

文章编号: 1001 - 893X(2012)09 - 1417 - 05

线性调频雷达前沿复制干扰的能量效率分析与比较*

邱 杰

(海军航空工程学院 电子信息工程系, 山东 烟台 264001)

摘 要: 针对线性调频雷达, 对灵巧噪声干扰和前沿复制干扰的基本成分通过匹配滤波器后输出的信号波形进行了分析。以产生相同的干扰效果为能量利用效率比较基准, 推导了这两种干扰方式各自所需的干扰信号能量的计算公式; 在典型条件下, 计算了这两种干扰方式所需干扰信号能量的数值; 在一般情况下, 对这两种干扰方式的能量利用效率进行了比较。分析结果表明, 若前沿波形宽度为雷达发射信号宽度的 $1/n$, 则灵巧噪声干扰所需能量仅为前沿复制干扰所需能量的 $1/n$ 。

关键词: 线性调频雷达; 匹配滤波器; 灵巧噪声干扰; 前沿复制干扰; 干扰能量效率

中图分类号: TN972 **文献标志码:** A doi: 10.3969/j.issn.1001-893x.2012.09.001

Energy Efficiency Analysis and Comparison of Front Copy Jamming for Chirp Radar

QIU Jie

(Department of Electronic Information Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China)

Abstract: For chirp radar, the output waveforms of basic components of smart noise jamming and front copy jamming passing through matching filter are analysed. Producing the same jamming effect is used as energy efficiency standard, and then the calculation expressions of needed jamming signal energy for the two jamming forms are given. Under typical conditions, needed jamming signal energies for the two jamming forms are calculated. Under general conditions, the energy efficiencies of the two jamming forms are compared with each other. It is pointed out that if the width of the front waveform is $1/n$ of the width of the radar transmitted signal, the energy efficiency of front copy jamming is $1/n$ of that of the smart noise jamming.

Key words: chirp radar; matching filter; smart noise jamming; front copy jamming; jamming energy efficiency

1 引 言

现代战争及战场环境(包括电磁环境和目标环境)的发展,对雷达的基本工作能力(包括目标检测能力、分辨能力、测量精度)以及反侦察、抗干扰能力等提出了更高的要求。

从本质上看,雷达的目标检测能力不是取决于其发射信号的峰值功率,而是取决于其发射信号的总能量。因此,在发射机输出峰值功率受限的情况

下,必须加大雷达发射信号的时宽,以提高信号的总能量,进而提高雷达的目标检测能力。对于大时宽信号,为了同时保证距离分辨力和测量精度,必须进行适当的调制,使其同时具有大的频宽。于是,大时宽带宽积信号被广泛应用于现代雷达。

除了基本工作能力方面的优势外,相对于常规脉冲雷达,大时宽带宽积信号还具有低截获概率方面的反侦察优势,特别是具有高的能量利用效率方面的抗干扰优势。所谓高的能量利用效率方面的抗干扰优势,指的是目标回波信号在被接收经过匹配

* 收稿日期: 2012 - 01 - 04; 修回日期: 2012 - 07 - 09

滤波器后,可以获得数值为雷达信号时宽带宽积(记作 D)的峰值功率增益,而传统的噪声干扰(包括射频噪声干扰、噪声调幅干扰、噪声调相干扰、噪声调频干扰等,以下同)的能量利用效率很低,在经过匹配滤波器时基本不能获得增益。

由于雷达信号的时宽带宽积可以很大(几十至几百甚至更大),如果采用传统的噪声干扰,要获得与干扰常规脉冲雷达相同的干扰效果,干扰功率需要增大几十至几百倍甚至更多,这对干扰方提出了巨大的挑战。为了与雷达的大时宽带宽积信号及相应的匹配滤波器相抗衡,为了提高干扰的能量利用效率,灵巧噪声干扰的概念^[1]被提出并在实践中应用,产生了很好的效果。

