

# 副载波对广播信号的频谱和模糊函数的影响

赵洪立, 王 俊, 保 铮

(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:** 根据调频立体声广播中副载波的产生原理, 针对广播信号的频谱和模糊函数图进行分析, 指出: 有副载波的广播信号的模糊函数图的零距离切面在导频信号的二分频的整数倍上出现相关峰, 多普勒切面则由无副载波的广播信号的模糊函数图的多个多普勒切面加权相加而成; 同时带宽较窄的有副载波的广播信号的模糊函数图的相关峰呈现多峰. 最后给出了消除多峰的方法和实录信号的处理结果.

**关键词:** 副载波; 导频信号; 模糊函数

**中图分类号:** TN953 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2004) 03-0468-04

## The Effect of Sub-Carriers on the Spectra and Ambiguity Functions of FM Stereo Broadcast Signals

ZHAO Hong-li, WANG Jun, BAO Zheng

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

**Abstract:** According to the theory of generation of the sub-carriers in FM stereo broadcast, an analysis of the spectra and ambiguity functions of FM stereo signals is made. The authors point out that there are correlation peaks in the zero distance section planes of ambiguity functions of FM stereo broadcast signals with sub-carriers with a period of one half of the frequency of the pilot signals, and the Doppler section planes of ambiguity functions of FM stereo broadcast signals with sub-carriers are weighted summation of those of ambiguity functions of FM stereo broadcast signals without sub-carriers, and there are multi-peaks (correlation peak) in the ambiguity functions of the broadcast signals with sub-carriers and narrow bandwidth. The method of cancellation of the multi-peaks and the results of processing of the recorded data are also presented.

**Key words:** sub-carrier; pilot signal; ambiguity function

### 1 引言

基于机会发射的无源雷达系统, 由于其具有潜在的隐蔽和反隐身等特殊性, 近来备受雷达界关注<sup>[1,2]</sup>.

早在1974年Marko Afendykiw等人利用调频广播信号测定目标位置的专利“双基地无源雷达”<sup>[3]</sup>, 探索利用干涉仪天线和相关技术测定目标信号的延迟时间和到达角. 1994年, 英国Howland<sup>[4,5]</sup>采用一对八阵元八木天线和双通道采样成功从频域测量了目标的方位. 真正到达实用化、商业化的基于电视和FM广播的非合作式双基地雷达系统是1998年由美国Lockheed Martin公司研制出的“沉默哨兵”(Silent Sentry)系统<sup>[6]</sup>, 该系统成功地跟踪了Baltimore-Washington国际机场起落的飞机. 另外, 1999年伊利诺伊大学的Lanterman以FM广播和商业电视台的发射信号为照射源, 利用贝叶斯方法实现了联合处理的目标跟踪和识别<sup>[7]</sup>.

为了研究采用调频立体声广播信号进行被动定位的雷达系统的性能, 有必要对调频立体声广播信号的频谱和模糊函数进行分析, 为进一步提高被动定位系统的性能打好基础.

### 2 副载波的产生

副载波是调频立体声广播中常用的手段之一. 图1示出了调频立体声广播的原理图<sup>[8]</sup>. 左声道信号(L)和右声道信

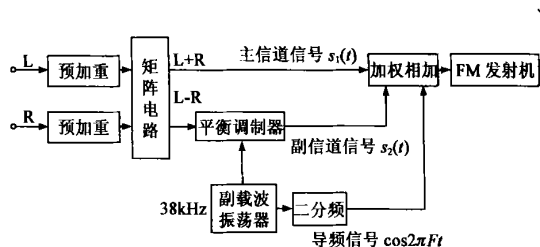


图1 调频立体声广播发射

号(R)经各自的预加重在矩阵电路中形成和信号(L+R)和差信号(L-R). 和信号(L+R)成为主信道信号, 差信号(L-R)经平衡调制器对副载波调幅, 成为副载波被抑制的副信道信号. 为使接受端易于恢复副载波, 通常在发射机中把副载频的二分频作为导频信号, 把主信道信号、副信道信号和导频信号合称为复合信号. 复合信号对主载波进行调频, 形成调频立体声广播信号. 可见, 调频立体声广播为调幅-调频(AM-FM)调制方式.

