

充电桩三相 AC/DC 双向变换器控制策略研究

施文烨 何志琴 朱佑滔

(贵州大学, 贵阳 550025)

【摘要】针对目前常规电动汽车充电桩只能单向被动充电、功率因数低且产生大量谐波的问题,在充电桩中引入有源功率因数校正(APFC)技术并采用改进型空间矢量脉宽调制(SVPWM)算法的双闭环直接电压控制,对三相半桥主电路的参数及其PI控制器参数进行设计。利用MATLAB/Simulink仿真软件搭建模型,带入相关参数进行仿真和试验,验证结果表明,所提出的控制方法能够实现电能的双向变换并保持输出电压的稳定,可提高功率因数和电能质量。

关键词: 充电桩 双向变换器 空间矢量脉宽调制技术 有源功率因数校正 建模仿真

中图分类号: TP391.9 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19620/j.cnki.1000-3703.20210106

Research on Control Strategy of Three-Phase AC/DC Bidirectional Converter in Charging Pile

Shi Wenye, He Zhiqin, Zhu Youtao

(Guizhou University, Guiyang 550025)

【Abstract】Conventional electric vehicle charging piles can only be charged one-way passively, the power factor is low and a large number of harmonics are generated. To solve these problems, this paper introduces the Active Power Factor Correction (APFC) technology into the charging pile and the improved Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) algorithm is applied for double closed-loop direct voltage control, and the parameters of the three-phase half-bridge main circuit and its PI controller parameters are designed. MATLAB/Simulink simulation is used to build an experimental model, and relevant parameters are introduced for simulation and experimental verification. The verification results show that the proposed control method can realize the bidirectional conversion of electric energy, keep the output voltage stable and improve the power factor and power quality.

Key words: Charging pile, Bidirectional converter, Space vector pulse width modulation technology, Active power factor correction, Modeling simulation

【引用格式】施文烨,何志琴,朱佑滔.充电桩三相AC/DC双向变换器控制策略研究[J].汽车技术,2022(6):33-39.

SHI W Y, HE Z Q, ZHU Y T. Research on Control Strategy of Three-Phase AC/DC Bidirectional Converter in Charging Pile [J]. Automobile Technology, 2022(6): 33-39.

1 前言

近年来,新能源汽车发展迅猛,但目前仍然面临着许多技术瓶颈,如充电桩的充电效率、电能质量以及只能被动单向充电等。文献[1]研究表明,不同的充电桩结构对电能的质量有很大影响。文献[2]研究表明,三相电流型脉宽调制(Pulse Width Modulation, PWM)整流器输出的直流电压低于输入电压的峰值,且由于输入电流不连续,其功率因数较低。文献[3]阐明,传统整流装置的功率因数通常在0.45~0.75范围内,所以传统大功率整流器所产生的谐波会严重影响电网的电能质量。文献[4]提及,J. W. Kolar教授提出了三相VIENNA整流

电路,虽然实现了升降压输出,但其开关损耗较大,同时不能实现电能的双向变换,控制电路的参数设计较为困难。文献[5]所研究的T型三电平电路具有中点续流的能力,降低了开关导通损耗,改善了输出纹波且可以实现电能的双向流通,但其主电路结构和控制电路较为复杂,开关元器件较多,内管应力较大。文献[6]~文献[10]提到,对于混合微电网而言,连接交流母线和直流母线的AC/DC双向变换器对系统电压的稳定和电能质量的提高产生了巨大的影响。针对上述问题,本文提出一种三相AC/DC双向变换器,给出在整流和逆变2种模式下的数学模型和空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)控制策略,并利用MATLAB/

Simulink 搭建仿真模型验证该方案的可行性。

2 三相AC/DC双向变换器数学模型

图1所示为三相AC/DC双向变换器的拓扑结构,其中, u_a, u_b, u_c 为网侧三相电压, i_a, i_b, i_c 为网侧三相电流, R 为电路等效电阻, L 为网侧电感, u_{dc}, I_{dc} 分别为直流母线电压、电流, C 为直流侧滤波电容, R_L 为负载电阻。在整流模式下(逆变模式过程相同),三相静止坐标中的数学模型为:

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = u_a - Ri_a - \left(S_a - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} S_k \right) u_{dc} \\ L \frac{di_b}{dt} = u_b - Ri_b - \left(S_b - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} S_k \right) u_{dc} \\ L \frac{di_c}{dt} = u_c - Ri_c - \left(S_c - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} S_k \right) u_{dc} \end{cases} \quad (1)$$

式中, $S_k(k=a,b,c)$ 为各相上、下桥臂的导通状态, $S_k=1$ 为上桥臂导通, $S_k=0$ 为下桥臂导通。

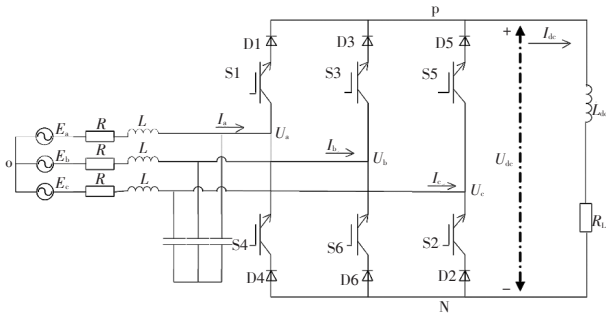


图1 变换器电力拓扑结构

将式(1)简化,再经派克(Park)、克拉克(Clark)变换后得到其在同步旋转坐标系下的数学模型为:

$$\begin{cases} u_d = - \left(L \frac{di_d}{dt} + Ri_d \right) + \omega Li_q + u_d S_d \\ u_q = - \left(L \frac{di_q}{dt} + Ri_q \right) + \omega Li_d + u_q S_q \end{cases} \quad (2)$$

式中, ω 为dq坐标系的旋转角频率; u_d, u_q, i_d, i_q 分别为电压矢量、电流矢量在d、q轴上的分量; S_d, S_q 分别为导通状态在d、q轴上的分量。

在 u_d 和 u_q 中存在d、q分量互相耦合,不利于控制器的设计,故需对式(2)进行拉普拉斯变换:

$$\begin{cases} u_d = (SL + R)I_d(s) + E_d(s) + \omega Li_q(s) \\ u_q = (SL + R)I_q(s) + E_q(s) + \omega Li_d(s) \end{cases} \quad (3)$$

式中, U_d, U_q 分别为电压外环的有功指令电压和无功指令电压; $E_d(s), E_q(s), I_d(s), I_q(s)$ 分别为 $u_d S_d, u_q S_q, i_d, i_q$ 的拉普拉斯变换结果。

对式(3)进行前馈解耦后,设在旋转坐标系下电压

指令公式为:

$$\begin{cases} U_d = \left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} \right) (i_d - i_d^*) + E_d + \omega Li_q \\ U_q = \left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} \right) (i_q - i_q^*) + E_q + \omega Li_d \end{cases} \quad (4)$$

式中, K_{ip}, K_{il} 分别为PI调节器中的比例系数和积分系数; i_d^*, i_q^* 分别为电流内环的有功指令电流和无功指令电流。

结合式(1),为了消除 $\omega Li_d, \omega Li_q, E_d$ 和 E_q 的影响,简化设计,将式(4)改写为:

$$\begin{cases} \left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} \right) (i_d - i_d^*) = (Ls + R)i_d \\ \left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} \right) (i_q - i_q^*) = (Ls + R)i_q \end{cases} \quad (5)$$

由式(5)可知,d、q分量已完全分解,只需确定PI调节器的 K_{ip} 和 K_{il} ,即可实现其对电流内环的控制。

3 三相双向变换器有源功率因数校正控制策略

3.1 矢量合成基本原则

有源功率因数校正(Active Power Factor Correction, APFC)技术是将时变的交流量通过Park、Clark变换为d、q分量并使用SVPWM算法,最终实现电能的双向变换。由图1,在整流模式下,网侧输入三相电压的数学模型为:

$$\begin{cases} U_a(t) = U_m \cos \theta \\ U_b(t) = U_m \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ U_c(t) = U_m \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (6)$$

