三电平并网逆变器恒定开关频率的模型预测控制

程建材^{1,2},康龙云^{1,2},胡毕华^{1,2},冯元彬^{1,2} (1.华南理工大学 电力学院,广东 广州 510640; 2.华南理工大学 广东省绿色能源技术重点实验室,广东 广州 510640)

摘要:传统的有限控制集模型预测控制存在开关频率不固定的缺点,这给并网逆变器输出滤波器的设计带来 了很大的困难。针对这个问题,提出了一种三电平并网逆变器恒定开关频率的模型预测控制策略。该控制 策略将预测最优开关序列控制用于三电平并网逆变器中,并对其寻优方式进行改进。改进的方式是通过找 出使目标函数最小的中心矢量来对最优开关序列所在的小扇区进行定位。仿真和实验结果表明,所提控制 策略不仅能够在实现定频控制的基础上有效减少计算量,而且具有良好的静态和动态性能。

0 引言

随着新能源发电系统以及柔性交流输电 (FACTS)装置等大量地接入电网,并网逆变器作为 它们接入电网的桥梁,得到了广泛的应用^[1-2]。三电 平并网逆变器相比于两电平并网逆变器具有输出谐 波低、电压应力小等优点,广泛应用于高压大容量场 合[3-4]。并网逆变器的控制方法主要分为3类,第一 类是通过电压外环和电流内环进行控制的传统电压 矢量定向控制(VOC)^[1];第二类是直接功率控制 (DPC)^[5-6],其首先利用滞环调节器将当前有功功率 和无功功率与参考值进行比较,然后通过查询矢量 表,选择合适的电压矢量进行有功功率和无功功率 的控制;第三类是模型预测控制(MPC),其是本文 讨论的基础。MPC 通过预测系统在给定时间内的 输出变化,选择使目标函数最小的下一个开关周期 内的最优开关状态,然后在每个采样周期内都重复 进行上述计算^[7-9]。

传统的空间矢量脉宽调制(SVPWM)在一个控制周期中利用3个相邻电压矢量以及载波调制产生一组开关序列,进而合成对应的旋转电压矢量,实现定频控制。但是有限控制集模型预测控制(FCS-MPC)^[10]以及相关的部分改进控制策略^[11-12]由于没有脉宽调制器,在一个开关周期内都只选择一个最优电压矢量作为电压输出,开关状态的变化没有规律,这样的输出对采样频率有较高的要求,而且开关频率不固定,谐波频谱广,给输出滤波器的设计带来了困难^[5,13-15]。针对这个问题,文献[13]提出了一种两电平并网逆变器预测最优开关序列直接功率控制(OSS-DPC),其核心是进行预测最优开关序列控

收稿日期:2018-05-04;修回日期:2019-03-25

基金项目:广东省科技发展专项基金资助项目(2017B010120001) Project supported by the Science and Technology Development Special Foundation of Guangdong Province(2017B010120001) 制,这种控制策略在一个开关周期内选择3个开关 状态组成一个开关序列,并对其中每个开关状态的 作用时间进行控制,使得受控变量沿固定开关周期 收敛于参考值,但是这种控制策略存在计算量较大 的问题。文献[14]提出了2种中点钳位型三电平逆 变器的调制模型预测控制(M²PC),M²PC 与传统 MPC 的不同之处在于在目标函数最小化的过程中, 还包含了使开关频率固定的合适的调制方案,但是 这种控制策略同样存在计算量较大的问题。

为了有效提高三电平并网逆变器 MPC 的稳态 性能,实现定频控制,本文提出了一种三电平并网逆 变器恒定开关频率的模型预测控制(CSF-MPC)。 该控制策略对三电平并网逆变器采用预测最优开关 序列进行 MPC,并通过改进寻优策略减少计算量。 相较于文献[15]所提的生成新电压矢量的 CSF-MPC 策略,本文提出的控制方法具有稳态误差小、 无需调制器的优点。相较于文献[16]以及文献 [17]所提的定频方法,本文采用了截然不同的寻优 策略,并且同样具有无需调制器的优点,能够在待选 开关序列进行选择时实现多目标优化,并实现对中 点电压的控制。与文献 [18] 提出的一种单相三电 平整流器低复杂度 MPC 相比,本文所提的控制方法 对寻优策略进行了改进,能够有效地减少控制算法 的计算量。除此之外,所提的寻优策略还能减少长 预测范围 FCS-MPC^[9,19],给控制芯片带来的计算负 担有利于类似的计算量较大的 FCS-MPC 策略在多 电平逆变器中的实现。利用仿真和实验对所提控制 方法进行验证,并与传统的三电平并网逆变器 FCS-MPC 进行对比,验证了所提控制策略在提高三电平 逆变器稳态性能方面的可行性与优越性。

