

新型软开关三相功率因数校正电路

黄和成, 侯振义, 王义明

(空军工程大学 电讯工程学院, 陕西 西安 710077)

摘要:介绍一种新颖的带有软开关有源缓冲器的三相功率因数校正方案。通过稳态分析得出了一些实用的解析表达式,并给出了一个设计实例,实验结果证明了理论分析的正确性。

关键词:功率因数校正(PFC);软开关有源缓冲器;不连续导电模式(DCM)

中图分类号:TM933 **文献标识码:**A **文章编号:**1009-3516(2000)05-0078-04

为了满足对电源系统高品质日益增长的要求,通常采用升压(BOOST)型变换器作为功率因数校正(PFC)的前级。以不连续导电模式(DCM)工作的 BOOST 变换器,通过对输入电流波形的自动整形,使其成为与输入电压同相位的正弦波,从而使变换器的输入功率因数接近于 1^[1]。因此,具有控制简单和成本低廉的优点,特别适合于小功率场合使用。而对于较大功率的三相 AC-DC 变换器来讲,除了要求单位功率因数之外,高效率、高功率密度以及低成本、低电磁干扰(EMI)也是很重要的。三相 AC-DC 变换器,通常采用传统的硬开关 PWM 技术来获得单位功率因数和低的谐波失真。这种方法虽然有效,但在高频开关瞬间,较高的开关损耗、电压和电流应力,则一直制约着它的发展和应用。基于此,本文提出了一种新颖的带有软开关有源缓冲器的三相功率因数校正方案。

1 变换器的组成及工作原理

具有软开关有源缓冲器高功率因数三相升压型 AC-DC 变换器的组成如图 1 所示^[2]。它是在传统的 ZVT-PWM 三相升压型 AC-DC 变换器的基础上,引入了有源辅助开关 V_2 、谐振缓冲网络 L_s 和 C_s ,其中主开关 V_1 利用缓冲电容 C_s 实现零电压开关(ZVS),而有源辅助开关 V_2 则具有零电压箝位关断和零电流导通的软开关特性。为了避免变换器在轻载或空载工作时,缓冲电容 C_s 通过主开关 V_1 放电,在 V_1 和 C_s 之间增设了隔离二极管 VD_2 。升压电感 L_a 、 L_b 和 L_c 分别接在三相交流侧。

为了分析方便,现假定缓冲电感电流 i_{Ls} 的初始值为零;缓冲电感电流的最大值小于负载电流的最大值;缓冲电容电压 V_{Cs} 小于 V_{dc} ,大于 V_{is} ;开关器件是理想的。

图 2 所示为变换器以不连续导电模式(DCM)工作时的理想波形^[3]。 V_{g1} 和 V_{g2} 分别为 V_1 和 V_2 的驱动信号,在一个工作周期内有六个工作阶段,二极管 VD_1 和 VD_2 反偏, V_2 首先导通。由于变换器以不连续导电模式工作,所以电流 i_{dc} 是不连续的。 V_1 在零电流下导通, C_s 经 L_s 、 V_2 和 V_1 放电,直到 V_{Cs} 减小到零。然后,缓冲电感 L_s 经 VD_2 和 V_2 续流,从而将储存在中的能量全部转移到 L_s 上。当电容 C_s 上的电压为零时, VD_2 导通,从而将上的电压箝位到零。此时, V_2 的电流是恒定的,它经过 VD_2 和 L_s 续流。当 V_1 关断时,直流电流 i_{dc} 经

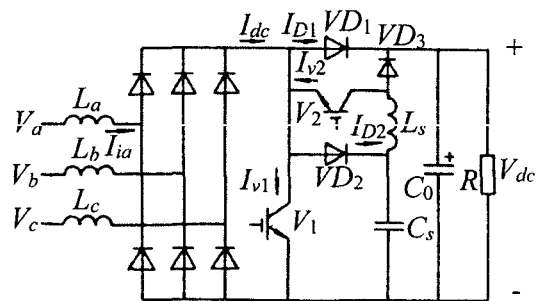


图 1 带有软开关有源缓冲器的三相升压型 AC-DC 变换器

收稿日期:1999-12-03

基金项目:陕西省自然科学基金资助项目(95K10-G5)

