

线性调频脉冲阵的研究* **

杨 璧 南

(厦门水产学院电子工程系, 厦门)

摘要 本文以声呐为例讨论了应用啾声(Chirp)信号于线阵的问题。文章研究了在接收机输入端混有噪声的条件下线性调频脉冲阵的波束形成的可能性。理论分析和计算机模拟表明,系统具有良好的距离分辨率、角度分辨率和高的信噪比增益。

关键词 阵波束控制;信号处理;声呐;雷达

一、引 言

线性调频信号,或称啾声(Chirp)信号在近代雷达或声呐系统中已得到广泛应用,许多文献分析了它的工作原理^[1-3]。此技术可利用不大的峰值发射功率得到高的信噪比,并且提高了距离分辨率。如果发射一个带宽为 B , 脉宽为 T 的线性调频信号,利用匹配滤波器的压缩技术,其脉宽压缩到 $1/B$, 理论上可得的信噪比增益为 BT 。然而,至今文献中所讨论的线性调频系统的接收器都是由单个传感器构成的,因而系统的角度分辨率的提高受到限制,在复杂的杂波背景中信号提取能力下降。A. E. Carr 等人^[6]提出用优化处理提取杂波中多目标信号。此法对于弱信号探测有所改进。T. Yamamoto 等人^[7]在用于超声的啾声成象研究中提出用菲涅尔变换全息法实现现象的重构以提高角度分辨率。但其距离分辨率要求发射信号具有大的带宽,而角度分辨率又要求小的带宽,二者相互冲突,因而限制了分辨率的提高。

本文提出一种计算机化的阵处理技术,应用线性调频信号与数字相位补偿以形成混顿信号的波束。本文是作者先前工作^[8]的完善与扩展。理论分析和计算机模拟表明,此技术不仅在提高距离分辨率和角度分辨率方面有很好的效果,在带宽压缩和线阵的波束形成中信号的信噪比也得到显著改善。此技术使得线性调频信号在一定的范围内可成为雷达或声呐成象的有效工具。本文以声呐阵为例讨论此技术的工作原理与计算机模拟实验的结果。为了简单起见,本文仅限于研究一维的情形,并假定目标是固定不动的。

二、工作 原 理

假设一个超声发射换能器位于一个接收线阵的中心。它发射一个线性调频长脉冲

$$S(t) = A(t)e^{j(\omega_0 t + \frac{1}{2}bt^2)} \quad (1)$$

* 1987年6月16日收到,1989年1月11日修改定稿。

** 福建省自然科学基金资助课题

其中

$$A(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (2)$$

ω_0 为载波角频率, $b = 2\pi B/T$ 为角频率变化率.

声波到达点目标后散射回到第 i 个阵元, 混有噪声 $n_i(t)$ 的总接收波为

$$R_i(t) = A(t - \tau_i) e^{j[\omega_0(t - \tau_i) + \frac{1}{2}b(t - \tau_i)^2]} + n_i(t) \quad (3)$$

其中 τ_i 为声波从发射换能器到达目标, 然后返回到第 i 个阵元所经过的时间.

$R_i(t)$ 与参考信号 $S^*(t)$ 混合后得到一个频率与回波距离有关的混频信号 $H_i(t)$

$$H_i(t) = R_i(t) \times S^*(t) \quad (4)$$

其中

$$S^*(t) = A(t) e^{-j(\omega_0 t + \frac{1}{2} b t^2)} \quad (5)$$

将(5)式代入(4)式, 得到

$$\begin{aligned} H_i(t) = & A(t) A(t - \tau_i) e^{-j(b\tau_i t + \omega_0 \tau_i - \frac{1}{2} b \tau_i^2)} \\ & + A(t) n_i(t) e^{-j(\omega_0 t + \frac{1}{2} b t^2)} \end{aligned} \quad (6)$$

