

自适应干扰对消系统中的时延匹配

蒋云昊¹, 马伟明², 赵治华², 唐 健², 李文禄², 肖 欢²

(1. 华中科技大学电气与电子工程学院, 湖北武汉 430074; 2. 海军工程大学舰船综合电力技术国防科技重点实验室, 湖北武汉 430033)

摘 要: 分析了模拟实现的自适应干扰对消系统中存在时延失配情况下系统的性能. 通过理论计算求解了时延条件下的周期时变微分方程组, 得到时延增大与系统收敛速度降低的结论, 分析得到系统稳定性的判断标准. 通过对系统模型的简化分析, 得到时延与稳态权值的关系式, 并求解得到时延与稳态误差的量化关系, 以及干扰对消比随时延变化的规律. 最后通过仿真和实验证实了理论分析的正确性.

关键词: 自适应干扰对消; 时延匹配; 权值; 干扰对消比

中图分类号: TN911.4 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 08-1927-05

Delay Matching in Adaptive Interference Cancellation System

JIANG Yun-hao¹, MA Wei-ming², ZHAO Zhi-hua², TANG Jian², LI Wen-lu², XIAO Huan²

(1. College of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan, Hubei 430074, China;

2. National Key Laboratory for Vessel Integrated Power System Technology, Naval University of Engineering, Wuhan, Hubei 430033, China)

Abstract: The time domain performance of analog adaptive interference cancellation system with delay mismatching is analyzed. Through theory calculation, the stability criterion of the system with delay is obtained. In the stable region, the convergence speed is reduced with the increase of the delay. Through solving and analyzing of the simplification model, the relation of stable state weights and delay is gained. The variation rule of residual error and interference cancellation ratio with delay is calculated. The simulations and experiments are agreement with the theory analyses.

Key words: adaptive interference cancellation; delay matching; weight; interference cancellation ratio (ICR)

1 引言

舰船共平台天线间的辐射干扰严重影响了通信的实时性和有效性, 传统的增加空间隔离度和分时工作方式不能满足目前的通信要求. 当大功率发射机工作时会临近的接收机产生干扰, 严重时会导致接收机阻塞而不能正常工作甚至损坏. 这种阻塞式干扰问题一直没有得到根本解决, 是个急待解决的电磁兼容性问题. 自适应干扰(噪声)对消理论的出现为从路的方式解决辐射干扰问题提供了新的途径. 国外在这方面的研究较早, 由于军事用途, 文献和报道较少.

自适应噪声对消基本理论源于 B. Widrow 等的文献^[1]. 在该文献中作者提出了自适应噪声对消的基本原理和应用, 并给出了著名的 LMS 算法. J. Glover 从频域研究了正弦信号下的自适应噪声对消技术, 并将该技术应用在电机谐波的分离中^[2]. LMS 算法简单, 易于实现, 因此得到广泛应用, 但在某些应用条件下也存在收敛速度慢, 稳态失调大等问题. 因此, 人们对 LMS 算法进行了深入的研究^[3~10], 并对噪声抵消器的抵消性能和实

现进行了研究^[11,12]. 而在共平台天线辐射干扰应用研究方面的文献较少. 文献[13]对自适应干扰对消系统的性能进行了分析, 并对时延问题进行了初步的研究. 根据实际应用场合, 载波信号的频率在 2MHz 到 30MHz, 通常采用将自适应噪声对消的数字理论转化成模拟实现. 实际平台工作信号为窄带或单频信号, 且载波信号功率远大于调制信号功率, 通常采用单频信号的分析作为系统设计的参考.

本文就实际辐射干扰对消系统的时延失配对系统性能的影响进行了较为详细的理论分析, 给出系统的收敛速度、系统稳定性和干扰对消比与时延的量化关系, 仿真和实验验证了理论分析的正确性.

