

一种电动汽车充电系统单相整流有源滤波方法

霍现旭¹, 项添春¹, 李树鹏¹, 毕宇轩²

(1. 国网天津市电力公司 电力科学研究院, 天津 300384;

2. 天津大学 电气自动化与信息工程学院, 天津 300072)

摘要:提出了一种应用于电动汽车一体化充电系统中的单相PWM整流有源滤波的控制方法,以抑制充电中单相整流电路的直流电压二次纹波。在单相电网电压充电时,这种控制方法能通过控制电机驱动器电路,复用其中的两相同时进行单相整流和有源滤波,在实现整流器单位功率因数运行、稳定输出直流电压的同时,减小直流侧电压的二次纹波,减小网侧输入电流的总谐波畸变率。对单相整流直流侧电压二次纹波的产生机理、有源滤波电路的拓扑结构、单相整流和有源滤波的控制原理和方法进行了详细地分析。最后搭建输入电压峰值110 V,输出直流电压220 V,负载等效电阻100 Ω 的仿真模型,通过仿真和实验结果验证了所提控制方法的可行性。

关键词:单相PWM整流;二次纹波抑制;网侧电流畸变;电动汽车一体化充电系统

中图分类号:TM461

文献标识码:A

DOI:10.19457/j.1001-2095.dqcd21019

A Novel Active Power Filter Method for Single-phase Rectifiers in Charging Systems for Electric Vehicles

HUO Xianxu¹, XIANG Tianchun¹, LI Shupeng¹, BI Yuxuan²

(1. *Electronic Power Research Institute, State Grid Tianjin Electronic Power Company,*

Tianjin 300384, China; 2. *School of Electrical Information and Engineering,*

Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: A novel active power filter control method for DC-side secondary ripple voltage suppression in the integrated charging system of the electric vehicles (EVs) on single-phase pulse width modulation (PWM) active rectifiers was proposed. When a single-phase power grid was connected to charge the battery of EVs, the motor drive circuit with the proposed control method was used as a single-phase rectifier, and the two-phase drive circuits were multiplexed for single-phase rectification and active power filtering, and thus unit power factor and lower current total harmonic distortion (THD) in the grid side and minimized ripple voltage in the DC-side could be achieved. The generation mechanism of secondary ripple voltage in the DC side of the single-phase rectifier, the topology of active filter circuit, the control methods of single-phase rectification and active filtering were analyzed in detail. Finally, a simulation model with 110 V input voltage peak value, 220 V output DC voltage and 100 Ω equivalent load resistance was built. The feasibility of the proposed control method was verified by simulation and experiment results.

Key words: single-phase pulse width modulation (PWM) rectifier; secondary ripple voltage suppression; grid side current total harmonic distortion (THD); integrated charging system for electric vehicles (EVs)

近年来,随着化石燃料减少等能源危机的出现和大气污染等环境问题的加剧,使用新能源的分布式发电得到了越来越多的应用^[1-3]。其中,小容量分布式电源构成的微网,由于其能源利用率高、安装方便灵活等优势获得了更多的关注^[4-7]。

直流微电网结构如图1所示。在直流微电网中,电动汽车作为一种常见用户^[8-9],其充电系统

的相关研究受到了广泛的关注^[10]。其中单相PWM整流器由于其高效率、小体积、低成本和高可靠性的优点,在电动汽车充电系统中得到了广泛的应用^[11-13]。而当直接接入交流单相电网时,电动汽车通过使用一体化充电系统,使单相整流器由电动汽车电机驱动器复用得到。但单相整流器工作时,其直流母线上产生的电压二次纹波

基金项目:国家电网天津市电力公司电力科学研究院科技项目(KJ18-1-13)

作者简介:霍现旭(1977—),男,博士,高级工程师,Email:hulxianxu@163.com

会给充电系统带来诸多危害^[14]。

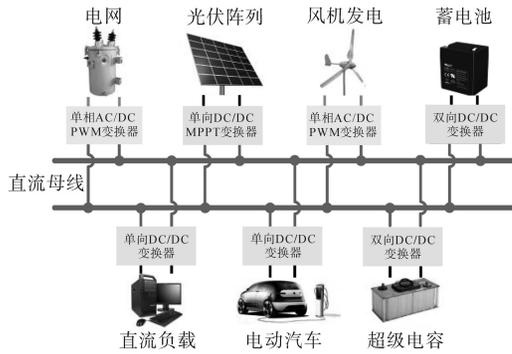


图1 直流微电网结构图

Fig.1 Structure diagram of the DC microgrid

电动汽车使用单相电网给动力电池充电时,直流充电电压的二次纹波会使电池发热,降低充电效率并损害电池寿命^[15],也相应的会影响充电时电动汽车上散热风扇、空调等电机驱动系统的性能^[16-18]。而在网侧,由于直流侧二次纹波经控制系统负反馈进入控制环中,网侧电流会相应产生畸变,影响网侧电能质量。由于以上问题,电动汽车充电系统中,单相PWM整流直流侧电压二次纹波抑制已逐渐成为国内外学者的研究热点。

