第 49 卷 第 6 期：2579-2588 高电压技术 Vol.49, No.6: 2579-2588
2023 年 6 月 30 日 High Voltage Engineering June 30, 2023
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20220856

基于滑动平均滤波的三相并网逆变器多谐振控制器

杨 浩[1]，姚 顺[2]，杨黎晖[1]，史金柱[1]，谢 瑞[1]，滕馥遥[3]
（1. 西安交通大学电气工程学院，西安 710049；2. 深圳威迈斯新能源股份有限公司，深圳 518000；
3. 广东电网有限责任公司肇庆供电局，肇庆 526000）

摘 要：为了降低三相 LCL 型并网逆变器中高次谐波和网侧背景谐波对并网电流电能质量的影响，提出了一种基于滑动平均滤波器的多谐振(multi resonance based on moving average filter，MR-MAF)控制器。首先根据滑动平均滤波器的频域特性设计控制器，使其具有近似比例积分多谐振控制器的结构，实现谐波抑制。然后，引入 2 个可调系数，对该控制器控制性能进行灵活调整。最后，通过仿真和样机实验，验证了所提 MR-MAF 控制器在谐波抑制和提高电能质量方面的有效性。结果表明，与经典的比例积分多谐振控制器相比，本文提出的控制器不仅可以在保持相同动态性能的情况下并联多个谐振项，而且稳态性能更优，谐波含量由 6.8%降至 4%。因此，本文所提控制器具有结构简单且抑制谐波频带范围宽的特点，可为改善三相并网逆变器在多谐波环境下的控制性能提供参考。
关键词：并网逆变器；滑动平均滤波器；多谐振控制器；动态性能；高次谐波；背景谐波；谐波抑制；电能质量

Multi Resonance Controller of Three-phase Grid-connected Inverter Based on Moving Average Filter

YANG Hao[1], YAO Shun[2], YANG Lihui[1], SHI Jinzhu[1], XIE Rui[1], TENG Fuyao[3]
(1. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China; 2. Shenzhen VMAX New Energy Co., Ltd., Shenzhen 518000, China; 3. Zhaoqing Power Supply Bureau, Guangdong Power Grid Co., Ltd., Zhaoqing 526000, China)

Abstract: In order to reduce the influence of high-order harmonic and grid side background harmonic on the power quality of grid current of the three phases LCL grid-connected inverter, this paper presents a multi resonance controller based on moving average filter (MR-MAF). Firstly, the controller is designed according to the frequency domain characteristics of MAF, so that it possesses the similar structure with the proportional integral multi resonance (PIMR) controller through mathematical equivalent substitution. Then, by introducing two adjustable coefficients, the MR-MAF controller can obtain the flexible adjustment of the control performance. Finally, the validity and the effectiveness of the proposed method are verified by simulation and experimental results. The results show that, compared with the traditional PIMR controller, the MR-MAF controller can not only parallel multiple resonant terms with the same dynamic performance, but also has the better steady-state performance, and the harmonic content is reduced from 6.8% to 4%. Therefore, the controller has much lower complexity when suppressing wide frequency band harmonics, which can provide reference for improving the control performance of three-phase grid-connected inverters in the multi-harmonic condition.
Key words: grid-connected inverters; moving average filter; multi resonance controller; dynamic performance; high-order harmonic; background harmonic; harmonic suppression; power quality

0 引言

随着新能源发电在电力系统中的渗透率不断升高，能够有效降低新能源并网电流谐波含量的技术越来越受到电力行业人员的关注[1-4]。

新能源发电一般通过三相并网逆变器接入电网。目前，三相并网逆变器的并网电流控制器主要有：结构简单且参数易于设计的比例积分(proportional integral，PI)控制器[5]、可实现基波处并网电流零稳态误差跟踪的比例谐振(proportional resonance，PR)控制器[6]及易于实现特定频率处高增益的比例复数积分控制器[7-9]等。虽然上述控制器均可实现并网逆变器在理想电网下的稳定并网控制，但在多谐波的非理想并网环境下，如果控制器没有设计抑制电网特定次谐波的环节，那么并网逆变器的并网电流不但会受到自身调制引入的高次谐波影

基金资助项目：陕西省重点研发计划(2021GY-132)。
Project supported by Key Research and Development Program of Shaanxi Province (2021GY-132).

响，还会时刻受到电网背景谐波的干扰，从而导致并网电流的谐波含量过高，达不到并网要求，甚至使得部分新能源发电系统脱网。为了解决此类问题，文献[10]从改变控制器结构的角度出发，通过引入无限多个并联的 PR 控制器，组合成比例多谐振(proportional multi resonance，PMR)控制器，实现了对输出电流特定频率谐波的抑制，但随着所需抑制谐波次数的增多，系统算法的复杂度和控制成本也会相应提升。类似地，文献[11]根据直流的控制环境，提出了一种比例积分多谐振(proportional integral multi resonance，PIMR)控制器，该控制器达到了较好的控制效果，但是当需要抑制的谐波量较大时，就需要对控制效果和控制器的繁冗程度进行综合考虑。为了克服上述方法需要叠加多个谐振控制器的不足，文献[12-14]利用内模原理，提出可有效抑制电网背景谐波等周期性干扰的重复控制，实现了对一类相关性谐波的抑制，且不需要累加多个谐振控制器，但该方法存在固有的控制延时，会影响系统的稳定性能，且相关参数的设计过程过于复杂。为了弥补重复控制器在第 1 个周期内无控制作用的缺点，文献[15]提出通过额外增加 PI 控制器来补偿重复控制器的缺陷，同时利用重复控制器来抑制周期性固定的网侧谐波成分，即采用复合控制的形式实现控制目标。然而，目前不同控制器在不同复合形式下的相互作用尚不明确，故使用复合控制器设计系统时，可能会存在 2 种控制器间的相互耦合作用，进而影响整体的控制性能。此外，复合控制器同样会增加控制器的复杂程度。因此，探究更有效的抑制并网电流控制信号中各个谐波的控制策略很有必要。

滑动平均滤波器(moving average filter，MAF)是利用高频信号的周期性和半波对称性来消除特定谐波的装置，其结构简单，且仅需考虑滑动窗口长度这 1 个参数，设计容易。所以，应用 MAF 来滤除电网周期性的背景谐波是一个有效且可行的方案[16]。为此，文献[17]详细研究了 MAF 滑动窗口长度的选取问题，发现当把滑动窗口长度选取为电网基波周期时，可衰减基频 50 Hz 整数倍的谐波分量，但动态调整时间需要一个电网周期；当选取滑动窗口长度为半个基波周期时，虽然可以将调整时间缩短为电网周期的一半，但只能衰减 100 Hz 分量整数倍的信号，抑制谐波的范围不足。在文献[17]分析的基础上，文献[18]在锁相环的前置滤波环节中使用 MAF 来抑制电网背景谐波，之后再进行锁相，为并网逆变器的控制器提供了更稳定准确的相位信息。但是根据 MAF 的窗口特性，为了保留电网基波的有效信息，一般只将其用于抑制偶次谐波，从而可抑制的谐波范围同样不够。实际上，MAF 除了可作为前置滤波器来抑制电网背景谐波，保证并网逆变器中锁相环的性能外，其自身的滤波特性包含多个陷波器串联的效果，这与重复控制器的频率特性存在着相反的特性，若取 MAF 传递函数表达式的倒数，则得到的新控制器将具有类似重复控制器的特性。因此，可基于 MAF 推导出新的比例多谐振控制器，在控制环路中实现对各个基频整数倍谐波的抑制，从而提高并网逆变器的输出性能，尤其是降低并网电流的总谐波失真率。

