

DOI: 10.7667/PSPC161062

LCL型三相并网逆变器自适应控制策略及其参数设计

满 灿, 王宝华

(南京理工大学, 江苏 南京 210094)

摘要: 针对 LCL 型三相并网逆变器, 为改善传统控制策略无法适应输出功率变动带来的稳态误差影响, 提出一种基于 RBF 网络的自适应控制策略。该控制策略可根据外界条件变化, 不断修正控制器参数, 得到最优 PI 值, 增强了系统稳定性和鲁棒性。为解决 LCL 滤波器产生的谐振问题, 采用电容电流反馈有源阻尼控制, 给出一种基于系统幅相特性的电容电流反馈有源阻尼系数设计方法。进行了 LCL 型并网逆变器并网运行仿真。仿真结果验证了所提控制方法及参数设计的正确性和可行性。

关键词: 并网逆变器; RBF 网络; 自适应控制; LCL 滤波器; 有源阻尼

Adaptive control strategy and its parameters design of grid-connected inverters with LCL filter

MAN Can, WANG Baohua

(Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

Abstract: For LCL-type grid-connected inverters, an adaptive control strategy based on RBF neural network is proposed. This control strategy can improve the traditional control strategy responding to the influence of steady state error caused by output power changing. When the external conditions change, the control strategy can modify the controller parameters constantly and get the optimal PI value. This control strategy can enhance the system stability and robustness. In order to solve the resonance of LCL filter, the capacitor-current-feedback active damping is adopted. Based on the amplitude and phase characteristics of the system, a design method of the capacitor-current-feedback active damping coefficient is presented. Simulations of LCL-type grid-connected inverters in grid-connected mode are conducted. Simulation results validate the correctness and feasibility of the proposed method.

Key words: grid-connected inverter; RBF network; adaptive control; LCL filter; active damping

0 引言

当今世界能源枯竭、环境污染问题严峻, 以风能、太阳能为代表的可再生能源成为当前的研究重点。分布式并网发电是可再生能源利用的主要方式之一, 通过并网逆变器接入电网, 但因其含有大量非线性元件, 会产生较多谐波^[1-3], 需要在逆变器出口侧放置滤波器。LCL 滤波器因其体积小、滤波效果好等优点而被广泛应用。然而 LCL 滤波器存在谐振问题^[4-5], 谐振频率处存在谐振尖峰, 同时相位也会发生 -180° 的跳变, 易导致并网逆变器不稳定。目前, 已有大量文献讨论了 LCL 型并网逆变器的谐振抑制问题, 主要包括电容支路串联电阻^[6]、电容支路并联电阻^[7]、拆分电容并加旁路电感^[5,8]等无源阻尼方法; 基于电容电流反馈控制^[9-10]、基于电容电压反馈控制^[11]、多状态变量组合反馈^[12-13]、虚拟电阻法^[14]的有源阻尼控制方法。无源阻尼是最

直接的阻尼谐振尖峰的方法, 但会产生额外损耗^[15], 并有可能降低 LCL 滤波器的低频增益和高频谐波衰减能力。有源阻尼则是通过引入适当的状态变量反馈来抑制谐振尖峰, 它不需要附加无源元件, 没有能量损耗。与无源阻尼相比, 有源阻尼更加灵活高效, 其中电容电流反馈有源阻尼由于实现简单而获得广泛应用^[16]。

对于并网逆变器, 现有控制策略中 PI 控制器、比例谐振(PR)控制器应用最为广泛。PR 控制器可有效抑制电网谐波问题, 但通常会引入多个 PR 控制器, 造成控制算法复杂, 特别是当电网谐波频率接近系统截止频率时, PR 控制器会导致系统相角裕度的减小, 可能会造成系统不稳定^[17]。PI 控制器对截止频率以下的各次谐波都有一定的抑制能力, 通常与电网电压前馈控制策略相结合, 实现无静差调节, 确保电网稳定运行。然而, 不管是 PI 控制器还是 PR 控制器, 其参数设计都是基于标准状态下, 且依

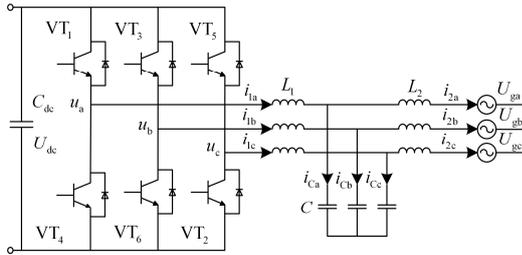
赖于系统建模的精确度, 参数设计较为复杂, 当外界环境发生变化时, 系统稳态误差可能增大, 影响电网电能质量。

为解决上述问题, 本文以三相 LCL 型并网逆变器为研究对象, 提出一种基于 RBF 网络的自适应控制策略及其参数设计方法。该控制策略可以根据光照强度、温度等外界条件的变化, 利用 RBF 网络通过自身辨识得到 PI 参数的校正信息, 计算系统该状态下最优 K_p 、 K_i 值, 减少并网电流谐波含量, 稳定逆变器直流侧电压, 提高并网电能质量。为解决 LCL 滤波器谐振问题, 从相角裕度、幅值裕度、系统阻尼比三个方面进行分析, 得到电容电流反馈有源阻尼系数 H_{11} 与 PI 参数的关系, 利用自适应算法得到的 PI 参数求取最优电容电流反馈系数 H_{11} 。最后给出设计实例, 证明理论分析的正确性。

