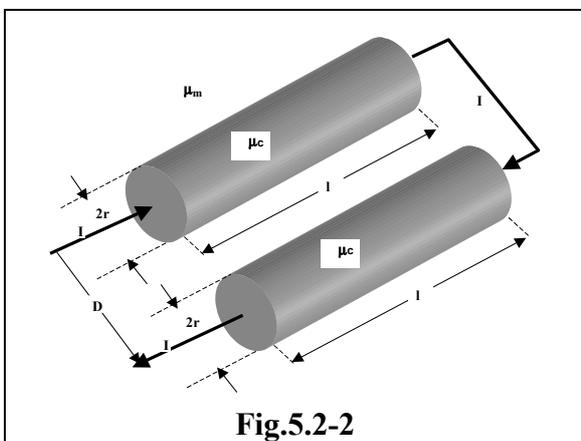
$$C = \frac{Q}{V} = \frac{\sigma S}{\sigma d/\epsilon} = \epsilon \frac{S}{d} = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{S}{d} \tag{5.2-1}$$

Eseguiamo il calcolo per un condensatore con facce cilindriche, come quello della Fig.5.2-1b, lunghe l e di raggi r_A (raggio esterno dell'armatura interna) e r_B (raggio interno dell'armatura esterna). Portiamo Q cariche positive sull'armatura esterna. Adoperiamo la [4.8-13]:

$$V_{AB} = -\int_{r_B}^{r_A} \vec{E} \cdot d\vec{r} = -\int_{r_B}^{r_A} \frac{D}{\epsilon} dr = -\int_{r_B}^{r_A} \frac{\sigma}{\epsilon} dr = -\int_{r_B}^{r_A} \frac{Q}{2\pi r l \epsilon} dr = -\frac{Q}{2\pi l \epsilon} \int_{r_B}^{r_A} \frac{dr}{r} = -\frac{Q}{2\pi l \epsilon} \left| \log r \right|_{r_B}^{r_A} = \frac{Q}{2\pi l \epsilon} \ln \frac{r_B}{r_A}$$

Allora
$$C = \frac{Q}{V_{AB}} = \frac{2\pi \epsilon l}{\ln(r_B/r_A)} \tag{5.2-2}$$

In realtà molti condensatore sono realizzati con una striscia di dielettrico di spessore d di larghezza L e lunghezza l sulle cui facce, in qualche modo sono fissate o depositate superfici metalliche conduttrici. Per limitare gli ingombri il tutto viene arrotolato nel senso della lunghezza e la capacità complessiva è sempre descritta approssimativamente dall'espressione del condensatore a facce piane e parallele in cui la superficie $S = l \cdot L$.



Si noti che se r_A è il raggio esterno del conduttore interno di un cavo coassiale e r_B è il raggio interno del conduttore esterno è possibile calcolare la capacità per unità di lunghezza che diventa

$$\frac{dC}{dl} = \frac{2\pi \epsilon}{\ln(r_B/r_A)} \tag{5.2-3}$$

Un caso particolarmente importante riguarda la capacità fra due fili cilindrici come quelli della figura a lato. La capacità è ^[RA]

$$C = \frac{\pi \epsilon l}{\text{arc cosh}(D/2r)} \tag{5.2-4}$$

e la capacità per unità di lunghezza, utile per il calcolo del comportamento di una linea bifilare è

$$\frac{dC}{dl} = \frac{\pi\epsilon}{\operatorname{arccosh}(D/2r)} \quad [5.2-5]$$

§5.2.1 Parametri

I parametri fisici più importanti riguardano essenzialmente le proprietà del dielettrico e cioè la costante dielettrica, la sua rigidità dielettrica e la sua proprietà di isolamento definibile tramite le perdite. È importante il suo comportamento termico, ambientale ed in frequenza. Abbiamo discusso diffusamente della costante dielettrica e della rigidità nel §4.8. Pertanto approfondiamo soltanto quei temi non ancora affrontati.

Coefficiente di temperatura

La causa principale della variazione di capacità con la temperatura è attribuibile agli effetti termici sulla costante dielettrica. Tuttavia, in modo analogo a quanto fatto per i resistori si può definire il *coefficiente di temperatura* come

$$c_{tc} = dC/CdT. \quad [5.2-6]$$

Dentro un campo di temperatura fissato un condensatore ha una capacità

$$C_T = C_0[1+c_{tc}(T-T_0)]. \quad [5.2-7]$$

C_0 è il valore assunto della capacità alla temperatura T_0 e C_T quello relativo alla temperatura T . Normalmente con T_0 si indica la temperatura ambiente di 27 °C. La maggior parte dei materiali ha un C_{tc} , a temperatura ambiente, positivo

§5.2.2 Perdite nei condensatori

Se si applica una tensione continua ad un condensatore passa una debole corrente perché un isolante offre una resistività, anche se molto alta, ma finita. La resistenza di perdita del condensatore è, secondo la [4.2-13] $R_p = \rho \cdot l/S$. Essa può essere immaginata in parallelo alla capacità ideale senza perdite, così come mostrato in Fig.5.2-3. Applicando una tensione alternata \bar{V} si ha la situazione descritta nella figura a lato. La corrente di perdita $\bar{I}_R = \bar{V}/R_p$ è in fase con la tensione applicata, mentre

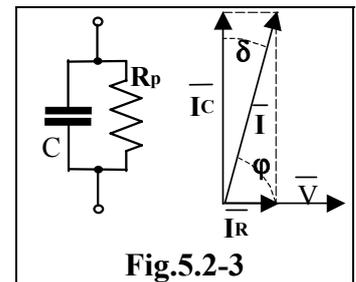


Fig.5.2-3

la corrente nella componente capacitiva è $\bar{I}_C = j\omega C\bar{V}$ è sfasata di 90°. Pertanto la corrente complessiva \bar{I} ha un angolo di sfasamento ϕ tale che $\operatorname{tg} \phi = |\bar{I}_C|/|\bar{I}_R| = \omega R_p C$. Ricordiamo che il coseno di ϕ nel §2.3.1.4 è stato definito come *fattore di potenza*. Per un buon condensatore le perdite debbono essere limitate e l'angolo di sfasamento è molto vicino a 90°. Poiché per i condensatori ϕ è molto vicino a 90° si preferisce utilizzare l'angolo complementare δ , detto anche *angolo di perdita* che nei buoni condensatori è molto piccolo. Ma le differenze fra gli angoli di perdita sono apprezzabili. Pertanto il fattore di potenza è $\cos \phi = \sin \delta \approx \delta \approx \operatorname{tg} \delta$ per quanto detto.

Per un condensatore a facce piane e parallele la capacità è data dalla [5.2-1] mentre la resistenza $R_p = \rho d/S$. Allora

$$\delta \approx \operatorname{tg} \delta = |\bar{I}_R|/|\bar{I}_C| = \frac{1}{\omega R_p C} = \frac{1}{\omega} \frac{S}{\rho d} \frac{d}{\epsilon S} = \frac{1}{\omega \rho \epsilon} \quad [5.2-8]$$

L'angolo di perdita migliora con la frequenza, con la costante dielettrica e con la resistività del dielettrico. In effetti un circuito equivalente più preciso dovrebbe anche tenere conto della resistenza e dall'induttanza offerta dai conduttori e che sono mostrate accanto. Tuttavia, in genere l'effetto è trascurabile.

