

电压不平衡下 Vienna 整流器的谐振滑模控制策略

周运红¹, 张爱民¹, 张杭², 黄晶晶³, 杨卫朋¹, 张蕾⁴

(1. 西安交通大学电子与信息学部, 710049, 西安; 2. 西安交通大学电气工程学院, 710049, 西安;
3. 西安理工大学自动化与信息工程学院, 710048, 西安; 4. 西安工程大学电子信息学院, 710048, 西安)

摘要: 针对电网电压不平衡条件下, Vienna 整流器存在的负序电流及有功功率纹波问题, 提出一种谐振滑模控制策略。首先, 利用三相电压电流推导了三相 Vienna 整流器的直接功率控制模型; 然后, 在电压不平衡条件下, 分析了系统不同控制目标的二倍频纹波补偿量, 并设计了谐振控制器以便快速有效地跟踪纹波; 最后, 应用滑模控制策略对功率环进行设计, 并通过对 Lyapunov 方程的求解确定 Vienna 整流器输出电压控制量。在 MATLAB/Simulink 上搭建了 Vienna 整流器仿真平台, 对所提的谐振滑模控制策略的有效性进行了验证。仿真结果表明, 该策略提高了系统在电网不平衡条件下的稳定性及控制精度。与传统 PI 控制策略相比, 在电网不平衡下, Vienna 整流器交流侧负序电流被抑制到原有的 35.7%, 有功功率纹波减少了 67%。

关键词: 谐振滑模控制; 二倍频; Vienna 整流器; 电压不平衡

中图分类号: TM46 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202004010 **文章编号:** 0253-987X(2020)04-0076-09



OSID 码

A Resonance Sliding Mode Control Strategy for Vienna Rectifier under Unbalanced Voltage Conditions

ZHOU Yunhong¹, ZHANG Aimin¹, ZHANG Hang², HUANG Jingjing³,
YANG Weipeng¹, ZHANG Lei⁴

(1. Faculty of Electronic and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;
2. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;
3. School of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China;
4. School of Electronics and Information, Xi'an Polytechnic University, Xi'an 710048, China)

Abstract: A resonance and sliding mode method is proposed to solve the problem of negative sequence current and active power ripple in the Vienna rectifier under unbalanced grid voltage input conditions. Firstly, a direct power control model of the three-phase Vienna rectifier is derived by the three-phase voltage and current. Then, the double-frequency ripple compensation amount for different control targets of the system is analyzed under the condition of unbalanced voltage, and a resonance controller is designed to track the ripple quickly and effectively. Finally, a power loop is designed using the sliding mode control strategy, and the output voltage control amount of the Vienna rectifier is determined by solving the Lyapunov equation. A simulation platform of the three-phase Vienna rectifier is built in MATLAB/Simulink to verify the effectiveness of the proposed resonance sliding mode control strategy. Simulation results show that the proposed strategy improves the stability and control accuracy of the Vienna rectifier

收稿日期: 2019-09-26。 作者简介: 周运红(1994—),男,博士生;张杭(通信作者),男,副教授。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51607133)。

网络出版时间: 2020-01-09

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20200109.1044.002.html>

under unbalanced grid voltage input conditions. A comparison with the PI control strategy for different control targets under unbalanced grid conditions shows that the negative current of the Vienna rectifier is suppressed to 35.7% of the original value and the active power ripple reduces by 67%.

Keywords: resonance sliding mode control; double-frequency; Vienna rectifier; unbalanced voltage

近年来,随着分布式用电设备大量接入电网,电网环境污染日益严重,对电网和用电设备之间的接口提出了巨大的挑战,故对接口变换器电能质量的要求也越来越高^[1-3]。Kolar 提出一种三相三电平单向的 Vienna 整流器结构^[4],在对功率密度和电压应力要求较高的电信系统、航空航天和电动汽车等领域,得到了广泛的应用^[5-7]。

与传统的具有功率因数校正(PFC)功能的整流拓扑相比,Vienna 拓扑具有以下优点:① Vienna 整流桥采用三电平结构能有效抑制交流侧电流谐波;② 控制结构简单,每个桥臂只有一个开关管,不用考虑死区问题,开关损耗低;③ 功率开关管与二极管都承受较低的电压应力^[8]。Vienna 拓扑结构如图 1 所示,其主电路包括二极管桥和 3 个双向可控开关单元,其中开关 S_i (i 为 a, b, c) 由一个功率开关器件与 4 个二极管并联构成。

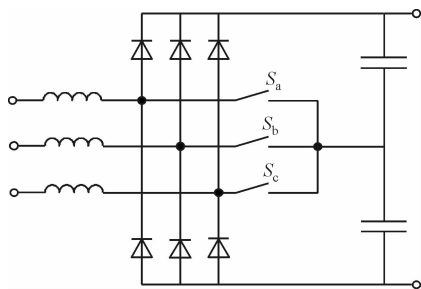


图 1 Vienna 拓扑结构

在电网中,三相电压不平衡状况十分常见,各相的相位、幅值、频率发生变化,不同的控制策略的性能都会受此影响,因此电压不平衡条件下的 Vienna 控制策略得到了广泛的研究^[9-10]。

文献[11-13]针对三相不平衡电网中 Vienna 整流器直流电压纹波和电位功率运行问题,利用正负序参考电流正比于正负序电网电压信号的特性,通过谐振控制器使得实际电流跟踪参考电流信号,其所提算法实现简单,能较快跟踪基波电流,但该控制算法功能单一,电压纹波及功率纹波波动大,且无固定调制频率,导致电流谐波含量大。文献[14]针对严重的电网电压不平衡条件,经过理论分析功率控

制的工作区域,提出一种折中控制策略,使得工作区域和输出电压纹波之间达到平衡,但其给出的功率纹波计算策略过于复杂不易实现。文献[15]提出了一种比例积分谐振控制策略以实现 Vienna 整流器的控制功能,在电网不平衡条件下,电流控制环节通过比例积分谐振控制器以消除 2ω (电网角速度) 交流量,但对系统电流纹波未作详细分析,其谐振控制效果不明显。文献[16]针对电网不平衡的问题,提出一种基于滑模控制的抑制有功功率二次谐波的策略,并根据空间矢量调制特点确定了 Vienna 整流器的稳定工作条件,但其控制算法复杂,电流环控制参数过多,无法有效抑制功率波动,且未考虑系统全局稳定性。

