文章编号:1001-893X(2010)05-0028-05

宽带数字阵列雷达相对时延测量的新方法*

彭 卫¹,师 勇²,鄢 勃²,吴宏刚³

(1.电子科技大学电子工程学院,成都 610054;2.西南电子设备研究所,成都 610043;3.中国民用航空局第二研究所,成都 610041)

摘 要:基于 Dechipping 理论,提出了一种能有效测量大时带积线性调频(LFM)脉冲信号在宽带数字 阵列不同通道间相对时延的新方法。该方法利用了 FFT 算法,不仅系统所需器件简单易行,而且测 量精度与实时性较好,并能在一次测量过程中对多个通道进行同时测量。从理论角度分析了这种测 量方法的性能与特点,在此基础上确定出系统的各项参数,并提出了进一步简化系统的方案。仿真 实验结果验证了所提方法的有效性。

关键词:相控阵雷达;宽带数字阵列;宽带 LFM 脉冲信号;相对时延测量;Dechirping 技术 中图分类号:TN98 文献标识码:A doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2010.05.006

A Novel Relative Delay Measurement Method for Wideband Digital Array Radar

PENG Wei¹, SHI Yong², YAN Bo², WU Hong-gang³

(1. School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China,Chengdu 610054, China; 2. Southwest China Institute of Electronic Equipment, Chengdu 610043, China;3. The Second Research Institute, Civil Aviation Administration of China, Chengdu 610041, China)

Abstract: Based on the dechirping theory, a new method is proposed for measuring relative delays in channels of the wideband digital array utilizing wideband LFM pulses. By using the FFT algorithm and some simple components, not only can this measurement method be easier to be implemented for computational efficiency, but also good measurement precision and real-time performance are achieved. At the same time, all relative delays among channels are enabled to be acquired in a measurement process. The performances of the proposed method are theoretically analysed and then some system parameters are determined. Finally, a further simplified measurement system is presented. The simulation results prove the effectiveness and efficiency of the proposed method. **Key words**: phased array radar(PAR); wideband digital array; wideband LFM pulse signal; relative delay mea-

surement; dechirping technique

1 引 言

收发波束均以全数字方式实现的宽带全数字阵 列雷达正成为相控阵雷达的一个重要发展方向,其 核心是利用直接数字频率合成(DDS)技术将信号产 生、频率源与幅相控制融于一体^[1]。全数字阵阵元 后接单独的发射和接收通道,而器件制造公差、温度 及环境特性都会使得通道间时间延迟量、幅度、相位 不一致^[2],造成波束严重失真。同时,宽带数字阵列

 ^{*} 收稿日期:2009 – 11 – 16;修回日期:2010 – 03 – 16
 基金项目:国家自然科学基金重点资助项目(60736045)
 Foundation Item: The Key Project of the National Natural Science Foundation of China(No. 60736045)

^{· 28 ·}

雷达采用大时带积 LFM 脉冲,以提高目标的检测性 能及对目标进行成像^[3],为了抑制阵列孔径效应, 需要采用时延法来进行宽带信号波束形成^[4]。因 此,准确快速地测量各个通道之间相对时延并加以 校正,是全数字阵列能否正常工作的关键技术之一。

时延测量技术可分为模拟和数字两大类,由于 测量精度和转换时间等要求,数字测量方法已逐渐 取代了模拟方法^[5]。数字时延测量方法有游标法、 抽头延迟线法、差分延迟线法^[6]等,为了获得高测量 精度,还可进行插值处理^[7]、非线性校正,引入 DLL 法或 PLL 法^[8]等。上述方法不但复杂(一般需专门 芯片或设备),而且从原理上也不适合多通道大时带 积 LFM 脉冲信号的时延测量。

Dechinping 技术是针对 LFM 信号提出的对不同 延迟时间 LFM 信号进行脉压的一种方式^[9],它不仅 运算简单,而且可以降低对硬件设备的要求,已被广 泛应用于 SAR 和 ISAR 中。其基本原理是将 LFM 参 考信号与不同延迟时间的 LFM 信号做差频处理,由 于 LFM 信号的特殊性,差频后将得到频域位置与延 迟时间有关的单频信号,测得单频信号的频域位置, 即可计算出延迟时间。

