

短波信道探测中多普勒频移的计算

刘月亮¹, 蒋宇中¹, 张四起²

(1. 海军工程大学 电子工程学院, 武汉 430033; 2. 中国人民解放军 92854 部队, 广东 湛江 524016)

摘要: 为准确获取短波信道探测信号的多普勒频移,把被 Zadoff-Chu 序列调制的信号作为探测信号,以简化的 Watterson 模型作为短波信道,采用脉冲压缩技术,对多普勒频移的计算进行了理论推导,得出了一种多普勒频移的计算公式,对两条路径时公式的计算结果进行了仿真。结果表明,在两条路径的多普勒频移相差小于 ± 0.3 Hz 时,计算结果较为准确。在此基础上,仿真分析了多普勒频移对 Zadoff-Chu 序列的脉冲压缩的影响。分析表明,小于 10 Hz 的多普勒频移对 Zadoff-Chu 序列的脉冲压缩的影响可以忽略不计,将该序列应用在短波信道探测中比较合适。

关键词: 短波; 信道探测; 多普勒频移; 脉冲压缩

中图分类号: TN911.72

文献标志码: A

文章编号: 1001-3695(2012)03-1070-03

doi:10.3969/j.issn.1001-3695.2012.03.074

Calculation of Doppler shift in HF channel sounding

LIU Yue-liang¹, JIANG Yu-zhong¹, ZHANG Si-qi²

(1. College of Electronic Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China; 2. No. 92854 of the People's Liberation Arm, Zhanjiang Guangdong 524016, China)

Abstract: For the purpose of exact measurement of Doppler shift, based on the pulse compression technique, this paper did the theoretical deduction of the calculation of Doppler shift, in which the signal modulated by Zadoff-Chu sequence was used as the sounding signal and a simplified Watterson model was used as the HF channel. It obtained a calculation formula of Doppler shift, carried out the simulation of the calculation result of the formula for the case of two paths. The simulation results show that the calculation result of the formula is right when the Doppler difference of the two paths is less than ± 0.3 Hz. On the basis of this, made the simulation of Doppler shift's effect on the pulse compression of Zadoff-Chu sequence. The results show that the effect of the Doppler shift which is less than 10 Hz is negligible, which affirms that Zadoff-Chu sequence is an appropriate sequence for HF channel sounding.

Key words: HF; channel sounding; Doppler shift; pulse compression

由于短波信道存在多径效应,信号衰落较大,电离层磁暴和电离层突然扰动,对短波通信可能造成严重影响,甚至造成信号中断。因此,对短波信道进行探测,研究电离层与电磁波的相互作用是研究无线电波的传播过程、电离层特性及其状态的重要手段,同时也为空间物理、航空航天、国防军工等现代科技领域的发展提供理论基础^[1]。在短波信道探测中,多普勒频移是研究信道特性的重要参数。实际中,电离层运动引起的高频多普勒频移最大为几赫兹^[2]。脉冲压缩技术是现代雷达普遍采用的一种信号处理方式^[35],是一种匹配相关处理的技术^[6]。在短波信道探测中,对接收信号进行脉冲压缩可以获得准确的时延信息,并在此基础上获取信号的多普勒频移。Zadoff-Chu 序列是 1972 年由 Chu^[7] 在 Frank 和 Zadoff 研究的基础上提出的一种任意长度的恒包络零自相关序列。近年来, Zadoff-Chu 序列以其理想的周期自相关特性得到越来越多的关注和应用。周期自相关函数(PACF)的定义请参阅文献[8], Zadoff-Chu 序列周期自相关特性请参阅文献[9,10]。

1 短波信道探测系统结构和工作原理

短波信道探测系统主要由 DSP 信号处理模块、CPLD 时序

控制模块、ADC/DAC 模块、电台工作模式和频率控制模块、GPS 模块、GPS 导航电文接收模块、USB 模块、时钟模块、铷时钟、PLL 模块、PC 终端和短波电台组成,其整体框图如图 1 所示。其中,DSP 信号处理模块主要负责数据的处理和传输,包括探测发送数据、接收数据、GPS 导航电文数据、电台控制命令的传输等;CPLD 时序控制模块主要负责 DSP 与 USB 模块、GPS 导航电文接收模块、电台工作模式和频率控制模块之间通信的时序控制;ADC/DAC 模块负责数据采集和数模转换;GPS 模块主要负责接收 GPS 导航电文,向 DSP 提供同步脉冲;GPS 导航电文接收模块主要负责 GPS 导航电文的提取和传输,并在每分钟的 00 秒产生一个脉冲供收发同步用;电台工作模式和频率控制模块负责电台控制命令的转发;USB 模块负责 PC 和 DSP 之间的数据传输;时钟模块为 DSP、单片机、ADC/DAC 和 USB 提供工作时钟;铷时钟和 PLL 模块为收发短波电台提供基准工作频率源;PC 终端作为上位机,主要负责整个系统的启动操作、数据发送与保存、控制电台命令发送及状态显示等。

