基于比例正弦幅值积分器的地铁二重化能馈变流器控制

李志广¹,金 龙¹,杨轶成²,潘 鹏¹ (1. 东南大学 电气工程学院,江苏 南京 210096; 2. 国电南京自动化股份有限公司,江苏 南京 210032)

摘要:将正弦幅值积分器(SAI)应用于地铁二重化能馈变流器,在静止坐标系下简化了变流器的控制,同时 提高了变流器的控制性能。从 SAI 的数字实现出发,在离散域对其进行频率响应分析,得到离散化 SAI 实际 特性与连续域理想模型的差异,针对两者存在的差异提出了线性预测相位补偿方法。为了提高电流环的动态 性能,提出在电流控制环引入虚拟解耦项,削弱电流控制对 SAI 的依赖,以此提高电流环的响应速度。提出在 电压外环采用电压平方反馈进行闭环控制方法,通过压差修正控制保证 2 组串联变流器均压,并通过直流输 入电流比例前馈进一步提高电压环响应性能。仿真和实验验证了所提控制策略的正确性与有效性。

关键词:正弦幅值积分器;变流器;虚拟解耦;隔离型二重化串联;电压控制;电流控制

中图分类号: TM 46;U 231 文献标识码: A

0 引言

城市轨道交通站间距较短,列车制动频繁。目前轨道交通车辆为减少列车机械制动装置的磨损, 普遍采用以再生制动作为主、空气制动为辅的制动 方式。二极管整流机组不具备再生能量回馈的能 力,为了保证直流供电系统的稳定与安全,需要通 过车载或地面站的制动电阻将其制动产生的再生电 能转换为热量消耗,造成大量的能源浪费^[1]。

为解决以上问题,多种在牵引变电站加装再生 制动吸收装置的方式被提出,如电容储能型^[2]、飞轮 储能型^[3]及以三相电压型脉宽调制(PWM)变流器为 核心的再生制动能量回馈装置^[4]。其中,PWM 变流 器方案成本低,具有直流电压可控、能量可双向流 动、具备四象限动态调节能力等特点,得到推广应用。 针对城市轨道交通 1500 V 直流供电系统采用隔离 型二重化三相 PWM 变流器串联方案,该方案控制简 单、便于容量扩展^[5],但其本质还是对三相 PWM 变 流器的控制。

三相 PWM 变流器目前的控制方法主要有基于 同步旋转 dq 坐标系的电压、电流双闭环 PI 控制^[6-7] 和静止坐标系下直接对交流电流进行闭环控制^[8-15]。 交流电流控制主要有比例谐振控制^[8]、重复控制^[9-11]、 无差拍控制^[12]、正弦幅值积分器(SAI)控制^[13]等。SAI 又称为降阶广义积分器、复数积分控制器^[15]或降阶 谐振控制器^[13],近年在不平衡电网同步信号提取^[14] 及新能源并网逆变器电流控制^[15]中得到深入研究。 SAI 可有效地解决交流信号控制的稳态误差问题, 并可避免三相 PWM 变流器控制中繁琐的 Park 旋转 坐标变换及其反变换环节。

收稿日期:2017-03-16;修回日期:2017-07-14

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2017.09.020

为了简化地铁能馈变流器的控制,同时提高变流器的动态性能,本文将比例正弦幅值积分器(P-SAI) 应用于地铁能馈变流器,在静止坐标系下进行控制, 可以避免 dq 变换,简化控制算法。同时针对直接应 用 SAI 的问题,提出了离散线性预测补偿的方法,改 善了其频域特性。在电流控制环引入虚拟解耦项, 削弱电流控制对 SAI 的依赖,提高电流环控制性能。 由于隔离性二重化串联能馈变流器的使用场合对电 压环的响应要求较高,因此在电压外环采用电压平 方反馈进行闭环控制,同时通过压差修正控制保证 2 组串联变流器均压,并引入直流输入电流比例前馈 提高电压环响应性能。最后通过仿真和实验验证了 本文控制策略的正确性和有效性。

