

超宽带LFM信号数字产生系统的误差分析

胡仕兵, 汪学刚, 姒强, 唐斌

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

【摘要】对线性调频(LFM)信号的三种主要数字产生方法进行分析, 提出一种基于波形存储直读法的超宽带线性调频脉冲压缩信号数字产生系统方案。探讨了系统数字基带中的幅度量化位数和采样频率、正交调制器的非理想性、倍频电路中的误差因素和中频LFM信号有时域畸变时对输出信号性能的影响, 为超宽带系统工程实现时参数选择、性能评估和性能优化提供重要的理论依据和经验参考。

关键词 误差分析; 倍频器; 脉冲压缩; 正交调制器; 超宽带线性调频信号; 波形存储直读法
中图分类号 TN957.51 **文献标识码** A

Errors Analysis of the Digital Generation System for Ultra Wide-Band LFM Signals

HU Shi-bing, WANG Xue-gang, SI Qiang, and TANG Bin

(School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

Abstract Three main digital methods for linear frequency modulated (LFM) waveform generation are compared and analyzed. On the basis of the waveform storage method, a digital generation system scheme for ultra wide-band LFM pulse compression signals is proposed in this paper. The performances of the digital system is investigated in detail including the effects of amplitude quantization bits and the sampling frequency at digital base-band, the non-idealization of the quadrature modulator, spurs involved in the frequency multiplier, and the distortion of intermediate frequency LFM signals in time domain on the performance of output signals. The results are finally proved by computer simulations and therefore provide important theoretical bases and experiential references for parameters selection, performance evaluation, and performance optimization of ultra wide-band systems.

Key words errors analysis; frequency multiplier; pulse compression; quadrature modulator; ultra wide-band linear frequency modulated signals; waveform storage method

随着数字技术的日臻成熟和超大规模集成电路技术的高速发展, 用数字方法产生超宽带雷达线性调频(linear frequency modulated, LFM)脉冲信号的技术越来越受到重视^[1-4], 成为今后的发展方向。采用数字技术产生LFM信号的方法主要有以下三种: (1) 单数位产生方法^[5], 产生频谱由一系列幅度递减的、基带的奇次谐波构成的频率调制方波, 通过特定的带通滤波器滤波得到所需的LFM信号。由于受相位误差的限制, 其产生信号的最高频率远小于时钟频率, 因此不适于宽带应用。(2) DDS方法^[5-8], 通过相位累加、幅度查表以及数模变换来生成模拟信号, 但由于采用相位截断技术, 在输出信号中引入杂散分量。当需要产生幅度加权的LFM信号或对LFM信号进行幅相补偿时, 用DDS方法会引起较大

的困难。另外, 该方法还存在成本高、购买困难等不足。(3) 波形存储直读法^[2, 9-11], 通过对存储的波形采样值进行数模变换直接生成模拟信号。该技术能产生任意波形, 与DDS方法相比具有原理简单、成本低廉、对器件依赖小、较好的幅相预失真补偿能力等优点。因此, 本文以波形存储直读法为基础, 对基于该方法的超宽带LFM信号产生系统中各种误差因素对产生信号性能的影响进行研究, 为超宽带LFM脉冲信号产生系统的工程实现、参数选择、性能评估和性能优化提供重要的理论基础。

1 超宽带LFM信号数字产生系统原理

幅度归一化的LFM脉冲信号为:

$$f(t) = \cos(2\pi f_0 t + \pi K t^2) = i(t) \cos(2\pi f_0 t) -$$

$$q(t)\sin(2\pi f_0 t) \quad t \in [-T/2, T/2] \quad (1)$$

式中 f_0 为中心频率; $K = B/T$ 为调频斜率, B 为信号带宽; T 为脉冲宽度; $i(t) = \cos(\pi Kt^2)$ 为LFM同相基带信号; $q(t) = \sin(\pi Kt^2)$ 为正交基带信号。

受数字器件速度的限制, 一般均无法直接产生绝对带宽很大的超宽带LFM信号。可以采用正交调制技术和倍频技术, 先用波形存储直读法产生LFM基带信号的同相分量 $i(t)$ 和正交分量 $q(t)$; 然后由正

