

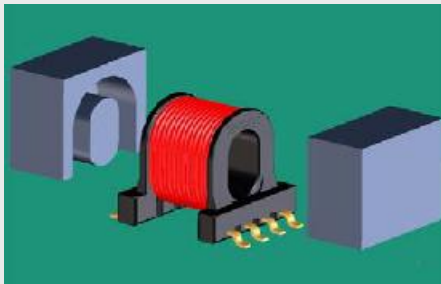
# xDSL Transformer 之最佳化設計理論

ETECH

# 內容概要

- ◆ **xDSL變壓器的主要參數**
- ◆ 訊號與磁滯曲線
- ◆ 訊號失真 (**Signal Distortion, THD**)
- ◆ **Insertion Loss**的計算
- ◆ **Air Gap**的影響分析
- ◆ 一些相關的變壓器設計分析
- ◆ 材料特性表 (小訊號)
- ◆ 材料應用範圍

# xDSL變壓器的設計參數



訊號失真 (THD)

Insertion Loss  $a_c(f)$

磁滯材料常數  $\eta_B$

小訊號損失  $g_p(f)$

溫度行爲

頻帶 (Frequency Band)

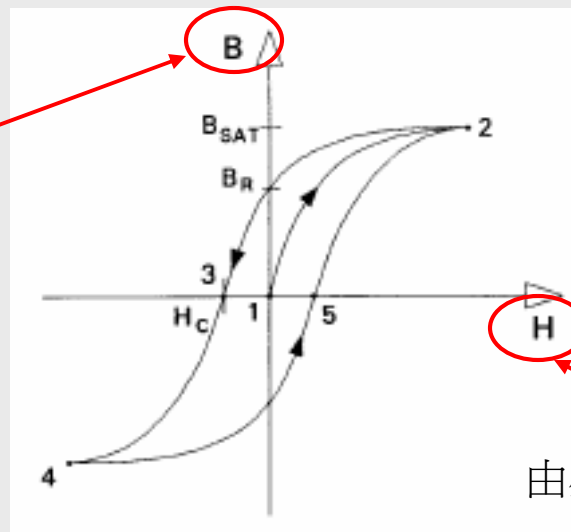
Data Rate

ETECH

# 磁滯曲線

由兩端電壓差決定!!

$$\hat{B} = \frac{U * \sqrt{2} * 10^9}{\omega * A_e * N} = \frac{2.25 U * 10^8}{f * N * A_e}$$



由感應的電流所決定!!

$$\hat{H} = \frac{I * N * \sqrt{2}}{l_e}$$

- 由此可知，在磁性物質中，電流和電壓彼此之間並非一個線性比值。

ETECH

# 訊號與磁滯曲線

- 在單一頻率輸入的情況下，一個帶有峰值電壓  $U$  的正弦波，其所感應的磁通量密度“峰值”可表示為：

$$\hat{B} = \frac{U * \sqrt{2} * 10^9}{\omega * A_e * N} = \frac{2.25 U * 10^8}{f * N * A_e}$$

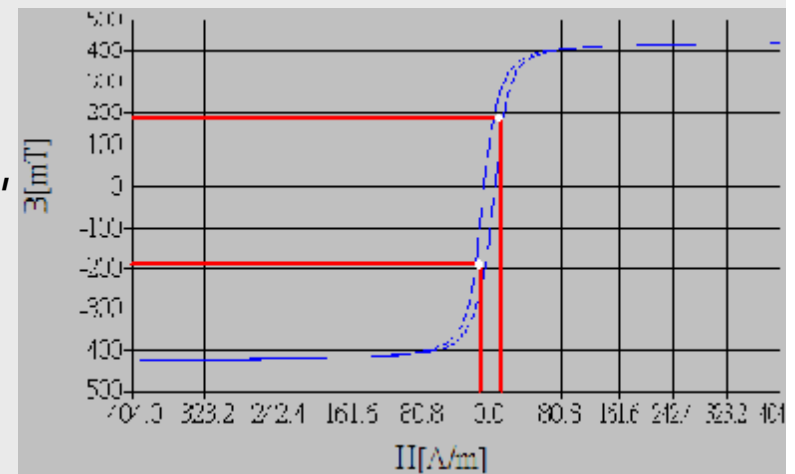
$U$  : 電壓  
 $f$  : 頻率  
 $N$  : 線圈圈數  
 $A_e$  : 有效磁力線截面積

因此在單頻的情況之下，我們可以正確地描述一個信號的磁通量行為！

**Ex:**  $U=5$  Volt ,  $f=10$  kHz ,  $N=30$  ,

$A_e=19.5$  mm<sup>2</sup> (for EP13)

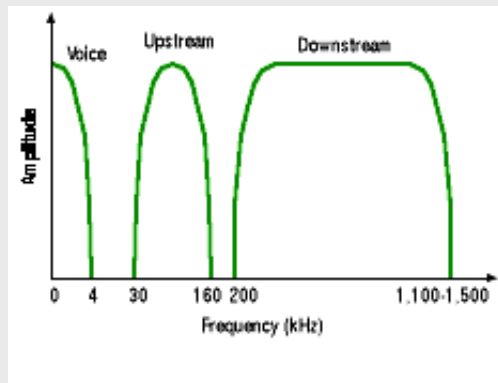
⇒  **$B = 192.3$  mT**



T38 ; Ungapped

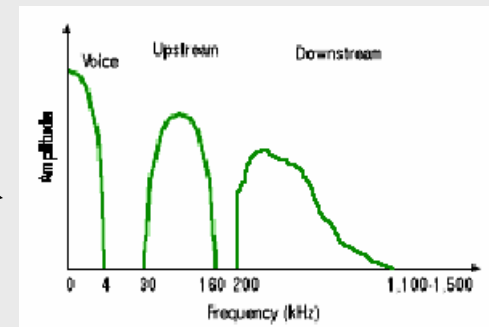
# 多頻混合信號之遠距離傳輸

- 由於高頻信號的衰減較快，因此在經過遠距傳輸之後頻譜的變化示意如下：



訊號端

18,000 fts

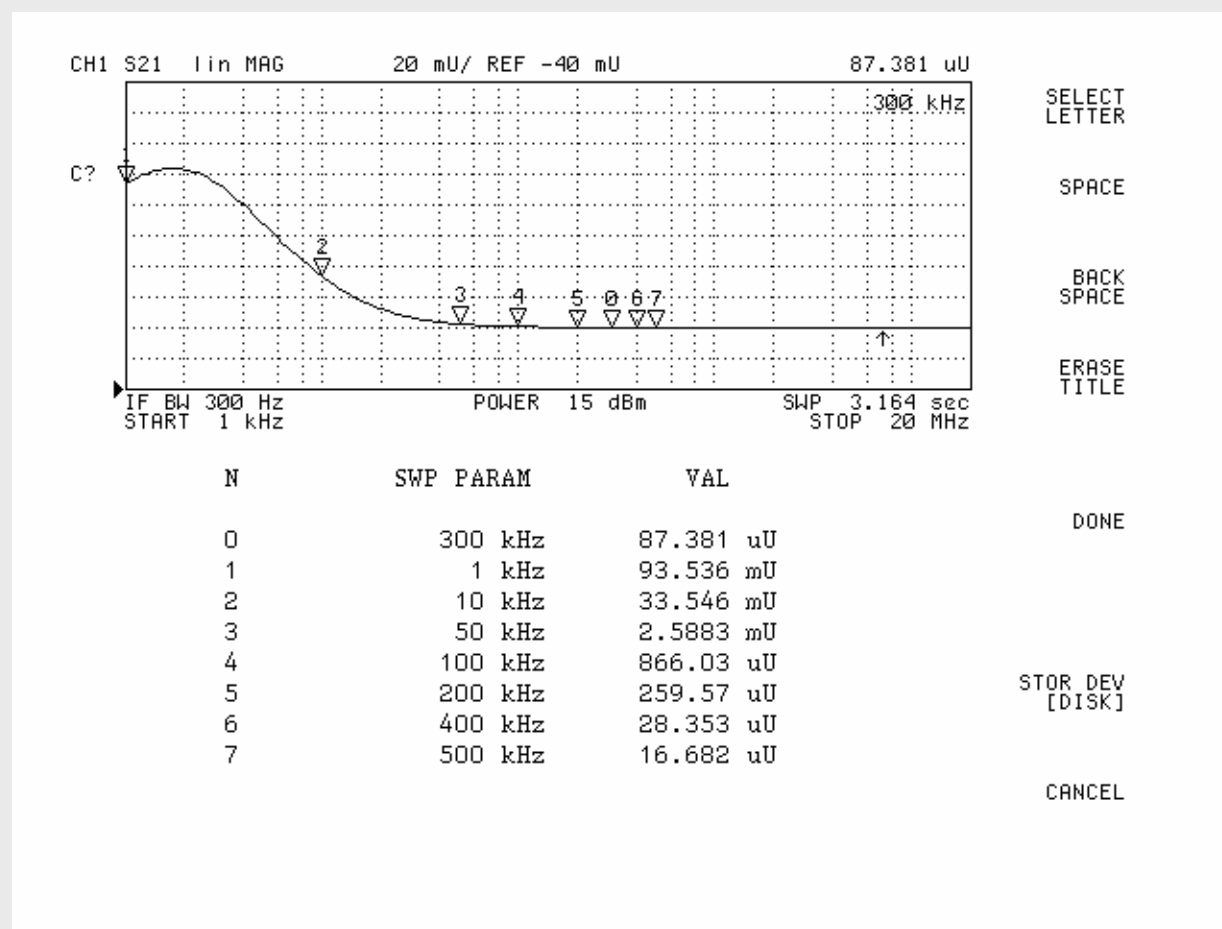


接收端

ETECH

# 18K ft. 之後不同頻率之衰減狀況

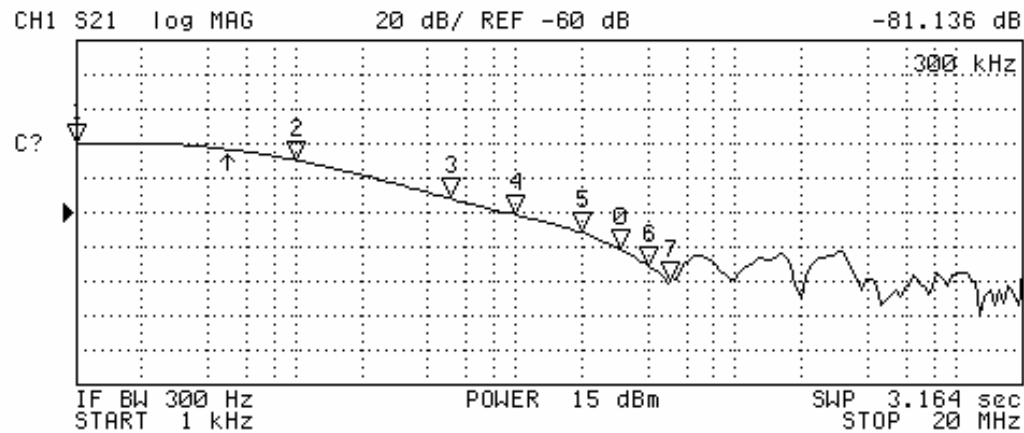
〔縱軸à電壓〕



ETECH

# 18K ft. 之後不同頻率之衰減狀況

〔 縱軸à dB 〕



N	SWP PARAM	VAL
0	300 kHz	-81.136 dB
1	1 kHz	-20.579 dB
2	10 kHz	-29.491 dB
3	50 kHz	-51.727 dB
4	100 kHz	-61.291 dB
5	200 kHz	-71.608 dB
6	400 kHz	-90.984 dB
7	500 kHz	-99.523 dB

SELECT LETTER

SPACE

BACK SPACE

ERASE TITLE

DONE

STOR DEV [DISK]

