

# 內容大綱

• 磁學基本概念 -----	1
1. 法拉第定律	
2. 安培定律	
3. 電學與磁學之相對關係	
• 磁性材料之特性 -----	4
1. B-H 曲線圖	
2. 鐵芯材質之介紹	
3. 儲能電感器之材質	
• 磁芯材質之選擇 -----	7
1. 高頻轉換電路所用之磁芯特性	
2. Ferrite 材質之特性	
3. 儲能電感器之材質	
4. 濾波器	
• 變壓器設計基本觀念 -----	12
1. 漏電感	
2. 變壓器的繞線架構	
3. 雜散電容	
4. 雜散電容與漏電感對變壓器之影響	
5. 鄰近效應	
6. 集膚效應	
7. 有效層數	
• 高頻變壓器設計 -----	23
1. 溫度考慮	
2. 變壓器設計之程序	
3. 變壓器之測試	
• 電感器設計 .....	32
• 高頻變壓器之最新發展 .....	36

# 高頻磁性元件設計

## 前言

對於電源轉換電路而言，磁性元件是非常重要的關鍵性元件，擔負著電壓轉換、儲能、消除雜訊、隔離等工作，而且此類型元件壽命常、可靠度高，長久以來一直被廣泛使用；而效率高的高頻電力電子產品中，磁性元件之性能將嚴重影響到整個產品的性能與品質，所以設計一個好的磁性元件即成為切換式電源轉換器的要題。

切換式電源轉換器中常見的磁性元件與應用大致如下：

1. 共模雜訊與常模雜訊濾波器：濾除來自電源系統之雜訊進入切換式電源轉換器以切換式電源轉換器產生之電磁干擾進入電源。
2. 變壓器：有功率變壓器及驅動功率元件之驅動變壓器兩種，其中功率變壓器作諧振、隔離與電壓轉換之用。
3. Choke：儲能、平滑高頻信號。

## ■ 磁學基本概念

### 1. 法拉第定律

$$V = N \left| \frac{d\phi}{dt} \right| = N \times A \left| \frac{dB}{dt} \right| \times 10^{-8} \quad (1)$$

V：電壓，Volt

B：磁通密度，Gauss

A：鐵芯之有效截面積， $\text{cm}^2$

由式(1)式可以導出下列(2), (3)兩式

$$\frac{V}{N} = \frac{d\phi}{dt} = A \frac{dB}{dt} \quad (2)$$

$$\Delta\phi = \int_{\Delta t} \left( \frac{V}{N} \right) dt \quad (3)$$

由法拉第可以求出變壓器之公式：

$$V = N \left| \frac{d\phi}{dt} \right| = N \times A \left| \frac{dB}{dt} \right| \times 10^{-8}$$

下面我們分別討論加入穩定之時變信號於線圈上，其瞬間感應之峰值電壓因波形不同而產生之差異。

(1) 輸入信號為正弦波形，由於其

$$V_{avg} = \frac{2}{\pi} V_{pk} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} V_{rms}$$

$$V_{\sin} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \times 4fNAB_m \times 10^{-8} = 4.44fNAB_m \times 10^{-8} \quad (4)$$

(2) 當輸入信號為方波時，其  $V_{\text{avg}} = V_{\text{rms}} = V_{\text{peak}}$

$$V_{\text{square}} = 4fNAB \times 10^8 \quad (5)$$

其中  $\Delta t = \frac{1}{2f}$ ,  $\Delta B = 2B_m$  ;  $B_m$  : gauss,  $A$  :  $\text{cm}^2$

法拉第定理之應用, 由式(1)式得:

$$V\Delta t = NA\Delta B \times 10^{-8} \quad (6)$$

$$\Delta B = \frac{V\Delta t}{NA} \times 10^8 \quad (7)$$

所以必需注意磁性元件的磁通平衡之問題，也就是說功率晶體導通時所產生之磁通密度變化量，必須在"功率晶體不導通"時全部釋放完畢，才可使鐵芯在每一個週期開始，沒有任何起始值。如此才可確保鐵芯不會再經過一段時間運作，後有偏磁現象發生。磁通平衡即

$$V_1\Delta t_1 = V_2\Delta t_2$$

## 2. 安培定律

$$\sum N_i I_i = \oint H dl$$

$$H = \frac{\sum NI}{l_m} \quad (8)$$

$l_m$  : 平均磁路長

安培定律在變壓器中之意義下圖為理想變壓器之示意圖

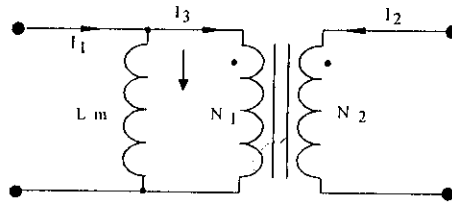


圖 1: 理想變壓器

$$L_m : \text{磁化電感} = K \cdot N^2$$

$$I_m : \text{磁化電流} = \frac{H \times l_m}{N_1}$$

$$\therefore I_1 = -\frac{N_2}{N_1} I_2 + \frac{H \times l_m}{N_1} \quad (9)$$

= 二次側之反射電流 + 磁化電流 (註: 負號表示電流方向)

所以一般理想之變壓器，希望磁化電感非常大，則磁化電流就小；如此變壓器之特性就可由安培定律及法拉第定律得到：

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad , \text{ (由式(1), 同一鐵芯 } \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = t) \quad (10)$$

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} \quad , \text{ (由式(9), 忽略磁化電流部份) \quad (11)$$

### 3. 電學與磁學之相對關係

其實磁學與電學基本上是相同的，我們可以用電學中大家所熟悉之參數來解釋磁學中相對應之參數，就可更容易的進入磁學的領域。

表 1 電學與磁學參數之對應表

	電 學 參 數	磁 學 參 數
1	J 電流密度 A/m <sup>2</sup>	B 磁通密度 tesla , gauss
2	I 電流	$\phi$ 磁通量 wb $\frac{I}{N}$
3	E 電場強度 V/m	H 磁場強度 Oe , AT/m
4	V(c.m.f) 電力強度	V F(mmF) 磁力線強度 A-Turn
5	$\sigma$ 導電率 $\Omega$ -m	$\mu$ 導磁率 Tesla-m/A
6	R 電阻 $\Omega$	R 磁 阻

單位換算：

$$1 \text{ Tesla} = 10^4 \text{ gauss}$$

$$1 \text{ Oe} = 79.5 \text{ A-T/m} = 0.795 \text{ A-T/cm}$$

$$1 \text{ CM} = 5.07 \times 10^{-6} \text{ cm}^2$$

(CM : circle mil , 1mil = 1/1000inch)

$$\text{Tesla} = \text{wbs/m}^2$$

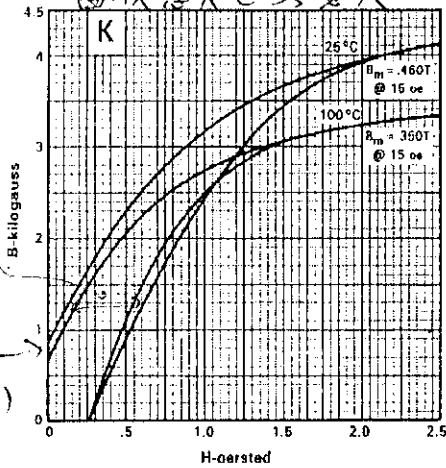
■ 磁性材料之特性

1. B-H 曲線圖

$Q_m = \text{磁路長}$

設計磁性元件，當然得先明白鐵芯之材質特性，而 B-H 曲線圖對設計者而言是最重要的參考資料。在 B-H 曲線圖中，我們可以知道，此種材質之幾項重要參數；(1)飽和磁通密度  $B_{max}$ ，(2)導磁率  $\mu$  ( $\mu = \Delta B / \Delta H$ )，(3)剩磁  $B_r$ ，(4)磁滯損失大小(5)隨溫度變化  $B_{max}$  的改變(其亦同時影響到  $\mu$  之變化)。以下圖之 B-H 曲線為例

斜率



導磁率愈低 儲存能量愈大  
電能較小

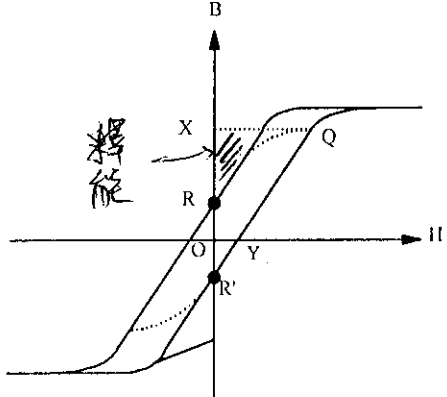
(-Playback is Forward)  
建材料-磁阻 (By)  
時需注意 (剩磁)

- (1)  $B_{max}(25^\circ\text{C}) = 4600 \text{ gauss}$   
 $B_{max}(100^\circ\text{C}) = 3500 \text{ gauss}$
- (2)  $B_r = 900 \text{ gauss}$

2. 鐵芯材質之介紹

- (1) 儲能之鐵芯 Linear 鐵芯 (MPP Core, 磁粉心...)

我們由能量之觀點出發，當鐵芯欲具有儲能特性，首先必需能通過大電流而維持不飽和，所以 B-H 曲線就必須呈線性曲線，以下圖來說明：



$$W_d = \text{儲能密度} = \oint H dB \quad \left( \oint H = \frac{NI}{l}, \quad dB = \frac{V \Delta I}{AN} \right)$$

$$W = \text{全部儲能} = W_d \times \text{體積}$$

在 Q 點， $W_d = \text{面積 OYQX}$

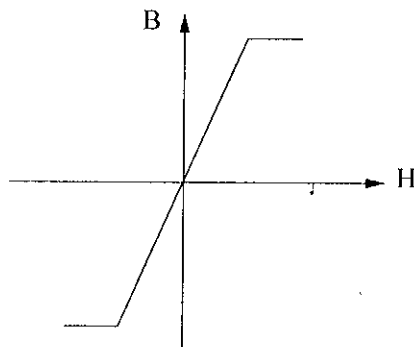
從 Q 至 R 屬於儲放能量階段，事實上其全部僅釋放

$W_{d(\text{released})} = \text{面積 RQX}$

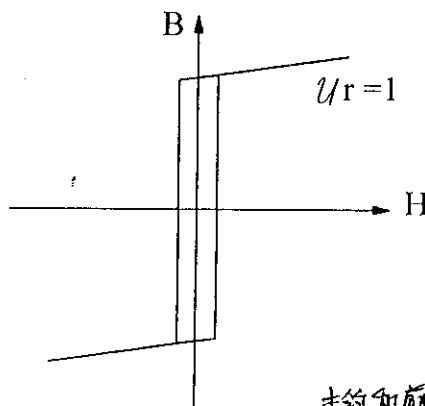
其中損失掉了磁滯電線內部之能量，即一般稱之磁滯損

$$\text{儲能密度} \quad \frac{1}{2} B \cdot H = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu} = \frac{1}{2} \mu H^2 \quad (12)$$

