

反激式变压器设计原理

绿色节能 PWM 控制器 CR68XX

CR6848 低功耗的电流模 PWM 反激式控制芯片

成都启达科技有限公司 联系人: 陈金元 TEL:13084442786

电话/传真: 028-87846900-218 028-87823766

电邮: chengoldsource@126.com ; gold@chiprail.com

MSN: chengoldsource@hotmail.com

概述: CR6848 是一款高集成度、低功耗的电流模 PWM 控制芯片, 适用于离线式 AC-DC 反激拓扑的小功率电源模块。

特点: 电流模式 PWM 控制	低启动电流	低工作电流
极少的外围元件	片内自带前沿消隐 (300nS)	额定输出功率限制
欠压锁定 (12.1V~16.1V)	内建同步斜坡补偿	PWM 工作频率可调
输出电压钳位 (16.5V)	周期电流限制	
软驱动	2000V 的 ESD 保护	过载保护
过压保护 (27V)	60 瓦以下的反激电源	SOT23-6L、DIP8 封装

应用领域: 本芯片适用于: 电池充电器、机顶盒电源、DVD 电源、小功率电源适配器等 60 瓦以下(包括 60 瓦)的反激电源模块。

兼容型号:

SG6848/SG5701/SG5848/LD7535/LD7550/OB2262/OB2263。

原生产厂家 现货热销! 028-87846900-218, 13084442786。

CR6842 兼容 SG6842J/LD7552/OB2268/OB2269。

绿色节能 PWM 控制器 AC-DC

产品型号	功能描述	封装形式	兼容型号
CR6848	低成本小功率绿色节能 PWM 控制器	SOT-26/DIP-8	SG6848/SG5701/SG5848 LD7535/LD7550 OB2262/OB2263
CR6850	新型低成本小功率绿色节能 PWM 控制器	SOT-26/DIP-8 SOP-8	SG6848/SG5701/SG5848 LD7535/LD7550 OB2262/OB2263
CR6851	具有频率抖动的低成本绿色节能 PWM 控制器	SOT-26/DIP-8 SOP-8	SG6848/SG5701/SG5848 LD7535/LD7550 OB2262/OB2263
CR6842	具有频率抖动的大功能	DIP-8	兼容 SG6842J/LD7552

	绿色节能 PWM 控制器	SOP-8	OB2268/OB2269
CR5842	具有频率抖动的多保护功能	DIP-8	
	大功率绿色节能 PWM 控制器	SOP-8	
CR6505	半桥 ATX 电源 PWM 控制器	DIP-16	兼容 WT7514, AT2005
CR6515	半桥 ATX 电源 PWM 控 制器+TL431	DIP-20	兼容 SG6105

(Flyback Transformer Design Theory)

第一节. 概述.

反激式 (Flyback) 转换器又称单端反激式或“Buck-Boost”转换器. 因其输出端在原边绕组断开电源时获得能量故而得名. 离线型反激式转换器原理图如图.

一、反激式转换器的优点有:

1. 电路简单, 能高效提供多路直流输出, 因此适合多组输出要求.
2. 转换效率高, 损失小.
3. 变压器匝数比值较小.
4. 输入电压在很大的范围内波动时, 仍可有较稳定的输出, 目前已可实现交流输入在 85~265V 间. 无需切换而达到稳定输出的要求.

二、反激式转换器的缺点有:

1. 输出电压中存在较大的纹波, 负载调整精度不高, 因此输出功率受到限制, 通常应用于 150W 以下.
2. 转换变压器在电流连续 (CCM) 模式下工作时, 有较大的直流分量, 易导致磁芯饱和, 所以必须在磁路中加入气隙, 从而造成变压器体积变大.
3. 变压器有直流电流成份, 且同时会工作于 CCM / DCM 两种模式, 故变压器在设计时较困难, 反复调整次数较顺向式多, 迭代过程较复杂.

第二节. 工作原理

在图 1 所示隔离反激式转换器 (The isolated flyback converter) 中, 变压器“T”有隔离与扼流之双重作用. 因此“T”又称为 Transformer-choke. 电路的工作原理如下:

当开关晶体管 T_r 导通时, 变压器初级 N_p 有电流 I_p , 并将能量储存于其中 ($E = L_p I_p^2 / 2$). 由于 N_p 与 N_s 极性相反, 此时二极管 D 反向偏压而截止, 无能量传送到负载. 当开关 T_r 关断时, 由楞次定律: ($e = -N \Delta \Phi / \Delta T$) 可知, 变压器原边绕组将产生一反向电势, 此时二极管 D 正向导通, 负载有电流 I_L 流通. 反激式转换器之稳态波形如图 2.

