

DOI: 10.3969/j.issn.1000-1026.2012.05.007

考虑线路电感时光伏逆变器输出相位的同步方法

龚宇雷^{1,2}, 谭兴国², 段玉兵², 李庆民², 王 辉²

(1. 济南大学自动化与电气工程学院, 山东省济南市 250022; 2. 山东大学电气工程学院, 山东省济南市 250061)

摘要: 通过分析线路电感对接入点电压波形的影响, 指出采样电压的多个过零点区域关于实际电网电压的过零点具有严格的左右对称特征, 从而提出一种改进的电压过零点相位检测方法。进一步针对线路电感和开关电压纹波较大的工况, 给出了基于锁相环技术和傅里叶分析的相位检测新方法。仿真分析和实验结果验证了这 2 种相位检测方法的有效性。

关键词: 光伏逆变器; 线路电感; 相位检测; 锁相环; 傅里叶分析; 电流跟踪

0 引言

光伏逆变器一般工作在最大功率点跟踪(MPPT)状态, 此时其输出电流跟踪电网交流电压的相位并保持同步, 理想功率因数为 1^[1-5]。为保证光伏逆变器的最大输出功率状态, 其输出电流必须准确跟踪电网电压的相位。光伏逆变单元一般通过检测三相电压过零点的方式来实现电流与电压的相位同步, 具有实时性好、跟踪迅速等优点。但实际线路电感并不为 0, 对于高频电力电子开关电路, 其感抗远大于电阻, 可近似为纯感抗^[6-7]。光伏逆变单元除含输出电感外, 与电网之间还存在连接线路电感, 因电流处于开关状态, 将在线路电感上形成开关电压, 致使交流采样电压不再具有光滑的正弦波形^[8-10]。尤其当光伏逆变器的输出电流较大时, 开关电压峰-峰值甚至超过网侧电压峰-峰值, 且在一个周期内可能存在多个电压过零点。此时采用检测电压过零点位置的方法来确定电压相位已不再有效, 即使增加前置低通滤波器也不能完全消除开关电压的影响, 且会造成电压相位变化, 检测误差较大。也有的光伏逆变单元采用锁相环(PLL)技术检测电网电压相位, 尽管该方法可准确跟踪电网的频率, 但并不能实现电压相位的准确跟踪。

对于线路电感与开关过程的耦合影响, 目前尚未有非常有效的电网电压相位检测方法以实现光伏逆变器输出电流与电压的准确同步。本文详细分析了线路电感对光伏逆变器并网接点处交流电压波形的影响, 发现接入点采样电压的过零点区域关于实

际电网电压的过零点具有严格的对称特性, 进而提出了一种改进的过零点相位检测方法, 以及基于 PLL 技术和傅里叶分析的相位检测新算法, 并且证明了开关电压对傅里叶算法检测相位并无影响。

1 线路电感对逆变器并网接点电压的影响

1.1 光伏逆变单元的等效电路

考虑线路电感时, 光伏逆变单元的等效电路如图 1 所示, 采用典型的半桥拓扑结构。图中: PV 为光伏电池组; C₁ 和 C₂ 为直流侧电容; Q1 和 Q2 为绝缘栅双极型晶体管(IGBT)开关管; V₁ 为光伏逆变器接入配电网的电压检测点; V₂ 为理想电网电压等效接入点; I₁ 为光伏逆变器输出电流检测点; L₁ 为逆变器的输出电感; L₂ 为线路电感, 光伏逆变器通过 L₂ 并入电网电压节点 V_{AC}。

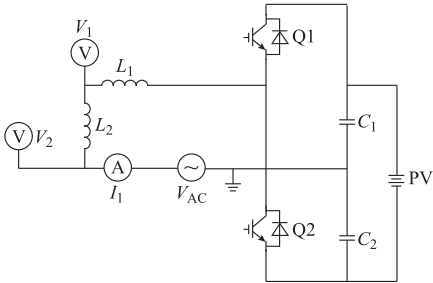


图 1 光伏逆变单元等效电路
Fig. 1 Equivalent circuit of photovoltaic inverter unit

1.2 光伏逆变器的动态开关过程

设流过电感 L₁ 和 L₂ 的电流为 i₁。因功率器件的开关频率远高于工频, 在一个开关周期内, 光伏电池组的输出电压可近似为一个恒定值 U_{dc}, 交流母线电压 U_{ac} 也可认为不变。开关管 Q1 和 Q2 的开关信号互补, 它们在一个开关周期内交替导通。