由于无源滤波存在体积大、功率密度低等缺点^[19-20],在实际应用中一般选用有源滤波方式来抑制直流侧电压的二次纹波。文献[21-22]在传统控制方法的基础上进行了改进,避免了传统有源滤波控制方案的谐振问题。文献[8]对一种已有的有源滤波拓扑提出了新的控制方法,但这种控制方法需要在三相输入都有电感时才能够适用。文献[23]仅使用1个H桥,同时使用2个电容对称连接在交流电源两端,此时2个半桥均复用做PWM整流和有源滤波,这种方法会使得开关管的电流应力大于单相PWM整流时的电流应力。

本文提出了一种可应用于电动汽车一体化充电系统中的单相整流有源滤波方法。这种方法使用电机驱动器的三相半桥作为整流器用于单相整流。通过采用所提出的控制方法,在实现输入电流跟随电网电压正弦变化、功率因数接近于1、电流总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)相较不使用有源滤波可得到改善的同时,能得到稳定的直流输出电压且电压二次纹波明显减小。而通过复用2个半桥,相较于传统有源滤波拓扑,可进一步简化电路并降低充电器成本。本文首先分析了单相PWM整流的直流电压二次纹波的产生机理及有源滤波器的拓扑结构;

然后就所提出的有源滤波控制方法的运行原理进行分析和推导;最后进行仿真模型的搭建,结果分析验证所提方法的正确性和有效性。

1 有源滤波拓扑推导及原理分析

1.1 单相整流直流侧电压二次纹波产生机理

传统的单相PWM整流器拓扑如图2所示。

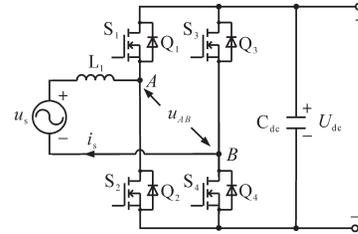


图2 传统单相PWM整流器拓扑结构

Fig.2 The rectifier topology of the traditional single-phase PWM

设电网侧交流电压 u_s 为理想的正弦波,角频率为 ω ,交流侧输入电流 i_s 也无畸变,则可表示为

$$u_s = U_s \sin(\omega t) \quad (1)$$

$$i_s = I_s \sin(\omega t - \varphi) \quad (2)$$

式中: U_s, I_s 分别为电网输入电压、输入电流的幅值; φ 为交流输入电压电流的相位差,即功率因数角。

由式(1)、式(2)可得交流侧的瞬时输入功率 P_{grid} 如下式:

$$P_{grid} = u_s i_s = \frac{U_s I_s - U_s I_s \cos(2\omega t - \varphi)}{2} \quad (3)$$

由式(3)可知, P_{grid} 可分为直流功率分量 P_{g1} 和二次脉动功率分量 $P_{g2\omega}$:

$$P_{g1} = \frac{1}{2} U_s I_s \quad (4)$$

$$P_{g2\omega} = -\frac{1}{2} U_s I_s \cos(2\omega t - \varphi) \quad (5)$$

直流分量即为输入功率的有功部分;二次分量则为瞬时无功。

将开关管等同为理想开关管时,可得到功率平衡方程如下:

$$P_{grid} = C_{dc} \frac{dU_{dc}}{dt} + \frac{U_{dc}^2}{R_L} \quad (6)$$

式中: R_L 为直流侧电阻负载。

将式(6)代入式(3),设 $t=0$ 时,输入功率 P_{grid} 的初值为 P_0 ,输出电压的初值为 U_{dc0} ,可得直流侧电压 U_{dc} 的表达式为

$$U_{dc} = \sqrt{R_L P_{grid} + \sqrt{R_L^2 P_{grid}^2 - (U_{dc0}^4 + 2R_L P_0 U_{dc0}^2)}} \quad (7)$$

对 U_{dc} 进行傅里叶分析后可知,由于二次脉动功率的存在,直流侧电压中会产生二次纹波。

为了抑制直流电压的二次纹波、降低功率损耗和提高系统的功率密度,一般采取电容储能型滤波。由于电容的容抗明显大于电路中电感的感抗,一般为计算方便忽略掉电感所吸收的二次脉动功率。此时要求滤波电容能吸收交流侧输入的二次脉动功率,即

