

不等权值解扩的分析

向新^{1,2}, 丁国栋¹, 田斌¹, 易克初¹

(1. 西安电子科技大学, 陕西 西安 710071; 2. 空军工程大学 工程学院, 陕西 西安 710038)

摘要:扩频通信系统具有一定的对抗单频干扰的能力,但在单频干扰过大时,扩频信号会被阻塞。本文提出了不等权值解扩的新方法,使单频干扰在判决点的影响为零。通过仿真实验验证,效果良好。

关键词:直接序列扩频通信;单频干扰;多频干扰;不等权值解扩

中图分类号:TN914 **文献标识码:**A **文章编号:**1009-3516(2003)05-0028-03

扩频通信系统具有一定的抗单频干扰能力,但是当单频干扰能量超过系统的容限时,通信就可能会被单频干扰所阻塞。在有些文献^[1]中提到利用将码片波形改为升余弦脉冲或三角脉冲的方法来克服单频干扰,这种方法由于要求码片的成形而增加了难度。本文提出一种新的方法,不等权值解扩,在解调时通过调整码片幅值的权系数,可以将单频干扰在判决点的影响抵消为零,对单频干扰甚至多频干扰均有很好的抑制作用。

1 不等权值解扩

1.1 不等权值解扩原理

一般地,在正常的解扩过程中,本地扩频伪码码片的形状和幅值都是相同的,也就是在接收方采用与发送方完全相同的伪随机序列,即等权值解扩^[2]。如果在接收方采用伪码与发送方正,负相同,但其中部分码片振幅值增大或缩小,相当于这些码片乘入了一个权值,采用这种不等权值的本地伪码进行解扩叫不等权值解扩。例如,对于伪码[1 -1 -1 1 -1 1 1 ……],其相应的不等权值伪码为[$w_0 - w_1 - w_2 w_3 - w_4 w_5 w_6$ ……],其中 $w_i > 0$ 为权值。

1.2 不等权解扩对抗单频干扰分析

设本地PN码为 $g(t)$,周期为 T ,共 M 个切普,单频干扰为 $f(t)$,经匹配滤波器或相关器在判决时刻 T 的输出为 $y(t)$,

$$y(T) = R(0) = \int_0^T f(t)g(t)dt \quad (1)$$

取 $H(\omega)$ 为 $g(-t)$ 傅氏变换, $F(\omega)$ 为 $f(t)$ 傅氏变换,则有

$$y(T) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(\omega)H(\omega)e^{j\omega T}d\omega \quad (2)$$

对存在于 ω_0 处的单频干扰 $f(t)$,显然 $F(\omega) = \delta(\omega - \omega_0)$ 。若 $H(\omega)$ 在 ω_0 处的值为0,则单频干扰就不会在判决点产生影响。即 $H(\omega_0) = 0$,设伪码切普波形为门函数,

$$f_{\text{gate}}(t) = \begin{cases} 1 & [0, T/M] \\ 0 & \end{cases} \quad (3)$$

收稿日期:2002-10-26

基金项目:国家自然科学基金资助项目(60172029)

作者简介:向新(1971-),男,湖北枝江人,讲师,博士生,主要从事通讯与信号处理研究;

易克初(1945-),男,湖南涟源人,教授,博士生导师,主要从事通讯与信号处理研究。

考虑每个码片的加权值 w_i , 且取 $w_i > 0$, 则本地伪码序列为

$$g(t) = \sum_{i=0}^{M-1} w_i a_i f_{gate}(t - iT/M) \tag{4}$$

$$g(-t) = \sum_{i=0}^{M-1} w_i a_i f_{gate}(-t - iT/M) \tag{5}$$

$$H(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(-t) e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{i=0}^{M-1} w_i a_i f_{gate}(-t - iT/M) e^{-j\omega t} dt = \sum_{i=0}^{M-1} w_i a_i e^{j\omega_i T/M} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} f_{gate}(-t) e^{-j\omega t} dt = \sum_{i=0}^{M-1} w_i a_i e^{j\omega_i T/M} \cdot \frac{T}{M} sa(T\omega/2M) \tag{6}$$

由 $H(\omega_0) = 0$, 则有

$$\sum_{i=0}^{M-1} w_i a_i e^{j\omega_0 i T/M} \cdot \frac{T}{M} sa(T\omega_0/2M) = 0 \tag{7}$$

根据 sa 函数的特性, 若 $\omega_0 \geq 2\pi \frac{M}{T}$ 时, $\sum_{i=0}^{M-1} w_i a_i e^{j\omega_0 i T/M} \cdot \frac{T}{M} sa(\frac{T\omega_0}{2M}) \approx 0$, 不予以考虑(这也是扩频信号的带宽范围)。在 $0 < \omega_0 < 2\pi \frac{M}{T}$ 的情况下, 显然对于一个干扰频率 ω_0 , 可以得到:

$$\sum_{i=0}^{M-1} w_i a_i e^{j\omega_0 i T/M} = 0 \tag{8}$$

式(8) 可分两个实系数方程, 考虑调整两个权值就可以满足要求, 其他权值默认为 1, 由于 $w_i > 0$ 的限制, 两个约束方程不一定可以得到有效解, 在这种情况下, 应该增加可以调整的权值数目, 以获得有效解。

在多频干扰的情况下, 为获得有效解, 必须增加需调整的权值数, 但是在干扰频率较多的情况下可能没有有效解, 可允许的干扰频点数目要小于 $M/2$ 个。

本文中用于解扩的相关器实际是最大信噪比意义下的最佳线性滤波器。如果在本地伪码中引入加权值, 则不满足匹配滤波器的要求。设本地加权伪码 $g(t) = pn(t) + g(t)^*$, $pn(t)$ 为正常伪码分量, $g(t)^*$ 为加权分量, 则相关器的输出:

$$R(\tau) = \int_0^T pn(t)g(t-\tau)dt = \int_0^T pn(t)[pn(t-\tau) + g(t-\tau)^*]dt = \int_0^T pn(t)pn(t-\tau)dt + \int_0^T pn(t)g(t-\tau)^*dt \tag{9}$$

