开关减少的新型多电平变换器及其MPC设计

郑凯[1]，陈力[2]，文承家[1]
（1.国网重庆市电力公司检修分公司，重庆 400039；
2.国网重庆电力公司，重庆 400039）

摘要：针对低成本、高输出电能质量的电能变换需求，设计了一种开关数量减少的新型多电平变换器及其有限集模型预测控制器（MPC）。新型多电平变换器采用了两级变换，前级直流变换器产生了可变直流电压供后级逆变，从而可产生多电平输出。和传统多电平变换器拓扑相比，在实现多电平输出的同时，大量减少了开关器件数量。前级直流变换器采用模块化设计，通过配置不同子模块数量可得到不同的电平数。考虑到传统的调制策略不适用于此新型多电平变换器，故在对电路工作原理和开关状态分析的基础上，推导了系统预测模型并设计了用于整体控制的有限集MPC。利用构建的样机开展了实验，实验结果验证了新型多电平变换器及其MPC的可行性和输出性能。

关键词：多电平变换器；开关减少；可变直流电压；模型预测控制
中图分类号：TM46 **文献标识码**：A **DOI**：10.19457/j.1001-2095.dqcd22215

Design of a Novel Reduced Switches Multilevel Converter with MPC

ZHENG Kai[1]，CHEN Li[2]，WEN Chengjia[1]
（1.*Power Grid Maintenance Branch of Chongqing Electric Power Corporation of State Grid*，*Chongqing* 400039，*China*；2. *State Grid Chongqing Electric Power Company*，*Chongqing* 400039，*China*）

Abstract: Aiming at the requirements of low cost and high output quality power conversion, a novel multilevel converter with reduced number of switches and its finite set model predictive controller (MPC) were designed. The two-stage conversion was adopted in the new multilevel converter. The variable DC voltage was produced from the previous-stage DC converter for the subsequent-stage inverter, so as to generate multi-level output. Compared with the traditional multilevel converter topology, the number of switching devices was greatly reduced, while the multilevel output was achieved at the same time. Modular design was adopted in the previous-stage DC converter, and different voltage levels could be obtained by configuring different numbers of sub-modules. Considering that the traditional modulation strategy is not suitable for this new multilevel converter, the system prediction model was derived based on the analysis of the circuit operating principle and switch states, and the finite set model predictive control (MPC) was designed for overall control. Experiments were carried out using the constructed prototype. The experimental results verify the feasibility and output performance of the new multilevel converter with MPC.

Key words: multilevel converter; reduced switches; variable direct current (DC) voltage; model predictive control (MPC)

三相逆变器是目前工业领域使用最为广泛的电能变换装置之一，如新能源接入并网、微电网、不间断电源和电机驱动等[1-4]。其中两电平三相全桥拓扑应用最多，但受限于功率器件的电压等级，其主要用于低压场景，并在开关频率（涉及效率）、无源滤波器尺寸（涉及体积重量）和输出电能质量（涉及并网标准）之间进行设计折衷。另一方面，对于中高压场景，众多学者提出了各

基金项目：重庆市科技重大主题专项重点示范项目（cstc2018jszx-cyztzxX0014）
作者简介：郑凯（1974—），男，硕士，高级工程师，Email：zhhekaai586@126.com

类多电平拓扑以克服器件电压等级的限制,如中点钳位型拓扑[5]、级联H桥型[6]、T型拓扑[7]、飞跨电容型拓扑[8]、有源中点钳位型拓扑[9]和模块化多电平拓扑[10]等。此外,多电平拓扑还可降低开关频率使效率提高,以及多电平输出提高电能质量的优点。绝大部分多电平变换器的主要目的是实现中压接入运行,而功率通常可达MW级。

与此同时,多电平变换器在低压领域应用也逐渐增多,尤其是在风电和光伏等新能源接入电能变换装置[11-12]中。由于功率器件电压等级通常可覆盖低压范围,故多电平应用的主要目的是提高电能质量、降低滤波器体积和提升效率等。但传统多电平拓扑的代价是功率开关器件数量的增加,考虑到低压应用的成本局限,故减小开关数量的多电平拓扑是一个研究热点[13-15]。同时,开关数量的减少除了成本优势以外,还将带来更低的故障率和更高的功率密度。对此,本文设计了一种开关减少的多电平变换器(reduced switches multi-level converter,RSMC),其中前级直流变换产生了多种直流电压电平,后级逆变器各桥臂则可共享前端可变直流电压,从而输出多电平。前级直流变换采用模块化设计,通过配置不同子模块数量可得到不同的电平数。由于传统调制策略不适用于RSMC,故设计了模型预测控制(model predictive control,MPC)策略。MPC是一种和电力电子混杂系统数学上紧密联系的控制策略,其实施简单,通过目标优化问题求解可同时处理复杂电力电子装置的多控制目标,同时可接受系统各类约束,故随着芯片技术发展得到了越来越多的研究[16-20]。在RSMC中应用MPC,可实现灵活的控制调节。

