

# 基于 SiC 开关器件的 LCL 并网逆变器控制策略建模分析

崔云晓, 常宇健, 巩方超, 王亚萍

(石家庄铁道大学 电气与工程学院, 河北 石家庄 050043)

**摘要:** SiC 功率器件具有高耐压、低损耗、高效率等特性, 而高开关频率可以降低逆变器输出电压的低频谐波成分, 从而降低并网电流的谐波成分, 提高系统稳定性。以 SiC MOSFET 开关器件作为逆变器组成原件, 以 LCL 滤波器作为逆变器与电网的接口, 在建立系统控制模型的基础上, 根据有源阻尼与无源阻尼控制方法之间的等效关系, 提出并网侧电流与逆变器侧电流的双闭环控制策略, 并对这种控制策略进行了稳定性分析。然后根据系统稳态误差与稳定裕度的要求, 设计了系统反馈参数与 PI 调节器的参数。仿真和实验结果表明, 这种控制方法可以有效抑制并网电流谐波, 提高并网功率因数, 并具有良好的鲁棒性和动态响应。

**关键词:** 并网逆变器; LCL 滤波器; 有源阻尼; 系统参数设计; SiC MOSFET

**中图分类号:** TM531.4 **文献标志码:** A **文章编号:** 2095-0373(2019)01-0076-07

## 0 引言

太阳能、风能作为可再生能源, 是解决当前我国所面临的环境问题与能源问题的一条重要解决途径。同时, 并网逆变器作为可再生能源分布式发电(Distributed Generation, DG)系统与电网的接口的研究也受到国内外学者的广泛关注。随着新能源发电规模的扩大, 并网逆变器的并网功率也逐渐增加, 使得逆变器 PWM 开关频率不能过高。因此, 单电感 L 型滤波器作为逆变器并网接口要想收到要求的滤波效果, 所需的电感值较大, 成本较高, 系统动态响应速度也会变慢。因此 LCL 滤波器作为并网接口应运而生。LCL 滤波器具有体积小, 成本低, 滤波效果好的特点, 但 LCL 滤波器是一个三阶系统, 存在的谐振频率点会引起系统谐振。此时采用并网侧电流单闭环控制, 无论选用什么参数都不能使系统稳定<sup>[1]</sup>, 文献[2]~文献[4]给出了通过逆变器侧电流间接控制入网电流的方法, 这些方法虽然可以较好的实现逆变器稳定运行, 但并不能对并网功率因数有效控制。文献[5]~文献[6]讨论了一种基于无源型并网逆变器电流控制方法, 可使得并网逆变器具有优良的动、静态特性。但这种控制方法在电容支路中串入了电阻, 使得并网效率降低。文献[7]提出了电容电流反馈有源阻尼控制方法, 电容电流反馈可等效为电容并联虚拟电阻, 增加了系统阻尼, 具有良好的稳定裕度, 但电容电流含有大量的高次谐波, 而基波成份幅值较小, 不利于控制。基于此, 以无源阻尼与有源阻尼的等效关系为基础, 提出了电流双闭环控制。检测电网侧电感电流为外环, 对并网电流直接控制, 既有利于减小并网电流谐波, 也有利于提高并网功率因数。检测逆变器侧电感电流为内环, 增加系统虚拟阻尼, 有利于减小逆变器侧电感电流纹波的同时, 也增加了系统鲁棒性。

基于 LCL 滤波器电容并联电阻无源阻尼控制方法, 通过等效变换, 得出电流双闭环有源阻尼控制方法, 并分析了稳态误差、稳定裕度对闭环参数的约束, 以及各闭环参数对系统稳定性的影响。最后通过仿真与试验的方法验证了电流双闭环控制方法的有效性。其中逆变器选用 SiC 开关器件, 可以减小系统体积, 提高效率。

收稿日期: 2017-08-29 网络出版日期: 2019-02-10 责任编辑: 车轩玉 DOI: 10.13319/j.cnki.sjztdxxbzb.20170186

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/13.1402.N.20190210.1131.002.html>

作者简介: 崔云晓(1991—), 男, 硕士研究生, 主要从事电机震动的研究。E-mail: 1406419458@qq.com

崔云晓, 常宇健, 巩方超, 等. 基于 SiC 开关器件的 LCL 并网逆变器控制策略建模分析[J]. 石家庄铁道大学学报: 自然科学版, 2019, 32(1): 76-82.

