第 50 卷 第 11 期：4789-4801 高电压技术 Vol.50, No.11: 4789-4801
2024 年 11 月 30 日 High Voltage Engineering November 30, 2024
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20240447

不平衡电网下 Y 源双级矩阵变换器的无源滑模控制策略

程启明，王海伦，沈治超，王为涛，罗力珲，张　梁
（上海市电站自动化技术重点实验室(上海电力大学自动化工程学院)，上海 200090）

摘　要：针对双级矩阵变换器电压传输比低的缺点，在直流部分嵌入 Y 源网络，组建了 Y 源双级矩阵变换器(Y-source two-stage matrix converter, YSTSMC)，其具有电压增益大、无源元件少、开关损耗低等特点。当电网电压产生不平衡工况时，系统会出现较大的波动进而影响功率因数和电能质量，降低了系统运行的可靠性。为了完善不平衡电网电压下 YSTSMC 变换器的输入控制，对 YSTSMC 变换器的输入功率控制进行了研究，传统 PI 控制器存在参数调节比较困难、控制精度不高、超调量较大和抗干扰能力不强等问题，为此提出了不平衡电网电压下基于无源滑模控制(passivity based control-sliding mode control，PBC-SMC)的 YSTSMC 控制系统，并证明其稳定性。仿真和实验的结果表明，基于无源和滑模理论基础的 PBC-SMC 控制策略可以使系统的响应速度和电能质量得到提高。

关键词：Y 源双级矩阵变换器；电网不平衡；无源控制；滑模控制；PI 控制

Passivity-based Sliding-mode Control Strategy Based on Y-source Two-stage Matrix Converter Under Unbalanced Powr Grid

CHENG Qiming, WANG Hailun, SHEN Zhichao, WANG Weitao, LUO Lihui, ZHANG Liang
(Shanghai Key Laboratory Power Station Automation Technology, College of Automation Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China)

Abstract：Aiming at the shortcomings of the low-voltage transfer ratio of the two-stage matrix converter, the Y-source two-stage matrix converter (YSTSMC) is formed by embedding the Y-source network in the DC part, which has the characteristics of large voltage gain, few passive components, and low switching loss. If the grid voltage creates an unbalanced condition, the current and voltage will fluctuate greatly, affecting the power factor and power quality and reducing the reliability of system operation. In this paper, the input power control of the YSTSMC converter is studied for improvement of the input control of the YSTSMC converter. The traditional PI controller has the problems of relatively difficult parameter adjustment, low control accuracy, large overshooting amount, and poor anti-interference ability. Therefor, the YSTSMC control system based on the passivity based control-sliding mode control (PBC-SMC) under unbalanced grid condition is proposed, and its stability is proved. Simulation and experimental results show that the PBC-SMC control strategy based on passive and sliding mode theoretical foundations can lead to improved system responsiveness and power quality.

Key words：Y-source two-stage matrix converter; unbalanced grid condition; passivity based control; sliding mode control; PI control

0　引言

双级矩阵变换器(two-stage matrix converter，TSMC)是一种直流 DC 链路部分无直流电容的 AC-AC 直接变换器，具有能量双向流动，输入功率因数可调、能够四象限运行等特点，目前在电机、电力系统等领域得到很好应用[1-3]。但由于其电压传输比(voltage transfer ratio，VTR)最高仅为 0.866，导致在实际应用中有所限制。文献[4]先改进 TSMC 的控制策略，再采用一种过调制策略，得到单位功率因数且尽可能大的直流母线电压，从而实现 VTR

基金资助项目：国家自然科学基金(62303301)；上海市电站自动化技术重点实验室项目(13DZ2273800)。
Project supported by National Natural Science Foundation of China (62303301), Shanghai Key Laboratory Power Station Automation Technology (13DZ2273800).

提高，但是增加了高次谐波含量。文献[5]和[6]分别将 Z 源和分裂源升压网络嵌入到双级矩阵变换器中，并对空间矢量脉冲宽度调制(space vector pulse width modulation，SVPWM)策略进行改进，解决了 VTR 低的问题。文献[7]和[8]通过采用具有磁耦合的诸线圈或者有两个绕组的变压器来实现升压功能，文献[9]将 Y 源网络与 TSMC 结合形成的 Y 源双级矩阵变换器(Y-source two-stage matrix converter，YSTSMC)，使 TSMC 实现了高电压增益，并且开关损耗低，结构无源元件少，绕组匝数可以根据设计需要灵活选择，但此文仅讨论了这种结构的调制策略，没有对控制方法及其应用进行分析。

针对电网电压不平衡状态下，矩阵变换器(matrix converter，MC)输入侧易受干扰的问题，学者们展开了许多研究。例如，文献[10]采用 PI 控制可有效实施输入电流的解耦控制，然而在输入端并未考虑到滤波电容的影响；文献[11]采用零矢量补偿对输入电流进行控制，此举导致输入输出侧电流的正弦度无法保证，输入输出侧均没有滤波，易造成高频干扰．文献[12]提出非线性的反步控制(back stepping control，BSC)方法，对输入电流进行追踪控制，与 PI 和比例谐振(proportional resonance，PR)控制相比，具有较高的动态响应速度。

无源控制(passivity based control，PBC)作为非线性鲁棒控制的一种[13-14]，建模方式主要有基于欧拉-拉格朗日(Euler-Lagrange，E-L)模型和端口受控耗散哈密尔顿(port controlled Hamiltonian with dissipation，PCHD)模型。相比于 PCHD 模型，E-L 模型控制系统比较简单、参数要求少，可以使系统稳定的到达所需的理想状态。但是该模型对系统参数有很强的依赖性，当受到外部扰动时，容易出现响应速度变慢等情况。滑模控制(sliding mode control，SMC)具有动态响应快、鲁棒性强等优点[15-16]，可以根据设定的滑模面进行跟踪，实现系统的稳定运行，对系统参数没有太大的依赖性。

因此，本文将无源控制(PBC)和滑模控制(SMC)相结合形成的无源滑模控制(passivity based control-sliding mode control，PBC-SMC)引入到 YSTSMC 变换器的控制上。首先，给出 YSTSMC 变换器的数学模型；其次，对 Y 源网络升压原理进行验证分析；接着，针对电网电压不平衡时 YSTSMC 变换器的输入侧控制的欠缺，设计基于动态调制系数补偿的 YSTSMC 变换器的 PBC-SMC 控制，并验证其无源性和稳定性；最后，在软件平台和硬件平台上分别进行了仿真与实验验证，其实验结果可以得出 PBC-SMC 控制相较于传统 PI 控制有着更快响应速度、更强抗干扰性。

1 不平衡电网电压下的功率分析

当电网出现不平衡工况时，可以对三相电网电压 $\boldsymbol{u}_{\mathrm{s}}$ 进行正负序分解，在静止坐标系下可表示为：

$$\boldsymbol{u}_{\mathrm{s}}=U^{+}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_{\mathrm{i}}t}+U^{-}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_{\mathrm{i}}t} \tag{1}$$

式中：U^{+}、U^{-}表示电网电压正、负序分量的幅值；ω_{i} 表示电网电压的角频率。

同样，三相电网电流 i_{s} 可表示为：

$$\boldsymbol{i}_{\mathrm{s}}=I^{+}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_{\mathrm{i}}t}+I^{-}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_{\mathrm{i}}t} \tag{2}$$

式中：I^{+}、I^{-}表示电网电流正、负序分量的幅值。

根据瞬时功率方程可得 YSTSMC 变换器传输的瞬时复功率为：

$$\begin{aligned}S=&\frac{3}{2}(\boldsymbol{u}_{\mathrm{s}}\cdot\boldsymbol{i}_{\mathrm{s}}^{*})=P_{\mathrm{s}}+\mathrm{j}Q_{\mathrm{s}}=\\&P_0+P_{\mathrm{c}2}\cos(2\omega_{\mathrm{i}}t)+P_{\mathrm{s}2}\sin(2\omega_{\mathrm{i}}t)+\\&\mathrm{j}(Q_0+Q_{\mathrm{c}2}\cos(2\omega_{\mathrm{i}}t)+Q_{\mathrm{s}2}\sin(2\omega_{\mathrm{i}}t))\end{aligned} \tag{3}$$

式中：P_{s}、Q_{s} 表示电网的有功功率、无功功率；P_0、Q_0 为 P_{s}、Q_{s} 的平均值；$P_{\mathrm{c}2}$、$P_{\mathrm{s}2}$ 为 P_{s} 的 2 倍频的余弦和正弦分量；$Q_{\mathrm{c}2}$、$Q_{\mathrm{s}2}$ 为 Q_{s} 的 2 倍频的余弦和正弦分量。

由式(3)可知，电网出现不平衡工况时，YSTSMC 输入的瞬时功率会产生 2 倍频波动分量，导致有功和无功功率同时出现振荡现象，使得系统不能在给定功率因数下运行，影响电网输送的电能质量。由文献[17-19]可知，系统有功和无功功率振荡不能同时消除。在一个封闭系统内，能量的总输入与总输出之和始终保持不变。不计系统运行时的开关损耗，输入侧输出的有功功率与负载吸收的有功功率相同。当负载保持三相平衡时，通过维护输出电压的平衡可以抑制输入有功功率中的 2 倍频波动分量。负载保持三相平衡时，通过维护输出电压的平衡可以抑制输入有功功率中的 2 倍频波动分量。因此为了抑制输入侧有功功率振荡和控制无功功率的平均值，使系统在接近单位功率因数状态下稳定运行，本文采用动态调制系数对输出电压进行补偿，实现三相输出电压平衡和稳定的有功功率。另外，通过设计非线性控制器来实现无功电流的调节，使得无功功率的平均值能够跟随预设值。

2 YSTSMC 变换器的工作原理

2.1 拓扑结构

Y 源双级矩阵变换器(YSTSMC)的电路拓扑如图 1 所示。它主要包括电源、输入滤波器、整流级、Y 源网络、逆变级和负载，其中：1）输入滤波器包括电阻 R_f、电感 L_f 和电容 C_f；2）整流级由 6 个双向的 IGBT 开关组成；3）Y 源网络是通过在耦合元件的 3 个绕组上分别串联一个有源二极管 D 和一个电容 C 来实现的；4）逆变级为三相全桥逆变器；5）三相负载由电阻 R_L 和电感 L_L 组成；N_1、N_2 和 N_3 为 Y 型耦合电感 3 个绕组的匝数比值。

