

DOI:10.12158/j.2096-3203.2019.04.025

能量回馈单元中双载波 SVPWM 环流抑制研究

吕广强, 顾星

(南京理工大学自动化学院, 江苏 南京 210094)

摘要:变频器能量回馈装置可实现将电机再生制动的能量从变频器的直流母线回馈到交流电网中,但是由于能量回馈装置与变频器的二极管整流桥并联这一特殊结构,使得能量回馈装置运行时系统内部容易产生环流,导致变流器损耗增加,降低系统效率。通过对环流产生时的等效电路进行分析,得出环流大小主要与零开关矢量有关,进而提出一种双载波空间电压矢量控制(SVPWM)方法,通过该方法来改变逆变器的开关状态,使得逆变器不输出零矢量来抑制环流。该方法不需要增加额外硬件成本,且能有效抑制环流。仿真和实验结果表明了该方法的有效性。

关键词:能量回馈;双载波 SVPWM;变频器;环流;零矢量

中图分类号:TM761

文献标志码:A

文章编号:2096-3203(2019)04-0165-06

0 引言

在通用变频器控制的电机系统中,对再生制动能量的处理的传统方式是电阻耗能制动,而利用能量回馈方式则最为经济。由于能量回馈单元与变频器的二极管不控整流桥并联,系统内部存在环流的风险,增加变频器损耗,降低系统效率。通常,对于零序环流的抑制研究主要涉及多逆变器并联的环流形式^[1],可通过反馈的形式^[2-4]对多逆变器的并联环流进行抑制。文献[5-7]的方法增加了硬件成本且控制相对复杂。文献[8]在电压电流双闭环外引入虚拟电阻环节来实现并联逆变器的均流控制,从而抑制环流,均流控制不适用于能量回馈单元的单个逆变器。文献[9-11]提出了无差拍与空间电压矢量控制(space vector pulse width modulation, SVPWM)结合的控制策略来实现环流抑制。

相对于多逆变器并联及多模块化环流问题的研究^[12-18],针对能量回馈单元的环流问题的研究较少。和传统的环流研究对象不同,能量回馈单元的环流问题针对单个并网逆变器。在多逆变器并联电路中,直流侧公用交流侧并联的三相 PWM 变流器给环流提供了潜在的环流路径^[19-22],而在变频器与能量回馈装置并联的电路中,也存在类似的环流通路。

针对 PWM 整流器的能量回馈装置环流产生的原因,提出了一种双载波 SVPWM 控制策略,使得三相开关状态中不存在零开关矢量,实现对环流的抑制。在不需要增加额外硬件成本的基础上,实现了

能量回馈单元环流的最小化且具有响应快、环流抑制效果明显等特点。

1 环流分析

1.1 环流产生的原因

通用变频器能量回馈系统的结构如图 1 所示。变频器输入侧接电网,输出侧接电机。能量回馈装置输入侧与变频器公用直流母线连接,输出侧与变频器为并联结构,当变频器和回馈单元同时运行时,若控制不当,就存在如图 1 中箭头所示的潜在环流路径。在能量回馈装置运行出现电流不均时,会在回馈装置与变频器的整流桥之间形成环流。

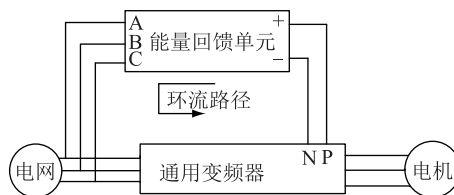


图 1 变频器能量回馈系统结构

Fig.1 The structure of energy feedback system

图 2 为变频器二极管不控整流桥的拓扑结构,图中 E_a 为 A 相电网电压矢量; U_{VD1} , U_{VD4} 分别为二极管 VD1、VD4 两端的反向压降; U_{N0} 为 N 点相对于电网中性点 O 的电压。对于三相对称电网电压矢量以及能量回馈单元的开关函数,如式(1)和式(2)所示。

$$\begin{cases} E_a = E_m \sin\theta \\ E_b = E_m \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ E_c = E_m \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (1)$$

收稿日期:2019-02-20;修回日期:2019-04-17

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51807092)