1 二重化串联能馈变流器及 SAI 控制

1.1 二重化串联能馈变流器建模与分析

基于回馈至交流 35 kV 中压环网的三相隔离型 二重化串联能馈变流器拓扑结构如图 1 所示,由 2 台 拓扑结构、控制完全一致的两电平三相 PWM 变流器 I 和 II 构成,其直流侧串联后与直流 1 500 V 牵引网 连接,交流侧与双分裂变压器 T₁ 副边的 2 组 500 V 绕组分别连接,变压器 T₁ 原边与牵引变电站的交流 35 kV 中压环网连接。图中, u_{del} , u_{de2} 为 2 组 PWM 变 流器直流母线电压; i_{c1} 为直流母线电容电流; i_{de} 为直 流进线电流; u_{a1} , u_{b1} , u_{c1} , u_{a2} , u_{b2} , u_{c2} 为 2 组 PWM 变流 器 交流 三相输出电压; i_{a1} , i_{b1} , i_{c1} , i_{a2} , i_{b2} , i_{c2} 为 2 组 PWM 变流器三相输出电流; e_{a1} , e_{b1} , e_{c1} , e_{a2} , e_{b2} , e_{c2} 为 变压器低压侧 2 组电源电压; L_1 , L_2 为并网电抗器; R_1 , R_2 为电抗器等效电阻; i_A , i_B , i_c 为变压器高压侧并 网电流。当机车再生制动抬升直流牵引网电压时,





能馈装置启动控制直流电压稳定在系统安全区,将 再生能量回馈至交流电网。

由于隔离型二重化串联拓扑结构的对称特性, 这里以单组三相 PWM 变流器进行建模分析,且忽略 变压器,由图1所示电流方向,列出其在两相静止坐 标系下的数学模型如下:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha i} \\ u_{\beta i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{\alpha i} \\ e_{\beta i} \end{bmatrix} - (sL_i + R_i) \begin{bmatrix} i_{\alpha i} \\ i_{\beta i} \end{bmatrix} \quad i = 1, 2$$
(1)

1.2 SAI 及离散方程

SAI可实现对特定次频率的正弦信号的无误差 跟踪,并已在不平衡电网同步锁相143及新能源并网 逆变器电流控制^[13]中得到应用。SAI的传递函数为:

$$G(s) = \frac{1}{s - j\omega} \tag{2}$$

其中, ω 为中心角频率。

式(2)中存在复数i,物理上难以实现,然而根 据复变函数理论,在三相 对称电量系统的 $\alpha\beta$ 正交 坐标系下满足 $x_{\alpha} = j x_{\beta}$,文 献[13-15]利用该关系实 现复数运算,图2为SAI 的实现方法,其中 ki 为积

S

图 2 SAI 的实现

Fig.2 Implementation of SAI

采用 Tustin 双线性变换将 s 域表达式进行离散 化设计,即:

$$=\frac{2}{T_{\rm s}}\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$$
(3)

其中,T、为控制周期。

分系数。

进一步,结合式(3)、图 2,得到 SAI 的离散差分 方程如下.

$$\begin{cases} y_{\alpha}(n) = y_{\alpha}(n-1) + \frac{T_{s}}{2} [k_{i}x_{\alpha}(n) - \omega y_{\beta}(n)] + \\ \frac{T_{s}}{2} [k_{i}x_{\alpha}(n-1) - \omega y_{\beta}(n-1)] \\ y_{\beta}(n) = y_{\beta}(n-1) + \frac{T_{s}}{2} [k_{i}x_{\beta}(n) + \omega y_{\alpha}(n)] + \\ \frac{T_{s}}{2} [k_{i}x_{\beta}(n-1) + \omega y_{\alpha}(n-1)] \end{cases}$$

$$(4)$$

静止坐标系下电压电流双环控制策略 2

基于 P-SAI 的电流控制 2.1

根据复变函数理论,复数;表示信号幅值不变、 相位超前 90°,在三相电网电压、电流对称的情况下, 三相 PWM 变流器在 αβ 静止坐标系下两相电流幅 值相等、相位相差 90°.即满足.

