DOI：10.13890/j.issn.1000-128X.2023.02.014　　文章编号：1000-128X(2023)02-0123-08

MMC-RPC的多维泰勒网优化控制策略

宋平岗，魏文龙，陈紫君，陈子豪
（华东交通大学 电气与自动化工程学院，江西 南昌　330013）

摘　要：为进一步解决铁路牵引供电系统中无功功率、负序电流和谐波失真率高等对电能质量的影响，将多维泰勒网（Multi-dimensional Taylor Network, MTN）优化控制应用于与模块化多电平换流器结合的铁路功率调节器（Railway Power Conditioner with Modular Multilevel Converter, MMC-RPC）。相比传统双闭环PI控制器，多维泰勒网控制器的优点在于抗扰动能力更强、鲁棒性更好和谐波失真率更低等。针对参数整定问题，将*dq*轴电流参考值与实际值之间误差平方的积分作为输出性能指标，并运用粒子群算法对MTN当中的参数进行优化。在MATLAB/Simulink软件中分别搭建了MMC-RPC采用MTN控制器和PI控制器的仿真模型，对电气化铁路中常见的一侧供电臂有机车负载和负载突变2种常见工况进行对比，验证了MTN控制器在MMC-RPC中的可行性和优越性。

关键词：铁路功率调节器；模块化多电平换流器；多维泰勒网控制器；粒子群算法
中图分类号：U223.5　　**文献标识码：**A

Multi-dimensional Taylor network optimal control strategy of MMC-RPC

SONG Pinggang, WEI Wenlong, CHEN Zijun, CHEN Zihao

(School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang, Jiangxi 330013, China)

Abstract: In order to solve the influence of high reactive power, negative sequence current and harmonic distortion rate on power quality in railway traction power supply system, multi-dimensional Taylor network optimization control was applied to railway power conditioner with modular multilevel converter (MMC-RPC). Compared with traditional double closed-loop PI controller, multi-dimensional Taylor network (MTN) controller has advantages of strong anti-disturbance ability, better robustness and lower harmonic distortion rate. Aiming at the parameter setting problem, the integral of the error square between the reference value and the actual value of the *dq* axis current was used as the output performance index, and the particle swarm optimization algorithm was used to optimize the parameters in MTN. In MATLAB/Simulink, the simulation models of MMC-RPC using MTN controller and PI controller were built respectively, and the two common working conditions of locomotive load and load mutation were compared in electrified railway, which verified the effectiveness and superiority of MTN controller in MMC-RPC.

Keywords: railway static power conditioner; modular multilevel converter; multi-dimensional Taylor network controller; particle swarm optimization

0　引言

我国铁路牵引供电系统采用单相交流供电，而电力机车负载具有波动性、随机性等特点，这会对牵引供电系统的稳定性产生一定影响。为解决牵引供电系统中负序电流、无功功率和谐波等对电能质量产生的影响，日本学者最早于1993年提出了铁路功率调节器，并受到广泛的认可与研究[1-2]。2001年德国R.Marquart教授首次提出了模块化多电平换流器（MMC）的概

基金项目：国家自然科学基金项目（51367008）
通信作者：魏文龙（1997—），男，硕士研究生，主要从事高压直流输电方面的研究；E-mail: 15797790760@163.com
引用格式：宋平岗, 魏文龙, 陈紫君, 等. MMC-RPC的多维泰勒网优化控制策略[J]. 机车电传动, 2023(2): 123-130.
Citation: SONG Pinggang, WEI Wenlong, CHEN Zijun, et al. Multi-dimensional Taylor network optimal control strategy of MMC-RPC[J]. Electric Drive for Locomotives,2023(2): 123-130.

念，其具有输出电压电平数量多、模块化设计等优越特性，并可应用在诸多领域[3-4]。有学者将2个单相MMC背靠背连接，无需降压变压器并联，直接接入牵引供电臂两侧[5]，从而构造新型RPC（MMC-RPC）。新型RPC对减少建设成本、提升补偿容量、优化换流质量等方面都有很大的改善。

传统RPC控制策略一般采用PI控制策略，其对牵引供电网的电能质量具有一定的治理能力，但当扰动较大时无法进一步消除稳态误差。文献[6]提出将序列二次规划的优化算法应用于RPC，使负序电流在有限容量下达到最小，但该算法计算量较大，并且存在诸多限制条件，至今仍处于理论研究阶段。文献[7]提出一种滑模控制方式应用于RPC，但其缺点在于其状态轨迹稳定后，在平衡点两侧不断穿越，容易受到高频抖振的影响。

多维泰勒网优化控制于2010年由东南大学严洪森教授提出，并被研究应用在诸多领域[8-12]。其中，文献[8]表明当MNT应用于非线性时滞系统时，对于搭建预测模型的准确性问题，其具有更强的实时性能。文献[9]提出将MTN应用于永磁同步电机调速系统，可以实现对速度的精确控制，同时对抗干扰能力和跟踪性能具有较好的提升。MTN本质上是一个多项式类型的非线性自动回归滑动平均模型，MTN的多项式函数由线性项和多个非线性项共同组成。因此，MTN控制相比传统PI控制对误差具有更好补偿特性、对非线性系统控制信号的逼近能力也更强。综上所述，为MTN在MMC-RPC的应用提供了可行性依据。

虽然MTN控制方法在诸多场合有所应用，但尚无相关文献将多维泰勒网优化控制理论应用到RPC当中。因此，本文提出了一种针对MMC-RPC的多维泰勒网控制策略，建立了MMC-RPC数学模型并对其原理进行详细分析。将MTN控制器应用于电流环当中并结合粒子群算法对其参数进行优化整定。仿真结果表明，与传统PI控制相比，MMC-RPC在MTN优化控制策略下系统抗扰动能力更强、鲁棒性更好、谐波失真率（Total Harmonic Distortion, THD）更低。

