

计及网压波动的牵引传动系统间谐波传播机理研究

张桂南, 张波, 黄金, 陆阳, 李杰波

(中国铁道科学研究院集团有限公司 机车车辆研究所, 北京 100081)

摘要:随着多台电力机车同时投入运行后牵引供电系统出现电压波动现象,其在牵引传动系统中的传播特性是当前的研究热点。首先推导了间谐波在牵引传动系统中的传播机理,并分析了定子间谐波电流频谱与负载转矩间的对应关系;其次研究了间谐波传播下牵引电机电流间谐波辨识方法;随后基于瞬态电流控制策略、磁场定向的矢量控制策略搭建电力机车牵引传动系统的仿真模型,利用扰动激励法模拟了间谐波在牵引传动系统的传播特性;最后结合总体局部均值分解对定子电流的动态频域特性进行分析,确定了整流器输入电压与电机定子电流的间谐波幅频的对应关系。

关键词:牵引传动系统;间谐波;矢量控制;扰动激励法;总体局部均值分解

中图分类号:U 223.6*3

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202101033

0 引言

近年来,随着大量交-直-交电力机车和动车组(下文统称为牵引负载)同时投入运行,牵引负载存在有功和无功功率的随机大幅度波动,会引发牵引网供电系统出现电压波动,严重时会导致牵引负载牵引封锁,如:大秦线湖东机务段内多台HXD1型电力机车同时取电,引发3~4 Hz的电压波动^[1];上海南翔动车所CRH1型动车组以及青岛动车所CRH5型动车所引发5 Hz的电压波动;山海关HXD3型电力机车和徐州段HXD2B、HXD1C型电力机车相继引发牵引网出现低频的电压波动,导致了牵引负载牵引封锁现象,严重影响了铁路运输秩序^[2-3]。针对上述现象,国内外学者从不稳定电气量模态分析、车网耦合系统稳定性分析、牵引传动系统控制策略优化及网侧增设补偿设备方面开展了一定的前期研究。

在不稳定电气量模态分析方面,文献[3]使用单相dq分解法分析了牵引传动系统接入牵引供电系统后的欠阻尼机制;文献[4]推导了该现象的电能质量电压波动特性及传播机理,并利用总体最小二乘-旋转矢量不变技术(TLS-ESPRIT)辨识主导模态;文献[5]基于局部均值分解对多频调制下的牵引供电系统网压波动进行了频率、幅值的有效估计。在车网耦合系统稳定性分析方面,文献[6]建立了CRH5型动车组的二阶积分器小信号阻抗模型;文献[7]在此基础上通过稳定性分析明确了牵引负载整流器阻抗、支撑电容、牵引网侧电感及负载数量的影响;文

献[8]推导了车网级联系统回比矩阵,并利用改进的范数判据分析了系统的稳定性;文献[9]设计了牵引传动系统输入导纳及网侧输出阻抗的测量方法,基于测量结果实现了稳定性分析。在牵引传动系统控制策略优化方面,文献[10]采用多变量控制策略,实现了振荡电压下整流器阻尼特性的增强;文献[11]设计了一阶非线性自抗扰控制器,规避了比例积分控制器对扰动敏感的缺陷,抑制了牵引网的电压波动现象;文献[12]针对系统的欠阻尼问题,通过补偿整流器闭环系统的主动阻尼,实现了系统的稳定运行。在牵引供电系统侧增设补偿设备方面,文献[13]为了减少车网系统的感性阻抗,提出了供电系统侧串联电容器的方案;文献[14]将模块化多电平静态同步补偿器(MMC-STATCOM)接入出现网压波动的牵引供电系统中,实现了电压波动的有效抑制;文献[15]针对MMC-STATCOM设计了非线性控制器,进一步增强了动态补偿设备的抗扰能力。

系统发生电压波动时,出现牵引封锁的牵引负载大多处于整备状态(逆变器及电机基本处于不工作状态),实测数据显示牵引负载中间直流电压出现大幅波动超过阈值引发上述现象,因而上述研究均针对牵引负载的逆变器、电机进行简化处理,且在机理分析、模态辨识、抑制策略角度均取得了一定成果。考虑大型枢纽地区内的牵引负载不会全部运行于整备状态,显然该电压波动引发的间谐波在未引发非整备状态下牵引负载出现中间直流电压超阈值时,在其他牵引负载的牵引传动系统中是否存在完整的传播途径尚需论证分析。

针对多车接入牵引供电系统引发间谐波的问题,本文首先推导了间谐波在牵引传动系统中的传播机理,并分析了定子间谐波电流频谱与负载转矩间的对应关系;其次研究了间谐波传播下牵引电机电流包络线提取方法;随后基于瞬态电流控制策略、

收稿日期:2020-08-14;**修回日期:**2020-12-01

基金项目:中国科协青年人才托举工程项目(2017QNRC001);中国铁路总公司系统性重大项目(P2018G008)

Project supported by China Association for Science and Technology Youth Talent Promotion Project(2017QNRC001) and the Major Systematic Projects of China Railway Corporation(P2018G008)

磁场定向的矢量控制策略搭建牵引负载的牵引传动系统仿真模型,利用扰动激励法验证了间谐波在牵引传动系统的传播特性;最后,结合总体局部均值分解(ELMD)对定子电流的动态频域特性进行分析。

1 间谐波在牵引传动系统中的传播机理分析

考虑牵引供电系统网压的波动,对间谐波在交-直-交牵引负载牵引传动系统的整流器、逆变器、异步电机及机械负荷中的传播机理依次进行分析,系统拓扑图如图1所示。其开关等效电路如图2所示。图中, u_s 为整流器输入端电压; u_{dc} 、 i_{dc} 分别为中间直流电压、电流; S_a 、 S_b 为整流器各桥臂的理想开关函数; S_{KN} ($K=A, B, C$)为牵引逆变器各桥臂的理想开关函数; i_A 、 i_B 、 i_C 为三相定子电流。

