

基于 LCL 滤波器和分时复合控制的并网逆变器控制策略

林 沛

安徽理工大学 电气与信息工程学院, 安徽 淮南 232001

摘要:目的 多数并网逆变器采用 L 型或 LC 型滤波器结构,其缺点是当逆变器用于并网时,L 或 LC 滤波器会占用逆变器较大空间,故考虑逆变器的成本,同时又能够输出良好的并网电流,提出一种基于 LCL 滤波器的分时复合控制两级式并网逆变器。方法 该控制策略将系统划分为 Buck 工作模式和 Boost 工作模式。在 Buck 工作模式下,以并网电流为反馈量,采用 PI 控制器实现电流调节,并引入有源等效阻尼抑制 LCL 滤波器谐振峰;在 Boost 工作模式下,用前级斩波电路电感电流为反馈量,采用补偿网络和 PR 控制器进行调节,并通过陷波器抑制谐振峰值。结果 仿真结果表明,LCL 滤波器会在控制系统开环频率响应中引入明显的谐振峰,若不加抑制将导致并网电流谐波增大,验证时会引起系统失稳。与 LC 滤波器相比,在满足并网电流谐波指标的前提下,LCL 滤波器所需电感参数可进一步减小,有利于降低系统体积。结果 Simulink 仿真验证了本文所提控制策略在 Buck 和 Boost 两种工作模式下均能实现并网,并满足谐波要求的并网电流,可为 LCL 滤波器谐振抑制及分时复合控制并网逆变器设计提供参考。

关键词:LCL 滤波器;分时复合控制;有源等效阻尼;并网电流

中图分类号:TM464 **文献标识码:**A **doi:**10.16055/j.issn.1672-058X.2026.0003.011

Control Strategy for Grid-Connected Inverters Based on LCL Filter and Time-Sharing Composite Control

LIN Pei

School of Electrical and Information Engineering, Anhui University of Science and Technology, Huainan 232001, Anhui, China

Abstract: Objective Conventional grid-connected inverters often employ L- or LC-type filters, which require relatively large passive components to meet grid-current harmonic limits. To address this issue while maintaining cost-effectiveness and good grid-connected current quality, this paper proposes a two-stage grid-connected inverter based on an LCL filter with a time-sharing composite control strategy. **Methods** The proposed strategy divided system operation into Buck mode and Boost mode. In Buck mode, the grid-connected current was selected as the feedback variable, and a PI controller performed current regulation. Active equivalent damping was introduced to suppress resonance peaks from the LCL filter. In Boost mode, inductor current from the front-stage chopper circuit was used as the feedback variable. A compensation network together with a PR controller carried out regulation, with a notch filter used to suppress resonance peaks. **Results** Simulation results indicated that the LCL filter introduced obvious resonance peaks in the open-loop frequency response of the control system. Without suppression, these peaks increased harmonics in the grid current and could even cause system instability. Compared with LC filters, the LCL filter allowed further reduction in inductor parameters while still meeting grid current harmonic standards, which helped minimize system size. **Conclusion** Simulink simulations verify that the proposed control strategy achieves stable grid connection in both Buck and Boost modes and satisfies harmonic requirements for grid current. This study provides useful guidance for suppressing resonance in LCL filters and designing time-sharing composite control strategies for grid-connected inverters.

Keywords:LCL filter; time-sharing composite control; active equivalent damping; grid-connected current

收稿日期:2024-06-05 修回日期:2024-10-18 文章编号:1672-058X(2026)03-0089-10

作者简介:林沛(1998—),男,安徽池州人,硕士研究生,从事光伏逆变器研究。Email:1142663630@qq.com.

引用格式:林沛. 基于 LCL 滤波器和分时复合控制的并网逆变器控制策略[J]. 重庆工商大学学报(自然科学版),2026,43(3):89-98.

Lin Pei. Control strategy for grid-connected inverters based on LCL filter and time-sharing composite control[J]. Journal of Chongqing Technology and Business University (Natural Science Edition), 2026, 43(3): 89-98.

与单级式并网逆变器相比,两级式拓扑虽然在电路结构与控制方法上更为复杂,但其前后级可分开设计,因而有利于简化局部控制目标。文献[1]提出分时复合控制思路称为 1.5 级式控制,该方法仅需以输出电压作为参考量即可实现系统闭环分时控制,且无需母线电容承担系统解耦功能,有利于减小母线电容容量并降低器件成本。然而该研究采用 LC 滤波器,且缺少面向并网的运行分析。文献[2-3]提出了基于输入输出瞬时有功功率平衡的控制策略,以前级升压斩波电路电感电流作为反馈量构建控制环路,虽然考虑了并网运行,但滤波器仍采用 LC 结构,故仍有进一步研究的必要。文献[4-5]针对 LCL 滤波器引起的谐振问题提出有源阻尼控制策略,可有效抑制谐振峰值,但其研究对象主要为单级式逆变器,尚未结合前级斩波电路进行分析。但是该文章的研究对象是单级式逆变器,没有结合前级斩波电路进行分析。因此,围绕“两级式逆变器+LCL 滤波器+分时复合控制”的组合开展研究具有一定必要性。

针对此类大多数文章,其研究对象大致可分为单级式逆变器结合 LCL 滤波器或者两级式逆变器结合 LC 滤波器。本文是在两级式逆变器基础上,结合 LCL 滤波器,先进行理论分析,再采用 Simulink 仿真进行对比分析。本文共分为 5 个部分,其中第 2 部分介绍逆变器采用的控制方法:分时复合控制,该方法将系统工作模式分为 Buck 和 Boost 工作模式。第 3 部分解决逆变器处于 Buck 工作模式和 Boost 工作模式下,出现谐振点的问题,前者利用等效有源阻尼法,后者利用陷波器和补偿策略。第 4 部分,通过搭建 Simulink 仿真模型进行仿真分析,验证在不同模式下抑制谐振点方法的基础上,LCL 滤波器能否实现较好的滤波效果。

1 分时复合控制

由于传统两级式控制需要大容量、高耐压的母线电容在前后级之间传递能量并承担解耦作用,因此对母线电容需求较大、成本较高。同时,传统两级式控制会使逆变器前后两级的开关管长期处于高频工作状态,从而增加开关损耗,不利于提高系统效率。若采用分时复合控制^[6-7],则可根据输入电压与网侧电压的大小规律,将系统分为 Buck 工作模式和 Boost 工作模式。图 1 为对应的并网 LCL 逆变器的控制系统示意图。

图 2 为分时复合控制策略示意图。当输入电压 V_{in} 高于瞬时网侧电压 V_g 时,前级 Boost 电路可调制出高于输入电压的正弦半波电压,如图 2 中红色部分所示,即对应电网电压的正半周内的部分区间,此时前级开关管高频工作,后级全桥逆变电路处于工频换向状态,从而将前级拟合得到的正弦半波输出电压逆变为交流正弦电压。

