

瞬时测频系统的线性调频信号分析及改进

王洪迅^{1,2}, 王士岩^{2,3}, 王星², 王红卫²

(1. 西北工业大学 自动化学院, 陕西 西安 710072; 2. 空军工程大学 航天航空工程学院, 陕西 西安 710038;
3. 中国人民解放军 93286 部队 32 分队, 辽宁 沈阳 110141)

摘要: 频率是雷达信号的关键特征之一, 雷达告警(RWR)/电子支援(ESM)等电子战接收机多采用瞬时测频(IFM)技术来实时提取; 线性调频(LFM)信号是一种重要的、雷达广泛应用的信号类型, 但传统 IFM 无法检测 LFM 信号频率特征。提出一种新的基于改进 IFM 系统的 LFM 信号特征检测方法, 基于 IFM 系统工作原理建立了 LFM 信号经过 IFM 系统的数学模型, 并探讨了 IFM 系统对 LFM 信号检测的频率分辨力和最小可检测调频斜率。改进 IFM 系统采用整形检波信号作为采样有效指示信号, 以提取 LFM 信号的到达时间(TOA)和脉冲宽度(PW); 采用模数转换器(ADC)代替传统 IFM 的极性量化器对其正交通道输出进行连续采样, 再通过解模糊、线性回归算法平滑去噪, 估计出 LFM 信号的载频和调频斜率。仿真实验结果表明, 改进 IFM 系统可在一个 LFM 脉冲内以较高的精度提取 LFM 信号特征, 并保留了传统 IFM 系统的原有优点。

关键词: 雷达工程; 瞬时测频; 线性调频信号; 解模糊; 线性回归

中图分类号: TN971+.1 **文献标志码:** A **文章编号:** 1000-1093(2014)08-1193-07

DOI: 10.3969/j.issn.1000-1093.2014.08.009

Analysis of LFM Signals and Improvement of IFM System

WANG Hong-xun^{1,2}, WANG Shi-yan^{2,3}, WANG Xing², WANG Hong-wei²

(1. School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, Shaanxi, China;
2. Aeronautical and Astronautical Engineering College, the Air Force Engineering University, Xi'an 710038, Shaanxi, China;
3. 32th Unit, 93286th Air Forces, Shenyang 110141, Liaoning, China)

Abstract: Frequency is one of the key features of radar signals, which is extracted in real-time by an instantaneous frequency measurement (IFM) system in electronic warfare receivers used for RWR/ESM. Linear frequency modulation (LFM) signal is an important signal type and used widely in radar, and its frequency characteristics could not be detected by traditional IFM system. A novel technique is proposed based on improved IFM system for LFM signal feature detection, and a mathematical model of LFM signal passing through IFM system is established based on the operating principle of IFM system. The frequency resolving capacity and the minimum detectable frequency modulation slope are discussed. In the improved IFM system, a phasing detector signal is used as the effective indicating signal of sampling to extract the time of arrival (TOA) and pulse width (PW) features. The analog-digital converters (ADC) instead of polarity quantizer of traditional IFM system are used to sample continuously the outputs of the orthogonal channels. The fuzzy clearness and linear regression algorithms are used for noise smoothing and evaluating the carrier frequency and the frequency modulation slope of LFM signal. Simulation results show that the

improved IFM system could extract the LFM signal features in an LFM pulse with higher accuracy, and retains the advantages of original IFM system.

Key words: radar engineering; instantaneous frequency measurement; linear frequency modulation; fuzzy clearness; linear regression

0 引言

机载雷达、雷达告警(RWR)/电子支援(ESM)接收机是作战飞机两种重要装备^[1]。一方面线性调频(LFM)^[2]信号是机载雷达中常用信号之一,因其作用距离远,距离分辨力强;另一方面RWR/ESM接收机通过探测雷达信号来识别载机所面临的威胁并进行告警,其多采用瞬时测频(IFM)技术提取信号频率特征,但由于传统IFM工作机理的限制,使得RWR/ESM无法通过IFM对LFM信号的检测进行威胁告警。

