

AP3770 应用指南

作者：宿清华
系统工程部

1. 简介

AP3770通过脉冲频率调制（PFM）的工作方式来实现不连续导电模式（DCM）运行的反激变换器电源。脉冲频率调制（PFM）的原理与脉冲宽度调制（PWM）的工作原理不同，所以变压器的设计也不同。

AP3770通过初级侧采样反馈（PSR）来实现准确的恒压（CV）和恒流（CC）调节，通过内置的线

补偿设计从而减少了外围器件，通过固定的电流补偿以抵消外部输出端线缆的压降从而得到良好的输出恒压特性，以及通过特有的方式来控制开关频率以抑制音频噪声。通过芯片本身的设计考量以及系统的参数设计，AP3770的待机功耗可以控制在150mW以内。

AP3770应用于驱动双极型晶体管的反激变换器。

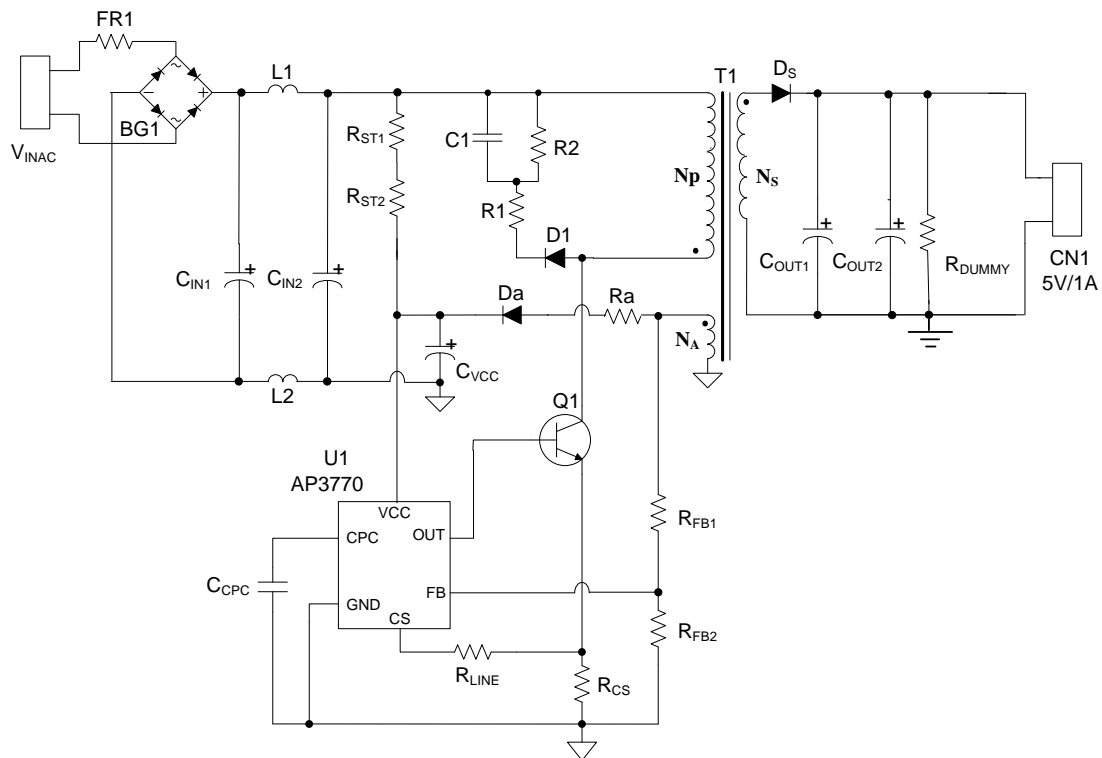


图 1. 输出 5V/1A 的手机充电器

图 1 是 AP3770 应用的典型线路，反激变换器主要构成是一个三绕组变压器，包括原边 (N_p)，副边 (N_s) 以及辅助绕组 (N_A)。AP3770 供电由辅助绕组获得并且通过辅助绕组检测反馈电压。

图 2 是 PFM 控制原理的基本波形。图中的理想波形用以说明后文中系统设计用到的各项参数，其具体含义如下：

V_{dri} ---初级侧功率开关管的驱动电压

I_p ---原边电流

I_s ---副边电流

I_{PK} ---原边峰值电流

I_{PKS} ---副边峰值电流

V_{SEC} ---副边电压的瞬态波形

V_S ---副边导通时的正向电压(输出电压与整流二极管的导通压降之和)

V_{AUX} ---辅助边电压的瞬态波形

V_A ---辅助边导通时的正向电压(输出电压与整流二极管的导通压降之和)