2 系统模型

自适应干扰对消系统框图如图 1 所示. $X_I(t)$ 为接收天线接收到的干扰信号, $X_e(t)$ 为对消后的误差信号, 从发射天线耦合并经过正交网络得到的参考信号为 $X_{s1}(t)$ 和 $X_{s2}(t)$, $W_1(t)$ 和 $W_2(t)$ 为权值(即电调衰减器的衰减量), $Y_1(t)$ 和 $Y_2(t)$ 为加权输出信号, $Y(t)$ 为加权输出

合成信号, k 为权值支路增益, 有源低通滤波器为 $(\tau_2/\tau_1)/(\tau_2 s + 1)$, 其中 τ_1 和 τ_2 为有源低通滤波器的时间常数, 其增益为 τ_2/τ_1 . 实际系统中的时延主要发生在参考信号-乘法器支路 A 与参考信号-合成器-乘法器支路 B. 时延的原因除了电缆长度外还有合成器和电调衰减器产生的时延. 实际系统中 A1 和 A2 支路的时延也不是完全相同, 不过这个时延差可等效在参考信号非正交中进行分析, 有关参考信号非正交对系统性能影响的详细分析可参考文献[14]. 而 B1 和 B2 两路时延也可能不完全一致, 以下就 B1 和 B2 两路时延一致和不一致两种情况进行分析.

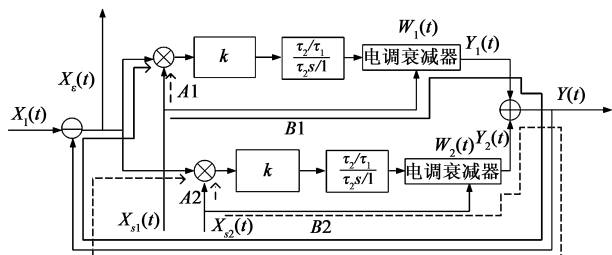


图1 自适应干扰对消系统框图

假设经支路 A 至乘法器的参考信号为

$$\begin{pmatrix} X_{s1}(t) \\ X_{s2}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_s \cos(\omega t) \\ E_s \sin(\omega t) \end{pmatrix} \quad (1)$$

将支路 B 相对支路 A 的时延等效的参考信号为

$$\begin{pmatrix} X'_{s1}(t) \\ X'_{s2}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_s \cos(\omega t - \theta) \\ E_s \sin(\omega t - \theta) \end{pmatrix} \quad (2)$$

$$\text{干扰信号为 } X_i(t) = E_I \cos(\omega t - \phi) \quad (3)$$

$$\text{误差为 } X_e(t) = X_i(t) - \begin{pmatrix} W_1(t) \\ W_2(t) \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} X'_{s1}(t) \\ X'_{s2}(t) \end{pmatrix} \quad (4)$$

其中, E_s 是参考信号的幅值; E_I 是干扰信号的幅值; ω 为信号频率; ϕ 是干扰信号初相位; θ 为时延相位.

3 时域分析

由图 1, 权值微分方程组为

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} W_1(t) \\ W_2(t) \end{pmatrix} + \frac{1}{\tau_2} \begin{pmatrix} W_1(t) \\ W_2(t) \end{pmatrix} &= \frac{kE_s E_I}{2\tau_1} \begin{pmatrix} \cos(\phi) + \cos(2\omega t - \phi) \\ \sin(\phi) + \sin(2\omega t - \phi) \end{pmatrix} \\ &- \frac{kE_s^2}{2\tau_1} \begin{pmatrix} \cos(\theta) + \cos(2\omega t - \theta) & -\sin(\theta) + \sin(2\omega t - \theta) \\ \sin(\theta) + \sin(2\omega t - \theta) & \cos(\theta) - \cos(2\omega t - \theta) \end{pmatrix} \\ &\cdot \begin{pmatrix} W_1(t) \\ W_2(t) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (5)$$

式(5)可见, 系统为线性周期时变系统, 取权值系数矩阵的特征向量构造变换矩阵求解可得特征根为

$$\lambda_{1,2} = \frac{-\left[\frac{kE_s^2}{\tau_1} \cos(\theta) + \frac{2}{\tau_2}\right] \pm \sqrt{\frac{k^2 E_s^4}{\tau_1^2} - \left[\frac{kE_s^2}{\tau_1} \sin(\theta) + 2\omega\right]^2}}{2} \quad (6)$$

由式(6)可见, 如果系统稳定, 由于时延系统响应速度

变慢.

