

基于 Dechirping 技术的宽带全数字阵列雷达时延测量方法研究

彭 卫^① 汪学刚^① 唐 斌^① 吴宏刚^②

^①(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

^②(中国民航局第二研究所 成都 610041)

摘 要: 该文基于 Dechirping 技术, 提出了一种测量宽带数字阵列中不同 T/R 组件间相对时延的新方法。为了提高雷达系统的灵活性、可扩展性及减低硬件成本, 该方法可全部通过软件实现, 利用抽取技术和 FFT 算法, 不仅能有效地降低数据率和提高计算效率, 而且有较好的测量精度及实时性, 并能在一次测量过程中对多个 T/R 组件间的相对时延进行同时测量。文中从理论角度分析了影响测量方法性能的各个因素及其特点, 并在此基础上确定出测量系统的各项最佳参数。仿真实验结果验证了该方法的有效性。

关键词: 宽带数字阵列雷达; Dechirping; 宽带 LFM 脉冲信号; 相对时延测量

中图分类号: TP958

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)01-0032-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2008.01594

A Method of Relative Delay Measurement for the Wideband Digital Array Radar Based on Dechirping Technique

Peng Wei^① Wang Xue-gang^① Tang Bin^① Wu Hong-gang^②

^①(School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

^②(The Second Research Institute of Civil Aviation Administration of China, Chengdu 610041, China)

Abstract: In this paper, based on the Dechirping technique, a new method of measuring relative delays among digital T/R modules for the wideband digital array utilizing wideband LFM pulses is proposed. To enhance radar system's flexibility and extensibility and reduce hardware costs, this method can be realized by software. By using the decimation and FFT algorithm, not only can the measurement method be easier to be implemented for computational efficiency and reduce data rate, but also good measurement precision and real-time performance are achieved, at the same time, all relative delays among multiple digital T/R modules are enabled to be acquired in one measurement process. The performance of the proposed method is analyzed from the theoretical angle and thus some optimal system parameters are determined. The simulation results show the effectiveness and efficiency of the proposed method.

Key words: Wideband digital array radar; Dechirping; Wideband LFM pulse signal; Relative delays measurement

1 引言

现代雷达的一个发展方向是宽带全数字阵列雷达^[1], 目的是目标的成像及识别。与窄带信号处理不同, 阵列中使用宽带信号, 必须考虑阵列孔径渡越时间的影响, 要保证阵元间发射和接收信号的相干性, 最有效的方法就是时延法^[2], 包括模拟延时和数字延时^[3,4]。为了评估时延法性能, 必须测量出阵列组件间精确的时延量大小, 同时, 由于数字阵列 T/R 组件之间器件制造公差、温度及环境特性的差异^[5], 也会使得组件之间的时间延迟量不一致, 这也要求对组件之间的相对时延量进行测量, 以便于校正。考虑到实际阵列中一般包含有数十或数百个组件, 所以, 最好能在一次测量过程获得多个组件的相对

时延量。

现代时延测量有游标法、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、DLL 法或 PLL 法^[8]等。这些方法不但复杂(需专门芯片或设备), 而且从原理上也不适合多组件大时带积 LFM 脉冲信号的时延测量。

本文提出了一种宽带全数字阵列 T/R 组件间相对时延测量的新方法, 基于 Dechirping 技术^[9], 该方法可一次测量多个 T/R 组件间的相对时延。由于采用了数字抽取技术和 FFT 算法, 该方法可灵活地满足不同数目、不同精度和实时性要求的时延测量。同时, 文中对组件热噪声、FFT 频域离散采样噪声及多个 LFM 信号间的相互作用对测量的影响做了分析, 并推导出其理论公式, 在此基础上, 可确定出满足要求的测量系统各项最佳参数值。

2 测量原理

图 1 为宽带全数字阵列雷达时延测量系统的结构框图(图中虚线表示通过软件实现)。宽带全数字阵列雷达的发射和接收过程均通过数字 T/R 组件进行。数字 T/R 组件上接天线(射频模拟信号), 下接中心信号处理机(中频或基带数字复信号), 通过控制总线 and 数据总线, 数字 T/R 组件与中心控制机和中心数字信号处理机相连。中心控制机保证数字 T/R 组件之间的同步及波形参数设定, 中心数字信号处理机可对输入信号进行波束形成、组件校正、脉压及成像处理。

