

# 一种新的LFMPCW信号处理方法

冀振元, 孟宪德, 王吉滨

(哈尔滨工业大学电子工程系, 黑龙江省哈尔滨市 150001)

摘要: 本文分析了线性调频脉冲截断连续波(LFMPCW)信号的处理方法, 在传统的时间波门内DFT检测算法的基础上, 提出了一种全新的信号处理方法—时域相关检测算法. 所提出的新算法是通过在时域对雷达回波信号进行相关处理来得到目标的距离信息, 因而可以将雷达接收系统的补偿与信号的一维距离处理结合起来同时进行, 在实际工程应用中更具实用性.

关键词: LFMPCW; 时域相关检测; 接收系统补偿

中图分类号: TN955 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112(2005)03-0407-04

## A New Processing Algorithm of LFMPCW Signal

Ji Zhenyuan, Meng Xiande, Wang Jibin

(Dept. of Electronic Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin, Heilongjiang 150001, China)

Abstract: Signal processing algorithm of LFMPCW signal is analyzed. Based on the traditional algorithm of DFT detection with sliding time window, a new signal processing method, time domain correlated detection is put forward. In the new algorithm, the range information of target is obtained from correlated processing of radar echoes in time domain, then the range processing of signal can be accomplished along with compensating the radar receiving system, so the new algorithm is more practicable in application.

Key words: LFMPCW; time domain correlated detection; compensation of receiving system

### 1 引言

LFMPCW信号是用周期重复的确定脉冲对线性调频连续波进行幅度调制产生的, 其发射信号形式如下:

$$u_t(t) = \sum_{n=0}^{p-1} a(t - nT_r) e^{j2\pi\alpha t + \pi\alpha^2 t^2} \quad (1)$$

其中  $a(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$  为截断脉冲,  $T$  为脉冲宽度,  $T_r$  为脉冲重复周期,  $\alpha = \frac{B}{T_s}$  为调频系数,  $B$  为调频带宽,  $T_s$  为调频周期,  $p = \frac{T_s}{T_r}$  为一个调频周期内脉冲周期的个数.

采用LFMPCW信号形式时, 雷达系统可以同时具有很远的距离和速度分辨力及测量精度. 但LFMPCW信号在检测过程中存在清晰区的限制, 当目标出现的范围超出清晰区时, 则存在多值性模糊的问题. 不过这一问题可以通过适当地设计信号波形参数并采取合理的信号处理方法来解决.

文献[1]和文献[2]从模糊函数的角度出发, 分析了LFMPCW信号的测距模糊问题. 其结论是LFMPCW信号的波形参数满足  $T < \frac{1}{\alpha T_r}$  时, 才能避免测距模糊. 而从提高系统探

测能力的角度出发, 要求脉宽  $T$  越大越好. 在具体设计时, 通常取临界值, 即  $T$  近似为  $\frac{1}{\alpha T_r}$ .

### 2 传统的时间波门内DFT检测算法

1999年秋, 加拿大Northern Radar's Cape Race Ground Wave Radar System采用LFMPCW信号形式成功地检测和跟踪了目标. 我们对该雷达系统的信号处理方法进行了认真的研究, 其距离检测采用了时间波门内DFT检测方法, 速度检测则是利用传统的FFT处理方法来实现的<sup>[3]</sup>, 其信号处理框图如图1所示:

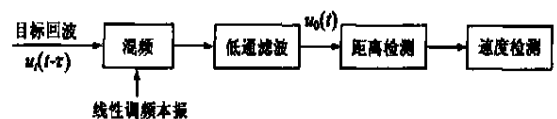


图1 时间波门内DFT检测算法信号处理框图

目标回波信号经过去斜率混频后, 其波形近似为单载频相参脉冲串, 其频谱在目标回波所对应的频率  $f_R$  两侧以  $1/T_r$  为间隔存在着多个峰值, 形成了距离模糊.

