

Study on Distributed Power Grid-Connected Dual Frequency Inverter

Shuhuai An, Yujia Sun, Qian Xu, Jun Ding, Honglei Wang, Yinglei Guo

Qingdao Power Supply Company of State Grid Shandong Electric Company, Qingdao Shandong
Email: sunyujia1982@sina.com

Received: Oct. 8th, 2016; accepted: Oct. 28th, 2016; published: Oct. 31st, 2016

Copyright © 2016 by authors and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

Abstract

A new type topology of dual-frequency photovoltaic grid-connected inverter is researched to improve the efficiency of distributed power grid-connected and reduce the total harmonic distortion rate of the grid-connected current and the switching losses. Part of it works in the low-frequency area to fast-track high-frequency cell current and transit most of the power by using current hysteresis control. The other part works in the high frequency area to improve the dynamic performance of the distributed power grid connected current and make grid-connected current in the same phase and frequency with grid voltage. The voltage and currents changes are analyzed in four work states of phase A. The Simulink model verifies the switching losses and the harmonic distortion rate is greatly reduced; thus grid-connected efficiency is improved.

Keywords

Distributed Power Grid-Connected, Dual-Frequency Inverter, Total Harmonic Distortion Rate, Current Hysteresis Control

可用于分布式电源并网的双频逆变器研究

安树怀, 孙裕佳, 徐 茜, 丁 军, 王宏磊, 郭英雷

国网山东省电力公司青岛供电公司, 山东 青岛
Email: sunyujia1982@sina.com

收稿日期: 2016年10月8日; 录用日期: 2016年10月28日; 发布日期: 2016年10月31日

文章引用: 安树怀, 孙裕佳, 徐茜, 丁军, 王宏磊, 郭英雷. 可用于分布式电源并网的双频逆变器研究[J]. 电力与能源进展, 2016, 4(5): 184-193. <http://dx.doi.org/10.12677/aepe.2016.45024>

摘要

为提高分布式电源并网的效率,减小并网电流总的谐波畸变率,降低并网逆变器的开关损耗,研究了一种新型双频并网逆变器,其中一部分工作在低频,采用电流滞环控制,快速跟踪高频单元电流,传递大部分功率;另一部分工作在高频,采用空间矢量调制,改善并网电流的动态性能,使并网电流和电网电压同频同相,并且实现了电流有功分量和无功分量的解耦控制。以双频逆变器A相工作的四种状态为例分析了系统的工作原理。Simulink仿真模型验证了双频并网逆变器能够大大降低开关损耗,使并网电流总的谐波畸变率减小,提高了并网效率。

关键词

分布式电源并网,双频逆变器,总谐波畸变率,电流滞环控制

1. 引言

能源紧缺,环境恶化已成为日趋严重的全球性问题,引起了世界各国政府和能源专家的日益重视。人类为追求可持续发展,正积极发展可再生能源技术,风能、太阳能作为可再生能源之一具有很大的开发潜力,同时新能源发电有望在未来缓解能源紧张这一紧张局面[1][2][3][4]。作为并网发电技术的重要设备—并网逆变器近来已成为太阳能应用研究的一个热点,为了使输出电能质量高又提高效率,研究新型拓扑与控制方法已成重点[5][6]。

文献[6]针对系统并网时冲击电流大和动态响应较慢的问题,采用幅相控制中的相量调节原理,有效地改善了系统在控制过程并网时刻的动态性能,不足之处为逆变器输出电流相位不能较好地同步于网侧电压相位,影响了并网效率。文献[7]提出了一种新型并网逆变器,其结构简单、易于控制,而逆变器开关管处于高频开关状态,增加了开关损耗。文献[8]采用一种新的拓扑来实现高功率因数电流源并网逆变,相比于传统三相并网逆变器,具有系统冗余性好,抗电网波动能力强等优点,但增加了电路结构和控制的复杂性,降低了系统的可靠性。根据文献[9][10]提出的一种新的变换器级联控制思想,即双频理论,本文研究了一种三相桥式双频光伏并网逆变器的拓扑结构,该结构由两个传统的三相桥式逆变器级联而成,其中一个工作在高频状态,采用空间矢量调制,改善系统的动态性能,使逆变器输出电流频率、相位同步于网侧电压的频率、相位;另一个工作在低频状态,跟踪高频单元电流采用滞环控制,负责传递大部分能量。