短波信道探测系统收发硬件电路完全相同,通过不同的软件实现发和收的功能,采用脉冲压缩技术和相干多普勒积分可以使发射功率比传统探测仪降低 1 000 多倍的情况下而在接

收稿日期: 2011-08-16; 修回日期: 2011-09-30

作者简介: 刘月亮(1982-),男,河南商丘人,博士研究生,主要研究方向为通信理论与技术(sunsighting@sohu.com);蒋宇中(1963-),男,浙江嘉兴人,教授,博导,博士,主要研究方向为通信信号处理;张四起(1982-),男,河南新蔡人,工程师,学士,主要研究方向为通信技术的应用。

收端具有相同的接收效果,大大降低了发射功率。系统可在 3~30 MHz 频段对短波信道进行扫频探测,其频率步进可调,最小为电台的最小步进。待发送数据以 WAVE 格式存储在 PC 中,系统启动以后,经 USB 实时传输给 DSP,经 DA 转换后由短波电台经天线发射出去。每个频率点的散射波由天线接收后,从接收机串行输出到 ADC 进行采样,并实时传输给 DSP,缓存在 DSP 的片外存储区;再由 DSP 经 USB 实时传输到 PC 端进行显示和存储,等待进一步的分析和处理。

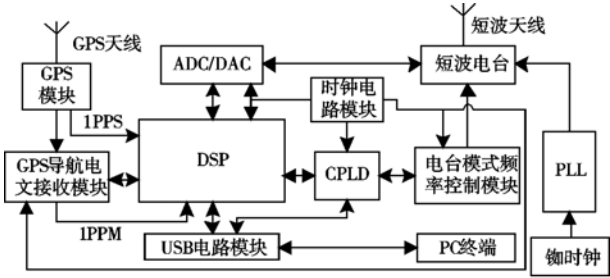


图1 短波信道探测系统框图

2 多普勒频移的计算

设探测信号为

$$s(m) = c(m) \cdot \exp(j\omega_c m) \tag{1}$$

其中: $c(m)$ 为 Zadoff-Chu 序列, ω_c 是载波角频率。
Watterson 短波信道模型是短波信道模拟中最常用的一种信道模型。为便于推导,这里采用简化的 Watterson 短波信道模型,其冲击响应^[11]为

$$h(m) = \sum_{i=1}^n \alpha_i \delta(m - \tau_i) \exp(j2\pi f_{di} m + j\varphi_i) \tag{2}$$

其中: n 是总的路径数; α_i 是第 i 条路径的幅度; f_{di} 是第 i 条路径在时间 t 时的多普勒频移; τ_i 是第 i 条路径的路径延时; φ_i 是第 i 条路径的起始相位。

探测信号 $s(m)$ 通过简化的 Watterson 短波信道模型后的接收信号为

$$r(m) = s(m) * h(m) = \sum_{i=1}^n \alpha_i c(m - \tau_i) \exp(j\omega_c(m - \tau_i) + j\omega_{di}\tau_i + j\varphi_i) \tag{3}$$

其中: $\omega_{di} = 2\pi f_{di}$ 。对接收信号 $r(m)$ 进行相干解调,得

$$p(m) = \sum_{i=1}^n \beta_i c(m - \tau_i) \exp(-j\omega_c \tau_i + j\omega_{di}\tau_i + j\varphi_i) \tag{4}$$

其中: β_i 为解调后第 i 条路径的幅度。将接收信号序列 $p(m)$ 与 $c(m)$ 作周期相关,进行脉冲压缩,得

$$\begin{aligned} R_{cr}(\lambda) &= \sum_{m=0}^{L-1} c^H(m) p(m + \lambda) = \\ &= \sum_{m=0}^{L-1} c^H(m) \sum_{i=1}^n \beta_i \exp(-j\omega_c \tau_i + j\omega_{di}\tau_i + j\varphi_i) \cdot \\ &= \sum_{i=1}^n L \beta_i \exp(-j\omega_c \tau_i + j\omega_{di}\tau_i + j\varphi_i) \delta(\lambda - \tau_i) = \\ &= \sum_{i=1}^n L \beta_i \exp(j\varphi_i) \delta(\lambda - \tau_i) \end{aligned} \tag{5}$$

