

基于模型预测的简化定频 PWM 三电平 整流器控制策略

李 飞, 刘 战, 赵 强, 王贵峰, 李春杰, 夏正龙

(江苏师范大学电气工程及自动化学院, 江苏 徐州 221008)

摘 要:对于三相电压源型 PWM 整流器而言,有限控制集模型预测控制(FCS-MPC)是一种新颖的高性能控制算法。但对于三电平 PWM 整流器而言,存在计算量巨大和开关频率不固定等缺点。在此背景下,提出一种基于模型预测控制的简化定频 PWM 调制策略。该算法无需对三电平 27 个矢量进行轮询计算,直接通过求取含有电流偏差和中点电位偏差的价值函数获得最优目标电压矢量,大大减少了计算量。实验结果表明,提出的简化调制策略能够实现 NPC 三电平整流器定频控制和中点电位调节,并且具有良好的动、静态性能。

关 键 词:模型预测控制;NPC 三电平整流器;PWM;中点电位平衡;定频

DOI:10.19781/j.issn.1673-9140.2021.02.014 中图分类号:TM461 文章编号:1673-9140(2021)02-0116-08

Research on control strategy of simplified fixed frequency PWM three-level rectifier based on model prediction

LI Fei, LIU Zhan, ZHAO Qiang, WANG Guifeng, LI Chunjie, XIA Zhenglong

(School of Electrical Engineering and Automation, Jiangsu Normal University, Xuzhou 221008, China)

Abstract:For three-phase voltage-based PWM converters, finite set control model predictive current control (FCS-MPC) is a kind of novel and high-performance control strategy. However, there exist the disadvantages of large amount of calculations and unfixed switching frequency for NPC three-level converters. Thus, in order to overcome the disadvantages, a simplified fixed switching frequency PWM strategy based on MPC is proposed in this paper. The algorithm does not need to perform rolling calculations on 27 three-level vectors, and directly obtains the optimal target voltage vector by calculating the cost function containing the current deviation and the mid-point potential deviation, which greatly reduces the amount of calculation. Experimental results show that the proposed simplified modulation strategy can achieve fixed-frequency control and mid-point potential adjustment of the NPC three-level converters, and has good dynamic and static performance.

Key words:FCS-MPC;NPC three-level converter;PWM;neutral-point potential balance;fixed switching sequence

收稿日期:2019-09-06;修回日期:2020-01-13

基金项目:国家自然科学基金青年基金(51707086);江苏省高等学校自然科学基金项目(19KJB470020)

通信作者:李 飞(1982-),男,工学博士,讲师,主要从事电力电子变换器研究;E-mail:lifei_cumt@126.com

电压源型 PWM 整流器具有网侧电流正弦度高、直流母线电压和功率因数可以调节等优点^[1-6],随着对三电平变流器的深入研究,多种控制策略相继被提出。基于载波的 PWM 控制方法(carried-based PWM, CBM)^[7-8]是较早提出并且应用比较广泛的一种调制策略,但是其直流母线利用率较低并且中点电位控制困难。虽然可以通过注入零序电压^[8-9]来实现中点电位的控制,同时也可以适当零序的注入,使直流母线利用率达到与矢量 PWM 一样的水平,但是注入零序电压并不唯一且计算复杂。近年来,空间矢量 PWM 调制策略(space vector PWM, SVPWM)^[10-12]因具有高直流母线利用率、低电压谐波畸变率而备受关注。三电平整流器的中点电位偏移问题也可以通过冗余开关状态的选择来解决^[13-14],但是相对于 CBM,其算法较为复杂。

近年来,模型预测控制在处理非线性系统多目标约束化问题时展现出的优势而备受学者关注^[15-16]。智利学者 Rodriguez 于 2007 年提出的有限控制集模型预测控制策略(FCS-MPC)具有动态响应快、价值函数配置灵活和易于处理多目标约束化问题等优点,并取得了较好的控制效果^[17],但是变流器的性能严格受预测模型的参数准确性约束。当预测模型参数有偏差时,控制效果往往不甚理想。并且,由于 FCS-MPC 控制策略的开关频率不固定,导致电流谐波分布无规律,不仅大大提高了滤波器的设计难度,同时也增加了开关器件的损耗。此外,对于三电平变流器,需要遍历 27 个矢量才能求出最优离散矢量。这使得计算量急剧膨胀,对于控制器负担大大增加。以上这些因素是制约 MPC 推广应用的主要瓶颈。文献[18]提出了一种快速 MPC 算法来解决三电平整流器采用 FCS-MPC 算法计算量大的问题,采用无差拍控制器选取最优指令电压,然后通过采用判断最优指令电压所在的扇区,从而缩小矢量的轮询范围,减轻了处理器的计算负担。

