

一种基于PWM脉宽动态调节的三电平中点平衡方法

田凯^{1,2},袁媛^{1,2},俞智斌^{1,2},姜一达^{1,2},李楠^{1,2},宋鹏³

(1. 天津电气科学研究院有限公司,天津 300180;

2. 电气传动国家工程研究中心,天津 300180;

3. 浙江大学 电气工程学院,浙江 杭州 310027)

摘要:提出一种基于PWM脉宽动态调节的三电平中点平衡方法,实现逆变器在低开关频率下的优化PWM高性能闭环控制及其三电平中点平衡控制。由电流观测器提取出电流基波分量,计算动态调节时间和稳态调节电压,避免电流纹波采样参与调节造成的调节时间摆动。通过对各相PWM边沿独立修正,三相PWM脉宽修正之间没有耦合,因此所提方法突破了常规方法中用共模分量调节中点平衡的限制,适用于特定谐波消除(SHE)调制等需查表优化开关角实现同步调制的场合。

关键词:三电平;电流观测器;中点平衡

中图分类号:TM28 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed23608

A Three-level Neutral-point Balance Method Based on PWM Pulse Width Dynamic Regulation

TIAN Kai^{1,2}, YUAN Yuan^{1,2}, YU Zhibin^{1,2}, JIANG Yida^{1,2}, LI Nan^{1,2}, SONG Peng³

(1. Tianjin Research Institute of Electric Science Co., Ltd., Tianjin 300180, China;

2. National Engineering Research Center for Electric Drive,

Tianjin 300180, China; 3. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, Zhejiang, China)

Abstract: Three-level neutral-point balance method based on PWM pulse width dynamic regulation was proposed to realize optimized PWM high-performance closed-loop control and three-level neutral-point balance control of the inverter at low switching frequency. The fundamental current component was extracted from the current observer, and the dynamic regulation time and steady-state regulation voltage were calculated to avoid the regulation time swing caused by the participation of current ripple sampling in regulation. By modifying the edge of each phase PWM independently, there is no coupling among the correction of three-phase PWM pulse width. So the proposed method breaks through the limitation of using common mode component to regulate neutral-point balance in conventional method, which is suitable for specific harmonic elimination (SHE) modulation and other occasions where the switching angle needs to be optimized by looking up tables to realize synchronous modulation.

Key words: three-level; current observer; neutral-point balance

目前国内研制的集成门极换流晶闸管(integrated gate commutated thyristor, IGCT)三电平变频器已经开始投入工业应用,但相比较于国外同类变频器,存在输出最大功率偏低的问题。降低脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)开关频率是提高变频器输出功率的有效方法之一,但开关频率与输出基波频率之比 FR 较低(例如<

12)时,异步PWM下输出电流波形脉动和谐波大,相应转矩脉动大,系统难以控制,甚至可能失控^[1]。此外为了三电平逆变器安全可靠运行,应确保中点电位为直流侧电压的50%。平衡中点电位方法主要有以下三种:1)向电容中点注入或抽取电流^[2-3];2)取自两路独立的直流电源^[4-5];3)通过调整脉宽调制脉冲序列来平衡中点电位。

基金项目:天津电气科学研究院有限公司科研基金项目(YF2021ZL006);国机研究院青年科研基金项目(TD2021ZK003)

作者简介:田凯(1987—),男,本科,高级工程师, Email:15620132012@163.com

目前较常用的中点电位平衡软件方法主要有两种:基于零序分量注入的载波PWM方法^[6-7]和基于冗余小矢量调整的空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)方法^[8-9]。利用冗余小矢量对中点电压影响作用相反的特点,通过精确调整冗余小矢量对的作用时间来控制中点电压平衡,该方法效果好,且算法简单易行,已被广泛采用,但在大功率电力电子设备应用中开关频率很低,上述的调节方法调节能力受限,且实时性不佳,会导致调节误差,进而影响调节效果。

