

基于双 Boost 交联拓扑的三相功率因数校正器

陈 骞¹, 陆 翌¹, 袁 鹏¹, 吴佳毅², 虞海泓¹, 杜锦佩³

(1. 国网浙江省电力公司电力科学研究院, 浙江 杭州 310014;

2. 国网浙江省电力公司, 浙江 杭州 310007; 3. 浙江大学 求是学院, 浙江 杭州 310058)

摘要: 研究了基于双 Boost 交联拓扑的三相功率因数校正器, 其主支路三相不控整流器通过外加并联功率因数校正电路来改善网侧电流波形, 提高功率因数。首先对主支路的拓扑结构以及工作方式进行分析, 总结该拓扑的特点, 并针对其特点提出相应的控制策略以及参数设计方案。理论分析和仿真、实验结果表明: 这种新型三相功率因数校正器适用于恒功率负载场合, 只需通过控制从整流器的选相开关以及双 Boost 交联变换器即可获得稳定的 6 脉波直流输出电压、理想的功率因数以及总谐波畸变率, 而仅有约 1/5 的功率经过双 Boost 交联变换器。

关键词: 三相功率因数校正器; 双 Boost 交联变换器; 整流器; 谐波抑制; 控制; 参数设计

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2017.10.023

0 引言

三相不控整流因其电路结构简单、可靠而广泛应用于中大功率场合。但是由于三相不控整流的非线性, 向电网注入大量的谐波电流。谐波电流的出现会对公用电网产生污染, 它使用电设备所处的环境恶化, 也给周围的通信系统和公用电网以外的设备带来危害。因此, 减小谐波电流、提高功率因数是整流器的 2 个重要目标。

减小谐波电流、提高功率因数的方法主要分为无源和有源两大类。无源方法的结构简单, 文献[1-2]提出近正弦输入电流三相整流器的概念, 这类整流器利用外加电感、电容使输入电流近正弦。但若要达到理想的总谐波畸变率(THD)和功率因数, 所需要的滤波电感、滤波电容值非常大, 实际中无法实现; 并且滤波电感、滤波电容值与负载一一对应, 因此只适用于负载变化很小的场合。文献[3-5]采用的多脉波整流技术具有无需控制系统、降低设备成本、提高效率等优点, 但是网侧电流谐波含量仍然较高。有源方法包括脉宽调制(PWM)整流器和加入有源功率因数校正器, 其原理是改进变流器自身性能, 与无源方法相比, 有源方法更积极[6-12]。PWM 整流器成本高, 且开关损耗大, 在大功率场合缺点尤为明显。目前三相有源功率因数校正技术远不如单相有源功率因数校正技术成熟, 已成为中外学者研究的重点。有学者提出一种三相电源并联前馈补偿式功率因数校正电路, 这类整流器通过外加并联功率因数校正电路使得输入电流近正弦、控制方便、电路简洁[13-15],

但对于其工作原理、控制方案设计有待进一步深入研究。

本文在此基础上对后级拓扑进行优化, 对 12 段工作区间的工作模式进行分析并建立理论模型。同时提出了一种针对该拓扑的控制方案并深入讨论了该整流器在该控制方案下的工作特性。最后搭建仿真、实验模型, 将仿真、实验结果与理论模型的结果比较, 验证控制方案的正确性。

1 拓扑及工况分析

本文研究的基于双 Boost 交联拓扑的三相功率因数校正器如图 1 所示。该拓扑由主支路和从支路两部分并联而成, 主支路为三相不控整流电路, 从支路为双 Boost 功率因数校正电路, S_a 、 S_b 、 S_c 3 个双向开关在某一时刻导通其中 2 个。图 1(a)中, i_{am} 、 i_{bm} 、 i_{cm} 分别为主支路 a、b、c 三相电流; i_{aA} 、 i_{bA} 、 i_{cA} 分别为从支路 a、b、c 三相电流; i_a 、 i_b 、 i_c 分别为 a、b、c 三相主从支路的合路电流; i_r 为从整流器输出电流; i_m 为主支路直流侧电流; i_s 为从支路双 Boost 交联变换器输出电流; 负载电流 $i_o = i_m + i_s$; u_A 为从整流器输出电压; u_m 为主整流器输出电压; u_o 为总输出电压。

图 1(b)为从支路中的双 Boost 交联拓扑结构[16], 它由 2 个对称的 Boost 变换器在输入端并联且在输出端串联而成。支路 1、2 的输入电压为 u_A , 每个支路独立运行, 不相互影响, 支路 1 的输出电压为 u_{32} , 支路 2 的输出电压为 u_{14} 。若 K_1 的占空比为 D_1 , K_2 的占空比为 D_2 , 那么:

$$u_{32} = \frac{1}{1-D_1} u_A \quad (1)$$

$$u_{14} = \frac{1}{1-D_2} u_A \quad (2)$$

因此输出电压为:

收稿日期: 2016-07-06; 修回日期: 2017-07-09

基金项目: 国网浙江省电力公司科技项目(5211DS170029)

Project supported by the Science and Technology Project of State Grid Zhejiang Electric Power Corporation(5211DS17-0029)

