

一种应用于动车组牵引变流器控制的变压器直流偏磁抑制方法

李康乐¹, 李学亮², 李雪珍³

(1. 西安中车永电捷通电气有限公司, 陕西 西安 710016;

2. 特变电工西安电气科技有限公司, 陕西 西安 710119;

3. 中车永济电机有限公司, 陕西 西安 710018)

摘要: 动车组(EMU)牵引供电系统采用 25 kV 单相牵引变压器从接触网取电, EMU 运行过程中的弓网离线、功率器件的非线性特性、硬件电路和控制系统的不对称性等, 均会引起直流分量通过电气回路注入车载牵引变压器, 引起变压器的直流偏磁。通过将比例-积分-谐振(PIR)控制应用于电流内环控制器, 同时实现正弦信号的稳定跟踪和直流分量的抑制。仿真和硬件在环的半实物仿真结果验证了该控制策略的有效性。

关键词: 牵引变压器; 动车组; 直流偏磁抑制; 比例-积分-谐振控制; 弓网离线

中图分类号: TM 922.73 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2020)09-0039-05

doi: 10.12177/emca.2020.081

A Suppression Method of Transformer DC Magnetic Bias Used for EMU Traction Converter Control

LI Kangle¹, LI Xueliang², LI Xuezheng³

(1. CRRC Xi'an Yongejietong Electric Co., Ltd., Xi'an 710016, China;

2. TBEA Xi'an Electric Technology Co., Ltd., Xi'an 710119, China;

3. CRRC Yongji Electric Co., Ltd., Xi'an 710018, China)

Abstract: The traction power supply system of electric multiple unit (EMU) adopts 25 kV single-phase transformer to draw power from the traction catenary. The disconnection of pantograph-catenary during the locomotive running operation, nonlinear characteristics of power devices, and the asymmetry of hardware circuit and control system can all cause the DC components to inject into the vehicle traction transformer through the electrical circuit, and result in the DC magnetic bias of transformer. By applying the proportional-integral-resonance (PIR) control to the current inner loop controller, the stable track of the sinusoidal signal and the suppression of the DC components are realized. The simulation and the hardware-in-the-loop simulation results show the effectiveness of the control strategy.

Key words: traction transformer; electric multiple unit (EMU); DC magnetic bias suppression; proportional-integral-resonance (PIR) control; pantograph-catenary disconnection

0 引言

因轨道不平整、接触线摆动、受电弓振动等的

影响,动车组(EMU)高速运行时会引起弓网离线或跳弓。跳弓过程会产生弓网电弧,导致牵引电压和电流的畸变,产生大量直流分量和谐波分量。

收稿日期: 2020-04-02; 收到修改稿日期: 2020-06-15

作者简介: 李康乐(1977—),男,高级工程师,研究方向为动车组牵引系统的控制单元硬件开发及控制算法。

李学亮(1983—),男,硕士,高级工程师,研究方向单相可逆整流控制算法及 SVG 控制算法。

除了弓网离线,采样电路零漂、硬件驱动电路的不对称性、功率器件的非线性特性等均可能导致最终输出的脉冲调制波在正和负 2 个半周期内的伏秒不平衡。这种不平衡经功率器件的放大,会导致交流电流或电压中出现直流分量。

直流分量会引起变压器产生直流磁通,将导致变压器励磁电流发生严重畸变。相关文献^[1]有多种针对消除变压器的直流偏磁的抑制方法,如串联电容法、增加辅助绕组注入反向电流法、采用平均值滤波法等,这些方法增加了设计成本,或会增加直流母线电压中 50 Hz 脉动,引起逆变侧电机输出转矩脉动。

本文采用基于比例-积分-谐振(PIR)控制的电流内环控制策略抑制变压器直流偏磁的发生^[2],并将其用于 EMU 牵引系统等低开关频率的场合,控制器参数直接在离散域中进行设计,运用根轨迹法设计的零极点和增益,使电流环具有较好的性能。通过仿真和硬件在环的半实物仿真验证了控制策略的有效性。

1 单相脉宽调制(PWM)可逆整流器的控制策略

单相脉宽调制 PWM 可逆整流电路如图 1 所示。其中, e 为电网电压, u_L 为电感电压, u_{ab} 整流侧交流电压, i_L 为输入电流, U_{dc} 为牵引变流器直流母线电压, L 和 R 为交流侧滤波电感和回路总内阻,输入电感有 Boost 升压、谐波电流抑制、隔离等作用,电感的取值影响控制的动、静态响应,在 EMU 主回路中看不到独立的电感存在,而是利用变压器二次侧的漏感实现电感 L 的功能。

