DOI:10.14188/j.1671-8844.2025.0109 文章编号:1671-8844(XXXX)XX-0001-09

考虑柔性直流输电系统接入的电网谐波潮流计算方法

肖志鹏[1,2],程海兴[3],王冠男[3],武登科[1,2],孙建军[1,2],田震[1,2]

(1. 武汉大学电气与自动化学院,湖北 武汉 430072; 2. 综合能源电力装备及系统安全湖北省重点实验室,湖北 武汉 430072;
3. 国网北京市电力公司,北京 100032)

摘要:针对柔性直流输电接入配电网引发的电压谐波问题,本文提出一种基于谐波源阻抗建模的解耦迭代谐波潮流计算方法。通过建立模块化多电平换流器(MMC)桥臂等值电路,构建小信号条件下的交流侧谐波阻抗模型,精确表征换流器谐波耦合特性;进一步考虑谐波间相互作用,建立MMC多频导纳矩阵,并提出解耦迭代算法,实现谐波源模型与网络方程的独立求解。基于33节点仿真模型的对比分析表明,传统方法因忽略谐波间相互影响,在电压与电流分布计算中会产生显著误差,而本文方法可有效量化多谐波源对电网谐波分布的叠加效应,为柔直系统谐波治理提供了新思路。

关键词:柔性直流输电;阻抗建模;谐波潮流计算

中图分类号:TM 744 **文献标志码:**A

Harmonic power flow calculation method for power grids with flexible dc transmission integration

XIAO Zhipeng[1,2], CHENG Haixing[3], WANG Guannan[3], WU Denke[1,2], SUN Jianjun[1,2], TIAN Zhen[1,2]

(1. School of Electrical and Automation, Wuhan University, Wuhan, Hubei 430072, China;
2. Hubei Key Laboratory of Power Equipment and System Security for Integrated Energy, Wuhan 430072, China;
3. State Grid Beijing Electric Power Company, Beijin 100032)

Abstract: Aiming at the voltage harmonic issues caused by flexible DC transmission integrated into distribution networks, this paper proposes a decoupled iterative harmonic power flow calculation method based on harmonic source impedance modeling. By establishing the bridge arm equivalent circuit of modular multilevel converters (MMC), a harmonic impedance model for the AC side under small-signal conditions is constructed to accurately characterize the harmonic coupling characteristics of converters. Furthermore, considering harmonic interactions, a multi-frequency admittance matrix for MMC is developed, and a decoupled iterative algorithm is proposed to enable independent solving of harmonic source models and network equations. Comparative analysis based on a 33-node simulation model demonstrates that traditional methods, which neglect harmonic interactions, introduce significant errors in voltage and current distribution calculations, whereas the proposed

收稿日期:2025-03-29
作者简介:肖志鹏(2002-),男,硕士,从事电力系统运行优化研究,E-mail: 2497564313@qq.com。
基金项目:国家电网有限公司科技项目资助(5100-202311018A -1-1-ZN)。

本文引用格式:肖志鹏,程海兴,王冠男,等.考虑柔性直流输电系统接入的电网谐波潮流计算方法[J].武汉大学学报(工学版),XXXX,XX(XX):1-9.

Citation:XIAO Zhipeng, CHENG Haixing, WANG Guannan, et al.Harmonic power flow calculation method for power grids with flexible dc transmission integration[J].Engineering Journal of Wuhan University, XXXX, XX(XX):1-9.

method effectively quantifies the superposition effects of multiple harmonic sources on grid harmonic distribution, providing new insights for harmonic mitigation in power systems.

Key words: Flexible DC transmission; Impedance modeling; Harmonic power flow calculation

随着电力电子技术的飞速发展,电力电子装置在电力系统中的渗透率持续攀升,由此引发的谐波污染问题日益凸显。非线性设备及负荷在传递、变换、吸收系统发电机所供给的基波能量的同时,又把部分基波能量转换为谐波能量,返回电力系统,成为电网的主要谐波源,这是造成电网电压波形畸变的根本原因。按照非线性元件的类型,电力系统谐波源可以分为两大类:1)基于半导体器件的电力电子装置,作为现代电网中最主要的谐波源,其产生的谐波具有幅值大、频谱宽的特点[1];2)含电弧及铁磁材料的非线性设备,包括旋转电机、变压器及各类放电照明设备等,其谐波产生机理具有典型的磁饱和特性[2]。随着柔性直流输电等新型电力电子装备的大规模并网,其产生的高频谐波对电网的叠加影响已引起业界高度关注。

谐波源建模是谐波分析与治理的基础性环节,其精度直接决定谐波潮流的计算有效性。现有建模方法主要涵盖三类技术路径[3]:1)基于运行参数与端电压函数关系的傅里叶解析法;2)结合迭代算法的电流波形数值求解法;3)时域仿真驱动的稳态波形重构法。典型模型包括恒流源模型、Norton等效模型、交叉频率导纳矩阵模型等,其中恒流源与Norton模型因结构简洁在工程中应用广泛[4]-[5]。