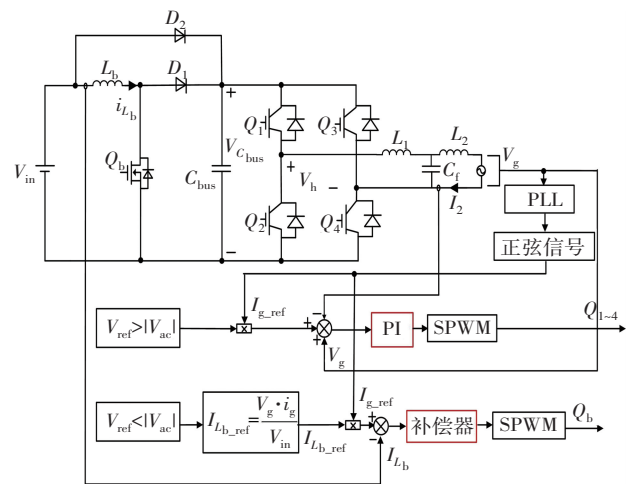


图 1 并网 LCL 逆变器分时复合控制策略的电流环控制系统示意图

Fig. 1 Schematic diagram of current loop control system for grid-connected LCL inverter under time-sharing composite control strategy

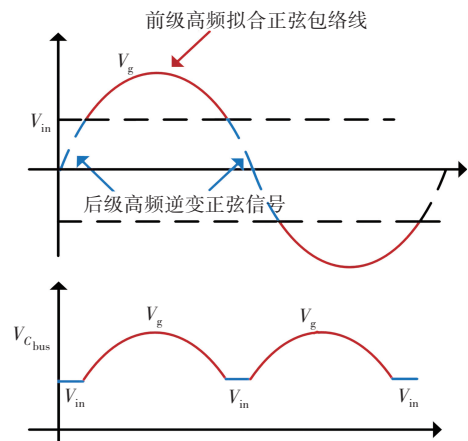


图 2 分时复合控制策略电压比较示意图和母线电容电压示意图

Fig. 2 Schematic diagrams of voltage comparison and bus capacitor voltage under the time-sharing composite control strategy

当输入电压 V_{in} 低于瞬时网侧电压 V_g 时,前级 Boost 斩波电路不工作,输入电压经并联二极管直接送入后级逆变电路,形成正弦包络线中低于输入电压的部分,最后经 LCL 滤波器输出并网电流。由此可见,在分时复合控制下,母线电容电压由输入电压与电网电压共同决定,因此所需电容容量可以减小。从开关损耗角度看,Boost 模式下前级高频工作、后级工频工作;Buck 工作模式前级不工作、后级高频工作。与传统两级式控制相比,该策略避免了前后级同时高频开关,从而有效降低了器件开关损耗。

图 3 中黑色密集线条表示开关器件的高频驱动信号,空白区域表示工频换向信号。当输入电压 V_{in} 高于瞬时网侧电压 V_g 时,前级 Boost 开关处于高频导通状态,后级逆变电路则以工频交替导通;当输入电压低于

网侧电压时,后级逆变电路开关处于高频工作状态,前级 Boost 电路则处于不工作状态。当输入电压低于网侧电压时,后级逆变电路则处于工频工作状态如驱动信号 S_{Q1} 、 S_{Q2} 、 S_{Q3} 、 S_{Q4} 所示,前级斩波电路处于高频工作状态,如驱动信号 S_{Qb} 所示。与传统两级式逆变器相比,分时复合控制避免了前、后级开关同时处于高频工作状态,因此能够有效降低开关损耗。

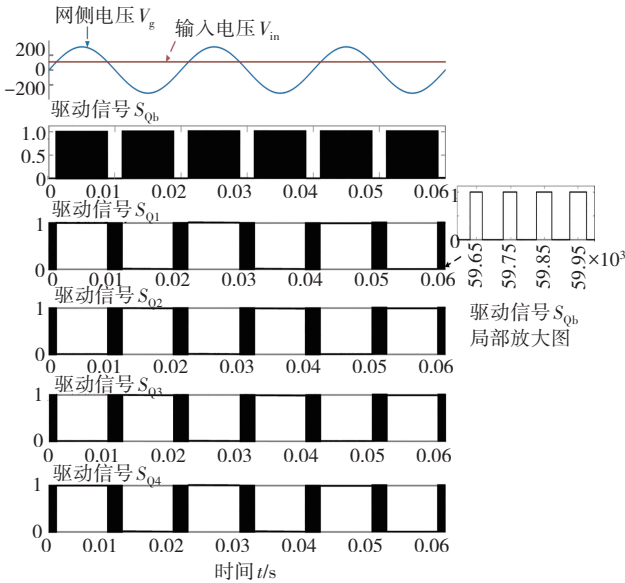


图 3 分时复合控制驱动信号波形以及信号局部放大图形

Fig. 3 Waveforms of the time-sharing composite control drive signals and their locally enlarged view

2 并网电流控制设计

当逆变器采用 LC 滤波器进行并网分析时,滤波电容 C 两端电压容易受到网侧电压钳位,导致其滤波作用难以充分发挥,此时 LC 滤波器在一定程度上退化为 L 滤波器。为了满足并网电流谐波含量要求,LC 滤波器往往需要采用更大的电感值,从而增大逆变器体积并提高制造成本。相比之下,LCL 滤波器不易受到上述电容钳位问题的影响,在满足同等滤波指标时所需感量更小,有利于减小系统体积。

2.1 后级 Buck 控制环路的分析与设计

在 Buck 控制模式下,前级电路不参与高频调制,因此可对系统进行降阶处理以简化控制器设计。具体而言,可在前级 Boost 斩波电路的电感与二极管 $D1$ 支路上并联二极管 $D2$,即在前级 Boost 斩波电路中电感 L_b 和二极管 $D1$ 的线路上,与之再并联一个二极管 $D2$,如图 1 所示。该处理既便于 Buck 模式下的建模,也不会影响前级电路在 Boost 模式下的正常工作。后级 Buck 电路在一个开关周期内的等效电路如图 4 所示,逆变桥采用单极性倍频 SPWM 调制,其中逆变器桥臂输出可等效为方波电压 V_{inv} 。

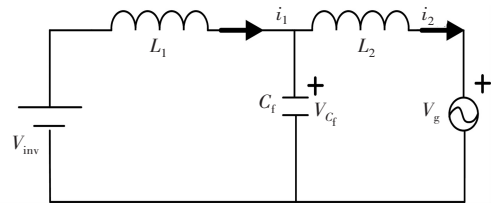


图 4 Buck 工作模式下一个开关周期的等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit of one switching cycle in Buck mode

根据图 4 可列写 KCL、KVL 方程并利用拉普拉斯变换,得到并网电流 $I_2(s)$ 以及网侧电压 $V_g(s)$ 与输入方波电压 $V_{inv}(s)$ 有关的传递函数如下:

$$\text{KVL} \begin{cases} V_{in}(s) = sL_1 I_1(s) + V_{C_f}(s) \\ V_{C_f}(s) = sL_2 I_2(s) + V_g(s) \end{cases}$$

$$\text{KCL} \quad I_1(s) = sC_f V_{C_f}(s) + I_2(s) \quad (1)$$

$$\frac{I_2(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{L_1 L_2 C_f s^3 + (L_1 + L_2) s} \quad (2)$$

$$\frac{I_2(s)}{V_g(s)} = \frac{L_1 C_f s^2 + 1}{L_1 L_2 s^3 + (L_1 + L_2) s} \quad (3)$$

可根据 KVL、KCL 方程画出主电路的控制框图如图 5 所示。为了便于后续 Buck 控制器设计,需要对主电路控制框图进一步化简,得到图 6。令 $Z_{L_1}(s) = sL_1$, $Z_{C_f}(s) = 1/sC_f$, $Z_{L_2}(s) = sL_2$ 。

