

I/Q通道相位不一致对LFM脉压性能的影响

朱彬¹, 刘爱华², 吴成宾¹

(1. 成都大学信息网络中心 成都 610106; 2. 成都理工大学通信所 成都 610059)

【摘要】 推导了存I/Q通道相位误差的情况下的LFM脉冲压缩输出信号的表达式, 定量分析了I/Q通道相位不一致性对LFM脉冲压缩性能的影响, 为雷达接收机系统设计中I/Q通道相位误差的控制提供了理论的参考依据。理论分析和计算机仿真表明, 在采用加窗方式抑制脉冲压缩输出旁瓣的情况下, I/Q通道的相位误差会脉冲压缩输出的主副比性能产生严重影响。

关键词 I/Q通道; 线性调频; 相位; 脉冲压缩
中图分类号 TN957.51 **文献标识码** A

Influence of Disagreement between I/Q Phases on the Performance of LFM Pulse Compression

ZHU Bin¹, LIU Ai-hua², WU Chen-bin¹

(1. Center of Network & Information, Chengdu University Chengdu 610106;
2. Communication Institute, Chengdu University of Science and Technology Chengdu 610059)

Abstract This paper presents an expression of pulse compressed Linear Frequency Modulation (LFM) signal with I/Q phase error. The influence of the error on the performance of LFM digital pulse compression is analyzed in detail, a theoretical reference for controlling I/Q phase error in radar receiver designing is provided. The theoretical analysis and the simulating result show that the I/Q phase error will badly influence on the ratio between mainlobe and sidelobe of LFM digital pulse compression with window function for restraining the sidelobe.

Key words I/Q channel; linear frequency modulation; phase; pulse compression

线性调频(Linear Frequency Modulation, LFM)脉冲雷达系统中, 脉冲压缩是解决最大作用距离和距离分辨力之间矛盾的经典方法。数字脉冲压缩技术以其灵活性、高性能和低成本获得了极大的应用。为了降低采样率, 并保留回波的相位信息以便于后续的相干积累和杂波抑制, 通常将回波信号进行正交解调, 分别获得I/Q基带信号, 然后对其分别进行A/D采样, 获得的数字信号提供给数字脉冲压缩系统。在此过程中, 尽管对T/R组件和前面的变频处理引入的幅相误差可以进行校准^[1-2], 然而, 在正交解调时, 由于本地相干振荡器的不稳定性, 以及在A/D转换时, 由于I/Q两个通道A/D采样时钟的不完全同步, 仍将引入I/Q两个通道的相位不一致性。这种不一致性影响数字脉压的性能^[3]。文献[4-5]对这种影响进行定性的分析和仿真验证, 但未给出完整的定量分析。为此, 本文对I/Q两个通道相位不一致性对数字脉压性能的影响进行了定量分析, 推导出了它们之间的关系式, 为数字脉压雷达接收机的设计提

供理论依据。

1 I/Q通道相位不一致时的脉冲压缩输出信号

设发射的线性调频矩形脉冲信号为:

$$s_i(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \cos\left[2\pi(f_0 t + Kt^2/2) + \varphi_0\right] \quad (1)$$

式中 K 为调频斜率; f_0 为载频; T 为脉冲宽度; φ_0 为初始相位。若假设距离雷达 R 处有一目标, 因为只考虑脉冲压缩的性能, 故对其多普勒频率不予考虑, 则该目标回波为:

$$s_r(t) = \text{rect}\left(\frac{t-t_0}{T}\right) \times \cos[2\pi(f_0(t-t_0) + K(t-t_0)^2/2) + \varphi_0 + \Delta\varphi] \quad (2)$$

式中 $t_0 = 2R/c$; $\Delta\varphi$ 为目标后向散射所引起的信号相位的改变。为了讨论的方便, 设置初始相位 φ_0 , 使其满足 $-2\pi f_0 t_0 + \varphi_0 + \Delta\varphi = 0$, 故式(2)简化为:

$$s_r(t) = \text{rect}\left(\frac{t-t_0}{T}\right) \times \cos[2\pi(f_0 t + K(t-t_0)^2/2)] \quad (3)$$