2. 双频逆变器拓扑结构及其工作原理

2.1. 双频逆变器的拓扑结构

双频逆变器是由传统的两个三相桥式逆变器级联而成,其主电路图如图1所示。

在上图中, C 为直流侧支撑电容,开关 $S_1\sim S_6$ 构成高频逆变单元,开关 $S_{L1}\sim S_{L6}$,滤波电感 $L_{La}\sim L_{Lc}$ 构成低频逆变单元, $L_a\sim L_c$ 是并网滤波电感, $u_{ga}\sim u_{gc}$ 为电网电压。新能源产生的电能首先转换成直流电源,然后经过三相桥式双频逆变器的转换,经过滤波电感 L 滤波后,向电网馈入与电网电压同步的正弦波。

2.2. 双频逆变器的工作模式

下面以A相桥臂为例来说明双频逆变器的工作原理, S_1, S_2 是高频逆变单元的开关, S_{L1}, S_{L2} 是低频逆变单元的开关, L_{La} 是低频逆变单元的滤波电感, L_a 是并网滤波电感。由于开关管 S_1, S_2 工作在高频状

态，开关频率为 f_H ； S_{L1} ， S_{L2} 工作在低频状态，开关频率为 f_L 。不妨设 $f_H = Nf_L$ ，即低频开关的一个开关周期包含 N 个高频开关周期。由于只有四个开关 S_1 ， S_2 ， S_{L1} ， S_{L2} ，则一个低频开关的周期内对应着四种状态[11]，每种状态所对应的导通电路如图 2 所示。

通过图 2 可以看出在每种状态下双频逆变器的工作模式，为使双频逆变器输出的并网电流波形是与电网电压同频同相的正弦波，同时满足并网谐波小，系统动态性能好，不受电压波动变化影响的要求，应对双频并网逆变器采取适当的控制策略。

3. 系统控制策略

双频逆变器由高频逆变单元和低频逆变单元两部分构成，高、低频单元分别采用不同的控制策略，其中高频单元采用单周控制，低频单元采用电流滞环控制，跟踪高频单元电流。

3.1. 高频单元的控制策略

在本论文中所讨论的三相桥式双频逆变器的高频单元采用空间矢量调制算法进行控制，低频单元采用

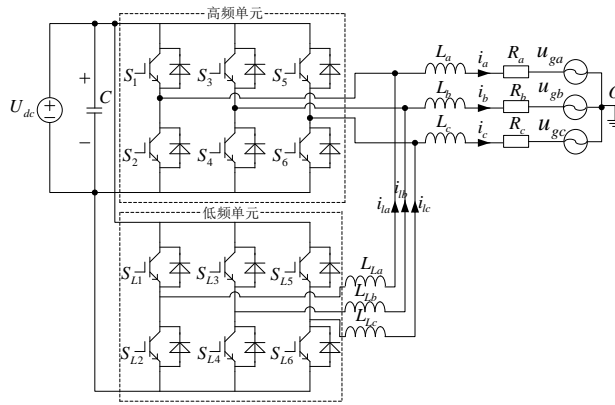


Figure 1. Main circuit of dual frequency inverter for photovoltaic grid-connected