由上(6.12)式中可知道，同樣磁通密度下  $\mu$  值愈高，則儲能愈佳以下  
同樣磁通密度下圖說明



(2) 方形迴路鐵芯

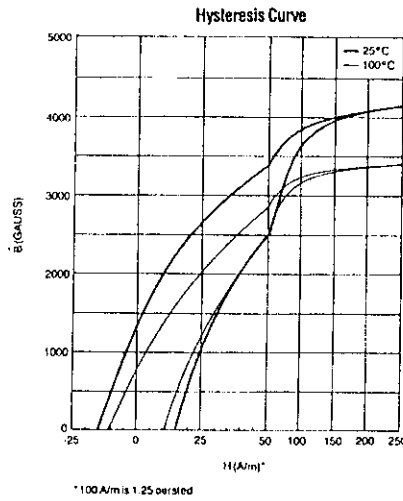


$$L_M = k \mu N^2$$

$$I_M = \frac{V \Delta t}{L_M}$$

此種鐵芯之特性(1)剩磁非常大(2) $\mu$ 非常高(3)激磁電流非常小即可令鐵芯飽和(4) $\sum N_j I_j = 0 \rightarrow N_p I_p = -N_s I_s$ (5)僅儲存少量能量。所以其適宜應用之場合有(1)當作一磁性開關，用於後級穩壓器(2)加在切換元件之引線上，當作 spike killer，因其未飽和前  $L_M$  非常大，有抑制雜訊之效果(3)為非常理想之變壓器材質。

(3) 一般變壓器之鐵芯



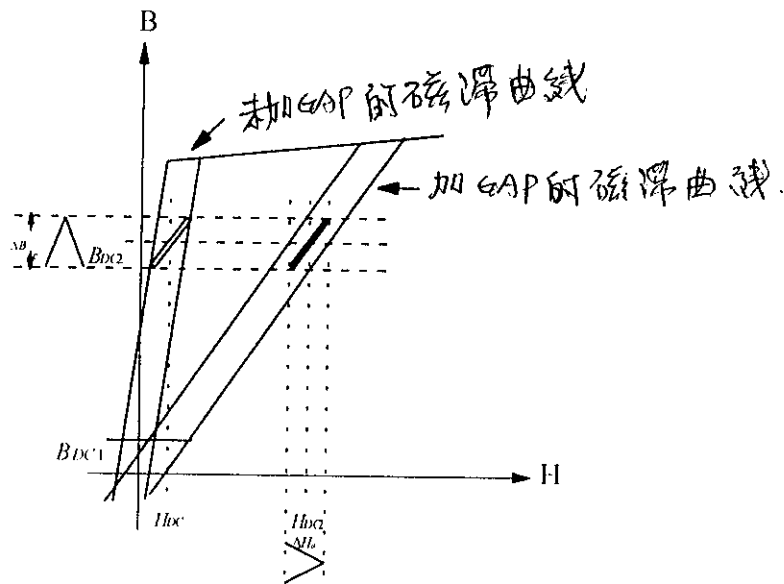
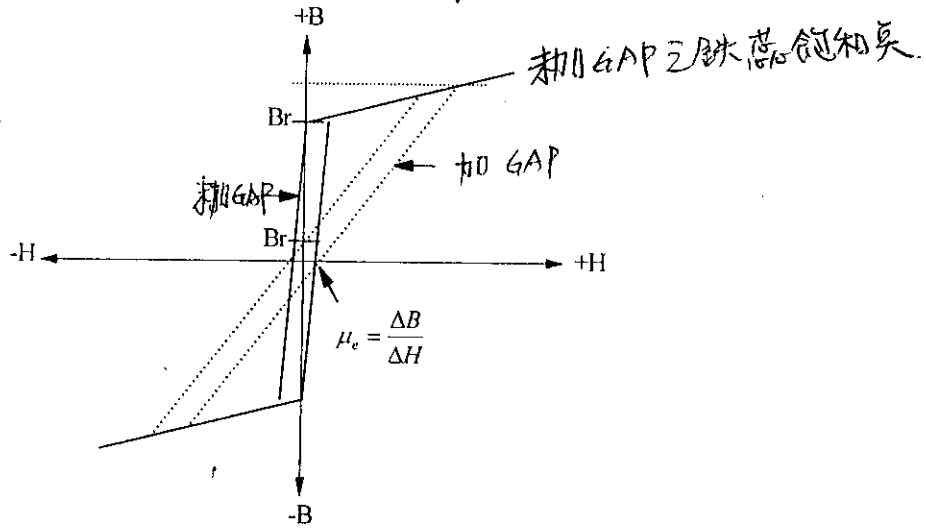
(4) 氣隙對鐵芯參數的效應

$\mu_r$ : 相對導磁率.

漏電感

中心研磨比 GAP 較大

因為 GAP 與空氣接觸.



## ■ 磁芯材質之選擇

### 1. 高頻轉換電路所用之磁芯特性

磁性元件之設計，首先必先依據特性與功能之需求，選擇適當之鐵芯材質。下圖為高頻轉換電路與常用於高轉轉換電路中的 EMI 濾波器電路，由其功能之差異我們可列出其對鐵芯材質之特性。

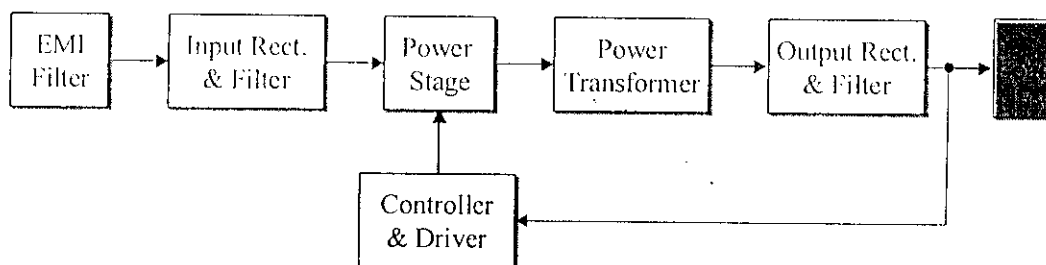


圖 2：高頻切換式電源轉換電路電方塊圖

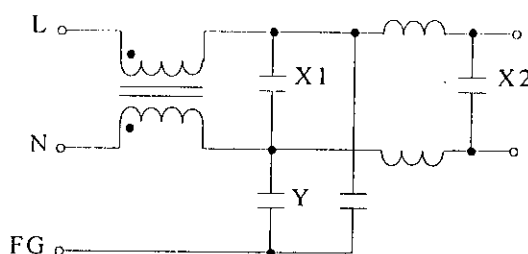


圖 3：常用之輸入 EMI 濾波電路圖

由以上兩圖中，我們整理出這些不同磁性元件所需鐵芯之特性

元 件 類 別	所 需 鐵 芯 特 性
EMI 濾波器 Common Mode Choke Differential Mode Choke	高導磁率( $\mu$ ) 高飽和磁通密度( $B_{max}$ )
驅動變壓器	低損失
輸出變壓器	低損失
儲能電感	高飽和磁通密度( $B_{max}$ )

### 2. Ferrite 材質之特性

基本上，Ferrite 乃一種帶有尖晶石結晶結構的陶瓷電磁體，由高純度的錳、鋅、鐵的氯化物經過加壓、燃燒，最後再依需求固定成形。Ferrite core 是一種非常適合應用在高頻變壓器、反流器、和電感器之磁性材料，它的頻率工作範圍可由 5Kz 至 500KHz，鐵芯損失小，成本又低；實際上，目前已有部份製造商可提供工作至數 MHz 之材質，但是成本仍偏高。雖然，與其它材質比較下，Ferrite 並非特性最佳，比方 Tape Wound core 它有更高的飽和磁通密度，



溫度穩定度更佳，但是相對的必須付出更高的價錢。Ferrite core 絕對是目前最理想高頻功率變壓器之材質，其具有以下優點：

1. 成本低。
2. 有多種不同材質可選擇。
3. 外形多。
4. 組合成本經濟。
5. 溫度與時間穩定度好。
6. 磁阻高。
7. 操作頻率範圍寬。1K~1MHz
8. 高Q/包裝小。

高頻：鎳鋅  
POWER：鎳鋅

由於 Ferrite 材質構造上之優勢，所以它可以塑造成許多不同外形，不同的幾何形狀在特性上自然會產生些許差異；下表歸納幾種較普遍之外形比較。

表 2: Ferrite core 不同外形之幾何特性比較

	POT CORE	TOROID	E CORE	PQ CORE	EP CORE	EC,ETD CORES
鐵芯成本	高	非常低	低	高	中等	中等
繞線架成本	低	無	低	高	高	中等
繞線成本	低	高	低	低	低	低
繞製方便性	好	絕佳	絕佳	好	好	絕佳
組合	簡單	無	簡單	簡單	簡單	中等
固定彈性度	好	普通	好	普通	好	普通
散熱	差	好	絕佳	好	差	好
遮蔽性	絕佳	好	差	普通	絕佳	差

變壓器是切換式電源轉換器中最重要之元件之一，由於它關係到整個之特性，所以在鐵芯選擇上不可不慎。

#### 鐵芯選擇之重點

1. 材質- $\mu$ , Loss factor
2. 尺寸/繞線窗
3. 外形
4. 繞線難易
5. 接腳
6. 散熱問題
7. 其他特性-Bs,Q

### 3. 儲能電感器之材質

儲能電感器常用的材質都必須是(1)低導磁率，(2)飽和磁通密度高者，所以粉末式者居多，如 MPP, Powdered Iron, ferrite 加 Gap 等，以下表用來比較上述材質之差異。

