第 52 卷 第 7 期：3267-3277 高电压技术 Vol.52, No.7: 3267-3277
2026 年 7 月 31 日 High Voltage Engineering July 31, 2026
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20242039

弱电网下多功能并网逆变器的加权谐振容压前馈控制策略

张宇坤[1]，白雅楠[1]，冯博文[1]，黄越辉[2]，杨景熙[3]，李守翔[1]
（1. 北京理工大学自动化学院，北京 100081；2. 中国电力科学研究院有限公司，北京 100192；
3. 香港城市大学，香港 999077）

摘　要：多功能并网逆变器具有基于谐波检测的输出电流调制的功能，常用于改善强电网的电能质量。然而，在弱电网条件下，随着电网阻抗波动，电网电压会产生显著的背景谐波，进而造成逆变器并网电流畸变。传统采用电容电压前馈控制策略的方法可有效抑制弱电网下的背景谐波，但会引入前馈通路，进而降低系统的稳定性。针对上述问题，提出了一种加权谐振容压前馈控制策略，可有效抑制背景谐波并提高系统稳定性。首先，对基于传统电容电压前馈控制策略的多功能并网逆变器控制系统进行数学建模，并通过幅相频率特性曲线分析系统稳定性；其次，通过 2 阶前馈通路串联 PR 控制器以重塑系统幅相频率特性曲线，从而改善电能质量，抑制谐波并提高系统稳定性。同时，考虑系统输出阻抗与电网阻抗的耦合效应，使用阻抗分析法进行系统阻抗建模，分析弱电网下改进控制策略多功能并网逆变器系统的失稳原因，并基于此提出一种加权谐振容压前馈控制策略。然后，使用模拟退火算法计算加权因子，并引入比例前馈及 2 阶前馈通路，进一步提升系统在阻抗波动下的鲁棒性。最后，通过仿真验证阻抗波动下所提出控制策略的有效性。

关键词：阻抗波动；背景谐波；多功能跟网逆变器；电压前馈；加权谐振容压前馈控制；模拟退火算法

Weighted Resonant Capacitive Voltage Feedforward Control Strategy for Multifunctional Grid-connected Inverters Under Weak Grid

ZHANG Yukun[1], BAI Yanan[1], FENG Bowen[1], HUANG Yuehui[2], YANG Jingxi[3], LI Shouxiang[1]
(1. School of Automation, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China; 2. China Electric Power Research Institute, Beijing 100192, China; 3. City University of Hong Kong, Hong Kong SAR 999077, China)

Abstract: Multifunctional grid-connected inverters are able to modulate their output current by utilizing the harmonic detection, therefore are commonly used to improve the power quality in strong grids. However, under weak grid conditions and grid impedance fluctuations, significant background harmonics of grid voltage will be generated, distorting the output current of these inverters. The background harmonic problem under weak grid can be effectively suppressed by using existing capacitor voltage feed-forward control strategy, but the existence of feedforward path will worsen the system stability. To address these issues, this paper proposes a weighted resonant capacitive voltage feedforward control strategy, which can effectively suppress the background harmonics and improve the system stability. Firstly, a multifunctional grid-connected inverter control system based on the existing capacitive voltage feedforward control strategy is mathematically modeled, and the system stability is analyzed by using the magnitude/phase-frequency characteristic curve. Secondly, a PR controller is connected in series in the second-order feedforward path to reshape the magnitude/phase-frequency characteristic curve of the system, so as to improve the power quality, suppress the harmonics and improve the system stability. At the same time,the coupling effect between the system output impedance and the grid impedance is taken into consideration, and the impedance analysis method is used for system impedance modelling to analyze the causes of instability of the multifunctional grid-connected inverter system with improved control strategy under a weak grid. On this basis, a weighted resonant capacitive-voltage feedforward control strategy is proposed. A simulated annealing algorithm is used to calculate the weighting factor and the proportional feedforward and second-order feedforward paths are introduced to further improve the robustness of the system under impedance fluctuations. Finally,

基金资助项目：国家自然科学基金(62473045)。
Project supported by National Natural Science Foundation of China (62473045).

the effectiveness of the proposed control strategy under impedance fluctuation is verified by simulations.

Key words：impedance fluctuation; background harmonics; multifunctional grid-connected inverter; voltage feedforward; weighted resonant capacitance pressure feedforward control; simulated annealing algorithm

0 引言

分布式发电系统(distributed power generation system, DPGS)是一种利用风能及太阳能等可再生能源进而缓解能源短缺和环境污染问题的有效途径[1-4]。然而，分布式电源并入电网会极大地改变电网的非线性特性，恶化电网电能质量，引起电网阻抗波动，进而使得电网呈现弱电网特性。弱电网特性在瞬态及稳态两种状态下均会对分布式发电系统产生负面影响，瞬态下弱电网特性使得系统易触发过负荷保护，进而造成稳压端口电网开路问题；而稳态下弱电网特性使系统易受电网背景谐波影响，从而导致电流质量大幅恶化[5]。并网逆变器作为DPGS 与电网间的功率转换接口，在向电网注入高质量电流方面发挥着重要作用[6-7]。多功能并网逆变器是并网逆变器未来发展的主流方向之一，其工作原理为检测输出电流作为输入量，通过控制算法对非线性负载或电网波动产生的电流谐波进行补偿，从而提高电网电能质量。

目前关于多功能逆变器的研究大多基于强电网，当电网阻抗波动幅度较小时，多功能跟网逆变器因其良好的动态响应能力及电能治理能力被广泛应用。浙江大学的曾正与哈尔滨工程大学的刘宏达分别描述了多功能跟网逆变器在阻抗较低的强电网系统中的广泛应用[8-9]。而当线路阻抗产生大幅波动时，多功能跟网逆变器动力学模型趋于复杂，容易出现不良振荡及稳定性问题[10-12]。浙江大学的曾正从阻抗耦合角度出发抑制阻抗波动带来的电压高频谐波，利用基于 2 阶广义积分器的陷波器滤除得到并网电压及并网电流基波分量，经过输出阻抗控制后反馈到其指令电流或调制信号中，从而重塑并网逆变器的输出阻抗，有效抑制网络内的高频谐波。然而，这一方法无法有效应对电压背景谐波的所有工况[13]。合肥工业大学的李明分析跟网逆变器和构网逆变器的工作特性，提出了阻抗自适应双模控制策略。当电网阻抗较小时，并网逆变器(grid connected inverter, GCI)采用电流源(current controlled source, CCS)模式控制，而当电网阻抗较大时则采用电压源(voltage controlled source, VCS)模式控制[14]。基于 D 分割方法，计算 GCI 在相位和增益裕度、电流环和锁相环带宽等多个性能指标约束下不同模式的参数稳定区域，并提出了 CCS 和 VCS 的切换边界。这一方法虽然有效提高了并网逆变器在阻抗大幅波动时的稳定性，但切换本身具有复杂性，同时不能缓解电能质量治理相关问题。哈尔滨工业大学的张学广学者聚焦于系统建模，通过修正系统控制方程提高多功能逆变器的阻抗适应性[15]，改进了电网电压比例前馈[8,16]的 LCL 型并网逆变器控制策略，提出了在锁相环及电网电压前馈通道前串联陷波器对逆变器等效输出阻抗相位进行补偿，并通过粒子群优化算法对陷波器参数进行自适应优化的改进策略。然而，这一方法并未考虑延时系统对系统稳定性的影响[12]。

