

• 开发与应用 •

光伏并网逆变器限定轨迹双调制 ANN-SVPWM 研究

易灵芝¹, 彭寒梅¹, 王根平², 邓文浪¹, 李卫平¹

(1. 湘潭大学 信息工程学院, 湖南 湘潭 411105; 2. 深圳职业技术学院 机电分院, 广东 深圳 518055)

摘要: 针对 SVPWM 计算复杂等问题, 根据双三角形合成原理, 采用 ANN 实现光伏并网逆变器的 SVPWM。在分析推导两种模式下开关矢量的占空比计算公式的基础上, 合理构造欠调制模式子网络和过调制模式子网络, 通过对各个神经网络单独训练, 实现由欠调制状态到过调制状态的平滑过渡。并通过限定轨迹双调制模式法, 克服了 SVPWM 过调制的非线性问题。MATLAB 仿真实验结果表明, ANN-SVPWM 简便、高效, 能实现输出电压连续控制, 有效改善三相光伏并网逆变器输出性能。

关键词: 光伏并网逆变器; ANN-SVPWM; 限定轨迹双调制; 欠调制; 过调制

中图分类号: TP183 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000-7024 (2010) 23-5133-06

Research of ANN-SVPWM in double-mode modulation based on limited trajectories for PV grid-connected inverter

YI Ling-zhi¹, PENG Han-mei¹, WANG Gen-ping², DENG Wen-lang¹, LI Wei-ping¹

(1. College of Information Engineering, Xiangtan University, Xiangtan 411105, China;

2. College of Mechanical and Electricity, Shenzhen Polytechnic, Shenzhen 518055, China)

Abstract: To solve questions of SVPWM, a new controller based on artificial neural network (ANN) scheme for PV grid-connected inverter is presented. The duty-cycle of three-phase in this two modulation modes is computed based on double input line-to-line voltage composition, and sub-networks of under-modulation mode and over-modulation mode are built, and every ANN controller is trained lonely and the extending smoothly from under-modulation mode up to over-modulation mode is finished. The un-linearity questions of over-modulation are solved by using theory of double-mode modulation based on limited trajectories. The simulation model has been developed based on MATLAB, together with the neural network toolbox. The simulation results show that ANN-SVPWM has features of simplicity, high efficiency, and the continuous controller both under-modulation period and over-modulation period, so the excellent control effects of photovoltaic grid-connected inverter can be gotten.

Key words: photovoltaic grid-connected inverter; artificial neural network - space vector pulse width modulation; double-mode modulation based on limited trajectories; under-modulation; over-modulation

0 引言

并网逆变器是光伏并网系统的核心部件^[1]。在逆变器的调制策略中, 空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)电压利用率高、便于实现, 应用广泛; 但需要经过扇区判断等一系列复杂计算, 获得矢量合成所需要的 3 个开关状态矢量。人工神经网络(artificial neural network, ANN)具有很强的并行处理能力以及容错能力, 可用于实现光伏并网逆变器的空间矢量脉宽调制^[2]。限定轨迹双调制模式能有效解决 SVPWM 过调制的非线性问题, 通过分别对欠调制模式子网络和过调制模式子网络进行单独训练, 可在整个调制范

围(欠调制区和过调制区)内, 对三相光伏并网逆变器的输出电压实现连续控制^[3]。

1 SVPWM

光伏并网逆变器一般采用三相电压源型逆变器, 它由 6 个功率开关器件组成(见图 1), 逆变器上/下桥臂的开关状态互补, 共有 8 种开关状态, 构成 8 个基本电压空间矢量(见表 1), 将复平面分成 6 个扇区。

SVPWM 分为欠调制、过调制^[4]。定义调制系数 m 为合成电压矢量幅值与逆变器输出电压的最大基波幅值的比值, 可见, 调制系数随着合成电压矢量的幅值增大而增大。当 $0 <$

收稿日期: 2009-11-17; 修订日期: 2010-02-03。

基金项目: 国家自然科学基金项目 (50977080); 教育部教育研究课题基金项目 (2009-ZX-052)。

作者简介: 易灵芝 (1966—), 女, 湖南宁乡人, 硕士, 教授, 研究方向为交流调速与电力电子装置、新能源技术等; 彭寒梅 (1979—), 女, 湖南衡阳人, 硕士, 讲师, 研究方向为电力电子装置与系统; 王根平 (1966—), 男, 博士, 教授级高级工程师, 研究方向为通信、信号处理和自动控制; 邓文浪 (1970—), 女, 湖南湘潭人, 博士, 教授, 研究方向为电力电子装置与风力发电系统; 李卫平 (1968—), 女, 湖南益阳人, 副教授, 研究方向为电力电子装置与计算机测控技术。E-mail: ylzwyh@sohu.com