开关管 Q1 开通时(包括反并联二极管导通),

收稿日期: 2011-02-15; 修回日期: 2011-09-10。
国家自然科学基金资助项目(50807033); 山东省自然科学基金资助项目(ZR2009FQ025)。

设 V_1 点的电压为 u_{11} , 可得

$$u_{11} = L_2 \frac{di_1}{dt} + U_{ac} = \frac{U_{dc}}{2} - L_1 \frac{di_1}{dt} \quad (1)$$

此时光伏逆变器的输出电流 i_1 上升, V_1 点的电压高于交流母线电压。由式(1)解得:

$$u_{11} = \frac{L_1}{L_1 + L_2} U_{ac} + \frac{L_2}{L_1 + L_2} \frac{U_{dc}}{2} \quad (2)$$

V_1 点的电位相对于电网电压为:

$$u_{11} - U_{ac} = \frac{L_2}{L_1 + L_2} \left(\frac{U_{dc}}{2} - U_{ac} \right) \quad (3)$$

当开关管 Q2 开通时(包括反并联二极管导通), 设 V_1 点的电压为 u_{12} , 可得

$$u_{12} = L_2 \frac{di_1}{dt} + U_{ac} = -\frac{U_{dc}}{2} - L_1 \frac{di_1}{dt} \quad (4)$$

此时光伏逆变器的输出电流 i_1 下降, V_1 点的电压低于交流母线电压。由式(4)解得:

$$u_{12} = \frac{L_1}{L_1 + L_2} U_{ac} - \frac{L_2}{L_1 + L_2} \frac{U_{dc}}{2} \quad (5)$$

V_1 点的电位相对于电网电压为:

$$u_{12} - U_{ac} = \frac{L_2}{L_1 + L_2} \left(-\frac{U_{dc}}{2} - U_{ac} \right) \quad (6)$$

则 V_1 点电压纹波的峰-峰值为:

$$u_{11} - u_{12} = \frac{L_2}{L_1 + L_2} U_{dc} \quad (7)$$

由式(7)可知, V_1 点电压纹波的峰-峰值正比于直流侧电压, 与交流侧电压无关, 且线路电感越大, 电压纹波的峰-峰值越大。同时可知, 当逆变器输出电感和线路电感一定时, 电压纹波的峰-峰值仅与直流侧电压和交流电压有关, 而与逆变器的输出电流无关。

V_1 点和 V_{AC} 处的电压仿真波形见图 2, 相应接入点电压和逆变器输出电流的实验波形见图 3。

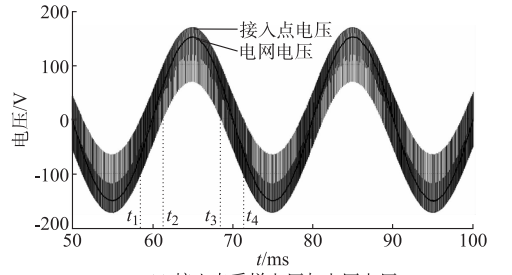
由图 2 和图 3 可见, 因线路电感与开关过程的共同作用, 造成采样点电压在工频周期内存在多个过零点, 因此, 通过检测 V_1 处的接入电压过零点以确定电流跟踪相位的方法将产生很大的相位误差。图 3(a) 和 (b) 为采用传统的过零点相位检测方法时, 光伏逆变器的接入点电压波形和输出电流波形。此时因存在多个过零点, 采用传统跟踪算法难以实现输出电流同步, 易造成电流和电压的相位差较大。

