

DOI: 10.7667/PSPC180314

电力机车 PET 中直流母线电压的大信号建模及分析

袁义生, 毛凯翔, 袁世英

(华东交通大学电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要: 为了准确分析电力电子变压器在大信号扰动下的动态特性, 给出一种基于功率平衡的回转器建模方法。利用该方法对额定容量为 3 MW 的电力电子变压器进行了建模, 并与传统的开关模型进行了比较分析。仿真结果表明, 基于功率平衡的回转器建模方法具有实用性和有效性。该模型不仅可以精确反映系统在大信号扰动下的行为特性, 而且可以减低仿真时间。为了实现前后级直流母线电压的解耦控制, 提出了电压前馈补偿策略。在此基础上, 建立了母线电压的统一时域解析方程, 定量分析了在大信号扰动下系统参数对各直流母线电压的影响, 给出了关系曲线, 为各模块控制器的设计提供了准则。

关键词: 电力电子变压器; 建模; 直流母线电压; 回转器模型; 大信号特性

Large signal modeling and analysis of DC-bus voltage of power electronic transformer applied in electric locomotive

YUAN Yisheng, MAO Kaixiang, YUAN Shiyong

(School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: In order to accurately analyze the dynamic characteristics of Power Electronic Transformers (PET) under large signal disturbances, a new rotator modeling method based on power balance is proposed. This method is used to model the PET with rated capacity of 3 MW and compared with the traditional switch model. The simulation results show that the proposed model has validity and practicality. It can not only accurately reflect the behavior of the system under the disturbance of large signal, but also can reduce the simulation time. In order to realize the decoupling control of the front and rear DC bus voltage, a voltage feedforward compensation strategy is proposed. On this basis, a uniform time domain analytic equation of bus voltage is established, the influence of system parameters on DC bus voltage under large signal perturbation is quantitatively analyzed, and the relation curve is given, which provides the criterion for the design of each module controller.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51567009), Natural Science Foundation of Jiangxi Province (No. 20181BAB206033) and Cultivate Plan for Application Research of Jiangxi Province (No. 20181BBE58008).

Key words: power electronics transformer; modeling; DC bus voltage; rotator model; large-signal characteristic

0 引言

随着中国高铁发展的突飞猛进, 传统的单相工频牵引变压器由于体积庞大且十分笨重已无法满足高速列车对轻量化、小型化、高效化和高功率密度的多种要求。电力电子变压器(Power Electronics Transformer, PET)通过采用高频化和多模块级联技

术, 在减小自身体积和重量的同时还可以实现能量的双向流动和牵引网电能质量的改善, 成为了现在研究的热点之一^[1-4]。

目前, 被广泛采用的 PET 结构是由多个变流器构成的级联系统。其输入级主要有级联 H 桥整流器^[5](Cascaded H-Bridge Rectifier, CHBR)和模块化多电平变流器^[6-7](Modular Multilevel Converter, MMC)两种结构, 隔离级为双有源桥变换器^[7](Dual Active Bridge Converter, DABC)。近年来, 针对 PET 的研究主要集中在变换器拓扑推演^[5,7]、CHBR 电压均衡^[8-10]与 DABC 功率均衡控制^[11-12]等方面。但是,

基金项目: 国家自然科学基金项目(51567009); 江西省自然科学基金(20181BAB206033), 江西省应用研究培育计划(20181BBE58008)

PET 作为机车传动系统中的一环，其性能会受到牵引网和机车负荷的相互影响，单独研究 PET 内部各单元的控制只能解决其小信号稳定问题，而大信号稳定性则是未知的。因此，如何保证 PET 系统在大信号扰动下能够稳定工作是当前亟需解决的问题。

为了准确分析系统的大信号特性，首先必须建立精确的大信号模型。文献[13]基于谐振变换器的工作特点，提出了面向中高压电网的电力电子变压器统一降阶建模方法及单级控制策略，但是没有分析系统在大信号扰动下的稳定性。

文献[14]和文献[15]基于平均大信号模型，借助相平面法，分析了带恒功率负载的 DC-DC 变换器的稳定性。文献[14]分析了在电路参数全部给定的情况下系统的稳定性。但是计算过程复杂，且没有得出具有明确物理意义的公式；文献[15]仅定性分析电路在不同限流值和带宽下的稳定性情况，没有体现其他参数对电路稳定性的影响。

文献[16-17]利用回转器理论和功率平衡原理建立了峰值电流控制下的 DC/DC 变换器的大信号模型，实现了输入和输出的分离，解决了系统在不同状态下切换的问题，但是没有拓展到常见的平均电流控制下的回转器模型。实际上，上述大信号分析仍然是对单个变流器进行分析，并没有讨论前后级参数对级联系统的相互作用关系，具有一定的局限性。

本文基于 PET 的机车电传动系统为研究对象，利用功率平衡原则，建立了系统在大信号扰动下的回转器模型，对比分析了开关模型和回转器模型的仿真结果，验证了所建立的模型可以精确反映系统在大信号扰动下的行为特性；提出了电压前馈补偿的控制策略，实现了前后级母线电压的解耦控制，定量分析了在大信号扰动下系统参数对各母线电压的影响，为各模块控制器的设计提供了准则，保证了各模块在级联后仍可稳定工作。