表 4： 儲能電感器

鐵 芯 種 類	優 點	缺 點
Molypermalloy Powder Cores (MPP)	<ol style="list-style-type: none"> <li>1.分散的空氣縫隙。</li> <li>2.鐵芯不容易飽和。</li> <li>3.導磁率對直流偏壓之比例維持相當高。</li> <li>4.鐵芯之半徑適宜，並且已塗上絕緣物。</li> <li>5.能量儲存容量大。</li> <li>6.溫度之穩定度好。</li> <li>7.無需附加物。</li> <li>8.當圈數少時，可用手工繞，成本不高。</li> </ol>	<ol style="list-style-type: none"> <li>1.比 Ferrite 成本高。</li> <li>2.當圈數多時，需要環形鐵芯繞線機。</li> </ol>
50 Ni-Fe Powder cores	<ol style="list-style-type: none"> <li>1.與 MPP Cores 相同。</li> <li>2.因為鐵的飽和磁通密度高，所以可允許高的交流電壓通過，而不發生飽和。</li> <li>3.由於祇要比 Ferrite 或 MPP 更少的圈數，可得到所要之電感器，因此尺寸可較小</li> <li>4.比 MPP、Powdered iron、Ferrite 的儲能能力更大。</li> </ol>	<ol style="list-style-type: none"> <li>1.與 MPP core 相同。</li> </ol>
Gapped Ferrite (Pot cores, 模型 cores)	<ol style="list-style-type: none"> <li>1.鐵芯加氣隙很容易。</li> <li>2.加縫隙之鐵芯，不容易飽和。</li> <li>3.繞線簡單且價錢又不高。</li> </ol>	<ol style="list-style-type: none"> <li>1.需要一些繞線架或鐵芯夾之類的附加物。</li> </ol>
Gapped ferrite (Toroids)	<ol style="list-style-type: none"> <li>1.可加氣隙在鐵芯上，避免飽和。</li> <li>2.不需要鐵芯附加物。</li> <li>3.鐵芯有足夠半徑，允許繞線不會做尖銳的彎曲。</li> <li>4.鐵芯加塗絕緣物，防繞線與鐵芯短路。</li> <li>5.鐵芯不貴。</li> </ol>	<ol style="list-style-type: none"> <li>1.需要環型鐵芯繞線機。</li> <li>2.容易受外界雜散場干擾。</li> </ol>
Powdered Iron	<ol style="list-style-type: none"> <li>1.成本低。</li> <li>2.儲存能量容量大。</li> </ol>	<ol style="list-style-type: none"> <li>1.損失高過 Powdered cores 及 Ferrites。</li> </ol>
Silicon 薄片	<ol style="list-style-type: none"> <li>1.繞製容易。</li> <li>2.組裝簡單。</li> <li>3.儲存能量容量大。</li> <li>4.不貴。</li> </ol>	<ol style="list-style-type: none"> <li>1.必須事先堆積組合。</li> <li>2.損失是所有材質中最高。</li> </ol>
Kool Mu Powder cores	<ol style="list-style-type: none"> <li>1.與 MPP 和 Ni-50Fe Powder cores 相同。</li> <li>2.成本介於 MPP 和 Powdered Iron 之間。</li> <li>3.鐵損遠低於 Powdered Iron。</li> </ol>	<ol style="list-style-type: none"> <li>1.當圈數多時，需要環型鐵芯繞線機。</li> </ol>

#### 4 濾波器

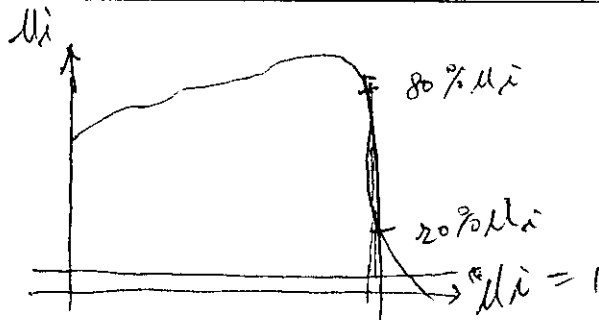
電源轉換器由於切換頻率高，以致在功率元件切換瞬間會有雜訊產生；為了防止此雜訊透過電力系統干擾其他儀設，所以必須加雜訊濾波器在此供應器之輸入端。它同時具備阻止外界電源雜訊進入電子式安定器，與隔阻安定器之雜訊外送。一般根據雜訊之發生型式，有兩種不同類型的雜訊：(一)為對稱的常模雜訊(Differential Mode Noise)(二)為非對稱的共模雜訊(Common Mode Noise)，我們必須針對此兩種不同之雜訊，加以濾除，所以有 Common Mode Noise Filter 及 Differential Mode Noise Filter。以下分別就濾波器常用鐵芯材質之優缺點作比較。

表 5： 共模(非對稱型)雜訊濾波器

鐵 芯 種 類	優 點	缺 點
Ferrite Toroids	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 導磁率高(可達10000)，故對不想要之信號，可以提供一高阻抗</li> <li>2. 足夠繞線窗面積可容納大電流。</li> <li>3. 可以在鐵芯上塗絕緣物，以防止鐵芯和繞線短路。</li> <li>4. 鐵芯成本不高。</li> </ol>	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 需要繞製環形鐵芯的設備。</li> </ol>
Ferrit 的模型 鐵芯，未加氣隙	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 繞線簡便。</li> <li>2. 可具高度絕緣。</li> <li>3. 高導磁率的材質。</li> </ol>	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 比環型價錢高。</li> <li>2. 需要類似繞線架之類的附加物。</li> <li>3. 有效導磁率較 Toroid 低。</li> </ol>

表 6： 常模(對稱型)雜訊濾波器

鐵 芯 種 類	優 點	缺 點
Polypermalloy Powder Cores	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 鐵芯不容易飽和。</li> <li>2. 鐵芯之半徑適宜，並且已塗上絕緣物。</li> <li>3. 溫度之穩定度好。</li> <li>4. 無需附加物。</li> </ol>	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 成本比 Ferrite 高。</li> <li>2. 當圈數多時，需要環型鐵芯繞線機。</li> </ol>
50 Ni-Fe Powder cores	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 與 MPP cores 相同。</li> <li>2. 因為鐵芯的飽和磁通密度高，可以允許高的交流電壓通過，而不發生飽和。</li> <li>3. 由於祇要比 Ferrite 或 MPP 更少的圈數，就可得到所要之電感器，因此尺寸可較小。</li> </ol>	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 與 MPP CORE 相同。</li> </ol>
Gapped Ferrite (Pot cores, 模型 cores)	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 鐵芯加氣隙很容易。</li> <li>2. 加縫隙之鐵芯，不容易飽和。</li> <li>3. 繞線簡單且價錢又不高。</li> </ol>	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 需要一些繞線架或鐵芯夾之類的附加物。</li> </ol>
Toroids	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 可加氣隙在鐵芯，避免飽和。</li> <li>2. 不需要鐵芯附加物。</li> <li>3. 鐵芯有足夠半徑，允許繞線不會做尖銳的彎曲。</li> <li>4. 鐵芯加塗絕緣物，防止繞線與鐵芯短路。</li> <li>5. 鐵芯不貴。</li> </ol>	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 需要環型鐵芯繞線機。</li> <li>2. 容易受外界雜散場干擾。</li> </ol>
Powdered Iron	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 成本低。</li> <li>2. 相對磁通密度高。</li> </ol>	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 損失高過 Powdered cores 及 Ferrite。</li> </ol>
Silicon 薄片	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 繞製容易。</li> <li>2. 高磁通密度。</li> <li>3. 不貴。</li> </ol>	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. 必須事先堆積組合。</li> <li>2. 損失是所有材質中最高的。</li> </ol>



居里溫度 ( $\mu_i$  由 80% 下降至 20% 時的溫度)

鎳鋅系：高  $\mu$  - 130°C

低損失 - 190°C

鐵鋅系 = 360°C

$$\mu_e = \frac{l_e}{\mu_i + l_g} \text{ 有效磁導率} //$$

## ■ 變壓器設計基本觀念

理想變壓器具備下列特性

1. 沒有損失
2. 繞組間之耦合十分完美
3. 開路電壓無窮大
4. 繞組間的絕緣度無限高

在實際變壓器中，由於一些雜散元件的影響，無法達到上述特性。

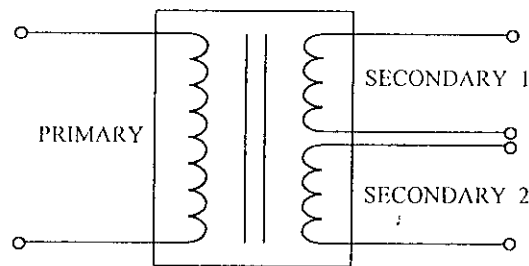


圖 4：理想變壓器示意圖

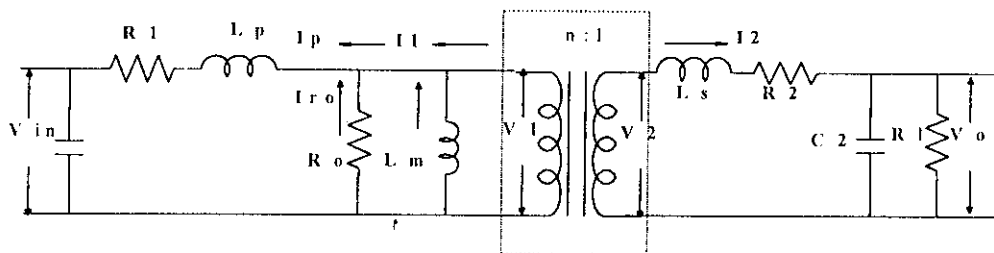


圖 5：實際變壓器之等效電路圖

變壓器在高頻化之考量應注意

1. 降低鐵損、銅損
2. 減少漏感
3. 降低雜散電容
4. 雜訊、散熱等問題之改善

### 1. 漏電感

理想變壓器中，若將二次側短路，則在一次側就會等效零阻抗，所以輸入的電流即呈無限大。但實際上，並非如此。因為耦合的不完全，即使

沒有繞線阻抗，此電流也有一定大小。此不完全之耦合就產生漏磁通，轉換成漏電感形式存在變壓器中。

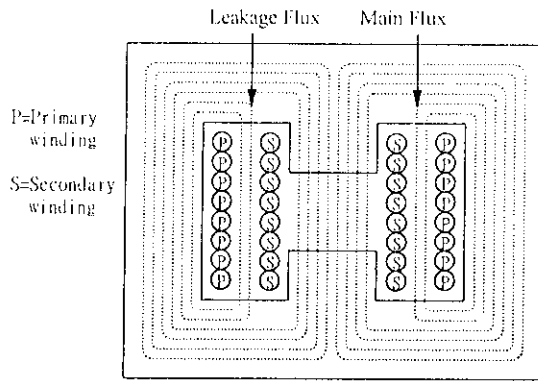


圖 6：漏電感之形成

所以漏電感在意義上，可表現變壓器繞組間之耦合程度，也是一個限制電流通過的阻抗。因此它會對變壓器的穩壓產生影響，另外因為磁通意味著能量存在，故在高頻變壓器中，它會形成功率晶體切換間的尖波(spike)，傷害到功率元件，因此低的漏電感是多數電路設計之共同需求。