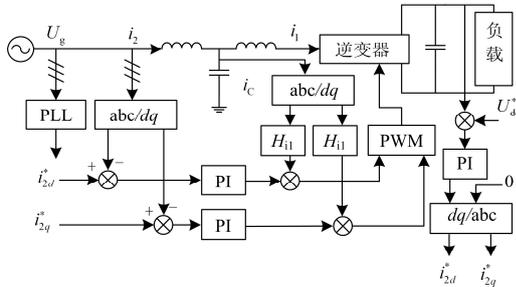
1 LCL 型并网逆变器数学模型

图 1(a)为 LCL 型三相并网逆变器主电路图, 由桥式逆变器、逆变器侧电感 L_1 、滤波电容 C 、网侧电感 L_2 组成。寄生电阻一般相对较小, 为方便分析, 本文忽略电感及电容的寄生电阻。 U_{dc} 为逆变器直流侧电压; C_{dc} 为逆变器直流侧电容; i_{1a} 、 i_{1b} 、 i_{1c} 为逆变器侧三相电流; i_{Ca} 、 i_{Cb} 、 i_{Cc} 为流过滤波电容的三相电流; i_{2a} 、 i_{2b} 、 i_{2c} 为电网侧三相电流; U_{ga} 、 U_{gb} 、 U_{gc} 为三相电网电压。

根据图 1(a), 结合 KVL、KCL 定律, 可得三相 LCL 型并网逆变器在三相静止坐标系下的数学模型,



(a) LCL 型三相并网逆变器



(b) LCL 型三相并网逆变器控制策略

图 1 电容电流反馈有源阻尼 LCL 型三相并网逆变器

Fig. 1 A LCL-type three-phase grid-connected inverter with capacitor-current-feedback active damping

如式(1)所示。对式(1)进行相应坐标变换、Laplace 变化后, 可以得到 dq 坐标系下逆变器数学模型, 如式(2)所示。根据式(2)可推得 dq 坐标系下逆变器控制模型, 如图 1(b)所示。

$$\begin{cases} L_1 \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} u_{Ca} \\ u_{Cb} \\ u_{Cc} \end{pmatrix} \\ L_2 \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_{Ca} \\ u_{Cb} \\ u_{Cc} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} U_{ga} \\ U_{gb} \\ U_{gc} \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \\ i_{Cc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \\ i_{Cc} \end{pmatrix} = C \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} u_{Ca} \\ u_{Cb} \\ u_{Cc} \end{pmatrix} \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} i_{1dq} = \frac{u_{dq} - u_{Cdq} \pm \omega L_1 i_{1qd}}{L_1 s} \\ i_{2dq} = \frac{u_{Cdq} - U_{gdq} \pm \omega L_2 i_{2qd}}{L_2 s} \\ i_{Cdq} = i_{1dq} - i_{2dq} \\ u_{Cdq} = \frac{i_{Cdq} \pm \omega C u_{Cqd}}{Cs} \end{cases} \quad (2)$$

为保证并网电流质量, 将电流传感器安置在电网侧, 以便对并网电流进行监测, 电流内环选用并网电流闭环控制, 逆变器采用 SPWM 控制策略。根据图 1(b)所示的控制策略框图, 可写出系统的开环传递函数 $G_o(s)$

$$G_o(s) = \frac{G_{inv} G_{i1}(s) G_{i2}(s) \frac{1}{s C_{dc}}}{s^3 L_1 L_2 C + s^2 L_2 C H_{11} G_{inv} + s(L_1 + L_2) + G_{inv} G_{i1}(s)} \quad (3)$$

式中: G_{inv} 为逆变器传递函数, $G_{inv} = U_{dc}/2$; H_{11} 为电容电流有源阻尼反馈系数; $G_{i1}(s)$ 为电流调节器; $G_{i2}(s)$ 为电压调节器。 $G_{i1}(s)$ 、 $G_{i2}(s)$ 均采用 PI 调节器, 其传递函数为

$$G_i(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (4)$$

2 LCL 型并网逆变器自适应控制策略

光伏逆变器作为光伏系统并网的接口, 自身含有大量非线性元件, 传统 PI 控制器稳态跟踪误差较大, 且控制器参数仍依赖于系统建模的精度, 目前

对于并网逆变器只能得到近似的模型而无法做到精确建模,系统鲁棒性偏差。为了解决上述问题,在传统 PI 控制器中加入自适应控制,增加系统鲁棒性,减少并网电流稳态误差。本文提出的控制策略包含两部分:第一部分为在电流内环中加入自适应控制,使控制器参数能够随系统的外部扰动及误差情况进行自调整,自适应控制器的加入并不改变系统传递函数,不增加并网逆变器的硬件电路成本;第二部分是抑制 LCL 滤波器产生的谐振问题,减少并网电流纹波。

2.1 电流内环设计

在传统电流控制器(PI 控制器)中加入自适应控制,本文选用基于 RBF 网络的自适应控制器,该控制器可以以任何精度逼近任意连续函数,学习速度快,并避免了局部极小问题。自适应控制器的引入并不增加控制系统的复杂性,控制系统参数可以根据外界条件变化及时对自身控制器参数进行调整。

基于 RBF 网络的自适应控制器框图如图 2 所示,包括两个部分:PI 自校正控制器和 RBF 网络。图中: $\mathbf{H}=[h_1, h_2, \dots, h_m]^T$ 为 RBF 网络的径向基向量, m 为隐含层数量; $\mathbf{W}=[w_1, w_2, \dots, w_m]^T$ 为 RBF 网络的权向量; $\mathbf{B}=[b_1, b_2, \dots, b_m]^T$ 为 RBF 网络的基宽向量; $\mathbf{C}_j=[c_{j1}, c_{j2}, \dots, c_{ji}, \dots, c_{jn}]^T$ 为 RBF 网络节点的中心矢量, $i=1, 2, \dots, n$ 。

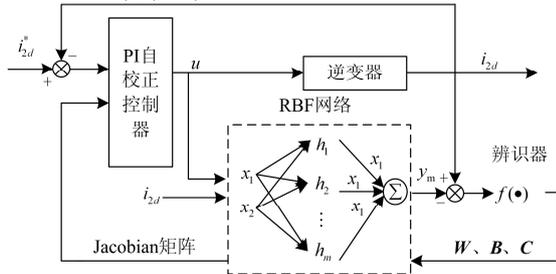


图 2 基于 RBF 网络的自适应控制器

Fig. 2 Adaptive controller based on RBF network

在控制过程中,PI 自校正控制器起主导作用,RBF 网络起调节作用。由图 2 可知,RBF 网络有两个输入量:PI 控制器的输出以及并网电流,可表示为

$$\mathbf{x} = [x_1(k) \quad x_2(k)]^T = [u(k-1) \quad i_{2d}(k-1)]^T \quad (5)$$