其中: L 是序列长度, $\varphi_i = -\omega_c \tau_i + \omega_{di} \tau_i + \varphi_i$ 。
在每一个 τ_i 处, $R_{cr}(\lambda)$ 都有一个峰值,表示一条可能的传播路径。因此,通过 $R_{cr}(\lambda)$ 的峰值,即可得到第 i 条路径的时延 τ_i 。对于路径 i ,实际上其相位是 φ_i 与 2π 的整数倍的和,即

$$\varphi_i = 2\pi N + \varphi_i = -\omega_c \tau_i + \omega_{di} \tau_i + \varphi_i \tag{6}$$

假设探测信号发射持续时间为 T ,在两次信号发射期间短波信道发生些许变化。令 τ_i^D 表示由短波信道变化引起的第 i 个多径分量两次探测的时间差,则有

$$2\pi N_1 + \varphi_i^1 = -\omega_c \tau_i^1 + \omega_{di} \tau_i^1 + \varphi_i \tag{7}$$

$$2\pi N_2 + \varphi_i^2 = -\omega_c \tau_i^2 + \omega_{di} \tau_i^2 + \varphi_i \tag{8}$$

$$\tau_i^D = \tau_i^2 - \tau_i^1 \tag{9}$$

其中: τ_i^1 和 φ_i^1 分别表示第一次探测时第 i 个多径分量的时延和相位; τ_i^2 和 φ_i^2 分别表示第二次探测时第 i 个多径分量的时延和相位; N_1 、 N_2 为整数。由式(7)减式(8)得

$$2\pi(N_1 - N_2) + \varphi_i^1 - \varphi_i^2 = \omega_c \tau_i^D - \omega_{di} \tau_i^D \tag{10}$$

令 $k = N_1 - N_2$,因为 $\omega_c > \omega_{di}$,且 τ_i^D 很小,因此,可忽略 $\omega_{di} \tau_i^D$,得

$$k = \left[\frac{\omega_c \tau_i^D + \varphi_i^2 - \varphi_i^1}{2\pi} \right] \tag{11}$$

其中: $[\]$ 表示取最接近的整数。将式(11)代入式(10)得多普勒频移为

$$\omega_{di} = \frac{\omega_c \tau_i^D + \varphi_i^2 - \varphi_i^1 - 2\pi k}{\tau_i^D} = \frac{\omega_c \tau_i^D + \varphi_i^2 - \varphi_i^1 - 2\pi \left[\frac{\omega_c \tau_i^D + \varphi_i^2 - \varphi_i^1}{2\pi} \right]}{\tau_i^D} \tag{12}$$

3 仿真分析

仿真模拟信号通过简化的 Watterson 短波信道模型两条路径时的情况,所用数据为: $k=1$ 、周期为 1 025 的 Zadoff-Chu 序列,载波频率为 1 000 Hz,采样频率为 8 000 Hz,信道模型中两条路径的时延分别为 20 倍采样间隔和 70 倍采样间隔,幅度分别为 1.0 和 0.8,多普勒频移分别从 0 Hz 变化到 10 Hz,变化步进为 0.1 Hz,第一次探测和第二次探测的时延差 τ_i^D 为 2 倍采样间隔。

3.1 多普勒频移计算的仿真分析

仿真中,两条路径的多普勒频移都是从 0 Hz 变化到 10 Hz,但由于实际中两条路径的多普勒频移之差一般不会很大,这里仅列举几个第一条路径的多普勒频移值和与之相差不大的第二条路径的多普勒频移值的计算情况。表 14 分别是第一条路径的多普勒频移 f_{d1} 为 0.5 Hz、1.0 Hz、2.0 Hz 和 5.0 Hz,第二条路径的多普勒频移 f_{d2} 在 $f_{d1} - 0.3 \text{ Hz} \leq f_{d2} \leq f_{d1} + 0.3 \text{ Hz}$ 范围内时采用式(12)计算的多普勒频移的值(表中数值的单位为 Hz)。

表 1 f_{d1} 设为 0.5 Hz 时多普勒频移的计算值

f_{d2} 的设置值	f_{d2} 的计算值	f_{d1} 的计算值
0.2	0.214	0.480
0.3	0.309	0.487
0.4	0.405	0.493
0.5	0.500	0.500
0.6	0.595	0.507
0.7	0.691	0.513
0.8	0.786	0.520

表 2 f_{d1} 设为 1.0 Hz 时多普勒频移的计算值

f_{d2} 的设置值	f_{d2} 的计算值	f_{d1} 的计算值
0.7	0.714	0.981
0.8	0.809	0.987
0.9	0.905	0.994
1.0	1.000	1.000
1.1	1.095	1.006
1.2	1.191	1.013
1.3	1.286	1.019

