

基于双本振同步 Nyquist 折叠接收机的 多分量 LFM 信号检测及参数估计

李睿 陈殿仁*

(长春理工大学电子信息工程学院 长春 130022)

摘要: Nyquist 折叠接收机(NYFR)为一种新颖的超宽带接收机结构, 它可以利用单片 ADC 实现超宽带范围内信号的采集, 而同步 Nyquist 折叠接收机(SNYFR)为其一种改进结构。该文在此基础上提出一种新的基于双本振方案的 SNYFR 结构, 推导了多分量 LFM 输入下的数学模型。并基于此结构, 提出一种基于正弦调频匹配(SFMM)与分数阶域折叠补偿相结合的多分量 LFM 信号奈奎斯特区域(NZ)判定与参数估计算法, 克服了单本振 SNYFR 结构处理多分量 LFM 输入时的困难, 提高了 NZ 判定及参数估计的抗噪声性能。计算机仿真表明, 该文算法可以有效地对多分量 LFM 信号进行检测并实现各分量参数的高精度估计。

关键词: 超宽带接收机; 奈奎斯特折叠接收机; 正弦调频匹配; 分数阶傅里叶变换

中图分类号: TN971.1

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2015)01-0091-06

DOI: 10.11999/JEIT140281

Multi-component LFM Signal Detection and Parameter Estimation Algorithm Based on Synchronous Nyquist Folding Receiver with Dual Local Oscillator

Li Rui Chen Dian-ren

(School of Electronics and Information Engineering, Changchun University of Science and Technology, Changchun 130022, China)

Abstract: NYquist Folding Receiver (NYFR) is a novel ultra-wideband receiver structure, which can sample a large range wideband signal by using a single ADC. The Synchronous NYquist Folding Receiver (SNYFR) is an improved structure of NYFR. In this paper, a new SNYFR structure with dual local oscillator is proposed and its mathematical model with the input of multi-component LFM signal is deduced. meanwhile, under the input of multi-component LFM signal, a Nyquist Zone (NZ) judgment and parameters estimation algorithm based on combination of Sinusoidal Frequency Modulation Matching (SFMM) and fractional domain folding compensation is proposed to overcome the difficulties of single local oscillator SNYFR structure in dealing with multi-component LFM signal and to improve noise immunity. Computer simulations show that effective detection of multi-component LFM signal and accurate parameters estimation can be achieved by using the proposed algorithm.

Key words: UWB receiver; NYquist Folding Receiver (NYFR); Sinusoidal Frequency Modulation Matching (SFMM); FRactional Fourier Transform (FRFT)

1 引言

超宽带接收机需要在极宽的带宽范围内实现输入信号的高概率接收。而受限于当前 ADC 器件的发展水平, 无法依靠单片高性能的 ADC 完成超宽带信号的采集^[1]。传统的解决方案一般采用时间交替多通道并行采样^[2], 基于滤波器组的信道化数据采集^[3,4]以及基于信号基展开^[5]等技术实现超宽带信号的采样。受压缩感知理论启发, 文献[6,7]提出了 Nyquist 折叠接收机(NYquist Folding Receiver,

NYFR)结构, 实现了单片 ADC 对超宽带信号的无失真采样。针对该结构, 文献[8]利用了正交匹配追踪(Orthogonal Matching Pursuit, OMP)、迭代贪婪展开(Iterative Greedy Unfolding, IGU)等算法恢复原始信号, 但运算量较大。文献[9]采用小波分析方法处理折叠信号, 简化了计算, 更易工程实现。文献[10]提出了基于周期线性调频(LFM)本振的同步奈奎斯特折叠接收机(SNYFR), 该结构用数字合成的多分量周期 LFM 本振代替全模拟结构产生的本振信号, 克服了 NYFR 在本振调制时刻易受噪声影响及不能提取初始相位信息等缺点。文献[11]引入