$$i_{\alpha i} = j i_{\beta i}, \quad i_{\beta i} = -j i_{\alpha i}$$
 (5)

将 s=jω 及式(5)代入式(1),得三相 PWM 变流 器数学模型:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha i} \\ u_{\beta i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{\alpha i} \\ e_{\beta i} \end{bmatrix} - R_i \begin{bmatrix} i_{\alpha i} \\ i_{\beta i} \end{bmatrix} - \omega L_i \begin{bmatrix} -i_{\beta i} \\ i_{\alpha i} \end{bmatrix}$$
(6)

式(6)的成立是以满足 αβ 静止坐标系下两相电 流完全正交为前提,不能完全替代其物理模型,故式 (6)被称为三相 PWM 变流器的虚拟数学模型。本文 采用 P-SAI 在 αβ 静止坐标系下对正弦电流进行跟 踪控制,同时依据式(6),引入虚拟解耦量ωL_i,通常 $R_i \ll \omega L_i$,故忽略 R_i 项,则电流环控制方程简化为:

$$\begin{cases}
u_{\alpha i}^{*} = e_{\alpha i} + \omega L_{i} i_{\beta i} - \left(k_{p} + \frac{k_{i}}{s - j\omega}\right) \left(i_{\alpha i}^{*} - i_{\alpha i}\right) \\
u_{\beta i}^{*} = e_{\beta i} - \omega L_{i} i_{\alpha i} - \left(k_{p} + \frac{k_{i}}{s - j\omega}\right) \left(i_{\beta i}^{*} - i_{\beta i}\right)
\end{cases}$$
(7)

其中, $k_{\rm p}$ 和 $k_{\rm i}$ 分别为 P-SAI 的比例系数和积分系数。

目前三相 PWM 变流器的控制器一般都是用数 字信号处理控制器(DSP)实现,而 DSP 采用的是串 行计算方式,即在同一个控制周期需按照一定的时序 进行。观察 SAI 离散后的差分方程(4),其2组正交 输出量 $y_{\alpha}(n), y_{\beta}(n)$ 存在代数环,即在计算第 n 个周 期的 $\gamma_{\alpha}(n)$ 时需要用到第 n 个周期的 $\gamma_{\beta}(n)$, 而计算 第 n 个周期的 γ_β(n)时又需要同时用第 n 个周期的 $\gamma_{\alpha}(n)$ 。为了消除输出之间的耦合关系,需要在耦合 路径上加入一个控制周期的延时,如图3所示。



图 3 SAI 的离散实现 Fig.3 Discrete realization of SAI

耦合路径加入延时环节后的离散差分方程为:

$$y_{\alpha}(n) = y_{\alpha}(n-1) + \frac{T_{s}}{2} [k_{i}x_{\alpha}(n) - \omega y_{\beta}(n-1)] + \frac{T_{s}}{2} [k_{i}x_{\alpha}(n-1) - \omega y_{\beta}(n-2)]$$

$$y_{\beta}(n) = y_{\beta}(n-1) + \frac{T_{s}}{2} [k_{i}x_{\beta}(n) + \omega y_{\alpha}(n-1)] + \frac{T_{s}}{2} [k_{i}x_{\beta}(n-1) + \omega y_{\alpha}(n-2)]$$
(8)

在 MATLAB 中用 Simulink Control Design 工具 且取 $k_i = 1$ 、 $\omega = 100 \pi$ rad/s,改变控制周期 T_s 绘制出 离散方程(8)中输入对 $y_{\alpha}(n)$ 输出的 Bode 图,如图 4 所示。输入对 $y_{\beta}(n)$ 输出的分析与之类似,此处不再 赘述。





由图 4 可以看出,控制周期 T_s越长,离散之后的相角误差越大;而大功率变流器从开关损耗考虑, 开关频率通常不能太高,一般在 2~3 kHz,选取控制 周期为开关周期的 1/2。结合实际样机,取开关频率 为 2 kHz(即开关周期为 500 μs),对应控制周期 T_s= 250 μs 时,180° 相角对应的频率约 49.7 Hz,与理论对 应 50 Hz 偏移了约 0.3 Hz,导致出现相位误差,约等 于 0.5 个控制周期。

