

基于数字欠采样的 SAR 转发器^{*}

王一丁¹, 李园澍²

(1. 北方工业大学, 北京 100041; 2. 中国科学院研究生院, 北京 100190)

摘要:提出了一种新型的 SAR 转发器实现方法——数字欠采样方法. 从转发器原理、频谱翻转原理、带通信号欠采样等方面论证了新方法的可行性. 根据工程应用中对频率稳定度的要求, 在不同波段和不同带宽情况下对传统的模拟混频方法和新的数字欠采样方法进行了脉冲压缩仿真实验, 并根据脉冲压缩结果的主副瓣比技术指标, 给出了最小频率稳定度要求. 仿真实验结果表明数字欠采样方法具有更大的优势.

关键词:合成孔径雷达; 编码转发器; 带通采样; 欠采样

中图分类号: TN957.3

文献标识码: A

文章编号: 1006-0707(2010)01-0104-04

合成孔径雷达(SAR)是一种全天候、全天时高分辨率微波遥感成像系统, 能够获得较高的二维分辨能力, 在军事侦察、地理遥感等方面有着广泛的应用^[1]. 合成孔径雷达的基础工作之一是 SAR 辐射定标. 为了有效提高 SAR 辐射定标的精度, 近年来基于 SAR 转发器的合成孔径雷达编码辐射定标技术成为重点研究方向之一. 因为 SAR 转发器对合成孔径雷达发射信号进行了编码处理, 所以经过 SAR 转发器后的编码信号与地物背景信号可以有效分离. 当使用与编码转发信号匹配的滤波器进行 SAR 辐射定标处理时, 背景信号就会被抑制. 对背景信号的抑制可以提高 SAR 辐射定标的精度和效率.

针对合成孔径雷达通常发射线性调频信号(LFM)的情况, 常用的编码方法是使 SAR 发射线性调频信号的调频斜率发生反转. 模拟混频方法是一种实现线性调频信号调频斜率反转的有效方法. 本文中提出了另一种数字欠采样方法实现线性调频信号调频斜率的反转, 并在进行模拟混频方法和数字欠采样方法仿真的基础上, 对它们的主要技术指标进行了重点分析与对比. 仿真实验结果表明数字欠采样方法具有更大的优势.

1 SAR 转发器的特点

SAR 转发器在合成孔径雷达辐射定标中扮演了十分重要的角色. 目前有 2 种编码转发器: 一种使用方位调制技术, 在编码转发器中利用伪噪声编码序列对接收到的 SAR 发射信号在脉冲到脉冲之间进行相位调制; 另一种利用频谱翻转技术, 使 SAR 发射线性调频信号的调频斜率在转发

器中发生反转. 当经过编码的转发信号用于 SAR 辐射定标时, 编码转发器的信号就可以很清晰地从背景信号中分离出来^[2].

通常, SAR 接收到的背景信号可以表示成为

$$v_b(s_i, t) = \exp\left(-\frac{j4\pi R(s_i)}{\lambda}\right) \exp\left\{j\pi K\left[t - \frac{2R(s_i)}{c}\right]^2\right\},$$

$$\left|t - \frac{2R(s_i)}{c}\right| \leq \frac{T}{2} \quad (1)$$

其中: K 是线性调频信号的调频斜率; λ 是波长; T 是脉冲宽度; $R(s_i)$ 是在不同方位位置 s_i ($i = 1, 2, \dots, N$) 的雷达斜距.

经过频谱翻转的转发信号可以表示为

$$v_e(s_i, t) = \exp\left(-\frac{j4\pi R(s_i)}{\lambda}\right) \exp\left\{j\pi K_e\left[t - \frac{2R(s_i)}{c}\right]^2\right\},$$

$$\left|t - \frac{2R(s_i)}{c}\right| \leq \frac{T}{2} \quad (2)$$

其中 $K_e = -K$ 意味着线性调频信号调频斜率的反转. 比较式(1)和式(2)可知, 当使用与编码转发信号匹配的滤波器进行 SAR 辐射定标处理时, 背景信号就会被抑制.