在传统的时间波门内DFT检测算法中, 利用信号一维距

离谱与目标回波延时的对应关系,通过滑动时间窗将其他距离处的目标回波信号泄漏到此频谱位置处的能量屏蔽掉,从而避免产生距离模糊.其具体实现方法是:用发射信号的包络,即截断脉冲  $a(t)$  周期重复形成的脉冲串作为波门,把它从发射脉冲的起始点开始移动,并把接收信号与其重叠的部分看成是目标回波.波门在时间轴上的位置是与雷达目标的距离一一对应的,在这一距离处是否有目标,由时间波门内 DFT 的值来决定.用公式表示如下:

$$Y(m) = \sum_{n=0}^{p-1} \sum_{i=i_0}^{i_0+N-1} y(nk+i) e^{-j2\pi mn(nk+i)/N_p} \quad (2)$$

将式(2)改写为

$$\begin{aligned} Y(m) &= \sum_{n=0}^{p-1} \sum_{i=i_0}^{i_0+N-1} y(nk+i) e^{-j2\pi mn/pe} e^{-j2\pi mn/kp} \\ &= \sum_{i=i_0}^{i_0+N-1} e^{-j2\pi im/kp} \left[ \sum_{n=0}^{p-1} y(nk+i) e^{-j2\pi mn/p} \right] \end{aligned} \quad (3)$$

其中,  $y(n)$  是以  $f_s$  为采样率所得到的一个调频周期内目标回波信号的离散值,  $i_0$  代表波门在时间轴上的位置,一个脉冲宽度内的采样点数为  $N$ , 一个脉冲重复周期内的采样点数是  $k$ ,  $p$  为一个调频周期内脉冲周期的个数,  $Y(m)$  是当波门起始位置移动到第  $i_0$  个采样点时,与波门相对应的目标回波信号的频谱值,所以,  $m$  与  $i_0$  是相对应的,其对应关系如下

$$m = \frac{f_R}{\Delta f} = \frac{\alpha i_0 t_s}{V T_s} = \frac{\alpha T_s}{f_s} i_0 = \frac{B}{f_s} i_0 \quad (4)$$

其中  $f_R$  为第  $m$  根谱线所对应的模拟频率.

分析式(3)可以看出,该式括号内的部分实际上是把  $p$  个脉冲重复周期内每个周期中的第  $i$  个点作 DFT 得到的,记为  $DFT_m(i)$ . 由于是在脉冲之间作 DFT,此时的采样率就为  $1/T_r$ ,而目标回波的最大时延为  $T_r - T \doteq T_r$ ,则最大距离处的目标回波所对应的最高频率  $f_{R\max} = \alpha T_r$ . 假设  $f_{R\max} = 6.25\text{kHz}$ ,而  $1/T_r = 0.8\text{kHz}$ ,这样不满足奈奎斯特采样定理,因而将产生严重的频谱混迭现象.不过由于时间波门滑动时所对应的  $m$  与  $i_0$  都是确知的,因此这一问题可以通过两者的对应关系来解决.

计算机仿真及实验数据的处理结果显示,时间波门内 DFT 检测算法可以解决 LFMPCW 信号的测距模糊问题并能取得很好的信号处理结果.

### 3 时域相关检测算法

在对 LFMPCW 信号及时间波门内 DFT 检测算法进行认真地研究之后,我们提出了一种新的信号处理方法—时域相关检测算法.它与时间波门内 DFT 检测算法的区别是:用单频本振来完成雷达回波信号的下变频处理,因而混频器的输出为线性调频信号的基带部分.将低通滤波器输出信号  $u_0(t)$

与相关信号  $u_c(t)$  进行相关处理,即可实现一维距离处理,二维速度处理仍然采用传统的 FFT 算法,此方法的信号处理过程如图 2 所示.

#### 3.1 距离处理

下面从理论上详细地推导时域相关检测算法.首先分析一下该算法的一维距离处理,在此我们令目标回波信号与单频本振信号混频后的初相位为零,但这并不影响信号处理的结果.LFMPCW 发射、接收及相关信号波形如图 3 所示.

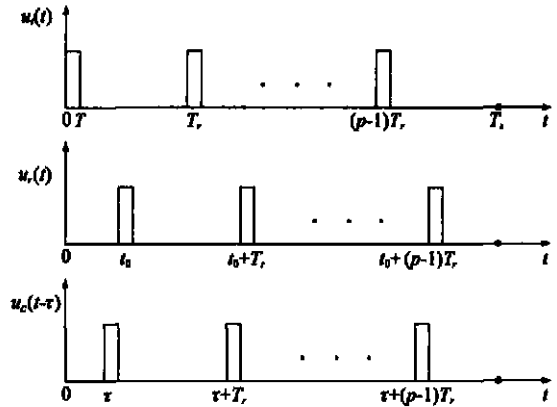


图 3 LFMPCW 发射、接收及相关信号波形

发射信号  $u_r(t)$  的形式在式(1)中已经给出,延时  $t_0$  的目标回波信号为

$$u_r(t) = \sum_{n=0}^{p-1} a(t-t_0-nT_r) e^{j2\pi\alpha(t-t_0)^2 + j\pi\alpha(t-t_0)^2} \quad (5)$$