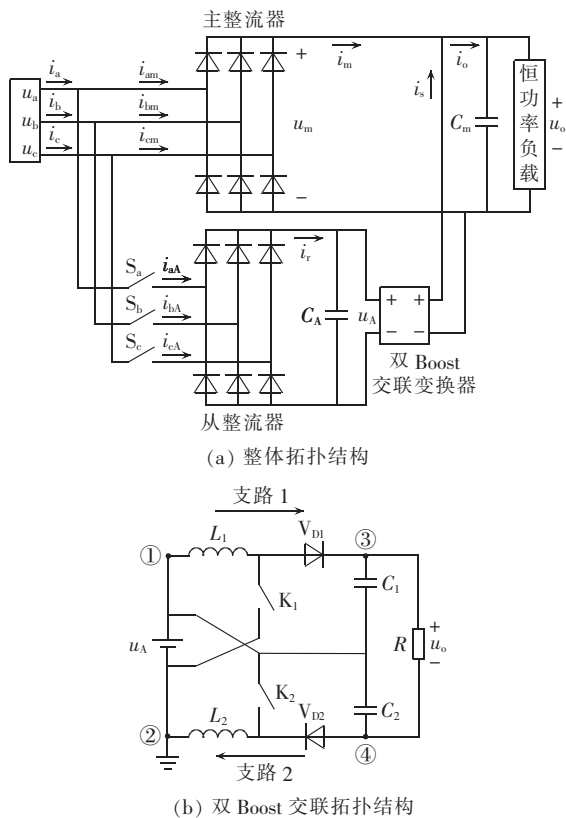


图 1 基于双 Boost 交联拓扑的三相功率因数校正器

Fig.1 Three-phase power factor corrector based on cross-linked bi-Boost topology

$$u_o = u_{34} = u_3 - u_4 = \frac{1}{1 - D_1} u_A + \frac{D_2}{1 - D_2} u_A \tag{3}$$

其中③处的电位 $u_3 = u_2 + u_{32} = u_{32} = \frac{u_A}{1 - D_1}$ ，④处

电位 $u_4 = u_1 - u_{14} = \frac{-D_2 u_A}{1 - D_2}$ 。

若 $D_1 = D_2 = D$ ，那么输出电压为：

$$u_o = \frac{1 + D}{1 - D} u_A \tag{4}$$

与普通的 Boost 电路相比，双 Boost 交联拓扑的输出电压可调范围高于普通拓扑，电流应力没有增加，IGBT 与二极管的电压应力均为 $\frac{u_A}{1 - D}$ ，是输出电压的 $\frac{1}{1 + D}$ 。由此可见新拓扑具有更大的输出电压调节范围，却并没有增大器件的电压、电流应力。另外双 Boost 交联拓扑的 2 路 Boost 可独立控制，从而实现对从整流器直流侧正、负端电流的分别控制，抑制环流的产生。根据以上分析可知，双 Boost 交联拓扑非常适合本文新型三相功率因数校正器拓扑。

将一个工频周期分成 12 段工作区间，每段对应的 S_a 、 S_b 、 S_c 3 个双向开关的时序，主从回路的导通相、网侧三相电流 i_a 、 i_b 、 i_c 的表达式如图 2 所示。从图 2 中可以发现拓扑正常工作时，任何时刻主整流

器的导通相为同极性的两相中绝对值较大相以及与其相反的相，从整流器的导通相为同极性的两相中绝对值较小相以及与其相反的相。以 $(0, \frac{\pi}{6})$ 阶段为例，此时主整流器 b、c 相导通，从整流器通过控制双向开关 S_a 、 S_c ，使得 a、c 相导通。

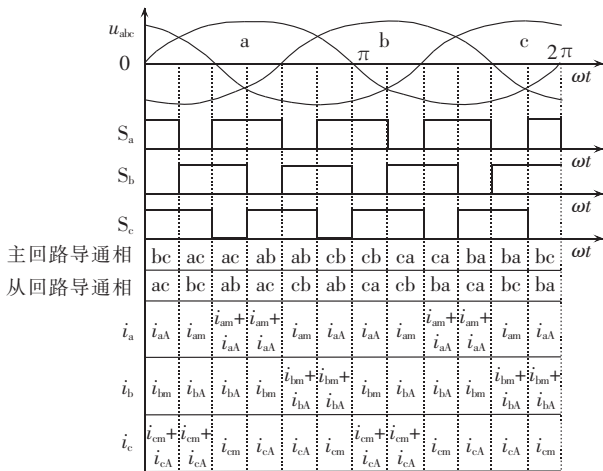


图 2 基于双 Boost 交联拓扑的三相功率因数校正器的工作时序图

Fig.2 Working sequence of three-phase power factor corrector based on cross-linked bi-Boost topology

三相不控整流的 a 相电流 i_a 波形如图 3 所示。从波形上来看，引起 i_a 失真的主要原因是 $(0, \frac{\pi}{6})$ 、 $(\frac{5\pi}{6}, \frac{7\pi}{6})$ 、 $(\frac{11\pi}{6}, 2\pi)$ 阶段波形的缺失，因此如果能补上这 3 段的电流波形， i_a 的谐波含量将极大地减小。图 1 中对于 a 相而言，从支路的作用就是通过对 Boost 电路的控制补偿每个工频周期内 i_a 在 $(0, \frac{\pi}{6})$ 、 $(\frac{5\pi}{6}, \frac{7\pi}{6})$ 、 $(\frac{11\pi}{6}, 2\pi)$ 阶段的缺失波形，并且改善 $(\frac{\pi}{6}, \frac{5\pi}{6})$ 、 $(\frac{7\pi}{6}, \frac{11\pi}{6})$ 阶段的波形，以减小网侧电流谐波，b、c 相的情况与 a 相一致。

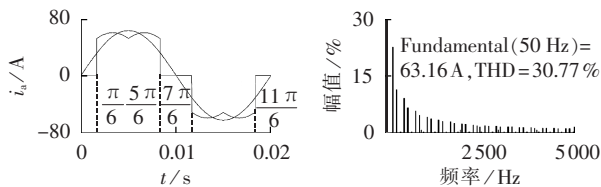
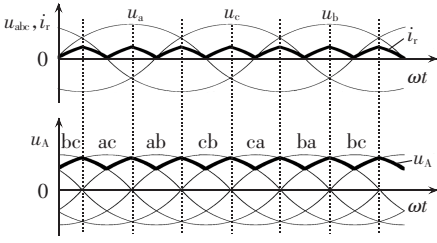


