



Online broadband grid impedance estimation method based on multi-objective optimized random PWM 《Journal of Power Electronics》

作者：杜燕 杨世友 高春然 杨向真 吴厚博 苏建徽

2023.12.20



1

研究背景及意义

2

控制回路对阻抗测量带宽的影响

3

基于多目标频谱优化的阻抗测量方法

4

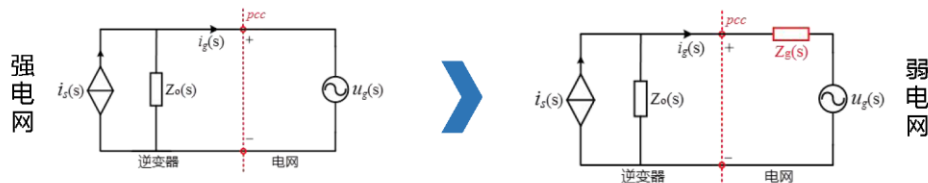
实验验证



合肥工业大学
HEFEI UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

1、研究背景及意义

不同条件下的电网等效形式



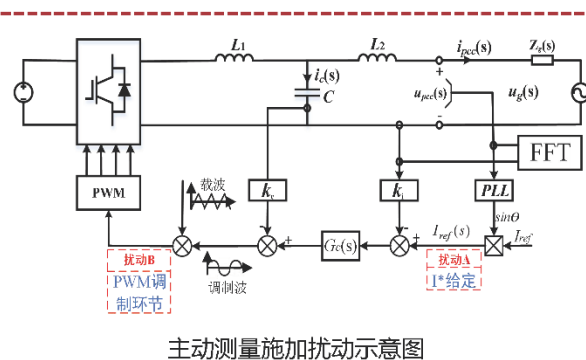
电网阻抗与逆变器间的动态交互会对并网**电能质量**、**控制性能**产生不良影响，严重时甚至出现谐振失稳现象影响系统**稳定运行**。

在线精确检测电网阻抗十分重要，但传统阻抗测量扰动信号一般施加于电流控制环路，**阻抗测量频段**受到**控制器带宽**和**开关频率**的影响，控制带宽以上的数千赫兹的高频段阻抗测量效果不佳，这限制了基于阻抗测量的有效频段。因此，实现全带宽的在线阻抗测量具有重要意义。



合肥工业大学
HEFEI UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

2、控制回路对阻抗测量带宽的影响



主动测量施加扰动示意图

扰动点A：其原理是依据输出电流对指令值的闭环跟踪特性，给电流指令值施加一个扰动信号能够在输出电流处复现该扰动信号。

扰动点B：此时扰动信号主要受PWM调制效果和滤波器的影响。此位置注入扰动直接改变的是逆变器侧电压的谐波分布，无法直接对输出电流的谐波分布进行约束，使用时应注意扰动对电能质量的影响。

图中电网阻抗在 ω 处的表达式为：

$$Z_g(j\omega) = \frac{\Delta u_{pcc}(j\omega)}{\Delta i_{pcc}(j\omega)} = \frac{u_{pcc}^k(j\omega) - u_{pcc}^{k-1}(j\omega)}{i_{pcc}^k(j\omega) - i_{pcc}^{k-1}(j\omega)}$$

式中： $u_{pcc}^{k-1}(j\omega)$ 、 $i_{pcc}^{k-1}(j\omega)$ 和 $u_{pcc}^k(j\omega)$ 、 $i_{pcc}^k(j\omega)$ 分别为扰动前(k-1)时刻和扰动(k)时刻的PCC点电压及电流。



合肥工业大学
HEFEI UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

2、控制回路对阻抗测量带宽的影响

由施加扰动图可以分别得到在A、B两点的开环传递函数表达式

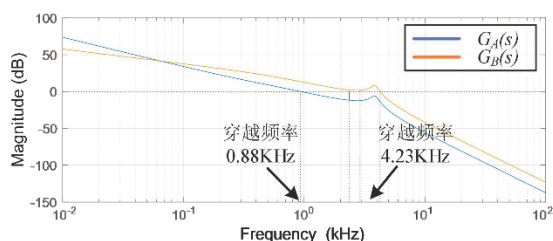
扰动点A

$$G_A(s) = \frac{i_{pcc}}{i_h} = \frac{k_i K_{PWM} G_z(s) G_c(s)}{L_1 L_2 C s^3 + k_c K_{PWM} L_2 C s^2 G_z(s) + (L_1 + L_2) s}$$

