

# 基于模型预测的三电平并网变换器控制研究

傅璐璐, 赵洪

(丽水职业技术学院, 浙江 丽水 323000)

**摘要:**经典的三电平并网变换器模型预测算法具有计算量大、开关频率不固定、权重因子难以选择等缺点,这限制了其在并网变换器领域的发展。为解决以上问题,提出一种基于最优矢量合成的改进型模型预测控制算法,该算法通过选择出每个控制周期需遍历的7个真实开关矢量,然后依据代价函数遴选出代价函数最小的三个最优开关矢量,并根据电压矢量的代价函数直接计算得到开关导通时间。最后,进行完整的仿真与测试分析,验证了所提策略的可靠性。

**关键词:**三电平并网变换器;模型预测;空间电压矢量调制;最优矢量

**中图分类号:**TM761 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd23098

## Research of a Three-level Grid-connected Converter Control Based on Model Predictive

FU Lulu, ZHAO Hong

(Lishui Vocational & Technical College, Lishui 323000, Zhejiang, China)

**Abstract:** The classical model prediction algorithm of three-level grid-connected converter has many disadvantages, such as large computation, unfixed switching frequency and difficulty in selecting weight factors, which limit its development in grid-connected converter field. To solve above problems, a modified control algorithm based on the optimal vector synthesis prediction was presented. Through selecting the seven real switch vectors in each control cycle, then, selecting three optimum switch vectors based on the minimum of the cost function, the switch conduction time was calculated directly by the cost function of the selected voltage vector. Finally, the reliability of the strategy was verified by the complete simulation and test analysis.

**Key words:** three-level grid-connected converter; model predictive; space voltage vector modulation; optimal vector

伴随电力电子技术的快速发展,不同种类的三电平变换器被广泛应用于光伏发电、风力发电以及动力电池充放电等相关领域<sup>[1]</sup>。其中,T型三电平逆变器凭借交流输出谐波小、开关损耗低和效率高等诸多优点被广泛应用,现已得到国内外学者的高度关注<sup>[2-3]</sup>。面向T型变换器的控制策略层出不穷,传统的控制方法往往依赖于精确的数学模型,但是,电力电子系统往往具有时变性、非线性、强耦合性,因此难以获得精确的数学模型。

但是,模型预测控制算法作为近年来快速发展的一种多目标控制方法,由于其易于理解、无需载波、无需复杂的参数设计等优势,在电气传动领域获得了较快发展<sup>[4-5]</sup>。然而,传统的有限集模型预测控制(finite control set model predictive

control, FCS-MPC)由于在每次中断内算法在一个控制周期内仅选择并施加一个真实电压矢量,且每个控制周期相对独立,导致开关频率不固定,网侧电流纹波大,影响系统工作效率<sup>[6]</sup>。文献[7]将扩展电压虚拟矢量应用于模型预测控制,利用增加电压矢量区间的方式减小期望电压矢量与实际输出矢量之间的误差,进而降低了电流纹波;文献[8]提出了实矢量与零矢量组合的方式,更加精确地划分了矢量区间,因此可以获得更好的电流性能。上述分析可以看到,通过增加电压矢量数量或实现电压矢量区间的再划分可有效改善并网性能,但是,上述方式都存在增加电压虚拟矢量的情况,造成寻优过程复杂。

为解决以上问题,本文拟提出一种基于最优

**基金项目:**浙江省教育厅科研项目(Y201636561)

**通讯作者:**傅璐璐(1981—),女,硕士,讲师,Email:fululu1980@163.com

矢量合成的简化模型预测控制算法,通过选择出每个控制周期需遍历的7个真实开关矢量,再遴选出代价函数最小的三个最优开关矢量,根据代价函数加权值分配各开关序列导通占空比。

### 1 三电平 T-NPC 型变换器数学模型

本文讨论的变换器拓扑结构如图1所示。它包括 T 型中点钳位型 (neutral point clamped, NPC) 三电平变换器、电感 L 及其寄生电阻 R、电网电压  $u_{sx}(x=a, b, c)$ 。

