

# 光伏发电中高压并网多电平逆变器的控制策略

张艳莉<sup>1</sup>, 费万民<sup>2</sup>

(1. 南京师范大学 能源与机械工程学院, 江苏 南京 210042;

2. 南京师范大学 电气与自动化工程学院, 江苏 南京 210042)

**[摘要]** 提出主从级联式多电平变流器应能兼顾系统对电压等级、功率转换效率、输出波形质量的高要求; 特定谐波消除脉宽调制 SHEPWM 方法能够实现输出波形质量和功率转换效率的优化, 便于实现功率平衡控制的控制方案. 以十五电平逆变器为例, 研究了主从级联式多电平逆变器的 SHEPWM 控制方法, 提出了一种简单的功率平衡控制方法, 以选取的典型点为例, 研究了考虑功率平衡控制约束的 SHEPWM 非线性方程组的求解问题, 对幅值调制比  $M=1$  的数值解进行了仿真和实验研究, 结果证明所提控制方法是可行的.

**[关键词]** 光伏发电, 中高压并网, 级联多电平逆变器, 脉宽调制, 功率平衡

**[中图分类号]** TM732 **[文献标识码]** A **[文章编号]** 1672-4292(2011) 01-0019-08

## SHEPWM and Power Balance Control for Composite Cascade Multilevel Inverters for Medium and High Voltage Interfacing of Photovoltaic Systems

Zhang Yanli<sup>1</sup>, Fei Wanmin<sup>2</sup>

(1. School of Energy and Mechanical Engineering, Nanjing Normal University, Nanjing 210042, China;

2. School of Electrical and Automation Engineering, Nanjing Normal University, Nanjing 210042, China)

**Abstract:** With the increasing of the capacity and scale of photo-voltaic power systems, medium and high voltage inverters are economic and reasonable choices for transformerless interfaces of the photo-voltaic systems with utility grid. It is proposed that the composite cascade multilevel inverter may be the best topology for it can meet the high requirements for voltage level, high power converting efficiency and high waveform quality of output voltage. Selective harmonics elimination PWM method is probably the best control strategy for its advantages in high voltage waveform, high power efficiency and convenience in the control of the balance of power of each H-bridge. Take some typical points for examples, resolving method of the SHEPWM equations with power balance constraints are presented. Simulations and experiments are carried out, which prove the validity and practicability of the control method proposed.

**Key words:** photo-voltaic system, medium and high voltage interface, cascade multilevel inverter, pulse width modulation, power balance

可再生能源发电是世界能源发展的必然选择,不但能缓解大气污染,而且可以解决能源危机,其中,太阳能光伏发电最具发展前景. 并网发电系统无须蓄电池,节省了投资,减少了充放电装置引起的损耗和废旧电池处理带来的环境污染;光伏发电和以其他形式发出的电力相互补充,对电力系统的稳定、经济运行意义重大. 所以,并网是光伏发电最合理、最经济的发展方向<sup>[1]</sup>,并网逆变器是光伏并网发电的关键设备.

随着太阳能技术的迅猛发展与普及,太阳能并网容量越来越大,同时运行于电力系统中的并网逆变器的容量和数量也越来越大,各并网逆变器产生的谐波会相互叠加,甚至通过系统中的振荡放大,导致电源侧的谐波污染问题越来越严重<sup>[2]</sup>;为了尽量节省原材料成本和降低功率损耗,随着太阳能光伏发电并网容量的不断增加和规模的不断扩大,电力输送的经济性和科学性必然要求提高并网逆变器的电压等级<sup>[3]</sup>;逆变器效率的高低,对提高光伏发电系统的有效发电量和降低发电成本有着重要影响,而且有关标

收稿日期: 2010-06-18.

基金项目: 江苏省普通高校自然科学研究计划(07KJB470056)

通讯联系人: 费万民,博士,教授,研究方向: 电力电子技术及其应用. E-mail: feiwanmin@njnu.edu.cn

准要求逆变器容量越大,效率越高<sup>[4]</sup>. 总之,随着并网容量的快速增加,电力标准要求并网逆变器具有高电压等级、高输出波形质量和高功率转换效率.

多电平逆变器以较低耐压等级的开关器件,实现中高压功率变换,可以省去升压变压器,提高并网装置的效率并降低成本;多电平逆变器用多个输出电平逼近正弦波,容量越大、电压越高,只要选择输出电平更多的主电路拓扑结构<sup>[5,6]</sup>,就能满足输出波形质量更高的要求,输出滤波器的尺寸较小甚至可以省去;由于多电平逆变器可以用较低的开关频率,实现高质量的输出波形,可以减小开关损耗、提高效率. 所以,多电平技术是中高压并网逆变器的必然选择.

多电平逆变器有二极管箝位型、飞跨电容型和级联型等 3 种基本拓扑结构,而级联型多电平逆变器具有模块化结构、使用功率器件数目最小、控制策略最灵活等显著优点. 太阳能电池阵列可以为级联多电平逆变器提供现成的独立直流电源,所以为最理想的主电路拓扑结构.