图 3 三相不控整流相电流波形及频谱

Fig.3 Waveform and spectrum of phase current of three-phase diode bridge rectifier

根据以上的分析可得从整流器输出电流 i_r 、从整流器输出电压 u_A 如图 4 所示。其中 i_r 与各段补偿相的电压相位一致，例如在 $(0, \frac{\pi}{6})$ 阶段， i_r 与相电压 u_a 的相位一致。

图 4 i_r 、 u_A 的理想波形Fig.4 Ideal waveforms of i_r and u_A

2 网侧电流的谐波分析

令负载为恒功率负载(一般是 DC-DC 变换器),相电压峰值为 U ,输出功率为 P ,对网侧电流进行谐波分析。

三相输入电压为:

$$\begin{cases} u_a = U \sin(\omega t) \\ u_b = U \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_c = U \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (5)$$

若功率因数为 1,那么三相输入电流为:

$$\begin{cases} i_a = k \sin(\omega t) \\ i_b = k \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_c = k \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (6)$$

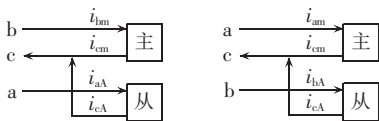
整流器的输出功率为:

$$P = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c = 1.5 U k, \quad k = \frac{P}{1.5 U} \quad (7)$$

因此可得三相电流的表达式为:

$$\begin{cases} i_a = \frac{P}{1.5 U} \sin(\omega t) \\ i_b = \frac{P}{1.5 U} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_c = \frac{P}{1.5 U} \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (8)$$

不计电容 C_m 、 C_A 并且双 Boost 交联变换器的工作频率无穷大时,从整流器的输出电压可以近似为 6 脉波电压。由于 i_r 的周期为工频周期的 $1/6$,因此在上述前提下仅对 $(0, \frac{\pi}{3})$ 阶段的电流进行谐波分析,该区间的主从支路网侧电流流通图如图 5 所示。网侧电流的正方向如图 1 中箭头所示。

(a) $(0, \pi/6)$ 阶段 (b) $(\pi/6, \pi/3)$ 阶段图 5 $(0, \pi/3)$ 区间主从支路网侧电流流通图Fig.5 Relationship of phase current during interval $(0, \pi/3)$

a. $(0, \pi/6)$ 阶段。

主整流器 b、c 相工作,从整流器 a、c 相工作。此时输出电压 $u_o = u_{bc} = \sqrt{3} U \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)$, a 相电压 $u_a = u_{ac} = \sqrt{3} U \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$ 。

为保持 $(0, \pi/6)$ 阶段电流连续,有:

$$i_a = i_{aA} = \frac{P}{1.5 U} \sin(\omega t) \quad (9)$$

根据功率守恒的原则将 i_r 转换为 Boost 输出电流 i_s 。

$$i_s = \frac{u_a i_r}{u_o} = \frac{P}{\sqrt{3} U} \frac{\sin(\omega t) \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)}{\sin \frac{\pi}{3} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} i_b = i_{bm} &= \frac{P}{u_o} - i_s = \\ &= \frac{P}{\sqrt{3} U} \left[\frac{1}{\sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)} - \frac{\sin(\omega t) \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)}{\sin \frac{\pi}{3} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)} \right] = \\ &= \frac{P}{1.5 U} \sin\left(\omega t + \frac{2}{3} \pi\right) \end{aligned} \quad (11)$$

$$i_c = i_{cm} + i_{cA} = -i_{bm} - i_{aA} = \frac{P}{1.5 U} \sin\left(\omega t - \frac{2}{3} \pi\right) \quad (12)$$

b. $(\pi/6, \pi/3)$ 阶段。

主整流器 a、c 相工作,从整流器 b、c 相工作。此时输出电压 $u_o = u_{ac} = \sqrt{3} U \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$, a 相电压 $u_a = u_{bc} = \sqrt{3} U \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)$ 。

为保持 $(\pi/6, \pi/3)$ 阶段电流连续,有:

$$i_b = i_{bA} = \frac{P}{1.5 U} \sin\left(\omega t + \frac{2}{3} \pi\right) \quad (13)$$

根据瞬时功率守恒的原则可以将 i_r 转换为 Boost 输出电流 i_s 。

$$i_s = \frac{u_a i_r}{u_o} = \frac{P}{\sqrt{3} U} \frac{\sin\left(\omega t + \frac{2}{3} \pi\right) \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)}{\sin \frac{\pi}{3} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)} \quad (14)$$

$$i_a = i_{am} = \frac{P}{u_o} - i_s = \frac{P}{1.5 U} \sin(\omega t) \quad (15)$$

$$i_c = i_{cm} + i_{cA} = -i_{am} - i_{bA} = \frac{P}{1.5 U} \sin\left(\omega t - \frac{2}{3} \pi\right) \quad (16)$$

剩余区间网侧电流的推导结果同上,由以上推导结果可见负载为恒功率负载,不计电容 C_m 、 C_A 且 IGBT 开关频率无穷大时, i_a 、 i_b 、 i_c 均为纯正弦。