灵巧噪声干扰的本质含义是^[2]:使干扰由多个分量组成,并且使干扰中的每一个分量都获得雷达接收机的匹配滤波增益(通过使干扰中的每一个分量的频谱都与雷达信号的频谱相同来达到此目的),从而使干扰中每一个分量的能量利用效率都达到最大。

由此可见,要实施灵巧噪声干扰,首要条件是获取雷达信号的完整频谱或者波形。更确切地说,是要及时、准确地获取雷达信号的完整频谱或者波形。

在实际的作战过程和战场环境中,及时、准确地获取雷达信号的完整波形,进而实施灵巧噪声干扰,并非易事;但退而求其次,获取雷达信号的部分波形,实施所谓的前沿复制干扰则比较容易。

相对于传统的噪声干扰,灵巧噪声干扰和前沿复制干扰都能提高干扰能量的利用效率。但在实践中究竟应该采用灵巧噪声干扰还是前沿复制干扰呢?显而易见的是,如果前沿复制干扰可以达到与灵巧噪声干扰相同或者差不多的能量利用效率,就没有必要去实施要花费更大代价的灵巧噪声干扰。因此,有必要对灵巧噪声干扰和前沿复制干扰的能量利用效率进行定量的分析和比较。

大时宽带宽积信号中,应用最广泛的是二相编码信号和线性调频信号。本文针对采用线性调频信号的雷达(以下也简称为线性调频雷达),以实施压制式干扰为目的,对灵巧噪声干扰和前沿复制干扰的能量利用效率进行定量的比较分析,包括以下内容:线性调频雷达前沿复制干扰的产生背景;干扰基本成分通过匹配滤波器的定量分析;干扰能量利用效率比较基准及相关计算公式;相同干扰效果前提下,灵巧噪声干扰和前沿复制干扰所需能量的数值计算及能量利用效率的比较。

2 线性调频雷达前沿复制干扰的产生背景

线性调频雷达发射的单位幅度的线性调频信号可以表示为

$$s(t) = \begin{cases} \cos(2\pi f_0 t + \pi k t^2), & |t| \leq T/2 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (1)$$

式中, f_0 为线性调频信号中心频率; T 为线性调频信号脉冲宽度; k 为线性调频信号调频斜率, $k = B/T$, B 是线性调频信号调频带宽。

由式(1),在信号持续时间内的任一时刻 t ,线性调频信号的瞬时频率为

$$f(t) = \frac{d}{dt}(f_0 t + \frac{k}{2} t^2) = f_0 + k t \quad (2)$$

$s(t)$ 是对线性调频雷达实施灵巧噪声干扰的基本成分。

如果线性调频信号的 f_0 、 T 和 k 固定,则利用 DRFM 技术,可以很容易地准确获取并存储信号波形,并通过复制信号波形实施灵巧噪声干扰(最多会有一个雷达脉冲重复周期的延迟)。但如果上述参数中的任何一个或者多个发生变化,特别是发生脉间捷变(即所谓的波形脉间捷变),则仅仅利用 DRFM 技术,通过以前获得的信号波形的复制,将不能有效地实施灵巧噪声干扰。

在波形脉间捷变的情况下,需要在雷达的每一个脉冲重复周期都获取雷达的当前发射波形,才有可能实施针对性的灵巧噪声干扰。另外,自卫式干扰是不可能距离上覆盖目标回波的(除非利用线性调频信号的距离与多普勒频移相互耦合特性,产生失配的干扰信号,这里不讨论这种情况),要使干扰在距离上覆盖目标回波,干扰机的配置必须在距离上超前于被掩护的目标,但超前距离显然不能任意,是受到限制的。因此,一种实际的情况是:线性调频雷达进行波形脉间捷变,为使干扰在距离上覆盖目标回波,超前部署的干扰机只能利用所获得的雷达发射信号的部分波形(通常是前面的部分波形)。将获得的雷达信号的部分波形(以下也简称为前沿波形)进行多次复制,作为基本成分替代雷达信号完整波形^[3],再对该基本成分进行噪声调制(应该是卷积调制),形成干扰信号,这就是所谓的前沿复制干扰。

