

一种步进 MFSK 调制的雷达通信共享信号设计方法

王诏丰, 廖桂生, 杨志伟

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 陕西 西安 710071)

摘 要: 雷达波形通常采用低占空比的脉冲发射, 而通信波形为了提高信息传输速率采用连续波发射。针对利用雷达波形实现通信功能所存在的通信速率低的问题, 提出了基于步进频信号的雷达通信共享信号。首先结合多进制频移键控 (multi-frequency shift keying, MFSK) 的调制方式, 建立了步进频-MFSK 的一体化信号模型; 然后推导出该信号的模糊函数和自相关特性, 并分析了携带通信信息对雷达探测性能的影响; 最后给出了通信信息的解调方法。仿真结果验证了该信号能够兼顾雷达探测威力和信息传输的效率及可靠性。

关键词: 雷达通信一体化; 步进频; 多进制频移键控; 波形设计

中图分类号: TN 958. 6

文献标志码: A

DOI:10.3969/j.issn.1001-506X.2016.08.08

Signal design method for integrated radar and communication based on step multi-frequency shift keying

Wang Zhao-feng, Liao Gui-sheng, Yang Zhi-wei

(National Lab of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: Radar usually transmits the pulse wave with low duty-cycle, on the contrary, communication transmits the continuous wave to maximize the information transmission rate. For problems existed in the utilizing radar waveform carry information such as low communication rate and the modulation waveform reduces detection capacity, a radar-communication compatible waveform based on the step frequency signal is proposed. At first, the model of the integrated step multi-frequency shift keying (MFSK) signal is built by combining the MFSK modulation and step frequency signal. Then, its ambiguity function and autocorrelation features are derived, and the impact of the carried information on the detection power of radar function is analyzed. Finally, the information demodulation method is given. The simulation results verify that the proposed signal is able to obtain ideal radar detection capacity and high rate reliable communication.

Keywords: integrated radar and communication; step frequency; multi-frequency shift keying (MFSK); waveform design

0 引言

雷达通信一体化是多功能综合射频系统的研究热点, 能有效解决现有装备平台的电磁兼容问题和多功能协同融合能力差等问题。雷达通信一体化的关键是设计可同时实现雷达和通信功能的信号波形, 需要重点考虑多功能信号的融合方式、各功能之间的相互影响和多功能信息分离等关键问题。

采用时分或频分复用方式是实现雷达通信共享波形的典型途径。文献[1]以智能交通为应用背景, 设计了基于连续波体制的时分复用一体化信号形式, 即在相邻雷达工作周期间安插恒定频率时段用于通信, 时间资源利用率低。文献[2]提出利用多路不同载频的 Chirp 信号组作为雷达通信一体化波形。该方法在工作带宽内采用交替安排雷达和通信子频带的方式来实现频分复用, 并结合正/负调频来

进一步提高雷达信号与通信信号的隔离度, 降低两个工作模式的互相干扰。不过, 该方法难以兼顾通信速率与距离分辨力, 换言之, 提高信息传输速率需要增加用于通信的子频带数目, 进而导致雷达带宽降低, 且雷达频带非连续会导致脉冲压缩后出现伪峰。文献[3-4]提出了基于正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 信号的雷达通信一体化信号模型。在接收端通过对回波构造特定形式的矩阵来去除发射时加载的通信信息, 消除通信对雷达的干扰。然而雷达为了提高发射功率和效率, 采用饱和放大方式, 放大器工作于非线性工作区。对于在各子载波上携带信息的 OFDM 雷达, 非线性放大引起的失真会严重影响信息的恢复。此外, OFDM 信号对速度敏感, 多普勒频差会造成子信道间干扰 (inter channel interference, ICI)。文献[5]提出了一种利用雷达波形携带通信信

收稿日期: 2015-07-10; 修回日期: 2015-11-02; 网络优先出版日期: 2016-01-08。

网络优先出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/11.2422.TN.20160108.0840.002.html>