在电力系统运行中,非线性负荷因其内阻抗显著高于系统阻抗,其谐波电流特性主要受工况条件与外部电压支配,故常被等效为理想谐波电流源[4]。谐波潮流计算需明确谐波频谱特性(含幅值、相位等参数),此类数据可通过设备厂商提供的典型频谱或实测电流傅里叶分解获得。值得注意的是,当系统运行状态变化时,传统恒流源模型与Thunberg提出的Norton等效模型[5]因依赖典型频谱假设,难以适应非典型工况,导致模型适用性受限。交叉频率导纳矩阵模型[6]虽能表征谐波产生机理,但缺乏运行点线性化理论支撑,且需针对不同工况建立独立模型,工程实施中难以维持特定谐波电压激励条件,应用范围严重受限[7]。针对特定电力电子拓扑的傅里叶解析模型(如文献[8]-[12]所述)虽具有较高精度,却存在建模复杂度高、拓扑依赖性强等缺陷。为提升计算精度,学者提出高斯迭代[10]、牛顿迭代[13]等算法,但其有效性受限于谐波解析表达式的可获取性。

当前研究虽在电力电子设备阻抗建模方面取得显著进展,但仍存在两个关键性局限:其一,现有建模研究多聚焦于特定设备的精确建模[14]与模糊建模[15],而面向谐波潮流计算的通用化阻抗模型研究尚存空白;其二,尽管已提出不同精度的谐波潮流算法,但其有效性仍受限于底层谐波源模型的精度瓶颈。这种模型与算法间的耦合制约,导致配电网谐波分析难以平衡计算精度与工程实用性的双重需求。

针对上述问题,本文提出基于柔性直流系统接入的解耦迭代谐波潮流计算方法:首先构建含模块化多电平换流器(MMC)的精细化频域阻抗模型,准确表征换流器谐波耦合特性;继而提出解耦迭代算法,通过建立谐波源模型与网络方程的解耦求解机制,在保证计算效率的同时,有效反映MMC单点接入与多点接入对电网谐波分布特性的影响。本研究为新型电力系统背景下的谐波治理提供了新的技术路径。

1 MMC变流器阻抗建模

本文以MMC变流器桥臂等值模型为基础进行阻抗建模,桥臂等值模型的拓扑结构如图1所示。以i相为例(i=a、b、c),其中u_{i},i_{i}表示交流侧输出电压电流;i_{ui},i_{li}表示上下桥臂电流;u_{Cui},u_{Cli}表示上下桥臂电容电压;m_{ui},m_{li}表示上下桥臂调制信号;u_{dc},i_{dc}表示直流侧电压电流;L_0为桥臂电感,R_0为桥臂等效电阻,C_{eq}为桥臂等效电容。

基于图1所示的MMC变流器桥臂等值模型,对拓扑回路以及交流输出节点分别列写基尔霍夫电压电流方程,得到MMC变流器时域状态方程表达式如式(1)所示。

$$\begin{cases} R_0 i_{\mathrm{ui}} + L_0 \dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{ui}}}{\mathrm{d}t} = \dfrac{u_{\mathrm{dc}}}{2} - u_{\mathrm{i}} - m_{\mathrm{ui}} u_{\mathrm{Cui}} \\ R_0 i_{\mathrm{li}} + L_0 \dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{li}}}{\mathrm{d}t} = \dfrac{u_{\mathrm{dc}}}{2} + u_{\mathrm{i}} - m_{\mathrm{li}} u_{\mathrm{Cui}} \\ C_{\mathrm{eq}} \dfrac{\mathrm{d}u_{\mathrm{Cui}}}{\mathrm{d}t} = m_{\mathrm{ui}} i_{\mathrm{ui}} \\ C_{\mathrm{eq}} \dfrac{\mathrm{d}u_{\mathrm{Cli}}}{\mathrm{d}t} = m_{\mathrm{li}} i_{\mathrm{li}} \end{cases} \tag{1}$$

