

一种归一化 QPLL 的未知时变谐波噪声 主动控制算法

刘锦春¹, 袁建², 黄峰¹, 沈惠杰³, 张春辉⁴, 杨理华⁵

(1. 福州大学机械工程及自动化学院, 福建福州 350108; 2. 山东理工大学交通与车辆工程学院, 山东淄博 266018;
3. 海军工程大学, 湖北武汉 430033; 4. 海军研究院, 北京 1001614; 5. 海军潜艇学院, 山东青岛 266199)

摘要: 针对船舶机械未知时变谐波噪声的主动控制问题, 基于正交锁相环原理, 提出了一种归一化 QPLL (Quadrature Phase Locked Loop) 的未知时变谐波噪声主动控制方法. 通过在相位/频率更新结构中引入参数调整因子, 形成一种改进的 QPLL 结构; 引入次级通道, 设计并提出了基于 QPLL 的未知时变谐波噪声控制算法. 首先, 通过平均化理论和线性化方法, 分析该算法的稳定性, 指出了次级通道特性和谐波信号幅值对该算法收敛性能的影响; 其次, 基于分析结果, 引入次级通道、幅值归一化措施, 形成一种归一化的未知时变谐波噪声主动控制算法, 提升稳定性和收敛速度; 最后, 通过仿真验证了归一化改进措施对未知时变谐波噪声主动控制算法综合性能的改善效果.

关键词: 噪声主动控制; 未知频率; 时变; 谐波

中图分类号: TP273+.2

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2020)11-2186-10

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2020.11.013

A Normalized QPLL Based Active Control Algorithm for Unknown and Time-Varying Harmonic Noise

LIU Jin-chun¹, YUAN Jian², HUANG Feng¹, SHEN Hui-jie³, ZHANG Chun-hui⁴, YANG Li-hua⁵

(1. School of Mechanical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou, Fujian 350108, China;

2. School of Transportation and Vehicle Engineering, Shandong University of Technology, Zibo, Shandong 266018, China;

3. Naval University of Engineering, Wuhan, Hubei 430033, China; 4. Naval Academy, Beijing 100161, China;

5. Navy Submarine Academy, Qingdao, Shandong 266199, China)

Abstract: In order to tackle the problem of active control of unknown and time-varying harmonic noise induced by ship on-board machinery, a modified normalized QPLL (Quadrature Phase Locked Loop) based active control algorithm is proposed inspired by quadrature phase locked loop tracking mechanism. With the introduction of adjustment parameter in phase/frequency structure, an improved QPLL structure is derived. Then, design of active control algorithm based on QPLL is proposed by introducing secondary path in the control loop. In the proposed algorithm, firstly, performance effect caused by secondary path and amplitude of sinusoidal signal is pointed out by using averaging theory and approximating analysis. Secondly, an improved active control algorithm for time-varying sinusoidal is proposed with the normalization of secondary path and amplitude. Finally, simulation results validate the effective performance improvement of active control algorithm for unknown and time-varying harmonic noise.

Key words: active noise control; unknown frequency; time-varying; harmonic noise

1 引言

船舶机械设备工况变化导致其谐波噪声具有时变特性. 这类噪声不仅恶化船上工作人员的工作环境, 也

影响船舶的声隐身性能^[1]. 敷设消声阻尼材料、浮筏隔振等传统被动方法已在国内外船舶上得到广泛应用, 而主动控制可在这些被动方法的基础进一步减小低频振动辐射噪声的传递, 改善船舶的声隐身性能和舒适

收稿日期: 2020-04-16; 修回日期: 2020-07-21; 责任编辑: 马兰英

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 51579242, No. 51705529, No. 51909267, No. 11802338, No. 12002088); 福建省自然科学基金 (No. 2020J05101, No. 2020J05103); 福州大学科研启动基金 (No. GXRC-20049, No. GXRC-20017)

性^[2,3]. 传统谐波噪声主动控制中假定振源工况稳定, 参考信号频率已知或可通过转速传感器获得. 但由于实际条件限制, 转速传感器等非声学传感器难以安装. 传统谐波噪声主动控制方法, 如自适应前馈抵消 (Adaptive Feedforward Cancellation, AFC)^[4]、FxLMS (Filtered-x Least Mean Square)^[5] 等, 难以取得理想的谐波控制效果.

这类无法获得精确参考信号的谐波噪声控制方法可分为间接式^[6]和直接式^[7]两类. 前者需要预先拟合目标谐波信号模型, 间接估计频率, 然后按照频率固定的传统谐波控制算法进行控制^[8-10]. 而直接方法无需拟合目标谐波信号, 直接利用误差信号生成控制信号^[11-18]. Sun^[11]和 Xiao^[12,13]等人结合 FxLMS 算法, 进行频率估计和参考信号生成. 文献[11]基于控制系数更新步长很小的前提假设, 将误差信号稳态响应幅值作为性能函数, 通过局部线性化方法, 调节参考信号频率. 由于该方法在局部线性化处理中, 将次级通道特性忽略, 这将对控制算法的性能产生影响. 文献[12,13]在 FxLMS 和 FxRLS (Filtered-x Recursive Least Square) 结构中引入基于二阶模型的频率偏差补偿方法, 以跟踪频率. 文献[14]通过在文献[12]频率补偿环节中, 引入 IIR 频率估计方法, 提高收敛速度. 文献[15]进一步指出此方法^[12,13]需在参考信号生成中引入归一化, 生成标准正交的两路谐波信号, 改善算法的估计精度和鲁棒性. Pin 等^[16]在 AFC^[4,17]基础上, 引入频率估计结构, 形成了直接式谐波控制算法, 虽然该方法无需次级通道建模, 但要求次级通道满足正定条件. 该方法还指出如次级通道相位特性预先已知, 则可通过相位偏置, 放宽对次级通道稳定性条件. Liu^[18]等在文献[12]的基础上进一步发展了一种谐波噪声主动控制方法, 并指出: 次级通道响应差异将引起多谐波控制系统各个子系统收敛性能的差异, 可通过控制输出校正克服这一缺陷, 但尚未量化这一关系.

锁相环^[19-21]常用于未知谐波信号的幅值、相位、频率的估计和谐波信号的跟踪生成. 本文将锁相环结构认为是一种次级通道为 1 的自适应谐波控制算法的特殊结构. 从这一角度出发, 引入次级通道传递特性, 设计了一种未知时变谐波噪声的主动控制算法, 实现对未知时变谐波的跟踪控制. 首先, 基于相位/频率关系, 推导一种新的 QPLL 锁相环结构, 在此基础上, 引入次级通道特性, 设计了基于 QPLL 的自适应谐波控制算法 (QPLL-AHC); 其次, 通过平均化理论和线性化近似分析, 指出了次级通道特性、谐波信号幅值与该算法稳定性、收敛性能的关系, 就此分析结果提出了归一化的改进措施; 最后, 通过仿真验证了所提出算法在估计精度、收敛速度上的优越性能.