在各种级联多电平逆变器中,主从级联结构<sup>[7]</sup>能够兼顾高电压等级、高输出波形质量、高功率转换效率等 3 方面需求,是中高压并网逆变器拓扑结构的最佳选择. 主从式级联多电平逆变器拓扑结构,如图 1 所示,其中的  $V_1 \sim V_4$  为太阳能电池阵列, $D_1 \sim D_4$  为串联二极管,防止太阳能电池电流反向, $C_1 \sim C_4$  用来缓冲功率变换过程中的无功功率. 该逆变器由虚线框内直流侧电压为  $2E$  的  $H_1 \sim H_3$  组成的主逆变器和虚线框外直流侧电压为  $E$  的从逆变器  $H_4$  级联而成. 主逆变器由耐高压的 IGBT 管子组成,以输出电压的基波频率为切换频率,用来实现足够电压等级的主要基波能量的输出;从逆变器由频率特性优异的功率 MOSFET 管构成,工作于高速 PWM 调制模式,用来改善输出波形. 由于主逆变器工作于基波频率,开关损耗小,从变换器虽然工作于较高的调制频率,但因 MOSFET 管的开关特性好、工作电压低,开关损耗也比较小,因而整机效率高,而且能兼顾电压等级高、输出谐波含量小等要求.

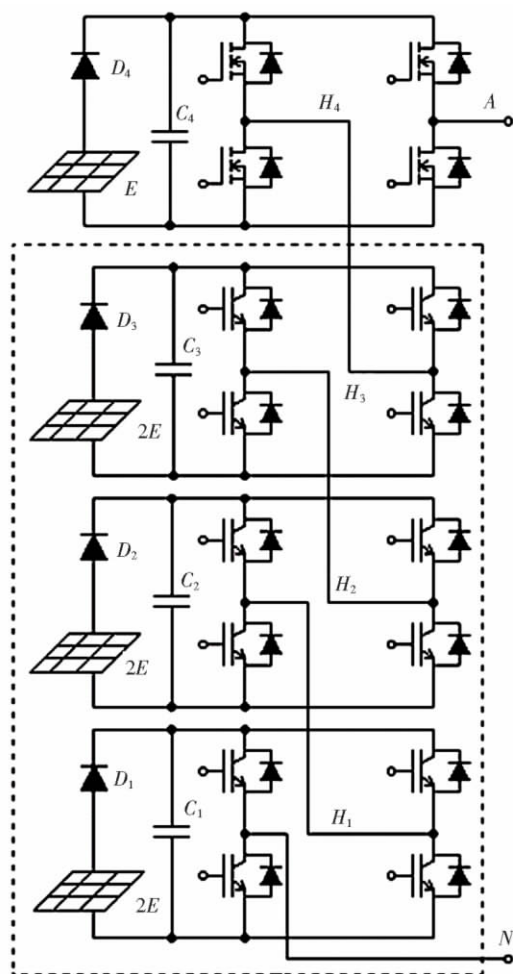


图 1 适合于中高压并网的逆变器拓扑结构

Fig.1 Topology of the proposal medium-high voltage photovoltaic interfacing inverter

## 1 主从级联型多电平逆变器的 SHEPWM 控制策略

级联多电平逆变器的 PWM 控制策略,理论上讲,和传统的两电平逆变器一样,主要包括基于三角载波比较的 SPWM 方法、空间矢量 SVPWM 方法、特定谐波消除 SHEPWM 方法<sup>[8-10]</sup>等.

多电平逆变器的空间矢量 SVPWM 方法的基本空间矢量和合成算法,随电平数的增加而急剧增加,在高于五电平的场合很难采用. 对级联多电平逆变器来讲,每一个 H 桥的直流电源分别由一个光伏电池阵列组成,为了充分利用光伏电池阵列的能量,必须考虑各个光伏电池阵列的功率平衡控制策略<sup>[11-13]</sup>. 对于图 1 所示的主从式级联多电平逆变器而言,由于结构的不对称性,不能采用波形周期性互换的方法实现功率平衡,因此,限制了基于多载波的正弦脉宽调制方法 SPWM 的应用.

特定谐波消除脉宽调制 SHEPWM 方法具有以下显著优点:(1) 在一定的开关频率下,输出波形质量最高;(2) 在一定的波形质量要求的条件下,开关频率最低,开关损耗小,效率高;(3) 输出滤波器尺寸小,而且易于设计;(4) 通过把功率平衡约束方程式追加到 SHEPWM 非线性方程组中,便于实现功率平衡控

制等. 由于并网逆变器的输出频率始终跟随电力系统的工作频率,频率基本不变,采用特定谐波消除脉宽调制 SHEPWM 方法时,所需的初值存储表格和 SHEPWM 非线性方程组的建立与存储方法较为简单. 特别重要的是中高压、大容量并网逆变器对功率转换效率要求极高,而 SHEPWM 方法最适合于高效率的功率变换,所以,SHEPWM 方法是最合适的控制策略之一.