针对上述问题,本文在分析 Vienna 动态模型后,提出一种能够应用于不平衡电网电压条件下的比例积分谐振滑模(PIRSM)控制策略。该控制策略能够有效抑制有功功率纹波和抑制负序电流。首先通过静止坐标变换和序分量提取,得到三相不平衡下的电压电流正负序分量并且计算功率补偿量得到功率参考值,然后利用滑模控制方法设计了包含比例积分和谐振等控制率的跟踪控制器,最后利用 MATLAB/Simulink 仿真平台搭建了 Vienna 整流器仿真平台,验证所提控制策略的正确性和有效性。

1 均衡电路设计

1.1 系统模型分析

本文采用的 Vienna 整流器系统拓扑结构^[17]如图 2 所示,包括三相电源、滤波电感、Vienna 整流

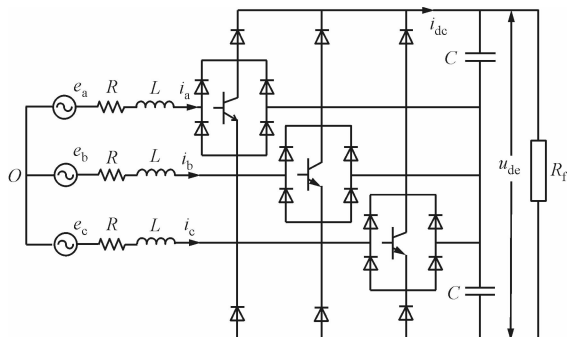


图 2 Vienna 整流器系统拓扑图

器、电阻性负载。系统中 i_a, i_b, i_c 为交流侧电流, e_a, e_b, e_c 为电网电压, u_{dc} 为直流侧电容电压, i_{dc} 为直流侧输出电流, L 为线路电抗, R 为线路阻抗, C 为直流侧电容。

在两相静止坐标系下,根据 Vienna 电路结构及基尔霍夫定理,可以推导得到 Vienna 三相桥数学模型为

$$\left. \begin{aligned} e_a &= L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + u_a \\ e_\beta &= L \frac{di_\beta}{dt} + Ri_\beta + u_\beta \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中: $e_a, e_\beta, u_a, u_\beta$ 和 i_a, i_β 分别是 $\alpha\beta$ 坐标系中相应轴向上的电网电压、整流器交流侧电压和交流侧电流分量。

由瞬时无功理论,电网接入点的瞬时有功功率 P 和无功功率 Q 为

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} e_a & e_\beta \\ e_\beta & -e_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2)$$

对式(2)两边进行微分运算,得到瞬时有功和无功的变化为

$$\left. \begin{aligned} \frac{dP}{dt} &= \frac{3}{2} \left(e_a \frac{di_a}{dt} + i_a \frac{de_a}{dt} + e_\beta \frac{di_\beta}{dt} + i_\beta \frac{de_\beta}{dt} \right) \\ \frac{dQ}{dt} &= \frac{3}{2} \left(e_\beta \frac{di_a}{dt} + i_a \frac{de_\beta}{dt} - e_a \frac{di_\beta}{dt} - i_\beta \frac{de_a}{dt} \right) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

在 $\alpha\beta$ 坐标系下,电网电压、电流复矢量可以表示为

$$\left. \begin{aligned} e_{q\beta} &= (e_{a+} + e_{a-}) + j(e_{\beta+} + e_{\beta-}) \\ i_{q\beta} &= (i_{a+} + i_{a-}) + j(i_{\beta+} + i_{\beta-}) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式中:下标+、-分别表示变量的正、负序分量,并且通过分量提取, $e_{q\beta\pm}, i_{q\beta\pm}$ 中各分量如下

$$\left. \begin{aligned} e_{a+} &= E_{m+} \cos(\omega t + \theta_{e+}) \\ e_{a-} &= E_{m-} \cos(-\omega t + \theta_{e-}) \\ e_{\beta+} &= E_{m+} \sin(\omega t + \theta_{e+}) \\ e_{\beta-} &= E_{m-} \sin(-\omega t + \theta_{e-}) \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

$$\left. \begin{aligned} i_{a+} &= I_{m+} \cos(\omega t + \theta_{i+}) \\ i_{a-} &= I_{m-} \cos(-\omega t + \theta_{i-}) \\ i_{\beta+} &= I_{m+} \sin(\omega t + \theta_{i+}) \\ i_{\beta-} &= I_{m-} \sin(-\omega t + \theta_{i-}) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

式中: $E_{m+}, E_{m-}, I_{m+}, I_{m-}$ 分别代表电网电压和交流电流正负序分量的幅值; $\theta_{e+}, \theta_{e-}, \theta_{i+}, \theta_{i-}$ 分别为相应序分量的初始相位。

电压的序分量为正负序之和,因此通过式(4)和(5)得到电网电压的瞬时变化为

$$\left. \begin{aligned} \frac{de_a}{dt} &= \frac{de_{a+}}{dt} + \frac{de_{a-}}{dt} = -\omega e_{\beta+} + \omega e_{\beta-} \\ \frac{de_\beta}{dt} &= \frac{de_{\beta+}}{dt} + \frac{de_{\beta-}}{dt} = \omega e_{a+} - \omega e_{a-} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

将式(1)和式(7)代入式(3),得到有功功率和无功功率的瞬时变化为

$$\left. \begin{aligned} \frac{dP}{dt} &= \frac{3}{2L} [(e_a^2 + e_\beta^2) - (e_a u_a + e_\beta u_\beta)] - \frac{R}{L} P + \frac{3\omega}{2} (-Q_A + Q_B - Q_C + Q_D) \\ \frac{dQ}{dt} &= \frac{3}{2L} (e_a u_\beta - e_\beta u_a) - \frac{R}{L} Q + \frac{3\omega}{2} (P_A - P_B + P_C - P_D) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

