

基于周期控制方法的MPC开关频率调节策略

袁武¹, 曾山²

(1. 武汉交通职业学院 质量管理与评估处, 湖北 武汉 430065;

2. 武汉轻工大学 数学与计算机学院, 湖北 武汉 430023)

摘要:针对电力电子设备使用有限集模型预测控制器(MPC)时存在的可变开关频率问题,设计了一种基于周期控制方法的有限集MPC开关频率调节策略。新型开关频率调节策略将在有限集MPC中设置特定算法。其中新型算法中采用了对门极驱动信号的上升沿和下降沿周期测量和跟踪控制以产生类调制的输出频谱,同时在成本函数中设计相关项以实现开关频率调节。开关频率调节算法易于设计和实现,可在不显著增加计算负担的情况下使有限集MPC产生较为规则的频谱。以三相两电平逆变器系统为测试对象开展了对比仿真和实验,仿真和实验结果验证了新型开关频率调节方案可有效地调节有限集MPC的开关频率,并提高逆变器的输出电能质量。

关键词:有限控制集;模型预测控制;固定开关频率;脉宽调制

中图分类号:TM46 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed21416

Switching Frequency Regulation Strategy for MPC Based on Period Control Method

YUAN Wu¹, ZENG Shan²

(1. *Quality Management and Evaluation Division, Wuhan Technical College of Communications,*

Wuhan 430065, Hubei, China; 2. *School of Mathematics & Computer Science,*

Wuhan Polytechnic University, Wuhan 430023, Hubei, China)

Abstract: Aiming at the variable switching frequency problem of power electronics equipment using finite set model predictive controller (MPC), a finite set MPC switching frequency regulation strategy based on the period control method was designed. The new switching frequency regulation strategy could set a specific algorithm in the finite control set MPC. The new algorithm adopted the period measurement and tracking control of the rising and falling edges of the gate driving signal to generate a modulation-like output spectrum. At the same time, related items were designed in the cost function to achieve the switching frequency adjustment. The switching frequency adjustment algorithm is easy to design and implement, and will cause the finite control set MPC to generate a more regular spectrum without significantly increasing the computational burden. The comparative simulation and experiment were carried out with the three-phase two-level inverter system as the test object. The simulation and experimental results verify that the new switching frequency regulation scheme can effectively adjust the switching frequency of the finite control set MPC and improve the output power quality of the inverter.

Key words: finite control set; model predictive control (MPC); fixed switching frequency; pulse width modulation

近年来,得益于数字控制技术的发展和微处理器计算能力的指数性增加,模型预测控制(model predictive control, MPC)在电力电子领域得到越来越多的成功应用^[1-2],如电机驱动变频器^[3]、逆变器^[4]、并网变流器^[5]、电力电子变压器^[6]、模块化多电平变换器^[7]、储能装置^[8]和矩阵换

器^[9]等。在众多MPC方案中,有限集MPC因其在时间和控制动作上的离散性与电力电子设备之间有着更为内在的联系,并同时具备处理各类系统约束、复杂控制目标和非线性因素的能力,故脱颖而出成为了应用最广泛的MPC控制策略。同时,有限集MPC易于设计和实现,并可通过适

基金项目:国家自然科学基金项目(U1833119)

作者简介:袁武(1970—),男,硕士,副教授,Email:yuanyw291@126.com

当的成本函数设计,降低建模误差的影响,从而保持控制系统的稳定性^[10-11]。

有限集MPC中最主要的问题之一就是功率半导体器件的最终开关频率非固定。若不采取措施,则电力电子设备的开关频率将呈现随机变化,对应产生较宽范围的频谱分布,进而导致复杂系统中谐振激励难以避免,且滤波器的设计将变得更为复杂,进一步使得并网设备或电源设备的输出电能质量不稳定。另外,若缺乏对开关频率的调节,将使得开关频率上限高达采样频率的1/2,这是大功率半导体器件所不能承受的。对此,文献[12]中将无差拍控制思路引入到MPC方案中,设计了一种低开关频率的双矢量MPC策略,但开关频率依然是随机的。文献[13]中将特定谐波消除法结合到MPC中,以期降低开关频率,但存在调制策略与MPC之间切换的问题,稳定性有待验证。文献[14]针对电机驱动控制,设计了基于合成虚拟电压矢量的MPC控制器,拓展了有限控制集,但存在应用对象局限的问题。文献[15]将空间矢量调制中的扇区分配和最优矢量选择作用机理取代MPC中传统成本函数计算机制,从而使开关动作规律化,但这摒弃了MPC中成本函数可处理多系统约束和多控制目标解耦的优点。文献[16-17]将不同传统调制器并入MPC中,并对MPC输出量进行再调制获取了固定开关频率,但这增加了计算负担,且有限集MPC的优点之一是没有调制器,额外的调制器加入增加了控制器设计的复杂度。文献[18]中设计了一种简单的降频方案,其通过在成本函数中设计开关动作次数相关项,使控制器尽可能选择开关动作次数小的开关状态输出以降低开关频率,但频谱仍较为分散,并具备随机性。文献[19]在简单降频方案的基础上引入了滑动滤波思路,即计算有限时间窗口内的平均开关频率,再将平均开关频率引入到成本函数中作为一个权衡因素,这有助于控制器分散开关动作次数以实现更均衡的性能,但窗口宽度的设计取决于实际控制对象,难以统一设置。