此信号经混频及低通滤波后得到

$$u_0(t) = \sum_{n=0}^{p-1} a(t-t_0-nT_r) e^{j\pi\alpha(t-t_0)^2} \quad (6)$$

$u_0(t)$  的信号波形与图 3 中的  $u_r(t)$  一致.一维距离处理时的相关信号为

$$u_c(t) = \sum_{n=0}^{p-1} a(t-nT_r) e^{-j\pi\alpha t^2} \quad (7)$$

相关计算为

$$\begin{aligned} u(\tau) &= \int u_0(t) u_c(t-\tau) dt \\ &= \int \sum_{n=0}^{p-1} a(t-t_0-nT_r) e^{j\pi\alpha(t-t_0)^2} \sum_{i=0}^{p-1} a(t-\tau-iT_r) \\ &\quad \cdot e^{-j\pi\alpha(t-\tau)^2} dt \end{aligned} \quad (8)$$

由于在进行相关计算时,  $0 < \tau < T_r - T$ , 所以两个和式中  $i \neq n$  的各项乘积为零,这样

$$\begin{aligned} u(\tau) &= \sum_{n=0}^{p-1} \int a(t-t_0-nT_r) a(t-\tau-nT_r) \\ &\quad \cdot e^{j\pi\alpha/2(\tau-t_0)^2 + t_0^2 - \tau^2} dt \\ &= e^{j\pi\alpha(t_0^2 - \tau^2)} \sum_{n=0}^{p-1} \int a(t-t_0-nT_r) a(t-\tau-nT_r) \\ &\quad \cdot e^{j2\pi\alpha(\tau-t_0)^2 t} dt \end{aligned} \quad (9)$$

由图 3 可以看出,当  $0 < \tau < t_0 - T$  和  $\tau > t_0 + T$  时,

$$u(\tau) = 0 \quad (10)$$

当  $t_0 - T < \tau < t_0$  时,第  $n$  个脉冲重复周期内的相关处理结果

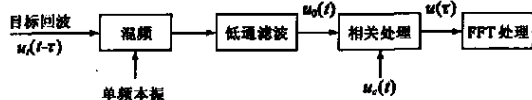


图 2 时域相关检测算法信号处理框图

$$\begin{aligned}
 u_n(\tau) &= e^{j\pi\alpha(\tau_0^2 - \tau^2)} \int_0^{\tau+nT_r} e^{j2\pi\alpha(\tau-t_0)t} dt \\
 &= e^{j\pi\alpha(\tau_0^2 - \tau^2)} \frac{1}{j2\pi\alpha(\tau-t_0)} e^{j2\pi\alpha(\tau-t_0)t} \Big|_{t_0+nT_r}^{\tau+nT_r} \\
 &= e^{j\pi\alpha(\tau_0^2 - \tau^2)} \frac{1}{j2\pi\alpha(\tau-t_0)} e^{j2\pi\alpha(\tau-t_0)(t_0+nT_r)} \\
 &\quad \cdot [e^{j2\pi\alpha(\tau-t_0)(\tau+T-t_0)} - 1] \\
 &= e^{j\pi\alpha(\tau_0^2 - \tau^2)} \frac{j2\sin[\pi\alpha(\tau-t_0)(\tau+T-t_0)]}{j2\pi\alpha(\tau-t_0)} \\
 &\quad \cdot e^{j2\pi\alpha(\tau-t_0)(t_0+nT_r)} e^{j\pi\alpha(\tau-t_0)(\tau+T-t_0)} \\
 &= e^{j\pi\alpha(\tau_0^2 - \tau^2)} \frac{\sin[\pi\alpha(\tau-t_0)(\tau+T-t_0)]}{\pi\alpha(\tau-t_0)} \\
 &\quad \cdot e^{j\pi\alpha(\tau-t_0)(\tau+t_0+T+2nT_r)} \\
 &= \frac{\sin[\pi\alpha(\tau-t_0)(\tau+T-t_0)]}{\pi\alpha(\tau-t_0)} e^{j\pi\alpha(\tau-t_0)(T+2nT_r)} \quad (11)
 \end{aligned}$$