$$P_{Cs} = -P_{g2\omega} \quad (8)$$

当滤波电容功率满足式(8)时,可实现单相PWM整流直流侧电压的二次纹波抑制。

1.2 单相整流有源滤波拓扑推导

电动汽车一体化充电系统工作原理如图3所示。

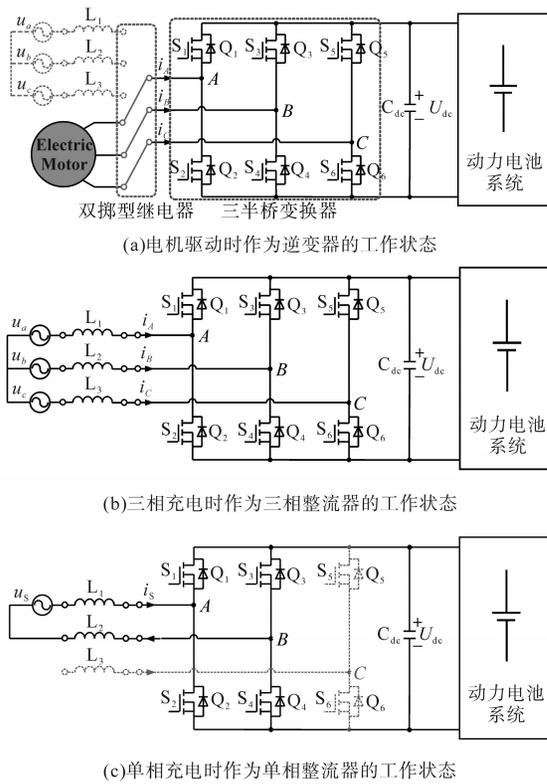


图3 电动汽车一体化充电系统工作原理

Fig.3 Working principle for the integrated charging system of electric vehicles (EVs)

由图3可知,电动汽车驱动器由A,B,C 3个半桥组成,且不同模式下各半桥的工作情况各有不同。但如前文分析,在单相整流模式工作时,整流器直流侧会产生二次纹波,因而需要进一步改进单相充电时的整流器拓扑及相应控制结构。

传统的单相整流有源滤波拓扑如图4所示。在传统的有源滤波电路中,A,B半桥用于单相PWM整流,从而使输入电流能跟随输入电压正弦变

化,功率因数接近为1,同时输出稳定的直流电压;C,D半桥用于直流输出电压的二次纹波抑制,通过控制C,D两桥,使电容 C_1 中储存的能量变化,当满足式(8)时,即可实现输出电压的二次纹波抑制。

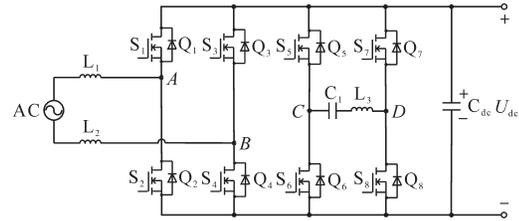


图4 传统的单相整流有源滤波拓扑

Fig.4 The topology of the traditional single-phase active power filter

本文使用的有源滤波拓扑将图3中的B,C两相合并。合并后的B相同时要用于单相PWM整流和直流电压二次纹波抑制。此拓扑较传统方法减少了一个桥臂,在硬件成本降低的同时,减少了开关管的开关损耗,提高了变换器的效率和稳定性。对图4中的拓扑进行简化,合并中间2个半桥,得到如图5所示的拓扑,A相仅用于单相PWM整流;B,C两相均复用于单相PWM整流和有源滤波。

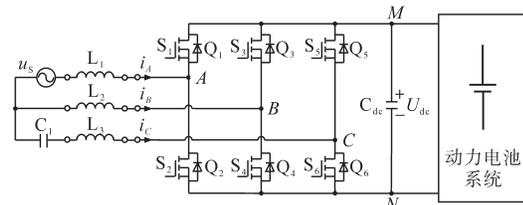


图5 电动汽车单相整流充电时的有源滤波拓扑

Fig.5 The active filter topology for single-phase rectifying charging system of EVs

本文采用的有源滤波拓扑可看作是在三相PWM整流系统的基础上,加入1个储能电容,但不同的是,在三相PWM整流器中,三相电网电源对称且均能输入有功功率;而在此有源滤波电路中,只有一相能输入有功功率。本文所提出的控制方法通过控制滤波电容 C_1 的电压,可使无功功率被电容吸收,从而达到抑制直流侧二次纹波的目的。

2 有源滤波拓扑控制策略

2.1 单相整流控制策略

如上所述,拓扑可分为两部分,即单相PWM整流和直流侧二次纹波抑制两部分,控制方法也

对应为整流和二次纹波抑制两部分。图6为图5中的有源滤波拓扑的等效电路。图6中, L_1, L_2, L_3 分别为三相输入电感; u_{AN}, u_{BN}, u_{CN} 分别为三相半桥中点对直流输出负极 N 点的电压。

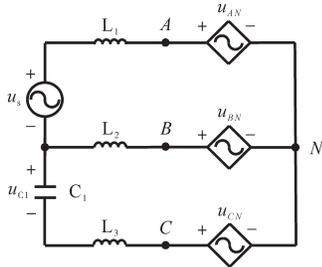


图6 有源滤波拓扑等效电路

Fig.6 Equivalent circuit of the active power filter topology

系统的首要控制目标是实现直流侧电压的可控输出及输入侧功率因数为1,所提出的控制方法单相整流部分采用传统的电压、电流双环控制策略,控制框图如图7所示,此时单相整流拓扑的等效电路如图8所示,其对应的电路方程如下:

$$u_s - L_1 \frac{di_s}{dt} = u_{AB} \quad (9)$$

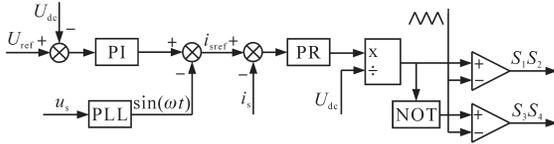


图7 传统单相PWM整流控制框图

Fig.7 The block diagram of the traditional single-phase PWM rectifier control

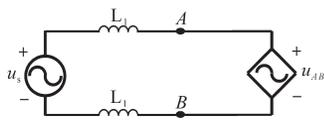


图8 传统单相PWM整流拓扑等效电路

Fig.8 Equivalent circuit for the topology of the traditional single-phase PWM rectifier