由图可知, 导通时间 t_{on} 的大小将决定 I_p 、 V_{ce} 的幅值:

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

V_{IN} : 输入直流电压 ; D_{max} : 最大工作周期

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

由此可知, 想要得到低的集电极电压, 必须保持低的 D_{max} , 也就是 $D_{max} < 0.5$, 在实际应用中通常取 $D_{max} = 0.4$, 以限制 $V_{ce_{max}} \leq 2.2 V_{IN}$.

开关管 T_r 导通时的集电极工作电流 I_e , 也就是原边峰值电流 I_p 为: $I_c = I_p = I_L / n$. 因 $I_L = I_o$, 故当 I_o 一定时, 匝比 n 的大小即决定了 I_c 的大小, 上式是按功率守恒原则, 原副边安匝数相等 $N_p I_p = N_s I_s$ 而导出. I_p 亦可用下列方法表示:

$$I_c = I_p = 2P_o / (\eta * V_{IN} * D_{max}) \quad \eta: \text{转换器的效率}$$

公式导出如下:

$$\text{输出功率: } P_o = LI_p^2 \eta / 2T$$

输入电压: $V_{IN} = L di / dt$ 设 $di = I_p$, 且 $1 / dt = f / D_{max}$, 则:

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

则 P_o 又可表示为:

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

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

上列公式中:

V_{IN} : 最小直流输入电压 (V)

D_{max} : 最大导通占空比

L_p : 变压器初级电感 (mH)

I_p : 变压器原边峰值电流 (A)

f : 转换频率 (KHZ)

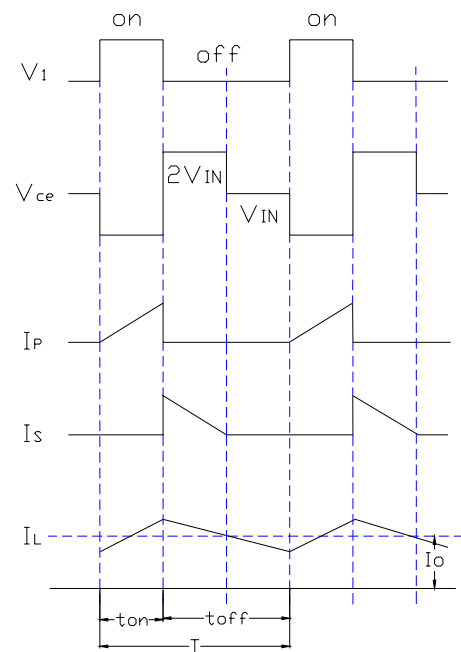


图2 反激式转换器波形图

由上述理论可知, 转换器的占空比与变压器的匝数比受限于开关晶体管耐压与最大集电极电流, 而此两项是导致开关晶体成本上升的关键因素, 因此设计时需综合考量做取舍。

反激式变换器一般工作于两种工作方式:

1. 电感电流不连续模式DCM (Discontinuous Inductor Current Mode) 或称“完全能量转换”: t_{on} 时储存在变压器中的所有能量在反激周期 (t_{off})中都转移到输出端。

2. 电感电流连续模式CCM (Continuous Inductor Current Mode) 或称“不完全能量转换”: 储存在变压器中的一部分能量在 t_{off} 末保留到下一个 t_{on} 周期的开始。

DCM 和 CCM 在小信号传递函数方面是极不相同的, 其波形如图 3. 实际上, 当变换器输入电压 V_{IN} 在一个较大范围内发生变化, 或是负载电流 I_L 在较大范围内变化时, 必然跨越着两种工作方式. 因此反激式转换器要求在 DCM / CCM 都能稳定工作. 但在设计上是比较困难的. 通常我们可以以 DCM / CCM 临界状态作设计基准., 并配以电流模式控制 PWM. 此法可有效解决 DCM 时之各种问题, 但在 CCM 时无消除电路固有的不稳定问题. 可用调节控制环增益偏离低频段和降低瞬态响应速度来解决 CCM 时因传递函数“右半平面零点”引起的不稳定。

DCM 和 CCM 在小信号传递函数方面是极不相同的, 其波形如图 3.