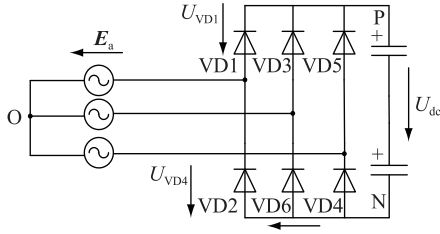


图2 变频器二极管整流桥

Fig.2 The diode rectifier of inverter

$$S_{i(i=a,b,c)} = \begin{cases} 1 & \text{上桥臂导通, 下桥臂关断} \\ 0 & \text{上桥臂关断, 下桥臂导通} \end{cases} \quad (2)$$

式中: E_a, E_b, E_c 为三相交流电源的相电压; θ 为电网电压相位角; S_i 为三相开关函数。

以 A 相为例对环流进行分析。由图 2 可得整流桥二极管 VD1 和 VD4 的电压方程为:

$$\begin{cases} U_{VD1} + E_a - U_{NO} - U_{dc} = 0 \\ E_a - U_{NO} - U_{VD4} = 0 \end{cases} \quad (3)$$

根据三相 PWM 整流器的数学模型及三相电压电压矢量, 对式(3)进一步转化可得:

$$\begin{cases} U_{VD1} = \frac{3 - S_a - S_b - S_c}{3} U_{dc} - E_m \sin\theta \\ U_{VD4} = E_m \sin\theta + \frac{S_a + S_b + S_c}{3} U_{dc} \end{cases} \quad (4)$$

若 $U_{VD1} < 0$, 则二极管 VD1 导通; 若 $U_{VD4} < 0$, 则二极管 VD4 导通。由式(4)可知, 二极管 VD1 和 VD4 的反向压降 U_{VD1} 和 U_{VD4} 受能量回馈装置功率开关器件的三相开关函数 S_i 和 θ 的影响。

在能量回馈装置中, 若采用传统的单载波 SVPWM 方法, 随着逆变器三相开关状态和电网相位角的变化, U_{VD1} 、 U_{VD4} 存在小于 0 的情况。一旦二极管 VD1 或 VD4 导通, 变频器二极管整流桥的输入侧将有电流流过, 形成系统环流。

1.2 环流影响因素分析

当二极管 VD1 导通时, 能量回馈装置的等效电路如图 3 所示。根据该等效电路, 可写出其电压方程为:

$$\begin{cases} S_a U_{dc} = L \frac{di_a}{dt} + U_a + U_{ON} \\ S_b U_{dc} = L \frac{di_b}{dt} + U_b + U_{ON} \\ S_c U_{dc} = L \frac{di_c}{dt} + U_c + U_{ON} \\ U_{dc} = -L_D \frac{di_{D1}}{dt} + U_a + U_{ON} \end{cases} \quad (5)$$

同时由基尔霍夫电流定律可得:

$$i_a + i_b + i_c - i_{D1} = 0 \quad (6)$$

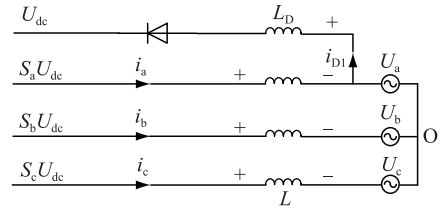


图3 环流发生时二极管 VD1 导通等效电路

Fig.3 The current-circulating equivalent circuit when diode VD1 is conducting

定义 $S_s = S_a + S_b + S_c$ 为开关函数, 并令 $k = L/L_D$, 进一步可得:

$$U_{ON} = \frac{S_s U_{dc} + k U_{dc} - k U_a}{k + 3} \quad (7)$$

定义能量回馈装置的环流为:

$$i_s = i_a + i_b + i_c \quad (8)$$

当二极管 VD1 导通 ($i_s > 0$) 时, 能量回馈装置环流的变化率可表示为:

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{k}{k + 3} \times \frac{S_s U_{dc} - 3U_{dc} + 3U_a}{L} \quad (9)$$

同理, 二极管 VD2 ($i_s < 0$) 导通时, 环流的变化率为:

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{k}{k + 3} \times \frac{S_s U_{dc} + 3U_c}{L} \quad (10)$$