CANCEL

≡CH



# 多頻混合信號之遠距離傳輸

- 因此若將信號獨立分析，則由於強度〔峰值電壓〕衰減和頻率有高度相關，可得到：

高頻 à 強度低 à 操作於低磁通密度區域

低頻 à 強度高 à 操作於高磁通密度區域

- 不同操作區域其波形的失真也不同！

# 波形的失真

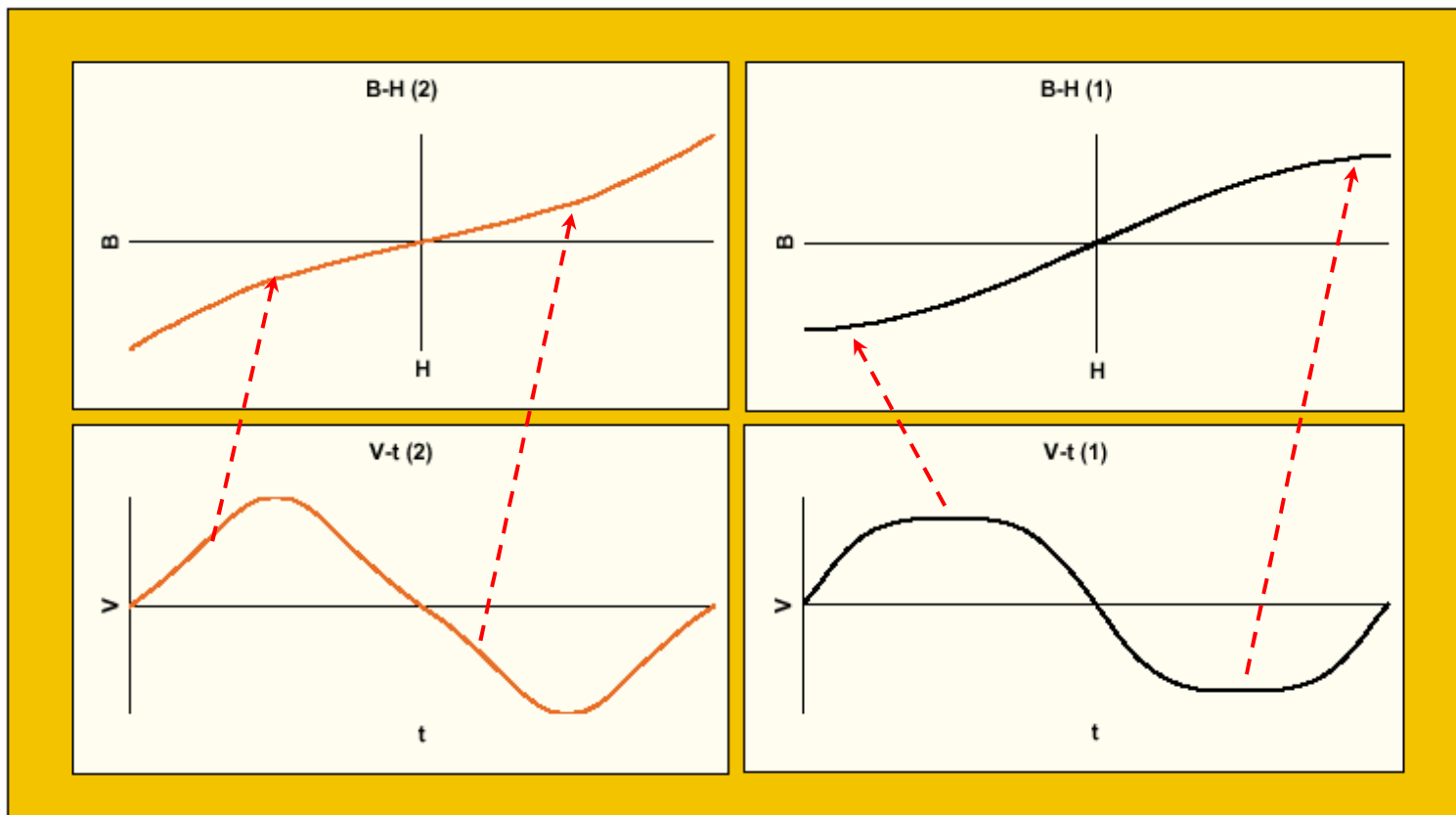


Fig. 2 Distortion in low flux region

低通量失真

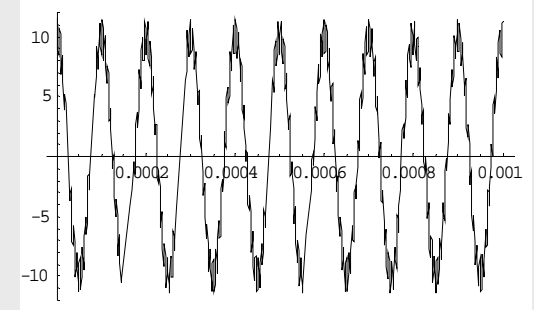
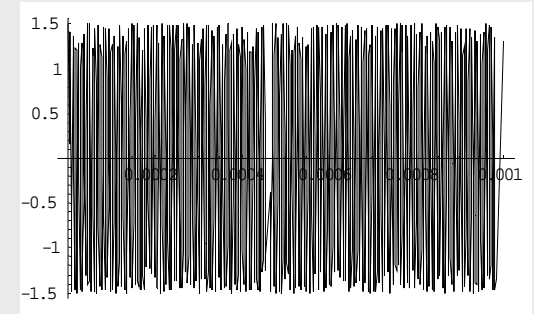
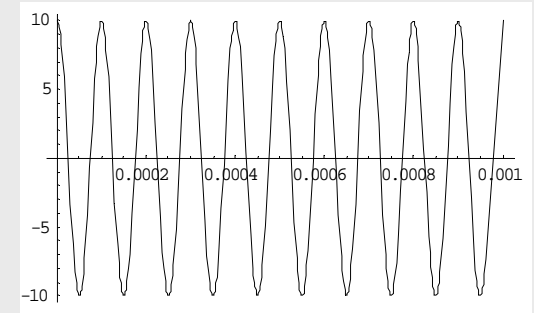
Fig. 3 Distortion in high flux region

高通量失真

ETECH

# 實際狀況

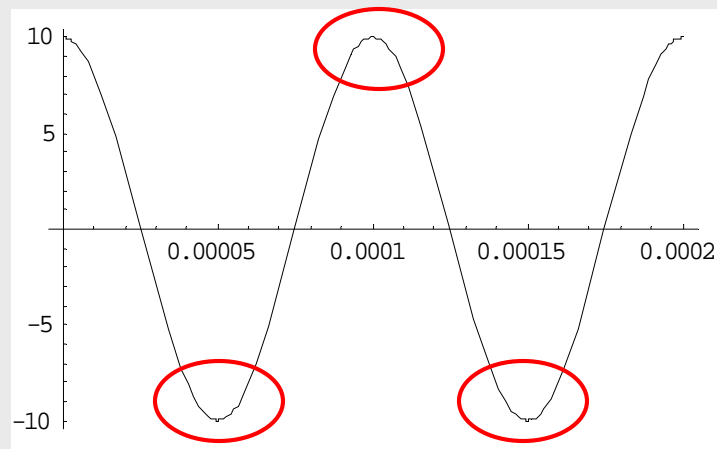
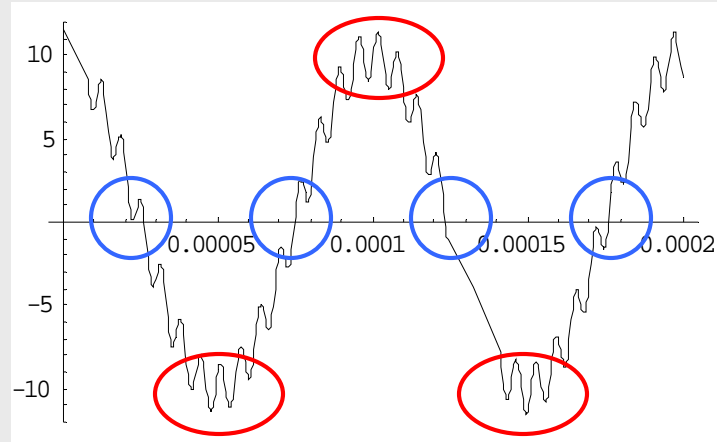
- 一個**10 volt**、**頻率10 kHz**之低頻訊號，其波形如右：
- 而一個經過衰減後為**1.5 volt**、**頻率50 kHz**之高頻訊號，其波形如右：
- 若這兩個訊號共同傳輸，則疊加所得的波形為：



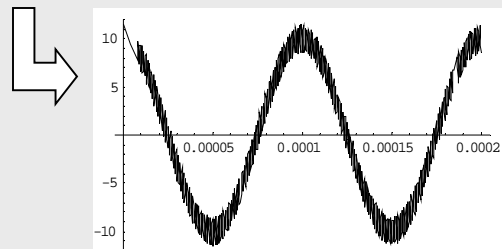
# 失真分析

— 高通量失真

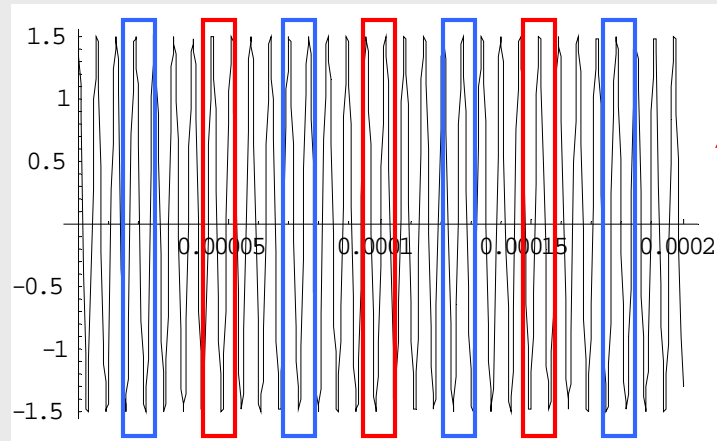
— 低通量失真



頻率越高，失真的波峰  
數目越多、但比例低!!!



10 volt , 10 kHz + 1.5 volt , 300 kHz

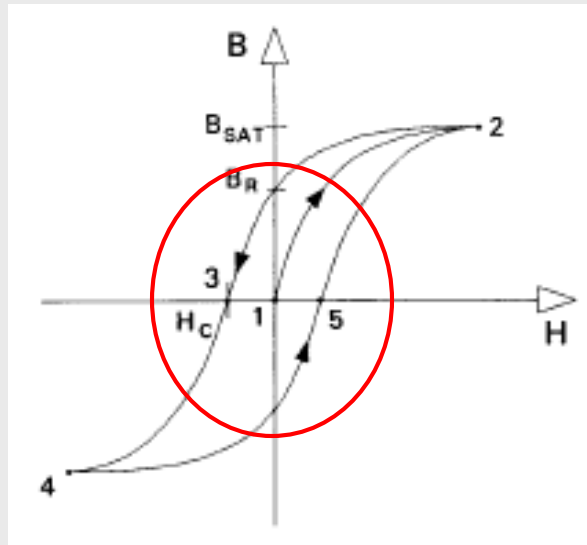


訊號分離

ETECH

# 失真分析

- 但是由之前的頻譜可看出，訊號經過遠距離傳輸之後，強度已降低許多〔 $\sim \text{mV}$ 〕，因此其混合信號應該不可能操作在高磁通量區域，所以此時較須注意的是高頻信號在低通量的失真！

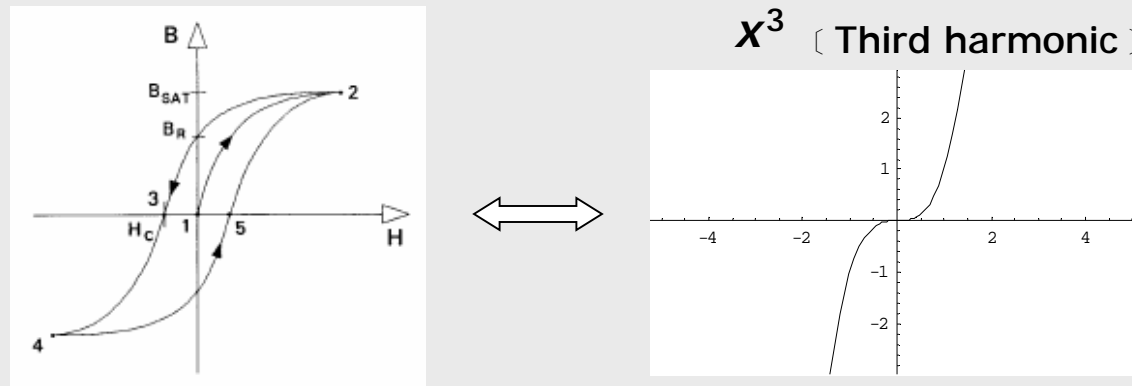


ETECH

# 信號失真之基本理論

- 由傅立葉分析所得之信號失真特性：

磁滯曲線 -----> 奇函數對稱曲線



在微小磁通量密度及正弦波信號中(IEC 401)：

## Total Harmonic Distortion

$$\text{THD} \sim k_3 = \frac{U_3}{U_1} = 0.6 * \tan \delta_h \quad , \quad \tan \delta_h = \eta_B * \mu_e * \hat{B} \quad \text{ETECH}$$

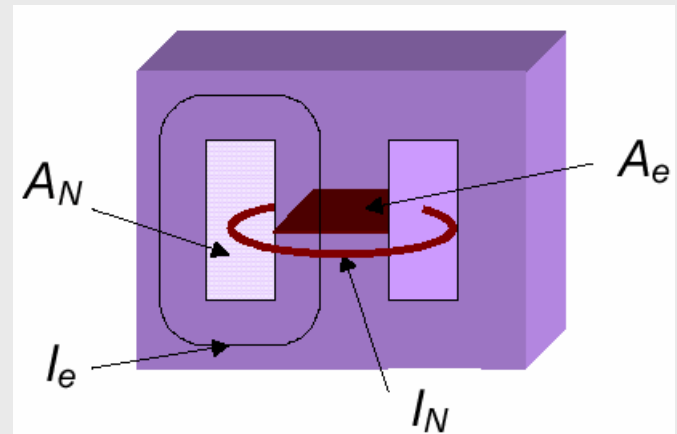
# 影響THD的參數分析

$$k_3 = \frac{0.6}{\mu_0} \cdot \underbrace{C(L, N, R)}_{\text{設計}} \cdot \underbrace{\frac{U}{f}}_{\text{工作環境}} \cdot \underbrace{\eta_B(T)}_{\text{材料}} \cdot \underbrace{CDF}_{\text{幾何形狀}}$$