实际上 Boost 电路的工作频率不可能无穷大,因此需要使用滤波电容,考虑滤波电容 C_A 、 C_m 时, a 相电流可以表示如下:

$$i_a = \begin{cases} \frac{P}{1.5U} \sin(\omega t) + \sqrt{3} U \omega C_A \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \\ \omega t \in (0, \pi/6) \cup (\pi, 7\pi/6) \\ \frac{P}{1.5U} \sin(\omega t) + \sqrt{3} U \omega C_m \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \\ \omega t \in (\pi/6, \pi/3) \cup (7\pi/6, 8\pi/6) \\ \frac{P}{1.5U} \sin(\omega t) + \sqrt{3} U \left[\omega C_m \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) + \right. \\ \left. \omega C_A \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \right] \\ \omega t \in (\pi/3, \pi/2) \cup (4\pi/3, 3\pi/2) \\ \frac{P}{1.5U} \sin(\omega t) + \sqrt{3} U \left[\omega C_m \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) + \right. \\ \left. \omega C_A \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \right] \\ \omega t \in (\pi/2, 2\pi/3) \cup (3\pi/2, 5\pi/3) \\ \frac{P}{1.5U} \sin(\omega t) + \sqrt{3} U \omega C_m \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \\ \omega t \in (2\pi/3, 5\pi/6) \cup (5\pi/3, 11\pi/6) \\ \frac{P}{1.5U} \sin(\omega t) + \sqrt{3} U \omega C_A \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \\ \omega t \in (5\pi/6, \pi) \cup (11\pi/6, 2\pi) \end{cases} \quad (17)$$

由上式可知:考虑滤波电容 C_A 、 C_m 时,网侧电流谐波含量与总功率 P 、相电压峰值 U 、角频率 ω 、电容 C_m 、电容 C_A 有关。

3 控制系统工作原理

3.1 基于双 Boost 交联拓扑的三相功率因数校正器控制系统框图

基于双 Boost 交联拓扑的三相功率因数校正器仅需控制从支路的双向开关 S_a 、 S_b 、 S_c 以及 K_1 、 K_2 即可。其控制系统框图如图 6 所示。控制系统通过检测三相电压、双 Boost 交联变换器输入输出电流 (i_{r+} 、 i_{r-} 、 i_{s1} 、 i_{s2}),追踪相位基准信号 $i_{r(wave)}$ 和幅值基准信号 $i_{s(ref)}$ 并由此合成电流环的基准信号 $i_{r(ref)}$,实现对 i_{s1} 、 i_{s2} 的平均值控制以及 i_{r+} 、 i_{r-} 的波形控制,从而

提高功率因数,减小网侧电流谐波含量。

其中 S_a 、 S_b 、 S_c 在一个工频周期内的时序关系已在图 2 中列出,只需检测网侧电压相位即可确定各时刻 S_a 、 S_b 、 S_c 的导通状态。 K_1 、 K_2 的控制与传统有源功率因数校正器的控制相似。常用的控制 AC-DC 开关变换器的实现方法基本上有 3 种:电流峰值控制、电流滞环控制以及平均电流控制。由于电流滞环控制方法具有控制方法简单、电流动态响应快、抑制负载扰动能力强、鲁棒性好等优点,本系统采用滞环控制。滞环控制框图如图 7 所示。 K_1 、 K_2 的控制互相独立,其中 K_1 取 i_{r+} 、 i_{s1} 的滤波值作为电流反馈,而 K_2 则取 i_{r-} 、 i_{s2} 的滤波值作为电流反馈,但 K_1 、 K_2 均取 $i_{r(wave)}$ 作为相位基准信号。通过对 K_1 、 K_2 进行独立控制,实现了对 i_{r+} 、 i_{r-} 的控制,保证了从整流器正端流出的电流全部流回负端,避免环流的产生。

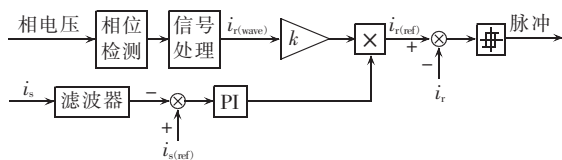


图 7 滞环控制框图

Fig.7 Block diagram of hysteresis control

3.2 电感电流控制策略

根据第 2 节中的公式推导过程可知基于双 Boost 交联拓扑的三相功率因数校正器的控制需要注意以下 2 点:控制恒功率负载(DC-DC 变换器),使其工作于恒功率状态;补偿每相过零前后 $\pi/6$ 相位区间的缺失电流,以 $(0, \pi/6)$ 阶段为例,此阶段需使 $i_{r+} = i_{r-} = P \sin(\omega t) / (1.5 U)$ 。

本系统中负载电流由主支路和从支路共同提供,其中主支路为三相不控整流,可以看成电压源,而从支路根据电流控制的原理可以看成电流源。系统的输出电压等于电压源的输出电压,即 6 脉波电压,若负载功率一定,则总输出电流 i_o 固定。通过控制从支路的输出电流 i_s 以及 Boost 输入电流 i_r 实现

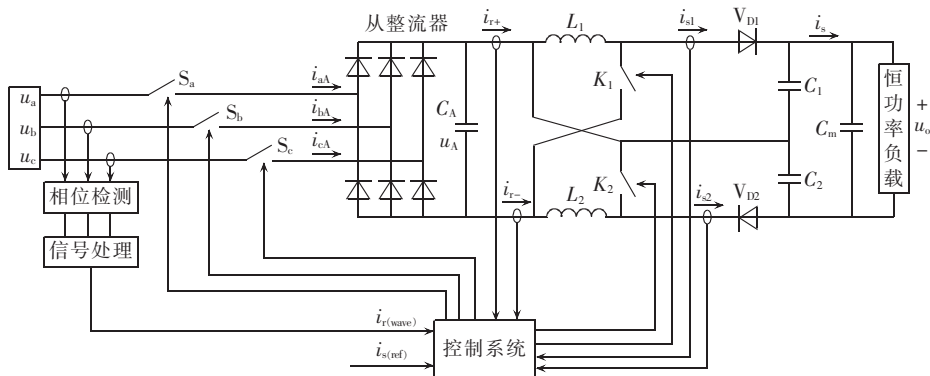


图 6 基于双 Boost 交联拓扑的三相功率因数校正器系统控制框图

Fig.6 Control block diagram of three-phase power factor corrector system based on cross-linked bi-Boost topology