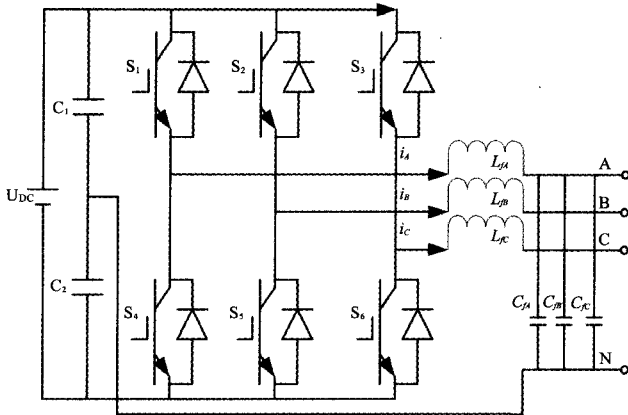


图1 三相电压源型逆变器结构

表1 逆变器开关状态和空间矢量

闭合开关	\$u_{ab}\$	\$u_{bc}\$	\$u_{ca}\$	电压空间矢量	备注
\$S_2, S_4, S_6\$	0	0	0	\$U_s(000)\$	零矢量
\$S_1, S_4, S_6\$	\$U_{DC}\$	0	\$-U_{DC}\$	\$U_s(100)\$	有效矢量
\$S_1, S_5, S_6\$	0	\$U_{DC}\$	\$-U_{DC}\$	\$U_s(110)\$	有效矢量
\$S_2, S_5, S_6\$	\$-U_{DC}\$	\$U_{DC}\$	0	\$U_s(010)\$	有效矢量
\$S_2, S_5, S_3\$	\$-U_{DC}\$	0	\$U_{DC}\$	\$U_s(011)\$	有效矢量
\$S_2, S_4, S_3\$	0	\$-U_{DC}\$	\$U_{DC}\$	\$U_s(001)\$	有效矢量
\$S_1, S_4, S_3\$	\$U_{DC}\$	\$-U_{DC}\$	0	\$U_s(101)\$	有效矢量
\$S_1, S_5, S_3\$	0	0	0	\$U_s(111)\$	零矢量

\$m < 0.907\$ 时, 三相光伏并网逆变器工作于欠调制模式, 其输出矢量顶点轨迹在给定矢量圆与正六边形的边之间切换; 当 \$m > 0.907\$ 时, 三相光伏并网逆变器工作于过调制模式, 其输出矢量顶点轨迹在正六边形的边与基本矢量顶点之间切换。

在过调制区, SVPWM 公式复杂不便在线计算, 通常采用的处理方法是离线计算实时查表。在这种方法中, 角度取值间隔成为制约三相光伏并网逆变器性能的瓶颈: 因为间隔过大会影响输出电压精度; 间隔过小又会消耗系统存储空间和占用查表时间。限定轨迹双调制方法能有效解决空间矢量的过调制问题, 实现从欠调制区和过调制区的整个调制范围内的连续控制, 改善三相光伏并网逆变器的输出性能。

1.1 限定轨迹双调制原理

假设在正六边形内有 3 个电压矢量 \$U_a, U_b\$ 和 \$U^*\$, 见图 2, 其中合成电压矢量 \$U^*\$ 可以用与之相关的两个电压矢量 \$U_a\$ 和 \$U_b\$ 来表示

$$U^* = (1-\eta) U_a + \eta U_b \quad (1)$$

当 \$\eta\$ 在 0-1 之间变化时, 合成电压矢量 \$U^*\$ 沿图 2 所示的圆形轨迹变化。当电压矢量 \$U_a\$ 和 \$U_b\$ 以各自的幅值为半径旋转时, 合成矢量 \$U^*\$ 也跟随旋转, 3 个矢量的旋转轨迹如图 2 中的 3 个圆所示。合成矢量 \$U^*\$ 的基波幅值 \$U_{1max}\$

$$U_{1max} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [(1-\eta)U_a + \eta U_b] e^{-j\theta} d\theta = (1-\eta) \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_a e^{-j\theta} d\theta + \eta \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_b e^{-j\theta} d\theta = (1-\eta)U_{a1max} + \eta U_{b1max} \quad (2)$$

式中: \$U_{a1max}, U_{b1max}\$ —— 矢量 \$U_a\$ 和 \$U_b\$ 的基波幅值, \$\theta = \omega t\$ —— 矢量 \$U^*\$ 的相角, \$\eta = (m-m_a)/(m-m_b)\$, \$m_a, m_b\$ —— 矢量 \$U_a\$ 和 \$U_b\$ 的调制系数。

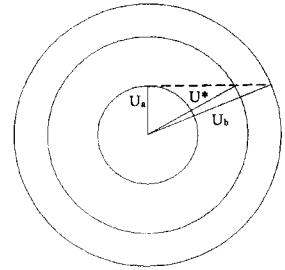
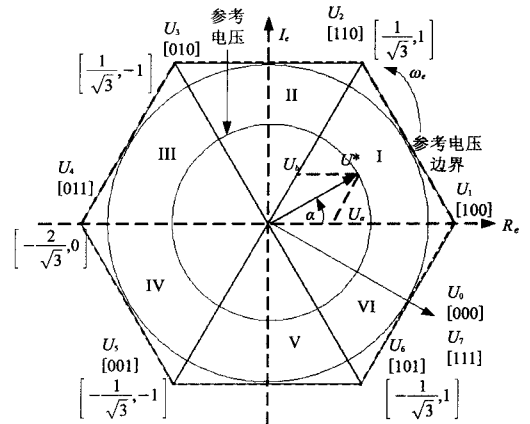


