文章编号:1005-0523(2018)05-0104-08

考虑牵引网线路参数频变的相模变换矩阵计算

乐 果,林知明,陈剑云,刘思然

(华东交通大学电气与自动化工程学院,江西 南昌 330013)

摘要:针对现有的相模变换矩阵不能满足线路参数随频率变化的牵引网多导线系统的解耦计算,本文提出了一种适用于该情形的相模变换矩阵的计算方法,即根据特征向量和特征值的数学关系并利用LM(levenberg-marquardt)算法来实现特征向量的近似迭代,结果表明可以保证相模变换矩阵在频域内的平滑连续性,综合对比其他相模变换矩阵的计算方法得出的相速度,证明了该方法的可行性和准确性。

关键词:牵引网;频变参数;相模变换矩阵;LM算法

中图分类号:U225 **文献标志码:**A

对于多相输电线路来说,多相导线的各相之间存在着复杂的电磁耦合关系,这会给求解波动过程带来许多难以解决的困难,所以一般使用相模变换技术来实现解耦计算。通过对平衡线路或不平衡线路的相模变换矩阵的计算[1],目前常用的变换有对称分量变换、Clarke变换、Karenbauer变换以及多阶正交变换矩阵等。目前大多数关于输电线路的仿真计算都是采用这几种相模变换矩阵或其推导衍生的矩阵,相关文献较多,在此不多做叙述。

文献[1]指出当线路发生暂态现象时,线路的电感L和电阻R参数会因为趋肤效应随频率的变化而发生变化。这种情形下,线路的电感L和电阻R参数具有频率特性,即在每一不同的频点下,多相线路的电阻矩阵和电感矩阵是不同的。同理,各个频点下用于解耦的相模变换矩阵理应也是不同的。文献[2-5]介绍了一种新的相模变换矩阵的推导过程及应用方向,但是依然使用的是固定矩阵,并不考虑线路参数随频率变化的影响。文献[6-7]在考虑线路参数随频率变化因素对相模变换矩阵的影响时仍然将相模变换矩阵设置为由某一固定频率计算得出的相模变换矩阵。而且现有的大多数的线路参数模型都是通过时域仿真软件EMTP等实现的,但是该方法同样忽略了每个频率下特征值和特征向量是不同的,而将它们设为固定值。若为了满足相模变换矩阵随频率变化的特性而使用传统计算方法将每一频点下的相模变换矩阵都计算出来,也会存在不同频率下的特征值和特征向量可能会发生跳变和换位的现象,因此文献[8-10]中基于电力系统的特征值问题的非线性优化求解来实现整个频域内特征向量的变化是平滑连续的,该方法给面对线路参数随频率变化时求解相模变换矩阵提供了一个值得借鉴的方法。

本文通过对实际的牵引网线路数据对其线路频变参数进行计算,在考虑到钢轨的特殊性时,利用有限元仿真软件求得钢轨的频变参数,得出较为准确的牵引网线路频变参数。根据特征向量和特征值的数学关系利用LM迭代算法来实现各频点下的相模变换矩阵的光滑连续,结果表明该方法是可行的。同时根据不

收稿日期:2018-01-14
基金项目:国家自然科学基金(51467004)
作者简介:乐果(1992—),男,硕士研究生,研究方向为交通信息工程及控制。
通信作者:陈剑云(1962—),男,教授,博士,博士生导师,研究方向为电力系统监控及自动化、远动技术。

同的相模变换矩阵选取方法得出各模量的相速度也证明该方法的优越性和准确性。

1　牵引网线路参数建模及计算

我国高速铁路牵引供电网络大多采用 AT 供电方式，典型的复线 AT 牵引供电网络的断面图如图 1 所示,该网络由接触线、承力索、正馈线、保护线、钢轨、综合地线 14 根平行导线组成。

