

文章编号:1005-0523(2019)02-0099-06

三相级联 H 桥光伏并网控制研究

叶满园, 聂宇

(华东交通大学电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要:级联 H 桥多电平逆变器由于开关管承受应力较小,且并网电流谐波含量低等优点,使得其在高压大容量光伏并网发电系统中,具有广阔的应用前景。级联 H 桥多电平逆变器光伏并网发电存在光照强度和温度不均匀、光伏板老化或被遮光等问题,会造成级联 H 桥逆变器各相输出功率不平衡,从而导致并网电流不对称。文章以基于 DC/DC 变换器的三相级联 H 桥光伏并网系统为研究对象,提出了一种零序注入法,通过特定方波减去正序外包络电压得到所需零序分量,使得在各相输入功率不相等的情况下,并网电流仍能与电网电压同相。在 MATLAB/Simulink 环境下进行仿真研究,结果表明,并网电流谐波含量满足 IEEE Std.929-2000 标准,能够实现单位功率因数运行。

关键词:DC/DC 变换器;级联 H 桥逆变器;光伏并网;相间功率平衡

中图分类号:TM464

文献标志码:A

太阳能作为一种可再生能源,具有清洁、可再生和经济等特点,得到广泛的应用。光伏发电是一种将太阳能转换成电能进行传输和使用的发电模式,具有结构简单、清洁安全和维护方便的特点^[1]。

多电平逆变器是利用阶梯波来合成逼近所需正弦波,与传统光伏逆变器相比,它每个功率器件承受的电压、电流应力更小,提高了系统稳定性,且并网电流谐波含量低。而级联 H 桥逆变器在多电平逆变器中有着显著的优势,光伏电池正好可以作为级联 H 桥逆变器的单个功率单元的电源,级联 H 桥在多电平逆变器中非常适合作为光伏并网逆变器^[2-3]。但是实际应用中,会遇到天气环境变化、模块老化等情况,导致逆变器相内功率不平衡和相间功率不平衡^[4-6],本文主要研究后者。文献[7]提出加权最大最小值零序分量叠加法,该方法不需要大量复杂运算,在平衡与不平衡状态下都能适用,但是当一相输入功率较低时,就会因调制度饱和而失效;文献[8]提出功率误差调节零序分量叠加法,在功率平衡或不平衡状态下均适用,但是其中两种控制都需要调节直流侧平均电压,这样就会相互耦合,使得动态响应比较慢,系统难以稳定;文献[9]提出基频零序注入法(fundamental frequency zero-sequence injection, FFZSI),这种方法具有明确的物理意义,实现简单,但是逆变器输出电压会随着功率不平衡程度增加而增大,就会超过直流侧电压而失败。

本文提出一种零序注入法,其中基频分量等于同等工况下的 FFZSI,谐波分量使逆变器输出电压峰值尽可能低,使其处于直流侧电压输入的限值内,且能保证谐波分量的影响极小,这样就能更好地利用直流侧电压,扩大了相间功率平衡控制的有效范围。通过优化各相逆变器功率平衡,就可以在严重的相间功率不相等的情况下实现三相电网电流平衡。相比于 FFZSI 等传统方法,所提方法物理意义明确,并网电流谐波含量低,适用范围更广。

1 拓扑结构分析

本文所研究的光伏并网,是基于 DC/DC 变换器的三相级联 H 桥的拓扑结构,主要由光伏阵列、DC/DC 变换器和级联 H 桥多电平逆变器组成,如图 1 所示。其中,前级 DC/DC 变换器通过控制开关管的占空比实

收稿日期:2018-08-29

基金项目:国家自然科学基金项目(51167007);江西省教育厅自然科学基金项目(GJJ160495)