该文通过将传统的三电平 PWM 调制策略和 FCS-MPC 控制策略相结合,提出一种简化定频三电平整流器控制策略。该方法既没有复杂的旋转坐

标变换,也无需轮询 27 个离散矢量,从而大大减少了计算量。同时,该控制策略的开关频率固定,使得输出滤波器设计简单、谐波抑制效果明显。此外,通过构建价值函数,实现三电平整流器中点电位平衡控制。最后,通过实验验证该简化算法的有效性。

1 三电平 PWM 整流器数学模型

三电平 PWM 整流器主电路拓扑结构如图 1 所示,其在三相静止坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = e_a - Ri_a - u_{an} \\ L \frac{di_b}{dt} = e_b - Ri_b - u_{bn} \\ L \frac{di_c}{dt} = e_c - Ri_c - u_{cn} \end{cases} \quad (1)$$

式中 e_a, e_b, e_c 为三相电网电压; i_a, i_b, i_c 为整流器输入侧三相电网电流; u_{an}, u_{bn}, u_{cn} 为整流器三相输出电压; L 为三相进线电感; R 为三相输入侧等效电阻。

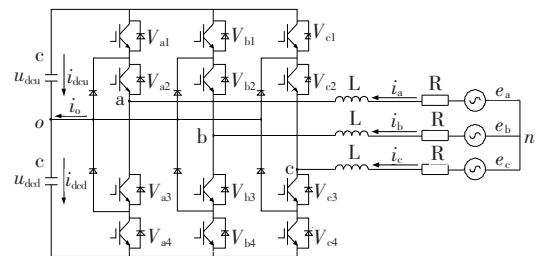


图 1 三电平 PWM 整流器主电路拓扑

Figure 1 The main circuit topology of three-level PWM rectifier

将数学模型通过 3/2 变换,式(1)可以表示为

$$\begin{cases} L \frac{di_\alpha}{dt} = e_\alpha - Ri_\alpha - u_\alpha \\ L \frac{di_\beta}{dt} = e_\beta - Ri_\beta - u_\beta \end{cases} \quad (2)$$

式中 e_α, e_β 和 i_α, i_β 分别为三相电网电压和电流在 $\alpha\beta$ 坐标系下的分量; u_α, u_β 为整流器三相输出电压在 $\alpha\beta$ 坐标系下的分量。

采用前向欧拉法将式(2)离散化,可得系统离散数学模型为

$$\begin{cases} i_a(k+1) = (1 - \frac{RT_s}{L})i_a(k) - \\ \frac{T_s}{L} \cdot u_a(k) + \frac{T_s}{L} \cdot e_a(k) \\ i_\beta(k+1) = (1 - \frac{RT_s}{L})i_\beta(k) - \\ \frac{T_s}{L} \cdot u_\beta(k) + \frac{T_s}{L} \cdot e_\beta(k) \end{cases} \quad (3)$$

式中 T_s 为系统采样周期。

为了提高三电平整流器的电流跟踪性能,该文定义价值函数 g 为电流偏差绝对值之和,即

$$g = |i_a^*(k+1) - i_a(k+1)| + |i_\beta^*(k+1) - i_\beta(k+1)| \quad (4)$$

式中 $i_a^*(k+1)$ 、 $i_\beta^*(k+1)$ 为参考电流指令。该文对 $k+1$ 拍参考电流指令的预测采用二阶拉格朗日插值公式求得,即

$$i^*(k+1) = 3i^*(k) - 3i^*(k-1) + i^*(k-2) \quad (5)$$

2 传统 FCS-MPC

考虑到三电平具有 27 个空间电压矢量,传统三电平模型预测方案基于滚动优化思想,对 27 个空间电压矢量逐一轮询,从而求得各矢量作用下的输出电流 $i_a(k+1)$ 、 $i_\beta(k+1)$ 。并通过式(4)的价值函数 g 选出使 g 值最小的唯一电压矢量 \mathbf{V}_{op} , 实现三电平整流器电流跟踪性能最优控制。同时,为了抑制直流母线中点电位的偏移,还需对中点电位偏差进行预测,控制时也需要选择有益于中点平衡的电压矢量。直流侧电容电压的微分方程为