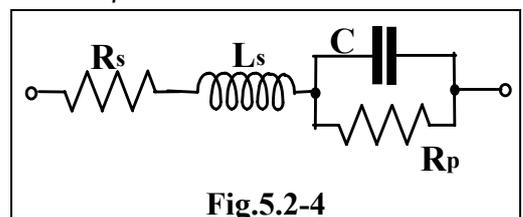


Fig.5.2-4

Un modo alternativo di dare una indicazione sul comportamento più o meno prossimo a quello ideale è tramite il *coefficiente di bontà*. In un circuito nel quale passano correnti alternate a frequenza f il coefficiente di bontà è, a parte un fattore 2π , il rapporto fra l'energia immagazzinata nel circuito in un secondo e quella media dissipata nello stesso tempo, cioè la potenza media. Cioè:

$$Q = 2\pi \frac{\text{Energia immagazzinata nel circuito}}{\text{potenza media}}. \quad [5.2-9]$$

In un condensatore con perdite l'energia immagazzinata in un periodo è la massima energia elettrostatica che secondo la [4.8-29] è $CV_M^2/2$. V_M è l'ampiezza del segnale alternativo. Alla frequenza f questa energia è immagazzinata f volte in un secondo e quindi al numeratore della precedente va $fCV_M^2/2 = fCV_{\text{eff}}^2$. La potenza media dissipata nel dielettrico è V_{eff}^2/R_p . Allora la precedente diventa

$$Q = 2\pi \frac{fCV_{\text{eff}}^2}{V_{\text{eff}}^2/R_p} = \omega R_p C. \quad [5.2-10]$$

Si vede perfettamente che il coefficiente di bontà corrisponde alla tangente dello sfasamento tra tensione e corrente e, a parte la piccola approssimazione di cui si è detto,

$$Q \approx 1/\delta. \quad [5.2-11]$$

Tuttavia per definire la bontà dei condensatori si preferisce parlare dell'angolo di perdita.

Rigidità dielettrica , tensione di rottura e tensione di lavoro

L'effetto della *rigidità dielettrico* è di limitare la tensione applicabile al condensatore. Se \mathcal{R} è la rigidità dielettrica e d è lo spessore del dielettrico la tensione massima applicabile è inferiore a $\mathcal{R}d$ per ragioni legate a problemi costruttivi ed a disomogeneità. La tensione massima applicabile prende il nome di *tensione di rottura* ed è la tensione che produce la perforazione del dielettrico con scariche che quasi sempre possono essere distruttive. Tuttavia non bisogna mai lavorare in queste condizioni. Per tale motivo il costruttore fornisce il parametro *tensione nominale o di lavoro* che è la tensione raccomandata applicabile al condensatore senza che alcun effetto nocivo si possa manifestare. In generale la tensione di lavoro è differente per le tensioni continue e le alternate.

Tolleranza

Vale lo stesso discorso fatto per le resistenze. Spesso valore e tolleranza sono indicate sull'involucro con lo stesso sistema del codice di colori utilizzato per i resistori.

Stabilità

Anche per i condensatori vale quanto detto per i resistori riguardo al valore della sua capacità nel tempo. Essa varia con l'uso, specialmente per gli elettrolitici.

§5.2.3 Caratteristiche costruttive

La TAV.5.2-1 riassume le principali caratteristiche dei vari tipi di condensatori. Ci sono condensatori fissi e variabili. La classificazione primaria si può fare in funzione del dielettrico utilizzato. I condensatori che usano sottili fogli di mica resistono ad alte temperature ed a elevate tensioni. Essi vengono realizzati accatastando più fogli di mica e di stagno, oppure fogli di mica alluminizzati. Questa tecnica di depositare le armature direttamente sui dielettrici, invece di usare armature autoconsistenti limita l'ingombro e quindi anche il costo. Le armature conduttive vengono interconnesse alternativamente fra di loro. Numerose plastiche, in fogli sottili, sono impiegati per realizzare condensatori, quasi tutti con lunghe strisce metallizzate arrotolate. Il basso costo, la possibilità di realizzare valori precisi, il bassissimo angolo di perdita e la stabilità sono le loro caratteristiche più importanti. L'umidità non gioca alcun ruolo sulle proprietà dei dielettrici plastici. I condensatori ceramici a bassa costante dielettrica offrono prestazioni interessanti sia per la tensione di lavoro che per il campo di frequenza. Si ottengono coefficienti di temperatura quasi nulli. Quelli ad

alta costante dielettrica sono ben compatti e poco ingombranti ma non hanno alta tensione di lavoro e buona stabilità perché temono l'umidità. Anche il coefficiente di temperatura lascia a desiderare. I condensatori a vuoto vanno bene per le alte tensioni ma sono voluminosi. I condensatori a vetro sono realizzati facendo cataste di sottilissimi fogli di vetro alternati con alluminio ed opportunamente connesse fra di loro. Sono molto buoni per la stabilità ed il coefficiente di temperatura. La carta impregnata di oli opportuni è anche un ottimo dielettrico poco costoso ed adatto alle alte tensioni.

Un discorso a parte meritano i condensatori *elettrolitici*. L'elettrolita è un sale di alluminio o tantalio. Quelli polarizzati hanno i segni + e - marcati per indicare la polarizzazione da applicare. Un'inversione della polarizzazione produce la distruzione del condensatore. Il condensatore è prodotto realizzando attorno ad un anodo, con un processo, appunto elettrolitico, uno strato sottilissimo d'ossido d'alluminio o di tantalio, che è, per l'appunto, isolante ed ha una buona costante dielettrica.

Si ottengono spessori di dielettrico molto ridotti e quindi capacità notevolissime a parità d'ingombro. In figura sono mostrate in modo schematico le due versioni di elettrolitico polarizzato o no. Si noti che l'altra armatura, il catodo, è costituita dall'elettrolita e dal metallo che è a contatto con il medesimo.

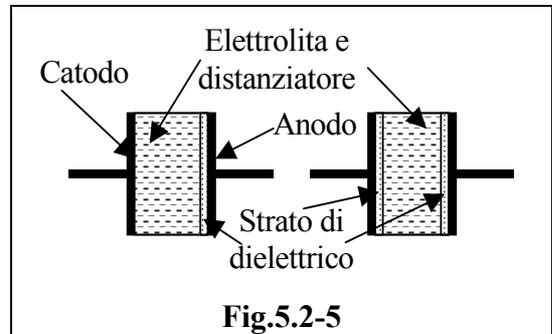


Fig.5.2-5

TAV.5.2-1						
Caratteristiche principali dei condensatori						
	Ctc	Range	VL	Tolleranza	Angolo di perdita	
	ppm/°C	Farad	Volt	%	o/oo	
mica	Di precisione	±10	0.1p÷100k	50÷50k	±0.25, ±0.5, ±1, ±2	
	Alluminizzata	±50	1p÷100kp	50÷100k	±1, ±2, ±5	
plastici		±200	20p÷400kp	30÷10k	±0.5, ±1, ±2	<5
ceramici	Basso ε	-1k÷1k	0.1p÷10k	< 6 k	±5, ±10, ±20	<30
	Alto ε	-20k÷10k	0.1p÷1k	100	-20+100	<80
aria		±200	6p÷25kp	.2k÷45k		
vetro		±200	0.1p÷10k	25÷30k	±5	
carta		<2000	100p÷200kp	50÷200k	±10, ±20	<25
elettrolitici	Alluminio	<4000	0.1μ÷8000μ	3÷700	-20+100	
	Tantalio	<6000	<100kμ	1÷600	±5, ±10, ±20	

I condensatori variabili sono usati quasi esclusivamente per realizzare circuiti risonanti. Quindi hanno grandi applicazioni nei trasmettitori e nei ricevitori. Una volta la sintonia su una emittente veniva per lo più realizzata variando la capacità di un condensatore ad aria. Un pacco di lamelle, distanti d l'una dall'altra ed interconnesse alternativamente realizzano capacità di valore relativamente elevate. Le lamelle dispari possono ruotare attorno ad un asse e si affacciano alle lamelle pari. La capacità è funzione della posizione dell'asse. Trimmers possono anche essere realizzati con altri dielettrici.