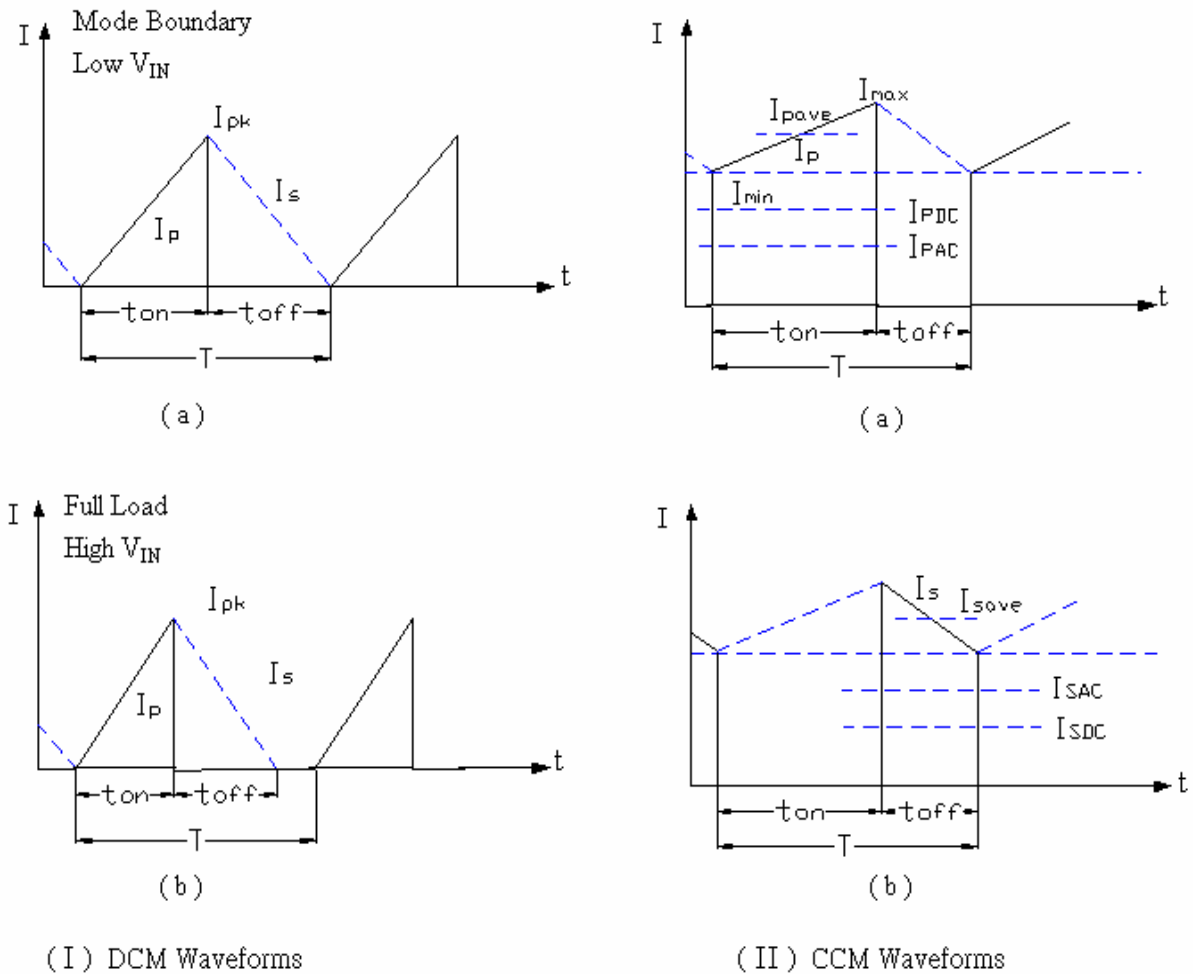


图3 DCM / CCM 原副边电流波形图

实际上,当变换器输入电压 V_{IN} 在一个较大范围内发生变化,或是负载电流 I_L 在较大范围内变化时,必然跨越着两种工作方式.因此反激式转换器要求在DCM / CCM都能稳定工作.但在设计上是比较困难的.通常我们可以以DCM / CCM临界状态作设计基准.,并配以电流模式控制PWM.此法可有效解决DCM时之各种问题,但在CCM时无消除电路固有的不稳定问题.可用调节控制环增益偏离低频段和降低瞬态响应速度来解决CCM时因传递函数“右半平面零点”引起的不稳定.