本文以某复线 AT 牵引供电臂为算例进行计算和仿真,牵引网导线型号及部分参数如表 1 所示。

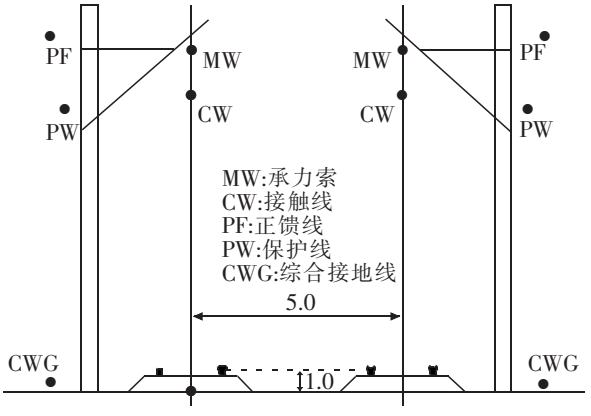

图 1　典型的复线 AT 牵引供电网络断面图

Fig.1　Sectional drawing of traction network for typical complex line AT power supply mode

表 1　导线型号及部分参数

Tab.1　Wire model and some parameters

导线名称	型号	等效半径/mm
接触线	MgCu-120	4.200
承力索	THJ-120	5.310
正馈线	LGJ-185	9.030
保护线	LGJ-120	7.220
综合地线	TJ-70	4.055
钢轨	P60	92.100

表 1 中,钢轨的等效半径计算方法会在下文中给出。当对该线路建模计算时,将接触线和承力索合并为一根导线,钢轨、保护线和综合地线合并为一根导线,正馈线单独作为一根导线,所以最后的结果是上下行 14 根导线,合并为 6 相平行导线。考虑 6 相线路参数电阻和电感的频率特性,即 $R=R(\omega)$,$L=L(\omega)$时,线路的频域方程为

$$\begin{cases} -\dfrac{\mathrm{d}\boldsymbol{U}}{\mathrm{d}x}=\boldsymbol{Z}(\omega)\boldsymbol{I} \\ -\dfrac{\mathrm{d}\boldsymbol{I}}{\mathrm{d}x}=\boldsymbol{Y}(\omega)\boldsymbol{U} \end{cases} \tag{1}$$

式中阻抗矩阵 $\boldsymbol{Z}$ 和导纳矩阵 $\boldsymbol{Y}$ 均满足频率特性,即 $\boldsymbol{Z}(\omega)=R(\omega)+j\omega L(\omega)$,$\boldsymbol{Y}(\omega)=G+j\omega C$。

文献[1-2]从电力系统过电压的数值计算的角度,为参数随频率变化的输电线路暂态计算提供了数学依据,文献[11]进一步详述了牵引网电气参数的计算方法以及应该注意的要点,在此不多做赘述。

2　钢轨频变参数的有限元仿真及等效半径的计算

在计算牵引网线路中各导线阻抗 $\boldsymbol{Z}$ 和导纳 $\boldsymbol{Y}$ 时,钢轨的特殊性是不可忽视的,现有的许多关于牵引供电网络的计算仿真文献中都会忽略掉它。但在考虑线路参数频变时,钢轨因其特殊性使其频变参数不可忽略。

不同于其它圆形传输导线,钢轨的横截面呈“工”字型不规则形状,而且其特有铁磁材料也使其无法用传统的计算方法来确定其电感、电阻随频率变化的规律,所以面对此类铁磁材料时,有限元法表现的更为出色[12]。有限元法是一种数值方法,它解决了麦斯威尔的偏微分方程控制电磁场在空间和材料中的分布。本文中我们使用 ANASYS Maxwell 有限元涡流场求解器来计算钢轨在不同频率下的电阻和电感。

由表 1 可知,本文计算实例中钢轨型号为 P60,根据 P60 钢轨的详细参数利用 CAD 制图等比例绘制钢轨模型图,然后导入 Maxwell 仿真软件,并设置软件参数,即可求解得出钢轨在不同频率下的电阻和电感。表 2 为部分仿真结果;图 2 为仿真结果曲线图。

表 2 有限元仿真钢轨频率参数部分结果

Tab.2 Finite element simulation of rail frequency parameters

频率/Hz	电阻 $R/(10^{-4}\ \Omega\cdot m^{-1})$	电感 $L/(10^{-4}\ mH\cdot m^{-1})$
10	0.513 9	9.225 2
100	1.666 2	3.858
1 000	5.779 7	1.972 7
10 000	21.504	1.194 5
100 000	45.346	0.871 1
1 000 000	56.466	0.839 8
10 000 000	63.843	0.838 3

