

DOI: 10.12158/j.2096-3203.2024.06.018

一种无谐振 C 型滤波器的优化设计方法

徐方维¹, 贾俊炜¹, 郭凯¹, 徐琳², 陈家乐¹, 卢煜国¹

(1. 四川大学电气工程学院, 四川 成都 610065;

2. 国网四川省电力公司电力科学研究院, 四川 成都 610094)

摘要:现有无功补偿电容谐振抑制方法通常将无功补偿电容配置为无谐振 C 型滤波器, 以降低谐振带来的谐波电压放大与滤波器有功损耗。但在抑制低频谐振时, 无谐振 C 型滤波器的元件参数可选择范围较小, 难以在实现低频谐振抑制的同时兼顾滤波器配置成本。针对这一问题, 文中提出一种无谐振 C 型滤波器优化设计方法。首先, 设计一种改进 C 型滤波器结构, 在传统 C 型滤波器结构中增加低频谐振抑制单元, 消除滤波器潜在低频谐振点; 然后, 建立计及滤波器配置成本、有功损耗、谐振抑制性能及元件参数选择范围的滤波器元件参数配置模型, 求解改进 C 型滤波器元件参数最优值。最后, 通过仿真对比证明, 改进 C 型滤波器在控制配置成本与有功损耗的基础上, 能明显降低谐波放大系数, 具有更好的谐振抑制性能。

关键词: C 型滤波器; 无谐振设计; 电容器谐振抑制; 自适应差分进化算法; 元件配置成本; 滤波器优化设计

中图分类号: TM712

文献标志码: A

文章编号: 2096-3203(2024)06-0183-11

0 引言

无功补偿电容器广泛应用于大型公用电网、工业用户及各种新能源场站等场景中, 然而电网中广泛使用的电力电子器件及非线性负荷等各类谐波发射装置增加了电力系统与无功补偿电容器的谐振概率及严重程度^[1-3], 因此如何有效实施无功补偿并避免或抑制谐振是一大难题。

针对并联电容器与系统谐振导致的谐波放大问题, 工程常用手段是在并联电容器支路串联电抗器, 将无功补偿电容配置为调谐滤波器。将滤波器调谐频率设置到谐振频率处以实现对该频率下电容器的谐振抑制^[4-5], 但此时滤波器与系统在其他频率处依然存在谐振风险。将普通调谐滤波器配置为阻尼滤波器, 可在一定程度上抑制谐振强度, 但所有频次的电流流经电阻将造成较大的功率损耗。C 型滤波器设置 LC 串联支路基频谐振, 从而短路电阻支路, 降低滤波器有功损耗, 实现在抑制无功补偿电容器谐振的同时兼顾滤波器有功损耗, 在工程中应用广泛^[6-10]。

目前已有较多学者针对 C 型滤波器配置方法进行研究。文献[9]采用调谐频率与电阻比作为表征 C 型滤波器成本与谐振抑制性能的指标, 通过合理选择最优解以平衡滤波器成本与性能, 优化滤波器配置; 文献[11]提出多个无功补偿电容器共用一个 C 型阻尼单元的方案, 以抑制无功补偿电容器谐

振, 在一定程度上降低了治理成本; 文献[12]比较了 C 型滤波器与三阶高通滤波器在抑制无功补偿电容器谐振性能上的优劣, 并给出滤波器配置建议。目前采用无谐振设计将并联无功补偿电容器配置为无谐振 C 型滤波器, 在实现滤波器宽频域谐振抑制及低功率损耗上得到了广泛关注^[12-13]。然而, 随着谐波频次降低, C 型滤波器满足无谐振设计要求的元件参数选择范围缩小, 2 倍基频下的元件参数选择范围缩小程度尤为严重, 这意味着在配置过程中难以在保证滤波器低频谐振抑制性能的同时控制配置成本。

2 次谐波是电力系统中不可忽视的问题。高压直流系统中换流设备发生不对称故障, 会产生以 2 次谐波为主的偶次非特征谐波^[14]; 风电场双馈风机相邻变压器空载合闸、光伏发电厂变压器空载合闸或系统故障^[14-18]都会给电网注入 2 次谐波; 系统与无功补偿装置存在潜在谐振点, 会增加谐波放大的风险; 长距离架空线路及电缆分布参数特性, 会导致原本符合标准的低次谐波出现超标现象^[19]; 炼钢厂中电弧炉等非线性设备也会发射 2 次谐波。一方面, 注入电网的 2 次谐波在传输中会由于谐振造成严重的谐波放大; 另一方面, 2 次谐波会导致电网中 2 次谐波制动的保护设备不动作^[20-21], 从而可能危及设备及电网的安全运行^[22-23]。

由此, 文中提出一种无谐振 C 型滤波器优化设计方法, 克服传统无谐振 C 型滤波器在低频下元件参数选择范围小、配置成本高的缺点, 从而提高滤波器宽频域下的谐振抑制性能, 同时控制配置成

收稿日期: 2024-03-23; 修回日期: 2024-05-19

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(52277113)

本。研究无谐振设计原理及 C 型滤波器结构,提出一种改进 C 型滤波器结构,对比分析改进前后滤波器各频次下无谐振设计的参数选择范围,证明所提改进 C 型滤波器结构具有更大的参数选择范围。基于此,提出计及成本、有功损耗、谐振抑制性能及元件参数选择范围的改进 C 型滤波器元件参数配置方法,并选用自适应差分进化算法求解最优解。基于某海上风电场实测数据,在风电场传输系统等效模型中进行仿真,从谐振抑制、功率损耗和鲁棒性等方面对比不同成本 C 型滤波器与改进 C 型滤波器的优劣,验证所提方法的有效性和正确性。

1 无谐振设计理论

图 1 为一个并联无功补偿电容器接入系统时,从电容器接入端口看进的系统等效电路。其中 $V_F(\omega)$ 为无功补偿电容器接入点电压, ω 为谐波频率; $V_S(\omega)$ 为系统背景谐波电压; $Z_S(\omega)$ 为从电容器接入点看进的系统谐波阻抗; $Z_F(\omega)$ 为无功补偿电容器或电容器配置后的滤波器的谐波阻抗。

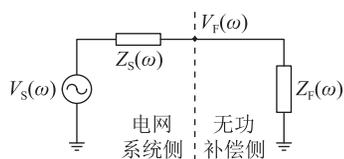


图 1 无功补偿接入点处等效电路
Fig.1 Equivalent circuit of the reactive compensation access point

记未接入无功补偿电容器或滤波器时的电压为 $V_{F,0}(\omega)$,可得接入无功补偿电容器或滤波器后谐波电压放大系数 $H(\omega)$ 为:

$$H(\omega) = \left| \frac{V_F(\omega)}{V_{F,0}(\omega)} \right| \quad (1)$$

在图 1 所示等效电路未接入电容器或滤波器时,连接点谐波电压 $V_{F,0}(\omega)$ 为等效电源发出的系统背景谐波电压 $V_S(\omega)$ 。因此谐波电压放大系数用阻抗表示为:

$$H(\omega) = \left| \frac{V_F(\omega)}{V_{F,0}(\omega)} \right| = \left| \frac{Z_F(\omega)}{Z_F(\omega) + Z_S(\omega)} \right| = \frac{\sqrt{R_F^2(\omega) + X_F^2(\omega)}}{\sqrt{(R_F(\omega) + R_S(\omega))^2 + (X_F(\omega) + X_S(\omega))^2}} \quad (2)$$