作者简介:黄和成:(1962-),男,山东金乡人,讲师,主要从事电力电子技术应用研究。

过 VD_2 给 C_s 充电到输出电压 V_{dc} 。由于 C_s 具有较大的容量,所以 V_1 关断时为零电压关断。当电容完成充电以后, VD_1 和 VD_3 导通(这是由于我们假定负载电流大于缓冲电感电流,实验结果表明,这个假定是正确的)。此时,利用 VD_1 和 VD_3 导通时的零电压箝位关断 V_2 ,流经 L_s 的电流维持 VD_3 继续导通,且缓冲电感中的电流 i_{Ls} 仍然是恒定的。 VD_1 传送一部分负载电流,其余部分由 VD_2 、 L_s 和 VD_3 传送。由于变换器工作于不连续导电模式,所以 VD_1 首先关断, VD_2 和 VD_3 继续传送负载电流,直到 L_s 中的能量全部传送到输出端为止, VD_1 、 VD_2 和 VD_3 均在零电流下软关断。当能量传送完时, V_2 和 V_1 先后在零电流下导通,从而开始下一个工作周期。

2 变换器的稳态分析

如图 2 所示,我们假定负载电流 i_{dc} 和缓冲电感电流 i_{Ls} 的初始值为零, V_{is} 是在主开关 V_1 导通瞬间交流进线对中线的电压值。由于交流电源频率远远小于变换器的开关频率,所以,可认为 V_{is} 在一个开关周期内是恒定不变的。 T 为开关周期, D 为占空比。

阶段 1 ($t_0 < t < t_1$)

在 t_0 时刻,主开关 V_1 导通,缓冲电容电压的初始条件满足 $V_{cs} < V_{cs}(t_0) < V_{dc}$,缓冲电感电流为

$$i_{Ls}(t) = \frac{V_{cs}(t_0)\sin[\omega_1(t - t_0)]}{\sqrt{\frac{L_s}{C}}} \quad (1)$$

式中,

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}}$$

缓冲电容电压为

$$V_{cs}(t) = V_{cs}(t_0)\cos[\omega_1(t - t_0)] \quad (2)$$

主开关 V_1 中的电流为

$$i_{v1}(t) = \frac{V_{is}}{L_s}(t - t_0) + V_{cs}(t_0)\sin[\omega_1(t - t_0)]/\sqrt{\frac{L_s}{C_s}} \quad (3)$$

在 t_1 时刻,缓冲电容电压 $V_{cs}(t)$ 等于零,电容中的能量传送到电感中。这个阶段的持续时间为

$$\Delta T_0 = t_1 - t_0 = \frac{\pi\sqrt{L_s C_s}}{2} \quad (4)$$

辅助开关 V_2 中的最大电流为

$$I_{V_2\max} = V_{cs}(t_0)\sqrt{\frac{C_s}{L_s}} \quad (5)$$

阶段 2 ($t_1 < t < t_2$)

该阶段缓冲电感 L_s 中的电流是恒定的,并经 VD_2 、 V_2 续流,缓冲电容电压 V_{cs} 等于零。当 $t = t_2$ 时,主开关 V_1 在零电压下关断,该阶段结束,此时主开关 V_1 的电流达到最大值。

$$I_{V_1\max} = \frac{V_{is}}{L_s} \cdot DT \quad (6)$$

该阶段的持续时间为

$$\Delta T_1 = t_2 - t_1 = DT - \Delta T_0 = DT - \pi L_s C_s / 2 \quad (7)$$

阶段 3 ($t_2 < t < t_3$)

主开关 V_1 关断时由缓冲电容 C_s 提供零电压关断。升压电感电流为

$$i_{ix}(t) = V_{is}\sqrt{\frac{C_s}{L_{ix}}}\sin[\omega_2(t - t_2)] + I_{V_1}(t_2)\cos[\omega_2(t - t_2)] \quad (8)$$

缓冲电容电压为

$$V_{cs}(t) = V_{is}\{1 - \cos[\omega_2(t - t_2)]\} + I_{V_1}(t_2)\sqrt{\frac{L_{ix}}{C_s}}\sin[\omega_2(t - t_2)] \quad (9)$$

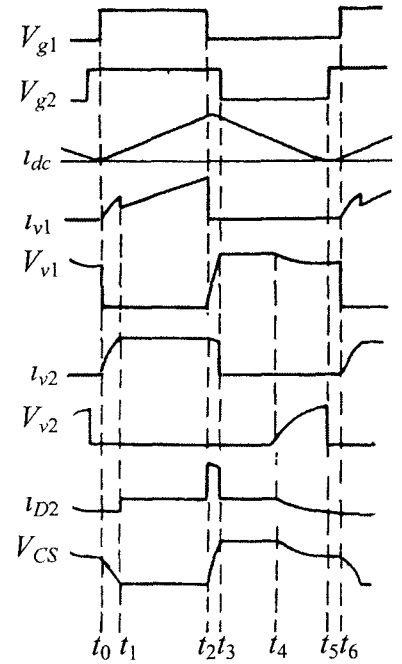


图 2 变换器的理想波形

其中
$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_{ix} \cdot C_s}} \quad (10)$$

