

三相功率因数校正电路拓扑结构的研究

李战龙, 汤钰鹏, 程冰

(北京交通大学 电气工程学院, 北京 100044)

摘要: 介绍了三相功率因数校正电路几种主要的拓扑结构——三相单开关功率因数校正电路、三相两开关 PFC 电路、三相三开关 PFC 电路、三相四开关 PFC 电路等; 并分析了每种拓扑结构的特性、优点以及缺点, 应用 MATLAB 软件对其中部分电路做了仿真。

关键词: 功率因数校正; 不连续模式; 连续模式; 谐波含量

中图分类号: TN710

文献标识码: A

Research of Topology Structure for Three-phase Power Factor Correction Circuit

LI Zhan-long, TANG Yu-peng, CHENG Bing

(School of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: The paper introduces some main topologies of three-phase power factor correction circuit, such as three-phase single switch PFC circuit, three-phase two/three/four switch PFC circuit and so on. It also shows characteristics, advantages and disadvantages of each topology. Some of them are simulated by MATLAB.

Key words: power factor correction; discontinuous conduction mode (DCM); continuous conduction mode (CCM); total harmonic distortion (THD)

0 引言

随着电力电子装置的广泛应用, 由于传统的整流装置大都采用二极管整流或相控整流, 这些电路存在谐波污染大、交流侧波形畸变严重、功率因数低等缺点, 给公用电网造成严重污染, 谐波和无功问题日益受到重视。为了减轻电力污染的危害程度, 国内国外纷纷制定了相应的标准, 如我国国家技术监督局制定的《电能质量公共电网谐波》标准 (GB/T14549-93) 以及国际电工委员会制定的谐波标准 IEC555-2。

三相整流器, 由于其功率大, 它的输入端对电网的影响也大, 因此三相功率因数校正技术已成为业界研究的热点。从解耦的观点来划分, 三相功率因数校正电路拓扑可分为: 不解耦三相 PFC, 部分解耦三相 PFC 和全解耦三相 PFC^[1]; 从基本拓扑划分, 可以分为 Boost 型、Buck 型、Buck-Boost 型、Cuk 型、Sepic 型等; 从工作模式划分, 三相 PFC 拓扑可分为连续导电模式 CCM (Continuous Conduct Mode) 和不连续导电模式 DCM (Discontinuous Conduct Mode)。

本文根据电路拓扑结构中开关个数的多少, 将三相功率因数校正电路划分为单开关三相 PFC, 双开关三相 PFC, 三开关三相 PFC, 四开关三相 PFC 等, 并一一分析了上述各种电路的性能和优缺点, 简单论述了

每种电路的控制方法, 最后用 MATLAB/SIMULINK 仿真软件对部分主电路进行了仿真分析。由于在电路中, 升压型 Boost 电路应用较多, 因此本文主要以 Boost 型拓扑结构为例。

1 单开关三相 PFC

由加拿大的 A. R. Prasad 等人提出的三相单开关 PFC 电路如图 1 所示。

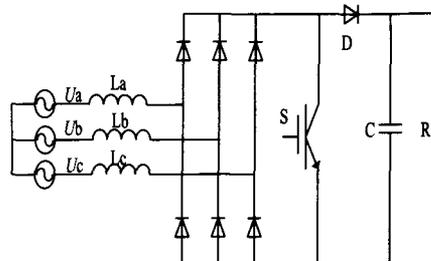


图 1 单开关三相 PFC 电路

工作原理: 三相单开关 PFC 电路的开关频率远高于电网频率, 在一个开关周期内, 输入电压可看作近似不变。在开关导通期间, 加在三个 Boost 电感上的电压分别为各相此时的相电压, 电感电流线性上升。在这期间各相的电流峰值正比于对应各相相电压瞬时值; 在开关断开时, 电感中的能量开始向负载供电, 如图 2 所示就是输入电流的仿真波形。由于电感上电流的平均值与输入电压瞬时值不再满足线性关系, 电流也就产生了畸变, 输入电流中含有较多的五次谐波。