对每相过零前后 $\pi/6$ 相位区间缺失电流的补偿。

从支路的功率为:

$$P_s = \frac{6}{\pi} \int_0^{\pi/6} \frac{P}{1.5U} \sin(\omega t) \times \sqrt{3} U \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t) = u_m i_s = 0.224P \quad (18)$$

由于系统的总输出功率为 P , 因此主支路的输出功率为:

$$P_m = u_m i_m = P - 0.224P = 0.776P \quad (19)$$

根据式(18)、(19)可得:

$$\frac{i_m}{i_s} = \frac{97}{28} \quad (20)$$

由以上分析可得:系统只要满足式(20),并且 i_r 能够跟踪 $i_{r(\text{wave})}$ 的相位即可实现网侧电流谐波的优化控制。

图 7 的控制框图就是在以上分析的基础上搭建的。通过检测电压相位并进行信号处理即可确定 $i_{r(\text{wave})}$, 其中相位基准信号 $i_{r(\text{wave})}$ 与相电压相位的关系如图 4 所示。 $i_{s(\text{ref})}$ 为电流外环的给定, 由于需要满足式(20), 因此 $i_{s(\text{ref})} = 28 I_m / 97$ 。电流外环经过 PI 调节后的输出与 $i_{r(\text{wave})}$ 的乘积作为双 Boost 交联变换器输入电流的给定信号 $i_{r(\text{ref})}$, 对双 Boost 交联变换器输入电流 i_r 进行控制。电流滞环跟踪原理如图 8 所示, 图中 T 为控制周期, Δi 为滞环控制的环宽, 滞环上、下限分别为 $i_{r(\text{ref})} + \Delta h$ 、 $i_{r(\text{ref})} - \Delta h$ 。当 $i_r > i_{r(\text{ref})} + \Delta h$ 时, 开关管关断, i_r 下降; 当 $i_r < i_{r(\text{ref})} - \Delta h$ 时, 开关管导通, i_r 上升。正是通过对开关管的开通、关断时间的调节使得 i_r 在给定信号 $i_{r(\text{ref})}$ 附近呈锯齿状波动, 实现了跟踪的目的。 Δh 的大小影响 i_r 的波动, 进而影响网侧电流的谐波, 因此选择合适的 Δh 对于控制系统而言非常重要。为改善 K_1 、 K_2 的开关特性, 需要对电流采样值进行滤波处理。

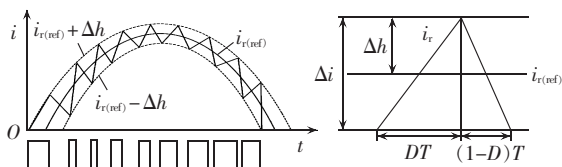


图 8 滞环控制原理

Fig.8 Principle of hysteresis control

4 电路参数的设计

系统已确定参数如下:三相输入相电压有效值为 220 V, 输出电压为 514.6 V, 输出功率为 30 kW, 输出电流为 57.18 A, 从支路电流有效值为 12.8 A。

4.1 开关管最大开关频率的确定

根据图 8 可得, 开关管关断时, 有:

$$u_A - u_o = L \frac{-\Delta i}{(1-D)T} \quad (21)$$

开关管导通时, 有:

$$u_A = L \frac{\Delta i}{DT} \quad (22)$$

$$T = DT + (1-D)T = L \frac{-\Delta i}{(1-D)T} + L \frac{\Delta i}{DT} \quad (23)$$

因此可得开关管的开关频率为:

$$f = \frac{u_o(u_o - u_A)}{2L u_o \Delta h} \quad (24)$$

从式(24)可知, 滞环控制时开关频率与电感 L 、环宽 Δh 、输出电压 u_o 有关, 由于输出电压变化, 因此滞环控制的开关频率也是变化的。根据系统的功率等级确定开关管的最大工作频率为 20 kHz, 根据工作频率继而确定电感以及环宽的值。将前 6 个阶段对应不同的 u_A 、 u_o 代入式(24), 绘制一个工频周期内的开关频率分布图, 如图 9 所示。

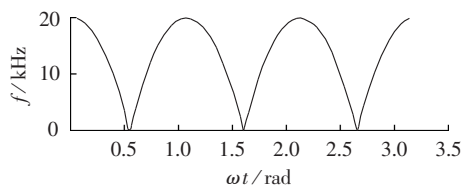


图 9 开关频率 f 在一个周期内的变化曲线

Fig.9 f - t curve during a period

4.2 连续模式下 Boost 升压电路电感 L 的设计

电感的设计步骤如下。

a. 确定输出电压 u_o 。

输出电压 $u_o = 1.35 \times 220 \times \sqrt{3} = 514.6$ (V)。

b. 确定最大输入电流 I_{imax} 。

电感应当在最大电流时避免饱和。最大输入电流发生在输入电压最低且输出功率最大时。

$$I_{\text{imax}} = \frac{P_s}{u_{\text{imin}} \eta} \quad (25)$$

其中, 从支路输出功率 $P_s = u_o i_s$; 最低输入电压有效值 $u_{\text{imin}} = 0.8 u_{\text{in}}$; η 为 Boost 变换器效率。

令 $\eta = 0.9$, 根据已确定的系统参数可得 $P_s = 6591$ W, $u_{\text{imin}} = 304.84$ V, 最大输入电流有效值 $I_{\text{imax}} = 24$ A。

c. 确定开关频率 f 。

4.1 节中已确定开关频率 $f = 20$ kHz。

d. 确定最大占空比 D_{max} 。

根据连续模式 Boost 变换器输出电压 u_o 与输入电压 u_{in} 关系为 $u_o = u_{\text{in}} / (1-D)$, 可得最大占空比为:

$$D_{\text{max}} = \frac{u_o - \sqrt{2} u_{\text{imin}}}{u_o} \quad (26)$$

根据已确定的系统参数可得最大占空比 $D_{\text{max}} = 0.162$ 。

e. 确定需要的电感量 L 。

为了保证电流连续, Boost 电感应当大于 $\frac{\sqrt{2} u_{\text{imin}} D_{\text{max}}}{\Delta i f}$ 。其中, $\Delta i = 2k \sqrt{2} I_{\text{imax}}$, $k = 0.15 \sim 0.2$ 。

