

一种新型雷达通信一体化信号调制解调方法

赵志龙, 蒋德富, 潘镇锋, 张佳祺

(河海大学计算机与信息学院, 南京 211100)

摘要: 基于充分利用阵列天线资源, 实现雷达与通信信号同时传输的目的, 文中提出了一种新型的雷达通信一体化信号调制解调方法。一体化信号的离散频谱是由经特定频率采样的雷达与通信信号的离散频谱交叉形成的。时域上, 该一体化信号是由改进的雷达与通信信号相加形成的。文中提出的方法所对应的一体化系统具有许多优点, 包括适用的信号形式多样, 安全性高, 误码率为传统通信模式的一半等。

关键词: 雷达通信一体化; 离散频谱交叉; 插值; 阵列天线

中图分类号: TN92 **文献标识码:** A

A novel modulation and demodulation method of radar and communication integrated signal

ZHAO Zhi-long, JIANG De-fu, PAN Zhen-feng, ZHANG Jia-qi

(School of Computer and Information, Hohai University, Nanjing 211100, China)

Abstract: To make full use of resources of the array antenna to transmit the radar and communication signal simultaneously, this paper proposes a novel modulation and demodulation method of radar and communication integrated signal. Discrete spectrum of the integrated signal is formed by interlacing discrete spectrums of radar and communication signals which are sampled at a specified frequency. In time domain, the integrated signal is formed by adding modified radar and communication signals. The integrated system corresponding to the novel method in this paper has advantages including high diversity of signals applicable to it, great security, lower BER (bit error rate) just half of that of the traditional communication systems and so on.

Key words: radar and communication integration; interlacing of discrete spectrum; interpolation; array antenna

雷达通信一体化是未来战争发展的趋势^[1]。它能够有效增强武器平台的机动性, 简化操作人员的工作, 增强武器平台的隐蔽性, 降低雷达与通信信号间的电磁干扰等^[2]。目前雷达通信一体化系统的工作方式主要分为三种方式, 分别是同时分孔径、分时共孔径和同时共孔径方式。同时共孔径方式是三种方式中最具研究价值的。

在同时共孔径方式中, 现有研究主要提出两类一体化信号调制解调方法。在第一类方法中, 通信信息被直接调制到雷达信号上, 雷达信号成为载波^[3-4]。通过阵列天线发射时, 这类方法调制的一

体化信号无法分离为雷达与通信信号。这意味着雷达与通信信号的发射方向无法被独立控制。同时, 以雷达信号为载波的一体化信号的信息传输速率往往受限。第二类方法基本是从已有的通信复用技术上发展而来的, 如 CDMA、OFDM 等^[5-7]。该类方法用雷达信号取代某一路通信子信号, 从而形成一体化信号。在解调端, 该方法利用雷达与通信信号间的正交性, 通常是时域正交性, 将它们从

收稿日期: 2015-07-13

作者简介: 赵志龙(1988-), 男, 硕士, 研究方向为阵列信号处理, 宽带综合射频系统。

一体化信号中分离出来。其中,雷达与通信信号的形式往往受到通信复用模式的限制。如在 CDMA 通信复用模式演变而来的一体化系统中,雷达和通信信号要采用正交编码进行调制,且雷达载频为固定频率,线性调频信号在此系统中无法作为雷达信号使用。

与现有方法相比,本文提出的方法具有以下优点:

①本方法没有对雷达和通信信号的形式做出限制。本方法对应的一体化系统可以与多种已有的雷达和通信系统相兼容。

②本方法中,只有当一体化信号在接收端被以特定频率采样时,雷达和通信信号才能被正确分离出来。考虑到采样频率的多样性与可变性,一体化信号被敌方正确解调的可能性很低。

③相比于传统的通信系统,本方法对应的一体化系统在通信方面具有更低的误码率。

1 信号的离散频谱交叉

本方法中,雷达与通信信号都被周期性发射,且具有相同的脉冲重复周期和脉冲宽度。为确保一体化系统的性能,雷达与通信信号的带宽也应大致相等。设 $r_0(t)$ 和 $c_0(t)$ 分别是复数形式的原始雷达与通信信号在连续时间域上的表达式。 T_0 和 B 分别表示信号的脉宽和带宽。设 f_s 为在连续时间域上对信号进行采样的特定频率, f_s 的值满足带通采样定理的要求。