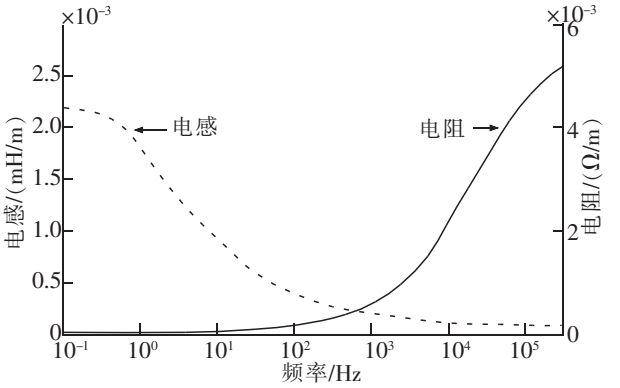

图 2 有限元仿真钢轨频率参数结果

Fig.2 Finite element simulation results of rail frequency parameters

从图中可以看出钢轨频变参数电阻 R 会随频率的增大而增大，电感 L 随着频率的增大而减小并趋于稳定。通过有限元仿真软件得出的钢轨的电感包括钢轨本身的内电感 L_{in} 和与大地回路之间形成的外电感 L_{ext}，即

$$L=L_{in}+L_{ext} \tag{2}$$

内电感与受集肤效应影响的导体电流的分布有关，因此是关于频率的函数；而外电感仅受电流路径几何的影响，与频率无关。在极限频率下，电流几乎集中在导体表面所以内电感几乎为 0，即

$$L_{\infty}=L_{ext}=\frac{\mu_0}{2\pi}\cdot\ln\frac{r}{r_e} \tag{3}$$

可以得出

$$r_e=r\cdot\exp\left(-\frac{2\pi L_{\infty}}{\mu_0}\right) \tag{4}$$

式中：μ_0 为真空磁导率；r 为仿真软件设定参数，一般 L_{∞} 取钢轨在极限频率下（$f_{\infty}=10^7$ Hz）的电感，其值为 8.38×10^{-5} mH/m。由此可以得出 P60 钢轨的等效半径 r_e=0.092 1 m。

确定钢轨频变参数及等效半径后，可由此计算出频域内的 $\boldsymbol{Z}(\omega)$ 和 $\boldsymbol{Y}(\omega)$，表 3 为部分 $\boldsymbol{Z}(\omega)$ 的计算结果。

表 3 部分频率下的阻抗矩阵

Tab.3 Impedance matrix at partial frequency

频率/Hz	阻抗矩阵 $\boldsymbol{Z}$/(Ω/km)					
100	0.30+1.30i	0.10+0.56i	0.10+0.56i	0.10+0.45i	0.10+0.49i	0.10+0.46i
	0.10+0.56i	0.24+1.09i	0.10+0.55i	0.10+0.49i	0.10+0.56i	0.10+0.50i
	0.10+0.59i	0.10+0.55i	0.16+0.70i	0.10+0.46i	0.10+0.50i	0.10+0.51i
	0.10+0.45i	0.10+0.49i	0.10+0.46i	0.30+1.30i	0.10+0.56i	0.10+0.56i
	0.10+0.49i	0.10+0.56i	0.10+0.50i	0.10+0.56i	0.24+1.09i	0.10+0.55i
	0.10+0.46i	0.10+0.50i	0.10+0.51i	0.10+0.56i	0.10+0.55i	0.16+0.70i
10 000	11.07+99.33i	10.07+26.47i	10.41+25.10i	9.58+16.24i	9.71+20.07i	9.45+18.54i
	10.07+26.47i	10.52+79.55i	10.17+25.41i	9.71+20.07i	9.81+27.45i	9.66+21.84i
	10.41+25.10i	10.17+25.41i	11.09+36.75i	9.45+18.54i	9.66+21.84i	9.30+23.48i
	9.58+16.24i	9.71+20.07i	9.45+18.54i	11.07+99.33i	10.07+26.47i	10.41+25.10i
	9.71+20.07i	9.81+27.45i	9.66+21.84i	10.07+26.47i	10.52+79.55i	10.17+25.41i
	9.45+18.54i	9.66+21.84i	9.30+23.48i	10.41+25.10i	10.17+25.41i	11.09+36.75i

3　牵引网相模变换矩阵

通过上述计算得出的线路阻抗和导纳矩阵参数间存在着复杂的电磁耦合关系,为了简化计算,一般使用相模变换技术来实现解耦。根据相模变换矩阵的数学性质以及特征向量和特征值之间的数值关系,本文选用了性能更加突出的 LM 算法来求解特征值问题的非线性实值公式以达到实现光滑化相模变换矩阵的目的。

