

参考信号耦合有用信号对干扰对消系统的影响及其抑制

蒋云昊^{1,2}, 赵治华³

(1. 湖北工业大学 太阳能高效利用湖北省协同创新中心, 湖北 武汉 430068; 2. 湖北工业大学 电气与工程学院, 湖北 武汉 430068;
3. 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: 分析了参考信号耦合有用信号时, 实际自适应干扰对消系统的时域特性。分析表明, 参考信号含有用信号导致系统时变, 改变系统的最佳权值, 使系统的干扰对消效果下降, 并对有用信号的接收产生影响。根据实际共平台通信系统的收发耦合特性, 从时域角度分析得到系统干扰对消比和有用对消比的计算表达式, 并得到干扰对消比和有用对消比随相对时延相位变化的规律。提出一种时延匹配方法, 通过匹配参考信号提取点至正交功率分器输出与接收天线至合成信号注入点间的时延, 可以有效抑制参考信号耦合有用信号导致干扰对消效果下降的问题。仿真结果表明, 所提出的时延匹配方法能消除有用信号对干扰对消比的影响, 还能提高干扰对消效果。

关键词: 通信理论; 干扰对消系统; 有用信号; 时延匹配; 干扰对消比; 有用对消比

中图分类号: TN911.4

文献标识码: A

Influence and its suppression of desired signal coupling to reference signal to interference cancellation system

JIANG Yun-hao^{1,2}, ZHAO Zhi-hua³

(1. Hubei Collaborative Innovation Center for High-efficiency Utilization of Solar Energy, Hubei University of Technology, Wuhan 430068, China;
2. School of Electrical and Electronic Engineering, Hubei University of Technology, Wuhan 430068, China;
3. National Key Laboratory for Vessel Integrated Power System Technology, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: The time-domain characteristics of adaptive interference cancellation system with desired signal coupling to reference signal were analyzed. The analyses reveal the desired signal makes the system a time-variation system and the optimal weights were changed, which made the performance of cancellation system decreased and influence the reception of the desired signal. According to the coupling characteristics of common platform communication system, the formulas of (ICR) interference cancellation ratio and (DCR) desired cancellation ratio were gained in time-domain. The law of ICR and DCR varying with relative delay phase was got. The method of delay time matching was brought forward. Through matching the delay time of the extraction point of the reference signal to the output of the orthogonal divider and the receiving antenna to the injection point of the synthetic signal could suppress the decrease of ICR for the reference signal coupling desired signal. The simulation results reveal that the delay time matching can not only prevent the decrease of ICR for desired signal in reference signal but also improve the performance of cancellation system.

Key words: communication theory; interference cancellation system; desired signal; delay time matching; interference cancellation ratio; desire cancellation ratio

1 引言

共平台(如机载、车载)通信系统天线密集,

而平台空间有限。当大功率发射机和接收机同时工作时, 发射机会对接收机产生严重的干扰, 甚至阻塞接收机, 造成接收机损坏。传统的解决办法是使发

收稿日期: 2014-03-25; 修回日期: 2014-06-27

基金项目: 太阳能高效利用湖北省协同创新中心开放基金资助项目(HBSKFZD2014013); 湖北工业大学高层次人才基金资助项目(BSQD13026)

Foundation Items: Open Foundation of Hubei Collaborative Innovation Center for High-efficient Utilization of Solar Energy (HBSKFZD2014013); High Level Talent Foundation of Hubei University of Technology(BSQD13026)

射机和接收机分时变频工作，这将大大降低通信系统的效能。自适应干扰对消技术是解决该问题的新的有效途径，由于用于军事领域，可见的报道较少。

自适应干扰对消技术的理论基础源于 Widrow B^[1] 等首先对自适应噪声对消理论的研究和 LMS 算法。Glover J^[2] 研究了自适应噪声对消系统的数字频域特性，给出了系统的数字频域近似模型。LMS 算法简单，易于实现，得到广泛应用。但存在收敛慢，失调大等问题，在对 LMS 算法进行深入研究后，人们又提出改进算法，以提高和改善算法的性能^[3-6]。杜武林等^[7]跟踪研究了自适应干扰对消技术，指出了该技术的基本原理、关键技术以及在军事通信应用中的重要意义。郑伟强等^[8]讨论了开环前馈和闭环反馈的干扰对消系统，并指出解决大功率强耦合干扰（如机载、车载通信系统的干扰）的干扰对消系统，采用 LMS 算法的模拟实现较为合适，文中还提出一种适合大功率应用的步进衰减器，以解决由 PIN 二极管构成的电调衰减器存在大功率下的非线性失真问题。马义广等^[9]对自适应干扰对消系统的性能进行了分析，并给出了系统的设计思路。German F 等^[10]研究了共平台通信系统间干扰的自动测量预测分析技术。文献[11]研究了实际系统中正交功分器非正交对系统暂态和稳态性能的影响。文献[12]讨论了零漂抑制方法对干扰对消系统带来的影响。由于对消系统的参考信号一般从发射天线通过耦合器提取，而接收系统接收的有用信号会耦合至发射天线，从而使参考信号含有有用信号，会对干扰对消系统的性能产生影响，但目前还缺少这方面问题的具体讨论。因此，分析参考信号耦合有用信号时干扰对消系统的性能，对深入理解干扰对消系统的工作机理和合理设计干

扰对消系统是非常必要的。

本文对参考信号含有有用信号时系统的对消性能进行了较为详细的分析。给出了系统的时域分析模型，研究了系统的暂态特性和稳态特性。给出抑制参考信号含有有用信号导致系统对消性能下降的方法。

2 系统模型

自适应干扰对消系统组成如图 1 所示，相关器由乘法器和积分器构成。相应的自适应干扰对消系统原理如图 2 所示。

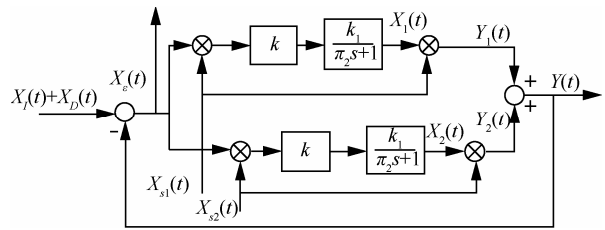


图 2 对消系统原理

$X_1(t)$ 和 $X_D(t)$ 分别为接收天线接收到的干扰信号和有用信号， $X_e(t)$ 为对消剩余信号， $X_{s1}(t)$ 和 $X_{s2}(t)$ 为耦合器 I 提取的信号经过正交功分器后的两路参考信号， $W_1(t)$ 和 $W_2(t)$ 为权值， $Y_1(t)$ 和 $Y_2(t)$ 为加权输出信号， $Y(t)$ 为合成信号， k 为权值控制支路增益。相关器中的积分器为 $\frac{k_1}{\tau_2 s + 1}$ （实际积分器具有低通特性），其中， $k_1 = \frac{\tau_2}{\tau_1}$ 为低通的增益， τ_1 、 τ_2 为低通的 2 个时间常数。

假设参考信号为

$$\begin{pmatrix} X_{s1}(t) \\ X_{s2}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_s \cos \omega t + E_d \cos(\omega_0 t - \theta) \\ E_s \sin \omega t + E_d \sin(\omega_0 t - \theta) \end{pmatrix} \quad (1)$$