图 1. 双频逆变器并网主电路图

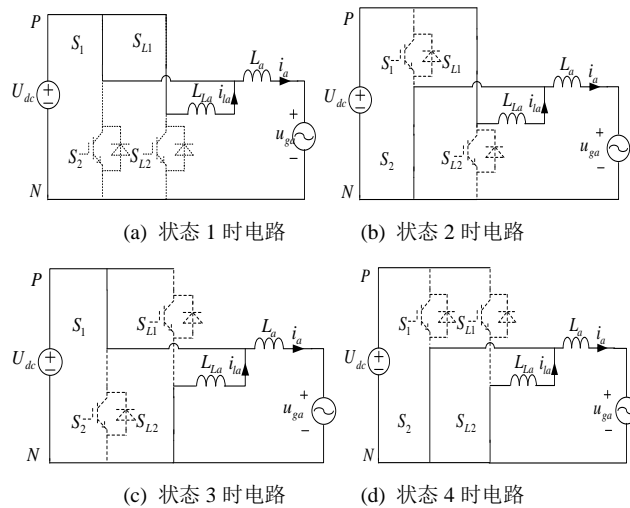


Figure 2. The circuits of phase A arm bridge of four states

图 2. 4 种状态时 A 相桥臂电路

电流滞环控制。由于双频逆变器的低频单元跟踪系统输出电流采用电流滞环控制，且高低频单元控制相对独立，因此可以对立地先对高频单元进行分析，首先对高频单元进行分析，高频单元的等效电路如图3所示。

假设三相对称电网中电压为：

$$\begin{cases} u_{ga} = U_m \cos(\omega t) \\ u_{gb} = U_m \cos(\omega t - 120^\circ) \\ u_{gc} = U_m \cos(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (1)$$

式(1)中 U_m 为相电压幅值，将三相电网电压通过坐标变换为同步旋转坐标系下的为[12]：

$$\begin{bmatrix} u_{gd} \\ u_{gq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \varphi_s \cos(\varphi_s - 120^\circ) \cos(\varphi_s + 120^\circ) \\ \sin \varphi_s \sin(\varphi_s - 120^\circ) \sin(\varphi_s + 120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ga} \\ u_{gb} \\ u_{gc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{6}}{2} U_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

由图3得出高频等效电路的以下关系

$$\begin{cases} L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a = u_{ga} - u_a \\ L_b \frac{di_b}{dt} + R_b i_b = u_{gb} - u_b \\ L_c \frac{di_c}{dt} + R_c i_c = u_{gc} - u_c \end{cases} \quad (3)$$

将式(3)通过坐标变换到两相旋转坐标下得(由于是三相对称系统，可令 $L_a = L_b = L_c = L$ ， $R_a = R_b = R_c = R$)：

$$\begin{cases} u_d = u_{gd} + \omega L i_q - R i_d - L \frac{di_d}{dt} \\ u_q = u_{gq} - \omega L i_d - R i_q - L \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (4)$$

由式(4)可知， d 、 q 轴电流是一个强耦合系统，为了消除 d 、 q 轴之间的相互影响，实现对不同轴独立控制，可令调制电压为：

$$\begin{cases} u_d = \hat{u}_d - u_{id} \\ u_q = \hat{u}_q - u_{iq} \end{cases} \quad (5)$$

上式中， u_d 、 u_q 分别含解耦项 \hat{u}_d 、 \hat{u}_q 和调节项 u_{id} 、 u_{iq} 两部分，解耦项 \hat{u}_d 、 \hat{u}_q 为：

$$\begin{cases} \hat{u}_d = u_{gd} + \omega L i_q \\ \hat{u}_q = u_{gq} - \omega L i_d \end{cases} \quad (6)$$

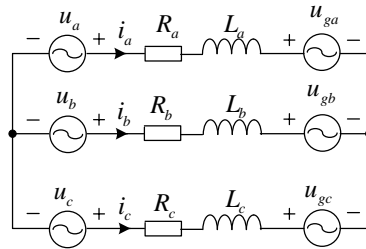


Figure 3. The average model of high frequency inverter

图3. 高频单元的等效电路

其中调节项 u_{id} 、 u_{iq} 为 d 、 q 轴电流 PI 调节器输出即：

$$\begin{cases} u_{id} = k_{ip}(i_{dref} - i_d) + K_{ii} \int (i_{dref} - i_d) dt \\ u_{iq} = k_{ip}(i_{qref} - i_q) + K_{ii} \int (i_{qref} - i_q) dt \end{cases} \quad (7)$$