根据已确定的系统参数可得 $L=0.5\text{ mH}$ 。

4.3 输出电容 C_m 、 C_A 的设计

为了使输出电压稳定,不受负载波动的影响,需要选择合适的支撑电容。影响支撑电容器的选择因素有:开关频率的纹波电流、二次谐波的纹波电流、直流输出电压、输出纹波电压和维持时间。流过输出电容器的总电流是开关频率纹波电流的均方根值(有效值)和线路电流的二次谐波的叠加。

输出电容 C_m 可由下式计算得到:

$$C_m = \frac{P}{2\pi f_n u_o u_{\text{ripple}} \eta} \quad (27)$$

其中, u_{ripple} 为纹波电压的峰峰值; f_n 为交流输入频率 50 Hz 。

根据系统已确定参数,同时考虑输出电容的大小对于网侧电流谐波的影响,可得输出电容 $C_m=40\text{ }\mu\text{F}$ 。对考虑电容 C_m 、 C_A 时的 a 相电流分段表达式进行傅里叶分解可得 THD 与 C_m/C_A 的关系曲线如图 10 所示。从图 10 中可以看出,当 $C_m/C_A=2$ 时, a 相电流的 THD 最小,为 4.65% 。因此可取得从支路直流侧电容 $C_A=20\text{ }\mu\text{F}$ 。

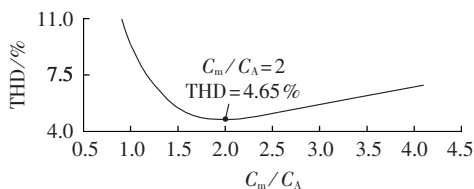


图 10 THD 与 C_m/C_A 的关系

Fig.10 Relationship between THD and C_m/C_A

5 仿真验证

使用 MATLAB 软件对图 1 所示电路进行仿真验证。主电路参数如第 4 节所述,控制电路参数设置如下:电流外环的比例参数 $K_p=0.015$,积分参数 $K_i=5$;相位控制比例系数 $K=0.1$;滞环宽度 $\Delta h=3$ 。

普通三相不控整流的 a 相电流频谱见图 11(a),由理论模型得到的 a 相电流频谱见图 11(b),由仿真模型得到的 a 相电流频谱见图 11(c),网侧接入截止频率为 5 kHz 的滤波器后, a 相电流频谱见图 11(d)。从频谱上看,由理论模型得到的 a 相电流 THD 为 4.65% ,由仿真模型得到的 a 相电流 THD 为 10.84% ,相比于普通的三相不控整流电路,THD 明显减小。由仿真模型得到的 a 相电流 THD 大于由理论模型得到的 a 相电流 THD,这是因为理论模型中 i_s 、 i_m 为连续值,而仿真模型中 i_s 、 i_m 为脉冲电流,因此实际运行时网侧电流会产生较大的脉动,从而产生额外的高次谐波。网侧接入截止频率为 5 kHz 的滤波器滤除高次谐波后, a 相电流 THD 仅为 5.86% 。

