

降低共模电压的三相逆变器模型 预测控制策略

任万英¹, 许荷袖²

(1. 郑州电力职业技术学院 电力工程系, 河南 郑州 451450;

2. 河南理工大学 应急管理学院, 河南 焦作 450000)

摘要: 为了同时实现三相电压源型逆变器的控制性能优化和抑制输出共模电压, 设计了一种可降低三相逆变器输出共模电压的模型预测控制(MPC)策略。在新型MPC方案中, 仅使用非零电压矢量来控制负载电流以降低共模电压。同时, 不同于传统方案中1个采样周期内仅使用1个最优矢量, 新型MPC方案中在每个采样周期基于成本函数选择2个非零电压矢量进行输出以获取快速的瞬态响应和较好的负载电流纹波特性。使用三相逆变器实验平台开展了相关实验, 实验结果表明, 新型MPC控制器在不使用零电压矢量的情况下, 可将共模电压限制在设定幅值内, 同时具有优良的动静态控制性能。

关键词: 三相逆变器; 模型预测控制; 共模电压; 电流控制

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed21004

Model Predictive Control Strategy to Reduce Common-mode Voltage for Three-phase Inverter

REN Wanying¹, XU Hexiu²

(1. Department of Electric Power Engineering, Zhengzhou Electric Power Technology College,

Zhengzhou 451450, Henan, China; 2. School of Emergency Management,

Henan Polytechnic University, Jiaozuo 450000, Henan, China)

Abstract: In order to simultaneously optimize the control performance of the three-phase voltage source inverter and suppress the output common-mode voltage, a model predictive control (MPC) strategy to reduce common-mode voltage for three-phase inverter was proposed. In the new MPC scheme, only nonzero voltage vectors were utilized to control the load current as well as to reduce the common-mode voltage. At the same time, unlike the traditional scheme, which only used one optimal vector in one sampling period, the new MPC scheme chose two nonzero voltage vectors based on cost function for output in each sampling period to obtain fast transient response and better load current ripple characteristics. Experiments were carried out using a three-phase inverter experimental platform. The experimental results show that the new MPC controller can limit the common-mode voltage to a set amplitude without using zero voltage vector, and has excellent dynamic and static control performances.

Key words: three-phase inverter; model predictive control; common-mode voltage; current control

传统三相电压源型逆变器的经典控制方案是结合比例积分调节器和各种脉宽调制(pulse width modulation, PWM)的控制器^[1-3]。而在三相电压源型逆变器中由于开关快速动作产生的共模电压是需引起重视的问题, 因为其将对电机类

负载的绕组绝缘产生过高的电压应力, 并产生较强的传导电磁干扰^[4-5]。目前, 针对PWM控制的研究表明, 可以通过剔除零电压矢量来实现共模电压降低^[6-7]。

近年来, 由于数字芯片的实时计算能力快

基金项目: 2021年度河南省高等学校重点科研项目课题(21B470012)

作者简介: 任万英(1982—), 女, 硕士, 讲师, Email: renwy1982@126.com

速提高,使得模型预测控制(model predictive control, MPC)技术成为电能变换领域的研究热点^[8-9]。其中基于有限集的MPC控制方案已被开发为一种简单有效的三相电压源型逆变器控制技术,其具有简单灵活且无需使用PWM模块的优点^[10-11],此外还可应用于电机驱动^[12]、多电平变换器^[13]、电力电子变压器^[14]和矩阵变换器^[15]等。三相逆变器的MPC控制基于有限的7个不同的有效电压矢量施加到负载的基本原理,通过所推导的预测模型预测未来系统行为,从而可根据任意设定的控制指标,即由成本函数得到最合适的输出。当成本函数基于未来负载电流值和参考电流值之间的误差定义时,MPC控制器属于一种电流控制器,即施加最小成本函数值对应的开关状态可获取最优的电流跟踪控制性能。进一步,MPC控制器具有多目标协调控制的能力,可将逆变器输出共模电压降低作为一个控制目标融入到算法中,从而控制负载电流的同时降低输出共模电压。为此,文献[16]提出一种多目标MPC算法,其在弃用零电压矢量的基础上将开关状态改变次数列入最优电压矢量选择标准,同时实现共模电压降低和优化开关频率,但代价是牺牲了电流控制性能。文献[17-18]针对逆变器驱动电机MPC控制系统中的共模电压抑制方案开展了研究,方案基于测量得到的电机绕组中反电动势3次谐波进行优化非零矢量配置从而补偿共模电压,但应用对象主要局限于电机驱动系统。文献[19-20]中设计了一种基于混合电压矢量预选的MPC方案,结合了不同扇区下的电压矢量预选和共模电压尖峰抑制措施,但方案的整体计算负担较重。

