

返馳式變壓器設計原理

(Flyback Transformer Design Theory)

- * 概 述
- * 工作原理
- * 設計方法
- * 設計實例
- * 小 結

返馳式變壓器設計原理

(Flyback Transformer Design Theory)

第一節. 概述.

返馳式(Flyback)轉換器又稱單端反激式或"Buck-Boost"轉換器.因其輸出端在原邊繞組斷開電源時獲得能量故而得名.離線型返馳式轉換器原理圖如圖.

一、返馳式轉換器的優點有:

1. 電路簡單,能高效提供多路直流輸出,因此適合多組輸出要求.
2. 轉換效率高,損失小.
3. 變壓器匝數比值較小.
4. 輸入電壓在很大的範圍內波動時,仍可有較穩定的輸出,目前已可實現交流輸入在 85~265V 間.無需切換而達到穩定輸出的要求.

二、返馳式轉換器的缺點有:

1. 輸出電壓中存在較大的紋波,負載調整精度不高,因此輸出功率受到限制,通常應用於150W 以下.
2. 轉換變壓器在電流連續(CCM)模式下工作時,有較大的直流分量,易導致磁芯飽和,所以必須在磁路中加入氣隙,從而造成變壓器體積變大.
3. 變壓器有直流電流成份,且同時會工作於CCM / DCM兩種模式,故變壓器在設計時較困難,反復調整次數較順向式多,迭代過程較複雜.

第二節. 工作原理

在圖1所示隔離反馳式轉換器(The isolated flyback converter)中,變壓器" T "有隔離與扼流之雙重作用.因此" T "又稱為Transformer- choke.電路的工作原理如下:

當開關晶體管 Tr ton時,變壓器初級 N_p 有電流 I_p ,並將能量儲存於其中($E = L_p I_p / 2$).由於 N_p 與 N_s 极性相反,此時二極管D反向偏壓而截止,無能量傳送到負載.當開關Tr off 時,由楞次定律:
($e = -N \Delta \Phi / \Delta T$)可知,變壓器原邊繞組將產生一反向電勢,此時二極管D正向導通,負載有電流 I_L 流通.返馳式轉換器之穩態波形如圖2.

由圖可知,導通時間 t_{on} 的大小將決定 I_p 、 V_{ce} 的幅值:

$$V_{ce \max} = V_{IN} / (1 - D_{\max})$$

V_{IN} : 輸入直流電壓; D_{\max} : 最大工作周期

$$D_{\max} = t_{on} / T$$

由此可知,想要得到低的集電極電壓,必須保持低的 D_{max} ,也就是 $D_{max} < 0.5$,在實際應用中通常取 $D_{max} = 0.4$,以限制 $V_{ce_{max}} \leq 2.2V_{IN}$.

開關管Tr on時的集電極工作電流 I_c ,也就是原邊峰值電流 I_p 為: $I_c = I_p = I_L / n$. 因 $I_L = I_o$,故當 I_o 一定時,匝比 n 的大小即決定了 I_c 的大小,上式是按功率守恆原則,原副邊安匝數 相等 $N_p I_p = N_s I_s$ 而導出. I_p 亦可用下列方法表示:

$$I_c = I_p = \frac{2P_o}{(\eta * V_{IN} * D_{max})} \quad \eta : \text{轉換器的效率}$$

公式導出如下:

$$\text{輸出功率} : P_o = L I_p^2 \eta / 2T$$

$$\text{輸入電壓} : V_{IN} = L di / dt \quad \text{設 } di = I_p, \text{ 且 } 1 / dt = f / D_{max}, \text{ 則:}$$

$$V_{IN} = L I_p f / D_{max} \quad \text{或} \quad L_p = V_{IN} * D_{max} / I_p f$$

則 P_o 又可表示為:

$$P_o = \eta V_{IN} f D_{max} I_p^2 / 2f I_p = 1/2 \eta V_{IN} D_{max} I_p$$

$$\therefore I_p = 2P_o / \eta V_{IN} D_{max}$$

上列公式中:

V_{IN} : 最小直流輸入電壓 (V)

D_{max} : 最大導通占空比

圖2 返馳式轉換器波形圖

L_p : 變壓器初級電感 (mH)

I_p : 變壓器原邊峰值電流 (A)

f : 轉換頻率 (KHZ)

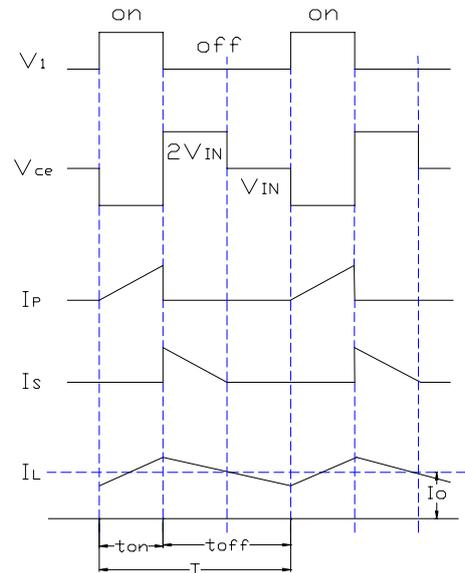
由上述理論可知,轉換器的占空比與變壓器的匝數比受限於開關電晶體耐壓與最大集電極電流,而此兩項是導致開關晶體成本上升的關鍵因素,因此設計時需綜合考量做取舍.

