

CFE 下 FRESH 滤波器性能分析及 CFE 校正

魏安全^{①②} 沈连丰^①

^①(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

^②(解放军理工大学通信工程学院 南京 210007)

摘要: 频移(FRESH)滤波器的研究通常都基于接收机准确知道信号或干扰循环频率(CF)的假设,但在 FRESH 滤波器的实际应用环境中,循环频率误差(CFE)往往不可避免地存在。该文基于 FRESH 滤波器抑制 DSSS/BPSK 系统窄带干扰的模型,分析了 CFE 对 FRESH 滤波器抽头系数、估计误差和系统误码性能的影响,提出了一种改进的 CFE 校正算法。理论分析与数值仿真的结果表明,FRESH 滤波器的性能对 CFE 十分敏感,该文提出的算法能有效地校正 CFE,使 FRESH 滤波器在 CFE 下仍能保持稳健而优良的性能。

关键词: 频移滤波器; 循环平稳; 谱相关; 循环频率误差; 干扰抑制

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)04-0853-06

Performance Analysis of FRESH Filter under CFE and Correction of CFE

Wei An-quan^{①②} Shen Lian-feng^①

^①(National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China)

^②(Institute of Communications Engineering, PLA University of Science and Technology, Nanjing 210007, China)

Abstract: The researches of FREquency-SHift (FRESH) filter are usually based on the hypothesis that the receivers precisely know the cycle frequencies of signal or interference. However, in the practical application circumstances of FRESH filter, Cycle Frequency Error (CFE) sometimes exists unavoidably. Based on the model of DSSS/BPSK system with FRESH filter to suppress narrow-band interference, the tap coefficients, the estimate error of FRESH filter and the system bit error performance under CFE are analyzed and an improved CFE correction algorithm is proposed in this paper. The results from theoretical analysis and numerical simulations indicate that the performance of FRESH filter is very sensitive to CFE, and the proposed algorithm can correct CFE effectively, keeping FRESH filter robust and excellent under CFE.

Key words: FREquency-SHift (FRESH) filter; Cyclostationary; Spectrum correlation; Cycle Frequency Error (CFE); Interference suppression

1 引言

信号的循环平稳性(CycloStationarity, CS)是指信号的统计量随时间周期性变化的特性,研究表明,大多数的通信信号都具有循环平稳性,信号的循环平稳性在通信中的干扰抑制^[1-4]、盲波束形成^[5,6]和盲源分离^[7,8]等诸多方面都获得了日益广泛的应用。由于信号和干扰的循环频率(Cycle Frequency, CF)是在一些特定的频率上离散分布的,这就决定了循环平稳信号处理的性能不仅与 CF 的选择有关,还与循环频率误差(Cycle Frequency Error, CFE)有关。目前,人们已对存在 CFE 时循环平稳波束形成的性能及 CFE 的校正方法进行了研究^[9-12],但对存在 CFE 时频移(FREquency-SHift, FRESH)滤波器性能的研究却很少。文献[1, 2]虽然简

单分析了 CFE 对 FRESH 滤波器性能的影响,然而它们在分析时只是分别单独考虑 FRESH 滤波器中复振荡器受 CFE 影响的情况和 FIR 滤波器抽头系数受 CFE 影响的情况,而实际上存在 CFE 时,FRESH 滤波器中的复振荡器和 FIR 滤波器抽头系数会同时受到影响而偏离最佳值,对它们分开单独进行考虑是不符合实际情况的。由于受到强的梯度噪声的影响,文献[1]提出的 CFE 校正方法不能收敛,无法有效地对 CFE 进行校正。为此,必须研究存在 CFE 时 FRESH 滤波器的性能,并对 CFE 进行校正,以使存在 CFE 条件下 FRESH 滤波器仍能保持良好的性能。

本文基于 FRESH 滤波器抑制 DSSS/BPSK 系统窄带干扰的模型,深入分析 CFE 对 FRESH 滤波器性能的影响,并在文献[1]的基础上提出一种改进的 CFE 校正算法。理论分析和仿真结果表明,FRESH 滤波器的性能对 CFE 十分敏感,而本文提出的改进算法能有效地校正 CFE,使 FRESH 滤波器在存在 CFE 时仍然能保持稳健而优良的性能。本文