其中， E_s 和 E_d 是参考信号中干扰信号和有用信号幅

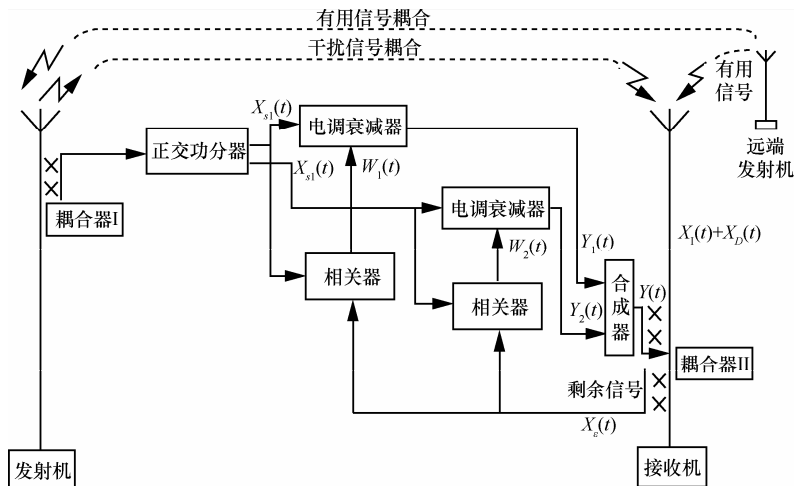


图 1 自适应干扰对消系统组成

值, 单位 V; ω 和 ω_0 为参考信号中干扰信号和有用信号角频率, 单位 rad/s; θ 是参考信号中有用信号与干扰信号相位差, 单位 rad。

接收干扰信号为

$$X_I(t) = E_I \cos(\omega t - \phi) \quad (2)$$

其中, E_I 是接收干扰信号幅值, 单位 V; ω 为接收干扰信号角频率, 单位 rad/s; ϕ 是接收干扰信号初相位, 单位 rad。

接收有用信号为

$$X_D(t) = E_D \cos(\omega_0 t - \theta_0) \quad (3)$$

$$\begin{pmatrix} \xi_1(t) \\ \xi_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X_{s1}(t) \\ X_{s2}(t) \end{pmatrix} X_\varepsilon(t) = \begin{pmatrix} E_s \cos \omega t + E_d \cos(\omega_0 t - \theta) \\ E_s \sin \omega t + E_d \sin(\omega_0 t - \theta) \end{pmatrix}$$

$$\begin{aligned} & \{E_I \cos(\omega t - \phi) + E_D \cos(\omega_0 t - \theta_0) - (E_s \cos \omega t + E_d \cos(\omega_0 t - \theta) \quad E_s \sin \omega t + E_d \sin(\omega_0 t - \theta)) \begin{pmatrix} W_1(t) \\ W_2(t) \end{pmatrix}\} \\ &= \frac{E_I}{2} \begin{pmatrix} E_s [\cos(\phi) + \cos(2\omega t - \phi)] + E_d [\cos((\omega_0 - \omega)t + (\phi - \theta)) + \cos((\omega_0 + \omega)t - (\theta + \phi))] \\ E_s [\sin(\phi) + \sin(2\omega t - \phi)] + E_d [\sin((\omega_0 - \omega)t + (\phi - \theta)) + \sin((\omega_0 + \omega)t - (\theta + \phi))] \end{pmatrix} + \\ & \frac{E_D}{2} \begin{pmatrix} E_s [\cos((\omega - \omega_0)t + \theta_0) + \cos((\omega + \omega_0)t - \theta_0)] + E_d [\cos(\theta_0 - \theta) + \cos(2\omega_0 t - (\theta + \theta_0))] \\ E_s [\sin((\omega - \omega_0)t + \theta_0) + \sin((\omega + \omega_0)t - \theta_0)] + E_d [\sin(\theta_0 - \theta) + \sin(2\omega_0 t - (\theta + \theta_0))] \end{pmatrix} - \frac{1}{2} \begin{pmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} W_1(t) \\ W_2(t) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (5)$$

其中,

$$\begin{cases} c_{11} = E_s^2 [1 + \cos(2\omega t)] + 2E_s E_d [\cos((\omega - \omega_0)t + \theta) + \cos((\omega + \omega_0)t - \theta)] + E_d^2 [1 + \cos(2(\omega_0 t - \theta))] \\ c_{12} = E_s^2 \sin(2\omega t) + 2E_s E_d \sin[(\omega + \omega_0)t - \theta] + E_d^2 \cos[2(\omega_0 t - \theta)] \\ c_{21} = E_s^2 \sin(2\omega t) + 2E_s E_d \sin[(\omega + \omega_0)t - \theta] + E_d^2 \cos[2(\omega_0 t - \theta)] \\ c_{22} = E_s^2 [1 - \cos(2\omega t)] + 2E_s E_d [\cos((\omega - \omega_0)t + \theta) - \cos((\omega + \omega_0)t - \theta)] + E_d^2 [1 - \cos(2(\omega_0 t - \theta))] \end{cases} \quad (6)$$

对式(5)取平均可得参考信号和剩余信号的相关性为

$$\begin{pmatrix} \eta_1(t) \\ \eta_2(t) \end{pmatrix} = \frac{E_s E_I}{2} \begin{pmatrix} \cos(\phi) \\ \sin(\phi) \end{pmatrix} + \frac{E_d E_D}{2} \begin{pmatrix} \cos(\theta_0 - \theta) \\ \sin(\theta_0 - \theta) \end{pmatrix} - \frac{E_s^2 + E_d^2}{2} \begin{pmatrix} W_1(t) \\ W_2(t) \end{pmatrix} \quad (7)$$

当相关性为零时, 可得系统的最优权值为

$$\begin{pmatrix} W_1^* \\ W_2^* \end{pmatrix} = \frac{E_s E_I}{E_s^2 + E_d^2} \begin{pmatrix} \cos(\phi) \\ \sin(\phi) \end{pmatrix} + \frac{E_d E_D}{E_s^2 + E_d^2} \begin{pmatrix} \cos(\theta_0 - \theta) \\ \sin(\theta_0 - \theta) \end{pmatrix} = \frac{1}{1 + \left(\frac{E_s}{E_d}\right)^2} \frac{E_I}{E_s} \begin{pmatrix} \cos(\phi) \\ \sin(\phi) \end{pmatrix} + \frac{1}{1 + \left(\frac{E_s}{E_d}\right)^2} \frac{E_D}{E_d} \begin{pmatrix} \cos(\theta_0 - \theta) \\ \sin(\theta_0 - \theta) \end{pmatrix} \quad (8)$$

若参考信号不含有用信号 ($E_d=0$), 由式(8), 最优权值为

$$\begin{pmatrix} W_1^* \\ W_2^* \end{pmatrix} = \frac{E_I}{E_s} \begin{pmatrix} \cos(\phi) \\ \sin(\phi) \end{pmatrix} \quad (9)$$

该权值是可以将干扰信号完全对消的。比较式(8)和式(9)可见, 参考信号耦合了有用信号后, 对消干扰的最优权值改变。若参考信号只含有用信号 ($E_s=0$), 式(8)变为

其中, E_D 是接收有用信号幅值, 单位 V; ω 为接收有用信号角频率, 单位 rad/s; θ_0 是接收有用信号初相位, 单位 rad。

由图 2 可知, 对消剩余信号可表示为

$$X_\varepsilon(t) = X_I(t) + X_D(t) - [W_1(t)X_{s1}(t) + W_2(t)X_{s2}(t)] \quad (4)$$