LFM信号主要有4个特征,其中两个频率特征:载频、调频斜率,两个时间特征:到达时刻(TOA)、脉冲宽度(PW)。对于机载雷达而言,其所检测的是合作信号,除了回波TOA未知外,其他3个信号特征都已知;机载雷达有很多工作模式,LFM信号通常只在其测距过程中出现,即使出现也并不像其他类型信号那样连续多个脉冲的参数完全一致。但对于RWR/ESM接收机而言,其所检测的是非合作信号,无法提前预知4个LFM信号特征。为此首先RWR/ESM要在频域上“宽开”,通常需数十吉赫超宽频段覆盖;其次通常采用频率折叠技术、宽带窄带接收机结合的方式测频^[1],利用宽频段滤波器的频段信息引导IFM测频,再用IFM测频结果引导窄带接收机本振,以对准待测雷达信号。IFM是RWR/ESM接收机中一种常用宽带接收机^[3-4],文献[3-5]分析了传统IFM工作原理以及典型结构,IFM频率覆盖范围宽,频率分辨力高,可在一个脉冲持续时间内给出测量结果,但不能获得LFM信号调频斜率。文献[6]描述了IFM的发展进程、设计与性能准则,提出多种IFM及其在现代电子战(EW)系统中的应用,文献[7]讨论了基于现场可编程逻辑门阵列(FPGA)的IFM架构,但均未提及其对LFM信号的检测性能。随着技术的发展,数字接收机成为RWR/ESM进行精确测频的一种接收机,尽管其模数转换器(ADC)采样率可达数吉赫,但它仍然是窄带的,需要下变频,对本振进行引导,需要反应时间。当前还有很多对LFM信号的检测算法,如文献[8]讨论了FPGA应用时频分析实现对雷达脉

内调制特征的检测,其中包括LFM信号;文献[9]利用双正交傅里叶变换(FT)算法分析LFM信号斜率;文献[10]提及多种对于LFM信号的电子侦察算法,并提出一种新的算法;文献[11]利用周期分数阶傅里叶变换(FRFT)算法实现线性调频连续波(LFMCW)信号的最优渐进估计;文献[12]基于正交匹配追踪的欠采样LFM信号参数估计;此外还有很多其他算法^[13-14],但是这些算法需要大量计算资源,耗费大量运算时间,并事先要求准确对准雷达频点。故此尽管这些算法很先进,但不适用于RWR/ESM接收机。

综上所述,尽管LFM是一种非常典型的雷达信号,但在当前技术条件下多数采用IFM的RWR/ESM接收机并不具备实时检测LFM信号的能力。那么很自然的一个问题是:IFM到底能否实时检测LFM信号呢?本文为此展开研究。

1 IFM处理LFM信号的数学模型

迄今为止未见有文献探讨IFM如何检测LFM信号,为此首先结合传统LFM系统结构分析其局限,然后研究IFM处理LFM信号的数学模型。

1.1 传统IFM系统及其局限

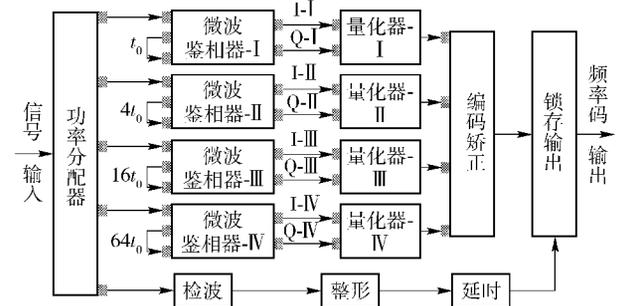


图1 传统IFM系统结构

Fig. 1 Traditional IFM system structure

图1所示为传统IFM系统的典型结构^[3-5],其主要有两种典型特征:

1) 视频检波信号经整形,再经一定时间的延迟,形成锁存脉冲,从而获得信号测量结果。需要说明的是,因该部分电路及功能过于简单,传统IFM结构中通常不予说明。

2)极量化器 + 编码矫正结构。为了快速获取测量结果,通常采用极量化器;由于各个支路测量结果有模糊,通过编码矫正逻辑以获取正确的测量结果。

由于以上两个原因,导致传统 IFM 系统对某一雷达信号脉冲,只进行一次量化采样,输出为采样时刻的频率二进制码^[1],仅能输出一个结果。

1.2 传统 IFM 信号处理模型

在对传统 IFM 信号处理模型的分析中^[1]其核心为图 1 的微波鉴相器 (MPD)^[1-5](其典型结构如图 2 所示),且均假设 MPD 端口 1 馈入一个固定载频脉冲信号 $u(t) = \sqrt{2}A\cos \omega t$ 。则其输出 U_I 、 U_Q 为

$$\begin{cases} U_I = kA^2 \cos \varphi, \\ U_Q = kA^2 \sin \varphi. \end{cases} \quad (1)$$