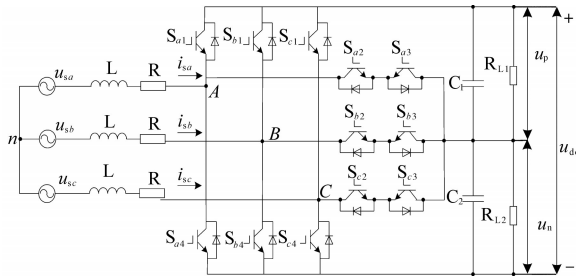


图1 T-NPC型三电平整流器电路拓扑

Fig.1 Circuit topology of T-NPC three-level converter

根据电路结构列写电压、电流的状态空间表达方程如下:

$$\begin{cases} L \frac{di_{sa}}{dt} = u_{sa} - Ri_{sa} - u_{an} \\ L \frac{di_{sb}}{dt} = u_{sb} - Ri_{sb} - u_{bn} \\ L \frac{di_{sc}}{dt} = u_{sc} - Ri_{sc} - u_{cn} \end{cases} \quad (1)$$

引入 Park 变换,列写两相静止坐标  $\alpha-\beta$  下的状态方程为

$$\begin{cases} L \frac{di_{s\alpha}}{dt} = u_{s\alpha} - Ri_{s\alpha} - u_{an} \\ L \frac{di_{s\beta}}{dt} = u_{s\beta} - Ri_{s\beta} - u_{bn} \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$  为并网电流的  $\alpha, \beta$  轴分量;  $u_{s\alpha}, u_{s\beta}$  为网侧电压的  $\alpha, \beta$  轴分量。

同时,将式(2)离散后写为

$$\begin{cases} L \frac{i_{s\alpha}(k+1) - i_{s\alpha}(k)}{T_s} = u_{s\alpha}(k) - Ri_{s\alpha}(k) - u_{an}(k) \\ L \frac{i_{s\beta}(k+1) - i_{s\beta}(k)}{T_s} = u_{s\beta}(k) - Ri_{s\beta}(k) - u_{bn}(k) \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $i_{s\alpha}(k), i_{s\beta}(k)$  分别为在  $kT_s$  时刻的  $\alpha, \beta$  轴分量;  $i_{s\alpha}(k+1), i_{s\beta}(k+1)$  分别为在  $(k+1)T_s$  时刻的  $\alpha, \beta$  轴分量。

根据式(2)、式(3)可列写网侧电流在  $(k+1)T_s$

时刻的预测值为

$$\begin{cases} i_{s\alpha}(k+1) = \frac{T_s}{L} [u_{s\alpha}(k) - Ri_{s\alpha}(k) - u_{an}(k)] + i_{s\alpha}(k) \\ i_{s\beta}(k+1) = \frac{T_s}{L} [u_{s\beta}(k) - Ri_{s\beta}(k) - u_{bn}(k)] + i_{s\beta}(k) \end{cases} \quad (4)$$

代价函数  $g$  通常可以选为网侧电流之差或网侧电流差的平方和,文中代价函数  $g(i)$  的表达式为

$$g(i) = (\Delta i_{s\alpha})^2 + (\Delta i_{s\beta})^2 = [i_{s\alpha}^* - i_{s\alpha}(k+1)]^2 + [i_{s\beta}^* - i_{s\beta}(k+1)]^2 \quad (5)$$

### 2 最优矢量合成模型预测控制策略

定义开关函数  $S_a, S_b, S_c$ , 其决定变换器的开关状态:

$$S_x = \begin{cases} 1 & S_{x1}, S_{x2} \text{ 开通}, S_{x3}, S_{x4} \text{ 关断} \\ 0 & S_{x2}, S_{x3} \text{ 开通}, S_{x1}, S_{x4} \text{ 关断} \\ -1 & S_{x3}, S_{x4} \text{ 开通}, S_{x1}, S_{x2} \text{ 关断} \end{cases} \quad (6)$$

式中:  $S_x (x=a, b, c)$  为 NPC 变换器的  $x$  相的开关函数;  $S_{xi} (x=a, b, c; i=1, 2, 3, 4)$  为 NPC 变换器  $x$  相的第  $i$  号开关管。