综上所述可知环流的变化率为:

$$\frac{di_s}{dt} = \begin{cases} \frac{k}{k + 3} \times \frac{S_s U_{dc} - 3U_{dc} + 3U_a}{L} & i_s > 0 \\ \frac{k}{k + 3} \times \frac{S_s U_{dc} + 3U_c}{L} & i_s < 0 \end{cases} \quad (11)$$

由上式可知, 当 $i_s > 0$ 且 $S_s = 3$ 时, 能量回馈装置的环流变化率为正值且最大, 此时环流在迅速增加; 当 $i_s > 0$ 且 $S_s = 0$ 时, 能量回馈装置的环流变化率为负值且最小, 此时环流在迅速减小; 当 $i_s < 0$ 且 $S_s = 3$ 时, 能量回馈装置的环流变化率为正值且最大, 此时环流在迅速增加; 当 $i_s < 0$ 且 $S_s = 0$ 时, 能量回馈装置的环流变化率为负值且最小, 此时环流在迅速减小。

因此, 在能量回馈单元 PWM 调制过程中使得 $S_s = 0$ 或 3 的开关矢量(零矢量)不出现, 可以有效减少能量回馈装置环流的大小。

2 双载波环流抑制策略

为了改变在每个开关周期内 6 个扇区内空间电压矢量序列, 文中在传统 SVPWM 调制策略的基础上引入双载波调制策略^[23]。该调制策略是将传统 SVPWM 调制策略的调制环节使用的三角载波由单

一的三角载波换成 2 个三角载波,并且规定这 2 个三角载波幅值相等,相位互差 180° ,分别称为正向三角载波 U_c 和负向三角载波 U'_c 。

正向三角载波和负向三角载波与三相调制波的比较方法为:在任意时刻,对三相调制波瞬时值的大小进行比较,大小处于中间的那相调制波与正向三角载波 U_c 进行比较,而最大和最小两相调制波则与负向三角载波 U'_c 进行比较,其对应关系如表 1 所示。其中 $T_{cm1}, T_{cm2}, T_{cm3}$ 分别为不同扇区内 A、B、C 三相对应的开关时间。

表 1 三相调制波与双载波对应关系

Table 1 The correspondence between three-phase modulation wave and dual-carried wave

瞬时值比较	A 相载波	B 相载波	C 相载波
$T_{cm2} < T_{cm1} < T_{cm3}$	U_c	U'_c	U'_c
$T_{cm2} < T_{cm3} < T_{cm1}$	U'_c	U'_c	U_c
$T_{cm1} < T_{cm2} < T_{cm3}$	U'_c	U_c	U'_c
$T_{cm3} < T_{cm1} < T_{cm2}$	U_c	U'_c	U'_c
$T_{cm1} < T_{cm3} < T_{cm2}$	U'_c	U'_c	U_c
$T_{cm3} < T_{cm2} < T_{cm1}$	U'_c	U_c	U'_c

根据该双载波 SVPWM 控制策略即可得到能量回馈装置逆变器的三相开关状态。图 4 为当合成空间矢量的角度 $\theta = 270^\circ$ 时,采用双载波 SVPWM 调制的三相开关状态。

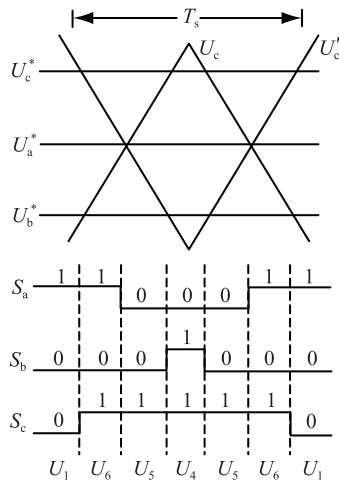


图 4 双载波 SVPWM 调制时三相开关状态

Fig.4 Three-phase switch state with dual-carried wave SVPWM modulation

从图 4 中可以看出,在一个开关周期 T_s 内,通过三相调制波与双载波进行比较产生了 $U_1(100)$, $U_6(101)$, $U_5(001)$, $U_4(011)$ 这 4 种开关矢量,而不存在 $U_0(000)$ 和 $U_7(111)$ 这 2 种零矢量。因此利用双载波 SVPWM 调制策略可以有效地减小能量回馈装置与变频器二极管整流桥之间的环流。

