

降压型功率因数校正

赵子龙, 陈弯, 曹明辉, 邹颖, 陈永真

辽宁工业大学电子与信息工程学院, 锦州 121001

摘要: 现实中电路的负载绝大部分是非线性负载, 非线性负载在整流电路中会使输入电流产生畸变, 输入电流中含有大量的谐波电流, 谐波电流会对电网造成严重的谐波污染且导致功率因数较低。为了提高电路的功率因数, 抑制谐波电流, 功率因数校正 (PFC) 技术应运而生。目前用的较多的是升压型功率因数校正, 但是升压型功率因数校正某些应用场合存在局限性。本文分析了降压型功率因数校正工作原理及其适用场合, 通过实验来验证降压型功率因数校正的可实现性。

关键词: 功率因数校正, 降压型变换器, 低端驱动, 电压检测

1 引言

目前升压型功率因数校正电路被广泛地采用。但是升压型 PFC 在某些意义上存在问题: (1) 升压电路输入电压小于输出电压, 输出电压高, 对后级电路的器件要求比较高, 需要高耐压的开关管、二极管、电容等器件, 耐压值越高的器件性能就会不好; (2) 不能实现过电流保护, 因此后级 DC/DC 变换器必须具备过电流保护功能。这就为降压型 (Buck) 变换器实现功率因数校正创造了条件, 利用降压型功率因数校正可以解决以上问题, 在某些应用场合比升压型功率因数校正更有优势。

2 降压型功率因数校正

2.1 降压型功率因数校正可行性

过去很少人研究降压型功率因数校正, 传统观点认为: 功率因数校正要将输入电流波形校正成为纯正弦波, 否则会有比较高幅值的高次谐波电流存在; 采用降压型功率因数校正必然会导致低于输出电压的输入电压瞬时值的那部分时间整流电路是不工作的, 造成输入电流为非正弦。输出电压越高, 高次谐波电流分量越大; 升压型功率因数校正用得好好的没有必要在搞什么降压型功率因数校正。那么降压型功率因数校正到底有没有可行性? 答案是肯定的, 只要谐波成分符合相关的标准就行, 输入电流波形没必要校正为正弦波, 这也是现在人们又开始研究降压型功率因数校正的原因。

当降压型功率因数校正电路的输入电压为 110Vac 输出电压为 80Vdc 时, 输入电压和输入电流波形如图 1(a) 所示。

当降压型功率因数校正电路的输入电压为 110Vac 输出电压为 80Vdc 时: $THD \approx 44.3\%$, $PF \approx 0.914$, 满足日本 JIS C61000-3-2 要求。

当降压型功率因数校正电路的输入电压为 230Vac, 输出电压为 80Vdc 时, 输入电压和输入电流波形如图 1(b) 所示。

当降压型功率因数校正电路的输入电压为 230Vac, 输出电压为 80Vdc 时: $THD \approx 16.7\%$, $PF \approx 0.986$, 满足 EN61000-3-2 要求。由于电流死区的存在, 电流谐波会增大, 直接影响到功率因数的提高。好在功率因数校正只要满足 IEC1000-3-2 标准即可, 而并不一定校正成为理想正弦波。因此经过功率因数校正后, 输入电流不一定非理想正弦波不可, 允许存在一定的畸变, 这为降压型功率因数校正的实现创造了条件。

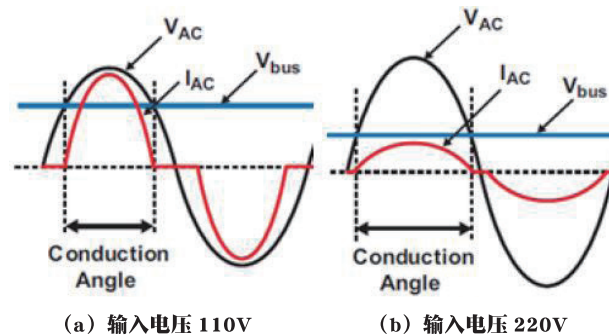


图 1 不同输入电压下输入电流波形

2.2 降压型功率因数校正原理

降压型 PFC 原理框图如图 2 所示。这是一个传统的 BUCK(降压)变换器连接到一个交流源和桥式整流器之后。把输出总线电压设置在小于最低交流输入电压的峰值水平。当瞬时交流输入电压大于输出电压, PFC 级是正向偏置, 电流从交流输入侧流入。当交流输入电压低于输出电压, 二极管桥整流器成为反向偏置, 电流不能从交流输入侧流入。当 BUCK PFC 级反向偏置时, 在交流侧会有一些固有的“交叉”失真。但是在许多应用场合中, 这种失真是可以接受的。