扰动点B

$$G_B(s) = \frac{i_{pcc}}{u_h} = \frac{K_{PWM} G_z(s)}{L_1 L_2 C s^3 + k_c K_{PWM} L_2 C s^2 G_z(s) + (L_1 + L_2) s}$$

G_A 、 G_B 开环传递函数Bode图



图中 G_A 在0dB处的穿越频率即系统的带宽频率为0.88kHz， G_B 在0dB处的穿越频率为4.23kHz

B点注入信号高频段衰减程度小于A点注入信号

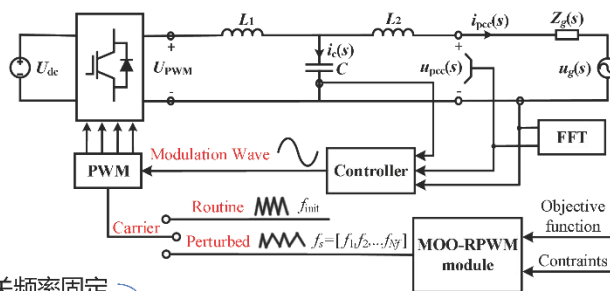
控制器 $G_c(s)$ 的带宽限制基于电流注入A点的扰动信号带宽，特别是弱网下控制器带宽的降低，**控制器对阻抗测量带宽的限制将更为明显**



合肥工业大学
HEFEI UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

3、基于多目标频谱优化的阻抗测量方法

■ 3.1 多目标优化随机PWM (MOO-RPWM) 阻抗测量原理



模式一：日常工作时开关频率固定

模式二：阻抗测量时MOO-RPWM模块中预设可变开关频率序列(SFS)

载波
+
调制波

调节Upwm中目标频率处的谐波

并网电流谐波可以调节

对PCC点并网电压、电流进行采样

利用公式

$$Z_g(j\omega) = \frac{\Delta u_{pcc}(j\omega)}{\Delta i_{pcc}(j\omega)} = \frac{u_{pcc}^k(j\omega) - u_{pcc}^{k-1}(j\omega)}{i_{pcc}^k(j\omega) - i_{pcc}^{k-1}(j\omega)}$$

对电网阻抗进行计算



合肥工业大学 3、基于多目标频谱优化的阻抗测量方法

■ 3.2 可变开关频率序列 (SFS) 的设计

● 最大开关频率约束

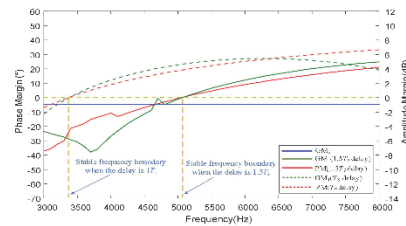
由于奈奎斯特频率以上的阻抗测量超出了控制器和LCL滤波器的有效范围，因此最大开关频率应低于常规开关频率：

$$f_{\max} < f_{\text{init}}$$

● 最小开关频率约束

控制延迟 T_s 随开关频率的降低而增加，可能会导致GCI的不稳定。因此，SFS的最小开关频率取决于稳定性边界，约束GM1、GM2、PM如下式所示，且其随开关频率在3kHz-8kHz范围内变化曲线如图所示，控制延迟分别为 $1/f_s$ 和 $1.5/f_s$ 。

$$\begin{cases} \theta_{dB} < GM_1 - 20 \lg \left[\frac{(2\pi f_s / 6) L_1 L_2 C}{k_p K_{PWM} K_p} ((2\pi f_s / 6)^2 - (2\pi f_s / 6)^2 + \frac{(2\pi f_s / 6) K_{PWM} k_c}{L_1}) \right] \\ \theta_{dB} > GM_2 - 20 \lg \left[\frac{k_c (L_1 - L_2)}{k_p K_p L_1} \right] \\ \theta^\circ < PM = \arctan \frac{k_p K_{PWM} [K_p \omega \cos(-1.5\omega T_s) + K_i \sin(-1.5\omega T_s)]}{K_i \cos(-1.5\omega T_s) - K_p \omega \sin(-1.5\omega T_s)} \\ \quad - \arctan \frac{-\omega^3 L_2 C k_c K_{PWM} \cos(-1.5\omega T_s)}{\omega^4 L_1 L_2 C - \omega^3 L_2 C k_c K_{PWM} \sin(-1.5\omega T_s) - \omega^2 (L_1 - L_2)} + 180^\circ \end{cases}$$