由式(4)~(7)可得解耦后的系统控制框图如图 4 所示，由控制框图可知，通过控制旋转坐标下电流的直轴分量和交轴分量来控制系统输出有功和无功大小，电流环实现了解耦， i_d 、 i_q 的控制互不影响。

3.2. 空间矢量电压分配

三相逆变器中的 6 个功率开关器件可以产生 8 个基本的电压矢量，包括 6 个非零电压矢量($u_1 \sim u_6$)和两个零电压矢量(u_0, u_7)，六个非零电压矢量将整个平面分为 6 个扇区，任意给定的电压矢量便可以用它所在扇区的两个相邻基本电压矢量来合成。在每一个采样周期内可利用若干个基本电压矢量合成任意给定的参考电压矢量 u_{ref} 。对任意的参考电压矢量 u_{ref} ，当它位于由 u_k 和 u_{k+1} 组成的扇区内时，利用两个非零电压矢量 u_k 、 u_{k+1} 和两个零电压矢量合成参考电压矢量 u_{ref} ，如图 5 所示。当参考矢量 u_{ref} 在任一扇区时，都可以由相邻两矢量 u_k 、 u_{k+1} 以及零矢量 u_0 或 u_7 来合成，根据伏秒平衡原则有

$$T_s u_{ref} = t_k u_k + t_{k+1} u_{k+1} + t_0 u_0 \quad (8)$$

其中 T_s 为系统采用周期， t_k 、 t_{k+1} 、 t_0 为对应矢量电压作用的时间，根据图 5 中各个电压矢量关系可以得出

$$\begin{cases} t_k = T_s \frac{\sqrt{3}u_{ref}}{u_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ t_{k+1} = T_s \frac{\sqrt{3}u_{ref}}{u_{dc}} \sin(\theta) \\ t_0 = T_s - t_k - t_{k+1} \end{cases} \quad (9)$$

式中 u_{dc} 直流母线电压。在实际应用中，为了尽量减小开关状态变化时引起的开关损耗，因此在每个扇区内都应保证每次开关切换状态时只切换一个开关器件，以 I 扇区各个开关的开关序列为例，如图 6 所示，各个扇区电压矢量作用序列总结为表 1 所示。