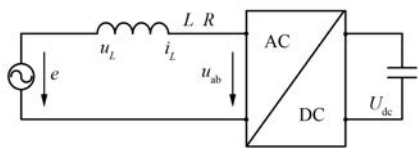


图 1 单相整流电路原理图

对于单相 PWM 可逆整流器,通过控制交流电压 u_{ab} 即可实现 PWM 整流器的四象限运行,其关键在于网侧电流的控制。间接电流的幅相控制,通过控制交流侧基波电压的幅值和相位,间接控制网侧电流,这种控制动态响应慢,受系统参数

变化的影响严重。本文采用基于电压电流双闭环的直接电流控制,可使整流器具有快速的电流响应和鲁棒性。

电压电流双闭环控制的外环为电压环,稳定直流母线电压,被控对象是直流量,采用 PI 调节器可以实现无静差的跟踪控制。内环为电流环,对交流侧电流进行控制。因交流侧电流是工频正弦信号,PI 调节器不能对其进行无静差跟踪,因此可以引入谐振频率为 50 Hz 的 PR 调节器用于内环控制,PR 调节器在 s 域的传递函数 $G(s)$ 如式(1)所示^[3]:

$$G(s) = K_p + \frac{K_R S}{S^2 + \omega_s^2} \quad (1)$$

式中: K_p 是比例系数; K_R 是谐振系数; ω_s 是电网角频率。

电流内环的简化结构框图如图 2 所示。 i_L^* 为电流内环的给定,为了便于分析忽略开关动作对系统的影响,不考虑电流内环采样的延迟和 PWM 开关控制的惯性延迟作用,将 PWM 整流单元近似为一增益环节 K_{PWM} 。

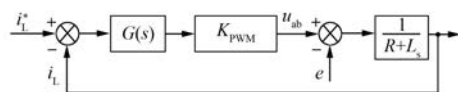


图 2 电流内环的简化结构框图

由图 2 可知,PWM 整流器的网侧电流实际值在 s 域的表达式为

$$i_L = \frac{1}{1 + \frac{R + Ls}{K_{PWM} G(s)}} i_L^* - \frac{1}{K_{PWM} G(s) + (R + Ls)} u_{ab}(s) \quad (2)$$

若要实现网侧电流的无静差调节,即在稳态时达到 $i_L = i_L^*$,需要使式(2)中的第二项算式在稳态时为零,即使电流调节器 $G(s)$ 的幅频特性在电网频率 ω_s 处为无穷大。

PI 调节器的幅频特性如下:

$$A_{PI}(\omega) = \sqrt{K_p^2 + K_i^2 / \omega^2} \quad (3)$$

式中: K_i 是积分常数。

在网侧电流基波频率 $\omega = \omega_s$ 处的值为有限值,无法实现稳态时的正弦信号无静差调节。

PR 调节器的幅频特性如下:

$$A_{PR}(\omega) = \sqrt{K_p^2 + K_i^2 \omega^2 / (-\omega^2 + \omega_s^2)^2} \quad (4)$$

在基波频率处的值为无穷大,即可以实现正弦电流的无静差调节,且具有良好的抗干扰性能。

考虑到电流内环的输入是电流指令的给定值与采样值之差,由于弓网离线、控制回路的不对称性等因素导致控制系统中给定值或者采样值会引入直流分量,如果不加以抑制,则将导致电流环输出中也会含有直流分量,从而无法起到抑制变压器直流偏磁的作用。因此,将 PI 环节引入 PR 调节器,结合 2 种控制器的优点,形成基于 P-I-R 控制的电流内环调节器^[4],其传递函数为

$$G_{\text{PIR}}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + \frac{K_R s}{s^2 + \omega_s^2} \quad (5)$$

PI 控制器和 PR 控制器的波特图如图 3(a)所示。通过比较可以知道 PI 控制器对直流分量的峰值增益较大,PR 控制器对特定频率(100π)的峰值增益较大,可以分别实现对直流分量和指定频率的无静差跟踪。PIR 控制器的波特图如图 3(b)所示,兼具有 2 者的优点^[5]。

