

周期PN序列抗单频干扰能力的分析

李志强, 张北江, 李广侠

(解放军理工大学通信工程学院 南京 210007)

【摘要】针对实际实现的DSSS系统采用的PN序列都是有限长、周期的情况,证明了单频干扰经过解扩处理后得到的加性干扰序列在时间上按照正弦规律变化,求出了正弦变化的频率,给出了求得幅值的方法,并讨论了两种特殊情况。最后,仿真和实际系统验证进一步证明了结论的正确性。

关键词 周期PN序列; 单频干扰; DSSS系统; 扩频解扩

中图分类号 TN914.42 文献标识码 A

Analysis of Antijamming Performances of Periodic PN Sequences Under CW Inference

Li Zhiqiang, Zhang Bei Jiang, Li Guangxia

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

Abstract Since all PN sequences used in practical DSSS systems are periodic and have finite length, this paper proves that the result sequence of CW interference being despreaded varies according to sinusoid in time, its frequency and amplitude are derived, and two special cases are discussed. Simulation and practical system verification also show the validity of results.

Key words periodic PN sequence; continuous wave interference; DSSS system; despreading

文献[1~7]分析了DSSS系统在单频干扰条件下的性能,他们大多假设扩频码序列是一个完全随机的二值(+1, -1)序列,基于此假设的分析得到单频干扰经解扩处理后是一个均值为零的高斯随机变量。然而由于实际实现的DSSS系统采用的PN序列都是有限长、周期的,单频干扰经解扩处理后是一个确知信号,而不是随机信号。本文在此基础上讨论了DSSS系统的实现模型,分析了单频干扰经过DSSS系统的解扩处理,并进行了仿真和实际系统验证。

1 DSSS系统实现模型

图1所示为一个DSSS系统相干接收机框图。接收信号 $r(t)$ 首先与本振相乘下变频到基带,通过匹配接收滤波器和A/D变换器后送入数字处理单元。在数字处理单元中与本地扩频码序列相乘解扩,通过一个符号长度的累加后进行判决输出。

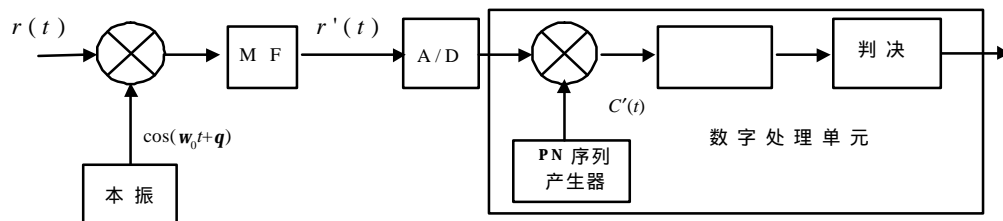


图1 DSSS系统接收机框图

收稿日期: 2003-06-05

作者简介: 李志强(1974—), 男, 博士生, 讲师, 主要从事扩频通信、卫星通信、软件无线电等方面的研究。

2 单频干扰经解扩处理的分析

接收信号

$$r(t) = \sqrt{E_c} \sum_n g(t - nT_c) d(n) c(n) \cos(\omega_0 t + \mathbf{q}) + j(t) + n(t) \quad (1)$$

式中 E_c 为码片脉冲能量, T_c 为码片时宽, $g(t)$ 为成形脉冲, $d(n)$ 为发送数据, $c(n)$ 为扩频码序列, ω_0 为载波频率, \mathbf{q} 为载波起始相位, $j(t)$ 为干扰, $n(t)$ 为噪声。为了集中分析单频干扰的影响, 忽略噪声项 $n(t)$ 。假设载波已同步, 令 $j(t) = \sqrt{2I} \cos(\omega_j t + \mathbf{q}_j)$, I 为单频干扰的平均功率, ω_j 为其频率, \mathbf{q}_j 为其相位, 于是通过匹配接收滤波器(MF)后得到

$$r'(t) = \frac{\sqrt{E_c}}{2} \sum_n g'(t - nT_c) d(n) c(n) + \mathbf{r} \sqrt{\frac{I}{2}} \cos(\Delta\omega_j t + \Delta\mathbf{q}_j + \mathbf{a}) \quad (2)$$

