

AN-6067

飞兆原边控制 (PSR) PWM 芯片和 EZ-Switch 的设计和应用指南

FAN100/FAN102/FSEZ1016A/FSEZ1216

(请参考英文版本确认)

摘要

这份应用资料阐述了一个典型的原边控制芯片的充电器。详细描述了这款控制器的特点和工作原理。基本所述的设计指南，本文又给了一个实际的设计例子从而来验证这款控制器的性能。

应用范围

- 手机，无绳电话，PDA，数码相机和电动工具的电池充电器
- 最佳替换线性电源和 RCC 开关电源的选择

特点

- 无需副边反馈的恒压(CV)和恒流(CC)控制
- 节能模式：开关频率的线性下降
- 42KHz 固定开关频率，内置抖频来降低 EMI
- 低开启电源：10uA(典型)
- 低工作电流：3.5mA(典型)
- 尖峰电流控制模式
- 每一个开关周期的电流限制
- VDD 过压保护(OVP)
- VDD 欠压锁定(UVLO)
- 输出门极电压最大嵌位在 18V
- 固定的过温保护(OTP)
- 线端补偿来提高稳压精度 (FAN102/FSEZ1216)

PSR PWM Controller & EZ-Switch™

FAN100	PSR PWM Controller
FAN102	FAN100 + Cable Compensation
FSEZ1016A	FAN100 + MOSFET (1A/600V)
FSEZ1216	FAN102 + MOSFET (1A/600V)

Pin Configurations

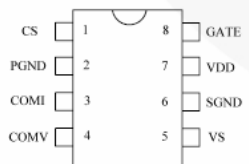


Figure 1. FAN100

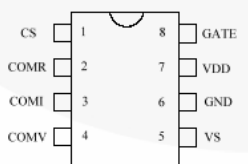


Figure 2. FAN102

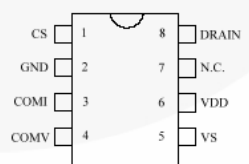


Figure 3. FSEZ1016A

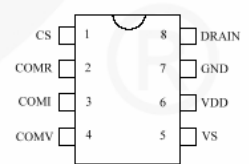


Figure 4. FSEZ1216

典型应用

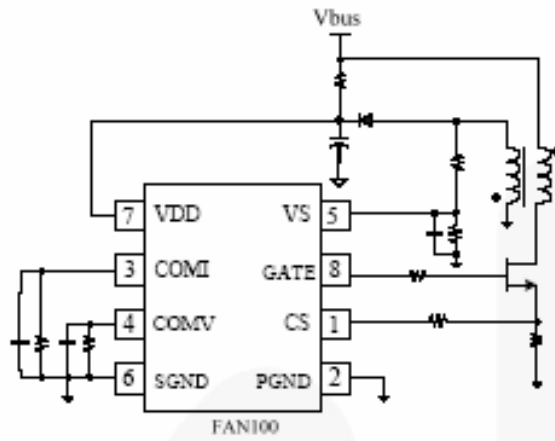


Figure 5. FAN100

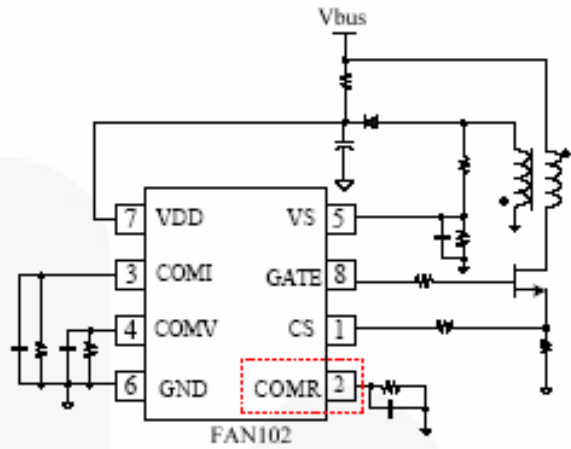


Figure 6. FAN102 (FAN100 + Cable Compensation)

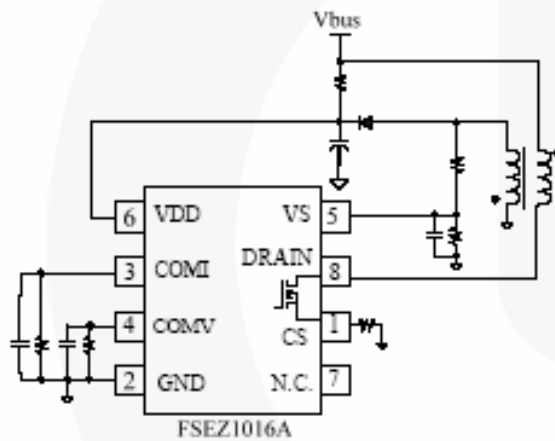


Figure 7. FSEZ1016A (FAN100 + MOSFET)

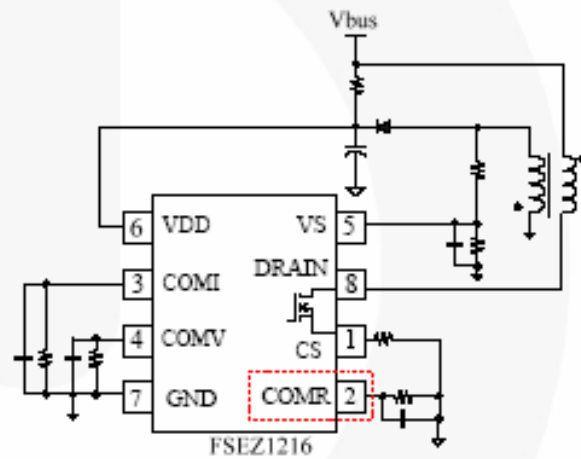


Figure 8. FSEZ1216 (FAN102 + MOSEFET)