当 $t=t_3$ 时,缓冲电容电压 V_{cs} 达到最大值,它等于输出电压 V_{dc} ,并被二极管 VD_1 箝位。该阶段的持续时间

间为
$$\Delta T_2 = t_3 - t_2 = \frac{1}{\omega_2} \left[\left(\frac{V_{dc}}{V_{is}} - 1 \right) \left(1 + \frac{D^2 T^2}{C_s L_{ix}} \right)^{-\frac{1}{2}} + \frac{1}{\omega_2} \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{L_{ix} \cdot C_s}}{DT} \right] \quad (11)$$

ΔT_2 是主开关 V_1 和辅助开关 V_2 之间关断的最小延迟时间,实际电路中的延迟时间应大于这个值。

假定 ΔT_2 期间负载电流 i_{dc} 是恒定的,则式(11)可简化为

$$\Delta T_2 = C_s \frac{V_{dc}}{I_{dcmax}} \quad (12)$$

阶段 4 ($t_3 < t < t_4$)

辅助开关 V_2 在 t_3 时刻零电压关断,升压电感 L_{ix} 电流线性下降,且由二极管 VD_1 、 VD_2 传送。

$$i_{ix}(t) = i_{ix}(t_3) - \frac{V_{dc} - V_{is}}{L_{ix}}(t - t_3) \quad (13)$$

该期间,二极管 VD_2 传送缓冲电感 L_s 的续流电流,当二极管 VD_1 的电流到达零时,该期间结束,持续时间

间为
$$\Delta T_3 = t_4 - t_3 = \frac{I_{V_2max} - i_{ix}(t_3)}{V_{is} - V_{dc}} \cdot L_{ix} \quad (14)$$

阶段 5 ($t_4 < t < t_5$)

由于二极管 VD_1 关断,现在只有二极管 VD_2 传送升压电感电流 i_{ix} ,缓冲电容电压 V_{cs} 不再由二极管 VD_1 箝位,由此推出的缓冲电容电压为:

$$V_{cs}(t) = \frac{V_{dc} \cdot \omega_1^2 + V_{is} \cdot \omega_2^2}{\omega_3^2} + \frac{V_{dc} - V_{is}}{\omega_3^2} \cdot \omega_2^2 \cos[\omega_3(t - t_4)] \quad (15)$$

其中
$$\omega_3^2 = \omega_1^2 + \omega_2^2 \quad (16)$$

流过二极管 VD_2 的电流为
$$I_{V_2max} - \frac{V_{dc} - V_{is}}{L_{ix} \cdot \omega_3^2} \left\{ \omega_1^2(t - t_4) + \frac{\omega_2^2}{\omega_3^2} \sin[\omega_3(t - t_4)] \right\} \quad (17)$$

当 $t=t_5$ 时, $i_{D2}(t)$ 减小到零,由此可以推出,该阶段持续时间 ΔT_4 的方程为

$$\Delta T_4 + \frac{\omega_2^2}{\omega_3^2} \cdot \frac{\sin(\omega_3 \Delta T_4)}{\omega_1^2} = \frac{L_s + L_{ix}}{V_{dc} - V_{is}} \cdot I_{V_2max} \quad (18)$$

阶段 6 ($t_5 < t < t_6$)

辅助开关 V_2 在零电流下导通,升压电感 L_{ix} 经二极管 VD_2 对缓冲电容 C_s 充电,直到电感上的能量全部传送到缓冲电容上。然后,主开关 V_1 在零电流下导通,从而开始下一个周期。该阶段缓冲电容 C_s 上的电压为

$$V_{cs}(t) = C_s \{ 1 - \cos[\omega_2(t - t_5)] \} + V_{cs}(t_5) \cos[\omega_2(t - t_5)] + C_s V_{is} \sin[\omega_2(t - t_5)] \quad (19)$$

流过二极管 VD_2 的电流为

$$i_{D2}(t) = i_{D2}(t_5) \cos[\omega_2(t - t_5)] - C_s \omega_2 V_{cs}(t_5) \sin[\omega_2(t - t_5)] + C_s V_{is} \sin[\omega_2(t - t_5)] \quad (20)$$

当 $t=t_6$ 时,二极管 VD_2 的电流 $i_{D2}(t)$ 减小到零,该阶段结束。由此可推出该阶段的持续时间为:

$$\Delta T_5 = \frac{1}{\omega_2} \operatorname{arctg} \frac{i_{D2}(t_5)}{C_s \omega_2 [V_{cs}(t_5) - V_{is}]} \quad (21)$$

