

共址天线干扰抵消系统的调幅制干扰抵消特性

蒋云昊^{1,2}, 赵楠^{1,2}, 刘聪^{1,2}, 丁稳房^{1,2}, 席自强^{1,2}

(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. 湖北工业大学太阳能高效利用及储能运行控制湖北省重点实验室, 湖北 武汉 430068)

摘 要: 分析了调幅制干扰信号下, 实际共址天线干扰抵消系统的干扰抵消性能。给出调幅制 (AM, amplitude modulation) 信号下干扰抵消系统稳态权值表达及其结构特性, 推导出载频和边频干扰抵消比的计算式, 分析得到干扰抵消比的影响因素及其影响规律。干扰抵消系统的稳态权值为载频和边频最优权值按功率比的加权, 信号带宽增大将增大载频和边频最优权值的离散性, 从而导致干扰抵消比的下降。边频干扰抵消比比载频干扰抵消比随信号带宽增大而下降的程度更加明显, 通过提高系统增益来提高系统干扰抵消比的程度有限。给出干扰抵消比极限与等效传输延时之间的关系, 提出干扰抵消系统在调幅制 AM 信号下提高干扰抵消比的设计方法。仿真结果验证了理论分析的正确性和有效性。

关键词: 通信理论; 共址干扰抵消系统; 调幅; 带宽; 干扰抵消比

中图分类号: TP393

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2018214

Cancellation performance of co-site antenna interference cancellation system for AM interference

JIANG Yunhao^{1,2}, ZHAO Nan^{1,2}, LIU Cong^{1,2}, DING Wenfang^{1,2}, XI Ziqiang^{1,2}

1. Hubei Collaborative Innovation Center for High-Efficiency Utilization of Solar Energy, Hubei University of Technology, Wuhan 430068, China

2. Hubei Key Laboratory for High-Efficiency Utilization of Solar Energy and Operation Control of Energy Storage System, Hubei University of Technology, Wuhan 430068, China

Abstract: The interference cancellation performance of actual co-site antenna interference cancellation system (CICS) under amplitude modulation jamming signal was analyzed. The expressions of the steady-state weights and their structure characteristics of the interference cancellation system under the AM signal were given. The formulae of the interference cancellation ratio (ICR) for carrier frequency and side frequency were derived. The influence factors and the influence rules of the ICR were analyzed. The steady state weights of the interference cancellation system (ICS) were the weighting of the carrier frequency optimal weights and the edge frequency optimal weights according to the power ratio. The increase of the signal bandwidth will increase the discreteness of the carrier frequency optimal weights and the edge frequency optimal weights and lead to the decrease of the interference cancellation ratio (ICR). The decrease degree of the edge frequency ICR was greater than that of the carrier frequency ICR. To improve ICR by increasing the gain was limited. The relationship between the interference cancellation ratio limit and the equivalent transmission delay was given. The design method of the interference cancellation system to improve the ICR under the AM signal was proposed. Finally, the correctness and validity of the theoretical analysis was verified by simulation.

Key words: communication theory, co-site interference cancellation system, amplitude modulation, bandwidth, interference cancellation ratio

收稿日期: 2017-09-02; 修回日期: 2018-02-22

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61771187); 湖北省自然科学基金资助项目 (No.2016CFB396); 湖北工业大学高层次人才基金资助项目 (No.BSQD2015021)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.61771187), The Natural Science Foundation of Hubei Province (No.2016CFB396), High Level Talent Foundation of Hubei University of Technology(No.BSQD2015021)

1 引言

集中通信台站（如机载、车载等通信平台）通常安装有大量的电子设备，导致天线密集。由于空间有限，相互间的干扰问题日趋严重，特别是大功率发射机和接收机同时工作时，空间耦合的强辐射干扰常导致接收机无法正常工作，甚至损坏^[1-2]。这种共址耦合强辐射干扰可以采用自适应干扰抵消技术加以解决。

自适应干扰抵消技术的理论基础是 Widrow 等^[3] 早先提出的自适应噪声抵消理论和 LMS 算法。随后，Glover 等^[4]研究了自适应噪声抵消系统的频域特性，并给出了该系统的近似数字频域模型。杜武林等^[5]对自适应干扰抵消技术进行了研究，并给出其基本原理、关键技术以及在通信领域应用的重要意义。郑伟强等^[2]通过对自适应干扰抵消系统的研究，指出采用基于 LMS 算法的模拟自适应闭环反馈干扰抵消系统，较适合于解决如机载、车载等通信系统的共址强耦合干扰问题。马义广等^[6]分析了自适应干扰抵消系统的基本性能，并给出了干扰抵消系统的基本设计方法。蒋云昊等^[7]分析了斩波稳零对自适应干扰抵消系统性能的影响。文献[8]分析了权值控制支路增益不同对自适应干扰抵消系统性能的影响。Li 等^[9]从时域的角度分析了系统对有用信号的衰减特性，并给出了一种减小干扰抵消系统对有用信号衰减的变增益控制方法。文献[10]分析了非零带宽干扰信号下干扰抵消系统的性能，并给出一种延时匹配方法来提高带宽干扰的抵消性能。文献[11]分析了参考提取信号含有有用信号时干扰抵消系统的性能，并提出了一种抑制参考信号含

有用信号导致干扰抵消性能下降的方法。谢跃雷等^[12]针对多干扰源时传统干扰抵消系统的复杂性问题提出一种虚拟多参考输入信号同址干扰抵消算法。目前的研究主要针对单频信号或一般意义上的带宽信号，缺乏对具体通信体制信号的干扰抵消系统性能分析，不便于指导实际系统设计。

本文从时域角度，给出调幅制（AM, amplitude modulation）信号下干扰抵消系统稳态权值表达及其结构特性分析，推导出载频和边频干扰抵消比的计算式，分析得到干扰抵消比的影响因素及其影响规律，提出干扰抵消系统在调幅制 AM 信号下的关键参数及其设计方法。