内部框图

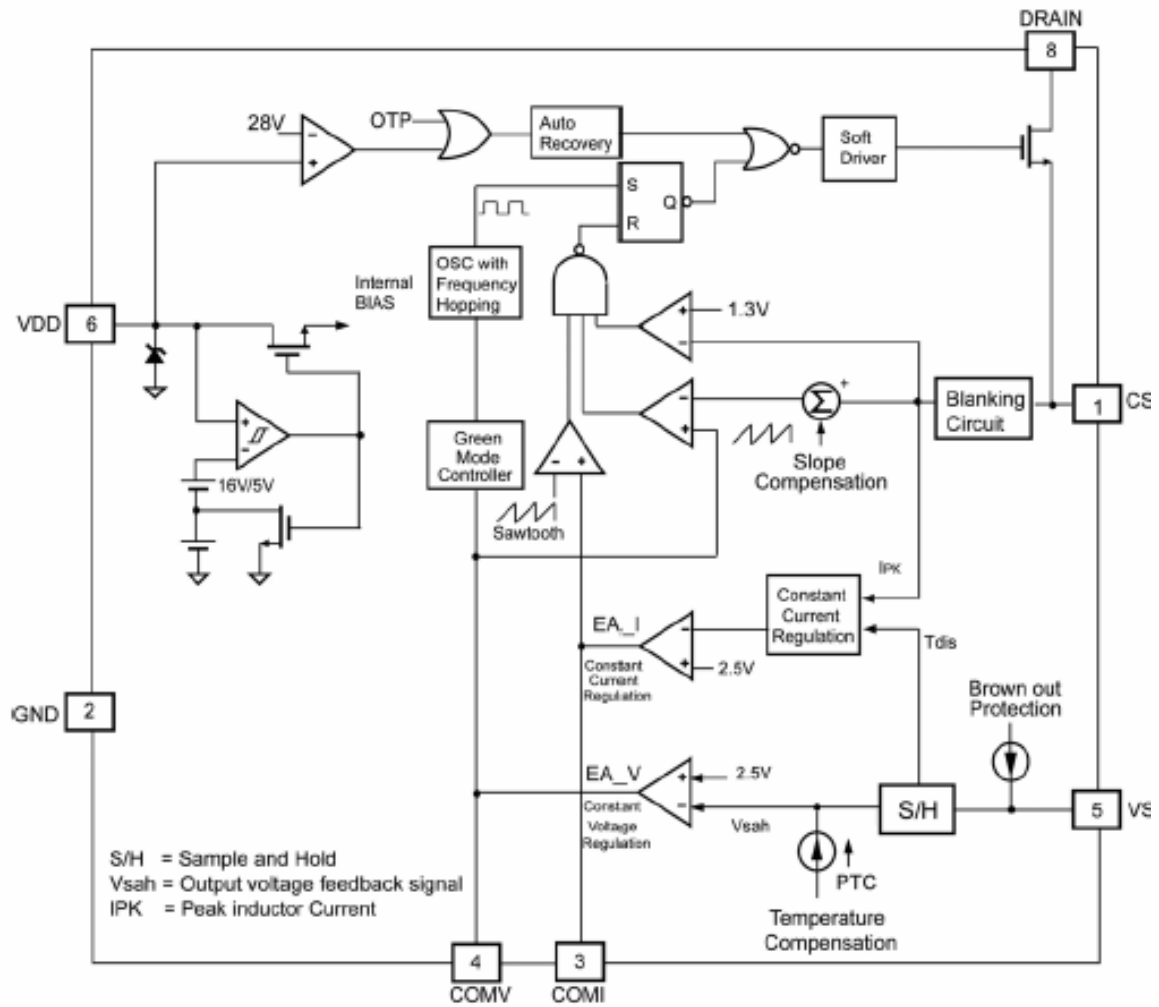


Figure 9. FSEZ1016A (FAN100 + MOSFET)

介绍

这款高度集成的原边 PWM 控制器包含了许多功能从而来提高低功率反激变换器性能。原边控制器的已被申请专利的拓补简化了电路的设计，无需副边反馈，恒压和恒流就可以精确实现。通过一个附边的抖频技术，EMI 可以使用最小的滤波器来解决。从而，与传统的设计和线性变压器比较，更小更轻的充电器便产生了。

为了减小待机的功率损耗，节能模式使得 PWM 的频率在轻载下线性下降。这一节能模式是为了满足一些电源转换要求而设计。启动电流只有 10uA，所以可以使用更大的启动电阻从而来提高节能效果。

这款原边控制芯片同时也提供了非常多的保护功能。VDD 引脚配置了过大压保护和欠压锁定。每一周期的电流限制和恒流控制保证了在重载下的过流保护。输出门极电压嵌位至 15V 来保护外置/内置的 MOS 管免于过压损

坏。另外，过温保护能将控制器关掉，并能在过温状态解除时重启。

通过使用原边控制器，充电器能够大很少的外围器件和最低的成本下实现。

内部工作框图

恒压输出调节

原边控制器革命性的控制方法可以在无需副边电压与电流检测的情况下实现精确的恒压/恒流控制。图 11 是应用线路和概念性的内部结构图。而图 12 是一些主要的波形。副边输出状态是在 MOS 管关断时从原边的辅助绕组而得到。使用一种独特的采样方法来复制输出电压 (V_{sah}) 和副边二极管的放电时间 (t_{dis})。采样后的电压与内部精准的参考电压 (V_{ref}) 来比较从而通过调制误差放大器的输出来确定 MOS 的开通时间。这种简易的方法实现精确的输出电压调节。

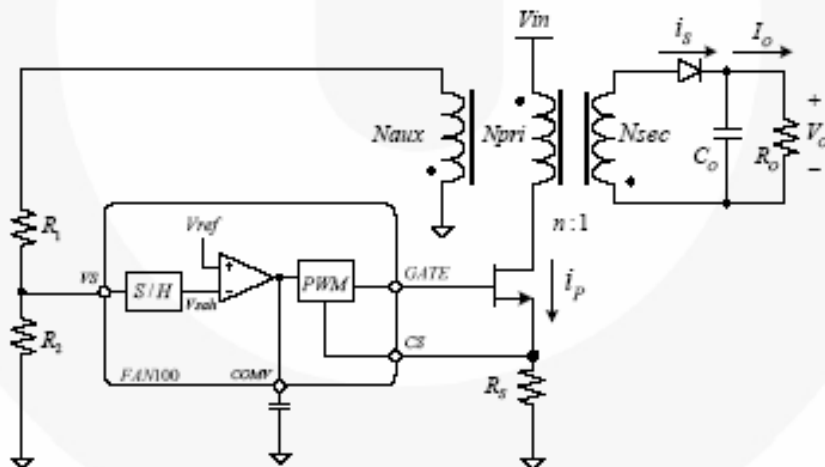


Figure 11. Internal Block of Constant Voltage Output Operation

恒流输出调节

如图 12 所示，输出电流 I_o 在反激工作在断续模式(DCM)下时可以通过方程 1 来表达。从而，输出电流 I_o 可以通过 i_{pk}, t_{dis} 来计算。PSR 控制器就可以确定 MOS 的导通时间来调节输入功率，提供恒定的输出电流。

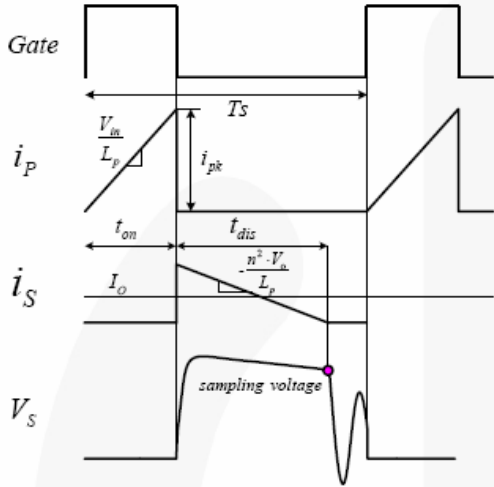


Figure 12. Principal Operation Waveform of the Flyback Converter (DCM)