注意到上式中第一项为信号项, 其频率 $f_i = b\tau_i/(2\pi)$ 对于不同的阵元有不同的数值. 这样, 初看起来由于发射信号的宽带性能, 阵的波束形成难以实现. 为了克服这个困难, 将 $H_i(t)$ 取样, 在模数转换后进行数字化的相位修正. 修正后在时刻 t_n 的取样信号, 对各个阵元求和得到

$$\begin{aligned} h(n) = & \sum_{i=1}^M A(t_n) A(t_n - \tau_i) e^{-j(b\tau_i t_n + \omega_0 \tau_i - \frac{1}{2} b \tau_i^2 + \phi_{in})} \\ & + \sum_{i=1}^M A(t_n) n_i(t_n) e^{-j(\omega_0 t_n + \frac{1}{2} b t_n^2 + \phi_{in})}, \quad n = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (7)$$

式中 ϕ_{in} 为声场中根据参考点的位置和波束方向 θ_i (由线阵的垂线方向算起) 计算得到的第 i 个阵元的相位修正值

$$\begin{aligned} \phi_{in} = & -b(\tau_{is} - \tau_{os})t_n \\ & -\omega_0(\tau_{is} - \tau_{os}) \\ & + \frac{1}{2} b(\tau_{is}^2 - \tau_{os}^2) \end{aligned} \quad (8)$$

τ_{is} 和 τ_{os} 分别为声波到达参考点, 然后返回到第 i 个阵元和线阵中心所经过的时间. 参考点可选择待测空间中心附近沿波束方向上的任意一点 (如图 1 所示).

可以证明(见附录), 在如下条件下

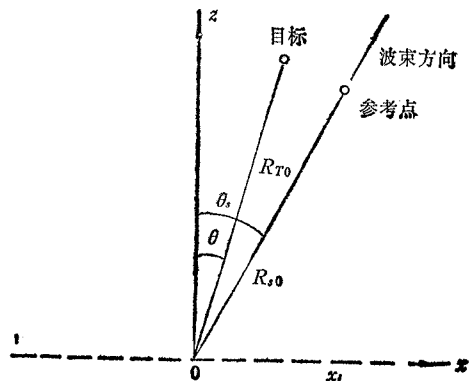


图 1 参考点位置与坐标

$$\left. \begin{aligned} \frac{bx_i^2}{2c^2} |\sin^2\theta - \sin^2\theta_i| &\ll 1 \\ \frac{x_i}{R_{T_0}} &\ll 1, \quad \frac{x_i}{R_{,0}} &\ll 1 \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

(7) 式可改写为

$$\begin{aligned} h(n) = & \sum_{i=1}^M A(t_n)A(t_n - \tau_i) e^{jk_n x_i u} e^{-j(b\tau_o t_n + \omega_o \tau_o - \frac{1}{2}b\tau_o^2)} \\ & + \sum_{i=1}^M A(t_n)n_i(t_n) e^{-j(\omega_o t_n + \frac{1}{2}b\tau_n^2 + \phi_{in})} \end{aligned} \quad (10)$$

式中

$$k_n = \frac{\omega_o + b\tau_n - b\tau_o}{c} \quad (11)$$

$$u = \sin\theta \frac{\omega_o + b\tau_n - b\tau_o}{\omega_o + b\tau_n - b\tau_o} - \sin\theta_i \quad (12)$$

τ_o 为声波到达待测目标,然后返回到线阵中心所经过的时间, θ 为目标的方向角(由线阵的垂线方向算起), x_i 为阵元的坐标(以线阵中心为原点), R_{T_0} 和 $R_{,0}$ 分别为待测目标点和参考点与线阵中心的距离, c 为声波在水中的传播速度。

为了了解条件(9)式中第一式的含义,在最不利的情况: $\theta_i = 0$ 时,将该式改写为 $bx_i^2 \sin^2\theta/2c^2 \ll 1$ 。注意到 $2x_{i\max} \sin\theta/c$ 为从远场点目标来的回波到达线阵上相距最远的两个阵元之间的时间差。因此该式也就是要求在信号到达线阵最远两个阵元的时间间隔内啾声信号的频率变化量足够小,以至于在该时间间隔内由于此频率变化引起的相位差可以忽略不计,即在与调频有关的相位中 $x_i \sin\theta$ 的二次方项可以不予考虑。