2006-09-18 收到, 2007-07-19 改回

国家自然科学基金(60472053), 江苏省自然科学基金(BK2003055)和高等学校博士点专项科研基金(20030286017)资助课题

的结构是:第2节介绍系统模型;第3节分析CFE对FRESH滤波器性能的影响;第4节提出一种改进的CFE校正算法;第5节给出CFE下FRESH滤波器性能的数值仿真结果;第6节对本文的研究工作进行总结。

2 系统模型

采用FRESH滤波器抑制DSSS/BPSK系统窄带干扰的模型如图1所示。

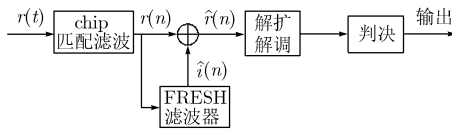


图1 系统模型

FRESH滤波器的结构如图2所示,对输入信号及其复共轭进行一系列的频移操作,对每路频移信号再经过一个自适应FIR滤波器,最后把各FIR滤波器的输出相加。其中 $\alpha_p \in S_\alpha$ 和 $\beta_q \in S_\beta$ 分别为信号或干扰的CF和共轭CF。

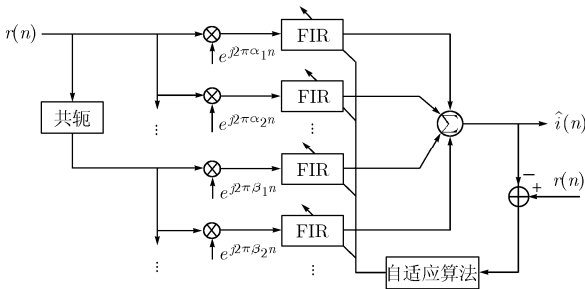


图2 FRESH滤波器结构

设FRESH滤波器的输入信号为

$$r(n) = s(n) + i(n) + w(n) \quad (1)$$

其中 $s(n)$ 为扩频信号, $i(n)$ 为窄带干扰, $w(n)$ 是高斯白噪声,假定它们相互独立。FRESH滤波器输出的干扰估计可以表示为^[1]

$$\begin{aligned} \hat{i}(n) = & \sum_{p=1}^P \sum_{k=0}^{L_p-1} h^{\alpha_p}(k) r(n-k) e^{j2\pi\alpha_p(n-k)} \\ & + \sum_{q=1}^Q \sum_{k=0}^{M_q-1} h^{\beta_q}(k) r^*(n-k) e^{j2\pi\beta_q(n-k)} \end{aligned} \quad (2)$$

式中 P 和 Q 为频移和共轭频移支路数。 $h^{\alpha_p}(n)$ 和 $h^{\beta_q}(n)$ 表示FRESH滤波器的频移和共轭频移支路FIR滤波器的冲激响应, L_p 和 M_q 为 $h^{\alpha_p}(n)$ 和 $h^{\beta_q}(n)$ 的长度。

式(2)可以表示为如下的更为紧凑的矢量运算形式^[1]

$$\hat{i}(n) = \mathbf{h}^H(n) \mathbf{r}(n) \quad (3)$$

式中 \mathbf{H} 表示共轭转置, $\mathbf{h}(n)$ 为FRESH滤波器各FIR滤波器抽头权矢量链接构成的矢量, $\mathbf{r}(n)$ 为FRESH滤波器各FIR滤波器对应的输入信号矢量链接构成的矢量。

将FRESH滤波器输出的干扰估计从接收信号中减去,

得到经干扰抑制后的DSSS信号为

$$\hat{r}(n) = r(n) - \hat{i}(n) \quad (4)$$

3 CFE对FRESH滤波器性能的影响分析

3.1 CFE对FRESH滤波器抽头权值的影响

当存在CFE时,设FRESH滤波器 α_p 支路存在的CFE为 ΔF_p , $\Delta F_p \ll \alpha_p$,该支路FIR滤波器的输入信号矢量 $\mathbf{r}_{\text{CFE}}^{\alpha_p}(n)$ 可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{\text{CFE}}^{\alpha_p}(n) = & [r(n) e^{j2\pi(\alpha_p + \Delta F_p)n} \quad r(n-1) e^{j2\pi(\alpha_p + \Delta F_p)(n-1)} \\ & \dots \quad r(n-M_p+1) e^{j2\pi(\alpha_p + \Delta F_p)(n-M_p+1)}]^T \end{aligned} \quad (5)$$