式中, $\theta=2\pi f t$ 为相位角初始值; U_m 为相电压的有效值; f 为交流电压频率。

则三相电压合成空间矢量 $U(t)$ 的表达式为:

$$U(t) = U_a(t) + U_b(t)e^{j2\pi/3} + U_c(t)e^{j4\pi/3} \quad (7)$$

由式(7)可知, $U(t)$ 是旋转的空间矢量,幅值为相电压 U_m 的1.5倍,并按逆时针方向以角频率 $\omega=2\pi f$ 匀速转动。根据电路上、下桥臂的导通状态可形成8种组合,即6个非零矢量和2个零矢量,由式(7)可得到8个基本矢量的幅值及其所在矢量平面内的相位,如图2所示。

由图2可知,系统被划分为6个扇区,每个扇区内的合成矢量 U_s 都可由 $U_0 \sim U_7$ 合成。

3.2 矢量作用时间

以第1扇区为例,电压空间矢量的合成与分解如图3所示,由图3推导可知:

$$\begin{cases} U_\alpha = |\mathbf{U}_m| \cdot \cos \theta = \frac{T_1}{T_g} \cdot |\mathbf{U}_1| + \frac{T_2}{T_g} \cdot |\mathbf{U}_2| \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \\ U_\beta = |\mathbf{U}_m| \cdot \sin \theta = \frac{T_2}{T_g} \cdot |\mathbf{U}_2| \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (8)$$

式中, U_α 和 U_β 分别为相电压 U_m 的模在两相静止坐标系 α 轴和 β 轴上的投影; T_1 、 T_2 分别为相邻作用矢量 U_1 、 U_2 的作用时间; T_r 为合成矢量 U_r 的作用时间。

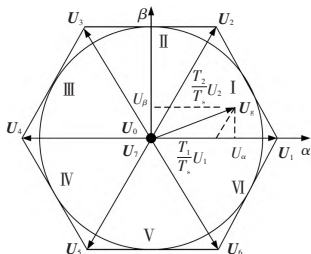


图2 空间电压矢量分布及合成

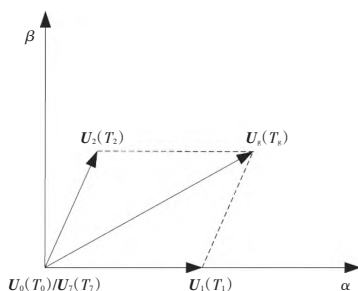


图3 电压空间矢量在第1扇区的合成与分解

将式(8)简化后得到扇区内矢量的作用时间为:

$$\left\{ \begin{array}{l} T_1 = \frac{\left(-\frac{3}{2}U_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}U_\beta\right) \cdot T_g}{U_{dc}} \\ T_2 = \frac{\sqrt{3}U_\beta T_g}{U_{dc}} \\ T_0 = T_7 = (T_g - T_1 - T_2)/2 \end{array} \right. \quad (9)$$

通过以上推导可知,开关管存在同时导通和关断的情况,经过分析,只需通过调整驱动程序即可解决,不需要额外加死区时间避免直通。上述矢量合成的方法同样适用于逆变模式。

4 PI控制器参数设置

图4所示为整流模式下矢量控制系统结构。在旋转坐标系下,由式(2)可知, U_α 与 U_β 之间存在相互耦合,所以应采取前馈解耦控制,并采用PI调节器进行调节,从而实现 d 轴与 q 轴的独立控制,提高系统动态性能。

前馈解耦后由式(5)分析可得,在实际分析中,还需考虑电流采样延时和变换器本身的时间常数等影响,电流内环结构如图5所示,其中 K_{PWM} 为PWM波形的增益。

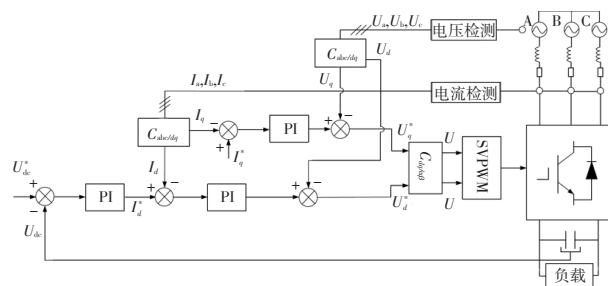


图4 矢量控制结构

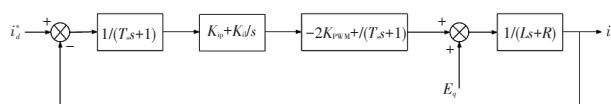


图5 电流内环结构

按 I 型系统设计, 尽量使 PI 调节器的零点与电流控制传递函数的极点相消, 令 $K_i = K_p / \tau_i$, $\tau_i = L / R$, 同时, 将图 5 中的电流采样周期 T 合并, 并考虑阻尼比 $\zeta = 0.707$ 的 I 型系统的二阶最佳系统, 经校正, 结合电流环的开环传递函数, 可确定 K_{i0} 和 K_{i1} , 其具体表达式为:

$$\begin{cases} K_{ip} = L/3T_s \\ K_{il} = R/3T_s \end{cases} \quad (10)$$

将式(10)代入其闭环传递函数,可得:

$$G_i(s) = \frac{1}{1.5T_s R\tau_i S^2/K_{in} + R\tau_i S/K_{in} + 1} \quad (11)$$

最后考虑开关频率及 K_{ip} 的取值, 式(11)可简化为:

$$G_i(s) = \frac{1}{1 + 3T_{\epsilon}s} \quad (12)$$

由以上分析可知,只要系统的开关频率足够高,电流内环即可得到快速动态响应,本文的开关频率为 10 kHz,所以响应速度已得到满足。

在整流模式下,开关管的通断频率远大于网侧电动势基波频率,故可以忽略PWM谐波分量,只考虑开关函数的低频分量,因此开关的函数表达式为:

$$\begin{cases} S_a = 0.5m \cdot \cos(\omega t) + 0.5 \\ S_b = 0.5m \cdot \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + 0.5 \\ S_c = 0.5m \cdot \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + 0.5 \end{cases} \quad (13)$$

式中, m 为 PWM 调制比。

整流模式下系统交流侧的电流为:

$$\begin{cases} i_a = I_m \cos(\omega t) \\ i_b = I_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_c = I_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (14)$$

式中, I_m 为相电流的有效值, 则对应直流侧输出为:

$$I_{\text{dc}} = \sum_{n=\text{a,b,c}} S_n i_n \quad (15)$$

将式(13)和式(14)代入式(15),经简化可得:

$$I_{dc} = 0.75m I_m \cos \theta \quad (16)$$

则其电压外环控制结构如图6所示。电压外环PI控制器的主要作用是稳定直流侧的输出电压,故从抗干扰角度出发,选用Ⅱ型系统,由图6可得电压环的开环传递函数 $G_v(s)$ 为:

$$G_v(s) = \frac{3K_{vp}(\tau_v s + 1)}{4C\tau_v s^2(T_{ev} + 1)} \quad (17)$$

式中, K_{vp} 为系统电压环的位置误差系数; τ_v 为系统电压环的指数系数; T_{ev} 为系统电压环随机选取的周期。

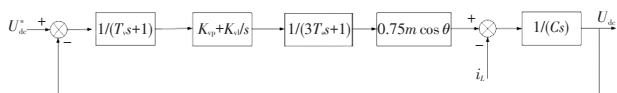


图6 电压环控制结构

在图6中, i_L 为电感电流。又由电压外环频宽 $h_v = \tau_v/T_{ev}$,根据工程设计方法中Ⅱ型系统参数计算公式可得:

$$\frac{3K_{vp}}{4C\tau_v} = \frac{h_v + 1}{2h_v^2 T_{ev}^2} \quad (18)$$

在实际工程应用中,系统的抗干扰和系统跟随性都会综合考虑电压外环频宽 $h_v=5$,将其代入式(18),可得电压外环PI调节器的比例和积分系数分别为:

$$\begin{cases} K_{vi} = 4C/5(T_v + 3T_s) \\ K_{vp} = 4C/25(T_v + 3T_s)^2 \end{cases} \quad (19)$$

