

带无损缓冲的新型三相反激式功率因数校正器的研制

黄小军 黄济青 龚剑

(北京邮电大学电信工程学院 北京 100876)

摘要 提出了一种新颖的基于反激式变换器的三相功率因数校正器, 讨论和分析了该电路的校正原理、关键参数和性能特点, 并介绍了两种实用的零电压过渡方案, 通过仿真和实验证明了理论分析的正确性。

关键词: 反激式 无损吸收 软开关 功率因数校正 零电压过渡

中图分类号: TM46

Design and Development of a Three-Phase Flyback PFC AC/DC Converter With Passive Lossless Snubber

Huang Xiaojun Huang Jiqing Gong Jian

(Beijing University of Posts and Telecommunications Beijing 100876 China)

Abstract A three-phase fly-back converter (PFC) with an energy recovery circuit is proposed. The technique of three-phase power factor correction in switch mode power supplies is still not perfect. Most of the schemes are based on the combination of three single-phase power factor correction circuits with complex topology and control strategies resulting in high cost and low popularization. In this paper, a novel three-phase single-stage ac-dc converter system is proposed. The principal characteristics are very simple topology, galvanic output, low complexity of control method, low mains current distortion and resistive fundamental behavior. In this converter, ZVS at turnoff can be achieved by two kinds of soft-switching techniques, and ZCS at turnon can be obtained by operating under the DCM. The two energy recovery snubber which can be used don't need not any auxiliary control circuit and can reduce the switching losses. Experiment results confirmed the validity of the circuit, showing sinusoidal and balanced input currents.

The proposed converter can be met the IEC standard, and will provide an appropriate power supply scheme for telecommunication equipment such as mobile base stations.

Keywords: Fly-back, lossless snubber soft-switching, power factor correction (PFC), ZVT

1 引言

单相功率因数校正技术目前在电路拓扑和控制方面已成熟, 而三相高功率因数开关整流器尚存在一些问题, 采用无源功率因数校正方案的, 未曾达到国际标准(例如 IEC-555 和 IEC6100-3-4 对电流谐波的限制), 对电网的污染尚大; 六开关的三相功率因数校正, 电路复杂(加上后级 DC/DC 电路常有十个开关管), 可靠性不无问题。因此, 三相高功率

因数技术的研究近年来在国内外都已成为研究热点。

三相单级反激式 AC/DC 变换电路可以认为是单相反激式 AC/DC 变换电路在三相中的延伸, 当工作在不连续模式(DCM)时, 能通过变压器实现任意相的输入电流和其他两相的输入电压完全解耦, 功率因数校正和 DC/DC 电路合为一级, 整体电路仅有一个功率开关管, 从理论上分析, 电感电流峰值正比于相应相的输入电压, 输入电流波形自然地跟随输入电压波形, 因而能够实现单位功率因数(UPF), 而且控制简单。

本文在此基础上提出的新型的三相反激式整流器,与以往电路相比^[1~3],提高了变压器的利用率,降低了电路体积和重量,并且两种零关断技术的采用不仅减小了开关管的开关损耗,提高了电路的工作效率,而且有效抑制了功率开关关断时由漏感储能引起的电压尖峰,扩大了开关管的安全工作区。

2 主电路拓扑及工作原理

2.1 功率因数校正原理

本文所提出的三相反激式 PFC 电路,如图 1 所示,该电路工作在电感电流不连续模式(DCM)下,三个变压器的一次、二次电流在每一周期都下降到零点而产生不连续的波形。开关 S 工作在 PWM 状态下, S 导通时,变压器一次侧将能量储存在磁路的气隙当中, S 关断时,二次侧释放能量到负载中去,高阻抗输出,符合反激式功率因数校正器的工作原理^[4]。