针对上述问题,本文提供一种基于在线PWM脉宽动态调节的中点平衡方法,解决现有常规查表控制中PWM响应滞后、调节过程中电流耦合、紊乱等问题,同时打破共模分量调节的限制,各相PWM边沿独立修正,更加适用于优化查表实现同步调制的场合。

1 优化PWM和中点平衡原理

1.1 优化PWM原理

通常PWM调制策略如图1所示,采用载波与三角波比较产生PWM调制脉冲。这种调制方式在高载波比时谐波不大具有简单易行的优势,但是低载波比时谐波较大。另一种就是优化PWM调制,如图2所示,通过离线数值计算得到一组开关角度,以达到最小的输出谐波^[10-11]。

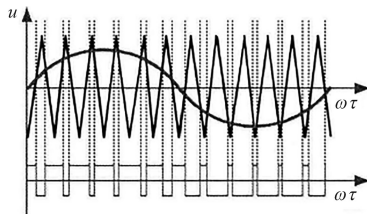


图1 PWM载波比较图
Fig.1 PWM carrier comparison

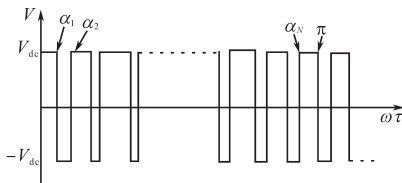


图2 优化PWM
Fig.2 Optimal PWM

优化PWM策略不能直接用于矢量控制等高性能系统,因为它在动态调节中会造成PWM紊乱、系统过流,因此本文提出基于电流观测器的PWM脉宽动态调节实时调整,以保证输出电流始

终围绕给定电流变化。

1.2 中点平衡原理

如图3所示,三电平逆变器含有三个桥臂,分别代表a,b,c三相。逆变器的直流侧由两个电容串联组成,每个电容上的电压是直流母线电压的50%。

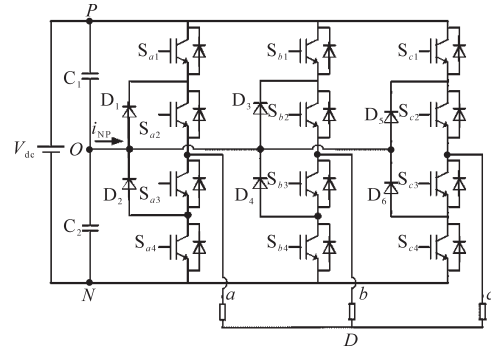
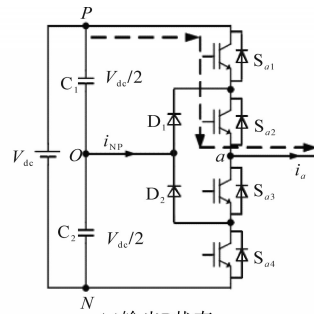


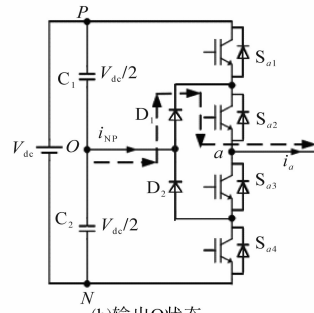
图3 三电平逆变器拓扑结构

Fig.3 Three-level inverter topology

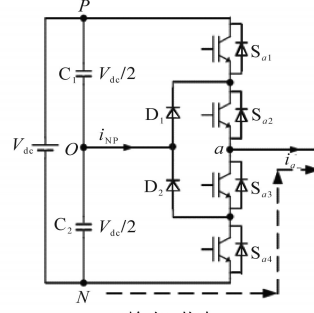
逆变器输出PON三种状态如图4所示。



(a)输出P状态



(b)输出O状态



(c)输出N状态

图4 逆变器输出PON三种状态

Fig.4 The inverter outputs three states of PON

当电流从中点流出时,如图4所示,电容C1和

C_2 向外输出电流,此时 C_1 两端电压差增加, C_2 两端电压差减少,造成中点电压偏离。故当逆变器输出端连接于直流母线中点 O 时,负载电流对电容进行充、放电,会产生中点电压的不平衡。从上述分析也可知,当逆变器输出电平P或N时,中点电流与负载电流无关。其中由负载电流造成直流侧中点不平衡,有如下公式:

$$\Delta u_{dc} = i_a \cdot \Delta t / C \quad (1)$$

其中 $\Delta u_{dc} = u_p - u_n$

式中: Δu_{dc} 为直流电压偏差; i_a 为输出电流; Δt 为零电平持续时间; u_p, u_n 为正、负组直流电压; C 为直流侧电容容值。

2 基于电流观测器的PWM脉宽动态调节

2.1 PWM脉宽动态调节系统

本文提出的基于电流观测器的三电平PWM脉宽动态调节方法如图5所示。

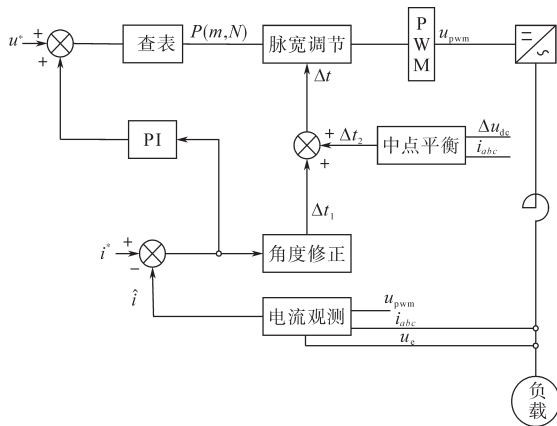


图5 PWM脉宽动态调节系统

Fig.5 PWM pulse width dynamic regulation system

与常规的载波比较正弦脉宽调制(sinusoidal pulse width modulation, SPWM)调制相比,采用优化PWM查表方法在稳态下的电流谐波可以得到最大程度上的改善且开关损耗较小。与基于自控电机模型的磁链轨迹跟踪控制(flux trajectory tracking control, FTTC)展开闭环系统相比,在控制结构上更为简洁。控制内环引入基波电流观测器和角度修正环节,此部分用于改善系统调节响应,对于突减、加负载的工况电流解耦效果更好,与此同时,也避免了在低开关频率应用时,采样纹波或谐波电流造成的调节时间摆动。

2.2 基波电流观测器

根据观测器原理,一般采用给定电压和电机反电势电压作为输入,采样电流作为反馈调节。

如图6所示,原系统的状态空间表达式为

$$\dot{i} = Ai + Bu \quad (2)$$

其中 $A = \frac{R}{L} \quad B = \frac{1}{L}$

$$u = u_{pwm} - u_e$$

将其离散化后,状态空间表达式为

$$i(k+1) = g(T)i(k) + h(T)u(k) \quad (3)$$

其中 $g(T) \approx 1 + \frac{R}{L}T_s + \frac{1}{2}(\frac{R}{L}T_s)^2$

$$h(T) \approx B \cdot T_s + \frac{1}{2}B \cdot \frac{R}{L}T_s^2$$

结合状态反馈后整个系统表达式为

$$\hat{i}(k+1) = g(T)\hat{i}(k) + h(T)(u_{pwm} - u_e) + K[i_{abc} - \hat{i}(k)] \quad (4)$$

式中: u_{pwm} 为给定电压; u_e 为电机反电势; i_{abc} 为电流实际值; $\hat{i}(k)$ 为基波电流观测值; T_s 为系统控制周期; L 为电机漏感; R 为电机定子电阻; K 为电流反馈增益。

