

有效的宽带宽角发射干扰置零新方法

曹运合* 张守宏* 王胜华** 罗永健*

*(西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室 西安 710071)

** (航天长征火箭技术有限公司 704 所 北京 100076)

摘 要：相控阵雷达采用宽带技术是雷达发展的必然趋势。而抗宽带干扰技术是宽带相控阵雷达必须解决的问题，该文针对发射信号为线性调频信号，提出了一种宽带宽角发射波束形成新方法。该算法在已精确估计出信号和干扰方向的前提下，把窄带权和宽带权相结合形成最优权。该方法能在保证距离高分辨特性的前提下，在干扰方向形成较宽凹口，文中给出了实现框图并仿真证实了该方法的有效性。

关键词：线性调频，宽带雷达，波束形成，置零

中图分类号：TN958.92 **文献标识码：**A **文章编号：**1009-5896(2005)04-0577-03

Efficient Wideband Jammer Nulling in Large Scanning Angle

Cao Yun-he* Zhang Shou-hong* Wang Sheng-hua** Luo Yong-jian**

*(National Key Lab. for Radar Signal Processing, Xidian Univ, Xi'an 710071, China)

** (Aerospace Long March Launch Vehicle Technology Co. Ltd., Beijing 100076, China)

Abstract Phased array radar combined with wideband technique is the development trend in radar, while technology of restraining wideband interference must be resolved in wideband phased array radar. A new wideband transmitting beamforming method is presented in this paper which uses LFM signal. The algorithm produces optimal weight by combining wideband with narrowband weight on the premise of accurate DOA estimation. The method can ensure high distance resolution of the signal and form pattern null in the direction of the interference. Simulation results demonstrate the effectiveness of the method.

Key words LMF, Wideband radar, Beamforming, Null

1 引言

相控阵雷达因其波速控制灵活，可捷变和无机械扫描的特点而在现代军事和民用中显示出日益强大的作用。我们常常希望雷达在完成目标探测的同时还能给出目标属性甚至成像，这就必须使用宽带信号。在宽带情况下，当波束扫描角较大时,各个接收阵元的输出包络延时会出现大于信号分辨力的现象,存在“孔径渡越”问题^[1],因此，常规只控制相位的窄带雷达是不能有效发射宽带信号的^[2]。

宽带阵列波束形成方法^[3-6]的研究与窄带同步发展,其基本方法是时空二维处理,主要有时域和频域两种处理方法。但这两种方法运算量很大,工程难以实现。当存在宽带干扰时，我们希望形成的方向图能够在干扰方向上形成零点，抑制干扰。但由于宽带相位补偿既与方向有关，又与时间有关，用去了两维信息，加上计算复杂，工程难以实现，宽带宽角相控阵干扰方向置零技术至今仍是一个技术难点。

我们采取窄带权和时变宽带权相结合的办法，预先生成窄带权，使得该窄带权形成的方向图在干扰方向形成零点并

且让零点加宽加深^[7,8]。宽的凹口对小的方向偏移不敏感，可增加干扰方向的稳健性。用单频权与时变宽带权相乘并作适当处理，可在宽带干扰方向形成零点。

2 阵列模型和宽带发射波束形成

假设阵列为等距离线阵，阵元共 L 个,阵元间距为 d ，发射信号形式为线性调频脉冲信号，脉冲宽度为 T ，目标方向为 α ，参考阵元为第零个阵元。

在大扫描角的情况下，各阵元发射不能同时到达波束指向的波前面，第 l 个阵元发射信号相对于参考阵元在波前面的包络延迟为

$$\tau_l = ld \sin \alpha / c$$
 (1)

其中 $l = 0 \sim L - 1$ ， c 为光速。

假设发射信号为

$$S(t) = A(t)e^{j2\pi(f_0t + \frac{\mu t^2}{2})}$$
 (2)