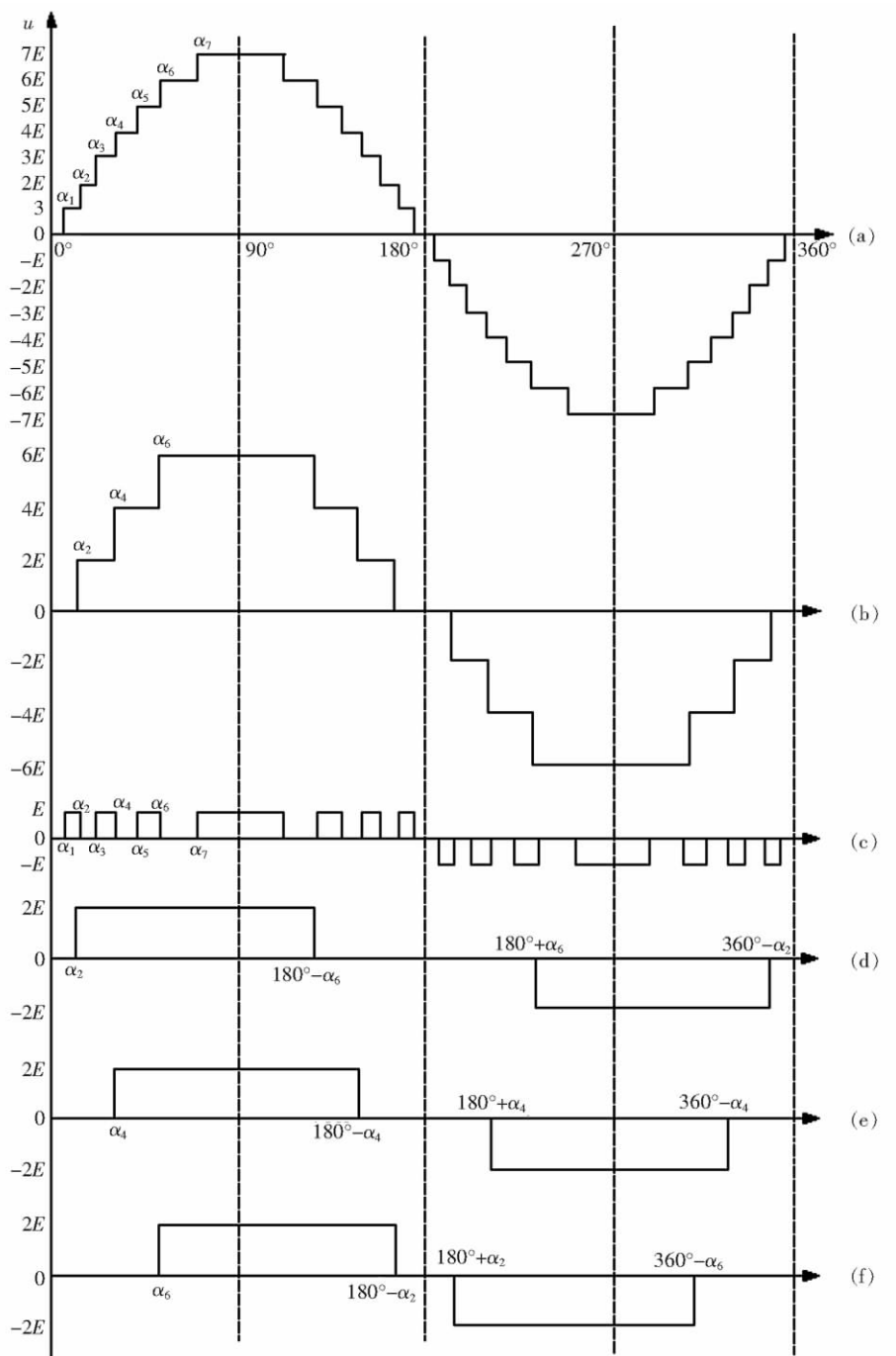


图2 开关切换角定义、SHEPWM 输出波形和各 H 桥输出波形分配  
Fig2 Define of switching angles and output waveforms of the multilevel interver and the H-bridges

图 2 所示为基于阶梯波逼近方法的 SHEPWM 波形、各 H 桥输出波形方案等. 图 2( a) 表述了总的多电平逆变器在第一个 1/4 周期内的开关切换角的定义和具有 1/4 周期对称特点的全周期电压输出波形; 图 2( b) 为由  $H_1 \sim H_3$  组成的主变换器的输出电压波形, 图 2( c) 为由  $H_4$  组成的从变换器的输出电压波形. 由于图 1 所示的级联多电平逆变器共有 15 个电平, 采用阶梯波的方式逼近正弦信号时, 在 1/4 周期内最多有 7 个上升沿, 无下降沿. 7 个开关切换点, 一个基波幅值约束方程, 在不考虑功率平衡约束条件的情况下, 可以消除 6 个低频次谐波. 根据 1/4 周期对称的输出电压波形的上升沿、下降沿, 可以直接写出 SHEP-

WM 非线性方程组<sup>[10]</sup>,如下式所示:

$$\begin{cases} \sum_{k=1}^7 \cos \alpha_k = \frac{7\pi}{4}M \\ \sum_{k=1}^7 \cos n\alpha_k = 0, n = 5, 7, 11, 13, 17, 19, \end{cases} \quad (1)$$

其中,  $M$  为幅值调制比, 式中各开关切换角满足约束:  $0^\circ \leq \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \dots < \alpha_7 \leq 90^\circ$ .