在稳定状态下,磁通增量 $\Delta \Phi$ 在 t_{on} 时的变化必须等于在“ t_{off} ”时的变化,否则会造成磁芯饱和.因此,

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

即变压器原边绕组每匝的伏特/秒值必须等于副边绕组每匝伏特/秒值.

比较图3中DCM与CCM之电流波形可以知道:DCM状态下在 T_r t_{on} 期间,整个能量转移波形中具有较高的原边峰值电流,这是因为初级电感值 L_p 相对较低之故,使 I_p 急剧升高所造成的负面效应是增加了绕组损耗(winding lose)和输入滤波电容器的涟波电流,从而要求开关晶体管必须具有高电流承载能力,方能安全工作.

在CCM状态中,原边峰值电流较低,但开关晶体在 t_{on} 状态时有较高的集电极电流值.因此导致开关晶体高功率的消耗.同时为达成CCM,就需要有较高的变压器原边电感值 L_p ,在变压器磁芯中所储存的残余能量则要求变压器的体积较DCM时要大,而其它系数是相等的.

综上所述,DCM与CCM的变压器在设计时是基本相同的,只是在原边峰值电流的定义有些区别 (CCM时 $I_p = I_{max} - I_{min}$).

第三节 FLYBACK TRANSFORMER DESIGN

一、FLYBACK 变压器设计之考量因素：

1. **储能能力.** 当变压器工作于 CCM 方式时, 由于出现了直流分量, 需加 AIR GAP, 使磁化曲线向 H 轴倾斜, 从而使变压器能承受较大的电流, 传递更多的能量.

$$P = f * V_e \int_{B_r}^{B_s} H dB$$

V_e : 磁芯和气隙的有效体积.

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

式中 I_{\max} , I_{\min} —— 为导通周期末, 始端相应的电流值.

由于反激式变压器磁芯只工作在第一象限磁滞回线, 磁芯在交、直流作用下的 B.H 效果与 AIR GAP 大小有密切关联, 如图 4. 在交流电流下气隙对 ΔB_{ac} 无改变效果, 但对 ΔH_{ac} 将大大增加, 这是有利的一面, 可有效地减小 CORE 的有效磁导率和减少原边绕组的电感.

在直流电流下气隙的加入可使 CORE 承受更加大的直流电流去产生 H_{DC} , 而 B_{DC} 却维持不变, 因此在大的直流偏置下可有效地防止磁芯饱和, 这对能量的储存与传递都是有利的. 当反激变压器工作于 CCM 时, 有相当大的直流成份, 这时就必须有气隙.

外加的伏秒值, 匝数和磁芯面积决定了 B 轴上 ΔB_{ac} 值; 直流的平均电流值, 匝数和磁路长度决定了 H 轴上 H_{DC} 值的位置. ΔB_{ac} 对应了 ΔH_{ac} 值的范围. 可以看出, 气隙大 ΔH_{ac} 就大. 如此, 就必须有足够的磁芯气隙来防止饱和状态并平稳直流成分.