4 稳定性分析

由于系统工作频率较高, 由式可得系统稳定要满足:

$$\frac{kE_s^2}{\tau_1} \cos(\theta) + \frac{2}{\tau_2} > 0 \Rightarrow \cos(\theta) > -\frac{2}{KE_s^2} \quad (7)$$

其中, $k_1 = \tau_2/\tau_1$, $K = k_1 k$.

可求解得到 θ 在一个周期内的稳定范围为

$$-\arccos\left(-\frac{2}{KE_s^2}\right) < \theta < \arccos\left(-\frac{2}{KE_s^2}\right) \quad (8)$$

5 稳态特性分析

在保证稳定的前提下, 以下分析时延失配对系统干扰对消比的影响.

参考信号和误差信号的相关性为

$$\boldsymbol{\eta}(t) = \frac{E_s E_I}{2} \begin{pmatrix} \cos(\phi) \\ \sin(\phi) \end{pmatrix} - \frac{E_s^2}{2} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} W_1(t) \\ W_2(t) \end{pmatrix}$$

可得权值为

$$\begin{aligned} \mathbf{W}(t) &= K \boldsymbol{\eta}(t) \\ &= \frac{KE_s E_I}{4 + 4KE_s^2 \cos(\theta) + K^2 E_s^4} \begin{pmatrix} 2\cos(\phi) + KE_s^2 \cos(\phi - \theta) \\ 2\sin(\phi) + KE_s^2 \sin(\phi - \theta) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (9)$$

由式(4)和式(6)可得干扰对消比为

$$\begin{aligned} ICR &= 20\lg\left(\frac{E_I}{|X_e(t)|}\right) \\ &= 20\lg\left(\frac{4 + 4KE_s^2 \cos(\theta) + K^2 E_s^4}{\sqrt{16 + 4K^2 E_s^4 + 16KE_s^2 \cos(\theta)}}\right) \end{aligned} \quad (10)$$

当 $\theta = 0^\circ$ 时, 有

$$ICR_{\max} = 20\lg \frac{2 + KE_s^2}{2} \quad (11)$$

设 $K = 30.323 \sim 10000$, $E_s = 2V$, $\theta = -85^\circ \sim +85^\circ$ (在稳定范围内), 由式(11)和(10)计算得到的干扰对消比之差 ΔICR 与 K 和 θ 的关系如图 2 所示.

由图 2 可见, 稳定范围内两通道的延迟失配对干扰对消比的影响很小. 但由式(6), 时延将导致收敛速度

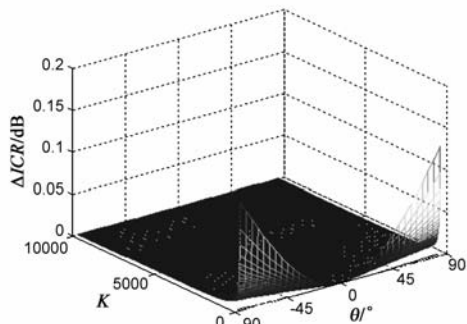


图2 干扰对消比曲面

降低,超过一定值(式(8))将使系统不收敛,需对时延进行补偿.

6 B1 和 B2 时延不同的情况

当 B1 和 B2 时延不同时,式(2)变为

$$\begin{pmatrix} X'_{s1}(t) \\ X'_{s2}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_s \cos(\omega t - \theta_1) \\ E_s \sin(\omega t - \theta_2) \end{pmatrix} \tag{12}$$

其中, θ_1 和 θ_2 为时延相位.

计算可得系统稳定的近似条件为

$$(\cos(\theta_1) + \cos(\theta_2)) > 0 \ \& \ \cos(\theta_1 - \theta_2) > 0 \tag{13}$$

稳态权值为

$$W_1 = \frac{E_I}{E_s \cos(\theta_1 - \theta_2) + 1/K^2 + (\cos(\theta_1) + \cos(\theta_2))/K_1} \cos(\phi - \theta_2) + \cos(\phi)/K_1$$
$$W_2 = \frac{E_I}{E_s \cos(\theta_1 - \theta_2) + 1/K_1^2 + (\cos(\theta_1) + \cos(\theta_2))/K_1} \sin(\phi - \theta_1) + \sin(\phi)/K_1 \tag{14}$$

其中, $K_1 = k_1 k E_s^2/2$.

