

飞兆半导体特稿

2009 年 4 月

如何实现高功率密度的工业电源

作者: *Jonathan Harper、Michael Weirich 及 Alfred Hesener*

摘要

在工业电源中，PWM 和同步整流级的先进模块都有助于提高功率密度，满足生态环保的设计要求。

正文

工业电源必需满足一些特殊的要求，比如低功耗 (以减轻机箱冷却方面的负担)、高功率密度 (以减小空间要求)，还有高可靠性和高耐用性，以及普通电源中不常见的特性 (比如易于并联、遥控和某些过载保护功能)。同时，它对 EMI 和稳定性的要求也比其它应用更为严格。



图 1: 上图所示为机箱的内部结构, 其中包括安装在标准化电轨上的电源和控制电路, 以及连接被控设备的高/低功耗电缆。(图片来源: Siemens AG 2008, Alle Rechte vorbehalten)

此外, 随着欧盟新指令即将出台, 一些会对这些电源设计产生影响的额外要求也将提出。其中主要的改进必然包括减少组件数目、减轻重量、减小尺寸、提高整个输出功率范围上的效率, 以及降低待机功耗。

本文详细分析了一个 400W 电源的设计实例, 阐释了初级端 (primary side) 和次级端 (secondary side) 电源模块的运用, 以及提高性能的其他方法。除了电气方面的所有改进之外, 模块还采用统一的外形尺寸, 以便于实现非常精细紧凑的机械设计, 并减少安装和物流成本。若有不同的输出功率要求出现, 两个模块可采用不同额定功率, 从而大大缩短上市时间。

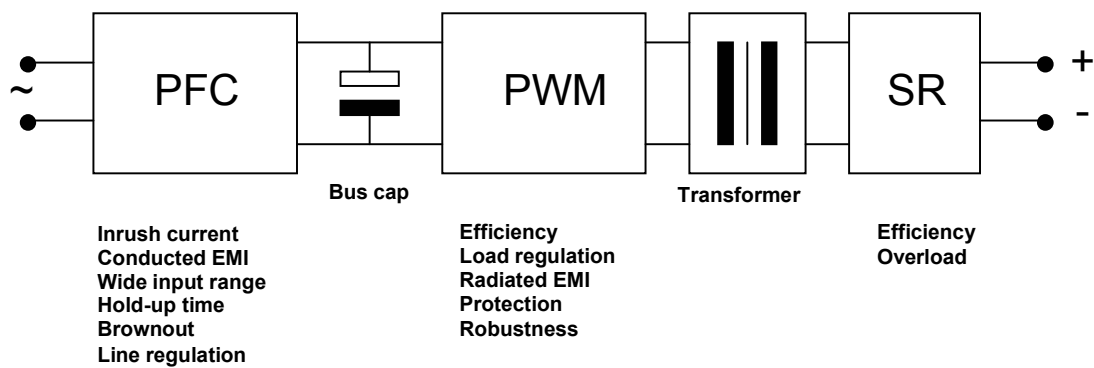


图 2: 上图所示为工业电源的各个不同级, 注明了每一级所影响的主要特性。

功率因数校正级 (Power Factor Correction, PFC), 加上总线或 DC 链路电容, 对于许多无法单独优化的不同因素来说是十分关键的。现在, 大部分电源都采用了一个有源 PFC 电路, 亦即升压转换器, 可确保输入电流与输入电压同相, 使输入端的正弦波失真最小化, 从而减小传导 EMI, 实现宽泛的输入范围 (85V_{AC} – 265V_{AC})。而且, 这个升压转换器会根据输入电压调节自己的占空比和输入电流, 并把总线电容的电压调节到 350V – 400V。然而, 如果升压转换器不是有源的 (例如在启动状态), 电流可能流经输入整流器, 进入升压电感和二极管, 再到空的总线电容, 最终产生很大的浪涌电流。要避免这一问题, 需要额外的限流电路, 否则可能触发电网熔丝。在高可靠性或关键任务应用中, 鉴于保持时间和节电保护方面的更严格要求, 总线电容必须增大, 这使得浪涌电流变得更大。在某些情况下, 需要一个