式中: $R_F(\omega)$ 、 $X_F(\omega)$ 分别为对应频次下滤波器阻抗的电阻值与电抗值; $R_S(\omega)$ 、 $X_S(\omega)$ 分别为对应频次下系统阻抗的电阻值与电抗值。 $H(\omega)$ 可作为衡量谐振强度的指标。

根据式(2),当 $R_S(\omega) = 0$ 且 $X_F(\omega) = -X_S(\omega)$

时,谐波放大系数将达到最大,为:

$$H_{\text{worst}}(\omega) = \sqrt{1 + \left(\frac{X_F(\omega)}{R_F(\omega)} \right)^2} \quad (3)$$

式中: $H_{\text{worst}}(\omega)$ 为相应频次下最恶劣谐波电压放大系数。当 $H_{\text{worst}}(\omega)$ 小于某一规定的谐波电压放大系数限值 H_{limit} 时,可以使得即使在该频次下并联点发生谐振,放大后的谐波电压仍满足要求,从而实现无谐振设计^[12]。 H_{limit} 可根据系统的背景谐波电压与标准限值作比后,取各频次下满足要求的最小值。

无谐振设计使得所有频次大于关注谐波频次 ω_H 的谐波电压在谐振放大后仍能满足要求。需要说明的是,滤波器无谐振设计重点关注滤波器接入前后,公共连接点(point of common coupling, PCC)的电压放大情况及治理方法,未考虑用户作为谐波扰动源时,对系统注入谐波电流的影响。

2 C 型滤波器元件参数选择范围

C 型滤波器在文献[24]中首次引入,用来取代高压直流输电中多个单调谐滤波器,电路结构如图 2 所示。其中 C_1 、 C_2 为电容; R 为电阻; L_1 为电感。C 型滤波器的优势在于使 L_1 - C_2 支路在基频下串联谐振从而减少流经电阻 R 的电流,降低滤波器功率损耗。将无功补偿电容器配置为 C 型滤波器是解决无功补偿电容器谐振的方法之一,采用无谐振设计,可实现无功补偿电容器配置的阻尼滤波器有功损耗最小化,以及限制谐振强度^[13]。然而,C 型滤波器结构不能在各个频次下都满足无谐振设计的要求,随着频次降低,满足无谐振要求的条件逐渐苛刻,导致滤波器配置时难以兼顾低频谐振抑制性能和元件配置成本。

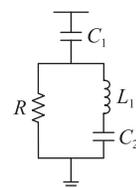


图 2 C 型滤波器电路
Fig.2 C-type filter circuit

由图 2 可知,C 型滤波器的阻抗表达式为:

$$Z_{\text{filter}} = Z_{C1} + \frac{R(Z_{L1} + Z_{C2})}{R + (Z_{L1} + Z_{C2})} = \frac{R(1 - \omega^2 L_1 C_2)^2}{(1 - \omega^2 L_1 C_2)^2 + (\omega C_2 R)^2} + j \left[\frac{\omega C_2 R^2 (\omega^2 L_1 C_2 - 1)}{(1 - \omega^2 L_1 C_2)^2 + (\omega C_2 R)^2} - \frac{1}{\omega C_1} \right] \quad (4)$$

式中: Z_{C1} 、 Z_{C2} 、 Z_{L1} 分别为 C_1 、 C_2 、 L_1 的阻抗。

由式(4)可知,滤波器阻抗的实、虚部表达式分别为:

$$R_F = \frac{R(1 - \omega^2 L_1 C_2)^2}{(1 - \omega^2 L_1 C_2)^2 + (\omega C_2 R)^2} \quad (5)$$

$$X_F = \frac{\omega C_2 R^2 (\omega^2 L_1 C_2 - 1)}{(1 - \omega^2 L_1 C_2)^2 + (\omega C_2 R)^2} - \frac{1}{\omega C_1} \quad (6)$$

对于谐波电压放大系数,无谐振设计要求为:

$$\left| \frac{X_F}{R_F} \right| \leq \sqrt{H_{\text{limit}}^2 - 1} \quad (7)$$

将式(5)、式(6)代入式(7)左侧,得:

$$\frac{X_F}{R_F} = \frac{\omega C_2 R}{\omega^2 L_1 C_2 - 1} - \frac{1}{\omega C_1 R} - \frac{(\omega C_2 R)^2}{\omega C_1 R (\omega^2 L_1 C_2 - 1)^2} \quad (8)$$

对于C型滤波器,要求电感 L_1 与电容 C_2 在基频串联谐振,使得基频电流不流经电阻 R 。即 $\omega_1 = 100\pi$ 时,有:

$$L_1 C_2 = \frac{1}{\omega_1^2} \quad (9)$$

将式(9)代入式(8),并令 $X_{C1} = 1/(\omega C_1)$ 、 $X_{C2} = 1/(\omega C_2)$,有:

$$\frac{X_F}{R_F} = \frac{R/X_{C2}}{h^2 - 1} - \frac{1}{R/X_{C1}} - \frac{(R/X_{C2})^2}{R(h^2 - 1)^2/X_{C1}} \quad (10)$$

式中: h 为谐波频次。

为减少式(10)的变量个数,令滤波器阻容比 $k_1 = R/X_{C1}$ 、 $k_2 = R/X_{C2}$,可得:

$$\frac{X_F}{R_F} = \frac{k_2}{h^2 - 1} - \frac{1}{k_1} - \frac{k_2^2}{k_1(h^2 - 1)^2} \quad (11)$$

以文献[13]所提谐波电压放大限值 $H_{\text{limit}} = 1.2$ 为例,绘制 $h=2$ 时式(11)图像及对应阻容比 k_1 、 k_2 选择范围,如图3所示。

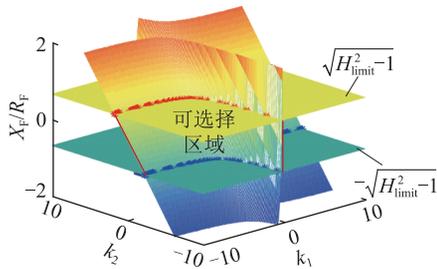


图3 2倍频次下无谐振C型滤波器阻容比选择范围

Fig.3 The resistance capacitance ratio selection range of resonant-free C-type filter in the second frequency

图3中,两平面分别为满足无谐振设计要求的边界,即 $X_F/R_F = \pm \sqrt{H_{\text{limit}}^2 - 1}$,作式(11)曲面与两边界面的交线,即图3中红蓝线。满足无谐振设

计 $H_{\text{worst}}(\omega) \leq H_{\text{limit}}$ 的阻容比选择范围为曲面被两平面所截部分。

图4为各频次下滤波器阻容比选择范围在 k_1 、 k_2 面上的投影。由于阻容比 k_1 、 k_2 均为正值,参数实际选择范围如图4阴影区域所示,可知:随着频次降低,尤其是降至5倍频次以下时,C型滤波器满足无谐振设计的参数选择范围明显减小,且2倍频次下参数选择范围缩小尤为严重,意味着在求解元件参数的优化过程中,最优解的选择范围变小,进而导致方案经济性变差,可行性降低。

