文章编号:1001 - 893X(2012)07 - 1137 - 06

线性调频脉压雷达部分相参干扰性能分析*

梅勇兵

(中国西南电子技术研究所,成都 610036)

摘 要:针对线性调频脉压雷达部分相参干扰信号参数设计的问题,在线性调频脉压雷达移频干扰和部分截取干扰的基础上,建立了一般化的线性调频脉压雷达部分相参干扰模型,通过理论推导和计算机仿真分析了部分相参干扰信号参数对功率损失、距离移动、脉压主瓣宽度等干扰性能的影响,分析结果表明:功率损失、脉压主瓣宽度由频移量和截取长度共同决定,随截取长度的增大而减小,随频移量的增大而增大;距离移动仅由频移量决定,与截取部分无关。分析结果为部分相参干扰信号参数设计提供了理论依据。

关键词:脉压雷达;线性调频;部分相参;干扰性能分析

中图分类号:TN974 **文献标志码**:A doi:10.3969/j.issn.1001 - 893x.2012.07.018

Performance Analysis of Partial Correlation Jamming to LFM Pulse-compression Radar

MEI Yong-bing

(Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036, China)

Abstract: To design the parameters of partial coherent jamming signal, a uniform model of partial coherent jamming to linear frequency modulation(LFM) pulse - compression radar is built based on frequency - shifting jamming and part copied jamming. Then, the influence of partial coherent jamming on power loss, difference of distance and width of main lobe are analysed by theoretical derivation and computer simulation. The results show that the power loss and the width of main lobe increase with shift frequency increasing and reduce with the length of copied signal, the difference of distance is only presented by shift frequency. The results provide theoretical reference for parameters design.

Key words: pulse - compression radar; linear frequency modulation; partial coherent; performance analysis

1 引 言

线性调频雷达的脉压匹配滤波技术对一般的噪声干扰有比较好的抑制效果,因此对线性调频雷达的干扰多采用相参压制的干扰方式[1]。

实际应用中,对线性调频脉压雷达主要实施的是基于移频[2]和部分截取[3]的部分相参干扰。干扰信号与真实目标信号存在移频,有 3 个方面的因素:一是由于为了对干扰形成的假目标进行距离补偿,人为给干扰信号叠加频移而导致的;二是由于干扰源与真实目标存在多普勒频移差而又无法精确补偿;三是干扰源自身器件导致发射信号频率偏移。干扰信号的脉冲不完整也是实际需要引起的,为了跟踪上线性调频雷达参数的变化实现相参干扰,无论是数字射频存储(DRFM)[4]还是数字化干扰源(JDS)方式都需要时间开窗去监视目标信号,由于时间上的冲突导致干扰信号只是雷达脉冲信号的一部分。另外,文献[3]提出可以截取雷达信号的一部分

* 收稿日期:2012 - 03 - 05;修回日期:2012 - 05 - 11

进行复制转发,用来解决对宽脉宽信号进行复制转发干扰时假目标之间间距过大的问题。

为了实现预定的干扰效果,需要对移频干扰的频移量和部分截取的截取长度等参数进行设计。文献[2]分析了频移量与脉压距离移动之间的关系,文献[3]分析了部分截取干扰截取长度与功率损失的关系。

实际上,线性调频脉冲压缩雷达部分相参干扰还应该关注下面 3 个方面的内容:一是频移量除了导致脉压距离变化外,是否会带来脉压功率损失,是否会导致脉压主瓣宽度扩展,部分截取除了会影响功率外,是否会导致脉压宽度扩展;二是实际应用中,干扰信号往往既进行部分截取又存在频移,这种情况下,脉压功率损失、距离移动、脉压主瓣宽度又有什么样的影响;三是移频干扰与部分截取在某些方面是否存在等效性。

针对上述关注的 3 个方面,本文首先建立线性调频雷达部分相参干扰信号一般模型,然后推导出一般模型经脉冲压缩处理后的结果表达式,再对频移量、截取长度等参数对脉压结果的影响进行分析,通过理论推导和计算机仿真分析说明部分相参干扰信号参数对脉压结果的影响及相互间的关系。