2014-03-15 收到, 2014-07-16 改回

*通信作者: 陈殿仁 dianrenchen@cust.edu.cn

频谱跨越 3 个 NZ 的 LFM 分量的时频曲线经折叠得到 $s'(t)$ 的过程示意图。从式(4)及图 2 可以看出, 分布于不同 NZ 的输入信号分量的频谱都被折叠到 $[-f_s/2, f_s/2)$ 的范围内, 且其正弦调频部分的调制频率与 $m(t)$ 的取值一一对应, 而 $m(t)$ 的取值又与输入分量频谱所处的 NZ 相对应。因此只要先通过调制频率检测 $m(t)$ 的取值, 即可实现 NZ 判定。再结合折叠信号分量的参数估计便可间接得到对应的输入 LFM 信号分量的参数估计值。

虽然式(4)包含输入分量的全部信息, 但由于其分量为复合调制信号, 很难直接处理, 在多分量的情况下则更为复杂。因此考虑引入一个辅助信号简化 NZ 判定。将式(4)和式(5)经采样率为 f_s 的 ADC 采样后送入 DSP 进行共轭相乘计算, 得到辅助信号:

$$\begin{aligned} q(n) &= s'(n) \cdot l'^*(n) \\ &= \sum_{l=1}^L \left\{ A_l^2 \exp \left[-j \left(\frac{u_0}{v_{m_l(n)}} \right) \sin \left(2\pi v_{m_l(n)} n T_s \right) \right] \right. \\ &\quad + \sum_{l'=1, l' \neq l}^L A_l A_{l'} \exp \left\{ j 2\pi [(f_l - f_{l'}) n T_s \right. \\ &\quad \left. + 0.5(K_l - K_{l'}) (n T_s)^2] + j(\varphi_l - \varphi_{l'}) \right\} \\ &\quad \left. \cdot \exp \left[-j \left(\frac{u_0}{v_{m_l(n)}} \right) \sin \left(2\pi v_{m_l(n)} n T_s \right) \right] \right\} \quad (8) \end{aligned}$$

由式(8)可以看出, $q(n)$ 共包含 L^2 项, 其中 L 项为中心频率为 0, 调制带宽为 $2u_0$ 的正弦调频信号, 由与输入分量 $r_l(t)$ 对应的两个折叠分量的共轭乘积产生, 定义为自项。其各自的调制频率 $v_{m_l(n)}$ 与该分量对应的离散 NZ 函数 $m_l(n)$ 一一对应。其余 $L^2 - L$ 项为不同输入分量对应的折叠信号间的乘积, 仍然为复合调制信号。因此, 通过检测自相调制频率 $v_{m_l(n)}$ 即可间接实现 NZ 判定。考虑到双路结构可能出现的非一致性问题, 还加入了幅度比较及增益控制环节, 以保持双路信号的幅度基本相同, 从而保证后面算法的可实现性。

3 多分量 LFM 信号 NZ 判定与参数估计

3.1 基于 SFMM 的 NZ 判定

定义离散信号 $x(n)$ 的 N 点 SFMM 为

$$X(u, v) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \exp \left[j \left(\frac{u_0}{v} \right) \sin \left(2\pi v \frac{n}{N} \right) \right] \quad (9)$$

