

# 关于矩形脉冲类信号距离分辨力的算法研究

郭 强, 陶 然, 王 越, 周思永, 单 涛

(北京理工大学电子工程系, 北京 100081)

**摘 要:** 考查信号的距离分辨力主要从距离名义分辨参数和时延分辨常数两个方面入手. 然而, 对矩形脉冲信号来说, 按常规定义式计算距离名义分辨力, 需要距离模糊函数的积分运算或对正弦函数进行无穷积分, 这些积分运算往往较为复杂或为不定值; 因此, 得不出有效结果. 本文则大胆抛开了定义计算式, 而是在模糊函数矩阵中, 找出半功率点的列数, 使得这一问题得到解决, 为此类信号距离名义分辨力的计算提出了一个全新的概念. 另外, 对时延分辨常数的计算, 则是在原定义式的基础上, 利用帕塞瓦定理, 推出了一个时域表达式, 从而巧妙避开了对正弦函数的无穷积分问题, 为此类信号的分辨力分析提供了一种新的算法. 特别是在对/同步加白0信号的验证计算中, 再次利用帕塞瓦定理将多周期/同步加白0信号模糊函数的积分问题化为了单周期/同步加白0信号模糊函数的积分运算, 大大简化了计算过程.

**关键词:** 矩形脉冲; 距离分辨力; 同步加白; 无源探测

**中图分类号:** TN957.52 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2003) 06-0927-05

## Study on Algorithm of Range Resolution of Signals Like Rectangular Pulse

GUO Qiang, TAO Ran, WANG Yue, ZHUO Si2yong, SHAN Tao

(Department of Electronics Engineering, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

**Abstract:** The measurement on the range resolution of signals is mainly based on nominal range resolution parameter and delay resolution constant. However, in calculating the range nominal resolution of rectangular pulse signals using conventional definition formula, quadrature operation for range ambiguity function or infinite integration for /SINO function is required. But these integral operations are often so complex or indefinite as not to give an effective result. Being apart from the definition formula boldly, the paper proposes to search for the columns in the ambiguity function matrix where the /half power point0 exists and solves the problem above mentioned. It puts forward a completely new idea for calculating the resolution of this kind signal. In addition, with calculation for delay resolution constant, an expression in time2domain is derived using Parseval theorem on the basis of the original definition, thus, infinite integration for /SINO function is ingeniously avoided. It provides a novel method for calculation for delay resolution constant. Particularly, in verification operation for /sync2plus2white0 signal, using Parseval theorem again, the quadrature for /sync2plus2white0 signal in several periods is changed into that in one period, thus making the computation simplified greatly.

**Key words:** rectangular pulse; range resolution; sync2plus2white; passive detection

## 1 引言

矩形脉冲是现代雷达波形设计的一个主要形式. 特别是随着无源探测技术的发展, 各种外辐射源越来越多的运用于探测目的<sup>[1, 2, 3]</sup>, 其中, 许多是矩形脉冲或含有矩形脉冲的信号形式, 这里统称为矩形脉冲类信号. 如, 电视/同步加白0信号就是一个典型的例子.

信号的距离名义分辨参数需要对信号频谱的积分运算. 对于矩形脉冲来说, 由于其频谱的运算中存在对正弦函数的无穷限积分而得不出确定的结果. 所以, 即使是最典型的单载频矩形脉冲, 也无法由定义式求取其结果; 当然, 对其他矩形

脉冲类信号就更是如此. 但是, 如果抛开定义计算式, 距离名义分辨参数的意义就是信号距离模糊函数主瓣上半功率点的宽度(3dB宽度), 因此, 只要从模糊函数矩阵中找到半功率点的位置, 则很好的解决了这一问题.

时延分辨常数考查的是全面考虑主瓣、旁瓣和基底时的分辨问题. 许多资料给出了其模糊函数和信号频谱的积分表达式<sup>[4]</sup>, 采用频谱的积分计算则与距离名义分辨参数存在同样问题; 但是, 如果利用帕塞瓦定理对其进行变换则可得到一个时域表达式, 从而避免了对矩形脉冲频谱的积分运算使问题得到解决并使计算得到简化; 采用模糊函数的积分计算, 对单个矩形脉冲尚可, 但对多矩形脉冲的叠加信号则计算复杂.

