

文章编号:1005-0523(2020)01-0077-11

一种新型电力电子变压器 CHBR 直流电压平衡控制策略

杨声弟, 宋平岗, 郑雅芝, 周鹏辉, 江志强

(华东交通大学电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330033)

摘要:以无工频变压器新型电力机车牵引传动系统电力电子变压器(power electronic transformer, PET)级联 H 桥整流器(cascaded H-bridge rectifier, CHBR)为研究对象;建立电力电子变压器 CHBR 数学模型;以瞬时功率理论为基础,提出一种新型电力电子变压器 CHBR 直流电容电压平衡控制策略;同时实现非理想牵引网电压下系统单位功率因数运行。最后通过 Matlab/Simulink 计算机仿真软件,仿真结果表明所提控制策略的有效性和优越性。

关键词:电力电子变压器;级联 H 桥整流器;瞬时功率理论;电容电压平衡;单位功率因数

中图分类号:TM461

文献标志码:A

DOI:10.16749/j.cnki.jecjtu.2020.01.011

电力电子变压器(PET)传动系统,与传统牵引变压器系统相比,该系统体积小重量轻,而且可控性高,功率密度大,可以更好地实现电压等级变换、电气隔离、与电能传递^[1-4]。

电力电子变压器 CHBR 采用单元级联形式提高电压等级,由于各级单元电路存在因参数不同等因素,从而导致 CHBR 直流电压不平衡现象,降低整个系统效率以及带来一系列不利影响^[5-9]。因此,稳定直流侧电容电压平衡是整个 PET 系统稳定运行的前提。与此同时,电力机车牵引网采用分段式供电与采用受电弓滑行方式受电,电力机车在过变电所分相区期间极易造成过电压等非理想电网产生,传统变流器控制策略无法适应此工况,容易导致系统不稳定^[7]。本文重点分析电力电子变压器级联 H 桥直流整流器电容电压平衡控制,以及非理想牵引网下系统实现单位功率因数运行。

文献[8]提出将电压补偿分量注入到载波调制算法中以实现电容电压平衡控制方法。文献[9]采用特定谐波优化调制算法,使得变流器更适用于低开关频率大功率场合,然而该算法实质为求解非线性微分方程,初值的选取对系统计算结果影响较大。文献[10]采用调制波矢量重构的控制方式,利用负载不平衡时产生的调制波误差分量引入到双闭环控制系统中,以实现平衡控制;文献[11-12]提出了无锁相环瞬态电流控制,直流电容电压采用脉冲补偿方式实现平衡控制;文献[13]提出级联 H 桥简化模型预测电流控制,通过求解最优扇区,通过将冗余矢量合成参考电压矢量。文献[14]提出了基于 d-q 解耦电流控制,在调制算法中注入最优零序分量,补偿脉冲分量,以达到电压平衡控制。文献[15]提出一种级联 H 桥模块工作在最大功率工况模式下,修正调制度以实现直流电压平衡。文献[16]针对三相电网 SVG 级联 H 桥发生器下提出了一种有功-无功解耦全局控制,提出了加入一个与补偿电流同相的分量方法,实现级联 H 桥整流器各单元电容电压一致。

以上控制方式可以归为两类:一类是基于双闭环控制的瞬态直流电流控制;另一类是基于 d-q 变换下的电流解耦控制。平衡控制可以归纳为两类:一类是优化调制算法中的调制度;另一类是误差系数补充调制度;针对以上各控制方法以及实现负载不平衡控制均在系统稳态下所建立的控制策略,均未提出既可以适应稳态工作以及暂态过程控制策略。

收稿日期:2019-08-07

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51367008)

作者简介:杨声弟(1991—),男,硕士研究生,研究方向为电力电子传动与控制。

通讯作者:宋平岗(1965—),男,教授,博士,博士生导师,研究方向为电力电子技术与新能源。

本文以电力电子牵引变压器 CHBR 为研究对象,建立 CHBR 系统从暂态到稳态工作输出电压稳定,单位功率因数运行以及每级直流电容电压平衡控制为目标。以三单元 CHBR 为例,建立数学模型;同时建立瞬时功率理论模型,在此基础上提出一种新型的直流电容电压平衡控制策略,不仅可以适用于系统稳态运行下,同时可以有效的应对非理想牵引网电压下的工作环境。通过计算机仿真对所提控制策略进行验证,证明所提控制策略有效性。

1 电力电子变压器 CHBR 拓扑结构及控制

1.1 PET 拓扑结构

本文所采用的电力电子变压器拓扑结构为典型三级结构。其中:输入级采用 CHBR 拓扑结构;中间级隔离级采用双有源全桥(dual active bridge,DAB)变换器结构,并且各级变换器相互独立;输入级采用功率单元独立输出;输出级采用个单元直流母线并入后逆变输出的结构。

采用该拓扑结构的电力电子变压器基本是依照层级相互依次进行电能变换,即输入网侧的交流-直流变换、中间层隔离级 DAB 直流-直流能量传递,输出侧直流-交流变换输出。每级变换环节相互独立,彼此之间互为激励或为负载。因此可以分别对每个电能变换环节进行分析。

1.2 CHBR 数学模型

N 个单元的电力电子变压器 CHBR 拓扑电路图如图 1 所示,该拓扑由 N 级全桥结构功率单元串联。为了便于分析,可以单独对单个 H 桥两电平结构进行分析,如图 2 右小图所示,其中, u_s 为牵引传动系统的牵引电压; L 为网侧等效电感;编号 $S_{11} \sim S_{14}$ 分别为 4 个功率开关器件; C 为直流侧储能电容; R 为直流侧等效电阻; i_s 为输入电流; i_d 为输出电流; i_R 为流过负载电流; u_{ab} 为 H 桥开关输出电压; V_{dc} 为输出电压。

根据基尔霍夫定律,可以得出单级等效 H 桥整流器数学模型为

$$\begin{cases} u_s = L \frac{di_s}{dt} + u_{ab} + i_R R \\ C \frac{du_c}{dt} = i_d - i_R \end{cases} \quad (1)$$