各频率下,可将式(1)改写为二阶微分方程

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}^2\boldsymbol{U}}{\mathrm{d}x}=\boldsymbol{Z}(\omega)\boldsymbol{Y}(\omega)\boldsymbol{U}\\ \dfrac{\mathrm{d}^2\boldsymbol{I}}{\mathrm{d}x}=\boldsymbol{Y}(\omega)\boldsymbol{Z}(\omega)\boldsymbol{I}\end{cases}\tag{5}$$

可以选择一定的电压和电流变换矩阵 $\boldsymbol{T}_U$ 和 $\boldsymbol{T}_I$ 使矩阵 $\boldsymbol{ZY}$ 和 $\boldsymbol{YZ}$ 对角化,所以矩阵 $\boldsymbol{T}_U$ 和 $\boldsymbol{T}_I$ 亦满足频率特性,即 $\boldsymbol{T}_U=\boldsymbol{T}_U(\omega)$,$\boldsymbol{T}_I=\boldsymbol{T}_I(\omega)$

$$\begin{cases}\boldsymbol{T}_U(\omega)^{-1}\boldsymbol{Z}(\omega)\boldsymbol{Y}(\omega)\boldsymbol{T}_U(\omega)=\Lambda_U\\ \boldsymbol{T}_I(\omega)^{-1}\boldsymbol{Y}(\omega)\boldsymbol{Z}(\omega)\boldsymbol{T}_I(\omega)=\Lambda_I\end{cases}\tag{6}$$

将式(6)代入式(5)对其进行模量变换可得

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}^2\boldsymbol{U}_\mathrm{m}}{\mathrm{d}x}=\boldsymbol{T}_U(\omega)^{-1}\boldsymbol{Z}(\omega)\boldsymbol{Y}(\omega)\boldsymbol{T}_U(\omega)=\Lambda_U\boldsymbol{U}_\mathrm{m}\\ \dfrac{\mathrm{d}^2\boldsymbol{I}_\mathrm{m}}{\mathrm{d}x}=\boldsymbol{T}_I(\omega)^{-1}\boldsymbol{Y}(\omega)\boldsymbol{Z}(\omega)\boldsymbol{T}_I(\omega)=\Lambda_I\boldsymbol{I}_\mathrm{m}\end{cases}\tag{7}$$

$\boldsymbol{T}_U$ 和 $\boldsymbol{T}_I$ 即为相模变换矩阵,同时它们存在关系 $\boldsymbol{T}_U=\boldsymbol{T}_I^{-\mathrm{T}}$[2],所以可以得出电压电流对角阵 $\Lambda_U=\Lambda_I=\Lambda$,由此式(7)可以改写为

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}^2\boldsymbol{U}_\mathrm{m}}{\mathrm{d}x}=\Lambda\boldsymbol{U}_\mathrm{m}=\gamma(\omega)^2\boldsymbol{U}_\mathrm{m}\\ \dfrac{\mathrm{d}^2\boldsymbol{I}_\mathrm{m}}{\mathrm{d}x}=\Lambda\boldsymbol{I}_\mathrm{m}=\gamma(\omega)^2\boldsymbol{I}_\mathrm{m}\end{cases}\tag{8}$$

式中:$\gamma(\omega)=\beta(\omega)+j\alpha(\omega)$;$\alpha(\omega)$为衰减系数;$\beta(\omega)$为相位系数;$\boldsymbol{U}_\mathrm{m}$ 为模电压;$\boldsymbol{I}_\mathrm{m}$ 为模电流。

在考虑平行多导体牵引供电系统时,通过计算可以得出合并后的 N 相单位长度的线路各频率下的阻抗矩阵 $\boldsymbol{Z}$ 和导纳矩阵 $\boldsymbol{Y}$。为保证 $\boldsymbol{T}_I$ 的计算精度,对每一频率下的矩阵 $\boldsymbol{YZ}$ 进行归一化缩放;其将归一化矩阵可设置为[8]

$$\boldsymbol{S}=-\frac{\boldsymbol{YZ}}{\omega^2\mu_0\varepsilon_0}-\boldsymbol{E}\tag{9}$$

