第45卷 第14期 2021年7月25日
电力系统自动化
Automation of Electric Power Systems
Vol. 45 No. 14 Jul. 25,2021
DOI：10.7500/AEPS20200623004

基于谐波阻抗匹配的微电网互联线路谐振分析及抑制措施

梁倍华[1]，何晋伟[1]，金子开[2]，王成山[1]
（1. 天津大学电气自动化与信息工程学院，天津市 300072；
2. 国网辽宁省电力有限公司经济技术研究院，辽宁省沈阳市 110015）

摘要： 相邻微电网之间往往通过长距离的输电线路互联。针对这类输电线路双端存在独立谐波源的系统，其谐波交互特性与谐波放大机理更为复杂，采用传统阻性有源电力滤波器方法抑制谐振并不适用。文中基于传输线理论分析互联线路的谐波传播机理，并提出基于谐波阻抗匹配的谐振抑制方案。为了克服线路参数与谐波源相角信息的不确定性，提出基于线路中点谐波电压检测的有源电力滤波器谐波阻抗协调控制策略，根据谐波电压含量在线调节线路两端谐波阻抗相角，实现谐振抑制目标。与此同时，提出一种有源电力滤波器改进控制策略，保证其谐波阻抗相角可以任意调节。仿真验证了控制策略的有效性。

关键词： 有源电力滤波器；谐波传播；谐波抑制；谐波阻抗匹配；传输线理论

0 引言

微电网作为分布式电源（distributed generator，DG）有效集成与利用的方式之一，在山区、边远村落、海岛群、城市配电网末端等具有广阔的应用前景[1-5]。然而由于地理条件的限制，相邻微电网之间往往需要长距离的输电线路，线路上存在较大的寄生电容与寄生电感，容易引起谐波谐振问题，导致线路老化，甚至会危及线路的安全。

目前，有不少文献针对这类谐振问题的机理与抑制方法进行研究。阻性有源电力滤波器（resistive active power filter，R-APF）是一种常见的解决方案，其能够在特定频率处呈现电阻特性，为系统提供阻尼[6-7]。文献[8-12]指出，在放射状配电网结构、首端存在谐波电压源场景下的谐波放大条件为：当输电线路长度为1/4谐波波长的奇数倍时，谐波放大现象最为严重。而在线路末端安装R-APF，可以有效抑制谐波放大。但是，阻尼电阻的取值很关键，不恰当的阻尼电阻取值会导致谐波放大。与此同时，线路参数、长度变化都会影响阻尼效果。针对R-APF适应性差的缺点，文献[13]提出改进控制方案，让设备在特定频率处模拟无限长传输线，以此消除线路中反复叠加的反射波，有效抑制谐波谐振，且鲁棒性好。然而，这种方法依然属于被动治理方法，而且只能抑制由线路首端谐波电压源引起的谐波放大问题，当系统中存在非线性负荷充当谐波电流源时，这种方法并不适用。为了解决这个问题，文献[14]提出双R-APF协调控制方法，其中一个R-APF安装在线路末端抑制由线路首端谐波电压源引发的谐振，另一个R-APF选择合适的安装位置抑制由谐波电流源引发的谐振。但是，这种方法在多个谐振频率情况下需要加装多个R-APF，经济性差。另外，以上提及的谐振抑制方法[8-14]往往针对放射状供电网络，而对于环状结构，文献[15-16]指出其相应的谐波放大条件为：当线路长度为1/2谐波波长的奇数倍时，谐波放大现象最为严重。而在环网中点安装有源电力滤波器（active power filter，APF）模拟无限长传输线特性，可以消除反射波，抑制谐波放大。然而，由于谐振产生原因是单端谐波电压源，这种方法本质上与放射性供电网络抑制谐振的机理相同，对于本文研究的微电网互联系统这类双端供电网络，传统方法并不适用。

本文针对微电网互联系统这类线路双端存在独立谐波源的场景，谐波交互特性与谐波放大机理更为复杂，谐振抑制方法尚未见报道。为此，本文首先分析传统R-APF方法在该场景下的谐波放大特性，揭示其与互联线路两端谐波源相角的耦合关系，说明传统方法的局限性。然后，分析通过调节线路两端APF谐波阻抗角抑制谐振的内在机理，提出谐振完全抑制需要满足的条件。为了克服线路参数及谐

收稿日期：2020-06-23；修回日期：2020-11-08。
上网日期：2021-02-18。
国家重点研发计划资助项目（2017YFB0902000）；国家电网公司科技项目（SGXJ0000KXJS1700841）。

波源相角的不确定性，本文提出基于线路中点谐波电压信息的APF等效谐波阻抗协调控制策略，根据谐波电压含量在线调节线路两端谐波阻抗相角，直到谐波畸变率满足指标要求。与此同时，提出一种APF改进控制策略，使其能够满足谐波阻抗角任意调节的需求。最后，仿真验证本文方法的有效性。

1 系统建模及传统方法局限性分析

微电网互联系统结构如图1所示，每个微电网由DG、非线性负荷和APF组成。APF的作用是抑制公共耦合点(point of common coupling，PCC)电压谐振。2个微电网通过长距离互联线路连接，其物理模型可以表示为多个电感电容级联的形式[8-16]。采集线路中点电压信息V_{mid}，经过滤波后得到谐波电压信息，并计算特征次谐波频率的阻抗相角，然后经过低带宽通信[17]传递给两端的APF。图1中：I_{APF1}和I_{APF2}分别为微电网1和微电网2的APF电流；I_{Load1}和I_{Load2}分别为微电网1和微电网2的负荷电流；$\alpha_5,\alpha_7,\cdots,\alpha_k$分别为5，7，…，$k$次谐波相角信息；$L$和$C$分别为每千米线路的等效电感和电容。具体控制方案见下文第2章。

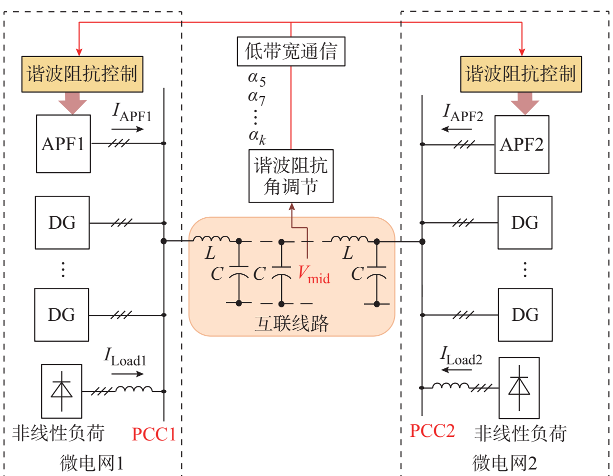


图1 微电网互联系统结构

Fig. 1 Structure of microgrid interconnection system

1.1 微电网互联系统建模

为了分析该场景下的谐波放大机理，如附录A图A1所示，在k次谐波频率下建立了系统的物理模型。非线性负荷可以等效为谐波电流源$I_{k,\mathrm{Load1}}$和$I_{k,\mathrm{Load2}}$，APF等效谐波阻抗为$Z_{k,\mathrm{APF1}}$和$Z_{k,\mathrm{APF2}}$，而DG在谐波频率处的等效阻抗大于APF等效谐波阻抗，因此在考虑谐波特性时，可忽略其影响。根据文献[8-16]，互联线路采用分布参数模型，设长度为l，位置x处谐波电压与谐波电流分别为$V_k(x)$和$I_k(x)$，则无损传输线模型的特征阻抗Z_c、传播常数γ_k和谐波波长λ_k分别为：