2 准确检测电压相位的新方法

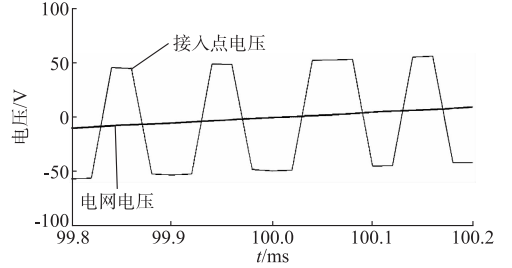
2.1 过零点相位检测的改进算法

针对图 2(a), 设 $U_{ac} = U_m \cos \omega t$, 在过零点时刻 t_1 和 t_4 , 令 $u_{11} = 0$, 则根据式(2)可得:

$$\frac{L_1}{L_1 + L_2} U_m \cos \omega t + \frac{L_2}{L_1 + L_2} \frac{U_{dc}}{2} = 0 \quad (8)$$

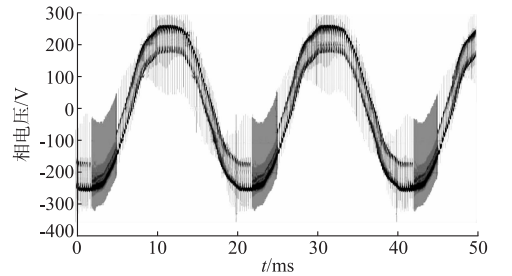


(a) 接入点采样电压与电网电压

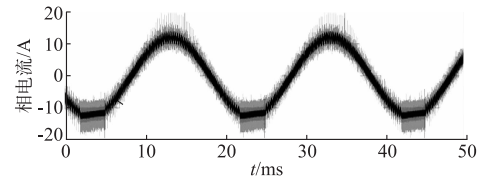


(b) 单开关周期内的接入点采样电压与电网电压

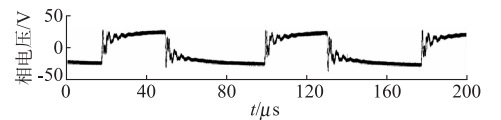
图 2 接入点采样电压与电网电压仿真波形
Fig. 2 Simulation waveforms of sampling voltage at access point and grid bus



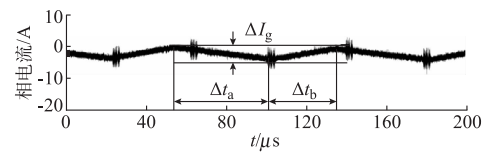
(a) 接入点电压波形



(b) 输出电流波形



(c) 单开关周期内的接入点电压波形



(d) 单开关周期内的开关电流波形

图 3 并网接入点的电压与电流实验波形
Fig. 3 Experimental waveforms of voltage and current at grid-connected access point

进一步解得:

$$\omega t_1 = 2k\pi - \arccos\left(-\frac{U_{dc}L_2}{2U_mL_1}\right) \quad (9)$$

$$\omega t_4 = 2k\pi + \arccos\left(-\frac{U_{dc}L_2}{2U_mL_1}\right) \quad (10)$$

针对图 2(a)中的过零点时刻 t_2 和 t_3 , 令 $u_{12} = 0$, 同理可解得:

$$\omega t_2 = 2k\pi - \arccos\frac{U_{dc}L_2}{2U_mL_1} \quad (11)$$

$$\omega t_3 = 2k\pi + \arccos\frac{U_{dc}L_2}{2U_mL_1} \quad (12)$$

图 2(a)中, t_1 和 t_2 之间的实际电网电压过零点为 $2k\pi - 0.5\pi$, 结合式(10)和式(12)可知, t_1 与 t_2 之间接入点电压的多个过零点区域范围, 关于实际电网电压的过零点呈左右严格对称特征。同理可推得, 图 2(a)中 t_3 与 t_4 之间接入点电压的多个过零点区域, 关于实际电网电压的过零点同样具有严格的对称特性。