## 1 LCL 型并网逆变器数学模型

图 1 为 LCL 型三相并网逆变器主电路原理图。 $U_{dc}$  为逆变器直流侧电压,由风能、太阳能等可再生能源提供,考虑到此处直流电压环的响应速度远低于并网电流环,因此没有考虑直流电压环,只对并网电流环进行分析。 $I_1$  为逆变器侧输入电流, $I_2$  为电网侧入网电流, $I_C$  为 LCL 滤波器的电容电流<sup>[8]</sup>。逆变器由 6 个 SiC MOSFET 构成三相逆变桥, $U_{in}$  为逆变器侧输入电压,采用双极型正弦脉宽调制产生 (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM)。 $L_1$  为逆变器侧电感, $L_2$  为电网侧电感, $C$  为滤波电容。

### 1.1 三相逆变器通用数学模型

三相电压型逆变器结构可简化为图 2 所示的模型,逆变器直流侧并联大电容,使直流电压纹波较小。开关器件选用碳化硅 MOSFET 器件,碳化硅功率器件具有高耐压、低损耗、高效率等特性。相比于硅 IGBT,碳化硅 MOSFET 在开关电路中不存在电流拖尾的情况,具有更低的开关损耗和更高的工作频率。

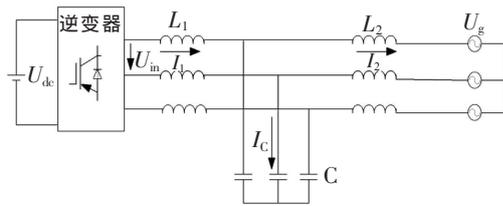


图 1 LCL 型三相并网逆变器主电路原理图

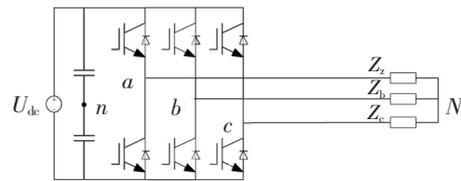


图 2 三相电压型逆变器

设定电容中点的电位为零,则电容中点相对于各桥臂中点为 PWM 波。定义 3 个桥臂分别为  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$ 。各桥臂开关函数

$$S_i = \begin{cases} 0 & (\text{桥臂下管导通}) \\ 1 & (\text{桥臂上管导通}) \end{cases}, \quad i = a, b, c \quad (1)$$

当系统以 PWM 方式运行时,负载接成星型时,为便于分析,假定三相网电压平衡,直流侧电压无纹波,功率开关器件为理想器件。则逆变器输出相电压有 5 种电平,分别为  $\pm 2U_{dc}/3$ 、 $\pm U_{dc}/3$  和零电平。逆变器输出相电压函数

$$U_{iN} = B \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}, \quad i = a, b, c \quad (2)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{2U_{dc}}{3} & -\frac{U_{dc}}{3} & -\frac{U_{dc}}{3} \\ -\frac{U_{dc}}{3} & \frac{2U_{dc}}{3} & -\frac{U_{dc}}{3} \\ -\frac{U_{dc}}{3} & -\frac{U_{dc}}{3} & \frac{2U_{dc}}{3} \end{bmatrix} \quad (3)$$

与普通开关器件相比, SiC 开关器件宽禁带特性使得逆变器输出电压高频谐波成分降低,以减小滤波器尺寸,提高功率密度。对型号为 C2M0080120D 的 SiC MOSFET 器件与型号为 IPW65R037C6 的 MOSFET 进行对比。其中 SiC 器件的额定电压为 1 200 V,额定电流为 20 A,通态电阻为 80 mΩ。Si 器件的额定电压为 650 V,额定电流为 52.6 A,通态电阻为 37 mΩ。逆变器的功率损耗主要为开关损耗与通态损耗,表 1 给出了在功率为 10 kW、直流侧电压为 500 V,开关频率分别在 5 kHz、10 kHz、25 kHz,条件下的功率损耗。