1 三电平并网逆变器的电流分析

以 T 型三电平并网逆变器为例,图 1 给出了其 拓扑结构。图中, e_A , e_B , e_C 为电网的三相交流电压; *i*_A、*i*_B、*i*_C为输出的三相交流电流;*L*和*R*分别为网侧 滤波器的电感和等效电阻。



图1 T型三电平并网逆变器拓扑

Fig.1 Topology of T-type three-level grid-connected inverter

通过电压幅值不变的 Clarke 变换,可得 T 型三电 平并网逆变器的在两相静止坐标系下的数学模型为:

$$\boldsymbol{v} = R\boldsymbol{i} + L \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{i}}{\mathrm{d}t} + \boldsymbol{e} \tag{1}$$

其中,**v**为逆变器输出电压矢量;**e**为电网电压矢量; **i**为输出电流矢量。

由式(1)可得两相静止坐标系下瞬时电流的变 化率为:

$$\begin{cases} \frac{di_{\alpha}}{dt} = -\frac{R}{L}i_{\alpha} + \frac{1}{L}(\upsilon_{\alpha} - e_{\alpha}) \\ \frac{di_{\beta}}{dt} = -\frac{R}{L}i_{\beta} + \frac{1}{L}(\upsilon_{\beta} - e_{\beta}) \end{cases}$$
(2)

2 CSF-MPC

2.1 预测最优开关序列控制基本原理

本文以电流控制为目标,在模型预测直接电流 控制的基础上,对预测最优开关序列控制进行改进。 预测最优开关序列控制在一个开关周期内选择3个 开关状态组成一个开关序列,并控制其中每个开关 状态的作用时间。三电平逆变器27个开关状态对 应的空间矢量图见附录中图A1。

在一个采样周期内,由于电网电压、输出电流、 电感值及其等效电阻值都可看作为常数,所以瞬时 电流的变化率只与逆变器选择的输出电压矢量有 关。当输出电压矢量为 *v_i(i=1,2,3)*时,对应的电 流变化率为:

$$\begin{cases} f_{\alpha i} = \frac{\mathrm{d}i_{\alpha}}{\mathrm{d}t} \Big|_{v_{\alpha}} = v_{\alpha i} \\ f_{\beta i} = \frac{\mathrm{d}i_{\beta}}{\mathrm{d}t} \Big|_{v_{\beta}} = v_{\beta i} \end{cases}$$
(3)

在预测最优开关序列控制中,开关序列对应的 输出电压矢量序列既要包含可使 i_a 增大的电压矢 量,也要包含使其减小的电压矢量,对 i_b 也有同样 的要求。三电平逆变器可根据 24 个小扇区得到 48 组满足以上条件的电压矢量序列,每组电压矢 量序列对应 3 个开关状态。3 个开关状态轮换时, 都只需切换1个桥臂的开关状态。定义t_i为每个输出电压矢量的作用时间,一个开关周期结束后,误差为:

$$\begin{cases} E'_{\alpha} = E_{\alpha} - \left(\sum_{i=1}^{3} f_{\alpha i} t_{i}\right) \\ E'_{\beta} = E_{\beta} - \left(\sum_{i=1}^{3} f_{\beta i} t_{i}\right) \end{cases}$$
(4)

$$\begin{cases} E_{\alpha} = i_{\text{aref}}^{*}(k+1) - i_{\alpha}(k) \\ E_{\beta} = i_{\text{aref}}^{*}(k+1) - i_{\beta}(k) \end{cases}$$
(5)

其中, $i_{\alpha}(k)$ 和 $i_{\beta}(k)$ 为第k个控制周期开始时的采 样电流; $i_{\alpha ref}^{*}(k+1)$ 和 $i_{\beta ref}^{*}(k+1)$ 为控制周期结束时的 给定参考电流。

采用最小二乘优化的方法,定义目标函数为:

$$F = (E'_{\alpha})^{2} + (E'_{\beta})^{2}$$
 (6)