基于此,本文提出一种新的大时带积 LFM 脉冲 信号在不同通道间相对时延的测量方法,该方法利 用了 Dechiping 技术及 FFT 快速算法,不但所需器 件简单,而且测量精度及实时性较好,并可同时对多 个通道间的相对时延进行测量。理论分析及仿真结 果证明了这种测量方法的有效性。

2 测量系统及算法

为简化起见,假设宽带数字阵列通道是已校正 过非线性误差的理想线性通道,通道误差主要是时 延及附加幅相误差。图1是测量系统的具体实现框 图,系统分为测量组件和待测通道两部分。测量组 件包括参考通道、延时器、共轭器、加法器、乘法器、 ADC 及运行算法的 DSP;参考通道和待测通道的区 别在于参考通道的带宽和时宽要求更大(当满足带 宽和时宽要求时,阵列中任意通道可作为参考通 道)。每个通道输出信号特性由中心处理机发出的 幅度、相位、频率控制字及通道性能共同决定。

测量步骤如下:中心处理机同时向 N 个待测通 道发出相同的幅度、相位、频率控制字,输出 LFM 脉 冲信号(由于通道误差,通道输出信号之间会存在时 延差、幅度差、相位差),将这些 LFM 脉冲信号经过 相应的延时后再通过加法器,得到各个通道输出信 号之和 $X_o(t)$,与参考信号 $X_{ref}(t)$ 的共轭相乘后 (即进行 Dechiping),输出信号再经过 ADC 采样,在 DSP 中运行时延算法,得到 N 个待测通道与参考通 道间的相对时延值。



图 1 测量系统框图 Fig.1 The measurement system block diagram

图 1 中,参考信号 $X_{ref}(t)$ 是将参考通道输出的 时宽为 T_{ref} 的 LFM 脉冲信号通过延时量为 $(N/2)\tau_0$ 的延时器后而得到的; $X_n(t)(n = 1 ~ N)$ 是将第 n个通道输出的时宽为 T_p 的 LFM 脉冲信号,通过延 时量为 $(n - 1)\tau_0$ 的延时器而得到的(τ_0 为已知确 定量,可使用延迟线或在中心处理机中进行数字延 时来实现)。

参考 LFM 脉冲信号 $X_{ref}(t)$ 为

$$X_{ref}(t) = a_{ref} \exp\{j\phi_{ref}\} \operatorname{rect}\{\frac{t - \frac{N}{2}\tau_0 - \tau_{ref}}{T_{ref}}\} \cdot \exp\{j2\pi f_c(t - \frac{N}{2}\tau_0 - \tau_{ref})\} \cdot \exp\{j\pi u(t - \frac{N}{2}\tau_0 - \tau_{ref})^2\} = a_{ref} \exp\{j\phi_{ref}\} \operatorname{rect}\{\frac{t - \frac{N}{2}\tau_0 - \tau_{ref}}{T_{ref}}\} \cdot \exp\{j2\pi f_c t - j2\pi f_c(\frac{N}{2}\tau_0 + \tau_{ref})\} \cdot \exp\{j\pi u t^2 - j2\pi u(\frac{N}{2}\tau_0 + \tau_{ref})\} + j\pi u(\frac{N}{2}\tau_0 + \tau_{ref})^2\}$$
(1)

式中,u 为频率变化率, $u = B/T_p$; a_{ref} 、 ϕ_{ref} 、 τ_{ref} 分别 为参考通道幅度、附加相位及附加时延; f_c 为载波 频率; T_p 、B 为待测通道 LFM 信号时宽和带宽。

rect(u)表示脉冲信号:

rect
$$(u) = \begin{cases} 1, & |u| \leq \frac{1}{2} \\ 0, & |u| > \frac{1}{2} \end{cases}$$