图2 限定轨迹调制法原理

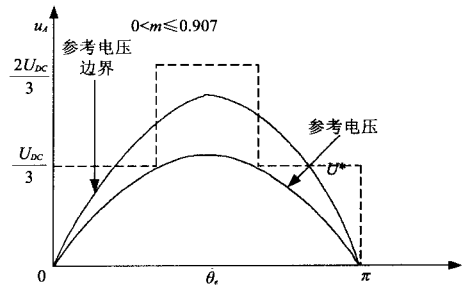
式(2)表明: 在正六边形内任意一个给定矢量, 都可以看作是与之相关的两个有效矢量共同作用的结果。因此, 对给定矢量的调制, 就转化为对与其相关的两个分量的分别调制。

1.2 欠调制模式作用时间计算

在欠调制区, 合成矢量 \$U^*\$ 总是保持在六角形内, 见图 3 (a)。当 \$U^*\$ 的旋转轨迹为六角形的内切圆时, 达到其上限, 欠调制模式结束。



(a) 矢量合成原理



(b) A 相电压参考波形

图3 欠调制轨迹和 A 相电压波形

从图 3 给出的几何图形, 可以得到 \$m\$ 在欠调制区能达到的最大值

$$U_{max}^* = \frac{2}{3} U_{DC} \cos \frac{\pi}{6} = 0.577 U_{DC} \quad (3)$$

$$m' = \frac{U_{max}^*}{U_{1max}} = \frac{0.577 U_{DC}}{\frac{2 U_{DC}}{\pi}} = 0.907 \quad (4)$$

为简单起见, 选扇区 I 进行求解

$$U^* \sin(\frac{\pi}{3}-\alpha) = U_a \sin \frac{\pi}{3}, U^* \sin \alpha = U_b \sin \frac{\pi}{3} \quad (5)$$

式中: U_a, U_b ——合成矢量 U^* 在有效矢量 U_1, U_2 方向上的分解矢量, 则

$$U^* = U_a + U_b = 2U_1 \frac{T_a}{T_s} + 2U_2 \frac{T_b}{T_s} + 2U_0 \frac{T_0}{T_s}, T_a = \frac{U_b}{2U_1} T_s, T_b = \frac{U_a}{2U_2} T_s, T_0 = \frac{T_s}{2} - (T_a + T_b) \quad (6)$$

式中: T_a, T_b, T_0 ——矢量 U_1, U_2, U_0 在半个开关周期内的持续时间, 其中 T_a, T_b 用于满足指令电压; T_0 则用来填补半个开关周期剩下的时间。

在线性调制阶段 ($0 < m < 0.907$), 采用欠调制模式, U_a 和 U_b 的轨迹分别取中心点和内切圆, 见图 3, 由(2)可算出

$$\eta_{01} = \frac{m}{m_1} = \frac{\sqrt{3}U^*}{U_{DC}}, d' = d' + \eta(d'' - d') \quad (7)$$

式中: d' ——第一个轨迹即中心点上的开通时间的占空比, d'' ——第二轨迹即内切圆上开通时间的占空比, 所以可算出主矢量占空比 d_1 、辅矢量占空比 d_2 和零矢量占空比 d_0

$$d_1 = \sqrt{3} \sin m (\frac{\pi}{3} - \alpha), d_2 = \sqrt{3} m \sin \alpha, d_0 = 1 - d_1 - d_2 \quad (8)$$

SVPWM 工作欠调制区, 虽进行线性调制, 但输出电压有限。为了获得更大的输出电压, 进一步提高直流电压利用率, 须采用 SVPWM 过调制模式。

1.3 过调制模式作用时间计算

当给定电压超过六边形边界, 则进入过调制区开始非线性调制^[6]。 U^* 在每一个扇区于六边形交于两点, 在合成矢量超出六边形边界的部分, 基波电压会产生损失。为了补偿这个损失, 使输出仍能跟踪给定电压, 应修改给定电压。这个给定电压部分在六边形上, 部分在圆上, 如图 4 所示。修改后的轨

迹在圆上的部分半径增大为 U_{max} , 与六边形相交于 α 角。

轨迹在圆形上, 式(6)和式(7)仍成立, 只需用 U_{max} 代替 U^* 即可。轨迹在六角形上, 不存在 T_0 , 只有 T_a, T_b , 表达式为

$$T_a = \frac{T_s(\sqrt{3}\cos\alpha - \sin\alpha)}{2(\sqrt{3}\cos\alpha + \sin\alpha)}, T_b = \frac{T_s}{2} - T_a \quad (9)$$