将式(11)代入式(9)得

$$\begin{aligned}
 u(\tau) &= \sum_{n=0}^{p-1} \frac{\sin[\pi\alpha(\tau-t_0)(\tau+T-t_0)]}{\pi\alpha(\tau-t_0)} e^{j\pi\alpha(\tau-t_0)(T+2nT_r)} \\
 &= \frac{\sin[\pi\alpha(\tau-t_0)(\tau+T-t_0)]}{\pi\alpha(\tau-t_0)} e^{j\pi\alpha(\tau-t_0)T} \sum_{n=0}^{p-1} e^{j2\pi\alpha(\tau-t_0)nT_r} \\
 &= \frac{\sin[\pi\alpha(\tau-t_0)(\tau+T-t_0)]}{\pi\alpha(\tau-t_0)} e^{j\pi\alpha(\tau-t_0)T} \frac{1 - e^{j2\pi\alpha(\tau-t_0)pT_r}}{1 - e^{j2\pi\alpha(\tau-t_0)T_r}} \\
 &= \frac{\sin[\pi\alpha(\tau-t_0)(\tau+T-t_0)]}{\pi\alpha(\tau-t_0)} e^{j\pi\alpha(\tau-t_0)T} \\
 &\quad \cdot \frac{\sin[\pi\alpha(\tau-t_0)pT_r]}{\sin[\pi\alpha(\tau-t_0)T_r]} e^{j\pi\alpha(\tau-t_0)(p-1)T_r} \\
 &= \frac{\sin[\pi\alpha(\tau-t_0)(\tau+T-t_0)]}{\pi\alpha(\tau-t_0)} \\
 &\quad \cdot \frac{\sin[\pi\alpha(\tau-t_0)pT_r]}{\sin[\pi\alpha(\tau-t_0)T_r]} e^{j\pi\alpha(\tau-t_0)[T+(p-1)T_r]} \quad (12)
 \end{aligned}$$

当  $\tau = t_0$  时, 容易求得

$$u(\tau) = pT \quad (13)$$

当  $t_0 < \tau < t_0 + T$  时, 用同样的方法可以得出

$$\begin{aligned}
 u(\tau) &= -\frac{\sin[\pi\alpha(\tau-t_0)(\tau-T-t_0)]}{\pi\alpha(\tau-t_0)} \\
 &\quad \cdot \frac{\sin[\pi\alpha(\tau-t_0)pT_r]}{\sin[\pi\alpha(\tau-t_0)T_r]} e^{j\pi\alpha(\tau-t_0)[T+(p-1)T_r]} \quad (14)
 \end{aligned}$$

式(10), (12), (13), (14)就是相关器的输出结果, 综合如下:

$$u(\tau) = \begin{cases} \frac{\sin[\pi\alpha(\tau-t_0)(\tau-T-t_0)]}{\pi\alpha(\tau-t_0)} \\ \cdot \frac{\sin[\pi\alpha(\tau-t_0)pT_r]}{\sin[\pi\alpha(\tau-t_0)T_r]} e^{j\pi\alpha(\tau-t_0)[T+(p-1)T_r]}, & t_0 - T < \tau < t_0 \\ pT, & \tau = t_0 \\ -\frac{\sin[\pi\alpha(\tau-t_0)(\tau-T-t_0)]}{\pi\alpha(\tau-t_0)} \\ \cdot \frac{\sin[\pi\alpha(\tau-t_0)pT_r]}{\sin[\pi\alpha(\tau-t_0)T_r]} e^{j\pi\alpha(\tau-t_0)[T+(p-1)T_r]}, & t_0 < \tau < t_0 + T \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (15)$$

由式(15)可以看出,  $u(t_0 + \tau) = u^*(t_0 - \tau)$ , 即  $u(\tau)$  是关于  $t_0$  共轭对称的。下面从式(15)出发, 来分析一下时域相关检测算法的信号处理结果。

