

Simplified Model Predictive Control of Low-Loss Grid-Connected Inverter

Liu Chunxi, Zhang Tianqi, Liu Zhile, Zhao Yucheng, Tian Baoqi

Faculty of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao, China

Email address:

Intulcx@163.com (Liu Chunxi), 1124931945@qq.com (Zhang Tianqi)

To cite this article:

Liu Chunxi, Zhang Tianqi, Liu Zhile, Zhao Yucheng, Tian Baoqi. Simplified Model Predictive Control of Low-Loss Grid-Connected Inverter. *Science Discovery*. Vol. 10, No. 6, 2022, pp. 474-481. doi: 10.11648/j.sd.20221006.25

Received: October 21, 2022; **Accepted:** November 29, 2022; **Published:** December 8, 2022

Abstract: The finite control set model predictive control (FCS-MPC) for grid-connected inverter requires ergodic optimization and there are unnecessary switching actions, resulting in large system computation and switching loss. In order to solve the problem of large system computation, a simplified model predictive control method for grid-connected inverter was proposed. Based on deadbeat control principle, this control method judges the sector position after obtaining the virtual reference voltage vector. Only one prediction and one sector judgment are required to select the optimal switching vector, which reduces the system computation while ensuring the current control accuracy. In order to solve the problem of large switching loss of the system, an event-triggered control method based on zero vector optimization for grid-connected inverter was introduced. This control method reduces the switching action times of switching devices at the peak current by eliminating redundant optimization operations, thus reducing the switching loss. In addition, the event-triggered control is triggered only when the error exceeds the set threshold, which eliminates redundant optimization operations and reduces the system computation, thus further improving the dynamic response speed of the system. Finally, the proposed low-loss simplified model predictive control method (S-MPC) was compared with the FCS-MPC method and the cost function optimization-MPC method respectively. The simulation results show that the proposed control method is effective.

Keywords: Grid Connected Inverter, Power Loss, FCS-MPC, Deadbeat Control, Event-Triggered Control

低损耗并网逆变器简化模型预测控制

刘春喜, 张天琦, 刘志乐, 赵昱诚, 田宝奇

辽宁工程技术大学电气与控制工程学院, 葫芦岛市, 中国

邮箱

Intulcx@163.com (刘春喜), 1124931945@qq.com (张天琦)

摘要: 并网逆变器采用有限集模型预测控制时需要遍历寻优并且存在不必要的开关动作, 导致系统计算量大、开关损耗大。针对系统计算量大的问题, 提出一种并网逆变器简化模型预测控制方法, 该控制方法以无差拍控制原理为基础, 在求取虚拟参考电压矢量之后判断其扇区位置, 仅需一次预测和一次扇区判断即可完成最优开关矢量的选取, 在保证电流控制精度的同时减小了系统计算量。针对系统开关损耗大的问题, 引入一种基于零矢量优化的并网逆变器事件触发控制方法, 该控制方法通过消除冗余优化操作, 减少开关器件在电流峰值处的动作次数, 降低了开关损耗。另外, 事件触发控制仅在误差超过设定阈值时才被触发, 消除冗余优化操作的同时也减小了系统计算量, 从而能进一步提高系统的动态响应速度。最后, 将低损耗简化模型预测控制方法分别与有限集模型预测控制方法和代价函数优化模型预测控制方法进行了仿真对比, 仿真结果证明了所提控制方法的有效性。

关键词：并网逆变器，功率损耗，有限集模型预测控制，无差拍控制，事件触发控制

1. 引言

并网逆变器是新能源发电系统中的重要组成部件，它的性能决定了并网的电能质量，因此研究高效率的并网逆变器控制策略具有重要的应用价值[1, 2]。有限集模型预测控制(Finite Control Set Model Predictive Control, FCS-MPC)具有灵活可控、动态响应快以及易于多目标协同控制等优点[3, 4]，因此逐渐被用作并网逆变器的控制方法。但该方法需要遍历所有电压矢量，并对系统状态进行预测，以此来选择最优电压矢量，导致算法的计算量大；另外，在并网逆变器工作过程中，功率器件持续运行在高频开关状态，这将会产生较大的开关损耗。计算量大[5-8]、功率损耗大[9-11]等问题已经限制了FCS-MPC在众多领域中的应用。