将时域状态方程表达式转至频域并进行小信

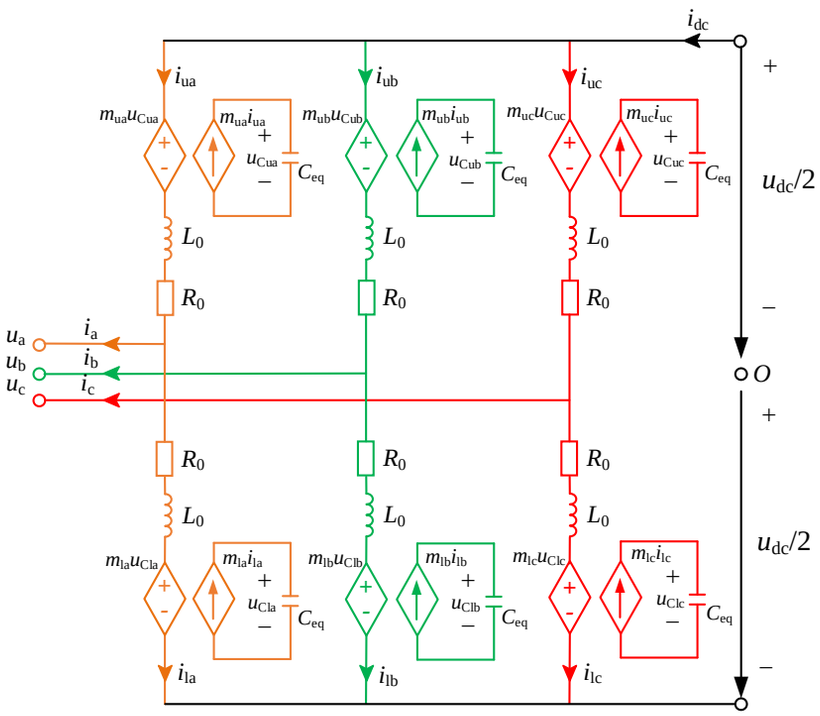


图1 MMC变流器桥臂等值模型

Fig.1 Equivalent model of MMC converter bridge arm

号处理,消去高阶项进行线性化,则主电路小信号频域模型如式(2)所示。

$$\begin{cases} Z_0\hat{i}_{ui}=-\hat{u}_i-M_{ui}\hat{u}_{Cui}-U_{Cui}\hat{m}_{ui} \\ Z_0\hat{i}_{li}=\hat{u}_i-M_{li}\hat{u}_{Cli}-U_{Cli}\hat{m}_{li} \\ Y_{eq}\hat{u}_{Cui}=M_{ui}\hat{i}_{ui}+I_{ui}\hat{m}_{ui} \\ Y_{eq}\hat{u}_{Cli}=M_{li}\hat{i}_{li}+I_{li}\hat{m}_{li} \end{cases} \tag{2}$$

式中:Z_0为R_0、L_0转至频域时得到的阻抗,Y_{eq}为C_{eq}转至频域时得到的导纳;M_{ui}、M_{li}、U_{Cui}、U_{Cli}、I_{ui}以及I_{li}为对应变量的托普利兹矩阵。

由主电路小信号频域模型可知,桥臂电流、桥臂电容电压均与调制信号有关,而调制信号的小信号表达式由MMC变流器的控制系统所决定。MMC变流器的典型控制策略包含了锁相环控制,交流电流控制以及环流控制。略去建模过程,下面依次给出各个控制环节的小信号模型。

锁相环控制小信号模型如式(3)所示。

$$\begin{cases} \Delta_{PLL}=G_\theta\hat{v}_i \\ H_{PLL}(s)=\dfrac{1}{s}\left(k_{pp}+\dfrac{k_{pi}}{s}\right) \\ G_\theta(k,k-1)=jH_{PLL}[\,\mathrm{j}2\pi(kf_1-f_1)\,]/(1+VH_{PLL}[\,\mathrm{j}2\pi(kf_1-f_1)\,]_1) \\ G_\theta(k,k+1)=-\mathrm{j}H_{PLL}[\,\mathrm{j}2\pi(kf_1-f_1)\,]/(1+VH_{PLL}[\,\mathrm{j}2\pi(kf_1-f_1)\,]_1) \end{cases} \tag{3}$$

式中:$H_{PLL}(s)$为锁相环传递函数矩阵,k_{pp}、k_{pi}分别为锁相环控制器比例系数和积分系数。

交流电流控制小信号模型如式(4)所示。

$$\begin{cases} \Delta_i=G_i\hat{i}_{ui} \\ H_i(s)=k_{ip}+\dfrac{k_{ii}}{s} \\ G_i=\dfrac{1}{2}diag\left[(1-|\mathrm{mod}(k+1,3)|)\left(\dfrac{(-1)^k+1}{2}\right)(H_i[\,\mathrm{j}2\pi(kf_1-f_1)\,]-\mathrm{j}2\pi kf_1L_0)\right] \end{cases} \tag{4}$$

式中:$H_i(s)$为电流环传递函数矩阵,k_{ip}、k_{ii}分别为电流环控制器比例系数和积分系数。

环流控制小信号模型如式(5)所示。

$$\begin{cases}\Delta_{\mathrm{cir}}=G_{\mathrm{cir}}\hat{i}_{\mathrm{cir}}\\ H_{\mathrm{cir}}(s)=k_{\mathrm{cirp}}+\dfrac{k_{\mathrm{ciri}}}{s}\\ \boldsymbol{G}_{\mathrm{cir}}=\dfrac{1}{2}diag\left[|C_k|(1-|D_k|)(H_t(2\pi(kf_1-f_1))+\mathrm{j}4\pi f_1L_0)\right]\end{cases}\tag{5}$$

式中:$H_{\mathrm{cir}}(\mathrm{s})$为环流控制环传递函数矩阵,$k_{\mathrm{cirp}}$、$k_{\mathrm{ciri}}$分别为环流控制环控制器比例系数和积分系数。

则调制信号的小信号表达式如式(6)所示。

$$\begin{aligned}\hat{m}_{\mathrm{ui}}&=\Delta_{\mathrm{PLL}}+\Delta_{\mathrm{i}}+\Delta_{\mathrm{cir}}\\&=G_{\theta}\hat{v}_{\mathrm{i}}+(G_{\mathrm{i}}+G_{\mathrm{cir}})\hat{i}_{\mathrm{ui}}\end{aligned}\tag{6}$$