若计入正交解调及两通道A/D采样时钟不完全同步所引入的相位误差 φ_e , 则等效的A/D转换前的信号为:

$$s_i(t) = \text{rect}\left(\frac{t-t_0}{T}\right) \times \{\cos[\pi K(t-t_0)^2] + j\sin[\pi K(t-t_0)^2 + \varphi_e]\} \quad (4)$$

脉冲压缩匹配滤波器的单位脉冲响应为^[6]:

$$h_1(t) = \text{rect}\left(\frac{t-t_0}{T}\right) \exp(-j\pi K t^2) \quad (5)$$

为了求解脉冲压缩匹配滤波器的输出, 先对 $s_i(t)$ 作如下处理:

$$s_i(t) = \text{rect}\left(\frac{t-t_0}{T}\right) \left\{ \frac{1+e^{j\varphi_e}}{2} \exp[j\pi K(t-t_0)^2] + \frac{1-e^{-j\varphi_e}}{2} \exp[-j\pi K(t-t_0)^2] \right\} \quad (6)$$

令:

$$A_1 = \frac{1+e^{j\varphi_e}}{2}, A_2 = \frac{1-e^{-j\varphi_e}}{2} \quad (7)$$

$$u_i(t) = \text{rect}\left(\frac{t-t_0}{T}\right) \exp[j\pi K(t-t_0)^2] \quad (8)$$

则式(6)可表示为:

$$s_i(t) = A_1 u_i(t) + A_2 u_i^*(t) \quad (9)$$

式中 $*$ 表示复共轭。则脉冲压缩的输出信号为:

$$s_o(t) = A_1 u_o(t) + A_2 u_o'(t) \quad (10)$$

式中 $u_o(t)$ 与 $u_o'(t)$ 分别为 $u_i(t)$ 和 $u_i^*(t)$ 通过脉冲压缩匹配滤波器的输出信号。从式(5)可以看出, 该滤波器与 $u_i(t)$ 完全匹配, 因此有:

$$u_o(t) = \begin{cases} \left| \frac{\sin[\pi K(t-t_0)(T-|t-t_0|)]}{\pi K(t-t_0)} \right| & |t-t_0| < T \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (11)$$

而 $u_i^*(t)$ 与脉压滤波器不匹配, 可以推出 $u_o'(t)$ 表达式为:

$$u_o'(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{K}} [c(U) - js(U)] \times \exp\left[-j\frac{1}{2}\pi K(t-t_0)^2\right] & |t-t_0| < T \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (12)$$

式中 $U = \sqrt{K}(T-|t-t_0|)$; $K = B/T$; $c(U)$ 和 $s(U)$ 分别为余弦和正弦菲涅尔(Fresnel)积分^[7]。

2 脉冲压缩输出信号分析

由式(10)可见, I/Q通道相位不一致时, 脉冲压缩的输出结果为理想脉压输出分量 $u_o(t)$ 和误差分量 $u_o'(t)$ 之和。误差分量 $u_o'(t)$ 与理想脉压输出分量 $u_o(t)$ 的幅度之比为:

$$\left| \frac{A_2}{A_1} \frac{u_o'(t)}{u_o(t)} \right| = \left| \frac{A_2}{A_1} \frac{\pi\sqrt{K}(t-t_0)\sqrt{c^2(U)+s^2(U)}}{\sin[\pi K(t-t_0)(T-|t-t_0|)]} \right| \quad (13)$$

由式(7), 有 $|A_2/A_1| = |\tan(\varphi_e/2)|$, 另外, 由于时宽带宽积 $D = BT$, 因此, 式(13)可写成:

$$\left| \frac{A_2}{A_1} \frac{u_o'(t)}{u_o(t)} \right| = \left| \tan\left(\frac{\varphi_e}{2}\right) \frac{\pi\sqrt{D}\left(\frac{t-t_0}{T}\right)\sqrt{c^2(U)+s^2(U)}}{\sin\left[\pi D\left(\frac{t-t_0}{T}\right)\left(1-\frac{|t-t_0|}{T}\right)\right]} \right| \quad (14)$$