1 基于 PET 的电力机车电传动系统

基于 PET 的电力机车电传动系统如图 1 所示。它由电力电子变压器、三相逆变器和三相异步电动机构成。

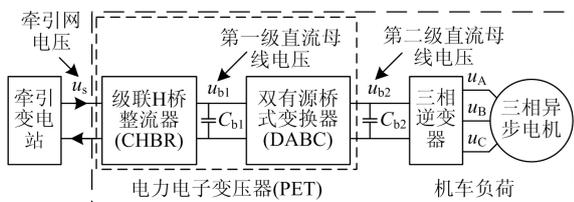


图 1 基于 PET 的电力机车电传动系统

Fig. 1 Locomotive electric drive system based on PET

PET 拓扑结构如图 2 所示，由 CHBR 和 DABC 两部分构成。

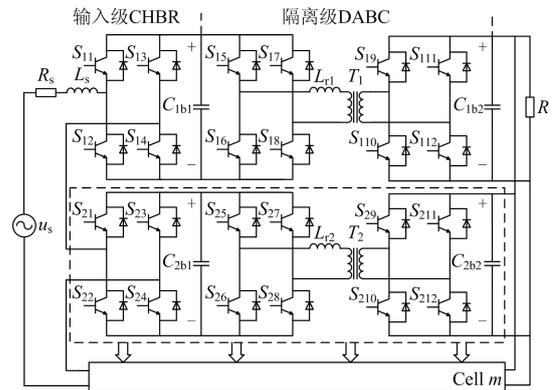


图 2 PET 的拓扑结构

Fig. 2 Topological structure of PET

2 系统的大信号模型

对于机车电传动系统，可将其分为机车负荷和 PET 两类来建模。机车负荷采用恒流负载 (Constant Current Load, CCL) 来等效三相逆变器和异步电动机，作为 PET 的负载扰动。对于 PET 的大信号特性，其内部的开关状态不是研究的重点。此时，可将其内部状态视为黑箱，仅考虑其输入输出特性。在忽略损耗的情况下，根据变流器输入前后功率守恒的特点，建立回转器模型^[13-14]。

2.1 回转器模型

回转器模型如图 3 所示，其中 $g(t)$ 为回转器电导。

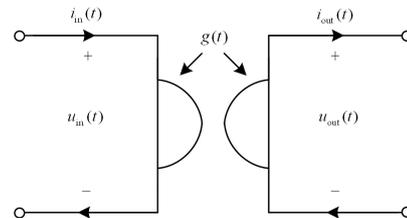


图 3 回转器模型

Fig. 3 Model of rotator

根据图 3 所示的参考方向可得

$$\begin{cases} i_{in}(t) = g(t)u_{out}(t) \\ i_{out}(t) = g(t)u_{in}(t) \end{cases} \quad (1)$$

式中， $u_{in}(t)$ 、 $i_{in}(t)$ 、 $u_{out}(t)$ 、 $i_{out}(t)$ 分别为输入、输出电压和电流的瞬时值。

2.2 CHBR 回转器模型

CHBR 采用双闭环控制，对于电流内环 $G_{I1}(s)$ ，采用基于比例谐振 (Proportional Resonant, PR) 控制的准 PR 控制器^[18]；电压外环 $G_{V1}(s)$ 则采用 PI 控制器，其控制框图如图 4 所示。

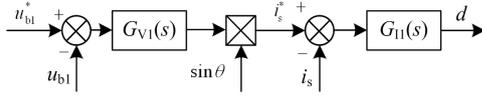


图 4 CHBR 控制框图

Fig. 4 CHBR control block diagram

对于 CHBR, 忽略损耗, 根据瞬时功率平衡有

$$i_{b1}u_{b1} = i_s u_s \quad (2)$$

式中: u_{b1} 为第一级直流母线各单元电压和; i_{b1} 为各单元电流平均值; u_s 、 i_s 为牵引网电压、电流。

当电流内环能够实现无静差跟踪时, 电压外环的输出即为牵引网电流 i_s 。令 $g_1 = i_s / u_{b1}$, 根据式(2)可得

$$\begin{cases} i_s = g_1 u_{b1} \\ i_{b1} = g_1 u_s \end{cases} \quad (3)$$

式中, g_1 为 CHBR 的回转器模型电导。

由式(3)可得 CHBR 的回转器模型如图 5 所示。

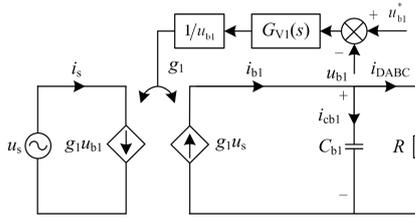


图 5 CHBR 的回转器模型

Fig. 5 CHBR rotator model

2.3 DABC 回转器模型

DABC 采用单移相(Single Phase Shift, SPS)控制^[19], 通过原副边 H 桥的相位差 φ 来控制传递功率大小和方向, 间接调节 u_{b2} 的大小, 其中 $G_{V2}(s)$ 采用 PI 控制器, 控制框图如图 6 所示。