N个待测通道输出的 LFM 脉冲信号经过相应 的延时后,再由加法器相加,得 $X_{a}(t)$:

$$\begin{aligned} X_{o}(t) &= \sum_{n=1}^{N} a_{n} \exp\{j\phi_{n}\} \operatorname{rect}\{\frac{t - (n - 1)\tau_{0} - \tau_{n}}{T_{p}}\} \\ &= \exp\{j2\pi f_{c}[t - (n - 1)\tau_{0} - \tau_{n}]\} \\ &= \exp\{j\pi u [t - (n - 1)\tau_{0} - \tau_{n}]^{2}\} \\ &= \sum_{n=1}^{N} a_{n} \exp\{j\phi_{n}\} \operatorname{rect}\{\frac{t - (n - 1)\tau_{0} - \tau_{n}}{T_{p}}\} \\ &= \exp\{j2\pi f_{c}t - j2\pi f_{c}[(n - 1)\tau_{0} + \tau_{n}]\} \\ &= \exp\{j\pi ut^{2} - j2\pi u[(n - 1)\tau_{0} + \tau_{n}]t + j\pi u[(n - 1)\tau_{0} + \tau_{n}]^{2}\} \end{aligned}$$

式中, a_n 、 ϕ_n 、 τ_n 分别为第n个待测通道幅度、附加相位及附加时延。

如图 1 所示,将 $X_o(t)$ 与参考信号 $X_{ref}(t)$ 的共 轭相乘,即做差频处理,当 $T_{ref} \ge (N-1)\tau_0 + T_p$ 时, 差频后输出信号 $X_{or}(t)$ 为

$$X_{or}(t) = X_{ref}^{*}(t)X_{o}(t) = \sum_{n=1}^{N} a_{ref}a_{n}\exp\{j(\phi_{n} - \varphi_{ref})\} \cdot rect\{\frac{t - (n - 1)\tau_{0} - \tau_{n}}{T_{p}}\} \cdot exp\{j2\pi f_{c}[\frac{N}{2}\tau_{0} + \tau_{ref} - (n - 1)\tau_{0} - \tau_{n}]\} \cdot exp\{j2\pi u[\frac{N}{2}\tau_{0} + \tau_{ref} - (n - 1)\tau_{0} - \tau_{n}]t + j\pi u[(n - 1)\tau_{0} + \tau_{n}]^{2} - j\pi u(\frac{N}{2}\tau_{0} + \tau_{ref})^{2}\}$$
(3)

由于 $a_{ref} \cdot a_n , \phi_{ref}, \phi_n \cdot \tau_0 \cdot \tau_{ref} \cdot \tau_n$ 都是确定量, 设 $a_{rn} = a_{ref}a_n, \phi_{rn} = \phi_n - \phi_{ref}, \Delta \tau_m = \tau_{ref} - \tau_n$, $\phi_m = 2\pi f_c [\frac{N}{2}\tau_0 + \tau_{ref} - (n-1)\tau_0 - \tau_n] + \pi u [(n-1)\tau_0 + \tau_n]^2 - \pi u (\frac{N}{2}\tau_0 + \tau_{ref})^2$, 代入式(3)中,得: $X_{or}(t) = \sum_{n=1}^{N} a_m \exp\{j\phi_m\} \operatorname{rect}\{\frac{t - (n-1)\tau_0 - \tau_n}{T_p}\}$.

$$\sum_{n=1}^{n=1} T_{p}$$

$$\exp\{j2\pi u [\frac{N}{2}\tau_{0} - (n-1)\tau_{0} + \Delta\tau_{m}]t\}\exp\{j\phi_{m}\}$$

$$(4)$$

由式(4)可以看出, $X_{or}(t)$ 是由 N 个长度为 T_p 的单频脉冲信号线性叠加而成。由此, $X_{or}(t)$ 的傅 里叶变换 $X_m(f)$ 由 N 个对应的 sinc 状的窄脉冲组 成,脉冲宽度为1/T_p。

$$X_{m}(f) = T_{p} \sum_{n=1}^{N} a_{m} \exp(j\phi_{m}) \operatorname{sinc} \{ T_{p} [f - u(\frac{N}{2}\tau_{0} - (n-1)\tau_{0} + \Delta\tau_{m})] \} \cdot \exp(-j2\pi f [(n-1)\tau_{0} - \tau_{n}] \} \exp\{j\phi_{m}\}$$
(5)

