

AP3768 系统设计方案及应用注释

作者：李光明、刘磊
系统工程部

1. 概述

AP3768是第二代脉冲频率调制(PFM)原边控制器(Primary Side Regulation, PSR)，用于非连续导通模式的反激开关电源的设计。

AP3768可以提供精确的恒压，恒流(CV/CC)控制。为了实现精确的电压调节，AP3768具有可调的导线电压降补偿功能用以补偿不同长度和线径的导线所引起的压降。

AP3768还可以通过PFM工作模式和全新的超低启动电流技术实现超低的待机功耗。AP3768的系统方案能够满足待机功耗低于30mW的5星级充电器标准。

图1是AP3768典型应用电路图。其相应的设计规范分述于下列几章。

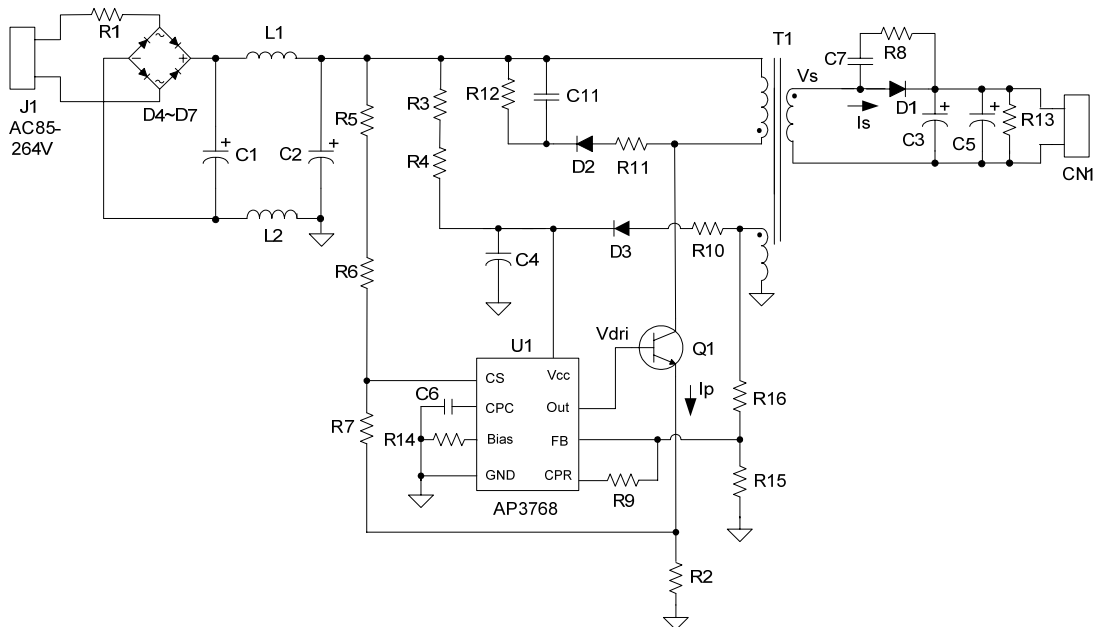


图 1. AP3768 典型应用图

1.1 低待机功耗设计

为了兼顾低待机功耗和空载输出电压过冲，需要对阻尼电阻R13仔细选择。为了在实现待机功耗低于30mW的同时具有可以接受的空载输出过冲电压，R13的推荐值为5.1K到10K。启动电阻(R3+R4)和CC补偿电阻(R5+R6)在空载或轻载时的损耗也需要仔细考虑。考虑到待机功耗低于30mW和小于3S的启动延迟时间，R3和R4的和的推荐值为10M到13M。相应地推荐使用1 μ F到1.5 μ F的偏置电容C4。同时，一般情况下R5加R6的和的推荐值

为30M。此外，再调节R7以达到最佳的CC补偿。

1.2 变压器设计

图1显示的是一个由AP3768控制的带有3个绕组的反激变换器。3个绕组分别为原边(Np)，副边(Ns)和用于偏置电源和输出电压检测的辅助绕组(Na)。AP3768从FB脚检测辅助绕组的反馈电压，由VCC脚引入电源。图2给出了设计过程中各参数的相对理想状态下的工作波形。

参数的命名如下:

V_{dri} ---简化的主开关管的驱动信号

I_p ----原边电流

I_s -----副边电流

V_s -----副边电压

T_{sw} ---开关周期

F_{sw} ---开关频率

t_{onp} ---原边导通时间

t_{ons} ---副边导通时间

t_{off} ---关断时间

I_{pk} ---原边峰值电流

I_{pks} ---副边峰值电流

V_{ds} --- V_o 与整流管正向导通压降之和

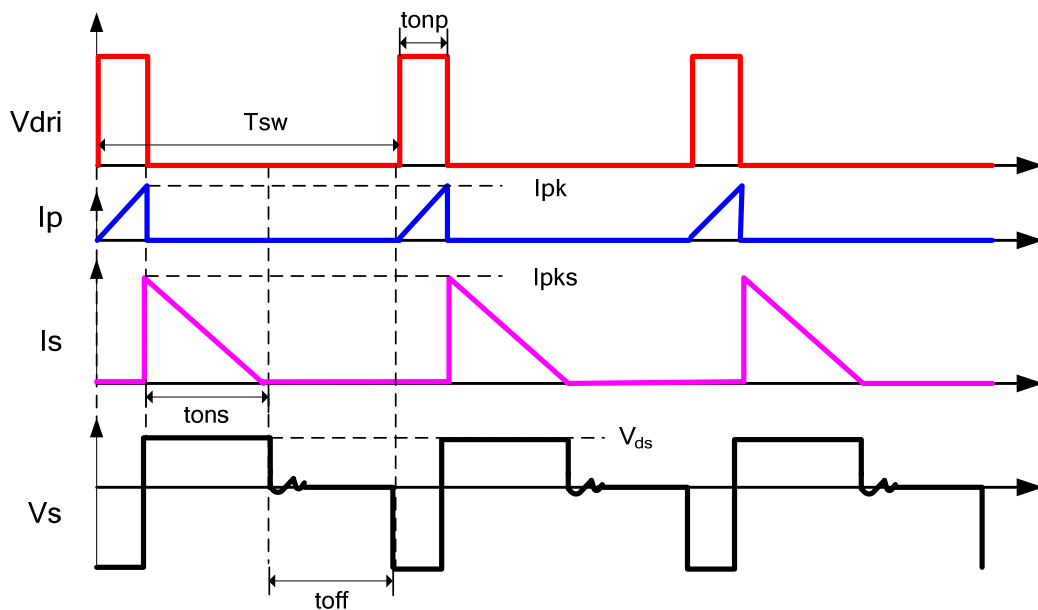


图 2. 工作波形图

设计步骤:

第一步. 为AP3768反激变换器选择适当的 I_{pk}

1-1. 计算变压器的最大匝比

变压器的最大匝比应该是设计的第一步, 以保证在任何条件下系统都工作在非连续导通状态, 特别是在最小输入电压和满载时。

如果在最小输入电压和满载时系统能满足公式(1), 则在任何条件下系统都工作在非连续导通状态。

$$T_{sw} \geq t_{onp} + t_{ons} \quad (1)$$

对原边电流而言,

$$t_{onp} = I_{pk} \frac{L_p}{V_{indc}} \quad (2)$$

其中 L_p 是原边绕组电感量, V_{indc} 是整流后的直流输入电压。

当 V_{indc} 为最小值时, 可以得到最大的 t_{onp} 。因此

$$t_{onp_max} = I_{pk} \frac{L_p}{V_{indc_min}} \quad (3)$$

对副边电流而言,

$$t_{ons} = I_{pks} \frac{L_s}{V_s} \quad (4)$$

在公式(4)中, L_s 是副边绕组电感量。

$V_s = V_o + V_d$, V_d 是副边整流二极管的正向导通压降。

由公式(3)可知, 在CV状态下, V_s 是一恒定电压, 所以对于不同的输入电压 t_{ons} 是一常数。

在反激变换器中, 当原边开关三极管导通时,

能量被存储在励磁电感 L_p 中，因此，从输入传递到输出的能量可以表示为：

$$P_{in} = \frac{1}{2} L_p I_{pk}^2 f_{SW}$$

则

$$T_{SW} = \frac{L_p I_{pk}^2}{2P_{in}} \quad (5)$$

用公式(5)，(3) 和(4)替换公式(1)中的 T_{sw} , t_{onp} 和 t_{ons} ,

$$\frac{L_p I_{pk}^2}{2P_{in}} \geq I_{pks} \frac{L_s}{V_s} + I_{pk} \frac{L_p}{V_{indc_min}} \quad (6)$$

因为峰值电流与原边电感量及副边电感量有如下关系：

$$I_{pks} = n_{ps} \times I_{pk} \quad (7)$$

$$L_s = \frac{L_p}{n_{ps}^2} \quad (8)$$

其中 n_{ps} 是原边与副边的匝比。

合并公式(6)，(7)，(8)，则

$$\frac{I_{pk}}{2P_{in}} \geq \frac{I}{V_s n_{ps}} + \frac{I}{V_{in}} \quad (9)$$