3 时域分析

3.1 基于相关性的分析

如图 2 所示, 由式(1)和式(4)可得参考信号和剩余信号的乘积为

$$\begin{pmatrix} W_1^* \\ W_2^* \end{pmatrix} = \frac{E_D}{E_d} \begin{pmatrix} \cos(\theta_0 - \theta) \\ \sin(\theta_0 - \theta) \end{pmatrix} \quad (10)$$

该权值是可以将有用信号完全对消, 其中 $\theta_0 - \theta$ 是接收有用信号与参考信号中有用信号的相位差。因此, 参考信号中有用信号越小 (E_d/E_s 越小), 对消系统的最优权值越接近将干扰信号完全对消的权值, 系统的对消效果越好。

若系统能收敛至式(8)的最优权值, 则剩余信号为

$$\begin{aligned}
X_e(t) &= X_I(t) + X_D(t) - [W_1^*(t)X_{s1}(t) + W_2^*(t)X_{s2}(t)] \\
&= E_I \cos(\omega t - \phi) + E_D \cos(\omega_0 t - \theta_0) - \left(E_s \cos \omega t + E_d \cos(\omega_0 t - \theta) E_s \sin \omega t + E_d \sin(\omega_0 t - \theta) \right) \\
&\quad \left(\frac{E_s E_I}{E_s^2 + E_d^2} \cos(\phi) + \frac{E_d E_D}{E_s^2 + E_d^2} \cos(\theta_0 - \theta) \right) \\
&\quad \left(\frac{E_s E_I}{E_s^2 + E_d^2} \sin(\phi) + \frac{E_d E_D}{E_s^2 + E_d^2} \sin(\theta_0 - \theta) \right) \\
&= E_I \cos(\omega t - \phi) + E_D \cos(\omega_0 t - \theta_0) - \left[\frac{E_s^2 E_I}{E_s^2 + E_d^2} \cos(\phi) \cos \omega t + \frac{E_s E_d E_D}{E_s^2 + E_d^2} \cos(\theta_0 - \theta) \cos \omega t + \right. \\
&\quad \left. \frac{E_s E_d E_I}{E_s^2 + E_d^2} \cos(\phi) \cos(\omega_0 t - \theta) + \frac{E_d^2 E_D}{E_s^2 + E_d^2} \cos(\theta_0 - \theta) \cos(\omega_0 t - \theta) \right] - \left[\frac{E_s^2 E_I}{E_s^2 + E_d^2} \sin(\phi) \sin \omega t + \right. \\
&\quad \left. \frac{E_s E_d E_D}{E_s^2 + E_d^2} \sin(\theta_0 - \theta) \sin \omega t + \frac{E_s E_d E_I}{E_s^2 + E_d^2} \sin(\phi) \sin(\omega_0 t - \theta) + \frac{E_d^2 E_D}{E_s^2 + E_d^2} \sin(\theta_0 - \theta) \sin(\omega_0 t - \theta) \right] \\
&= \frac{E_d^2}{E_s^2 + E_d^2} E_I \cos(\omega t - \phi) + \frac{E_s^2}{E_s^2 + E_d^2} E_D \cos(\omega_0 t - \theta_0) - \frac{E_s E_d}{E_s^2 + E_d^2} [E_D \cos(\omega t - (\theta_0 - \theta)) + E_I \cos(\omega_0 t - \theta - \phi)] \\
&= -\sqrt{\left(\frac{E_s E_d E_D}{E_s^2 + E_d^2} \right)^2 + \left(\frac{E_d^2 E_I}{E_s^2 + E_d^2} \right)^2} - 2 \frac{E_s E_d E_D}{E_s^2 + E_d^2} \frac{E_d^2 E_I}{E_s^2 + E_d^2} \cos(\phi - (\theta_0 - \theta)) \cdot \\
&\quad \cos \left(\omega t - \phi + \tan^{-1} \frac{\frac{E_s E_d E_D}{E_s^2 + E_d^2} \sin(\phi - (\theta_0 - \theta))}{\frac{E_s E_d E_D}{E_s^2 + E_d^2} \cos(\phi - (\theta_0 - \theta)) - \frac{E_d^2 E_I}{E_s^2 + E_d^2}} \right) - \\
&\quad \sqrt{\left(\frac{E_s E_d E_I}{E_s^2 + E_d^2} \right)^2 + \left(\frac{E_s^2 E_D}{E_s^2 + E_d^2} \right)^2} - 2 \frac{E_s E_d E_I}{E_s^2 + E_d^2} \frac{E_s^2 E_D}{E_s^2 + E_d^2} \cos(\phi - (\theta_0 - \theta)) \cdot \\
&\quad \cos \left(\omega_0 t - \theta_0 + \tan^{-1} \frac{\frac{E_s E_d E_I}{E_s^2 + E_d^2} \sin(\phi - (\theta_0 - \theta))}{\frac{E_s E_d E_I}{E_s^2 + E_d^2} \cos(\phi - (\theta_0 - \theta)) - \frac{E_s^2 E_D}{E_s^2 + E_d^2}} \right) \quad (11)
\end{aligned}$$

由式(11)可见, 若参考信号中不含有用信号 ($E_d=0$), 对消剩余信号为

$$X_e(t) = E_D \cos(\omega_0 t - \theta_0)$$

即接收干扰信号将被完全对消, 接收机只接收到有用信号。若参考信号耦合有用信号 ($E_d \neq 0$), 则系统在式(8)最优权值下, 对消剩余信号将仍然含有干扰信号, 而且接收有用信号也会受影响。

由式(11)的对消剩余信号幅值可知, 干扰对消比为

$$ICR = 20 \lg \frac{E_I}{\sqrt{\left(\frac{E_s E_d E_D}{E_s^2 + E_d^2} \right)^2 + \left(\frac{E_d^2 E_I}{E_s^2 + E_d^2} \right)^2} - 2 \frac{E_s E_d E_D}{E_s^2 + E_d^2} \frac{E_d^2 E_I}{E_s^2 + E_d^2} \cos(\phi - (\theta_0 - \theta))} \quad (12)$$

有用对消比为

$$DCR = 20 \lg \frac{E_D}{\sqrt{\left(\frac{E_s E_d E_I}{E_s^2 + E_d^2} \right)^2 + \left(\frac{E_s^2 E_D}{E_s^2 + E_d^2} \right)^2} - 2 \frac{E_s E_d E_I}{E_s^2 + E_d^2} \frac{E_s^2 E_D}{E_s^2 + E_d^2} \cos(\phi - (\theta_0 - \theta))} \quad (13)$$