基金项目: 国家自然科学基金 (61231017) 资助课题

息的共享信号。该方法由 2^N 个具有相同调频率、不同初始频率的线性调频 (linear frequency modulation, LFM) 信号构成发射脉冲集合。每个脉冲发射其中的一个, 接收端通过分数阶傅里叶变换估计接收信号的初始频率, 从而实现信息解调。每个脉冲携带的信息量与 N 成正比, 而固定带宽条件下, 可分辨的初始频率数 N 与调频率成反比, 因此, 提高通信速率需要牺牲脉压增益或者增大发射信号带宽。文献[6]研究了多相码序列尤其是 Oppermann 序列在集成雷达和通信系统中的应用, 但存在通信速率低、速度敏感等问题。文献[7]提出了一种以 LFM 脉冲为载波, 采用最小频移键控 (minimum shift keying, MSK) 调制的综合一体化信号。通过对 LFM 信号进行频移键控, 实现了一个 LFM 脉冲内的多比特信息调制, 提高了通信速率。虽然该波形模糊函数较 LFM 信号更接近图钉形, 但是其多普勒容限低, 即脉冲压缩对速度敏感。此外, 该调制方式相对固定, 波形灵活性差。

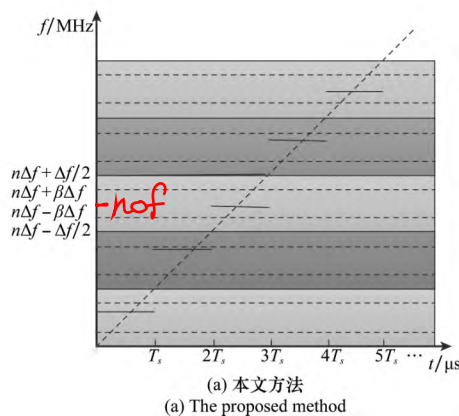
本文提出了一种将步进频信号和频移键控的调制方式相结合的信号模型, 解决了时域或频域划分带来的时间和带宽的浪费, 避免了通信和雷达分割发射功率, 在保证雷达探测精度和多普勒容限的条件下, 利用多进制信息调制提高通信速率。文章分析了模型参数对雷达和通信性能的影响, 实现了通过调整模型参数, 调节雷达和通信功能对系统资源的占有量, 更接近实际情况的需求。

1 信号模型

步进频信号是一种雷达常用的大时宽带宽积信号, 能够在不增大系统瞬时带宽的条件下实现高距离分辨率。等间距的步进频信号的特点是各个子脉冲内为固定频率, 相邻脉冲间频率间隔为固定频差 Δf , 其信号表达式为

$$s_0(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect}\left(\frac{t-nT_s}{T_s}\right) \exp(j2\pi f_n t) \quad (1)$$

式中, $f_n = n\Delta f$ 为第 n 个子脉冲频率。



$$\text{rect}(x) = \begin{cases} 1, & 0 \leq x < 1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

经过信息调制的步进频信号形式与式(1)类似, 区别在于利用子脉冲内的频移键控携带通信信息, 即 $f_n = \Delta f(n + (a_n/M)\beta)$, 其中 $a_n \in \{-M+1, \dots, 0, \dots, M\}$ 为调制信息, 当 $a_n = 0, n = 1, 2, \dots, N$ 时, 表示没有携带信息, 成为等间隔顺序步进频信号。 β 表示信息调制后的频率扩展系数, 在保证子脉冲间频率取值范围无交集的情况下有 $\beta \in (0, 0.5)$, 当 $\beta = 0.5$ 时, 每一个子脉冲内频率范围为 $[n\Delta f - \Delta f/2, n\Delta f + \Delta f/2]$ 。可得步进频移键控信号表达式为

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect}\left(\frac{t-nT_s}{T_s}\right) \exp(j2\pi \Delta f(n + \beta \frac{a_n}{M})t) \quad (2)$$