2 部分相参干扰信号模型

线性调频脉压雷达发射脉冲信号为

$$s(t)=A\cdot\mathrm{rect}\left(\frac{t}{T}\right)\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\left(\omega_0 t+\frac{1}{2}\mu t^2\right)} \tag{1}$$

式中,A 为信号幅度,T 为脉冲宽度,ω_0 为载波中心角频率,μ 为调频斜率,$\mathrm{rect}(\cdot)$定义为

$$\mathrm{rect}\left(\frac{t}{T}\right)=\begin{cases}1, & -\frac{T}{2}\leqslant t\leqslant\frac{T}{2}\\ 0, & \text{其他}\end{cases}$$

令 B 为信号带宽,则 $\mu=\frac{2\pi B}{T}$,记 $\Delta\omega=2\pi B$。

根据文献[5],当时宽 - 频宽积 TB 足够大时,线性调频脉压信号的频谱可近似为

$$S(\omega)=\begin{cases}A\sqrt{\frac{2\pi}{\mu}}\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot\left[\frac{(\omega-\omega_0)^2}{2\mu}-\frac{\pi}{4}\right]}, & |\omega-\omega_0|\leqslant\frac{\Delta\omega}{2}\\ 0, & \text{其他}\end{cases} \tag{2}$$

2.1 部分相参干扰信号

根据式(1)可知,线性调频脉冲信号的主要参数有调频斜率 μ、持续时间 T 和信号中心角频率 ω_0。本文主要考虑调频斜率一致而持续时间 T 或信号中心角频率 ω_0 不同的部分相关干扰。

若干扰信号载波中心角频率为 ω_1,相对目标回波存在频移 $\delta\omega=\omega_1-\omega_0$,则载波中心角频率不一致的部分相参干扰信号可表示为

$$s_p(t)=A\cdot\mathrm{rect}\left(\frac{t}{T}\right)\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\left(\omega_1 t+\frac{1}{2}\mu t^2\right)}$$

再对脉冲信号进行部分截取处理,得到的干扰信号为

$$s_p(t)=A\cdot\mathrm{rect}\left(\frac{t-\frac{t_2+t_1}{2}}{t_2-t_1}\right)\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\left(\omega_1 t+\frac{1}{2}\mu t^2\right)} \tag{3}$$

其中,$-\frac{T}{2}\leqslant t_1<t_2\leqslant\frac{T}{2}$。

当 $\delta\omega=0$ 时,表达式(3)为对脉冲信号仅作截取处理的干扰信号;当 $t_1=-\frac{T}{2}$、$t_2=\frac{T}{2}$时,表达式(3)为对脉冲信号仅作移频处理时的干扰信号。因此,式(3)可以作为持续时间、载波中心角频率部分相参的干扰信号一般表达式。

2.2 部分相参干扰信号的频谱

部分相参干扰信号的频谱为

$$S_p(\omega)=\int_{-\infty}^{\infty}s_p(t)\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega t}\mathrm{d}t$$

同式(2),当时宽 - 频宽积 TB 足够大时,部分相参干扰信号的频谱近似为

$$S_p(\omega)=\begin{cases}A\sqrt{\frac{2\pi}{\mu}}\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot\left[\frac{(\omega-\omega_1)^2}{2\mu}-\frac{\pi}{4}\right]}, & \left|\frac{\omega-\omega_1}{\mu}\right|\in[t_1,t_2]\\ 0, & \text{其他}\end{cases} \tag{4}$$

3 部分相参干扰脉压处理结果

根据匹配滤波原理,线性调频雷达信号的匹配滤波器为

$$H(\omega)=\begin{cases}M\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\left[\frac{(\omega-\omega_0)^2}{2\mu}-\frac{\pi}{4}\right]}, & |\omega-\omega_0|\leqslant\frac{\Delta\omega}{2}\\ 0, & \text{其他}\end{cases} \tag{5}$$