1　RSMC的电路拓扑

RSMC的电路拓扑包含有两级,前级为直流变换器,后级为三相逆变器,图1给出了五电平配置,其中前级直流变换器包含有3个子模块,当模块增加时可输出更多电平数。

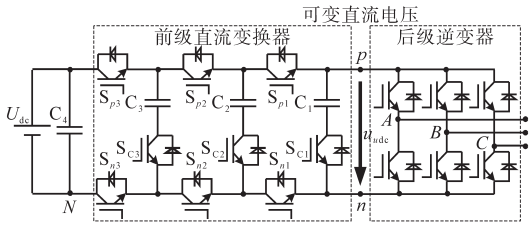


图1　五电平RSMC电路拓扑

Fig.1　Circuit topology of the five-level RSMC

图2为前级直流变换子模块电路拓扑。

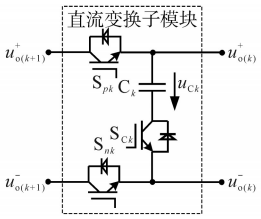


图2　前级直流变换子模块电路拓扑

Fig.2　Circuit topology of the previous-stage DC converter submodule

由图2可知,子模块包含了3个功率开关器件和1个电容器,通过设置不同的开关状态组合,可将子模块的电容电压正反叠加至前端直流输入,或将其旁路。后级逆变器则可根据不同输入直流电压配置输出相电压。逆变器还可进一步采用多电平拓扑,但会导致电路过于复杂,为了简便,本文使用了标准两电平拓扑三相逆变器。

1.1　开关状态分析

图2中直流变换子模块3个开关S_{pk},S_{nk}和S_{Ck}取不同开关状态时,输出电压$u^{+}_{o(k)}$,$u^{-}_{o(k)}$与前端电压$u^{+}_{o(k+1)}$,$u^{-}_{o(k+1)}$和内部电容电压u_{Ck}的关系列于表1,其中"1"和"0"代表开关导通和断开。

表1　直流变换子模块开关状态分析

Tab.1　Switching states analysis of the DC converter submodule

开关状态			输出电压	
S_{pk}	S_{nk}	S_{Ck}	$u^{+}_{o(k)}$	$u^{-}_{o(k)}$
1	1	0	$u^{+}_{o(k+1)}$	$u^{-}_{o(k+1)}$
0	1	1	$u^{+}_{o(k+1)}+u_{Ck}$	$u^{-}_{o(k+1)}$
1	0	1	$u^{+}_{o(k+1)}$	$u^{-}_{o(k+1)}-u_{Ck}$

表1显示每个子模块都包含有3个开关状态,故图1中直流变换器的开关状态有3^3=27个。对于后级两电平三相逆变器,每相桥臂上下开关以互补方式工作,当桥臂上开关导通时,下开关则断开,以避免直流侧短路。由于每相有2个开关状态,故后级逆变器总的开关状态为2^3=8个。综上,RSMC的总开关状态数由前级直流变换器的开关状态数和后级逆变器的开关状态数相乘得到。对于图1中五电平RSMC,总开关状态数为27×8=216。与传统多电平变换器类似,从最终输出电压来看,存在一些冗余的开关状态,这有利于直流变换子模块的电容电压控制。在前级直流变换器的27个开关状态中,存在10个有效开关状态,对应存在10种输出电压以及17个冗余开关状态。图3为10种有效开关状态的电路拓扑图。