将脉冲压缩输出分为主瓣和副瓣区域进行分别讨论。

(1) 主瓣区域:

由式(14), 当 $t=t_0$ 时, 有:

$$\left| \frac{A_2}{A_1} \frac{u_o'(t)}{u_o(t)} \right| = \left| \tan\left(\frac{\varphi_e}{2}\right) \frac{\sqrt{c^2(\sqrt{D})+s^2(\sqrt{D})}}{\sqrt{D}} \right| \quad (15)$$

因为 $\lim_{U \rightarrow \infty} c(U) = \lim_{U \rightarrow \infty} s(U) = 0.5$, 一般应用场合中时带积 D 较大($D > 100$), $\sqrt{c^2(\sqrt{D})+s^2(\sqrt{D})} \approx \sqrt{0.5}$, 故式(15)变为:

$$\left| \frac{A_2}{A_1} \frac{u_o'(t_0)}{u_o(t_0)} \right| = \left| \tan\left(\frac{\varphi_e}{2}\right) \frac{1}{\sqrt{2D}} \right| \quad (16)$$

当 $\varphi_e \ll \pi/2$ 时, $|\tan(\varphi_e/2)| \ll 1$, 有:

$$\left| \frac{A_2}{A_1} \frac{u_o'(t_0)}{u_o(t_0)} \right| \ll \frac{1}{\sqrt{2D}} \quad (17)$$

从式(17)可以看出, 在 $t=t_0$ 时, $u_o'(t)$ 分量的幅度与 $u_o(t_0)$ 分量的幅度相比非常小, 故输出电压 $s_o(t)$ 与理想脉压输出 $A_1 u_o(t)$ 非常接近。而距离主瓣的-4 dB分辨单元区域为 $|t-t_0| < 1/2B = T/2D \ll T$, 因此, $u_o'(t_0)$ 分量变化不大, 故上面的结论仍然成立。即主瓣分辨单元区域, 输出电压 $s_o(t)$ 接近于理想脉压输出电压 $A_1 u_o(t)$ 。因此, 在 $\varphi_e \ll \pi/2$ 的一般情况下, I/Q两通道的相位误差 $|\varphi_e|$ 对脉压输出的分辨

单元宽度影响不大。

(2) 副瓣区域

在副瓣区域, 主要考虑最大的副瓣电平位置 $u'_o(t)$ 与 $u_o(t)$ 两个分量的幅度之比。设最大的副瓣电平的时刻为 $t=t_1$, 并设理想脉压输出主瓣和最大副瓣幅度之比为 δ_1 (频域窗函数), 则有:

$$\frac{A_2 u'_o(t_1)}{A_1 u_o(t_1)} = \left| \tan\left(\frac{\varphi_e}{2}\right) \right| \frac{u'_o(t_1)}{u_o(t_1)} = \delta_1 \left| \tan\left(\frac{\varphi_e}{2}\right) \right| \frac{u'_o(t_1)}{u_o(t_0)} \quad (18)$$

由于最大副瓣通常为最靠近主瓣的第一副瓣或者邻近主瓣的其他副瓣, 且余弦和正弦菲涅尔积分的平方和在 $t=t_0$ 附近较宽的范围 ($|t-t_0| < T/2$) 内接近于常数, 故有 $u'_o(t_1) \approx u'_o(t_0)$, 将其代入式(18)可得:

$$\frac{A_2 u'_o(t_1)}{A_1 u_o(t_1)} = \delta_1 \left| \tan\left(\frac{\varphi_e}{2}\right) \right| \frac{u'_o(t_0)}{u_o(t_0)} = \delta_1 \left| \tan\left(\frac{\varphi_e}{2}\right) \right| \frac{1}{\sqrt{2D}} \quad (19)$$