电流检测电阻可以调整输出电流值。通过在 DCM 下良好的变压器设计，PSR 控制器所有的控制结构能够实现精确而稳定的恒流输出特性。在接下来的篇章中，有一个变压器的具体设计的介绍。

$$\begin{aligned}
 I_o &= \frac{1}{2T_s} \cdot [t_{dis} \cdot i_{s,pk}] \\
 &= \frac{1}{2T_s} \cdot [n_p \cdot i_{pk} \cdot t_{dis}] \\
 &= \frac{1}{2T_s} \cdot \left[n_p \cdot \frac{V_{CS}}{R_{CS}} \cdot t_{dis} \right]
 \end{aligned} \quad (1)$$

这里：

$i_{s,pk}$ 是副边电感的峰值电流。

i_{pk} 是原边电感的峰值电流。

t_{dis} 是电感电流的放电时间。

n_p 是原边对副边的匝比。

R_{CS} 是电流检测电阻。

V_{CS} 是电流检测电阻上的电压。

节能控制模式

PSR 控制器所具有的节能模式功能使 PWM 的频率在轻载下线性下降，最低到 500Hz。有了这一节能控制模式，电源变换器可以轻松实现最严厉功率转换要求。

图 13 是 PWM 频率与误差放大器 (V_{comv}) 之间的关系特性。PSR 控制器使用 V_{comv} 表示输出负载从而来调节 PWM 的频率。在重载下，PWM 的频率固定在 42KHz。一旦 V_{comv} 低于 V_N ，PWM 的频率开始从 42KHz 到 500Hz 线性下降。图 14 是一个在打嗝模式下所测试的波形。

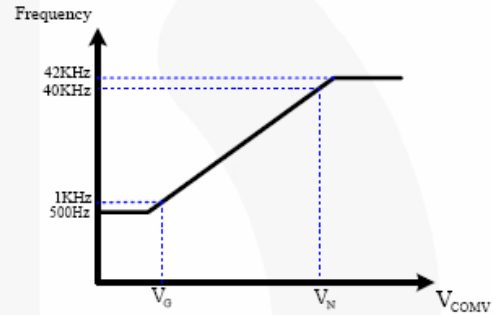


Figure 13. PWM Frequency vs. V_{COMV}

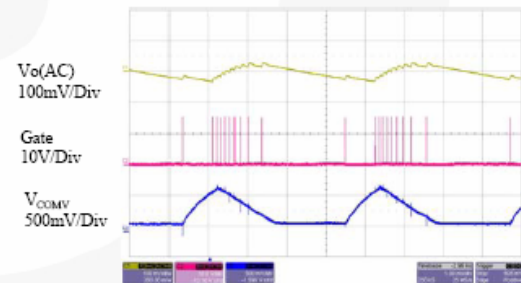


Figure 14. Measured Waveform at Burst-Mode Operation

抖频操作

PSR 控制器集成了内部的抖频功能来提高 EMI 的性能。抖频的周期不会超过 3ms, PWM 的开关频率范围是 42kHz \pm 2.6kHz。

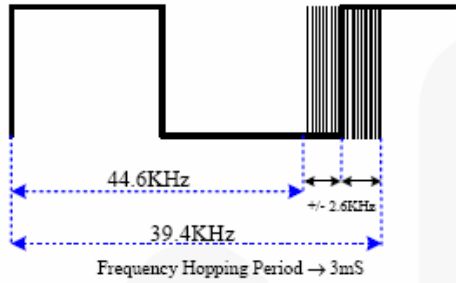


Figure 15. Gate Signal with Frequency Hopping

恒压/恒流控制

电池充电器一般会设计两种工作模式，恒压充电与恒流充电。图 16 所示为基本的充电特性。当电池电压很低时，充电器工作在恒流充电状态。这是电流充电的主要方式。当电池电压达到它的最终电压时，电流便逐渐停止。充电器便进入恒压充电模式。最终，充电电流逐渐减小直至到零。

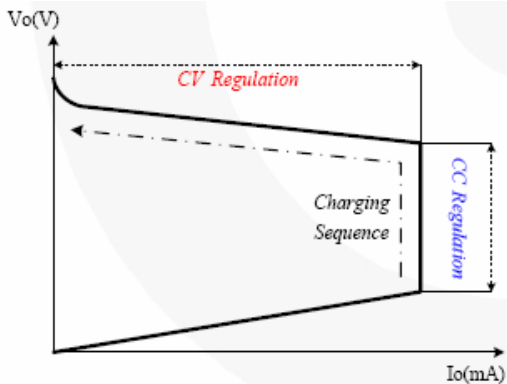
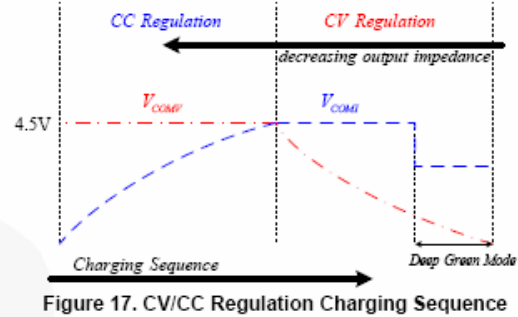


Figure 16. Basic Charging V-I Characteristic

在恒压控制章节已经提到， V_{comv} 调节 MOS 管的开通时间和 PWM 的频率来提供足够的功率至输出负载。如图 17 所示，当负载加重时， V_{comv} 逐渐上升直到系统切换到恒流调节区。同时， V_{comv} 上升到 4.5V，MOS 管的开通时

间开始受 V_{COMI} 控制。不过，当电源工作在 42KHz 频率下的恒流区域时， V_{COMI} 控制 MOS 管的开通时间来调节输出电流



温度补偿

PSR 控制器集成了温度补偿电路以便在不同温度环境下提供更可靠的电压调节性能。这一内部的正温度调节电流用来补偿副边二极管的正向压降。如图 18 所示，如果没有温度补偿，高温时的输出电压将明显地比在低温时高。

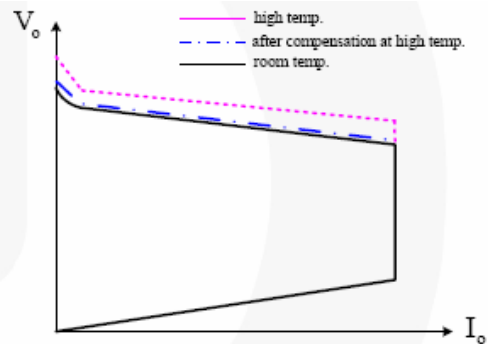


Figure 18. Output V-I Curve with Temperature Compensation

如图 19 所示，R1 和 R2 的精度决定了电压的调整精度。建议使用公差为 $\pm 1\%$ 电阻。

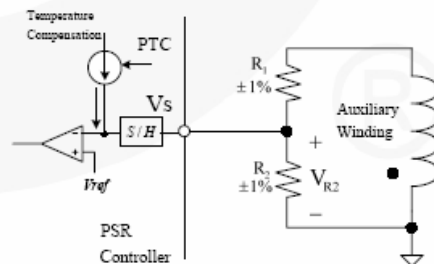


Figure 19. Temperature Compensation

启动电路

当电源启动时，如图 20 所示，输入电压通过启动电阻对电容(C1)进行充电。当电容的电压(VDD)到达启动电压(VDD_ON)时，PSR控制器被启动并带动了整个电源。