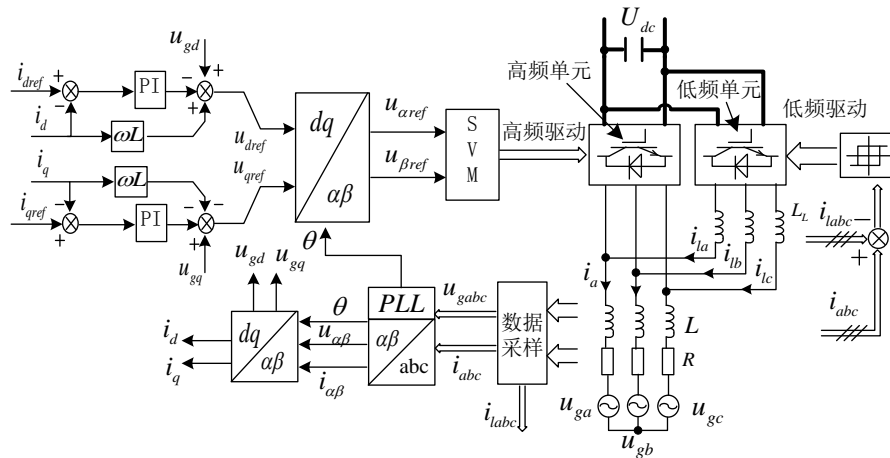


Figure 4. The control block diagram of system
图 4. 系统控制框图

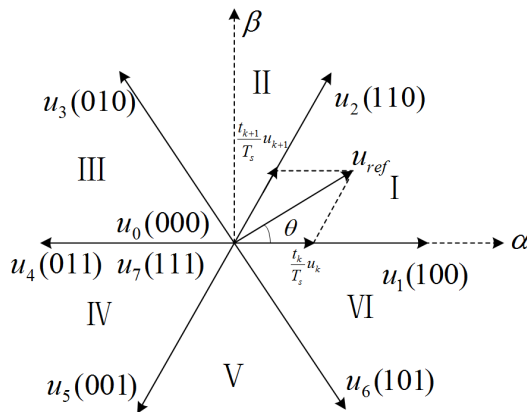


Figure 5. Space voltage vector relationship
图 5. 空间电压矢量关系

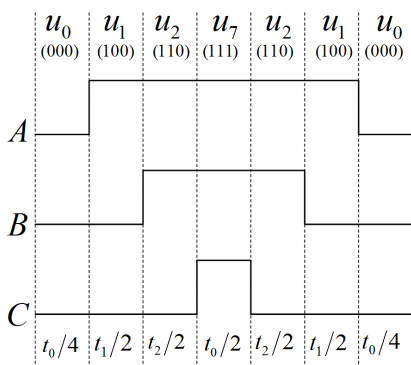


Figure 6. I sector switching sequence
图 6. I 扇区开关序列

Table 1. The sequence voltage vector of every sector
表 1. 各扇区作用电压矢量分配序列

作用时间	扇区					
	I	II	III	IV	V	VI
$t_0/4$	$u_0(000)$	$u_0(000)$	$u_0(000)$	$u_0(000)$	$u_0(000)$	$u_0(000)$
$t_a/2$	$u_1(100)$	$u_3(010)$	$u_5(010)$	$u_5(001)$	$u_5(001)$	$u_1(100)$
$t_b/2$	$u_2(110)$	$u_2(110)$	$u_4(011)$	$u_4(011)$	$u_6(101)$	$u_6(101)$
$t_7/2$	$u_7(111)$	$u_7(111)$	$u_7(111)$	$u_7(111)$	$u_7(111)$	$u_7(111)$
$t_b/2$	$u_2(110)$	$u_2(110)$	$u_4(011)$	$u_4(011)$	$u_6(101)$	$u_6(101)$
$t_a/2$	$u_1(100)$	$u_3(010)$	$u_3(010)$	$u_5(001)$	$u_5(001)$	$u_1(100)$
$t_0/4$	$u_0(000)$	$u_0(000)$	$u_0(000)$	$u_0(000)$	$u_0(000)$	$u_0(000)$

3.3. 低频单元控制策略

对于双频逆变器低频单元的滞环控制以 A 相桥臂为例进行分析，其电路如图 7 所示。其中 i_a 为双频逆变器 A 相输出电流， i_{la} 为低频单元 A 相输出电流，二者的误差通过滞环比较器，环宽为 $2h$ 。当 $i_a > i_{la}$ ，且 $\Delta i_a = i_a - i_{la} \geq h$ ，滞环控制器输出高电平，驱动上桥臂开关器件 S_{L1} 导通，逆变器输出正电压，使 i_{la}

增大。当 i_{la} 增长到与 i_a 相等时，虽然 $\Delta i_a = 0$ ，但滞环比较器仍保持正电平输出，关器件 S_{L1} 保持导通，使 i_{la} 继续增大。直到 $i_{la} = i_a + h$ ， $\Delta i_a = -h$ ，使滞环翻转，滞环比较器输出低电平，关断开关器件 S_{L1} ，并经延时后驱动 S_{L2} 。此后， i_{la} 逐渐减小，直到 $i_{la} = i_a - h$ 时，到达滞环偏差的下限值，使滞环比较器翻转，又重新使 S_{L1} 导通。如此循环，使低频电流 i_{la} 与系统电流 i_a 之间的偏差保持在 $\pm h$ 范围内，在正弦波 i_a 上下作锯齿状变化，如图 8 所示。对于低频单元 B、C 桥臂工作原理和 A 桥臂相同，在此不再赘述。