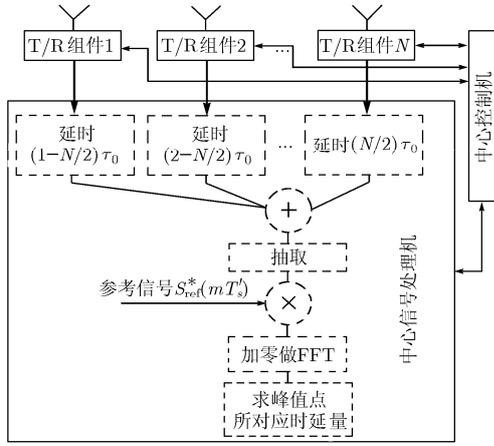


图 1 数字阵列延时测量系统结构框图

时延测量过程如下: 对发射过程进行测量时, 中心控制机发出指令, 各个 T/R 组件输出 LFM 射频信号, 经天线馈线附近的测量部件接收, 再到 T/R 组件的接收部分。对接收过程进行测量时, 组件外接信号源也连接至 T/R 组件接收部分。T/R 组件接收部分将输入信号进行下变频、采样后至中心信号处理机。

中心信号处理机内延时测量软件的算法处理步骤如下: 对 N 个待测组件的输出信号分别数字延时不同的时间单元, 相加后进行 D 倍抽取 (D 的大小将在下文进行讨论), 再与 LFM 参考信号共轭相乘 (即进行 Dechirping), 最后, 加零做 FFT, 找出 N 个峰值点所对应的频率值, 经频率-时间换算后, 即可得到与之对应的时延量。

推导过程如下: 设第 n 个组件的输出信号为

$$\begin{aligned} X_n(mT_s) &= S_n(mT_s) + n_n(mT_s) \\ &= \frac{a_n}{\sqrt{T_p}} \text{rect}\left(\frac{mT_s - \tau_n}{T_p}\right) \exp[j2\pi f_I(mT_s - \tau_n)] \\ &\quad \cdot \exp[j\pi u(mT_s - \tau_n)^2] + n_n(mT_s) \end{aligned} \quad (1)$$

其中, u 为 LFM 信号的频率变化率: $u = B/T_p$, T_p 为 LFM 脉冲信号的时宽和带宽, a_n , τ_n 为第 n 个组件输出信号的复幅度及待测时延量, $n_n(mT_s)$ 为组件热噪声, 可认为是均值为零, 方差为 σ_0^2 的高斯白噪声, T_s 为采样周期, 采样率: $f_s = 1/T_s$, f_I 为信号载频 (一般指中频), $\text{rect}(\bullet)$ 表示矩形脉冲信号。

如图 1, N 个组件的输出信号经相应的数字延时后相加, 得

$$\begin{aligned} X(mT_s) &= \sum_{n=1}^N \frac{a_n}{\sqrt{T_p}} \text{rect}\left(\frac{mT_s - (n - N/2)\tau_0 - \tau_n}{T_p}\right) \\ &\quad \cdot \exp\{j2\pi f_I[mT_s - (n - N/2)\tau_0 - \tau_n]\} \\ &\quad \cdot \exp\{j\pi u[mT_s - (n - N/2)\tau_0 - \tau_n]^2\} \\ &\quad + n_n(mT_s) \end{aligned} \quad (2)$$

实际中, 数字延时可通过将输入序列相互间两两平移 τ_0 来实现, τ_0 是设定的延时量 (τ_0 设定为采样周期 T_s 的整数倍值, 其大小将在下文进行讨论)。

经过 D 倍抽取后, 有

$$\begin{aligned} X(mT_s') &= \sum_{n=1}^N \frac{a_n}{\sqrt{T_p}} \text{rect}\left(\frac{mT_s' - (n - N/2)\tau_0 - \tau_n}{T_p}\right) \\ &\quad \cdot \exp\{j2\pi f_I[mT_s' - (n - N/2)\tau_0 - \tau_n]\} \\ &\quad \cdot \exp\{j\pi u[mT_s' - (n - N/2)\tau_0 - \tau_n]^2\} \\ &\quad + n_a(mT_s') \end{aligned} \quad (3)$$

其中 $T_s' = DT_s$ 。设 N 个组件热噪声统计特性相同, 则式(3)中的 $n_a(mT_s')$ 为 N 个高斯白噪声之和, 其均值为零, 方差为 $\sigma_a^2 = N\sigma_0^2$ 。

LFM 参考信号设定为

$$S_{\text{ref}}(mT_s') = \text{rect}\left(\frac{mT_s'}{T_{\text{ref}}}\right) \exp(j2\pi f_I mT_s') \exp[j\pi u(mT_s')^2] \quad (4)$$