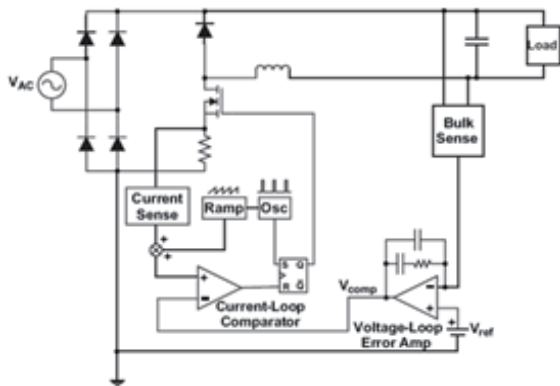


图 2 降压型 PFC 原理框图

降压型 PFC 通常使用一个外部电压控制回路调节输出电压, 内部为电流控制回路控制平均电流的形状。外环根据内环需要调整, 当线路和负载变化时保持输出电压不变。在半个交流周期中内部电流环控制 PFC MOSFET 的占空比以响应的电压回路需求。控制交流侧线电流跟随理想正弦波形状, 本质上是扩大导通角来实现所需要的功率因数性能。

2.3 开关管驱动方式与输出电压检测

降压型变换器开关管位于高端, 需要悬浮驱动, 驱动起来十分复杂。为了驱动和电流检测方便, 通常用控制 IC 直接驱动开关管。对于降压型变换器, 就需要将开关管置于低端, 这样会导致输出电压不能直接检测。输出电压悬浮检测有几种方法, 较为简单的一种是利用晶体管恒流源来检测输出悬浮电压, 如图 3 所示。

图 3 中悬浮电压检测电路实际上是一个利用分立元件

构成的恒流源电路, 恒流源的电流由 R15、R16、R17 决定: 其中 R16、R17 构成分压电路, 分压后的电压再减去 Q9 发射结电压约 0.7V 送到发射极电阻 R15, 由于晶体管的 β 很高, 基本可以认为 Q9 的发射极电流等于集电极电流。于是 R15 的电流直接反射到 R_sense 上, 通过这样的转换来获得悬浮的输出电压检测。检测电压可以用式(1)来表示:

$$V_{sense} = (V_o \cdot \frac{R16}{R16 + R17} - V_{be}) \cdot \frac{R_{sense}}{R15} \quad (1)$$

