

文章编号: 1671-0576(2021)03-0005-07

基于弹载场景的 MSK-LFM 雷达通信 一体化波形优化

代雪飞^{1,2}, 陆满君³, 张文旭^{1,2,4}

- (1. 哈尔滨工程大学信息与通信工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150001; 2. 哈尔滨工程大学工业和信息化部先进船舶通信与信息技术重点实验室, 黑龙江 哈尔滨 150001;
3. 上海无线电设备研究所, 上海 201109; 4. 南京航空航天大学电磁频谱空间认知动态系统工信部重点实验室, 江苏 南京 211106)

摘 要: 为满足弹载设备小型化的需求, 提出了一种雷达通信一体化波形实现方法。该方法将线性调频(LFM)信号和最小频移键控(MSK)信号进行融合, 生成 MSK-LFM 一体化信号, 并针对一体化信号在大多普勒频偏条件下通信误码率急剧增大的问题, 采用二次线性迭代估计算法进行优化。仿真结果表明: 采用该一体化信号可以同时实现雷达和通信功能; 二次线性迭代估计算法能够有效消除多普勒效应对一体化信号的影响, 降低系统误码率。

关键词: 最小频移键控-线性调频; 雷达通信一体化; 多普勒频偏; 二次线性迭代估计
中图分类号: TN957 **文献标志码:** A

DOI: 10.3969/j.issn.1671-0576.2021.03.002

Waveform Optimization of MSK-LFM Radar Communication Integration Based on Missile Borne Scene

DAI Xue-fei^{1,2}, LU Man-jun³, ZHANG Wen-xu^{1,2,4}

- (1. School of Information and Communication Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, Heilongjiang, China; 2. Key Laboratory of Advanced Marine Communication and Information Technology, Ministry of Industry and Information Technology, Harbin Engineering University, Harbin 150001, Heilongjiang, China;
3. Shanghai Radio Equipment Research Institute, Shanghai 201109, China;
4. Key Laboratory of Dynamic Cognitive System of Electromagnetic Spectrum Space, Ministry of Industry and Information Technology, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, Jiangsu, China)

Abstract: In order to meet the requirement of miniaturization of missile borne equipment, the waveform optimization method of radar communication integration is

收稿日期: 2021-03-12

基金项目: 黑龙江省自然科学基金(LH2020F020); 南京航空航天大学电磁频谱空间认知动态系统工信部重点实验室基金(KF20181904)

作者简介: 代雪飞(1998—), 男, 硕士研究生, 主要从事雷达通信一体化技术研究。

proposed. In this method, the linear frequency modulation (LFM) signal and the minimum frequency shift keying (MSK) signal are fused to generate MSK-LFM integrated signal. Aiming at the problem that the communication error rate of the integrated signal increasing sharply with large Doppler frequency offset, the quadratic linear iterative estimation algorithm is used to optimize the integrated signal. The simulation results show that the integration signal can realize the functions of radar and communication simultaneously. The quadratic linear iterative estimation algorithm can effectively eliminate the influence of Doppler frequency offset on the integration signal and reduce the communication error rate.

Key words: MSK-LFM; radar communication integration; Doppler shift; quadratic linear iterative estimation

0 引言

现代战争中,信息交互越来越多,越来越广泛,需要的数据处理设备也越来越多。数据处理设备的增加导致需要占用更多的弹上空间^[1]。由于导弹负载能力有限,因此弹上设备一体化、小型化设计成为重点的研究方向。常见的制导方式有无线电制导、雷达制导、惯性制导等。导弹制导指令的传输需要用到通信设备,雷达也是导弹制导常用的设备。对通信设备和雷达进行一体化设计,合理利用雷达自身的硬件优势,不仅可以节省负载空间,还可以提高通信传输质量、扩大通信范围、提高数据的处理速率,尤其是充分利用雷达信号的指向性特性,还能够降低通信传输过程中被截获的概率^[2]。