1.1 雷达信号的离散频谱变换

$r_0[k]$ 是原始雷达信号经过频率为 f_s 的采样后在离散时间域上的表达式,采样点数为 N 。 $R_0[m]$ 是原始雷达信号在离散频率域上的表达式,可知:

$$r_0[k] = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} R_0[m] \exp\left(jm \frac{2\pi k}{N}\right) \quad (1)$$

$R_0[m]$ 的点数为 N ,包含了原始雷达信号 $r_0[k]$ 的频谱信息。为实现离散频谱的交叉,对 $R_0[m]$ 进行两倍插 0 值和两倍乘。经过该处理后,改进的雷达信号离散频率域表达式为 $R[m]$,其点数为 $2N$,且满足:

$$R[m] = \begin{cases} 2R_0\left[\frac{m}{2}\right] & m \text{ 为偶数} \\ 0 & m \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (2)$$

改进的雷达信号的离散时间域表达式 $r[k]$ 可通过对 $R[m]$ 作 $2N$ 点的 IDFT 求得:

$$r[k] = \frac{1}{2N} \sum_{m=0}^{2N-1} R[m] \exp\left(jm \frac{2\pi k}{2N}\right) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} R_0[m] \exp\left(jm \frac{2\pi k}{N}\right) \quad (3)$$

可知, $r[k]$ 的前 N 点与 $r_0[k]$ 的 N 点一致,由式(3)可知, $r[k]$ 的后 N 点与其自身的前 N 点一致,也即与 $r_0[k]$ 的 N 点一致可知:

$$r[k] = \begin{cases} r_0[k] & 0 \leq k < N \\ r_0[k-N] & N \leq k < 2N \end{cases} \quad (4)$$

1.2 通信信号的离散频谱变换

$c_0[k]$ 是原始通信信号经过频率为 f_s 的采样后在离散时间域上的表达式,采样点数为 N 。 $C_0[m]$ 是原始通信信号在离散频率域上的表达式。 $C_0[m]$ 的点数为 N ,包含了原始通信信号 $c_0[k]$ 的频谱信息。根据第 1.1 节同样对 $C_0[m]$ 进行两倍插 0 值和两倍乘。更进一步,将初步改进的通信信号的离散频谱向右平移一个点。设最终改进的通信信号的离散频率域表达式为 $C[m]$,其点数为 $2N$,且满足:

$$C[m] = \begin{cases} 0 & m \text{ 为偶数} \\ 2C_0\left[\frac{m-1}{2}\right] & m \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (5)$$

改进的通信信号的离散时间域表达式 $c[k]$ 可通过对 $C[m]$ 作 $2N$ 点的 IDFT 求得,参照 1.1 节可知:

$$c[k] = \begin{cases} \exp\left(j\frac{2\pi k}{2N}\right)c_0[k] & 0 \leq k < N \\ \exp\left(j\frac{2\pi k}{2N}\right)c_0[k-N] & N \leq k < 2N \end{cases} \quad (6)$$

1.3 一体化信号

设 $S[m]$, $s[k]$ 分别是复数形式的一体化信号的离散频率域和离散时间域表达式。一体化信号的离散频谱是由改进的雷达与通信信号的离散频谱相加形成的。由第 1.1 和 1.2 节,可知:

$$R[m] = \begin{cases} S[m] & m \text{ 为偶数} \\ 0 & m \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (7)$$

$$C[m] = \begin{cases} 0 & m \text{ 为偶数} \\ S[m] & m \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (8)$$