该滞后主要是由于在耦合路径上增加的延时环节导致的,因此可以采取线性预测的方式,对其耦合路径的延时环节进行补偿,即向前预测补偿 0.5 个周期。则有:

$$\begin{cases} y_{p\alpha}(n) = 1.5y_{\alpha}(n-1) - 0.5y_{\alpha}(n-2) \\ y_{p\beta}(n) = 1.5y_{\beta}(n-1) - 0.5y_{\beta}(n-2) \end{cases}$$
(9)
$$\begin{cases} y_{\alpha}(n) = y_{\alpha}(n-1) + \frac{T_{s}}{2} [k_{i}x_{\alpha}(n) - \omega y_{p\beta}(n)] + \\ \frac{T_{s}}{2} [k_{i}x_{\alpha}(n-1) - \omega y_{p\beta}(n-1)] \\ y_{\beta}(n) = y_{\beta}(n-1) + \frac{T_{s}}{2} [k_{i}x_{\beta}(n) + \omega y_{p\alpha}(n)] + \\ \frac{T_{s}}{2} [k_{i}x_{\beta}(n-1) + \omega y_{p\alpha}(n-1)] \end{cases}$$
(10)

对式(10)绘制其 Bode 图,如图 5 所示,可以看 出经过线性预测补偿之后,其 180°相角对应的频率 约为 50 Hz,且增益最大点也由原来的 49.4 Hz 右移 到了 50 Hz 处。



Fig.5 Bode diagram of discrete SAI with time-delay link compensation

根据前面的分析对 SAI 进行离散线性预测补偿 之后,依据式(7)控制方程,在 αβ 静止坐标系下建立 离散后采用 P-SAI 及引入虚拟解耦前馈的电流环控 制,如图 6 所示(下标 *i*=1,2)。同时针对隔离型二重 化串联拓扑结构,采用错时空间矢量调制(ISVPWM) 算法,载波相互错开 180°,以此提高并网侧的等效开 关频率,使得并网电流谐波更小。



图 6 αβ 静止坐标系下基于 P-SAI 的电流虚拟解耦控制 Fig.6 Virtual decoupling control of current based on P-SAI in αβ stationary coordinate system

2.2 电压外环稳压及均压控制

根据输入、输出的瞬时有功功率平衡,则有:

$$P_{\rm dc} = P_{\rm ac} + P_C + P_{\rm S} \tag{11}$$

其中, P_c 为直流侧电容充放电功率; P_x 为2组串联 变流器回馈至交流电网的总有功功率; P_s 为总损耗。

变流器 I 和 II 回馈至交流电网的总有功功率和 无功功率瞬时值为^[16]:

$$\begin{cases} P_{ac} = \frac{3}{2} \left(e_{d1} i_{d1} + e_{q1} i_{q1} + e_{d2} i_{d2} + e_{q2} i_{q2} \right) \\ Q_{ac} = \frac{3}{2} \left(e_{q1} i_{d1} - e_{d1} i_{q1} + e_{q2} i_{d2} - e_{d2} i_{q2} \right) \end{cases}$$
(12)

定义 d 轴为交流侧电压合成矢量方向,则 q 轴方

向电压矢量 e_{q1} 、 e_{q2} 为 0,有:

$$\begin{cases} P_{ac} = \frac{3}{2} (e_{d1}i_{d1} + e_{d2}i_{d2}) \\ Q_{ac} = -\frac{3}{2} (e_{d1}i_{q1} + e_{d2}i_{q2}) \end{cases}$$
(13)

列车再生制动回灌到变流器直流侧功率总和为:

$$P_{\rm dc} = (u_{\rm dc1} + u_{\rm dc2})i_{\rm dc}$$
(14)

$$P_{\rm S} = R_1 i_{d1}^2 + R_2 i_{d2}^2 \tag{15}$$

将式(13)—(15)代人式(11),忽略双分裂变压 器低压侧绕组的偏差,令 $e_{d1}=e_{d2}=e_d$,同时对其进行 拉普拉斯变换,可得:

$$u_{dc}i_{dc} = \frac{3}{2} \left[e_d(i_d + \Delta i_d) + e_d i_d \right] + R_1(i_d + \Delta i_d)^2 + R_2 i_d^2 + sC(u_{dc}^2 - 2u_{dc1}u_{dc2})$$
(16)