其中 f_0 为载频， μ 为调频斜率， $A(t)$ 为包络并为方波且宽度为 T 。该信号同时馈至各发射阵元并与权值相乘后发射出去。那么第 l 个阵元发射出去的信号需要为

$$S_l(t) = S(t - \tau_l) = A(t - \tau_l) e^{j2\pi(f_0 t + \frac{\mu t^2}{2})} e^{-j2\pi f_0 \tau_l - j2\pi(\mu \tau_l t - \frac{\mu \tau_l^2}{2})} \quad (3)$$

因为 τ_l 与脉冲宽度相比很小, 故可不考虑 $A(t - \tau_l)$ 的影响, 则

$$S_l(t) = e^{j2\pi(f_0 t + \frac{\mu t^2}{2})} e^{-j2\pi f_0 \tau_l - j2\pi(\mu \tau_l t - \frac{\mu \tau_l^2}{2})} = S(t) w_{kl}(t) \quad (4)$$

这里

$$w_{kl}(t) = e^{-j2\pi f_0 \tau_l - j2\pi(\mu \tau_l t - \frac{\mu \tau_l^2}{2})} \quad (5)$$

为时变宽带权, 将发射信号与 $w_{kl}(t)$ 相乘后即可成为第 l 个阵元发射出去的信号。

阵列在 α 方向发射出去的信号为

$$y(t) = \sum_{l=0}^{L-1} S_l(t + \tau_l) = \sum_{l=0}^{L-1} S(t - \tau_l + \tau_l) = LS(t) \quad (6)$$

3 有效的宽带宽角发射波束干扰方向置零技术

当存在宽带干扰时我们希望既可以在信号方向形成峰值, 又在干扰方向形成零点。假设目标、干扰方向已由窄带波达方向估计精确估计出, 目标在 α 方向, 干扰在 β 方向, 发射信号形式为线性调频脉冲信号, 为方便起见, 我们定义下列参数(假设为第 l 个阵元):

在干扰方向延时为

$$\tau_{\beta l} = ld \sin \beta / c \quad (7)$$

单频权 w_l 使得在发射单频率为 f_0 情况下, 能在信号方向形成主瓣, 在干扰方向形成零点。可用成熟的窄带算法(SMI 方法等), 即要满足:

$$\sum_{l=0}^{L-1} w_l a_l(\alpha) = 1 \quad (8)$$

$$\sum_{l=0}^{L-1} w_l a_l(\beta) = 0 \quad (9)$$

此处 $a_l(\alpha) = e^{j2\pi f_0 \tau_{\alpha l}}$, $a_l(\beta) = e^{j2\pi f_0 \tau_{\beta l}}$ 。

我们希望找到一个最优权, 使得在发射宽带线性调频脉冲信号情况下, 当向 α 方向发射信号增益为最大值, 不向干扰方向发射或向干扰方向发射功率极小。构造一个权 $w_{ol}(t)$ 为单频权与时变宽带权相乘, 因两个权重含有 $e^{-j2\pi f_0 \tau_l}$ 这一项, 所以令

$$w_{ol}(t) = w_{kl}(t) w_l / e^{-j2\pi f_0 \tau_l} = w_{kl}(t) w_l a_l(\alpha) \quad (10)$$

下面我们分析此权的特点, 此时第 l 阵元输出为

$$S_l(t) = S(t) w_{ol}(t) = S(t - \tau_l) w_l a_l(\alpha) \quad (11)$$

整个阵列向 α 方向发射出的信号为

$$y(t) = \sum_{l=0}^{L-1} S_l(t + \tau_l) = \sum_{l=0}^{L-1} S(t) w_l a_l(\alpha) = S(t) \quad (12)$$