当目标函数取最小值时, *E'*_α和 *E'*_β取得最小值, 即在 *k*+1 时刻输出的电流误差最小。利用求极值的 方法,可得目标函数取最小值时 3 个输出电压矢量 的作用时间为:

$$\begin{cases} \frac{\partial F}{\partial t_1} = 0\\ \frac{\partial F}{\partial t_2} = 0 \end{cases}$$

$$= \frac{(f_{\beta 2} - f_{\beta 3}) E_{\alpha} + (f_{\alpha 3} - f_{\alpha 2}) E_{\beta} + (f_{\alpha 2} f_{\beta 3} - f_{\alpha 3} f_{\beta 2}) T_s}{(f_{\alpha 3} - f_{\alpha 3}) f_{\alpha 2} - f_{\alpha 3} f_{\beta 3} - f_{\alpha 3} - f_{\alpha 3} f_{\beta 3} - f_{\alpha 3} - f_{$$

$$\begin{cases} (f_{\beta 2} - f_{\beta 3}) f_{\alpha 1} + (f_{\beta 3} - f_{\beta 1}) f_{\alpha 2} + (f_{\beta 1} - f_{\beta 2}) f_{\alpha 3} \\ t_2 = \frac{(f_{\beta 3} - f_{\beta 1}) E_{\alpha} + (f_{\alpha 1} - f_{\alpha 3}) E_{\beta} + (f_{\beta 1} f_{\alpha 3} - f_{\beta 3} f_{\alpha 1}) T_s}{(f_{\beta 2} - f_{\beta 3}) f_{\alpha 1} + (f_{\beta 3} - f_{\beta 1}) f_{\alpha 2} + (f_{\beta 1} - f_{\beta 2}) f_{\alpha 3}} (8) \\ t_3 = T_s - t_1 - t_2 \end{cases}$$

其中,T。为开关周期。

 t_1

图2给出了理想情况下,输出电压矢量序列作



图 2 电压矢量序列作用下的电流变化情况



用时一个采样周期内输出电流 i_{α} 和 i_{β} 的变化情况。 图中根据最小开关损耗的原则,采用零矢量集中的 实现方法,将输出电压序列中 v_1 和 v_2 的作用时间 t_1 和 t_2 平分,然后分别作用在一个开关周期的首端和 末端。

在三电平并网逆变器中除了需考虑输出电流的 控制外,还要考虑中点电压的平衡。在每个小扇区 内选择 2 种不同的开关序列以对中点电压产生不同 的影响,定义其中一种开关序列类型为 P 型,另一种 开关序列类型为 N 型^[12]。尽管 P 型和 N 型开关序 列对中点电压产生的影响不同,但是它们对 *k*+1 时 刻输出电流的影响是相同的。表 1 以大扇区 I 为 例,给出了其中的开关序列组合。

表1 大扇区 | 内的开关序列

Table 1	Switching sequences in large sector $\ I$	
扇区	序列类型	开关序列
T	P 型	000-P00-PP0
1	N 型	000-00N-0NN
Ш	P 型	PNN-PON-POO
	N 型	PON-PNN-ONN
Ш	P 型	PON-POO-PPO
	N 型	PON-OON-ONN
IV	P 型	PON-PPN-PPO
	N 型	PPN-PON-OON

在开关序列的作用下,对应的 k+1 时刻中点电 位偏移量为:

$$u_{o}(k+1) = \frac{1}{C} \sum_{i=1}^{3} t_{i}(|S_{iA}||i_{A}+|S_{iB}||i_{B}+|S_{iC}||i_{C}|) + u_{o}(k)$$
(9)

其中, S_{iA} 、 S_{iB} 、 S_{iC} 分别为A、B、C 三相桥臂的开关状态, 且 $S_{ix}(x=A,B,C) \in \{-1,0,1\}; u_o = u_{c2} - u_{c1},$ 为中 点电位偏移量, u_{c1} 和 u_{c2} 分别为上、下2个电容的电 压;C为单个电容值。

传统 FCS-MPC 在一个开关周期内只选出一个 最优的开关状态作用于三电平并网逆变器,为了方 便分析和对比,这里直接给出传统三电平并网逆变 器 FCS-MPC 的目标函数^[20]为:

 $J_0 = (E_{\alpha} - f_{\alpha i} T_s)^2 + (E_{\beta} - f_{\beta i} T_s)^2 + \lambda u_o^2(k+1) \quad (10)$ 其中, λ 为中点电压平衡的权重。

由上文分析可知,在开关序列的作用下,当以电 流跟踪误差最小为目标时,三电平并网逆变器预测 最优开关序列控制的目标函数为:

$$J = \sum_{i=1}^{3} \left[\left(E_{\alpha} - f_{\alpha i} t_{i} \right)^{2} + \left(E_{\beta} - f_{\beta i} t_{i} \right)^{2} \right] + \lambda u_{o}^{2} (k+1) \quad (11)$$

如果在三电平并网逆变器预测最优开关序列控制中采用遍历式的寻优方式,需要对48组开关序列进行式(3)、(8)—(11)的计算。与传统 FCS-MPC相比,该控制策略不仅会使每个采样周期遍历式查

