

一种级联型多电平并网逆变器控制策略的研究

龚秋英¹, 马鑫金², 李艳¹

(1. 三江学院 电子信息工程学院, 江苏 南京 210012;

2. 南京理工大学 自动化学院, 江苏 南京 210094)

摘要:针对传统的两电平逆变器功率小、效率低等问题,设计了级联型多电平并网逆变器。首先,对多电平逆变器进行了小信号模型建模;之后,分析了两种调制方式,通过比较选取了合适的载波移相调制法控制策略;最后,设计了1 kW的七电平光伏并网逆变器,通过搭建实验平台,验证了多电平逆变器的合理性。

关键词:级联;小信号模型;载波移相;七电平

中图分类号:TM464 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd20166

Research on Control Strategy of a Cascade Multi-level Grid-connected Inverter

GONG Qiuying¹, MA Xinjin², LI Yan¹

(1. College of Electronical and Information Engineering, San Jiang University, Nanjing 210012, Jiangsu, China;

2. College of Automation, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, Jiangsu, China)

Abstract: In view of the low power and low efficiency of the traditional two-level inverters, cascaded multi-level grid-connected inverter was designed. Firstly, the small-signal model of multi-level inverters was modeled. After that, two kinds of modulation methods were analyzed. Finally, an 1 kW seven-level photovoltaic grid-connected inverter was designed by selecting a suitable carrier phase-shift modulation control strategy. The rationality of the seven-level inverter was verified by setting up an experimental platform.

Key words: cascading; small signal model; carrier phase shift; seven-level

随着经济的发展,人们对生活在美好环境下的要求日益强烈,由于传统能源具有一定的污染和有限性等特点,研究新型能源引起人们的关注,太阳能是最理想的清洁能源。太阳能转化为电能的核心是逆变器^[1]。逆变器有多种拓扑,单相全桥、H5及H6等主要应用于户用逆变器,具有体积小、价格低、功率小等特点;三相半桥、三相全桥主要应用于组串和集中式逆变器,具有功率大、成本高、体积大等特点。对于各种拓扑,传统的逆变器使用两电平,控制简单,然而两电平具有谐波大、功率低等缺点。为了增大逆变器的效率,减小谐波,多电平引起关注。多电平是通过不断叠加输出多个梯度的方波,再经过滤波器滤波后,输出基本接近正弦波。当然,电平越多越输出接近于正弦波,同样输出谐波也越小。在综

合考虑成本的情况下,选取7电平,相对于单相全桥、H5和H6等拓扑同样增加了逆变器的功率,可应用于大功率场合^[2]。综上所述,多电平逆变器拓扑结构具有以下优点:1)对开关频率的要求降低,从而减小了开关损耗;2)对开关管的要求降低,应力减小;3)输出的电压变化率较小,电磁兼容性较好;4)输出电平越多,经滤波后就会越接近正弦波形,谐波小^[3-4]。

1 H桥七电平数学模型分析

图1为级联H桥7电平逆变器拓扑结构。图1中, U_{dc} 为输入直流电压, C_{dc} 为母线稳压电容, R 为负载, L 为滤波电感。令 S_{ij} 为第 i 个模块在第 j 个管子导通状态,定义“1”表示导通,“0”表示关断。 S_i 为第 i 个模块, d_i 为各个模块所对应的占空比。令

基金项目:2014年江苏省高校自然科学研究面上项目(14KJD480004)

作者简介:龚秋英(1978—),女,硕士,实验师,Email:478548777@qq.com

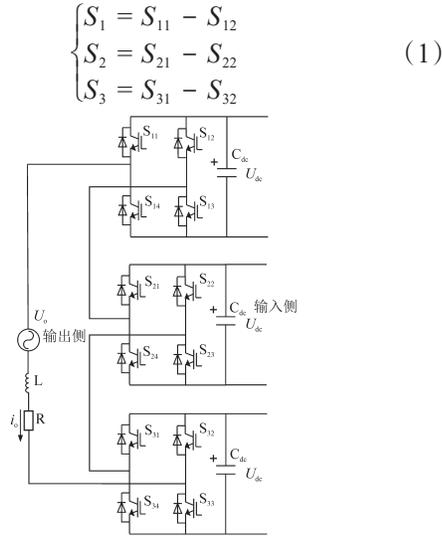


图1 级联式七电平主电路拓扑

Fig.1 Cascaded seven level main circuit topology

由图1,假设三个占空比相同,即 $d_i = d$,经开关函数经平均算子处理得到:

$$\begin{cases} \frac{di_o}{dt} = \frac{1}{L} (U_o - Ri_o - 3dU_{dc}) \\ \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{d_i i_o}{C_{dc}} - \frac{U_{dc}}{R_{in} C_{dc}} \end{cases} \quad (2)$$

