

三电平整流器的PFC及中点平衡控制方法

张东升^{1,2} 张东来¹ 王陶¹ 苏宝库²

(1. 哈尔滨工业大学深圳研究生院 深圳 518055

2. 哈尔滨工业大学控制科学与工程系 哈尔滨 150001)

摘要 针对PFC输入电流的THD受电网不平衡、谐波、偏移等畸变情况影响较大的问题,提出了基于能量平衡的同步控制方法,同时引入负载电流的前馈控制,以抑制电网波动和负载扰动,提高系统的动态性能。分析了三相三电平整流器的数学模型,设计了一个中点电压控制数字补偿器,以抑制上下电容电压不平衡引起的中点电压波动,同时利用粒子群优化算法对中点电压平衡控制器的限幅值进行了优化设计,降低了中点电压调节对输入电流THD的影响。在所搭建的2.4kW的实验样机上,验证了控制方法的有效性,满载条件下输入电流THD<5%,中性点电压偏差小于5V。

关键词: 单位功率因数 锁相环 中性点电压平衡 三电平整流器
中图分类号: TM461

PFC and Neutral Point Balanced Control Method of Three-level Rectifier

Zhang Dongsheng^{1,2} Zhang Donglai¹ Wang Tao¹ Su Baoku²

(1. Shenzhen Graduate School Harbin Institute of Technology Shenzhen 518055 China

2. Harbin Institute of Technology Harbin 150001 China)

Abstract A synchronous control method based on power balance is proposed to solve the problem that the input current THD of power factor correction can be greatly affected by phase unbalance, harmonics, offset, notching and so on. Furthermore, the feedforward control of load current is added to restrain the disturbance of both grid voltage and load, which improves the dynamic performance of system. On the basis of analyzing the mathematical model of three-phase three-level rectifier, a digital compensator for neutral point potential control is designed to suppress voltage unbalance of the capacitors. Simultaneously the amplitude regulation of the compensator is optimized using particle swarm optimization algorithm, which reduces the effect of neutral point potential adjustment on current THD. The control method is verified by the experiments on a prototype of 2.4kW, of which the THD is less than 5% when fully loaded, and the deviation of neutral point potential is less than 5V.

Keywords: Unit power factor, phase locked loop, balance of neutral point, three level rectifier

1 引言

整流器已被广泛应用在通信电源、UPS (Uninterruptible Power Supply)、AC驱动调速系统等工业领域,传统的整流器因功率因数低、电流谐波高,对电网污染严重,受到人们的广泛关注^[1-4]。

三电平PWM整流器与两电平整流器相比具有功率器件电压应力小、电流谐波低,等效开关频率高的优点。由于其具有以上的优点,近年来被广泛地应用于各类电力电子系统中,特别是高压大功率变换领域。

功率因数校正PFC (Power Factor Correction) 一般采用双环控制方式,电流内环通过对电感电流

波形的控制，达到跟踪输入电压的目的，从而得到高的功率因数和低电流 THD (Total Harmonic Distortion) [4-6]。这类控制方法使用的前提是必须获得精确的电流参考波形。目前，获取电流参考波形的的方法主要包括过零点检测、比例输入电压方法，这些方法容易受电网不平衡、谐波、偏移等畸变情况影响，使系统功率因数降低，电流 THD 变差 [7-9]。

中点电压波动是三电平变换器固有的问题，制约了变换器的应用，中点电压的平衡控制成为备受关注的课题。文献 [10-12] 分析了造成中点电压波动的因素，并将中点电压平衡控制方法概括为两类：①采用修改调制策略：采用 SVPWM 选择适当的冗余矢量，这类方法控制结构复杂，不易实现。②利用硬件电路实现电容电压的平衡控制，这类方法硬件电路复杂，可靠性低。已有的中点平衡控制方法的研究结果表明，中点电压平衡控制可以有效保证开关应力在额定的范围内，但过度的中点电压调节会使电流波形变差，输入电流的 THD 增大。

本文提出了一种基于能量平衡的同步控制策略，设计了 dq 型数字锁相环，改善了畸变条件下电流参考波形；设计中点电压平衡调节模块，提出了电流给定中加入 PI 控制的直流偏移分量的方法，以调节电容电压的平衡。