$\frac{1}{4}$ 周期内, 相电压 u_a 由以下 4 段电压组成

$$\text{第 1 段: } u_1 = \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \tan \theta \quad 0 < \theta < \frac{\pi}{6} - \alpha,$$

$$\text{第 2 段: } u_2 = \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}\cos(\frac{\pi}{6} - \alpha)} \sin \theta \quad \frac{\pi}{6} - \alpha < \theta < \frac{\pi}{6} + \alpha,$$

$$\text{第 3 段: } u_3 = \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}\cos(\frac{\pi}{3} - \theta)} \sin \theta \quad \frac{\pi}{6} + \alpha < \theta < \frac{\pi}{2} - \alpha,$$

$$\text{第 4 段: } u_4 = \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}\cos(\frac{\pi}{6} - \alpha)} \sin \theta \quad \frac{\pi}{2} - \alpha < \theta < \frac{\pi}{2}$$

令 $\theta = \omega t$, 作为交叉角 α , 修改后有

$$U_{max} = \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}\cos(\frac{\pi}{6} - \alpha)}, U_{1max} = \frac{4}{p} (\int_0^{\frac{\pi}{6}-\alpha} u_1 \sin \theta d\theta + \int_{\frac{\pi}{6}-\alpha}^{\frac{\pi}{6}+\alpha} u_2 \sin \theta d\theta + \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}-\alpha} u_3 \sin \theta d\theta + \int_{\frac{\pi}{2}-\alpha}^{\frac{\pi}{2}} u_4 \sin \theta d\theta) \quad (10)$$

当 $m > 0.907$ 时, 采用过调制模式。图 4 中, U_a 和 U_b 的轨迹分别取内切圆和正六边形的边, 可算出

$$U_m = \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}\cos(\frac{\pi}{6} - \theta)} e^{\theta}, U_{1max} = \frac{U_{DC}\sqrt{3}\ln 3}{\pi}, m_2 = \frac{U_m}{U_{1max}} = 0.951, \eta_{12} =$$

$$\frac{m - m_1}{m_2 - m_1} = \frac{m - 0.907}{0.951 - 0.907} \quad (11)$$

主矢量、辅矢量、零矢量占空比 d_1, d_2, d_0 为

$$d_1 = K_2 \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha) + \eta_{12} [-K_2 \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha) + \frac{K_1 \cos \alpha - \sin \alpha}{K_1 \cos \alpha + \sin \alpha}]$$

$$d_2 = 1 - \frac{K_1 \cos \alpha - \sin \alpha}{K_1 \cos \alpha + \sin \alpha} + \eta_{12} [-K_2 \sin \alpha + 1 + \frac{K_1 \cos \alpha - \sin \alpha}{K_1 \cos \alpha + \sin \alpha}] \quad (12)$$

$$d_0 = 1 - d_1 - d_2$$

其中, $K_1 = \sqrt{3}, K_2 = 0.907 * \sqrt{3}$, 由 $T_{0w} = d \frac{T_s}{2}$, 可推得主矢量作用时间 T_1 、辅矢量作用时间 T_2 为

$$T_1 = (1 - \eta_{12}) \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) T_s + \eta_{12} \frac{\sin(\frac{\pi}{3} - \theta)}{\cos(\frac{\pi}{6} - \theta)} T_s, T_2 = (1 - \eta_{12}) \sin \theta$$

$$T_s + \eta_{12} \frac{\sin \theta}{\cos(\frac{\pi}{6} - \theta)} T_s \quad (13)$$

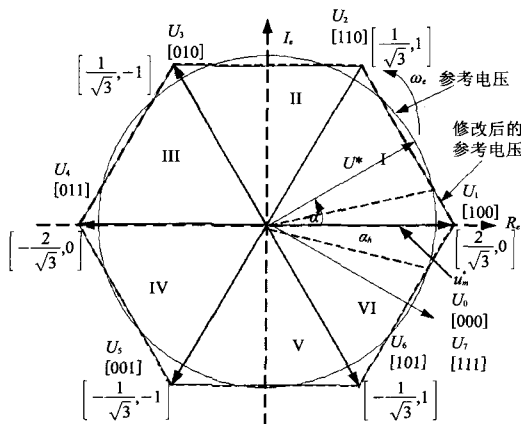
2 ANN-SVPWM 实现

SPVWM 的算法实现流程见图 5(a)。

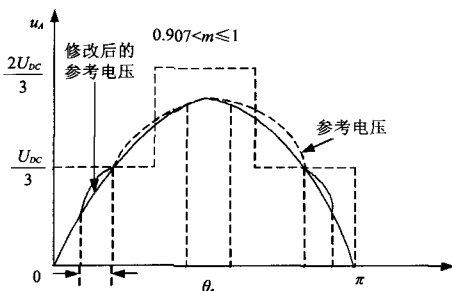
首先对同步坐标系的三相输入电压进行两相静止坐标分解, 然后采样分解电压 U_{α} 和 U_{β} , 计算出幅值 U_m 和相角 r , 将 r 与 θ (静止两相坐标系与同步坐标系之间的夹角) 相加得到 θ_s , 可算出调制系数, 并判断工作模式(欠调制、过调制)。