针对FCS-MPC计算量大的问题，Preindl M等在永磁同步电机驱动系统中，通过减少FCS-MPC待选电压矢量控制集的方法减小了计算量，但这种方法有可能舍弃掉全局最优的电压矢量，影响系统的动态和稳态性能[5]。夏长亮等结合无差拍控制的思想通过扇区分布法来选取最优电压矢量，在有效降低FCS-MPC计算量的同时保证了功率变换器良好的控制性能，但其电压矢量之间可以自由切换，功率变换器长时间运行于多相桥臂同时换流的工作模式下，这将导致较高的开关损耗[6-8]。为减小开关损耗，郭磊磊等通过优化并网逆变器FCS-MPC的预选电压矢量有效降低了其开关频率和功率损耗，但该方法设计较为复杂，增加了系统的计算负担[9]。金楠等基于并网逆变器FCS-MPC多目标协同控制提出一种代价函数优化模型预测控制策略，增加了开关频率附加项，同时约束了电流跟踪性能和开关频率，有效减小了开关损耗，但其权重因子的分配较为困难[10]。为降低控制系统的复杂度，解决权重因子分配复杂的问题，Kwak S等结合事件触发控制，提出一种改进的FCS-MPC策略，有效减小了计算量及开关损耗，而且无需复杂的权重因子分配过程，但由于其电流纹波具有滞环特性，功率开关器件在电流峰值处切换较为频繁，仍会产生一定的功率损耗[11]。

为解决有限集模型预测控制计算量大和功率损耗大的问题，本文提出一种低损耗简化模型预测控制(Simplified Model Predictive Control, S-MPC)策略。该控制策略结合无差拍控制的思想，对FCS-MPC的模型预测和价值函数寻优部分进行了简化，降低了计算负担；同时，采用基于零矢量优化的事件触发控制消除了冗余的优化操作，所提策略通过引入触发系数实现开关频率灵活可调，同时减少了功率开关器件在电流峰值处的换流次数，降低了开关损耗。

2. 并网逆变器有限集模型预测控制

三相两电平并网逆变器的拓扑结构见图1，图中 u_{dc} 为直流侧电压，L和R分别为负载电感和电阻， e_a 、 e_b 、 e_c 为

电网电压， i_a 、 i_b 、 i_c 为并网电流， u_a 、 u_b 、 u_c 为三相输出电压，n为并网侧电压中性点。

根据基尔霍夫定律，并网逆变器输出电流在静止 $\alpha\beta$ 坐标系下的动态电流方程如下：

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = u_a - e_a - Ri_a \\ L \frac{di_b}{dt} = u_b - e_b - Ri_b \end{cases} \quad (1)$$

式中， i_a 、 i_b 和 u_a 、 u_b 分别为输出电流、电压在 $\alpha\beta$ 坐标系下的 α 、 β 轴分量； e_a 、 e_b 为电网电压在 $\alpha\beta$ 坐标系下的 α 、 β 轴分量。

采用前向欧拉法对式(1)中的微分项进行离散化，可得如式(2)所示的并网电流预测模型：

$$\begin{cases} i_a(k+1) = (1 - \frac{RT_s}{L})i_a(k) + \frac{T_s}{L}(u_a(k) - e_a(k)) \\ i_b(k+1) = (1 - \frac{RT_s}{L})i_b(k) + \frac{T_s}{L}(u_b(k) - e_b(k)) \end{cases} \quad (2)$$

式中， T_s 为系统采样周期， $i_a(k)$ 、 $i_b(k)$ 、 $e_a(k)$ 、 $e_b(k)$ 、分别为 k 时刻采样电流、电网电压在 $\alpha\beta$ 坐标系下的 α 、 β 轴分量； $u_a(k)$ 、 $u_b(k)$ 为 k 时刻的输出电压，对应有有限个开关状态组合 $u_x(x=0-7)$ ； $i_a(k+1)$ 、 $i_b(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻预测电流在 $\alpha\beta$ 坐标系下的 α 、 β 轴分量。

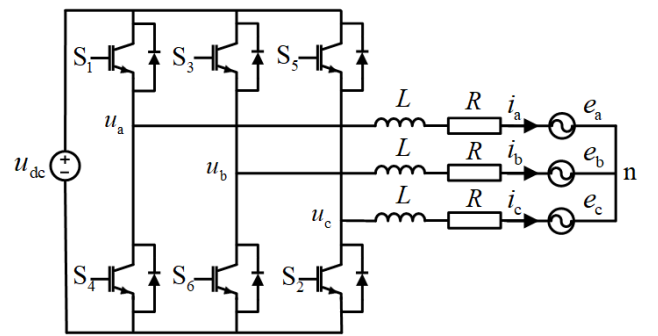


图1 三相两电平并网逆变器拓扑图。

为实现电流矢量跟踪误差最小化，定义价值函数 g 为电流误差绝对值之和：

$$g = |i_a^*(k+1) - i_a(k+1)| + |i_b^*(k+1) - i_b(k+1)| \quad (3)$$

式中， $i_a^*(k+1)$ 、 $i_b^*(k+1)$ 为第 $k+1$ 个采样周期的预测电流参考值。

FCS-MPC根据式(2)求得各电压矢量 u_x 作用下的电流预测值, 代入式(3)计算相应的目标函数 g , 选取使 g 最小的最优开关矢量, 在下一采样周期作用于并网逆变器。