当 $\Delta F_p \ll \alpha_p$ 且 n 较大时

$$\mathbf{r}_{\text{CFE}}^{\alpha_p}(n) \approx e^{j2\pi\Delta F_p n} \mathbf{r}^{\alpha_p}(n) \quad (6)$$

式中 $\mathbf{r}^{\alpha_p}(n)$ 不存在CFE时的该支路FIR滤波器的输入信号矢量。则 $\mathbf{r}_{\text{CFE}}^{\alpha_p}(n)$ 与干扰样值 $i(n)$ 的时平均-互相关矩阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\text{CFE}i}^{\alpha_p} = & \left\langle E \left[\mathbf{r}_{\text{CFE}}^{\alpha_p}(n) i^*(n) \right] \right\rangle \\ = & \left\langle E \left[e^{j2\pi\Delta F_p n} \mathbf{r}^{\alpha_p}(n) i^*(n) \right] \right\rangle = 0 \end{aligned} \quad (7)$$

由文献[1]知,在最小时平均-均方误差(Time-averaged MSE, TA-MSE)准则下,该支路FIR滤波器的最佳权矢量为

$$\mathbf{h}_{\text{opt,CFE}}^{\alpha_p} = 0 \quad (8)$$

对共轭频移支路存在完全相同的结论。可见,对FRESH滤波器,如果某个支路存在CFE,则该支路FIR滤波器的最佳权矢量等于零。当采用自适应算法对FRESH滤波器的抽头系数进行调整时,存在CFE支路的FIR滤波器的抽头系数将趋向于零。

3.2 由CFE产生的估计误差分析

研究表明,在自适应调整过程中,存在CFE支路FIR滤波器的抽头系数趋向于零的速率与CFE的大小有关:CFE越小,抽头系数趋向于零的速度越慢。考虑到实际应用情况,人们总会设法使CFE尽可能小,当CFE很小时,FIR滤波器抽头系数趋向于零的速度是相当缓慢的,由于传输数据的长度总是有限的,在FRESH滤波器还未很好地收敛时传输数据可能已结束,在这种条件下,CFE的影响主要表现在暂态过程中。下面侧重分析在暂态过程中,FRESH滤波器对于干扰估计的误差与CFE的关系。

考虑 α_p 支路,若不存在CFE,则其FIR滤波器在收敛后的理想输出为

$$\hat{i}_p(n) = \left(\mathbf{h}_{\text{opt}}^{\alpha_p}(n) \right)^H \mathbf{r}^{\alpha_p}(n) \quad (9)$$

式中 $\mathbf{h}_{\text{opt}}^{\alpha_p}(n)$ 为 α_p 支路的时变最佳抽头系数。

当 α_p 支路存在大小为 ΔF_p 的CFE时, $\Delta F_p \ll \alpha_p$,该支路的输出可表示成

$$\begin{aligned} \hat{i}_{p,\text{CFE}}(n) = & \left(\mathbf{h}_{\text{CFE}}^{\alpha_p}(n) \right)^H \mathbf{r}_{\text{CFE}}^{\alpha_p}(n) \\ \approx & \left(\mathbf{h}_{\text{CFE}}^{\alpha_p}(n) \right)^H \cdot e^{j2\pi\Delta F_p n} \mathbf{r}^{\alpha_p}(n) \end{aligned} \quad (10)$$

比较式(9)和式(10)可以看出,存在CFE时该支路FIR滤波器的输入信号矢量 $\mathbf{r}_{\text{CFE}}^{\alpha_p}(n)$ 与不存在CFE时的输入信号

矢量 $\mathbf{r}^{\alpha_p}(n)$ 间产生一个相移因子 $e^{j2\pi\Delta F_p n}$, 显然, 相移值的大小和 CFE 与时间的乘积有关, 在 CFE 固定时, 相移值大小随时间的增加而线性增加, 致使该支路的输出逐渐偏离其正确相位, 与 FRESH 滤波器的其他支路间不再满足严格的同相叠加关系, 从而使滤波器的输出估计误差增加, 性能下降。由于该支路输出信号的相位偏离随时间不断增加, 在最小均方误差准则下, 自适应算法将该支路 FIR 滤波器的抽头系数最终调整为零。