§5.3 Induttori

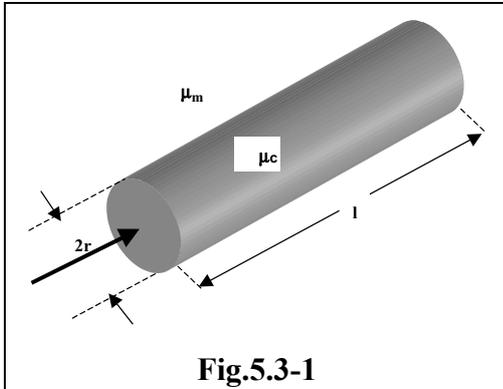
L'*induttore* è l'elemento di circuito che sfrutta la legge di Lentz. Gli induttori vengono adoperati nei circuiti elettronici sia per realizzare *circuiti risonanti* che come elementi di *blocco* per impedire che in un ramo di circuito passino correnti a frequenza elevata.

§5.3.1 Induttori con semplici strutture geometriche

Il valore dell'induttore dipende dalla sua forma, dal materiale di cui è fatto e da quello del materiale circostante e nel caso in cui il conduttore di cui è fatto è di materiale magnetico anche

dalla relativa permeabilità. Nel resto del paragrafo mostreremo alcuni esempi di valori di induttanza relativi a tipi semplici. Per i casi di induttori di forme più complesse, come le spire rettangolari, gli avvolgimenti multispira e quelli nido d'ape si rimanda ai testi specializzati ^{[FI], [MO]}.

Conduttore cilindrico rettilineo



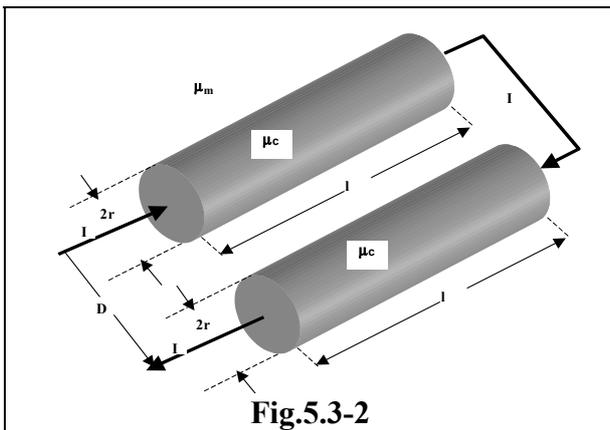
Per esempio l'induttanza di un conduttore cilindrico rettilineo, lungo l , fatto di materiale di permeabilità μ_c immerso in un mezzo di permeabilità μ_m è ^[MO]

$$L = \frac{\mu_m l}{2\pi} \left(\ln \frac{2l}{r} - 1 \right) + \frac{\mu_c l}{8\pi}. \quad [5.3-1]$$

Se il conduttore non è di materiale magnetico, come per esempio il rame o l'alluminio, la sua permeabilità è quella del vuoto, cioè $\mu_0 = 12.56 \text{ H/m}$. Il secondo termine, ad altissime frequenze, a causa di un effetto di cui parleremo più avanti, detto *effetto pelle*, è trascurabile. In tal caso l'induttanza diventa ^[MO]

$$L = \frac{\mu_m l}{2\pi} \left(\ln \frac{2l}{r} - 1 \right). \quad [5.3-2]$$

Conduttori cilindrici rettilinei paralleli attraversati dalla stessa corrente nei due versi



Due conduttori identici, della stessa forma del caso precedente, sono paralleli e a distanza D fra i loro assi, come nella figura accanto e sono attraversati da una corrente I nei due sensi. In tal caso l'induttanza complessiva è ^[MO]

$$L = \frac{\mu_m l}{\pi} \left(\ln \frac{D}{r} - \frac{D}{l} \right) + \frac{\mu_c l}{4\pi}. \quad [5.3-3]$$

Per i conduttore di materiale non magnetico, si usa la permeabilità del vuoto μ_0 . Quando sussiste l'effetto pelle si trova una espressione leggermente differente ^[RA] e cioè:

$$L = \frac{\mu_m l}{\pi} \operatorname{arccosh} \frac{D}{2r}. \quad [5.3-4]$$

Si può calcolare l'induttanza per unità di lunghezza importante per il calcolo dei parametri delle linee bifilari. Dalla precedente si ha:

$$\frac{dL}{dl} = \frac{\mu_m}{\pi} \operatorname{arccosh} \frac{D}{2r}. \quad [5.3-5]$$

Conduttori cilindrici coassiali

In questo caso i due conduttori sono coassiali ed uno interno all'altro e sono attraversati dalla stessa corrente I nei due sensi. Il caso del conduttore interno non cavo corrisponde all'induttanza della linea coassiale come quella del §5.1. Con le notazioni della figura si trova ^[MO]

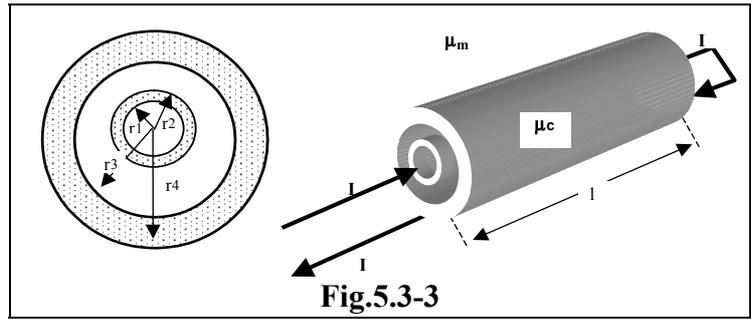
$$L \approx \frac{\mu_m l}{2\pi} \left[\ln \frac{r_3}{r_2} + \left(\frac{\mu_c}{\mu_m} \frac{r_3^2}{r_4^2 - r_3^2} \right) \ln \frac{r_4}{r_3} - \frac{\mu_c}{4\mu_m} \frac{3r_4^2 - r_3^2}{r_4^2 - r_3^2} + \frac{\mu_c}{\mu_m} \left(1 - \frac{r_1}{r_2} \right) \right]. \quad [5.3-6]$$

Per i conduttore di materiale non magnetico, si usa la permeabilità del vuoto μ_0 . Quando sussiste

l'effetto pelle la precedente si semplifica in ^[RA]

$$L = \frac{\mu_m l}{2\pi} \ln \frac{r_3}{r_2} \quad [5.3-7]$$

Anche in questo caso è utile conoscere l'induttanza per unità di lunghezza interessante per determinare le prestazioni delle linee coassiali. Essa è:



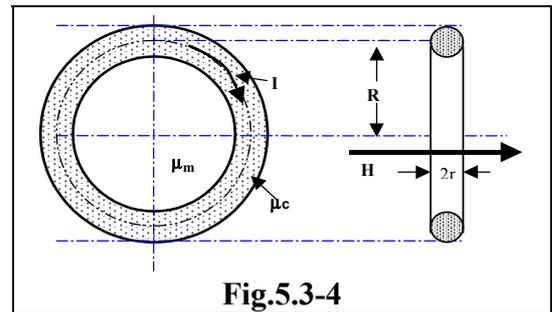
$$\frac{dL}{dl} = \frac{\mu_m}{2\pi} \ln \frac{r_3}{r_2} \quad [5.3-8]$$

Spira circolare

Una spira circolare di raggio R , fatta con filo di raggio $2r$ offre una induttanza di

$$L = \mu_m R \left(\ln \frac{8R}{r} - 2 \right) + \frac{\mu_c R}{4} \quad [5.3-9]$$

Al solito il secondo termine si azzera se la spira non è di materiale magnetico.