4. 仿真分析

根据双频逆变器主电路图 1，由 MATLAB/Simulink 建立系统的仿真模型，假设直流侧电压稳定，仿真参数设置如下：直流侧电压 $U_{dc} = 600 \text{ V}$ ， $L_a = L_b = L_c = 3 \text{ mH}$ ， $L_{La} = L_{Lb} = L_{Lc} = 6 \text{ mH}$ ，电网电压有效值 $e_a = e_b = e_c = 220 \text{ V}$ ，高频开关频率 $f_H = 10 \text{ kHz}$ ，低频开关频率约为 $f_L = 3 \text{ kHz}$ 。仿真结果如图 9~11 所示。

图 9 为 A 相并网电流和 A 相电网电压的波形，从可以看出，并网电流和电网电压同频同相，在双频

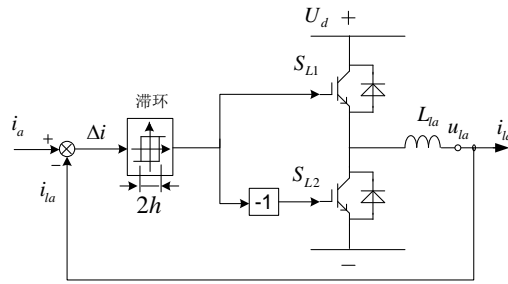


Figure 7. Hysteresis current control schematics of low frequency part

图 7. 低频单元电流滞环控制原理图

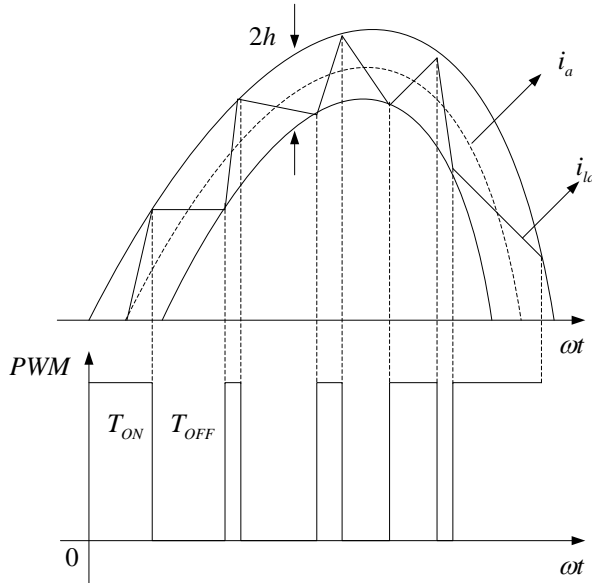


Figure 8. Hysteresis current control schematics of low frequency part

图 8. 低频单元电流滞环控制原理图

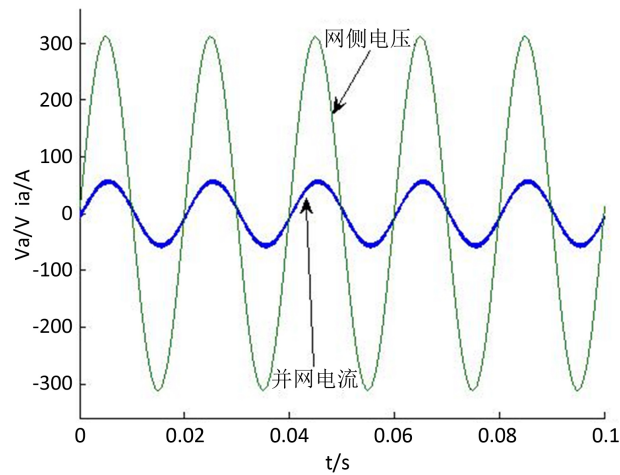


Figure 9. Grid voltage and grid-connected current of phase A
图 9. A 相并网侧电压与并网电流波形