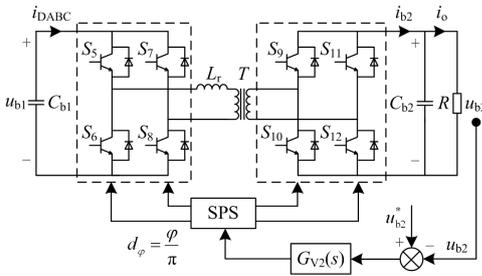


图 6 DABC 控制框图

Fig. 6 DABC control block diagram

对于 DABC, 在一个开关周期内, DABC 传递的有功功率^[19]为

$$P_{DABC} = \frac{u_{b1}u_{b2}}{2nf_2L_r} d_\varphi (1-d_\varphi) \quad (4)$$

式中: u_{b2} 为第二级直流母线电压; n 为高频变压器

的变比; L_r 为高频变压漏感; f_2 为 DABC 的开关频率; d_φ 为移相值。

忽略损耗, 有

$$P_{DABC} = u_{b1}i_{DABC} = u_{b2}i_{b2} \quad (5)$$

与式(4)联立可得

$$\begin{cases} i_{DABC} = g_2 u_{b2} \\ g_2 = \frac{d_\varphi (1-d_\varphi)}{2nf_2L_r} \\ i_{b2} = g_2 u_{b1} \end{cases} \quad (6)$$

式中, g_2 为 DABC 回转器模型电导。

由式(6)可得 DABC 的回转器模型如图 7 所示。

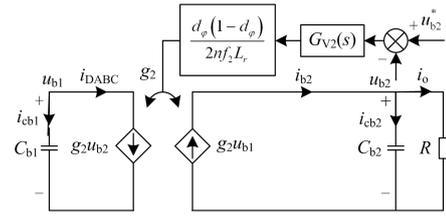


图 7 DABC 的回转器模型

Fig. 7 DABC rotator model

2.4 PET 回转器模型

综合上述可得 PET 回转器模型如图 8 所示。

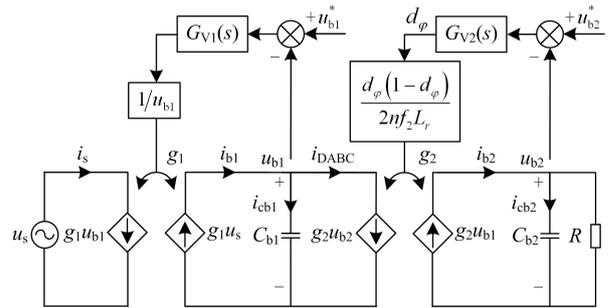


图 8 PET 的回转器模型

Fig. 8 PET rotator model

2.5 回转器模型和开关模型的仿真比较

为了验证上述回转器模型, 采用 Matlab 搭建了仿真试验模型。仿真参数如表 1 所示。

图 9 对比了采用开关模型仿真得到 $[i_s, u_{b1}, i_{b1}, i_{DABC}, u_{b2}, i_{b2}, i_o]$ (定义见图 8) 波形和回转器模型仿真得到的 $[i_s(g), u_{b1}(g), i_{b1}(g), i_{DABC}(g), u_{b2}(g), i_{b2}(g), i_o(g)]$ 波形, $i_{b1_avg}, i_{DABC_avg}, i_{b2_avg}$ 分别为开关模型电流的平均值。仿真设置负荷 i_o 在 1.5 s 时由 1% 载切换至满载。

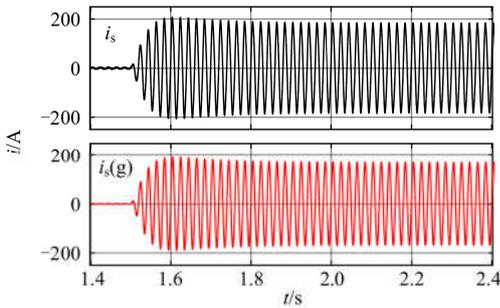
由于回转器模型是基于一个周期内功率平衡原则, 因此, 其结果为开关模型的平均值。由图 9 可得, PET 电路的回转器模型和开关模型的仿真结

果高度吻合，但仿真耗费时间可大大减少。回转器模型是简单的一阶系统，为此后系统的大信号分析提供了便利。

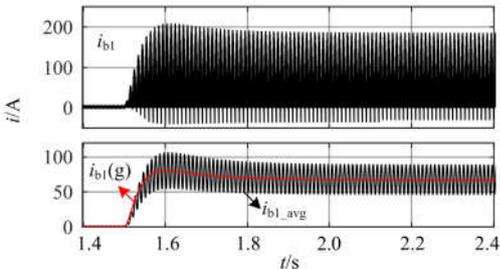
表 1 PET 仿真参数

Table 1 PET simulation parameter

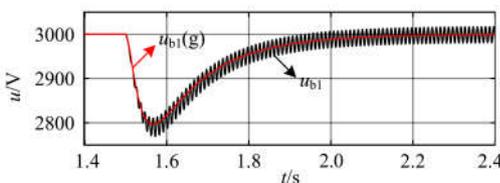
| 参数名称 | 数值 |
|---|-------|
| 牵引网电压 u_g/kV | 25 |
| 输入交流电感 L_g/mH | 30 |
| 输入等效电阻 R_g/Ω | 0.5 |
| CHBR 级联数 | 15 |
| CHBR 开关频率 f_1/kHz | 5 |
| 第一级直流母线电压 u_{b1}/V | 3 000 |
| 第一级直流母线电容 $C_{b1}/\mu\text{F}$ | 6 000 |
| 高频变压器漏感 L_r/mH | 0.05 |
| 高频变压器变比 n | 1 |
| DABC 开关频率 f_2/kHz | 20 |
| 第二级直流母线电压 u_{b2}/V | 3 000 |
| 第二级直流母线电容 $C_{b2}/\mu\text{F}$ | 6 000 |
| PET 容量 S/kVA | 3 000 |
| 单个 DABC 传递的能量 $P_{\text{DABC}}/\text{kW}$ | 200 |