NTC 电阻，但在“热”启动 (如停电) 时，NTC 仍然很热，不能提供保护。根据 DIN-EN 61204 标准，测试方法分两种情况：70% 的额定输入电压，20ms；以及 40% 的额定输入电压，100ms，而尤其是第二种场景对没有有源 PFC 的电源而言可谓相当棘手。

脉宽调制级 (Pulse width modulation, PWM) 是主要的转换器级。其中，DC 电压被斩波为更高频率的方波。于是，采用一个小得多的变压器就可以转换到另一个电压级，并提供隔离。并非所有的拓扑都采用占空比变化的方波，有些拓扑采用的是变频，还有的则是改变两个脉冲序列之间的相位。这一级主要确定转换器的效率和负载调节。转换器效率十分重要，首先它是电源的运行成本；其次是必须通过机箱冷却来散除产生的热量；第三是热组件越大，就越昂贵，占用空间也越大。这三个因素与电源的使用寿命成本关系重大。

转换器拓扑的选择对效率和辐射 EMI 都至关重要，因为功率开关越倾向于硬开关，产生的 dI/dt 和 dV/dt 就很大，同时电流和电压就越高，这会导致开关频率谐波的大量产生。在各种拓扑中，谐振或准谐振拓扑都十分具优势，但较难设计，尤其是谐振拓扑，很难在宽泛的负载范围上实现。下面描述的 LLC 拓扑能够通过宽泛的负载范围上做有限的开关频率变化，以及软开关，相当完美地解决这一问题。

PWM 级也是所有必须保护功能的核心所在。在电流模式转换器的情况下，逐周期限流器可保护电源免受大部分输出问题的伤害，这些问题通常与热关断有关。

同步整流级 (Synchronous rectification, SR) 把变压器产生的 AC 电压转换回 DC 电压。由于电压很低，电流往往相当高，故整流器的传导损耗必须最小化。若采用硅 PN 结二极管可以获得 0.7V 的正向电压，则采用肖特基二极管可达到 0.4V，而要获得更低的电压级，需采用 MOSFET，这时，电压级由导通阻抗 $R_{DS(ON)}$ 和输出电流决定，且比前两种情况要低得多。但是，因为 MOSFET 是有源器件，故需要一个适当的栅极驱动信号来完成，如图所示。如果设计良好，这一级的功耗可大幅度减小，从而进一步提高效率。此外，利用先进的低电感封装技术，设计还可以非常紧凑稳健。