2 QPLL 结构

设谐波信号模型为:

$$d(t) = a_0 \cos \phi_0(t) + b_0 \sin \phi_0(t) + v(t) \quad (1)$$

式中, a_0 、 b_0 为幅值权系数, 相角 $\phi_0(t) = \omega_0 t + \delta_0(t)$ ($\delta_0(t)$ 为剩余相角), $v(t)$ 为背景噪声, 其方差为 σ_v^2 . 目标参数构成的空间为 $\boldsymbol{\theta}_0 = (a_0 \ b_0 \ \phi_0 \ \omega_0)^T$. 谐波信号 $d(t)$ 的估计值为 $y(\boldsymbol{\theta}(t), t) = a \cos \phi(t) + b \sin \phi(t)$. 设对应参数估计值构成的参数空间为 $\boldsymbol{\theta}(t) = [a \ b \ \omega \ \delta]^T$. 令性能函数为:

$$J(\boldsymbol{\theta}(t), t) = \frac{1}{2} e^2(t) = \frac{1}{2} [d(t) - y(\boldsymbol{\theta}(t), t)]^2 \quad (2)$$

式中, 拟合的谐波信号为 $y(\boldsymbol{\theta}(t), t)$. 沿着梯度方向, 对式(2)求导, 得:

$$\frac{d\boldsymbol{\theta}(t)}{dt} = -\boldsymbol{\mu} \frac{\partial J(\boldsymbol{\theta}(t), t)}{\partial \boldsymbol{\theta}(t)} \quad (3)$$

式中, 步长矩阵 $\boldsymbol{\mu}$ 用于调整算法的收敛步长. 由式(3)得:

$$\dot{a}(t) = \mu_a e(t) \cos \phi(t) \quad (4)$$

$$\dot{b}(t) = \mu_b e(t) \sin \phi(t) \quad (5)$$

$$\dot{\omega}(t) = \mu_\omega e(t) (-a \sin \phi(t) + b \cos \phi(t)) \quad (6)$$

$$\dot{\delta}(t) = \mu_\delta e(t) (-a \sin \phi(t) + b \cos \phi(t)) \frac{d\phi(t)}{d\delta} \quad (7)$$

式中, \dot{a} 表示估计值 a 对时间 t 的微分, 即 $\dot{a} = \frac{da}{dt}$. μ_a 、 μ_b 、 μ_ω 、 μ_δ 为相应步长参数; 不同于文献[19], 现将相位/频率模型重新设为 $\phi(t) = \omega t + \delta$, 则有 $\frac{d\phi(t)}{d\delta} = 1$ 、

$\frac{d\phi(t)}{d\omega} = t$ 和

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = \omega + t \frac{d\omega}{dt} + \frac{d\delta}{dt} \quad (8)$$

因此, 式(6)、式(7)可化为:

$$\dot{\omega}(t) = \mu_\omega t \cdot e(t) (-a \sin \phi(t) + b \cos \phi(t)) \quad (9)$$

$$\dot{\phi}(t) = \omega(t) + (t + \mu_\delta / (\mu_\omega t)) \dot{\omega}(t) \quad (10)$$

在式(9)中, 时变参数 t 将导致该方程为时变方程, 系统极易不稳定. 由于时间参数为正和该系统解的周期性, t 可用其在一段周期 T 内的均值代替^[19], 为 $T/2 = \pi/\omega$, 将其并入 μ_ω 中. 令 $\mu_1 = \mu_a$ 、 $\mu_2 = \mu_b$ 、 $\mu_3 = \mu_\omega t$ 、 $\mu_4 = t + \mu_\delta / (\mu_\omega t)$, 式(4)、式(5)、式(9)、式(10)可化为:

$$\dot{a}(t) = \mu_1 e(t) \cos \phi(t) \quad (11)$$

$$\dot{b}(t) = \mu_2 e(t) \sin \phi(t) \quad (12)$$

$$\dot{\omega}(t) = \mu_3 e(t) (-a \sin \phi(t) + b \cos \phi(t)) \quad (13)$$

$$\dot{\phi}(t) = \omega(t) + \mu_4 \dot{\omega}(t) \quad (14)$$

式中, μ_1 、 μ_2 、 μ_3 、 μ_4 为相应的步长参数. 式(11)~式(14)形成了改进的 QPLL 算法. 相比原算法, 改进的 QPLL 算法可通过调节 μ_4 调整系统相位/频率环节的收

敛速度、收敛精度.

3 基于 QPLL 的自适应谐波控制算法

3.1 基于 QPLL 的自适应谐波控制算法

自适应谐波控制 AHC(Adaptive Harmonic Control) 算法如图 2 所示,其中 $S(\theta)$ 为次级通道传递特性. 次级通道输出的次级噪声为:

$$y(t) = S(\theta) * u(t) = S(\theta) * (a \cos \phi(t) + b \sin \phi(t)) \quad (15)$$

式中, $*$ 表示卷积运算, $S(\theta)$ 为次级通道脉冲响应模型,控制信号 $u(t) = a \cos \phi(t) + b \sin \phi(t)$. 令性能函数为:

$$J(\theta(t), t) = \frac{1}{2} e^2(t) = \frac{1}{2} [d(t) - y(\theta(t), t)]^2 \quad (16)$$

同理,沿性能函数下降方向 $\frac{d\theta(t)}{dt} = -\mu \frac{\partial J(\theta(t), t)}{\partial \theta(t)}$, 推导得基于 QPLL 的自适应谐波控制算法(QPLL-AHC)为:

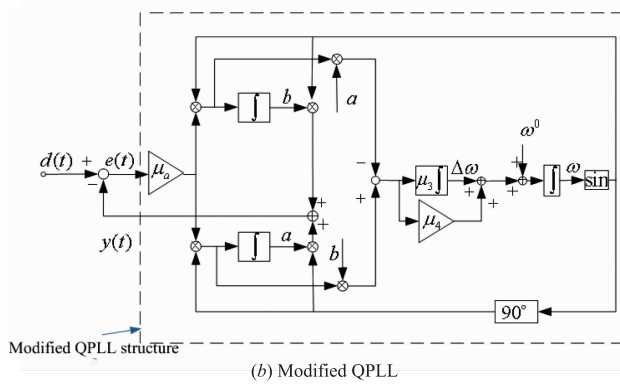
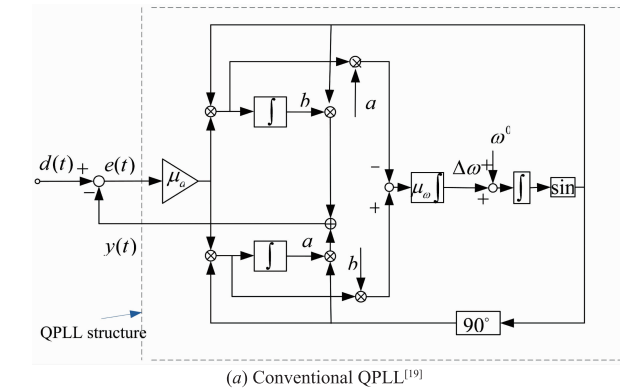


图1 QPLL结构

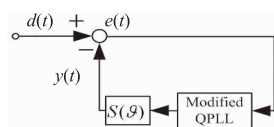


图2 自适应谐波控制(AHC)

$$\dot{a}(t) = \mu_1 e(t) [\hat{S}(\theta) * \cos \phi(t)] \quad (17)$$

$$\dot{b}(t) = \mu_2 e(t) [\hat{S}(\theta) * \sin \phi(t)] \quad (18)$$

$$\dot{\omega}(t) = \mu_3 e(t) \{ -a \cdot \hat{S}(\theta) * \sin \phi(t) + b \cdot \hat{S}(\theta) * \cos \phi(t) \} \quad (19)$$

$$\dot{\phi}(t) = \omega(t) + \mu_4 \mu_3 \{ -a \cdot \hat{S}(\theta) * \sin \phi(t) + b \cdot \hat{S}(\theta) * \cos \phi(t) \} \quad (20)$$

式中, $\mu_1, \mu_2, \mu_3, \mu_4$ 为步长参数, $\hat{S}(\theta)$ 为次级通道估计模型. 式(17) ~ 式(20) 构成的 QPLL-AHC 算法如图 2 所示. 比较图 2 和图 1 可知, 当 QPLL-AHC 算法的次级通道及其估计模型均为 1 时, 式(17) ~ 式(20) 构成的算法即如图 1(b) 所示.

3.2 稳定性分析

QPLL-AHC 自适应谐波控制算法是一类非线性耦合系统. 该系统方程的幅值系数和估计频率方程相互耦合. 平均化理论是分析这类非线性系统的有效方法^[22]. 下面将通过平均化理论, 分析该自适应谐波控制系统的稳定性.

