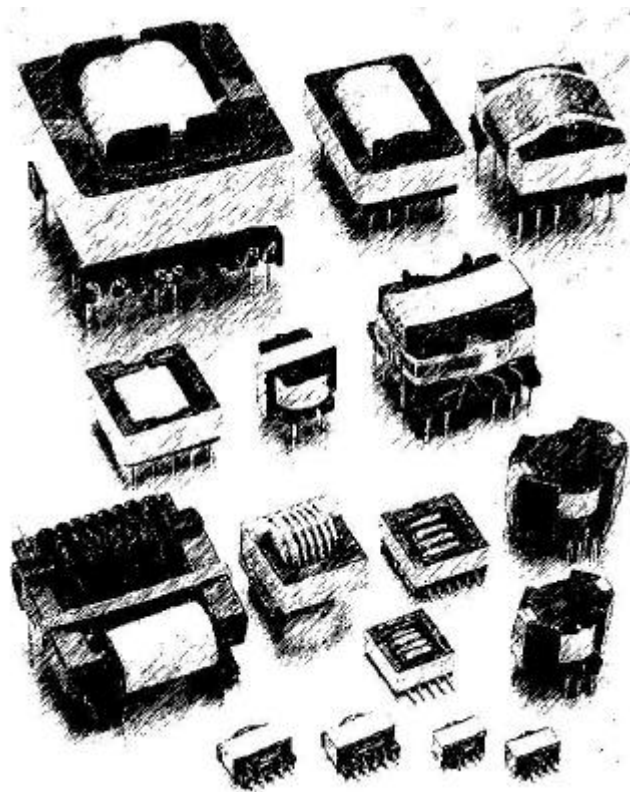


Vittorio Carboni

Guida al progetto dei trasformatori per alimentatori Flyback e Forward



Università di Ancona
Dipartimento di Elettronica e Automatica
AA 1999/2000

1. ALIMENTATORE A COMMUTAZIONE: SCELTA DELLA FERRITE	3
2. CALCOLO SEMPLIFICATO DEL TRASFORMATORE	7
3. TRASFORMATORE PER CONVERTITORE <i>FLYBACK</i> : ESEMPIO DI CALCOLO	15
4. TRASFORMATORE PER CONVERTITORE <i>FORWARD</i> : ESEMPIO DI CALCOLO	22
5. AVVOLGIMENTI: SUPPORTI, ISOLAMENTI E FILI	27
SU COSA	27
COME	28
CON COSA	30
EFFETTO PELLE E DI PROSSIMITÀ	31
6. COMPLETIAMO IL PROGETTO DEL TRASFORMATORE PER <i>FLYBACK</i>	34
PRIMARIO	34
SECONDARIO	35
CONCLUSIONI	36
7. APPENDICE	37
8. BIBLIOGRAFIA	41

Figura 1 - Esempio di assemblaggio di un kit: supporto, coppia di ferriti ETD ed una coppia di mollette di fissaggio	3
Figura 2 - $P_v = f(f)$ materiale N67 @ T=20 e 100°C	9
Figura 3 - Parametri del supporto per ETD49	18
Figura 4 - <i>Coil former</i> per montaggio orizzontale	27
Figura 5 - Rappresentazione schematica della sezione di un trasformatore con particolare della <i>creepage distance</i>	28
Figura 6 - Esempio di schermo elettrostatico tra primario e secondario	28
Figura 7 - Sezione di trasformatore: primario su due strati con secondario interposto	29
Figura 8 - Aumento percentuale della resistenza del filo in funzione del diametro e della frequenza	32
Figura 9 - Particolare della sezione del supporto per ETD49	34
Figura 10 - Particolare della sezione del supporto per ETD49, con la possibile stratificazione	36
Figura 11 - Constrution type - New England Electric Wire Co	39

Tabella 1 - Alcuni parametri per le ferriti di tipo ETD	4
Tabella 2 - Massimo incremento della temperatura ammesso per i diversi materiali	5
Tabella 3 - Resistenza termica per diversi tipi e dimensioni di ferriti	5
Tabella 4 - Diverse tipologie di conduttori smaltati per avvolgimenti della PIREMAG	30
Tabella 5 - Calibro massimo del conduttore pieno in rame, a diverse frequenze	33
Tabella 6 - Dimensioni massime consigliate del singolo conduttore in un filo Litz in funzione della frequenza	37
Tabella 7 - Fili Litz consigliati per frequenze 10KHz-20KHz - New England Electric Wire Co. -	37
Tabella 8 - Fili Litz consigliati per frequenze 20KHz-50KHz - New England Electric Wire Co.	38
Tabella 9 - Fili Litz consigliati per frequenze 50KHz-100KHz - New England Electric Wire Co.	38
Tabella 10 - Dimensioni nominali, minime e massime dei conduttori: isolamento singolo e doppio o rinforzato	40

1. Alimentatore a commutazione: scelta della ferrite

Il primo passo nel progetto del trasformatore è la scelta della ferrite come forma fisica, tipo del materiale e dimensioni. È una scelta molto importante che caratterizza tutto il progetto in quanto tutti i calcoli successivi saranno basati su di essa. Un errore di valutazione può comportare accorgersi alla fine che, ad esempio, le dimensioni non sono adatte: ciò significa ripartire dall'inizio con notevole dispendio di tempo e risorse.

Le ferriti sono caratterizzate da perdite molto basse ad alte frequenze, esse sono realizzate con leghe di ossidi di ferro ed altri metalli come zinco e manganese. Il materiale viene polverizzato assieme ad ossidi isolanti e quindi modellato con tecniche tipiche della ceramica. Ciò consente di realizzare ferriti con grande varietà nelle forme e nelle dimensioni e con tolleranze nelle caratteristiche magnetiche e meccaniche molto ristrette. Esse, inoltre, possono essere lavorate con precisione dopo l'operazione della cottura.

Le ferriti tipicamente hanno una densità del flusso di saturazione compreso tra 3 e 5 kGauss, inoltre la presenza di ossidi ne aumenta la resistività specifica a livelli molto alti permettendo così di ridurre le perdite per correnti parassite. Le forme disponibili includono barrette, toroidi, nuclei EI EE ed UI. La temperatura di Curie T_C , ossia la temperatura alla quale il materiale perde ogni proprietà ferromagnetica, è compresa tra i 100 e i 300°C, a seconda del tipo di materiale; il fenomeno è reversibile, riducendo la temperatura al di sotto di T_C il materiale riacquista le sue proprietà.

Per trasformatori di bassa-media potenza la serie **E** è la scelta migliore. Come la sigla lascia intuire, il nucleo magnetico è composto da due elementi a forma di **E**. I due pezzi formano il circuito magnetico, vengono infilati nel supporto degli avvolgimenti e bloccati in sede con delle mollette e/o incollate con Araldite od altri collanti epossidici. Le tre superfici di contatto dei seminuclei sono lavorate in modo da ridurre le rugosità e quindi contenere a dimensioni trascurabili il traferro (*gap*) non intenzionale. In taluni casi il traferro è voluto, ciò può essere ottenuto realizzando la colonna centrale del seminucleo più corta di quelle esterne.

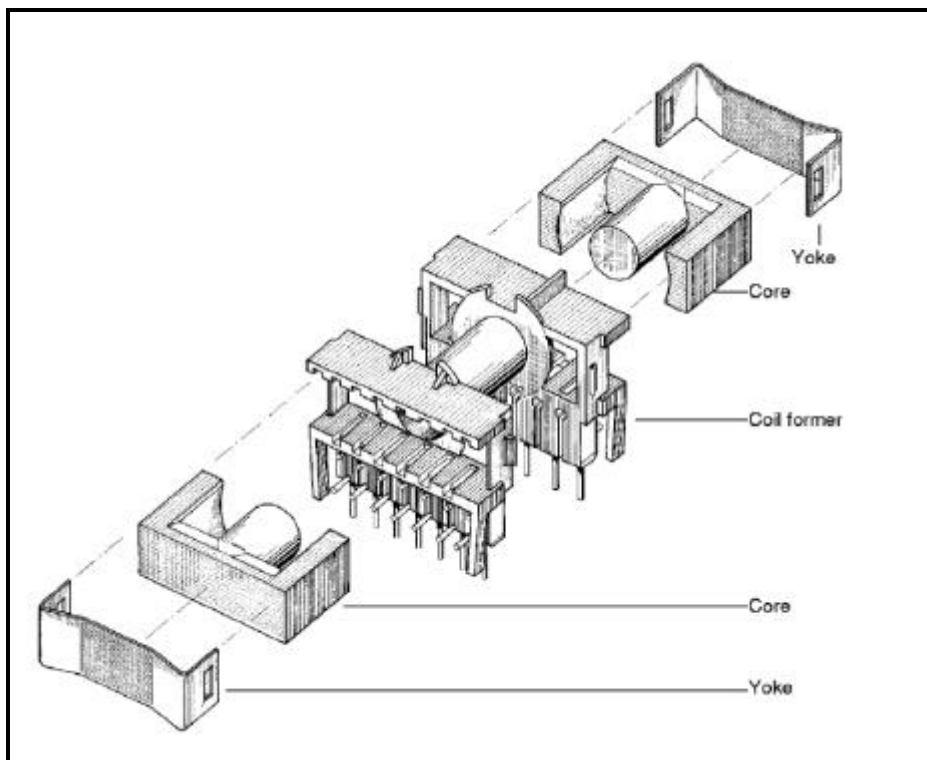


Figura 1 - Esempio di assemblaggio di un kit composto dal supporto per gli avvolgimenti, una coppia di ferriti del tipo ETD ed una coppia di mollette di fissaggio. (Ferrites and Accessories, Siemens Matsushita Components)

È possibile scegliere da catalogo seminuclei con traferro (*Gap*) calibrato. Per la ferrite tipo ETD49, ad esempio, possiamo avere 4 valori di traferro: $0,20 \pm 0,02$ mm, $0,50 \pm 0,05$ mm, $1,00 \pm 0,05$, $2,00 \pm 0,05$ mm.

Accoppiando un seminucleo con traferro con un altro senza, oppure anch'esso con traferro, anche di valore diverso, si riescono ad ottenere numerose combinazioni.

Le ferriti della serie **E** ed **ETD** sono largamente usate, pertanto risultano di facile reperibilità. Il catalogo Siemens Matsushita indica che i materiali a disposizione per la serie **E** sono diversi e codificati con le sigle **N27**, **N67**, **N87**, **N49**, **N30**, **T37**. La scelta del materiale da usare è correlata con la frequenza di commutazione: il tipo **N27** è adatto per applicazioni di potenza in un banda di frequenza di commutazione sino a 100KHz, **N67** è idoneo per analoghe applicazioni ma la gamma di frequenza è compresa tra 100KHz ed i 300KHz. La tabella 1 indica le possibili applicazioni per i diversi materiali. La serie **E** classica ha la colonna centrale quadrata, altre famiglie della stessa serie sono disponibili per applicazioni particolari ad esempio le più note:

- **ETD** acronimo di Economic Transformer Design, con sezione circolare della colonna centrale
- **EFD** acronimo di Economic Flat transformer Design per applicazioni con ingombri verticali contenuti.

					Power capacities					
					Push-pull converter		Single-ended converter		Flyback converter	
Core shape	Material	Volume mm ³ V	f _{typ} KHz	f _{cutoff} KHz	P _{trans} (f _{typ}) W	P _{trans} (f _{cutoff}) W	P _{trans} (f _{typ}) W	P _{trans} (f _{cutoff}) W	P _{trans} (f _{typ}) W	P _{trans} (f _{cutoff}) W
ETD29	N59	32100	750	1500	428	614	304	436	261	375
	N49		500	1000	209	300	148	213	127	183
	N62		25	150	103	151	52	55	45	47
	N27		25	100	51	94	33	38	28	32
	N67		100	300	161	286	115	189	98	163
	N87		100	500	225	522	160	237	137	204
ETD34	N59	60200	750	1500	676	970	480	689	412	592
	N49		500	1000	330	473	234	336	201	289
	N62		25	150	162	244	84	89	72	77
	N27		25	100	80	151	53	61	45	52
	N67		100	300	255	452	181	303	155	260
	N87		100	500	356	824	253	383	217	329
ETD39	N59	82100	750	1500	1016	1458	721	1035	620	889
	N49		500	1000	495	711	352	505	302	434
	N62		25	150	244	409	139	152	120	130
	N27		25	100	120	241	84	102	72	88
	N67		100	300	383	680	272	478	234	410
	N87		100	500	535	1239	380	639	326	549
ETD44	N62	109000	25	150	405	703	238	261	205	225
	N27		25	100	200	406	141	176	121	151
	N67		100	300	636	1129	452	801	388	688
	N87		100	500	889	2059	631	1097	542	942
ETD49	N62	139000	25	150	629	1081	367	401	315	344
	N27		25	100	310	629	218	270	188	232
	N67		100	300	989	1754	702	1241	603	1066
	N87		100	500	1380	3197	980	1686	842	1448
ETD54	N62	293000	25	150	943	1700	573	635	492	545
	N27		25	100	411	845	292	376	251	323
	N67		100	300	1482	2629	1052	1871	904	1607
	N87		100	500	2069	4791	1469	2644	1262	2271
ETD59	N62	412000	25	150	1576	2807	948	1046	814	899
	N27		25	100	777	1595	552	703	474	604
	N67		100	300	2478	4395	1759	3127	1511	2687
	N87		100	500	3459	8010	2456	4370	2110	3754

Tabella 1 - Alcuni parametri per le ferriti di tipo ETD (Ferrites and Accessories, Siemens Matsushita Components).

Material	ΔT_{\max} °C	f_{typ} KHz	f_{cutoff} KHz
N59	30	750	1500
N49	20	500	100
N62	40	25	150
N27	30	25	100
N67	40	100	300
N87	50	100	500
N72	40	25	150
N41	30	25	100
N61	30	25	150

Tabella 2 - Massimo incremento della temperatura ammesso per i diversi materiali (Ferrites and Accessories, Siemens Matsushita Components).