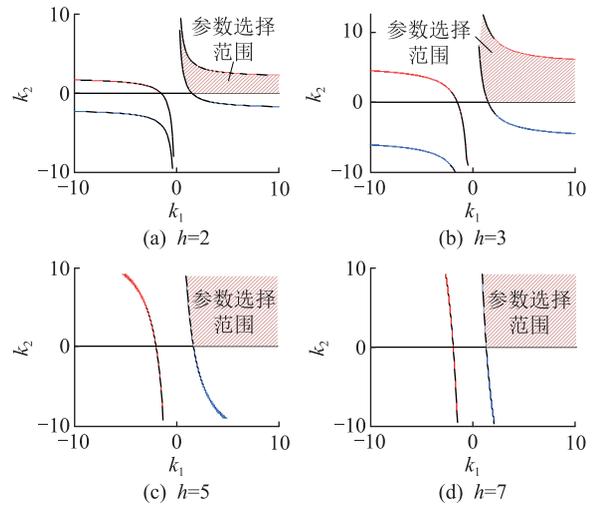


图4 各频次下无谐振C型滤波器阻容比选择范围

Fig.4 Resistance capacitance ratio selection range of resonant-free C-type filter at each frequency

3 改进C型滤波器及其元件参数选择范围

改进后的C型滤波器结构及不同频率下的等效电路如图5所示,其中 C_3 为电容, L_2 为电感。改进C型滤波器在C型滤波器基础上增加一个低频谐振抑制单元。通过调谐使 C_3 与 L_2 在目标频次下并联谐振,此时整个滤波器呈现高电抗状态,避免在该频次下滤波器与系统发生谐振,从而消除滤波器与电网的低频潜在谐振点;在其他频次下采用无谐振设计控制谐波放大倍数,最终实现滤波器在宽频域内的谐振抑制。

由图5可得:(1)在低次谐波下, R 支路、 L_2 支路共同起主导作用,此时改进C型滤波器与阻尼单调谐滤波器类似,滤波器等效电路如图5(b)所示。(2)在基波频率下,使 L_1 - C_2 支路串联谐振,电阻 R 被短路,整个滤波器等效为无功补偿电容 C_1 与 C_3 - L_2 并联支路的电抗 jX_p 的串联电路,电阻支路不流经基频电流,降低滤波器有功损耗,此时滤波器等效电路如图5(c)所示。(3)在新增谐振抑制单元的

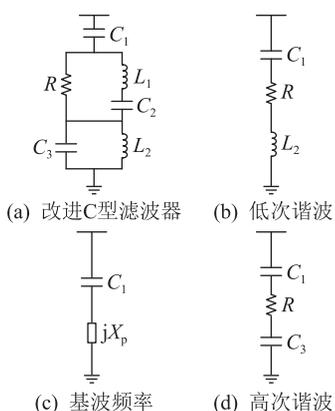


图5 改进C型滤波器结构及各频率等效电路

Fig.5 The structure of the improved C-type filter and the equivalent circuit at each frequency

目标抑制频次下,使 C_3 - L_2 并联支路谐振,并联回路呈高电抗,整个滤波器等效为开路,从而避免滤波器和电网在该频次下发生谐振。(4) 在调谐频率下,整个滤波器阻抗最小,呈低阻抗状态,实现谐波滤除。(5) 在高次谐波下, R 支路、 C_3 支路共同起主导作用,此时整个滤波器等效为电容 C_1 、 C_3 和电阻 R 串联,随着频率升高,电容容抗降低,可进一步等效为纯电阻,此时滤波器等效电路如图 5(d) 所示。

由图 5(a) 可知,改进 C 型滤波器的阻抗表达式为:

$$Z_{\text{filter}} = Z_{C1} + \frac{R(Z_{L1} + Z_{C2})}{R + (Z_{L1} + Z_{C2})} + \frac{Z_{C3}Z_{L2}}{Z_{C3} + Z_{L2}} = \frac{R(1 - \omega^2 L_1 C_2)^2}{(1 - \omega^2 L_1 C_2)^2 + (\omega C_2 R)^2} + j \left[\frac{\omega C_2 R^2 (\omega^2 L_1 C_2 - 1)}{(1 - \omega^2 L_1 C_2)^2 + (\omega C_2 R)^2} - \frac{1}{\omega C_1} + \frac{\omega L_2}{1 - \omega^2 C_3 L_2} \right] \quad (12)$$

式中: Z_{C3} 、 Z_{L2} 分别为 C_3 、 L_2 的阻抗。

根据式(12),滤波器阻抗的实、虚部表达式分别为:

$$R_F = \frac{R(1 - \omega^2 L_1 C_2)^2}{(1 - \omega^2 L_1 C_2)^2 + (\omega C_2 R)^2} \quad (13)$$

$$X_F = \frac{\omega C_2 R^2 (\omega^2 L_1 C_2 - 1)}{(1 - \omega^2 L_1 C_2)^2 + (\omega C_2 R)^2} - \frac{1}{\omega C_1} + \frac{\omega L_2}{1 - \omega^2 L_2 C_3} \quad (14)$$

L_2 、 C_3 并联支路在目标抑制频率下谐振,因此有:

$$L_2 C_3 = \frac{1}{\omega_2^2} \quad (15)$$

式中: ω_2 为欲抑制的谐波频率。

将式(15)代入式(14)中,可知改进 C 型滤波器的虚实阻抗比在式(10)的基础上增加一项,如式(16)所示。

$$\frac{X_F}{R_F} = \frac{k_2}{h^2 - 1} - \frac{1}{k_1} - \frac{k_2^2}{k_1 (h^2 - 1)^2} + \frac{(1 - h^2)^2 + k_2^2}{k_3 (1 - h^2)^2 (1 - n^2)} \quad (16)$$

式中: $k_3 = R/X_{L2}$, $X_{L2} = \omega L_2$; n 为各谐波频次与谐振抑制单元抑制的目标频次倍数之比。

以解决 C 型滤波器 2 倍频次下无谐振设计元件参数选择范围严重缩小问题为例,选择低频谐振抑制单元抑制的目标频次为 2 次。仍取 $H_{\text{limit}} = 1.2$, 计算不同频次下改进 C 型滤波器的元件参数选择范围。由于式(16)为四元函数表达式,无法直接画出图像,故采用点云求解凹壳的数学方法^[25], 标出空间中满足要求的点后再求解凹壳得到参数选择范围。

图 6 为改进 C 型滤波器在阻容比 k_1 、 k_2 平面上各频次对应的取值范围,各条曲线所围区域即为对应频次下的无谐振设计元件参数选择范围。可知,改进 C 型滤波器参数选择范围也会随着频次降低而缩小,但在相同的阻容比取值范围内,改进 C 型滤波器参数选择范围大于 C 型滤波器。为进一步验证改进的有效性,在 2、3、5、7、9 倍频次下,计算改进前后滤波器的参数选择范围。