其中, T_{ref} 为参考信号脉宽。将 $X(mT_s')$ 与参考信号 $S_{\text{ref}}(mT_s')$ 共轭相乘, 即做差频处理, 当 $T_{\text{ref}} \geq (N-1)\tau_0 + T_p$ 时, 差频后输出信号为

$$X_{\text{or}}(mT_s') = X(mT_s') S_{\text{ref}}^*(mT_s') = S_{\text{or}}(mT_s') + n_{\text{ar}}(mT_s') \quad (5)$$

易证明, $n_{\text{ar}}(mT_s') = n_a(mT_s') S_{\text{ref}}^*(mT_s')$ 是均值为零, 方差为 $N\sigma_0^2$ 的高斯白噪声。

$$\begin{aligned} S_{\text{or}}(mT_s') &= \sum_{n=1}^N \frac{a_n}{\sqrt{T_p}} \text{rect}\left[\frac{mT_s' - (n - N/2)\tau_0 - \tau_n}{T_p}\right] \\ &\quad \cdot \exp\{-j2\pi f_I[(n - N/2)\tau_0 + \tau_n]\} \\ &\quad \cdot \exp\{-j2\pi u[(n - N/2)\tau_0 + \tau_n]mT_s'\} \\ &\quad + j\pi u[(n - N/2)\tau_0 + \tau_n]^2 \end{aligned} \quad (6)$$

设 $\varphi_m = -2\pi f_I[(n - N/2)\tau_0 + \tau_n] + \pi u[(n - N/2)\tau_0 + \tau_n]^2$, 则式(6)简化为

$$S_{or}(mT'_s) = \sum_{n=1}^N \frac{a_n \exp(j\varphi_{rn})}{\sqrt{T_p}} \cdot \text{rect}\left[\frac{mT'_s - (n - N/2)\tau_0 - \tau_n}{T_p}\right] \cdot \exp\{-j2\pi u[(n - N/2)\tau_0 + \tau_n]mT'_s\} \quad (7)$$

由式(7)中可以看出, $S_{or}(mT'_s)$ 由 N 个长度为 T_p 的单频脉冲信号线性叠加而成, 其傅里叶变换 $S_{or}(f)$ 由 N 个 sinc 状窄脉冲组成, 脉冲宽度为 $1/T_p$ 。

$$S_{or}(f) = T_p \sum_{n=1}^N \frac{a_n \exp(j\varphi_{rn})}{\sqrt{T_p}} \text{sinc}\{T_p[f + u[(n - N/2)\tau_0 + \tau_n]]\} \cdot \exp\{-j2\pi f[(n - N/2)\tau_0 + \tau_n]\} \quad (8)$$

其中 $\text{sinc}(a) = \sin(\pi a)/\pi a$ 。由式(8)可知, 频域第 n 个窄脉冲的位置为 $f_n = -u[(n - N/2)\tau_0 + \tau_n]$, 其中 τ_n 为第 n 个组件的待测时延。由此, 只要求出 f_n , 就可计算出待测时延 τ_n 。

实际中, 由于 n 及 τ_0 已知, f_n 可由对 $X_{or}(mT'_s)$ 做 FFT 得到, 则第 n 个组件的待测时延可求得

$$\tau_n = -\frac{f_n + u[(n - N/2)\tau_0]}{u} = -\left\{\frac{f_n}{u} + [(n - N/2)\tau_0]\right\} \quad (9)$$

对于阵列来说, 更有实际意义的是得到组件之间的相对时延量。可分别求出组件的待测时延量后相减得到, 例如, 第 n 个和第 m 个组件的相对时延量为 $\tau_{nm} = \tau_n - \tau_m$ 。

对式(9)做微分, 可得时延变化量 $\Delta\tau$ 与频域变化量 Δf 的关系:

$$\Delta\tau = -\Delta f / u \quad (10)$$

3 系统参数的确定及性能分析

(1)时延 τ_0 的确定。由前述, 一次测量会得到 N 个频率值, 必须确定这 N 个频率值与 N 个组件序号的对应关系。通过将不同组件的输入信号预延时不同数值, 可解决这个问题。如图 1, N 个组件被分别预延时 $(n - N/2)\tau_0$, $n = 1, 2, \dots, N$, 则 Dechirping 处理后做再做 FFT, 会出现 N 个频域位置为: $f_n = -u[(n - N/2)\tau_0 + \tau_n]$ 的 sinc 状窄脉冲与之对应。只要 τ_0 满足: $\tau_0 \geq 2\Delta\tau_{\max}$, $\Delta\tau_{\max}$ 为 N 个组件的最大待测延量, 则由这 N 个 sinc 状窄脉冲位置即可确定其所对应的组件序号。