2.2 数学模型

由图 1 和 Kirchhoff 定律，可得 YSTSMC 变换器输入侧在三相 abc 静止坐标系下数学模型为：

$$\begin{cases} u_{sa}-R_f i_{sa}-L_f\dfrac{\mathrm{d}i_{sa}}{\mathrm{d}t}-u_a=0 \\ u_{sb}-R_f i_{sb}-L_f\dfrac{\mathrm{d}i_{sb}}{\mathrm{d}t}-u_b=0 \\ u_{sc}-R_f i_{sc}-L_f\dfrac{\mathrm{d}i_{sc}}{\mathrm{d}t}-u_c=0 \end{cases} \tag{4}$$

$$\begin{cases} i_{sa}-C_f\dfrac{\mathrm{d}u_a}{\mathrm{d}t}-i_a=0 \\ i_{sb}-C_f\dfrac{\mathrm{d}u_b}{\mathrm{d}t}-i_b=0 \\ i_{sc}-C_f\dfrac{\mathrm{d}u_c}{\mathrm{d}t}-i_c=0 \end{cases} \tag{5}$$

式中：u_{sa}、u_{sb}、u_{sc} 分别为输入侧三相 a、b、c 电源电压；i_{sa}、i_{sb}、i_{sc} 分别为输入侧三相 a、b、c 电源电流；u_a、u_b、u_c 分别为 YSTSMC 变换器的三相 a、b、c 输入电压；i_a、i_b、i_c 分别为 YSTSMC 变换器的三相 a、b、c 输入电流。

采用 abc/dq 变换矩阵对式(4)和式(5)进行派克变换，可得两相旋转 dq 坐标系下的数学模型为：

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}i_{sd}}{\mathrm{d}t}=-\dfrac{R_f}{L_f}i_{sd}+\omega_i i_{sq}+\dfrac{1}{L_f}u_{sd}-\dfrac{1}{L_f}u_d \\ \dfrac{\mathrm{d}i_{sq}}{\mathrm{d}t}=-\dfrac{R_f}{L_f}i_{sq}-\omega_i i_{sd}+\dfrac{1}{L_f}u_{sq}-\dfrac{1}{L_f}u_q \end{cases} \tag{6}$$

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}u_d}{\mathrm{d}t}=\dfrac{1}{C_f}i_{sd}+\omega_i u_q-\dfrac{1}{C_f}i_d \\ \dfrac{\mathrm{d}u_q}{\mathrm{d}t}=\dfrac{1}{C_f}i_{sq}-\omega_i u_d-\dfrac{1}{C_f}i_q \end{cases} \tag{7}$$

式中：u_{sd}、u_{sq} 分别为输入侧 d、q 轴电源电压分量；i_{sd}、i_{sq} 分别为输入侧 d、q 轴电源电流分量；u_d、u_q 分别为 d、q 轴下 YSTSMC 变换器的输入电压分量；i_d、i_q 分别为 d、q 轴下 YSTSMC 变换器的输入电流分量。

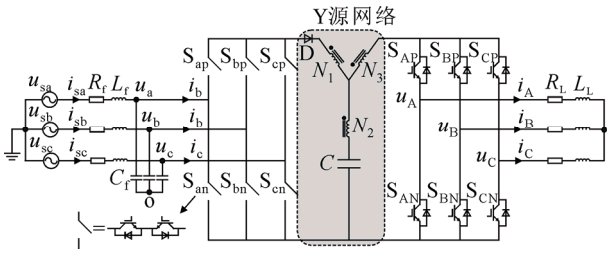


图 1 YSTSMC 电路的拓扑结构

Fig.1 Topology of YSTSMC converter circuit

2.3 调制策略

为了在直流侧获得输出极性为正的直流电压，并得到电压最大利用率同时降低开关器件的开关频率，YSTSMC 调制策略示意图如图 2 所示[20-22]。其中：

1）整流级采用无零矢量的 SVPWM，将三相输入相电压划分为 6 个区间，如图 2(a)所示。图 2(a)中，每个区间的宽度都为 π/3。以第 1 区间(−π/6~π/6)为例，根据当前时刻电压状态，Y 源网络输入电压的值为 u_{dc1}=u_{ab}(=u_a−u_b)、u_{ac}，d_x、d_y 分别为线电压 u_{ab}、u_{ac} 对应的占空比。

2）逆变级采用常规的 SVPWM 调制方法，根据逆变级的开关组合可以画出输出电压 SVPWM 分布图，图中各个区间之间相距 60°，如图 2(b)所示。以第 1 区间(0~π/3)为例，给定参考电压矢量 $\boldsymbol{U}_{ref}$ 可以由两个基本矢量 $\boldsymbol{U}_1$、$\boldsymbol{U}_2$ 和零矢量(从 $\boldsymbol{U}_0$，$\boldsymbol{U}_7$ 中选择)合成。图 2(b)中，θ_{sv} 表示 $\boldsymbol{U}_{ref}$ 在当前区间中的位置；d_1、d_2 分别为区间 1 的两个相邻基本矢量 $\boldsymbol{U}_1$、$\boldsymbol{U}_2$ 的占空比。在此基础上插入直通状态，直通状态的引入为 Y 源逆变级提供了独特的升压功能，进而改善电压传输比。

3）以整流级区间 1 为例，其与逆变级协同控制，在一个开关周期内使各开关状态对称排列，图 2(c)为各电压矢量作用顺序图。图中，ST 为直通状态；d_{st} 为直通状态占空比。

2.4 Y 源网络的升压原理

图 3 为 YSTSMC 变换器在直通(straight-through，ST)与非直通(non-straight-through，NST)两种工作状态下的等效电路。图中，整流级的输出平均直流电压 $u_{dc.avg}$ 是 Y 源网络的输入电压，而逆变级和负载被简化为开关 S 与电流源 i_o 并联[23-25]。

由图 3 可见，当电路处于直通(ST)状态时，开关 S 导通，根据绕组间的电压关系，绕组 N_1 上会有电压产生，并且大于输入电源电压，此时二极管 D

承受反向电压，输入侧呈断路状态，电容 C 与绕组 N_3 共同给绕组 N_2 充电，电容 C 释放能量。由此分析电路可得电压方程为：

$$u_{Cap}-u_L(N_3-N_2)/N_1=0 \tag{8}$$

式中：u_L 为绕组 N_1 的电压；u_{Cap} 为 Y 源网络中的电容电压。

当电路处于非直通(NST)状态时，开关 S 关断，电源给整个电路供电，二极管 D 导通，绕组 N_1 和 N_2 开始释放能量给电容 C 充电。由此分析电路可得电压方程为：

$$u_{Cap}+u_LN_2/N_1-u_LN_3/N_1=u_{DC} \tag{9}$$

$$u_L+u_LN_2/N_1+u_{Cap}=u_{dc.avg} \tag{10}$$

式中：$u_{dc.avg}$ 为整流级输出平均电压。

基于电感的伏秒平衡原理，联立式(8)、式(9)可得：

$$u_{Cap}=u_{dc.avg}(1-d_{st})/(1-Kd_{st}) \tag{11}$$

式中：K 为绕组因数，K=(N_1+N_3)/(N_3−N_2)。

联立式(9)、式(10)和式(11)可得整流级输出平均电压 $u_{dc.avg}$ 与逆变级输入电压 u_{DC} 的关系为：

$$u_{DC}=u_{dc.avg}/(1-Kd_{st})=Bu_{dc.avg} \tag{12}$$

式中：B 为升压因子，B=1/(1−Kd_{st})。

直通(ST)状态的存在，对 MC 的电压传输比有显著的提升作用，但与此同时也会约束逆变级调制系数 m 的变化范围。逆变级调制系数 m 与输入电压 u_{DC} 的关系为：

$$m=\sqrt{3}U_{om}/u_{DC}<1-d_{st} \tag{13}$$

式中：U_{om} 为输出相电压幅值。

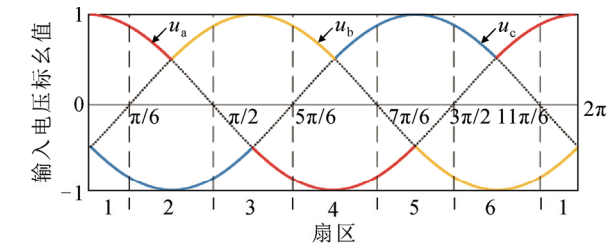
由式(13)可得 YSTSMC 变换器的最大电压增益可表示为：

$$G_{max}=\frac{9\ln\sqrt{3}}{\sqrt{3}\pi}B(1-d_{st})=\frac{9\ln\sqrt{3}}{\sqrt{3}\pi}\frac{1-d_{st}}{1-Kd_{st}} \tag{14}$$

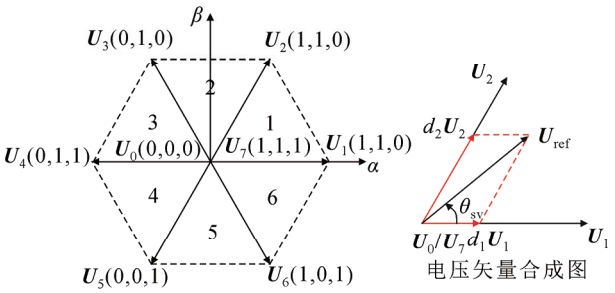
由式(14)可知，通过改变 Y 源网络中 3 个绕组耦合元件的匝数(N_1、N_2 和 N_3)和直通占空比 d_{st} 可以灵活调节电压传输比(voltage transfer ratio, VTR)。当绕组因数 K 从 2 变为 4，且直通占空比 d_{st} 从 0 变为 0.25 时，电压传输比 G_{max} 与 K 和 d_{st} 之间的关系如图 4 所示。

由图 4 可见，YSTSMC 变换器相比传统的矩阵变换器(MC)，其电压传输比(VTR)得到显著提高，远远超过了传统 MC 的 0.866 上限。

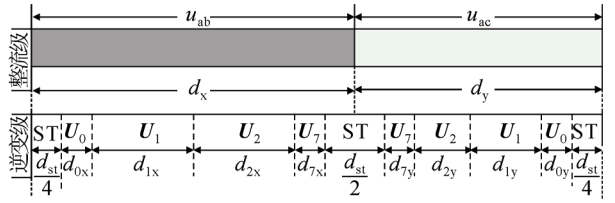
根据 2.3 节所述，YSTSMC 变换器采用整流级没有零矢量的 SVPWM 调制方法时，其输出平均电