找的内容由 25 个开关状态增加为 48 组开关序列, 而且增加了求解开关序列作用时间的计算。并且通 用数字信号处理器(DSP)中没有硬件除法器,会导 致计算开关序列中每个开关状态作用时间的计算量 变得很大。此外,预测最优开关序列控制的目标函 数以及中点电压平衡的计算量也比 FCS-MPC 大。 为了减少计算量、提高稳态性能,本文提出了一种改 进寻优策略后三电平并网逆变器 CSF-MPC 策略。

2.2 改进寻优策略后三电平并网逆变器 CSF-MPC 策略

在开关序列对应的输出电压矢量序列的作用下,一个采样周期内三电平逆变器输出电流 i_{α} 和 i_{β} 的变化情况,可由每个电压矢量作用下输出电流的变化率得到:

$$\begin{cases} i_{\alpha}(k+1) = i_{\alpha}(k) + \sum_{i=1}^{3} f_{\alpha i} t_{i} \\ i_{\beta}(k+1) = i_{\beta}(k) + \sum_{i=1}^{3} f_{\beta i} t_{i} \\ T_{s} = \sum_{i=1}^{3} t_{i} \end{cases}$$
(12)

由图 2 以及输出电压矢量和电流的线性关系可 以看出,电压矢量序列的输出效果可视为一个虚拟 电压矢量的输出,假设三电平并网逆变器存在一个 虚拟的理想输出电压矢量 \tilde{v} ,且 \tilde{v} 能够有效跟踪参 考电流,那么与式(3)对应的电流变化率为:

$$\begin{cases} \widetilde{f}_{\alpha} = \frac{i_{\alpha ref}^{*}(k+1) - i_{\alpha}(k)}{T_{s}} \approx \frac{d\widetilde{i}_{\alpha}}{dt} \Big|_{v_{\alpha}} = \widetilde{v}_{\alpha} \\ \widetilde{f}_{\beta} = \frac{i_{\beta ref}^{*}(k+1) - i_{\beta}(k)}{T_{s}} \approx \frac{d\widetilde{i}_{\beta}}{dt} \Big|_{v_{\beta}} = \widetilde{v}_{\beta} \end{cases}$$
(13)

将式(5)、(12)和(13)整理后,可求得一个 周期内输出电压矢量序列作用下输出误差的平 方和为:

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^{3} E_{\alpha i}^{2} = \sum_{i=1}^{3} \left[\left(\tilde{f}_{\alpha} - f_{\alpha i} \right) t_{i} \right]^{2} \\ \sum_{i=1}^{3} E_{\beta i}^{2} = \sum_{i=1}^{3} \left[\left(\tilde{f}_{\beta} - f_{\beta i} \right) t_{i} \right]^{2} \end{cases}$$
(14)

其中, *E*_{ai}和 *E*_{βi}为每个电压矢量作用下对应的输出 电流误差。

对式(11)、(14)进行整理后可得:

$$J = \sum_{i=1}^{3} \left(E_{\alpha i}^{2} + E_{\beta i}^{2} \right) + \lambda u_{o}^{2}(k+1)$$
 (15)

当预测电流控制中以电流的跟踪为首要任务时,在忽略中点电压平衡的条件下,可先令 λ = 0。 最后再进行中点电压平衡的任务,由此可得:

$$J = \sum_{i=1}^{3} \left(E_{\alpha i}^{2} + E_{\beta i}^{2} \right)$$
(16)

式(16)表明,可通过寻找离 \tilde{v} 最近的电压矢量 序列调整 3 个电压矢量的作用时间,得到等效的理 想输出电压矢量 \tilde{v} 。即通过这种方式,得到使目 标函数 J 最小的最优输出电压矢量序列及其作用 时间。故在 CSF-MPC 策略中,先对理想输出电压矢 量 \tilde{v} 所在的大扇区以寻优的方式进行定位,再对其 所处的小扇区以同样的方式进行定位,最后利用目 标函数选取 P 型或 N 型开关序列平衡中点电压。

定义三电平逆变器空间矢量图中,6个大扇区 中每个扇区的中心矢量如图 3 所示。以图 3 中的理 想电压矢量 \tilde{v} 为例进行说明, v_{I} 、 v_{II} 、 v_{II} 、 v_{V} 、 v_{V} 、 v_{V} 分别为大扇区 I、II、III、IV、V、VI的中心矢量, 它们是所在大扇区 3 个顶点对应矢量的算术平均 值,矢量的末端位于大扇区三角形的重心。