综合上述文献研究,本文设计了一种降低共模电压的三相电压源型逆变器的MPC策略,应用场景主要是工频输出的不间断电源或并网逆变器。新方案中仅使用6个非零电压矢量来执行MPC算法,以避免零电压矢量输出以降低共模电压,同时在1个采样周期中施加了2个非零电压矢量以实现较好的负载电流控制性能。此外,新型MPC方法不会对控制系统的动态响应产生不利影响,因为在动态下通常不选择零矢量。仿真和实验研究结果验证了新方案的效果。

1 三相逆变器传统MPC方案

图1所示为由不控整流器供电的三相电压源型逆变器电路图。

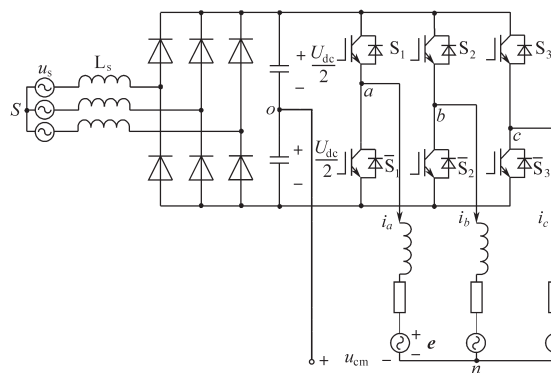


图1 三相逆变器电路图

Fig.1 Circuit diagram of the three-phase inverter

负载端电压矢量在 α - β 坐标系下为

$$\mathbf{u} = \frac{2}{3} [u_{an} + u_{bn}e^{j(2\pi/3)} + u_{cn}e^{j(4\pi/3)}] \quad (1)$$

式中: $\mathbf{u}$ 为电压矢量; u_{an} , u_{bn} 和 u_{cn} 分别为逆变器三相输出电压。

图2为由6个非零电压矢量和2个零电压矢量状态构成的电压矢量图,例如, $V_1(1,1,0)$ 代表a相、b相上开关闭合和c相下开关闭合。

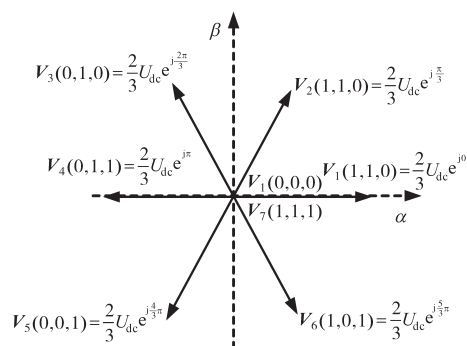


图2 电压矢量图

Fig.2 Diagram of the voltage vectors

在图2中8个电压矢量作用下,逆变器可实现对负载电流的调节,可使用空间矢量来描述负载电流如下:

$$\mathbf{i} = \frac{2}{3} [i_a + i_b e^{j(2\pi/3)} + i_c e^{j(4\pi/3)}] \quad (2)$$

式中: $\mathbf{i}$ 为负载电流矢量; i_a , i_b , i_c 分别为三相负载电流。

逆变器带三相电阻、电感和有源负载时的负载电流动态矢量形式为

$$\mathbf{u} = R\mathbf{i} + L \frac{d\mathbf{i}}{dt} + \mathbf{e} \quad (3)$$

式中: R, L, e 分别为负载电阻、电感和电机类负载反电动势矢量。

采用前向欧拉进行离散化可得:

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{i[(k+1)T_s] - i(kT_s)}{T_s} \quad (4)$$