如果在每一阵元后从 $t = T/2$ 开始对混频信号 $H_i(t)$ 进行取样,而且总取样时间小于 $T/2$,则对于从 $\tau_i \leq T/2$ 的目标返回的回波,可以令 $A(t_n)A(t_n - \tau_i) = 1$ 。这样,阵的瞬时输出(10)式可重写为

$$\begin{aligned} h(n) = & \sum_{i=1}^M e^{jk_n x_i u} e^{-j(b\tau_o t_n + \omega_o \tau_o - \frac{1}{2}b\tau_o^2)} \\ & + \sum_{i=1}^M n_i(t_n) e^{-j(\omega_o t_n + \frac{1}{2}b\tau_n^2 + \phi_{in})} \end{aligned} \quad (13)$$

上式中第一项为信号项,记为 $h_1(n)$ 。它含有因子 $\sum_{i=1}^M e^{jk_n x_i u}$ 。因此,在时刻 t_n 的瞬时输出具有与一般脉冲线阵类似的波束图样。

当 $\theta = \theta_i$,即目标正好落在参考点的方向上时,

$$h_1(n) = \sum_{i=1}^M e^{j\frac{b}{c}(\tau_{os} - \tau_o)\sin\theta_i x_i} e^{-j(b\tau_o t_n + \omega_o \tau_o - \frac{1}{2}b\tau_o^2)} \quad (14)$$

显然, $\{h(n)\}$ 的离散傅里叶变换 $\{H(k)\}$, $k = 1, 2, \dots, N$, 经过

$$\sum_{i=1}^M e^{j\frac{b}{c}(\tau_{os} - \tau_o)\sin\theta_i x_i}$$

数值的补偿后就反映了混有噪声的回波信号混频后依频率的分布。因为混频频率

$$f_m = \frac{b r_0}{2\pi} \quad (15)$$

与目标距离 R_{T_0} 的关系由下式给出

$$R_{T_0} = \frac{\pi f_m c}{b} \quad (16)$$

补偿后的 $\{H(k)\}$ 值也就反映了沿参考方向 θ_0 上混有噪声的回波强度随距离的变化。

(13)式中的第二项为噪声项,由该式可见噪声对线阵的波束形成无影响,而阵叠加导致信噪比的提高将在第三节讨论。

系统方框图如图 2 所示。

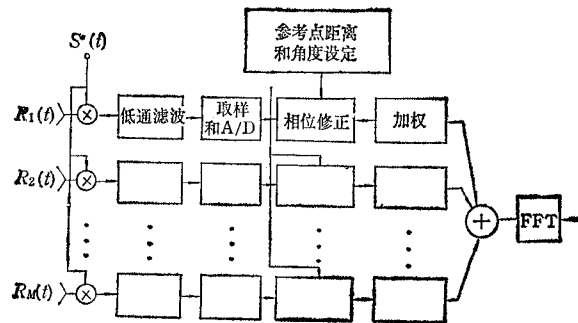


图 2 系统方框图

图中的相位修正按照 (8) 式计算的数值进行。

三、几个性能指标

1. 距离分辨率

在上面所描述的系统,目标的探测是基于对(13)式进行的频谱分析;后者产生于傅里叶变换。因此理论上的距离分辨率可由谱估计理论得到。照此理论,频谱分辨率 Δf 与时间孔径(总取样时间) Δt 之间的关系为

$$\Delta f \approx \frac{1}{\Delta t} \quad (17)$$

由上式和(16)式,可得距离分辨率

$$\Delta R \approx \frac{\pi c}{b \Delta t} \quad (18)$$

上式表明,距离分辨率决定于 Δt 内的角频率变化量 $b \Delta t$ 。因此,分辨率可达到比较小的数值。例如,当 $b \Delta t = 10 \times 2\pi \text{kHz}$ 时, $\Delta R \approx 7.5 \text{cm}$ 。由于(9)式的近似性带来误差,实际的分辨率低于(18)式所给出的数值。

2. 角度分辨率

由(13)式,系统的角度分辨率接近于普通脉冲阵的分辨率.当权重为1时,3dB波束宽度近似地由下式给出

$$\Delta\theta \approx 0.9 \frac{\lambda_0}{L} \quad (19)$$

其中 $\lambda_0 = 2\pi c/\omega_0$, L 为线阵长度.带权重的分辨率可由数值计算得到或由解析式给出近似估计^[9].