但当 CFE 很小时, 相位偏离随时间的增加而增加得十分缓慢, 由于相位偏离很小, 对该支路的影响也就很小, 在滤波器自适应调整开始的一段时间内, 该支路 FIR 滤波器的调整过程与无 CFE 的理想情况很接近, 其 FIR 滤波器的抽头系数将趋向于无 CFE 时该支路 FIR 滤波器的最佳抽头系数, 即

$$\mathbf{h}_{\text{CFE}}^{\alpha_p}(n) \approx \mathbf{h}_{\text{opt}}^{\alpha_p}(n) \quad (11)$$

这时, 该支路的输出与无 CFE 时该支路的理想输出间的误差为

$$\hat{i}_{p,\text{CFE}}(n) - \hat{i}_p(n) \approx (1 - e^{j2\pi\Delta F_p n}) (\mathbf{h}_{\text{opt}}^{\alpha_p}(n))^H \mathbf{r}^{\alpha_p}(n) \quad (12)$$

对应的均方误差为

$$\begin{aligned} \text{MSE}_p(n) &= E \left[\left| \hat{i}_{p,\text{CFE}}(n) - \hat{i}_p(n) \right|^2 \right] \\ &\approx \left| 1 - e^{j2\pi\Delta F_p n} \right|^2 E \left[\left| (\mathbf{h}_{\text{opt}}^{\alpha_p}(n))^H \mathbf{r}^{\alpha_p}(n) \right|^2 \right] \end{aligned} \quad (13)$$

可见, 在滤波器开始调整过程中, 该支路均方误差等于无 CFE 时该支路的最佳输出受因子 $|1 - e^{j2\pi\Delta F_p n}|^2$ 的加权, 当 $\Delta F_p n \ll 1$ 时,

$$\begin{aligned} \left| 1 - e^{j2\pi\Delta F_p n} \right|^2 &= \left| 1 - \cos(2\pi\Delta F_p n) - j \sin(2\pi\Delta F_p n) \right|^2 \\ &\approx \sin^2(2\pi\Delta F_p n) \approx (2\pi\Delta F_p n)^2 \end{aligned} \quad (14)$$

因此, 均方误差的加权因子与 ΔF_p 和时间有关, 且呈非线性关系, 当 $\Delta F_p n \ll 1$ 时, 某一时刻的均方误差加权因子近似与 ΔF_p^2 成比例, ΔF_p 越大, 均方误差加权因子也越大, 该支路 FIR 滤波器的输出与理论值的偏差也就越大, 从而使 FRESH 整体估计误差如时平均-均方误差 TA-MSE 随 ΔF_p 增加而增加。

以上分析的是线性频移支路 CFE 对该频移支路性能的影响, 对存在 CFE 的共轭频移支路的情况完全相似。

3.3 由 CFE 产生的误码率分析

文献[13]分析了用基于 FRESH 滤波器的干扰预测/相减方法进行窄带干扰抑制的 DSSS 系统的误比特率性能, 通过标准高斯近似(Standard Gaussian Approximation, SGA), 将干扰抑制后残余的干扰和噪声建模成标准高斯分布, 系统的误比特率可简单地表示为

$$\text{BER} = Q \left(\frac{\mu_m}{\sigma_m} \right) \quad (15)$$

式中 $Q(\cdot)$ 表示 Q 函数, 而 μ_m , σ_m^2 分别为解扩后用户的第 m 个数据符号的判决变量 D_m 的均值和均方差, 且

$$\mu_m = E(D_m) \approx N \quad (16)$$

$$\sigma_m^2 = \text{VAR}(D_m) \approx \left\langle E[e_R^2(n)] \right\rangle \quad (17)$$

式中 N 为扩频系统的处理增益, $\langle \cdot \rangle$ 表示时平均, $e_R(n) \triangleq \text{Re}[e(n)] = \text{Re}[i(n) - \hat{i}(n) + w(n)]$, 其中 $e(n)$ 表示滤波器输出的残余干扰和噪声。进一步推导可得

$$\sigma_m^2 \approx N \left\langle \text{Re}[i(n) - \hat{i}(n)]^2 \right\rangle + NE \left\{ \text{Re}[w(n)]^2 \right\} \quad (18)$$