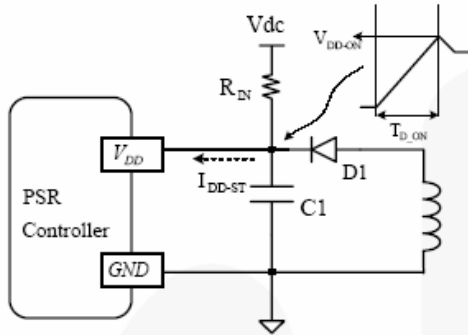


Figure 20. Single-step Circuit Connected to the PSR Controller

电源的启动延迟可以按下式来计算：

$$T_{D_ON} = -R_{IN} \cdot C_1 \cdot \ln \left(1 - \frac{V_{DD-ON}}{V_{dc} \cdot \sqrt{2} - I_{DD-ST} \cdot R_{IN}} \right) \quad (2)$$

这里，I_{DD-ST} 是 PSR 控制器的启动电流。

正因为很低的启动电流，所以 R₁ 的值可以取得很大，如 1.5 兆欧。如果 VDD 的电容是 4.7uF，启动延迟在 90V 交流输入时可以做到 3 秒以内。

假如设计时需要一个更短的启动延迟时间，我们建议用一个两级的启动电路，如图 21 所示。在这个电路中，就可以用较小的电容 C₁ 从而来减小启动延迟时间而不必用较小的启动电阻来实现，因为较小的启动电阻将导致在此上面较大的损耗。启动以后，支持 PSR 工作的能量主要靠更大的电容 C₂ 来供给。

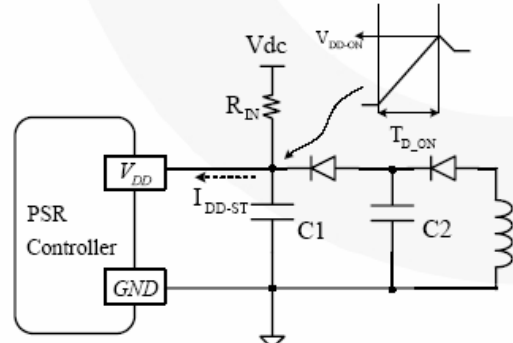


Figure 21. Two Steps of Providing Power to the PSR Controller

R_{IN}上最大的功率损耗为：

$$P_{R_{IN},MAX} = \frac{(V_{dc,max} - V_{DD})^2}{R_{IN}} \cong \frac{V_{dc,max}^2}{R_{IN}} \quad (3)$$

这里，V_{dc,max}是整流后的最大输入电压。

举例说，在宽范围输入 (90VAC~264VAC)条件下，V_{dc}=100V~380V：

$$P_{R_{IN},MAX} = \frac{380^2}{1.5 \times 10^6} \cong 96mW \quad (4)$$

内置斜坡补偿

在电流检测电阻上检测到的电压是用来作为峰值电流控制和逐周期的电流限制的。在每一个开关周期中，PSR 控制器产生一个正坡度的，同步的斜坡信号。这一内置的斜坡补偿功能提高了电源的稳定性，关有效地防止了峰值电流控制模式中的次谐波振荡问题。

上升沿空白

每一次 MOS 管开通时，由二极管的反向恢复问题和 MOS 管的寄生电容所产生的尖峰将会反映在检测的信号上。为了防止 MOS 管的误动作，PSR 控制器的检测将会在上升沿有一段空白时间。在这一空白的时间内，

限流比较器不使能，也不能关断门极电压。

欠压锁定

PSR 控制器的开启和关断门槛固定在 16V/5V。在启动时，VDD 电容必须通过启动电阻充电至 16V 从而来启动 PSR 控制器。在能量不能从辅助绕组中得到时，VDD 电容将一直对控制器供电(VDD 电压在启动时不能掉到低于 5V)。这个欠压锁定的滞环将保证在启动时 VDD 电容能够足够地对控制器供电。

VDD 过压保护

VDD 过压保护使得电源免于过压损坏。在异常情况上，当 VDD 电压高于 28V 时，PWM 输出被关闭。过压状态往往是由于反馈环的开路所引起的。

过温保护

当节温超过 145°C 时，PSR 控制器有一个内置的过温检测电路来关闭 PWM 的输出。当 PWM 输出关闭以后，VDD 电压将会逐渐下降到欠压锁定电压。一些内部电路就会关闭从而使得 VDD 电压重新上升。当 VDD 达到 16V 时，所有的内部电路，包括过温检测电路，又会正常启动。假如结温仍然高于 145°C，PWM 输出会立即关掉。这一状态将持续到温度下降到 120°C 以下。

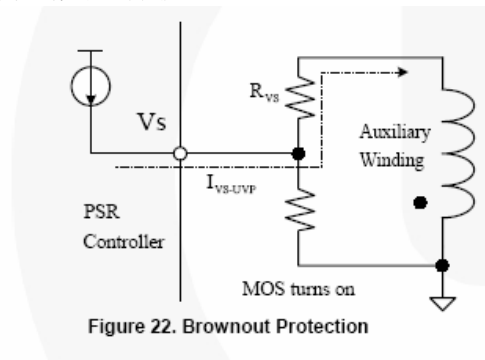
门极输出

PSR 控制器的 BicMOS 输出级是一个高速的图腾柱驱动器。使用交错导通

抑制可以有降低热损耗，提高效率，并加强可靠性。输出电压被内置的 15V 稳压管所嵌位来保证 MOS 管不被过压驱动。

输入低电压保护

PSR 控制器有一个内置的输入低电压保护功能来关闭 PWM 输出。当输入电压下降时，从 VS 脚流过的电流比 I_{VS-UVP} 要低，PWM 输出就会立即关闭并且进入重起模式。VDD 的电压逐渐地下降到欠压保护电压。