1 MMC-RPC数学建模及其基本原理

MMC-RPC由2个单相MMC背靠背连接，直接接入左右两侧牵引供电臂。由于左右两侧结构完全对称，所以仅选取一侧进行分析即可。图1为MMC-RPC左侧单相MMC结构图。其中，左上部虚线内为MMC子模块（Sub-Module, SM），SM_{apk}和SM_{bpk}（$k=1,2,\cdots,N$）分别为a相和b相上桥臂的SM，N为子模块数量；SM_{ank}和SM_{bnk}分别为a相和b相下桥臂的SM。定义U_L为左侧交流侧电压；i_L为左侧供电臂流入MMC-RPC的交流电流；e_a, e_b为a相和b相交流端口的节点电压，端口电压$e=e_a-e_b$；R_s为传输线路等效电阻；L_s为传输线路等效电感；R_0为桥臂串联电阻；L_0为桥臂串联电感；i_{jp}, i_{jn}分别表示j（j=a或b）相上桥臂、下桥臂的电流；u_{jp}, u_{jn}分别表示j相上桥臂、下桥臂的电压，其中电压为每桥臂电容电压之和；i_{dc}, u_{dc}为直流侧电流和电压。

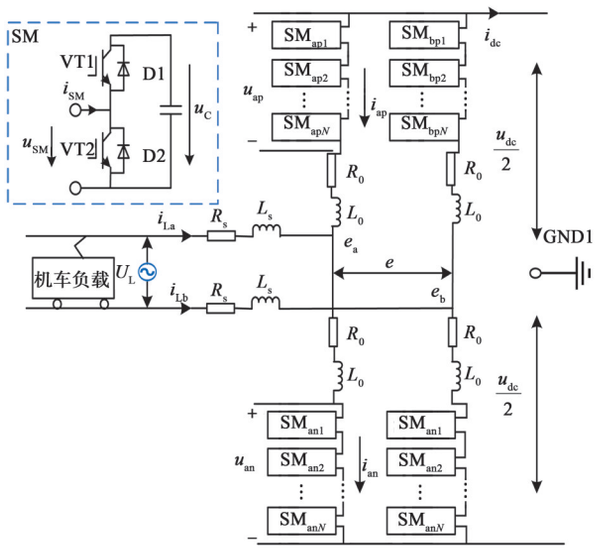


图1 MMC-RPC结构图

Fig. 1 Structure diagram of MMC-RPC

由基尔霍夫电压定律可得单相MMC交流侧端口电压，其数学表达式为

$$e=u_s-2R_si_s-2L_s\frac{\mathrm{d}i_s}{\mathrm{d}t} \tag{1}$$

式中：u_s, i_s为左侧或右侧供电臂电压和电流。

MMC直流侧电压方程如下：

$$\left.\begin{aligned}\frac{u_{dc}}{2}&=u_{jp}+L_0\frac{\mathrm{d}i_{jp}}{\mathrm{d}t}+R_0i_{jp}+e\\\frac{u_{dc}}{2}&=u_{jn}+L_0\frac{\mathrm{d}i_{jn}}{\mathrm{d}t}+R_0i_{jn}+e\end{aligned}\right\} \tag{2}$$

由式(2)运算可得出MMC交流侧和直流侧的端口电压，其计算公式为：

$$u_{dc}=(u_{jp}+u_{jn})+L_0\frac{\mathrm{d}(i_{jp}+i_{jn})}{\mathrm{d}t}+R_0(i_{jp}+i_{jn}) \tag{3}$$

$$e=\frac{(u_{jn}-u_{jp})}{2}+\frac{L_0}{2}\frac{\mathrm{d}(i_{jn}-i_{jp})}{\mathrm{d}t}+\frac{R_0}{2}(i_{jn}-i_{jp}) \tag{4}$$

从式(3)和式(4)可知，通过调节a相和b相上桥臂、下桥臂的电压即可控制MMC交流侧和直流侧端口电压，而u_{jp}、u_{jn}的大小可以通过控制子模块通断的数量来决定。

2 功率补偿原理与计算

设左侧供电臂、右侧供电臂基波功率分别为：

$$\left.\begin{aligned}\tilde{S}_L&=P_L+\mathrm{j}Q_L\\\tilde{S}_R&=P_R+\mathrm{j}Q_R\end{aligned}\right\} \tag{5}$$

式中：$\tilde{S}_L$, $\tilde{S}_R$分别为左侧供电臂与右侧供电臂机车负载基波视在功率；P_L, P_R分别为左侧供电臂与右侧供电

臂机车负载有功功率；Q_L, Q_R 分别为左侧供电臂与右侧供电臂机车负载无功功率。

对系统进行负序补偿，则左侧供电臂与右侧供电臂需要补偿功率为：

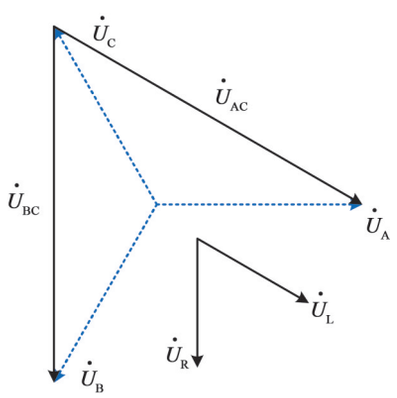
$$\left.\begin{aligned}\tilde{S}_{LC}&=\frac{P_R-P_L}{2}-\mathrm{j}Q_L\\ \tilde{S}_{RC}&=\frac{P_L-P_R}{2}-\mathrm{j}Q_R\end{aligned}\right\}\tag{6}$$