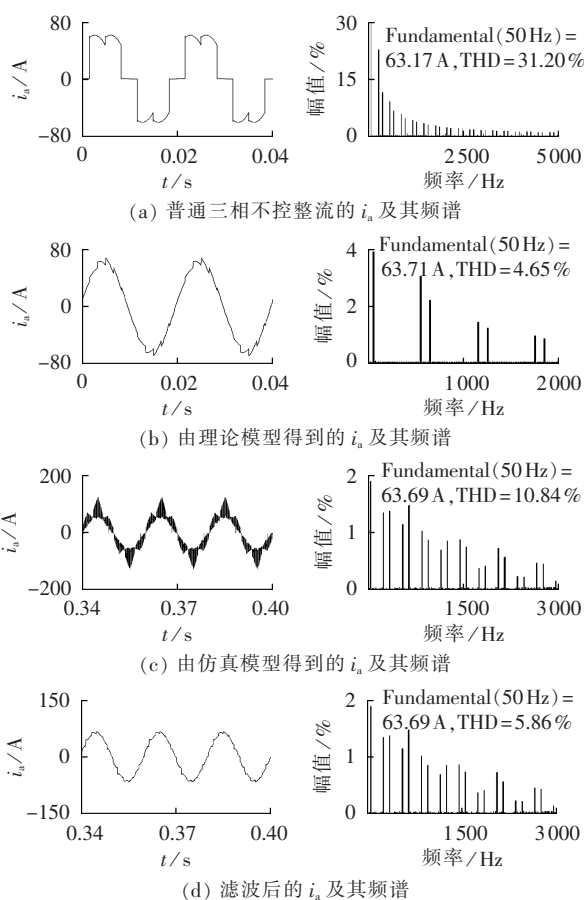


图 11 a 相电流 i_a 及频谱

Fig.11 Waveform and spectrum of i_a

图 12 为 i_{aA} 、 i_{am} 、 i_a 的波形和三相合成电流 i_a 、 i_b 、 i_c

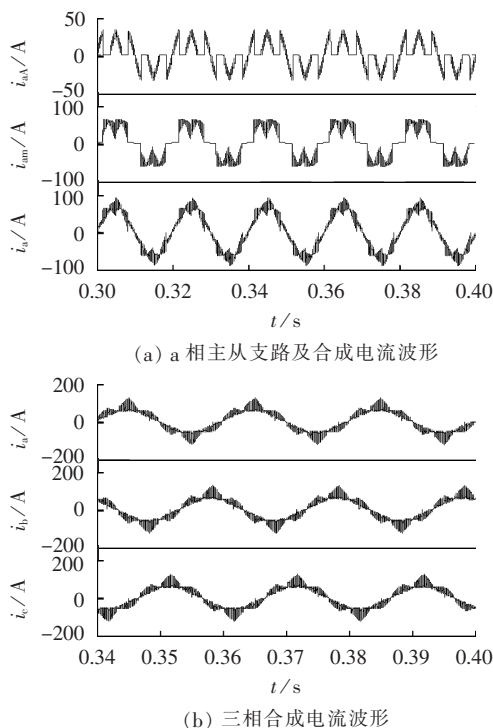


图 12 a 相主支路电流及三相合成电流波形

Fig.12 Waveforms of i_{aA} , i_{am} , i_a , i_b and i_c

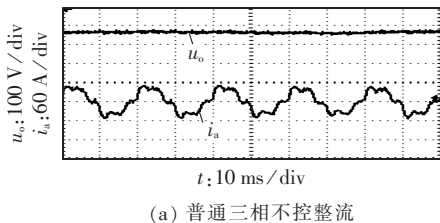
的波形。其中 i_{aA} 实现了 a 相电流在过零前后 $\pi/6$ 相位区间缺失电流的补偿, i_{aA} 、 i_{am} 叠加得到 i_{a0} 。

图 13 为 Boost 输入电压和输出电压波形。Boost 输入电压 u_A 波形与图 4 中理论分析的结果一致,输出电压 u_o 的波形即为不控整流输出的 6 脉波电压波形。图 14 为 Boost 输入电流 i_{r+} 、 i_{r-} 的波形,其与图 4 中理论分析的结果一致。可以看出 i_{r+} 、 i_{r-} 实现了对每相过零前后 $\pi/6$ 相位区间缺失电流的补偿,并使得补偿电流与对应相电压同相位。图 15 为 a 相电压与 a 相电流波形,功率因数为 0.9932,可见基于双 Boost 交联拓扑的三相功率因数校正器采用滞环控制能够很好地实现功率因数校正。图 16 为输出功率曲线,控制系统能使输出功率维持恒定,满足

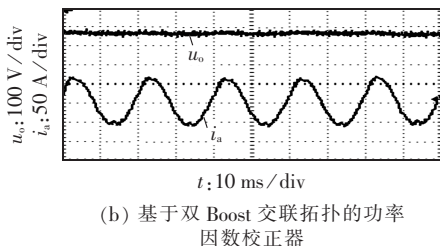
该拓扑的适用条件。

6 实验结果

搭建实验平台,验证理论分析的正确性。采用 SiC 器件以提高效率。图 17 为普通三相不控整流和基于双 Boost 交联拓扑的功率因数校正器的输入 a 相电流的实验波形,其 THD 分别为 33% 和 6.6%,可见基于双 Boost 交联拓扑的三相功率因数校正器可以明显改善网侧电流的质量。



(a) 普通三相不控整流



(b) 基于双 Boost 交联拓扑的功率

因数校正器

图 17 a 相电流 i_a 的实验波形

Fig.17 Experimental waveform of i_a

7 结论

本文研究的基于双 Boost 交联拓扑的三相功率因数校正器,配合滞环控制技术能够得到稳定的 6 脉波直流输出电压,补偿每相过零前后 $\pi/6$ 相位区间的缺失电流,并改善该工作区间内的其余两相的电流波形。理论分析和仿真、实验结果证明该拓扑具有网侧电流 THD 小、功率因数高的优点。但负载功率变化较大时,该拓扑的功率因数、网侧电流 THD 会变差且其直流侧电压不可调控。该拓扑只有约 1/5 的功率经过 Boost 电路,所以只需选择较低功率等级的器件,极大地降低了成本,提高了整机效率,可用于对功率因数要求较高且负载功率变化较小的场合,具有广阔的应用前景。

参考文献:

[1] 陈仲,朱银玉,罗颖鹏. 基于交流侧 LC 滤波的进正弦输入电流三相整流器[J]. 电工技术学报,2009,24(11):108-113.
CHEN Zhong,ZHU Yinyu,LUO Yingpeng. Three-phase rectifier with near-sinusoidal input currents and LC filters connected on the AC side[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009,24(11):108-113.
[2] 陈仲,朱银玉,邱岩,等. 近正弦输入电流三相整流器的分析和参数设计[J]. 中国电机工程学报,2009,29(36):29-34.
CHEN Zhong,ZHU Yinyu, QIU Yan, et al. Analysis and design