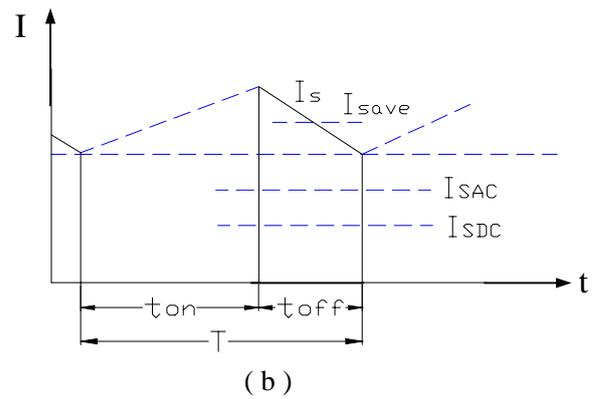
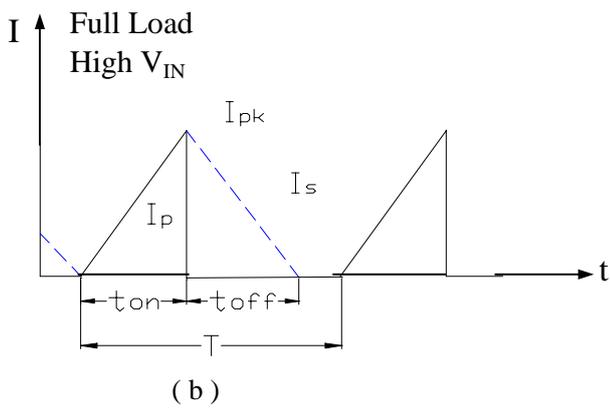
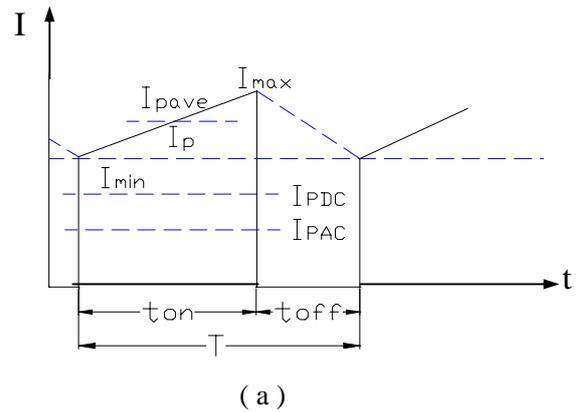
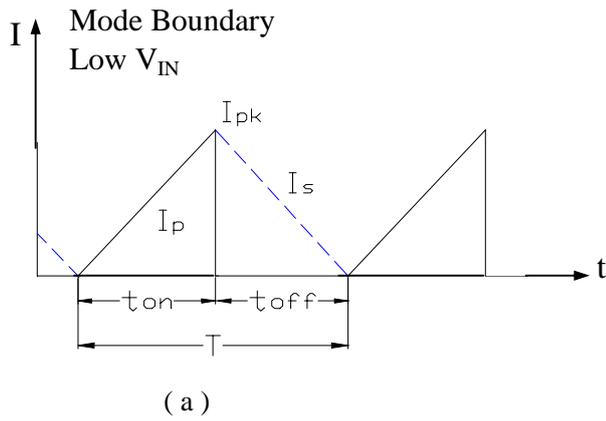
反激式變換器一般工作於兩種工作方式:

1. 電感電流不連續模式DCM (Discontinuous Inductor Current Mode)或稱 " 完全能量轉換 ": t_{on} 時儲存在變壓器中的所有能量在反激周期 (t_{off})中都轉移到輸出端.

2. 電感電流連續模式CCM (Continuous Inductor Current Mode) 或稱 " 不完全能量轉換 ": 儲存在變壓器中的一部分能量在 t_{off} 未保留到下一個 t_{on} 周期的開始.

DCM和CCM在小信號傳遞函數方面是極不相同的,其波形如圖3.實際上,當變換器輸入電壓 V_{IN} 在一個較大範圍內發生變化,或是負載電流 I_L 在較大範圍內變化時,必然跨越著兩種工作方式.因此返馳式轉換器要求在DCM / CCM都能穩定工作.但在設計上是比較困難的.通常我們可以以DCM / CCM臨界狀態作設計基準.,並配以電流模式控制PWM.此法可有效解決DCM時之各種問題,但在CCM時無消除電路固有的不穩定問題.可用調節控制環增益編離低頻段和降低瞬態響應速度來解決CCM時因傳遞函數 " 右半平面零點 "引起的不穩定.





(I) DCM Waveforms

(II) CCM Waveforms

圖3 DCM / CCM原副邊電流波形圖

在穩定狀態下,磁通增量 $\Delta \Phi$ 在 t_{on} 時的變化必須等於在" t_{off} "時的變化,否則會造成磁芯飽和.

因此,

$$\Delta \Phi = V_{IN} t_{on} / N_p = V_s * t_{off} / N_s$$

即變壓器原邊繞組每匝的伏特/秒值必須等於副邊繞組每匝伏特/秒值.

比較圖3中DCM與CCM之電流波形可以知道:DCM狀態下在 T_r t_{on} 期間,整個能量轉移波形中具有較高的原邊峰值電流,這是因為初級電感值 L_p 相對較低之故,使 I_p 急劇升高所造成的負面效應是增加了繞組損耗(winding lose)和輸入濾波電容器的漣波電流,從而要求開關晶體管必須具有高電流承載能力,方能安全工作.

在CCM狀態中,原邊峰值電流較低,但開關晶體在 t_{on} 狀態時有較高的集電極電流值.因此導致開關晶體高功率的消耗.同時為達成CCM,就需要有較高的變壓器原邊電感值 L_p ,在變壓器磁芯中所儲存的殘餘能量則要求變壓器的體積較DCM時要大,而其他系數是相等的.

綜上所述,DCM與CCM的變壓器在設計時是基本相同的,只是在原邊峰值電流的定義有些區別 (CCM時 $I_p = I_{max} - I_{min}$).

