

文章编号: 1004-5694(2001)增-0026-04

扩频系统中的数字化技术

黄 振

(重庆大学, 重庆 400044)

摘 要:提出数字可编程直接序列扩频通信系统的设计方案。该系统由发送、接收及控制寄存器三部分电路组成,用目前的硬件技术可以实现,具有很高的实用价值。着重研究了基于数字匹配滤波器进行PN码捕获的方法,推导了其检测和虚警概率,为进一步研究数字匹配滤波器捕获性能提供了理论依据。

关键词:扩频;数字匹配滤波器;PN码捕获

中图分类号: TN914.42 **文献标识码:** A

Digitization Technique of Spread Spectrum System

HUANG Zhen

(Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: This paper analyzes the designing of digitalization of programmable direct sequence spread spectrum communication system which consists of transmitter and control register. The method of designing is feasible with present hardware technique. The method of PN code acquisition based on DMF has been researched into as a main purpose. The detection and false alarm probability are calculated so that useful theoretical bases for (further) researches into the acquisition performance of digital matched filter can be laid.

Key words: Spread spectrum; Digital matched filter; PN code acquisition

1 系统总体设计方案

扩频技术由于具有良好的抗干扰性、保密性及多址通信能力,因此有着越来越广泛的用途。随着电子系统的可编程及数字化的发展趋势,全数字扩频系统的实现正成为今后研究的一个重点。目前的DSP技术,系统的射频部分尚不能实现数字化,因此可以采用数字中频方案。如图1所示,全数字化扩频系统从结构上看,由发送、接收及控制寄存器三部分电路组成。其中发送部分主要由差分调制、扩频、调制器组成。接收部分主要由数字下变频、PN码匹

配滤波器、功率检测、符号跟踪、差分解调及跟踪环路组成。控制寄存器用以确定系统各级的工作方式,实现系统的可编程化,拓宽其应用范围。

2 系统各部分工作原理介绍

2.1 控制寄存器

CPU在系统中的作用,一方面是对控制寄存器进行初始化,一方面是对系统进行实时控制。如通过对接收数据进行分析、处理,用以调节解扩判决门限,使系统性能达到最优化。控制寄存器功能的设定,既要考虑到扩频系统应具有很强的通用性,又要

• 作者简介:黄振(1969-),男,重庆大学电气工程学院98级博士研究生,感兴趣的研究领域有DSSS数字化扩频、解扩、调制、解调技术及其在多径干扰、多址干扰下的性能分析及抑制措施的研究。

使系统调试起来比较方便。因此,通过 CPU 对寄存器置数时,能够进行如下工作方式的选择。如:调制方式的选择,连续、猝发传送模式的选择,PN 码的

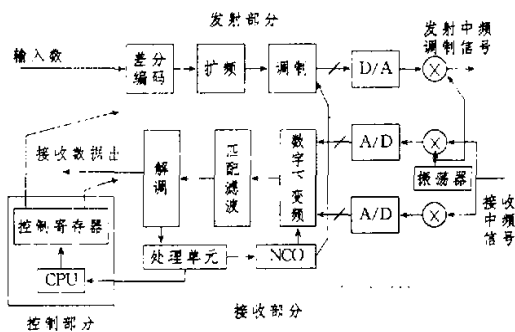


图1: 数字中频扩频系统

设置,窗口设置,接收及捕获判别门限设置等等。这样,在实用中只需要对寄存器初始化程序作适当改动,而不需要作硬件调整,就可以使同一系统运用在不同通信环境中。

在全数字化扩频系统中,数字信号经运算后(特别是乘法)位数会加长,这一点在接收部分表现得更为突出。例如,用数字匹配滤波器来进行解扩运算,若延迟线抽头越多,输出的相关值会越大,如果不加处理,后级的运算量将会很大,从而增加了硬件实现的难度,甚至无法实现。因此,为了保证前后级电路之间的信号匹配,并且使系统在不同工作条件下,均能达到较好的接收性能。需要通过选取输出移位寄存器的某几级来缩短下级电路输入信号的比特位数,在这一过程中,数据的低位截断和高位截断将不可避免的带来误差。所以滑动窗口应通过控制寄存器根据不同使用情况进行设置,以减小截断误差。