$$Z_c=\sqrt{\frac{L}{C}} \tag{1}$$

$$\gamma_k=\mathrm{j}\omega_k\sqrt{LC} \tag{2}$$

$$\lambda_k=\frac{2\pi}{\omega_k\sqrt{LC}} \tag{3}$$

式中：ω_k为k次谐波角频率。

根据叠加原理，当系统中谐波电流源只有位于线路首端的$I_{k,\mathrm{Load1}}$时，互联线路首端的电压与电流可以表示为：

$$V_{k,\mathrm{com1}}(0)=\frac{(Z_{k,\mathrm{APF2}}+Z_c\tanh(\gamma_k l))Z_c Z_{k,\mathrm{APF1}}}{D}I_{k,\mathrm{Load1}} \tag{4}$$

$$I_{k,\mathrm{com1}}(0)=\frac{(Z_{k,\mathrm{APF2}}\tanh(\gamma_k l)+Z_c)Z_{k,\mathrm{APF1}}}{D}I_{k,\mathrm{Load1}} \tag{5}$$

式中：

$$D=(Z_{k,\mathrm{APF1}}Z_{k,\mathrm{APF2}}+Z_c^2)\tanh(\gamma_k l)+(Z_{k,\mathrm{APF1}}+Z_{k,\mathrm{APF2}})Z_c \tag{6}$$

进一步，推导得出互联线路各位置的谐波电压为：

$$V_{k,\mathrm{com1}}(x)=\frac{(Z_{k,\mathrm{APF2}}+Z_c\tanh(\gamma_k l))\cosh(\gamma_k x)}{D}Z_c Z_{k,\mathrm{APF1}}I_{k,\mathrm{Load1}}-\frac{(Z_{k,\mathrm{APF2}}\tanh(\gamma_k l)+Z_c)\sinh(\gamma_k x)}{D}Z_c Z_{k,\mathrm{APF1}}I_{k,\mathrm{Load1}} \tag{7}$$

同理，系统中谐波电流源只有位于线路末端的$I_{k,\mathrm{Load2}}$时，互联线路各位置的谐波电压为：

$$V_{k,\mathrm{com2}}(x)=\frac{(Z_{k,\mathrm{APF1}}+Z_c\tanh(\gamma_k l))\cosh(\gamma_k(l-x))}{D}Z_c Z_{k,\mathrm{APF2}}\cdot I_{k,\mathrm{Load2}}-\frac{(Z_{k,\mathrm{APF1}}\tanh(\gamma_k l)+Z_c)\sinh(\gamma_k(l-x))}{D}Z_c\cdot Z_{k,\mathrm{APF2}}I_{k,\mathrm{Load2}} \tag{8}$$

总谐波电压可以表示为：

$$V_k(x)=V_{k,\mathrm{com1}}(x)+V_{k,\mathrm{com2}}(x) \tag{9}$$

从式(7)—式(9)中可以看出，在线路双端同时存在谐波源的条件下，互联线路各位置谐波电压大小与线路长度、双端谐波阻抗、双端谐波电流源的幅值和相角有关，与文献[6-12]中建立的由单端谐波源引发谐振的模型相比，一个突出特点是本文需要考虑线路两端谐波电流源的相角，因此谐波特性也更为复杂。

类似的，互联线路各位置的谐波电流也可以通

过以上过程推导。当系统中谐波电流源只有位于线路首端的$I_{k,\mathrm{Load1}}$时,互联线路各位置的谐波电流为:

$$I_{k,\mathrm{com1}}(x)=-\frac{(Z_{k,\mathrm{APF2}}+Z_{\mathrm{c}}\tanh(\gamma_k l))\sinh(\gamma_k x)}{D}\cdot Z_{k,\mathrm{APF1}}I_{k,\mathrm{Load1}}+\frac{(Z_{k,\mathrm{APF2}}\tanh(\gamma_k l)+Z_{\mathrm{c}})\cosh(\gamma_k x)}{D}\cdot Z_{k,\mathrm{APF1}}I_{k,\mathrm{Load1}} \tag{10}$$

当系统中谐波电流源只有位于线路末端的$I_{k,\mathrm{Load2}}$时,互联线路各位置的谐波电流为:

$$I_{k,\mathrm{com2}}(x)=-\frac{(Z_{k,\mathrm{APF1}}+Z_{\mathrm{c}}\tanh(\gamma_k l))\sinh(\gamma_k(l-x))}{D}Z_{k,\mathrm{APF2}}\cdot I_{k,\mathrm{Load2}}+\frac{(Z_{k,\mathrm{APF1}}\tanh(\gamma_k l)+Z_{\mathrm{c}})\cosh(\gamma_k(l-x))}{D}\cdot Z_{k,\mathrm{APF2}}I_{k,\mathrm{Load2}} \tag{11}$$

因此,总谐波电流可以表示为:

$$I_k(x)=I_{k,\mathrm{com1}}(x)-I_{k,\mathrm{com2}}(x) \tag{12}$$

在接下来的分析中,本文主要关注线路各位置谐波电压$V_k(x)$的情况。

1.2　R-APF方法抑制效果分析

为了分析传统R-APF方法的抑制效果,令谐波电阻阻值为1 Ω($Z_{k,\mathrm{APF1}}=Z_{k,\mathrm{APF2}}=1$ Ω),互联线路参数如附录A表A1所示。由于5次和7次谐波电流是非线性负荷中主要的谐波含量,本文主要分析5次和7次谐波传播特性。线路长度与谐波波长的关系为:

$$l\approx\frac{\lambda_5}{2}\approx\frac{3\lambda_7}{4}\approx 9\,\mathrm{km} \tag{13}$$

式中:λ_5和λ_7分别为5次和7次谐波波长。

由式(7)—式(9)可知,互联线路各位置谐波电压大小与双端谐波电流源的幅值和相角有关。一般地,谐波源幅值越大,则谐波电压越大。因此,本文中仅考虑谐波源相角对谐波放大的影响。假设线路两端谐波电流源的幅值均为1 A($\left|I_{k,\mathrm{Load1}}\right|=\left|I_{k,\mathrm{Load2}}\right|=1$ A),相角差为:

$$\Delta\alpha_{k,\mathrm{Load}}=\alpha_{k,\mathrm{Load2}}-\alpha_{k,\mathrm{Load1}} \tag{14}$$

式中:$\alpha_{k,\mathrm{Load1}}$和$\alpha_{k,\mathrm{Load2}}$为2个谐波源的相角。由式(9)可以表征在不同相角差$\Delta\alpha_{k,\mathrm{Load}}$条件下不同位置$x$的谐波电压大小。