式中

$$\left. \begin{aligned} P_A &= e_{a+} i_{a+} + e_{\beta+} i_{\beta+} \\ P_B &= e_{a-} i_{a-} + e_{\beta-} i_{\beta-} \\ P_C &= e_{a+} i_{a-} + e_{\beta+} i_{\beta-} \\ P_D &= e_{a-} i_{a+} + e_{\beta-} i_{\beta+} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

$$\left. \begin{aligned} Q_A &= e_{\beta+} i_{a+} - e_{a+} i_{\beta+} \\ Q_B &= e_{\beta-} i_{a-} - e_{a-} i_{\beta-} \\ Q_C &= e_{\beta+} i_{a-} - e_{a+} i_{\beta-} \\ Q_D &= e_{\beta-} i_{a+} - e_{a-} i_{\beta+} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

当电网三相电压平衡,即电压负序分量为 0 时,有 $P_B = P_D = 0, Q_B = Q_D = 0$,则式(8)可表示为

$$\left. \begin{aligned} \frac{dP}{dt} &= \frac{3}{2L} [(e_a^2 + e_\beta^2) - (e_a u_a + e_\beta u_\beta)] - \frac{R}{L} P - \omega Q \\ \frac{dQ}{dt} &= \frac{3}{2L} (e_a u_\beta - e_\beta u_a) - \frac{R}{L} Q + \omega P \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

1.2 电网电压不平衡时的功率分析

在电网不平衡下,瞬时有功功率和无功功率的表达式如下

$$\left. \begin{aligned} P &= \frac{3}{2} (P_A + P_B + P_C + P_D) \\ Q &= \frac{3}{2} (Q_A + Q_B + Q_C + Q_D) \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

电网电压平衡时,电网中不存在负序电压和负序电流,有功功率和无功功率由正序电压和正序电流相互作用产生 P_A, Q_A 。而当电网不平衡时,系统中出现了负序电压和负序电流^[18]。由式(5)、式(6)和式(11)可知各个分量表示为

$$\begin{bmatrix} P_A \\ P_B \\ P_C \\ P_D \\ Q_A \\ Q_B \\ Q_C \\ Q_D \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} E_{m+} I_{m+} \cos(\theta_{e+} - \theta_{i+}) \\ E_{m-} I_{m-} \cos(\theta_{e-} - \theta_{i-}) \\ E_{m+} I_{m-} \cos(2\omega t + \theta_{e+} - \theta_{i-}) \\ E_{m-} I_{m+} \cos(2\omega t - \theta_{e-} + \theta_{i+}) \\ E_{m+} I_{m+} \sin(\theta_{e+} - \theta_{i+}) \\ E_{m-} I_{m-} \sin(\theta_{e-} - \theta_{i-}) \\ E_{m+} I_{m-} \sin(2\omega t + \theta_{e+} - \theta_{i-}) \\ -E_{m-} I_{m+} \sin(2\omega t - \theta_{e-} + \theta_{i+}) \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中: P_A 、 P_B 、 Q_A 、 Q_B 为同序的电压电流矢量相互作用产生,表现为直流量; P_C 、 P_D 、 Q_C 、 Q_D 为不同序的电压电流矢量相互作用产生,表现为二倍频波动。显然内环功率控制无法同时满足各个分量控制要求,因此,本文开展了能够适用于不平衡电网电压工作条件下的 Vienna 整流器的控制器设计。

2 控制器设计

2.1 控制目标

Vienna 整流器稳定运行的控制目标是能保证直流侧输出电压稳定且控制交流侧电流正弦化运行^[19]。当三相电网电压平衡时,两个控制目标可同时实现,系统的有功功率和无功功率参考值为^[20]

$$\begin{cases} P^* = P_0 \\ Q^* = Q_0 \end{cases} \quad (14)$$

式中: $P_0 = \frac{3}{2}(P_A + P_B)$ 、 $Q_0 = \frac{3}{2}(Q_A + Q_B)$ 为有功和无功功率参考值,一般为直流量。当电网电压不平衡时,由式(8)无法同时消除有功和无功波动分量,因此有功和无功的控制目标应根据系统要求而设定,为了达成系统要求需要增加一个功率补偿分量,如下所示

$$\begin{cases} P^* = P_0 + P_{\text{comp}} \\ Q^* = Q_0 + Q_{\text{comp}} \end{cases} \quad (15)$$

通过对功率补偿量进行设置可针对不同的控制目标

$$\begin{cases} P_{\text{comp}} = mP_D \\ Q_{\text{comp}} = nQ_D \end{cases} \quad (16)$$

式中: m 、 n 分别表示有功和无功纹波幅值系数。通过对 (m, n) 取不同值,可达成以下不同的控制目标。

(1)当控制目标为负序电流抑制时,令与负序电流相关的功率分量 P_C 、 Q_C 为 0,则根据式(9)和式(10)可以得到

$$\begin{cases} P_C = e_{a+} i_{a-} + e_{\beta+} i_{\beta-} = 0 \\ Q_C = e_{\beta+} i_{a-} - e_{a+} i_{\beta-} = 0 \end{cases} \quad (17)$$

即 $\begin{bmatrix} e_{a+} & e_{\beta+} \\ e_{\beta+} & -e_{a+} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a-} \\ i_{\beta-} \end{bmatrix} = 0$, 由于矩阵 $\begin{bmatrix} e_{a+} & e_{\beta+} \\ e_{\beta+} & -e_{a+} \end{bmatrix}$ 可逆,则负序电流 $\begin{bmatrix} i_{a-} \\ i_{\beta-} \end{bmatrix} = 0$ 。

当系统达到控制目标时有 $[P \ Q]^T = [P^* \ Q^*]^T$, 结合式(12)、式(15)以及 P_0 、 Q_0 的定义可知

$$\begin{cases} P_{\text{comp}} = \frac{3}{2}(P_A + P_B + P_C + P_D) - P_0 \\ Q_{\text{comp}} = \frac{3}{2}(Q_A + Q_B + Q_C + Q_D) - Q_0 \end{cases} \quad (18)$$

由 $[P_C \ Q_C]^T = 0$ 得到

$$\begin{cases} P_{\text{comp}} = \frac{3}{2}P_D \\ Q_{\text{comp}} = \frac{3}{2}Q_D \end{cases} \quad (19)$$