连续传导模式 (CCM) 功率因数校正

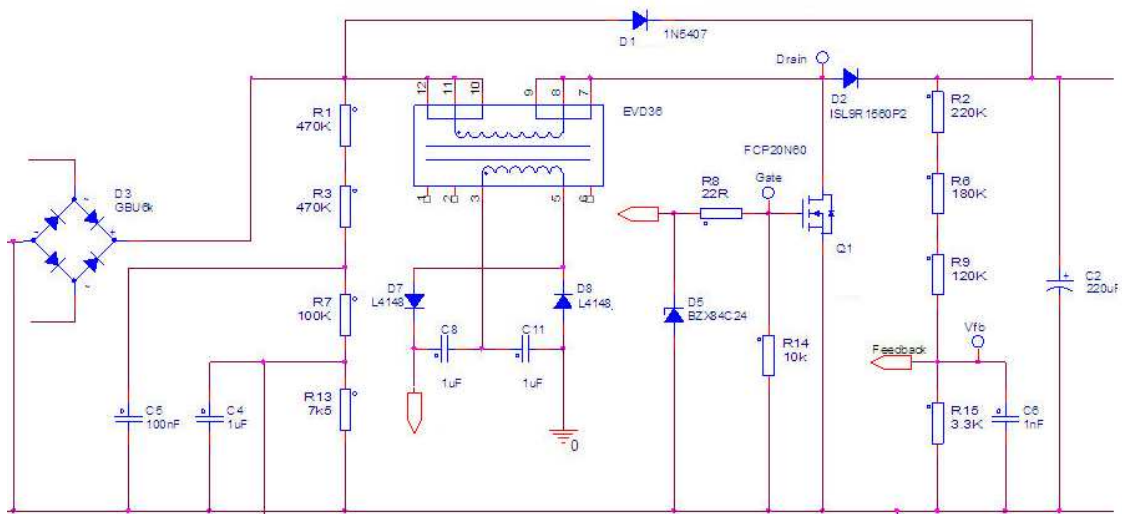


图 3: PFC 级的原理示意图

输入整流器 (图中没有 EMI 滤波器) 产生的输入电压被馈入到 PFC 电感中, 在这种情况下, 后者的次级线圈为 PFC 控制 IC 提供供电电压。电感前面的电阻/电容网络可对输入电压进行采样。电感之后是带栅极保护电路的电源开关, PFC 整流器为 Stealth™ 二极管。接下来使用一个电阻分压器来感测和调节 PFC 级的输出电压, 反馈回路至此结束。总线电容也如图所示, 而二极管 D1 是一个额外的保护结构。

这里采用的控制器是 FAN4810, 该器件包含了先进的平均电流“升压”型功率因数校正实现电路, 电源因此能够完全满足 IEC1000-3-2 规范的要求。它还包含了 TriFault Detect 功能, 有利于确保不会因 PFC 中单个组件的故障造成不安全事件。1A 的栅极驱动器又尽量减少了对外部驱动器电路的需求。此外, 它的功率要求很低, 这提高了效率, 也降低了组件成本。该 PFC 还带有峰值限流、输入电压中断保护功能, 另有一个过压比较器, 可在发生负载突然减小事件时关断 PFC 部分。时钟输出信号可用来同步下游的 PWM 级, 以减少系统噪声。

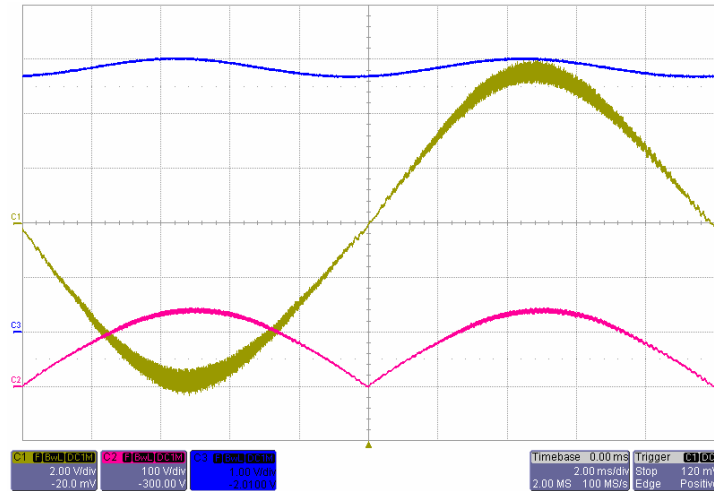


图 4: 该图显示了 CCM PFC 的行为。图中, 绿色曲线的较厚区域代表电流纹波, PFC IC 在峰值输入电压下消耗电流较多, 过零时没有电流。粉色曲线代表整流器输入电压, 蓝色曲线为输出电压。

LLC 拓扑

提高电源效率的解决方案之一是采用零电压开关拓扑 [注 1]。在这种拓扑中, 电路中的电源开关在电压极低时导通。对于钳位感应开关 MOSFET, 导通损耗 $P_{ON\ LOSS}$ 可由下式粗略求得:

$$P_{ON\ LOSS} = \frac{1}{2} I_L \cdot V_{DS(SW)} \cdot t_{ON} \cdot f_{SW}$$

I_L 为流经 MOSFET 的负载电流; $V_{DS(SW)}$ 为 MOSFET 导通前的漏源电压; t_{ON} 为导通时间, 而 f_{SW} 则为开关频率。

在硬开关拓扑中, $V_{DS(SW)}$ 是总线电压, 对带有 PFC 前端级的应用来说一般约为 400V。对于零电压开关, 这个电压被降至 MOSFET 二极管的正向电压降, 在 1V 左右, 从而极大地减小了导通开关损耗。