当外界环境突变,产生较大扰动时,RBF 网络通过辨识器得到理想跟踪值 $y_m(k)$,即 RBF 网络的输出

$$y_m(k) = w_1 h_1 + w_2 h_2 + \dots + w_m h_m \quad (6)$$

$y_m(k)$ 与实际并网电流 $i_{2d}(k)$ 之间会产生误差 $e(k)$,表达式为

$$e(k) = y_m(k) - i_{2d}(k) \quad (7)$$

定义 RBF 网络权值学习误差指标为

$$E(k) = \frac{1}{2} e(k)^2 \quad (8)$$

运用梯度下降法,对每个时刻网络的输出权值 $\mathbf{W}_j(k)$ 、基宽向量 $\mathbf{B}_j(k)$ 、节点矢量 $\mathbf{C}_j(k)$ 进行实时更新,迭代计算出每个时刻新的 $\mathbf{W}_j(k)$ 、 $\mathbf{B}_j(k)$ 、 $\mathbf{C}_j(k)$,保证 RBF 网络的跟踪性能。得到并网电流对 RBF 网络输入的灵敏度信息,即 Jacobian 矩阵。

$$\frac{\partial i_{2d}(k)}{\partial u(k)} \approx \frac{\partial y_m(k)}{\partial u(k)} = \sum_{j=1}^m w_j(k) h_j \frac{C_{ji} - u(k)}{b_j^2} \quad (9)$$

将 RBF 网络得到的 Jacobian 矩阵送至 PI 自校正器中,用于对 PI 参数的修正计算。定义误差 e_c 为

$$e_c(k) = i_{2d}^*(k) - i_{2d}(k) \quad (10)$$

则 K_p 、 K_i 值可以表示为

$$\begin{cases} K_p(k) = K_p(k-1) + \Delta K_p(k) + \partial_c [K_p(k-1) - K_p(k-2)] \\ K_i(k) = K_i(k-1) + \Delta K_i(k) + \partial_c [K_i(k-1) - K_i(k-2)] \end{cases} \quad (11)$$

式中: ∂_c 为动量因子; η 为学习速率; ΔK_p 、 ΔK_i 的表达式如式(12)。

$$\begin{cases} \Delta K_p = \eta e_c(k) \frac{\partial i_{2d}(k)}{\partial u(k)} [e_c(k) - e_c(k-1)] \\ \Delta K_i = \eta e_c(k)^2 \frac{\partial i_{2d}(k)}{\partial u(k)} \end{cases} \quad (12)$$

因此,PI 自校正控制器的输出为

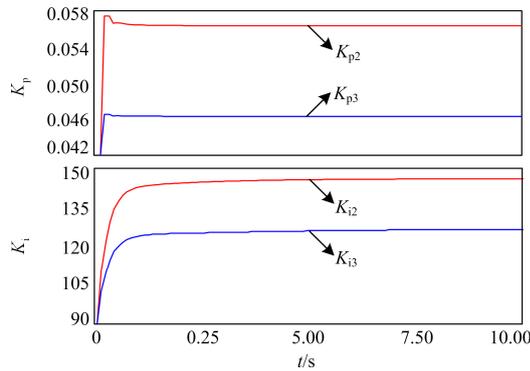
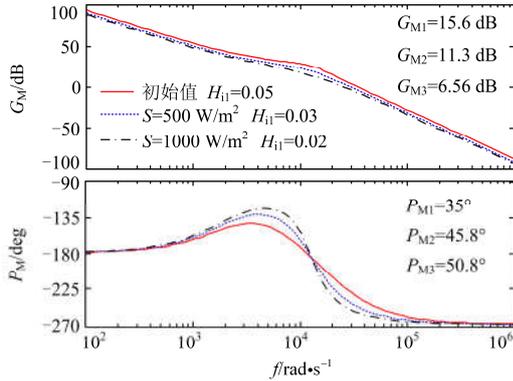
$$u(k) = u(k-1) + K_i e_c(k) + K_p [e_c(k) - e_c(k-1)] \quad (13)$$

电流内环开环传递函数为

$$T(s) = \frac{G_{inv} G_{i1}(s)}{s^3 L_1 L_2 C + s^2 L_2 C H_{i1} G_{inv} + s(L_1 + L_2)} \quad (14)$$

逆变器参数如第 3 节表 1 所示,系统初始 K_{p1} 、 K_{i1} 值为 0.05、133,光照强度 S 为 800 W/m^2 (对应稳定裕度为 G_{M1} 、 P_{M1}),将该光伏系统的光照强度 S 改变为 300 W/m^2 (对应稳定裕度为 G_{M2} 、 P_{M2} ,对应 PI 参数为 K_{p2} 、 K_{i2}) 和 1000 W/m^2 (对应稳定裕度为 G_{M3} 、 P_{M3} ,对应 PI 参数为 K_{p3} 、 K_{i3}),系统通过自适应控制器调节后 K_p 、 K_i 变化曲线如图 3(a) 所示,计算各 K_p 、 K_i 值对应的稳定裕度,如图 3(b) 所示。

由图 3(a) 可以看出,随着光照强度的改变,RBF 网络跟踪并网电流,通过自身辨识校正 PI 参数,得到系统该状态下最优 PI 值。PI 参数的正确选择可以减少并网电流谐波,稳定逆变器直流电压,提高光伏并网电能质量。


 (a) 光照强度变化 K_p 、 K_i 适应图


(b) 系统电流内环伯德图

图 3 光照强度变化 PI 参数自适应情况

Fig. 3 Adaptive parameters of PI controller with light intensity changing

由图 3(b)可以看出, 经自适应调节后的系统相角裕度 P_M 、幅值裕度 G_M 均满足 $P_M > 45^\circ$ 、 $G_M > 3$ dB 的设计要求, 并略高于初始值对应的稳定裕度, 提高了系统的稳定性。此处电容电流反馈有源系数 H_{i1} 分别为 0.05、0.03、0.02, 不难发现, 在相同系统中电容电流反馈有源系数 H_{i1} 不同, H_{i1} 的大小与 PI 参数有关, 因此可以通过分析 H_{i1} 与 PI 参数之间的关系, 建立方程求得 H_{i1} 。