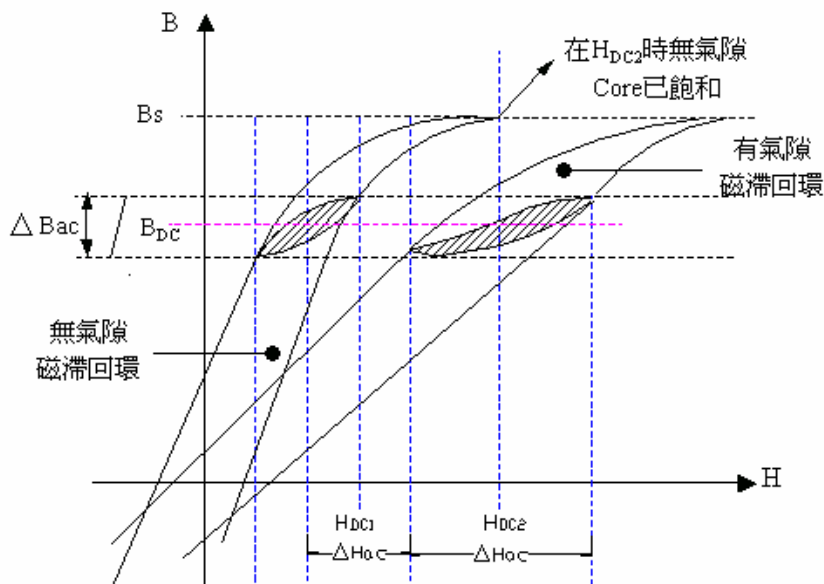


图 4 有无气隙时返驰变压器磁芯第一象限磁滞回路

2. **传输功率.** 由于 CORE 材料特性, 变压器形状 (表面积对体积的比率), 表面的热幅射, 允许温升, 工作环境等的不特定性, 设计时不可把传输功率与变压器大小简单的作联系, 应视特定要求作决策. 因此用面积乘积法求得之 AP 值通常只作一种参考. 有经验之设计者通常可结合特定要求直接确定 CORE 之材质, 形状, 规格等.

3. **原, 副边绕组每匝伏数应保持相同.** 设计时往往会遇到副边匝数需由计算所得分数匝取整, 而导致副边每匝伏数低于原边每匝伏数. 如此引起副边的每匝伏秒值小于原边, 为使其达到平衡就必须减小 t_{on} 时间, 用较长的时间来传输电能到输出端. 即要求导通占空比 D 小于 0.5. 使电路工作于 DCM 模式. 但在此需注意: 若 L_p 太大, 电流上升斜率小, t_{on} 时间又短 ($< 50\%$), 很可能在“导通”结束时, 电流上升值不大, 出现电路没有能力去传递所需功率的现象. 这一现象是因系统自我功率限制之故. 可通过增加 AIR GAP 和减小电感 L_p , 使自我限制作用不会产生来解决此问题.

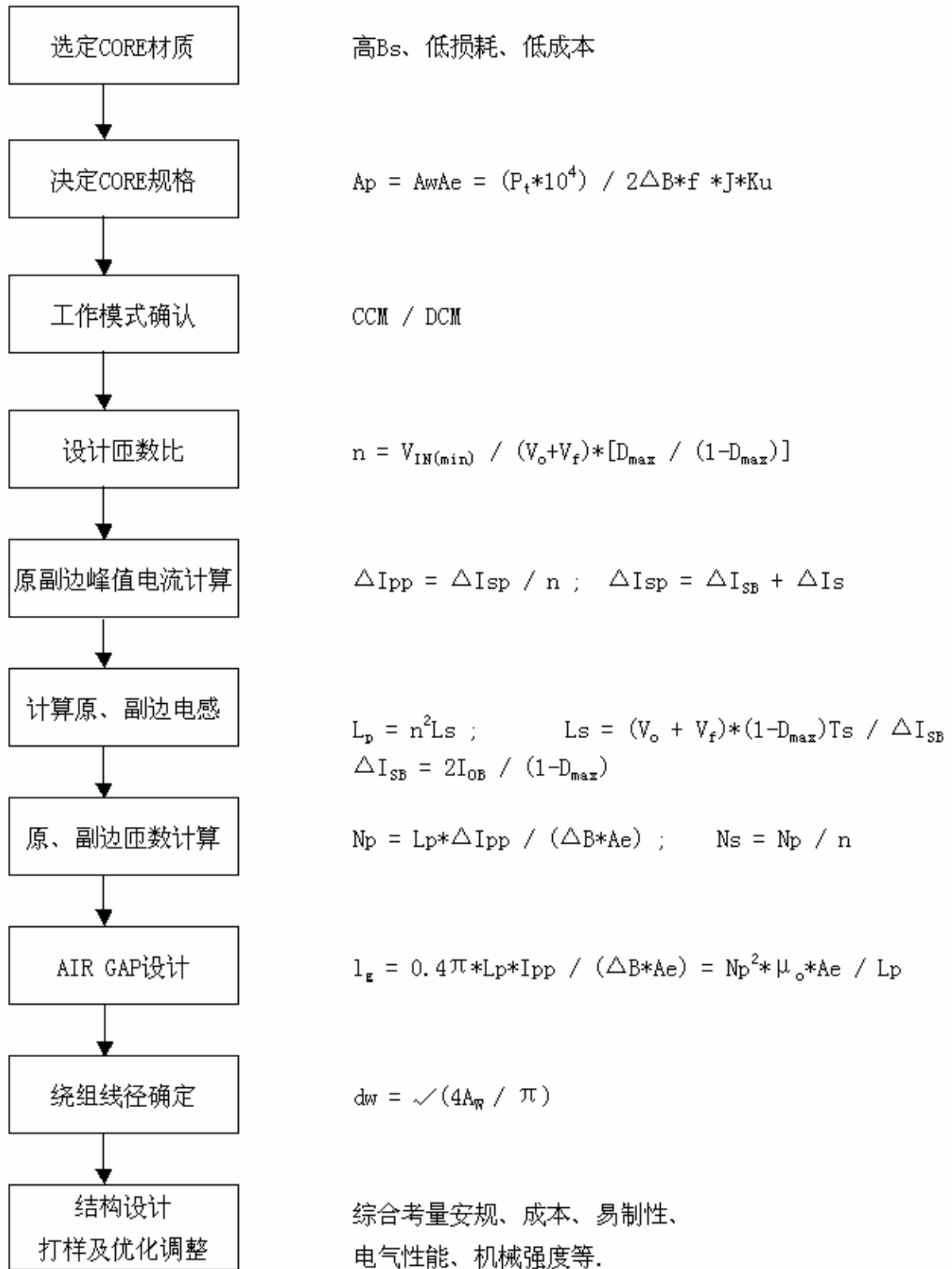
4. **电感值 L_p .** 电感 L_p 在变压器设计初期不作重点考量. 因为 L_p 只影响开关电源的工作方式. 故此一参数由电路工作方式要求作调整. L_p 的最大值与变压器损耗最小值是一致的. 如果设计所得 L_p 大, 又要求以 CCM 方式工作, 则刚巧合适. 而若需以 DCM 方式工作时, 则只能用增大 AIR GAP, 降低 L_p 来达到要求, 这样, 一切均不会使变压器偏离设计.