据此，本文针对三相并网逆变器中并网电流存在谐波含量高的问题，提出一种结构简单、易于实现并具有良好性能的多谐振(multi resonance，MR)控制器。该控制器主要根据 MAF 在基波整数倍下的频域特性，通过等效代换使其近似具有比例积分多谐振控制器的结构。为了更灵活地调整控制器的性能，在该控制器中增加 2 个可调系数。与现有的 PIMR 控制器相比，新的控制器不仅可以简单地实现并联无限多个谐振项，还能保持较好的动态性能。此外，本文以在 $\alpha\beta$ 静止坐标系下应用该控制器为例，说明本文所提控制器的具体实现方法，其他坐标系下的应用方法亦然。最后，通过 MATLAB / Simulink 仿真和样机实验，验证了该控制器比 PIMR 控制器在相同的控制目标下的优势。

1 LCL 型三相并网逆变器的整体控制结构

含 LCL 滤波器的三相并网逆变器的主电路拓扑如图 1 所示，其中：逆变器直流侧输入电压 U_d 由新能源发电机组提供；i_{1k}(k=a,b,c)为逆变侧三相电流；i_{ck}(k=a,b,c)为滤波电容的三相电流；u_{ck}(k=a,b,c)为滤波电容两端的三相电压；i_{2k}(k=a,b,c)为三相并网电流；开关管 S_1—S_6 构成逆变桥，采用双极性调制，在数学建模中，逆变器可以等效成比例环节，其比例系数为 K_{PWM}。虽然相较于 L 型滤波器，LCL 型滤波器对高次谐波的抑制效果更佳，但 LCL 本身会引入谐振尖峰，从而增加控制难度。为了消除谐振尖峰，常采用电容电流反馈的有源阻尼办法[19]。

图 1 中，$G_c(s)$为本文提出的基于滑动平均滤波器的多谐振控制器(multi resonance based on moving

average filter，MR-MAF)。由于并网逆变器在 $\alpha\beta$ 静止坐标系下的结构相对其他 2 种坐标系下更简洁，所以为了实现方便，本文在 $\alpha\beta$ 静止坐标系下对提出的控制器进行分析。此外，由于三相逆变器系统在 $\alpha\beta$ 静止坐标系下可以等效成 2 个相互独立的系统，因此，本文以 α 轴下的系统模型为例，对逆变器的控制进行分析。图 2 为并网逆变器在 α 轴下的控制框图，i_α 是并网电流在 α 轴上的分量，$u_{g\alpha}$ 是电网电压在 α 轴上的分量，H 为并网电流的反馈系数，i_α^* 为并网电流 α 轴上的给定值，K 为电容电流反馈系数，C、L_1 和 L_2 分别为对应的电容值和电感值。

若这里忽略电网电压对系统的影响，则由图 2 可得逆变器系统含控制器的开环传递函数为

$$G_{\text{open}}(s)=\frac{K_{\text{PWM}}G_{\text{c}}(s)}{L_1L_2Cs^3+L_2CKK_{\text{PWM}}s^2+(L_1+L_2)s} \tag{1}$$

2　MR-MAF 控制器的详细推导及参数设计

由于调制引入的高次谐波和电网背景谐波，都会影响并网逆变器的输出性能，尤其是并网电流的电能质量，这些影响主要表现为并网电流中谐波含量增大。若在控制器中增加多谐振环节，则可以大幅降低各种谐波对逆变器输出的影响。故基于滑动平均滤波器(moving average filter，MAF)自身的结构，推导并设计出具有比例积分多谐振结构的控制器。为此，本节首先简单介绍 MAF 的频率特性，之后基于 MAF 详细推导出多谐振(multi-resonance，MR)控制器，接着以 $\alpha\beta$ 静止坐标系为例，应用该控制器，抑制背景谐波和调制环节引入的高次谐波，最终达到提高并网逆变器并网电流电能质量的目的。

2.1　MAF 的原理

设 MAF 的输入信号为 $x(t)$、输出信号为 $x^*(t)$，则其在时域的表达式为

$$x^*(t)=\frac{1}{T_\omega}\int_{t-T_\omega}^{t}x(\tau)\mathrm{d}\tau \tag{2}$$

式中：T_ω 为 MAF 的滑动窗口长度；τ 为积分变量；t 为任意时刻。

将式(2)转换到 s 域，得到 MAF 的传递函数为

$$G_{\text{MAF}}(s)=\frac{1-\mathrm{e}^{-sT_\omega}}{sT_\omega} \tag{3}$$

由此可知，MAF 要经过滑动窗口长度 T_ω 才能使系统达到稳态。因此 MAF 的动态响应速度与 MAF 滑动窗口长度 T_ω 的设计密切相关：T_ω 越大，系统的动态响应所需时间也就越长。为了分析 MAF 滤除的电网谐波频次，将式(3)变换到频域，可得到 MAF 环节的幅相特性为

$$G_{\text{MAF}}(\mathrm{j}\omega)=\left|\frac{\sin(\omega T_\omega/2)}{\omega T_\omega/2}\right|\angle-(\omega T_\omega/2) \tag{4}$$

由式(4)可知，频率为 0 时，系统增益为 1，且系统幅值为 0 时的频率表达式为

$$\omega_{\text{A}}=\frac{2\pi k_{\text{n}}}{T_\omega},\quad k_{\text{n}}=1,2,3\cdots \tag{5}$$

式(5)表明，MAF 不抑制直流信号，但对 $1/T_\omega$ 的整数倍信号具有完全的抑制作用，即可以通过合理设计 T_ω 值来滤除预设的特定高频谐波。图 3 给出了不同滑动窗口长度下的 MAF 频率特性。