(a) 整流级输入电压的6个区间划分



(b) 逆变级输出电压的SVPWM调制分布图



(c) 区间1下开关序列组合和排列顺序

图 2 YSTSMC 调制策略示意图

Fig.2 YSTSMC modulation strategy diagram

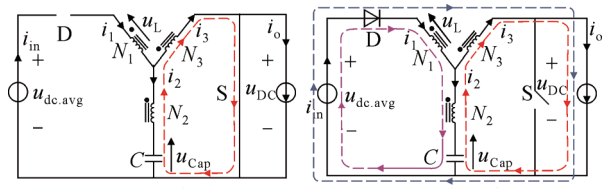

(a) 直通状态等效电路 (b) 非直通状态等效电路

图 3 YSTSMC 的等效电路

Fig.3 Equivalent circuit of YSTSMC converter

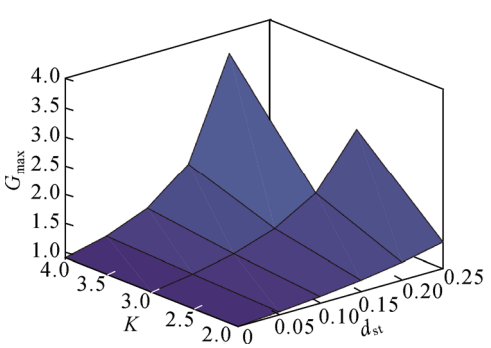


图 4 YSTSMC 变换器电压传输比 G_{max} 与绕组因数 K 和直通占空比 d_{st} 之间的关系曲线

Fig.4 Curve of YSTSMC converter voltage transfer ratio G_{max} versus winding factor K and through duty cycle d_{st}

压 $u_{\mathrm{dc.avg}}$ 可以表示为：

$$\begin{cases} u_{\mathrm{dc.avg}} = \dfrac{3}{2} U_{\mathrm{im}} / \cos\varphi_{\mathrm{i}} \\ \cos\varphi_{\mathrm{i}} = \max(\left|\cos\varphi_{\mathrm{a}}\right|, \left|\cos\varphi_{\mathrm{b}}\right|, \left|\cos\varphi_{\mathrm{c}}\right|) \end{cases} \tag{15}$$

式中：U_{im} 为输入电压幅值；φ_{a}、φ_{b}、φ_{c} 分别为 a、b、c 相的输入电压相角。

联立式(12)、式(13)和式(15)并整理可得 YSTSMC 变换器输入电压与输出电压的关系为：

$$U_{\mathrm{om}} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{\mathrm{im}} / \cos(\varphi_{\mathrm{i}} Bm) \tag{16}$$

假定 YSTSMC 的损耗可以忽略不计，当系统输出侧提供平衡的输出电压和电流，输入有功功率将不存在 2 倍频分量。根据正常工况下 YSTSMC 变换器的输入输出电压关系，当电网三相电压处于不平衡状态时，输入电压幅值 U_{im} 是随着时间变化的，由式(16)可知，YSTSMC 变换器的输出侧电压同样会变为三相不平衡电压，对三相平衡负载造成较大的不良影响，为了得到平衡的三相输出电压，即恒定的 U_{om} 幅值，可以将调制系数 m 与相位角余弦成反比例关系进行调整从而使输出的电压矢量呈三相平衡对称完成补偿，最终实现三相输出平衡和恒定的有功功率。调整后的动态调制系数 m_{v} 为：

$$m_{\mathrm{v}} = \frac{2}{\sqrt{3}} (U_{\mathrm{om}} \cos\varphi_{\mathrm{i}}) / (U_{\mathrm{im}} B) \tag{17}$$

采用动态调制系数后，YSTSMC 变换器会根据输入和输出电压的幅值、相位差进行实时动态调节调制系数的大小，补偿输出电压，从而抑制有功功率的 2 倍频脉动。

3 YSTSMC 的无源滑模控制策略

为了保证电网能够在给定功率因数下运行，本文主要研究输入侧无功功率的控制。当有功功率和负载维持不变时，有功功率电流 i_d 不变。在给定无功功率变化的情况下，无功电流可随参考值变动，确保有功功率的稳定，从而保证对负载的可靠供电。因而，调控功率因数角可以完成对无功功率的调控，功率因数角 φ_{i} 表示为：

$$\varphi_{\mathrm{i}} = \arctan(i_q / i_d) \tag{18}$$

由式(18)可知输入功率因数角也就是输入无功功率只与 i_q 有关。由于不能直接采集 i_d 的数据，而 i_{sd} 可测，不计输入滤波器造成的功率损耗，设定 i_{sd} 与 i_d 相近，对 i_q 进行控制，利用式(18)得到 φ_{i}，进而确立 YSTSMC 变换器的调制电流矢量相位角，结合 SVPWM 调制实现闭环控制，使得无功电流跟随参考值。

传统 PI 控制主要适用于简单的线性对象，并且其参数的选择对于系统控制效果影响很大，当电网电压出现不平衡或者畸变的情况时，其动态和稳态性能可能变差，响应速度也会减慢。因此，本文引入了无源滑模(PBC-SMC)控制策略提高系统性能。

3.1 YSTSMC 的 E-L 模型和系统稳定性证明

将式(4)写成 E-L 模型为：

$$\boldsymbol{M}\dot{\boldsymbol{x}} + \boldsymbol{J}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{R}\boldsymbol{x} = \boldsymbol{u} \tag{19}$$

其中，

$$\boldsymbol{M} = \begin{bmatrix} L_{\mathrm{f}} & 0 \\ 0 & L_{\mathrm{f}} \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{J} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{\mathrm{i}} L_{\mathrm{f}} \\ \omega_{\mathrm{i}} L_{\mathrm{f}} & 0 \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{R} = \begin{bmatrix} R_{\mathrm{f}} & 0 \\ 0 & R_{\mathrm{f}} \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{u} = \begin{bmatrix} u_{sd} - u_d \\ u_{sq} - u_q \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{x} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}$$

式中：$\boldsymbol{M}$ 为正定阵；$\boldsymbol{J}$ 为反正定阵；$\boldsymbol{R}$ 为耗散矩阵；$\boldsymbol{u}$ 为输入变量；$\boldsymbol{x}$ 为状态变量。

系统输入变量 $\boldsymbol{u}$、输出变量 $\boldsymbol{y}$ 均为 m 个的数学模型为：

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{u}) \\ \boldsymbol{y} = \boldsymbol{h}(\boldsymbol{x}) \end{cases} \quad \boldsymbol{x}(0) = \boldsymbol{x}_0 \in \mathrm{R}^n \tag{20}$$

式中：n 为状态变量 $\boldsymbol{x}$ 的个数；$\boldsymbol{f}$ 为关于($\boldsymbol{x}$, $\boldsymbol{u}$)局部 Lipschitz 的函数。

对于式(20)，如果要证明其是严格无源的，那么对于任意 t>0 需要满足下列耗散不等式：

$$H(\boldsymbol{x}(t)) - H(\boldsymbol{x}(0)) \le \int_0^t \boldsymbol{y}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{u} \mathrm{d}\tau - \int_0^t Q(\boldsymbol{x}) \mathrm{d}\tau \tag{21}$$

或

$$\mathrm{d}H(\boldsymbol{x}) / \mathrm{d}t \le \boldsymbol{y}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{u} - Q(\boldsymbol{x}) \tag{22}$$

式中：$H(\boldsymbol{x})$为半正定的储存函数；$Q(\boldsymbol{x})$为正定函数。选取本文能量储存函数 H 为：

$$H = \boldsymbol{x}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{M} \boldsymbol{x} / 2 \tag{23}$$

对式(23)进行求导得：

$$\dot{H} = \boldsymbol{x}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{M} \dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{x}^{\mathrm{T}} (\boldsymbol{u} - \boldsymbol{J}\boldsymbol{x} - \boldsymbol{R}\boldsymbol{x}) = \boldsymbol{x}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{u} - \boldsymbol{x}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{R} \boldsymbol{x} \tag{24}$$

依据式(24)，如果令

$$\begin{cases} \boldsymbol{y} = \boldsymbol{x} \\ Q(\boldsymbol{x}) = \boldsymbol{x}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{R} \boldsymbol{x} \end{cases}$$

可得式(22)，同理若把此理论用到式(7)，也能得出同样的结论。因而本文的 YSTSMC 系统是大范围稳定的，可以采用无源控制[26]。

3.2 无源控制器设计

本文提出的 YSTSMC 变换器控制器采用内、外双环的无源控制。

PBC 系统期望的平衡点 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{ref}}$ 可表示为：

$$\boldsymbol{x}_{\text{ref}}=\begin{bmatrix} i_{sd\text{ref}} & i_{sq\text{ref}} \end{bmatrix} \tag{25}$$

式中：$i_{sd\text{ref}}$、$i_{sq\text{ref}}$分别为电流 i_{sd}、i_{sq}的期望值。

令系统状态变量的误差值为：

$$\boldsymbol{x}_{\text{e}}=\boldsymbol{x}-\boldsymbol{x}_{\text{ref}}$$

可得：

$$\boldsymbol{M}\dot{\boldsymbol{x}}_{\text{e}}+\boldsymbol{J}\boldsymbol{x}_{\text{e}}+\boldsymbol{R}\boldsymbol{x}_{\text{e}}=\boldsymbol{u}-\boldsymbol{M}\boldsymbol{x}_{\text{ref}}-\boldsymbol{J}\boldsymbol{x}_{\text{ref}}-\boldsymbol{R}\boldsymbol{x}_{\text{ref}} \tag{26}$$

选取能量误差函数 H_1 为：

$$H_1=\boldsymbol{x}_{\text{e}}^{\text{T}}\boldsymbol{M}\boldsymbol{x}_{\text{e}}/2 \tag{27}$$