图7中电压环通过PI调节直流电压与直流给定电压的差值为0,从而实现稳定的直流电压输出。电压环PI输出1个电流给定幅值,通过乘以经锁相环得到的、与电网输入电压相位相同的幅值为1的相位量,得到交流输入电流的给定值,即 i_{sref} 。电流环采用准比例谐振(proportional resonant, PR)控制器,利用准PR调节器对特定频率交流信号的高增益,可实现输入交流电流跟随给定值,且无稳态误差,从而实现输入侧功率因数接近于1。

2.2 有源滤波控制策略

设有源滤波理想情况下电容电压 u_{C1} 表达式为

$$u_{C1} = a \sin(\omega t) + b \cos(\omega t) \quad (10)$$

式中: a, b 分别为电容电压 u_{C1} 的 $\sin(\omega t)$ 项和 $\cos(\omega t)$ 项的幅值给定量。

则 i_{C1} 对应为下式:

$$i_{C1} = C_1 \frac{du_{C1}}{dt} = -\omega C_1 b \sin(\omega t) + \omega C_1 a \cos(\omega t) \quad (11)$$

则可得储能电容的功率 P_{C1} 为

$$P_{C1} = u_{C1} i_{C1} = P_{\sin} \sin(2\omega t) + P_{\cos} \cos(2\omega t) \quad (12)$$

其中

$$\begin{cases} P_{\sin} = 0.5\omega C_1 (a^2 - b^2) \\ P_{\cos} = \omega C_1 ab \end{cases}$$

通过式(8)可得:

$$\begin{cases} P_{\sin} = 0 \\ P_{\cos} = \frac{1}{2} U_s I_s \end{cases} \quad (13)$$

同时 a, b 的表达式设置如下:

$$a = -b = \sqrt{0.5 \frac{U_s I_s}{\omega C_1}} \quad (14)$$

根据式(14)可得到对应电容电压 u_{C1} 的表达式为

$$u_{C1} = \sqrt{0.5 \frac{U_s I_s}{\omega C_1}} \sin(\omega t) - \sqrt{0.5 \frac{U_s I_s}{\omega C_1}} \cos(\omega t) \quad (15)$$

在每个控制周期中,都可将储能电容视为一个电压源。则可得到有源滤波拓扑结构的等效电路,及其整流部分、有源滤波部分的工作模式,如图9所示。由图9可得到整流下的等效电压 u_{cm} 和有源滤波下的等效电压 u_{dm} 满足如下关系:

$$u_{cm} - 0.5u_{dm} = u_{AN} - u_{BN} - u_s \quad (16)$$

$$u_{dm} = u_{BN} - u_{CN} - u_{C1} \quad (17)$$

且对应设置 $u_{AN} = -u_{BN}$ 则可得:

$$\begin{cases} u_{AN} = 0.5u_{cm} - 0.25u_{dm} + 0.5u_s \\ u_{BN} = -0.5u_{cm} + 0.25u_{dm} - 0.5u_s \\ u_{CN} = -0.5u_{cm} - 0.75u_{dm} + 0.5u_s - u_{C1} \end{cases} \quad (18)$$

把电容 C_1 也视为电压源时,则对应可得到控制框图如图10所示。

图10中, u_{cm} 对应的控制原理图同传统单相PWM整流相似,而 u_{dm} 对应的控制原理图如图11所示。

以式(15)的计算结果作为电容电压给定值,

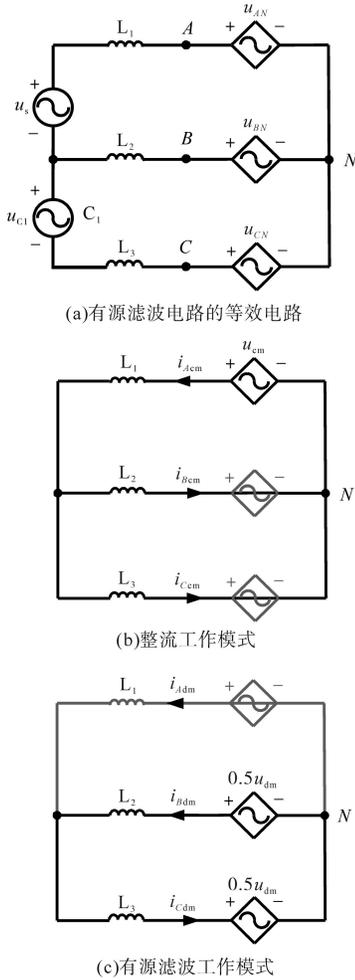


图9 有源滤波拓扑结构的等效电路及其工作模式
Fig.9 Equivalent circuit of the active power filter topology and its working modes