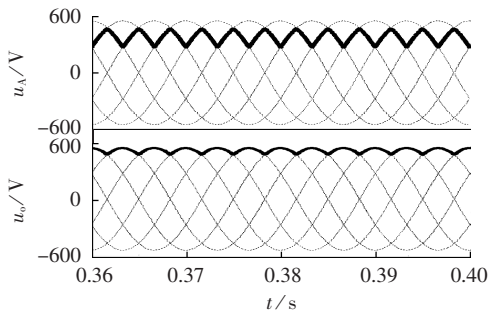


图 13 Boost 输入电压 u_A 和输出电压 u_o 波形

Fig.13 Waveforms of u_A and u_o

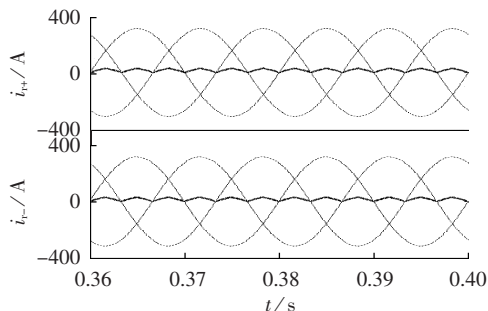


图 14 Boost 输入电流波形

Fig.14 Waveforms of input current of Boost circuit

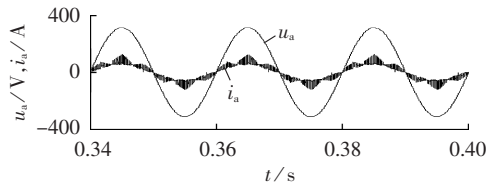


图 15 a 相电压与 a 相电流

Fig.15 Waveforms of u_a and i_a

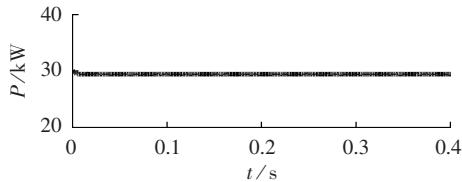


图 16 输出功率曲线

Fig.16 Curve of output power

- of three-phase rectifier with near-sinusoidal input currents[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(36): 29-34.
- [3] BURGOS R P, UAN-ZO-LI A, LACAUX F, et al. Analysis of new step-up and step-down 18-pulse direct asymmetric autotransformer rectifiers[C]//IEEE Industry Applications Conference. Hong Kong, China: IEEE, 2005: 145-152.
- [4] 陈鹏, 李晓帆, 熊招春, 等. 一种带辅助电路的 12 脉波整流电路[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(23): 163-166.
CHEN Peng, LI Xiaofan, XIONG Zhaochun, et al. A 12-pulse rectifier with an auxiliary circuit[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(23): 163-166.
- [5] SINGH B, BHUVANESWARI G, GARG V. T-connected autotransformer-based 24-pulse AC-DC converter for variable frequency induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2006, 21(3): 663-672.
- [6] 王兆安, 杨君, 刘进军, 等. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 北京: 机械工业出版社, 2005: 413-415.
- [7] 陈兵, 谢运祥. 新型三电平 Buck 型功率因数校正器[J]. 电力自动化设备, 2010, 30(6): 71-75.
CHEN Bing, XIE Yunxiang. Three-level Buck-type power factor corrector[J]. Electric Power Automation Equipment, 2010, 30(6): 71-75.
- [8] 刘雪山, 许建平, 王楠. 临界连续模式单电感双输出 Buck 功率因数校正变换器[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(5): 64-69.
LIU Xueshan, XU Jianping, WANG Nan. SIDO Buck PFC converter operating in critical continuous conduction mode[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(5): 64-69.
- [9] 马红波, 郑聪, 余文松, 等. 单开关管无桥 SEPIC PFC 变换器[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(4): 72-77.
MA Hongbo, ZHENG Cong, YU Wensong, et al. Single-switch bridgeless SEPIC PFC converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(4): 72-77.
- [10] 张斐, 许建平, 舒立三, 等. 低输出电压纹波三态 PCCM CUK PFC 变换器[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(1): 80-84.
ZHANG Fei, XU Jianping, SHU Lisan, et al. Tri-state PCCM CUK PFC converter with low output-voltage ripple[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(1): 80-84.
- [11] 阎铁生, 许建平, 高建龙, 等. 低输出电压纹波准单级反激 PFC 变换器[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(9): 22-29.
YAN Tiesheng, XU Jianping, GAO Jianlong, et al. Quasi single-stage flyback PFC converter with low output voltage ripple[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(9): 22-29.
- [12] 蔡逢煌, 王武, 陈浩龙. 倍压 Boost-APFC 变换器的改进型单周期控制[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(10): 121-126.
CAI Fenghuang, WANG Wu, CHEN Haolong. Improved single-cycle control of double-voltage Boost-APFC converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(10): 121-126.
- [13] WANG Yufu, WANG Bingxin, ZHU Zian. A voltage-adjustable three-phase rectifier with constant power flow[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition. Austin, USA: IEEE, 2008: 1372-1377.
- [14] WANG Yufu, ZHANG Ruichen. Blocked phase current patching three-phase rectifier and motor driver with energy feedback[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition. Fort worth, USA: IEEE, 2009: 168-173.
- [15] 王玉富. 三相电源并联前馈补偿式功率因数校正电路: 01140014.5 [P]. 2003-05-28.
- [16] 李义. 采用对称交联结构的变换电路: 101867314A [P]. 2010-10-20.

作者简介:



陈 骞(1987—), 男, 浙江金华人, 博士, 主要研究方向为新能源联合供电系统 (E-mail: chenqian05291148@126.com)。

Three-phase power factor corrector based on cross-linked bi-Boost topology

CHEN Qian¹, LU Yi¹, QIU Peng¹, WU Jiayi², YU Haihong¹, DU Jinpei³

(1. Electric Power Research Institute of State Grid Zhejiang Electric Power Corporation, Hangzhou 310014, China;

2. State Grid Zhejiang Electric Power Corporation, Hangzhou 310007, China;

3. Qiushi College, Zhejiang University, Hangzhou 310058, China)

Abstract: A kind of three-phase power factor corrector based on cross-linked bi-Boost topology is presented. Its power factor corrector is connected with the main circuit, i.e. three-phase diode bridge rectifier, in parallel to improve the current waveform at grid side and increase the power factor. By analyzing the topology and working modes of the main circuit, the characteristics of its topology are summarized, and the corresponding control strategy and parameter design methods are put forward. The theoretical analysis, simulative and experimental results show that the novel three-phase power factor corrector is suitable for constant power load. The switches of subordinate rectifier and the cross-linked bi-Boost converter can be easily controlled to achieve the stable six-pulse DC output voltage and the ideal power factor and total harmonic distortion, with only 1/5 of the power passing through the cross-linked bi-Boost converter.

Key words: three-phase power factor corrector; cross-linked bi-Boost converter; electric rectifiers; harmonic suppression; control; parameter design