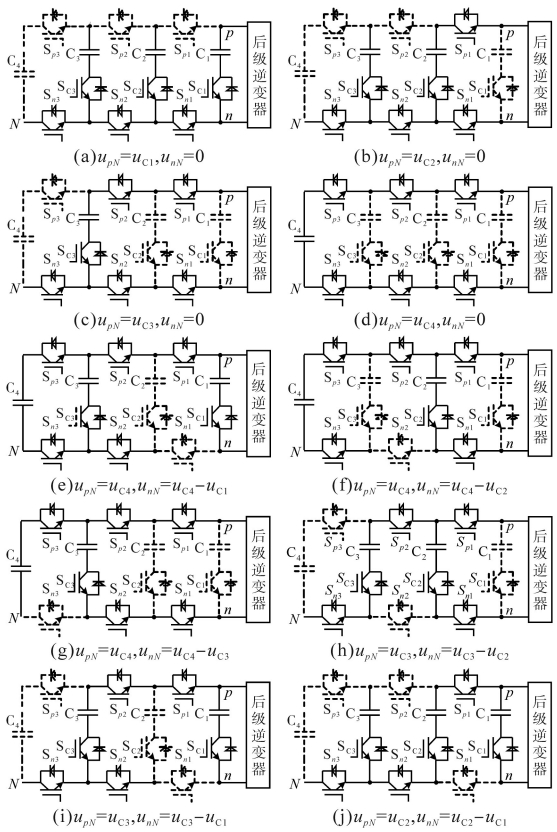


图3　前级直流变换器的有效开关状态和对应输出电压

Fig.3　Effective switching states and corresponding output voltage of the previous-stage DC converter

为了以相同的du/dt产生五个电压电平，前级直流变换子模块内部电容电压须遵循以下规律：$u_{C4}:u_{C3}:u_{C2}:u_{C1}=4:3:2:1$，$u_{C4}=U_{dc}$。如图4所示为五电平RSMC输出216个电压矢量的空间矢量图，5类不同矢量的幅值大小（0，$U_{dc}/6$，$U_{dc}/3$，$U_{dc}/2$，$2U_{dc}/3$）对应冗余数量为（54，18·6=108，6·6=36，2·6=12，1·6=6）。

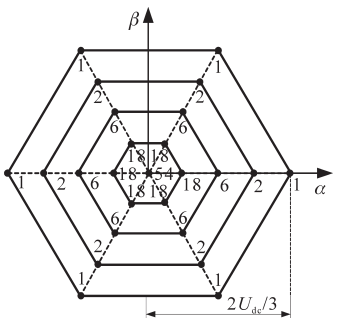


图4　五电平RSMC的空间矢量图

Fig.4　Space vector diagram of the five-level RSMC

1.2　系统约束

RSMC最重要的系统约束是不同电路元件的电压等级，其中直流变换子模块中功率开关器件的最大阻断电压取决于$u^{+}_{o(k+1)}$，是一个随子模块不同而有所变化的量，计算式为

$$U_{block}(S_{yk})=U_{dc}-u_{Ck} \tag{1}$$

式中：U_{block}为开关器件的最大阻断电压；下标$k\in\{1,2,3\}$，$y\in\{p,n,C\}$。

逆变器开关器件的U_{block}即为直流侧输入电压。表2汇总了五电平RSMC不同开关器件的最大阻断电压值。

表2　五电平RSMC中开关最大阻断电压

Tab.2　Maximum switching blocking voltage of the five-level RSMC

开关	最大阻断电压U_{block}
S_{p3}，S_{n3}，S_{C3}	$U_{dc}/4$
S_{p2}，S_{n2}，S_{C2}	$U_{dc}/2$
S_{p1}，S_{n1}，S_{C1}	$3U_{dc}/4$
S_{ap}，S_{an}，S_{bp}，S_{bn}，S_{cp}，S_{cn}	U_{dc}

1.3　与传统多电平变换器的对比

为了评估所提出五电平RSMC的优缺点，将其与五电平有源中点钳位变换器（five-level active neutral-point-clamped converter，5LANPC）和五电平飞跨电容变换器（five-level flying capacitor converter，5LFCC）进行了对比。三者均能输出五电平电压，并假设额定功率相同，且使用了电压电流等级相同的功率开关器件。

图5为5LANPC的电路拓扑图[21]，在5LANPC中，内部电容电压保持为总直流电压的1/4，即对于所有$x\in\{A,B,C\}$，有$u_{C1x}=U_{dc}/4$。该电路拓扑相当于在标准三电平ANPC的输出端连接一个额外的飞跨电容，从而该附加飞跨电容电压将使得三相输出电压增加两个附加电平，达到五电平输出。

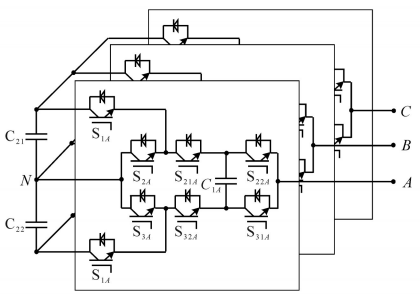


图5　5LANPC的电路拓扑

Fig.5　Circuit topology of the 5LANPC

图6为三相5LFCC的电路拓扑图[22]。5LFCC每相由多个飞跨电容开关子模块级联构建，每个子模块由1个电容和2个以互补模式工作的开关组成。图6所示电路拓扑中每增加1个级联子模块可使最终输出电压增加1个电平，这和RSMC是类似的。因此，为了实现五电平输出，5LFCC中内部子模块电容电压配置也和RSMC保持一