Core type	R_{th} (°C/W)	Core type	R_{th} (°C/W)	Core type	R_{th} (°C/W)
E20/6	50	ETD29	28	PM50/39	15
E25	40	ETD34	20	PM62/49	12
E30/7	23	ETD39	16	PM74/59	9.5
E32	22	ETD44	11	PM87/70	8
E40	20	ETD49	8	PM114/93	6
E42/15	19	ETD54	6		
E42/20	15	ETD59	4	U11	46
E47	13			U15	35
E55/21	11	ER42	12	U17	30
E55/25	8	ER49	9	U20	24
E65/27	6	ER54	11	U21	22
				U25	15
EC35	18	RM4	120	U26	13
EC41	15	RM5	100	U30	4
EC52	11	RM6	80	U93/20	1.7
EC70	7	RM7	68	U93/30	1.2
		RM8	57	UI93	5
EFD10	120	RM10	40	UU93	4
EFD15	75	RM12	25		
EFD20	45	RM14	18		
EFD25	30				
EFD30	25				

Tabella 3 - Resistenza termica per diversi tipi e dimensioni di ferriti (Ferrites and Accessories, Siemens Matsushita Components).

I parametri più importanti per una corretta scelta della ferrite sono:

1. Potenza massima (P_{trans})
2. Tipologia del convertitore (Forward, Flyback, Push-Pull)
3. Frequenza di commutazione e massima sovratemperatura ammessa
4. Volume massimo

Per effettuare la scelta è bene considerare che il costruttore, di norma, indica sempre dei valori **limite**, dunque se non è stringente il problema dei costi, è buona regola scegliere il tipo immediatamente superiore a quello che da tabella eroga la potenza richiesta. Si eviterà poi in fase di avvolgimento scoprire che il numero di spire calcolato, con il filo di sezione calcolata non entri per carenza di spazio nella gola del supporto degli avvolgimenti. Questa precauzione è tanto più consigliata se il trasformatore deve essere avvolto nel rispetto delle norme di sicurezza (distanze minime tra i diversi strati degli avvolgimenti, uso di fili con doppio isolamento ecc.).

La sezione che segue fornisce un esempio di calcolo di un trasformatore a commutazione [1]; l'approccio a questo tipo di calcolo è in molti passaggi forzatamente empirico, in molti altri semplificato. D'altronde una trattazione completamente teorica, oltre che esulare dalle finalità di queste pagine, comporterebbe un dispendio di risorse notevole senza i benefici di migliori risultati.

Esistono programmi per computer che in modo interattivo consentono di progettare il trasformatore. In particolare un programma [6] sviluppato e commercializzato dalla Intusoft consente di sviluppare progetti di trasformatori non solo a commutazione, valutando le sovratemperature, le capacità tra gli avvolgimenti, l'induttanza di dispersione in funzione della disposizione e/o parzializzazione degli avvolgimenti e il modello del trasformatore per le simulazioni tramite SPICE, ma il costo di tale programma è notevole. A titolo di esempio, per un confronto con il flusso di progetto che vedremo, viene riportato in forma semplificata l'algoritmo usato dal programma citato per la scelta della ferrite:

```

While the design temperature rise is higher than specified
  If the core is not locked
    If it's the first pass, pick the smallest core based on low frequency copper loss
    Otherwise pick the next largest core in the family

  Select the current density and flux density
  Do until exit conditions (listed below)
    Calculate the turns for each winding
    Calculate the area available for each winding
    Do until the temperature is stable

      For each winding
        For each strand number
          Calculate the build and resistance
          Estimate AC losses
          Save data for lowest loss configuration
        Select the best strand count
        Calculate the build parameters
      Calculate power loss

    Break out of this loop after 15 iterations (exit conditions)
    Adjust the current density to make the winding fill equal to the specification
    Adjust the flux density to make the core/copper loss ratio optimum
    Adjust the core/copper loss ratio for minimum total loss
    Evaluate special break conditions
  Do until exit condition
    For each winding
      Make wire smaller if power loss decreases
    Break out after 3 passes
    Adjust area per winding
    Readjust strand and build calculations
  If no more cores, break out of the loop

```

2. Calcolo semplificato del trasformatore

Ciò che segue è un esempio semplificato di progetto del trasformatore di alimentatori a commutazione sia per la tipologia *Flyback* sia per il *Forward*. Le procedure e le formule sono tratte dalle *Application Note* contenute in *Ferrites and Accessories* edito dalla Siemens Matsushita Components AG 1994. Tutta la procedura di calcolo segue questa linea guida:

1. **Nota la tipologia dell'alimentatore, la richiesta di potenza in uscita e la frequenza di commutazione si sceglie la ferrite idonea** (ad esempio consultando la tabella 1).
2. **Individuazione della massima sovratemperatura ΔT ammessa per il tipo di materiale scelto** (vedi Tabella 2).
3. **Determinazione della resistenza termica complessiva del trasformatore** (vedi tabella 3 o tramite la (0.1)).

$$R_{th} = \left(3 + \frac{650}{A} \right) \quad (0.1)$$

dove:

R_{th} : resistenza termica in $^{\circ}\text{C/W}$

A : superficie del trasformatore in cm^2

4. **Calcolo della potenza persa massima dissipabile dal trasformatore nelle sue componenti, rame e ferrite, affinché la sovratemperatura non superi la soglia individuata al punto 2.**

$$P_{V_{tot}} = \frac{\Delta T}{R_{th}} \quad (0.2)$$

dove:

$P_{V_{tot}}$: Potenza totale dissipabile dal trasformatore in **W**

ΔT : sovratemperatura massima consentita in $^{\circ}\text{C}$

R_{th} : resistenza termica in $^{\circ}\text{C/W}$

5. Individuazione del valore minimo di tensione continua applicata in ingresso.

$$V_{i\min} = \sqrt{(V_{Ri\min})^2 - \frac{P_i}{C_i \cdot f_R}} \quad (0.3)$$

dove:

$V_{i\min}$: Tensione di ingresso minima in **V**(dc)
 $V_{Ri\min}$: Tensione di rete minima in **V**(dc)
 P_i : Potenza massima assorbita in ingresso in **W**
 C_i : Capacità di filtro in ingresso in **F**
 f_R : Frequenza di rete in **Hz**

6. Distribuzione della potenza persa.

Si stimano le perdite calcolate con la (0.2) equamente distribuita tra la ferrite ed il rame

$$P_{Vtot} = P_{VFe} + P_{VCu} \quad (0.4)$$

$$P_{VFe} = P_{VCu} = \frac{P_{Vtot}}{2} \quad (0.5)$$

dove:

P_{Vtot} : Potenza persa totale dissipabile dal trasformatore in **W**
 P_{VFe} : Potenza persa nella ferrite in **W**
 P_{VCu} : Potenza persa nel rame in **W**

7. Calcolo della potenza persa specifica in volume per la ferrite scelta.

I valori di potenza persa specifica indicati nel manuale sono riferiti a misure effettuate con forma d'onda sinusoidale e con ciclo di magnetizzazione completo (p.e. configurazione *push-pull*). Pertanto per determinare le perdite con onda quadra e configurazione *single-ended* è necessario utilizzare dei coefficienti correttivi (K_{Form} , K_{hyst}).

$$P_{Vmat} = \frac{P_{VFe}}{K_{Form} \cdot K_{hyst} \cdot v_{Fe}} \quad (0.6)$$

dove:

P_{Vmat} : Potenza persa specifica in volume in **KW/m³**
 P_{VFe} : Potenza persa nella ferrite in **KW**
 v_{Fe} : Volume della ferrite in **m³**
 K_{Form} : Coefficiente di forma 0,8 per onda quadra 1 per onda sinusoidale
 K_{hyst} : Coefficiente di isteresi *single-ended* vs *push-pull* = 0,33

8. Determinazione del flusso massimo ammesso DB_{\max} in funzione delle perdite nella ferrite.

Dai grafici riportati nel catalogo citato relativi alla potenza persa in funzione della frequenza si ricava il flusso massimo consentito. Il grafico che segue è un esempio relativo al materiale N67 $P_v=f(B)$ per $f=100\text{kHz}$ e $T=100^\circ\text{C}$.

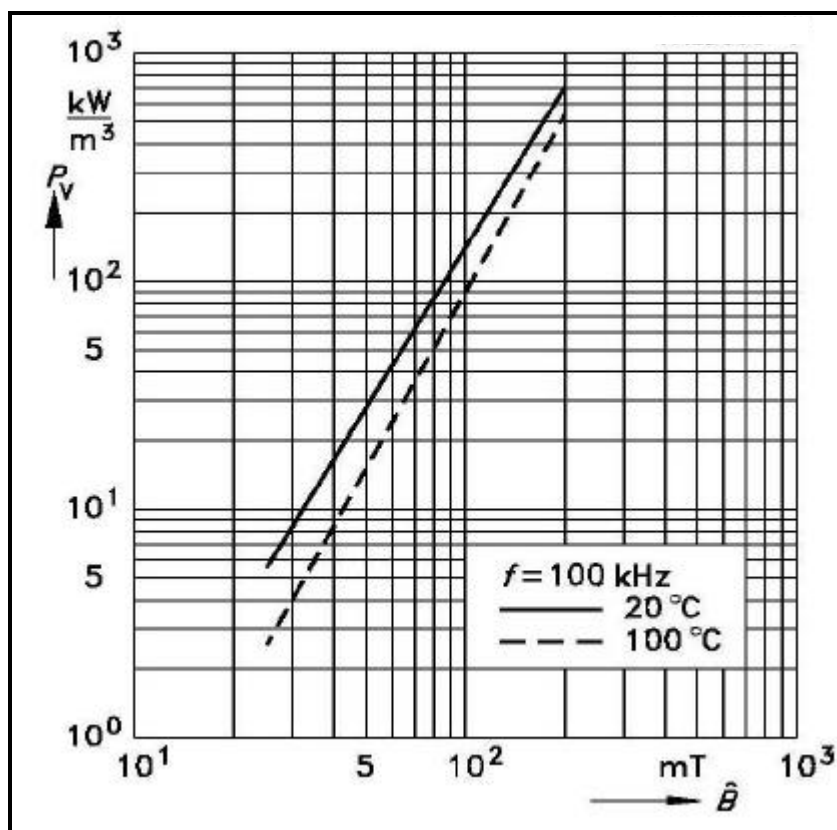


Figura 2 - $P_v = f(B)$ materiale N67 @ $T=20$ e 100°C .

In alternativa, con buona approssimazione, possiamo usare la formula che segue per calcolarci il valore di induzione B massimo a 100°C per materiale N67 in funzione delle perdite espresse in KW/m^3 per frequenze di commutazione di 25;50,100,200kHz:

$$B = \frac{10^{(a+b \cdot \log P_{vmat} + c \cdot \log^2 P_{vmat})}}{1000} \quad (0.7)$$

dove:

B : Valore massimo di induzione permessa in T
 P_{vmat} : Potenza persa specifica in volume in KW/m^3

	25KHz	50KHz	100KHz	200KHz
a	: 1,65551	1,5315	1,31453	1,06514
b	: 0,31752	0,3151	0,2992	0,4334
c	: 0,01249	0,0095	-0,01358	-0,01514

9. Calcolo del numero di spire al primario.

$$t_{onmax} = \frac{1}{f} \cdot t_v \quad (0.8)$$

dove:

t_{onmax} : Periodo massimo di chiusura in **ms**
 t_v : *Duty Cycle*
 f : Frequenza di commutazione in **MHz**

$$N_{prim} = \frac{V_{imin} \cdot t_{onmax}}{\Delta B_{max} \cdot A_{min}} \quad (0.9)$$

dove:

N_{prim} : Numero di spire al primario
 V_{imin} : Tensione di ingresso minima in **V(dc)**
 t_{onmax} : Periodo massimo di chiusura in **ms**
 ΔB_{max} : Flusso massimo in **T**
 A_{min} : Superficie minima della ferrite in **mm²**

10. Stima della resistenza in DC dell'avvolgimento primario.

Nella stima del valore della resistenza dell'avvolgimento primario vengono usati dei valori medi indicati nella documentazione del supporto (*coil former*) relativamente alle dimensioni della ferrite usata. La formula empirica che permette di stimare la resistenza dell'avvolgimento è:

$$R_{t-prim} = \frac{N^2 \cdot l_N \cdot r_{Cu}}{0,5 \cdot A_N \cdot f_{Cu}} \cdot (1 + \alpha_{Cu} \Delta T) \quad (0.10)$$

dove:

R_{t-prim} : resistenza avvolgimento primario a (20°C+ΔT) in **W**
 N : numero di spire
 l_N : lunghezza media di una spira (ricavabile da catalogo) in **m**
 ρ_{Cu} : resistività specifica del rame a 20°C in **W mm²/m** (0,0172)
 A_N : area della sezione del supporto usabile (ricavabile da catalogo) in **mm²**
 f_{Cu} : fattore di accomodamento del rame (0,25)
 α_{Cu} : coefficiente di temperatura del rame (4,3 *10⁻³ /°C)
 ΔT : incremento della temperatura oltre i 20°C

11. Calcolo del numero di spire al secondario.

Nel calcolo del numero di spire al secondario è necessario individuare con buona approssimazione il reale valore della tensione applicata al primario e tensione necessaria al secondario. Per tale ragione vengono prese in considerazione le cadute di tensione al diodo raddrizzatore connesso all'avvolgimento secondario, stimata in $V_d = 2V$, e quella ai capi dell'elemento di commutazione (Transistor o Mosfet) stimata in $V_{TR} = 10V$.

Forward

$$N_{sec} = \frac{(V_o + V_d) \cdot N_{prim}}{(V_{imin} - V_{TR}) \cdot t_v} \quad (0.11)$$

Flyback

$$N_{sec} = \frac{(V_o + V_d) \cdot (1 - t_v) \cdot N_{prim}}{V_{imin} \cdot t_v} \quad (0.12)$$

dove:

- N_{sec} : Numero di spire al secondario
- V_o : Tensione continua richiesta in uscita in **V**
- V_d : Caduta di tensione stimata sul diodo raddrizzatore di uscita in **V**
- t_v : *Duty Cycle*
- N_{prim} : Numero di spire al primario
- V_{imin} : Tensione di ingresso minima in **V**(dc)
- V_{TR} : Caduta di tensione stimata sull'elemento di commutazione in **V**

12. Calcolo della sezione degli avvolgimenti

$$A_{Cu} = \frac{0,5 \cdot A_N \cdot f_{Cu}}{N} \quad (0.13)$$

dove:

- A_{Cu} : Sezione stimata dell'avvolgimento in **mm²**
- A_N : Area della sezione del supporto usabile (ricavabile da catalogo) in **mm²**
- f_{Cu} : Fattore di accomodamento del rame (0,25)
- N : Numero di spire

13. Calcolo della corrente al primario del trasformatore

Il calcolo della corrente al primario del trasformatore viene fatto con procedure diverse a seconda della tipologia del circuito.