因为，

$$P_{in} = \frac{V_o I_o}{\eta} \quad (10)$$

这里 η 是系统的效率。

在最大负载时，系统会工作在CV和CC状态的边界。 I_o 可以表示为

$$I_o = \frac{I}{2} \times \frac{t_{ons}}{T_{SW}} - I_{pks}$$

则 I_{pks} 定义为

$$I_{pks} = k I_o \quad (11)$$

在AP3768的设计中，

$$k = \frac{2T_{SW}}{t_{ons}} = 3.5$$

因此，可得到

$$n \leq V_{indc_min} \left(\frac{k \times \eta}{2V_o} - \frac{I}{V_s} \right) \quad (12)$$

所以，可得到最大的原副边匝比为

$$N \leq V_{indc_min} \left(\frac{k \times \eta}{2V_o} - \frac{I}{V_o + V_d} \right) \quad (13)$$

由于以上计算都是基于忽略功率损耗的理想情况，所以 k 由一给定的近似值4来替代实际值3.5。

1-2. 计算原边峰值电流和电流采样电阻

根据输出电流计算出 I_{pk} ：

$$I_{pk} = \frac{I_{pks}}{n_{ps}} = \frac{k \times I_o}{n_{ps}} \quad (14)$$

这里， $k=4$ ， n_{ps} 是 n_{max} 的计算值。

在AP3768中，内部参考电压为0.5V。如果检测电压 V_{CS} 达到0.5V，功率管APT13003E会被关断， t_{onp} 截止。

$$R_{CS} = \frac{0.5V}{I_{pk}} \quad (15)$$

所以 R_{CS} 可由公式(15)得出，并从标准系列电阻中选出实际值。在 R_{CS} 确定后， I_{pk} 可以根据选定的 R_{CS} 进行调整。

至此， I_{pk} 和 R_{CS} 已经被设计好了。

第二步. 设计变压器

2-1. 计算原边电感量 L_p

原边电感量 L_p 与存储能量相关。 L_p 应该足够大以存储足够的能量，因此可以从系统中得到 P_{o_Max} 。

由公式(10)，可给出最大功率为：

$$P_o = \frac{I}{2} L_p I_{pk}^2 f_{SW} \eta \quad (16)$$

则， L_p 可从下面公式中得出

$$L_p = \frac{2P_o}{I_{pk}^2 f_{SW} \eta} \quad (17)$$

这里为得到好的系统综合性能, 推荐的满载下最佳开关频率 f_{sw} 为 50~60kHz。

2-2. 重新计算原副边匝比--- n_{ps}

由公式(14), 原副边匝比可以重新计算为

$$n_{ps} = \frac{k \cdot I_O}{I_{pk}} (k = 4) \quad (18)$$

2-3. 计算原边, 副边和辅助绕组的匝数

首先, 要确定合理的磁芯类型和 ΔB , 然后分别计算出 3 个绕组的匝数。

原边绕组匝数:

$$N_p = \frac{L_p I_{pk} 10^8}{Ae \times \Delta B} \quad (19)$$

副边绕组匝数:

$$N_s = \frac{N_p}{n_{ps}} \quad (20)$$

辅助绕组匝数:

$$N_A = \frac{N_s V_A}{V_S} \quad (21)$$

这里, V_A 取典型值20V, V_S 等于 $V_O + V_d$ 。磁芯选定后, Ae 可自动得到。

第三步, 选择整流二极管和原边开关管

3-1. 选择副边和辅助绕组的整流二极管

副边最高反向电压:

$$V_{dr} = V_O + \frac{V_{indc_max} N_s}{N_p} \quad (22)$$

辅助绕组最高反向电压:

$$V_{dar} = V_A + \frac{V_{indc_max} N_A}{N_p} \quad (23)$$

在公式(22)和(23)中, 应该使用最高直流输入电压。

3-2. 选择原边开关三极管

$$V_{dc_max} = V_{dc_spike} + V_{indc_max} + \frac{V_S N_p}{N_s} \quad (24)$$

需要注意, V_{dc_spike} 会随着吸收电路的不同而变化。

1.3. 输出导线压降补偿

AP3768 具有可调的线补偿功能, 这个功能可以精确设置不同线规和长度带来的线压降, 从而能保证良好的输出电压调整率。

AP3768 的外部输出导线线压降补偿电路示于图 3。AP3768 在 FB 脚检测辅助绕组的反馈电压, 在工作于恒压(CV)模式时用以调整输出电压, 在 CV 模式时, FB 脚电压 V_{FB} 是固定的 4.0V。