目前雷达通信一体化方案一共有三种^[3]。第一种技术方案是时间共享一体化,也就是雷达和通信设备分别在不同的时间段内工作。这种方法的优点是实现容易、结构简单,但在雷达使用时间段内存在通信盲区,反之亦然。第二种技术方案是波束共享一体化,用一个合成信号的不同波束来同时实现雷达和通信功能。该方案的优点是两个设备可以同时工作,缺点在于通信方向存在雷达探测盲区。第三种技术方案是波形一体化。一体化波形既能满足雷达需求,又可以携带通信数据,进行通信。该方案的优点在于不存在盲区,雷达和通信设备可以同时工作^[4]。波形一体化方案主要分为两类:第一类为在雷达信号上调制通信

信息,实现波形一体化;第二类为利用通信信号实现雷达功能,从而实现波形一体化。本文将设计一种新的一体化信号,采用最小频移键控(MSK)方式对雷达线性调频(LFM)信号进行调制,生成 MSK-LFM 信号,用于雷达通信一体化设备。

弹载环境下需要保证导弹的通信功能和雷达功能互不影响。同时由于导弹飞行速度较快,实际应用中还需考虑多普勒效应对一体化信号的影响。多普勒效应的影响主要体现在通信功能上,为了消除这种影响,需要对接收信号进行频率估计及补偿^[5]。本文将引入二次线性迭代估计算法,通过两次线性迭代运算对频率偏移量进行预测。

1 MSK-LFM 一体化信号生成

MSK 第 k 个码元信号的表达式为

$$s_{\text{MSK}}(t) = \cos\left(2\pi f_c t + \frac{a_k \pi t}{2T} + \varphi_k\right), \quad (k-1)T \leq t \leq kT \quad (1)$$

式中: f_c 为载波的频率; $a_k = \pm 1$ 为第 k 个输入码元; T 为码元宽度; φ_k 为第 k 个码元的初始相位。

根据式(1),MSK 第 k 个码元信号的正交表达式为

$$s_{\text{MSK}}(t) = p_k \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \cos(2\pi f_c t) - q_k \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \sin(2\pi f_c t) \quad (2)$$

式中: $p_k = \cos\varphi_k$; $q_k = a_k \cos\varphi_k$ 。

LFM 信号的表达式为

$$f(t) = \cos(2\pi f_c t + \pi\mu t^2),$$

$$-\frac{\tau}{2} \leq t \leq +\frac{\tau}{2} \quad (3)$$

式中: μ 为调频率; $\tau = NT$ 为脉冲宽度, 其中 N 为调制码元个数。

采用 LFM 信号作为 MSK-LFM 一体化信号的载波, 则一体化信号的瞬时频率为 $f_c + \mu t/2 + a_k/4T$ 。根据式(1)和式(3)可得一体化 MSK-LFM 信号第 k 个码元的表达式为

$$s_k(t) = \cos\left(2\pi f_c t + \mu\pi t^2 + \frac{a_k\pi t}{2T} + \varphi_k\right),$$

$$(k-1)T \leq t \leq kT \quad (4)$$

根据式(4), MSK-LFM 第 k 个码元信号的正交形式可以表示为

$$s_k(t) = p_k \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \cos(2\pi f_c t + \pi\mu t^2) - q_k \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \sin(2\pi f_c t + \pi\mu t^2) \quad (5)$$

从式(5)可以看出, 一体化信号除了载波是 LFM 信号, 其余特征与传统 MSK 信号一致, 所以 p_k 和 q_k 的性质和式(2)所示传统 MSK 信号一致, 因此可以在生成 MSK 信号的基础上, 生成 MSK-LFM 信号。生成一体化信号的流程图如图 1 所示。