式中: T_s 为采样周期。

进一步负载电流动态可在离散域中表示为

$$i[(k+1)T_s] = i(kT_s) + \frac{T_s}{L} [u^k - Ri(kT_s) - e(kT_s)] \quad (5)$$

式中: u^k 为在第 k 个采样周期施加的电压矢量。将7个有效电压矢量代入式(5)可以预测下一个采样周期的负载电流行为。通过使用预定义的成本函数可评估预测得到的每个负载电流值,从而选取7个有效电压矢量中的1个最优电压矢量以最小化成本函数。只考虑电流跟踪误差的成本函数定义为

$$g = \{i_a^*[(k+1)T_s] - i_a[(k+1)T_s]\}^2 + \{i_\beta^*[(k+1)T_s] - i_\beta[(k+1)T_s]\}^2 \quad (6)$$

式中: g 为成本函数; i_a, i_β 为 α, β 轴电流; i_a^*, i_β^* 为 α, β 轴参考电流。

在整个采样周期中仅施加由成本函数确定的一个最优电压矢量,以迫使实际负载电流在下一采样周期接近参考值。成本函数中的参考电流预测值可由拉格朗日外推得到:

$$i^*[(k+1)T_s] = 3i^*(kT_s) - 3i^*[(k-1)T_s] + i^*[(k-2)T_s] \quad (7)$$

最后,根据所选择的最优电压矢量输出对应的开关状态脉冲信号进行功率开关的控制。此外,可以基于2个步长的负载电流未来值进行延迟补偿算法来补偿实际控制器中存在的计算延迟,如下式:

$$i[(k+2)T_s] = u[(k+1)T_s] + \frac{T_s}{L} \{u^{k+1} - Ri[(k+1)T_s] - e[(k+1)T_s]\} \quad (8)$$

$$i^*[(k+2)T_s] = 3i^*[(k-1)T_s] - 3i^*(kT_s) + i^*[(k-1)T_s] \quad (9)$$

考虑到反电动势在较快采样频率下变化很小,故假设反电动势未来值近似等于当前反电动势值,如下式:

$$\begin{aligned} e[(k+1)T_s] &\approx \hat{e}(kT_s) \\ &= u^k - Ri(kT_s) - \frac{L}{T_s} \{i[(k+1)T_s] - i(kT_s)\} \end{aligned} \quad (10)$$

图3给出了带延迟补偿算法的三相电压源型逆变器的传统MPC方案控制框图。图3中所示,在1个采样周期内仅应用了选定的1个最优电压矢量。

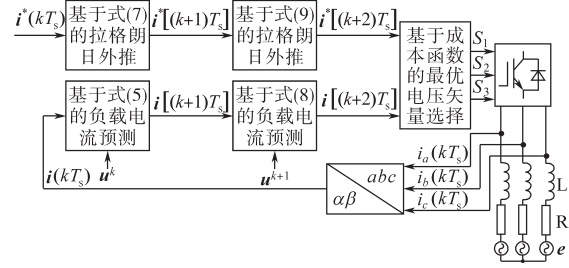


图3 传统MPC方案控制框图

Fig.3 Control block diagram of the traditional MPC scheme

2 降低共模电压的新型MPC方案设计

图1中给出了三相电压源型逆变器的共模电压定义,即负载中性点与逆变器直流母线中心 o 点之间的电位,表达式可写为

$$u_{cm} = u_{no} = \frac{u_{ao} + u_{bo} + u_{co}}{3} \quad (11)$$

式中: u_{ao}, u_{bo}, u_{co} 分别为 abc 三相对 o 点的电压; u_{cm} 为共模电压, $u_{cm}=u_{no}$ 。

非零电压矢量和零电压矢量作用下的幅值分别为 $\pm U_{dc}/6$ 和 $\pm U_{dc}/2$,故应尽量避免使用零电压矢量,但仅由6个非零电压矢量来控制负载电流可能导致电流波动增加,因为零电压矢量对应动态的最小变化。因此,新型MPC方案在1个采样周期中使用2个非零电压矢量以补偿可用电压矢量数量减少,从而达到较小的负载电流纹波和电流误差的目的。新MPC方案中,1个采样周期被分成2个时间段,如下式所示:

$$T_1^k + T_2^k = T_s \quad (12)$$

式中: T_1^k, T_2^k 分别为在第 k 个采样周期内施加 u_1^k 和 u_2^k 的时间段。

而式(5)所描述的电流动态可改为

$$\begin{aligned} i[(k+1)T_s] &= i(kT_s) + \frac{T_1^k}{L} [u_1^k - Ri(kT_s) - e(kT_s)] + \\ &\quad \frac{T_2^k}{L} [u_2^k - Ri(kT_s + T_1^k) - e(kT_s + T_1^k)] \end{aligned} \quad (13)$$