(1) 无次级通道时, 系统稳定性分析

假设 QPLL-AHC 渐进稳定收敛, 且不考虑次级通道传递特性 ($S(\theta) = 1$) 的影响. 其相位为 $\phi(t) = \omega \times t + \phi$, ω, ϕ 分别为谐波信号的频率和相角. 在目标收敛值附近, 令 $\tilde{a} = a(t) - a_0, \tilde{b} = b(t) - b_0, \tilde{\phi} = \phi_0(t) - \phi$, $\delta_\omega = \omega(t) - \omega_0$, 则有:

$$e(t) = a_0 \cos \phi_0(t) + b_0 \sin \phi_0(t) - [a(t) \cos \phi(t) + \hat{b}(t) \sin \phi(t)] = -[\cos \phi(t) \quad \sin \phi(t)] \begin{bmatrix} a(t) \\ b(t) \end{bmatrix} - P w^* \quad (21)$$

式中, $w^* = [a_0 \quad b_0]^T, P = \begin{bmatrix} \cos \tilde{\phi} & \sin \tilde{\phi} \\ -\sin \tilde{\phi} & \cos \tilde{\phi} \end{bmatrix}$. 将式(21)

代入式(11) ~ 式(14), 化简得:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{a}} \\ \dot{\tilde{b}} \end{bmatrix} = -\mu \begin{bmatrix} \cos \phi(t) \\ \sin \phi(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \phi(t) & \sin \phi(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a(t) \\ b(t) \end{bmatrix} - P w^* \quad (22)$$

$$\delta_\omega = \mu_3 \begin{bmatrix} a(t) \\ b(t) \end{bmatrix} - P w^* \begin{bmatrix} \cos \phi(t) \\ \sin \phi(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \phi(t) & \sin \phi(t) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{a} + a_0 \\ \tilde{b} + b_0 \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$\dot{\tilde{\phi}} = -\delta_\omega - \mu_4 \mu_3 \begin{bmatrix} \hat{a} \\ \hat{b} \end{bmatrix} - P w^* \begin{bmatrix} \cos \phi \\ \sin \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \phi & \sin \phi \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{a}(n) + a_0 \\ \tilde{b}(n) + b_0 \end{bmatrix} \quad (24)$$

由平均化理论,式(22)~式(24)对应的平均化方程可化为:

$$\dot{\bar{a}} = -\frac{\mu_1}{2}\bar{a} + \frac{\mu_1}{2}a_0[\cos\bar{\phi} - 1] + \frac{\mu_1}{2}b_0\sin\bar{\phi} \quad (25)$$

$$\dot{\bar{b}} = -\frac{\mu_2}{2}\bar{b} + \frac{\mu_2}{2}b_0[\cos\bar{\phi} - 1] - \frac{\mu_2}{2}a_0\sin\bar{\phi}$$

$$\dot{\bar{\delta}}_\omega = \mu_3 \begin{bmatrix} \bar{a} - a_0(\cos\bar{\phi} - 1) - b_0\sin\bar{\phi} \\ \bar{b} - b_0(\cos\bar{\phi} - 1) + a_0\sin\bar{\phi} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{a} + a_0 \\ \bar{b} + b_0 \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$\dot{\bar{\phi}} = -\dot{\bar{\delta}}_\omega +$$

$$\mu_4\mu_3 \begin{bmatrix} \bar{a} - a_0(\cos\bar{\phi} - 1) - b_0\sin\bar{\phi} \\ \bar{b} - b_0(\cos\bar{\phi} - 1) + a_0\sin\bar{\phi} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{a} + a_0 \\ \bar{b} + b_0 \end{bmatrix} \quad (27)$$

式中, $\bar{a}, \bar{b}, \bar{\delta}_\omega, \bar{\phi}$ 为 $\tilde{a}, \tilde{b}, \tilde{\delta}_\omega, \tilde{\phi}$ 在平均化系统中对应的平均化参数. 去除高阶分量 $O(\alpha^2)$, 可建立如下差分方程组:

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{a}} \\ \dot{\bar{b}} \\ \dot{\bar{\phi}} \\ \dot{\bar{\delta}}_\omega \end{bmatrix} = \mathbf{T}_1 \begin{bmatrix} \bar{a} \\ \bar{b} \\ \bar{\phi} \\ \bar{\delta}_\omega \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2}\mu & 0 & \frac{1}{2}\mu b_0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{2}\mu & -\frac{1}{2}\mu a_0 & 0 \\ \mu_4\mu_3 b_0 & -\mu_4\mu_3 a_0 & -\mu_4\mu_3[a_0^2 + b_0^2] & -1 \\ -\mu_3 b_0 & \mu_3 a_0 & \mu_3[a_0^2 + b_0^2] & 0 \end{bmatrix} \quad (28)$$

式中, $\mu = \mu_1 = \mu_2$. 式(28)构成的系统稳定的条件为: \mathbf{T}_1 的特征根 $\lambda_{T,i}$ 在复平面的左半平面内. 令特征方程 $\det(\lambda \mathbf{I} - \mathbf{T}_1) = 0$ (\mathbf{I} 为单位矩阵), 可得:

$$\lambda_{T,i} = 0, -\frac{\mu}{2}, -\frac{\mu_3\mu_4(a_0^2 + b_0^2)}{2} - \frac{\mu}{4} \pm \frac{\sqrt{(2\mu_3\mu_4(a_0^2 + b_0^2) + \mu)^2 - 16\mu_3(a_0^2 + b_0^2)}}{4}, \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (29)$$

从上式可知, 使系统稳定收敛的条件为参数 μ, μ_3, μ_4 均取值为正. 从特征根值分布可知, 该频率收敛过程受到谐波信号幅值 $a_0^2 + b_0^2$ 的影响. 谐波信号幅值的差异导致其特征根值变化, 改变估计频率收敛速度.

(2) 存在次级通道时, 系统稳定性分析

若考虑次级通道传递特性, 次级通道输出的次级噪声为:

$$y(t) = \mathbf{S}(\boldsymbol{\theta}) * [\mathbf{X}^T \mathbf{w}(t)] \quad (30)$$

其中, $*$ 表示卷积运算, $\mathbf{w}(t) = [a \ b]^T$. 令 $|S(\omega)|, \phi$ 分别为次级通道频响函数的幅值和相位.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{S}(\boldsymbol{\theta}) * \sin\phi(t) \\ \mathbf{S}(\boldsymbol{\theta}) * \cos\phi(t) \end{bmatrix} = \mathbf{S} \begin{bmatrix} \sin\phi(t) \\ \cos\phi(t) \end{bmatrix}, \mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_R(\omega) & S_I(\omega) \\ -S_I(\omega) & S_R(\omega) \end{bmatrix} \quad (31)$$

其中, $*$ 表示卷积运算, $\mathbf{S}(\boldsymbol{\theta})$ 为次级通道脉冲响应函数, $S_R(\omega), S_I(\omega)$ 分别为次级通道频响函数的实部、虚部. 结合式(31), 将式(30)重新表示为:

$$y(t) = \mathbf{X}^T \mathbf{S}(\omega) \mathbf{w}(t) \quad (32)$$

式中, $\mathbf{X} = [\cos\phi(t) \ \sin\phi(t)]^T$. 为便于分析, 现将谐波信号模型重建为:

$$d(t) = \mathbf{X}_0^T \mathbf{S}(\omega_0) \boldsymbol{\theta}^* = \mathbf{X}_0^T \begin{bmatrix} S_R(\omega_0) & S_I(\omega_0) \\ -S_I(\omega_0) & S_R(\omega_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ b_0 \end{bmatrix}$$

式中, $\mathbf{X}_0 = [\cos\phi_0(t) \ \sin\phi_0(t)]^T$. 误差信号:

$$e(t) = d(t) - y(t) = -\mathbf{X}^T \mathbf{S}(\omega) [\mathbf{w} - \mathbf{w}^*] \quad (33)$$

式中,

$$\mathbf{w}^* = \mathbf{P} \begin{bmatrix} a_0 \\ b_0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{P} = \mathbf{S}^{-1} \begin{bmatrix} \cos\tilde{\phi}(t) & \sin\tilde{\phi}(t) \\ -\sin\tilde{\phi}(t) & \cos\tilde{\phi}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_R(\omega_0) & S_I(\omega_0) \\ -S_I(\omega_0) & S_R(\omega_0) \end{bmatrix} \quad (34)$$