式中, K_{vi} 为系统电压环的静态速度误差系数; T_v 为系统电压环PI调节时间; T 为系统电压环总的作用

时间。

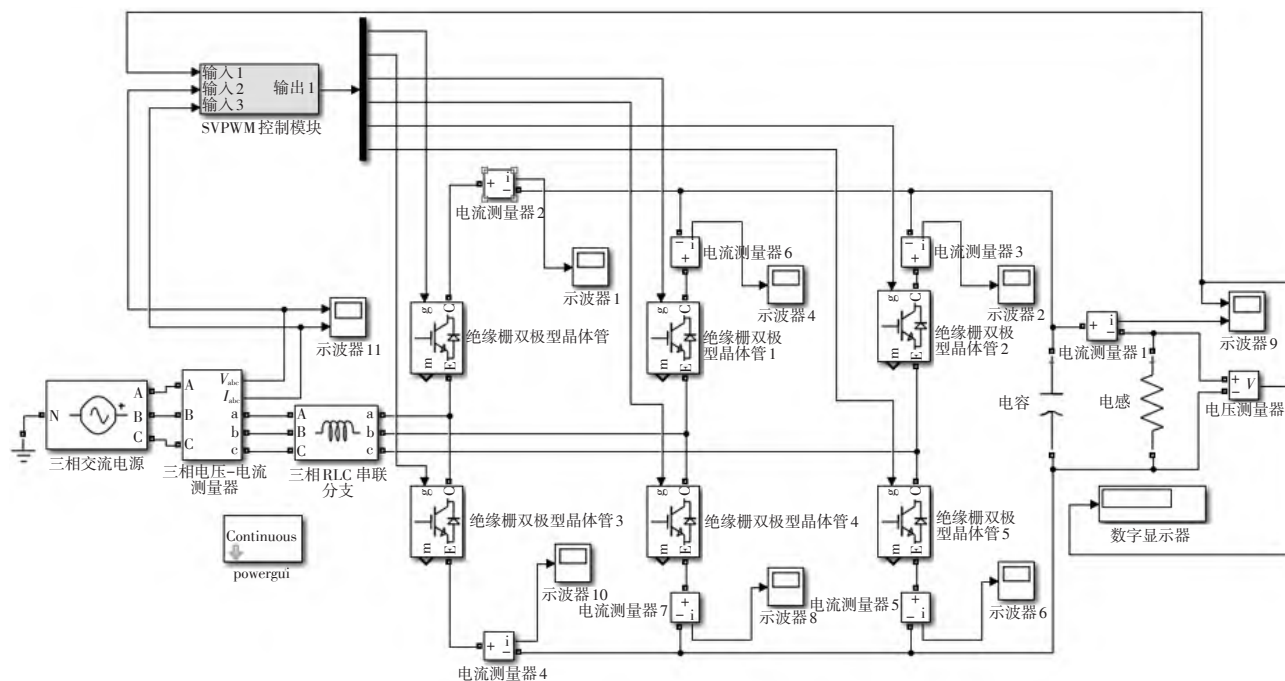
经上述分析确定了电流电压外环PI控制参数,减少了试验中参数选择的盲目性,但在实际应用中,由于设备参数不统一,还需根据实际情况进行微调,以求得最优参数取值。经过验证,整流模式下PI控制器参数的确定方法同样适用于逆变模式。

5 仿真与结果

本文针对三相AC/DC双向变换电路,采用前馈解耦的双闭环控制策略和SVPWM的调制策略来控制功率开关管通断,利用MATLAB/Simulink仿真软件平台搭建仿真模型,如图7所示。

仿真参数设置为:交流侧相电压 $U_{in}=220$ V,频率 $f=50$ Hz,直流侧输出电压 $U_o=400$ V,输出功率 $P_o=4$ kW,开关频率 $f_s=10$ kHz,交流侧电感 $L=3.3$ mH,电路等效电阻 $R=0.05$ Ω ,直流侧滤波电容 $C=1$ 200 μ F。仿真波形如图8所示。

由图8a可知,系统起振初期,因直流侧接了较大的滤波电容,输入电流呈现出较大的电流过充。持续约0.02 s后,输入电压与电流保持同相位,实现系统在整流模式下在单位功率因数状态运行。由图8b可以看出,外环电压经过PI调节器能够敏锐地追踪外观指令电压(400 V),调解时间约为0.02s,实现输出电压的稳定追踪,且输出的电压和电流可根据电池的充电需求随时调整。由图8d可知,电流呈正弦波且与电压同相位,符合相关并网技术标准。