线端补偿

FAN102/FSEZ1216 PWM 控制器有一个线端补偿功能来补偿输出导线的电压损失。在 COMV 脚对地接一个外接电阻来调节宽慰补偿量。

在恒压调整模式中，MOS 管的导通电压仅仅调节板上的电压，而不包括输出的引线。不同的输出线规格和长度将会导致不同的输出电压。在前面恒流调节章节中提到的，可以计算出输出电流。这个计算出来的信号可以提供控制器输出负载的情况并决定需要补偿的量，从而来稳定输出电压。可以用下面的公式来计算补偿的百分比：

$$R_{COMR} = \frac{\text{Percentage}}{100.8 \times 10^{-6}} \quad (5)$$

举一个例子，充电器的电源板是5V/1A。首先将COMR和GND短接，然后从轻载到满载测量输出电压。假如1A时在线端的输出电压是4.7V，相对于5V相当于6%。R_{COMR}就可以这样计算：

$$R_{COMR} = \frac{6}{100.8 \times 10^{-6}} \cong 59.5K\Omega \quad (6)$$

选择一个大概的R_{COMR}值让输出电压逐渐补偿。图23就是参考的R_{COMR}与补偿的百分比。

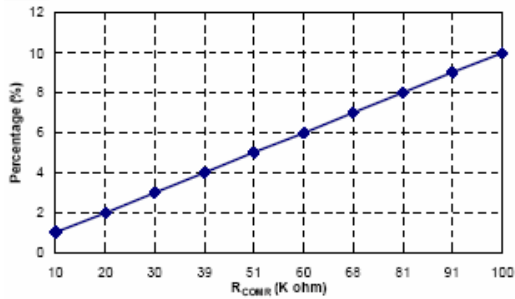


Figure 23. R_{COMR} vs. Percentage

应用信息

变压器设计

变压器的电感电流必须在所有情况下都工作在断续模式(DCM)下。一个典型的输出 V-I 曲线如图 24 所示。对电流断续模式而言, 变压器的电感量必须足够小以满足断续这一条件。B 点是在恒流调节区域中最低电压点, 也是放电时间最长的一个点。这是最容易进入连续电流模式(CCM)的点。

点 A 是最大的系统输出功率点。为保证安全, 确保最大的磁通密度落入 0.25~0.3 Tesla。变压器的原边匝数可以通过点 A 来得到。图 25 所示为匝比和电感量的关系曲线。

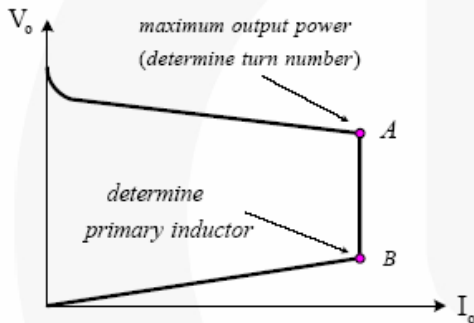


Figure 24. Critical Operating Points to Determine the Transformer

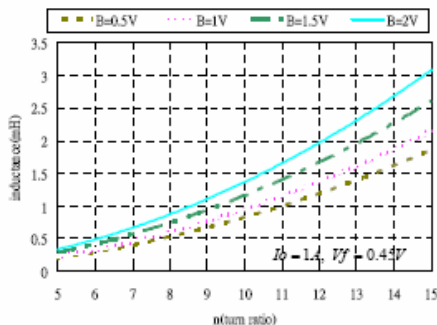


Figure 25. Characteristic Curve of Turn Ratio and Inductance

确定最大和最小的输入电压

图 26 为一个标准的输入电压波形。红线表示了母线电容上的电压纹波, 在母线电容上最小和最大的电压可以通过公式 7 和 8 分别得到。

C_{BULK} 是输入电容, 在宽电压输入范围内(90~264V), 其典型值为 2~3 μ F 每瓦。

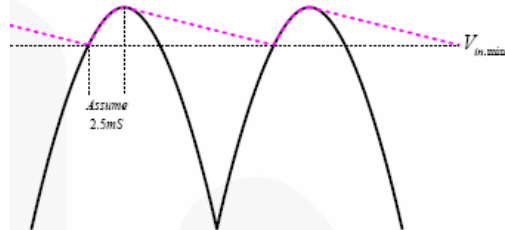


Figure 26. Bridge Rectifier and Bulk Capacitor Voltage Waveform

$$V_{in.min} = \sqrt{2 \cdot V_{ac.min}^2 - \frac{2 \cdot V_o \cdot I_o \cdot (1-0.3)}{\eta \cdot C_{bulk} \cdot 120}} \quad (7)$$

$$V_{in.max} = \sqrt{2} \cdot V_{ac.max} \quad (8)$$

确定匝比

对反激电源而言, 变压器的匝比是一个很重要的参数, 它将影响在输入电压最低时的最大占空比。它也影响到 MOS 管和副边整流管的电压应力。MOS 管上允许的最大电压应力和副边整流管的电压应力, 可以能过下式来表达:

$$V_{DS,max} = V_{in,max} + n_p \cdot (V_o + V_f) \quad (9)$$

$$V_{F,max} = \frac{V_{in,max}}{n_p} + V_o \quad (10)$$

在 MOS 管和整流管上由变压器的漏感所造成的电压尖峰必须同时被考虑到。

确定电感量

在输出电压确定的情况下确定 VDD 电压。辅助绕组对副边绕组的匝比可以通过下式来计算:

$$n_a = \frac{V_{DD} + V_{fa}}{V_o + V_f} \quad (11)$$

这里，VDD 是 VDD 电容上的电压，通过它的取值在 15V~20V 之间。在恒流调节区域下，在点B，如果输出电压过低并且VDD电压到达PSR控制器的关断阈值，电源系统将关掉。因此，如果na已经被计算出，帽Vo,"B"就可以得到：

$$V_{o,"B"} = \left(\frac{V_{fa} + 6.75 - V_f \cdot n_a}{n_a} \right) \quad (12)$$

这里，Vfa是辅助绕组的整流二极管正向压降。Vf是输出二极管的正向压降。6.75V 是 PSR 控制器的典型关断阈值。最大的占空比可以通过 B 点来计算：

$$d_{on,max,"B"} = \frac{n_p \cdot (V_{o,"B"} + V_f)}{V_{in,min,"B"} + n_p \cdot (V_{o,"B"} + V_f)} \quad (13)$$

变压器的电感量是基于 DCM 工作来设计的，并且，也要考虑到+/-10%的恒流波动。变压器的电感量可以就此得到：

$$L_p = \frac{\eta_{,"B"} \cdot V_{in,min,"B"}^2 \cdot d_{max,"B"}^2}{2 \cdot V_{o,"B"} \cdot I_o \cdot f_s} \quad (14)$$

这里，η,"B"是B点估计的效率。如果没有具体的值可用，可以用0.45~0.5 作为初始值。Fs是PWM的开关频率。原边电感量确定以后，点 A 的最大占空比可以得到：

$$d_{on,max,"A"} = \sqrt{\frac{2 \cdot V_{o,"A"} \cdot I_o \cdot L_p}{\eta_{,"A"} \cdot V_{in,min,"A"}^2 \cdot T_s}} \quad (15)$$

这里 Ts 是一个开关周期。A点在低压满载情况下原边的峰值电流(Ipk)是：

$$i_{pk,"A"} = \frac{V_{in,min,"A"} \cdot d_{on,max,"A"} \cdot T_s}{L_p} \quad (16)$$

确定原边电感的匝数

基于法拉第定律和电感的峰值电流，原边电感的最少匝数为：

$$N_{pri} = \frac{L_p \cdot i_{pk,"A"}}{B_{max} \cdot A_e} \cdot 10^6 \quad (17)$$

这里，Bmax是饱和磁通密度。Ae是有效的磁芯面积。副边绕组的匝数为：

$$N_{sec} = \frac{N_{pri}}{n_p} \quad (18)$$

一旦副边绕组计算后，辅助绕组就可以通过下式来计算：

$$N_{aux} = n_a \cdot N_{sec} \quad (19)$$

确定分压电阻(R1)和电流检测电阻(Rs)