t_{SW} ---开关周期

t_{ONP} ---原边导通时间

t_{ONS} ---副边导通时间

t_{OFF} ---原副边同时关断时间

t_{OFFS} ---副边关断时间

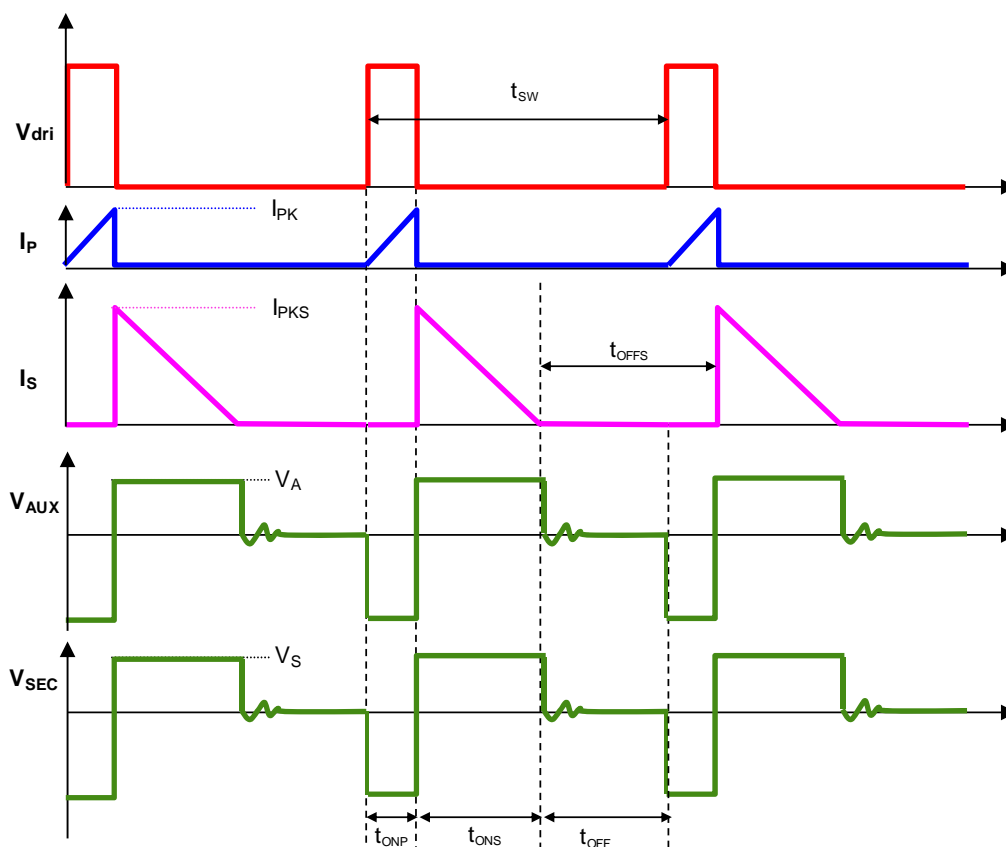


图 2. 工作波形

2. 系统参数设计的六个要点

- 1) 待机功耗
- 2) 开关频率
- 3) 变压器和功率器件
- 4) 反馈电阻
- 5) 线补偿电阻
- 6) 输出线缆压降补偿

2.1 待机功耗设计

为了实现低待机功耗, AP3770 工作电压应尽量低。同时应尽可能增大启动电阻($R_{ST1}+R_{ST2}$), 但实际上这里存在待机功耗低和短时启动之间的平衡问题。

$$t_{START} = (R_{ST1} + R_{ST2}) \cdot C_{vcc} \cdot V_{TH_ST} / V_{INDC_MIN} \quad (1)$$

其中 V_{TH_ST} 是芯片 V_{CC} 电压启动时的阈值电压, V_{INDC_MIN} 是输入交流电压经过整流后的最低直流电压。

此外, 输出假负载 R_{DUMMY} 对待机功耗也有贡献, 同时这里需要考虑的是低待机功耗和精准的 I-V Curve 之间的权衡问题。对于 5V 输出的系统而言, 假负载的推荐值一般在 4.7K Ω 到 10K Ω 。

2.2 开关频率设计

众所周知, 在不连续导电模式的反激变换器中, 当原边关断瞬间, 原边的能量通过电流的形式传递到

副边。设原边电流传递到副边的转换效率为 η_i ，原副边匝数比为 N_{PS} ，则

$$I_{pks} = I_{pk} \cdot N_{PS} \cdot \eta_i \quad (2)$$

输出电流 I_O 是副边电流 I_S 的平均值，即

$$I_O = \frac{1}{2} I_{pks} \cdot \frac{t_{ONS}}{t_{SW}} \quad (3)$$

那么，

$$I_O = \frac{1}{2} I_{pk} \cdot N_{PS} \cdot \eta_i \cdot \frac{t_{ONS}}{t_{SW}} \quad (4)$$

在芯片设计中， V_{DD} 是芯片内部产生的电压基准，而 CPC 引脚的电压等于

$$V_{CPC} = V_{DD} \cdot \frac{t_{ONS}}{t_{SW}} \quad (5)$$

因而，

$$\frac{V_{CPC}}{I_O} = \frac{2 \cdot V_{DD}}{N_{PS} \cdot \eta_i \cdot I_{PK}} \quad (6)$$

从能量的角度考虑，能量从变压器原边传递到副边再到输出，设 η_T 是能量从变压器原边传递到输出的效率，则

$$P_O = V_O \cdot I_O = \frac{1}{2} \cdot L_P \cdot I_{pk}^2 \cdot f_{SW} \cdot \eta_T \quad (7)$$

这里 f_{SW} 是开关频率。那么，

$$\frac{f_{SW}}{I_O} = \frac{2 \cdot V_O}{L_P \cdot I_{pk}^2 \cdot \eta_T} \quad (8)$$