设图 2(a)中 t_1 与 t_2 之间实际电网电压的过零点时刻为 t_0 , 则由左右对称特性可得:

$$t_0 = t_1 + \frac{t_2 - t_1}{2} = \frac{t_2 + t_1}{2} \quad (13)$$

同理可求得 t_3 与 t_4 之间的实际电网电压过零点时刻(设为 t_T)为:

$$t_T = \frac{t_3 + t_4}{2} \quad (14)$$

故实际电网电压的工频周期为:

$$T = t_T - t_0 \quad (15)$$

由推算出的实际电网电压过零点时刻可确定其准确相位。因电网电压的相位变化较慢, 可通过测量电网电压的多个过零点, 然后进行加权平均的方式以提高相位检测的准确度。

上述基于接入点采样电压过零点对称分布特征的相位检测改进算法, 原理简单且计算量小, 在线路电感不大和直流侧电压不太高的情况下具有较好的应用效果。

但这种检测电压相位的方法也存在一定缺陷。在图 2(a)中, 若 t_1 向左扩展到电网电压负半波极值时, 根据式(2)满足 $u_{11} > 0$, 此时 $U_{ac} = -U_m$, 可得到

$$\frac{L_1}{L_1 + L_2}U_m < \frac{L_2}{L_1 + L_2}\frac{U_{dc}}{2} \quad (16)$$

若式(16)的条件满足, 多个过零点的区域范围将扩大到半个周期, 则整个工频周期内都有过零点存在, 将无法分辨出过零点区域, 造成上述电压相位检测方法不再有效。不过, 一般的配电网线路电感都不大, 且光伏逆变器直流侧电压也不超过 1 kV, 通常不满足式(16), 上述改进算法仍可应用。针对线路电感 L_2 和直流侧电压 U_{dc} 较大的情况, 本文研

究提出了另一种相位检测方法。

2.2 基于 PLL 和傅里叶分析的相位检测方法

PLL 具有准确跟踪信号频率的特性^[11-14], 可精确界定信号的工作周期, 但因 PLL 利用输入与输出信号的相位差来调节压控振荡器的输出频率, 在输入信号与输出信号间存在相位差^[13], 因而不能准确跟踪输入信号的相位。此外, PLL 单元本身还具有一定的锁相时间延迟^[11-12, 14-17]。

PLL 跟踪信号频率的工作流程如图 4 所示。

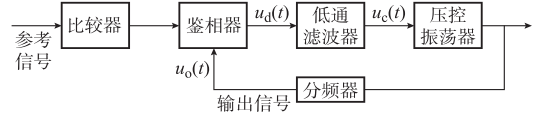


图 4 PLL 的工作流程
Fig. 4 Flow chart of PLL

光伏逆变器接入点电压的采样信号, 先通过比较器输出为多个脉冲信号, 再由鉴相器与分频器的反馈信号进行“与”运算, 使图 4 中的输出信号成为与比较器输出信号相位差 90° 的方波^[13-14]。设鉴相器的输出信号为 $u_d(t)$, 则经低通滤波器后的输出信号为:

$$u_c(t) = K_1 \int u_d(t) dt \quad (17)$$

式中: K_1 为积分系数。

稳态下的 $u_c(t)$ 理想波形应为一水平直线, 这样压控振荡器输出频率才不会波动, 但实际的 $u_c(t)$ 波形上叠加有三角波纹, 如图 5 所示。这些中间环节的综合影响, 导致分频器输出信号的相位与比较器的输出信号不能保持 90° 相位差, 同时也使图 4 中的输出信号不能保证为方波。

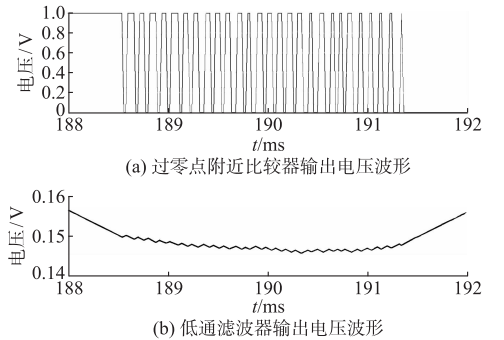


图 5 PLL 实现频率跟踪的基本波形
Fig. 5 Intermediate waveforms of frequency tracking with a PLL unit