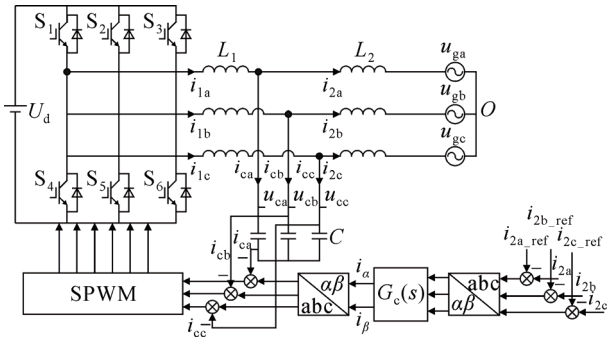


图 1　LCL 型并网逆变器主电路结构图

Fig.1　Main schematic diagram of LCL grid-connected inverter

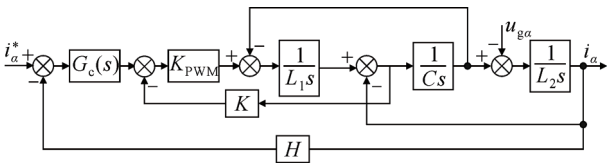


图 2　α 轴下的系统控制框图

Fig.2　Control block diagram of α frame

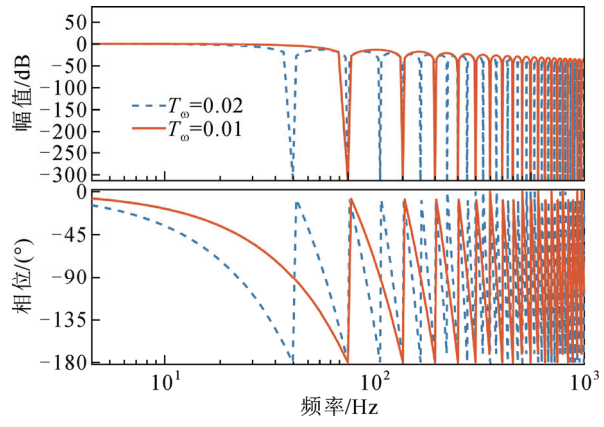


图 3　滑动平均滤波器的频率特性

Fig.3　Frequency characteristics of MAF

图 3 表明，不同的滑动窗口长度将使 MAF 具有不同的滤波特性，根据本文需要，选择滑动窗口长度 T_ω 为基波周期 T。

2.2 基于 MAF 的比例多谐振控制器

在并网逆变器的控制中，当 MAF 以谐波中的基频整数倍谐波为抑制目标时，MAF 对电网基频 50 Hz 同样具有陷波器特性，会造成控制信号的缺失。若想实现 MAF 对基频信号无干扰，则需要增加基频 50 Hz 处的谐振环节，但是这样会增加额外的控制环节。为了节约控制成本，提高控制精度，同时实现对多次谐波的抑制，本文根据 MAF 变式，提出一种新的多谐振控制器。

经典的比例积分多谐振控制器(proportional integral multi resonance，PIMR)的传递函数为

$$G_{\mathrm{PIMR}}(s)=k_{\mathrm{p}}+\frac{k_{\mathrm{i}}}{s}+\sum_{n=1}^{k_{\mathrm{t}}}\frac{2k_{\mathrm{r}}s}{s^2+(n\omega_0)^2} \tag{6}$$

式中：k_{p} 为 PIMR 的比例系数；k_{i} 为 PIMR 的积分系数；k_{r} 为 PIMR 的谐振系数；k_{t} 表示谐振控制器的个数；n 为谐振控制器的序号；ω_0 表示为基频角速度。由于在实际应用中控制结构不希望过于复杂，所以 k_{t} 的取值一般低于 10。

根据 MAF 在 s 域的传递函数式(3)，求其倒数可得

$$G_{\mathrm{1/MAF}}(s)=\frac{sT_\omega}{1-\mathrm{e}^{-sT_\omega}} \tag{7}$$

由于式(7)结构复杂，不能直观地与经典的 PIMR 控制器进行比较，所以根据指数的性质，把式(7)展开为相应的形式，具体推导细节如下所述。

首先，分子分母同时乘以 $\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{sT_\omega}{2\mathrm{j}}}$，得到式(7)的等价表达式

$$\frac{sT_\omega}{1-\mathrm{e}^{-sT_\omega}}=\frac{sT_\omega\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{sT_\omega}{2\mathrm{j}}}}{\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{sT_\omega}{2\mathrm{j}}}-\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{-sT_\omega}{2\mathrm{j}}}} \tag{8}$$

然后，对式(8)应用欧拉公式，得到 MAF 的三角函数等式为

$$\frac{sT_\omega}{1-\mathrm{e}^{-sT_\omega}}=\frac{sT_\omega}{2}+\frac{sT_\omega}{2\mathrm{j}}\cot(sT_\omega/(2\mathrm{j})) \tag{9}$$

再将式(10)所示的余切函数 cot 多项式展开式代入式(9)后，得到 MAF 新的展开式如式(11)所示。

$$\cot(\pi x)=\frac{1}{\pi x}+\frac{2x}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{1}{x^2-k^2} \tag{10}$$

$$G_{\mathrm{1/MAF}}(s)=\frac{sT_\omega}{2}+1+\sum_{n=1}^{\infty}\frac{2s^2}{s^2+(n\omega)^2} \tag{11}$$

式(11)表明，MAF 倒数的传递函数可以分解为一个微分项、一个比例项和多个谐振项的和。一般而言，高频处的高增益会影响控制器的鲁棒性能，所以提出的 MR-MAF 控制器还需要考虑对高频分量的衰减能力。又因为 MAF 等效出的控制器结构中存在微分项，因此为了保证在实际应用中系统的稳定性，需要在式(11)所示的控制器上额外乘以一次积分项来抵消微分项，至此可得到如式(12)所示新的多谐振控制器。

$$G_{\mathrm{MR\text{-}MAF}}(s)=\frac{T_\omega}{2}+\frac{1}{s}+\sum_{n=1}^{\infty}\frac{2s}{s^2+(n\omega)^2} \tag{12}$$

可见，式(12)表示的 MR-MAF 控制器与经典的 PIMR 控制器相比，几乎拥有相同的数学表达形式，即为一个比例项、一个积分项和多个谐振项的和。图 4 给出了 MR-MAF 控制器在不同滑动窗口长度的伯德图。图 4 表明，本文提出的基于 MAF 的多谐振控制器在基频整数倍的频率点处都能提供一个高增益，进而实现对基频的无差跟踪和对高次谐波及电网背景谐波的抑制。

2.3 MR-MAF 控制器的离散化实现

为了增加 MR-MAF 控制器控制的灵活度，本文在控制器中增加比例系数 K_{p} 和增益系数 K_{r}，得到式(13)所示的 MR-MAF 控制器。通过选取合适的比例系数 K_{p}，MR-MAF 控制器可以在抑制多次基频谐波的同时，具有较好的动态性能。

$$G_{\mathrm{MR-MAF}}(s)=K_{\mathrm{p}}+\frac{K_{\mathrm{r}}}{s}\left(\frac{sT_\omega}{1-\mathrm{e}^{-sT_\omega}}\right) \tag{13}$$

由于式(13)中存在延时环节，即非线性环节，因此为了方便进行控制器设计和数字实现，需要对其进行离散化处理。考虑到控制器离散化实现的精确程度和抑制谐振频带范围的大小，本文根据延时

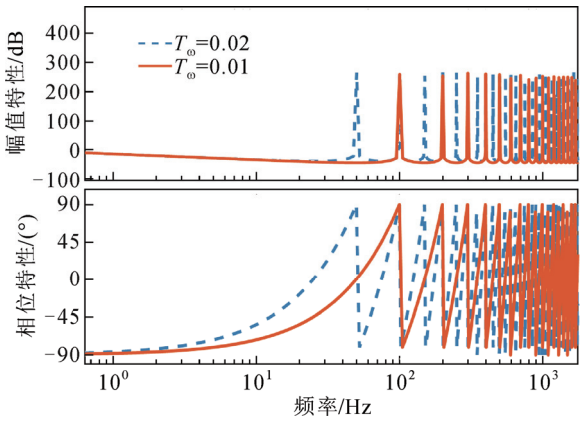


图 4 MR-MAF 控制器在不同滑动窗口长度的伯德图

Fig.4 Bode plot of MR-MAF controller with different sliding window lengths

环节的物理意义，对式(13)中含延时环节的部分进行离散化，如式(14)所示，其中 N 为一个周期的采样次数。相应的离散结构框图如图 5 所示。

$$G_{\text{delay}}(s)=\frac{1}{1-\mathrm{e}^{-sT_\omega}}\Rightarrow G_{\text{delay}}(z)=\frac{Y(z)}{R(z)}=\frac{1}{1-z^{-N}} \quad (14)$$