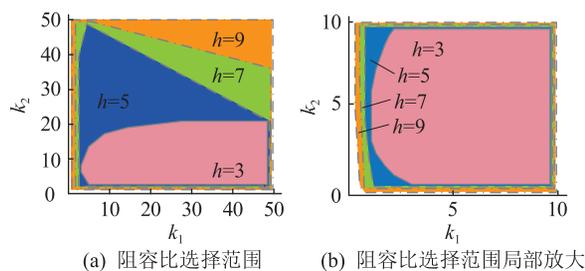


图6 各频次改进C型滤波器无谐振设计阻容比选择范围

Fig.6 The resistance capacitance ratio selection range of the improved C-type filter's resonant-free design at each frequency

由于改进 C 型滤波器元件参数选择范围为三维区域,C 型滤波器元件参数选择范围为二维区域,无法直接比较。因此,将 C 型滤波器的选择范围占研究区域面积的百分比与改进 C 型滤波器选择范围占相同研究空间体积的百分比进行比较,结果如表 1 所示。

根据表 1 可知,C 型滤波器在 2、3 倍频次下的参数选择范围明显下降,2 倍频次下的选择范围已降至 26.43%,较为严重,与图 4 结论相符。而改进 C 型滤波器通过设置谐振抑制单元抑制的目标频次

表 1 改进前后 C 型滤波器无谐振设计元件参数选择范围

Table 1 Component parameter selection range of C-type filter's resonant-free design before and after improvement

器件	元件参数选择范围/%				
	$h=2$	$h=3$	$h=5$	$h=7$	$h=9$
C 型滤波器	26.43	67.13	88.29	86.88	86.18
改进 C 型滤波器	69.04	79.60	79.87	79.88	

为 2 倍频次,避免了滤波器在该频次下谐振。实际中可将目标频次设置为 2、3 倍频次,以最大程度发挥改进 C 型滤波器的优势。须指出的是,虽然改进 C 型滤波器在消除潜在低频谐振点时,降低了较高频次下的元件参数选择范围,但降低程度在可接受范围内,总体上扩大了滤波器元件参数最优解的选择范围,验证了改进的有效性。

4 改进 C 型滤波器元件参数配置方法

为了在满足谐振抑制性能要求的同时,兼顾滤波器的成本与功率损耗,文中在所提改进 C 型滤波器的基础上,提出计及滤波器成本、功率损耗的参数优化设计方案。为实现成本最小化,将滤波器成本作为目标函数,其他设计条件作为优化目标函数的约束条件。

条件 1:无功补偿需求。主电容器 C_1 的值由系统所需滤波器提供的无功功率决定。

$$C_1 = \frac{Q_F}{\omega_1 V_r^2} \quad (17)$$

式中: Q_F 为系统所需的无功功率; ω_1 为基频角频率; V_r 为系统额定电压。

条件 2:最小化基频有功损耗。为降低滤波器有功损耗,设置 C_2 与 L_1 在基频下串联谐振,基频电流不流经电阻支路。

$$C_2 = \frac{1}{\omega_1^2 L_1} \quad (18)$$

条件 3:无谐振设计。为在宽频域下抑制由滤波器与系统谐振造成的谐波放大,采用无谐振设计。

$$H_{\text{worst}}(\omega) \leq H_{\text{limit}} \quad \omega > \omega_H \quad (19)$$

其中, ω_H 不宜小于 5 倍基频角频率。

条件 4:谐振抑制单元设计。为克服无谐振设计在频次过低时元件参数选择范围缩小所导致的谐振抑制性能降低或滤波器配置成本上升的缺点,设置谐振抑制单元 C_3 、 L_2 在目标频次 ω_2 下并联谐振以实现宽频域谐振抑制。

$$C_3 = \frac{1}{\omega_2^2 L_2} \quad (20)$$

其中, ω_2 一般设置为 2、3 倍频次谐波角频率。

条件 5:成本与功率损耗优化。将滤波器成本与功率损耗约束加入设计过程,得到滤波器优化设计方案。改进后的无谐振 C 型滤波器元件参数配置模型总结如下。

目标函数:

$$f = \min(M_{\text{filter}}) \quad (21)$$

约束条件:

$$\begin{cases} C_1 = \frac{Q_F}{\omega_1 V_r^2} \\ C_2 = \frac{1}{\omega_1^2 L_1} \\ H_{\text{worst}}(\omega) \leq H_{\text{limit}} \quad \omega > \omega_H \\ C_3 = \frac{1}{\omega_2^2 L_2} \\ P_{\text{loss}} \leq P_{\text{limit}} \end{cases} \quad (22)$$

式中: M_{filter} 为滤波器配置成本; P_{loss} 为滤波器实际功率损耗; P_{limit} 为滤波器功率损耗上限。

遗传算法作为一种优化算法,广泛应用于无源滤波器求解^[26-27]。而差分进化算法是在遗传算法的基础上提出的,基于模拟生物群落中个体的合作与竞争所产生的启发式群体智能,来指导求解优化问题最优解,具有收敛快、控制参数少、优化结果良好等优点。然而,差分进化算法的变异算子 F 是人为确定的实常数, F 取值过小,会导致优化过程中种群多样性降低,容易陷入局部最优; F 取值过大,会导致算法的收敛速度较慢,运算复杂度增大,因此需要选取一个合适的变异算子 F 。自适应差分进化算法将参数 F 设置为:

$$F = F_0 \times 2^\lambda \quad (23)$$

$$\lambda = e^{1 - \frac{G_m}{G_m + 1 - G}} \quad (24)$$

式中: F_0 为初始设定变异算子; G_m 为最大进化代数; G 为当前进化代数。

算法开始时自适应变异算子为 $2F_0$,有利于在进化初期保持个体多样性,避免陷入局部最优。随着算法进展,变异算子降低,并逐渐接近 F_0 ,保留了优良信息,避免最优解被破坏。因此文中使用罚函数将上述带约束优化问题转化为无约束问题,并采用自适应差分进化算法进行求解。

文中所提无谐振 C 型滤波器优化设计方法的设计流程如图 7 所示。

(1) 根据背景谐波中低次谐波,尤其是 2 次谐波含量,确定是否选择改进 C 型滤波器结构。

(2) 确定系统额定电压 V_r 、滤波器无功补偿需求 Q_F 、谐振抑制单元抑制的目标频次 ω_2 、功率损耗

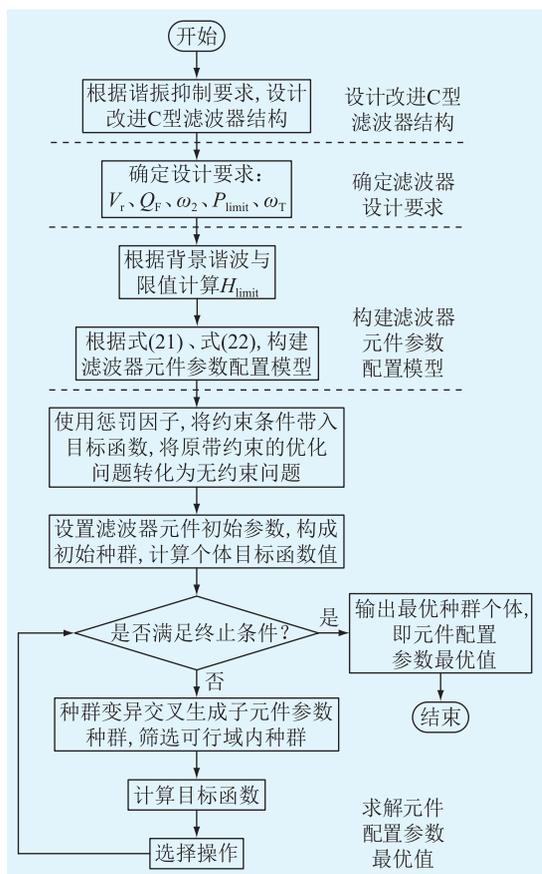


图7 改进的无谐振 C 型滤波器优化设计流程
Fig.7 Flow chart of the resonant-free C-type filter's improved optimized design