2.2 最优电容电流反馈系数选取

由上一节分析可知, H_{i1} 的大小与 PI 参数有关, H_{i1} 设计思路可归纳为: 根据并网逆变器的相位裕度 P_M 、幅值裕度 G_M 与 H_{i1} 、 K_p 、 K_i 的关系, 利用自适应控制器实时校正得到的 K_p 、 K_i 值, 求取 H_{i1} 的取值范围, 并从中选择最优值。下面具体分析 H_{i1} 、 K_p 、 K_i 与 P_M 、 G_M 的关系。

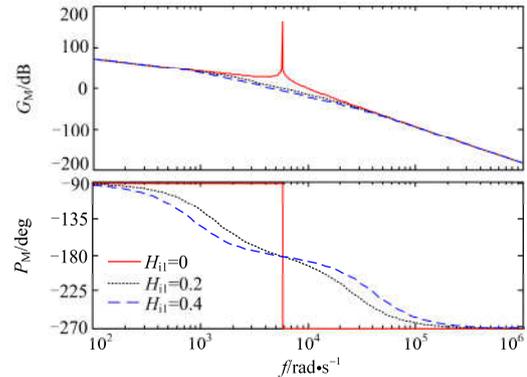
图 4(a)为系统未经补偿前(PI 调节器中 $K_i=0$), 电容电流补偿反馈系数 H_{i1} 不同时系统电流内环伯德图。可以看出, H_{i1} 越大, 对谐振频率 f_r 处阻尼效果越好, 谐振尖峰越小, 但对于其他频率段的幅频特性影响很小; 而对于系统相频特性, H_{i1} 越大, 相

角裕度则越小。因此, H_{i1} 既影响系统相角裕度, 又影响系统幅值裕度。图 4(b)为 K_p 、 K_i 不同时, 系统电流内环伯德图。图中: K_p 变化 K_i 不变的曲线用不同颜色的实线表示; K_i 变化 K_p 不变的曲线用不同颜色的虚线表示。由图 4(b)可知, 比例系数 K_p 越大, 幅值裕度越小, 相角裕度越大; 积分系数 K_i 越大, 相角裕度越小, 但 K_i 对幅值裕度影响可忽略不计, 不同 K_i 值对应的幅频曲线图几乎重合, 幅值裕度大小近似相等, 因此在计算幅值裕度时, 可以将 PI 调节器等效为比例环节 K_p 。

LCL 滤波器的谐振频率 f_r 为

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \quad (15)$$

根据劳斯稳定判据列写劳斯表, 劳斯表第一列系数大于 0 时, 系统稳定, 可得到 $H_{i1} > 0$, 且有 0 个开环稳定极点。由图 4(b)可知, 相频曲线与 -180° 线只有 1 个交点, 沿相位从大到小发生一次负穿越。根据奈奎斯特定律 $2(N_+ - N_-) = P$ 时系统稳定, 因此只需在谐振频率 f_r 处保证 $G_M(f_r) > 3$ dB(考虑 3dB 的裕量)即可, 此时 $N_- = 0$, $N_+ = 0$, 系统满足奈奎斯特定律。



(a) 补偿前系统电流内环伯德图

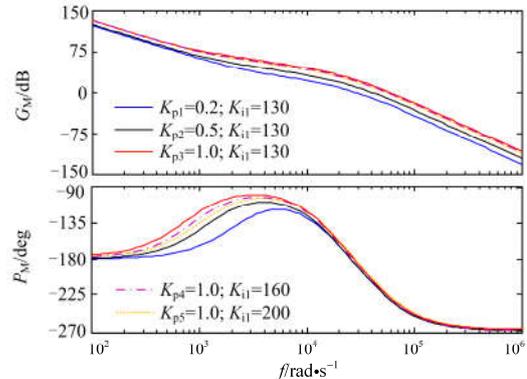

 (b) K_p 、 K_i 不同时, 系统电流内环伯德图

图 4 系统电流内环伯德图

Fig. 4 Bode diagram of the system inner loop

为保证系统相角裕度 $P_M \geq 45^\circ$ 的要求, H_{i1} 需满足

$$P_M = 180^\circ + \angle G_{-0}(j2\pi f_c) \geq 45^\circ \quad (16)$$

将式(3)代入式(16), 并化简可得

$$H_{i1} \leq \frac{A \times B - 2\pi f_c G_{inv} K_{p1}}{-(2\pi f_c)^3 L_2 C G_{inv}} \quad (17)$$

式中: $A=(2\pi f_c)^4 L_1 L_2 C - (2\pi f_c)^2 (L_1 + L_2) + G_{inv} K_{i1}$; $B = \tan[-45^\circ + \arctan(2\pi f_c K_{p1}/K_{i1}) + \arctan(2\pi f_c K_{p2}/K_{i2})]$ 。

系统幅值裕度 G_M 可表示为

$$G_M = -20 \log |G_{-0}(j2\pi f_r)| \geq 3 \text{ dB} \quad (18)$$

将式(3)、式(15)代入式(18)中, 并将 PI 调节器 $G_i(s)$ 用 K_p 代替, 化简可得

$$H_{i1} \geq \frac{10^{\frac{G_M}{20}} G_{inv} K_{p1} K_{p2} \sqrt{L_1 L_2 C L_1}}{(L_1 + L_2)^{\frac{3}{2}} C_{dc} G_{inv}} + G_{inv} K_{p1} \frac{L_1}{(L_1 + L_2) G_{inv}} \quad (19)$$