2 系统模型

共址干扰抵消系统的组成如图 1 所示。 $x_1(t)$ 为接收天线耦合到的本地大功率发射机发射的干扰信号。 $x_{s1}(t)$ 和 $x_{s2}(t)$ 为从发射系统提取的发射信号样本经过正交功分器后的 2 路正交参考信号。电调衰减器用于调节两路正交参考信号的幅值大小，调整量即为权值 $w_1(t)$ 和 $w_2(t)$ 。 $y_1(t)$ 和 $y_2(t)$ 为正交参考信号的加权信号，并合成为输出信号 $y(t)$ 。 $y(t)$ 与接收系统接收干扰信号进行抵消，形成抵消剩余信号 $x_c(t)$ 。 $x_c(t)$ 与参考信号在相关器内完成相关运算并输出电调衰减器的控制信号。相关器由乘法器和低通滤波器构成，低通滤波器可表示为 $\frac{k}{\tau s} + 1$ ， k 为增益， τ 为时间常数。为了便于分析，这里发射机的调幅制 AM 信号采用载频和 2 个边频表示，2 个边频之间的频率间隔为信号的带宽。

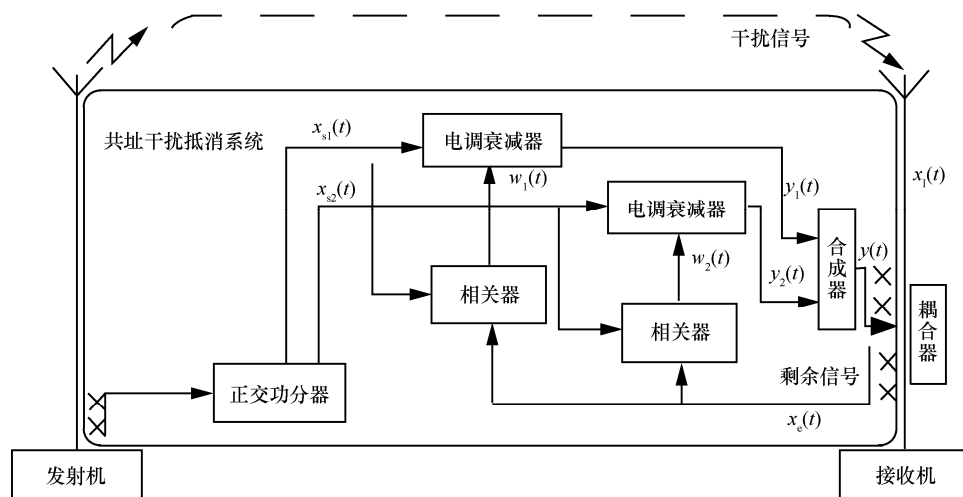


图 1 共址干扰抵消系统框架

假设 2 个正交参考信号为

$$\begin{pmatrix} x_{s1}(t) \\ x_{s2}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sum_{i=1}^3 E_{si} \cos(\omega_i t - \alpha_i) \\ \sum_{i=1}^3 E_{si} \sin(\omega_i t - \alpha_i) \end{pmatrix} \quad (1)$$

其中, E_{s1} 是参考信号的载频幅值, E_{s2} 和 E_{s3} 是参考信号的边频幅值, 单位为 V; ω_1 为参考信号的载频角频率, ω_2 和 ω_3 为参考信号的边频角频率, 单位为 rad/s; α_1 为参考信号的载频初相位, α_2 和 α_3 为参考信号的边频初相位, 单位为 rad; 信号带宽为 $\Delta f = |f_3 - f_1|$ 。

接收干扰信号为

$$x_i(t) = \sum_{i=1}^3 E_{li} \cos(\omega_i t - \phi_i) \quad (2)$$

其中, E_{l1} 是接收干扰信号的载频幅值, E_{l2} 和 E_{l3} 是接收干扰信号的边频幅值, 单位为 V; ϕ_1 是接收干扰信号的载频初相位, ϕ_2 和 ϕ_3 是接收干扰信号的边频初相位, 单位为 rad。

由图 1 可知, 抵消剩余信号可表示为

$$x_c(t) = x_i(t) - [w_1(t)x_{s1}(t) + w_2(t)x_{s2}(t)] \quad (3)$$

3 时域分析

根据图 1 和文献[10]可得共址干扰抵消系统的权值微分方程为

$$\begin{aligned} & \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} w_1(t) \\ w_2(t) \end{pmatrix} + \frac{1}{\tau} \begin{pmatrix} w_1(t) \\ w_2(t) \end{pmatrix} \\ &= \frac{k}{\tau} \begin{pmatrix} \sum_{i=1}^3 \frac{E_{si} E_{li}}{2} \cos(\phi_i - \alpha_i) \\ \sum_{i=1}^3 \frac{E_{si} E_{li}}{2} \sin(\phi_i - \alpha_i) \end{pmatrix} - \frac{k}{\tau} \sum_{i=1}^3 \frac{E_{si}^2}{2} \begin{pmatrix} w_1(t) \\ w_2(t) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4)$$

求解式(4)可得稳态权值为

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} w_1(\infty) \\ w_2(\infty) \end{pmatrix} &= \frac{1}{\frac{2}{k} + \sum_{i=1}^3 E_{si}^2} \begin{pmatrix} \sum_{i=1}^3 E_{si} E_{li} \cos(\phi_i - \alpha_i) \\ \sum_{i=1}^3 E_{si} E_{li} \sin(\phi_i - \alpha_i) \end{pmatrix} \\ &= \frac{1}{\frac{2}{k} + \sum_{i=1}^3 E_{si}^2} \begin{pmatrix} \sum_{i=1}^3 E_{si}^2 \beta \cos(\omega_i \Delta t) \\ \sum_{i=1}^3 E_{si}^2 \beta \sin(\omega_i \Delta t) \end{pmatrix} \\ &= \frac{1}{\frac{2}{k} + \sum_{i=1}^3 E_{si}^2} \begin{pmatrix} \sum_{i=1}^3 E_{si}^2 w_{1i}^* \\ \sum_{i=1}^3 E_{si}^2 w_{2i}^* \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (5)$$