$CDF \cong \frac{l_e}{A_e^2} \cdot \frac{l_N^{3/2}}{A_N^{3/2}} = \sqrt{\frac{l_e^5 \cdot l_N^3}{A_e \cdot A_N^3} \cdot \frac{1}{V_e^{3/2}}}$

Core  $\rightarrow$   $l_e$   
 Bobbin  $\rightarrow$   $l_N$

$V_e = A_e \cdot l_e$



摘要一、採用小  $\eta_B$  的材料以及小 **CDF** 可將信號失真最小化！

ETECH

# $k_3$ (~THD) 的完整計算公式

$$k_3 = \frac{0.6}{\mu_0} \times \eta_B \times \frac{U}{2\pi f} \times L_1 \left[ \frac{\rho_{Cu}}{f_{Cu}} \times \left[ \frac{1}{R_1} + \left( \frac{N_2}{N_1} \right)^2 \times \frac{1}{R_2} \right] \right]^{1.5} \times CDF$$

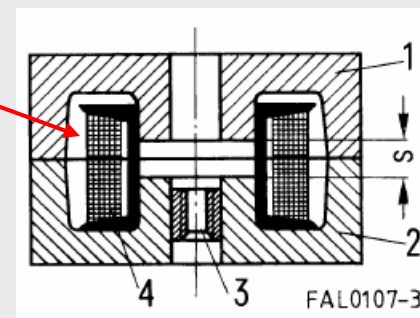
Ferrite Cores For xDSL: Optimum Selection  
IEEE, H. Meuche, EPCOS, 1999

For EP13 :  $CDF = 0.19 \text{ mm}^{-4.5}$

For Copper :  $\rho_{Cu} = 17.2 \text{E-}9 \text{ m}\Omega$

線圈填充率 :  $f_{Cu}$  一般約為 0.5

摘要二、過度地提高感值(圈數比)會使得失真加大!



E I ECH

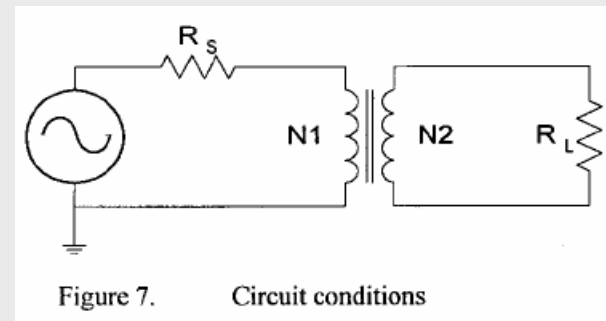


# 失真轉換係數 DTC

## -Distortion Transformer Coefficient-

- DTC包括了線圈設計的影響(圈數比、主電感)以及外部電路環境(信號端內電阻及負載電阻)

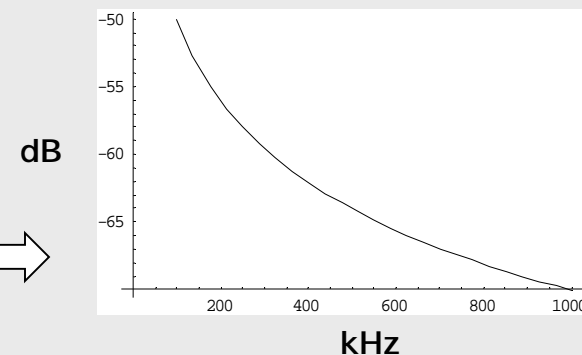
$$DTC = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[ 3 \cdot \omega \cdot L_1 \left( \frac{1}{R_s} + \left( \frac{N_2}{N_1} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_L} \right) \right]^2}}$$



➔ 真實電路之信號失真  $k_{3c}$  即為

$$k_{3c} = k_3 * DTC$$

高頻失真較低 ➔



ETECH

# 實際案例之數值計算

鐵芯型號：EP13 材料： $\eta_B < 0.3E-6 (1/mT)$  圈數比： $N_2:N_1=2:1$

主電感： $L_1=2mH$  電壓： $U=1.5 V$  頻率： $f=5 kHz$

主線圈DC電阻： $R_1=1.5 \Omega$  次線圈DC電阻： $R_2=2.0 \Omega$

銅線電阻率： $\rho_{Cu}=17.2E-9 (\Omega m)$  銅線填充率： $f_{Cu}=0.5$

信號端內電阻： $R_s=50 \Omega$  電路負載電阻： $R_L=140 \Omega$

由公式計算  $\Rightarrow k_3 < 0.0023 = -53 \text{ dB}$

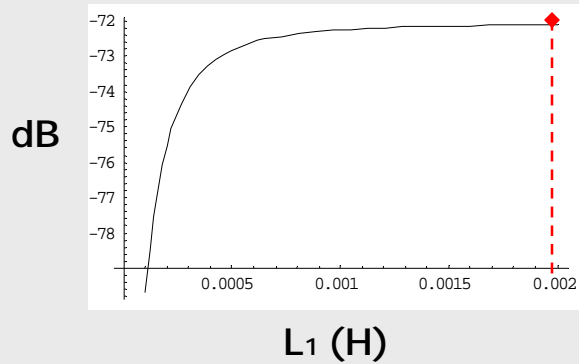
$DTC = -19 \text{ dB}$

$k_{3C} = k_3 * DTC < -72 \text{ dB}$

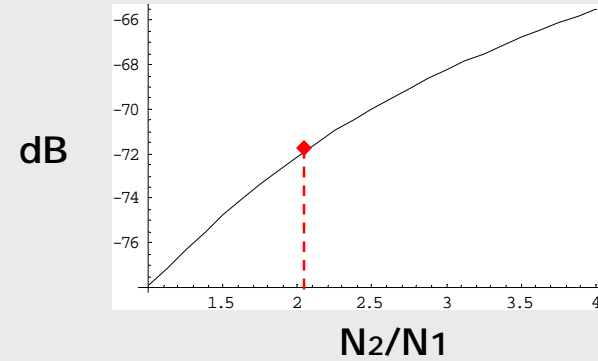
ETECH

# 靈敏度分析 - I.

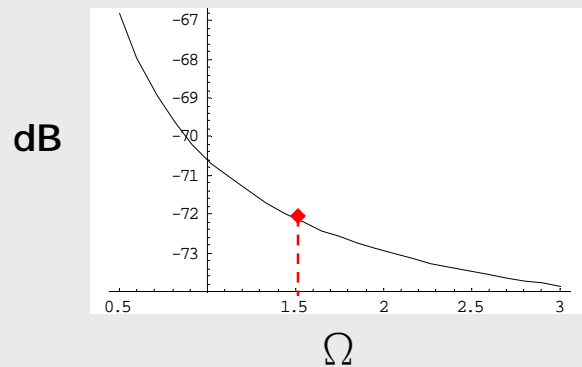
$k_{3C}$  v.s.  $L_1$



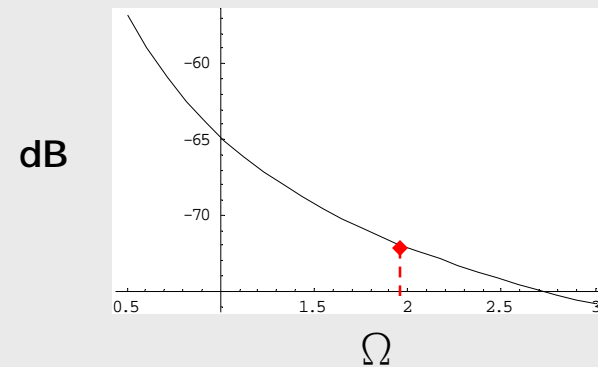
$k_{3C}$  v.s.  $N_2/N_1$



$k_{3C}$  v.s.  $R_1$



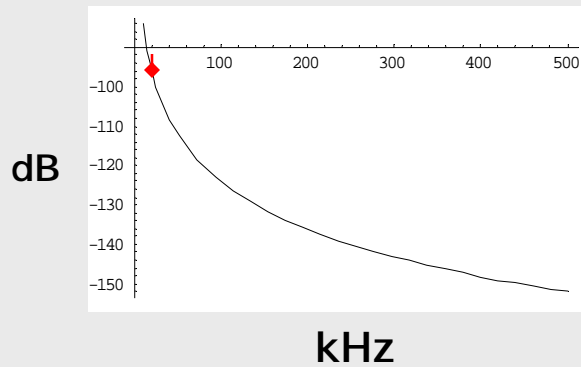
$k_{3C}$  v.s.  $R_2$



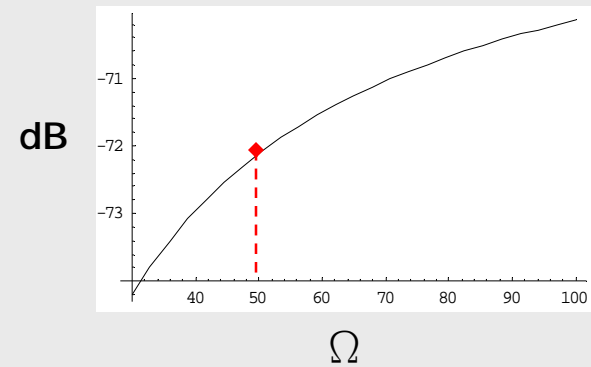
ETECH

# 靈敏度分析 - II.

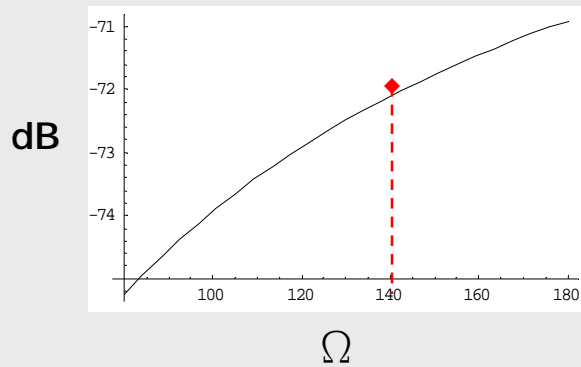
●  $k_{3C}$  v.s. freq.



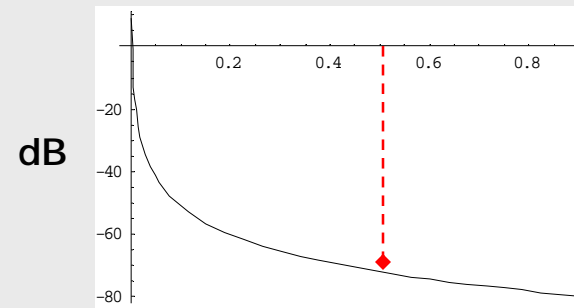
●  $k_{3C}$  v.s.  $R_s$



●  $k_{3C}$  v.s.  $R_L$



●  $k_{3C}$  v.s.  $f_{Cu}$

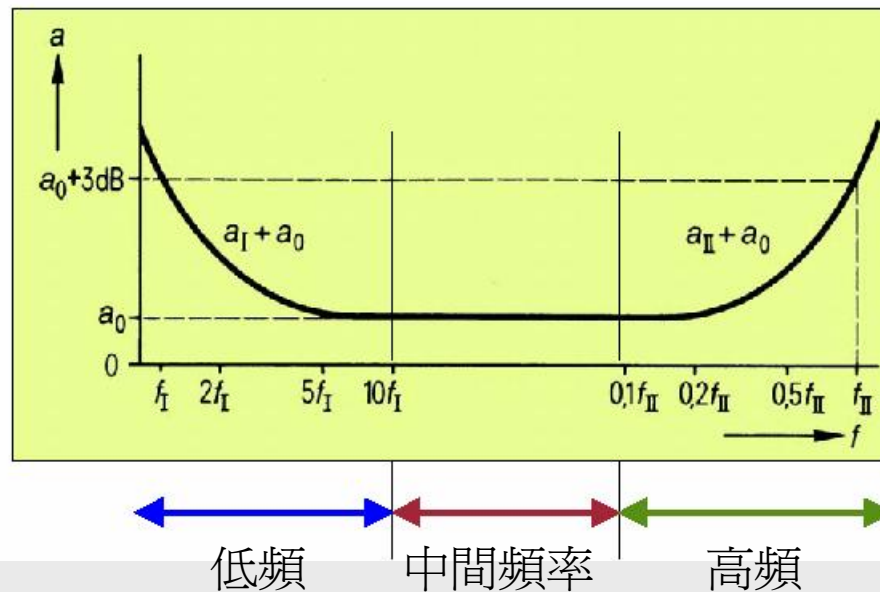


ETECH

# Insertion Loss

## 頻帶的定義

$$a = 20 \cdot \lg \frac{U_{ideal}}{U_{real}} \text{ dB} = 10 \cdot \lg \frac{P_{ideal}}{P_{real}} \text{ dB}$$

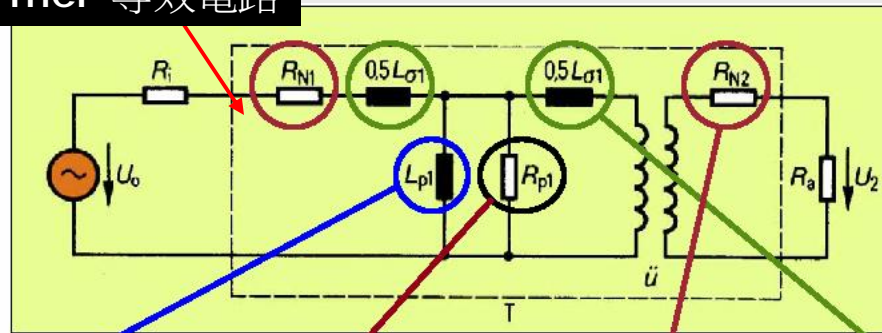


➔ 如何得到  $f_I$ 、 $f_{II}$  以及  $a_I$ 、 $a_{II}$  的值??