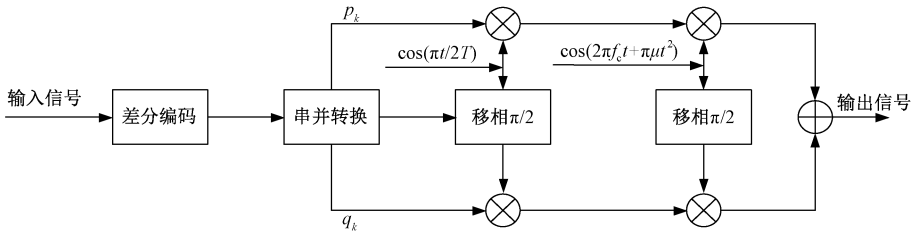


图 1 一体化信号生成流程图

2 MSK-LFM 一体化信号性能分析

2.1 一体化信号雷达性能分析

模糊函数是衡量雷达性能优劣的重要参数^[6]。一体化信号的模糊函数表达式为

$$\chi(\tau, f_D) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_k(t) s_k^*(t + \tau) \exp(j2\pi f_D t) dt$$

$$= \sum_{i=0}^{N'-1} \left[\text{rect}\left(\frac{\tau - iT}{T}\right) \times \left(\sum_{l=1}^{N'-i} \int_{(l-1)T+\tau}^{(l+i)T} f(l+i, l, t) dt + \sum_{l=1}^{N'-i-1} \int_{(l+i)T}^{lT+\tau} f(l+i+l, l, t) dt \right) \right],$$

$$0 \leq \tau \leq N'T \quad (6)$$

其中

$$f(k, l, t) = \exp\left[j\pi\left(\frac{p_l q_l}{2T}\tau + \frac{p_l - p_k}{2} - \mu\tau^2\right) + j2\pi\left(\frac{p_k q_k - p_l q_l}{4T} + \mu\tau + f_D\right)t\right],$$