其中, $u_{dc}=u_{dc1}+u_{dc2}$; $i_{d1}=i_d+\Delta i_d$; $i_{d2}=i_d$;C为直流侧母线 滤波电容。

设 2 组串联变流器直流母线电压差为 Δu_{del} ,则 有 $u_{de2} = u_{de1} - \Delta u_{de1}$,稳态下近似有 $u_{de1} = 0.5u_{de}$,代入式 (16),同时根据线性叠加原理将其拆解为:

$$\begin{vmatrix} i_{d} = \frac{u_{dc}}{3e_{d}} i_{dc} - \frac{sC}{3e_{d}} u_{dc}^{2} \\ \Delta i_{d} = -\frac{2}{3} \left[R_{1} (i_{d} + \Delta i_{d})^{2} + R_{2} i_{d}^{2} \right] - \frac{sC}{3e_{d}} u_{dc1} \Delta u_{dc1} \end{vmatrix}$$
(17)

由式(17)可以看出:稳态时 d 轴有功电流 i_d 与 直流侧输入电流 i_{de} 成线性比例关系,其比例系数与 交流侧电网电压 e_d 及直流侧电压 u_{de} 相关;且 d 轴电 流与电容母线电压的平方成线性关系。因此本文提 出以总直流母线电压的平方为控制量,同时引入直 流输入电流 i_{de} 进行比例前馈,实现对总母线电压的 调节控制。因为系统等效电阻 R_1 、 R_2 及直流母线电 压差 Δu_{de1} 都是很小的量,因此采用 PI 控制器,通过 Δi_d 进行压差修正控制。具体控制框图如图 7 所示。



图 7 带压差修正及电流前馈的电压环控制框图 Fig.7 Control block diagram of voltage loop with voltage difference correction and current feedforward

3 仿真及实验结果

3.1 仿真分析

为了验证本文所提控制方案的有效性,在 MATLAB/Simulink环境下进行仿真研究,控制采取 不对称规则采样。系统仿真和实验样机主要参数相 同,如下:交流电网电压为 500 V,直流启动电压为 1680 V,并网滤波电感为 0.25 mH,等效电阻为 0.005 Ω,直流滤波电容为 10.08 mF,开关频率为 2 kHz,控 制周期为 250 μs,电流环 k_p=0.33,电流环 k_i=0.5,电 压环 k_{pp}=2,电压环 k_{ii}=250,电压均压环 k_{pv}=4,电压 均压环 k_{iv}=100,电流标幺基准为 1650 A,电压标幺 基准为 2000 V。

首先对电流环 P-SAI 的离散方程进行了仿真分 析,如图 8 所示。仿真对比分析了在离散 SAI 的耦 合路径加入单个控制周期延时及采用本文提出的加 入线性预测补偿之后的稳态误差(Δi_α、Δi_β为标幺值), 由图 8 可以看出根据离散 SAI 频率响应进行线性校 准补偿后稳态误差较补偿前减小了一半左右。



图 8 耦合路径补偿前、后稳态误差对比 Fig.8 Comparison of steady-state errors of coupling path before and after compensation

在 SAI 线性校准补偿的基础上根据前文的分析 引入虚拟解耦项 ωL_i ,同时对电流环的阶跃响应进行 仿真分析。如图 9 所示,通过静止坐标系下 α 、 β 轴 电流误差(Δi_{α} 、 Δi_{β})可以看出,通过采用本文提出的 引入虚拟解耦方法后,较之前电流响应速度更快,同 时由于解耦项的引入,削弱了稳态时电流对 SAI 输出 的依赖,使得稳态误差进一步减小。图中, i^*_{α} 、 i^*_{β} 、 Δi_{α} 、 Δi_{β} 均为标幺值。