一旦输出电压和输出绕组确定，反馈信号分压电阻，R1，可以通过下式来计算：

$$R_1 = R_2 \cdot \left[\frac{n_a}{V_{ref}} \cdot (V_o + V_f) - 1 \right] \quad (20)$$

这里Vref=2.5V,R2 的典型值为15~20KΩ。

在恒流章节提到过，输出恒流操作可以通过调节电流检测电阻来调节。匝比确定以后，输出电流和电流检测电阻之间的关系为：

$$R_s = \frac{0.111875 \cdot n_p}{I_o} \quad (21)$$

如图 27 所示，一个设计表格可以用来计算初始样机变压器和系统的元件。图 27 为一个 5V/1A 的例子。

INPUT PARAMETER			SYSTEM PARAMETER			TRANSFORMER SPEC.		
Input Vac.min	90.000	V	V_{O1} , "B"	1.808	V	Lp	1.683	mH
Input Vac.max	264.000	V	$V_{O(OUT)}$	8.247	V	Naux	32.578	T
Bulk Cap.	11.000	uF	V_{DD}	17.285	V	Npri	133.275	T
Output Voltage (A)-High	5.000	V	$V_{ds,max}$	373.296	V	Nsec	9.872	T
Output Current (A)	1.000	A	$V_{ds,max}$	446.871	V			
Output Voltage (B)-Low	5.000	V	$V_{F,max}$	32.652	V			
Output Current (B)	1.000	A	$V_{dc,min}$, "A"	91.659	V			
V_F	0.450	V	$D_{ON,max}$, "A"	0.352				
V_{F3}	0.700	V	I_{PR} , "A"	0.456	A			
B_{max}	0.300	Tesla	$I_{SEC,PK}$, "A"	6.157	A			
A_e	19.200	mm ²	I_{RMS} , "A"	0.158	A			
Fs (Switching frequency)	42.000	KHz	$V_{dc,min}$, "B"	109.289	V			
Estimated Efficiency, "A"	0.680		$D_{ON,max}$, "B"	0.218				
Estimated Efficiency, "B"	0.450		T_s	23.810	uS			
Np:Ns	13.500		R1(Driver Resistor)	123.880	K			
Na:Ns	3.300		T_{ON} (Turn-on time)	2.306	s			
R2 (Divider Resistor)	20.000	K ohm	RS(Current Sense Resistor)	1.510	ohm			
RIN(Start-Up Resistor)	1500.000	K ohm						
V_{DD} Cap.	10.000	uF						

Figure 27. Calculated System Parameter by Design Spreadsheet

图 27 的参数可以在图 28 中相应找到。

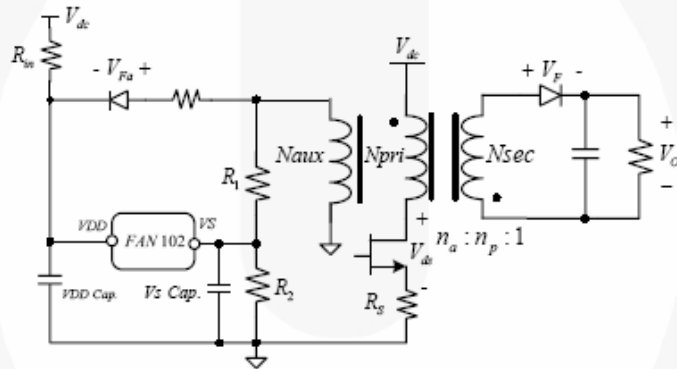


Figure 28. Application Circuit

变压器的结构

在恒压调节章节中提到，PSR 控制器独特的设计实现了恒压/恒流调节。在输出绕组上一个正确的采样信号将影响恒压/恒流性能。因此，输出绕组和辅助绕组的耦合必须精确。图 29 和图 30 为一个建议的变压器结构。副边绕组和辅助绕组的耦合系数可以通过减小在两绕组之间屏蔽层来改善。通过副边绕组在顶部良好的平铺可以增加耦合面积从而来改善耦合效果。

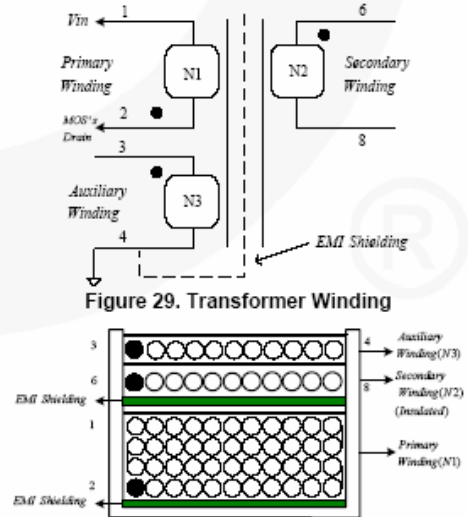


Figure 29. Transformer Winding

Vs 脚电容影响

建议在 Vs 脚至地尽可能近地接一个 22~68pF 的电容。这个电容是用来消除开关引起的噪音并且保证采样电压的精度。电容值将影响负载调整率和恒流性能。图 31 列举了不同 Vs 电容下所测到的波形。假如 Vs 电容比较大，充电时间将变长同时测得的电压将比实际的高。图 32 所示为在不同 Vs 电容下取样的电压的影响。

图 33 所示为测量到在空载的情况下 Vs 脚的波形。如图所示，所馈电压太窄。另外，大的 Vs 电容将导致采样电压的不精确，而会使采样电压升高。图 34 展示了 Vs 电容对输出 V-I 曲线的影响。