整个阵列向 β 方向发射出的信号为

$$y_{\beta}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} S_l(t + \tau_{\beta l}) = \sum_{l=0}^{L-1} S(t + \tau_{\beta l} - \tau_l) w_l a_l(\alpha)$$

$$\begin{aligned} &= \sum_{l=0}^{L-1} e^{j2\pi(f_0 t + \frac{1}{2}\mu t^2)} e^{-j2\pi\mu(\tau_l - \tau_{\beta l})} e^{j\psi} w_l [e^{j2\pi f_0(\tau_{\beta l} - \tau_l)} a_l(\alpha)] \\ &= S(t) \sum_{l=0}^{L-1} q_l^*(t) w_l a_l(\beta) \end{aligned} \quad (13)$$

此处

$$q_l(t) = e^{-j2\pi\mu t(\tau_{\beta l} - \tau_l)} \quad (14)$$

“*”是共轭符号, ψ 为二次项相位, 因为相对极小, 故可以忽略, 以下各式证明均忽略二次项相位。可以看出, $q_l^*(t)$ 的加权使得不能在干扰方向形成零点。

显然可见, 若在权 $w_{ol}(t)$ 上乘一个补偿因子 $q_l(t)$, 就可使式(13)的值为零。令

$$w_{opl}(t) = q_l(t) w_{ol}(t) = q_l(t) w_{kl}(t) w_l a_l(\alpha) \quad (15)$$

此时第 l 阵元发射出的信号为

$$S_l(t) = S(t) w_{opl}(t) = S(t) q_l(t) w_{kl}(t) w_l a_l(\alpha) \quad (16)$$

此时阵列向干扰方向发射出的信号为

$$\begin{aligned} y_{\beta}(t) &= \sum_{l=0}^{L-1} S_l(t + \tau_{\beta l}) = S(t) \sum_{l=0}^{L-1} q_l^*(t) q_l(t) w_l a_l(\beta) \\ &= S(t) \sum_{l=0}^{L-1} w_l a_l(\beta) = 0 \end{aligned} \quad (17)$$

0 为零向量, 显然, 补偿后的最优权不向干扰方向发射信号。

此时阵列向目标方向发射出的信号变为

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{l=0}^{L-1} S_l(t + \tau_l) = \sum_{l=0}^{L-1} S(t) q_l(t) w_l a_l(\alpha) \\ &= S(t) \sum_{l=0}^{L-1} q_l(t) w_l a_l(\alpha) = S(t) x(t) \end{aligned} \quad (18)$$

其中

$$x(t) = \sum_{l=0}^{L-1} q_l(t) w_l a_l(\alpha) \quad (19)$$

可见, 上式实际上是对发射信号时域加权, 这将破坏原有信号的包络形状和频谱结构, 也就破坏了发射信号的高分辨特性。这与我们采用宽带信号的初衷相矛盾, 所以为了保证信号的高分辨, 我们作如下处理:

$$y(t) = y(t) x^*(t) / |x(t)|^2 \quad (20)$$

其中 $| \cdot |$ 表示取绝对值, 此时在目标方向发射出的信号为

$$y(t) = S(t) x(t) x^*(t) / |x(t)|^2 = S(t) \quad (21)$$

在阵列发射出去的信号作如上处理是不可能的, 但它相当于对所有的阵元发射信号按式(20)处理, 即同乘这一项在所有阵元的权上。本文方法宽带最优权可以表示为

$$w_{optl}(t) = w_{opl}(t) (x^*(t)) / |x(t)|^2 = q_l(t) w_{kl}(t) w_l a_l(\alpha) (x(t)) / |x(t)|^2 \quad (22)$$

显然 $x(t)$ 与 l 无关, 上式宽带最优权不会影响在干扰方向阵列输出信号为零矢量, 所以本方法可以实现宽带干扰置零。

从以上可知, 本方法可在干扰方向形成零点, 既保证雷达不向干扰方向发射信号, 又可保证信号的高分辨特性, 另

向零点稍微偏移,但由于形成的窄带零点较宽,故本方法仍可保持干扰置零性能。又因本文宽带最优权是时间的函数,移频移相处理应该在基带进行,然后上变频发射出去,即数字基带信号应为

