

文章编号:0254-0096(2019)11-3078-08

基于SHEPWM与MPC混合控制的 三电平逆变器研究

张 兴, 王志捷, 刘 芳, 洪剑峰, 夏 军

(合肥工业大学电气学院, 合肥 230009)

摘 要: 特定谐波消除法(SHEPWM)应用于大功率并网逆变器能在降低开关频率的同时有效降低谐波,然而SHEPWM依然存在动态响应慢的问题。针对这一问题,提出一种适用于三电平并网逆变器的改进SHEPWM策略,稳态时采用SHEPWM策略,而在动态过程中采用模型预测控制(MPC),以实现快速的动态响应。分析研究2种调制策略的切换条件和方法,实现平滑切换。通过实验研究验证所提出方案的有效性和实用性。

关键词: 并网逆变器; 特定谐波消除法; 模型预测控制; 混合控制

中图分类号: TM464

文献标识码: A

0 引 言

在大功率新能源并网逆变场合,中点箝位型(neutral-point-clamped, NPC)三电平拓扑由于具有低谐波畸变率、低器件承受压降和结构控制相对简单等优点而得到广泛应用^[1]。大功率三电平并网逆变器,受到开关损耗的限制,开关频率常低于1 kHz^[2]。特定谐波消除法(specific harmonic elimination PWM, SHEPWM)是针对低开关频率条件提出的一种同步对称的优化脉宽调制策略,相比于传统调制策略,其具有开关频率低、输出电压质量好及损耗小等优点^[3]。最早应用于电机传动领域^[4],近年来由于SHEPWM良好的谐波特性,逐渐被应用于STATCOM、HVDC、新能源并网发电场合^[5,6]。采用SHEPWM有效消除低频谐波,而LCL滤波器可抑制高频谐波,变流器可在1 kHz以下的开关频率运行。

然而,SHEPWM波形通过查开关表生成,动态响应较弱^[7]。针对这一问题国内外学者提出基于动态切换的混合调制方案。国内学者研究了SHEPWM与空间矢量调制(SVPWM)的混合调制策略,得出两者平滑切换的方案^[8,9]。近年来,国外学

者研究了SHEPWM与模型预测控制(MPC)混和调制策略(SHE-MPC)^[10,11]。MPC是电力电子领域新的优化算法,其中有限控制集模型预测(finite control set model predictive control, FCS-MPC)经实验证明能够在低开关频率下实现快速的动态响应^[12]。文献[10]将候选开关状态与SHEPWM开关状态之差以及输出电流误差共同作为MPC的优化目标进行滚动优化,使输出波形既有SHEPWM的消谐特性又具有MPC的快速动态响应能力,然而由于MPC采用固定采样频率引入了量化误差,无法有效消除低频谐波。文献[11]针对上述问题进行改进并应用到电流源变换器,提出只在动态过程采用MPC,而在稳态条件下采用基于空间矢量合成的SHEPWM以消除量化误差。该方法缺点在于必须提前计算每个扇区的矢量合成顺序。若是应用于三电平并网逆变器,扇区及开关表的角度较多、调制度变化时矢量合成顺序及作用时间也不断变化,实现过于复杂。

针对上述问题,本文研究一种适用于三电平并网逆变器的SHEPWM与MPC的混合控制策略,系统常态下采用每相分别查表的方法生成SHEPWM波形,避免矢量合成的复杂计算;而在动态过程切

收稿日期: 2017-05-25

基金项目: 国家自然科学基金(51677049); 国家电网公司项目: 新能源发电电网主动支撑及协调控制关键技术与示范应用

通信作者: 张 兴(1963—), 男, 博士、教授、博士生导师, 主要从事大型光伏并网发电、大功率风力发电并网变流器等方面的研究。

honglf@ustc.edu.cn

换到 MPC 控制实现快速动态响应;分析了 2 种方案的原理以及两者平滑切换的方法。通过一台 20 kW 三电平并网逆变器样机对上述方案进行实验验证。

1 三电平并网逆变器 SHEPWM 调制

1.1 三电平 SHEPWM 原理

SHEPWM 对变流器输出电压进行傅里叶变换,以消除特定次的电压谐波为目标求解超越方程得出离线开关表,通过查表发波。对三电平变流器而言,一般 SHEPWM 输出电压波形满足 1/4 周期对称以及前后 1/2 周期关于 180°对称,所以只要求解前 1/4 周期的开关角。三电平正半周期 SHEPWM 输出电压波形如图 1 所示。

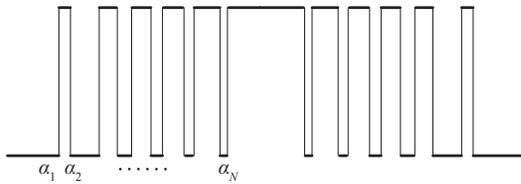


图1 三电平 SHEPWM 单相输出电压波形
Fig. 1 Waveform of three-level SHEPWM single-phase output voltage