式中, u_0 为恒定值; $0 < v \leq N$ 。则式(8)分量 $q_k(n)$ 的 SFMM 为

$$\begin{aligned} Q_k(u_0, v) &= \sum_{n=0}^{N-1} q_k(n) \exp \left[j \left(\frac{u_0}{v} \right) \sin \left(2\pi v \frac{n}{N} \right) \right] \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ A_k^2 \exp \left[-j \left(\frac{u_0}{v_{m_k(n)}} \right) \sin \left(2\pi v_{m_k(n)} \frac{n}{N} \right) \right] \right. \\ &\quad \cdot \exp \left[j \left(\frac{u_0}{v} \right) \sin \left(2\pi v \frac{n}{N} \right) \right] \\ &\quad + \sum_{n=0}^N \left\{ \sum_{l=1}^L A_k A_l \exp \left\{ j 2\pi \left[\Delta f_{kl} \frac{n}{N} \right. \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + 0.5 \Delta K_{kl} \left(\frac{n}{N} \right)^2 \right] + j \Delta \varphi_{kl} \right\} \\ &\quad \cdot \exp \left[-j \left(\frac{u_0}{v_{m_k(n)}} \right) \sin \left(2\pi v_{m_k(n)} \frac{n}{N} \right) \right] \\ &\quad \left. \cdot \exp \left[j \left(\frac{u_0}{v} \right) \sin \left(2\pi v \frac{n}{N} \right) \right] \right\} \\ &= Q_k'(u_0, v) + W_k(u_0, v) \quad (10) \end{aligned}$$

其中, $\Delta K_{kl} = K_k - K_l$, $\Delta f_{kl} = f_k - f_l$, $\Delta \varphi_{kl} = \varphi_k - \varphi_l$, $l = 1, 2, \dots, L$ 且 $l \neq k$ 。

对于 $Q_k'(u, v)$, 假设其对应的 $v_{m_k(n)}$ 在区间 $[n_1, n_2]$ 内取值为 v_{m_k} , 则当 $v = v_{m_k}$ 时,

$$\begin{aligned} Q_k'(u_0, v_{m_k}) &= \sum_{n=n_1}^{n_2} A_k^2 \exp \left[j \left(\frac{u_0}{v_{m_k}} - \frac{u_0}{v_{m_k}} \right) \sin \left(2\pi v_{m_k} \frac{n}{N} \right) \right] \\ &= (n_2 - n_1) A_k^2 \quad (11) \end{aligned}$$

当 $v \neq v_{m_k}$ 时, 根据恒等式:

$$\begin{aligned} \exp \left[j \left(\frac{u}{v} \right) \sin \left(2\pi v \frac{n}{N} \right) \right] \\ = \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_m \left(\frac{u}{v} \right) \exp \left(j 2\pi m v \frac{n}{N} \right) \quad (12) \end{aligned}$$

其中 $J_m(\cdot)$ 为 m 阶 Bessel 函数, 则

$$\begin{aligned} Q_k'(u_0, v) &= \sum_{n=n_1}^{n_2} \left\{ A_k^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_m \left(\frac{u_0}{v_{m_k}} \right) \right. \\ &\quad \cdot \exp \left(-j 2\pi m v_{m_k} \frac{n}{N} \right) \\ &\quad \left. \cdot \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_m \left(\frac{u_0}{v} \right) \exp \left(j 2\pi m v \frac{n}{N} \right) \right\} \\ &= A_k^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_m \left(\frac{u_0}{v_{m_k}} \right) \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_m \left(\frac{u_0}{v} \right) \\ &\quad \cdot \sum_{n=n_1}^{n_2} \exp \left[j 2\pi m (v - v_{m_k}) \frac{n}{N} \right] \quad (13) \end{aligned}$$

由于 $v - v_{m_k} \neq 0$, 则式(13)中,

$$\begin{aligned} \sum_{n=n_1}^{n_2} \exp \left[j 2\pi m (v - v_{m_k}) \frac{n}{N} \right] \\ = \begin{cases} n_2 - n_1, & m = 0 \\ 0, & m \in M, m \neq 0 \end{cases} \quad (14) \end{aligned}$$

所以有

$$Q'_k(u_0, v) = \begin{cases} (n_2 - n_1)A_k^2, & v = v_{m_k} \\ (n_2 - n_1)A_k^2 J_0\left(\frac{u_0}{v_{m_k}}\right) J_0\left(\frac{u_0}{v}\right), & v \neq v_{m_k} \end{cases} \quad (15)$$