(2)参考信号时宽 T_{ref} 的确定。由文献[9]可推出, 要同时测量 N 个待测组件, T_{ref} 必须满足: $T_{\text{ref}} \geq (N - 1)\tau_0 + T_p$ 。再考虑到组件的最大待测时延差 $\Delta\tau_{\max}$, 则 T_{ref} 须满足:

$$T_{\text{ref}} \geq (N - 1)\tau_0 + T_p + 2\Delta\tau_{\max} \quad (11)$$

(3)通常, 式(8)中 $S_{or}(f)$ 的带宽会远小于采样率 f_s 。为降低数据率, 以利于实时处理, 可在 Dechirping 处理前, 对数据序列进行抽取。由 $f_n = -u[(n - N/2)\tau_0 + \tau_n]$, 可知 $S_{or}(f)$ 的频域范围为 $\{-u(N\tau_0/2 + \tau_n), -u[(1 - N/2)\tau_0 + \tau_1]\}$, 因为 $|\tau_n| \leq \Delta\tau_{\max}$, 则 $S_{or}(f)$ 的频域最大范围可确定: $\{-u(N\tau_0/2 + \Delta\tau_{\max}), -u[(1 - N/2)\tau_0 - \Delta\tau_{\max}]\}$, 相应的频域最大带宽为 $u[(N - 1)\tau_0 + 2\Delta\tau_{\max}]$ 。因此, 要满足采样定理, 则抽取后的采样率 f_{s1} 须满足:

$$f_{s1} \geq u[(N - 1)\tau_0 + 2\Delta\tau_{\max}] \quad (12)$$

由此, 可定出抽取倍数: $D \leq [f_s / f_{s1}]$, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示取整运算。

(4)测量系统精度。系统的测量精度与 FFT 对频域的离散采样噪声和组件热噪声有关。由于噪声的影响, 式(9)求出的时延 $\hat{\tau}_n$ 可表示为: $\hat{\tau}_n = \tau_n + \Delta\tau_s + \Delta\tau_n$, τ_n 为真实时延, $\Delta\tau_s$ 为与频域离散采样噪声有关的误差, $\Delta\tau_n$ 为与组件热噪声有关的误差, 且 $\Delta\tau_s$ 与 $\Delta\tau_n$ 相互统计独立。

由数字信号理论可知, FFT 频域采样间隔为 $\Delta f = f_{s1} / M$, 其中 f_{s1} 为抽取后的采样率, M 为频域采样数。频域离散采样噪声 Δf_s 可视为在 $[-\Delta f / 2, \Delta f / 2]$ 上均匀分布的随机变量, 其均值为零, 方差为 $\sigma_f^2 = \Delta f^2 / 12$ 。由式(10), 可得: $\Delta\tau_s = -\Delta f_s / u$, 即 $\Delta\tau_s$ 是均值为零的随机变量, 其方差为

$$\sigma_{\tau_s}^2 = \Delta f^2 / 12u^2 = f_{s1}^2 / 12M^2u^2 \quad (13)$$

显然, 频域采样数 M 越大, 频域离散采样噪声的影响越小, 可根据系统精度要求确定 M 值。当抽取后所得数据个数 $T_{\text{ref}}f_{s1} \leq M$ 时, 可在 Dechirping 处理后的序列中加零, 实现频域插值, 以降低频域离散采样噪声的影响。

组件热噪声为零均值高斯白噪声, 由文献[10]可知, 线性估计方法所得到的频率误差 Δf_n 是零均值的随机变量, 则由 $\Delta\tau_n = -\Delta f_n / u$, 可知 $\Delta\tau_n$ 为均值为零的随机量, 推导出其方差为

$$\sigma_{\tau_n}^2 = \frac{4\pi^2(\overline{T_p^2} + \overline{T_{er}^2})T_{\text{ref}}}{(8\pi^2\overline{T_{ep}^2})^2 u^2 T_p E_0 / \sigma_a^2} \quad (14)$$

其中 E_0 为归一化单频信号的能量, $\sigma_a^2 = N\sigma_0^2$ 为噪声方差, $\overline{T_p^2}$ 为式(7)中时宽为 T_p 的归一化单频信号 1 阶原点矩, $\overline{T_{er}^2}$ 为时宽为 T_{ref} 的归一化单频信号 2 阶中心矩, $\overline{T_{ep}^2}$ 为时宽为 T_p 的归一化单频信号 2 阶中心矩。