为了减少系统收敛时间，采取注入阻尼的方法加快系统能量耗散，注入阻尼耗散项为：

$$\begin{aligned}&\boldsymbol{R}_{\text{d}}\boldsymbol{x}_{\text{e}}=(\boldsymbol{R}+\boldsymbol{R}_{\text{a}})\boldsymbol{x}_{\text{e}}\\&\boldsymbol{R}_{\text{a}}=\begin{bmatrix} R_{\text{a1}} & 0\\ 0 & R_{\text{a2}}\end{bmatrix}\end{aligned} \tag{28}$$

式中：$\boldsymbol{R}_{\text{a}}$为待定的阻尼系数矩阵；$\boldsymbol{R}_{\text{d}}$为耗散项系数。

将式(28)代入式(26)可得：

$$\boldsymbol{M}\dot{\boldsymbol{x}}_{\text{e}}+\boldsymbol{R}_{\text{d}}\boldsymbol{x}_{\text{e}}=\boldsymbol{u}-(\boldsymbol{M}\boldsymbol{x}_{\text{ref}}+\boldsymbol{J}(\boldsymbol{x}_{\text{ref}}+\boldsymbol{x}_{\text{e}})+\boldsymbol{R}\boldsymbol{x}_{\text{ref}}-\boldsymbol{R}_{\text{a}}\boldsymbol{x}_{\text{e}}) \tag{29}$$

依据式(6)推导出内环输出参考值的表达式为：

$$\begin{cases}u_{d\text{ref}}=u_{sd}+\omega_{\text{i}}L_{\text{f}}i_{sq}-R_{\text{f}}i_{sd\text{ref}}+R_{\text{a1}}(i_{sd}-i_{sd\text{ref}})\\ u_{q\text{ref}}=u_{sq}-\omega_{\text{i}}L_{\text{f}}i_{sd}-R_{\text{f}}i_{sq\text{ref}}+R_{\text{a2}}(i_{sq}-i_{sq\text{ref}})\end{cases} \tag{30}$$

式中：$u_{d\text{ref}}$、$u_{q\text{ref}}$分别为电压 u_d、u_q的期望值。

同理，依据式(7)可推导出外环输出参考值的表达式为：

$$i_{q\text{ref}}=i_{sq}-\omega_{\text{i}}C_{\text{f}}u_{d\text{ref}}+R_{\text{aw}}(u_q-u_{q\text{ref}}) \tag{31}$$

式中：$i_{q\text{ref}}$为电流 i_q的期望值；R_{aw}为待定的阻尼系数。

3.3 无源滑模复合控制策略

无源控制(PBC)对系统参数有很强的依赖性，而非线性系统是时刻变化的状态，某些参数会随着时间改变，此时 PBC 控制效果会变差，响应速度变慢。而滑模控制(SMC)[27]对系统参数变化和外部扰动具有很好的鲁棒性。因此本文将无源控制(PBC)和滑模控制(SMC)相结合，提出 YSTSMC 变换器的无源滑模控制(PBC-SMC)策略[28-29]。

根据 SMC 理论，为了获得快速稳定的系统响应，本文选取积分滑模，滑模面 s_1、s_2为：

$$\begin{cases}s_1=k_{\text{p1}}e_1+k_{\text{i1}}\int e_1\text{d}t\\ s_2=k_{\text{p2}}e_2+k_{\text{i2}}\int e_2\text{d}t\end{cases} \tag{32}$$

式中：k_{p1}、k_{i1}、e_1和 k_{p2}、k_{i2}、e_2分别为滑模面 s_1、s_2的比例系数、积分系数、系统误差；系统误差 e_1、e_2表达式为：

$$\begin{bmatrix}e_1\\ e_2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}i_{sd}-i_{sd\text{ref}}\\ i_{sq}-i_{sq\text{ref}}\end{bmatrix} \tag{33}$$

采取饱和函数 sat(·)来改善 SMC 控制存在的高频振荡问题，趋近律表达式为：

$$\begin{cases}\dot{s}_1=-\varepsilon_1\text{sat}(s_1)-k_1s_1\\ \dot{s}_2=-\varepsilon_2\text{sat}(s_2)-k_2s_2\end{cases} \tag{34}$$

式中：ε_1、k_1、ε_2、k_2为趋近率系数。

对式(32)求导，并联立式(33)、式(34)可得：

$$\begin{cases}\dot{e}_1=\dot{i}_{sd}=-(k_{\text{i1}}e_1+k_1s_1+\varepsilon_1\text{sat}(s_1))/k_{\text{p1}}\\ \dot{e}_2=\dot{i}_{sq}=-(k_{\text{i2}}e_2+k_2s_2+\varepsilon_2\text{sat}(s_2))/k_{\text{p2}}\end{cases} \tag{35}$$

将式(35)代入式(6)中，与式(30)联立可得内环控制律为：

$$\begin{cases}u_{d\text{ref}}=u_{sd}+\omega_{\text{i}}L_{\text{f}}i_{sq}-R_{\text{f}}i_{sd\text{ref}}+\dfrac{R_{\text{a1}}L_{\text{f}}(k_1s_1+\varepsilon_1\text{sat}(s_1))}{k_{\text{p1}}(R_{\text{a1}}+R_{\text{f}})-k_{\text{i1}}L_{\text{f}}}\\ u_{q\text{ref}}=u_{sq}-\omega_{\text{i}}L_{\text{f}}i_{sd}-R_{\text{f}}i_{sq\text{ref}}+\dfrac{R_{\text{a2}}L_{\text{f}}(k_2s_2+\varepsilon_2\text{sat}(s_2))}{k_{\text{p2}}(R_{\text{a2}}+R_{\text{f}})-k_{\text{i2}}L_{\text{f}}}\end{cases} \tag{36}$$

同理，可得外环控制律为：

$$i_{q\text{ref}}=i_{sq}-\omega_{\text{i}}C_{\text{f}}u_{d\text{ref}}+\frac{R_{\text{aw}}C_{\text{f}}(k_3s_3+\varepsilon_3\text{sat}(s_3))}{k_{\text{p3}}(R_{\text{aw}}+R_{\text{f}})-k_{\text{i3}}C_{\text{f}}} \tag{37}$$

式中：k_{p3}、k_{i3}为滑模面 s_3 的比例、积分系数；e_3为滑模面 s_3 的系统误差，e_3=u_q−$u_{q\text{ref}}$。

综上所述，YSTSMC 变换器的输入侧总体控制框图见图 5。其中：图 5(a)为输入侧控制的系统架构；图 5(b)为 PBC-SMC 控制的详细框图；图 5(c)为 PBC-SMC 控制子系统 1 的内部结构；图 5(d)为 PBC-SMC 控制子系统 2 的内部结构；图 5(e)为 PBC-SMC 控制子系统 3 的内部结构。

4 软件仿真与实验分析

为了验证本文所提出的无源滑模(PBC-SMC)控制的有效性和优越性，在 MATLAB/Simulink 软件对该系统进行仿真，且把本文的 PBC-SMC 控制与 PI、PBC、SMC 3 种控制相比较。YSTSMC 变换器系统参数见表 1，控制方法的参数见表 2。

4.1 软件仿真分析

4.1.1 电压增益情况

为了验证Y源网络的升压能力是否满足上述式(7)的电压增益，设三相交流电源电压为 220 V，绕组因数 K 为 3，直通占空比 d_{st} 为 0.15，则升压因子 B 为 1.25，理论上三相输出线电压应为 533.45 V。图 6 为两种矩阵变换器的输出线电压波形，其中：图 6(a)、(b)分别针对传统的双级矩阵变换器(TSMC)、本文的 Y 源双级矩阵变换器(YSTSMC)变换器。图 7 为两种矩阵变换器的直流母线电压，其中：图 7(a)、(b)分别针对 TSMC、YSTSMC 两种矩阵变换器。图 8 为两种矩阵变换器的输出电压

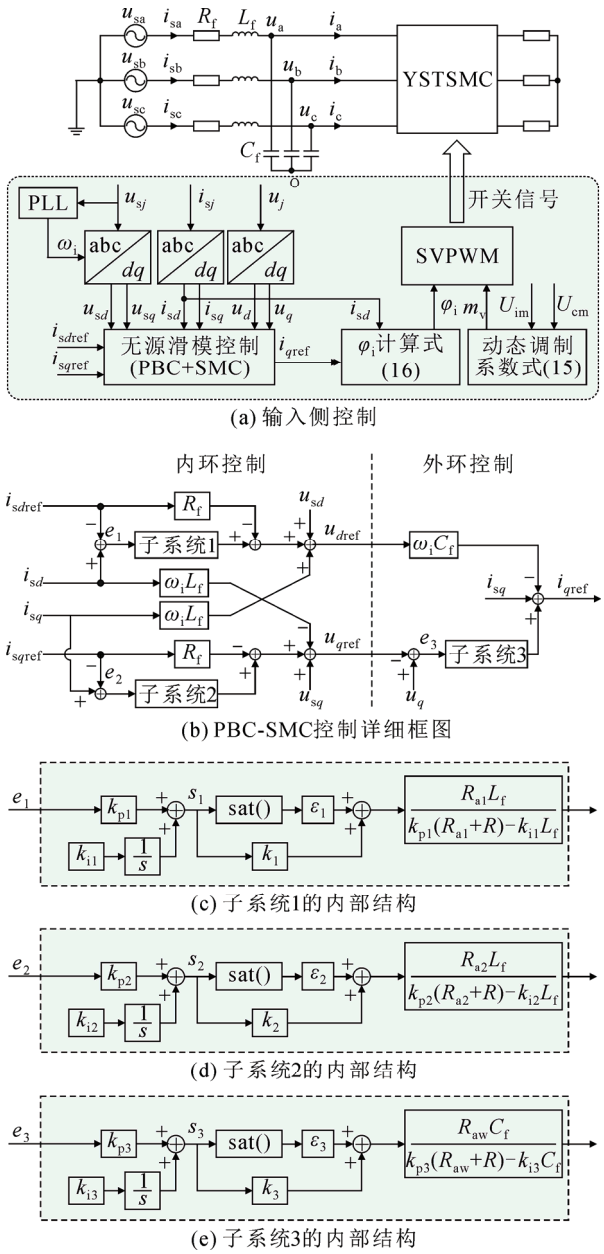


图 5 YSTSMC 变换器输入侧总体控制框图

Fig.5 Overall control block diagram of YSTSMC converter at input side

表 1 YSTSMC 变换器的系统参数

Table 1 System parameters of YSTSMC converter

参数	数值	参数	数值
电网电压有效值 u_{sj}/V	220	输入有功功率 P_s/kW	5
网输入频率 f/Hz	50	输出频率 f_o/Hz	25
滤波电容 C_f/μF	12	调制系数 m	0.8
滤波电感 L_f/mH	2	直通占空比 d_{st}	0.15
阻尼电阻 R_f/Ω	2	开关频率 f_s/kHz	10
负载电感 L_L/mH	10	Y 源网络电容 C/μF	470
负载电阻 R_L/Ω	10	Y 源网络匝数比 N_1:N_2:N_3	40:40:80

