

直交型电力机车直流侧电压稳定控制及改善方法

许加柱,郝铭轩,王涛,刘裕兴

(湖南大学 电气与信息工程学院,湖南 长沙 410082)

摘要:针对直交型电力机车在恒功率工况下的直流侧电压不稳定问题,提出一种网侧电路与牵引传动系统动态解耦的有源阻抗稳定控制方法,并提出一种回馈系数改善策略,以降低网侧电压纹波对牵引传动系统的影响。建立了系统等效数学模型,依据系统稳定判据提出一种有源阻抗稳定控制方法,然后分析了在网侧电压含有纹波时稳定控制对牵引传动系统的影响,通过引入合适的控制回馈系数对控制效果进行改善,通过仿真与实验证明了所提控制方法与改善策略的可行性和正确性。

关键词:电力机车;有源阻抗;牵引传动系统;回馈系数;恒功率;电压控制

中图分类号:TM 921

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2019.07.010

0 引言

随着社会基础设施建设的不断推进,轨道交通便利性日渐凸显,在客运行业占据了较大比重。目前在城市轨道交通中,直交型电力机车已成为主流,其运行的高效性、稳定性问题备受关注。当前电力机车牵引电机普遍采用直流供电变流器控制方式,故确保直流侧电压的稳定对机车运行有重要意义。直流侧电压稳定性主要受供电系统与牵引传动系统电路元件选取、参数设置、控制方式以及工作状态等影响。如:系统感性容性元件因机车轻量化要求导致的选值不当,会引起直流侧电压纹波增大^[1];牵引传动系统工作于恒功率工况引发的负阻尼会降低系统阻尼,引起直流侧电压振荡^[2-3]等不稳定问题,也会导致牵引电机过热、机械器件损坏,甚至引起系统过压、过流保护动作及牵引变流器封锁等^[4],将对机车的速度、转矩、功率控制系统产生较大的影响。

针对机车根据牵引特性曲线工作于恒功率工况下引起的系统不稳定问题,通常使用无源阻尼^[5]或有源阻尼方式^[6],而后者因只需改变控制系统而无需添加额外的器件被广泛使用^[7]。文献[8]分析了系统稳定方程并提出了一种非线性稳定控制,但需反馈多个非线性状态变量,增加了控制设计难度。目前根据系统动态稳定判据提出的有源阻尼控制,主要有虚拟电容、虚拟阻尼等方式。文献[9]提出的虚拟电容方式通过增加系统容性负载,在直流侧产生较大的等效并联电容,利用虚拟电容模块间接改善电路元件参数以满足稳定性判据,但不可避免地增加了等效系统容量,同时复杂的控制方式会对牵引传动系统的速度与转矩控制产生影响。相对简易稳定的虚拟阻尼方式逐渐成为解决直流侧电压不

稳定问题的主流方案。虚拟阻尼技术通过补偿系统功率,使系统产生与直流侧电压变化成正比的补偿功率,即在电路中增加了正阻尼,以抵消恒功率负阻抗部分,使系统稳定运行。如:文献[10]利用李雅普诺夫稳定理论验证并评估了系统渐近稳定区;文献[11]采用直接阻尼电流法确定系统的极点分布,对虚拟阻尼技术稳定性进行了论证。但系统稳定所需的补偿功率本质上是对牵引传动系统的干扰,存在参数设置不合理、直流侧电压纹波回馈至虚拟阻抗等问题^[12],故设计稳定控制时应权衡系统稳定需求,在满足稳定性和系统阻尼要求时合理选择回馈系数,实现补偿功率对系统干扰的最小化。针对直流侧电压纹波对系统影响的问题,文献[13]提出一种电流回馈方法以减小纹波对转矩控制的影响,但受电流环带宽影响,存在控制失效问题。文献[14]将控制信号作用于电压环后的电压矢量信号,解除电流环限制,但未单独分析 d 、 q 轴电压回馈信号对系统的影响。文献[15]提出了一种直流电压分流补偿器以抑制直流侧电压纹波的影响,但需增加额外电容设备,对于以轻量化设计为目标的牵引传动系统并不适用。

本文在不增加额外设备的情况下,对机车在恒功率工况下的直流侧电压不稳定问题机理进行分析,提出一种网侧电路与牵引传动系统动态解耦的有源阻抗稳定控制方法;分析了在采用稳定控制时网侧纹波对电机定子侧电压矢量产生的影响,并单独分析了 d 、 q 轴纹波电压信号对系统的影响,依据系统稳定性判据与电压纹波回馈最小原则,提出回馈系数改善策略;最后通过仿真与实验对稳定控制与回馈系数改善策略进行验证。

1 主电路稳定性分析

直交型电力机车牵引传动系统的主电路如图1(a)所示,主要包括牵引供电系统、牵引变流器与异步牵引电机,其中牵引电机采用矢量控制方案。

收稿日期:2018-08-15;修回日期:2019-04-17

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51477044)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51477044)

图中, v_{in} 为网侧等效电压; R 为网侧等效电阻; L 为平波电抗器电感; C 为直流侧支撑电容; i_{inv} 为等效电流源; i_L 为直流侧电流。当系统处于恒功率工况时, 将变流器与电机整体等效为电流源, 可得系统等效电路如图 1(b) 所示。