三相单开关 PFC 电路的结构和控制都很简单, 系统成本低。主开关为零电流开通, 开通损耗小。其缺

收稿日期: 2007-01-09

作者简介: 李战龙(1978-), 男, 河北省石家庄人, 现就读于北京交通大学电气工程学院, 电力电子与电力传动专业。主要研究方向: 高功率因数高频变换技术。

点是:输入电流纹波较大,对 EMI 滤波器的要求较高。该电路拓扑一般应用于输出功率小于 10 kW,对输入电流 THD 要求不高的场合。

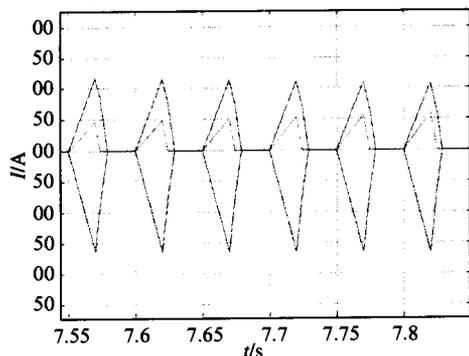


图2 单个开关周期内电感输入电流仿真波形

为了克服三相单开关 PFC 电路的诸多缺点,文献[2]中提出了三相单开关 PFC 电路交错并联结构,如图 3 所示。这种电路工作在 DCM 或临界方式下。此结构由于采用了双开关交错并联电路,减少了输入电流纹波,提高了电路的效率,同时减少了输入 EMI 滤波器的体积,但交错并联结构并没有抑制系统的低次谐波(如 5 次谐波)。

为了满足谐波标准的要求,通常采用增加输出电压或采用谐波注入的方法改善输入电流波形,然而,增加输出电压同时会增加开关管的电压应力,谐波注入法可以在没有增加输出电压的情况下,改善输入电流波形,减少 THD^[3,4]。软开关技术的应用可以减少开关管的损耗,提高效率。

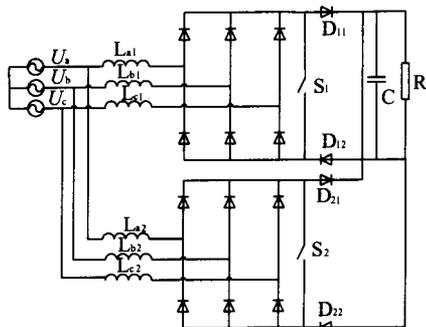


图3 三相单开关 PFC 的交错并联结构

2 三相双开关 PFC 电路

2.1 新型三相两开关 PFC 拓扑结构

图 4 所示是一种新型三相两开关 PFC 拓扑结构^[5]。其工作原理是,三相输入电压 U_a 、 U_b 、 U_c (相位相差 120°) 通过带有中心抽头的变压器变成两相电压 U_{ab} 和 U_{ck} (相位相差 90°), U_{ab} 和 U_{ck} 的矢量图如图 5 所示。通过这样的变换,就变成两个单相单开关 PFC 的并联,与图 3 所示的交错并联拓扑的工作过程是一样的。由于 $|U_{ab}| \neq |U_{ck}|$,但采用适当控制可以使两个电路平分输出电压,这一特性能够抵消电容中的二次低频纹波。

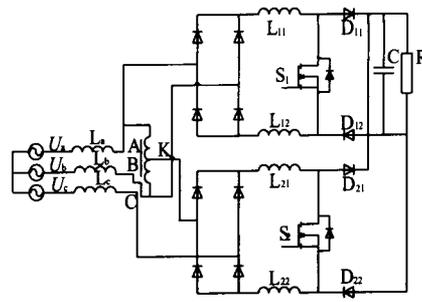


图4 新型三相两开关 PFC 拓扑结构

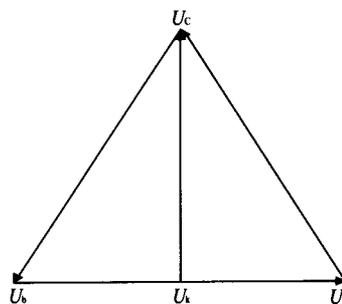


图5 两相的矢量图

该电路利用两个单相模块实现对三相电流的控制,工作模式为 CCM 下,提高了功率因数;然而,由于自耦变压器的存在,系统体积增大,而且两个模块间存在环流,因此须使用较多的二极管,而且要把输入电感分为两部分。