## 2 主从级联型多电平逆变器的功率平衡控制方法

### 2.1 单 H 桥功率分析

文献 [11-13] 分别研究了具有相等直流侧电压的级联多电平逆变器的功率平衡问题, 对于如图 1 所示的主从式级联多电平逆变器的功率平衡方法的研究, 还未见报道, 这是本文的主要研究内容之一. 如图 3 所示, 假设  $v_1$  是由  $H_1 \sim H_4$  所组成的级联多电平逆变器的输出的基波电压,  $V_{DC}$  是某  $H$  桥的直流侧电压;  $i_L$  是滤波后的负载电流, 也是各个  $H$  桥的输出电流.  $i_L$  滞后于输出基波电压  $v_1$  的角度为  $\varphi$ , 那么  $v_1$  和  $i_L$  可以分别表示如下:

$$v_1 = V_1 \sin \omega t, \quad (2)$$

$$i_L = I_m \sin(\omega t - \varphi). \quad (3)$$

假设图 3 在  $(\alpha_1, \alpha_2)$  和  $(2\pi - \alpha_2, 2\pi - \alpha_1)$  之间的、幅值为  $V_{DC}$  脉冲为某一个  $H$  桥的输出脉冲, 其特点是半周期奇函数对称, 则该两个脉冲在一个周期内的平均功率如下:

$$P_{OH} = \frac{I_m V_{DC} \cos \varphi}{\pi} (\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2). \quad (4)$$

更一般地, 假设某  $H$  桥输出电压为一系列脉冲, 其在前半周期内的上升沿、下降沿序列为  $(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_n)$ , 在后半周期满足奇函数对称特点, 则该  $H$  桥在一个周期内的平均输出功率为:

$$P_{OH} = \frac{I_m V_{DC} \cos \varphi}{\pi} \sum_{k=1}^n p_k \cos \alpha_k, \quad (5)$$

$$p_k = \begin{cases} 1, & \alpha_k \text{ 为上升沿,} \\ -1, & \alpha_k \text{ 为下降沿.} \end{cases} \quad (6)$$

根据式 (5)、(6) 求出每一个  $H$  桥的平均功率, 并强制其相等或满足一定的数量关系, 就可以得到功率平衡约束方程, 与 SHEPWM 方程组一起构成多电平逆变器的控制策略.

### 2.2 主从级联多电平逆变器的功率平衡控制方法

在 SHEPWM 控制策略中, 如果添加 3 个约束方程, 分别保证 3 个具有相同直流侧电压的  $H$  桥的逆变器在一个周期内的输出能量相等, 电源电压为  $E$  的  $H$  桥在一个周期内的输出能量为其他  $H$  桥一个周期内输出能量的 1/2, 则我们可以控制各个  $H$  桥在一个周期内实现功率平衡, 但和无功率平衡约束的 SHEPWM 控制策略相比, 少消除 3 个低频次谐波. 如果只添加一个约束方程, 使直流侧电压为  $E$  的从  $H$  桥的输出功率为其他 3 个  $H$  桥输出功率的总和的 1/6, 再通过互换具有相等直流侧电源电压的 3 个  $H$  桥的控制信号的方法, 保证这 3 个  $H$  桥的功率平衡, 则可以保证在 3 个输出周期内实现各个单元的输出功率平衡, 这样, 和无功率平衡约束的 SHEPWM 控制策略相比, 少消除一个低频次谐波, 在同样的开关频率下, 可以消除的低频次谐波最多. 本文以后一种功率平衡控制策略为例, 对以图 1 所示的级联多电平结构为主电路的光伏发电并网逆变器进行研究.

通过波形互换, 可以在 3 个输出周期内实现主变换器中各个  $H$  桥输出功率的平衡, 同时, 为了尽可能减小每个周期内主变换器中各  $H$  桥输出功率的差异, 我们须尽可能使  $H_1$ 、 $H_2$ 、 $H_3$  的输出脉冲宽度相近, 为此, 在前半个周期内, 选第 1 个上升沿与第 1 个下降沿对应, 为  $H_1$  的输出; 第 2 个上升沿与第 2 个下降沿对

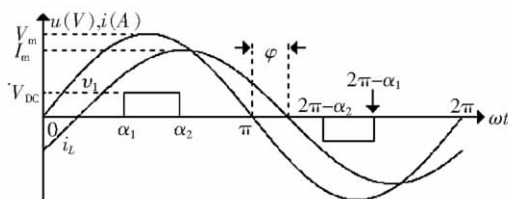


图 3 单  $H$  桥单脉冲半周期对称波形的功率分析

Fig3 Power analysis of single pulse with half-cycle symmetry of single  $H$ -bridge

应,为  $H_2$  的输出;第 3 个上升沿与第 3 个下降沿对应,为  $H_3$  的输出,并取电压幅值为  $2E$ ,分别构成 3 个波形,后半周期通过奇函数对称拓展得到,如图 2( d )、( e )、( f ) 所示.