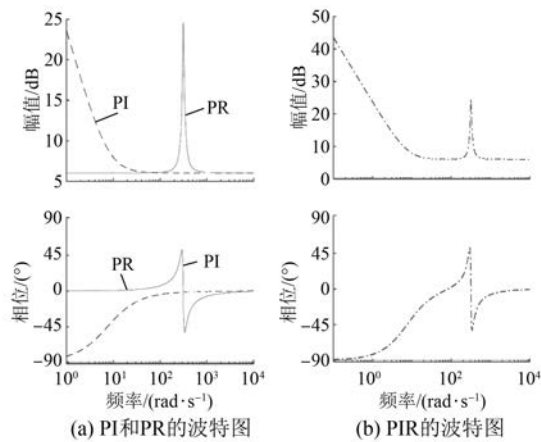


图 3 PI、PR、PIR 控制器的波特图

2 电流调节器的离散化设计

传统的设计方法是,按照连续域中的模型设计控制器,然后离散化用于数字控制。连续域中的控制器设计可以采用频率响应法或根轨迹法等方法,与一般的控制器设计相似。关键的问题在于如何得到对应的离散域控制器。

当采样频率较高时,这种由连续域变换至离散域的设计方法也能有较好性能。但是,当采样频率较低时,离散化得到的控制器性能通常较差,甚至导致电流环不稳定,故选择在离散域中直接

设计电流控制器。

按常用函数的 z 变换表,用部分分式法对式(5)进行 z 变换,假定离散域控制器采样周期为 T_s ,变换结果如下^[6]:

$$G_{\text{PIR}}(z) = K_P + \frac{K_I z}{z - 1} + \frac{K_R [z^2 - \cos(\omega_s T_s) z]}{z^2 - 2\cos(\omega_s T_s) z + \omega_s^2} \quad (6)$$

对式(6)进行整理,具有 50 Hz 谐振极点和直流分量抑制的三阶离散化控制器的一般形式为

$$G'_{\text{PIR}}(z) = K \frac{(z - A)(z - B)(z - C)}{(z - 1)[z^2 - 2\cos(\omega_s T_s) z + \omega_s^2]} \quad (7)$$

式(7)一般形式中包含 4 个变量 K, A, B, C ,若直接在连续域进行设计只有 3 个变量 K_P, K_I, K_R 可以调节,无法使控制器的性能达到最优,故利用式(7)直接在离散域进行电流调节器的设计。

电流环控制的是网侧输入电感上的电流,考虑实际控制中本次开关周期计算的比较值要在下个开关周期中使用,有一个周期的采样计算延时,并将交流电抗的传递函数用零阶保持器法离散化,得到在离散域中,电流控制器的控制对象传递函数为^[7]

$$G_{\text{load}}(z) = \frac{(1 - e^{-RT_s/L})/R}{z(z - e^{-RT_s/L})} \quad (8)$$

电流内环的开环传递函数为

$$G_{\text{OP},i}(z) = G'_{\text{PIR}}(z) G_{\text{load}}(z) \quad (9)$$

某 EMU 功率单元开关频率为 450 Hz,采用单级倍频控制方式在不提高开关频率的前提下,使得实际控制输出的 u_{ab} 脉冲频率加倍了,这样有利于减小网侧电流纹波提高控制性能,实际控制周期 $T_s = 1/900$ s。车载牵引变压器额定电压 1 450 V、额定电流 1 394 A、短路阻抗 59%,计算得到等效输入电感 $L = 1.95$ mH,取回路总电阻为 $R = 0.5 \Omega$ 。用根轨迹法进行电流控制器的设计,直接在根轨迹图上调整控制器的零点、增益,达到想要的控制性能。

采用 PIR 控制器设计出的电流内环开环波特图如图 4(a)所示。从图 4(a)可知电流环开环相角裕度为 54.4°,增益裕度为 9.79 dB,满足稳定条件相角裕度 > 40°和增益裕度 > 6 dB 的要求,因此闭环系统稳定。

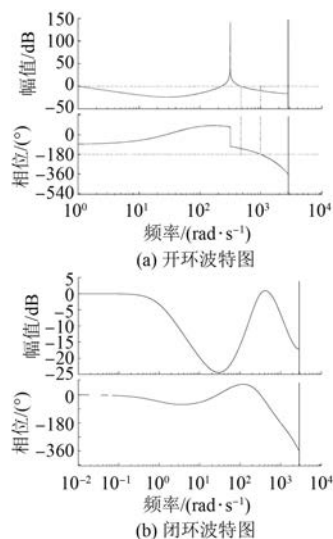


图4 采用PIR控制器的电流环波特图

电流内环闭环波特图如图4(b)所示。从图4(b)可以看到,系统在低频段和角频率314 rad/s处的幅值裕量和相角裕量均接近于零,说明电流环在此处的闭环增益为1,可以有效地抑制系统的直流分量,同时实现对50 Hz正弦信