本文利用 PLL 芯片 CD4046 对电网电压进行跟踪, 获得的实验波形如图 6 所示, 鉴相器输出信号的相位与输入信号并非成理想的 90° 相位差。

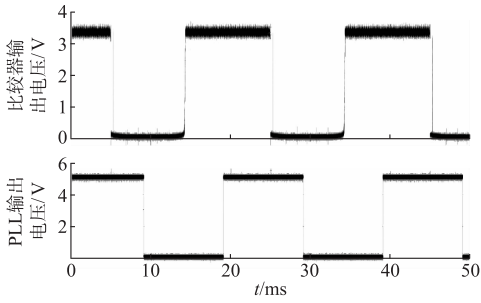


图6 PLL跟踪电压相位实验波形

Fig. 6 Waveforms of phase tracking experiment with a PLL unit

尽管PLL技术存在相移误差,但可准确跟踪缓慢变化的电网电压信号频率以确定其工频周期 T ,若在此基础上采用傅里叶分析则可精确计算电压相位^[18-20]。可将交流电压信号分解为含基波和高次谐波的一个无穷级数:

$$u(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (A_{km} \cos k\omega t + B_{km} \sin k\omega t) \quad (18)$$

式中: A_0 为直流分量; A_{km} 和 B_{km} 分别为第 k 次谐波的实部和虚部。

因光伏逆变单元的输出电流跟随电压基波的变化而变化,因此,分析时可只取式(18)的基波分量,设为 $u_1(t)$,则得到

$$u_1(t) = A_{1m} \cos \omega t + B_{1m} \sin \omega t \quad (19)$$

$$A_{1m} = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \cos \omega t dt \quad (20)$$

$$B_{1m} = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \sin \omega t dt \quad (21)$$

由式(19)一式(21)的傅里叶级数法准确求取电压基波信号相位的前提条件是准确得到 T ,这可由PLL来完成。为此,本文将两者结合起来,形成检测电压信号相位的新方法,其流程如图7所示。其中,虚线框部分由数字信号控制器实现。

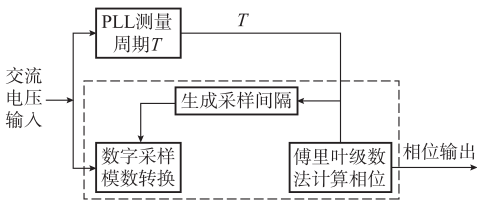


图7 基于PLL和傅里叶分析的电压相位检测方法

Fig. 7 Phase detection method based on PLL and Fourier analysis

鉴于线路电感以及电压波形中开关分量的存在,可能对基于傅里叶级数法的相位计算带来影响,本文下面将专门证明该影响并不存在。

针对图3(c)和(d)所示的输出电流信号,本文采用滞环电流跟踪控制策略,设其滞环宽度为 ΔI_g ,单个开关周期时间为 Δt_i 。假定一个工频周期内有 N 个开关周期,因开关频率远高于工频,可认为在单个开关周期内 $\cos \omega t_i$ 和 $\sin \omega t_i$ 为定值,则式(20)和式(21)可化为:

$$A_{1m} = \frac{2}{T} \sum_{i=0}^{N-1} (\cos \omega t_i) \int_{t_i}^{t_{i+1}} u(t) dt \quad (22)$$

$$B_{1m} = \frac{2}{T} \sum_{i=0}^{N-1} (\sin \omega t_i) \int_{t_i}^{t_{i+1}} u(t) dt \quad (23)$$

此时,只需证明在工频周期内 $\int_{t_i}^{t_{i+1}} u(t) dt$ 对电压相位计算无影响即可。如图3(c)和(d)所示,可将一个开关周期分解为电流下降期 Δt_a 和电流上升期 Δt_b ,并可认为此时段内电网电压为一恒值 $U_{ac} = U_{1m} \cos \omega t_i$,设此时段内的等效电压为 u_{eq} ,则满足

$$\int_{t_i}^{t_{i+1}} u(t) dt = u_{eq} \Delta t_i = u_{12} \Delta t_a + u_{11} \Delta t_b \quad (24)$$