$$\begin{cases} C \frac{du_{dcu}}{dt} = i_{dcu} \\ C \frac{du_{dcd}}{dt} = i_{dcd} \end{cases} \quad (6)$$

式中 i_{dcu} 、 i_{dcd} 分别为流经上、下母线的电流; C 为上、下母线电容容值。

将式(6)化简可得:

$$C \frac{d\Delta u}{dt} = -i_o \quad (7)$$

式中 $\Delta u = u_{dcu} - u_{dcd}$ 、 $i_o = i_{dcd} - i_{dcu}$ 为流过电容中

点的电流。

在第 k 个周期, i_o 在 $\alpha\beta$ 坐标系下的表达式为

$$i_o(k) = i_a(k)|s_a(k)| + i_\beta(k)|s_\beta(k)| \quad (8)$$

式中 s_a 、 s_β 为 $\alpha\beta$ 坐标系下三相开关状态分量。

在一个采样周期 T_s 内对式(7)离散化,可得:

$$\Delta u(k+1) = \Delta u(k) - \frac{T_s}{C} i_o(k) \quad (9)$$

式中 $\Delta u(k)$ 、 $\Delta u(k+1)$ 分别为 k 、 $k+1$ 时刻的上、下电容电压偏差。

为了抑制上、下直流母线的电压偏差,重新定义价值函数:

$$J = g + \lambda |\Delta u(k+1)| \quad (10)$$

式中 λ 为权重因子; J 为新定义的价值函数,该价值函数可以通过调节中点电位项的权重因子 λ ,从而可以兼顾电流跟随性能与中点电位控制要求,使两者基本达到控制最优。

3 基于模型预测控制的简化 PWM 策略

该文提出的简化 PWM 控制策略包括:①计算最优目标电压矢量;②计算三相高有效状态作用时间。

3.1 目标电压矢量计算

为实现电流的快速跟踪,令式(4)中的价值函数 $g=0$,即令控制目标输出电流误差最小,从而达到快速准确的跟踪效果。由 $g=0$ 可以得到:

$$\begin{cases} i_a(k+1) = i_a^*(k+1) \\ i_\beta(k+1) = i_\beta^*(k+1) \end{cases} \quad (11)$$

令 $u_x(k) = u_x^*(k)$ ($x = \alpha, \beta$), 将式(11)代入式(3),可以得到最优目标参考电压矢量:

$$\begin{cases} u_a^*(k) = (\frac{L}{T_s} - R)i_a(k) - \\ \frac{L}{T_s} i_a^*(k+1) + e_a(k) \\ u_\beta^*(k) = (\frac{L}{T_s} - R)i_\beta(k) - \\ \frac{L}{T_s} i_\beta^*(k+1) + e_\beta(k) \end{cases} \quad (12)$$

式中 $u_a^*(k)$ 、 $u_\beta^*(k)$ 为 k 时刻能使电流跟踪性能

最优的电压指令; $e_a^*(k)$ 、 $e_\beta^*(k)$ 和 $i_a^*(k)$ 、 $i_\beta^*(k)$ 分别为 k 时刻电压、电流量; $i_a^*(k+1)$ 、 $i_\beta^*(k+1)$ 为通过拉格朗日二阶插值公式预测的 $k+1$ 时刻的参考电流指令。

3.2 三相高有效状态时间计算

最优目标电压矢量 \mathbf{u}_{ref} 确定后需要用基本电压矢量去合成。将三电平空间矢量分为 6 个扇区,如图 2 所示。为了方便判断目标电压矢量所在区域,将 u_a^* 、 u_β^* 变换到三相 abc 静止坐标系中,可得 $u_{A_ref}^*$ 、 $u_{B_ref}^*$ 、 $u_{C_ref}^*$ 。由 $u_{A_ref}^*$ 、 $u_{B_ref}^*$ 、 $u_{C_ref}^*$ 可以很方便地判断出目标电压矢量所在区域,扇区划分如表 1 所示。