图 3 大扇区的中心矢量



由三角形的余弦定理可从几何上证明,图 3 中 理想输出电压矢量 **v** 与大扇区 I 中心矢量之差的 模,是它与所有大扇区中心矢量之差的模中最小的。 故利用每个大扇区对应的中心矢量,可得理想输出 电压矢量 **v**所在的大扇区,即得到选择最优开关序 列所在大扇区的目标函数为:

$$J' = (E_{\alpha} - \bar{f}_{\alpha i} T_{s})^{2} + (E_{\beta} - \bar{f}_{\beta i} T_{s})^{2}$$
(17)

$$\begin{cases} \bar{f}_{\alpha i} = \frac{\mathrm{d}i_{\alpha i}}{\mathrm{d}t} \bigg|_{\bar{v}_{l\alpha}} = \frac{v_{\alpha 0} + v_{l\alpha i} + v_{l\alpha (i+1)}}{3} \\ \bar{f}_{\beta i} = \frac{\mathrm{d}i_{\beta i}}{\mathrm{d}t} \bigg|_{\bar{v}_{l\beta}} = \frac{v_{\beta o} + v_{l\beta i} + v_{l\beta (i+1)}}{3} \end{cases}$$
(18)

其中, $\boldsymbol{v}_0 = \boldsymbol{v}_{a0} + j \boldsymbol{v}_{\beta 0}$ 为零矢量对应的电压矢量; $\boldsymbol{v}_{li} = \boldsymbol{v}_{lai} + j \boldsymbol{v}_{l\beta i}, \boldsymbol{v}_{l(i+1)} = \boldsymbol{v}_{la(i+1)} + j \boldsymbol{v}_{l\beta(i+1)}$ 为大矢量对应的电压矢量。

通过求取 J'的最小值,可求得理想输出电压矢量 \tilde{v} 所在的大扇区。同理,可求得理想输出电压矢量 \tilde{v} 所在的小扇区:

sector(i) =

$$\operatorname{argmin}\left[\left(E_{\alpha}-\widetilde{f}_{\alpha i}T_{s}\right)^{2}+\left(E_{\beta}-\widetilde{f}_{\beta i}T_{s}\right)^{2}\right]\Big|_{i=1,2,\cdots,6}$$
(19)

$$\begin{cases} \widetilde{f}_{\alpha i} = \frac{\mathrm{d}i_{\alpha i}}{\mathrm{d}t} \bigg|_{\widetilde{v}_{\alpha}} = \frac{\boldsymbol{v}_{\alpha i} + \boldsymbol{v}_{\alpha (i+1)} + \boldsymbol{v}_{\alpha (i+2)}}{3} \\ \widetilde{f}_{\beta i} = \frac{\mathrm{d}i_{\beta i}}{\mathrm{d}t} \bigg|_{\widetilde{v}_{\beta}} = \frac{\boldsymbol{v}_{\beta i} + \boldsymbol{v}_{\beta (i+1)} + \boldsymbol{v}_{\beta (i+2)}}{3} \end{cases}$$
(20)

其中, $v_i = v_{\alpha i} + j v_{\beta i}$ 、 $v_{i+1} = v_{\alpha(i+1)} + j v_{\beta(i+1)}$ 、 $v_{i+2} = v_{\alpha(i+2)} + j v_{\beta(i+2)}$ 为小扇区内的开关序列对应的输出电压矢量。尽管小扇区中的 P 型和 N 型开关序列对中点电压影响不同,但是对应的输出电压矢量相同,而它们的算术平均值就是每个小扇区的中心矢量。

通过式(19)和(20)得到的最优开关序列,即为 所在小扇区内的 P 型或 N 型开关序列。由于它们 对中点电压平衡的影响刚好相反,2 个开关序列中 使得控制中点电压平衡的目标函数 J"最小的,即为 最优开关序列,目标函数 J"为:

$$J'' = \left[\frac{1}{C}\sum_{i=1}^{3} t_{i}(|S_{iA}|i_{A} + |S_{iB}|i_{B} + |S_{iC}|i_{C}) + u_{o}(k)\right]^{2}$$
(21)

综合以上分析,得到的三电平并网逆变器 CSF-MPC 流程图见附录中图 A2。首先,将 2 个相邻的大 矢量的 6 个不同组合代入式(17)和(18)中,通过令 J'取最小值得到理想输出电压矢量所在的大扇区; 然后,将大扇区中 4 个小扇区的开关序列对应的电 压矢量代入式(19)、(20),得到理想输出电压矢量 所在的小扇区;最后,利用式(8)求得小扇区中 P 型 和 N 型 2 种开关序列 $\{S_{1p}, S_{2p}, S_{3p}\}$ 、 $\{S_{1n}, S_{2n}, S_{3n}\}$ 对 应的最优作用时间 $\{t_{1p}, t_{2p}, t_{3p}\}$ 、 $\{t_{1n}, t_{2n}, t_{3n}\}$,并将 其代入式(21),得到令 J"取得最小值的最优开关 序列。