特别是计算多周期复杂信号的分辨力时更是如此.然而,对于多周期同步加白0信号,其模糊函数的积分运算可再次利用帕塞瓦定理,将多周期情况下的积分运算化为单周期的积分运算,这就大大简化了计算的过程、提高了计算效率,特别是为多周期同步加白0信号距离模糊函数的积分化简作出了重要贡献.

## 2 利用模糊函数矩阵估算距离名义分辨参数

距离名义分辨参数的定义为<sup>[4]</sup>:

$$S_{\pi} = \sqrt{2}/Q \quad (1)$$

其中<sup>[4]</sup>,  $Q = 2PB_e$  表示信号的等效带宽;

$B_e^2 = f^2 - (f)^2$  是均方根带宽,表示  $U(f)$  在  $f$  轴上所占有效宽度的度量;

$$f = \int_1^Q |f| U(f)|^2 df, \quad f^2 = \int_1^Q f^2 |U(f)|^2 df$$

分别表示信号频谱的两个波形参量,一、二阶原点矩.

对于单个矩形脉冲,设其包络为

$$u(t) = \begin{cases} E, & 0 < t < T \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

则其傅立叶变换为  $U(f) = TE e^{-j\pi fT} \text{sinc}(fT)$ , 则  $|U(f)|^2 = (TE)^2 \text{sinc}^2(fT)$ , 故对  $f^2 |U(f)|^2$  或  $|f| |U(f)|^2$  的无穷限积分为不定值,因此无法按(1)式求取矩形脉冲的  $S_{\pi}$  值. 距离名义分辨参数的物理意义即信号距离模糊函数的半功率点时宽,又称 3dB 时宽;而  $|V(S, 0)|^2$  表示距离模糊函数在任意时间点  $S$  的幅度值. 因此,若能根据信号的模糊函数矩阵  $Y = |V(S, F)|^2$  找出为最大元素值一半的元素位置,即可确定 3dB 时宽. MATLAB 为确定 3dB 时宽提供了可靠的办法,若已知信号模糊函数矩阵  $Y$ ,则由 MATLAB 的  $\max$  函数便可确定矩阵中的最大元素及其所在的行和列. 如下式:

$$Y_j = \max(Y) \quad (2)$$

$$Y_i = \max(Y_j) \quad (3)$$

其中  $Y_j$ ,  $Y_i$  分别为  $Y$  中各列最大元素向量和各行最大元素向量. 更进一步有:

$$[M, j] = \max(Y_j) \quad (4)$$

$$[M, i] = \max(Y_i) \quad (5)$$

其中  $M = M$  即为所求最大值元素,  $i, j$  分别为其所在的行和列. 对于矩形脉冲类信号其模糊函数以纵轴对称, 这个最大值元素就是时间点为 0 时的模糊函数值  $|V(0, 0)|^2$ , 那么所求的 3dB 时宽就应是方程  $|V(S, 0)|^2 = \frac{1}{2} |V(0, 0)|^2$  的解. 对于单个矩形脉冲来说, 求解上述方程可方便的求得 3dB 时宽, 但对复杂的波形包络, 如/ 同步加白 0 信号, 方程左边为 20 个时间段的分段函数, 且每一段都是多个不同参数矩形脉冲的自模糊和互模糊函数乘积的函数; 更为复杂的还有多周期的情况.

为了能迅速快捷的估算距离名义分辨参数, 还是要根据式(4)、(5)得到的最大元素的位置, 在原矩阵  $Y$  中的第  $i$  行的第  $j$  个元素分别向两边找到第一个最接近于数值为  $M/2$  或  $M/2$  的元素及其所在的列  $j_l, j_r$ , 则主瓣 3dB 宽度为:

$$S_{\pi} = \frac{1}{F_s} |j_l - j_r| \quad (6)$$

其中  $F_s$  为采样率. 这里  $|j_l - j_r|$  实为模糊函数主瓣上半功率处的时间点之差, 再除以  $F_s$  后即及时宽. 最后对  $j_l, j_r$  的确定可能要在点内进行估算, 其精度决定于采样率.