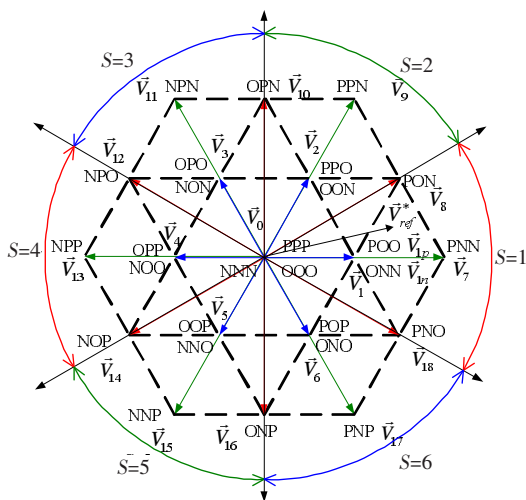


图 2 三电平空间矢量

Figure 2 Space vector diagram of three-level converter

表 1 目标电压矢量所在区域判断

Table 1 Judgment of the target voltage vector area

\mathbf{u}_{ref} 极性	扇区 S
$u_{A_ref}^* > 0, u_{B_ref}^* < 0, u_{C_ref}^* < 0$	1
$u_{A_ref}^* > 0, u_{B_ref}^* > 0, u_{C_ref}^* < 0$	2
$u_{A_ref}^* < 0, u_{B_ref}^* > 0, u_{C_ref}^* < 0$	3
$u_{A_ref}^* < 0, u_{B_ref}^* > 0, u_{C_ref}^* > 0$	4
$u_{A_ref}^* < 0, u_{B_ref}^* < 0, u_{C_ref}^* > 0$	5
$u_{A_ref}^* > 0, u_{B_ref}^* < 0, u_{C_ref}^* > 0$	6

扇区的划分以过零点为正、负分界线,每个扇区的边界垂直于一相的轴线。假设 \mathbf{u}_{ref} 落在第 1 区域,即 $S=1$,此时三相矢量状态如图 3 所示, T_A 、 T_B 、 T_C 为高有效状态作用时间,即每相中矢量状态为高的有效状态作用时间,可根据伏秒平衡求得:

$$\begin{cases} T_A = (u_{A_ref}^*(k) \cdot T_s) / U_{dc} \\ T_B = T_s + (u_{B_ref}^*(k) \cdot T_s) / U_{dc} \\ T_C = T_s + (u_{C_ref}^*(k) \cdot T_s) / U_{dc} \end{cases} \quad (13)$$

式中 $U_{dc} = U_{dcu} = U_{dcd}$ 。当目标电压矢量 \mathbf{u}_{ref} 落在其他区域时, T_A 、 T_B 、 T_C 可依据同样的方法求得。此方法运算量小,且可以灵活地注入零序分量,因此可以较容易地实现多目标控制。

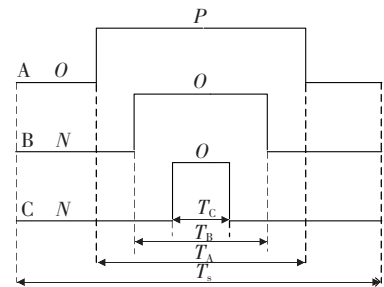


图 3 $S=1$ 矢量状态

Figure 3 The diagram of vector state when $S=1$

3.3 中点电位平衡

中点电位不平衡是三电平 NPC 整流器的固有问題,通常采用注入零序电压的方法解决三电平中点电位偏移问题。该文将求取的三相作用时间 T_A 、 T_B 、 T_C 中同时叠加一个时间量来实现上、下母线电容平衡,其本质上仍是注入零序电压,但其表达更为简洁灵活。

当取式(9)中 $\Delta u(k+1) = 0$ 时,中点控制最优。为使中点控制最优,式(9)可写成:

$$i_o(k) = \frac{C}{T_s} \Delta u(k) \quad (14)$$

通常当采样频率足够高时,可以近似认为电流在一个采样周期内为常数。因此,一个采样周期内流过中点电流的平均值为

$$i_o = \frac{i_a \cdot (T_s - T_A) + i_b \cdot T_B + i_c \cdot T_C}{T_s} \quad (15)$$