2 三相三电平整流器的数学模型

三相三电平整流器的拓扑结构如图 1 所示。假定三相输入电压平衡，只考虑基波成分，根据基尔霍夫电压定律建立三电平整流器的电路方程为

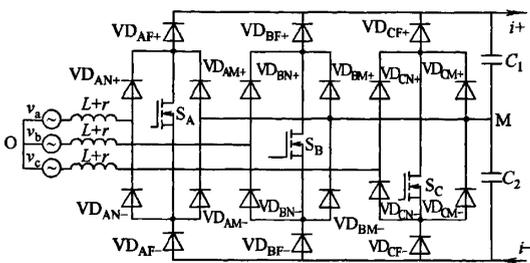


图 1 VIENNA 整流器的拓扑结构

Fig.1 The topology of VIENNA rectifier

$$E = L \frac{dI}{dt} + rI + V_{MO} + V_{XM} \quad (1)$$

式中 E ——电网输入电压矢量， $E=(v_a \ v_b \ v_c)^T$ ；
 I ——电网输入电流矢量， $I=(i_A \ i_B \ i_C)^T$ ；
 V_{MO} ——输出电容中点到电网中性点电压矢量， $V_{MO}=(v_{MO} \ v_{MO} \ v_{MO})^T$ ；

V_{XM} ——桥臂输出电压矢量，

$$V_{XM}=(v_{AM} \ v_{BM} \ v_{CM})^T$$

r ——输入线等效阻抗；

L ——升压电感。

其中

$$v_{iM} = \begin{cases} 0 & \text{开关 } S_i \text{ 导通} \\ V_{C1} & \text{开关 } S_i \text{ 关闭, 且 } i_i > 0 \quad i = A, B, C \\ -V_{C2} & \text{开关 } S_i \text{ 关闭, 且 } i_i < 0 \end{cases} \quad (2)$$

V_{C1} 、 V_{C2} 分别表示母线电容 C_1 和 C_2 两端的电压， v_{iM} 可以进一步表示为

$$v_{iM} = (1-s_i) [V_{C1}\theta(i_i) - V_{C2}\overline{\theta(i_i)}] \quad (3)$$

θ 和 s_i 分别为电流方向函数和开关状态函数

$$\theta(i_i) = \begin{cases} 1 & i_i \geq 0 \\ 0 & i_i < 0 \end{cases}, \quad s_i = \begin{cases} 1 & S_i \text{ 导通} \\ 0 & S_i \text{ 关断} \end{cases} \quad (4)$$

当中点电压平衡时， V_{C1} 和 V_{C2} 是相等的，并且等于表示母线电压的一半即 $V_{dc}/2$ 。对于三相平衡系统，可以得到

$$v_{MO} = \frac{v_{AM} + v_{BM} + v_{CM}}{3} \quad (5)$$

电容中点的电流等于流过三个双向开关管的电流之和

$$i_M = i_{As} + i_{Bs} + i_{Cs} \quad (6)$$

3 基于能量平衡的同步控制策略

本文提出的基于能量平衡同步控制策略如图 2 所示，它主要包括电压外环控制模块、中点电压补偿模块、滞环电流控制模块、dq 型 PLL 锁相环和 PWM 发生模块。电压外环是基于同步坐标格式下能量平衡方程设计的，保证直流侧电压恒定，为电流环提供参考波形幅值，电压外环同时还包括了负载电流的前馈控制。dq 型 PLL 锁相环以获得三相电流同步参考波形，正弦电流波形的调节通过传统的滞环控制实现。中点电压补偿模块保证直流侧电容 C_1 和 C_2 两端的电压相等。

3.1 积分自动复位的 PLL

积分自动复位的三相 PLL 的基本结构如图 3 所示，其原理是基于三相瞬时无功功率理论和线性化方法 [8]。三相输入电压 E 如式 (7)， V_{PK} 为相电压峰值，经式 (9) 由 abc 静止坐标系变换到 dq 同步旋转坐标系，得到瞬时有功分量 U_d 和无功分量 U_q 见式 (8)， θ_1 为锁相的输出角度。