对比文献[7]提出的基于 MSK 调制的 LFM 信号 (见式(3)), 两者都属于在雷达信号上进行脉内信息调制, 其主要区别在于文献[7]中是通过线性调频信号子码片进行频移键控, 本文是对步进频信号的单频子脉冲进行频移键控, 带来的好处是可以通过调整 β 和 M 的取值, 改变通信占用的频带宽度可调, 实现信息对雷达探测的影响可控。

$$\begin{aligned} s_k(t) &= p_k \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \cos(2\pi f_c t + \pi t^2) - \\ &\quad q_k \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \sin(2\pi f_c t + \pi t^2) = \\ &\cos(\pi t^2 + p_k q_k \frac{\pi t}{2T} + \frac{1-p_k}{2}\pi) \cos(2\pi f_c t) - \\ &\sin(\pi t^2 + p_k q_k \frac{\pi t}{2T} + \frac{1-p_k}{2}\pi) \sin(2\pi f_c t) \end{aligned} \quad (3)$$

式中, $(k-1)T \leq t \leq kT$, T 是位宽; $p_k, q_k \in \{\pm 1\}$ 表示调制信息。

式(2)中, β 和 M 决定了不同信息反映到频率上的最小频差, 即 $(\beta/M)\Delta f$, 同一子脉冲内, 根据调制信息 a_n 不同, 频率在 $[n\Delta f - \beta\Delta f, n\Delta f + \beta\Delta f]$ 范围内, 以 $(\beta/M)\Delta f$ 为间隔选择。信号的时频关系如图 1 所示。

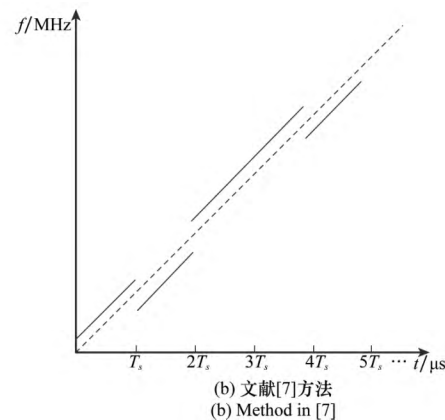


图 1 信号模型时频关系示意图

Fig. 1 Time-frequency relationships of different signal models

2 模糊函数和性能分析

2.1 模糊函数

在雷达波形设计中, 需要利用模糊函数分析雷达信号

的目标分辨力和旁瓣特性。模糊函数 $\gamma(\tau, f_d)$ 的定义为

$$\gamma(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t)s^*(t-\tau) \exp(j2\pi f_d t) dt \quad (4)$$

为了便于分析又不失一般性, 这里取 $\beta = 1/2$, 即通信信

息调制可以利用子脉冲整个带宽, $a_n \in \{0, 1\}$, 分析此信号的模糊函数。由于模糊函数具有中心对称性, 因此这里只分析 $\tau > 0$ 的情况。将 $s(t)$ 表达式代入式(4)得

$$\chi(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\sum_{n=0}^{N-1} \text{rect}\left(\frac{t-nT_s}{T_s}\right) \exp(j2\pi f_n t) \times \sum_{m=0}^{N-1} \text{rect}\left(\frac{t-mT_s-\tau}{T_s}\right) \exp(-j2\pi f_m (t-\tau)) \times \exp(j2\pi f_d t) \right] dt \quad (5)$$

令 $\tau = kT_s + \delta$, $k = 1, 2, \dots, N-1$, 则有下面的表达式成立:

$$\chi(\tau, f_d) = \sum_{n=1}^{N-k} \phi_{n,m}(\tau, f_d) + \sum_{n=1}^{N-k-1} \phi_{n,m+1}(\tau, f_d) \quad (6)$$