此时,有功和无功纹波幅值系数 $(m, n) = (1.5, 1.5)$ 。

(2)当控制目标为抑制有功纹波时,控制目标应消除有功功率交流量,即 $P_C + P_D = 0$,代入式(13)可得

$$\begin{aligned} E_{m+} I_{m-} \cos(2\omega t + \theta_{e+} - \theta_{i-}) = \\ -E_{m-} I_{m+} \cos(2\omega t - \theta_{e-} + \theta_{i+}) \end{aligned} \quad (20)$$

因此有

$$\begin{cases} E_{m+} I_{m-} = E_{m-} I_{m+} \\ \theta_{e+} - \theta_{i-} = -\theta_{e-} + \theta_{i+} + k\pi \end{cases} \quad (21)$$

其中 k 为奇数。将所得关系代入式(13),可得

$$Q_C = -\frac{3}{2}E_{m-} I_{m+} \sin(2\omega t - \theta_{e-} + \theta_{i+}) = Q_D \quad (22)$$

结合式(12)、式(15)以及 P_0 、 Q_0 的定义可知

$$\begin{cases} P_{\text{comp}} = \frac{3}{2}(P_A + P_B + P_C + P_D) - P_0 \\ Q_{\text{comp}} = \frac{3}{2}(Q_A + Q_B + Q_C + Q_D) - Q_0 \end{cases} \quad (23)$$

由 $P_C + P_D = 0$ 及 $Q_C = Q_D$ 得到

$$\begin{cases} P_{\text{comp}} = 0 \\ Q_{\text{comp}} = 3Q_D \end{cases} \quad (24)$$

此时,有功和无功纹波幅值系数 $(m, n) = (0, 3)$ 。

(3)当控制目标为抑制有功纹波时,控制目标应消除有功功率交流量,即 $Q_C + Q_D = 0$,代入式(13)可得

$$\begin{aligned} E_{m+} I_{m-} \sin(2\omega t + \theta_{e+} - \theta_{i-}) = \\ E_{m-} I_{m+} \sin(2\omega t - \theta_{e-} + \theta_{i+}) \end{aligned} \quad (25)$$

因此有

$$\begin{cases} E_{m+} I_{m-} = E_{m-} I_{m+} \\ \theta_{e+} - \theta_{i-} = -\theta_{e-} + \theta_{i+} + k\pi \end{cases} \quad (26)$$

其中 k 为偶数。将所得关系代入式(13)可得

$$P_C = \frac{3}{2} E_m I_{m+} \cos(2\omega t - \theta_{e-} + \theta_{i+}) = P_D \quad (27)$$

结合式(12),式(15)以及 P_0 、 Q_0 的定义可知

$$\left. \begin{aligned} P_{\text{comp}} &= \frac{3}{2} (P_A + P_B + P_C + P_D) - P_0 \\ Q_{\text{comp}} &= \frac{3}{2} (Q_A + Q_B + Q_C + Q_D) - Q_0 \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

由 $P_C + P_D = 0$ 及 $Q_C = Q_D$ 得到

$$\left. \begin{aligned} P_{\text{comp}} &= 3P_C \\ Q_{\text{comp}} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

此时,有功和无功纹波幅值系数 $(m, n) = (3, 0)$ 。

当 Vienna 整流器控制目标为抑制负序电流时,可以保证在三相电网不平衡期间交流电流对称,提高 Vienna 输出电流电能质量,防止电力电子器件过流引发线路故障,提高系统故障穿越能力;当 Vienna 整流器控制目标为抑制有功二倍频波动时,可减少 Vienna 直流侧电压波动对后续系统正常运行的影响;当 Vienna 整流器控制目标为抑制有功二倍频波动时,系统可向电网提供无功支撑。

2.2 控制流程

Vienna 整流器的完整控制流程图如图 3 所示。

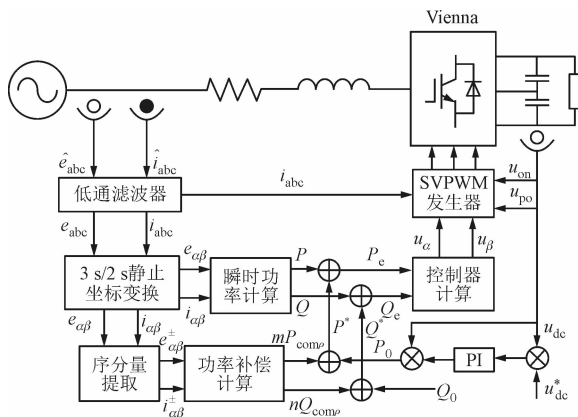


图3 Vienna 整流器控制流程图

在电网不平衡条件下,有功功率和无功功率会存在 2ω 交流量,采用普通的 PI 控制器不能在保证系统性能的情况下快速消除二倍频交流量。因此本文提出一种基于比例积分滑模谐振(PIRSM)控制器,通过准谐振控制器精确快速地消除二倍频影响,利用滑模控制方法对整个控制器进行设计以保证系统 Lyapunov 意义下的稳定性,同时实现快速精确的控制以达到系统目标。

2.3 PIRSM 控制率

三相 Vienna 整流桥直接功率控制策略,因此令 $P_e = P - P^*$ 、 $Q_e = Q - Q^*$ 作为有功和无功功率的误

差变量。定义 $\mathbf{x} = [P_e \quad Q_e]^T$ 、 $\mathbf{x}_r = [P^* \quad Q^*]^T$ 分别作为有功和无功的误差向量和基准向量,将功率误差变量作为新的状态变量,同时考虑到参数不确定性和扰动对系统的影响,将式(8)重新表达为

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{F}(\mathbf{x}) + \mathbf{G}\mathbf{u} + \dot{\mathbf{x}}_r \quad (30)$$

式中: $\mathbf{u} = [u_p \quad u_q]^T$ 是输入控制向量; $\mathbf{G}$ 是增益矩

阵, $\mathbf{G} = \frac{3}{2L} \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{bmatrix}$; $\mathbf{F}(\mathbf{x}) = [F_P(\mathbf{x}) \quad F_Q(\mathbf{x})]^T$

是动态方程中的非线性函数部分,其中 $F_P(\mathbf{x}) = \frac{3}{2L} (e_\alpha^2 + e_\beta^2) - \frac{R}{L} P - \frac{3\omega}{2} (-Q_A + Q_B - Q_C + Q_D)$,