将式(6)代入到式(2)中进行联立求解,得到MMC变流器交流侧阻抗表达式如式(7)所示。

$$Z_{\mathrm{ac}}=-\frac{\hat{u}_{\mathrm{i}}}{\hat{i}_{\mathrm{i}}}=\frac{E+Y_{\mathrm{eq}}M_{\mathrm{ui}}Z_0M_{\mathrm{ui}}+Y_{\mathrm{eq}}(U_{\mathrm{Cui}}+M_{\mathrm{ui}}Z_0I_{\mathrm{ui}})G_{\mathrm{i}}}{2Y_{\mathrm{eq}}(E+(U_{\mathrm{Cui}}+M_{\mathrm{ui}}Z_0I_{\mathrm{ui}})G_{\theta})G_{\mathrm{cir}}}\tag{7}$$

2 考虑MMC接入下的配电网谐波潮流计算方法

2.1 MMC等值阻抗模型及其求解方法

基于以上的MMC变流器交流侧阻抗表达式,可建立原生谐波与其余各次谐波的关系,其中,原生谐波是指设备或系统自身运行过程中直接产生的谐波,通常由非线性负载或特定工作原理引起。这类谐波是设备固有的,与外部环境无关。其余各次谐波即为次生谐波,因系统和各次谐波相互作用间接引发的谐波,通常由原生谐波传播响应导致。以注入5次三相谐波电压为例,在交流侧三相谐波电压与系统相互作用后会产生5次三相谐波电流。交流侧输出电流为MMC变流器上下桥臂电流之差,因此上下桥臂电流中存在5次谐波分量,上下桥臂电流经过调制后得到等效电容的充电电流,由于调制波含有直流与基频分量,5次谐波分量经过调制后使得充电电流中含有4、5、6次谐波分量,同时使得等效电容电压中含有4、5、6次谐波分量。进一步,等效电容电压经过调制后得到桥臂输出电压,桥臂输出电压含有3、4、5、6、7次谐波分量。由于奇数次谐波为共模分量与偶数次谐波为差模分量,因此交流侧输出电压含有3、5、7次谐波分量。

如式(8)所示,其中U_{gk}为MMC交流侧PPC点的谐波电压,I_{gsk}为原生谐波的电流,I_{gk}($k>3$)为其余次数谐波电流,$\mathrm{Z}_{k,k}$为k次谐波的等值阻抗,$\mathrm{Z}_{k,k+2}$、$\mathrm{Z}_{k+2,k}$反应的是k次和$k+2$次谐波间的影响系数,由于其结构与$\mathrm{Z}_{k,k}$一致,因此可算作等值阻抗。

$$\begin{bmatrix}U_{\mathrm{g}3}\\U_{\mathrm{g}5}\\U_{\mathrm{g}7}\\\vdots\\U_{gk}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}Z_{3,3}&Z_{3,5}&0&\cdots&0\\Z_{5,3}&Z_{5,5}&Z_{5,7}&\cdots&0\\0&Z_{7,5}&Z_{7,7}&\cdots&0\\\vdots&\vdots&\vdots&\ddots&\vdots\\0&0&0&\cdots&Z_{k,k}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}I_{\mathrm{gs}3}\\I_{\mathrm{g}5}\\I_{\mathrm{g}7}\\\vdots\\I_{gk}\end{bmatrix}\tag{8}$$

上式只展示了3次对其余各次谐波的影响,将5次或者更高次谐波作为原生谐波,可得的表达式类同,因此不再赘述。由于在每次调制的过程中,新的谐波分量的幅值均有衰减,因此只有与原生谐波紧密相邻的次生谐波占比较大,二次或多次耦合出的谐波分量可以近似忽略。因此后续分析仅考虑k次谐波与$k+2$次谐波间的影响,简化式(8)可得

$$U_{gk}=Z_{k,k}I_{gk}+Z_{k,k}I_{gk+2}\tag{9}$$

$$U_{gk+2}=Z_{k+2,k}I_{gk}+Z_{k+2,k+2}I_{gk+2}\tag{10}$$

式(9)中,I_{gk}为原生谐波电流,而I_{gk+2}为次生谐波电流,式(10)中,I_{gk+2}为原生谐波电流,而I_{gk}为次生谐波电流,反应了两谐波电流间相互影响。

由于MMC为恒流源,后续谐波潮流计算时需求通过恒流源注入的各次谐波电流进行迭代计算,因此需要将上式的电压源模型转为电流源模型。由于两不同频次的谐波注入电流I_{0gk}和I_{0gk+2}经MMC变换后,产生相对应的次生电流,将同频次的原生电流和次生电流叠加后,可得到实际的各次电流I_{0gk}和I_{0gk+2},将式(9)和式(10)的KVL方程转化为KCL方程,如下式所示

$$\begin{bmatrix}I_{gk}\\I_{gk+2}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}Y_{k,k}&Y_{k,k+2}\\Y_{k+2,k}&Y_{k+2,k+2}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}U_{gk}\\U_{gk+2}\end{bmatrix}\tag{11}$$

$$\begin{bmatrix}Y_{k,k}&Y_{k,k+2}\\Y_{k+2,k}&Y_{k+2,k+2}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}Z_{k,k}&Z_{k,k+2}\\Z_{k+2,k}&Z_{k+2,k+2}\end{bmatrix}^{-1}\tag{12}$$