式中 i_o 为不考虑中点平衡时一个周期内流过中点的平均电流。当直流母线中点电位发生偏移时,对三相作用时间通解进行修正,可以通过改变中性点电流 i_o 的大小和方向来抑制中点电位的偏移,从而实现中点电位的平衡控制。当整流器中点电位发生偏移时,定义 ΔT 为抑制中点电位偏移所需的三

相矢量作用时间修正值,则此时可得到新的中性点电流:

$$i_{o_new} = \frac{i_a \cdot (T_s - (T_A + \Delta T))}{T_s} + \frac{i_b \cdot (T_B + \Delta T) + i_c \cdot (T_C + \Delta T)}{T_s} = i_o - \frac{2i_a}{T_s} \cdot \Delta T \quad (16)$$

式中 i_{o_new} 为修正后流经中性点的电流。由电荷守恒定律可知:

$$i_{o_new} \cdot T_s = C \cdot \Delta u \quad (17)$$

式中 Δu 为上、下直流母线电容电压差, $\Delta u = u_{dcu} - u_{dcd}$ 。根据式(16)、(17),得到:

$$\Delta T = \frac{i_o \cdot T_s - C \cdot \Delta u}{2i_a} \quad (18)$$

因此,加入中点平衡算法的三相矢量作用时间为

$$\begin{cases} T'_A = T_A + \Delta T \\ T'_A = T_B + \Delta T \\ T'_C = T_C + \Delta T \end{cases} \quad (19)$$

三相同时叠加 ΔT 后的矢量状态如图 4 所示。

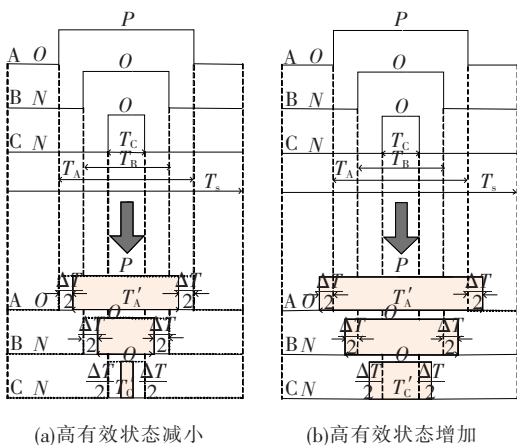


图 4 加入中点平衡后的矢量状态

Figure 4 Diagram of vector state with neutral-point potential balancing

4 实验验证

为验证该文所提基于模型预测控制的简化 PWM 调制策略,搭建三电平 PWM 整流器实验平台,系统控制如图 5 所示。主控板采用 TI 公司的

TMS320F28335 DSP 来实现调制算法,在 XILINX 公司的 SPARTAN-6 FPGA 上实现 PWM 脉冲输出以及各种保护功能。实验平台具体参数详如表 2 所示,其中三相电网电压为有效值。

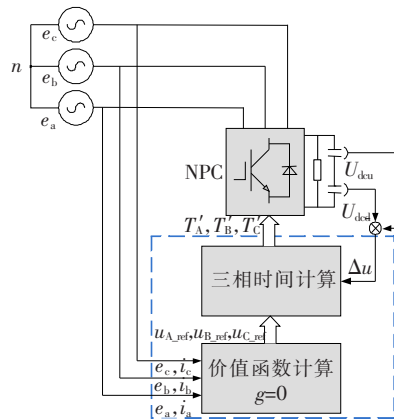


图 5 系统控制

Figure 5 System control block diagram

表 2 实验平台参数

Table 2 Parameters of experimental platform

参数	单位	数值
三相电网电压	V	110
电网电压频率	Hz	50
进线电感	mH	6
母线电容	μF	$1\ 350 \times 2$
全母线电压	V	400
采样频率	kHz	10
开关频率	kHz	10
直流侧负载	Ω	100