3. 信噪比增益

当 $\theta = \theta_s$ 时,令 $t_n = n\Delta T/N$,取(13)式的离散傅里叶变换可得

$$H(k) = S(\theta_s, k) \frac{\sin\left(\frac{b\tau_o\Delta T + 2\pi k}{2}\right)}{\sin\left(\frac{b\tau_o\Delta T + 2\pi k}{2N}\right)} + \sum_{i=1}^M N_i(k) \quad (20)$$

式中 $S(\theta_s, k)$ 为与距离有关的因子

$$S(\theta_s, k) = e^{-j(\omega_0\tau_o - \frac{1}{2}b\tau_o^2 + \frac{\delta\tau_o\Delta T + 2\pi k}{2} \cdot \frac{N-1}{N})} \sum_{i=1}^M e^{j\frac{b}{c}(\tau_{oi} - \tau_o)\sin\theta_s \cdot x_i} \quad (21)$$

而

$$N_i(k) = \text{DFT}[n_i(t_n)e^{-j(\omega_0 t_n + \frac{1}{2}bt_n^2 + \phi_{in})}] \quad (22)$$

由(21)式,当 $(b/c)(\tau_{oi} - \tau_o)\sin\theta_s x_i \ll 1$ 时, $|S(\theta_s, k)|^2 \approx M^2$.同时可以证明,在伴有零均值白噪声的情况下, $\sum_i |N_i(k)|^2 = M |N_1(k)|^2$,而且与 k 无关.因此,由于线阵波束形成的结果,信噪比增益近似为 M .

由(17)中,接收到的调频信号经混频处理后,带宽压缩了 $B/\Delta f = B\Delta T$.这样,在零均值白噪声的情况下,混频处理产生的信噪比增益为 $B\Delta T$.

因此,线性调频阵经混频和数字相位修正后所得到的信噪比总增益为 $MB\Delta T$.

四、计算机模拟

对以上理论分析进行了计算机模拟.接收阵元等间隔地分布在长为 0.93m 的直线上,阵元数 $M = 32$.位于接收线阵中心的发射换能器发射调频声波.

1. 波束图样

发射调频声波的频率范围为 150—220kHz.设用于相位修正的参考点距离 $R_{r0} = 100\text{m}$,波束形成方向 $\theta_s = 0.1\text{rad}$.一个点目标位于 $R_{T0} = 110.3\text{m}$ 的距离上.计算混频及信号处理后阵输出的傅里叶变换在与 R_{T0} 相对应的频率上的功率随目标方向的变化,得到阵波束图样如图 3(a) 所示.阵加权采用哈明权重.由图可见,调频脉冲阵的波束图样与通常脉冲阵的波束图样十分接近^[10],说明这个调频脉冲阵在进行数字化的逐点相位修正后可形成定向波束,而且保持良好的角度分辨率.

为了进行比较,图 3(b) 给出了未进行相位修正的调频阵的波束图样.