考虑到采样频率远大于反电动势矢量的变化频率,故有:

$$e(kT_s) \approx e(kT_s + T_1^k) \quad (14)$$

类似于式(10),可推导反电动势为

$$\begin{aligned}
e(kT_s) &\approx \hat{e}[(k-1)T_s] \\
&= \frac{T_1^{k-1}}{T_s} \{u_1^{k-1} - Ri[(k-1)T_s]\} \\
&\quad - \frac{T_2^{k-1}}{T_s} \{u_2^{k-1} - Ri[(k-1)T_s + T_1^{k-1}]\} - \\
&\quad \frac{L}{T_s} \{i(kT_s) - i[(k-1)T_s]\} \quad (15)
\end{aligned}$$

为了消除控制延迟的不利影响,类似于式(8),可采用两步预测法。在第 k 个采样周期,式(8)中的负载电流 $i[(k+1)T_s]$ 可基于 $i(kT_s)$, u_1^k , u_2^k , T_1^k 和 T_2^k 经由式(13)计算得到。完成 $i[(k+1)T_s]$ 计算后,将6个可能的非零电压矢量代入式(8)进行第 $k+2$ 个采样周期的负载电流预测。而式(8)中所需的反电动势矢量预测值可通过下式计算:

$$\begin{aligned}
e[(k+1)T_s] &\approx \hat{e}(kT_s) = \frac{T_1^k}{T_s} [u_1^k - Ri(kT_s)] \cdot \\
&\quad - \frac{T_2^k}{T_s} [u_2^k - Ri(kT_s + T_1^{k-1})] - \\
&\quad \frac{L}{T_s} \{i[(k+1)T_s] - i(kT_s)\} \quad (16)
\end{aligned}$$

根据式(8)、式(9)、式(13)、式(15)和式(16),第 $k+2$ 个采样周期中需施加的2个非零电压矢量可从6个非零电压矢量中根据如下所示的成本函数计算得到:

$$\begin{aligned}
g &= \{i_a^*[(k+2)T_s] - i_a[(k+2)T_s]\}^2 + \\
&\quad \{i_\beta^*[(k+2)T_s] - i_\beta[(k+2)T_s]\}^2 \quad (17)
\end{aligned}$$

其中, $i_a^*[(k+2)T_s]$ 和 $i_\beta^*[(k+2)T_s]$ 可由式(9)获得。至此,可根据成本函数选择出2个非零电压矢量 u_1^{k+1} 和 u_2^{k+1} ,进一步需明确两者的持续时间 T_1^{k+1} 和 T_2^{k+1} 。负载电流的两步预测值为

$$\begin{aligned}
i[(k+2)T_s] &= i[(k+1)T_s] + \frac{T_1^{k+1}}{L} \{u_1^{k+1} - Ri[(k+1)T_s] - \\
&\quad e[(k+1)T_s]\} + \frac{T_2^{k+1}}{L} \{u_2^{k+1} - Ri[(k+1)T_s + \\
&\quad T_1^{k+1}] - e[(k+1)T_s + T_1^{k+1}]\} \quad (18)
\end{aligned}$$

基于成本函数最小化参考电流和实际电流的 α, β 轴分量的平方误差的原则,可确定 T_1^{k+1} 和 T_2^{k+1} 。基于式(17)对 T_1^{k+1} 求偏导数如下:

$$\frac{\partial g}{\partial T_1^{k+1}} = 0 \quad (19)$$

联立式(13)、式(16)、式(18)和式(19),可确定 T_1^{k+1} 为

$$T_1^{k+1} = \frac{U_{da}[Le_{2a} + T_s(U_{da} - U_{La})] + U_{d\beta}[Le_{2\beta} + T_s(U_{d\beta} - U_{L\beta})]}{(U_{da})^2 + (U_{d\beta})^2} \quad (20)$$

其中

$$\begin{aligned}
U_{dm} &= u_{1m}^{k+1} - u_{2m}^{k+1} \quad U_{Lm} = u_{1m}^{k+1} - Ri_m[(k+1)T_s] - \hat{e}_m(kT_s) \\
e_{2m} &= i_m^*[(k+1)T_s] - i_m[(k+1)T_s] \quad m = \alpha, \beta
\end{aligned}$$