无源雷达主要利用广播信号的直达波与目标反射波的互相关(考虑动目标的多普勒频移)进行检测和定位, 希望载波被随机信号所调制, 副载波具有周期性, 因此有必要对它的影响进行分析.

收稿日期: 2003-04-28; 修回日期: 2003-11-26

基金项目: 国家部委预研基金资助项目(No. 413070401); 国家部委科技预研基金资助项目(No. 00J7.3.4. DZ0124)

### 3 副载波对广播信号频谱的影响

设主信道信号为  $s_1(t)$ , 副信道信号调制前为  $s_2(t)$ , 副载波的二分频为  $F(=19\text{kHz})$ , 未调载波电压为  $u_c = U_c \cos \omega_c t$ , 发射机调频之前的复合信号即调制信号为  $k_{f_1} s_1(t) + k_{f_2} s_2(t) \cos(2\pi Ft) + k_{f_3} \cos(2\pi Ft)$ ,  $k_{f_1}, k_{f_2}, k_{f_3}$  为比例常数. 则根据频率调制的定义, 调频信号的瞬时角频率为

$$\omega(t) = \omega_c + \dot{\phi}(t) = \omega_c + k_{f_1} s_1(t) + k_{f_2} s_2(t) \cos(2\pi Ft) + k_{f_3} \cos(2\pi Ft) \quad (1)$$

调频信号的瞬时相位  $\phi(t)$  是瞬时角频率  $\omega(t)$  对时间的积分, 即

$$\phi(t) = \int_0^t \omega(\tau) d\tau + \phi_0 \quad (2)$$

式中,  $\phi_0$  为信号的起始角频率. 为了分析方便, 不妨设  $\phi_0 = 0$ , 则式(1)变为:

$$\begin{aligned} \phi(t) &= \int_0^t (\omega_c + k_{f_1} s_1(\tau) + k_{f_2} s_2(\tau) \cos(2\pi F\tau) + k_{f_3} \cos(2\pi F\tau)) d\tau \\ &= \omega_c t + \int_0^t k_{f_1} s_1(\tau) d\tau + \int_0^t k_{f_2} s_2(\tau) \cos(2\pi F\tau) d\tau + m_f \sin(2\pi Ft) \end{aligned} \quad (3)$$

式中,  $\int_0^t k_{f_1} s_1(\tau) d\tau + \int_0^t k_{f_2} s_2(\tau) \cos(2\pi F\tau) d\tau$ ,  $\frac{k_{f_3}}{2\pi F} = m_f$  为调频指数.

雷达信号处理常采用复信号的形式, 在基频进行处理. 去除载频后, 采用复信号表示的调频立体声广播信号表达式为

$$u_{FM}(t) = U_c \exp\{j[\phi(t) + m_f \sin(2\pi Ft)]\} \quad (4)$$

因为式(4)中  $e^{jm_f \sin(2\pi Ft)}$  是周期为  $1/F$  的周期性时间函数, 它可能对被动雷达的工作产生影响, 有必要作进一步的分析. 可以将它展开成傅氏级数, 其基波频率为  $F$ , 即<sup>[8]</sup>

$$e^{jm_f \sin(2\pi Ft)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_f) e^{jn2\pi Ft} \quad (5)$$

式中  $J_n(m_f)$  是宗数为  $m_f$  的  $n$  阶第一类贝塞尔函数, 它可以由无穷级数进行表示

$$J_n(m_f) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m \left(\frac{m_f}{2}\right)^{n+2m}}{m!(n+m)!} \quad (6)$$

代入式(4), 有

$$u_{FM}(t) = U_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_f) \exp\{j[\phi(t) + n2\pi Ft]\} \quad (7)$$

设  $e^{j\phi(t)}$  的频谱为  $U_1(f)$ , 则  $u_{FM}(t)$  的频谱  $U_{FM}(f)$  由  $U_1(f)$  以  $F$  为周期多重搬移叠加得到. 可以表示为

$$U_{FM}(f) = U_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_f) U_1(f + nF) \quad (8)$$

以上是导频信号对信号的频谱带来的影响, 如式(1)所示, 副信道信号也受副载波影响, 下面分析副信道信号对频谱的影响.