该文通过动、稳态实验对传统 FSC-MPC 与该文提出的简化 PWM 策略进行对比。基于该文所提 PWM 控制策略的整流器 A 相电流波形及其对应电流频谱如图 6(a) 所示;采用传统 FSC-MPC 的整流器 A 相电流波形及其对应电流频谱如图 6(b) 所示。从图 6(a) 所示的电流频谱中可以看出简化算法对网侧电流谐波控制较好,低次谐波含量较低,总谐波畸变率低于 5%,充分体现了定频控制(开关频率为 10 kHz)的优势,由于采用了定频控制,所以谐波能量集中于开关频率及其倍数次频率附近。而基于传统 FSC-MPC 控制的电流由于开关频率不固定,其主要谐波较无序地分布在 10 kHz 的频率范围内。由此可见,该文所提的基于 MPC 的简化 PWM 策略具有较好的稳态性能。同时,稳态实验中给出了

上、下母线电容电压波形,可见上、下母线电压几乎重合在一起,表明这 2 种方法稳态时的中点控制效果均较好。

为了验证所提基于 MPC 的简化 PWM 策略的动态性能,将直流侧负载从 $180\ \Omega$ 切换到 $100\ \Omega$,并与传统 FSC-MPC 控制策略进行对比。基于简化 PWM 策略和传统 FSC-MPC 算法的三电平整流器 A 相指令电流与实际电流波形分别如图 7(a)、(b) 所示,可以看出,2 种控制算法的控制效果相当。在负载突变时,反馈均能在一个周期内快速地跟踪给

定,说明该文所提算法同样具有 MPC 动态响应快的优点。

为了验证该文所提算法的中点控制效果,实验中直流侧中点电位先不进行控制($\lambda=0$),即不叠加时间量 ΔT ,待中点偏移 to 一定程度时,引入中点平衡算法($\lambda=0.1$)。如图 8 所示,在未引入中点控制算法前,上、下母线电容电压逐渐偏离,在引入中点控制算法后,中点偏移迅速被抑制,上、下母线电容在 $170\ \text{ms}$ 内又恢复平衡。可见该文的中点平衡算法起到了较好的控制效果。

