

# 双 / 多基地综合脉冲孔径地波雷达的 信道化接收技术研究

陈伯孝, 陈多芳, 张红梅, 张守宏

(西安电子科技大学 雷达信号处理国家重点实验室, 陕西西安 710071)

**摘要:** 双 / 多基地综合脉冲孔径地波雷达在发射站为多载频信号同时辐射, 在接收站综合形成发射方向图之前需要对各发射信号分量进行分离. 尽管采用数字混频和低通滤波器组可以对各发射分量进行分离, 但运算量太大, 难以实时实现. 为此提出采用多相滤波器组信道化接收技术, 设计该雷达的多相滤波器组信道化接收机. 这种多相滤波器组信道化接收机与低通滤波器组信道化接收相比, 运算量减少  $N^2$  倍 ( $N$  为信道数). 最后给出了该雷达试验系统的实测数据处理结果, 验证了这种多相滤波器组信道化接收技术在该雷达信号处理中的有效性.

**关键词:** 综合脉冲孔径雷达; 地波; 双 / 多基地雷达; 信道化接收机; 多相滤波器组

**中图分类号:** TN958 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2006) 09-1566-05

## Channelized Receiver for Bi/Multi-Static Synthetic Impulse and Aperture Ground-Wave Radar

CHEN Baixiao CHEN Duofang ZHANG Hongmei ZHANG Shouhong

(National Key Lab for Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

**Abstract** In bi/multi-static synthetic impulse and aperture ground-wave radar, multiple frequency-carrier signals are transmitted simultaneously by multiple antennas in the transmitting station. The returns of different carrier-frequency must be separated from one another before transmitting pattern is synthetically formed in the receiving station. Such a problem can be solved by adopting digital mixers and low-pass, but the amount of operation in this way is too large for real-time realization. Therefore, this paper presents the technique of channelized receiver based on multiphase filter bank. Compared with low-pass filter bank channelized receiver, the amount of operation of the multiphase filter bank receiver can be reduced by  $N^2$  ( $N$  is the number of channels). At last, the results of real data processing with experimental system of the radar are given, which will verify the validity of this technique in such a radar system.

**Key words** synthetic impulse and aperture radar; groundwave; bi/multi-static radar; channelized receiver; multiphase filter bank

### 1 引言

所谓多信道化接收机就是将整个采样频带平均划分成若干个并行的信道输出, 使得信号无论何时何地 (信道) 出现, 均能加以截获, 并进行解调分析<sup>[1-3]</sup>. 通常这种接收机用于非合作 (或被动性) 的接收条件下, 以获得全概率信号截获. 利用这一思想, 可以对具有一定频差的不同载频的合成信号进行分离, 也就是说, 对于同时接收到的  $N$  个不同载频信号 (相邻载频间的频差相同且频谱互不重叠), 将其平均划分为  $N$  个并行的信道, 从而将  $N$  个不同载频信

号分离出来. 针对双 / 多基地综合脉冲孔径地波雷达, 由于发射站通过多个天线同时辐射不同载频的信号, 而在接收站需要对各发射信号分量进行分离时, 本文提出采用多相滤波器组信道化接收技术. 该技术与低通滤波器组信道化接收技术相比, 大大减少了运算量和系统的复杂度. 最后给出该雷达试验系统实测数据的多相滤波器组信道化接收处理结果.

### 2 问题的提出

双 / 多基地综合脉冲孔径地波雷达, 发射站采用多个

发射天线同时辐射不同载频的信号,并保证各向同性照射.该雷达的工作原理见文献[4].由于其收发分置,在发射站和接收站之间没有通信链路,在接收站不能采用传统模拟混频的方法进行去载频与解调处理.

这种双/多基地地波超视距雷达采用线性调频中断连续波(FMICW)信号<sup>[5]</sup>.假设发射脉冲宽度为 $T_e$ ,脉冲重复周期为 $T_r$ ,频率调制周期为 $T_m$ , $T_m = M \cdot T_r$ , $M$ 为频率调制周期内发射脉冲数,则第 $k$ 个天线单元发射信号可表示为:

$$s_{ek}(t) = g(t) \cos(2\pi f_k t - \pi\mu \cdot t^2), k = 0 \sim N-1 \quad (1)$$

式中  $g(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \text{rect}(t - mT_r)$ ,  $\text{rect}(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T_e \\ 0, & T_e \leq t \leq T_r \end{cases}$ ,  $f_k$  为第 $k$ 个天线单元信号的载频,  $f_k = f_0 + \Delta f_k$ ,  $f_0$  是工作的中心频率,  $\Delta f_k \in \left\{ \left( k - \frac{N-1}{2} \right) \cdot \Delta f, k = 0 \sim N-1 \right\}$ ,  $\Delta f$  为频率间隔,  $\mu$  为调频斜率, 调频带宽  $B_\mu = \mu \cdot T_m$ . 发射信号总带宽为  $B = B_\mu + N \cdot \Delta f$ .