电视/ 同步加白 0 信号最初在文献[1]中被引入, 它是在电视发射系统允许的范围人为选择的电视信号, 仅由同步脉冲及相隔于其间的 20% 的白色电平所组成, Griffiths 等人引用此信号的目的是因它有较好的自相关函数以及便于时域处理, 其波形包络如图 1 所示, 它可看成是由三个矩形包络叠加而成, 即

$$u(t) = u_1(t) + u_2(t) + u_3(t) \quad (7)$$

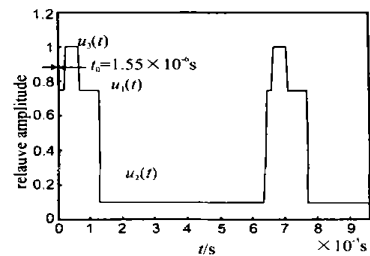


图 1 / 同步加白 0 信号波形

其中,

$$u_1(t) = \begin{cases} E_1, & 0 < t < T_1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}, T_1 = 12 @ 10^{-6} \text{ s}$$

$$u_2(t) = \begin{cases} E_2, & 0 < t < T_2 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}, T_2 = 64 @ 10^{-6} \text{ s}$$

$$u_3(t) = \begin{cases} E_3, & t_0 < t < t_1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}, t_0 = 1.55 @ 10^{-6} \text{ s}$$

$$t_1 = 6.25 @ 10^{-6} \text{ s}, T_3 = t_1 - t_0, E_1 = 0.65, E_2 = 0.1, E_3 = 0.25.$$

其模糊函数为:

$$\begin{aligned} V(S, F) &= \int_1^Q u(t) u^*(t+S) e^{j2\pi Ft} dt \\ &= \int_1^Q [u_1(t) + u_2(t) + u_3(t)] [u_1^*(t+S) \\ &\quad + u_2^*(t+S) + u_3^*(t+S)] e^{j2\pi Ft} dt \\ &= V_1(S, F) + V_2(S, F) + V_3(S, F) + V_{12}(S, F) \\ &\quad + V_{31}(S, F) + V_{32}(S, F) + V_{21}(S, F) \\ &\quad + V_{13}(S, F) + V_{23}(S, F) \end{aligned} \quad (8)$$

根据单载频矩形脉冲模糊函数的分析方法<sup>[4]</sup>, 可得  $u_1(t)$ ,  $u_2(t)$ ,  $u_3(t)$  的自模糊函数和它们之间互模糊函数的一般表达式(9)、(10)

$$\begin{aligned} V_{mm}(S, F) &= (E_m E_n) \\ &\begin{cases} e^{j\pi F(t_{n1} + t_{m0} - S)} \text{sinc}[F(t_{n1} - t_{m0} - S)] \\ \#(t_{n1} - t_{m0} - S), t_{n1} - t_{m1} < S < t_{n1} - t_{m0} \\ e^{j\pi F(t_{m1} + t_{n0} - S)} \text{sinc}(F T_m) T_m, \\ \# \\ t_{n0} - t_{m0} < S < t_{n1} - t_{m1} \\ e^{j\pi F(t_{m1} + t_{n0} - S)} \text{sinc}[F(t_{m1} - t_{n0} + S)] \\ \#(t_{m1} - t_{n0} + S), t_{n0} - t_{m1} < S < t_{n0} - t_{m0}, \end{cases} \end{aligned}$$

或  $V_{mn}(S, F) = (E_m E_n)$

$$\# \begin{cases} e^{jPF(t_{n1} + t_{n0} - S)} \sin c[F(t_{n1} - t_{m0} - S)] \\ \#(t_{n1} - t_{m0} - S), t_{n0} - t_{m0} < S < t_{n1} - t_{m0} \\ e^{jPF(t_{n1} + t_{n0} - 2S)} \text{sinc}(FT_n) T_n, \\ t_{n1} - t_{m1} < S < t_{n0} - t_{m0} \\ e^{jPF(t_{m1} + t_{n0} - S)} \sin c[F(t_{m1} - t_{n0} + S)] \\ \#(t_{m1} - t_{n0} + S), t_{n0} - t_{m1} < S < t_{n1} - t_{m1}, \\ T_n < T_m \text{ 或 } m = n \end{cases} \quad (10)$$