式中 $g'(t)$ 为经过匹配滤波器后的基带脉冲, $\Delta\omega_j = \omega_j - \omega_0$, $\Delta\mathbf{q}_j = \mathbf{q}_j - \mathbf{q}$, \mathbf{r} 和 \mathbf{a} 分别为MF对单频干扰幅度和相位的影响。假设理想的定时同步, 信道滤波器是单位增益的, 那么AD变换后送入解扩解调单元每码片一个样点的采样序列

$$r(n) = \frac{\sqrt{E_c}}{2} d(n) c(n) + \mathbf{r} \sqrt{\frac{I}{2}} \cos(\omega n + \mathbf{f}) \quad n = 1, 2, 3, \dots, L \quad (3)$$

式中 $\omega = \Delta\omega_j / f_c$, $\mathbf{f} = \Delta\mathbf{q}_j + \mathbf{a}$, f_c 为码片速率, 等号右边第一项为有用信号, 第二项为单频干扰项。假设扩频码已经同步, 令解扩后得到有用信号的序列为

$$A_s(m) = \frac{\sqrt{E_c}}{2} \sum_{n=0}^{N-1} d[n + (m-1)N] c(n) c(n) = \pm \frac{\sqrt{E_c}}{2} N \quad m = 1, 2, 3, \dots, L \quad (4)$$

式中 N 为扩频码长度, 在一个周期内 $d(t - nT_c) = \pm 1$ 。令 $A = \mathbf{r} \sqrt{\frac{I}{2}}$, 对于单频干扰解扩后得到的序列

$$A_j(m) = \sum_{n=0}^{N-1} A \cos[w(n + (m-1)N) + \mathbf{f}] c(n) \quad m = 1, 2, 3, \dots, L \quad (5)$$

$A_j(m)$ 是频率 w 和相位 \mathbf{f} 的函数, 下面将证明 $A_j(m)$ 按照正弦规律变化。

引理1 对于任何给定的 w , 当相位 \mathbf{f} 线性变化时, $A_j = \sum_{n=0}^{N-1} A \cos(\omega n + \mathbf{f}) c(n)$ 按照正弦规律变化。

证明 $A_j = A \sum_{n=0}^{N-1} \cos(\omega n + \mathbf{f}) c(n) = A \cos \mathbf{f} \sum_{n=0}^{N-1} \cos(\omega n) c(n) - A \sin \mathbf{f} \sum_{n=0}^{N-1} \sin(\omega n) c(n)$, 由于 w 和 $c(n)$ 已知, A_j 可进一步表示为

$$A_j = C_1 \cos \mathbf{f} - C_2 \sin \mathbf{f} = C \cos(\mathbf{f} + \mathbf{s}) \quad (6)$$

式中 $C_1 = A \sum_{n=0}^{N-1} \cos(\omega n) c(n)$, $C_2 = A \sum_{n=0}^{N-1} \sin(\omega n) c(n)$, $C = \sqrt{C_1^2 + C_2^2}$, $\mathbf{s} = \text{tg}^{-1} \frac{C_2}{C_1}$ 。显然从式(6)可以看出, 当相位 \mathbf{f} 线性变化时, A_j 按照正弦规律变化。

定理1 对于任意给定 w 和 \mathbf{f} 的单频干扰, 其解扩后得到的序列 $A_j(m) = \sum_{n=0}^{N-1} A \cos[w(n + (m-1)N)] c(n)$, $m = 1, 2, 3, \dots, L$ 按照正弦规律变化, 变化频率为 $\frac{f_c}{N} \cdot \left[\Delta\omega_j \frac{N}{f_c} \right]_{2\pi}$, 其中 $[\cdot]_{2\pi}$ 表示对 2π 取余数, 余数限定在 $(-\pi, \pi]$ 内, $\Delta\omega_j = \omega_j - \omega_0$ 为单频干扰偏离载波的频率, N 为扩频码长, f_c 为码片速率。