限值 P_{limit} 及调谐频率 ω_T 。

(3) 根据背景谐波计算谐波电压放大限值 H_{limit} , 构建滤波器元件参数配置模型。

(4) 采用自适应差分进化算法, 求解式(21)、式(22)。具体过程如下: ① 使用惩罚因子, 将约束条件带入目标函数, 将式(21)、式(22)转化为无约束优化问题, 生成元件参数初始种群; ② 计算种群的目标函数值, 判断是否满足终止条件, 若是, 则进化终止, 输出最优值, 否则进行下一步; ③ 对种群进行变异、交叉操作, 生成子种群, 对超出设置边界的子种群进行处理, 筛选原种群与子种群中的优秀个体, 计算目标函数值, 返回步骤②。

(5) 输出滤波器元件参数、容量和成本。

5 滤波器元件容量及成本评估方法

目前广泛使用滤波器元件参数或元件容量作为配置成本的计算指标^[13,28-31]。为综合考虑电压等级、元件容量对成本的影响, 文中选用滤波器接入点处背景谐波电压 $V_s(\omega)$ 计算得到的各元件容量为指标, 对成本进行估算。 $V_s(\omega)$ 可在无功补偿电容连接母线上测量, 不可测量时可使用 IEEE 519 标准

代替。同时, 为尽可能避免滤波器各元件投运后发生过载, 计算最恶劣运行状态下的元件容量, 即认为滤波器接入点处谐波电压为 $V_s(\omega)H_{worst}(\omega)$ 。

综上, 改进 C 型滤波器投运后各元件上的电流、电压可由式(25)一式(33)评估。

$$I_{C2} = I_{L1} = \frac{V_s H_{worst} R}{Z_{filter}(X_{L1} + X_{C2} + R)} \quad (25)$$

$$I_R = \frac{V_s H_{worst} (X_{L1} + X_{C2})}{Z_{filter}(X_{L1} + X_{C2} + R)} \quad (26)$$

$$I_{C3} = \frac{V_s H_{worst} X_{L2}}{Z_{filter}(X_{L2} + X_{C3})} \quad (27)$$

$$I_{L2} = \frac{V_s H_{worst} X_{C3}}{Z_{filter}(X_{L2} + X_{C3})} \quad (28)$$

$$V_{C2} = I_{C2} X_{C2} \quad (29)$$

$$V_{C3} = I_{C3} X_{C3} \quad (30)$$

$$V_{L1} = I_{L1} X_{L1} \quad (31)$$

$$V_{L2} = I_{L2} X_{L2} \quad (32)$$

$$V_R = I_R R \quad (33)$$

各元件电压、电流有效值见式(34)、式(35), 进一步得到滤波器功率损耗, 见式(36), 各元件容量见式(37)。

$$V_{m,rms} = \sqrt{\sum_h |V_m(\omega)|^2} \quad m \in \{C_2, C_3, L_1, L_2, R\} \quad (34)$$

$$I_{m,rms} = \sqrt{\sum_h |I_m(\omega)|^2} \quad m \in \{C_2, C_3, L_1, L_2, R\} \quad (35)$$

$$P_{loss} = \sum_h I_{R,rms}^2(\omega) R \quad (36)$$

$$S_m = \sum_h V_m(\omega) I_m(\omega) \quad m \in \{C_2, C_3, L_1, L_2, R\} \quad (37)$$

高压电容器由多个基本电容器单元构成, 根据设备制造商报价, 成本约为 5 000 美元/Mvar。高压电感器和电阻成本^[13]根据式(38)估计。

$$M = aS + b \quad (38)$$

式中: M 为成本; S 为电感额定容量或电阻额定容量; a, b 为成本计算系数。电感器对应系数 a 为 8.5, b 为 8.2; 电阻对应系数 a 为 61, b 为 11。

6 工程案例分析

风电场是广泛运用的新能源发电场站, 以风电场为例, 根据文献[32]中的双馈感应发电机、变压器、电力电缆及电网等输电系统构成部分阻抗参数计算方法, 建立风电场并网系统等效模型, 如图 8 所示。风电场及变压器侧采用戴维南等效模型, R_w 、

L_w 分别为等效电阻、电感;电缆长度为 10 km,采用多段 π 型等效电路; R_d 、 L_d 分别为单位长度电缆模型串联阻抗的等效电阻、电感; C_d 、 G_d 分别为单位长度电缆模型并联导纳的等效电容、电导; L_s 为网侧纯电感。元件参数见表 2。

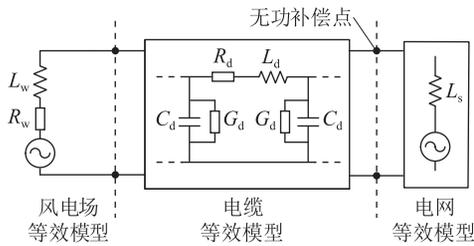


图 8 风电场并网系统等效模型

Fig.8 Equivalent model of the wind farm grid-connected system

表 2 风电场并网系统等效模型参数

Table 2 Parameters of the wind farm grid-connected system

等效模型	参数	数值
风电场模型	R_w/Ω	3 194.644 4
	L_w/H	1.423 64
电缆模型	R_d/Ω	0.072 2
	L_d/H	$3.843 3 \times 10^{-4}$
	C_d/F	$1.294 4 \times 10^{-7}$
	G_d/S	$8.814 2 \times 10^{-9}$
电网模型	L_s/H	$3.425 3 \times 10^{-3}$

风电场侧发射谐波数据为 2021 年 3 月浙江某海上风电场实测数据。根据背景谐波电压值 V_{pre} 与文献[4]中限值 V_{limit} 计算谐波放大系数 H , $H = V_{limit}/V_{pre}$, 结果见表 3。可知,最大谐波电压放大系数为 1.17,一旦谐波放大系数超过 1.17,则 5 次谐波电压将超标,因此算例中无谐振设计的谐波放大系数限值 H_{limit} 为 1.17。

表 3 背景谐波电压、文献[4]限值及谐波放大系数限值

Table 3 Background harmonic voltage, literature [4] limit and harmonic amplification ratio limit

谐波频次	$V_{pre}/\%$	$V_{limit}/\%$	H
2	0.91	1.50	1.65
3	0.57	1.50	2.63
5	1.28	1.50	1.17
7	0.92	1.50	1.63
9	0.72	1.50	2.08
11	0.75	1.50	2.00
13	0.59	1.50	2.54
15	0.33	1.50	4.55
17	0.40	1.50	3.75
19	0.32	1.50	4.69