ETECH

# Insertion Loss 的計算

Transformer 等效電路



$$t = \frac{N_1}{N_2}$$

圈數比

$$a_I = 10 \cdot \lg \left( 1 + \frac{\omega_I^2}{\omega^2} \right) dB$$

$$\omega_I = \frac{R_i \cdot t^2 \cdot R_a}{L_{p1} \cdot (R_i + t^2 \cdot R_a)}$$

$$a_N = 10 \cdot \lg \left( 1 + \frac{R_{N1} + t^2 \cdot R_{N2}}{R_i + t^2 \cdot R_a} \right) dB$$

$$a_c = 10 \cdot \lg \left( 1 + \frac{R_i \cdot t^2 \cdot R_a}{R_{p1} \cdot (R_i + t^2 \cdot R_a)} \right) dB$$

$$a_{II} = 10 \cdot \lg \left( 1 + \frac{\omega_{II}^2}{\omega^2} \right) dB$$

$$\omega_{II} = \frac{R_i + t^2 \cdot R_a}{L_{\sigma 1}}$$

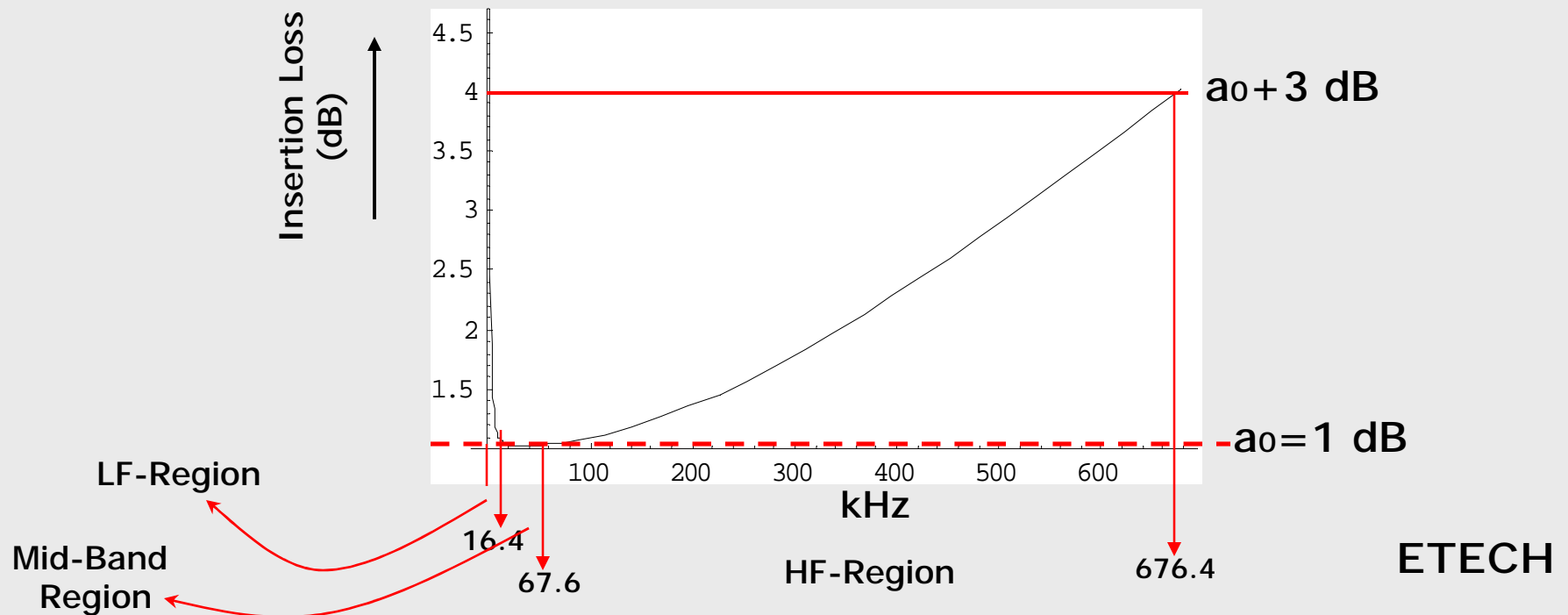
⇒ 皆和整體電路之阻抗有關

和頻率無關的Loss

# 計算範例

- 假設：
  - 主電感：2mH 漏電感：0.02mH 線圈比 $N_1/N_2=0.5$
  - 信號端內電阻：50 $\Omega$  負載端電阻：140 $\Omega$   $a_0=1$  dB

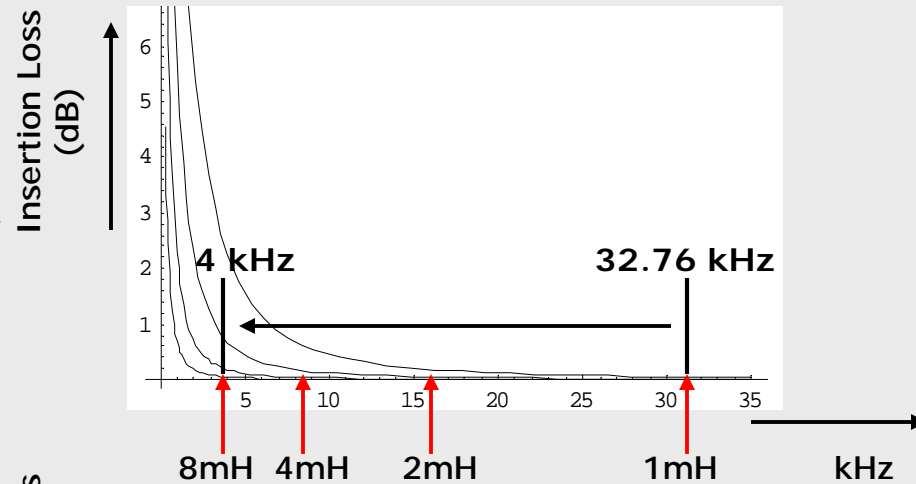
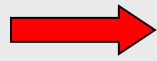
⇒  $f_l = 1.64$  kHz ;  $f_{H1} = 676.4$  kHz



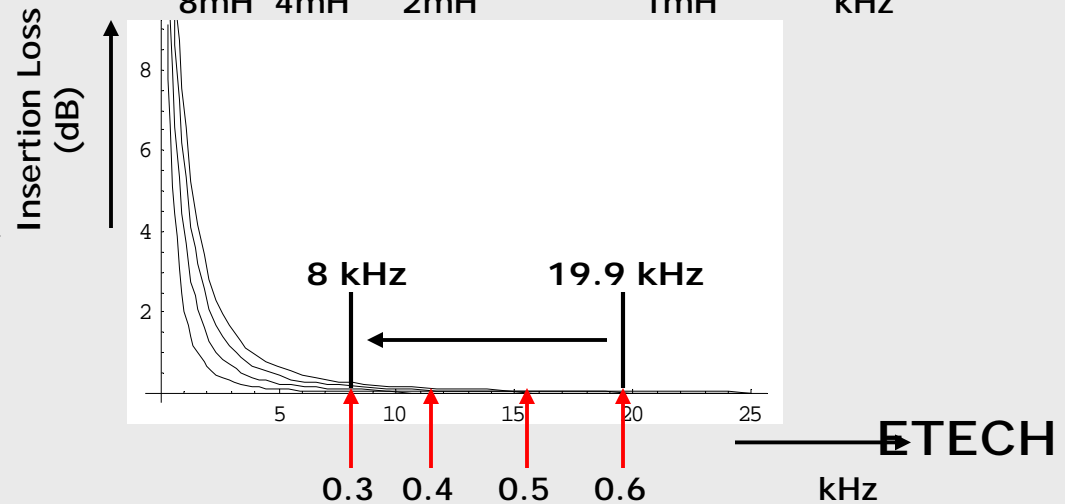
# 如何拉寬中間頻帶??

- 壓縮LF頻帶的帶寬：

增加主線圈電感



圈數比 ( $N_1/N_2$ )

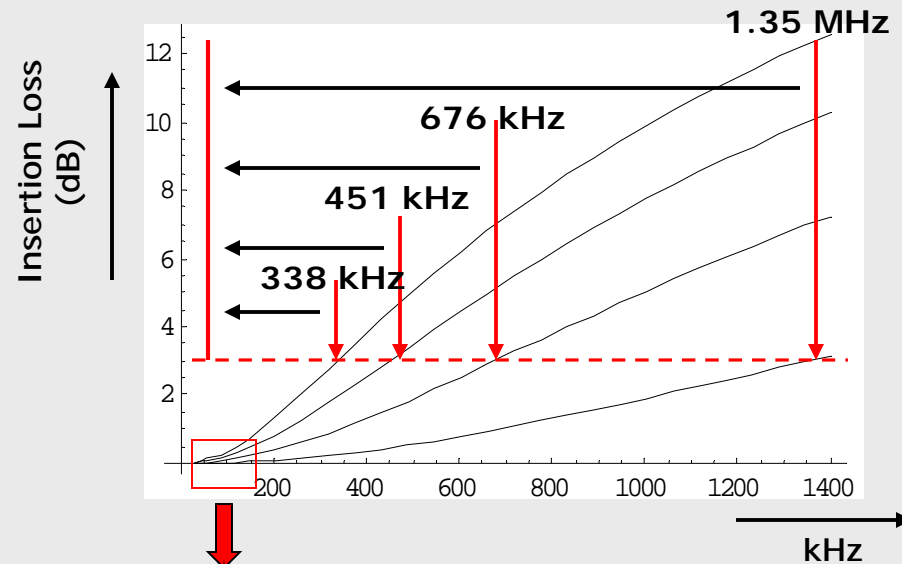




# 如何拉寬中間及HF頻帶??

- 將HF頻帶向高頻區域平移：

降低漏電感 →



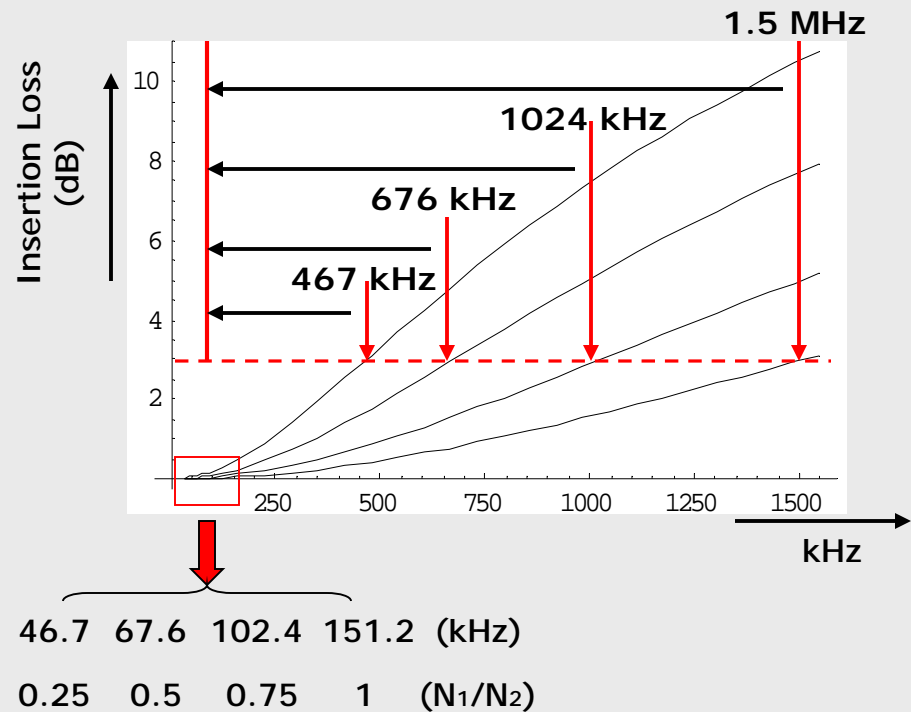
33.8 45 67.6 135.2 (kHz)  
40 30 20 10 ( $\mu$ H)

ETECH

# 如何拉寬中間及HF頻帶??

- 將HF頻帶向高頻區域平移：

改變圈數比 ( $N_1/N_2$ ) →



ETECH

**摘要三、與其增加圈數比(N2/N1)來提高低頻時的帶寬，  
不如降低圈數比來提高高頻的帶寬！**

因為當圈數比提高一倍時，低頻帶寬雖增加了**23%**，  
但高頻的帶寬卻減少了**405%**

頻寬變化  
中間頻帶帶寬

而若圈數比降低一倍，則低頻帶寬雖減少了**23.5%**，  
但高頻帶寬卻增加了**16倍**！

**仍需視工作的頻率範圍來決定！**

# 材料對Insertion Loss的影響

$$\Rightarrow a_c (f) = 10 * \log (1 + f_I * \mu_e * g_p (f)) \text{ dB}$$

其中， $\mu_e$  是表示了Air Gap所產生的“等效導磁率〔Effective Permeability〕”

將在後面詳細討論 !!