图中显示，GM1、PM均有所下降。因此，随着开关频率的降低，GCI的稳定性会受到影响。因此， $f_{\min}$ 的选择需满足以下条件来保证稳定性：

$$f_z < f_{\min}$$

其中： $f_z = \max(f |_{GM_1=0}, f |_{PM=0})$



合肥工业大学 3、基于多目标频谱优化的阻抗测量方法

■ 3.2 可变开关频率序列 (SFS) 的设计

此外，弱电网中的电网阻抗也会对稳定裕度产生影响，因为实际谐振频率 f_r 可能会随着电网阻抗不同而变化。电网阻抗作为电网侧电感 L_2 的一部分，在 $3 < SCR < 10$ 的变化过程中，受约束的最小开关频率 f_z 如下图所示。



为了推广稳定性约束，可以将SCR中最小频率的最大值 f_z 作为最小开关频率。

$$f_{z,SCR} < f_{\min}$$

其中： $f_{z,SCR} = \max(f_z)$

综上所述，可变开关频率 (SFS) 的频率范围为：

$$f_{z,SCR} < f_{\min} \leq f_s \leq f_{\max} < f_{\text{init}}$$



■ 3.3 可变开关频率序列 (SFS) 的多目标优化

由于开关频率变化会对输出电压频谱分布和电流总谐波失真 (THD) 产生不利影响, 因此需要建立多目标函数对SFS中的频率分布进行优化。

● SFS与输出电压谐波之间定量关系的简化

为了计算目标函数中使用的单个电压谐波分量, 通过对RPWM应用双傅里叶级数, 提出了一种简化的谐波分量计算方法, UPWM中的谐波分量Umh用双重傅里叶级数分析表示为:

$$U_{mh} = \sum_{m=1}^{\infty} (A_{m0} \cos mX + B_{m0} \sin mX) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [(A_{mn} \cos(mX + nY) + B_{mn} \sin(mX + nY))]$$

● SFS持续时间Tc的设计

SFS的持续时间Tc是SFS中各个开关频率的周期之和。从理论上讲, MOO-RPWM中的阻抗测量频率范围可以通过增加Tc来扩展到低于fmin的频率。由于高于带宽的频率是MOO-RPWM的首要任务, 因此 Tc 应满足以下条件:

$$1 / f_{cA} < T_c$$

其中, f_{cA} 为截止频率, 可表示为下式, KP 和 KI 分别为电流控制器的比例系数和积分系数。

$$f_{cA} = \left(\frac{k_i^2 K_{PWM}^2 K_P^2 + \sqrt{(k_i^2 K_{PWM}^2 K_P^2)^2 + 4 \times (L_1 + L_2)^2 k_i^2 K_{PWM}^2 K_I^2}}{2 \times (L_1 + L_2)^2} \right)^{\frac{1}{2}} / (2\pi)$$



■ 3.3 可变开关频率 (SFS) 的多目标优化

● 阻抗测量GIE精度约束

提高并网电流谐波的幅值可以提高GIE的精度。为了在不对单次谐波进行复杂设计的情况下, 能在目标频段内获得合格的谐波电流, 选择电流谐波的最大值和均匀分布 (MUDCH) 作为该优化目标的指标。在估计范围 ($1/T_c$, f_{max}) 内, MUDCH 的目标函数1 (OBF 1) 为:

$$\psi_1 = \sum_{m=1}^{m_{max}} |h_m \cdot G(j2m\pi / T_c) - I_{hs}|$$

其中, $h_m G(j2m\pi/T_c)$ 是电流谐波, I_{hs} 是电网规范确定的最大谐波幅值。

● 并网电流THD约束

在阻抗测量期间, 电流谐波的增加会导致电能质量下降。同时, 随着逆变器功率等级的提高, LCL 滤波器电感的降低会导致电流THD的恶化。因此, 电网电流THD应限制在 T 的阈值内:

$$\psi_2 = \left| \sum_{m=1}^{m_{max}} \left(\frac{h_m \cdot G(j2m\pi / T_c)}{I_0} \right)^2 + \sum_{n=2}^{n_{max}} \left(\frac{h_{mn} \cdot G(j2m\pi / T_c)}{I_0} \right)^2 \right| - T, n \neq 0$$