式中, \mathbf{S}^{-1} 为 $\mathbf{S}(\omega)$ 的逆矩阵, $\tilde{\phi} = \phi_0(t) - \phi(t)$. 现假设^[17]: 估计频率 $\omega(t)$ 接近于谐波频率 ω_0 时, 可认为 $\mathbf{S}(\omega) \approx \mathbf{S}(\omega_0)$. 将 \mathbf{w}^* 重新表示为:

$$\mathbf{w}^* = \mathbf{S}^{-1} \begin{bmatrix} \cos\tilde{\phi} & \sin\tilde{\phi} \\ -\sin\tilde{\phi} & \cos\tilde{\phi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_R(\omega_0) & S_I(\omega_0) \\ -S_I(\omega_0) & S_R(\omega_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ b_0 \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \cos\tilde{\phi}a_0 + \sin\tilde{\phi}b_0 \\ -\sin\tilde{\phi}a_0 + \cos\tilde{\phi}b_0 \end{bmatrix}$$

式中, 上式第二行的近似中, 将 \mathbf{S}^{-1} 和 $\mathbf{S}(\omega_0)$ 均包含在 a_0, b_0 中. 令 $\tilde{a} = a(t) - a_0, \tilde{b} = b(t) - b_0, \tilde{\delta}_\omega = \omega(t) - \omega_0$. 结合式(33), 式(17)~式(20)可化为:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{a}} \\ \dot{\tilde{b}} \end{bmatrix} = -\mu \hat{\mathbf{S}}^T \mathbf{X} \mathbf{X}^T \mathbf{S} \begin{bmatrix} \tilde{a} \\ \tilde{b} \end{bmatrix} - \mathbf{w}^* \quad (35)$$

$$\dot{\tilde{\delta}}_\omega = -\mu_3 \chi_\omega$$

$$\dot{\tilde{\phi}} = -\tilde{\delta}_\omega + \mu_4 \mu_3 \chi_\omega$$

式中, $\hat{\mathbf{S}}$ 为次级通道频率响应矩阵 \mathbf{S} 的估计模型, $\hat{\mathbf{S}} =$

$$\begin{bmatrix} \hat{S}_R(\omega) & \hat{S}_I(\omega) \\ -\hat{S}_I(\omega) & \hat{S}_R(\omega) \end{bmatrix}, \hat{S}_R(\omega), \hat{S}_I(\omega) \text{ 分别为次级通道估计模型频响函数的实部、虚部,}$$

$$\chi_\omega = \begin{bmatrix} a \\ b - \mathbf{w}^* \end{bmatrix}^\top \cdot \mathbf{S}^\top \cdot \begin{bmatrix} \cos\phi \\ \sin\phi \end{bmatrix} [\cos\phi \quad \sin\phi] \hat{\mathbf{S}} \\ \times \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{a} + a_0 \\ \bar{b} + b_0 \end{bmatrix}$$

由平均化理论,有:

$$\bar{\chi}_\omega = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} a \\ b - \mathbf{w}^* \end{bmatrix}^\top \mathbf{S}^\top \hat{\mathbf{S}} \times \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{a} + a_0 \\ \bar{b} + b_0 \end{bmatrix} \quad (36)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{a}} \\ \dot{\bar{b}} \\ \dot{\bar{\phi}} \\ \dot{\bar{\delta}}_\omega \end{bmatrix} = \mathbf{T}_2 \begin{bmatrix} \bar{a} \\ \bar{b} \\ \bar{\phi} \\ \bar{\delta}_\omega \end{bmatrix}, \mathbf{T}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2}\mu D_m & \frac{1}{2}\mu E_m & \frac{1}{2}\mu(b_0 D_m - a_0 E_m) & 0 \\ 0 & -\frac{1}{2}\mu D_m & -\frac{1}{2}\mu(b_0 E_m + a_0 D_m) & 0 \\ \mu_4 \mu_3 (b_0 D_m + a_0 E_m) & -\frac{1}{2}\mu D_m & -\mu_4 \mu_3 (b_0^2 + a_0^2) D_m & -1 \\ -\mu_3 (b_0 D_m + a_0 E_m) & \mu_4 \mu_3 (b_0 E_m - a_0 D_m) & \mu_3 (b_0^2 + a_0^2) D_m & 0 \end{bmatrix} \quad (38)$$

以上结果可知, QPLL-AHC 算法解耦后线性化方程的稳定性可通过特征方程 $\det(\lambda_{T_2} \mathbf{I} - \mathbf{T}_2) = 0$ 的特征根来判断(\mathbf{I} 为单位矩阵). 若次级通道估计模型较为精确, 即 $E_m \approx 0, D_m \approx |S(\omega)|^2$, 则:

$$\mathbf{T}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2}\mu D_m & 0 & \frac{1}{2}\mu(b_0 D_m) & 0 \\ 0 & -\frac{1}{2}\mu D_m & -\frac{1}{2}\mu(a_0 D_m) & 0 \\ \mu_4 \mu_3 b_0 D_m - \mu_4 \mu_3 (a_0 D_m) & -\mu_4 \mu_3 (b_0^2 + a_0^2) D_m & -1 & \\ -\mu_3 b_0 D_m - \mu_3 (-a_0 D_m) & \mu_3 (b_0^2 + a_0^2) D_m & 0 & \end{bmatrix} \quad (39)$$

相应特征根为:

$$\lambda_{T_2, i} = 0, -\frac{\mu}{2} D_m, \left(-\frac{\mu_3 \mu_4 (a_0^2 + b_0^2)}{2} - \frac{\mu}{4} \right. \\ \left. \pm \frac{\sqrt{[2\mu_3 \mu_4 (a_0^2 + b_0^2) - \mu]^2 + 16\mu_3 (a_0^2 + b_0^2) D_m}}{4} \right) D_m,$$

$$i = 1, 2, 3, 4$$

分析特征根可知:

(1) 若次级通道模型被准确估计, 正的步长参数 μ 、 μ_3 、 μ_4 可令系统稳定.

(2) 单频谐波控制时, 谐波频率引起次级通道频率响应的均方值 D_m 差异. 这将导致 \mathbf{T}_2 的特征值 $\lambda_{T_2, 2}$ 、 $\lambda_{T_2, 3}$ 、 $\lambda_{T_2, 4}$ 变化; 而谐波信号幅值 $a_0^2 + b_0^2$ 仅影响 $\lambda_{T_2, 3}$ 、 $\lambda_{T_2, 4}$ 大小. 幅值权系数收敛方程主要受到次级通道特性 D_m 的影响, 而频率收敛方程同时受到次级通道特性 D_m 和谐波信号幅值 $a_0^2 + b_0^2$ 的影响.

(3) 若上述子系统多个并联, 形成多频控制算法, 可对各频率分量谐波分别进行控制, 但次级通道频率响应差异将导致各频率分量系统的幅值权系数收敛速度快慢不一致, 各频率分量强度差异, 将导致各个频率估计结果收敛速度快慢不一.

式中, $\hat{\mathbf{S}}^\top \mathbf{S} = \begin{bmatrix} D_m & E_m \\ -E_m & D_m \end{bmatrix}$, $E_m = \hat{S}_R \hat{S}_I - \hat{S}_I \hat{S}_R$, $D_m = \hat{S}_R \hat{S}_R + \hat{S}_I \hat{S}_I$. 去除高阶分量, 式(36)可化为:

$$\bar{\chi}_\omega = \bar{a}(-b_0 D_m - a_0 E_m) + \bar{b}(b_0 E_m - a_0 D_m) + \sin\bar{\phi}((b_0^2 + a_0^2) D_m) \quad (37)$$

联立式(35)、式(37), 可得:

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{2}\mu E_m & \frac{1}{2}\mu(b_0 D_m - a_0 E_m) & 0 \\ -\frac{1}{2}\mu D_m & -\frac{1}{2}\mu(b_0 E_m + a_0 D_m) & 0 \\ \mu_4 \mu_3 (b_0 D_m + a_0 E_m) & \mu_4 \mu_3 (b_0 E_m - a_0 D_m) & -\mu_4 \mu_3 (b_0^2 + a_0^2) D_m & -1 \\ -\mu_3 (b_0 D_m + a_0 E_m) & -\mu_3 (b_0 E_m - a_0 D_m) & \mu_3 (b_0^2 + a_0^2) D_m & 0 \end{bmatrix} \quad (38)$$