由式(15)可知, 当 $v \neq v_{m_k}$ 时, $Q'_k(u_0, v)$ 的值为对 $(n_2 - n_1)A_k^2$ 的加权, 加权系数为与 u_0 及 v_{m_k} 的取值相关的零阶 Bessel 函数。根据零阶 Bessel 函数的性质, 在设定本振调制参数时, 取 $u_0/v_m \gg 1$, 这时 $J_0(u_0/v_m) \approx 0$, 从而有 $Q'_k(u_0, v) \approx 0$ 。

同理, 对于 $W_k(u_0, v)$, 当 $v \neq v_{m_k}$ 时,

$$W_k(u_0, v) \approx 0 \quad (16)$$

而当 $v = v_{m_k}$ 时,

$$W_k(u_0, v) = \sum_{l=1, l \neq k}^L A_l A_k \exp(j\Delta\varphi_{lk}) \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left\{j2\pi\left[\Delta f_{lk} \frac{n}{N} + 0.5\Delta K_{lk} \left(\frac{n}{N}\right)^2\right]\right\} \quad (17)$$

式(17)中 $\Delta f_{lk}, \Delta K_{lk}$ 不同时为 0, 因式(17)中下划线部分为一个 LFM 信号或一个频率非零的单频信号对时间求和, 若 Δf_{lk} 或 ΔK_{lk} 的值足够大(大于算法最小分辨率), 和值将远小于 SFMM 产生的峰值, 可近似视为 0。由此可以得到

$$W_k(u_0, v) \approx 0 \quad (18)$$

综上: $Q_k(u_0, v)$ 只有在 v 等于自项中 $v_{m_k}(n)$ 的某个取值时才呈现匹配峰值, 而在其他情况下几乎为 0。由于 $q(n)$ 为 L 个形式与式 $q_k(n)$ 相同分量的叠加, $q(n)$ 的 SFMM $Q(u_0, v)$ 将会在 $v = v_{m_l}(n)$ ($l = 1, 2, \dots, L$) 处出现峰值, 而在其它值时近似为 0。因此只要在 $v \in v_m$ ($m = 1, 2, \dots, M$) 上对 $Q(u_0, v)$ 进行 1 维峰值搜索即可实现输入分量的 NZ 判定。

3.2 基于分数阶域折叠补偿的参数估计算法

作为 Fourier 变换的广义形式, 信号的分数阶傅里叶变换(FRFT)可以解释为将坐标轴在时频平面上绕原点以角度 α 做逆时针旋转, 十分适合处理 LFM 类信号, 并且在处理多分量信号时不存在交叉项。

假设 $Q(u_0, v)$ 最大峰值处对应 NZ 函数的取值为 m_{\max} , 且输入分量 $r_k(t)$ 与该取值对应部分的范围为 $[n_1, n_2]$ 。根据 m_{\max} 对应的本振调制频率 $v_{m_{\max}}$ 生成本地信号:

$$f(n) = \exp\left\{j\left[\frac{u_0}{v_{m_{\max}}}\right] \sin\left(2\pi v_{m_{\max}} n T_s\right)\right\} \quad (19)$$

将式(19)与式(4)的采样信号相乘得到信号 $g(n) = s'(n) \cdot f(n)$, 其分量 $g_k(n) = s'_k(n) \cdot f(n)$ 。由式(4)的形式可知, 当 $n \in [n_1, n_2]$ 时 $g_k(n)$ 为调频率为 K_k