进一步, T_2^{k+1} 可按式确定:

$$T_2^{k+1} = T_s - T_1^{k+1} \quad (21)$$

值得注意的是,新型MPC实施中假设了在快速采样频率下,负载电流矢量变化是较小的,有 $i[(k+1)T_s] \approx i[(k+1)T_s + T_1^{k+1}]$,即在所提出的方法中式(20)的计算忽略了第1个电压矢量作用时间对负载电流的影响。考虑到控制器中不可避免的延迟,在第 k 个采样周期内执行的新型MPC算法是考虑进行控制延迟补偿,具体的算法流程如下:

- 1) 测量第 k 个采样周期的负载电流 $i(kT_s)$;
- 2) 分别在 T_1^{k+1} 和 T_2^{k+1} 两个时间段应用前一个采样周期中选择的2个非零电压矢量 u_1^k 和 u_2^k ;
- 3) 基于式(13)预测第 $k+1$ 个步长的负载电流 $i[(k+1)T_s]$;
- 4) 将6个非零电压矢量 u^{k+1} 代入式(8)预测第 $k+2$ 个步长的负载电流 $i[(k+2)T_s]$;
- 5) 基于式(9)计算第 $k+3$ 个步长的负载电流参考值 $i^*[(k+2)T_s]$;
- 6) 根据式(17)中的成本函数选择两个非零电压矢量 u_1^{k+1} 和 u_2^{k+1} ;
- 7) 联立式(20)和式(21)确定2个电压矢量最优持续时间 T_1^{k+1} 和 T_2^{k+1} ;
- 8) 存储 u_1^{k+1} , u_2^{k+1} , T_1^{k+1} 和 T_2^{k+1} ,以便在第 $k+1$ 个采样周期开始时应用。

图4为新型MPC方案的控制框图。

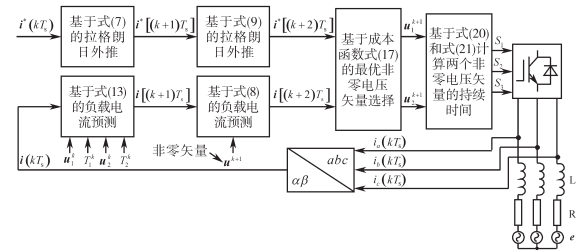


图4 新型MPC方案控制框图

Fig.4 Control block diagram of the new MPC scheme

在所提出的新型MPC方法中,确定2个非零电压矢量的持续时间是以最小化电流误差为原则的,这与传统MPC方法相同。同时,在所提

出新型 MPC 方法中,忽略了第 1 个电压矢量在对应时间内实施对选择第 2 个电压矢量的影响,这样使得新方案具备不显著增加计算复杂度的优点。同时,对比图 4 和图 3 可清楚地看出,与传统 MPC 方案相比,所提出的共模电压降低的新型 MPC 方案无需增加附加测量即可实施。

3 仿真与实验

3.1 仿真分析

为了验证新型的降低共模电压的 MPC 方案的效果,首先基于 Matlab/Simulink 仿真软件开展了仿真研究。仿真系统参数为:直流电压 $U_{dc}=100\text{ V}$,直流电容 $C_1=C_2=950\text{ }\mu\text{F}$,反电动势幅值 $E_{EMF}=20\text{ V}$,反电动势频率 $f_{EMF}=50\text{ Hz}$,负载电感 $L=10\text{ mH}$,负载电阻 $R=2.5\text{ }\Omega$,采样周期 $T_s=100\text{ }\mu\text{s}$ 。仿真采用对比方式进行,即将传统 MPC 控制方案与新型的降低共模电压的 MPC 方案进行仿真结果的对比。

图 5 和图 6 所示为分别采用传统 MPC 控制方案与新型的降低共模电压的 MPC 方案的稳态仿真结果。从负载电流波形可看出,两种控制策略下负载电流均能准确地跟踪其参考值,对比共模电压波形可发现,传统 MPC 方案由于没有剔除非零电压矢量,共模电压在 $U_{dc}/6$ 和 $-U_{dc}/2$ 之间振荡。而新型 MPC 方案由于采用零电压矢量剔除,可将共模电压限制在 $\pm U_{dc}/6$ 之间。同时,从负载电流的 THD 分析可以看出,由于在 1 个采样周期中选择了 2 个非零电压矢量进行输出,新方案下的负载电流 THD 和传统方案基本保持一致,尽管只使用 6 个非零电压矢量,仍能达到较好的波形质量。