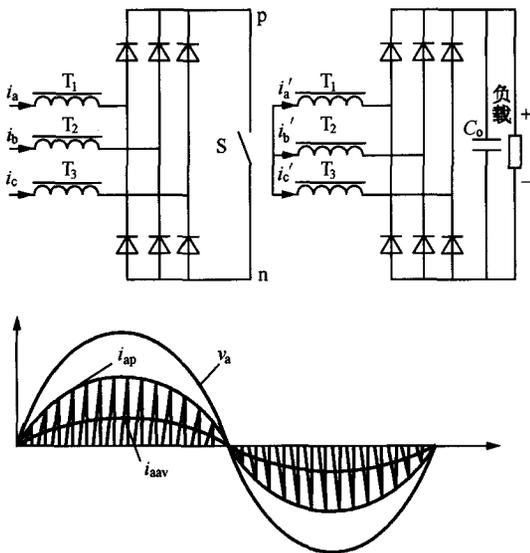


图 1 三相反激式功率因数校正电路 A 相输入电压、电流波形

Fig.1 Basic structure of the power circuit and its input current and voltage of phase A

下面以 A 相为例来说明该电路的功率校正工作原理,设 A 相电压为 $v_a(t) = V_m \sin \omega t$, V_m 为最大输入相电压。开关频率远远大于电网频率,因此在一个短暂的开关周期 T_s 内可以把输入电压看作是不变的, S 导通时,输入电流 i_a 线性上升,在 DT_s 时达到峰值 i_{ap}

$$i_{ap} = \frac{v_a(t_0)DT_s}{L_1} \quad (1)$$

式中 D ——占空比, $D = \frac{T_{on}}{T_s}$

T_s ——开关周期

n ——变压器的电压比

t_0 ——开关周期的初始时刻

L_1 ——变压器一次侧电感值

L_2 ——变压器二次侧电感值, $\frac{L_1}{L_2} = n^2$

输入电流 i_a 的平均值为 i_{ag}

$$i_{ag} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_a(t) dt = \frac{Di_{ap}}{2} = \frac{v_a(t)D^2T_s}{2L_1} \quad (2)$$

由上式可知,只要开关管的驱动脉冲恒定,工频电流瞬时值正比于输入电压,等效输入电阻为 $2L_1/(D^2T_s)$,理论上实现了单位功率因数 (UPF)。

2.2 工作过程

假设在某一周期内, $V_a \geq 0 \geq V_c \geq V_b$, 该电路变压器的电流瞬态波形如图 2 所示。

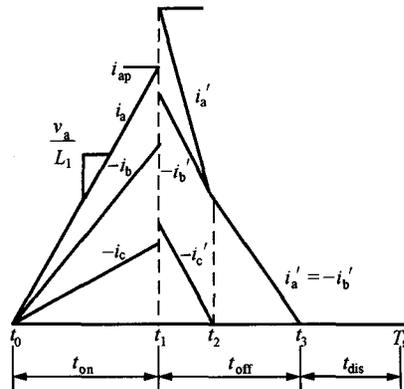


图 2 一个开关周期内各相变压器一次、二次侧的电流波形

Fig.2 The current shapes of three-phase transformer in a switching period

(1) $t_0 \sim t_1$ 期间 开关 S 导通,各相电压加到各自变压器初级电感使其储存能量,各相电流正比于电压线性上升,直到 t_1 时刻达到峰值,见式(1)。

(2) $t_1 \sim t_2$ 期间 开关 S 关断,变压器二次侧开始退磁,各相电流开始减小, B、C 两相二次侧电感并联,有

$$V_{L'-b} = V_{L'-c} = -L'_b \frac{di'_b}{dt} = -L'_c \frac{di'_c}{dt} \quad (3)$$

式中 L'_b, L'_c ——B、C 两相二次电感,且 $L'_b = L'_c$, 则

$$\frac{di'_b}{dt} = \frac{di'_c}{dt} \quad (4)$$

根据基尔霍夫电流定律的微分形式,三相二次电感电流有以下关系

$$\frac{di'_a}{dt} = \frac{di'_b}{dt} + \frac{di'_c}{dt} \quad (5)$$

联立式(4)、式(5)可得

$$\frac{di'_a}{dt} = 2 \frac{di'_b}{dt} + 2 \frac{di'_c}{dt} \quad (6)$$

同时可知 $V_{L-a} = \frac{2V_o}{3}$, $V_{L-b} = V_{L-c} = \frac{V_o}{3}$, 在 t_2 时刻 i'_c 最先减小到 0。