其中  $T_m = t_{m1} - t_{m0}$ ,  $T_n = t_{n1} - t_{n0}$  为任两个脉冲宽度. 将  $u_1(t)$ ,  $u_2(t)$ ,  $u_3(t)$  的参数代入式(9)、(10)便得到各包络的自模糊函数和互模糊函数, 最后由式(8)便可得到单周期/同步加白0信号在一定 Doppler 频率上的模糊函数矩阵  $Y = |V(S,$

表 1  $M_1(\text{或 } M_1) @ 10^{-11}$  在矩阵  $Y_1$  中的位置

i \ j	1	2	, ,	123	124	, ,	128	129	130	, ,	134	135	, ,
1	0	0.0001	, ,	0.0094	0.0022	, ,	0.0037	0.0134	0.0037	, ,	0.0024	0.0072	, ,
2	0	0.0001	, ,	0.0097	0.0023	, ,	0.0034	0.0136	0.0034	, ,	0.0025	0.0076	, ,
s	s	s	s	s	s	s	s	s	s	s	s	s	s
400	0	0.0001	, ,	5.6708	6.1756	, ,	8.1225	11.774	8.1225	, ,	5.9563	5.3946	, ,
401	0	0.0001	, ,	5.7163	6.2242	, ,	8.1835	11.851	8.1835	, ,	6.0033	5.4381	, ,
402	0	0.0001	, ,	5.6708	6.1756	, ,	8.1225	11.774	8.1225	, ,	5.9563	5.3946	, ,
s	s	s	s	s	s	s	s	s	s	s	s	s	s

表 2  $M_2(\text{或 } M_2) @ 10^{-11}$  在矩阵  $Y_2$  中的位置

i \ j	1	2	, ,	62	63	64	65	66	67	68	, ,
1	0	0.0001	, ,	0.0090	0.0095	0.0013	0.0134	0.0013	0.0084	0.0072	, ,
2	0	0.0001	, ,	0.0094	0.0093	0.0015	0.00136	0.0015	0.0082	0.0076	, ,
s	s	s	s	s	s	s	s	s	s	s	s
400	0	0.0006	, ,	5.6034	8.1644	7.6271	1.1774	7.6271	8.0477	5.3946	, ,
401	0	0.0006	, ,	5.6485	8.2231	7.6847	11.851	7.6847	8.1056	5.4381	, ,
402	0	0.0006	, ,	5.6034	8.1644	7.6271	1.1774	7.6271	8.0477	5.3946	, ,
s	s	s	s	s	s	s	s	s	s	s	s

同样, 在表 2 中也可以在第 401 行的第 65 列元素两侧找到半功率值的位置: 本行的第 62、63 列之间和第 67、68 列之间. 其中与半功率值最接近的第 62、68 列元素与半功率值的差为  $0.12770 @ 10^{-11}$  和  $0.14874 @ 10^{-11}$ , 若以这两列为半功率点位置, 则由式(6)得出的 3dB 时宽为  $S_{\pi} = 6 @ 10^{-6}$  s, 显然, 其精度较采样率  $F_{S1}$  的情况, 已有所降低.

对于精度更差的情况, 就不能根据与半功率值的最小差来选点, 而必须根据半功率值与所在两端点值差值的大小进行点间的估计.