作者简介:叶满园(1978—),男,教授,研究方向为电力电子与电力传动。

现最大功率点跟踪控制,以最大化利用光伏电池,后级的级联 H 桥逆变器和滤波电感实现同频同相并网。首先光伏阵列发出的直流电经过全桥逆变器转变成高频交流脉冲电,高频变压器进行隔离传输。变压器副边输出的高频交流电经过二极管全桥整流成为直流电。再经过大电解电容进行稳压,形成稳定的达到并网所需直流电压等级的中间侧直流电压。然后经过级联 H 桥逆变器转换成与电网同频率的交流电,级联 H 桥采用 3 个全桥,可以产生七电平,能够保证并网电流较低的谐波含量,最后通过滤波电感同相并入电网。

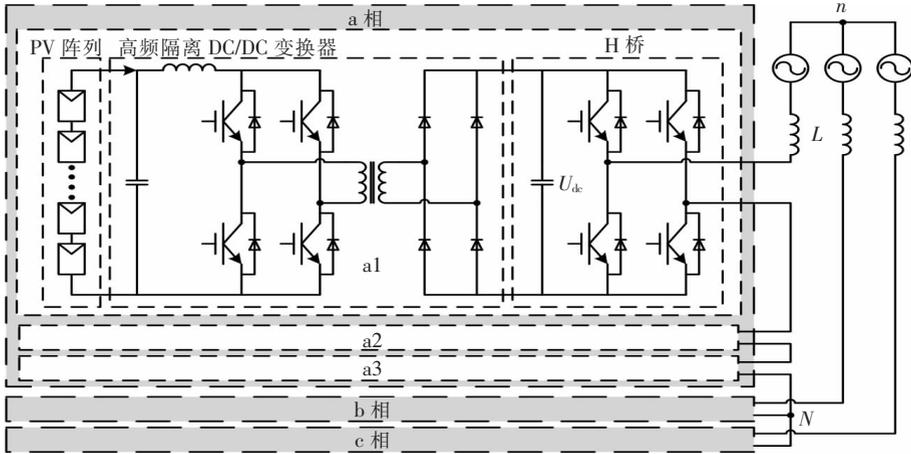


图 1 三相级联 H 桥光伏并网拓扑

Fig.1 The topology of three-phase cascaded H-bridge PV grid

2 控制策略

本文中光伏并网系统的控制分为前级 DC/DC 变换器控制和后级级联 H 桥逆变器控制,而后者又可细分为并网电流控制和相间功率平衡控制。

2.1 DC/DC 变换器控制

前级 DC/DC 电路将检测到光伏电池输出电压 U_{PV} 和电流 I_{PV} ,通过 MPPT 控制器,通过取适当的采样时间和步长,可得到调节指令占空比 D ,与光伏电池输出电压是成反比的,然后和三角载波比较来控制开关管的通断,便能实现最大功率点。MPPT 控制采用传统的电导增量法。

2.2 并网控制

本文的级联 H 桥多电平逆变器的控制方法主要通过电压电流双闭环来实现,如图 2 所示。首先将总直流侧电容电压给定值 $9U_{dc}^*$ 与总实际电容电压值 $\sum U_{dc}$ 的误差值经过 PI 调节,然后与电压给定值相乘得到总有功功率 p ,由瞬时功率理论可知,再除以 $3/2$ 倍相电压有效值就得到了有功电流参考值 i_d^* ,以作为电流环的输入。参考电流与实际电感电流 i_d, i_q 比较,其差值再经过 PI 调节,以及通过电流状态反馈和电网电压前馈补偿后得到了有功电压 u_d, u_q ,最后经过坐标变换,得到正序调制信号 u_a^+, u_b^+ 和 u_c^+ 。