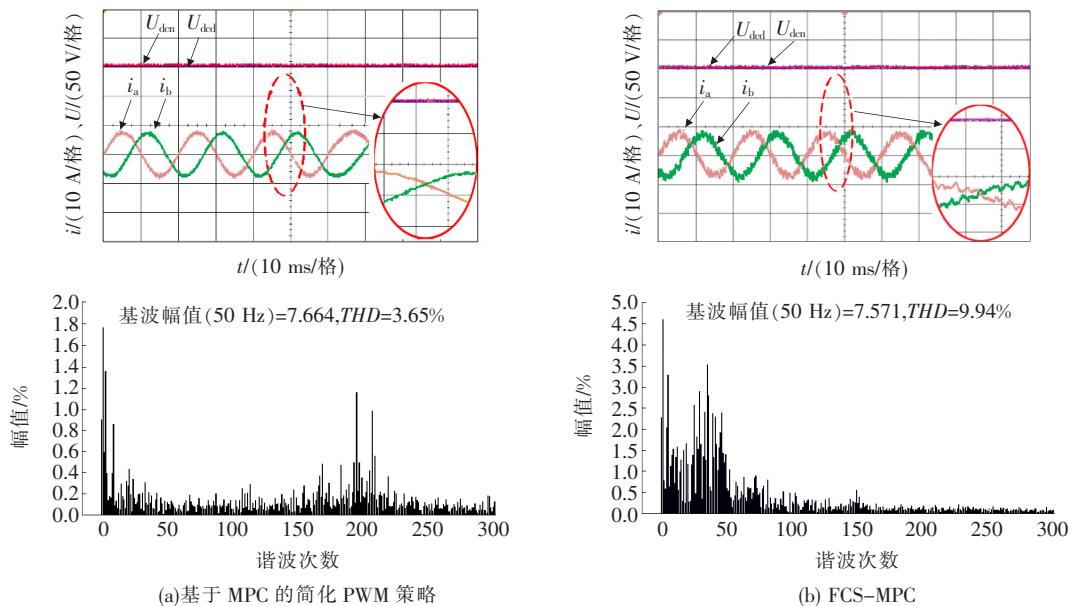


图 6 稳态实验

Figure 6 Steady-state experiments

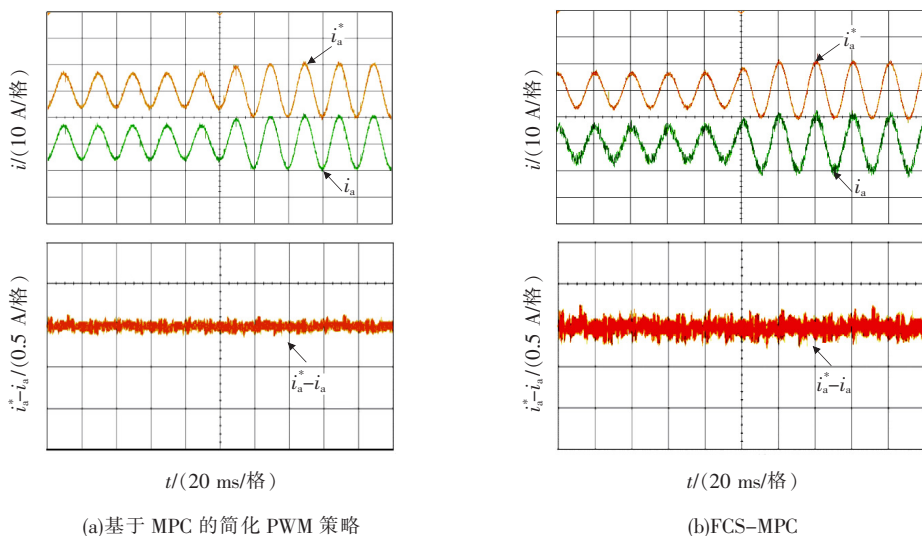


图 7 动态实验

Figure 7 Dynamic experiments

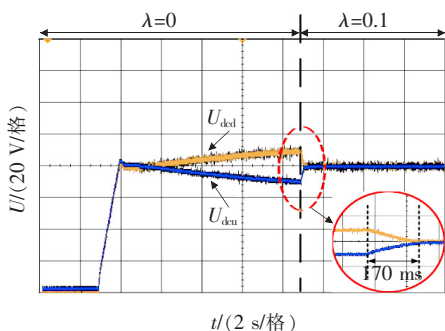


图 8 中点控制实验结果

Figure 8 Neutral point potential control experiments

5 结语

该文针对传统 FCS-MPC 所存在的缺点,提出了一种基于 MPC 的简化定频 PWM 控制策略。在最优矢量求取过程中,并不需要轮询所有 27 个矢量。在保证控制器拥有良好的动、静态控制性能的同时,大大减少了计算量。为了比较计算量,将传统 FCS-MPC 算法和该文提出的简化算法分别采用 C 语言程序在 TMS320F28335 DSP 中运行,采用相同的代码编写风格及编译器选项设置。测出传统 FCS-MPC 算法运行需要 $37.95 \mu\text{s}$,而简化算法只需要 $19.66 \mu\text{s}$ 。

此外,在采用相同的采样频率情况下,该简化算法网侧电流谐波含量更低,控制效果更好。从本质上来讲,传统的 FCS-MPC 在一个周期内只能选出一个最优的离散电压矢量。而该文的简化算法所选择的最优矢量是采用最近三矢量原则构建出的虚拟电压矢量。因此,控制效果更加优秀,谐波含量更低,跟踪精度更高。

参考文献:

- [1] 刘创华,刘莹,方琼.有功注入型电压质量补偿器控制策略及仿真研究[J].电力系统保护与控制,2020,48(16):108-114.
LIU Chuanghua, LIU Ying, FANG Qiong. Simulation research on control strategy of voltage quality compensator based on active power injection[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(16): 108-114.
- [2] 宋平岗,杨声弟,郑雅芝,等.负载不平衡电力电子变压器直流电压平衡控制策略[J].高压电器,2019,55(9):50-56.

SONG Pinggang, YANG Shengdi, ZHENG Yazhi, et al. DC voltage balance control strategy for load unbalanced power electronic transformer[J]. High Voltage Apparatus, 2019, 55(9): 50-56.