3 仿真分析

为了验证上述能量回馈装置环流抑制策略的有效性,根据图 1 所示的变频器能量回馈系统结构在 Matlab 平台中进行建模仿真分析。电网线电压为 380 V,直流母线电压为 700 V,输出滤波电感 $L=2.4$ mH,开关频率为 10 kHz。其系统控制策略如图 5 所示。

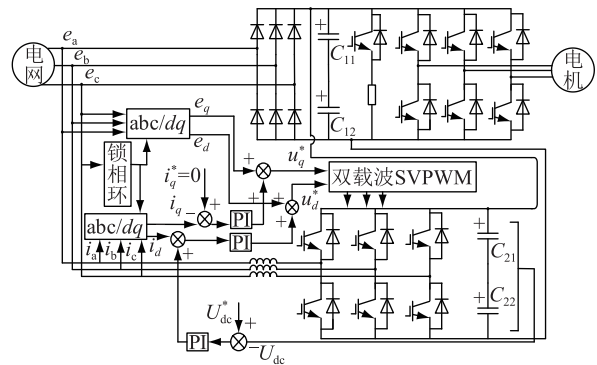


图 5 系统控制策略

Fig.5 The system control strategy

在保持其他参数不变的情况下,分别对传统单载波 SVPWM 和双载波 SVPWM 控制策略进行仿真对比分析。图 6 为采用传统单载波 SVPWM 调制策略时能量回馈装置运行时在变频器二极管整流桥输入侧测得的电流波形。

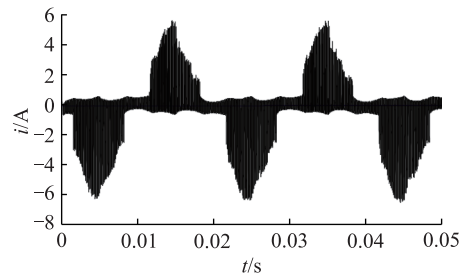


图 6 单载波 SVPWM 调制策略中整流桥输入侧电流

Fig.6 Input current of rectifier with traditional SVPWM modulation

在传统的单载波 SVPWM 调制策略中,由于逆变器三相开关状态中存在零矢量,因此从仿真模型中的二极管整流桥输入侧可看到一定幅值的脉冲电流,图 6 中的电流有效值约为 1.6 A。因此可通过对能量回馈单元运行时该电流的大小来对比分析不同调制策略对环流的影响。

图 7 所示为采用双载波 SVPWM 调制策略中能量回馈装置运行时变频器二极管整流桥输入侧电流,其电流有效值约为 0.25 A。与图 6 所示的传统单载波 SVPWM 调制策略下的环流相比,说明采用双载波 SVPWM 调制策略后能量回馈单元的环流大

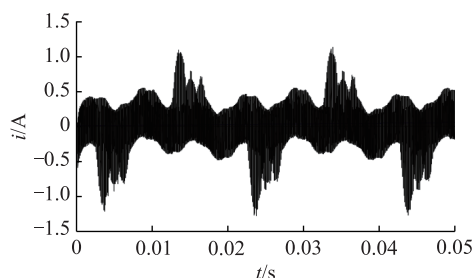


图7 双载波 SVPWM 调制策略中整流桥输入侧电流

Fig.7 Input current of rectifier with dual-carried wave SVPWM modulation

大减小,从而可以降低系统损耗,提高能量回馈系统的效率。

4 样机实验

在理论计算和仿真分析的基础上,文中设计了一台容量为 $33 \text{ kV} \cdot \text{A}$ 的能量回馈单元样机来对提出的环流抑制方法进行实验。能量回馈单元的主电路采用三相 PWM 整流器结构,根据参数设计得到以下系统参数:直流侧电容为 $3900 \mu\text{F}$,交流侧输出滤波电感为 2.4 mH ,开关频率设定为 10 kHz ,控制器采用直流电压外环并网回馈电流内环的双闭环控制方式,能量回馈的直流母线启动电压阈值设定为 650 V ,过压保护阈值设定为 800 V 。能量回馈系统电路如图 8 所示。