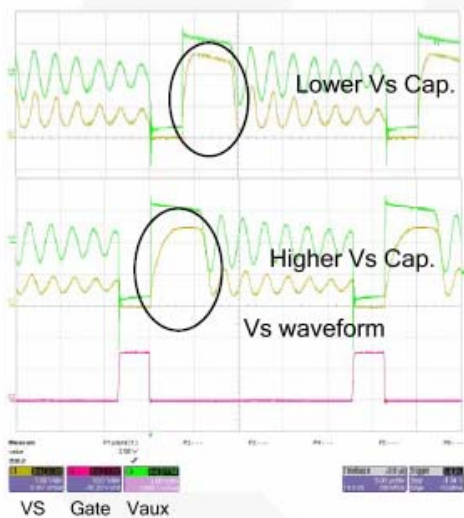


Figure 31. Measured Waveform with Different Vs Capacitor

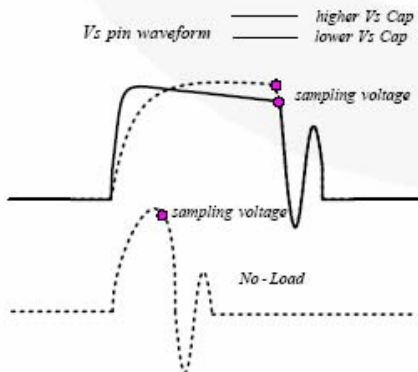


Figure 32. Effect on Sampling Voltage with Different Vs Capacitor

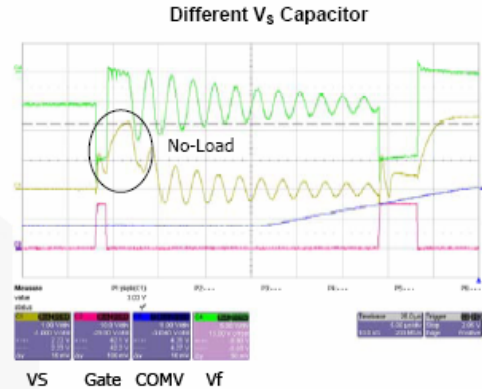


Figure 33. Measured Vs Pin Waveform at No Load

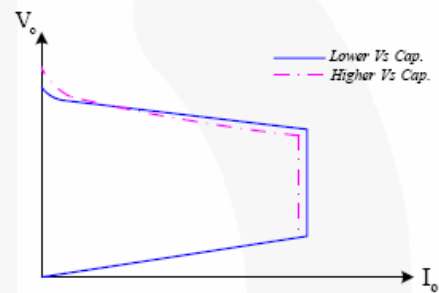


Figure 34. Comparison of V-I Curve with Different Vs Capacitor

VDD和吸收电容的影响

VDD 电压和吸收电路会使反馈信号不精确从而使得输出电压在空载时上升。

如果 VDD 电容不够大，在空载下下降的 PWM 开关频率将导致 VDD 电压的快速下降。在这种情况下，反馈信号将由 VDD 电压决定，而不是取决于副边输出电压。为了避免这种情况，建议 VDD 电容的取值要大于 4.7uF(6.8~10uF)。

另一方面，吸收电容的取值也影响到输出电压的性能。当 MOS 管关断时，变压器的原边电感被反激，存储在变压器中的能量被传送到副边来提供负载电流。同时，如果输出电压比副边绕组的电压 (V_{sec}) 高，那么输出二极管将依然反向截止。这样 V_{pri} 被加在了初级电感上， L_p ，而这个就对吸收电容

时行充电。充电时间将影响辅助绕组上的反馈电压。建议吸收电容的取值保持在 472pF 以下(332~102pF)。

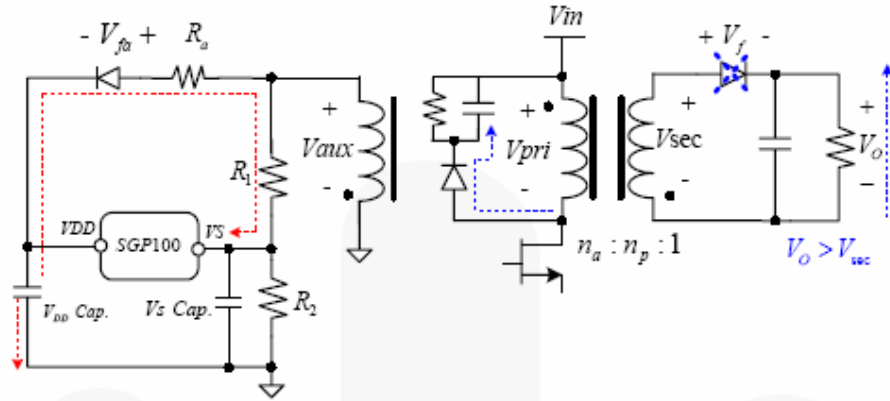


Figure 35. V_{DD} and Snubber Capacitors Effect on Output Voltage

用假负载来减小空载时输出电压

在空载或者很轻载时，很低的 PWM 频率将导致反馈信号的失真和输出电压的上升，特别是在低压输入情况下。增加一个附加的假负载可以解决这个问题。图 36 所示为重的和轻的假负载情况下的 V-I 曲线。建议使用 25~100mW 的假负载。

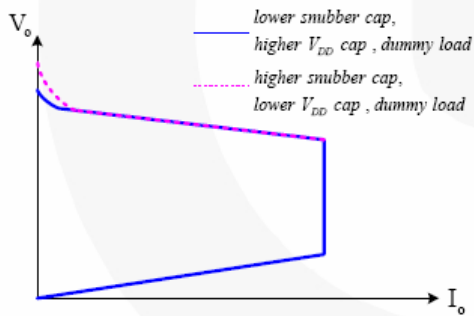


Figure 36. Dummy Load Effect on Output Characteristic

Reference Circuits (Continued)

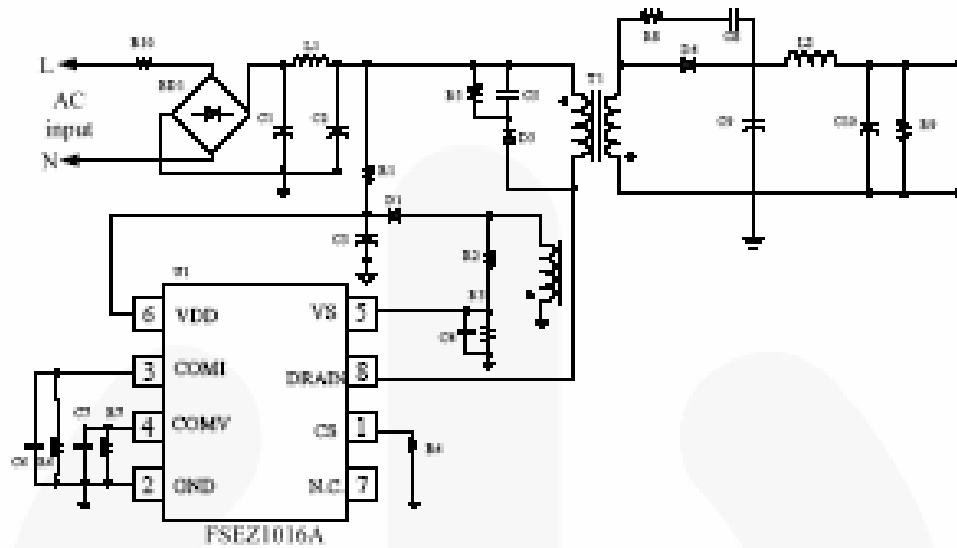


Figure 40. Application Circuit F5EZ1016A (FAN100 + MOSFET) (5W1A)

BOM List

Symbol	Component	Symbol	Component
R1	Resistor 1.5MΩ	C1	Electrolytic Capacitor 1μF/400V
R2	Resistor 127kΩ 1%	C2	Electrolytic Capacitor 10μF/400V
R3	Resistor 20kΩ 1%	C3	Electrolytic Capacitor 10μF/50V
R4	Resistor 1.2kΩ 1/2W 1%	C4	MLCC X7R 47pF
R5	Resistor 100kΩ 1/2W	C5	Snubber Capacitor 472pF/10V
R6	Resistor 200kΩ	C6	MLCC X7R 562pF
R7	Resistor 33kΩ	C7	MLCC X7R 102pF
R8	Resistor 47Ω	C8	MLCC 100pF/100V
R9	Resistor 510Ω	C9	Electrolytic Capacitor 500μF/10V
R10	WireWound Resistor 15Ω	C10	Electrolytic Capacitor 300μF/10V
BD1	Rectifier Diode 1N4007 1A	L1	Inductor 1mH
D1	Diode 1A/200V FR100	L2	Inductor 5μH
D2	Diode 1A/1000V 1N4007	U1	F5EZ1016A
D4	Diode 5A/50V SS5650	TR:1	EE-16 Lcm 1.5mH PwrSecAcm 135-10-03