2.2 PN 码捕获电路

PN 码捕获电路如图 2 所示,由于采用两路数字匹配滤波器(DMF)进行相关处理,捕获时间短。图 3 为 DMF 的结构示意图。图中延迟抽头数为 M ,级联寄存器级数为 MN ,其中 M 是 DMF 相关运算包括的 PN 码码元数, N 是一个码片期间的取样数。乘法器系数 $(C_M C_{M-1} \dots C_0)$ 取 ±1,由本地 PN 码确定。

由于接收信号每个码元取样 N 次,那么仅在一个 T_c/N 时间内,DMF 就可以计算出接收 PN 码与其本地副本的相关值。当接收码与本地码对齐时,将

会有最大的相关值输出。同相和正交两路相关输出经平方电路后相加,再与捕获门限比较,若大于捕获门限,则判定为捕获成功,系统转入跟踪状态。反之,继续捕获。显然,在一个 PN 码周期内,DMF 就可以实现捕获。采用 DMF 构成捕获电路有如下优点。

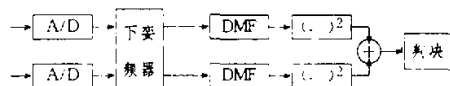


图2: PN码捕获电路

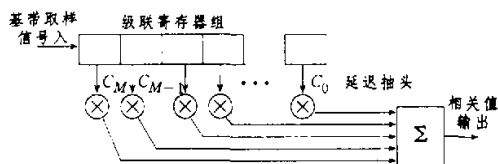


图3: DMF的基本结构

- ① 捕获时间短。
- ② 时域分辨率高,非常有助于提供通信信道的某些统计信息,特别是多径延迟。
- ③ 避免了模拟匹配滤波器中存在的码白噪声的影响。

- ④ 可编程能力强,可任意设定 PN 码。
- ⑤ 便于采取数字信号处理技术。

⑥ 由于在接收基带信号中调制有数据信息,因此,DMF 输出的相关值也有正、负极性之分(如图 4 所示)。如果 PN 码的周期对应 1 bit 数据,那么 DMF 解扩的同时提供数据定时信号,并可根据相关峰值的极性判定传输数据是 1 还是 0。即解扩的同时解调,大大简化了接收电路。

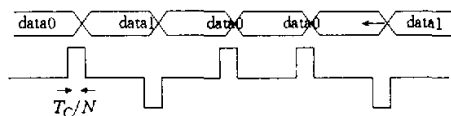


图4: DMF输出相关峰波形

设输入信号为:

$$r(t) = \sqrt{2s}c(t - \tau)\cos(\omega_c t + \theta) + n(t) \quad (1)$$

式中, s, ω_c, θ 分别是载波的功率,频率和相位; $c(t)$ 是 PN 码序列。 $n(t)$ 是单边功率谱密度为 $N_0/2$ 的加性白高斯噪声。为了简化分析,下面的讨论将不考虑频偏和数据调制的影响。接收信号 A/D 变换及下变频后,分为正交、同相两路信号,再送入 DMF,则 DMF 的正交、同相输出等于:

$$y_I = \sqrt{s} T_c \cos\theta \sum_{k=1}^M c_{K+k}, c_{K-k} + \sum_{k=1}^M n_I(k+i)c_{K+k} = y \cos(\theta) + N_I \quad (2)$$

$$y_Q = \sqrt{s} T_c \sin\theta \sum_{k=1}^M c_{K+k}, c_{K-k} + \sum_{k=1}^M n_Q(k+i)c_{K+k} = y \sin(\theta) + N_Q \quad (3)$$