本文所提离散方法无法应用在式(12)中，在实际应用中，通常采用双线性变换的方法对式(12)进行离散化。但采用该方法对式(12)进行离散化之后，多谐振控制器会存在频率和相位偏移的情况。因此，为了说明式(13)最终实施的离散形态与式(12)多谐振控制器具有几乎相同的频域特性，绘制出式(12)在连续域下的伯德图，与式(13)的离散伯德图进行对比，结果如图 6 所示。可以看出，使用本文所提离散方法离散下的式(13)在频域中完全可以等效连续域下式(12)的频域特性。

2.4　MR-MAF 控制器的设计参数

根据本文提出的控制器表达式，当滑动窗口长度 T_ω 确定时，相应的 MAF 参数也就确定了，即选取滑动窗口长度 T_ω=0.02 时，MR-MAF 控制器可以实现对所有基频整数倍谐波分量的抑制。所以，可以通过绘制伯德图来研究额外增加的比例系数 K_p 和增益系数 K_r 对控制器性能的影响，并设计参数。

与传统 PI 控制器不同，本文所提控制器增益并非仅由单一参数就能确定，而是由 2 个参数共同决定的，因此为了简化参数设计过程，先设计比例系数 K_p，为系统提供适当的增益，之后通过调整增益系数 K_r 来达到设计要求。

根据一般的原则，所设计的控制器幅频特性的幅值大部分位于控制对象幅频特性的幅值之上，以达到对系统带宽的控制。但过大的比例系数会导致谐振频率附近的信号被放大，从而影响控制器的性能。在这个设计原则下，图 7 给出了固定增益系数 K_r=1，不同比例系数 K_p 情况下的 MR-MAF 控制器伯德图和被控对象开环传递函数的伯德图。图 7 表明，随着比例系数的增大，本文所提控制器的幅频特性幅值增加，其相频特性在每个滑动窗口长度间的变化趋于平缓。考虑被控对象开环传递函数幅值和 0 dB 线的相对位置，最终选定比例系数 K_p 为 0.8。

为研究增益系数 K_r 对控制器频率特性的影响，固定比例系数 K_p=0.8，改变增益系数 K_r，绘制出控制器的伯德图如图 8 所示。可以看出，随着增益系数的增大，MR-MAF 控制器的幅频特性增益增大，其相频特性在每个滑动窗口长度间变化趋于剧烈。

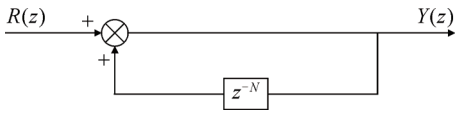


图 5　延时环节离散结构

Fig.5　Discrete structure of delay link

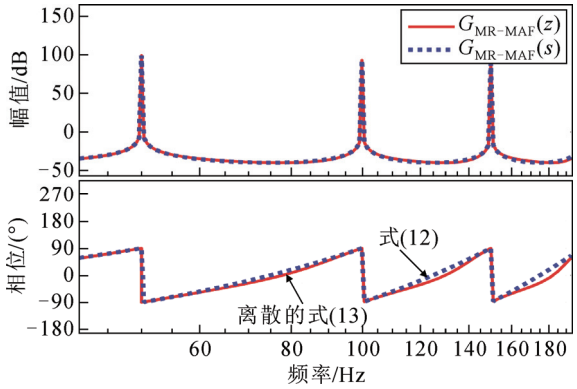


图 6　连续域式(12)和离散域式(13)的伯德图对比

Fig.6　Bode plot comparison of equation (12) in continuous domain and equation (13) in discrete domain

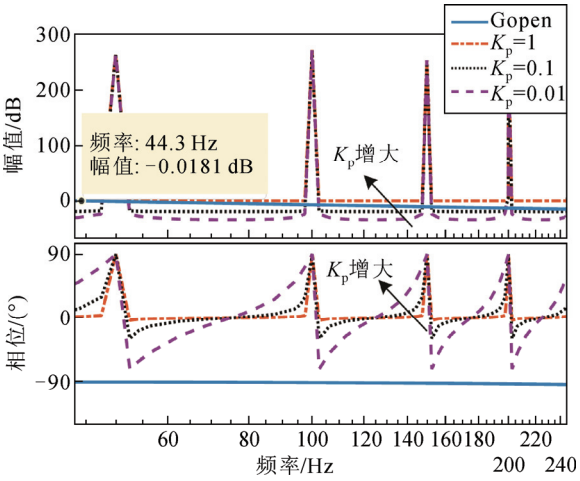


图 7　K_p 变化下 MR-MAF 控制器的伯德图

Fig.7　Bode plot of MR-MAF under different K_p values

在确定了比例系数 K_p 的取值后，为了确定增益系数 K_r 的取值，图 9 绘出了增益系数取 0.1、1、10 及 100 至 500 范围(按 50 递增)时系统闭环传递函数的零极点分布图。由图 9 可知，随着增益系数 K_r 的增加，系统极点逐渐移动到右半平面，当增益系数 K_r>300 时，系统极点位于右半平面。为了保证系统极点(图 9 所示的叉号)位于左半平面，同时尽可能远离虚轴，从而增加系统的稳定裕度，提高系统的稳定性，综合考虑稳定性和鲁棒性，确定增益系数 K_r 为 120。

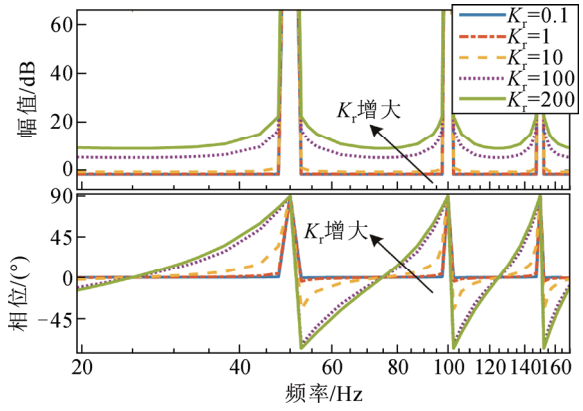


图 8 K_r 变化下 MR-MAF 控制器的伯德图

Fig.8 Bode plot of MR-MAF under different K_r values

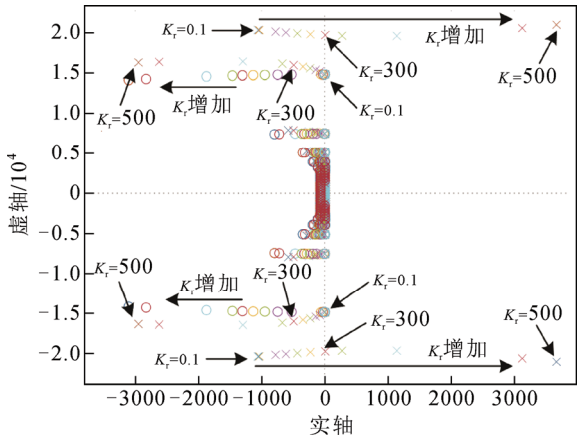


图 9 K_r 变化下系统闭环传递函数的零极点图

Fig.9 Zero pole map of closed-loop transfer function of system under K_r vatiation