观察信号  $s_1(t) = \int_0^t k_{f_1} s_1(\tau) + k_{f_2} s_2(\tau) \cos(2\pi F\tau) d\tau$ , 在调频立体声广播中, 副信道信号  $s_2(t)$  的带宽  $B \ll 2F$ , 所以

可以说副信道信号  $s_2(t)$  相对于  $\cos(2\pi Ft)$  而言是慢变化的, 可以认为在信号  $\cos(2\pi Ft)$  的一个周期  $T(=1/2F)$  中副信道信号  $s_2(t)$  几乎不变, 有

$$\int_0^T k_{f_2} s_2(t) \cos(2\pi Ft) dt \approx k_{f_2} s_2(T) \int_0^T \cos(2\pi Ft) dt = 0 \quad (9)$$

令  $t = NT + t', t' < T$ , 则有

$$\begin{aligned} s_1(t) &= \int_0^t k_{f_1} s_1(\tau) + k_{f_2} s_2(\tau) \cos(2\pi F\tau) d\tau \\ &= \int_0^t k_{f_1} s_1(\tau) d\tau + \sum_{n=0}^{N-1} \int_{nT}^{(n+1)T} k_{f_2} s_2(\tau) \cos(2\pi F\tau) d\tau \\ &\quad + \int_{NT}^t k_{f_2} s_2(\tau) \cos(2\pi F\tau) d\tau \\ &= \int_0^t k_{f_1} s_1(\tau) d\tau + k_{f_2} s_2(t) \int_{NT}^t \cos(2\pi F\tau) d\tau \\ &= \int_0^t k_{f_1} s_1(\tau) d\tau + k_{f_2} s_2(t) \int_0^t \cos(2\pi F\tau) d\tau \\ &= \int_0^t k_{f_1} s_1(\tau) d\tau + m_b(t) \sin(2\pi Ft) \end{aligned} \quad (10)$$

其中  $m_b(t) = \frac{k_{f_2} s_2(t)}{4\pi F}$ .

依然考虑  $s_2(t)$  相对于  $2F$  的窄带特性, 在一段较短的时间内, 例如一个周期,  $s_2(t)$  几乎不变. 在该段时间内依照上面类似的方法,  $e^{jm_b(t) \sin(2\pi Ft)}$  可以将它展开成傅氏级数, 其基波频率为  $2F$ , 即

$$e^{jm_b(t) \sin(2\pi Ft)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n[m_b(NT)] e^{jn4\pi Ft}, t \in [NT, (N+1)T] \quad (11)$$

因此信号  $e^{jm_b(t) \sin(2\pi Ft)}$  在不同的时间段上都可以被近似看成是若干个单频信号的和, 并且不同的时间段上单频信号系数有所不同. 因此信号  $e^{jm_b(t) \sin(2\pi Ft)}$  可以被看成是由若干个幅度调制的单频信号组成.

设  $e^{j\int_0^t k_{f_1} s_1(\tau) d\tau}$  的频谱为  $U_2(f)$ , 则  $e^{j\phi(t)}$  的频谱  $U_1(f)$  在不同的时间段上可以看成是由  $U_2(f)$  以  $2F$  为周期多重搬移叠加得到. 可以表示为

$$U_1(f, t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n[m_b(NT)] U_2(f + nF), t \in [NT, (N+1)T] \quad (12)$$

从整个频谱上看,  $U_1(f)$  由  $U_2(f)$  频谱展宽后以  $2F$  为周期多重搬移叠加而成.

由公式(8)、(11)可推得  $U_{FM}(f)$  和  $U_2(f)$  的关系

$$U_{FM}(f, t) = U_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_f) \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_m[m_b(NT)] U_2(f + mF), t \in [NT, (N+1)T] \quad (13)$$

综上所述可知, 副载波使得原信号的频谱展宽后以  $F$  为周期拓展.

### 4 副载波对信号模糊函数图的影响

模糊函数是研究信号分辨率的有力工具. 下面分析副载波对模糊函数图距离切面的影响.