交调制器完成两路正交信号的矢量合成, 将带宽为 $[-B/2, B/2]$ 的零中频信号搬移至载频 f_0 , 变成频带为 $[f_0 - B/2, f_0 + B/2]$ 的中频信号; 进而通过 M 次倍频、滤波和放大实现信号频谱的扩展和功率放大, 输出中心频率为 Mf_0 、带宽为 MB 的超宽带LFM信号。采用上述思想设计出的超宽带LFM信号数字产生系统结构如图1所示, 系统主要包括基带数字产生、正交调制器和倍频电路三部分。

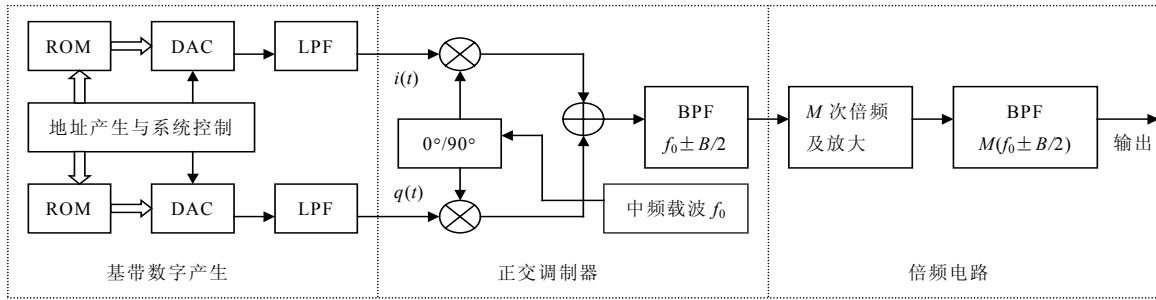


图1 基于波形存储直读法的超宽带LFM信号产生系统的原理框图

2 幅度量化位数和采样频率对信号性能影响分析

I、Q两路基带信号是通过波形存储直读法产生的, 故幅度量化位数和采样频率的选取会对输出信号性能产生影响。量化误差可看成是在区间 $[-2^{-D}/2, 2^{-D}/2]$ 内近似均匀分布的随机量 (D 为幅度量化位数), 其引起的量化噪声为均匀分布在 $[-f_c/2, f_c/2]$ 之间的平均功率为 $Q^2/12$ 的带限白噪声 (f_c 和 Q 分别为采样频率和量化电平)。在满足采样定理的基础上对信号进行过采样, 有利于信噪比的提高。设 f_{max} 为产生基带信号的最高频率, $f_N = 2f_{max}$ 为Nyquist采样频率, 采样率提高 $L = f_c/f_N$ 倍后, 使量化噪声功率谱密度减小 L 倍, 用统计方法得到的信噪比为:

$$SNR_{dB} = 20 \lg \left(\frac{2^{D-1} Q}{\sqrt{2}} / \frac{Q}{\sqrt{12L}} \right) = 6.02D + 1.76 + 10 \lg L \quad (2)$$

量化位数每增加一位, 可获得6.02 dB信噪比改善; 采样率提高 L 倍, 可获得 $10 \lg L$ 的信噪比改善或等效于量化位数增加 $0.5 \log_2 L$ 位。当 D 和 L 分别为12和4时, 输出信噪比为80.02 dB。

3 正交调制器非理想因素误差分析

正交调制器利用I、Q两路基带信号相位的正交性, 使两者功率在中频位置处得以叠加。设I、Q两

路相对幅度为 G , 相差为 ϕ , 直流偏置差异为 D , 并设两路不平衡由I路信号造成, 则I、Q两路输入信号为 $i'(t) = G \cos(\pi Kt^2 + \phi) + D$, $q'(t) = \sin(\pi Kt^2)$ 。正交调制后的输出信号为:

$$s_{om}(t) = [G \cos(\pi Kt^2 + \phi) + D] \cos(2\pi f_0 t) - \sin(\pi Kt^2) \sin(2\pi f_0 t) = 0.5[G \cos(2\pi f_0 t + \pi Kt^2 + \phi) + \cos(2\pi f_0 t - \pi Kt^2)] + D \cos(2\pi f_0 t) + 0.5[G \cos(2\pi f_0 t - \pi Kt^2 - \phi) - \cos(2\pi f_0 t + \pi Kt^2)] \quad (3)$$