不加阻尼控制时,APF等效谐波阻抗阻值较大。在5次和7次谐波频率下,令$Z_{k,\mathrm{APF1}}=Z_{k,\mathrm{APF2}}=50$ Ω,根据式(9)绘制出线路各位置的谐波电压幅值$\left|V_k(x)\right|$,如附录A图A2所示。当谐波源相角差$\Delta\alpha_{k,\mathrm{Load}}$变化时,各位置的谐波电压也发生变化。但是总体来说,线路各位置的谐波电压都处在一个比较严重的水平。

采用R-APF方法($Z_{k,\mathrm{APF1}}=Z_{k,\mathrm{APF2}}=1$ Ω)后,附录A图A3绘制出线路各位置的谐波电压幅值$\left|V_k(x)\right|$,与附录A图A2相比,谐波电压大幅减小。然而,如附录A图A3(a)所示,在5次谐波频率下,谐波电压幅值$\left|V_k(x)\right|$呈现中间高、两端低的凸起形状。这说明系统会发生严重的谐波放大现象,即使互联线路两端的谐波电压幅值在允许范围内,但是线路中点附近的谐波电压急剧增大,远超过谐波限值。例如,当谐波源相角差$\Delta\alpha_{5,\mathrm{Load}}$为零时,线路两端谐波电压幅值为0.4 V,而线路中点的谐波电压幅值为6.2 V,谐波放大最为严重。随着谐波源相角差$\Delta\alpha_{5,\mathrm{Load}}$逐渐增大,线路中点的谐波电压幅值逐渐降低,当相角差$\Delta\alpha_{5,\mathrm{Load}}$超过150°后,谐波电压幅值小于2 V,可以认为谐波放大现象得到有效抑制。然而,在0°～150°较大谐波源相角差范围内,谐波放大特性依然严重。

如附录A图A3(b)所示,在7次谐波频率下谐波电压均小于2 V,且各位置的谐波电压幅值基本处于同一水平线,没有发生谐波放大现象。此时,只要保证线路两端的谐波电压不越限,那么整个线路的谐波电压水平也不会越限。

根据上述分析及文献[13-14]中提及的谐波放大条件,可以得到如下结论:当线路长度为1/2谐波波长的奇数倍时,在互联线路双端存在谐波源的场景下采用R-APF方法依然不能有效抑制谐波放大。

2　阻抗匹配方法谐振抑制分析

当线路两端谐波源相角变化时,R-APF等效阻抗的相角不能随之变化,造成阻抗不匹配导致谐波放大。本章首先推导出阻抗匹配需要满足的相角条件,并以此为依据提出谐波阻抗协调控制策略,在线调节阻抗相角以保证线路谐波电压水平在一定的限值内。

2.1　阻抗匹配方法机理分析

当系统发生严重的5次谐波放大现象时,线路中点的谐波电压最大。如果能够调整线路两端谐波阻抗$Z_{k,\mathrm{APF1}}$、$Z_{k,\mathrm{APF2}}$使得线路中点谐波电压为零,则可以完全治理谐波放大问题。注意到线路长度约为5次谐波波长的一半,因此$\gamma_5 l\approx\mathrm{j}\pi$。根据式(7)—式(9),计算线路中点处谐波电压为:

$$V_k\left(\frac{l}{2}\right)\approx\frac{-\mathrm{j}Z_{\mathrm{c}}(Z_{k,\mathrm{APF1}}I_{k,\mathrm{Load1}}+Z_{k,\mathrm{APF2}}I_{k,\mathrm{Load2}})}{Z_{k,\mathrm{APF1}}+Z_{k,\mathrm{APF2}}} \tag{15}$$

因此,当APF谐波阻抗满足式(16)时,线路中

点谐波电压为零,说明由线路两端谐波源引发的谐波电压在线路中点完全抵消,谐波放大问题完全消除。满足式(16)的谐波阻抗 $Z_{k,\mathrm{APF1}}$、$Z_{k,\mathrm{APF2}}$ 称为是阻抗匹配的。

$$Z_{k,\mathrm{APF1}}I_{k,\mathrm{Load1}}+Z_{k,\mathrm{APF2}}I_{k,\mathrm{Load2}}=0 \tag{16}$$

进一步分析式(16),设线路两端等效谐波阻抗相角差为:

$$\Delta\alpha_{k,\mathrm{APF}}=\alpha_{k,\mathrm{APF2}}-\alpha_{k,\mathrm{APF1}} \tag{17}$$

式中:$\alpha_{k,\mathrm{APF1}}$ 和 $\alpha_{k,\mathrm{APF2}}$ 为 2 个 APF 等效谐波阻抗的相角。

则谐波阻抗相角差与谐波源相角差的关系为:

$$\Delta\alpha_{k,\mathrm{APF}}=\pi-\Delta\alpha_{k,\mathrm{Load}} \tag{18}$$

即当 $\Delta\alpha_{k,\mathrm{APF}}$ 与 $\Delta\alpha_{k,\mathrm{Load}}$ 之和为 180°时,可以达到最好的谐振抑制效果。式(18)即为谐波放大完全消除需要满足的相角条件。

附录 A 图 A4 为在不同 5 次谐波源相角差 $\Delta\alpha_{5,\mathrm{Load}}$ 条件下,线路中点谐波电压幅值随谐波阻抗相角差 $\Delta\alpha_{5,\mathrm{APF}}$ 变化的关系,可以看出当 $\Delta\alpha_{5,\mathrm{Load}}$ 分别为 30°、60°、90°时,谐波电压幅值最低位置对应的 $\Delta\alpha_{5,\mathrm{APF}}$ 分别取 150°、120°、90°。因此,当满足 $\Delta\alpha_{5,\mathrm{Load}}$ 和 $\Delta\alpha_{5,\mathrm{APF}}$ 之和为 180°时,谐波抑制效果最好。

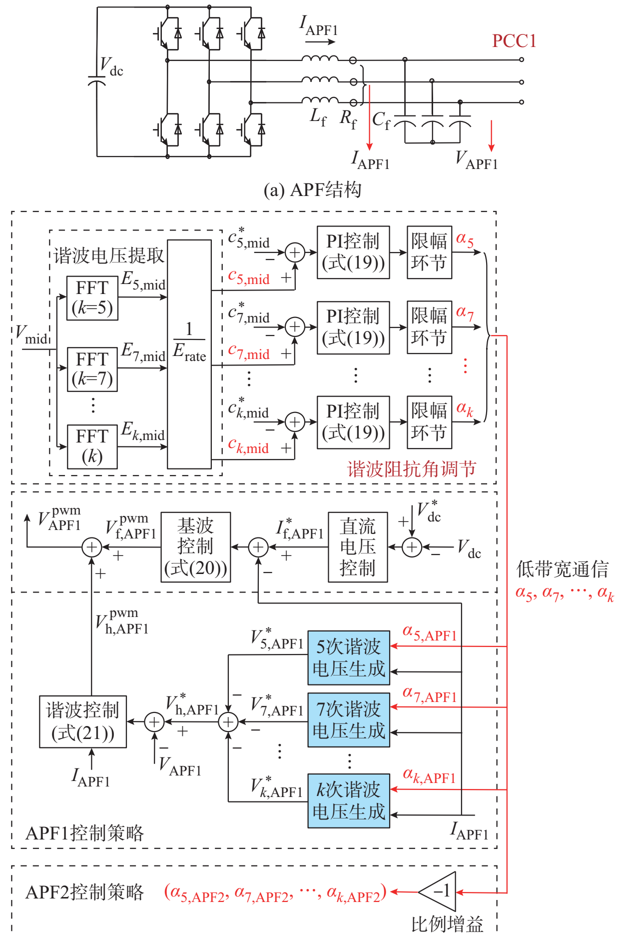
附录 A 图 A5 为在不同 5 次谐波源相角差 $\Delta\alpha_{5,\mathrm{Load}}$ 条件下,传统 R-APF 方法与谐波阻抗匹配方法线路各位置谐波电压幅值对比,可以看到,随着 $\Delta\alpha_{5,\mathrm{Load}}$ 增大,采用传统 R-APF 方法时谐波放大现象略有缓解,但依然严重。而采用谐波阻抗匹配方法时谐波放大现象能够得到有效抑制。