式中, $\phi_{n,m}(\tau, f_d)$ 表示第 n 个脉冲和第 m 个脉冲的相关函数; $\phi_{n,m+1}(\tau, f_d)$ 表示第 n 个脉冲和第 $m+1$ 个脉冲的相关函数, 具体表达式如下:

$$\phi_{n,m}(\tau, f_d) = \int_{kT_s+\delta}^{(k+1)T_s} [\exp(j2\pi f_m (t-kT_s)) \times \exp(-j2\pi f_n (t-kT_s-\delta)) \exp(j2\pi f_d t)] dt = (T_s - \delta) \text{sinc}((f_{n+k} - f_n + f_d)(T_s - \delta)) \times \exp(j\pi(f_{n+k} - f_n + f_d)(2kT_s + T_s + \delta)) \times \exp(-j2\pi kT_s(f_{n+k} - f_n) + j2\pi\delta f_n)$$

$$\phi_{n,m+1}(\tau, f_d) = \int_{(k+1)T_s}^{(k+1)T_s+\delta} [\exp(j2\pi f_{m+1} (t-(k+1)T_s)) \times \exp(-j2\pi f_n (t-(k+1)T_s-\delta)) \exp(j2\pi f_d t)] dt = \delta \text{sinc}((f_{n+k+1} - f_n + f_d)\delta) \times \exp(j\pi(f_{n+k+1} - f_n + f_d)(2(k+1)T_s + \delta)) \times \exp(-j2\pi(k+1)T_s(f_{n+k+1} - f_n) + j2\pi\delta f_n)$$

$\phi_{n,m}(\tau, f_d)$ 和 $\phi_{n,m+1}(\tau, f_d)$ 的积分区间如图 2 所示。

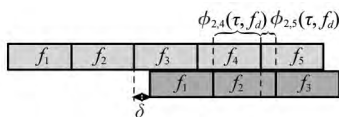


图 2 $\phi_{n,m}(\tau, f_d)$ 和 $\phi_{n,m+1}(\tau, f_d)$ 示意图 ($n=2, m=4$)

Fig. 2 Illustrations of $\phi_{n,m}(\tau, f_d)$ and $\phi_{n,m+1}(\tau, f_d)$ ($n=2, m=4$)

图 3 为 $\beta=1/2, M=1$ 时, 信号模糊函数。

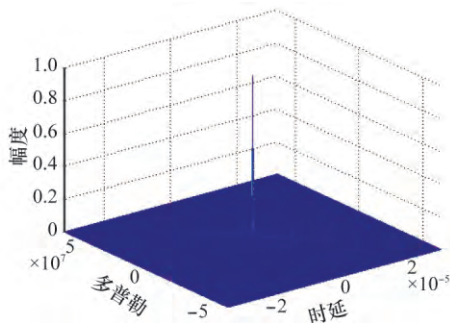


图 3 步进-频移键控信号模糊函数 ($\beta=1/2, M=1$)

Fig. 3 Ambiguous function of step multi-frequency shift keying signal ($\beta=1/2, M=1$)

从 3 个时间区间内考察步进频移键控信号的自相关特性, 并与固定频差(顺序)步进频和随机步进频信号进行了

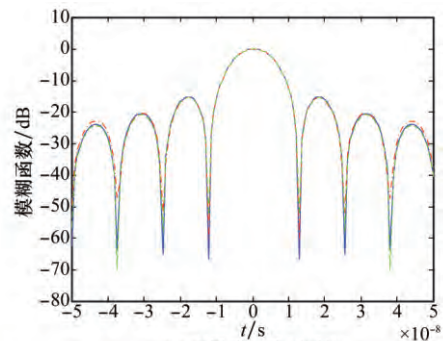
对比, 可得如下结论:

(1) 3 种波形在主瓣附近具有相同的自相关特性, 见图 4(a);

(2) 固定频差(顺序)步进频在整个时延范围内具有理想的近似于线性调频信号的自相关特性, 但是不能携带信息;

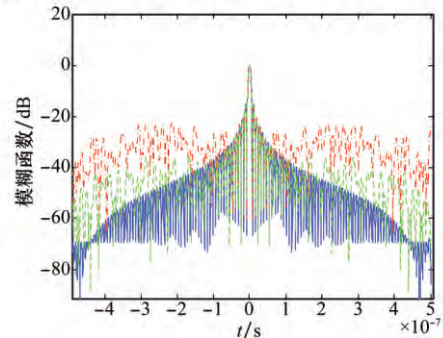
(3) $\beta=1/2, M=1$ 时, 步进频移键控信号仅在距主瓣一个子脉冲周期内会出现较高旁瓣, 见图 4(b);