第三節 FLYBACK TRANSFORMER DESIGN

一、FLYBACK變壓器設計之考量因素:

1. 儲能能力. 當變壓器工作於CCM方式時,由於出現了直流分量,需加AIR GAP,使磁化曲線向 H 軸傾斜,從而使變壓器能承受較大的電流,傳遞更多的能量.

$$P = f \cdot V_e \int_{B_r}^{B_s} H dB \quad V_e: \text{磁芯和氣隙的有效體積.}$$

$$\text{or } P = 1/2 L_p (I_{\max}^2 - I_{\min}^2)$$

式中 I_{\max} , I_{\min} —— 為導通周期末,始端相應的電流值.

由於返馳式變壓器磁芯只工作在第一象限磁滯回線,磁芯在交、直流作用下的B.H效果與AIR GAP大小有密切關聯,如圖4.

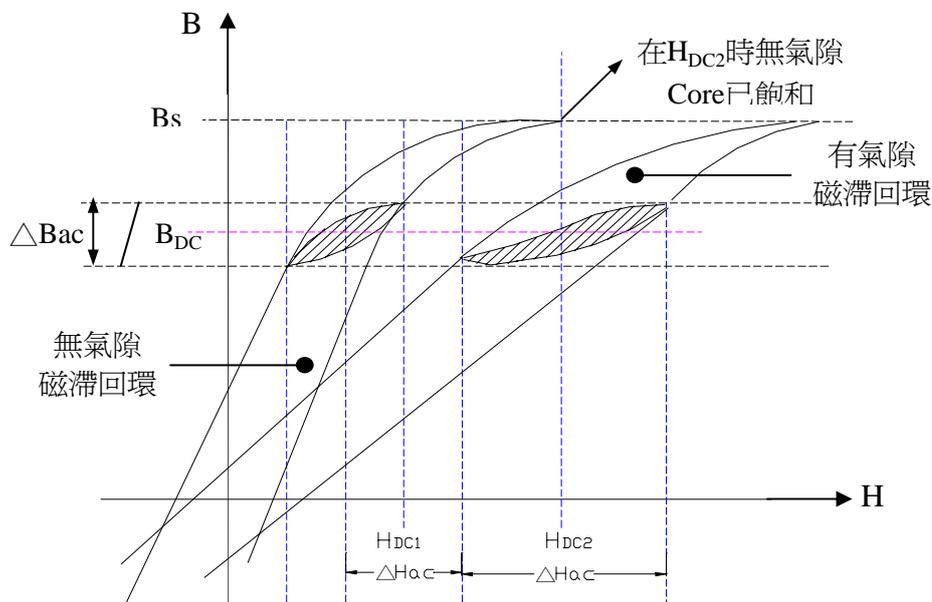


圖 4 有無氣隙時返馳變壓器磁芯
第一象限磁滯回路

在交流電流下氣隙對 ΔB_{ac} 無改變效果,但對 ΔH_{ac} 將大大增加,這是有利的一面,可有效地減小 CORE 的有效磁導率和減少原邊繞組的電感.

在直流電流下氣隙的加入可使 CORE 承受更加大的直流電流去產生 H_{DC} ,而 B_{DC} 卻維持不變,因此在大的直流偏置下可有效地防止磁芯飽和,這對能量的儲存與傳遞都是有利的. 當反激變壓器工作於 CCM 時,有相當大的直流成份,這時就必須有氣隙.

外加的伏秒值,匝數和磁芯面積決定了 B 軸上 ΔB_{ac} 值; 直流的平均電流值,匝數和磁路長度決定了 H 軸上 H_{DC} 值的位置. ΔB_{ac} 對應了 ΔH_{ac} 值的範圍. 可以看出,氣隙大 ΔH_{ac} 就大. 如此,就必須有足夠的磁芯氣隙來防止飽和狀態並平穩直流成分.

2. 傳輸功率 . 由於CORE材料特性,變壓器形狀(表面積對體積的比率),表面的熱幅射,允許溫升,工作環境等的不特定性,設計時不可把傳輸功率與變壓器大小簡單的作聯繫,應視特定要求作決策.因此用面積乘積法求得之AP值通常只作一種參考. 有經驗之設計者通常可結合特定要求直接確定CORE之材質,形狀,規格等.

3. 原,副邊繞組每匝伏數應保持相同.設計時往往會遇到副邊匝數需由計算所得分數匝取整,而導致副邊每匝伏數低於原邊每匝伏數. 如此引起副邊的每匝伏秒值小於原邊,為使其達到平衡就必須減小 t_{on} 時間,用較長的時間來傳輸電能到輸出端. 即要求導通占空比D小於0.5. 使電路工作於DCM模式. 但在此需注意: 若 L_p 太大,電流上升斜率小, t_{on} 時間又短(< 50%),很可能在"導通"結束時,電流上升值不大,出現電路沒有能力去傳遞所需功率的現象. 這一現象是因系統自我功率限制之故. 可通過增加AIR GAP和減小電感 L_p ,使自我限制作用不會產生來解決此問題.

4. 電感值 L_p . 電感 L_p 在變壓器設計初期不作重點考量. 因為 L_p 只影響開關電源的工作方式. 故此一參數由電路工作方式要求作調整. L_p 的最大值與變壓器損耗最小值是一致的. 如果設計所得 L_p 大,又要求以CCM方式工作,則剛巧合適. 而若需以DCM方式工作時,則只能用增大AIR GAP,降低 L_p 來達到要求,這樣,一切均不會使變壓器偏離設計.

在實際設計中通過調整氣隙大小來選定能量的傳遞方式(DCM / CCM) . 若工作於DCM方式,傳遞同樣的能量峰值電流是很高的. 工作中開關Tr,輸出二極體D以及電容C產生最大的損耗,變壓器自身產生最大的銅損(I^2R). 若工作於CCM方式,電感較大時,電流上升斜率低雖然這種狀況下損耗最小,但這大的磁化直流成分和高的磁滯將使大多數鐵磁物質產生磁飽和. 所以設計時應使用一個折衷的方法,使峰值電流大小適中,峰值與直流有效值的比值比較適中. 只要調整一個合適的氣隙,就可得到這一傳遞方式,實現噪音小,效率合理之佳況.