表 2 4 种控制方法的控制参数

Table 2 Control parameters for four control methods

控制策略	参数数值
PI	$K_p = 0.01$, $K_i = 150$
PBC	$R_{a1} = 3$, $R_{a2} = 4$, $R_{aw} = 3$
SMC	$c_1 = 0.15$, $c_2 = 100$, $c_3 = 3\times10^6$, $\varepsilon = 5\times10^5$, $q = 200$
PBC-SMC	$R_{a1} = R_{a2} = R_{aw} = 120$, $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \varepsilon_3 = 0.8$, $k_1 = k_2 = k_3 = 1\,500$, $k_{p1} = k_{p2} = k_{p3} = 0.1$, $k_{i1} = k_{i2} = k_{i3} = 100$

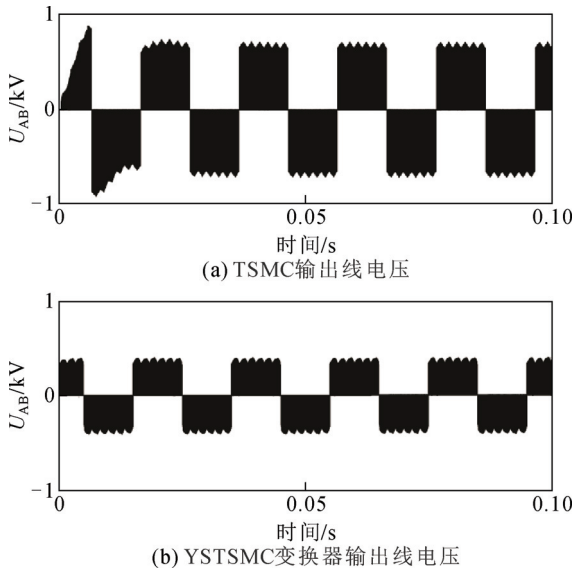


图 6 两种矩阵变换器的输出线电压波形

Fig.6 Output line voltage waveform of two matrix converters

FFT 分析，其中：图 8(a)、(b)分别针对 TSMC、YSTSMC 两种变换器。

通过对比分析图 6 和图 7 两种矩阵变换器可以得知，在相同的输入电压条件下，YSTSMC 变换器的直流母线电压和输出电压相较于 TSMC 变换器都有显著的提升。由图 8 可见，TSMC 的输出线电压基波幅值为 321.6 V，YSTSMC 变换器输出线电压基波幅值为 528.7 V，与上述的理论升压基本相同。

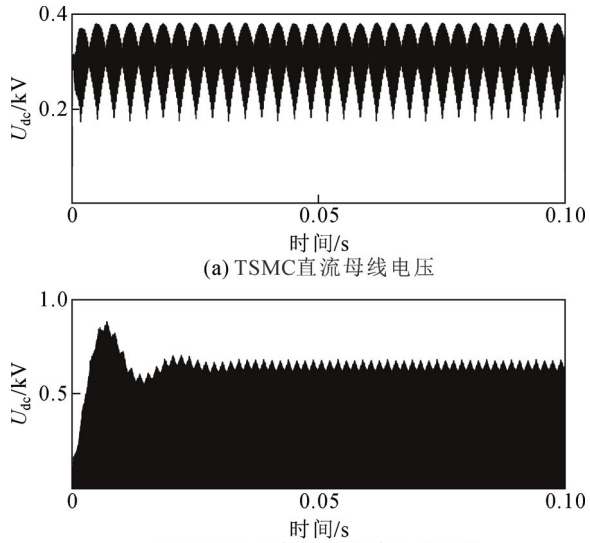
4.1.2 动态调制系数补偿

本文设定电网电压 a 相跌落 10%，动态调制系数补偿前、后有功功率的仿真分析如图 9 所示。由图可见，当电网三相电压变化时，电网的有功功率会出现波动，这主要是由 2 倍频的谐波引起的，验证了前文 2.2 节的分析，补偿后有功功率相对稳定。

4.1.3 YSTSMC 变换器稳态工作仿真

系统稳定运行时，YSTSMC 变换器的无源滑模(PBC-SMC)控制仿真波形如图 10 所示。其中，图 10(a)为 YSTSMC 输入侧三相电压；图 10(b)为 YSTSMC 输入侧三相电流；图 10(c)为 YSTSMC 输入侧 dq 轴电流分量；图 10(d)为 YSTSMC 输入侧功率。

从图 10(a)、(b)可以看出，YSTSMC 输入侧电

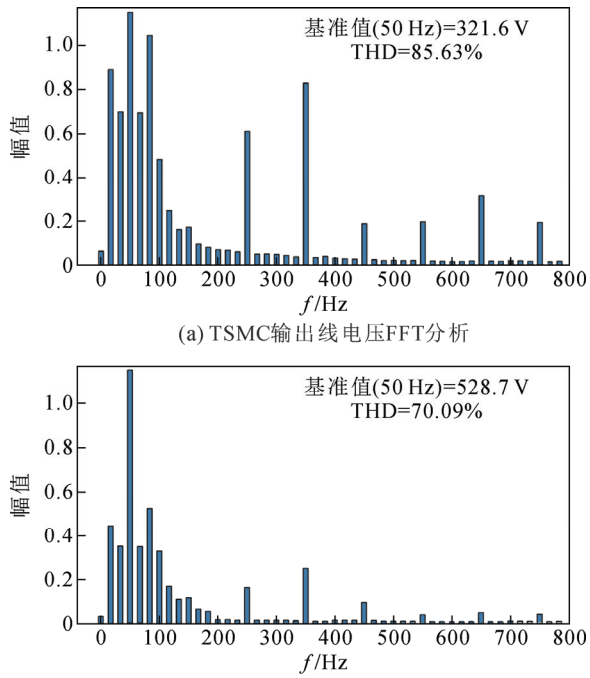


(a) TSMC直流母线电压

(b) YSTSMC变换器直流母线电压

图 7　两种矩阵变换器的直流母线电压

Fig.7　DC bus voltage of two matrix converters



(a) TSMC输出线电压FFT分析

(b) YSTSMC变换器输出线电压FFT分析

图 8　两种矩阵变换器的输出电压 FFT 分析

Fig.8　Output voltage FFT analysis of two matrix converters

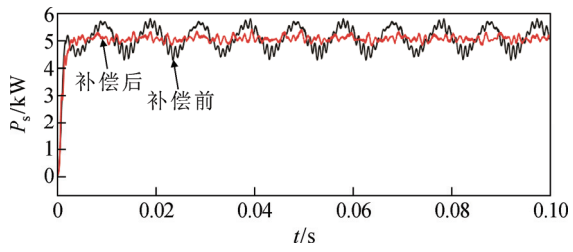
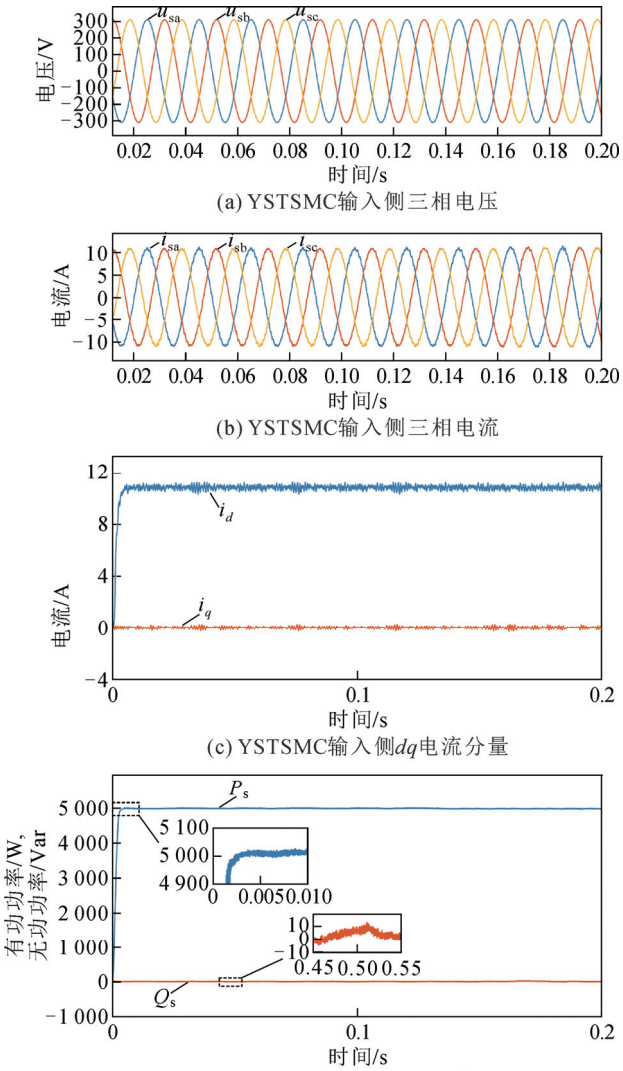


图 9　电网有功功率分析

Fig.9　Grid active power analysis



(a) YSTSMC输入侧三相电压

(b) YSTSMC输入侧三相电流

(c) YSTSMC输入侧dq电流分量

(d) YSTSMC输入侧功率

图 10　正常工况下的仿真波形

Fig.10　Simulated waveforms under normal operating conditions

压和电流波形具有良好的三相对称性；从图 10(c)可以看出电流 dq 分量能够快速且稳定的追踪期望值，证明了所提控制策略具有较好的稳态特性；图 10(d)表明输入侧有功功率能够稳定在设定的 5 kW，无功功率也能够稳定在 0 Var。

根据式(16)，有功功率电流 i_d 不变时，功率因数角 φ_i 仅和电流 i_q 有关。观察 i_q 的波形，可以对比分析不同控制策略的稳态响应性能。为了更好的观察不同控制下 q 轴电流的稳定速度，对 4 种控制策略下的 q 轴电流进行了仿真对比，如图 11 所示。从图可见，PBC-SMC 控制相比 PI、PBC、SMC 3 种控制，其具有更快的稳定速度。

