

基于 Chirp 信号的雷达通信一体化研究

李晓柏¹, 杨瑞娟², 程伟²

(1. 空军雷达学院研究生管理大队, 湖北武汉 430019;

2. 空军雷达学院预警情报监视系, 湖北武汉 430019)

摘要: 为了减少电子战平台的体积和电磁干扰, 一种有效的途径就是实现雷达与通信一体化, 因此, 随着共享孔径和软件无线电的发展, 雷达通信一体化技术已经引起了越来越多的关注。基于信号能量共享的原则, 提出了一个基于线性调频信号的雷达通信一体化系统, 其采用同调频率不同初始频率的 Chirp 信号, 可在不影响雷达性能的前提下, 实现二进制数据的传送, 此特殊共用信号的设计使得通信信号隐藏在雷达信号之中, 增强了系统的抗干扰能力和信号的低截获率。同时对该系统的初始频率分辨能力和解调性能进行了分析, 通过系统仿真表明, 此系统具有很好的低误码率和高稳健性特性。

关键词: 雷达通信一体化; 信号共享; 分数阶傅里叶变换; Chirp 信号

中图分类号: TN957; TN97 文献标识码: A 文章编号: 1672-2337(2012)02-0180-07

Integrated Radar and Communication Based on Chirp

LI Xiao-bai¹, YANG Rui-juan², CHENG Wei²

(1. Department of Graduate Management, AFRA, Wuhan 430019, China;

2. Department of Early Warning Surveillance Intelligence, AFRA, Wuhan 430019, China)

Abstract: Radar and communication integrated on the electronic war platform is an effective method to reduce the volume and electromagnetic interference. With the rise of share-aperture concepts and software-defined radio techniques, the technology of integrating communication functions with radar systems has received considerable attention in recent years. Following the principle of signal sharing, the system of integrated radar and communication is presented based on LFM signal, and the method adopts Chirp signal under same frequency modulation rate and different initial frequency. Under the premise of not affecting the radar performance, the system can transmit binary information excellently. The design of special signal make the communication signal ensconce in the radar signal. The method enhances the anti-jamming capability of the system and the low-intercept probability of signal. Finally, the resolution ability of initial frequency and the capability of demodulation of the integrated system are analyzed. The simulation result shows that the proposed integrated system has lower SER and higher robustness.

Key words: integration of radar and communication; signal sharing; fractional Fourier transform; Chirp signal

1 引言

为了适应未来战争环境, 电子战平台不得不配备越来越多的电子设备, 这样必然占据更多的空间, 且各个电子设备间存在复杂的电磁干扰。解决以上问题的有效途径, 就是实现综合一体化装备建设。2005 年美军完成了先进多功能射频概念实验平台的初步技术报告^[1-2], 这表明了多功能电子装

备一体化概念已经进入了实现化阶段。根据文献^[3]多功能化射频系统采用分块有源相控阵雷达, 仅实现了射频前端的一体化集成。信号能量共享是通过发射一种信号同时完成多种电子战系统功能的途径, 即一种信号具备多种信号的能力^[4], 从而实现综合电子战系统共享发射能量, 进一步提高电子战系统硬件一体化的程度。对于雷达通信信号能量一体化系统, 也既要使雷达探测信号在对目标定位的同时, 还能实现通信传输功能。

雷达和通信系统作为电子战平台所具备的基本组成,若能够实现两系统的完全一体化,其意义是十分重大的。但雷达所发送的信号波形大多是规则的已知信号,而对于通信信号,不管采用何种调制方式,其波形是随机的、不确定的。因此,如何解决这两种波形不共性的难题,是共用信号设计需要解决的主要问题^[5]。文献[6-9]中,二进制数据通过改变 Chirp 信号的调频率来调制信息,这种调制方式改变了信号的带宽和时宽,使得雷达的作用距离和分辨率都会发生变化,从而影响了雷达探测性能。文献[10]讨论了基于 Chirp 扩频的雷达通信一体化系统,该系统采用了雷达信号和通信信号叠加的方式,但这两种信号间的干扰成为影响系统性能的新问题,文献[11-13]试图利用伪随机扩频序列来解决雷达信号和通信信号间的相互干扰问题,雷达和通信信号相叠加并非真正意义上的信号能量一体化,而且,叠加信号对多普勒频移比较敏感。本文采用同调频率不同初始频率的 Chirp 信号序列作为一体化信号,在接收端通过分数阶傅里叶变换,根据能量聚集的不同位置进行解调,此方法可在不影响雷达性能的情况下,完成情报数据的传输,这种特殊的共用信号设计将通信信号隐藏在雷达信号之中,实现了雷达通信信号能量的一体化。