致，即：$u_{C4}:u_{C3}:u_{C2}:u_{C1}=4:3:2:1$，$u_{C4}=U_{dc}$。5LFCC中所有功率开关电压等级相同，为$U_{dc}/4$。

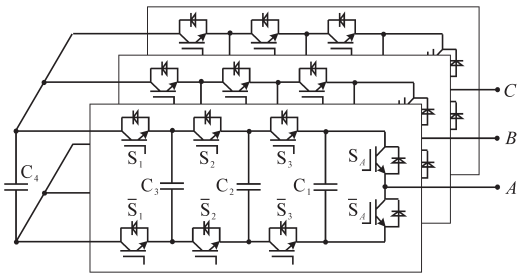


图6　5LFCC的电路拓扑

Fig.6　Circuit topology of the 5LFCC

表3汇总了五电平RSMC，5LANPC和5LFCC所需功率开关器件数量、最大阻断电压、内部电容数量、额定电压和容值（考虑最大电压纹波为5%）。

表3　不同多电平拓扑对比

Tab.3　Comparison of different multilevel topologies

拓扑类型	开关器件数量	最大阻断电压	电容数量	电容容值/μF	电容额定电压
5LANPC	12	$U_{dc}/2$	3	171.4	$U_{dc}/4$
	12	$U_{dc}/4$	—	—	—
5LFCC	24	$U_{dc}/4$	9	171.4	$U_{dc}/4$
	—	—	1	42.9	U_{dc}
五电平RSMC	3	$U_{dc}/4$	1	171.4	$U_{dc}/4$
	3	$U_{dc}/2$	1	85.7	$U_{dc}/2$
	3	$3U_{dc}/4$	1	57.1	$3U_{dc}/4$
	6	U_{dc}	1	42.9	U_{dc}

从表3中可看出，RSMC与传统的多电平拓扑相比，在输出相同电平数的同时，其所需的功率开关器件数量更少，因此称为数量较少的新型多电平变换器。此外，五电平RSMC与5LFCC相比，也只需1/3数量的电容器来使其正常运行。同时由于RSMC输出电平数和其他多电平拓扑是一致的，故输出滤波器的设计是类似的，即在输出电能质量相同时，由于RSMC开关数量的减少将使得变换器的功率密度提升，且成本降低。值得一提的是，5LFCC的主要优点是所有开关器件的最大阻断电压均为最低$U_{dc}/4$，但代价是需配置数量可观和容值较大的电容。而表中显示具有开关最大阻断电压为五电平RSMC，看似是RSMC的主要缺点，但这是因为后级采用了标准两电平三相逆变器导致，实则可根据不同应用将其换成三电平拓扑，从而实现中压接入应用。

2　RSMC的MPC设计

RSMC的控制器的控制目标主要包含两个方面：一是前级直流变换子模块中电容电压的控制；二是后级逆变器输出电流的控制。不同于传统的多电平拓扑结构，五电平RSMC没有可直接使用的调制策略用于变换器控制以生成五电平输出电压，主要原因是前级直流变换子模块的电容上均级联了一个开关。对此，推导了RSMC的数学模型，设计了适用于RSMC的有限集MPC策略。

2.1　数学模型

描述RSMC动态行为的是其输出电压和前级直流变换子模块内部电容电压的方程式。图1中的输出端A，B，C至中性点N的输出相电压可表示为变换器内部电压和开关状态的函数。根据图3中不同开关状态对应的等效电路，可由开关驱动信号找到不同输出电压分量的表达式，如仅当S_{C1}导通且$S_{p1}\neq S_x$时（$x\in\{A, B, C\}$），电容C_1的电压才会并入到输出电压中，这可写为

$$u_{xN}(u_{C1})=u_{C1}S_{C1}(S_x-S_{p1}) \tag{2}$$

而其他电容电压对输出电压影响的表达式也是类似的，如仅当S_{C2}为导通且$S_{p2}\neq S_x$和S_{C1}断开时，电容C_1的电压才会并入到输出电压中。但如果S_{C1}导通，则条件变为$S_{p2}\neq S_{p1}$，这可写为

$$\begin{aligned}u_{xN}(u_{C2})=u_{C2}S_{C2}[&(1-S_{C1})(S_x-S_{p2})+\\&S_{C1}(S_{p1}-S_{p2})]\end{aligned} \tag{3}$$