号的有效跟踪,保证系统具有良好的稳态精度。此外,较宽的带宽也带来了动态响应快的优势,确保在网压波动、负载波动和变压器参数差异化时也能保证系统的稳定性。

3 仿真和半实物仿真验证

为了验证本文所述方法的正确性,用Simulink搭建仿真模型,某型EMU有2组牵引变流器,一组变流器内部有2个整流共直流母线带3台逆变电机,电机额定功率1.2 MW,仿真中电机负载用2 Ω 电阻代替,单个PMCF整流单元的功率为1.8 MW,用实际变流器参数仿真 $L = 1.95$ mH、 $R = 0.5$ Ω 、 $C = 15$ mF、 $L_f = 0.44$ mH、 $C_f = 5.76$ mF,其中 L_f 和 C_f 为二次谐振回路,谐振频率为99.973 Hz,用于滤除直流母线中的100 Hz脉动电压^[8]。实际EMU控制中4个整流采用4重化载波移相技术实现变压器一次侧电流谐波的抑制,在本文的仿真中去掉载波移相的功能,便于进行控制性能的对比,Simulink仿真模型如图5所示。

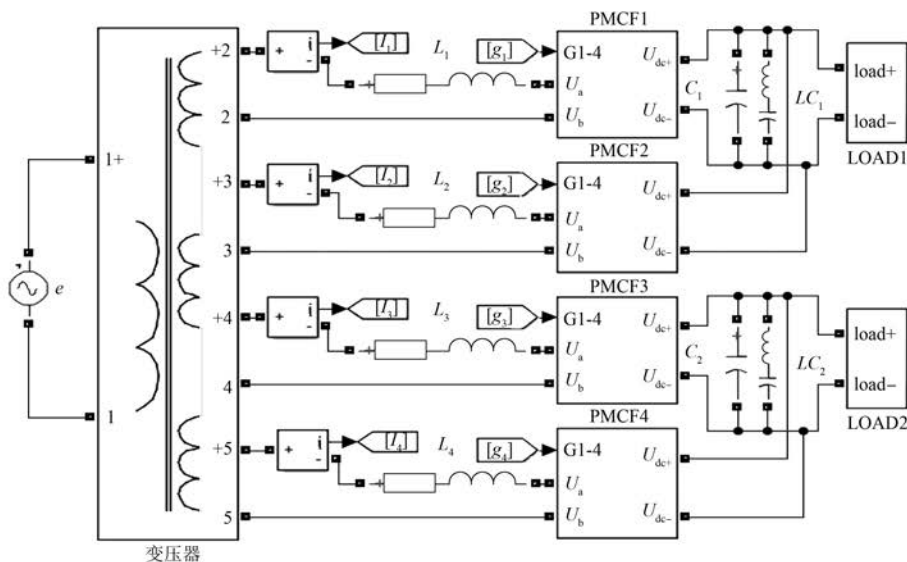


图5 Simulink 仿真模型

在Simulink仿真中通过强制加入直流偏置分量,对比PR和PIR调节器的控制性能,仿真波形如图6所示。仿真中在1 s时刻向整流器PMCF1和PMCF2的回路注入直流分量,在1.3 s时刻突切电阻负载,整流PMCF3的电流波形是图6中深

色波形,没有注入直流分量,用作控制动态性能对比参考波形。从图6(a)可以看出,在1 s时刻系统注入直流分量后,PR调节器控制的PMCF1的电流产生正向的直流偏置,PIR调节器控制的PMCF2的电流经过6个电网周期的调节后偏置

产生的影响消失;在 1.3 s 时刻突切满功率电阻负载,也可以看到采用 PIR 调节器控制的整流 PMCF2 具有良好动态响应性能,没有因为直流分量导致控制变差。