由式(12)、式(13)可知, 如果系统能收敛至最优权值, 当参考信号中没有有用信号 ($E_d=0$), 干扰对消比为 ∞ , 干扰被完全对消, 而有用对消比为 0, 有用信号被完整保留。当 $E_d \neq 0$, 干扰信号一般无法完全对消, 有用信号一般无法完整保留。为进一步讨论干扰对消比和有用对消比, 对式(12)、式(13)做如下变换

$$E_d = \beta E_s, E_d = \alpha_1 E_D, E_I = \alpha_2 E_s \quad (14)$$

其中, β 为参考信号中有用信号和干扰信号的比值; α_1 为参考信号中有用信号相对于接收有用信号的衰减系数; α_2 为接收干扰信号相对于参考信号中干扰信号的衰减系数。令 $\alpha_1 \alpha_2 = \alpha$ 为综合衰减系数, 由式(12)、式(13)可得

$$\begin{aligned} ICR &= 20 \lg \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\frac{E_D}{E_I}}{\frac{E_s + E_d}{E_d} + \frac{E_d}{E_s}}\right)^2 + \left(\frac{1}{\left(\frac{E_s}{E_d}\right)^2 + 1}\right)^2 - 2 \frac{\frac{E_D}{E_I}}{\frac{E_s + E_d}{E_d} + \frac{E_d}{E_s}} \frac{1}{\left(\frac{E_s}{E_d}\right)^2 + 1} \cos(\phi - (\theta_0 - \theta))}} \\ &= 20 \lg \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\frac{1}{\alpha}}{\left(\frac{1}{\beta}\right)^2 + 1}\right)^2 + \left(\frac{1}{\left(\frac{1}{\beta}\right)^2 + 1}\right)^2 - 2 \frac{\frac{1}{\alpha}}{\left(\frac{1}{\beta}\right)^2 + 1} \frac{1}{\left(\frac{1}{\beta}\right)^2 + 1} \cos(\phi - (\theta_0 - \theta))}} \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} DCR &= 20 \lg \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\frac{E_I}{E_D}}{\frac{E_s + E_d}{E_d} + \frac{E_d}{E_s}}\right)^2 + \left(\frac{1}{1 + \left(\frac{E_d}{E_s}\right)^2}\right)^2 - 2 \frac{\frac{E_I}{E_D}}{\frac{E_s + E_d}{E_d} + \frac{E_d}{E_s}} \frac{\frac{E_I}{E_D}}{1 + \left(\frac{E_d}{E_s}\right)^2} \cos(\phi - (\theta_0 - \theta))}} \\ &= 20 \lg \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\alpha}{1 + \beta^2}\right)^2 + \left(\frac{1}{1 + \beta^2}\right)^2 - 2 \frac{\alpha}{1 + \beta^2} \frac{1}{1 + \beta^2} \cos(\phi - (\theta_0 - \theta))}} \end{aligned} \quad (16)$$

以上分析是直接由相关性得到最优权值, 再由该最优权值分析对消剩余信号、干扰对消比和有用对消比, 实际上是将相关器中的积分器视为理想情况。以下分析低通特性, 考虑系统的收敛过程。

3.2 基于低通的分析

如图 2 所示, 并考虑低通的输入输出关系, 可得权值微分方程组为

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} W_1(t) \\ W_2(t) \end{pmatrix} + \frac{1}{\tau_2} \begin{pmatrix} W_1(t) \\ W_2(t) \end{pmatrix} = \frac{k}{\tau_1} \begin{pmatrix} \xi_1(t) \\ \xi_2(t) \end{pmatrix} \quad (17)$$

其中, $\xi_1(t)$ 、 $\xi_2(t)$ 的表达式如式(5), 为参考信号和剩余干扰信号的乘积。由文献[12]可知, 式(17)为时变微分方程组, 直接求解困难, 以下分析系统的平均收敛过程。

将式(5)代入式(17)取平均, 即忽略交流量, 可得

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} W_1(t) \\ W_2(t) \end{pmatrix} + \frac{1}{\tau_2} \begin{pmatrix} W_1(t) \\ W_2(t) \end{pmatrix}$$

$$\begin{aligned} &= \frac{k}{2\tau_1} \begin{pmatrix} E_s E_I \cos(\phi) + E_d E_D \cos(\theta_0 - \theta) \\ E_s E_I \sin(\phi) + E_d E_D \sin(\theta_0 - \theta) \end{pmatrix} - \\ &\frac{k}{\tau_1} \frac{E_s^2 + E_d^2}{2} \begin{pmatrix} W_1(t) \\ W_2(t) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (18)$$

求解可得

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} W_1(t) \\ W_2(t) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} W_1(0) \\ W_2(0) \end{pmatrix} \exp\left\{-\left(1/\tau_2\right)\left[1 + \frac{kk_1(E_s^2 + E_d^2)}{2}\right]t\right\} + \\ &\frac{k/2}{\frac{1}{k_1} + \frac{k(E_s^2 + E_d^2)}{2}} \begin{pmatrix} E_s E_I \cos(\phi) + E_d E_D \cos(\theta_0 - \theta) \\ E_s E_I \sin(\phi) + E_d E_D \sin(\theta_0 - \theta) \end{pmatrix} \\ &\left[1 - \exp\left\{-\frac{1}{\tau_2} \left[1 + \frac{kk_1(E_s^2 + E_d^2)}{2}\right]t\right\}\right] \end{aligned} \quad (19)$$

由式(19)可见, 权值的收敛速度由指数项决定。提高系统增益 k 、低通增益 k_1 和参考信号幅值可提

高系统的收敛速度。\$E_d \neq 0\$ 时系统的收敛速度与 \$E_d = 0\$ 时系统收敛速度的比值为

$$1 + \frac{kk_1(E_s^2 + E_d^2)}{1 + \frac{2}{kk_1 E_s^2}} \approx \frac{kk_1(E_s^2 + E_d^2)}{\frac{2}{kk_1 E_s^2}} = 1 + \left(\frac{E_d}{E_s}\right)^2 \quad (20)$$

由式(20)可知，与参考信号未耦合有用信号 (\$E_d = 0\$) 相比，参考信号耦合有用信号 (\$E_d \neq 0\$) 时系统的收敛速度提高了 \$\left(\frac{E_d}{E_s}\right)^2\$ 倍。

由式(19)，当 \$t \to \infty\$，可得稳态权值为

$$\begin{pmatrix} W_1(\infty) \\ W_2(\infty) \end{pmatrix} = \frac{1}{\frac{2}{K} + (E_s^2 + E_d^2)} \begin{pmatrix} E_s E_I \cos(\phi) + E_d E_D \cos(\theta_0 - \theta) \\ E_s E_I \sin(\phi) + E_d E_D \sin(\theta_0 - \theta) \end{pmatrix} \quad (21)$$

其中，\$K = k \left(\frac{\tau_2}{\tau_1}\right) = kk_1\$。若 \$\tau_2 \to \infty\$，则 \$K \to \infty\$，低通滤波器变为理想积分器，式(21)与式(8)完全一致。