式中：$\tilde{S}_{LC}$, $\tilde{S}_{RC}$ 为供电臂两侧需吸收的功率。

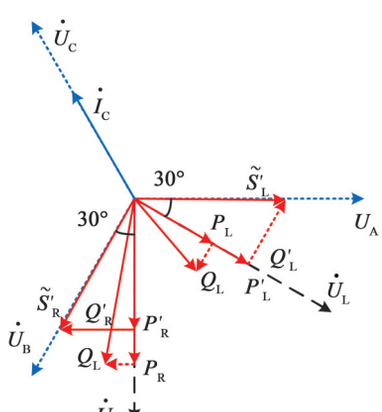
图2为RPC功率补偿原理图。由图2可知，若要补偿后的功率因数为1，并且 P'_L 和 P'_R 两者大小相等，需满足 $P'_L=P'_R=\dfrac{P_L+P_R}{2}$；若要使一次侧三相电流达到对称，需要在式(6)的基础上额外补偿无功功率。因此，左侧供电臂与右侧供电臂应补偿的无功功率为：

$$\left.\begin{aligned}P_{ref_L}&=\frac{P_R-P_L}{2}\\ Q_{ref_L}&=-Q_L-P'_L\tan 30^\circ\\ P_{ref_R}&=\frac{P_L-P_R}{2}\\ Q_{ref_R}&=-Q_R+P'_R\tan 30^\circ\end{aligned}\right\}\tag{7}$$

式中：P_{ref_L}, P_{ref_R} 为左侧供电臂与右侧供电臂应补偿的有功功率；Q_{ref_L}, Q_{ref_R} 分别为左侧供电臂与右侧供电臂应补偿的无功功率；P'_L, P'_R 分别为左侧供电臂与右侧供电臂消耗有功功率的平均值。



(a) 左右侧电压矢量分析



(b) RPC功率补偿原理矢量分析

图2　RPC功率补偿矢量图

Fig. 2　Vector diagram of RPC power compensation

3　多维泰勒网简介及控制器设计

3.1　MTN优化控制简介

MTN优化控制既继承了传统PI控制的普遍性，又加强了复杂非线性系统的动态稳定性。MTN主要结构由输入层、中间层（信息处理层）和输出层3部分共同组成一个网状结构。多输入单输出的MTN结构图如图3所示。从图3可以看到，MTN中间层是整个网络的核心，通过接收输入层的信息，并进行处理，将处理过的信息再传给输出层，以此达到对非线性系统的良好控制；输出层是由中间层的多个多项式通过叠加而构成的，在控制器设计时选取的最高幂次越大，对非线性系统控制信号的逼近能力也就越强。

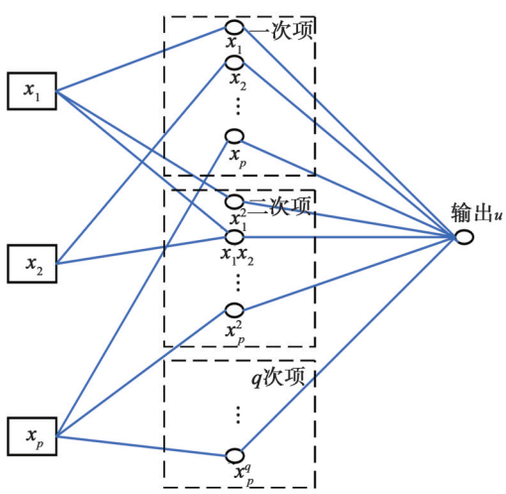


图3　MTN结构图

Fig. 3　Structure diagram of MTN

MTN控制器控制律的数学表达式为

$$u=f(x_1,x_2,\cdots,x_p)=\sum_{j=1}^{N(p,q)}K_j\prod_{i=1}^{p}x_i^{\lambda_{ij}}+R_m(x_1,x_2,\cdots,x_p)\tag{8}$$

式中：$x=(x_1,x_2,\cdots,x_p)$ 为输入量；K_j 为第 j 个乘积项的权重系数；$N(p,q)$ 为中间层所有乘积项的总数；λ_{ij} 为中间层第 j 个乘积项中 x_i 变量的幂，各个乘积项的最高幂不大于 q。

图4为MTN控制器结构框图。该控制器的原理是将检测单元的信号与给定信号的差值作为输入信号，通过MTN控制器中间层对其处理，得出输入信号的比例、积分的多个高次幂多项式，并相互叠加，通过粒子群算法对参数优化，得到相比PI控制更精准的控制信号，然后传递给执行器。

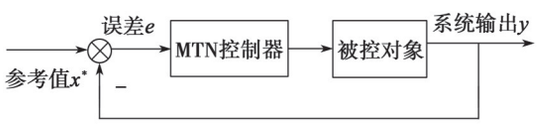


图4　MTN系统结构框图

Fig. 4　System block diagram of MTN

3.2 外环控制器设计

由于瞬时功率的计算需要有功功率和无功功率2个正交分量，二阶广义积分器（Second-Order General Integrator, SOGI）具有构建正交虚拟量的功能[13]，其结构简单且具有滤波等功能。因此，选择通过SOGI对MMC-RPC交流侧电流和端口电压构建正交虚拟量，并进行Park变换，得到单相瞬时有功功率和无功功率在dq轴的表达式为

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \frac{1}{2}\begin{bmatrix} u_{sd} & u_{sq} \\ u_{sq} & -u_{sd} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \tag{9}$$

式中：u_{sd}, i_{sd}分别为MMC-RPC交流侧端口电压和交流侧电流通过SOGI构建正交虚拟量，再进行Park变换后的d轴电压分量和电流分量；u_{sq}, i_{sq}分别为MMC-RPC交流侧端口电压和交流侧电流通过SOGI构建正交虚拟量，再进行Park变换后的q轴电压分量和电流分量。

U_{m}为交流母线电压的幅值，由于u_{sq}=0，因此式(9)可化简为：

$$\left.\begin{aligned} p &= \frac{1}{2}u_{sd}i_{sd} = \frac{1}{2}U_{\mathrm{m}}i_{sd} \\ q &= -\frac{1}{2}u_{sd}i_{sq} = -\frac{1}{2}U_{\mathrm{m}}i_{sq} \end{aligned}\right\} \tag{10}$$

为消除稳态误差求出电流环参考电流值，运用传统PI控制设计外环控制器。通过设定有功功率与无功功率的瞬时值，求出电流参考值的有功分量与无功分量，表达式如下：

$$\left.\begin{aligned} i_{sd}^{*} &= \frac{2}{U_{\mathrm{m}}}P^{*} + (k_{\mathrm{pp}} + \frac{k_{ip}}{s})(P^{*} - p) \\ i_{sq}^{*} &= \frac{2}{U_{\mathrm{m}}}Q^{*} + (k_{\mathrm{pq}} + \frac{k_{iq}}{s})(Q^{*} - q) \end{aligned}\right\} \tag{11}$$