平均模型可表示为

$$\langle X \rangle_0(\tau) = \frac{1}{T} \int_{\tau-T}^{\tau} x(\tau) d\tau \quad (2)$$

任意 H 桥单元的开关工作状态并且引入开关函数以得到

$$\begin{cases} u_s = S_n V_{dcn} \\ i_s = S_n i_d \end{cases} \quad (3)$$

在一个开关周期内,变流器的直流电压和点输出电流是恒定不变因此式(3)化为平均表达式为

$$\begin{cases} \langle u_{ab} \rangle(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t S_n d\tau V_{dcn} = D V_{dc} \\ \langle i_R \rangle(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t S_n d\tau i_d = D i_{d0} \end{cases} \quad (4)$$

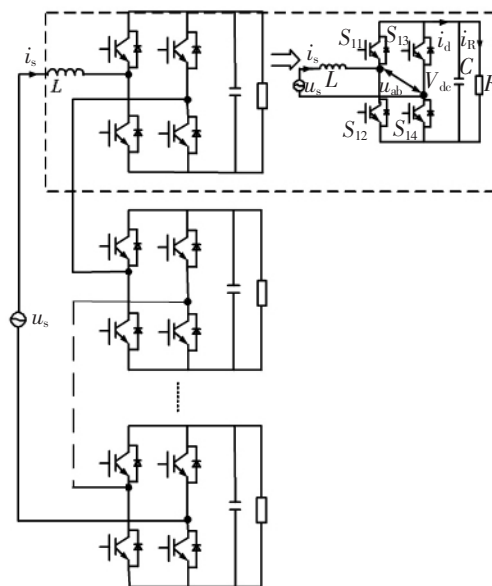


图 1 电力电子变压器 CHBR 电路图

Fig.1 Power electronic transformer CHBR circuit diagram

可以得到 CHBR 的精确数学模型

$$\begin{cases} L \frac{di_s}{dt} = u_s - D_i V_{dcn} - i_d R \\ C \frac{dV_{dcn}}{dt} = D_i i_{dn} - i_{Rn} \end{cases} \quad (5)$$

由式(5)得到电力电子变压器 CHBR 数学模型的同时可知,输出电压大小受开关信号的控制。

1.3 电力电子变压器 CHBR 控制系统

传统瞬态电流控制策略如图 2(a)所示:外环电压通过实际电容电压与参考电容电压差 V_{ref}^* 经过 PI 控制器获得调制电流信号,网侧电压通过 PLL 获取牵引网电压相位,经过解耦控制与电流环最后合成调制信号 u_a^* ,通过平衡控制算法最后获得每级单元调制波 u_{an}^* 。

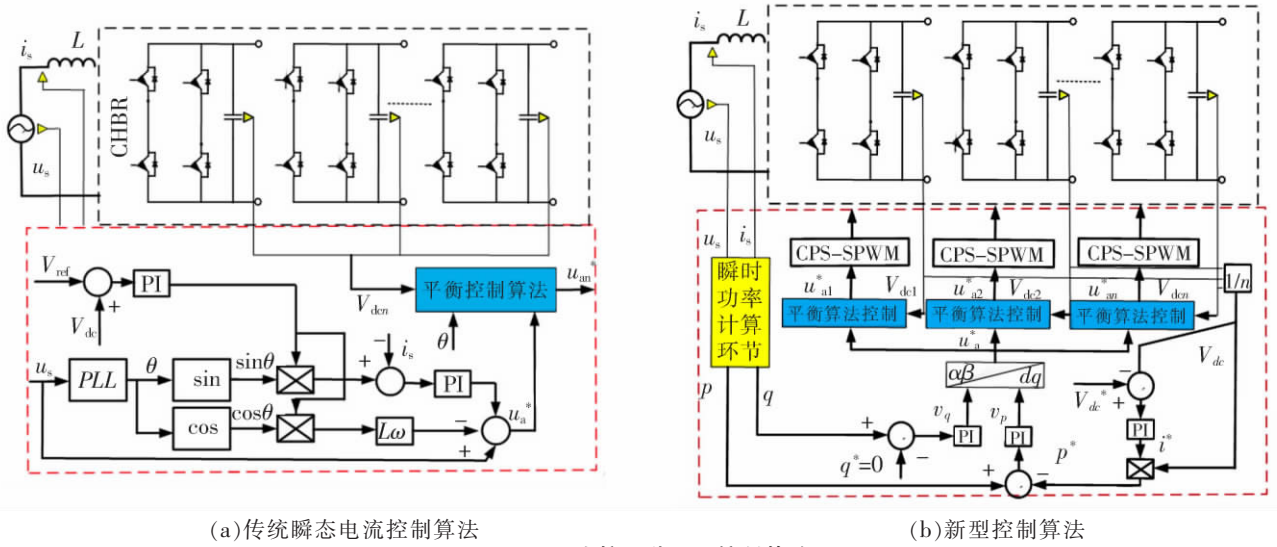


图 2 比较两种不同控制策略

Fig.2 Comparison of two different control strategies

由传统瞬态电流控制可知,采用电压电流双闭环控制,双闭环控制存在抗干扰能力、无法快速对电流进行控制,同时将提高系统的稳态误差等缺点。为克服传统瞬态电流控制缺陷,本文所提基于瞬时功率理论下提出一种新型的电力电子变压器 CHBR 直流电容电压平衡控制策略控制算法如图 2(b)所示:通过瞬时无功 q 与给定参考无功 q^* 通过 PI 控制器获得 v_q 信号,为了使系统单位功率因数运行,因此设置瞬时无功参考 q^* 值为 0;采集 N 级联输出电容电压的平均值与给定参考电压 u_{dc}^* 通过 PI 控制器获取误差电流信号同时乘以电压值,获取瞬时有功参考值 P^* ,通过 PI 控制器得到 v_p^* 信号;将 v_q^*, v_p^* 通过 $d-q$ 坐标变换环节转为 u_a 调制信号;通过平衡算法控制环节获得最后每个单元的调制波信号 u_{an}^* ,从而动态地实现 CHBR 每个单元输出的直流电容电压达到平衡。