2.2　谐波阻抗协调控制策略

由于 APF 等效谐波阻抗的幅值受到 APF 容量与闭环系统稳定性的限制,不能任意调节,因此拟通过调节阻抗相角抑制谐振。而谐波源相角信息是未知的,本文利用线路中点谐波电压信息,动态调节线路两端谐波阻抗的相角,以达到谐波阻抗的在线调节与匹配。图 2(a)为 APF 功率回路结构,图 2(b)为谐波阻抗协调控制方案,主要由谐波阻抗角调节模块与 APF 控制模块组成,具体介绍如下。

2.2.1　谐波阻抗角调节模块

图 2(b)上半部分为谐波阻抗角调节模块,首先采集线路中点电压信息 V_{mid},然后利用快速傅里叶变换(fast Fourier transform,FFT)模块[18-20]计算特征次谐波电压的有效值($E_{5,\mathrm{mid}}, E_{7,\mathrm{mid}}, \cdots, E_{k,\mathrm{mid}}$),再除以基波电压额定值 $E_{\mathrm{rate}}=220$ V,就得到对应次谐波电压含量($c_{5,\mathrm{mid}}, c_{7,\mathrm{mid}}, \cdots, c_{k,\mathrm{mid}}$)。而谐波电压含量参考值 $c_{k,\mathrm{mid}}^*$ 根据国家标准 GB/T 14549—1993 的要求[21]设置为 4%。将特征次谐波电压含量 $c_{k,\mathrm{mid}}$ 与参



(a) APF结构

(b) 谐波阻抗在线控制策略

图 2　谐波阻抗协调控制策略

Fig. 2　Coordinated control scheme of harmonic impedance

考值 $c_{k,\mathrm{mid}}^*$ 进行比较,并经过比例-积分(proportional-integral,PI)控制器动态调节各次谐波相角的信息。由于稳态时相角信息是直流量,因此可以采用低带宽通信[17]将相角信息传输到两端的 APF。k 次谐波相角信息 α_k 表达式如下:

$$\alpha_k=G_{\mathrm{PI}}(s)(c_{k,\mathrm{mid}}-c_{k,\mathrm{mid}}^*)=\left(K_{\mathrm{p,PI}}+\frac{K_{\mathrm{i,PI}}}{s}\right)\cdot(c_{k,\mathrm{mid}}-c_{k,\mathrm{mid}}^*) \tag{19}$$

式中:$G_{\mathrm{PI}}(s)$ 为 PI 控制器传递函数;$K_{\mathrm{p,PI}}$ 为 PI 控制器比例系数;$K_{\mathrm{i,PI}}$ 为 PI 控制器积分系数。

注意到 PI 控制器的输出经过一个限幅环节,限制范围是[0°,90°)。因此,当 k 次谐波电压含量小于限制值时,谐波阻抗相角为 0°,此时控制方法与传统 R-APF 相同,APF 等效为谐波电阻。当 k 次谐波电压含量大于限制值时,动态调节谐波阻抗相角达到一个合适值,并通过低带宽通信[17]传递给线路两端 APF。其中一个 APF 将谐波相角控制为正值 $\alpha_{k,\mathrm{APF1}}=\alpha_k$,另一个控制为负值 $\alpha_{k,\mathrm{APF2}}=-\alpha_k$,即此时

一个APF的谐波阻抗呈阻感性，另一个呈阻容性。由于α_k取值范围为[0°,90°)，这种方法能够保证两端APF等效谐波阻抗的实部为正，避免出现负电阻引发系统失稳的情况。在保证稳定性的同时，线路两端特定次谐波阻抗相角差调节范围可以达到[0°,180°)，在任意谐波源相角差的条件下都能满足谐振抑制要求。

2.2.2　APF分频控制策略

为了模拟特定次频率的谐波阻抗，本文提出基于比例-谐振(proportional-resonant，PR)控制器的分频控制策略，如图2(b)下半部分所示，其中：V_{dc}为直流电压，V_{dc}^*为直流电压参考值。2个APF的控制策略完全相同，这里以APF1为例进行介绍。

基波频率的控制目标为直流母线电压恒定，控制策略在许多文献[8,11-12,14]中都有涉及，这里不再赘述，基波调制电压信号为：

$$V_{\mathrm{f,APF1}}^{\mathrm{pwm}}=G_{\mathrm{f,PR}}(s)(I_{\mathrm{f,APF1}}^*-I_{\mathrm{APF1}})=\left(K_{\mathrm{pf,PR}}+\frac{2K_{\mathrm{if,PR}}\omega_{\mathrm{c}}s}{s^2+2\omega_{\mathrm{c}}s+\omega_0^2}\right)(I_{\mathrm{f,APF1}}^*-I_{\mathrm{APF1}}) \tag{20}$$

式中：$G_{\mathrm{f,PR}}(s)$为基波PR控制器传递函数；$K_{\mathrm{pf,PR}}$为基波PR控制器的比例增益；$K_{\mathrm{if,PR}}$为基波频率的谐振增益；ω_c为谐振控制器的带宽；ω_0为基波角频率；$I_{\mathrm{f,APF1}}^*$为基波电流参考值；I_{APF1}为APF1输出电流。

谐波频率控制目标为具有特定阻抗角的谐波阻抗。首先，采集APF1输出电流I_{APF1}与阻抗角$\alpha_{k,\mathrm{APF1}}$，计算生成相应的谐波电压参考值$V_{k,\mathrm{APF1}}^*$，该模块的具体实现由2.2.3节介绍。在得到总谐波电压参考信号$V_{\mathrm{h,APF1}}^*$后，根据经典双环控制方法得到谐波调制电压信号为：

$$\begin{aligned}V_{\mathrm{h,APF1}}^{\mathrm{pwm}}&=G_{\mathrm{h,PR}}(s)(V_{\mathrm{h,APF1}}^*-V_{\mathrm{APF1}})-K_{\mathrm{in}}I_{\mathrm{APF1}}=\\&\left(K_{\mathrm{h,PR}}+\sum_{k=5,7,\cdots}\frac{2K_{k,\mathrm{PR}}\omega_{\mathrm{c}}s}{s^2+2\omega_{\mathrm{c}}s+(k\omega_0)^2}\right)\cdot\\&(V_{\mathrm{h,APF1}}^*-V_{\mathrm{APF1}})-K_{\mathrm{in}}I_{\mathrm{APF1}}\end{aligned} \tag{21}$$