在实际设计中通过调整气隙大小来选定能量的传递方式 (DCM / CCM). 若工作于 DCM 方式, 传递同样的能量峰值电流是很高的. 工作中开关 T_r , 输出二极管 D 以及电容 C 产生最大的损耗, 变压器自身产生最大的铜损 (I^2R). 若工作于 CCM 方式, 电感较大时, 电流上升斜率低虽然这种状况下损耗最小, 但这大的磁化直流成分和高的磁滞将使大多数铁磁物质产生磁饱和. 所以设计时应使用一个折衷的方法, 使峰值电流大小适中, 峰值与直流有效值的比值比较适中. 只要调整一个合适的气隙, 就可得到这一传递方式, 实现噪音小, 效率合理之佳况.

5. **磁饱和瞬时效应.** 在瞬变负载状况下, 即当输入电压为 V_{INmax} 而负载电流为 I_{Omin} 时, 若 I_o 突然增加, 则控制电路会立即加宽脉冲以提供补充功率. 此时, 会出现 V_{INmax} 和 D_{max} 并存, 即使只是一个非常短的时间, 变压器也会出现饱和, 引起电路失控. 为克服此一瞬态不良效应, 可应用下述方法:

变压器按高输入电压 (V_{INmax}), 宽脉冲 (D_{max}) 进行设计. 即设定低的 ΔB 工作模式, 高的原边绕组匝数, 但此方法之缺点是使变压器的效率降低.

二、变压器设计流程 (Transformer Design Procedure)



第四节 Flyback Transformer Design Example

一. 设计步骤:

- step0 SPEC: V_{IN} , f_s , V_o , I_o , D , η , Δt , CCM&DCM, Load状况.
- step1 选择CORE材质, 确定 ΔB .
- step2 确定CORE SIZE和TYPE.
- step3 确定临界电流 IOB.
- step4 设定匝数比 n , CHECK D_{max} .
- step5 DCM / CCM临界时二次侧峰值电流 ΔI_{SB} 计算.
- step6 计算原、副边电感(L_p & L_s).
- step7 求CCM时副边峰值电流 ΔI_{sp} .
- step8 求CCM时原边峰值电流 ΔI_{pp} .
- step9 确定 N_p , N_s .
- step11 计算线径, 估算铜窗占用率.
- step12 估算损耗及温升.
- step13 结构设计.
- step14 SAMPLE制作, 结构确认.
- step15 DQ及设计优化.

