

LCL

Shen, Pan; Han, Yang; Guerrero, Josep M.

Published in:
Dianli Dianzi Jishu

Publication date:
2016

Document Version
Early version, also known as pre-print

[Link to publication from Aalborg University](#)

Citation for published version (APA):
Shen, P., Han, Y., & Guerrero, J. M. (2016). LCL . *Dianli Dianzi Jishu*, 50(2), 66-68.

General rights

Copyright and moral rights for the publications made accessible in the public portal are retained by the authors and/or other copyright owners and it is a condition of accessing publications that users recognise and abide by the legal requirements associated with these rights.

- Users may download and print one copy of any publication from the public portal for the purpose of private study or research.
- You may not further distribute the material or use it for any profit-making activity or commercial gain
- You may freely distribute the URL identifying the publication in the public portal -

Take down policy

If you believe that this document breaches copyright please contact us at vbn@aub.aau.dk providing details, and we will remove access to the work immediately and investigate your claim.

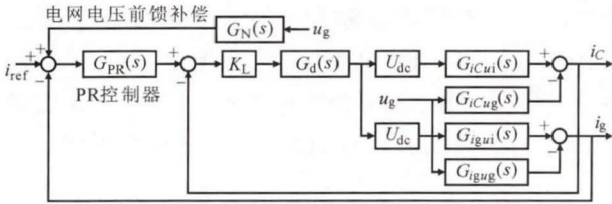


图 2 双闭环控制系统框图

Fig. 2 Block diagram of dual closed-loop control system

其开环和闭环传递函数分别为：

$$G_o(s) = \frac{G_{PR}(s)K_L G_d(s)U_{dc}G_{IGu}(s)}{1+K_L G_d(s)U_{dc}G_{ICu}(s)} \quad (1)$$

$$G_c(s) = \frac{G_{PR}(s)K_L G_d(s)U_{dc}G_{IGu}(s)}{1+K_L G_d(s)U_{dc}G_{ICu}(s)+G_{PR}(s)K_L G_d(s)U_{dc}G_{IGu}(s)} \quad (2)$$

式中： $G_{ICu}(s) = (s^2 L_g C + s R_g) / (s^3 f_a + s^2 f_b + s f_c + f_d)$ ； $G_{IGu}(s) = (s C R_C + 1) / (s^3 f_a + s^2 f_b + s f_c + f_d)$ ； $f_a = L L_g C$ ； $f_b = C [L_g (R_C + R_L) + L (R_C + R_g)]$ ； $f_c = L + L_g + C (R_L R_g + R_C R_L + R_C R_g)$ 。

PR 控制器的传递函数为：

$$G_{PR}(s) = K_p [1 + 2K_\xi \omega_1 s / (s^2 + 2\xi \omega_1 s + \omega_1^2)] \quad (3)$$

在控制信号到驱动信号间，控制器有一定延时，延时环节传递函数 $G_d(s) = e^{-s\tau_d}$ 。

逆变器参数： $U_{dc}=400$ V， $R_L=0.5$ Ω ， $u_g=311$ V， $R_g=0.5$ Ω ，采样和开关周期 $T_s=100$ μ s， $C=15$ μ F，阻尼因数 $\xi=0.01$ ， $R_C=0$ Ω ， $\omega_1=314$ rad/s， $K_L=0.04$ ，滤波电感 $L_i=L_g=3.3$ mH，补偿器比例增益 $K_p=0.5$ ，PR 补偿器谐振增益 $K_r=60$ 。

3 种典型的延时值 τ_d 中 $\tau_d=T_s/2$ 为最小延时； $\tau_d=T_s$ 为中间延时； $\tau_d=3T_s/2$ 为最大延时。结合并网逆变器参数及在最大延时用一阶 Pade 逼近来逼近 $G_d(s)$ ，得到基于 i_c+i_g 控制系统的开环传递函数波特图，如图 3a 所示。 i_c+i_g 双闭环反馈、 i_L 反馈和 i_L+i_g 双闭环控制策略在相同控制参数下的闭环传递函数波特图，如图 3b 所示。因此 i_c+i_g 双闭环控制策略是稳定且高效的。

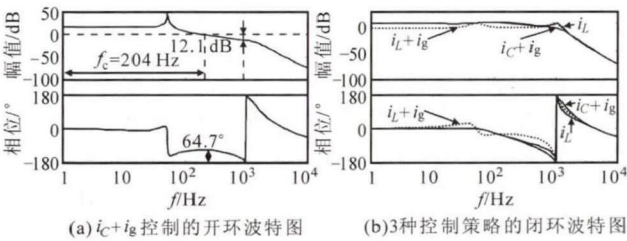


图 3 控制系统的波特图

Fig. 3 Bode diagram of control system

2.2 考虑电网电压畸变和谐波负载的控制策略

针对 u_g 畸变时的情况，通过在控制系统中加入 u_g 前馈补偿 $G_N(s)=1/[G_{PR}(s)U_{dc}]$ ，从而可减少并网电压波动对逆变系统输出并网电流的影响。当 u_g 为理想基波电压时，系统满足并网的要求，