该雷达的发射站、接收站和目标的几何位置如图1,由发射站到目标的距离为 $R_1$ ,目标到接收站的距离为 $R_2$ ,发射站与接收站间的距离为 $R_0$ , $R_1 + R_2 = R > R_0$ .在接收站接收到目标回波信号为

$$s'_r(t) = \sum_{k=1}^N g(t - \tau_k) \cos[2\pi f_k(t - \tau_k) - \pi\mu(t - \tau_k)^2] \quad (2)$$

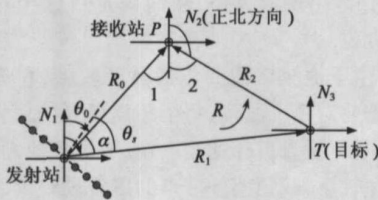


图1 发射站、接收站和目标的几何位置

式中  $\tau_k$  表示由第 $k$ 个发射天线单元到目标再到接收站之间的时延,  $\tau_k = \tau_0 - \Delta\tau_k$ ,  $\tau_0 = (R_1 + R_2)/c = R/c$ ,  $\Delta\tau_k$  为目标与第 $k$ 个发射单元和相对于发射阵中心的波程差所产生的时延,对线阵而言,  $\Delta\tau_k = D_k \sin\theta_s/c$ ,  $D_k$  为第 $k$ 个发射阵元相对于发射阵中心的间隔,  $\theta_s$  为目标相对于阵列法线方向的方位角.在阵列不是太大,距离分辨率大于天线孔径的情况下,  $g(t - \tau_k) \approx g(t - \tau_0)$ .

由于地波雷达的工作频率低,可以直接对射频信号进行采样.根据带通采样定理<sup>[1]</sup>,当采样频率 $f_s$ 满足 $f_s = 4f_0/(2m+1)$ ,且 $f_s \geq 2B$ 时,得到的基带复信号模型为

$$s_r(t) = g(t - \tau_0) e^{-j\pi\mu \cdot t^2} e^{-j2\pi f_0 t} \cdot \sum_{k=1}^N e^{j2\pi\Delta f_k(t - \tau_0)} e^{j2\pi\mu\Delta\tau_k t} e^{j2\pi f_0 \Delta\tau_k} e^{-j\pi\mu\Delta\tau_k^2} \quad (3)$$

其中调频项  $e^{-j\pi\mu \cdot t^2}$  需要与其相匹配的线性调频信号进行数字混频,以实现“去调频”;  $e^{j\pi\mu\Delta\tau_k^2} \approx e^{j\pi\mu\Delta\tau_k^2}$ . 求和项中与时间 $t$ 相关项有  $e^{j2\pi\Delta f_k(t - \tau_0)}$  和  $e^{j2\pi\mu\Delta\tau_k t}$ ,对因子  $e^{j2\pi\mu\Delta\tau_k t}$  而言,  $\mu\Delta\tau_k \approx \mu\tau_0$

$= (\mu/c)R = f_R$ , 为目标距离 $R$ 对应的频率.当 $f_R \ll \Delta f/2$ 时(实际参数选取时 $f_R \ll \Delta f$ ),利用不同频率 $\Delta f_k$ 的信号进行数字混频,以实现对各路发射信号分量的分离.分离后的第 $k$ 个发射信号可表示为

$$y_k(t) \approx g(t - \tau_0) e^{j2\pi f_0 t} e^{j2\pi\Delta f_k t} e^{-j\pi\mu\Delta\tau_k^2} e^{-j2\pi f_0 \tau_0} \quad (4)$$

再对分离后的信号进行谱分析,根据频率 $f_R$ 可以计算出目标的距离.因子  $e^{j2\pi\Delta f_k t}$  与各个阵元发射信号的频率和目标方向有关,在进行发射孔径综合处理时得以补偿.因子  $e^{-j\pi\mu\Delta\tau_k^2} e^{-j2\pi f_0 \tau_0}$  为常数项,检波后可以不考虑,在后面的表达式中将不列出.