其中, w_{1i}^* 和 w_{2i}^* 为载频干扰和边频干扰单独作用下, 能将该干扰抵消至 0 的最优权值; β 为参考信号至接收系统间电磁波传播的耦合系数, 数值上等于接收干扰信号幅值与参考信号幅值之比; Δt 为接收干扰信号相对于参考信号的传输时延。由式(5)可知, 在增益 $k \rightarrow \infty$ 时, 调制信号作用下共址干扰抵消系统的稳态权值可认为是各频率信号单独作用下的最优权值按照单位功率比加权。而单频信号作用下的抵消系统稳态权值, 在增益 $k \rightarrow \infty$ 时, 就是能将干扰抵消至 0 的最优权值。因此, 对于调制信号, 共址干扰抵消系统一般不可能将其抵消至 0。由于集中通信平台空间有限, 这里假定收发天线间距约为 30 m, 耦合系数 β 约为 0.1, 增益 k 约为 2 000, 载频为 2 MHz, 则载频最优权值与边频最优权值之差随信号带宽变化如图 2 所示。

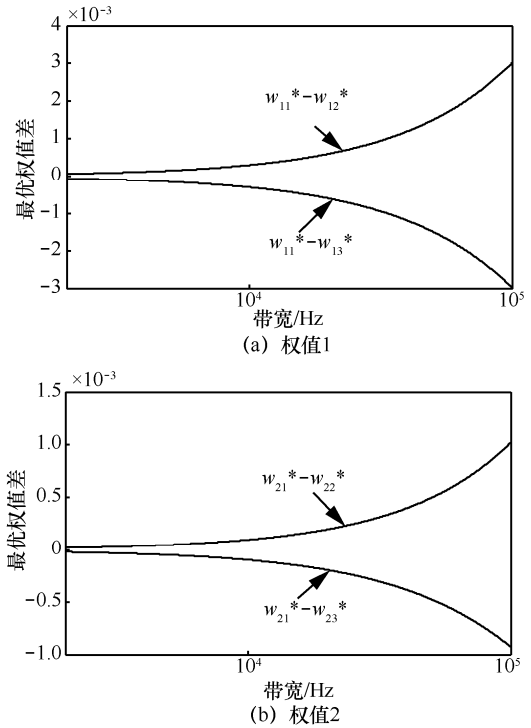


图 2 载频最优权值与边频最优权值差随信号带宽变化曲线

由图 2 可知, 信号带宽越小, 边频最优权值与载频最优权值的差越小, 载频和边频的最优权值越接近。一般语音调幅制信号带宽不超过 10 kHz, 因此, 载频和边频的 3 个最优权值非常接近。

由于调幅制信号的调制系数一般不超过 1, 假定信号带宽为 10 kHz, 载频幅值 $E_{s1} = 1$ V, 根据式(5)可得干扰抵消系统最优权值 w_1^* 和 w_2^* (式(5)中 $k \rightarrow \infty$) 与载频和边频最优权值之差随调制系数变化如图 3 所示。

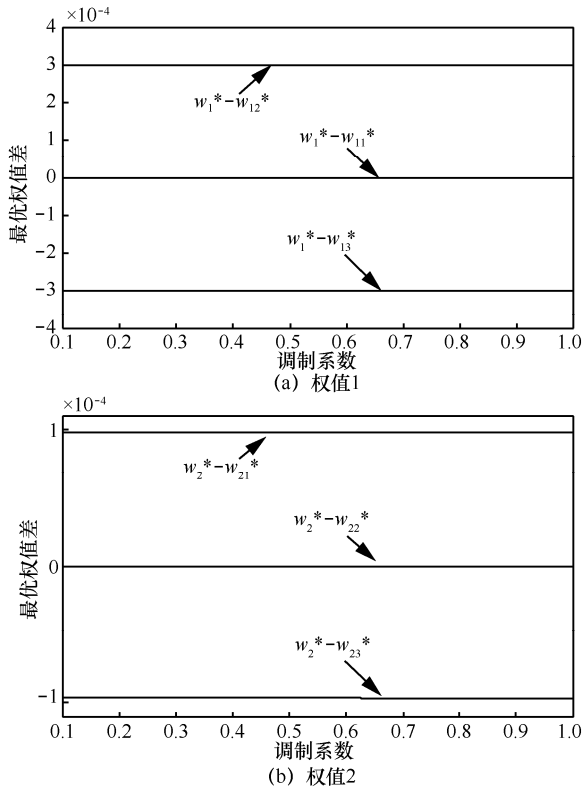


图 3 最优权值差值随信号调制系数变化的曲线

由图 3 可知，共址干扰抵消系统的最优权值与载频和边频的最优权值之差随调制系数变化很小，且干扰抵消系统的最优权值与载频和边频的最优权值都很接近。由于调幅制中，载频的功率大于边频功率，所以载频最优权值在共址干扰抵消系统最优权值中占比高，且与抵消系统的最优权值更加接近。