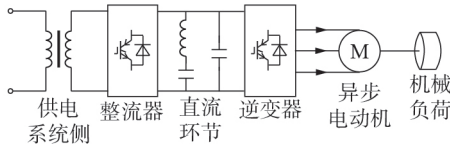


图1 牵引负载的牵引传动系统拓扑图

Fig.1 Topology diagram of traction drive system for electric locomotive

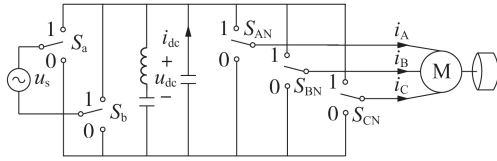


图2 牵引负载的牵引传动系统开关等效电路

Fig.2 Switching equivalent circuit of traction drive system for electric locomotive

分析可知,牵引供电系统侧发生电压波动,电压的峰值包络线出现周期性波动时,供电系统侧电压工频附近存在对称分布的间谐波成分,经过牵引变压器后整流器输入端电压存在相同的频率成分,假设该间谐波能量幅值相等,则整流器输入端电压为:

$$u_s(t) = U_s \left[1 + m_0 \cos(\omega_m t + \theta_m) \right] \cos(\omega_0 t + \theta_0) \quad (1)$$

其中, U_s 、 ω_0 和 θ_0 分别为基波电压的幅值、角频率和初相位; ω_m 和 θ_m 分别为间谐波电压角频率和初相位; m_0 为间谐波幅值与基波电压幅值的比值。

若整流器采用单极性倍频载波脉宽调制(PWM)算法,则中间直流电压可表示为:

$$u_{dc}(t) = (S_a - S_b) u_s(t) = \left\{ \sum_{n=1,3,\dots} \frac{4J_n(np\varepsilon M\pi/2)}{np\varepsilon} \sin\left(n\omega_0 t - \frac{np\varepsilon\pi}{2}\right) + \sum_{r=2,4,\dots} \sum_{s=\pm 1, \pm 3, \dots} 4C_{rs}(-1)^{\frac{r}{2}} \sin\left[(r\omega_r + s\omega_0)t - \left(r\pi + \frac{sp\varepsilon\pi}{2}\right)\right] \right\} \quad (2)$$

其中, $C_{rs} = \frac{J_n[(r+sp\varepsilon)M\pi/2]}{(r+sp\varepsilon)\pi}$, $J_n(\cdot)$ 为贝塞尔函数, n 为贝塞尔函数的阶数, r 、 ω_r 分别为载波及载波边带谐波的次数和角频率, s 为基波的倍频谐波的次数, p 为载波比倒数, ε 为采样系数, M 为调制系数。

由于间谐波频率相对较低,可忽略高次谐波间的相互作用,考虑直流环节的滤波作用,式(2)简化为:

$$u_{dc}(t) = \frac{2U_s J_n\left(\frac{np\varepsilon M\pi}{2}\right)}{np\varepsilon} \sin\left(\theta_0 + \frac{np\varepsilon\pi}{2}\right) \times \left[1 + m_0 \cos(\omega_m t + \theta_m) \right] = U_{dc0} + U_m \cos(\omega_m t + \theta_m) \quad (3)$$

其中, U_{dc0} 为中间直流环节的直流电压稳态分量, $U_{dc0} = 2U_s J_n\left(\frac{np\varepsilon M\pi}{2}\right) \sin\left(\theta_0 + \frac{np\varepsilon\pi}{2}\right) / (np\varepsilon)$; $U_m \cos(\omega_m t + \theta_m)$ 为直流电压的波动分量, U_m 为波动幅值, $U_m = U_{dc0} m_0$ 。

对牵引逆变器的开关函数进行傅里叶级数展开,并在此基础上得到牵引逆变器输出相电压为:

$$\begin{cases} u_{K0}(t) = (S_{KN}(t) - 1/2) u_{dc}(t) = \\ U_{dc0} \sum_{n=1,3,\dots} b_{Kn} \cos[n(\omega_c t + \varphi_K)] + \\ U_m \sum_{n=1,3,\dots} b_{Kn} \left\{ \sin[(n\omega_c + \omega_m)t + n\varphi_K + \theta_m] + \sin[(-n\omega_c + \omega_m)t - n\varphi_K + \theta_m] \right\} \\ S_{KN}(t) = \frac{1}{2} + \sum_{n=1,3,\dots} b_{Kn} \cos[n(\omega_c t + \varphi_K)] \end{cases} \quad (4)$$

其中, u_{K0} ($K=A, B, C$)为牵引逆变器输出端到异步电机中性点的三相电压; b_{Kn} 为牵引逆变器 K 相的 n 次谐波的能量幅值; ω_c 为牵引逆变器的输出电压角频率; φ_K 为逆变器输出电压的初相位,A、B、C相分别取 0 、 $-2\pi/3$ 、 $2\pi/3$ 。

由式(4)中 $u_{K0}(t)$ 的表达式可以看出,第一项为牵引逆变器输出的相电压的基波及各次谐波,第二项为逆变器输入电压低频调制时电机定子相电压的间谐波。由于 b_{Kn} 与 $n\omega_c$ 呈现负相关的关系,定子电压的间谐波特征主要体现在基波附近,故令 $n=1$, $u_{K0}(t)$ 的表达式可整理为:

$$u_{K0}(t) = U_{dc0} b_{K1} \left[1 + \frac{U_m}{U_{dc0}} \cos(\omega_m t + \theta_m) \right] \cos(\omega_c t + \varphi_K) \quad (5)$$