(3) $t_2 \sim t_3$ 期间 A 相和 B 相电感继续退磁,

有 $\frac{di'_a}{dt} = \frac{di'_b}{dt}$, 在 t_3 时刻变压器二次侧退磁结束, 等待下一周期的到来。

2.3 关键参数设计

电路参数的设计步骤为:

(1) 确定变压器电压比 n

电路工作在反激状态, 开关 S 导通时应当确保二次侧二极管关断, 因此输入相电压通过变压器加到二次侧的电压应当小于输出电压

$$n \geq \frac{\sqrt{3}V_m}{V_o} \quad (7)$$

电感电流为不连续模式, 所以在任何情况下, 应当有 $t_3 \leq T_s$ 。因此有

$$D + \left(\frac{t_3}{T_s} - D\right) < 1 \quad (8)$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2} V_m D T_s = \frac{1}{2} \frac{V_o}{n} (t_3 - D T_s) \quad (9)$$

由式(8)、式(9)推导出

$$n \geq \frac{D}{1-D} \frac{\sqrt{3}V_m}{V_o} \quad (10)$$

综合式(7)、式(10)可得

当 $0 \leq D \leq 0.5$ 时

$$n \geq \frac{\sqrt{3}V_m}{V_o} \quad (11)$$

当 $0.5 \leq D \leq 1$ 时

$$n \geq \frac{D}{1-D} \frac{\sqrt{3}V_m}{V_o} \quad (12)$$

(2) 确定变压器的一次侧电感

假定电路无损耗, 根据输入和输出功率相等的关系可以得出

$$P_{o,max} = \frac{3V_{m,min}^2 D_{max}^2 T_s}{4L_{1,max}} \quad (13)$$

由此可得出变压器的一次侧电感

$$L_{1,max} = \frac{3V_{m,min}^2 D_{max}^2 T_s}{4P_{o,max}} \quad (14)$$

(3) 开关管和二极管的选择

在变压器理想耦合条件下, 开关管和一次侧二极管的耐压应大于输入线电压的峰值加上变压器一次侧负电压(二次侧反射电压)

$$V_{CE,max} = \sqrt{3}V_m + nV_o \geq 2\sqrt{3}V_m \quad (15)$$

二次侧二极管的耐压应大于 V_o 。

3 变压器设计中应当注意的问题

反激式电路中, 变压器的设计是影响系统整体性能的关键性因素。实验中发现, 当耦合性不良时, 漏感会给器件带来极大的过电压, 严重影响了电路可靠性, 因此设计变压器时, 应当注意以下几点:

(1) 应当尽量确保三只变压器的参数一致, 使对称的三相正弦波电压产生对称的三相正弦波电流。为了保证变压器一次侧激磁电感一致, 可采用高精度磨制或微调气隙。

(2) 考虑到高频噪声通过变压器主要不是依靠一次、二次绕组的互感耦合, 而是依靠一次、二次寄生电容耦合的, 因此隔离变压器的一次、二次侧之间均用屏蔽层隔离, 减少其分布电容, 以提高抗共模干扰能力。

(3) 在样机实验电路中, 采用 E 型磁心, 一次绕组采用高频多股励磁绞线(Litz), 二次绕组采用铜箔线(Copper Foil), 有效避免了高频操作时电流电阻过大所产生的集肤效应和邻近效应。此外, 由于采用了窗口宽高比大的磁心和交叉分层缠绕(三明治绕法), 也大大减小了漏感。

4 零电压过渡方案

对于电流断续模式, 开关导通时电流较小, 可看作零电流开通, 而开关关断时电流为峰值, 且伴有浪涌电压, 因此有必要采取措施减小关断损耗。三相隔离型电路因为其结构的特殊性往往无法采用传统的软开关电路, 在此简要介绍两种具有实用性和代表性的具有零电压关断功能的无损吸收网络, 它们都具有设计简单、造价低、可靠性高等优点, 并且能很方便的移植到其他三相反激式电路中去。