对信号  $u_{FM}(t)$ , 从分辨两个时延为  $\tau$ 、频移差为  $\omega$  的目标回波出发, 推导其距离-速度二维分辨率, 得到模糊函数<sup>[9]</sup>

$$R_{u_{FM}}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} u_{FM}(t) u_{FM}^*(t+\tau) e^{j2\pi f\tau} dt \quad (14)$$

模糊函数也可以由频域表示

$$R_{u_{FM}}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} U_{FM}^*(f) U_{FM}(f-\tau) e^{-2j\pi f\tau} df \quad (15)$$

考虑到  $U_{FM}(f)$  的频谱特性, 易知  $|R_{u_{FM}}(\tau)|$  在  $\tau=0$  附近的时延切面、 $\tau=nF$  的多普勒切面会出现相关峰, 所以信号  $u_{FM}(t)$  的模糊函数  $|R_{u_{FM}}(\tau)|$  在  $\tau=0$  附近的时延切面上成呈以  $F$  为周期的梳齿型. 实际的  $F$  高达 19 千赫而动目标多普勒频率的检测范围一般只有几百赫兹远小于  $(-F \sim +F)$ , 所以两侧的梳齿对动目标检测没有什么影响. 对实际检测影响大的是多普勒切面. 下面以零多普勒切面为例分析信号模糊函数图多普勒切面的沿距离分布的情况.

$$\begin{aligned} u_{FM}(\tau, 0) &= R_{u_{FM}}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} u_{FM}(t) u_{FM}^*(t+\tau) dt \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \exp[j\pi f_1(t) - j\pi f_1(t+\tau)] \\ &\quad \times \exp[jm_f \sin 2\pi Ft] \times \exp[-jm_f \sin 2\pi F(t+\tau)] dt \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \exp[j\pi f_1(t) - j\pi f_1(t+\tau)] \\ &\quad \times \exp[j2m_f \sin F \cos 2\pi F(t+\tau/2)] dt \quad (16) \end{aligned}$$

其中,  $\exp[j2m_f \sin F \cos 2\pi F(t+\tau/2)]$  是周期为  $F$  的周期性时间函数, 可将它展开成傅氏级数, 其基波角频率为  $2\pi F$ , 即

$$\begin{aligned} \exp[j2m_f \sin F \cos 2\pi F(t+\tau/2)] \\ = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m_f) \exp\left[j2\pi F(t+\tau/2) + \frac{1}{4F}n\right] \quad (17) \end{aligned}$$

其中,  $m_f = 2m_f \sin F$ . 所以有:

$$\begin{aligned} u_{FM}(\tau, 0) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \left\{ J_n(m_f) \exp[j(nF + n/2)] \right. \\ &\quad \left. \exp[j\pi f_1(t) - j\pi f_1(t+\tau)] \right\} \times \exp(j2\pi nFt) dt \\ &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m_f) \times \exp[j(nF + n/2)] \\ &\quad \times R_{u_{FM}}(\tau, nF) \quad (18) \end{aligned}$$

对于任意多普勒通道的也有相似的结果:

$$u_{FM}(\tau, \nu) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m_f) \times \exp[j(nF + n/2)] \times R_{u_{FM}}(\tau, nF + \nu) \quad (19)$$

由式(19)可看出: 加入副载波后, 广播信号的模糊函数图的每个多普勒切面是由没有副载波信号的模糊函数图的多个多普勒切面加权叠加而成. 这种叠加对广播信号的自模糊函数图的旁瓣影响很小, 主要对模糊函数图的相关峰区域有影响. 分析信号  $u_{FM}(t)$  的自模糊函数图相关峰所在的多普勒切面, 注意到在  $\nu=0$  属于相关峰区域, 有  $|R_{u_{FM}}(\tau, 0)| \gg |R_{u_{FM}}(\tau, nF)|$ , 则有  $|R_{u_{FM}}(\tau, 0)| \approx |J_0(2m_f \sin F)| \times |R_{u_{FM}}(\tau, 0)|$  (20)

上式中,  $J_0(2m_f \sin F)$  以周期  $\frac{1}{F}$  出现高峰, 并且该周期与  $m_f$  无关. 根据实测调频立体声广播信号数据分析, 本文所定义的  $m_f$  的取值范围大约为 (0.5 ~ 5). 仅以  $m_f = 0.65$  为例, 示出函数  $J_0(2m_f \sin F)$  以周期  $\frac{1}{F}$  ( $\approx 5T_s$ ) 出现高峰, 其中  $T_s$  是采样周期, 如图 2 所示.  $m_f$  数值大小, 对检测结果影响不

同. 如果调频立体声广播信号带宽较窄 ( $m_f$  较小), 这时  $|R_{u_{FM}}(\tau, 0)|$  的相关峰较宽以至宽度大于  $5T_s$ , 则  $|R_{u_{FM}}(\tau, 0)|$  在相关峰的位置将会出现多峰; 如果带宽较宽 ( $m_f$  较大),  $|R_{u_{FM}}(\tau, 0)|$  相关峰的宽度小于  $5T_s$ , 则  $|R_{u_{FM}}(\tau, 0)|$  在相关峰的位置不会出现多峰.