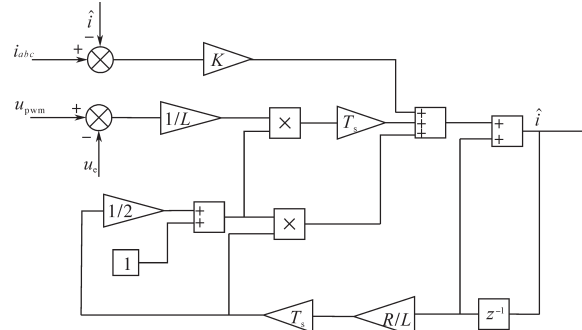


图6 基波电流观测器

Fig.6 Fundamental current observer

通过基波电流观测器,提取出输出电流的基波分量,用于后续的电流感应控制。

图7为工作在50 Hz,先后突变50%负载和100%负载下的电流波形,可知采用上述电流基波观测器后,可有效地得到电流基波分量,电流纹波和谐波分量大部分被过滤干净,且跟随性较好。

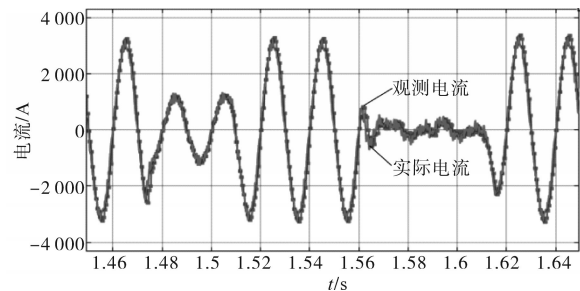


图7 实际电流与观测电流

Fig.7 Actual current and observed current

2.3 电流控制

电流控制包括角度修正、PI控制、查表和脉

宽调节这几部分。

角度修正:用采集电流*i*与给定电流*i**比较,得到修正时间 $\Delta t_1 = k_1 \cdot \frac{L}{2\pi} \cdot (i^* - i)$,其中*L*为负载侧等效电感,*k*₁为非线性调节系数范围,取0.2~1.0。

PI控制:将电流偏差值 $\Delta i = i^* - i$ 经过PI调节器得到电压修正值 Δu 与给定电压*u**相加,得到相对平缓的电压给定与外部前馈部分电压给定共同参与调节。

查表:将(*u**+ Δu)的给定电压矢量分解为电压模值*u_m*和角度 θ ,*u_m*通过查表*P(m,N)*得到对应的优化PWM脉冲序列,即一组初始开关角度 $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ 。

脉宽调节:

1)判断当前角度 θ 落在 $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ 哪个区间,假设 $\alpha_k < \theta < \alpha_{k+1}$;

2)若*k*为奇数,则修正 $\alpha_k = \alpha_k - 0.5 \cdot \Delta t$,
 $\alpha_{k+1} = \alpha_{k+1} + 0.5 \cdot \Delta t$;

3)若*k*为偶数,则修正 $\alpha_k = \alpha_k + 0.5 \cdot \Delta t$,
 $\alpha_{k+1} = \alpha_{k+1} - 0.5 \cdot \Delta t$ 。

由上述得到一组新的调节后的开关角度 $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ 。用输出角度 θ 与新得到的开关角度比较,若 $\alpha_1 < \theta < \alpha_2$ 则输出高电平,若 $\alpha_2 < \theta < \alpha_3$,则输出低电平,依次类推。

3 基于脉宽调节的中点平衡

本文提出基于脉宽扩展实时调节的三电平中点平衡方法,原理如图8所示。

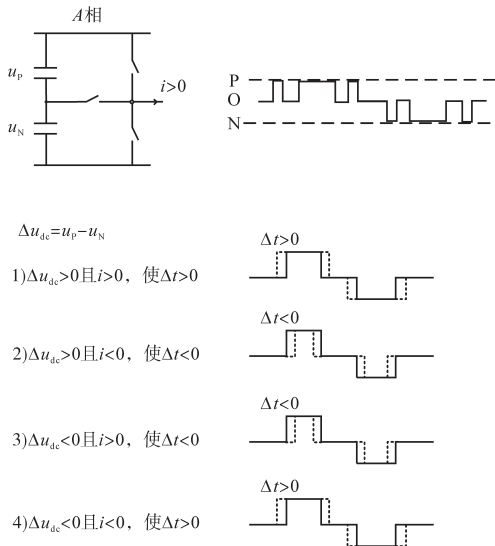


图8 中点平衡调节时间计算

Fig.8 Neutral-point balance regulation time calculation

采集中心点电压偏差 $\Delta u_{dc} = u_p - u_n$,负载

电流实时值*I_a*,输出PWM脉冲序列*U_a*(以A相为例)。

1)当 $\Delta u_{dc} > 0$ 且*i_a* > 0时,调整PWM脉冲序列,增加输出P电平或输出N电平时间 Δt_2 ;