Reference Circuits (Continued)

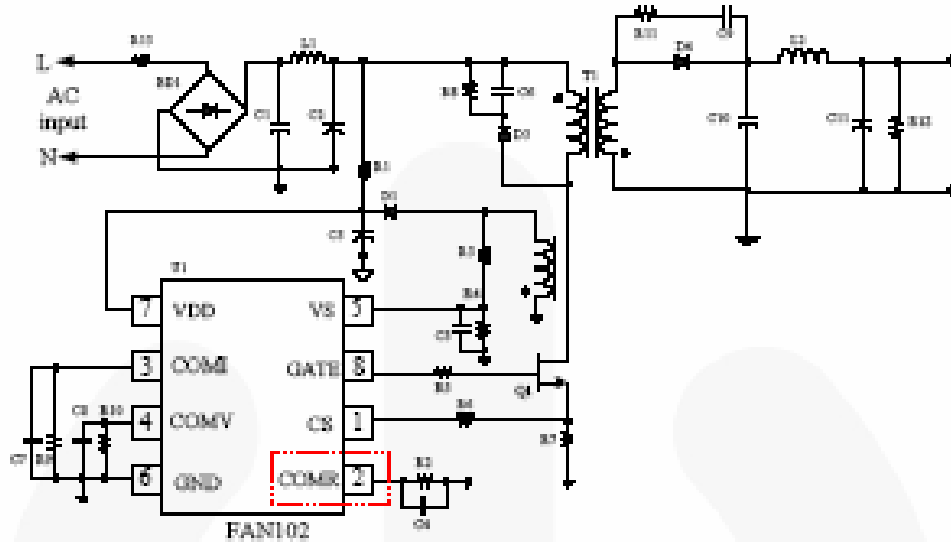
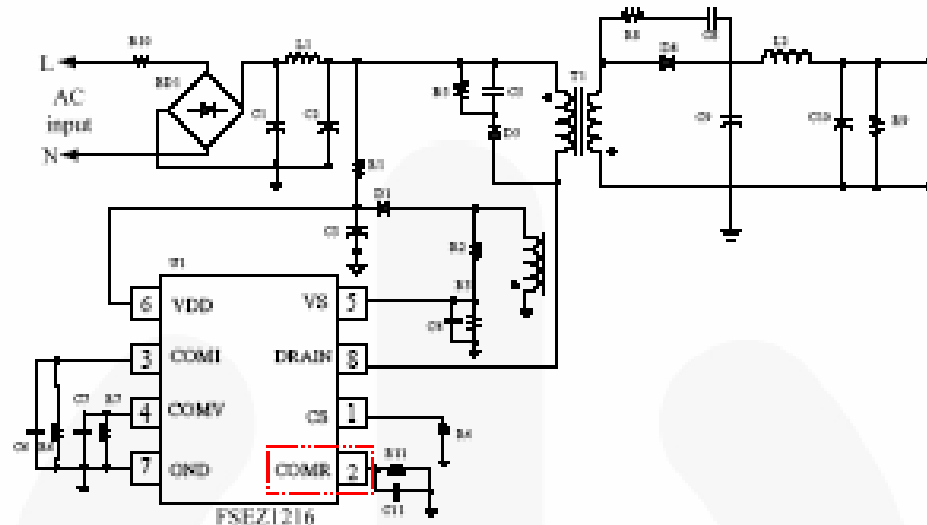


Figure 41. Application Circuit FAN102 (5W11A)

BOM List

Symbol	Component	Symbol	Component	Symbol	Component
R1	Resistor 1.5MΩ 1/2 W	D3	Diode 1A/1000V 1N4007	C1	1A/500V 1N80 TO-221
R2	Resistor 520Ω 1%	D4	Diode 5A/60V SBD500	TR1	EE-18 Lwr=1.5mH Pk=SecAssn=135-10-23
R3	Resistor 100kΩ 1%	C1	Electrolytic Capacitor 1μF/400V	U1	FAN102
R4	Resistor 100kΩ 1%	C2	Electrolytic Capacitor 10μF/400V		
R5	Resistor 47Ω	C3	Electrolytic Capacitor 10μF/50V		
R6	Resistor 100Ω	C4	MLCC 10pF		
R7	Resistor 1.4Ω 14W 1%	C5	MLCC X7R 22pF		
R8	Resistor 100kΩ 1/2W	C6	Snubber Capacitor 47pF/110V		
R9	Resistor 200kΩ	C7	MLCC X7R 680pF		
R10	Resistor 470Ω	C8	MLCC X7R 100pF		
R11	Resistor 200Ω	C9	MLCC 100pF/150V		
R12	Resistor 510Ω	C10	Electrolytic Capacitor 500μF/10V L-ESR		
R13	WireWound Resistor 150	C11	Electrolytic Capacitor 330μF/10V L-ESR		
BD1	Rectifier Diode 1N4007 74	L1	Inductor 1mH 1.2W		
D1	Diode 1A/500V FR-100	L2	Inductor 5μH		

Reference Circuits (Continued)



BOM List

Symbol	Component	Symbol	Component	Symbol	Component
R1	Resistor 1.5M Ω	D4	Diode 5A/50V 20560	U1	FSEZ1216
R2	Resistor 110K Ω 1%	C1	Electrolytic Capacitor 1 μ F/400V	T1	EE-16 Lcm=1.5cm PriSecAuer=135-15/20
R3	Resistor 18K Ω 1%	C2	Electrolytic Capacitor 10 μ F/400V		
R4	Resistor 1.4 Ω 1/2W 1%	C3	Electrolytic Capacitor 10 μ F/50V		
R5	Resistor 100K Ω 1/2W	C4	MLCC X7R 47pF		
R6	Resistor 200K Ω	C5	Snubber Capacitor 470pF/1KV		
R7	Resistor 47K Ω	C6	MLCC X7R 680pF		
R8	Resistor 47 Ω	C7	MLCC X7R 100pF		
R9	Resistor 510 Ω	C8	MLCC 100pF/100V		
R10	WireWound Resistor 18 Ω	C9	Electrolytic Capacitor 560 μ F/10V		
R11	Resistor 82K Ω 1%	C10	Electrolytic Capacitor 330 μ F/10V		
BD1	Rectifier Diode 1N4007 1A	C11	MLCC X7R 104pF		
D1	Diode 1A/200V FR103	L1	Inductor 1mH		
D3	Diode 1A/1000V 1N4007	L2	Inductor 5 μ H		