针对数字控制器引起的延迟问题，阿尔伯塔大学的 Zhiheng Lin 引入了多个谐振分量以提取电网电压中的背景谐波，并对其进行合理设计，以补偿数字控制引起的相位滞后；并在电网电压前馈路径中引入不同谐波频率的前馈权值[16]。通用电气公司的 Kamran Jalili 提出通过引入超前环节及低通滤波器来降低数字控制延时，在实际应用中可通过合理设置超前补偿器以达到所需补偿效果，却牺牲了幅值增益[8]。

湖南大学的谢志为及合肥工业大学的李明考虑了锁相环(phase locked loop, PLL)对阻抗波动下对系统稳定性的影响，通过重塑逆变器系统输出阻抗以提升 GCI 在大电网阻抗情况下的稳定性[17-18]。针对电网阻抗波动对逆变器系统产生的影响，南京航空航天大学的许津铭提出了一种新的公共耦合点(point of common coupling, PCC)电压前馈自适应算法，使其能很好地适应不同的电网阻抗，即在谐波频率处使用带通滤波器检测电网阻抗变化，并采用自适应 PCC 电压前馈，无须注入额外谐波用于估计网格阻抗[19]。然而，多谐振分量的检测及补偿对噪声较为敏感，电网中噪声可能会干扰谐波分量的精确检测，进而影响补偿效果。西安交通大学的史金柱等针对并网逆变器宽频带振荡问题，提出了计及多频率耦合特性的统一阻抗建模方法，并基于广义奈奎斯特判据实现了宽频带稳定性分析，为复杂电

网条件下并网逆变器的稳定运行提供了理论依据[20]。华中科技大学等单位的张过等针对采用电压-无功控制的光伏并网逆变器系统，分析了振荡机理并构建稳定域刻画方法，可有效提升弱电网条件下系统运行稳定性与抗扰能力[21]。针对新能源高比例接入背景下的宽频振荡问题，相关研究进一步分析了多耦合特性对并网逆变器阻抗特性的影响，揭示了系统参数对不同频段振荡的作用规律，为新能源并网系统振荡抑制与稳定控制提供了理论支撑[20]。

本文基于传统电容电压前馈的研究，设计多功能逆变器的加权谐振容压前馈控制策略，以实现阻抗波动和背景谐波条件下的系统稳定和电能质量治理。首先，对多功能跟网逆变器系统进行建模，通过幅相频率特性曲线分析系统稳定机理，进而探究电容电压前馈对系统稳定性的影响。其次，提出在2 阶前馈通路串联比例谐振(proportional-resonant, PR)滤波器以提高系统稳定裕度的改进策略。同时，综合考虑逆变器输出阻抗及电网阻抗耦合效应，采用阻抗分析法建模。此外，基于改进策略，对比例前馈通路及 2 阶微分通路分别引入加权因子，并通过模拟退火法自适应地根据电网阻抗优化加权因子，从而使系统不受电网阻抗宽范围变化的影响，始终保持良好的稳定性。最终，通过仿真验证了本文所提控制策略的有效性。

1 多功能并网逆变器模型

1.1 传统电容电压前馈建模及稳定性分析

附录 A 中图 A1 为逆变器与弱电网连接的主电路拓扑及控制系统结构图。其中，逆变器直流输入电压为 U_{in}，经逆变后的输出电压为 U_{inv}，PCC 点处电压为 U_{PCC}。LCL 滤波器由逆变器侧滤波电感 L_1，滤波电容 C 及电网侧滤波电感 L_2 组成，流经滤波电感 L_1 和 L_2 的电流分别为 i_{L_1} 及 i_{L_2}，滤波电容 C 两侧的电压为 U_{C}。等效电网阻抗为 Z_{g}，为描述最恶劣工况环境，将电网阻抗视为纯电感，即 $Z_{\text{g}}(s)=sL_{\text{g}}$。电容电流 i_{C} 经有源阻尼系数 H_{i1} 反馈，并网电流 i_{g} 反馈系数为 H_{i2}。给定并网电流幅值为 i_{ref}，由额定值与检测谐波补偿电流构成。将并网电流指令值与并网电流反馈值做差，并将差值送入电流调节器 $G_{\text{i}}(s)$，将输出与电容电流反馈值相减产生调制信号 U_{M}，最后经正弦波脉宽调制技术(sine wave pulse width modulation, SPWM)调制得到功率开关管的驱动信号。

图 1 为多功能并网逆变器双电流环控制框图。PI 控制环节为 $G_{\text{i}}(s)$，延时环节为 $G_{\text{d}}(s)$，逆变器等效增益系数为 K_{PWM}，可等效为输入电压 U_{in} 与三角载波幅值 U_{tri} 之比。其中：

$$G_{\text{i}}(s)=K_{\text{P}}+\frac{K_{\text{i}}}{s} \tag{1}$$

$$G_{\text{d}}(s)=\text{e}^{-s1.5T_{\text{s}}}=\frac{1-0.75sT_{\text{s}}+0.083\times(1.5sT_{\text{s}})^2}{1+0.75sT_{\text{s}}+0.083\times(1.5sT_{\text{s}})^2} \tag{2}$$

$$K_{\text{PWM}}=\frac{U_{\text{in}}}{U_{\text{tri}}} \tag{3}$$

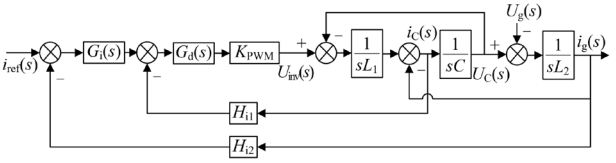


图 1 双电流环控制框图

Fig.1 Block diagram of dual current loop control

根据等效变换原理，可将图 1 控制系统进行建模得到图 2。图中，$G_{\text{x1}}(s)$与 $G_{\text{x2}}(s)$分别如下式(4)、(5)所示：

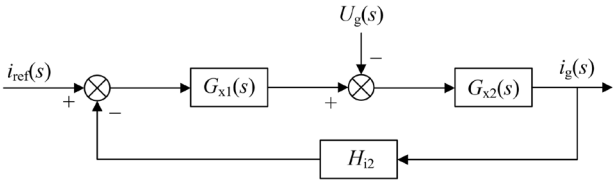


图 2 双电流环等效控制框图

Fig.2 Equivalent control block diagram of dual current loops

$$G_{\text{x1}}(s)=\frac{K_{\text{PWM}}G_{\text{d}}(s)G_{\text{i}}(s)}{s^2L_1C+sCH_{\text{i1}}G_{\text{d}}(s)+1} \tag{4}$$

$$G_{\text{x2}}(s)=\frac{s^2L_1C+sCH_{\text{i1}}K_{\text{PWM}}G_{\text{d}}(s)+1}{s^3L_1L_2C+s^2CH_{\text{i1}}K_{\text{PWM}}G_{\text{d}}(s)+s(L_1+L_2)} \tag{5}$$

由此，系统的初始环路增益为：

$$T_{\text{ori}}(s)=G_{\text{x1}}(s)G_{\text{x2}}(s)H_{\text{i2}}=\frac{H_{\text{i2}}K_{\text{PWM}}G_{\text{d}}(s)G_{\text{i}}(s)}{s^3L_1L_2C+s^2CH_{\text{i1}}K_{\text{PWM}}G_{\text{d}}(s)+s(L_1+L_2)} \tag{6}$$

输出电流与指令电流的关系如式(7)所示：

$$i_{\text{g_ori}}=\frac{i_{\text{ref}}(s)T_{\text{ori}}(s)}{H_{\text{i2}}(1+T_{\text{ori}}(s))}-U_{\text{g}}(s)\frac{G_{\text{x2}}(s)}{1+T_{\text{ori}}(s)} \tag{7}$$