图 1 中,前 1/4 周期开关角为 $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$ 对其进行傅里叶分解得到:

$$V_{an}(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t), n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (1)$$

式中, w ——基波角频率, rad/s; n ——谐波次数。

由于波形满足前述对称关系,所以余弦相系数 $\alpha_n=0$,正弦相系数 b_n 满足^[13]:

$$b_n = \begin{cases} 0, & n \text{ 为偶数} \\ \frac{2V_{dc}}{n\pi} \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos n\alpha_k, & n \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (2)$$

令基波幅值 b_1 满足所需的调制度 M , 即:

$$b_1 = M \frac{V_{dc}}{2} \quad (3)$$

令其余各次需要消除的谐波幅值 $b_n = 0$, 共列解 N 个超越方程即可解得 N 个角度。由于余弦相系数 a_n 恒为 0, 正弦相系数 b_n 在 n 为偶数时为 0, 所以输出电压偶次谐波幅值恒为 0 无须消除, 且考虑三相系统只需消除非 3 倍频次的谐波, 综上只需消除 $6k \pm 1$ 次谐波。本文采用的开关角数 $N = 17$, 能

消除 53 次(2650 Hz)以下的谐波。大功率并网场合 LCL 滤波器的谐振频率在约 1 kHz, 处在已经消谐的频段, 不会引起较大谐振。

1.2 SHEPWM 调制的动态性能分析

SHEPWM 并网控制策略如图 2 所示, 电网电压锁相得到 θ , 对采样得到的桥臂电流进行 Park 变换得到反馈电流 i_d, i_q , 与有功电流指令值 i_d^* 和无功电流补偿指令值 i_q^* 进行比较, 之后进行 PI 调节, 得到桥臂输出电压 U_d, U_q , 计算桥臂输出电压的调制度 M 和相角 θ_1 , 然后查表生成 SHEPWM 驱动信号。

对应 d 轴电流控制框图如图 3 所示。 E 为电网电压前馈; K_{PWM} 为 PWM 环节功率放大增益, 可近似为 1 处理; $G_{LCL}(s)$ 为 LCL 滤波器的传递函数; $G_d(s) = e^{-t_d s}$, 为数字化控制带来的延时环节, t_d 为延时时间。

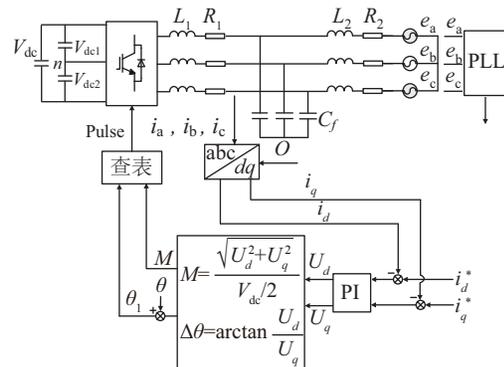


图2 三电平并网逆变器 SHEPWM 闭环控制策略
Fig. 2 Closed-loop control strategy of three-level grid-connected inverter using SHEPWM

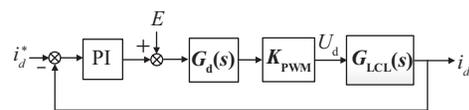


图3 SHEPWM 电流闭环控制框图
Fig. 3 Current control loop diagram of SHEPWM

由于 SHEPWM 是基于计算 1 个基波周期的开关角度的原理来消除特定次谐波, 所以只能每个基波周期调节 1 次, 延时时间 t_d 长达 1 个基波周期, 严重限制了系统带宽。指令值突变时, 相邻基波周期输出电压的调制度 M 和相角会发生跳变, 引起电流波形紊乱, 动态响应较慢^[14]。图 4 为指令电流阶跃时 SHEPWM 并网仿真波形, 图中 i_a, i_b, i_c 为三

相并网电流, i_d^* 为 d 轴指令电流, i_d 为反馈电流。可见 d 轴电流发生震荡并经过 6 个电网周期才进入稳态。

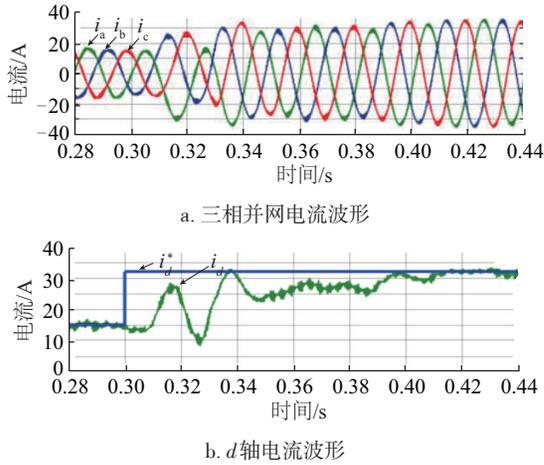


图 4 输出电流动态响应波形

Fig. 4 Output current waveform of dynamic response

2 并网逆变器 SHE-MPC 混合控制

针对上述问题,本文研究一种基于动态切换的 SHE-MPC 混合调制策略,动态过程中切换到有限控制集模型预测(FCS-MPC)实现快速响应,稳态时再切换回 SHEPWM。