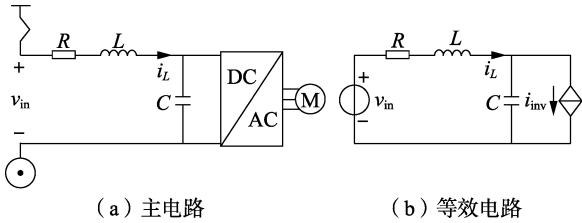


图 1 牵引传动系统主电路及其等效电路

Fig.1 Main and equivalent circuits of traction drive system

根据图 1(b) 建立如下系统状态方程:

$$L \frac{di_L}{dt} + Ri_L = v_{in} - v_{dc} \quad (1)$$

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = i_L - i_{inv} \quad (2)$$

其中, v_{dc} 为直流侧支撑电容电压。若电机输出功率恒为 P_e , 忽略器件损耗时, i_{inv} 的表达式为:

$$i_{inv} = \frac{P_e}{v_{dc}} = \frac{3}{2v_{dc}} (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}) \quad (3)$$

其中, v_{ds} 、 v_{qs} 和 i_{ds} 、 i_{qs} 分别为 d 、 q 轴电机定子侧电压和电流值。由式(3)可知, 当 P_e 为定值时, 电压的上升或下降将导致电流的下降或上升, 从而表现出负阻抗特性, 减弱系统阻尼, 对电路的稳定产生较大的影响。因式(3)是一种非线性动态模型, 为对电路进行稳定性分析, 使用一阶泰勒级数建立线性化系统小信号模型, 可得系统状态方程:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{v}_{dc} \\ \hat{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3(V_{ds}I_{ds} + V_{qs}I_{qs})}{2V_{dc}^2 C} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{dc} \\ \hat{i}_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{3V_{ds}}{2V_{dc}C} & -\frac{3V_{qs}}{2V_{dc}C} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{ds} \\ \hat{i}_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{3I_{ds}}{2V_{dc}C} & -\frac{3I_{qs}}{2V_{dc}C} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{ds} \\ \hat{v}_{qs} \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中, V_{ds} 、 V_{qs} 和 I_{ds} 、 I_{qs} 分别为 d 、 q 轴电机定子侧电压和电流平均值; V_{dc} 为直流侧电压平均值; \hat{v}_{dc} 、 \hat{i}_L 、 \hat{i}_{ds} 、 \hat{i}_{qs} 、 \hat{v}_{ds} 、 \hat{v}_{qs} 为对应小信号量。由式(4)可建立系统特征方程:

$$s^2 + \left(\frac{R}{L} - \frac{3}{2} \frac{V_{ds}I_{ds} + V_{qs}I_{qs}}{V_{dc}^2 C} \right) s + \frac{1}{LC} \left[1 - \frac{3R}{2V_{dc}^2} (V_{ds}I_{ds} + V_{qs}I_{qs}) \right] = 0 \quad (5)$$

由于网侧等效电阻值 R 通常较小, 其项可忽略, 可得系统稳定性判据条件:

$$\frac{R}{L} > \frac{3(V_{ds}I_{ds} + V_{qs}I_{qs})}{2V_{dc}^2 C} = \frac{P_e}{V_{dc}^2 C} \quad (6)$$

由式(6)可知, 系统稳定性与电路参数 R 、 L 、 C 的取值有关并受运行状态影响。由于电路参数相对固定, 故系统输出功率将对系统稳定性产生较大的影响。当输出功率增大时, 可能出现不满足系统稳定性条件的情况, 故应采取一定的控制方法, 解决负阻抗导致的系统不稳定问题。

2 有源阻抗稳定控制方法

为解决上述不稳定问题, 本文提出一种系统动态解耦的有源阻抗稳定控制方法。在获取直流侧电压波动量后, 使其作为稳定控制信号回馈至控制器, 与原电压矢量信号共同控制变流器, 实现直流侧电压的稳定。

将回馈至 d 、 q 轴的电压信号作为系统稳定控制小信号量, 则有:

$$\hat{v}_{ds} = K_{ds} \hat{v}_{dc}, \quad \hat{v}_{qs} = K_{qs} \hat{v}_{dc} \quad (7)$$

其中, K_{ds} 、 K_{qs} 为回馈系数; \hat{v}_{dc} 为直流侧电压波动量, 通过带通滤波器将直流量与高于开关频率的纹波量滤除后获得, 以减小回馈量带来的相位偏差与计算误差。

由式(4)可知, 稳定控制回馈信号 \hat{v}_{ds} 、 \hat{v}_{qs} 的引入会对等效模型中 \hat{v}_{ds} 、 \hat{v}_{qs} 项产生影响, 可将稳定控制系统等效为受控电流源 i_{damp} :

$$i_{damp} = \frac{3I_{ds}\hat{v}_{ds}}{2V_{dc}} + \frac{3I_{qs}\hat{v}_{qs}}{2V_{dc}} \quad (8)$$

i_{damp} 的加入改变了负载侧电流 i_{dc} , 进而改善了负载侧恒功率特性, 等效电路变为图 2。

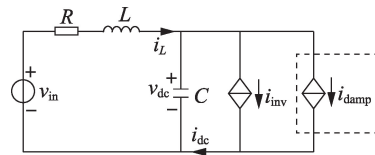


图 2 加入控制后的系统等效电路

Fig.2 Equivalent circuit with stability control

参考式(2)和式(8), 电路方程变为:

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = i_L - i_{inv} - i_{damp} \quad (9)$$

$$i_{damp} = \frac{3K_{ds}I_{ds}\hat{v}_{dc}}{2V_{dc}} + \frac{3K_{qs}I_{qs}\hat{v}_{dc}}{2V_{dc}} \quad (10)$$

由上式可知, 稳定控制的加入将使式(4)中 \hat{v}_{dc} 项的系数变为:

$$\frac{3V_{ds}I_{ds}+3V_{qs}I_{qs}}{2V_{dc}^2C}-\frac{3K_{ds}I_{ds}+3K_{qs}I_{qs}}{2V_{dc}C} \quad (11)$$

由式(11)可知,回馈信号的引入对直流侧电压的稳定存在直接影响,回馈系数 K_{ds} 、 K_{qs} 的增加,将使 \hat{v}_{dc} 项的系数减小,从而影响系统阻尼状态,当其 为 0 时,式(4)右侧将不存在 \hat{v}_{dc} 项,可实现电机功率与直流侧电压的解耦。故该控制是一种网侧电路与牵引传动系统动态解耦的控制,回馈系数应满足条件:

$$\frac{3V_{ds}I_{ds}+3V_{qs}I_{qs}}{2V_{dc}^2C}-\frac{3K_{ds}I_{ds}+3K_{qs}I_{qs}}{2V_{dc}C}=0 \quad (12)$$

此时若单独引入 d 轴或 q 轴回馈信号,则 K_{ds} 、 K_{qs} 应满足:

$$K_{ds}=\frac{V_{ds}I_{ds}+V_{qs}I_{qs}}{V_{dc}I_{ds}}=\frac{2P_e}{3V_{dc}I_{ds}} \text{ 或 } K_{qs}=\frac{V_{ds}I_{ds}+V_{qs}I_{qs}}{V_{dc}I_{qs}}=\frac{2P_e}{3V_{dc}I_{qs}} \quad (13)$$

加入稳定控制后稳定判据条件变为:

$$\frac{R}{L}>\frac{3I_{ds}}{2V_{dc}C}\left(\frac{V_{ds}}{V_{dc}}-K_{ds}\right)+\frac{3I_{qs}}{2V_{dc}C}\left(\frac{V_{qs}}{V_{dc}}-K_{qs}\right) \quad (14)$$

对比式(6)可知,稳定控制通过改变回馈系数,改善了受电路参数与运行状态主导的稳定性条件。故根据系统运行情况选择合理的回馈系数,有利于提升系统稳定性,并抑制恒功率工况引起的直流侧电压振荡。

3 含有纹波的回馈系数改善策略

考虑网侧电压含有纹波情况,稳定控制信号在回馈至矢量控制器时,将在电机定子侧 d 轴与 q 轴电压矢量上产生额外的纹波电压,故其在稳定直流侧电压的同时,将形成纹波有源阻抗,对稳定控制与回馈系数设定产生影响。本文通过分析该情况下稳定控制回馈信号 \hat{v}_{ds} 、 \hat{v}_{qs} 对直流侧电压的影响,确定回馈系数改善策略。

直交型电力机车目前主要通过三相电网不控整流方式供电,网侧直流电压 v_{in} 包含额定直流电压量与相应纹波,若电网电压角频率为 ω_g , v_{in} 中将含有角频率为 $k\omega_g$ 的纹波,其中 k 为脉波整流常数, m 为纹波基波倍频数。设系统中直流侧纹波电压为 $v_h=V'_m\cos(km\omega_g t+\varphi_m)$,其中 V'_m 为 m 次纹波电压峰值, φ_m 为 m 次纹波移相角,则回馈在 d 、 q 轴上的纹波信号 \hat{v}'_{ds} 、 \hat{v}'_{qs} 为:

$$\begin{cases} \hat{v}'_{ds}=K_{ds}v_h=K_{ds}\sum_{m=1}^{\infty}V'_m\cos(km\omega_g t+\varphi_m) \\ \hat{v}'_{qs}=K_{qs}v_h=K_{qs}\sum_{m=1}^{\infty}V'_m\cos(km\omega_g t+\varphi_m) \end{cases} \quad (15)$$

回馈纹波信号通过有源阻抗控制作用于矢量控

制系统,该过程相量图如图 3 所示。由于其在经坐标变换所得的电机定子侧 d 、 q 轴电压上增加了纹波分量,这将改变电机定子侧电流,进而改变电路等效模型中电流源,最终引起直流侧电压的改变。为简化分析过程,对电机定子侧 d 、 q 轴纹波电流基波进行分析,设纹波角频率 $\omega_h=km\omega_g$,取 $m=1$ 。根据图 3 可知,回馈纹波信号 \hat{v}'_{ds} 、 \hat{v}'_{qs} 分别作用在 d 、 q 轴方向上,并随坐标轴以角频率 ω_s 旋转,且角度相差 $\pi/2$,对外表现为系统在电机定子侧产生纹波电压:

$$\begin{cases} v_{hds}=K_{ds}V'_1\cos(\omega_h t+\varphi_1)\cos(\omega_s t) \\ v_{hqs}=K_{qs}V'_1\cos(\omega_h t+\varphi_1)\cos(\omega_s t+\pi/2) \end{cases} \quad (16)$$