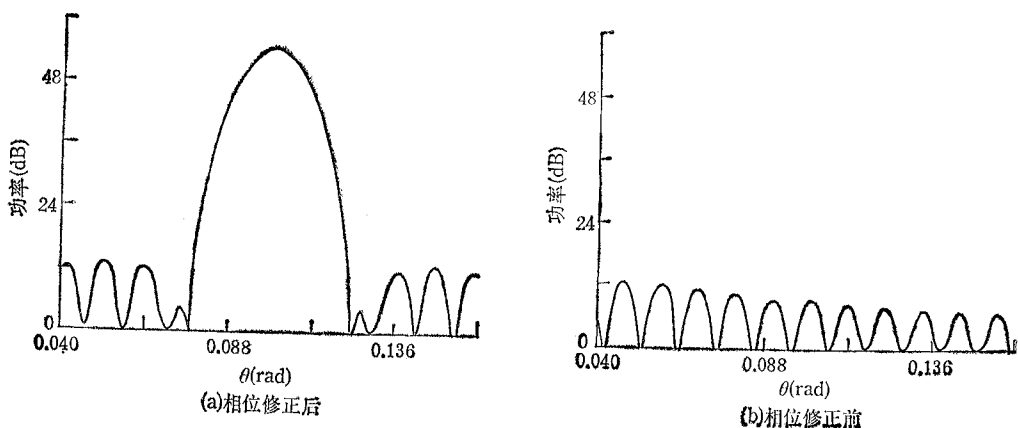


图3 波束图样

2. 混频功率随距离的变化

发射信号的频率范围与波束图样所用数据相同, $b\Delta t = 30\text{kHz}$ 。

设有一个点目标位于 $\theta = 0.03\text{rad}$ 的方向上, $R_{T_0} = 110\text{m}$ 。用于相位修正的参考点坐标为 $R_{r_0} = 100\text{m}$, $\theta_r = 0.03\text{rad}$ 。在每个阵元伴随接收零均值赝白噪声的条件下, 模拟计算此系统在 $\theta = 0.03\text{rad}$ 方向上混频后的信号功率谱, 如图4所示。图中已把横坐标频率根据(16)式变换为距离。为了压低频谱旁瓣, 在数据处理中进行了时域加权; 同样也采用哈密权重。

在 $R = 110\text{m}$ 附近, 混频信号功率的计算机模拟值列于表1。其中距离的间隔 ΔR 为由(18)式所计算的数值。 $\Delta R = 0.16\text{m}$ 。

由表可见, 在与目标 ($R_{T_0} = 110\text{m}$) 相距 0.16m 处, 调频阵的响应已下降 7dB 。

为了进一步显示带宽对距离分辨率的影响, 图5(a)和图5(b)比较了不同带宽下的混频信号频谱。目标为等强度的两个点, 距离分别为 105m 和 105.16m 。在图5(a)中 $b\Delta t = 30\text{kHz}$, 目标紧靠在一起, 是刚刚可以分离的两个点(如果把横坐标拉大)。在图5(b)中 $b\Delta t = 60\text{kHz}$, 两个目标点明显地分离开来。进一步计算机模拟表明, 只要满足(9)式的条件, 频带宽度可以继续增加, 这时仍可形成定向波束。但带宽太宽时波束图样的峰值稍许偏离 $\theta = \theta_r$ 的方向。在实际探测中, 为了正确判断目标的方向, 可以

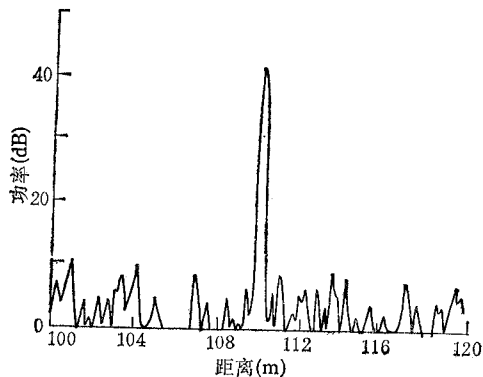
图4 功率随距离的变化
(一个点目标)

表1 混频信号功率随距离的变化(相对值)

R(m)	109.36	109.52	109.68	109.84	110.00	110.16	110.32	110.48	110.64
P(dB)	6.3	2.3	5.5	34.2	41.2	33.8	3.3	1.2	5.6