文献[18]推导了电容电流反馈系数 H_{i1} 与系统阻尼比 ζ 、系统阻尼比 ζ 同截止频率 f_c 与谐振频率 f_r 的比值 α 的关系式:

$$H_{i1} > 2L_1 \zeta \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \quad (20)$$

$$\zeta > \sqrt{\left(1 - \sqrt{1 - 1/10^{1/5\alpha}}\right)/2} \quad (21)$$

为简化计算忽略滤波电容支路, 将 LCL 滤波器看成单一 L 滤波器, 并将 PI 调节器 $G_i(s)$ 用 K_{p1} 代替, 电流内环传递函数可简化为

$$T(s) \approx \frac{G_{inv} K_{p1}}{s(L_1 + L_2)} \quad (22)$$

又因为在截止频率 f_c 处的电流内环环路增益为 1, 即

$$|T(j2\pi f_c)| = 1 \approx \frac{G_{inv} K_{p1}}{s(L_1 + L_2)} \quad (23)$$

整理后可得 f_c 与 K_{p1} 的关系为

$$f_c \approx \frac{K_{p1} G_{inv}}{2\pi(L_1 + L_2)} \quad (24)$$

将式(21)、式(24)代入式(20), 可以得到阻尼比 ζ 约束条件下的电容电流反馈系数 $H_{i1-\zeta}$ 。

$$H_{i1-\zeta} > 2L_1 \sqrt{\frac{1 - \sqrt{1 - 1/10^{1/5\alpha}}}{2}} \frac{f_c}{f_r} \quad (25)$$

当自适应控制中 K_p 因外界条件发生变化时, 系统截止频率 f_c 也随之改变, f_c 越高系统动态响应速度越快, 一般情况下, 截止频率 f_c 小于谐振频率 f_r , α 在 0~1 之间。在阻尼比 ζ 不变时, f_c 距离 f_r 越远, 谐振尖峰阻尼效果越好; 截止频率 f_c 不变时, ζ 越

大, 谐振尖峰越小。

2.3 参数设计步骤

由图 3(b)可以看出, 当 H_{i1} 增大时, 幅值裕度减小, 相角裕度增大。因此在保证系统幅值裕度和相位裕度要求的前提下, 选取较小的 H_{i1} 能使系统具有更好的动态响应性能而不影响系统稳态响应。因此, 电流内环中 K_p 、 K_i 、 H_{i1} 参数选取过程可归纳为:

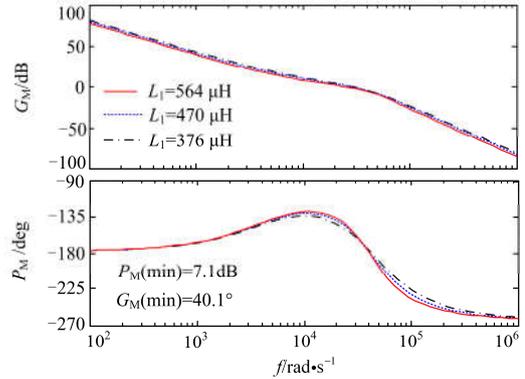
1) 设置 RBF 网络初始参数; 并网电流参考值 i_{2d}^* 与实际并网电流采样值 i_{2d} 的误差 e_c , 经 RBF 网络在线辨识得到 Jacobian 矩阵, 校正 K_p 、 K_i 。

2) 将得到的新 K_p 、 K_i 代入式(17)、式(19), 得到 H_{i1} 的取值区间 $[H_{i1_min}, H_{i1_max}]$ 。

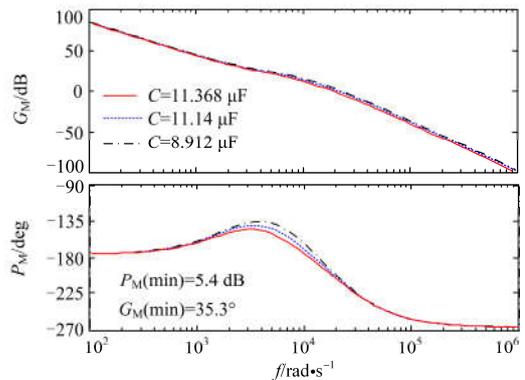
3) 利用自适应校正后的 K_p 求出 f_c , 代入式(25), 求出系统阻尼比 ζ 约束下的 $H_{i1-\zeta}$ 。

4) 检验 $H_{i1-\zeta}$ 是否在 H_{i1} 的取值区间内, 若在选取 H_{i1_min} 与 $H_{i1-\zeta}$ 中较大的值; 若不在, 选取 H_{i1_min} 。

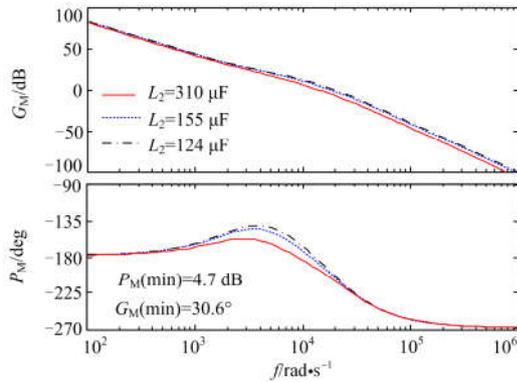
图 5 为 LCL 滤波器参数发生变化时系统电流内环伯德图。当外界光照强度 S 为 1000 W/m^2 时, 自适应控制策略得到的参数值为: $K_{p1}=0.047$, $K_{i1}=133$, $H_{i1}=0.055$ 。由图 5(a)可知, 当电感 L_1 存在 $\pm 20\%$ 的偏差时, 对系统稳定裕度影响很小; 由图 5(b)可知, 当电容 C 存在 $\pm 20\%$ 的偏差时, 系统相角裕度变化较大, 随着电容 C 的增加, 谐振频率 f_r 减小, 系统相角裕度降低。



(a) 电感 L_1 存在 $\pm 20\%$ 的偏差



(b) 电容 C 存在 $\pm 20\%$ 的偏差



(c) 电感 L_2 存在-20% ~ +100%的偏差

图 5 滤波器参数变化时系统电流内环伯德图

Fig. 5 Current inner loop bode diagrams of system demonstrating component sensitivities of the LCL filter