$\Delta\tau_s$ 和 $\Delta\tau_n$ 统计独立, 它们对时延估计误差的联合影响, 可视为一个均值为零, 方差为

$$\sigma_{\tau}^2 = \sigma_{\tau_s}^2 + \sigma_{\tau_n}^2 \quad (15)$$

的随机变量 $\Delta\tau_{sn}$ 作用的结果。

下面, 对组件间相对时延量的测量误差进行分析。设 $\hat{\tau}_n$ 和 $\hat{\tau}_m$ 是根据式(9)而得到的第 n 个和第 m 个组件的时延测量值, 则其相对时延量为

$$\hat{\tau}_{nm} = \hat{\tau}_n - \hat{\tau}_m = (\tau_n + \Delta\tau_{ns} + \Delta\tau_{nm}) - (\tau_m + \Delta\tau_{ms} + \Delta\tau_{mm}) = \tau_{nm} + \Delta\tau_{sn} \quad (16)$$

其中 τ_n 和 τ_m 是真实时延量, $\tau_{nm} = \tau_n - \tau_m$, $\Delta\tau_{sn} = (\Delta\tau_{ns} + \Delta\tau_{nm}) - (\Delta\tau_{ms} + \Delta\tau_{mm})$, $\Delta\tau_{ns}$ 和 $\Delta\tau_{ms}$, $\Delta\tau_{nm}$ 和 $\Delta\tau_{mm}$ 分别是频域采样噪声和热噪声引起的误差量。由以上分析可知, $\Delta\tau_{sn}$ 的均值为零, 方差为

$$\sigma_{nm}^2 = \sigma_{n\tau}^2 + \sigma_{m\tau}^2 = \sigma_{n\tau n}^2 + \sigma_{m\tau n}^2 + 2\sigma_{\tau s}^2 \quad (17)$$

$\sigma_{n\tau}^2$ 、 $\sigma_{m\tau}^2$ 为第 n 个和第 m 个组件频域采样噪声和热噪声引起的时延估计误差的联合方差, $\sigma_{n\tau n}^2$, $\sigma_{m\tau n}^2$ 为第 n 个和第 m 个组件热噪声引起的时延估计误差方差, $\sigma_{\tau s}^2$ 为频域采样噪声引起的时延估计误差方差。

值得注意的是, 式(5)中的 $n_{av}(nT_{sD})$ 为 N 个组件共同叠加而成的噪声, 其平均功率为单个组件噪声平均功率的 N 倍, 即信噪比下降了 $10\lg N$, 这会影响到测量精度。因此, 当 N 较大, 测量精度不能满足要求时, 可减少同时进行测量的组件数目, 以提高信噪比; 从另一方面来说, 当测量精度确定后, 通过式(17), 可确定在此测量精度要求下, 可同时进行测量的组件数目。

(5)测量方法不受信号中频 f_I 和组件输出信号复幅度 a_n 的影响, 同时, 参考信号序列可预先计算出并存储, 以方便使用。

(6)利用线性估计方法进行频率测量, N 个单频信号共存时所引起的频率测量误差被推导出:

$$(\hat{f}_n - f_n) = \left\{ \sum_{k=1 \neq n}^N 2\text{Re}[-j2\pi a_n a_k^* \bar{T}_{np} \chi^*(f_n - f_k) + a_n a_k^* \chi^{(1)*}(f - f_k)_{f=f_n}] \right\} / \left(8\pi^2 |a_n|^2 \bar{T}_{ep}^2 \right) \quad (18)$$

\hat{f}_n 是对单频信号频率值为 f_n 时得到的频率测量值, a_n 为其复幅度, $\text{Re}[\cdot]$ 为取实部运算, $\chi(f - f_n) = \sum_m \text{rect}\left[\frac{mT_s' - n\tau_0 - \tau_n}{T_p}\right] \exp[-j2\pi(f - f_n)mT_s']$, $\chi^{(1)}(f - f_n) = \partial/(\partial f)[\chi(f - f_n)]$, \bar{T}_{np} 为频率值为 f_n 的归一化单频信号 1 阶原点矩, \bar{T}_{ep}^2 为时宽为 T_p 的归一化单频信号 2 阶中心矩。