证明 $A_j(1) = \sum_{n=0}^{N-1} A \cos(\omega n + \mathbf{f}) c(n)$, $A_j(2) = \sum_{n=N}^{2N-1} A \cos(\omega n + \mathbf{f}) c(n)$, \dots , 由正弦波的特性和PN序列的周期性可得

$$A_j(m) = \sum_{n=0}^{N-1} A \cos[w(n + (m-1)N) + \mathbf{f}] c(n) = \sum_{n=0}^{N-1} A \cos[w n + \mathbf{f} + (m-1)\Delta\mathbf{j}] c(n)$$

式中 $\Delta\mathbf{j} = wN = \Delta\omega_j N / f_c$ 。显然对于任意给定的 w 和 \mathbf{f} , 序列 $A_j(m)$ 等效为一个给定 w , 相位 \mathbf{f} 线性增加 $\Delta\mathbf{j}$ 得到的序列, 由引理1可知, 序列 $A_j(m)$ 按照正弦规律变化。又根据正弦波的周期性, 从 $A_j(m-1)$ 到 $A_j(m)$

相位有效增加 $[\Delta j]_{2\pi}$, 时间间隔 $T_b = \frac{N}{f_c}$, 所以 $A_j(m)$ 按照正弦变化的频率为

$$\frac{[\Delta j]_{2\pi}}{T_b} = \frac{f_c}{N} \cdot \left[\Delta w_j \frac{N}{f_c} \right]_{2\pi}$$

令 $j(n) = A \cos(\omega n + \mathbf{f})$, $A_j = \sum_{n=0}^{N-1} j(n)c(n)$, $t(n) = j(n)c(n)$, $j(n)$ 、 $c(n)$ 和 $t(n)$ 的DFT变换分别为 $J(k)$ 、 $C(k)$ 和 $T(k)$, 则

$$T(k) = \frac{1}{N} J(k) \otimes C(k) = \sum_{n=0}^{N-1} t(n) e^{-j \frac{2\pi}{N} nk} \quad (7)$$

式中 符号 \otimes 表示圆周卷积。对于给定的扩频码序列, $C(k)$ 是已知的, 因此只要求出 $J(k)$ 就可知道 $T(k)$ 。且

$$A_j = \sum_{n=0}^{N-1} j(n) \times c(n) = \sum_{n=0}^{N-1} t(n) e^{-j \frac{2\pi}{N} nk} \Big|_{k=0} = T(0) \quad (8)$$

记 $\frac{\omega}{2\pi} = \frac{f_j}{f_c}$, 对 $j(n)$ 做DFT得到

$$J(k) = \frac{A}{2} \left\{ \cos \left[\left(\frac{f_j}{f_c} - \frac{k}{N} \right) (N-1)\pi + \mathbf{f} \right] \frac{\sin \left[\left(\frac{f_j}{f_c} - \frac{k}{N} \right) N\pi \right]}{\sin \left[\left(\frac{f_j}{f_c} - \frac{k}{N} \right) \pi \right]} + \cos \left[\left(\frac{f_j}{f_c} + \frac{k}{N} \right) (N-1)\pi + \mathbf{f} \right] \frac{\sin \left[\left(\frac{f_j}{f_c} + \frac{k}{N} \right) N\pi \right]}{\sin \left[\left(\frac{f_j}{f_c} + \frac{k}{N} \right) \pi \right]} \right\} +$$

$$j \frac{A}{2} \left\{ \sin \left[\left(\frac{f_j}{f_c} - \frac{k}{N} \right) (N-1)\pi + \mathbf{f} \right] \frac{\sin \left[\left(\frac{f_j}{f_c} - \frac{k}{N} \right) N\pi \right]}{\sin \left[\left(\frac{f_j}{f_c} - \frac{k}{N} \right) \pi \right]} - \sin \left[\left(\frac{f_j}{f_c} + \frac{k}{N} \right) (N-1)\pi + \mathbf{f} \right] \frac{\sin \left[\left(\frac{f_j}{f_c} + \frac{k}{N} \right) N\pi \right]}{\sin \left[\left(\frac{f_j}{f_c} + \frac{k}{N} \right) \pi \right]} \right\}$$