例 : 60watts ADAPTER POWER MAIN X'FMR
INPUT : 90 ~ 264 Vac 47 ~ 63 HZ ;
OUTPUT : DC 19V 0 ~ 3.16A ; $V_{cc} = 12 V_{DC}$ 0.1A
 $\eta \cong 0.83$; $f_s = 70KHZ$; Duty cylce over 50%
 $\Delta t \cong 40^\circ$ (表面) @ 60W ; X'FMR限高 21mm.
CASE Surface Temperature $\cong 78^\circ C$.
Note : Constant Voltage & Current Design (UC3842, CR6848, CR6850)

Step1. 选择 CORE 材质, 确定 ΔB

本例为 ADAPTER DESIGN, 由于该类型机散热效果差, 故选择 CORE 材质应考量高 B_s , 低损耗及高 μ_i 材质, 结合成本考量, 在此选用 Ferrite Core, 以 TDK 之 PC40 or PC44 为优选, 对比 TDK DATA BOOK, 可知 PC44 材质单位密度

相关参数如下: $\mu_i = 2400 \pm 25\%$ $P_{vc} = 300KW / m^2$ @100KHZ, 100°C
 $B_s = 390mT$ $B_r = 60mT$ @ 100°C $T_c = 215^\circ C$
为防止 X'FMR 出现瞬态饱和效应, 此例以低 ΔB 设计.
选 $\Delta B = 60\%B_m$, 即 $\Delta B = 0.6 * (390 - 60) = 198mT \cong 0.2 T$

Step2 确定 Core Size 和 Type.

1> 求 core A_p 以确定 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 $P_t = P_o / \eta + P_o$ 传递功率;

J : 电流密度 A / cm^2 (300~500); K_u : 绕组系数 0.2 ~ 0.5 .

2> 形状及规格确定.

形状由外部尺寸, 可配合 BOBBIN, EMI 要求等决定, 规格可参考 A_p 值及形状要求而决定, 结合上述原则, 查阅 TDK 之 DATA BOOK, 可知 RM10, LP32/13, EPC30 均可满足上述要求, 但 RM10 和 EPC30 可用绕线容积均小于 LP32/13, 在此选用 LP32/13 PC44, 其参数如下:

$$A_e = 70.3 \text{ mm}^2 \quad A_w = 125.3 \text{ mm}^2 \quad AL = 2630 \pm 25\% \quad l_e = 64.0 \text{ mm}$$

$$A_p = 0.88 \text{ cm}^4 \quad V_e = 4498 \text{ mm}^3 \quad P_t = 164 \text{ W (forward)}$$

Step3 估算临界电流 IOB (DCM / CCM BOUNDARY)

本例以 IL 达 80% $I_{o(max)}$ 时为临界点设计变压器.

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

Step4 求匝数比 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 以降低铁损, 但铜损将有所增加.

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 临界

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

Step6 计算次级电感 Ls 及原边电感 Lp

$$L_s = (V_o + V_f)(1 - D_{max}) * T_s / \Delta I_{SB} = (19 + 0.6) * (1 - 0.52) * (1/70000) / 10 = 12.76 \mu\text{H}$$

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

此电感值为临界电感, 若需电路工作于 CCM, 则可增大此值, 若需工作于 DCM 则可适当调小此值.

Step7 求 CCM 时副边峰值电流 Δi_{sp}

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

$$\Delta I_{sp} = \Delta I_{SB} + \Delta I_s = I_{o(max)} / (1 - D_{max}) + (\Delta I_{SB} / 2) = 3.16 / (1 - 0.52) + 10.533 / 2 = 11.85 \text{ A}$$

Step8 求 CCM 时原边峰值电流 ΔI_{pp}

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

Step9 确定 Np、Ns

1> N_p

$$N_p = L_p * \Delta I_{pp} / (\Delta B * A_e) = 460 * 1.975 / (0.2 * 70.3) = 64.6 \text{ Ts}$$

因计算结果为分数匝, 考虑兼顾原、副边绕组匝数取整, 使变压器一、二次绕组有相同的安匝值, 故调整 $N_p = 60 \text{ Ts}$ OR $N_p = 66 \text{ Ts}$

考量在设定匝数比 n 时, 已有铜损增加, 为尽量平衡 P_{fe} 与 P_{cu} , 在此先选 $N_p = 60 \text{ Ts}$.

2> N_s

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

3> N_{vcc}

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

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

Step10 计算 AIR GAP

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

Step11 计算线径 dw

1> d_{wp}

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

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

$$= 0.1 \text{ (取 } \Phi 0.35 \text{ mm} * 2)$$

2> d_{ws}

$$A_{ws} = I_o / J = 3.16 / 4 \text{ (} \Phi 1.0 \text{ mm)}$$

量可绕性及趋肤效应, 采用多线并绕, 单线不应大于 $\Phi 0.4$, $\Phi 0.4$ 之 $A_w = 0.126 \text{ mm}^2$, 则 0.79 (即 N_s 采用 $\Phi 0.4 * 6$)

3> d_{wvcc} $A_{wvcc} = I_v / J = 0.1 / 4$

上述绕组线径均以 $4 \text{ A} / \text{mm}^2$ 之计算, 以降低铜损, 若结构设计时线包过胖, 可适当调整 J 之取值.