而  $g_p (f) = \frac{1}{f * \mu_p'' (f)}$  則是表示了鐵磁材料的小訊號損失。

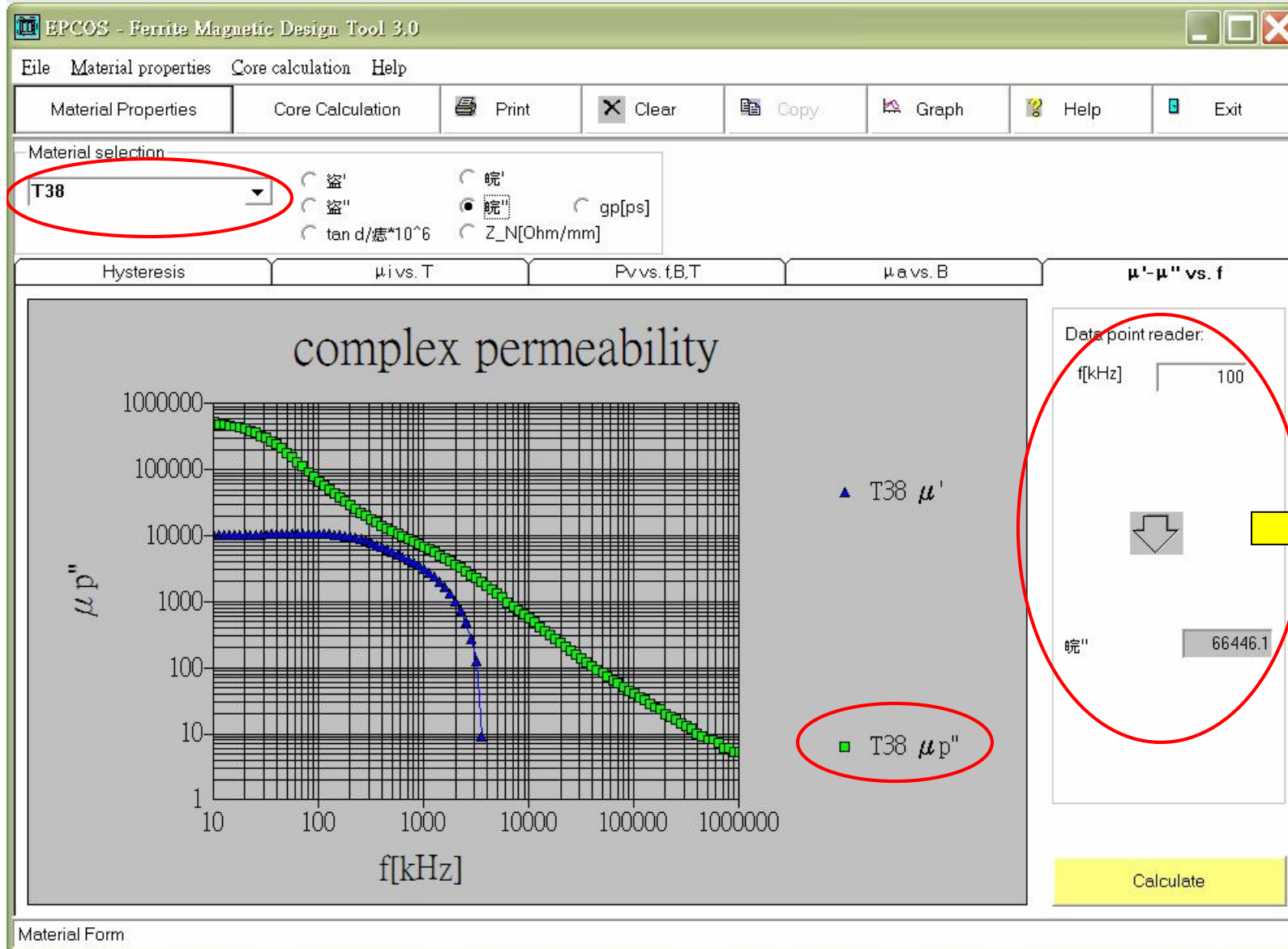
$\mu_p''$  可利用EPCOS的設計軟體得到



EPCOS Magnetic Design Tool 4.0

**摘要四、適當地改變Air Gap大小可有效地降低 Insertion Loss !  
高頻訊號Insertion Loss較小。**

# EPCOS 的設計軟體

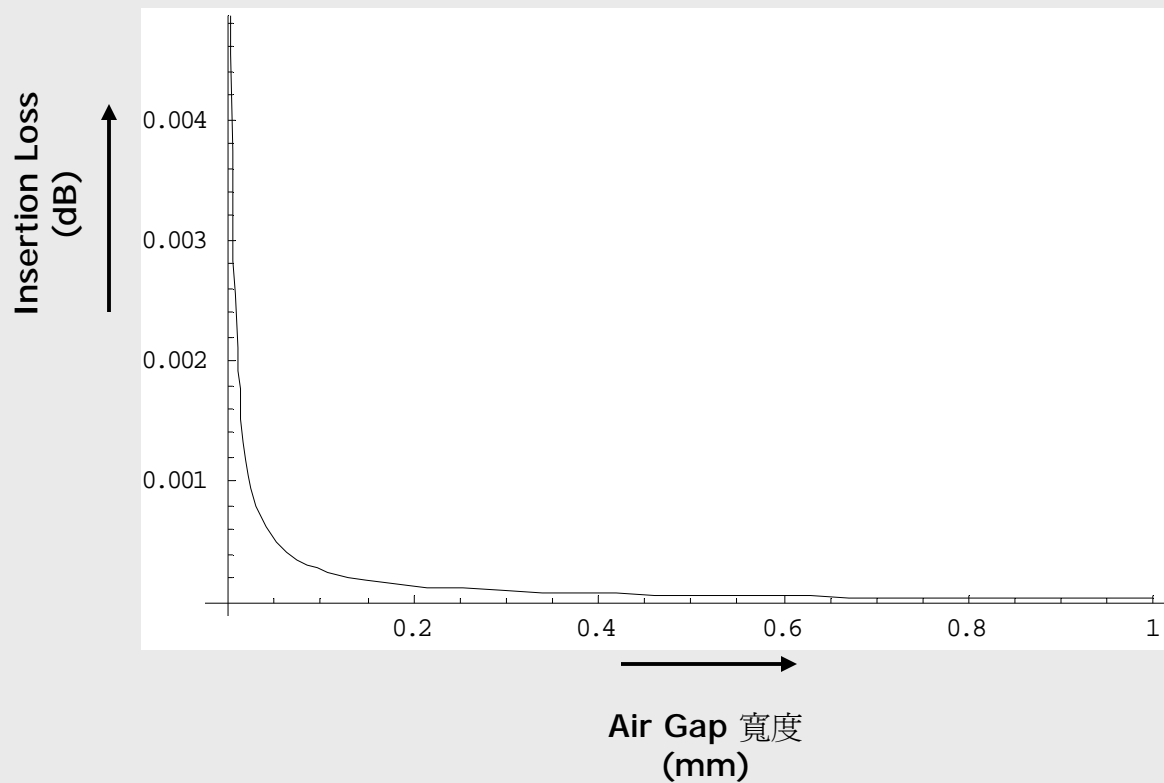


表示T38在  
100 kHz時  
的複數導磁  
率(並聯)為  
66446.1

ETECH

# Air Gap 大小 v.s. Insertion Loss

EP13 with T38 : 初始導磁率  $\sim 6910$   $f_i \sim 1.64$  kHz 頻率  $f = 100$  kHz



ETECH

# Air Gap對導磁率的影響

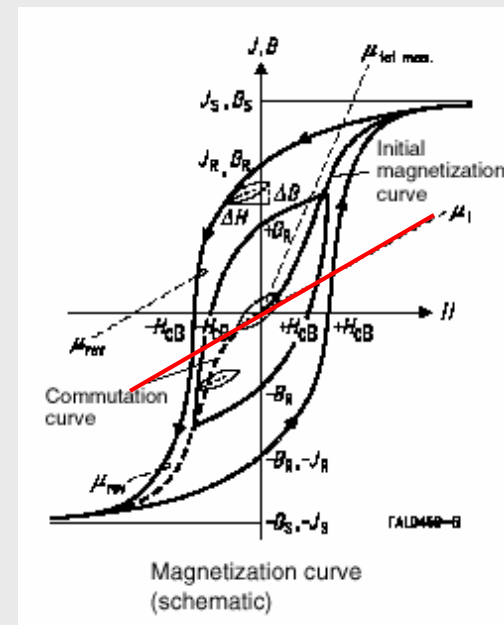
- 初始導磁率( $\mu_i$ )

在極微小磁通量密度( $B \sim 0.1$  mT)  
時的一個“線性”導磁率



由EPCOS的DataBook

EP13 (T38)的初始導磁率  
約為6910(沒有Air Gap)



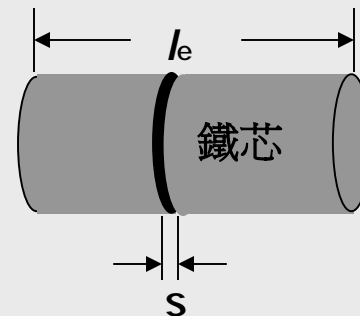
ETECH

# 等效導磁率

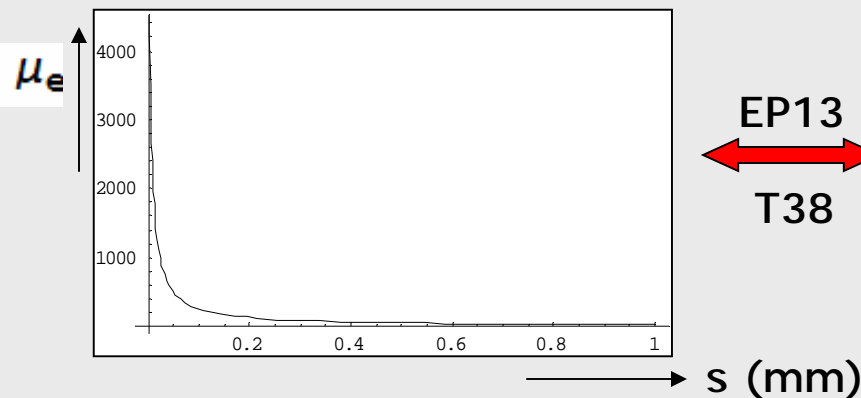
## [ Effective Permeability ]

### ● 等效導磁率( $\mu_e$ )

等效導磁率是當鐵芯加入了微小寬度  $s$  的Air Gap時，磁場所感受到的等效導磁率



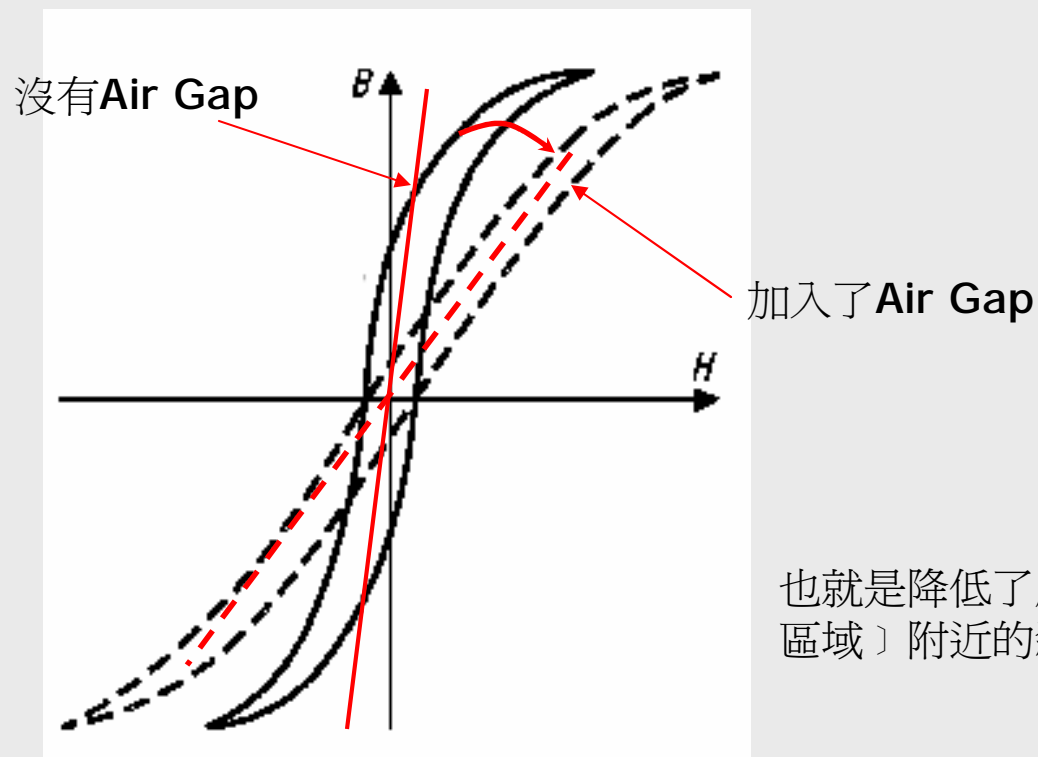
$$\mu_e = \frac{\mu_i}{1 + \frac{s * \mu_i}{l_e}} \quad s \ll l_e$$