的线性调频信号, 将在与 K_k 对应的旋转角度 α_k 的分数阶域出现一个尖峰。而当 $n \notin [n_1, n_2]$ 时 $g_k(n)$ 仍为复合调制信号, 在该分数阶域呈现宽带分布。对于 $g(n)$ 的其它分量, 只有其对应的 $m_l(n)$ ($l \neq k$) 也存在取值 m_{\max} , 则旋转角度 α_k 的分数阶域内将会出现多个峰值(但都小于 $g_k(n)$ 对应的峰值), 否则不会出现峰值。假设 α 的取值范围为 $[\pi/2, \pi]$ 。时频坐标经量纲归一化后, 由旋转角度 α_k 和峰值点坐标 n_{\max} 经计算可得到输入分量 $r_k(t)$ 的调频率及初始频率估计值分别为

$$\hat{K}_k = \tan\left(\alpha_k - \frac{\pi}{2}\right) = -\cot \alpha_k \quad (20)$$

$$\hat{f}'_k = \left(\frac{n_{\max}}{\sin \alpha_k} - \frac{N}{2}\right) \tan \alpha_k \quad (21)$$

由于接收机对输入信号瞬时频率的折叠作用, \hat{f}'_k 与实际结果 \hat{f}_k 存在偏差, 所以要对其进行折叠补偿, 此补偿值恰好为 $m_{\max} f_s$, 因此有

$$\hat{f}_k = \hat{f}'_k + \frac{1}{2} f_s + m_{\max} f_s \quad (22)$$

为减小计算量, 本文采用了文献[13]介绍的方法对变量 (α, n) 进行迭代搜索, 并采用 Clean 算法来消除强弱分量及多峰值间的干扰。

4 算法仿真与分析

设接收机监测带宽 $B = 10$ GHz, 所有仿真的输入信号样本长度 $T = 1$ μ s, ADC 采样频率 $f_s = 1$ GHz。所有仿真的 Monte Carlo 实验次数为 500。

4.1 单分量 LFM 信号 NZ 判定性能

设输入信号为单位幅度的单分量 LFM 信号, 参数初始频率及初始相位分别为 1.25 GHz 及 $\pi/6$ 。SFM 本振调制频偏 $u_0 = 30$ MHz, 调制频率 v_m 为从 1 MHz 起始, 间隔为 $\Delta v = 0.5$ MHz 的 10 个取值。

本文采用正确检测概率(Probability of Correct Decision, PCD)衡量 NZ 判定性能, 其定义为: 算法正确判定 NZ 取值, 并以此得到正确参数估计的次数与总实验次数的比值。图 3 表示当调频率 K 分别为 5×10^{14} Hz/s, 2×10^{15} Hz/s 及 4×10^{15} Hz/s 时的 PCD 随 SNR 的变化曲线。加入文献[12]中方法的 PCD 作为对比可知, 由于本文方法利用了所有样本的信息因此在 K 较小时, PCD 在 SNR 为 -7 dB 即可达到 100%, 抗噪声性能明显更优越。而当 K 较大时, 输入 LFM 信号的频谱跨越多个 NZ, 折叠信号分段增加, 以至信号能量分散, 判定性能下降。考虑到实际应用中 LFM 信号调制带宽大多为百兆数量级, 因此本文算法实用性更好。

4.2 多分量 LFM 信号 NZ 判定性能与本振调制参数的关系

为考察多分量 LFM 信号输入下的 NZ 判定性能, 设输入信号中同时存在 3 个 LFM 分量, 它们的幅度、初始频率、调频率及初始相位分别为: (1) $\{2.5, 1.25 \text{ GHz}, 2 \times 10^{15} \text{ Hz/s}, \pi/3\}$; (2) $\{1.0, 5.20 \text{ GHz}, 6 \times 10^{14} \text{ Hz/s}, \pi/4\}$; (3) $\{2.1, 8.60 \text{ GHz}, 3 \times 10^{14} \text{ Hz/s}, \pi/5\}$, 其中分量(1)频谱跨越 3 个 NZ, 但其频谱能量主要分布于 $\text{NZ} = 2$ 。设定 $\min(v_m) \geq 1/T$ 以保证本振分量在样本时间内至少存在一个完整的调制周期, 令 $\Delta v = 0.5 \text{ MHz}$ 。则其折叠信号的 SFMM 如图 4 所示, 可以看到, 各分量对应的 NZ 处都产生了明显峰值, 峰值大小与信号分量的幅度强弱相对应。由于分量(1)跨越 3 个 NZ, 所以 NZ 函数在 3 个取样点处都产生了峰值, 其中 $\text{NZ}=2$ 处峰值最大。