(a) 整流模式

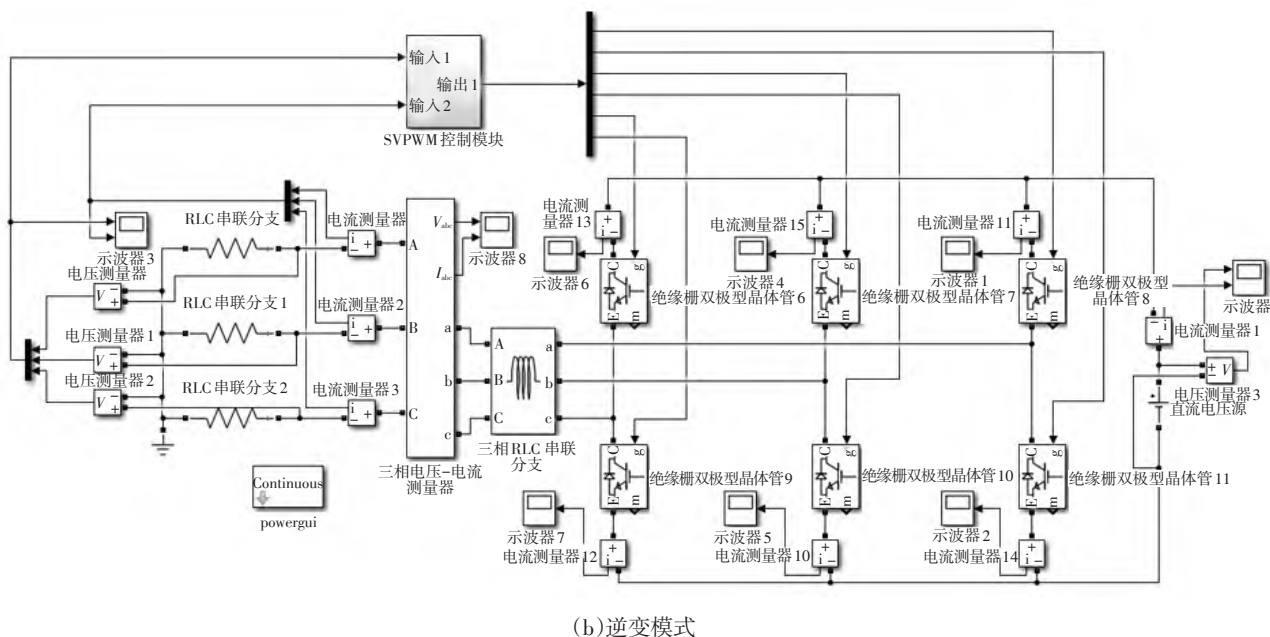


图7 系统在不同模式下的仿真模型

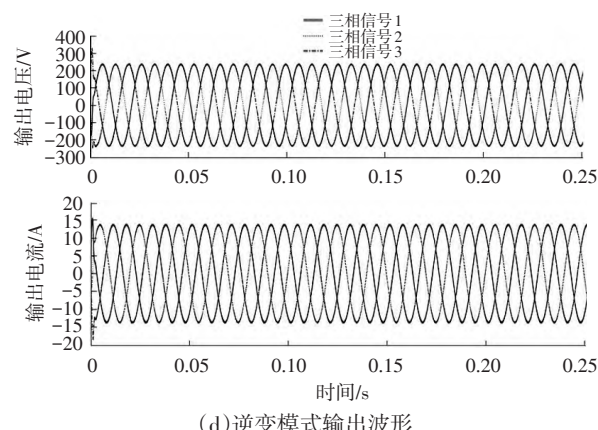
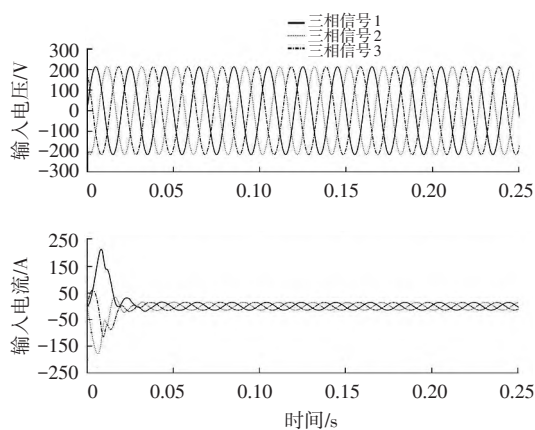