式中：P^{*}, Q^{*}为瞬时有功功率与无功功率的参考值；k_{pp}, k_{pq}为比例系数；k_{ip}, k_{iq}为积分系数。

3.3 基于多维泰勒网的内环控制器设计

由于铁路牵引供电系统为单相供电方式，其中交流侧电流与电压为单一自由度，可由SOGI构造正交虚拟量。其在$\alpha\beta$坐标系下表达式为：

$$\left.\begin{aligned} e_{\alpha} &= u_{s\alpha} - 2R_{\mathrm{s}}i_{s\alpha} - 2L_{\mathrm{s}}\frac{\mathrm{d}i_{s\alpha}}{\mathrm{d}t} \\ e_{\beta} &= u_{s\beta} - 2R_{\mathrm{s}}i_{s\beta} - 2L_{\mathrm{s}}\frac{\mathrm{d}i_{s\beta}}{\mathrm{d}t} \end{aligned}\right\} \tag{12}$$

式中：$\{e_{\alpha}, e_{\beta}, u_{s\alpha}, u_{s\beta}, i_{s\alpha}, i_{s\beta}\}$为系统中实际交流量$\{e, u_{\mathrm{s}}, i_{\mathrm{s}}\}$经SOGI构造正交虚拟量后映射至$\alpha\beta$坐标系的分量。

为了更好实现交流量误差的精准跟踪，进行Park变换$(\alpha\beta - dq)$，其在dq坐标系下表达式为：

$$\left.\begin{aligned} u_{\mathrm{R}d} &= e_{d} + 2R_{\mathrm{s}}i_{\mathrm{R}d} + 2L_{\mathrm{s}}\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{R}d}}{\mathrm{d}t} - 2\omega L_{\mathrm{s}}i_{\mathrm{R}q} \\ u_{\mathrm{R}q} &= e_{q} + 2R_{\mathrm{s}}i_{\mathrm{R}q} + 2L_{\mathrm{s}}\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{R}q}}{\mathrm{d}t} - 2\omega L_{\mathrm{s}}i_{\mathrm{R}d} \end{aligned}\right\} \tag{13}$$

首先定义多维泰勒网控制器的输入层为电流参考值误差：

$$\left.\begin{aligned} x_{isd} &= f(e_{sd}, e_{sd\mathrm{I}}) \\ x_{isq} &= f(e_{sq}, e_{sq\mathrm{I}}) \end{aligned}\right\} \tag{14}$$

式中：e_{sd}, e_{sq}为dq轴的比例项,其中$e_{sd} = i_{sd}^{*} - i_{sd}$，$e_{sq} = i_{sq}^{*} - i_{sq}$；$e_{sd\mathrm{I}}$和$e_{sq\mathrm{I}}$为$dq$轴的积分项，其中$e_{sd\mathrm{I}} = \int_0^t e_{sd}\,\mathrm{d}t$，$e_{sq\mathrm{I}} = \int_0^t e_{sq}\,\mathrm{d}t$。

为了提高系统精度并且降低控制率的复杂度，本文取最高幂次为3项，可以得到基于MTN优化控制的控制律为：

d轴

$$\left.\begin{aligned} u_{d1} &= k_1 e_{sd} + k_2 e_{sd\mathrm{I}} \\ u_{d2} &= k_3 e_{sd}^2 + k_4 e_{sd\mathrm{I}}^2 + k_5 e_{sd} e_{sd\mathrm{I}} \\ u_{d3} &= k_6 e_{sd}^3 + k_7 e_{sd\mathrm{I}}^3 \end{aligned}\right\} \tag{15}$$

q轴

$$\left.\begin{aligned} u_{q1} &= l_1 e_{sq} + l_2 e_{sq\mathrm{I}} \\ u_{q2} &= l_3 e_{sq}^2 + l_4 e_{sq\mathrm{I}}^2 + l_5 e_{sq} e_{sq\mathrm{I}} \\ u_{q3} &= l_6 e_{sq}^3 + l_7 e_{sq\mathrm{I}}^3 \end{aligned}\right\} \tag{16}$$

式中：k_i, l_i（$i = 1, 2, \cdots, 7$）为dq轴中各项乘积项的权重系数，对内环控制器中MTN控制的最高幂次选取3次幂。

最高幂次的选择和系统的精度有着密切联系，对抗扰能力和鲁棒性的提高有着至关重要的作用。虽然当前系统仅选择3次幂，并且其3次项中省略了部分多项式，但相对于传统PI控制而言，其控制能力已经有了显著的提高[12]。

将式(15)和式(16)代入式(13)，可以得到基于多维泰勒网优化控制的内环控制器表达式：

$$\left.\begin{aligned} e_{d} &= u_{\mathrm{L}d} - 2R_{\mathrm{s}}i_{\mathrm{L}d} - 2L_{\mathrm{s}}(u_{d1} + u_{d2} + u_{d3}) + 2\omega L_{\mathrm{s}}i_{\mathrm{L}d} \\ e_{q} &= u_{\mathrm{L}q} - 2R_{\mathrm{s}}i_{\mathrm{L}q} - 2L_{\mathrm{s}}(u_{q1} + u_{q2} + u_{q3}) - 2\omega L_{\mathrm{s}}i_{\mathrm{L}q} \end{aligned}\right\} \tag{17}$$

式中：$u_{d\lambda}$, $u_{q\lambda}$（λ=1, 2, 3）为MTN优化控制律在m次项上dq轴的控制律。

分析MTN优化控制的内环控制器在dq轴的控制律，可以得出：当电流在dq轴的参考值与实际值较为接近时，1次项的控制律对于输出起主要决定作用，其控制效果接近传统PI控制；但当误差较大时，2次项和3次项的控制律起较大的作用，相较于传统PI对误差响应速度会更快，因此会缩短调节时间，鲁棒性也将会有较大提升。