$$S_0(t) = A(t)e^{jn\mu t^2} \quad (23)$$

其中 $t = nT_s$, T_s 为采样周期。其发射波束形成框图如图1所示。

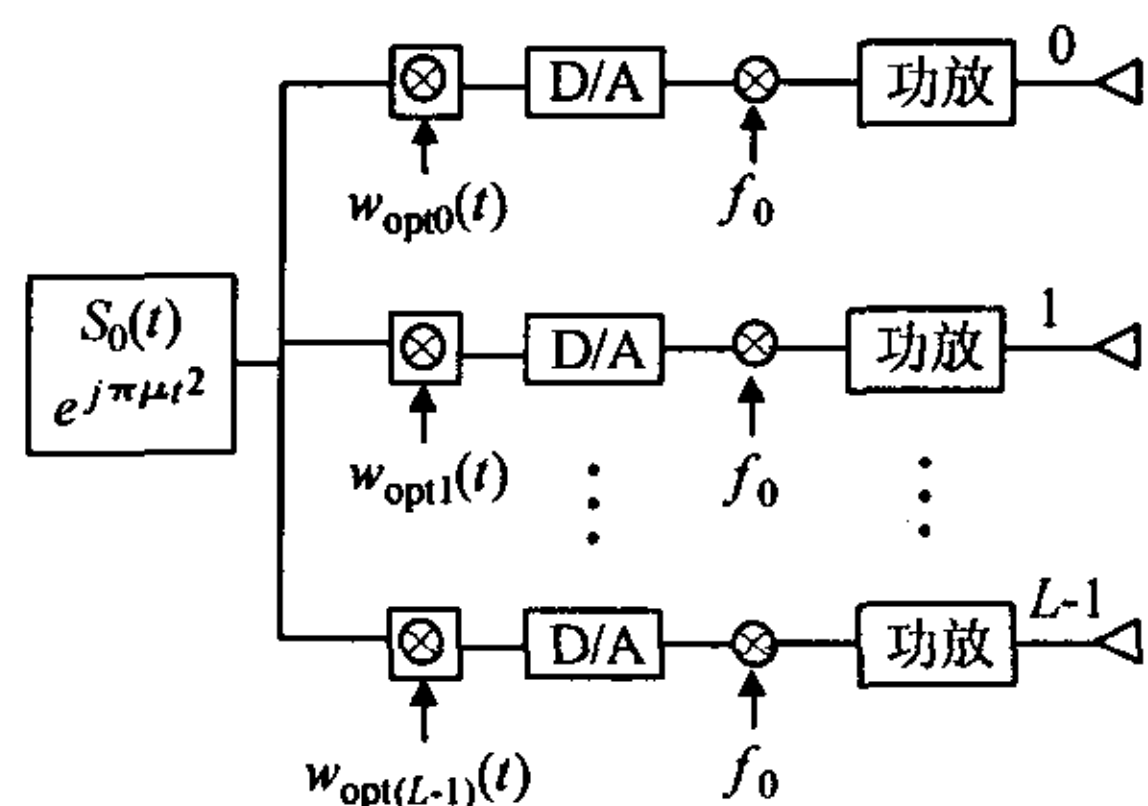


图1 本文方法发射波束形成框图

本文方法可总结成如下步骤:

(1) 用窄带 MUSIC 等方法估计出目标和干扰方向; (2) 生成在干扰方向宽凹口的单频权矢量 w_l ; (3) 根据式(22)求出宽带最优权; (4) 发射波束形成。

4 仿真计算

假设阵列是等距离线阵,阵元数为20,阵元间距为0.15m,发射信号是线性调频脉冲信号,脉冲压缩前脉冲宽度 $T = 2 \times 10^{-5}$ s,载频 $f_0 = 1000$ MHz,调频斜率 $\mu = 5 \times 10^{12}$,发射信号带宽范围为 $f_0 - \mu T - f_0 = 900$ MHz~1000MHz,因为是宽带宽角波束形成方法,所以我们假设目标在 40° ,干扰在 -60° ,宽带干扰为与发射信号带宽相同的压制性干扰。