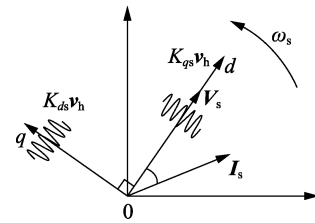


图 3 纹波回馈至矢量控制相量图

Fig.3 Voltage vector control phasor diagram with ripple feedback

由于纹波电压主要作用于电机漏感,回馈过程可将电机等效为纹波电源直接作用于电机漏感电路。电机等效漏感值为 L_k ,纹波等效电流计算公式为:

$$i_h=\frac{1}{L_k}\int v_h dt \quad (17)$$

将 v_{hds} 、 v_{hqs} 分别代入式(17)进行坐标变换,可得电机定子侧 d 、 q 轴纹波电流分别为:

$$\begin{cases} i_{hds}=\frac{\omega_h V'_1 K_{ds} \sin(\omega_h t+\varphi_1)}{L_k(\omega_h^2-\omega_s^2)} \\ i_{hqs}=\frac{\omega_s V'_1 K_{qs} \cos(\omega_h t+\varphi_1)}{L_k(\omega_h^2-\omega_s^2)} \end{cases} \quad (18)$$

由式(18)可知,系统形成了 d 轴与 q 轴分量的纹波有源阻抗,回馈系数 K_{ds} 与 K_{qs} 的取值对纹波电流有直接影响,当回馈系数为 0 时,纹波等效电流也为 0,相当于未加入稳定控制。同时根据纹波电流幅值可知,在只引入 d 轴或 q 轴纹波电压作为回馈量的情况下, d 轴回馈系数取值 K_{ds} 与 q 轴回馈系数取 $K_{qs}\omega_h/\omega_s$ 时回馈效果是相同的。

根据附录 A 的计算过程,可求得 d 轴与 q 轴回馈控制引起的直流侧纹波电压数学模型:

$$\begin{cases} v_{hdc,d}=\alpha+\frac{3V_{ds}^2\omega_h K_{ds}V'_1\sin(\omega_h t+\varphi_1)}{V_{dc}L(\omega_h^2-\omega_s^2)}\beta \\ v_{hdc,q}=\alpha+\frac{3V_{ds}^2\omega_s K_{qs}V'_1\cos(\omega_h t+\varphi_1)}{V_{dc}L(\omega_h^2-\omega_s^2)}\beta \end{cases} \quad (19)$$

$$\begin{cases} \alpha = \frac{V'_{in}}{LC\omega_h^2 - j(RC\omega_h) - 1} \\ \beta = \frac{R + j\omega_h L}{LC\omega_h^2 - j(RC\omega_h) - 1} \end{cases} \quad (20)$$

由此可得在引入纹波情况下的直流侧纹波电压,由式(19)可知直流侧纹波电压由两部分组成:前一部分受电源纹波电压与元件参数影响,是电路固有电压波动量;后一部分受回馈纹波信号与电路元件影响,是有源阻抗控制回路增加的电压波动量,即稳定控制产生的纹波有源阻抗。为减小直流侧电压波动,应实现有源纹波阻抗的最大化利用,根据式(12)和式(19)可将稳定控制回馈系数改善为:

$$\begin{cases} K_{ds}^* = K_{ds} + \frac{3\beta V_{ds}^2 \omega_h (V_h^* - V_h) K_{ds}}{V_{dc} L(\omega_h^2 - \omega_s^2)} \\ K_{qs}^* = K_{qs} - \frac{I_{ds}}{I_{qs}} \frac{3\beta V_{ds}^2 \omega_s (V_h^* - V_h) K_{qs}}{V_{dc} L(\omega_h^2 - \omega_s^2)} \end{cases} \quad (21)$$

其中, V_h^* 为参考纹波电压幅值; V_h 为实际纹波电压幅值。根据式(11),为保证改善前后功率一致,应有系数 I_{ds}/I_{qs} 。由式(19)可知, $v_{hdc,d}$ 的 β 项为 $v_{hdc,q}$ 的对应项的 ω_h/ω_s 倍,当回馈系数相同时, d 轴相较于 q 轴可产生更大的纹波有源阻抗,故采用 d 轴回馈控制相较于 q 轴在减小直流侧电压波动量方面更具优势,故在不改变稳定条件的同时,可采用增加 d 轴回馈、减小 q 轴回馈的改善策略,实现引入纹波情况下的直流侧电压波动最小化。

4 仿真与实验

本文采用矢量控制方式,加入有源阻抗稳定控制后,回馈信号与原电压矢量信号共同合成新的电压矢量,经变流器对电机进行控制。基于前面对稳定控制方法与回馈系数改善策略的分析,可得控制框图如图 4 所示,使用 Simulink 对稳定控制进行仿

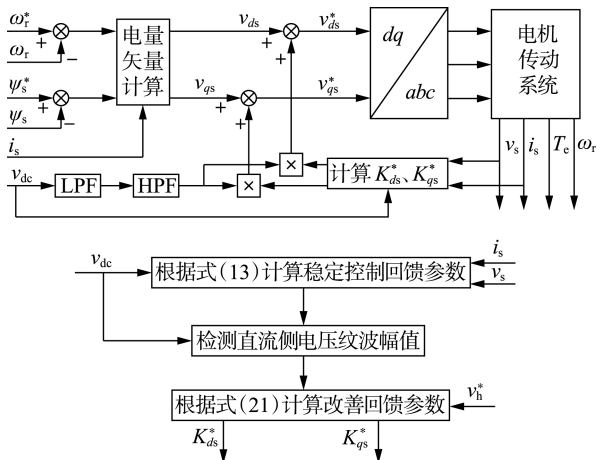


图 4 有源阻抗稳定控制与改善策略框图
Fig.4 Block diagram of active damping stability control and improvement strategy