当原边电流采样电阻上的电压达到 AP3770 内部设定的参考电压后，开关关断，同时原边电流达到峰值，

$$I_{PK} = \frac{V_{cs_ref}}{R_{cs}} \quad (9)$$

一旦芯片的参考电压 V_{cs_ref} 确定，原边峰值电流也就随之确定。那么根据公式 (6) 和公式 (8)，可以看出 V_{CPC} 以及 f_{SW} 都随着输出电流 I_O 而线性变化，如图 3。

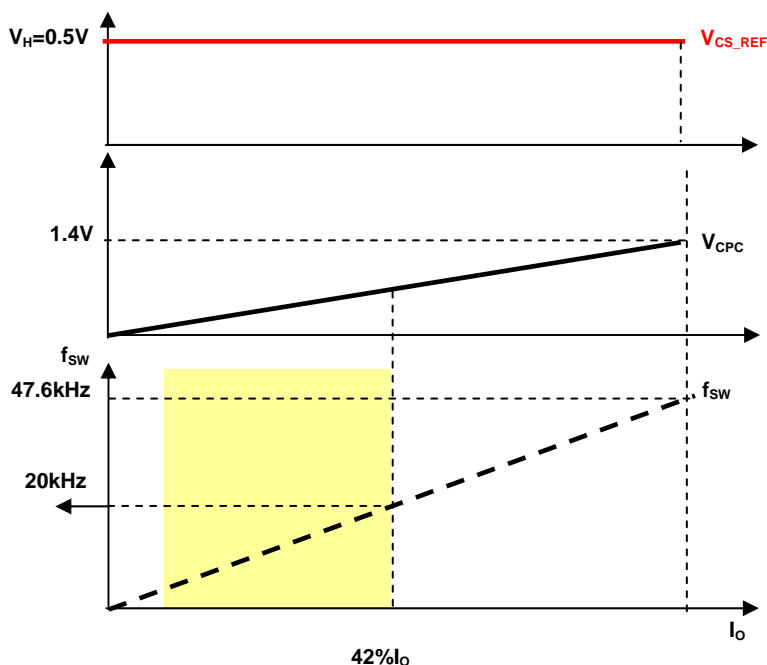


图 3. 原边峰值电流恒定时 V_{CPC} ， f_{SW} 与 I_O 的变化关系

为了降低音频噪声，AP3770 采用了分段的 V_{CS_REF} ，当 $I_O \geq 42\% \cdot I_{O_MAX}$ 时为 0.5V，当 $I_O < 42\% \cdot I_{O_MAX}$

时 I_{O_MAX} 时被降低至 0.5V/1.5，具体参考图 4。

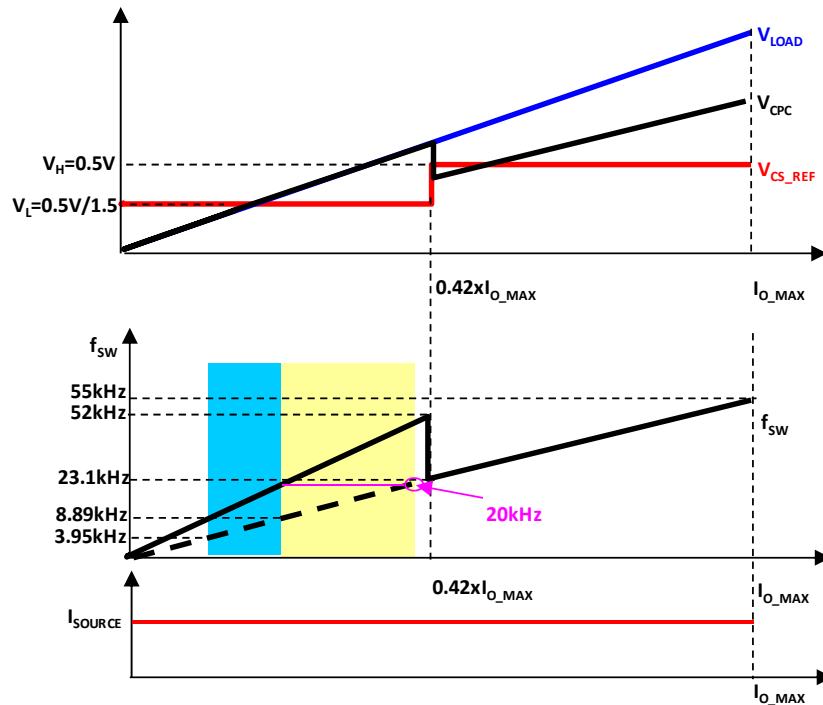


图 4. 原边峰值电流阶跃时 V_{CPC} ， f_{SW} 与 I_O 的变化关系

从公式 (6) 和公式 (8) 可见，在满载电流的 0.42 倍时 V_{CPC} 和 f_{SW} 都有一个阶跃。在这个阶跃点上，原边峰值电流减小了 1.5 倍，从而 V_{CPC} 比阶跃前增大了