根据系统带宽的设计原则，为了保证系统的动稳态性能，实现各个控制环间的相互解耦，系统带宽应设在高于基波频率 10 倍且至少低于开关频率五分之一的范围内。故当开关频率为 10 kHz 时，系统的穿越频率 f_c 设在 500~2000 Hz 范围内较为合理。由于 MR-MAF 控制器在基频整数倍频率处存在高增益尖峰和相位的突变，因此为了保证系统的稳定性能，在选择穿越频率 f_c 时，还需剔除基频整数倍谐波±5 Hz 范围内的频率段。

综上所述，在本文并网逆变器系统参数下，折衷设计的比例系数 K_p 为 0.8，增益系数 K_r 为 120，在该控制参数下的系统伯德图如图 10 所示。图 10 表明，最终系统的穿越频率 f_c 设置为 743 Hz，此时的相位为−94°，则相位裕度近似为 86°，故该控制参数满足系统设计原则，系统稳定。

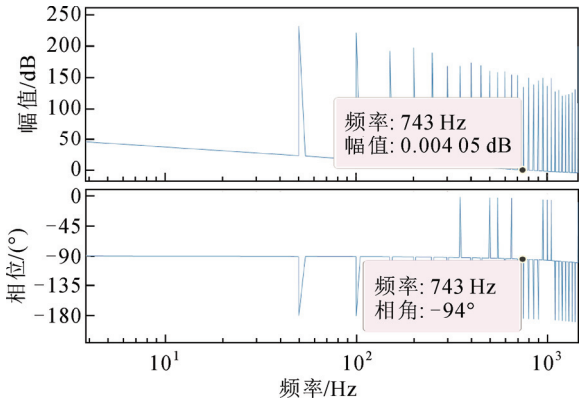


图 10 MR-MAF 控制策略下系统的伯德图

Fig.10 Bode plot of system under MR-MAF control strategy

表 1 LCL 型并网逆变器系统参数

Table 1 System parameters of LCL grid connected inverter

参数	数值	参数	数值
逆变侧电感 L_1/mH	3.0	开关频率 f_s/kHz	10
网侧电感 L_2/mH	0.6	采样频率 f_{samp}/kHz	10
滤波电容 C/μF	4.7		

3 仿真与实验结果

为了验证本文提出的控制器的可行性和实用性，分别在 Matlab/Simulink 环境中构建了如图 1 所示的三相并网逆变器系统的仿真模型和 3 kW 样机实验平台。仿真和实验的主要参数如表 1 所示。

本文采用某公司的 YXPWM－TP210b 系列定制逆变器实验平台进行实验，实验平台示意图如图 11 所示，交流侧电压为 100 V，通过调压器接入实际电网，直流侧电压为 300 V，由直流稳压电源代替微源提供，控制芯片采用 TMS320F28335 DSP。

由于 MAF 的数学推导结果与经典的比例积分多谐振控制器结果相近，因此在本节中将本文所提出的控制器与经典的比例积分多谐振控制器进行性能上的对比，以说明所提控制器的优越性。

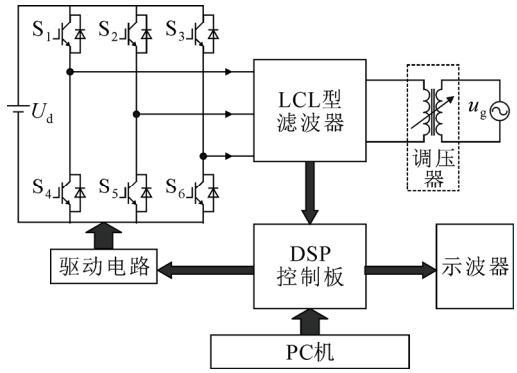


图 11 并网逆变器实验系统示意图

Fig.11 Schematic diagram of grid-connected inverter experimental system

3.1　稳态仿真及工况电网下的实验结果对比

基于 S-Function 模块编程分别实现三相 MR-MAF 控制策略与 PIMR(仅抑制 3、5、7 次谐波)控制策略，图 12 和图 13 为并网电压和电流的仿真结果。图 12、13 中的结果表明，稳态运行时，在本文提出的 MR-MAF 控制下，并网电流纹波比 PIMR 控制下的纹波更小。为了量化对比指标，通过 MATLAB/FFT 得到在 PIMR 控制下，并网电流的总谐波失真率(total harmonic distortion，THD)为 0.62%，而在 MR-MAF 控制下的 THD 为 0.43%，故后者的抑制效果更好，电能质量更高。