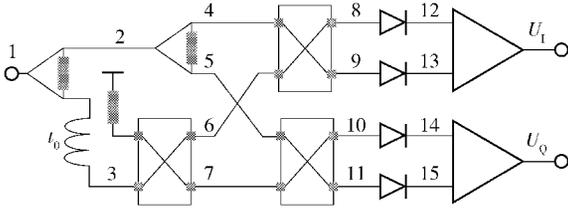


图 2 实用微波鉴相器结构

Fig.2 Schematic diagram of practical microwave phase discriminator

(1)式中 k 为检波器的检波系数, A 为信号幅度。其延迟线引入的相角 φ 可表示为

$$\varphi = 2\pi f t_0, \quad (2)$$

式中: t_0 为延迟线导致的时间延迟; f 为信号载频。由(1)式、(2)式可得信号载频 f 为

$$f = \frac{\varphi}{2\pi t_0} = \frac{1}{2\pi t_0} \arctan \left(\frac{U_I}{U_Q} \right). \quad (3)$$

(3)式即为文献[3-7]的分析结果,传统上即依据该式获取信号载频。而且(3)式还表明,MPD 中延迟线的延迟时间 t_0 是一个很重要的参数。

1.2 MPD 对 LFM 信号的处理模型

MPD 是 IFM 的关键部件,延迟线则是 MPD 的核心器件。它对固定载频雷达脉冲可给出(3)式的结果,但对 LFM 信号(3)式显然无法描述 LFM 完整特征。因此需要研究该 MPD 对 LFM 信号的处理模型。若设图 2 的 MPD 端口 1 馈入一个 LFM 信号脉冲^[2]为

$$\tilde{u}(t) = \sqrt{2}Ae^{j[2\pi f_0 t + \pi K t^2]}, \quad (4)$$

式中: f_0 为 LFM 信号载频; K 为其调频斜率。则经过图 2 中后续功分器后上支路端口 2 信号为

$$\tilde{u}_2(t) = Ae^{j[2\pi f_0 t + \pi K t^2]}. \quad (5)$$

经过延迟线的下支路端口 3 信号为

$$\tilde{u}_3(t) = Ae^{j[2\pi f_0(t-t_0) + \pi K(t-t_0)^2]}. \quad (6)$$

端口 2 信号经过功分器后得端口 4 和端口 5 信号,它们的表达式相同,可表示为

$$\tilde{u}_4(t) = \tilde{u}_5(t) = Ae^{j[2\pi f_0 t + \pi K t^2]} / \sqrt{2}. \quad (7)$$

端口 3 信号经过 90°电桥后得端口 6 和端口 7 信号为

$$\begin{cases} \tilde{u}_6(t) = \tilde{u}_3(t) e^{-j\frac{\pi}{2}} / \sqrt{2}, \\ \tilde{u}_7(t) = \tilde{u}_3(t) / \sqrt{2}. \end{cases} \quad (8)$$

端口 4 ~ 端口 7 信号再次经过 90°电桥后分别可得端口 8 ~ 端口 11 信号为

$$\begin{cases} \tilde{u}_8(t) = [\tilde{u}_4(t) + \tilde{u}_6(t) e^{-j\frac{\pi}{2}}] / \sqrt{2}, \\ \tilde{u}_9(t) = [\tilde{u}_4(t) e^{-j\frac{\pi}{2}} + \tilde{u}_6(t)] / \sqrt{2}, \\ \tilde{u}_{10}(t) = [\tilde{u}_5(t) + \tilde{u}_7(t) e^{-j\frac{\pi}{2}}] / \sqrt{2}, \\ \tilde{u}_{11}(t) = [\tilde{u}_5(t) e^{-j\frac{\pi}{2}} + \tilde{u}_7(t)] / \sqrt{2}. \end{cases} \quad (9)$$

由于后续平方律检波,故 $U_{12}(t) = k|\tilde{u}_8(t)|^2$, $U_{13}(t) = k|\tilde{u}_9(t)|^2$, $U_{14}(t) = k|\tilde{u}_{10}(t)|^2$, $U_{15}(t) = k|\tilde{u}_{11}(t)|^2$,其中 k 为前述检波系数,并且分别经运算放大器实现减法,即

$$\begin{cases} U_I(t) = U_{12}(t) - U_{13}(t), \\ U_Q(t) = U_{15}(t) - U_{14}(t). \end{cases} \quad (10)$$

整理化简后得

$$\begin{cases} U_I(t) = kA^2 \cos [2\pi f_0 t_0 + 2\pi K t_0 t - \pi K t_0^2], \\ U_Q(t) = kA^2 \sin [2\pi f_0 t_0 + 2\pi K t_0 t - \pi K t_0^2]. \end{cases} \quad (11)$$