根据式( 5 )、( 6 ),由  $H_1$ 、 $H_2$ 、 $H_3$  组成的主逆变器和由  $H_4$  组成的从逆变器的输出功率,可以分别表示如下:

$$P_{0(H_1+H_2+H_3)} = \frac{4E}{\pi} I_m \cos\varphi ( \cos\alpha_2 + \cos\alpha_4 + \cos\alpha_6 ) \quad , \tag{7}$$

$$P_{0(H_4)} = \frac{2E}{\pi} I_m \cos\varphi ( \cos\alpha_1 - \cos\alpha_2 + \cos\alpha_3 - \cos\alpha_4 + \cos\alpha_5 - \cos\alpha_6 + \cos\alpha_7 ) \quad . \tag{8}$$

取  $P_{0(H_1+H_2+H_3)} = 6P_{0(H_4)}$ ,可以得到功率平衡约束方程式. 由于增加一个约束方程,所以,与不考虑功率平衡约束相比,少消除一个低频次谐波. 新的方程组如下所示:

$$\begin{cases} \sum_{k=1}^7 \cos\alpha_k = \frac{7\pi}{4}M, \\ \sum_{k=1}^7 \cos n\alpha_k = 0, \quad n = 5, 7, 11, 13, 17, \\ 3\cos\alpha_1 - 4\cos\alpha_2 + 3\cos\alpha_3 - 4\cos\alpha_4 + 3\cos\alpha_5 - 4\cos\alpha_6 + 3\cos\alpha_7 = 0. \end{cases} \tag{9}$$

根据具体情况下的调制比  $M$ ,求解式( 9 )所示的非线性方程组,即可得到在特定情况下的 SHEPWM 控制的开关切换角.

3 SHEPWM 非线性方程组求解举例

SHEPWM 控制方法的核心内容之一,是 SHEPWM 非线性方程组的求解. 由于 SHEPWM 非线性方程组是由正、余弦函数组成的代数式,易于求导,很适合于采用牛顿迭代法求解. 牛顿迭代法对初值的要求较高,文献[14,15]分别研究了多电平逆变器 SHEPWM 非线性方程组的初值问题和三电平逆变器的 SHEPWM 非线性方程组的求解方法,对本文研究的十五电平逆变器的 SHEPWM 非线性方程组求解,有一定的参考价值,但功率平衡控制目标的加入,使得基于多载波 SPWM 方法的初值选取质量有所降低,甚至失效. 增加了功率平衡约束条件的多电平逆变器 SHEPWM 非线性方程组,仍然具有多组解,采用蚁群算法、遗传算法进行全局搜索,可望求取在特定条件下的 SHEPWM 问题的所有解<sup>[16]</sup>.

本文旨在研究基于级联多电平和 SHEPWM 技术的光伏发电中高压并网逆变的基本问题,无意于 SHEPWM 非线性方程组的全程求解及优化问题. 为了使研究具有典型性,我们对  $M=1$  时由式( 9 )所示的非线性方程组进行了求解,在谐波消除和功率平衡方程的求解误差小于  $0.13 \times 10^{-14}$  的条件下求取的数值解为( 10.154 2,11.698 8,22.019 8,28.227 7,40.579 0,58.704 4,59.860 5 ). 为了举例说明非线性方程组解的多重性,我们将求取了幅值调制比  $M$  在 0.7 ~ 0.9 之间的几组解,用表格和变化曲线相结合的方式表示,如表 1 和图 4 所示. 其中,表 1 分别列举了  $M=0.7$  和  $M=0.9$  时的两组数值解及其求解精度,图 4 为含有该组解的开关切换角变化曲线. 分别以表 1 中的数值解为初值,对由式( 1 )和式( 6 )组成的非线性方程组进行求解,可以分别得出  $M$  为图 3( a )、( b )、( c )和( d )所示的范围内任意值时的方程组的精确解.

表 1 具有功率平衡约束的 SHEPWM 非线性方程组的几组解

Table 1 Several groups of solution of the non-linear SHEPWM equations with the constraint of power balance control strategy

$M$ 值	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\alpha_4$	$\alpha_5$	$\alpha_6$	$\alpha_7$	最大误差	曲线图号
0.7	32.187 2	41.366 6	45.987 1	55.250 1	61.330 3	70.801 4	79.733 7	$0.9 \times 10^{-15}$	图 3 ( a )
0.7	8.556 6	32.448 2	39.928 7	49.553 8	64.293 3	80.983 1	89.447 9	$0.1 \times 10^{-12}$	图 3 ( b )
0.9	11.751 2	22.580 5	29.504 2	44.820 9	53.399 5	60.796 0	67.552 3	$0.9 \times 10^{-14}$	图 3 ( c )
0.9	7.151 9	22.481 3	29.584 0	44.410 1	48.956 4	61.169 4	72.004 2	$0.3 \times 10^{-13}$	图 3 ( d )

4 仿真研究

为了验证所求数值解的基波控制、谐波消除和功率平衡控制效果,我们以  $M=1$  处的一组解( 10.154 2,11.698 8,22.019 8,28.227 7,40.579 0,58.704 4,59.860 5 )为例,采用 PSIM6 软件和图 1( 其中的电平电压  $E=100$  V )所示主从级联多电平变换器拓扑结构,取阻感性负载(  $30 \Omega + 20$  mH )进行了仿真研究. 仿真