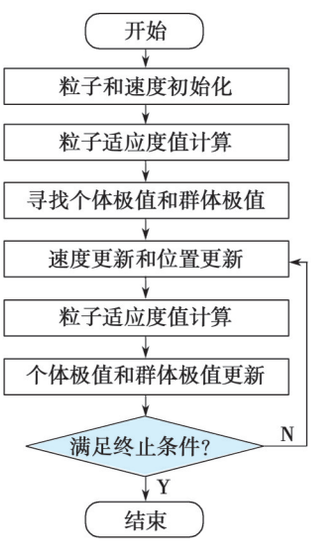
3.4 基于粒子群算法的MNT控制器参数整定优化

基于粒子群的寻优算法（Particle Swarm Optimizer, PSO）流程图如图5(a)所示，传统PI控制的单个控制器当中仅有2个参数，依据经验进行试凑具有一定的可能性，但文中所设计的MTN内环控制器选取最高幂次为3，其dq每轴参数数量为7个，如继续依靠试凑法

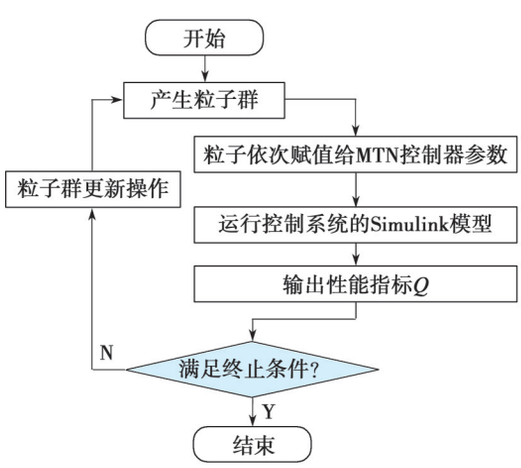
则较为困难。目前，在众多领域中都在使用智能算法进行参数整定[14-16]，故提出将智能算法引入MTN控制当中，既保证控制器能够对系统的综合性能指标进行提升，又能保证在参数整定过程中的便捷。基于PSO算法的MTN控制器参数寻优流程如图5(b)所示，选取内环电流参考值与实际值之间误差的平方积分作为输出性能指标函数，为寻求参数的最优值需先求出系统性能指标为最优的目标函数，然后经过PSO算法不断迭代优化参数使得目标函数Q的值为最小，具体表示如下：

$$Q\left(w1^{*},w2^{*},\cdots,wN^{*}\right)=\min\left(Q\left(w1,w2,\cdots,wN\right)\right)=\int_0^t e^2\mathrm{d}t=\int_0^t\left(i_{\mathrm{s}}^{*}-i_{\mathrm{s}}\right)^2\mathrm{d}t \tag{18}$$

式中：$(w1,w2,\cdots,wN)$为MTN各项乘积项的权重系数；t为系统的仿真时间。



(a) PSO算法流程



(b) 基于PSO的MTN参数寻优流程

图5　算法流程图

Fig. 5　Algorithm flow chart

性能指标函数输出值的计算在MMC-RPC的Simulink模型中进行，将dq轴的电流的参考值和实际值作为输入，使用乘法、积分等相应的模块进行搭建，通过仿真计算的方式求出性能指标，紧接着将输出值传给PSO算法进行不断循环迭代。

4　仿真分析

为验证MNT控制方法在MMC-RPC中电能质量综合治理的优越性和可行性，在MATLAB/Simulink中分别搭建MTN优化控制和双闭环PI控制的MMC-RPC仿真模型并进行对比，其中MMC-RPC的仿真参数如表1所示。

表1　MMC-RPC的仿真参数

Table 1　Parameters of MMC-RPC simulation

参数项目	参数值
公共电网电压/kV	220
电网频率f/Hz	50
供电臂额定电压u_{L},u_{R}/kV	27.5
直流侧电压给定值/kV	55
交流系统等效电阻R_{s}/Ω	0.5
交流系统等效电感L_{s}/mH	5
MMC桥臂子模块数量N	20
MMC子模块电容C/mF	20
MMC桥臂等效电感L/mH	10

4.1　RPC补偿前后电流及功率波形分析

为验证MTN控制器在MMC-RPC补偿效果的优越性，模拟机车在左右供电臂负载平衡度最差条件下的工况。假设仅有左侧供电臂有机车负载运行，右侧供电臂无机车负载运行，其负载的有功功率P=17 MW，无功功率Q=4 Mvar，MMC-RPC在仿真开始后的0.2 s投入运行。