为了研究本文所提控制器在工况电网条件下的电流控制性能，图 14(b)给出了在图 14(a)所示工况电网情况下，采用 MR-MAF 控制器和 PIMR 控

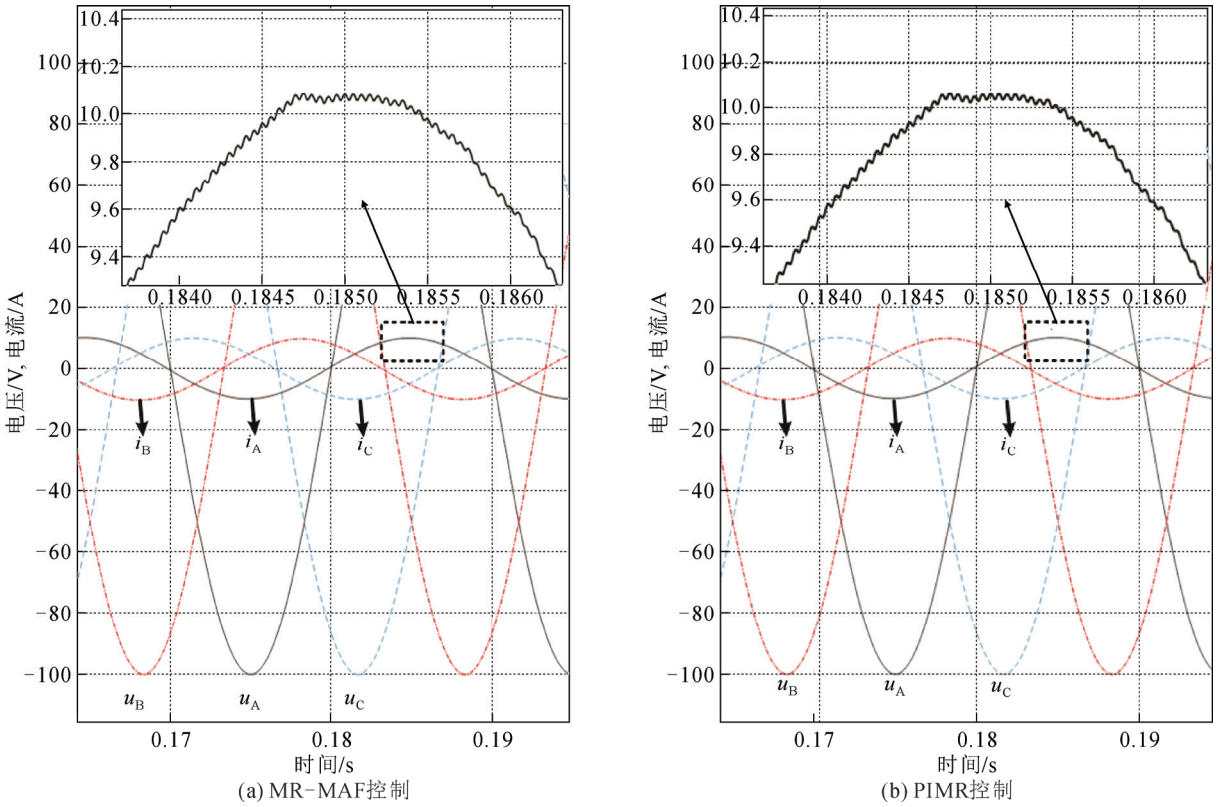


图 12　MR-MAF 与 PIMR 控制器控制下的电压电流仿真结果

Fig.12　Simulation results of grid connected current controlled by MR-MAF controller and PIMR controller

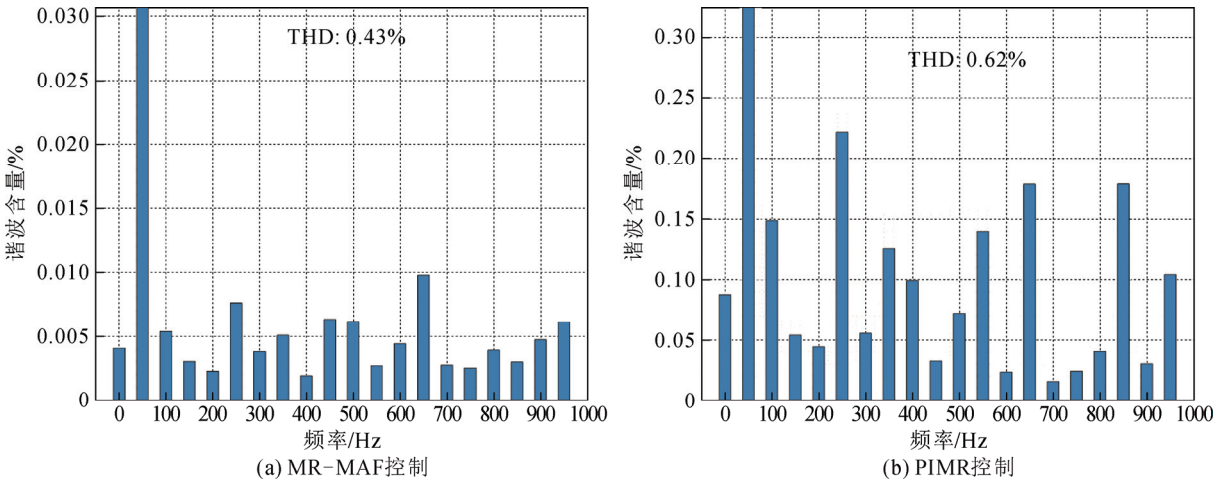
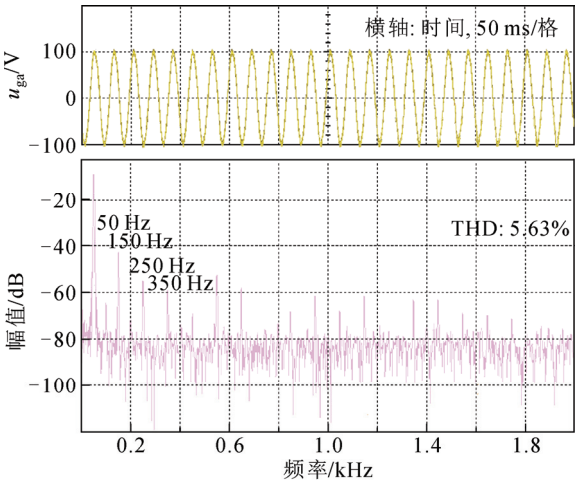
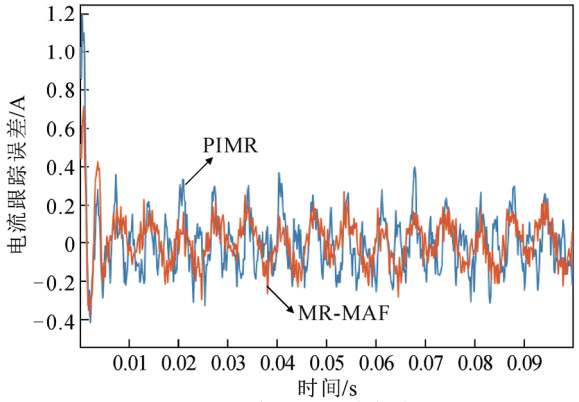


图 13　MR-MAF 与 PIMR 控制器控制下的并网电流谐波在仿真中的分析结果

Fig.13　Simulation analysis results of grid connected current harmonics under the control of MR-MAF and PIMR controllers



(a) 50 Hz市电工况下的电网频域分析



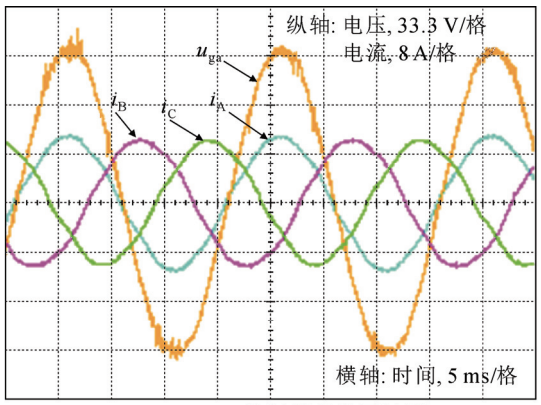
(b) 电流跟踪误差实验对比

图 14 MR-MAF 与 PIMR 控制器在实际电网的实验波形

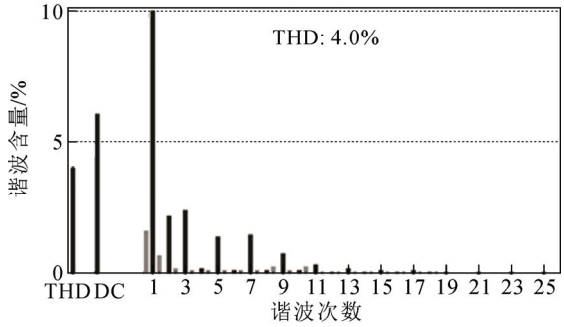
Fig.14 Experimental waveforms of MR-MAF controller and PIMR controllers in actual grid

制器时，A 相电流跟踪误差的对比实验结果。图 14 表明，该工况下电网含有丰富的背景谐波，通过测量得对应的 THD 值为 5.63%。由于 MR-MAF 控制器对电流谐波抑制的范围更大，因此相较于 PIMR 控制器，其稳态电流跟踪误差更规律，波动更小，电流输出质量更好。