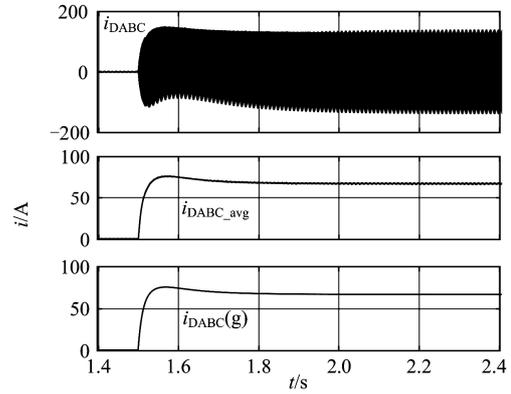
(a) i_s 和 $i_s(g)$ 的仿真波形



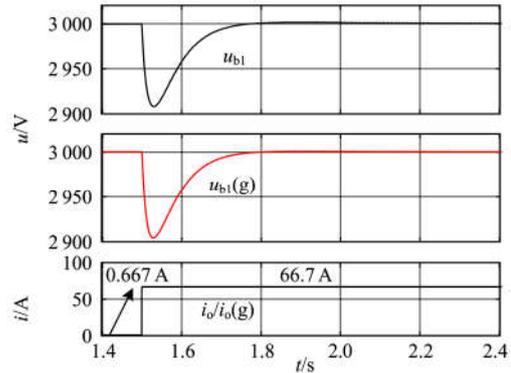
(b) i_{b1} 、 i_{b1_avg} 和 $i_{b1}(g)$ 的仿真波形



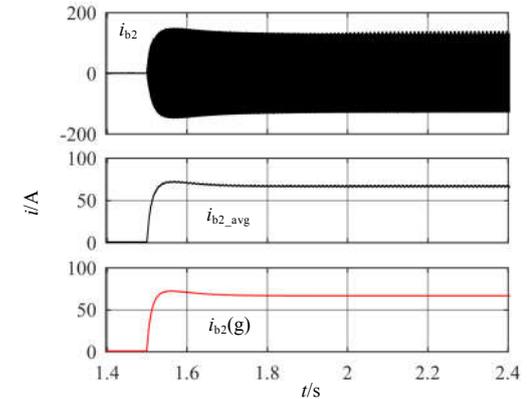
(c) u_{b1} 和 $u_{b1}(g)$ 的仿真波形



(d) i_{DABC} 、 $i_{\text{DABC_avg}}$ 和 $i_{\text{DABC}(g)}$ 的仿真波形



(e) u_{b2} 、 $u_{b2}(g)$ 和 i_o 、 $i_o(g)$ 的仿真波形



(f) i_{b2} 、 i_{b2_avg} 和 $i_{b2}(g)$ 的仿真波形

图 9 PET 开关模型和回转器模型的仿真波形

Fig. 9 Simulation waveforms of PET switch model and rotator model

3 改进的控制及其回转器模型

根据图 8 的 PET 回转器模型，可得 u_{b1} 、 u_{b2} 的控制框图如图 10 所示。

由图 10 可知

$$u_{b1} = \frac{i_{b1} - g_2 u_{b2}}{C_{b1} s}, \quad u_{b2} = \frac{g_2 u_{b1} - i_o}{C_{b2} s} \quad (7)$$

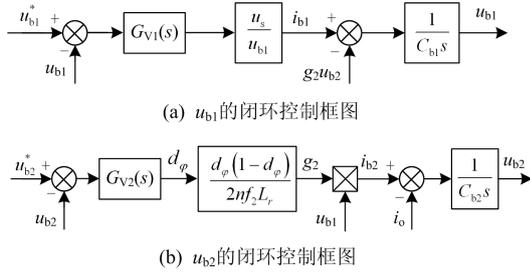

 图 10 u_{b1} 、 u_{b2} 的闭环控制框图

 Fig. 10 Block diagram of u_{b1} and u_{b2} closed loop control

由式(7)可知, u_{b2} 与 u_{b1} 相互影响, 使得对其分析和控制设计较为困难, 必须对其进行解耦。

3.1 直流母线电压的解耦控制

为了将 u_{b1} 对 u_{b2} 的扰动消除, 采用如图 11 所示的前馈补偿法^[20-21]。

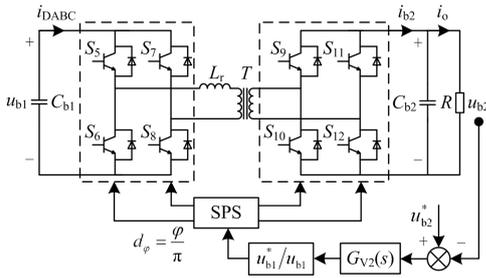


图 11 基于前馈补偿的 DABC 控制框图

Fig. 11 DABC control block diagram based on feed forward compensation

令 $g'_2 = g_2 \frac{u_{b1}^*}{u_{b1}} = \frac{d_\varphi(1-d_\varphi)}{2nf_2L_r} \frac{u_{b1}^*}{u_{b1}}$, 则根据式(6)和