根据 DFT 的线性性质,可知一体化信号是由改进的雷达与通信信号相加形成的。

1.4 导频信号

雷达和通信信号组成的一体化信号在空间传输时会产生多普勒频移。本文涉及的基于离散频谱交叉的一体化信号调制解调系统对多普勒现象敏感。为保证在接收端准确分离雷达和通信信号,发射信号中需加入导频信号。本发明设计的导频信号为单载频信号,且载频位于一体化信号频谱之外,从而便于系统在接收端快速简便地提取导频信号。

2 系统的抗噪声性能

在接收端,设经过频率为 f_s 的采样后,附加在接收到的一体化信号上的加性高斯噪声的离散时间域表达式为 $x[k]$, $X[m]$ 为该噪声经过 $2N$ 点的DFT后得到的离散频率域表达式:

$$X[m] = \sum_{k=0}^{2N-1} x[k] \exp\left(-jm \frac{2\pi}{2N} k\right) \quad (9)$$

由式(8)可知,在获取通信信号的过程中,只有一半的附加在接收到的一体化信号上的噪声频谱被抽取。设 $N[m]$ 是经过频谱抽取后附加在获取的通信信号上的噪声频谱, $n[k]$ 是它的离散时间域表达式。可知:

$$n[k] = \frac{1}{2N} \sum_{m=0}^{2N-1} N[m] \exp\left(jm \frac{2\pi}{2N} k\right) = \frac{1}{2N} \sum_{r=0}^{N-1} X[2r+1] \exp\left(j(2r+1) \frac{2\pi}{2N} k\right) = \begin{cases} \frac{1}{2} \{x[k] - x[k+N]\} & 0 \leq k < N \\ -\frac{1}{2} \{x[k-N] - x[k]\} & N \leq k < 2N \end{cases} \quad (10)$$

由式(6),(11)可知,通信信号 $c[k]$ 和噪声 $n[k]$ 中相距 N 点的值互为相反数。因此,只需截取获取到的附加有噪声的通信信号的前 N 点来分析系统的抗噪声性能。设附加在接收到的一体化信号上的加性噪声服从均值为0,方差为 σ^2 的高斯分布,且:

$$x[k] = a_k \exp[j(\Omega_c k + \varphi_k)] \quad (11)$$

设 $ch[k]$ 是 $c[k]$ 中前 N 点值的表达式。在此,为简化分析,设一体化系统采用2PSK通信系统作

为它的通信子系统,采用相干解调恢复通信数据。可知:

$$ch[k] = p[k] \exp(j\Omega_c k) \exp\left(j \frac{2\pi}{2N} k\right) \quad (12)$$

其中, $p[k]$ 的值为1或-1。设 $f[k]$ 是相干解调模块的输入信号,且:

$$f[k] = \frac{1}{2} \{x[k] - x[k+N]\} + ch[k] = \frac{1}{2} a_k \exp[j(\Omega_c k + \varphi_k)] - \frac{1}{2} a_{k+N} \exp\{j[\Omega_c(k+N) + \varphi_{k+N}]\} + p[k] \exp(j\Omega_c k) \exp\left(j \frac{2\pi}{2N} k\right) \quad (13)$$

$f[k]$ 先后与本地载波 $\exp(-j\Omega_c k)$ 和 $\exp[-j2\pi k/(2N)]$ 相乘,乘积结果取实部。设得到的输出信号的表达式为 $g[k]$,则:

$$g[k] = \frac{1}{2} \{g_1[k] - g_2[k]\} + p[k] \quad (14)$$

$g_1[k] = a_k \cos \varphi_k \cos(\pi k/N) + a_k \sin \varphi_k \sin(\pi k/N)$
 $g_2[k] = a_{k+N} \cos \varphi_{k+N} \cos(\pi k/N) + a_{k+N} \sin \varphi_{k+N} \sin(\pi k/N)$ 。根据带通高斯白噪声自相关函数的性质, $g_1[k]$ 和 $g_2[k]$ 相互独立,且 $0.5 \{g_1[k] - g_2[k]\}$ 服从均值为0,方差为 $0.5 \sigma^2$ 的高斯分布。