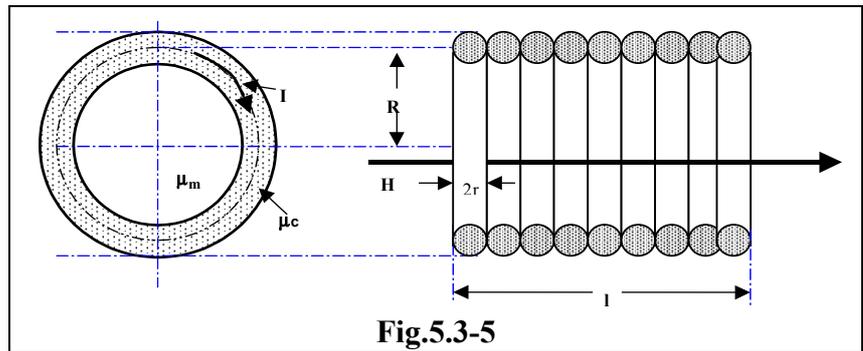


Solenoide ad un solo strato

Un solenoide è un conduttore avvolto a spirale. Siano N le sue spire: Se esso è sufficientemente lungo, cioè se $l \gg R$, assumendo che sia fatto da N spire, la sua induttanza è

$$L = \pi \mu_m N^2 \frac{R^2}{l} \quad [5.3-10]$$

altrimenti si ricorre alla cosiddetta formula di Nagaoka ^[MO].



§5.3.2 Effetto Pelle

In un conduttore di sezione uniforme, attraversato da corrente continua, la densità di corrente è uniforme. Ma se la corrente è alternata le cose cambiano. Ogni elemento infinitesimo dS di sezione è interessato da una densità di corrente che cresce spostandosi dal centro del conduttore verso la periferia. L'effetto è più marcato con la frequenza. Ciò perché ognuno dei fili di sezione dS con i quali si può immaginare di suddividere il conduttore è interessato al campo magnetico variabile prodotto dai fili corrispondenti alle sezione circostanti. Il campo magnetico, per induzione, produce una forza elettromotrice che si oppone al passaggio di corrente. Il conduttore di sezione dS più interno è concatenato al massimo con tutto il flusso prodotto dal rimanente conduttore. Le sezioni dS più periferiche risentono di meno dell'effetto perché più distanti. Il risultato è che l'interno del semiconduttore offre una impedenza più alta della periferia. Perciò la densità di corrente decresce verso l'interno e con la frequenza. A frequenze sufficientemente alte soltanto la superficie del conduttore partecipa alla conduzione. Questa è la ragione perché, ad esempio, gli induttori di altissima frequenza possono essere realizzati con tubi anziché con fili e che i dipoli delle antenne Yagi, per esempio quelle televisive, interessate ad altissime frequenze possono anche essere fatte con tubi anziché con metallo pieno. Sempre l'effetto pelle è responsabile del peggioramento dei resistori ad al-

ta frequenza perché, anche in questo caso la loro impedenza aumenta in queste condizioni.

La resistenza di un conduttore di raggio r per effetto pelle dipende approssimativamente dalla frequenza secondo la

$$R = R_0[1 + r\sqrt{\omega\mu\sigma}] \quad [5.3-11]$$

in cui R_0 è il valore in continua μ e σ sono rispettivamente permeabilità e conducibilità del conduttore. Ad altissima frequenza per ridurre la resistenza dovuto all'effetto pellicolare si usa argentare le superfici dei conduttori o realizzarli con una treccia di fili nei quali le proprietà di simmetria rispetto al centro del filo non valgono più.

§5.3.3 Capacità distribuite

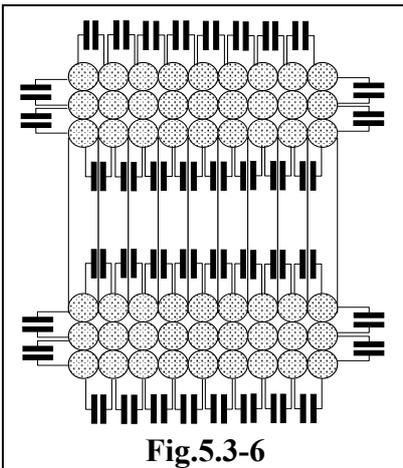


Fig.5.3-6

Così come è inevitabile che un induttore presenti anche una resistenza, dal momento che è realizzato con un conduttore, non si può fare a meno di capacità parassite. La cosa è abbastanza evidente nel caso di induttori realizzati con più spire. Fra spira e spira ci sono superfici affacciate separate da dielettrici. In genere, inoltre, per minimizzare l'ingombro le spire si fanno quanto più addensate possibili e sono soltanto separate dallo strato di vernice per evitare che i fili nudi vadano in cortocircuito. In effetti le superfici affacciate non sono soltanto fra le spire contigue ma anche fra quelle non direttamente affacciate. Il valore delle capacità parassite dipende dalla forma delle spire, da come esse sono distribuite ed avvolte, dal dielettrico interposto, dallo spessore dello strato di vernice, dalla sezione del filo. Non ci interessa in particolare determina-

re il valore delle capacità parassite dal momento che questo calcolo è estremamente laborioso, quanto conoscerne la presenza ed il loro effetto.

Le capacità parassite sono particolarmente alte nel caso di bobine a più strati. Tuttavia le cose cambiano a seconda del modo come gli strati vengono avvolti. La Fig.5.3-7a e b mostra i due casi possibili relativi ad una semplice bobina a due strati di quattro spire ciascuno. Si possono avvolgere gli strati cambiando ogni volta il senso dell'avvolgimento, una volta da sinistra a destra e l'altra da destra a sinistra come mostrato nella Fig.5.3-7a, oppure gli strati possono essere avvolti comunque sempre nello stesso verso come mostrato nell'altra. Nella figura i numeri all'interno dei conduttori indicano l'ordine dell'avvolgimento. Le capacità fra le spire adiacenti sono in genere superiori a quelle fra le spire che si vedono in diagonale, perché queste sono più distanti. Allora, come si può osservare nel semplice esempio di una bobina a due strati di due spire ciascuna della figura (c) e (d), anche se non vengono presentati calcoli in proposito, tuttavia la capacità complessiva risulta essere differente ed è inferiore per il caso di spire avvolte comunque sempre nello stesso senso. Inoltre un'altra considerazione importante fa preferire questa soluzione. Ogni spira ha una caduta di potenziale ΔV . N spire producono una caduta $N\Delta V$ e fra due spire adiacenti avvolte nello stesso

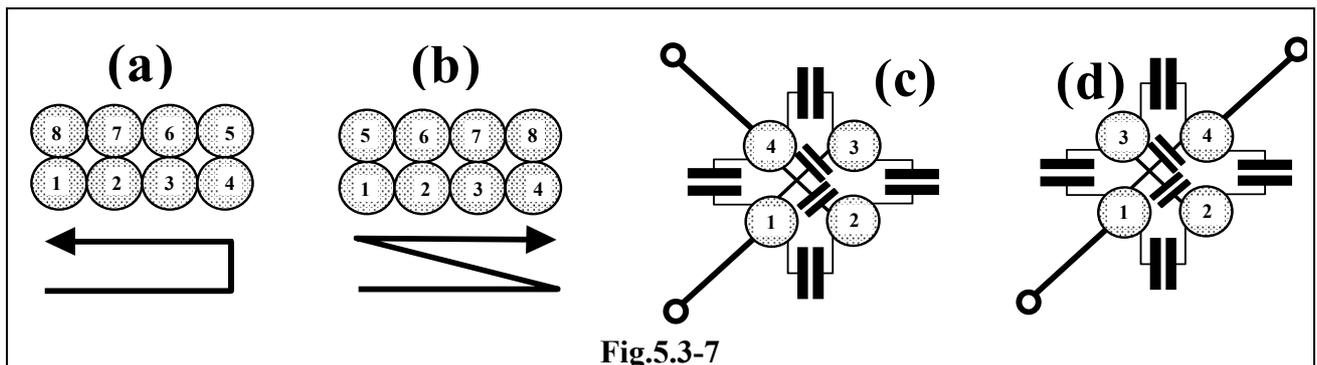


Fig.5.3-7

so verso la differenza di potenziale è costante e pari a $N\Delta V$. Se, invece si avvolgono in senso alternato alcune spire hanno differenze di potenziale fino a $2N\Delta V$ e ciò può introdurre effetti di scarica attraverso il sottile strato di isolante.