Forward

La corrente trapezoidale nel primario è approssimata a rettangolare. Viene presa in considerazione la corrente di magnetizzazione ΔI_{mag} .

$$L_{prim} = N_{prim}^2 \cdot A_L \quad (0.14)$$

dove:

L_{prim} : Induttanza primario in **H**
 N_{prim} : Numero di spire al primario
 A_L : Fattore di induttanza in **H/spire²**
 (vedi catalogo)

$$\Delta I_{mag} = \frac{V_{imin} \cdot t_{onmax}}{L_{prim}} \quad (0.15)$$

dove:

ΔI_{mag} : Corrente di magnetizzazione in **A**
 V_{imin} : Tensione di ingresso minima in **V(dc)**
 t_{onmax} : Periodo massimo di chiusura in **s**
 L_{prim} : Induttanza primario in **H**

$$I_{prim_max} = I_o \cdot \frac{N_{sec}}{N_{prim}} + \frac{1}{2} \cdot \Delta I_{mag} \quad (0.16)$$

dove:

I_{prim_max} : Corrente massima al primario in **A**
 I_o : Corrente massima in uscita in **A(dc)**
 N_{sec} : Spire al secondario
 N_{prim} : Spire al primario
 ΔI_{mag} : Corrente di magnetizzazione in **A**

Flyback

La corrente al primario viene assunta triangolare. Le perdite nel rame vengono considerate come equamente distribuite tra primario e secondario.

$$P_{VCu_prim} = P_{VCu_sec} = \frac{P_{VCu}}{2} \quad (0.17)$$

dove:

P_{VCu_prim} : Perdite nel rame al primario in **W**
 P_{VCu_sec} : Perdite nel rame al secondario in **W**
 P_{VCu} : Perdite complessive nel rame in **W**

$$I_{prim_rms} = \sqrt{\frac{P_{VCu_prim}}{R_{prim}(100^\circ C)}} \quad (0.18)$$

dove:

I_{prim_rms} : Corrente massima rms al primario in **A**
 P_{VCu_prim} : Perdite nel rame al primario in **W**
 R_{t_prim} : resistenza primario a 100°C in **W**

$$I_{prim_max} = \frac{I_{prim_rms}}{\sqrt{\frac{t_{onmax}}{3T}}} \quad (0.19)$$

dove:

I_{prim_max} : Corrente massima al primario in **A**
 I_{prim_rms} : Corrente massima rms al primario in **A**
 t_{onmax} : Periodo massimo di chiusura in **s**

- **Considerazioni ulteriori per la tipologia Flyback**

14. Calcolo del valore massimo dell'induttanza dell'avvolgimento primario.

$$L_{prim_max} = \frac{\Delta B_{max} \cdot N_{prim} \cdot A_{min}}{I_{prim_max}} \quad (0.20)$$

dove:

L_{prim_max} : Induttanza massima al primario in **H**

ΔB_{max} : Flusso massimo in **T**

N_{prim} : Numero di spire al primario

A_{min} : Superficie minima della ferrite in **m²**

I_{prim_rms} : Corrente massima rms al primario in **A**

15. Calcolo del valore massimo del fattore di induttanza A_L .

$$A_{L_max} = \frac{L_{prim_max}}{N_{prim}^2} \quad (0.21)$$

dove:

A_{L_max} : Massimo valore del fattore di induttanza in **H/spire²**

L_{prim_max} : Induttanza massima al primario in **H**

N_{prim} : Numero di spire al primario

16. Determinazione del valore del traferro (gap).

La determinazione del valore del traferro può essere fatta consultando il catalogo. Per ogni tipo di ferrite sono indicati i parametri elettrici e meccanici, oltre all'indicazione dei seminuclei disponibili con traferro ed i relativi valori di A_L ottenibili. In alternativa, se il valore di A_L richiesto non è tra quelli disponibili, è possibile approssimare il valore richiesto inserendo tra i seminuclei degli spessori sino a raggiungere il valore di traferro richiesto. Tale valore può essere stimato con la formula che segue **valida per i materiali N27, N67, N87 per 0,10<s<3,00mm**:

$$s = \left(\frac{A_L}{K1} \right)^{\frac{1}{K2}} \quad (0.22)$$

dove:

s : Valore del traferro in **mm**

A_L : Valore del fattore di induttanza in **nH**

$K1, K2$: Costanti specifiche del nucleo (da catalogo)

Nota: Se il traferro viene ottenuto con l'introduzione di spessori tra i due seminuclei ad **E**, considerare che il circuito magnetico viene interrotto in due punti, in realtà sono tre, ma un punto con sezione S (colonna centrale), e due con sezione $S/2$ (colonne esterne), quindi la dimensione degli spessori da inserire dovrà essere la metà di quella calcolata.

17. Potenza trasferita da trasformatore.

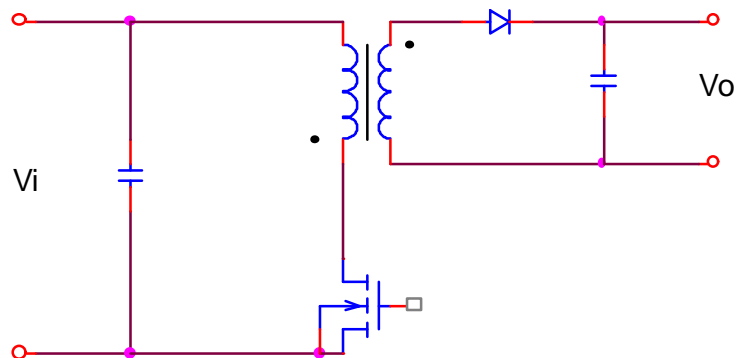
$$P_{\max} = \frac{I_{\text{pri_max}}^2 \cdot L_{\text{pri_max}} \cdot f}{2} \quad (0.23)$$

dove:

P_{\max} : Potenza massima trasferibile in **W**
 $I_{\text{prim_rms}}$: Corrente massima rms al primario in **A**
 $L_{\text{prim_max}}$: Induttanza massima al primario in **H**
 f : Frequenza in **Hz**

3. Trasformatore per convertitore *Flyback* : esempio di calcolo.

- Dati di partenza:



Potenza in uscita \approx : 405W
 Tensione in uscita V_o : 27 V
 Corrente in uscita I_o : 15 A
 Tensione di rete V_R : 220 Vac \pm 20%
 Frequenza di rete f_r : 50Hz
 Frequenza di commutazione f : 100KHz

1. Dai dati di partenza, tramite l'ausilio della Tabella 1 viene individuata nella ETD49 – N67 la ferrite adatta per la realizzazione del trasformatore. Dal catalogo ricaviamo le caratteristiche magnetiche sotto riportate.

Magnetic characteristics (per set)		
$\Sigma l/A =$	0,54	mm ⁻¹
$l_e =$	114	mm
$A_e =$	211	mm ²
$A_{min} =$	209	mm ²
$V_e =$	24100	mm ³
Approx. weight 124 g/set		

2. Tramite la Tabella 2 si individua che la sovratemperatura massima permessa per ferriti realizzate con materiale N67 è di 40°C.

3. Tramite la Tabella 3 si individua il valore della resistenza termica del trasformatore per la ETD49 in 8°C/W.

4. Si calcola la potenza massima dissipabile per le perdite nella ferrite e nel rame degli avvolgimenti tramite la (0.2)

$$P_{v_{tot}} = \frac{\Delta T}{R_{th}} = \frac{40^{\circ}\text{C}}{8^{\circ}\text{C/W}} = 5\text{ W}$$

5. Si calcola il valore minimo della tensione continua in ingresso tramite la (0.3)

Dati noti:	tensione di linea:	$V_R = 220 \pm 20\% \text{ Vac}$
	frequenza di rete	$f_r = 50\text{Hz}$
	max tensione di picco:	$V_{Ri\max} = \left(220 + \frac{220 \cdot 20}{100} \right) \sqrt{2} = 373\text{V}$
	min tensione di picco	$V_{Ri\min} = \left(220 - \frac{220 \cdot 20}{100} \right) \sqrt{2} = 249\text{V}$

Dati presunti:	Rendimento	$h = 0,8$
	Potenza in ingresso	$P_i = \frac{405}{0,8} = 506\text{W}$
	Valore condensatore ingresso	$C_i = 1000\mu\text{F}$

Determinazione della minima tensione in ingresso:

$$V_{i\min} = \sqrt{(249\text{V})^2 - \frac{506\text{W}}{1 \cdot 10^{-3}\text{F} \cdot 50\text{Hz}}} \approx 228\text{V}$$

Si riduce ulteriormente di circa 10V il valore calcolato per tenere conto delle cadute di tensione dovute alla resistenza dell'avvolgimento ed ai diodi alla massima potenza.

$$V_{i\min} = 228 - 10 = 218\text{V}$$

6. Distribuzione della potenza persa tramite la (0.5)

$$P_{VFe} = P_{VCu} = \frac{P_{v_{tot}}}{2} = \frac{5}{2} = 2,5\text{W}$$

7. Calcolo della potenza persa specifica in volume per la ferrite ETD49 tramite la (0.6).

Dati noti:

Potenza persa in onda quadra

$$P_{VII} = 0,8 \cdot P_{Vsin}$$

$$K_{Form} = 0,8$$

Perdite *single-ended* vs *push-pull*

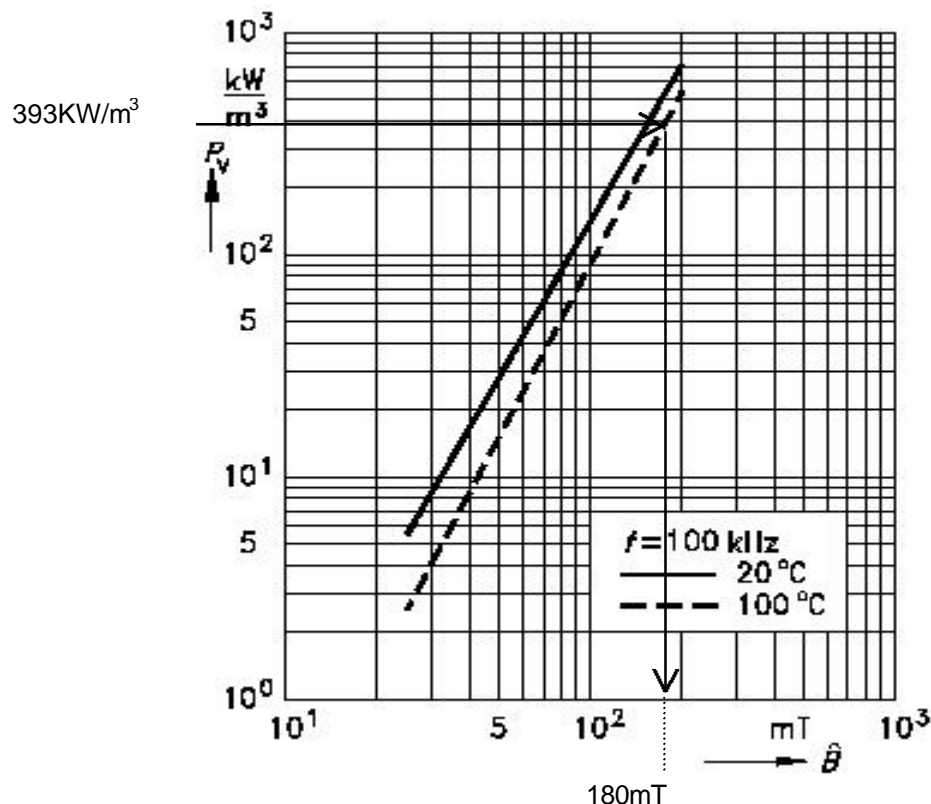
$$K_{hyst} = \frac{P_{Vse}}{P_{Vpp}} = 0,33$$

Considerando che il volume di una coppia di ferriti ETD49 è di 24100mm^3 la perdita di potenza specifica per unità di volume sarà

$$P_{Vmat} = \frac{2,5W}{0,8 \cdot 0,33 \cdot 24100\text{mm}^3} = 393\text{KW} / \text{m}^3$$

Dal diagramma sotto riportato relativo al materiale scelto N67 $P_v=f(f)$ per $f=100\text{KHz}$ e $T=100^\circ\text{C}$ si ricava un $\Delta B_{max} \approx 180\text{mT}$.