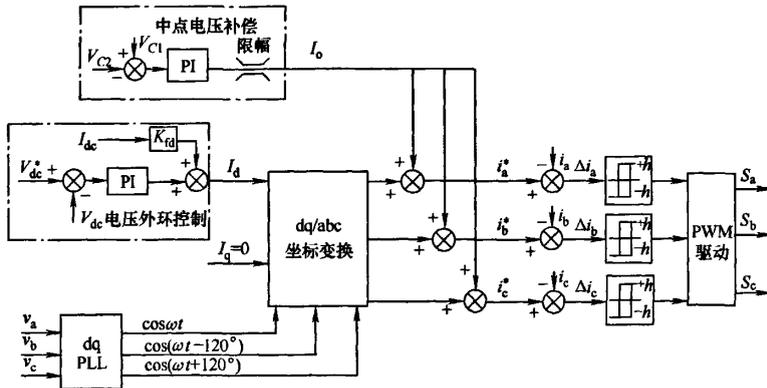


图 2 VIENNA 整流器的控制系统

Fig.2 The control system of VIENNA rectifier

$$E = V_{PK}(\cos\theta \quad \cos(\theta-2\pi/3) \quad \cos(\theta-4\pi/3))^T \quad (7)$$

$$(U_d \ U_q)^T = TE = (V_{PK}\cos(\theta-\theta_1) \quad -V_{PK}\sin(\theta-\theta_1))^T \quad (8)$$

$$T = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos\theta_1 & \cos(\theta_1-2\pi/3) & \cos(\theta_1-4\pi/3) \\ \sin\theta_1 & \sin(\theta_1-2\pi/3) & \sin(\theta_1-4\pi/3) \\ 3/2 & 3/2 & 3/2 \end{pmatrix} \quad (9)$$

基于同步参考格式的整流器功率平衡方程如下：

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{eq} v_{dc}^2 \right) + v_{dc} i_{dc} = \frac{3}{\sqrt{2}} V_p i_d - \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L i_d^2 \right) \quad (10)$$

式中 C_{eq} ——电容 C_1 值的一半；
 V_p ——输入相电压有效值；
 i_d ——输入有功电流；
 L ——Boost 电感值；

v_{dc}, i_{dc} ——直流母线电压和电流。

对式 (10) 进行线性化处理，得到基于功率平衡的稳态和小信号模型分别如式 (11) 和式 (12) 所示。以 I_{dc} 和 V_{dc} 表示稳态工作条件下额定负载电流和输出直流电压信号。

$$\frac{3}{\sqrt{2}} V_p I_d = V_{dc} I_{dc} \quad (11)$$

$$G_p(s) = \frac{L I_d}{C_{eq} V_{dc}} \cdot \frac{(3V_p / \sqrt{2} L I_d) - s}{s + (I_{dc} / C_{eq} V_{dc})} \quad (12)$$

电压外环为电流内环提供指令电流幅值 I_d^* ，同时保持母线电压的恒定。本文采用 PI 控制器作为电压外环控制器，由式 (12) 可知 $G_p(s)$ 中含有一个右半平面的零点，限制了控制环路的带宽，同时为了抑制直流侧电压的纹波引入电流内环，降低输入电流的 THD 指标，系统的剪切频率一般设计在 10Hz 左右。为了抑制负载变化引起的扰动，提高响应速度，除电压外环外还引入了负载电流的前馈控制。

3.3 电容中性点电压平衡控制

电容电压的不对称通常是由直流电流和低频交流分量造成，电压的不对称会增大电容和功率器件的电压应力，严重时导致损坏^[10-12]。电容 C_1 与 C_2 两端的电压差可以由式 (13) 表示，可见，通过对中点电流 i_M 的控制可以达到两个电容电压的平衡