4.1.4　YSTSMC 变换器动态工作仿真

（1）功率变换工况

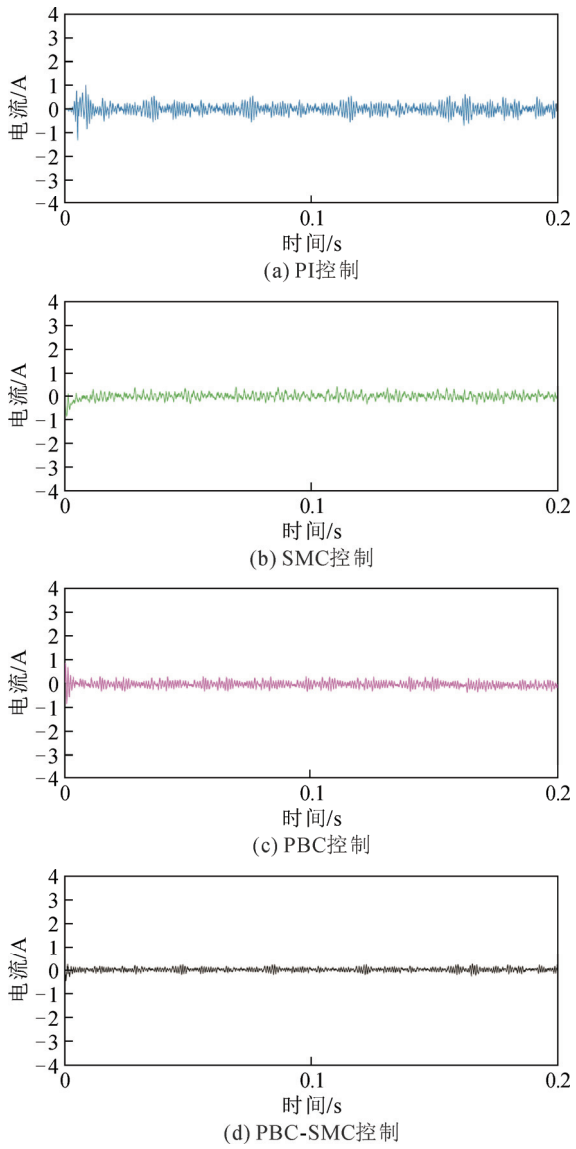


图 11　4 种控制策略下的 q 轴电流

Fig.11　q-axis currents under four control strategies

该工况具体情况为：0.1 s 时输入侧无功功率由 0 Var 增至 1 000 Var，在 0.2 s 时又减至 0 Var。以 a 相电压、电流为例，功率变化时的 YSTSMC 变换器的无源滑模(PBC-SMC)控制仿真波形见图 12。

从图 12 可以看出，电流波形具有良好的三相对称性，在电压不变的情况下，当无功功率变化时，电流可以快速改变追踪新的期望值并在之后维持稳定，此时电压和电流相位也从同步变成了电压超前电流。

图 13 为功率变化时电流 q 轴分量 4 种控制策略的对比图。从图中可以看出，PBC-SMC 控制对比其他 3 种控制策略的响应较快且更平稳。根据 q 轴电流的波动幅度评价指标[30]，可以评估电流 i_q 在两种控制方法下的波动程度，其表达式为：

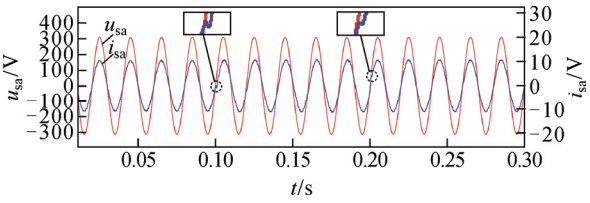


图 12　功率变化工况下的仿真波形

Fig.12　Simulated waveforms under power changes

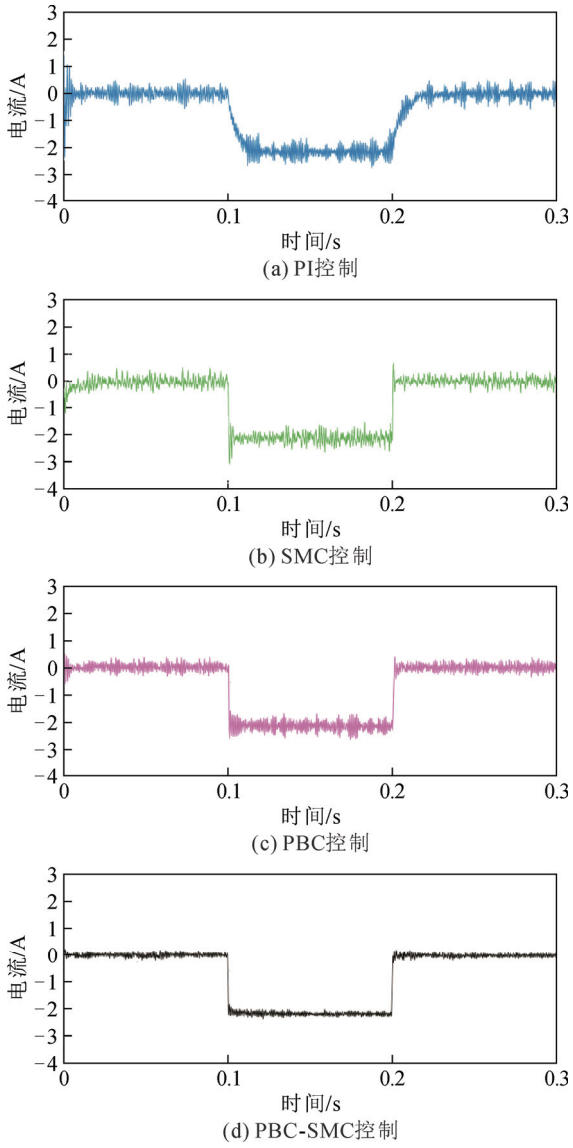


图 13　4 种控制策略下的 q 轴电流

Fig.13　q-axis currents under four control strategies

$$\Delta i_{sq}^{\text{avg}}=\frac{1}{2}\left(\max_{t\in[0.12,0.2]}\left|\frac{i_{sq}(t)-i_{sq\text{ref}}}{i_{sq\text{ref}}}\right|+\min_{t\in[0.12,0.2]}\left|\frac{i_{sq}(t)-i_{sq\text{ref}}}{i_{sq\text{ref}}}\right|\right) \tag{38}$$

式中：$\Delta i_{sq}^{\text{avg}}$ 为电流 i_q 的波动幅度；$i_{sq\text{ref}}$ 为电流 i_q 的期望值。

表 3 列出了 4 种控制下电流 i_q 的动态性能指标。从表 3 和图 13 可以看出，在稳态和动态工作情况下，

表 3　4 种控制策略下的电流性能指标

Table 3　Current performance indexes under four control strategies

时段/ms	控制策略	达到稳定时间/ms	超调/%	波动幅度/%
0~100	PBC-SMC	2	2.42	2.35
	PBC	6	4.03	5.74
	SMC	3	12.84	12.98
	PI	11	21.32	15.59
100~200	PBC-SMC	102	2.33	2.58
	PBC	110	4.38	5.97
	SMC	106	11.56	14.01
	PI	117	6.24	16.11
200~300	PBC-SMC	202.5	2.57	2.43
	PBC	205	3.86	5.12
	SMC	201	10.85	13.87
	PI	220	6.24	15.63

PBC-SMC 控制策略对比其他 3 种控制策略拥有更快的稳定速度。

图 14 为 4 种控制策略下无功功率变化的仿真分析。从图中可以看出，无源滑模(PBC-SMC)控制的稳态和动态响应效果优于 PI、PBC、SMC 3 种控制。

（2）电压变化工况

该工况具体情况为：0.1 s 时电网电压出现不平衡状态，即三相电压暂降 10%，0.2 s 时暂降结束，电网输入侧无功功率 Q_s 控制为 0。电压变化时的 YSTSMC 变换器无源滑模(PBC-SMC)控制仿真波形如图 15 所示。

从图 15 可以看出，功率不变时，电压改变电流可以迅速改变追踪新的工作值并能在之后保持稳定，且三相对称性良好。在 0.1 s 电网出现不平衡状态时进行输出电压补偿，可以看到有功功率波形的波动几乎是恒定的，有效地消除了主要由电网电压不平衡引起的 2 倍频分量，系统此刻仍然以接近单位功率因数的状态运行，而无功功率波形仍包含两倍电网频率振荡的纹波分量，这是因为电网电压出现不平衡时，无法同时补偿有功功率和无功功率的 2 倍频分量。

（3）参数变化工况

该工况具体情况为：0.1 s 时电阻 R_L 由 10 Ω 变为 20 Ω，在 0.2 s 时电感 L_L 由 10 mH 变为 20 mH，其 PBC-SMC 仿真波形如图 16 所示。从图中可以看出，系统参数变化，输入侧电流可以快速达到稳定状态，并且稳定后波形具有良好的三相对称性，这说明本文所提出的无源滑模(PBC-SMC)控制策略具有良好的鲁棒性，对系统参数的变换不敏感。