CPR脚电压 V_{CPR} 由AP3768的内部电路产生。它随着输出负载的升高而线性降低。

$$V_{CPR} = 3.08 - 2.75 \times D_{ons} \quad (25)$$

这里 D_{ons} 是副边二极管的占空比, 等于 T_{ons}/T_{sw} , 和负载成直接比例关系。在 CV 模式下, 最大的 D_{ons} 为 4/7, 最小的 D_{ons} 为 0, 因此 V_{CPR} 最小值约为 1.5V, 最大值为 3V。

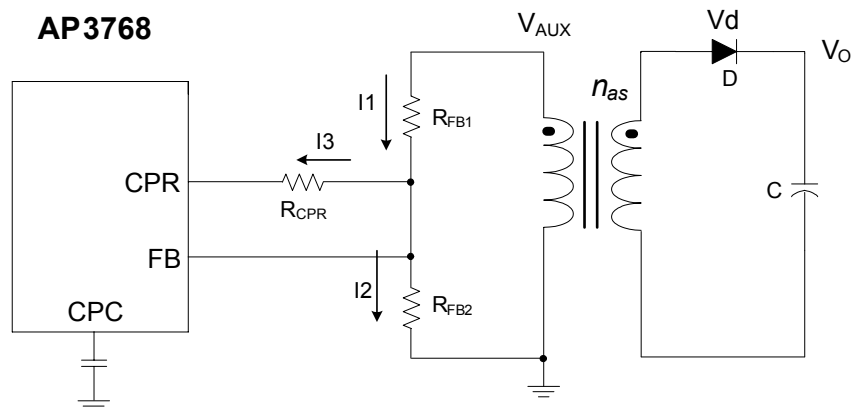


图 3. 输出导线补偿电路

由图3所示的电阻网络可知，流过 R_{FB1} 的电流等于流过 R_{FB2} 和 R_{CPR} 上的电流和：

$$I_1 = I_2 + I_3 \quad (26)$$

所以，可以得到公式(27)：

$$\frac{V_{FB} - V_{CPR}}{R_{CPR}} + \frac{V_{FB}}{R_{FB2}} = \frac{V_{AUX} - V_{FB}}{R_{FB1}} \quad (27)$$

V_{AUX} 可以按如下公式计算：

$$V_{AUX} = \left(1 + \frac{R_{FB1}}{R_{FB2}} + \frac{R_{FB1}}{R_{CPR}}\right) \times V_{FB} - \frac{R_{FB1}}{R_{CPR}} \times V_{CPR} \quad (28)$$

根据图3所示的 V_O 和 V_{AUX} 的关系，可得到输出电压为：

$$V_O = \left(1 + \frac{R_{FB1}}{R_{FB2}} + \frac{R_{FB1}}{R_{CPR}}\right) \times \frac{V_{FB}}{n_{AS}} - V_d - \frac{R_{FB1}}{R_{CPR} \times n_{AS}} \times V_{CPR} \quad (29)$$

在公式(29)中， n_{AS} 是辅助绕组与副边绕组的匝比。显然， V_O 随着 V_{CPR} 的降低而线性增加。由于 V_{CPR} 随着负载的升高而线性降低， V_O 随着负载的升高而线性增加，这正是输出线压降补偿所需要的。

从公式(26)和(29)可得到线压降补偿为：

$$\Delta V_O = 2.75 \times \frac{R_{FB1}}{R_{CPR}} \times \Delta D_{ons} \times \frac{1}{n_{AS}} \quad (30)$$

通常，推荐使用能够确保在满载时 T_{ons}/T_{sw} 约为 $4/7$ 的 n_{AS} 值。因此，最大补偿电压 ΔV_O 会在满载时且公式(30)可以被简化为：

$$\Delta V_O = 1.57 \times \frac{R_{FB1}}{R_{CPR}} \times \frac{1}{n_{AS}} \quad (31)$$

R_{CPR} 可由公式(32)求得

$$R_{CPR} = 1.57 * \frac{R_{FB1}}{n_{AS} \times \Delta V_O} \quad (32)$$

从公式(32)可知，对于匝比 n_{AS} 固定的变压器，补偿电压可以非常容易地进行调整以适应由于线规和长度不同所带来的 R_{CPR} 值的变化。同时，反馈电阻 R_{FB1} 也可能微调以保证精确的输出电压。

考虑到CPR脚吸电流的限制，推荐使用10K

或大于10K的电阻作为 R_{CPR} 。 R_{FB1} 和 R_{FB2} 也应该相应地根据这个限制来选择。此外， R_{FB2} 的推荐值应该大于5k Ω 。