真,并基于 RT-LAB 实验平台进行实验验证,控制器选择 DSP2812,实验参数见附录 B 中表 B1。图 4 中, ω_r, ω_r^* 分别为转子角速度及指令值; ψ_s, ψ_s^* 分别为定子磁链及指令值; T_e 为电磁转矩。

4.1 仿真实验

为验证本文稳定控制效果,先设定指令转速为定值,此时系统未进入恒功率状态,后通过改变指令转速方式使系统进入恒功率状态,由此对稳定控制的实际作用进行分析。

图 5 为未加入与加入有源阻抗稳定控制时的系统波形。未加入稳定控制仿真在开始时转速给定为定值,系统各项运行平稳。至 5.6 s 时,系统指令转速改变,电机进入恒功率工况,由于该系统参数设定不满足式(6)的系统稳定性判据,随后电压、电流出现不稳定振荡,至 6.3 s 时电压、电流出现等幅振荡现象,且电机转矩受其影响出现剧烈振荡现象,可知此时电机存在较大的功率波动。由前文分析可知,直流侧电压出现的不稳定现象与系统引入的负阻尼相关。而加入稳定控制后,当系统进入恒功率工况后,稳定系统消除了负阻尼,使系统工作于自然阻尼状态,此时网侧电路与牵引传动系统解耦,系统运行过程中未出现之前的不稳定现象,各信号均达到设计值并稳定运行,稳定效果明显。但同时,稳定控制系统会对牵引传动系统产生干扰,其主要表现在电机会伴随有一定的转矩波动,故应选择合理的回馈系数以降低稳定控制对牵引传动系统造成的影响。

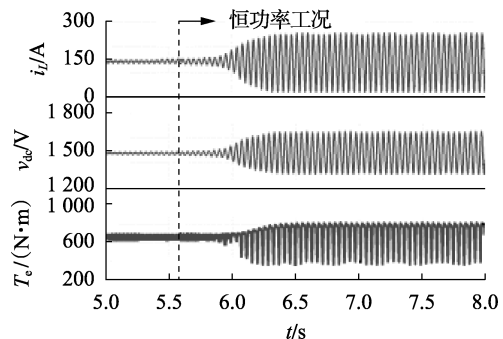


图 5 未加入与加入有源阻抗稳定控制时系统波形
Fig.5 System waveforms without and with active impedance stability control

由前文分析可知,含有纹波时,稳定控制的加入将对电机定子侧电压矢量信号产生影响,进而影响电机定子侧电流谐波分量,验证回馈系数改善策略的影响。如图 6 所示,电机在回馈系数选择合理情况下运行速度稳定,但由于直流侧电压含有纹波,电机定子侧电流出现发生畸变。如图 7 所示,通过检测 A 相电流 THD 可知,电流中谐波主要含有两部分:一部分为 25~75 Hz 谐波,主要受电路元件、结构等影响,是电路固有电压波动量;另一部分为 250~350 Hz 谐波,主要由稳定控制系统将纹波电压回馈至电机定

子侧引起,这与式(19)中的分析结果一致。且由图7可知 250~350 Hz 谐波含量较大,因此可在稳定控制中引入改善策略,以降低其对牵引传动系统造成的影响。

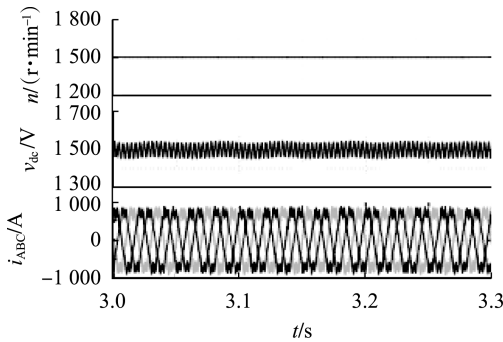


图 6 含有直流侧纹波时系统波形

Fig.6 System waveforms with DC side ripple

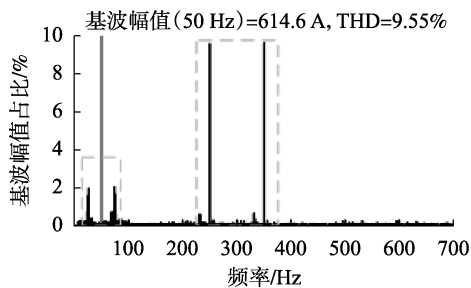


图 7 A 相电流傅里叶分析图

Fig.7 Fourier analysis diagram of phase-A current

在单独采用 d 轴或 q 轴回馈时,可得在不同情况下的直流侧电压纹波含量以及电机定子侧电流 THD 含量如表 1 所示。由表 1 可知:当 $K_{ds}=0$ 、 $K_{qs}=0$ 时,相当于未加入稳定控制,系统因含有恒功率负载导致的负阻尼而无法稳定运行;加入稳定控制后,负阻尼现象得到改善,系统恢复稳定运行状态。

表 1 回馈系数不同取值情况下的结果

Table 1 Result under different feedback factors

回馈系数取值	直流电压波动量/%	THD/%
$K_{ds}=0, K_{qs}=0$	22.6	—
$K_{ds}=\frac{2P_e}{3V_{dc}I_{ds}}, K_{qs}=0$	3.4	1.28
$K_{ds}=0, K_{qs}=\frac{2P_e}{3V_{dc}I_{qs}}$	3.7	9.55