4 改进的自适应谐波控制算法研究

4.1 改进的自适应谐波控制算法 (Improved QPLL-AHC)

为改善 QPLL 方法的频率跟踪性能, 使其在单频谐波噪声幅值不同的情况下具有较为一致的收敛速度, 现引入幅值归一化措施, 可得:

$$\begin{aligned} \dot{a}(t) &= \mu_1 e(t) \cos\phi(t) \\ \dot{b}(t) &= \mu_2 e(t) \sin\phi(t) \\ \dot{\omega}(t) &= \mu_3 e(t) \{-a \sin\phi(t) + b \cos\phi(t)\} / A \\ \dot{\phi}(t) &= \hat{\omega}(t) + \mu_4 \dot{\omega}(t) \end{aligned} \quad (40)$$

式中, $A = a^2 + b^2$, 相应特征根为:

$$\lambda_{T_1, i} = 0, -\frac{\mu}{2}, -\frac{\mu_3 \mu_4}{2} - \frac{\mu}{4} \\ \pm \frac{\sqrt{(2\mu_3 \mu_4 + \mu)^2 - 16\mu_3}}{4}, i = 1, 2, 3, 4$$

式中, $\lambda_{T_1, i}$ 与输入信号幅值无关, 因此, 频率收敛方程的收敛速度与所估计信号幅值无关. 同理, 为使改进后的自适应谐波控制算法幅值权系数收敛与次级通道无关, 在幅值权系数更新方程(式(17)、式(18))中引入次级通道响应归一化; 为使得频率更新与幅值权系数、次级通道响应无关, 在式(19)中, 同时引入幅值响应和次级通道响应归一化, 可得改进的自适应谐波控制算法(IQPLL-AHC)为:

$$\dot{a}(t) = \mu_1 e[\hat{S}(\boldsymbol{\theta}) * \cos\phi(t)] / D_m \quad (41)$$

$$\dot{b}(t) = \mu_2 e(t) [\hat{S}(\boldsymbol{\theta}) * \sin\phi(t)] / D_m \quad (42)$$

$$\dot{\omega}(t) = \mu_3 e(t) \{-a \cdot \hat{S}(\boldsymbol{\theta}) * \sin\phi(t) \\ + b \cdot \hat{S}(\boldsymbol{\theta}) * \cos\phi(t)\} / (A \cdot D_m) \quad (43)$$

$$\dot{\phi}(t) = \omega(t) + \mu_4 \mu_3 \{-a \cdot \hat{S}(\boldsymbol{\theta}) * \sin\phi(t) \\ + b \cdot \hat{S}(\boldsymbol{\theta}) * \cos\phi(t)\} / (A \cdot D_m) \quad (44)$$

式中, $D_m = |\hat{S}(\boldsymbol{\theta})|^2$. 相应特征根为:

$$\lambda_{T_{i,i}} = 0, -\frac{\mu}{2}, -\frac{\mu}{4} - \frac{\mu_4 \mu_3}{2} \pm \frac{\sqrt{4\mu_4^2 \mu_3^2 + 4\mu_4 \mu_3 \mu + \mu^2 - 16\mu_3}}{4},$$

$$i = 1, 2, 3, 4 \quad (45)$$

从上式可知,特征值 $\lambda_{T_{i,i}}$ 与谐波幅值无关. 正的步长参数 μ, μ_3 和 μ_4 , 可使系统满足稳定性条件. 单频控制时,改进算法的收敛速度不受谐波幅值和次级通道特性影响;在多频控制时,可通过统一步长参数,使得各个子系统频率估计、权系数收敛速度一致.

4.2 比较分析

目前,国内外提出了各种直接式谐波噪声控制算法^[11,16],下面分析所提出的算法与文献[11,16]之间的性能差异.

(1) 文献[11]基于局部线性化方法,对谐波频率邻近的误差信号的稳态幅值均方值求取梯度值,并将其作为频率估计的搜索方向. 其频率更新方程为:

$$\omega_0(n+1) = \omega_0(n) + \lambda e(n) [w_1(n) \cos(\omega_0 \times n) - w_0(n) \sin(\omega_0 \times n)]$$

式中, λ 为更新步长, $\omega_0(n)$ 为估计频率, $e(n)$ 为误差信号, w_1, w_0 为控制权系数. (1) 在频率更新中并未对参考信号 $\cos \omega_0 \times n, \sin \omega_0 \times n$ 进行滤波处理; (2) 未考虑次级通道、谐波幅值对算法性能的影响. 该方法收敛慢、且稳定性不足. 所提出的 QPLL-AHC 方法 ($\mu_4 = 0$ 情形) 与文献[16]的性能差异见下一节仿真 5.

(2) 文献[16]提出了基于 AFC 的直接式谐波控制算法. 该算法与所提出的 IQPLL-AHC 均可用于未知谐波噪声的主动控制. 两者主要异同为:

(a) 文献[16]和所提出算法在频率更新中均采用幅值均方归一化处理. 文献[16]提出了两种控制信号生成方法:①未对控制信号进行相位偏置,但要求次级

通道满足严格正定条件;②对控制信号相位偏置,实际上等效于对参考信号进行了滤波处理(两者本质上的异同将在后续研究中展开).

(b) 文献[16]未指出次级通道对系统收敛性能影响,次级通道响应差异将导致:单频控制时,次级通道特性影响频率收敛速度;多频控制时,各个子系统的收敛速度不一致,影响多谐波控制效果,而所提出算法指出并克服了这一缺陷.

综上所述,相比现有算法,所提出的未知时变谐波噪声控制算法不仅具有稳定性优势,而且对次级通道特性和未知谐波噪声幅值变化不敏感. 在次级通道特性和谐波幅值变化情形,收敛速度能够保持一致. 下一节将通过仿真验证这一结果.

5 仿真分析

为验证所提出算法的性能,开展如下仿真. 估计频率为 $f = f_s \cdot \hat{\omega} / 2\pi$, f_s 为采样频率.

仿真 1 前文理论分析结果(式(29))可知,调整步长 μ_4 可以调节 QPLL-AHC 算法的收敛特性. 现仿真分析步长 μ_4 对 QPLL-AHC 算法性能的影响. 令次级通道特性为低通滤波器 FIR1(10, 0.4)^[8], 次级通道估计模型与实际模型一致,背景噪声方差为 0.0006. 谐波幅值、频率 f_0 在前 10s 为 0.6、50Hz, 在 10s 变化为 0.4、45Hz, 在 20s 后跳变为 0.6、50Hz. 参考信号频率初值为 45Hz. 步长参数分别为 $\mu_1 = \mu_2 = 5$ 、 $\mu_3 = 1$ 、 $\mu_4 = 100$. 令估计频率均方误差值为 $MSE_f(n) = E\{[f - f_0]^2\}$. μ_4 因子引入前、后, QPLL-AHC 算法仿真结果分别如图 3(a)、(b)所示(40 次独立仿真). 图 3(a) 表示算法估计频率均方误差收敛曲线; 而图 3(b) 表示误差信号均方偏差曲线. 从图 3 可知,引入 μ_4 因子不仅加快算法的收敛速度,还提高了频率估计精度,改善控制效果.