再联合式(1)和式(4),可得

$$\Delta t_a = \frac{L_1 + L_2}{\frac{U_{dc}}{2} + U_{ac}} \Delta I_g \quad (25)$$

$$\Delta t_b = \frac{L_1 + L_2}{\frac{U_{dc}}{2} - U_{ac}} \Delta I_g \quad (26)$$

将式(2)、式(5)、式(25)和式(26)代入式(24)中,最后解得:

$$\int_{t_i}^{t_{i+1}} u(t) dt = U_{ac} \Delta t_i = (U_{1m} \cos \omega t_i) \Delta t_i \quad (27)$$

在各个开关周期内,式(27)的积分结果为定值,这说明采用滞环电流跟踪控制策略时,线路电感及开关过程引起的纹波电压对基于傅里叶分析的电网电压相位计算方法没有任何影响,该方法可较好地应用于相位同步检测中。将式(27)代入式(22)和式(23)中,即可求出电网电压相位。

上述分析基于电网的稳态运行情况,对于电网电压与相位发生缓慢变化及存在电压谐波的情况,本文给出的相位检测方法仍然适用。

当电网电压及相位发生缓慢变化时,2个过零点区域之间的空白带较宽,不会影响对多个过零点区域的分析,则第1种相位检测方法可以跟踪这种变化。对于第2种相位检测方法,因PLL本身对缓慢信号具有相位和频率的跟踪能力,可为傅里叶级数计算提供准确的周期,因而不会影响相位检测的准确度。

对于并网电流的变化,由本文中的具体分析可知,开关电压的峰-峰值仅与直流侧电压大小及并

网电感有关,并网电流的大小不会影响电网电压的畸变程度,因而对相位检测也没有影响。

当电网电压发生急剧变化时,根据并网逆变器的运行规范,此时逆变器应进行孤岛保护并与电网脱离,这种情况不在本文内容之列,需要开展专门的研究。

3 光伏逆变器电流跟踪实验

因线路电感和开关过程的影响,仅采用传统电压过零点相位检测方法,并不能实现光伏逆变单元接入点电压和输出电流的相位同步,这已被图 3(a)和(b)的实验结果所证实。基于所建立的 10 kW 微电网实验平台,本文具体应用所提出的 2 种电压相位检测新方法,开展了实验研究并得到了多组接入点电压和输出电流的波形,其中的一组实验波形如图 8 所示。

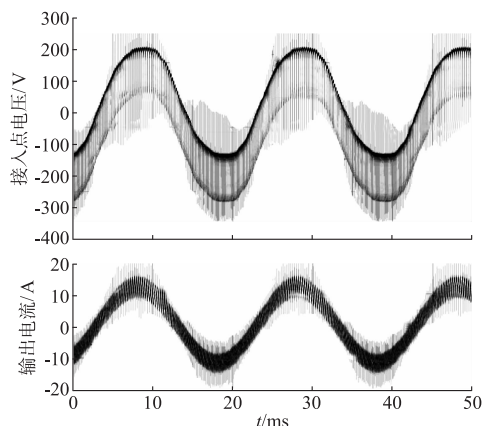


图 8 光伏并网单元的相位跟踪实验波形
Fig. 8 Phase tracking experiment waveforms of a photovoltaic grid-connected unit

可以看出,采用本文提出的电压相位检测方法,逆变器输出电流可准确地跟踪交流电压的相位,利于实现光伏逆变单元的最大功率输出。

4 结论

1)因线路电感与开关过程的交互作用,使得光伏逆变单元并网接点处的交流采样电压不再是光滑的正弦波,但其过零点区域关于实际电网电压的过零点呈严格的左右对称特征。基于此,本文提出了一种过零点相位检测的改进算法,适用于单开关周期内的多个过零点情形。

2)针对开关电压纹波较大的工况,将 PLL 技术和傅里叶分析相结合,给出了一种准确跟踪交流输入电压相位的新方法。采用滞环电流控制方法时,论证了通过傅里叶级数法计算电压幅值和相位的准