2.1 两步预测 FCS-MPC

FCS-MPC 将三电平逆变器的 27 个开关状态视为一个有限控制集,通过模型预测和目标函数评价,在可选开关状态中选择使目标函数最小的开关状态。其中两步预测可以有效消除一拍延迟^[15],本文将应用于 LCL 滤波器的三电平并网逆变器,其控制原理如图 5 所示。图中,第 k 拍采样电网电压 $e_g(k)$ 用于锁相和坐标变换;采样的滤波电容电压 $u_c(k)$ 、桥臂侧电流 $i(k)$ 、直流侧电压 $V_{dc}(k)$ 用于建模和预测。

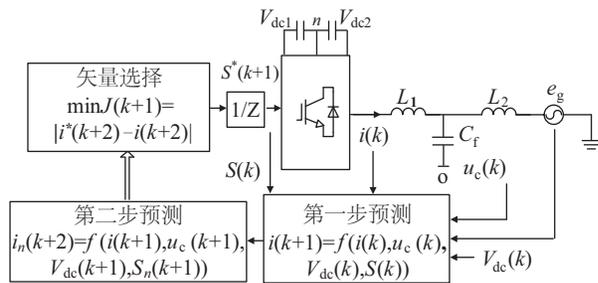


图 5 并网逆变器模型预测控制框图

Fig. 5 Control diagram of MPC of grid-connected inverter

根据图 5 得到桥臂侧电流预测模型:

$$\frac{di}{dt} = -\frac{r}{L_1}i - \frac{1}{L_1}u_c + \frac{1}{L_1}U_o \quad (4)$$

式中, i ——三相桥臂侧电流, $i = [i_a \ i_b \ i_c]^T$, A; u_c ——LCL 滤波电容上的电压, V, $u_c = [u_{ca} \ u_{cb} \ u_{cc}]^T$; U_o ——逆变器桥臂输出电压(相对于滤波电容中性点), V, $U_o = [U_{ao} \ U_{bo} \ U_{co}]^T$; L_1 ——桥臂侧电感, mH; r ——电感的寄生电阻, Ω 。

为数字实现,对式(4)进行离散化:

$$i(k+1) = (1 - \frac{r}{L_1}T_s)i(k) + \frac{T_s}{L_1}[U_o(k) - u_c(k)] \quad (5)$$

式中, T_s ——采用周期; $i(k)$ 、 $u_c(k)$ ——第 k 拍的桥臂电流、电容电压; $U_o(k)$ ——第 k 拍的输出电压,可由第 k 拍的开关状态 $S(k) = [S_a(k) \ S_b(k) \ S_c(k)]^T$ 及直流侧电压 $V_{dc}(k)$ 通过下式关系求得:

$$\begin{cases} U_{ao} = \frac{V_{dc}}{6}(2S_a - S_b - S_c) \\ U_{bo} = \frac{V_{dc}}{6}(2S_b - S_a - S_c) \\ U_{co} = \frac{V_{dc}}{6}(2S_c - S_a - S_b) \end{cases} \quad (6)$$

通过式(5)可以预测 $k+1$ 拍电流,遍历候选开关状态 $S(k+1)$ 进行第二步预测,推得 $k+2$ 拍时各开关状态对应的电流 $i(k+2)$,带入优化函数进行评价以选出最优开关状态并在 $k+1$ 拍执行。本文采用 MPC 主要用于动态过程快速跟踪,所以优化函数仅考虑电流误差:

$$J = |i^*(k+2) - i(k+2)| \quad (7)$$

候选矢量的选择仅考虑当前矢量及其相邻矢量,以限制开关频率并降低计算负担。

2.2 SHE-MPC 控制策略

SHE-MPC 控制策略如图 6 所示,稳态下采用 1.2 节所述 SHEPWM 控制;动态条件下,切换到 MPC

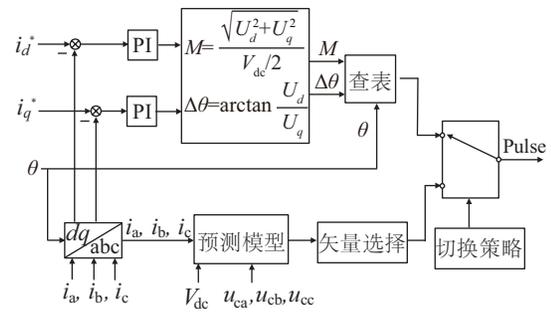


图 6 SHE-MPC 控制框图

Fig. 6 Control diagram of SHE-MPC

选择每个控制周期的最优开关开状态;施加适当的切换策略,保证2种调制策略的开关状态平滑切换。

3 SHEPWM与MPC动态切换策略

本节研究2种调制策略的切换方法,有效避免切换过程中脉冲出错并减小数字延时。

3.1 SHEPWM波形发生

采用三相分别查表的方法生成 SHEPWM 波形,无需提前计算每个扇区的矢量合成顺序,实施方法如图7所示。 t_k 时刻采样并计算输出电压角度 θ_k ,并预测 t_{k+1} 时刻输出电压的角度 θ_{k+1} ,经查表得出 t_{k+1} 至 t_{k+2} 每相的开关状态,在 t_{k+1} 时刻装载,可以避免数字控制器延迟一拍装载带来的系统延时。由于MPC采用高频采样(本文为8kHz),经过分析 $N=17$ 条件下每个采样周期每相开关状态一般不变或变化1次,少数角度属于窄脉冲,如图7中 $t_{k+1} \sim t_{k+2}$ 所示变化2次。此时查表计算角度变化时刻 t_1 、 t_2 ,也可通过数字控制器实现图中波形。由于SHEPWM每个采样周期每相开关状态最多变化2次,1个采样周期可能由多个矢量合成,然而本方案只需查得每相开关状态并执行即可,不会因合成矢量个数变多而增加复杂度。

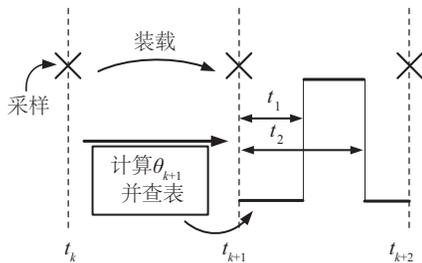


图7 SHEPWM查表法示意图

Fig. 7 Look-up table method to generate SHEPWM waveform

3.2 SHEPWM切换至MPC

由SHEPWM切换至MPC过程中a相开关状态假设如图8所示。 t_k 时刻进行切换,在 t_k 之前的每个采样周期发出SHEPWM波形; t_k 时刻得到切换信号进入MPC控制,通过采样得到的各状态量进行两步预测。在 t_k 时刻进行第1步预测时应该采用 t_k 时刻装载的SHEPWM波形进行预测以选出最优开关矢量,而非采用单一开关状态预测,这与

传统MPC不同。

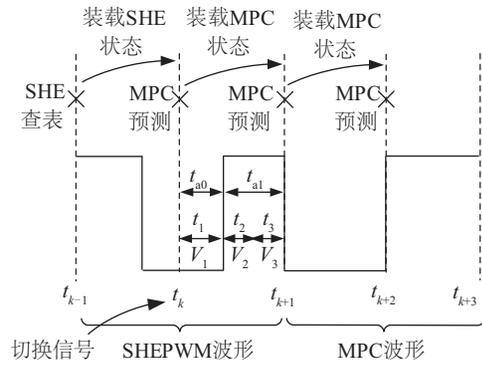


图8 SHEPWM切换至MPC单相波形

Fig. 8 Transient waveform from SHEPWM to MPC

$t_k \sim t_{k+1}$ 之间的SHEPWM开关状态如图8所示,0开关状态持续 t_{a0} 的时间,而后跳变为+1开关状态持续 t_{a1} 。由式(5)知要进行预测需要计算1个周期内等效输出电压伏秒积 $T_s U_o(k)$ 。由于SHEPWM每相开关都可能在采样周期中间跳变,所以1个采样周期可能包含多个矢量。假设图8中 $t_k \sim t_{k+1}$ 的采样周期包含3个矢量: V_1 对应三相开关 S_{a1} 、 S_{b1} 、 S_{c1} ,持续时间 t_1 ; V_2 对应三相开关 S_{a2} 、 S_{b2} 、 S_{c2} ,持续时间 t_2 ; V_3 对应三相开关 S_{a3} 、 S_{b3} 、 S_{c3} ,持续时间 t_3 。结合式(6),a相电压伏秒积计算为:

$$\begin{aligned}
 U_{a0} T_s &= U_{a01} t_1 + U_{a02} t_2 + U_{a03} t_3 \\
 &= \frac{1}{6} V_{dc} [(2S_{a1} - S_{b1} - S_{c1})t_1 + \\
 &\quad (2S_{a2} - S_{b2} - S_{c2})t_2 + (2S_{a3} - S_{b3} - S_{c3})t_3] \quad (8) \\
 &= \frac{1}{6} V_{dc} [2(S_{a1}t_1 + S_{a2}t_2 + S_{a3}t_3) - \\
 &\quad (S_{b1}t_1 + S_{b2}t_2 + S_{b3}t_3) - (S_{c1}t_1 + S_{c2}t_2 + S_{c3}t_3)]
 \end{aligned}$$