4.1 并/串反激式无损吸收网络

并串反激式无损吸收电路如图 3 所示, 由三个二极管、两个电容器、一个变压器(3D-2C-1T)组成^[5]。假设初始状态开关 S 关断, 缓冲电容 C_1 和 C_2 充电完毕, 电容电压 V_{C1} 、 V_{C2} 相等。当开关导通时, C_1 和 L_{12} 、 C_2 和 L_{11} 分别建立起两个并联谐振回路分别通过 VD_1 、 VD_2 以及开关管 S, C_1 和 C_2 开始

放电, L_{11} 和 L_{12} 励磁。由于二极管 VD_3 的存在, 两个缓冲电容上的电压始终相等。当 L_{12} 、 L_{11} 电流再次下降为零时, 二次电感 L_2 电流达到最大值, 开始下降回能, 直到缓冲期间存储在缓冲电容 C_1 和 C_2 全部释放到负载, 输出整流 VD_4 关断。

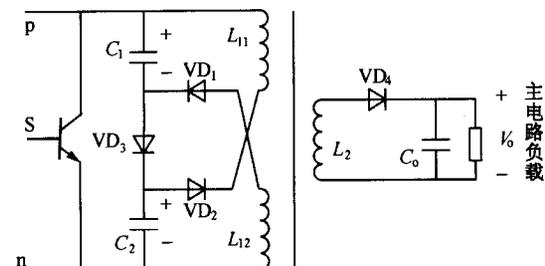


图3 并串反激回能电路

Fig.3 Series/parallel flyback snubber

当开关再次关断时, 主电路中的电流流过二极管 VD_3 和缓冲电容 C_1 和 C_2 , 缓冲电容进行充电, 减缓了开关管电压上升的速度, 并且有效避免了主电路变压器漏感带来的浪涌电压, 实现了零电压关断。由于缓冲回能电路中不存在耗能元件和附加开关器件, 使变换器的效率得到提高。其主要缺点是, 缓冲电容需要经过主开关复位, 在开关导通时会带来附加的电流应力, 此外, 能量回馈到负载也带来一定的负载依赖性。

4.2 双开关缓冲软开关

除了上面所提出的无损吸收电路, 主电路还可采用如图4所示的零电压关断(ZVS)软开关电路, 其软开关部分为Sheppard Taylor电路^[6], 两开关同时动作, 不需要复杂的开关控制电路, 此外由于两个开关管并联工作, 开关管的电流应力得到了减小。其缓冲电容和开关管的工作波形如图5所示, 其工作原理如下:

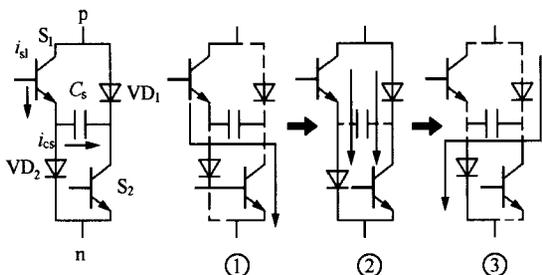


图4 单脉冲软开关拓扑及各个工作阶段的等效电路
Fig.4 Sequence of the conduction states of a three phase single-pulse soft-switching DICM flyback rectifier within a pulse period

同样假设 $V_a \geq 0 \geq V_c \geq V_b$, 初始状态 S_1 、 S_2 关断, 缓冲电容 C_s 的初始电压 V_{CS} 为 $V_{CE,max}$ (见式(16))。