将 $J(k)$ 代入式(8)可求得单频干扰解扩后得到序列的幅值为

$$|A_j| = |T(0)| = \left| \frac{1}{N} J(k) \otimes C(k) \Big|_{k=0} \right| = \left| \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} J(i) \times C(N-i) \right| \quad (9)$$

对于单频干扰偏离载波频率的不同, 下面讨论两种特殊情况:

1) 单频干扰完全对准载波频率。此时 $\omega = 0$, $j(n) = A \cos(\mathbf{f})$ 是一个直流, 又因为一般实用的扩频码序列都是平衡的, 所以单频干扰解扩后得到

$$A_j = \sum_{n=0}^{N-1} j(n)c(n) = A \cos(\mathbf{f}) \sum_{n=0}^{N-1} c(n) = 0 \quad (10)$$

此时单频干扰解扩后对判决没有任何影响。

2) 单频干扰偏离载波频率 f_j 为 $\frac{f_c}{N} = R_b$ (R_b 为符号速率)的整数倍。令 $\omega = \Delta w_j T_c = 2\pi \frac{f_j}{f_c} = 2\pi \frac{M}{N}$, $M = 1, 2, \dots, N-1$, 对 $j(n)$ 做DFT得到

$$J(k) = \begin{cases} \frac{NA}{2} e^{j\mathbf{f}} & k = M \neq 0 \\ \frac{NA}{2} e^{-j\mathbf{f}} & k = N - M \\ 0 & k = \text{其他值} \end{cases} \quad (11)$$

因为此时单频干扰偏离载波频率 f_j 为 $\frac{f_c}{N} = R_b$ 的整数倍, 由定理1, $A_j(m)$ 按照正弦波变化的频率为

$$\frac{f_c}{N} \cdot \left[\Delta w_j \frac{N}{f_c} \right]_{2\pi} = \frac{f_c}{N} \cdot \left[2\pi \frac{M}{N} f_c \cdot \frac{N}{f_c} \right]_{2\pi} = 0, \text{即单频干扰解扩后得到的序列 } A_j(m) = \sum_{n=0}^{N-1} A \cos[\omega n + (m-1)N] c(n)$$

是一个直流，它是正弦波的一个特例。进一步求其大小为

$$T(0) = \frac{1}{N} J(k) \otimes C(k) \Big|_{k=0} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} J(i) \times C(N-i) = \frac{1}{N} \frac{NA}{2} [C(M)e^{if} + C(N-M)e^{-if}]$$

考虑 $f=0$ 使得 $T(0)$ 最大的最坏情况，且由 $C(k)$ 的对称性可以得到

$$|A_j| = |T(0)| = |A \cdot C(M)| = r \sqrt{\frac{I}{2}} \cdot |C(M)| \quad (12)$$