其中 I_0 为基波电流幅值, T 选为 10%

引入最小偏差法, 将这两种多目标函数转化为统一的目标函数, 使其值最小。

$$\phi = \sum_{j=1}^2 \frac{\psi_j - \psi_{jmin}}{\psi_{jmax} - \psi_{jmin}}$$

其中, ψ_j 和 ψ_{jmax} 分别为第 j 个目标函数 (OBF) 的值和最大值, ψ_{jmin} 为最优解对应的最小值。

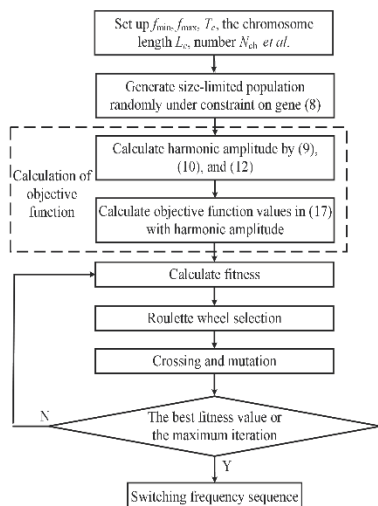


合肥工业大学
HEFEI UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

3、基于多目标频谱优化的阻抗测量方法

■ 3.4 基于遗传算法 (GA) 的优化实施

利用遗传算法求解统一目标函数



设置最大开关频率 f_{max} 、最小开关频率 f_{min} 和持续时间 T_c

可变频率 (SFS) 的频率范围约束

SFS与输出电压谐波之间定量关系的简化
阻抗测量GIE精度约束; 并网电流THD约束

利用最小偏差法最小统一目标函数值

得到可变频率序列 (SFS)

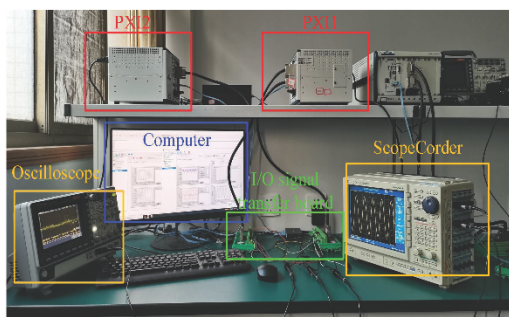
利用阻抗测量模式二实现基于
MOO-RPWM的阻抗测量(GIE)



合肥工业大学
HEFEI UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

4、实验验证

为了验证所提GIE方法的可行性, 在StarSim HIL平台上建立了一个基于MOO-RPWM GIE的GCI系统。在感性和 RLC 电网阻抗条件下, 比较了方脉冲注入法和MOO-RPWM的GIE性能。



基于StarSim的HIL实验平台

表1 实验参数

Symbol	DESCRIPTION	Value
U_g	Grid voltage (RMS)	220V
U_{dc}	Input voltage	360V
P_0	The power rating of GCI	6kW
L_1	Inverter-side inductor	1.5mH
L_2	Grid-side inductor	1mH
C	Filter capacitor	5 μ F
K_p	Proportional coefficient of controller	0.2
K_i	Integral coefficient of controller	400
k_i	Grid current feedback coefficient	0.1
k_c	Capacitor current feedback coefficient	0.007
K_{PWM}	Transfer function of the inverter	360
T_s	Control delay	0.1ms
f_{fix}	Fixed switching frequency	10kHz
f_{min}	Minimum switching frequency in SFS	3.5kHz
f_{max}	Maximum switching frequency in SFS	9.5kHz
T_c	Duration of an SFS	1/300s

在StarSim上建立的HIL平台如图所示。PXI1模拟包含GCI和电网的模型电路。PXI2模拟控制模块, 包括电网电流控制器和MOO-RPWM。PXI1中的模数转换器(ADC)对PCC点的电压和电流进行采样, 以便进行电网阻抗的计算。实验参数如上表所示。

4、实验验证

● 工况一：基于MOO-RPWM的GIE与脉冲注入法的性能比较

为了比较基于MOO-RPWM法与脉冲注入法GIE的性能差别，在GCI的参考电流中注入一个脉冲。图1(a)、(b)分别给出了脉冲注入法和基于MOO-RPWM的GIE电网阻抗计算结果。