§5.3.4 Circuito equivalente

A questo punto è abbastanza semplice sintetizzare quanto abbiamo detto in un circuito equivalente. La resistenza propria del filo, che tiene conto anche dell'effetto pellicolare è rappresentata dalla resistenza R_s . Le capacità parassite sono rappresentate dalla C_p . Le perdite nei materiali dielettrici e, come vedremo più avanti, anche in quelli magnetici per effetto delle **correnti parassite** dette anche **correnti di Foucault**, sono simulate da R_p . Nel §3.5.2 abbiamo visto che, a parte R_s , si tratta di un circuito risonante parallelo la cui ammettenza è data dalla [3.5.16]. Pertanto l'impedenza complessiva diventa

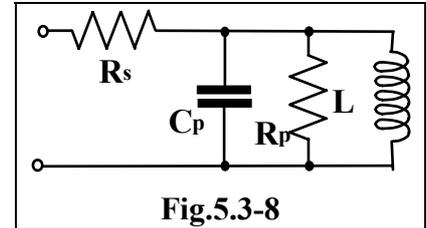


Fig.5.3-8

$$Z = R_s + \frac{sL}{sLC + sL/R_p + 1} \quad [5.3-12]$$

Nel dominio di ω questa espressione può essere scritta come:

$$Z = R_s + R_p \frac{(2\sigma\omega/\omega_n)^2}{[1 - (\omega/\omega_n)^2] + (2\sigma\omega/\omega_n)^2} + j\omega L \frac{1 - (\omega/\omega_n)^2}{[1 - (\omega/\omega_n)^2] + (2\sigma\omega/\omega_n)^2} = R_{seq} + j\omega L_{eq} \quad [5.3-13]$$

con ω_n e σ definite dalle [3.5-5] e [3.5-17], rispettivamente. Se si vuole che gli effetti parassiti siano trascurabili è bene non utilizzare l'induttore a frequenze vicine a quelle naturali. Infatti, a questa frequenza la parte resistiva dell'induttore diventa $R_s + R_p$ molto grande mentre quella induttiva trascurabile e il suo comportamento si snatura. Detto questo si comprende che gli induttori da utilizzare alle alte frequenze debbono avere frequenza naturale quanto più alta possibile rispetto a quelle d'uso, almeno 10 volte più grandi. Ciò comporta la necessità di ridurre al minimo le capacità parassite adottando, per esempio tecniche d'avvolgimento particolare, come quelle a nido d'ape in cui i fili sono avvolti come nei rocchetti di lana per diminuire al massimo le capacità parassite fra spira e spira.

§5.3.5 Correnti di Foucault

Per limitare le dimensioni degli induttori ed ottenere elevato valore di induttanza si impiegano nuclei ferromagnetici ad alta permeabilità. Tuttavia il nucleo ferromagnetico è anche conduttore. Allora si creano nel nucleo correnti indotte che aumentano con la frequenza con un esponente che va da 1.5 a 2. Queste correnti, dette di **Foucault**, peggiorano le proprietà dell'induttore. Infatti per effetto Joule si ha produzione di calore con perdite di energia. La resistenza equivalente parallelo R_p del circuito della Fig.5.3-8 diminuisce. Per limitare l'inconveniente si possono utilizzare diverse tecniche. Bisogna aumentare la resistenza offerta dal nucleo al passaggio delle correnti parassite. La cosa che sembra più banale è quella di limitarle aumentando la resistività del materiale costituente il nucleo magnetico. Ma si può inoltre realizzare il nucleo con dei lamierini di ferro tra loro isolati da vernici non conduttrici. Se non basta si possono usare nuclei fatti da impasti di polveri di ferro e materiali isolanti compressi. In tal modo ogni granulo di ferro è isolato dagli altri e le correnti non riescono a passare limitando le perdite. Tuttavia da altissime frequenza anche questo non basta e non si possono usare nuclei ferromagnetici se non a prezzo di un grave deterioramento delle proprietà dell'induttore.

§5.3.6 Isteresi magnetica

Il valore dell'induttanza dipende dalla permeabilità magnetica del mezzo che è usato come nucleo. Per molti materiali questa permeabilità dipende soltanto dalla frequenza e dalla temperatura. Se si vuole ridurre le dimensioni degli induttori conviene adottare soluzioni che prevedano nuclei di

materiali *ferromagnetici*. Tuttavia si hanno ulteriori effetti indesiderati in questo caso. Il campo magnetico in questi materiali agisce in un modo abbastanza simile a quello che fa il campo elettrico cioè producendo fenomeni di polarizzazione magnetica. Per produrre un campo magnetico, per esempio con una corrente elettrica in un induttore, bisogna fornire energia al campo. Non sempre, però, togliendo la causa che lo ha prodotto l'energia viene restituita. Alle volte il materiale resta magnetizzato e cioè il campo magnetico non c'è più ma il materiale rimane magnetizzato a causa della polarizzazione del materiale. In questo consiste il fenomeno dell'*isteresi magnetica*. Inoltre ogni ciclo d'isteresi comporta una perdita di energia sotto forma di calore nel materiale proporzionale all'area della curva d'isteresi.

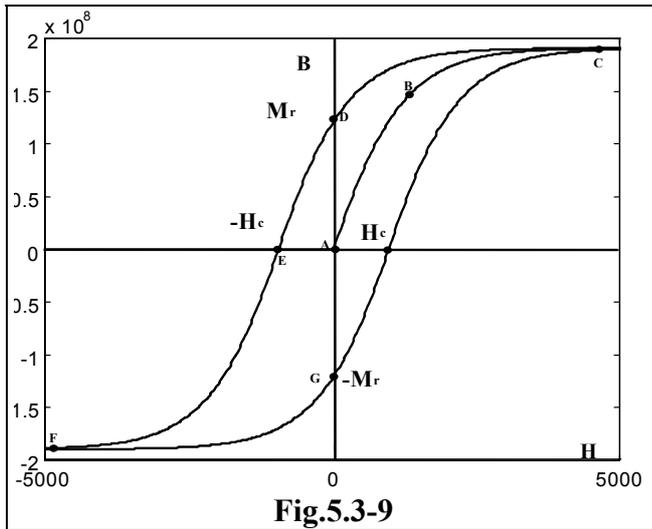


Fig.5.3-9

re detto di saturazione, tratto B-C. La relazione $B(H)$ è descritta dalla parte di curva fra i punti A e C e prende il nome di curva di prima magnetizzazione. Se ora si toglie H, B non va a zero, la relazione $B(H)$ è ora descritta dal tratto C-D. L'induzione $B = M_r$ corrispondente al punto D è dovuta al fatto che il materiale ferromagnetico si è lasciato *magnetizzare* ed è diventato un *magnete permanente*. Non facciamo più passare corrente e non produciamo campo magnetico, ma esiste una *magnetizzazione residua* M_r . Per smagnetizzare completamente il materiale ferromagnetico bisogna applicare una corrente di segno inverso che produce un campo magnetico $-H_c$ di senso inverso detto *campo coercitivo* che corrisponde al punto E della curva. L'induzione magnetica diventa nulla ed il nucleo si smagnetizza. Se continuiamo ad aumentare il campo magnetico con una corrente dello stesso segno di quella che ha prodotto il campo magnetico coercitivo si arriva ancora alla saturazione, punto F. Da qui il tratto F-G-H-C non ha bisogno di spiegazione: la descrizione è identica a quella del tratto