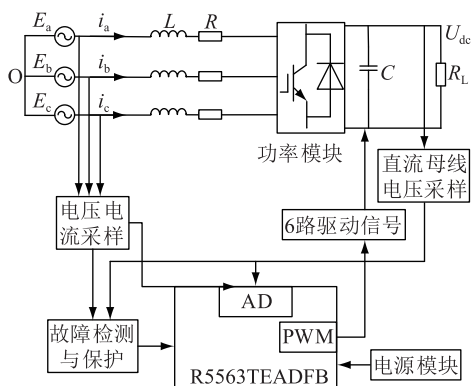


图8 能量回馈系统电路

Fig.8 System circuit of energy feedback

实验中在保持其他参数不变的情况下,分别利用传统的单载波 SVPWM 调制方法和文中所提出的双载波 SVPWM 调制方法,得到如图 9 和图 10 所示的实验波形。

图 9 和图 10 中的环流均方根值分别为 4.94 A 和 4.02 A ,图 10 中的环流降低到图 9 中的 81% 。不同工况实验下,均验证了文中所提出的双载波 SVPWM 调制方法,可以在一定程度上抑制能量回馈单元运行的环流问题,从而提高能量回馈系统效率,

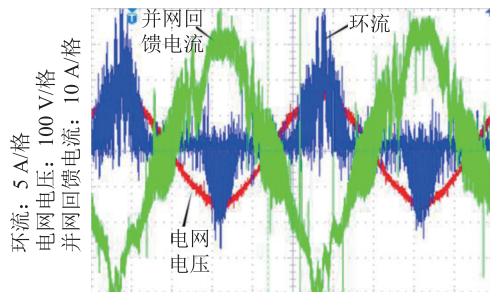


图9 无环流抑制的单载波 SVPWM 实验波形

Fig.9 Single-carried SVPWM experimental waveform without circulating-current suppression

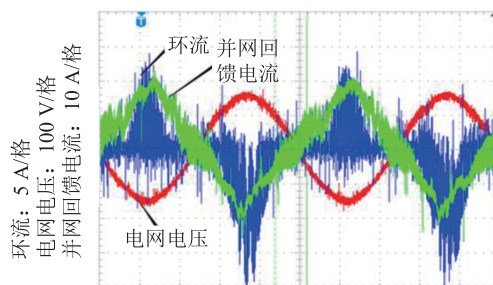


图10 环流抑制的双载波 SVPWM 实验波形

Fig.10 Dual-carried SVPWM experimental waveform with circulating-current suppression

降低系统损耗。

5 结语

文中通过对能量回馈装置与变频器二极管整流桥并联结构产生的环流路径及环流等效电路分析,得出了变流器三相开关矢量中零矢量开关状态是影响环流大小的主要原因。基于此提出的一种双载波 SVPWM 环流控制策略使得逆变器三相开关状态中不存在零矢量,从而实现了环流抑制。理论分析和实验表明该双载波 SVPWM 环流控制方法不仅适用于变频器能量回馈装置,同样也适用于公用直流母线交流侧并联的多个变频器的应用场合。

参考文献:

- [1] 张宇,段善旭,康勇,等. 逆变器并联系统中谐波环流抑制的研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(12):67-72.
ZHANG Yu, DUAN Shanxu, KANG Yong, et al. The research of harmonic circulating current restrain in parallel inverter systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2006,26(12):67-72.
- [2] 周龙华,舒杰,宋香荣,等. 并联逆变器系统谐波环流的抑制方法及功率计算[J]. 电力电子技术, 2015, 49(4):33-35.
ZHOU Longhua, SHU Jie, SONG Xiangrong, et al. Harmonic circulation suppression method and power calculation for parallel inverter system[J]. Power Electronics, 2015,49(4):33-35.
- [3] 陈良亮,肖岚,胡文斌,等. 双闭环控制电压源逆变器并联系统环流特性研究[J]. 电工技术学报, 2004, 19(5):21-25.
CHEN Liangliang, XIAO Lan, HU Wenbin, et al. Research on