2.3 相间功率平衡控制

由于光照强度、温度不同或者光伏电池老化差异等因素,造成光伏阵列输入功率不一致,

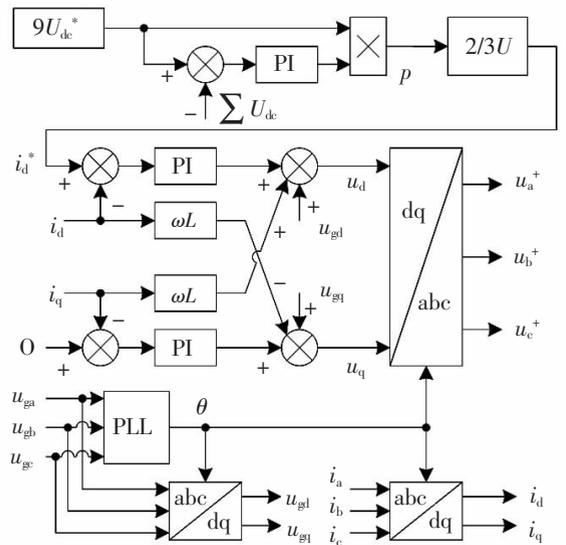


图 2 并网控制框图

Fig.2 The block diagram of grid connected control

就会导致相间功率不平衡,并网电流也就会不对称。当功率不平衡程度较小时,注入基频零序分量是能够平衡电网电流的,因为所需的逆变器输出电压处于直流侧电压的限度内。但是当三相之间的功率不平衡程度增加时,所需的逆变器输出电压很可能超过直流侧电压的限度,发生过调制,基频零序就不能再平衡并网电流了,即并网电流不能与电网电压同相位。在相量图 3 中,当叠加零序分量后,修正了逆变器输出相电压的幅值和相位,虽然其对于原始中性点 N 不平衡,但是对于电网中性点 n 是对称的。当此不平衡电压与不平衡功率对应成比例时,并网电流就会重新对称平衡。下图中 U_{ga} 为电网 a 相电压有效值, I_{ga} 为并网 a 相电流有效值, U_a^+ 为 a 相正序电压有效值, U_{aV} 为 a 相逆变器输出电压有效值, U^0 为基频零序分量有效值 U_{nN} 。

为了获得所需的零序分量,先假定逆变器输出电压峰值为 U_p , 且存在峰值为 U_p , 由负到正的过零角为 β 的方波,该方波的占空比应为 $1/2$, 否则积分不等于 0 就会引入直流分量。超过逆变器输出电压正序分量外包络的过电压就能够产生最大的基频零序分量,且等同于相同相间功率不平衡下的 FFZSI 基频零序分量 u_f^0 , 这样就能够求得所需的 β 和 U_p , 最后通过方波减去外包络,就得到了最优零序电压 u^0 , 即图 4 中阴影部分。

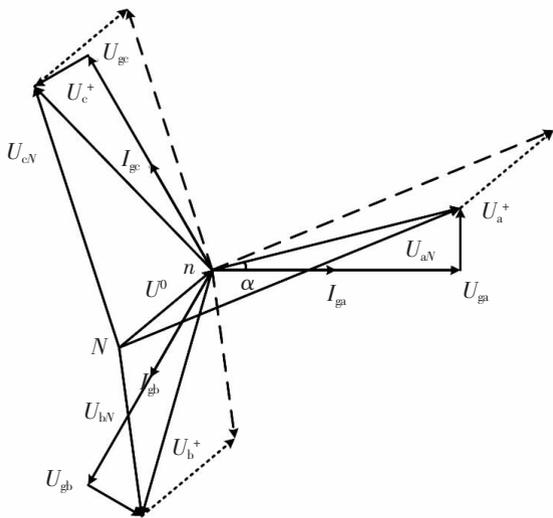


图 3 功率平衡控制策略下的不平衡电压相量图
Fig.3 Phasor diagram of unbalanced voltage under power balancing control strategy