- [3] 吕文杰,储佳伟,吴健,等.基于模型预测控制的 VSC-HVDC 自适应控制策略[J].电力科学与技术学报,2020,35(1):122-129.
LV Wenjie, CHU Jiawei, WU Jian, et al. Investigation of a VSC-HVDC adaptive control strategy based on the model prediction strategy[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2020, 35(1): 122-129.
- [4] 陆立民,陆怀谷,成乐祥,等.新型虚拟同步电动机电网电压前馈控制策略[J].供用电,2019,36(8):16-22.
LU Limin, LU Huaigu, CHENG Lexiang, et al. A novel grid voltage feed-forward virtual synchronous motor control method[J]. Distribution & Utilization, 2019, 36(8): 16-22.
- [5] 黄堃,刘澄,吕潇,等.计及本地负荷的分布式光伏并网电压协同控制策略[J].电网与清洁能源,2020,36(11):127-133.
HUANG Kun, LIU Cheng, LV Xiao, et al. Distributed photovoltaic grid-connected voltage coordination control strategy considering local load[J]. Power System and Clean Energy, 2020, 36(11): 127-133.
- [6] 陈奎,马子龙,沈兴来,等.基于充电方式的充电站多源谐波特性分析[J].智慧电力,2019,47(9):73-80.
CHENG Kui, MA Zilong, SHEN Xinglai, et al. Analysis of charging station multi-source harmonic characteristics based on charging mode[J]. Smart Grid, 2019, 47(9): 73-80.
- [7] Tallam R M, Naik R, Nondahl T A. A carrier-based PWM scheme for neutral-point voltage balancing in three-level inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2004, 41(6): 1734-1743.
- [8] Pou J, Zaragoza J, Ceballos S, et al. A carrier-based PWM strategy with zero-sequence voltage injection for a three-level neutral-point-clamped converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(2): 642-651.
- [9] Wang C C, Li D D. Analysis and calculation of zero-sequence voltage considering neutral-point potential balancing in three-level NPC converters[J]. IEEE Transac-

- ons on Industry Electronics,2010,57(7): 2262-2271.
- [10] Seo J H,Choi C H,Hyun D S. A new simplified space-vector PWM method for three-level inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2001,16(4): 545-550.
- [11] 朱磊磊,杨帆,聂江霖,等. 基于电力电子变压器的优化级联多电平变换器矢量均压算法[J]. 高电压技术, 2020,46(9):3257-3267.
- ZHU Leilei, YANG Fan, NIE Jianglin, et al. Optimized vector and voltage balancing algorithm for cascaded multilevel converter based on power electronics transformer[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46 (9):3257-3267.
- [12] 马星河,马亚光,许丹,等. 基于空间矢量的三电平间接矩阵变换器简化策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2019,47(13):70-76.
- MA Xinghe, MA Yaguang, XU Dan, et al. Research on simplified strategy of three-level indirect matrix converter based on space vector[J]. Power System Protection and Control,2019,47(13):70-76.
- [13] Bouhali O,Francois B,Berkouk E M,et al. DC link capacitor voltage balancing in a three-phase diode clamped inverter controlled by a direct space vector of line-to-line voltages[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2007,22(5): 1636-1648.
- [14] Celanovich N,Boroyevich D. A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000,16(4): 545-550.
- [15] Richalet J,Rault A,Testud J L,et al. Model predictive heuristic control[J]. Applications to Industrial Processed,1978,14(5): 413-428.
- [16] 谢超,张建文,李星,等. 基于 EEMD 与模糊控制的混合储能控制策略[J]. 电测与仪表,2019,56(20):124-129.
- XIE Chao,ZHANG Jianwen,LI Xing,et al. Hybrid energy storage control strategy based on EEMD and fuzzy control[J]. Electrical Measurement & Instrumentation,2019,56(20):124-129.
- [17] Rodriguez J,Pontt J,Silva C A,et al. Predictive current control of a voltage source inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54 (1): 495-503.
- [18] 曹晓冬,谭国俊,王从刚,等. 三电平 PWM 整流器多模型预测控制方法[J]. 电工技术学报,2014,29(8): 142-150.
- CAO Xiaodong, TAN Guojun, WANG Conggang, et al. Research on multi-model predictive control strategy of three-level PWM rectifier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2014,29(8):142-150.