2 基于频谱翻转的调频斜率反转

具有正调频斜率的输入线性调频信号表示为

$$s(t) = \exp(j\pi Kt^2) \quad (3)$$

输入信号的瞬时频率为

$$f_i = K \times \tau, \quad 0 < \tau < T \quad (4)$$

其中 $B = K \times T$ 是线性调频信号的带宽, 输入信号的频率由

* 收稿日期: 2009-11-19

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60772156); 国家高技术研究发展计划(863计划)资助项目(2008AAA12Z111).

作者简介: 王一丁(1967—), 男, 辽宁人, 博士, 教授, 主要从事遥感图像处理研究.

慢到快, $f_i \in [0, B]$.

如果输出线性调频信号的调频斜率发生了反转,则输出信号的瞬时频率应该由快到慢, $f_o \in [B, 0]$,即

$$f_o = B - f_i = B - K \times \tau, 0 < \tau < T \quad (5)$$

输出信号的调频斜率为

$$K_e = \frac{df_o}{d\tau} = -K \quad (6)$$

对输出信号式(5)做傅里叶变换得到

$$S_o(f) = \Gamma[s_o(t)] =$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \exp(j2\pi f_o t) \exp(-j2\pi f t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-j2\pi f_i t) \exp(j2\pi(B-f)t) dt \quad (7)$$

式(7)中,用 $-t$ 来替换 t ,可以得到

$$S_o(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \exp(j2\pi f_i t) \exp(-j2\pi(B-f)t) dt = S(B-f) \quad (8)$$

式(8)给出了输入线性调频信号频谱和输出线性调频信号频谱之间的关系,同时也证明只要能够获得输入线性调频信号的翻转频谱 $S(B-f)$,则与其相对应的输出线性调频信号将具有负调频斜率.

3 基于数字欠采样的频谱翻转

图1是传统的模拟混频方法.输入线性调频信号 $s_i(t)$ 与参考信号混频后,输出线性调频信号 $s_o(t)$ 表示为

$$s_o(t) = s_i(t) \times \cos(2\pi Bt) \quad (9)$$

输出线性调频信号的频谱为

$$S_o(f) = S(B+f) + S(B-f) \quad (10)$$

经过低通滤波后,可以获得频谱 $S(B-f)$,此时可以输出具有负调频斜率的线性调频信号为

$$s_o(t) = \Gamma^{-1}[S(B-f)] = \exp(-j\pi Kt^2) \quad (11)$$

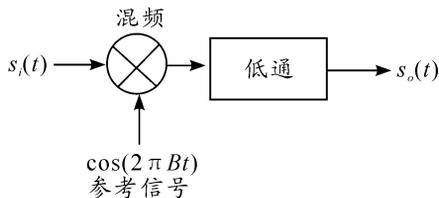


图1 模拟混频方法

虽然模拟混频方法简单、实用,但是随着 SAR 发射频率和带宽的大大提高,模拟混频方法在稳定性和精确度等方面存在不足,所以本文中提出了另外一种实现频谱翻转的数字欠采样方法.图2是数字欠采样方法. SAR 发射线性调频信号经过混频和带通滤波后,得到一个带通线性调频信号.该带通线性调频信号的频谱频率范围是 f_i 到 f_h ,带宽是 B .根据奈奎斯特采样定理,最小的采样频率 f_s 应该满足 $f_s = 2f_h$.对于欠采样理论,如果欠采样率 $F_s = 2B$,原始信号也可以被无损的恢复出来.当带通线性调频信号的带宽

满足 $B \ll f_h$ 时, F_s 必定远小于 f_s ,这种情况就被叫做欠采样^[3-5].

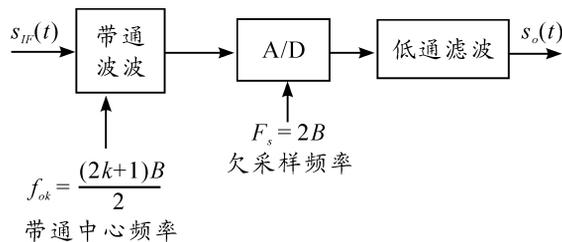


图2 数字欠采样方法

如果一个中频带通线性调频信号被 F_s 采样,它的频谱会出现在不同的频带 $[kB, (k+1)B], k=0,1,2,3, \dots$ 上,并遵循以下原则:

1) 如果 k 是奇数,中频带通信号的频谱在第 k 个频带 $[kB, (k+1)B], k=1,3,5, \dots$ 上时,在基带 $[0, B]$ 上的频谱将会翻转.