从表 1 可以看出,随着开关频率的上升,开关损耗的占比也随之增加。虽然通态损耗 Si 器件更占优势,但 SiC 器件的开关损耗更低,而且高频下 LCL 滤波器的体积可以做得更小,滤波器的电感功率损耗更低,体积更小。因此 SiC 器件比 Si 器

表 1 两种器件在不同频率下的功率损耗

频率/kHz	SiC 器件/W	Si 器件/W
5	10.1	9.6
10	20.3	17.5
25	40	30.2

件拥有更加明显的优势。

### 1.2 LCL 滤波器数学模型

由图 1 可以看出,逆变器通过 LCL 滤波器与三相电网相连。假定三相电网平衡且负载为星型连接,则三相电路可以相互解耦,变换到旋转坐标系下。则  $d$  轴或  $q$  轴可等效为图 3 所示的电路,其中  $i = a, b, c$ 。由基尔霍夫电压、电流定律可以得到 LCL 滤波器的回路方程

$$\begin{cases} U_{rin} - V_{rc} = L_{r1} \frac{dI_{r1}}{dt} \\ I_{rc} = C_r \frac{dV_{rc}}{dt} \\ V_{rc} - U_g = L_{r2} \frac{dI_{r2}}{dt} \end{cases} \quad (4)$$

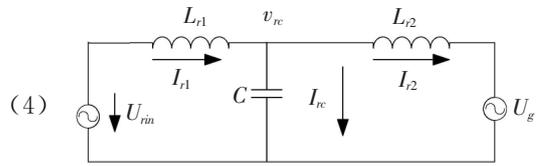


图 3 LCL 滤波器三相等效电路

由图 3 所示的 LCL 主电路图与式(4)的回路方程可以推导出输入  $U_{rin}$  与并网电流  $I_{r2}$  之间的传递函数

$$G_{LCL}(s) = \frac{I_{r2}(s)}{U_{rin}(s)} = \frac{1}{s^3 L_{r1} L_{r2} C_r + s(L_{r1} + L_{r2})} \quad (5)$$

由此可以得到 LCL 滤波器的系统结构,如图 4 所示。其

中  $G_1(s) = \frac{1}{sL_{r1}}, G_2(s) = \frac{1}{sC_r}, G_3(s) = \frac{1}{sL_{r2}}$ 。

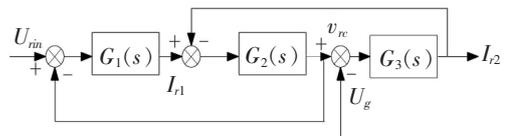


图 4 LCL 滤波器结构框图

根据式(5)可以画出 LCL 滤波器的波特图,如图 5 所示。从中可以看出 LCL 滤波器存在谐振频率  $f_r$ ,并在谐振频率处存在谐振尖峰,同时相位发生  $-180^\circ$  相移,从而导致逆变并网系统不稳定。为了使系统稳定工作,需要将该谐振尖峰阻尼到 0 dB 以下,即在式(5)中加入一次项。

传统的阻尼方法是在 LCL 滤波器中串联或并联电阻,即无源阻尼。根据电阻放置位不同共有 6 种不同的阻尼方法,文献[9]中对这 6 种阻尼方法进行了详细分析,得出在这 6 种基本阻尼方法中,电容并联电阻的阻尼方法效果最好。电容并联电阻的电路如图 6 所示。

根据图 6 可以推导出与并网电流之间的传递函数

$$G_{LCL}(s) = \frac{I_{r2}(s)}{U_{rin}(s)} = \frac{1}{s^3 L_{r1} L_{r2} C_r + s^2 L_{r1} L_{r2} / R + s(L_{r1} + L_{r2})} \quad (6)$$

通过比较式(5)与式(6)可以看出电容并联电阻后,在 LCL 滤波器的传递函数中引入了一次项,阻尼了谐振尖峰,避免了负穿越,使系统能够稳定。为便于分析取  $L_{r1} = 1$  mH、 $L_{r2} = 0.3$  mH、 $C_r = 10$   $\mu$ F、电阻  $R$  分别取 2  $\Omega$ 、8  $\Omega$ 、 $\infty$ 。分别画出式(5)与式(6)所示的波特图,如图 5 所示;从图中可以看出电容并联电阻能够对 LCL 滤波器进行有效阻尼,并联电阻越小阻尼效果越明显,并在低频段与高频段都不会对 LCL 滤波器的幅频特性产生太大影响<sup>[9-10]</sup>。