当 φ_e 较小时, $\left| \tan\left(\frac{\varphi_e}{2}\right) \right| \approx \frac{|\varphi_e|}{2}$, 式(19)可近似为:

$$\frac{A_2 u'_o(t_1)}{A_1 u_o(t_1)} \approx \frac{\delta_1 |\varphi_e|}{2\sqrt{2D}} \quad (20)$$

式(19)表明, 在理想脉压输出的最大副瓣位置, $u'_o(t)$ 与 $u_o(t)$ 两个分量的幅度之比取决于理想脉压的主副比 δ_1 、I/Q两通道的相位误差 $|\varphi_e|$ 、以及LFM信号的时带积 D 。

下面分三种情况讨论脉压输出信号的主副比:

(1) 当 $|\tan(\varphi_e/2)| \ll \sqrt{2D}/\delta_1$ 时, $u'_o(t)$ 分量的幅度远低于 $u_o(t)$ 分量副瓣的幅度, 此时, 脉压输出的副瓣的幅度与理想脉压输出的副瓣的幅度接近, 因此, 脉压输出的主副比接近于理想脉压的结果 δ_1 。

(2) 当 $|\tan(\varphi_e/2)| \approx \sqrt{2D}/\delta_1$ 时, $u'_o(t)$ 分量的幅度接近于 $u_o(t)$ 分量副瓣的幅度, 此时, 脉压输出的副瓣的幅度由 $u'_o(t)$ 分量与 $u_o(t)$ 分量的干涉结果共同确定, 因此, 脉压输出的副瓣幅度依干涉结果而将出现起伏, 故脉压输出的主副比也将出现起伏。

(3) 当 $|\tan(\varphi_e/2)| \gg \sqrt{2D}/\delta_1$ 时, $u'_o(t)$ 分量的幅度远大于 $u_o(t)$ 分量副瓣的幅度, 此时, 脉压输出的副瓣的幅度主要取决于 $u'_o(t)$ 分量的幅度。为了获得高的主副比, 脉冲压缩一般都采用加窗处理。加窗除了会带来少量的 $u_o(t)$ 的信噪比损失外, 同时将使

$u_o(t)$ 的能量降低。对于 $u'_o(t)$, 尽管频域加窗也会对其造成能量损失, 但由于其 $u'_o(t)$ 的时间能量分布在 $|t-t_0| < T/2$ 的范围内接近于均匀分布, 故在归一化频域加窗后 $u'_o(t)$ 在最大值 $t=t_0$ 附近的幅度基本不变。因此这种情况下脉冲压缩输出的主副比就会降低。为了验证这一影响, 设定雷达参数为 $B=20$ MHz, $T=20$ μ s; 采样频率 $f_s=51.2$ MHz; 窗函数为Taylor窗。 $\varphi_e=0^\circ$ 、 $\varphi_e=60^\circ$ 时的仿真结果如图1~图2所示。

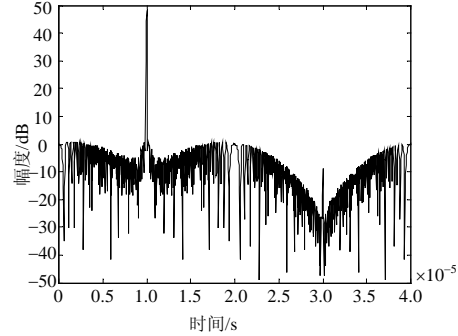


图1 Taylor窗加权后的脉压输出($\varphi_e=0^\circ$)

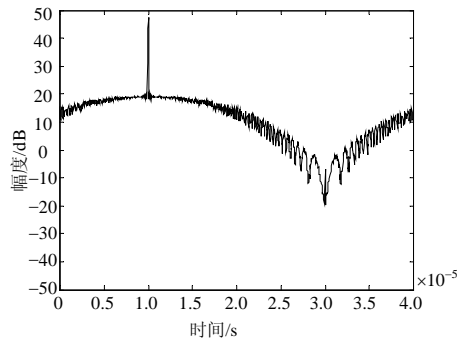


图2 Taylor窗加权后的脉压输出($\varphi_e=60^\circ$)