2.2 三相双开关两电平 PFC 电路

三相双开关两电平 PFC 电路如图 6 所示,由三个 Y 型接法的电容构成中点与两只串联开关管的公共点相连,构成了三相双开关两电平 PFC 电路。

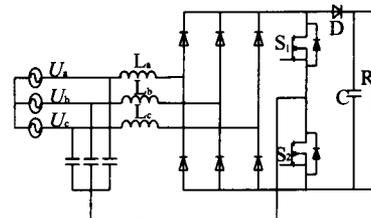


图6 三相双开关两电平 PFC 电路

工作原理:在该电路中,Boost 电感工作在 DCM 下,与三相单开关 PFC 电路不同的是:电压值最高的相的 Boost 电感与其它两相的 Boost 电感充放电在时间上是错开的(如图 7 所示)。因此,在电感放电起始的一段时间里输出电压全部参与电感放电,这就使电感放电时间缩短,即缩短了电感电流平均值与输入电压瞬时值的非线性阶段,可减小输入电流的 THD;而且,Y 型接法的三个电容可以在一定程度上减小低次电流谐波。电路的不足之处是:电路工作在 DCM 下,THD 仍比较大。

2.3 三相双开关三电平 PFC 电路^[6]

图 8 中电路通过输入端 Y 型接法的三个电容构成中点与两只串联的开关中点和两个串联输出电容的中点相连接构成三电平电路。

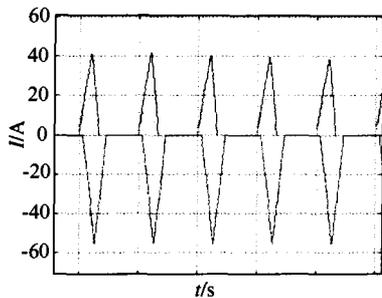


图7 双开关三相 PFC 电路电感输入电流的仿真波形

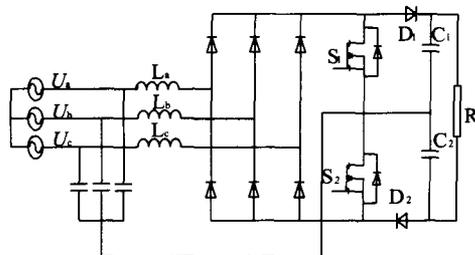


图8 三相双开关三电平 PFC 电路

电路可以工作在 CCM 或 DCM 方式下。在 CCM 下的控制方法,这种控制方法是通过开关 S_1 和 S_2 分别控制正向电压最大相和负向电压最大相的电流来实现的。在电路工作时开关管所承受的最大电压只有输出电压的一半,这就可以选择耐压参数小而开关速度快的半导体开关器件(如 MOSFET)以提高开关频率。由于电路工作在 CCM 下,THD 较小,前端的 EMI 滤波器可以设计得比较小。缺点是需要检测的控制量比较多,控制比较复杂。

3 三开关三相 PFC 电路

3.1 三个开关管取代整流桥下半臂二极管的 PFC 电路

由于三相单开关 PFC 的开关电流的应力很大,可用三个开关管取代三相整流桥上半臂或下半臂的整流二极管,构成如图 9 所示电路,但是,另外半臂不能用普通的整流二极管,需用快速恢复二极管。

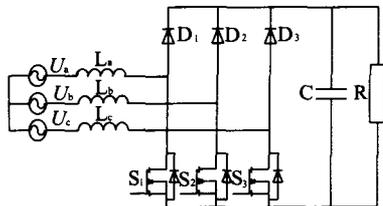


图9 三个开关管取代整流桥下半臂二极管的 PFC 电路

在控制方法上,三个开关管用同一个开关信号,因此该电路的本质仍为三相单开关 Boost 型电路。从两种电路的输入电流波形(见图 2 和图 10)的一致性可见,两种电路的本质是相同的。与三相单开关 PFC 电路相比,每个开关管的电流应力大大降低,仅为单开关电路的 1/3;在开关关断时,电流只通过两个半导体器件(在单开关 PFC 电路,电流通过三个半导体器件),