采用相干解调的2PSK通信系统的误码率公式为 $0.5 \operatorname{erfc}(\sqrt{r})$ 。在传统2PSK通信系统中, $r = a^2/(2\sigma^2)$,在本文涉及的一体化系统中, $r = a^2/(\sigma^2)$,误码率降低。

3 一体化系统解调模块

图1所示为一体化系统解调模块的框图。模块前端使用模拟带通滤波器分别获取导频信号 $d'_{real}(t)$

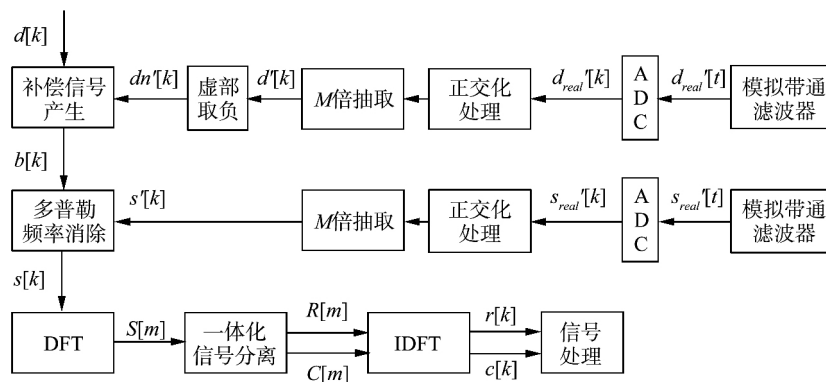


图1 一体化系统解调模块框图

和一体化信号 $s'_{real}(t)$ 。两路信号分别通过采样频率为 Mf_s 的ADC转换成数字信号 $d'_{real}[k]$ 和 $s'_{real}[k]$ 。将它们输入希尔伯特滤波器进行正交化处理,再进行 M 倍抽取,可得复数形式的导频信号 $d'[k]$ 和一体化信号 $s'[k]$ 。对 $d'[k]$ 进行虚部符

号处理输出载频为负的导频信号 $dn'[k]$,将其与复数形式的本地导频信号 $d[k]$ 相乘,即可取出以多普勒频率的负值为载频的补偿信号 $b[k]$ 。将 $s'[k]$ 与 $b[k]$ 相乘,即可获取消除多普勒频移影响的一体化信号 $s[k]$ 。 $s[k]$ 经过 $2N$ 点的DFT得

$S[m]$ 。根据式(11) – (12) 可分离出雷达与通信信号的频谱 $R[m]$ 和 $C[m]$ 。对 $R[m]$ 和 $C[m]$ 分别作 $2N$ 点的 IDFT 可得 $r[k]$ 和 $c[k]$ 。将获取的雷达与通信信号分别前后截取为两段,得到雷达信号 $rh[k]$ 、 $rt[k]$ 和通信信号 $ch[k]$ 、 $ct[k]$ 。

4 仿真

如图 2 所示,对传统 2PSK 通信系统和采用 2PSK 为通信子系统的一体化系统的误码率进行了对比,两类系统都采用相干解调恢复通信数据。误码率曲线由误码率公式 $0.5\text{erfc}(\sqrt{r})$ 直接绘制得到,仿真结果则是通过 MATLAB 仿真得到。仿真结果与误码率曲线基本吻合,可知仿真符合理论推导。同时通过比较两组误码率曲线或仿真结果,可知本文提出的一体化信号调制解调方法对应的系统在通信方面具有更低的误码率。