稳态误差为

$$X_e(t) = E_I \frac{1}{K_1^2 \cos(\theta_1 - \theta_2) + K_1 (\cos(\theta_1) + \cos(\theta_2)) + 1} \cdot [K_1 \sqrt{\cos^2(\phi - \theta_2) + \sin^2(\phi - \theta_1)} \cos(\omega t - \gamma) + \cos(\omega t - \phi)] \tag{15}$$

其中,

$$\gamma = \text{tg}^{-1} \left(\frac{\sin(\phi - \theta_1)}{\cos(\phi - \theta_2)} \right) \tag{16}$$

干扰对消比为

$$ICR = 20\lg \left(\frac{E_I}{|X_e(t)|} \right) = 20\lg \frac{K_1^2 \cos(\theta_1 - \theta_2) + K_1 (\cos(\theta_1) + \cos(\theta_2)) + 1}{\sqrt{1 + A^2 - 2A \cos(\phi - \gamma)}} \tag{17}$$

其中, $A = K_1 \sqrt{\cos^2(\phi - \theta_2) + \sin^2(\phi - \theta_1)}$.

与式(10)相比可见,此时的干扰对消比不仅与时延相位有关,还与干扰信号相位有关.

设 $k_1 k = 30.323$, $E_s = 2\text{V}$, $\Phi = 30^\circ$, $\theta_1 = 85^\circ$, $\theta_2 = -4^\circ \sim 94^\circ$, 满足式(13)的稳定条件. 由式(17)计算出的干扰对消比曲线如图 3 所示. 可见,当 B1 和 B2 两路时延相位差较小时,对干扰对消比的影响不大.

当 $\theta_1 = 85^\circ$, θ_2 取不同时延相位时,由式(17)计算得到 ICR 随干扰信号相位变化的曲线如图 4 所示. 图中箭头所指曲线为 $\theta_1 = \theta_2 = 0^\circ$ 时的干扰对消比曲线.

由图 4 可见,当 $\theta_1 = \theta_2$ 时,干扰对消比与干扰信号相位无关,即式(17)与式(10)等同. 当 θ_1 与 θ_2 相差较大时,在整个干扰

信号相位范围内,干扰对消比有显著变化. 由于实际系统中的干扰信号是随机的,相位无法控制,因此需要在整个工作频段内进行时延补偿.

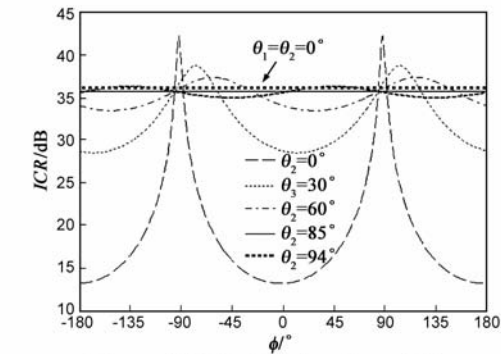


图4 干扰信号相位变化下的ICR曲线

7 仿真实例分析

仿真参数为: $E_s = 2\text{V}$, $E_I = 0.2\text{V}$, $\tau_2 = 1.5 \times 10^{-4}\text{s}$, $k_1 k \approx 30.323$, $\omega = 2\pi \times 2 \times 10^6 \text{rad/s}$, $\Phi = 30^\circ$.

(1) B1 与 B2 时延相同时的仿真分析:

根据式(8)计算一周内的稳定范围约为: $-90.9448^\circ \leq \theta \leq 90.9448^\circ$, 误差仿真结果如图 5 所示.

由图 5 的仿真结果可见,系统的稳定范围与理论分析结论一致. 时延越大,收敛时间越长,当超过临界条件时,系统发散.

当 $\theta = 0^\circ$ 和 60° 时,稳态误差和干扰对消比 ICR 的仿真分析结果如表 1 所示.

表 1 不同时延相位下稳态误差和 ICR		
θ	0°	60°
稳态误差/dBV	-49.78	-49.71
ICR/dB	35.8	35.7

可见两者很接近,表明稳定范围内的时延对干扰对消比影响不大,与理论分析结论一致.