- the circulating-current characteristics of parallel system based on double close-loop controlled voltage source inverters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(5): 21-25.
- [4] 崔明勇, 艾欣, 雷之力. 抑制多台分布式发电单元自治微网环流的主从控制策略[J]. 电网技术, 2011, 35(4):143-148. CUI Mingyong, AI Xin, LEI Zhili. Master-slave control strategy to restrain circulating current in autonomous microgrid with multi distributed generation units[J]. Power System Technology, 2011, 35(4):143-148.
- [5] 宋平岗, 李云丰, 王立娜, 等. 基于改进阶梯波调制的模块化多电平换流器环流抑制策略[J]. 电网技术, 2013, 37(4):1012-1018. SONG Pinggang, LI Yunfeng, WANG Lina, et al. A modified ladder wave modulation-based circulating current suppressing strategy for modular multilevel converter [J]. Power System Technology, 2013, 37(4):1012-1018.
- [6] WALKER L H. 10 MW GTO converter for battery peaking service[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1990, 26(1):63-72.
- [7] 刘艳兵, 丁喆, 汪显博, 等. 逆变电源并联系统的谐波环流抑制研究[J]. 工矿自动化, 2010, 36(7):54-57. LIU Yanbing, DING Zhe, WANG Xianbo, et al. Research of restraining harmonic circulating current of paralleled inverters system [J]. Industry and Mine Automation, 2010, 36(7): 54-57.
- [8] 于玮, 徐德鸿. 基于虚拟阻抗的不间断电源并联系统均流控制[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(24):32-39. YU Wei, XU Dehong. Control scheme of paralleled UPS system based on output virtual resistance [J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(24):32-39.
- [9] 温春雪, 李建林, 朱晓光, 等. 基于交错断续空间矢量调制的并联 PWM 变流器控制策略[J]. 电工技术学报, 2009, 24(10):71-80. WEN Chunxue, LI Jianlin, ZHU Xiaoguang, et al. Control strategy for parallel PWM converters with interleaved discontinuous space-vector modulation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(10):71-80.
- [10] 张学广, 王瑞, 徐殿国. 并联型三相 PWM 变换器环流无差拍控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(6):31-37. ZHANG Xueguang, WANG Rui, XU Dianguo. A dead-beat control strategy for circulating-current in parallel connection systems of three-phase PWM converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(6):31-37.
- [11] 倪帅, 唐丽娜, 刘杰, 等. PWM 整流器并联系统零序电流研究[J]. 工矿自动化, 2012, 38(6):67-71. NI Shuai, TANG Lina, LIU Jie, et al. Research of zero sequence current of parallel system of PWM rectifier [J]. Industry and Mine Automation, 2012, 38(6):67-71.
- [12] 王政, 郑杨, 张兵, 等. 并联逆变器馈电 PMSM 调速系统谐波和环流控制[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(12):64-71. WANG Zheng, ZHENG Yang, ZHANG bing, et al. Harmonics and circulating current suppression in paralleled inverters fed permanent magnet synchronous motor drive system [J]. Electric Machines and Control, 2014, 18(12):64-71.
- [13] 陈燕东, 罗安, 龙际根, 等. 阻性逆变器并联环流分析及鲁棒下垂多环控制[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(18):18-29. CHEN Yandong, LUO An, LONG Jigen, et al. Circulating current analysis and robust droop multiple loop control method for parallel inverters using resistance output impedance [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(18):18-29.
- [14] 张宇, 陈息坤, 康勇, 等. 逆变器并联系统中死区的环流效应[J]. 电力电子技术, 2005, 39(5):99-100. ZHANG Yu, CHENG Xikun, KANG Yong, et al. Dead time effect in the parallel inverters [J]. Power Electronics, 2005, 39(5):99-100.
- [15] 阳敏, 罗安, 肖华根, 等. 多逆变器并联系统环流分析及抑制方法[J]. 电力系统及其自动化学报, 2017, 29(10):6-11. YANG Min, LUO An, XIAO Huagen, et al. Circulating current analysis and suppression method for multi-inverter parallel system [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2017, 29(10): 6-11.
- [16] 周奇勋, 张红, 曹世宏, 等. 基于改进下垂法的微电网逆变器并联控制技术[J]. 电力系统及其自动化学报, 2018, 30(8):25-31. ZHOU Qixun, ZHANG Hong, CAO Shihong, et al. Parallel control technology for microgrid inverters based on improved droop method [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2018, 30(8):25-31.
- [17] 邓天成, 颜湘武, 程云帆, 等. 微电网中不同容量逆变器经线路并联的环流特性分析和功率分配控制[J]. 南方电网技术, 2017, 11(1):58-64. DENG Tiancheng, YAN Xiangwu, CHENG Yunfan, et al. Circulating-current analysis and power distribution control of parallel inverters with different power ratings in microgrid [J]. Southern Power System Technology, 2017, 11(1):58-64.
- [18] 甘雪, 曹太强, 林玉婷. 三相可控整流并联系统环流的抑制研究[J]. 电子技术应用, 2017, 43(4):157-160. GAN Xue, CAO Taiqiang, LIN Yuting. Research on suppression of average current of three phase controlled rectifier parallel system [J]. Application of Electronic Technique, 2017, 43(4):157-160.
- [19] 高亮, 郎陈杰, 夏能弘. 分布式电源并网条件下配电网继电保护方案设计[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(18):143-149. GAO Liang, LANG Chenjie, XIA Nenghong. Relay protection scheme design of distribution network under grid-connected condition of distributed generation [J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(18):143-149.
- [20] 李林, 单喜斌, 宋宗勋. 基于 DFIC 控制方法的微电网的并网及孤岛运行方式分析[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(17):158-163.