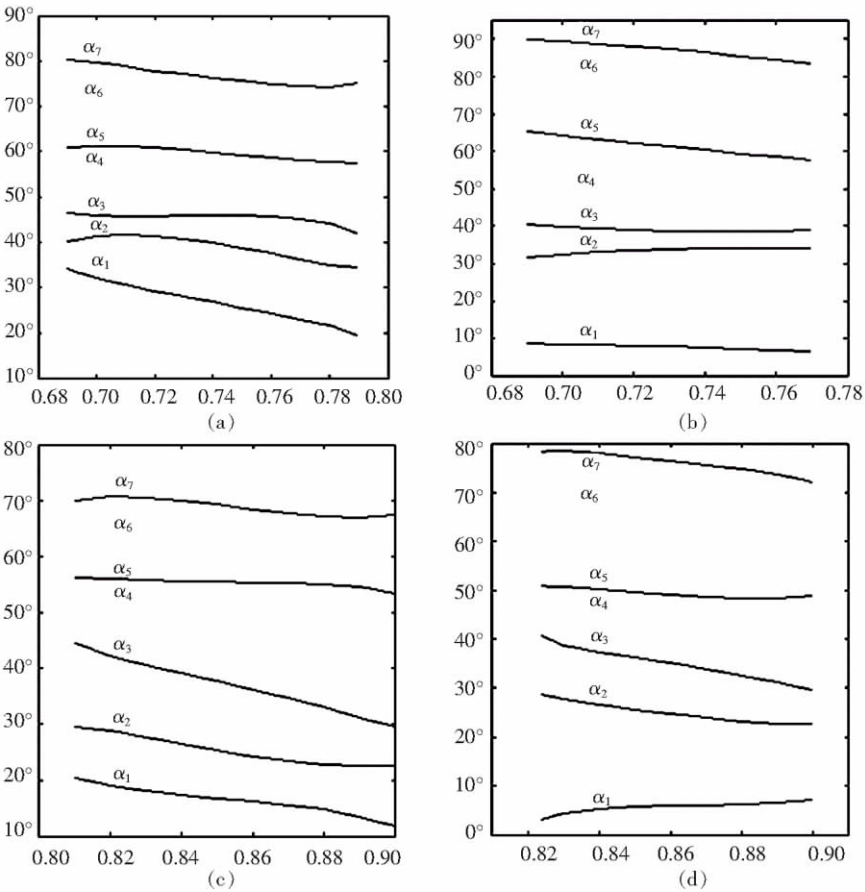


图 4 具有功率平衡约束条件的多电平逆变器 SHEPWM 方程组的几组解在确定范围内的变化曲线  
Fig4 Curves of the solutions of the SHEPWM equations considering power balance control strategy

结果如图 5 和图 6 所示. 由于本文的宗旨是对光伏发电中高压并网逆变器的拓扑结构和控制策略的总体方案进行初步研究, 无意于探求有关太阳能电池阵列的物理性质的影响, 所以图 1 中的太阳能电池阵列用理想的电压源代替, 无二极管和蓄能电容. 图 5(a)、(b) 和 (c) 分别为在上述解控制下的并网逆变器的相电压、线电压的仿真波形和线电压频率谱分析, 由此可以看出, 上述解能够实现级联多电平逆变器的谐波消除和基波控制目标. 图 6 所示为 A 相逆变器中各个  $H$  桥在上述功率平衡控制策略下的输出功率波形, 为了消除初上电引起的暂态过程的影响, 我们给出的仿真波形从第 3 个周期( $t = 60\text{ ms}$ ) 处开始. 由图 6 可以看出, 在每一个周期内, 从变换器  $H_4$  的功率都是由  $H_1$ 、 $H_2$ 、 $H_3$  组成的主变换器输出功率的  $1/6$ , 主变换器在 3 个周期内通过波形互换实现了功率平衡.

5 实验研究

为了进一步验证本文提出的主从式级联多电平逆变器 SHEPWM 方法在基波控制和谐波消除方面的实际效果, 我们制作了如图 1 所示的主从级联型十五电平逆变器电路模型, 其中的开关管采用 RF840 型 MOSFET,  $E = 15\text{ V}$ , 以  $136\text{ }\Omega$  线绕电阻为负载, 对仿真研究中的数值解, 进行了实验验证, 实验波形如图 7 所示, 其中, 图 7(a) 是 a、b 两相的相电压实验波形, 图 7(b)、(c) 分别是线电压实验波形和线电压频谱分析. 实验与仿真的结果一致, 证明了所求数值解为 SHEPWM 问题的解.