2)当 $\Delta u_{dc} > 0$ 且*i_a* < 0时,调整PWM脉冲序列,减少输出P电平或输出N电平时间 Δt_2 ;

3)当 $\Delta u_{dc} < 0$ 且*i_a* > 0时,调整PWM脉冲序列,减少输出P电平或输出N电平时间 Δt_2 ;

4)当 $\Delta u_{dc} < 0$ 且*i_a* < 0时,调整PWM脉冲序列,增加输出P电平或输出N电平时间 Δt_2 。

如图9所示,为减少中点平衡算法动态调节对输出电压造成畸变的影响,对采样电流增加非线性处理环节,使在电流幅值较小时减少调节幅度,并对计算出的调节时间做限幅,限幅值设为控制周期*T_s*。

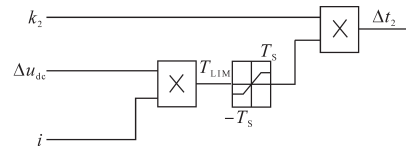


图9 非线性处理环节

Fig.9 Nonlinear processing

由于 $\Delta t_2 = k_2 \cdot T_{LIM}$,不能超过控制周期*T_s*,故中点调节权重系数*k*₂设为0~1.0, $T_{LIM} = \Delta u_{dc} \cdot i$,需经过限幅值 $\pm T_s$,其中*T_s*为控制周期,设为0.5 ms。

按上述方法得到*a, b, c*三相开关角度修正时间 $\Delta t_a, \Delta t_b, \Delta t_c$,代入角度修正模块进行PWM脉冲的进一步修正。

4 仿真分析

按照上述方法进行设计应用仿真软件编写程序并进行仿真。仿真参数如下:等效PWM载波频率500 Hz,控制周期500 μs。母线电压5 000 V,负载为3 200 V电网。

图10a为给定电流和稳态电流的轨迹,其中给定电流是理想的光滑圆轨迹,实际的稳态电流由于开关频率较低,因此是近似圆形的多边形轨迹。

图10b是突加100%电流给定后的响应对比,从中可看出常规方法电流存在超调,本方法电流轨迹几乎没有超调,且更快地达到与稳态轨迹重合。

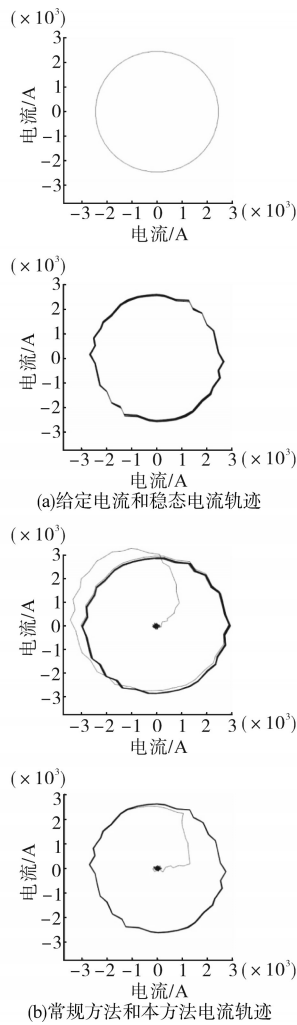


图10 电流轨迹

Fig.10 Current trajectory

图11为中点平衡效果。从图11中看出,当注入不平衡电流后,中点偏移电压 Δu_{dc} 逐渐偏离零点,分别使能不同程度的中点平衡控制,中点不平衡程度得到了有效抑制。