本文主要从三个方面进行讨论,首先利用同调频率不同初始频率的 Chirp 信号构造基于分数阶傅里叶变换的雷达通信一体化系统;其次,对影响系统解调性能的 Chirp 信号间初始频率分辨率和分数阶傅里叶幅度谱进行了分析;最后,通过系统仿真分析表明,利用该共享信号设计的一体化系统可在不改变雷达性能的前提下具有很好的通信性能。

2 基于 Chirp 信号分数阶傅里叶变换的一体化系统

2.1 Chirp 信号的分数阶傅里叶变换

分数阶傅里叶变换(FRFT)是广义傅里叶变换的一种,实现了将信号的坐标轴在时频平面绕原点逆时针旋转。其实质是一种统一的时频变换,具有运算量与 FFT 相当大小的快速算法^[14-15]。分数阶傅里叶变换的积分形式可以表示为

$$F^p f(u) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) K_p(u, t) dt$$

$$K_p(u, t) = \begin{cases} A_\alpha \exp[j\pi(u^2 \cot\alpha - 2ut \csc\alpha + t^2 \cot\alpha)], & \alpha \neq n\pi \\ \delta(u-t), & \alpha = 2n\pi \\ \delta(u+t), & \alpha = (2n+1)\pi \end{cases} \quad (1)$$

$$A_\alpha = \frac{\exp[-j\pi \operatorname{sgn}(\sin\alpha)/4 + j\alpha/2]}{|\sin\alpha|^{1/2}} \quad (2)$$

式中, $K_p(u, t)$ 为分数阶傅里叶变换的核函数; $f(t)$ 为信号的时域表达形式; $F^p f(u)$ 为 $f(u)$ 的 p 阶分数阶傅里叶变换; u 为分数域的横坐标; α 为 FRFT 的旋转角度。FRFT 是一组正交的、调频率为 $\cot\alpha$ 的 Chirp 基,因此一个 Chirp 信号在一个特定阶数 p 的分数阶傅里叶域中具有良好的能量聚集特性, α 与 p 的对应关系为 $\alpha = p \frac{\pi}{2}$ 。信号的调频率 $\mu_0 = -\cot\alpha$ 与 FRFT 阶数 p 间的变换关系为

$$p = \frac{-2 \operatorname{arccot}(\mu_0)}{\pi} \quad (3)$$

下面定义一组具有同调频率不同初始频率的 Chirp 信号序列集,其 Chirp 信号的初始频率为 $f_i \in \{f_1, f_2, \dots, f_{2^N}\}$,该信号系列中第 i 个信号可以表示为

$$X(t) = a_i \cos[2\pi f_i t + \pi \mu_0 t^2], \quad -\frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{T_s}{2} \quad (4)$$

式中, μ_0 为信号的调频率; T_s 为信号的时宽。当初始频率为 f_i 的 Chirp 信号经过 p 阶 FRFT 变换后,峰值点出现在分数阶傅里叶域 u 上的 u_i 点,由图 1 可以看出,初始频率 f_i 和 u_i 的关系可以表示为

$$u_i = f_i \sin(-\operatorname{arccot} \mu_0) \quad (5)$$

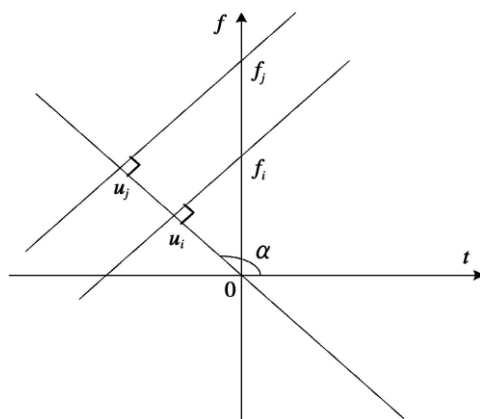


图1 两个同调频率不同初始频率的 Chirp 信号时频图

由式(5)可以看出,在相同的调频率下,不同初始频率的 Chirp 信号在分数阶傅里叶域 u 上的峰值位置不同。同调频率不同初始频率的 4 个 Chirp 信号序列经过式(1)所示的 p 阶分数阶傅里叶变