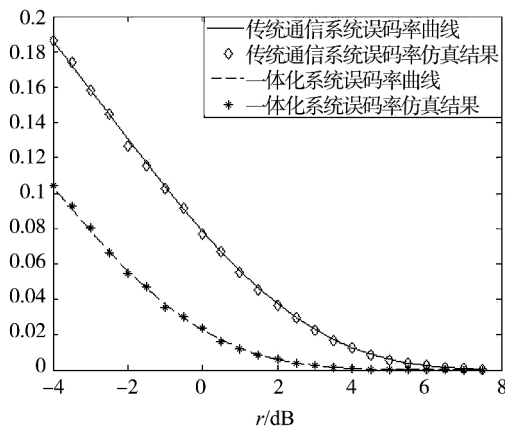


图 2 两类系统的误码率曲线及仿真结果

(上接第 125 页)

5 结束语

基于单片机微控制器的温度采集系统在工业和生活中应用非常广泛。本系统使用 DS18B20 和 STC89C52 采集温度并利用 ZigBee 无线传输技术进行通信,结构紧凑,操作简单,使用方便,抗干扰能力强;而且系统成本低,维护方便,能够根据需要添加数据采集通道数,可扩展性强,对于水温室温等常规环境温度的测量有很强的实用性。

参考文献:

- [1] 何立民. MCS-51 系列单片机应用系统设计系统配置与接口技术[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,1990.
- [2] 马云峰. 单片机与数字温度传感器 DS18B20 的接口设计[J]. 计

5 结束语

本文提出了一种新型的基于离散频谱交叉的雷达通信一体化信号调制解调方法。结合 DFT 的相关定义和性质,推导出了为形成一体化信号,原始雷达和通信信号所需经历的时域变换。本文给出了一体化系统解调模块的具体实现,并对系统在通信方面的误码率进行了仿真验证。结果表明其相对于传统通信系统具有更低的误码率。

参考文献:

- [1] Hughes P K, Choe J Y. Overview of advanced multifunction RF system (AMRFS) [C]. IEEE Int. Conf. on Phased Array Systems and Technology, Dana Point, U. S. A., May. 2000.
- [2] 张明友. 雷达-电子战-通信一体化概论[M]. 北京:国防工业出版社,2010:87-94.
- [3] Robertson M, Brown E R. Integrated Radar and Communications based on Chirped Spread-Spectrum Techniques [C]. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp., Philadelphia, U. S. A., Jun. 2003.
- [4] Li X B, Yang R J, Cheng W. Integrated radar and communication based on multicarrier frequency modulation chirp signal [J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2013(2):167-169.
- [5] Jamil M, Zepernick H J, Pettersson M I. On integrated radar and communication systems using oppermann sequences [C]. IEEE Int. Conf. on Military Communication, San Diego, America, Nov. 2008.
- [6] Xu S J, Chen Y, Zhang P. Integrated Radar and Communication based on DS-UWB [C]. IEEE Int. Conf. Ultra wideband and Ultra short Impulse Signals, Sevastopol, Ukraine, Sept. 2006.
- [7] Shi X, Peng X L. Radar embedded communication technology study [C]. IEEE CIE Int. Conf. Radar, Chengdu, China, Oct. 2011.

责任编辑:肖滨

算机自动测量与控制 2002(4):278-280.

- [3] 王伟,李树荣. 基于 8051 单片机温度采集及无线发送[J]. 现代电子技术,2011(1):146-149.
- [4] 吕宏,黄钉劲. 基于 ZigBee 技术低功耗无线温度数据采集及传输[J]. 国外电子测量技术,2012(2):58-60.
- [5] 陈立兵,樊瑜瑾,代杰. 基于 AT89S52 单片机的温度采集系统设计[J]. 机械与电子,2011(2):65-67.
- [6] 郭天祥. 新概念 51 单片机 C 语言教程[M]. 北京:电子工业出版社,2009.
- [7] 马海. 基于 ZigBee 无线传感器网络的远程数据监测的设计与实现[D]. 武汉:武汉理工大学,2010.
- [8] 吴兴中,欧青立. 一种 PC 与单片机多机 RS232 串口通信设计[J]. 国外电子测量技术,2009(1):74-76.

责任编辑:么丽苹