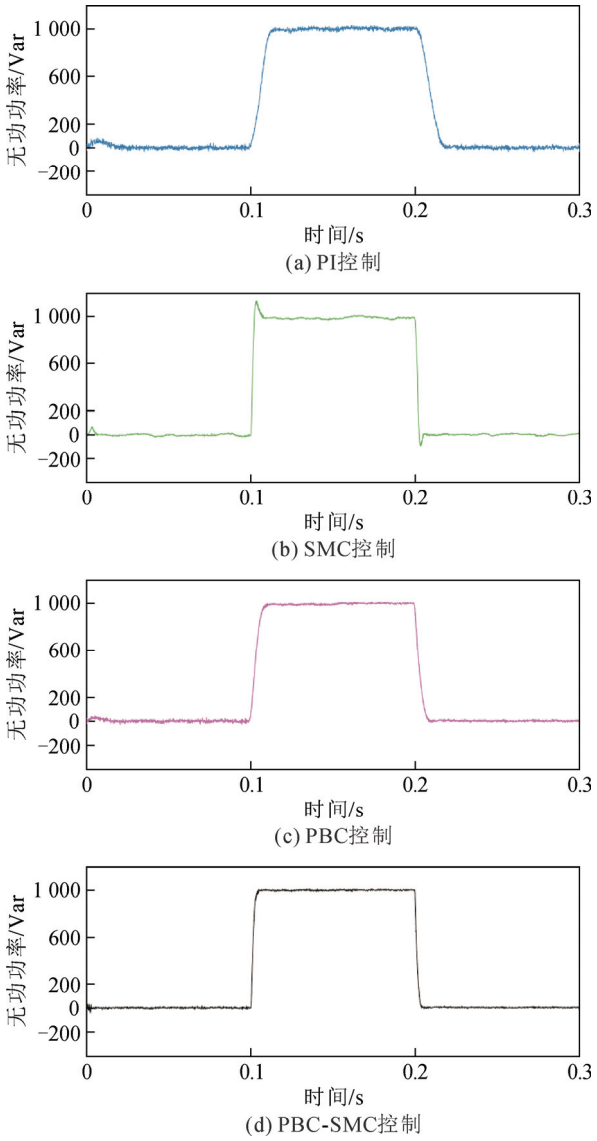


图 14　4 种控制策略下的无功功率

Fig.14　Reactive power under four control strategies

4.2　硬件实验分析

为了验证电网不平衡工况下 Y 源双级矩阵变换器(YSTSMC)输入侧无源滑模(PBC-SMC)策略的有效性，制作了基于 YSTSMC 变换器的实验平台，见图 17。

图中，IGBT 模块采用英飞凌 FF50R12RT4，IGBT 驱动模块采用 6SD106EI，FPGA 模块采用 Altera10CL025YU256I8G 、 DSP 模块采用 STM32-F743VGT6，其他实验参数与软件仿真参数相同。

图 18 为 YSTSMC 变换器的硬件实验波形。其中：图 18(a)为 YSTSMC 变换器的直流母线电压；图 18(b)为 YSTSMC 变换器的输出线电压；图 18(c)为电网平衡状态下的 a 相电压及三相输入电流；图

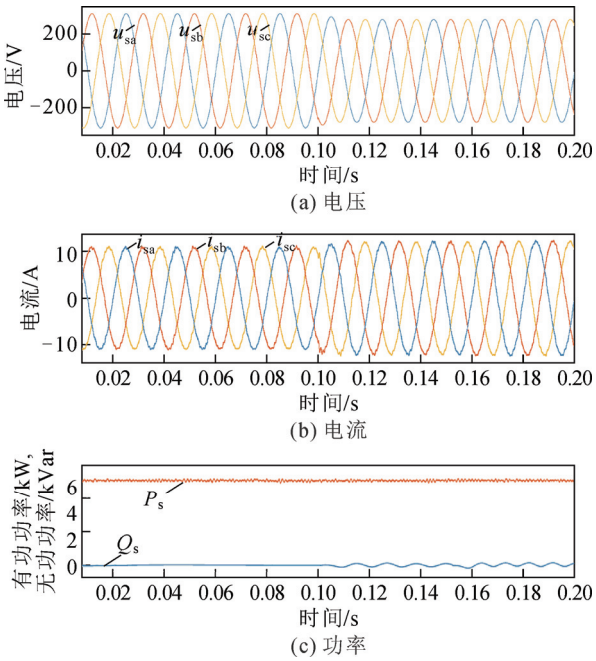


图 15　电压变化工况下的仿真波形

Fig.15　Simulated waveforms under voltage changes

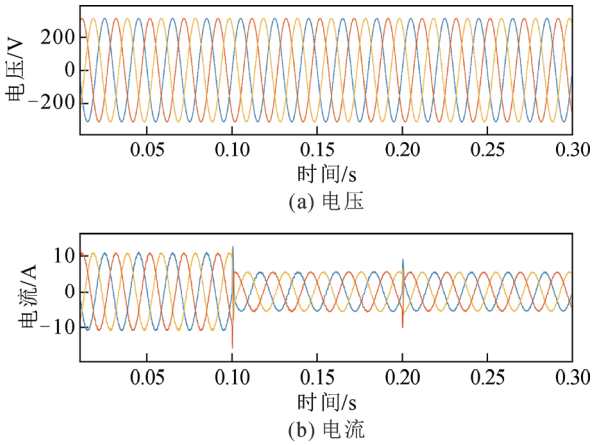


图 16　参数变化工况下的仿真波形

Fig.16　Simulated waveforms under parameter changes

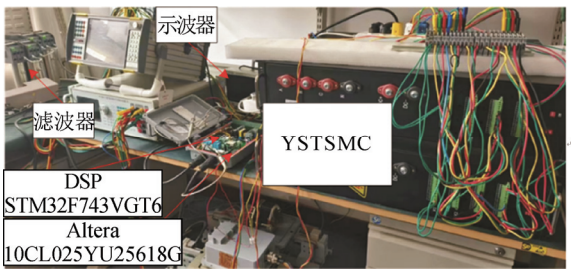


图 17　硬件实物平台

Fig.17　Hardware physical platform

18(d)为电网 a 相电压暂降 10%时的三相电压；图 18(e)为电网 a 相电压暂降 10%时的单相电压和电流；图 18(f)为无功功率由 0 Var 变为 1 000 Var 时 4 种控制策略的实验波形。

由图 18 可知，输入无功功率 Q_s 的平均值能够追随设定的期望值，从而使得系统在接近单位功率因数下保持稳定运行。t_1 时 Q_s 的参考值从 0 变为 1 000 Var，此时电网 a 相电压和电流相位也从同步变成了电压超前电流。该实验结果证明了 YSTSMC 变换器输入侧无源滑模控制(PBC-SMC)策略的可行性，硬件实验结果与软件仿真结果一致。

5　结论

本文针对电网发生不平衡时 Y 源双级矩阵变换器(YSTSMC)输入输出特性，提出了一种新的控制策略。其中，采用了 Y 源升压结构的矩阵变换器代替传统的双级矩阵变换器(TSMC)，对 YSTSMC 变换器提出了无源滑模控制(PBC-SMC)策略并证明其稳定性，并将其与 PI、PBC 和 SMC 3 种控制进行对比。最后，通过软件仿真和硬件实验进行了验证。通过本文可得下面结论：

1）在 TSMC 变换器中嵌入 Y 源升压结构，可以提高电压传输比，其结构具有无源元件少、开关损耗低等优点，而且绕组因数可以根据设计需求灵活选择；

2）本文提出的无源滑模(PBC-SMC)控制策略相比 PI、PBC、SMC 3 种控制，其稳态和动态性能更好，响应速度快，谐波含量也更低，控制效果更好。

参考文献　References

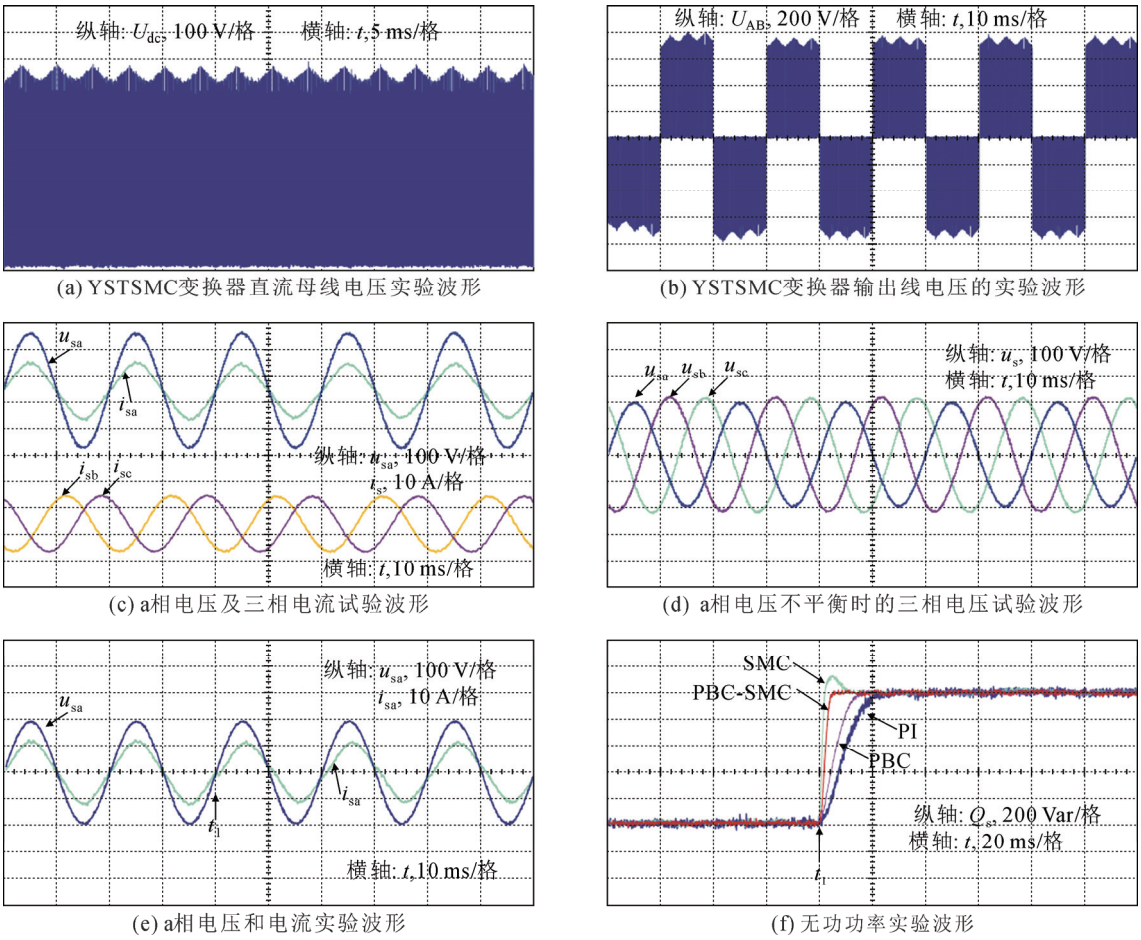
[1] CHANG Q Y, ZHOU B, LU C J, et al. A sinusoidal doubly salient electromagnetic machine drive fed by third-harmonic injection two-stage matrix converter with integrated injection inductor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(4): 3418-3428.