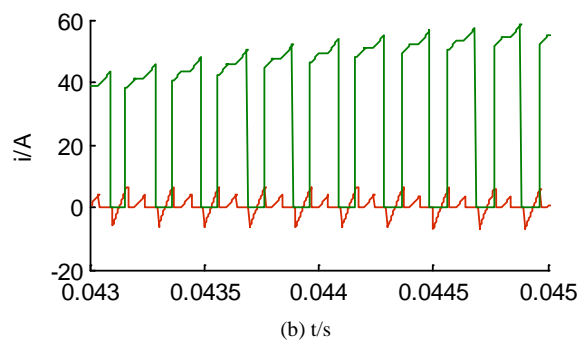
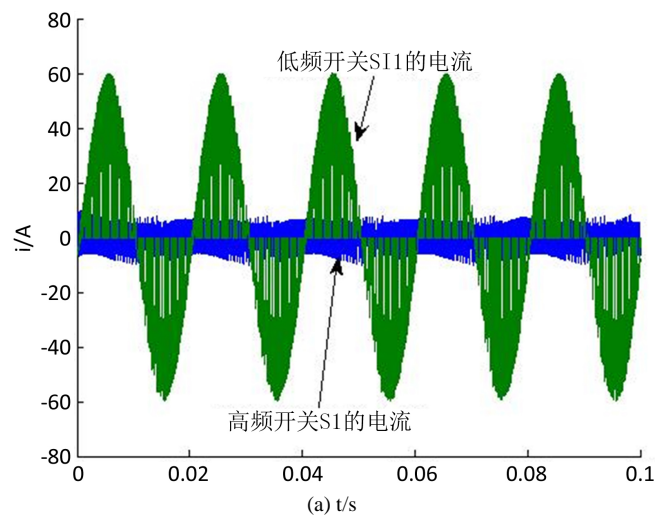


Figure 10. The switching currents of S_1 and S_{L1} in the grid-connected dual frequency inverter

图 10. 双频并网逆变器开关 S_1 和 S_{L1} 的电流

并网逆变器的作用下实现了良好的并网效果；图 10(a)为 A 相桥臂高频开关 S_1 和低频开关 S_{L1} 的电流波形，图 10(b)为高低频开关电流展开图，可以看出流过高频开关的电流远远小于低频开关电流，因此大大降低了开关损耗，提高了光伏并网的效率。