图 7 和图 8 所示为分别采用传统 MPC 控制方案与新型的降低共模电压的 MPC 方案的动态仿真结果。其中动态考虑了 2 种情况:1)逆变器输出频率从 50 Hz 阶跃变化至 75 Hz;2)逆变器输出电流参考值从 6 A 阶跃降至 3 A。对比图 7 和图 8 的仿真结果可看出,两种控制策略下的动态响应速度是基本一致的,输出频率和电流能较快地跟踪上参考值,即新方案在降低输出共模电压的同时,对系统动态性能无影响。

3.2 实验验证

为充分验证所设计的新型 MPC 方案及前述仿真分析,搭建了三相电压源型逆变器小功率样机,并进行了相关实验。实验过程类似于仿真,

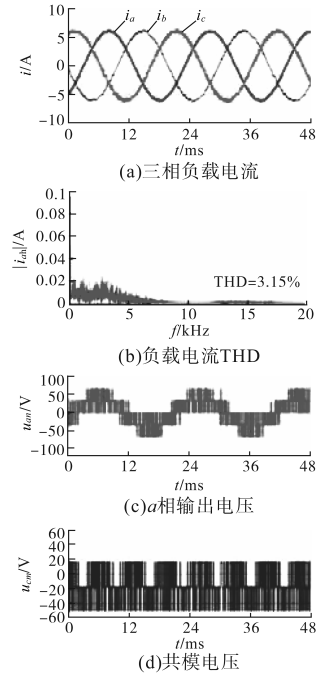


图5 传统 MPC 方案的稳态仿真结果

Fig.5 Steady-state simulation results of traditional MPC scheme

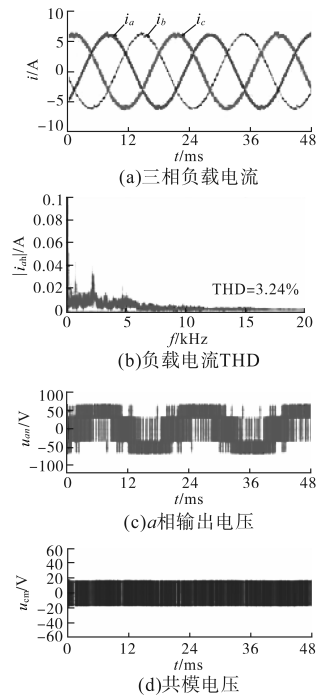


图6 新型 MPC 方案的稳态仿真结果

Fig.6 Steady-state simulation results of new MPC scheme

采用传统 MPC 控制方案与新型的降低共模电压的 MPC 方案对比的方式进行。两种 MPC 算法均基于 DSP(TMS320F28335)运行,逆变器主体由三菱公司的 IPM 模块构建。实验中主要参数和仿真保持一致,具体为:直流电压 $U_{dc}=100\text{ V}$,直流电容 $C_1=C_2=950\text{ }\mu\text{F}$,反电动势幅值 $E_{EMF}=20\text{ V}$,反

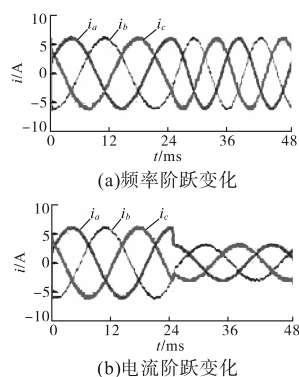


图7 传统MPC方案的动态仿真结果

Fig.7 Dynamic simulation results of traditional MPC scheme

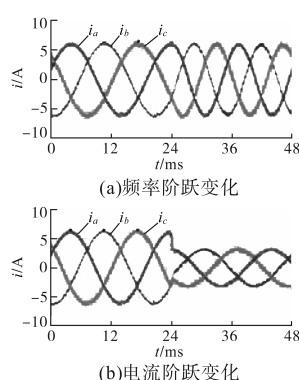


图8 新型MPC方案的动态仿真结果

Fig.8 Dynamic simulation results of new MPC scheme

电动势频率 $f_{EMF}=50$ Hz,负载电感 $L=10$ mH,负载电阻 $R=2.5$ Ω ,采样周期 $T_s=100$ μ s,死区时间 $T_d=4.7$ μ s。

