

## 基于频率调制的多载波 Chirp 信号雷达通信一体化研究

李晓柏<sup>\*①</sup> 杨瑞娟<sup>②</sup> 程伟<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(空军预警学院研究生管理大队 武汉 430019)

<sup>②</sup>(空军预警学院预警情报监视系 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的一体化。该文针对雷达通信一体化信号设计中存在的不兼容和互干扰问题,根据信号能量共享的原则,提出了基于频分准正交多载波 Chirp 信号的雷达通信一体化波形及其相应的系统实现方法。并采用宽带模糊函数对多载波一体化信号特性进行了详细分析,进一步研究了一体化信号的处理过程以及其系统性能。在均衡子载波准正交性和通信频谱效率下,通过理论分析和仿真结果表明在多载波频谱重叠率为 20% 的情况下,一体化信号能够满足雷达的常规探测,并且具有较低的误码特性。

**关键词:** 雷达通信一体化; 信号共享; 多载波; 宽带模糊函数; 频谱效率

中图分类号: TN955

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2013)02-0406-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.00567

## Integrated Radar and Communication Based on Multicarrier Frequency Modulation Chirp Signal

Li Xiao-bai<sup>①</sup> Yang Rui-juan<sup>②</sup> Cheng Wei<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(Department of Graduation Management, Air Force Early-warning Academy, Wuhan 430019, China)

<sup>②</sup>(Department of Early Warning Surveillance Intelligence, Air Force Early-warning Academy, Wuhan 430019, China)

**Abstract:** Integration of radar and communication on the electronic war platform is an effective method to reduce their volume, electromagnetic interference. In allusion to mutual interference and incompatible issue between suitable waveforms design of integrated radar and communication, following the principle of signal sharing, integration of radar and communication system and the correspondence processing scheme is presented based on FM orthogonal multicarrier chirp signal. First, based on wideband ambiguity function, the characteristics of the multicarrier integrated signal are analyzed in detail. The system performance and signal processing of integrated signal are analyzed. Simulation results and theoretical analysis show that the integrated signal can satisfy conventional radar detection and have low bit error rate under 20% rate of spectrum overlapping.

**Key words:** Integration of radar and communication; Signal sharing; Multicarrier; Wideband ambiguity function; Spectral efficiency

### 1 引言

雷达和通信系统是武器平台<sup>[1]</sup>广泛配备的两种电子系统,雷达通信系统的一体化可提高设备的可用性和可靠性,可实现资源共享、动态可组和高可利用性,同时可减小系统电磁干扰和能源消耗,降低维护成本,从而提高电子系统的综合性能。这不仅对提高武器平台的作战效能具有重要的军事意义,同时对传感器网络的发展也具有重要的作用。

在 2005 年美海军实验室进行了基于舰载的先进多功能射频概念计划验证<sup>[2]</sup>以后,基于共享信号的

一体化系统<sup>[3,4]</sup>因其一体化程度最高而备受关注。信号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。如何解决通信和雷达两种波形的互兼容性,是共用信号设计需要解决的主要问题之一。文献[5,6]采用加性结合和乘性结合的方法去设计雷达通信一体化信号,接收端需要采用分离算法对雷达信号和通信信号进行分离,因此分离算法性能的优劣直接影响系统性能。若能采用特殊的调制方法将两种信号有机地结合起来,直接对信号进行发射和接收不需要分离,则可避免分离算法对系统的影响。文献[7-9]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,接收端通过简单的解扩处理对两种信号进行分离,但扩频序列的周期性所引起的距

2012-05-11 收到, 2012-11-02 改回

院科研创新研究基金资助项目(X11ZD202)和空装研究生创新基金(KJ2010199)资助课题

\*通信作者: 李晓柏 lxb2cici@163.com

离模糊, 探测距离与信号捕获复杂度等问题使得扩频技术在一体化信号设计中受到了一定的限制。线性调频信号是雷达广泛采用的脉冲压缩信号, 具有良好的测距测速性能。同时, 在通信系统中, 二进制数据可以通过改变 Chirp 信号的参数来调制信息<sup>[10,11]</sup>, 从而进行高可靠性的数据传输。但是, 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[12]讨论了基于 Chirp 信号的雷达通信一体化系统, 该系统中雷达信号和通信信号在脉冲重复周期中采用分时发射的方式, 解决信号间干扰问题。文献[13]提出了基于分数阶傅里叶变换的一体化波形设计, 采用不同的初始频率对用户数据进行调制, 达到了单 Chirp 信号多比特信息的传输。但此类系统的共同缺点就是通信的传输速率与 Chirp 率有关, 在相同的带宽条件下, 通信的频谱效率较低, 难以满足战时大批量数据的传输。为了避免分离算法对系统性能的影响和解决单路 Chirp 信号低速率传输问题, 本文拟采用多载波复用技术与线性调频技术相结合来提高系统的通信速率, 通过设计一组多载波 Chirp 信号群, 来减小数据传输对雷达探测的影响; 本文所采用的子载波结构不仅能够获得多通道窄带处理的优势, 而且提高了系统的频带效率, 符合现代雷达多频段化的趋势。