$$l = 1, 2, \dots, N' - i, i = 1, 2, \dots, N' - 1 \quad (7)$$

式中: f_D 为多普勒频偏; $*$ 为共轭运算符; N' 为延拓周期数; $\text{rect}(\cdot)$ 为矩形窗函数。

图 2 为一体化信号模糊图。模糊函数二维图形呈现图钉状, 说明雷达分辨能力比较优异^[7]。

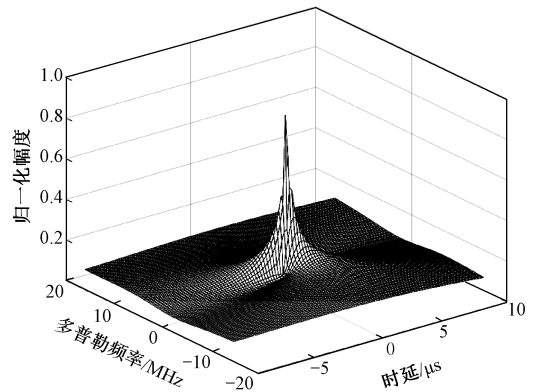


图 2 一体化信号的模糊图

图 3 为线性调频信号的模糊图, 模糊图呈斜刃型。与图 2 相比, 一体化信号模糊函数二维图形的主峰更加尖锐, 说明一体化信号的雷达探测精度比线性调频信号更高。

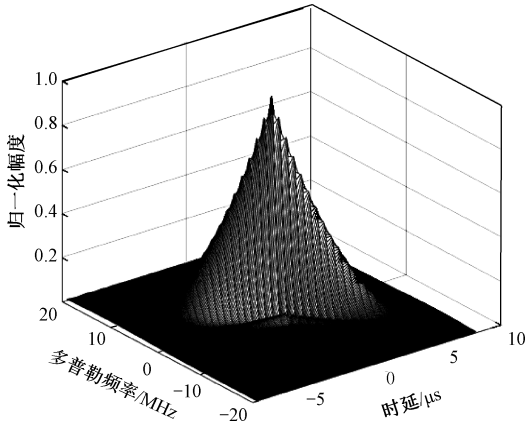


图 3 线性调频信号的模糊图

图 4 为一体化信号的多普勒切面仿真图。可知,多普勒切面的主峰峰值明显,而且比旁瓣高出许多,说明一体化信号的旁瓣抑制特性较好,雷达的距离分辨力优异。

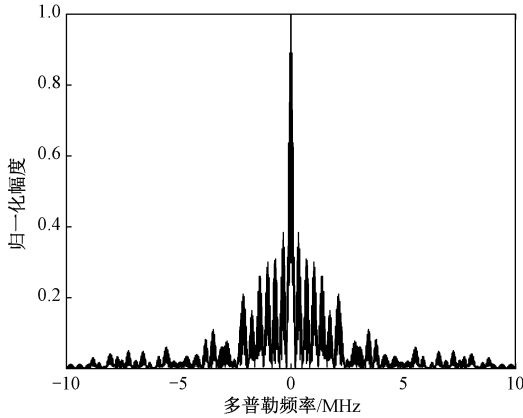


图 4 一体化信号多普勒频率切面仿真图

2.2 一体化信号通信性能分析

采用误码率作为衡量通信性能优劣的参数,误码率越低,说明通信性能越优异^[8]。

因为一体化信号脉冲内以及脉冲间的相位均为连续相位,所以在解调的时候,应该进行相关解调。不考虑其他干扰因素影响,只考虑高斯白噪声时,接收机最佳解调的误码率可表示为

$$P_e = Q(\sqrt{2E_b/n_0}) \quad (8)$$

式中: E_b 为每比特能量; n_0 为高斯噪声功率; $Q(\cdot)$ 为 Q 函数。

一体化信号与 MSK 信号误码率曲线如图 5 所示。在只考虑白噪声影响的前提下,采用一体化信号和 MSK 信号的通信误码率基本一致。

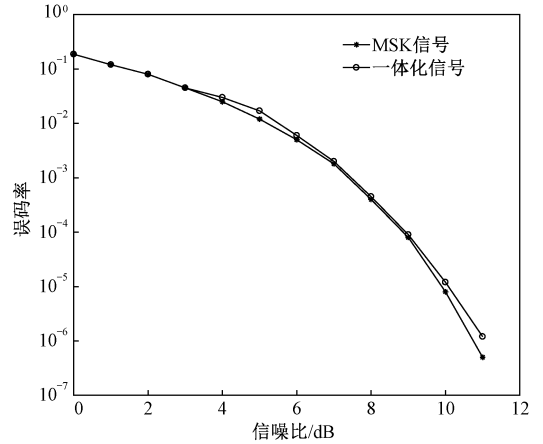


图 5 一体化信号与 MSK 信号误码率曲线

3 多普勒效应对通信误码率影响分析

多普勒效应对信号的影响主要集中在通信解调处理上。通信信号采用相关解调,多普勒效应会使回波信号频率发生改变,进而破坏相关解调的正交性,造成一体化信号的误码率增大。后续为方便计算,假设第 k 个码元的初始相位 φ_k 为 0,即 $p_k = 0, q_k = a_k = \pm 1$ 。