3. 低损耗简化模型预测控制策略

3.1. 简化模型预测控制策略

FCS-MPC需要对式(2)和式(3)分别进行8次计算, 并对相应的价值函数进行评优, 在每个控制周期内需要进行大量计算。但预测控制希望通过缩短控制周期从而获得较好的控制效果, 为此采用S-MPC来减小FCS-MPC繁重的计算量。借鉴无差拍控制的思想, S-MPC采用单次预测和矢量分区的方法来简化模型预测和价值函数部分的计算, 具体实现方法如下:

(1) 计算虚拟参考电压 $u^*(k)$

为便于阐述, 在 $\alpha\beta$ 坐标系下定义并网电流、电压和电网电压的矢量形式如下:

$$\begin{cases} i = i_\alpha + j \cdot i_\beta \\ u = u_\alpha + j \cdot u_\beta \\ e = e_\alpha + j \cdot e_\beta \end{cases} \quad (4)$$

FCS-MPC的思想是选择一个最优电压矢量使得预测电流 $i(k+1)$ 逼近参考电流 $i^*(k+1)$, 而S-MPC的思想则是选择一个最优电压矢量使其逼近理想电压矢量 $u^*(k)$, $u^*(k)$ 又称为虚拟参考电压。根据无差拍控制的原理, 最理想的电压矢量是使得下一采样周期电流误差为零的矢量[11], 结合式(2)可联立方程组:

$$\begin{cases} i(k+1) = (1 - \frac{RT_s}{L})i(k) + \frac{T_s}{L}[u^*(k) - e(k)] \\ i(k+1) = i^*(k+1) \end{cases} \quad (5)$$

由此可求得虚拟参考电压 $u^*(k)$ 的公式如下:

$$u^*(k) = e(k) - Ri(k) - L \frac{i^*(k+1) - i(k)}{T_s} \quad (6)$$

FCS-MPC选择使得价值函数 g 最小的基本电压矢量 u_x 作为并网逆变器最优矢量; 而S-MPC则是根据 $u^*(k)$ 与基本电压矢量 u_x 之间的距离直接选取最优电压矢量。为证明S-MPC和FCS-MPC的等效性, 构建预测模型的矢量空间位置示意图见图2, 根据式(2)在 $\alpha\beta$ 坐标系下以(0, 0)为坐标原点画出矢量 $(1 - RT_s/L)i(k) - (T_s/L)e(k)$ 和 $i^*(k+1)$, 其端点坐标分别为(a, b)和(c, d); 基本电压矢量 u_x 以(a, b)为原点进行遍历寻优, u_x 作用下的电流矢量 i_x 为:

$$i_x = u_x T_s / L \quad (7)$$

由式(2)的物理意义可知: (0, 0)到 i_x 端点的距离即为 u_x 作用下的预测电流 $i(k+1)$; 将 $i(k+1)$ 与 $i^*(k+1)$ 之间的距离定义为电流误差 i_{ex} :

$$i_{ex} = i^*(k+1) - i(k+1) \quad (8)$$

根据勾股定理可得, 式(3)的等价形式为:

$$g = |i_{ex\alpha}|^2 + |i_{ex\beta}|^2 = |i_{ex}|^2 \quad (9)$$

式中, $i_{ex\alpha}$ 、 $i_{ex\beta}$ 为电流误差在 $\alpha\beta$ 坐标系下的 α 、 β 轴分量。

综合以上分析, FCS-MPC遍历寻优获得的最优电压矢量即为 i_{ex} 长度最短时对应的电压矢量 u_x 。

根据式(2)和式(8)可以得到零矢量作用下的电流误差:

$$i_{e0} = i^*(k+1) - (1 - \frac{RT_s}{L})i(k) + \frac{T_s}{L}e(k) \quad (10)$$

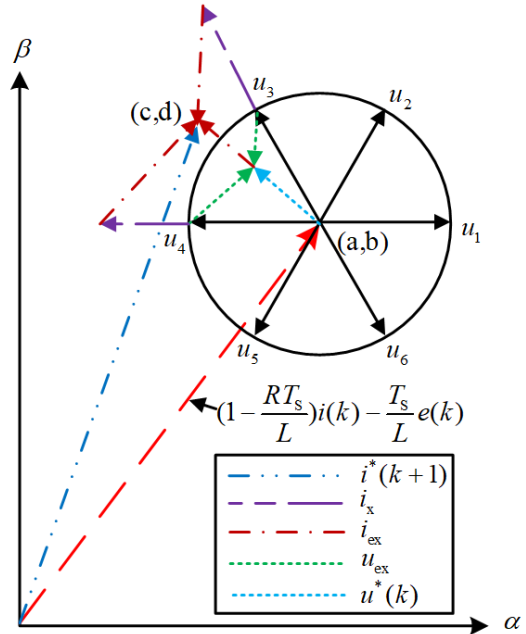


图2 预测模型矢量空间位置示意图。

由式(6)和式(10)可得, $u^*(k)$ 和 i_{e0} 之间的对应关系为:

$$u^*(k) = i_{e0} L / T_s \quad (11)$$

将 u_x 与 $u^*(k)$ 之间的距离定义为电压误差 u_{ex} , 根据相似三角形性质可知, u_x 、 u_{ex} 与 i_x 、 i_{ex} 之间满足关系:

$$\begin{cases} u_x = i_x L / T_s \\ u_{ex} = i_{ex} L / T_s \end{cases} \quad (12)$$