(4) 随机频差步进频在延迟为一个子脉冲周期时间内旁瓣波动水平低于步进频移键控信号, 但缺点是在整个时延范围内波动水平并不随时延的增大而减小, 见图 4(c)。文献[8-9]也对此类信号的探测性能进行了分析。



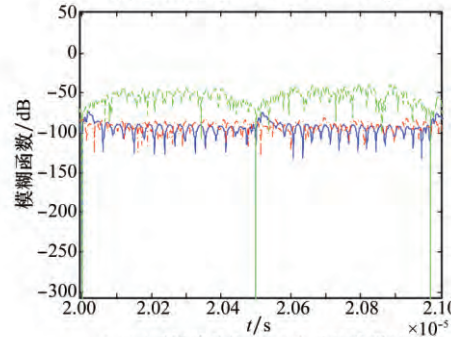
(a) 主瓣附近脉冲对比

(a) Comparisons of pulse compression results about the mainlobe



(b) 主瓣附近一个码片内相关曲线

(b) Correlation curves of a code chip



(c) 远区相关曲线(第40个子脉冲附近)

(c) Correlation curves for far area (about the 40th subpulse)

—: 固定频差(顺序)步进频脉压; - - -: 步进频移键控信号脉压; ·····: 随机步进频信号脉压。

图 4 步进频移键控信号自相关曲线

Fig. 4 Auto-correlation curves of step multi-frequency shift keying signal

2.2 性能分析

(1) 距离分辨率

由 $\tau_0 = T_s/N$ 得,信号的时间分辨率由信号的带宽决定,即 $1/(N\Delta f) = 1/B$,对应距离分辨率为 $c/(2B) = c/(2N\Delta f)$ 。

(2) 多普勒分辨率

将 $\tau=0$ 代入式(6),得

$$\chi(0, f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) s^*(t) \exp(j2\pi f_d t) dt = \int_{-NT_s/2}^{NT_s/2} \exp(j2\pi f_d t) dt = NT_s \text{sinc}(NT_s f_d)$$

所以多普勒分辨率为 $1/NT$ 。

(3) 通信速率

因为 $\Delta f = 1/T_s = B/N$, $T_s = T/N$, 所以 $N = \sqrt{BT}$, $T_s = \sqrt{B/T}$, 所以一个脉冲内可调制的二进制信息位数为 $N(\log_2 M + 1)$ 。可以计算出通信数据速率

$R_b = (\log_2 M + 1)/T_s \times \eta = (\log_2 M + 1) \sqrt{B/T} \cdot \eta$ 式中, η 为占空比。同时,要求解调系统最小频率分辨率为

$$f_{div} = (\beta/M) \Delta f = (\beta/M) \sqrt{B/T}$$

(4) 频率扩展系数 β

频率扩展系数 β 与频移键控中调频指数性质类似,等效于确定在步进频信号中通信所能利用的频率范围, β 越小,信号的脉压特性越接近标准步进频信号,不同通信信息在频域的差别 $f_{div} = (\beta/M) \Delta f$ 越小,对解调通信信息提出的要求越高。 β 能够同时影响波形的探测性能和通信数据恢复性能。因此,可以根据当前的主要任务(探测或通信),通过调节参数 β ,调整雷达和通信功能的资源配比,使系统的综合信息获取能力最大化。

对于步进频移键控信号, β 越大,调制信息对信号模糊函数的影响越明显, $\beta=1/2, M=1$ 时,信号模糊函数近似为图钉型,但自相关函数在延迟为一个子脉冲周期的时间范围内会出现幅度接近第一旁瓣的随机峰值。