在欠调制模式, 选择相邻电压矢量, 计算相应导通时间 T_a, T_b 。过调制模式也采用同样步骤, 只是分别用到交叉角和保持角用以计算量化因子和修正角度。

本文采用双三角形合成方案, 利用给定矢量 U^* 所在三



(a) 矢量合成原理



(b) A 相电压参考波形

图 4 过调制模式调制轨迹和 A 相电压波形

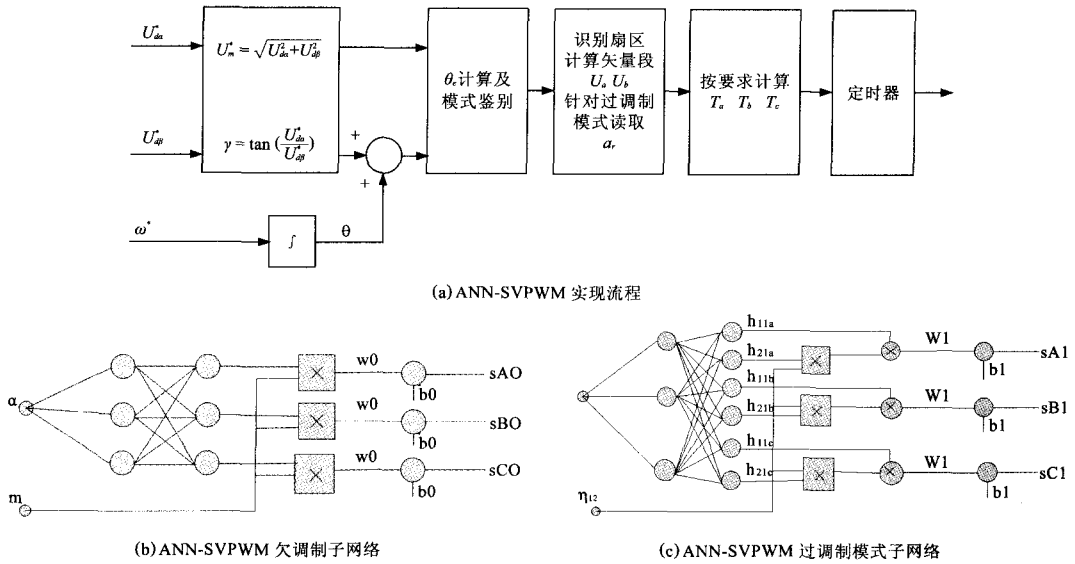


图5 光伏并网逆变器限定轨迹双调制 ANN-SVPWM 实现

角形区域两相邻的空间电压矢量进行双三角形合成，零矢量均匀分布在矢量的两端及中心点上，以保证较高的矢量合成精度^[6]。

2.1 欠调制模式子网络

对于给定指令 α^* ，由双三角形合成原理，在1扇区采用欠调制模式求得各相基本矢量的占空比

$$\begin{aligned}
 d_{A-ON} &= \frac{d_0}{2} = \frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \eta_{01} [-\sin(\frac{\pi}{3} - \alpha^*) - \sin \alpha^*] \\
 d_{B-ON} &= \frac{d_0}{2} + d_1 = \frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \eta_{01} [\sin(\frac{\pi}{3} - \alpha^*) - \sin \alpha^*] \\
 d_{C-ON} &= \frac{d_0}{2} + d_1 + d_2 = \frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \eta_{01} [\sin(\frac{\pi}{3} - \alpha^*) + \sin \alpha^*]
 \end{aligned}
 \tag{14}$$

其他5个扇区的计算方法相同^[7]。对所有扇区，可用一个通式表示

$$d_{A-ON} = \frac{1}{2} + \eta_{01} h_{10}(\alpha^*), d_{A-ON} = \frac{1}{2} + \eta_{01} h_{20}(\alpha^*), d_{A-ON} = \frac{1}{2} + \eta_{01} h_{30}(\alpha^*)
 \tag{15}$$

式中： $h_{10}(\alpha^*)$ 、 $h_{20}(\alpha^*)$ 、 $h_{30}(\alpha^*)$ ——基本矢量的占空比在各个扇区的表达式，可以得到训练欠调制子网络的样本数据。设计欠调制模式子网络为： $T_1 [h_{10}(\alpha^*), h_{20}(\alpha^*), h_{30}(\alpha^*)]^T$ ，取固定步长=1°，隐含层神经元最大数目=20，训练函数为 solverb，误差=0.0001，训练该网络^[8]。ANN 实现 SVPWM 欠调制结构如图 5 (b) 所示， $h(\alpha^*)$ 和 η_{01} 输入到加法器，通过线性神经网络函数 (weight = 1, bias = 0.5)，输出开关函数。