综上所述,该雷达的信号处理流程如图2所示.图中第一级混频器的作用为“去斜率”,并与FFT一起完成脉冲压缩,从而得到距离信息;第二级混频器由 $N$ 个混频器和LPF组成,完成发射信号的分离.对分离后的信号再利用发射阵孔径,通过脉冲综合处理即发射数字波束形成<sup>[5-7]</sup>,得到目标相对于发射阵的方位信息.

这种信号分离的方法采用了低通型数字滤波器组,也称之为滤波器组信道化接收机.由于信号分离后要求各通道的输出只包含本身成分,而不包含其他频率分量,因此低通滤波器的矩形系数要高,滤波器的阶数要多,要达到数千阶.当通道数较多时,运算量大.

### 3 多相滤波器组信道化接收机

采用低通数字滤波器组实现的信道化接收机,是在高数据率的情况下进行高阶低通滤波.每一个信道要有一个这样的滤波器,实时实现较困难.信道化接收机的一种高效的实现方法是采用多相滤波方法,即多相滤波器组信道化接收机.采用多相滤波结构的信道化接收机的处理框图如图3所示.其中虚线框内就是其基于多相滤波器组的信道化接收部分,包括对信号的延迟、抽取、滤波、DFT等处理.图中虚线框内第一级乘法器(实际为符号变换器),当 $N$ 为偶数时取 $(-1)^m$ , $N$ 为奇数时取1.由图可见,不仅 $N$ 倍抽取器已位于滤波器之前,而且每个信道的抽取滤波器 $h_p(n)$ 的阶数也是原型低通滤波器 $h(n)$ 的 $1/N$ ,极大地提高了这种信道化接收机的实时处理能力.

“去斜率”后信号 $s(n)$ 的总带宽为 $N \cdot \Delta f$ ,当对 $s(n)$ 的采样频率为 $f_{s1} = N \cdot \Delta f$ ,因子  $e^{-j2\pi\Delta f' n} = e^{-j2\pi\Delta f' n}$ ,  $\Delta f'_k = \Delta f_k/f_{s1} = \left( k - \frac{N-1}{2} \right)/N$ ,为归一化数字频率,则第 $k$ 路信道的输出为

$$y_k(m) = \sum_{p=0}^{N-1} [x_p(m) (-1)^p \cdot e^{j\frac{\pi}{N} p}] e^{j\frac{2\pi}{N} k p} = \sum_{p=0}^{N-1} x'_p(m) e^{j\frac{2\pi}{N} k p}, k = 0 \sim N-1 \quad (5)$$

其中:  $x'_p(m) \triangleq x_p(m) (-1)^p e^{j\frac{\pi}{N} p}$ ,

$$x_p(m) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} [S_p(m-i) e^{-j2\pi\Delta f'_k(m-i)N} \cdot h_p(i)]$$