其中

$$\Delta T_5 = t_6 - t_5$$

ΔT_5 是主开关 V_1 和辅助开关 V_2 之间导通的最小延迟时间。实际电路中的延迟时间应大于这个值。

3 变换器的设计

3.1 缓冲电容 C_s 的设计

由图 3 可知,缓冲电容 C_s 值可由主开关 V_1 电流的最大值和 C_s 充电时间的最大值来确定^[4]。假定缓冲电

容 C_s 在 ΔT_2 期间内线性充电,则 C_s 值的选择应满足
$$C_s \geq I_{V_1max} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta V} \quad (22)$$

式中 Δt 为 C_s 充电时间的最大值,一般取 $\Delta t \geq \Delta T_2$, ΔV 为 V_1 关断期间 C_s 上电压的最大值,一般取 $\Delta V = V_{dc}$

3.2 缓冲电感 L_s 的设计

当缓冲电容 C_s 值确定后,缓冲电感 L_s 值可根据辅助开关 V_2 电流的最大值和主开关 V_1 关断期间末端时缓冲电容 C_s 上的电压共同确定,即

$$L_s = C_s \frac{V_{cs}^2(t_0)}{I_{V2\max}} \quad (23)$$

其中

$$V_{is} < V_{cs}(t_0) < V_{dc}$$

3.3 V_1 和 V_2 之间的延迟时间

由图3的原理波形可知, V_1 和 V_2 之间关断的时间间隔为 $\tau_1 \geq \Delta T_2$ (24)
 ΔT_2 是 V_1 和 V_2 之间关断的最小延迟时间,且由(11)式确定。

V_1 和 V_2 之间导通的时间间隔为 $\tau_2 \geq \Delta T_5$ (25)
 ΔT_5 是 V_2 和 V_1 之间导通的最小延迟时间,且由(21)式确定。

4 实验结果及结论

按上述理论分析设计的带有软开关有源缓冲器的单开关,单位功率因数的三相升压型 AC-DC 变换器,其输入电压 $V_i=78-90$ V,输出电压 $V_{dc}=360-420$ V、功率 $P_o=1.5$ kw、开关频率 $f_s=40$ kHz、升压电感 $L_{ix}=25$ μ H、缓冲电感 $L_s=25$ μ H、缓冲电容 $C_s=0.1$ μ F。

实验结果表明,该变换器以不连续导电模式(DCM)工作时,交流输入相电压、相电流和升压电感电流同相位,且具有较低的谐波失真。主开关 V_1 和辅助开关 V_2 在零电流下导通,在零电压下关断。二极管 VD_1 只在开关 V_2 关断的短时间内导通,大部分负载电流由二极管 VD_2 传送。辅助开关 V_2 的开关损耗可以忽略,所承受的电压应力也是很低的。主开关 V_1 的开关损耗也是很小的,其导通损耗在 300 ns 时间内约为 20 μ J 能量,关断损耗在 1.2 μ s 关断时间内约为 40 mJ。与传统的三相升压型 AC-DC 变换器相比,采用软开关有源缓冲器后,其开关关断损耗减小到 $1/10^{[1]}$ 。

综上所述,软开关有源缓冲器减小了主开关的关断损耗;限制了开关上的电压和电流应力;降低了变换器的电磁干扰(EMI)噪声;改善了主开关的安全工作范围。因此,特别适合于较高功率下三相 AC-DC 变换器的有源功率因数校正,具有较高的实用价值和良好的发展前景。

参考文献:

- [1] Manjusha S,Dawands,Copal Dubey K,Programmable Input Power Factor Correction Method for Switch-Mode Rectifiers[J]. IEEE Transaction on Power Electronics,1996,11(4):585-591.
- [2] Ahmed Elasser,David A,Torrey. Soft Switching Active Snubbers for DC/DC Converters[J]. IEEE Transaction on Power Electronics,1996,11(5):710-721.
- [3] 叶慧贞,杨兴洲. 新颖开关稳压电源[M]. 北京:国际工业出版社,1999.
- [4] Rastogi M,Mohan N,Honze C P. Three-phase Sinusoidal Current Rectifier with Zero-Current Switching[J]. IEEE Transaction on Power Electronics,1995,10(6):753-759.

New Soft Wwitching Three-phase Power Factor Correction Circuits

HUANG He-cheng, HOU Zhen-yi, WANG Yi-ming

(Telecommunication Engineering Institute, AFEU., Xi'an 710077, China)

Abstract: A novel three-phase power factor correction plan with soft switching active snubbers is proposed in this paper. Some practical analytic expressions are obtained by steady-state analysis, and a design example is presented. Theoretical analysis is verified by experimental results.

Key words: power factor correction(PFC); soft switching active snubber; discontinuous conduction mode (DCM)