由 CSF-MPC 流程图可知, CSF-MPC 的寻优策 略在每个采样周期内只需要 10 个计算周期,而且求 取开关序列作用时间的除法运算只在目标函数 J" 的计算中出现 2 次,远少于 2.1 节中预测最优开关 序列控制采用遍历式寻优策略所需的 48 个计算周 期。通过软件 CCS6.1.3 测取采用传统的 FCS-MPC 以及所提的 CSF-MPC 在各控制周期内控制策略运 行所需的时钟周期数。采用的控制策略运 行所需的时钟周期为 6.67 ns,传统的 FCS-MPC 在一个控制周期内使用了 13 231 个时钟 周期(即 0.088 25 ms)来获得最优开关状态;采用本 文所提的 CSF-MPC 只使用了 8 656 个时钟周期(即 0.057 74 ms)来获得最优开关序列,所使用的时钟周 期减少了 34.6%,有效减少了算法的计算量。

3 仿真结果

3.1 仿真与实验参数

为了验证三电平并网逆变器 CSF-MPC 的可行 性与优越性,将其与 FCS-MPC 进行了仿真和实验的 对比。控制策略采用一个开关周期采样 1 次的方 式,采样频率和开关频率均为 10 kHz。采样周期与 开关周期的关系见附录中图 A3。网侧线电压 220 V 经过 Y/△隔离变压器得到,其他仿真与实验系统的 具体参数见附录中表 A1。

3.2 仿真分析

在 MATLAB/Simulink 工具箱中搭建了三电平 并网逆变器 FCS-MPC 和 CSF-MPC 系统的仿真模 型。在 0.02 s 时给定 α 轴和 β 轴的参考电流 i_{aref}^* = 10 cos(ωt) 和 i_{Bref}^* = 10 sin(ωt)。采用 FCS-MPC 与 CSF-MPC 策略控制的逆变器稳态时输出的线电压 U_{ab} 及其谐波频谱见附录中图 A4 和 A5。图 4、图 5 分别为采用 FCS-MPC、CSF-MPC 策略控制的逆变器 稳态时输出的 A 相电流及其谐波频谱。由 A 相电 流可明显看出,CSF-MPC 输出电流波形具有比 FCS-MPC 输出电流波形更加正弦化的优点。另外,CSF-MPC 电流谐波畸变率为 1.63%,低于传统 FCS-MPC 的 3.96%。在电流谐波的分布上,传统 FCS-MPC 谐 波分布广,低次谐波含量高,这是由开关频率不固定











引起的;而 CSF-MPC 具有开关频率恒定的优点,能 有效减少低次谐波的含量。但与 PI 控制的 SVPWM 方法相比,所提方法的电流 FFT 中仍含有较多的低 次谐波,这也是笔者需进一步研究、解决的问题。

FCS-MPC 和 CSF-MPC 在 0.081 5 s 时将给定值 i_{aref}^* 和 i_{pref}^* 的幅值由原来的 5 A 突增为 10 A 的仿真对 比见附录中图 A6。在电流给定值突增时,CSF-MPC 的动态响应时间比 FCS-MPC 慢 0.2 ms。通过多次 仿真发现,CSF-MPC 动态响应速度只比传统 FCS-MPC 低不到 10%。因此,可以认为 CSF-MPC 不但 基本保留了 FCS-MPC 良好的动态性能,且相较于 PI 控制的 SVPWM 方法,仍具有动态性能上的优势。

综上仿真结果表明,相比于 FCS-MPC, CSF-MPC 实现了恒定开关频率,具有更好的稳态性能、 更低的输出电流谐波畸变率。

4 实验结果

实验用 DSP 控制芯片为 TMS320F28335,采用 的 IGBT 为 IKW50N60T,用 EPM570T144C5N 型复杂 可编辑逻辑器件(CPLD)设置死区时间为 3 μs,通过 电能质量分析仪 Fluke435 测出输出电流频谱。