图2是发射单频 f_0 情况下窄带权 w_l 形成的静态方向图,当然我们可预先生成此窄带权,并且用参考文献[7]方法使零点加宽,这里,采用以干扰方向为中心,宽度为 3° 的宽凹口,这样可以放宽对干扰方向估计的精度要求。

图3为式(10)的权 $w_{ol}(t)$ 形成的静态方向图。可见该权虽然在目标方向很好地保持峰值但不能在干扰方向形成零点,这与我们证明结果相同。

图4为本文方法宽带最优权 $w_{optl}(t)$ 形成的静态方向图,

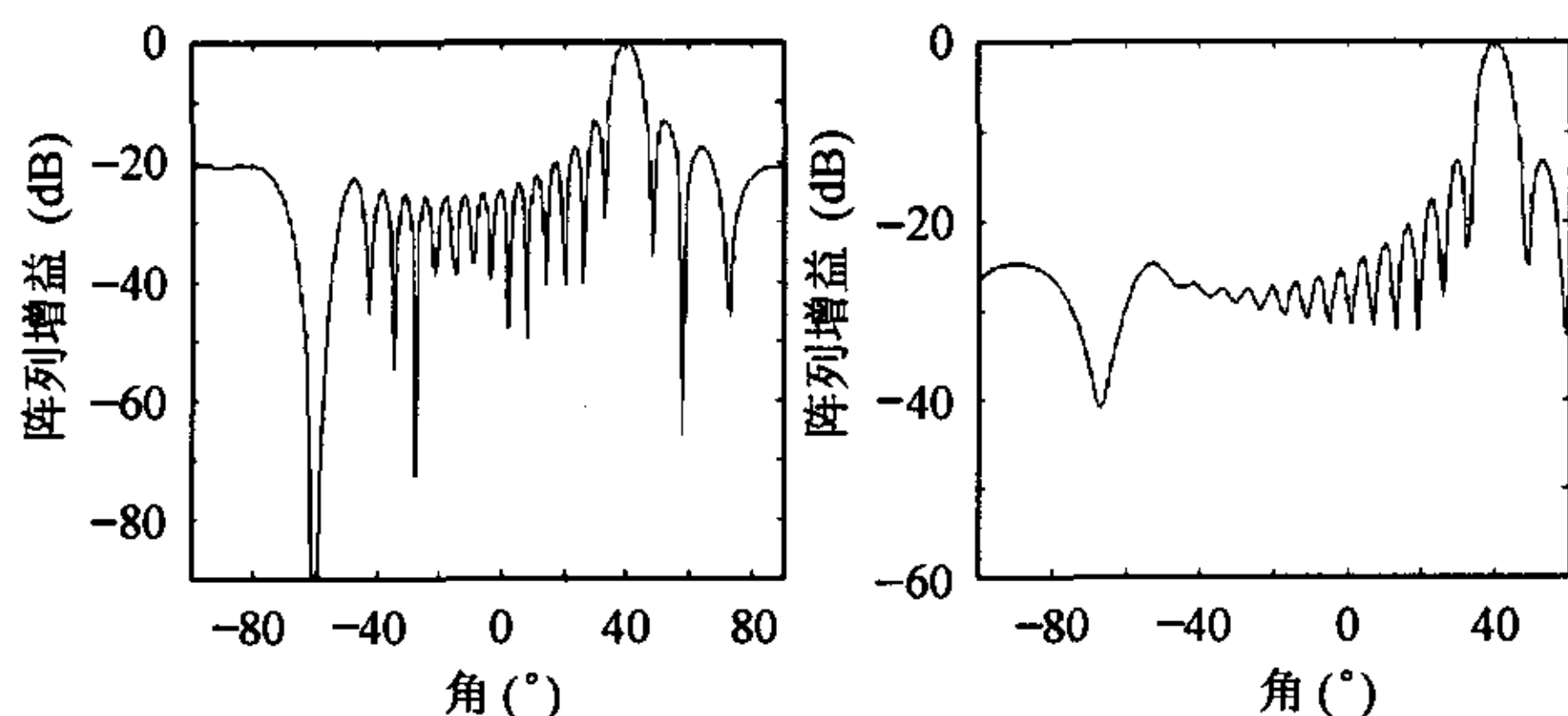


图2 单频权形成的静态方向图 图3 没置零时形成的静态方向图

可见本方法可以在干扰方向形成较宽的凹口,对干扰方向估计有较小误差时能保持性能,即能保持算法的稳健性。

并使主瓣变形不大,故该方法可有效发射波束干扰置零。

图5为本方法处理后在目标方向的脉冲压缩图(没有加权处理),可以看出脉冲压缩输出信号第1副瓣电平比主瓣低约13.6dB,脉冲压缩输出信号脉宽约为 1×10^{-8} s,与理论值相同。显然脉冲压缩效果良好,该方法能有效发射出宽带信号并在干扰方向形成零点。