式中：$G_{\mathrm{h,PR}}(s)$为谐波PR控制器传递函数；$K_{\mathrm{h,PR}}$为谐波PR控制器的比例增益；$K_{k,\mathrm{PR}}$为k次谐波频率的谐振增益；K_{in}为内环电流反馈的阻尼系数；V_{APF1}为APF1并网电压。

因此，APF1最终的调制电压信号为：

$$V_{\mathrm{APF1}}^{\mathrm{pwm}}=V_{\mathrm{f,APF1}}^{\mathrm{pwm}}+V_{\mathrm{h,APF1}}^{\mathrm{pwm}} \tag{22}$$

由于PR控制器的频率选择特性，采用如上控制策略能够让APF在不同特征频率上模拟不同的阻抗特性。

2.2.3　谐波电压参考值生成模块

附录A图A6为基于二阶广义积分器(second order generalized integrator，SOGI)的k次谐波电压参考值生成模块。其输入为APF1电流I_{APF1}和谐波阻抗角$\alpha_{k,\mathrm{APF1}}$，输出为谐波电压参考值$V_{k,\mathrm{APF1}}^*$。其中SOGI模块[22]在附录A图A6中标出，ω_k和K_c分别为SOGI系统的响应频率和阻尼系数，2个输出信号$I_{k,\mathrm{APF1}}$和$I_{k,\mathrm{APF1}}^{\mathrm{delay}}$是正交的，$I_{k,\mathrm{APF1}}$为$I_{\mathrm{APF1}}$中$k$次谐波电流含量，$I_{k,\mathrm{APF1}}^{\mathrm{delay}}$与$I_{k,\mathrm{APF1}}$相比相位滞后90°。将2个正交信号$I_{k,\mathrm{APF1}}$和$I_{k,\mathrm{APF1}}^{\mathrm{delay}}$加权求和，再乘以阻抗幅值$|Z_{k,\mathrm{APF1}}|$，即可得到谐波电压参考值$V_{k,\mathrm{APF1}}^*$。假设谐波电流信号$I_{k,\mathrm{APF1}}=|I_{k,\mathrm{APF1}}|\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi}$($\varphi$为谐波电流相角)，如附录A图A6所示，谐波电压参考值为：

$$\begin{aligned}V_{k,\mathrm{APF1}}^*=&\\&|Z_{k,\mathrm{APF1}}|(I_{k,\mathrm{APF1}}\cos\alpha_{k,\mathrm{APF1}}-I_{k,\mathrm{APF1}}^{\mathrm{delay}}\sin\alpha_{k,\mathrm{APF1}})=\\&|Z_{k,\mathrm{APF1}}|\left(|I_{k,\mathrm{APF1}}|\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi}\cos\alpha_{k,\mathrm{APF1}}-|I_{k,\mathrm{APF1}}|\mathrm{e}^{\mathrm{j}\left(\varphi-\frac{\pi}{2}\right)}\cdot\right.\\&\left.\sin\alpha_{k,\mathrm{APF1}}\right)=|Z_{k,\mathrm{APF1}}||I_{k,\mathrm{APF1}}|\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\varphi+\alpha_{k,\mathrm{APF1}})}=\\&I_{k,\mathrm{APF1}}\left(|Z_{k,\mathrm{APF1}}|\mathrm{e}^{\mathrm{j}\alpha_{k,\mathrm{APF1}}}\right)\end{aligned} \tag{23}$$

因此，该模块可以模拟幅值为$|Z_{k,\mathrm{APF1}}|$、相角为$\alpha_{k,\mathrm{APF1}}$的谐波阻抗。当$\alpha_{k,\mathrm{APF1}}>0$时，等效阻抗呈阻感性；当$\alpha_{k,\mathrm{APF1}}<0$时，等效阻抗呈阻容性。

2.2.4　APF控制策略频域分析

本小节通过绘制APF等效谐波阻抗波特图验证所提控制策略的有效性。由于PR控制器的频率选择特性，这里忽略基波控制器$G_{\mathrm{f,PR}}(s)$的影响，仅考虑谐波控制器$G_{\mathrm{h,PR}}(s)$。APF1控制框图和等效电路如附录A图A7所示。系统等效谐波阻抗表达式为：

$$Z_{\mathrm{eq}}^{\mathrm{APF1}}(s)=\frac{1}{\dfrac{sC_{\mathrm{f}}}{R_{\mathrm{c}}C_{\mathrm{f}}s+1}+\dfrac{G_{\mathrm{h,PR}}(s)K_{\mathrm{in}}+1}{sL_{\mathrm{f}}+R_{\mathrm{f}}+(Z_{\mathrm{V}}(s)G_{\mathrm{h,PR}}(s)+1)K_{\mathrm{in}}}} \tag{24}$$

式中：$Z_{\mathrm{V}}(s)$为需要模拟的谐波阻抗，实现过程见2.2.3节。

根据附录A图A6，SOGI模块的传递函数为：

$$\begin{cases}G_{k,\mathrm{SOGI}}(s)=\dfrac{I_{k,\mathrm{APF1}}(s)}{I_{\mathrm{APF1}}(s)}=\dfrac{K_{\mathrm{c}}\omega_k s}{s^2+K_{\mathrm{c}}\omega_k s+\omega_k^2}=\\\qquad\dfrac{K_{\mathrm{c}}(k\omega_0)s}{s^2+K_{\mathrm{c}}(k\omega_0)s+(k\omega_0)^2}\\G_{k,\mathrm{SOGI}}^{\mathrm{delay}}(s)=\dfrac{I_{k,\mathrm{APF1}}^{\mathrm{delay}}(s)}{I_{\mathrm{APF1}}(s)}=\dfrac{K_{\mathrm{c}}\omega_k^2}{s^2+K_{\mathrm{c}}\omega_k s+\omega_k^2}=\\\qquad\dfrac{K_{\mathrm{c}}(k\omega_0)^2}{s^2+K_{\mathrm{c}}(k\omega_0)s+(k\omega_0)^2}\end{cases} \tag{25}$$

以5次谐波(k=5)为例,中心角频率$\omega_k=5\omega_0$,绘制SOGI模块传递函数波特图,如附录A图A8所示。$G_{5,\mathrm{SOGI}}(s)$和$G_{5,\mathrm{SOGI}}^{\mathrm{delay}}(s)$可以看成是带通滤波器,仅在5次谐波频率处增益为0 dB,其他频率处增益为负值。其中$G_{5,\mathrm{SOGI}}(s)$在5次谐波频率处的相角为0,$G_{5,\mathrm{SOGI}}^{\mathrm{delay}}(s)$在5次谐波频率处的相角为$-90°$。因此,SOGI模块输出信号$I_{5,\mathrm{APF1}}$为输入信号$I_{\mathrm{APF1}}$中5次谐波电流的组成部分,而$I_{5,\mathrm{APF1}}^{\mathrm{delay}}$与$I_{5,\mathrm{APF1}}$波形相同,但相位滞后90°。