式中, U_{a0} ——a相等效输出电压; U_{a01} 、 U_{a02} 、 U_{a03} ——分别为电压矢量 V_1 、 V_2 、 V_3 对应的a相输出电压; T_s ——采样周期。

由于三电平SHEPWM每个采样周期每相开关状态只可能是单一开关状态或正半周(1,0)、负半周(-1,0)这2种开关组合,所以a相输出电压伏秒积可由式(8)简化为:

$$\begin{aligned}
 U_{a0} T_s &= \frac{1}{6} V_{dc} [2(0 \cdot t_{a0} + S_{an} \cdot t_{an}) - \\
 &\quad (0 \cdot t_{b0} + S_{bn} \cdot t_{bn}) - (0 \cdot t_{c0} + S_{cn} \cdot t_{cn})] \quad (9)
 \end{aligned}$$

式中, t_{a0} 、 t_{b0} 、 t_{c0} ——三相0开关状态持续时间; S_{an} 、 t_{an} 、 S_{bn} 、 t_{bn} 、 S_{cn} 、 t_{cn} ——a、b、c三相非0开关

状态及其持续时间。

各相开关状态及持续时间都可在查表时得出,所以一步即可计算出各相输出电压伏秒积,无需事先计算矢量合成顺序及持续时间,降低了复杂度。代入式(5)进行两步预测,所选开关状态在 $k+1$ 时刻装裁,切换为MPC控制。

3.3 MPC切换到SHEPWM

由MPC切换至SHEPWM过程中a相开关状态假设如图9所示。 t_k 时刻进行切换,在 t_k 之前的每个采样周期进行MPC控制; t_k 时刻仍然装裁 t_{k-1} 时刻预测得到的MPC开关状态,同时查SHEPWM开关表,在 t_{k+1} 时刻装裁SHEPWM开关状态,即可切换为SHEPWM调制。

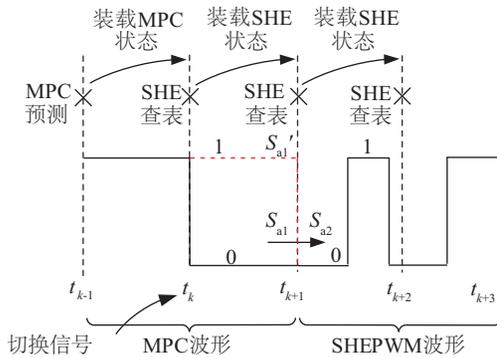


图9 MPC切换至SHEPWM单相波形

Fig. 9 Transient waveform from MPC to SHEPWM

唯一的特殊情况如图9中切换后第一个周期($t_{k+1} \sim t_{k+2}$ 之间)波形为窄脉冲,即开关状态变化2次(0-1-0):若是MPC最后一个开关状态 S_{a1} 与SHEPWM初始状态 S_{a2} 不同,如图9中 S_{a1}' 开关状态为1,而 S_{a2} 为0,此时 $t_{k+1} \sim t_{k+2}$ 之间开关变化3次(1-0-1-0),无法直接用DSP发出,然而前面分析过这种情况很少发生,只需延迟一个采样周期再切换即可。

4 实验研究

为验证上述分析,搭建三相三电平LCL并网逆变器实验平台如图10所示。2台20kW变流器背靠背形式连接,前级整流器整流得到直流电压,后级逆变器用于实现提出的控制方案;采用横河示波器DLM2024、横河高压探头700924、电流钳FLUKE i400s进行电压电流波形的采集。具体参数为:额定功率 $P=20\text{ kW}$,电网线电压有效值

$e_{ab}=380\text{ V}$,额定并网电流有效值 $I=30\text{ A}$,直流侧电压 $V_{dc}=700\text{ V}$,桥臂侧电感 $L_1=1.5\text{ mH}$,网侧电感 $L_2=1\text{ mH}$,滤波电容 $C=40\text{ }\mu\text{F}$,采样频率 $f_s=8\text{ kHz}$,SHEPWM前1/4周期开关角数 $N=17$,对应开关管频率为850 Hz。

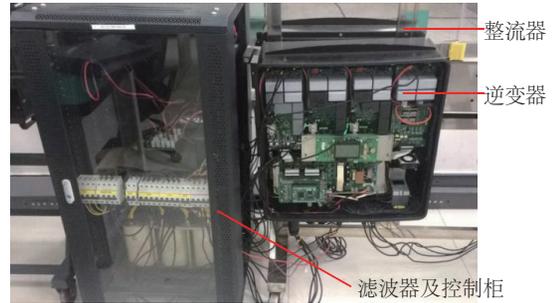
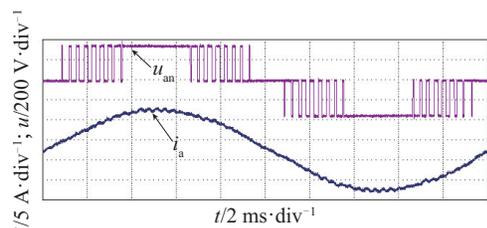