式中:ε_0 是空气介电常数;$\boldsymbol{E}$ 是 N 阶的单位矩阵。$\boldsymbol{S}$ 矩阵可以被分解为 N 个标准化的特征值 $\boldsymbol{\lambda}$ 和 N 个 N 行的特征向量 $\boldsymbol{t}$,这些特征向量可以合成 N 阶的相模变换矩阵 $\boldsymbol{T}_I$。每个特征值及对应的特征向量都满足式(10),这就是广义的复特征值问题

$$\boldsymbol{St}-\boldsymbol{\lambda t}=0\tag{10}$$

其特征向量亦满足条件

$$\sum_{i=1}^{N}\boldsymbol{t}^2(i)=1\tag{11}$$

由于计算涉及到复数问题,为了方便计算可以通过对 $\boldsymbol{S},\boldsymbol{t},\boldsymbol{\lambda}$ 进行简单的处理来简化计算,即将它们的虚部 $S_\mathrm{im},\boldsymbol{t}_\mathrm{im},\boldsymbol{\lambda}_\mathrm{im}$ 和实部 $S_\mathrm{re},\boldsymbol{t}_\mathrm{re},\boldsymbol{\lambda}_\mathrm{re}$ 分离开来

$$\boldsymbol{S}_C=\begin{bmatrix}S_\mathrm{re} & -S_\mathrm{im}\\ S_\mathrm{im} & S_\mathrm{re}\end{bmatrix}\tag{12}$$

$$\boldsymbol{t}_C=\begin{bmatrix}\boldsymbol{t}_\mathrm{re} & \boldsymbol{t}_\mathrm{im}\end{bmatrix}^\mathrm{T}\tag{13}$$

$$\boldsymbol{\lambda}_C=\begin{bmatrix}\boldsymbol{\lambda}_\mathrm{re}\boldsymbol{I} & -\boldsymbol{\lambda}_\mathrm{im}\boldsymbol{I}\\ \boldsymbol{\lambda}_\mathrm{im}\boldsymbol{I} & \boldsymbol{\lambda}_\mathrm{re}\boldsymbol{I}\end{bmatrix}\tag{14}$$

所以可以将式(10),式(11)改写为

$$\boldsymbol{S}_C\boldsymbol{t}_C-\lambda_C\boldsymbol{t}_C=0 \tag{15}$$

$$\sum_{i=1}^{N}\boldsymbol{t}_C^2(i)-\sum_{i=N+1}^{2N}\boldsymbol{t}_C^2(i)=1 \tag{16}$$

$$\sum_{i=1}^{N}\boldsymbol{t}_C(i)\boldsymbol{t}_C(N+i)=0 \tag{17}$$

由式(15)~式(17)可构成非线性方程组$f(\boldsymbol{t}_C,\boldsymbol{\lambda}_C)$,其趋于 0 时所得的结果即为 $\boldsymbol{t}_C$ 和 $\boldsymbol{\lambda}_C$。

$$f(\boldsymbol{t}_C,\boldsymbol{\lambda}_C)\to 0\Leftrightarrow\begin{bmatrix} S_C\boldsymbol{t}_C-\lambda_C\boldsymbol{t}_C \\ \sum_{i=1}^{N}\boldsymbol{t}_C^2(i)-\sum_{i=N+1}^{2N}\boldsymbol{t}_C^2(i)-1 \\ \sum_{i=1}^{N}\boldsymbol{t}_C(i)\boldsymbol{t}_C(N+i)\end{bmatrix}\to 0 \tag{18}$$

LM 算法的迭代过程可以表示为

$$x_{\text{new}}=x_{\text{old}}-(H(x_{\text{old}})+\sigma\boldsymbol{I})^{-1}\boldsymbol{J}^{\mathrm{T}}(x_{\text{old}})\boldsymbol{F}(x_{\text{old}}) \tag{19}$$

为优化迭代过程和提高计算成功率,本文对上式做出如下调整

$$x_{\text{new}}=x_{\text{old}}-(H(x_{\text{old}})+\sigma\cdot\mathrm{diag}(H(x_{\text{old}})))^{-1}\boldsymbol{J}^{\mathrm{T}}(x_{\text{old}})\boldsymbol{F}(x_{\text{old}}) \tag{20}$$