8. Determinazione del flusso massimo ammesso ΔB_{max} in funzione delle perdite nella ferrite.



Tramite la (0.7) possiamo determinarci anche per via analitica il valore massimo ammesso per l'induzione, che per materiale N67 a 100°C e con frequenza di 100KHz risulta essere:

$$B = \frac{10^{(1,31453 + 0,3992 \log 393 - 0,01358 \log^2 396)}}{1000} = 0,182\text{T}$$

9. Calcolo del numero di spire al primario tramite la (0.8) e (0.9).Duty Cycle: $t_v=0,5$

Massimo tempo di chiusura:

$$t_{on\max} = \frac{1}{0,1\text{MHz}} \cdot 0,5 = 5\text{ms}$$

$$N_{\text{prim}} = \frac{218\text{V} \cdot 5\text{ms}}{0,181\text{T} \cdot 209\text{mm}^2} \approx 29 \text{ Spire}$$

10. Stima della resistenza in DC dell'avvolgimento primario tramite la (0.10)

$$R_{\text{Prim}(100^\circ\text{C})} = \frac{29^2 \cdot 86 \cdot 10^{-3} \text{m} \cdot 0,0172\Omega\text{mm}^2 / \text{m}}{0,5 \cdot 269,4\text{mm}^2 \cdot 0,25} \cdot (1 + 4,3 \cdot 10^{-3} \cdot 80^\circ\text{C}) \approx 50\text{m}\Omega$$

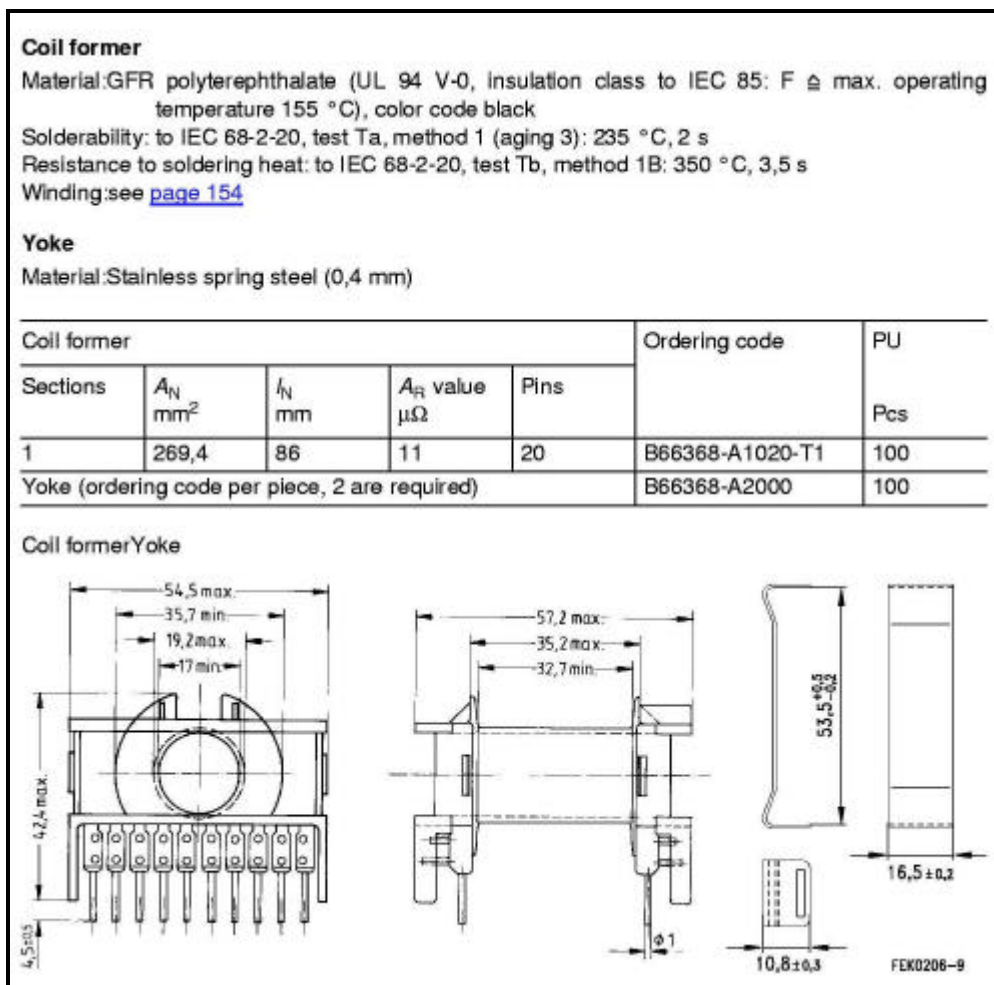


Figura 3 - Parametri del supporto per ETD49 Ferrites and Accessories, Siemens Matsushita Components).

11. Calcolo del numero di spire al secondario tramite la (0.12).

Nel calcolo del numero di spire al secondario è necessario individuare con buona approssimazione il reale valore della tensione applicata al primario e tensione necessaria al secondario. Per tale ragione vengono prese in considerazione le cadute di tensione al diodo dell'avvolgimento secondario, stimata in $V_d = 2V$.

$$N_{sec} = \frac{(27 + 2) \cdot (1 - 0,5) \cdot 0,5 \cdot 29}{218 \cdot 0,5} \approx 4 \text{ Spire}$$

Pur ottenendo un numero di spire non intero, esso viene approssimato all'intero più prossimo. In alternativa, in modo interattivo, si potrebbe ricalcolare il numero di spire al primario affinché il numero di spire al secondario sia intero. Si consideri comunque che il numero di spire al primario è inversamente proporzionale al flusso, quindi per evitare che quest'ultimo aumenti, il numero di spire al primario può essere solo aumentato.

12. Calcolo della sezione degli avvolgimenti tramite la (0.13).

$$A_{Cu-prim} = \frac{0,5 \cdot 269,4 \cdot 0,25}{29} = 1,16 mm^2 \quad (0.24)$$

$$A_{Cu-sec} = \frac{0,5 \cdot 269,4 \cdot 0,25}{4} = 8,4 mm^2 \quad (0.25)$$

13. Calcolo della corrente primaria tramite la (0.17), (0.18), (0.19).

La corrente al primario viene assunta di forma triangolare. Le perdite nel rame vengono considerate equamente suddivise tra primario e secondario.

$$P_{VCu-prim} = \frac{2,5W}{2} = 1,25W$$

$$I_{prim-rms} = \sqrt{\frac{1,25W}{50 \cdot 10^{-3} \Omega}} = 5A$$

$$I_{prim-max} = \frac{5A}{\sqrt{\frac{5 \cdot 10^{-6} s}{3 \cdot 10 \cdot 10^{-6} s}}} = 12,2A$$

14. Calcolo del valore massimo di induttanza ammesso al primario tramite la (0.20).

$$L_{prim_max} = \frac{0,182T \cdot 29 \cdot 209 \cdot 10^{-6} m^2}{12,2A} = 90,4mH$$

15. Calcolo del valore massimo del fattore di induttanza A_L tramite la (0.21).

$$A_{Lmax} = \frac{90,4mH}{29^2} = 107nH$$

Se il rapporto tra lo spessore dell'avvolgimento e la sua larghezza è basso, il valore di A_L può ridursi; inoltre la tolleranza nel valore di A_L per tipo di ferrite scelta, codificata come classe G, è del $\pm 2\%$. Di conseguenza considerando 106nH come valore massimo possiamo determinare il valore medio stimando uno scostamento massimo di A_L del 10% (dato empirico):

$$A_L = 107nH - (0,1 \cdot 107nH) \approx 96nH$$

$$A_L = 96nH \pm 10\%$$

16. Determinazione del valore del traferro (*gap*) tramite la (0.22).

Noto il valore di A_L viene determinato il valore del traferro (*gap*). Tramite il catalogo è possibile individuare il seminucleo con *gap* prossimo al valore di A_L calcolato, oppure tramite formula stimarne il valore, che può essere raggiunto combinando seminuclei con diversi valori di *gap*. Ciò rappresenta la soluzione migliore, quando possibile, per contenere il flusso disperso e di conseguenza l'induttanza parassita. Diversamente il valore di traferro necessario viene raggiunto interponendo tra i seminuclei degli spessori.

Gapped					
Material	<i>g</i> mm	<i>A_L</i> value approx. nH	μ_e	Ordering code ** = 27 (N27) = 67 (N67)	PU Pcs
N27, N67	0,20 ± 0,02	1035	444	B66367-G200-X1**	100
	0,50 ± 0,05	525	225	B66367-G500-X1**	
	1,00 ± 0,05	314	135	B66367-G1000-X1**	
	2,00 ± 0,05	188	81	B66367-G2000-X1**	

The *A_L* value in the table applies to a core set comprising one ungapped core (dimension *g* = 0) and one gapped core (dimension *g* > 0).

Calculation factors						
Material	Relationship between air gap - A_L value		Calculation of saturation current			
	$K1(23^\circ\text{C})$	$K2(23^\circ\text{C})$	$K3(23^\circ\text{C})$	$K4(23^\circ\text{C})$	$K3(100^\circ\text{C})$	$K4(100^\circ\text{C})$
N27	314	-0,741	504	-0,847	470	-0,865
N67	314	-0,741	480	-0,82	476	-0,881
N87	314	-0,741	485	-0,796	460	-0,873

Validity range: $K1, K2: 0,10\text{ mm} < s < 3,50\text{ mm}$
 $K3, K4: 120\text{ nH} < A_L < 1160\text{ nH}$

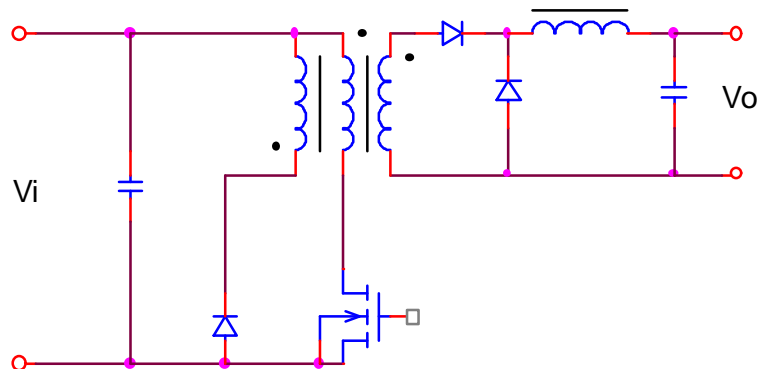
$$s = \left(\frac{96\text{nH}}{314} \right)^{\frac{1}{-0,741}} = 4,94\text{mm}$$

La (0.22) ci ricorda che la validità della formula è ristretta a valori di *gap* compresi tra 0,10 e 3,00mm, quindi con molta probabilità il valore di 5,02mm non sarà adeguato per una A_L di 95nH. In questi casi è necessario misurare il valore dell'induttanza del primario e adattare il *gap* sino ad ottenere il valore calcolato.

17. Potenza massima trasferita da trasformatore tramite la (0.23).

$$P_{\max} = \frac{(12,2\text{A})^2 \cdot 90,4 \cdot 10^{-6}\text{H} \cdot 100 \cdot 10^3\text{Hz}}{2} = 673\text{W}$$

4. Trasformatore per convertitore *Forward* : esempio di calcolo.



- Dati di partenza:**

Potenza in uscita \approx :	600W
Tensione in uscita V_o :	30V
Corrente in uscita I_o :	20A
Tensione di rete V_R :	220 Vac \pm 20%
Frequenza di rete f_r :	50Hz
Frequenza di commutazione f :	100KHz

1. Dai dati di partenza, tramite l'ausilio della Tabella 1 viene individuata nella ETD49 – N67 la ferrite adatta per la realizzazione del trasformatore. Dal catalogo ricaviamo le caratteristiche magnetiche sotto riportate. Per informazione più esaustive consultare il catalogo. ($A_L=3700\text{nH} \pm 30\%$).

Magnetic characteristics (per set)		
$\Sigma l/A=$	0,54	mm^{-1}
$l_e =$	114	mm
$A_e =$	211	mm^2
$A_{min} =$	209	mm^2
$V_e =$	24100	mm^3
Approx. weight 124 g/set		

2. Tramite la Tabella 2 si individua che la sovratemperatura massima permessa per ferriti realizzate con materiale N67 è di 40°C.

3. Tramite la Tabella 3 si individua il valore della resistenza termica del trasformatore per la ETD49 in 8°C/W.

4. Si calcola la potenza massima dissipabile per le perdite nella ferrite e nel rame degli avvolgimenti (0.2)

$$P_{V_{tot}} = \frac{\Delta T}{R_{th}} = \frac{40^{\circ}\text{C}}{8^{\circ}\text{C/W}} = 5\text{ W}$$

5. Si calcola il valore minimo della tensione continua in ingresso (0.3)

Dati noti:	tensione di linea:	$V_R = 220 \pm 20\% \text{ Vac}$
	Frequenza di rete	$f_r = 50\text{Hz}$
	Max tensione di picco:	$V_{Ri\max} = \left(220 + \frac{220 \cdot 20}{100} \right) \sqrt{2} = 373\text{V}$
	Min tensione di picco	$V_{Ri\min} = \left(220 - \frac{220 \cdot 20}{100} \right) \sqrt{2} = 249\text{V}$

Dati presunti:	Rendimento	$h = 0,8$
	Potenza in ingresso	$P_i = \frac{600}{0,8} = 750\text{W}$
	Valore condensatore ingresso	$C_i = 1000\text{mF}$

Determinazione della minima tensione in ingresso:

$$V_{i\min} = \sqrt{(249\text{V})^2 - \frac{750\text{W}}{1000\text{mF} \cdot 50\text{Hz}}} \approx 217\text{V}$$

6. Distribuzione della potenza persa (0.5)

$$P_{VFe} = P_{VCu} = \frac{P_{V_{tot}}}{2} = \frac{5}{2} = 2,5\text{W}$$

7. Calcolo della potenza persa specifica in volume per la ferrite ETD49 (0.6).

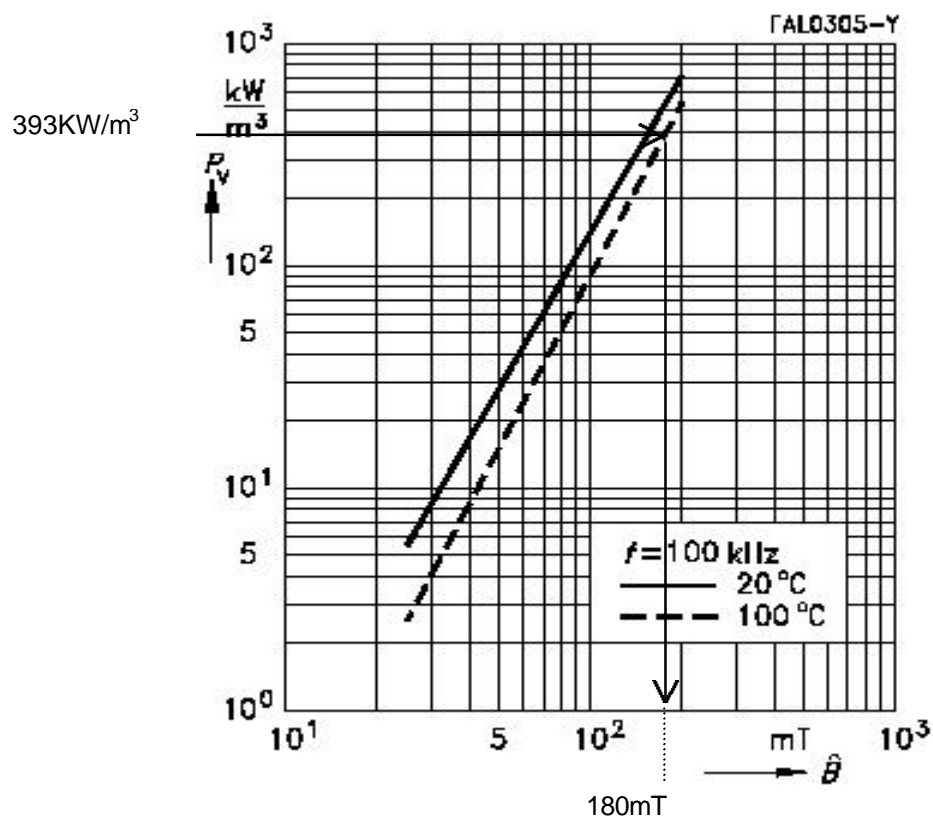
Dati noti:		
Potenza persa in onda quadra	$P_{V\Pi} = 0,8 \cdot P_{V\sin}$	$K_{Form} = 0,8$
Perdite <i>single-ended</i> vs <i>push-pull</i>	$K_{hyst} = \frac{P_{Vs-e}}{P_{Vp-p}} = 0,33$	

Considerando che il volume di una coppia di ferriti ETD49 è di 24100mm^3 la perdita di potenza specifica per unità di volume sarà

$$P_{Vmat} = \frac{2,5W}{0,8 \cdot 0,33 \cdot 24100\text{mm}^3} = 393\text{KW} / \text{m}^3$$

Dal diagramma sotto riportato relativo al materiale scelto N67 $P_v=f(f)$ per $f=100\text{KHz}$ e $T=100^\circ\text{C}$ si ricava un $\Delta B_{\max} \approx 180\text{mT}$.