4> 估算铜窗占有率.

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

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

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

$$0.4 * 125.3 = 50.12$$

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

Step12 估算损耗、温升

1> 求出各绕组之线长.

2> 求出各绕组之 RDC 和 Rac @100°C

3> 求各绕组之损耗功率

4> 加总各绕组之功率损耗(求出 Total 值)

如 : $N_p = 60 T_s$, LP32/13BOBBIN 绕线平均匝长 4.33 cm

则 $I_{NP} = 60 * 4.33 = 259.8 \text{ cm}$ $N_s = 10 T_s$

则 $I_{NS} = 10 * 4.33 = 43.3 \text{ cm}$

$$N_{vcc} = 7 T_s$$

则 $I_{Nvc} = 7 * 4.33 = 30.31 \text{ cm}$

查线阻表可知 : $\Phi 0.35 \text{ mm WIRE}$ $R_{DC} = 0.00268 \Omega / \text{cm}$ @ 100°C

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

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

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

求副边各电流值. 已知 $I_o = 3.16 \text{ A}$.

副边平均峰值电流 : $I_{spa} = I_o / (1 - D_{max}) = 3.16 / (1 - 0.52) = 6.583 \text{ A}$

副边直流有效电流 : $I_{srms} = \sqrt{(1 - D_{max}) * I_{spa}^2} = \sqrt{(1 - 0.52) * 6.583^2} = 4.56 \text{ A}$

副边交流有效电流 : $I_{sac} = \sqrt{I_{2srms}^2 - I_o^2} = \sqrt{4.56^2 - 3.16^2} = 3.29 \text{ A}$

求原边各电流值 :

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

原边平均峰值电流 : $I_{ppa} = I_{spa} / n = 6.58 / 6 = 1.097 \text{ A}$

原边直流有效电流 : $I_{prms} = D_{max} * I_{ppa} = 1.097 * 0.52 = 0.57 \text{ A}$

原边交流有效电流 : $I_{pac} = \sqrt{D * I_{2ppa}^2} = 1.097 * \sqrt{0.52} = 0.79 \text{ A}$

求各绕组交、直流电阻.

原边 : $R_{PDC} = (I_{Np} * 0.00268) / 2 = 0.348 \Omega$

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

副边 : $R_{SDC} = (I_{NS} * 0.00203) / 6 = 0.0146 \Omega$

$R_{sac} = 1.6R_{SDC} = 0.0243 \Omega$

Vcc 绕组 : $R_{DC} = 30.31 * 0.0106 = 0.321 \Omega$

计算各绕组交直流损耗:

副边直流损 : $P_{SDC} = I_o^2 R_{SDC} = 3.162^2 * 0.0146 = 0.146W$

交流损 : $P_{sac} = I_{sac}^2 * R_{sac} = 3.29^2 * 0.0234 = 0.253W$

Total : $P_s = 0.146 + 0.253 = 0.399 W$

原边直流损 : $P_{PDC} = I_{rms}^2 R_{PDC} = 0.57^2 * 0.348 = 0.113W$

交流损 : $P_{pac} = I_{pac}^2 * R_{pac} = 0.79^2 * 0.557 = 0.348W$

忽略 Vcc 绕组损耗(因其电流甚小) Total $P_p = 0.461W$

总的线圈损耗 : $P_{cu} = P_c + P_p = 0.399 + 0.461 = 0.86 W$

2> 计算铁损 P_{Fe}

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

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> 估算温升 Δt

依经验公式 $\Delta t = 23.5P_{\Sigma} / \sqrt{A_p} = 23.5 * 0.972 / \sqrt{0.88} = 24.3 \text{ } ^\circ C$

估算之温升 Δt 小于 SPEC, 设计 OK.

Step13 结构设计

查 LP32 / 13 BOBBIN 之绕线幅宽为 21.8mm.

考量安规距离之沿面距离不小于 6.4mm.

为减小 LK 提高效率, 采用三明治结构, 其结构如下 :

X'FMR 结构 :

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			连结两 A 点		2L