利用式(2)~式(4)和式(21)可得稳态下，对消剩余信号为

利用式(2)~式(4)和式(21)可得稳态下，对消剩余信号为

$$\begin{aligned} X_c(t) &= X_I(t) + X_D(t) - [W_1^*(t)X_{s1}(t) + W_2^*(t)X_{s2}(t)] = E_I \cos(\omega t - \phi) + E_D \cos(\omega_0 t - \theta_0) - \\ &\quad (E_s \cos \omega t + E_d \cos(\omega_0 t - \theta)) \quad (E_s \sin \omega t + E_d \sin(\omega_0 t - \theta)) \frac{1}{\frac{2}{K} + (E_s^2 + E_d^2)} \begin{pmatrix} E_s E_I \cos(\phi) + E_d E_D \cos(\theta_0 - \theta) \\ E_s E_I \sin(\phi) + E_d E_D \sin(\theta_0 - \theta) \end{pmatrix} \\ &= \frac{\frac{2}{K} + E_d^2}{\frac{2}{K} + (E_s^2 + E_d^2)} E_I \cos(\omega t - \phi) + \frac{\frac{2}{K} + E_s^2}{\frac{2}{K} + (E_s^2 + E_d^2)} E_D \cos(\omega_0 t - \theta_0) - \frac{E_s E_d}{\frac{2}{K} + (E_s^2 + E_d^2)} [E_D \cos(\omega t - (\theta_0 - \theta)) + E_I \cos(\omega_0 t - \theta - \phi)] \\ &= - \sqrt{\left[\frac{E_s E_d E_D}{\frac{2}{K} + (E_s^2 + E_d^2)} \right]^2 + \left[\frac{\left(\frac{2}{K} + E_d^2\right) E_I}{\frac{2}{K} + (E_s^2 + E_d^2)} \right]^2} - 2 \frac{E_s E_d E_D}{\frac{2}{K} + (E_s^2 + E_d^2)} \frac{\left(\frac{2}{K} + E_d^2\right) E_I}{\frac{2}{K} + (E_s^2 + E_d^2)} \cos(\phi - (\theta_0 - \theta)) \cdot \\ &\quad \cos \left(\omega t - \phi + \tan^{-1} \frac{\frac{E_s E_d E_D}{\frac{2}{K} + (E_s^2 + E_d^2)} \sin(\phi - (\theta_0 - \theta))}{\frac{E_s E_d E_D}{\frac{2}{K} + (E_s^2 + E_d^2)} \cos(\phi - (\theta_0 - \theta)) - \frac{\left(\frac{2}{K} + E_d^2\right) E_I}{\frac{2}{K} + (E_s^2 + E_d^2)}} \right) - \\ &\quad \sqrt{\left[\frac{E_s E_d E_I}{\frac{2}{K} + (E_s^2 + E_d^2)} \right]^2 + \left[\frac{\left(\frac{2}{K} + E_s^2\right) E_D}{\frac{2}{K} + (E_s^2 + E_d^2)} \right]^2} - 2 \frac{E_s E_d E_I}{\frac{2}{K} + (E_s^2 + E_d^2)} \frac{\left(\frac{2}{K} + E_s^2\right) E_D}{\frac{2}{K} + (E_s^2 + E_d^2)} \cos(\phi - (\theta_0 - \theta)) \cdot \\ &\quad \cos \left(\omega_0 t - \theta_0 - \tan^{-1} \frac{\frac{E_s E_d E_I}{\frac{2}{K} + (E_s^2 + E_d^2)} \sin(\phi - (\theta_0 - \theta))}{\frac{E_s E_d E_I}{\frac{2}{K} + (E_s^2 + E_d^2)} \cos(\phi - (\theta_0 - \theta)) - \frac{\left(\frac{2}{K} + E_s^2\right) E_D}{\frac{2}{K} + (E_s^2 + E_d^2)}} \right) \end{aligned} \quad (22)$$

由式(22)得，干扰对消比为

$$ICR = 20 \lg \frac{E_I}{\sqrt{\left[\frac{E_s E_d E_D}{\frac{2}{K} + (E_s^2 + E_d^2)} \right]^2 + \left[\frac{\left(\frac{2}{K} + E_d^2 \right) E_I}{\frac{2}{K} + (E_s^2 + E_d^2)} \right]^2} - 2 \frac{E_s E_d E_D}{\frac{2}{K} + (E_s^2 + E_d^2)} \frac{\left(\frac{2}{K} + E_d^2 \right) E_I}{\frac{2}{K} + (E_s^2 + E_d^2)} \cos(\phi - (\theta_0 - \theta))} \quad (23)$$

由式(22)得, 有用对消比为

$$DCR = 20 \lg \frac{E_D}{\sqrt{\left[\frac{E_s E_d E_I}{\frac{2}{K} + (E_s^2 + E_d^2)} \right]^2 + \left[\frac{\left(\frac{2}{K} + E_s^2 \right) E_D}{\frac{2}{K} + (E_s^2 + E_d^2)} \right]^2} - 2 \frac{E_s E_d E_I}{\frac{2}{K} + (E_s^2 + E_d^2)} \frac{\left(\frac{2}{K} + E_s^2 \right) E_D}{\frac{2}{K} + (E_s^2 + E_d^2)} \cos(\phi - (\theta_0 - \theta))} \quad (24)$$

利用式(23)、式(24), 当 $E_d=0$ 可得

$$\begin{cases} ICR_{/E_d=0} = 20 \lg \left(1 + \frac{KE_s^2}{2} \right) \\ DCR_{/E_d=0} = 0 \end{cases} \quad (25)$$

由式(25)第一个式可知, 由于实际低通增益有限, 干扰对消比不是 ∞ , 如果低通增益

$K \rightarrow \infty$, 即理想积分, 干扰对消比趋于无穷大, 且式(23)、式(24)与式(12)、式(13)一致。由于参考信号中没有有用信号, 式(25)第二式为 0, 即有用对消比为 0。

考虑系统的耦合特性, 利用式(14)、式(23)、式(24)可得干扰对消比和有用对消比分别为

$$ICR = 20 \lg \frac{1}{\sqrt{\left[\frac{\frac{1}{\alpha}}{\frac{2}{KE_s^2 \beta^2} + \left(\frac{1}{\beta^2} + 1 \right)} \right]^2 + \left[\frac{\frac{2}{KE_s^2 \beta^2} + 1}{\frac{2}{KE_s^2 \beta^2} + \left(\frac{1}{\beta^2} + 1 \right)} \right]^2} - 2 \frac{\frac{1}{\alpha}}{\frac{2}{KE_s^2 \beta^2} + \left(\frac{1}{\beta^2} + 1 \right)} \frac{\frac{2}{KE_s^2 \beta^2} + 1}{\frac{2}{KE_s^2 \beta^2} + \left(\frac{1}{\beta^2} + 1 \right)} \cos(\phi - (\theta_0 - \theta))} \quad (26)$$

$$DCR = 20 \lg \frac{1}{\sqrt{\left[\frac{\alpha}{\frac{2}{KE_s^2} + (1 + \beta^2)} \right]^2 + \left[\frac{\frac{2}{KE_s^2} + 1}{\frac{2}{KE_s^2} + (1 + \beta^2)} \right]^2} - 2 \frac{\alpha}{\frac{2}{KE_s^2} + (1 + \beta^2)} \frac{\frac{2}{KE_s^2} + 1}{\frac{2}{KE_s^2} + (1 + \beta^2)} \cos(\phi - (\theta_0 - \theta))} \quad (27)$$

实例分析。设 $E_s=2$ V, $K=500$, $\alpha=0.01$, $\beta \in [0, 0.004]$, 令 $\eta = \Phi - (\theta_0 - \theta) \in [-\pi, \pi]$ 。由本例参数和式(25)可知, 系统起初设计的干扰对消比约为 60 dB (未考虑 $E_d \neq 0$)。考虑有用信号的影响, 利用式(26)、式(27)计算得到实际的干扰对消比和有用对消比如图 3 和图 4 所示。

图 3 表明干扰对消比整体上随参考信号中有用信号的增加而迅速下降。对于确定的 β , 当 $\eta=0$, 即 $\cos[\Phi - (\theta_0 - \theta)]=1$ 时, 干扰对消比最大。当 β 取约 0.03, $\eta=0$ 时, 干扰对消比远大于 60 dB, 而且该取值附近的干扰对消比也大于 60 dB, 超出了 $E_d=0$ 时的干扰对消比, 是由于此时各参数的取值正好使式(26)分母接近 0 而使干扰对消比显著增加。图 4 表明