可进一步推导为

$$u_{xN}(u_{C2})=u_{C2}S_{C2}[S_{C1}(S_{p1}-S_x)+(S_x-S_{p2})] \tag{4}$$

采用相同的分析步骤，可找到所有电容电压、输入直流电压和变换器输出电压的关系式，即输出电压表达式为

$$\begin{aligned}u_{xN}=U_{dc}\{&(1-S_{C3})\{S_{C2}S_{p2}+(1-S_{C2})[S_{C1}(S_{p1}-S_x)+S_x]+S_{p3}S_{C3}\}+\\&u_{C3}S_{C3}\{(1-S_{C2})[S_{C1}(S_{p1}-S_x)+(S_x-S_{p3})]+S_{C2}(S_{p2}-S_{p3})\}+\\&u_{C2}S_{C2}[(S_x-S_{p2})+S_{C1}(S_{p1}-S_x)]+u_{C1}S_{C1}(S_x-S_{p1})\end{aligned} \tag{5}$$

为了预测直流变换子模块内部电容电压，考虑基于电容电流积分进行建模，积分由开关状态和负载相电流的组合进行计算，如下所示：

$$\begin{aligned}u_{C3}=\frac{1}{C_3}\int\sum_{x=A}^{C}\{&S_{C3}\{(1-S_{C2})[S_{C1}(S_x-S_{p1})+\\&(S_{p3}-S_x)]+S_{C2}(S_{p3}-S_{p2})\}i_x\}\,\mathrm{d}t\end{aligned} \tag{6}$$

$$u_{C2}=\frac{1}{C_2}\int\sum_{x=A}^{C}\{S_{C2}[S_{C1}(S_x-S_{p1})+S_{p2}-S_x]i_x\}\,\mathrm{d}t \tag{7}$$

$$u_{C1}=\frac{1}{C_1}\int\sum_{x=A}^{C}[S_{C1}(S_x-S_{p1})i_x]\,\mathrm{d}t \tag{8}$$

式中：i_x为负载相电流。

式(5)~式(8)即为五电平RSMC的动态描述，进一步考虑变换器后端带三相阻感负载，则负载模型为

$$u_{xN} = Ri_x + L\mathrm{d}i_x/\mathrm{d}t + u_{oN} \tag{9}$$

$$u_{oN} = (u_{AN} + u_{BN} + u_{CN})/3 \tag{10}$$

综上，式(5)~式(10)构成了五电平RSMC的数学模型。

2.2 有限集MPC设计

有限集MPC算法的主要优点在于，其概念清晰、便于处理非线性和多控制目标，并具备快速的动态响应。有限集MPC通过在第k个采样周期遍历所有开关状态及其系统状态预测值，得到使成本函数最小的开关状态并在第k+1个采样周期应用。由于有限集MPC算法可直接计算出开关控制信号，故无需调制器，这一特性使其特别适用于无法进行调制器控制或者调制算法特别复杂的变换器，如RSMC。

对于三相五电平RSMC而言，有限集MPC中的预测模型可由前述推导的数学模型式(5)~式(10)离散化得到，而子模块内部电容电压和输出电流为状态变量，开关状态S_{yk}和S_x为控制输入，k∈{1, 2, 3}，y∈{p, n, C}，x∈{A, B, C}。由于每个开关只能取2个值，且开关状态组合数量有限，故只需要进行有限次数的开关状态评估，即将216个开关状态代入离散数学模型来预测系统行为，然后选择使成本函数最小的开关状态进行输出。成本函数是有限集MPC设计中最为重要的环节，其根据RSMC的两个控制目标可定义为

$$g^k = \sum_{x=A}^{C}(i_x^* - i_x^{k+1})^2 + \lambda_1(u_{C1}^* - u_{C1}^{k+1})^2 + \lambda_2(u_{C2}^* - u_{C2}^{k+1})^2 + \lambda_3(u_{C3}^* - u_{C3}^{k+1})^2 \tag{11}$$

式中：上标“*”代表参考值；上标“k+1”代表第k+1个采样周期的变量预测值；λ_1，λ_2和λ_3为权重系数，用于调节不同控制任务的权重。

通过将成本函数中每项除以相应变量对应的额定值可获得归一化的权重系数，使所有变量都具有近似相同的权重。

图7为所设计的有限集MPC框图，图中虚线框①内部为控制策略的状态预测实施，虚线框②内部为所有216种可能的开关状态代入成本函数进行最优开关状态评估，虚线框③内部为在变换器电路中配置电流电压传感器进行直流变换子模块内部电容电压和负载输出电流的测量和采集。