由式(10), 可得相应时延测量误差:

$$(\hat{\tau}_n - \tau_n) = \left\{ \sum_{k=1 \neq n}^N 2\text{Re}[-j2\pi a_n a_k^* \bar{T}_{np} \chi^*(f_n - f_k) + a_n a_k^* \chi^{(1)*}(f - f_k)_{f=f_n}] \right\} / \left(8\pi^2 u |a_n|^2 \bar{T}_{ep}^2 \right) \quad (19)$$

(7)实际中, LFM 信号线性度误差会对测量结果造成不利影响, 具体表现为 Dechirping 处理后的信号不再是单频信号, 而是具有一定带宽的信号, 带宽的大小取决于线性度误差, 这使得所测频率值出现偏差。因此, 时延测量前必须先对线性度误差进行校正。借鉴文献[11]中提出的利用 Dechirping 进行 LFM 信号线性度测量的方法, 对算法稍作改进, 测量系统可对 N 个组件 LFM 信号的线性度误差进行同时测量。

4 仿真试验分析

4.1 测量过程

本文的实验系统中, 有 16 个数字 T/R 组件, $B = 250 \text{ MHz}$, $T_p = 20 \mu\text{s}$, $f_I = 796.875 \text{ MHz}$, $f_s = 637.5 \text{ MHz}$, 要求在一次测量过程中得到 16 个组件间的相对时延量。仿真参数设定为 $\Delta\tau_{\max} = 0.5 \mu\text{s}$, $\tau_0 = 2\Delta\tau_{\max} = 1 \mu\text{s}$, $T_{\text{ref}} = N\tau_0 + T_p + 2\Delta\tau_{\max} = 37 \mu\text{s}$ 。由式(12), 抽取后的采样率为 $f_{s1} = u[(N-1)\tau_0 + 2\Delta\tau_{\max}] = 212.5 \text{ MHz}$, 从而, 确定抽取数 $D = 3$ 。

图 2 中显示的是组件信噪比为 50 dB 时, 由式(8)所得到的频域图。图中 16 根 sinc 窄脉冲(实线)表示待测时延 τ_n 为零, 各个组件信号分别被预延时 $(n - N/2)\tau_0$ 时的情况, 由式(10)可知, 窄脉冲之间相差 $u\tau_0$ 。当待测时延不为零时, 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。设组件 3, 6, 8, 12 的待测时延量为 $\tau_3 = 0.29872 \mu\text{s}$, $\tau_6 = -1.5096 \mu\text{s}$, $\tau_8 = 0.00064 \mu\text{s}$, $\tau_{12} = 0.5 \mu\text{s}$, 则图中频率轴右起第 3 根实线的左边(对应组件 3), 第 4 个实线左边(对应组件 6), 第 8 根实线(对应组件 8), 第 12 根实线左边(对应组件 12)附近处均有虚线, 表明这几个组件存在相对时延。虚线位于实线左边的代表正时延, 位于右边的代表负时延(由于时延量小于分辨率, 第 8 根实线附近的虚线被实线盖住)。由图中可看出, 由于 $\tau_6 = -1.5096 \mu\text{s} > \tau_0$, 对应组件 6 的虚线跳至第 4 个实线左边, 造成了组件的测量模糊(将虚线误以为是组件 4 的时延量)。为了去除测量模糊, 可调整 τ_0 , 使之满足: $\tau_0 \geq 2\Delta\tau_{\max}$, $\Delta\tau_{\max}$ 为 16 个组件的最大待测时延量(由组件的硬件决定)。

4.2 联合时延估计误差

表 1 中的理论方差由式(13)和式(14)计算得到, 实测方差由 1000 次蒙特卡罗仿真得到。可以看出, 实测方差约等于由 FFT(频域离散采样噪声)引起误差的方差与热噪声引起误差的方差之和, 这与式

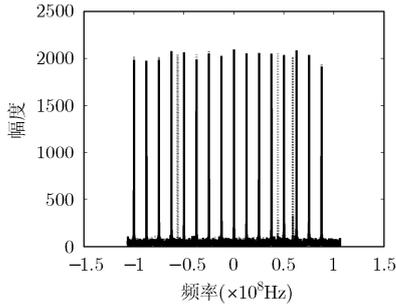


图 2 频域仿真结果

表 1 FFT+热噪声联合时延估计误差的方差

| SNR (dB) | 理论方差(FFT) (s ²) | 理论方差(热噪声)(s ²) | 实测方差(s ²) |
|----------|-----------------------------|----------------------------|--------------------------|
| 30 | 3.8958×10^{-19} | 2.4635×10^{-19} | 6.2215×10^{-19} |
| 40 | 3.8958×10^{-19} | 2.4635×10^{-20} | 4.2650×10^{-19} |
| 50 | 3.8958×10^{-19} | 2.4635×10^{-21} | 3.9748×10^{-19} |