图10 20 kW 三电平并网实验平台

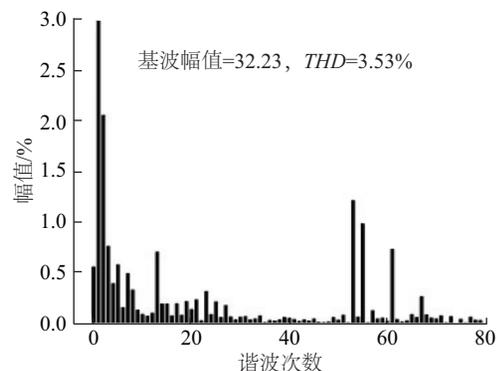
Fig. 10 Experimental platform of 20 kW three-level grid-connected inverter

稳态采用SHEPWM调制,其a相桥臂输出电压 u_{an} 、并网电流 i_a 如图11a所示。图11b、图11c给出了并网电流 i_a 、桥臂输出线电压 U_{ab} 的FFT分析,可见桥臂输出SHEPWM波形,有效消除了53次以下的谐波,并网电流 $THD < 5\%$ 。

通过实验验证了SHEPWM与MPC的切换方案。图12a、12b、12c分别展示了在a相电网角度为 0° 、 45° 、 90° 时由SHEPWM切换至MPC,经1个电网周期再切换回SHEPWM的波形,图12a~图12c



a. a相SHEPWM输出波形



b. a相并网电流FFT

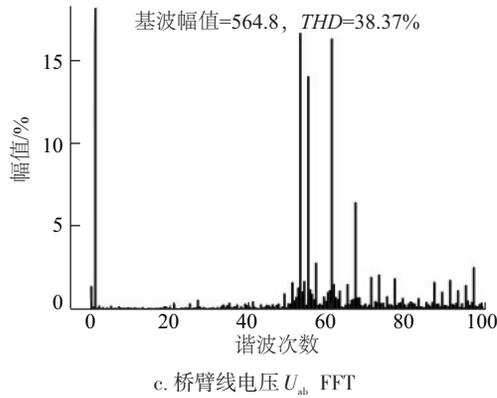


图 11 a相输出波形及其FFT分析

Fig. 11 Output waveform of phase-A and FFT analysis

每张图中由上至下分别为 a 相电网电压 e_a 、桥臂电压 u_{an} 、并网电流 i_a 。可见 SHEPWM 与 MPC 之间可在多角度实现平滑切换。

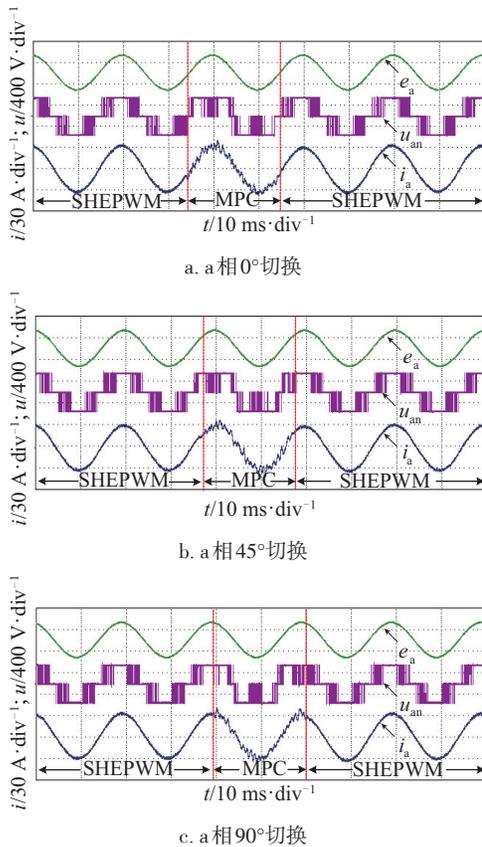


图 12 切换过程a相输出波形

Fig. 12 Waveform of phase-a during switching process

图 13 比较 d 轴电流指令由 15 A 突加到 32 A 时 3 种方案：仅采用 SHEPWM 调制、SHEPWM 与 SVPWM 混合调制、SHE-MPC 这 3 种方案的波形，由上至下分别是 a 相电网电压、a 相桥臂电压、并网