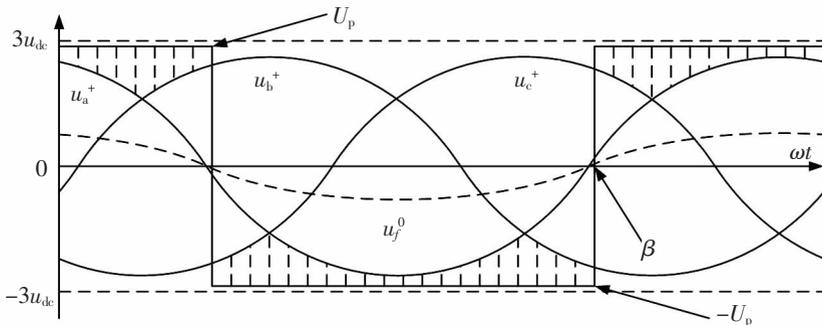


图 4 方波与正序电压
Fig.4 Square wave and positive sequence voltage

零序电压 u^0 的基频分量傅里叶系数 x_1 和 y_1 可通过傅里叶积分结合图 3 分段求解便能得到, 结果分别如式(1)、式(2)

$$x_1 = \frac{1}{2\pi} [-8U_p \sin(\beta + \alpha) - \sqrt{2} U^+ + \sqrt{6} U^+ \cos 2(\beta + \alpha) - \sqrt{6} U^+] \quad (1)$$

$$y_1 = \frac{1}{2\pi} [8U_p \cos(\beta + \alpha) + \sqrt{6} U^+ \sin 2\beta - 2\sqrt{6} U^+ (\beta + \alpha) + 3\sqrt{6} \pi U^+] \quad (2)$$

其中: U^+ 为逆变器输出电压的正序分量有效值; α 为功率因数角。

在相同功率不平衡情况下,文中所提的基频分量应该和 FFZSI 相等,因此可得式(3)和式(4)

$$\sqrt{2} U^0 = \sqrt{x_1^2 + y_1^2} \quad (3)$$

$$\theta = -\arctan \frac{y_1}{x_1} \quad (4)$$

其中: U^0 为基频分量有效值; θ 为基频零序分量的初相。

定义方波的两个参数是 β 和 U_p 。基于不动点迭代法的式(5)可解出 β

$$\beta_{k+1} = \varphi(\beta_k) = -\frac{\sqrt{3}U^0}{3U^+} \cos(\beta_k + \alpha) \cot(\beta_k + \alpha) - \frac{\sqrt{3}\pi}{6} \cot(\beta_k + \alpha) + \frac{1}{2} \sin 2(\beta_k + \alpha) + \frac{1}{2} [\cos 2(\beta_k + \alpha) - 1] \cot(\beta_k + \alpha) + \frac{\sqrt{3}U^0}{3U^+} \pi \sin(\theta + \alpha) + \frac{3\pi}{2} - \alpha, k=0, 1, 2, \dots \quad (5)$$

FFZSI 的由负到正的过零角 γ 可由式(6)得出

$$\gamma = \frac{3}{2} \pi - \theta \quad (6)$$

γ 可以作为 β 的初始值。但是式(5)会出现无法收敛的情况,所以可通过斯蒂芬森迭代法保证收敛

$$\beta_{k+1} = \psi(\beta_k), k=0, 1, 2, \dots; \psi(\beta_k) = \beta_k - \frac{[\varphi(\beta_k) - \beta_k]^2}{\varphi[\varphi(\beta_k)] - 2\varphi(\beta_k) + \beta_k} \quad (7)$$

尽管这种迭代法次数越多,但最后的结果并没有发生变化,故可在该迭代法中加入限制条件,即当迭代结果误差绝对值小于 0.01% 时,停止收敛,这样不仅可以更快得出结果,也能保证精度。

求出了 β , 进而通过式(8)再求出 U_p

$$U_p = \frac{1}{8 \sin(\beta + \alpha)} [\sqrt{6} U^+ (\cos 2(\beta + \alpha) - 1) - 2\sqrt{2} \pi U^0 \cos(\theta + \alpha) - \sqrt{2} \pi U^+] \quad (8)$$