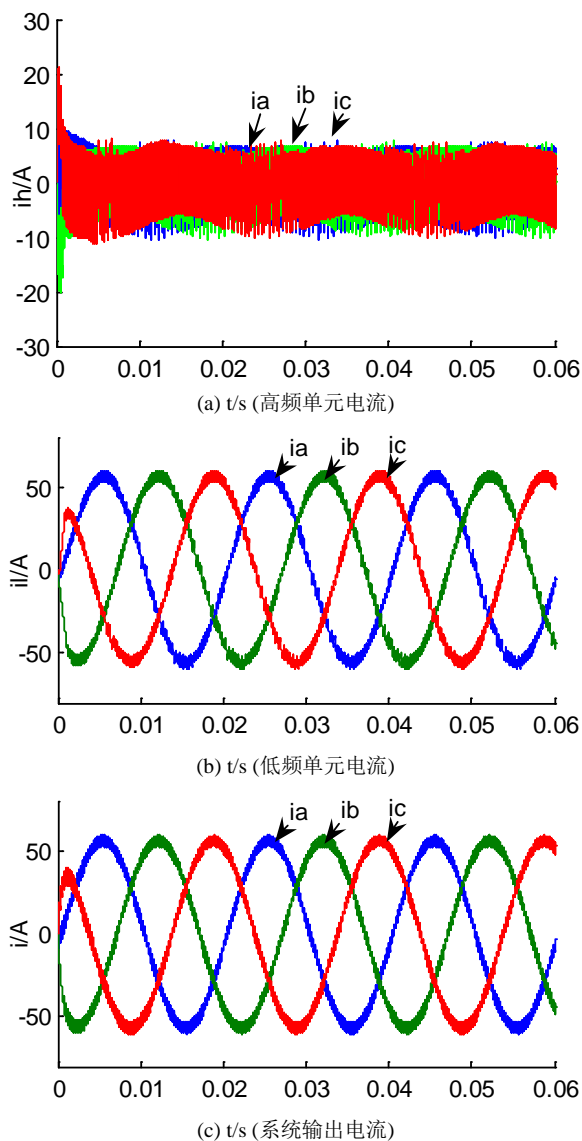


Figure 11. The output currents in the grid-connected dual frequency inverter

图 11. 双频并网逆变器输出电流

5. 结论

双频并网逆变器是由低频单元和高频单元两部分构成，其中低频单元采用电流滞环控制，迅速跟踪高频单元电流，传递大部分功率；高频单元采用空间矢量调制，实现并网电流与电网电压同频同相，并且并网电流的有功分量和无功分量实现了解耦控制。由于系统电流主要经低频单元流过，高频单元电流很小，因此大大降低了开关损耗，提高并网的效率，同时系统控制简单，易于实现，并网电流能够较好跟踪电网电压，并且使并网电流总的谐波畸变率降低，开关损耗低，提高了系统的动静态性能，通过仿真验证了理论分析的正确性。

基金项目

感谢国家自然科学基金资助项目(项目编号：50902110)。

参考文献 (References)

- [1] Ahn, J.Y., Park, J.H., Cho, B.H., *et al.* (2006) Dual Module Based Maximum Power Point Tracking Control of Photovoltaic Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **53**, 1036-1047. <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2006.878330>
- [2] Blaabjerg, F., Chen, Z. and Kjaer, S.B. (2004) Power Electronics as Efficient Interface in Dispersed Power Generation Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **19**, 1184-1194. <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2004.833453>
- [3] Yan, H.M., Zhou, Z.Z. and Lu, H.Y. (2009) Photovoltaic Industry and Market Investigation. *1st Conference on Sustainable Power Generation and Supply*, Nanjing, 1-4.
- [4] Prasad, B.S., Jain, S. and Agarwa, V. (2008) Universal Single-Stage Grid-Connected Inverter. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, **23**, 128-137. <http://dx.doi.org/10.1109/TEC.2007.905066>
- [5] 董密, 罗安. 光伏并网发电系统中逆变器的设计与控制方法[J]. 电力系统自动化, 2006, 30(20): 97-102.
- [6] 李杰, 宋文祥, 马祎炜, 等. 三相 PWM 并网逆变器在幅相控制下的启动性能改善[J]. 电工技术学报, 2009, 24(4): 152-156.
- [7] 张超, 何湘宁. 一种用于光伏发电系统的新型高频逆变器[J]. 电力系统自动化, 2005, 29(19): 51-53.
- [8] 吴春华, 崔开涌, 陈国呈, 等. 一种电流型并网逆变器的拓扑和控制方法[J]. 电工技术学报, 2007, 22(8): 7-12.
- [9] 周维维, 杜雄, 付志红, 等. 双频 Buck 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(6): 68-72.
- [10] 杜雄, 周维维, 侯世英, 等. 双频三相功率因数校正[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(11): 109-114.
- [11] 王明渝, 向涛峰, 李玉军. 基于 MATLAB/SIMULINK 的双频逆变器的仿真[J]. 电力系统及其自动化学报, 2008, 20(1): 105-109.
- [12] Amin, M.M.N. and Mohammed, O.A. (2010) Vector Oriented Control of Voltage Source PWM Inverter as a Dynamic VAR Compensator for Wind Energy Conversion System Connected to Utility Grid. *Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Palm Springs, 21-25 February 2010, 1640-1650. <http://dx.doi.org/10.1109/apec.2010.5433452>

期刊投稿者将享受如下服务:

1. 投稿前咨询服务 (QQ、微信、邮箱皆可)
2. 为您匹配最合适的期刊
3. 24 小时以内解答您的所有疑问
4. 友好的在线投稿界面
5. 专业的同行评审
6. 知网检索
7. 全网络覆盖式推广您的研究

投稿请点击: <http://www.hanspub.org/Submission.aspx>

期刊邮箱: aepe@hanspub.org