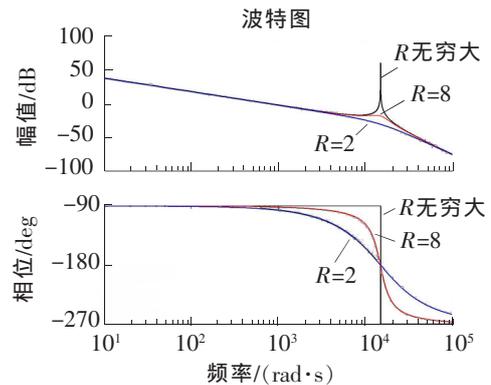


图 5 LCL 滤波器电容并联电阻波特图

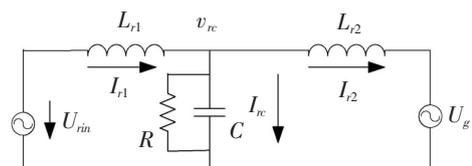


图 6 电容并联电路 LCL 滤波器电路图

## 2 LCL 滤波器控制策略及稳性分析

在以上分析中,LCL 滤波器通过电容并联电阻的无源阻尼方法能够避免系统发生谐振。但是,作用在电阻上的电压几乎与电网电压相等,因此产生很大的功率损耗,使得这种阻尼方法并不实用。基于此,很多学者根据无源阻尼的特点,采用适当的控制方法实现有源阻尼,在实现阻尼的同时避免功率损耗。

一般有源阻尼方法可分为两类,一种是在控制环路中反馈状态变量实现有源阻尼,另一种是基于陷波器的有源阻尼<sup>[11]</sup>。本文是以电容并联电阻的无源阻尼方法为基础,采用反馈状态变量的方法实现的有源阻尼。

### 2.1 LCL 并网逆变器控制策略分析

LCL 并网逆变器电容并联电阻的控制框图如图 7(a)所示。其中  $G_i(s)$  为并网电流控制器,  $K_{PSM} = U_{dc}/V_{tri}$  为 SPWM 控制方式中调制波  $V_m$  与逆变器输出电压  $U_{in}$  之间的传递函数,  $U_{dc}$  为并网逆变器直流输入电压,  $V_{tri}$  为三角载波幅值。通过对图 7(a)所示控制结构的变换,可以推导出其等效的电容电流反馈有源阻尼形式,控制框图如图 7(b)所示,其中  $H_1 = 1/K_{PWM}CR$ 。文献[12]~文献[15]中详细讨论了电容电流反馈的控制方法。但 LCL 滤波器的电容电流高频成份含量较大,而基波成份含量较小。这不仅增加了电流信号数据处理难度,而且也不利于系统稳定工作。因此本文提出将电容电流引出点向前移动,以电感  $L_1$  的电流  $I_{r1}$  作为引出点,考虑到  $I_{r2}$  与  $I_{r2}^*$  近似相等,因此以  $c$  替代  $I_{r2}$ ,控制框图如图 7(c)所示。