根据图2所示的矢量位置关系可得:

$$u_{ex} = u^*(k) - u_x \quad (13)$$

式(13)的物理意义为 $u^*(k)$ 到各输出电压 u_x 的距离,距离最小的 u_x 对应着FCS-MPC价值函数 g 遍历寻优获得的最优电压矢量,由此可得S-MPC和FCS-MPC具有等效性。

因此可以通过矢量分区算法选取最优输出电压,S-MPC的电压矢量选择示意图见图3。当 $u^*(k)$ 落入阴影部分时,距离零矢量较近,输出电压矢量选择零矢量;反之,距离扇区内所对应的电压矢量最近,此时选择扇区内对应的电压矢量。

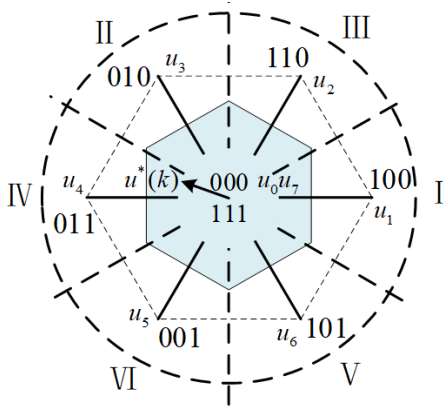


图3 简化模型预测控制电压矢量分区图。

(2) 虚拟参考电压 $u^*(k)$ 扇区判断

对虚拟参考电压 $u^*(k)$ 进行反Clarke变换:

$$\begin{cases} u_a^*(k) = u_a^*(k) \\ u_b^*(k) = -\frac{1}{2}u_a^*(k) + \frac{\sqrt{3}}{2}u_\beta^*(k) \\ u_c^*(k) = -\frac{1}{2}u_a^*(k) - \frac{\sqrt{3}}{2}u_\beta^*(k) \end{cases} \quad (14)$$

式中, $u_a^*(k)$ 、 $u_b^*(k)$ 、 $u_c^*(k)$ 和 $u_\alpha^*(k)$ 、 $u_\beta^*(k)$ 分别为虚拟参考电压在三相静止坐标系和 $\alpha\beta$ 坐标系下的分量。

$u^*(k)$ 所在的扇区序号可由下式进行判断:

$$N = \text{sgn}(u_a^*(k)) + 2\text{sgn}(u_b^*(k)) + 4\text{sgn}(u_c^*(k)) \quad (15)$$

根据所求出的 N 值判断 $u^*(k)$ 所在的扇区以及预选电压矢量,选取规则如表1所示:

表1 不同 N 值对应的扇区及电压矢量。

N	扇区	预选矢量集
1	I	u_1 、 u_0 、 u_7
2	II	u_3 、 u_0 、 u_7
3	III	u_2 、 u_0 、 u_7
4	IV	u_4 、 u_0 、 u_7
5	V	u_6 、 u_0 、 u_7
6	VI	u_5 、 u_0 、 u_7

(3) 零矢量选择判断

计算 $u^*(k)$ 在其所在扇区的非零矢量上的投影,如果投影的长度小于非零矢量的1/2,即 $u_{dc}(k)/3$ 时, $u^*(k)$ 落入阴影区域,根据零矢量优化选择 u_0 或 u_7 ,反之选择扇区内对应的非零矢量,判断公式如下:

$$u = \begin{cases} u_i, u^*(k) \cdot u_i > \frac{2}{9}[u_{dc}(k)]^2 \\ u_0 \text{ or } u_7, u^*(k) \cdot u_x \leq \frac{2}{9}[u_{dc}(k)]^2 \end{cases} \quad (16)$$

式中, u_i 为 $u^*(k)$ 所在扇区对应的非零电压矢量。

尽管S-MPC降低了计算量,但计算延时依旧存在,故采用两步预测来改善延时的影响,第 $k+1$ 个采样周期的虚拟参考电压 $u^*(k+1)$ 计算公式如下:

$$u^*(k+1) = e(k+1) + Ri(k+1) + L \frac{i^*(k+2) - i(k+1)}{T_s} \quad (17)$$

式中, $u^*(k+1)$ 、 $e(k+1)$ 分别为 $k+1$ 时刻的虚拟参考电压、电网电压; $i^*(k+2)$ 为 $k+2$ 时刻的电流参考值。

至此,在以电流作为控制目标时,S-MPC通过判断虚拟参考电压 $u^*(k+1)$ 的位置来选取最优矢量,在保证和FCS-MPC控制效果相同的条件下有效减小了计算量,二者在单位周期内控制算法程序执行的运算种类数量对比见表2。