影響漏電感的主要因素有：

1. 鐵芯外形

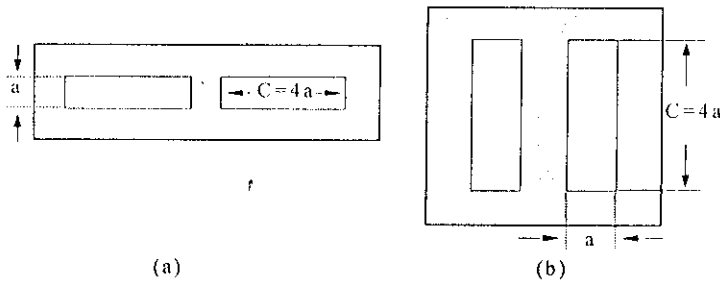


圖 7：漏電感與繞窗之高度平方成反比，

上圖 a 之漏電感為 b 之 16 倍。

2. 繞線架構

繞組極接近，繞組長度愈長及交錯方式都是可行之道。

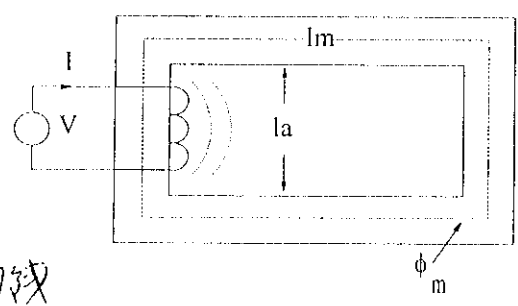
3. 鐵芯材質

討論漏電感，必須從磁阻來考慮。空氣中之磁阻與鐵芯中之磁阻差距愈大，則存在於空氣中的漏磁通就會愈小。

線線會使  $\frac{R_{ac}}{R_{dc}}$  較下

但要使用絞線式，請用細線

## 2 變壓器的繞線架構

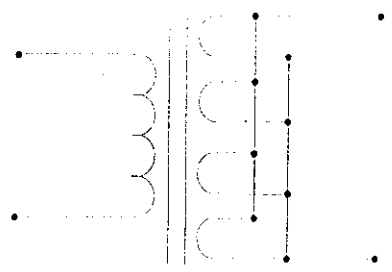
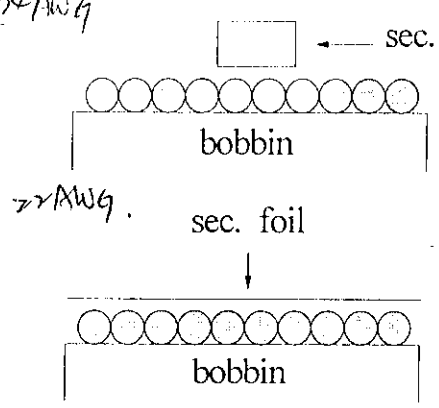
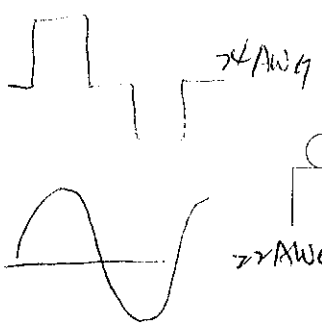


ex.

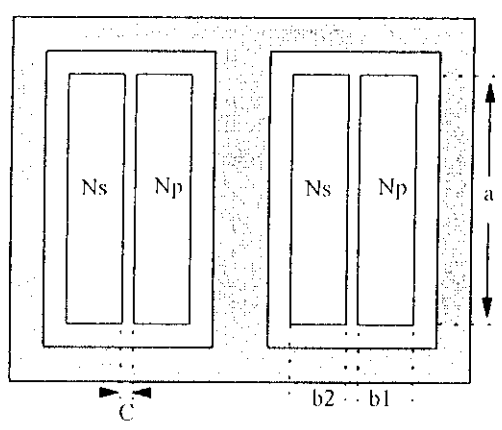
$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = 1$$

因為高頻下，眾多因素將導致性能的差異，而繞線架構即是決定頻寬的關鍵之一；以下就不同繞線架構作介紹。

(I) 圈數比大之情況下，利用銅片繞可改善漏電感之問題或者利用多組二次側並聯，解決耦合不佳之困擾。



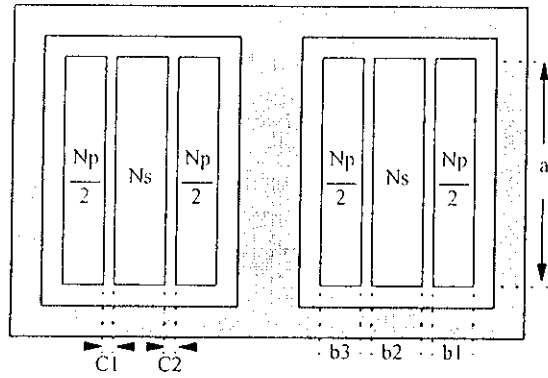
## (II) 簡易繞法



$$L_m = \frac{1.2 MLT N_p^2}{a} \left( C + \frac{b_1 + b_2}{3} \right) \times 10^{-8} \text{ (H)}$$

MLT：繞組中每圈之繞線平均長度

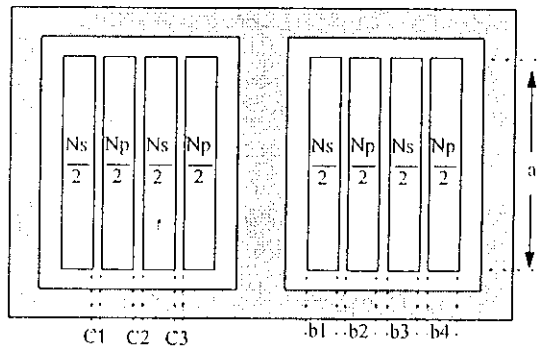
(III) 三明治繞法



$$L_{p1} = \frac{0.2MLT N_p^2}{a} \left( \sum c + \frac{\sum b}{3} \right) \times 10^{-8} (H)$$

通常三明治繞法都是將次級側夾在初級側之內，但是若是在多組輸出又是低壓、大電流且類似一固定負載之情況下，將二次側分為兩部分把一次側放在中間反而有好處；這種繞法，攜有二次側大電流的繞線非常接近鐵芯，其平均繞線之長度較短，銅損較低。另一優點是由於接近鐵芯所以交流電壓低可減少由一次側偶合至鐵芯的高頻雜訊。但使用此架構要注意，二次側兩繞組的安培—匝是否相等，一高一低將會產生漏電感。

(IV) 夾層繞法

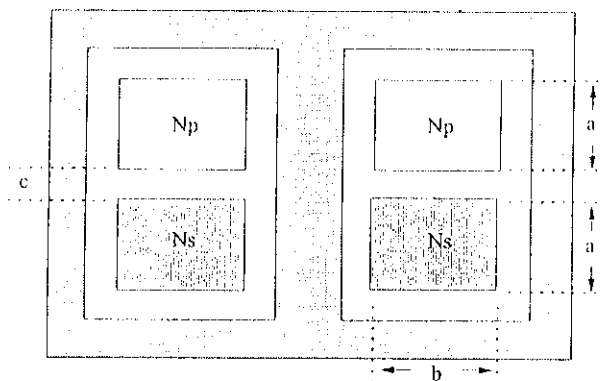


$$L_{p1} = \frac{0.44MLT}{a} \frac{N_p^2}{3} \left( \sum c + \frac{\sum b}{3} \right) \times 10^{-8} (H)$$

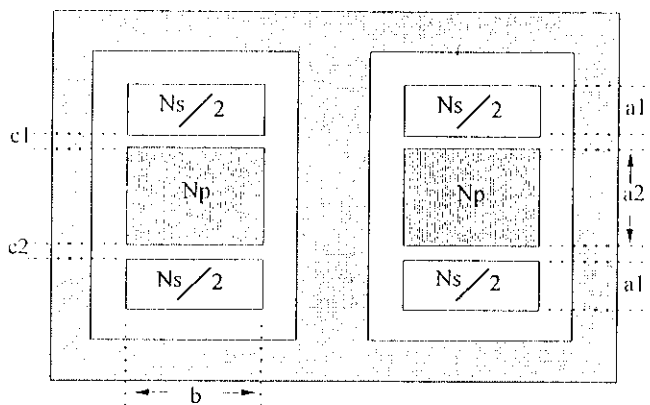
當多組輸出或圈數多時，較常採用。



(V) 縱式繞法



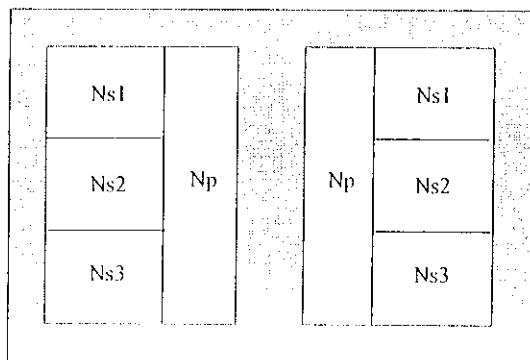
$$L_{p1} = \frac{1.33 MLT N_p^2}{a} \left( \Sigma C + \frac{\Sigma a}{3} \right) \times 10^{-8} (H)$$



$$L_{p1} = \frac{0.37 MLT N_p^2}{a} \left( \Sigma C + \frac{\Sigma a}{3} \right) \times 10^{-8} (H)$$

此種繞法，在目前高功率／高頻的變壓器常被採用。

(VI) 組合繞法



此法可降低雜散電容

### 3 雜散電容

繞組間的電容，鐵芯與繞組間的電容等，可說在變壓器中有許多雜散電容存在；而這些電容受絕緣厚度，及繞線架構等影響。在通信用變壓器中，雜散電容會決定信號的頻率響應，所以在控制得非常小心。在一般高頻轉換中，它會傳輸繞組間的共模雜訊，所以亦不允許太大。

高頻變壓器設計的另一項問題，就是如何減少這些雜散電容。存在於變壓器之雜散電容是由許多部分所組成，包括繞線對鐵芯之電容、繞線與繞線間、層與層間、兩圈之間。然而由於電容值受到所加電壓之不同而有所差異，所以雜散電容不似漏電感可以用一般儀器即可量測得知。一般而言，兩圈之間的電容通常都非常小，8(a)為繞線對鐵芯之電容預估值，此式亦同時適用於估算繞線與繞線間之電容，圖 8(b)為層與層間之電容。

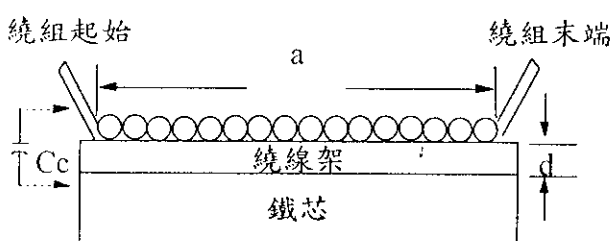


圖 8(a) 繞線與鐵芯間之電容

$$C_c = \frac{0.089MLTa \times e}{d}$$

e: 介電常數    d: 總絕緣厚度 cm    MLT: 每圈之平均長度

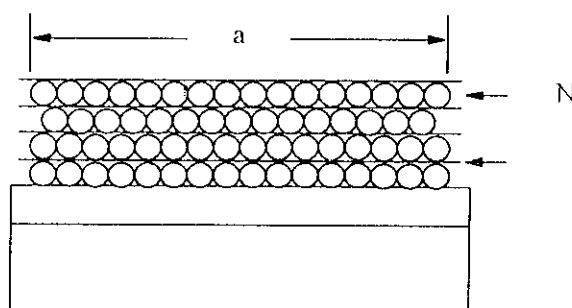


圖 8.(b)層與層間之電容

$$C_p = \frac{4C_c}{3N_l} \left(1 - \frac{1}{N_l}\right) \quad , N_l: \text{層數}$$