2 瞬时功率计算环节

由三相交流系统中,瞬时有功功率 p 定义为相电压矢量 V_{abc} 与 I_{abc} 相电流标量积,定义瞬时无功 q 为相电压矢量 V_{abc} 与 I_{abc} 相电流矢量积的模,即

$$\begin{cases} p = V_{abc} I_{abc} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \\ q = |V_{abc} I_{abc}| = v_{aq} i_a + v_{bq} i_b + v_{cq} i_c \end{cases} \quad (6)$$

由式(6)可以得到三相静止旋转坐标系下的瞬时功率表达如式所示

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \\ v_{aq} & v_{bq} & v_{cq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\text{式中: } \begin{bmatrix} v_{aq} \\ v_{bq} \\ v_{cq} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} v_a - v_b \\ v_b - v_c \\ v_c - v_a \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} \circ$$

同理瞬时无功功率可以表示为

$$Q_{abc} = [q_{aq} \ q_{bq} \ q_{cq}]^T \quad (8)$$

其中: $q_{aq} = \left[\begin{bmatrix} v_a & v_b \\ i_a & i_b \end{bmatrix} \right]$, 同理可以得到 q_{bq}, q_{cq} 。

因此可以得到瞬时无功 q 为

$$q = |Q_{abc}| = \sqrt{q_{aq}^2 + q_{bq}^2 + q_{cq}^2} \quad (9)$$

由三相静止坐标系转到两相静止坐标系后可以得到瞬时功率表达式为

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (10)$$

由瞬时复功率定义可知

$$s = e i^* = (v_\alpha + j v_\beta)(i_\alpha + j i_\beta) = \underbrace{(v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta)}_p + j \underbrace{(v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta)}_q \quad (11)$$

由此将瞬时功率分离出瞬时功率下的有功电流和瞬时功率下的无功电流,同时由式(11)可知,由于采用的是瞬时电压与瞬时电流计算,因此瞬时复功率 s 是没有任何限制的,不仅适用于稳态也适用暂态,克服了传统平均功率数学模型只能在稳态下适用问题。

牵引网供电采用的是单相系统,由瞬时功率表达式(10)可知,需将原始单相信号构造虚拟两相正交信号。单相系统构造虚拟两相正交信号目前主要通过固定延迟 1/4 周期法^[17]、滤波法^[18]、以及二阶广义积分法(second-order generalized integrator, SOGI)^[19-20]。本文采用基于改进型二阶广义积分器的正交信号发生器(second order generalized integrator-quadrature signal generator, SOGI-QSG)来构造正交信号^[21],算法控制框图如图 3 所示。

由图(3)可以得到传递函数

$$\begin{cases} \frac{u'(s)}{u(s)} = \frac{k \cdot \omega' \cdot s}{s^2 + k \cdot \omega' \cdot s + \omega'^2} \\ \frac{qu'(s)}{u(s)} = \frac{k \cdot \omega'^2}{s^2 + k \cdot \omega' \cdot s + \omega'^2} \end{cases} \quad (12)$$

参考文献[22]中取最优 k 值为 0.707。 ω 为牵引网电网角频率取 100π 。由式以及频域图所示可知,基于 SOGI 正交发生器可以完成单相系统构造虚拟的正交分量两相系统,并且可以实现对牵引网电压的 ω 的无静差跟踪。同时也为非理想电网运行下稳定系统和单位功率因数运行提供了条件。

从式(10)中分别构造瞬时功率所需的正交瞬时电压以及正交瞬时电流,算法如图 4 所示。

SOGI-QSG 构造所需的虚拟正交信号,通过瞬时功率计算环节,可以得到瞬时功率计算结果

$$\begin{cases} p = u'_{sc} i'_{sc} + qu'_{sb} i'_{sb} \\ q = u'_{sc} qi'_{sb} + qu'_{sb} i'_{sc} \end{cases} \quad (13)$$

与式(10)推导得到的瞬时功率式一致。

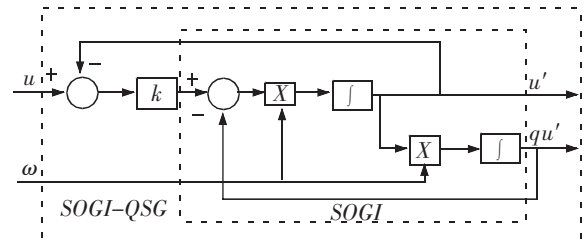


图 3 二阶广义积分器的正交信号发生器框图

Fig.3 SOGI-QSG diagram

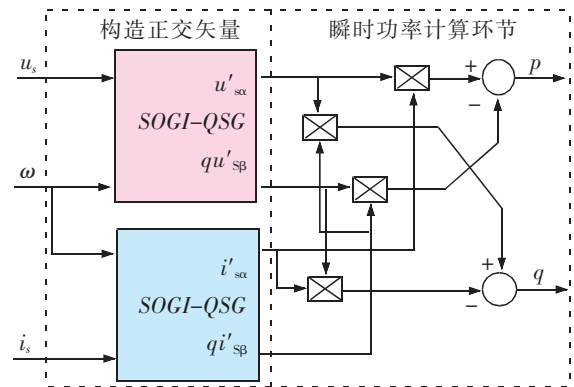


图 4 瞬时功率环节算法

Fig.4 Instantaneous power calculation block diagram

3 直流电容电压平衡算法

由电容能量公式(14)可以说明,直流电容电压不平衡的主要原因是电容器直流能量的差异造成,而电容器能量差异主要由系统中损耗与负载不平衡所引起的直流电容电压不平衡

$$E_c = \int_0^t u_{dc}(\tau) i_c(\tau) d(\tau) = C \int_0^t u_{dc} \frac{du}{d\tau} d\tau \quad (14)$$