式中: R_{in} 为输入端电源等效内阻; i_o 为输出电流; U_o 为输出电压。

在逆变器中,为了减小谐波分量,输入侧使用 $D-Q$ 解耦控制,其中 $D-Q$ 变换矩阵为^[5]

$$T = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad (3)$$

由式(2)可得镜像微分式:

$$\begin{cases} \frac{di_m}{dt} = \frac{1}{L} (U_m - Ri_m - 3d_m U_{dc}) \\ \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{d_m i_m}{C_{dc}} - \frac{U_{dc}}{R_{in} C_{dc}} \end{cases} \quad (4)$$

式中: i_m, U_m 分别为输出电流和电压镜像后所得电流和电压; d_m 为镜像后对应的占空比。

由式(2)和式(4)可得:

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_o \\ i_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_o \\ U_m \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_o \\ i_m \end{bmatrix} - 3U_{dc} \begin{bmatrix} d \\ d_m \end{bmatrix} \\ 2C_{dc} \frac{dU_{dc}}{dt} = \begin{bmatrix} S \\ S_m \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_o \\ i_m \end{bmatrix} - \frac{2U_{dc}}{R_{in}} \end{cases} \quad (5)$$

式中: S, S_m 为镜像前后的开关管导通状态。

经变换可得:

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & -\omega L \\ \omega L & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - 3U_{dc} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} \\ 2C_{dc} \frac{dU_{dc}}{dt} = \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - 2 \frac{U_{dc}}{R} \end{cases} \quad (6)$$

三相电压、电流等是经过 d, q 分解后得到电压、电流等的 d, q 分量,忽略二次项交流量和稳态量,令

$$\begin{cases} u_d = U_d + \hat{u}_d \\ u_q = U_q + \hat{u}_q \\ i_d = I_d + \hat{i}_d \\ i_q = I_q + \hat{i}_q \\ u_{dc} = U_{dc} + \hat{u}_{dc} \\ d_d = D_d + \hat{d}_d \\ d_q = D_q + \hat{d}_q \end{cases} \quad (7)$$

可得小信号模型:

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & -\omega L \\ \omega L & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} - 3U_{dc} \begin{bmatrix} \hat{d}_d \\ \hat{d}_q \end{bmatrix} - 3\hat{U}_{dc} \begin{bmatrix} \hat{D}_d \\ \hat{D}_q \end{bmatrix} \\ 2C_{dc} \frac{dU_{dc}}{dt} = \begin{bmatrix} \hat{D}_d \\ \hat{D}_q \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{d}_d \\ \hat{d}_q \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} - 2 \frac{2\hat{U}_{dc}}{R_{in}} \end{cases} \quad (8)$$

2 调制方法比较

在多电平逆变器中,基于载波的调制方法可分为移相载波和移幅载波调制两类^[6-7]。

2.1 载波移相调制法

载波移相调制策略中, m 电平的逆变器需要 $m-1$ 个三角载波,且各载波同频同幅,各相移为 $360^\circ/(m-1)$ 。另外,移相调制信号一般为三相正弦波,且其幅值与频率是可调的,可通过比较载波与调制波,产生门极所需驱动信号^[8-9]。以单相7电平逆变器为例,图2给出了移相载波调制法的过程与典型波形,包含6个三角载波,任意三角载波保证 60° 的相移,分别与调制波 U_c 对比产生 $g_{11}, g_{12}, g_{21}, g_{22}, g_{31}$ 和 g_{32} 这6个驱动信号,可用于驱动12个开关器件。逆变器总输出电压为三个H桥模块输出电压之和。图3为载波移相调制的电压波形与频谱^[10-11]。

2.2 移幅载波调制法

类似于载波移相调制法,采用移幅载波调制法时, m 电平的逆变器也需要 $(m-1)$ 个同频同幅的三角载波。所有载波垂直排列,以载波的不同极性作为依据,载波移幅调制法又可分为3类:同相层叠法、相邻反相法及正负反相层叠法^[12]。从降低输出电压谐波角度进行比较,分析可知,在这3种调制方法中同相层叠法的效果最佳,故以同相层叠法为例,进行相应对比分析^[13]。