2) 如果 k 是偶数,中频带通信号的频谱在第 k 个频带 $[kB, (k+1)B], k=2,4,6, \dots$ 上时在基带 $[0, B]$ 上的频谱保持不变.

根据上面的结论,只要保证输入中频带通线性调频信号的频谱落在第 k 个奇次频带 $[kB, (k+1)B]$ 上,那么在基带 $[0, B]$ 上将得到其翻转的频谱.

转发器接收到的 SAR 发射线性调频信号为

$$s(t) = \exp(j(2\pi f_c t + \pi Kt^2)) \quad (12)$$

其中 f_c 是载频.经过混频和带通滤波之后,得到一个位于第 k 个奇次频带的中频带通线性调频信号为

$$s_{IF}(t) = \exp(j2\pi f_{0k} t) \exp(j\pi Kt^2) \quad (13)$$

其中 $f_{0k} = k \times B + B/2$ 是中频带通信号的中心频率,如图2所示.

式(13)中, $\exp(j\pi Kt^2)$ 是确定中频带通信号频谱结构的根本原因,而 $\exp(j2\pi f_{0k} t)$ 只是实现了频谱的搬移,不会影响中频带通信号的频谱结构.经过欠采样后,可以获得结构翻转的频谱 $S(B-f)$,则在基带 $[0, B]$ 上输出信号瞬时频率应为

$$f_o = B - K \times \tau, 0 < \tau < T \quad (14)$$

输出信号的调频斜率为

$$K_e = \frac{df_o}{d\tau} = -K \quad (15)$$

基带输出线性调频信号的包络应为

$$s_o(t) = \exp(-j\pi Kt^2) \quad (16)$$

比较式(11)和式(16)可以看出,数字欠采样方法与模拟混频方法都能够在基带上使输出线性调频信号的调频斜率变为 $-K$,这正是想要的结果.

4 仿真实验

为了证明本文数字欠采样方法在发射载波频率和发射信号带宽 2 方面的优点,进行了仿真实验.其中,发射信号脉冲宽度为 $T=20 \mu s$,发射载波频率分为 $f_{c1}=2 \text{ GHz}$ 和

$f_{c1} = 24$ GHz 两种情况,发射带宽分为 $B_1 = 30$ MHz 和 $B_2 = 60$ MHz 两种情况. 这样共有 4 种组合选择:高载波 + 窄带宽、高载波 + 宽带宽、低载波 + 窄带宽、低载波 + 宽带宽. 在 4 种情况下,分别进行了脉冲压缩仿真实验. 考虑到有源编码转发器在实际使用时,频率稳定度是一项关键的指标,仿真实验中加入了频率稳定度的因素,进行各种频率稳定度条件下脉冲压缩效果的性能分析.

4.1 理论验证

中频载波频率根据在数字欠采样原理当中给出的混频、滤波和采样频率,作如下设置:

$$f_{ok1} = k \times B_1 + B_1/2 = 285 \text{ MHz}, k = 9 \quad (17)$$

$$f_{ok2} = k \times B_2 + B_2/2 = 450 \text{ MHz}, k = 7$$

采样率作如下设计:

$$F_{s1} = 2B_1 = 60 \text{ MHz}, F_{s2} = 2B_2 = 120 \text{ MHz} \quad (18)$$

以发射带宽 $B_1 = 30$ MHz 的线性调频信号为例,经过混频和中频带通滤波后,再经过采样率为 $F_{s1} = 2B_1 = 60$ MHz 的欠采样之后,输入信号被从中频搬移到基带来,同时信号的调频斜率也发生了变化,实验结果见图 3 和图 4.

比较图 3 和图 4 可以看出,在经过混频、带通滤波、欠采样和低通滤波之后,线性调频信号的调频斜率由最初的正向变化(频率随时间变大)转化成了负向变化(频率随时间变小),达到了要求.