换,在不同的采样点上的能量聚集如图2所示。根据这一FRFT的特性可以把二进制通信数据调制在不同初始频率的雷达Chirp信号中,从而达到雷达和通信信号一体化。

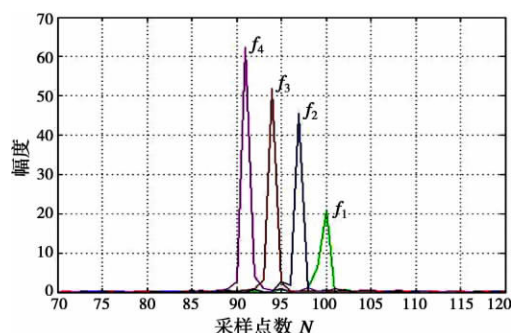


图2 4个不同初始频率的FRFT变换($f_1 = 1 \text{ MHz}$, $f_2 = 3 \text{ MHz}$, $f_3 = 5 \text{ MHz}$, $f_4 = 7 \text{ MHz}$)

2.2 雷达通信一体化系统

基于分数阶傅里叶变换的单载波雷达通信一体化技术是把用户数据映射到不同初始频率的Chirp信号序列中,在接收端通过分数阶傅里叶变换,还原出不同频率的发射端原Chirp信号,对信号进行解调。雷达通信一体化框图如图3所示,这

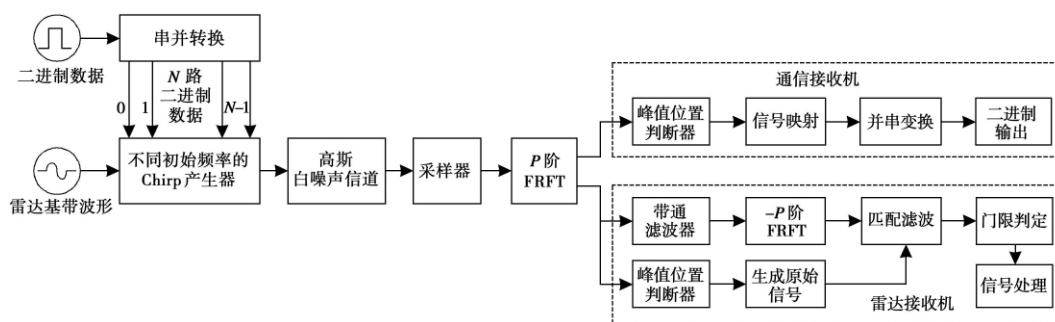


图3 基于Chirp序列的雷达通信一体化系统框图

3 Chirp信号的初始频率分辨率分析

在同调频率下,若设定两个信号的初始频率之差的绝对值小于其系统能够辨别的最小距离,则峰值位置判断器对峰值坐标判断会出现错误。因此,对Chirp信号的初始频率的分辨率是影响系统解调性能的关键问题。实际中,系统处理的信号是时限和带限的,设信号采样时宽为信号的观测时间 $[-T_s/2, T_s/2]$,信号带宽为 $[-B_s/2, B_s/2]$,则时宽带宽积为 $N = T_s B_s$ 。为了

里假设 2^N 个Chirp信号子载波的初始频率分别为 $\{f_1, f_2, f_3, \dots, f_{2^N}\}$,因此,一个不同初始频率的Chirp信号就携带了 $N \text{ bit}$ 的数据。在发送端,把串并转化后的二进制数据送到Chirp信号产生器中,产生一个特定初始频率的Chirp信号,再把调制好的Chirp信号送入到叠加高斯白噪声的信道中。在接收端,天线将接收到的波形送入采样器进行离散采样之后, p 阶分数阶傅里叶变换器对离散采样值进行离散 p 阶分数阶傅里叶变换。在雷达处理模块,将FRFT变换后的数据输入到带通滤波器中,滤出信号的边带噪声,再进行 $-p$ 逆分数阶傅里叶变换,还原Chirp信号,然后再与还原的原始Chirp信号一起送入到匹配滤波器中,对其输出的相关信号作门限判定,最后进行雷达信号处理。在通信处理模块中,将FRFT变换后的数据送入峰值位置判断器,根据信号能量聚集处在FRFT域中的具体位置,在此平面上按一个确定的阈值进行峰值点的二维搜索找到峰值坐标点,从而根据峰值采样点的位置确定Chirp信号的初始频率,根据初始频率进行信号映射,对映射后的二进制数据进行并串变换,最后输出二进制数据。