## 2 设计原理

考虑一组不同载频的多载波 Chirp 信号组  $\{s_k(t) | 0 \leq k \leq N-1\}$ , 其表达式为

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \text{Rect}(t/T) \exp(j2\pi f_k t + j\pi \mu t^2) \quad (1)$$

其中  $f_k = f_0 + k\Delta f$  为第  $n$  个子载波的载频,  $\Delta f$  为子载波载频间的间隔。由式(1)可以看出, 在接收端, 若从这组 Chirp 信号中独立地提取  $s_k(t)$ , 则各子载波间必须保持频域正交性, 需满足式(2):

$$S_i(f) \cdot S_j^*(f) = \begin{cases} c, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases} \quad (2)$$

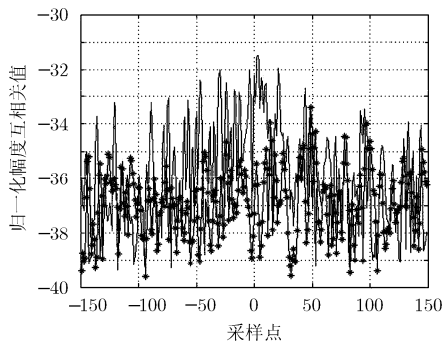
其中  $S_i(f)$  为信号  $s_i(t)$  的傅里叶变换,  $S_j^*(f)$  为信号  $s_j(t)$  傅里叶变换的共轭。但是, 在有限的时域中, Chirp 信号很难满足式(2)的要求。若满足上式的要求, 则系统带宽开支将大于  $N \cdot B$  ( $B$  为单个 Chirp 信号的带宽), 从而降低信号的频谱效率 (bit/(s · Hz))。因此, 在有限的频带中, 设计尽可能多的准正交 Chirp 信号, 是提高频谱效率的一个有效方法。反之, 两信号的频带重叠越多, 其干扰越严重。为了均衡上述的矛盾, 须研究载频相邻 Chirp 信号在一定的带宽重叠率下满足系统准正交的条件。

设其信号的中心频率为  $f_1$  和  $f_2$ , 3 个 Chirp 信号  $x, y, z$  分别表示如下:

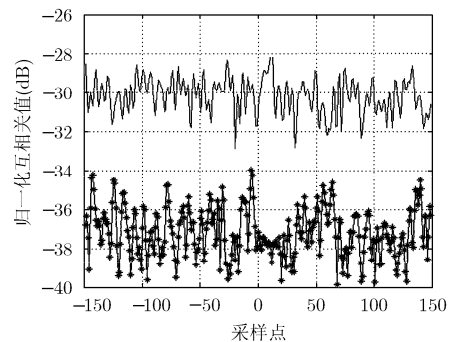
$$\left. \begin{aligned} x &= \frac{1}{\sqrt{T}} \text{Rect}(t/T) \exp(j2\pi f_1 t + j\pi \mu t^2) \\ y &= \frac{1}{\sqrt{T}} \text{Rect}(t/T) \exp(j2\pi f_2 t - j\pi \mu t^2) \\ z &= \frac{1}{\sqrt{T}} \text{Rect}(t/T) \exp(j2\pi f_2 t + j\pi \mu t^2) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

其中  $z$  与  $y$  是中心频率相同、调频率极性相反的 Chirp 信号。图 1 表示在带宽重叠率为 0 和 25% 下, 相反极性调频率的 Chirp 信号  $x, y$  和相同极性调频率的 Chirp 信号  $x, z$  的互相关值。可以得出, 在一定的带宽重叠率下, 相反极性调频率的两 Chirp 的互相关值小于相同极性调频率互相关值至少 -8 dB, 其正交性优于后者。

两调频率极性相反 Chirp 信号  $x, y$  的瞬间频率随时间的变化如图 2 所示, 若  $f_2 - f_1 \geq B$ , 则  $x, y$  完全正交; 若  $f_2 - f_1 \leq B$ , 则两 Chirp 信号频谱部分重叠, 两信号间存在干扰。在实际工程中, 若信号互相关峰值与自相关峰值的比值小于 -30 dB, 则可忽略对系统信号检测的影响。由仿真得出互相关