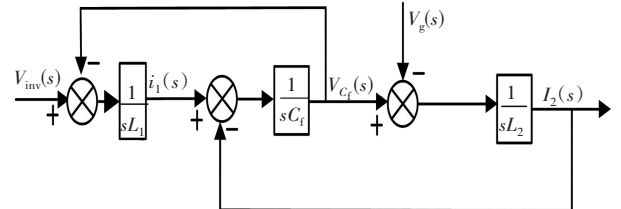


图 5 主电路控制框图

Fig. 5 Control block diagram of the main circuit

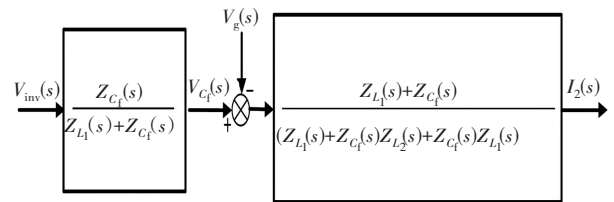


图 6 化简后主电路控制框图

Fig. 6 Simplified control block diagram of the main circuit

当采用 LCL 滤波器时,若直接用 PI 控制器,则并网电流的开环 Bode 图会出现明显谐振峰值,导致开环幅频曲线在首次穿越 0 db 线之后,仍可能在谐振频率附近再次穿越 0 db 线,从而引起系统输出发散。故需要针对 LCL 滤波器的谐振特性对控制策略进行改进。常见做法是在电路中串联或并联小电阻,以在系统中引入阻尼项,使传递函数更接近二阶标准形式。但该方法会带来额外有功损耗,降低系统效率。文献[4-5]指出有源等效阻尼法既能避免能量的浪费,又可以很

好地抑制输出的谐振峰值。

有源阻尼法-等效电容并联电阻原理图如图 7 所示。其核心思想是通过控制策略模拟滤波电容并联电阻 R_2 支路的阻尼效果,并将该等效支路映射到调制信号中。本文 PI 控制器采用单电流环结构。控制框图 7 进一步化简为图 8。

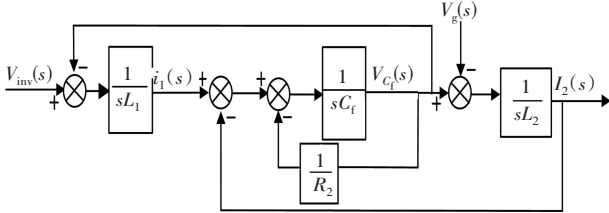


图 7 有源阻尼法-电容并联电阻等效法控制框图

Fig. 7 Control block diagram of the active damping method-capacitor parallel resistor equivalence method

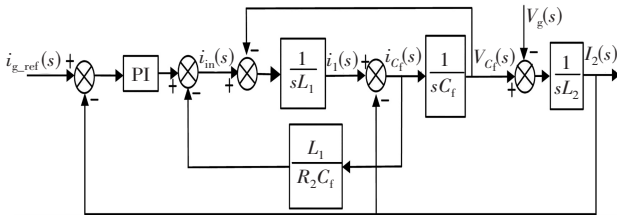


图 8 化简后有源阻尼法-电容并联电阻等效法控制框图

Fig. 8 Simplified control block diagram of the active damping method-capacitor parallel resistor equivalent method

考虑经模拟等效后,主电路本质上的变化仅体现在滤波电容两端引入了等效并联阻尼,而控制框图整体结构并未发生根本改变,只是在图 5 的基础上增加了电容电流反馈通道 $Z_{c_f}(s) = \frac{1}{sC_f} // R_2$ 。图 8 中, $\frac{L_1}{R_2C_f}$ 称为电容电流反馈系数,可根据无源阻尼条件下系统稳定运行所需的等效阻值折算得到。

有源等效阻尼前的主电路开环传递 Bode 图如图 9 所示。

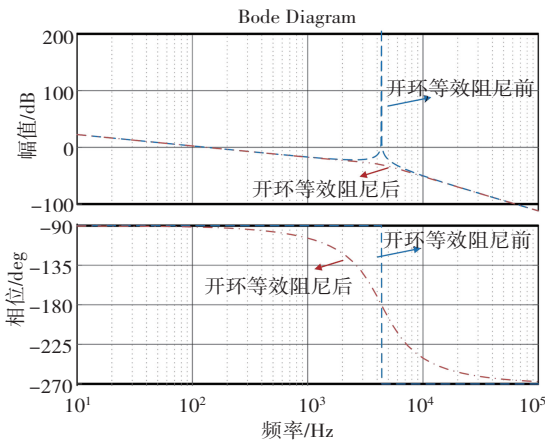


图 9 有源等效阻尼前的主电路开环 Bode 图

Fig. 9 Open-loop Bode diagram of the main circuit before active equivalent damping

从图 9 可以看出,若未引入有源等效阻尼,系统在谐振频率附近将出现明显峰值,容易导致稳定裕度下

降;而引入有源阻尼等效方法可以做到抑制谐振点的同时,又不影响其余频段的幅频和相频曲线。

进一步设计 Buck 工作模式下的 PI 控制器,其简化控制框图如图 10 所示。其中 $G_{clc-z}(s)$ 为有源等效阻尼法下的主电路传递函数(忽略网侧电压扰动)。

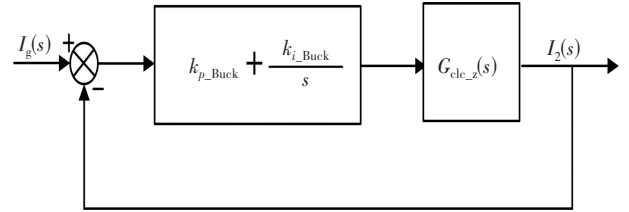


图 10 忽略网侧电压扰动的有源等效阻尼控制框图

Fig. 10 Control block diagram of active equivalent damping with grid-side voltage disturbance neglected

通过绘制根轨迹可以确定比例系数 k_{p_Buck} ,结果如图 11 所示。再通过绘制系统开环 Bode 图确定积分系数 k_{i_Buck} ,如图 12 所示。此时闭环传递函数如式(4)所示,式中用 k_p/k_i 代替 k_{p_Buck}/k_{i_Buck} 。

$$\frac{I_{g_ref}(s)}{I_2(s)} = \frac{(k_p + k_i/s) G_{clc-z}}{1 + (k_p + k_i/s) G_{clc-z}} \quad (4)$$

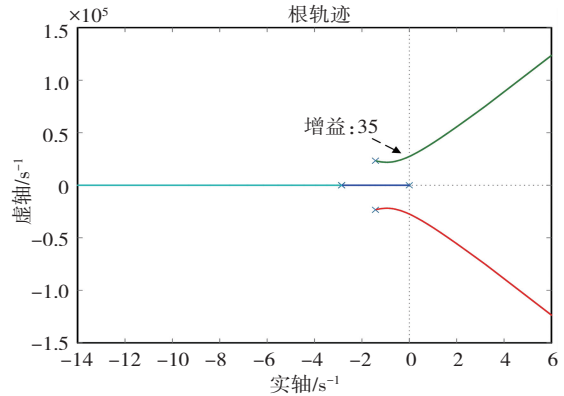


图 11 $k_i=0$ 关于 k_p 从 0 到无穷的根轨迹图

Fig. 11 Plot of the root locus of k_p from 0 to infinity with $k_i=0$

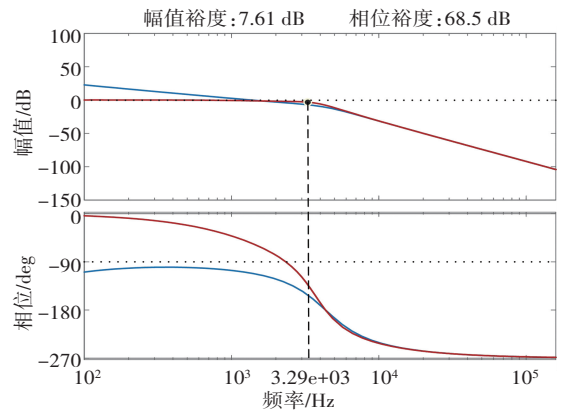


图 12 补偿后的后级 Buck 电路系统开环、闭环 Bode 图

Fig. 12 Open-loop and closed-loop Bode plots of the back-end Buck circuit system after compensation