定义模糊函数随多普勒衰减曲线的 3 dB 带宽与信号带宽之比为归一化的多普勒容限,积分旁瓣比为脉压曲线旁瓣能量与主瓣能量之比。从图 5 可以看出,随着 β 的减小,步进频移键控信号的多普勒容限逐渐增大,自相关特性逐渐优化。

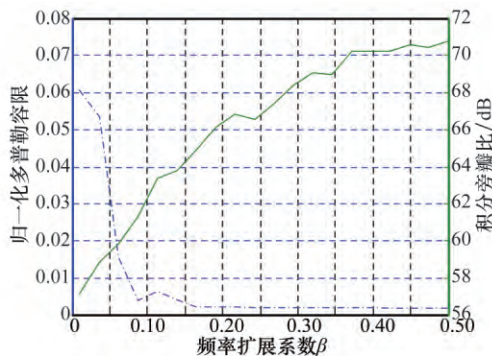


图 5 脉压积分旁瓣比和归一化多普勒容限随 β 的变化曲线

Fig. 5 Variations of ISLR after pulse compression and normalised Doppler tolerance with beta

3 信息解调和误码率分析

3.1 信息解调

接收信号模值为 A , 信号形式为

$$s_r(t) = A \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect}\left(\frac{t-nT_s}{T_s}\right) \exp(j2\pi(f_n + f_d)t) + n(t) \quad (7)$$

式中, $f_n = \Delta f(n + a_n/2)$, $a_n \in \{-M+1, \dots, 0, \dots, M\}$; f_d 包含发射机与接收机之间的震荡频率误差和平台相对移动速度造成的多普勒频移。实际中可以利用通信协议规定发射信号中某一或若干个固定位置子脉冲的频率,通过对这一子脉冲的频率估计可以得到 f_d 。

利用无信息调制的顺序步进频信号和估计的 f_d 和做差频,得到 $2M$ 个频率的多进制频移键控(multi-frequency shift keying, MFSK)信号。

$$s_i(t) = \left[A \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect}\left(\frac{t-nT_s}{T_s}\right) \exp(j2\pi(f_n + f_d)t) + n(t) \right] \times \exp(-j2\pi(n\Delta f + f_d)t) = A \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect}\left(\frac{t-nT_s}{T_s}\right) \exp(j2\pi \frac{a_n}{2} \Delta f t) + n(t) \quad (8)$$

对接收波形按子脉冲重复周期 T_s 划分,做分段快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT),解调出 a_n 。

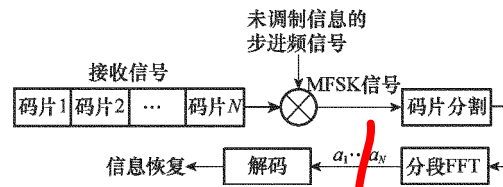


图 6 解调处理流程示意图

Fig. 6 Illustration of the demodulation process

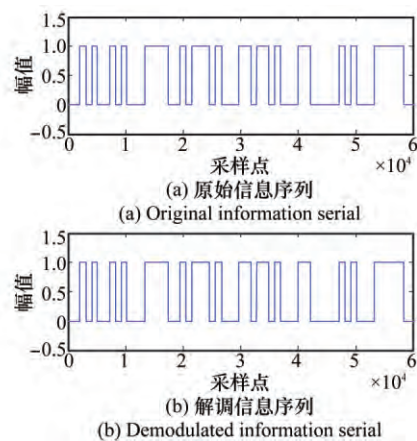


图 7 $M=1$, 信噪比为 0 dB 时信息解调结果

Fig. 7 Results of information demodulation with $M=1$ and $\text{SNR}=0$ dB

3.2 误码率分析

信号经过 FFT 等效于通过一组并行的带通滤波器,因此图 6 的处理流程中 FFT 部分等效于图 8。而系统的解调准确性主要取决于能否获得正确的 a_n , 因此重点分析此处的误码率与信噪比的关系。