3 干扰基本成分通过匹配滤波器的定量分析

由文献^[2]以及匹配滤波器的线性特性可知,灵巧噪声干扰和前沿复制干扰的能量利用效率仅取决于基本成分,与调制噪声无关。因此,以下仅针对基

本成分进行分析。

3.1 灵巧噪声干扰基本成分输出波形

在时宽带宽积 $D \gg 1$ 的条件下,式(1)表示的信号(也就是灵巧噪声干扰的基本成分)的频谱函数可以写为^[4]

$$S(f) = \begin{cases} \sqrt{1/k} e^{j[-\frac{\pi}{k}(f-f_0)^2 + \frac{\pi}{4}]}, & |f-f_0| \leq \frac{B}{2} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (3)$$

对应的匹配滤波器的频谱应为

$$H(f) = \begin{cases} e^{j[\frac{\pi}{k}(f-f_0)^2 - \frac{\pi}{4} - 2\pi f t_{d0}]}, & |f-f_0| \leq \frac{B}{2} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (4)$$

式中, t_{d0} 为与滤波器物理可实现性相关的一个延迟时间。

因此,线性调频信号通过匹配滤波器后的输出为

$$\begin{aligned} U(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} S(f)H(f)e^{j2\pi ft} df = \\ &= \int_{f_0-B/2}^{f_0+B/2} \sqrt{1/k} e^{j2\pi f(t-t_{d0})} df = \\ &= \sqrt{1/k} \frac{1}{j2\pi(t-t_{d0})} \cdot \\ &= \frac{1}{j2\pi(t-t_{d0})} [e^{j2\pi(f_0+\frac{B}{2})(t-t_{d0})} - e^{j2\pi(f_0-\frac{B}{2})(t-t_{d0})}] = \\ &= \sqrt{1/k} \frac{e^{j2\pi f_0(t-t_{d0})}}{j2\pi(t-t_{d0})} [e^{j\pi B(t-t_{d0})} - e^{-j\pi B(t-t_{d0})}] = \\ &= \sqrt{D} \frac{\sin[\pi B(t-t_{d0})]}{\pi B(t-t_{d0})} e^{j2\pi f_0(t-t_{d0})} \end{aligned} \quad (5)$$

这就是灵巧噪声干扰的基本成分通过匹配滤波器后的输出信号波形。

3.2 前沿复制干扰基本成分输出波形

前沿波形可以表示为

$$s'(t) = \begin{cases} \cos(2\pi f_0 t + \pi k t^2), & -T/2 \leq t \leq -T/2 + \tau \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (6)$$

式中, τ 为前沿波形的时间宽度。

不妨假设 $\tau = T/4$ 。对前沿波形复制 3 次,得到对线性调频雷达实施前沿复制干扰的基本成分为

$$s_{FC}(t) = s'(t) + s'(t-\tau) + s'(t-2\tau) + s'(t-3\tau) \quad (7)$$

为简化分析,设 $s'(t)$ 仍为大时宽带宽积信号,则其频谱函数可以写为

$$S'(f) = \begin{cases} \sqrt{1/k} e^{j[-\frac{\pi}{k}(f-f_0)^2 + \frac{\pi}{4}]}, & f_0 - \frac{B}{2} \leq f < f_0 - \frac{B}{2} + k\tau \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (8)$$