为考察 u_0 取不同值时对 NZ 判定性能的影响, 定义 PCD 为算法按信号分量的幅度大小依次正确判定各分量的 NZ 取值并得到正确参数估计的次数与试验次数之比。图 5 为 PCD 与信噪比的关系(输入信噪比以输入信号中最弱分量(2)为标准), 可以看出 u_0 取值过小(20 MHz)或过大(150 MHz)都会造成判定性能严重恶化。这是由于当 u_0 取值过小时, 式(18)中 u_0/v_m 的值变小使得 SFMM 峰值外衰减变得缓慢, 分辨力减弱, SFMM 的结果在相邻的取值上可能出现错误的峰值。同时, 过小的调制频偏使得本振调制深度不足, 抗噪声性能减弱, 也会使判定错误的几率上升。当信噪比升高时, 虽然噪声对调制的影响减弱, 但是若存在峰值判定错误造成的误判, 噪声的减小则反而会使出现错误的几率上升, PCD 随信噪比的增加呈下降趋势。而当 u_0 取值过大时, $m_i(t) \approx m'_i(t)$ 的近似不再成立, 若信号分量的频谱分布接近 NZ 边界, 则其折叠信号的 NZ 函数 $m(t)$ 在折叠带宽边界处的取值可能发生错误的跳变, 经 SFMM 后也会产生错误的峰值导致 NZ 判定出错。并且 u_0 取值的增大会使迭代消去时的遮蔽带宽变宽, 使下一次迭代的信号能量损失增加, 同样影响

判定性能。因此, 建议将 u_0 的取值设定在采样频率 f_s 的 3% ~ 10% 范围内。

4.3 参数估计性能

在得到输入分量 NZ 信息后, 利用 3.2 节提出的算法对待估计信号 $g(n)$ 进行参数估计。由于调频率的估计精度直接影响分量各参数的估计精度, 因此本文仅以调频率估计为例讨论 u_0 的选择对估计精度的影响。图 6 给出了不同 u_0 时, 各分量调频率估计的归一化均方误差(NMSE)随信噪比的变化情况(为消除栅栏效应采用了文献[14]中介绍的插值方法), 并与克拉美-罗界(CRB)进行比较。可以看出, 由于分量(3)跨越 3 个 NZ, 能量在频域上较分散。受 NZ 判定性能影响, u_0 的变化对其影响最明显, u_0 过大或过小都造成其参数估计精度的恶化。分量(1)与分量(2)在 u_0 的各个实验取值下都达到了一定的精度, 但在 u_0 取值较为合适的情况下信噪比门限值更低且估计精度更高。由此可见, 输入分量频谱的宽度对 NZ 检测性能的影响将直接反映在参数估计的性能上。当分量频谱存在跨 NZ 情况时, 其带宽越大, 能量在频域越分散, 在相同的条件下, 其对应的参数估计性能也越差。

5 结束语

本文给出了一种新的双本振 SNYFR 结构, 利用两路折叠信号的相似对消性质, 提出了正弦调频匹配(SFMM)算法, 实现了超宽带范围内多分量 LFM 信号的 NZ 判定, 并且只需在预先设定的调制频率点 $v_m (m = 0, 1, \dots, M-1)$ 上进行 1 次搜索即可完成各分量的 NZ 判定, 计算简便且具有较好的抗噪声能力。同时提出的基于分数阶域折叠补偿的参数估计算法利用迭代消去的方法依次得到各分量主要参数估计值。在信噪比满足要求的情况下具有较高的估计精度, 具有一定的工程及理论参考价值。