据此，可得系统输出电流由额定电流增益输出与电网电压作用输出两部分组成，可通过抵消电网电压作用输出部分来消除电网背景谐波。考虑到滤波电容电压信号易于测量及控制，因此可通过建立

电容电压信号及电网电压信号之间的数学关系，进而设计基于电容电压前馈控制策略，如图 3 所示。

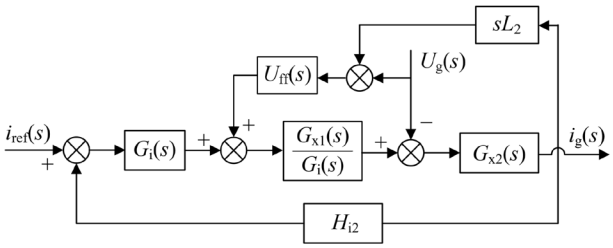


图 3 电容电压前馈控制框图

Fig.3 Block diagram of capacitance voltage feed-forward control

电容电压与电网电压相关计算式为：

$$U_C(s)=U_g(s)+sL_2i_g(s) \tag{8}$$

式中：i_{ff_c} 为电网电压前馈电流，其表达式如式(9)所示。

$$i_{ff_c}=\frac{G_{x2}(s)}{1+T_{ori}(s)}U_g(s) \tag{9}$$

将其修正为电容电压前馈电流：

$$i_{ff_c}=\frac{G_{x2}(s)}{1+T_{ori}(s)}\left(U_g(s)+sL_2i_{ff_g}(s)\right) \tag{10}$$

简化系统环路，可得电容电压前馈函数为：

$$G_{ff_c}(s)=\frac{s^2L_1C}{K_{PWM}}+\frac{1}{K_{PWM}} \tag{11}$$

引入电容电压前馈，输出电流由系统输出电流与电容前馈输出电流构成，即：

$$i_{g_cff}(s)=i_{g_ori}(s)+i_{ff_c}(s) \tag{12}$$

$$i_{g_cff}(s)=\frac{1}{H_{i2}}\frac{T_{ori}(s)}{1+T_{ori}(s)-sL_2G_{x2}(s)}i_{ref}(s) \tag{13}$$

其中：

$$G'_{x1}(s)=\frac{K_{PWM}G_d(s)G_i(s)}{s^2L_1C+1} \tag{14}$$

$$G'_{x2}(s)=\frac{s^2L_1C+1}{s^3L_1L_2C+s(L_1+L_2)} \tag{15}$$

那么，并网系统的初始环路增益为：

$$T'_{ori}(s)=G'_{x1}(s)G'_{x2}(s)H_{i2}=\frac{H_{i2}K_{PWM}G_d(s)G_i(s)}{s^3L_1L_2C+s(L_1+L_2)} \tag{16}$$

从而可得，引入电容电压全反馈控制策略后，系统的环路增益为：

$$T_{ffc}(s)=\frac{H_{i2}K_{PWM}G_d(s)G_i(s)}{s^3L_1L_2C(1-G_d(s))+sL_1+sL_2(1-G_d(s))} \tag{17}$$

为进一步分析系统稳定性，设计多功能并网逆变器的各项参数，如附录 B 中表 B1 所示，并据此绘制 Bode 图进行稳定性分析，如图 4 所示。

据图 4 得，采用传统控制策略，系统幅值裕度为 2.49 dB，相位裕度为 31.11°；采用电容电压前馈控制策略，系统幅值裕度(gain margin, GM)M_G 为 1.26 dB，相位裕度(phase margin, PM)M_P 为 8.32°，故采用电容电压前馈会降低系统稳定性。

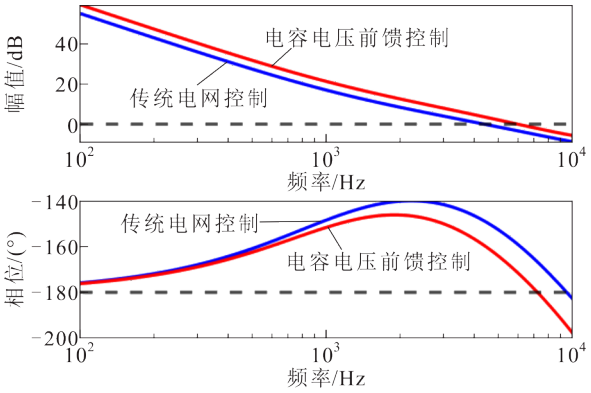


图 4 传统电网控制与电容电压前馈控制增益图

Fig.4 Gain diagram of traditional grid control and capacitor voltage feed-forward control

1.2 阻抗分析法建模及稳定性分析

并网逆变器系统可视为由逆变器系统及弱电网系统 2 部分构成，系统诺顿等效模型如附录 A 中图 A2 所示。逆变器系统由理想电流源 $i_o(s)$ 与逆变器输出阻抗 $Z_o(s)$ 并联构成，弱电网系统则由电网阻抗 $Z_g(s)$ 与理想电压源 $U_g(s)$ 串联构成。

考虑到阻抗波动，电网阻抗不可忽略，此时并网逆变器并网电流表达式如式(18)所示。

$$i_g(s)=\frac{Z_o(s)}{Z_o(s)+Z_g(s)}i_o(s)+\frac{U_g(s)}{Z_o(s)+Z_g(s)} \tag{18}$$

式(18)可进一步等效为：

$$i_g(s)=\frac{1}{1+Z_g(s)/Z_o(s)}\left(i_o(s)+\frac{U_g(s)}{Z_o(s)}\right)=\left(i_o(s)+\frac{U_g(s)}{Z_o(s)}\right)H_1(s) \tag{19}$$

当系统处于强电网(Z_g=0)环境时，系统稳定性取决于 $i_o(s)+U_g(s)/Z_o(s)$ 参数设计是否合理。而处于弱电网(Z_g≠0)环境时，系统稳定性则取决于阻抗比 $Z_g(s)/Z_o(s)$ 是否满足 Nyquist 稳定性判据。此时稳定性条件如式(20)所示。

$$M_{Pg}=180^\circ-\left(\angle Z_g(2\pi f_w)-\angle Z_o(2\pi f_w)\right)=90^\circ+\angle Z_o(2\pi f_w)>0 \tag{20}$$

式中：M_{Pg}为相位裕度；Z_g为电网阻抗；Z_o为逆变器输出阻抗；f_w为电网阻抗及逆变器输出阻抗截止频率。

电容电压反馈函数为$G_{ff_c}(s)$，传统控制逆变器输出阻抗$Z_o(s)$及电容电压反馈后阻抗$Z_C(s)$的表达式分别如式(21)及式(22)所示。

$$Z_o(s)=\frac{1+T_{ori}(s)}{G_{x2}(s)}=\frac{s^3L_1L_2C+s^2L_2CH_{i1}K_{PWM}+s(L_1+L_2)+C_f(s)}{s^2L_1C+sCH_{i1}G_d(s)K_{PWM}+1} \tag{21}$$

$$Z_C(s)=\frac{1+T'_{ori}(s)-G_{ff_c}(s)\dfrac{G'_{x1}(s)}{G_i(s)}G'_{x2}(s)sL_2}{(1-G_{ff_c}(s)\dfrac{G'_{x1}(s)}{G_i(s)})G'_{x2}(s)}=\frac{s^3L_1L_2C(1-G_d(s))+sL_1+sL_2B_f(s)+C_f(s)}{s^2L_1C+sCH_{i1}G_d(s)K_{PWM}+1} \tag{22}$$