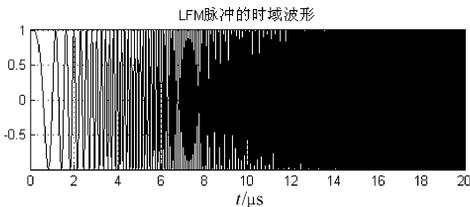


图 3 输入线性调频信号

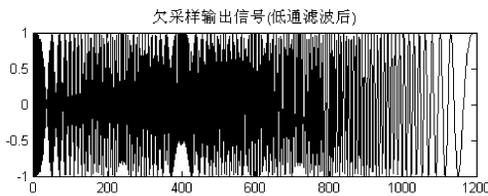


图 4 数字欠采样翻转信号

为了与数字方法进行对比,同时做了传统的模拟方法翻转信号的实验,所用信号的技术指标与数字方法完全一样,结果如图 5 所示.

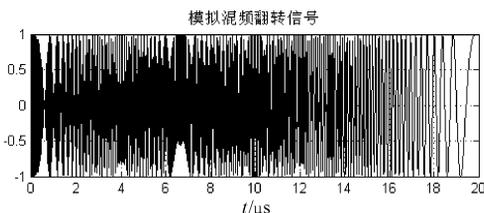


图 5 模拟方法翻转信号

从图 4 和图 5 上很难分辨模拟方法和数字方法的具体

差别. 为了比较 2 种方法的优缺点,可以对 2 种方法的输出信号进行匹配滤波(脉冲压缩),并计算脉冲压缩输出信号的各种参数,如 -4 dB 脉宽、第一旁瓣的主副瓣比和第一零点等. 通过计算这些参数的具体数值来对比 2 种方法的优劣,其结果分别如图 6 和图 7 所示.

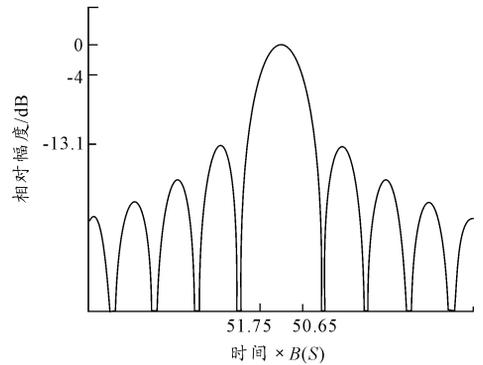


图 6 模拟方法压缩信号参数测量

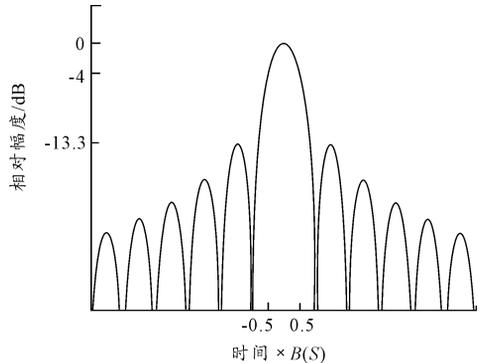


图 7 数字方法压缩信号参数测量

在 -4 dB 脉宽方面,模拟方法相对于数字方法的脉冲宽度展宽了 $\rho = \frac{1.1 - 1}{1} = 10\%$.

在第一旁瓣的主副瓣比方面,模拟方法的相对误差率为

$$\eta = \frac{-13.4 - (-13.1)}{-13.4} = 2.24\% \quad (19)$$

数字欠采样方法相对误差率为

$$\eta = \frac{-13.4 - (-13.3)}{-13.4} = 0.75\% \quad (20)$$

上述相对误差结果表明数字方法在 -4 dB 脉宽和第一旁瓣主副瓣比 2 个方面更接近理想的脉冲压缩 sinc 函数.

4.2 组合实验

针对高载波 + 窄带宽、高载波 + 宽带宽、低载波 + 窄带宽、低载波 + 宽带宽这 4 种搭配,分别进行了脉冲压缩仿真实验. 考虑到 SAR 转发器在实际使用时,频率稳定度是一项关键的技术指标,仿真实验中加入了频率稳定度的因素,进行各种频率稳定度条件下,脉冲压缩效果的性能分析. 定义峰值信杂比为无频率稳定度误差时脉冲压缩信号最大值与有频率稳定度误差时脉冲压缩信号最大值之比,