由图 11 得知, k_p 使系统稳定输出的范围为 0~35, 本文取 10。进一步,当 $k_p=10, k_i=2000$ 时,从图 12 得

知此时对应的截止频率为 3.29 kHz,约为 Buck 工作模式开关频率 20 kHz 的 1/6,能够兼顾动态响应与高频谐波抑制能力。经 PI 补偿后,系统增益裕度为 7.61 dB,相位裕度为 68.5 deg,表明系统具有较好的稳定裕度。

后级 Buck 工作模式最终控制框图如图 13 所示。考虑网侧电压扰动后,根据式(3),可知网侧电压对并网电流产生一定影响,因此可将网侧电压作为前馈量,引入控制系统以抵消部分扰动。

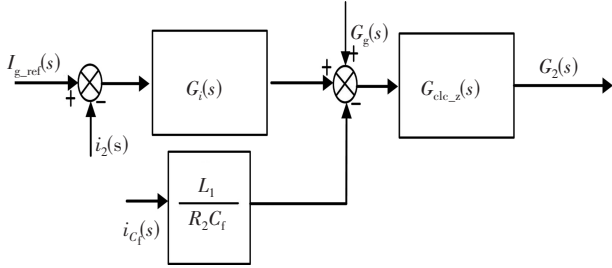


图 13 Buck 工作模式下控制框图

Fig. 13 Control block diagram in Buck operation mode

2.2 前级 Boost 控制环路分析与设计

当输入电压 V_{in} 低于网侧电压 V_g 时,前级 Boost 电路开关处于高频工作状态。其在一个开关周期内等效电路如图 14 所示,斩波电路采用 PWM 调制。

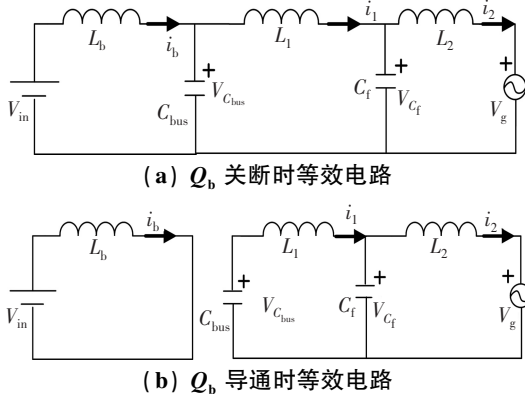


图 14 Boost 工作模式下一个开关周期的等效电路

Fig. 14 Equivalent circuit for one switching cycle in Boost mode of operation

根据图 14 的等效电路,可列出状态空间平均方程,如式(5)所示,其中 $d(t)$ 表示开关 Q_b 的状态,且为时变变量。

$$\begin{cases} L_b \frac{di_{L_b}(t)}{dt} = V_{in}(t) - (1-d(t))V_{C_{bus}}(t) \\ L_1 \frac{di_{L_1}(t)}{dt} = V_{C_{bus}}(t) - V_{C_f}(t) \\ C_{bus} \frac{di_{V_{C_{bus}}}(t)}{dt} = (1-d(t))i_{L_b}(t) - i_1(t) \\ C_f \frac{di_{V_{C_f}}(t)}{dt} = i_1(t) - i_2(t) \\ L_2 \frac{di_2(t)}{dt} = V_{C_f}(t) - V_g(t) \end{cases} \quad (5)$$

在满足伏秒平衡条件的基础上,求出系统平衡点,并对各变量叠加小扰动,得系统小信号线性方程如式(6)所示。其中, \hat{i}_{L_b} 、 \hat{d} 、 $\hat{V}_{C_{bus}}$ 、 \hat{V}_{C_f} 、 \hat{i}_{L_1} 、 \hat{i}_1 、 \hat{i}_2 、 \hat{V}_g 均表示相应物理量的小信号扰动分量。

$$\begin{cases} L_b \frac{d\hat{i}_{L_b}(t)}{dt} = \hat{V}_{in}(t) - (1-d)V_{C_{bus}}(t) + \hat{d}(t)V_{C_{bus}} \\ L_1 \frac{d\hat{i}_{L_1}(t)}{dt} = \hat{V}_{C_{bus}}(t) - \hat{V}_{C_f}(t) \\ C_{bus} \frac{d\hat{i}_{V_{C_{bus}}}(t)}{dt} = (1-d)\hat{i}_{L_b}(t) - \hat{i}_1(t) - \hat{d}(t)\hat{i}_{L_b}(t) \\ C_f \frac{d\hat{i}_{V_{C_f}}(t)}{dt} = \hat{i}_1(t) - \hat{i}_2(t) \\ L_2 \frac{d\hat{i}_2(t)}{dt} = \hat{V}_{C_f}(t) - \hat{V}_g(t) \end{cases} \quad (6)$$

式(6)经拉式变换可得式(7):

$$\begin{cases} sL_b I_{L_b}(s) = V_{in}(s) - V_{C_{bus}}(s) - dV_{C_f}(s) + D(s)V_{C_{bus}}(s) \\ sL_1 I_{L_1}(s) = V_{C_{bus}}(s) - V_{C_f}(s) \\ sC_{bus} V_{C_{bus}}(s) = I_{L_b}(s) - D(s)i_{L_b} - I_1(s) - dI_{L_b}(s) \\ sC_f V_{C_f}(s) = I_1(s) - I_2(s) \\ sL_2 I_2(s) = V_{C_f}(s) - V_g(s) \end{cases} \quad (7)$$

其中占空比 d 和相关变量 i_{L_b} 仍未取定具体数值。在未确定其具体的数值时,难以直接利用 Matlab 绘制 Bode 图分析稳定性。为便于分析,本文在计算时取其对应的极限工况参数代入。忽略输入电压 $V_{in}(s)$ 和网侧电压 $V_g(s)$,可得并网电流 $I_2(s)$ 、前级电感电流 $i_{L_b}(s)$ 与占空比 $D(s)$ 的传递函数,如式(8)、式(9)所示:

$$\frac{I_2(s)}{D(s)} = \frac{(1-d)V_{C_{bus}} - i_{L_b}L_b s}{p_3 s^5 + p_2 s^3 + p_1 s} \quad (8)$$

$$\frac{I_{L_b}(s)}{D(s)} = \frac{z_5 s^4 + z_4 s^3 + z_3 s^2 + z_2 s + z_1}{p_3 s^5 + p_2 s^3 + p_1 s} \quad (9)$$

$$\begin{cases} z_5 = V_{C_{bus}} C_{C_{bus}} C_f L_1 L_2 \\ z_4 = (1-d)i_{L_b} C_f L_1 L_2 \\ z_3 = V_{C_{bus}} C_{bus}(L_1 + L_2) + V_{C_{bus}} C_f L_2 \\ z_2 = (1-d)i_{L_b}(L_1 + L_2) \\ z_1 = V_{C_{bus}} \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} p_3 = C_{bus} C_f L_1 L_2 L_b \\ p_2 = C_{bus} L_b (L_1 + L_2) + C_f L_2 L_b + (1-d)^2 C_f L_1 L_2 \\ p_1 = (1-d)^2 (L_1 + L_2) + L_b \end{cases} \quad (11)$$