显然式(5)为典型的电能质量电压波动现象,考虑该电压三相对称且无零序分量,对式(5)进行Park变换,牵引电机定子 d 、 q 轴电压可表示为:

$$\begin{cases} u_{sd} = \sqrt{\frac{3}{2}} U_{dc0} b_{K1} \left[1 + \frac{U_m}{U_{dc0}} \cos(\omega_m t + \theta_m) \right] \\ u_{sq} = 0 \end{cases} \quad (6)$$

其中, u_{sd} 、 u_{sq} 分别为牵引电机定子 d 、 q 轴电压。

考虑 $dq0$ 坐标系下牵引电机的其他电气量也可

近似为只包含直流分量和调制分量,电机的电压方程可表示为:

$$\begin{bmatrix} u_{sd} & u_{sq} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_s L_s & pL_m & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_s & R_s + pL_s & \omega_s L_m & pL_m \\ pL_m & (\omega_r - \omega_s)L_m & R_r + pL_r & (\omega_r - \omega_s)L_m \\ (\omega_s - \omega_r)L_m & pL_m & (\omega_s - \omega_r)L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中, i_{sd} 、 i_{sq} 分别为 d 、 q 轴定子电流; i_{rd} 、 i_{rq} 分别为 d 、 q 轴转子电流; ω_s 、 ω_r 分别为定子、转子电角速度; R_s 、 R_r 分别为定、转子电阻; L_s 、 L_r 分别为定、转子绕组的等效自感; L_m 为互感; p 为微分算子。

对式(7)对进行一阶动态相量计算^[16], i_{sd} 、 i_{sq} 和 ω_r 可表示为:

$$\begin{cases} i_{sd} = \langle i_{sd} \rangle_0 + 2 \left[\langle i_{sd} \rangle_{1re} \cos(\omega_m t) - \langle i_{sd} \rangle_{1im} \sin(\omega_m t) \right] \\ i_{sq} = \langle i_{sq} \rangle_0 + 2 \left[\langle i_{sq} \rangle_{1re} \cos(\omega_m t) - \langle i_{sq} \rangle_{1im} \sin(\omega_m t) \right] \\ \omega_r = \langle \omega_r \rangle_0 + 2 \left[\langle \omega_r \rangle_{1re} \cos(\omega_m t) - \langle \omega_r \rangle_{1im} \sin(\omega_m t) \right] \end{cases} \quad (8)$$

其中, $\langle i_{sd} \rangle_0$ 、 $\langle i_{sq} \rangle_0$ 、 $\langle \omega_r \rangle_0$ 分别为 d 、 q 轴定子电流和转子电角速度的稳态量; $\langle i_{sd} \rangle_{1re}$ 、 $\langle i_{sq} \rangle_{1re}$ 、 $\langle \omega_r \rangle_{1re}$ 和 $\langle i_{sd} \rangle_{1im}$ 、 $\langle i_{sq} \rangle_{1im}$ 、 $\langle \omega_r \rangle_{1im}$ 分别为 d 、 q 轴定子电流和转子电角速度的一阶动态相量的实部及虚部。

由式(8)可以看出,中间直流波动电压的角频率将直接作用于 d 、 q 轴定子电流和转子电角速度。

对式(8)中 i_{sd} 、 i_{sq} 进行 Park 反变换,则三相坐标系下牵引电机的定子相电流可表示为:

$$\begin{cases} i_K = \sqrt{2/3} \{ a_1 \cos(\omega_s t + \varphi_K + \theta_0) + \\ a_2 \cos[(\omega_s + \omega_m)t + \varphi_K + \theta_1] + \\ a_3 \cos[(\omega_s - \omega_m)t + \varphi_K + \theta_2] \} \\ a_1 = \sqrt{\langle i_{sd} \rangle_0^2 + \langle i_{sq} \rangle_0^2} \\ a_2 = \sqrt{\left(\langle i_{sd} \rangle_{1re} - \langle i_{sq} \rangle_{1im} \right)^2 + \left(\langle i_{sd} \rangle_{1im} + \langle i_{sq} \rangle_{1re} \right)^2} \\ a_3 = \sqrt{\left(\langle i_{sd} \rangle_{1re} + \langle i_{sq} \rangle_{1im} \right)^2 + \left(\langle i_{sd} \rangle_{1im} - \langle i_{sq} \rangle_{1re} \right)^2} \end{cases} \quad (9)$$

其中, $\theta_0 = \arcsin \frac{\langle i_{sq} \rangle_0}{a_1}$; $\theta_1 = \arcsin \frac{\langle i_{sd} \rangle_{1im} + \langle i_{sq} \rangle_{1re}}{a_2}$; $\theta_2 =$

$$\arcsin \frac{\langle i_{sq} \rangle_{1re} - \langle i_{sd} \rangle_{1im}}{a_2}。$$

由式(9)可以看出,中间直流电压出现周期性波动时,牵引电机定子电流被角频率为 ω_m 的信号调

制,除了基频信号外,在基频的两侧存在明显间谐波成分,频率为 $f_s \pm f_m$,其中 f_s 为调制信号频率, f_m 为间谐波频率,但二者的幅值并不完全相同。

结合式(7)中 ω_r 与 ω_m 之间的关系及式(8)的转子电角速度表达式,忽略传动机构间的粘性摩擦和扭转弹性,考虑异步电机运动方程与坐标变换无关,电机转矩方程可整理为:

$$T_e = T_L + \frac{J}{n_p} \frac{d\omega_r}{dt} = T_L + \frac{2J}{n_p} \left[\langle \omega_r \rangle_{1im} \sin(\omega_m t) - \langle \omega_r \rangle_{1re} \cos(\omega_m t) \right] \quad (10)$$