Air Gap (mm)	等效導磁率
0	6910
0.06	426
0.07	335
0.09	266
0.12	213
0.15	170
0.24	106
0.38	ETEC 67



# Air Gap對磁滯曲線的影響

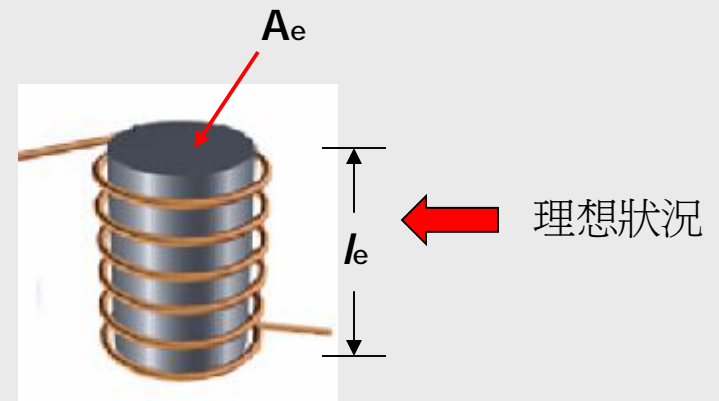


摘要五、Air Gap的出現，可使得磁滯曲線變得較趨緩，也就是在原點附近的區域會變得較為線性，這應該有助於降低訊號在低磁通密度時的失真。

# AL值、感值與Air Gap大小的關係

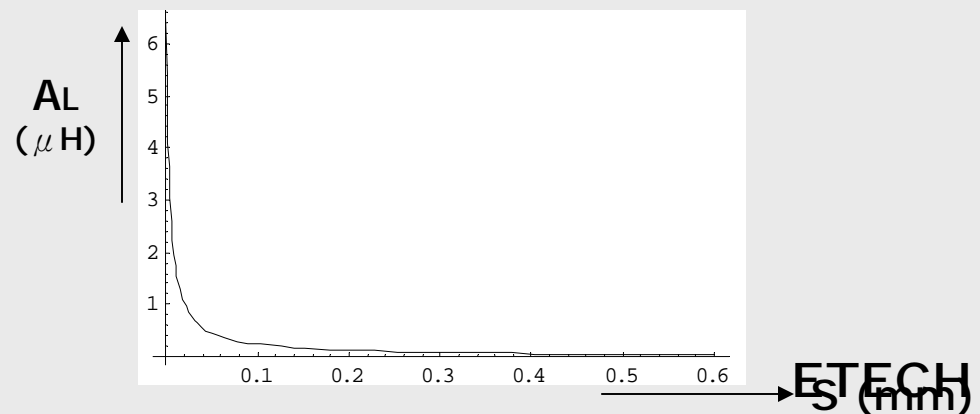
- 由電磁學可以推得AL的表示式為：

$$A_L = \frac{\mu_e * \mu_0}{\frac{l_e}{A_e}} \sim \frac{1.257 * 10^{-3} * \mu_e}{\frac{l_e}{A_e}} (\mu H)$$



也就是說，AL值和Air Gap有高度相關，AL會因為  $s$  的些微增加而急遽下降！

摘要六、雖然只磨出很微小的Air Gap，但對於感值的影響是很大的！



# AL值 v. s. Gap寬度的實際驗證

樣品: EPCOS , EP13(T38) , AL(Ungapped) = 7000 nH/N<sup>2</sup>

實驗所得

編號	Gap寬度(mm)	AL理論值	感值(uH)	圈數	AL實驗值	誤差(%)
1	0.105	225.84	90.6	20	226.5	0.3
2	0.21	114.77	46.46	20	116.15	1.1
3	0.3	80.73	34.52	20	86.3	5.57
4	0.15	159.63	72.2	20	180.5	11
5	0.095	248.77	108.9	20	272.25	8.6
6	0.05	458.02	174	20	435	5.3

“Ungapped”

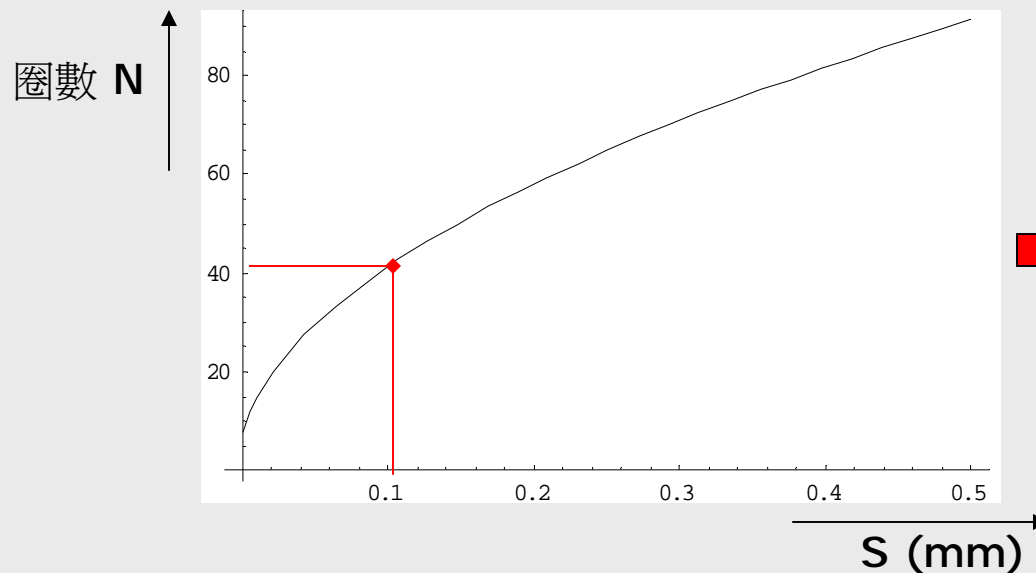


ETECH

# 電感值

- 已知電感值為 $AL$ 值乘上圈數的平方，因此利用增加圈數的方式，可以用來平衡因為 **Air Gap**所損失的電感值〔當  $s$  很小時〕。

**Ex:** 若要將電感值維持在 $400 \mu\text{H}$ ，則用來補償**Air Gap**對感值所造的損失而需要的圈數如下圖：



表示若磨出一個寬**0.1mm**的**Air Gap**，則需要將圈數增加至**40**圈才能夠維持原本的電感值！

ETECH

# 溫度對感值的影響分析

- 初始導磁率是溫度的函數，若操作在居禮溫度之上，則導磁率會下降至 1 [ T38的居禮溫度 > 130 ]

- 感值對溫度的變化率可以表示為：

$$\frac{L_2 - L_1}{L_1} = \frac{\alpha}{\mu_i} * (T_2 - T_1) * \mu_e$$

$\mu_e = \frac{\mu_i}{1 + \frac{s * \mu_i}{l_e}}$

考慮Air Gap的影響時

一般規格書中會將這一項以  $\alpha_F$  來表示

其中， $\alpha$  為導磁率的溫度係數 [ Temperature Coefficient of Permeability ]

$$\alpha = \frac{\mu_{i2} - \mu_{i1}}{\mu_{i1}} * \frac{1}{T_2 - T_1}$$

← 可利用EPCOS的設計軟體得到各材料導磁率和溫度的關係

Excel輔助公式

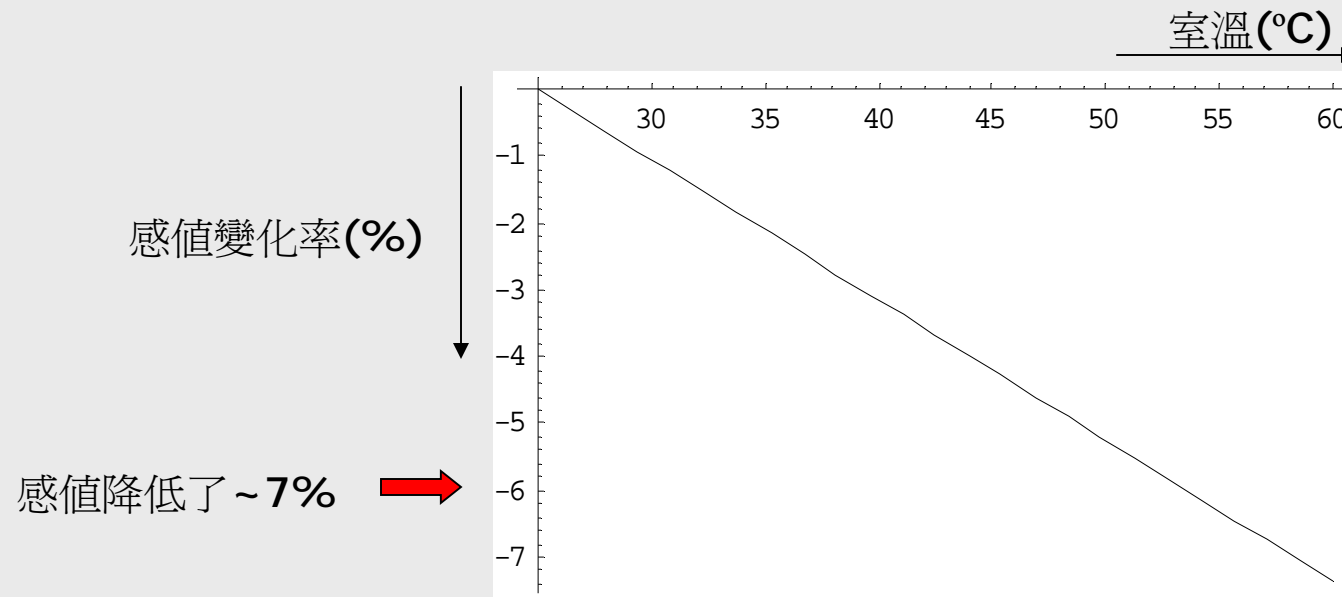
→ For T38、 $\alpha \sim -2.1E-3 (1/K)$  [  $T_1=25^\circ$ 、 $T_2=50^\circ$  ]

ETECH

# 數值分析

計算模型：EP13，T38，室溫25° (T1)，

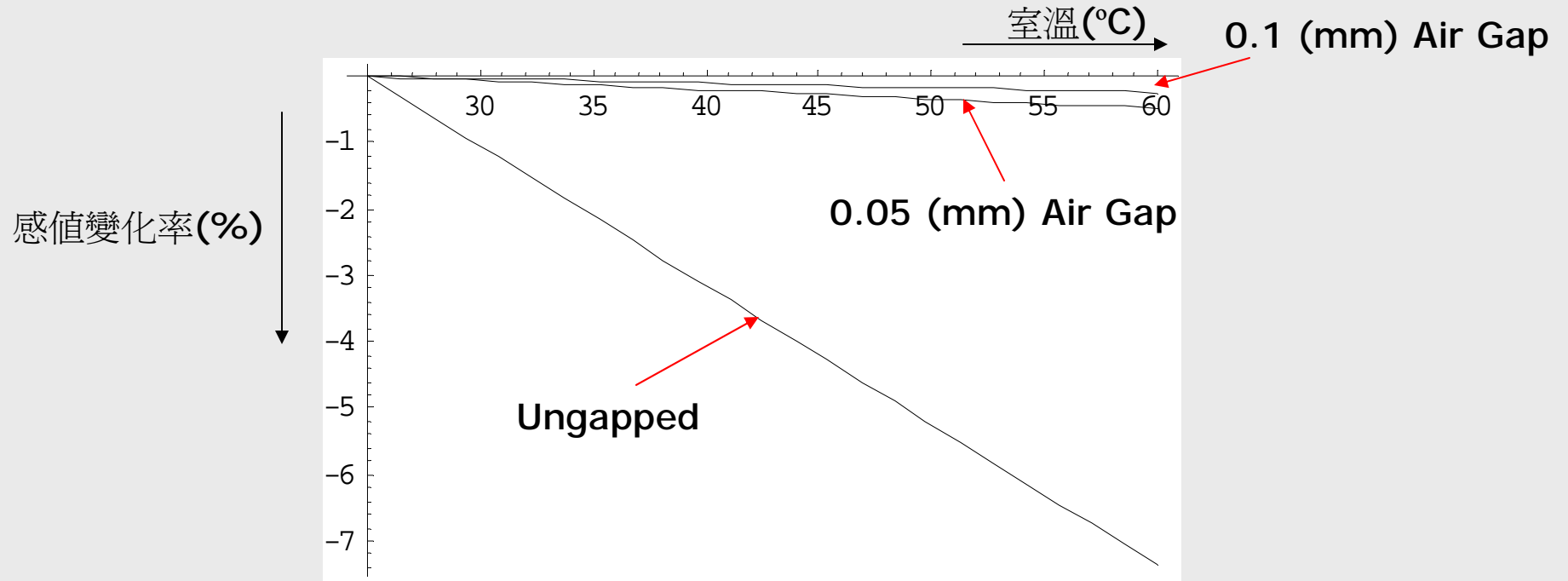
- 當環境溫度上升至60度時，感值的變化程度(%) [ ungapped ]