图9和图10所示为分别采用传统MPC控制方案与新型的降低共模电压的MPC方案的稳态实验结果。实验结果和仿真结果基本吻合,验证了前述仿真分析,即两种控制策略下负载电流均能准确地跟踪其参考值,而新方案下的共模电压降低到 $\pm U_{dc}/6$ 内。同时,两种方案下负载电流的THD基本保持一致,说明采用改进的双电压矢量输出在降低共模电压的同时提高输出电流波形质量,其中负载电流的THD基于Tektronix数字示波器(500 MHz采样率)中的功率分析应用模块进行计算得到,可精确到考虑第400次谐波分量。

图11和图12所示为分别采用传统MPC控制方案与新型的降低共模电压的MPC方案的动态实验结果。其中两种动态保持和仿真中设置一致,即输出频率从50 Hz阶跃变化至75 Hz,以及输出电流参考值从6 A阶跃降至3 A。图中所示的实验结果和仿真结果基本吻合,验证前述

仿真分析,即新方案下的动态响应速度和传统方案一样快。

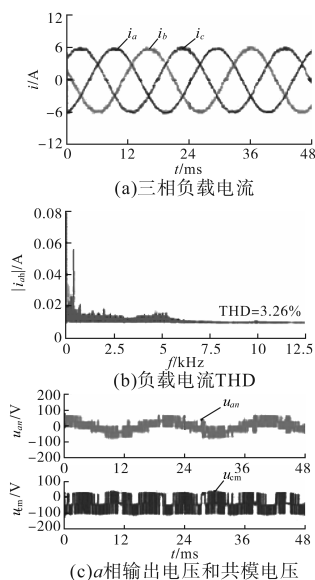


图9 传统MPC方案的稳态实验结果

Fig.9 Steady-state experimental results of traditional MPC scheme

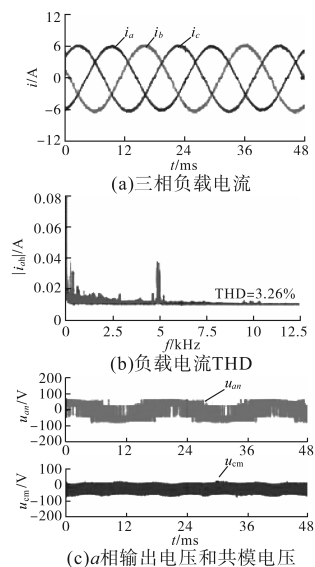


图10 新型MPC方案的稳态实验结果

Fig.10 Steady-state experimental results of new MPC scheme

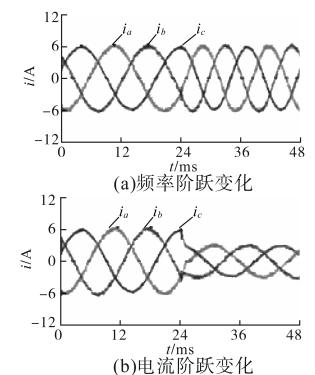


图11 传统MPC方案的动态实验结果

Fig.11 Dynamic experimental results of traditional MPC scheme

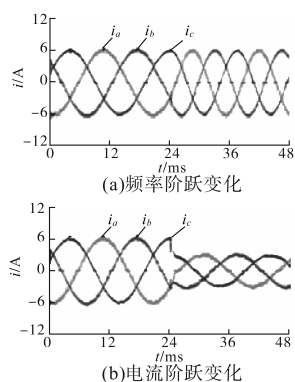


图12 新型MPC方案的动态实验结果

Fig.12 Dynamic experimental results of new MPC scheme

4 结论

为了加强对三相电压源型逆变器的传统MPC控制方案中的输出共模电压抑制,开发了一种新型的能降低共模电压并具有快速动态响应的MPC策略,总结全文可得结论如下:

1)不同于传统MPC方案,新型MPC控制器中,通过剔除产生最高共模电压的零电压矢量来降低共模电压。与此同时,在1个采样周期中选择并施加2个非零电压矢量,以补偿减少的可用电压矢量数量。