为了推导共址干扰抵消比式，式(5)稳态权值可

$$ICR_1 = 20 \lg \frac{E_{11}}{\sqrt{A_1^2 + B_1^2}}$$

$$= 20 \lg \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{\left(\frac{2}{k \sum_{i=1}^3 E_{si}^2} + 1\right)^2}\right) - \frac{2}{\left(\sum_{i=1}^3 r_{i1}^2\right)^2 \left(\frac{2}{k \sum_{i=1}^3 E_{si}^2} + 1\right)^2} \sum_{i=1}^3 r_{i1}^2 \left(\left(\frac{2}{\left(k \sum_{i=1}^3 E_{si}^2\right)^2} + 1\right) \left(\sum_{i=1}^3 r_{i1}^2\right) \cos(\Delta\omega_i \Delta t) - \sum_{p=i+1}^3 r_{p1}^2 [\cos(\Delta\omega_p \Delta t) - 1] \right)}}$$

$$= 20 \lg \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{K^2}\right) - \frac{2}{\left(1 + 2\left(\frac{m_{21}}{2}\right)^2\right)^2 K^2} \left(K \left(1 + 2\left(\frac{m_{21}}{2}\right)^2\right) \left(1 + 2\left(\frac{m_{21}}{2}\right)^2 \cos\left(2\pi \frac{\Delta f}{2} \Delta t\right)\right) - 2\left(\frac{m_{21}}{2}\right)^2 \left(\left[\cos\left(2\pi \frac{\Delta f}{2} \Delta t\right) - 1\right] - \left(\frac{m_{21}}{2}\right)^2 \sin^2\left(2\pi \frac{\Delta f}{2} \Delta t\right) \right) \right)}}$$

进一步表示为

$$\begin{pmatrix} w_1(\infty) \\ w_2(\infty) \end{pmatrix} = \frac{1}{\frac{2}{k} + \sum_{i=1}^3 E_{si}^2} \begin{pmatrix} \sum_{i=1}^3 E_{si}^2 \beta \cos(\omega_i \Delta t) \\ \sum_{i=1}^3 E_{si}^2 \beta \sin(\omega_i \Delta t) \end{pmatrix} = \frac{1}{\frac{2}{k} \sum_{i=1}^3 E_{si}^2 + 1} \begin{pmatrix} \frac{\beta}{1 + 2r_{21}^2} (\cos(\omega_1 \Delta t) + r_{21}^2 (\cos(\omega_2 \Delta t) + \cos(\omega_3 \Delta t))) \\ \frac{\beta}{1 + 2r_{21}^2} (\sin(\omega_1 \Delta t) + r_{21}^2 (\sin(\omega_2 \Delta t) + \sin(\omega_3 \Delta t))) \end{pmatrix} \quad (6)$$

其中， $r_{21} = \frac{E_{s2}}{E_{s1}}$ 为幅值比。

利用式(1)~式(3)和式(6)，计算可得稳态剩余干扰信号为

$$x_c(t) = x_1(t) - [w_1(\infty)x_{s1}(t) + w_2(\infty)x_{s2}(t)]$$

$$= \sum_{j=1}^3 \sqrt{A_j^2 + B_j^2} \cos\left(\omega_j t - \alpha_j - \text{tg}^{-1}\left(\frac{B_j}{A_j}\right)\right) \quad (7)$$

其中，

$$\begin{cases} A_j = E_{vj} \cos(\phi_j - \alpha_j) - \frac{E_{sj}}{\frac{2}{k} \sum_{i=1}^3 E_{si}^2 + 1} \sum_{i=1}^3 \frac{\beta \cos(\phi_i - \alpha_i)}{\sum_{j=1}^3 r_{ji}^2} \\ B_j = E_{vj} \sin(\phi_j - \alpha_j) - \frac{E_{sj}}{\frac{2}{k} \sum_{i=1}^3 E_{si}^2 + 1} \sum_{i=1}^3 \frac{\beta \sin(\phi_i - \alpha_i)}{\sum_{j=1}^3 r_{ji}^2} \end{cases} \quad (8)$$

由式(7)和式(8)推导可得载频和边频干扰抵消比分别为

其中, m_{21} 为调制系数, 且 $r_{21} = \frac{m_{21}}{2}$; Δf 为信号带宽, $k \sum_{i=1}^3 E_{si}^2$ 为系统等效增益, $K = \frac{2}{k \sum_{i=1}^3 E_{si}^2} + 1$ 。

$$\begin{aligned}
 ICR_2 &= 20 \lg \frac{E_{I2}}{\sqrt{A_2^2 + B_2^2}} \\
 &= 20 \lg \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{\left(\frac{2}{k \sum_{i=1}^3 E_{si}^2} + 1\right)^2}\right)^2 - \frac{2}{\left(\sum_{i=1}^3 r_{i2}^2\right)^2 \left(\frac{2}{k \sum_{i=1}^3 E_{si}^2} + 1\right)^2} \sum_{i=1}^3 r_{i2}^2 \left[\left(\frac{2}{k \sum_{i=1}^3 E_{si}^2} + 1\right) \left(\sum_{i=1}^3 r_{i2}^2\right) \cos(\Delta \omega_{i2} \Delta t) - \sum_{p=i+1}^3 r_{p2}^2 [\cos(\Delta \omega_{ip} \Delta t) - 1] \right]}} \\
 &= 20 \lg \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{K^2}\right)^2 - \frac{2}{\left(2 + \left(\frac{2}{m_{21}}\right)^2\right)^2 K^2} \left[K \left(2 + \left(\frac{2}{m_{21}}\right)^2\right) \left[\left(\frac{2}{m_{21}}\right)^2 + 2 \cos\left(2\pi \frac{\Delta f}{2} \Delta t\right) \right] \cos\left(2\pi \frac{\Delta f}{2} \Delta t\right) - 2 \left[\cos\left(2\pi \frac{\Delta f}{2} \Delta t\right) - 1 \right] \left[\left(\frac{2}{m_{21}}\right)^2 + \cos\left(2\pi \frac{\Delta f}{2} \Delta t\right) + 1 \right] \right]}} \quad (10)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 ICR_3 &= 20 \lg \frac{E_{I3}}{\sqrt{A_3^2 + B_3^2}} \\
 &= 20 \lg \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{\left(\frac{2}{k \sum_{i=1}^3 E_{si}^2} + 1\right)^2}\right)^2 - \frac{2}{\left(\sum_{i=1}^3 r_{i3}^2\right)^2 \left(\frac{2}{k \sum_{i=1}^3 E_{si}^2} + 1\right)^2} \sum_{i=1}^3 r_{i3}^2 \left[\left(\frac{2}{k \sum_{i=1}^3 E_{si}^2} + 1\right) \left(\sum_{i=1}^3 r_{i3}^2\right) \cos(\Delta \omega_{i3} \Delta t) - \sum_{p=i+1}^3 r_{p3}^2 [\cos(\Delta \omega_{ip} \Delta t) - 1] \right]}} \\
 &= 20 \lg \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{K^2}\right)^2 - \frac{2}{\left(2 + \left(\frac{2}{m_{21}}\right)^2\right)^2 K^2} \left[K \left(2 + \left(\frac{2}{m_{21}}\right)^2\right) \left[\left(\frac{2}{m_{21}}\right)^2 + 2 \cos\left(2\pi \frac{\Delta f}{2} \Delta t\right) \right] \cos\left(2\pi \frac{\Delta f}{2} \Delta t\right) - 2 \left[\cos\left(2\pi \frac{\Delta f}{2} \Delta t\right) - 1 \right] \left[\left(\frac{2}{m_{21}}\right)^2 + \cos\left(2\pi \frac{\Delta f}{2} \Delta t\right) + 1 \right] \right]}} \quad (11)
 \end{aligned}$$