8. Determinazione del flusso massimo ammesso ΔB_{\max} in funzione delle perdite nella ferrite.



9. Calcolo del numero di spire al primario (0.8) e (0.9).

Il duty cycle massimo è inferiore a 0,5 per consentire la smagnetizzazione completa del nucleo

Duty Cycle: $t_v=0,4$

Massimo tempo di chiusura:

$$t_{on\max} = \frac{1}{0,1\text{MHz}} \cdot 0,4 = 4\text{ms}$$

$$N_{\text{prim}} = \frac{217V \cdot 4\text{ms}}{0,180T \cdot 209\text{mm}^2} \approx 23\text{ Spire}$$

10. Stima della resistenza in DC dell'avvolgimento primario (0.10)

$$R_{Prim(100^{\circ}C)} = \frac{23^2 \cdot 86 \cdot 10^{-3} m \cdot 0,0172 \Omega mm^2 / m}{0,5 \cdot 269,4 mm^2 \cdot 0,25} \cdot (1 + 4,3 \cdot 10^{-3} \cdot 80^{\circ}C) \approx 32 m\Omega$$

11. Calcolo del numero di spire al secondario (0.12).

Nel calcolo del numero di spire al secondario è necessario individuare con buona approssimazione il reale valore della tensione applicata al primario e tensione necessaria al secondario. Per tale ragione vengono prese in considerazione le cadute di tensione al diodo raddrizzatore connesso all'avvolgimento secondario, stimata in $V_d = 2V$, e quella ai capi dell'elemento di commutazione (Transistor o Mosfet) stimata in $V_{TR} = 10V$.

$$N_{sec} = \frac{(30 + 2) \cdot 23}{(217 - 10) \cdot 0,4} \approx 9 \text{ Spire}$$

Pur ottenendo un numero di spire non intero, esso viene approssimato all'intero più prossimo. In alternativa, in modo interattivo, si potrebbe ricalcolare il numero di spire al primario, affinché il numero di spire al secondario sia intero. Si consideri comunque che il numero di spire al primario è inversamente proporzionale al flusso, quindi per evitare che quest'ultimo aumenti, correndo il rischio di lavorare in zona di saturazione del nucleo, il numero di spire al primario può essere solo aumentato.

12. Calcolo della corrente al primario (0.14) (0.15) (0.16).

La corrente trapezoidale nel primario è approssimata a rettangolare. Viene presa in considerazione la corrente di magnetizzazione ΔI_{mag} .

$$L_{prim} = 23^2 \cdot 3700 nH = 1,96 mH$$

$$\Delta I_{mag} = \frac{217V \cdot 4 \cdot 10^{-6} s}{1,96 \cdot 10^{-3} H} = 0,443 A$$

$$I_{prim_max} = 20A \cdot \frac{9}{23} + \frac{1}{2} \cdot 0,443 A = 8 A$$

13. Calcolo della sezione degli avvolgimenti (0.13).

Nella tipologia *forward* abbiamo un terzo avvolgimento usato per smagnetizzare il nucleo. La corrente che circola in questo avvolgimento è circa pari al valore della corrente di magnetizzazione [3]. Considerando una densità di corrente di $4A/mm^2$ ed una corrente di magnetizzazione di $0,44A$ otteniamo :

$$S = \frac{0,443A}{4A/mm^2} \approx 110mm^2 \rightarrow \Phi_{Cu} \approx 0,375mm$$

Si sceglie pertanto tramite la Tabella 10 in appendice il filo di diametro $0,361mm$ (AWG27). Esso presenta una superficie leggermente minore di quella calcolata, ma nel complesso considerando anche l'aumento di resistenza per effetto pelle (usando un conduttore unico), come riportato dal grafico in Figura 8 e di circa l'1%, otteniamo comunque valori ancora accettabili.

Ipotizzando di effettuare l'avvolgimento su un unico strato, ipotesi plausibile visto che il numero di spire di questo avvolgimento è identico al numero di spire al primario e che lo sviluppo di 23 spire affiancate non supera la larghezza del supporto ($23 \cdot 0,4 = 9,2mm < 32,7mm$), la sezione di area occupata da questo avvolgimento (un solo strato di altezza circa pari al diametro del conduttore e di larghezza uguale alla larghezza del supporto) otteniamo:

$$A_{Cu_mag} = 0,4 \cdot 32,7 = 13mm$$

La sezione di area disponibile sul supporto, decurtata di quella necessaria per realizzare l'avvolgimento di smagnetizzazione sarà dunque di:

$$A'_N = A_N - A_{Cu_mag} = 269,4mm - 13mm = 256,4mm$$

e quindi per l'avvolgimento primario la sezione stimata di ingombro del conduttore (rame + isolante) sarà

$$A_{Cu_prim} = \frac{0,5 \cdot 256,4 \cdot 0,25}{23} = 1,39mm^2$$

mentre per il secondario otteniamo:

$$A_{Cu_sec} = \frac{0,5 \cdot 256,4 \cdot 0,25}{9} = 3,56mm^2$$

5. Avvolgimenti: supporti, isolamenti e fili.

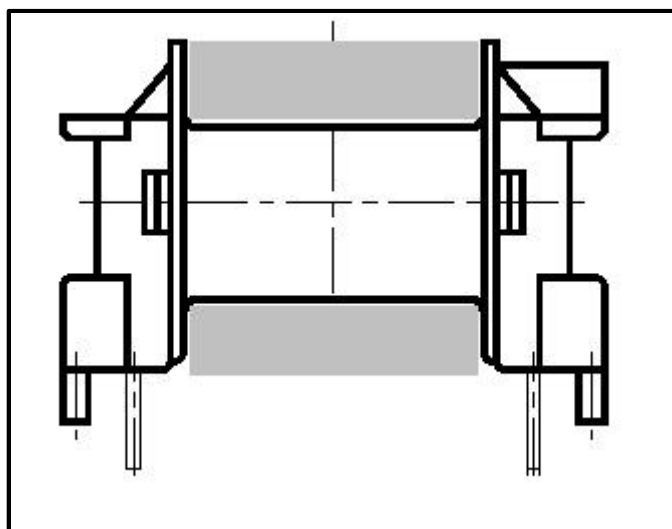


Figura 4 - *Coil former* per montaggio orizzontale.

Terminato il calcolo del numero di spire dobbiamo ora determinare su cosa effettuare gli avvolgimenti, come effettuarli e con cosa.

Su cosa

Normalmente ad ogni tipo di ferrite è associato un supporto (*coil former*) ben preciso individuabile da catalogo. Essi sono normalmente realizzati con materiale plastico (phenolformaldehyde PH [2], polyterephthalate GFR [1]). Si presentano di solito con un'unica gola su cui vengono effettuati gli avvolgimenti del primario e del/i secondario/i. Dei piedini metallici (*pins*) permettono sia l'ancoraggio dei fili degli avvolgimenti, sia la connessione meccanica ed elettrica del trasformatore alla scheda.

È possibile scegliere il supporto a montaggio verticale, direzione verso cui si sviluppa prevalentemente l'ingombro, o il supporto a montaggio orizzontale. Nella Figura 4 è riportato il disegno di un supporto a montaggio orizzontale, l'area in grigio rappresenta la sezione teorica a disposizione per gli avvolgimenti, ma vedremo in seguito che ciò è vero solo per applicazioni a bassa tensione. Sempre dal catalogo è possibile ricavare, oltre alle dimensioni, altri parametri relativi al supporto come l'area disponibile per gli avvolgimenti A_N e la lunghezza media di una spira l_N .

Nelle applicazioni dove il primario del trasformatore è direttamente connesso alla rete le norma EN60950 impone il rispetto di distanze minime tra gli avvolgimenti [2][4][9][10]. Viene definita come *creepage distance* il percorso più breve di superficie tra due diversi circuiti elettrici. Nelle applicazioni considerate nella guida, con primario connesso alla rete 230Vac ($\approx 325V_{cc}$), il valore della distanza superficiale minima è di 4mm, per l'isolamento normale, mentre per l'isolamento rinforzato si raddoppia il valore, quindi 8mm.

Dunque nella realizzazione degli avvolgimenti, non sarà possibile sfruttare tutta la larghezza del supporto, ma dovranno essere lasciati dei margini laterali di 4 mm, per l'isolamento rinforzato, come visibile in Figura 5.

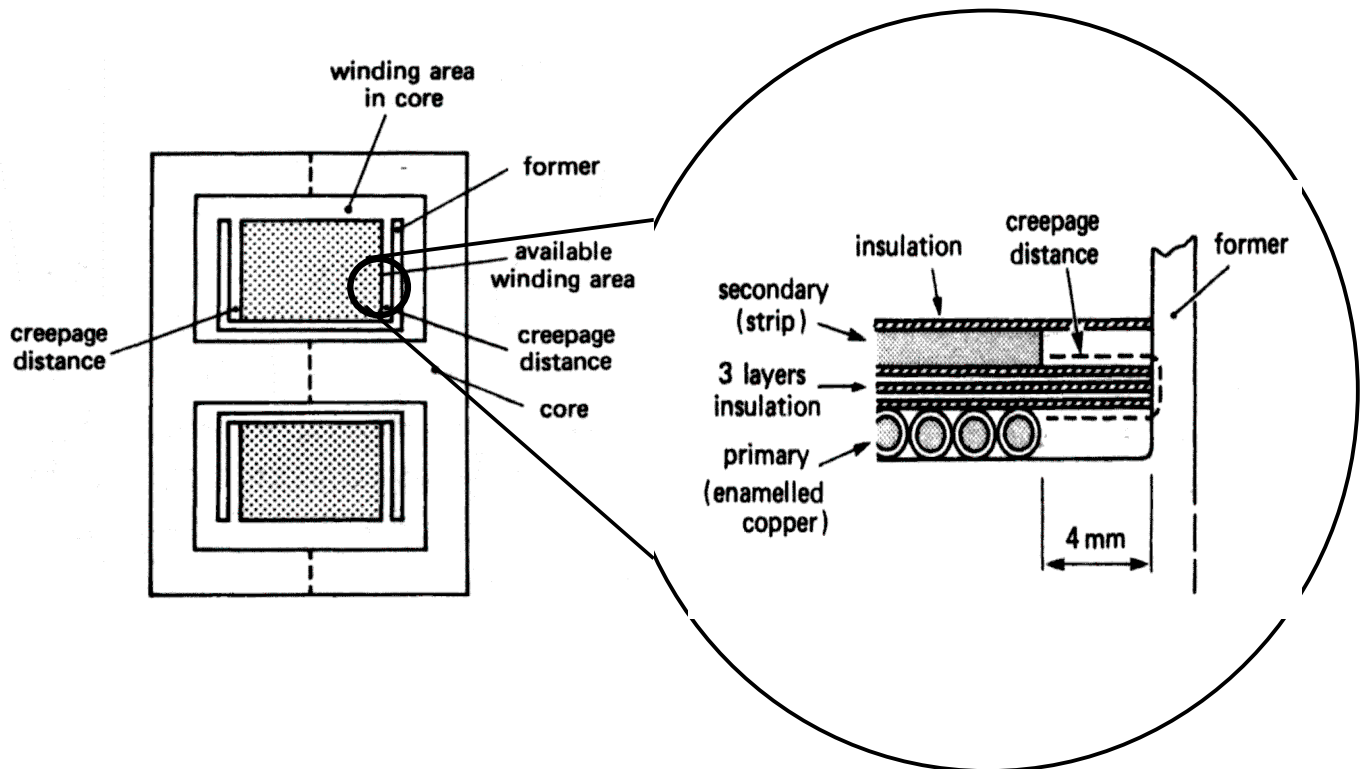


Figura 5 - Rappresentazione schematica della sezione di un trasformatore con particolare della *creepage distance* (Soft Ferrites – Data Handbook, Philips Components).

Come

Nella realizzazione di un trasformatore per alimentatori a commutazione oltre alle perdite nella ferrite, per l'isteresi e le correnti parassite, e a quelle nel rame, dovute alla resistenza elettrica del conduttore, esistono altri elementi che creano non pochi problemi, tra essi ricordiamo la capacità e l'induttanza parassita.

La capacità parassita si presenta tra spira e spira, tra strato e strato e soprattutto tra primario e

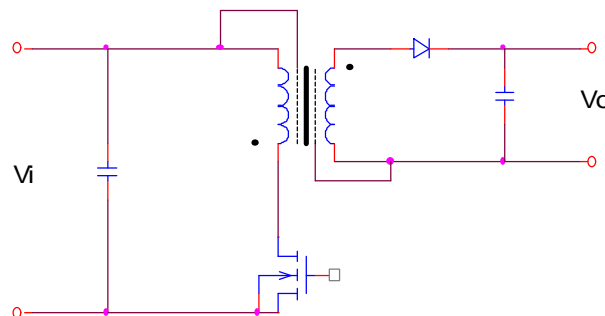


Figura 6 - Esempio di schermo elettrostatico tra primario e secondario.

secondari/o. È possibile studiare il fenomeno da un punto di vista analitico e ricavare il modello che descrive le capacità di accoppiamento degli avvolgimenti [6]. La necessità di ridurre gli effetti dell'accoppiamento capacitivo tra i diversi circuiti può essere affrontata con l'aggiunta di schermi elettrostatici, come mostrato in Figura 7. In tale modo oltre a diminuire la capacità di accoppiamento tra primario e secondario, si beneficia anche della riduzione di emissioni elettromagnetiche al secondario (EMI). Gli schermi vengono realizzati avvolgendo delle strisce conduttive (alluminio o rame) tra gli avvolgimenti; è opportuno ricordare che essi non devono realizzare delle spire in corto, e che tra schermo ed avvolgimento è necessario assicurare l'isolamento previsto dalle norme precedentemente citate.