(1) 距离不模糊的条件

在式(15)中, 令

$$u_1(\tau) = \begin{cases} \frac{\sin[\pi\alpha(\tau-t_0)(\tau+T-t_0)]}{\pi\alpha(\tau-t_0)}, & t_0 - T < \tau < t_0 \\ T, & \tau = t_0 \\ -\frac{\sin[\pi\alpha(\tau-t_0)(\tau-T-t_0)]}{\pi\alpha(\tau-t_0)}, & t_0 < \tau < t_0 + T \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (16)$$

$$u_2(\tau) = \frac{\sin[\pi\alpha(\tau-t_0)pT_r]}{\sin[\pi\alpha(\tau-t_0)T_r]} \quad (17)$$

则  $|u(\tau)| = |u_1(\tau)| |u_2(\tau)|$ 。在式(16)中,  $\tau - t_0$  及  $T$  的值非常小, 因而在  $t_0 - T < \tau < t_0 + T$  时,  $u_1(\tau) \approx T - |\tau - t_0|$ , 其图形近似为三角形, 如图 4 所示。  $u_2(\tau)$  的波形以  $\frac{1}{\alpha T_r}$  为间隔周期重复, 如图 5 所示。

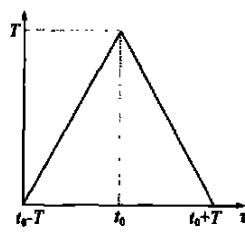


图 4  $u_1(\tau)$  的波形

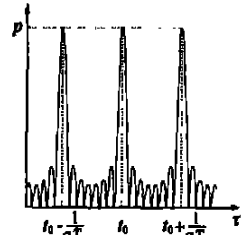


图 5  $|u_2(\tau)|$  的波形

由图 4 可以看出: 若  $T > \frac{1}{\alpha T_r}$ , 则一定会产生距离模糊; 若  $T = \frac{1}{\alpha T_r}$ , 为临界状态; 若  $T < \frac{1}{\alpha T_r}$ , 则不会产生距离模糊, 这一条件与由模糊函数得到的结果是一致的。

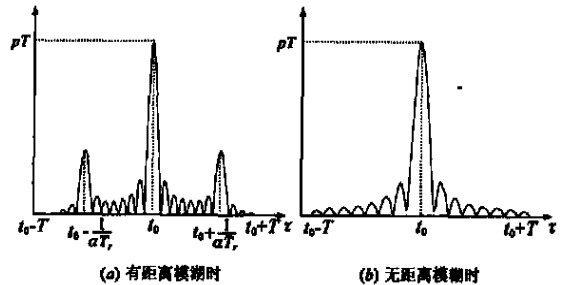


图 6  $|u(\tau)|$  的波形

图 6(a)、(b)分别给出了有距离模糊和无距离模糊情况下  $|u(\tau)|$  的波形。相关处理后会不会产生距离模糊, 是由  $u_2(\tau)$  决定的, 与  $u_1(\tau)$  无关, 只是由于  $u_1(\tau)$  的作用, 使得  $u_2(\tau)$  所引入的模糊瓣的幅度得到了压制。

(2) 相关输出的主峰

回波信号经相关处理后所得到的主峰宽度由  $u_2(\tau)$  决定, 主峰以外两个零点之间的宽度  $\Delta t = \frac{1}{\alpha p T_r} = \frac{1}{\alpha T_s}$ , 主峰宽度为  $\frac{2}{\alpha T_s}$ 。为了避免测距模糊, 一般取  $T$  略小于  $\frac{1}{\alpha T_r}$ , 因而相关输出的主峰宽度约为脉冲宽度的  $\frac{2}{p}$ 。主峰的形状主要由  $u_2(\tau)$

决定,但也受  $u_1(\tau)$  影响,其分辨力比  $\frac{\sin \pi \nu t}{\sin t}$  要稍好一些。

### (3) 相关输出的旁瓣

同主峰一样, 回波信号经相关处理后, 其旁瓣的宽度由  $u_2(\tau)$  决定, 旁瓣形状与大小主要由  $u_2(\tau)$  决定, 但也受  $u_1(\tau)$  影响, 比  $\frac{\sin \pi \nu t}{\sin t}$  的旁瓣幅度要稍小一些。