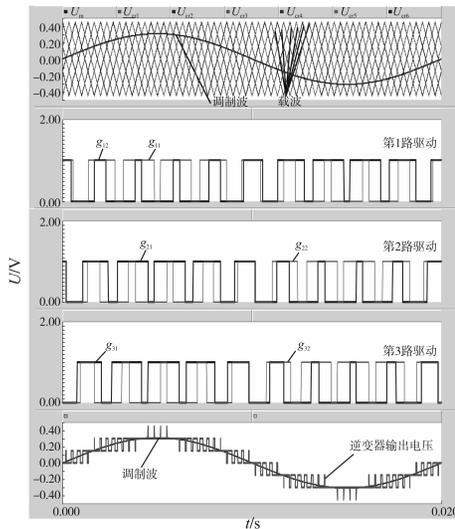


图2 载波移相调制的过程与典型波形

Fig.2 Carrier phase modulation process with a typical waveforms

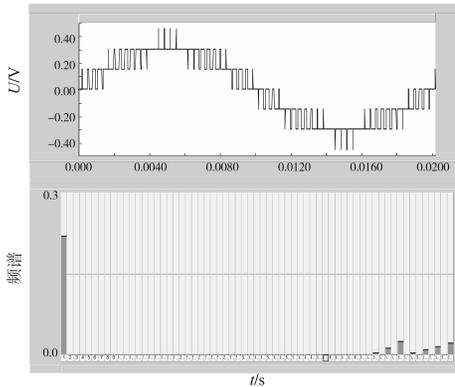


图3 载波移相调制的电压波形与频谱

Fig.3 Phase shift modulated carrier voltage waveforms and spectrum

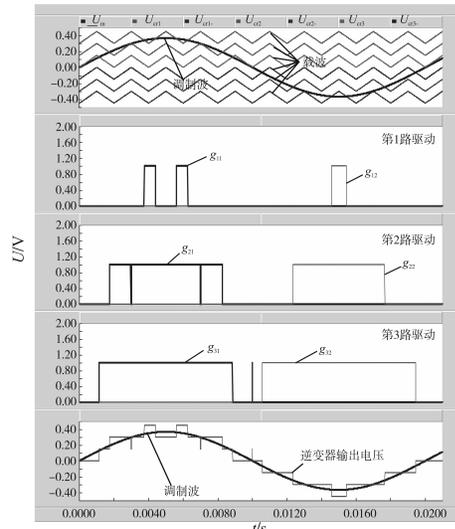


图4 载波移幅调制

Fig.4 Carrier amplitude shift modulation

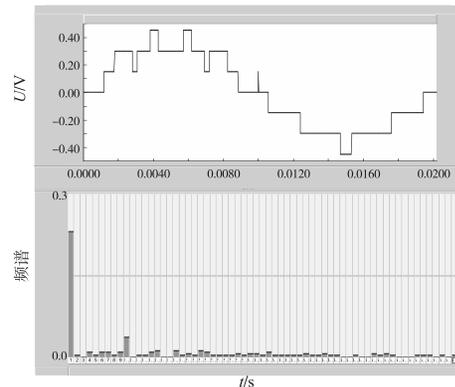


图5 载波移幅调制的电压波形与频谱

Fig.5 Voltage waveforms and spectrum of carrier amplitude shift modulation

图4为同相层叠法调制规则,图中最上层调制信号 U_{cr1} 与最下层调制信号 U_{cr7} 为H1单元的功率单元调制信号, U_{cr2} 与 U_{cr6} 产生H2单元的调制信号,剩下的 U_{cr3} 和 U_{cr5} 产生H3单元的调制信号。图5为同相层叠法调制法系统输出电压波形和频谱。

通过分析载波移相调制法与载波移幅调制法可知,两者调制中逆变器输出电压非常相似,且都为7电平。分析频谱,从中可知载波移幅调制法输出电压谐波为低次谐波,对应的,载波移相调制法输出电压谐波主要为高次谐波^[14]。这种差异的形成主要是因为载波移幅调制法下各个功率器件开关频率不同,同时功率器件开关频率的差异性给器件选型也带来了不便,可通过采用载波移相调制法,使得各功率器件保持相同的开关频率,相对的,载波移幅调制法下所有功率器件的开关频率却都不相同。由此导致

了各个单元中的功率器件开关损耗差异。为了使各器件的开关损耗相接近,各H桥单元的开关方式需要进行周期性的轮换,这在一定程度上增加了逆变器系统的复杂性。综合上述,光伏逆变器装置采用单极性载波移相控制策略^[15]。

3 实验验证

为了验证以上分析的正确性,本文设计了一台额定功率1 000 W的逆变器,输入直流母线电压为400 V,滤波电感 $L_f=5$ mH,由于前级有带旁路二极管的升压电路,所以母线处选取膜电容加电解电容并联方式,且再并联一个靠近管子的小膜电容吸收高频杂波,以DSP28335为控制芯片,实验结果如图6~图9所示。

图6为经过逆变器输出的7电平波形图;图7和图8为2个滤波之后分别在半载和全载下的并网电流和并网电压波形图;图9为在不同功率下,

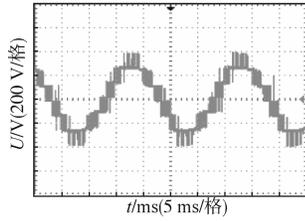


图6 级联H桥输出7电平阶梯波

Fig.6 Cascaded H-bridge output level seven step wave

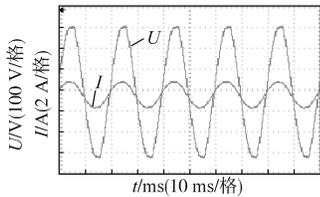


图7 并网电流,电网电压(半载)