(a) 两 Chirp 信号带宽重叠率为 0 的互相关函数值



(b) 两 Chirp 信号带宽重叠率为 25% 的互相关函数值

图 1 调频率极性相反和相同的互相关比值

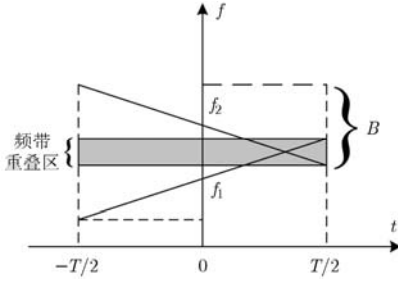


图2 相反极性调频率的两 Chirp 重叠频带

峰值与自相关峰值的比值与带宽重叠率的关系如图3所示,由图可以看出若满足 CRatio 在-30 dB 以下,带宽的重叠率必须小于 25%。

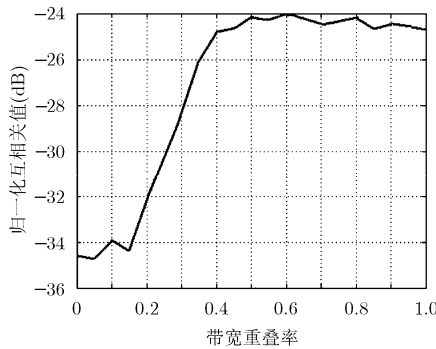


图3 带宽重叠率与互相关函数关系图

### 3 波形设计

#### 3.1 基于 FM Chirp 信号的雷达通信一体化波形设计

由上述对相邻 Chirp 信号组的分析可知,可设计一组 Chirp 信号,使得每个 Chirp 信号的自相关有窄的主瓣和低的旁瓣,而任意一组不同的 Chirp 信号的相关值可忽略不计。则在给定带宽中一组准正交 Chirp 合成信号的频率响应如图4所示,通信由  $N/2$  个偶数路正调频率的子载波组成,可进行  $N/2$  路多用户通信。为了提高雷达信号的处理增益,在  $N/2$  个间隔的频带上,设置有  $N/2$  个奇数路雷达子载波,其调频率为负,则相邻子载波间的调频率极性相反。在通信子载波上,二进制数据序列  $b_i(t) \in \{-1, 1 | 0 \leq t \leq T_s\}$ , 调制到 Chirp 信号  $s_i(t)$  上,即

$$f_i(t) = b_i(t)s_i(t), \quad i = 2k, \quad k \in N \quad (4)$$

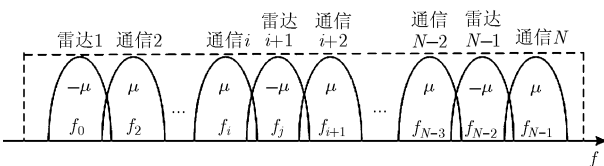


图4 正交 Chirp 信号的频率响应图

其中,信号  $s_i(t)$  为载频为  $f_i$ , 调频率为  $\mu$  的 Chirp 信号。雷达通信一体化信号可以表示为

$$f(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \text{Rect}(t/T) (b_i(t))^{i+1} \cdot \exp(j2\pi(f_0 + i\Delta f)t + (-1)^i j\pi\mu t^2) \quad (5)$$

其中,当  $i$  为偶数时,为通信子载波,  $(b_i(t))^{i+1} = b_i(t)$ , 调频率为正;当  $i$  为奇数时,为雷达子载波,  $(b_i(t))^{i+1} = 1$ , 调频率为负。

#### 3.2 模糊函数分析

基于准正交 Chirp 多载波信号是大时宽带宽积 ( $BT$ ) 信号,该信号不满足  $B < c/(2v)$  的条件,必须考虑多普勒效应对复包络函数的影响。下面将采用宽带模糊函数对所设计信号进行分析。

由文献[14]可以得到宽带模糊函数模型为

$$\Psi_{ff}(\tau, s) = |X_u(\tau, s)| = \left| \sqrt{s} \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) f^*(s(t-\tau)) dt \right| \quad (6)$$

其中  $s, \tau$  为尺度因子和时延,分别为  $(c-v)/(c+v)$ ,  $2R_0/(c-v)$ 。式(6)可以进一步表示为

$$\Psi_{ff}(\tau, s) = \left| \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{b_k(t)}{N} \int_{-\infty}^{+\infty} u_i(t) u_k(s(t-\tau)) \cdot \exp(j2\pi f_i t) \exp(-j2\pi f_k s(t-\tau)) dt \right| \quad (7)$$

其中  $u_i(t) = \exp(-j2\pi\mu t^2)$  为 Chirp 信号子载波包络,  $\tau$  为  $2R/c$ , 若令  $s = 1 - 2v/(c+v) = 1 - \alpha$ , 则

$$\begin{aligned} & \exp(j2\pi f_i t) \exp(-j2\pi f_k s(t-\tau)) \\ &= \exp(j2\pi(f_0 + k\Delta f)(1-\alpha)\tau) \\ & \cdot \exp(j2\pi(i-k)\Delta f t + \alpha(f_0 + k\Delta f)t) \end{aligned} \quad (8)$$

其中  $\Delta f$  为两个相邻 Chirp 信号中心频率的间隔,且  $\Delta f = \delta B$ ,  $\delta$  为带宽重叠率。把式(8)代入式(7)可得

$$\begin{aligned} \Psi_{ff}(\tau, s) &= \left| \exp(j2\pi(f_0 + k\delta B)(1-\alpha)\tau) \right. \\ & \cdot \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} b_k(t) X_u(\tau, (i-k)\delta B + \alpha(f_0 + k\delta B)) \left. \right| \end{aligned} \quad (9)$$