有用对消比随 β 的变化不大, 对于确定的 β , 当 $\eta=0$ 时, 有用对消比最大。由于 β 一般不大, 所以有用对消比很小。以上分析说明, 参考信号含有用信号对干扰对消比的影响远超过对有用信号的影响, 将导致系统干扰对消性能下降, 必须加以抑制。

4 $E_d \neq 0$ 对系统性能影响的抑制

由第 3 节可知, 当参考信号含少量有用信号时, 对干扰对消比的影响较大, 对有用信号的影响较小。为抑制这种影响, 可以将参考信号提取点放置在发射天线根部或者前向滤波器前以尽量减小有用信号的耦合。除此之外, 还可以从对消系统上采取措施。

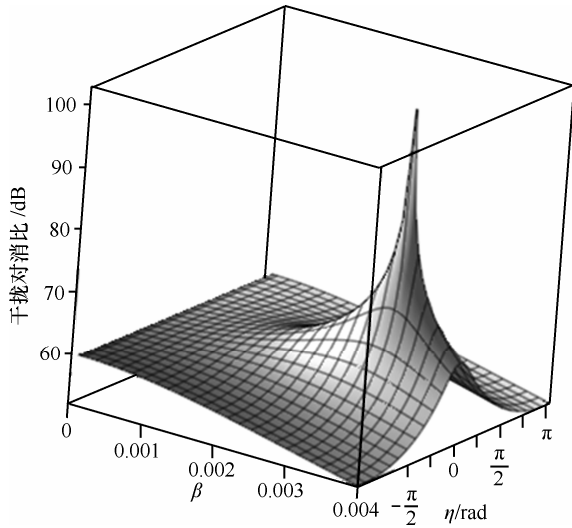


图 3 干扰对消比随 β 和 η 变化的曲线

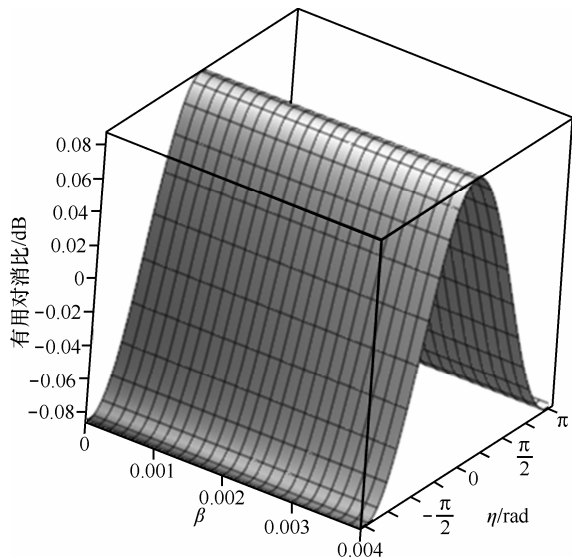


图 4 有用对消比随 β 和 η 变化的曲线

由干扰对消比式(26)可知，若 $\cos[\Phi - (\theta_0 - \theta)] = 1$ ，干扰对消比最大，即

$$ICR_{\max} = 20 \lg \frac{1}{\sqrt{\left[\frac{\frac{1}{\alpha}}{\frac{2}{KE_s^2 \beta^2} + \left(\frac{1}{\beta^2} + 1\right)} \right]^2 + \left[\frac{\frac{2}{KE_s^2 \beta^2} + 1}{\frac{2}{KE_s^2 \beta^2} + \left(\frac{1}{\beta^2} + 1\right)} \right]^2}}$$

$$DCR_{\max} = 20 \lg \frac{1}{\sqrt{\left[\frac{\alpha}{\frac{2}{KE_s^2} + (1 + \beta^2)} \right]^2 + \left[\frac{\frac{2}{KE_s^2} + 1}{\frac{2}{KE_s^2} + (1 + \beta^2)} \right]^2 - 2 \frac{\alpha}{\frac{2}{KE_s^2} + (1 + \beta^2)} \frac{\frac{2}{KE_s^2} + 1}{\frac{2}{KE_s^2} + (1 + \beta^2)}}} = 20 \lg \left| \frac{\left(\frac{2}{KE_s^2} + 1 \right) + \beta^2}{\left(\frac{2}{KE_s^2} + 1 \right) - \alpha} \right| \quad (31)$$

$$= 20 \lg \left| \frac{\left(\frac{2}{KE_s^2} + 1 \right) \left(\frac{1}{\beta^2} \right) + 1}{\left(\frac{2}{KE_s^2 \beta^2} + 1 \right) - \frac{1}{\alpha}} \right| \quad (28)$$

进一步，由式(28)分母可知，当满足

$$\frac{2}{KE_s^2 \beta^2} + 1 = \frac{1}{\alpha} \rightarrow \frac{2}{KE_s^2 \beta^2} = \frac{1}{\alpha} - 1 \xrightarrow{\alpha \ll 1, \beta \ll 1} \frac{\alpha}{\beta^2} = \frac{KE_s^2}{2} \quad (29)$$

式(28)为 ∞ ，此时系统理论上无穷大的干扰对消比。由于 α 、 β 有一定的随机性，在系统设计时要始终满足式(29)有一定困难。但比较式(25)和式(28)可知，要保证 $E_d \neq 0$ 的干扰对消比不小于系统设计之初($E_d = 0$)时的干扰对消比，必须满足

$$\begin{aligned} \frac{ICR_{\max}}{ICR_{E_d=0}} &\geq 1 \rightarrow \frac{\left| \frac{\left(\frac{2}{KE_s^2} + 1 \right) \left(\frac{1}{\beta^2} \right) + 1}{\left(\frac{2}{KE_s^2 \beta^2} + 1 \right) - \frac{1}{\alpha}} \right|}{\left(1 + \frac{KE_s^2}{2} \right)} \geq 1 \\ &\xrightarrow{KE_s^2 \gg 1, \alpha \ll 1, \beta \ll 1} \frac{\left| \frac{1}{\beta^2} \right|}{\left| \frac{\left(\frac{2}{KE_s^2 \beta^2} + 1 \right) - \frac{1}{\alpha}}{\left(1 + \frac{KE_s^2}{2} \right)} \right|} \geq 1 \\ &\rightarrow \left(\frac{\beta^2 KE_s^2}{2} \right) \left(\frac{1}{\alpha} - 1 \right) \leq 2 \xrightarrow{\alpha \ll 1} \frac{\alpha}{\beta^2} \geq \frac{KE_s^2}{4} \quad (30) \end{aligned}$$

按照系统设计之初干扰对消比 60 dB 的设计要求^[7]，由式(25)可知，要求 $\frac{KE_s^2}{2} \approx 1000$ 。根据实际收发系统，通常 $\beta < \alpha < 0.01$ ，且 β 比 α 小近一个数量级以上，很容易得 $\frac{\alpha}{\beta^2} > \frac{KE_s^2}{4}$ 。因此，在实际系统中，式(30)条件是容易满足的。

由有用对消比式(27)可知，若 $\cos[\Phi - (\theta_0 - \theta)] = 1$ ，有用对消比也达最大，即

由式(31)分母可知，如果此时有用对消比达无穷大需满足

$$\left(\frac{2}{KE_s^2} + 1\right) - \alpha = 0 \rightarrow \left(\frac{2}{KE_s^2} + 1\right) = \alpha \rightarrow \alpha > 1 \quad (32)$$