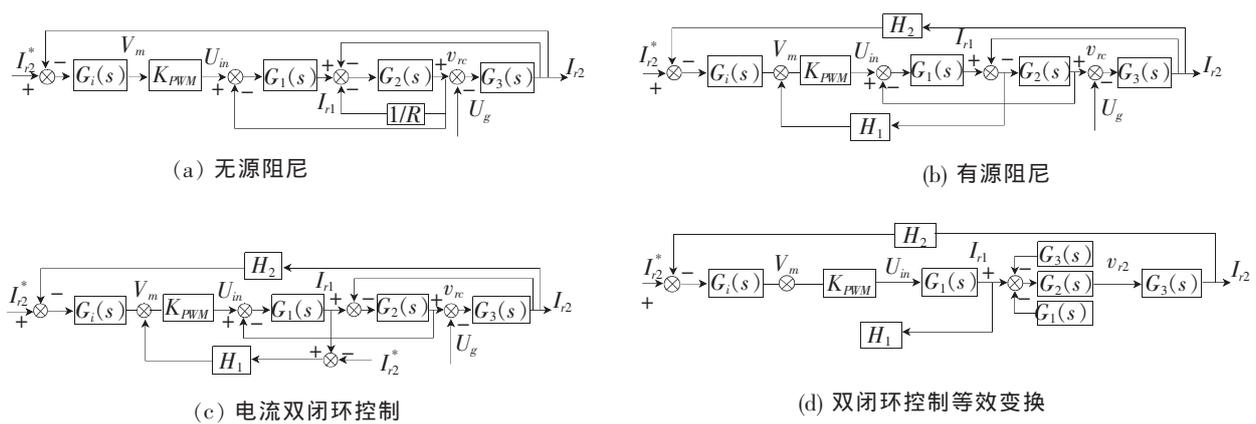


图 7 无源阻尼、有源阻尼、电流双闭环控制及其等效变换控制结构图

对图 7(c)的模型进行等效变换,将网侧电流引出点前移,电容电压的比较点后移。考虑到  $I_{r2}^*$  与  $U_g$  可看作系统扰动,暂略去不计。由此可得到图 7(d)所示模型。则系统开环传递函数为

$$G_0(s) = \frac{G_i(s)K_{PWM}H_2}{CL_1L_2s^3 + K_{PWM}H_1CL_2s^2 + (L_1 + L_2)s + K_{PWM}H_1(1 + \frac{L_2}{L_1})} \quad (7)$$

### 2.2 系统闭环参数设计

式(7)中  $H_2$  为网侧电流反馈系数,  $H_1$  为逆变器侧电流反馈系数,  $G_i(s)$  为电流调节环节,本文中采用 PI 调节器进行电流调节,即:  $G_i(s) = k_p + k_i/s$ , 其中,  $k_p$  为比例系数;  $k_i$  为积分系数。下面分别讨论图 7(d)中各参数的确定。

由图 7(d)可知,系统输出  $I_{r2}$  与  $I_{r2}^*$  之间的传递函数为

$$I_{r2} = \frac{G_0(s)}{H_2(1 + G_0(s))} I_{r2}^* \quad (8)$$

由于系统的开环幅值增益在基波频率处远大于 1,因此  $I_{r2}H_2 \approx I_{r2}^*$ , 在电网电压恒定的情况下,  $I_{r2}^*$  与  $H_2$  决定了系统并网功率。因此可由系统并网功率确定参数  $H_2$  的值

$$H_2 = \sqrt{3}U_g I_{r2}^* / P \quad (9)$$

根据式(8),系统闭环传递函数的特征方程为

$$CL_1L_2s^4 + K_{PWM}H_1CL_2s^3 + (L_1 + L_2)s^2 + K_{PWM}(H_1 + H_1L_2/L_1 + K_pH_2)s + K_iK_{PWM}H_2 = 0 \quad (10)$$

令

$$\begin{cases} a_0 = CL_1L_2 \\ a_1 = K_{PWM}H_1CL_2 \\ a_2 = L_1 + L_2 \\ a_3 = K_{PWM}(H_1 + H_1L_2/L_1 + K_pH_2) \\ a_4 = K_iK_{PWM}H_2 \end{cases} \quad (11)$$

根据劳斯-赫尔维茨稳定判据,系统稳定的充分必要条件为,特征方程的各项系数为正,且  $\Delta_2 = a_1a_2 - a_3a_4 > 0$ ,以及  $\Delta_2 > a_1^2a_4/a_3$ 。据此可确定系统各参数的边界条件。

由控制原理可知,闭环系统动态性能及稳定性与系统参数有着密切的关系,并网系统的相角裕度、幅值裕度是讨论系统稳定性与动态性能的重要指标。而系统开环频域指标相角裕度和截止频率在很大程度上决定了系统的性能。在截止频率  $\omega_c$  处,  $|G_0(j\omega_c)| = 1$ ,即

$$|G_0(j\omega_c)| = \left| \frac{(k_p + k_i/s)K_{PWM}H_2}{-jCL_1L_2\omega_c^3 - K_{PWM}H_1CL_2\omega_c^2 + j(L_1 + L_2)\omega_c + K_{PWM}H_1(1 + \frac{L_2}{L_1})} \right| = 1 \quad (12)$$