分析完上述文献研究内容,本文设计了一种新颖的基于周期控制方法的有限集MPC开关频率调节策略。新方案无需在MPC中设置调制器或其他类调制器的措施即可实现开关频率调节。新方案实施也较为方便,直接包含在成本函数中即可实现,同时成本函数的计算量不会显著增

加,且不会与其他控制目标耦合。最后,对比仿真和实验验证了该策略的有效性。

1 有限集MPC

有限集MPC利用系统离散时间域模型预测其状态变量的未来行为,并基于成本函数在有限的控制集合中选择最优的控制动作直接输出。对于电力电子变换设备而言,有限的控制集合即是开关状态的有限组合。

1.1 离散时间域模型

设计有限集MPC的第一步是适当地离散化系统动态方程以进行状态预测,设系统当前状态为 $\boldsymbol{x}(k)$,输入为 $u(t)=u(k), \forall t \in [kT_s, (k+1)T_s]$,其中 T_s 为采样周期, k 为当前采样步长,则预测状态为 $\boldsymbol{x}(k+1)$ 。离散化方法主要有两种,一是采用零阶保持器,主要用于线性系统;二是泰勒级数展开,并保留适当项,这可用于处理包含非线性的系统。这两种离散化策略都需要基于连续时间域系统动态方程进行。

对于线性系统 $\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}u$,离散化后模型为

$$\boldsymbol{x}(k+1) = \boldsymbol{A}_d \boldsymbol{x}(k) + \boldsymbol{B}_d u(k+1) \quad (1)$$

其中 $\boldsymbol{A}_d = e^{T_s \boldsymbol{A}}$ $\boldsymbol{B}_d = \boldsymbol{A}^{-1}(\boldsymbol{A}_d - \boldsymbol{I})\boldsymbol{B}$

式中: \boldsymbol{A}_d 为系统状态矩阵; \boldsymbol{B}_d 为系统输入矩阵。

由式(1)可知,离散化需进行矩阵指数和矩阵求逆运算,当矩阵较大时,计算量将急剧增加。考虑到许多实际系统中变量随时间变化缓慢,每个采样点的变量值可认为是不变的。因此,对于线性时不变系统或只具有少数变化缓慢变量的系统,可使用此离散化策略,因为模型预测所需的计算时间是可接受的。

对于非线性系统,其动态方程可描述为

$$\frac{\partial \boldsymbol{x}}{\partial t} = \boldsymbol{F}(\boldsymbol{x}, t) \quad (2)$$

式中: $\boldsymbol{F}(\boldsymbol{x}, t)$ 为非线性系统方程。

式(2)的泰勒离散化结构为

$$\boldsymbol{x}(k+1) = \boldsymbol{x}(k) + \sum_{i=1}^n \frac{\partial^i \boldsymbol{x}}{\partial t^i} \bigg|_k \frac{T_s^i}{i!} \quad (3)$$

式中: \boldsymbol{x} 对应于系统所有状态变量; T_s 为采样周期; n 为截断程度; $i!$ 为阶乘运算。

在大多数情况下,只保留线性项即可,这对应即是Euler离散化。Euler离散化非常适用于非线性系统或多变量系统,可有效降低计算时间。

1.2 成本函数和最优计算

对于每个可能的控制动作 u ,需将预测状态

$\mathbf{x}(k+1)$ 与参考值 \mathbf{x}_r 进行比较以评估其性能。涉及到性能评估时,需构建与控制目标相关的成本函数 J ,成本函数的计算要考虑到系统各个误差,而最优的控制动作对应于使所设计的成本函数值最小的控制动作。通常,电能变换设备控制中最常用的成本函数设计主要有绝对值误差 $|\mathbf{x}(k+1)-\mathbf{x}_r|$ 和平方误差 $[\mathbf{x}(k+1)-\mathbf{x}_r]^2$ 。而成本函数 J 中还可通过使用权重系数 λ 来综合考量各个误差在成本函数中的相关性和权重。

由于测量和执行算法将导致延迟,这种延迟意味着测量时间点的系统状态与执行控制指令的状态不匹配,从而将降低有限集MPC的性能。对此,可通过两步预测来补偿延迟,其中第一次预测基于第 k 个步长中测量的状态 $\mathbf{x}(k)$ 来预测状态 $\mathbf{x}(k+1)$ 以得到控制动作 $u_{k,opt}$,将此控制动作在第 k 个步长中应用于系统,此时由测量或计算导致的延迟将最小。第二次预测采用状态 $\mathbf{x}(k+1)$ 来预测状态 $\mathbf{x}(k+2)$ 以得到最优控制动作 $u_{k+1,opt}$,并将其存储以用于下一控制步长。图1为本文所研究的有限集MPC控制结构。