式中 第二项和第三项分别为由两路直流偏差造成的载漏和由正交两路幅相不平衡造成的镜像分量。图2所示为镜像和载漏分量幅度均为-20 dB时, 中频LFM信号频谱的仿真结果(本文所有的计算机模拟参数为 $T=20 \mu s$, $B=125 \text{ MHz}$, $f_0=300 \text{ MHz}$, 加权函数为Hamming窗)。镜像干扰对信号频谱的影响表现为带内出现粗糙起伏, 载漏则是出现位于频谱中央的单根谱线。图3所示为有镜像和载漏干扰时中频LFM信号进行匹配滤波后, 脉压性能的仿真曲线 (p_1 、 p_2 和 p_3 分别为镜像加载漏、只有载漏和只有镜像)。理想情况下主副比为42.656 dB, 加权后的脉压主副比随干扰强度加大出现明显的下降, 载漏的影响略大于镜像分量的影响。总体上镜像和载漏分量经匹配滤波后趋于发散, 幅度很小, 主要形成噪声基底, 因而对信号脉压性能的影响较小。当镜像和载漏的相对幅度小于-26 dB时, 就能保证主副比大于40 dB。

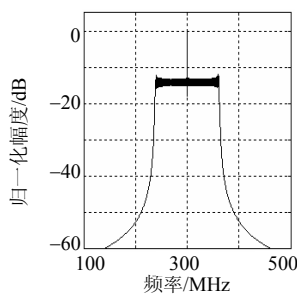


图2 载漏和镜像对LFM信号频谱的影响

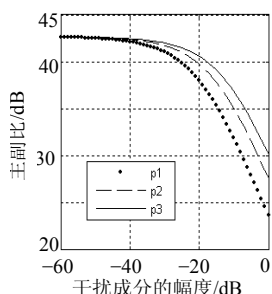


图3 镜像和载漏对信号脉压性能的影响

4 倍频部分误差分析

存在镜像和载漏的正交调制器输出为:

$$s_{om}(t) = \sin(\omega_0 t + \mu t^2) + \alpha \sin(\omega_0 t - \mu t^2) + \beta \sin(\omega_0 t) \quad t \in [-T/2, T/2] \quad (4)$$

式中 α 、 β 分别为镜像和载漏相对于主信号的幅度; $\omega_0 = 2\pi f_0$ 为中频载波; $\mu = \pi B/T$ 。可将式(4)整理为:

$$s_{om}(t) = A \sin(\omega_0 t + \varphi - \theta) \quad (5)$$

式中 $A = \sqrt{1 + \alpha^2 + \beta^2 + 2\alpha \cos 2\varphi + 2\beta(1 + \alpha) \cos \varphi}$;

$$\theta = \text{tg}^{-1} \left(\frac{\alpha \sin 2\varphi + \beta \sin \varphi}{1 + \alpha \sin 2\varphi + \beta \sin \varphi} \right); \quad \varphi = \mu t^2。当 \alpha、\beta 很$$

小时, $A \approx 1$, $\theta \approx \alpha \sin 2\varphi + \beta \sin \varphi$ 。在 $M\theta$ 很小时, M 次倍频后的输出信号为:

$$s_M(t) = \sin M(\omega_0 t + \varphi - \theta) = \text{Im}[e^{jM(\omega_0 t + \varphi)} e^{-jM\theta}] = \text{Im}[e^{jM(\omega_0 t + \varphi)} (1 - jM\theta)] = \sin M(\omega_0 t + \varphi) + 0.5\alpha M \{ \sin[M\omega_0 t + (M+2)\varphi] - \sin[M\omega_0 t + (M-2)\varphi] \} + 0.5\beta M \{ \sin[M\omega_0 t + (M+1)\varphi] - \sin[M\omega_0 t + (M-1)\varphi] \} \quad (6)$$