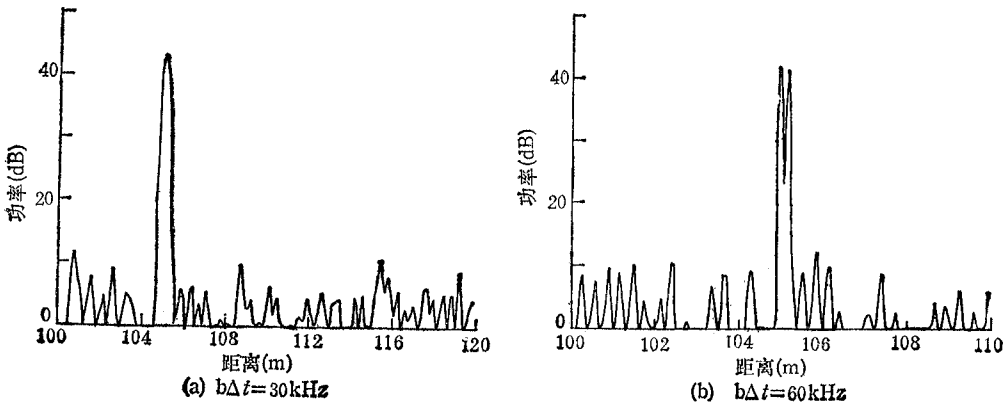


图 5 带宽对目标分辨的影响

利用模拟计算,预先给出相应修正曲线.

3. 基阵的信噪比增益

另外,对三个具有等目标强度的点目标也做了模拟计算. 假设三个目标同在 $\theta = 0.03\text{rad}$ 的方向上, $R_{T0} = 105\text{m}, 108\text{m}$ 和 111m , 伴随接收零均值赝白噪声,也采用时域哈明加权. 混频处理后阵的输出功率随距离的分布如图 6(a) 所示. 为了说明线阵的信噪比增益,图 6(b) 给出单接收阵元在相同条件下的频谱,比较图 6(a) 与图 6(b) 可看出,调频线阵的信噪比增益增大了约 15dB,与第三节的讨论结果一致.

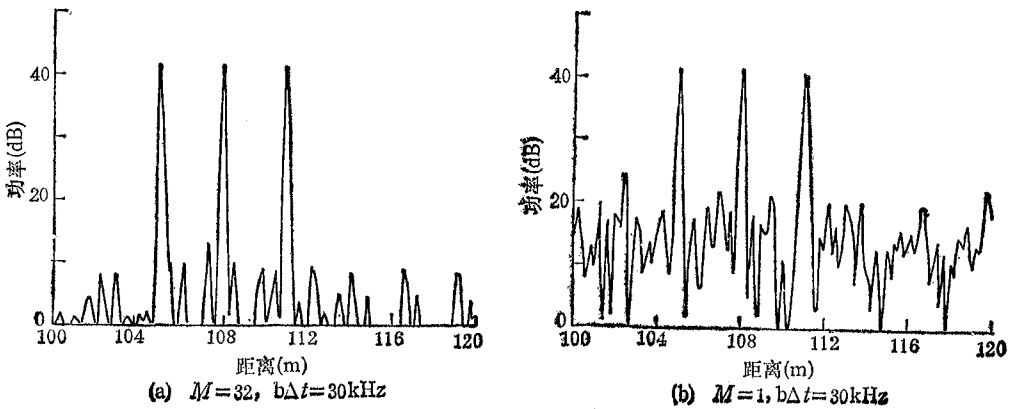


图 6 基阵的信噪比增益

五、结 论

理论分析与计算机模拟表明,用复数共轭于原型信号的波形与接收信号混频,然后在计算机内实行数字相位修正,在频率变化率不大和目标处于费涅耳区或远场的情况下,线性调频阵输出的角度变化部分可以分离出来,并且得到一个同通常脉冲阵相似的角度分布,因此可形成定向波束. 此系统同时具有好的距离分辨率和角度分辨率. 由于在径向

上频带压缩,在横向上阵波束形成,系统得到较大的信噪比增益,这是其它的探测手段所不及的,因此可能成为高分辨率成像技术的一个工具.本工作是假定目标为静止目标,对于动目标,则要考虑到多卜勒效应.后者对于波束形成的影响有待于进一步研究.

作者在此感谢美国宾夕法尼亚大学雷蒙·S·伯柯维兹教授对本文提出的宝贵建议.