实际电网存在一定的电网阻抗, 电网阻抗与 L_2 串联, 因此在分析时可将其折算到 L_2 中。由图 5(c) 可知, 当电感 L_2 从-20%增加到+100%时, 电容电流反馈有源阻尼对相位裕度的衰减更为明显, 导致系统相位裕度减小。综上所述, 当 LCL 滤波器参数发生偏差时, 由自适应控制器得到的参数可以保证系统相角裕度 $P_M > 30^\circ$ 、幅值裕度 $G_M > 3$ dB, 系统有较强的鲁棒性。

3 仿真实证

本仿真相关实验参数如表 1 所示。根据系统参数搭建 500 kW 光伏并网系统, 并要求系统相角裕度 P_M 需大于 45° , 幅值裕度 G_M 大于 3 dB。系统电压外环 K_p 、 K_i 值分别为 3.5、2000; 电流内环 K_p 、 K_i 初值为 0.042、90。逆变器选用 SPWM 策略。

表 1 系统参数

Table 1 System parameters

参数	数值
电网电压 U_g/V	690
直流侧电压 U_{dc}/V	1200
基波频率 f_0/Hz	50
开关频率 f_s/kHz	10
逆变器侧电感 L_1/mH	0.47
滤波电容 $C/\mu F$	11.42
网侧电感 L_2/mH	0.155
直流侧电容 $C/\mu F$	1000
动量因子 ρ_c	0.05
学习速率 η	0.3

图 6 为传统控制策略下逆变器功率发生变化时并网电流 i_2 波形图。外界光照强度 S 在 0.5 s 时由 1000 W/m^2 变为 300 W/m^2 。由图 6 可以看出, 并网电流 i_2 在光照强度为 1000 W/m^2 时较稳定, 电流纹波值较小; 当光照强度减小到 300 W/m^2 后, 电流纹

波较大, 并伴有三相不平衡现象。系统于 $t=0.5 \text{ s}$ 时开始调节, $t=0.52 \text{ s}$ 时才趋于稳定, 调节时间过长。造成纹波较大的主要原因是 PI 参数的不合适导致系统稳态误差较大, 电容电流反馈系数 H_{11} 受到 K_p 、 K_i 的影响, 并不能很好地抑制谐振尖峰, 反馈的电容电流存在较大的纹波, 系统稳定性较低, 电能质量下降, 影响大电网的稳定运行。

经检测, 传统控制策略下并网电流 i_2 在光照强度为 1000 W/m^2 时总谐波畸变率 THD 为 3.39%, 各次谐波畸变率也小于 3%; 在光照强度为 300 W/m^2 时总谐波畸变率 THD 为 8.22%, 如图 7 所示。从图中可以看出, 系统 5 次谐波、7 次谐波及高次谐波滤波效果较差, 谐波含有率较高, 系统不稳定, 电能质量问题严重。因此光照强度为 1000 W/m^2 时的控制器参数并不适用于光照强度为 300 W/m^2 , 需进行适当校正。

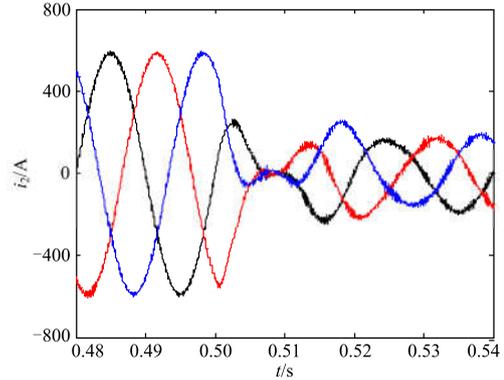


图 6 传统控制策略下光照强度变化并网电流 i_2 波形图

Fig. 6 Waveform of grid-connected current i_2 under the traditional control strategy when light intensity changes

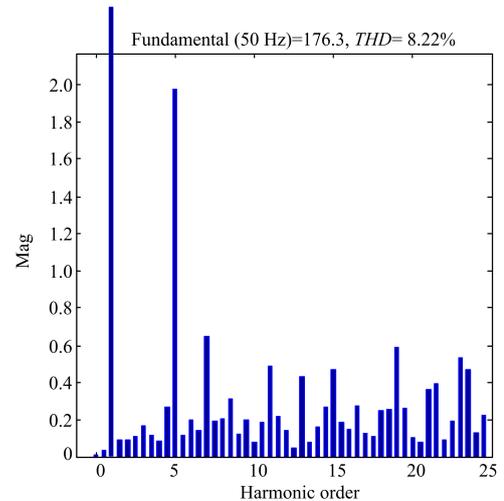


图 7 传统控制策略下光照强度为 300 W/m^2 时并网电流 i_2 谐波分析

Fig. 7 Harmonic analysis of grid-connected current i_2 under the traditional control strategy when the light intensity is 300 W/m^2

图 8 为传统控制策略下并网逆变器在半载和满载间跳变时并网电流 i_2 的波形图。系统在 $t=0.25\text{ s}$ 由满载跳变到半载, $t=0.28\text{ s}$ 由半载跳变到满载, 并网电流 i_2 除了有电流纹波较大、系统稳态误差较大的问题之外, 还出现了超调量较大的现象, 说明阻尼比不在 $0.45\sim 0.707$ 的范围内, 系统稳定性差。

采用本文设计的 LCL 型并网逆变器自适应控制策略时, 三相并网电流 i_2 波形如图 9 所示。基于 RBF 网络的自适应控制器可根据外界条件变化, 通过在线辨识得到系统最优 K_p 、 K_i 值, 进而计算出有源阻尼系数 H_{i1} 。由图 9 可以看出, 当光照强度由 1000 W/m^2 变为 300 W/m^2 时, 系统可在大约 0.005 s 内完成调节, 与传统控制策略相比, 大大提高了调节速度, 两种光照条件下的并网电流 i_2 电流纹波都较小, 通过自适应调节计算得到的 H_{i1} 可以有效地抑制谐振问题, 并减少电流纹波, 使系统稳定运行, 具有良好的动态性能。