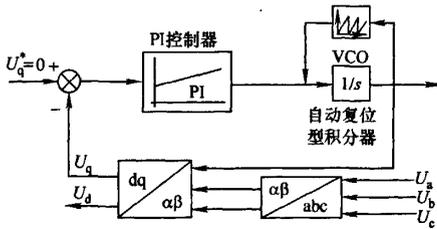


图 3 三相 PLL 结构图

Fig.3 Block diagram of three-phase PLL

当 $\theta \approx \theta_1$ 时， U_q 近似等于 $-V_{PK}(\theta-\theta_1)$ ，大小由输入电压和锁相输出之间相位差决定。误差信号通过 PI 调节达到相位上快速地锁定输入电压，即 $U_q=0$ 。本文设计了具有周期性复位功能的数字积分器，并采用 PI 控制器和积分器分别离散化方法，来解决处理器数据位长的限制与压控振荡器 (VCO) 不断积分累加之间的矛盾。对于三相输入电压系统，数字积分器每累加到 2π ，积分器复位到零，重新开始积分，这样可以避免因角度溢出导致锁相环振荡的问题。合理设计 PI 调节器参数可以提高锁相速度，同时抑制输入电压的畸变，如相不平衡、谐波以及偏移等对电流参考波形的影响。

3.2 基于能量平衡的母线电压控制

通常忽略交流输入电感和整流器各功率器件的损耗，在单位功率因数情况下，整流器的输入功率等于输出功率与所有储能元件能量变换之和，得到

控制的目的。由式(6)知,通过改变开关状态 s_i ,可以达到控制中点电流 i_M 的目的,而 s_i 是由指令参考电流与实际电流的比较得到的,因此,在指令参考电流中加入一个直流偏移 i_0 如式(14),就可以达到对中点电压平衡的控制。

$$\Delta V_M = V_{C2} - V_{C1} = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_M dt \quad (13)$$

$$i_0 = \left(k_{np} + \frac{k_{ni}}{s} \right) (V_{C2} - V_{C1}) \quad (14)$$

为了防止中点电压平衡调节产生的较大直流偏移叠加到指令电流中,影响电流 THD 指标,需要对 i_0 进行限幅。同时, i_0 的调节速度不宜过快,否则会使电流 THD 指标变差。加入电容电压平衡调节控制后的参考电流如式(15),通过加入电流偏移量 i_0 ,改变上下电容的充、放电电流量,以使电容 C_1 与 C_2 的电压达到平衡。

$$\begin{cases} i_a^* = I_d^* \cos \theta + i_0 \\ i_b^* = I_d^* \cos(\theta - 120^\circ) + i_0 \\ i_c^* = I_d^* \cos(\theta + 120^\circ) + i_0 \end{cases} \quad (15)$$

本文采用仿真和实验结合的方法来选取电流指令中的偏移量 i_0 的限幅值,引入一个限幅比例因子 k 见式(16)。为了解决试凑工作量大的问题,采用基于惯性权重的粒子群优化(Particle Swarm Optimization, PSO)的方法,对比例因子 k 这一参数进行优化。优化的目标是在满足中点电压调节平衡的同时,最小限度影响输入电流的 THD 指标,即输入电流 THD 最小化。

为此,本文选用时间乘绝对误差的积分(Integral of Time multiply by Absolute Error, ITAE)和输入波形畸变率 η_{THD} 为优化目标,为了使问题转化为单目标优化问题,利用线性加权的方式给出合适度函数。使优化后的系统即有效控制中点电压平衡,又具有良好的输入电流波形。优化的目标函数如

$$\begin{aligned} J &= \alpha ITAE + (1-\alpha) \eta_{THD} \\ |i_0| &\leq k I_d^* \\ 0.005 &\leq k \leq 0.01 \end{aligned} \quad (16)$$

本文选取线性加权因子 $\alpha=0.3$,目标变为 $\min J$,以兼顾中点电压平衡和输入电流低 THD、高 PF 的性能要求。由于电流幅度控制信号 I_d^* 的大小是由负载决定的,所以 i_0 的幅度随着负载的变化而变化,具有自适应中点电压平衡调节的能力。最后得到中点电压调节频率 50Hz,限幅比例因子 $k=0.008$ 。

4 实验结果与分析

为了验证 PFC 的同步控制策略和中点平衡控制的有效性,搭建了基于 DSP (TMS320LF1812) 的三电平整流器平台,三相输入由 30kVA 艾普斯交流电源提供,THD、PF 指标由 Voltech PM3000 功率分析仪测定。实验样机参数如下:输入相电压有效值 $V_N=110V$;输出功率 $P_o=2400W$;母线电压参考值 $V_{dc}^*=400V$;输入滤波电感 $0.7mH$;直流母线电容 $C_1=C_2=1500\mu F$;采样频率 $f_s=40kHz$ 。