而一般综合衰减系数 $\alpha < 0.01$ ，所以有用对消比不可能无穷大。再由式(31)并利用 $KE_s^2 \gg 1$ ， $\alpha, \beta < 1$ 可知

$$DCR_{\max} = 20 \lg \left(\frac{|1 + \beta^2|}{|1 - \alpha|} \right) \approx 0 \quad (33)$$

所以，有用对消比接近 0。因此，在满足 $\cos[\Phi - (\theta_0 - \theta)] = 1$ 时，系统对有用信号的影响很小，而且保证 $E_d \neq 0$ 时的干扰对消比不低于设计之初的指标。

根据以上结论，以第 3 节的实例进行分析。其中，图 5 与图 3 对应，为 β 取 0.000 1~0.004 范围内几组不同值时，干扰对消比式(26)随 $\eta(\eta = \Phi - (\theta_0 - \theta))$ 变化的曲线。由图中曲线可见，当 β 很小（如 0.000 1）时，由于参考信号中有用信号很小，所以对干扰对消比的影响也很小。随着 β 的增大，参考信号中有用信号增加，干扰对消比与 η 具体取值有关，在 $[-\pi, \pi]$ 的一周内，干扰对消比在 $\eta = 0$ 附近将高于设计的 60 dB。当参数满足式(29)和 $\eta = 0$ 时，将出现极高的干扰对消比。当 $\eta = 0$ ， $\alpha \in [0, 0.01]$ ， $\beta \in [0, 0.004]$ ， $\beta < \alpha$ ，且满足式(30)时，干扰对消比随 α, β 变化的曲线如图 6 所示。由图可见，干扰对消比都不低于设计的 60 dB，而且干扰对消比有显著提高的部分。图 7 是图 6 中阴影区域，干扰对消比不低于 60 dB 的 α - β 区域，由式(30)绘制；标注的曲线是干扰对消比无穷大的 α - β 取值，由式(29)绘制；其余曲线是图 6 的等高线。比较可见，图 6 对应的最大干扰对消比曲线和 60 dB 及以上干扰对消比区域与式(29)、式(30)完全吻合。

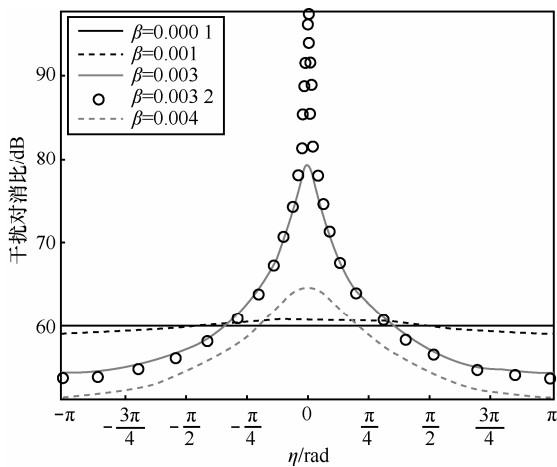


图 5 干扰对消比随 η 变化的曲线

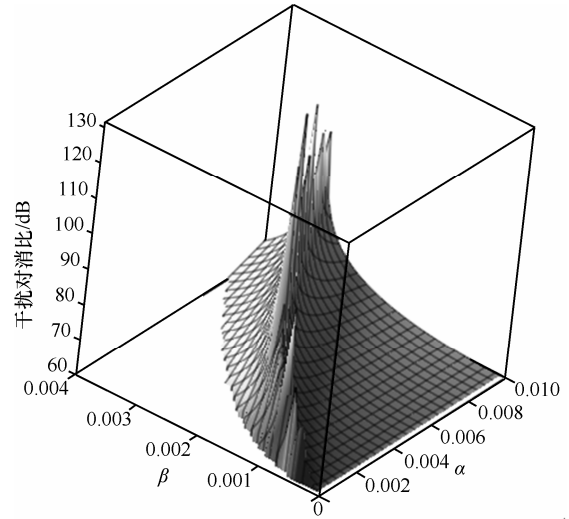


图 6 干扰对消比随 α 和 β 变化的曲线

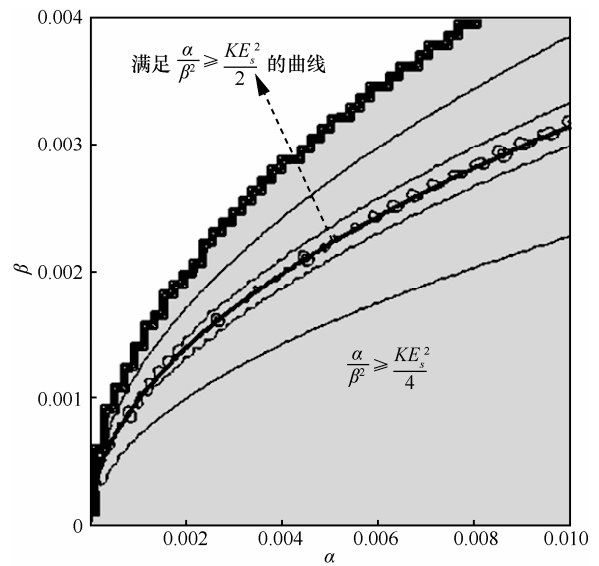


图 7 满足式(29)的曲线、满足式(30)的阴影区域以及图 6 的等高线

由以上可知，只要使系统满足 $\cos(\Phi - (\theta_0 - \theta)) \approx 1$ ，即一周内 $\Phi - (\theta_0 - \theta) \approx 0$ ，就可以消除参考信号含有用信号对系统干扰对消比的不利影响，并且还可以显著提高干扰对消比。该条件中的 Φ 是接收干扰信号与参考信号中干扰信号的相对时延相位， η 是参考信号中有用信号与接收有用信号的相对时延相位。如图 1 所示，设耦合器 I 输入端至正交功分器输出端的时延为 t_1 ，耦合器 I 输入端至接收天线间的时延为 t_2 ，接收天线至耦合器 II 的时延为 t_3 ，有

$$\begin{cases} \phi = \omega(t_2 + t_3 - t_1) \\ \theta_0 - \theta = \omega_0(t_2 + t_1 - t_3) \end{cases} \quad (34)$$

因此，

$$\begin{aligned} \eta &= \phi - (\theta_0 - \theta) \\ &= \omega(t_2 + t_3 - t_1) - \omega_0(t_2 + t_1 - t_3) \\ &= (\omega - \omega_0)t_2 + (\omega + \omega_0)(t_3 - t_1) \end{aligned} \quad (35)$$

由于频率在波段内是变化的，要使式(35)恒为零有一定难度。考虑车载通信等共平台通信情况下，天线间距较近，一般数米至数十米，则 t_2 较小。所以，在短波、超短波波带， $(\omega - \omega_0)t_2$ 较小，如果 $t_1 = t_3$ ，可使 $\cos(\eta) \approx 1$ 。如天线间距 30 m，收发频差 200 kHz，则 $\eta = \frac{\pi}{25}$ ， $\cos(\eta) = 0.992$ 。因此，只要匹配好 t_1 和 t_3 的时延就可以有效抑制有用信号对干扰对消效果的影响，并可进一步提高干扰对消效果。图 8 给出了该方法的流程。