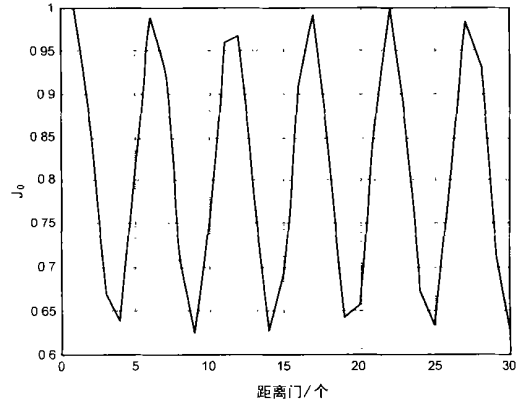


图 2  $m_f=0.65$  时  $J_0(2m_f \sin F)$  的函数图

综上所述, 对带宽较窄的调频立体声广播信号而言, 影响目标检测的是其模糊函数图中多普勒切面的因为副载波而产生的多峰状相关峰, 其影响是: 在最终的距离多普勒二维检测时, 动目标的相关峰将呈现多峰, 这给距离相近的多目标检测带来困难.

## 5 消除副载波的影响

从上面的分析可以得到: 如果调频信号的带宽较宽, 满足条件  $B > F$ , 则相关峰宽度小于  $1/F$ , 多峰中的边峰远低于主峰的高度; 如果带宽  $B \gg F$ , 相关峰的多峰现象消失, 副载波带来的影响可以不考虑. 因此, 在这种情况下不必作滤除副载波的处理.

如果调频信号的带宽较窄, 满足条件  $B < F$ , 相关峰将出现多峰, 应该滤除副载波. 此时, 由第 2 节知: 副载波使得信号的频谱产生搬移、叠加, 并且  $U_1(f + nF)$  与  $U_1[f + (n+1)F]$  不会产生重叠. 因此, 可以构造一个窄带低通滤波器, 其传输函数幅频特性为

$$H(f) = \begin{cases} 1, & |f| \leq B/2 \\ 0, & \text{其余} \end{cases} \quad (21)$$

将调频立体声广播信号通过上述滤波器, 即可滤除广播信号中的副载波, 消除其模糊函数中相关峰的多峰现象.

## 6 实测信号图例

实测信号是实录的两段西安某调频广播电台的广播信号, 其中一段信号带宽较窄, 约为 8kHz 左右, 另一段信号带宽较宽, 约为 30kHz 左右. 实录信号的采样间隔为  $10\mu s$ , 产生模糊函数图的数据长度为 42000 点.

图 3(a)、3(b) 分别是滤除副载波前后带宽很窄 (约 8kHz) 的调频立体声广播信号的模糊函数图的两个多普勒切面, 其中图 3(a) 是模糊函数图的零多普勒切面即调频立体声广播信号的自相关函数, 图 3(b) 是模糊函数图的旁瓣区的一个非