表 3 f_{d1} 设为 2.0 Hz 时多普勒频移的计算值

f_{d2} 的设置值	f_{d2} 的计算值	f_{d1} 的计算值
1.7	1.714	1.981
1.8	1.810	1.987
1.9	1.905	1.994
2.0	2.000	2.000
2.1	2.095	2.006
2.2	2.190	2.013
2.3	2.286	2.019

表 4 f_{d1} 设为 5.0 Hz 时多普勒频移的计算值

f_{d2} 的设置值	f_{d2} 的计算值	f_{d1} 的计算值
4.7	4.716	4.983
4.8	4.811	4.989
4.9	4.905	4.994
5.0	5.000	5.000
5.1	5.095	5.006
5.2	5.189	5.011
5.3	5.284	5.017

从表 14 可以看出,当 f_{d1} 为 0.5 Hz 时,按式(12)计算的 f_{d1} 的最大误差为 0.02 Hz, f_{d2} 的最大误差为 0.014 Hz;当 f_{d1} 为 1.0 Hz 和 2.0 Hz 时,按式(12)计算的 f_{d1} 的最大误差为 0.019 Hz, f_{d2} 的最大误差为 0.014 Hz;当 f_{d1} 为 5.0 Hz 时,按式(12)计算的 f_{d1} 的最大误差为 0.017 Hz, f_{d2} 的最大误差为 0.016 Hz。这些计算结果表明,按式(12)计算的多普勒频移的值误差较小,基本准确。从这四个表中还可以看出,当 $f_{d1} = f_{d2}$ 时,两条路径的多普勒频移的计算误差都为零,随着两者差值的增大,两者的计算误差随之逐步增加,但最大的计算误差也只有 4%。所以,在两条路径的多普勒频移相差不大的情况下,利用式(12)计算的多普勒频移较为准确,说明式(12)具有一定的实用价值。

3.2 多普勒频移对 Zadoff-Chu 序列脉冲压缩的影响

由式(4)可知,如果多普勒频移不断增大,则相干解调得到的序列与原 Zadoff-Chu 序列的差别会逐步增加,这会导致式(5)的脉冲压缩的能量逐步分散,峰值逐步减小。因此,有必要研究一下多普勒频移对 Zadoff-Chu 序列的脉冲压缩的影响。图 25 中的 PACF1 显示了第一次探测时两条路径的多普勒频移分别为 0.5 Hz、1 Hz 时的脉冲压缩结果,PACF2 显示了第二次探测时多普勒频移分别比第一次探测时增加 1 Hz、10 Hz、20 Hz 和 25 Hz 时的脉冲压缩结果。