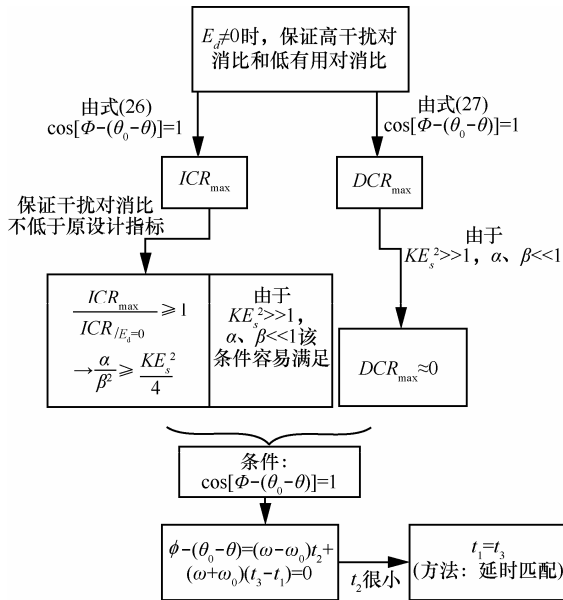


图 8 抑制有用信号影响方法的流程

5 仿真实验与分析

实验参数如下：参考信号中干扰信号幅值 $E_s = 2V$ ，干扰信号频率 $f = 4\text{ MHz}$ ，有用信号频率 $f_0 = 4.2\text{ MHz}$ ，低通的 2 个时间常数分别取 $\tau_1 = 0.1\text{ s}$ ， $\tau_2 = 1\text{ s}$ ，低通增益为 $k_1 = \frac{\tau_2}{\tau_1} = 10$ ，系统增益为 $k = 50$ ，总增益为 $K = kk_1 = 500$ 。简便起见，选择几组典型参数进行仿真，仿真结果如表 1 所示。比较表 1 与图 3~图 5 可知，在对应参数下，仿真和理论分析吻合较好。

当 $E_d = 0$ 时，由于参考信号中未耦合有用信号，因此系统干扰对消性能不受有用信号影响，干扰对消比就是设计指标 60 dB，由于频差 200 kHz，有用

信号几乎全部被接收。当 $E_d \neq 0$ 时，参考信号中耦合有用信号，会对干扰对消性能产生影响，同时接收有用信号也受影响。一般参考信号中有用信号不大，由理论和仿真分析可知，对接收有用信号影响很小，但对干扰对消性能影响较大。在本文实验中，参考信号中有用信号是干扰信号的 $\frac{4}{1000}$ 时，若参考信号

中干扰信号与接收干扰信号的相对时延相位与接收有用信号与参考信号中有用信号的相对时延相位之差 η 在一周内接近 $\pm\pi$ 时，干扰对消比下降将超过 8 dB。但在该相位差较小时（如 $\pm\frac{\pi}{25}$ ），对干扰对消比的影响较小，甚至可以显著提高干扰对消比。当参数满足式(29)，即 $\eta = 0$ 、 $\alpha = 0.01$ 、 $\beta = 0.0032$ 时，仿真得到的干扰对消比无穷大，与理论分析结果一致。

表 1 各参数对应的 ICR 和 DCR 仿真结果

| E_d/V | α, β | ICR/dB | DCR/dB |
|---------|-------------------------|--------|--------|
| 0 | $\alpha = 0, \beta = 0$ | 60 | 0 |
| > 0 | $\eta = \pi$ | 51.7 | -0.08 |
| | $\eta = \frac{\pi}{2}$ | 54.5 | 0 |
| | $\eta = \frac{\pi}{25}$ | 64.4 | 0.08 |
| | $\eta = 0$ | 64.7 | 0.08 |
| | $\eta = \frac{\pi}{25}$ | 77.8 | 0.08 |
| | $\eta = 0$ | Inf | 0.08 |

6 结束语

本文就参考信号耦合有用信号时，自适应干扰对消系统的对消性能进行了理论分析。给出了系统的最优权值、稳态权值、干扰对消比和有用对消比的计算表达式。并给出消除参考信号含有用信号对干扰对消效果影响的方法。仿真分析证实了理论分析的正确性。文中分析的主要结论如下。

1) 参考信号耦合有用信号，将影响干扰对消效果和有用信号的接收。而且，对干扰对消效果的影响更严重。

2) 系统的平均收敛速度除与权值控制支路增益、低通增益和参考信号中干扰信号幅值有关外，还与参考信号中有用信号幅值有关，有用信号幅值越大，系统的平均收敛速度越快。

3) 参考信号中干扰信号与接收干扰信号的相对时延相位与接收有用信号与参考信号中有用信号的相对时延相位差在一周内变化时,有用信号受到的影响较小,而干扰对消效果受到的影响较大。当该时延相位差在零附近,干扰对消比可以不低于设计指标,甚至远超过设计指标。当该时延相位差远离零时,干扰对消比随着参考信号中有用信号的增加而显著下降。

4) 推导得到参考信号中干扰信号与接收干扰信号的相对时延相位与接收有用信号与参考信号中有用信号的相对时延相位差为零时,系统干扰对消比不低于设计指标的参数范围以及能显著提高干扰对消比的参数取值。并提出匹配参考信号提取点至正交功分器输出与接收天线至合成信号注入点间时延的方法来消除参考信号耦合有用信号对干扰对消效果影响的方法。

致谢:

感谢海军工程大学舰船综合电力技术国防科技重点实验室对前期研究工作给予的支持。特别感谢海军工程大学舰船综合电力技术国防科技重点实验室的赵治华教授、孟进教授、潘启军教授、李毅研究员、唐健博士、李文禄博士、肖欢博士在前期研究工作中给予的支持和帮助。

参考文献:

[1] WIDROW B, GLOVER J R, MCCOOL J M. Adaptive noise canceling: principles and applications[J]. Proceedings of the IEEE, 1975, 63(12):1692-1716.
 [2] GLOVER J R. Adaptive noise canceling applied to sinusoidal interferences[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1977, 25(6):484-491.
 [3] 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.
 [4] 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.
 [5] 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.
 [6] 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.
 [7] 杜武林. 干扰抵消技术的原理和应用[J]. 电信科学, 1988, (5): 51-55.
 DU W L. Principle and application of interference cancellation technology[J]. Telecom Science, 1988, (5): 51-55.
 [8] 郑伟强, 杜武林. 自适应干扰抵消研究[J]. 电讯技术, 1991, 31(6):20-27.
 ZHENG W Q, DU W L. Study of adaptive interference canceling[J]. Telecommunication Engineering, 1991, 31(6):20-27.
 [9] 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.
 [10] GERMAN F, ANNAMALAI K, YOUNG M, et al. Simulation and data management for cosite interference prediction[A]. Electromagnetic Compatibility (EMC), IEEE International Symposium on[C]. 2010.869-874.
 [11] 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, USA, 2009.359-363.
 [12] 蒋云昊, 马伟明, 赵治华. 斩波稳零下自适应干扰对消系统的性能分析[J].通信学报, 2010, 31(3): 65-74.
 JIANG Y H, MA W M, ZHAO Z H. Analysis of chopping stabilizing zero for adaptive interference cancellation system[J]. Journal on Communications, 2010, 31(3): 65-74.

作者简介:



蒋云昊 (1977-), 男, 湖北工业大学讲师, 主要研究方向为自适应干扰对消技术、电力电子技术应用。

赵治华 (1962-), 男, 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、电磁场理论和自适应干扰对消技术。