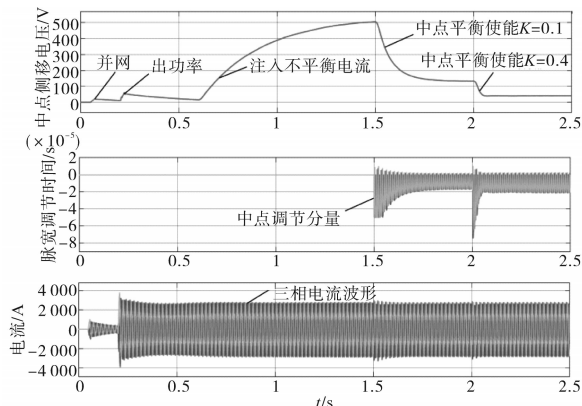


图11 中点平衡效果

Fig.11 Neutral-point balance effect

图12为不同状态下对电流谐波的影响。注入不平衡电流后,在禁止中点平衡控制时电流谐

波达到12.31%,在中点平衡使能 $K=0.1$ 时,谐波电流降到6.55%,在中点平衡使能 $K=0.4$ 时,谐波电流进一步下降至5.95%。

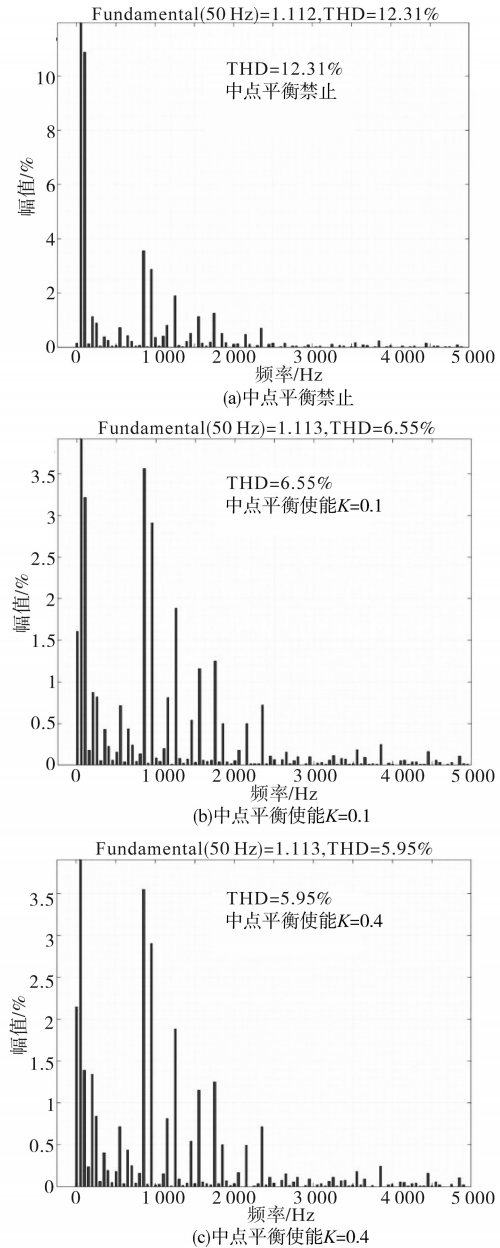


图12 电流谐波对比

Fig.12 Current harmonic contrast

5 结论

本方法保留了优化PWM查表方法电流谐波低的优势,同时克服了优化PWM方法在矢量控制中动态调节容易造成PWM紊乱、系统过流的缺点,相比传统PWM调制策略大幅提高动态响应。通过对三相分别修正PWM脉冲边沿,相对零序分量或冗余小矢量调节共模电压的方法,不仅灵活性更高,由于脉冲修正在三相每个PWM