- LI Lin, SHAN Xibin, SONG Zongxun. Analysis of microgrid interconnection and island operation mode based on DFIG control method [J]. Power System Protection and Control, 2017, 45 (17) : 158-163.
- [21] 朱志键,唐卫民. 三相电压型 PWM 整流器的新型双闭环控制方法[J]. 电力工程技术, 2018,37(1):86-90.
ZHU Zhijian, TANG Weimin. A novel double closed loop control strategy of three-phase voltage-sourced PWM rectifier [J]. Electric Power Engineering Technology, 2018, 37(1) : 86-90.
- [22] 叶吉亮,李岚,刘海霞,等. 电网电压不平衡及谐波状态下的并网逆变器控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(6) : 113-119.
YE Jiliang, LI Lan, LIU Haixia, et al. Control strategy of grid-connected inverters under unbalanced and harmonic voltages [J]. Power System Protection and Control, 2018, 46 (6) : 113-119.
- [23] 刘清,罗安,肖华根,等. 并联型三相 PWM 变换器双载波 SPWM 环流抑制策略 [J]. 电网技术, 2014, 38 (11) : 3121-3127.
LIU Qing, LUO An, XIAO Huagen, et al. A dual-carrier spwm control strategy to suppress circulating current in parallelly connected three-phase PWM converter system [J]. Power System Technology, 2014, 38(11) : 3121-3127.

作者简介:



吕广强

吕广强(1974),男,博士,副教授,研究方向为电能质量检测与质量、新能源及电力变换器应用等(E-mail:lgqiang1008@163.com);
顾星(1991),男,硕士,研究方向为电力变换器应用。

Dual-carried wave SVPWM in circulating-current suppression of energy feedback unit

LYU Guangqiang, GU Xing

(School of Automation, Nanjing University of Science & Technology, Nanjing 210094, China)

Abstract: The energy feedback device can feed regenerative braking energy of motor from dc bus of inverter to the power grid. Due to the parallel structure between the diode rectifier of inverter and energy feedback device, circulating current is easy to happen in the system when the energy feedback device is running. As a result, the inverter power loss will increase and efficiency of energy feedback system will reduce. Based on the analysis of the equivalent circuit within the condition of circulating current, it is found that the magnitude of circulating current is mainly related to the zero-switching vector. And then a dual-carried wave SVPWM modulation strategy is proposed. With this strategy, the switching state of energy feedback device is changed to suppress the circulating current and it will not increase additional hardware cost. The simulation results show the effectiveness of the proposed method.

Keywords: energy feedback; dual-carried wave SVPWM; inverter; circulating current; zero vector

(编辑 钱悦)