由于本文主要调节5次谐波阻抗的相角,这里考虑极端情况绘制APF等效谐波阻抗波特图。若控制目标为APF在5次谐波频率下呈纯容性,阻抗值为1 Ω,而在7次谐波频率下等效为1 Ω电阻,此时$Z_{\mathrm{V}}(s)$设置如下:

$$Z_{\mathrm{V}}(s)=G_{5,\mathrm{SOGI}}^{\mathrm{delay}}(s)\left|Z_{5,\mathrm{APF1}}(s)\right|+G_{7,\mathrm{SOGI}}(s)\cdot\left|Z_{7,\mathrm{APF1}}(s)\right|=\frac{K_{\mathrm{c}}(5\omega_0)^2}{s^2+K_{\mathrm{c}}(5\omega_0)s+(5\omega_0)^2}\times 1+\frac{K_{\mathrm{c}}(7\omega_0)s}{s^2+K_{\mathrm{c}}(7\omega_0)s+(7\omega_0)^2}\times 1 \tag{26}$$

在此条件下根据附录A表A1系统参数,按照式(24)绘制APF等效谐波阻抗$Z_{\mathrm{eq}}^{\mathrm{APF1}}(s)$波特图,如附录A图A9(a)所示。在5次谐波频率下,等效阻抗幅值为$10^{0.9/20}$ Ω≈1.1 Ω,相角为631°,近似为纯容性。而在7次谐波频率下,等效阻抗幅值为$10^{0.2/20}$ Ω≈1.0 Ω,相角为364°,近似为纯阻性。

若控制目标为APF在5次谐波频率下呈纯感性,阻抗值为1 Ω,而在7次谐波频率下等效为1 Ω电阻,此时$Z_{\mathrm{V}}(s)$设置如式(27)所示。

$$Z_{\mathrm{V}}(s)=-G_{5,\mathrm{SOGI}}^{\mathrm{delay}}(s)\left|Z_{5,\mathrm{APF1}}(s)\right|+G_{7,\mathrm{SOGI}}(s)\cdot\left|Z_{7,\mathrm{APF1}}(s)\right|=-\frac{K_{\mathrm{c}}(5\omega_0)^2}{s^2+K_{\mathrm{c}}(5\omega_0)s+(5\omega_0)^2}\times 1+\frac{K_{\mathrm{c}}(7\omega_0)s}{s^2+K_{\mathrm{c}}(7\omega_0)s+(7\omega_0)^2}\times 1 \tag{27}$$

在此条件下,绘制APF等效谐波阻抗$Z_{\mathrm{eq}}^{\mathrm{APF1}}(s)$波特图,如附录A图A9(b)所示。在5次谐波频率下,等效阻抗幅值为$10^{0.7/20}$ Ω≈1.1 Ω,相角为451°,近似为纯感性。而在7次谐波频率下,等效阻抗幅值为$10^{0.2/20}$ Ω≈1.0 Ω,相角为365°,近似为纯阻性。

以上波特图分析方法证明本文所提控制策略可以使APF在特定频率处模拟期望的阻抗特性。

3　仿真验证

使用MATLAB/Simulink搭建仿真模型,系统结构如图1所示,电路参数和控制参数如附录A表A1所示。其中DG采用下垂控制方式[23-25],为系统的非线性负荷提供功率。APF的作用为抑制互联线路的谐波电压放大。

图3为无阻尼控制、R-APF方法、阻抗角调节3种情况下x=0,3,5,7 km位置的电压($V(x)$)波形图。在无阻尼控制时,虽然线路首端x=0 km位置的电压波形良好,总谐波畸变率(total harmonic distortion,THD)为3.1%,但是线路中点x=5 km位置的电压畸变最严重,THD为14.2%。在t=0.6 s采用R-APF方法后,线路中点电压THD降为9.5%,电压畸变依然严重。在t=0.7 s调节阻抗角后,线路中点电压THD最终降为4.5%,其他位置的电压THD也在5%限值之内,谐振得到有效抑制。

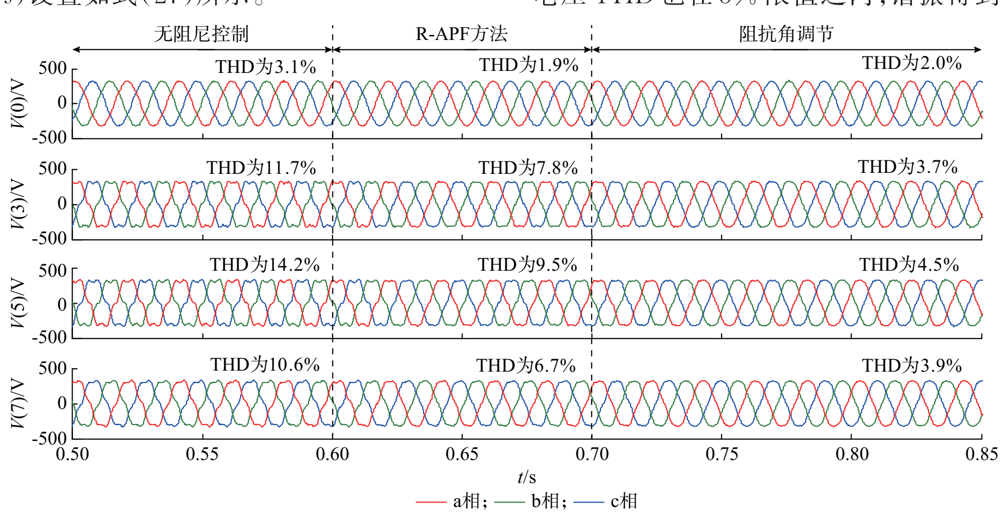


图3　无阻尼控制、R-APF方法、阻抗角调节3种情况下各位置电压波形

Fig. 3　Voltage waveforms at different positions under three conditions of no-damping control, R-APF method and impedance angle adjustment

附录A图A10为无阻尼控制、R-APF方法、阻抗角调节3种情况下x=3,5,7 km位置的电流波形图与非线性负荷电流I_{Load1}、I_{Load2}的波形。非线性负荷电流在t=0.5～0.85 s整个过程中没有明显变化。但是随着APF控制方法发生变化,线路各位置电流THD逐渐减小,波形质量逐渐提高。

图4为无阻尼控制、R-APF方法、阻抗角调节3种情况下线路各位置的电压THD。无阻尼控制时谐波放大最为严重。R-APF方法虽然能在一定程度上减弱谐波放大现象,但是依然无法满足限值要求。本文提出的阻抗角调节方法能够有效抑制在双端谐波源场景下的谐波放大现象,保证线路各位置的电压THD都在5%限值之内。

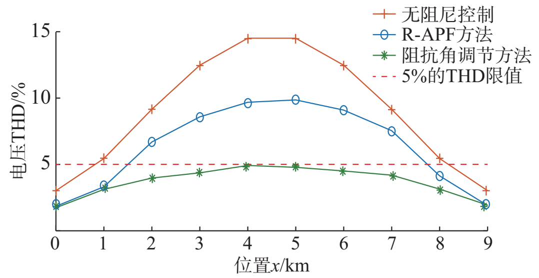


图4　无阻尼控制、R-APF方法、阻抗角调节3种情况下线路各位置电压THD

Fig. 4　Voltage THD at each positions of feeder under three conditions of no-damping control, R-APF method and impedance angle adjustment