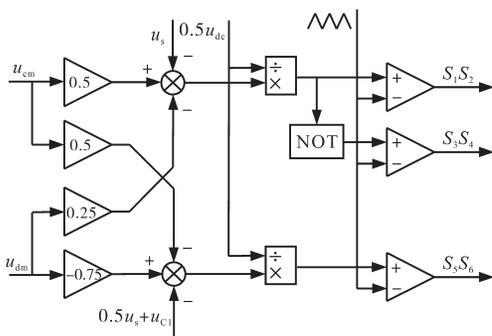


图10 有源滤波控制框图
Fig.10 Block diagram of the active power filter control

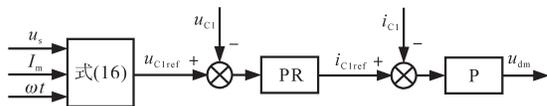


图11 有源滤波分量 u_{dm} 的控制框图
Fig.11 Control block diagram of u_{dm}

在控制环中,使用电压电流环控制,以达到良好的控制效果。

3 仿真与实验结果分析

在所提出的单相PWM整流的直流侧二次纹波抑制控制方法仿真中,使用的是理想开关器件,其余参数设计如下:电网侧输入电压峰值 $U_s=110\text{ V}$,整流器直流电压给定 $U_{dref}=220\text{ V}$,A相电感 $L_1=4\text{ mH}$,B相电感 $L_2=4\text{ mH}$,C相电感 $L_3=4\text{ mH}$,储能电容 $C_1=150\text{ }\mu\text{F}$,直流稳压电容 $C_{de}=200\text{ }\mu\text{F}$,开关频率 $f_s=10\text{ kHz}$;直流侧等效负载电阻 $R_L=100\text{ }\Omega$ 。

3.1 未采用有源滤波方法的单相整流仿真

在未采用有源滤波方法下,采用传统单相PWM整流拓扑时的输入输出仿真波形如图12所示。

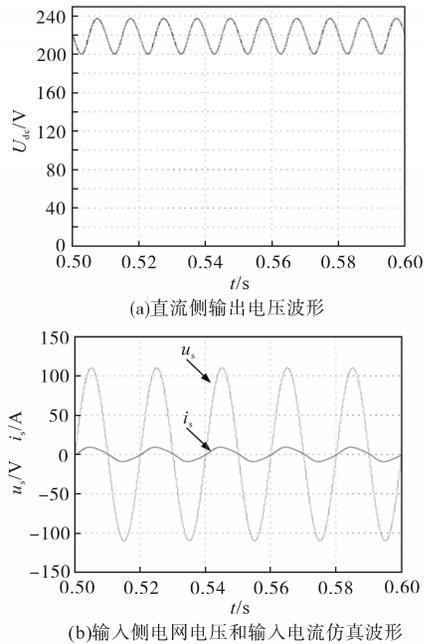


图12 未采用有源滤波方法单相PWM整流电路的仿真波形
Fig.12 Simulation waveforms of the single-phase PWM rectifier without active power filter

由图12可见,未采用有源滤波方法时,单相整流器能实现输出给定的直流电压,并实现输入电压电流的相位差接近于0。但是,在直流侧输出电压的平均值 $U_{dc}=219.464\text{ V}$ 时,其输出电压的纹波为 $\Delta U_{dc}=37.558\text{ V}$,输出电压波动较大,占给定输出电压的17.07%。输入电流虽然能实现跟随输入电压相位,但其畸变较大,THD=7.72%。其傅里叶分析图如图13所示。

由图13可知,输入电流的三次谐波较大,使得电流发生畸变。由于在单相PWM整流的控制

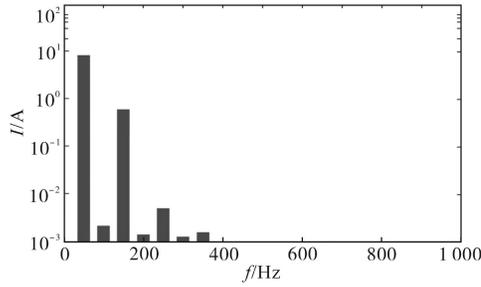


图13 未采用有源滤波时输入电流的傅里叶分析
Fig.13 FFT analysis of the input current without active power filter

回路中,输入电流的幅值给定是由直流输出电压的误差信号经PI调节得到的,当直流电压二次脉动较大时,直流电流的幅值量给定值中会相应的引入二次脉动。输入电流的给定值是由锁相环产生的电网电压的 $\sin(\omega t)$ 和电压环PI输出相乘得到的,因而会使得电流给定值中含有三次谐波分量,导致电网电流畸变。而一般电网要求用户的输入交流电流THD在5%以内,可见此时电流畸变过大,不满足电网要求。