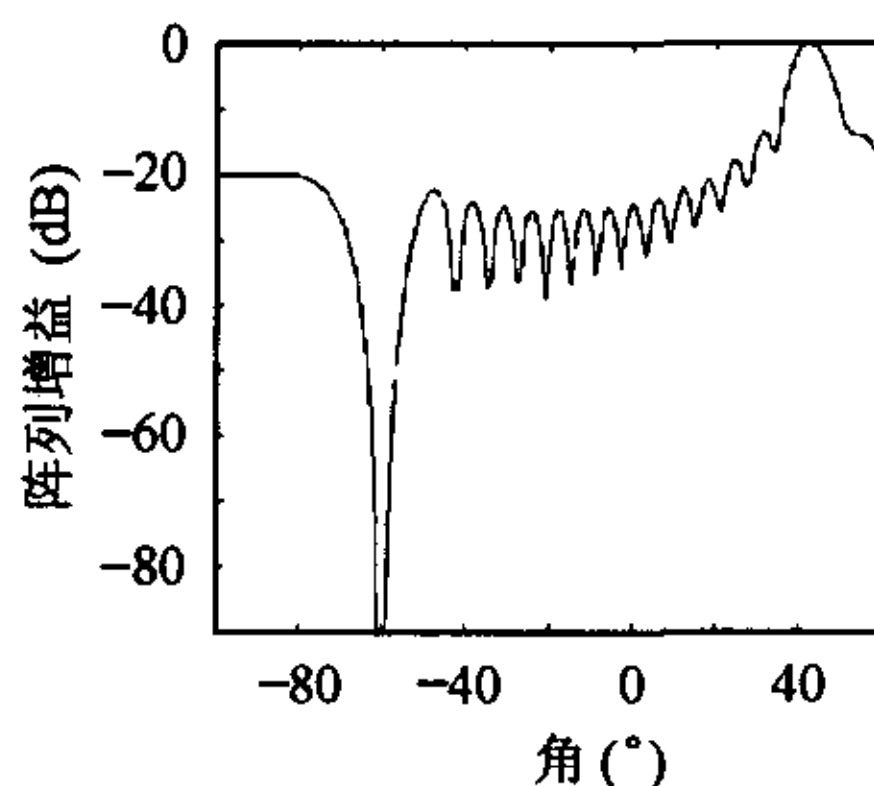


图4 宽带最优权形成的方向图

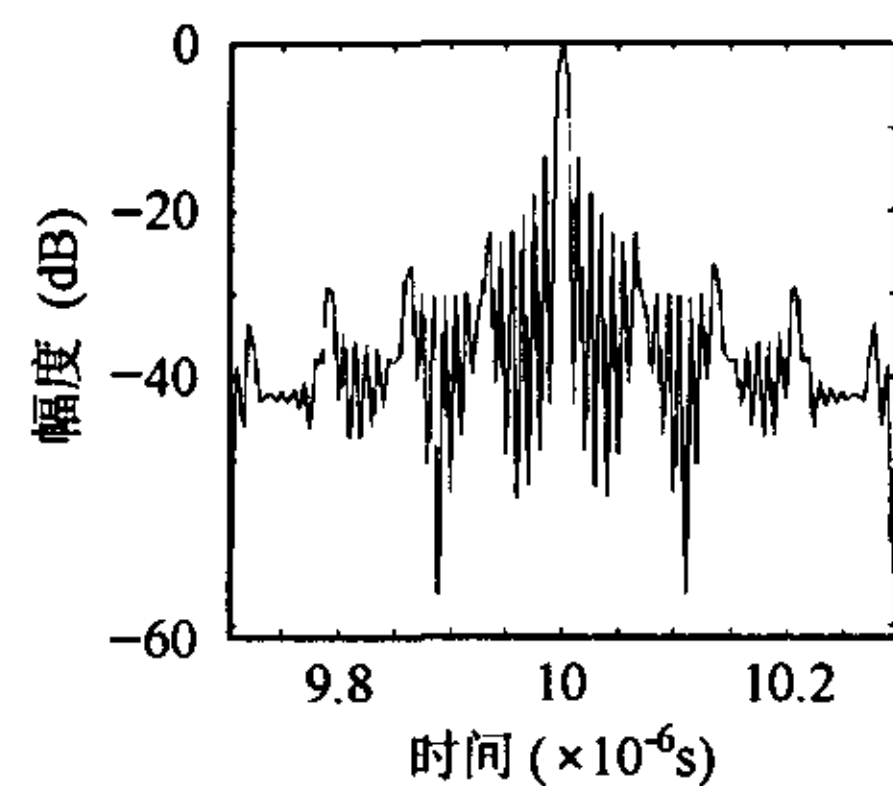


图5 脉冲压缩后波形图

5 结束语

针对线性调频信号,提出了一种宽带发射波束形成方法,先估计出信号和干扰方向,并在信号方向生成峰值,在干扰方向生成宽的凹口的窄带权,然后结合宽带和窄带权并适当处理生成最优权,它可使得发射宽带信号情况下方向图在干扰方向形成零点。仿真证实了该方法的有效性。

参考文献

- [1] 张光义. 相控雷达系统[M]. 北京: 国防工业出版社, 1997.
- [2] 罗永健, 俞根苗, 张守宏, 等. 基于确知波形的宽带宽角相控阵发射波束形成方法. 电子学报, 2003, 31(3): 358 - 360.
- [3] Frost O L. An algorithm for linearly constrained adaptive array processing. *Proc. IEEE*, 1972, 60(8): 926 - 935.
- [4] Zhang M, Er M H. Robust adaptive beamforming for broadband arrays. *Circuits systems and signal processing*, 1997, 16(2): 207 - 216.
- [5] Affes S. Wideband robust adaptive beamforming via target tracking. *Proc. of the 7th IEEE SP Workshop on SSAP*, Quebec City, Canada, 1994: 141 - 145.
- [6] Torres J A, David R M, Davis J, et al.. Efficient wideband jammer nulling when using stretch processing. *IEEE Trans. on AES*, 2000, 36(4): 1167 - 1178.
- [7] 李荣锋, 王永良, 万山虎. 自适应天线方向图干扰零陷加宽方法研究. 现代雷达, 2003, 25(2): 42 - 45.
- [8] Guerci J R. Theory and application of covariance matrix tapers for robust adaptive beamforming. *IEEE Trans. on SP*, 1999, 47(4): 977 - 985.

曹运合: 男, 1978年生, 博士生, 主要从事阵列信号处理及自适应信号处理方面的研究工作。

张守宏: 男, 1938年生, 教授, 博士生导师, 中国电子学会高级会员, 雷达学会委员, 长期从事雷达信号处理领域的研究工作, 获国家级和省部级奖励多项, 主要研究方向为雷达信号处理与检测。