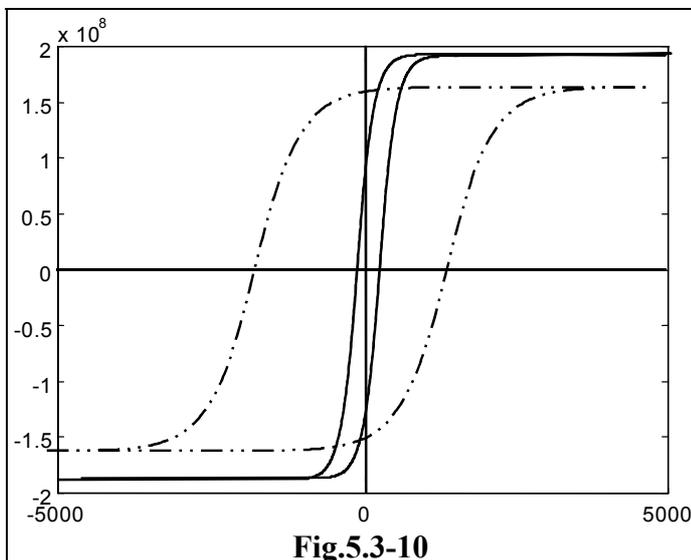


Fig.5.3-10

Applicando un campo magnetico ad un materiale ferromagnetico l'induzione magnetica cresce, anche se non in modo lineare. Il materiale si magnetizza. Tuttavia se si aumenta eccessivamente il campo la magnetizzazione non aumenta più ed il materiale si dice che è *saturo*. La Fig.5.3-6 mostra quello che avviene applicando un campo magnetico, per esempio avvolgendo attorno al materiale magnetico delle spire e facendole attraversare da corrente. In tal modo H è proporzionale alla corrente. Se il campo è nullo ed il materiale non è mai stato magnetizzato all'aumentare di H , cioè di I , cresce B , anche se in modo non lineare, tratto A-B. Tuttavia, se H cresce di molto, B si stabilizza ad un valore

detto di saturazione, tratto B-C. La relazione $B(H)$ è descritta dalla parte di curva fra i punti A e C e prende il nome di curva di prima magnetizzazione. Se ora si toglie H, B non va a zero, la relazione $B(H)$ è ora descritta dal tratto C-D. L'induzione $B = M_r$ corrispondente al punto D è dovuta al fatto che il materiale ferromagnetico si è lasciato *magnetizzare* ed è diventato un *magnete permanente*. Non facciamo più passare corrente e non produciamo campo magnetico, ma esiste una *magnetizzazione residua* M_r . Per smagnetizzare completamente il materiale ferromagnetico bisogna applicare una corrente di segno inverso che produce un campo magnetico $-H_c$ di senso inverso detto *campo coercitivo* che corrisponde al punto E della curva. L'induzione magnetica diventa nulla ed il nucleo si smagnetizza. Se continuiamo ad aumentare il campo magnetico con una corrente dello stesso segno di quella che ha prodotto il campo magnetico coercitivo si arriva ancora alla saturazione, punto F. Da qui il tratto F-G-H-C non ha bisogno di spiegazione: la descrizione è identica a quella del tratto C-D-E-F. Se ora si riprende a diminuire I come si è fatto precedentemente a partire da C la curva descritta è ancora C-D-E-F-G-H-C. Questa curva prende il nome di *curva d'isteresi*. L'area compresa all'interno della curva d'isteresi è proporzionale all'energia spesa per percorrerlo. Pertanto materiali con curve più strette danno luogo a perdite inferiori.

Nella figura accanto le due curve si riferiscono a due materiali differenti. Quella a tratto continuo è di un materiale a bassa isteresi, per esempio un *ferro dolce*, adatto all'uso di induttori e trasformatori, mentre l'altro è un acciaio buono per realizzare

magneti permanenti.

Nelle relazioni che consentono di calcolare il valore delle induttanza compare la permeabilità. Ma nel caso dei materiali ferromagnetici questo valore, che dalla [4.9-4] è il rapporto fra induzione e campo, non è assolutamente costante. In questo caso, meglio, conviene parlare di **permeabilità incrementale**, intesa come il rapporto fra variazione dell'induzione e quella del campo che l'ha prodotta. La permeabilità incrementale corrisponde alla tangente trigonometrica della curva d'isteresi, punto per punto, ed è evidentemente superiore nei tratti lontani dalla saturazione. L'effetto è dipendente dai materiali e dalla frequenza. All'aumentare della frequenza la capacità del campo di polarizzare peggiora. Invece la temperatura addolcisce i materiali. Un magnete permanente, riscaldato opportunamente può perdere completamente le sue proprietà. Il calore fornisce l'energia che rimette le cose al punto di partenza.

§5.3.7 Coefficiente di Bontà

Abbiamo già definito del §5.1.2.2 il **coefficiente di bontà** tramite la [5.2-9]. Ricordiamo che esso da una indicazione sul comportamento più o meno prossimo a quello ideale.

In un induttore con perdite, l'energia immagazzinata in un periodo è la massima energia elettromagnetica che secondo la [4.9-5] è $LI_M^2/2$, dove I_M è l'ampiezza del segnale alternativo. Alla frequenza f questa energia è immagazzinata f volte in un secondo e quindi al numeratore della precedente va $fLI_M^2/2 = fLI_{\text{eff}}^2$. La potenza media dissipata per le perdite è $I_{\text{eff}}^2R_s$. Per la [5.2-9]:

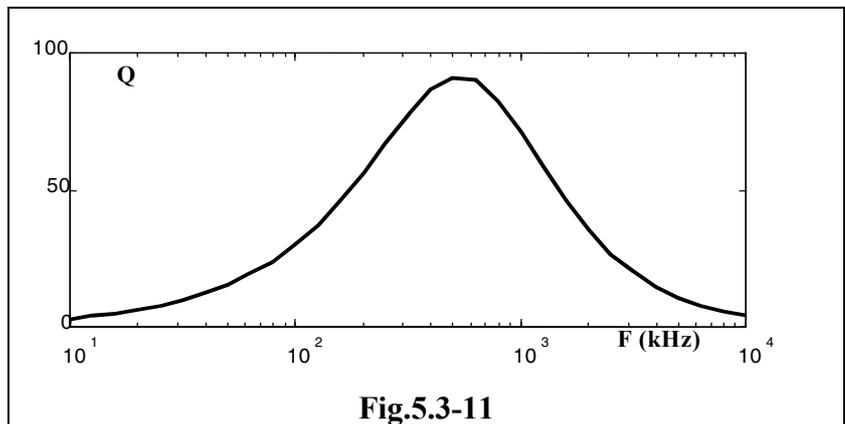
$$Q = 2\pi \frac{fLI_{\text{eff}}^2}{I_{\text{eff}}^2R_s} = \frac{\omega L}{R_s}. \quad [5.3-14]$$

Naturalmente, nel caso degli induttori bisogna tenere conto della loro complessità come descritto nel §5.1.3.4. E pertanto è più opportuno riscrivere la precedente come

$$Q = \frac{\omega L_{\text{eq}}}{R_{\text{seq}}}. \quad [5.3-15]$$

in cui i valori di L_{eq} e R_{seq} sono quelli della [5.3-13].

