

用于三相工业应用系统宽电压电源

来源: epc.com.cn 作者: Power Integrations 公司 Rahul

由三相交流电源供电的工业设备往往需要一个辅助电源为控制电路提供稳定的低压直流电压。但是,对这种稳压电源的技术要求比单相电源高得多,其额定输入电压比较高。而且在工业环境中,由于大负载接入电网或者脱离电网,或者由于在某个地方电网出现故障,电网电压常常会出现很大浪涌、长时间跌落或者瞬间下降。这就要求电源能够处理所有这些情况而不会出现故障。

本文探讨在设计三相应用系统中使用的开关型供电电源时遇到的问题,并且提出一个结构紧凑、经济有效的设计方案,它可以在输入电压变化范围很宽的情况下工作。

设计目标

目标是设计一个由电网供电,输入为三相电压的开关型电源。它的输入电压变化范围很宽,总体工作效率很高,输入电压波动对直流输出的影响很小。

对于三相应用系统,例如电能表,供电电源必须能够在输入为 **57~580 VAC** 的三相交流电压范围内工作,而且在偶然失去一相或者中线没有接上的情况下也如此。

对于辅助供电电源,反激式电路最适合,这种电路有以下优点:

- 只使用一个有源开关,简化了电路设计。
- 在电路中使用一个绕线元件(在输出端不需要使用很大的扼流圈作为滤波器)。
- 很容易产生多路输出电压。
- 元件数量很少,成本很低。

对于反激式转换器,在输入交流电压最大的情况下,**MOSFET** 的击穿电压至少是整流后的峰值电压的 **1.6** 倍。在交流输入电压为 **580 VAC** 时,需要使用 **1200V** 的 **MOSFET**,增加了成本,而且一般是不可能使用开关集成电路—使用开关集成电路会大幅度地简化反激式转换器电路。

Power Integrations 的 **LinkSwitch-TN** 集成了一个 **700V** 的 **MOSFET** 和控制器,与使用一只分立 **MOSFET** 和外接控制集成电路的方案相比,可以减少 **20~30** 个外接元件。这个集成电路的额定电压是 **700V**,只能用于一相。不过,串联一个外接 **MOSFET**,或者用 **StackFETTM** 的接法,可以把最大电压分配在这两个器件上,因而总的额定电压等于两个 **MOSFET** 的额定电压之和。

设计结果

图 1 是一个输出为 12V、电流为 250mA 的反激式电源电路，它的输入是单相或者三相电压。把 StackFET 技术用在低成本的 600V MOSFET 上，得到总额定电压为 1300 V 的电路。在 47~63Hz 的频率范围，输入为单相或者三相 110 VAC、220 VAC 或者 440 VAC 时；在输入失去一相或者不止一相，中线没有接上，或者电网电压长时间下降或者出现浪涌的情况下，这个电源仍然可以很好地工作。