2)对比实验结果表明,由于不再使用零电压矢量,新型MPC方法可以降低共模电压至 $\pm U_{dc}/6$ 边界带内,同时由于选定2个非零电压矢量在一个采样周期中分布,可具有和传统MPC方案一样的快速瞬态响应和负载电流纹波性能。

3)和传统MPC控制类似,开关损耗取决于新型MPC算法的等效开关频率,故进一步的研究方向是控制过程中如何优化开关效率,优化等效开关频率,提高总体效率。此外,进一步可研究的内容还包括死区对MPC控制性能的影响。

参考文献

- [1] 鲍陈磊,阮新波,王学华,等.基于PI调节器和电容电流反馈有源阻尼的LCL型并网逆变器闭环参数设计[J].中国电机工程学报,2012,32(25):133-142.
- [2] 尹有为,井敬,杨树德,等.基于重复PI的LCL并网逆变器控制参数设计[J].电气传动,2018,48(9):67-71.
- [3] 王吉彪,陈启宏,张立炎,等.基于内模原理的并网逆变器双模PI控制[J].电工技术学报,2018,33(23):5484-5495.
- [4] 袁庆伟,赵荣祥.考虑死区的三相PWM逆变器共模电压抑制技术[J].浙江大学学报(工学版),2017,51(11):2276-2286.
- [5] 邹存芝,朱佳梅.抑制共模电压的双逆变器SVPWM调制策略[J].微电机,2017,50(6):69-73.
- [6] Kimball J W, Zawodniok M. Reducing Common-mode Voltage in Three-phase Sine-triangle PWM with Interleaved Carriers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(8):2229-2236.
- [7] 周斌,揭贵生,刘振田,等.一种改进的无零矢量共模电压抑制PWM策略[J].电工电能新技术,2019,38(6):27-32.
- [8] 赵争鸣,施博辰,朱义诚.高压大容量电力电子混杂系统控制技术综述[J].高电压技术,2019,45(7):2017-2027.
- [9] 郭楚佳,燕天,张爱民,等.离散集模型预测控制在电力电子装置中的应用[J].电力电容器与无功补偿,2018,39(5):167-171.
- [10] 窦智峰,晋玉祥,郭磊磊,等.损耗均衡分布的低耗逆变器模型预测控制研究[J].可再生能源,2018,36(9):1355-1361.
- [11] 张子成,陈阿莲,邢相洋.改进的并网逆变器模型预测控制方法[J].电源学报,2018,16(2):137-143.
- [12] 齐昕,付永星,周晓敏,等.基于双边界圆限定策略的感应电机预测控制研究[J].中国电机工程学报,2017,37(1):282-291.
- [13] 金涛,沈学宇,苏泰新,等.三电平逆变器的改进无模型预测电流控制[J].电力自动化设备,2019,39(4):86-91.
- [14] 安峰,宋文胜,杨柯欣.电力电子变压器的双有源全桥DC-DC变换器模型预测控制及其功率均衡方法[J].中国电机工程学报,2018,38(13):3921-3929.
- [15] 宋卫章,刘江,孙向东,等.基于模型预测控制的三相—相矩阵变换器偏磁控制[J].电工技术学报,2019,34(12):2489-2498.
- [16] 杨兴武,王孟结,周荣成,等.AC/DC变换器模型预测低频控制策略[J].电力电子技术,2019,53(3):117-119.
- [17] 郭磊磊,金楠,窦智峰,等.一种改进的永磁同步发电机模型预测共模电压抑制方法[J].中国电机工程学报,2017,37(16):4810-4818.
- [18] 薛嘉成,魏佳丹,季建豪.基于模型预测控制的开绕组永磁同步电机高性能驱动系统控制策略[J].微电机,2018,51(4):32-36.
- [19] 郭磊磊,金楠,许烈.采用混合电压矢量预选和参考电压预测的变器共模电压尖峰消除方法[J].中国电机工程学报,2018,38(17):5167-5176.
- [20] 郭磊磊,韩东许,芮涛.基于混合电压矢量预选的逆变器模型预测共模电压抑制方法[J].电力自动化设备,2019,39(1):39-45.

收稿日期:2019-10-15

修改稿日期:2019-11-09