确定一体化系统的采样频率和采样点数,引入具有时间量纲的尺度因子 R ,对时频域进行无量纲归一化到直角坐标系 (x, v) ,定义新的无量纲尺度化坐标 $x = t/R, v = fR$,则令

$$x = v \Rightarrow T_s/R = B_s R \Rightarrow R = \sqrt{\frac{T_s}{B_s}} \quad (6)$$

则两个区间无量纲化 $\Delta x = \sqrt{T_s B_s}$,两个归一化区间 $[-\Delta x/2, \Delta x/2]$,对归一化区间进行采样,采样点数为 $N = (\Delta x)^2$ 。分数阶傅里叶域的区间为 $u \in [-T_s/(2R), T_s/(2R)]$,又由文献[15-17]得知

$$\begin{cases} \alpha = -\arccot(\mu'_0) \\ \Delta v = \Delta u |\csc \alpha| \\ \Delta v = \Delta f R \\ \Delta u = \frac{T_s/R}{N} \end{cases} \quad (7)$$

式中, μ'_0 为 μ_0 的无量纲归一化调频率, $\mu'_0 = \mu_0 R^2 = \mu_0 \frac{T_s}{B_s}$, 在无量纲归一化坐标系中, 当调频率相同的情况下, 不同初始频率的信号在坐标轴中表示为具有相同旋转角的平行直线, 如图 1 所示。由式(7)推导得知, 同调频率不同初始频率 Chirp 信号的可区分带宽为

$$\Delta f = |\csc \alpha / T_s| = |\csc \arccot(\mu'_0 \frac{T_s}{B_s})| / T_s \quad (8)$$

则系统设定的任意两初始频率必须满足

$$|f_i - f_{i+1}| \geq \Delta f \quad (9)$$

由式(8)可以看出, 初始频率的最小分辨率与调频率 μ_0 、采样带宽 B_s 、观测时间(采样时间) T_s 有关, 但实际一体化系统设计中采样时间 T_s 由脉冲宽度确定, 采样带宽也认为是一个定值, 因此, 调频率 μ_0 将决定最小分辨率的取值。将式(8)对参数 μ_0 进行求导得到

$$\frac{\partial \Delta f}{\partial \mu_0} = \frac{\csc^2 [\arccot(\mu_0 T_s / B_s)]}{(1 + (\mu_0 T_s / B_s)^2) B_s} \quad (10)$$

由式(10)可以看出, $\frac{\partial \Delta f}{\partial \mu_0} > 0$ 。所以信号调频率增加会使得可区分带宽增加, 那么, 初始频率间隔也随之增加, 则在恒定带宽中系统可设定的不同初始频率 Chirp 信号的数目将减少, 从而降低了数据传输率。因此, 在系统设计时, 应根据数据传输率设定适当的 Chirp 信号调频率。

4 系统解调稳健性分析

分数阶傅里叶幅度谱对系统的解调有较大的影响, 因为在系统解调时要按一个确定的阈值在分数阶傅里叶域中进行峰值点的二维搜索, 并找到峰值坐标点, 并根据坐标点进行解调, 若峰值点低于阈值或者多点超过阈值, 则解调性能下降。为了研究系统调制解调的稳健性, 下面先对信道造成的多普勒频移进行分析。假设多普勒频移为 f_d , 这里为了计算方便将接收基带信号的形式写为

$$x_i(t) = a_i \exp[j(2\pi f_{id}t + \pi \mu t^2)], \quad t \in [-T_s/2, T_s/2] \\ f_{id} = f_i + f_d + \mu T_s/2 \quad (11)$$

当 $\alpha \neq n\pi$ 情况下, 对式(11)进行 FRFT 变换后取模平方得到

$$|F_p x(u)|^2 = \left| \frac{a_i}{2} A_a e^{j\frac{u^2}{2} \cot \alpha} \right|^2 \cdot \left| \int_{-T_s/2}^{T_s/2} e^{j2\pi(f_{id} - u \csc \alpha)t} e^{j\pi(u + \cot \alpha)t^2} dt \right|^2 \quad (12)$$