L'induttanza parassita viene originata dal fatto che non tutte le linee di flusso si concatenano tra primario e secondari/o, ma siamo sempre e comunque in presenza di flusso disperso, questo nonostante le geometrie dei nuclei siano studiate per ridurre l'entità. Il valore dell'induttanza parassita può essere contenuto suddividendo il primario in due o più strati ed avvolgendo il secondario in mezzo [3] [6]. Valgono sempre le considerazioni precedentemente fatte per l'isolamento tra primario e secondario. Sempre al fine di mantenere basso il valore dell'induttanza parassita è opportuno evitare, dove possibile, la realizzazione del traferro tramite l'interposizione di spessori sulle colonne esterne dei seminuclei. È preferibile usare i seminuclei appositi realizzati con la colonna centrale più corta.

Il valore dell'induttanza parassita o di dispersione può essere misurato, ciò viene effettuato misurando l'induttanza del primario con il secondario in chiuso in corto circuito, mentre per misurare l'induttanza del primario il secondario deve essere lasciato aperto. Se possibile è bene effettuare le misure alla stessa frequenza per la quale il trasformatore è stato progettato. Il rapporto tra il valore dell'induttanza parassita e l'induttanza del primario dovrebbe essere minore del 1-2%. Esso può essere anche stimato con la formula che segue:

$$L_s = \mu_0 N_p^2 \frac{l_n}{w} \left(x + \frac{y}{3} \right) \quad (0.26)$$

dove:

- L_s : Induttanza di dispersione in **H**
- μ_0 : costante magnetica $12,56 * 10^{-9}$ **H/cm**
- N_p : numero di spire al primario
- l_n : lunghezza media della spira in **cm**
- w : larghezza massima dell'avvolgimento in **cm**
- x : spessore dell'isolante di separazione tra primario e secondario in **cm**
- y : profondità degli avvolgimenti in **cm**

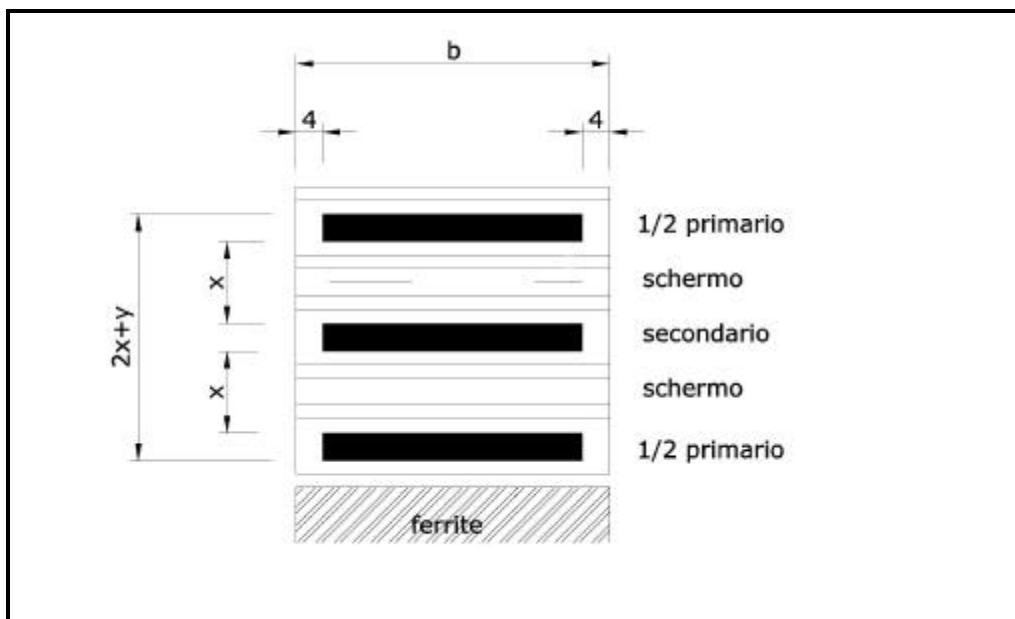


Figura 7 - Sezione di trasformatore: primario su due strati con secondario interposto.

Con cosa

I conduttori comunemente usati per trasformatori di questo tipo sono fili di rame isolato con un film plastico. Nel mondo anglosassone vengono denominati *magnet wire*, in quanto sono usati in circuiti per produrre campi magnetici (trasformatori, induttori, relè ecc.). I principali parametri che caratterizzano questi conduttori sono il calibro o diametro nominale, il tipo di isolante e/o il suo spessore, la classe termica dell'isolante ed altre caratteristiche marginali quali il colore dell'isolante, la saldabilità ecc. La tabella che segue tratta da [15] mostra un elenco di nomi di famiglie di conduttori di rame smaltato, ne indica la disponibilità in sezioni rotonde o quadre/rettangolari, il limite di temperatura di funzionamento. Il numero NEMA (National Electrical Mfrs Association) è riferito ad un elenco pubblicato dalla NEMA che standardizza i calibri dei conduttori negli USA.

Product name	Insulation	Availability			Thermal Class	UL Listed	NEMA Number
		Conductor	Rd	Sq & Rect			
PIREFORM	Polyvinyl formal	Copper	•	•	105	•	MW 15-C, 8-C
PIRESOLD	Polyurethane	Copper	•		130/155	•	MW 75-C/79-C
PIRESOLD NY	Polyurethane overcoated with polyamide	Copper	•		130/155	•	MW 28-C/80-C
PIRETERM	Polyesterimide(hermetics)	Copper	•		180	•	MW 72-C
PIRETERM W	Polyesterimide	Copper	•	•	180	•	MW 30-C
PIRETERM SD	Solderable Polyesterimide	Copper	•		180	•	MW 77-C
PIRETERM_NY_SD	Solderable Polyesterimide overcoated w/polyamide	Copper	•		180	•	MW 78-C
POLITERM	Polyesterimide overcoated with polyamide-imide	Copper	•	•	200	•	MW 35-C/73-C, 36C
POLITEMP	Polyimide	Copper	•	•	200		MW_16-C/71-C, 20-C

Tabella 4 - Diverse tipologie di conduttori smaltati per avvolgimenti della PIREMAG.

Nella Tabella 10 sono riportate le dimensioni nominali dei fili di rame smaltato, con le variazioni minime e massime del calibro dovute al rivestimento del film isolante. I calibri dei conduttori sono indicati come AWG (American Wire Gauge) dove a numero più piccolo corrisponde filo di maggior sezione. Per effettuare la conversione tra AWG a pollici o millimetri si possono usare delle tabelle, oppure è possibile utilizzare le formule che seguono:

conversione da AWG a diametro nominale in pollici (*inch*):

$$d = 0,005(92)^{\frac{36-AWG}{39}} \quad (0.27)$$

conversione da AWG a millimetri:

$$d = 0,127(92)^{\frac{36-AWG}{39}} \quad (0.28)$$

Effetto pelle e di prossimità.

Nella determinazione delle perdite nel rame si considera la resistenza elettrica che il conduttore presenta al passaggio delle correnti. Nella stima del valore della resistenza elettrica abbiamo presunto che la corrente si distribuisca in modo uniforme su tutta la sezione del conduttore. Lavorando a frequenze relativamente elevate è ora indispensabile considerare due fenomeni, l'effetto pelle e l'effetto di prossimità. Il primo fa sì che le zone più interne del conduttore presentino una reattanza maggiore di quelle periferiche, pertanto la distribuzione della corrente nella sezione del conduttore non sarà omogenea e si avranno densità di corrente maggiori in prossimità della superficie.

L'effetto di prossimità dovuto al campo generato dai conduttori adiacenti contribuisce ulteriormente ad una distribuzione tutt'altro che uniforme della corrente. Ci troviamo nella situazione di non usare tutta la sezione del conduttore, dunque il valore precedentemente calcolato di resistenza, in regime di corrente continua, dovrà essere corretto.

Una soluzione che ci consente di limitare questo fenomeno, e quindi virtualmente contenere l'aumento della resistenza, è l'utilizzo di conduttori in cui il diametro sia sufficientemente piccolo in relazione alla profondità di penetrazione della corrente, tanto da rendere l'aumento della resistenza alla frequenza di lavoro mediamente al di sotto del 1-5%.

La formula (0.29) ci consente di calcolare la profondità di penetrazione al di sotto della quale la densità di corrente è ridotta di $\frac{1}{e}$ ($\approx 37\%$) [8]

$$d = \sqrt{\frac{2r}{\pi \omega \mu \rho}} \quad (0.29)$$

dove:

- δ : profondità di penetrazione in **m**
- ρ : resistività specifica (rame a 20°C 0,0172) in **W mm²**
- μ : permeabilità (rame ≈ 1) in **H/m**
- ω : pulsazione in **rad**

Dalla (0.29) per il rame a 20°C ($\rho=0,0172$, $\mu=1$) si ottiene

$$d = \frac{74}{\sqrt{f}} \quad (0.30)$$

dove:

- δ : profondità di penetrazione in **mm**
- f : frequenza in **Hz**

Pertanto il valore di resistenza in regime alternato possiamo stimarlo con la formula seguente [8]

$$R_{ac} = R_{cc} \left[1 + \left(\frac{1}{48} \right) \left(\frac{r}{d} \right)^4 \right] \quad \text{per } \frac{d}{r} > 1 \quad (0.31)$$

dove:

- r : raggio del conduttore cilindrico in **mm**

La procedura sopra descritta per la determinazione delle perdite nel rame, non è la più precisa ma fornisce buoni risultati. Altri approcci sono possibili, come indicato in [14] oppure, assai più pesante da un punto di vista di calcolo, come indicato in [6], dove in prima istanza viene calcolato il rapporto tra il valore della resistenza dell'avvolgimento in corrente alternata in regime sinusoidale ed il valore di resistenza in

corrente continua. Per valutare l'ammontare delle perdite in regime di onda quadra viene prima calcolato il valore di R_{ac} poi vengono sommati i prodotti $R_{ac} \cdot (I_n)^2$ dove I_n è il valore della corrente della frequenza fondamentale e delle armoniche.

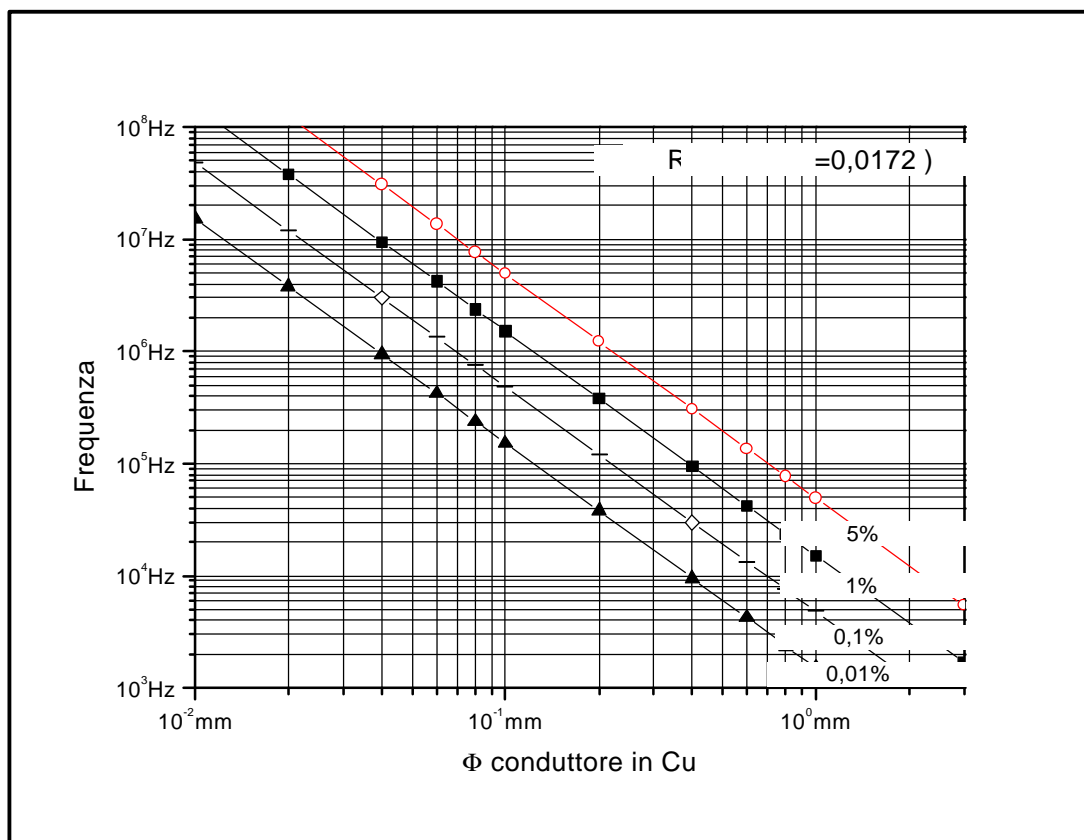


Figura 8 - Aumento percentuale della resistenza del filo in funzione del diametro e della frequenza.

Il grafico riportato in Figura 8, mostra l'aumento percentuale della resistenza del conduttore in rame pieno in funzione del suo diametro e della frequenza. L'uso di combinazioni Frequenza/Diametro tali da ricadere al di sotto dell'area delimitata dalla retta relativa ad un aumento del 0,1% della resistenza per l'effetto pelle, rappresenta la zona ottimale. L'area al di sopra della retta relativa all'aumento del 5% è da evitare.

Quindi per aumentare l'efficienza del trasformatore dobbiamo usare fili di dimensioni contenute, se il valore della corrente è alto, per mantenere a valori accettabili le densità di corrente si usano più fili in parallelo. Una semplificazione nella realizzazione degli avvolgimenti la possiamo ottenere usando filo **Litz**. Esso è composto da più fili di rame smaltato, quindi con un rivestimento isolante sulla superficie, opportunamente avvolti ad elica e racchiusi in una guaina. In tal modo possiamo sommare le sezioni di ogni singolo conduttore mantenendo comunque modesti gli aumenti di resistenza in alternata perché le dimensioni di ogni singolo conduttore sono piccole.