当考虑所有的开关组合构成的开关函数矢量 ( $S_a, S_b, S_c$ ), 可得三电平 27 个真实电压空间矢量如图2所示。

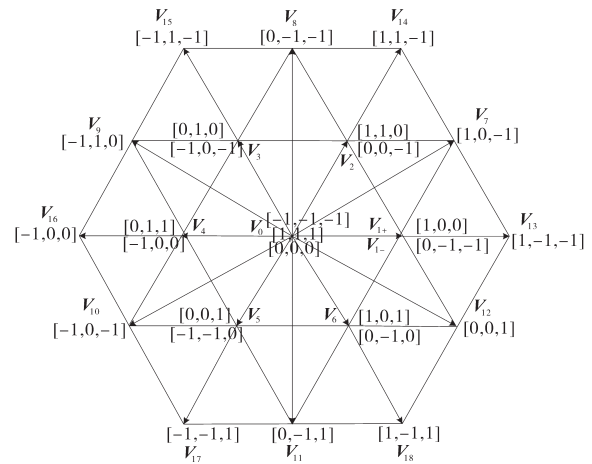


图2 三电平变换器输出电压矢量

Fig.2 Output voltage vector of three-level inverter

对于常规的空间电压矢量调制 (space vector pulse width modulation, SVPWM), 一般来说需要通过控制环路计算各电压矢量的占比, 电压扇区判断复杂, 控制难度较大, 但是其实际输出矢量由相邻多个矢量合成的方式有效改善了并网质量。模型预测算法虽然无需载波, 但在每次中断内算法在一个控制周期内仅选择并施加一个真实电压矢量, 且每个控制周期相对独立, 导致电感设

计复杂且需要较高的采样频率才能保障电流的跟踪效果。因此,为有效地将SVPWM调制与模型预测相结合,保留两者的优势同时避免模型预测频率不固定的缺点,本文提出在一个控制周期内使用多个最优开关矢量(非零矢量)和一个占空比优化矢量(零矢量)合成期望电网矢量,并直接利用代价函数计算开关时间来依次作用于变换器。

假设变换器的实际期望电压矢量如图3所示,当采用模型预测算法时,只能为其相邻的矢量之一作用于开关管,实际期望电压矢量与输出矢量之间误差很大。结合SVPWM调制,合成SVPWM的相邻电压矢量可等效为矢量区间内代价函数最小的多个电压矢量,同时,根据模型预测算法的特点(代价函数越小则对应的开关序列作用时间越长,代价函数越大则对应的开关序列作用时间越短),扇区I内B扇区寻优得到的代价函数最小的三个代价函数分别为 $g_1, g_7, g_{13}$ 。则相应的开关序列占空比表达方程为

$$\begin{cases} t_1 = \frac{1/g_1}{1/g_1 + 1/g_7 + 1/g_{13}} \times T_s \\ t_7 = \frac{1/g_7}{1/g_1 + 1/g_7 + 1/g_{13}} \times T_s \\ t_{13} = \frac{1/g_{13}}{1/g_1 + 1/g_7 + 1/g_{13}} \times T_s \end{cases} \quad (7)$$

当位于其他扇区时,具有相同结论,其电压作用时间计算方式与式(7)相似。

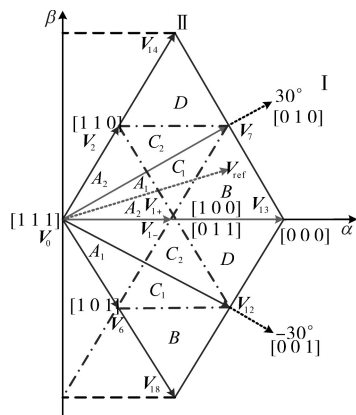


图3 扇区I内B区间  
Fig.3 Sector B of voltage vector I

图4给出了当采用两种不同模型预测控制时的假定作用电压矢量为 $V_1, V_7$ 与 $V_{13}$ 时的电压矢量时序分布。可以看到,当采用最优矢量电压合成时期望矢量由更多的开关组合而成,而传统模型预测在单周期内只有一个电压矢量输出,开关状态是否切换取决于下一开关周期内代价函数最