式中, M 表示 DMF 的延迟抽头数, $n_I(k)$ 和 $n_Q(k)$ 是相互独立的基带高斯噪声。 $E[n_I(k)] = E[n_Q(k)] = 0$, $E[n_I^2(k)] = E[n_Q^2(k)] = (N_0/2) T_c$, $E[n_I(k)n_I(j)] = E[n_Q(k)n_Q(j)] = 0$, ($j \neq k$)。于是 N_I 和 N_Q 为 0 均值高斯白噪声, 其方差:

$$\sigma_n^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 \varphi_n(\omega) d\omega = \frac{1}{2} N_0 \int_0^{\infty} h^2(t) dt = \frac{N_0 M T_c}{2} \quad (4)$$

根据 PN 码的自相关性:

$$y = \begin{cases} \sqrt{s} T_c M & 0 \leq |i| \leq N-1 \\ 0 & \text{其它} \end{cases} \quad (5)$$

设 DMF 的判决门限为 V_T , 可得检测概率为:

$$P_D = Q \left[\sqrt{\frac{2sT_c M}{N_0}}, \sqrt{\frac{2V_T^2}{N_0 M T_c}} \right] \quad (6)$$

虚警概率为:

$$P_{FA} = \exp\left(-\frac{V_T^2}{2\sigma_n^2}\right) \quad (7)$$

2.3 数据调制对捕获性能的影响

前面对基于 DMF 相关解扩的研究没有考虑数据调制的影响。考虑到无线信道中存在的窄带干扰、突发干扰, 以及由于发送、接收端的相互移动以及多径信道造成的信道衰落。因此, 接收端带通滤波器输出的中频接收信号, 其信噪比不足以解调出数据, 必须先经过解扩处理获取扩频增益后, 再进行解调。在接收端对扩频基带信号与本地 PN 码进行相关处理时, 由于调制数据的极性变化会导致捕获性能的严重下降。实际上, 数据调制对捕获性能的影响程度主要取决于扩频方式的选取。在数据速率确定的情况下, 只要带宽满足要求, 可以采用数据符号与 PN 码同步的扩频方式, 即 PN 码与数据符号的转换点对齐, 且每个数据符号宽度等于 PN 码周期。这样, 在接收端 PN 码同步的同时也获得了数据符号的同步

(如图 4 所示), 从而简化了同步电路, 并且大大减小了数据调制对捕获性能的影响。

在数据符号与 PN 码同步的扩频方式下, 根据调制方式、数据速率和信道对扩频增益的要求, 确定 PN 码的周期和速率。例如, 调制方式采用 QPSK 或 MSK。数据速率为 $R_b = 9.6 \text{ kbit/s}$, 纠错编码效率为 $1/2$, 扩频增益要求 30 dB 。则扩频码长为 $L = 1023$ (m 序列), 码速率 $R_c = 9.6L = 9820.8 \text{ kchip/s}$, 调制信号带宽约 20 MHz 。

在接收端, 当本地 PN 码与接收 PN 码在相位上对齐时, DMF 输出最大自相关值。由于数据调制的作用, DMF 输出相关值或正或负, 由数据符号的极性确定。由于采用数据符号与 PN 码同步的扩频方式, 无论 DMF 是进行部分周期相关还是整个周期相关, 当两码对齐时, 数据符号的极性不变。既最大相关峰的幅值不会受数据调制的影响。当两码没有对齐时, 两个连续数据符号的极性变化, 会影响相关值的输出。以 m 序列作为扩频码, 码长为 127, 且 DMF 是进行整个周期的相关运算时, DMF 的输出信号波形如图 5 所示。