式中：$B_f(s)=1-G_d(s)$；$C_f(s)=H_{i2}K_{PWM}G_d(s)G_i(s)$。

分别绘制电网阻抗取值为L_{g1}=0.2 mH，L_{g2}=0.8 mH及L_{g3}=1.3 mH时的Bode图，如图5所示。

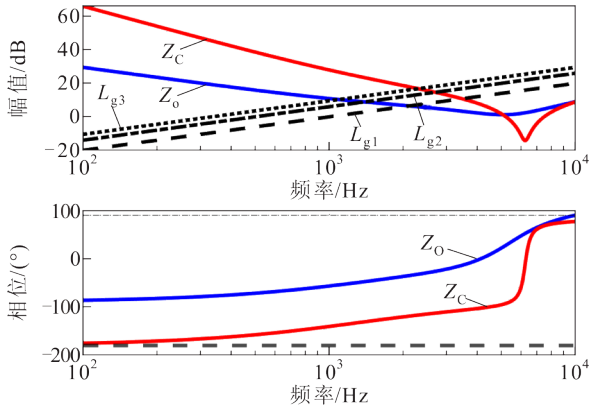


图5 传统电网控制与电容电压前馈控制输出阻抗图

Fig.5 Output impedance diagram of traditional grid control and capacitor voltage feed-forward control

当系统不采用任何反馈控制时，逆变器初始输出阻抗$Z_o(s)$相频曲线全频段均维持于−90°上方，表明并网系统能适应电网阻抗变化并保持稳定。但其幅值频率曲线增益较低，表明系统对电网电压谐波抑制能力不足，可能导致系统失稳；引入电容电压反馈控制策略后，逆变器输出阻抗$Z_C(s)$幅频增益提高，与初始系统相比，谐波抑制能力增强，但引入前馈控制策略会导致相频曲线出现较大滞后，在阻抗耦合时会出现相位裕度不足的问题，从而可能引发系统失稳。

传统电网控制策略逆变器输出阻抗相位曲线总是位于M_P=−90°之上，此时满足稳定性条件(式(20))，系统稳定性取决于系统自身参数。如图5所示，当电网阻抗为L_{g1}=0.2 mH时，传统逆变器输出阻抗与电网阻抗相交于f=2 kHz，此时M_P=−34.91°，满足稳定性条件(式(20))。当电网阻抗分别增大至L_{g2}=0.8 mH及L_{g3}=1.3 mH时，系统仍然保持稳定，但整体PM降低，电流易受背景谐波干扰。采用电容电压前馈控制，逆变器输出阻抗$Z_C(s)$与$L_{g1}(s)$截交至f≈3.4 kHz，此时M_P=−106.84°，不满足稳定性条件。这表明，当电网阻抗波动到一定数值时，电容电压前馈会导致系统失稳。

综上所述，采用电容电压前馈策略能够增强并网逆变器系统对电网电压谐波分量的抑制能力，但会削弱系统适应弱网的能力，进而导致系统不稳定。

2 改进的自适应前馈控制

2.1 传统电容电压前馈建模及稳定性分析

电容电压前馈控制策略能够增强并网逆变器系统对电网电压谐波抑制能力，但会削弱系统稳定性，减弱系统对外部扰动的抵抗力。具体而言，引入电容电压前馈后，低频段相频曲线幅值降低，且幅频曲线下降缓慢，导致幅值穿越频率处相频曲线值降低，使得整体相位裕度降低，系统稳定性下降。为此，本文提出了一种改进前馈函数的控制策略，旨在重塑幅相频率特性曲线，以提高系统稳定性，同时保持对电网电压背景谐波的抑制能力。具体改进策略如图6所示，在2阶微分前馈通路串联PR控制器，其传递函数表达式为：

$$G_{pr}(s)=K_p+\frac{2K_r\omega_c s}{s^2+2\omega_c s+\omega_0^2} \tag{23}$$

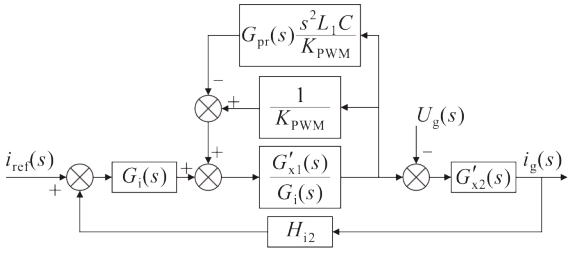


图6 谐振容压前馈控制框图

Fig.6 Block diagram of resonant capacitive feed-forward control

根据幅值穿越频率合理设置谐振频率以提高系统稳定性。分析 Bode 图可得，剪切频率 f_s 约为 4 kHz，均处于高频段，此时前馈通路主要为 2 阶前馈通路作用。在 2 阶前馈通路串联 PR 控制器，并设置谐振频率为 3.7 kHz，其 Bode 图如图 7 所示。具体参数如附录 B 中表 B1 所示，得到改进后的前馈函数为：

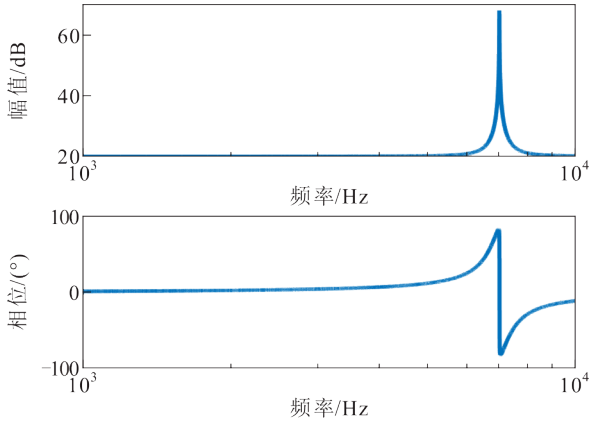


图 7 PR 控制图

Fig.7 Diagram of PR control

$$G_{\text{ff_h}}(s)=\frac{s^2L_1C}{K_{\text{PWM}}}G_{\text{pr}}(s)+\frac{1}{K_{\text{PWM}}} \tag{24}$$

此时，系统前馈增益为：

$$T_{\text{ffh}}(s)=\frac{C_{\text{f}}(s)}{s^3L_1L_2CA_{\text{h}}(s)+sL_1+sL_2B_{\text{f}}(s)} \tag{25}$$

输出阻抗为：

$$Z_{\text{mid}}(s)=\frac{s^3L_1L_2CA_{\text{h}}(s)+sL_1+sL_2B_{\text{f}}(s)+C_{\text{f}}(s)}{s^2L_1CA_{\text{h}}(s)+B_{\text{f}}(s)} \tag{26}$$

式 (25) 及式 (26) 中，为简化表示，令 $A_{\text{h}}(s)=1-G_{\text{ff_h}}(s)G_{\text{d}}(s)$。绘制并网系统经 PR 校正前后 Bode 图，如图 8 所示。引入 PR 控制前系统不稳定，经校正后，并网系统环路增益的幅值穿越频率约为 5 kHz，M_{P}=30.41°，M_{G}=8.55 dB，表明引入 PR 控制可有效改善系统稳定性。

由图 9 可得，重塑后的逆变器输出阻抗 $Z_{\text{mid}}(s)$ 与 $Z_{\text{C}}(s)$ 重合，电网阻抗 $L_{\text{g}_1}(s)$ 相交于 f=3.4 kHz，此时 M_{P}<90°，系统仍无法在阻抗波动到较大值时保持稳定。

2.2 模拟退火算法的自适应函数设计法

引入 PR 控制虽可有效改善系统稳定性，但面对电网阻抗波动问题，需考虑系统输出阻抗和电网阻抗的耦合效应，逆变器输出阻抗相位滞后近 90° 的问题并未改善，因此在前馈通路引入加权系数。