针对算法对较弱分量存在参数估计精度下降的不足。下一步的工作为改进算法, 减小信号分量间的影响, 提高参数估计精度。另外, 本振信号的具体实现方式也需要进一步研究。

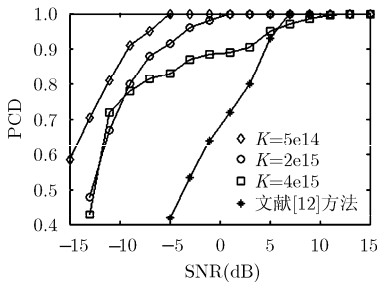


图3 单分量LFM信号NZ判定PCD与SNR的关系

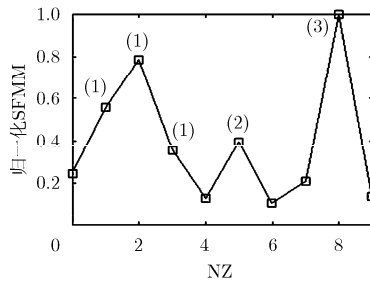


图4 多分量LFM信号的SFMM在各NZ处的值

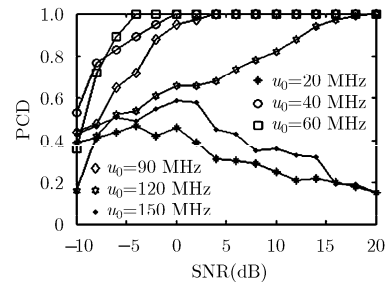


图5 多分量LFM信号NZ判定PCD与SNR的关系

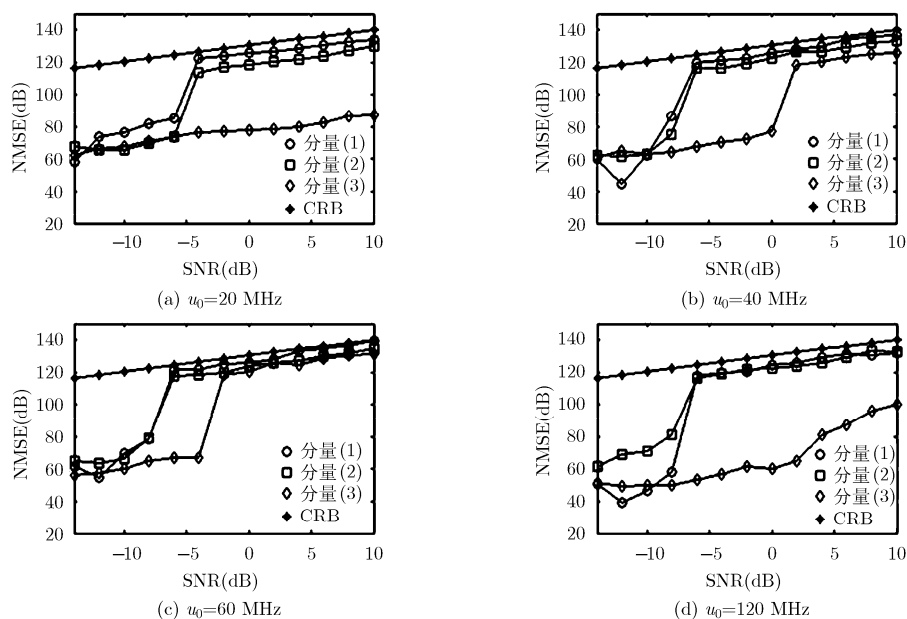


图6 不同 u_0 时调频率的估计精度随SNR变化曲线

参考文献

- [1] 曾德国. 低截获概率雷达信号侦收技术研究[D]. [博士论文], 电子科技大学, 2012.
Zeng De-guo. Study on the interception of low probability of intercept radar signals[D]. [Ph.D. dissertation], University of Electronic Science and Technology of China, 2012.
- [2] 张俊杰, 武杰, 刘尉悦, 等. 高速交替/并行数据采集系统时钟研究[J]. 中国科学技术大学学报, 2006, 36(3): 281-284.
Zhang Jun-jie, Wu Jie, Liu Wei-yue, *et al.*. Clock study of high speed interleaving/multiplexing data-acquisition system [J]. *Journal of University of Science and Technology of China*, 2006, 36(3): 281-284.
- [3] Velazquez R, Nguyen Q, Broadstone R, *et al.*. Design of hybrid filter banks for analog/digital conversation[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1998, 46(4): 956-967.
- [4] Namgoong A. Channelized digital ultra wideband receiver[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2003, 2(3): 502-510.
- [5] Hoyos S, Sadler M, and Arce R. Ultra-wideband analog-to-digital conversion via signal expansion[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2005, 54(5): 1609-1622.
- [6] Fudge L, Bland E, Chivers A, *et al.*. A Nyquist folding analog-to-information receiver[C]. 42nd Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, CA, 2008: 541-545.
- [7] Pace E, Kusmanoff A, and Fudge, L. Nyquist folding analog-to-information receiver: autonomous information recovery using quadrature mirror filtering[C]. 43rd Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, CA, 2009: 1581-1585.