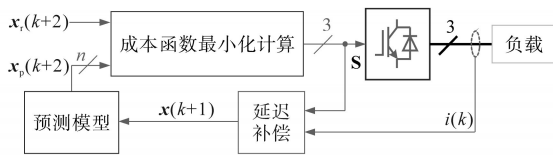


图1 有限集MPC控制框图

Fig.1 Control block diagram of the finite set MPC

1.3 三相逆变器系统模型

为了阐述所提出的有限集MPC开关频率调节策略,以三相逆变器系统为研究对象,如图2所示。

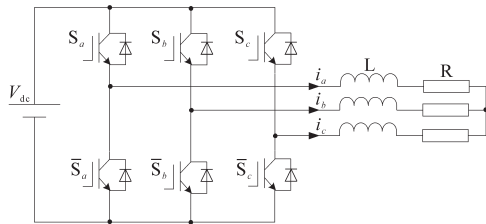


图2 三相逆变器的电路图

Fig.2 Circuit diagram of three-phase inverter

图2中的三相逆变器系统的动态方程为

$$L \frac{di_x}{dt} = (S_x - \frac{S_a + S_b + S_c}{3})V_{dc} - i_x R \quad \forall x \in \{a, b, c\} \quad (4)$$

式中: L, R 分别为负载电感和电阻; V_{dc} 为直流侧电压; i_x 为负载相电流; S_x 为每相开关状态。

式(4)写成 α - β 坐标中的表达式为

$$\begin{cases} L \frac{di_\alpha}{dt} = -i_\alpha R + S_\alpha V_{dc} \\ L \frac{di_\beta}{dt} = -i_\beta R + S_\beta V_{dc} \end{cases} \quad (5)$$

其中
$$\begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

为了建立预测模型,需对式(5)进行离散化。考虑到式(5)为线性系统,故采用零阶保持器即可得到离散时间域模型如下:

$$\mathbf{i}(k+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{i}(k) + \mathbf{B}_d \begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \end{bmatrix}_k V_{dc} \quad (6)$$

$$\begin{cases} \mathbf{i}(k) = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}_k \\ \mathbf{A}_d = e^{-T_s \frac{R}{L}} \end{cases} \quad (7)$$

$$\mathbf{B}_d = \frac{1 - e^{-T_s \frac{R}{L}}}{R} \quad (8)$$

2 有限集MPC的开关频率调节策略

若不考虑开关频率调节,则有限集MPC总是选择最优开关状态以校正误差,从而导致随机的开关状态变化,这可能会导致损耗增大、谐振和电磁干扰等问题。因此,有必要在有限集MPC中增加开关频率调节措施,而开关频率调节方案的设计需符合以下设计原则:

- 1)开关频率调节需与其他多个控制目标共存,即调节开关频率的策略都不应以牺牲其他控制目标为代价,或者尽量减小对其他开关频率的影响。
- 2)MPC本身属于一种计算密集型的控制策略,故应对开关频率调节算法的计算量进行评估,若计算负担太大则将增加硬件负担。
- 3)设计开关频率调节策略时还必须考虑是否易于实施和是否具备一定的灵活性。若算法过于复杂,则编程困难,难以实施。同时开关频率调节应和其他控制目标综合考虑,不能太过于偏重单一目标,即需具备一定的灵活性以保证最后的控制效果。

下面将对主要的传统开关频率调节策略进行回顾,并基于此提出基于周期控制方案的新型开关频率调节策略。

2.1 传统开关频率调节策略

1)简单降频方案。为了实现更小的开关频率,简单降频方案在成本函数中增加了新的元素 J_f 如下所示^[18]:

$$\Delta S_k = |S_k - S_{k-1}| \quad (9)$$

$$J_f = \Delta S_k \lambda_f \quad (10)$$

式中: λ_f 为 J_f 所配置的权重系数; S_k 为当前步长开关动作; S_{k-1} 为前一个步长开关动作; $\Delta S_k = |S_k - S_{k-1}|$ 为开关动作次数。

J_f 的加入将使得当其他误差较小时,控制器会尽可能选择开关动作次数小的开关状态输出,从而降低开关频率和系统损耗,但设备的输出电压和电流频谱仍分散在一个范围内,并具备随机性。

2)滑动滤波降频方案。文献[19]在简单降频方案的基础上引入了滑动滤波思路,即计算有限时间窗口内的平均开关频率,再将平均开关频率引入到成本函数中作为一个控制因素进行综合考虑。将有限时间滑动窗口内的开关动作次数相加并对整个滑动窗口时间平均化可得:

$$\Sigma_k = \Sigma_{k-1} + \Delta S_k - \Delta S_{k-n} \quad (11)$$

$$\begin{cases} \Sigma_r = \frac{f_r}{f_s} n \\ n = \frac{T_w}{T_s} \end{cases} \quad (12)$$

$$J_s = (\Sigma_k - \Sigma_r)^2 \lambda_s \quad (13)$$

式中: λ_s 为 J_s 所配置的权重系数; Σ_k 为当前步长开关动作次数累加值; Σ_r 为开关动作次数参考值; f_r, f_s 分别为参考频率和采样频率; T_w 为滑动窗口的时间; T_s 为采样周期。