因此, $s'(t)$ 通过匹配滤波器后的输出为

$$\begin{aligned} U'(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} S'(f)H(f)e^{j2\pi ft} df = \\ &= \int_{f_0-B/2}^{f_0-B/2+k\tau} \sqrt{\frac{1}{k}} e^{j2\pi f(t-t_{d0})} df = \\ &= \sqrt{1/k} \frac{1}{j2\pi(t-t_{d0})} \cdot \\ &= \frac{1}{j2\pi(t-t_{d0})} [e^{j2\pi(f_0-B/2+k\tau)(t-t_{d0})} - e^{j2\pi(f_0-B/2)(t-t_{d0})}] = \\ &= \sqrt{1/k} \frac{e^{j2\pi(f_0-B/2)(t-t_{d0})}}{j2\pi(t-t_{d0})} [e^{j2\pi k\tau(t-t_{d0})} - 1] = \\ &= \frac{\sqrt{D}}{B} \frac{e^{j2\pi(f_0-B/2)(t-t_{d0})}}{j2\pi(t-t_{d0})} \cdot \\ &= \frac{1}{j2\pi(t-t_{d0})} [e^{j\pi k\tau(t-t_{d0})} - e^{-j\pi k\tau(t-t_{d0})}] e^{j\pi k\tau(t-t_{d0})} = \\ &= \frac{\sqrt{D}}{B} \frac{2j\sin[\pi k\tau(t-t_{d0})]}{j2\pi(t-t_{d0})} \cdot \\ &= \frac{k\tau\sqrt{D}}{B} \frac{\sin[\pi k\tau(t-t_{d0})]}{\pi k\tau(t-t_{d0})} \cdot \\ &= e^{j\pi k\tau(t-t_{d0})} e^{j2\pi(f_0-B/2)(t-t_{d0})} = \\ &= \frac{\tau}{T} \sqrt{D} \frac{\sin[\pi k\tau(t-t_{d0})]}{\pi k\tau(t-t_{d0})} e^{j\pi k\tau(t-t_{d0})} e^{j2\pi(f_0-B/2)(t-t_{d0})} \end{aligned} \quad (9)$$

$s_{FC}(t)$ 通过作为线性系统的匹配滤波器后的输出为 $U_{FC}(t) = U'(t) + U'(t-\tau) + U'(t-2\tau) + U'(t-3\tau)$ (10)

由此可见,在上述情况下,在匹配滤波器输出端,得到的是 4 个幅度为 $\frac{\tau}{T} \sqrt{D}$ 、包络为 $\frac{\tau}{T} \sqrt{D} \frac{\sin[\pi k\tau(t-t_{d0})]}{\pi k\tau(t-t_{d0})}$ 的辛克函数脉冲。

4 干扰能量利用效率分析和比较

4.1 比较基准及相关计算公式

对于能量利用效率,可以提出各种各样的比较基准。在这里,以各种干扰方式对雷达产生相同的干扰效果作为比较基准。在这样的前提下,可以定量比较各种干扰方式所需要的干扰信号能量的大小^[5]。

众所周知,雷达信号检测通常是一种峰值检测。因此,对于压制式干扰,有意义的是其在被干扰雷达的信号检测端产生的干扰脉冲幅度的大小以及干扰脉冲数量的多少。不妨假设雷达的匹配滤波器输出端即为信号检测端,以在匹配滤波器输出端产生相同幅度大小和相同数量的脉冲为基准(此即所谓有相同的干扰效果),就灵巧噪声干扰和前沿复制干扰的能量利用效率进行比较。

显然,仅在雷达的匹配滤波器输出端规定比较基准是不完备的,还必须对干扰到达匹配滤波器输

入端之前的情况进行考查和分析。在匹配滤波器之前,雷达对于灵巧噪声干扰和前沿复制干扰的处理增益可以认为是相同的,因此,能量利用效率的分析和比较可以针对匹配滤波器输入信号进行。

由式(5)和式(10)可知,如果实施前沿复制干扰,在不计距离旁瓣的前提下,前沿复制干扰基本成分通过匹配滤波器后产生的是4个幅度为 $\sqrt{D}/4$ 的脉冲。而如果实施灵巧噪声干扰,要在匹配滤波器输出端产生同样的(指幅度和时间位置相同,比仅要求脉冲幅度更严格)4个脉冲,则需要在匹配滤波器输入端输入4个幅度为1/4的灵巧噪声干扰基本成分。下面给出这两种情况下,各自在匹配滤波器输入端的干扰信号总能量的计算公式。