(2) B1 与 B2 时延不同的仿真分析:

以下给出几组具有代表性参数的仿真结果. 图 6 为时延相位取不同值时的误差曲线. 当 $\theta_1 = 85^\circ$, $\theta_2 = -5^\circ$ 时,满足 $\cos(\theta_1 - \theta_2) = 0$ 的临界条件,所以系统处于临界状态;当 $\theta_1 = 85^\circ$, $\theta_2 = 0^\circ$ 时,满足式(13)的稳定条件,所以系统稳定;当 $\theta_1 = 85^\circ$, $\theta_2 = -6^\circ$ 时,由式(13)可知,满足 $\cos(\theta_1 - \theta_2) < 0$,所以系统发散.

当 $\theta_1 = 85^\circ$, $\theta_2 = 0^\circ$, $\Phi = 30^\circ$ 和 $\Phi = 85^\circ$ 时,稳态误差和干扰对消比 ICR 的仿真分析结果如表 2 所示.

表 2 不同干扰信号相位下稳态误差和 ICR		
Φ	30°	85°
稳态误差/dBV	-28.5	-51
ICR/dB	14.6	37

与图 3 和图 4 比较可见,仿真结果和计算结果一致.

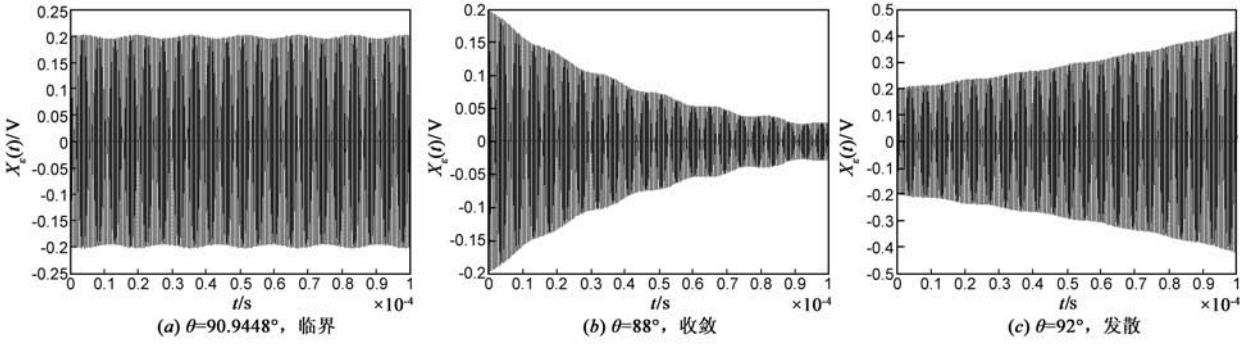


图5 误差曲线

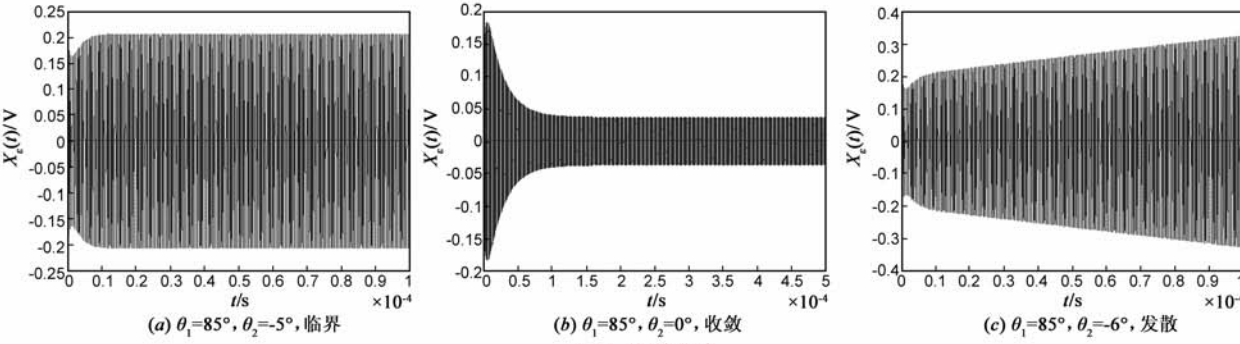


图6 误差曲线

8 实验结果

实验平台干扰信号为 -1dBmW . 由于对消合成器有 3dB 衰减, 所以实际的干扰信号幅值为 0.2V . 实际系统的设计时已尽量保证了两路加权系统的对称性, 所以 $B1$ 和 $B2$ 两路在整个工作频段内的时延差很小, 不超过 $\pm 3^\circ$. $B1$ 、 $B2$ 相对于 $A1$ 、 $A2$ 的时延从 $2\text{MHz} \sim 30\text{MHz}$ 是随着频率的递增而增加的, 在 30MHz 附近的时延约为 90° 时, 干扰信号频率为 $26\text{MHz} \sim 30\text{MHz}$ 的测量结果如图 7(a) 所示. 在 $2\text{MHz} \sim 26\text{MHz}$ 系统能稳定工作, 且稳态误差基本为 -33dBmW , 属正常情况下的干扰对消结果, 虽然 $2\text{MHz} \sim 26\text{MHz}$ 的时延不同, 但只要稳定工作, 干扰抑制效果基本恒定.