一体化信号相关解调的流程如图 6 所示^[9]。

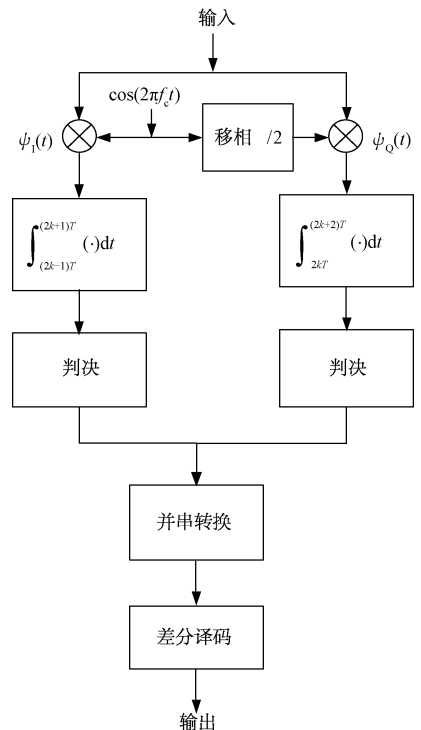


图 6 一体化信号相关解调处理流程图

在不考虑多普勒效应及其他干扰因素影响的前提下,相关解调后 I 路和 Q 路的信号分别为 $\psi_I(t)$ 和 $\psi_Q(t)$, 表达式为

$$\psi_I(t) = \cos \frac{\pi t}{2T} \cos(2\pi f_c t + \pi \mu t^2) \quad (9)$$

$$\psi_Q(t) = \sin \frac{\pi t}{2T} \sin(2\pi f_c t + \pi \mu t^2) \quad (10)$$

$\psi_I(t)$ 和 $\psi_Q(t)$ 的相关性可以用相关系数 α 来衡量,表达式为

$$\alpha = \frac{\int_{kT}^{(k+1)T} \psi_I(t) \psi_Q(t) dt}{\int_{kT}^{(k+1)T} \psi_I(t) \psi_I(t) dt} \quad (11)$$

根据相关解调的定义, I 路和 Q 路的信号必须正交,即 $\alpha = 0$ 。将式(9)和式(10)代入式(11),可得

$$\alpha = \frac{\sin[2\pi\mu(k+1)^2T^2 + (k+1)\pi]}{\pi\{[4\mu(k+1)T^2 + 4Tf_c]^2 + 1\}} + \frac{\sin[2\pi\mu k^2T^2 + (k+1)\pi]}{\pi[(4\mu kT^2 + 4Tf_c)^2 - 1]} \approx 0 \quad (12)$$

说明在不考虑多普勒效应的情况下, I 路和 Q 路是正交的^[9]。

但是多普勒效应会影响频率,进而破坏两路信号的正交性,导致 Q 路和 I 路信号互相影响、互相干扰。以 I 路为例,多普勒效应会导致 Q 路泄漏的能量作用到 I 路。I 路自身携带能量的表达式为

$$E_{I,I} \approx \frac{T}{2} \times \frac{2\sin(N\pi f_D T) \cos(N\pi f_D T)}{N\sin(2\pi f_D T)} \quad (13)$$

Q 路泄漏到 I 路的能量的表达式为

$$E_{I,Q} \approx \frac{T}{2} \times \frac{2\sin^2(N\pi f_D T)}{\pi N\sin(2\pi f_D T)} \quad (14)$$

根据式(8),则解调后信号 $\psi_I(t)$ 的误码率可以表示为

$$P_{e,I} = Q(\sqrt{2(E_{I,I} + E_{I,Q})/n_0}) \quad (15)$$

系统的误码率的表达式为

$$P_e = 2P_{e,I}(1 - P_{e,I}) \quad (16)$$

4 MSK-LFM 信号多普勒频偏估计补偿算法

多普勒效应对 MSK-LFM 一体化信号的影响比较大,所以需要采用估计算法对一体化信号

的多普勒频偏进行估计并补偿,降低多普勒效应的影响^[10]。常用的频偏估计算法有 Fitz 算法和短时傅里叶变换算法。

Fitz 算法基于最大似然方程组,通过近似推导得到多普勒频偏。该算法需要已知调频率 μ , 才能估计多普勒频偏 Δf 。但是一体化信号的调频率未知,因此 Fitz 算法不适用于一体化信号频率补偿。

与 Fitz 算法只能估计单一变量不同,短时傅里叶变换算法可以利用二阶窗函数来估计两个变量,所以可以用于一体化信号的估计补偿。不过短时傅里叶变换算法的计算过程比较复杂,对于窗函数的选择要求很高,在弹载等实时性要求比较高的应用环境下明显不适合。

二次线性迭代估计算法通过两次线性迭代运算对输入信号偏移量进行预测。该算法可以估计两个变量,与 Fitz 算法和短时傅里叶变换算法相比,准确性更高且算法复杂度较低、实现简单。

根据式(4), MSK-LFM 一体化信号第 k 个码元的复数表达式为

$$s_k(t) = \exp\left(2\pi f_c t + \mu \pi t^2 + \frac{a_k \pi t}{2T} + \varphi_k\right), \quad (k-1)T \leq t \leq kT \quad (17)$$