1.5 倍， f_{SW} 增大了 1.5^2 倍。因此，进入音频范围的输出电流区域比原边电流峰值恒定时（黄色区域）缩小并且前移至更小的电流处（蓝色区域）。

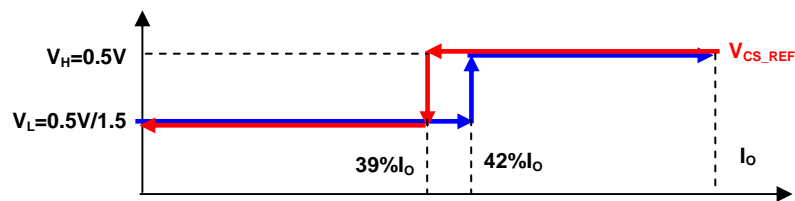


图 5. 大小 I_{PK} 切换处的滞环设计

为了避免振荡，芯片在大小 I_{PK} 切换处增加了滞环设计。除此之外还需要考虑到磁通密度和音频特性的关系（ ΔB 最好小于 2500）。

开关频率的下限值由音频降噪设计决定，而芯片决定的上限值可以到 120kHz。当然最终的设计值还要取决于效率，物理尺寸以及热特性等等的综合考量。

为了实现恒流模式，AP3770 内部用固定比例的电流为某颗电容充放电，从而保证副边导通和关断的时间是一个恒定值。这个固定的比例为

$$\frac{t_{ONS}}{t_{SW}} = \frac{4}{10} \quad (10)$$

如果定义

2.3 变压器和功率器件的设计

$$k = \frac{2 \cdot t_{SW}}{t_{ONS}} = 5 \quad (11)$$

公式 (4) 有输出电流与原副边峰值电流的关系, 因而有

$$I_O = \frac{1}{k} \cdot I_{PKS} = \frac{1}{k} \cdot N_{PS} \cdot \eta_i \cdot I_{PK} \quad (12)$$

2.3.1 计算变压器原副边匝数比之最大值 (N_{PS_MAX})

要获得原副边匝数比的最大值需要满足的条件是, 输入直流电压最低并且输出负载电流最大时系统仍然处于 DCM 模式。即,

$$t_{SW} \geq t_{ONP} + t_{ONS} \quad (13)$$

由原边激磁电感的特性可知,

$$t_{ONP} = I_{pk} \cdot \frac{L_p}{V_{indc}} \quad (14)$$

这里 L_p 是变压器原边绕组的激磁电感量, V_{indc} 是直流母线电压。

输入电压最低时, V_{indc} 最小, 此时 t_{ONP} 有最大值。因此,

$$t_{ONP_MAX} = I_{pk} \cdot \frac{L_p}{V_{indc_min}} \quad (15)$$

同样的, 由副边电感的特性可知,

$$t_{ONS} = I_{pks} \cdot \frac{L_s}{V_s} \cdot 1.1 \quad (16)$$

$$V_s = V_o + V_d \quad (17)$$

这里 L_s 是变压器副边等效电感量, V_d 是输出整流二极管的导通压降。

对于公式 (16), 在 CV 模式中, V_s 是常量, 所以 t_{ONS} 为常量。

从公式 (4) 和公式 (16) 可以得到,

$$V_s \cdot I_o = \frac{1}{2} \cdot L_s \cdot I_{pks}^2 \cdot f_{sw} = \frac{1}{2} \cdot \frac{L_p}{N_{PS}^2} \cdot (I_{pk} \cdot N_{PS} \cdot \eta_i)^2 \cdot f_{sw} = \frac{1}{2} \cdot L_p \cdot I_{pk}^2 \cdot f_{sw} \cdot \eta_i^2 \quad (18)$$

那么,

$$t_{SW} = \frac{L_p \cdot I_{pk}^2 \cdot \eta_i^2}{2 \cdot V_s \cdot I_o} \quad (19)$$

用公式 (15), (16) 和 (19) 替换公式 (13) 中的 t_{ONP} , t_{ONS} 和 t_{SW} , 即

$$\frac{L_p \cdot I_{pk}^2 \cdot \eta_i^2}{2 \cdot V_s \cdot I_o} \geq I_{pks} \cdot \frac{L_s}{V_s} \cdot 1.1 + I_{pk} \cdot \frac{L_p}{V_{indc_min}} \quad (20)$$

另外变压器原副边电感量的关系如下,

$$L_s = \frac{L_p}{N_{PS}^2} \quad (21)$$

在满载条件下, 系统处于 CV 模式和 CC 模式的临界状态, I_o 的表述可以由公式 (12) 得到。

$$N_{PS} \leq N_{PS_MAX} = \frac{V_{indc_min} \cdot \eta_i}{V_s} \cdot \left(\frac{k}{2} - 1.1 \right) \quad (22)$$

综合以上, 可得原副边匝数比 N_{PS} 的最大值。

2.3.2 检验原边开关管的最大电压应力以及副边和辅助边二极管的电压应力

如果 N_{PS} 在步骤 2.3.1 由客户确定, 那么原边开关管需要承受的最大电压应力以及副边和辅助边二极管的电压应力可以立即计算得到, 可以据此选择适合的开关管和二极管。

原边开关管需要承受的最大电压为,

$$V_{ce_max} = V_{dc_spike} + V_{indc_max} + \frac{V_s \cdot N_p}{N_s} \quad (23)$$