其中, T_e 为电机转矩; T_L 为负载阻力矩; J 、 n_p 分别为电机的转动惯量和极对数。

由式(10)可以看出,负载阻力矩一般视为定值,电机转矩将会出现频率为 f_m 的周期性波动。若牵引供电系统侧电压含有多类间谐波成分,则中间直流波动电压也存在多个频率成分,同理可推导出牵引电机定子电流在基频的两侧对称分布多个间谐波频率成分,电机转矩也存在相应频率的波动。

综上分析可知,牵引供电系统侧间谐波可通过车载变压器、整流器传播至中间直流环节,使得中间直流电压出现周期性波动,还能穿越逆变器并作用至牵引电机上,使得电机定子电流基频两侧出现频率对称、幅值不同的间谐波成分,最终导致电机转矩出现周期性波动。

2 间谐波传播下牵引电机电流间谐波提取

由第1节分析可知牵引供电系统侧电压存在的间谐波可传递至牵引电机侧,故可针对性地分析牵引电机定子电流的频率特性,从而验证理论推导的正确性。考虑波动信号主要影响电气量的峰值,则分析波动的关键为精确提取定子电流的包络信息。

目前对于波动信号的检测方法包括有效值检波法、平方检波法和同步检波法,需要设计滤波器从而提取包络线,但同时会带来边界效应问题,从而影响分析结果。利用 TLS-ESPRIT 法对波动信号进行检测时无需检波,但观测窗内信号如果是非平稳信号,则检测结果可能含有伪峰。ELMD 算法可根据低频调制下定子电流的包络特性,自适应地将其分解为若干个乘积函数(PF)分量,每个 PF 分量由一个包络信号和一个纯调频信号相乘得到,包络信号即为该 PF 分量的瞬时幅值,纯调频信号的频率即为 PF 分量的瞬时频率^[5]。因而本文采用 ELMD 算法提取间谐波传播下牵引电机定子电流的间谐波特征,从而完成间谐波传播特性的分析,具体实现步骤如下。

(1)对定子电流信号 $i(t)$ 添加白噪声。

(2)确定 $i(t)$ 全部的局部极值点 n_i ,任意相邻的2个局部极值点 n_i 和 n_{i+1} 的平均值记为 m_i ,见式(11)。

$$m_i = (n_i + n_{i+1})/2 \quad (11)$$

将所有 m_i 通过折线相连,然后采用滑动平均方法进行处理,就可得到局部均值函数,用 $m_{11}(t)$ 表示。

(3)从原始信号中提取出局部均值函数,得到原始信号和局部均值函数之差 $h_{11}(t)$,见式(12)。

$$h_{11}(t) = i(t) - m_{11}(t) \quad (12)$$

(4)将 $h_{11}(t)$ 除以包络估计值 $a_{11}(t)$ 进行解调,见式(13)。

$$s_{11}(t) = h_{11}(t)/a_{11}(t) \quad (13)$$

若 $s_{11}(t)$ 为纯调制函数,则其包络线 $a_{12}(t) = 1$,反之,则需重复步骤(2)—(4)迭代 v 次,直到得到纯调制函数 s_{1v} 。

$$\begin{cases} s_{11}(t) = h_{11}(t)/a_{11}(t) = (i(t) - m_{11}(t))/a_{11}(t) \\ s_{12}(t) = h_{12}(t)/a_{12}(t) = (i(t) - m_{12}(t))/a_{12}(t) \\ \vdots \\ s_{1v}(t) = h_{1v}(t)/a_{1v}(t) = (i(t) - m_{1v}(t))/a_{1v}(t) \end{cases} \quad (14)$$

(5)包络信号由所有的包络函数累乘得到,具体表达式见式(15)。

$$a_1(t) = a_{11}(t)a_{12}(t)\cdots a_{1v}(t) = \prod_{q=1}^v a_{1q}(t) \quad (15)$$

(6)首个PF分量 $s_{PF1}(t)$ 可由包络信号 $a_1(t)$ 与纯调制信号 $s_{1v}(t)$ 相乘得到,见式(16)。

$$s_{PF1}(t) = a_1(t)s_{1v}(t) \quad (16)$$

$s_{PF1}(t)$ 分量是首个调幅、调频分量,包含原始信号中频率最高的部分,其瞬时幅值为包络函数 $a_1(t)$,瞬时频率 $f_1(t)$ 可以通过对纯调频信号 $s_{1v}(t)$ 解调计算得到,见式(17)。

$$f_1(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \arccos s_{1v}(t) \quad (17)$$

(7)令 $i_1(t) = i(t) - s_{PF1}(t)$,将 $i_1(t)$ 作为初始信号重复步骤(1)—(6),直至 $i_v(t)$ 成为纯调函数,见式(18)。

$$i_v(t) = i(t) - \sum_{q=1}^v s_{PFq}(t) \quad (18)$$

(8)重复添加不同的噪声,再进行上述局部均值分解,对所有分解到的PF分量进行平均,得出最终的定子电流波动信号的频谱信息。

假设多个频率调制后的电流归一化仿真信号的数学表达式为:

$$i(t) = \begin{cases} [1 + 0.05 \sin(10\pi t)] \sin(100\pi t) & 0 < t \leq 1s \\ [1 + 0.05 \sin(20\pi t)] \sin(100\pi t) & 1s < t \leq 2s \end{cases} \quad (19)$$