图 11 可得

$$\begin{cases} i_{DABC} = g'_2 u_{b2} = g_2 \frac{u_{b1}^*}{u_{b1}} u_{b2} \\ i_{b2} = g'_2 u_{b1} = g_2 u_{b1}^* \\ g_2 = \frac{d_\varphi(1-d_\varphi)}{2nf_2L_r} \end{cases} \quad (8)$$

由于 d_φ 的取值一般很小, 且 $2nf_2L_r$ 的值很大, 故可将 g_2 近似为

$$g_2 \approx d_\varphi / 2nf_2L_r \quad (9)$$

由式(8)和式(9)可得基于前馈补偿的 DABC 的回转器模型如图 12 所示。

3.2 改进的 PET 回转器模型

综合上述, 对于 CHBR 采用双闭环控制、DABC 采用基于前馈补偿的 PET 回转器模型如图 13 所示。

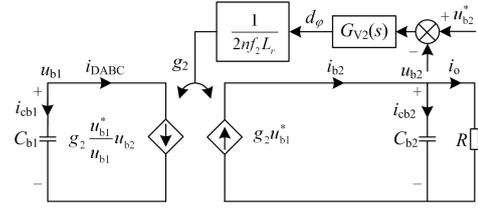


图 12 基于前馈补偿的 DABC 回转器模型

Fig. 12 DABC rotator model based on feed forward compensation

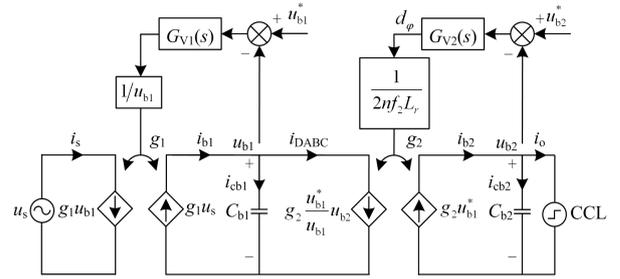


图 13 改进的 PET 回转器模型

Fig. 13 Improved PET rotator model

4 统一的时域解析模型及分析

改进的 PET 回转器模型既解决了系统快速仿真的问题, 又简化了大信号分析时的变量影响。但是, 采用图 13 进行仿真时, 仍然存在变量意义不明晰, 变量之间的关联不确定的缺点, 必须通过改变变量值进行大量仿真来寻找其间的规律, 这仍然耗时又不易分析。

因此, 有必要由图 13 推导建立统一的时域解析模型, 得到大信号扰动下的解析方程, 分析关键指标的特性。首先将 u_{b1} 、 u_{b2} 的控制框图统一表示为如图 14 所示的形式。

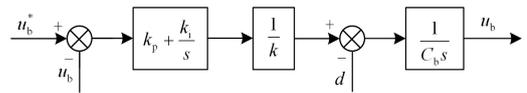

 图 14 u_{b1} 、 u_{b2} 的统一闭环控制框图

 Fig. 14 Block diagram of u_{b1} and u_{b2} unified closed loop control

图中: d 为大信号扰动; k_p 为 PI 控制器的比例常数; k_i 为积分常数; k 为比例系数, 对于 CHBR 和 DABC 其分别为

$$k_{CHBR} = \frac{2nf_2L_r}{d_\varphi u_{b1}^*}, \quad k_{DABC} = \frac{u_{b1}}{u_s} \quad (10)$$

则系统的闭环传递函数可表示为

$$u_b(s) = \frac{k_p s + k_i}{k C_b s^2 + k_p s + k_i} u_b^* - \frac{ks}{k C_b s^2 + k_p s + k_i} d \quad (11)$$

得到自然角频率 ω_n 、谐振角频率 ω_d 和阻尼系数 ζ_d 如下:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k_i}{kC_b}}, \quad \omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta_d^2}, \quad \zeta_d = \frac{k_p}{2\sqrt{kC_b k_i}} \quad (12)$$

在 u_b 的给定为 0, 大信号扰动 d 单独作用时, 系统的闭环传递函数为

$$\Delta u_b(s) = -h \frac{\omega_n^2 s}{s^2 + 2\zeta_d \omega_n s + \omega_n^2} d \quad (13)$$

其中, $h = 1/\omega_n^2 C_b^2$ 。

可得系统关键指标如下:

1) 峰值时间 t_{pp}

$$t_{pp} = \frac{\arctan \sqrt{1 - \zeta_d^2}}{\omega_n \sqrt{1 - \zeta_d^2}} \quad (14)$$

2) 最大跌落值 M_{pp}

$$M_{pp} = -h \omega_n e^{-\zeta_d \omega_n t_{pp}} \quad (15)$$

3) 调整时间 t_{ss}

$$t_{ss} = \frac{1}{\zeta_d \omega_n} \ln \frac{h \omega_n}{0.02 \sqrt{1 - \zeta_d^2}} \quad (16)$$