可见, 在扩频增益 N 确定的情况下, 系统的误比特率性能取决于滤波器对干扰的估计的 TA-MSE 和噪声的平均功率。

4 一种改进的 CFE 校正算法

以上分析表明, FRESH 滤波器的性能对 CFE 十分敏感, 当 CFE 很小时, 其性能与没有 CFE 的理想情况相接近, 但随着 CFE 的增大, FRESH 滤波器的性能迅速变差。所以, 当 CFE 达一定程度时, 必须进行 CFE 的校正, 以避免 CFE 引起 FRESH 滤波器性能的严重恶化。

由 3.2 节的分析可知, 若 FRESH 滤波器某一支路存在 CFE, FRESH 滤波器输出的 TA-MSE 与该支路的 CFE 呈现一种复杂的非线性关系, 但当 CFE 很小时, TA-MSE 与该支路的 CFE 呈单调增减的关系, 即 CFE 小时, TA-MSE 也小, CFE 大时, TA-MSE 也大, 利用这种关系可设计算法对 FRESH 滤波器的 CFE 进行调整。文献[1]以 TA-MSE 作为代价函数, 通过修改最陡下降算法, 提出了一种 CFE 的自适应校正方法, 该算法表示为

$$\gamma(n+1) = \gamma(n) - \mu_\gamma \text{sgn} \left[\frac{\partial}{\partial \gamma} \varepsilon(n) \right] \quad (19)$$

$$\varepsilon(n) = \frac{1}{J} \sum_{k=n-J+1}^n |\hat{i}(k) - r(k)|^2 \quad (20)$$

式中 γ 表示用作 FRESH 滤波器频移的信号或干扰的 CF, μ_γ 表示迭代步长, 控制收敛速度和稳态精度, $\text{sgn}(\cdot)$ 是符号函数, $\varepsilon(n)$ 是基于当前最近的 J 个样点对 TA-MSE 的估计。

该算法的思想很简单, 通过调整含有 CFE 的频移, 使 TA-MSE 向减小的方向变化, 但在本文的仿真环境中对该算法进行的仿真发现, 在干扰较强时, 即使 CFE 很小, 该算法也不能很好地收敛。研究发现, 这是因为该算法在每次迭代时, 虽然 CFE 的变化可引起 TA-MSE 的变化, 但当 CFE 很小时, 每次 CFE 的微小变化引起的 TA-MSE 变化也很小, 而每次迭代过程中用于估计 TA-MSE 的输入样点在不断变化, 这也会引起每次估计的 TA-MSE 变化, 而且由输入样点变化引起的 TA-MSE 变化可能要比 CFE 的轻微改变引起的 TA-MSE 变化要大得多, 这就使得每次迭代时在由 CFE 的变化引起的 TA-MSE 变化(即 TA-MSE 对 γ 的梯度)上叠加了一个强的噪声。这种噪声会引起 TA-MSE 对 γ 的梯度方向

改变,从而使算法不能收敛。

针对文献[1]算法的上述情况,本文提出一种改进的CFE校正算法,该算法表示为

$$\gamma(n+1) = \gamma(n) - \mu_\gamma \text{sgn} \left[\frac{\partial}{\partial \gamma} \varepsilon(n) \right] \quad (21)$$

$$\varepsilon(n) = \frac{1}{J} \sum_{k=1}^J [\hat{i}(k) - r(k)]^2 \quad (22)$$

改进的算法对CFE校正的迭代方法没有改变,仍然以TA-MSE作为代价函数,通过修改最陡下降算法实现,但在每次迭代过程中,不再采用最近的 J 个变化的输入样点对TA-MSE进行估计,而是采用固定的 J 个输入样点对TA-MSE进行估计,相当于用 J 个输入样点对FRESH滤波器的频移值进行训练。这样,每次迭代过程中 $\varepsilon(n)$ 的变化完全是由CFE的改变引起,避免了每次迭代过程中由于输入样点的改变而引起的TA-MSE的变化,使TA-MSE对 γ 的梯度指向正确的方向。