5. 磁飽和瞬時效應. 在瞬變負載狀況下,即當輸入電壓為 V_{INmax} 而負載電流為 I_{Omin} 時,若 I_o 突然增加,則控制電路會立即加寬脈衝以提供補充功率. 此時,會出現 V_{INmax} 和 D_{max} 並存,即使只是一個非常短的時間,變壓器也會出現飽和,引起電路失控. 為克服此一瞬態不良效應,可應用下述方法:

變壓器按高輸入電壓(V_{INmax}),寬脈衝(D_{max})進行設計. 即設定低的 ΔB 工作模式,高的原邊繞組匝數,但此方法之缺點是使變壓器的效率降低.

第四節 Flyback Transformer Design Example

一. 設計步驟:

- step0 SPEC: V_{IN} , f_s , V_o , I_o , D , η , Δt , CCM&DCM, Load狀況.
- step1 選擇CORE材質,確定 ΔB .
- step2 確定CORE SIZE和TYPE.
- step3 確定臨界電流 I_{OB} .
- step4 設定匝數比 n ,CHECK D_{max} .
- step5 DCM / CCM臨界時二次側峰值電流 ΔI_{SB} 計算.
- step6 計算原、副邊電感(L_p & L_s).
- step7 求CCM時副邊峰值電流 ΔI_{sp} .
- step8 求CCM時原邊峰值電流 ΔI_{pp} .
- step9 確定 N_p , N_s .
- step11 計算線徑,估算銅窗占用率.
- step12 估算損耗及溫升.
- step13 結構設計.
- step14 SAMPLE制作,結構確認.
- step15 DQ及設計優化.

二、設計舉例 (DESIGN EXAMPLE I)

Step0. 相關規格取得 (Specification)

例: 60watts ADAPTER POWER MAIN X'FMR

INPUT : 90 ~ 264 Vac 47 ~ 63 HZ ; 電路接線如圖4.

OUTPUT : DC 19V 0 ~ 3.16A ; $V_{cc} = 12 V_{DC}$ 0.1A

$\eta \geq 0.83$; $f_s = 70KHZ$; Duty cycle over 50%

$\Delta t \leq 40^\circ$ (表面) @ 60W ; X'FMR限高 21mm.

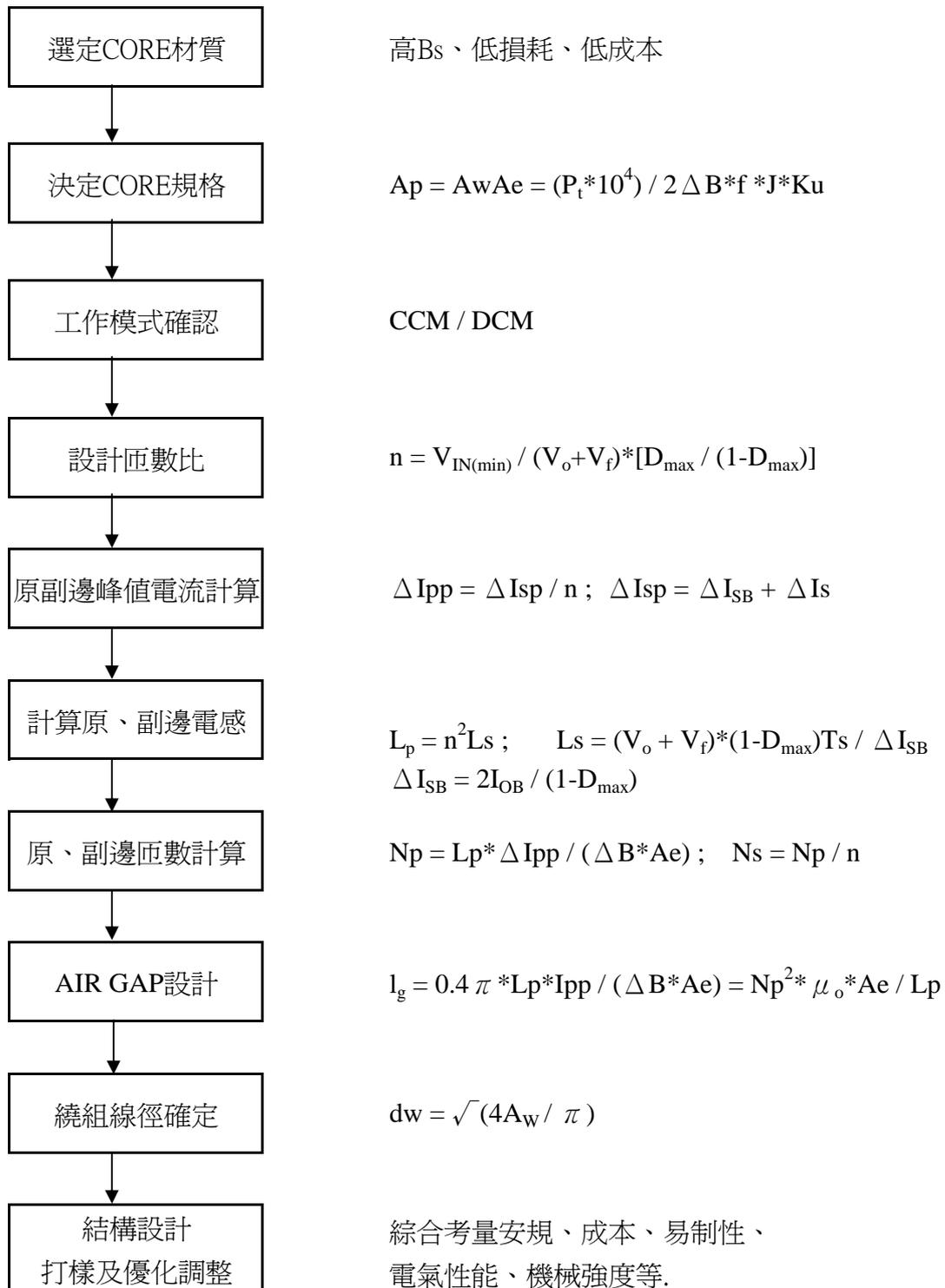
CASE Surface Temperature $\leq 78^\circ C$.