根据式(17),接收信号 $s_k^r(t)$ 表达式为

$$s_k^r(t) = \exp\left(2\pi f_c^r t + \mu^r \pi t^2 + \frac{a_k \pi t}{2T} + \varphi_k^r\right), \quad (k-1)T \leq t \leq kT \quad (18)$$

式中: f_c^r 为接收信号的频率; μ^r 为接收信号的调频率; φ_k^r 为接收信号的相位; $N(t)$ 为噪声。

根据式(17)和式(18),则包含收发频率偏移的信号表达式为

$$x(t) = \exp[j\pi(\Delta\mu t^2 + 2\Delta f t + \Delta\phi)] + N(t) \quad (19)$$

式中: $\Delta\mu = \mu^r - \mu$ 为调频率偏移量; $\Delta f = f_c^r - f_c$ 为频率偏移量; $\Delta\phi = \varphi_k^r - \varphi_k$ 为相位偏移量。相位偏移量非常小,在后续计算时可以忽略。

将式(19)进行离散化, $x(t)$ 的离散信号 $x_F(n)$ 可表示为

$$x_F(n) = \exp[j\pi(\Delta\mu n^2 T^2 + 2\Delta f n T)] + N(n) \quad (20)$$

式中: $N(n)$ 为噪声 $N(t)$ 的离散表示。

对式(20)进行降阶处理,得到

$$\begin{aligned} y(n) &= x_F(n+1)x_F^*(n) \\ &= \exp\{j\pi[\Delta\mu(2n+1)T^2 + 2\Delta f n T]\} + \\ & z(n) \end{aligned} \quad (21)$$

其中

$$z(n) = x_F(n+1)N^*(n) \quad (22)$$

首先计算调频率偏移量 $\Delta\mu$, 令 $\vartheta = 2\pi\Delta\mu T^2$, 将对 $\Delta\mu$ 的估计转化为对 ϑ 的估计。根据式(21), 设 $y(n) = y_0(n)$, 可以得到 ϑ 的初始估计值 $\hat{\vartheta}_0$, 计算式为

$$\hat{\vartheta}_0 = \arg\left(\sum_{n=1}^{N-1} y_0(n)y_0^*(n-1)\right) \quad (23)$$

式中: $\arg(\cdot)$ 为求辐角函数; N 为样点数。

将 $\hat{\vartheta}_0$ 与输入信号相乘, 得到残留信号 $y_1(n)$ 的表达式为

$$\begin{aligned} y_1(n) &= \exp(-j\hat{\vartheta}_0 n)y_0(n) \\ &= \exp[-j(\vartheta - \hat{\vartheta}_0)n] + z(n)\exp(-j\hat{\vartheta}_0 n) \\ &= \exp(j\Delta\vartheta_1 n) + z(n)\exp(-j\hat{\vartheta}_0 n) \end{aligned} \quad (24)$$

然后对得到的信号进行抽样滤波, 滤波输出信号 $v_1(n)$ 的表达式为

$$\begin{aligned} v_1(n) &= \sum_{m=0}^{M_1-1} y_1(M_1 n + m) \\ &= \exp(-j\Delta\vartheta_1 M_1 n)\exp[-j\Delta\vartheta_1/(2M_1 - 2)] \times \\ & \sin[\Delta\vartheta_1/(2M_1)]/\sin(\Delta\vartheta_1/2) + \\ & n_v(n) \end{aligned} \quad (25)$$

其中

$$n_v(n) = \sum_{m=0}^{M_1-1} z(n)\exp(-j\hat{\vartheta}_0 n) \quad (26)$$

式中: M_1 为抽样点数; $\Delta\vartheta_1 = \vartheta_1 - \vartheta_0$ 为第一次迭代的 ϑ 偏移量。

根据式(23), 可以得到 $\Delta\vartheta_1$ 的估计值

$$\Delta\hat{\vartheta}_1 = \frac{1}{M_1} \arg\left(\sum_{n=1}^{N/(M_1-1)} v_1^*(n-1)v_1(n)\right) \quad (27)$$