ETECH

# 數值分析

- 下圖為分別對Air Gap=0.0、0.05、0.1 (mm)在溫度由25~60°C時感值的變化率！



摘要七、一點點Air Gap的增加，即可大幅降低感值隨溫度的變化率

TECH

# 品質因子〔Q 值〕

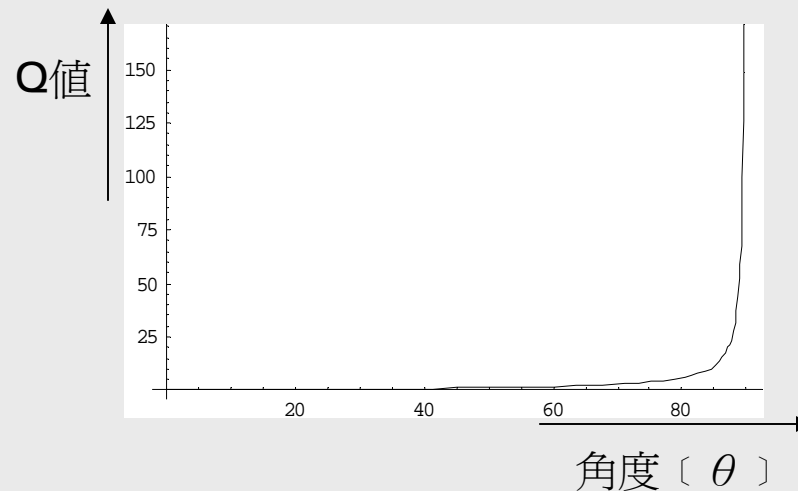
電抗〔頻率  $f$  時〕

$$Q = \frac{\omega L}{R_{tot}} = \tan\theta$$

由LCR所讀出Z值的角度。

AC電阻〔頻率  $f$  時〕

摘要八、Q值和頻率、電感值成正比，因此對應不同的頻率，Q值也會不同！



當  $0 < \theta < 90$  , 電感性

當  $-90 < \theta < 0$  , 電容性

ETECH

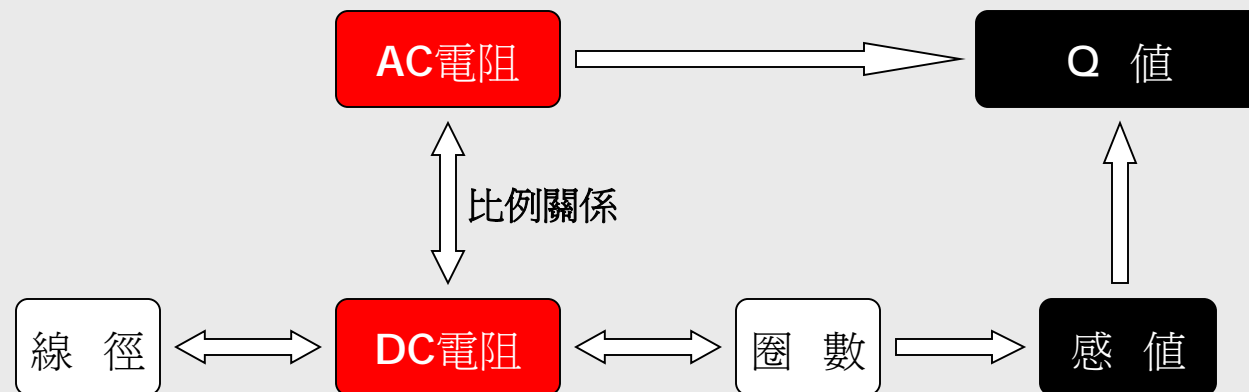


# 其他高頻特性公式

- $R_{AC}/R_{DC}$  比值公式
- 漏電感公式
- 雜散電容公式
- 渦電流損失
- 負載電流之線圈損失

# AC電阻 v.s. DC電阻

- AC電阻和DC電阻彼此之間有著一個比例關係，雖然這兩者皆可輕易地由LCR所測得，但是與其被動地測量，不如主動地靠設計來決定我們所需要的值；而AC電阻又與 Q 值有高度相關，所以，若能夠掌握AC、DC電阻，就表示我們可以完全掌握了Q值與感值。



ETECH

# DC電阻

- 已知銅線的電阻率為

$$\rho = 17.2 * 10^{-9} \Omega m \quad \leftarrow \text{先不考慮溫度影響}$$

因此DC電阻就可以表示為：

$$R_{DC} = 17.2 * 10^{-9} * l/A = \underline{2.19 * 10^{-8} * l/D^2} \Omega m$$



⇒ 則DC電阻還可表示為：

$$R_{DC} = 2.19 * 10^{-8} * l_N * N / D^2 \Omega m$$

$\left\{ \begin{array}{l} l_N : \text{單位圈數長度} \\ \quad \quad \quad \text{〔和Bobbin有關〕} \\ N : \text{圈數} \end{array} \right.$  ETECH

# AC電阻與DC電阻之比例公式

摘路自“Developments For The High Frequency Power Transformer Design And Implementation”, Mika Sippola, 芬蘭赫爾辛基科技大學應用電子實驗室, 2003

- 對於圓形實心導線之DCR與ACR的比例關係可表示為：

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = \frac{\xi}{2} \left[ \frac{\sinh \xi + \sin \xi}{\cosh \xi - \cos \xi} + (2m - 1)^2 \frac{\sinh \xi - \sin \xi}{\cosh \xi + \cos \xi} \right]$$

其中,

$$\xi = \frac{\sqrt{\pi} d_{wire}}{2 \delta}, \quad d_{wire} \text{ 爲導體直徑}$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{2\pi f \mu_0 \sigma}} \quad \text{爲導體的集膚深度}$$

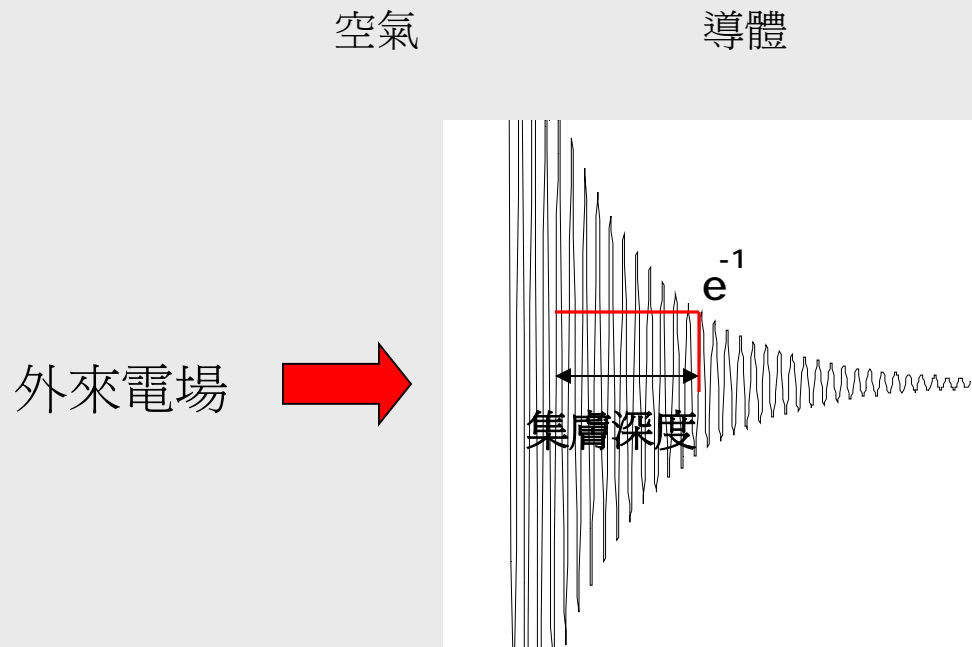
$$\mu_0 = 4 \pi \times 10^{-7}$$

$\sigma$  : 導體導電率 (for 銅線, 爲  $0.58 \times 10^8 \text{ (m}\Omega\text{)}^{-1}$ )

ETECH

# 集膚深度

- 集膚深度：電場所能夠進入導體的厚度



# AC電阻經驗公式

摘錄自“實用變壓器設計學”

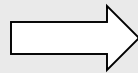
- $R_{AC}$  與  $R_{DC}$  的關係如下〔經驗公式〕：

$$\frac{R_{AC}}{R_{DC}} = 1 + \left( \frac{m^2}{15.25} - \frac{1}{76.25} \right) K^4$$

← 當導體〔Copper〕為圓形截面

其中， $K$  為：

設計時，應使 $K$   
小於 1，以防止  
 $R_{AC}/R_{DC}$  的增大



$$K = 2 \pi a \times \sqrt{\left( \frac{nb}{h_e} \right) \left( \frac{f}{\rho} \right) \times 10^{-9}}$$

← 單位用  $\mu \Omega * cm$

$h_e$  為有效洩漏磁徑長度 =  $h_c + K_c \delta$

相關係數所代表的意義會在下一頁以圖形表示！

ETECH

# AC電阻表示式中的相關係數

$m$  : 縱向重疊的導體數 =  $hc/b$

$a$  : 橫向導線寬度

$b$  : 縱向導線寬度 [通常 =  $a$ ]

$h_e$  : 有效洩漏磁徑長度 =  $hc + 2\delta$

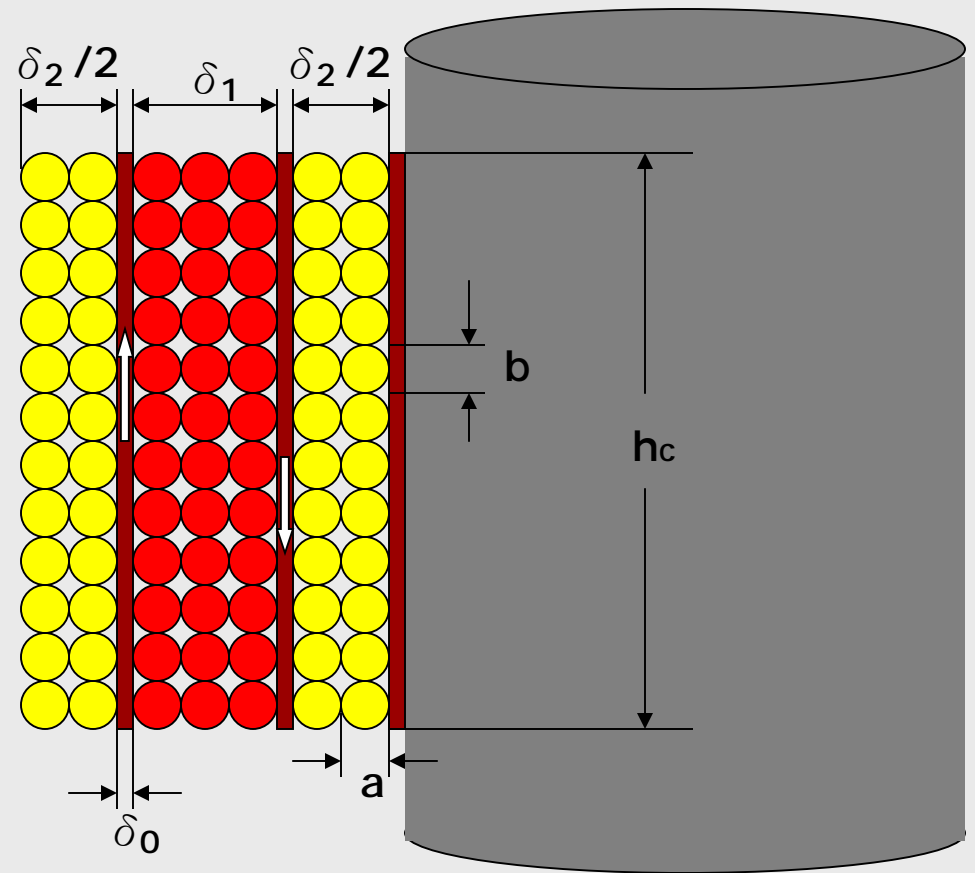
$f$  : 頻率

$\rho$  : 導體電阻率

$\delta_0$  : 間隙寬度

$n$  : 層數 =  $\delta/2a$

當間隙數 $\geq 2$ 時



# AC電阻與線徑的關係

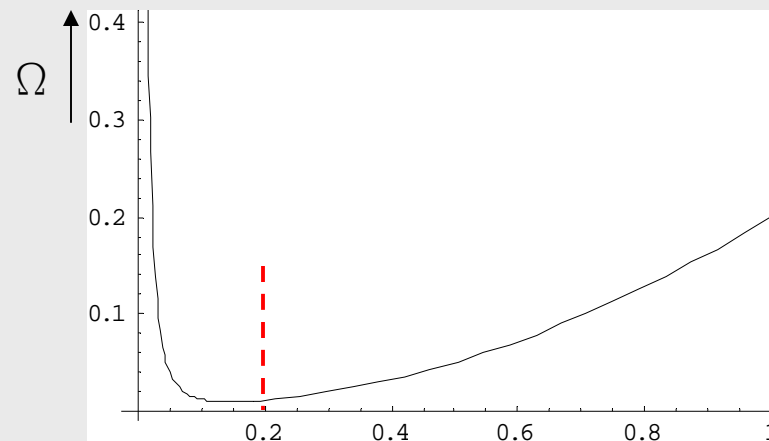
- 由公式乍看之下會發覺AC電阻似乎會隨著線徑D的增加而增加〔和常識不符合〕...