6 结论

随着太阳能光伏发电技术的发展和规模的扩大, 并网容量越来越大, 要求并网的电压等级随着发电容量的增大而提高. 国外有关标准要求并网系统的总效率和输出波形质量要随并网电压等级的提高而提高. 提出采用主从级联式多电平逆变器拓扑结构, 可以同时保证高电压等级、高功率转换效率和高输出波形质量, 是中高压并网逆变器比较理想的电路拓扑; 特定谐波消除脉宽调制 (SHEPWM) 技术在给定开关频率

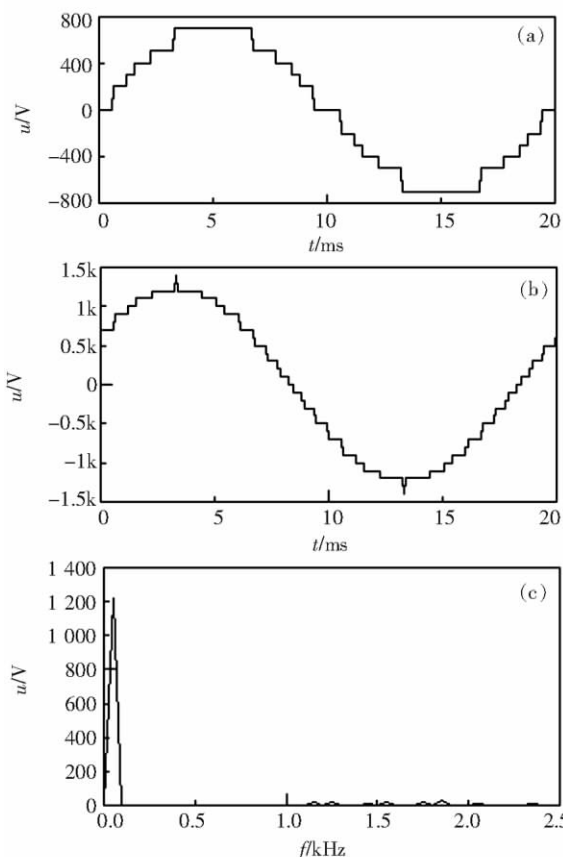


图5 并网逆变器的谐波消除与基波控制效果

Fig5 Harmonics elimination and fundamental control result of photovoltaic-interfacing inverters

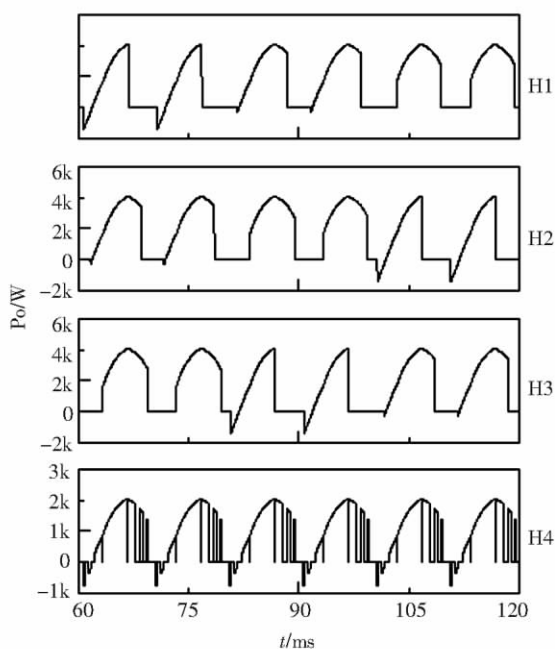


图6 各H桥的瞬时功率仿真波形

Fig6 Simulation waveforms of the instantaneous power of each H-bridge

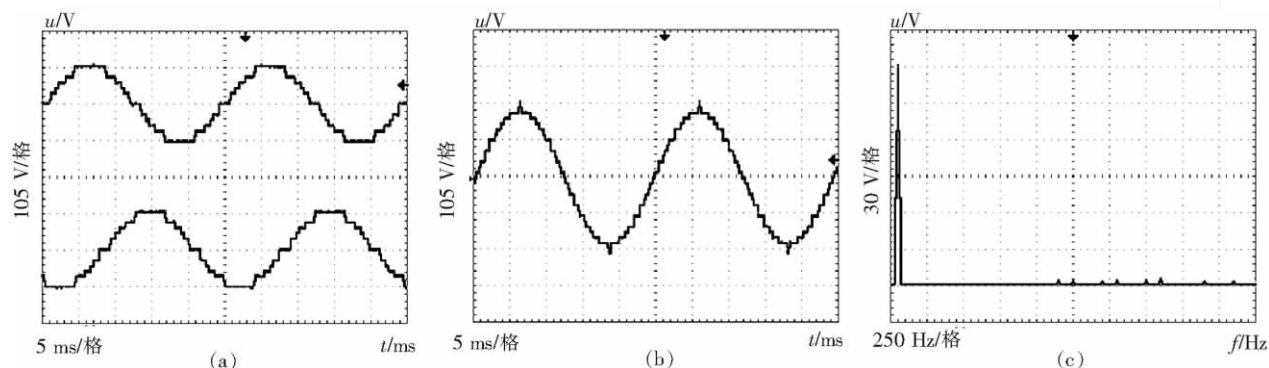


图7 输出电压实验波形及频谱分析

Fig7 Waveforms and frequency spectrum of the output voltage

下输出波形质量最高,在给定波形质量情况下功率转换效率最高,易于加入级联多电平逆变器各H桥功率平衡控制的约束条件,而且太阳能光伏发电并网逆变器输出频率固定,所有这些都使得 SHEPWM 控制成为最为适宜的控制策略.本文以四单元级联的十五电平逆变器为例,对考虑功率平衡约束条件的 SHEPWM 方法进行了理论分析、仿真与实验研究,结果证明所提方法是有效的、实用的.