4.1.1　电流波形分析

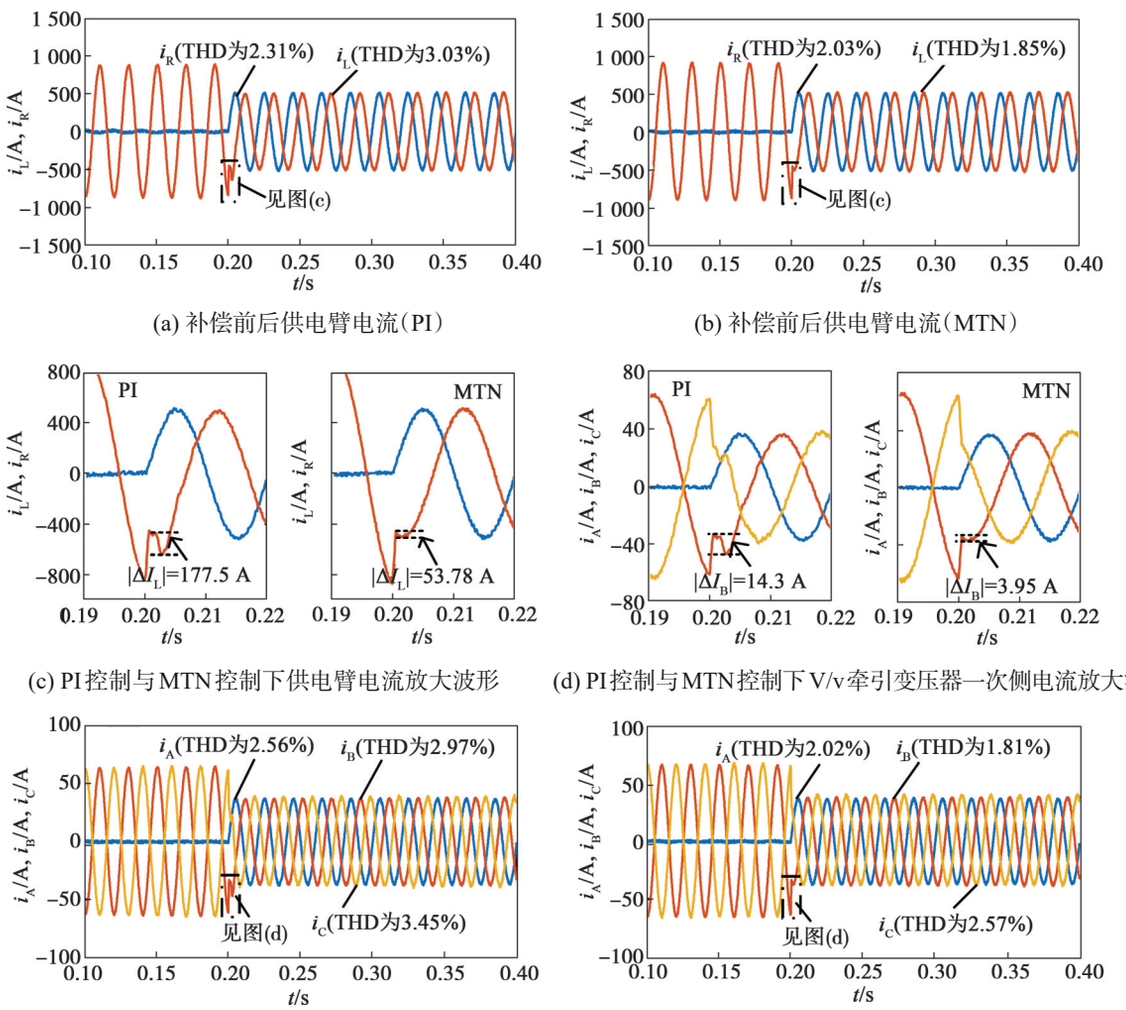
图6为MMC-RPC分别在PI控制和MTN控制下电流补偿前后的仿真波形。其中，图6(a)和图6(b)是MMC-RPC在PI控制和MTN控制下左侧供电臂与右侧供电臂的电流波形，图6(c)为2种控制方式下刚投入治理时的电流放大波形，图6(d)为2种控制方式下在刚投入治理时V/v牵引变压器一次侧电流放大波形，图6(e)和图6(f)为MMC-RPC在2种控制方式下V/v牵引变压器一次侧电流波形。

从图6可知，在MMC-RPC未开启治理时（t<0.2 s），左侧供电臂、右侧供电臂和V/v牵引变压器一次侧三相电流极度不平衡，产生了大量负序电流；而在t≥0.2 s时MMC-RPC开始治理后左右两侧供电臂电流和V/v牵引变压器一次侧三相电流迅速达到平衡，在PI控制和MTN控制下均达到了良好的治理效果。虽然二者都具备对负序治理的能力，但是在性能上还具备一定差距。相比PI控制，MMC-RPC在采用MTN控制方法后V/v牵引变压器一次侧三相电流的THD分别降低了

0.54%, 1.16%, 0.88%，供电臂左右两侧电流 THD 分别降低了 1.18% 和 0.28%。另外，从图 6(c)和图 6(d)可知，在 MTN 控制和 PI 控制下左右两侧供电臂电流的调节时间分别约为 0.015 s 和 0.040 s，调节时间缩短约 62.5%；MTN 控制下的 V/v 牵引变压器一次侧 B 相电流幅值波动降低了 10.35 A，超调量降低约 27.2%，右侧供电臂电流幅值波动下降了 123.72 A，超调量降低约 24.7%。综上所述，相比于 PI 控制，在面对负载极不平衡条件下，MTN 控制下的电流谐波失真率更低、调节时间更短、超调量更小、鲁棒性更好、治理效果更优。

4.1.2　功率波形分析

图 7 为 MMC-RPC 在 MTN 控制和 PI 控制下右侧单相 MMC 补偿前后的有功功率和无功功率的对比波形。从图 7 可知，2 种控制在 MMC-RPC 开始投入治理后（t ≥0.2 s）均能有效地进行有功功率和无功功率的补偿，但在补偿后的 4 个周期左右，相比 PI 控制，MTN 控制的有功、无功功率与参考值较为贴近，并且波形陡度也较为缓和，在 4 个周期后二者有功功率和无功功率基