对于前沿复制干扰,在匹配滤波器输入端的干扰信号总能量的计算公式为

$$E_{FC} = \int_{-\infty}^{\infty} s_{FC}^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} [s'(t) + s'(t - \tau) + s'(t - 2\tau) + s'(t - 3\tau)]^2 dt = 4 \left[\int_{-\frac{T}{2}}^{-\frac{T}{2} + \tau} s^2(t) dt \right] \quad (11)$$

E_{FC} 之所以可以写为一个积分式的4倍,是因为 $s_{FC}(t)$ 中的各段相同而且在时间上互不重叠。

对于灵巧噪声干扰,在匹配滤波器输入端的干扰信号总能量可以有两种计算公式。当各个幅度为1/4的灵巧噪声干扰基本成分不重叠时,干扰信号

总能量的计算公式可以写为

$$E_{S1} = 4 \left\{ \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \left[\frac{1}{4} s(t) \right]^2 dt \right\} \quad (12)$$

事实上,各个幅度为1/4的灵巧噪声干扰基本成分在时间上是有重叠的,干扰信号总能量的计算公式应该写为

$$E_{S2} = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2} + 3\tau} \left[\frac{1}{4} s(t) + \frac{1}{4} s(t - \tau) + \frac{1}{4} s(t - 2\tau) + \frac{1}{4} s(t - 3\tau) \right]^2 dt \quad (13)$$

4.2 典型条件下的数值计算

设 $f_0 = 50$ MHz, $B = 20$ MHz, $T = 10$ μ s, 对式(11)~(13)进行数值积分计算,得到: $E_{FC} = 5 \times 10^{-6}$, $E_{S1} = 1.243 \times 10^{-6}$, $E_{S2} = 1.189 \times 10^{-6}$, 以及 $E_{FC}/E_{S1} = 4.023$, $E_{FC}/E_{S2} = 4.204$ 。

上述计算结果表明,在前沿波形宽度为雷达发射信号宽度1/4的情况下,如果要求相同的干扰效果,则实施灵巧噪声干扰所需的能量仅为实施前沿复制干扰所需能量的1/4;或者说,实施前沿复制干扰所需的能量为实施灵巧噪声干扰所需能量的4倍。

式(11)~(13)的计算结果与信号的载频、时宽、带宽等参数有关。表1和表2在 $f_0 = 50$ MHz条件下,针对不同的 B (单位MHz)、 T (单位 μ s)取值,给出了相应的数值积分计算结果和比较结果。表1中,数据按 E_{FC} 、 E_{S1} 、 E_{S2} 的顺序排列;表2中,数据按 E_{FC}/E_{S1} 、 E_{FC}/E_{S2} 的顺序排列。