式中:$Y_{k,k}$与$Y_{k+2,k+2}$为原生谐波导纳,$Y_{k,k+2}$与$Y_{k+2,k}$为次生谐波导纳。后续分析将谐波导纳矩阵用$\boldsymbol{Y}$表示。

在实际的配电网中,可以将除MMC外的线路阻抗等值为Z_{n},其单位长度的谐波参数方程如下式所示

$$\begin{cases} d=\sqrt{\dfrac{2}{\omega\mu\gamma}} \\ r_h=\dfrac{1}{\gamma dh}=\dfrac{1}{\gamma d2\pi r} \\ y_h=jhb_{\mathrm{n}} \\ z_{\mathrm{n}h}=r_h+jx_h=r_h+jhx_{\mathrm{n}} \end{cases} \tag{13}$$

式(13)中:ω为角频率,μ为磁导率,其值为$4\pi\times10^{-7}$,γ为电导率,d为趋肤深度,r为导体半径。b_{n}和x_{n}分别为基频下的单位线路电阻、电纳与电抗,h为谐波次数,r_h、y_h、x_h和$z_{\mathrm{n}h}$分别为h次谐波下的电阻、感抗、容抗和阻抗。

并以式(11)化为等效电路图如图2所示,其中,将原生谐波电压与串联阻抗进行诺顿等效,得到恒流源和并联导纳,为便于观察,此处将两个相差2倍f_0的谐波用s和c表示。

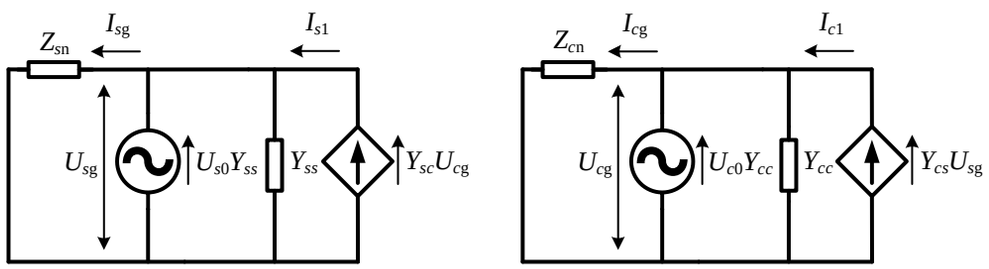


图2 MMC等效电路图

Fig.2 MMC equivalent circuit diagram

为了能够量化次生谐波对原生谐波的影响,需要进行以下计算流程:

(1)需要先依据式(11)与式(12)计算出谐波导纳矩阵$\boldsymbol{Y}$;

(2)通过注入原生谐波电压U_{s0}和U_{c0},计算出原生谐波电流I_{s0}和I_{c0};

(3)将次生谐波电流置零作为初次迭代条件;

(4)计算MMC端口输出的谐波电流,如式(14)所示

$$\begin{cases} I_{sg}=I_{s0}+I_{s1} \\ I_{cg}=I_{c0}+I_{c1} \end{cases} \tag{14}$$

(5)将MMC谐波阻抗模型代入配电网,并将所求得的端口输出电流与等效电网进行谐波潮流计算,得到新的端口输出谐波电压;

(6)将得到的输出谐波电压代入式(15)中,计算次生谐波电流,并回到步骤(4)进行迭代,直至满足谐波电流稳定,即收敛判据为谐波电流平均误差百分比小于10^{-20}或迭代次数大于1000次时,结束迭代。

$$\begin{cases} I_{s1}=Y_{sc}U_{sg} \\ I_{c1}=Y_{cs}U_{cg} \end{cases} \tag{15}$$

可以得出MMC的谐波电流计算公式

$$\begin{cases} I_{sg}=f_s(U_{s0},U_{c0},Y) \\ I_{cg}=f_c(U_{s0},U_{c0},Y) \end{cases} \tag{16}$$

2.2 含MMC配电网的谐波潮流计算方法

由于电力电子器件的接入,会导致谐波电压在电网中的分布发生变化,影响电网的电能质量,为探究MMC所产生的谐波在配电网中的传播特性及分布特征,需要进行电力电子设备的精细化阻抗建模,并通过初始谐波注入,计算出各节点的谐波电流,进而可以计算出各节点谐波电压,并引入次生谐波电流,通过反复迭代计算,使电网的谐波计算值达到稳定分布。

一般而言,计算谐波潮流有四种方法,分别是统一求解法、交替迭代法、解耦法与直接求解法,由于谐波对基波影响较小,本文为方便计算与分析,采用解耦法。解耦法是在计算中仅考虑基波对谐波的影响,而忽略掉谐波对于基波的影响,因此解耦法的计算速度快,计算精度高,其求解示意图如图3所示。