(15)理论分析所得： $\sigma_r^2 = \sigma_{rs}^2 + \sigma_{rn}^2$ ，是相吻合的。

4.3 多个单频信号相互作用对测量的影响

图 3(a)中显示的是 16 个等幅归一化单频信号，相邻时延间隔为 $\tau_0 = 1 \mu\text{s}$ ，频率间隔为 $\Delta f_s = u\tau_0 = 12.5 \text{ MHz}$ 时，按照式(18)计算出的频率测量理论误差值和仿真实测得到的频率误差值，可以看出，理论值和仿真值吻合的很好。图中频率测量误差的最大值为 -104.6 Hz ，换算成时延误差为 $\Delta\tau_f = -104.6/u = -8.3680 \times 10^{-12} \text{ s}$ 。

图 3(b)为偏离频率差为 Δf_s ，相应时延差为 $\Delta\tau_f = \Delta f_s/u$ 的两个等幅归一化单频信号的频率理论误差值和仿真测量出的频率测量误差值。可以看出，当频率差 $|\Delta f_s| \geq 0.5 \text{ MHz}$ 时，由式(18)计算出的理论值与仿真实测值完全吻合，且随着频率差的增大，误差值变小(图中虚线为理论值，实线为仿真测量值)。

4.4 组件之间的相对时延误差

根据文献[12]，要保证宽带阵列信号的成像效果，T/R 组件间输出信号时延差 $\Delta\tau_{nm}$ 必须满足条件： $|\Delta\tau_{nm}| \leq 1/B$ 。对于测量系统来说，精度必须高于其一个数量级，基于此，我们对测量系统的要求是：对组件间的时延估计误差 $\Delta\tau_{nm}$ 需满足： $|\Delta\tau_{nm}| \leq 1/12B = 3.3333 \times 10^{-10} \text{ s}$ ，即其方差要小于 $\sigma_a^2 = 1.1111 \times 10^{-19} \text{ s}^2$ ，将其代入式(13)，得到不考虑热噪声情况下，频域采样数个数的最小值 $M = (f_{s1}^2/12\sigma_a^2 u^2)^{1/2} = 1.4723 \times 10^4$ 。由于 $T_{\text{ref}} = 37 \mu\text{s}$ ， $f_{s1}T_{\text{ref}} = 7.8625 \times 10^3$ ，不满足频域采样数个数要求。此时，可通过将 Dechirping 处理后的序列中加零，来降低频域采样误差影响。为简化起见，本文仿真

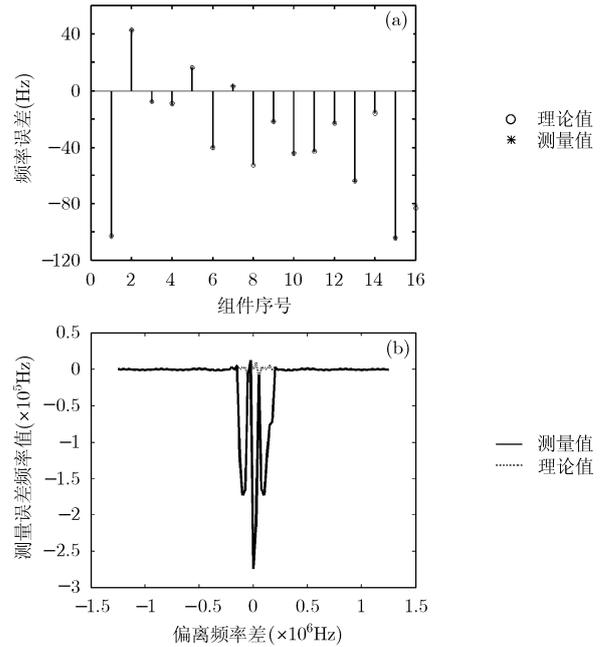


图 3 理论误差与实测误差结果

中取整数倍加零。

表 2 为根据式(13)，式(14)，式(17)，选择出的满足精度要求的参数组合，其理论方差是根据式(17)计算得到，实测方差由 1000 次蒙特卡罗仿真得到。可以看出，表中所有组合皆可满足对测量系统的要求，实际中，可根据对精度和实时性的要求来进行选择。