滑动滤波降频方案的实施需在控制器中开辟一个循环缓冲区以快速计算平均开关频率。对比式(10)和式(13)可发现,该方案是简单降频方案的扩展,滑动窗口的设计有助于实现更均衡的降频。

2.2 基于周期控制方法的开关频率调节策略

2.2.1 瞬时频率测量

有限集MPC的特点之一是,开关动作只能在采样周期 T_s 的倍数上发生,这也是高采样频率可改善控制性能的原因。同时,有限集MPC实施时无需存储消耗,即在每个采样周期内测量相关变量,并使用系统模型预测不同控制动作产生的系统行为。最后,有限集MPC还具备的一个特点是,系统具有足够高的采样频率,可通过Euler离散化。

频率是根据一定时间内发生的事件数量而定义的变量,若不考虑过去的系统行为,就不具备意义,故需基于存储实现对频率的测量,但可通过选择单个事件来测量瞬时频率,这使得对过去事件的回溯减少到最小值。就开关频率而言,

所选事件为功率开关器件的门极驱动信号的下降沿,从而可得到如图3所示的瞬时频率计算法。图3中,门极驱动信号的上升沿是不予考虑的。

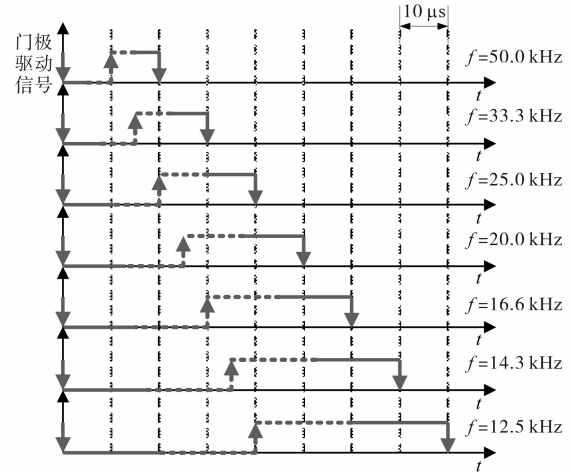


图3 瞬时频率测量示意图

Fig.3 Schematic diagram of instantaneous frequency measurement

2.2.2 控制对象

基于周期控制方法的开关频率调节着重于对相似开关事件的周期进行控制,相似开关事件的定义如图4所示。相似开关事件是指具有相同的下降沿或上升沿,即图4中下降沿周期 T_d 和上升沿周期 T_u ,这对于传统的脉宽调制而言,也就是开关周期。对 T_d 和 T_u 进行跟踪和周期控制的目的在于产生类调制的开关行为。

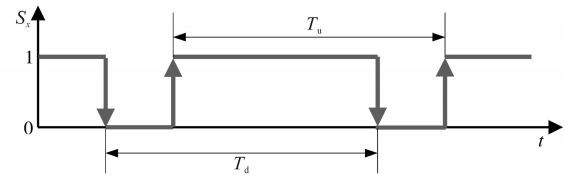


图4 相似开关事件的定义

Fig.4 Definition of similar switching events

2.2.3 成本函数设计

与有限集MPC中的其他控制目标类似,将 T_d 和 T_u 与参考周期 T_r 进行比较,并配以适当的权重系数以实现所需的开关频率调节能力。其中参考周期 T_r 为所需开关频率的倒数,即 $T_r = 1/f_r$ 。下式为所设计成本函数中的新增元素:

$$J_T = [(T_u - T_r)^2 + (T_d - T_r)^2] \lambda_T \quad (14)$$

式中: J_T 为成本函数中新增元素; λ_T 为 J_T 所配置的权重系数。

为了降低计算量,可基于采样周期 T_s 的整数倍来表达 T_d 和 T_u ,进而重写式(14)为

$$\begin{aligned} J_T &= [(K_u - K_r)^2 T_s^2 + (K_d - K_r)^2 T_s^2] \lambda_T \\ &= [(K_u - K_r)^2 + (K_d - K_r)^2] \lambda_K \end{aligned} \quad (15)$$

其中 $K_u=T_u/T_s$ $K_d=T_d/T_s$ $K_r=T_r/T_s$ $\lambda_k=\lambda_T T_s^2$
 式中: K_u, K_d 为整数形式; K_r, λ_k 为非整数形式。