图 15 和图 16 给出了稳态运行下的实验结果。图中结果同样表明，与 PIMR 控制器相比，MR-MAF 控制器控制下的并网电流纹波更小，波形正弦度更高。图 15(b) 和图 16(b) 为稳态情况下通过 ZY40−E6500 电能质量分析仪测量的快速傅里叶变换(fast fourier transform，FFT)频谱分析图，测量结果显示，在 MR-MAF 控制下并网电流中的 THD 值为 4.0%，明显低于 PIMR 控制下的 THD 值 6.8%，即前者的电能质量更高，说明 MR-MAF 控制器比 PIMR 控制器的稳态性能更优。



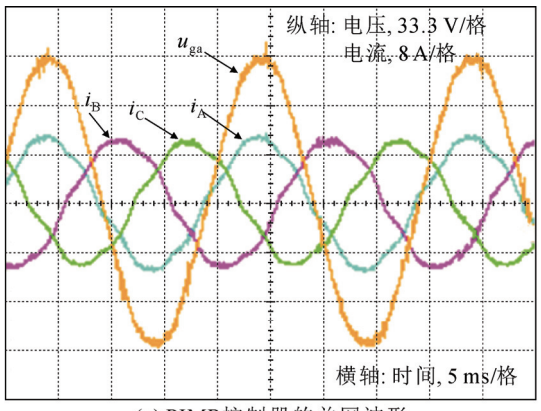
(a) MR-MAF控制器的并网波形



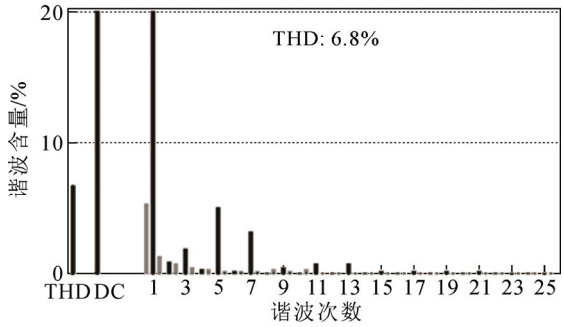
(b) MR-MAF控制下并网电流的频域分析

图 15 MR-MAF 控制下的稳态实验结果

Fig.15 Steady state experimental results with MR-MAF



(a) PIMR控制器的并网波形



(b) PIMR控制下并网电流的频域分析

图 16 PIMR 控制下的稳态实验结果

Fig.16 Steady state experimental results with PIMR

3.2　暂态仿真及实际电网下实验结果对比

在 50 Hz 下，对并网逆变器进行半满载切换，图 17 和图 18 分别给出了在 PIMR 和 MR-MAF 控制下，逆变器并网电流的动态仿真结果。仿真结果表明，MR-MAF 控制器控制下的并网逆变器半满载切换时间和 PIMR 控制器控制下的切换时间基本相同，即使用 2 种控制器的动态特性相同，都可以保证系统具有较好的动态性能。

为了验证上述仿真得到的结论，进行样机对比实验。图 19 和图 20 分别给出了经 MR-MAF 和 PIMR 控制器控制下的逆变器半满载切换的动态实验结果。可以看出，二者的半满载切换时间均为 1 个周期左右。因此，实验与仿真实验得到的结论相同，即 MR-MAF 和 PIMR 控制器的动态性能相同。

4　结论

1）基于滑动平均滤波器提出一种多谐振(multi resonance based on moving average filter，MR-MAF)控制器。

2）MR-MAF 控制器不仅具有和经典 PIMR 控

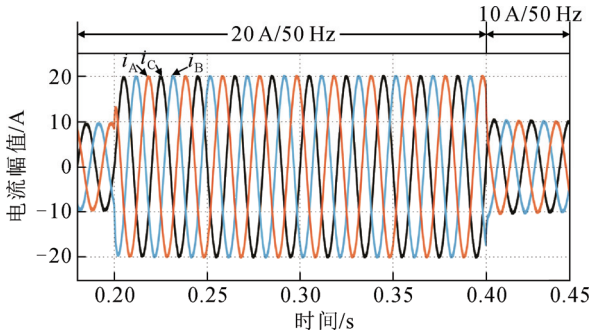


图 17　PIMR 控制器控制下的动态仿真实验结果

Fig.17　Dynamic simulation results under the control of PIMR controller

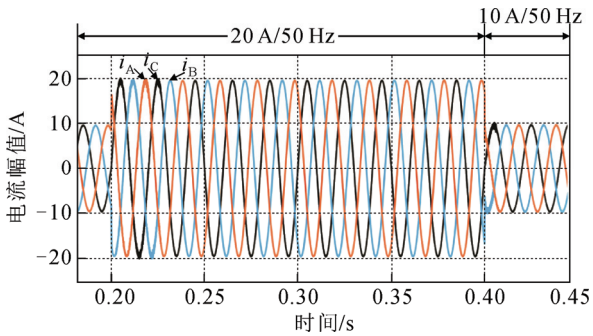
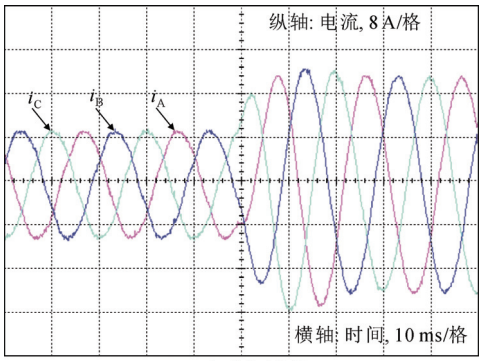
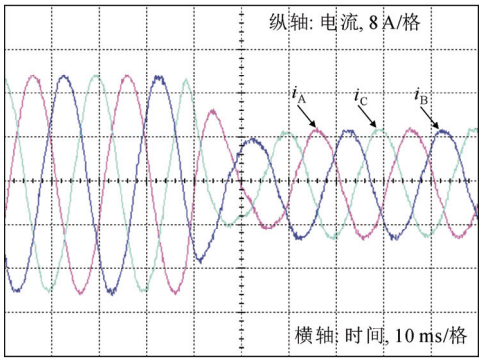