式中,sinc(a) = $\frac{\sin{\{\pi a\}}}{\pi a}$ 。由式(5)可知,频域第 n个窄脉冲的位置为

$$f_n = u \left[\frac{N}{2} \tau_0 - (n-1)\tau_0 + \Delta \tau_m \right]$$
 (6)

式中, $\Delta \tau_m$ 为第 n 个待测通道与参考通道的相对时 延。可见,只要求出 f_n ,就可计算出第 n 个待测通 道与参考通道的相对时延 $\Delta \tau_m$ 。由于 N 及 τ_0 已 知,则 f_n 可由 $X_{or}(t)$ 进行数字化后再做 FFT 得到:

$$\Delta \tau_m = \frac{f_n - u [\frac{N}{2} \tau_0 - (n-1) \tau_0]}{u}$$
(7)

上述测量方法的本质是利用 LFM 脉冲信号的 特性,将待测通道与参考通道时延差 $\Delta \tau_m$ 的时域测 量转换为对频域相应位置 f_n 的测量,具体处理过程 见图 2。



Fig.2 The schematic diagram of measurement process

3 系统参数的确定及性能分析

(1)时延 τ₀的确定。由上文可知,测量时会得 到 N 个通道的 N 个时延量,为了进行校正,必须确 定这 N 个时延量与通道号的对应关系。图 1 中延 迟器的作用就是将通道的相对时延人为地加大,以 便确定所测出时延量对应的通道号。设通道之间最 大相对时延差的绝对值为 $\Delta \tau_{max}$,则在式(5)中为了 避免产生通道间的测量模糊,需满足 $\tau_0 \ge 2\Delta \tau_{max}$;

(2)参考信号时宽 T_{ref} 的确定。由图 2 所示,要 同时测量 N 个待测通道,必须满足条件 $T_{ref} \ge (N - 1)\tau_0 + T_p$,再考虑到通道的最大时延差,则 T_{ref} 必须 满足: $T_{ref} \ge (N - 1)\tau_0 + T_p + 2\Delta\tau_{max}$;

(3)测量系统时间分辨率 $\Delta \tau_0$ 。式(4)中时域脉 冲长度为 T_p ,则其频域分辨率为 $1/T_p$,由式(6)得 到 $\Delta \tau_0$ 与频域分辨率的关系: $\Delta \tau_0 u = 1/T_p$ 。根据 u的定义: $u = B/T_p$,从而 $\Delta \tau_0 = 1/T_p u = 1/B$ 。可见, 测量系统时间分辨率和 LFM 信号带宽 B 成反比关 系。同时,要获得满意的测量效果,则任意两个频域 sinc 脉冲之间的间隔必须满足: $u\tau_0 \ge 1/T_p$;

(4)由式(6)可知,在进行差频处理后, $X_m(f)$ 的频域最大范围为[$u(-\frac{N}{2}\tau_0 + \tau_0 - \Delta \tau_{max}), u(\frac{N}{2}\tau_0 + \Delta \tau_{max})$],相应的频域带宽为 $u[(N-1)\tau_0 + 2\Delta \tau_{max}]$ 。要满足采样定理,图1中ADC采样率 f_s 须满足:

$$f_{s} \ge u \{ (N-1)\tau_{0} + 2\Delta\tau_{\max} \} = \frac{\{ (N-1)\tau_{0} + 2\Delta\tau_{\max} \}}{T_{n}} B$$
(8)

一般来说, T_p 为几十微秒, τ_0 为1~2 μs。当 N 较小时, f_s 远小于 B,这大大减轻了 ADC 的采样率 要求;另一方面,当 ADC 采样率为 F_s 时,可同时测 量的通道数目 $N \leq (\frac{F_s T_p}{B} - 2\tau_{max})/\tau_0 + 1;$

(5)测量方法不受信号载频 f_c 影响,且和各个 通道输出信号的幅度及附加相位无关。当测出相对 时延量 $\Delta \tau_m$ 后,利用式(4)容易得到相对幅度 a_m 及 相对相位 ϕ_m ;