其中相位和频率的关系为

$$\varphi = \arctan \left(\frac{U_I}{U_Q} \right) = 2\pi f_0 t_0 + 2\pi K t_0 t - \pi K t_0^2. \quad (12)$$

将(12)式变形进而可得

$$f_0 + Kt - \frac{Kt_0}{2} = \frac{1}{2\pi t_0} \arctan \left(\frac{U_I}{U_Q} \right). \quad (13)$$

(11)式为 LFM 信号经过 MPD 的 I、Q 两个正交通道输出的理论值,(13)式为相角与 LFM 信号的对应关系。实际 IFM 系统中延迟时间 t_0 一般为纳秒量级,即使 K 为每微秒几十兆赫到几百兆赫, $\pi K t_0^2$ 相对于 $2\pi f_0 t_0$ 很小,可忽略不计。为分析方便通常将(11)式和(12)式联立,修正为

$$\begin{cases} U_I(t) = kA^2 \cos [2\pi f_0 t_0 + 2\pi Kt_0 t], \\ U_Q(t) = kA^2 \sin [2\pi f_0 t_0 + 2\pi Kt_0 t], \\ \varphi = 2\pi f_0 t_0 + 2\pi Kt_0 t. \end{cases} \quad (14)$$

典型 IFM 系统多采用图 1 所示的 4 路 MPD 并列构成,只是这些 MPD 延迟线长短不同(但这些延迟线长度存在一定关系),在覆盖较宽的频率范围的同时,并获得一定的测频精度。若设其中最短延迟线的延迟时间为 t_0 ,一般其他 3 路延迟线的长度分别依次为 $4t_0$ 、 $16t_0$ 、 $64t_0$ 。若有一个(4)式所示的 LFM 信号输入该 IFM 系统,则其 4 路 MPD 输出的 U_I 、 U_Q 电压值及相位 φ 可分别表示为

$$\begin{cases} U_{I-I}(t) = kA^2 \cos [2\pi f_0 t_0 + 2\pi Kt_0 t], \\ U_{Q-I}(t) = kA^2 \sin [2\pi f_0 t_0 + 2\pi Kt_0 t], \\ \varphi_I = 2\pi f_0 t_0 + 2\pi Kt_0 t; \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{cases} U_{I-II}(t) = kA^2 \cos 4[2\pi f_0 t_0 + 2\pi Kt_0 t], \\ U_{Q-II}(t) = kA^2 \sin 4[2\pi f_0 t_0 + 2\pi Kt_0 t], \\ \varphi_{II} = 4(2\pi f_0 t_0 + 2\pi Kt_0 t); \end{cases} \quad (16)$$

$$\begin{cases} U_{I-III}(t) = kA^2 \cos 16[2\pi f_0 t_0 + 2\pi Kt_0 t], \\ U_{Q-III}(t) = kA^2 \sin 16[2\pi f_0 t_0 + 2\pi Kt_0 t], \\ \varphi_{III} = 16(2\pi f_0 t_0 + 2\pi Kt_0 t); \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} U_{I-IV}(t) = kA^2 \cos 64[2\pi f_0 t_0 + 2\pi Kt_0 t], \\ U_{Q-IV}(t) = kA^2 \sin 64[2\pi f_0 t_0 + 2\pi Kt_0 t], \\ \varphi_{IV} = 64(2\pi f_0 t_0 + 2\pi Kt_0 t). \end{cases} \quad (18)$$

(15)式~(18)式即可视为 IFM 中各 MPD 对 LFM 信号的检测模型,依据这些公式可估计出 LFM 信号的瞬时频率为

$$f = f_0 + Kt. \quad (19)$$

注意(4)式 LFM 信号频率表示为 $f = f_0 + Kt/2$, (19)式与之是有区别的。再者(14)式~(18)式中隐含关系 $\varphi_i = \arctan(U_{I-i}/U_{Q-i})$,其中 i 表示各支路标号。

2 IFM 系统改进

由(14)式~(19)式可知 IFM 系统具备实时检测 LFM 信号频率特征的潜力,但由于图 1 所示传统 IFM 结构的限制,使得其不具备检测 LFM 的能力,须对其加以改进。

2.1 改进的 IFM 系统

综上所述,对于一个雷达脉冲传统 IFM 只能得到一个频率采样值,其对 LFM 信号也是如此。因此

需要对现有 IFM 系统进行改进。一种改进 IFM 如图 3 所示,具有如下两个典型特征:

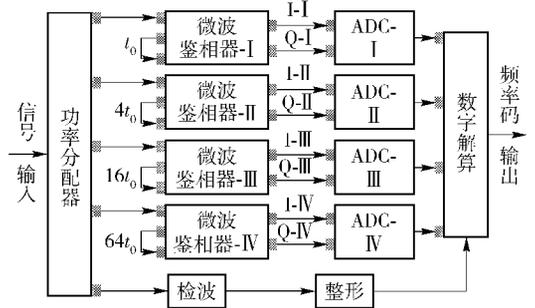


图 3 改进后的 IFM 系统

Fig. 3 Improved IFM System

1) 信号检波包络经过整形后,不再作为锁存信号,而是一方面作为采样有效信号,另一方面用于提取对应 LFM 信号的 TOA 和 PW 特征。

2) 采用高精度 ADC 代替量化器,在采样有效信号的指示下,分别用 ADC 对各 MPD 输出的 U_I 、 U_Q 通道进行连续采样。

3) 通过数字解算获得信号频率特征。图 3 中根据(3)式或(13)式可得各采样点的离散频率值;再对 4 路 MPD 输出的离散频率值做解模糊处理;最后应用一元线性回归算法^[3]对 IV 支路输出精度较高的离散频率值进行平滑去噪,从而估计出 LFM 信号的载频、调频斜率。

2.2 频率模糊修正方法

首先是反正切模糊修正。应用(3)式取反正切时,只能得到 $-\frac{\pi}{2} \sim \frac{\pi}{2}$ 的相位值,也就是说相位 $\varphi >$

$\frac{\pi}{2}$ 时存在模糊,所以需修正后才能得到准确的频率值。当 $U_I > 0, U_Q > 0$ 时 φ 在第一象限,无需修正;当 $U_I < 0, U_Q > 0$ 时 φ 在第二象限,当 $U_I < 0, U_Q < 0$ 时 φ 在第三象限,这两种情况下计算的 φ 需加 π 修正;当 $U_I > 0, U_Q < 0$ 时 φ 在第四象限,计算的 φ 需加 2π 修正。

其次是频率模糊修正。经过对反正切模糊修正后,短延迟线 I 支路可输出正确频率值,但精度不高;但因 II、III、IV 支路的延迟时间过长,相位 φ 大于 2π ,故存在频率模糊。需根据 4 个支路之间 4 倍相位关系修正模糊。图 3 中应使用前一支路的计算频率值修正后一支路的模糊频率值,如用 I 支路的频率值修正 II 支路的模糊频率值,再用修正的 II 支路频率值修正 III 支路的模糊频率值;依此类推,最后对 IV 支路输出修正,得到精度较高的频率值。

2.3 LFM 信号测频精度分析

改进 IFM 系统对 U_1 、 U_Q 连续采样量化,而不是传统 IFM 中的极性量化,对(3)式求全微分,得这种 IFM 系统的频率分辨力表达式为

$$\Delta f = \frac{(\Delta U_1/U_Q - U_1/\Delta U_Q^2)}{2\pi t_0(1 + U_1^2/U_Q^2)}, \quad (20)$$

式中: ΔU_1 、 ΔU_Q 分别是 ADC 对 U_1 、 U_Q 的量化间隔。该式还表明,图 3 所示的 IFM 系统频率分辨力与传统 IFM 系统相同,同样取决于最后一个支路,需依据最长延迟时间进行修正。此外由于改进 IFM 对 LFM 信号进行连续多次采样,每次采样均可对应一个测频精度,其可以表示为

$$\Delta f(i) = \frac{(\Delta U_{1-IV}/U_{Q-IV}(i) - U_{1-IV}(i)/\Delta U_{Q-IV}^2)}{2\pi 64 t_0(1 + U_{1-IV}^2(i)/U_{Q-IV}^2(i))}. \quad (21)$$

由(21)式可知,若输入为 LFM 信号,则 IFM 输出的 U_1 、 U_Q 随时间变化,故 $\Delta f(i)$ 也是变化的。为了评估改进 IFM 系统测频精度,本处定义其频率分辨力 $\Delta f_{\min} = \max[\Delta f(i)]$,即 IFM 对某次 LFM 信号连续测量的最劣精度(对应误差的最大情况),只有 Δf_{\min} 满足精度要求,改进的 IFM 系统才可用于 LFM 信号的有效检测。