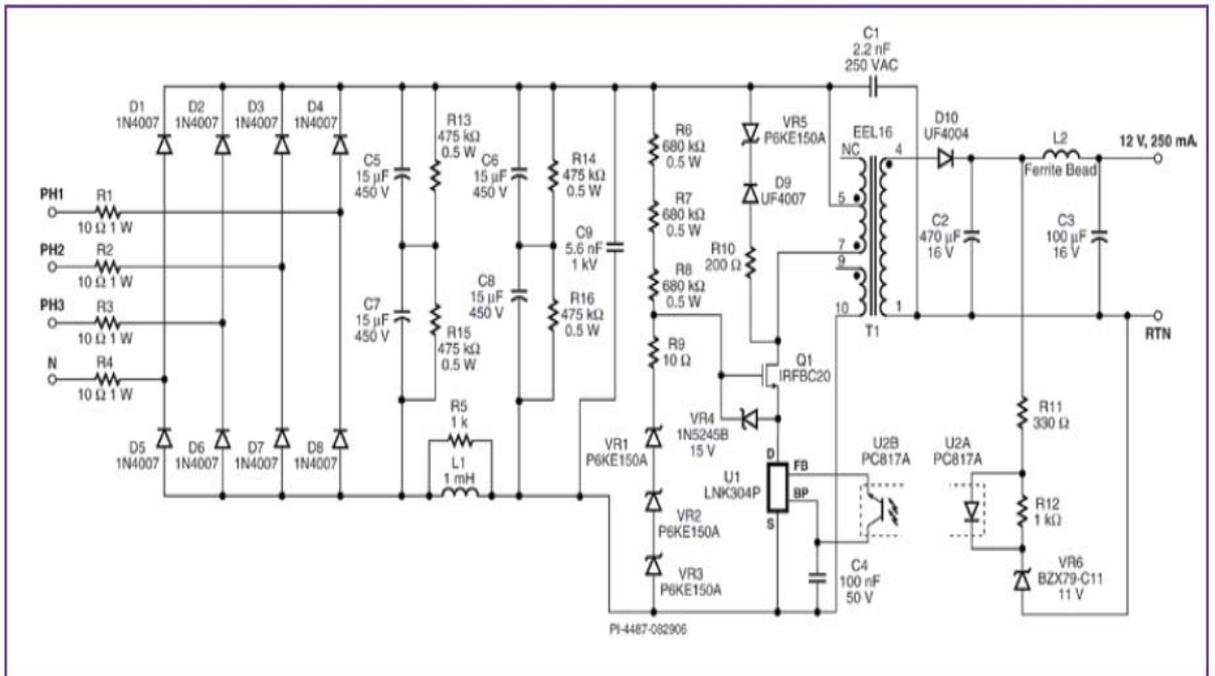


Figure 1. Circuit Schematic.

图 1 LinkSwitch-TN 电路图

电路的工作原理

图 1 为 LinkSwitch-TN 集成电路，型号为 LNK304P（图中元件 U1），接成反激式转换器，充分地利用它的 66 kHz 的开关频率。该电路运用了通断控制，利用跳过几个开关周期的个

方法来调整输出电压。当负载减少时，实际的开关频率下降，开关损耗成比例地下降，工作效率提高到最大。

注：在市电电压高或者负载小的情况下，频率固定的标准 PMW 控制器的效率很低，这是由于它们工作频率低、占空比小的缘故。使用通断控制的方案，就不存在这个问题。

二极管 D1 至 D8 对输入交流电压进行全波整流。电阻器 R1~R4 是用来限制刚接通电网时出现的大电流。电容器 C5~C8 对整流后的交流电压进行滤波。为了让直流母线电压能够达到 820VDC，额定电压为 450V 的电容器 C5、C7 和 C6、C8 分别串联起来，并分别与平衡电阻器 R13~R16 并联，以便将电压均衡地加在这些电容器上。电容器 C5/C7 和 C6/C8 与电感器 L1 一起构成 π 型滤波器，目的是降低电磁干扰。电容器 C9 放在非常靠近 U1 和变压器 T1 的地方，为开关感应的噪声电流提供一条通路，以便减少差模电磁干扰。除了用这个办法降低电磁干扰，还使用了以下措施：一、让 U1 的开关频率产生抖动；二、在变压器中使用 E-Shield™ 绕组；三、在变压器互隔离的两个绕组之间跨接一个达到 Y 级的安全电容器 C1。这四个措施加在一起，可以很容易把传导性电磁干扰限制在 EN55022-B 标准规定的范围之内。

很高的直流电压加在变压器的源边绕组一端，源边绕组的另一端由 MOSFET Q1 控制。Q1 和 LNK304P 内部的 MOSFET 是串接的。当 U1 内部的 MOSFET 导通时，把 Q1 的源极电压拉到低电平，使 Q1 导通。稳压二极管 VR4 则限制了 Q1 上的栅至源电压。当关断时，VR1、VR2 和 VR3（这三个器件接成串联）构成一个 450V 箝位电路，确保 U1 的漏极电压保持在 450V 左右。当输入电压高于 450V 时，超过 450V 的那部分电压便加在 Q1 上。用这个办法可把反激电压和直流母线电压分配在 Q1 和 U1 内部的 MOSFET 上。电阻器 R9 限制了高频铃振电压—当 VR1、VR2 和 VR3 导通时会出现铃振电压。在反激期间，由 VR5、D9 和 R10 组成的箝位电路限制了在 Q1 和 U1 上出现的峰值电压（这是由于漏电感引起的）。

变压器 T1 副边绕组上的电路起整流、滤波及反馈作用。二极管 D10 对变压器副边绕组的电压进行整流。电容器 C2 对整流后的输出进行滤波。电感器 L2 和电容器 C3 是第二级滤波器，能够减少输出中的高频开关纹波。当输出电压超过 VR6 和 U2 中光耦合器二极管上的总电压降时，稳压二极管 VR6 导通。输出电压的变化会引起流过光耦合器中二极管的电流产生变化。反过来，这又会引起 U2 里面的晶体管上流过的电流增大。

当这个电流超过 FB 管脚的阈值电流时，将产生一个开关周期堵塞。调节开关周期受到堵塞的数量和产生的数量，即可实现输出电压的稳压。如果产生了基于 U1 的一个开关周期，电

流便上升到 U1 内部设定的电流极限值。在负载产生瞬变时，电阻器 R11 限制了光耦合器的电流，并且设定反馈回路的增益。电阻器 R12 则为稳压二极管 VR6 提供偏置电压。