由式(10)和式(11)可知, 调幅制 AM 信号 2 个边频的干扰抵消比一样。因此, 对于边频的干扰抵消特性只需讨论其中一个即可。

以下结合实例讨论干扰抵消系统对调幅制 AM 信号的干扰抵消特性。假设耦合衰减系数 $\beta=0.1$, 载波参考信号幅值 $E_{s1}=1 \text{ V}$ 。

若增益 $k=2 \ 000$, 等效传输延时距离 $\Delta l=15 \text{ m}$

(对应的传输时延为 $\Delta t = \Delta \frac{l}{3} \times 10^8 \text{ s}$), 则由式(9)和式(10)可得干扰抵消比随调制系数和信号带宽变化的规律如图 4 和图 5 所示。

由图 4 和图 5 可知, 当调制系数一定时, 由于信号带宽较窄, 载频干扰抵消比随信号带宽变化不大, 而边频干扰抵消比随信号带宽增大而越小。当信号带

宽一定时，由于调制系数的增大使参考信号功率增大，系统的等效增益随之增大，从而使载频和边频干扰抵消比增大。虽然调制系数的提高在一定程度上可以提高干扰抵消比，但由于调制系数的提高会增大干扰信号的峰值，相应地，所需的干扰抵消比也要提高。因此，高调制系数相对于低调制系数实际上对干扰抵消系统的干扰抵消要求更高。实际的调幅制 AM 信号的调制系数最小可能会低于 0.1，最大可达到 1，平均调制系数一般在 0.2~0.3。信号带宽的增大将减小干扰抵消系统的干扰抵消比，而语音调幅制 AM 信号的带宽一般在 10 kHz 以内。因此，分析时可以从极端情况考虑，即调制系数为 1，信号带宽为 10 kHz。

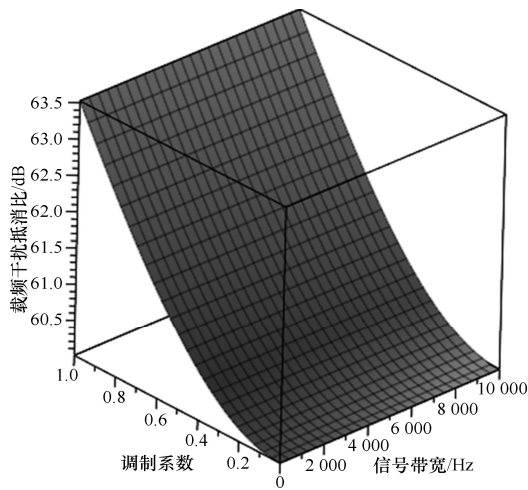


图 4 载频干扰抵消比随调制系数和信号带宽变化的曲线

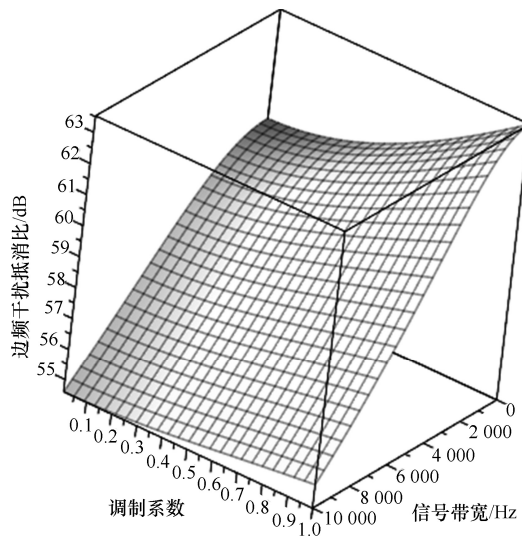


图 5 边频干扰抵消比随调制系数和信号带宽变化的曲线

若调制系数 $m_{21}=1$ ，信号带宽 $\Delta f=10\text{ kHz}$ ，则干扰抵消系统的干扰抵消比与系统增益 k 和等效传输延时距离 Δl 间的关系如图 6 和图 7 所示。