其中

$$x=[\boldsymbol{t}_C\quad\lambda_R\quad\lambda_I]^{\mathrm{T}} \tag{21}$$

$$H(x)=<\boldsymbol{J}^T(x)\cdot\boldsymbol{J}(x)> \tag{22}$$

式中:$\boldsymbol{J}(x)$是方程矩阵 $\boldsymbol{F}(x)$相对应的雅克比矩阵,$H(x)$是 Hessian 矩阵的二阶逼近,相比于传统的 LM 算法,该方法可以看作是 NR(Newton-Raphson)法和梯度下降法的结合,通过对 $H(x_{\text{old}})$的加权来保证 Hessian 矩阵的近似式总是正定可逆的,而且也克服了 NR 法中假设存在一个非奇异雅可比矩阵 $\boldsymbol{J}(x)$的缺陷。其迭代初值为使用传统计算方法得出的初始频率下的特征值和特征向量,其后每个频率的迭代初值都是上一个频率的最终解,以此确保频域内特征向量的平滑变化。

为了突出 LM 算法的效果,本文用 NR 做了对比计算。图 3 和图 4 分别为由改进的 LM 算法和 NR 得出的相模变换矩阵第 4 列的结果曲线图。

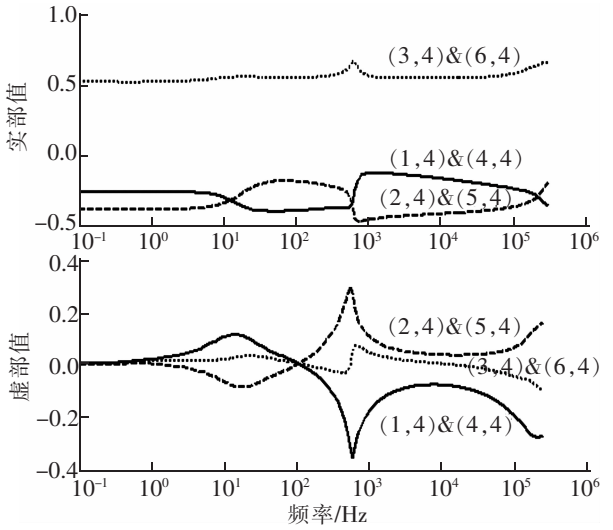

图 3 LM 算法相模变换矩阵计算结果

Fig.3 The calculation results of phase mode transformation matrix of LM algorithm

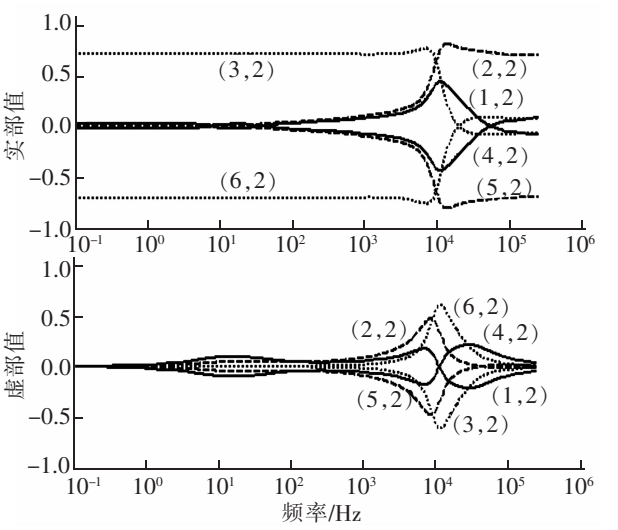

图 4 NR 算法相模变换矩阵计算结果

Fig.4 The calculation results of phase mode transformation matrix of NR algorithm

从结果图可以看出两种算法都能保证特征向量随频率的平滑连续变化,而且未显示的其他各列元素均能满足该特性。综合对比 LM 算法和 NR 算法的结果可以看出 LM 算法的计算结果更加准确一些,而且在迭代计算过程中 LM 算法的收敛速度和收敛效果都要比 NR 算法好。表 4 为部分频率下由 LM 算法的电流相模变换矩阵 $\boldsymbol{T}_I(\omega)$。