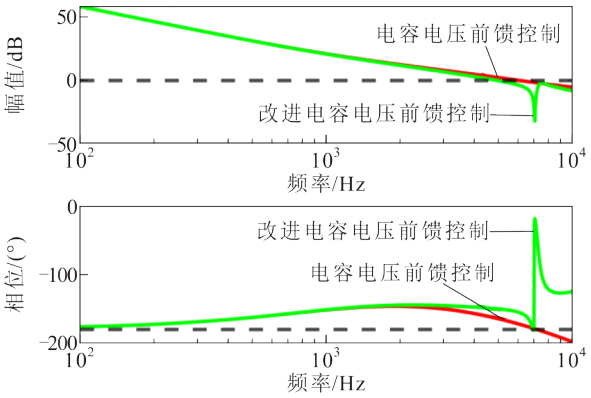


图 8 电容电压前馈与谐振容压前馈增益图

Fig.8 Diagram of capacitance voltage feed-forward and resonant capacitance voltage feed-forward gain

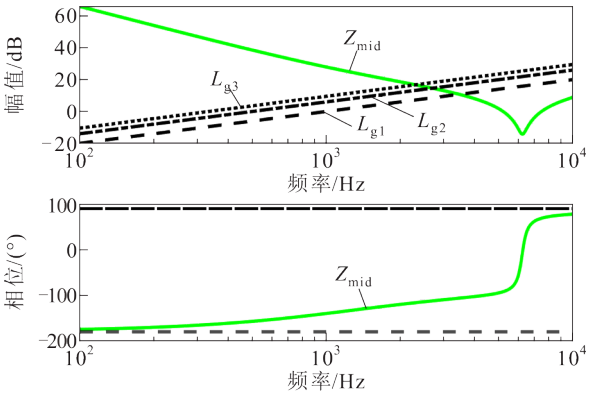


图 9 电容电压前馈与谐振容压前馈输出阻抗图

Fig.9 Capacitance voltage feed-forward and resonant capacitance voltage feedf-orward output impedance diagram

为分析反馈干扰项对系统相位影响，将电容电压调整为干扰输入，此时系统等效控制框图如图 10 所示。其中，$C_{\text{F}}(s)$ 表示反馈控制环节引入干扰项，其表达式为：

$$C_{\text{F}}(s)=1-\frac{s^2G_{\text{pr}}(s)L_1C+1}{s^2G_{\text{pr}}(s)L_1C\text{e}^{1.5sT_{\text{s}}}+\text{e}^{1.5sT_{\text{s}}}} \tag{27}$$

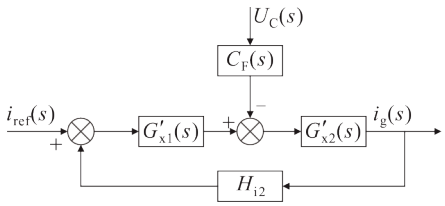


图 10 等效干扰控制框图

Fig.10 Block diagram of equivalent interference control

引入 $C_{\text{F}}(s)$ 导致系统产生相位滞后。为进一步分析系统相频特性，将 $s=\text{j}\omega$ 代入式(26)，其分子可表示为由两向量组合，如附录 A 中图 A3 所示。

系统固有向量为$-\omega^2 L_1 C+1$，相位为 0，模值随频率改变；通过反馈控制环节引入旋转向量$(-\omega^2 L_1 C+1)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}1.5\omega T_s}$，导致相位滞后于固有向量，且随频率增加相位滞后愈发明显，模值则与前者相同。为减小逆变器输出阻抗相位滞后，可通过分别在比例前馈通路及 2 阶前馈通路引入权值λ_1和λ_2以调整矢量大小，从而减小$C_{\mathrm{F}}(s)$，降低电容电压前馈策略引起的相位延迟，进而提高逆变器的并网稳定性。

引入加权参数后，系统的控制框图如图 11 所示。前馈函数为：

$$G_{\mathrm{ff_f}}(s)=\lambda_1\frac{s^2L_1C}{K_{\mathrm{PWM}}}G_{\mathrm{pr}}(s)+\lambda_2\frac{1}{K_{\mathrm{PWM}}} \tag{28}$$

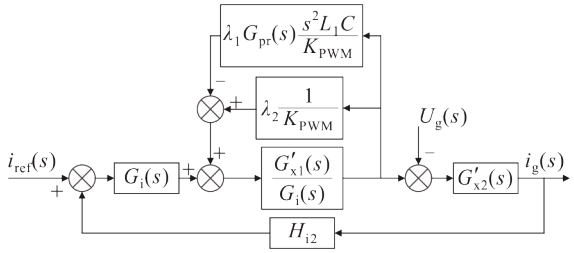


图 11 加权谐振容压前馈控制框图

Fig.11 Block diagram of weighted resonant capacitive feed-forward control

系统的前馈增益为：

$$T_{\mathrm{fff}}(s)=\frac{C_{\mathrm{f}}(s)}{s^3L_1L_2CA_{\mathrm{f}}(s)+sL_1+sL_2B_{\mathrm{f}}(s)} \tag{29}$$

系统的输出阻抗为：

$$Z_{\mathrm{f}}(s)=\frac{s^3L_1L_2CA_{\mathrm{f}}(s)+sL_1+sL_2B_{\mathrm{f}}(s)+C_{\mathrm{f}}(s)}{s^2L_1CA_{\mathrm{f}}(s)+B_{\mathrm{f}}(s)} \tag{30}$$

式中：$A_{\mathrm{f}}(s)=1-G_{\mathrm{ff_f}}(s)G_{\mathrm{d}}(s)$。通过模拟退火算法(simulated annealing, SA)以确定参数λ_1及λ_2的取值。模拟退火算法借鉴固体退火原理，是一种基于概率的优化算法。该过程类比于将固体加热到高温后缓慢冷却，加热时固体内部粒子因温度升高，内能增加，处于不稳定状态；在冷却过程中，粒子在每个温度下逐渐达到平衡状态，最终在常温时达到基态，内能降至最小。模拟退火算法从较高初始温度出发，随着温度参数逐渐降低，结合概率跃迁特性，在解空间中随机搜索目标函数全局最优解。

模拟退火算法流程如附录 A 中图 A4 所示，具体流程如下所述。

1）初始化。本次迭代中初始化解设置为$s_0=[0.5,\ 0.5]$，初始温度$T_0=100$ ℃，迭代次数$L=100$。

2）对$k=1,2,\cdots,L$执行第 3）—6）步。

3）产生新解S'。

4）计算增量$\Delta T=C(S')-C(S)$，其中$C(S')$为目标函数。

5）按照概率P更新解S'，若$\Delta T<0$，则接受S'作为新的当前解，否则就以概率$\exp(-\Delta T/T)$接受S'作为新的当前解。P的表达式见式(31)，其中n表示迭代次数。

$$P=\begin{cases}1, & C(n+1)<C(n)\\ \mathrm{e}^{-\frac{C(n+1)-C(n)}{T}}, & C(n+1)\geq C(n)\end{cases} \tag{31}$$

6）若满足终止条件则输出当前解作为最优解，结束程序。

7）温度T逐渐减少且趋于 0，转第 2）步继续执行算法流程。

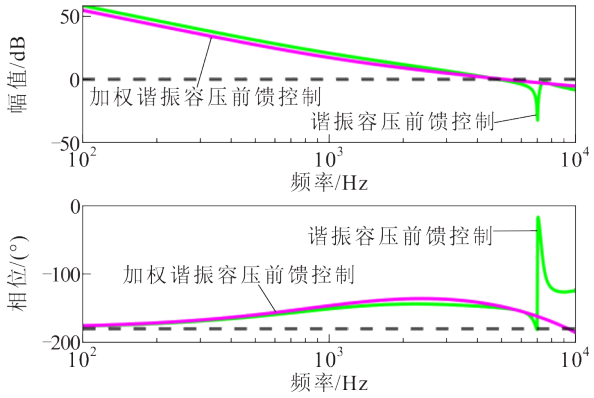


图 12 谐振容压前馈与加权谐振容压前馈增益图

Fig.12 Gain diagram of resonant capacitive feed-forward and weighted resonant capacitive feed-forward