$F_Q(\mathbf{x}) = -\frac{R}{L} Q - \frac{3\omega}{2} (P_A - P_B + P_C - P_D)$ 。

对于 $\dot{\mathbf{x}}_r$,有

$$\left. \begin{aligned} \frac{dP^*}{dt} &= \frac{dP_0}{dt} + m \frac{dP_D}{dt} \\ \frac{dQ^*}{dt} &= \frac{dQ_0}{dt} + n \frac{dQ_D}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

由式(14)可知 P_0 、 Q_0 为直流量,其微分量可忽略不计。由式(15)可知

$$\left. \begin{aligned} \frac{dP^*}{dt} &= 2m\omega Q_D \\ \frac{dQ^*}{dt} &= -2n\omega P_D \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

在功率控制环中设计滑模面向量 $\mathbf{S}$,电网平衡状态时,功率参考为直流量,考虑减小系统误差和消除稳态误差,控制率引入比例积分环节;而当电网不平衡时,针对于有功和无功功率参考中包含二倍频波动量,设计准滑模控制器 G_R ,以使得系统更好地跟踪二倍频分量,因此设计滑模控制率中滑模面向量 $\mathbf{S}$ 为

$$\mathbf{S} = \mathbf{x} + \mathbf{K}_I \int \mathbf{x} + \mathbf{K}_R \mathbf{G}_R \mathbf{x} \quad (33)$$

式中: $\mathbf{K}_I$ 为积分系数,计算公式为

$$\mathbf{K}_I = \begin{bmatrix} K_{IP} & 0 \\ 0 & K_{IQ} \end{bmatrix}, \quad K_{IP} > 0, K_{IQ} > 0$$

$\mathbf{K}_R$ 为谐振系数,计算公式为

$$\mathbf{K}_R = \begin{bmatrix} K_{RP} & 0 \\ 0 & K_{RQ} \end{bmatrix}, \quad K_{RP} > 0, K_{RQ} > 0$$

$\mathbf{G}_R$ 为谐振函数,计算公式为

$$\mathbf{G}_R = \begin{bmatrix} \frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_r^2} & 0 \\ 0 & \frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_r^2} \end{bmatrix}$$

式中: $\omega_r = 2\omega$ 表示二倍基波频率; ω_c 表示控制器的

有效带宽。 G_R 控制器的频率特性曲线如图 4 所示。

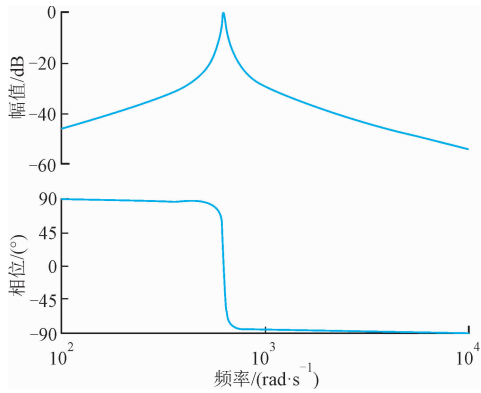


图 4 G_R 控制器的幅频特性曲线

由图 4 可知,在频率 2ω 谐振点处,控制器幅值和相位保持不变,而其它频率含量大幅减小,以使得控制器设计能更有效的针对二倍频率波动。

选择李亚普列夫函数 $V = \frac{1}{2} \mathbf{S}^T \mathbf{S}$, 则函数 V 沿系统状态轨线的微分为

$$\dot{V} = \mathbf{S}^T \dot{\mathbf{S}} \quad (34)$$

对滑模面向量 $\mathbf{S}$ 进行微分,可得

$$\dot{\mathbf{S}} = \dot{\mathbf{x}} + \mathbf{K}_I \mathbf{x} + \mathbf{K}_R \mathbf{G}_{RD} \mathbf{x} \quad (35)$$

式中: $\mathbf{G}_{RD}$ 为谐振函数 $\mathbf{G}_R$ 的微分,可表示为

$$\mathbf{G}_{RD} = \begin{bmatrix} \frac{2\omega_c s^2}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_r^2} & 0 \\ 0 & \frac{2\omega_c s^2}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_r^2} \end{bmatrix}$$

将式(30)(33)(35)代入式(34),可得

$$\dot{V} = \mathbf{S}^T (\mathbf{F}(\mathbf{x})) + \mathbf{G}(\mathbf{x}) \mathbf{u} + \dot{\mathbf{x}}_r + \mathbf{K}_I \mathbf{x} + \mathbf{K}_R \mathbf{G}_{RD}(\mathbf{x}) \quad (36)$$

式中, $\mathbf{u}$ 为功率控制。结合指数趋近率和等速趋势近率的特点, $\dot{V}$ 设计为

$$\dot{V} = \mathbf{S}^T (-\mathbf{K}_S \mathbf{S} - \boldsymbol{\eta} \text{sgn}(\mathbf{S})) \quad (37)$$

式中: $\boldsymbol{\eta}$ 为开关系数,公式为

$$\boldsymbol{\eta} = \begin{bmatrix} \eta_P & 0 \\ 0 & \eta_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(S_P) \\ \text{sgn}(S_Q) \end{bmatrix}, \quad \eta_P > 0, \eta_Q > 0$$

$\text{sgn}(x)$ 为开关函数,公式为

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1, & x > 0 \\ -1, & x < 0 \end{cases}$$

本文设计的混合趋近率使得系统能快速到达滑模切换面,结合式(35)和式(37),其功率环控制量为

$$\mathbf{u} = -\mathbf{G}^{-1} (\mathbf{F} + \dot{\mathbf{x}}_r + \mathbf{K}_I \mathbf{x} + \mathbf{K}_R \mathbf{G}_{RD} \mathbf{x} + \mathbf{K}_S \mathbf{S} + \boldsymbol{\eta} \text{sgn}(\mathbf{S})) \quad (38)$$

式中: $\mathbf{K}_S$ 为滑模系数,公式为

$$\mathbf{K}_S = \begin{bmatrix} K_{SP} & 0 \\ 0 & K_{SQ} \end{bmatrix}, \quad K_{SP} > 0, K_{SQ} > 0$$