显然, 在同步的情况下, 仍然可以得到相关峰的最大值, 但同时, 加权值的存在也使相关峰的旁瓣值提高, 而且提高的幅度与加权值的数目和大小有关, 加权值的存在使相关性能变差, 其程度仅与需对抗的单频干扰的频率和数目有关, 与干扰功率无关。在仅有单频干扰的情况下, 而且干扰功率很大时, 这种方法具有很大的优越性。当然加权值的数目和调整范围越小越好。

2 仿真实验

令扩频系统采用 16 位 PN 码 $g(t) = [-1 -1 -11111 -11 -111 -1 -11 -1]$, PN 切普速率为 f , 且切普形状为矩形, 混入一强单频干扰^[3], 单频干扰的频率为 $0.5f$ 。在接收端采用不等权值解扩, 若选取 w_0, w_2, w_3 为欲调整权值, 即调整码片为伪码的第 1、3、4 码片, 将干扰频率和欲调整权值带入式(8), 得: $w_0 + w_2 + w_3 = 7$ 取 $w_0 = 3, w_2 = 2, w_3 = 2$, 这样本地加权 PN 码序列为: $g(t) = [-3 -1 -22111 -11 -111 -1 -11 -1]$;

在不同情况下解扩相关输出结果见图 1, 图 1 中上图为无干扰时加权相关输出、中图为有强单频干扰时未加权相关输出、下图为有强单频干扰时加权的相关输出; 相应伪码及噪声频谱见图 2, 图 2 中上图为正常本地伪码频谱、中图为加权本地伪码频谱、下图为单频干扰频谱。

从图 1 可以清楚地看到, 当出现强单频干扰时, 若采用正常伪码解扩, 相关器已无正常相关峰输出, 但当采用加权伪码进行不等权值解扩时, 相关器输出效果良好, 仍有正常的相关峰输出, 仅相关旁瓣有所增加, 从图 2 看, 在单频干扰处, 加权伪码的频谱下陷为 0, 无论单频干扰强度如何, 都不可能对接收判决点造成影响。

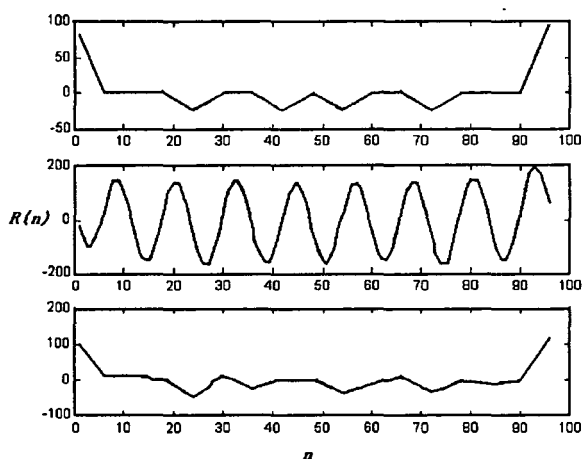


图1 相关输出结果

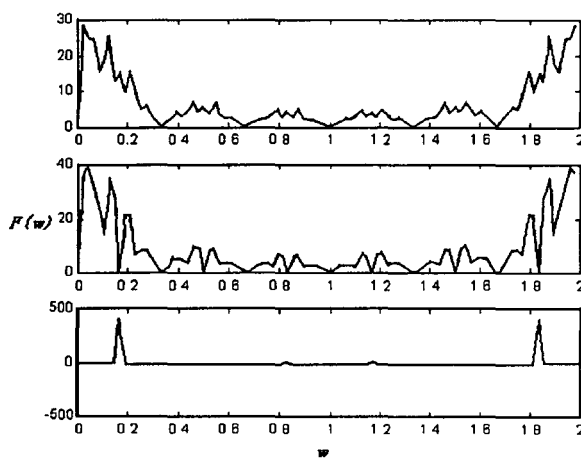


图2 相应伪码及噪声频谱

3 结论

综上所述,可以看到,采用不等权值解扩对抗单频干扰具有极好的优越性。对于多频干扰,只要式(8)可以获得有效解,也可获得相应的抗干扰效果,但条件相对苛刻。由于采用不等权值解扩使本地伪码频谱在干扰频点处频谱下陷为0,因此对于对抗大功率的单频干扰颇具意义。

参考文献:

- [1] 臧国珍, 凌 聪, 李延标, 崔 龙. DS/SS 系统中 chip 波形对系统抗单频干扰能力的影响[J]. 解放军理工大学学报(自然科学版), 2002, 3(2): 6-9.
- [2] 曾兴雯, 刘乃安. 通讯中的扩展频谱技术[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社. 1995. 9.
- [3] 丁国栋, 向 新. 高斯白噪声背景下直扩信号检测[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2003, 4(2): 59-61.

(编辑: 姚树峰)

An Analysis of Different - weight for De - spreading

XIANG Xin^{1,2}, DING Guo - dong¹, TIAN Bin¹, YI Ke - chu¹

(1. Xidian University, Xi'an, Shaanxi, 710071, Chian; 2. The Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an, Shaanxi, 710038, China)

Abstract: A new method named different - weight de - spreading in direct sequence spread spectrum system is proposed in this paper. This method can decrease the effect of the mono - frequency or multi - frequency noise to zero. A satisfactory result is obtained through the simulation experiment.

Key words: direct spread spectrum communication; mono - frequency interference; multi - frequency interference; different - weight de - spreading