图 6(a)为 FCS-MPC 给定值 $i_{\alpha ref}^*$ 和 $i_{\beta ref}^*$ 的幅值由



5 A 突增为 10 A 时 A 相输出电流和电压的波形,图 6(b)为 CSF-MPC 给定值 i_{aref}^* 和 i_{\betaref}^* 的幅值由 5 A 突 增为 10 A 时 A 相输出电流和电压的波形;图 6(c) 为 FCS-MPC 给定电流突增时直流母线电压波形,图 6(d)为 CSF-MPC 给定电流突增时直流母线电压波 形。通过图 6 可看出,所提 CSF-MPC 比传统 FCS-MPC 动态响应略慢,这是由于动态响应过程不是在 一个控制周期内完成的,而 MPC 只能选择该周期内 的最优开关状态或者开关序列。FCS-MPC 输出的 电压矢量产生了更大的电流增量,动态响应速度更 快。尽管如此,CSF-MPC 依然拥有 MPC 良好的动 态性能。且由图 6(c)、图 6(d)可看出,FCS-MPC、 CSF-MPC 都能有效地平衡直流母线中点电压。

图 7(a)为 FCS-MPC 稳态电流频谱图,图 7(b) 为 CSF-MPC 稳态电流频谱图。图 7(a)中电流谐波 畸变率为 4.8%,图 7(b)中电流谐波畸变率为 2.5%, 由此可见,CSF-MPC 策略总电流谐波畸变率要小于 FCS-MPC。



Fig.7 Steady-state experimental results of system

5 结论

为了解决传统 FCS-MPC 策略在三电平并网逆 变器中开关频率不固定的问题,本文将两电平逆变 器中的预测最优开关序列控制引入三电平并网逆变 器中。同时,针对预测最优开关序列控制计算量庞 大的问题,对三电平并网逆变器预测最优开关序列 控制中的寻优策略进行了改进,最终以预测电流控 制为例提出了 CSF-MPC。仿真和实验的结果验证 了 CSF-MPC 相比于传统 FCS-MPC 的优越性:CSF-MPC 策略相比于传统 FCS-MPC 的优越性:CSF-MPC 策略相比于传统 FCS-MPC 策略有效减少了控 制策略的计算量,改善了电流频谱的分布,实现了恒 定开关频率,降低了输出滤波器设计的难度;CSF-MPC 在具有较为良好的动态性能的条件下,提高了 三电平并网逆变器的稳态性能,能有效降低了输出 电流谐波畸变率。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

参考文献:

[1]罗德荣,周小艳,姬小豪,等. 基于虚拟磁链的 PWM 整流器模型预测直接功率控制[J]. 电力自动化设备,2017,37(12):123-129.

LUO Derong, ZHOU Xiaoyan, JI Xiaohao, et al. Virtual-flux-based model predictive direct power control for PWM rectifiers[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(12):123-129.

- [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.
 FANG Gang,YANG Yong,LU Jinjun, et al. Resonance suppression method of high impedance power grid for three-phase photovoltaic grid-connected inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018,38(2):109-116.
- [3] 吕建国, 吴馥云, 胡文斌, 等. 动态搜索调节调制波偏置的 SPWM 三电平逆变器中点电压平衡控制方法[J]. 电力自动化 设备,2015,35(12):73-79.

LÜ Jianguo, WU Fuyun, HU Wenbing, et al. Modulation wave offset adjustment by dynamic search to balance neutral-point voltage of three-level SPWM inverter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(12):73-79.

- [4]申张亮,郑建勇,梅军. 基于改进虚拟空间矢量调制方法的中点 箝位型三电平逆变器电容电压平衡问题[J]. 电力自动化设 备,2011,31(3):79-84.
 SHEN Zhangliang, ZHENG Jianyong, MEI Jun. Capacitor potential balancing of neutral-point clamped three-level inverter based on improved virtual space vector PWM[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(3):79-84.
- [5] SONG Z, XIA C, LIU T. Predictive current control of three-phase grid-connected converters with constant switching frequency for wind energy systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013,60(6):2451-2464.
- [6]尚磊,孙丹,胡家兵,等. 三相电压型并网逆变器预测直接功率 控制[J].电工技术学报,2011,26(7);216-222.
 SHANG Lei, SUN Dan, HU Jiabing, et al. Predictive direct power control of three-phase grid-connected voltage-sourced inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011,26(7);216-222.
- [7] PANTEN N, HOFFMANN N, FUCHS F W. Finite control set model predictive current control for grid-connected voltage-source converters with LCL filters; a study based on different state feedbacks[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(7):5189-5200.
- [8] ZHANG Y, QU C. Model predictive direct power control of PWM rectifiers under unbalanced network conditions [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(7):4011-4022.
- [9] 沈坤,章兢,王坚. 一种多步预测的变流器有限控制集模型预测 控制算法[J]. 中国电机工程学报,2012,32(33):37-44.
 SHEN Kun,ZHANG Jing, WANG Jian. A model predictive control scheme of multi-step prediction finite control set for converters[J].
 Proceedings of the CSEE,2012,32(33):37-44.
- [10] VARGAS R, CORTES P, AMMANN U, et al. Predictive control of a three-phase neutral-point-clamped inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(5): 2697-2705.
- [11] RIAR B S, SCOLTOCK J, MADAWALA U K. Model predictive di-

rect slope control for power converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3):2278-2289.