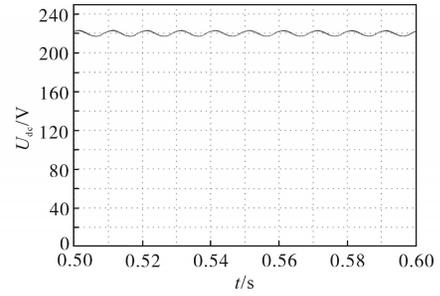
3.2 采用传统的有源滤波方法的单相整流仿真

采用如图4所示的传统有源滤波方法的单相PWM整流的输入输出仿真波形如图14所示。由图14a可知,传统的有源滤波电路具有直流侧电压纹波抑制功能,电压纹波为 $\Delta U_{dc}=10.732\text{ V}$ 。由图14b可知,输入电流能跟随输入电压正弦变化,同时输入电流的傅里叶分析如图15所示。由图15可知,电流的THD=3.924%,电流控制效果较未采用有源滤波方法有了明显的改善。

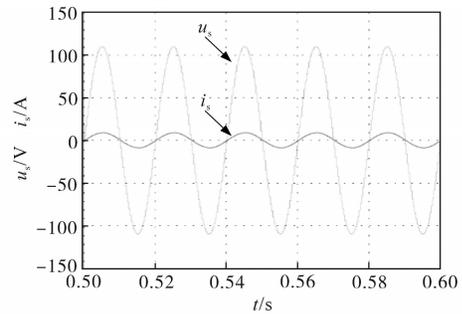
3.3 采用所提出的有源滤波方法的单相整流仿真

采用所提出的有源滤波方法的单相PWM整流的输入输出仿真波形如图16所示。由图16a可知,电路直流侧能输出稳定的直流电压,且此时电压纹波仅为 $\Delta U_{dc}=5.382\text{ V}$ 。输出电压的纹波明显小于未应用有源滤波时,也小于采用传统的有源滤波方法时的纹波,仅占输出电压的2.45%,是未使用有源滤波时的纹波的0.15倍。

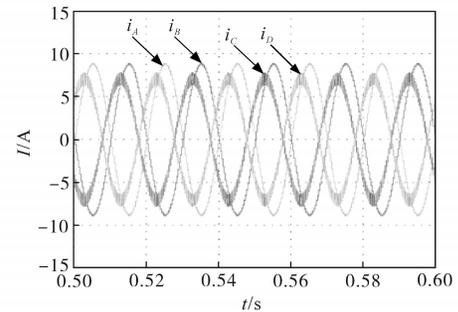
由图16b可知,输入电流能跟随输入电压变化,实现功率因数接近于1。其输入电流的傅里叶分析如图17所示,电流的THD=1.289%<5%,满足电网对用户的要求。图17中,电流三次谐波从未采用有源滤波时的0.657 A减小至0.082 0 A,电流的THD显著减小。与本节中的分析一致,输出电压的二次纹波减小导致电流的三次谐波减小,进而使得输入电流的THD减小。而本文所提



(a)直流侧输出电压波形



(b)输入侧电网电压和输入电流仿真波形



(c)A,B,C,D单相输入电流波形

图14 采用传统有源滤波方法单相PWM整流电路仿真波形

Fig.14 Simulation waveforms of the single-phase PWM rectifier with the traditional active power filter

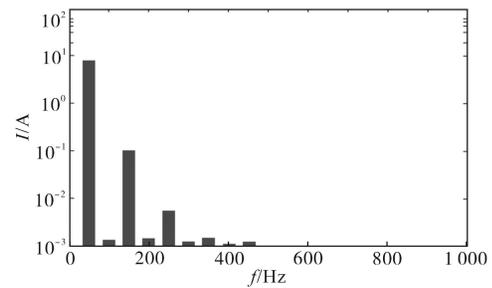


图15 采用传统有源滤波方法输入电流的傅里叶分析

Fig.15 FFT analysis of the input current with the traditional active power filter

出的有源滤波方法的输入电流谐波分量相比于传统有源滤波方法也有所减小。

由图16c可知,相比于传统单相有源滤波拓扑,A相半桥的电流应力不变,但由于省去了D相半桥,同时B,C两相的电流应力减小,可见所提出的有源滤波控制方法可在节省充电器成本的