电流阶跃响应

Fig.9 Step-response of current when introducing virtual decoupling in $\alpha\beta$ stationary coordinate system

电压环仿真分析时,直流侧用理想电流源代替, 通过电流源突变,验证电压环的控制性能。如图 10 所示,对采用常规 PI 电压外环控制和采用本文所述 的电压平方 PI 外环及引入输入直流电流前馈控制 进行了仿真对比,可以看出采用本文的电压控制策 略,其动态响应更优。图中,*i*₄、*u*₄、^{*}均为标幺值。



Fig.10 Performance comparison of voltage loop control

图 11 为采用本文提出的带压差修正、直流电流 前馈的电压平方外环,含虚拟解耦项的 P-SAI 电流内 环稳态仿真波形,可以看出 2 组串联的变流器直流母 线电压基本一致,同时 2 组变流器通过 ISVPWM,使 得 35 kV 并网侧等效开关频率更高,谐波更小。图 中,*i*ABC、*e*_{al}、*i*_{al}、*i*_{a2}、*u*_{de1}、*u*_{de2}均为标幺值。



图 11 本文控制方法下稳态仿真波形 Fig.11 Steady-state simulative waveforms under proposed control method

从仿真结果可以看出,通过采用本文提出的线性 预测补偿、虚拟解耦以及带直流电流前馈的电压平 方外环控制策略,电流环的稳态误差、动态性能以及 电压外环的动态性能相比传统方法均得到了改善和 提高,表明了本文所提方法的有效性。

3.2 实验验证

为进一步验证本文所述控制策略,在轨道交通 再生制动能量回馈系统样机上进行了实验验证,实 验室采用2台绕组接法为 Dyn11yn11 双分裂变压 器(变比为6kV/0.5kV/0.5kV),2台峰值功率均为 2 MW、额定功率均为1 MW 的隔离型二重化串联变 流器对拖,实现6kV 电网功率循环,变流器参数与 仿真一致。采用横河 DL850E 录波仪记录各电压、电 流波形,并用 Xviewer 配套软件进行波形分析。 首先对比了电流环采取带线性预测补偿的离散 P-SAI及引入虚拟解耦环节控制与采取常规未补偿 P-SAI控制的响应,由于实验样机上不能直接观察电 流控制误差信号,因此选取外部实际电流及直流母线 电压为观察量进行对比,结果见图 12。可见,2种电 流环控制方式下,通过观察其最终对直流母线电压的 控制效果可看出采用本文所提控制方式效果较好。



图 12 αβ 静止坐标系下电流环不同控制器的响应对比 Fig.12 Comparison of response between different controllers of current loop in αβ stationary coordinate system

能量回馈模式实验波形见图 13,控制模拟装置 快速从电网吸收有功,抬升直流母线电压,能量回 馈装置检测到直流母线电压达到 1680 V 时自动由 热待机模式切换到能量回馈模式,将能量回馈到电 网,控制母线电压进一步抬升。从图 13 可看出母线 电压能快速稳定,且压差修正调节器能快速地将母线 电压控制均压稳定。同时对比了电压外环采取常规 PI 控制和采取本文所述的电压控制方法的响应,如 图 14 所示,常规 PI 控制时,单组变流器直流母线电 压的超调约为 56 V,而采取本文电压控制方法时单 侧电压的超调约为 10 V,通过对比也可以看出,本文 所述电压控制方法下其动态响应调节时间更短。



图 13 能量回馈模式实验波形 Fig.13 Experimental waveform of energy-fed mode





图 15 为 2 台装置对拖实验中隔离型二重化串 联逆变侧 2 组变流器的波形,为了便于观察 2 组直流 母线电压,将 u_{de2}反向。可以看出 2 组串联变流器直 流母线电压、电流都很稳定,同时 2 组电流通过绕组 接法为 Dyn11yn11 双分裂变压器耦合叠加后,原边 电流更平滑,谐波明显变小。



字验波形

Fig.15 Experimental waveform of isolated dual-series energy-fed converter under steady-state operation