将相应参数代入式(8)后可以发现,该传递函数在 s 平面右半平面存在零点,不利于控制器设计。根据文献[3],可采用基于瞬时有功功率平衡的间接电流控制方法,即通过控制前级电感电流来间接调节并网电流。具体而言,在 Boost 工作模式下,若忽略电路损耗及基波无功分量,则输入输出功率均满足瞬时有功功率平衡关系,如式(12)所示:

$$V_{in}(t) i_{L_b}(t) = V_g(t) i_2(t) \quad (12)$$

由于网侧电压 $V_g(t)$ 和输入电压均可由采样电路获得,因此可利用前级 Boost 电感电流 $i_{L_b}(t)$ 实现对并网电流的间接控制,两者在 s 域的关系如式(9)所示。计算结果表明,该传递函数在右半平面不存在零极点,属于最小相位系统,更有利于控制器设计。其控制框图如图 15 所示。当固定积分系数后,如令 $k_i = 0$,系统随比例系数 k_p 从 0 到无穷的变化根轨迹图像如图 16 所示。

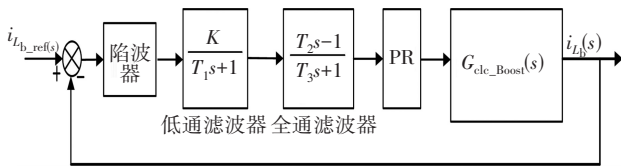


图 15 Boost 工作模式控制框图

Fig. 15 Control block diagram of Boost operation mode

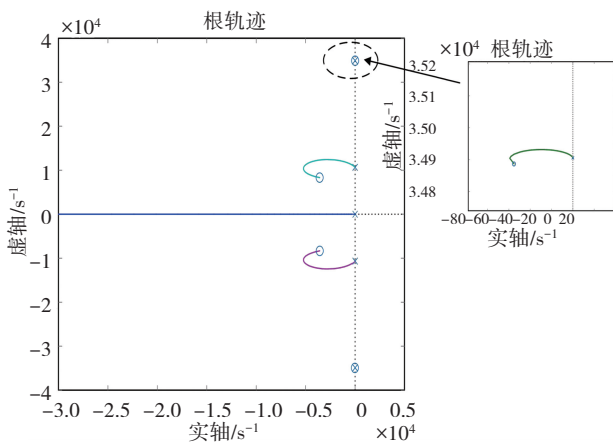


图 16 在 Boost 模式下系统关于 $k_i = 0, k_p$ 从 0 到无穷的变化根轨迹

Fig. 16 Root locus of the system in Boost mode with $k_i = 0$ as k_p varies from 0 to infinity

从根轨迹图可以看出,Boost 模式下系统稳定性对

参数变化较为敏感,此时 k_p 难以仅依靠根轨迹法独立完成补偿器设计。后续需要结合开环 Bode 图和奈奎斯特曲线进行分析。另外,LCL 滤波器本身会自带谐振峰,也需要通过补偿环节对谐振点附近幅值进行抑制。

根据系统开环 Bode 图(图 17)可知,未经补偿时系统截止频率偏高,高频段衰减斜率较小,且存在两处明显谐振峰。针对这一特点,可利用陷波器对谐振峰进行针对性抑制。

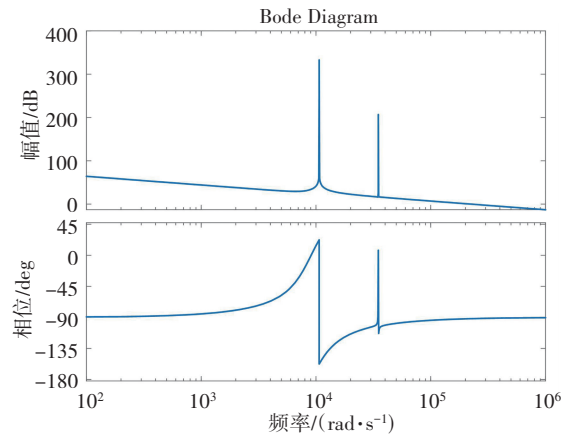


图 17 Boost 工作模式下系统开环 Bode 图

Fig. 17 Open-loop Bode diagram of the system in Boost mode of operation

为改善系统频率响应,本文首先引入低通滤波器并合理选取其截止频率为 4.41 kHz;同时,为提高系统相位裕度,在控制回路加入全通滤波器^[9];最后串联两个陷波器以抑制主要谐振峰,补偿后的 Bode 图如图 18 所示。

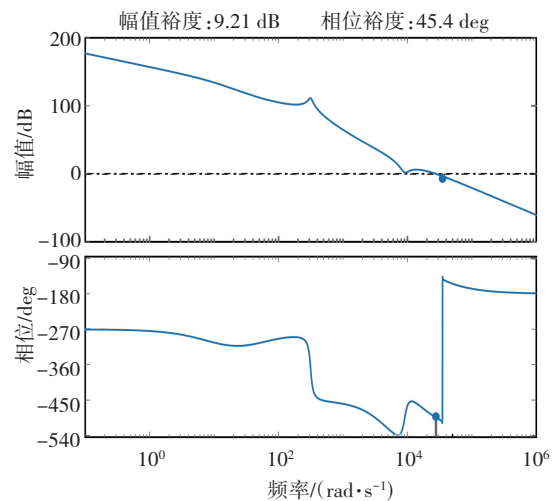


图 18 补偿后 Boost 工作模式下系统开环 Bode 图

Fig. 18 Open-loop Bode diagram of the system in Boost mode of operation after compensation

如图 19 所示,对比补偿前后及补偿网络自身的开环幅频、相频特性可知,未经补偿时系统截止频率过

高、带宽过宽,不利于高频谐波抑制;加入补偿环节后,系统截止频率降至 5.17 kHz(开关频率 $f_s = 40$ kHz),频率响应更加合理^[10-11]。为保证在补偿后仍具有足够的稳定裕度,控制回路中引入了全通滤波器^[12]。补偿后相角稳定裕度为 72.1°,说明系统具有较为充足的稳定裕度,符合相角裕度在 30°到 60°之内的要求。最后,为了使该控制系统能够精准跟踪基频信号,进一步加入 PR 控制器。系统在经过补偿后,开环幅频响应在低频处相较于补偿前增大,而高频段幅频曲线下降得更快,使得系统在基频的跟踪效果更好,滤除谐波的能力更强。