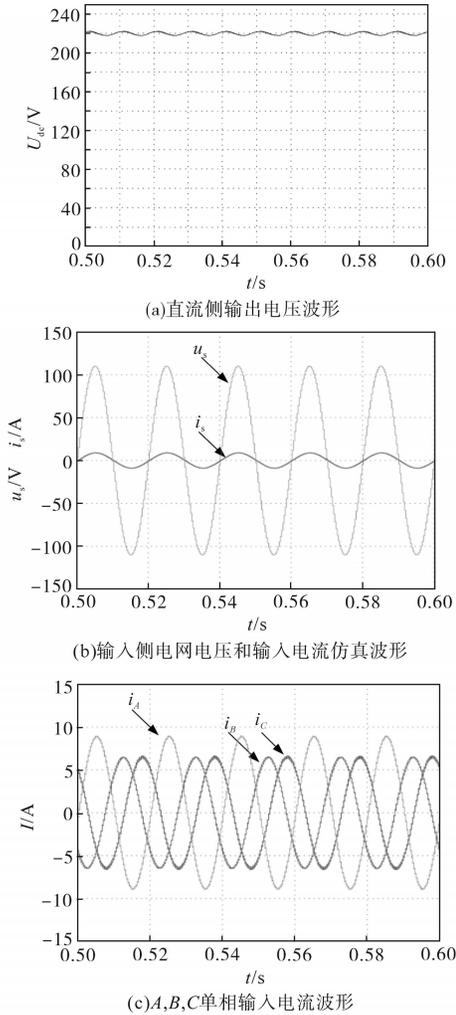


图16 采用有源滤波方法单相PWM整流电路的仿真波形

Fig.16 Simulation waveforms of the single-phase PWM rectifier with the proposed active power filter

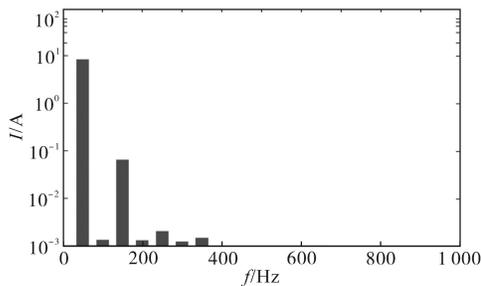


图17 采用有源滤波方法输入电流的傅里叶分析

Fig.17 FFT analysis of the input current with the proposed active power filter

同时,降低电路的损耗。

3.4 实验结果分析

依照仿真所设置的参数,本文进行实验以验证所提出的有源滤波方法的性能。为验证其直流侧二次纹波抑制性能,在相同参数下进行了与未使用有源滤波方法的单相整流实验作为对比,实验对比结果如图18所示。本文实验系统中输

入电压有效值为110V。

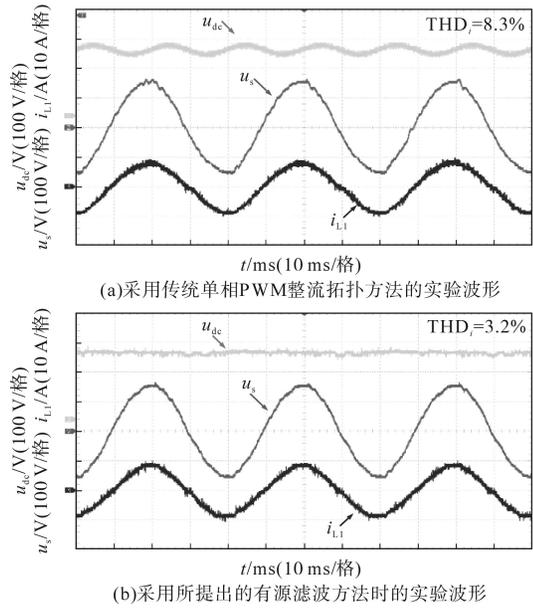


图18 两种控制方法实验波形对比

Fig.18 Experimental waveforms contrast of the two methods

由图18可见,采用传统的单相PWM整流拓扑时,功率因数 PF 为0.996, $THD_i=6.7%$,直流输出电压的二次脉动 Δu_{dc} 约为55V。当采用所提出的有源滤波拓扑时,功率因数 PF 增加至0.998, THD_i 减少到2.8%,且此时直流输出电压的低频波动 Δu_{dc} 约减小到10V。图19为额定负载时,采用和未采用有源滤波方法的两种整流器输入电流的傅里叶分析。与传统单相整流拓扑相比,采用本文所提出的有源滤波拓扑时,输入电流的三次

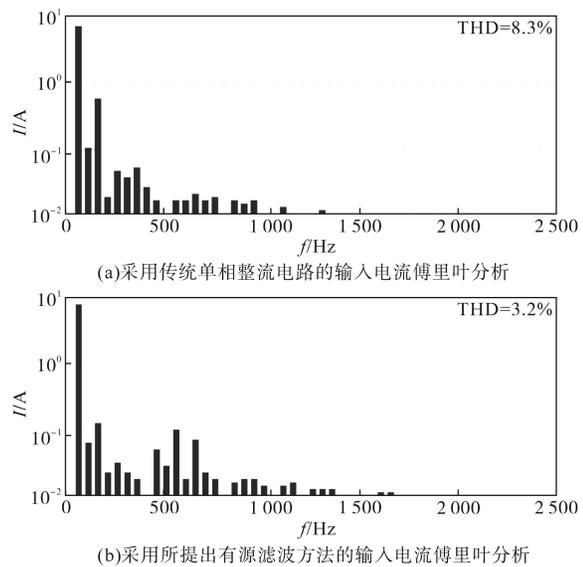


图19 两种方法的输入电流傅里叶分析对比

Fig.19 FFT analysis contrast of the input current with the two methods

谐波电流分量减少了50%以上,故此输入电流的总谐波畸变率减小了5.1%。可见,本文所提出的有源滤波方法可实现直流侧二次纹波抑制功能,同时降低输入电流的THD,提高整流器的网侧电能质量。