正交调制器的镜像和载漏分量因倍频带来相应的杂散分量分别为 $M\omega_0 t + (M \pm 2)\varphi$ 和 $M\omega_0 t + (M \pm 1)\varphi$, 这些位于工作带宽内的杂散分量会严重影响信号的频谱。图4所示为同时存在幅度为-20 dB 镜像和载漏的中频LFM信号四倍频后频谱的仿真结果。与图2相比, 载漏和镜像对倍频后信号频谱的影响得到了倍增, 使倍频输出信号的频谱质量严重劣化。由于倍频后输出信号中包含有镜像和载漏分量引起的四个主要杂散分量, 它们具有与所需信号不同的调频斜率, 因而通过相应于信号的匹配滤波器后将产生严重影响。图5所示为不同幅度的镜像和载漏分量经四倍频后, 对信号加权脉压主副比影响的仿真曲线。由图可知, 若使脉压主副比大于40 dB, 必须要求正交调制器的镜像和载漏抑制小于-38 dB。

另外, 倍频器输入信号中的相位噪声和单频杂散信号经倍频会导致信噪比和信杂比劣化, 经 M 次倍频, 信噪比和信杂比都将损失 $20 \lg M$ dB^[2]。故采用倍频方式实现信号频谱扩展时, 为了获得较大的输出信噪比和信杂比, 应尽量减少倍频次数 M 。

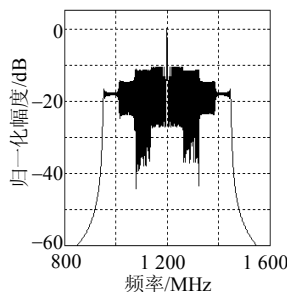


图4 有镜像和载漏的信号四倍频频谱

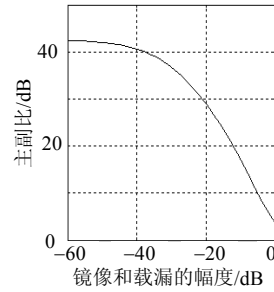


图5 有镜像和载漏四倍频后信号脉压性能

5 LFM信号通过系统时域畸变分析

LFM信号经过系统各组成部份(如功率放大器、阻抗匹配网络、滤波器等)时, 不可避免地会伴随各种畸变, 在时域上有波形幅度调制和相位调制畸变。本文采用时域调制模型分析上述现象对匹配滤波脉冲压缩性能的影响, 存在幅度和相位波动时矩形包络LFM信号为:

$$s_e(t) = [a_0 + a_1 \cos(2\pi f_m t)] e^{j[2\pi(f_0 t + 1/2 K t^2) + b_1 \sin(2\pi f_p t + \theta_0)]} \quad t \in [-T/2, T/2] \quad (7)$$

式中 a_1 、 b_1 分别为幅度调制和相位调制的幅度; f_m 、 f_p 分别为幅度调制和相位调制的频率; θ_0 为相位调制的任意相位调节参量。设理想信号 $s(t) = \exp[j2\pi(f_0 t + 0.5 K t^2)]$ 经匹配滤波器后的输出信号为 $s_0(t)$, 当式(7)信号通过匹配滤波器, 且当 $b_1 < 0.5$ rad 时输出为:

$$s'_0(t) = a_0 s_0(t) + \frac{a_1}{2} \left[s_0 \left(t + \frac{f_m}{K} \right) e^{j\pi f_m \left(t - \frac{2f_0}{K} \right)} + s_0 \left(t - \frac{f_m}{K} \right) e^{-j\pi f_m \left(t - \frac{2f_0}{K} \right)} \right] + \frac{a_0 b_1}{2} \left\{ s_0 \left(t + \frac{f_p}{K} \right) e^{j[\pi f_p \left(t - \frac{2f_0}{K} \right) + \theta_0]} - s_0 \left(t - \frac{f_p}{K} \right) e^{-j[\pi f_p \left(t - \frac{2f_0}{K} \right) + \theta_0]} \right\} \quad (8)$$

输出信号中除了有用的第一项主波形外, 还有两对成对回波: 第二项为仅有幅度调制时产生的成对回波, 幅度和主波幅度之比为 $a_1/(2a_0)$, 离主波形间隔为 $\pm f_m/K$; 第三项为仅有相位调制时产生的成