2.2.4 有限集MPC算法流程图

图5为增加周期控制方法来调节开关频率的有限集MPC算法流程图。

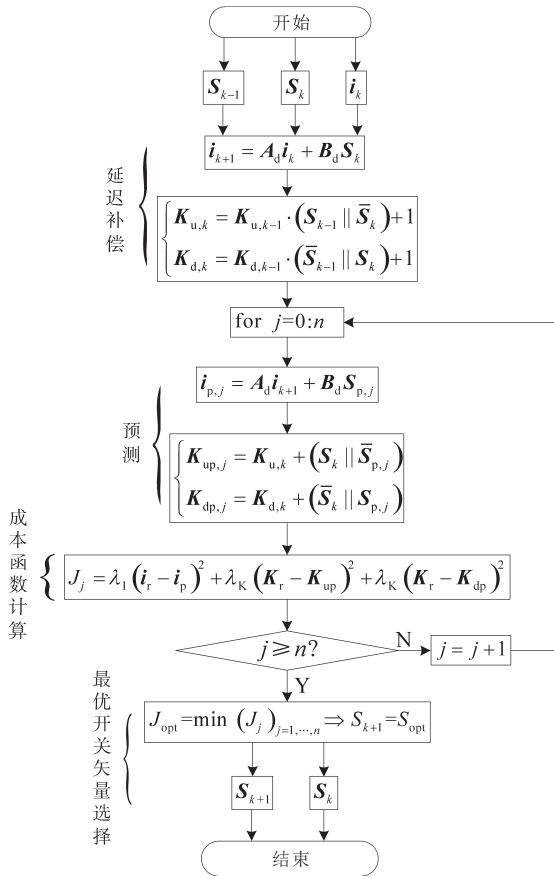


图5 增加周期控制的有限集MPC算法流程图
 Fig.5 Flow chart of finite control set MPC algorithm with period control

对三相系统而言, $K_u=[K_{ua} \ K_{ub} \ K_{uc}]^T$, $K_d=[K_{da} \ K_{db} \ K_{dc}]^T$, $S=[S_a \ S_b \ S_c]^T$ 。图5中延迟补偿环节中, 当脉冲的跳变沿未发生时, 将 K_u 和 K_d 的值加1, 并在发生相应的跳变沿时将其重置为1, 即 $S_{k-1} \parallel \bar{S}_k$ 和 $\bar{S}_{k-1} \parallel S_k$ 只在跳变沿发生时才为0, 从而复位计数。图5中预测环节中, 采用了和延迟补偿环节类似的逻辑, 区别仅在于跳变沿发生时, 计算保持不变, 而不是复位, 图5中 $S_{p,j}$, $K_{up,j}$ 和 $K_{dp,j}$ 为对应的预测值。

图6为在参数 K_r 分别设置为15, 20和25时, 成本函数计算值随实际参数 K_u 变化时的结果, 采用 K_u 作为横坐标变量不失一般性, 因为 K_d 变化时的结果也是一样的。图6中显示, 当 K_u 的值显著小于参考值时, 开关状态保持不变则计数器加1, 则此时对应成本函数的增量为图6中一个较大负

值 ΔJ_1 , 这使得控制器最优开关状态的选择很大概率与前一步长保持不变。而当 K_u 的值与参考值接近时, 开关状态保持不变则计数器加1, 则此时对应成本函数的增量为图6中一个较小值 ΔJ_2 , 这意味着控制器最优开关状态的选择与前一步长不同的代价较小, 从而有一定概率将改变开关状态输出。最后, 当 K_u 的值显著大于参考值时, 开关状态保持不变则计数器加1, 则此时对应成本函数的增量为图6中一个较大正值 ΔJ_3 , 这表明控制器已经过很长时间都没有改变开关状态, 因而继续保持开关状态将使得成本函数值增大很多, 从而使得控制器大概率改变开关状态输出。

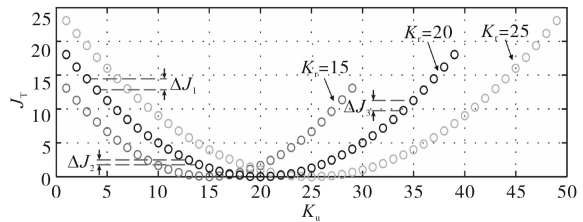


图6 有限集MPC开关频率调节原理分析
 Fig.6 Analysis of switching frequency regulation principle for finite control set MPC

3 仿真分析

在 Matlab/Simulink 仿真平台上搭建了三相逆变器及其有限集MPC控制系统仿真模型, 用于验证所设计的基于周期控制方法的开关频率调节策略。仿真系统参数如下: 负载电阻 $R=10 \ \Omega$, 负载电感 $L=10 \ \text{mH}$, 直流侧电压 $V_{dc}=200 \ \text{V}$, 额定频率 $\omega_n=50 \ \text{Hz}$, 额定电流 $I_r=5 \ \text{A}$, 采样频率 $f_s=80 \ \text{kHz}$, 参考开关频率 $f_r=1 \ \text{kHz}$, 频率调节权重系数 $\lambda_k=20$, 电流调节权重系数 $\lambda_1=100$ 。

将基于周期控制方法的开关频率调节策略引入到三相逆变器有限集MPC后的完整成本函数设计为

$$J_j = \lambda_1 (i_{k+1} - i^*)^2 + \lambda_k (K_r - K_{u,k+1})^2 + \lambda_k (K_r - K_{d,k+1})^2 \quad (16)$$