图 5 所示为 LLC 谐振转换器的模块示意图。其核心组件是谐振网络, 在输入端电压波形和流入输入端的电流之间产生相位滞后, 加载在输入端的电压波形是方波, 利用半桥或全桥电路很容易就可以从 PFC 输出电压产生。

如果忽略桥式电路中死区时间效应以及更高阶谐波的出现，那么流入谐振网络的电流可近似表示为正弦波。由于流入谐振网络的电流滞后于电压基波，当 MOSFET 处于导通状态时，电流从两个方向流入，如图 5 所示。MOSFET 在电流流经体二极管时导通，导致“零”电压开关。这种方法带来的一个额外好处是导通时产生的 EMI 较低，这是因为高 dv/dt 和 di/dt 转换时间要短得多，而且通常没有标准硬开关应用中无可避免的反向恢复效应。

由于谐振电路的输出是周期性的，因此需要对之进行整流。这可以采用如图所示的全波整流器或一个带中心抽头 (centre-tap) 的整流器来完成。

最后，AC-DC 电源中的谐振网络基本上都会采用一个变压器。该变压器执行两项任务：其一是提供初级端和次级端之间必需的安全隔离；其二是通过它的匝数比控制电源的总体电压转换比率。

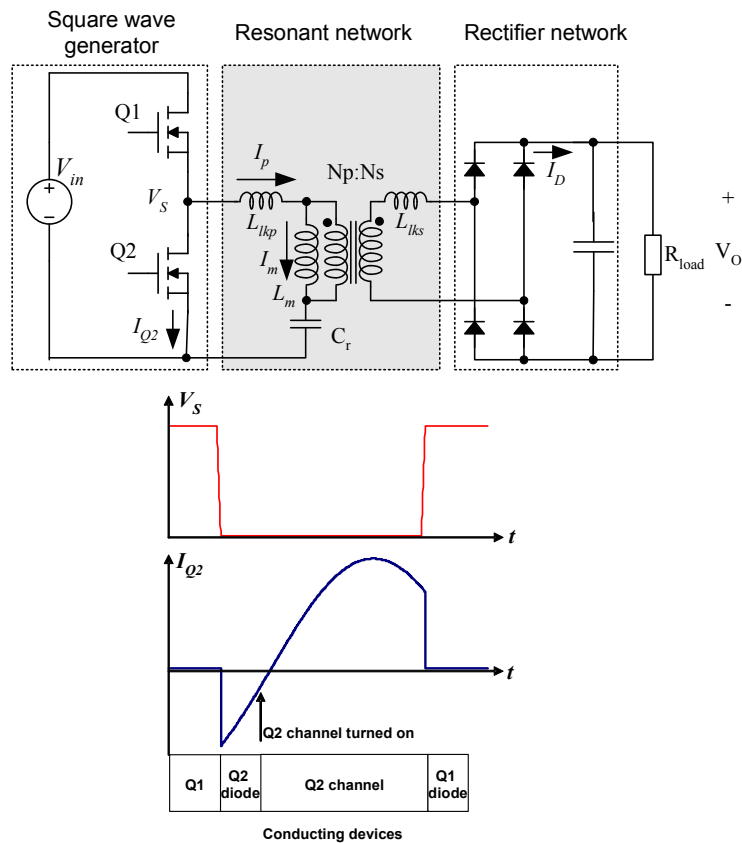


图 5: LLC 谐振转换器模块示意图和零电压开关波形

为了避免 Q1 和 Q2 同时导通的风险，需要一定的死区时间。以 Q1 的关断波形为例。流经开关的电流很大，接近峰值电流。关断期间的电压摆幅为满总线电压，因此关断步骤是无损耗的。

要确保 Q2 的零电压开关，Q1 的漏源电容完全充电十分重要，这意味着充电时间不应该超过死区时间。若总线电压为 V_{BUS} ，开关时电流为 I_{SW} ，有效漏源电容为 C_{DSeff} ，则电容的充电时间 t_{SW} 可由下式计算出：

$$t_{SW} = \frac{C_{DSeff} \times V_{BUS}}{I_{SW}}$$

V_{BUS} 由设计条件事先确定。如果 C_{DSeff} 为零，Q2 就会如预期地实现零电压开关。如果 C_{DSeff} 非常大，Q2 为硬开关工作。轻载下， I_{SW} 很小，当负载足够小时，最终也会发生 Q2 硬开关。