5 数值仿真结果

为了验证以上分析结果和改进的CFE校正算法,对CFE下FRESH滤波器的性能进行了数值仿真。仿真中取信息速率为10kb/s,扩频码的码长为31,信道中的噪声为高斯白噪声,信噪比 $E_b/N_0=10\text{dB}$,干扰为强窄带BPSK数字调制干扰,干信比 $\text{ISR}=50\text{dB}$,干扰载频相对于DS信号载频的频偏为 $f_i=50\text{kHz}$,干扰数据的调制速率为 $R_i=10\text{kb/s}$ 。仿真表明,对这么强的干扰,时域FIR滤波器已无法抑制,而采用FRESH滤波器仍能取得很好的干扰抑制效果。仿真中无CFE时FRESH滤波器的频移取 $\alpha=[0], \beta=[2f_i]=[100\text{kHz}]$,这种频移参数的选取主要利用了干扰频谱的共轭相关特性,在干扰较强时选择弱信号的频移参数对系统性能并没有明显的改善。FIR滤波器的抽头数设定为 $L_p=M_q=3$,仿真表明选择更高的抽头数并没有带来明显的性能改善。FRESH滤波器的最优权矢量可由传统的LMS(Least Mean Square)或RLS(Recursive Least Square)算法进行调整,因为当均方误差或加权最小二乘误差最小时,FRESH滤波器的TA-MSE也达到最小。这里采用LMS算法对FIR滤波器的抽头系数进行调整,LMS算法的最佳 μ 值的选取与信噪比和干信比大小有关,仿真中取 $\mu=10^{-6}$ 。在对改进的CFE校正算法的仿真中,未校正前CFE固定为10Hz, $J=600 \times 31$ (31为扩频码长度), $\mu_\gamma=5 \times 10^{-6}\text{Hz}$ 。

为了考察存在CFE支路的FIR滤波器抽头系数的变化规律,在共轭频移支路引入CFE,即 β 在 $[2f_i]$ 基础上偏离一定数值。图3给出了不同CFE下两个支路FIR滤波器抽头系数矢量的模在自适应调整过程中的变化情况,由图3(a)到图3(d),CFE依次增大。比较图3(a)和图3(b)可见,两图的曲线基本一致,说明当CFE很小时,CFE对FIR抽头系

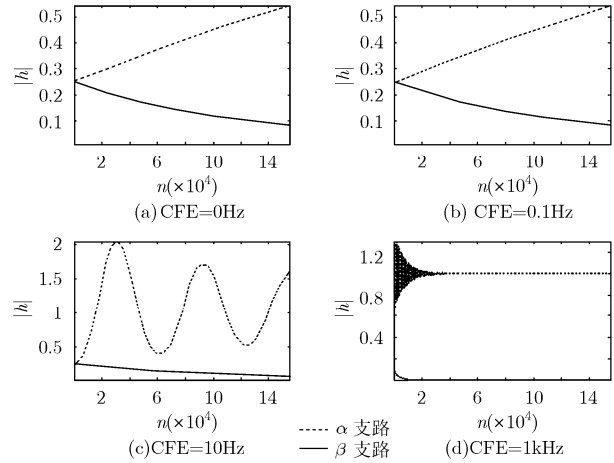


图3 不同CFE下两个支路FIR滤波器抽头系数矢量模的变化情况

数的影响很小,与无CFE的理想情况相似。进一步将图3(a),图3(b)与图3(c),图3(d)比较可以发现,存在CFE的共轭频移支路FIR滤波器抽头系数矢量的模在经过一定次数的调整后收敛到零,而且趋向零的速度与CFE大小有关,CFE越大,FIR滤波器抽头系数趋向零的速度越快。

FRESH中存在CFE支路FIR滤波器的抽头系数之所以趋向于零,是由于CF离散分布的原因,只有经过特定频移的信号间才存在相关性,当存在CFE时,频移过的信号和原信号并不相关,因而无法由错误的频移信号对原信号进行估计,在最小均方误差准则下,存在CFE支路的FIR滤波器的抽头权值趋向于零。

图4给出了在高斯白噪声信道中CFE校正前后FRESH滤波器输出干扰估计的TA-MSE随CFE变化的仿真结果。仿真环境与3.1节的仿真环境相同,仿真是在信息序列长度为5000bit时对FRESH滤波器输出干扰估计误差的时间平均结果。由图4可见,在CFE校正前,随着CFE的增加,FRESH对干扰估计的TA-MSE迅速增加。当CFE绝对值大于2Hz(相对CFE大于 2×10^{-5})时,TA-MSE已达到较高的水平。经过CFE校正后的TA-MSE不再随CFE的变大而迅速增加,始终维持在相对低的水平。