根据式(2)、(5),全相参线性调频脉冲压缩雷达回波信号匹配滤波输出为

$$\begin{aligned}s_0(t)&=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}S(\omega)H(\omega)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t}\mathrm{d}\omega=\\ &\frac{1}{2\pi}\int_{\omega_0-\frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0+\frac{\Delta\omega}{2}}A\cdot\sqrt{\frac{2\pi}{\mu}}\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot\left[\frac{(\omega-\omega_0)^2}{2\mu}-\frac{\pi}{4}\right]}\cdot\\ &M\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot\left[\frac{(\omega-\omega_0)^2}{2\mu}-\frac{\pi}{4}\right]}\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t}\mathrm{d}\omega=\\ &\frac{A\cdot M}{2\pi}\cdot\sqrt{\frac{2\pi}{\mu}}\cdot\Delta\omega\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0 t}\cdot\mathrm{sinc}\left(\frac{\Delta\omega t}{2}\right)\end{aligned} \tag{6}$$

根据式(4)、(5),同理式(6),部分相参干扰信号信号匹配滤波输出为

$$s_{p0}(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S_p(\omega)H(\omega)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t}\mathrm{d}\omega$$

令

$$a = \max\{\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}, \omega_1 + \frac{t_1}{T}\Delta\omega\},$$

$$b = \min\{\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}, \omega_1 + \frac{t_2}{T}\Delta\omega\},$$

则:

$$s_{p0}(t) = \frac{1}{2\pi}\int_a^b A\cdot\sqrt{\frac{2\pi}{\mu}}\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\cdot[\frac{(\omega-\omega_1)^2}{2\mu}-\frac{\pi}{4}]}\cdot M\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\cdot[\frac{(\omega-\omega_0)^2}{2\mu}-\frac{\pi}{4}]}\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t}\mathrm{d}\omega =$$
$$\frac{AM}{2\pi}\cdot\sqrt{\frac{2\pi}{\mu}}\cdot(b-a)\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}[\frac{\omega_0^2-\omega_1^2}{2\mu}+\frac{a+b}{2}\cdot(\frac{\omega_1-\omega_0}{\mu}+t)]}\cdot$$
$$\mathrm{sinc}(\frac{b-a}{2}\cdot(\frac{\omega_1-\omega_0}{\mu}+t)) \qquad (7)$$

式(7)在 $\omega_1 + \frac{t_1}{T}\cdot\Delta\omega \leqslant \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}$ 且 $\omega_1 + \frac{t_2}{T}\cdot\Delta\omega \geqslant \omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}$时成立,其他情况 $s_{p0}(t) = 0$。

4　部分相参干扰性能分析

根据第 3 节的分析结果,下面对部分相参干扰与全相参干扰经匹配滤波后在功率损失、距离移动、脉压主瓣宽度的差别进行分析。

4.1　功率损失分析

比较式(6)、(7)可知:部分相参干扰与全相参干扰相比,功率变化由式(7)中系数项 $b-a$ 与式(6)中系数项 $\Delta\omega$ 的比值决定。

部分相参干扰与全相参干扰脉压功率比为

$$\frac{\min\{\omega_0+\frac{\Delta\omega}{2}, \omega_1+\frac{t_2}{T}\Delta\omega\} - \max\{\omega_0-\frac{\Delta\omega}{2}, \omega_1+\frac{t_1}{T}\Delta\omega\}}{\Delta\omega},$$

频移量和截取部分共同影响脉压功率;仅作移频处理时,脉压功率损失比为$\frac{|\delta\omega|}{\Delta\omega}$,与频移量的绝对值 $|\delta\omega|$ 成正比。

根据前面假设,除去 $s_{p0}(t) = 0$ 的情况外,非空区间$[a, b]$还有 4 种情况,下面进一步讨论这 4 种情况下频移量、部分截取长度对功率损失的影响。

(1)$[a, b] = [\omega_1 + \frac{t_1}{T}\cdot\Delta\omega, \omega_1 + \frac{t_2}{T}\cdot\Delta\omega]$

此时,$b - a = \frac{t_2 - t_1}{T}\cdot\Delta\omega$。

情况 1 对应部分相参信号频谱都落于全相参信号频谱范围内的情形,包含全部不移频仅作部分截取处理的部分相参干扰信号样式。该情形下部分相参干扰匹配滤波后信号幅度为全相参干扰的$\frac{t_2 - t_1}{T}$,即通过匹配滤波后信号幅度与截取部分时域长度成正比。功率损失比为 $1 - \frac{t_2 - t_1}{T}$。