需要注意 V_{dc_spike} 的取值取决于 snubber 的电路设计。

副边二极管的反向压降为,

$$V_{dr} = V_s + \frac{V_{indc_max} \cdot N_s}{N_p} \quad (24)$$

对于 Flyback converter 设计而言, 原副边匝比 N_{PS} 越高, 原边开关管需要承受的电压应力越大, 副边二极管的电压应力越小, 电源的转换效率越高。那么, 在变比的设计时就需要综合考量公式 (23), (24)。

2.3.3 计算原边的峰值电流和电流采样电阻 (I_{PK} & R_{CS})

I_{PK} 可以由输出满载的恒流电流确定,

$$I_{pk} = \frac{k \cdot I_O}{N_{PS} \cdot \eta_i} \quad (25)$$

AP3770 的电流采样的参考电压 V_{cs_ref} 为 0.5V。一旦采样电阻上的电压达到 0.5V, 开关关断, t_{ONP} 时间结束。

所以, R_{CS} 可以由公式 (9) 计算得到。 R_{CS} 需要从实际的电阻系列中选取合适的值, 一旦被选定, 实际的 I_{PK} 也应再根据 V_{cs_ref} 相应微调, 从而也就微调了满载的恒流电流。因此考虑到采样精度, R_{CS} 电阻精度推荐用 1% 或者更小。

2.3.4 计算变压器原边电感量 (L_P)

变压器原边电感量跟变压器储存的能量有关, L_P 应足够大以保证能传递最大输出功率。

根据公式 (18), 输出功率为

$$P_S = V_S \cdot I_O = \frac{1}{2} \cdot L_P \cdot I_{pk}^2 \cdot f_{SW} \cdot \eta_i^2 \quad (26)$$

这里的 f_{SW} 由客户根据需求而定, 从而可得原边电感量为,

$$L_P = \frac{2 \cdot P_S}{I_{PK}^2 \cdot f_{SW}} \cdot \frac{1}{\eta_i^2} \quad (27)$$

2.3.5 计算变压器原边副边和辅助边的匝数(N_P , N_S , N_A)

原边的匝数取值应保证磁芯不饱和, 即,

$$N_P = \frac{L_P \cdot I_{PK}}{Ae \cdot \Delta B} \geq \frac{L_P \cdot I_{PK}}{Ae \cdot B_{max}} \quad (28)$$

N_{PS} 和 N_P 都确定了之后, 可以得到副边匝数 N_S

$$N_S = \frac{N_P}{N_{PS}} \quad (29)$$

以及辅助边的匝数 N_A ,

$$N_A = \frac{N_S \cdot V_A}{V_S} \quad (30)$$

2.3.6 检查原边的最大占空比

原副边的匝数分别确定后, 由原副边的能量传递可得最大占空比为,

$$D_{max} = \frac{(V_O + V_d) \cdot N_{PS} \cdot t_{ons}}{V_{indc} \cdot \eta_i \cdot t_{sw}} \quad (31)$$

2.3.7 检测辅助边二极管的反向电压

在步骤 2.3.5 中已经确定了 N_P 和 N_A , 那么辅助边二极管的反向压降由此可得, 据此可确定辅助边二极管的选型。

$$V_{dar} = V_A + \frac{V_{indc_max} \cdot N_A}{N_P} \quad (32)$$

2.4 反馈电阻设计

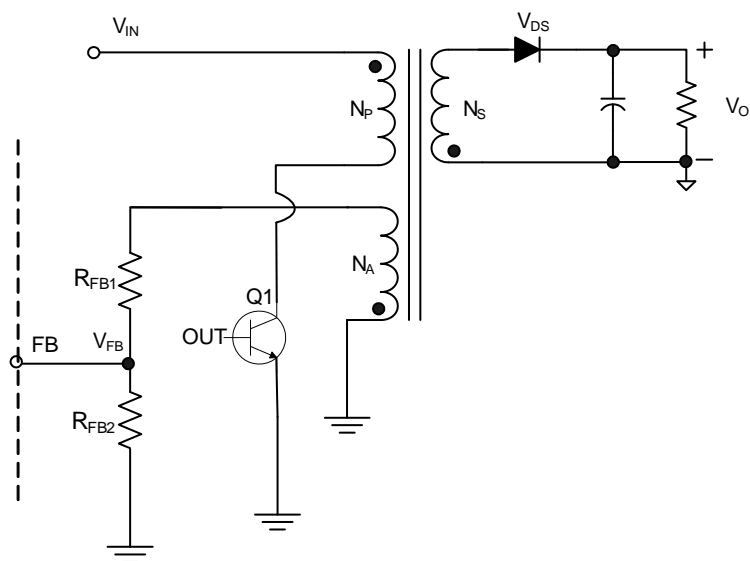


图 6. 电压反馈电路原理图

由上图可知,

$$V_o = V_{FB} \cdot \frac{(R_{FB1} + R_{FB2})}{R_{FB2}} \cdot \frac{N_s}{N_A} - V_D \quad (33)$$

$$\frac{R_{FB1}}{R_{FB2}} = \frac{V_o + V_D}{N_s \cdot V_{FB}} \cdot N_A - 1 \quad (34)$$

通过调节 R_{FB1} 和 R_{FB2} 的取值,可以得到精准的输出电压。推荐电阻 R_{FB1} 和 R_{FB2} 的取值范围在 $5k\Omega$ 到