因此减少了器件损耗。缺点是:使用了三个开关管和三个快速恢复二极管,增加成本;电路仍工作在 DCM,输入电流的 THD 较大。

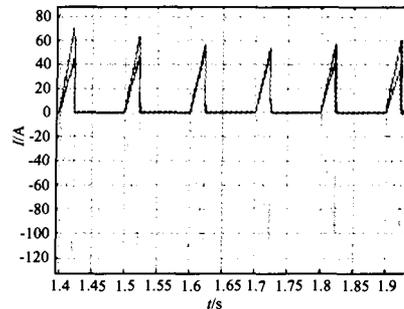


图10 输入电流的仿真波形

3.2 单相 PFC 组成的三相 PFC 电路

三个单相 PFC 电路组合成三相 PFC 电路如图 11 所示。单相 PFC 组合成三相 PFC 的优点是:可以利用比较成熟的单相 PFC 技术,并且电路由三个单相 PFC 同时给负载供电,如果某一相出现问题,其余两相仍能向负载供电,因此电路具有冗余性。这种电路的缺点是使用的元器件比较多,相之间存在环流。电路是三个单相 PFC 变换器在输出端直接并联而成的,电路中三个单相 PFC 之间存在相互影响,即使加入隔离电感和隔离二极管后也不能完全消除这种影响。因此电路的效率和输入电流 THD 指标有所下降,不适合于大功率场合应用。

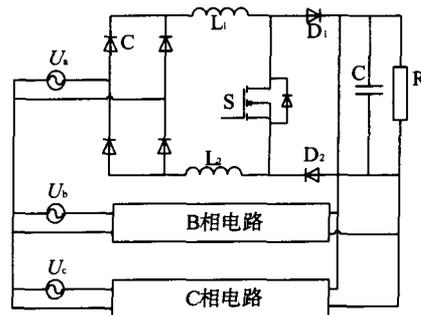


图11 单相 PFC 组成的三相 PFC 电路

3.3 三开关三相两电平 PFC 电路

在文献[10]中,根据开关管的连接方式,三相三开关两电平 PFC 电路主要有两种拓扑结构,一种是 Y 型结构(或称星型结构)如图 12 所示;另一种是 D 型结构(或称角型结构),如图 13 所示。在图 12 和 13 所示电路中,开关 S_1 、 S_2 、 S_3 均为双向开关。

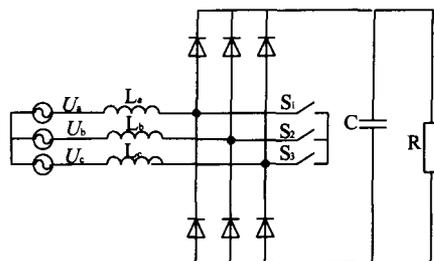


图12 三相三开关两电平的 Y 型连接

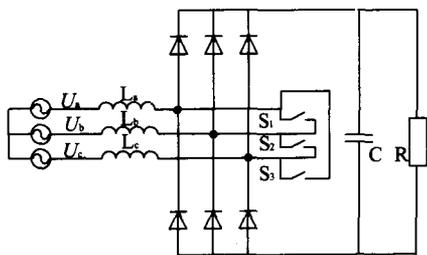


图 13 三相三开关两电平的 D 型连接

文献中提出的控制方法是：在一个网侧电压周期的 360° 内，选择一个 60° 区域，如 $U_a > 0, U_b > 0, U_c < 0$ 时让 S_2 合上，另两个开关在高频状态下工作。这时电路就可以等效成两个单相 Boost 电路串联或并联。这样就可以用单相 PFC 的控制技术对电路进行控制。这种控制方法的优点就是在任何时刻只有 2 只开关管是工作在高频情况下，因而损耗较小。但这种控制方法要三相解码电路来选择工作区。另外，在 Boost 电感放在直流侧时，交流侧有直通短路危险。

3.4 三开关三相三电平 PFC 电路

三相三开关三电平 PFC 电路主要是两种拓扑结构，如图 14 和 15 所示，通称为三相三开关三电平 VIENNA 整流器，图 14 中，开关 S_1, S_2, S_3 亦是双向开关。由于电路的对称性，电容中点电位 U_m 与电网中点的电位近似相同，因而通过双向开关 S_1, S_2, S_3 可分别控制对应相上的电流。