表2 FCS-MPC和S-MPC计算量对比。

运算种类	FCS-MPC	S-MPC
加	72	10
乘	48	11
除	32	2
比较	8	2

3.2. 基于零矢量优化的事件触发MPC策略

S-MPC和FCS-MPC具有等价性,并且能够在保证并网逆变器控制精度的条件下有效减小计算量,但由于其电压矢量选择的随机性,通常存在多相桥臂开关器件同时换流的情况。在实际应用中,高频率的开关动作往往会造成更高的开关损耗,因此需要将开关损耗也纳入考虑范畴。并网逆变器功率器件的开关损耗 P_{sw} 可用下式表示:

$$P_{sw} = \frac{f_{sw} i_{sw}}{\pi} (\Delta E_{on} + \Delta E_{off}) \quad (18)$$

式中, ΔE_{on} 、 ΔE_{off} 为单位电流下的开通、关断损耗, f_{sw} 为开关频率, i_{sw} 为流过开关器件的电流,由于它和并网逆变器输出侧相连,因此可以近似为输出电流。

由式(18)可以看出,降低开关损耗可以从减小开关频率以及流过开关器件的电流两方面进行优化。因此低损耗S-MPC通过事件触发控制减小冗余开关动作,从而降低开关频率;同时结合零矢量优化来选择最大电流所在相的零矢量,进而减少功率开关器件在此相电流峰值处的动作次数,降低开关损耗。

(1) 通过事件触发控制减小冗余开关动作

运用S-MPC的多目标约束能力对电流跟踪精度和开关频率两个目标同时进行控制时,其权重系数分配较为困难,故引入事件触发控制[12]:

首先,以控制系统的标准形式在 $\alpha\beta$ 坐标系中构建并网逆变器的状态空间模型:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (19)$$

式中, $x(t)$ 为控制系统状态向量,令 $x = [i_\alpha \ i_\beta]^T$; $\dot{x}(t)$ 为状态向量对时间 t 的导数; $u(t)$ 表示系统的控制信号,令 $u = [v_\alpha - e_\alpha \ v_\beta - e_\beta]^T$, 其中 A 、 B 分别为 $A = \begin{bmatrix} -R/L & 0 \\ 0 & -R/L \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \end{bmatrix}$ 。

状态误差 $e(t)$ 用来确定触发条件,其定义式为:

$$e(t) = x(t_i) - x(t), t \in [t_i, t_{i+1}) \quad (20)$$

根据不等式近似原理,可得:

$$d\|e(t)\|/dt \leq \|dx(t)/dt\| \leq \|Ax(t)\| + \|B\| \cdot \|u(t)\|_{\max} \quad (21)$$

电网相电压峰值 E_m 和直流侧电压 u_{dc} 满足关系:

$$E_m \approx ku_{dc}/\sqrt{3}, \quad (22)$$

式中, k 为死区修正系数,取0.9。

由式(22)可得:

$$\sigma = \|u(t)\|_{\max} \leq |u_\alpha - e_\alpha|_{\max} + |u_\beta - e_\beta|_{\max} = (4 - \sqrt{3}k)u_{dc}/3 \quad (23)$$

根据式(23),式(21)可进一步推得:

$$d\|e(t)\|/dt \leq \|A\|\|e(t)\| + \|Ax(t_i)\| + \sigma \|B\| \quad (24)$$

由于矩阵 A 严格可逆,因此定义:

$$\vartheta(t) = \|e(t)\| + \|A\|^{-1} (\|Ax(t_i)\| + \sigma \|B\|) \quad (25)$$

式(24)可以简化为:

$$d\vartheta(t)/dt \leq \|A\|\vartheta(t), t \in [t_i, t_{i+1}) \quad (26)$$

给出式(26)的解如下:

$$\vartheta(t) \leq \|A\|^{-1} (\|Ax(t_i)\| + \sigma \|B\|) e^{\|A\|(t-t_i)} \quad (27)$$

结合式(25)可得触发条件:

$$\|e(t)\| \leq \|A\|^{-1} (\|Ax(t_i)\| + \sigma \|B\|) (e^{\|A\|(t-t_i)} - 1) \quad (28)$$

如果在时间间隔 $t \in [t_i, t_{i+1})$ 内并网逆变器满足控制要求,则事件触发控制方案在发送 $x(t_i)$ 之后将维持控制行为。

定义 t_{i+1} 为满足条件的触发时间点,当 $t = t_{i+1}$ 时,事件触发控制方案会将 $x(t_i)$ 更新为 $x(t_{i+1})$,并将其发送给S-MPC。

为了确保事件触发函数的可行性,需要避免系统中芝诺行为的发生。根据其理论判据,需计算任意两次事件触发的最小时间间隔 Δt 并确保其值为正数。

由式(28)可得:

$$\Delta t = t_{i+1} - t_i \geq \|A\|^{-1} \cdot \ln \left(1 + \frac{\|e(t_i)\| \cdot \|A\|}{\|Ax(t_i)\| + \sigma \|B\|} \right) \quad (29)$$