有时会增加一个电容与 MOSFET 并联。如果其容量选择适当，就可以降低关断损耗，同时又不影响较轻负载下的零电压开关性能。

LLC 谐振转换器是让谐振转换器与一个电感串联。这样一来，谐振电路中就有两个电感和一个电容，故名为 L-L-C。图 6 显示了一个实例电路的增益特性。

最初，在工作区域，电压增益随着频率的增加而降低，这确保了零电压开关所需的相位滞后。控制电路通过改变频率来改变系统增益。最小增益和最大增益之间的差距相当小，因此谐振转换器需要很窄的 DC 电压输入范围。在这个电源设计中，由 PFC 级提供窄输入电压范围，建议采用连续传导模式 PFC 级。

利用 PFC 级，LLC 转换器的输入可设置在 400V 左右。如果所需输出电压为 12V，匝数比为 40:1，则额定负载下需要 1.2 的 DC 增益。无论负载情况如何，频率始终不变。

为便于说明，假设输入电压提高到 480V，则控制电路需把增益降至 1.0，以保持 12V 的输出电压。在这种情况下，频率会在 115kHz (满负载) 和 130kHz (20% 负载) 之间变化，从图中可看出何时决定不同负载下的增益曲线与增益 = 1.0 线在什么频率下相交。利用前述应用中采用的前端 PFC 级，在缺输入半波的情况下，需要一些额外的增益，即所谓的“保持”时间要求。