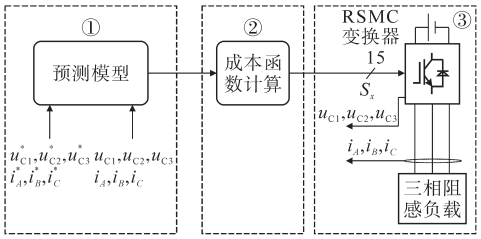


图7　有限集MPC框图

Fig.7　Block diagram of the finite control set MPC

值得注意的是，当需要进一步调高或降低RSMC的电平数时，将增加或减少前级直流变换器中子模块的数量，对应开关状态数也影响增加或减小，但所设计的有限集MPC算法流程不变，只需要根据子模块数量增加或减小预测状态量，并将成本函数权重项相应增加或减小即可。

3 实验验证

为了验证所设计五电平RSMC及其有限集MPC控制策略，制造了小功率样机，搭建了测试平台如图8所示。其中功率开关器件为IGBT(型号为NGTB30N120IHSWG)，电压等级为1 200 V，电流等级为30 A，直流电容和前级直流变换子模块内部电容的容值均为330 μF。有限集MPC由Dspace实时控制平台的MicroLabBox实现。实验系统主要参数为：直流电压U_{dc}=400 V，负载电阻R=16 Ω，负载电感L=30 mH，采样频率为F_s=8 kHz。

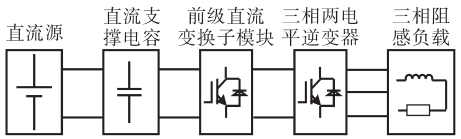


图8　五电平RSMC测试平台

Fig.8　Five-level RSMC test platform

为验证五电平RSMC变换器运行及性能，设计了两组测试，分别是变换器在额定输出电流6 A下的稳态运行测试和电流参考幅值从6 A降至3 A，且相移180°的动态测试。图9为稳态测试结果，其中图9a和图9b给出了一个工频周期20 ms内A相输出电流i_A的波形，以及开关S_{C1}的端电压u_{SC1}波形，S_{C1}位于离直流电容C_4最远端的子模块内部，其在一个工频周期内，需阻断不同的电压，分别为100 V，200 V和300 V，即$U_{dc}/4$，$U_{dc}/2$和$3U_{dc}/4$。图9c为变换器三相输出电流i_A，i_B和i_C的波形，图9d为A相输出相电压u_A，直流电压U_{dc}和子模块电容电压u_{C1}，u_{C2}和u_{C3}的波形。从图中可以看出，有限集MPC算法可实现各个控制目标，即确保前级直流变换子模块电容电压稳定的同

时,实现三相输出电流参考跟踪,且相电压实现了五电平波形。

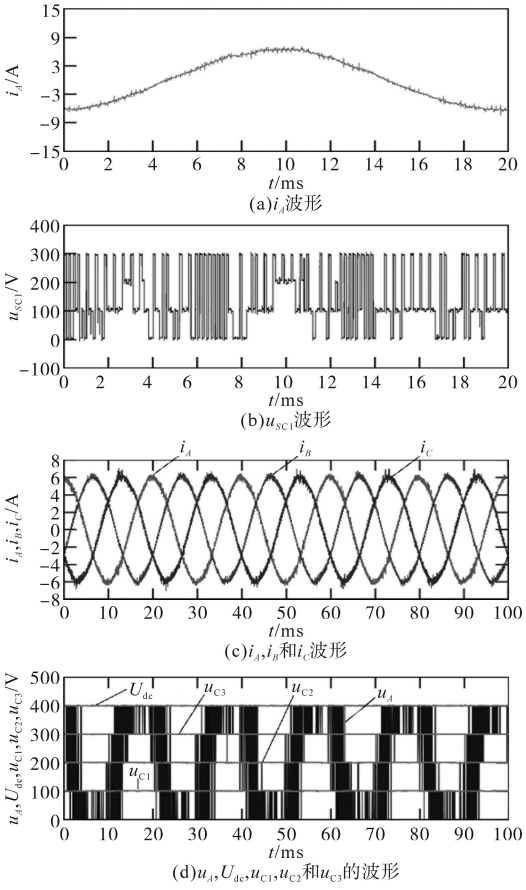


图9　五电平RSMC的稳态实验波形

Fig.9　Steady state experimental waves of the five-level RSMC

图10为动态测试结果,其中电流参考幅值在t=39 ms时从6 A降至3 A,且相移180°,其中图10a为i_A,i_B和i_C的波形,图10b为u_A,U_{dc},u_{C1},u_{C2}和u_{C3}的波形。