根据上式, $\Delta t > 0$ 严格成立,从而可以排除芝诺行为。

将 $t = t_{i+1}$ 以及 $t_{i+1} = t_i + nt_{et}$ ($n \in \mathbb{N}^+$) 带入式(28)中,其中, t_{et} 为事件触发控制方案的预设采样时间步长; n 为在触发预设条件之前事件触发程序操作轮数。为保证更加严格的控制条件,取 $n=1$,并引入触发调节系数 ξ 以实现开关频率的灵活可调,可得下式:

$$\|e(t_{i+1})\| \leq \xi \|A\|^{-1} (\|Ax(t_i)\| + \sigma \|B\|) (e^{\|A\|t_{et}} - 1) \quad (30)$$

当式(30)不成立时,事件触发条件被激活,触发S-MPC。

(2) 通过零矢量优化改善开关序列

事件触发模型预测控制的目标是将桥臂侧电流控制在给定环宽范围内,其功率开关器件在电流峰值处切换较为频繁,这不仅会产生较高的开关损耗,甚至可能导致IGBT局部过热而产生故障[13]。因此将事件触发控制与零矢量优化相结合,通过优化最大电流所在相的零矢量开关序列来减少该相的功率开关器件在电流峰值处的动作次数,从而进一步降低开关损耗,实现并网逆变器的低损耗简化模型预测控制。

零矢量优化根据S-MPC算法的规则对扇区进行划分,其调制策略电压矢量图见图4。由S-MPC算法求得虚拟参考电压 $u^*(k+1)$ 之后判断其所在扇区;为实现并网逆变器输出电流最大相所在的支路钳位,因此在不同的扇区内,需要根据相应的两相电流的幅值大小对零矢量进行选取,选取规则见表3。

表3 不同扇区内的零矢量选择。

扇区	电流比较	零矢量选择
I	$ i_a > i_c $	$u_7(111)$
	$ i_a \leq i_c $	$u_0(000)$
II	$ i_b > i_a $	$u_7(111)$
	$ i_b \leq i_a $	$u_0(000)$
III	$ i_b > i_c $	$u_7(111)$
	$ i_b \leq i_c $	$u_0(000)$
IV	$ i_c > i_a $	$u_7(111)$
	$ i_c \leq i_a $	$u_0(000)$
V	$ i_a > i_b $	$u_7(111)$
	$ i_a \leq i_b $	$u_0(000)$
VI	$ i_c > i_b $	$u_7(111)$
	$ i_c \leq i_b $	$u_0(000)$

以 $u^*(k+1)$ 位于扇区 I 为例，扇区内有效电压矢量为 $u_1(100)$ ，此时如果A相电流幅值较大，则选择 $u_7(111)$ 作为零矢量，通过对比扇区内电压矢量 $u_1(100)$ 和 $u_7(111)$ 可以看出A相开关矢量始终为1，此时最大电流所在相即A相在扇区 I 范围内桥臂不动作；反之选择 $u_0(000)$ 作为零矢量，此时C相钳位，开关矢量始终为0。由于两个零矢量对于电流的作用效果相同，因此不会对控制性能造成影响。

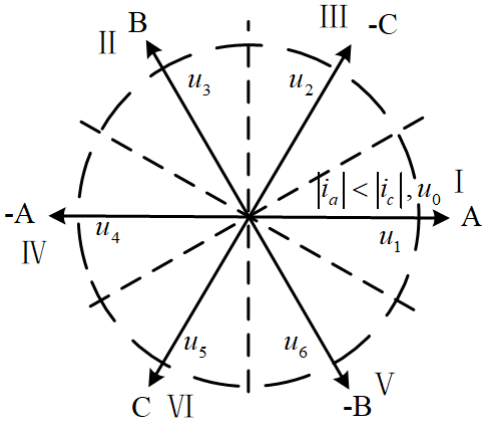


图4 零矢量优化策略电压矢量图。

综上所述，低损耗S-MPC策略通过采样 $k+1$ 时刻的并网电流和电网电压获得虚拟参考电压矢量并根据其扇区位置选择最优输出电压矢量，可减小系统计算量。然后结合事件触发控制减少冗余的开关动作，最后通过零矢量优化调制输出，减少功率开关器件在电流峰值处的动作次数，进一步降低了并网逆变器的开关损耗。其控制策略流程图见图5。