Note : Constant Voltage & Current Design (UC3843AD)

Step1. 選擇CORE材質,確定 ΔB

本例為ADAPTER DESIGN,由於該類型機散熱效果差,故選擇CORE材質應考量高Bs,低損耗及高 μ_i 材質,結合成本考量,在此選用Ferrite Core, 以TDK 之 PC40 or PC44為優選, 對比TDK DATA BOOK, 可知 PC44材質單位密度下鐵損 P_{cv} 明顯低於PC40, 最后確定應用PC44材.

二、變壓器設計流程 (Transformer Design Procedure)



相關參數如下:

$$\mu_i = 2400 \pm 25\% \quad P_{vc} = 300\text{KW} / \text{m}^2 \quad @100\text{KHZ}, 100^\circ\text{C}$$

$$B_s = 390\text{mT} \quad B_r = 60\text{mT} \quad @ 100^\circ\text{C} \quad T_c = 215^\circ\text{C}$$

爲防止X'FMR出現瞬態飽和效應, 此例以低 ΔB 設計.

$$\text{選 } \Delta B = 60\% B_m, \text{ 即 } \Delta B = 0.6 * (390 - 60) = 198\text{mT} \approx 0.2 \text{ T}$$

Step2 確定Core Size和 Type.

1> 求core A_p 以確定 size

$$A_p = A_w * A_e = (P_t * 10^4) / (2 \Delta B * f_s * J * K_u)$$
$$= [(60/0.83+60)*10^4] / (2*0.2*70*10^3*400*0.2) = 0.59\text{cm}^4$$

式中 $P_t = P_o / \eta + P_o$ 傳遞功率

J: 電流密度 A / cm^2 (300~500)

K_u : 繞組系數 0.2 ~ 0.5 .

2> 形狀及規格確定.

形狀由外部尺寸,可配合BOBBIN, EMI要求等決定,規格可參考 A_p 值及形狀要求而決定, 結合上述原則, 查閱TDK之DATA BOOK,可知RM10, LP32/13, EPC30均可滿足上述要求,但RM10和EPC30可用繞線容積均小於LP32/13,在此選用LP32/13 PC44,其參數如下:

$$A_e = 70.3 \text{ mm}^2 \quad A_w = 125.3\text{mm}^2 \quad AL = 2630 \pm 25\% \quad l_e = 64.0\text{mm}$$
$$A_p = 0.88 \text{ cm}^4 \quad V_e = 4498\text{mm}^3 \quad P_t = 164\text{W (forward)}$$

Step3 估算臨界電流 I_{OB} (DCM / CCM BOUNDARY)

本例以 I_L 達80% $I_{o(max)}$ 時爲臨界點設計變壓器.

$$\text{即: } I_{OB} = 80\% * I_{o(max)} = 0.8 * 3.16 = 2.528 \text{ A}$$

Step4 求匝數比 n

$$n = [V_{IN(min)} / (V_o + V_f)] * [D_{max} / (1 - D_{max})] \quad V_{IN(min)} = 90 * \sqrt{2} - 20 = 107\text{V}$$
$$= [107 / (19 + 0.6)] * [0.5 / (1 - 0.5)]$$
$$= 5.5 \approx 6$$

匝比 n 可取 5 或 6,在此取 6 以降低鐵損,但銅損將有所增加.

CHECK D_{max}

$$D_{max} = n (V_o + V_f) / [V_{INmin} + n (V_o + V_f)]$$
$$= 6 * (19 + 0.6) / [107 + 6 * (19 + 0.6)] = 0.52$$

Step5 求CCM / DCM臨界狀態之副邊峰值電流 ΔI_{SB} .

$$\Delta I_{SB} = 2I_{OB} / (1-D_{max}) = 2 * 2.528 / (1-0.52) = 10.533$$

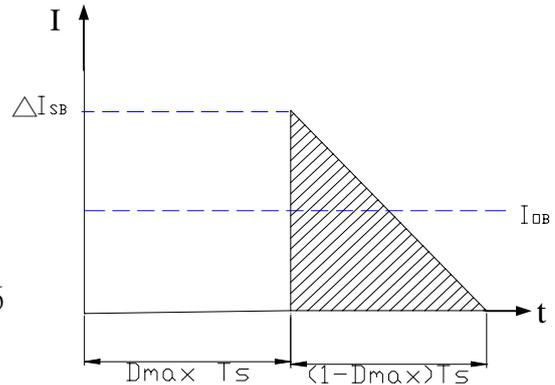
Step6 計算次級電感 L_s 及原邊電感 L_p .

$$L_s = (V_o + V_f)(1-D_{max}) * T_s / \Delta I_{SB}$$

$$= (19+0.6) * (1-0.52) * (1/70000) / 10.533 = 12.76$$

$$L_p = n^2 L_s = 6^2 * 12.76 = 459.4 \text{ uH} \approx 460 \text{ uH}$$

此電感值為臨界電感,若需電路工作於CCM,則可增大此值,若需工作於DCM則可適當調小此值.