并在不同频率稳定度条件下,比较了2种方法的性能,实验结果如图8所示。

脉冲压缩处理后,在理想输出的 $\sin c$ 函数中,第一旁瓣相对于主瓣的高度为 -13dB 。当引入频率稳定度这一因素后,如果有频率稳定度误差时压缩输出信号的最大值下降到 -13dB ,则该压缩信号会淹没在理想压缩输出信号的第一旁瓣中,此时该压缩输出信号不可见,因此在各种组合情况下, -13dB 的主副瓣比标准可以用来计算各种条件下的最小频率稳定度要求。从图8的仿真结果可以看到:在小带宽 30MHz + 低载频 2GHz 情况下,数字方法和模拟方法的最小频率稳定度要求都为 10^{-6} ;在小带宽 30MHz + 高载频 24GHz 情况下,数字方法和模拟方法的最小频率稳定度要求都为 10^{-7} ;在大带宽 60MHz + 低载频 2GHz 情况下,数字方法和模拟方法的最小频率稳定度要求都为 10^{-6} ;大带宽 60MHz + 高载频 24GHz 情况下,模拟方法最小频率稳定度要求为 10^{-8} ,而数字方法的最小频率稳定度要求为 10^{-7} 。因此在大带宽 + 高载频情况下,模拟方法对于稳定度的耐受程度急剧恶化,而数字方法趋于稳定。

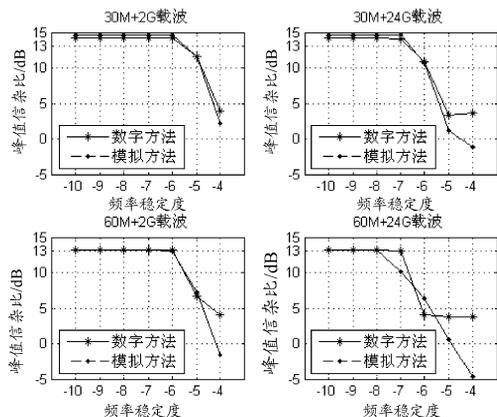


图8 4种组合峰值信杂比

通过对以上的理论验证和组合实验,可以得出这样的

结论:数字欠采样方法对于线形调频信号频谱翻转的效果要优于传统的模拟方法,特别是当发射载波频率和发射带宽进一步增大的情况下,数字方法的优势更加明显。

5 结束语

本文中提出了一种 SAR 转发器实现方法—数字欠采样方法。从转发器原理、频谱翻转原理、带通信号欠采样等方面论证了新方法的可行性。对整个过程进行仿真,同时对原有的模拟方法和新的数字方法进行了对比,证明了数字方法的优势。尤其是随着 SAR 发射载波频率和发射带宽的大大提高,模拟混频方法在稳定性和精确度等方面存在不足,而数字欠采样方法在这方面上体现出了相对于模拟方法的优势,对今后的工程应用有一定的参考意义。

参考文献:

- [1] 张明友,汪学明. 雷达系统[M]. 2版. 北京:电子工业出版社,2006;247,251-264,314,316-325.
- [2] Wang Yiding. Phase Shifter's Error of Active Coded Transponder in SAR External Radiometric Calibration [R]. IEEE Proceedings of International Geosciences and Remote Sensing Symposium. Korea; [s. n.], 2005.
- [3] Wang Yiding. Clutter Rejection Method in SAR Radiometric Calibration [J]. Journal of Remote Sensing, 2005, 9(5): 544-548.
- [4] 蒋华,王书相. 带通欠采样定理在软件无线电中的应用[J]. 西安科技大学学报,2004, 24(4): 492-495.
- [5] Wang Yiding, The maximum phase error of a reflected signal in an active coded transponder [C]//Geoscience and Remote Sensing Letters. [S. l.]: IEEE, 2006; 150-153.

水中兵器领域的主要研究热点

采用激光、光纤等新型陀螺组成的捷联惯性导航系统是鱼雷惯导的重要发展方向、鱼雷电动力推进技术向高比能动力电池和高效、低噪的电机/推进器一体化装置(IMP)发展;水雷主要的研究热点有引信智能化、远程投送、隐身性、防炸与抗灭技术;深弹技术主要向远射程、高精度、有动力制导、多用途、低成本等方向发展。

(摘自中国兵工学会编著《2008-2009 兵器科学技术学科发展报告》)