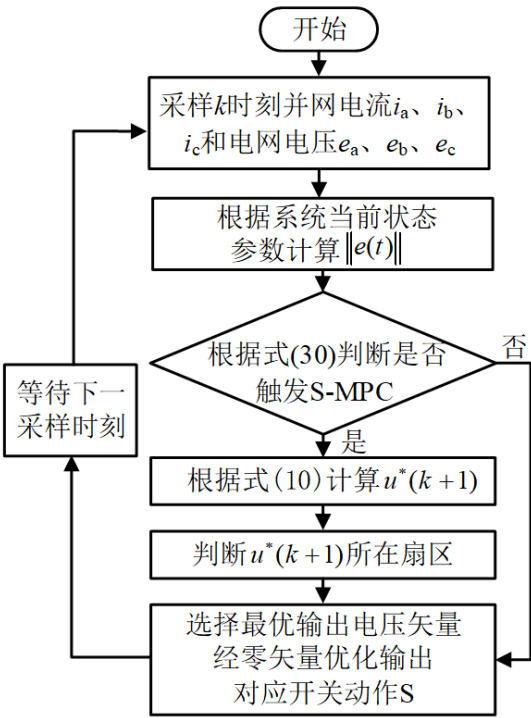


图5 低损耗S-MPC策略流程图。

4. 仿真结果

为了验证所提控制策略的有效性，利用 Matlab/Simulink对有限集模型预测控制、代价函数优化模型预测控制以及低损耗简化模型预测控制进行仿真对比，并且三种控制策略均采用了一拍延时补偿，具体仿真参数见表4。

表4 仿真参数。

参数名称	参数值
直流母线电压 u_{dc}/V	300
电网电压幅值 e/V	110
并网电流幅值 i^*/A	10
并网频率 f/Hz	50
滤波电感 L/mH	20
线路等效电阻 R/Ω	1
采样频率 f/kHz	20
事件触发时间 $t_{cl}/\mu s$	50

4.1. 稳态性能对比

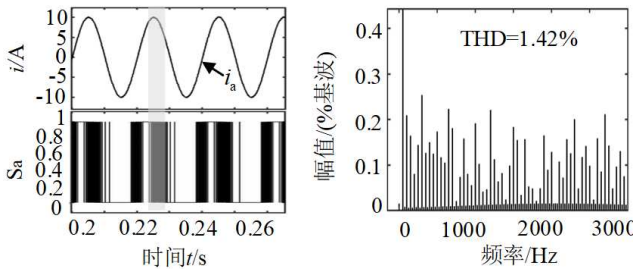
图6(a)、(b)、(c)分别给出了FCS-MPC、代价函数优化MPC和低损耗S-MPC的并网电流稳态性能仿真结果。表5给出了三种控制策略在仿真时间0.2~0.4秒期间的平均开关次数和电流总谐波失真值(Total Harmonic Distortion, THD)。

根据表5，与FCS-MPC相比，代价函数优化MPC和低损耗S-MPC虽然电流THD略有增大，但平均开关频率显著降低。并且低损耗S-MPC触发调节系数 ξ 灵活可调，解决了将开关频率纳入控制范畴后FCS-MPC权重因子分配困难的问题。

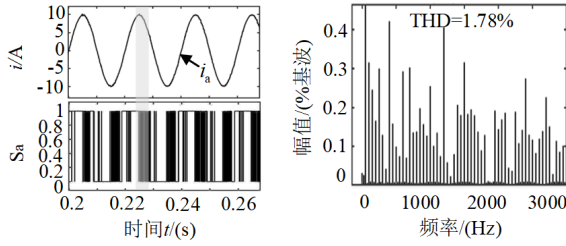
表5 三种控制策略下的仿真结果比较。

	FCS-MPC	代价函数优化MPC	低损耗S-MPC
开关频率	3724 Hz	3067 Hz	3037 Hz
THD/%	1.42%	1.78%	1.73%

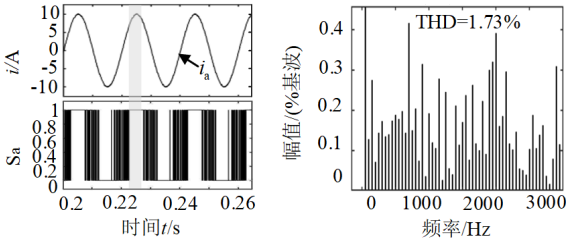
与传统FCS-MPC和代价函数优化MPC相比，低损耗S-MPC策略通过减少冗余优化操作，有效降低了并网逆变器开关频率；并且通过开关序列优化使其功率开关器件在电流峰值处钳位，桥臂换流集中在过零点附近，如图6(c)中阴影区域所示。该控制策略减小了开关频率以及功率开关器件在电流峰值处的动作次数，相比于FCS-MPC和代价函数优化MPC具有更低的开关损耗。



(a) FCS-MPC



(b) 代价函数优化MPC



(c) 低损耗S-MPC

图6 并网电流稳态性能仿真结果。

4.2. 动态性能对比

为了验证低损耗S-MPC的动态性能,参数设置和稳态性能仿真时相同,同时令并网电流参考值从8 A跳变到10 A,并与FCS-MPC和代价函数优化MPC对比,并网电流仿真波形见图7。