3 仿真与实际系统验证

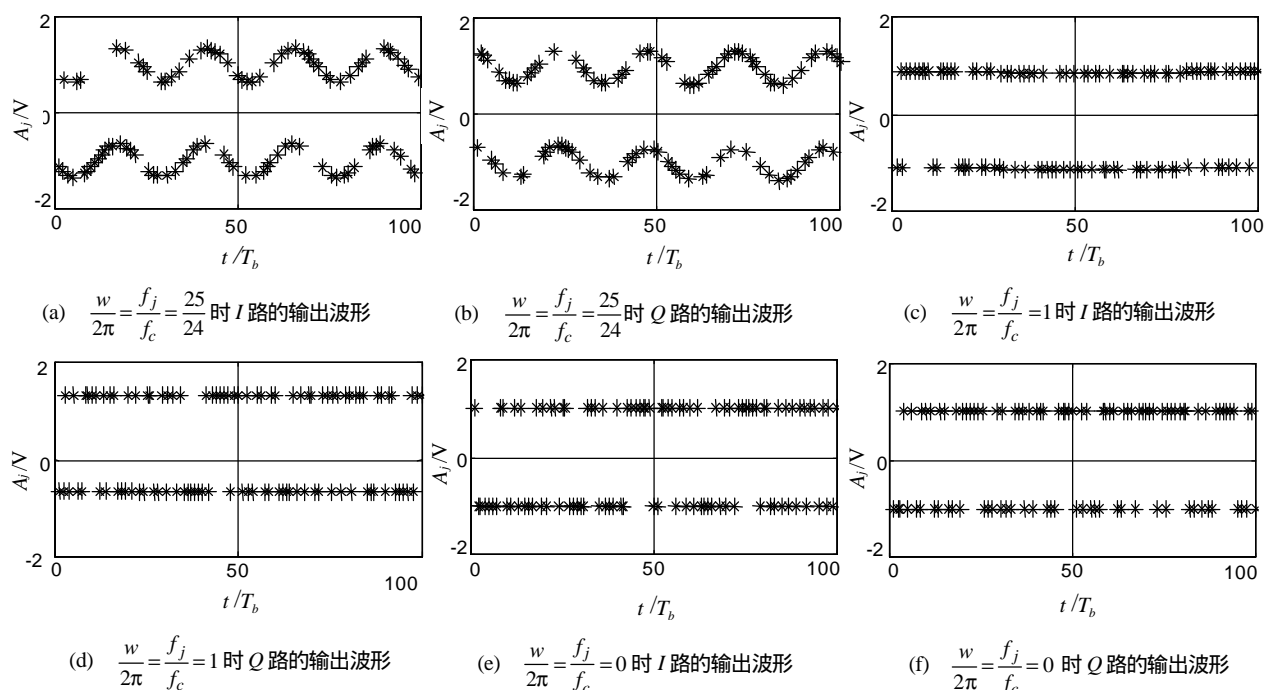


图2 单频干扰解扩后 I 路和 Q 路输出波形

对一个 $N=1024$ ，QPSK调制的DSSS系统在加单频干扰的条件下进行仿真，输出解扩后的 I 路信号和 Q 路信号如图2所示，横坐标是以码元周期 T_b 计的时间，纵坐标是输出信号幅度。仿真时DSSS系统输入端的干扰功率与信号功率比值(干信比)设为20 dB。图2a和2b所示分别是在 $\frac{w}{2\pi} = \frac{f_j}{f_c} = \frac{25}{24}$ 的条件下 I 路和 Q 路的输出波形；图2c和2d所示分别为在 $\frac{w}{2\pi} = \frac{f_j}{f_c} = 1$ 的条件下 I 路和 Q 路的输出波形；图2e和2f所示分别为在

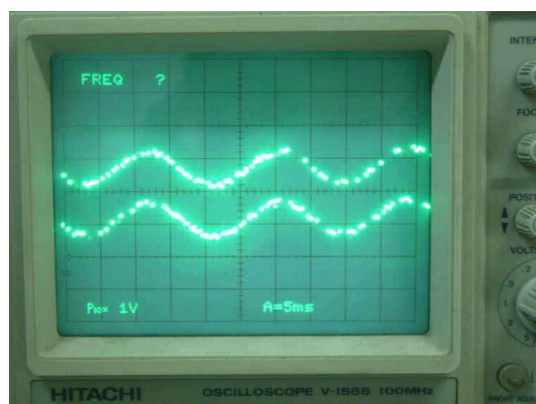


图3 实际系统解扩后输出信号波形

$\frac{w}{2\pi} = \frac{f_j}{f_c} = 0$ 的条件下 I 路和 Q 路的输出波形。这三种情况分

别对应单频干扰偏离载波频率 f_j 不在 $\frac{f_c}{N}$ 的整数倍点上、在

$\frac{f_c}{N}$ 的整数倍点上和完全对准载波频率的情形，从图中可以看出仿真结果进一步证明了前面分析得到的结论。此结论还

在一个实际实现的 $N=1024$ ，QPSK调制的DSSS系统中得到了验证，图3所示为此扩频信号叠加单频干扰(f_j 不在 $\frac{f_c}{N}$ 的

整数倍点上)经解扩后输出的波形，这与理论分析和仿真结果完全一致。

(下转第153页)