4 结论

本文在传统的单相有源滤波电路的基础上,分析使用了一种新型有源滤波拓扑并提出相应的控制方法,用于单相PWM整流的直流电压的二次纹波抑制。这种控制方法能实现通过复用半桥,控制电容储能,同时完成PWM整流和有源滤波。能实现输入电流跟随输出电压呈正弦且功率因数接近于1变化,输出稳定的直流电压,并能显著减小输出电压纹波。与此同时,减小输入电流畸变,改善网侧输入电流的THD。本文中搭建的仿真模型所得出的仿真和实验结果验证了所提控制方案原理的正确性和有效性。因此,本文所提出的有源滤波控制方法可以用于单相PWM整流的直流输出电压二次纹波的抑制。

参考文献

- [1] 王成山,肖朝霞,王守相. 微网综合控制与分析[J] 电力系统自动化,2008,32(7):98-103.
- [2] Lasseter R, Paigi P. Microgrid: a conceptual solution[C]//IEEE Power Electronics Specialists Conference, IEEE, 2004: 4285-4290.
- [3] 王成山,郑海峰,谢莹华,等. 计及分布式发电的配电系统随机潮流计算[J]. 电力系统自动化,2005,29(24):39-44.
- [4] Katiraei F, Irvani M R, Lehn P W. Micro-grid autonomous operation during and subsequent to islanding process[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, 20(1):248-257.
- [5] 袁越,李振杰,冯宇,等. 中国发展微网的目的方向前景[J]. 电力系统自动化,2010,34(1):59-63.
- [6] Ghosh R, Narayanan G. A single-phase Boost rectifier system for wide range of load variations[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(2):470-479.
- [7] Miranda U A, Rolim L G B, Aredes M. A $d-q$ synchronous reference frame current control for single-phase converters[C]// IEEE Power Electronics Specialists Conference, IEEE, 2005: 1377-1381.
- [8] Li H, Zhang K, Zhao H, *et al.* Active power decoupling for high-power single-phase PWM rectifiers[J] IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(3): 1308-1319.
- [9] Gong Y, Wang Z, Zhang Z. New energy vehicles lightweight approach and its evaluation[J] Automobile Applied Technology, 2017(1):5-6.
- [10] Salina A R, Zhang N, Zhu J C. A comparative analysis of fuel economy and emissions between a conventional HEV and the UTS PHEV [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(1):44-54.
- [11] Pahlevani M, Jain P. A fast DC-bus voltage controller for bidirectional single-phase AC/DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(8):4536-4547.
- [12] Eghtedarpour N, Farjah E. Power control and management in a hybrid AC/DC microgrid[J] IEEE Transactions on Smart Grid, 2014, 5(3):1494-1505.
- [13] 冯勇,王辉,梁晓. 纯电动汽车电池管理系统研究与设计[J]. 测控技术,2010,29(9):54-57.
- [14] Deng Z, Song W. Inductance sensitivity analysis of model predictive direct current control strategies for single-phase PWM converters[C]// Future Energy Electronics Conference, IEEE, 2015:1-6.
- [15] Wu H, Wong S, Tse C, *et al.* Control and modulation of bidirectional single-phase AC-DC three-phase-leg SPWM converters with active power decoupling and minimal storage capacitance [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(6): 4226-4240.
- [16] Hui S Y, Li S N, Tao X H, *et al.* A novel passive offline LED driver with long lifetime[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(10):2665-2672.
- [17] Ohnuma Y, Orikawa K, Itoh J I. A single-phase current-source PV inverter with power decoupling capability using an active buffer[C]//Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE, 2013:3094-3101.
- [18] Shimizu T, Jin Y, Kimura G. DC ripple current reduction on a single-phase PWM voltage-source rectifier[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36(5):1419-1429.
- [19] Harb S, Mirjafari M, Balog R S. Ripple-port module-integrated inverter for grid-connected PV applications[C]//Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE, 2012: 2692-2698.
- [20] Shimizu T, Fujita T, Kimura G, *et al.* A unity power factor PWM rectifier with DC ripple compensation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997, 44(4):447-455.
- [21] Chao K H, Cheng P T, Shimizu T. New control methods for single phase PWM regenerative rectifier with power decoupling function[C]//Power Electronics and Drive Systems, International Conference on. IEEE, 2009:1091-1096.
- [22] Qi W, Wang H, Tan X, *et al.* A novel active power decoupling single-phase PWM rectifier topology[C]// Applied Power Electronics Conference and Exposition, IEEE, 2014:89-95.
- [23] Yao W, Wang X, Zhang X, *et al.* A unified active damping control for single-phase differential mode buck inverter with LCL-filter[C]//2015 IEEE 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), Aachen, 2015:1-8.

收稿日期:2019-10-20

修改稿日期:2019-11-11