2.2 过调制模式子网络

对于给定指令 α^* ，根据双三角形合成原理，在1扇区采用过调制模式1求得各相基本开关矢量的占空比为

$$\begin{aligned}
 d_{A-ON} &= \frac{d_0}{2} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} [-K_2 \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha^*) - 1 + \frac{K_1 \cos \alpha^* - \sin \alpha^*}{K_1 \cos \alpha^* + \sin \alpha^*}] + \eta (-1 + K_2 \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha^*) + \sin \alpha^*) \\
 d_{B-ON} &= \frac{d_0}{2} + d_1 = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} [K_2 \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha^*) - 1 + \frac{K_1 \cos \alpha^* - \sin \alpha^*}{K_1 \cos \alpha^* + \sin \alpha^*}] + \frac{1}{2} \eta (-1 + K_2 \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha^*) + \sin \alpha^* + 2 \frac{K_1 \cos \alpha^* - \sin \alpha^*}{K_1 \cos \alpha^* + \sin \alpha^*})
 \end{aligned}
 \tag{16}$$

$$\begin{aligned}
 d_{C-ON} &= \frac{d_0}{2} + d_1 + d_2 = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} [K_2 \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha^*) + 1 - \frac{K_1 \cos \alpha^* - \sin \alpha^*}{K_1 \cos \alpha^* + \sin \alpha^*}] + \eta (1 - K_2 \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha^*) + \sin \alpha^*)
 \end{aligned}$$

其他5个扇区的方法计算相同^[7]。对所有扇区，可用一个通式表示

$$\begin{aligned}
 d_{A-ON} &= \frac{1}{2} + \frac{1}{2} [h_{11a}(\alpha^*) + \eta_{12} h_{21a}(\alpha^*)] \\
 d_{B-ON} &= \frac{1}{2} + \frac{1}{2} [h_{11b}(\alpha^*) + \eta_{12} h_{21b}(\alpha^*)] \\
 d_{C-ON} &= \frac{1}{2} + \frac{1}{2} [h_{11c}(\alpha^*) + \eta_{12} h_{21c}(\alpha^*)]
 \end{aligned}
 \tag{17}$$

A相在各扇区的表达式 $h_{11a}(\alpha^*)$ 、 $h_{21a}(\alpha^*)$ 为

$$h_{11a}(\alpha^*) = \begin{cases} -K_2 \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha) - 1 + \frac{K_1 \cos \alpha^* - \sin \alpha^*}{K_1 \cos \alpha^* + \sin \alpha^*}, \theta = 1, 6 \\ -K_2 \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha) + 1 - \frac{K_1 \cos \alpha^* - \sin \alpha^*}{K_1 \cos \alpha^* + \sin \alpha^*}, \theta = 2 \\ K_2 \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha) - 1 + \frac{K_1 \cos \alpha^* - \sin \alpha^*}{K_1 \cos \alpha^* + \sin \alpha^*}, \theta = 3, 4 \\ K_2 \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha) + 1 - \frac{K_1 \cos \alpha^* - \sin \alpha^*}{K_1 \cos \alpha^* + \sin \alpha^*}, \theta = 5 \end{cases}$$

$$h_{21a}(\alpha^*) = \begin{cases} 1 + K_2 [\sin(\frac{\pi}{3} - \alpha^*) + \sin \alpha^*], \theta = 1, 6 \\ 1 + K_2 [\sin(\frac{\pi}{3} - \alpha^*) + \sin \alpha^*] - 2 \frac{K_1 \cos \alpha^* - \sin \alpha^*}{K_1 \cos \alpha^* + \sin \alpha^*}, \theta = 2 \\ -1 + K_2 [\sin(\frac{\pi}{3} - \alpha^*) + \sin \alpha^*], \theta = 3, 4 \\ -1 + K_2 [\sin(\frac{\pi}{3} - \alpha^*) + \sin \alpha^*] + 2 \frac{K_1 \cos \alpha^* - \sin \alpha^*}{K_1 \cos \alpha^* + \sin \alpha^*}, \theta = 5 \end{cases}
 \tag{18}$$

同样可以推得 $h_{11b}(\alpha^*)$ 、 $h_{21b}(\alpha^*)$ 、 $h_{11c}(\alpha^*)$ 、 $h_{21c}(\alpha^*)$ 表达式，得到训练过调制子网络的样本数据。设计过调制模式子网络 $T_2 = (h_{11a}, h_{21a}, h_{11b}, h_{21b}, h_{11c}, h_{21c})$ ，为两层结构，取固定步长=1°，训练函数为 solverb，隐含层神经元最大数目=50，误差=0.0001，训练该网络^[8]。ANN 实现 SVPWM 过调制结构如图 5 (c) 所示，输入为 $h_{21}(\alpha^*)$ 和 η_{12} 相乘后，再与 $h_{11}(\alpha^*)$ 一起输入到加法器，通过线性神经网络函数 (weight = 0.5, bias = 0.5)，输出开关函数。