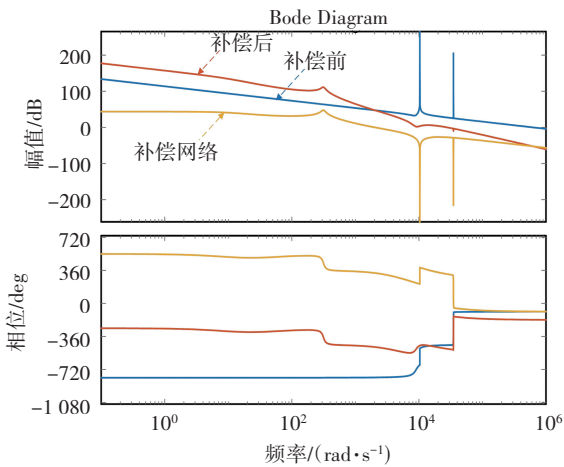
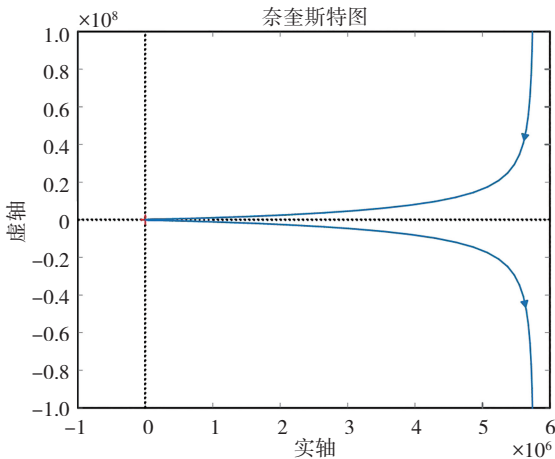


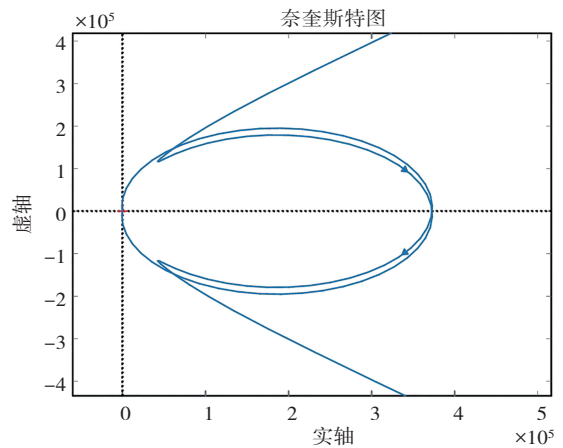
图 19 补偿前后以及补偿网络对比开环 Bode 图

Fig. 19 Comparison of open-loop Bode plots before and after compensation with the compensation network

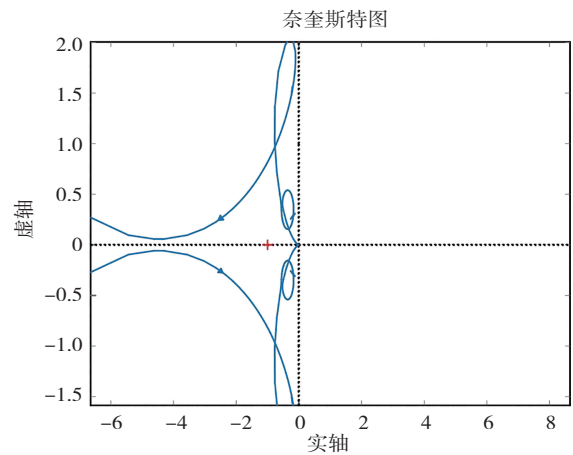
从图 18 中相频曲线可以看出,系统曲线多次穿越 -180° ,此时仅凭相位裕度已难以准确判断系统的稳定性,因此还需要借助奈奎斯特曲线分析,如图 20(a)所示。图 20(b)、图 20(c)是图 20(a)的局部放大图形。补偿后开环传递函数曲线绕 $(-1, 0)$ 顺时针 1 圈,逆时针 1 圈,即净环绕数为 0。补偿后开环传函在右半平面内极点数 $P=0$,根据 $N=Z-P$ 可知,闭环传递函数在右半平面内的零点数为 $Z=0$,因此补偿后系统稳定。



(a) 原图



(b) 顺时针(放大图)



(c) 逆时针(放大图)

图 20 补偿后系统奈奎斯特图

Fig. 20 Nyquist diagram of the compensated system

3 仿真实验与结果分析

为了验证上述分析方法以及控制策略是否满足并网要求,本文利用 MATLAB/Simulink 建立仿真模型进行分析。主电路参数如表 1 所示。其中 LCL 滤波器参数设置按照以下原则进行设计。

表 1 主电路仿真参数

Table 1 Main circuit simulation parameters

参数	符号	数值
直流电源	V_{in}	110 V
前级升压电感	L_b	500 μ F
后级 LCL 滤波器	L_1, C_f, L_2	0.8 mH、5 μ F、0.2 mH
前级母线电容	C_{bus}	10 μ F
网侧并网电压	V_g	220 V(有效值)
并网功率	P_g	2 000 W
前级开关频率	f_{Qb}	40 kHz
后级开关频率	f_Q	20 kHz

逆变侧电感 L_1 取值可依据电感设计公式确定,如下所示:

$$\Delta I_{L_1 \max} \geq \frac{\Delta V_{L_1}}{L_1} \Delta t \quad (13)$$

式(13)中, $\Delta I_{L_1 \max}$ 为所期望的最大电感电流纹波值, 取 $20\% I_{L_1}$; ΔV_{L_1} 为电感上的压降, 其取值与后级逆变电路所采用的 SPWM 调制方式有关, 本文采用单极性倍频调制; Δt 为一个载波周期, $T_Q = 1/f_Q$ 。

滤波电容 C_f 取值根据逆变器允许产生的无功功率确定, 一般限制在逆变器额定输出功率的 5% 以内, 如式(14)所示:

$$C_f \leq \frac{5\% I_g}{\omega V_g} \quad (14)$$

其中, ω 为工频角频率, 取 314 rad/s 。

网侧电感 L_2 根据并网谐波要求确定, 其设计目标是使某一特定谐波经过 LCL 滤波器后衰减到限定幅值以下, 如式(15)所示:

$$L_2 \geq \frac{1}{L_1 C_f \omega_h^2 - 1} \left[\frac{|V_{inv}(j\omega_h)|}{\lambda I_g \omega_h} + L_1 \right] \quad (15)$$

其中, ω_h 为所考虑谐波幅值含量最大的对应角频率; $V_{inv}(j\omega_h)$ 为将该谐波角频率带入后级逆变器方波电压传递函数 $V_{inv}(s)$ 后得到的幅值; λ 为标准并网谐波电流要求, 相关要求可参考文献[8]; 谐波次数表示该谐波幅值占并网电流基波幅值的百分比。

以下给出仿真波形及其分析结果。图 21 给出了后级逆变电路桥臂电压波形, 可与图 3 所示分时复合控制驱动信号相对照分析。当输入电压高于瞬时网侧电压时, 并联二极管导通, 相当于将前级电路旁路, 此时后级逆变器处于高频工作状态, 系统处于 Buck 工作模式^[13-15], 后级逆变电路的桥臂电压约为输入 110 V 对应的方波电压, 而前级电感电流接近 0, 如图 22 所示。当输入电压低于瞬时网侧电压时, 后级逆变器仅进行工频换向, 前级斩波电路则通过高频开关拟合正弦交流电压, 系统工作于 Boost 模式, 此时前级电感电流呈正弦半波变化, 与并网电流变化趋势一致。需要说明的是, 电路启动初期波形存在一定过渡过程, 但随后可进入稳定状态。