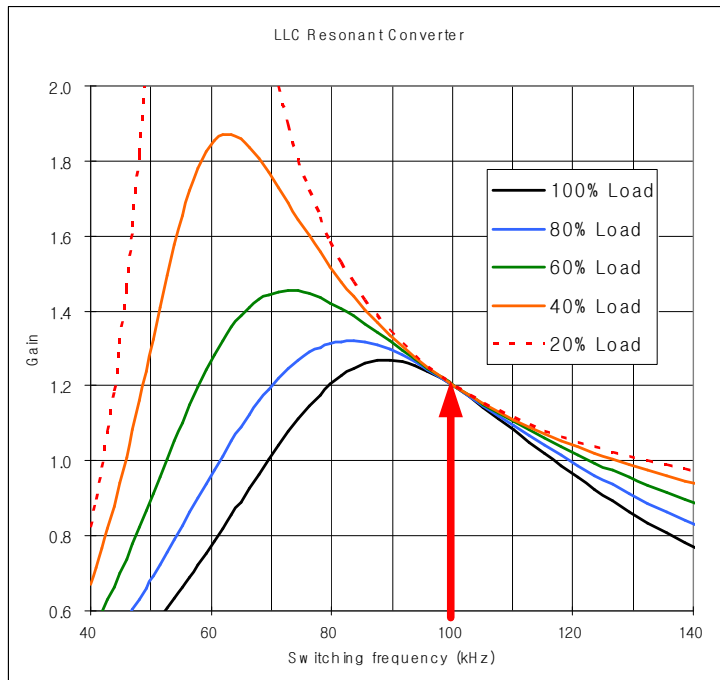


图 6: LLC 谐振转换器增益曲线实例

同步整流

次级端的同步整流级是利用新的 FPP06R001 模块来构建的，如下图所示：

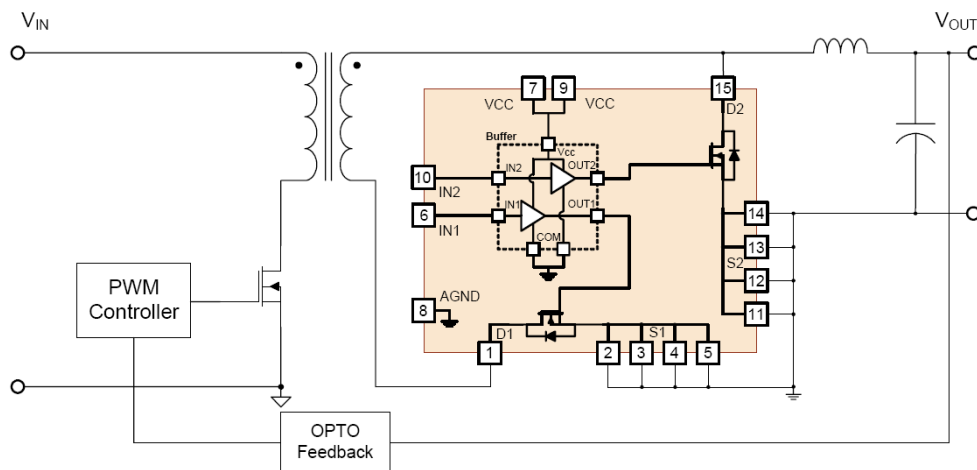


图 7: 这个原理示意图显示了同步整流器模块如何连接在变压器的次级端上。

用来调整次级电压的二极管通常由 MOSFET 代替，该模块包含了栅极驱动器和功率 MOSFET，采用外引脚极宽的小型单列直插封装，可减小寄生电感和电阻。



图 8：该图显示了同步整流模块的宽引脚 1 和 15。

利用模块来代替分立式组件可以提高效率、减小 EMI，并简化总体设计。模块中 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 比分立式解决方案的小 10%。总体封装阻抗小 16%，振铃因此减少，从而减小 EMI。栅极驱动器回路的尺寸很小，这又进一步减小了 EMI 辐射，增强了抗干扰能力，尤其是对漏极上的 dv/dt 干扰。由于两个棘手回路的布局都已在模块内完成，所以对设计人员而言总体设计变得较简单。

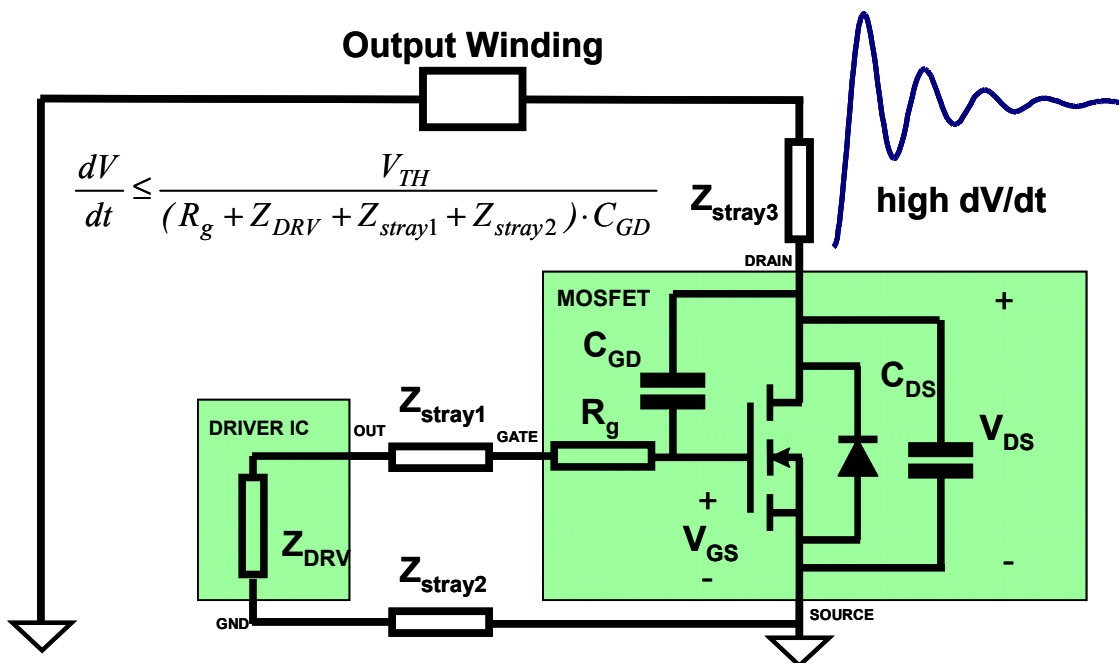


图 9: 栅极驱动器电路中的寄生阻抗

上图解释了让栅极驱动器靠近功率 MOSFET 为什么如此有用。栅极驱动器的非零输出阻抗 Z_{DRV} 必须通过寄生阻抗 Z_{stray1} 和 Z_{stray2} ，以及栅极阻抗 R_g 来控制 MOSFET，尤其是关断。这时，漏极上的高 dV/dt 加上栅极路径上的高阻抗，可能引起 MOSFET 的寄生导通。而利用极短的连线和功能强大的栅极驱动器，几乎可以实现完美的开关。