设置 $\eta_P > 0, \eta_Q > 0$ 和 $K_{SP}, K_{SQ} > 0$, 则有

$$\dot{V} = -\mathbf{K}_S \mathbf{S}^T \mathbf{S} - \eta_P |S_P| - \eta_Q |S_Q| \leq 0 \quad (39)$$

由于 $V = \frac{1}{2} \mathbf{S}^T \mathbf{S} > 0$, 所以 V 是有界的,即 $\mathbf{S}$ 有界,由 Barbalat 引理和 $\mathbf{S}$ 的定义可以推导出 $\mathbf{x} \rightarrow \mathbf{0}$, 意味着当系统趋于稳定时功率误差值也趋近于 0。

3 仿真研究

为了验证所提 PIRSM 策略的有效性,基于 MATLAB/Simulink 平台搭建了采用三相 Vienna 整流器系统进行仿真实验。系统结构及控制系统如图 2 所示。在电压不平衡时,考虑主要控制目标为通过抑制负序电流以保证电流电能质量或通过控制有功功率纹波以保证后极模块输入电压的稳定。系统步长设置为 $1 \mu\text{s}$, 采样周期和控制周期为 $100 \mu\text{s}$, 并考虑系统延时为 $100 \mu\text{s}$ 。对 Vienna 整流器的功率控制,电压外环采用 PI 控制器,而功率内环采用本文所提出的谐振滑模控制器。主要参数如下:电压环比例系数 $K_{UP} = 0.5$, 电压环积分系数 $K_{UI} = 35$, 滑模系数 $K_{SP} = K_{SQ} = 2000$, 谐振系数 $K_{RP} = K_{RQ} = 5$, 功率环积分系数 $K_{IP} = K_{IQ} = 80$, 开关系数 $\eta_P = \eta_Q = 10$ 。模型系统主要参数如表 1 所示。

表 1 仿真系统参数

参数	数值
电网相电压有效值 E/V	220
线路电阻 R/Ω	0.01
线路电感 L/mH	3
直流侧电容 $C_1, C_2/\text{mF}$	10
开关频率 f/Hz	5000
直流侧参考电压 u_{dc}^*/V	750
负载电阻 R_i/Ω	15

3.1 抑制负序电流的特性对比

在电网电压平衡下,Vienna 整流器控制目标为抑制负序电流时,其功率补偿设置按照式(17),令 $(m, n) = (1.5, 1.5)$ 。在 0.3 s 时,电网发生 a 相电压故障,其幅值发生 70% 的电压跌落,在 0.4 s 时刻,负载电阻并入 30Ω 电阻作为系统扰动,其系统运行结果如图 4 所示。

图 5 中,采用经典 PI 直流功率控制策略,在电压平衡时,其有功功率参考为直流量,采用 PI 控制策略能有效跟踪功率参考,而在电压不平衡时,有功参考含有二倍频分量,导致实际有功功率很难迅速准确地跟踪有功功率参考,难以达到抑制负序电流

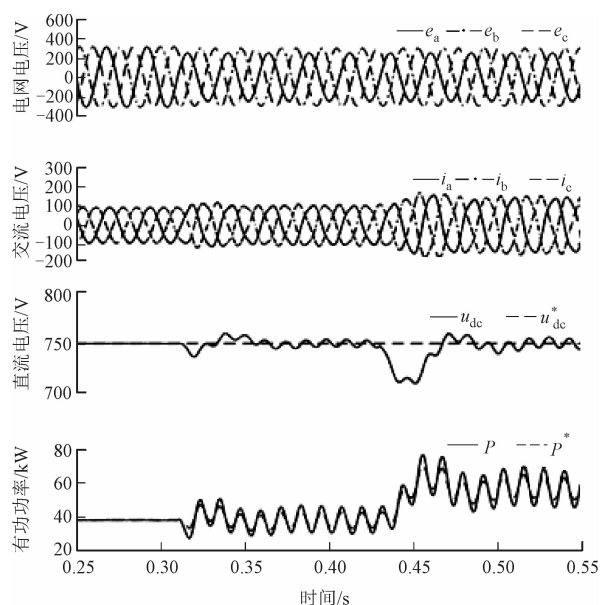


图5 电网不平衡时采用PI控制器抑制负序电流结果

的目的,当系统功率阶跃时,可以明显看到交流侧电流不平衡,而且其有功功率波动输出到直流侧使得电容电压波动增大。

当采用本文所提滑模谐波直接功率控制策略时,为保证交流侧电流平衡,同样以抑制负序电流为控制目标,其系统运行结果如图6所示。

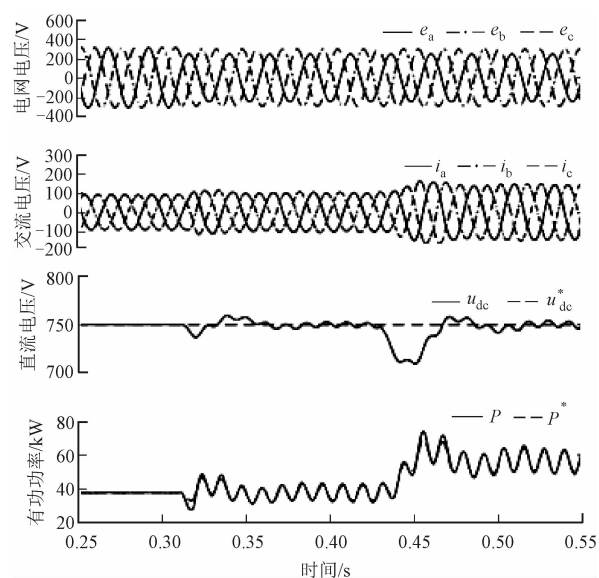


图6 电网不平衡时采用本文PIRSM控制策略抑制负序电流结果

由图6可知:在电网平衡时,本文所提PIRSM控制策略使得有功功率能稳定跟踪功率参考;当系统电网电压不平衡时,功率参考含有二倍频分量,PIRSM控制策略使得实际有功功率能快速跟踪二倍频纹波参考量,且系统功率阶跃时亦能迅速跟踪