图4为加入了中点补偿器 $(0.005s+200)/s$ 的电流内环实验波形,负载功率为1200W。由图4三相输入电流的波形可知,中点平衡调节补偿器的调节速度和调节幅度是影响电流的 THD 指标的两个重要参数,必须选择合适的调节速度和幅度,才能在保证输出端上下两个电容电压平衡的同时,最小限度地影响电流波形。通过比较实验的结果,本文选用的两个参数为调节频率 50Hz,限幅 $0.008 I_d^*$ 。

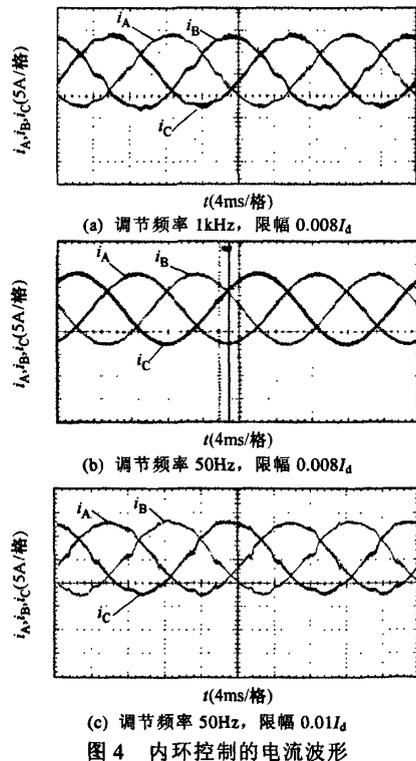


图4 内环控制的电流波形

Fig.4 Current waveforms of inner loop control

为了模拟电网电压的波动,采用手动调节电压的方式来定性验证系统对电网波动的抗干扰能力。图5为输入电压有效值由110V突变到125V的实验波形。

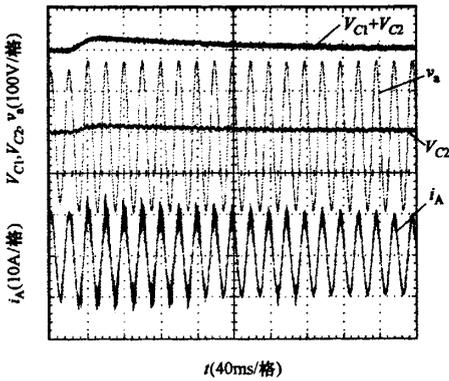


图 5 电网电压突加时的实验波形

Fig.5 Waveforms of experiment when the grid voltage suddenly increased

图 6 为输出功率由 1800W 突变到 2400W 的实验波形,采用空气开关的动作切换不同的功率电阻,模拟负载的阶跃式扰动,验证系统对负载扰动的抑制能力。

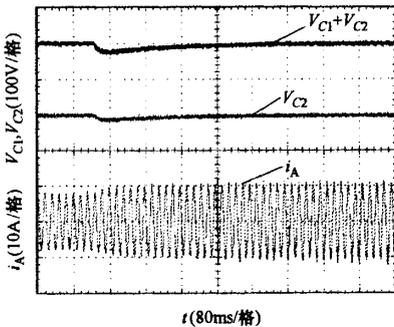


图 6 突加负载时的实验波形

Fig.6 Waveforms of experiment when suddenly increased load

图 7 为三相输入不平衡 ($v_a=110V$, $v_b=128V$, $v_c=92V$) 情况下,电压、电流的实验波形,可测得,电流 THD=5.68%, PF=0.994; 图 8 为基于三相 dq 型锁相环和比例输入电压两种获取电流参考方法的对比实验结果,三相输入电压由柴油机发电系统提供,输入电压的特点是含有大量的谐波、畸变较为严重,实验结果表明,即使输入电网电压严重畸变条件下,基于三相 dq 型锁相环的方法仍能提供精确标准的正弦参考信号,从而得到较低 THD 的输入电流波形。图 9、图 10 为输出功率 2400W 稳态情况下,电压电流对比波形和输出电容电压波形,母线电压实现 400V 稳压,上、下电容电压偏差小于 5V。可测得,电流 THD=4.46%, PF=0.998。