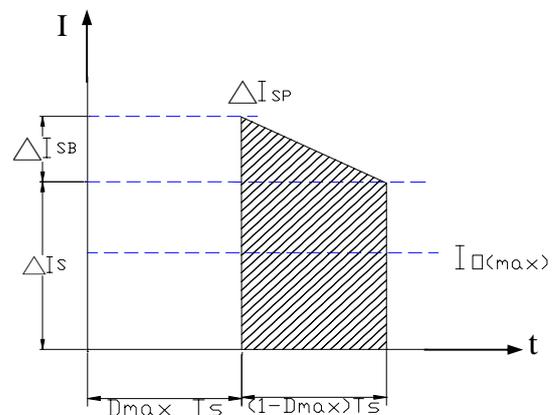
Step7 求CCM時副邊峰值電流 ΔI_{sp} .

$$I_{o(max)} = (2 \Delta I_s + \Delta I_{SB}) * (1 - D_{max}) / 2$$

$$\therefore \Delta I_s = I_{o(max)} / (1-D_{max}) - (\Delta I_{SB} / 2)$$

$$\therefore \Delta I_{sp} = \Delta I_{SB} + \Delta I_s = I_{o(max)} / (1-D_{max}) + (\Delta I_{SB} / 2)$$

$$= 3.16 / (1-0.52) + 10.533 / 2 = 11.85 \text{ A}$$



Step8 求CCM時原邊峰值電流 ΔI_{pp} .

$$\Delta I_{pp} = \Delta I_{cp} / n = 11.85 / 6 = 1.975 \text{ A}$$

Step9 確定 N_p 、 N_s .

$$1 > N_p \quad N_p = L_p * \Delta I_{pp} / (\Delta B * A_e)$$

$$= 460 * 1.975 / (0.2 * 70.3) = 64.6 \text{ Ts}$$

因計算結果為分數匝,考慮兼顧原、副邊繞組匝數取整,使變壓器一、二次繞組有相同的安匝值,故調整 $N_p = 60 \text{ Ts}$ OR $N_p = 66 \text{ Ts}$

考量在設定匝數比 n 時,已有銅損增加,為盡量平衡 P_{fe} 與 P_{cu} ,在此先選 $N_p = 60 \text{ Ts}$.

$$2 > N_s \quad N_s = N_p / n = 60 / 6 = 10 \text{ Ts}$$

$$3 > N_{vcc}$$

$$\text{求每匝伏特數 } V_a \quad V_a = (V_o + V_f) / N_s = (19+0.6) / 10 = 1.96 \text{ V/Ts}$$

$$\therefore N_{vcc} = (V_{cc} + V_f) / V_a = (12+1) / 1.96 = 6.6 \rightarrow 7 \text{ Ts}$$

Step10 計算 AIR GAP .

$$l_g = N_p^2 * \mu_o * A_e / L_p = 60^2 * 4 * 3.14 * 10^{-7} * 70.3 / 0.46 = 0.69 \text{ mm}$$

Step11 計算線徑dw,估算銅窗占有率.

1> d_{wp}

$$A_{wp} = I_{p_{rms}} / J \quad I_{p_{rms}} = P_o / \eta / V_{IN(min)} = 60/0.83/107 = 0.676A$$

$$A_{wp} = 0.676 / 4 \quad J \text{取} 4A / \text{mm}^2 \quad \text{or} \quad 5A / \text{mm}^2$$

$$= 0.169\text{mm}^2 \quad \longrightarrow \quad \text{取} \Phi 0.35\text{mm} * 2$$

2> d_{ws}

$$A_{ws} = I_o / J = 3.16 / 4 = 0.79 \text{mm}^2 \quad \longrightarrow \quad \Phi 1.0 \text{mm}$$

考量可繞性及趨膚效應,採用多線並繞,單線不應大於 $\Phi 0.4$, $\Phi 0.4$ 之 $A_w = 0.126\text{mm}^2$, 則

$$0.79 / 0.126 = 6.27 \quad \longrightarrow \quad 6$$

即 N_s 採用 $\Phi 0.4 * 6$.

3> $d_{w_{vcc}}$

$$A_{w_{vcc}} = I_v / J = 0.1 / 4 = 0.025\text{mm}^2 \quad \longrightarrow \quad \Phi 0.18\text{mm}$$

上述繞組線徑均以 $4A / \text{mm}^2$ 之計算,以降低銅損,若結構設計時線包過胖,可適當調整 J 之取值.

4> 估算銅窗占有率.

$$0.4A_w \geq N_p * r_p * \pi (1/2d_{wp})^2 + N_s * r_s * \pi (1/2d_{ws})^2 + N_{vcc} * r_v * \pi (1/2d_{wv})^2$$

$$0.4A_w \geq 60 * 2 * 3.14 * (0.35/2)^2 + 10 * 6 * 3.14 * (0.4/2)^2 + 7 * 3.14 * (0.18/2)^2$$

$$\geq 11.54 + 7.54 + 0.178 = 19.26$$

$$0.4 * 125.3 = 50.12$$

$$50.12 > 19.26 \quad \text{OK}$$

Step12 估算損耗、溫升.

1> 求出各繞組之線長.

2> 求出各繞組之 R_{DC} 和 R_{ac} @100°C

3> 求各繞組之損耗功率

4> 加總各繞組之功率損耗(求出Total值)

如: $N_p = 60T_s$, LP32/13BOBBIN繞線平均匝長 4.33cm

$$\text{則 } l_{NP} = 60 * 4.33 = 259.8 \text{ cm}$$

$$N_s = 10T_s$$

$$\text{則 } l_{NS} = 10 * 4.33 = 43.3 \text{ cm}$$

$$N_{VCC} = 7Ts$$

$$\text{則 } l_{Nvc} = 7 * 4.33 = 30.31\text{cm}$$

$$\text{查線阻表可知：}\Phi 0.35\text{mm WIRE } R_{DC} = 0.00268 \Omega/\text{cm} @ 100^\circ\text{C}$$

$$\Phi 0.40\text{mm WIRE } R_{DC} = 0.00203 \Omega/\text{cm} @ 100^\circ\text{C}$$

$$\Phi 0.18\text{mm WIRE } R_{DC} = 0.0106 \Omega/\text{cm} @ 100^\circ\text{C}$$

$$R_{@100^\circ\text{C}} = 1.4 * R_{@20^\circ\text{C}}$$

求副邊各電流值. 已知 $I_o = 3.16\text{A}$.