图8 系统在不同模式下的仿真波形

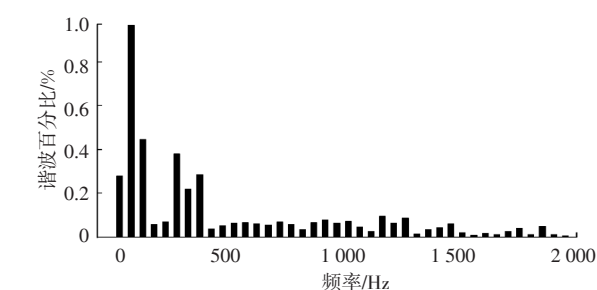
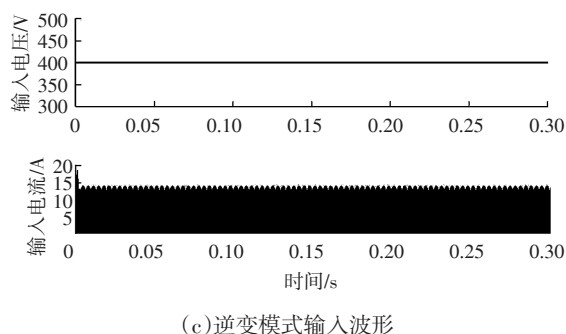
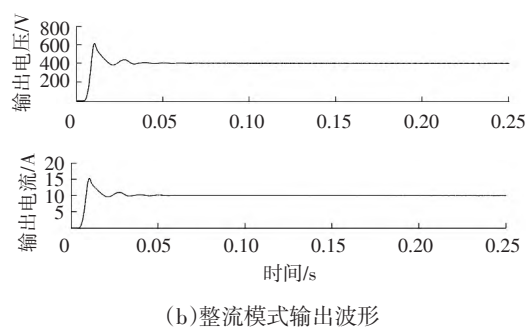