Il numero AWG, riferito al filo Litz, identifica il conduttore di sezione equivalente; esso può essere ottenuto con diverse combinazioni, ad esempio filo Litz AWG 20, equivalente ad un conduttore di sezione di $0,519\text{mm}^2$ (804mils^2), possiamo trovarlo realizzato con 4 conduttori AWG26, oppure 5*AWG27 o 6*AWG28, 8*AWG29, 10*AWG30, 13*AWG31, 16*AWG32, 20*AWG33. La sezione equivalente rimane circa la stessa, cambiano le dimensioni dei singoli conduttori, quindi possiamo aumentare l'efficienza del trasformatore scegliendo la combinazione migliore in funzione della frequenza di commutazione.

Giova comunque rammentare che se da un lato l'uso di filo Litz produce non pochi vantaggi, come ogni medaglia c'è anche il suo rovescio. Il valore di resistenza in continua, a parità di lunghezza aumenta leggermente se confrontato con un conduttore unico di uguale sezione. Ciò perché i singoli fili che compongono la corda Litz sono avvolti a spirale, dunque la lunghezza che sviluppano è maggiore. Valori di resistenza espressi in ohm per 1000 feet per diversi tipi di filo Litz sono riportati nelle Tabella 7, Tabella 8 e

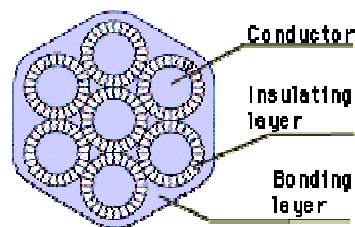


Tabella 9 in appendice. Altro inconveniente riscontrabile con l'uso del filo Litz è un peggiore coefficiente di occupazione (rapporto tra superficie del rame e superficie di ingombro), infatti aumentano gli interstizi tra filo e filo.

Le illustrazioni riportate in appendice mostrano diverse possibilità di assemblaggio della corda di conduttori con cui vengono realizzati i fili Litz, in particolare si nota come esista anche un assemblaggio con sezione rettangolare (tipo 7 e 8), ottimizzato come coefficiente di occupazione di spazio per i secondari a bassa tensione ed alta corrente.

Frequenza KHz	Conduttore in Cu	
	# AWG	Diametro mm
1 .. 10	22	0,643
10 .. 20	25	0,455
20 .. 50	29	0,287
50 .. 100	32	0,203
100 .. 200	35	0,142
200 .. 500	39	0,089

Tabella 5 - Calibro massimo del conduttore pieno in rame, a diverse frequenze, dove l'aumento delle perdite per effetto pelle =>0,1%.

Nella Tabella 5 vengono riportate le dimensioni massime di conduttori singoli in rame pieno per diverse frequenze, affinché l'aumento di resistenza, dunque le perdite, per effetto pelle siano minori dell'uno per mille. Per fili Litz i costruttori forniscono delle tabelle di valori consigliati con le dimensioni dei singoli fili assai più piccoli di quella sopra riportata (vedi Tabella 6).

6. Completiamo il progetto del trasformatore per *Flyback*

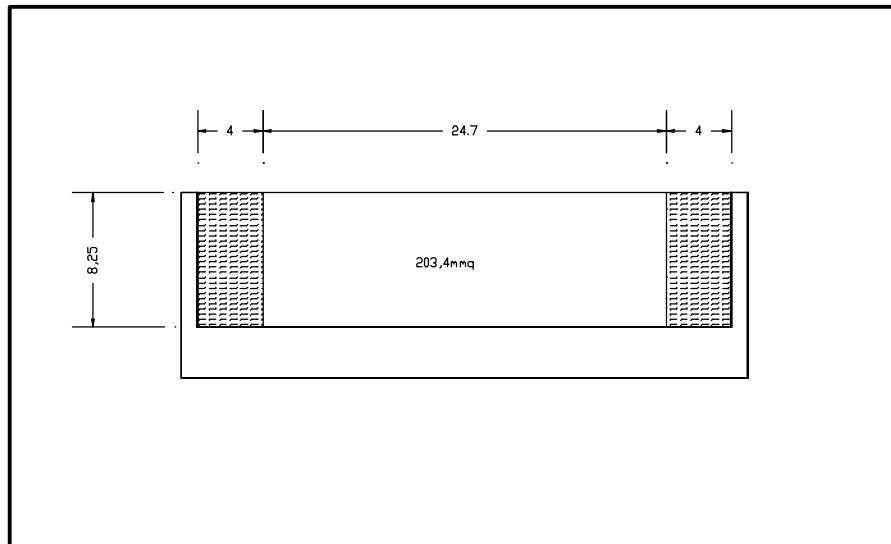


Figura 9 - Particolare della sezione del supporto per ETD49.

Dopo le considerazioni precedentemente fatte completiamo il progetto del trasformatore per convertitore *Flyback* descritto nel capitolo 3. Nella Figura 9 è mostrato un particolare della sezione del supporto per ETD49 con le relative dimensioni in millimetri. Considerato che le norme [9] ci richiedono una distanza minima laterale tra gli avvolgimenti primari e secondari di 8 millimetri, l'area disponibile per effettuare l'avvolgimento non sarà più quella indicata a catalogo di 269,4mm², bensì di 203,4mm². Correggendo il valore della sezione di area usabile nelle (0.24) (0.25), otteniamo:

$$A_{Cu-prim} = \frac{0,5 \cdot 203,4 \cdot 0,25}{29} = 0,877 \text{ mm}^2$$

$$A_{Cu-sec} = \frac{0,5 \cdot 203,4 \cdot 0,25}{4} = 6,36 \text{ mm}^2$$

Primario.

Con la nuova sezione al primario di 0,877mm² il valore più prossimo ricavato dalla Tabella 10 risulta essere un filo di sezione 0,823mm² (AWG18) ed un diametro nominale di 1,024mm. Dal grafico riportato in Figura 8 si osserva che se si utilizzasse un unico conduttore l'aumento della resistenza per l'effetto pelle sarebbe maggiore del 5%, quindi eccessivo. Pertanto seguendo le indicazioni fornite dalla Tabella 9 in appendice, viene scelto un filo Litz equivalente come sezione cioè:

18AWG – con diametro nominale di 61mils (circa 1,55mm), resistenza 7,10W/1000 feet , composto da 100 fili elementari 38AWG.

Avendo a disposizione nel supporto uno sviluppo lineare di 24,7mm, su uno strato potremmo accomodare

$$n = \frac{24,7}{1,55} = 15,9 \text{ spire}$$

dunque realizzeremo il primario in due strati, tra cui interporremo il secondario. Per realizzare gli avvolgimenti i più simmetrici possibili, le 29 spire complessive saranno suddivise in numero di 15 sullo strato più interno, e 14 su quello esterno. Mantenendo il valore riportato nel manuale di lunghezza media della spira di 86mm per il supporto in uso, stimiamo una lunghezza totale del primario di

$$L_{prim} = 86 \cdot 29 \approx 2,5m$$

Visto il valore di resistenza 7,10Ω/1000 feet, cioè circa 23,3mΩ/m (1 feet = 30,48 cm), la resistenza dell'avvolgimento primario sarà

$$R_{Prim(100^{\circ}C)} = 23,3m\Omega / m \cdot 2,5m \cdot (1 + 4,3 \cdot 10^{-3} \cdot 80^{\circ}C) \approx 78m\Omega$$

trascurando le perdite per effetto prossimità possiamo stimare le perdite nel rame al primario

$$P_{Cu_Prim} = R_{Prim(100^{\circ}C)} \cdot I_{Prim_rms}^2 = 78m\Omega \cdot 5^2 A = 2W$$

Secondario.

Con la nuova sezione al secondario di 6,36mm² il valore più prossimo ricavato dalla Tabella 10 in appendice risulterebbe il 9AWG con 6,63mm² di sezione, ma il filo Litz non viene prodotto per tutti i calibri. Infatti dalla Tabella 9 possiamo verificare che sono presenti solo i numeri AWG pari, dunque viene scelto il calibro successivo equivalente ad una sezione di 8,37mm² cioè:

8AWG – con diametro nominale di 189mils (circa 4,8mm), resistenza 0,692W/1000 feet , composto da 1050 fili elementari 38AWG.

Il secondario, di sole 4 spire, avrà uno sviluppo lineare modesto (circa 20mm) tale da consentirne la realizzazione su un unico strato, per una lunghezza complessiva dell'avvolgimento di

$$L_{sec} = 86 \cdot 4 \approx 0,344m$$

Visto il valore di resistenza 0,692Ω/1000 feet, cioè circa 2,27mΩ/m, la resistenza dell'avvolgimento secondario sarà

$$R_{Sec(100^{\circ}C)} = 2,27m\Omega / m \cdot 0,344m \cdot (1 + 4,3 \cdot 10^{-3} \cdot 80^{\circ}C) \approx 1m\Omega$$

trascurando le perdite per effetto prossimità possiamo stimare le perdite nel rame al primario

$$P_{Cu_Sec} = R_{Sec(100^{\circ}C)} \cdot I_{Sec}^2 = 1m\Omega \cdot 15^2 A = 0,24W$$

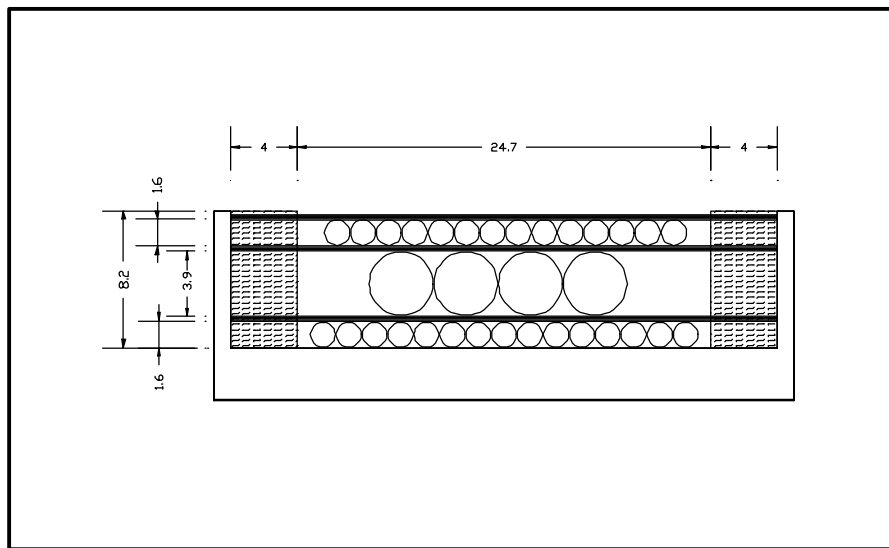


Figura 10 - Particolare della sezione del supporto per ETD49, con la possibile stratificazione degli avvolgimenti separati da strati isolanti.

Nella Figura 10 è possibile osservare una possibile realizzazione del trasformatore con gli strati isolanti interposti tra gli avvolgimenti. Anche se graficamente non indicato è possibile inserire anche schermi elettrostatici tra gli avvolgimenti.

Conclusioni

Da una rilettura dei paragrafi precedenti possiamo vedere come le potenze dissipate dalle resistenze degli avvolgimenti non sono equivalenti, 2W circa persi al primario e 0,3W circa al secondario. Si potrebbe tentare di bilanciare le perdite utilizzando una sezione maggiore al primario e di conseguenza riducendola al secondario.

Utilizzando però un filo 16AWG al primario, l'incremento di diametro sarebbe tale da non consentire più di effettuare l'avvolgimento su due strati. Ciò, se da un lato porterebbe benefici sotto il profilo di riscaldamento dell'avvolgimento primario, compensati comunque da un aumento delle perdite al secondario forzatamente realizzato con filo di dimensioni inferiori, sicuramente aumenterebbe il valore di induttanza parassita per la asimmetria degli avvolgimenti, tanto da non giustificare l'ipotesi fatta.

Nel caso di difficoltà di realizzazione per carenze di spazio è possibile ridurre il calibro del filo al secondario. Utilizzando un 10AWG ($5,26\text{mm}^2$) la potenza massima dissipata al secondario sale a circa 0,4W. La somma della potenza persa nel rame rimane comunque minore ($2\text{W} + 0,4\text{W}$) della massima consentita valutata in 2,5W.

7. Appendice

Frequency KHz	Wire gauge AWG	Nominal diameter inch	DC resistance max W/1000 feet
1 .. 10	30	0.0100	105.82
10 .. 20	33	0.0071	211.70
20 .. 50	36	0.0050	431.90
50 .. 100	38	0.0040	681.90
100 .. 200	40	0.0031	1152.30
200 .. 350	42	0.0025	1801.0
350 .. 850	44	0.0020	2873.0

Tabella 6 - Dimensioni massime consigliate del singolo conduttore in un filo Litz in funzione della frequenza - New England Electric Wire Co. -

Nota: per le tabelle che seguono, dove non diversamente indicato le dimensioni sono in *inch* (25,4mm), il valore della resistenza in continua è espresso in ohm/1000 *feet* (30,48cm), nelle colonne **Construction** interpretare [z x]y/w come w: calibro AWG del singolo conduttore, y: numero di conduttori elementari; z come numero di fasci. Ad esempio: 5x70/33 significa filo Litz realizzato con 5 fasci composti da 70 fili calibro 33AWG. Vedi anche Figura 11.