则第一次迭代后的频偏估计值为

$$\hat{\vartheta}_1 = \hat{\vartheta}_0 + \Delta\hat{\vartheta}_1 \quad (28)$$

以式(27)类推, 可得第 k 次迭代后的频偏估计值 $\hat{\vartheta}_k$, 计算公式为

$$\hat{\vartheta}_k = \hat{\vartheta}_{k-1} + \Delta\hat{\vartheta}_k \quad (29)$$

利用 $\hat{\vartheta}_k$ 即可求得 $\Delta\mu$ 估计值。将得到的 $\hat{\vartheta}_k$ 与式(20)相乘, 可以得到只含一个变量 Δf 的离

散表达式

$$\begin{aligned} r_F(n) &= x_F(n)\exp(-j\pi\hat{\vartheta}n^2/2) \\ &= \exp(j2\pi\Delta f n T) + z'(n) \end{aligned} \quad (30)$$

其中

$$z'(n) = N(n)\exp(-j\pi\hat{\vartheta}n^2/2) \quad (31)$$

重复从式(21)到式(29)的迭代过程, 就可以得到频偏量 Δf 的估计值。

5 MSK-LFM 信号仿真分析

采用随机生成的一组通信数据对本文提出的算法进行仿真验证。仿真用的通信数据波形如图 7 所示。

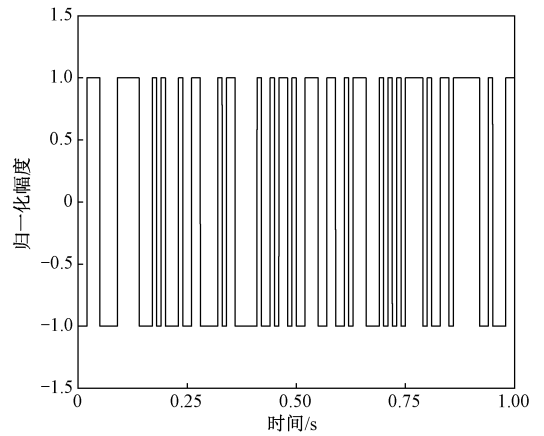


图 7 通信数据波形

将图 7 所示数据进行 MSK 调制后, 再调制到 LFM 信号上, 生成的一体化信号如图 8 所示。

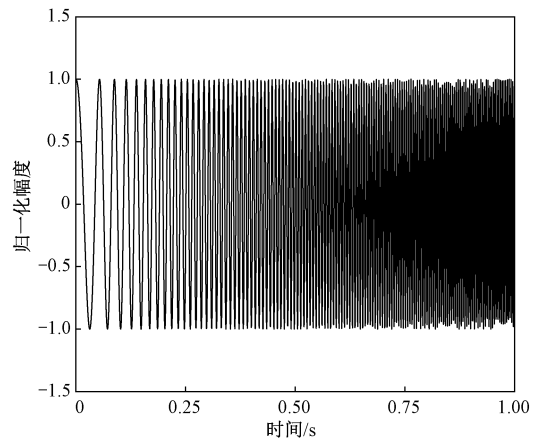


图 8 一体化信号的调制波形

从图 8 中可知, 随着时间变化, 一体化波形越来越密集, 这是 LFM 信号的特点^[11]。也就是说,

虽然进行了MSK调制,但是MSK-LFM一体化信号作为雷达信号,它的基本特征没有变化,系统的雷达探测功能不受影响。同时一体化信号波形也保持了MSK调制的特征,说明系统的通信传输功能正常,仍然可以进行通信。