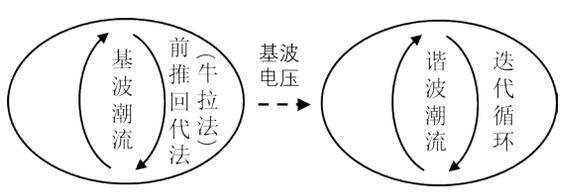


图3 解耦法计算谐波潮流

Fig.3 Decoupling method for calculating harmonic power flow

由于谐波潮流是在通过基波潮流在谐波源中作用产生的,因此,谐波与基波之间存在耦合,这里用式(17)进行线性化表示各次谐波电压与基波电压的关系

$$I_h = f(U_1) \tag{17}$$

式中:I_h为h次谐波电流,U_1为基波电压,$f(*)$为谐波电流与基波电压间的关系表达式。

谐波潮流计算步骤流程图如图4所示

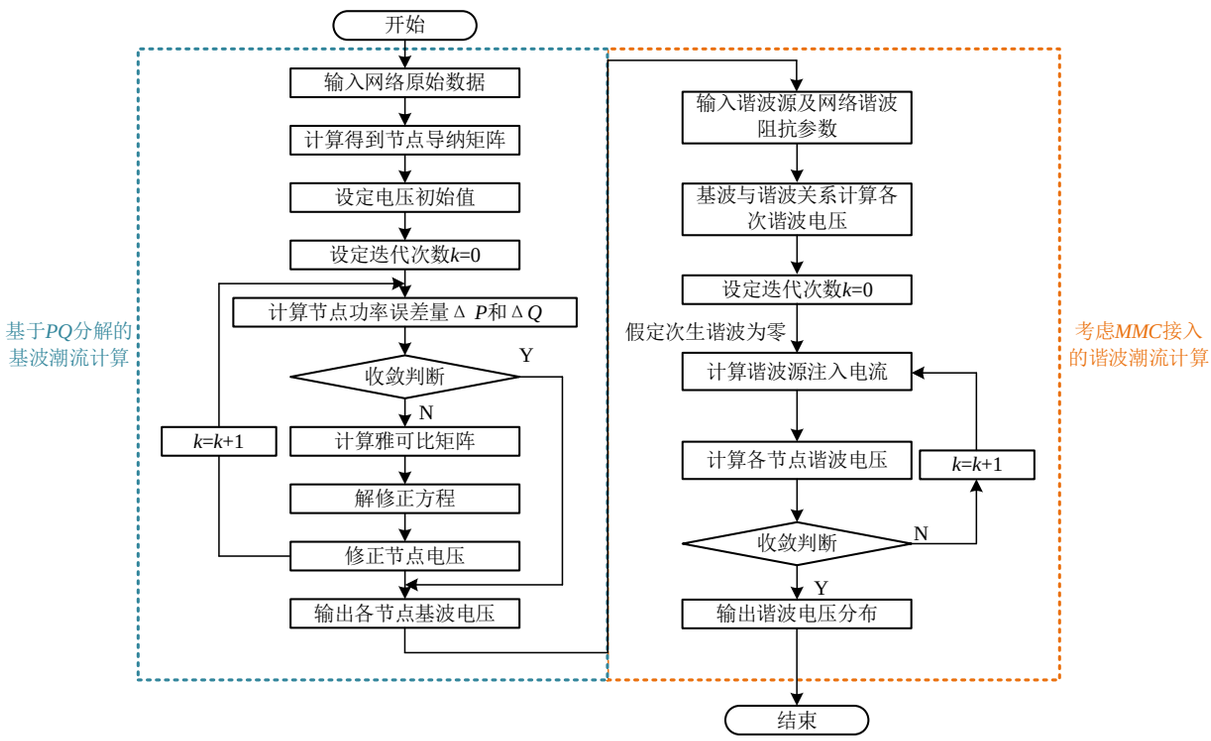


图4 谐波潮流计算流程图

Fig.4 Harmonic Power Flow Calculation Flowchart

3 仿真验证

在MATLAB中搭建如图5所示的33节点配电网系统仿真模型,首先,进行谐波潮流计算,以反应谐波在配电网中的分布情况;其次,分析验证多谐波源相互影响的强度。此处主要对5、7和11、13和17、19次谐波分别进行验证。

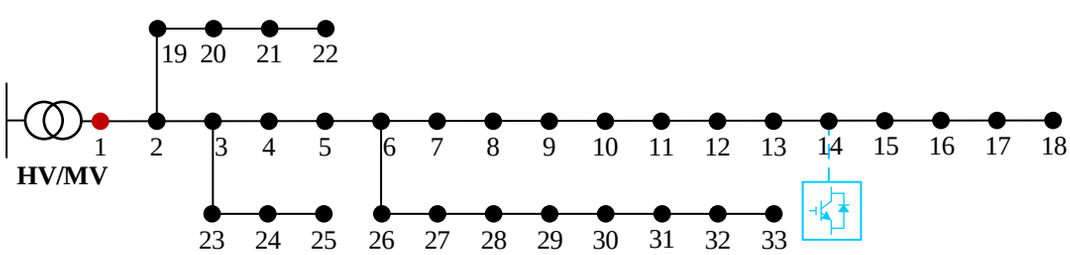


图5 33节点配电网网架

Fig.5 33 node distribution network framework

33节点的系统仿真参数如表1所示。

(1) 谐波分布情况分析

首先在节点14接入MMC装置,其有功功率为120kW,无功功率为80kVar,电网的潮流分布如图6所示,可以看出各节点电压与支路电流分布于电网情况。

图7显示了各次谐波于电网的分布,其中各次谐波的在各节点的变化趋势基本一致,且5、7、11、13、15、17次谐波依次减小,这是因为MMC非线性系统产生的谐波幅度随次数增加而衰减,且实际电网系统中的元件(如电感、电容)对高次谐波有更强的抑制作用,导致其含量减少。从图8中可以看出,考虑次生谐波与未考虑次生谐波的谐波潮流在电压分布与电流分布存在一定误差,k次谐波的误差值约0.5%,$k+1$次谐波的误差值约3%,可见谐波误差主要集中在$k+2$次谐波中。