### 3 时延分辨常数的时域算法

时延分辨常数定义为<sup>[4]</sup>:

$$A_s = \frac{\int_0^1 |V(S, 0)|^2 dt}{|V(0, 0)|^2} = \frac{\int_0^1 |U(f)|^4 df}{(\int_0^1 |U(f)|^2 df)^2} \quad (11)$$

其模糊函数表示式的物理意义是: 当目标时延差较大时, 将距离模糊函数的主瓣、旁瓣和基底的能量全部计算在内, 再除以主瓣的峰值功率. 频谱表示式是由前式推导而来. 如前所述,

$F|)^2$  及其数学表达式. 将  $F = 0$  代入  $Y$ , 则得距离模糊函数  $|V(S, 0)|^2$ . 若设时间采样率分别为:  $F_{S1} = 2 \text{ MHz}$  和  $F_{S2} = 1 \text{ MHz}$ , 然后再将分别求得的矩阵  $Y_1$ ,  $Y_2$  代入(2)、(3), 则由式(4)、(5)得:  $M_1(\text{或 } M_1) = M_2(\text{或 } M_2) = 111851 @ 10^{-11}$ ; 而最大元素的行列位置则分别为:  $i_1 = 401, j_1 = 129$  和  $i_2 = 401, j_2 = 65$ , 如表 1、表 2 所示. 由此求得半功率为  $M_1/2(\text{或 } M_1/2) = M_2/2(\text{或 } M_2/2) = 519255 @ 10^{-11}$ . 从表 1 中的第 401 行的第 129 列元素开始, 在本行向两侧分别找到半功率值应在第 123 列、124 列之间和 134 列、135 列之间, 其中与半功率值最接近的第 134 列、123 列元素与半功率值相差  $0.010778 @ 10^{-11}$  和  $0.12092 @ 10^{-11}$ . 如果就近似认为这两列为半功率点所在的位置, 则由式(6)求得 3dB 时宽为  $S_{\pi} = 51.5 @ 10^{-6}$  s.

利用频谱表示式, 对矩形脉冲来说, 存在正弦函数(或者说高次  $\text{sinc}(t)$  函数)的无穷限积分问题, 而得不出确定的结果; 利用模糊函数表示式, 对单个矩形脉冲尚可, 但对如 同步加白0 这样的由多个矩形脉冲叠加而成的信号波形, 则计算复杂. 函数的  $f(S) = |V(S, 0)|^2$  波形是一个以纵轴对称分布的、由 20 个时间段构成的分段函数波形, 如图 2(a) 所示. 每一段都是多个不同参数矩形脉冲的自模糊和互模糊函数乘积的函数, 且越接近于主瓣峰值的部分, 参与相乘的函数越多. 因此, 最后求得的  $|V(0, 0)|^2$  值应是由互乘模糊函数构成的最复杂表达式所得出的结果.

为了减少运算量, 可以对(11)式中的频谱表示式进行变换. 由于  $u(t) \text{ Z } U(f)$ ,  $V(S, 0) \text{ Z } |U(f)|^2$ , 则根据帕塞瓦定理<sup>[5]</sup>, 式(11)可表示为:

$$A_s = \frac{\int_0^1 |U(f)|^4 df}{\left(\int_0^1 |U(f)|^2 df\right)^2} = \frac{\int_0^1 |V(S, 0)|^2 dS}{\left(\int_0^1 |u(t)|^2 dt\right)^2} \quad (12)$$

由于最后的变换完全利用的是时域信号, 因此称为时域表示式. 式(12)的优点主要是减少了分母部分的计算量, 因为矩形

脉冲类信号一般都是由不同脉宽、不同幅度或不同时延的矩形脉冲叠加而成,其分段函数在各时间段内均为常数,因此对它们的积分简单易求,特别是对于多周期信号( $T_r \setminus T_{\max}, T_{\max}$  为最大脉宽),则更能显现出式(12)的优势.如对于式(7)所表示的同步加白0信号,很容易求得式(12)的分母部分.