对比图1、图2可以看出: 采用高性能频域窗函数时, 必须对I/Q两通道的相位一致性作充分校准, 才能获得理想的高主副比。

3 结论

上述的推导和仿真表明: 当采用低副瓣频域窗函数时, I/Q通道间较大的相位误差会对LFM雷达的脉冲压缩主副比性能产生严重影响。此时, 脉压输出的主副比由时带积、相位误差及加窗能量损失共同决定。因此, 在雷达接收机的系统设计时, 应根据系统的要求, 将I/Q通道的相位不一致性严格控制 在系统允许的范围内。

(下转第702页)

越的高维超混沌序列降维算法的设计是今后进一步研究的重点。

通过对语音扩频调制进行的电路实验仿真,验证了设计思路的有效性和正确性,为超混沌随机序列的硬件电路设计和数字语音保密传输的研究开辟了一条新思路。

参考文献

- [1] DE G R, GIANNETTI F, LUISE M. Signal synchronization for direct-sequence code-division multiple access radio modems[J]. European Transactions on Telecommunications, 1998, 9(1): 73-89.
- [2] SANMUGANATHAN M S. Image-video compression, encryption and information hiding[D]. New York: State University of New York, 2001.
- [3] JAKIMOSK G, KOCAREV L. Chaos and cryptography: block encryption ciphers based on chaotic maps[J]. IEEE, 2001: 48(2): 163-169.
- [4] 李雄军, 彭建华, 徐宁, 等. 基于二维超混沌序列的图

- 像加密算法[J]. 中国图像图形学报, 2003(10): 1173-1174.
- [5] WOLF A, SWIFT J B, SWINNEY H L, et al. Determining Lyapunov exponents from a time series[J]. Physics D: Nonlinear Phenomena, 1985, 16(3): 285-317.
- [6] PEREZ G, CERDERA H A. Extracting messages masked by chaos[J]. Phys Rev, 1995, 74(11): 1970-1973.
- [7] YANG Tao, WU C. Cryptography based on chaotic systems[J]. Phys Lett, 1998, A245: 496-510.
- [8] JIANG Zhong-ping. A note on chaotic secure communication systems[J]. IEEE Trans on Circuits and systems-I: Fundamental Theory and Applications, 2002, 49(1): 92-96.
- [9] 程丽, 彭建华, 黄秋楠, 等. 构造具有超混沌特性的二维离散系统[J]. 东北师范大学学报(自然科学版), 2002, 9(3): 47-50.
- [10] 罗卫兵, 孙桦, 张捷. SystemView动态系统分析及通信系统仿真设计[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2001: 129-147.

编辑 张俊

(上接第698页)

参考文献

- [1] COLLIER C J. Digital correction of I and Q channel mismatch. IEE Colloquium (Digest), 1987, 40: 1-4.
- [2] PARK B K, SHUHEI Y, VICTOR L. Measurement method for imbalance factors in direct-conversion quadrature radar systems[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2007, 17(5): 403-405.
- [3] VINCENT N, JACQUES R, NOEL S, et al. Very low side-lobe level pulse compression for rain radar[C]// Proceedings of SPIE-The International Society for Optical Engineering. Bellingham: [s. n.], 1995, 2584: 474-480.

- [4] 芮力, 俞志强. 正交双通道相位检波器幅相不平衡对脉冲压缩系统性能的影响[J]. 空军雷达学院学报, 2001, 4: 9-11.
- [5] 张云华, 姜景山, 张鸿远, 等. I/Q幅度和相位不平衡对脉冲压缩的影响及其消除方法[J]. 遥感技术与应用, 2000, 2: 79-82.
- [6] 林茂庸. 信号理论与应用[M]. 长沙: 国防工业出版社, 1990.
- [7] 王连祥, 方德植, 张鸣镛, 等. 数学手册[M]. 北京: 高等教育出版社, 1979.

编辑 张俊