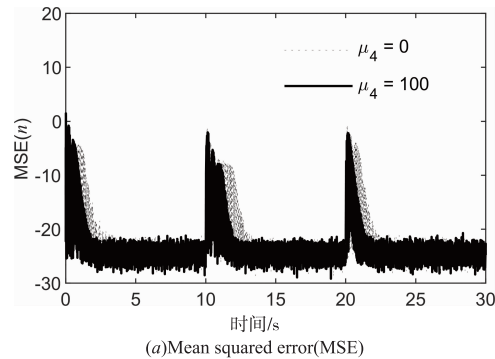
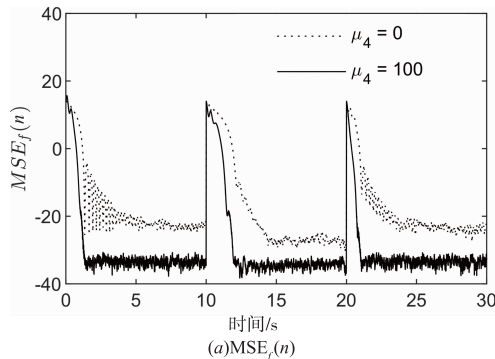


图3 QPLL-AHC算法性能($\mu=0; \mu_4=100$)

仿真 2 在单频谐波幅值变化时,对 QPLL-AHC 和 IQPLL-AHC 算法的性能差异进行比较. 令谐波频率为 100Hz, 频率初值为 90Hz; 次级通道特性为 $0.2 \times \text{FIR1}$

(10, 0.4), 谐波频率前 10s 为 100Hz, 在 10s 变化为 90Hz, 在 20s 变化为 100Hz. 参考信号频率初值为 95Hz. 步长参数分别为 $\mu_1 = \mu_2 = 50$ 、 $\mu_3 = 0.2$ 、 $\mu_4 = 150$. 谐波

幅值 A_0 分别为 1、0.6、0.3 时,两种算法的估计频率 f 收敛结果如图 4(a)、(b) 所示. 对比两者收敛速度可知, IQPLL-AHC 在同频谐波信号幅值发生变化时,能保持一致的收敛速度,而 QPLL-AHC 算法谐波幅值越小

收敛速度越慢. 相比之下, IQPLL-AHC 能够更快速的跟踪时变谐波信号, 实现谐波抑制. 这一结果验证了 3.2 节的分析结论.

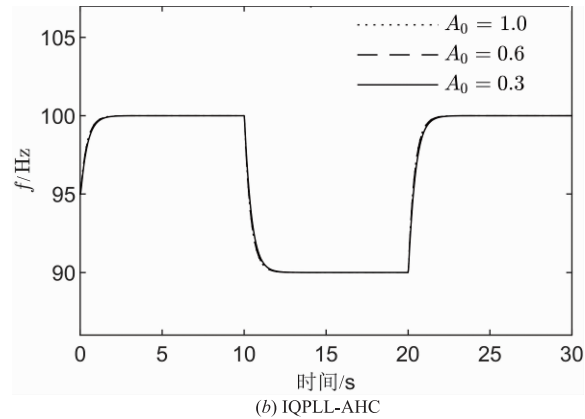
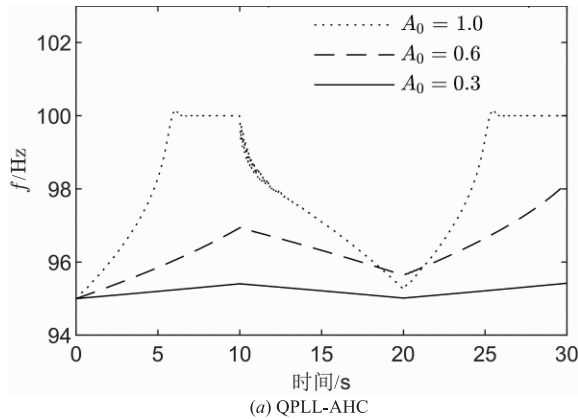


图4 谐波幅值变化时,改进前后算法性能比较

仿真 3 为比较次级通道变化对所提出算法性能影响,令谐波频率为 100Hz. 频率初值为 100Hz;谐波频率前 15s 为 100Hz,在 15s 变为 90Hz. 步长参数为 $\mu_1 = \mu_2 = 50$ 、 $\mu_3 = 0.02$ 、 $\mu_4 = 150$. 在 15s 前,次级通道及其估计模型如图 5(a) 所示;原算法频率 f 收敛结果如图 6(a) 所示,虚线表示次级通道 S_1 保持不变时频率收敛结果,实线表示次级通道特性 S_1 在 15s 跳变为 S_2 的频率收敛结果. 改进后算法频率 f 收敛结果如图 6(b) 所示,虚线表示次级通道保持不变时频率收敛结果,实线表

示次级通道特性在 15s 跳变为 S_2 的频率收敛结果. 从估计频率 f 曲线可知,在初始阶段频率收敛并保持不变,原算法 QPLL-AHC 在谐波频率与次级通道特性同时发生变化时,频率收敛速度受次级通道影响,发生变化,如图 6(a) 所示;而改进后算法 IQPLL-AHC 能够在谐波频率与次级通道特性同时变化时,较快跟踪谐波信号,并且频率收敛速度几乎不受次级通道变化影响,如图 6(b) 所示.

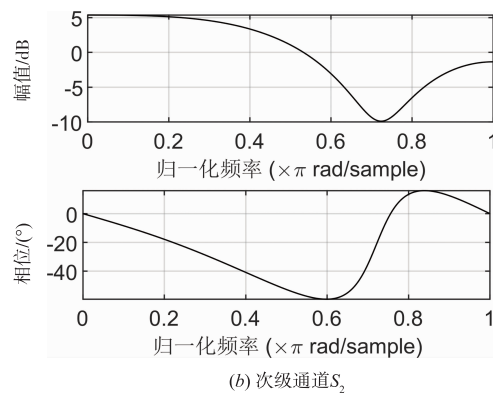
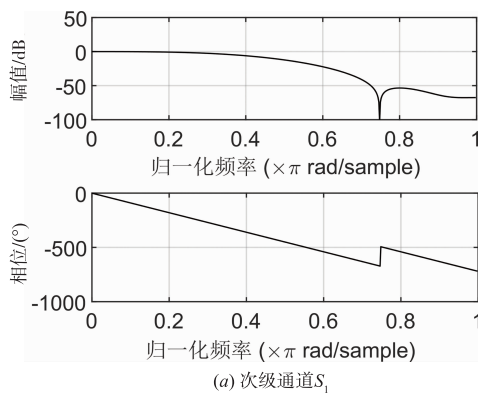


图5 次级通道特性

仿真 4 将图 2 所示单频结构并联,即可实现多谐波控制算法. 与文献[8,12]多频并联形式类似,第 i 个频率分量控制结构用以控制第 i 个频率分量的谐波信号. 并联控制时,控制信号为次级源各个频率控制信号输出之和. 现比较第 3 节改进前后算法(QPLL-AHC 和 IQPLL-AHC)的多频谐波控制性能. 各频率谐波分量强度存在差异,令幅值比为 1:0.6:0.3. 次级通道特性为 S_1 (见图 5(a)). 谐波频率在 10s 前为 50Hz、100Hz、150Hz,然后在 10s 跳变到 47.5Hz、95Hz、142.5Hz,在

20s 时,跳变到 50Hz、100Hz、150Hz. 步长为 $\mu_{1,i} = \mu_{2,i} = 5$ 、 $\mu_{3,i} = 0.2$ 、 $\mu_{4,i} = 150$ ($i = 1, 2, 3$). 相应结果如图 7 所示. 虚线表示 IQPLL-AHC 的频率收敛结果,实线表示 QPLL-AHC 的收敛结果. 从图 7 可以看出,在 50Hz 左右,两者收敛速度接近一致,在 100Hz、150Hz 处,谐波幅值下降,原算法收敛速度越慢,而改进算法 IQPLL-AHC 几乎不受谐波幅值的影响,始终保持一致.