式(9)可分为两项,当  $i=k$  时,为  $X_u$  的主瓣区域  $X_m$ ; 当  $i \neq k$  为邻道干扰项  $X_l$ 。  $b_k(t)$  为二进制数据属于  $\{-1, 1 | 0 \leq t \leq T_s\}$ , 由式(9)可看出,当  $b_k(t)$  全为 1 或者 -1 时,邻道干扰  $X_l$  达到最大,反之,由于信号叠加的关系将会使得邻道干扰减少。不失一般性,本文考虑邻道干扰的最大化,则式(9)中  $b_k(t)$  可认为信号幅度为恒值。主瓣区域  $X_m$  采用窄带 Chirp 信号的模糊函数,可表示为

$$\begin{aligned} X_m(\tau, f_d) &= \exp(-j\pi\mu\tau^2) \exp(j\pi f_d(T-\tau)) \\ & \cdot \frac{\sin \pi(f_d - \mu\tau)(T-|\tau|)}{\pi(f_d - \mu\tau)(T-|\tau|)} (T-|\tau|), \quad |\tau| < T \end{aligned} \quad (10)$$

但对于邻道干扰  $X_I$ ，其主要干扰来自于相邻子载波，非相邻子载波对其干扰可以忽略不计，则相邻两通信息子载波对于雷达子载波的邻道干扰可以表示为

$$\begin{aligned}
 X'_I &= \sum_{m=2k-1}^N \int_{-\infty}^{+\infty} \text{Rect}(t/T) [f_m(t) f_{m-1}^*(t-\tau) \\
 &\quad + f_m(t) f_{m+1}^*(t-\tau)] \exp(j2\pi f_d t) dt \\
 &= \sum_{m=2k-1}^N \left\{ \exp(\beta_1) \int_{-T}^T \exp(-\alpha_1 t^2 + \gamma_1 t) dt \right. \\
 &\quad \left. + \exp(\beta_2) \int_{-T}^T \exp(-\alpha_1 t^2 + \gamma_2 t) dt \right\} \\
 &= \sum_{m=2k-1}^N \frac{\sqrt{\pi}}{2\sqrt{\alpha_1}} \left\{ \exp\left(\beta_1 + \frac{\gamma_1^2}{4\alpha_1}\right) \left[ \text{erf}\left(\sqrt{\alpha_1}\left(T - \frac{\gamma_1}{2\alpha_1}\right)\right) \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. - \text{erf}\left(\sqrt{\alpha_1}\left(-T - \frac{\gamma_1}{2\alpha_1}\right)\right)\right] + \exp\left(\beta_2 + \frac{\gamma_2^2}{4\alpha_1}\right) \right. \\
 &\quad \left. \cdot \left[ \text{erf}\left(\sqrt{\alpha_1}\left(T - \frac{\gamma_2}{2\alpha_1}\right)\right) - \text{erf}\left(\sqrt{\alpha_1}\left(-T - \frac{\gamma_2}{2\alpha_1}\right)\right) \right] \right\}, \\
 &\quad k = 1, \dots, N/2
 \end{aligned} \quad (11)$$

其中  $\beta_1 = j2\pi f_0 \tau + j2\pi m \Delta f \tau + j2\pi \Delta f \tau - j\pi \mu \tau^2$ ,  $\beta_2 = j2\pi f_0 \tau + j2\pi m \Delta f \tau - j2\pi \Delta f \tau - j\pi \mu \tau^2$ ,  $\alpha_1 = j2\pi \mu$ ,  $\gamma_1 = -j2\pi \Delta f + j2\pi \mu \tau + j2\pi f_d$ ,  $\gamma_2 = j2\pi \Delta f + j2\pi \mu \tau + j2\pi f_d$ ，误差函数  $\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-z^2) dz$ ；邻道干扰是式(9)中应该尽量抑制的部分，但从邻道的模糊函数解析式的形式难以给人直观的认识，本文将从系统性能仿真中对其进行研究。

#### 4 实现方法及性能分析

通过设计一组多载波 Chirp 信号群，偶数路子载波信号用于通信信息传输，奇数路子载波信号用于雷达目标探测，以避免数据传输对雷达探测的影响；

相邻子载波间采用频带重叠率为 20% 且相反极性调频率的 Chirp 信号，则由第 2 节可知，各相邻子载波间能够保持良好的准正交性，以提高系统的频带效率。系统原理框图如图 5 所示。 $N$  个子载波叠加送入方差为  $N_0/2$  的高斯白噪声信道。假设距离接收机  $R$  处静止目标的回波信号为

$$s_r(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \text{Rect}\left(\frac{t-\tau}{T}\right) b_i(t-\tau)^{i+1} \exp(j2\pi(f_0 + i\Delta f) \cdot (t-\tau) + (-1)^i j\pi \mu (t-\tau)^2) \quad (12)$$