如果 FB 管脚有 50ms 的时间没有拉到高电平，U1 内部的功率 MOSFET 开关将堵塞 800ms。开关交替地堵塞和导通，可以在出现输出过载、输出短路或者反馈回路开路时，起到保护作用。

在变压器上不需要辅助绕组为 U1 供电，因为它本身是由漏极管脚供电的。在启动和内部 MOSFET 关断时，去耦电容器 C4 由内部的高电压电流源进行充电。

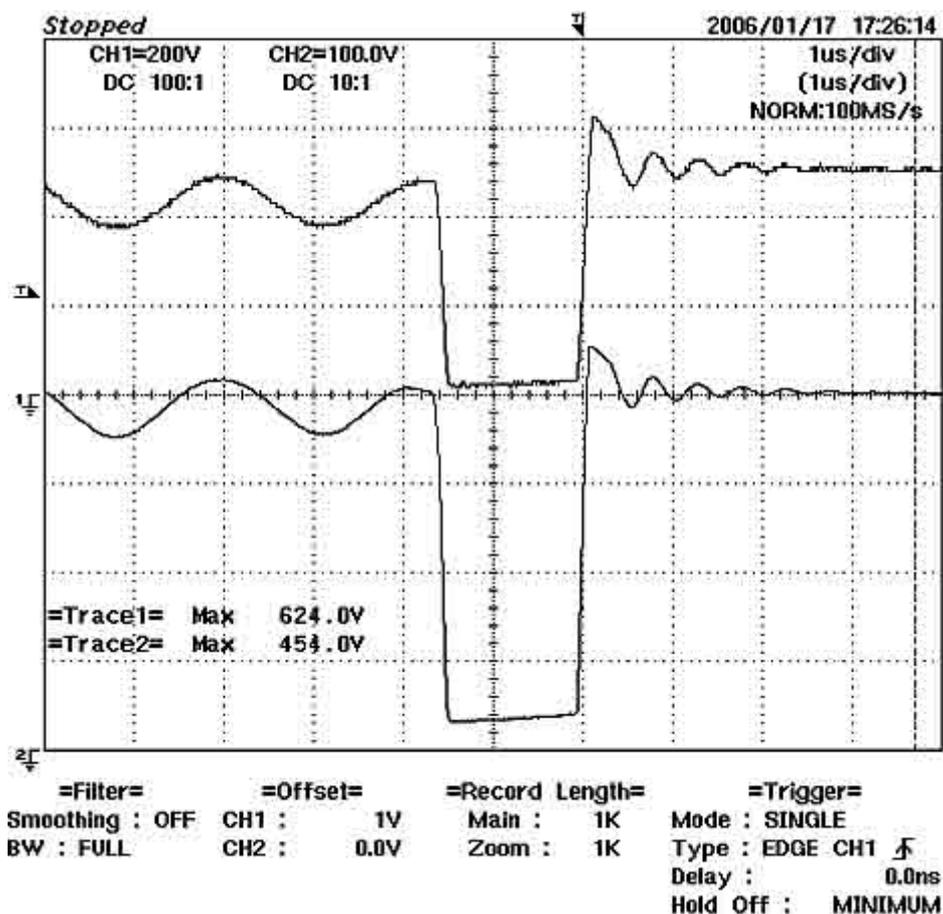


图 2 U1 和 Q1 的漏极电压波形

电路的测试结果

图 2 为用示波器观察到的波形，是在输入电压为 312VAC（直流母线电压为 440VDC）时得到的。在关断时，U1 的漏极电压（波形 2）箝位在 450V，这是 VR1、VR2 和 VR3 上的总电压。箝位作用可以保证 U1 安全工作。第一个波形是 Q1 漏极相对源边绕组（电容器 C8 的负极）的电压。当 MOSFET Q1 关断时，在它上面的实际电压（波形 1）是两个波形的差值，为 170V。 电子电路图

随着输入交流电压上升到 580VAC (820VDC)，在 Q1 关断时，其上的电压不到 550V。于是外接 MOSFET 可以使用成本不高、额定电压为 600~800V 的器件。

这个设计的效率特性曲线如图 3 所示。这条曲线说明在输入电压较高时，效率下降是由于串联的功率级 (Q1 和 U1 内部的 MOSFET 晶体管) 中的开关损耗和导通损耗增大造成的。不过，其效率仍然高于使用线性变压器设计的电源。