2.4 最小可检测调频斜率分析

改进 IFM 系统若可检测 LFM 信号,主要是检测信号的调频斜率 K ,但 K 很小时系统将无法检测 LFM 信号。对(19)式变形得

$$K = (f - f_0)/t. \quad (22)$$

考虑到多次连续采样的影响,对 K 求 f 的导数,可得每次采样对应 K 分辨力 $\Delta K(i)$ 为

$$\Delta K(i) = \Delta f(i)/t. \quad (23)$$

由(23)式可以看出 $\Delta K(i)$ 与 $\Delta f(i)$ 的关系。由于该处欲求 K 的分辨力(设其表示为 ΔK_{\min}),因此该处应代入频率分辨力 Δf_{\min} ;LFM 信号持续时间即其脉宽 $PW = \tau$,由此改进 IFM 系统对 LFM 信号的最小可检测调频斜率 ΔK_{\min} ,可表示为

$$\Delta K_{\min} = \Delta f_{\min}/\tau. \quad (24)$$

3 仿真验证及分析

为验证上述 LFM 信号处理模型,通过仿真进行验证和分析;仿真验证分别从图 3 所示改进 IFM 系统的 4 个关键信号处理环节进行,最后分析信号噪声比 SNR 对参数误差的影响。首先规定验证条件,

设其输入的 LFM 信号特征如下:载频 f_0 为 4 GHz,调制系数 K 为 20 MHz/ μ s,信号幅度 A 为 2 V,脉冲宽度 τ 为 10 μ s;为便于分析不考虑 LFM 信号脉冲的 TOA。

3.1 MPD 输出

受外部环境、各通道幅相不一致、器件的热噪声等多种因素的影响,改进 IFM 系统中各 MPD 的 U_1 、 U_Q 输出不会是平滑的曲线,考虑到实际情况,仿真中对 U_1 、 U_Q 加入随机噪声,并假设信号噪声比 SNR 为 10 dB. 题设条件下改进 IFM 系统各 MPD 的 U_1 、 U_Q 通道输出如图 4 所示。

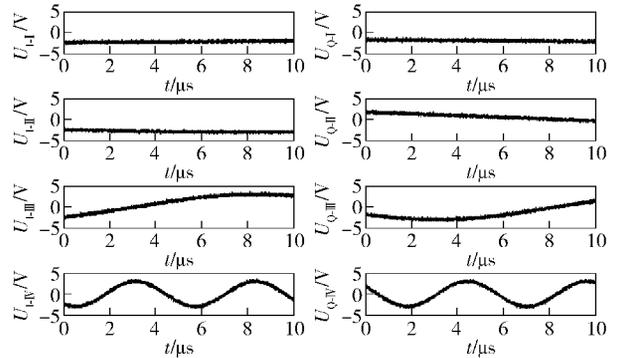


图 4 4 组 U_1 、 U_Q 通道输出值

Fig. 4 Output values of quad U_1 and U_Q channels

3.2 ADC 采样输出

然后,改进 IFM 系统在 LFM 信号检波包络整形脉冲的指示下,其 ADC 对其 4 组 MPD 的 U_1 、 U_Q 通道输出进行连续采样量化。设 ADC 采样率为 10 MHz,量化位数为 5,对于实验 LFM 脉冲可得到 100 个采样值,如图 5 所示。