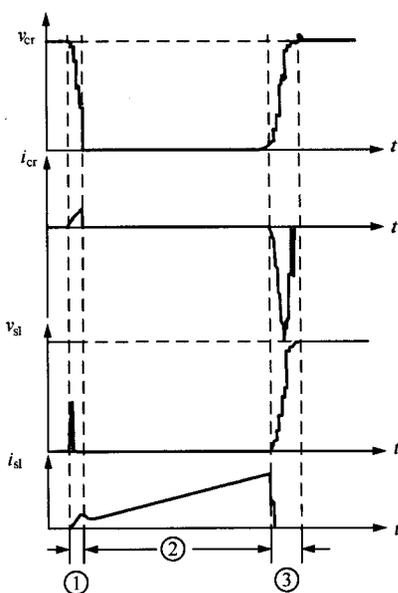


图5 缓冲电容和开关器件工作波形图

Fig.5 Characteristic of voltages and currents of snubber capacitor and switches within a pulse period

① $t_0 \sim t_1$ 期间 开关管 S_1 、 S_2 同时导通, 缓冲电容 C_s 与各相一次侧电感 L_1 构成谐振回路, 通过谐振电感释放能量, 缓冲电容电压 V_{CS} 从 $V_{CE,max}$ 按谐振规律下降, 在此期间 C_s 的电压和电流表达式为

$$V_{CS}(t) = \frac{3}{2}V_a + (V_{CE,max} - \frac{3}{2}V_a)\cos\omega t \quad (16)$$

$$I_{CS}(t) = -\frac{1}{Z}(V_{CE,max} - \frac{3}{2}V_a)\sin\omega t \quad (17)$$

式中 ω ——等效谐振角频率, $\omega = \sqrt{2/3L_1C_s}$

Z ——谐振电路特性阻抗, $Z = \sqrt{3L_1/2C_s}$

三相输入电流表达式为

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \frac{t-t_0}{2L_1} \begin{bmatrix} 0 \\ 2V_b + V_a \\ 2V_c + V_a \end{bmatrix} + \frac{1}{2Z} \begin{bmatrix} 3}{2}V_a - V_{CE,max} \\ -1 \\ -1 \end{bmatrix} \sin\omega t \quad (18)$$

谐振放电时间非常短, 由式(12)可得放电时间

$$t_{\#} = \frac{1}{\omega} \cos^{-1} \left(-\frac{3V_m}{2V_{CE,max} - 3V_m} \right)$$

② $t_1 \sim t_2$ 期间 当电容电压 $V_{C,r}$ 为零时, 放电结束, 电流分成两个支路, 分别通过 S_1 、 VD_1 和 S_2 、 VD_2 , 变压器各相电流正比于各相电压线性增长, 直到开关管关断。

③ $t_2 \sim t_3$ 期间 S_1 、 S_2 同时关断, 缓冲电容 C_s 与各相初级电感 L_1 再次构成谐振回路, C_s 通过 VD_1 和 VD_2 进行充电, 直到 $V_{CS} = V_{CE,max}$, 同时实现开关管的零电压关断(ZVS)。由于关断时刻开关管电流较大, 而且充电时间非常短, 为了简化分析可以认为三相输入电流恒定, 则充电时间 $t_{\#} \approx \frac{C_s V_{CE,max}}{i_a(t_2)}$ 。

在 t_3 时刻, 一次侧电感电流下降为零, 一次电流达到峰值。在电流反向之前, 二极管 VD_1 、 VD_2 自然关断, 等待下一周期开关的导通。

5 实验结果

对图 1 电路进行了 PSPICE 仿真和实验测试, 主要参数为: 开关频率 $f_s=8\text{kHz}$, 占空比 $D=0.33$, 一次侧电感 $L_1=340\mu\text{H}$, 二次侧电感 $L_2=1035\mu\text{H}$, 输出电阻为 $R=600\Omega$, 输出电容 $C_o=4700\mu\text{F}$, 满载时 $\text{THD}\leq 3\%$ 。从图 5 可以看出, 实验结果与理论分析是基本一致的, 该电路在整个占空比范围, 都具有比较高的功率因数。当输入电压经过变压器耦合的时候, 不连续的输入电流将使输入电压产生尖峰, 这时候需要在输入端加一个三相电容滤波电路, 这会造成输入电流电压的一定相移 (样机实验中约为 0.5°), 因此应当尽可能地选取小的输入滤波电容。