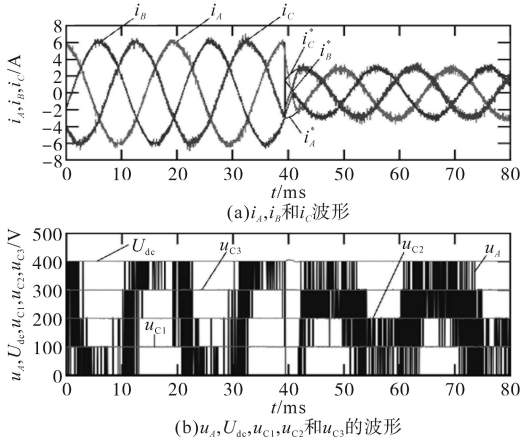


图10　五电平RSMC的动态实验波形

Fig.10　Dynamic experimental waves of the five-level RSMC

由图10可以看出,即使在动态过程中,所设计的有限集MPC控制策略也可以确保各个子模块的电容电压稳定,同时实现了快速的电流动态响应,稳定时间小于3 ms,且无超调,这是由有限集MPC的非线性特性决定的,同时也验证了控制器具备同时处理多个控制目标的能力。

4　结论

为了设计低成本高输出质量的电能变换装置,提出了一种基于多模块前级直流变换的RSMC。其最大的优势就是相对于传统多电平拓扑以数量较小的功率开关器件实现相同的输出电平数。实现RSMC的难点在于控制前级直流变换器各个子模块的电容电压,而传统的PWM调制策略无法适用,为此设计了有限集MPC策略。基于五电平RSMC样机开展了测试,结果表明有限集MPC作用下RSMC输出电流可精确跟踪参考,同时直流变换子模块电容电压可得到精确的平衡控制。进一步的研究方向主要包含两个方面,一是电路拓扑后级逆变器升级为诸如NPC三电平拓扑等多电平拓扑以实现中压接入;另外一方面则是对有限集MPC控制器进行进一步深入研究,开发出更优的控制算法以降低开关频率或固定开关频率,并降低计算量。

参考文献

[1] 陈新,王赟程,龚春英,等.采用阻抗分析方法的并网逆变器稳定性研究综述[J].中国电机工程学报,2018,38(7):2082-2094.
Chen Xin, Wang Yuncheng, Gong Chunying, *et al*. Overview of stability research for grid-connected inverters based on impedance analysis method[J].Proceedings of the CSEE,2018,38(7):2082-2094.

[2] 陈亚爱,赵军伟,周京华,等.单相并网/离网双模式逆变器控制策略综述[J].电气传动,2020,50(5):39-47.
Chen Yaai, Zhao Junwei, Zhou Jinghua, *et al*. Overview of control strategies for single-phase grid-connected/off-grid dual-mode inverters[J].Electric Drive,2020,50(5):39-47.

[3] 凌毓畅,曾江.LCL型并网逆变器的线性自抗扰控制[J].电气传动,2018,48(9):34-41.
Ling Yuchang, Zeng Jiang. Linear active disturbance rejection control for grid-connected inverter with LCL filter[J]. Electric Drive,2018,48(9):34-41.

[4] 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.
Zhou Ke, Liu Bohong, Li Maoqing. Research on improved model predictive control for PV grid-connected inverter[J].Electric Drive,2018,48(11):67-70.

[5] 王金平,翟飞,姜卫东,等.一种全范围内中点电压平衡的中

点钳位型三电平变换器的扩展非连续脉宽调制策略[J].中国电机工程学报，2019，39(6)：1770-1782.
Wang Jinping，Zhai Fei，Jiang Weidong，*et al*. An extended DPWM for neutral point clamped three-level converter with a full range of neutral point voltage balance[J].Proceedings of the CSEE，2019，39(6)：1770-1782.

[6] 居鹏，高格，王林森，等.基于级联H桥逆变器的高精度电源综合保护系统设计[J].电源学报，2019，17(6)：70-76.
Ju Peng，Gao Ge，Wang Linsen，*et al*. Design of high-precision power supply integrated protection system based on cascaded H-bridge inverter[J].Journal of Power Supply，2019，17(6)：70-76.

[7] 朱非白，江道灼，梁一桥.基于T型三电平拓扑的新型电能质量补偿器[J].电力自动化设备，2020，40(6)：149-156.
Zhu Feibai，Jiang Daozhuo，Liang Yiqiao. Novel power quality compensator based on T-type three-level topology[J]. Electric Power Automation Equipment，2020，40(6)：149-156.