这样便得到了特定方波,再结合图 3,通过方波减去外包络电压并分段求解就能得到所需零序分量。

3 仿真及结果

本文在 MATLAB/Simulink 环境下搭建了 0.8 MW 的三相光伏并网系统仿真模型。具体参数设置为:光伏电池单元最大功率为 103 W,阵列为 30×30,MPPT 采样时间为 5×10^{-6} s,步长为 0.001,前级 DC/DC 开关管频率为 10 kHz,直流侧大电容均为 20 mF,并网逆变器由于采用级联 H 桥,开关频率可以较低,设为 2 kHz,调制策略采用载波移相,因为 3 个 H 桥级联,故移相为 $\pi/3$,滤波电感为 10 mH,电网电压为 6 kV/50 Hz,仿真采用固定步长 $5e-6$,求解器算法为 ode3。每个 H 桥直流侧电容被调节至 2 000 V,为了处于功率不平衡的条件下,将 a 相 PV 阵列的光照强度设置为 1 000 W/m²,b 相和 c 相都在 0.2 s 时从 1 000 W/m² 降为 400 W/m²,因此 b, c 两相输入功率相等,从而零序分量的初相 θ 为 0,仿真时间设为 0.4 s。

b 相光伏板输出功率波形如图 5(a) 所示,可以看出当光照强度为 1 000 W/m² 时输出功率为 92 kW,当光照下降到 400 W/m² 时,输出功率为 50 kW,为了确定是否达到最大功率,通过图 5(b) 中光伏阵列 $P-V$ 曲线可知,仿真结果与理论值有 1% 的误差,可以认为前级 MPPT 控制有效。

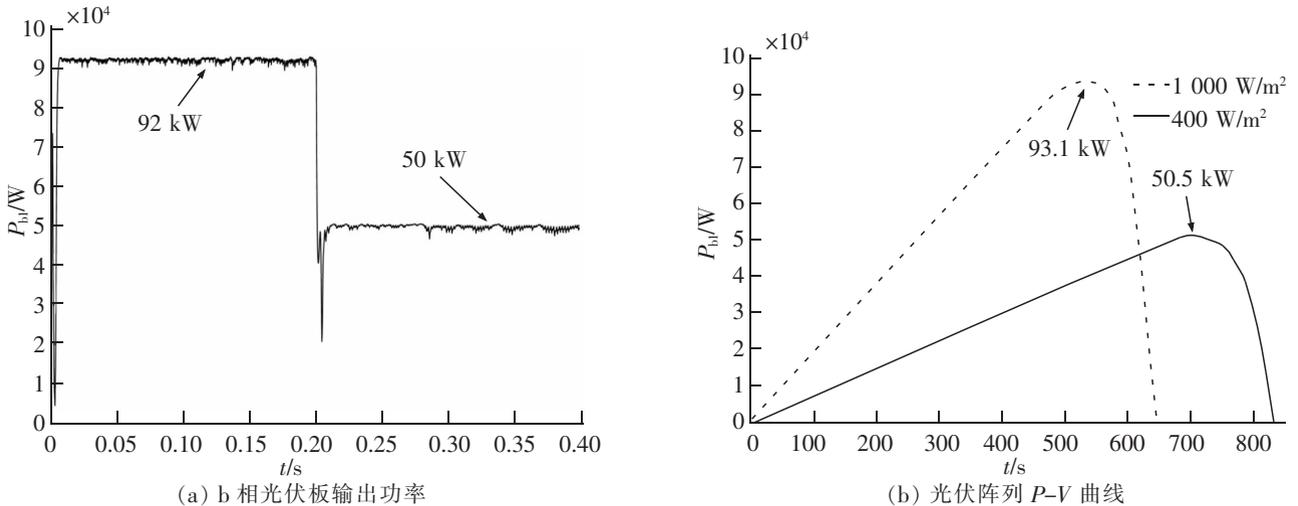


图 5 b 相光伏阵列输出功率和 $P-V$ 曲线
Fig.5 Output power of b phase photovoltaic array and $P-V$ curve