同时,在电压纹波幅值波动相似的情况下, d 轴回馈相比 q 轴回馈可产生更大的纹波有源阻抗,即在电机定子侧电流中引入了更少的纹波量,具有较小的 THD 含量。故可通过改善回馈系数来降低回馈通路引入的纹波量,仿真模型在 3.15 s 时加入改善策略的仿真波形如图 8 所示。

由图 8 可知,加入改善策略后,电机定子侧三相电流畸变现象消失,因稳定控制导致的纹波影响得到改善。仿真结果均与数学分析结果一致,可证明

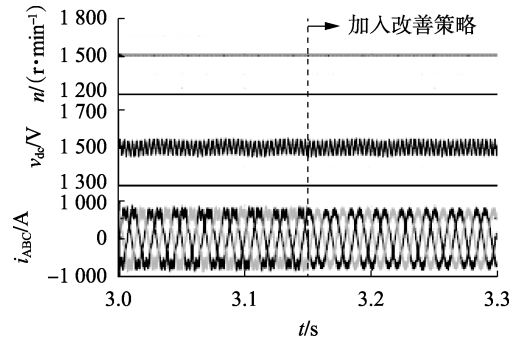


图 8 加入改善策略时系统波形

Fig.8 System waveforms with improvement strategy

建模过程对实际回馈系数值的设定具有指导作用。

4.2 实验验证

为进一步验证所提出的稳定控制与改善策略的有效性,进行实验验证。同样,系统先设定指令转速为定值,后通过改变指令转速方式使系统进入恒功率状态。

图 9 为未加入稳定控制时的系统波形,可知在未进入恒功率工况时,直流侧电压稳定在 1 500 V,直流侧电流稳定在 140 A,当系统进入恒功率工况后,很快电压产生 ± 150 V 的等幅振荡,电流产生 ± 110 A 的等幅振荡,这种振荡在实际系统中将导致保护电路动作,同时系统恒功率负载不仅导致电压、电流出现不稳定振荡,还会影响系统转速控制与转矩控制,转速下降 200 r/min,由于运行于恒功率工况,转矩升高并出现 400 N·m 的剧烈波动,可知此时电机功率存在较大的振荡现象,系统无法稳定运行。加入稳定控制后的系统波形如图 10 所示,在进入恒功率工况后,转速基本保持稳定,转矩存在一定的波动,系统各信号均达到设计值,并可持续稳定运行,

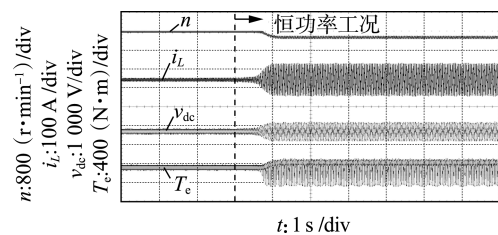


图 9 未加入有源阻抗稳定控制时系统波形

Fig.9 System waveforms without active impedance stability control

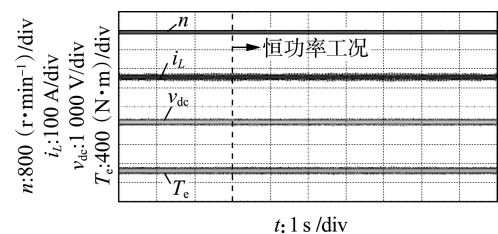


图 10 加入有源阻抗稳定控制时系统波形

Fig.10 System waveforms with active impedance stability control

控制效果明显。

图 11、附录 B 中图 B1 为加入改善策略时定子侧电流、转矩、直流侧电流与电压波形。在加入改善策略前,电机定子侧三相电流幅值达到 640 A,但均含有明显的高次谐波分量,影响电机的三相平衡与稳定运行,同时存在明显的转矩波动情况。之后改善策略的加入改变了电压矢量信号,增加了纹波有源阻抗,降低了纹波带来的影响,由实验结果可知,改善策略的加入降低了电机转矩波动,故对系统的稳定运行有明显的改善作用。