小时所对应的开关矢量是否改变,造成系统开关状态切换不连续,通过有效增加单开关周期内的电压矢量个数可改善网侧电流质量。

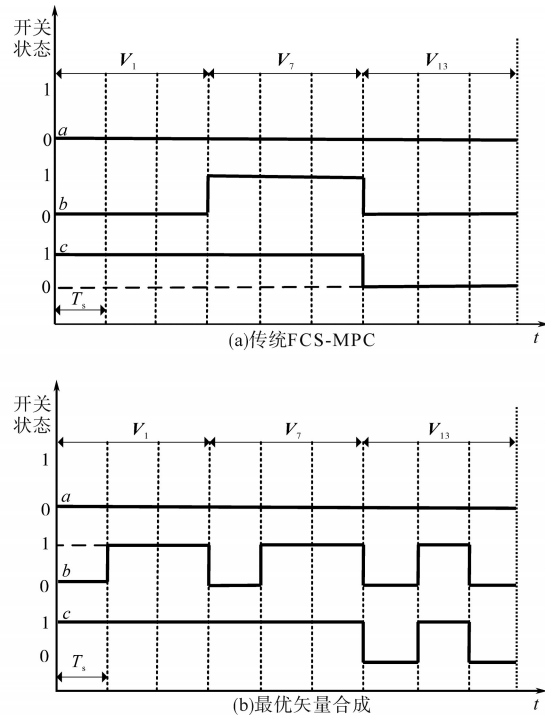


图4 电压矢量的动作时间与时序分布

Fig.4 Action time and time sequence distribution of voltage vector

文中所提模型预测控制系统结构框图如图5所示。通过实时检测电网电压、输入电流和输出电压,结合T型变换器的有限电压矢量集,根据预测模型得到预测电流值,最后根据指标函数及式(7)计算得到相邻3个矢量的作用时间驱动开关管,当位于其他5个扇区时,开关序列占空比表达方程与式(7)类似。

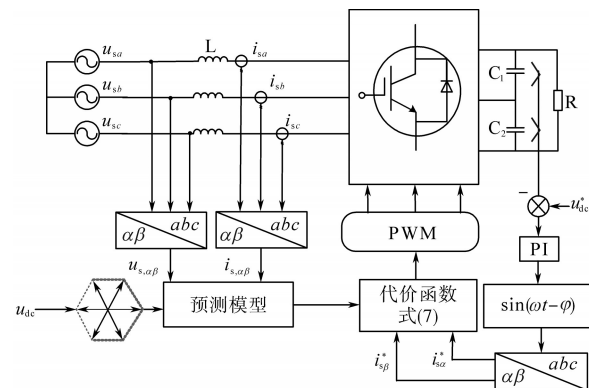


图5 T型并网逆变器的模型预测控制框图

Fig.5 MPC graph of T-type grid-connected converter

### 3 仿真与实验验证分析

#### 3.1 仿真验证分析

基于Matlab/Simulink软件构建了仿真模型,并

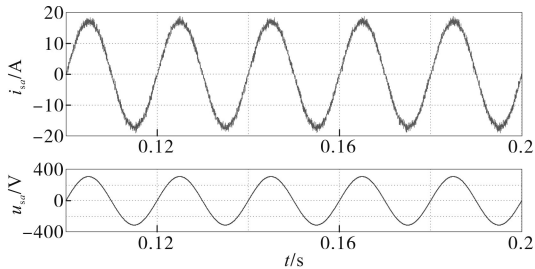
进行了必要的验证分析,主要参数如表1所示。

表1 文中涉及的主要参数

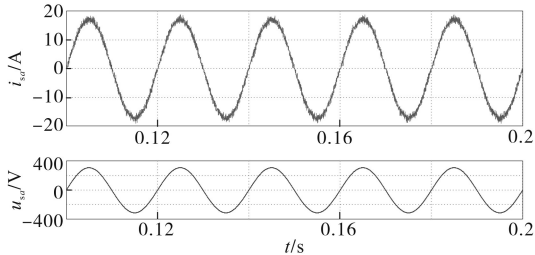
Tab.1 Circuit parameters involved

参数	变量描述	数值
$u_{gr}/V$	并网电压	380
$R/\Omega$	寄生电阻	0.1
$L/mH$	滤波电感	2.5
$C_1, C_2/\mu F$	直流侧滤波电容	1 080
$R_{L1}, R_{L2}/\Omega$	纯阻负载	40
$T_s/s$	采样时间	0.000 025
$u_{dc}/V$	直流电压	800