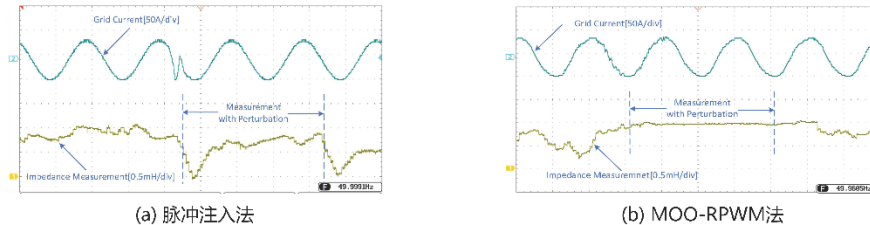


图1 感性阻抗的电网阻抗测量图

从图1(a)中可以看出，测量阻抗与预期1mH之间的最大偏差超过0.3mH。因此，如果将带宽以上的信息包括在内，脉冲注入法对阻抗测量精度的改善并不明显。图1(b)显示，MOO-RPWM扰动后，GIE的精度提高了，偏差低于0.1mH。图1(b)中的实验结果验证了MOO-RPWM对带宽以上的GIE具有更高的精度。

4、实验验证

● 工况二：基波电流参考值突增至100A时GIE的性能验证

为了验证基于MOO-RPWM法在基波电流突变时GIE性能的准确性，在GCI的参考电流突变为100A时注入一个脉冲。图2为MOO-RPWM的GIE电网阻抗计算结果。

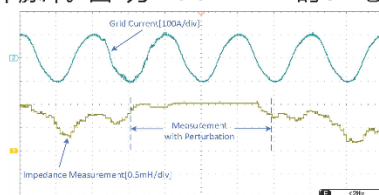


图2 基波电流突增至100A时的电网阻抗测量图

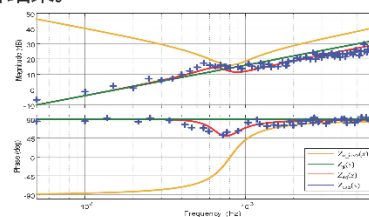


图3 阻抗的Bode图

从图2中可以看出，测量阻抗与预期阻抗1mH之间的最大偏差低于0.15mH。因此，MOO-RPWM方法中提出的约束条件可以保证不同功率等级下精确的GIE结果。

● 工况三：两台GCI并联并网运行时GIE的性能验证

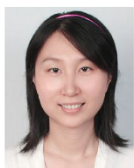
在两个GCI并联连接到电网的条件下，GCI 2的输出阻抗为 $Z_{o_inv2}(s)$ 。在此条件下，GCI 1 PCC处的等效电网阻抗 $Z_{eq}(s)$ 是 $Z_g(s)$ 和 $Z_{o_inv2}(s)$ 的并联。图3给出了 $Z_g(s)$ 、 $Z_{o_inv2}(s)$ 和 $Z_{eq}(s)$ 的理论结果和 $Z_{eq}(s)$ 的计算结果 $Z_{esti}(s)$ 。

从图3中可以看出，在低于 f_b 的频段，电网阻抗在等效阻抗中占主导地位，因此，在这一频段，计算结果 $Z_{esti}(s)$ 位于电网阻抗附近。然而，在高于 f_b 的频段， $Z_{o_inv2}(s)$ 的影响不容忽视。因此， $Z_{esti}(s)$ 既表示电网阻抗，也表示GCI 2输出阻抗的特性。



合肥工业大学
HEFEI UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

作者简介



杜燕，女，博士，副教授，硕士生导师，主要研究方向：新能源分布式发电、多能微电网运行控制、新型电能变换技术。



杨世友，男，硕士研究生，现于合肥工业大学电气与自动化工程学院攻读硕士学位。主要研究方向为分布式发电与微电网技术。

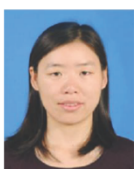


高春然，女，硕士研究生，现已毕业于合肥工业大学电气与自动化工程学院。主要研究方向为分布式发电与微电网技术。



合肥工业大学
HEFEI UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

作者简介



杨向真，女，博士，副教授，硕士生导师，主要研究方向：新能源分布式发电、多能微电网运行控制、新型电能变换技术。



吴厚博，男，硕士研究生，现已毕业于合肥工业大学电气与自动化工程学院。主要研究方向为分布式发电与微电网技术。



苏建徽，男，博士，教授。博士生导师，主要研究方向：分布式发电与微电网技术、新型电力变换节能技术。现任教育部光伏系统工程研究中心副主任。中国可再生能源学会理事，光伏专委会委员，《太阳能学报》编委。



合肥工业大学
HEFEI UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



感谢您的观看!

作者: 杜燕 杨世友 高春然 杨向真 吴厚博 苏建徽

2023.12.20