由瞬时功率定义以及直流电容能量公式(14)可以定义直流电容瞬时功率

$$p_c(\tau) = u_{dc}(\tau) i_c(\tau) \quad (15)$$

将式(15)带入式(14)得

$$E_c = \int_0^t p_c(\tau) d(\tau) = C u_{dc} \int_0^t u_{dc} d\tau \quad (16)$$

可以得出电容器瞬时功率 p_c 。

由 CHBR 数学模型公式(5)可知,在理想给定参数下输出电压的大小取决于开关信号,同时由载波移相调制算法可知,固定载波下,开关信号的选取取决于调制波,可以得到结论;调制波决定输出电压大小。为此可以定义输出电压与调制波的关系为

$$u_{dc} = u_a^* \quad (17)$$

由式(14)分析可以得出,如果要保证电容器电压一致,控制电容器瞬时功率一致即可。引入瞬时功率补偿系数 k ,则输出电压与调制波的关系 k 可以表示为

$$u_{dc} = k u_a^* \quad (18)$$

其中, $k = \frac{P}{p_c}$ 。

根据式(18)可以得到 CHBR 每级的直流电容电压平衡控制算法如图 5(a)所示

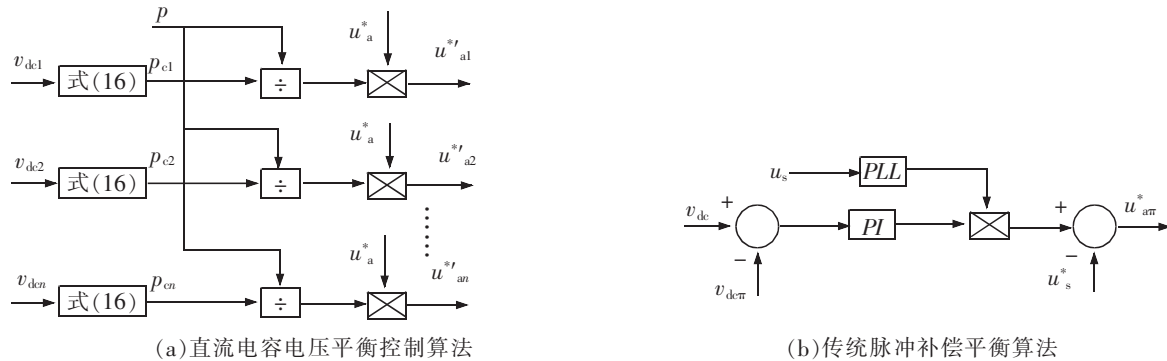


图 5 比较两种不同平衡控制算法

Fig.5 Comparison of two different balance control algorithms

当出现负载不平衡或其他工况引起直流电容电压不平衡时,通过获取的瞬时功率与与每级 CHBR 直流电容器瞬时功率相比较得到调制波补偿系数。

传统瞬时电流控制策略平衡控制算法,主要通过脉冲补偿实现电容电压平衡,算法如图 5(b)所示。

基本工作原理是分获取各单元直流电容电压与参考输出电压相差通过 PI 控制器获得误差信号。网侧电压通过锁相环获取相位信号,与误差信号相乘得到脉冲补偿信号,最后加上调制信号,实现电容电压平衡。

根据本文所提平衡控制算法图 5(a)与传统脉冲补偿平衡算法控制图 5(b)可以得到 Bode 图如图 6 所示。

本文所提瞬时功率计算环节通过具提取基波信号 SOGI-QSG 控制器, 比对两种平衡算法可以看出,在低频段增益在-100 dB 有效的抑制低频段干扰信号,通过基波段后,高频段增益同样接近-100 dB,可以有效的抑制谐波,提高系统效率。传统脉冲补充策略只在高频段出现负增益,无法抑制低频段干扰

从传统脉冲比例补偿平衡算法不难看出,输出相位将影响最后的脉冲补偿信号,在非理想牵引网工况下,如何准确的锁相,同样面临严峻的挑战; N 个单元级联下需要额外增加 N 个PI控制器来实现电容电压平衡算法,同时增加了控制系统的复杂性。本文从电容瞬时功率平衡角度分析,提出一种新型的电容电压平衡控制算法,同时对比传统脉冲补偿平衡算法时域图,不难发现本文所提平衡控制算法更具有优越性,同时简单、高效、易于实现。

4 仿真结果与分析

4.1 不平衡负载仿真验证

本文采用5个H桥级联进行电力电子变压器CHBR仿真验证,仿真参数如表1所示。

表1 仿真参数
Tab.1 Simulation parameters

参数	仿真电压 $u_s/(V/Hz)$	直流电压 $v_{d0}/(V)$	载波频率 $f_j/(Hz)$	网侧电感 L/mH	直流电容 C/mF	负载电阻 R/Ω	级联单元 $N/个$
值	1 000/50	1 000	1 250	2.2	3	20	5

分别采用传统瞬态电流控制脉冲补偿控制策略;本文所提基于瞬时功率理论下的电力电子CHBR直流电压控制策略仿真对比。如图7所示,其中仿真2.5 s以前为瞬态电流控制的直流侧电压输出;仿真2.5 s后本文所提控制策略。

对比仿真结果可知;采用传统瞬态闭环控制时,左小图可以看出直流电容电压波动明显比右小图波动大;同时分别采用不同控制方式观察并测量控制算法网侧瞬时功率波形如图8所示。

通过测量获得仿真2.5 s前采用传统瞬时电流控制时瞬时功率 P 均值为38.2 kW,仿真2.5 s后采用采用本文所提控制策略瞬时功率 P 均值为40.31 kW,与上述分析一致,所提控制策略有效的降低谐波损失,提高系统效率。

进行负载不平衡仿真验证如图9(a),图9(b)所示,负载电阻 R_n 分别取 $R_1=16\ \Omega$, $R_2=18\ \Omega$, $R_3=20\ \Omega$, $R_4=22\ \Omega$, $R_5=24\ \Omega$;在仿真2.5 s前未加入平衡控制算法,仿真2.5 s后加入平衡控制算法,对两种不同控制进行仿真对比,其中图9(a)为本文所提控制策略得到的仿真结果;图9(b)为传统瞬态电流控制平衡控制策略得到的仿真结果。