参 考 文 献

- [1] Grant D A, Gowar J. Power MOSFET theory and applications [M]. New York: Pergamon Press, 1989
- [2] Musseau O, torres A. Medium-energy heavy-ion single-event-burnout imaging of power MOSFETs[J]. IEEE Trans Nuclear Science, 1999, 46(6): 1 415-1 420
- [3] Allenspach M, Dachs C, Johnson G H, *et al.* SEGR and SEB in N-channel power MOSFETs [J]. IEEE Trans Nuclear Science, 1996, 43(6): 2 927-2 931
- [4] Wheatley C F, Titus J L, Burton D I. Single-event gate rupture in vertical power MOSFET; an original empirical expression[J]. IEEE Trans Nuclear Science, 1994, 41(6): 2 152-2 159
- [5] Mouret I, Calve M C, Calvel P, *et al.* Experimental evidence of the temperature and angular dependence in SEGR [J]. IEEE Trans Nuclear Science, 1996, 43(3): 936-943
- [6] Mouret I, Calvet M C, Allenspach M, *et al.* Measurement of a cross-section for single-event gate rupture in power MOSFETs[J]. Electron Device Letters, 1996, 17(4): 163-165
- [7] Oberg D L, Wert J L, Normand E, *et al.* First observations of power MOSFET burnout with high energy neutrons [J]. IEEE Transactions on Nuclear Science, 1996, 43(6): 2 913-2 920
- [8] Mclean P B, Oldham T R. Charge funneling in n- and p- type Si substrate [J]. IEEE Trans Nuclear Science, 1982, 29(6): 2 018-2 023
- [9] Messenger G C. Collection of charge on junction nodes from ion tracks [J]. IEEE Trans Nuclear Science, 1982, 29(6): 2 024-2 028
- [10] Ziegler J F. The stopping and range of ions in solids [M]. New York: Pergamon Press, 1985

编辑 刘文珍

(上接第124页)

4 结论与讨论

本文证明了周期PN序列与非周期PN序列的抗单频干扰能力有很大不同,对周期PN序列而言,单频干扰经过解扩处理后得到序列的幅值在时间上按照正弦规律变化。讨论了两种特殊情况:当单频干扰完全对准载波时它经过解扩后对判决没有任何影响;当单频干扰偏离载波频率在整数倍符号速率上时,它经过解扩处理后的得到一个直流。仿真和实际系统验证进一步证明了结论的正确性。结论对于重新认识采用有限长周期PN序列的DSSS系统对抗单频干扰的能力有重要意义。

虽然给出的模型是基于零中频结构的,但是前面的分析对于非零中频结构的实现同样适用。

作者衷心感谢张邦宁教授、凌聪博士、王华力博士和李少谦教授的指导和帮助。

参 考 文 献

- [1] Proakis J G.. Digital communications[M]. New York: McGraw-Hill, Inc., 1995
- [2] Torrieri D J. Performance of direct-sequence systems with long pseudonoise sequences[J]. IEEE JSAC, 1992, 10(4): 770-781
- [3] 托里埃里 D J著. 军事通信系统原理[M]. 蒋锦星, 应新瑜译. 西安: 西北电讯工程学院出版社, 1985
- [4] Simon M K, Omura J K, Scholtz R A, *et al.* Spread spectrum Communications[M]. New York: Computer Science Press, 1985
- [5] 吕海寰, 蔡剑铭, 甘仲明, 等. 卫星通信系统[M]. 北京: 人民邮电出版社, 1994
- [6] 朱近康. CDMA通信技术[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2001
- [7] Scholtz R A. The spread spectrum concept[J]. IEEE Trans. Communications, 1977, 25(8): 748-755

编辑 漆蓉