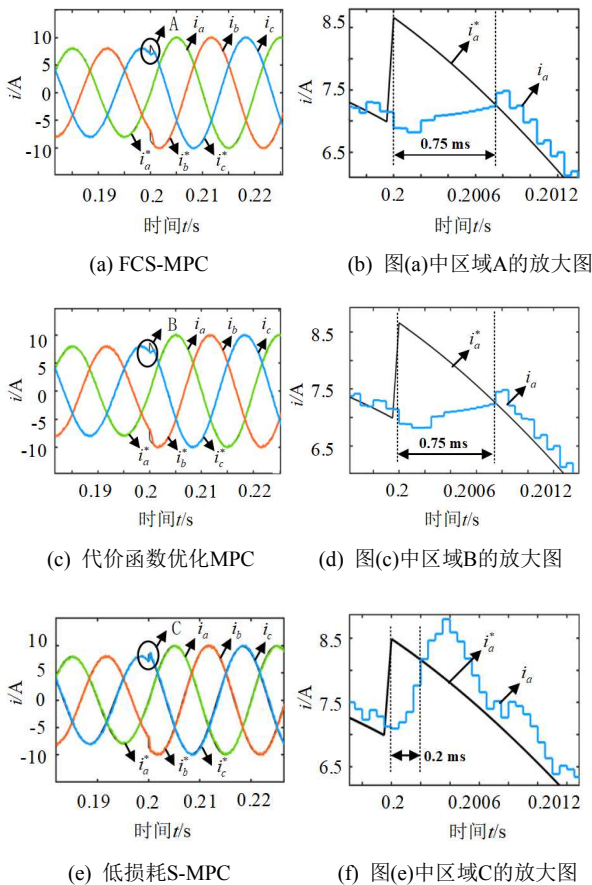


图7 并网电流动态性能仿真结果。

FCS-MPC和代价函数优化MPC在电流发生突变时动态响应时间约为0.75ms,低损耗S-MPC策略减小了控制算法的计算量并且消除了冗余优化操作,其动态响应时间约为0.2 ms,能在系统发生突变时快速地跟踪给定。与FCS-MPC和代价函数优化MPC相比,所提控制策略具有更快的动态响应速度以及更小的计算量和开关损耗。

5. 结论

本文以三相两电平并网逆变器为研究对象,以减小计算量和开关损耗为研究目标,研究了一种低损耗简化模型预测控制方法,通过理论分析和仿真实验,得出结论:

- (1) 简化模型预测控制以无差拍控制原理为基础求取虚拟参考电压,然后根据其扇区位置选取最优电压矢量,降低了预测次数和寻优次数。该方法在保证控制精度的同时,减小了计算量,因此适用于对并网精度和控制计算量要求较高的场合。
- (2) 基于零矢量优化的事件触发控制,仅在满足触发条件时才触发简化模型预测控制,可以消除冗余优化操作,减少开关动作次数,减小系统计算量。因此该方法同时具有减小系统损耗和提高系统瞬态响应速度的能力。
- (3) 虽然低损耗简化模型预测控制方法具有更快的动态响应速度和更高的系统效率,但在今后的研究中,还需要对采用该方法时的输出电流谐波优化进行深入研究,在降低计算量和开关损耗的基础上进一步改善并网波形质量。

致谢

辽宁省教育厅科学研究经费重点攻关项目 (LJ2020ZD004)。

参考文献

- [1] 胡伟,孙建军,马谦,等.多个并网逆变器间的交互影响分析[J].电网技术,2014,38(9):2511-2518.
- [2] 方刚,杨勇,卢进军,等.三相光伏并网逆变器电网高阻抗谐振抑制方法[J].电力自动化设备,2018,38(2):109-116.
- [3] Kouro S, Cortes P, Vargas R, 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.
- [4] 刘丛伟,林路云.三相PWM整流器模型预测控制的研究[J].电气工程学报,2017,12(03):16-23.
- [5] Preindl M, Bolognani S. Model predictive direct speed control with finite control set of PMSM drive systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(2): 1007-1015.

- [6] XIA C L, LIU T, SHI T N, et al. A simplified finite control set model predictive control for power converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2014, 10 (2): 991-1002.
- [7] 张永昌, 杨海涛, 魏香龙. 基于快速矢量选择的永磁同步电机模型预测控制 [J]. 电工技术学报, 2016, 31 (6): 66-73.
- [8] 张学瑾. 并网逆变器的鲁棒定频模型预测控制研究(硕士学位论文) [D]. 合肥工业大学, 2020.
- [9] 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.
- [10] 金楠, 窦智峰, 李琰琰, 等. 电压源并网变换器有限控制集预测电流控制 [J]. 电机与控制学报, 2019, 23 (9): 123-130.
- [11] Kwak S, Park J C. Predictive control method with future zero-sequence voltage to reduce switching losses in three-phase voltage source inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 30 (3): 1558-1566.
- [12] WANG B F, HUANG J J, WEN C Y, et al. Event-triggered model control predictive for power converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68 (1): 715-720.
- [13] 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.