由上式( $C_p$ )可知，在多層繞組時，層間電容才是決定雜散電容之主因，同樣考慮二次側之電容層間  $C_s$ ，其反射至一次側之電容就相當於  $C_s/n^2$ ， $n$  為一二次側之圈數比，所以全部之層間電容為  $C_p + C_s/n^2$ ，如下圖。

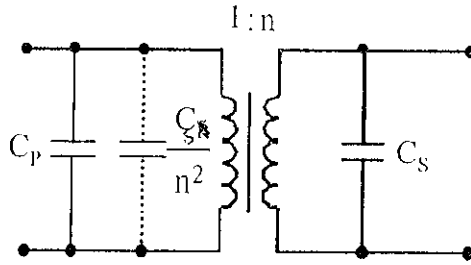


圖 9: 總層間電容

降低漏電感與雜散電容之方法

A. 降低漏電感之道

1. 降低圈數
2. 減化線圈的繞製
3. 增加繞組寬度
4. 減少繞組間之絕緣
5. 用並繞方式

B. 減少雜散電容的方法

1. 增加介電厚度
2. 減少繞組寬度
3. 增加層數
4. 增加繞組間之電壓差
5. 避免並繞
6. 用 Faraday (靜電) 遮蔽

由 A、B 比較可得到一個有趣的結果，降低漏電感與減少雜散電容，恰好是背道而馳，互相矛盾的。所以在一定之頻寬要求下，祇能由其一來選擇繞線架構；通常較常用降低漏電感之方法，因為漏電感可直接量測，方便比較效果。

漏電感之量測

由前面變壓器之等效電路，可知將二次側短路，所測到一次側繞組之感量，就是變壓器一次側的漏感量。

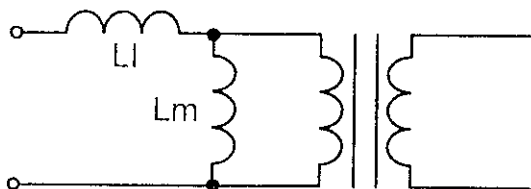
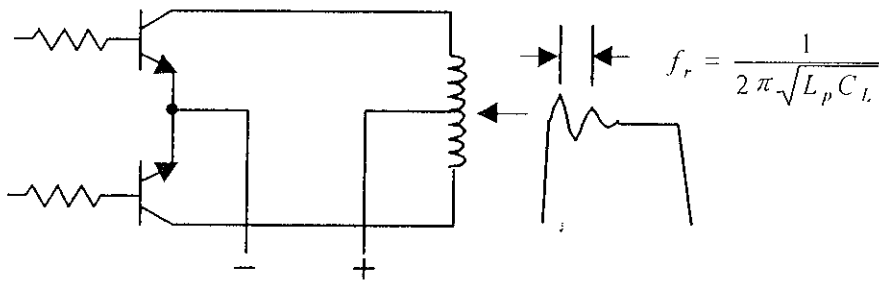


圖 11: 變壓器漏感之量測方法

#### 4 雜散電容與漏電感對變壓器之影響

無論雜散電容或漏電感，都會在線路動作時，儲存多餘之能量，但是依電容電壓與電感電容之特性，當電容上電壓產生變化( $C \frac{dv}{dt} = i$ )或電感電流的改變( $L \frac{di}{dt} = V$ )，都會有雜訊產生，而且當變壓器不動作時，我們可以由等效電路中看出，其 L.C 恰組成一共振電路，因此我們往往可以在晶體的 V<sub>CE</sub> 或 V<sub>DSS</sub> 上看到其共振之頻率。當其值太低時，就會形成電路極大的損失，不僅關係到變壓器之性能對可靠度也會有負面的影響。



#### 5 集膚效應(Skin-Effect)

有兩種效應使得繞組銅損大於  $(I_{rms})^2 R_{dc}$  值，其一為集膚效應，另一為鄰近效應(proximity effect)兩者均起因於交變的磁場在導體中引渦電流。集膚效應是由導線本身電流產生之磁場在本身導體所感應之渦電流所引起，而鄰近效應則為鄰近線電流所產生之磁場對此導體感應渦電流所引起的。

集膚效應使得電流在一導線中之流通密集於導線之外圍。其集膚深度  $\delta$  與頻率之平方根成反比。圖 12 為溫度對銅阻抗的影響

$$\delta = \frac{6.61}{\sqrt{f}} \times K \text{ cm}, \quad K = \sqrt{\frac{\rho}{\rho_c \mu_r}}$$

- 上式中
- $f$  : 為頻率
  - $\mu_r$  : 為導體之相對導磁係數，非導磁材料  $\mu_r = 1$
  - $\rho$  : 為導體操作時之電阻係數
  - $\rho_c$  : 銅在 20°C 時之電阻係數 =  $1.724 \times 10^{-6} \Omega/\text{cm}$
  - $K$  : 材質常數(以銅而言，其在 20°C 時  $K = 1$ )

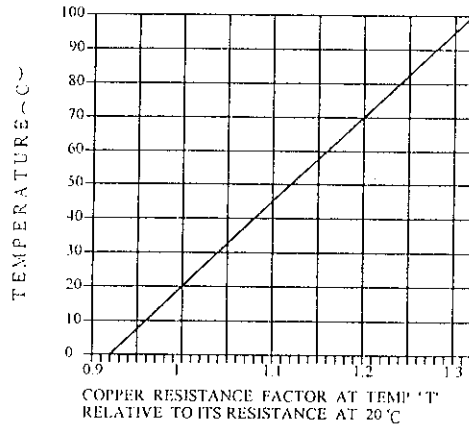


圖 12: 溫度對銅阻抗的影響

因此當頻率升高時，導線之 AC 電阻增大其銅損亦隨之增加。因此當電源轉換電路之電流具有方波形狀，即使在 25kHz 切換頻率下，其富立葉高頻成份可能對其導體電阻，有相當的影響。

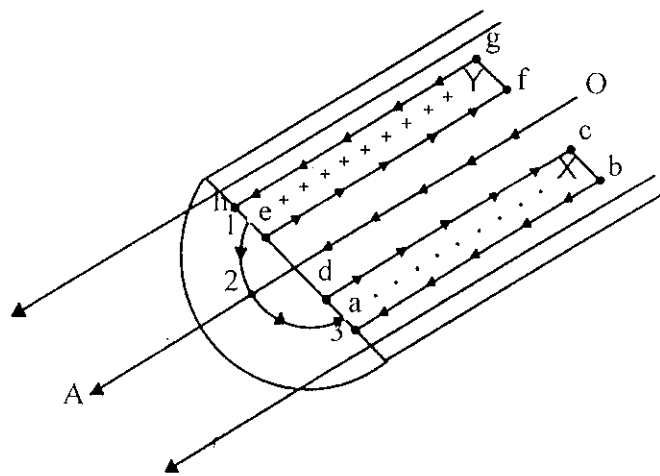


圖 13: 集膚效應之說明

- 在  $t$  時間電流方向為  $OA$ ，磁力線之方向在導體內如 123 方向。
  - 渦電流  $ef, dc$  與原電流方向相減弱。
  - 渦電流  $hg, ab$  與原電流方向相加強。
- 因此在高頻時，導體真正可為電流用面積減少，電流密度在靠表面較高。

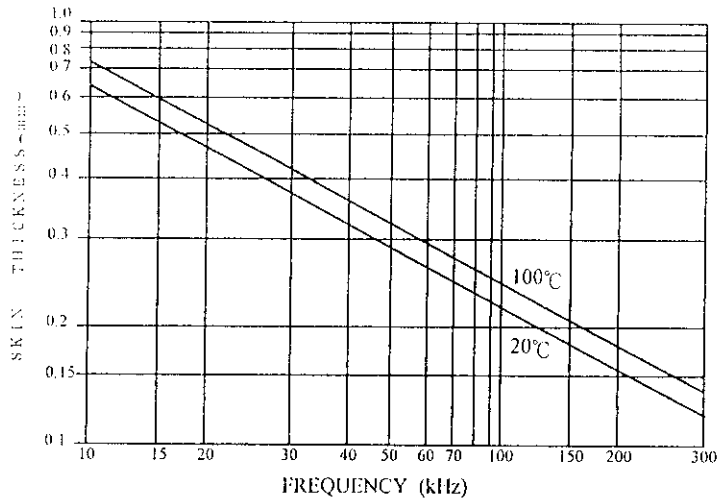


圖 14：集膚深度對頻率之特性圖

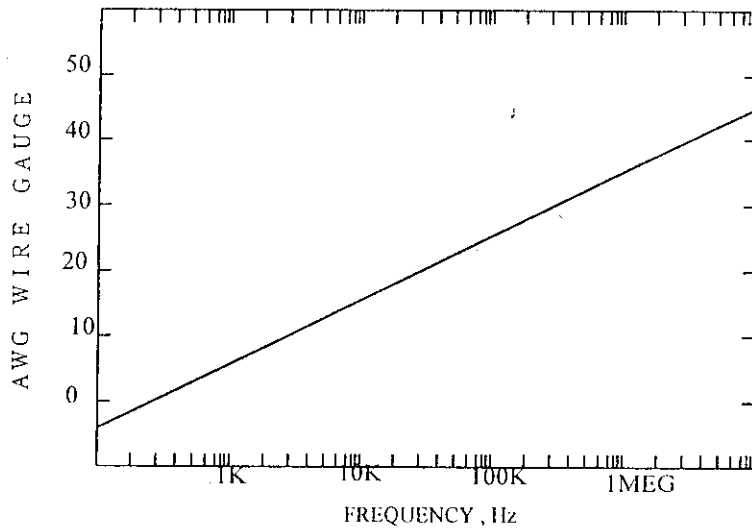


圖 15：集膚深度相當於 AWG 線徑對頻率之特性圖

## 6 鄰近效應

鄰近效應是由附近導體或繞組電流產生之交變磁場所引起，其影響要比集膚效應大。因為集膚效應只會影響電流之分佈使靠表面集中但不會影響其電流大小，但鄰近效應卻會改變電流大小，並且若鄰近繞組層數愈多時，影響愈大。首先先看下圖所示上下兩導體各載不同方向之電流，其中一導體所產生之磁場對另一導體之影響，為所產生之渦電流使兩導體面接近處加強，而另一方減弱。