其中  $\tau$  为接收信号时延。在接收端，对接收到的多载波信号先做去调频处理，即将信号与一个发射基准信号  $\text{Rect}(t/T) \exp(-j2\pi f_0 t + j\pi \mu t^2)$  相混频，可得到基带信号为

$$\begin{aligned}
 f_b(t) &= \sum_{i=0}^{N-1} \text{Rect}\left(\frac{t-\tau}{T}\right) b_i(t-\tau)^{i+1} \exp(-j2\pi f_0 \tau \\
 &\quad + j2\pi i \cdot \Delta f \cdot \tau - j\pi \mu \tau^2) \exp(j2\pi(i\Delta f + \mu \tau)t) \\
 &= \sum_{i=0}^{N-1} \text{Rect}\left(\frac{t-\tau}{T}\right) b_i(t-\tau)^{i+1} \\
 &\quad \cdot \exp\left(-j2\pi f_0 \frac{2R}{c} + j2\pi i \cdot \Delta f \cdot \frac{2R}{c} - j\pi \mu \left(\frac{2R}{c}\right)^2\right) \\
 &\quad \cdot \exp\left(j2\pi \left(i\Delta f + \frac{2RB}{cT}\right)t\right), \quad i = 0, \dots, N-1
 \end{aligned} \quad (13)$$

然后对混频后的信号进行子载波分离，即分别与各奇数路雷达达子载波的频差相  $\exp(-2\pi k \Delta f t)$  混频并低通滤波得到第  $i$  路雷达子载波基带信号为

$$\begin{aligned}
 f_i(t) &= \sum_{i=0}^N \exp\left(-j2\pi f_0 \frac{2R}{c} + j2\pi i \cdot \Delta f \cdot \frac{2R}{c} \right. \\
 &\quad \left. - j\pi \mu \left(\frac{2R}{c}\right)^2\right) \exp\left(j2\pi \frac{2RB}{cT} t\right)
 \end{aligned} \quad (14)$$

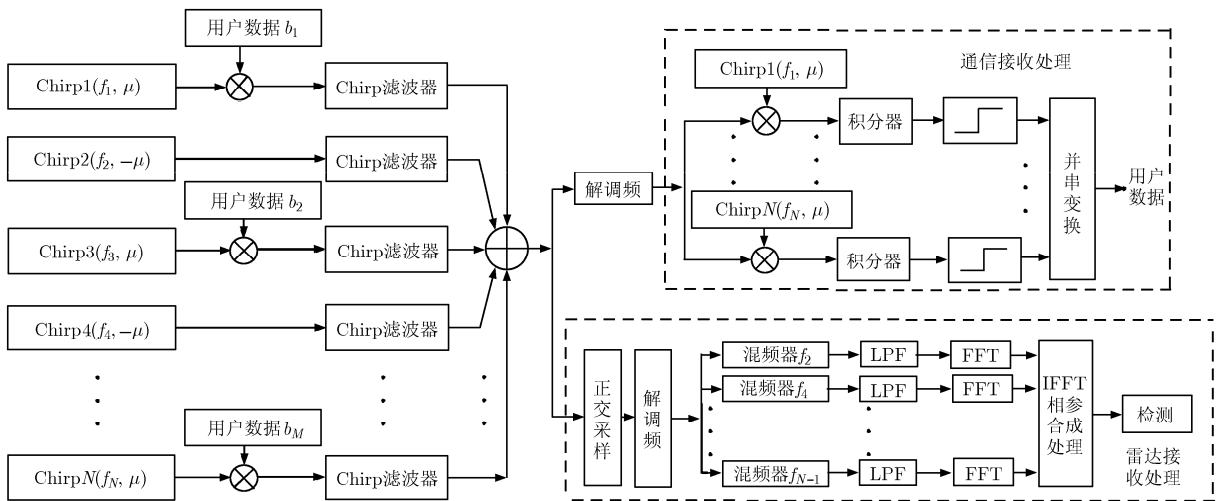


图5 基于 FM Chirp 方案的系统框图

对通道分离后的信号  $f_i(t)$  做距离压缩(FFT 变换), 得到目标的粗测距离, 然后利用各子载波在  $t$  时刻的相位信息, 对子载波采样值进行  $N/2$  点的 IFFT 相参合成处理, 就可以得到目标距离像, 其具体形式为

$$\begin{aligned} F(l) &= \sum_{i=0}^{N-1} \exp(-j2\pi f_i \tau) \cdot \tau \exp(j2\pi l i / N) \\ &= \exp(-j2\pi f_0 \tau) \cdot \exp\left(j\pi \frac{N-1}{N} (N\Delta f \tau - l)\right) \\ &\quad \cdot \frac{\sin \pi(l - N\Delta f \tau)}{\sin \frac{\pi}{N} (l - N\Delta f \tau)} \end{aligned} \quad (15)$$

由式(15)可以看出, 当  $l - N\Delta f \tau = kN$  时, 出现峰值, 因此, 测量得到的目标距离为  $R = \frac{c(l - kN)}{2N\Delta f}$ 。