(6)可由中心处理机来实现参考通道及待测通 道所需的时延(*N*τ₀/2 及(*n*-1)τ₀, *n*=1~*N*),这 样,图1各个通道的延时器可以省去。整个测量系 统就简化为一个参考通道及一个共轭器、一个加法 器、一个乘法器及一块 DSP。

4 仿真试验分析

设有 16 个通道, B = 500 MHz, $\Delta \tau_{\text{max}} = 0.5 \mu$ s, $T_p = 40 \mu$ s, $\tau_0 = 2\Delta \tau_{\text{max}} = 1 \mu$ s, ADC 采 样 率 为 212.5 MHz, 时域分辨率 $\Delta \tau_0 = 1/T_p u = 1/B = 2$ ns。 设只有 3,6,8,12 通道有相对时延,其余通道的相对 时延量为零。由式(5)可知, 当 τ_0 及 N 确定后, 16 个通道无相对时延情况下($\Delta \tau_m = 0, n = 1 \sim N$)的频 域位置也可以确定。图 3 中,16 个 sinc 窄脉冲(实 线)频域位置: $f_n = u[\frac{N}{2}\tau_0 - (n-1)\tau_0], n = 1 \sim N$,对应了无相对时延情况下 N 个待测通道输出信 号与参考信号之间的已知时延: $\frac{N}{2}\tau_0 - (n-1)\tau_0, n$ = 1 ~ N。

当存在相对时延时,则由式(5)所得 sinc 窄脉冲 位置会偏离图中实线位置,偏离的大小和方向表明 了相对时延的大小和正负,图中用虚线表示了这一 点。图 3 中频率轴右起第 3 根实线(对应通道 3)、第 6 个实线(对应通道 6)、第 12 根实线(对应通道 12) 附近处有虚线,表明这几个通道存在相对时延,虚线 位于实线右边的代表正时延,位于左边的代表负时 延,由于第 8 通道时延量等于时间分辨率,图中虚线 和实线重合而无法进行分辨。



Fig. 3 The simulation results in frequency domain

将图 3 中 sinc 窄脉冲峰值的频域坐标 f_n ,代入 式(7),即可得到第 n 个通道间相对时延量 $\Delta \tau_m$ 。 实际时延量与测出的时延量及均方差之间的关系见 表 1,组件信噪比为60 dB,所测值由1 000次蒙特卡 罗计算得到。

表 1 实际时延量与所测出的时延量

Table 1 Delays existing and delays measured				
通道号	频谱位置 /10 ⁷ Hz	实际 时延量/μs	测出的 时延量/μs	时延量 误差/ns
3	7.873 4	0.3	0.298 72	0.63
6	3.311 3	-0.35	- 3.509 6	0.74
8	1.250 8	0.002	0.000 64	0.96
12	- 3.125 6	0.5	0.499 52	0.48

5 结 论

基于大时带积 LFM 脉冲信号和 Dechirping 技术,本文提出了一种全数字宽带阵列通道间相对时延的测量方法,并对其进行了理论分析及仿真研究。结果表明,该测量方法简单有效,成本低,实时性好,测量精度较高,易于工程化,在进行系统设计时,可将测量组件作为一个部件嵌入到数字阵列系统中进行多通道实时测量。同时,只要添加相应的算法,测量组件还可用于大时带积 LFM 信号其它性质的测量(幅度、附加相位测量等)。

参考文献:

 [1] 吴曼青,王炎,靳学明.收发全数字波束形成相控阵雷 达关键技术研究[J].系统工程与电子技术,2001,23
 (4):45-48.

WU Man-qing, WANG Yan, JIN Xue-ming. Research on Key Technology of DBF Phased Array Radar [J]. Systems Engineering and Electronics, 2001, 23(4):45 – 48. (in Chinese)

[2] 龚耀寰.自适应滤波 [M].2版.北京:电子工业出版 社,2003:314-319.