参考量,交流侧电流负序分量得到了有效的抑制,使得三相电流保持平衡输出,同时直流电压波动也得到一定地抑制。

3.2 抑制有功纹波的特性对比

在电网电压不平衡时,以抑制有功功率二倍频波动作为控制目标时(即 $(m, n) = (0, 3)$),在0.3 s时刻,a相发生70%电压幅值跌落,在0.4 s时刻,负载电阻并入30 Ω 电阻作为系统扰动,采用传统PI控制器,其系统运行结果如图7所示。

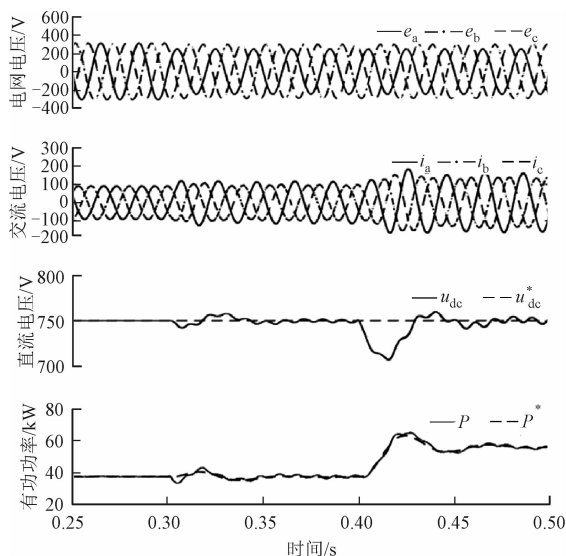


图7 电网不平衡时采用PI控制器抑制有功功率纹波结果

在电网不平衡时,采用传统PI控制无法有效抑制其有功功率波动,在功率阶跃变化时,虽然实际有功功率能迅速跟踪功率参考,但其功率波动明显增大,同时导致直流侧电容电压波动明显,对后级产生严重影响。

采用本文提出的PIRSM策略来抑制有功功率二倍频波动时,其系统运行结果如图8所示。

在图8中,当电网平衡时PIRSM策略能迅速跟踪功率参考,而当电网不平衡时,经过初始波动后,实际有功功率能迅速达到稳定,在跟踪目标的同时抑制波动;当后级输出功率阶跃时,能迅速跟踪功率参考,使得系统快速达到稳定。同时,其直流电容电压波动较小,无明显纹波,后级功率阶跃后能快速达到稳定。

综上所述,与传统PI控制相比,本文所提PIRSM控制策略具有以下优点:在系统以抑制负序电流为控制目标时,采用传统PI控制,电压不平衡时,负序电流得到抑制,其有效值为1.4 A,而采用本文提出的PIRSM控制策略,其负序电流有效值

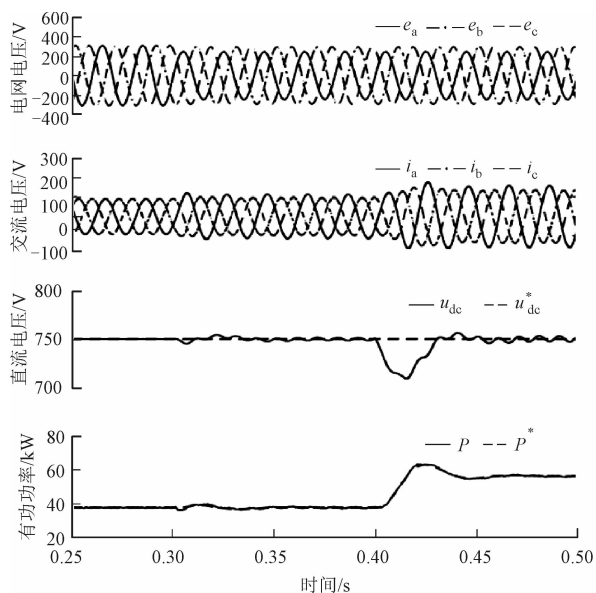


图8 电网不平衡时采用本文 PIRSM 控制策略抑制有功功率纹波结果

被抑制为 0.5 A,减少为原来控制策略的 35.7%,其交流电流负序含量显著减少;在系统以抑制有功纹波为控制目标时,采用传统 PI 控制,其有功功率纹波系数为 3.7%,采用本文所提出的 PIRSM 控制策略后,其有功功率纹波系数为 1.2%,有功功率纹波幅值减少了 67%,有效提高了有功功率的控制精度。因此,所提 PIRSM 控制策略能有效提高 Vienna 整流器系统的暂态及稳态性能。

4 结 论

本文针对三相电网电压不平衡条件下,Vienna 整流器交流侧电流不平衡、直流侧电容电压波动的问题,提出应用于直接功率控制的比例积分滑模谐振控制策略。对不同的控制目标,采用功率补偿的方法调整系统参数,从而抑制负序电流和有功功率波动。本文引入谐振控制器以快速跟踪二倍频波动,同时在保证系统 Lyapunov 稳定的前提下通过滑模控制的方法设计系统控制器。对于不同的系统控制目标,如抑制负序电流,抑制有功功率二倍频波动等,本文 PIRSM 控制策略都能很好地满足系统暂态和稳态性能要求。仿真结果证明了本文所提 PIRSM 控制策略的有效性和正确性。本文研究结果可为下一步验证抑制无功功率二倍频纹波提供相关参考。

参考文献:

[1] YAN Yu, LI Qi, CHEN Weirong, et al. Optimal en-

ergy management and control in multimode equivalent energy consumption of fuel cell/supercapacitor of hybrid electric tram [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(8): 6065-6076.

[2] 戎琳,田炜,孙祖勇,等. 超级电容有轨电车新型充电系统研究 [J]. 电力电子技术, 2017, 51(10): 71-73.

RONG Lin, TIAN Wei, SUN Zuyong, et al. Research on the charging device system for the super capacitor tramcar [J]. Power Electronics, 2017, 51(10): 71-73.

[3] YAN Qin, ZHANG Bei, MLADEN K. Optimized operational cost reduction for an EV charging station integrated with battery energy storage and PV generation [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(2): 2096-2106.

[4] KOLAR J W, ZACH F C. A novel three-phase utility interface minimizing line current harmonics of high-power telecommunications rectifier modules [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997, 44(4): 456-467.