由实测结果可见, 在 26MHz 时, 系统处于稳定工作状态; 在 27MHz 基本处临界工作状态而没有对消效果; 在 $28\text{MHz} \sim 30\text{MHz}$, 系统已经处于不稳定工作状态, 稳态误差超出干扰信号功率. 当调节干扰信号源频率为 $27\text{MHz} \sim 30\text{MHz}$ 时, 可以看到谱线稳定的时间比 26MHz 信号时的要长. 由于实际系统对称设计时已使 $B1$ 和 $B2$ 两路的时延差很小, 所以实测在稳定范围内的 $B1$ 和 $B2$ 两路时延对干扰对消比的影响不大, 当 $B1$ 和 $B2$ 两路时延在 90° 附近时, 实测结果说明系统开始变得不稳定, 这与理论和仿真分析的结论一致. $A1$ 和 $A2$ 支路采用可调时延补偿器进行时延补偿后, 在 $2\text{MHz} \sim 30\text{MHz}$ 测试的剩余误差稳定在 -33dBmW 左右, 这里给

出时延补偿后在 30MHz 的实测结果, 如图 7(b) 所示. 时延补偿后系统在工作频率范围内能稳定工作, 干扰对消比基本达到预期要求.

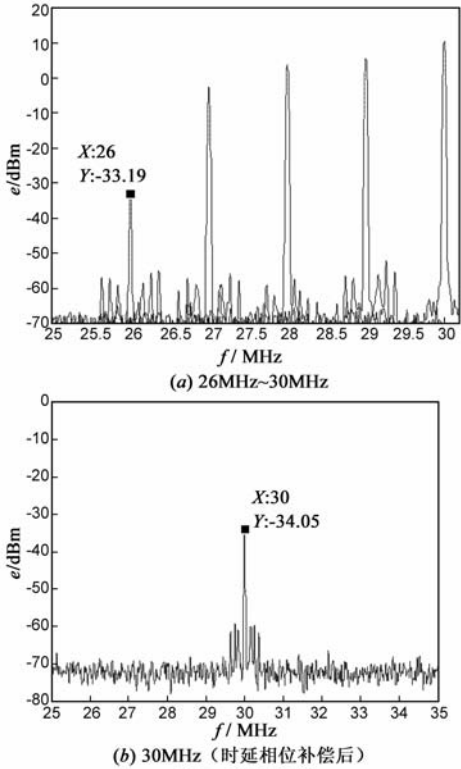


图7 稳态误差

9 结论

本文针对实际自适应干扰对消系统中存在时延失配的问题进行了理论、仿真和实验分析。针对 $B1$ 和 $B2$ 两路时延相同和不同两种情况,分析了得到系统稳定性判据和干扰对消比与时延关系的量化公式。当 $B1$ 和 $B2$ 时延相同时,稳定范围内的时延失配对干扰对消比的影响不大,而当 $B1$ 和 $B2$ 时延不同且在稳定范围内时,干扰对消比在整个干扰信号相位变化下会随该时延差产生变化,时延差越大,对干扰对消比的影响越大。由图 4 虽然会出现在某些干扰信号相位下,干扰对消比比时延匹配($\theta_1 = \theta_2 = 0^\circ$)情况下有所提高的情况,但由于干扰信号是随机的,相位无法控制,仍需在系统工作的整个频段内进行时延补偿。仿真分析证实了理论分析的正确性。实验结果给出系统从稳定到不稳定的过程,验证了系统稳定性分析的结论,并证实了 $B1$ 和 $B2$ 两路时延相同或时延差较小时,干扰对消比随时延变化不大的规律。