Fig.7 Grid-connected current and grid voltage(half load)

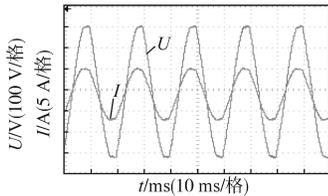


图8 并网电流,电网电压(满载)

Fig.8 Grid-connected current and grid voltage(full load)

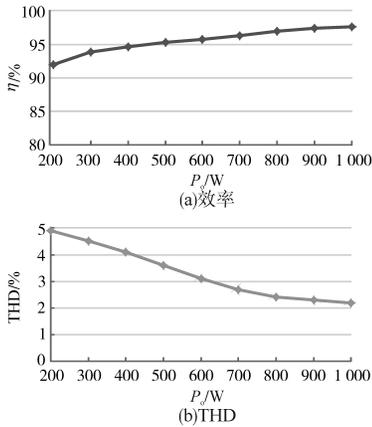


图9 效率和THD曲线图

Fig.9 Curves of efficiency and THD

逆变器的效率和THD曲线图。通过分析可知,7电平具有较小的谐波,且随着功率的不断变大,谐波分量不断减小,并且效率不断增大。由于设计时成本问题,选取管子压降较低,功率只达到1 kW,若选取压降更大的MOS管甚至IGBT,可实现更大功率的输出。

4 结论

本文设计了一台级联式七电平的光伏逆变器,在对比分析了两种调制方式下,选取了载波移相调制,最后搭建了1 kW的逆变器试验平台,

实现了并网。在较大功率时,逆变器具有较高的效率和较低的谐波。

参考文献

- [1] 吴凤江,刘大为,孙力,等.基于虚拟磁链直接功率控制的四象限级联型多电平逆变器简化结构[J].中国电机工程学报,2008,28(15):49-54.
- [2] 单庆晓,李永东,潘孟春.级联型逆变器的新进展[J].电工技术学报,2004,19(2):1-9.
- [3] 卢峥,阎德健,朱思国.级联型H桥多电平逆变器SVPWM控制研究[J].电力电子技术,2012,46(10):90-92.
- [4] 雷一,赵争鸣,鲁思兆.LCL滤波的光伏并网逆变器有源阻尼与无源阻尼混合控制[J].电力自动化设备,2012,32(11):23-27.
- [5] 朱思国,陆佳政,欧阳红林,等.基于谐波注入法的级联型逆变器谐波消除研究[J].电工技术学报,2012,27(8):194-202.
- [6] 马琳,孙凯,Remus,等.高效率中点钳位型光伏逆变器拓扑比较[J].电工技术学报,2011,26(2):108-114.
- [7] Dall'Anese E, Dhople S V, Johnson B B, et al. Optimal Dispatch of Residential Photovoltaic Inverters under Forecasting Uncertainties[J]. IEEE Journal of Photovoltaics, 2017, 5(1):350-359.
- [8] 郭小强,张学,卢志刚,等.不平衡电网电压下光伏并网逆变器功率/电流质量协调控制策略[J].中国电机工程学报,2014,34(3):346-353.
- [9] 徐友,郑建勇,梅军,等.负序电压前馈补偿的三相光伏逆变器不平衡单周控制策略[J].中国电机工程学报,2012,32(36):22-28,18.
- [10] Jiang Y X, Pan S H, Li X S. Relationship Between Entropy Regularization Method and Exponential Penalty Method[J]. Numerical Mathematics A Journal of Chinese Universities, 2005, 4(4):355-362.
- [11] Notton G, Lazarov V, Stoyanov L. Optimal Sizing of a Grid-connected PV System for Various PV Module Technologies and Inclinations, Inverter Efficiency Characteristics and Locations[J]. Renewable Energy, 2010, 35(2):541-554.
- [12] 徐帅,张建忠.多电平电压源型逆变器的容错技术综述[J].电工技术学报,2015,30(21):39-50.
- [13] 康家玉,王旭,王素娥,等.一种基于H6桥单相光伏并网逆变器控制策略的研究[J].可再生能源,2016,34(8):1144-1150.
- [14] 刘波,杨旭,孔繁麟,等.三相光伏并网逆变器控制策略[J].电工技术学报,2012,27(8):64-70.
- [15] 李素非,李国杰,翟登辉,等.级联型多电平逆变器最小总谐波失真阶梯调制策略研究[J].电力系统保护与控制,2014,42(19):8-17.

收稿日期:2019-04-17

修改稿日期:2019-07-08