[8] 王付胜，窦盛，付航，等.一种ANPC-5L逆变器飞跨电容电压与中点电位优化解耦控制算法[J].中国电机工程学报，2019，39(4)：1150-1162.
Wang Fusheng，Dou Sheng，Fu Hang，*et al*. An optimized decoupling control algorithm between flying capacitor voltage and neutral-point potential in ANPC-5L inverter[J].Proceedings of the CSEE，2019，39(4)：1150-1162.

[9] 吴琪，胡存刚，张云雷，等.三电平ANPC变换器快速模型预测控制策略研究[J].电力电子技术，2020，54(4)：103-106.
Wu Qi，Hu Cungang，Zhang Yunlei，*et al*. Research on fast model predictive control strategy for three-level ANPC converter[J].Power Electronics，2020，54(4)：103-106.

[10] 蔡洁，夏向阳，李明德，等.高压直流输电模块化多电平换流器拓扑研究[J].电力科学与技术学报，2018，33(1)：54-59.
Cai Jie，Xia Xiangyang，LI Mingde，*et al*. Study of MMC topologies in HVDC system[J].Journal of Electric Power Science and Technology，2018，33(1)：54-59.

[11] 杨国良，郝帅，杨梓，等.风电系统改进T型逆变器并网优化模型预测控制[J].太阳能学报，2020，41(6)：53-60.
Yang Guoliang，Hao Shuai，Yang Zi，*et al*. Predictive control improved T-type inverter grid-connected optimization model in wind power system[J].Acta Energiae Solaris Sinica，2020，41(6)：53-60.

[12] 黄奇林，曹江华，赵世伟，等.基于双积分滑模控制的光伏电压平衡器研究[J].可再生能源，2019，37(1)：53-58.
Huang Qilin，Cao Jianghua，Zhao Shiwei，*et al*. Research on a photovoltaic voltage balancer based on double integral sliding mode control[J].Chinese Journal of Power Sources，2019，37(1)：53-58.

[13] 李亚宁，高晓红.功率前馈的T型三相三电平光伏并网逆变器快速有限集模型预测控制[J].太阳能学报，2019，40(11)：3062-3070.
Li Yaning，Gao Xiaohong. Fast finite control set model predictive control for T-type three-phase three-level grid-connected inverter based on power feed-forward control[J].Acta Energiae Solaris Sinica，2019，40(11)：3062-3070.

[14] 王新颖，汤广福，魏晓光，等.适用于直流电网的LCL谐振式模块化多电平DC/DC变换器[J].电网技术，2017，41(4)：84-92.
Wang Xinying，Tang Guangfu，Wei Xiaoguang，*et al*. LCL-Based resonant modular multilevel DC/DC converter for DC grids[J].Power System Technology，2017，41(4)：84-92.

[15] 胡文华，刘剑锋.双低压型混合级联逆变器的改进混合调制[J].电力系统及其自动化学报，2020，32(2)：7-13.
Hu Wenhua，Liu Jianfeng. Improved hybrid modulation for hybrid cascaded inverter with dual low-voltage cells[J].Proceedings of the CSU-EPSA，2020，32(2)：7-13.

[16] Vazquez S，Rodriguez J，Rivera M，*et al*. Model predictive control for power converters and drives：advances and trends[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2017，64(2)：935-947.

[17] 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.
Guo Chujia，Yan Tian，Zhang Aimin，*et al*. Applications of finite control set model predictive control in power electronics device[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation，2018，39(5)：167-171.

[18] 柳志飞，杜贵平，杜发达.有限集模型预测控制在电力电子系统中的研究现状和发展趋势[J].电工技术学报，2017，32(22)：58-69.
Liu Zhifei，Du Guiping，Du Fada. Research status and development trend of finite control set model predictive control in power electronics[J].Transactions of China Electrotechnical Society，2017，32(22)：58-69.

[19] 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.
Cheng Jiancai，Kang Longyun，Hu Bihua，*et al*. Model predictive control with constant switching frequency of three-level grid-connected inverter[J]. Electric Power Automation Equipment，2019，39(5)：169-175.

[20] 王洋，程志江，李永东.三电平并网变换器的模型预测控制[J].电力系统及其自动化学报，2018，30(10)：34-41.
Wang Yang，Cheng Zhijiang，Li Yongdong. Model predictive control of three-level grid-connected converter[J]. Proceedings of the CSU-EPSA，2018，30(10)：34-41.

[21] Rodriguez J，Bernet S，Steimer P K，*et al*. A survey on neutral-point-clamped inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2010，57(7)：2219-2230.

[22] Wilkinson R H，Meynard T H，Toit Mouton H，*et al*. Natural balance of multicell converters：the general case[J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2006，21(6)：1658-1666.

收稿日期：2020-07-24
修改稿日期：2020-09-02