但当电网在恶劣条件下， u_g 的低次谐波可能会很大，严重时将会影响逆变器注入电网的电流质量，此时仅依靠 u_g 前馈是远远不够的，故需对并网电流进行谐波补偿以满足并网要求。带有谐波补偿器的 PR 控制器传递函数为：

$$G_{PR}(s) = K_p \left[1 + \sum_{h=1,3,5,\dots} [2K_\xi \omega_1 s / (s^2 + 2\xi \omega_1 s + \omega_h^2)] \right] \quad (4)$$

2.3 稳定性分析

基于 PR 控制器的双闭环电流控制策略在基频和低频段可使用 s 域模型来更精确地反映控制系统的性能，但在高振荡频率处的不稳定性却没有办法准确得到，因此要 z 域模型来更精确地预测。图 4 为控制系统离散模型。

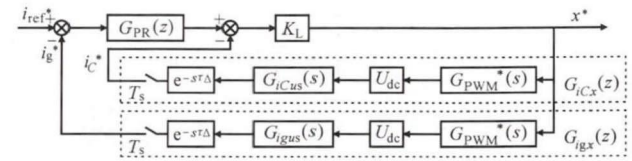


图 4 数字控制并网逆变器的电流控制框图

Fig. 4 Block diagram of digital control grid-connected inverter

由双线性变换得 PR 控制器离散域等效式为：

$$G_{PR}(z) = K_p [1 + K_r (a_{z1} z^2 + b_{z1} z + c_{z1}) / (A_{z1} z^2 + B_{z1} z + C_{z1})] \quad (5)$$

式中： $A_{z1}=4/T_s^2+4\xi\omega_1/T_s+\omega_1^2$ ； $B_{z1}=-8/T_s^2+2\omega_1^2$ ； $C_{z1}=4/T_s^2-4\xi\omega_1/T_s+\omega_1^2$ ； $a_{z1}=4\xi\omega_1/T_s$ ； $b_{z1}=0$ ； $c_{z1}=-4\xi\omega_1/T_s$ 。

理想采样下图 4 所示离散域开、闭环传递函数：

$$\begin{cases} G_o(z) = G_{PR}(z)K_L G_{IGu}(z) / [1 + K_L G_{ICu}(z)] \\ G_c(z) = G_{PR}(z)K_L G_{IGu}(z) / [1 + K_L G_{ICu}(z) + G_{PR}(z)K_L G_{IGu}(z)] \end{cases} \quad (6)$$

式中： $G_{ICu}(z) = Z\{G_{PWN}^*(s)U_{dc}G_{ICu}(s)e^{-sT_s}\}$ ； $G_{IGu}(z) = Z\{G_{PWN}^*(s) \cdot U_{dc}G_{IGu}(s)e^{-sT_s}\}$ ；当 $G_{PWN}^*(s)$ 分别取 $T_s[e^{-s(1-D)T_s/2} + e^{-s(1+D)T_s/2}]/2$ ， $T_s[e^{-s(1+D)T_s/2} + e^{-s(3-D)T_s/2}]/2$ ， $T_s[e^{-s(3-D)T_s/2} + e^{-s(3+D)T_s/2}]/2$ 时，分别对应所提 PWM 最小延时、中间延时和最大延时。

结合逆变器参数并令 $D=0.5$ ，图 5 为 s 域下 3 种典型延时根轨迹图。

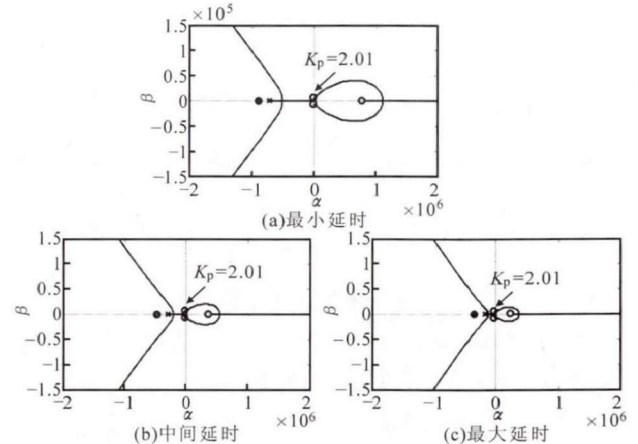


图 5 在 s 域下双闭环控制的根轨迹

Fig. 5 Root loci of the in s-plane

图 6 为 z 域下 3 种典型延时根轨迹图。对于数字控制并网逆变器,离散根轨迹能够在 3 种典型延时环节下更精确的得到系统的临界稳定点 ($K_p=1.85; 1.87; 1.91$),从而设计出更加稳定的系统,有利于改善系统的动态性能。