表 4　部分频率下的 $\boldsymbol{T}_I(\omega)$ 矩阵

Tab.4　$\boldsymbol{T}_I(\omega)$ matrix at partial frequency

频率/Hz	矩阵					
50	0.043+0.006i	0.009+0.074i	0.216−0.178i	−0.413+0.048i	0.623−0.125i	0.307+0.062i
	0.064+0.006i	0.025+0.047i	−0.716−0.056i	−0.197−0.042i	0.183−0.331i	−0.585+0.009i
	0.703−0.001i	0.712−0.003i	−0.010+0.160i	0.544+0.022i	−0.519−0.268i	0.265−0.053i
	0.043+0.006i	−0.009−0.074i	−0.216+0.178i	−0.413+0.048i	−0.623+0.125i	0.307+0.062i
	0.064+0.006i	−0.025−0.047i	0.717+0.056i	−0.197i−0.042i	−0.183+0.331i	−0.585+0.009i
	0.703−0.001i	−0.712+0.003i	0.010−0.160i	0.544+0.022i	0.519+0.268i	0.265−0.053i
5 000	0.038−0.007i	0.155+0.133i	0.142−0.134i	−0.161−0.082i	−0.451−0.107i	−0.611+0.023i
	0.064−0.003i	0.198+0.261i	0.190−0.107i	−0.439+0.044i	0.550−0.077i	0.356+0.118i
	0.703+0.001i	0.730−0.099i	−0.690−0.057i	0.539+0.011i	−0.108+0.056i	0.193−0.148i
	0.038−0.007i	−0.155−0.133i	−0.142+0.134i	−0.161−0.082i	0.451+0.107i	−0.611+0.023i
	0.064−0.003i	−0.198−0.261i	−0.190+0.107i	−0.439+0.044i	−0.550+0.077i	0.356+0.118i
	0.703+0.001i	−0.730+0.099i	0.690+0.057i	0.539+0.011i	0.108−0.056i	0.193−0.148i

通过对各频率下 AT 牵引供电系统电气参数的解耦计算可以得出各频率下上下行各模量的阻抗导纳矩阵

$$\begin{cases}\boldsymbol{Z}_{\mathrm{m}}(\omega)=\boldsymbol{T}_I(\omega)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Z}\boldsymbol{T}_I(\omega)\\ \boldsymbol{Y}_{\mathrm{m}}(\omega)=\boldsymbol{T}_I(\omega)^{-1}\boldsymbol{Z}\boldsymbol{T}_I(\omega)^{-\mathrm{T}}\end{cases}\tag{23}$$

线路的传播函数 $\gamma(\omega)$ 可表示为

$$\gamma(\omega)=\sqrt{\boldsymbol{Z}_{\mathrm{m}}(\omega)\boldsymbol{Y}_{\mathrm{m}}(\omega)}=\beta(\omega)+j\alpha(\omega)\tag{24}$$