- [8] Ray M, Gerald L. Fudge L, *et al.*. Analog-to-information and the Nyquist folding receiver[J]. *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, 2012, 2(3): 564-578.
- [9] Olusegun O, Cajetan M, Gerald F, *et al.*. Application of analytic wavelet transform for signal detection in Nyquist folding analog-to-information receiver[C]. IEEE International Conference on Communications, Dresden, 2009: 1-5.
- [10] 曾德国, 成昊, 唐斌, 等. 基于周期 LFM 本振的同步 Nyquist 折叠接收机多分量信号参数估计算法[J]. 航空学报, 2012, 33(4): 688-695.
Zeng De-guo, Cheng Hao, Tang Bin, *et al.*. Parameter estimation approach for multicomponent signals intercepted by synchronous Nyquist folding receiver using local periodic LFM signals[J]. *Acta Astronautica Sinica*, 2012, 33(4): 688-695.
- [11] Ke Yu-long. Intercept of frequency agility signal using coding Nyquist folding receiver[J]. *WSRAS Transactions on Signal Processing*, 2011, 7(2): 82-91.
- [12] 曾德国, 祝俊, 唐斌. 左边带本振 SNYFR 接收的 LFM 信号参数估计算法[J]. 宇航学报, 2012, 33(6): 781-787.
Zeng De-guo, Zhu Jun, and Tang Bin. Parameter estimation of LFM signal intercepted by left sideband Synchronous Nyquist Folding Receiver[J]. *Journal of Astronautics*, 2012, 33(6): 781-787.
- [13] 齐林, 陶然, 周思勇, 等. 基于分数阶 Fourier 变换的多分量 LFM 信号的检测和参数估计[J]. 中国科学(E 辑), 2003, 33(8): 749-759.
Qi Lin, Tao Ran, Zhou Si-yong, *et al.*. Multi-component LFM signal detection and parameter estimation based on fractional Fourier transform[J]. *SCIENCE IN CHINA (Series E)*, 2003, 33(8): 749-759.
- [14] 宋军, 刘渝, 刘云飞. LFM 信号参数估计的插值 FrFT 修正算法[J]. 信号处理, 2012, 28(1): 112-117.
Song Jun, Liu Yu, and Liu Yun-fei. Modified interpolation parameters estimation for LFM signals based on FrFT[J]. *Signal Processing*, 2012, 28(1): 112-117.

李睿: 男, 1985年生, 博士生, 研究方向为信号处理。
陈殿仁: 男, 1952年生, 教授, 主要从事雷达系统及雷达信号处理方面的研究。