$100k\Omega$ 。

2.5 线补偿电阻设计

图7是AP3770的内部线补偿实现方法。当原边开关管闭合时, S1也闭合, 因此线电压可以由FB引脚检测到, 这个电压在芯片内部用于补偿原边电流 I_{PK} 。可以通过调节外部的线电压补偿电阻 R_{LINE} 来满足不同的应用系统。

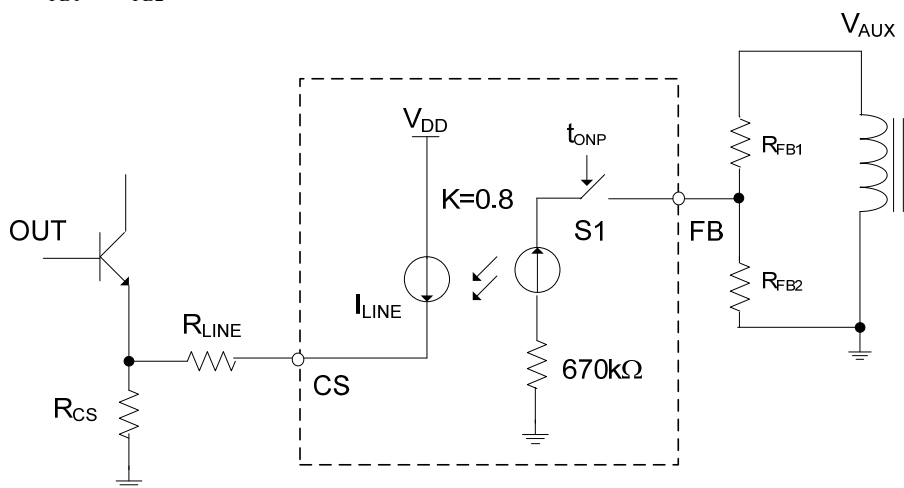


图 7. 线电压补偿线路原理图

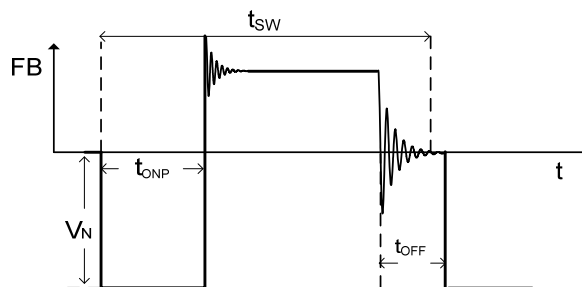


图 8. FB 引脚的波形

图 8 中 FB 引脚的负电压 V_N 与线电压线性相关,

$$V_N = V_{indc} \cdot \frac{N_A}{N_P} \cdot \frac{R_{FB2}}{R_{FB1} + R_{FB2}} \quad (35)$$

补偿电压 V_{CS_LINE} 为,

$$V_{CS_LINE} = V_N \cdot \frac{1}{670k} \cdot 0.8 \cdot R_{LINE} \quad (36)$$

这个电压用于补偿原边电流上由于芯片和开关管的延迟时间导致的增量, 即

$$V_{delta} = V_{indc} \cdot \frac{t_{delay}}{L_p} \cdot R_{cs} \quad (37)$$

因此可以得到 R_{LINE} 来实现不同线电压下精准的输出电流。

$$R_{LINE} = \left(\frac{t_{delay}}{L_p} \cdot R_{cs} \right) / \left(\frac{N_A}{N_P} \cdot \frac{R_{FB2}}{R_{FB1} + R_{FB2}} \cdot \frac{0.8}{670k} \right) \quad (38)$$

2.6 输出线缆压降补偿设计

为了满足不同应用下不同输出线缆压降的补偿需求, 有三个版本的芯片可供选择。芯片内部通过在 V_{FB} 上叠加一个增量 ΔV_{FB_CABLE} 从而在输出电压 V_{OUT} 上叠加了一个对应的增量 ΔV_{OUT_CABLE} , 而这个增量是与输出电流线性相关的。AP3770 通过 CPC 引脚来检测输出负载电流的大小然后传递给 V_{FB} 一个线性相关的增量实现输出线缆的补偿。

Datasheet 上专门定义了一个相关的参数 $V_{FB_CABLE}/V_{FB} \%$ 。例如, 在 AP3770A 中, 这个值是 6%, 那就意味着满载时 V_{FB} 上叠加的增量是 6%, 而如果输出电流是满载的 10%, 那么这个增量就是 0.6%。根据不同应用的输出线缆的阻抗值可以选择合适的芯片版本。

CABLE COMPENSATION SECTION						
Cable Compensation Voltage	$V_{FB_CABLE}/V_{FB} \%$	AP3770A	5	6	7	%
		AP3770B	2	3	4	%
		AP3770C		0		%

假设

$$\Delta V_{FB} \% = \frac{\Delta V_{FB_CABLE}}{V_{FB}} \quad (39)$$

那么从图 6 可得,

$$\Delta V_{OUT_CABLE} = \Delta V_{FB} \% \cdot V_{FB} \cdot \frac{R_{FB1} + R_{FB2}}{R_{FB2}} \cdot \frac{N_S}{N_A} = I_{O_MAX} \cdot R_{CABLE} \quad (40)$$