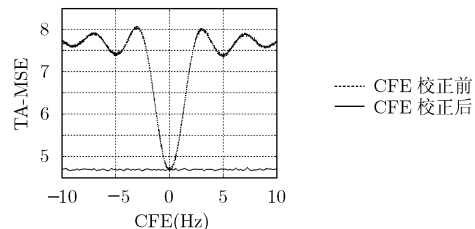


图4 CFE校正前后FRESH滤波器输出的TA-MSE

FRESH的估计误差之所以随着CFE的增加而增加,是因为FRESH滤波器是一个多通道的信号处理系统,只有各通道的输出严格同相叠加才能达到最佳的滤波性能,因而对

通道的相位特性提出了很高的要求。当 FRESH 滤波器的某个支路出现 CFE 时,将使支路的输出与无 CFE 时的理想输出间产生相位偏离,而且该相位偏离值随时间的增加而增加,从而使该支路输出不能与其他支路输出保持同相叠加关系,引起滤波器的估计性能下降。

图 5 给出了与图 4 仿真环境相对应的系统误比特率随 CFE 变化的仿真结果。由图 5 可见,在 CFE 校正前,系统的误比特率对 CFE 非常敏感,随着 CFE 的增加,系统的误比特率迅速增加。当 CFE 绝对值大于 2Hz(相对 CFE 大于 2×10^{-5})时,系统的误比特率已达到 0.5,系统完全不能正常工作,而 CFE 校正后的系统的误码率同样不再随 CFE 的变大而迅速增加,始终维持在相对低的水平。

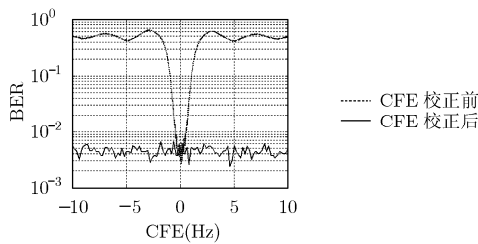


图 5 CFE 校正前后系统的误比特率

图 6, 图 7 给出干扰经过多径衰落信道时 CFE 校正前后 FRESH 滤波器输出的 TA-MSE 和系统的误比特率的仿真结果。信道为三径瑞利衰落信道,各径的相对时延为 $[0, T_c, 2T_c]$, T_c 为扩频码的码片宽度,相对功率衰减为 $[0, -3, -10]$ dB,最大多普勒频移分别为 1Hz, 10Hz。仿真表明,改进的 CFE 校正算法仍能很好地收敛,由图 6, 图 7 可见,经过 CFE 校正后的 TA-MSE 和系统的误码率都不再随 CFE 的变大而迅速增加,始终维持在相对低的水平,显示出当干扰受到衰落时,在一定的多普勒频移范围内,改进的 CFE 校正算法仍能很好地工作。但由于改进的 CFE 校正算法采用一组固定的输入样点对 CFE 进行校正,不能实时跟踪干扰的多普勒频移变化,对干扰的多普勒频移进行实时校正,所以,随着干扰最大多普勒频移的增加,系统性能恶化,多普勒频移越大,系统性能恶化越严重。