3 仿真实验

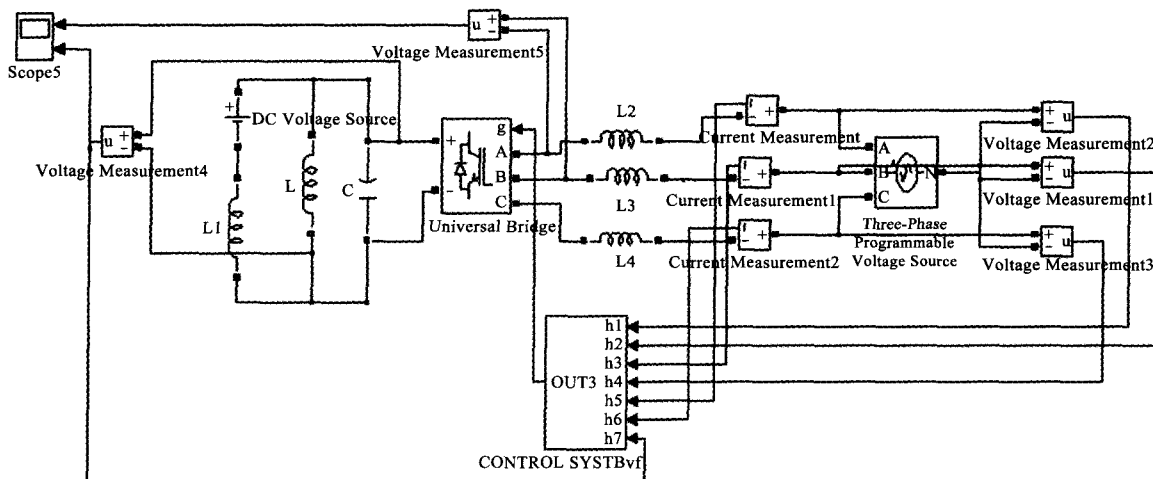
在 MATLAB 7.0 的 Simulink 环境下, 根据三相光伏并网逆变器系统搭建出的仿真模型^[9], 见图 6 (a)。图 6 (b) 为 ANN-SVPWM 子系统仿真模块。实现步骤如下: ① 将已编辑的神经网络 S 函数存储到 MATLAB 的工作空间^[10], 取名 simple0 (欠调制模式子网络) 和 simple1 (过调制模式 I 子网络); 嵌入到 Simulink 环境; ② 采用 solverb 离线训练网络, 得到训练好的权值和阈值参数。

取逆变器的母线电压为 200V, 开关器件 IGBT 的开关频率为 1kHz, 在给定电压 $U^*=115V$ (欠调制) 和 $U^*=121V$ (过调制) 时进行相关仿真实验。图 7 到图 8 分别为从欠调制到过调制的整个调制过程中, 三相并网逆变器输出线电压 u_{AB} 波形和输出相电流 i_{AB} 波形的变化情况。

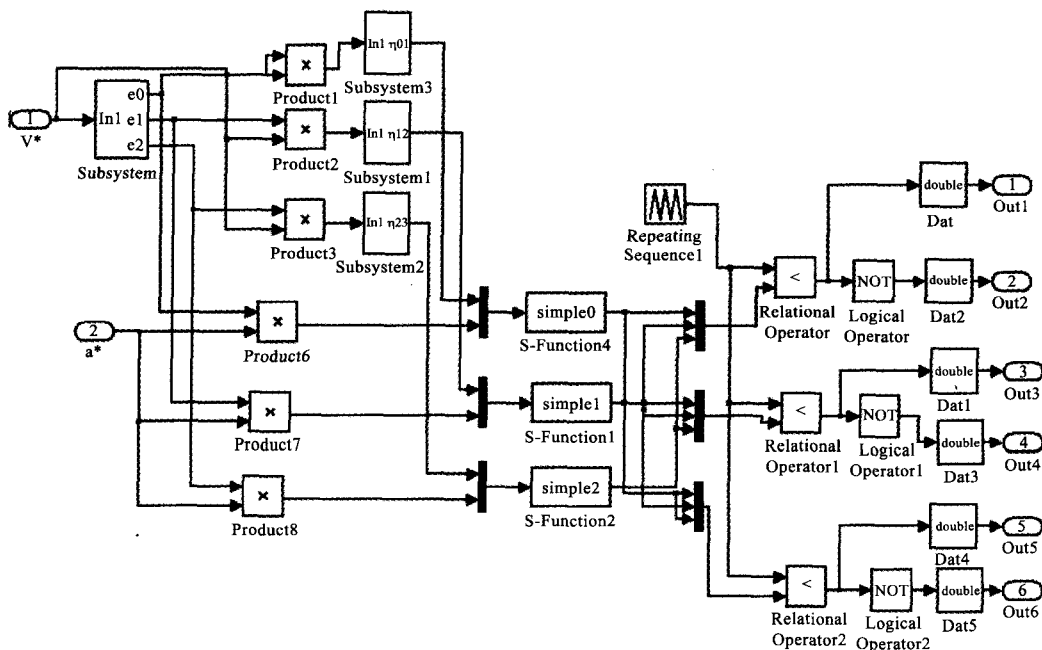
图 7 的仿真实验波形对应调制系数 m 为 0.9 时的工况, 此时 SVPWM 处于欠调制状态, 并网逆变器输出近似正弦调制电压, 输出电流为近似正弦波, 属线性调制。图 8 的仿真实验波形果对应 m 为 0.95 时的工况, 已进入过调制状态, 并网逆变器输出电压 u_{AB} 和输出电流 i_{AB} 波形产生了畸变, 属非线性调制; 经过滤波后输出线电流为近似正弦波, 从频谱分析可以看出: 滤波后的输出电流的谐波含量很小, 畸变率 THD 值很小, 为 3.2%, 达到了 IEEE St (d). 929-2000 和 IEEE St (d). P1547 标准的要求。