(2)$[a, b] = [\omega_1 + \frac{t_1}{T}\cdot\Delta\omega, \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}]$

此时,$b - a = \Delta\omega\cdot(\frac{1}{2} - \frac{\delta\omega}{\Delta\omega} - \frac{t_1}{T})$。

情况 2 对应截取的部分相参信号的低频部分落于全相参信号频谱范围内的情形。该情形下:匹配滤波后信号幅度随频移量的增大而变小,与频移量 $\delta\omega$ 和信号带宽 $\Delta\omega$ 的比值成反比;匹配滤波后信号幅度随截取起始时间变大而变小,与起始时间和信号持续时间的比值成反比。

(3)$[a, b] = [\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}, \omega_1 + \frac{t_2}{T}\cdot\Delta\omega]$

此时,$b - a = \Delta\omega\cdot(-\frac{1}{2} + \frac{\delta\omega}{\Delta\omega} + \frac{t_2}{T})$。

情况 3 对应截取的部分相参信号的高频部分落于全相参信号频谱范围内的情形。该情形下:匹配滤波后信号幅度随频移量的增大而变大,与频移量 $\delta\omega$ 与信号带宽 $\Delta\omega$ 的比值成正比;匹配滤波后信号幅度随截取起始时间变大而变大,与起始时间和信号持续时间的比值成正比。

(4)$[a, b] = [\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}, \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}]$

情况 4 为情况 1 在 $\omega_1 = \omega_0$、$t_1 = -\frac{T}{2}$、$t_2 = \frac{T}{2}$ 时的特例,结论与情况 1 相同。

4.2　距离移动分析

根据式(7)知道,部分相参干扰的距离移动完全由$\frac{\omega_1 - \omega_0}{\mu} + t$ 决定,而与截取处理没有关系。在没有提前发射和延时发射的情况下,距离移动量由$\frac{\delta\omega}{\mu}$决定。

当载波中心角频率增大时,干扰信号形成的假目标距离比干扰源实际所在的位置距离短,缩短量为$\frac{\delta\omega}{\mu}\cdot c$,$c$ 为电磁波传播速度。当载波中心角频率变小时,干扰信号形成的假目标距离比干扰源实际所在的位置距离长,距离增加量为$\frac{|\delta\omega|}{\mu}\cdot c$,$c$ 为电磁波传播速度。

4.3　脉压主瓣宽度分析

根据式(7)中 $\mathrm{sinc}(\frac{b-a}{2}\cdot(\frac{\omega_1-\omega_0}{\mu}+t))$部分可

知，$\frac{b-a}{2}$的取值决定了脉压信号主瓣的扩展程度。

部分相参干扰信号，$\frac{b-a}{2} \leqslant \frac{\Delta\omega}{2}$，所以部分相参干扰脉压的主瓣比全相参脉压主瓣宽，部分相参干扰信号落于全相参干扰频谱范围内的频谱越小，脉压信号的主瓣就越宽。脉压主瓣宽度由频移量和截取长度共同决定，随截取长度的减小而增大，随频移量的增加而增加。

4.4 移频与截取功率对比分析

仅作移频处理时，$b-a=\Delta\omega\cdot(1-\frac{|\delta\omega|}{\Delta\omega})$，功率损失比为$\frac{|\delta\omega|}{\Delta\omega}$。仅作截取处理时，$b-a=\Delta\omega\cdot\frac{t_2-t_1}{T}$，功率损失比为$1-\frac{t_2-t_1}{T}$。

对比分析可知，当频移量 $\delta\omega$ 与线性调频信号带宽 $\Delta\omega$ 的比值和截取丢掉部分与整个信号时间长度比例相等时，即$\frac{|\delta\omega|}{\Delta\omega}=1-\frac{t_2-t_1}{T}$，移频与截取干扰功率损失一样。从另外一个角度理解即是匹配滤波后脉压信号强度与干扰信号频谱落入全相参信号频谱范围内的比例成正比。

5 仿真分析

设线性调频脉压雷达信号参数为：载波中心频率 f_0 为10 MHz，调频信号带宽 B 为2 MHz，线性调频信号时间长度 T 为10 μs，回波信号延时90 μs。