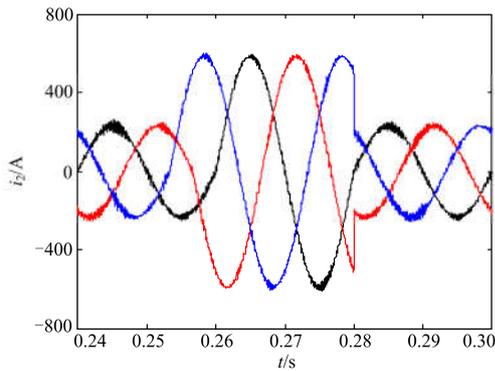


图 8 传统控制策略下并网逆变器在半载和满载间跳变时并网电流 i_2 的波形图

Fig. 8 Waveform of grid-connected current i_2 under the traditional control strategy between half and full load

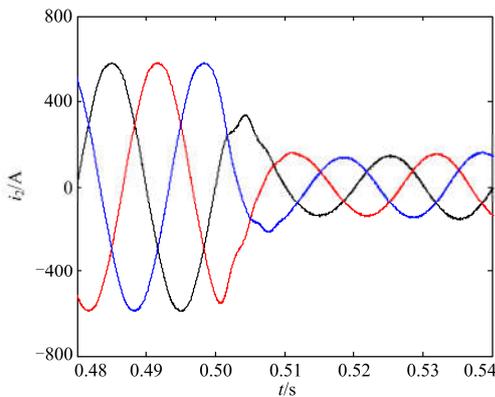


图 9 自适应控制策略下光照强度变化时并网电流 i_2 波形图
Fig. 9 Waveform of grid-connected current i_2 under the adaptive control strategy when light intensity changes

经检测, 自适应控制策略下并网电流 i_2 在光照强度为 1000 W/m^2 时总谐波畸变率 THD 为 1.24% , 各次谐波畸变率小于 3% ; 在光照强度为 300 W/m^2 时总谐波畸变率 THD 为 1.33% , 如图 10 所示。较传统控制策略可以更好地滤除谐波, 减小系统稳态误差, 系统稳定性增强, 并在光照强度突变的状况下, 仍能保证较高的电能质量。

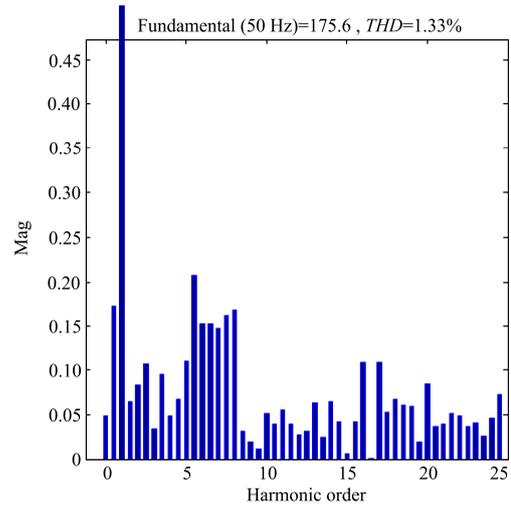


图 10 自适应控制策略下光照强度为 300 W/m^2 时并网电流 i_2 谐波分析

Fig. 10 Harmonic analysis of grid-connected current i_2 under the adaptive control strategy when the light intensity is 300 W/m^2

图 11 为自适应控制策略下并网逆变器在半载和满载间跳变时并网电流 i_2 的波形图。与图 8 比较可得, 系统并网电流纹波减小, 在半载和满载间跳变时并网电流 i_2 较稳定, 系统稳定性增加。

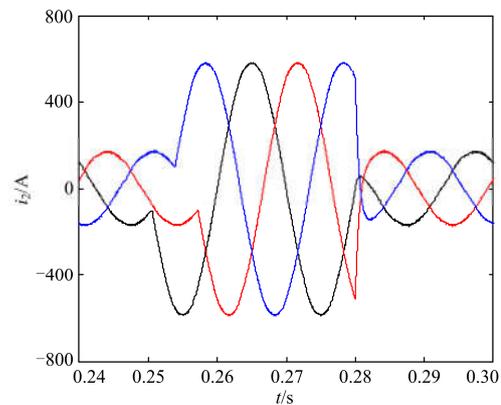


图 11 自适应控制策略下并网逆变器在半载和满载间跳变时并网电流 i_2 的波形图

Fig. 11 Waveform of grid-connected current i_2 under the traditional control strategy between half and full load

仿真结果证明: 基于 RBF 网络的自适应 PI 控制器具有很好的跟踪调节性能, 当外界条件突变时, 能快速找到合适的 PI 参数值, 使系统并网电流保持稳定; 在 PI 参数调节的基础上, 通过相角裕度、幅值裕度、系统阻尼比的约束条件, 计算得到 H_{i1} , 有效地抑制系统谐振问题, 减少并网电流纹波。

4 结论

(1) 针对现有控制器参数设计过于依赖系统建模的精确度, 设计过程较为复杂, 且无法适应输出功率变动带来的稳态误差影响, 提出一种基于 RBF 网络的自适应控制策略。该控制策略可依据外界条件变化, 准确快速地变动 PI 参数, 增加系统鲁棒性, 减少系统稳态误差, 解决了传统控制器参数难整定、设计复杂、反复试凑等缺点。

(2) 在 RBF 网络自适应控制策略中加入电容电流有源阻尼反馈, 有效地解决了 LCL 滤波器的谐振问题。利用 RBF 网络自适应控制器得到的 PI 参数, 根据系统所要求的相角裕度、幅值裕度、阻尼比三方面计算得到有源阻尼反馈系数取值范围, 在保证系统幅值裕度和相位裕度要求的前提下选取较小的 H_{i1} 能使系统具有更好的动态响应性能而不影响系统稳态响应。