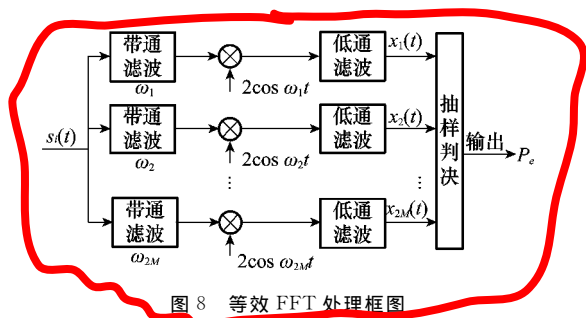


图 8 等效 FFT 处理框图

Fig. 8 Block diagram of equivalent FFT process

对第 n 个码片进行 FFT, 等效于通过 $2M$ 路并行带通滤波器, 后通过低通滤波器取其模值, 应有

$$x_m(t) = \begin{cases} A + n_m(t), & \text{发送“m”符号} \\ n_m(t), & \text{发送非“m”符号} \end{cases}$$

假设在 $[0, T_s]$ 发送“m”符号, 则各路 $x_i(t)$ 输出为

$$x_i(t) = \begin{cases} A + n_m(t), & i = m \\ n_i(t), & i \neq m \end{cases}$$

式中, A 为信号强度; n_m 和 n_i 均为低通型高斯噪声, 均值为零, 方差为 σ_n^2 。因此, $x(t)$ 在 kT_s 时刻抽样值的一维概率密度函数为

$$f(x_i) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left\{-\frac{(x_m - A)^2}{2\sigma_n^2}\right\}, & i = m \\ \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left\{-\frac{x_i^2}{2\sigma_n^2}\right\}, & i \neq m \end{cases} \quad (9)$$

判决器输出正确时 x_m 大于 $x_i (i \neq m)$, 即

$$P(m/m) = \prod_{i \neq m} P(x_m > x_i)$$

若记 $z = x_m - x_i$, 则 z 服从均值为零, 方差为 $\sigma_z^2 = 2\sigma_n^2$ 的高斯分布, 其概率密度函数为

$$f(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z} \exp\left\{-\frac{(z - A)^2}{2\sigma_z^2}\right\} = \frac{1}{2\sqrt{\pi}\sigma_n} \exp\left\{-\frac{(z - A)^2}{4\sigma_n^2}\right\}$$

所以

$$P(x_m > x_i) = \int_0^{+\infty} f(z) dz = 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r/2})$$

$$P(m/m) = \prod_{i \neq m} P(x_m > x_i) = (1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r/2}))^{2M-1}$$

$$P_e = 1 - \sum_{i=1}^{2M} P(i) P(i/i) = 1 - (1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r/2}))^{2M-1} \quad (10)$$

式中, $r = \frac{A^2}{2\sigma_n^2}$ 为输入信噪比; $\operatorname{erfc}(x)$ 为余补误差函数, 其定义为

$$\operatorname{erfc}(x) = 1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-\eta^2} d\eta = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-\eta^2} d\eta$$

由上一节分析可知, $\Delta f_m = (\beta/M) \Delta f$ 表示不同信息在频域的最小差别, M 固定时, Δf_m 随着 β 的减小而减小, 对应到解调系统中则要求带通滤波器 ω_i 通带越窄; 当 Δf_m 固定时, 由式(10)可知, 相同信噪比下误码率会随着 M 的增

大而增大, 即以牺牲一部分解调准确度为代价提高信息传输速率。采用相干解调的 MSK 方法与本文方法的误码率随信噪比变化的曲线如图 9 所示, $M=1$ 时本文方法的抗噪声性能优于 MSK 方法, 同时为保证通信误码率低于 10^{-5} , 需要信噪比接近 14 dB。考虑到一体化波形能够充分利用雷达发射机饱和和发射的特点, 而且相对于雷达回波的两倍距离波程, 通信功能的单倍波程使其衰减更小, 理论上能够保障通信的可靠性。