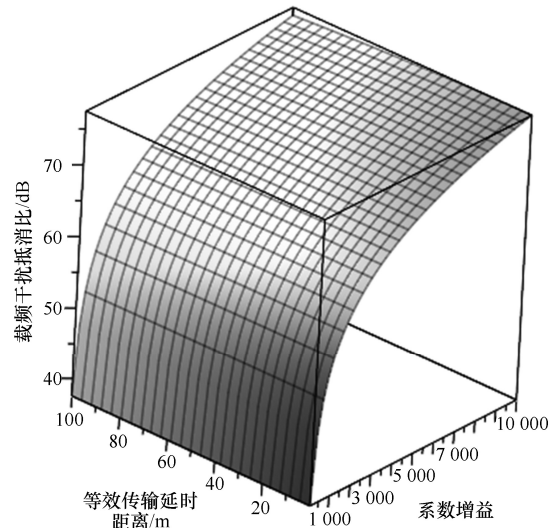


图 6 载频干扰抵消比随等效传输延时距离和系统增益变化的曲线

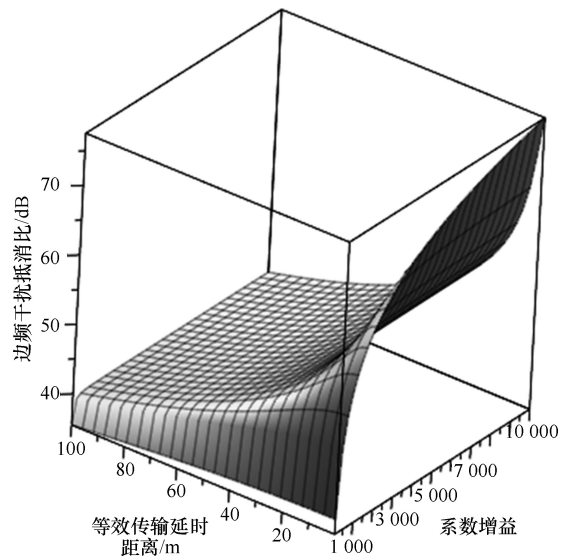


图 7 边频干扰抵消比随等效传输延时距离和系统增益变化的曲线

由图 6 和图 7 可知，系统增益一定时，载频和边频的干扰抵消比随等效传输延时距离增大而减小。其中，边频干扰抵消比的变化较载频显著，是由于等效传输延时距离的增大导致边频最优权值相对于系统稳态权值的离散性增强。当等效传输延时距离一定时，系统增益越大，载频和边频的干扰抵消比越高，但当系统增益增大到一定程度后，对干扰抵消比的提高作用十分有限。这与单频干扰不同，单频干扰时，当系统增益趋于无穷时，干扰抵消系统的稳态权值将趋于最优权值，系统的干扰抵消比也将趋于无穷大。而对于调制信号，如式(5)所示，当系统增益趋于无穷大时，干扰抵消系统的稳态权值仍然是载频和边频最优权值按单位功率比加权。因此，对于调制信号，通过增大系统增益

来提高干扰抵消比是受限制的。

图 8 给出 $m_{21}=1$ 、 $\Delta f=10$ kHz 时, 干扰抵消比极限 (即 $k \rightarrow \infty$ 时的干扰抵消比) 随等效传输延时距离变化的规律。

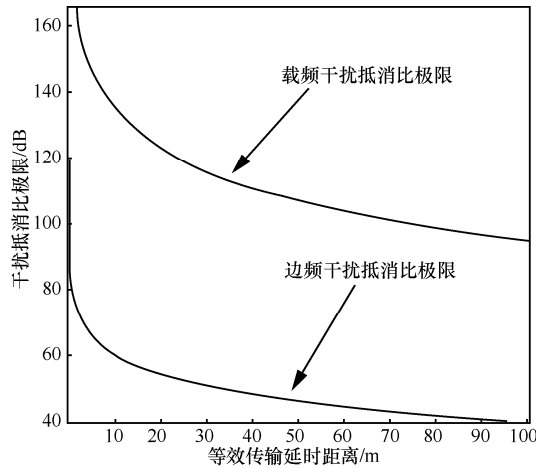


图 8 干扰抵消比极限随等效传输延时距离变化的曲线

由图 8 可知, 载频干扰抵消比极限和边频干扰抵消比极限随等效传输延时距离的减小而增大。但由于载频信号功率大于边频信号功率, 其最优权值更接近抵消系统稳态权值, 所以在相同的等效传输延时距离下, 边频干扰抵消比极限小于载频干扰抵消比极限。因此, 对于一定的干扰抵消比要求, 所需的等效传输延时距离由边频干扰抵消比极限对应的等效传输延时距离决定。图 8 可以决定语音调幅制 AM 信号干扰抵消系统是否需要采用延时匹配技术以及需要的匹配程度。如需要的干扰抵消比为 50 dB, 而实际参考信号相对于接收干扰信号的等效传输延时距离为 20 m, 则由图 8 可知, 可不需要采用延时匹配技术, 而当干扰抵消比要求提高到 60 dB 时, 则需采用延时匹配技术, 且匹配程度在约 10 m 以下。根据图 8 决定是否采用延时匹配技术以及需要的匹配程度后, 可由式(9)和式(10)分别计算出对应的系统增益, 并取其大者为最终的干扰抵消系统的增益, 即可使干扰抵消系统满足调幅制 AM 信号的干扰抵消比要求。

4 仿真实例分析

参数如下: 相关器中低通滤波器的时间常数为 1 s; 干扰信号的载波频率 2 MHz, 带宽 10 kHz; 调制系数 $m_{21}=1$ 。各信号的具体形式如下所示。