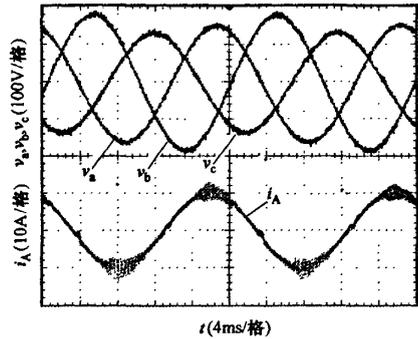
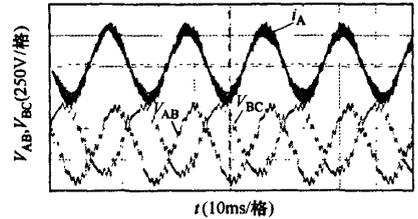
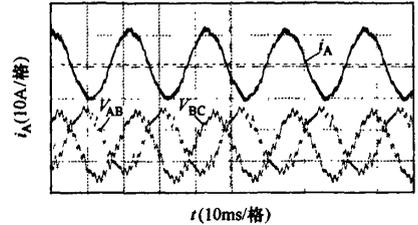


图 7 相电压不平衡时的电压和电流波形

Fig.7 Waveforms of phase voltages and current under the condition of phase voltage unbalance



(a) 传统同步方法



(b) 基于 PLL 的方法

图 8 两种同步方法对比实验波形

Fig.8 Comparison of experiment waveforms under two synchronous methods

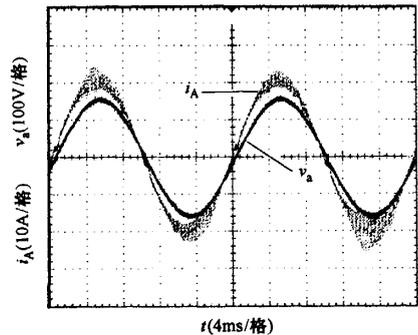


图 9 输入相电压与电流的波形

Fig.9 Waveforms of input phase voltage and current

实验结果表明,采用基于能量平衡的同步控制策略和中点电压平衡调节策略,能够有效抑制负载和电网扰动,保持上下电容电压的平衡,在理想和

畸变条件下,系统实现了近似单位功率因数运行,具有较小的电流 THD。

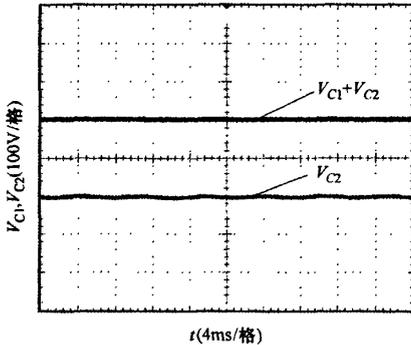


图10 稳态直流电压波形

Fig.10 Waveforms of DC output voltage under steady state

5 结论

本文针对三相三开关三电平整流器提出了基于能量平衡的同步控制策略和中点平衡补偿策略;设计了 dq 型锁相环以抑制电网输入畸变对电流参考波形的影响,采用 PI 控制器和自动复位积分器分别离散化方法,克服了数字信号处理器字长的限制,解决了软件实现字长溢出的问题;最后,给出基于粒子群优化算法的中点电压平衡控制器的限幅值参数的优化设计方法,减少了中点平衡调节对电流 THD 的影响。并在实验室搭建的 2400W 的整流器样机上作了相应的验证实验。实验结果表明,该控制策略能够有效抑制负载和电网扰动,保持上、下电容电压的平衡,在输入电压平衡和不平衡条件下,系统实现了近似单位功率因数运行,并且具有较小的电流 THD。