仿真 5 为了比较分析文献[11]与所提出的 IQPLL-AHC 算法性能差异,令离散化后步长参数为 $\mu_1 =$

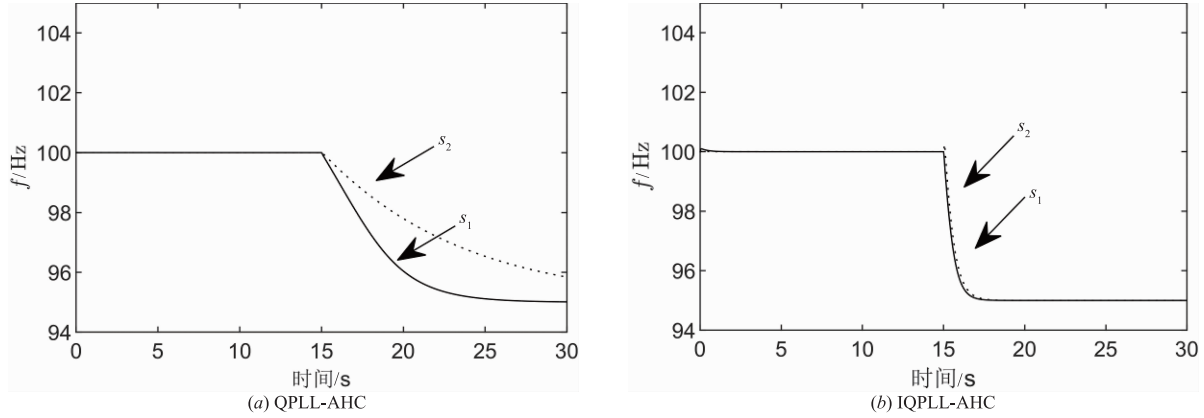


图6 次级通道特性变化时,改进前后算法比较

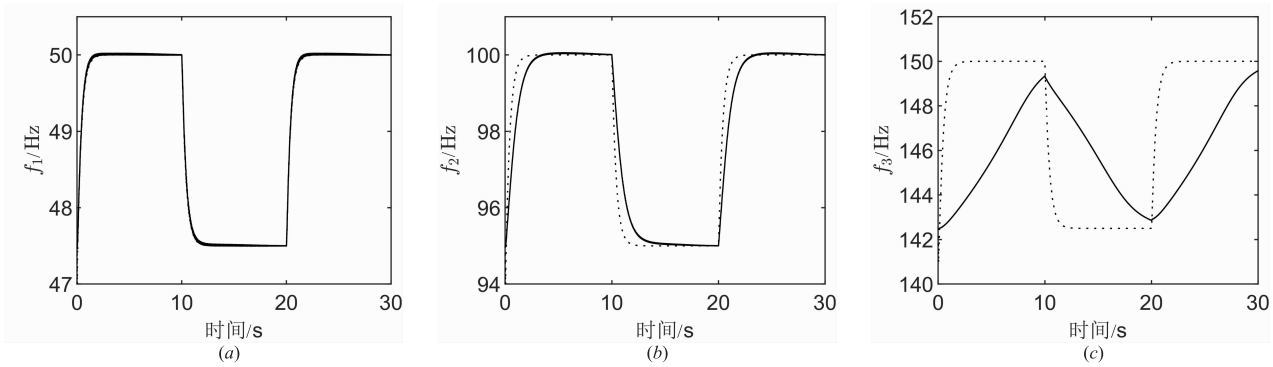


图7 两种算法的多频谐波控制效果(幅值 $A_{0,j}$ 比为1:0.6:0.3,虚线: IQPLL-AHC,实线: QPLL-AHC)

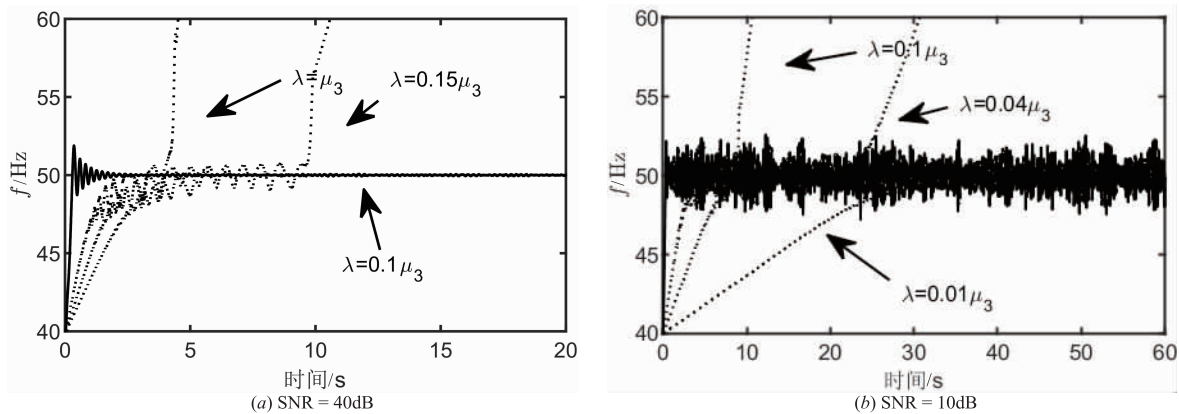


图8 文献[11]和IQPLL-AHC性能比较(实线: IQPLL-AHC,虚线:文献[11])

$\mu_2 = 0.02, \mu_3 = 0.005, \mu_4 = 150$,次级通道特性为 S_1 . 不同信噪比情况下,文献[11](式(23) $\mu = 0.02$) λ 取不同步长时,频率收敛结果如图8所示.图8(a)为信噪比 $SNR = 40\text{dB}$ 的频率估计结果,图8(b)为 $SNR = 10\text{dB}$ 的频率估计结果.实线表示 IQPLL-AHC 频率收敛结果,而虚线表示文献[11]频率收敛结果.从图8中可知,文献[11]中未采用次级通道滤波,需要将步长 λ 取较小的值才能保证收敛.随着信噪比的降低,IQPLL-AHC 仍能保持收敛,而文献[11]需令 λ 更小才能保证收敛.

此结果说明在频率估计中对参考信号进行次级通道滤波提高了算法的抗噪稳定性和步长边界.

为了比较分析文献[16](控制信号进行相位偏置)与 IQPLL-AHC 算法的性能差异,进行了如下比较仿真.两者算法的步长参数一致(文献[16]: $\lambda = 50, \mu_\theta = 0.6, \mu_\omega = 4$,所提出算法: $\mu_1 = \mu_2 = 50, \mu_3 = 50$);谐波幅值比为1:0.6:0.3;谐波频率在10s前为50Hz、100Hz、150Hz,然后在10s跳变到47.5Hz、95Hz、142.5Hz,在20s时,跳变到50Hz、100Hz、150Hz.仿真结果如图9所