由于在截止频率处,电容的滤波效果不明显,电容容抗值较大,因此可忽略式(12)中含电容项。另一方面 PI 调节器作用于系统,对系统起到负相移的作用,因此 PI 调节器的转折频率不宜过大,一般要小于截止频率  $\omega_c$ ,因此在  $\omega_c$  处  $G_i(s) \approx k_p$ 。基于此式(12)可简化为

$$|G_0(j\omega_c)| = \left| \frac{k_pK_{PWM}H_2}{j(L_1 + L_2)\omega_c + K_{PWM}H_1(1 + \frac{L_2}{L_1})} \right| = 1 \quad (13)$$

$$k_p = \frac{\sqrt{(L_1 + L_2)^2\omega_c^2 + K_{PWM}^2H_1^2(1 + L_1/L_2)^2}}{K_{PWM}H_2} \quad (14)$$

而系统相角裕度

$$\lambda = 180^\circ + \angle \frac{G_i(s)K_{PWM}H_2}{CL_1L_2s^3 + K_{PWM}H_1CL_2s^2 + (L_1 + L_2)s + K_{PWM}H_1(1 + \frac{L_2}{L_1})} \Big|_{s=j\omega_c} \quad (15)$$

根据式(12)与式(15)可以得到相角裕度  $\lambda$  对系统参数  $k_i$  与  $H_1$  的表达式。

### 3 仿真与实验

为验证本文控制策略的有效性,采用容量为 5 kVA 的三相并网逆变系统进行了仿真实验。其中 LCL 滤波器参数为  $L_1 = 1$  mH、 $L_2 = 0.3$   $\mu$ H、 $C = 10$   $\mu$ F。给定旋转坐标系下  $dq$  轴参数  $I_d^* = 0.3$ 、 $I_q^* = 0$ 。电流控制器参数  $K_{PWM} = 700$ 、 $K_i = 0.2$ 、 $K_p = 1$ 。根据以上参数,结合式(7)可以得到系统开环传递函数的奈奎斯特曲线。

从图 8 中可以看出,所选参数满足系统相位裕度要求。图 9 给出了系统运行仿真波形,图 9(a)为系统并网侧三相并网电流,图 9(b)为三相电网电压,可以看出并网电流与电网电压基本一致,并网功率因数较高。图 9(c)为逆变器侧三相电流,与图 9(a)比较可以看出,逆变器侧电流谐波含量明显高于电网侧电流谐波含量。图 10(a)、(b)还分别给出了电网侧与逆变器侧电流一个周波的谐波频谱图,可以看出电网侧电流 THD=3.21%,逆变器侧电流 THD=6.41%。

为进一步验证控制策略的正确性,以 STM320F28035DSP 为核心控制芯片,搭建并网逆变系统,进行实验验证。实验中,电网电压为三相 380 V、50 Hz 工频电压,直流侧电压为 650 V。逆变器开关器件选用