同时为了验证其无功补偿能力,进行了无功阶 跃突变实验,如图 16 所示,为了便于观察,在录波仪



图 16 无功阶跃响应实验波形 Fig.16 Experimental waveform of reactive power step-response

上对电网电压采样信号进行了 500 Hz 滤波,可以看出,采用本文所述控制策略,可以实现给定无功电流的快速响应,该方案具备实现夜间地铁供电线路的无功补偿功能,可省去单独配置静止无功发生器装置, 节约投资。

4 结论

本文分析了隔离型二重化串联地铁能馈变流器 的拓扑结构及特点,提出在两相 αβ 静止坐标系下,采 用带线性预测补偿的离散 P-SAI 及引入虚拟解耦环 节的电流内环和带差压修正及输入直流电流比例前 馈的电压平方外环控制策略。该控制策略无需对三 相电流进行 dq 变换,控制实现简单、响应快。仿真和 实验结果验证了本文控制策略的正确性和有效性。

参考文献:

[1] 蔚兰,师蔚,吴国祥. 城市轨道交通直流牵引供电电源的研究[J]. 电力电子技术,2008,42(9):99-103.

YU Lan, SHI Wei, WU Guoxiang. Research on the DC traction power supply of the urban rail transit[J]. Power Electronics, 2008, 42(9):99-103.

- [2] 邓文豪,肖彦君,吴茂杉. 基于列车制动的超级电容型储能系统的参数设计与控制[J]. 铁道机车车辆,2010,30(4):58-62.
 DENG Wenhao,XIAO Yanjun,WU Maoshan. Design and control of super-capacitor energy storage system based on train braking
 [J]. Railway Locomotives and Car,2010,30(4):58-62.
- [3] 蒋启龙,连级三. 飞轮储能在地铁系统中的应用[J]. 变流技术与 电力牵引,2017(4):13-17.

JIANG Qilong,LIAN Jisan. Application study on flying wheel energy storage in subway system[J]. Converter Technology & Electric Traction,2017(4):13-17.

- [4] 全恒立,张钢,阮白水,等. 城市轨道交通混合型能馈式牵引供电装置[J]. 北京交通大学学报,2013,35(2):92-98.
 QUAN Hengli,ZHANG Gang,RUAN Baishui, et al. Urban rail transit hybrid traction power stystem with energy feedback [J]. Journal of Beijing Jiaotong University,2013,35(2):92-98.
- [5] 丁树奎,韩志伟,张钢,等. 能馈式牵引供电原理及其在城市轨道 交通中的应用[M]. 北京:北京交通大学出版社,2014:66-73.
- [6] 丁祖军,刘保连,倪伟. PWM 整流器中优化变结构控制策略的设计[J]. 电力自动化设备,2012,32(1):76-79.
 DING Zujun,LIU Baolian,NI Wei. Design of improved variable structure control for PWM rectifier[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(1):76-79.
- [7] 王恩德,黄声华. 三相电压型 PWM 整流的新型双闭环控制策略
 [J]. 中国电机工程学报,2012,32(15):24-30.
 WANG Ende,HUANG Shenghua. A novel double closed loops control of the three-phase voltage-sourced PWM rectifier [J]. Proceedings of the CSEE,2012,32(15):24-30.
- [8] 徐榕,于泳,杨荣峰,等. H 桥级联 STATCOM 直流侧电容电压平 衡控制方法[J]. 电力自动化设备,2015,35(5):15-22.
 XU Rong,YU Yong,YANG Rongfeng,et al. DC capacitor voltage balance control of H-bridge cascaded STATCOM[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(5):15-22.

[9] 张学广,马彦,李瑞,等.两相静止坐标系下并网逆变器的重复控制策略[J].电工技术学报,2016,31(9):85-91.

ZHANG Xueguang, MA Yan, LI Rui, et al. Repetitive control strategy for grid-connected converters in stationary frame[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(9):85-91.