[5] JAKUB T, LUBOS S, ZDENEK P, et al. Position-based T-S fuzzy power management for tram with energy storage system [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(5): 3061-3071.

[6] ZEINAB M, IFTEKHAR A, DARYOUSH H, et al. Smart charging strategy for electric vehicle charging stations [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2018, 4(1): 76-88.

[7] 王斌,徐俊,曹秉刚,等. 升压型电池-超级电容复合电源的自适应滑模控制 [J]. 西安交通大学学报, 2016, 50(10): 36-41.

WANG Bin, XU Jun, CAO Binggang, et al. An adaptive sliding-mode control strategy for hybrid power sources of battery-supercapacitor with a boost converter [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2016, 50(10): 36-41.

[8] MA Hui, XIE Yunxiang, SUN Biaoguang, et al. Modeling and direct power control method of Vienna rectifiers using the sliding mode control approach [J]. Journal of Power Electronics, 2015, 15(1): 190-201.

[9] 刘森森,李宾,杭丽君,等. 一种新型电网三相不平衡时 Vienna 整流器的控制方法 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(21): 54-62.

LIU Sensen, LI Bin, HANG Lijun, et al. A novel natural frame control scheme for a Vienna rectifier under three unbalanced operation conditions [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(21): 54-62.

- [10] DING Wenlong, QIU Han, DUAN Bin, et al. A novel segmented component injection scheme to minimize the oscillation of DC-link voltage under balanced and unbalanced conditions for Vienna rectifier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(10): 9536-9551.
- [11] HANG Lijun, ZHANG Hao, LIU Sensen, et al. A novel control strategy based on natural frame for Vienna-type rectifier under light unbalanced-grid conditions [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(3): 1353-1362.
- [12] DING Wenlong, ZHANG Chenghui, GAO Feng, et al. A zero-sequence component injection modulation method with compensation for current harmonic mitigation of a Vienna rectifier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1): 801-814.
- [13] ZHANG M, HANG Lijun. Constant power control-based strategy for Vienna-type rectifiers to expand operating area under severe unbalanced grid [J]. IET Power Electronics, 2014, 7(1): 41-49.
- [14] 王艳霞, 陈长生. 电网不平衡下维也纳整流器控制研究 [J]. 电气传动, 2018, 48(8): 53-57.
WANG Yanxia, CHEN Changsheng. Control research on Vienna rectifiers under unbalanced grid [J]. Electric Drive, 2018, 48(8): 51-55.
- [15] JEEVAN A, PRASANNA IV, SANJIB K P. Reduction of input current harmonic distortions and balancing of output voltages of the Vienna rectifier under supply voltage disturbances [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(7): 5802-5812.
- [16] 汪建林, 续丹, 周欢, 等. Buck 变换器的自适应终端滑模控制策略 [J]. 西安交通大学学报, 2007, 51(4): 103-108.
WANG Jianlin, XU Dan, ZHOU Huan, et al. Adaptive control method of terminal sliding mode with double loop for Buck converters [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2017, 51(4): 103-108.
- [17] 杨卫朋, 张爱民, 李俊刚, 等. 电压不平衡条件下 VSC-MVDC 系统 PID 加谐振滑模直接功率控制 [J]. 电网技术, 2018, 42(8): 2399-2407.
YANG Weipeng, ZHANG Aimin, LI Jungang, et al. A PID plus resonant sliding mode direct power control for VSC-MVDC system under unbalanced grid voltage conditions [J]. Power System Technology, 2018, 42(8): 2399-2407.
- [18] 续丹, 周佳辉, 王斌. 电动汽车混合储能系统的自适应协同控制 [J]. 西安交通大学学报, 2019, 54(4): 38-44.
XU Dan, ZHOU Jiahui, WANG Bin, et al. An adaptive synergetic control strategy for hybrid energy storage system of electric vehicles [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2020, 54(4): 38-44.
- [19] 梁营玉, 杨奇逊, 刘建政, 等. 电网电压不平衡时 MMC-HVDC 的无差拍直接功率控制 [J]. 电工技术学报, 2015, 30(15): 15-25.
LIANG Yinyu, YANG Qixun, LIU Jianzheng, et al. Deadbeat direct power control for MMC-HVDC under unbalanced grid voltages [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(15): 15-25.
- [20] MARKUS K, ROBERTO G R, RAUL S C, et al. Modeling and two-input sliding mode control of rotary traveling wave ultrasonic motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(9): 7149-7159.

【本刊相关文献链接】

- 续丹, 毛景禄, 王斌, 等. 分布式电池电源模块储能系统的荷电状态均衡控制. 2019, 53(10): 79-85. [doi:10.7652/xjtuxb201910011]
- 马光亮, 续丹, 王斌, 等. 用于辅助电源 Buck 变换器的切换滑模控制策略. 2018, 52(10): 102-109. [doi:10.7652/xjtuxb201810014]
- 李玉, 徐俊, 彭程, 等. 结合变压器正反激原理的动力电池主动均衡方法. 2019, 53(8): 151-158. [doi:10.7652/xjtuxb201908020]
- 姬军鹏, 陈文洁, 马志鹏, 等. 36 kV 电子束轰击炉高压直流开关电源设计. 2017, 51(8): 102-109. [doi:10.7652/xjtuxb201708017]
- 段文岩, 何英杰, 刘云峰, 等. 空间矢量脉宽调制方法在单相三电平中点箝位型整流器中的应用. 2016, 50(11): 91-96. [doi:10.7652/xjtuxb201611014]
- 李宇飞, 王跃, 冯宇鹏, 等. 级联 H 桥型多电平逆变器中变压器偏磁抑制控制方法研究. 2015, 49(6): 96-102. [doi:10.7652/xjtuxb201506016]
- 耿志清, 卓放, 宁改娣, 等. 孤岛微电网中逆变器并联功率与电压均衡控制技术研究. 2014, 48(12): 41-48. [doi:10.7652/xjtuxb201412007]
- 刘凌, 庞霞, 刘崇新, 等. 一类分数阶电力电容器动力学建模与数值分析. 2014, 48(8): 104-108. [doi:10.7652/xjtuxb201408018]

(编辑 刘杨)