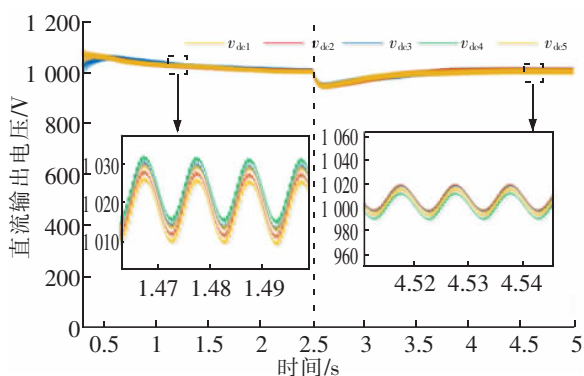


图7 直流侧电容电压输出波

Fig.7 DC link capacitor voltage output wave

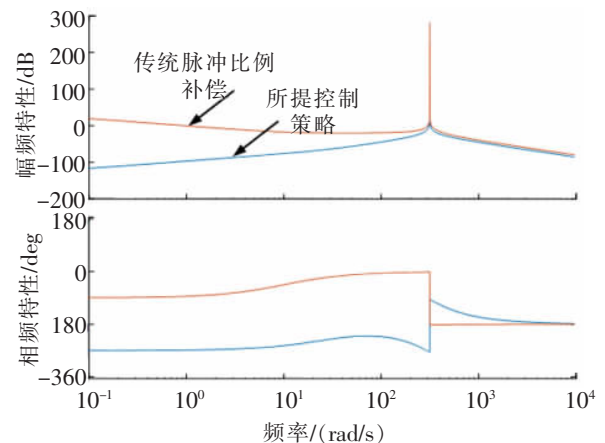


图6 两种不同平衡控制算法Bode图

Fig.6 Bode diagram of two different balance control algorithms

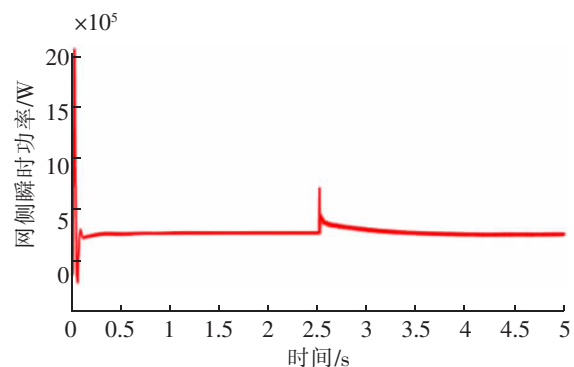


图8 网侧瞬时功率波形

Fig.8 Grid side inductor voltage waveform

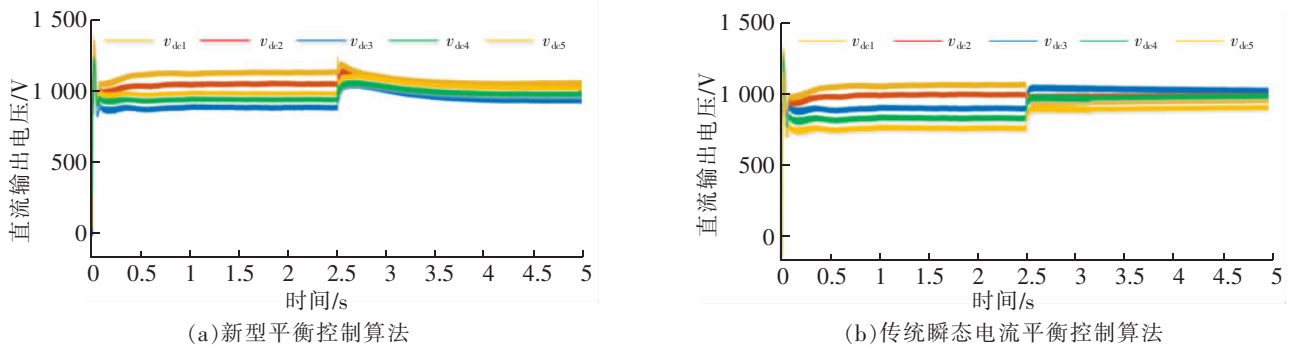


图9 比较两种不同策略输出直流电容电压

Fig.9 Comparison of output DC capacitor voltage under two different strategies

从仿真图 9(a),图 9(b)结果表明在负载不平衡时,所提控制策略快速的实现电容电压平衡,对比仿真结果不难发现,传统瞬态电流双闭环控制控制缓慢的并且响应时间较长实现电容电压平衡控制,本文所提控制策略可以快速的实现电容电压平衡。

进行负载的突变仿真验证,仿真设置 2.5 s 前为负载为 $20\ \Omega$,在 2.5 s 后负载突变为 $22\ \Omega$,同时切换为本文所提控制策略,观察输出波形如图 10 所示。

仿真结果表明负载突变时系统并未呈现冲击以及输出电压震荡,CHBR 的三端输直流电容电压基本维持不变,进一步验证了所提控制策略的有效性。

4.2 非理想牵引网电压仿真验证

由于牵引网采用的是分段供电形式,电力机

车中间变电所过渡靠惯性滑行至下个供电段,虽间隔短。但由于电力机车需要消耗大量的电能,因此在过渡期间极易造成牵引网电压波动、畸变、以及大量谐波。给变流装置带来了挑战。牵引网电压的每次突变可以定义为从暂态到稳态的过程。因此如何稳定暂态过程直流电压以及保证网侧电流相位对电压的准确跟踪显得格外重要。

仿真非理想牵引网电压工况分别设置为:

工作模式 1:设置 0~2 s 仿真时间内负载分别为设置为 $R_1=22\ \Omega, R_2=21\ \Omega, R_3=20\ \Omega, R_4=19\ \Omega, R_5=18\ \Omega$; 牵引网电压同上。