5.1 频移量仿真

分别对频移量为 1.3 MHz、0.8 MHz、0 MHz、－1 MHz、－1.5 MHz的干扰信号进行匹配滤波处理，不同频移量的干扰信号频谱如图 1 所示，匹配滤波后的结果如图 2 所示。

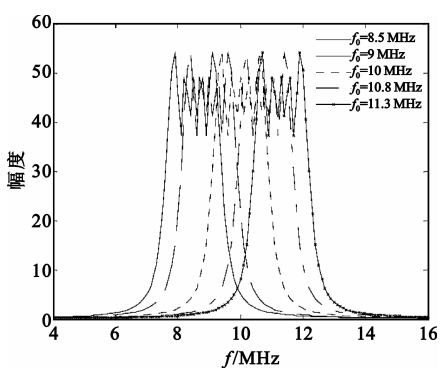

图 1 不同频移量干扰信号频谱

Fig.1 The spectrums of frequency－shifting signals

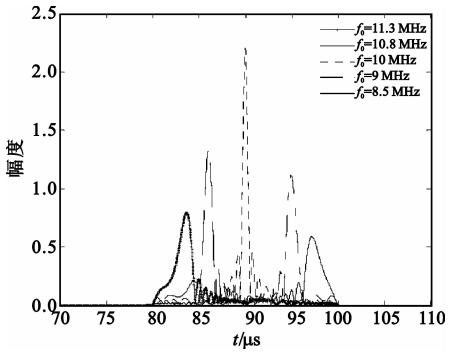

图 2 不同频移量干扰信号的脉压结果

Fig.2 The results of pulse－compression

根据 4.1、4.2 节分析结果，计算频移量为 1.3 MHz、0.8 MHz、0 MHz、－1 MHz、－1.5 MHz的干扰信号与正常回波信号经匹配滤波后在幅度上的比值以及出现峰值时间差，理论计算值与仿真值对比如表 1～3 所示。

表 1 脉压处理后幅度、时间表

Table 1 Amplifier and time of peak

移频/MHz	幅度	时间/μs
1.3	0.792	83.6
0.8	1.338	86.0
0	2.202	89.9
－1.0	1.114	94.8
－1.5	0.587	97.1

表 2 幅度影响比值表

Table 2 Effect of power

频移/MHz	幅度比	
	理论值	仿真值
1.3	0.35	0.359
0.8	0.60	0.607
－1.0	0.50	0.505
－1.5	0.25	0.266

表 3 时间影响表

Table 3 Effect of time

频移/MHz	时间差/μs	
	理论值	仿真值
1.3	6.5	6.3
0.8	4.0	3.9
－1.0	－5.0	－4.7
－1.5	－7.5	－7.2

通过图 1 可知,利用对线性调频脉冲信号叠加频移的方法可以实现压缩距离的前移或后移,前移或后移的距离由叠加的频移量决定,频移量大则距离移动大;其功率损失与频移量成正比,频移量越大则功率损失越大;同时,移频会带来脉压主瓣宽度的扩展。

表 2 和表 3 的结果表明了移频干扰中频移量与功率损失以及移动距离的关系,理论分析与实际仿真结果是一致的。

5.2　部分截取仿真

(1)不同截取部分仿真

分别截取线性调频脉冲信号的前 1/3、中间 1/3 和后 1/3 作为干扰信号,进行匹配滤波处理,进行相同截取长度、不同起始的部分截取干扰信号的结果仿真比较分析。仿真结果如图 3 和图 4 所示。