式中: J_j 为总成本函数; λ_1 为电流跟踪控制权重系数; i_{k+1} 为第 $k+1$ 步长的电流矢量; i^* 为电流矢量参考。

图7为仿真结果, 其中图7a和图7b分别为逆变器A相输出电流波形和电压波形, 从波形图可看出加入开关频率调节策略后的输出电压波形和采用开关频率固定的传统PWM调制策略的输出电压波形类似。图7c示出了逆变器A相输出

电流的频谱,可以看出,50 Hz基频点处的幅值为5.009 1 A,而参考值为5 A,故跟踪误差仅为0.18%。而谐波主要集中在参考开关频率1 kHz附近边带,以及参考开关频率整数倍频附近边带,这进一步验证了加入开关频率调节策略后的有限集MPC产生了稳态下类PWM调制策略的谐波分布。

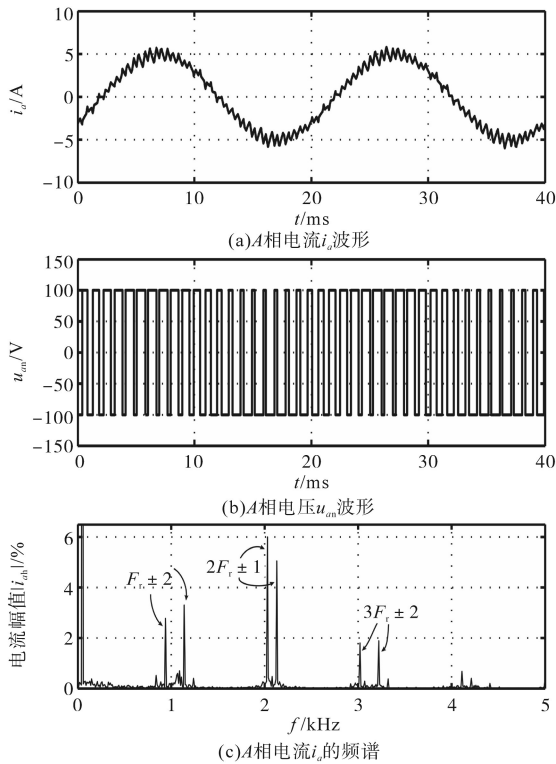


图7 稳态仿真结果

Fig.7 Steady-state simulation results

图8为不同调制比下,引入基于周期控制方法的开关频率调节策略下的有限集MPC与传统PWM的输出电压和输出电流THD分布,其中有限集MPC的等效调制比从0到1的变化是通过逐渐增加电流参考值来实现的。从对比结果可看

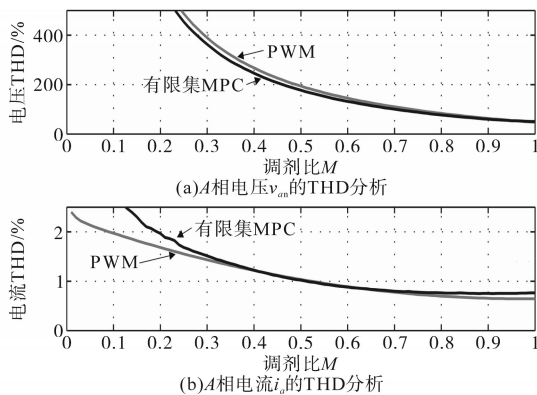


图8 输出电压和电流THD对比

Fig.8 Comparison of output voltage and current THD

出,加入新型开关频率调节措施后,有限集MPC的输出THD随调制比变化曲线和传统PWM方案基本接近,其中输出电流THD在参考电流较小时较PWM方案恶化是因为固定采样频率使得有限集MPC可达到的占空比受到限制。

图9为参考电流值从1 A阶跃变化至5 A的动态仿真结果,其中图9a反应了未加入开关频率调节的有限集MPC的电流调节动态性能,图9b为引入新型开关频率调节的有限集MPC的电流调节动态性能,对比两者可看出,设置频率调节权重系数 λ_k 为20后,电流达到稳定状态较无开关频率调节时约耗时三倍,但仍具有快速的时间响应。这表明,即使实现了类调制的谐波特性,控制器仍保持了有限集MPC最重要的优点,即具有快速的电流控制动态响应。

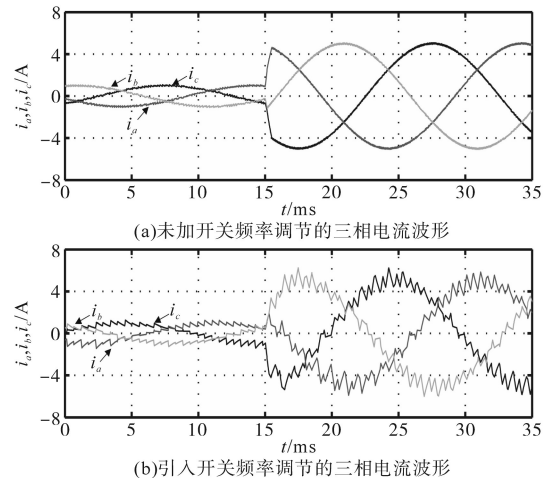


图9 动态仿真结果

Fig.9 Dynamic simulation results

4 实验验证

进一步,为了验证前述理论设计和仿真分析,在实验室搭建了小功率三相逆变器及其控制系统开展了实验研究。其中控制器基于德州仪器公司的DSP芯片(型号为TMS320F28335)及其开发板实现,逆变器主体由英飞凌公司的EconoPIM逆变器集成模块(型号为FP100R06KE3)构建,逆变器输出带10 mH电感滤波,负载为纯电阻负载,阻值为10 Ω ,其他实验系统参数和上文仿真参数一致。