利用ELMD方法对式(19)进行包络提取,如图3所示,图中电流为标么值。由图可见,ELMD方法可准确提取上述电流信号的包络,且变频点处能够平滑过渡;该包络线能够清晰反映不同频率调制下的电流幅值波动特性。

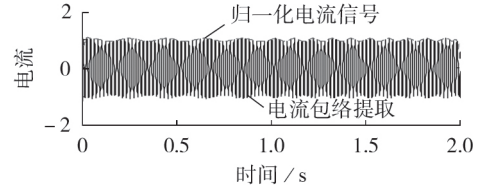


图3 归一化电流信号包络提取

Fig.3 Envelope extraction of normalized current signal

3 间谐波在牵引传动系统中的传播仿真分析

3.1 间谐波在整流器中的传播仿真分析

为了分析间谐波在整流器中的传播规律,基于瞬态电流控制策略,搭建整流器仿真模型,相关参数如下:输入电压为1500 V,IGBT开关频率为350 Hz,供电变压器及线路折算电感为3.8 mH,车载变压器电感为2.3 mH,中间直流电压为3000 V,二次滤波电感为0.84 mH,二次滤波电容为3.0 mF,支撑电容为3.3 mF。结合某型牵引负载原边过压保护条件,车载变压器原边过压保护值折算后,整流器输入电压的幅值波动允许范围为0~456 V,仿真中假设整流器输入电压存在频率为45 Hz和55 Hz、幅值均为350 V的间谐波(即整流器输入电压受到5 Hz信号调制),整流器输入电压和中间直流电压见图4。

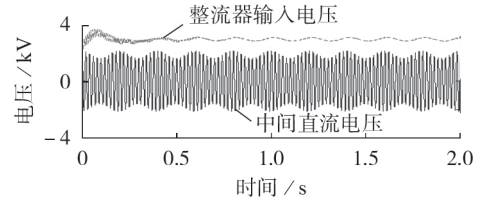


图4 间谐波传播下整流器输入电压和中间直流电压

Fig.4 Input voltage of rectifier and intermediate DC voltage under inter-harmonic propagation

由图4可以看出,当整流器输入电压存在频率为45 Hz和55 Hz、幅值均为350 V的间谐波时,中间直流环节能够稳定输出,但存在频率为5 Hz、幅值为175 V的波动电压。将整流器输入电压间谐波频率分别调整为43 Hz和57 Hz、40 Hz和60 Hz并进行上述仿真,结果显示中间直流电压波动频率为7 Hz和10 Hz,仿真结果与式(3)相吻合。

由于中间直流环节存在支撑电容,受间谐波影响后中间直流电压受扰特性相对单一,表征为与调制信号同频的波动电压。因而可对中间直流电压施加不同频率、幅值的波动电压来研究牵引传动系统的间谐波传播特性。

3.2 间谐波在逆变器及电机中的传播仿真分析

本文的牵引异步电机矢量控制系统仿真结构主要由磁链计算、3/2坐标变换、空间矢量脉宽调制(SVPWM)、逆变器模块、电机模块、中间直流电压扰动激励模块和测量模块组成,三相异步电机的参数

见附录中表A1。

3.2.1 恒转矩下电机定子电流频域特性仿真分析

系统初始给定转子角速度为 500 rad/s , 6.8 s 时牵引电机转矩稳定在 $600 \text{ N}\cdot\text{m}$ 左右, 转子角速度达到 500 rad/s , 该情形下电机定子电流频率为 139 Hz 。

结合某型牵引负载中间直流电压过压保护条件, 中间直流电压的幅值波动允许范围为 $0\sim 600 \text{ V}$, 仿真中假设牵引供电系统的间谐波穿越至中间直流环节, 导致中间直流电压存在频率为 5 Hz 、幅值为 500 V 的电压波动; 为实现仿真再现, 仿真分析中采用扰动激励法, 7.0 s 后电机转速达到目标值时, 电机转矩仍然存在波动现象, 见附录中图A1; 取电机达速后 0.6 s 的定子电流进行频谱分析, 结果见图5。

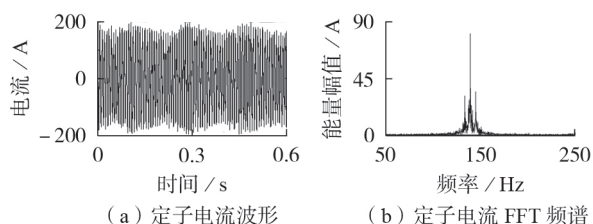


图5 恒转矩下定子电流及其FFT频谱

Fig.5 Stator current and FFT spectrum under constant torque

由附录中图A1可以看出, 当中间直流电压存在周期性波动时, 牵引电机转矩出现同样频率的周期性波动现象。由图5可以看出, 当电机转矩恒定时, 定子电流频域除了基频 139 Hz , 还存在 134 Hz 和 144 Hz 的间谐波频率成分, 134 Hz 的能量幅值与 144 Hz 的能量幅值基本相同, 可视为等幅波动。从恒转矩下定子电流的频谱分析结果可以看出, 对应稳定的波动情况, 快速傅里叶变换(FFT)能够实现间谐波的识别, 但存在较多的伪频率成分。

由上述分析可知, 牵引供电系统的间谐波穿越至中间直流环节会导致直流电压发生周期性波动, 这种波动会顺利穿越至牵引电机侧, 并导致定子电流出现关于基频的对称频率成分, 也会导致电机转矩出现与中间直流电压频率相同的波动现象。