4 结束语

三相光伏并网逆变器采用限定轨迹双调制的 ANN-SVPWM 过调制算法, 不仅避免了输出电压的突变, 使逆变器能够平滑地从线性欠调制状态过渡到非线性过调制状态, 而



(a) ANN-SVPWM 三相光伏并网逆变器仿真模型



(b) ANN-SVPWM 子系统仿真模块

图 6 ANN-SVPWM 光伏并网逆变器仿真实现

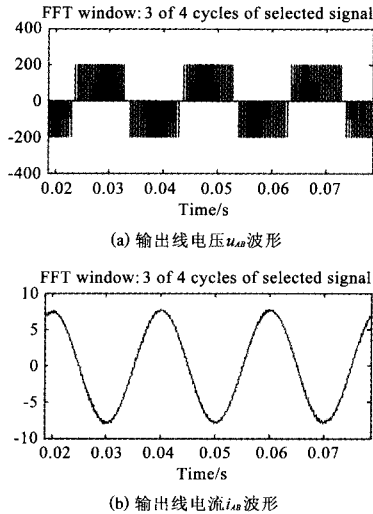


图7 欠调制模式下光伏并网逆变器输出线电压和线电流波形

且输出相电压中基波电压是线性连续变化的,具有良好的线性增益。采用基于ANN-SVPWM应用限定轨迹双模式法处理过调制模式,方法简单可靠,能较好地实现逆变器输出电压连续控制,提高直流电压利用率,改善在太阳能光伏并网发电系统功率控制效果;并可拓展到其他新能源(如内燃机、蓄电池、超级电容器等)的并网发电系统中,为直流微网的功率控制和能量管理提供参考。

参考文献:

- [1] Tripathi A, Khambadkone A M. Stator flux based space vector modulation and closed loop control of the stator flux vector in over modulation into six step mode [J]. IEEE Trans on Power Elec, 2004, 19(3): 775-782.
- [2] Villalva M G, Ruppert F E. 3-D space vector PWM for three-leg four-wire voltage source inverters [C]. Brazil: IEEE 35th Power Electronics Specialists Annual Conference, 2004: 3946-3951.
- [3] 杨新华, 王关平, 马建立. 基于人工神经网络的异步电机 SVPWM 转差频率矢量控制仿真实现 [J]. 微电机, 2007, 40(3): 30-34.
- [4] 张俊洪, 赵镜红. 空间矢量脉宽调制过调制技术研究 [J]. 电气传动, 2005, 35(1): 16-18.
- [5] 张艳芳, 林飞. 两种 SVPWM 过调制方法的比较研究 [J]. 北京交通大学学报, 2005, 29(2): 39-43.
- [6] 高莹, 谢吉华, 李赓. SVPWM 过调制算法的分析和仿真 [J]. 微特

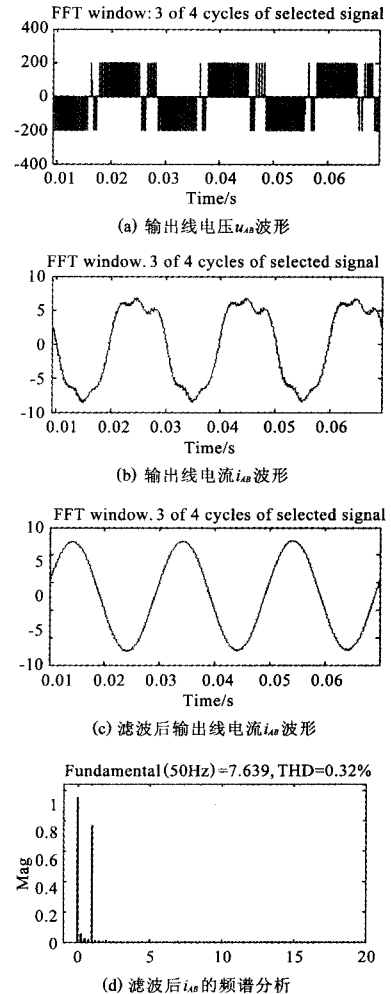


图8 过调制模式下光伏并网逆变器输出线电压和线电流波形

电机, 2007(6): 5-8.

- [7] 潘庭龙, 纪志成. 基于 ANN 的一种新型 SVPWM 控制器设计 [J]. 系统仿真学报, 2006, 18(2): 420-423.
- [8] 金舜, 钟彦儒, 程为彬. 应用单双模式过调制技术的三电平 SVPWM [J]. 西安理工大学学报, 2006, 22(1): 5-10.
- [9] 易灵芝, 王根平, 邹晓. 基于最小二乘滞环电流控制的单相光伏并网逆变器研究 [J]. 湘潭大学自然科学学报, 2008, 30 (3): 126-132.
- [10] 林飞, 杜欣. 电力电子应用技术的 MATLAB 仿真 [M]. 北京: 中国电力出版社, 2009.