当λ_1及λ_2分别取值为 0.1 和 0.5 时，由图 12 分析可得，所提控制策略可有效提高幅值增益，从而提升背景谐波抑制能力。同时，改进后的并网系统环路增益幅值穿越频率约为 1.3 kHz，此时M_{P}=31.28°，M_{G}=1.73 dB。相较于仅串联 PR 控制器，其M_{P}=8.32°，引入加权系数可有效改善并网系统的稳定性。

输出阻抗特性如图 13 所示，改进后的控制策略可有效改善相位特性。当电网阻抗为 1.3 mH 时，引入改进控制策略后逆变器输出阻抗$Z_{\mathrm{f}}(s)$与阻抗特性曲线相交于f_s=1.4 kHz，此时M_{P}=−40.97°>−90°。而谐振容压前馈控制策略处于不稳定状态

(M_P=−114.18°)。这表明，改进后的控制策略可极大地改善并网系统在阻抗波动时的稳定性。综上所述，改进后的电容电压前馈控制策略保留了谐波抑制能力，同时在阻抗波动时可以有效改善系统稳定性。

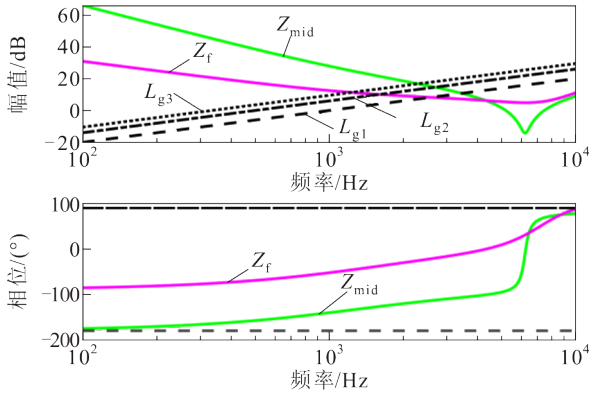


图 13 谐振容压前馈与加权容压前馈输出阻抗图

Fig.13 Output impedance diagram of resonant capacitive feed-forward and weighted capacitive feed-forward

3 仿真模拟验证

为验证本文所提出加权谐振容压前馈控制策略的有效性，采用附录 B 表 B1 中参数，并基于 MATLAB/Simulink 平台搭建了基于 LCL 滤波的多功能并网逆变器模型。在 t=0 s 至 t=0.05 s 内采用三相平衡电网电压，在 t=0.05 s 时对平衡三相电压分别累加幅值为 33 V 的 3 次、4 次、5 次谐波，对传统电容电压控制策略及加权谐振容压前馈控制策略进行仿真，得到并网电压电流输出波形见图 14。

观察并网电流波形可知，理想电网条件下，传统电容电压前馈控制策略及加权谐振容压前馈控制策略均可稳定运行，总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)分别为 1.49%，1.15%。当电网阻抗波动至 0.2 mH 时，对传统电容电压前馈控制策略及改进电容电压前馈控制策略分别进行仿真，得到逆变器输出电压电流波形如图 15 所示。

当电网阻抗为 0.2 mH 时，采用传统前馈控制策略，并网电流产生振荡发散现象，而采用改进后的前馈控制策略仍可稳定运行。为进一步验证所提改进控制策略的自适应性，对电网阻抗在 0.2~1.3 mH 范围波动工况进行仿真。此时，由模拟退火算法所得出的对应自适应加权参数如附录 B 表 B2 所示。

电网阻抗波动时并网电流输出波形如图 16 所示。由图 16 可知，当电网阻抗波动时，相较于传统电网电压前馈策略，系统仍可稳定运行。自适应改进策略在电网阻抗为 0.8 mH 工况下也能对背景谐

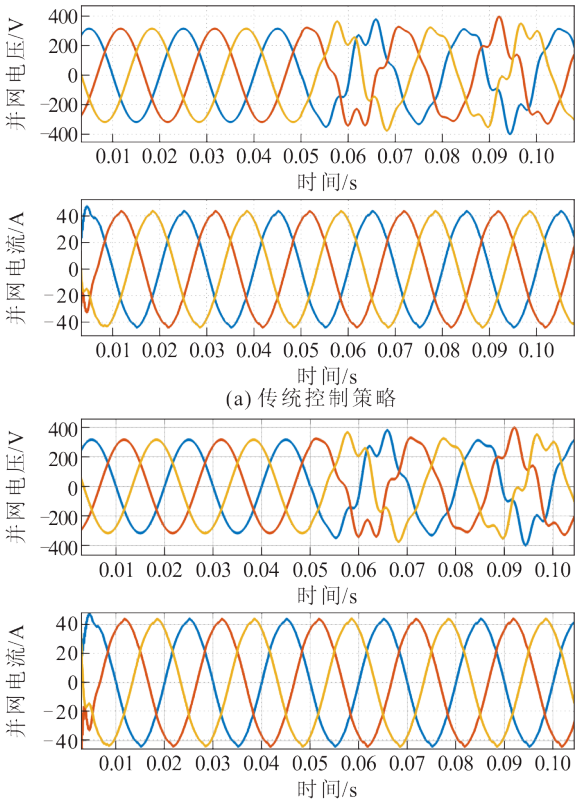


图 14 L_g=0 mH 时不同控制策略下电压、电流输出波形

Fig.14 Voltage and current output waveforms under different control strategies when L_g=0 mH

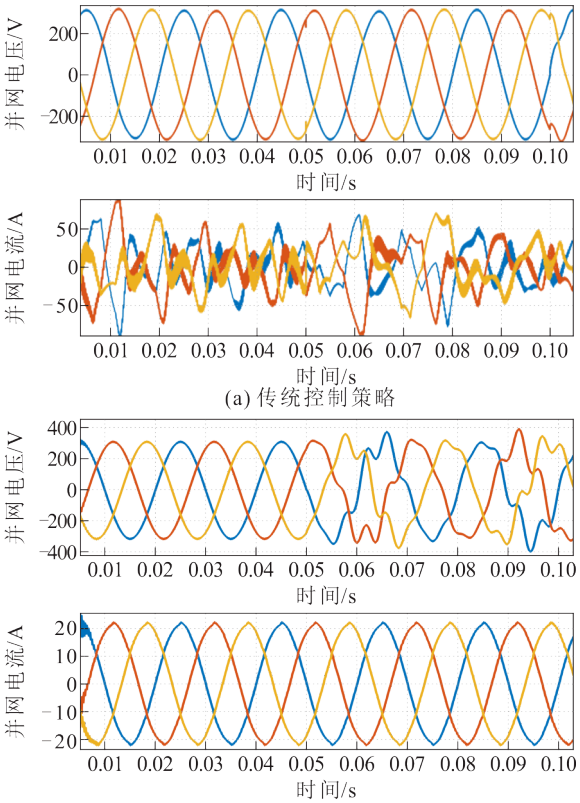


图 15 L_g=0.2 mH 时不同控制策略下电压、电流输出波形

Fig.15 Voltage and current output waveforms under different control strategies when L_g=0.2 mH