3.2.2 全速域下定子电流动态频域特性仿真分析

系统初始给定转子角速度为 500 rad/s , 启动时牵引电机直接加载 $1000 \text{ N}\cdot\text{m}$ 转矩, 2.6 s 后转子角速度达到 500 rad/s ; 4 s 时给定转子角速度为 300 rad/s , 电机运行于制动工况, 1.5 s 后转子角速度为 300 rad/s 。中间直流电压不存在波动时, 电机转矩及定子电流波形见附录中图A2; 存在频率为 5 Hz 、幅值为 500 V 的电压波动时, 电机转矩及定子电流波形见图6, 此时定子电流频谱图见附录中图A3。

由附录中图A2可以看出, 中间直流电压不存在波动时, 牵引电机在牵引、制动工况下, 电机转矩和

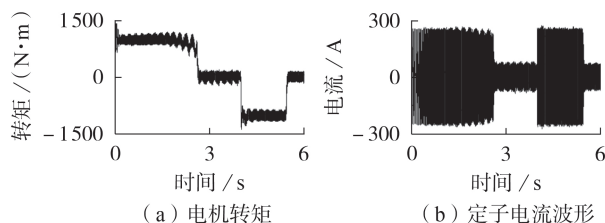


图6 中间直流电压波动时的电机运行情况

Fig.6 Operation of motor under fluctuated intermediate DC voltage

定子电流均能稳定运行; 牵引工况下, $0\sim 1.9 \text{ s}$ 电机运行于恒转矩区, 电机转矩保持在 $1000 \text{ N}\cdot\text{m}$ 左右, 随后电机运行于恒功率区, 电机转矩随着电机转速的增大而降低。

由式(10)、图6可以看出, 中间直流电压存在低频电压波动时, 电机输出转矩和定子电流在牵引、制动工况均出现波动现象; 结合电机定子电流及转矩的波动规律, 可初步判断定子电流幅值波动不涉及高频分量, 因而本文设计五阶 Butterworth 低通滤波器对实际定子电流进行滤波处理, 滤波后定子电流幅值包络线依旧存在波动的规律。采用短时傅里叶变换(STFT)对滤波后的定子电流进行频谱分析, 结合图A3可以看出, 牵引、制动工况下, STFT能够有效识别电机变频调速下的定子电流基频, 牵引工况下定子电流频率由 20 Hz 线性增长至 169 Hz , 制动工况下定子电流频率由 148 Hz 降至 48 Hz ; 但该方法无法实现电机变频调速下定子电流幅值波动模式成分的有效辨识。采用ELMD对定子电流幅值的包络线进行求取, 结果如图7所示。

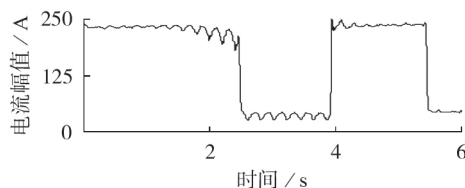


图7 基于ELMD的定子电流包络提取

Fig.7 Envelope extraction of stator current based on ELMD

结合图6、7可以看出, ELMD的包络信号能够较好地表征电机定子电流和转矩的整个波动过程, 定子电流的幅值波动频率基本保持在 5 Hz 左右, 显然电机调速过程中, 各时刻定子电流的间谐波频率为图6中辨识到的与定子电流基频相差 5 Hz 的旁瓣频率; 为了分析图7中包络信号幅值的动态特性, 结合未进行扰动激励时的定子电流幅值, 进行归一化处理, 如图8所示。

由图8可以看出, 在恒转矩区, 定子电流间谐波能量幅值存在如下规律: 恒转矩调速下, 定子电流间谐波能量幅值相等, 为等幅波动; 恒功率调速下, 定

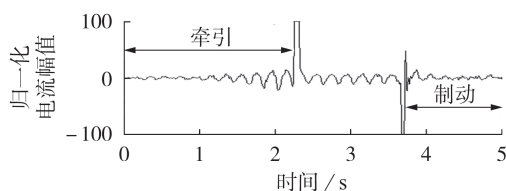


图8 定子电流包络归一化

Fig.8 Normalization of stator current envelope

子电流间谐波能量幅值随定子基波频率的增大而增大,为不等幅波动;制动过程中,定子电流间谐波能量幅值随定子基波频率的减小而趋于稳定,最终呈现为等幅波动。

4 间谐波对定子电流的影响分析

4.1 间谐波频率对定子电流的影响

为了分析不同间谐波频率对电机定子电流及转矩的影响规律,假定牵引工况下变流器中间直流环节出现了3种频率波动形式,其频率 f 分别为3 Hz、5 Hz和7 Hz,与中间直流电压基准值的幅值比均为16.7%,牵引电机定子电流幅值波动情况如图9所示。由图可见,中间直流电压幅值一定时,随着定子电流频率增大,中间直流电压波动频率的变化对定子电流间谐波能量幅值影响不大。

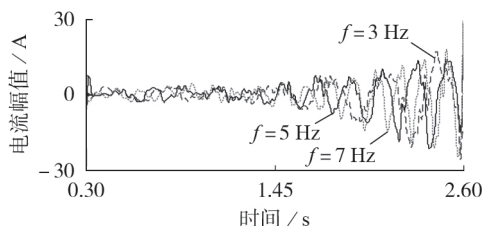


图9 定子间谐波电流随中间直流电压波动频率的变化曲线

Fig.9 Variation curve of stator inter-harmonic current vs. intermediate DC voltage fluctuation frequency

恒转矩调速下,当中间直流电压波动频率分别为3 Hz、5 Hz和7 Hz时,定子电流间谐波频率与基频间的频率差基本保持在3 Hz、5 Hz和7 Hz左右;恒功率调速下,随着定子电流频率增大,该频率差仍然保持在3 Hz、5 Hz和7 Hz左右。