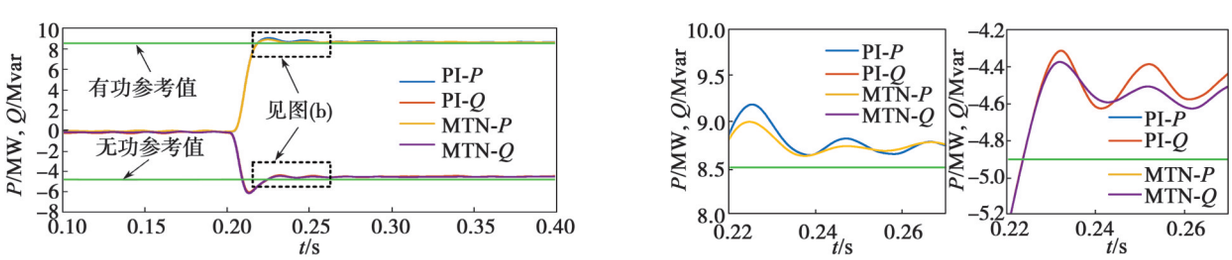
(a) 补偿前后供电臂电流（PI）　(b) 补偿前后供电臂电流（MTN）

(c) PI 控制与 MTN 控制下供电臂电流放大波形　(d) PI 控制与 MTN 控制下 V/v 牵引变压器一次侧电流放大波形

(e) 补偿前后 V/v 牵引变压器一次侧电流（PI）　(f) 补偿前后 V/v 牵引变压器一次侧电流（MTN）

图 6　MMC-RPC 电流补偿波形

Fig. 6　Waveform of MMC-RPC current compensation



(a) R 侧单相 MMC 功率对比波形　(b) R 侧单相 MMC 功率对比放大波形

图 7　MMC-RPC 在 MTN 和 PI 控制下补偿功率对比波形

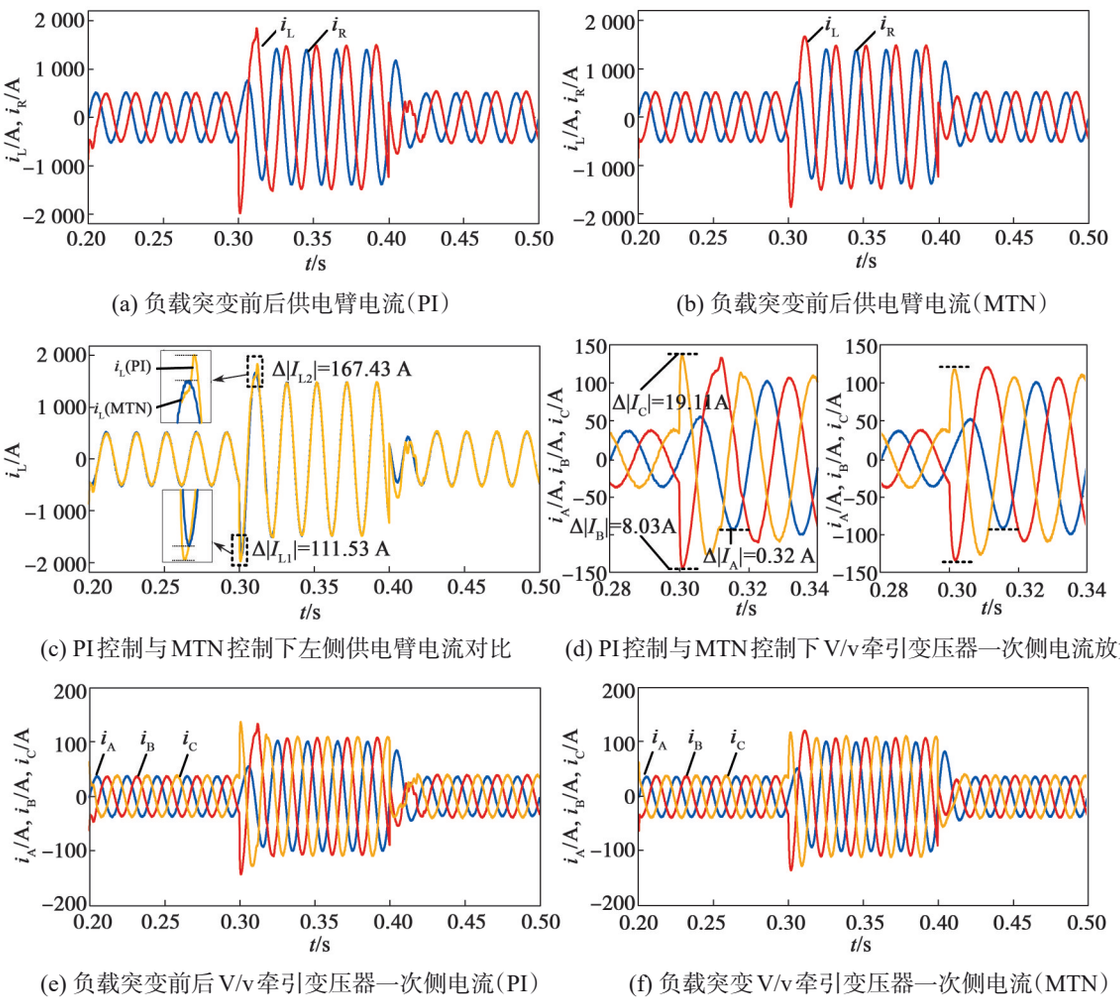
Fig. 7　Comparison of MMC-RPC compensation power waveform under MTN and PI controls

本均能贴近参考值对功率实现稳定补偿。

4.2　负载突变前后MMC-RPC仿真分析

为更加客观地验证MMC-RPC在MTN优化控制下对牵引供电系统电能质量的综合治理能力，在铁路牵引供电系统中模拟负载突变进行仿真分析。

假设MMC-RPC已经投入电网治理，右侧供电区间无机车运行，左侧供电区间机车负载运行时有功功率P=17 MW，无功功率Q=4 Mvar，在0.3 s时增加负载有功功率P=30 MW、无功功率Q=7 Mvar，在0.4 s时切除增加的负载。图8(a)~图8(c)为在负载突变情况下的左右两侧供电臂的电流波形与左侧供电臂电流对比波形。



(a) 负载突变前后供电臂电流(PI)　　(b) 负载突变前后供电臂电流(MTN)

(c) PI控制与MTN控制下左侧供电臂电流对比　　(d) PI控制与MTN控制下V/v牵引变压器一次侧电流放大波形

(e) 负载突变前后V/v牵引变压器一次侧电流(PI)　　(f) 负载突变V/v牵引变压器一次侧电流(MTN)

图8　MMC-RPC负载突变情况下电流波形

Fig. 8　Current waveform of MMC-RPC under abrupt load change

从图8(a)~图8(c)可知，相比于PI控制，MTN控制下的左侧电流波形在0.3 s负载突增工况下，第1个周期内2个电流波动幅值分别降低了111.53 A和167.43 A，MTN控制下的左侧供电臂的电流在0.5个周期左右已基本达到平衡，而PI控制下约需要1个周期；在0.4 s负载突降工况时，MTN控制下的电流波形同样能够在0.5个周期左右恢复至增加负载之前的平衡，而在PI控制下不仅调节时间更长，而且电流波形质量较差。