确度并不受直流侧电压、线路电感及开关电压的影响。仿真分析和物理实验都验证了上述结论。

3)本文研究结果对解决线路电感较大时电网电压的相位准确跟踪问题,以及改善线路电感较小时光伏逆变单元的输出电流对电压相位的跟踪特性,均具有重要的参考价值。

参考文献

- [1] 王赞,肖岚,姚志垒,等. 并网独立双模式控制高性能逆变器设计与实现[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(1): 54-59.
WANG Zan, XIAO Lan, YAO Zhilei, et al. Design and implementation of a high performance utility-interactive inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(1): 54-59.
- [2] 张强,刘建政,李国杰. 单相光伏并网逆变器瞬时电流检测与补偿控制[J]. 电力系统自动化, 2007, 31(10): 50-54.
ZHANG Qiang, LIU Jianzheng, LI Guojie. Instantaneous current detection and compensation of single-phase photovoltaic grid-connected inverter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2007, 31(10): 50-54.
- [3] 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.
ZHANG Chao, HE Xiangning. A novel high frequency DC link inverter for grid-connected photovoltaic system [J]. Automation of Electric Power Systems, 2005, 29(19): 51-53.
- [4] 王飞,余世杰,苏建徽,等. 太阳能光伏并网发电系统的研究[J]. 电工技术学报, 2005, 20(5): 72-74.
WANG Fei, YU Shijie, SU Jianhui, et al. Research on photovoltaic grid-connected power system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(5): 72-74.
- [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.
DONG Mi, LUO An. Design and control strategies of inverters for a grid-connected photovoltaic power system [J]. Automation of Electric Power Systems, 2006, 30(20): 97-102.
- [6] 陈珩. 电力系统稳态分析[M]. 北京: 中国电力出版社, 1995.
- [7] 孙秀娟,罗运虎,刘志海,等. 低压电网载波通信和信道分析与抗干扰措施[J]. 电力自动化设备, 2007, 27(2): 43-46.
SUN Xiujuan, LUO Yunhu, LIU Zhihai, et al. Channel characteristics analysis and anti-jamming measures of low voltage power line carrier communication [J]. Electric Power Automation Equipment, 2007, 27(2): 43-46.
- [8] 姜晓亮,孙频东. 脉冲幅度调制逆变器谐波抑制的分析与仿真[J]. 南京师范大学学报: 工程技术版, 2010, 10(2): 6-11.
JIANG Xiaoliang, SUN Pindong. Analysis and simulation of harmonic suppression for PAM inverter [J]. Journal of Nanjing Normal University: Engineering and Technology Edition, 2010, 10(2): 6-11.
- [9] 周亚敏. 变频器在回转窑应用中对电网的谐波污染与治理[J]. 有色矿冶, 2010, 26(3): 77-79.
ZHOU Yamin. Harmonic pollution of frequency-converters to electric network and its treatment measure in using in rotary kiln [J]. Non-ferrous Mining and Metallurgy, 2010, 26(3): 77-79.
- [10] 许建平,牟清波,王金平,等. 脉冲序列控制 DCM Buck 变换器输出电压纹波研究[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(5): 1-6.