SN = single nylon serving, **DN** = double nylon serving, **SNB** = single nylon braid, **PVC** = extruded polyvinylchloride

Equivalent AWG	Circular Mil Area	Number of Strands	Strand Gauge	Film Coating	Constrution Type	Outer Isolation	Nominal O.D.	Direct Current Resistance	Constrution
26	303	6	33	S	1	SN	.025	35.8	6/33
24	403	8	33	S	1	--	.025	26.9	8/33
22	655	13	33	S	1	SN	.035	16.6	13/33
20	1,059	21	33	S	1	SN	.044	10.3	21/33
18	1,613	32	33	S	1	SN	.054	6.71	32/33
16	2,672	53	33	S	1	SN	.066	4.05	53/33
14	5,041	100	33	S	2	SN	.099	2.20	5x20/33
12	7,562	150	33	S	2	SN	.121	1.47	5x30/33
10	10,586	210	33	S	2	SN	.144	1.05	3x70/33
8	16,585	329	33	S	2	DN	.183	.669	7x47/33
6	26,465	525	33	S	2	DN	.230	.430	5x3x35/33
4	42,849	850	33	S	2	DN	.292	.265	5x5x34/33
2	66,541	1,320	33	S	5	SNB	.484	.171	6(5x44/33)
1	90,738	1,800	33	S	5	SNB	.558	.127	6(3/5/20/33)
1/0	105,861	2,100	33	S	5	SNB	.600	.107	6(5/70/33)
2/0	136,107	2,700	33	S	5	SNB	.675	.084	6(5x3/30/33)
3/0	169,377	3,360	33	S	5	SNB	.850	.067	12(5x56/33)
4/0	211,772	4,200	33	S	5	SNB	.987	.054	14(5x3/20/33)
--	299,435	5,940	33	S	6	PVC	1.29	.038	6(6(5/33/33))
--	512,972	10,176	33	S	6	PVC	1.80	.022	8(6(4x53/33))
--	725,904	14,400	33	S	6	PVC	2.42	.016	15(6(5x32/33))
--	917,462	18,200	33	S	6	PVC	3.12	.012	20(13(70/33))
--	1,572,792	31,200	33	S	6	PVC	3.99	.007	20(6(5/52/33))

Tabella 7 - Fili Litz consigliati per frequenze 10KHz-20KHz - New England Electric Wire Co. -

Equivalent AWG	Circular Mil Area	Number of Strands	Strand Gauge	Film Coating	Construction Type	Outer Isolation	Nominal O.D.	Direct Current Resistance	Construction
30	100	4	36	S	1	--	.013	109.6	4/36
28	175	7	36	S	1	--	.017	62.7	7/36
26	250	10	36	S	1	SN	.024	43.9	10/36
24	400	16	36	S	1	SN	.029	27.4	16/36
22	675	27	36	S	1	SN	.037	16.3	27/36
20	1,025	41	36	S	1	SN	.045	10.7	41/36
18	1,625	65	36	S	2	SN	.061	6.91	5x13/36
16	2,625	105	36	S	2	SN	.073	4.26	3x35/36
14	4,125	165	36	S	2	SN	.091	2.72	5x33/36
12	6,625	265	36	S	2	SN	.116	1.70	5x53/36
10	10,500	420	36	S	2	DN	.149	1.10	5x3x28/36
8	16,500	660	36	S	2	DN	.186	.697	5x3x44/36
6	26,250	1,050	36	S	2	DN	.234	.438	5x5x42/36
4	45,000	1,800	36	S	2	DN	.305	.255	5x5x72/36
2	66,500	2,660	36	S	2	DN	.370	.173	7x5x76/36
1	84,000	3,360	36	S	5	SNB	.548	.140	6(5x4x28/36)
1/0	108,000	4,320	36	S	5	SNB	.655	.109	9(5x3x32/36)
2/0	135,000	5,400	36	S	5	SNB	.728	.087	9(5x3x40/36)
3/0	171,000	6,840	36	S	5	SNB	.870	.069	12(5x3x38/36)
4/0	211,500	8,460	36	S	5	SNB	.962	.055	12(5x3x47/36)

Tabella 8 - Fili Litz consigliati per frequenze 20KHz-50KHz - New England Electric Wire Co.

Equivalent AWG	Circular Mil Area	Number of Strands	Strand Gauge	Film Coating	Construction Type	Outer Isolation	Nominal O.D.	Direct Current Resistance	Construction
30	112	7	38	S	1	SN	.017	98.9	7/38
28	160	10	38	S	1	SN	.020	69.3	10/38
26	256	16	38	S	1	SN	.024	43.3	16/38
24	400	25	38	S	1	SN	.029	27.7	25/38
22	640	40	38	S	1	SN	.036	17.4	40/38
20	1,056	66	38	S	1	SN	.050	10.8	3/22/38
18	1,600	100	38	S	2	SN	.061	7.10	5x20/38
16	2,592	162	38	S	2	SN	.073	4.38	3/54/38
14	4,160	260	38	S	2	SN	.093	2.73	5x52/38
12	6,720	420	38	S	2	SN	.118	1.73	5x3/28/38
10	10,560	660	38	S	2	DN	.150	1.11	5x3/44/38
8	16,800	1,050	38	S	2	DN	.189	.692	5x5x42/38
6	26,400	1,650	38	S	2	DN	.236	.440	5x5x66/38
4	42,000	2,625	38	S	2	DN	.296	.283	5x5x3/35/38
2	66,240	4,140	38	S	5	SNB	.494	.180	6(5x3/46/38)
1	84,000	5,250	38	S	5	SNB	.551	.141	6(5x5x35/38)
1/0	105,600	6,600	38	S	5	SNB	.613	.112	6(5x5x44/38)
2/0	136,000	8,500	38	S	5	SNB	.749	.087	10(5x5x34/38)
3/0	168,000	10,500	38	S	5	SNB	.828	.070	10(5x5x42/38)
4/0	211,200	13,200	38	S	5	SNB	.966	.056	12(5x5x44/38)

Tabella 9 - Fili Litz consigliati per frequenze 50KHz-100KHz - New England Electric Wire Co.

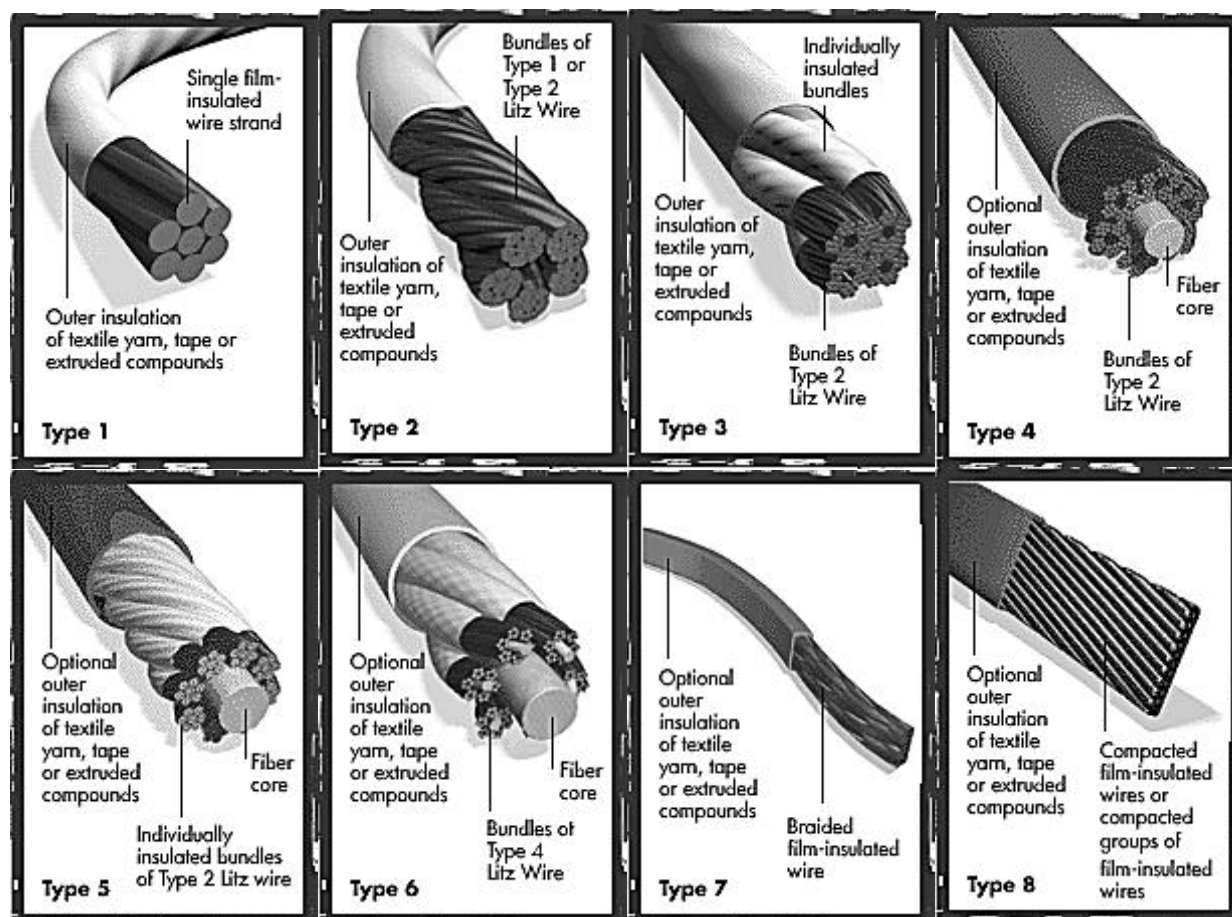


Figura 11 - Construction type - New England Electric Wire Co

AWG Size	Conduttore				Isolamento			
	Diametro mm			Sezione mm ²	Singolo		Doppio	
					Aumento Diametro mm		Aumento Diametro mm	
	Nom	Min	Max	Nom	Min	Max	Min	Max
52	0,020	---	---	0,0003	0,003	0,003	0,005	0,030
51	0,022	---	---	0,0004	0,003	0,028	0,005	0,033
50	0,025	---	---	0,0005	0,003	0,030	0,005	0,036
49	0,028	---	---	0,0006	0,003	0,033	0,005	0,038
48	0,031	---	---	0,0008	0,003	0,038	0,005	0,043
47	0,036	---	---	0,0010	0,003	0,043	0,008	0,048
46	0,040	---	---	0,0013	0,003	0,047	0,008	0,053
45	0,045	---	---	0,0016	0,003	0,052	0,008	0,058
44	0,051	0,048	0,053	0,0020	0,003	0,061	0,010	0,069
43	0,056	0,053	0,058	0,0025	0,005	0,066	0,010	0,074
42	0,064	0,061	0,066	0,0032	0,005	0,076	0,010	0,081
41	0,071	0,069	0,074	0,0040	0,005	0,084	0,013	0,091
40	0,079	0,076	0,081	0,0049	0,005	0,094	0,015	0,102
39	0,089	0,086	0,091	0,0062	0,005	0,104	0,015	0,114
38	0,102	0,099	0,104	0,0082	0,008	0,119	0,018	0,130
37	0,114	0,112	0,117	0,0102	0,008	0,132	0,020	0,145
36	0,127	0,124	0,130	0,0127	0,010	0,147	0,020	0,160
35	0,142	0,140	0,145	0,0158	0,010	0,163	0,023	0,178
34	0,160	0,157	0,163	0,0201	0,013	0,183	0,025	0,198
33	0,180	0,178	0,183	0,0254	0,013	0,206	0,028	0,224
32	0,203	0,201	0,206	0,0324	0,015	0,231	0,030	0,249
31	0,226	0,224	0,229	0,0401	0,015	0,254	0,033	0,274
30	0,254	0,251	0,257	0,0507	0,018	0,284	0,036	0,302
29	0,287	0,284	0,290	0,0647	0,018	0,320	0,038	0,338
28	0,320	0,318	0,323	0,0804	0,020	0,356	0,041	0,373
27	0,361	0,358	0,363	0,1024	0,020	0,396	0,041	0,417
26	0,404	0,399	0,406	0,1282	0,023	0,439	0,043	0,462
25	0,455	0,450	0,457	0,1626	0,023	0,493	0,046	0,516
24	0,511	0,505	0,513	0,2051	0,025	0,551	0,048	0,577
23	0,574	0,569	0,577	0,2588	0,025	0,617	0,051	0,643
22	0,643	0,635	0,645	0,3247	0,028	0,686	0,053	0,714
21	0,724	0,716	0,726	0,4117	0,028	0,770	0,056	0,798
20	0,813	0,805	0,818	0,5191	0,030	0,861	0,058	0,892
19	0,912	0,902	0,917	0,6532	0,030	0,963	0,064	0,993
18	1,024	1,013	1,029	0,8235	0,033	1,077	0,066	1,110
17	1,151	1,138	1,156	1,0405	0,036	1,207	0,071	1,240
16	1,290	1,278	1,298	1,3069	0,036	1,349	0,074	1,384
15	1,450	1,435	1,458	1,6513	0,038	1,509	0,076	1,547
14	1,628	1,613	1,636	2,0816	0,041	1,692	0,081	1,732
13	1,829	1,811	1,839	2,6273	---	---	0,071	1,923
12	2,052	2,032	2,062	3,3070	---	---	0,074	2,151
11	2,304	2,281	2,316	4,1691	---	---	0,076	2,408
10	2,588	2,563	2,601	5,2603	---	---	0,079	2,695
9	2,906	2,878	2,921	6,6324	---	---	0,081	3,020
8	3,264	3,231	3,282	8,3672	---	---	0,084	2,875
7	3,665	3,630	3,683	10,549	---	---	0,086	3,787
6	4,115	4,074	4,135	13,299	---	---	0,089	4,244
5	4,620	4,575	4,643	16,763	---	---	0,091	4,755
4	5,189	5,138	5,215	21,146	---	---	0,094	5,329

Tabella 10 - Dimensioni nominali, minime e massime dei conduttori di rame per isolamento singolo e doppio o rinforzato - PIREMAG.

8. Bibliografia

1. Ferrites and Accessories, Siemens Matsushita Components
2. Soft Ferrites – Data Handbook, Philips Components
3. O. Kilgenstein, Switched-mode Power Supplies in Practice, John Wiley & Sons
4. H.W. Whittington, B.W. Flaynn, D.E. Macpherson, Switched mode power Supplies, John Wiley & Sons
5. R. Martinelli, C.Hymowitz, Magnetic Design and Modelling, Power Specialit's
6. Intusoft, Magnetic Designer, Intusoft, 1997
7. M. Pezzi, Campi elettrici, magnetici e circuiti, Zanichelli Bologna
8. S. Ramo, J.R. Whinnery, T. Van Duzer, Campi e onde nell'elettronica per le comunicazioni, F. Angeli, Milano
9. Norma Tecnica CEI EN 60950, 1996-10
10. Norma Tecnica CEI EN 60950/A4, 1997-10
11. Sito WEB 135.145.4.41, New England Electric Wire Co, Technical Information
12. Sito WEB <http://www.wiretron.com>, Litz wire – general information
13. Sito WEB <http://www.neewcweb.com> , New England Electric Wire Co.
14. Sito WEB <http://www.dartmouth.edu/~sullivan/litzwire/litz.html>, C.R. Sullivan, Optimal Choice for Number of Strand in a Litz-Wire Transformer Winding, PESC'97
15. Sito WEB <http://www.piremag.com> , Pirelli Magnetic Wire.