Bisogna ricordare che la resistenza serie del resistore dipende dall'effetto pelle che dipende dalla frequenza, come descritto dalla [5.3-11]. Inoltre la resistenza equivalente delle perdite magnetiche R_p varia con la frequenza perché l'effetto delle correnti parassite aumenta le perdite e quindi aumenta il valore della R_{seq} . Da questo si riconosce che il coefficiente di bontà



dell'induttore non è una costante ma dipende dalla frequenza. A basse frequenze il numeratore dell'espressione del coefficiente aumenta con la frequenza in modo lineare mentre il denominatore per l'effetto pelle varia con la radice della frequenza. Ne segue che Q aumenta con la frequenza. Ad alte frequenze, invece, le perdite aumentano considerevolmente e anche l'effetto pelle continua a giocare il suo ruolo. Il denominatore cresce più di quanto non faccia il numeratore. Ne segue che in questo campo di frequenze la pendenza di Q è negativa. Pertanto esiste una zona in cui il coefficiente ha un massimo e questa è la zona nella quale è più opportuno adoperare l'induttore. La Fig.5.3-11 mostra un tipico andamento del Q di un induttore. È chiaro che il miglioramento di Q si ha con tutti gli accorgimenti che diminuiscono le perdite sia nel nucleo, sia nel dielettrico sia nel conduttore.

§5.3.8 Parametri principali

Coefficiente di temperatura

In generale la temperatura agisce sugli induttori tramite la dilatazione dei conduttori che determinano modifiche alla geometria e quindi all'induttanza. Tuttavia un effetto secondario lo ha anche la variazione della resistività che interessa l'effetto pelle come evidenziato alla [5.3-11]. Ovviamente questo comporta che il coefficiente di temperatura dell'induttanza supera quello della dilatazione lineare. A bassa frequenza, dove l'effetto pelle è inesistente praticamente i due coefficienti di temperatura coincidono. Adoperando opportuni accorgimenti sia geometrici che tecnologici è possibile ottenere bassi coefficienti di temperatura. Per esempio adottando supporti isolanti a basso coefficiente di dilatazione. Oppure realizzando l'induttore con un deposito a film sottile sul supporto a basso coefficiente di dilatazione. Una soluzione ottima è di utilizzare particolari leghe e supporti isolanti a bassissimo coefficiente di temperatura e filo intrecciato per diminuire l'effetto pelle e la sua influenza sul coefficiente di temperatura.

Stabilità

La temperatura può produrre effetti anche notevoli sulla stabilità. Infatti le dilatazioni o del supporto o dell'avvolgimento possono determinare modifiche permanenti non prevedibili e in un certo senso casuali al valore dell'induttanza che in corrispondenza dei cicli termici può variare, anche più volte, il suo valore.

Caratteristiche costruttive

Gli induttori possono, in prima approssimazione, essere classificati a seconda dell'intervallo di frequenza per i quali debbono essere adoperati e per la loro funzione. Due sono gli usi principali degli induttori: come blocco per il passaggio delle componenti ad alta frequenza rispetto a quelle alte oppure nei circuiti risonanti. Un'altra importantissima differenza risiede nella potenza che gli induttori debbono gestire e cioè se sono adoperati nei ricevitori o nei trasmettitori.

La frequenza essenzialmente determina il tipo di nucleo e di filo da usare. Per frequenze modeste si possono usare induttori con nucleo in ferro dolce, ed i nuclei che realizzano circuiti magnetici chiusi in modo da diminuire la riluttanza e massimizzare. A frequenze più alte il nucleo può essere costituito soltanto da ferriti ed il filo è spesso filo di Litz (filo intrecciato e ritorto) e spesso avvolto a nido d'ape per limitare effetto pelle e capacità parassite. Ad altissime frequenze il nucleo non può essere impiegato per le perdite di Foucault. Inoltre spesso le bobine usate come blocco lavorano in prossimità della frequenza di risonanza propria per aumentare la capacità di bloccare le componenti ad alta frequenza.

§5.4 Trasformatori

Un trasformatore è sostanzialmente costituito da due induttori avvolti in modo che il flusso magnetico prodotto dalla corrente che circola in uno dei due avvolgimenti si concateni anche con l'altro, in tal modo, per la legge di Lenz su questo si induce una forza elettromotrice. A seconda del campo di frequenza e della potenza che deve maneggiare il trasformatore può avere nucleo in ferro dolce, in ferrite o niente del tutto. Valgono per il trasformatore tutte le nozioni apprese per gli induttori. Per i trasformatori ideali vale quanto detto nel §2.1.3.2.

È chiaro che una trattazione approfondita dei trasformatori deve tenere conto di moltissimi aspetti quali l'applicazione, la potenza in gioco, la frequenza, il tipo di corrente che deve passare nel trasformatore e così via. Ma non sembra di particolare interesse per questa trattazione analizzare questi aspetti. Mentre i trasformatori di potenza sono studiati principalmente in elettrotecnica, quelli di alta frequenza sono utilizzati essenzialmente in radiotecnica.

§5.5 Linee di trasmissione

Le linee di trasmissione hanno tre principali applicazioni. La prima riguarda il trasporto di segnali a distanza fra antenne trasmettenti o riceventi e l'apparato di telecomunicazione. Le linee usate per queste applicazioni debbono avere basse perdite se non si vuole peggiorare il rapporto segnale rumore, soprattutto se sono lunghe. Un'altra applicazione riguarda la proprietà di una linea di ritardare un segnale in modo preciso in funzione della sua lunghezza. In questo caso, a meno che

non si richieda un ritardo eccessivo il problema dell'attenuazione non assume rilevanza particolare. Infine l'uso della linea come formatore d'impulsi. Anche qui non sembra avere rilevanza l'attenuazione della linea.

Le linee più spesso usate sono i cavi coassiali, soprattutto quando debbono trattare segnali bassi da trasmettere a grande distanza. Il conduttore esterno, realizzato con calza metallica intrecciata, agisce da schermo nei confronti di disturbi migliorando la qualità del segnale trasportato.

Le linee di trasmissione delle quali abbiamo discusso nel §3.6 hanno come principali caratteristiche i due parametri v e Z_0 oltre che α e β . Il calcolo di questi parametri, in generale, è abbastanza complicato.

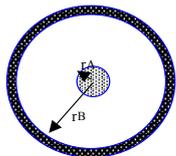
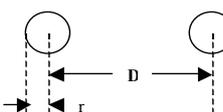
Tuttavia alcuni casi più semplici possono essere trattati e ricavate alcune proprietà generali, almeno per quanto riguarda impedenza caratteristica e velocità di propagazione. La tavola sopra riportata per questi due casi i valori caratteristici $|R_A|$. I parametri geometrici sono stati già definiti, ma per maggiore comodità sono stati riportati le sezioni delle linee nella stessa tavola. In più, nella tavola sono usati i seguenti parametri: R_s che è la resistività superficiale dei conduttori dovuta all'effetto pelle; α_c e α_d che sono i due termini di attenuazione dovuti il primo alle perdite nei conduttori e l'atra alle perdite nel dielettrico. L'attenuazione complessiva è la loro somma

§5.5.1 Linee senza perdite

Se le linee sono prive di perdite o non distorcenti possiamo calcolare agevolmente in due casi abbastanza comuni e cioè quelli relativi alle linee bifilari ed ai cavi coassiali la velocità di propagazione v e l'impedenza caratteristica Z_0 .