参考信号为

$$\begin{cases} x_{s1}(t) = 1.0 \cos(2\pi \times 2 \times 10^6 t - 30^\circ) + \\ \quad 0.5 \cos(2\pi \times (2 \times 10^6 - 5 \times 10^3)t - 20^\circ) + \\ \quad 0.5 \cos(2\pi \times (2 \times 10^6 + 5 \times 10^3)t - 50^\circ) \\ x_{s2}(t) = 1.0 \sin(2\pi \times 2 \times 10^6 t - 30^\circ) + \\ \quad 0.5 \sin(2\pi \times (2 \times 10^6 - 5 \times 10^3)t - 20^\circ) + \\ \quad 0.5 \sin(2\pi \times (2 \times 10^6 + 5 \times 10^3)t - 50^\circ) \end{cases} \quad (12)$$

接收干扰信号为

$$\begin{aligned} x_1(t) &= 0.1 \cos\left(2\pi \times 2 \times 10^6 \left(t - \frac{\Delta l}{3 \times 10^8}\right) - 30^\circ\right) + \\ &0.05 \cos\left(2\pi \times (2 \times 10^6 - 5 \times 10^3) \left(t - \frac{\Delta l}{3 \times 10^8}\right) - 20^\circ\right) + \\ &0.05 \cos\left(2\pi \times (2 \times 10^6 + 5 \times 10^3) \left(t - \frac{\Delta l}{3 \times 10^8}\right) - 50^\circ\right) \end{aligned} \quad (13)$$

假设系统的等效传输延时距离为 $\Delta l=20$ m, 干扰抵消比要求为 50 dB, 则根据图 8 可知, 干扰抵消系统对于调幅制 AM 信号的干扰抑制比可以满足要求, 不需要采用延时匹配技术。由式(9)和式(10)可计算出需要的系统增益分别约为 421 和 562, 可取不小于 562 的数值作为干扰抵消系统的增益。这里采用增益 $k=562$ 进行仿真, 仿真结果如图 9 和图 10 所示。

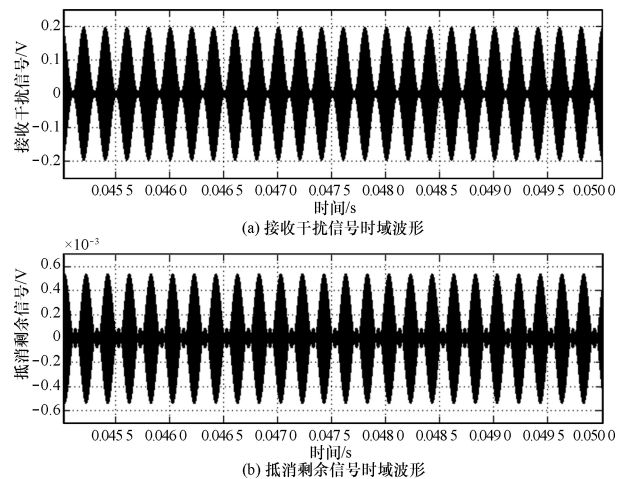


图 9 干扰抵消系统仿真结果 (无需延时匹配)

由图 9 可知, 接收干扰信号经过共址干扰抵消系统后峰值从约 0.2 V 降低至约 0.5×10^{-3} V。根据图 10 对抵消剩余信号的 FFT 分析结果可计算出载频和边频的干扰抵消比分别为

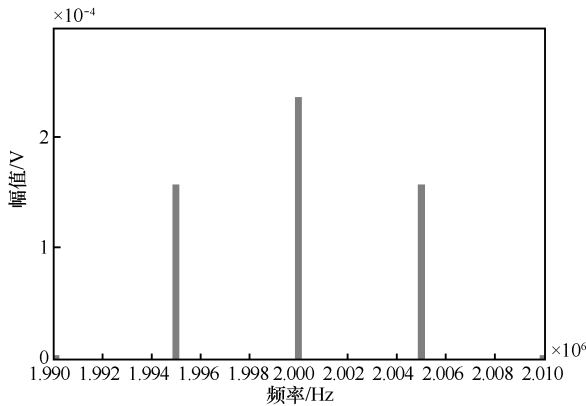


图 10 抵消剩余误差的 FFT 分析结果 (无需延时匹配)

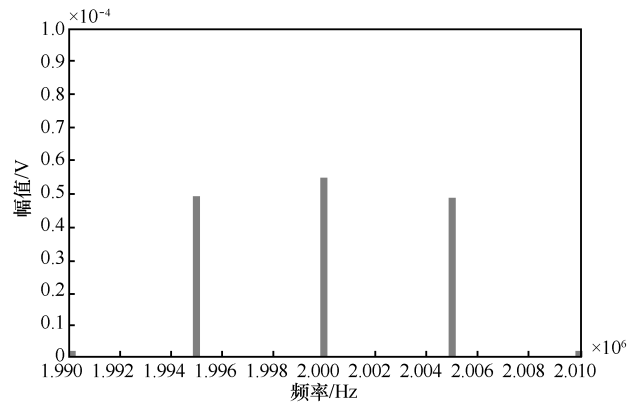


图 12 抵消剩余误差的 FFT 分析结果 (需要延时匹配)

$$ICR_1 = 20 \lg \frac{0.1}{2.36 \times 10^{-4}} \approx 52.5 \text{ dB} \quad (14)$$

$$ICR_2 = 20 \lg \frac{0.05}{1.57 \times 10^{-4}} \approx 50.1 \text{ dB} \quad (15)$$

满足设计要求。

若此时的干扰抵消比要求提高至 60 dB，则根据图 8 可知，需要采用延时匹配技术，将等效传输延时距离降低至 10 m 以下。这里，采用 $\Delta l=8 \text{ m}$ ，并由式 (9)和式(10)计算可得需要的系统增益分别约为 1 333 和 2 440。干扰抵消系统的增益可以选择大于 2 440 的数值即可。这里，选择增益 $k=2\ 440$ 进行仿真，仿真结果如图 11 和图 12 所示。