由式(3)知, $p = \frac{-2\arccot(\mu_0)}{\pi}$ 时, 信号 $x_i(t)$ 的分数阶傅里叶变换在分数域出现能量聚集, 其幅度取最大值, 又因为 $\alpha = \pi p/2$, 则 $\mu_0 = -\cot \alpha$ 。假设峰值将出现在 FRFT 域 u'_i 点上, 则由式(5)中 $f_{id} = u \cos \alpha$ 推导得

$$u'_i = \frac{f_{id}}{\csc \alpha} = (f_i + f_d + \mu_0 T_s/2) \sin(\arccot(-\mu_0)) = \\ (f_i + \mu_0 T_s/2) \sin(\arccot(-\mu_0)) + f_d \sin(\arccot(-\mu_0)) \quad (13)$$

由式(13)可以看出, 多普勒频移使得分数域 u 的峰值偏移量为

$$\Delta u = f_d \sin(\arccot(-\mu_0)) \quad (14)$$

在一体化系统中, 调频率 μ_0 一般取数量级为 $10^{12} \sim 10^{14}$, 这时 $\sin(\arccot(-\mu_0))$ 的数量级为 $-10^{-12} \sim -10^{-14}$, 况且平台间的多普勒频移一般不超过 2 kHz, 则与式(13)中的前一项相比, 后一项 Δu 可以忽略不计。因此, 解调时峰值坐标点的横坐标不受多普勒频移的影响。

由式(12)可以看出, 在分数阶傅里叶变换域 u'_i 点的峰值为

$$|F_p x(u)|^2_{u=u'_i} = \left| \frac{a_i}{2} T_s A_a e^{j\frac{(u'_i)^2}{2} \cot \alpha} \right|^2 = \left| \frac{a_i}{2} T_s A_a e^{j\frac{[(f_i + f_d + \mu_0 T_s/2) \sin(\arccot(-\mu_0))]^2}{2} \cot \alpha} \right|^2 \quad (15)$$

令 $C = \frac{\cot \alpha}{2} [\sin(\arccot \mu_0)]^2$, 可得

$$|F_p x(u)|^2_{u=u'_i} = \left| e^{jC[2(f_i + \mu_0 T_s/2)f_d + f_d^2]} \right|^2 \cdot \left| \frac{a_i}{2} T_s A_a e^{C(f_i + \mu_0 T_s/2)^2} \right|^2 = \left| \frac{a_i}{2} T_s A_a e^{C(f_i + \mu_0 T_s/2)^2} \right|^2 \quad (16)$$

由式(2)知, $A_a = 1/|\sin(\alpha)|^{1/2}$ 代入式(16)得到峰值为

$$|F_p x(u)|^2_{u=u'} = \frac{a_i T_s}{|\sin \alpha|} \quad (17)$$

由式(17)可以看出, 在信号调频率和时宽一定的情况下, 分数阶傅里叶幅度谱与 Chirp 信号的幅度衰落有关。

5 系统仿真分析

在系统仿真中,设定二进制数据对同调频率不同初始频率的8个Chirp信号进行调制,假设信号仿真的观测时间为 $2\mu\text{s}$,带宽为100 MHz,Chirp信号的调频率为 5×10^{13} ,取采样频率为信号带宽的2倍。通过式(8)计算两个信号初始频率在FR-FT域中的最小分辨率为0.708 MHz,因此两个初始频率间的最小间隔至少为0.708 MHz。

5.1 通信数据率分析

采用定向旋转天线,当两通信平台间天线主波束对准时其链路数据率达到最大,假设雷达通信一体化平台间的通信链路是视距单路径,链路中只存在加性的高斯白噪声。这里采用SNR来计算理论的链路吞吐率,针对基于Chirp的一体化信号,其香农容量公式可以表示为

$$C(t) = R_c \delta B \log_2 \left(1 + \frac{P_{av}(t)}{BN_0} \right) = \frac{P_T G_T(t) G_R(t) \left(\frac{\lambda}{4\pi d_{\text{square}}} \right)^2 \frac{1}{\rho}}{R_c \delta B \log_2 \left(1 + \frac{P_{av}(t)}{BN_0} \right)} \quad (18)$$

式中, R_c 为编码率(基于分数阶傅里叶调制的一体化信号为 N), δ 为占空比; B 为信号带宽; $G_T(t)$, $G_R(t)$ 分别为发射机和接收机的天线增益; ρ 为天线的功率损失; d_{square} 为通信平台之间的距离; λ 为发射信号的波长。天线方向图如图4所示,若满足天线增益大于-3 dB,则两天线主波束的夹角要小于等于 40° ,假设天线转动一圈需要10 s,则平台转动一圈链路所保持的时间为 $10 \times \frac{40}{360} = \frac{10}{9}$ s。以发射平台为参考点,方位角为 90° 时数据率达到最大。方位角与链路的瞬间吞吐量关系如图5所示,可以看出,链路的瞬间吞吐率基本在 10^6 以上。由上面分析得知,10 s内链路的保持时间为 $\frac{10}{9}$ s,则天线旋转一圈链路的吞吐量为 $C_{10} = 10^6 \times \frac{10}{9} \approx 1.1 \times 10^6$ bit以上。