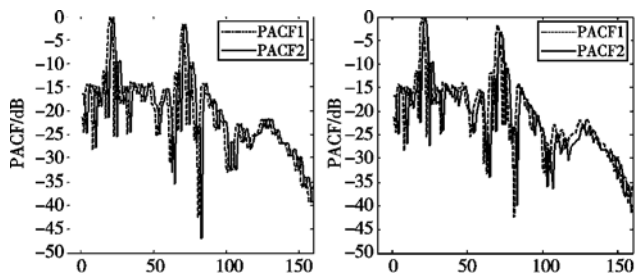


图2 多普勒频移增加1 Hz时的脉冲压缩结果

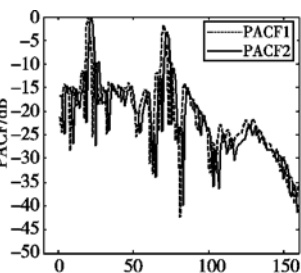


图3 多普勒频移增加10 Hz时的脉冲压缩结果

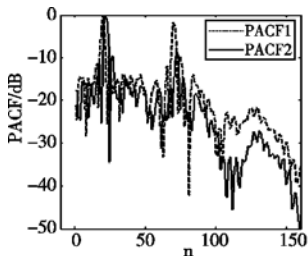


图4 多普勒频移增加20 Hz时的脉冲压缩结果

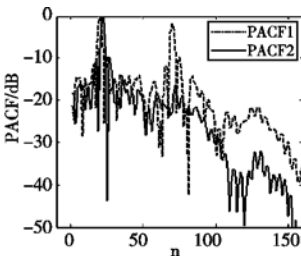


图5 多普勒频移增加25 Hz时的脉冲压缩结果

从图 2 可以看出,当两次探测的多普勒频移相差 1 Hz 时,Zadoff-Chu 序列的两次脉冲压缩的结果基本一样;从图 3 可以看出,当两次探测的多普勒频移相差 10 Hz 时,Zadoff-Chu 序列的两次脉冲压缩的结果稍有差别,第二条路径的第二次脉冲压缩的峰值下降 1.5 dB 左右;从图 4 可以看出,当两次探测的多普勒频移相差 20 Hz 时,Zadoff-Chu 序列的两次脉冲压缩的结果差别较大,第二条路径的第二次脉冲压缩的峰值下降 6.5 dB 左右,但此时第二条路径的峰值还大于第一条路径的旁瓣最大值,还能正确区分两条路径;从图 5 可以看出,当两次探测的多普勒频移相差 25 Hz 时,Zadoff-Chu 序列的两次脉冲压缩的结果差别很大,第二条路径的第二次脉冲压缩的峰值下降

12.8 dB 左右,但此时第二条路径的峰值已经小于第一条路径的旁瓣最大值,不能正确区分两条路径。

从以上分析可知,当两次探测的多普勒频移相差小于 20 Hz,也就是最大多普勒频移小于 21 Hz 时,采用 Zadoff-Chu 序列作为探测序列,能正确区分两条信号传播路径。由于实际短波信道的多普勒频移一般小于 10 Hz,所以,不会对 Zadoff-Chu 序列的脉冲压缩结果产生致命的影响。因此,在短波信道探测中采用 Zadoff-Chu 序列作为探测序列比较合适。

4 结束语

多普勒频移是研究短波信道特性的重要参数。为准确获取短波信道的多普勒频移,本文在研究 Zadoff-Chu 序列的周期自相关特性的基础上,把被该序列调制的多相信号作为短波信道探测信号,以简化的 Watterson 模型作为短波信道进行了多普勒频移计算的理论推导和仿真。采用能充分利用 Zadoff-Chu 序列良好的周期自相关特性的脉冲压缩技术获取信号的传播时延,并在此基础上推导出了多普勒频移的计算公式,对两条路径时的多普勒频移计算结果进行了仿真。仿真结果表明,在两条路径的多普勒频移相差小于 ± 0.3 Hz 时,公式的计算结果较为准确。最后,仿真分析了多普勒频移对 Zadoff-Chu 序列的脉冲压缩的影响。分析结果表明,10 Hz 以下的多普勒频移对 Zadoff-Chu 序列的脉冲压缩的影响很小。因此,将 Zadoff-Chu 序列应用在短波信道探测中比较合适。

参考文献:

- [1] 廖丽敏,万频,朱正平,等.电离层垂测仪系统信号源设计与实现[J]. 计算机测量与控制, 2010,18(6):1458-1461.
- [2] 王保民,宁百齐.基于软件无线电的高频多普勒接收机设计[J]. 数据采集与处理, 2006,21:109-113.
- [3] 张娟,张林让,徐青,等.基于多级维纳滤波的 MIMO 雷达自适应脉冲压缩方法[J]. 电子与信息学报, 2010,32(5):1045-1049.
- [4] 陈金立,顾红,苏卫民.基于 MIMO 噪声雷达的高速运动目标检测[J]. 电子与信息学报, 2010,32(6):1350-1354.
- [5] 陈佳民,童智勇,杨汝良.时钟抖动对中频线性调频采样及脉冲压缩影响的研究[J]. 电子与信息学报, 2010,32(7):1686-1691.
- [6] 岳兵.一种非线性调频脉冲压缩的多普勒补偿方法[J]. 信息化研究, 2009,35(5):45-46.
- [7] CHU D C. Polyphase codes with good periodic correlation properties[J]. IEEE Trans on Information Theory, 1972,18(4):531-532.
- [8] MENG Jing-bo, KANG Gui-hua. A novel OFDM synchronization algorithm based on CAZAC sequence[C]//Proc of International Conference on Computer Application and System Modeling. [S.l.]:IEEE Press, 2010:634-637.
- [9] PHAM T, LIANG Ying-chang, NALLANATHAN A, et al. Optimal training sequences for channel estimation in bi-directional relay networks with multiple antennas[J]. IEEE Trans on Communications, 2010,58(2):474-479.
- [10] LI C-P, HUANG W-C. A constructive representation for the Fourier dual of the Zadoff-Chu sequences[J]. IEEE Trans on Information Theory, 2007,53(11):4221-4224.
- [11] NILSSON J E M, T C G. Wideband multi-carrier transmission for military HF communication[C]//Proc of IEEE Military Communication Conference. [S.l.]: IEEE Press, 1997:1046-1051.