5 系统大信号扰动的仿真试验和分析

以下采用构建的回转器模型对 PET 在大信号扰动特性进行仿真试验和分析。此处的扰动是机车负荷 i_o 带来的阶跃电流, 由于其首先影响 u_{b2} , 然后再影响 u_{b1} 。因此按照从后到前的顺序进行分析, 分析时电路参数如表 1 所示。

5.1 第二级直流母线电压的动态特性

当 u_{b1} 、 u_{b2} 的给定为 0, i_o 为阶跃信号时, u_{b2} 最大跌落值 M_{pp2} 可表示为式(15)的形式, 调整时间 t_{ss2} 可表示为式(16)的形式, 可以得出, M_{pp2} 和 t_{ss2} 与 C_{b2} 、 $\zeta_{d(DABC)}$ 和 $\omega_{n(DABC)}$ 有关。

为了验证上述分析的正确性, 利用 PET 的回转器模型进行了仿真, i_o 在 1.5 s 时由 5%载切换至满载, u_{b2} 在不同参数下的最大跌落值 M_{pp2} 变化趋势如图 15 所示。

为了得到 u_{b2} 精确的变化趋势, 选取了 3 组数据进行了计算和仿真, DABC 参数如表 2 所示。

表 2 DABC 仿真参数

Table 2 DABC system simulation parameters

| 编号 | DABC 系统参数 | | Mathcad 计算值 | |
|-----|-------------------|--------------------|-------------|-------------|
| | $\zeta_{d(DABC)}$ | $\omega_{n(DABC)}$ | u_{b2}/V | t_{ss2}/s |
| (a) | 0.4 | 120 | 2946.9 | 0.09 |
| (b) | 0.7 | 120 | 2959.6 | 0.054 |
| (c) | 0.7 | 200 | 2975.8 | 0.029 |

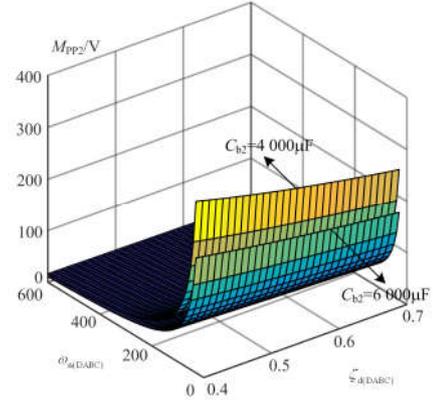


图 15 参数不同时 u_{b2} 的最大跌落值 M_{pp2}

Fig. 15 M_{pp2} of u_{b2} with different parameters

Mathcad 计算结果如表 2 所示, PET 系统的仿真结果如图 16 所示。其中, u_{b2} 和 $u_{b2}(g)$ 分别为 PET 系统开关模型和回转器模型的仿真波形。

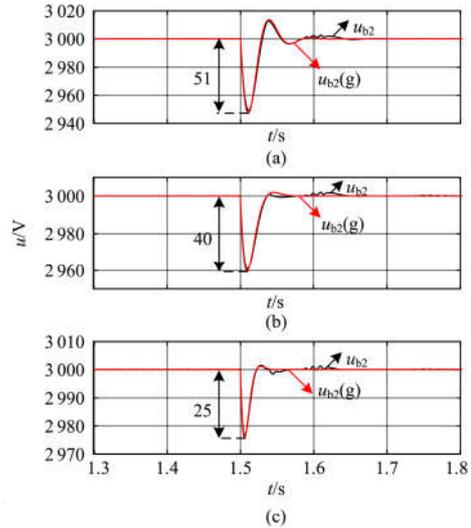


图 16 PET 系统 u_{b2} 波形

Fig. 16 u_{b2} waveform of PET system

5.2 第一级直流母线电压的动态特性

当 u_{b1} 、 u_{b2} 的给定信号为 0, 在大信号扰动 i_o 为阶跃信号时, u_{b1} 的闭环传递函数可表示为式(21)的形式。其中, $d = i_{DABC}$, 可以得出 M_{pp1} 和 t_{ss1} 不仅与 C_{b1} 、 $\zeta_{d(CHBR)}$ 和 $\omega_{n(CHBR)}$ 有关, 还与 DABC 的输入电流 i_{DABC} 有关。

由于高频变压器的变比为 1, 则根据瞬时功率守恒和图 13、图 14 可得

$$i_{DABC}(s) \approx i_{b2}(s) = \frac{(s + z_{DABC}) \omega_{n(DABC)}^2}{z_{DABC}} \times \frac{1}{s^2 + 2\zeta_{d(DABC)} \omega_{n(DABC)} s + \omega_{n(DABC)}^2} i_o \quad (17)$$

式中 $z_{\text{DABC}} = \omega_{\text{n(DABC)}} / 2\zeta_{\text{d(DABC)}}$ 。

由式(13)和式(17)可知 $\Delta u_{\text{b1}}(s)$ 为一个四阶系统, 对于高阶系统常利用闭环主导极点来进行分析。对于 PET, CHBR 的 u_{b1} 中含有二次纹波, 为了抑制其对输入电流的影响, 电压环带宽设为 10~40Hz。DABC 为了获得较快的响应速度, 其带宽要尽可能大。当 DABC 的带宽为 CHBR 的 5 倍以上时, 系统性能主要由 CHBR 的主导极点来决定。