在电网 PCC 处并联无功补偿电容器组维持 PCC 处电压稳定,补偿容量为 30 Mvar。比较 4 种场景下的谐波电压谐振情况:(1) 未安装无功补偿电容器组时,各次谐波经电缆传输至电网侧的情况;(2) 安装无功补偿电容器组时,各次谐波经电缆传输至电网侧的放大情况;(3) 将无功补偿电容器组配置为 C 型滤波器并采用无谐振设计后的谐振抑制情况;(4) 将无功补偿电容器组配置为弥补低次谐波抑制性能的改进 C 型滤波器后的谐振抑制情况。

为更公平地比较 C 型滤波器与改进 C 型滤波器在抑制无功补偿电容与系统谐振方面的优劣,评估 C 型滤波器谐振抑制性能与成本之间的关系。首先对 C 型滤波器设置不同的谐波放大系数限值 H_{limit} ,在其他条件相同的情况下求解式(21)得到若干组 C 型滤波器参数,计算所得滤波器对应成本及各频次下的 H_{worst} 并选取最大谐波放大系数 H_{max} ,作出成本和元件参数选择范围之间的关系图,如图 9 所示。

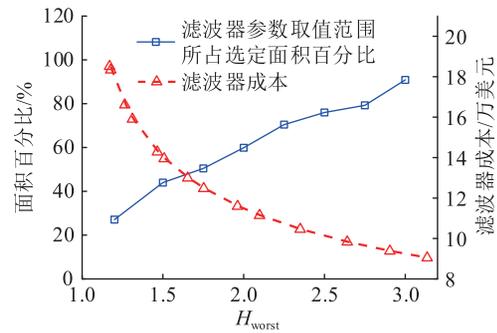


图 9 C 型滤波器参数选择范围、成本与 H_{worst} 的关系

Fig.9 The relationship among parameter selection range, cost and H_{worst} of C-type filter

由图 9 可知,优化得到的各组 C 型滤波器, H_{worst} 越大,对应频次下的谐振风险与严重程度越大,谐振抑制性能越差,参数可选范围越大,对应成本越低; H_{worst} 越小,对应频次下的谐振风险与严重程度越小,谐振抑制性能越好,参数可选范围越小,对应成本越高,与前文结论一致。

因此将不同成本的 C 型滤波器谐波放大系数与谐振抑制目标频次设为 2 倍频次,其他频次采用无谐振设计得到的改进 C 型滤波器谐波放大系数,将两者进行对比,如图 10 所示。

由图 10 可得,在频次超过 10 倍频次之后,改进前后的 C 型滤波器都可以满足无谐振要求,然而在 2,3 倍频次下,C 型滤波器谐波放大系数 H_{worst} 出现明显增大,意味着滤波器若在 2,3 倍频次下谐振,可

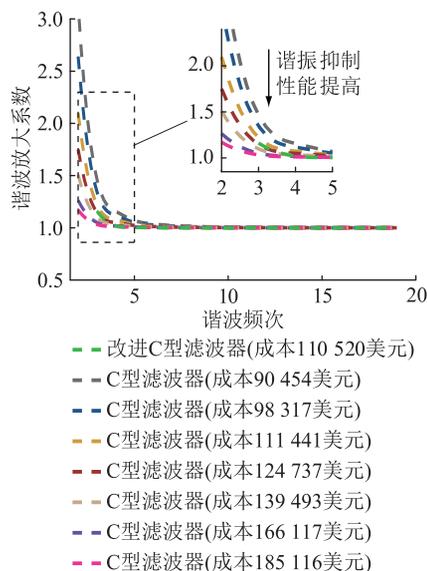


图 10 改进 C 型滤波器与不同成本 C 型滤波器的谐波放大系数

Fig.10 Harmonic amplification ratio of the improved C-type filter and C-type filter at different costs

能会出现严重的谐波放大,这与图 4 所示 C 型滤波器无谐振设计元件参数取值范围变化相一致。如果提高滤波器 H_{worst} 的要求,所设计的滤波器成本会显著上升,这与图 9 所示 C 型滤波器配置成本与谐振抑制性能相一致。设置谐振抑制目标频次为 2 倍频次,其他频次上采用无谐振设计的改进 C 型滤波器,由于通过谐振抑制单元消除潜在的 2 次谐振点,避免了参数选择范围的过度缩小,在相同成本下,宽频谐振抑制性能更好,验证了改进方法的有效性。

比较相同成本下改进前后 C 型滤波器在建立的风电传输系统中的谐振抑制性能。在 4 种场景下分别仿真计算得到并联点的各次谐波含有率,电压频谱如图 11 所示。

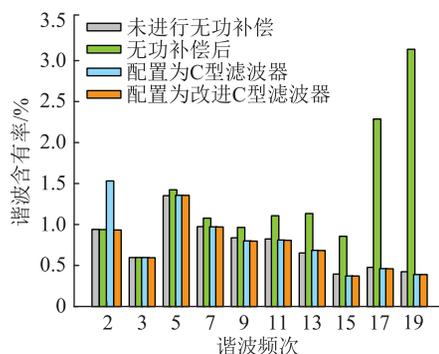


图 11 不同场景下的电压频谱

Fig.11 Voltage spectra for different installation scenarios

配置的 C 型滤波器与改进 C 型滤波器各元件参数及容量如表 4 所示,根据第 5 章计算得到改进前后 C 型滤波器元件成本,如表 5 所示。

表 4 改进前后 C 型滤波器元件参数

Table 4 The parameters of C-type filter elements before and after improvement

元件	参数	C 型滤波器	改进 C 型滤波器
C_1	电容值/ μF	5.92	5.92
	电压/kV	126.97	128.61
	电流/A	236.7	239.7
	无功功率/Mvar	29.97	30.75
C_2	电容值/ μF	27.3	33.7
	电压/kV	27.54	22.61
	电流/A	236.2	239.2
	无功功率/Mvar	6.50	5.40
L_1	电感值/mH	370.79	300.82
	电压/kV	27.80	22.61
	电流/A	236.2	239.2
	无功功率/Mvar	6.64	5.59
R	电阻值/ Ω	251.53	235.08
	电压/kV	4.01	4.09
	电流/A	16.0	17.4
	有功功率/MW	0.064	0.071
C_3	电容值/ μF		158
	电压/kV		1.61
	电流/A		81.7
	无功功率/Mvar		0.128
L_2	电感值/mH		16.03
	电压/kV		1.61
	电流/A		319
	无功功率/Mvar		0.51

表 5 改进前后 C 型滤波器元件成本

Table 5 C-type filter's element costs before and after improvement

元件	成本/美元	
	C 型滤波器	改进 C 型滤波器
C_2	32 519	27 039
L_1	64 017	54 920
R	14 905.11	15 349
C_3		656.32
L_2		12 556