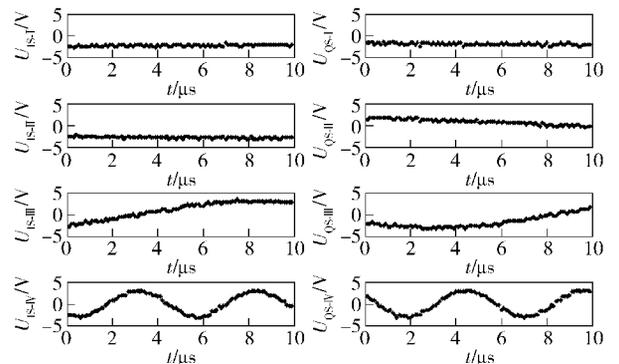


图 5 4 组 U_1 、 U_Q 通道采样值

Fig. 5 Sampling values of quad U_1 and U_Q channels

3.3 频率模糊修正

依据图 5 和(3)式,连续计算 LFM 信号的采样频率值如图 6(a)所示。应用 2.2 节中解模糊算法

消除反正切模糊和频率模糊,如图 6(b)所示。

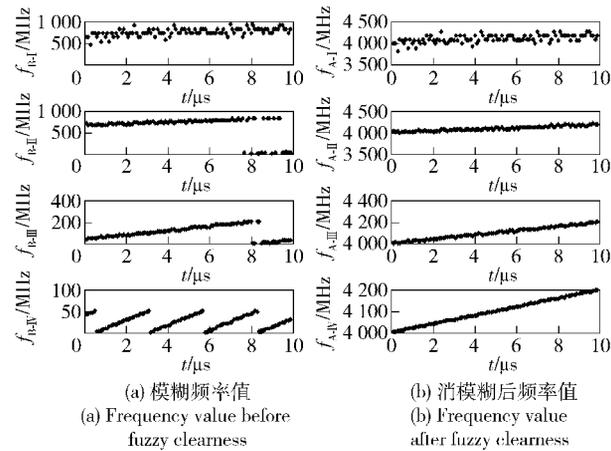


图 6 消模糊之前和之后频率值

Fig. 6 Frequency values after and before fuzzy clearness

3.4 线性回归去噪

模糊修正后 IV 支路输出精度较高的 100 个离散频率值。用线性回归^[15]算法对这些离散频率值做平滑去噪处理,可得图 7 所示斜线。

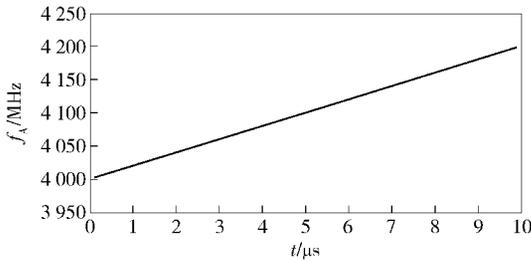


图 7 平滑去噪后的频率值

Fig. 7 Frequency values after noise smoothing

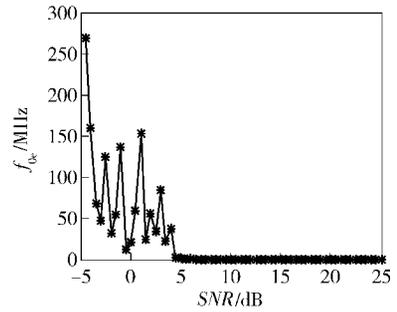
其中载频估计值 \hat{f}_0 为 4 001.1 MHz, 调频斜率估计值 \hat{K} 为 19.87 MHz/ μs , 与题设条件是比较接近的。由 (21) 式可计算其频率分辨率 $\Delta f_{\min} = 2.1 \text{ MHz}$; 由 (24) 式得其调频斜率分辨率为 $\Delta K_{\min} = 0.21 \text{ MHz}/\mu\text{s}^2$ 。

3.5 参数估计的误差分析

改变 U_1 、 U_0 的信噪比 SNR 可得图 8 所示载频均方根误差、调频斜率均方根误差的变化情况。从图 8 可以看出,随着 SNR 的增加,估计误差逐渐减小;当 $\text{SNR} > 5 \text{ dB}$ 的情况下载频误差 $f_{0e} < 2 \text{ MHz}$, 调频斜率误差 $K_e < 0.2 \text{ MHz}/\mu\text{s}$, 满足 IFM 系统对 LFM 信号的测量要求。

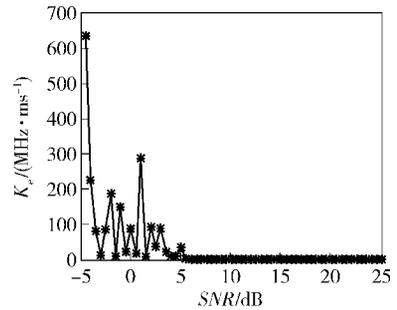
4 结论

由以上 IFM 对 LFM 信号的处理模型和仿真实



(a) 载频均方根误差

(a) RMS error of carrier frequency



(b) 调频斜率均方根误差

(b) RMS error of frequency modulation slope

图 8 误差和信噪比的关系

Fig. 8 Relationship between error and signal-noise ratio

验可以总结出改进 IFM 系统的 4 个特点:其一,改进运算量较小,因此计算速度快,便于实现;其二,能够获得 LFM 信号的频率特征,且其所得的载频和调频斜率具有一定的估计精度;其三,在一个脉冲内即可检测估计出 LFM 信号的载频和调频斜率,保留了 IFM 的实时性特点;其四,采用 ADC 代替极性量化器,并没有改变 IFM 的测量机理,因此也保留了瞬时带宽宽、动态范围大的特点。最后需要说明的是,改进 IFM 系统仍然可以检测普通雷达信号的频率特征,在这种情况下只需将普通雷达信号视为调频斜率为 0 的 LFM 信号即可。