- [10] 黄海宏,王钰,许若冰,等.双环重复控制三相四线制有源电力 滤波器[J]. 电力自动化设备,2016,36(4):40-45.
 HUANG Haihong,WANG Yu,XU Ruobing,et al. Three-phase four-wire active power filter with dual-loop repetitive control [J]. Electric Power Automation Equipment,2016,36(4):40-45.
- [11] 王跃,杨昆,陈国柱. 级联 DSTATCOM 补偿不平衡负载分相控 制策略[J]. 电力自动化设备,2015,35(5):23-28.
 WANG Yue,YANG Kun,CHEN Guozhu. Individual phase control of cascaded DSTATCOM for unbalanced load compensation[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(5): 23-28.
- [12] 张学广,李瑞,徐殿国. 并联型三相 PWM 变换器环流无差拍控制策略[J]. 中国电机工程学报,2013,33(6):31-37.
 ZHANG Xueguang,LI Rui,XU Dianguo. A dead-beat control strategy for circuiting-current in parallel connection systems of three-phase PWM converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013,33(6):31-37.
- [13] 赵新,金新民,唐芬,等. 基于改进型比例谐振调节器的并网逆 变器控制[J]. 电工技术学报,2014,29(1):265-272.

ZHAO Xin, JIN Xinmin, TANG Fen, et al. The control method of grid-connected inverter based on novel proportion resonant controller [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014,29(1):265-272.

- [14] 杜雄,王国宁,孙鹏菊,等.采用正弦幅值积分器的电网基波电压同步信号检测[J].中国电机工程学报,2013,33(36):104-111.
 DU Xiong,WANG Guoning,SUN Pengju,et al. Synchronization signal detection for grid fundamental voltage through employing sinusoidal amplitude integrators[J]. Proceedings of the CSEE, 2013,33(36):104-111.
- [15] 郭小强. 光伏并网逆变器通用比例复数积分控制策略[J]. 中国电机工程学报,2015,35(13):3393-3399.
 GUO Xiaoqiang. Generalized proportional complex integral control scheme for PV grid-connected inverters[J]. Proceedings of the CSEE,2015,35(13):3393-3399.
- [16] 王晗,张建文,蔡旭. 一种 PWM 整流器动态性能改进控制策略
 [J]. 中国电机工程学报,2012,32(增刊1):194-202.
 WANG Han,ZHANG Jianwen,CAI Xu. An improved control

wANG Han, ZHANG Jianwen, CAI Xu. An improved control method of the dynamic ability for PWM rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(Supplement 1):194-202.

作者简介:



李志广(1974—),男,山西大同人,博 士研究生,主要研究方向为电机及电器、电 力电子(E-mail:oasiser_cn@163.com);

金 龙(1968 —),男,江苏扬州人,教 授,博士研究生导师,主要研究方向为微 特电机的设计和控制、大功率电力电子技术 (**E-mail**: JinLong@seu.edu.cn);

李志广

杨轶成(1985—),男,重庆人,工程师,主 要研究方向为电力电子(E-mail:yicheng-yang@sac-china.com)。

Control of dual-series energy-fed converter for subway based on proportional sinusoidal amplitude integrator

LI Zhiguang¹, JIN Long¹, YANG Yicheng², PAN Peng¹

(1. School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China;

2. Guodian Nanjing Automation Co., Ltd., Nanjing 210032, China)

Abstract: The SAI(Sinusoidal Amplitude Integrator) is applied to dual-series energy-fed converter for subway, which simplifies the control of converter and improves the control performance of converter in the stationary coordinate system. Starting from the digital realization of SAI, based on the frequency response analysis in discrete domain, the difference between the actual characteristics of discrete SAI and the ideal model of continous domain is analyzed, and the corresponding linear prediction phase compensation method is proposed. In order to improve the dynamic performance of the current loop, a virtual decoupling term is introduced in the current control loop to reduce the dependence of the current control on the SAI and improve the dynamic performance of the current loop control of the voltage outer loop by voltage squared feedback is adopted to ensure the voltage balance of the two series converters through the pressure difference correction control and improve the response performance of the voltage loop through the proportional feed forward of the DC input current. Simulations and experiments verify the correctness and effectiveness of the proposed control strategy.

Key words: sinusoidal amplitude integrator; electric converters; virtual decoupling; isolated dual-series; voltage control; electric current control