GONG Yao-huan. Adaptive Filtering [M]. 2nd ed. Beijing: Publishing House of Electrionics Industry, 2003: 314 – 319. (in Chinese)

- [3] Ender J H G, Brenner A R. PAMIR A wideband phased array SAR/MTI system[J]. IEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation, 2003, 150(3):165 – 172.
- [4] 文树梁,袁起,秦忠宇.宽带相控阵雷达的设计准则与发展 方向[J].系统工程与电子技术,2005,27(6):1007-1011.
 WEN Shu-liang, YUAN Qi, QIN Zhong-yu. Design criteria and development trend of wideband phased array radar[J].
 Systems Engineering and Electronics, 2005, 27(6):1007-1011.(in Chinese)
- [5] 张延,黄佩诚.高精度时间间隔测量技术及方法[J].天 文学进展,2006,24(1):1-15.

ZHANG Yan, HUANG Pei-cheng. High-Precision Time-Interval Measurement Techniques and Methods[J]. Progress in Astronomy, 2006, 24(1):1-15.(in Chinese)

[6] 吴海涛,王丹妮,边玉敬.Cs Sync 1000 型罗兰 C 接收机 系统时延的测量方法[J].电子测量与仪器学报,2002, 16(3):22-27.

WU Hai-tao, WANG Dan-ni, BIAN Yu-jing. Delay Measurement Methods of Cs Sync 1000 Loran-C Receiver System[J]. Journal of Electronic Measurement and Instroment, 2002, 16 (3):22 – 27. (in Chinese)

[7] 潘继飞,姜秋喜,毕太平.基于内插采样技术的高精度 时间间隔测量方法[J].系统工程与电子技术,2006,28 (11):1633 - 1636.

PAN Ji-fei, JIANG Qiu-xi, BI Tai-ping. High precision time interval measurement method based on interpolating sampling technology[J].Systems Engineering and Electronics, 2006, 28 (11):1633 – 1636. (in Chinese)

- [8] Szplet R, Kalisz J, Szymanowski R. Interpolating time counter with 100-ps resolution on a single FPGA device [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2000, 49 (4):879 - 883.
- [9] 保铮,邢孟道,王彤.雷达成像原理[M].北京:电子工 业出版社,2005:24-29.
 BAO Zheng, XING Meng-dao, WANG Tong. Radar Imaging Technique[M]. Beijing: Publishing House of Electrionics Industry,2005:24-29.(in Chinese)

作者简介:

彭 卫(1969-),四川内江人,男,电子科技大学博士研究生,主要研究方向为雷达数字信号处理、数字阵列结构设计与空时信号处理、高分辨率雷达信号分析及处理技术;

PENG Wei (male) was born in Neijiang, Sichuan Province, in 1969. He is currently working toward the Ph.D. degree in the School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China (UESTC). His research interests include radar signal processing, digital array and STAP and HRRP processing, etc.

Email:pw7@163.com

师 勇(1973 –),男,重庆人,2003 年于电子科技大学获硕士学位,现为西南电子设备研究所工程师,主要研究兴趣 是航空电子学;

SHI Yong(male) was born in Chongqing, in 1973. He received the M.S. degree from UESTC in 2003. He is now an engineer in the Southwest China Institute of Electronic Equipment(SWIEE). His research direction is aviotronics.

Email: shy6311@163.com

鄢 勃(1981 –),男,四川广安人,2003 年于电子科技大 学获硕士学位,现为西南电子设备研究所工程师,主要研究 兴趣是航空电子学;

YAN Bo(male) was born in Guang'an, Sichuan Province, in 1981.He received the M.S. degree from UESTC in 2003. He is now an engineer in SWIEE. His research direction is aviotronics.

Email: yane600@163.com

吴宏刚(1977-),男,四川乐山人,博士,现为中国民航 局第二研究所高级工程师,主要研究领域为信号处理、数字 通信技术、空中交通管理、计算机仿真等。

WU Hong-gang(male) was born in Leshan, Sichuan Province, in 1977. He is now a senior engineer with the Ph.D. degree in The Second Research Institute of CAAC. His research interests include signal processing, digital communication, air traffic management, computer simulation, etc.

Email: whg028@sohu.com

· 32 ·