如果觉得利用晶体管恒流源的温度稳定性不能满意, 还可以利用集成运算放大器的差动放大器的功能实现悬浮电压的检测。

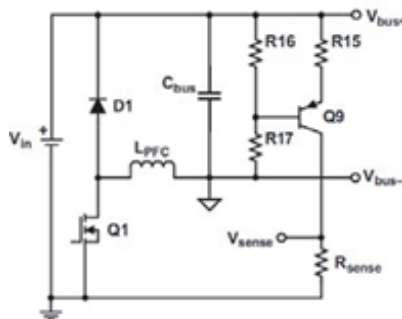


图 3 输出悬浮电压检测

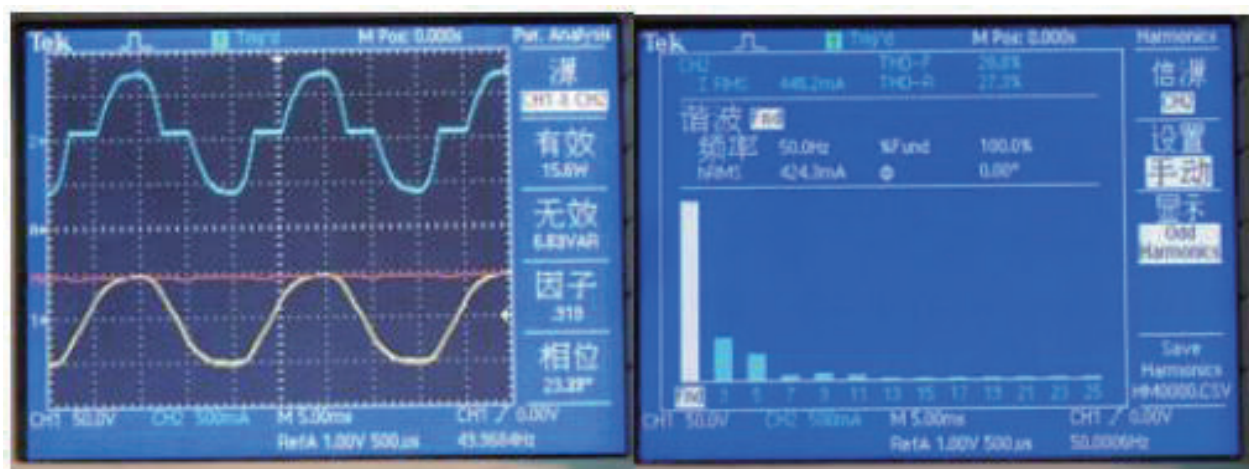
3 实验波形与分析

当输出电压平均值为输入电压有效值的 70% 时, 理想输入电流及谐波电流成分如图 4 所示: 这时的理想导通角为 67%, 功率因数为 0.918。

在这种状态下 220V (1-20%) 输入对应输出电压平均值为 123.2V, 这个电压值是合适。功率因数也是没问题的。在这个输出电压下, 可以获得比较高的效率。

当输出电压平均值为输入电压有效值的 80% 时, 理想输入电流及谐波电流成分如图 5 所示(电源电压本身带有三次谐波): 这时的理想导通角为 61.7%, 功率因数为 0.894。

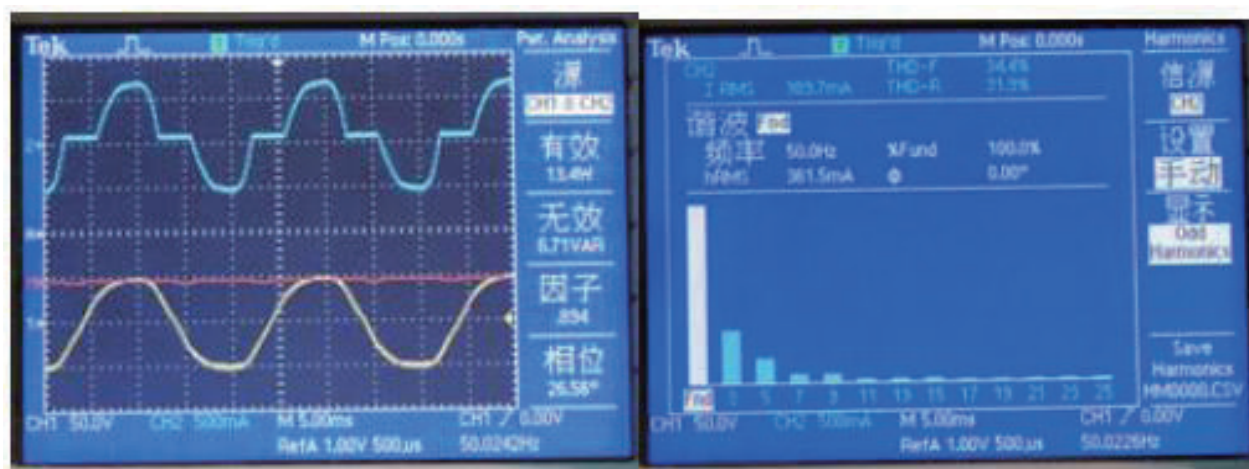
在这种状态下 220V (1-20%) 输入对应输出电压平均值为 140.8V, 这个电压值是合适。在这个输出电压下, 可以获得更高的效率。



(a) 输入电流波形图

(b) 输入电流谐波分析

图4 输出电压为 123.2V 时输入电流及谐波分析



(a) 输入电流波形图

(b) 输入电流谐波分析

图5 输出电压为 140.8V 时输入电流波形

4 降压型功率因数校正的改进

降压型功率因数校正的缺点之一是由于输入电流必然是断续的，因此 EMC 要比升压型困难。缺点之二是效率相对较低，其原因是大幅度降压必然会导致变换器的效率降低。例如 220Vac 输入、48VDC 输出，占空比小于 0.3 的状态占整个工作状态的 70%，占空比小于 0.2 的状态占整个工作状态的 56%。是否能找到一种电路拓扑能够提高降压型功率因数校正的效率？可以实现降压的电路拓扑还有 CUK，可以利用 CUK 变换器通过变形演化，避开缺点，

发挥优点。本文对 CUK 电路进行变形演化，得到一种新型 CUK 变换器拓扑，如图 6 所示。

利用变形 CUK 电路实现功率因数校正可以获得如下特点：

- (1) 在开关周期的整个过程，输入均可以向输出提供电能。
- (2) 可以获得过电流保护和短路保护功能。
- (3) 输出电压低于输入电压，可以将输出电压降低到 48V 电压等级，这样就可以直接利用 DC/DC 变换器模块。

下转 168 页