对于多周期/同步加白0信号,其包络可表示为:

$$u_T(t) = \sum_{n=0}^{(N-1)} u(t - nT_r) \quad (13)$$

这里  $T_r = T_{\max} = T_2$ ,  $N$  为周期数,对于实信号  $|u_T(t)|^2 = \sum_{n=0}^{(N-1)} u^2(t - nT_r)$ , 则  $\int_0^1 |u_T(t)|^2 dt = \sum_{n=0}^{(N-1)} \int_0^1 u^2(t) dt$ . 对(12)式的分子部分来说,对单周期/同步加白0信号,将  $F=0$  代入式(8)得到实函数  $V(S, 0)$ , 故  $|V(S, 0)|^2 = V^2(S, 0)$ , 这是一个由9个自模糊函数和互模糊函数逐个自乘和互乘而得的分段函数,且每个模糊函数都至少是由两个时间段以上构成的分段函数.对此分段函数积分即得式(12)的分子部分.对多周期情况可利用模糊函数的周期重复性质去计算<sup>[4]</sup>,在单周期模糊函数给定以后,若假设具有  $N$  个周期的信号模糊函数为  $V_T(S, F)$ , 则

$$\begin{aligned} V_T(S, F) = & \sum_{p=-(N-1)}^{(N-1)} V(S - pT_r, F) c_p = \sum_p V_1(S - pT_r, F) c_p \\ & + \sum_p V_2(S - pT_r, F) c_p + \sum_p V_3(S - pT_r, F) c_p \\ & + \sum_p V_{12}(S - pT_r, F) c_p + \sum_p V_{31}(S - pT_r, F) c_p \\ & + \sum_p V_{32}(S - pT_r, F) c_p + \sum_p V_{21}(S - pT_r, F) c_p \\ & + \sum_p V_{13}(S - pT_r, F) c_p + \sum_p V_{23}(S - pT_r, F) c_p \quad (14) \end{aligned}$$

其中  $c_p = e^{j\pi(N-1-p)T_r} \left[ \frac{\sin \pi F(N-1-p)T_r}{\sin \pi F T_r} \right]$   $T_r = T_2$ . 可想而知,求式(14)平方项的积分将更为复杂.为了减小计算量,可将多周期情况化为单周期的模糊函数来求,对式(13)两端求傅立叶变换得:

$$\begin{aligned} U_T(f) = & U(f) \sum_{n=0}^{(N-1)} e^{j2\pi n f T_r}, \text{ 故 } |U_T(f)|^2 = |U(f)|^2 \sum_{n=0}^{(N-1)} e^{j2\pi n f T_r} \\ & \# \sum_{n=0}^{(N-1)} e^{j2\pi n f T_r} = |U(f)|^2 [N + (N-1)(e^{j2\pi f T_r} + e^{-j2\pi f T_r}) + \\ & + (e^{j2\pi(N-1)f T_r} + e^{-j2\pi(N-1)f T_r})] = |U(f)|^2 \# [N + \sum_{m=1}^{(N-1)} (N-m) \end{aligned}$$

$$\# (e^{j2\pi m f T_r} + e^{-j2\pi m f T_r})] Z NV(S, 0) + \sum_{m=1}^{(N-1)} (N-m) [V(S + mT_r, 0) + V(S - mT_r, 0)] = V_T(S, 0). \text{ 故对于实函数有:}$$

$$\begin{aligned} |V_T(S, 0)|^2 = & V_T^2(S, 0) = N^2 V^2(S, 0) + \sum_{m=1}^{(N-1)} (N-m)^2 \\ & \# [V^2(S + mT_r, 0) + V^2(S - mT_r, 0)] + 2 \sum_{i=0}^{(N-2)} (N-i)(N-i-1) \\ & \# [V(S + iT_r, 0) V(S + (i+1)T_r, 0) + V(S - iT_r, 0) V(S - (i+1)T_r, 0)] \quad (15) \end{aligned}$$