图10为稳态实验结果,其中图10a为逆变器A相输出电流波形,图10b为逆变器A相输出电压波形,图10c为输出电流FFT分析及其频谱,其中THD为13.7%,实验结果和图7中仿真结果吻合,验证了仿真分析,也说明了加入新型开关频率调节

后的有限集MPC与PWM调制的谐波分布类似。

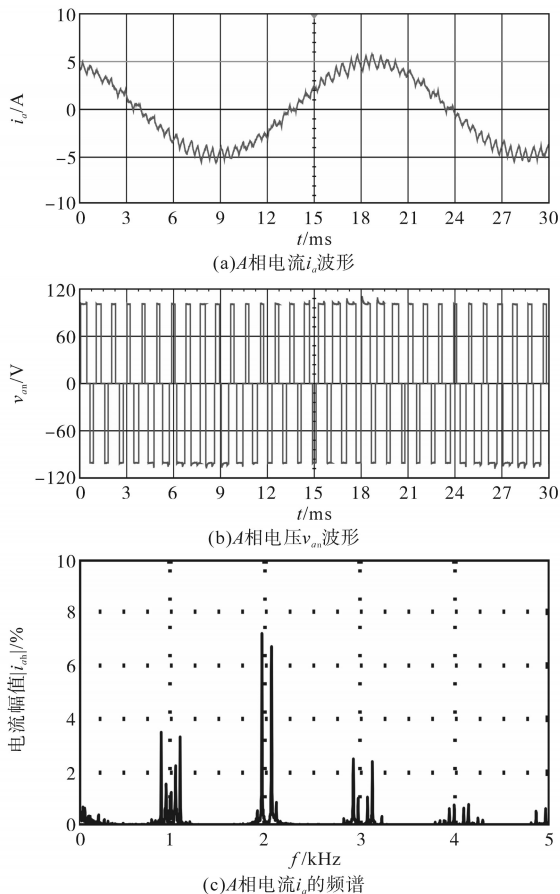


图10 稳态实验结果

Fig.10 Steady-state experimental results

图11为参考电流值从1 A阶跃变化至5 A的动态实验结果,这与图9b中的仿真结果是匹配的,即电流动态调节时间为2 ms,这验证了在设置开关频率调节的同时依然保持了控制器较快速的动态响应。

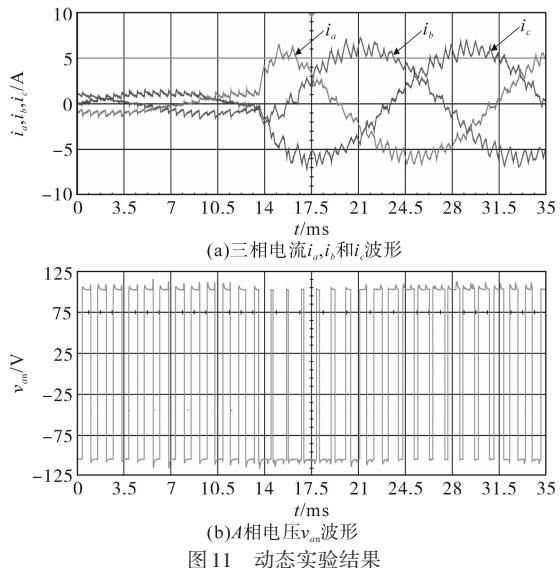


图11 动态实验结果

Fig.11 Dynamic experimental results

5 结论

围绕有限集MPC在使用时存在的开关频率不固定问题,基于对开关周期的测量和控制,设计了一种类PWM谐波特性的有限集MPC开关频率调节策略,经理论分析、仿真和实验总结如下:

1)通过分析传统开关频率调节策略,总结了开关频率调节方案设计原则,并指导了新型的基于开关周期方法的开关频率调节策略设计。

2)新型开关频率调节策略通过在成本函数引入适当变量,即具有对开关频率调节的功能,且其不增加系统刚性约束,具备一定的灵活性,同时对其他系统控制目标无较大影响,在实施性方面仅需要简单的计算即可轻松实现对开关频率的控制。