4.2 间谐波幅值对定子电流的影响

为了分析不同幅值间谐波传播对电机定子电流的影响规律,假定变流器中间直流环节出现了3种波动形式,其频率均为5 Hz,其与中间直流电压基准值的幅值比 δ 分别为10%、16.7%和23.3%,牵引电机定子电流幅值变化归一化曲线如图10所示。

由图10可以看出,中间直流电压波动频率一定时,定子电流间谐波频率与基频的频率差保持在5 Hz左右;恒转矩调速下,随着定子电流频率的增大,中间直流电压波动幅值的变化不会造成定子电

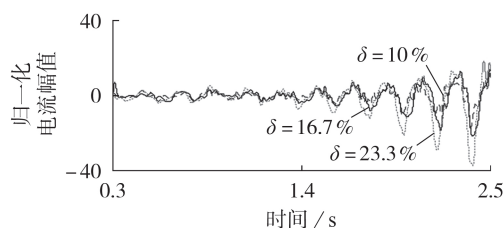


图10 定子间谐波电流随中间直流电压波动幅值的变化曲线

Fig.10 Variation curve of stator inter-harmonic current vs. intermediate DC voltage fluctuation amplitude

流间谐波能量幅值的改变;恒功率调速下,随着定子电流频率的增大,定子电流间谐波能量幅值与中间直流电压波动幅值呈正相关。

5 结论

针对多车接入牵引供电系统引发的电压波动现象,考虑牵引网电压间谐波存在牵引负载的牵引传动系统传播的可能,本文完整推导了间谐波在牵引负载牵引传动系统的传播机理,网侧电压存在间谐波会传播至电机侧,使得电机定子电流基频两侧出现频率对称、幅值不同的间谐波成分;进而引发牵引电机输出转矩出现周期性波动。在此基础上通过仿真分析、扰动激励方法验证理论推导,得到以下结论:

(1)恒转矩调速下,网侧电压间谐波幅值(即中间直流电压波动幅值)变化不会导致定子电流间谐波能量幅值变化,定子电流间谐波频率会随着网侧电压间谐波频率的变化而变化;

(2)恒功率调速下,网侧电压间谐波幅值的变化会导致定子电流间谐波能量幅值发生较大变化,定子电流间谐波频率只与间谐波频率相关;

(3)转矩周期性波动将增大牵引负载齿轮箱与轴承、轴承与轮对间的机械磨损,后期研究将在电机闭环控制策略中增加频率补偿的方式对其进行抑制。

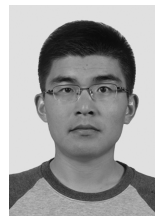
附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 中国铁道科学研究院,太原铁路局,北京交通大学,等.大秦线HXD1型机车车网匹配关系测试报告[R].北京:中国铁道科学研究院,2008.
- [2] 中国铁道科学研究院.南翔开闭所、CRH1067接触网电压电流测试报告[R].北京:中国铁道科学研究院,2010.
- [3] WANG H, WU M, SUN J. Analysis of low-frequency oscillation in electric railways based on small-signal modeling of vehicle-grid system in dq frame[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(9): 5318-5330.
- [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 con-

- sidering AC-DC-AC electric locomotives accessed[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(1): 121-128, 136.
- [5] 张桂南, 刘志刚, 向川, 等. 多频调制下电气化铁路电压波动特性分析及频率估计[J]. 电网技术, 2017, 41(1): 251-259. ZHANG Guinan, LIU Zhigang, XIANG Chuan, et al. Characteristic analysis and frequency estimation on voltage fluctuation of electrified railway considering multi-frequency modulation[J]. Power System Technology, 2017, 41(1): 251-259.
- [6] LIAO Y, LIU Z, ZHANG H, et al. Low-frequency stability analysis of single-phase system with dq -frame impedance approach I: impedance modeling and verification[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(5): 4999-5011.
- [7] LIAO Y, LIU Z, ZHANG H, et al. Low-frequency stability analysis of single-phase system with dq -frame impedance approach II: stability and frequency analysis[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(5): 5012-5024.
- [8] LIAO Y, LIU Z, ZHANG G. Vehicle-grid system modeling and stability analysis with forbidden region-based criterion[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5): 3499-3512.
- [9] 刘方平, 葛兴来, 余思儒, 等. 一种高速列车-牵引网阻抗测量方法及其稳定性分析[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(8): 154-178. LIU Fangping, GE Xinglai, YU Siru, et al. Impedance measurement method and stability analysis of high-speed train-traction network[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(8): 154-178.
- [10] 向川, 刘志刚, 张桂南, 等. 基于多变量控制的高铁低频振荡过电压阻尼方法[J]. 电力自动化设备, 2016, 36(8): 63-69. XIANG Chuan, LIU Zhigang, ZHANG Guinan, et al. Low-frequency oscillation overvoltage damping based on multi-variable control for high-speed railway[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(8): 63-69.
- [11] 姚书龙, 刘志刚, 张桂南, 等. 基于自抗扰控制的牵引网网压低频振荡抑制方法[J]. 电网技术, 2016, 40(1): 207-213. YAO Shulong, LIU Zhigang, ZHANG Guinan, et al. A novel approach based on ADRC to traction network voltage low frequency oscillation suppression research[J]. Power System Technology, 2016, 40(1): 207-213.
- [12] 刘诗慧, 林飞, 杨中平, 等. 抑制电气化铁路低频振荡的四象限变流器控制方法[J]. 电工技术学报, 2016, 31(增刊2): 76-83. LIU Shihui, LIN Fei, YANG Zhongping, et al. Four quadrant converter control method for suppressing low voltage oscillation of electrified railway[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(Supplement 2): 76-83.
- [13] LIAO Y, LIU Z, ZHANG G, et al. Vehicle-grid system stability analysis considering impedance specification based on norm criterion[C]//IEEE Transportation Electrification Conference and Exposition, Asia-Pacific. Busan, Korea: IEEE, 2016: 118-123.
- [14] LIU Z, HU X, LIAO Y. Vehicle-grid system stability analysis based on norm criterion and suppression of low-frequency oscillation with MMC-STATCOM[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2018, 4(3): 757-766.
- [15] 李志远, 胡鑫焯, 吴思奇, 等. 基于自抗扰STATCOM装置的车网耦合系统低频振荡抑制策略[J]. 电网技术. [2020-03-16]. <https://doi.org/10.13335/j.1000-3673.pst.2019.0970>.
- [16] 康健, 邵振国, 张培铭. 电动机动态相量法建模及对闪变传播的影响分析[J]. 电力自动化设备, 2010, 30(10): 27-32. KANG Jian, SHAO Zhenguo, ZHANG Peiming. Induction motor modeling with dynamic phasors and analysis of its influence on flicker propagation[J]. Electric Power Automation Equipment, 2010, 30(10): 27-32.