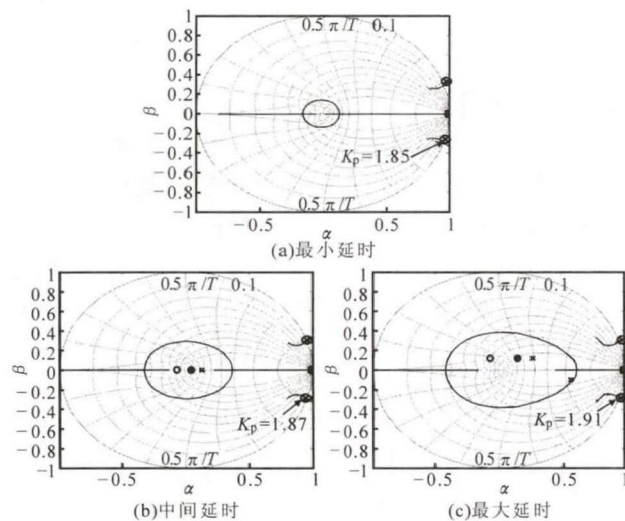


图 6 在 z 域下双闭环控制的根轨迹

Fig. 6 Root loci of the in z -plane

3 实验结果分析

为验证所提方法的可行性,搭建了一台基于 dSPACE1006 的额定功率为 2.2 kW 三相全桥并网逆变器实验平台。实验采用两台 2.2 kW 的逆变器,一台作为并网逆变器,另一台作为可控电压源来模拟电网电压畸变。图 7a 为三相 LCL 型并网逆变器 A 相的电网电压与并网电流半载时的稳态实验波形,此时电流的总谐波失真 THD 为 4.8%,并网发电功率因数 PF 为 0.995,并网电流基波有效值为 1.422 A (给定值为 1.414 A),幅值误差为 0.57%。图 7b 为并网电流由满载突变至半载(突变时刻 $t=0.045$ s)时的实验波形。

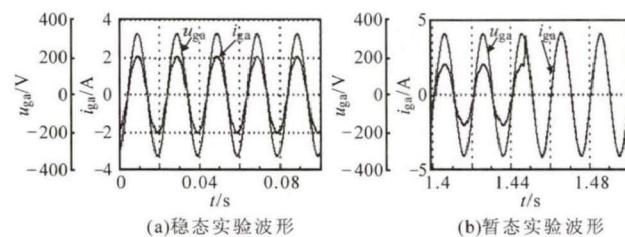


图 7 实验波形 1

Fig. 7 Experimental waveforms 1

图 8 为电网电压严重畸变时,在采用电网电压前馈控制与加入谐波补偿器 PR 前后网侧电流的实验波形。电网电压畸变情况为 5, 7 次谐波含量分别为 3%, 2%。图 8 分别为没有采用电网电压前馈、采用电网电压前馈以及采用电网电压前馈

并加入谐波补偿器的实验波形,电流 THD 分别为 54.38%, 29.12% 和 3.92%。这表明加入电网电压前馈与基于 PR 控制器的谐波补偿器能有效选择消除特定次的谐波分量,改善了并网电流质量。

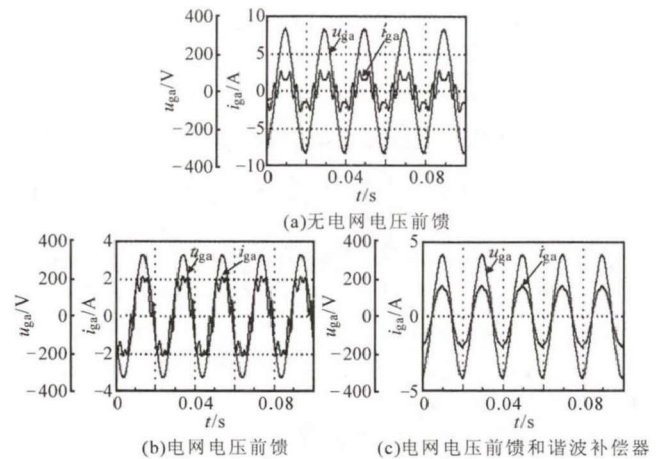


图 8 实验波形 2

Fig. 8 Experimental waveforms 2

4 结论

采用电容电流内环以增加系统阻尼,有效抑制 LCL 谐振;电流外环采用电网电流反馈以及 PR 控制器实现对基频信号的无静差跟踪。为消除电网电压畸变及谐波负载等扰动对逆变器并网电流的影响,采用分别增加电网电压前馈和多谐振 PR 控制器的方法,进一步改善并网电流质量。对比 s 域与 z 域根轨迹可得离散域模型能够更精确的判断出系统临界稳定点。通过对并网电流稳态误差和稳定裕度的分析得到合适的 PR 调节器参数。

参考文献

- [1] REZNIK A, SIMOES M, AL-DURRA A, et al. LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid Interconnected Systems[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2012, 50(2): 1225-1232.
- [2] TWINING E, HOLMES D G. Grid Current Regulation of a Three-phase Voltage Source Inverter With an LCL input Filter[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2003, 18(3): 888-895.
- [3] LOH P C, HOLMES D G. Analysis of Multiloop Control Strategies for LC/CL/LCL-filtered Voltage-source and Current-source Inverters[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2005, 41(2): 644-654.
- [4] SHEN Guoqiao, ZHU Xuancai, ZHANG Jun, et al. A New Feedback Method for PR Current Control of LCL-filter-based Grid-connected Inverter[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2010, 57(6): 2033-2041.