5.2 初始频率分辨率与系统性能仿真分析

图6是信号的初始频率相距1,3和5 MHz时的系统误码率比较,由图可以看出,当初始频率间隔为1 MHz时,分数阶傅里叶幅度谱二维搜索找到峰值坐标点间的间隔也比较小,系统解调的性

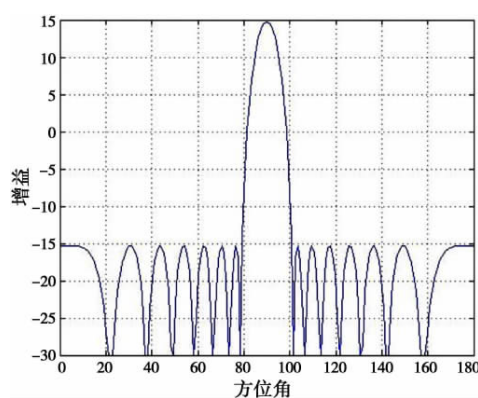


图4 天线方向图

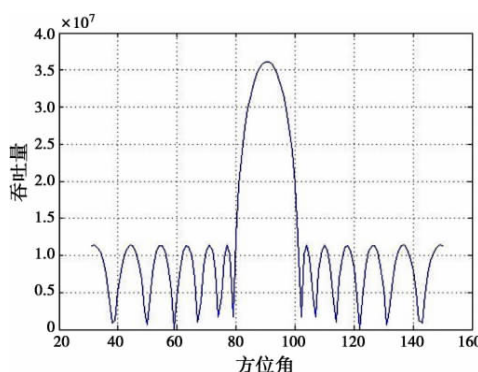


图5 方位角与吞吐量间的关系

能变差,当初始频率间隔增大3 MHz和5 MHz,信噪比大于5 dB时,初始频率间隔对系统解调的影响基本消除。但若峰值坐标点的间隔太大,不仅将会加大峰值搜索所消耗的时间,而且使得系统在一定的带宽中的传输效率降低。因此,这里假设4个Chirp信号的初始频率为(1 MHz,3 MHz,5 MHz,7 MHz),在接收端根据峰值点的具体位置对二进制数据进行解调。仿真中随机取 10^5 个仿真样本数据,图7是在理想通信接收机下,信道为高斯白噪声时,通信分系统采用本文调制方法和Chirp-BOK调制方式,二进制FSK调制方式在不同信噪比下的误码率比较,由图可见,采用的一体化系统中所采用的调制方式的性能优于其他的调制方式,在低信噪比下,本文的调制方法比2FSK性能提高了1 dB,比Chirp-BOK的性能提高了2 dB。当SNR达到6 dB的时候,系统已经出现了误码平台。