零序电压如图6所示,与图3中阴影部分的形状基本一致,由于使用载波移相调制,重叠情况比较严重。b相电网电压与并网电流如图7所示,并网电流与电网电压同相位,三相并网电流如图8所示,在0.2s光照强度急剧下降后,仍能达到稳定状态,理论计算得出并网电流有效值为53A,幅值为75A,与仿真结果一致,测得谐波畸变率为2.05%,其中三次谐波含量较多。

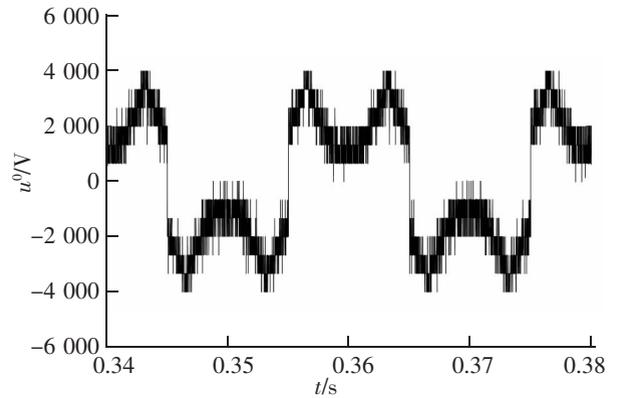


图6 零序电压

Fig.6 Zero sequence voltage

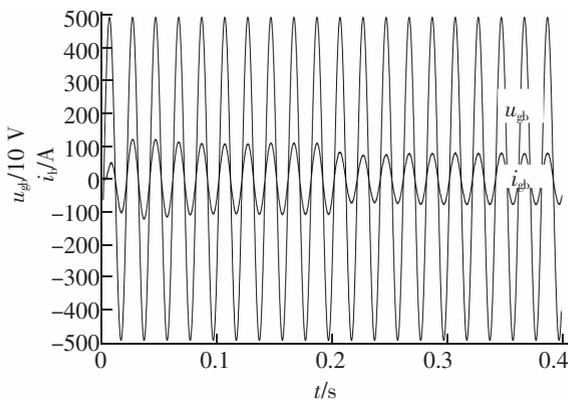


图7 b相电网电压及并网电流波形

Fig.7 The waveforms of grid voltage and grid current of b phase

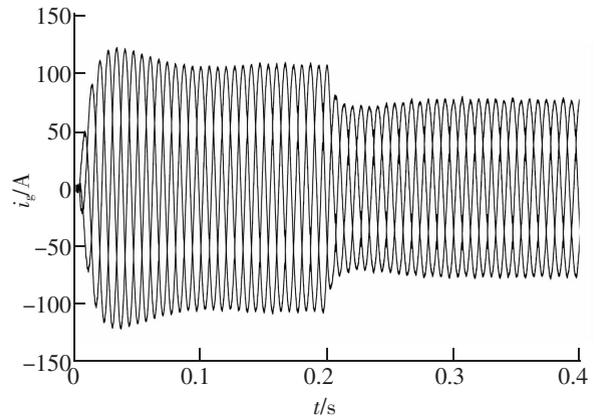


图8 三相并网电流波形

Fig.8 The waveform of three phase grid connected current

4 结论

本文对基于DC/DC变换器的三相级联H桥光伏并网结构进行了研究,提出了其在光照强度不均匀条件下的相间功率平衡控制策略,充分利用了逆变器直流侧电压来保持功率平衡,所加零序电压的基频分量等同于相同情况下的FFZSI,谐波分量尽可能降低逆变器输出电压峰值以更好地利用直流侧输入电压。通过仿真研究,结果表明,在光照强度严重不均匀的情况下,所提控制策略能够保证并网电流平衡,谐波畸变率小于5%,验证了该方法的正确性与有效性。

参考文献:

- [1] 许洪华. 中国光伏发电技术发展研究[J]. 电网技术, 2007, 31(20): 7.
- [2] 刘敬培, 张峰. H桥级联型多电平逆变器调制策略对比分析[J]. 变频器世界, 2010(4): 86-88.
- [3] 胡超, 张兴. 级联多电平光伏并网逆变器研究[J]. 电力电子技术, 2011, 45(7): 17-19.
- [4] 王书征, 赵剑锋, 姚晓君, 等. 级联型光伏并网逆变器在光照不均匀条件下的功率平衡控制[J]. 电工技术学报, 2013, 28(12): 251-261.
- [5] 王付胜, 张德辉, 戴之强, 等. 级联H桥光伏并网逆变器混合调制策略[J]. 电工技术学报, 2016, 31(s1): 137-145.
- [6] WANG F, YANG L, WANG M, et al. Power balance control scheme of cascaded H-bridge multilevel inverter for grid-connection photovoltaic systems[C]//Power Electronics and Motion Control Conference. IEEE, 2016: 1539-1545.
- [7] VILLANUEVA E, CORREA P, RODRIGUEZ J, et al. Control of a Single-Phase Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter for Grid-Connected Photovoltaic Systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(11): 4399-4406.
- [8] YU Y, KONSTANTINOU G, HREDZAK B, et al. Power Balance of Cascaded H-Bridge Multilevel Converters for Large-Scale Photovoltaic Integration[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(2): 1108-1120.
- [9] XIAO B, HANG L, MEI J, et al. Modular Cascaded H-Bridge Multilevel PV Inverter With Distributed MPPT for Grid-Connected Applications[J]. Industry Applications IEEE Transactions on, 2015, 51(2): 1722-1731.

Study on Control of Three-Phase Cascaded H-bridge PV Grid

Ye Manyuan, Nie Yu

(School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: The cascaded H-bridge multilevel inverter has wide application prospects in high-voltage and large-capacity photovoltaic grid-connected power generation system owing to the advantages of low loading stress of the switch tube and low harmonic content of grid-connected current. The cascaded H-bridge multilevel inverter grid-connected photovoltaic power generation has some problems, such as uneven light intensity and temperature, aging of photovoltaic panels or being shaded, which may lead to unbalanced output power of each phase of the H-bridge inverter, resulting in unbalanced grid-connected current. In this paper, a zero-sequence injection method based on DC/DC converter for three-phase cascaded H-bridge photovoltaic grid-connected system was proposed. The required zero-sequence component was obtained by subtracting the positive sequence envelope voltage from the specific square wave, so that the grid-connected current can still be in phase with the grid voltage under the condition of unbalanced input power. The simulation results in MATLAB / Simulink environment show that the harmonic content of grid-connected current meets the IEEE Std. 929-2000 standard and can realize the operation of unit power factor.

Key words: DC/DC converter; cascaded H-bridge (CHB) inverter; Photovoltaic (PV) grid connected; interphase power balance

(上接第 98 页)

Prediction Method of Lane Changing Frequency Based on Neural Network and Markov Chain

Hong Weiwei, Wang Yuanqing

(School of Highway, Chang'an University, Xi'an 710064, China)

Abstract: In order to predict more accurately the frequencies of lane changes with the limited data, a combined forecasting model based on neural network and Markov chain was proposed. The average speed and density of road sections were collected, and the BP neural network model was used to train the preliminary fitting model. By using Markov chain method, the distribution and probability of lane changing frequencies in three groups of intervals representing overestimation, normal and underestimation were given to decrease BP neural network error. The combination forecasting model was adopted to predict and analyze the frequency of lane-changing of a road in Xi'an. The results show that the actual frequencies of lane changing are all within the prediction range of the maximum probability given by the model, which indicates that the model can predict the frequency of lane changing according to the average speed and traffic density of the section.

Key words: lane changing behavior; lane changing frequency; neural network; Markov chain