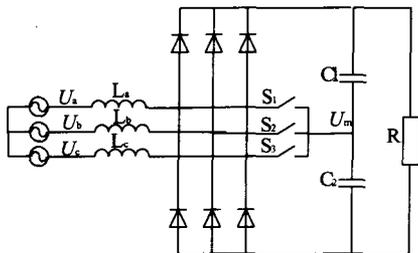


图 14 三相三开关三电平 PFC 电路

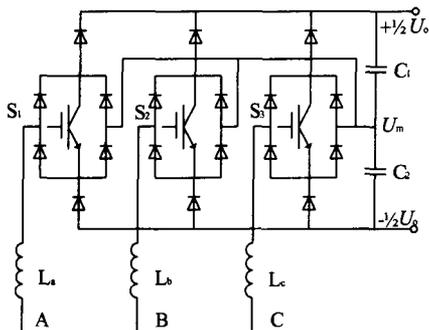


图 15 三相三开关三电平 Vienna 整流器

在图 15 的电路拓扑结构中，输入电流为 DCM 方式时，开关 S_1, S_2, S_3 中的二极管在开关导通和关断时间内都参与工作，因此与图 14 的电路拓扑结构相比，图 15 中开关管的损耗相对较大；然而，二极管所承受的电压只有输出电压的一半。由于在通常情况下，二极管器件所承受的电压越大，它所需要的反向恢复时间就越长，因此，相对于图 14 而言，图 15 的电路结构

适合于工作在更高的开关频率下(详见文献[14])。

4 三相四开关 PFC 电路^[8]

三相四开关 PFC 电路如图 16 所示。该电路与半臂控制电路(只对整流桥上半臂或下半臂进行控制，而另外半臂则使用整流二极管器件)相比，只是增加了一桥臂(由图中 S_4 与 D_4 组成)和接在输入侧用来构造中点电压的 3 个 Y 型接法 R-L 电路。在电压的正半周通过可控的半臂 (S_1, S_2, S_3) 进行控制，而在负半周则通过第 4 桥臂 (S_4, D_4) 来控制。该电路与六开关整流器相比没有直通短路危险，而且少用 2 只开关。但是这种电路电流正负半波不对称，电流存在偶次谐波。

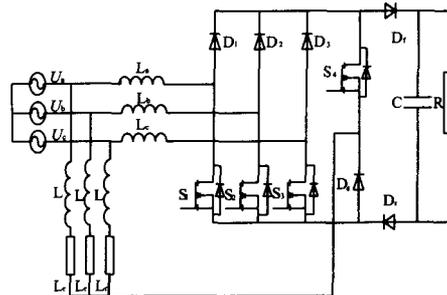


图 16 三相四开关 PFC 电路

文献[8]中还通过两个模块并联的方法，一个模块上半臂可控，另一个模块下半臂可控，这样可以使总的输入电流正负半波对称，从而消除了电流的偶次谐波。

5 总结

本文总结了最近几年来所出现的三相 PFC 电路拓扑结构，以开关管个数的角度来分类，分析了三相单开关功率因数校正电路、三相两开关 PFC 电路、三相三开关 PFC 电路、三相四开关 PFC 电路的工作原理、控制方法以及电路的优点和缺点，并应用 MATLAB 软件对其中的部分电路拓扑结构进行了理论仿真。

参考文献：

- [1] 朱士海, 钱江, 钱照明. 三相 AC/DC 功率因数校正拓扑比较[J]. 电工电能新技术, 2002, 21(2): 72-76.
- [2] Robinson F V P, Chunkag V. Parallel connection of single-switch three-phase power-factor correction converters for interleaved switching[J]. IEE Proc - Electr Power Application, 1997, 144(6): 423-433.
- [3] Huang Q, Lee F C. Harmonic Reduction In A Single-Switch, Three-phase Boost Rectifier With High Order Harmonic Injected PWM[J]. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC) Rec., 1996, 2: 1266-1271.
- [4] Yungtaek Jang, Milan M Jovanovic. A Novel Robust Harmonic-injection with Method for Single Switch, Three-phase, DCM Boost Rectifiers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 28(1): 268-279.
- [5] Jaehong Hahn, Prasad N. Enjeti, Ira J Pitel. A New