图9 整流模式下交流侧的谐波分析

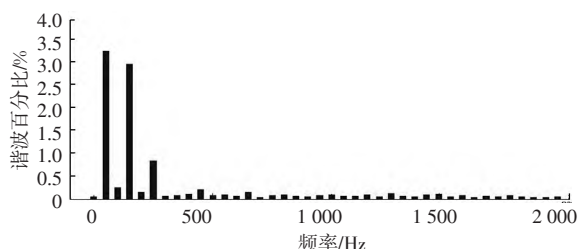


图10 逆变模式下交流侧的谐波分析

对试验样机进行相应试验,图11所示为原理样机,图12所示为上电后功率开关管的驱动信号。

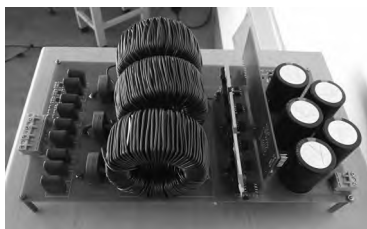


图11 试验原理样机

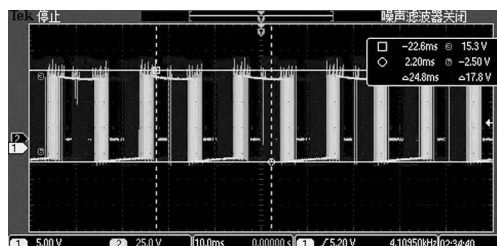


图12 功率开关管的驱动信号

系统在整流模式下的输入、输出波形如图13和图14所示。

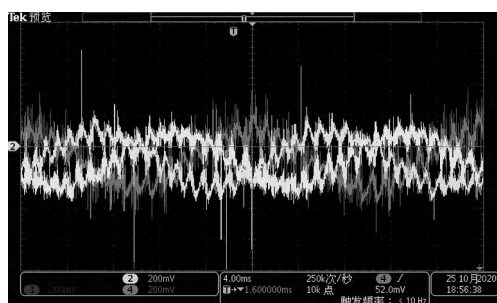


图13 输入三相电压波形



图14 输出电压值

系统在逆变模式下的输入、输出波形如图15和图16所示。

16所示。



图15 输入电压值

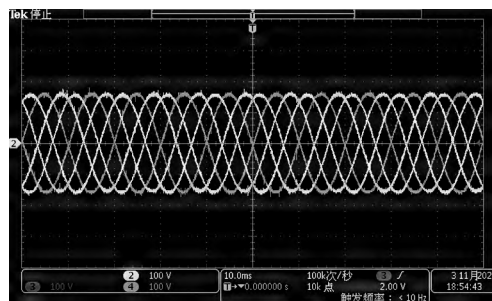


图16 输出电压波形

系统的功率如图17所示,通过对比图15得出系统的传输效率为96.44%,对比文献[3]和文献[5],效率均有所提升。



图17 输出功率

6 结束语

本文提出了一种三相AC/DC双向变换器拓扑结构,并提出了相应的SVPWM调控策略,通过引入有源功率因数校正技术,使得系统能够在单位功率因数下运行,并减少了电网谐波,能够实现能量的双向流动。经分析,变换器无直通问题,可以不外加死区,直流侧电压可调,减少了变换器对于电能质量的影响,并通过MATLAB/Simulink仿真平台验证了该方案的可行性及优势,最后利用原理样机进行试验,结果表明,系统可实现电能的双向变换、高功率因数运行,并进一步提高了电能的传输效率。

参考文献

- [1] 朱小燕,王群京,陈权. 电动汽车充电站的谐波分析与抑制[J]. 现代电子技术, 2012, 35(18): 179-181.

ZHU X Y, WANG Q J, CHEN Q. Harmonic Analysis and

汽车技术

- Suppression of Electric Vehicle Charging Stations[J]. Modern Electronic Technology, 2012, 35(18): 179-181.
- [2] 李和明, 李亚斌, 彭咏龙. 基于FPGA的三相电流型PWM整流器过调制策略的研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(22): 94-100.
- LI H M, LI Y B, PENG Y L. Research on Over-Modulation Strategy of Three-Phase Current-Source PWM Rectifier Based on FPGA[J]. Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering, 2007, 27(22): 94-100.
- [3] 陈丙旺. 三相电压型PWM整流器的相关研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2011.
- CHEN B W. Research on Three-Phase Voltage Type PWM Rectifier[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2011.
- [4] KOLAR J W, DROFENIK U, ZACH F C. VINNA Rectifier II - Anovel Single-Stage High-Frequency Isolated Three-Phase PWM Rectifier System[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1999, 46(4): 23-33.
- [5] 顾玲, 金科, 周慧龙. 单级式隔离型三相双向AC/DC变换器及其SVPWM调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(15): 3886-3894.
- GU L, JIN K, ZHOU H L. Single-Stage Isolated Three-Phase Bidirectional AC/DC Converter and its SVPWM Modulation Strategy[J]. Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering, 2015, 35(15): 3886-3894.
- [6] 张兴. PWM整流器及其控制策略研究[M]. 北京: 机械工业出版社, 2012.
- ZHANG X. Research on PWM Rectifier and its Control Strategy[M]. Beijing: Mechanical Industry Press, 2012.
- [7] 郭强. 电动汽车交流充电桩的开发与研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2015.
- GUO Q. Development and Research of AC Charging Piles for Electric Vehicles[D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2015.
- [8] 孙志成, 王小鹏, 田俊伟. 一种三相不控整流电路APFC校正方法[J]. 微型机与应用, 2016(20): 27-30.
- SUN Z C, WANG X P, TIAN J W. A Three-Phase Uncontrolled Rectifier Circuit APFC Correction Method[J]. Microcomputers and Applications, 2016(20): 27-30.
- [9] 崔保艳, 许建中. 双向充电桩的关键技术分析[J]. 电气技术, 2015(10): 145-146.
- CUI B Y, XU J Z. Key Technology Analysis of Two-Way Charging Piles[J]. Electrical Technology, 2015(10): 145-146.
- [10] 钞凡, 何志琴, 胡秀敏, 等. 基于有源功率因数校正的直流充电桩控制策略研究[J]. 汽车技术, 2020(6): 24-29.
- CHAO F, HE Z Q, HU X M, et al. Research on the Control Strategy of DC Charging Pile Based on Active Power Factor Correction[J]. Automobile Technology, 2020(6): 24-29.

(责任编辑 斛 畔)

修改稿收到日期为2021年3月10日。