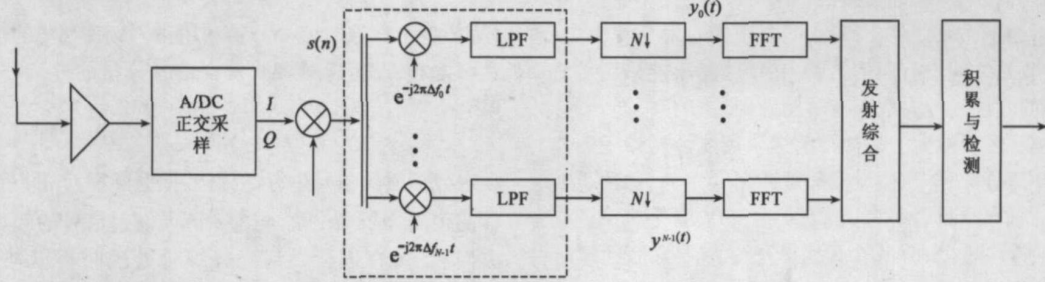


图2 雷达的信号处理流程

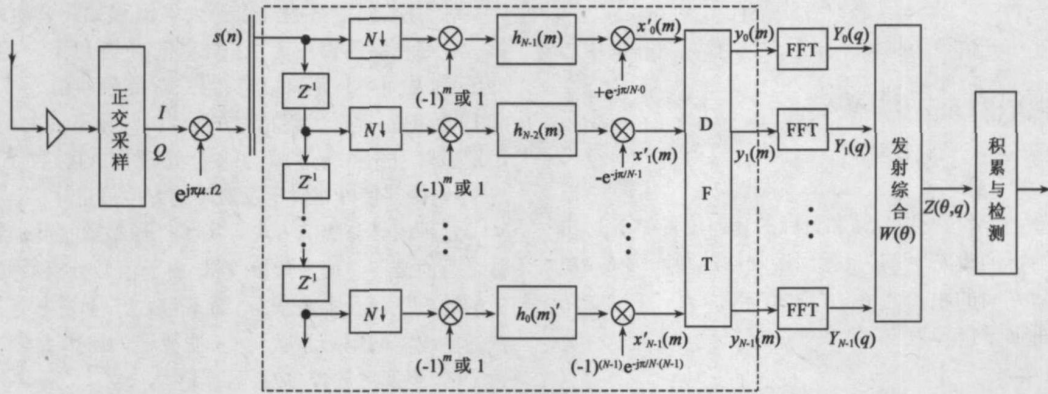


图3 采用多相滤波组信道化接收机的信号处理流程

$$\begin{aligned}
 &= [S_p(m) e^{-j2\pi\Delta f_p mN}] * h_p(m) \\
 &= \begin{cases} [S_p(m) (-1)^m] * h_p(m), & N \text{ 为偶数} \\ S_p(m) * h_p(m), & N \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (6)
 \end{aligned}$$

这里  $s_p(m) = s(mN + p)$ ,  $h_p(m) = h(mN - p)$ , 分别为原序列  $s(n)$  和低通滤波器  $h(n)$  的多相分量, \* 表示卷积。

然后,对分离的各路信号分别进行 FFT 处理,根据式(4),这时第  $k$  路信道的输出为

$$\begin{aligned}
 Y_k(q) &= \sum_{m=0}^{Q-1} y_k(m) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{Q}q \cdot m} \\
 &= e^{j2\pi f_k \Delta \tau} \sum_{m=0}^{Q-1} e^{j2\pi f_k m T_{sl}} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{Q}q \cdot m} \\
 &= e^{j2\pi f_k \Delta \tau} e^{j\pi \frac{Q-1}{Q} u} \frac{\sin(\pi u)}{Q \sin(\pi u/Q)}, k=0 \sim N-1 \quad (7)
 \end{aligned}$$

式中  $u = f_R Q \cdot T_{sl} - q$ ,  $T_{sl} = 1/f_{sl}$  为对  $y_k(t)$  的量化间隔,  $Q$  为 FFT 点数。再对各路信号进行发射孔径综合处理,输出信号为

$$Z(\theta, q) = \sum_{k=0}^{N-1} W_k(\theta) \cdot Y_k(q) \quad (8)$$

其中加权系数为  $W_k(\theta) = e^{-j2\pi f_k \cdot \Delta \tau} = e^{-j2\pi f_k \cdot d \sin(\theta)/c}$ , 代入上式有

$$Z(\theta, q) = e^{j\pi \frac{Q-1}{Q} u} \left[ \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi f_k (\Delta \tau_k - \Delta \tau_k')} \right] \cdot \frac{\sin(\pi u)}{Q \sin(\pi u/Q)} \quad (9)$$

只有当  $\Delta \tau_k = \Delta \tau_k'$ , 即方位  $\theta$  搜索到与目标方位  $\theta_s$  相一致时,同时  $q = f_R Q \cdot T_{sl}$ , 即在 FFT 处理的某一个通道的

频率与目标距离  $R$  对应的频率  $f_R$  相一致时,输出信号的幅度  $|Z(\theta, q)|$  才出现最大值,从而确定目标相对于发射站的距离和方位。

当然,由于地波雷达的传播衰减较大,在进行目标检测之前还需要对每个波位、每个距离单元的信号进行长时间的相干积累。假设目标速度为  $v$ , 尽管多载频同时工作,但其总带宽较小,载频偏差带来的多普勒频率差小于多普勒通道带宽<sup>[5]</sup>, 因此,可以对每个波位、每个距离单元的信号进行长时间的相干积累。