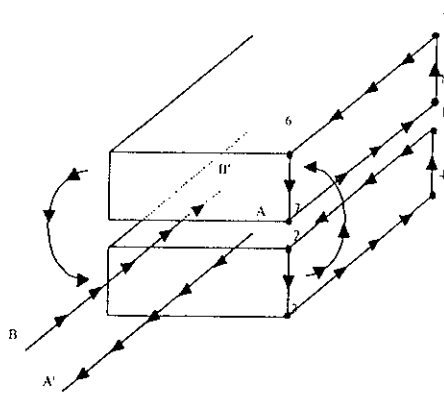


圖 16: 載流導體之鄰近效應

下圖所示為變壓器多重繞組之鄰近效應說明，此說明了為何渦電流隨繞組層數之增加而成指數增加，也因此其影響要遠比集膚效應為大。

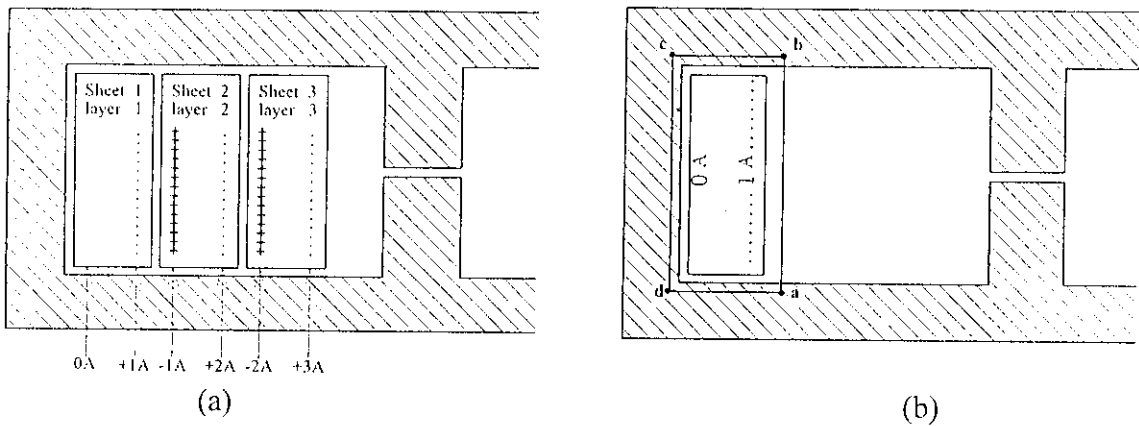


圖 17: EE 形鐵芯多重繞組之鄰近效應

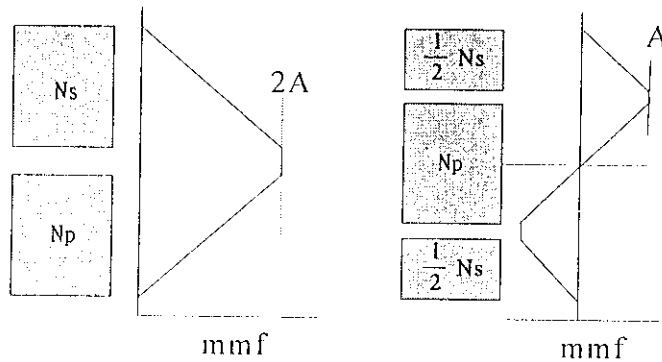
第一層設電流為 1A 因鄰近效應靠右表面

第二層因集膚效應及安培定律，-1A 及 2A 分別如圖示

第三層因集膚效應及安培定律，-2A 及 3A 分別如圖示

### 7 有效層數

所謂有效層數是指介於最大磁動勢平面和零磁動勢平面間之層數。以三明治繞法而言，由於其零磁動勢發生在全部繞組之中心，所以有效層數僅全部層數之一半。也由於磁動勢之峰值低它的漏電感和銅損也會一併變小。



## ■ 高頻變壓器設計

一個理想的變壓器應滿足下列三項需求：

- (1) 夠寬的頻寬
- (2) 適合的電感值
- (3) 合理的損失

基於上述三項需求，我們整理出設計變壓器時，應該考慮的因素：

- (1) 鐵芯飽和
- (2) 電壓準位
- (3) 功率
- (4) 電流容量
- (5) 工作頻率
- (6) 磁化電流
- (7) 損失

由上列七項設計變壓器之要點又可歸納得知：鐵芯材質、外形會決定整個變壓器之特性。而繞線之結構，繞線徑之選擇對於損失又會有極大的影響。故下面之章節中，我們將細部討論繞線之結構，以及如何選擇適當之線徑，再介紹變壓器設計之程序。

### I. 溫度考慮

就 ferrite core 而言，其鐵芯能處理多少功率乃受限於變壓器之溫升，而影響溫升之主要因素有三：

- (1) 銅損
- (2) 鐵芯損失
- (3) 鐵芯形狀

通常變壓器之效率愈高，則表示其溫升愈低，而傳統上，當銅損等於鐵損時變壓器之效率最高，茲以下式來證明。

$$P_{\Sigma} = P_{fe} + P_{cu} \quad ; \quad P_{fe} : \text{鐵損}, P_{cu} : \text{銅損}, P_{\Sigma} : \text{變壓器全部損失}$$

$$P_{cu} = kP_o^2 \quad ; \quad P_o : \text{輸出功率} = VI$$

$$P_{\Sigma} = P_{fe} + kP_o^2$$

$$P_{IN} = P_o + P_{\Sigma}$$



$$\eta = \frac{P_o}{P_{IN}} = \frac{P_o}{P_o + P_{\Sigma}} = \frac{P_o}{P_o + P_{fe} + kP_o^2}$$

$$\frac{d\eta}{dP_o} = 0 \text{ 時 } \eta \text{ 最高, } (\eta \text{ 效率})$$

$\therefore P_{fe} = kP_o^2 = P_{cu}$  時，變壓器之效率最佳。

### (1) 銅損：

由於金屬材料共同的特性—具有正溫度係數之阻抗，所以銅之阻抗亦會隨著溫度上升而增加，關係式如下：

$$R_t = R_{25}[1 + 0.04(T - 25)]$$

$R_t$  = 實際工作溫度下之銅線電阻值。

$R_{25}$  = 室溫下(25°C)時之電阻值。

$T$  = 實際工作之溫度。

除了上述溫度對銅損的影響外，當動作在高頻下時，集膚效率以及 proximity 損失將會變成決定銅損之主要因素。所以在高頻或大電流之應用時，絞線、Litz wire、銅片都是較理想之繞線材料。根據前節我們知道不同工作頻率下其集膚深度，再選出粗細合宜之導線，以決定銅損的大小。

$$\text{銅損} = I^2 R_t$$

### (2) 鐵損：

鐵損包含磁滯損與渦流損，磁滯損即磁滯回路內之面積，渦流損則因材質差異與操作頻率成平方比例關係。一般 ferrite 材料其鐵損  $P_{fe}$

$$P_{fe} = K(\Delta B)^m f^n \quad ; \quad m = 2 - 2.5 \quad n = 1.1 - 1.5$$

通常鐵損可由材質之製造商處得知，其提供鐵損對應於工作頻率以及工作磁通密度之特性圖，一般粗略預估，在 ferrite core 時，其鐵損若為  $100\text{mW/cm}^3$ ，則約略有  $40^\circ\text{C}$  之溫升。若鐵損太高，就必須加上特別的散熱處理，例風扇、水冷等；特別在高功率之動作下，其溫升通常會更高；所以需特別留意，總之，變壓器之熱點無論如何都不能超過  $120^\circ\text{C}$ 。

$$\text{鐵損} = \text{鐵芯體積} \times \text{鐵損} / \text{每單位體積}$$

### (3) 鐵芯幾何形狀：

變壓器之溫升和變壓器表面積比上變壓器體積之值有直接之關係；所以大形鐵芯通常散熱較差。一般說來，E,U,I,core 它的散熱效果較好，toroid core 差強人意，而 pot core 的散熱情形由於繞線被鐵芯所遮蔽，所以效果最差。

(4) 溫升

基本上變壓器之溫升，由功率之損失及鐵芯之表面積而定能有效控制損失至最低，是掌握溫升最佳之方法。部分鐵芯製造商可提供損失對溫升之特性圖(如下圖)，否則可依下式，大致預估鐵芯之溫升，輔助變壓器功能之判斷。

$$\Delta T = \frac{23.5 P_{\Sigma}}{\sqrt{A_p}} \quad (^\circ\text{C})$$

$$A_p = A_e \times A_w$$

$P_{\Sigma}$ ：變壓器之全部損失 = 銅損 + 鐵損

$A_e$ ：鐵芯之有效截面積  $\text{cm}^2$

$A_w$ ：鐵芯之繞線窗面積  $\text{cm}^2$

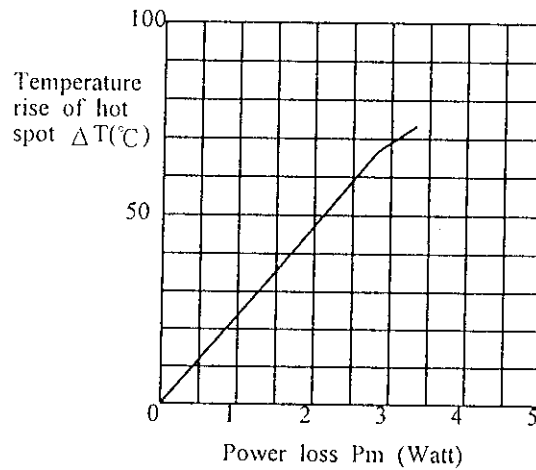
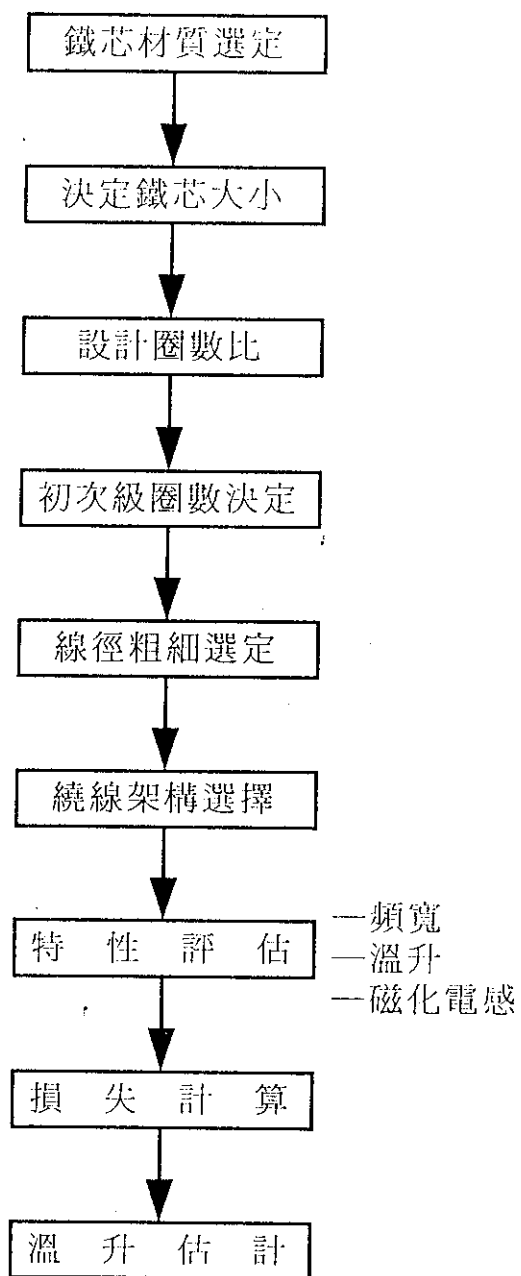