图6和图7分别给出了不同控制策略下的稳态输出响应波形。



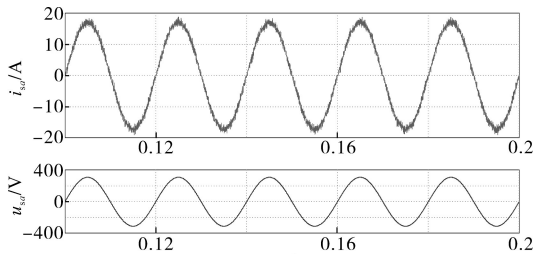
(a) 满载



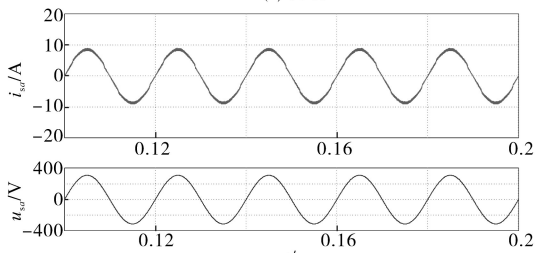
(b) 半载

图6 传统FCS-MPC

Fig.6 Traditional FCS-MPC



(a) 满载



(b) 半载

图7 最优矢量合成MPC

Fig.7 Optimal vector synthesis MPC

通过对比图6和图7可以看到,采用最优矢量合成MPC后,网侧电流跟踪效果良好,电流纹

波得到有效抑制,有效说明了文中策略的优越性。

图8给出了直流侧跟踪误差波形,上、下母线电压差仅4 V左右,说明文中控制策略可有效保证中点电位平衡。

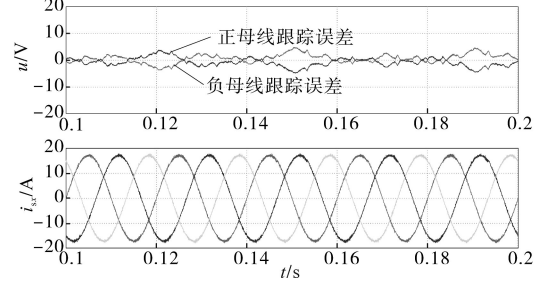


图8 中点电位响应波形

Fig.8 Response waveforms with neutral DC voltage

图9所示结果是在0.5 s时,工作条件改变时的暂态响应结果。为显示清晰,将网侧电流幅值增大10倍,可以看到,网侧电流暂态响应快速,系统超调量小,表明了文中策略的有效性。

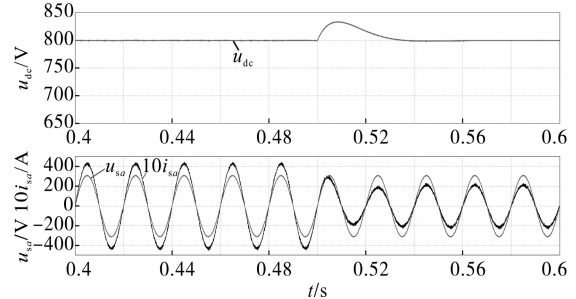


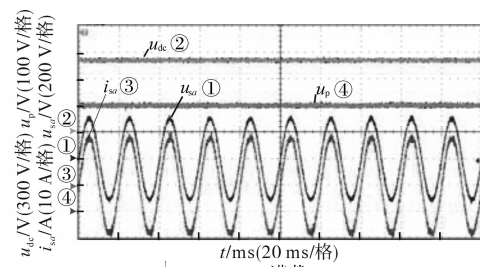
图9 暂态响应

Fig.9 Transient response

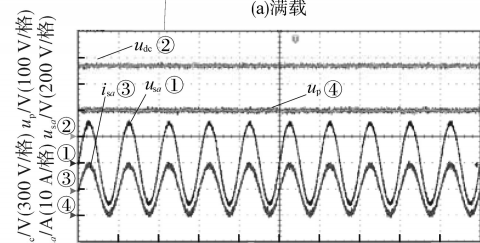
### 3.2 实验验证分析

进一步基于测试平台进行了完整的测试分析,测试中所涉及的参数与仿真一致。

图10为不同功率下的静态响应波形,包括直



(a) 满载



(b) 半载

图10 静态响应

Fig.10 Static response

流电压、中点电压、A相网侧电压、电流波形。电流输出纹波小,网侧电流与电压保持同相位,表明了文中算法的可靠性。

图11为负载由100%切换到50%以及恢复到100%后的瞬态响应波形。图11的曲线分别对应直流电压、中点电压、a相网侧电压、电流。瞬态响应几乎没有超调,在0.05 s左右平稳过渡到一个新的稳定状态,电流谐波较低。此外,所提出的改进型MPC方法具有易于实现、计算量小、设计复杂度低等优点。