图 11 中,未添加无功补偿前系统中谐波水平符合 IEEE Std 519-2014 限值标准要求^[4];添加无功补偿后,并联点电压在 17 倍频次、19 倍频次会发生谐振造成严重的谐波放大并出现超标现象,总谐波畸变率也将超出谐波限值。将无功补偿电容器配置为 C 型滤波器,并设置最大谐波放大系数限值可在一定程度上减轻谐振强度,但配置后的滤波器与系统会发生 2 次谐振,导致该次谐波含量超标及总谐波畸变率超标。其原因为:此时 C 型滤波器的谐波放大倍数最大值 H_{max} 出现在 2 次,且为 2.1,仍然较

大,使得配置后的滤波器与系统若发生谐振,仍有可能造成严重的谐波放大。而改进C型滤波器,通过设置 C_3 、 L_2 并联支路2次谐振,消除了系统与滤波器在该频次的潜在谐振点;在其他频次,无谐振设计约束了谐波放大倍数,使得改进C型滤波器的 H_{\max} 仅为1.16,满足系统无谐振要求。仿真证明:将无功补偿电容器配置为改进C型滤波器,并联点处各次谐波含有率及总谐波畸变率均符合标准要求。

结合表4、表5可知:(1)改进C型滤波器增加了 C_3 、 L_2 元件,需要支付增加元件的额外成本,但基频下, L_2 支路起主要作用,阻抗较小,并联支路分压较小;高频下, C_3 、 L_2 并联支路中 C_3 支路起主要作用,阻抗较小,支路分压较小。因此 C_3 、 L_2 元件的电压等级与容量水平较低,增加的额外成本在可接受范围内。(2)由于 C_3 、 L_2 并联支路的加入, C_2 、 L_1 支路分压降低,导致元件容量降低,因此降低了元件 C_2 、 L_1 配置成本。总体上,改进前后C型滤波器配置成本基本相同。(3)谐波放大倍数最大值 H_{\max} 降低了86%,提高了谐振抑制性能。(4)流过电阻 R 的电流增大,电阻的有功功率有所上升,但上升程度处于一个可以接受的范围。

综上所述:相同成本下,改进后的C型滤波器在宽频域下的谐振抑制性能相比C型滤波器更加可靠。需要说明的是,文中宽频域所指范围为100 Hz及以上的基频整数倍频率范围。虽然改进后的C型滤波器在功率损耗方面略有上升,但处于一个可以接受的范围。

实际工程中,一方面,由于元件制造工艺的不同,实际安装的滤波器元件参数会存在一定的误差。另一方面,元件在投入运行一段时间后参数受环境条件、设备发热等影响会发生一定的偏移。根据文献[12],RLC元件的参数变化范围大致如下:电感为-3%~3%;电容为0~10%;电阻为-10%~10%。假设元件参数在上述范围内随机变化,分布均匀,计算各元件的过载量、谐波放大系数最大值 H_{worst} ;对于改进后的C型滤波器还需要计算 L_2 、 C_3 并联支路谐振频率 $f_{L2/C3}$ 的变化情况。基于蒙特卡罗模拟方法计算了100 000个组合,得到各个指标最大变化范围,如表6所示。可知:改进前后C型滤波器性能受元件参数偏移影响较小,谐波放大系数最大值 H_{worst} 和元件过载量均在 $\pm 10\%$ 以内;同时改进后的C型滤波器并联支路谐振频率 $f_{L2/C3}$ 偏移量也在 $\pm 10\%$ 以内,能够保证对目标频次下谐振点的消除。综上判断,改进前后C型滤波器对制造参数的变化都具有良好的鲁棒性。

表6 元件制造偏差时改进前后C型滤波器鲁棒性
Table 6 The robustness of the C-type filter before and after improvement in case of component fabrication deviation

指标类型	元件	变化范围	
		C型滤波器	改进C型滤波器
过栽量/%	C_2	-6.68~1.22	-6.78~5.92
	L_1	-4.12~8.08	-4.82~8.83
	R	-8.83~8.24	-2.75~4.97
	C_3		-7.12~1.10
	L_2		-3.87~7.20
	$f_{L2/C3}/\%$		-6.01~1.49
	$H_{\text{worst}}/\%$	-8.86~5.91	-2.56~2.12

7 结语

文中针对无谐振C型滤波器在抑制低频谐振时,元件参数选择范围严重缩小,导致滤波器谐振抑制性能与成本难以兼顾的问题,提出一种无谐振C型滤波器优化设计方法。基于风电场实测数据的仿真结果证明:与采用无谐振设计的传统C型滤波器相比,文中方法所设计的滤波器在相同成本下,谐波放大倍数最大值 H_{\max} 降低了86%,具有更好的宽频域谐振抑制性能。鲁棒性实验表明:考虑元件参数偏移影响时,文中方法设计的滤波器在谐波放大系数、元件过载量、谐振抑制单元抑制目标频次的偏移量均在 $\pm 10\%$ 以内,具有良好的鲁棒性。

参考文献:

- [1] 常继凯,舒勤,李鸿鑫,等. 计及电缆分布电容的并网逆变器谐振特性与抑制[J]. 电力科学与技术学报,2023,38(3):114-123.
CHANG Jikai, SHU Qin, LI Hongxin, et al. Resonance characteristics and suppression of grid-connected inverter system considering cable distributed capacitance[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2023, 38(3):114-123.
- [2] 罗淞泓,舒勤,刘勇,等. 宽频域谐波谐振监测装置优化配置[J]. 电力科学与技术学报,2023,38(4):177-186.
LUO Songhong, SHU Qin, LIU Yong, et al. Optimized placement of wide-band frequency harmonic resonance monitoring device[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2023, 38(4):177-186.
- [3] YANG K, BOLLEN M H J, ANDERS LARSSON E O. Aggregation and amplification of wind-turbine harmonic emission in a wind park[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(2):791-799.
- [4] IEEE recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems; IEEE Std 519-2014[S]. Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2014.
- [5] IEEE guide for the application of shunt power capacitors; IEEE Std 1036-2010[S]. Institute of Electrical and Electronics Engi-