圖 18: 變壓器鐵芯溫升對功率損失之特性圖

## 2. 變壓器設計之程序



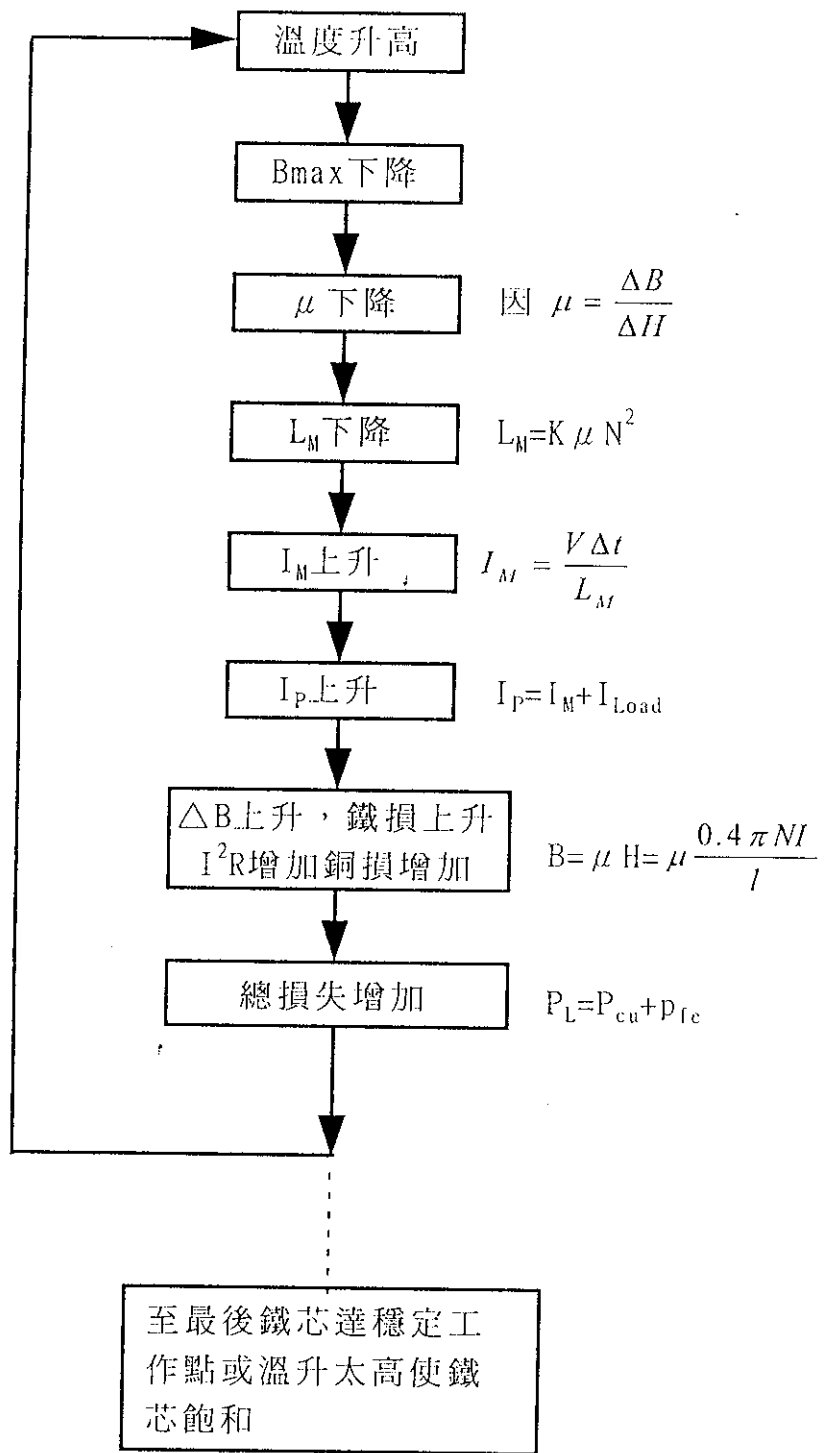


圖 19: 變壓器溫升之關係圖

(A) 高頻變壓器設計步驟

- step 0 規格： $V_{in}$ ,  $f$ ,  $V_o$ ,  $I_o$
- step 1 選擇鐵芯材質與外形
- step 2 計算所需之  $A_p$ ，選定鐵芯之大小
- step 3 計算  $N_p$ ,  $N_s$ ，及線徑選擇
- step 4 損失估算
- step 5 預估磁化電流  $I_M$

$$L_M = \frac{0.4\pi \times N_p^2 \times \mu \times A_c}{l} \times 10^{-8}$$

$N_p$ ：一次側圈數

$A_c$ ：鐵芯有效截面積

$\mu$ ：鐵芯之平均導磁係數

$l$ ：有效之平均磁路長

- step 6 功能評估

高頻變壓器之功能評估之項目包括：

- (1) 電感量
- (2) 頻寬  $B_w$ ： $B_w \geq 5f$
- (3) 溫升：為滿足安全規格之要求變壓器溫升不超過  $65^\circ\text{C}$ ，故設計時應預留更大空間，以防有誤差。

- step 7 若初步預估變壓器可滿足 step 6 之要求，則可試用此變壓器，否則需重覆 step 2 至 step 6，重新設計一新變壓器，直至滿足所有需求為止。

(B) 變壓器設計之公式：

$$(1) \quad V = N \frac{d\phi}{dt} = NAe \frac{\Delta B}{\Delta t}$$

V：輸入電壓(volt)

Ae：鐵芯有效截面積(cm<sup>2</sup>)

Δt：功率晶體之導通時間(s)

f：工作頻率(Hz)

ΔB：允許之工作磁通密度(gauss)

(2) 計算所需鐵芯大小—AP

$$AP = A_e \times A_w = \frac{P_{IN} \times 10^8}{2 \times k \times \Delta B \times f \times J} (cm^4) \quad \text{or} \quad \frac{2 P_{IN} \times \Delta t \times 10^8}{k \times \Delta B \times J}$$

k：繞線因子

P<sub>IN</sub>：輸入功率，W

J：電流密度，A/cm<sup>2</sup>

f：工作頻率，Hz

B：工作磁通密度，gauss

A<sub>w</sub>：鐵芯之繞線窗面積，cm<sup>2</sup>

註： (1) k=0.6 如 Pot, E, U, I 等鐵芯

k=0.4 如 Toroid 鐵芯

(2) 電流密度，一般介於 200-450A/cm<sup>2</sup>

### 3. 變壓器之測試

表 6.7: 一般變壓器之測試項

測試項目	測 試 點	測 試 目 的
直流阻抗	全部繞組	1)使用正確線徑；2)端點； 3)適當的組裝製具
磁化電感	一次側繞組	1)一次側圈數正確；2)正確的鐵芯材質
等效阻抗	一次側繞組	確初被短路圈數
品質因素	一次側繞組	
圈數比與極性	全部繞組	確認圈數與相位正確
漏電感		確認圈數與相位正確
漏電流	一、二次側繞組全部短路在一起	確認漏電流可否符合規格
雜散電容		1)確認繞組定位； 2)確認繞組間之絕緣厚度
絕緣阻抗		確認絕緣程度(中級電壓)
功率損失		無載下激磁所輸之輸入功率
耐壓		確認鐵芯與一次側和二次側間及繞組間之高壓絕緣
頻寬	一次側繞阻	確號信號響應

## 變壓器的性能評估

變壓器設計繞製完畢後，總需經過幾項測試來初步評估其特性是否符合所需，以下是必備之評估項目。

### 1. 磁化電感：

由於要用此電感作為諧振電感，故其值之大小，關係工作頻率之選用，故非常重要。

### 2. 頻寬：

合適的頻寬，對信號的傳輸損失可降到最小。

### 3. 極性：

繞製變壓器時，極性是另一項非常重要的因素，利用信號產生器與示波器可用時量測出圈數比與極性。

### 4. 操作磁通密度之峰值：

此數值最主要目的在確定變壓器於任何情況下，都不會飽和。先計算再核對材質的特性證實是否會飽和，是最常被採用的方式。利用示波器電流探針與功率放大器亦是一種可得知動態 B-H 曲線的方法。

### 5. 效率：

變壓器的效率定義為輸出功率比上輸入功率，輸入功率相當於輸出功率與損失之和，由於損失會關係到溫升，因此效率愈高其安全上的考量也就簡單。通常高變壓器的效率至少要超過 95%。

### 6. 溫升：

依產品行銷市場不同如美國 UL 歐洲 VDE 等，均有特定需求。

## 變壓器的其它考慮

### (A) 射頻雜訊干擾屏蔽與安全性屏蔽

功率變壓器內，為防止高頻雜訊，由電源線穿過線間的電容，耦合至二次側的負載端，常加一個靜電屏蔽在一、二次側之間，或者為了減少一、二次間短路造成危險而加一個安全屏蔽。在某些繞線方式，屏蔽的加入如同將原本一、二次側間的電容，一分為二，一個為一次側至地端，另一個是二之側到地端，所以可以達到防止高頻雜訊的傳遞。

最常見的屏蔽是由薄的銅箔覆上絕緣物繞製而成，必須特別留意重疊處的絕緣，否則會成短路環，不滿一層則效果欠佳。而且繞組通常要焊一條引線接至地端，以達到旁路雜訊之效。

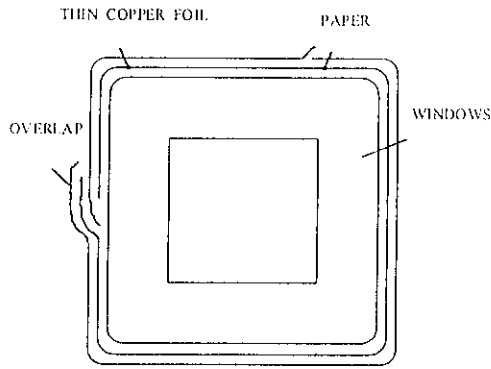


圖 20: 銅箔片加絕緣後作靜電屏蔽

(B) 變壓器之漏電流

參照安規標準為原則。

(C) 變壓器之沿面距離

通常變壓器除了功率的傳輸之外，絕緣亦是相當重要的另一項任務。由於世界各地區電源系統的差異，在安全因素的考量上，對絕緣程度較低，歐洲地區則要求非常嚴格，以 VDE 之規格，初級圈與次級圈間至少需能承受了 3750V 之電壓，若僅依照一般變壓器之絕緣方法，勢必無法通過測試。此時沿面距離就成為變壓器繞製中另一重要的關鍵。以下介紹三種繞製變壓器，處理沿面距離的方法。