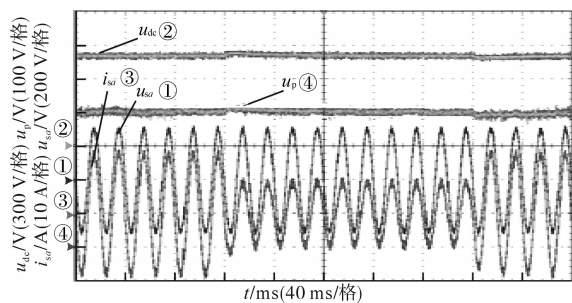


图11 动态响应波形

Fig.11 Transient response waveforms

## 4 结论

针对传统模型预测控制开关频率不固定的缺陷,对成本函数进行优化设计,提出一种基于三个相邻电压矢量合成的简化模型预测控制算法,通过代价函数实时计算输出开关管的作用时间,实现了并网变换器的定频控制,给出了完整的理论分析并进行了完整的仿真与实验分析,结果验证了该方案的有效性。

### 参考文献

[1] 全生财,郭文勇,李大飞. 三相电流型PWM整流器改进型模型预测控制[J]. 电工电能新技术,2017,36(8):30-35.  
 Quan Shengcai, Guo Wenyong, Li Dafei. Improved model predictive control of three-phase current source rectifier[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2017, 36(8):30-35.

[2] 薛彪,袁斌华,苏礼,等. 基于比例重复的T型三电平并网变换器控制研究[J]. 电气传动,2018,48(1):28-31.  
 Xue Biao, Yuan Binhua, Su Li, et al. Control strategy research of T-type three-level grid-converter with repetitive-proportion[J]. Electric Drive, 2018, 48(1):28-31.

[3] 王美龄,王丽梅,孙永亮. 一种基于模型预测控制的T型三电平逆变器中点电位平衡控制方法[J]. 电气工程学报, 2015,10(9):66-72.  
 Wang Meiling, Wang Limei, Sun Yongliang. A neutral-point voltage balancing control method based on model predictive control for T-type three-level inverter[J]. Journal of Electrical Engineering, 2015, 10(9):66-72.

[4] 贾冠龙,李冬辉,姚乐乐. 改进有限集模型预测控制策略在三相级联并网逆变器中的应用[J]. 电网技术,2017,41(1):245-250.  
 Jia Guanlong, Li Donghui, Yao Lele. An improved finite control set-model predictive control strategy in three-phase cascade grid inverter[J]. Power System Technology, 2017, 41(1):245-250.

[5] Yang Y, Wen H, Xie M, et al. Fast finite-switching-state model predictive control method without weighting factors for T-type three-level three-phase inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2019, 15(3):1298-1310.

[6] Fadia S, Hani V, Hadi Y K, et al. Novel current controller based on MPC with fixed switching frequency operation for a grid-tied inverter[J]. IEEE Transactions on Electronics, 2018, 65(8):6198-6205.

[7] 张帆,刘跃敏,范波,等. 基于模型预测的三相PWM整流器直接功率控制[J]. 电机与控制应用,2016,43(7):27-31.  
 Zhang Fan, Liu Yuemin, Fan Bo, et al. Direct power control for three-phase PWM rectifiers based on model predictive[J]. Electric Machines & Control Application, 2016, 43(7):27-31.

[8] 朱文杰,陈昌松,段善旭. 一种基于离散空间矢量调制的Vienna整流器模型预测控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2019,39(20):6008-6016,6118.  
 Zhu Wenjie, Chen Changsong, Duan Shanxu. A model predictive control method with discrete space vector modulation of Vienna rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(20):6008-6016,6118.

收稿日期:2021-02-22

修改稿日期:2021-03-31