由相位系数 $\beta(\omega)$ 可得出各频率下相速为

$$v(\omega)=\frac{\omega}{\beta(\omega)}\tag{25}$$

图 5 为使用该算法得出的各模的相速度,图 6 为对矩阵求特征向量和特征值方法得出的每个频点下的相模变换矩阵得出的各模的相速度。

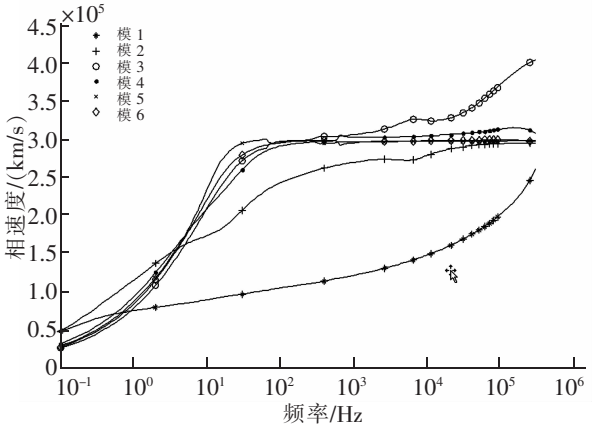

图 5　各模相速度结果

Fig.5　Velocity results of each mode

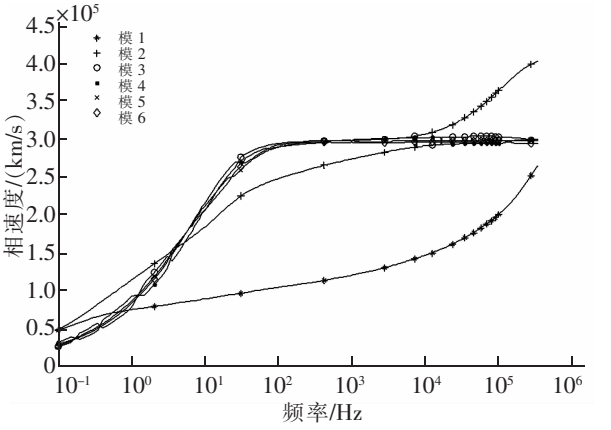

图 6　由矩阵计算求相模变换矩阵得出的各模相速度

Fig.6　Velocity results of each mode by matrix calculation for phase matrix transformation matrix

从图 6 中可以看出这种方法计算的相速度有多处出现幅度较大的跳变,说明在进行相模变换时,相模变换矩阵中的元素有多次跳变的现象。

5 结论

本文针对牵引网线路参数频变时其相模变换矩阵的计算,根据相模变换矩阵的数学性质以及特征向量和特征值之间的数值关系,提出了一种利用优化迭代算法计算相模变换矩阵的新方法。并以实际线路参数为例,充分考虑了牵引网中各线路元素的频变参数,得出准确的牵引网多相导线的频变参数。利用改进的 LM 优化迭代算法来保证各个频率的相模变换矩阵频率依赖性且随频率平滑连续变化的特性, 从结果可以看出该迭代算法能够保证满足以上所有条件,充分表明了该方法的可行性和准确性,同时为求解相模变换矩阵提供了新的思路。

参考文献:

[1] 何金良. 时频电磁暂态分析理论与方法[M]. 北京:清华大学出版社,2015.

[2] 肖炀,陈剑云,夏孟显,等. 基于 FPGA 的单端行波故障测距系统的设计与实现[J]. 华东交通大学学报,2016,33(4):81-86.

[3] 宋国兵,李森,康小宁,等. 一种新相模变换矩阵[J].电力系统自动化,2007(14):57-60.

[4] 肖隆恩,熊榆,李鹏飞,等. 新型相模变换矩阵在行波故障选相中的应用[J]. 电气开关,2016,54(1):86-88.

[5] 陈明,尹慧阳. 新型相模变换矩阵在行波保护中的应用[J]. 供用电,2013,30(3):87-91.

[6] 曹笃峰. 电气化铁道接触网行波故障测距研究[D]. 北京:北京交通大学,2008.

[7] 戴攀,刘田,周浩. 高速铁路接触网行波传播特性研究[J]. 铁道学报,2014,36(2):25-30.

[8] WEDEPOHL L M,NGUYEN H V,IRWIN G D. Frequency-dependent transformation matrices for untransposed transmission lines using Newton-Raphson method[J]. IEEE Transactions on Power Systems,1996,11(3):1538-1546.

[9] NGUYEN T T,CHAN H Y. Evaluation of modal transformation matrices for overhead transmission lines and underground cables by optimization method[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,2002,17(1): 200-209.

[10] ANDREAS I,THEOFILOS A,GRIGORIS K. Robust calculation of frequency-dependent transmission-line transformation matrices using the levenberg-marquardt method[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,2014,29(4):1621-1629.

[11] 吴命利. 牵引供电系统电气参数与数学模型研究[D]. 北京:北京交通大学,2006.

[12] WANG Y-J,TSAI Y-L. Calculation of the frequency-dependent impedance of rail tracks using a four-parameter equivalent tubular conductor model[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,2004,19(3):1142-1147.

Calculation of Phase Mode Transformation Matrix for Traction Network Considering Line Frequency Parameters

Le Guo, Lin Zhiming, Chen Jianyun, Liu Siran

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

Abstract: In view of the fact that the existing phase mode transformation matrix can not satisfy the decoupling calculation of the multi-line system of the traction network with the line frequency parameters, this paper presented a method of calculating the phase mode transformation matrix, i.e. the approximate iteration of the eigenvector was realized by the LM (Levenberg-Marquardt) algorithm based on the mathematical relationship between the eigenvector and the eigenvalue. The research results show that the smooth continuity of the phase mode transformation matrix in the frequency domain can be guaranteed, and the feasibility and accuracy of the method are verified through the phase velocity obtained by other phase matrix transformation methods.

Key words: traction network; frequency parameters; phase mode transformation matrix; LM algorithm