附录 (10)式的推导

(7)式中第一项的相角可写为

$$\begin{aligned} b\tau_i t_n + \omega_0 \tau_i - \frac{1}{2} b\tau_i^2 - b(\tau_{is} - \tau_{os})t_n - \omega_0(\tau_{is} - \tau_{os}) + \frac{1}{2} b(\tau_{is}^2 - \tau_{os}^2) \\ = b t_n (\tau_i - \tau_{is} + \tau_{os}) + \omega_0 (\tau_i - \tau_{is} + \tau_{os}) - \frac{1}{2} b (\tau_i^2 - \tau_{is}^2 + \tau_{os}^2) \end{aligned} \quad (A-1)$$

当 $x_i/R_{i0} \ll 1$ 和 $x_i/R_{o0} \ll 1$ 时,上式中

$$\begin{aligned} \tau_i - \tau_{is} + \tau_{os} &= \tau_i - \tau_o - (\tau_{is} - \tau_{os}) + \tau_o \\ &= -\frac{x_i \sin \theta}{c} + \frac{x_i \sin \theta_i}{c} + \tau_o \end{aligned} \quad (A-2)$$

$$\begin{aligned} \tau_i^2 - \tau_{is}^2 + \tau_{os}^2 &= (\tau_i - \tau_o)(\tau_i + \tau_o) - (\tau_{is} - \tau_{os})(\tau_{is} + \tau_{os}) + \tau_o^2 \\ &= -\frac{x_i \sin \theta}{c} \left(2\tau_o - \frac{x_i \sin \theta}{c} \right) \\ &\quad + \frac{x_i \sin \theta_i}{c} \left(2\tau_{os} - \frac{x_i \sin \theta_i}{c} \right) + \tau_o^2 \end{aligned} \quad (A-3)$$

如果 $\frac{bx_i^2}{2c^2} |\sin^2 \theta - \sin^2 \theta_i| \ll 1$, 则

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} b (\tau_i^2 - \tau_{is}^2 + \tau_{os}^2) \\ = b \left(-\tau_o \frac{x_i \sin \theta}{c} + \tau_{os} \frac{x_i \sin \theta_i}{c} + \frac{1}{2} \tau_o^2 \right) \end{aligned} \quad (A-4)$$

将(A-1), (A-2)和(A-4)式代入(7)式和(8)式中就可得到(10)–(12)式.

参 考 文 献

- [1] A. J. Hyman, J. Lait, *Proc. IEE*, 107B(1960), 365–372.
- [2] S. A. Hovanessian, *Radar Detection and Tracking System*, Artech House, 1973, pp. 7-27–7-43.
- [3] E. Brookner, *Radar Technology*, Ch.10, Artech House, 1977.
- [4] L. P. Solie, M. D. Wohlers, *IEEE Trans. on MTT*, MTT-29(1981), 419–423.
- [5] 蔡希尧, 雷达系统概论, 科学出版社, 1983, PP. 379–393.
- [6] A. E. Carr, L. G. Cuthbert, A. D. Oliver, *IEE Proc.* 128F(1981), 331–336.
- [7] T. Yamamoto, Y. Aoki, *IEEE Trans. on SU*, SU-31(1984), 362–366.
- [8] Binan Yang, *Processing Technique for a Linear FM Pulse Array*, Proceeding of ICASSP 86, Tokyo, 1986, pp. 1837–1840.
- [9] 吴湘琪, 聂海, 数字信号处理技术及其应用, 中国铁道出版社, 1986, PP.246–257.
- [10] D. E. Dudgeon, *Proc. IEEE*, 65(1977), 898–904.

ANALYSIS FOR LINEAR FM CHIRP PULSE ARRAY

Yang Binan

(Xiamen Fisheries College, Xiamen)

Abstract Taking the sonar case for an example the application of a chirp signal for a linear array is described. In addition to the digitalized phase-correction technique, the array beamforming in the presence of noise is discussed. The theoretical analysis and computer simulation have shown that the system is characterized by the good range resolution and good angular resolution, as well as the high gain in signal-to-noise ratio.

Key words Array beam steering; Signal processing; Sonar; Radar