工作模式 2:设置 2~3 s 仿真时间内牵引电网相位突变为 -60° ; 同时分别注入 50%的 3 次谐波以及 30%的 5 次谐波。

工作模式 3:设置 3~4 s 仿真时间;牵引电网相位突变为 20° ;频率为 51 Hz;分别注入 50%的 3 次谐波以及 30%的 5 次谐波。

工作模式 4:设置 4~5 s 仿真时间内分别注入 50%的 3 次谐波以及 30%的 5 次谐波;同时牵引网电压畸变随机取为分别取: $1\ 000\sin(100\pi t+0^\circ)$; $300\sin(300\pi t-20^\circ)$; $200\sin(150\pi t+30^\circ)$ 叠加。

得到非理想牵引电压如图 11(a)所示,其中分别注入谐波、相位突变、以及畸变分别如图 11(b)所示。

在非理想牵引网电压下工况分别对比两种不同控制策略仿真结果。图 12(a),图 12(b)采用传统瞬态电流控制输出直流电容电压与网侧电压电流结果。图 13(a),图 13(b)采用本文所提新型控制策略输出直流电容电压与网侧电压电流结果。

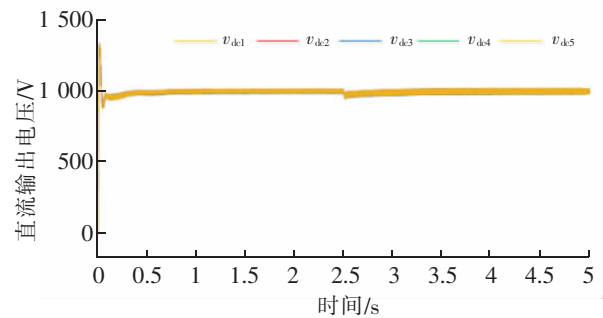


图10 负载突变仿真

Fig.10 Load mutation simulation

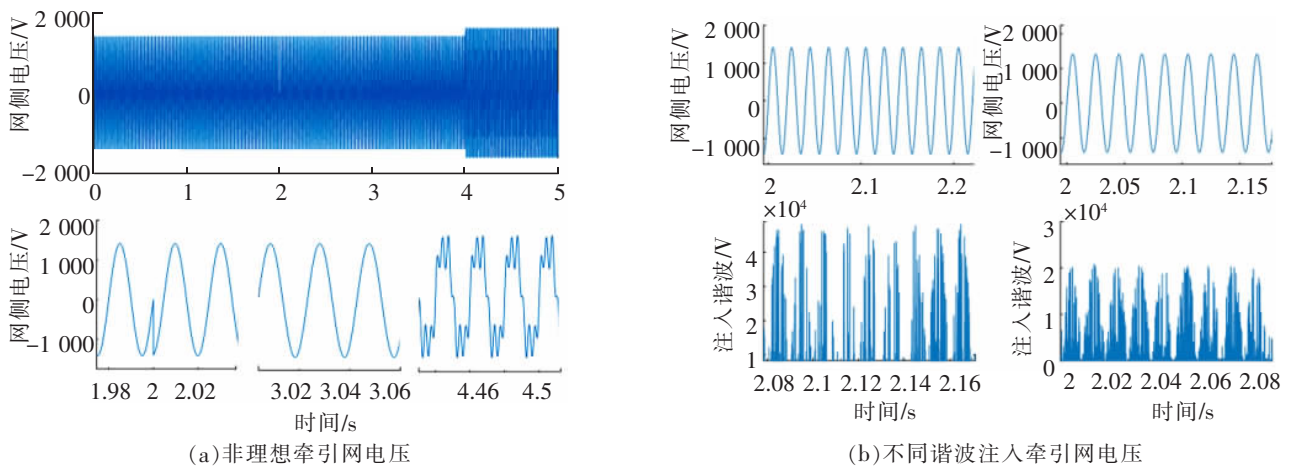


图 11 非理想牵引网电压

Fig.11 Non-ideal traction network voltage

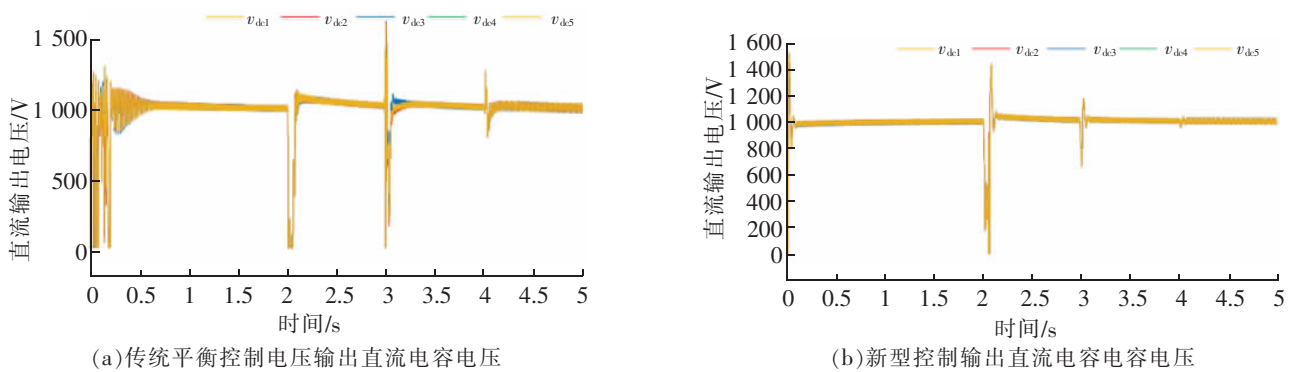


图 12 比较两种不同控制策略输出直流电容电压

Fig.12 Comparison of the output DC capacitor voltage under two different control strategies

分别观察两种不同控制策略输出直流电容电压与,从仿真图 12(a)结果可以看出,传统瞬态电流控制,在牵引网发生瞬时突变对输出结果造成较大影响。观察仿真图 14(a)结果可以看出,所提基于瞬时功率理论下的电力电子变压器 CHBR 直流电压平衡控制策略,在应对非理想牵引网电压工况下,仍能快速过渡到平衡状态,削弱由牵引网瞬时变化所造成的影响。保持快速的、稳定的实现电压平衡控制。进一步验证所提控制策略优越性。