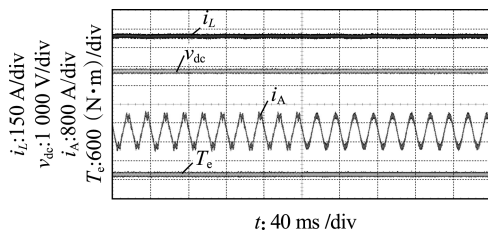


图 11 加入改善策略时系统波形

Fig.11 System waveforms with improvement strategy

5 结论

本文首先对恒功率工况下的直流侧电压不稳定问题机理进行分析,通过建立网侧电路与牵引传动系统等效数学模型,得到电路方程与稳定性判据,并提出一种动态解耦的有源阻抗稳定控制方法;然后分析了网侧电压含有纹波时稳定控制对电机定子侧电压矢量产生的影响,并根据等效数学模型,提出一种可增加有源纹波阻抗的回馈系数改善策略,以降低纹波的影响;最后通过仿真与实验证明了所提稳定控制方法的稳定效果以及回馈系数改善策略的可行性与正确性。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 赵雷廷,刁利军,董侃,等. 地铁牵引变流器-电机系统稳定控制[J]. 电工技术学报,2013,28(6):101-107.
ZHAO Leiting, DIAO Lijun, DONG Kan, et al. Stabilization control for metro traction converter-motor system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(6): 101-107.
- [2] 张颖,王惠民,葛兴来. 基于前馈电压补偿的地铁牵引变流器直流侧振荡抑制方法[J]. 中国电机工程学报,2018,38(9):2728-2735,2842.
ZHANG Ying, WANG Huimin, GE Xinglai. DC-link stabilization method for metro traction converter- motor system based on feed forward voltage compensation[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(9): 2728-2735, 2842.
- [3] RAHIMI A M, EMADI A. Active damping in DC/DC power electronic converters; a novel method to overcome the problems of constant power loads[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(5): 1428-1439.
- [4] 张桂南,刘志刚,向川,等. 交-直-交电力机车接入的牵引供电系统电压波动特性[J]. 电力自动化设备,2018,38(1):121-

128,136.

ZHANG Guinan, LIU Zhigang, XIANG Chuan, et al. Voltage fluctuation characteristics of traction power supply system considering AC-DC-AC electric locomotives accessed[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(1): 121-128, 136.

- [5] MOSSKULL H, GALIC J, WAHLBERG B. Stabilization of induction motor drives with poorly damped input filters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(5): 2724-2734.
- [6] 翁华,徐政,刘昇,等. 基于多工况综合留数及 H_2/H_∞ 的多回直流系统阻尼控制鲁棒设计方法[J]. 电力自动化设备,2014,34(7):70-75.
WENG Hua, XU Zheng, LIU Sheng, et al. Robust design of multi-HVDC system damping control based on synthetic residues of multiple operating conditions and H_2/H_∞ [J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(7): 70-75.
- [7] 宋欣达,郑世强. 基于虚拟阻尼补偿的恒功率负载系统控制方法[J]. 电机与控制学报,2016,20(8):1-9.
SONG Xinda, ZHENG Shiqiang. Constant power loads system control scheme based on the virtual damping compensation [J]. Electric Machines and Control, 2016, 20(8): 1-9.
- [8] LIUTANAKUL P, AWAN A B, PIERFEDERICI S, et al. Linear stabilization of a DC bus supplying a constant power load; a general design approach [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(2): 475-488.
- [9] MAGNE P, MARX D, NAHID-MOBARAKEH B, et al. Large signal stabilization of a DC-link supplying a constant power load using a virtual capacitor: impact on the domain of attraction [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(3): 878-887.
- [10] KIM H J, KANG S W, SEO G S, et al. Large-signal stability analysis of DC power system with shunt active damper [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(10): 6270-6280.
- [11] ZHAO N, WANG G, XU D, et al. An active damping control method for reduced DC-link capacitance IPMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(3): 2057-2068.
- [12] MOSSKULL H. Optimal DC-link stabilization design [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(8): 5031-5044.
- [13] JUNG J H, HEO H J, KIM J M, et al. DC-link voltage stabilization and source THD improvement using d -axis current injection in reduced DC-link capacitor system [C] // 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Florence, Italy: IEEE, 2016: 2737-2742.
- [14] FENG Y, MATHE L, LU K, et al. Analysis of harmonics suppression by active damping control on multi slim DC-link drives [C] // IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Florence, Italy: IEEE, 2016: 5001-5006.
- [15] SHIN H, SON Y, HA J I. Grid current shaping method with DC-link shunt compensator for three-phase diode rectifier-fed motor drive system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(2): 1279-1288.

作者简介:



许加柱

许加柱(1980—),男,安徽来安人,教授,博士,主要从事交直流电能变换新技术研究及相关教学工作(E-mail: xujiachu@126.com);

郝铭轩(1993—),男,山西阳泉人,硕士研究生,研究方向为交直流电能变换新
(下转第 106 页 continued on page 106)

Inrush current suppression strategy of three-phase transformer based on combined-switches

WANG Yang, XU Zhihong

(College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China)

Abstract: Aiming at the problem that the primary windings may flow through the inrush current when the transformer is switched on under the condition of no-load or light-load, a novel individual phase control idea based on combined-switches is proposed. Based on analyzing the transient switching process of three-phase no-load transformer whose primary side adopts the star-shaped ungrounded connection mode, the state of the connected flux linkage at the switching moment of the no-load transformer is deduced, then the optimal dynamic switching angle for suppressing the switching inrush current is obtained considering the residual flux, which changes the existing phase control mode depending on the residual flux measurement circuit and the pre-set fixed phase angle. The power transformer model based on ATP/EMTP is built to simulate the transient switching-on and switching-off process, and the voltage, current and magnetic flux characteristics at the switching moment are obtained. The proposed individual phase control principle is verified and then the control law is given. A novel single-pole switch control topology with three operation modes and logical communication function is designed for performing the individual phase control strategy. The dynamic combination of single-pole switches can realize the coordinated action and unified control of each pole contact in the optimal phase. The hardware control platform is built to verify that the proposed control strategy can effectively limit the inrush current to about 3% of the inrush current in random switching.