$$R_{AC} = R_{DC} (1 + \alpha \times D^4) ; D(\text{cm})$$

但是別忘了DC電阻是與線徑平方成反比，也就是說 AC電阻實際上與線徑D的關係應該為：

$$R_{AC} = \frac{\beta}{D^2} (1 + \alpha \times D^4)$$

因此在D很小時、AC電阻的變化趨勢是由DC電阻所主導！而我們的線徑 $D \ll 1\text{cm}$ ，所以D增加，AC電阻一定下降！



但 $R_{AC} > R_{DC}$

線徑(cm) ETECH



# 漏電感的經驗公式

- 下列公式是由**MAGNETICS**公司由歷年來的測試數據所歸納出的一個漏電感近似公式！利用這個公式所計算出的結果最大可能具有 **50%** 的誤差。

$$L_{Leak} = \frac{292 \times N^{1.065} \times A_e}{l_e \times 10^5} \text{ (mH)} \quad \Rightarrow \quad \text{這個公式只適用於均勻地線圈間隔}$$

注意：式中的單位，**Ae**是以**cm<sup>2</sup>**表示，而**le**是以**cm**表示

# 漏電感經驗公式的驗證

- 由樣品編號LAL0081-03的規格，其主電感為800  $\mu\text{H}$ ，漏電感為5~6.5  $\mu\text{H}$ ，而圈數N為20圈。所使用的Core為EP13，則其 $le/Ae$ 約為 $1.24\text{mm}^{-1}$ 。

因此將電感值代入我們的公式做計算可得：

$$\begin{aligned} L_{\text{Leak}} &= \frac{292 \times 20^{1.065}}{(1.24 \times 10) \times 10^5} \text{ (mH)} \\ &= 5.722 \times 10^{-3} \text{ (mH)} = \mathbf{5.722 \text{ (\mu H)}} \end{aligned}$$

和測量值比較可發現，利用計算所得的漏感值完全落在我們規格的誤差範圍內！！

< 其實不太準！ >

ETECH

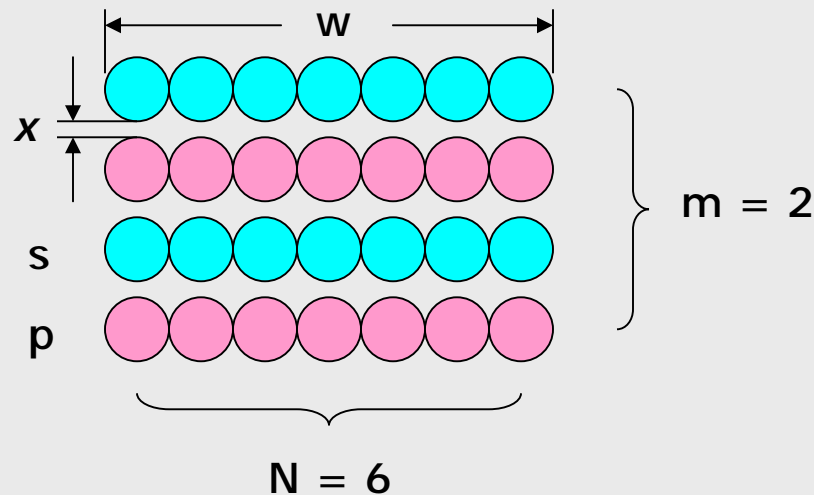
# 單位長度之漏感計算

摘路自“Developments For The High Frequency Power Transformer Design And Implementation”, Mika Sippola, 芬蘭赫爾辛基科技大學應用電子實驗室, 2003

$$L_{\text{total}} = \frac{\mu_0 \mu_r N_{\text{prim}} N (m^2 + m) x}{w} \quad \text{H/m}$$

主線圈圈數      單層圈數      層數      線圈間隔(主&次)

導線導磁率(很小)      繞線寬度

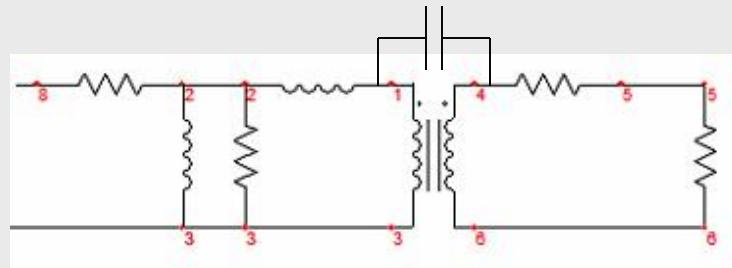


ETECH

# 漏感與 Interwinding Capacitance 的關係

- Interwinding Capacitance :

在 transformer 裡, 初級圈與次級圈之間的感應電容



漏電感

$$L_{total} = \frac{\mu_0 \mu_r \epsilon_0 \epsilon_r N_{prim}^2 (m+1)}{C_{total}} ;$$

$$\rightarrow C_{total} = \frac{\mu_0 \mu_r \epsilon_0 \epsilon_r N_{prim}^2 (m+1)}{L_{total}} \sim \#\# \frac{(m+1)}{\frac{N(m^2+m) \times}{w}} = \frac{w}{N * m * x}$$

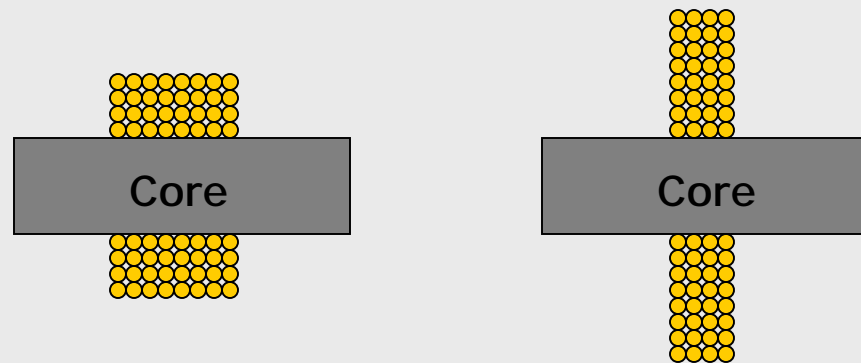
**Interwinding Capacitance**  
和繞線方法的關係！

ETECH

# 雜散電容

- 目前還沒有找到任何有關雜散電容的經驗公式可供分析；但就一篇在網路上所找到的一篇技術手稿顯示：雜散電容的大小和被束縛住的能量成正比〔 $U^2 \cdot C/2$ 〕，因此我們必須**minimize**這個被束縛的能量。

該篇文章指出，要降低被束縛能量的大小，可將線圈繞“高”來降低，圖示如下：

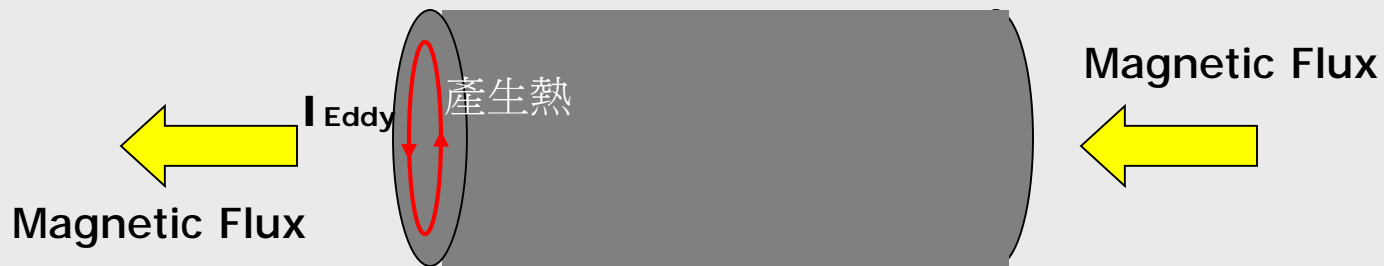


若將層數成兩倍，將每層的圈數減半，則被束縛的能量將降低**4**倍！

# 渦電流損失

## [ Eddy Current Core Losses ]

- 渦電流的產生：



Eddy current loss density

$$P_{\text{eddy}} = \frac{\pi}{4\rho} (f \hat{B})^2 A_e = \frac{\pi}{4\rho} \left( f \frac{0.25 \hat{U} * 10^{12}}{fNA_e} \right)^2 A_e \quad (\text{W} / \text{m}^3)$$

Labels for the equation:
 

- Sin wave (pointing to  $\hat{B}$ )
- 峰值電壓 (pointing to  $\hat{U}$ )
- 鐵芯電阻率 (pointing to  $\rho$ )
- 頻率(Hz) (pointing to  $f$ )
- 圈數 (pointing to  $N$ )
- 磁路面積 ( $\text{m}^2$ ) (pointing to  $A_e$ )

➔ Total eddy current loss

$$P_{\text{Total}} = P_{\text{eddy}} * A_e * l_e = \frac{\pi}{4\rho} \left( \frac{0.25 \hat{U} * 10^{12}}{N} \right)^2 l_e \quad (\text{Watt})$$

等效磁路體積 (pointing to  $A_e * l_e$ )

ETECH

# 材料特性表

Material	$\mu_i$	$B_s$ [mT]	$T_c$ [°C] min	$\eta_B$ [ $10^{-6}/mT$ ]	$\alpha_F$ [ $10^{-6}/K$ ] mean value 25°C...55°C
K1	80	310	400	< 36	4
K10	800	320	150	< 10	10
M33	750	400	200	< 1.8	1.6
N48	2300	420	170	< 0.4	0.5
N45	3800	550	255	< 0.3	-6.3
T57	4000	430	130	< 0.3	1
N30	4300	380	130	< 1.1	0.6
T65	5200	460	160	< 1.1	-0,5
T35	6000	390	130	< 1.1	0,8
T37	6500	380	130	< 1.1	-0,3
T38	10000	430	130	< 0.3	-0.2
T66	13000	360	100	< 0.3	0.4
T46	15000	400	130	< 2.0	-0,6
T56	20000	340	90	< 1.5	0.2

ETECH

# 一般鐵磁性物質的應力、 熱傳及電磁特性

抗拉程度	~ 30MPa/mm <sup>2</sup>
耐壓程度	~ 800MPa/mm <sup>2</sup>
維克氏硬度 HV <sub>15</sub>	~ 600MPa/mm <sup>2</sup>
彈性係數	~ 150000 N/mm <sup>2</sup>
韌性 K <sub>1c</sub>	~ 0.8 ...1.1 MPam <sup>1/2</sup>
熱傳導係數	~ 4...7E-3 J/mm*s*K
線性膨脹係數	~ 7...10E-6 1/K
比熱	~ 0.7 J/g*K



# 應用範圍

Application		Parameter	Material	Core Shape
ADSL	Line-Trafo	Reach, Signal Distortion THD, Hysteresis Material Constant $\eta_B$	T66, (T38)	EP- and EPX- Cores
ADSL	Splitter	DC-Bias-Behaviour $L(I_{DC})$ Saturation Flux Density $B_{sat}$	N45	RM-, EP- and EPX- Cores
SHDSL	Line-Trafo	Signal Distortion THD, Hysteresis Material Constant $\eta_B$	T57, (T38)	EP- and EPX- Cores
VDSL	Hybrid	Insertion Loss $g_P(f)$	M33, K1	Ring Cores

ETECH

# 結論

- 理論只是提供了一個“定性”上的分析，若要達到最佳化的設計仍究需要理論分析與實作經驗的密切配合！
- 配合公式的分析，可以在遇到困難時判斷出一個可能的修正方向。
- 我們可以觀察出，在提高某個**Performance**時，必定會有其他**Performance**變差！因此永遠無法設計出完美的**Device**，只能設法尋求一個平衡點來達到相對最佳化的輸出。

ETECH

# 參考文獻

- 2002 EPCOS DataBook
- Ferrites for Broadband Transformer ,  
Dr. H. Meuche , EPCOS
- Ferrite Cores For xDSL: Optimum Selection ,  
H. Meuche , M. Esguerra , EPCOS , IEEE 1999
- The use of Ferrite Cores in DSL wideband  
Transformers , FERROCUBE
- Soft Ferrites and Accessories , Philips , 2000
- Ferrites and Accessories for xDSL Applications ,  
EPCOS , 2002
- Ferrite Magnetic Design Tool 4.0 , EPCOS ETECH