电流。其中 SVPWM 开关频率为 1.5 kHz, MPC 等效开关频率经计算只有 950 Hz。

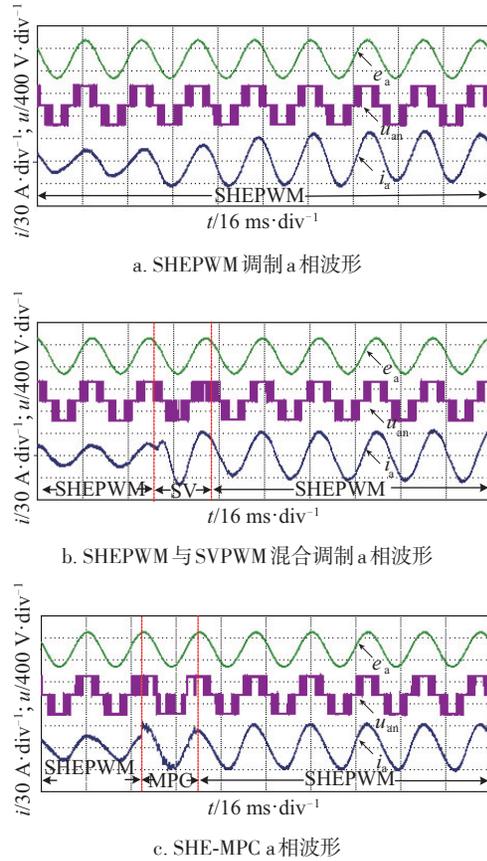


图 13 3种方案a相输出波形对比

Fig. 13 Output waveform of phase-a of three different control strategies

图 14 给出了上述动态过程 3 种方案 d 轴电流波形图。图中, i_d^* 为 d 轴指令电流, i_d 为反馈电流, Δi_d 为两者误差, t_s 为调节时间, p_m 为超调最大的点。图 13a、图 14a 为 SHEPWM 闭环控制波形, 可见出现震荡并经过较长时间才进入稳态, 动态响应较慢; 图 13b、14b 中切换到 SVPWM 运行 1 个电网周期加快了动态响应, 但是由于 SVPWM 需要进行 PI 调节, d 轴电流需要一定的上升时间并有明显超调; 图 13c、图 14c 中采用 SHE-MPC 控制, 切换到 MPC 一个电网周期, d 轴电流几乎无超调地实现快速跟踪, 之后切换回 SHEPWM 进入新的稳态。

根据实验结果, 对 3 种方案的动态过程进行对比分析如表 1 所示。SHEPWM 闭环调节超调量最小, 但是调节时间远远超过另 2 种方案; 后 2 种方案对比可得到 SHE-MPC 的超调量和调节时间均小

于 SHEPWM 与 SVPWM 混合调制。可见 SHE-MPC 可在低开关频率下实现快速跟踪,有效加快了动态响应。

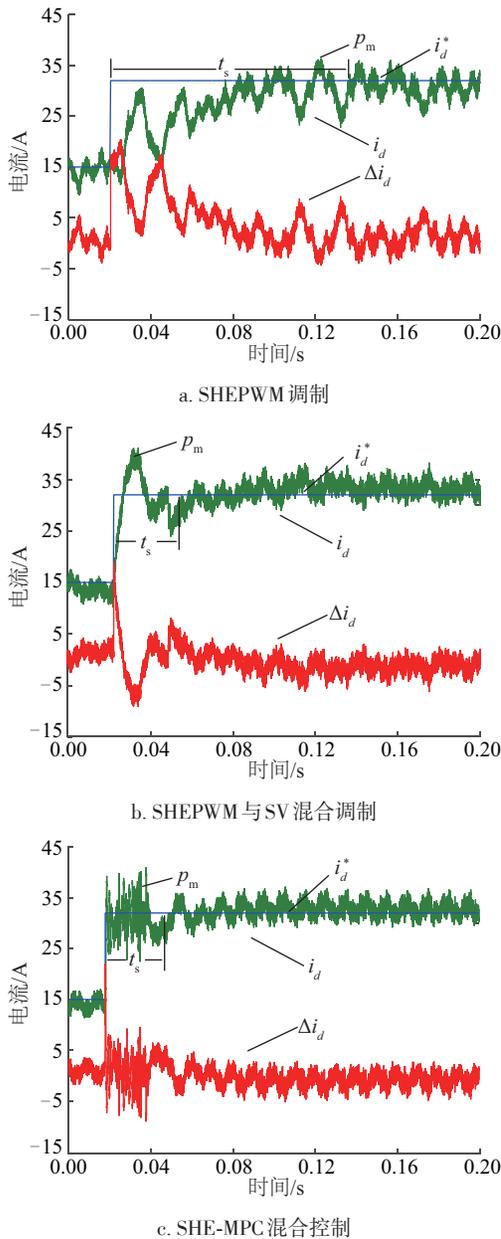


图 14 3 种方案 d 轴电流动态响应

Fig. 14 d -axis current dynamic responses of three schemes

表 1 3 种方案动态性能比较

Table 1 Comparison of dynamic performances between three schemes

指标	SHEPWM	SHE-SV	SHE-MPC
超调量 $\sigma/\%$	13	26	19
调节时间 t_r/ms	115	34	26

5 结 论

本文研究三电平并网逆变器 SHEPWM 与 MPC 的混合控制方案,对其进行理论分析与实验研究。在常规条件下采用 SHEPWM 可降低开关频率并保证并网电流质量;而在动态过程中切换到 MPC 加快动态响应,并研究分析 2 种调制策略的切换方法,实现平滑切换。实验证明,本方案在低开关频率下具有良好的稳态和动态性能。