表 1 MMC 接入电网的系统参数

Table.1 System parameters of MMC connected to the power grid

系统参数	参数
电网交流侧电压	10kV
电网直流侧电压	±11kV
电网等效电阻	0.01Ω
电网等效电感	0.13mH
基波频率	50Hz
调制比 K_m	1
MMC 子模块数	22
子模块电容额定电压	1kV
MMC 子模块数	7mF
桥臂电感值	13.5mH
桥臂电阻值	1$\mu\Omega$

(2) 多谐波源点对电网谐波分布的影响

在上述算例的基础上,额外在节点 33 增加 MMC 装置,其有功功率为 60kW,无功功率为 40kVar。计算所得结果如图 9 所示。

可以看出,由于另一谐波源的引入,节点 33 从一个谐波消纳点变为了谐波产生点,导致节点 33 及附近的谐波电压与谐波电流有一定的抬升,从下降趋势变为了上升趋势,且整个网络的谐波电压幅值有了一定的提升,相当于增加了电网谐波的含量。通过量化分析谐波电压与谐波电流,可以发现节点 33 的谐波源引入,使节点 14 的谐波电压增加了约 31%,但也导致节点 14 附近支路的谐波电流降低 5.56%。通过对比图 8 与图 10,不难发现,另一谐波源的引入,会大大加剧考虑次生谐波与未考虑次生谐波的谐波潮流误差。

结论

本文针对柔直接入配电网引起的电压谐波问题,提出了一种考虑谐波源阻抗建模的谐波潮流计算方法,具体得到的结论如下:

本文针对柔直接入配电网引起的电压谐波问

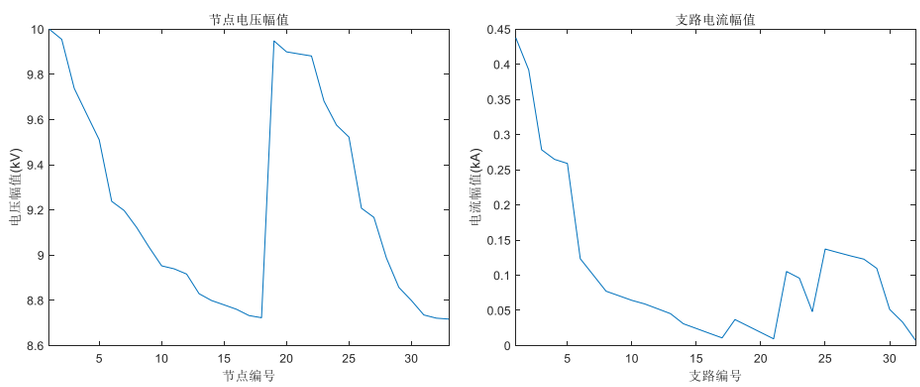


图 6 基波潮流分布图

Fig.6 Fundamental wave current distribution diagram

注:(a)节点电压分布 (b)支路电流分布



(a)谐波电压分布



(b)谐波电流分布

图 7 谐波潮流分布图

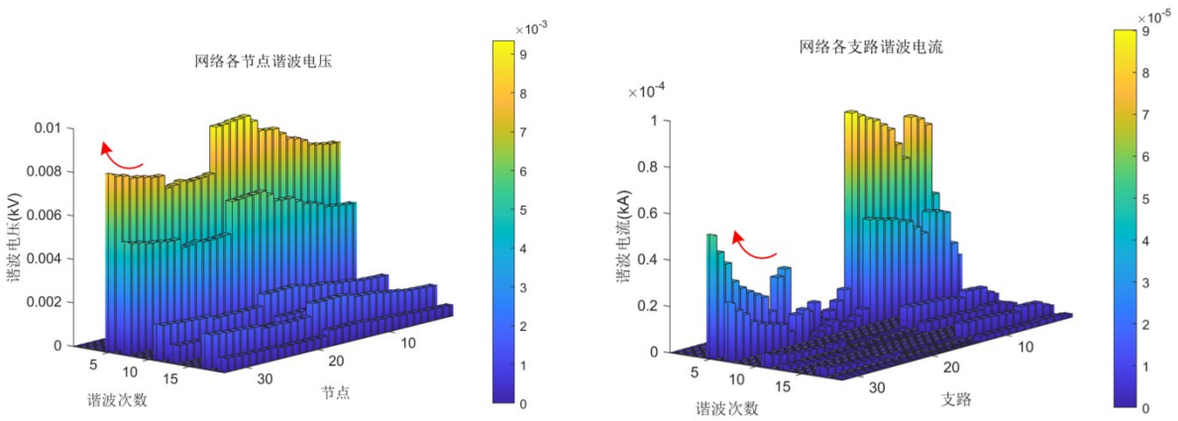
Fig.7 Harmonic current distribution diagram