那么,

$$\Delta V_{FB} \% = I_{O_MAX} \cdot R_{CABLE} / \left(V_{FB} \cdot \frac{R_{FB1} + R_{FB2}}{R_{FB2}} \cdot \frac{N_S}{N_A} \right) \quad (41)$$

计算出 $\Delta V_{FB} \%$ 后, 合适的芯片版本可以据此选定。

设计实例 (5V/1A系统):

规格:

输入电压: $85V_{AC} - 265V_{AC}$

线缆端输出电压: $V_{O_CABLE}=5V$

输出满载电流: $I_O=1.2A$

板端输出电压: $V_O=5.13V$, (AWG22 线缆, 长度=100cm)

开关频率: $f_{SW}=65kHz$

副边二极管导通压降: $V_d=0.4V$

辅助边二极管导通压降: $V_{da}=1.1V$

V_{CC} 电压: $V_{CC}=14V$

磁芯型号: RM5 ($A_e=23.7mm^2$), $B_{MAX}<3000GS$

$V_{dc_spike}=50V$ (带snubber电路)

设计步骤:

1) 计算变压器原副边匝比(N_{PS})

$$N_{PS} \leq N_{PS_MAX} = \frac{V_{indc_min} \cdot \eta_i}{V_S} \cdot \left(\frac{k}{2} - 1.1\right) = 19.24 (\eta_i = 0.95) \quad (42)$$

$$V_{indc_min} = V_{inac_min} \cdot \sqrt{2} - 40 \quad (43)$$

考虑预留一些裕量, 可选择 $N_{PS}=15$

2) 检验原边开关管的最大压降以及副边和辅助边二极管的反向压降

根据公式 (23), (24) 和选定的 N_{PS} 来选择适合的功率器件。

$$V_{ce_max} = V_{dc_spike} + V_{indc_max} + \frac{V_S \cdot N_P}{N_S} = 507V \quad (44)$$

$$V_{dr} = V_S + \frac{V_{indc_max} \cdot N_S}{N_P} = 30.5V \quad (45)$$

3) 计算原边的峰值电流和电流采样电阻 (I_{PK} & R_{CS})

$$I_{pk} = \frac{I_{pks}}{N_{PS} \cdot \eta_i} = \frac{k \cdot I_O}{N_{PS} \cdot \eta_i} = 421mA \quad (46)$$

$$R_{CS} = \frac{V_{CS}}{I_{pk}} = \frac{0.55}{0.421} = 1.3\Omega \quad (47)$$

4) 计算变压器原边电感量 (L_P)

$$L_P = \frac{2 \cdot V_S \cdot I_O}{I_{PK}^2 \cdot f_{SW} \cdot \eta_i^2} = 1.28mH \quad (48)$$

5) 计算变压器原边副边和辅助边的匝数(N_P , N_S , N_A)

$$N_P = \frac{L_P \cdot I_{PK}}{Ae \cdot \Delta B} \geq \frac{L_P \cdot I_{PK}}{Ae \cdot B_{max}} = 95T \quad (49)$$

可选 $N_P=105T$

$$N_S = \frac{N_P}{N_{PS}} = 7T \quad (50)$$

$$N_A = \frac{N_S \cdot V_A}{V_S} = 19T \quad (51)$$

6) 检查原边的最大占空比

$$D = \frac{(V_O + V_d) \cdot N_{PS} \cdot 0.4}{V_{indc} \cdot \eta_i} = 0.44 \quad (52)$$

7) 检测辅助边二极管的反向压降

$$V_{dar} = V_A + \frac{V_{indc_max} \cdot N_A}{N_P} = 82.8V \quad (53)$$

8) 电压反馈电阻

$$\frac{R_{FB1}}{R_{FB2}} = \frac{V_O + V_D}{N_S \cdot V_{FB}} \cdot N_A - 1 = 3.02 \quad (54)$$

$R_{FB1}=24.9k\Omega$, $R_{FB2}=8.25k\Omega$

9) 线补偿电阻

$$R_{LINE} = \left(\frac{t_{delay}}{L_P} \cdot R_{CS}\right) / \left(\frac{N_A}{N_P} \cdot \frac{R_{FB2}}{R_{FB1} + R_{FB2}} \cdot \frac{0.8}{670k}\right) = 4.7k\Omega \quad (55)$$

($t_{delay} = 250ns$)

10) 输出线缆压降补偿

AP3770 三个版本的 V_{FB} 都是 3.73V。那么,

$$V_{FB}\% = I_{O_MAX} \cdot R_{CABLE} / \left(V_{FB} \cdot \frac{R_{FB1} + R_{FB2}}{R_{FB2}} \cdot \frac{N_S}{N_A}\right) = 2.4\% \quad (56)$$

根据 datasheet, AP3770B (3%) 版本是最优的选择。

$$V_{O_FL} = V_{O_NL} + (V_{FB}\% \cdot V_{FB} \cdot \frac{R_{FB1} + R_{FB2}}{R_{FB2}} \cdot \frac{N_S}{N_A}) - I_{O_MAX} \cdot R_{CABLE} = 5.03V \quad (57)$$

这里 $V_{O_NL}=5V$, 满载时线缆上的输出电压比空载时略高一些。

设计结果汇总:

1. 电流检测			
I_{PK}	421	mA	原边的峰值电流
R_{CS}	1.3	Ω	电流采样电阻
2. 变压器			
L_p	1.28	mH	变压器原边电感量
N_{PS}	15		变压器原副边匝数比
N_p	105	T	变压器原边匝数
N_s	7	T	变压器副边匝数
N_A	19	T	变压器辅助边匝数
D_{MAX}	0.44		原边最大占空比 ($V_{INDC}=80V$)
3. 功率器件			
V_{ds_switch}	507	V	原边开关管的最大压降
V_{dr}	30.5	V	副边二极管的反向压降
V_{dar}	82.8	V	辅助边二极管的反向压降
4. 电压反馈			
R_{FB1}	24.9k	Ω	电压反馈上电阻 (位于辅助边到 FB 引脚之间)
R_{FB2}	8.25k	Ω	电压反馈下电阻 (位于 FB 引脚到地之间)
5. 线补偿			
R_{LINE}	4.7k	Ω	线补偿电阻
6. 输出线缆压降补偿			
IC version	AP3770B		
V_{O_NL}	5	V	线端的空载输出电压
V_{O_FL}	5.03	V	线端的满载输出电压

3. 综述

AP3770 的应用中最为关键的几个要素包括待机功耗设计, 开关频率设计, 变压器设计, 电压反馈电阻设计和线补偿电阻和输出线缆压降补偿设计。本应

用指南给出了基于理想模型和理想波形的设计框架, 一些参数还需要根据具体的线路和应用环境进行适当调整。

4. 带 AP4340 的 AP3770 应用设计

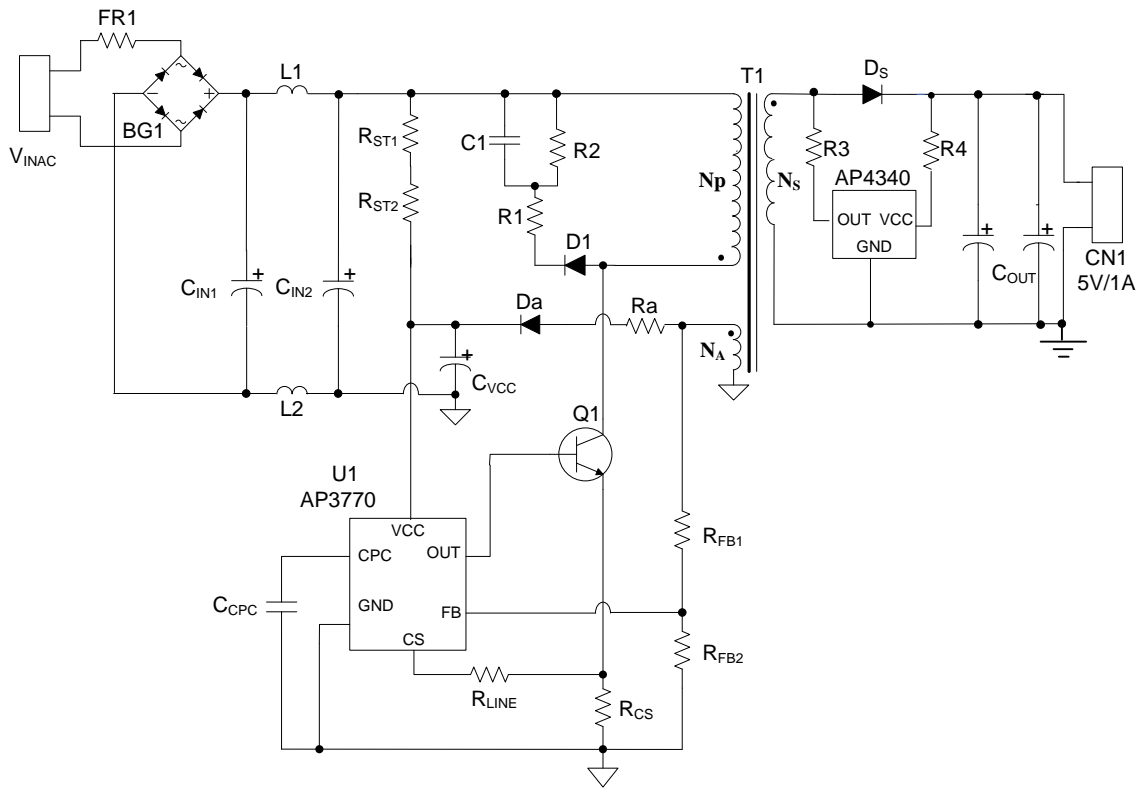


图 9. 带 AP4340 的 AP3770 应用设计的典型线路

在原边控制的 AP3770 的设计应用中，如果副边使用电压调整芯片 AP4340，可以得到更好的动态响应和更低的待机功耗。AP4340 检测输出电压低于某个基准值后，会输出一些周期信号，这些信号被变压器的辅助边耦合并接收，从而被 AP3770 识别。基于

AP4340 的电压快速识别能力以及与 AP3770 的密切配合，原边控制系统可以得到更好的瞬态特性。这种应用的另一大优势是，副边不再需要假负载从而减小了空载的待机功耗。更多的原理细节可参阅关于 AP4340 的应用指南。(Application Note 1078_BCD)