参考文献

- [1] 刘书铭, 李陈莹, 李琼林, 等. 电力系统串联谐波谐振的特性分析与灵敏度计算[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(9): 21-27.
LIU Shuming, LI Chenying, LI Qionglin, et al. Characteristics analysis of power system series harmonic resonance and sensitivity calculation[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(9): 21-27.
- [2] 田鹏, 宣文华, 牛益国. 基于陷波控制的 LCL 型光伏并网逆变器谐波谐振抑制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(14): 82-88.
TIAN Peng, XUAN Wenhua, NIU Yiguo. Suppression of harmonic resonance for photovoltaic grid-connected inverter with LCL filter based on notch filter control[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(14): 82-88.
- [3] 苏菲, 梁昊, 王养浩. 大规模光伏并网发电系统拓扑结构的对比研究[J]. 陕西电力, 2015, 43(3): 16-20, 71.
SU Fei, LIANG Hao, WANG Yanghao. Comparative analysis on large-scale grid-connected PV system topology[J]. Shaanxi Electric Power, 2015, 43(3): 16-20, 71.
- [4] 彭咏龙, 朱劲波, 李亚斌. 基于电感电压反馈和输入整形技术的 LC 滤波器混合阻尼控制[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(2): 103-107.
PENG Yonglong, ZHU Jinbo, LI Yabin. Hybrid damping control based on the LC filter inductor voltage feedback and input shaping techniques[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(2): 103-107.
- [5] 彭秋波, 盘宏斌, 刘勇, 等. LCL 型三相并网逆变器双闭环解耦控制器设计[J]. 电工技术学报, 2014, 29(4): 103-110.
PENG Qiubo, PAN Hongbin, LIU Yong, et al. Design of dual-loop decoupling controller in LCL three-phase grid-connected inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(4): 103-110.
- [6] 郑昕昕, 肖岚, 王长宝, 等. 三相变流器 LCL 滤波器参数优化新方法[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(12): 55-63.
ZHENG Xinxin, XIAO Lan, WANG Changbao, et al. A new parameter optimization method of LCL filters in three-phase converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(12): 55-63.
- [7] PENA-ALZOLA R, LISERRE M, BLAABJERG F, et al. Analysis of the passive damping losses in LCL-filter-based grid converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6): 2642-2646.
- [8] 庄超, 叶永强, 赵强松, 等. 基于分裂电容法的 LCL 并网逆变器控制策略分析与改进[J]. 电工技术学报, 2015, 30(16): 85-93.
ZHUANG Chao, YE Yongqiang, ZHAO Qiangsong, et al. Analysis and improvement of the control strategy of LCL grid-connected inverter based on split-capacitor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(16): 85-93.
- [9] 徐志英, 许爱国, 谢少军. 采用 LCL 滤波器的并网逆变器双闭环入网电流控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(27): 36-41.
XU Zhiying, XU Aiguo, XIE Shaojun. Dual-loop grid current control technique for grid-connected inverter using an LCL filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(27): 36-41.
- [10] 潘冬华, 阮新波, 王学华, 等. 提高 LCL 型并网逆变器鲁棒性的电容电流即时反馈有源阻尼方法[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(18): 1-10.
PAN Donghua, RUAN Xinbo, WANG Xuehua, et al. A capacitor-current real-time feedback active damping method for improving robustness of the LCL-type grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(18): 1-10.

[11] 李建泉, 吴小云, 何星瑶, 等. 集中补偿型 LCL-APF 的有源阻尼控制方法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(5): 101-106.
LI Jianquan, WU Xiaoyun, HE Xingyao, et al. Research on the active power damping control of LCL-APF based on concentrated compensation[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(5): 101-106.

[12] 尹靖元, 金新民, 吴学智, 等. 基于带通滤波器的 LCL 型滤波器有源阻尼控制[J]. 电网技术, 2013, 37(8): 2376-2382.
YIN Jingyuan, JIN Xinmin, WU Xuezhi, et al. Active damping control strategy for LCL filter based on band pass filter[J]. Power System Technology, 2013, 37(8): 2376-2382.

[13] 杨仁增, 张光先. LCL 并网滤波器的非线性阻尼控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(24): 152-159.
YANG Renzeng, ZHANG Guangxian. Nonlinear damping controller for grid-connected LCL filters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(24): 152-159.

[14] 贾鹏宇, 李艳, 郑琼林. 电压型级联系统中减小源变换器输出阻抗的有源阻尼控制方法[J]. 电工技术学报, 2015, 30(8): 71-82.
JIA Pengyu, LI Yan, ZHENG Qionglin. An active damping method to reduce output impedance of converters in voltage source cascaded system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(8): 71-82.

[15] 金亮亮, 周荔丹, 姚刚, 等. 适用于并网逆变器的新型 LCL 滤波器[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(11): 1-8.
JIN Liangliang, ZHOU Lidan, YAO Gang, et al. A novel LCL filter adopted in grid-connected inverter[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(11): 1-8.

[16] 黄挚雄, 徐保友, 沈玲菲, 等. LCL 并网逆变器新型电流双闭环控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(17): 1-5.
HUANG Zhixiong, XU Baoyou, SHEN Lingfei, et al. New current double closed loop control strategy of LCL grid-connected inverter[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(17): 1-5.

[17] 刘伟增, 刘永奎, 郭磊. LCL 滤波三电平并网逆变器有源阻尼控制[J]. 电力电子技术, 2012, 46(8): 6-8.
LIU Weizeng, LIU Yongkui, GUO Lei. Active damping for a LCL filter grid-connected inverter based on three-level topology[J]. Power Electronics, 2012, 46(8): 6-8.

[18] 吕永灿, 林桦, 杨化承, 等. 基于多谐振控制器和电容电流反馈有源阻尼的 PWM 变换器电流环参数解耦设计[J]. 中国电机工程报, 2013, 33(27): 44-51, 8.
LÜ Yongcan, LIN Hua, YANG Huacheng, et al. Decouple design of current loop parameters for PWM converters based on multi-resonant controllers and capacitor current feedback active damping[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(27): 44-51, 8.

收稿日期: 2016-07-12; 修回日期: 2016-08-30

作者简介:

满 灿(1992—), 女, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为光伏并网电能质量分析; E-mail: can1992011@163.com

王宝华(1968—), 男, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为电力系统分析、运行、控制与规划和电力系统继电保护及安全自动装置。E-mail: wangbaohuaa@163.com

(编辑 张爱琴)