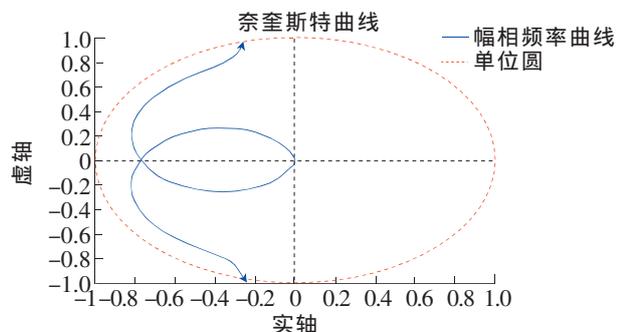


图 8 系统开环奈奎斯特曲线

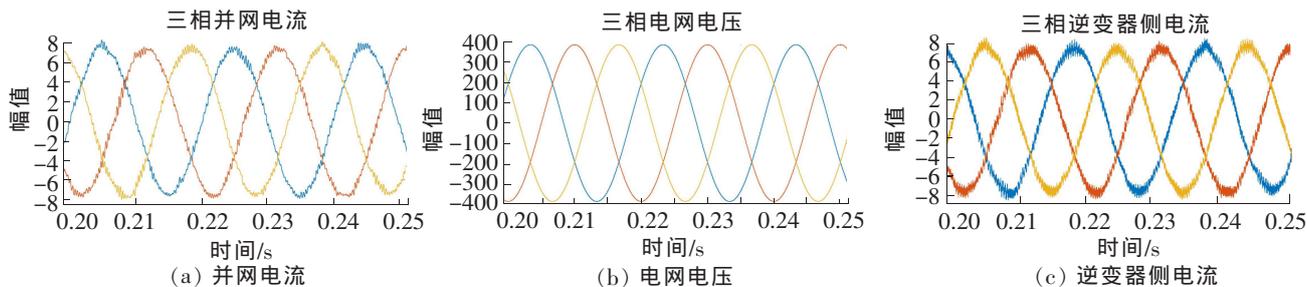


图 9 三相并网电流、电网电压及逆变器侧电流

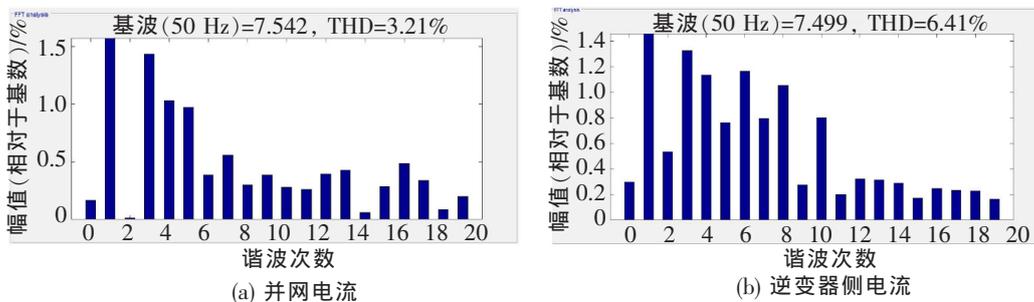


图 10 并网电流与逆变器侧电流各次谐波成分及 THD 值

SiC MOSFET, 设置开关频率为 25 kHz。在高开关频率下可以选用较小参数的 LCL 滤波器, 减小电感的功率损耗与体积, 提高功率密度。逆变器侧开关器件驱动电压波形如图 11(a) 所示; 将 A、B 相驱动电压放大, 得到 A、B 两相驱动电压波形如图 11(b) 所示。选取 LCL 滤波器参数与仿真参数相同, 电流控制器参数  $K_i=0.2$ 、 $K_p=1$ 。实验波形如图 12 所示, 从中可以看出, 并网电流与电网电压同相位, 此时并网功率为 5 kW。从图 12 可以看出, 采用本文控制策略时, 在稳定工作的同时, 能过实现较高功率因数并网。

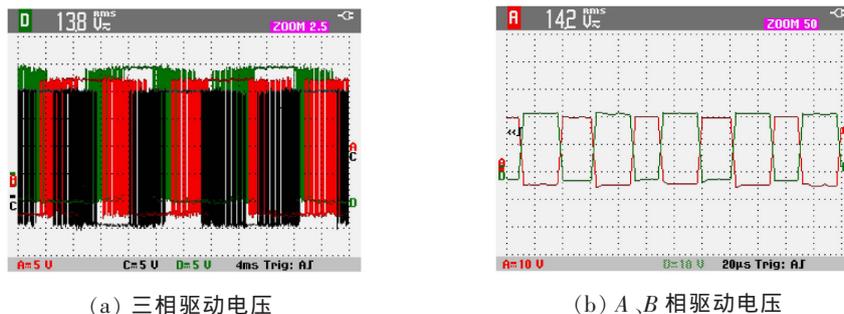


图 11 开关器件三相驱动电压及降低扫描时间后的 A、B 两相得驱动电压波形

### 4 结论

由于碳化硅 MOSFET 开关器件具有高的开关频率、高耐压、低开关损耗的特点, 可以减小交流侧滤波器体积, 与传统 Si 器件相比具有更高的功率密度, 甚至可以使并网逆变器的效率接近到 99%。仿真实验验证表明, 采用电流双闭环控制策略能够更有效地控制并网电流波形, 降低了并网电流谐波, 实现了以较高的功率因数向电网输送功率。逆变器侧电流检测不仅提高了系统运行可靠性, 而且能够防止开关器件过流, 保护开关器件。