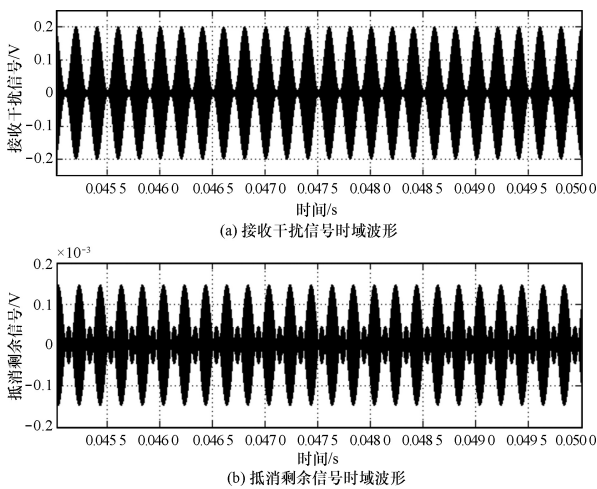


图 11 干扰抵消系统仿真结果 (需要延时匹配)

由图 11 可知，接收干扰信号经过共址干扰抵消系统后峰值从约 0.2 V 降低至约 $0.15 \times 10^{-3} \text{ V}$ 。根据图 12 对抵消剩余信号的 FFT 分析结果可计算出载频和边频的干扰抵消比分别为

$$ICR_1 = 20 \lg \frac{0.1}{5.40 \times 10^{-5}} \approx 65.4 \text{ dB} \quad (16)$$

$$ICR_2 = 20 \lg \frac{0.05}{4.86 \times 10^{-5}} \approx 60.2 \text{ dB} \quad (17)$$

满足设计要求。

5 结束语

本文针对调幅制干扰时共址干扰抵消系统的性能进行了理论分析。从时域分析的角度，给出了干扰抵消系统权值的稳态表达和其结构特性，推导出载频和边频干扰抵消比的计算式，分析干扰抵消比的影响因素及其影响规律，提出干扰抵消系统针对调幅制信号的设计方法。仿真结果证实理论分析的正确性。文中分析的主要结论如下所示。

- 1) 调幅制 AM 信号下，系统的稳态权值是载频和边频最优权值按功率比的加权，载频和边频最优权值的离散性随信号带宽增大而增大，继而导致干扰抵消比下降。
- 2) 调制系数增大将增大信号功率，同时提高干扰抵消系统的等效增益和干扰抵消比。
- 3) 干扰信号带宽越宽，载频和边频的干扰抵消比降低越多，但边频干扰抵消比降低尤为明显。
- 4) 提高增益对提高系统干扰抵消比的程度受到限制，当采用提高增益无法进一步提高干扰抵消比时需要采用延时匹配技术相配合。

参考文献：

[1] 杨恒, 党军宏, 潘亚汉. 宽带卫星通信系统中强干扰抵消方法[J]. 电讯技术, 2014, 54(6): 747-752.
 YANG H, DANG J H, PAN Y H. Strong interference cancellation technique for broadband satellite communication systems[J]. Telecommunication Engineering, 2014, 54(6): 747-752.

[2] 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 cancelling [J].

- Telecommunication Engineering, 1991, 31(6): 20-27.
- [3] WIDROW B, GLOVER J R, MCCOOL J M. Adaptive noise canceling: principles and applications[J]. Proceedings of the IEEE, 1975, 63(12): 1692-1716.
- [4] GLOVER J R. Adaptive noise canceling applied to sinusoidal interferences[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal processing, 1977, 25(6): 484-491.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] JIANG Y H, ZHAO Z H, HU A Q, et al. Influence of different gains to adaptive interference cancellation system[C]//2010 Asia Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2010: 1394-1397.
- [9] LI W L, ZHAO Z H, TANG J, et al. Performance analysis and optimal design of the adaptive interference cancellation system[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2013, 55(6): 1068-1075.
- [10] 蒋云昊, 陈炜峰, 钟水明, 等. 干扰对消系统的非零带宽性能与延时匹配[J]. 通信学报, 2014, 35(7): 113-121.
JIANG Y H, CHEN W F, ZHONG S M, et al. Nonzero bandwidth performance and time delay matching of interference cancellation system [J]. Journal on Communications, 2014, 35(7): 113-121.
- [11] 蒋云昊, 赵治华. 参考信号耦合有用信号对干扰对消系统的影响及其抑制[J]. 通信学报, 2015, 36(9): 98-108.
JIANG Y H, ZHAO Z H. Influence and its suppression of desired signal coupling to reference signal to interference cancellation system [J]. Journal on Communications, 2015, 36(9): 98-108.
- [12] 谢跃雷, 刘洁, 李民政, 等. 虚拟多参考输入自适应同址干扰抵消算法[J]. 通信学报, 2015, 36(4): 52-57.
XIE Y L, LIU J, LI M Z, et al. Adaptive co-site interference cancellation algorithm with multiple virtual references[J]. Journal on Communications, 2015, 36(4): 52-57.

[作者简介]



蒋云昊 (1977-), 男, 江苏镇江人, 湖北工业大学副教授, 主要研究方向为电磁干扰及其抑制、自适应干扰对消技术、功率电子技术应用等。

赵楠 (1983-), 女, 河南漯河人, 湖北工业大学副教授, 主要研究方向为无线通信网络、机器学习等。

刘聪 (1982-), 男, 湖北公安人, 湖北工业大学讲师, 主要研究方向为移动通信、无线通信网络等。

丁稳房 (1966-), 男, 湖北麻城人, 湖北工业大学副教授, 主要研究方向为继电保护及功率电子技术应用等。

席自强 (1960-), 男, 湖南东安人, 湖北工业大学教授, 主要研究方向为功率电子技术应用等。