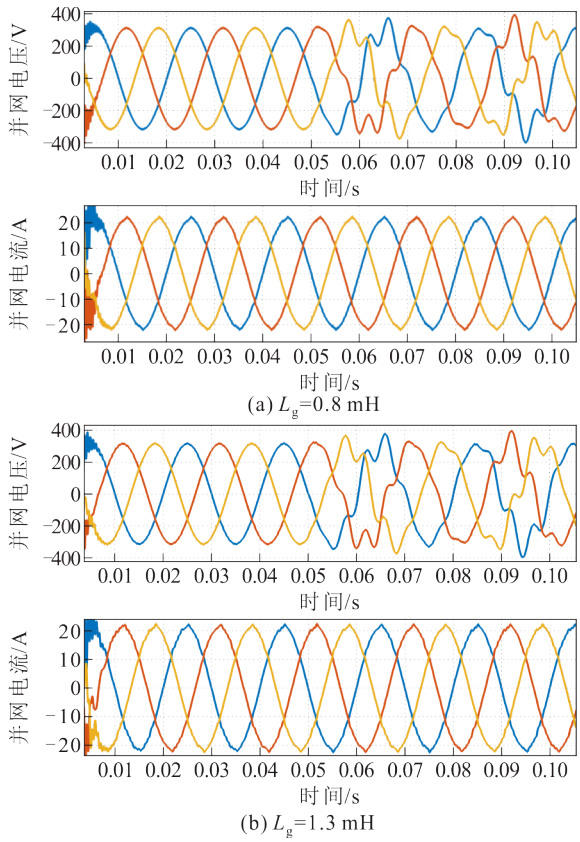


图 16 电网阻抗波动时电压电流输出波形图

Fig.16 Waveform diagram of voltage and current output when grid impedance fluctuates

波产生很好的抑制作用，此时并网电流 THD 值为 1.74%；当电网阻抗波动到 1.3 mH 时，自适应改进策略能够通过粒子群优化算法对控制参数进行优化调节，系统始终保持良好的相位裕度，此时并网电流 THD 值为 1.96%。

同时，在不同电网阻抗工况下，系统仍具有谐波治理能力。当系统处于电网阻抗为 0.8 mH 工况时，在 t=0.03 s 投入不平衡及非线性负载，得到逆变器的输出波形如图 17 所示。

由图 17 可知，当并联不平衡及非线性电阻时，电流谐波畸变率值为 1.84%，并网系统拥有良好的背景谐波抑制功能和电能质量治理功能。

4 结论

本文针对电网阻抗波动问题，提出了加权谐振容压前馈控制策略。通过理论分析与仿真验证，得到以下结论：

1）多功能并网逆变器可有效改善电流质量，当阻抗波动时，多功能并网逆变器会受到电网背景谐波影响，造成电能质量恶化；引入前馈控制后，

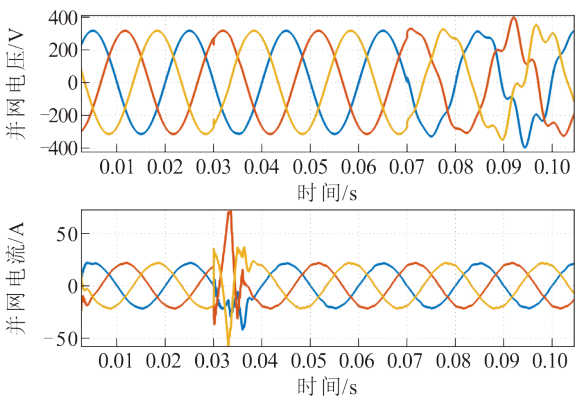


图 17 不平衡负载 L_g=0.8 mH 时电压电流输出波形图

Fig.17 voltage and current output waveform when the improved control strategy L_g=0.8 mH

多功能并网逆变器可有效抑制背景谐波对逆变器输出电流的影响，但系统自身稳定性降低。

2）针对引入电压前馈会降低系统稳定性的问题，在 2 阶前馈通路串联 PR 控制，系统幅值裕度提高约 7.3 dB，相位裕度提高约 22°，有效改善了系统幅相频率特性曲线，提高了系统稳定性。

3）针对系统输出阻抗及不可忽略的电网阻抗耦合使系统稳定性降低的问题，应用阻抗分析法建模，在比例前馈通路及 2 阶前馈通路引入加权因子。通过模拟退火算法自适应选择参数，当电网阻抗为 0.8 mH 时 THD 约为 2%；当电网阻抗在 0.2~1.3 mH 波动时，多功能逆变器皆能稳定运行。这表明，所提出的控制策略可有效提高多功能并网逆变器系统在阻抗波动下的鲁棒性以及电能质量治理能力。

附录见本刊网络版(http://hve.epri.sgcc.com.cn)。

参考文献 References

[1] 卢卓禹，邓思成，许文浩，等. 考虑通信延时的分布式发电系统协同控制策略[J]. 高电压技术，2024，50(10)：4530-4539.
LU Zhuoyu, DENG Sicheng, XU Wenhao, et al. Cooperative control strategy of distributed generation system considering communication delays[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(10): 4530-4539.

[2] BLAABJERG F, TEODORESCU R, LISERRE M, et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(5): 1398-1409.

[3] 栗峰，丁杰，周才期，等. 新型电力系统下分布式光伏规模化并网运行关键技术探讨[J]. 电网技术，2024，48(1)：184-196.
LI Feng, DING Jie, ZHOU Caiqi, et al. Key technologies of large-scale grid-connected operation of distributed photovoltaic under new-type power system[J]. Power System Technology, 2024, 48(1): 184-196.

[4] 郝俊红，冯晓龙，杨云溪，等. 分布式换能系统的概念、架构与规划分析[J]. 中国电机工程学报，2024，44(10)：3885-3896.
HAO Junhong, FENG Xiaolong, YANG Yunxi, et al. Conception, ar-

chitecture and planning analysis of distributed energy conversion system[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(10): 3885-3896.

[5] 蒋维，李新，王圣，等. 含储能的多端口柔性合环开关协调控制研究[J]. 广东电力，2024，37(4)：38-48.
JIANG Wei, LI Xin, WANG Sheng, et al. Research on coordinated control strategy of multi-port flexible closed-loop switch with energy storage system[J]. Guangdong Electric Power, 2024, 37(4): 38-48.

[6] LISERRE M, TEODORESCU R, BLAABJERG F. Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(1): 263-272.

[7] 刘宏达，周磊. 多功能并网逆变器及其在接入配电系统的微电网中的应用[J]. 中国电机工程学报，2014，34(16)：2649-2658.
LIU Hongda, ZHOU Lei. A multi-functional grid-connected inverter and its application in micro-grid access to distribution system[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(16): 2649-2658.

[8] LIN Z H, RUAN X B, WU L G, et al. Multi resonant component-based grid-voltage-weighted feedforward scheme for grid-connected inverter to suppress the injected grid current harmonics under weak grid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 9784-9793.

[9] 曾正，杨欢，赵荣祥，等. 多功能并网逆变器研究综述[J]. 电力自动化设备，2012，32(8)：5-15.
ZENG Zheng, YANG Huan, ZHAO Rongxiang, et al. Overview of multi-functional grid-connected inverters[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(8): 5-15.

[10] SILWAL S, TAGHIZADEH S, KARIMI-GHARTEMANI M, et al. An enhanced control system for single-phase inverters interfaced with weak and distorted grids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(12): 12538-12551.

[11] 曾正，赵荣祥，吕志鹏，等. 光伏并网逆变器的阻抗重塑与谐波谐振抑制[J]. 中国电机工程学报，2014，34(27)：4547-4558.
ZENG Zheng, ZHAO Rongxiang, LÜ Zhipen, et al. Impedance reshaping of grid-tied inverters to damp the series and parallel harmonic resonances of photovoltaic systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(27): 4547-4558.