附录A图A11为无阻尼控制、R-APF方法、阻抗角调节3种情况下x=0,3,5,7 km位置的5次和7谐波电压含量对比。如图A11(a)所示,x=0,3,5,7 km位置的5次谐波电压含量分别为1.6%、11.2%、13.8%、10.0%,谐波放大现象严重。采用R-APF方法后,x=0,3,5,7 km位置的5次谐波电压含量分别为1.0%、7.2%、8.9%、6.2%,谐波放大现象依然严重。只有采用阻抗角调节方法后,各位置5次谐波电压含量才下降到4%以下。图A11(a)说明系统在5次谐波频率下发生了严重的谐波放大现象且R-APF方法不能有效抑制谐振,必须采用阻抗角调节方法。而对于7次谐波,如图A11(b)所示,无阻尼控制时各位置的谐波电压均在2%以下,采用R-APF方法与阻抗角调节方法后,各位置的谐波电压均在1%以下,说明7次谐波没有发生严重的谐振现象。

图5为线路中点电压THD和5次、7次谐波阻抗角的变化趋势。在t=0.65～0.70 s采用R-APF方法,中点电压THD为9.5%,其中主要谐波成分为5次谐波。两端APF等效阻抗呈阻性,5次、7次谐波阻抗角为零。在t=0.70 s开始调节5次谐波阻抗角,其中APF1阻抗相角$\alpha_{5,\mathrm{APF1}}$为正值,APF2阻抗相角$\alpha_{5,\mathrm{APF2}}$为负值。随着二者相角差$\Delta\alpha_{5,\mathrm{APF}}$增大,中点电压THD逐渐减小,最终降为4.5%。在此过程中,7次谐波阻抗角$\alpha_{7,\mathrm{APF1}}$、$\alpha_{7,\mathrm{APF2}}$一直为零,说明7次谐波阻抗角不需要调节。

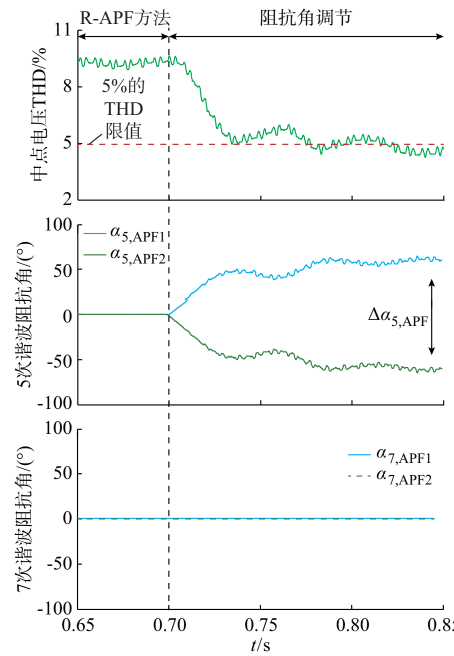


图5　中点电压THD与5次、7次谐波阻抗角的调节过程

Fig. 5　THD of middle-point voltage and adjustment process of impedance angles of 5th and 7th harmonics

为了具体说明5次、7次谐波频率下2个APF的阻抗特性,附录A图A12给出了调节谐波阻抗角前后2个APF的单相谐波电压与电流波形,图中电流值取负号是为了让电压、电流的极性相同。如图A12(a)所示,对于5次谐波,在t=0.65～0.67 s时采用R-APF控制,2个APF的5次谐波电压$V_{5,\mathrm{APF1}}$、$V_{5,\mathrm{APF2}}$分别与电流$-I_{5,\mathrm{APF1}}$、$-I_{5,\mathrm{APF2}}$波形重合,说明等效阻抗为电阻。而在t=0.82～0.84 s时为谐波阻抗角控制,APF1的谐波电流$-I_{5,\mathrm{APF1}}$滞后于谐波电压$V_{5,\mathrm{APF1}}$,说明等效阻抗呈阻感性;APF2的谐波电流$-I_{5,\mathrm{APF2}}$超前于谐波电压$V_{5,\mathrm{APF2}}$,说明等效阻抗呈阻容性。而对于7次谐波,如图A12(b)所示,调节阻抗角前后谐波电压$V_{7,\mathrm{APF1}}$、$V_{7,\mathrm{APF2}}$与谐波电流$-I_{7,\mathrm{APF1}}$、$-I_{7,\mathrm{APF2}}$波形几乎重合,与图5所示的7次谐波阻抗角一直为零对应。图A12说明本文提出的APF控制策略能够根据需求灵活调节谐波阻抗相角。

4　结语

本文针对微电网互联线路这类双端谐波源相互耦合引发谐波放大的问题,深入分析谐波交互特性

与谐振机理,并提出谐波放大完全抑制的阻抗匹配条件。传统R-APF方法不能灵活调节APF等效阻抗相角,当线路两端谐波源相角变化时,会引发阻抗不匹配,造成谐波放大。因此,本文提出一种谐波阻抗协调控制策略,根据线路中点谐波电压信息在线调节线路两端APF谐波阻抗的相角,以此达到阻抗匹配与谐振抑制的目标。与此同时,本文提出一种APF改进控制策略,保证APF谐波阻抗角在(−90°,90°)范围内任意调节的能力。仿真结果验证了本文所提方案的有效性。

本文主要通过调节APF等效谐波阻抗相角抑制谐振,而阻抗幅值没有主动调节。在后续的研究工作中,当考虑到线路两端谐波源的幅值和相位均发生改变时,需采用合适的协调控制方案,同时在线调节线路两端APF等效谐波阻抗的幅值与相角,实现动态谐振抑制目标。

附录见本刊网络版(http://www.aeps-info.com/aeps/ch/index.aspx),扫英文摘要后二维码可以阅读网络全文。

参 考 文 献

[1] 李得民,吴在军,赵波,等.基于模型预测控制的孤岛微电网二次调节策略[J].电力系统自动化,2019,43(10):60-67.
LI Demin, WU Zaijun, ZHAO Bo, et al. Secondary regulation strategy for islanded microgrid based on model predictive control [J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(10): 60-67.

[2] 徐丙垠,徐化博,赵艳雷,等.孤岛运行微电网的同步定频电流控制原理与验证[J].电力系统自动化,2019,43(15):132-138.
XU Bingyin, XU Huabo, ZHAO Yanlei, et al. Control principle and verification of constant-frequency synchronous current phasor based control strategy for islanded microgrids[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(15): 132-138.

[3] 许伟,肖湘宁.基于模式转换的独立微电网实时运行控制[J].电工技术学报,2019,34(增刊1):282-291.
XU Wei, XIAO Xiangning. Real-time operational control of stand-alone microgrid based on mode switch[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(Supplement 1): 282-291.

[4] 张宝群,胡长斌,马龙飞,等.基于小信号稳定性分析的含VSG微电网电能质量主动控制[J].电力系统自动化,2019,43(23):210-222.
ZHANG Baoqun, HU Changbin, MA Longfei, et al. Active power quality control for microgrid with virtual synchronous generator based on small-signal stability analysis[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(23): 210-222.

[5] 赵梓杉,蒙志全,张俊峰,等.应急微电网中柴储移动电源的协调及均衡控制策略[J].电力系统自动化,2019,43(10):53-59.
ZHAO Zishan, MENG Zhiquan, ZHANG Junfeng, et al. Control strategy of coordination and equalization for diesel generator and energy storage system in emergency microgrid[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(10): 53-59.