为了验证上述分析的正确性, 进行了仿真验证, PET 电路参数如表 1 所示, 系统参数如表 3 所示。

表 3 PET 系统仿真参数

Table 3 PET system simulation parameters

| 编号 | CHBR 系统参数 | | DABC 系统参数 | |
|-----|--------------------------|---------------------------|--------------------------|---------------------------|
| | $\zeta_{\text{d(CHBR)}}$ | $\omega_{\text{n(CHBR)}}$ | $\zeta_{\text{d(DABC)}}$ | $\omega_{\text{n(DABC)}}$ |
| (a) | 0.4 | 20 | 0.4 | 200 |
| (b) | 0.7 | 20 | 0.7 | 200 |
| (c) | 0.7 | 40 | 0.7 | 200 |

机车负荷在 1.5 s 时由 5% 载切换至满载, u_{b1} 的变化趋势如图 17 所示。其中, u_{b1} 和 $u_{\text{b1}}(g)$ 分别为 PET 系统开关模型和回转器模型的仿真波形, $u_{\text{b1_CHBR}}$ 为由 CHBR 主导极点决定的二阶系统仿真波形。

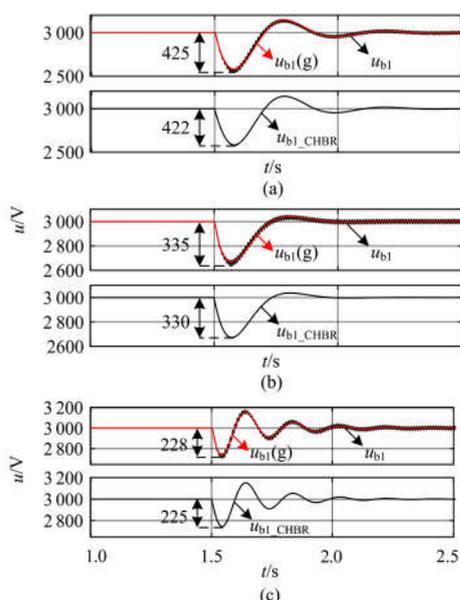


图 17 PET 系统 u_{b1} 波形

Fig. 17 u_{b1} waveform of PET system

由图 17 可以看出, 在 CHBR 和 DABC 带宽相差 5 倍以上时, 其可等效为一个由 CHBR 主导极点所决定的二阶系统, 将 u_{b1} 复杂的四阶系统等效为二阶系统, 简化了 CHBR 控制器的设计过程。

图 18 为机车负荷 i_0 由 5% 载切换至满载, 由 CHBR 模块主导极点所决定的二阶系统 u_{b1} 在不同

参数下的最大跌落值 M_{pp1} 变化趋势。

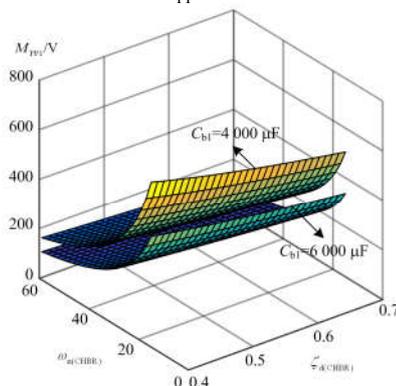


图 18 参数不同时 u_{b1} 的最大跌落值 M_{pp1}

Fig. 18 M_{pp1} of u_{b1} with different parameters

6 结论

(1) 本文基于回转器理论建立了电力电子变压器的大信号模型, 它包含了双闭环控制的 CHBR 和单环控制的 DABC, 该模型简单, 且实现了系统的降阶, 并通过仿真验证了所建立的回转器模型与开关模型相比, 可以精确反映系统在大信号扰动下的行为特性。

(2) 在 DABC 采用电压前馈策略实现了 PET 系统母线电压的解耦控制, 为系统在大信号扰动下的分析提供了便利。

(3) 建立了 PET 统一的时域解析模型, 并分析了在大信号扰动下各关键性指标 (M_p 、 t_s 、 M_{pp} 、 t_{ss}) 与系统参数 (ω_n 、 ζ_d) 的关系。

(4) 在 25 kW/3 MW 的 PET 仿真系统中定量分析了在大信号扰动下的行为特性, 可以通过各母线电压的保护值来准确设计 CHBR 和 DABC 的控制器参数, 节省设计过程, 提高效率。

参考文献

- [1] 张祥龙, 周晖, 肖智宏, 等. 电力电子变压器在有源配电网无功优化中的应用[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(4): 80-85. ZHANG Xianglong, ZHOU Hui, XIAO Zhihong, et al. Power electronic transformer applied to optimization of reactive power in active distribution system[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(4): 80-85.
- [2] GU C Y, ZHENG Z D, XU L, et al. Modeling and control of a multiport power electronic transformer (PET) for electric traction applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 915-927.
- [3] 凌晨, 葛宝明, 毕大强. 配电网中的电力电子变压器研究[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(2): 34-39. LING Chen, GE Baoming, BI Daqiang. A power electronic transformer applied to distribution system[J].