参考文献

- [1] Maswood A I, Liu Fangrui. A unity-power-factor converter using the synchronous-reference-frame-based hysteresis current control[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2007, 43(2): 593-599.
- [2] S Beret. Recent developments of high power converters for industry and traction applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(6): 1102-1117.
- [3] Lin B R, Yang T Y. Three-phase high power factor AC/DC converter[J]. IEE Proceeding Electric Power Applications, 2005, 152(3): 485-492.
- [4] Mchl E L M, Barbi I. An improved high-power factor and low-cost three phase rectifier[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, 33(2): 485-492.
- [5] Koar 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.
- [6] Kanaan H, AI-Haddad K. Small-signal averaged model and simple control of a high-power-factor three phase /switch/level fixed-frequency PWM rectifier for high-power telecommunications[C]. INTELEC '03. the 25th International, 2003: 302-309.
- [7] Guan Chyun Hsieh, Hung J C. Phase-locked loop techniques a survey[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1996, 6(43): 609-615.
- [8] Chung S K. Phase-locked loop for grid-connected three-phase power conversion systems[J]. IEE Proceedings Electric Power Application, 2000, 147(3): 213-219.
- [9] Chung S K. A phase tracking system for three phase utility interface inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(3): 431-438.
- [10] Newton C, Sumner M. Novel technique for maintaining balanced internal DC link voltages in diode clamped five level inverters[J]. IEE Proceedings Electric Power Applications, 1999, 146(3): 341-349.
- [11] Newton C, Sumner M. Neutral point control for multi level inverters: theory, design and operational limitations[C]. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1997: 1336-1343.
- [12] Celanovic N, Boroyevich D. A comprehensive study of neutral point voltage balancing problem in three level neutral point clamped voltage source PWM inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(2): 242-249.

作者简介

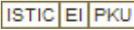
张东升 男, 1977 年生, 博士研究生, 研究方向为三电平功率变换器、数字智能控制。

张东来 男, 1973 年, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子, 无损检测, 数字信号处理。

三电平整流器的PFC及中点平衡控制方法

作者: [张东升](#), [张东来](#), [王陶](#), [苏宝库](#), [Zhang Dongsheng](#), [Zhang Donglai](#), [Wang Tao](#),
[Su Baoku](#)

作者单位: [张东升, Zhang Dongsheng\(哈尔滨工业大学深圳研究生院, 深圳, 518055; 哈尔滨工业大学控制科学与工程系, 哈尔滨, 150001\)](#), [张东来, 王陶, Zhang Donglai, Wang Tao\(哈尔滨工业大学深圳研究生院, 深圳, 518055\)](#), [苏宝库, Su Baoku\(哈尔滨工业大学控制科学与工程系, 哈尔滨, 150001\)](#)

刊名: [电工技术学报](#) 

英文刊名: [TRANSACTIONS OF CHINA ELECTROTECHNICAL SOCIETY](#)

年, 卷(期): 2009, 24(10)

参考文献(12条)

1. [Lin B R;Yang T Y Three-phase high power factor AC/DC converter](#)[外文期刊] 2005(03)
2. [S Beret Recent developments of high power converters for industry and traction applications](#)[外文期刊] 2000(06)
3. [Maswood A I;Liu Fangrui A unity-power-factor converter using the synchronous-reference-frame-based hysteresis current control](#)[外文期刊] 2007(02)
4. [Chung S K A phase tracking system for three phase utility interface inverters](#)[外文期刊] 2000(03)
5. [Chung S K Phase-locked loop for grid-connected three-phase power conversion systems](#)[外文期刊] 2000(03)
6. [Guan Chyun Hsieh;Hung J C Phase-locked loop techniques a survey](#)[外文期刊] 1996(43)
7. [Kanaan H;Al-Haddad K Small-signal averaged model and simple control of a high-power-factor three phase /switch/level fixed-frequency PWM rectifier for high-power telecommunications](#) 2003
8. [Celanovic N;Boroyevich D A comprehensive study of neutral point voltage balancing problem in three level neutral point clamped voltage source PWM inverters](#)[外文期刊] 2000(02)
9. [Newton C;Sumner M Neutral point control for multi level inverters:theory,design and operational limitations](#) 1997
10. [Newton C;Sumner M Novel technique for maintaining balanced internal DC link voltages in diode clamped five level inverters](#)[外文期刊] 1999(03)
11. [Koar J W;Zach F C A novel three-phase utility interface minimizing line current harmonics of high-power telecommunications rectifier modules](#)[外文期刊] 1997(04)
12. [Mchl E L M;Barbi I An improved high-power factor and low-cost three phase rectifier](#)[外文期刊] 1997(02)

本文链接: http://d.g.wanfangdata.com.cn/Periodical_dgjsxb200910013.aspx