$$\text{副邊平均峰值電流：} I_{S_{pa}} = I_o / (1 - D_{\max}) = 3.16 / (1 - 0.52) = 6.583\text{A}$$

$$\text{副邊直流有效電流：} I_{S_{rms}} = \sqrt{\{(1 - D_{\max}) * I_{S_{pa}}^2\}} = \sqrt{(1 - 0.52) * 6.583^2} = 4.56\text{A}$$

$$\text{副邊交流有效電流：} I_{S_{ac}} = \sqrt{(I_{S_{rms}}^2 - I_o^2)} = \sqrt{(4.56^2 - 3.16^2)} = 3.29\text{A}$$

求原邊各電流值：

$$\because N_p * I_p = N_s * I_s$$

$$\text{原邊平均峰值電流：} I_{p_{pa}} = I_{s_{pa}} / n = 6.58 / 6 = 1.097\text{A}$$

$$\text{原邊直流有效電流：} I_{p_{rms}} = D_{\max} * I_{p_{pa}} = 1.097 * 0.52 = 0.57\text{A}$$

$$\text{原邊交流有效電流：} I_{p_{ac}} = \sqrt{D * I_{p_{pa}}^2} = 1.097 * \sqrt{0.52} = 0.79\text{A}$$

求各繞組交、直流電阻.

$$\text{原邊：} R_{PDC} = (l_{Np} * 0.00268) / 2 = 0.348 \Omega$$

$$R_{pac} = 1.6R_{PDC} = 0.557 \Omega$$

$$\text{副邊：} R_{SDC} = (l_{Ns} * 0.00203) / 6 = 0.0146 \Omega$$

$$R_{sac} = 1.6R_{SDC} = 0.0234 \Omega$$

$$V_{CC}\text{繞組：} R_{DC} = 30.31 * 0.0106 = 0.321 \Omega$$

計算各繞組交直流損耗:

$$\text{副邊直流損：} P_{SDC} = I_o^2 R_{SDC} = 3.16^2 * 0.0146 = 0.146\text{W}$$

$$\text{交流損：} P_{sac} = I_{s_{ac}}^2 * R_{sac} = 3.29^2 * 0.0234 = 0.253\text{W}$$

$$\text{Total：} P_s = 0.146 + 0.253 = 0.399\text{W}$$

$$\text{原邊直流損：} P_{PDC} = I_{p_{rms}}^2 R_{PDC} = 0.57^2 * 0.348 = 0.113\text{W}$$

$$\text{交流損：} P_{pac} = I_{p_{ac}}^2 * R_{pac} = 0.79^2 * 0.557 = 0.348\text{W}$$

$$\text{忽略} V_{CC}\text{繞組損耗(因其電流甚小) Total } P_p = 0.461\text{W}$$

$$\text{總的線圈損耗：} P_{cu} = P_c + P_p = 0.399 + 0.461 = 0.86\text{W}$$

2> 計算鐵損 P_{Fe}

查TDK DATA BOOK可知PC44材之 $\Delta B = 0.2T$ 時, $P_v = 0.025W / cm^2$

LP32 / 13之 $V_e = 4.498cm^3$

$$P_{Fe} = P_v * V_e = 0.025 * 4.498 = 0.112W$$

3> $P_{total} = P_{cu} + P_{Fe} = 0.6 + 0.112 = 0.972 W$

4> 估算溫升 Δt

$$\text{依經驗公式 } \Delta t = 23.5P \Sigma / \sqrt{A_p} = 23.5 * 0.972 / \sqrt{0.88} = 24.3 \text{ } ^\circ C$$

估算之溫升 Δt 小於SPEC,設計OK.

Step13 結構設計

查LP32 / 13 BOBBIN之繞線幅寬為 21.8mm.

考量安規距離之沿面距離不小於6.4mm.

為減小LK提高效率,採用三明治結構,其結構如下:

X'FMR結構:

Np	#1	3.2 / 3.2	2 -- A	$\Phi 0.35 * 2$	30	1L
SHI	#2	3.2 / 3.2	SHI- 4	2mils * 12	1	3L
Ns	#3	3.2 / 3.2	8.9 - 6.7	$\Phi 0.4 * 6$	10	3L
SHI	#4	3.2 / 3.2	SHI- 4	2mils * 12	1	1L
Np	#5	3.2 / 3.2	A -- 1	$\Phi 0.35 * 2$	30	1L
Nvcc	#6	3.2 / 3.2	3 -- 4	$\Phi 0.18$	7	2L
	#7			連結兩 A 點		2L

公制漆包線規格表 (JIS 0、1、2、3)