则根据帕塞瓦定理有<sup>[5]</sup>:  $\int_{-\infty}^{\infty} |u_T(f)|^4 df = \int_{-\infty}^{\infty} |V_T(S, 0)|^2 dS$ . 对于式(15)中,任  $\int_{-\infty}^{\infty} V^2(S \pm mT_r, 0) dS = \int_{-\infty}^{\infty} V^2(S, 0) dS$ ; 任  $\int_{-\infty}^{\infty} V(S + iT_r, 0) V(S + (i+1)T_r, 0) dS = \int_{-\infty}^{\infty} V(S - iT_r, 0) V(S - (i+1)T_r, 0) dS = \int_{-\infty}^{\infty} V(S, 0) V(S - T_r, 0) dS$ , 故:  $\int_{-\infty}^{\infty} |V_T(S, 0)|^2 dS = (N^2 + 2 \sum_{m=1}^{(N-1)} (N-m)^2) \int_{-\infty}^{\infty} V^2(S, 0) dS + 4 \sum_{i=0}^{(N-2)} (N-i)(N-i-1) \int_{-\infty}^{\infty} V(S, 0) V(S - T_r, 0) dS$ . 其中  $\int_{-\infty}^{\infty} V(S, 0) V(S - T_r, 0) dS$  是  $(0, T_2)$  上对分段函数的积分.这样就完成了单、多周期/同步加白0信号对(12)式分子部分的运算.

表3为矩形脉冲( $T = T_1, E = E_1$ )、单周期及5周期/同步加白0信号距离分辨率和频谱持续宽度的计算结果.表中  $W_S = 1/A_S$  为频谱持续宽度,说明时间模糊函数与  $D(S)$  函数的相似程度<sup>[4]</sup>.从表中可以看出,对于距离接近的目标,单、多周期的/同步加白0信号较矩形脉冲有较好的分辨率,主瓣峰值的3dB宽度分别比矩形脉冲要小0.28倍和0.76倍.但对于距离较大的目标,/同步加白0信号则与矩形脉冲信号差距较大,由表中最下面一栏可见,/同步加白0信号与理想的  $D(S)$  函数相差甚远.这是由于/同步加白0信号10~20%<sup>[6]</sup>的/台基0影响,使其对一定距离的目标分辨能力较差.将  $F=0$  分别代入式(8)、(14),并求其平方,则得单、多周期/同步加白0信号的距离模糊函数  $|V(S, 0)|^2$  和  $|V_T(S, 0)|^2$ , 如图2(a)~(c)分别为单、多周期/同步加白0信号和幅度为0.65,脉宽为12μs的矩形脉冲的距离模糊函数,图中较直观的反映了上述的分析结果.

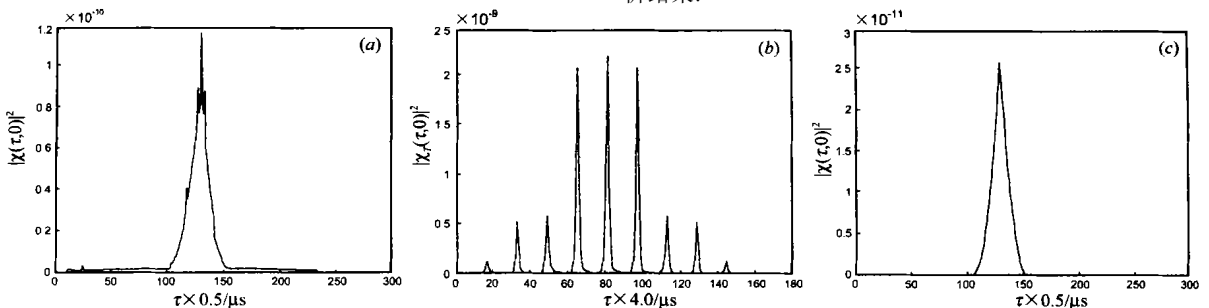


图2 不同信号的  $|V(S, 0)|^2$ ; (a)) 单周期/同步加白0信号; (b)) 5周期/同步加白0信号; (c)) 矩形脉冲

表 3 不同信号的距离分辨力结果(单位: 秒)

	单周期	5 周期	矩形脉冲
$S_{\pi}$	515 @10 <sup>-6</sup>	4 @10 <sup>-6</sup>	7 029 @10 <sup>-6</sup>
$A_s$	010171	01 0319	8 @10 <sup>-6</sup>
$W_s$	58 3163	311 3679	01125 @10 <sup>6</sup>

4 结论

将外辐射源信号用于探测的一个难点就是信号本身的特殊性;因为信号毕竟不是用于探测目的的. 而利用将矩形脉冲相叠加,把经典的矩形脉冲的分析结果,部分的或间接的用于各种矩形脉冲类外辐射源信号的分析中来,则使得问题迎刃而解. 电视/同步加白0信号的运用就是一个典型的例子. 因此,对解决矩形脉冲信号距离分辨力的算法问题,实际上是解决了一类信号的分辨力计算问题.