当初始频偏分别为0,500,1 000 Hz时,系统的误码率仿真结果如图9所示。

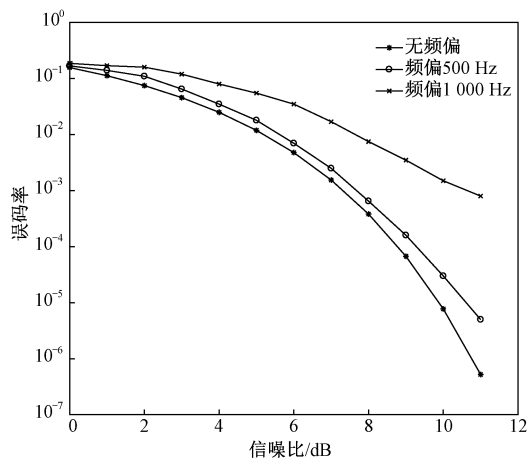


图9 不同频率偏移量下的误码率

从图9中可以看出,选取信噪比为6 dB且无频率偏移时的通信误码率为基准,当频偏为500 Hz时,要达到相同的误码率所需要的信噪比增加约0.5 dB;当频偏为1 000 Hz时,要达到相同的误码率所需要的信噪比增加约3 dB。随着信噪比的增大,系统误码率显著下降;当多普勒频率偏移量增大时,系统误码率显著升高。在弹载环境下,导弹的飞行速度比较高,引起的频率偏移量会很大,将会导致误码率显著升高。

采用二次线性迭代估计算法得到的 $\Delta\mu$ 及 Δf 估计结果分别如图10和图11所示。

从图10和图11可以看出, $\Delta\mu$ 及 Δf 的估计值和实际值基本一致,说明二次线性迭代估计算法适用于一体化信号,而且该算法的结构比较简单,适用范围比较广。仿真结果表明,该算法在频偏不大于50 kHz的范围内都能使用。假设导弹的相对飞行马赫数为10,发射信号频率为3 GHz,带宽为100 MHz,则回波信号频偏约为34 kHz,仍在算法适用范围内。

6 结论

本文提出了一种雷达通信一体化信号波形实

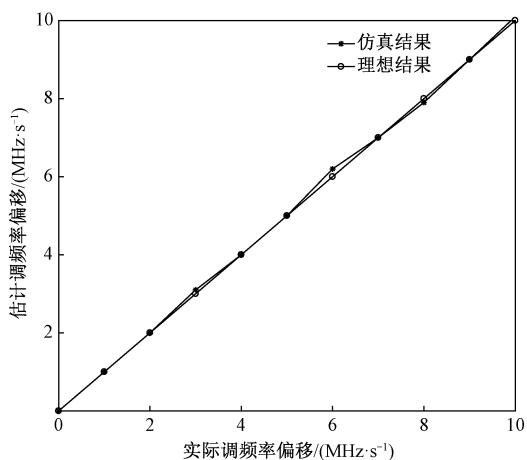


图10 二次线性迭代估计算法 $\Delta\mu$ 估计结果

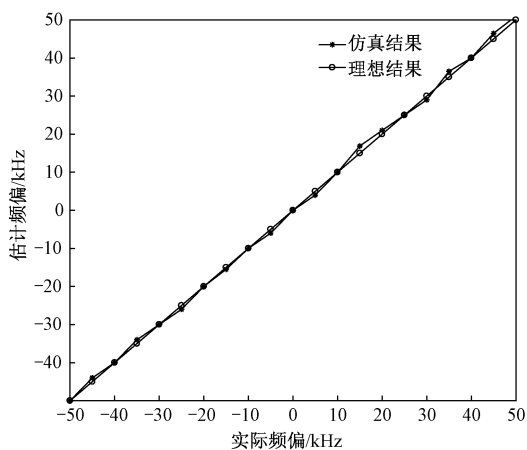


图11 二次线性迭代估计算法 Δf 估计结果

现方法,分析了在理想条件下MSK-LFM一体化信号的误码率和模糊函数,验证了采用一体化信号同时实现通信和雷达功能的可行性。对导弹高速飞行引起的多普勒效应对系统误码率的影响进行了分析,并引入二次线性迭代估计算法对频偏进行估计。仿真结果证明,该算法可有效消除多普勒效应对一体化信号的影响,并降低系统误码率。

参考文献

- [1] 邹广超. 雷达通信一体化设计的信号与处理方法研究[D]. 无锡: 江南大学, 2011.
- [2] 杨超, 张逸格, 郑霖. 基于波形共用机制的雷达通信一体化研究进展[J]. 无线电通信技术, 2021, 47(2): 131-140.