導體直徑 (mm)	導線截面積 (mm ²)	0種 最大 完成外徑 (mm)	1種		最大 導體電阻 Ω/km (20°C)	2種		3種		最大 導體電阻 Ω/km (20°C)	重量 kg/km	導體直徑 (mm)
			最小 皮膜厚 (mm)	最大 完成外徑 (mm)		最小 皮膜厚 (mm)	最大 完成外徑 (mm)	最小 皮膜厚 (mm)	最大 完成外徑 (mm)			
0.04	0.0013					0.03	0.056	0.002	0.052	15670	0.01153	0.04
0.05	0.0020					0.04	0.069	0.003	0.064	10240	0.01745	0.05
0.06	0.0028					0.04	0.081	0.003	0.075	6966	0.02595	0.06
0.07	0.0038					0.04	0.091	0.003	0.085	4990	0.035	0.07
0.08	0.0050					0.05	0.103	0.003	0.097	3778	0.046	0.08
0.09	0.0064					0.05	0.113	0.003	0.107	2959	0.058	0.09
0.10	0.0079	0.156	0.009	0.140	2647	0.05	0.125	0.003	0.118	2381	0.0698	0.1
0.11	0.0095	0.166	0.009	0.150	2153	0.05	0.135	0.003	0.128	1957	0.087	0.11
0.12	0.0113	0.180	0.010	0.162	1786	0.06	0.147	0.004	0.139	1636	0.1006	0.12
0.13	0.0133	0.190	0.010	0.172	1505	0.06	0.157	0.004	0.149	1389		0.13
0.14	0.0154	0.200	0.010	0.182	1286	0.06	0.167	0.004	0.159	1193	0.1368	0.14
0.15	0.0177	0.210	0.010	0.192	1111	0.06	0.177	0.004	0.169	1037		0.15
0.16	0.0201	0.222	0.011	0.204	969.5	0.07	0.189	0.005	0.181	908.8	0.1788	0.16
0.17	0.0227	0.232	0.011	0.214	853.5	0.07	0.199	0.005	0.191	803.2		0.17
0.18	0.0254	0.246	0.012	0.226	757.2	0.08	0.211	0.005	0.202	715	0.2263	0.18
0.19	0.0284	0.256	0.012	0.236	676.2	0.08	0.221	0.005	0.212	640.6		0.19
0.20	0.0314	0.266	0.012	0.246	607.6	0.08	0.231	0.005	0.222	577.2	0.2793	0.2
0.21	0.0346	0.276	0.012	0.256	549	0.08	0.241	0.005	0.232	522.8		0.21
0.22	0.0380	0.286	0.012	0.266	498.4	0.08	0.252	0.005	0.243	480.1		0.22
0.23	0.0415	0.298	0.013	0.278	454.5	0.09	0.264	0.006	0.255	438.6	0.3694	0.23
0.24	0.0452	0.308	0.013	0.288	416.2	0.09	0.274	0.006	0.265	402.2		0.24
0.25	0.0491	0.318	0.013	0.298	382.5	0.09	0.284	0.006	0.275	370.2		0.25
0.26	0.0531	0.330	0.013	0.310	358.4	0.09	0.294	0.006	0.285	341.8	0.472	0.26
0.27	0.0573	0.340	0.013	0.320	331.4	0.09	0.304	0.006	0.295	316.6		0.27
0.28	0.0616	0.350	0.013	0.330	307.3	0.09	0.314	0.006	0.305	294.1		0.28
0.29	0.0661	0.360	0.013	0.340	285.7	0.09	0.324	0.006	0.315	273.9	0.5872	0.29
0.30	0.0707	0.374	0.014	0.352	262.9	0.01	0.337	0.007	0.327	254	0.6435	0.3
0.32	0.0804	0.394	0.014	0.372	230	0.01	0.357	0.007	0.347	222.8	0.7194	0.32
0.35	0.0962	0.424	0.014	0.402	191.2	0.01	0.387	0.007	0.377	185.7	0.8553	0.35
0.37	0.1075	0.446	0.014	0.424	170.6	0.01	0.407	0.007	0.397	165.9		0.37
0.40	0.1257	0.480	0.015	0.456	145.3	0.011	0.439	0.007	0.429	141.7	1.118	0.4
0.45	0.1590	0.532	0.016	0.508	114.2	0.011	0.49	0.007	0.479	112.1	1.414	0.45
0.50	0.1963	0.586	0.017	0.560	91.43	0.012	0.542	0.008	0.531	89.95	1.745	0.5
0.55	0.2376	0.646	0.017	0.620	78.15	0.012	0.592	0.008	0.581	74.18	2.112	0.55
0.60	0.2827	0.698	0.017	0.672	65.26	0.012	0.644	0.008	0.632	62.64	2.513	0.6
0.65	0.3318	0.752	0.018	0.724	55.31	0.012	0.694			53.26	2.95	0.65
0.70	0.3848	0.804	0.019	0.776	47.47	0.013	0.746			45.84	3.421	0.7
0.75	0.4418	0.860	0.020	0.830	41.19	0.014	0.798			39.87		0.75
0.80	0.5027	0.914	0.021	0.882	36.08	0.015	0.852			35.17	4.469	0.8
0.85	0.5675	0.966	0.022	0.934	31.87	0.015	0.904			31.11		0.85
0.90	0.6362	1.020	0.023	0.986	28.35	0.016	0.956			27.71	5.656	0.9
0.95	0.7088	1.072	0.024	1.038	25.38	0.017	1.008			24.84		0.95
1.00	0.7854	1.138	0.025	1.102	23.33	0.017	1.062			22.49	6.982	1
1.10	0.9503	1.242	0.026	1.204	19.17							1.1
1.20	1.1310	1.342	0.026	1.304	16.04						10.06	1.2
1.30	1.3273	1.448	0.027	1.408	13.61							1.3
1.40	1.5394	1.548	0.027	1.508	11.7						13.68	1.4
1.50	1.7671	1.654	0.028	1.612	10.16							1.5
1.60	2.0106	1.754	0.028	1.712	8.906						17.88	1.6
1.70	2.2698	1.856	0.029	1.814	7.781							1.7
1.80	2.5447	1.956	0.029	1.914	7.007						22.63	1.8
1.90	2.8353	2.062	0.030	2.018	6.278							1.9
2.00	3.1416	2.162	0.030	2.118	5.656						27.93	2
2.10	3.4636	2.266	0.031	2.220	5.123						31	2.1
2.20	3.8013	2.368	0.032	2.322	4.662							2.2
2.30	4.1548	2.460	0.032	2.422	4.26						36.94	2.3
2.40	4.5239	2.574	0.033	2.562	3.908							2.4
2.50	4.9087	2.678	0.034	2.682	3.598							2.5
2.60	5.3093	2.778	0.034	2.728	3.324						47.29	2.6
2.70	5.7256	2.878	0.034	2.828	3.079							2.7
2.80	6.1575	2.978	0.034	2.982	2.861							2.8
2.90	6.6052	3.078	0.034	3.028	2.665						58.72	2.9
3.00	7.0686	3.178	0.034	3.128	2.489						64.76	3
3.20	8.0425	3.388	0.034	3.338	2.198						71.49	3.2