对回波, 幅度为主波幅度的 $\pm b_1/2$ 倍, 出现时刻距主波为 $\pm f_p/K$ 。图6和图7所示分别为存在时域畸变时, 中频LFM信号频谱和经匹配滤波器后的加权脉压波形, 所用参数为 $a_0=1$ 、 $a_1=0.3$ 、 $b_1=3^\circ$ 、 $f_m=6$ MHz、 $f_p=12$ MHz、 $\theta_0=0$ 。此时波形幅度波动和相位波动的脉内起伏周期数分别为120和240, 由于信号时域的脉内起伏, 导致信号频谱在带内也出现周期性起伏。在脉压波形中, 离主波形最近的一对回波由波形幅度调制产生, 次近的一对回波由波形相位调制产生, 其余幅度小于-40 dB的成对回波便是因波形幅度调制和相位调制互相影响而产生的。因此, 为了使系统输出信号有较好的性能, 应尽可能减小信号的幅度调制和相位调制的幅度和频率。

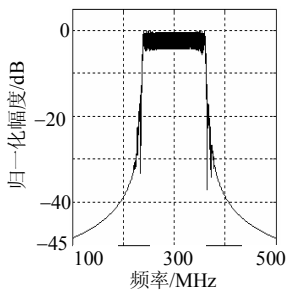


图6 有时域畸变时 LFM信号频谱

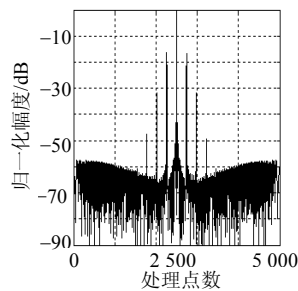


图7 有时域畸变时LFM 信号脉压波形

6 结 论

超宽带LFM脉冲压缩信号数字产生方法是现代雷达技术的主要研究内容之一。本文在对LFM信号的三种主要数字产生方法进行比较分析的基础上, 提出了一种基于波形存储直读法的超宽带LFM信号数字产生系统, 对影响系统产生信号质量的数字基带部分、正交调制器、倍频链电路以及中频信号时域失真等关键环节的各种误差因素进行分析和计算机仿真, 不仅对研究超宽带雷达大时带积信号源具

有重要意义, 对传输系统时域畸变的分析对于超宽带雷达、通信接收机的研制也同样具有借鉴作用。

参 考 文 献

- [1] SI Qiang, LI Yan-zhong, XIANG Jing-cheng. Design and implementation of an ultra-wide band pulse compression signal generation system[C]//IEEE International Radar Conference. [S.l.]: IEEE, 2001: 533-537.
- [2] 李衍忠. 超宽带脉压雷达信号产生系统研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2000.
- [3] YUE Yan-sheng, LONG Teng. An ultra-wide band orthogonal digital signal generator[C]//WCCC-ICSP 2000. Beijing: [s.n.], 2000: 2086-2090.
- [4] 中航雷达与电子设备研究院. 雷达系统[M]. 北京: 国防工业出版社, 2005.
- [5] GRIFFITHS H D, BRADFORD W J. Digital generation of high time-bandwidth product linear fm waveforms for radar altimeters[J]. Radar and Signal Processing, IEE Proceedings F, 1992, 139(2): 160-169.
- [6] DURRANT R J, PARKES S M. The implementation of high time bandwidth chirp pulses using digital techniques[C]// IEE Colloquium on High Time-Bandwidth Product Waveforms in Radar and Sonar. London, UK: IEE, 1991: 1-6.
- [7] BORGARELLI L, CORTESINI R. Digital chirp generator suits space applications[J]. Microwaves & RF, 1993, 32(6): 83-90.
- [8] 费元春, 苏广川, 米 红, 等. 宽带雷达信号产生技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2002.
- [9] 祝明波, 常文革, 梁甸农. 线性调频基带数字产生的关键技术研究[J]. 国防科技大学学报, 1999, 21(2): 62-66.
- [10] WHITE R M, CANTRELL B H, MCCONNELL J P, et al. Delta-sigma waveform generation for digital radars[C]// Proceedings of the IEEE Radar Conference. New York, USA: IEEE, 2004: 154-156.
- [11] ZHANG Xin-jun, JIANG Xin, SONG Wen-tao, et al. A novel direct waveform synthesis technique with carrier frequency programmable[C]//IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Orlando, USA: IEEE, 2002: 150-154.

编辑 黄 莘