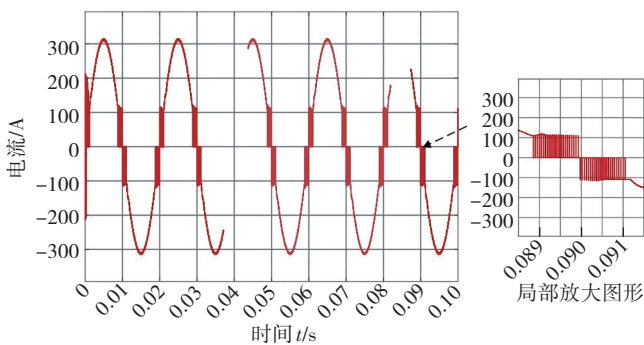


图 21 后级逆变电路的桥臂电压 V_h 波形
Fig. 21 Waveform of the bridge arm voltage V_h of the post-stage inverter circuit

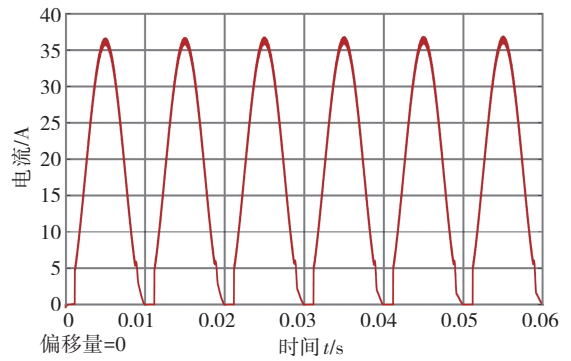


图 22 前级斩波电路的电感电流 i_{L_b} 波形
Fig. 22 Waveform of the inductor current i_{L_b} in the front-stage chopper circuit

图 23 为后级逆变电路输入电压波形。可以看出, 在采用分时复合控制条件下^[16-17], 由于前级并联二极管的存在, 当输入电压高于瞬时网侧电压时, 母线电容上两端电压理论上应接近稳定的输入电压。但从图 23 可见, 此时母线电容电压仍存在一定波动, 该波动会影响后级逆变器的输入稳定性, 并可能增加该阶段并网电流的高频谐波含量。由于 Buck 模式下开关频率为 20 kHz , 因此在约 6 kHz 附近出现的谐波抬升值得关注。后续可进一步通过母线电压补偿或参数优化来提高电压稳定性^[18]。

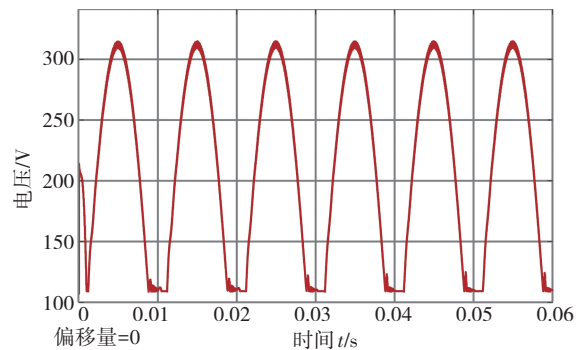


图 23 后级逆变电路输入电压 $V_{C_{bus}}$ 波形
Fig. 23 Waveform of the input voltage $V_{C_{bus}}$ of the post-stage inverter circuit

图 24 为逆变器并网电流跟踪网侧电压的锁相情况, 其中网侧电压幅值为 311 V , 并网电流幅值为 12.86 A 。可以看出, 在启动初期, 电流相位与网侧电压之间存在一定偏差, 但随着系统运行进入稳态后, 电流能够较好地跟踪电网电压相位, 输出波形较为理想。

图 25 为采用 LCL 滤波器时并网电流 i_2 的 FFT 分析结果。可以看出, 其谐波主要集中在低频段, 且随着频率升高总体呈下降趋势, 但在 6 kHz 附近仍存在一定幅值抬升。波形显示其仍符合在谐波次数大于 35 时, 谐波标准小于 0.3% 的要求。

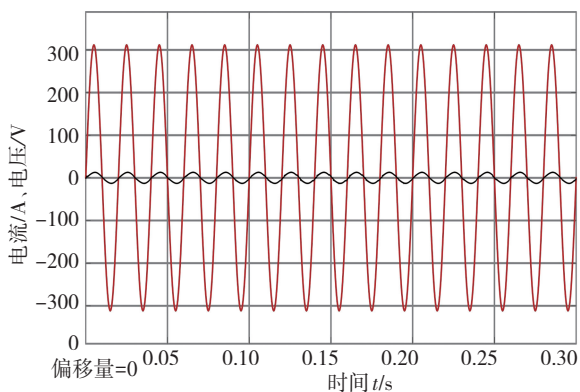


图 24 并网电流 i_2 与网侧电压 V_g 锁相波形

Fig. 25 Phase-locked waveforms of the grid-connected current i_2 and grid-side voltage V_g

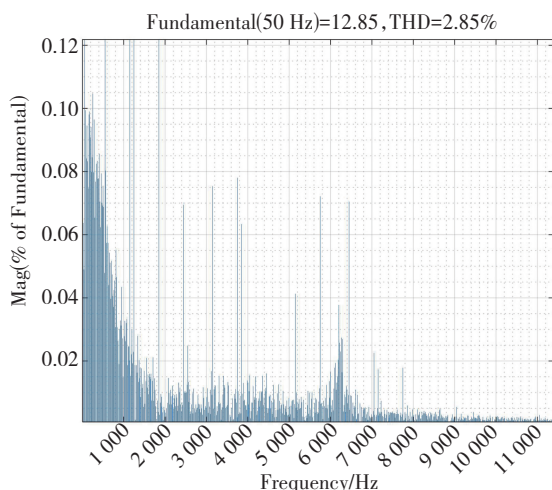


图 25 采用 LCL 滤波器并网电流 FFT 分析

Fig. 25 FFT analysis of grid-connected current using LCL filter

图 26 为采用 LC 滤波器的并网电流 i_2 的 FFT 分析结果。通过对比可知,在相同条件下,LCL 滤波器较 LC 滤波器具有更低的谐波含量,且高频谐波衰减更快,滤波效果更优。

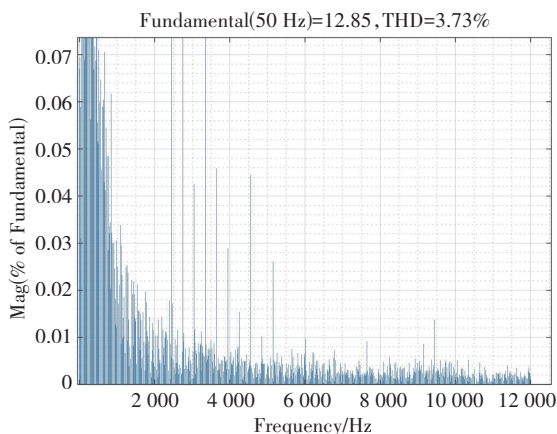


图 26 采用 LC 滤波器并网电流 FFT 分析

Fig. 26 FFT analysis of grid-connected current using LC filter

综上,通过对各环节仿真波形的分析可以看出,分时复合控制下,Buck 和 Boost 两种工作模式对应的控制器均能够实现对并网电流的稳定控制。基于 LCL 滤波器的方案在满足并网谐波标准的同时,还具有减小滤波器体积、改善滤波性能的优势,相较 LC 滤波器更具应用价值。