在该雷达的信道化接收过程中,要解决的关键问题之一是滤波器的设计。因为各发射信号分量分离后,如果各信道输出有其他信号分量,就会对后继发射方向综合等处理有影响。为了避免通道间的影响,要求滤波器的矩形系数较高,滤波器的阶数为

$$T_p = \frac{-10 \log(\delta_p \delta_s)}{14.6 B_{tr}} + 1 \quad (10)$$

式中  $\delta_p$  和  $\delta_s$  分别为带内波动因子和阻带衰减,  $B_{tr}$  为过渡带宽。当取  $\delta_p = 0.01$ ,  $\delta_s = 0.001$ ,  $B_{tr} = 30\text{Hz}$  时,  $T_p = 2641$ , 所以原型低通滤波器阶数  $N_{LFF}$  取 3000 阶(注:实测数据处理中发现如果

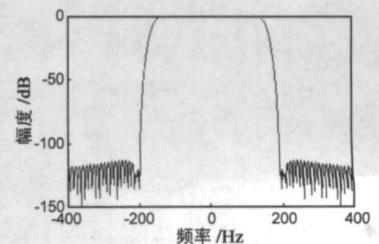


图4 低通滤波器的幅频响应

取 1000 阶时,就不能正常分离各发射信号分量),选取的原型滤波器为辛克函数(sinc)与 Chebyshev 窗函数的乘积,其幅频特性如图 4 所示。

多相滤波和低通滤波器组信道化接收技术在功能上是等效的,但在具体实现上有很大的差别。低通滤波器组需要多个混频器和高阶滤波,并在高数据率下进行;而多相滤波器组处理方法是先抽取,降低了数据率,再进行相对低阶的滤波和 DFT 处理。假定在一个调频周期内接收信号的采样点数为  $N_R$ ,则按图 2 的  $N$  个信道进行信道化接收的复数乘法运算量为

$$K_1 = N \cdot N_R + N \cdot N_R \cdot N_{LPF} = N \cdot N_R(1 + N_{LPF}) \quad (11)$$

而  $N$  点 FFT 的复数乘法运算量为  $\frac{N}{2} \log_2 N$ ,按图 3 的  $N$  个信道进行信道化接收的复数乘法运算量为

$$K_2 = N \cdot \frac{N_R}{N} \cdot \frac{N_{LPF}}{N} + N \cdot \frac{N_R}{N} + \frac{N_R}{N} \cdot \frac{N}{2} \log_2 N = \frac{N_R}{N} \cdot \left( N_{LPF} + N + \frac{N}{2} \log_2 N \right) \quad (12)$$

在发射通道数  $N$  不是太多的情况下,由于  $N_{LPF} \gg N + \frac{N}{2} \log_2 N$ ,  $K_2 \approx \frac{1}{N} N_R N_{LPF}$ ,可见采用多相滤波器组处理的运算量比低通滤波器组要少近  $N^2$  倍。另外,采用多相滤波器

组还有利于减少计算积累误差。

### 4 实测数据处理结果

该雷达试验系统采用八组三元八木天线发射不同载频信号,如图 4,波形参数为<sup>[5]</sup>:各阵元发射信号的频率间隔  $\Delta f = 3.75\text{kHz}$ ,调频率  $\mu = 120\text{kHz/s}$ ,  $T_m = 0.5\text{s}$ ,  $T_r = 1\text{ms}$ ,  $T_e = 0.3\text{ms}$ 。对图 2 中原型低通滤波器  $h(n)$  的阶数选取 3000 阶,则每个信道的抽取滤



图 4 试验系统的发射天线阵

波器为 375 阶。图 5 给出了对实测数据的分析和处理结果,其中图 5(a)为距离-多普勒三维图,是对分离后的八路信号分别进行相干积累后再求模、相加处理结果,积累时间为 256s,从图中可看出明显有两个目标(由于未进行方向综合,副瓣电平较高些);图 5(b)中实线和虚线分别为两个目标所在多普勒通道的时域信号,每个距离单元为 2.5km;图 5(c)是对分离后的八路信号中两个目标所在多普勒通道、所在距离单元的信号分别进行发射方向综合处理的结果,由此可以确定目标相对于发射站的方向信息。再经过坐标变换就可以得到目标相对于接收站的位置<sup>[4]</sup>。