[6] GUO Yan, CHEN Laijun, LU Xiaonan, et al. Region-based stability analysis for active dampers in AC microgrids[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(6): 7671-7682.

[7] WANG Xiongfei, BLAABJERG F, LISERRE M, et al. An active damper for stabilizing power-electronics-based AC systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(7): 3318-3329.

[8] WADA K, FUJITA H, AKAGI H. Considerations of a shunt active filter based on voltage detection for installation on a long distribution feeder [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(4): 1123-1130.

[9] SUN Xiaofeng, ZENG Jian, CHEN Zhe. Site selection strategy of single-frequency tuned R-APF for background harmonic voltage damping in power systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(1): 135-143.

[10] LEE T L, HU S H. An active filter with resonant current control to suppress harmonic resonance in a distribution power system[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(1): 198-209.

[11] 聂程,王跃,雷万钧,等.新能源并网输电电缆谐波谐振分析及抑制方法[J].电力系统自动化,2017,41(17):128-133.
NIE Cheng, WANG Yue, LEI Wanjun, et al. Harmonic resonance analysis and suppression method for transmission cables between renewable energy sources and power grid[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(17): 128-133.

[12] HE Jinwei, LI Yunwei, WANG Ruiqi, et al. Analysis and mitigation of resonance propagation in grid-connected and islanding microgrids [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2015, 30(1): 70-81.

[13] SHEN Hong, YANG Lili, SUN Xiaofeng, et al. Active power filter equivalent to an infinite feeder for harmonic suppression in radial distribution systems [J]. IET Power Electronics, 2016, 9(7): 1331-1340.

[14] SUN Xiaofeng, HAN Ruijing, SHEN Hong, et al. A double-resistive active power filter system to attenuate harmonic voltages of a radial power distribution feeder [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(9): 6203-6216.

[15] SUN Xiaofeng, YANG Lili, WANG Rui, et al. A novel impedance converter for harmonic damping in loop power distribution systems [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(1): 162-173.

[16] SUN Xiaofeng, HAN Ruijing, YANG Lili, et al. Study of a novel equivalent model and a long-feeder simulator-based active power filter in a closed-loop distribution feeder [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(5): 2702-2712.

[17] HE Jinwei, PAN Yiwei, LIANG Beihua, et al. A simple decentralized islanding microgrid power sharing method without using droop control[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2018, 9(6): 6128-6139.

[18] 华敏,陈剑云.一种高精度六谱线插值FFT谐波与间谐波分析

方法[J].电力系统保护与控制,2019,47(11):9-15.
HUA Min, CHEN Jianyun. A high precision approach for harmonic and interharmonic analysis based on six-spectrum-line interpolation FFT[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(11): 9-15.

[19] 李振华,胡廷和,杜亚伟,等.基于窗函数和谱线插值理论的谐波检测方法[J].电力系统保护与控制,2019,47(22):78-88.
LI Zhenhua, HU Tinghe, DU Yawei, et al. Harmonic detection method based on the theory of windows and spectrum line interpolation[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(22): 78-88.

[20] 陈至豪,王立德,王冲,等.基于组合余弦优化窗四谱线插值FFT的电力谐波分析方法[J].电网技术,2020,44(3):1105-1113.
CHEN Zhihao, WANG Lide, WANG Chong, et al. An approach for electrical harmonic analysis based on optimized composite cosine window four-spectrum-line interpolation FFT[J]. Power System Technology, 2020, 44(3): 1105-1113.

[21] 电能质量　公用电网谐波:GB/T 14549—1993[S].1993.
Quality of electric energy supply — harmonics in public supply network: GB/T 14549—1993[S]. 1993.

[22] 杨才伟,王剑,游小杰,等.二阶广义积分器锁频环数字实现准确性对比[J].电工技术学报,2019,34(12):2584-2596.
YANG Caiwei, WANG Jian, YOU Xiaojie, et al. Accuracy comparison of digital implementation on the second-order generalized integrator frequency-locked loop[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(12): 2584-2596.

[23] 王晓寰,张旭东,郭红强.基于相位簇扰动的下垂控制并网逆变器孤岛检测[J].电工技术学报,2020,35(8):1728-1738.
WANG Xiaohuan, ZHANG Xudong, GUO Hongqiang. Islanding detection of droop-controlled grid-connected inverters on phase cluster disturbance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(8): 1728-1738.

[24] 赵梓杉,蒙志全,章雷其,等.含异构分布式电源的微电网无功功率分散分层控制策略[J].电力系统自动化,2019,43(11):59-72.
ZHAO Zishan, MENG Zhiquan, ZHANG Leiqi, et al. Decentralized and hierarchical reactive power control strategy for microgrids with heterogeneous distributed generators[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(11): 59-72.

[25] 张继元,舒杰,宁佳,等.考虑SOC自均衡的光储独立微电网协调控制[J].电工技术学报,2018,33(增刊2):527-537.
ZHANG Jiyuan, SHU Jie, NING Jia, et al. Coordinated control for PV/storage hybrid islanded microgrid considering SOC balancing[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(Supplement 2): 527-537.

梁倍华(1991—),男,博士研究生,主要研究方向:微电网电能质量治理、分布式电源控制。E-mail:Eli_tju@163.com

何晋伟(1983—),男,通信作者,博士,教授,博士生导师,主要研究方向:电能质量控制、大功率电力电子变流器。E-mail:jinwei.he@tju.edu.cn

金子开(1990—),男,硕士,工程师,主要研究方向:电力系统稳定控制、变电设计。E-mail:jkl2010abc@163.com

(编辑　蔡静雯)

Analysis and Suppression Measures for Resonance on Interconnection Line Between Mircogrids Based on Harmonic Impedance Matching

LIANG Beihua[1], *HE Jinwei*[1], *JIN Zikai*[2], *WANG Chengshan*[1]

(1. School of Electrical and Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China;
2. State Grid Liaoning Electric Power Company Limited Economic Research Institute, Shenyang 110015, China)

Abstract: Neighboring microgrids are usually interconnected by long transmission lines. For the system where both sending and receiving ends of transmission lines have independent harmonic sources, the harmonic interaction characteristic and the harmonic amplification mechanism are more complicated, and the conventional resonance suppression method of resistive active power filter is not suitable. Based on the transmission line theory, this paper analyzes the harmonic propagation mechanism of interconnected lines, and proposes a resonance suppression method based on harmonic impedance matching. To overcome the uncertainty of line parameters and phase angle information of harmonic sources, this paper proposes a coordinated control method for harmonic impedances of active power filters based on the line middle-point harmonic voltage detection. According to the harmonic voltage content, the phase angles of harmonic impedance at both ends of the line are adjusted online to realize resonance suppression. Meanwhile, an improved control strategy of active power filters is proposed to ensure that the harmonic impedance phase angle can be adjusted arbitrarily. Simulation results verify the effectiveness of the proposed scheme.

This work is supported by National Key R&D Program of China (No. 2017YFB0902000) and State Grid Corporation of China (No. SGXJ0000KXJS1700841).

Key words: active power filter (APF); harmonic propagation; harmonic suppression; harmonic impedance matching; transmission line theory