通信采用相干解调的方法, 每路信号乘以相对于发射信号的本地副本信号, 送入积分器, 得到判决变量, 最后根据符号判决器输出得到二进制数据。在接收端, 一组接收信号可以表示为

$$r(t) = \sum_{i=1}^N b_i(t) s_i(t) + n(t) \quad (16)$$

其中  $n(t)$  为高斯白噪声。通信的解调采用相干解调的方式, 解调和检测通过相关器实现, 其相关接收的判决变量可以表示为

$$u_i = \frac{1}{\sqrt{E_s}} \int_{-T/2}^{T/2} s_i(t) r(t) dt \quad (17)$$

其中  $r(t)$  为接收信号,  $s_i(t)$  为本地第  $i$  路接收信号的副本。把式(4)与式(16)代入式(17), 可以化简得到判决变量为

$$u_i = \sqrt{E_s} \left[ b_i(t) + \sum_{j \neq i}^N b_j(t) \rho_{ij} \right] + \frac{1}{\sqrt{E_s}} \int_{-T/2}^{T/2} n(t) s_i(t) dt \quad (18)$$

其中  $\rho_{ij}$  为两个 Chirp 信号  $s_i(t)$ ,  $s_j(t)$  的互相关值。在实际处理过程中, 一般认为判决变量  $u_i$  服从正态分布, 其均值为

$$\varepsilon_{u_i} = E(u_i) = \sqrt{E_s} \left[ b_i(t) + \sum_{j \neq i}^N b_j(t) \rho_{ij} \right] \quad (19)$$

方差为  $\sigma_i = N_0/2$ 。如果  $b_i(t) = -1$ , 判定  $u_i > 0$ , 或者  $b_i(t) = 1$ , 判定  $u_i < 0$ , 则系统出现误码。每一路的误码率可以表示为

$$\begin{aligned} P_{ei} &= \int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_i^2}} \exp\left(-\frac{(x - u_i)^2}{2\sigma_i^2}\right) dx \\ &= Q\left[\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \left(1 - \sum_{j \neq i} b_j(t) \rho_{ij}\right)\right] \end{aligned} \quad (20)$$

其中  $Q(x)$  为误差函数。整个系统的通信误码率为

$$P_e = \frac{1}{N/2} \sum_{i=1}^{N/2} \frac{1}{2^{N/2}} \sum_{u_i} Q\left[\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \left(1 - \sum_{j \neq i} b_j(t) \rho_{ij}\right)\right] \quad (21)$$

$Q(x)$  为单调递减函数, 若要最小化  $Q(x)$ , 则必须使得  $x$  最大化。由式(21)可以看出, 除了最大化系统信噪比外, 必须使得  $\sum_{j \neq i} b_j(t) \rho_{ij}$  足够小, 才能使得  $P_e$  最小化。因此, 系统的通信误码率受到相邻 Chirp 信号间的互相关值的影响。

## 5 性能仿真

### 5.1 邻道干扰的仿真分析

假设频分多载波一体化信号的初始频率为  $f_0 = 1$  GHz, 单 Chirp 信号的脉冲宽度为  $T = 5 \times 10^{-7}$  s, 信号带宽  $\Delta f$  为 20 MHz, 子载波数  $N=10$ , 则脉冲压缩比为  $D = N\Delta f T = 100$ 。带宽重叠率为 20%, 则总带宽为 150 MHz。

邻道的干扰属于式(9)中需要尽量抑制的部分, 下面将对邻道干扰进行仿真分析。图 6 为一体化信号的主瓣区域模糊函数图和邻道干扰的模糊函数图, 主瓣由分布在不同的频率点上的一组幅度不等的对称峰值组成, 其位于速度-距离平面原点处的峰值幅度最高。由图 6(b)和图 6(c)可以看出, 沿多普勒轴的切面主旁瓣比大约为 -30 dB, 沿时间延迟轴的切面主旁瓣比大约为 0.22(-13.15 dB), 因此其主瓣的性能与单 LFM 信号相似。由图 6(d)可看出, 旁瓣在速度-距离平面的第 1 象限和第 3 象限主瓣附近出现两组明显的峰值, 其峰值的最大幅度为主瓣峰值的 20%, 是由于邻道的带宽重叠所引起的。但对于静止和低速目标, 因为相邻子载波为载频不同, 调频率极性相反的 Chirp 信号, 信号间保持了良好的正交性, 在多普勒频率偏移较小的情况下, 其耦合到相邻子载波的部分较小, 虽然邻道间带宽重叠率为 20%, 但  $X_l$  的幅度也接近于零。因此, 波形性能对带宽的重叠率不是很敏感, 邻道干扰较弱, 在常规探测中可以忽略不计。但当目标的运动速度较大时, 由于多普勒的偏移, 其耦合到相邻子载波的部分也逐步加大, 影响也逐步加剧。

### 5.2 系统性能分析

(1) 通信性能分析 仿真信号参数与 A 邻道干扰仿真中保持一致, 但子载波数  $N$  增加到 200。一个 Chirp 信号携带 1 bit 的数据, 则在时间  $T=5 \times 10^{-7}$  s 内多载波 Chirp 信号可传送  $N/2$  bit 数据( $N$  为子载波数), 假设发射一体化信号的占空比为  $\delta = 0.2$ , 则数据传输率为 40 Mbit/s, 通信的频谱效率为 0.0134 bit/(s·Hz)。若子载波 Chirp 信号间相互不重叠, 通信的频谱效率仅为 0.01 bit/(s·Hz)。系统通信的误码率仅仅与子载波间的互相关值有关,