作者简介:



张桂南

张桂南(1988—),男,黑龙江克东人,助理研究员,博士,研究方向为电气化铁路车网电气耦合系统稳定性(E-mail: zgn_2008@126.com);

张波(1976—),男,湖南慈利人,研究员,博士,通信作者,研究方向为复兴号动车组总体技术及核心系统(E-mail: zhangbo@rails.cn);

黄金(1986—),男,山东青州人,副研究员,硕士,研究方向为电气化铁路车网耦合系统谐波谐振(E-mail: huangjinking@126.com)。

(编辑 李莉)

Inter-harmonic propagation mechanism of traction drive system considering voltage fluctuations

ZHANG Guinan, ZHANG Bo, HUANG Jin, LU Yang, LI Jiebo

(The Vehicle & Car Research Institute, China Academy of Railway Sciences Corporation Limited, Beijing 100081, China)

Abstract: Aiming at the voltage fluctuation in traction power supply system with several locomotives accessed, the research of the propagation characteristics of this phenomenon in traction drive system is focus. Firstly, the propagation mechanism of inter-harmonics in traction drive system is deduced, and the relationship between stator inter-harmonic current spectrum and load torque is analyzed. Secondly, the identification method of the current inter-harmonic of traction motor under inter-harmonics is studied. Thirdly, the simulation model of traction drive system is built based on transient current control strategy and magnetic field oriented vector control strategy, and the propagation characteristics of inter-harmonics in traction drive system are simulated by disturbance excitation method. Finally, the dynamic frequency-domain characteristics of stator current are analyzed based on ELMD (Ensemble Local Mean Decomposition), and the amplitude-frequency correspondence of inter-harmonics between rectifier input voltage and motor stator current is determined.

Key words: traction drive system; inter-harmonics; vector control; disturbance excitation method; ensemble local mean decomposition

附录

表 A1 三相异步电机参数

Table A1 Parameters of three-phase asynchronous motor parameter

电气参数	数值	电气参数	数值
额定功率	560 kW	定子电阻	0.106 5 Ω
额定电压	2 750 V	转子电阻	0.066 3 Ω
额定频率	137.7 Hz	定子自感	1.31 mH
转动惯量	6 kg m ²	转子自感	1.93 mH
直流电压	3 000 V	互感	53.6 mH
极对数	2	—	—

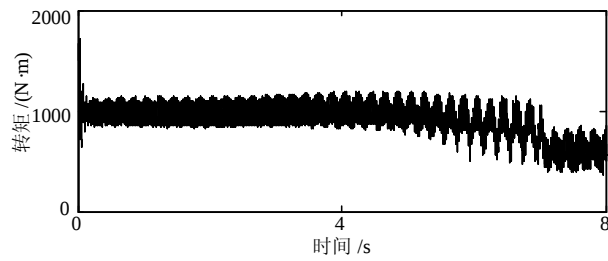
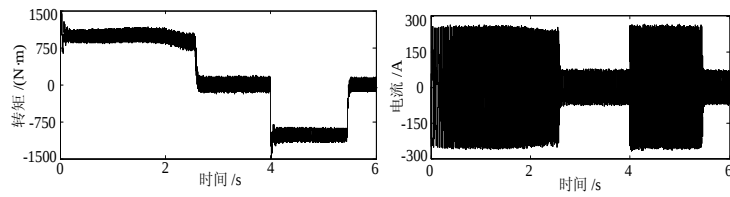


图 A1 电机转矩

Fig.A1 Torque of motor



(a) 电机转矩

(b) 电机定子电流波形

图 A2 中间直流电压稳定时的电机运行情况

Fig.A2 Operation of motor under stable DC-link voltage

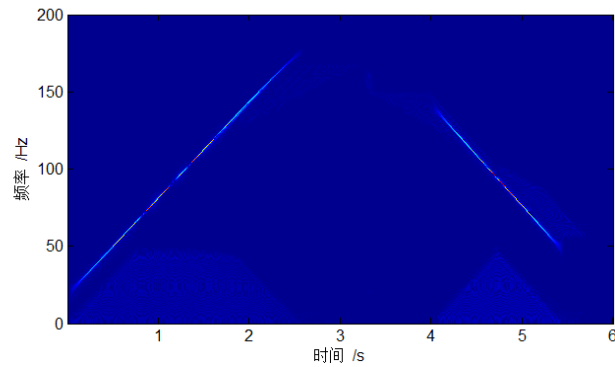


图 A3 中间直流电压波动时的定子电流 STFT 频谱

Fig.A3 STFT spectrum of stator current under fluctuated DC-link voltage