边沿实时独立进行,更适合用于查表控制的场合。同时设计了非线性处理环节,在电流幅值较小时减少调节幅度,在同等调节能力的前提下,减少了对输出电压造成的畸变。

由仿真数据证明了本方法中点平衡抑制能力较好,且电流谐波明显减小。

参考文献

- [1] 马小亮.高性能变频调速及其典型控制系统[M].北京:机械工业出版社,2010.
Ma Xiaoliang. High performance frequency control technology and its typical control system[M]. Beijing: China Machine Press, 2010.
- [2] Newton C, Summer M. A novel arrangement for balancing the capacitor voltages of a five-level diode clamped inverter[C]// IEE Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, London: IEE, 1998:465-470.
- [3] Mishra M K, Joshi A, Ghosh A. Control schemes for equalization of capacitor voltages in neutral clamped shunt compensator[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2003, 18(2): 538-544.
- [4] Yazdani A, Irvani R A. Generalized state-space averaged model of the three-level NPC converter for systematic DC-voltage-balancer and current-controller design[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, 20(2): 1105-1114.
- [5] Menzies R W, Steimer P, Steinke J K. Five level GTO inverter for large induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1994, 30(4): 938-944.
- [6] 姜卫东,杨柏旺,黄静,等.不同零序电压注入的NPC三电平变频器中点电位平衡算法的比较[J].中国电机工程学报, 2013, 33(33): 17-25.
Jiang Weidong, Yang Baiwang, Huang Jing, et al. Comparisons

- of the neutral point voltage balancing algorithm for NPC three-level inverters based on different zero-sequence voltage injection[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(33): 17-25.
- [7] 冯晓云,宋文胜.一种基于零序电压分量注入的单相三电平载波PWM算法[J].电工技术学报, 2013, 28(4): 141-147.
Feng Xiaoyun, Song Wensheng. A single phase three-level carrier-based PWM scheme with zero-sequence voltage injection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(4): 141-147.
- [8] 金舜,钟彦儒.一种新颖的同时考虑中点电位平衡和窄脉冲消除及死区补偿的三电平空间矢量脉宽调制方法[J].中国电机工程学报, 2005, 25(6): 60-66.
Jin Shun, Zhong Yanru. A novel three-level SVPWM algorithm considering neutral-point control and narrow-pulse elimination and dead-time compensation[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(6): 60-66.
- [9] 宋文祥,陈国呈,武慧,等.一种具有中点电位平衡功能的三电平空间矢量调制方法及其实现[J].中国电机工程学报, 2006, 26(12): 95-100.
Song Wenxiang, Chen Guocheng, Wu Hui, et al. A novel SVPWM strategy and its implementation considering neutral-point potential balancing for three-level NPC inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(12): 95-100.
- [10] Beig Abdul Rahiman, Narayanan G, Ranganathan V T. Modified SVPWM algorithm for three level VSI with synchronized and symmetrical waveform[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(1): 486-494.
- [11] Bows S R, Holliday Derrick. Optimal regular-sample PWM inverter control techniques[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(3): 1547-1559.

收稿日期:2021-06-02

修改稿日期:2021-12-08

(上接第19页)

- rapid response control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(14): 2980-2989.
- [17] 付超,武承杰,孙玉巍,等.混合模块化直流固态变压器I:工作原理及稳态特性分析[J].电工技术学报, 2019, 34(S1): 141-153.
Fu Chao, Wu Chengjie, Sun Yuwei, et al. Hybrid modular DC solid state transformer I: working principle and analysis of steady state characteristics[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(S1): 141-153.
- [18] Zhao C, Round S D, Kolar J W. An isolated three-port bidirectional DC-DC converter with decoupled power flow management[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(5): 2443-2453.

- [19] Wang Y, Han F, Yang L, et al. A three-port bidirectional multi-element resonant converter with decoupled power flow-management for hybrid energy storage systems[J]. IEEE Access, 2018: 1.
- [20] 中国科学院电工研究所,中机生产力促进中心,中国电力科学研究院,等. GB/T 35727—2017. 中低压直流配电电压导则[S].北京:中国国家标准化管理委员会, 2017.
IEECAS, CPCM, CEPRI, et al. Guideline for standard voltages of medium and low voltage DC distribution system[S]. Beijing: Standardization Administration of the People's Republic of China, 2017.

收稿日期:2021-03-02

修改稿日期:2021-05-31