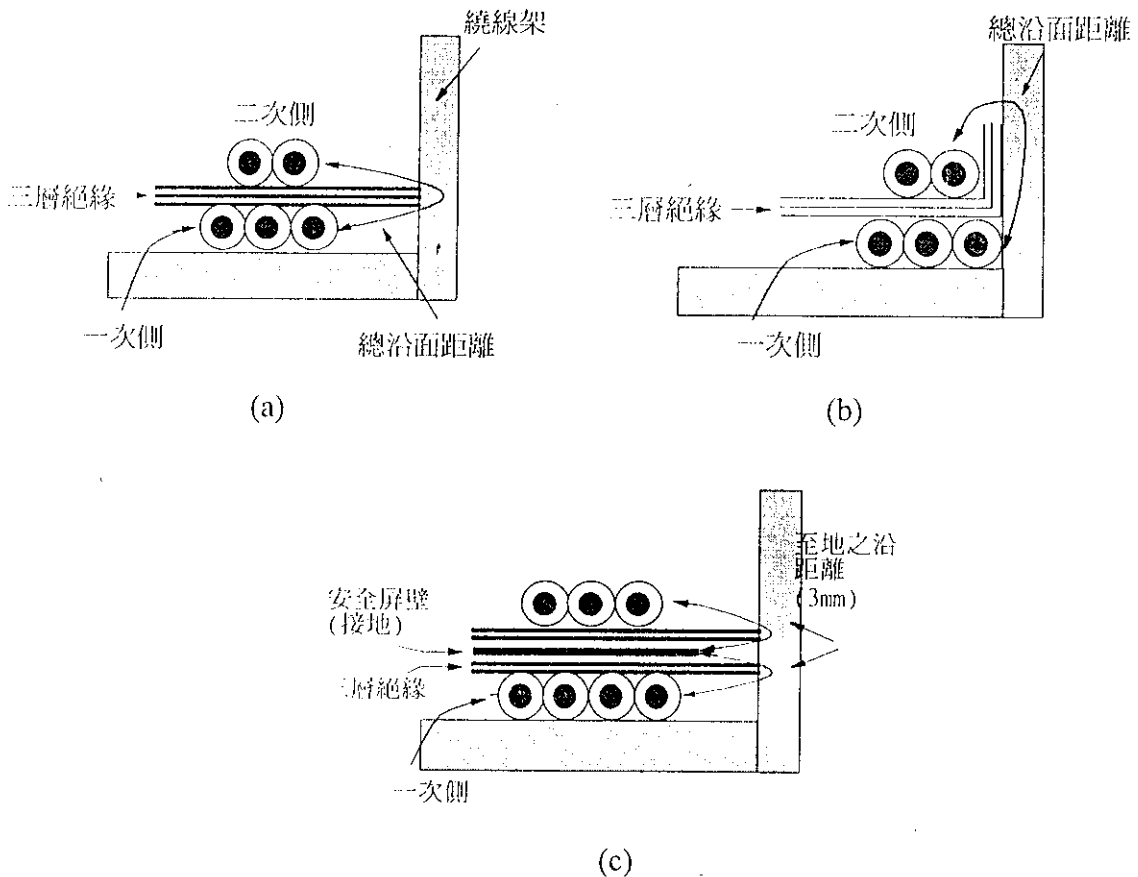
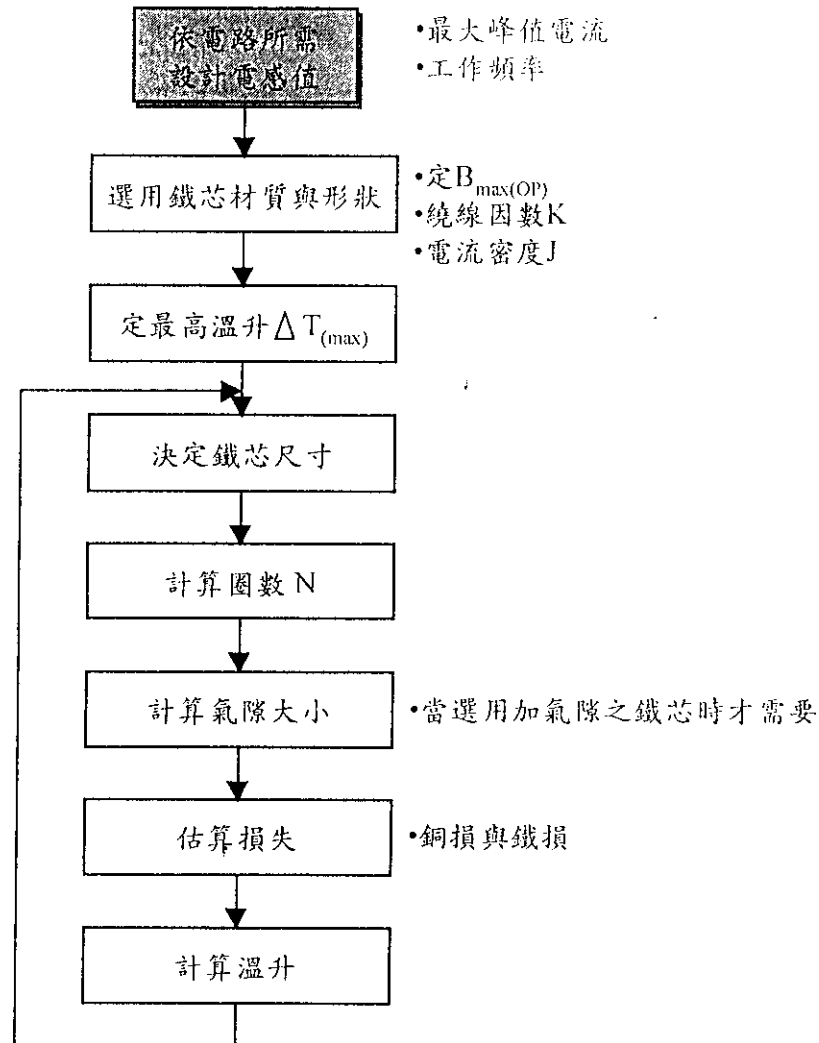


圖 21: 處理沿面距離的變壓器繞製方法



## ■ 電感器設計

電感器之設計與變壓器頗為類似，所考慮的參數也差不多不外乎鐵芯材質、大小、損失、溫升等等；通常在高頻轉換電路中所用到的電感器都必須通常高頻大電流的電感，此種情形下，如何在大電流下電感值仍能維持一定就是設計的關鍵了。



在儲能電感中最重要的就是溫升，因為溫升會改變鐵芯的導磁率，致使電感值無法維持恆定，對整個電路的性能造成莫大影響。

## 1. 儲能電感 Choke 設計

(1) 鐵芯大小( $A_p$ )之決定：已知  $B_{\max(op)}$ ,  $K$ ,  $J$ ,

$$A_p = A_c \cdot A_w \geq \frac{LI_{dc}I_{pk}}{K \cdot B_m \cdot J} \quad \text{或} \quad \frac{LI_{rms}I_{pk}}{K \cdot B_m \cdot J}$$

$A_c$ ：鐵芯有效截面積

$A_w$ ：繞線窗面積

$K$ ：繞線因數，0.4~0.6     $J$ ：電流密度，200~450 A/cm<sup>2</sup>

$B_m$ ：最大工作磁通密度，通常以飽和磁密度之一半或略高

(2) 圈數計算  $N$

$$N = \frac{LI_p}{B_m A_c}$$

(3) 氣隙之長度： $l_g$

$$l_g = \frac{4\pi \times 10^{-7} \cdot N^2 A_c}{L} - \frac{l_c}{\mu_r}$$

$\mu_r$ ：鐵芯材質之相對導磁係數

$l_c$ ：鐵芯磁路長

$$\frac{1}{\mu_{c(a)}} = \frac{1}{\mu_r} + \frac{l_g}{l_c}$$

(4) 導線大小：

考慮高頻集膚效應；，因為其電流

$$I_{rms} \times N = A_w \times J \times K$$

$$J = \frac{I_{rms} \times N}{A_w \times K}$$

$$A_d = \frac{I_{rms}}{J}$$

(5) 計算損失

損失有銅損與鐵損兩種，在一般電感中，銅損的比例會高些

$$\text{銅損} = I_{rms}^2 R_{ac}$$

$R_{ac}$  可參見前面集膚效應之影響表格中得知鐵損：必須先計算磁通密度之變化量，再對照鐵芯之損失表

$$\Delta B = \frac{L \Delta I_p}{N A_c}$$

$\Delta I_p$  為電流的交流成分

計算 $\Delta B$ 且由此 Data sheet 查知鐵損係數( $P_c$ )，再乘上鐵芯體積即得

$$\text{鐵損 } P_{fe} = P_c (W/cm^3) \times V_c (cm^3)$$

總損失( $P_\Sigma$ )=鐵損+銅損

(6) 溫升 $\Delta T$  .

$$\Delta T \approx \frac{800 \cdot P_L}{A_s} \text{ 或 } \frac{23.5 P_L}{\sqrt{A_p}}$$

$$A_p = A_c \times A_w$$

$A_s$  : 鐵芯之總表面積       $A_w$  : 繞線窗面積

## ■ 高頻變壓器之最新發展

輕、薄、短、小是電子產品發展的趨勢，也是工程師們設計上的一大挑戰，目前高頻化是大家所公認最容易達到目標的一種方法。然而磁性元件傳統將銅線繞於鐵芯上的構造，對於高度的改善十分有限，因此一種新的變壓器架構已被發展出來，所謂的平面型(planar)或薄型(low profile)變壓器，就是在這種技術下的產品。

### 電力電子磁性元件之發展

- 材料技術現況
- 產品研發技術趨勢
- 最先進變壓器技術

### 材料技術之發展現況

- ⊙ Ferrite : 為使用最廣之材料, 高頻, 低耗損為新材料發展目標
- ⊙ Amorphous : 日益普及中, 高功率產品之最佳選擇
- ⊙ Piezo (壓電陶瓷) : 乃最先進之發展, 但功率仍無法突破; 國外20-30W, 國內低於10W。

### 產品研發技術趨勢

#### 薄型化 (Planar)

印刷式繞線

薄膜：銅箔摺疊式架構, 適用於高頻低電壓之轉換器電路

壓電變壓式：陶瓷材料的機械能與電能間之能量轉換特性而製成

組合式磁性元件：變壓器與電感器

### 壓電陶瓷變壓器

原理: 利用電壓刺激使壓電片處於共振狀態, 再由輸出端電極利用正電壓效應將高應變的機械能轉換成電能輸出, 而達到變壓的效果

優點: 效率高, 無電磁干擾, 質輕, 薄, 架構簡單, 升降壓均可

缺點: 搭配電路及頻率設計, 功率範圍受限