参考文献 (References)

- [1] 王星. 航空电子对抗原理[M]. 北京:国防工业出版社, 2008: 109-115.
WANG Xing. Aeronautics electronic countermeasure principle [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2008:109-115. (in Chinese)
- [2] Merrill S. 雷达手册[M]. 南京电子技术研究所, 译. 3 版. 北京:电子工业出版社, 2010:310-311.
Merrill S. Radar handbook [M]. China Electronics Technology Group Corporation, translated. 3rd ed. Beijing: Publishing House of Electronic Industry, 2010:310-311. (in Chinese)
- [3] 胡来招. 瞬时测频[M]. 北京:国防工业出版社, 2002.

- HU Lai-zhao. Instantaneous frequency measurement [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2002. (in Chinese)
- [4] 董晖, 姜秋喜, 毕大平. 数字侦察接收机中的瞬时频率测量技术[J]. 电子对抗技术, 2005, 20(5):7-10.
- DONG Hui, JIANG Qiu-xi, BI Da-ping. The technology of measuring instant frequency in digital reconnaissance receiver [J]. Electronic Warfare Technology, 2005, 20(5):7-10. (in Chinese)
- [5] 何明浩. 雷达对抗信息处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2010:104-106.
- HE Ming-hao. Radar countermeasure information processing[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2010:104-106. (in Chinese)
- [6] East P W. Fifty years of instantaneous frequency measurement [J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2012, 6(2): 112-122.
- [7] Sandhyarani S, Kavith T. Design and implementation of DIFM algorithm in FPGA [J]. Global Journal of Advanced Engineering Technologies, 2013, 2(3):83-88.
- [8] Prasanthi P, Kumar P R, Ksingh A, et al. FPGA implementation of time frequency algorithm for intrapulse modulation recognition of RADAR signals[J]. International Journal of Emerging Trends in Engineering and Development, 2012, 7(2):571-578.
- [9] 王本庆, 李兴国. LFM 信号调频斜率的双正交 Fourier 变换分析算法[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(7): 1620-1623.
- WANG Ben-qing LI Xing-guo. Analysis algorithm to frequency rate of LFM signal based on biorthogonal Fourier transform [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009, 31(7): 1620-1623. (in Chinese)
- [10] 朱文涛, 郑纪彬, 苏涛, 等. 线性调频连续波信号的检测和参数估计[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(7):1562-1568.
- ZHU Wen-tao, ZHENG Ji-bin, SU Tao, et al. Detection and parameter estimation of linear frequency modulation continuous wave signal [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2013, 35(7):1562-1568. (in Chinese)
- [11] 朱健东, 赵拥军, 唐江. 线性调频连续波信号的周期分数阶 Fourier 变换检测与估计[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(8): 1827-1833.
- ZHU Jian-dong, ZHAO Yong-jun, TANG Jiang. Periodic FRFT based detection and estimation for LFM CW signal [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2013, 35(8): 1827-1833. (in Chinese)
- [12] 马宁, 王建新, 董宁斐. 基于正交匹配追踪的欠采样 LFM 信号参数估计[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(8): 1888-1893.
- MA Ning, WANG Jian-xin, DONG Ning-fei. Parameter estimation of sub-sampling LFM signal based on orthogonal matching pursuit [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2013, 35(8):1888-1893. (in Chinese)
- [13] 刘昊晨, 梁红. 线性调频信号参数估计和仿真研究[J]. 计算机仿真, 2011, 28(2):157-159.
- LIU Hao-chen, LIANG Hong. Estimation and simulation study of LFM signal parameters [J]. Computer Simulation, 2011, 28(2):157-159. (in Chinese)
- [14] 孙志国, 陈晶, 申丽然, 等. 基于 TSLPFT1-FFT 的线性调频信号参数估计方法[J]. 电路与系统学报, 2011, 16(5):24-29.
- SUN Zhi-guo, CHEN Jing, SHEN Li-ran, et al. Parameters estimation of linear frequency modulation signal based on TSLPFT1-FFT [J]. Journal of Circuits and Systems, 2011, 16(5):24-29. (in Chinese)
- [15] 顾基发. 运筹学[M]. 北京: 科学出版社, 2011:245-246.
- GU Ji-fa. Operation research [M]. Beijing: Science Press, 2011: 245-246. (in Chinese)