(a)谐波电压误差 (b)谐波电流误差

图8 谐波计算误差对比图

Fig.8 Comparison chart of harmonic calculation errors



(a)谐波电压分布 (b)谐波电流分布

图9 多谐波源潮流分布图

Fig.9 Distribution diagram of multi harmonic source current




(a)谐波电压误差 (b)谐波电流误差

图10 多谐波源谐波计算误差对比图

Fig.10 Comparison chart of harmonic calculation errors for multiple harmonic sources

题进行了建模与分析。首先,通过建立MMC变流器桥臂等值电路,构建小信号下的MMC变流器交流侧阻抗计算模型;其次,根据各次谐波间的相互影响,建立MMC等值导纳矩阵,并提出MMC接入下的解耦迭代谐波潮流计算方法;最后,搭建33节点仿真模型,验证了考虑谐波间相互影响与未考虑谐波间相互影响的谐波潮流在电压分布与电流分布存在一定误差,并且反映了多谐波源对于电网的电压与电流的影响。

本文所建立MMC阻抗模型是在固定的控制方式下推导的,后续将针对不同控制策略下的谐波潮流开展研究,进一步分析谐波间的特征关系。

参考文献:

[1] 张逸,康燕艺,郑宗华.负荷等值阻抗参数在非线性负荷分析中的研究现状及展望[J/OL].电源学报,1-14.
ZHANG Yi , KANG Yanyi , ZHENG Zonghua. Research Status and Prospects of Load Equivalent Impedance Parameters in Nonlinear Load Analysis[J/OL]. Journal of Power Supply,1-14.

[2] 卓振宇,张宁,谢小荣,等.高比例可再生能源电力系统关键技术及发展挑战[J].电力系统自动化,2021,(09):171-191.
ZHUO Zhenyu, ZHANG Ning, XIE Xiaorong, et al. Key Technologies and Developing Challenges of Power System with High Proportion of Renewable Energy [J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, (9): 171-191.

[3] 沈勇坚.高压直流输电系统中的谐波及其抑制方法的研究[D].湖南大学,2007.
SHEN Yongjian. The Research of suppression method of Harmonic in HVDC[D]. Hunan University, 2007.

[4] Zhe H , Yang H , S. A Z , et al. Harmonic Sources Modeling and Characterization in Modern Power Systems: A Comprehensive Overview[J]. Electric Power Systems Research,2023,218.

[5] X. Ge and Y. Liu . A Dynamic Parameter Model of Harmonic Source Networks[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 35, no. 3, pp. 1093-1101, June 2020.

[6] 高波,何福长,韩建,等.计及频率耦合的单相光伏变流器谐波潮流分析模型[J].电力科学与技术学报,2024,(05):216-225.
GAO Bo, HE Fuchang, HAN Jian, et al. Analysis model of harmonic power flow for single-phase photovoltaic converters considering frequency coupling[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2024,(5):216-225.

[7] Wei W , Jing L , Tian M , et al. Modeling and Analysis on AC-DC Harmonic Coupling of the Three-Phase Voltage Source Converter under Asymmetric Condition [J]. Energies, 2022,15(15):5466-5466.

[8] Han Z , Zhigang L , Siqi W , et al. Input Impedance Modeling and Verification of Single-Phase Voltage Source Converters Based on Harmonic Linearization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(9): 8544-8554.

[9] Soliman S , Alammari R .Harmonic modeling of linear and nonlinear loads based on Kalman filtering algorithm [J]. Electric Power Systems Research, 2004, 72(2): 147-155.

[10] G. Carpinelli, F. Gagliardi, Generalised convertor models for iterative harmonic analysis in power systems [J]. IEE Proc-Gener Transm. Distrib, vol. 141, No. 5. September 1994.

[11] Task force on harmonic modeling and simulation. Characteristics and modeling of harmonic sources-power electronic devices[J]. IEEE Transactions on Power Delivery,Vol.16,No.4, October 2001.

[12] F. De Rosa , R. Langella, A. Sollazzo. Waveform distortion caused by high power adjustable speed drives Part Ⅰ:high computational efficiency models[J].ETEP Vol.13,No.6,November 2003.

[13] L. T. G. Lima , A. Semlyen , and M. R. Iravani . Harmonic domain periodic steady state modeling of power electronics apparatus: SVC and TCSC [J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 2003, 18(3): 960-967.

[14] 徐群伟,朱非白,潘星,等.两级式光伏系统序阻抗建模与并网稳定性分析[J].武汉大学学报:工学版.2024,(10):1449-1458.
XU Qunwei , ZHU Feibai , PAN Xing , et al. Two-stage photovoltaic system sequence impedance modeling and grid-connected stability analysis[J]. Engineering Journal of Wuhan University, 2024,(10):1449-1458.

[15] 王守相,刘响,张颖.多DG不确定性建模及其对配电网谐波潮流的影响[J].电力自动化设备.2018,(10):1-6.
WANG Shouxiang, LIU Xiang, ZHANG Ying. Uncertainty modeling of multiple DGs and their influence on harmonic power flow in distribution network[J].Electric Power Automation Equipment,2018,(10):1-6.