零多普勒切面,可以看出有副载波的模糊函数图的相关峰呈现多峰,滤除副载波后模糊函数图的相关峰的多峰消失了。

图 4 是带宽较宽(约 30kHz)的调频广播信号的模糊函数

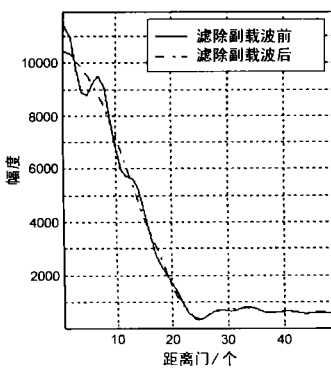


图 3 (a) 零多普勒的切面图

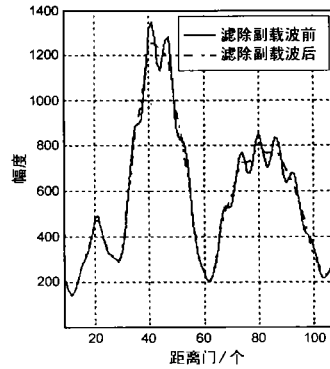


图 3 (b) 非零多普勒的切面图

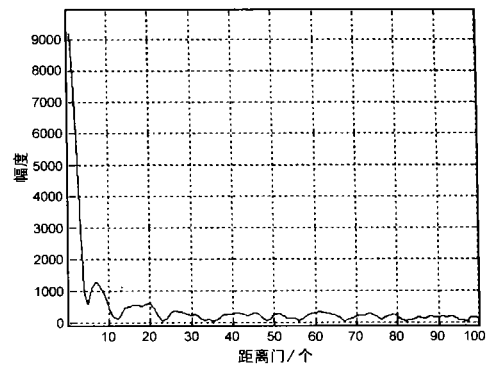


图 4 带宽 30kHz 的含有副载波的广播信号的自模糊函数图的零多普勒的切面图

从实测数据的处理结果看,副载波信号使得带宽较窄的实录调频立体声广播信号的自模糊函数图的每个多普勒切面都叠加了抖动,这样的抖动在峰位置处更为明显,滤除副载波后,可以消除模糊函数图中相关峰的多峰现象,如图 3(a)、3(b)所示。如果实录调频立体声广播信号带宽较宽,即使含有副载波信号,其模糊函数图的相关峰也没有多峰出现,不必滤除副载波信号,如图 4 所示。

## 7 结论

通过对调频立体声广播信号的频谱和模糊函数图进行理论和实录信号分析,得出结论:有副载波的广播信号的频谱相对于没有副载波的广播信号的频谱以导频信号的二分频为周期拓展;有副载波的广播信号的模糊函数图的零距离附近的距离切面在导频信号的二分频的整数倍上出现梳齿相关峰,由于齿间频距大,对实际检测没有影响;而有副载波的广播信号的模糊函数的多普勒切面是由没有副载波的广播信号的模糊函数图的多个多普勒切面加权相加而成,具体表现在:当广播信号带宽较窄时,信号的模糊函数图中相关峰出现多峰,从而使多个动目标检测产生困难,滤除副载波则可消除相关峰的多峰。

## 参考文献:

- [1] 孙仲康,周一宇,何黎星.单多基地有源无源定位技术[M].北京:国防工业出版社,1996.234-343.
- [2] 曲长文,何友.基于电视和调频广播的非合作式双(多)基地雷达及关键技术[J].现代雷达,2001,23(1):19-23.
- [3] Marko Afrndykiw, John M Boyle, Charles E Hendrix. Bistatic Passive Radar [P]. United States Patents:3812493,1974-3-21.
- [4] HOWLAND P E. Television-Based Bistatic Radar [D]. UK:School of Electronic and Electrical Engineering, University of Birmingham,1997.
- [5] HOWLAND P E. Target tracking using television-based bistatic radar [J]. IEE Proc -Radar, Sonar Navigation, 1999,1146(3):166-174.
- [6] B D Nordwall. 'Silent Sentry'—A New Type of Radar [N]. Aviation Week & Space Technology,1998-11-30.

图的零多普勒切面,可以看出虽然信号本身含有副载波,但是模糊函数图中相关峰没有多峰出现。

- [7] Aaron D Lanterman. Tracking and Recognition of Airborne Targets via Commercial Television and FM Radio Signals [EB/OL]. <http://www.ifp.uiuc.edu/lanterma>,1999-3-11.

- [8] 曾兴雯,刘乃安,陈健.高频电路原理与分析[M].陕西西安:西安电子科技大学出版社,2001.221-225.
- [9] 丁鹭飞,张平.雷达系统[M].陕西西安:西北电讯工程学院出版社,1984.103-109.

## 作者简介:



赵洪立 男,1978年5月出生于天津市,现为西安电子科技大学信号与信息处理专业博士研究生,主要感兴趣的研究方向为无源相干定位及信号检测与估值。



王俊 男,1969年8月出生于贵州省贵阳市,2000年3月获西安电子科技大学信号与信息处理专业博士学位,现为西安电子科技大学工程研究所副教授、硕士生导师,目前主要从事无源相干定位技术及雷达信号处理和检测等方面的研究工作。



保铮 男,1927年12月出生于江苏南通,1953年毕业于人民解放军通讯工程学院,现为中国科学院院士,中国电子学会学士,研究领域为雷达信号处理及现代信号处理。