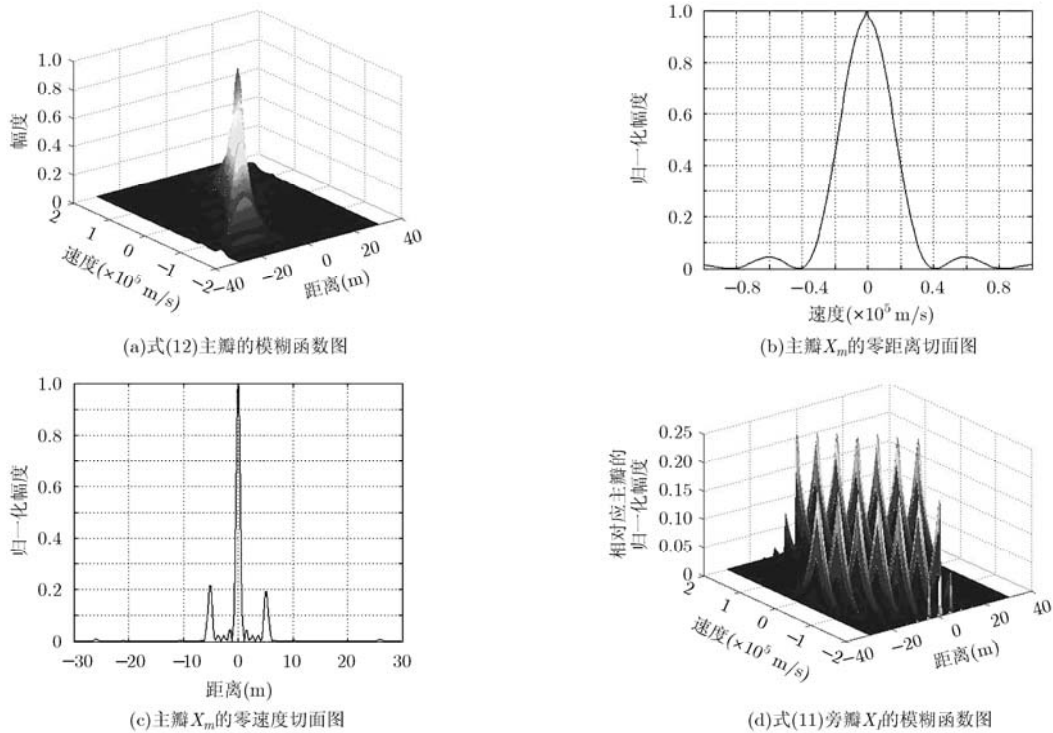


图6 多载波 Chirp 信号的主瓣与旁瓣的模糊图

也就是说, 误码率由相邻 Chirp 信号间带宽重叠率决定。在不同的带宽重叠率下, 系统 SNR 与误比特率间的关系如图 7 所示。由图可以看出, 当系统的 SNR 大于 10 dB 时, 通信的误比特率小于  $10^{-5}$ 。可以看出在一定的带宽重叠率下, 对系统通信误码率的影响可以忽略不计。

(2)雷达性能分析 假设 Chirp 信号带宽  $\Delta f$  为 20 MHz, 子载波数  $N=200$ , 发射信号的初始频率为  $f_0=1$  GHz, 可设一静止单散射点目标距离接收机 1.25 km 处, 对回波信号采用 IFFT 相参合成处理, 由图 8 可以看出, 利用 IFFT 相参合成方法处理时, 除了目标的真实位置 1.25 km 处有一窄脉冲外, 其余每隔一个粗分辨率距离单元 1000 m 也会产生一个窄脉冲, 而且伪峰较高, 最大伪峰的归一化幅度约

为 0.27(-11.37 dB), 因此, 必须对其进行抑制, 可以通过抑制粗分辨率距离像旁瓣和提高目标粗分辨率的精度, 即对距离压缩进行加权和提高单 Chirp 的带宽来抑制伪峰, 图 9 为对距离压缩进行加权后的 IFFT 相参合成处理的粗测距离像, 可以看出, 距离压缩加权后, 粗分辨率单元产生的伪峰可以被抑制。但是若采用另一种增加带宽的方法抑制伪峰, 将会增加一体化信号对带宽的需求, 从而导致通信频谱效率的降低。

## 6 结束语

本文对多载波雷达通信一体化信号进行了系统性的分析。首先, 讨论了在一定的带宽重叠率下, 调频率极性相反的多 Chirp 信号的准正交的可行性, 并对设计的一体化共用信号特性和系统的实现