5.3 信号时变幅度衰落对系统解调的影响

由本文第4部分中对影响分数阶傅里叶幅度谱的因素分析可知,多普勒频移对系统的影响可

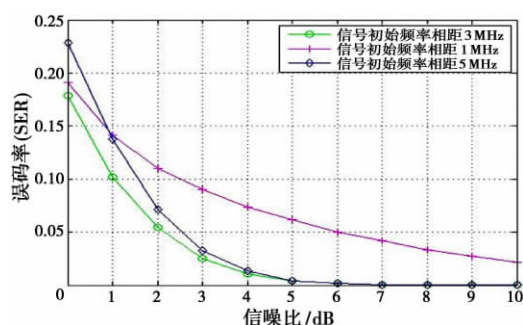


图 6 不同信噪比下信号间初始频率间距不同时的系统误码率

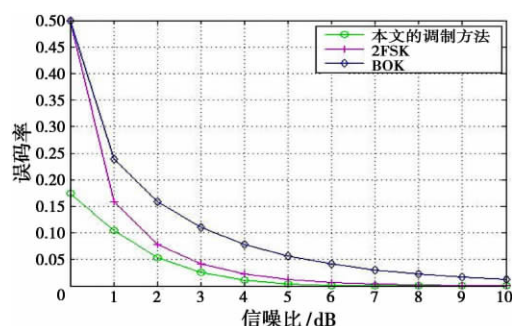


图 7 不同 SNR 下一体化系统与 BOK、2FSK 的性能

以忽略,也就是本系统有良好的抗多普勒频移的性能。由式(17)可知,当调制的 Chirp 序列集确定后,影响系统解调的主要因素是传输空间对信号幅度的时变衰落,若幅度的衰落使得分数阶傅里叶幅度谱变小或者出现多个峰值,在解调中确定的阈值进行峰值点的二维搜索时可能会检测不到峰值或者检测到多个峰值,从而导致系统的解调错误。这里假设时变幅度衰落服从平均功率为 δ^2 的瑞利分布,其分布形式为

$$f(a_i) = \frac{a_i}{\delta^2} \exp\left(-\frac{a_i^2}{2\delta^2}\right) \quad (19)$$

其均值为 $E(x) = \delta \sqrt{\frac{\pi}{2}}$, 方差为 $Var(x) = \frac{4 - \pi}{2} \delta^2$, 可以看出平均功率和均值、方差成正比关系。在 MATLAB 仿真中,采用函数 raylrnd 构造服从瑞利分布的时变幅度衰落,平均功率的值分别取 0.2, 0.1, 0.01 时不同 SNR 下系统的 SER 比较如图 8 所示,由图可以看出,在同一误码率(SER)下,幅度瑞利衰落分布的平均功率取 0.2 时,与无瑞利幅度衰落的系统比较,系统的信噪比(SNR)损失了 5 dB。因此,随着平均功率的增大,系统的性能变差,这是因为平均功率增加导致瑞利衰落分布的方差提高,信号的幅度变化更加剧烈,使得系统解调性能变差导致 SER 提高。

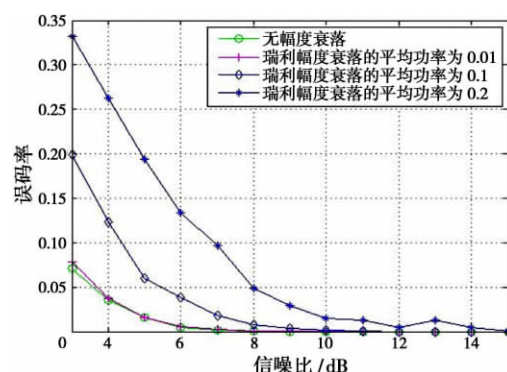


图 8 不同瑞利幅度分布不同信噪比下系统的 SER

6 结束语

共用信号的设计直接决定了系统的功能及其实现方式,本文基于同调频率不同初始频率的 Chirp 信号设计的一体化共用信号,其特殊之处在于将通信信号隐藏于雷达信号之中,在不影响雷达系统性能的前提下,实现了复杂多电子装备平台中雷达和通信信号能量和时间的完全一体化,这将是未来一体化电子战系统的一个重要的发展方向。

参考文献:

- [1] Tavakoli G C, Hiltnerbrick C L, Evins J B, et al. The Advanced Multifunction RF Concept[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2005, 53(3): 1009-1020.
- [2] Mazumder S, Durand J P, Meyer S L, et al. High-Band Digital Preprocessor (HBDP) for the AMRFC Test-Bed[J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2005, 53(3): 1065-1071.
- [3] 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: 94-98.
- [4] Xu Cuichun, Chen Tianqi. Conception of Signal Sharing in Integrated Radar and Jammer System and the Integrated Signal Design[C]//IEEE 2002 International Conference on Communications, Circuits and Systems and West Sino Expositions, [s. l.]: [s. n.], 2002: 502-505.
- [5] 林志远, 刘刚. 雷达-电子战-通信的一体化[J]. 上海航天, 2004(6): 55-58.
- [6] Winkley M R. Chirp Signals for Communications[C]//IEEE WESCON, Piscataway, USA: [s. n.], 1962:

- 14-17.
- [7] 贺鹏飞,吕英华,张洪欣,等. 基于 Chirp-BOK 调制的超宽带无线通信系统研究[J]. 南京邮电大学学报, 2006, 26(2):21-25.
- [8] 邓兵,陶然,平殿发. 基于分数阶 Fourier 变换的 Chirp-rate 调制解调方法研究[J]. 电子学报, 2008, 36(6):1078-1082.
DENG Bing, TAO Ran, PING Dian-fa. Study on Chirp-Rate Modulation and Demodulation Based on Fractional Fourier Transform[J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(6):1078-1082. (in Chinese)
- [9] 沙学军,郭佩,徐玉滨. 一种分数傅里叶变换域的切普信号扩频通信方式[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2009, 30(8):944-951.
- [10] Robertson M, Brown E R. Integrated Radar and Communications Based on Chirped Spread-Spectrum Techniques[C] // 2003 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, [s. l.]: [s. n.], 2003:611-614.
- [11] Xu S J, Chen Y, Zhang P. Integrated Radar and Communication Based on DS-UWB[C] // IEEE the Third International Conference Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, Sevastopol, UK; [s. n.], 2006:142-144.
- [12] Xu Shaojian, Chen Bing, Zhang Ping. Radar-Communication Integration Based on DSSS Techniques [C] // 2006 8th International Conference on Signal Processing, Beijing, China; [s. n.], 2006:16-20.
- [13] Jamil M, Zepernick H J, Pettersson M I. On Integrated Radar and Communication Systems Using Oppermann Sequences[C] // IEEE Military Communication Conference, San Diego, CA; [s. n.], 2008:1-6.
- [14] Ozaktas H M, Arikan O, Kutay M A, et al. Digital Computation of the Fractional Fourier Transform[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1996, 44(9): 2141-2150.
- [15] 郭海燕,于仕财,关键,等. 基于 FRFT 模最大值的 LFM 信号参数估计[J]. 雷达科学与技术, 2010, 8(5):438-441.
GUO Hai-yan, YU Shi-cai, GUAN Jian, et al. Estimation Method of LFM Based on Fractional Fourier Transform [J]. Radar Science and Technology, 2010, 8(5):438-441. (in Chinese)
- [16] 陶然,齐林,王越. 分数阶 Fourier 变换的原理与应用[M]. 北京:清华大学出版社, 2004.
- [17] 赵兴浩,邓兵,陶然. 分数阶傅里叶变换数值计算中的量纲归一化[J]. 北京理工大学学报, 2005, 25(4):360-364.

作者简介:



李晓柏 男, 1983 年 7 月出生, 甘肃陇西人, 博士研究生, 主要研究方向为现代通信技术、数字信号处理、雷达通信一体化。E-mail: lxb2cici@163.com

(上接第 179 页)

- [3] 尹志忠,李强. 近空间飞行器及其军事应用分析[J]. 装备指挥技术学院学报, 2006, 17(5):64-68.
- [4] 雍恩米. 高超声速滑翔式再入飞行器轨迹优化与制导方法研究[D]. 长沙:国防科技大学, 2008.
- [5] 叶友达. 近空间高速飞行器气动特性研究与布局设计优化[J]. 力学进展, 2009, 39(6):683-694.
- [6] 黄伟,王振国. 一体化高超声速飞行器气动特性数值仿真[J]. 航空动力学报, 2009, 24(6):1351-1356.
- [7] 张殿祜,施志佳. 飞行器在再入段中升阻比计算方法[J]. 战术导弹技术, 1992(4):1-5.
- [8] 刘军伟,钮俊清,任清安,等. 一种高精度机载 GMTI 雷达数据滤波方法[J]. 雷达科学与技术, 2011, 9(5):437-440.
LIU Jun-wei, NIU Jun-qing, REN Qing-an, et al. An Effect Filtering Algorithm for Airborne GMTI Radar [J]. Radar Science and Technology, 2011, 9(5):437-440. (in Chinese)
- [9] Vinh N X, Busemann A, Culp R D. Hypersonic and Planetary Entry Flight Mechanics[M]. Ann Arbor, Mich: University of Michigan Press, 1980.
- [10] 赵艳丽. 弹道导弹雷达跟踪与识别研究[D]. 长沙:国防科技大学, 2007.
- [11] 潘晓刚. 空间目标定轨的模型与参数估计方法研究及应用[D]. 长沙:国防科技大学, 2009.

作者简介:



王璐璐 女, 1988 年出生于河南南阳, 2009 年毕业于国防科技大学电子科学与工程学院, 获工学学士学位, 现为国防科技大学博士研究生, 主要研究方向为自适应雷达波形设计。
E-mail: wlljenny@yahoo.com.cn

秦玉亮 男, 1980 年 5 月出生于山东潍坊, 国防科技大学电子科学与工程学院副研究员, 主要研究方向为精确制导中信息处理技术。