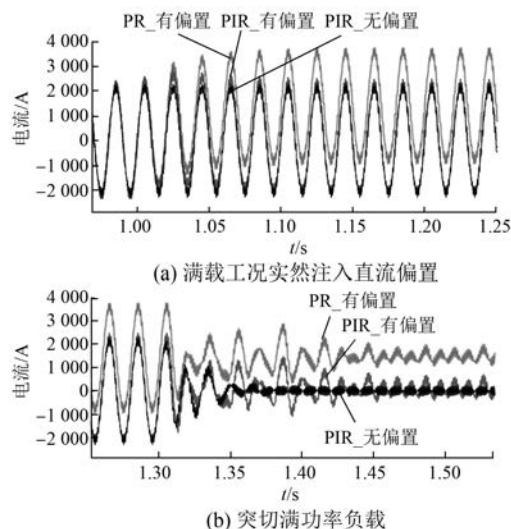


图 6 直流偏置时 2 种调节器的性能对比

进一步实现硬件在环的半实物仿真,需将变压器模型、功率单元模型、采样脉冲触发等模型运行于半实物仿真平台中。要使半实物模型与硬件牵引控制单元(TCU)按真实接线方式进行连接,送入 TCU 硬件单元的是各路电压电流采样信号,从 TCU 送入半实物模型的是各路 PWM 脉冲信号。仿真模型中的各种电压、电流波形通过信号调理箱转换成 ± 10 V 的信号,可采用录波仪进行观测,额定电流下经过调理后的输出波形如图 7 所示。

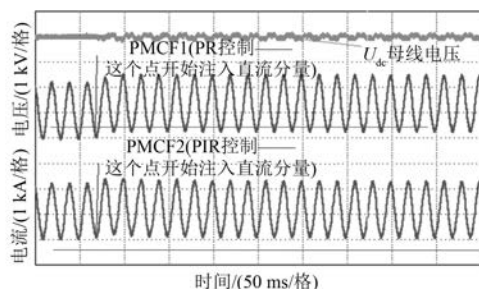


图 7 半实物仿真下 2 种调节器的性能对比

图 7 中,硬件在环的半实物仿真只起动 2 组整流 PMCF1(采用 PR 调节器)和 PMCF2(采用 PIR 调节器)进行控制性能对比,也采用共直流母线的主回路。从图 7 可以看出,PMCF1 的电流在

直流分量注入后输入电流出现正方向的偏置;PMCF2 的电流在直流分量注入后输入电流出现一段时间的正方向偏置,在注入后的 5 个电网周期内电流偏置明显,随后直流分量的影响逐渐减小,可以认为在经过 8 个电网周期后直流分量的影响消失。从图 7 还可以看到,加入直流分量后,PMCF1 控制变差还导致母线电压脉动加剧。硬件在环的半实物仿真的结果与 Simulink 仿真结果相似,验证了 PIR 调节器对直流分量有抑制作用。

4 结 语

本文通过理论分析和仿真验证单纯采用 PR 调节器并不能实现对直流分量的有效抑制,无法消除 EMU 运行过程中弓网离线和软硬件回路非线性、不对称等引入的直流偏置,无法起到变压器直流偏磁的抑制效果。

采用 PIR 调节器作为电流环控制器,并在离散域中直接进行控制器参数的整定,降低因 EMU 开关频率低,导致了连续域整定的控制参数离散化后引起的电流环控制动静态性能变差。因此,控制器设计先保证正弦信号的零稳态跟踪,再保证直流分量的无静差跟踪。由仿真和硬件在环的半实物仿真结果可以看出,采用 PIR 的电流内环控制器对于直流分量有很好的抑制作用,抗直流分量扰动能力强,说明该方法是可行的。

【参考文献】

- [1] 尹燕霖. 直流偏磁对车载牵引变压器的影响研究[D]. 北京:北京交通大学, 2015.
- [2] 胡文华, 谭光辉. 新型电流单环 PIR 控制器在中频逆变器中的应用[J/OL]. 电力系统及其自动化学报[2020-03-31]. <https://doi.org/10.19635/j.cnki.csu-epsa.000431>.
- [3] 王亮, 王冰, 黄存荣. 基于多 PR 控制的并网逆变器设计与参数整定[J]. 电网与清洁能源, 2014, 30(7): 45.
- [4] 张馨予, 张钢, 钱江林, 等. 具有低次谐波抑制能力的 PIR 控制器设计[J]. 电工技术学报, 2016, 31(增刊 2): 19.
- [5] 王翔, 郝瑞祥, 王剑. 变压器直流偏磁对光伏并网逆变器的影响及抑制方法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(12): 237.

(下转第 50 页)