参考文献

- [1] Widrow B, Glover J R, McCool J M, et al. Adaptive noise cancelling: Principles and applications [J]. Proceedings of the IEEE, 1975, 63(12): 1692 – 1716.
- [2] Kamenetsky M, Widrow B. A variable leaky LMS adaptive algorithm [A]. Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers [C]. Piscataway: IEEE Computer Society, 2004. 125 – 128.
- [3] Akhtar M T, Abe M, Kawamata M. A new variable step size LMS algorithm-based method for improved online secondary path modeling in active noise control systems [J]. IEEE Transactions on Audio, Speech and Language Processing, 2006, 14(2): 720 – 726.
- [4] Tobias O J, Seara R. On the LMS algorithm with constant and variable leakage factor in a nonlinear environment [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54(9): 3448 – 3458.
- [5] Zhang Y G, Chambers J A, Sanei S, et al. A new variable tap-length LMS algorithm to model an exponential decay impulse response [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2007, 14(4): 263 – 266.
- [6] Zhang Y, Chamberst J A, Wang W, et al. A new variable step-size LMS algorithm with robustness to nonstationary noise [A]. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing [C]. Piscataway: IEEE Signal Processing Society, 2007. III: 1349 – 1352.
- [7] Das D P, Panda G, Kuo S M. New block filtered-X LMS algorithms for active noise control systems [J]. IET Signal Processing, 2007, 1(2): 73 – 81.
- [8] Muhammad T A, Masahide A, Masayuki K. A new variable

step size LMS algorithm-based method for improved online secondary path modeling in active noise control systems [J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2007, 14(2): 720 – 726.

- [9] Li S, Wan H, Huo W, et al. A new variable-step-size LMS algorithm and its application in FM broadcast-based passive radar multi-path interference cancellation [A]. 2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications [C]. Piscataway: IEEE Industrial Electronics Society, 2007. 2124 – 2128.
- [10] Paschedag J, Lohmann B. Error convergence of the filtered-x LMS algorithm for multiple harmonic excitation [J]. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2008, 16(5): 989 – 999.
- [11] 李启虎. 自适应噪声抵消滤波器抵消能力的研究 [J]. 电子学报, 1981, 7(4): 16 – 24.
Li Q H. The Study of cancelling ability of an adaptive noise cancelling filter [J]. Acta Electronica Sinica, 1981, 7(4): 16 – 24. (in Chinese)
- [12] 邵京一. 模拟自适应陷波器的原理与实现 [J]. 电子学报, 1992, 20(1): 92 – 95.
Shao J Y. The principle and realization of analogue adaptive notch filter [J]. Acta Electronica Sinica, 1992, 20(1): 92 – 95. (in Chinese)
- [13] 马义广, 杜武林. 自适应干扰抵消系统的性能分析与设计 [J]. 西安电子科技大学学报, 1992, 19(1): 84 – 92.
Ma Y G, Du W L. Performance analysis and design of adaptive interference canceling system [J]. Journal of Xi dian University, 1992, 19(1): 84 – 92. (in Chinese)
- [14] Jiang Y H, Ma W M, Zhao Z H. Influence of non quadrature of phase shifter to adaptive interference cancellation system [A]. Proceedings of the international Conference on Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics [C]. Piscataway: IEEE Computer Society, 2009. 359 – 363.

作者简介



蒋云昊 男, 1977 年生于江苏镇江。现为华中科技大学电气与电子工程学院博士生, 研究方向为自适应干扰对消技术。
E-mail: jyh6858@126.com

马伟明 男, 1960 年生于江苏镇江。中国工程院院士, 海军工程大学教授, 博士生导师。主要研究方向为独立电源系统、电力电子技术、电磁干扰和抑制。

赵治华 男, 1962 年生于山西襄垣。海军工程大学教授、博士生导师, 主要研究方向为电磁干扰和抑制, 电磁场理论, 自适应干扰对消技术。