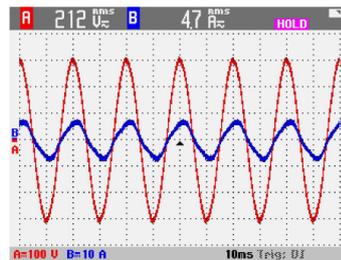


图 12 并网侧 A 相并网电流与电压波形图

### 参 考 文 献

[1]郭小强, 邬伟阳, 顾和荣, 等. 并网逆变器 LCL 接口直接输出电流控制建模及稳定性分析[J]. 电工技术学报, 2010, 25

- (3): 102-109.
- [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]Bolsens B, De Brabandere K, J Van den Keybus. Model-based generation of low distortion currents in grid-coupled pwm-inverters using an LCL output filter[C]//35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Aachen, Germany:IEEE,2004:4616-4622.
- [4]Teodorescu R, Blaabjerg F, Liserre M, et al. Proportional resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters[J]. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 2006, 153(5): 750-762.
- [5]Liserre M, Blaabjerg F, Hansen S. Design and control of an LCL filter in grid-connected inverters[J]. IEEE Transaction on Industry Applications, 2005, 41(5): 1281-1291.
- [6]Pan D, Ruan X, Bao C, et al. Magnetic integration of the LCL filter in grid-connected inverters[J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2014, 29(4): 1573-1578.
- [7]鲍陈磊,阮新波,王学化,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.
- [8]胡雪峰,韦徵,陈轶涵,等. LCL 滤波并网逆变器的控制策略[J]. 中国电机工程学报,2012,32(27):142-148.
- [9]阮新波,王学化,潘冬华,等. LCL 型并网逆变器的控制技术[M]. 北京:科学出版社,2015. 3.
- [10]王要强,吴凤江,孙力,等. 带 LCL 输出滤波器的并网逆变器控制策略研究[J]. 中国电机工程学报,2011,31(12):32-38.
- [11]Park Minyoung, Chi Minhun, Park Jonghyoung. LCL-filter design for Grid-Connected PCS using total harmonic distortion and ripple attenuation factor [J]. IEEE International Power Electronics Conference. [S. l.]; [s. n.], 2010: 1688-1694.
- [12]王恒利,付立军,肖飞,等. 三相逆变器不平衡负载条件下双环控制策略[J]. 电网技术,2013,37(2),398-404.
- [13]Ramon Guzman, Luis Garcia de Vicuna, Javier Morales. Model-based active damping control for Three-Phase voltage source inverters with LCL Filter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2017,32(7):5637-5650.
- [14]Tang Yi, Loh Chiang, Wang Peng. Generalized design of high performance shunt active power filter with output LCL filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012,59(3):1443-1452.
- [15]辛焕海,李子恒,董炜,等. 三相变流器并网系统的广义阻抗及稳定判据[J]. 中国电机工程学报,2017,37(5): 1-17.

## Modeling and Analysis of LCL Grid-connected Inverter Control Strategy Based on SiC Switch

Cui Yunxiao, Chang Yujian, Gong Fangchao, Wang Yaping

(School of Electrical and Electronic Engineering, Shijiazhuang Tiedao University, Shijiazhuang 050043, China)

**Abstract:** SiC power devices have characteristics of high voltage, low loss, and high efficiency. The high switching frequency can reduce the low-frequency harmonic components of the inverter output voltage, thus reducing the harmonic components of the grid-connected current and improving the system stability. In this article, the SiC MOSFET switching device is used as an inverter component, with LCL filter as a grid interface for grid-connected voltage source inverters (VSI). Based on the establish of the system control model, a double closed-loop control strategy of the side current and the inverter side current is proposed according to the equivalent relationship between active damping and passive damping control method. The stability of this control strategy is analyzed. Then, according to the requirements of system steady-state error and stability margin, the parameters of the system feedback and the PI regulator are designed. Simulation and experimental results show that this control strategy can effectively suppress the grid-connected harmonic current, improve the power factor of the grid, and has good robustness and dynamic response.

**Key words:** grid-connect inverter; LCL filter; active damping; system parameter design; SiC MOSFET