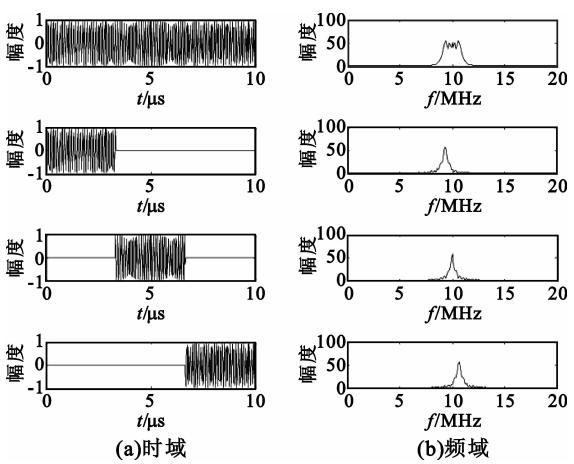

图 3　不同截取部分的频谱图

Fig.3 Spectrums of part copied signals

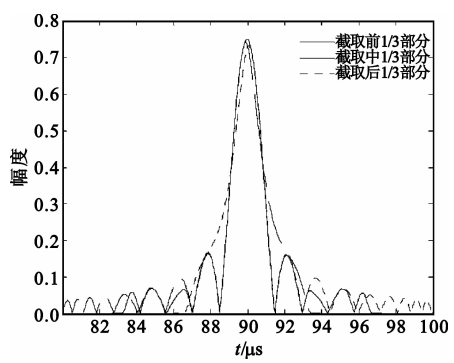

图 4　不同截取部分的脉压结果

Fig.4 Results of pulse – compression with the different copied part

(2)不同截取长度仿真

分别截取线性调频脉冲信号的 4/5、3/4、2/3 作为干扰信号,通过匹配滤波处理比较相同起始、不同截取长度干扰信号的效果。仿真结果如图 6 所示。

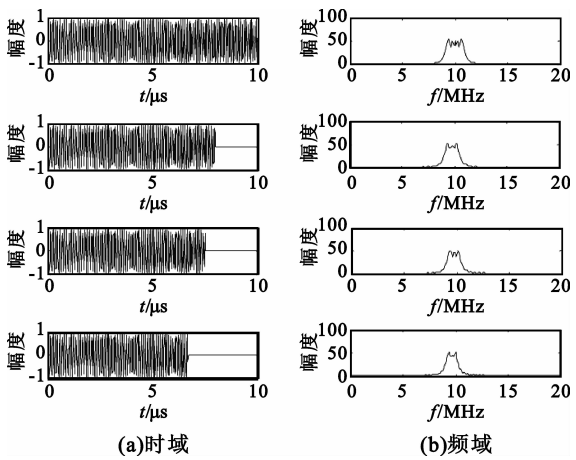

图 5　不同截取长度的频谱图

Fig.5 Spectrums of part copied signals

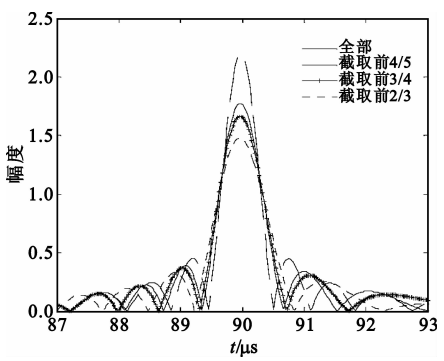

图 6　不同截取长度的脉压结果

Fig.6 Results of pulse – compression with the different length of part copied signals

由图 4 和图 6 的仿真结果可知:脉压结果的幅度主要与截取的脉冲信号的长度有关,而与截取的起始没有关系;脉压距离偏移主要与转发处理延时、距离延时相关,与截取部分、截取长度没有关系;同时截取越短,则脉压主瓣宽度扩展越大。仿真结果与第 4 节分析结果一致。

5.3　移频与截取功率比较

选取对线性调频脉冲信号分别移频0.5 MHz、–0.5 MHz的干扰信号与截取线性调频脉冲信号前 3/4 的干扰信号进行脉冲压缩处理,仿真结果如图 7 所示。

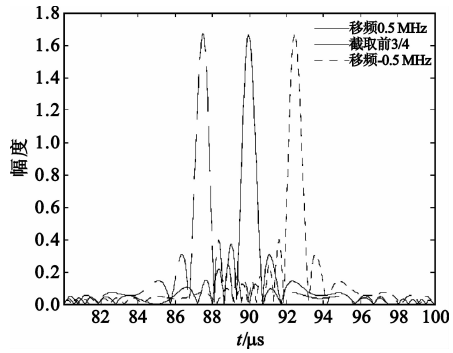

图 7 移频与部分截取脉压结果比较分析
Fig.7 Results of pulse – compression between frequency – shifting signals and part copied signal