最后观察两种不同控制策略网侧电压与电流波形,非理想牵引网电压频率、相位、畸变出现变化。从仿真图 12(b)结果可以看出,传统瞬态电流控制,分别需要 7 个周期、5 个周期以及 3 个周期实现电流对电压的准确跟踪,如图 13(b)第 4 图所示在牵引畸变严重时,电流严重畸变。观察仿真图 13(a)结果可以看出,所提基于瞬时功率理论下的电力电子变压器 CHBR 直流电压平衡控制策略,只要 4 个周期、1 个周期即可实现电流对电压的准确跟踪,如图 13(b)第 4 图所示在牵引畸变严重时,电流仍然准时的跟踪电压,同时保持电流正弦变化。快速的实现单位功率因数运行。

5.3 仿真结果分析

以 3 级联电力电子变压器 CHBR 建立计算机仿真模型,对上述分析进行仿真验证,针对不同的控制策略、直流侧负载不同和负载突变等导致直流电压不平衡因素进行仿真,以及非理想牵引网电压问题进行仿真验证,所提控制策略准确的实现电力电子变压器 CHBR 直流侧电容电压平衡控制。

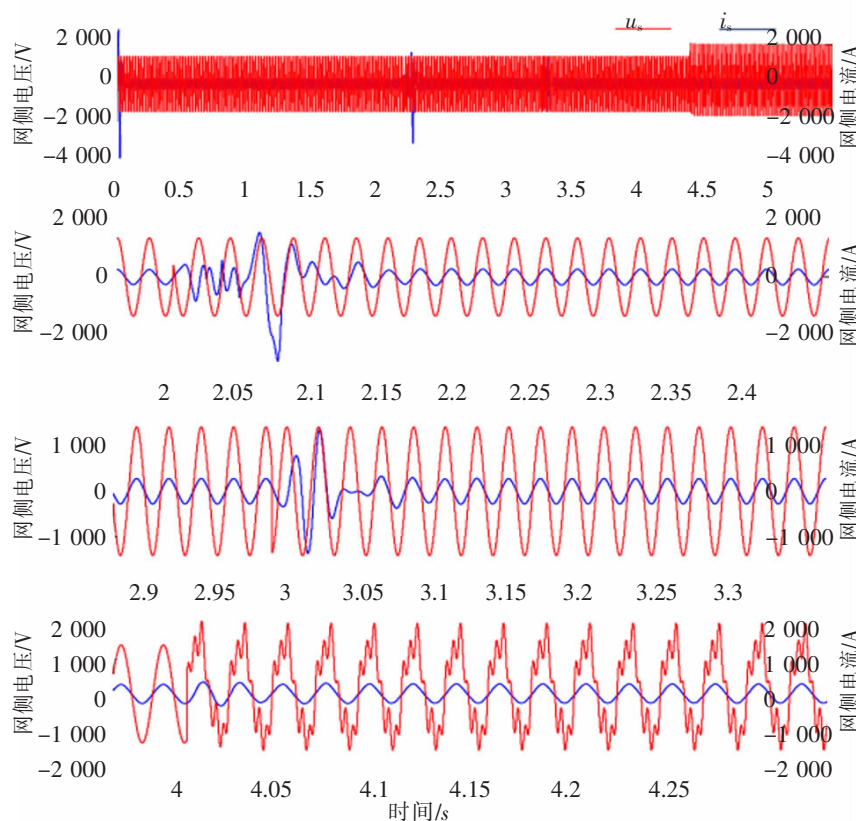
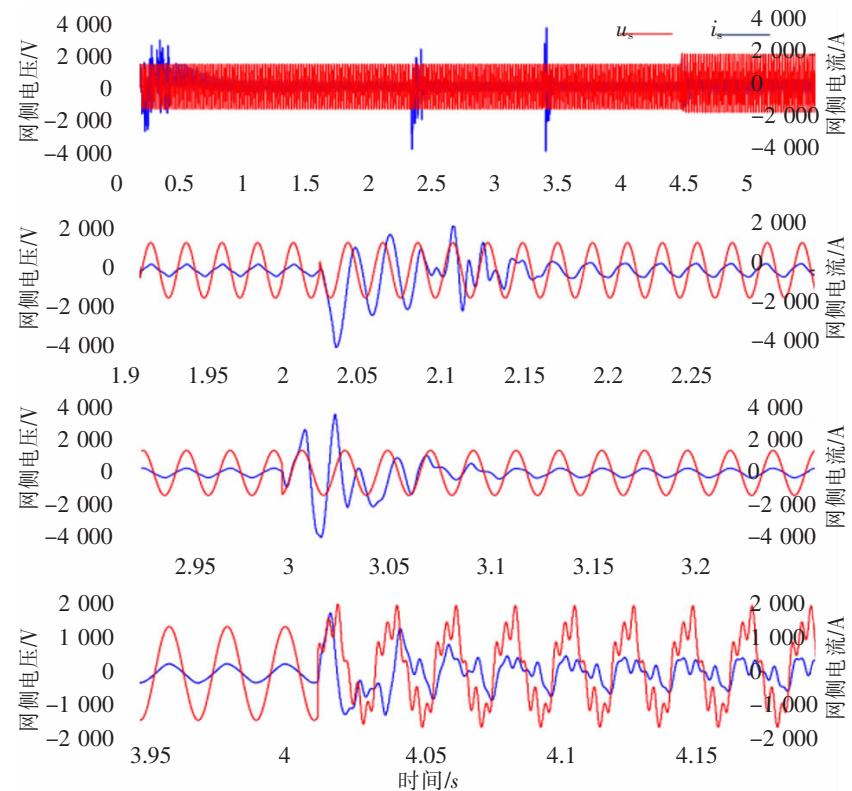


图 13 比较两种不同控制策略网测电压与电流

Fig.13 Comparison of voltage and current measured by two different control strategies

6 结论

本文基于瞬时功率理论上,提出了电力电子变压器级联 H 桥整流器直流电容电压控制以及负载不平衡平衡控制策略。主要完成以下三点工作:

- 1) 完成推导瞬时功率模型,同时采用 SOGI-QSG 构建出单相牵引网供电系统瞬时功率模型,实现电流对电压的准确跟踪,系统单位功率运行以及 CHBR 直流侧电容电压准确控制;
- 2) 以瞬时功率理论为基础,首次建立以直流电容瞬时功率为补偿系数,构建补偿系数控制环节。完成直流电容电压在负载不平衡时实现电容电压平衡控制;
- 3) 完成瞬时功率下的电力电子牵引变压器 CHBR 整体控制系统仿真、并分别从不同控制方法仿真比较;负载不平衡时电容电压平衡控制;以及非理想牵引网电压供电时系统仿真验证。仿真结果表明理论的正确性以及有效性,为电力电子牵引变压器级联 H 桥整流器实现提供一种新型的有效的控制策略。

参考文献:

- [1] 涂春鸣,兰征,肖凡,等. 模块化电力电子变压器的设计与实现[J]. 电工电能新技术,2017,36(5):42-50.
- [2] MAO C,FAN S,WANG D,et al. Theory of Power Electronic Transformer and Its Applications[J]. High Voltage Engineering,2003,29(10):4-6.
- [3] 张至恩,石健将. 三相固态变压器功率平衡控制策略研究[J]. 电源学报,2017,15(6):116-126
- [4] 刘教民,孙玉巍,付超,等. 基于电力电子变压器的电池储能并网系统及其自抗扰控制 [J]. 高电压技术,2017,43(1):131-139.
- [5] FENG J,CHU W Q,ZHANG Z,et al. Power Electronic Transformer-Based Railway Traction Systems: Challenges and Opportunities[J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics,2017,5(3):1237-1253.
- [6] 吴剑,石健将,张至恩. 三相模块级联型固态变压器均压/均功率控制策略研究[J]. 电源学报,2015,13(2):17-26.
- [7] 杜玉亮,郑琼林,冉旺,等. 电力机车过分相区时牵引变压器辅助绕组不间断供电技术方案研究[J]. 铁道学报,2014,36(11):29-34.
- [8] 王顺亮,宋文胜,冯晓云,等. 基于电压补偿分量注入的单相级联 H 桥整流器载波调制与电容电压平衡方法[J]. 中国电机工程学报,2015,35(12):3117-3123.
- [9] DIONG B,SEPAHVAND H,CORZINE K A. Harmonic Distortion Optimization of Cascaded H-Bridge Inverters Considering Device Voltage Drops and Noninteger DC Voltage Ratios[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2013,60(8):3106-3114.
- [10] WANG L,ZHANG D,WANG Y,et al. Power and Voltage Balance Control of a Novel Three-phase Solid State Transformer Using Multilevel Cascaded H-Bridge Inverters for Microgrid Applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2015,31(4):3289-3301.
- [11] 杨韬,帅智康,兰征,等. 直流电压不平衡下的单相级联 PWM 整流器无锁相环均压控制[J]. 电网技术,2015,39(4):1167-1172.
- [12] YANG T,SHUAI Z,LAN Z,et al. Voltage-Sharing Control of Single-Phase Cascaded PWM Rectifier Without Phase-Lock Loop Under Unbalanced DC Voltage Condition[J]. Power System Technology,2015,39(4):1167-1172.
- [13] 宋文胜,蒋蔚,刘碧,等. 单相级联多电平 H 桥整流器有限集模型预测电流控制[J]. 电工电能新技术,2017,36(11):36-43.
- [14] LIANG W,ZHANG D,YI W,et al. Power and Voltage Balance Control of a Novel Three-Phase Solid-State Transformer Using Multilevel Cascaded H-Bridge Inverters for Microgrid Applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2015,31(4):3289-3301.
- [15] MARQUEZ A,LEON J I,VAZQUEZ S,et al. Adaptive phase-shifted PWM for multilevel cascaded H-bridge converters with large number of power cells [C]//2017. 11th IEEE International Conference on Compatibility. Power Electronics and Power Engineering(CPE-POWERENG). IEEE,2017:430-435.
- [16] 田铭兴,阎宏,赵雨欣. 级联 H 桥 SVG 直流侧电容电压平衡控制方法[J]. 电网技术,2013,37(9):2632-2638.

- [17] KHAZRAEI M, SEPAHVAND H, FERDOWSI M, et al. Hysteresis-based control of a single-phase multilevel flying capacitor active rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(1): 154–164.
- [18] DONG DONG, THACKER T, Cvetkovic I, et al. Modes of operation and system-level control of single-phase bidirectional PWM converter for microgrid systems [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2012, 3(1): 93–104.
- [19] 周小杰, 汪飞, 阮毅. 单相电压型并网变换器功率预测控制[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(9): 42–48.
- [20] KULKARNI A, JOHN V. A novel design method for SOGI-PLL for minimum settling time and low unit vector distortion[C]//Proceedings of the IECON 2013–39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Vienna: IEEE, 2013: 274–279.
- [21] CIOBOTARU M, TEODORESCU R, BLAABJERG F. A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator [C]//IEEE Power Electronics Specialists Conference. IEEE Xplore, 2006.
- [22] 张博文, 王萍, 贝太周. 一种降低电网谐波影响的单相自适应锁频方案[J]. 电源学报, 2018, 16(3): 99–105.

A New Type of Power Electronic Transformer CHBR DC Voltage Balance Control Strategy

Yang Shengdi, Song Pinggang, Zheng Yazhi, Zhou Penghui, Jiang Zhiqiang

(School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330033, China)

Abstract: Taking the cascaded H-bridge rectifier (CHBR) of power electronic transformer (PET) in the traction drive system of the new electric locomotive without power frequency transformer as the research object, the CHBR mathematical model of power electronic transformer is established. Based on the theory of instantaneous power, a new type of power electronic transformer CHBR DC capacitor voltage balance control strategy is proposed. At the same time, the unit power factor of the system under non-ideal traction network voltage is realized. Finally, the computer simulation software is simulated by Matlab / Simulink, and the simulation results show the effectiveness and superiority of the proposed control strategy.

Key words: power electronic transformer; cascaded bridge rectifier; instantaneous power theory; capacitor voltage balance; unit power factor