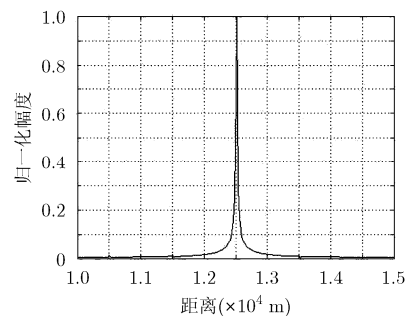
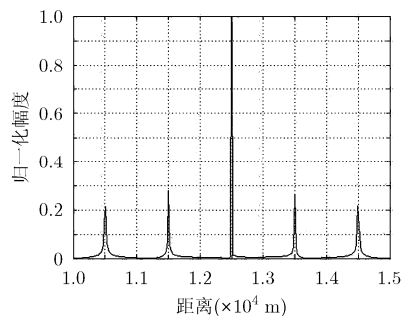
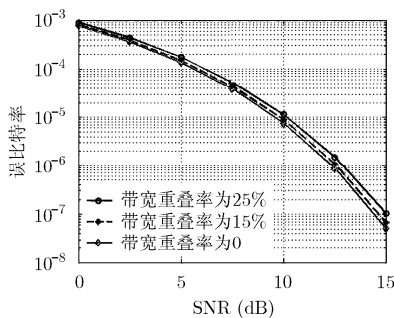


图7 不同的带宽下, SNR 与误比特率间的关系

图8 带宽为 20 M 时的 IFFT 合成相参处理

图9 距离压缩加权后 IFFT 合成相参处理

方法进行详细的研究。通过理论分析可知,若带宽重叠率为20%,在低速目标下,系统能够保持良好的探测性能。若探测高速的目标,可以在损失通信频谱效率的基础上,减少带宽重叠率来保持子载波间的准正交性,从而提高系统的探测性能。可以说,一体化信号的设计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] 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: 87-101.  
Zhang Ming-you. The Conspectus of Integrated Radar-EW-Communication[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2010: 87-101.
- [2] Tavakoli G C, Hiltner C L, Evans J B, *et al.* The advanced multifunction RF concept[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2005, 53(3): 1009-1020.
- [3] Genderen P V. Recent advances in waveforms for radar, including those with communication capability[C]. Proceedings of EuRAD2009, Rome, Italy, Oct. 2009: 318-325.
- [4] Sturm C and Wiesbeck W. Waveform design and signal processing aspects for fusion of wireless communications and radar sensing[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2011, 99(7): 1236-1259.
- [5] 邹广超. 雷达通信一体化设计的信号与处理方法研究[D]. [硕士学位论文], 江南大学, 2011.  
Zou Guang-chao. Research on radar communication integrated design of signal and processing methods[D]. [Master Dissertation], Jiangnan University, 2011.
- [6] 邹广超, 刘以安, 吴少鹏, 等. 雷达-通信一体化系统设计[J]. 计算机仿真, 2011, 28(8): 1-4.  
Zou Guang-chao, Liu Yi-an, Wu Shao-peng, *et al.* Design of radar-communications integrated system[J]. *Computer Simulation*, 2011, 28(8): 1-4.
- [7] Shinriki, Masanori, Takase, *et al.* A dual-use system for radar and communication with complete complementary codes[C]. 11th International Radar Symposium (IRS), Japan, June 2010: 1-4.
- [8] Xu S J, Chen Y, and Zhang P. Radar-communication integration based on DSSS techniques[C]. IEEE International Conference on Signal Processing, Beijing, China, 2006, DOI: 10.1109/ICOSP.2006.346041.
- [9] Jamil M, Zepernick H J, and Pettersson M I. On integrated radar and communication systems using oppermann sequences[C]. IEEE Military Communication Conference, San Diego, USA, 2008, 4: 1-6.
- [10] Winkley M R. Chirp signals for communications[C]. IEEE WESCON, Piscataway, USA, 1962: 14-17.
- [11] 沙学军, 郭佩. 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.  
Sha Xue-jun and Guo Pei. A new spread spectrum scheme combined with a chirp signal in a fractional Fourier transform domain[J]. *Journal of Harbin Engineering University*, 2009, 30(8): 944-951.
- [12] Robertson M and Brown E R. Integrated radar and communications based on chirped spread-spectrum techniques[C]. IEEE MTT-S, Philadelphia, USA, June 2003: 611-614.
- [13] 李晓柏, 杨瑞娟, 陈新永, 等. 基于分数阶傅里叶变换的雷达通信一体化信号共享研究[J]. 信号处理, 2012, 28(4): 24-28.  
Li Xiao-bai, Yang Rui-juan, Chen Xin-yong, *et al.* The sharing signal for integrated radar and communication based on FRFT[J]. *Signal Processing*, 2012, 28(4): 24-28.
- [14] Weiss L G. Wavelets and wideband correlation processing [J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 1994, 11(1): 13-32.

李晓柏: 男, 1983年生, 博士生, 研究方向为现代通信技术、数字信号处理、雷达通信一体化。

杨瑞娟: 女, 1964年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为信息与信号处理。

程伟: 男, 1976年生, 讲师, 主要研究方向为现代通信技术。