从图8(d)~图8 (f)可知，在0.3 s负载突增情况下，相比于PI控制，MTN控制在第1个周期内三相电流波动幅值分别降低了0.32 A, 8.03 A, 19.11 A。MTN控制下的V/v牵引变压器一次侧电流在0.5个周期内已基本达到平衡，而PI控制需要1个周期左右；在0.4 s负载突降时，在MTN控制下同样能够在0.5个周期左右恢复至增加负载之前的平衡，而PI控制下调节时间较长，并且电流波形质量较差。

综上所述，可以得出MTN优化控制下的MMC-RPC变压器一次侧电流和供电臂两侧电流的补偿速度很快（约0.5个周期），应对负载突变时的波形质量更好，抗扰能力强，动态性能更优。

5　结论

本文基于多维泰勒网优化控制理论为MMC-RPC设计一种新型控制方式，并结合粒子群算法对控制器参数进行整定。在对MMC-RPC数学模型的建立基础上，通过对比传统PI控制与MTN优化控制在2种常见工况下进行仿真分析验证，得到以下结论：

①提出的MTN控制策略可以实现功率调节器的基本功能，能够迅速应对牵引供电系统中负载突增或突降等情况，对造成电能质量问题的谐波、负序电流进行有效治理，并对电流、功率进行补偿，最终实现功率平衡。

②在MMC-RPC中，MTN策略与传统PI控制相比，其动静态性能更为优越，当扰动更大时对非线性误差的逼近能力更强、谐波失真率低、调节时间更短、超调量更小、鲁棒性更优。

参考文献：

[1] ROUDSARI H M, JALILIAN A, JAMALI S. Flexible fractional compensating mode for railway static power conditioner in a V/v traction power supply system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(10): 7963-7974.

[2] 邓文丽, 戴朝华, 陈维荣, 等. 铁路功率调节器研究进展[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(14): 4640-4655.
DENG Wenli, DAI Chaohua, CHEN Weirong, et al. Research progress of railway power conditioner[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(14): 4640-4655.

[3] ALHARBI M, ISIK S, BHATTACHARYA S. Reliability comparison and evaluation of MMC based HVDC systems [C]//IEEE. 2018 IEEE Electronic Power Grid. Charleston: IEEE, 2018: 1-5.

[4] FREYTES J, AKKARI S, RAULT P. Dynamic analysis of MMC-based MTDC grids: use of MMC energy to improve voltage behavior[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2019, 34(1): 137-148.

[5] 宋平岗, 周振邦, 林家通, 等. 基于微分平坦理论的MMC-RPC控制器设计[J]. 机车电传动, 2017(3): 14-19.
SONG Pinggang, ZHOU Zhenbang, LIN Jiatong, et al. Design of controller for MMC-RPC based on differential flatness control theory[J]. Electric Drive for Locomotives, 2017 (3): 14-19.

[6] ZHANG Dinghua, ZHANG Zhixue, WANG Weian, et al. Negative sequence current optimizing control based on railway static power conditioner in V/v traction power supply system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 200-212.

[7] MA Fujun, ZHU Zhen, MIN Jun, et al. Model analysis and sliding mode current controller for multilevel railway power conditioner under the V/v traction system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(2): 1243-1253.

[8] 李晨龙, 严洪森. 基于多维泰勒网的超前d步预测模型[J]. 控制与决策, 2021, 36(2): 345-354.
LI Chenlong, YAN Hongsen. d-step-ahead predictive model based on multi-dimensional Taylor network[J]. Control and Decision, 2021, 36(2): 345-354.

[9] 张超, 严洪森. 永磁同步电机调速系统的多维泰勒网逆控制[J]. 控制与决策, 2019, 34(10): 2085-2094.
ZHANG Chao, YAN Hongsen. Multi-dimensional Taylor network inverse control of speed variable system for permanent magnet synchronous motor[J]. Control and Decision, 2019, 34(10): 2085-2094.

[10] LI Chenlong, YAN Hongsen. Identification of nonlinear time-delay system using multi-dimensional Taylor network model[C]//IEEE. 2018 IEEE International Conference on Manipulation, Manufacturing and Measurement on the Nanoscale. Hangzhou: IEEE, 2018: 87-90.

[11] SUN Qiming, ZHANG Chao, JIANG Nanyun, et al. Data-driven nonlinear near-optimal regulation based on multi-dimensional Taylor network dynamic programming[J]. IEEE Access, 2020, 8: 36476-36484.

[12] 朱琳, 蒋毅, 佟来生, 等. 基于多维泰勒网优化控制的悬浮控制方法研究[J]. 机车电传动, 2020(6): 85-87.
ZHU Lin, JIANG Yi, TONG Laisheng, et al. Study on levitation control method based on multi-dimensional Taylor network optimal control[J]. Electric Drive for Locomotives, 2020(6): 85-87.

[13] 周小杰, 阮毅, 汪飞. 单相并网变换器预测直接功率控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(30): 5269-5276.
ZHOU Xiaojie, RUAN Yi, WANG Fei. A predictive direct power control scheme for single-phase grid-connected converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(30): 5269-5276.

[14] XU Wei, ISMAIL M M, LIU Yi, et al. Parameter optimization of adaptive flux-weakening strategy for permanent-magnet synchronous motor drives based on particle swarm algorithm[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(12): 12128-12140.

[15] YANG Zebin, LU Chengling, SUN Xiaodong, et al. Study on active disturbance rejection control of a bearingless induction motor based on an improved particle swarm optimization-genetic algorithm[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(2): 694-705.

[16] 魏立新, 王浩, 穆晓伟. 基于粒子群算法倒立摆分数阶PID参数优化[J]. 控制工程, 2019, 26(2): 196-201.
WEI Lixin, WANG Hao, MU Xiaowei. Control of revolving inverted pendulum based on PSO-FOPID controller[J]. Control Engineering of China, 2019, 26(2): 196-201.

收稿日期：2022-07-16