- Power System Protection and Control, 2012, 40(2): 34-39.
- [4] ZHAO C H, DUJIC D, MESTER A, et al. Power electronic traction transformer-medium voltage prototype[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 61(7): 3257-3268.
- [5] 刘闯, 支月媚. 混合级联式电力电子变压器拓扑结构及控制策略[J]. 电网技术, 2017, 41(2): 596-603.
LIU Chuang, ZHI Yuemei. Hybrid cascaded power electronics transformer topology and control scheme[J]. Power System Technology, 2017, 41(2): 596-603.
- [6] YAO Z Q, ZHANG Q, CHEN P, et al. Research on fault diagnosis for MMC-HVDC system[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2016, 1(1): 71-77. DOI: 10.1186/s41601-016-0022-0.
- [7] 李子欣, 王平, 楚遵方, 等. 面向中高压智能配电网的电力电子变压器研究[J]. 电网技术, 2013, 37(9): 2592-2601.
LI Zixin, WANG Ping, CHU Zunfang, et al. Research on medium and high-voltage smart distribution grid oriented[J]. Power System Technology, 2013, 37(9): 2592-2601.
- [8] 刘文亚, 姚钢, 何雯, 等. 基于级联多电平的有源滤波器直流侧电压平衡控制[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(4): 94-101.
LIU Wenya, YAO Gang, HE Luan, et al. Research of DC voltage balance control based on multi-level cascaded APF[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(4): 94-101.
- [9] 吴丽然, 吴命利. 级联 H 桥型变流器直流电压均衡控制[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(1): 55-60.
WU Liran, WU Mingli. DC voltage balancing control for cascaded H-bridge converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(1): 55-60.
- [10] SHI J J, GOU W, YUAN H, et al. Research on voltage and power balance control for cascaded modular solid-state transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 24(4): 1154-1166.
- [11] 刘建强, 符里, 杨景熙, 等. 电力电子牵引变压器功率平衡控制方法研究[J]. 铁道学报, 2017, 39(7): 44-53.
LIU Jianqiang, FU Li, YANG Jingxi, et al. Research on power balance control method for power electronic traction transformer[J]. Journal of the China Railway Society, 2017, 39(7): 44-53.
- [12] 安峰, 宋文胜, 杨柯欣. 电力电子变压器的双有源全桥 DC-DC 变换器模型预测控制及其功率均衡方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(13): 1-9.
AN Feng, SONG Wensheng, YANG Kexin. Model predictive control and power balance scheme of dual active bridge DC-DC converters in power electronic transformer[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(13): 1-9.
- [13] 刘海军, 李刚, 王志凯, 等. 面向中高压智能配电网的电力电子变压器建模方法与控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(2): 85-93.
LIU Haijun, LI Gang, WANG Zhikai, et al. Research on medium and high-voltage smart distribution grid oriented power electronic transformer modeling and control strategies[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(2): 85-93.
- [14] RIVETAA C H, EMADI A, WILLIAMSON G A, et al. Analysis and control of a Buck DC-DC converter operating with constant power load in sea and undersea vehicles[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2006, 40(2): 559-572.
- [15] 王建华, 张方华, 龚春英, 等. 带恒功率负载的 DC-DC 变换器阶跃响应过程分析[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(30): 7-11.
WANG Jianhua, ZHANG Fanghua, GONG Chunying, et al. Step load response analysis of DC-DC converter with constant power load[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(30): 7-11.
- [16] 杜韦静, 张军明, 钱照明. 基于回转器理论的电流模式控制型 DC-DC 变流器统一大信号模型[J]. 电工技术学报, 2015, 30(1): 128-134.
DU Weijing, ZHANG Junming, QIAN Zhaoming. Unified large signal model for current mode controlled DC-DC converters based on gyrator theory[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(1): 128-134.
- [17] DU W J, ZHANG J M, ZHANG Y, et al. Stability criterion for cascaded system with constant power load[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4): 1843-1851.
- [18] 王秀云, 毛瑞鹏, 田壁源, 等. 基于 PI 与准 PR 联合控制的光伏并网电流优化[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(7): 121-125.
WANG Xiuyun, MAO Ruipeng, TIAN Biyuan, et al. Optimal control of photovoltaic grid-connected current based on PI and quasi-PR control[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(7): 121-125.
- [19] 侯川川, 仇志丽, 刘建华. 双有源桥轻载下的软开关研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(8): 23-29.
HOU Chuanchuan, QIU Zhili, LIU Jianhua. Research on soft switching of dual active bridge with light load[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(8): 23-29.
- [20] 李立, 赵葵银, 徐昕远, 等. 单相 PWM 整流器比例谐振控制与前馈补偿控制[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(9): 75-79.
LI Li, ZHAO Kuiyin, XU Xinyuan, et al. Study on control strategy of a proportional-resonant control scheme with feed-forward compensator for the single phase PWM rectifier[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(9): 75-79.
- [21] 刘青, 张东来. 抑制输入扰动的 Buck 变换器方法[J]. 电工技术学报, 2011, 26(4): 93-99.
LIU Qing, ZHANG Donglai. An improved control method of Buck converter to reject input-disturbance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(4): 93-99.

收稿日期: 2018-03-22; 修回日期: 2018-05-30

作者简介:

袁义生(1974—), 男, 博士, 教授, 研究方向为电力电子系统及控制技术; E-mail: cloudstone_yuan@aliyun.com;

毛凯翔(1993—), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为电力电子系统及控制技术。E-mail: 1195787131@qq.com

(编辑 张爱琴)