- [12] 高道男,陈希有.一种改进的永磁同步电机模型预测控制[J].
 电力自动化设备,2017,37(4):197-202.
 GAO Xiaonan, CHEN Xiyou. Improved model predictive control of permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Power Automation Equipment,2017,37(4):197-202.
- [13] VAZQUEZ S, MARQUEZ A, AGUILERA R, et al. Predictive optimal switching sequence direct power control for grid-connected power converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(4):2010-2020.
- [14] DONOSO F, MORA A, CARDENAS R, et al. Finite-set model predictive control strategies for a 3L-NPC inverter operating with fixed switching frequency [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(5); 3954-3965.
- [15] SEBAALY F, KANAAN H Y. New voltage vector generation method for a MPC algorithm with constant switching frequency operation [C]//2017 IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics(ISIE). Edinburgh, UK: IEEE, 2017:1692-1698.
- [16] SEBAALY F, VAHEDI H, KANAAN H Y, et al. Model predictive controller with fixed switching frequency for a 3L-NPC inverter[C]// IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Florence, Italy: IEEE, 2016;6506-6511.
- [17] RAFAL G. Predictive control of three-level DC/AC inverter fed PMSM with torque ripple minimization and constant switching frequency[C]//2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications(EPE'17 ECCE Europe). Warsaw, Poland; IEEE, 2017;1-9.
- [18] MA J, SONG W, WANG X, et al. Low-complexity model predictive control of single-phase three-level rectifiers with unbalanced load

[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(10):8936-8947.

- [19] STOLZE P, LANDSMANN P, KENNEL R, et al. Finite-set model predictive control with heuristic voltage vector preselection for higher prediction horizons [C] // Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications. Birmingham, UK:IEEE, 2011:1-9.
- [20] 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.

作者简介:



程建材(1995—), 男, 四川泸县人, 硕 士研究生, 主要研究方向为电力电子变换器 及其控制技术(E-mail: cheng. jc @mail. scut. edu.cn);

康龙云(1961—),男,吉林延吉人,教授,博士,主要研究方向为电力电子技术在新 能源、电动汽车驱动中的应用(E-mail:lykang@

scut.edu.cn);

胡毕华(1987—),男,湖南安化人,博士研究生,主要研究 方向为电力电子变换器及其控制技术(E-mail:ephubihua2015@ mail.scut.edu.cn);

冯元彬(1993—),男,福建宁德人,硕士研究生,主要研究 方向为电力电子变换器及其控制技术(E-mail:201621011707@ mail.scut.edu.cn)。

Model predictive control with constant switching frequency of three-level grid-connected inverter

CHENG Jiancai^{1,2}, KANG Longyun^{1,2}, HU Bihua^{1,2}, FENG Yuanbin^{1,2}

(1. School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China;

2. Key Laboratory of Clean Energy Technology of Guangdong Province,

South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

Abstract: Traditional FCS-MPC (Finite Control Set Model Predictive Control) cannot provide a constant switching frequency, which brings huge difficulties to the design of output filter. To address this issue, a CSF-MPC (Constant Switching Frequency Model Predictive Control) for three-level grid-connected inverters is proposed. The proposed algorithm applies the predicted optimal switch sequence control to three-level grid-connected inverters, and improves its optimization strategy. This improved method is to locate the small sector where the optimal switching sequence is located by searching the center vector that minimizes the objective function. The simulative and experimental results show that the proposed strategy can not only provide fixed frequency with reduced computation cost, but also exhibit satisfactory static and dynamic performance.

Key words: three-level grid-connected inverter; model predictive control; constant switching frequency; switching sequence; center vector



图 A1 三电平逆变器空间矢量图











Fig.A2	Flowchart	of CSF-MI	? C
--------	-----------	-----------	------------

表 A1 仿真与实验系统参数

Table A1 Parameters of simulation and experimental Syste				
系统参数	数值			
滤波器电感/mH	5			
直流侧电容/µF	1000			
直流侧电压/V	350			
电网线电压/V	220			
采样频率/kHz	10			
开关频率/kHz	10			