当然,计算的复杂性还要取决于信号的具体形式. 通过电视/同步加白/信号距离分辨力的计算过程来看,大胆抛弃传统的计算公式,而是从距离名义分辨参数的原始概念出发,在模糊函数矩阵中寻找半功率点位置,则可以起到意想不到的结果. 这不仅解决了利用定义式所无法计算的矩形脉冲类信号距离名义分辨力问题,而且也是充分利用距离名义分辨力的物理概念所推出的一种快速估算法. 另外,在时延分辨常数的计算中,充分、巧妙的运用帕塞瓦定理,不但推出了分辨力计算的新算法,使此类信号的计算成为可能;而且,在多周期/同步加白0信号的具体计算中也得到了对单、多周期/同步加白0信号模糊函数的无穷限积分之间的重要关系式. 正是利用这一结果才使得对多周期/同步加白0信号时延分辨常数的计算大大简化. 值得说明一点的是,在式(12)距离分辨常数的计算中,如果有了距离模糊函数矩阵的计算结果,可直接将矩阵中最大元素的值代入式(12)的分母部分,使计算过程进一步简化,这是由于实际上由式(4)、(5)得到的最大元素值就是式(12)的分母部分,即:

$$MI = MJ = |V(0,0)|^2 = \int_0^1 |U(f)|^2 df = \int_0^1 |u(t)|^2 dt.$$

在实际当中,信号波形的起伏以及稳定性问题对最后的计算结果也有直接的影响. 但一般来说,只要是对于满足了电视发射要求<sup>[7]</sup>的信号波形,利用此方法所得到的计算结果也应是相对稳定的.

当然,从系统的角度来看,分辨力还要取决于信噪比和信号处理方法两个因素<sup>[4]</sup>,这里只是从信号形式上得到的固有分辨力.

参考文献:

[ 1 ] Griffiths H D, Long N R. Television2based bistatic radar [ J]. IEE Proc, Part F, Communication, Radar and Signal Processing, Dec. 1986, 133( 7): 649- 657.

[ 2 ] 王小漠,吴曼青,王政. 未来战争中的/ 沉默哨兵0 [J]. 现代军事, 2000, 10: 10- 12.

[ 3 ] Hershey J E, Harrison D D, Pattanayak D N, Murrow D J. An adjunct tracking system for low Altitude sector aircraft [ J]. IEEE Trans on broad2casting, 1994, 40( 1): 44- 49.

[ 4 ] 林茂庸,柯有安. 雷达信号理论 [M]. 北京: 国防工业出版社, 1984. 31- 32, 36, 100- 101, 110- 111, 115, 116- 119.

[ 5 ] 数学手册 [M]. 北京: 高等教育出版社, 1979. 567.

[ 6 ] 黄秉,冯昌昆. 电视接收原理 [M]. 南宁: 广西师范大学出版社, 1992. 10.

[ 7 ] 金忠雄,陈凤武,窦新祥. 电视发射机与差转机故障分析与维修 [M]. 北京: 中国广播电视出版社, 1992. 317- 327, 522- 524.

作者简介:



郭 强 男, 1965 年生于河北省, 1988 年毕业于军械工程学院雷达专业, 获工学学士学位; 1996 年获北京理工大学通信与电子系统专业工学硕士学位; 现在北京理工大学攻读通信与信息专业博士研究生; 主要研究方向雷达信号处理.



陶 然 男, 1964 年 11 月生于安徽省, 北京理工大学电子工程系教授、博士生导师, 中国电子学会青年工作委员会副主任、中国兵工学会 5 兵工学报6 常务编委、中国科学院青年创新联合会执行理事, IEEE 会员, 已在国内外学术刊物及会议上发表论文 80 余篇, 出版著作一部. 感兴趣的研究领域: 数字信号处理理论及其在雷达、通

信、精密电磁测量中的应用、系统理论及其应用.