### 3.2 速度处理

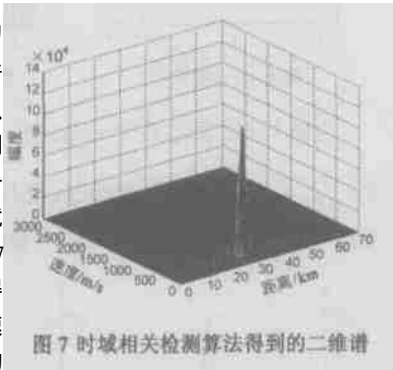
在上面一维距离处理的推导过程中, 忽略了目标回波信号的初相位, 但在二维速度处理时, 我们所需要的恰恰是不同调频周期内目标回波信号的初相。延时  $t_0$  的目标回波信号与单频本振信号混频并经过低通滤波器之后, 其输出信号形式如下

$$u_0(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \left[ \text{rec} \left[ \frac{t - t_0 + \frac{2vt}{C} - mT_s - \frac{T_s}{2}}{T_s} \right] e^{-j2\pi f_0(t_0 - \frac{2vt}{C})} \sum_{n=0}^{N-1} a(t - t_0 + \frac{2vt}{C} - nT_s - mT_s) e^{j\pi a(t - t_0 + \frac{2vt}{C} - mT_s)^2} \right] \quad (18)$$

第  $m$  个调频周期的目标回波信号经过相关处理后的距离谱为

$$u'(\tau) = u(\tau) e^{-j2\pi f_0 t_0} e^{j2\pi f_d m T_s} \quad (19)$$

其中  $f_d = f_0 \frac{2v}{C}$  为目标回波信号的多普勒频移。由式(19)可以看出: 将不同调频周期所得到的距离谱信号进行纵向 FFT 处理, 就可以得到速度谱。图 7 给出了用这种方法得到的距离为 30km, 速度为 300m/s 的目标的二维处理结果。



### 4 时域相关检测中接收系统的补偿

文献[4]和文献[5]对雷达接收系统的补偿进行了认真地研究, 指出当接收系统的宽带部分存在频率特性不理想时, 必须在时域对回波信号进行校准, 这样才能将宽带系统频率特性不理想所引入的成对回波补偿掉。在传统的时间波门内 DFT 检测算法中, 其一维距离处理是在频域完成的, 因而必须先在时域对接收系统宽带部分的频率特性不理想进行补偿, 然后将信号变换到频域, 并在频域完成接收系统路间不一致性的补偿。而在时域相关检测算法中, 由于回波信号的一维距

离处理是在时域完成的, 因而可以相关信号  $u_c(t)$  与时域补偿系数相乘, 用此预畸变的相关信号与  $u_o(t)$  进行相关处理, 可在-一维距离检测的同时完成接收机频率特性不理想以及接收系统路间不一致性的补偿。

### 5 结论

本文分析了 LFMPCW 信号及其信号处理方法, 对 LFMPCW 信号的测距模糊问题进行了研究, 并在传统的时间波门内 DFT 检测算法的基础上, 提出了时域相关检测算法。后者由于在时域完成回波信号的一维距离处理, 因而可以将雷达接收系统的补偿与信号的一维距离处理结合起来同时进行, 这在工程应用中具有重要意义。

### 参考文献:

- [1] 毛士艺, 等. 脉冲多普勒雷达[M]. 北京: 国防工业出版社, 1990. 75-86.
- [2] R H Khan, D K Mitchell. Waveform analysis for high frequency FMCW radar[J]. IEE Proceedings F, 1991, 138(5): 411-419.
- [3] Razaat Khan, Brian Gamberg. Target detection and tracking with a high frequency ground wave radar[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 1994, 19(4): 540-548.
- [4] 王吉滨, 孟宪德, 张忠. 一种新的高频地波雷达接收系统补偿方案[J]. 电子学报, 2001, 29(4): 534-537.
- [5] 冀振元, 于长军, 王吉滨, 孟宪德. 高频地波雷达接收系统的补偿[J]. 高技术通讯, 2000, 10(5): 46-49.

### 作者简介:



冀振元 男, 1972 年 4 月出生于黑龙江省五常市, 2001 年毕业于哈尔滨工业大学, 获通信与信息系统博士学位, 现为哈工大电子工程系副教授, 从事雷达技术、数字信号处理等方面的研究工作, 已发表学术论文 16 篇, 曾获解放军科技进步三等奖 1 项。E-mail: jzy\_zl@hotmail.com



孟宪德 男, 1938 年 1 月出生于吉林省德惠市, 1962 年毕业于哈尔滨工业大学雷达专业, 现为哈工大电子工程系教授、博士生导师, 从事雷达技术、信号处理、谱分析等方面的研究工作, 在国内重要刊物上发表文章数十篇。