- neers, 2010.
- [6] 戴立庆,张旭,魏孟刚,等. 基于PSAF的电弧炉2次滤波器优化设计及工程实施[J]. 电力电容器与无功补偿, 2022, 43(4): 44-51.
- DAI Liqing, ZHANG Xu, WEI Menggang, et al. Optimization design and engineering implementation of secondary filter of electric arc furnace based on PSAF[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2022, 43(4): 44-51.
- [7] ABDEL ALEEM S H E, ZOBAA A F, ABDEL AZIZ M M. Optimal C-type passive filter based on minimization of the voltage harmonic distortion for nonlinear loads[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(1): 281-289.
- [8] HU H T, HE Z Y, GAO S B. Passive filter design for China high-speed railway with considering harmonic resonance and characteristic harmonics[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(1): 505-514.
- [9] ZHANG G B, WANG Y, XU W, et al. Characteristic parameter-based detuned C-type filter design[J]. IEEE Power and Energy Technology Systems Journal, 2018, 5(2): 65-72.
- [10] XU S T, WANG Y, XIAO X Y, et al. Adaptive damping-an improved resonance mitigation scheme for shunt capacitors[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2022, 37(2): 755-764.
- [11] WANG Y, XU W. A shared resonance damping scheme for multiple switchable capacitors[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2018, 33(4): 1973-1980.
- [12] XU W, DING T Y, LI X, et al. Resonance-free shunt capacitors—configurations, design methods and comparative analysis[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(5): 2287-2295.
- [13] WANG Y, XU S T, XU W, et al. Comparative studies on design methods for detuned C-type filter[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020, 35(4): 1725-1734.
- [14] 邢琛,张新燕,周鹏,等. 链式STATCOM在双馈风电场中的谐波抑制研究[J]. 电测与仪表, 2022, 59(4): 66-71.
- XING Chen, ZHANG Xinyan, ZHOU Peng, et al. Research on harmonic suppression of chained STATCOM applied in doubly-fed wind farm[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2022, 59(4): 66-71.
- [15] 张永芳. 风电场谐波谐振分析与抑制[D]. 武汉: 华中科技大学, 2016.
- ZHANG Yongfang. Harmonic resonance analysis and suppression in wind farm [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2016.
- [16] 郑涛,颜景娴,王铭灏,等. 励磁涌流对双馈式风力发电机组二次谐波特性的影响[J]. 电网技术, 2021, 45(9): 3514-3522.
- ZHENG Tao, YAN Jingxian, WANG Minghao, et al. Impact of inrush current on second harmonic characteristics of doubly fed induction generator[J]. Power System Technology, 2021, 45(9): 3514-3522.
- [17] 郑涛,王铭灏,于吉,等. 相邻变压器空载合闸对光伏输出电流二次谐波分量影响的研究[J]. 电网技术, 2021, 45(2): 570-577.
- ZHENG Tao, WANG Minghao, YU Ji, et al. Research on the impact of no-load closing of adjacent transformer on the second harmonic current components of photovoltaic power[J]. Power System Technology, 2021, 45(2): 570-577.
- [18] 郑涛,黄予园,宗伟,等. 光伏并网系统故障二次谐波产生机理及其对变压器保护的影响[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(12): 13-22.
- ZHENG Tao, HUANG Yuyuan, ZONG Wei, et al. The second harmonic generation mechanism of photovoltaic grid-connected system and its influence on transformer protection[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(12): 13-22.
- [19] LI X, WANG Y, XU W. A new filtering scheme for HVDC terminals based on damped high-pass filter[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2019, 34(5): 2050-2057.
- [20] 吴成明,张鑫,鲁月娥,等. 变压器差动保护二次谐波制动仿真分析[J]. 电气开关, 2016, 54(6): 42-45.
- WU Chengming, ZHANG Xin, LU Yue'e, et al. Simulation analysis of second harmonic brake of differential protection of a transformer[J]. Electric Switchgear, 2016, 54(6): 42-45.
- [21] 唐菊生. 基于二次谐波制动的变压器差动保护的研究[D]. 淮南: 安徽理工大学, 2018.
- TANG Jusheng. Research on transformer differential protection based on second harmonic braking [D]. Huainan: Anhui University of Science & Technology, 2018.
- [22] RYSZARD K. A new method for the C-type passive filter design[J]. Przegląd Elektrotechniczny, 2012, 88(7a): 277-281.
- [23] KLEMPKA R. Design of C-type passive filter for arc furnaces[J]. Metalurgija, 2017, 56(1): 161-163.
- [24] STANLEY C H, PRICE J J, BREWER G L. Design and performance of AC filters for 12 pulse HVDC schemes[C]//2nd International Conference on Power Electronics Power Semiconductors and their Applications. Stafford, UK. 1977: 158-161.
- [25] 林松,田林亚,毕继鑫,等. 三维激光扫描数据的单木树冠体积精确计算[J]. 测绘科学, 2020, 45(8): 115-122.
- LIN Song, TIAN Linya, BI Jixin, et al. Accurate calculation of single tree crown volume based on 3D laser scanning data[J]. Science of Surveying and Mapping, 2020, 45(8): 115-122.
- [26] CHANG S J, HOU H S, SU Y K. Automated passive filter synthesis using a novel tree representation and genetic programming[J]. IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 2006, 10(1): 93-100.
- [27] VERMA V, SINGH B. Genetic-algorithm-based design of passive filters for offshore applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 46(4): 1295-1303.
- [28] XIAO Y, ZHAO J, MAO S J. Theory for the design of C-type filter[C]//2004 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power. Lake Placid, NY, USA. IEEE, 2005: 11-15.
- [29] 王成亮,石凡,王宏华,等. 基于改进多目标粒子群的HVDC交流滤波器优化设计[J]. 电测与仪表, 2023, 60(4): 57-63.
- WANG Chengliang, SHI Fan, WANG Honghua, et al. Optimiza-

- tion design of AC filters for HVDC system based on improved multi-objective particle swarm [J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2023, 60(4): 57-63.
- [30] 赵艳茹. 无源滤波器的多目标优化设计[D]. 北京:华北电力大学, 2014.
- ZHAO Yanru. Multi-objective optimization design of passive power filter[D]. Beijing: North China Electric Power University, 2014.
- [31] 罗伟原. 基于粒子群改进算法的无源电力滤波器优化设计[D]. 长沙:湖南大学, 2009.
- LUO Weiyuan. Optimal design of passive power filters based on modified PSO[D]. Changsha: Hunan University, 2009.
- [32] LIU Z F, RONG J, ZHAO G K, et al. Harmonic assessment for wind parks based on sensitivity analysis [J]. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2017, 8(4): 1373-1382.

作者简介:



徐方维

徐方维(1978),女,博士,教授,研究方向为电能质量分析与控制(E-mail: xufangwei@scu.edu.cn);

贾俊伟(1999),男,硕士在读,研究方向为谐波分析与滤波器设计;

郭凯(1997),男,博士在读,研究方向为电压暂降分析治理。

An optimal design method of the resonant-free C-type filter

XU Fangwei¹, JIA Junwei¹, GUO Kai¹, XU Lin², CHEN Jiale¹, LU Yuguo¹

(1. College of Electrical Engineering, Sichuan University, Chendu 610065, China;

2. State Grid Sichuan Electric Power Company Research Institute, Chendu 610094, China)

Abstract: Configuring a reactive power compensation capacitors as a resonant-free C-type filter is a common method to suppress reactive power compensation capacitors resonance. It can also be used to reduce the amplification of harmonic voltage caused by resonance and the power loss of the filter. However, the parameter selection range of resonant-free C-type filters is limited when the low frequency harmonic resonance needs to be suppressed, making it challenging to achieve low frequency harmonic resonance suppression economically. To address this issue, an optimal design method of a resonant-free C-type filter is proposed. Firstly, an improved C-type filter structure is designed to eliminate potential low frequency resonance points by incorporating a low frequency harmonic resonance suppression unit into the C-type filter. Next, a configuration model of the filter's element parameter is established, which takes into account the cost, power loss, the performance of resonant suppression and the selection range of element parameters. The optimal value of the improved C-type filter element parameters can be determined by the configuration model. The simulation and comparison results show that the filter designed by the method in this paper reduces the harmonic amplification ratio significantly and it has better performance of resonant suppression based on controlling the cost and power loss.

Keywords: C-type filter; resonant-free design; capacitor resonance suppression; adaptive differential evolution algorithm; component configuration cost; optimization design of filter

(编辑 方晶)