通过分析功率 MOSFET 上的电压级，可以创建栅极驱动器信号，确定开关导通的准确时序。一旦完全导通，开关上的电压降可利用公式 $R_{DSON} \times I_{OUT}$ 算出，因此 R_{DSON} 越低，电压降就越低，而功耗也越低 (这时开关损耗忽略不计)。确定正确的功率开关导通和关断时间是非常重要的，这样可避免体二极管的传导，后者会造成电流换向，最终增大电压降。

下表比较了在输出功率 400W (24V, 17A) 而结温 100°C 时，采用不同整流器获得的结果：

解决方案	电流	导通电阻 RDSON	电压降	功耗
肖特基二极管	17A	n/a	0.4V	6.8W
MOSFET	17A	7.5m 欧姆	0.14V	1.5W

有意思的是，输出整流器的功耗只与输出电流有关，而与输出电压无关。输出电流越高，同步整流解决方案就越有优势。肖特基二极管的实际限制在 10A 左右，超出这个限值，整流器的功耗会变得相当大，因为正向电压在某种程度上依赖于电流。不过，对于较高的输出电压，肖特基二极管可能更好，因为电流更小，并且无需驱动电路。

电源系统

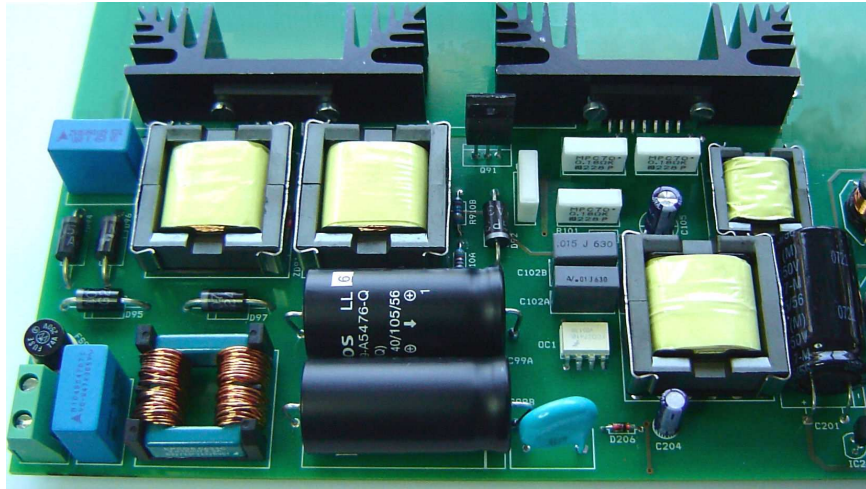


图 10: 初级端和次级端模块采用相同的尺寸, 有利于实现非常精细的机械解决方案。

在欧盟指令下, 一种新的电源效率测量方法已被采用, 可在 25%、50%、75% 和 100% 的额度输出功率下对输入输出功率进行测量。利用这种方法, 电源效率可达到 93.8%。

总结

目前新推出的电源模块对现代工业电源的帮助非常大。如本文的设计实例所示, 这些新技术可以大大提高功率密度和效率, 增强可靠性以及耐用性。此外, 还能够大幅度降低产品寿命成本!

参考文献:

- [1] R. W. Erickson and D. Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics", Second Edition, Springer, 2001, Chapter 19, ISBN 0-7923-7270-0
- [2] Fairchild Semiconductor Application Note AN4151, "Half-bridge LLC Resonant Converter Design using FSFR-series Fairchild Power Switch (FPS™)", www.fairchildsemi.com
- [3] Various, "Grosser Vergleichstest Industrie-Schaltnetzteile, Teil 1-3", ELEKTRONIK 08 / 09 / 10 / 2007