Linee Bifilari

Riprendiamo la Fig.5.3-2. I due conduttori immersi in un dielettrico omogeneo costituiscono la linea bifilare. Per le linee bifilari senza perdite si possono calcolare l'impedenza caratteristica e la velocità di propagazione delle onde impiegando le [5.2-5] e [5.3-5] che danno la capacità e l'induttanza per unità di lunghezza. Inserendole opportunamente nella [3.6-7] e [3.6-15] si calcolano questi due parametri. Per la velocità di propagazione si ha:

TAV.5.1-1			
	Unità	Cavo coassiale	Linea bifilare
			
C	F/m	$\frac{2\pi\epsilon}{\ln(r_B/r_A)}$	$\frac{\pi\epsilon}{\operatorname{arccosh}(D/2r)}$
L	H/m	$\frac{\mu_m}{2\pi} \ln \frac{r_B}{r_A}$	$\frac{\mu_m}{\pi} \operatorname{arccosh} \frac{D}{2r}$
R	Ω/m	$\frac{R_s}{2\pi} \left(\frac{1}{r_A} + \frac{1}{r_B} \right)$	$\frac{R_s}{\pi r} \frac{D/2r}{\sqrt{(D/2r)^2 - 1}}$
G	mhos/m	$\frac{2\pi\sigma}{\ln(r_B/r_A)} = \frac{2\pi\omega\epsilon}{\ln(r_B/r_A)}$	$\frac{\pi\sigma}{\operatorname{arccosh}(D/2r)}$
α_c		$R/2Z_0$	linee con piccole perdite
α_d		$GZ_0/2$	
α		\sqrt{RG}	Linee non distorcenti

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \sqrt{\frac{\pi}{\mu_m \operatorname{arccos} h(D/2r)} \frac{\operatorname{arccos} h(D/2r)}{\pi \epsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \mu_m}}. \quad [5.5-1]$$

Dal momento che il materiale usato come dielettrico è un isolante, la sua permeabilità è praticamente quella del vuoto. Quindi, la precedente si può approssimare come

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \mu_m}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \approx \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}, \quad [5.5-2]$$

nella quale c rappresenta la velocità di propagazione nella linea bifilare con dielettrico il vuoto (o l'aria) per i quali costante dielettrica e permeabilità magnetica relative sono unitarie. La linea che ha come dielettrico il vuoto, o anche l'aria, ha, quindi, velocità di propagazione

$$v = c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} = \frac{1}{\sqrt{8.85 \cdot 10^{-12} \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}} \approx 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} \quad [5.5-3]$$

che ovviamente è la velocità di propagazione delle onde elettromagnetiche e quindi della luce, nel vuoto.

Per quanto riguarda l'impedenza caratteristica inserendolo le [5.2-5] e [5.3-5] nella [3.6-15]

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{\mu_m \frac{\operatorname{arccos} h \frac{D}{2r}}{\pi}}{\frac{\pi \epsilon}{\operatorname{arccos} h(D/2r)}}} = \sqrt{\frac{\mu_m}{\epsilon} \frac{\operatorname{arccos} h(D/2r)}{\pi}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0} \frac{\mu_r}{\epsilon_r} \frac{\operatorname{arccos} h(D/2r)}{\pi}}. \quad [5.5-4]$$

Nel caso del vuoto o dell'aria

$$Z_0 \approx \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0} \frac{\operatorname{arccos} h(D/2r)}{\pi \sqrt{\epsilon_r}}} = \sqrt{\frac{4\pi \cdot 10^{-7}}{8.85 \cdot 10^{-12}} \frac{\operatorname{arccos} h(D/2r)}{\pi \sqrt{\epsilon_r}}} = 120 \frac{\operatorname{arccos} h(D/2r)}{\sqrt{\epsilon_r}} \Omega. \quad [5.5-5]$$

Cavi coassiali

I parametri dei cavi coassiali senza perdite possono essere calcolati in modo analogo. Ci riferiamo alla Fig.5.3-3 con r_B raggio del conduttore esterno e r_A quello dell'interno. La capacità per unità di lunghezza si ricava dalla [5.2-3] mentre la [5.3-8] da l'induttanza per unità di lunghezza. Anche questa volta si sostituiscono nella [3.6-7] e [3.6-15] e si hanno v e Z_0 . Per v si ha

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \sqrt{\frac{2\pi}{\mu_m \ln(r_B/r_A)} \frac{\ln(r_B/r_A)}{2\pi \epsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \mu_m}} \approx \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}},$$

per gli stessi motivi della volta precedente. Si noti che questa espressione coincide con la [5.5.2]. È interessante notare che la velocità di propagazione assume la stessa espressione in entrambi i casi dipendendo soltanto da permeabilità e costante dielettrica. Il senso è che la velocità di propagazione non dipende dalla forma della linea. Riguardando le espressioni precedenti, poiché qualunque mezzo ha costante dielettrica non inferiore a quella del vuoto, segue che le linee hanno velocità di propagazione delle onde inferiore a quella della luce nel vuoto.

Il calcolo dell'impedenza caratteristica porta a

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{\mu_m \ln \frac{r_B}{r_A}}{2\pi} \frac{2\pi \epsilon}{\ln(r_B/r_A)}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0} \frac{\mu_m}{\epsilon_r} \frac{\ln r_B/r_A}{2\pi}}, \quad [5.5-6]$$

che nel caso di vuoto o aria diventa

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0} \frac{\ln r_B/r_A}{2\pi \sqrt{\epsilon_r}}} = 60 \frac{\ln r_B/r_A}{\sqrt{\epsilon_r}} \Omega. \quad [5.5-7]$$

I cavi in aria hanno la massima velocità di propagazione e, a parità di dimensione la più ele-

vata impedenza caratteristica.

§5.5.2 Le perdite nelle linee

L'attenuazione dipende principalmente dalla resistenza dei conduttori. L'effetto pellicolare ha un contributo fondamentale. Per diminuirlo, dato che la corrente tende a passare prevalentemente sulla loro superficie bisogna fare i diametri dei conduttori grandi e possibilmente ricoperti di materiale con più bassa resistività, per esempio argento. Nei cavi bifilari bisogna fare r grande. In quelli coassiali è il conduttore interno che deve essere di grosso diametro. Ciò comporta un aumento dei costi, del peso del cavo e della sua rigidità meccanica.

Nei cavi con piccole perdite l'attenuazione $\alpha = \alpha_c + \alpha_d = R/2Z_0 + GZ_0/2$ è data dalla [3.6-68]. Il primo termine è dovuto alla perdite nei conduttori, l'altro nel dielettrico.

Nelle linee non distorcenti, per le quali vale la [3.6-65], cioè $R/G = L/C$. l'attenuazione è data dalla [3.6-6], cioè $\alpha = \sqrt{RG}$.

Il parametro α è l'attenuazione per metro cioè il rapporto fra le ampiezza V_2 e V_1 dell'onda progressiva ad un metro di distanza. Ciò vale sia per l'onda diretta che per quella eventualmente riflessa. Dalla [3.6-64], per esempio, per la diretta è V_2/V_1 (per $x = 1$ metro) = $e^{-\alpha x} = e^{-\alpha}$. I costruttori danno l'attenuazione della linea in dB/m definita come $20 \text{Log}_{10} V_2/V_1$. Pertanto l'attenuazione α_{Db} (in dB/m) = $20 \text{Log}_{10} V_2/V_1 = 20 \text{Log}_{10} e^{-\alpha} = 20 \alpha \text{Log}_{10} e = 8.686 \alpha$

BIBLIOGRAFIA

- [AM] - *Amaldi* – **Fisica Sperimentale II** –
[KN] - *Knoll* - **Radiation Detection and measurement** - J.Wiley
[KN] - *Knoll* - **Radiation Detection and measurement** - J.Wiley
[FA] - *Falcone* – **Elettronica generale e radioelettronica** – Siderea - 1968
[FI] - *Fink, Christiansen* – **Manuale di elettronica** - Tecniche nuove – 1987
[GE] - *Gettys, Keller, Skove* – **Fisica classica e moderna: Elettromagnetismo** – McGraw Hill, 1998
[KA] - *Kaufman, Seidman* – **Electronics Sourcebook** - McGrawHill - 1984
[MO] - *Montanari* – **Tecnologia delle costruzioni elettroniche** - Cupido - 1982
[RA] - *Ramo, Whinnery* - **Field and waves in modern Radio** - Wiley – 1962
[TE] - *Terman* – **Radiotecnica ed elettronica** – CELI -