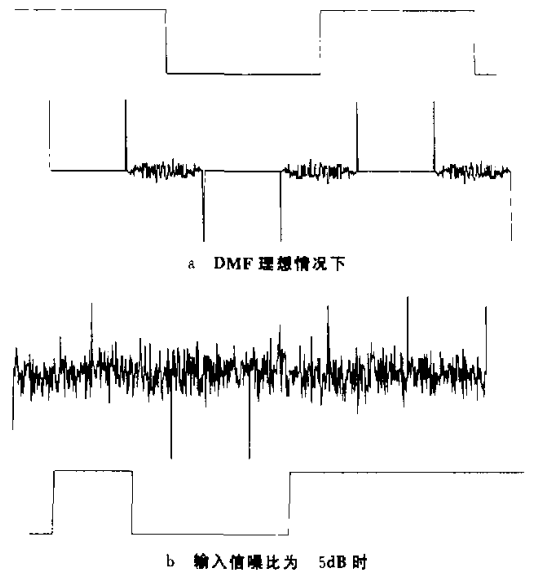


图 5 DMF 的输出信号波形

图 5a 中的数据流为 1100110, 显然, 当相邻数据符号极性变化时, 会增加 DMF 的输出噪声。从图 5a 中还可以看出, 一旦接收端捕获成功, 就可由

DMF 输出的相关峰值获得数据符号的同步定时信号,并直接由相关峰值的极性判决出数据符号是“1”还是“0”。图 5a 是没有考虑输入噪声的理想情况下,DMF 输出的 m 序列相关值波形。当输入信噪比为 -5 dB 时,DMF 的输出波形如图 5b 所示。在低信噪比下,数据调制对 DMF 输出信噪比的影响可以忽略。

2.4 频率跟踪

由于收端时钟源的频率漂移,特别是当收发两端存在相互移动时,会出现多普勒频移,这都会影响接收性能。在数字化系统中,克服频偏的影响主要有两种方法。一种是采用 AFC 环路,通过从解扩数据流中提取频偏估计值,然后去改变 NCO 的频率,使其跟踪输入中频信号的频率变化(如图 1,6 所示)。STANFORD 公司的 stel2000A 就是采用这种方式。另一种是接收端的本地参考载波和定时时钟都独立振荡于固定频率,处于开环状态,载波频率和定时时钟的误差消除都是依靠频偏估计算法在基带进行处理,省去了 NCO,有效地降低了系统的复杂度。例如 Harris 公司的直接序列扩频基带处理器 HFA3824 就是采用的这种方式。而 Sirius 的 sc2001 则是用与 AFC 类似的 PLL 环路进行载波频率和 chip 时钟频率的跟踪。目前的数字处理技术,在低信噪比下,最好采用 AFC 技术。

图 6 中环路滤波器是对鉴频器送来的频率误差信号进行处理,然后提供给 NCO,使其跟踪输入中频的变化。环路滤波器带宽直接影响着环路跟踪输入载波频率变化的快慢。带宽加大,则跟踪电路能更

快地跟踪输入载频的变化,但也会使输入噪声的能量加大。

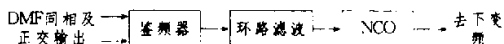


图6 AFC环路框图

3 结束语

扩频系统的数字化实现是一个较为复杂的问题。目前国外有一些专用芯片,如:MCD128、sc2001、stel2000A 等。除了利用这些 ASIC 设计扩频系统外,也可以用 DSP 和 FPGA 来自主开发,本文提供的框图及对 DMF 的理论分析可为此提供一些参考。

参 考 文 献

- [1] 朱近康. 扩展频谱通信及其应用[M]. 北京: 中国电子科技大学出版社,1993.
- [2] 曹志刚. 现代通信原理[M]. 北京: 清华大学出版社,1992.
- [3] R. C. 狄克逊. 扩展频谱系统[M]. 王守仁等译. 北京: 国防工业出版社,1982.
- [4] 沈允春. 扩谱技术[M]. 北京: 国防工业出版社,1995.
- [5] TURIN GEORGE L. An introduction to digital matched filters[J]. IEEE, 1976, 64(7).
- [6] 黄振. 可编程直接序列扩频系统的数字化实现[J]. 电讯技术, 2001, (41): 19-25.