3)仿真和实验结果表明,不同于传统开关频率调节策略,新方案可表现出类PWM的输出谐波特性,这有利于经典的滤波器设计,同时保留了MPC控制器优良的动态性能。

4)进一步的研究的方向是针对更复杂的系统,如多电平变换器,或接入非线性负载等情况下的开关频率调节策略设计。

参考文献

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] 孙佳将,卢勇辉,赵金. 基于滑模磁链观测器的感应电机模型预测控制[J]. 微电机, 2019, 52(5): 21-26.
- [4] 吴靖南,吴奕锴,康文. 逆变器模型预测采样时间与误差关系仿真分析[J]. 电测与仪表, 2017, 54(2): 105-108.
- [5] 周科,刘伯鸿,李茂青. 光伏并网逆变器的改进模型预测控制研究[J]. 电气传动, 2018, 48(11): 67-70.
- [6] 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.
- [7] 林环城,王志新. 基于逆向预测的模块化多电平变流器模型预测控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(17): 5098-5106.
- [8] 戴瑞海,林雁,林启待,等. 基于模型预测控制平抑光伏输出功率波动的储能充放电策略[J]. 智慧电力, 2019, 47(4): 8-15.
- [9] 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.

(下转第46页)

5 结论

本文阐述了使用 Matlab 实现自动代码生成的基本原理,以 160 km/h 标准动车组空调电源产品为例,介绍了电源控制软件模型的搭建、模型的仿真和软件的部署,展示了自动代码生成在电源控制软件开发中的运用过程。经过样机测试,运用自动代码生成实现的控制软件功能与仿真结果相同,可以大大缩短软件开发的时间,提高开发质量。使用 Matlab 实现自动代码生成在电源控制软件和其他电控系统开发中有很大的应用价值。

参考文献

[1] 付文杰. 基于自动代码生成的低速柴油机电控系统软件设计[D]. 哈尔滨:哈尔滨工程大学,2019.

[2] 陈攀. 电动汽车控制器自动代码生成及标定系统研究[D]. 济南:山东大学,2018.

[10] Kouro S, Cortes P, RenÉ Vargas, *et al.* Model predictive control —a simple and powerful method to control power converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56 (6) : 1826-1838.

[11] Rodriguez J, Kazmierkowski M P, Espinoza J R, *et al.* State of the art of finite control set model predictive control in power electronics[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(2): 1003-1016.

[12] 郭磊磊, 晋玉祥, 罗魁. 改进的低损耗并网逆变器双矢量模型预测电流控制方法[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(10): 136-142.

[13] 张兴, 王志捷, 刘芳, 等. 基于 SHEPWM 与 MPC 混合控制的三电平逆变器研究[J]. 太阳能学报, 2019, 40(11): 3078-3085.

[14] 谢云辉, 郑常宝, 胡存刚, 等. 永磁同步电机模型预测的优化控制策略[J]. 电力电子技术, 2019, 53(7): 39-42.

[15] 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.

[16] 朱文杰, 陈昌松, 段善旭. 一种基于离散空间矢量调制的 Vi-

[3] 江洪, 唐勇, 孙士尉. 电动汽车道路工况模拟测试系统设计[J]. 电气传动, 2018, 48(11): 81-86.

[4] 赵杰. 基于模型的多旋翼飞行器飞控系统设计与实现[D]. 成都:电子科技大学, 2019.

[5] 赵刚, 朱奥辞, 张世忠. 基于 HIL 的永磁同步电机矢量控制系统的开发[J]. 电测与仪表, 2019, 56(21): 117-121.

[6] 曾庆含, 刘春光, 魏曙光. 永磁同步电机自抗扰调速控制算法快速开发[J]. 电气传动, 2015, 45(10): 7-10.

[7] 吴帅, 杨文焕, 陈斌. 三相电压锁相环 FPGA 代码自动生成[J]. 电力电子技术, 2015, 49(9): 104-108.

[8] 武琼, 漆星, 王群京. 基于 DSP 代码自动生成的 SVPWM 算法的研究[J]. 电气传动, 2013, 43(10): 32-35.

[9] Mathworks. Matlab help-Embedded Coder product description [Z]. 2019.

[10] 孙忠潇. Simulink 仿真及代码生成技术入门到精通[M]. 北京:北京航空航天大学出版社, 2015.

[11] 铁道部运输局. TJ/CL251-2012. 铁道客车 DC600V 电源装置技术条件[S]. 北京:铁道部运输局, 2012.

收稿日期:2020-04-19

修改稿日期:2020-05-08

(上接第 22 页)

enna 整流器模型预测控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(20): 6008-6181.

[17] 程建材, 康龙云, 胡毕华, 等. 三电平并网逆变器恒定开关频率的模型预测控制[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(5): 169-175.

[18] Rivera M, Kouro S, Rodriguez J, *et al.* Predictive control of a current source inverter operating at low switching frequency [C]// 38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON2012, IEEE, 2012.

[19] Sangsefidi Y, Ziaeiinejad S, Mehrizi-Sani A, *et al.* Low switching frequency-based predictive control of a grid-connected voltage-sourced converter[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(2): 686-697.

[20] Gutierrez E, Kouro S, Rojas C A, *et al.* Predictive control of an H-NPC converter for single-phase rooftop photovoltaic systems [C]//Energy Conversion Congress & Exposition, IEEE, 2015.

收稿日期:2020-01-20

修改稿日期:2020-02-02