Key words: three-phase transformer; inrush current; combined-switches; residual flux; no-load transformer; individual phase control

(上接第 69 页 continued from page 69)

技术、牵引传动系统(**E-mail**: haomingxuan@hnu.edu.cn);

(**E-mail**: 473260354@qq.com);

王涛(1994—),男,湖南双峰人,硕士研究生,主要研究方向为交直流电能变换新技术、储能装置在配网中的应用

刘裕兴(1993—),男,湖南邵阳人,博士,主要研究方向为电力机车的牵引传动技术(**E-mail**: 503821992@qq.com)。

Stability control and improvement strategy for DC side voltage of DC-AC electric locomotives

XU Jiazhu, HAO Mingxuan, WANG Tao, LIU Yuxing

(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: Aiming at the problem of DC side voltage instability of DC-AC electric locomotives under constant power condition, a kind of active impedance stability control based on dynamic decoupling of grid-side circuit and traction drive system is proposed, and the improvement strategy of feedback factor is put forward to reduce the influence of the grid-side voltage ripple on traction drive system. The equivalent mathematical model is established, and the active impedance stability control method is proposed according to the system stability criterion. Then the effect of stability control on the traction drive system is analyzed when voltage ripple exists on the grid side, and the proper feedback factor is introduced to improve the control effect. The simulation and experiment prove the feasibility and correctness of the proposed control method and improvement strategy.

Key words: electric locomotive; active impedance; traction drive system; feedback factor; constant power; voltage control

附录 A

由文中式(4)可知直流侧电流等效小信号模型为:

$$\hat{i}_L = \frac{3}{2V_{dc}} (\hat{v}_{ds} I_{ds} + \hat{v}_{qs} I_{qs} + V_{ds} \hat{i}_{ds} + V_{qs} \hat{i}_{qs}) - \frac{3}{2V_{dc}^2} (V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs}) \hat{v}_{dc} \quad (A1)$$

为分析纹波对直流侧电流信号影响, 可将式(15)、式(18)代入式(19)得:

$$i_{hL} = \frac{3}{2V_{dc}} \left[(K_{ds} I_{ds} v_h + K_{qs} I_{qs} v_h + V_{ds} i_{hds} + V_{qs} i_{hqs} - \frac{v_h}{V_{dc}} (V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs})) \right] \quad (A2)$$

由式(A2)可知, 直流侧纹波电流信号受系统工作点、纹波电压源及定子侧纹波电流信号影响。为单独分析 d 轴有源阻抗控制的影响, 令 $V_{qs} = 0$ 、 $K_{qs} = 0$, 可得电流信号:

$$i_{hL,d} = \frac{3}{2V_{dc}} (K_{ds} I_{ds} v_h + V_{ds} i_{hds}) - \frac{3V_{ds} I_{ds} v_h}{2V_{dc}^2} \quad (A3)$$

将式(13)、式(18)代入式(A3)可得只有 d 轴回馈下的直流侧电流信号模型:

$$i_{hL,d} = \frac{3V_{ds}^2}{V_{dc}} \frac{\omega_h K_{ds} V_1' \sin(\omega_h t + \phi_1)}{L(\omega_h^2 - \omega_s^2)} \quad (A4)$$

同理可得只有 q 轴回馈下的直流侧电流信号模型:

$$i_{hL,q} = \frac{3V_{ds}^2}{V_{dc}} \frac{\omega_s K_{qs} V_1' \cos(\omega_h t + \phi_1)}{L(\omega_h^2 - \omega_s^2)} \quad (A5)$$

为求得引入纹波后的直流侧电压数学模型, 需建立纹波电源等效电路模型, 在电源侧只保留纹波电源与电路元件时, 直流侧纹波电压等效模型为:

$$v_{hdc} = \frac{V_{in}' + i_{hL} (R + j\omega_h L)}{LC\omega_h^2 - j(RC\omega_h) - 1} \quad (A6)$$

将式(A4)、(A5)分别代入式(A6), 即可求得 d 轴与 q 轴回馈控制引起的直流侧纹波电压数学模型:

$$v_{hdc,d} = \alpha + \frac{3V_{ds}^2}{V_{dc}} \frac{\omega_h K_{ds} V_1' \sin(\omega_h t + \phi_1)}{L(\omega_h^2 - \omega_s^2)} \beta$$

$$v_{hdc,q} = \alpha + \frac{3V_{ds}^2}{V_{dc}} \frac{\omega_s K_{qs} V_1' \cos(\omega_h t + \phi_1)}{L(\omega_h^2 - \omega_s^2)} \beta \quad (A7)$$

附录 B

表 B1 系统参数

Table B1 System parameters

参数	数值	参数	数值
网侧直流电压/V	1 500	定子电感/mH	31.4
网侧等效电阻/ Ω	0.2	转子漏阻/ Ω	0.078
滤波电感/mH	6	转子电感/mH	31.4
支撑电容/mF	8	电机互感/mH	30.4
电机容量/(kV·A)	350	纹波频率/Hz	300
定子漏阻/ Ω	0.17	纹波幅值/V	50

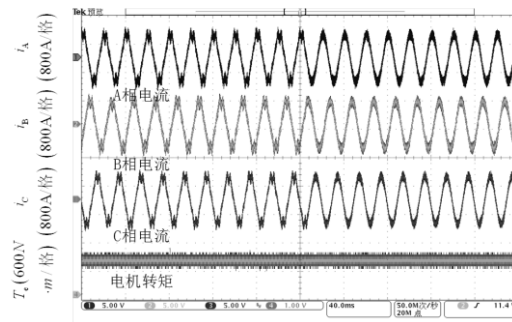


图 B1 加入改善策略时定子电流与转矩波形

Fig.B1 Waveforms of stator current and torque with improvement strategy