由图 7 结果可知:当频移量占信号带宽比例(仿真中 0.5 MHz/2 MHz = 1/4)与截取丢掉部分占整个脉冲时间比例(仿真中 1 – 3/4 = 1/4)相等时,两种干扰样式的功率损失是一样的,与 4.4 节理论分析结果一致。

5.4 存在频移的部分截取信号仿真

选取线性调频脉冲信号移频 0.5 MHz 的干扰信号、截取线性调频脉冲信号前 3/4 的干扰信号、线性调频脉冲信号移频 – 0.5 MHz并截取前 3/4 的干扰信号,对 3 种部分相参干扰信号进行脉冲压缩处理,仿真结果如图 8 所示。

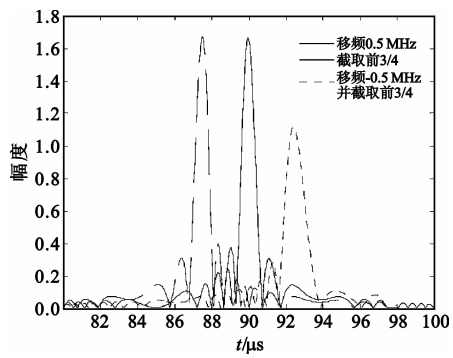

图 8 移频、部分截取与移频并截取脉压结果
Fig.8 Results of pulse – compression among frequency – shifting signal, part copied signal and shift frequency & part copied signal

由图 8 可知:既移频又截取的干扰信号,脉压结果受移频和截取双重影响。功率损失由频移量、截取部分共同影响,距离移动由频移量决定,与第 4 节理论分析结果一致。

6 结束语

本文建立了线性调频脉压雷达部分相参干扰的一般化模型,包含移频干扰和部分截取干扰作为其特例;给出了部分相参干扰信号频移量与脉压功率损失之间定量关系,以及频移量与部分截取长度与脉压主瓣宽度扩展之间定性的关系;给出了脉压功率损失相当时,部分截取长度与频移量之间的定量关系。本文的研究结果为部分相参干扰信号参数设计和干扰效果评估提供了依据。

参考文献:

[1] 李继锋,盛骥松.线性调频信号干扰仿真[J].船舶电子对抗,2009,32(4):96 – 100.
LI Ji – feng, SHENG Ji – song. Simulation of Jamming on Linear Frequency Modulation Signal[J]. Shipboard Electronic Counter Measure, 2009, 32(4):96 – 100. (in Chinese)

[2] 吕波,冯起,袁乃昌.对 LFM 脉压雷达的移频压制干扰技术研究[J].现代雷达,2009,31(1):9 – 12.
LV Bo, FENG Qi, YUAN Nai – chang. A Study on Frequency-shifting Blanket Jamming to LFM Pulse_compression Radar[J]. Modern Radar,2009,31(1):9 – 12. (in Chinese)

[3] 李宏,郑光勇,杨英科,等.部分截取雷达信号多假目标干扰性能分析[J].电子信息对抗技术,2010, 25(3):39 – 44.
LI Hong,ZHENG Guang – yong,YANG Ying – ke,et al. The Performance Analysis of Multi-False Targets Jamming of Part Copying Radar Pulse [J]. Electronic Information Warfare Technology, 2010, 25(3):39 – 44. (in Chinese)

[4] 李扬.针对线性调频雷达的有源干扰技术研究[D].成都:电子科技大学,2010.
LI Yang. Research of active jamming to LFM Pulse compression Radar[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2010. (in Chinese)

[5] 中航雷达与电子设备研究院.雷达系统[M].北京:国防工业出版社,2005.
The Institute of Radar and Avionics of AVIC. Radar System[M]. Beijing: National Defense Industry Press,2005. (in Chinese)

作者简介:

梅勇兵(1979—),男,湖北新洲人,2005 年于四川大学获硕士学位,现为工程师,主要研究方向为信号处理与电子对抗。

MEI Yong – bing was born in Xinzhou, Hubei Province, in 1979. He received the M. S. degree from Sichuan University in 2005. He is now an engineer. His research concerns signal processing and electronic warfare.

Email:meiybmail@sina.com