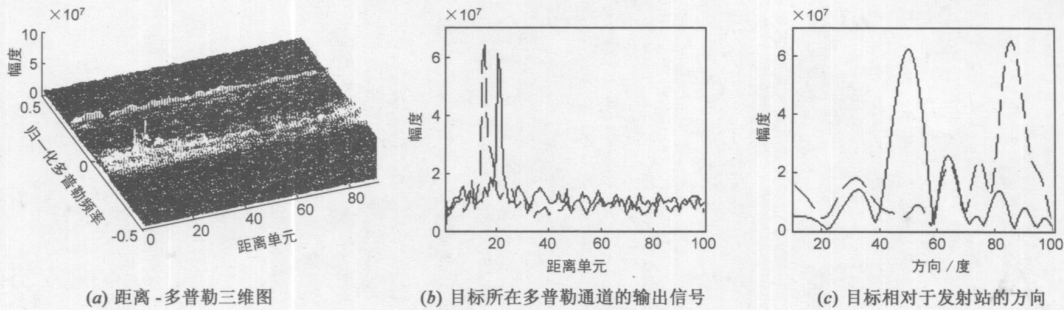


图 5 对实测数据的处理结果

### 5 结论

本文将软件无线电中信道化接收技术应用于多载频同时工作的双/多基地综合脉冲孔径地波雷达。理论研究和实测数据处理结果表明,双/多基地综合脉冲孔径地波雷达在对各发射信号分量分离过程中,提出采用多相滤波器组信道化接收技术。这种多相滤波器组信道化接收机与低通滤波器组信道化接收相比,运算量可以减少近  $N^2$  倍( $N$  为信道数),从而可以大大提高运算速度。本文方法对工程实现有重要的指导意义,在其他综合脉冲孔径体制雷达中亦可借鉴。

### 参考文献:

[1] JM ibola The Software radio architecture[J]. IEEE Communication Magazine, 1995, 33(5): 26-38

[2] P P Vaidyanathan Multivariate digital filters, filter banks, polyphase networks and application: A tutorial[J]. Proc IEEE, 1990, 78(1): 56-93

[3] 杨小牛,楼才义,徐建良.软件无线电原理与应用[M].北京:电子工业出版社,2001:68-73

YANG Xiaoniu, LOU Yicai, XU Jianliang Principle and Application of Software Radio [M]. Beijing Publishing House of Electronics Industry, 2001: 68-73 (in Chinese)

[4] 陈伯孝,许辉,张守宏.舰载无源综合脉冲孔径雷达及其若干关键问题[J].电子学报,2003,31(12):1776-1779

CHEN Bai-xiao, XU Hui, ZHANG Shou-hong Ship-based Passive Synthetic Impulse and Aperture Radar and some key questions[J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(12): 1776-1779 (in Chinese)

[5] 陈伯孝,孟佳美,张守宏.岸舰多基地地波超视距雷达的

发射波形及其解调 [ J]. 西安电子科技大学学报, 2005, 32( 1): 7- 11.

CHEN Baixiao MENG Jiam ei ZHANG Shou-hong. Design of transmitting waveforms and its demodulation in the coast ship multi-static ground wave over-the-horizon radar [ J]. Journal of Xidian University, 2005, 32( 1): 7- 11. ( in Chinese)

[6] 保铮, 张庆文. 一种新型的米波雷达——综合脉冲与孔径雷达 [ J]. 现代雷达, 1995, 17( 1): 1- 13.

BAO Zheng ZHANG Qingwen. A new meterwave radar—Synthetic Impulse and Aperture Radar [ J]. Modern Radar 1995, 17( 1): 1- 13 ( in Chinese)

[7] 陈伯孝, 张守宏. 稀布阵综合脉冲孔径雷达时域与频域脉冲综合方法 [ J]. 现代雷达, 1997, 19(6): 12- 17

CHEN Bai-xiao, ZHANG Shou-hong. Synthetic pulse

processing in frequency-domain and time-domain for sparse-array synthetic impulse and aperture radar [ J]. Modern Radar 1997, 19( 6): 12- 17 ( in Chinese)

#### 作者简介:

陈伯孝 男, 1966年生于安徽宿松, 1997年获西安电子科技大学博士学位, 现任西安电子科技大学教授, 博士生导师, 研究方向包括新体制雷达系统设计、雷达信号处理、阵列信号处理、精确制导与目标跟踪等, 发表论文 40余篇. E-mail bxchen@xidian.edu.cn

陈多芳 女, 1982年生于安徽, 现为西安电子科技大学博士研究生, 研究方向为舰载无源综合脉冲孔径雷达的信道化接收及其同步处理.

张红梅 女, 1981年生于河北, 现为西安电子科技大学硕士研究生, 研究方向为舰载无源综合脉冲孔径雷达及其信号处理.

张守宏 男, 1938年生于安徽六安, 1964年毕业于西安军事电讯工程学院, 现为西安电子科技大学教授, 博士生导师, 长期从事雷达系统和雷达信号处理等领域的科研工作.