- XU Jianping, MU Qingbo, WANG Jinping, et al. Output voltage ripple of pulse train controlled DCM Buck converter [J]. Journal of Electric Machines and Control, 2010, 14(5): 1-6.
- [11] 冯志华, 刘强, 刘永斌. 基于锁相环的变频器同步跟踪实验[J]. 电工技术学报, 2006, 21(11): 96-100.
FENG Zhihua, LIU Qiang, LIU Yongbin. Experimental study on synchronized tracing control of variable frequency devices based on phase locked loop [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(11): 96-100.
- [12] 张志文, 吴浩, 曾志兵, 等. 新型全数字锁相环在无功补偿系统中的应用[J]. 计算机测量与控制, 2010, 18(4): 920-926.
ZHANG Zhiwen, WU Hao, ZENG Zhibing, et al. Application of AAD PLL technology in SVC system [J]. Computer Measurement & Control, 2010, 18(4): 920-926.
- [13] 季仲梅, 作国峰, 朱世磊. 一种数字锁相环的参数设计方法[J]. 信息工程大学学报, 2010, 11(3): 287-290.
JI Zhongmei, WU Guofeng, ZHU Shilei. Parameter design in digital phase lock loops[J]. Journal of Information Engineering University, 2010, 11(3): 287-290.
- [14] 陈鑫, 杨军, 胡晨. 一种快速锁定数控锁相环[J]. 东南大学学报: 自然科学版, 2010, 40(2): 258-263.
CHEN Xin, YANG Jun, HU Chen. A fast-locking digitally controlled phase-locked loop [J]. Journal of Southeast University: Natural Science Edition, 2010, 40(2): 258-263.
- [15] 谢小荣, 韩英铎. 电力系统频率测量综述[J]. 电力系统自动化, 1999, 23(3): 54-58.
XIE Xiaorong, HAN Yingduo. An overview of power system frequency measurement [J]. Automation of Electric Power Systems, 1999, 23(3): 54-58.
- [16] 胡广书. 数字信号处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2003.
- [17] 刘隆华, 黄洪全. 集成锁相环 CD4046 在电力参数测试仪中的应用[J]. 自动化技术与应用, 2010, 29(4): 96-98.
- LIU Longhua, HUANG Hongquan. Application of phase-locked loop integrated circuit CD4046 in power parameter tester [J]. Techniques of Automation and Applications, 2010, 29(4): 96-98.
- [18] 李根, 庞浩, 徐健飞, 等. 一种基于改进锁相环的谐波分析逻辑电路[J]. 电力系统自动化, 2007, 31(21): 82-85.
LI Gen, PANG Hao, XU Jianfei, et al. Logic circuit for harmonic analysis based on enhanced PLL [J]. Automation of Electric Power Systems, 2007, 31(21): 82-85.
- [19] 曾喆昭, 王耀南. 一种高精度数值积分方法[J]. 湖南大学学报: 自然科学版, 2007, 34(1): 43-46.
ZENG Zhezha, WANG Yaonan. An approach of numerical integration with high accuracy [J]. Journal of Hunan University: Natural Sciences, 2007, 34(1): 43-46.
- [20] 朱训生, 薛秉源, 贝季瑶. 离散傅立叶变换和复与实傅立叶级数的相互关系及其应用[J]. 上海交通大学学报, 1993, 27(1): 41-49.
ZHU Xunsheng, XUE Bingyuan, BEI Jiyao. The relationship between discrete Fourier transformation complex Fourier series and real Fourier series as well as its applications [J]. Journal of Shanghai Jiaotong University, 1993, 27(1): 41-49.

龚宇雷(1973—), 男, 博士研究生, 讲师, 主要研究方向: 微型电力网与逆变器技术。E-mail: sdugyl@yahoo.cn

谭兴国(1981—), 男, 博士研究生, 主要研究方向: 新能源并网与微电网技术。

段玉兵(1980—), 男, 博士研究生, 主要研究方向: 微型电力网建模及控制。

李庆民(1968—), 男, 通信作者, 教授, 博士生导师, 主要研究方向: 高压电器、应用电磁学、电力电子技术。E-mail: lqmeee@sdu.edu.cn

Output Phase Synchronization Methodology for Photovoltaic Inverters Considering Influence of Line Inductances

GONG Yulei^{1,2}, TAN Xingguo², DUAN Yubing², LI Qingmin², WANG Hui²

(1. School of Control Science and Engineering, Jinan University, Jinan 250022, China;

2. School of Electrical Engineering, Shandong University, Jinan 250061, China)

Abstract: Analysis is carried out regarding the side effects caused by the line inductance. The study indicates that the concrete zero-crossing band of the sampled voltage renders uniquely symmetrical manner about the zero-crossing point of the actual grid voltage. An improved voltage phase detecting method is presented based on zero-crossing calculations. Furthermore, specifically for large line inductance and voltage fluctuation, phase locked loop (PLL) technique and Fourier analysis are integrated to develop a new voltage phase tracking method. Both simulations and experiments well verify the effectiveness and accuracy of the proposed two phase detecting methods.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 50807033) and Shandong Provincial Natural Science Foundation of China (No. ZR2009FQ025).

Key words: photovoltaic inverter; line inductance; phase detection; phase locked loop (PLL); Fourier analysis; current tracking