[2] AROS J R, GUINEZ R P, DOBSON R C, et al. Indirect matrix converter modulation strategies for open-end winding induction machine[J]. IEEE Latin America Transactions, 2014, 12(3): 395-401.

[3] 程启明，罗力珲，沈治超，等. 基于分离源矩阵变换器的 PMSM 无源动态演化控制策略[J]. 高电压技术，2024，50(5)：2030-2041.
CHENG Qiming, LUO Lihui, SHEN Zhichao, et al. Control strategies of permanent magnet synchronous motor passivity-based and dynamic evolution control based on split source matrix converter[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(5): 2030-2041.

[4] 谌海霞. 双级矩阵变换器的过调制策略研究及实现[J]. 微电子学与计算机，2009，26(3)：236-239.
CHEN Haixia. The over modulation strategy research and realization of two-stage matrix converter[J]. Microelectronics & Computer, 2009, 26(3): 236-239.

[5] 黄朱锦，邓文浪，郭有贵，等. 串联型 Z-源双输出 TSMC 及其调制策略[J]. 中国电机工程学报，2015，35(24)：6489-6498.
HUANG Zhujin, DENG Wenlang, GUO Yougui, et al. Series Z-source dual output two-stage matrix converter with its modulation strategy[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(24): 6489-6498.



(a) YSTSMC变换器直流母线电压实验波形 (b) YSTSMC变换器输出线电压的实验波形

(c) a相电压及三相电流试验波形 (d) a相电压不平衡时的三相电压试验波形

(e) a相电压和电流实验波形 (f) 无功功率实验波形

图 18 YSTSMC 变换器的硬件实验波形

Fig.18 Hardware experiment waveforms of YSTSMC converter

[6] 王汝田，王世琪. 分裂源双级矩阵变换器及其调制策略的研究[J]. 东北电力大学学报，2023，43(3)：47-54.
WANG Rutian, WANG Shiqi. Research on split-source two-stage matrix converter and its modulation strategy[J]. Journal of Northeast Electric Power University, 2023, 43(3): 47-54.

[7] QIAN W, PENG F Z, CHA H. Trans-Z-source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(12): 3453-3463.

[8] LOH P C, LI D, BLAABJERG F. Γ-Z-source inverters[J]. IEEE transactions on Power Electronics, 2013, 28(11): 4880-4884.

[9] 赵鹏飞. Y 源双级矩阵变换器及其调制策略的研究[D]. 吉林：东北电力大学，2021.
ZHAO Pengfei. Research on Y-source two-stage matrix converter and its modulation strategy[D]. Jilin, China: Northeast Electric Power University, 2021.

[10] 许宇翔，葛红娟，国 海，等. 不平衡输入三相-单相矩阵变换器电流解耦控制策略[J]. 工程科学学报，2017，39(6)：945-952.
XU Yuxiang, GE Hongjuan, GUO Hai, et al. Current decoupling control strategy for unbalanced input 3-1 matrix converter[J]. Chinese Journal of Engineering, 2017, 39(6): 945-952.

[11] 何 必，张晓锋，林 桦，等. 采用零矢量补偿的矩阵变换器电流控制策略[J]. 中国电机工程学报，2007，27(13)：53-57.
HE Bi, ZHANG Xiaofeng, LIN Hua, et al. Current control strategies for matrix converter using zero vectors[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(13): 53-57.

[12] 宋金秋，段 彬，付 程，等. 电网不平衡工况下高频链矩阵变换器非线性反步控制策略[J]. 中国电机工程学报，2022，42(2)：761-771.
SONG Jinqiu, DUAN Bin, FU Cheng, et al. Nonlinear backstepping control strategy for high-frequency link matrix converter under unbalanced grid conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(2): 761-771.

[13] 程启明，魏 霖，程尹曼，等. 基于准 Z 源矩阵变换器的永磁同步电机无源控制驱动系统[J]. 中国电机工程学报，2019，39(22)：6746-6756.
CHENG Qiming, WEI Lin, CHENG Yinman, et al. Permanent magnet synchronous motor passivity-based control drive system based on quasi-Z source matrix converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(22): 6746-6756.

[14] 程启明，王玉娇，程尹曼，等. 非理想条件下 MMC-SAPF 的无源控制策略研究[J]. 中国电机工程学报，2019，39(23)：7023-7032.
CHENG Qiming, WANG Yujiao, CHENG Yinman, et al. Research on passive control strategy of MMC-SAPF under non-ideal conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(23): 7023-7032.

[15] 杨旭红，方浩旭，贾 巍. 基于分数阶滑模控制的直接矩阵变换器控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制，2022，50(19)：158-166.
YANG Xuhong, FANG Haoxu, JIA Wei. Research on fractional-order sliding-mode control of a direct matrix converter[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(19): 158-166.

[16] 程启明，叶培乐，魏　霖，等. 电网不平衡条件下基于滑模控制 TLDMC 输入功率控制[J]. 高电压技术，2021，47(12)：4440-4450.
CHENG Qiming, YE Peile, WEI Lin, et al. Input power control of TLDMC based on sliding mode control under unbalanced grid voltage[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(12): 4440-4450.

[17] 王逸超，欧名勇，陈燕东，等. 不平衡电压下并网逆变器的功率波动抑制与电流平衡协调控制方法[J]. 中国电机工程学报，2017，37(23)：6981-6987.
WANG Yichao, OU Mingyong, CHEN Yandong, et al. Coordinate control of power fluctuation suppression and current balance under unbalanced voltage conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(23): 6981-6987.

[18] NGUYEN T L, LEE H H. Simplified model predictive control for AC/DC matrix converters with active damping function under unbalanced grid voltage[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(3): 2907-2917.

[19] 龙云波，张　曦，徐永海，等. 不平衡电压下 IGBT 串联 STATCOM 稳定运行范围确定及应用[J]. 电力系统保护与控制，2021，49(13)：158-166.
LONG Yunbo, ZHANG Xi, XU Yonghai, et al. Determination and application of stable operation range of series-connected STATCOM with IGBT under unbalance voltage[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(13): 158-166.

[20] 程启明，王为涛，沈治超，等. Z 源超稀疏矩阵变换器共模电压和电感电流波动减少的调制策略研究[J/OL]. 中国电机工程学报，2024：1-2[2024-08-14]. https://link. cnki. net/urlid/11.2107. TM. 20240422.1813.012.
CHENG Qiming, WANG Weitao, SHEN Zhichao, et al. Study of modulation strategies based on the reduction of common mode voltage and inductor current fluctuations in Z-source ultra-sparse matrix converters[J/OL]. Proceedings of the CSEE, 2024: 1-2[2024-08-14]. https://link. cnki. net/urlid/11.2107. TM. 20240422.1813.012.

[21] 李　宋，童子威，叶满园，等. 一种新型 CHB 多电平逆变器功率均衡调制策略[J]. 高电压技术，2022，48(6)：2347-2356.
LI Song, TONG Ziwei, YE Manyuan, et al. A new power balance CHB multilevel inverter modulation strategy[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(6): 2347-2356.

[22] 胡文华，郭嘉敏. 七开关十五电平逆变器调制策略及功率均衡方法[J]. 高电压技术，2022，48(9)：3700-3709.
HU Wenhua, GUO Jiamin. Modulation strategy and power balance method of seven-switch fifteen-level inverter[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(9): 3700-3709.

[23] 武保东. Y 源逆变器拓扑及并网研究[D]. 淮南：安徽理工大学，2019.
WU Baodong. Research of Y source inverter topology and grid-connected[D]. Huainan, China: Anhui University of Science and Technology, 2019.

[24] 马建伟，刘鸿鹏，孔庆朝，等. 一族具有直流链电压箝位的高升压比 Y 源逆变器[J]. 电力自动化设备，2023，43(4)：46-53.
MA Jianwei, LIU Hongpeng, KONG Qingchao, et al. Family of high step-up Y-source inverters with DC-link voltage clamping techniques[J]. Electric Power Automation Equipment, 2023, 43(4): 46-53.

[25] 程启明，岳秉言，程尹曼，等. Y 型模块化多电平换流器电流的微分平坦控制策略研究[J]. 高电压技术，2023，49(8)：3467-3477.
CHENG Qiming, YUE Bingyan, CHENG Yinman, et al. Research on differential flatness control strategy of Y-type modular multilevel converter[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(8): 3467-3477.

[26] BELTRÁN C A, DIAZ-SALDIERNA L H, LANGARICA-CORDOBA D, et al. Passivity-based control for output voltage regulation in a fuel cell/boost converter system[J]. Micromachines, 2023, 14(1): 187.

[27] MA F J, ZHU Z, MIN J, 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.

[28] 程启明，赖宇生，李剑辉，等. 基于六边形变换器的无源滑模控制策略[J]. 电网技术，2023，47(10)：4323-4330.
CHENG Qiming, LAI Yusheng, LI Jianhui, et al. Passivity-based sliding-mode control strategy based on hexagonal converter[J]. Power System Technology, 2023, 47(10): 4323-4330.

[29] 程启明，李剑辉，赖宇生，等. 非理想条件下基于 MMC 的电力电子变压器的无源滑模控制策略[J]. 高电压技术，2023，49(4)：1556-1566.
CHENG Qiming, LI Jianhui, LAI Yusheng, et al. Passivity-based sliding-mode control strategy for power electronic transformer based on MMC under non-ideal conditions[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(4): 1556-1566.

[30] 薛　花，潘哲晓，王育飞，等. 基于端口受控耗散哈密顿系统模型的模块化多电平变换器无源反步环流抑制方法[J]. 电工技术学报，2020，35(12)：2596-2611.
XUE Hua, PAN Zhexiao, WANG Yufei, et al. MMC passivity-based and backstepping circulating current suppressing method based on port-controlled hamiltonian with dissipation model[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(12): 2596-2611.



程启明
1965—，男，博士，教授，硕导
研究方向为电力系统自动化、发电过程控制、先进控制及应用
E-mail: chengqiming@sina.com

CHENG Qiming
Ph.D., Professor



王海伦(通信作者)
1996—，女，硕士生
研究方向为新能源发电控制、电力电子控制、电机控制
E-mail: 1052504079@qq.com

WANG Hailun
Corresponding author

收稿日期　2024-03-24　修回日期　2024-06-20　　编辑　陈　蔓