### [参考文献](References)

[1] 赵争鸣,刘建政,孙晓瑛,等. 太阳能光伏发电及其应用[M]. 北京: 科学出版社,2005.

Zhao Zhengming, Liu Jianzheng, Sun Xiaoying, et al. Solar Energy Photovoltaic and Its Application [M]. Beijing: Science Press, 2005. (in Chinese)

- [2] Johan H R Enslin, Peter J M Heskes, et al. Harmonic interaction between a large number of distributed power inverters and the distribution network [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(6): 1586-1593.
- [3] 日本光伏发电协会. 太阳能光伏发电系统的设计与施工 [M]. 刘树民, 宏伟, 译. 北京: 科学出版社, 2006.  
Compiled by Japanese Association of Photovoltaic. The Design and Construction of Solar Energy Photovoltaic System [M]. Liu Shumin, Hong Wei, Translated. Beijing: Science Press, 2006. (in Chinese)
- [4] 李安定. 太阳能光伏发电系统工程 [M]. 北京: 北京工业大学出版社, 2001.  
Li Anding. Solar Energy Photovoltaic System Engineering [M]. Beijing: Beijing University of Technology Press, 2001. (in Chinese)
- [5] José Rodríguez, Steffen Bernet, Wu Bin, et al. Multilevel voltage-source converter topologies for industrial medium-voltage drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(6): 2930-2945.
- [6] Martin Veenstra, Alfred Rufer. Control of a hybrid asymmetric multilevel inverter for competitive medium-voltage industrial drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2005, 41(2): 655-664.
- [7] 费万民, 吕征宇, 姚文熙, 等. 主从组合式多电平功率变换器及其控制策略研究 [J]. 电工技术学报, 2004, 19(8): 61-66.  
Fei Wanmin, Lv Zhengyu, Yao Wenxi, et al. Research on composite cascade multilevel converters and its control strategies [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(8): 61-66. (in Chinese)
- [8] Li Li, Dariusz Czarkowski, Liu Yaguang, et al. Multilevel selective harmonic elimination PWM technique in series-connected voltage inverters [J]. Transactions on Industry Applications, 2000, 36(1): 160-170.
- [9] Chiasson J N, Tolbert L M, McKenzie K J J, et al. A complete solution to the harmonic elimination problem [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(2): 491-499.
- [10] 费万民, 吕征宇, 姚文熙. 多电平逆变器 SHEPWM 方法的仿真研究 [J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(1): 102-106.  
Fei Wanmin, Lv Zhengyu, Yao Wenxi. Research of selected harmonic elimination PWM technique applicable to multi-level voltage inverters [J]. Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering, 2004, 24(1): 102-106. (in Chinese)
- [11] 孙宜峰, 阮新波. 级联型多电平逆变器的功率均衡控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(4): 126-133.  
Sun Yifeng, Ruan Xinbo. Power balance control schemes for cascaded multilevel inverters [J]. Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering, 2006, 26(4): 126-133. (in Chinese)
- [12] 江友华, 曹以龙, 龚幼民. 串联 H 桥多电平变换器功率平衡特性研究 [J]. 电力自动化设备, 2004, 24(8): 34-37.  
Jiang Youhua, Cao Yilong, Gong Youmin. The research of balance characteristic about cascaded connected H bridge multilevel converters [J]. Electric Power Automation Equipment, 2004, 24(8): 34-37. (in Chinese)
- [13] 卫三民, 刘丛伟, 孙旭东, 等. 串联 H 桥多电平变频器中的功率平衡方法 [J]. 电工技术学报, 2003, 18(1): 64-66.  
Wei Sanmin, Liu Congwei, Sun Xudong, et al. A new power balancing method for cascaded H-bridge multilevel inverter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2003, 18(1): 64-66. (in Chinese)
- [14] 费万民, 阮新波, 张艳莉, 等. 多电平逆变器 SHEPWM 方法的初值问题研究 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(13): 87-92.  
Fei Wanmin, Ruan Xinbo, Zhang Yanli, et al. Research on the initial values of SHEPWM method for multi-level voltage inverters [J]. Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering, 2007, 27(13): 87-92. (in Chinese)
- [15] 费万民, 张艳莉, 阮新波, 等. 三电平逆变器 SHEPWM 非线性方程组的求解 [J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(6): 62-68.  
Fei Wanmin, Zhang Yanli, Ruan Xinbo, et al. Solutions to the SHEPWM non-linear equations for three-level voltage inverters [J]. Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering, 2008, 28(6): 62-68. (in Chinese)
- [16] Kinattungal Sundareshwaran, Krishna Jayant, Shanavas T N. Inverter harmonic elimination through a colony of continuously exploring ants [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(5): 2558-2565.

[责任编辑: 刘 健]