[参考文献]

- [1] Rodríguez J, Berne S, 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.
- [2] Rodríguez J, Lai J S, Peng Fangzheng. Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(4): 724—738.
- [3] 袁庆庆, 伍小杰, 戴 鹏, 等. 低开关频率下三电平逆变器的中点电位控制[J]. 电机与控制学报, 2015, 19(9): 61—66.
- [3] Yuan Qingqing, Wu Xiaojie, Dai Peng, et al. Neutral point potential control for three-level inverters with low switching frequency[J]. Electric Machines and Control, 2015, 19(9): 61—66.
- [4] 马小亮. 概述低开关频率 PWM 变频的问题及解决办法[J]. 电气传动, 2009, 39(5): 3—9.
- [4] Ma Xiaoliang. Problems and solutions of low frequency PWM inverters an overview[J]. Electric Drive, 2009, 39(5): 3—9.
- [5] Zabaleta M, Burguete E, Madariaga D. LCL grid filter design of a multimegawatt medium-voltage converter for offshore wind turbine using SHEPWM modulation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(3): 1993—2001.
- [6] 胡存刚, 胡 军, 马大俊, 等. 三电平光伏并网逆变器 SHEPWM 优化控制方法[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(7): 74—81.
- [6] Hu Cungang, Hu Jun, Ma Dajun, et al. Optimized control method for three-level photovoltaic grid-connected inverter using SHEPWM[J]. Electric Machines and Control, 2016, 20(7): 74—81.
- [7] 张扬帆. 面向光伏并网逆变器的混合 PWM 调制方法[D]. 杭州: 浙江大学, 2014.

- [7] Zhang Yangfan. Hybrid PWM scheme for grid-connected PV inverter[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2014.
- [8] 张志刚, 黄守道, 胡存刚, 等. 三电平SHEPWM与SVPWM混合控制策略及其矢量平滑切换方法的研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(14): 342—349.
- [8] Zhang Zhigang, Huang Shoudao, Hu Cungang, et al. Hybrid method of three-level SHEPWM and SVPWM and its vector smooth-switching[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(14): 342—349.
- [9] 张永昌, 赵争鸣, 张颖超, 等. 三电平变频调速系统SVPWM和SHEPWM混合调制方法的研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(16): 72—77.
- [9] Zhang Yongchang, Zhao Zhengming, Zhang Yingchao, et al. Study on a hybrid method of SVPWM and SHEPWM applied to three-level adjustable speed drive system[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(16): 72—77.
- [10] Aguilera R P, Acuna P, Lezaña P, et al. Selective harmonic elimination model predictive control for multilevel power converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3): 2416—2426.
- [11] Gao Hang, Wu Bin, Xu Dewei, et al. Model predictive switching pattern control for current source converters with space-vector-based selective harmonic elimination[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(8): 6558—6569.
- [12] Geyer T, Papafotiou G, Morari M. Model predictive direct torque control-Part I: Concept, algorithm, and analysis[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1894—1905.
- [13] 刘文华, 宋 强, 陈远华, 等. NPC逆变器SHE-PWM开关角度的计算方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(11): 31—34.
- [13] Liu Wenhua, Song Qiang, Chen Yuanhua, et al. A method of solution to selective harmonic eliminated PWM switching angles for NPC inverters[J]. Proceeding of CSEE, 2002, 22(11): 31—34.
- [14] 袁庆庆. 双三电平PWM变频器低开关频率关键技术研究[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2014.
- [14] Yuan Qingqing. Study of the back to back three-level PWM converter with a low switching frequency[D]. Xuzhou: China University of Mining and Technology, 2014.
- [15] Preindl M, Schaltz E, Thogersen P. Switching frequency reduction using model predictive direct current control for high-power voltage source inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(7): 2826—2835.

HYBRID CONTROL METHOD FOR THREE-LEVEL INVERTER BASED ON SHEPWM AND MPC

Zhang Xing, Wang Zhijie, Liu Fang, Hong Jianfeng, Xia Jun

(School of Electric Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: Three-level inverter is widely used in high power grid-connected system. SHEPWM applies to high power grid-connected inverter can reduce the switching frequency and limit the harmonic at the same time. However SHEPWM has the problem that its dynamic response is slow. To solve this problem, this paper proposes a scheme to improve SHEPWM for three-level inverter. This control scheme implements SHEPWM to control the inverter at steady state and uses model predictive control during transients to improve transient responses. Also, this paper analyses the switching conditions and methods between these two modulation strategies. Experiment results show that the proposed control scheme is correct and effective.

Keywords: grid-connected inverter; SHEPWM; MPC; hybrid control