在系统带宽 $B=300$ MHz, 时宽 $T=32 \mu s$, 发射信号占空比 $\eta=10\%$ 的条件下, 可以实现通信速率 $R_b=2.12$ Mbit/s, 对解调系统的频率分辨率要求 $f_{div}=12$ kHz。

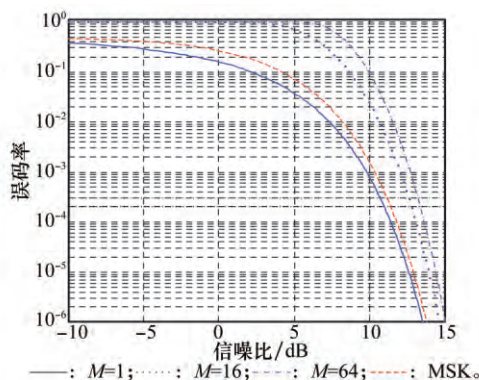


图 9 误码率曲线

Fig. 9 Curves of bit error rate

4 结束语

从在雷达信号上调制通信信息的角度出发, 本文提出了一种基于步进频信号形式的雷达通信一体化波形。将步进频信号和频移键控的调制方式结合, 建立了步进频-MFSK 一体化信号模型, 通过推导信号模糊函数, 明确了通信信息调制对步进频信号探测性能的影响, 并结合仿真验证说明, 该波形解决了时分或频分的波形设计方法带来的时间和带宽的浪费, 避免了通信和雷达分割发射功率, 能够兼顾距离分辨率、多普勒容限和通信速率及误码率等方面的性能, 是一种可行的雷达通信一体化波形。

参考文献:

- [1] Han L, Wu K. 24 GHz integrated radio and radar system capable of time-agile wireless communication and sensing[J]. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 2012, 60(3): 619-631.
- [2] Li X B, Yang R J, Cheng W. Integrated radar and communication based on multicarrier frequency modulation chirp signal[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(2): 406-412. (李晓柏, 杨瑞娟, 程伟. 基于频率调制的多载波 Chirp 信号雷达通信一体化研究[J]. *电子与信息学报*, 2013, V35(2): 406-412.)
- [3] Sturm C, 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.

- [4] Sturm C, Zwick T, Wiesbeck W, et al. Performance verification of symbol-based OFDM radar processing[C]// *Proc. of the Radar Conference*, 2010: 60-63.
- [5] Li X B, Yang R J, Chen W, et al. The sharing signal for integrated radar and communication based on FRFT[J]. *Signal Processing*, 2012, 28(4): 24-28. (李晓柏, 杨瑞娟, 程伟. 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.)
- [6] Jamil M, Zepernick H, Pettersson M I. On integrated radar and communication systems using oppermann sequences[C]// *Proc. of the IEEE Military Communications Conference*, 2008: 1-6.
- [7] Chen X B, Wang X M, Xu S F, et al. A novel radar waveform compatible with communication[C]// *Proc. of the IEEE International Conference on Communication Problem-solving*, 2011: 177-181.
- [8] Ren S, Yan S, Ma X. Range and Doppler resolution of the modified narrowband ambiguity function for Costas waveforms[C]// *Proc. of the IEEE International Conference on Signal Processing*, 2012: 2075-2079.
- [9] Yang J, Qiu Z K, Li X, et al. Analysis and processing of the chaotic-based random stepped frequency signal[J]. *Journal of National University of Defense Technology*, 2012, 34(6): 163-169. (杨进, 邱兆坤, 黎湘, 等. 混沌随机步进频信号分析与处理[J]. 国防科学技术大学学报, 2012, 34(6): 163-169.)

作者简介:

王诏丰(1990-),男,博士研究生,主要研究方向为一体化波形设计、阵列信号处理。

E-mail: wzf_0507@126.com

廖桂生(1963-),男,教授,博士研究生导师,主要研究方向为自适应信号处理、信号检测与估计。

E-mail: gsliao@xidian.edu.cn

杨志伟(1980-),男,副教授,博士研究生导师,主要研究方向为阵列信号处理、地面运动目标检测。

E-mail: yangzw@xidian.edu.cn