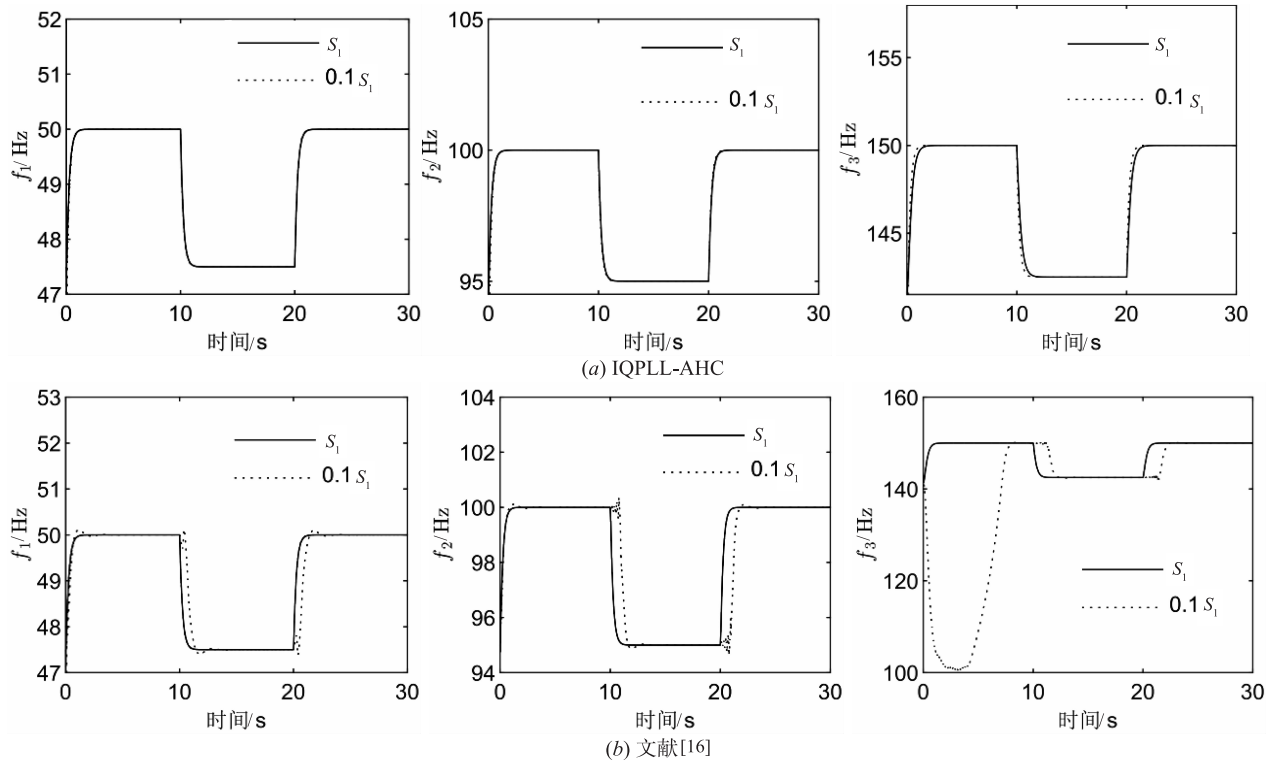


图9 文献[16]和所提出的IQPLL-AHC算法性能比较

示. 图9(a)为在次级通道分别为 S_1 、 $0.1S_1$ 时,所提出方法的频率估计结果;图9(b)为次级通道分别为 S_1 、 $0.1S_1$ 时,文献[16]频率估计结果.从图9(a)中可见,相比文献[16],所提出的IQPLL-AHC算法在次级通道特性变化时,收敛速度几乎保持一致;而文献[16]在10s和20s频率跳变时,收敛速度变慢,如图9(b)所示.

6 总结

本文针对时变未知谐波噪声的主动控制问题,形成了一种改进的QPLL信号生成方法,并依据主动控制原理,提出了自适应谐波控制算法.基于平均化理论和线性化近似分析结果,提出了改善自适应谐波控制算法性能的相关措施,并得到以下结论:

(1)相比原QPLL结构,通过在相位估计中,引入频率调整参数,提高了QPLL的收敛速度和估计精度.

(2)通过引入次级通道响应归一化和控制权系数归一化,使得自适应谐波控制算法在单频谐波控制时,收敛性能不受谐波幅值和次级通道特性的影响;在多频谐波控制时,各个谐波控制子系统收敛速度不受次级通道特性和谐波幅值的影响,收敛速度保持一致.

(3)改进后的自适应谐波控制算法收敛性能与谐波幅值和次级通道特性相关性较小.适当选择步长参数,可保证自适应谐波控制算法的稳定性和收敛性.

本文研究工作将有望为未知时变谐波噪声的主动

控制提供新的技术途径.

参考文献

- [1] 俞孟萨,林立. 船舶水下噪声研究三十年的基本进展及若干前沿基础问题[J]. 船舶力学, 2017, 21(02): 244-248.
YU Meng-sa, LIN Li. Some progresses of underwater noise of ships in the recent thirty years and several new basic problems[J]. Journal of Ship Mechanics, 2017, 21(2): 244-248. (in Chinese)
- [2] Elliott S. Signal Processing for Active Control[M]. London, U K: Academic press, 2001. 37.
- [3] Kuo S M, Morgan D. Active Noise Control Systems: Algorithms and DSP Implementations[M]. New York: Wiley, 1995. 8-11.
- [4] Bodson M, Sacks A, Khosla P. Harmonic generation in adaptive feedforward cancellation schemes[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1994, 39(9): 1939-1944.
- [5] Wang H, Sun H, Sun Y, et al. A multi-tone active noise control system with a simplified local on-line secondary-path modeling[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 2018, 144(6): 515-521.
- [6] Wu B, Bodson M. Multi-channel active noise control for periodic sources-indirect approach[J]. Automatica, 2004, 40: 203-212.
- [7] Biqing W, Bodson M. Direct adaptive cancellation of peri-

- odic disturbances for multivariable plants [J]. *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, 2003, 11 (6) : 538 – 548.
- [8] Wang H, Sun H, Sun Y, et al. A narrowband active noise control system with a frequency estimation algorithm based on parallel adaptive notch filter [J]. *Signal Processing*, 2019, 154: 108 – 119.
- [9] 张志谊, 王俊芳, 周建鹏, 等. 基于跟踪滤波的自适应振动控制 [J]. *振动与冲击*, 2009, 28 (2) : 64 – 67.
ZHANG Zhi-yi, WANG Jun-fang, ZHOU Jian-peng, et al. Adaptive vibration control with tracking filters [J]. *Journal of Vibration and Shock*, 2009, 28 (2) : 64 – 67. (in Chinese)
- [10] Jeon H, Chang T, Yu S, et al. A narrowband active noise control system with frequency corrector [J]. *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, 2011, 19 (4) : 990 – 1002.
- [11] Sun X, Liu N, Meng G. Adaptive frequency tuner for active narrowband noise control systems [J]. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2009, 23 (3) : 845 – 854.
- [12] Xiao Y, Ma L, Khorasani K, et al. A new robust narrowband active noise control system in the presence of frequency mismatch [J]. *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, 2006, 14 (6) : 2189 – 2200.
- [13] Huang B, Sun J, Wei G, et al. An active noise control system for the frequency mismatch problem in fan noise [A]. *International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems* [C]. Ishigaki, Okinawa: IEEE Press, 2018. 264 – 267.
- [14] 温良, 黄博妍, 肖业贵, 等. 基于 IIR 陷波器应对频率失调的窄带 ANC 系统新结构 [J]. *电子学报*, 2015, 43 (1) : 129 – 134.
WEN Liang, HUANG Bo-yan, XIAO Ye-gui, et al. New structure for dealing with frequency mismatch of narrowband ANC system based on IIR notch filter [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2015, 43 (1) : 129 – 134. (in Chinese)
- [15] 刘锦春, 何其伟, 朱石坚, 等. 一种反馈式自适应振动控制方法研究 [J]. *振动与冲击*, 2016, 35 (16) : 135 – 141, 169.
LIU Jin-chun HE Qi-wei, ZHU Shi-jian, et al. Research on an adaptive feedback vibration control algorithm [J]. *Journal of Vibration and Shock*, 2016, 35 (16) : 135 – 141, 169. (in Chinese)
- [16] Pin G. A direct approach for the frequency-adaptive feed-forward cancellation of harmonic disturbances [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58 (7) : 3523 – 3530.
- [17] Bodson M, Douglas S C. Adaptive algorithms for the rejection of sinusoidal disturbances with unknown frequency [J]. *Automatica*, 1997, 33 (12) : 2213 – 2221.
- [18] Liu J, Chen X, Yang L, et al. Analysis and compensation of reference frequency mismatch in multiple-frequency feedforward active noise and vibration control system [J]. *Journal of Sound and Vibration*, 2017, 409: 145 – 164.
- [19] Karimi-Ghartemani M, Karimi H, Irvani M R. A magnitude/phase-locked loop system based on estimation of frequency and in-phase/quadrature-phase amplitudes [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2004, 51 (2) : 511 – 517.
- [20] Golestan S, Guerrero J M, Musavi F, et al. Single-phase-frequency-locked loops: A comprehensive review [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34 (12) : 11791 – 11812.
- [21] Golestan S, Guerrero J M, Vasquez J C, et al. All-pass-filter-based PLL systems: Linear modeling, analysis, and comparative evaluation [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35 (4) : 3558 – 3572.
- [22] Bodson M, Sastry S. *Adaptive Control: Stability, Convergence, and Robustness* [M]. Mineola, N Y: Dover Publications, 2011. 158 – 162.

作者简介



刘锦春 男, 1987 年生于福建福安. 海军工程大学博士. 研究方向为振动噪声控制与信号处理.
E-mail: jinchunliu1988@sina.com



黄峰(通信作者) 男, 1979 年生于福建莆田. 石家庄机械工程学院博士. 研究方向为光电检测与自动控制.
E-mail: huangf@fzu.edu.cn