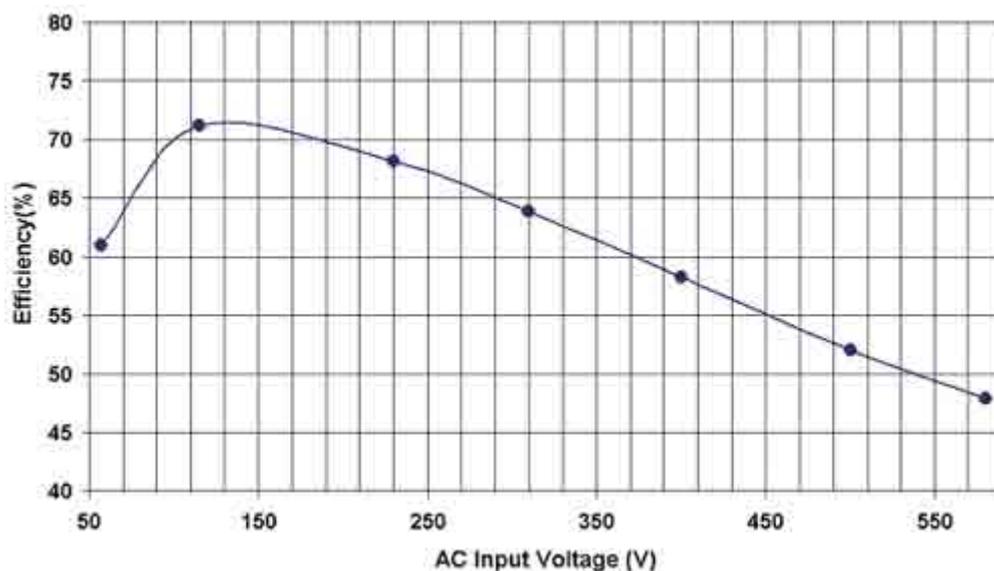


图 3 效率随输入电压的变化

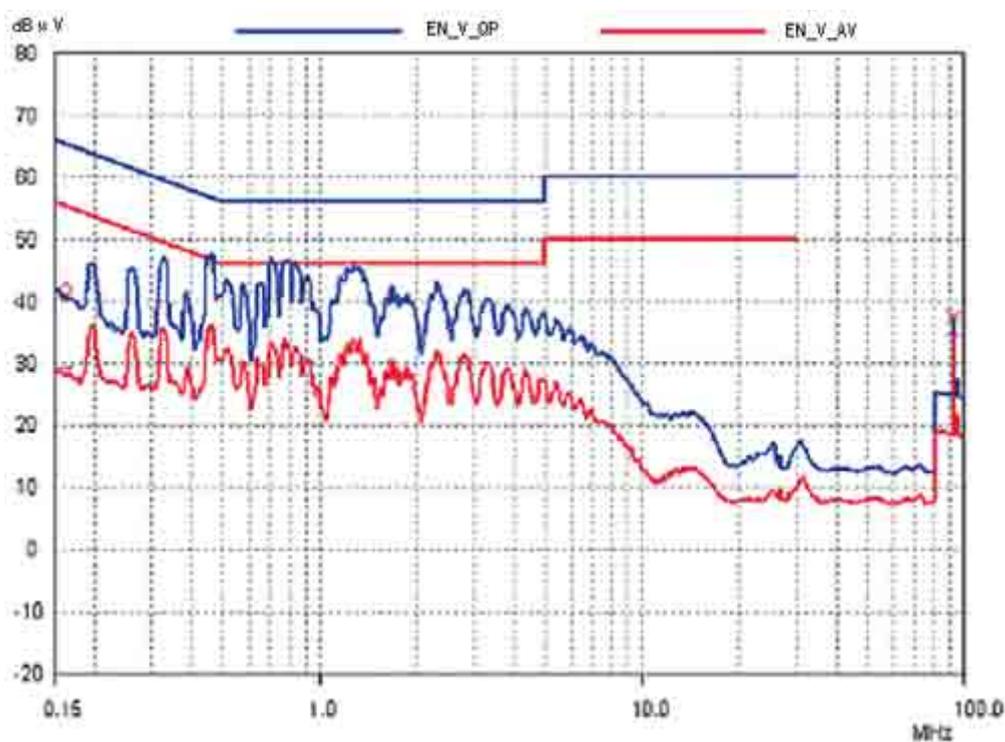


图 4 在 230V 时的传导性电磁干扰

这个电路达到对传导性电磁干扰的要求。如图 4 所示，在输入电压为 230VAC 的情况进行测试时，有相当大的富裕。上面的蓝色曲线和红色曲线分别是 EN55022 B 标准规定的电磁干扰峰值极限值和平均极限值，下面的曲线则是相应的峰值和平均值测试结果。

结论

对于工业应用系统中的辅助电源，StackFET 技术是一个经济有效的办法。在使用三相交流输入电压时，输入电压很高，设计人员可以运用这项技术，在设计中纳入开关集成电路，从而简化设计。