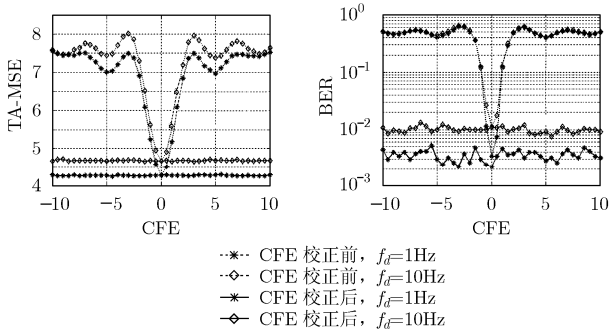


图 6 干扰经过衰落信道时 FRESH 滤波器输出的 TA-MSE

图 7 干扰经过衰落信道时系统输出的误码率

6 结束语

本文研究了 CFE 对 FRESH 滤波器性能的影响,提出了一种改进的 CFE 校正算法。理论分析和仿真表明,FRESH 滤波器对 CFE 十分敏感,其性能随着 CFE 的增大而迅速变差,因而 FRESH 滤波器的应用对 CFE 提出了严格的要求,这是到目前为止 FRESH 滤波器还不能在工程中获得广泛应用的主要原因。当 CFE 达到一定程度时,必须进行校正,以避免 CFE 引起 FRESH 滤波器性能的严重恶化。本文提出了一种改进的 CFE 校正算法,通过采用固定的输入样点对 TA-MSE 进行估计,避免了每次迭代过程中由于输入样点变化而引起的 TA-MSE 对频移梯度的噪声,使改进的算法能很好地收敛。仿真表明,改进的算法有效地降低了 CFE 对 FRESH 滤波器性能的影响,使 FRESH 滤波器在存在 CFE 时仍能保持稳健而优良的性能。在多径衰落信道中,只要干扰的多普勒频移不大,改进的算法仍能很好地工作。尽管本文的研究是利用 FRESH 滤波器抑制 DSSS/BPSK 系统窄带干扰的情况,由于 FRESH 滤波器的工作机理都是相同的,所以本文的研究结论完全可以扩展到 FRESH 滤波器抑制其它类型干扰,比如多址干扰、邻道干扰抑制的场合。

参考文献

- [1] Gelli G, Laura L, and Tulino A M. Cyclostationarity-based filtering for narrowband interference suppression in direct-sequence spread-spectrum systems [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1998, 16(9): 1747-1755.
- [2] Wan Shan. Cyclostationarity applied to wireless communication [D]. [Ph.D. Thesis]. The Chinese University of Hong Kong, 2003, 06.
- [3] Ngan L Y, Ouyang S, and Ching P C. Reduced-rank blind adaptive frequency-shift filtering for signal extraction[A], *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Montreal, Canada, 2004, Vol. 2: 653-656.
- [4] 刘云, 郭洁, 叶芝慧, 等. 频谱重叠信号分离的循环平稳算法 [J]. *东南大学学报(自然科学版)*, 2005, 35(3): 333-337.
Liu Yun, Guo Jie, and Ye Zhi-hui, et al. Separating cyclostationary signals from spectrally overlapping interference [J]. *Journal of Southeast University (Natural Science Edition)*, 2005, 35(3): 333-337.
- [5] Agee B G, Schell S V, and Gardner W A. Spectral self-coherence restoration: A new approach to blind adaptive signal extraction using antenna arrays [A]. *Proc. IEEE*, 1990, 78(4): 753-767.
- [6] Wu Q and Wong K M. Blind adaptive beamforming for cyclostationary signals [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1996, 44(11): 2757-2767.
- [7] Abed M K, Xiang Y, and Manton J H, et al. Blind source separation using second-order cyclostationary statistics [J].

- IEEE Trans. on Signal Processing*, 2001, 49(4): 694-701.
- [8] Jafari M G, Chambers J A, and Mandic D P. Natural gradient algorithms for cyclostationary sources [J]. *Electronic Letters*, 2002, 38(14): 758-759.
- [9] Lee J H and Lee Y T. Robust adaptive array beamforming for cyclostationary signals under cycle frequency error[J]. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 1999, 47(2): 233-241.
- [10] Tang H, Wong K M, and Gershman A B, *et al.* Blind adaptive beamforming for cyclostationary signals with robustness against cycle frequency mismatch[A]. *IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop*, Rosslyn, VA, USA, 2002: 18-22.
- [11] Liu Hong-Qing, Liao Gui-Sheng, and Zhang Jie, *et al.* Robust blind adaptive beamforming for cyclostationary signals[A]. *IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, Beijing, China, 2005, vol.1: 346-349.
- [12] 张爱民, 林京, 李秀林. 针对循环频率误差的稳健 CAB 算法[J]. *电子与信息学报*, 2005, 27(9): 1393-1397.
- Zhang Ai-min, Lin Jing, and Li Xiu-ling. Robust cyclic adaptive beamforming under cycle frequency error[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2005, 27(9): 1393-1397.
- [13] Darsena D, Gelli G, and Paura L, *et al.* Performance analysis of LCL-PTV narrowband interference suppression algorithms [A]. *14th International Conference on Digital Signal Processing (DSP'2002)*, Santorini, Greece, 2002: 643-646.
- 魏安全: 男, 1968 年生, 副教授, 博士生, 研究方向为通信抗干扰理论与技术.
- 沈连丰: 男, 1952 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线因特网、宽带无线接入系统和宽带无线多媒体通信等.