- Three-Phase Power - Factor Correction (PFC) Scheme Using Two Single - Phase PFC Modules [J]. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, 2002, 38(1): 123-129.
- [6] Mohan N, Rastogi M, Naik R. Analysis of A New Power Electronics Interface With Approximately Sinusoidal 3 - Phase Utility Currents And A Regulated DC Output[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1993, 8(2): 540-546.
- [7] Rajendra Naik, Mukul Rastogi, Ned Mohan. Third - Harmonic Modulated Power Electronics Interface with Three-phase Utility to Provide a Regulated DC Output and to Minimize Line-Current Harmonics[J]. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, 1995, 31(3): 598-602.
- [8] Singh B N, Geza Joos, Praveen Jain. Interleaved 3-Phase PWM AC/DC Converters Based on a 4 Switch Topology [J]. IEEE PESC 2000, 2(1): 1005-1011.
- [9] Prasad A R, Phoivos D Ziogas, Stefanos anias. An Active Power Factor Correction Technique for Three - phase Diode Rectifiers[J]. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, 1991, 6(1): 83-92.
- [10] Chongming Qiao, Keyue M. Smedley. A General Three-phase PFC Controller Part I. for Rectifiers with a Parallel-Connected Dual Boost Topology [C]. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting Conference Record of the 1999 IEEE, 1999: 2504-2511.
- [11] 张厚升, 胡振营, 刘雪婷. 基于单周期控制的通用三相 PFC 控制器的研究[J]. 电工技术学报, 2004, 19(9): 73-76.
- [12] Chongming Qiao, Keyue Ma Smedley. Three - Phase Unity-Power-Factor Star-Connected Switch (VIENNA) Rectifier With Unified Constant - Frequency Integration Control [J]. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, 2003, 18(4): 952-957.
- [13] Daniel F, Chaffai R, Kamal Al - Haddad, Parimelalagan R. A New modulation Technique for Reducing the Input Current Harmonics of a Three - Phase Diode Rectifier with Capacitive Load[J]. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, 1997, 33(5): 1185-1193.
- [14] Johann W Kolar, Franz C Zach. A Novel Three - Phase Utility Interface Minimizing Line Current Harmonics of High - Power Telecommunications Rectifier Modules[J]. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, 1997, 44(4): 456-467.

(上接第 58 页)

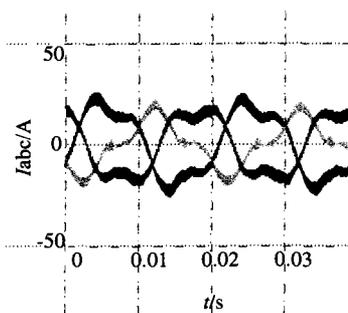


图 8 电网不平衡下, 普通电流跟踪法交流侧电流波形

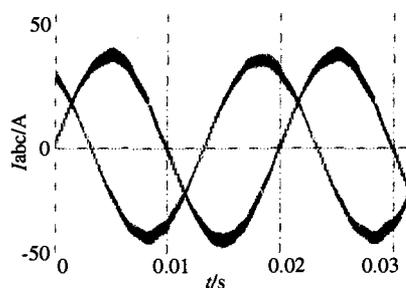


图 9 网侧电流控制策略的交流电流稳态波形

特点。提出了一种通过前馈控制方式,使网侧电流正弦化的方法。并通过 MATLAB 中的 SIMULINK 仿真,证明了方法是可行的。

参考文献:

- [1] Rusong Wu, Shashi B, Dewan. Analysis of a PWM AC - to - DC Converter Voltage Source under the Predicted Current Control with a Fixed Switching Frequency[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1991, 27(4): 756-764.
- [2] Wu R, Dewan S B, Slemon G R. Analysis of an ac to dc voltage source converter using PWM with phase and amplitude control[J]. IEEE Trans Ind., 1991, 27: 355-364.
- [3] 杨德刚, 刘润生, 赵良炳. 三相高功率因数整流器的电流控制[J]. 电工技术学报, 2000, (2): 83-87.
- [4] 张兴, 张崇巍. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.

4 结论

本文通过建模,分析了电网不平衡下,三相 VSR 的