从图 6a 可以看出, 电路输入电流波形与输入电压同相且接近于正弦波, 因而实现了高功率因数的目的; 从图 6b 可以看出, 开关特性也得到了很好的

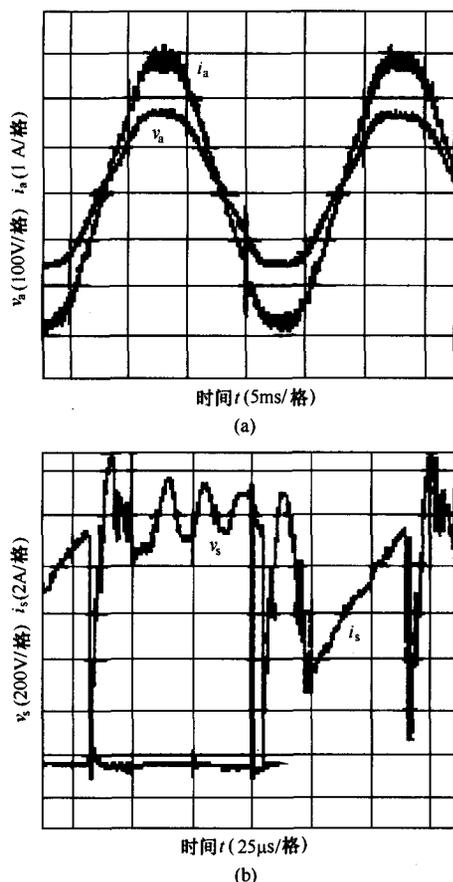


图 6 A 相输入及图 3 的开关电压和电流波形
Fig.6 Phase A input, switch voltage and current waveform of Fig.3

改善, 这与理论分析是完全一致的。

6 结束语

本文提出了一种新的三相反激式 PFC 整流电路, 详细分析了它的工作原理和参数设计步骤, 并制作了一台 600W 原理样机, 给出了实验波形。同时, 由于采用了无损缓冲电路, 改善了主功率器件 IGBT 的工作环境, 提高了变换器的效率。该电路的主要缺点是开关器件应力大, 因此适用于中小功率整流电路, 总体来说具有很好的实用性。

通过上述仿真和实验证明, 本文提出的新型拓扑结构是合理可行的。附加的回能缓冲电路不需要额外增加检测或控制电路, 整体电路简单。无损缓冲的采用不仅减小了开关管的开关损耗, 提高了电路的工作效率, 而且有效抑制了功率开关关断时由漏感储能引起的电压尖峰, 扩大了开关管的安全工作区。

参考文献

- 1 黄济青, 黄小军, 侯秀英. 单级隔离型单开关三相高功率因数整流器. 第十五届全国电源技术年会论文集. 上海: 中国电源学会, 2003:241~243
- 2 Kolar J W, Ertl H, Zach F C. A novel three-phase single-switch discontinuous-mode AC-DC buck-boost converter with high-quality input current waveforms and isolated output. IEEE 1994:160~172
- 3 蒋平, 鲁丽蓉, 李晓帆. 一种新型三相反激式功率因数校正 AC/DC 变换器. 电力电子技术, 2002, 3:61~62
- 4 Erickson R, Madigan M, Singer S. Design of a simple high power-factor rectifier based on the flyback converter. IEEE APEC'90, 1990:792~801
- 5 Redl R, Balogh L, Sokal N O. A new family of single-stage isolated power-factor correctors with fast regulation of the output voltage. IEEE PESC '94 1994:1137~1144
- 6 Tse C K, Chow M H L. Single stage high power factor converter using the sheppard-taylor topology. IEEE PESC '96, 1996: 1191~1197
- 7 黄济青, 黄小军. 通信高频开关电源. 北京: 机械工业出版社, 2004

作者简介

黄小军 女, 1965 年生, 副教授, 硕士生导师, 主要从事高频开关电源、自动监控等研究。

黄济青 男, 1933 年生, 教授, 硕士生导师, 主要从事高频开关电源、自动监控等研究。