图 18　MR-MAF 控制器控制下的动态仿真实验结果

Fig.18　Dynamic simulation results under the control of MR-MAF controller



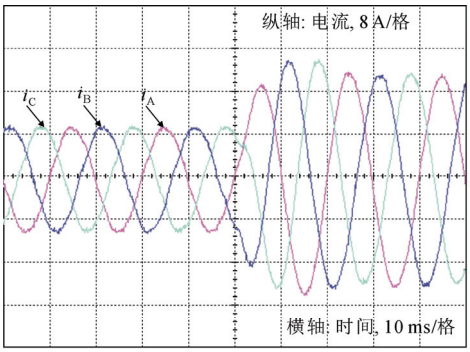
(a) 半载切满载



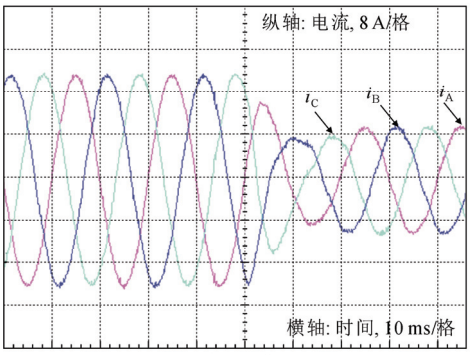
(b) 满载切半载

图 19　MR-MAF 控制器控制下的动态实验结果

Fig.19　Dynamic experimental results under the control of MR-MAF controller



(a) 半载切满载



(b) 满载切半载

图 20　PIMR 控制器控制下的动态实验结果

Fig.20　Dynamic experimental results under the control of PIMR controller

制器几乎相同的控制结构，而且可以实现无限多个谐振项的并联，抑制谐波的频带范围较宽，且稳态性能优于 PIMR 控制器，更有效地降低逆变器并网电流的谐波含量。

3）由于加入比例系数和增益系数后的 MR-MAF 控制器在控制器结构上和 PIMR 控制器相差不多，所以在相同控制参数下，MR-MAF 控制器保留了和 PIMR 控制器几乎相同的良好的动态性能。

参考文献 References

[1] 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.

[2] TAUL M G, WANG X F, DAVARI P, et al. An overview of assessment methods for synchronization stability of grid-connected converters under severe symmetrical grid faults[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(10): 9655-9670.

[3] ROCABERT J, LUNA A, BLAABJERG F, et al. Control of power converters in AC microgrids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(11): 4734-4749.

[4] 刘 芳，刘 威，汪浩东，等. 高比例新能源电力系统振荡机理及其分析方法研究综述[J]. 高电压技术，2022，48(1)：95-113.
LIU Fang, LIU Wei, WANG Haodong, et al. Review on oscillation mechanism and analysis methods of high proportion renewable energy power system[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(1): 95-113.

[5] 鲍陈磊，阮新波，王学华，等. 基于 PI 调节器和电容电流反馈有源阻尼的LCL型并网逆变器闭环参数设计[J]. 中国电机工程学报，2012，32(25)：133-142.
BAO Chenlei, RUAN Xinbo, WANG Xuehua, et al. Design of grid-connected inverters with LCL filter based on PI regulator and capacitor current feedback active damping[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(25): 133-142.

[6] 郭小强，邬伟扬，赵清林. 新型并网逆变器控制策略比较和数字实现[J]. 电工技术学报，2007，22(5)：111-116.
GUO Xiaoqiang, WU Weiyang, ZHAO Qinglin. Comparative analysis and digital implementation of novel control strategies for grid-connected inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(5): 111-116.

[7] 杨 浩，宋国杰，滕馥遥，等. 单相并网逆变器自适应比例复数积分控制策略[J]. 高电压技术，2020，46(11)：3790-3799.
YANG Hao, SONG Guojie, TENG Fuyao, et al. Adaptive proportional complex integral control strategy for single-phase grid-connected inverter[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(11): 3790-3799.

[8] 郭小强，邬伟扬，赵清林，等. 三相并网逆变器比例复数积分电流控制技术[J]. 中国电机工程学报，2009，29(15)：8-14.
GUO Xiaoqiang, WU Weiyang, ZHAO Qinglin, et al. Current regulation for three-phase grid-connected inverters based on proportional complex integral control[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(15): 8-14.

[9] 郭小强. 光伏并网逆变器通用比例复数积分控制策略[J]. 中国电机工程学报，2015，35(13)：3393-3399.
GUO Xiaoqiang. Generalized proportional complex integral control scheme for PV grid-connected inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(13): 3393-3399.

[10] 王黎绚，靳 伟，刘海龙，等. 基于有源阻尼的并网逆变器多谐振 PR 控制[J]. 电力电子技术，2016，50(9)：67-70.
WANG Lixuan, JIN Wei, LIU Hailong, et al. A multi-resonant PR controller for LCL grid-connected inverters with active damping[J]. Power Electronics, 2016, 50(9): 67-70.

[11] KULKARNI A, JOHN V. Mitigation of lower order harmonics in a grid-connected single-phase PV inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(11): 5024-5037.

[12] 张学广，马 彦，李 瑞，等. 两相静止坐标系下并网逆变器的重复控制策略[J]. 电工技术学报，2016，31(9)：85-91.
ZHANG Xueguang, MA Yan, LI Rui, et al. Repetitive control strategy for grid-connected converters in stationary frame[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(9): 85-91.

[13] 朱文杰，周克亮，汪 洋，等. 重复控制的单相高频隔离 PWM 整流器[J]. 高电压技术，2021，47(5)：1704-1711.
ZHU Wenjie, ZHOU Keliang, WANG Yang, et al. Repetitive controlled single-phase high-frequency-link rectifier[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(5): 1704-1711.

[14] 杨兴武，陈 磊，牛梦娇. LCL 滤波并网逆变器多速率重复控制策略[J]. 高电压技术，2018，44(10)：3231-3240.
YANG Xingwu, CHEN Lei, NIU Mengjiao. Multirate repetitive control strategy for grid-connected inverter with LCL filter[J]. High Voltage Engineering, 2018, 44(10): 3231-3240.

[15] 王斯然，吕征宇. LCL 型并网逆变器中重复控制方法研究[J]. 中国电机工程学报，2010，30(27)：69-75.
WANG Siran, LÜ Zhengyu. Research on repetitive control method applied to grid-connected inverter with LCL filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(27): 69-75.

[16] 潘志锋，王孝洪，吴春台，等. 基于分数阶 PID 控制器和滑动平均滤波器的三相锁相环设计[J]. 高电压技术，2022，48(11)：4393-4402.
PAN Zhifeng, WANG Xiaohong, WU Chuntai, et al. Design of three-phase phase-locked loop based on fractional order PID controller and moving average filter[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(11): 4393-4402.

[17] GOLESTAN S, GUERRERO J M, VIDAL A, et al. PLL with MAF based prefiltering stage: small-signal modeling and performance enhancement[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(6): 4013-4019.

[18] GOLESTAN S, RAMEZANI M, GUERRERO J M, et al. *dq*-Frame cascaded delayed signal cancellation-based PLL: analysis, design, and comparison with moving average filter-based PLL[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3): 1618-1632.

[19] 王渝红，叶 葳，宋瑞华，等. 基于阻抗分析法的三相 LCL 型并网逆变器附加有源阻尼设计[J]. 高电压技术，2021，47(8)：2645-2654.
WANG Yuhong, YE Wei, SONG Ruihua, et al. Design of additional active damping for three-phase LCL grid connected inverter based on impedance analysis method[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(8): 2645-2654.



杨 浩
1994—，男，博士生
研究方向为电力电子技术及应用
E-mail: yanghao257@stu.xjtu.edu.cn

YANG Hao
Ph.D. candidate



杨黎晖(通信作者)
1980—，女，博士，副教授，博导
研究方向为新能源发电系统的分析、运行与控制
E-mail: lihui.yang@mail.xjtu.edu.cn

YANG Lihui
Ph.D.
Associate professor
Corresponding author

收稿日期 2022-05-31 修回日期 2022-12-26 编辑 余洋洋