1.4 设计举例

规格：

输入电压：85V_{AC}-265V_{AC}

输出电压： $V_O=5.5V$

输出电流： $I_O=0.5A$

效率：75%

开关频率： $f_{sw}=60kHz$

副边绕组整流管正向导通电压： $V_d=0.4V$

辅助绕组整流管正向导通电压： $V_{da}=1V$

辅助绕组反馈电压： $V_a=15V$

磁芯：EE16 ($A_e=19.2mm^2$)

ΔB ： $\Delta B=2450GS$

$V_{dc_spike}=100V$ (包含吸收电路)

输出导线：28AWG, 1.5m long, 0.214 Ω/m

副边整流管占空比： $D_{ons} = 4/7$

反馈电阻： $R_{FB1} = 33K$

设计步骤：

第一步. 设计合理的AP3768反激电路的 I_{pk}

1-1. 计算变压器最大匝比

$$N_{MAX} = V_{indc_min} \left(\frac{k \times \eta}{2V_O} - \frac{1}{V_O + V_d} \right) (k \approx 4)$$

$$V_{indc_min} = V_{inac_min} \times \sqrt{2} - 40$$

$$N_{MAX} = 8.259$$

1-2. 计算原边峰值电流和电流采样电阻

$$I_{pk} = \frac{I_{pks}}{N} = \frac{k \times I_O}{N}$$

$$I_{pk_max} = 242mA$$

电流采样电阻，

$$R_{CS} = \frac{0.5V}{I_{pk}}$$

$$R_{CS} \approx 2.1\Omega$$

重新计算原边峰值电流，

$$I_{pk_max} = 238mA$$

第二步. 设计变压器
2-1. 计算原边电感量--Lp

$$L_p = \frac{2P_o}{I_{PK}^2 f_{SW} \eta}$$

$$L_p = 2.16mH$$

2-2. 重新计算原副边匝比---N

$$N = \frac{k \cdot I_o}{I_{pk}} (k \approx 4)$$

$$N = 8.4$$

2-3. 计算原边, 副边和辅助绕组的匝数

原边绕组匝数,

$$N_p = \frac{L_p I_{PK} 10^8}{Ae \times \Delta B}$$

$$N_p = 109N$$

副边绕组匝数,

$$N_s = \frac{N_p}{N}$$

$$N_s = 13T$$

辅助绕组匝数,

$$N_A = \frac{N_s V_A}{V_s}$$

$$N_A = 35T$$

第三步. 选择整流管和原边开关管
3-1. 选择副边和辅助绕组的整流管

副边最大反向电压,

$$V_{dr} = V_o + \frac{V_{indc_max} N_s}{N_p}$$

$$V_{dr} = 50V$$

辅助绕组最大反向电压,

$$V_{dar} = V_A + \frac{V_{indc_max} N_A}{N_p}$$

$$V_{dar} = 135V$$

3-2. 选择原边开关管

$$V_{dc_max} = V_{dc_spike} + V_{indc_max} + \frac{V_s N_p}{N_s}$$

$$V_{dc_max} = 448V$$

第四步. 选择合理的线补偿电阻---R_{CPR}
4-1. 计算线压降

1.5m 28AWG 导线的电阻为:

$$R_{cab} = 0.214 \times 2 \times 1.5 = 0.642\Omega$$

线压降为:

$$\Delta V = R_{cab} * I_o = 0.642 \times 0.5 = 0.32V$$

4-2. 计算 R_{CPR}

辅助绕组与副边绕组的匝比为:

$$n_{AS} = \frac{N_A}{N_s} \approx 2.7$$

因为变压器是为了保证满载情况而设计的,

 T_{ONS}/T_{SW} 是 4/7, R_{CPR} 可由公式(32)得出

$$R_{CPR} = \frac{1.57 \times 33k}{2.7 \times 0.32} = 60k$$

设计结论:

1. 计算最大原边峰值电流和 Rcs			
Ipk=	238	mA	原边峰值电流
Rcs=	2.1	Ω	电流采样电阻
2. 设计变压器			
Lp=	2.16	mH(±8%)	原边电感
N=	8.4	原副边匝比	
Np=	109	T	原边绕组匝数
Ns=	13	T	副边绕组匝数
Na=	35	T	辅助绕组匝数
3. 选择整流管和原边开关管			
Vdr=	50	V	副边最大反向电压
Vdar=	135	V	辅助绕组最大反向电压
Vdc_max=	448	V	原边开关管电压
4. 选择			
R _{CPR} =	60	kΩ	线补偿电阻