4 结论

本文提出了一种基于 LCL 滤波器并采用分时复合控制的并网逆变器控制策略。理论分析与仿真结构表明:由于 LCL 滤波器的引入,不论系统处于 Buck 模式还是 Boost 模式,其开环 Bode 图中均会出现谐振峰,若处理不当将不利于并网电流谐波抑制及系统稳定运行。

针对上述问题,本文分别在两种工作模式下设计不同的谐振抑制方法:Buck 模式采用有源等效阻尼法,Boost 模式采用陷波器与补偿网络相结合的方法。结果表明,虽然 Boost 模式下的补偿设计相对复杂^[19-20],需要同时兼顾相位裕度、截止频率与多谐振峰抑制问题,且在必要时需结合奈奎斯特曲线^[21]进一步判断系统稳定性,但所提出的方法能够有效提升系统稳定性。仿真结果进一步说明,采用基于 LCL 滤波器的分时复合控制策略后,系统并网电流谐波含量能够满足标准要求,且输出电流相位能够稳定跟踪电网电压相位,验证了所提方法的可行性与有效性。

参考文献(References):

- [1] 田子翔. 两级式逆变电源系统控制方法优化与设计实现[D]. 长沙: 湖南大学, 2022: 32-49.
TIAN Zi-xiang. Optimization and design of control method for two-stage inverter power system[D]. Changsha: Hunan University, 2022: 32-49.
- [2] 樊轶. 两级式单相光伏并网逆变器的控制策略研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2014: 39-43.
FAN Yi. Research on the control strategy for two-stage single-phase grid-tied PV inverter[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2014: 39-43.
- [3] 吴卫民, 耿后来, 耿攀. 单相分时复合并网逆变器新型间接电流控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(36): 65-70.
WU Wei-min, GENG Hou-lai, GENG Pan. New indirect current control method for the single-phase dual mode time-sharing grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(36): 65-70.
- [4] 张声淇, 陈冬冬, 洪卫东, 等. LCL 型并网逆变器有源阻尼叠

- 加的控制策略[J]. 南方电网技术, 2024, 18(11): 1-12, 47.
ZHANG Sheng-qi, CHEN Dong-dong, HONG Wei-dong, et al. Control strategy of active damping superposition for LCL grid-connected inverter[J]. Southern Power System Technology, 2024, 18(11): 1-12, 47.
- [5] 焦岳超, 刘幸丹, 巫付专, 等. 基于 LCL 滤波器的逆变器并网有源阻尼控制策略[J]. 信息技术与信息化, 2024(3): 148-152.
JIAO Yue-chao, LIU Xing-dan, WU Fu-zhuan, et al. Active damping control strategy of inverter grid-connected based on LCL filter[J]. Information Technology and Informatization, 2024(3): 148-152.
- [6] OGURA K, NISHIDA T, HIRAKI E, et al. Time-sharing boost chopper cascaded dual mode single-phase sinewave inverter for solar photovoltaic power generation system[C]//Proceedings of the IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference. Piscataway: IEEE Press, 2004: 4763-4767.
- [7] 房玲, 章建峰, 樊轶. 两级式并网逆变器分时复合控制策略研究[J]. 现代电子技术, 2015, 38(15): 112-116.
FANG Ling, ZHANG Jian-feng, FAN Yi. Research on time-shared compound control strategy for two-stage grid-connected inverter[J]. Modern Electronics Technique, 2015, 38(15): 112-116.
- [8] GB/T 14549—1993 电能质量公用电网谐波[S].
GB/T 14549—1993 Quality of electric energy supply harmonics in public supply network[S].
- [9] 陆超. 两级式非隔离型逆变器离网运行控制策略研究[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2023: 11-16.
LU Chao. Research on off-grid operation control strategy of two-stage non-isolated inverter[D]. Xuzhou: China University of Mining and Technology, 2023: 11-16.
- [10] 于浩. 采用 GaN 器件的两级式光伏微型逆变器研究[D]. 淮南: 安徽理工大学, 2022: 32-36.
YU Hao. Research on two-stage photovoltaic micro inverter based on GaN devices[D]. Huainan: Anhui University of Science & Technology, 2022: 32-36.
- [11] 陈元娣, 时满红, 王海杰, 等. 一种带电流前馈的 PR 控制器的系统设计[J]. 空天预警研究学报, 2022, 36(1): 37-40.
CHEN Yuan-di, SHI Man-hong, WANG Hai-jie, et al. System design of a PR controller with current feedforward[J]. Journal of Air & Space Early Warning Research, 2022, 36(1): 37-40.
- [12] 张一弛, 姚志奎, 毛赛君. 具有电压前馈的两级式逆变器的稳定性分析[J]. 电力电子技术, 2022, 56(3): 105-107, 111.
ZHANG Yi-chi, YAO Zhi-lei, MAO Sai-jun. Stability analysis of two-stage inverter with voltage feedforward[J]. Power Electronics, 2022, 56(3): 105-107, 111.
- [13] QIN W, QIU Y, SUN C, et al. Modified SVPWM scheme for fault-tolerant control of AC - DC PWM converter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(4): 4715-4725.
- [14] 李梓涵. 基于 LCL 滤波器的并网逆变器双闭环电流反馈控制策略[J]. 电气应用, 2024, 43(1): 103-109.
LI Zi-han. Dual closed-loop current feedback control strategy for grid-connected inverters based on LCL filters[J]. Electrotechnical Application, 2024, 43(1): 103-109.
- [15] 汤寅琪. LCL 型光伏并网逆变器控制策略研究[D]. 南京: 南京信息工程大学, 2023: 28-36.
TANG Yin-qi. Research on control strategy of LCL-type photovoltaic grid-connected inverter [D]. Nanjing: Nanjing University of Information Science & Technology, 2023: 28-36.
- [16] 许津铭, 谢少军, 肖华锋. LCL 滤波器有源阻尼控制机制研究[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(9): 27-33, 6.
XU Jin-ming, XIE Shao-jun, XIAO Hua-feng. Research on control mechanism of active damping for LCL filters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(9): 27-33, 6.
- [17] PAN D, RUAN X, WANG X, et al. Analysis and design of current control schemes for LCL-type grid-connected inverter based on a general mathematical model[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6): 4395-4410.
- [18] 周水霜. 三相 LCL 光伏并网逆变器相位补偿控制策略研究[D]. 湖南 株洲: 湖南工业大学, 2023: 33-40.
ZHOU Shui-shuang. Three-phase LCL grid-connected inverter coordinated phase compensation control strategy[D]. Hunan Zhuzhou: Hunan University of Technology, 2023: 33-40.
- [19] 旷永红, 谢伟, 田莉, 等. 一种低压输入高压输出的两级式逆变器高效率调制方法[J]. 上海交通大学学报, 2023, 57(7): 878-886.
KUANG Yong-hong, XIE Wei, TIAN Li, et al. A high-efficiency modulation method of two-stage inverter with low voltage input and high voltage output[J]. Journal of Shanghai Jiao Tong University, 2023, 57(7): 878-886.
- [20] 候虚虚, 秦岭, 茅靖峰, 等. 两级式单相光伏并网逆变器输入电压 PI+QPR 鲁棒控制器设计[J]. 电网技术, 2017, 41(9): 2910-2918.
HOU Xu-xu, QIN Ling, MAO Jing-feng, et al. Design of input voltage robust PI+QPR controller for two-stage Single-phase PV grid-connected inverter[J]. Power System Technology, 2017, 41(9): 2910-2918.

责任编辑:李翠薇