[12] LI M, ZHANG X, GUO Z X, et al. Impedance adaptive dual-mode control of grid-connected inverters with large fluctuation of SCR and its stability analysis based on D-partition method[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(12): 14420-14435.

[13] WANG X H, RUAN X B, LIU S W, et al. Full feedforward of grid voltage for grid-connected inverter with LCL filter to suppress current distortion due to grid voltage harmonics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(12): 3119-3127.

[14] ZHANG H, RUAN X B, LIN Z H, et al. Capacitor voltage full feedback scheme for LCL-type grid-connected inverter to suppress current distortion due to grid voltage harmonics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3): 2996-3006.

[15] 张学广，付志超，陈文佳，等. 弱电网下考虑锁相环影响的并网逆变器改进控制方法[J]. 电力系统自动化，2018，42(7)：139-145.
ZHANG Xueguang, FU Zhichao, CHEN Wenjia, et al. An improved control method for grid-connected inverters considering impact of phase-locked loop under weak grid condition[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(7): 139-145..

[16] JALILI K, BERNET S. Design of LCL filters of active-front-end two-level voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(5): 1674-1689.

[17] XU J M, XIE S J, QIAN Q, et al. Adaptive feedforward algorithm without grid impedance estimation for inverters to suppress grid current instabilities and harmonics due to grid impedance and grid voltage distortion[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(9): 7574-7586..

[18] 陈华根，吴健生，王家林，等. 模拟退火算法机理研究[J]. 同济大学学报(自然科学版)，2004，32(6)：802-805.
CHEN Huagen, WU Jiansheng, WANG Jialin, et al. Mechanism study of simulated annealing algorithm[J]. Journal of Tongji University (Natural Science Edition), 2004,.

[19] XU J, XIE S, QIAN Q, et al. Adaptive feedforward algorithm without grid impedance estimation for inverters to suppress grid current instabilities and harmonics due to grid impedance and grid voltage distortion[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2017, 64(9): 7574-7586.

[20] 史金柱，杨黎晖，韩晓静，等. 计及宽频带多耦合特性的并网逆变器统一阻抗建模与宽频带稳定性分析[J]. 高电压技术，2025，51(11)：5388-5398.
SHI Jinzhu, YANG Lihui, HAN Xiaojing, et al. Unified impedance modeling and broadband stability analysis of grid-connected inverter considering broadband multi-coupling characteristics[J]. High Voltage Engineering, 2025, 51(11): 5388-5398.

[21] 张过，唐雅洁，闫姝璇，等. 采用电压-无功控制的光伏并网逆变器振荡机理分析及稳定域刻画[J]. 高电压技术，2026，52(2)：951-961.
ZHANG Guo, TANG Yajie, YAN Shuxuan, et al. Oscillation mechanism analysis and stability region characterization of photovoltaic grid-connected inverter using voltage-reactive power control[J]. High Voltage Engineering, 2026, 52(2): 951-961.



张宇坤
2000—，女，硕士生
研究方向为多功能并网逆变器控制策略研究
E-mail: 3220220839@bit.edu.cn

ZHANG Yukun



李守翔(通信作者)
1989—，男，博士，教授，博导
主要从事直流变换器拓扑与调制、先进变流器控制策略、跟网/构网型逆变器调控策略研究工作
E-mail: lishouxiang@bit.edu.cn

LI Shouxiang
Ph.D, Professor
Corresponding antuor

收稿日期 2024-12-24 在线出版日期 2025-04-27 编辑 何秋萍

附录 A

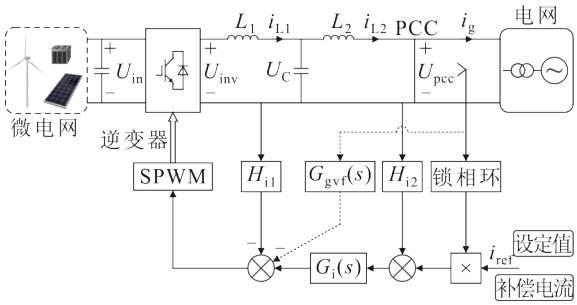


图 A1　逆变器并网拓扑图

Fig.A1　Grid-connected topology diagram of inverter

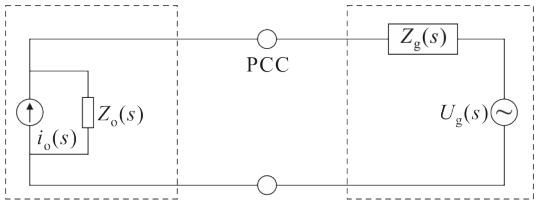


图 A2　逆变器系统并网等效阻抗模型

Fig.A2　Grid-connected equivalent impedance model of inverter system

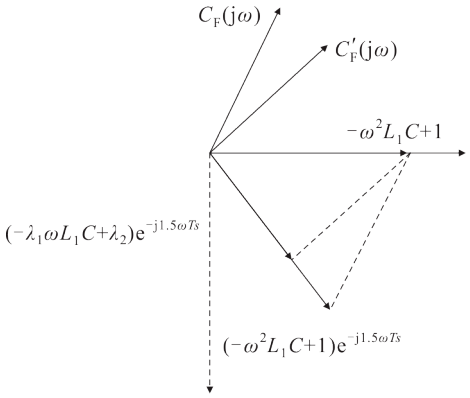


图 A3　向量分析示意图

Fig.A3　Schematic diagram of vector analysis

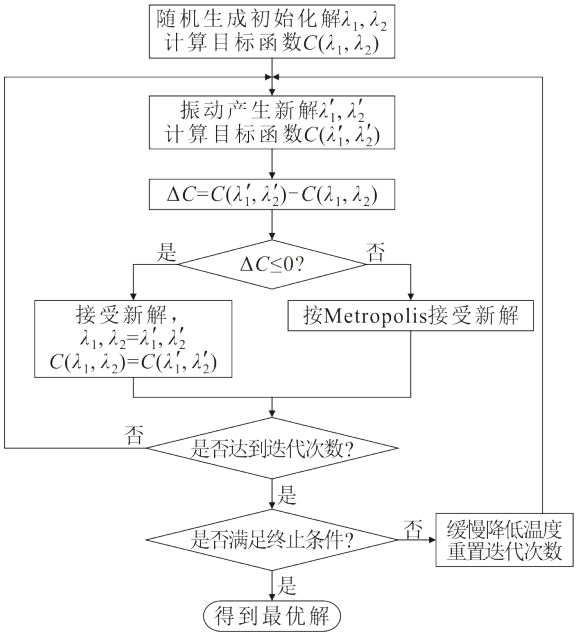


图 A4　模拟退火流程图

Fig.A4　Flow chart of simulated annealing

附录 B

表 B1　多功能并网逆变器参数表

Table B1　Parameters of multifunctional grid connected inverter

参数	数值	参数	数值
f_s/Hz	50	U_{tri}/V	4.578
U_{dc}/V	750	K_P	0.15
L_1/mH	5	K_r	4
C/μF	15	ω_c/kHz	7
L_2/mH	0.1	ω_o/Hz	314.159
U_g/V	311		

表 B2　模拟退火算法自适应加权参数表

Table B2　Adaptive weighting parameter table of simulated annealing algorithm

电网阻抗	对应参数
L_g=0.2 mH	$\lambda_1=0.3, \lambda_2=0.2$
L_g=0.8 mH	$\lambda_1=0.2, \lambda_2=0.1$
L_g=1.3 mH	$\lambda_1=0.1, \lambda_2=0.5$