表 2 组件之间的相对时延量的方差

| 组件 SNR(dB) | 加零倍数 | 理论方差(s ²) | 实测方差(s ²) |
|------------|------|--------------------------|--------------------------|
| 40 | 4 | 1.0483×10^{-19} | 1.0611×10^{-19} |
| 50 | 2 | 9.3940×10^{-20} | 9.1400×10^{-20} |
| 50 | 3 | 5.6064×10^{-20} | 5.4298×10^{-20} |
| 50 | 4 | 3.8532×10^{-20} | 3.5389×10^{-20} |

当参数设定如 4.1 节时，由式(19)可计算出 16 个组件相互影响所造成的最大延时误差为 $1.9280 \times 10^{-11} \text{ s}$ ，这保证了 16 个组件间的相互作用对测量的影响很小。

5 结束语

基于大时带积 LFM 脉冲信号和 Dechirping 技术，本文提出了一种宽带全数字阵列组件间相对时延的测量方法，并对其进行了性能分析及仿真研究。仿真结果表明，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，可将测量软件作为一个构件嵌入到数字阵

列系统中进行实时测量, 同时, 只要添加相应的算法, 测量软件还可用于大时带积 LFM 信号其它性质的测量(幅度, 附加相位测量及线性度等), 该测量方法已应用于十一五预研项目“全数字宽带阵列成像”课题研究中。

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, and Jin Xue-ming. Research on key technology of DBF phased array radar[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2001, 23(4): 45-48.
 - [2] 卫健, 束咸荣, 李建新. 宽带相控阵天线波束指向频响分析和实时延迟器应用[J]. 微波学报, 2006, 22(1): 24-26.
Wei Jian, Shu Xian-rong, and Li Jian-xin. Beam-pointing excursion versus frequency and application of realtime delayers for the wideband phased array[J]. *Journal of Microwaves*, 2006, 22(1): 24-26.
 - [3] 何子述, 金林, 韩蕴洁, 严济鸿. 光控相控阵雷达发展动态和实现中的关键技术[J]. 电子学报, 2005, 33(12): 2191-2195.
He Zi-shu, Jin Lin, Han Yun-jie, and Yan Ji-hong. Development and implementation techniques of optically controlled phased array radar[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2005, 33(12): 2191-2195.
 - [4] 曹运合, 张焕颖, 张守宏, 刘峥. 宽带相控阵雷达数字波束形成及干扰置零方法[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(2): 365-369.
Cao Yun-he, Zhang Huan-ying, Zhang Shou-hong, and Liu Zheng. Digital beamforming and jammer nulling method for wideband phased array radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2007, 29(2): 365-369.
 - [5] 龚耀寰编著. 自适应滤波(第二版)[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003: 314-319.
Gong Yao-huan. Adaptive Filtering (2nd edition)[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2003: 314-319.
 - [6] 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[J]. 2006, 24(1): 1-15.
Zhang Yan and Hung Pei-cheng. High-precision time-interval measurement techniques and methods[J]. *Progress in Astronomy*, 2006, 24(1): 1-15.
 - [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, Jing Qiu-xi, and Bi Dai-ping. High precision time interval measurement method based on interpolating sampling technology[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2006, 28(11): 1633-1636.
 - [8] Szplet R, Kalisz J, and 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, and Wang Tong. Radar Imaging Technique[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2005: 24-29.
 - [10] 林茂庸, 柯有安. 雷达信号理论[M]. 北京: 国防工业出版社, 1984: 73-76.
Lin Mao-yong and Ke You-an. Radar Signal Theory[M]. Beijing: National Defence Industry Press, 1984: 73-76.
 - [11] 万永伦, 奴强, 汪学刚. 超宽带线性调频信号线性度的测量方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2007, 21(4): 55-58.
Wan Yong-lun, Si Qiang, and Wang Xue-gang. Linearity measurement method for ultra-wideband linear frequency modulated signal[J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrument*, 2007, 21(4): 55-58.
 - [12] 鲁耀兵, 戴开良, 陈燕. 宽带宽角扫描相控阵雷达技术研究[J]. 系统工程与电子技术, 2004, 26(4): 218-316.
Lu Yao-bing, Dai Kai-liang, and Chen Yan. Research of wideband and wide scan phased radar technology [J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2004, 26(4): 218-316.
- 彭卫: 男, 1969年生, 博士生, 研究方向为雷达数字信号处理、宽带全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。
- 汪学刚: 男, 1962年生, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为雷达信号处理、数字化雷达技术。