表1 E_{FC} 、 E_{S1} 、 E_{S2} 数值表
Table 1 Data list of E_{FC} , E_{S1} , E_{S2}

B/MHz	$T/\mu\text{s}$				
	2	5	10	15	20
5	9.977×10^{-7}	2.495×10^{-6}	5.007×10^{-6}	7.496×10^{-6}	1.000×10^{-5}
	2.719×10^{-7}	4.406×10^{-7}	1.284×10^{-6}	1.884×10^{-6}	2.516×10^{-6}
	2.230×10^{-7}	5.546×10^{-7}	1.241×10^{-6}	1.876×10^{-6}	2.520×10^{-6}
10	1.003×10^{-6}	2.502×10^{-6}	4.963×10^{-6}	7.502×10^{-6}	1.002×10^{-5}
	2.822×10^{-7}	6.477×10^{-7}	1.260×10^{-6}	1.895×10^{-6}	2.425×10^{-6}
	2.311×10^{-7}	6.399×10^{-7}	1.260×10^{-6}	1.812×10^{-6}	2.339×10^{-6}
15	9.976×10^{-7}	2.501×10^{-6}	5.002×10^{-6}	7.498×10^{-6}	1.003×10^{-5}
	2.797×10^{-7}	5.559×10^{-7}	1.250×10^{-6}	1.821×10^{-6}	2.345×10^{-6}
	2.116×10^{-7}	5.954×10^{-7}	1.092×10^{-6}	1.769×10^{-6}	2.512×10^{-6}
20	1.000×10^{-6}	2.504×10^{-6}	5.000×10^{-6}	7.497×10^{-6}	9.997×10^{-6}
	2.443×10^{-7}	6.409×10^{-7}	1.243×10^{-6}	1.951×10^{-6}	2.513×10^{-6}
	2.344×10^{-7}	6.160×10^{-7}	1.189×10^{-6}	1.799×10^{-6}	2.494×10^{-6}
30	9.963×10^{-7}	2.503×10^{-6}	4.996×10^{-6}	7.503×10^{-6}	1.001×10^{-5}
	2.169×10^{-7}	6.149×10^{-7}	1.261×10^{-6}	1.782×10^{-6}	2.602×10^{-6}
	2.406×10^{-7}	6.519×10^{-7}	1.155×10^{-6}	1.871×10^{-6}	2.408×10^{-6}

表 2 E_{FC}/E_{S1} 、 E_{FC}/E_{S2} 数值表
Table 2 Data list of E_{FC}/E_{S1} , E_{FC}/E_{S2}

B/ MHz	T/ μ s				
	2	5	10	15	20
5	3.669	5.664	3.899	3.979	3.976
	4.474	4.499	4.036	3.996	3.970
10	3.555	3.863	3.939	3.959	4.132
	4.341	3.910	3.938	4.140	4.283
15	3.567	4.499	4.001	4.117	4.280
	4.715	4.200	4.582	4.239	3.994
20	4.093	3.907	4.023	3.842	3.979
	4.265	4.065	4.204	4.168	4.009
30	4.594	4.070	3.964	4.210	3.847
	4.141	3.839	4.326	4.010	4.158

从表 1 和表 2 可以得出结论,实施前沿复制干扰所需的能量为实施灵巧噪声干扰所需能量的 4 倍或更多。从表 1 和表 2 还可以得出 $E_{S2} < E_{S1}$ 的结论。

上述结论中有个别的例外,出现例外的原因与计算软件所采用的数值积分算法的精度有关。

4.3 一般情况下的比较和结论

4.2 节及其前面的分析是针对 $\tau = T/4$, 对前沿波形复制 3 次的情况进行的。事实上,对于 $\tau = T/n$ ($n = 2, 3, 5, 6 \dots$), 对前沿波形复制 $(n - 1)$ 次的情况进行数值计算也都得出一致的结论。例如,对于 $n = 6$ 的情况,实施前沿复制干扰所需的能量为实施灵巧噪声干扰所需能量的 6 倍或更多。

为适应一般情况下的分析和简化讨论起见,将各种信号用正弦信号的形式来近似,则各种信号的能量可以统一表示为

$$E_x = fac \cdot A_x^2 \cdot T_x \quad (14)$$

式中, x 为信号标识, fac 为固定因子, A 为信号幅度, T 为信号持续时间。

对式(7)进行推广:设 $\tau = T/n$, 对前沿波形复制 $(n - 1)$ 次,得到对线性调频雷达实施前沿复制干扰的基本成分为

$$s_{FC}(t) = s'(t) + s'(t - \tau) + s'(t - 2\tau) + \dots + s'[t - (n - 2)\tau] + s'[t - (n - 1)\tau] \quad (15)$$

对应的干扰信号总能量为

$$E_{FC} = fac \cdot T \quad (16)$$

按照 4.1 节中提出的能量利用效率比较基准,对应于 $\tau = T/n$, 前沿波形复制 $(n - 1)$ 次产生的前沿复制干扰,对于灵巧噪声干扰,需要 n 个幅度为 $1/n$ 的灵巧噪声干扰基本成分。考虑各个幅度为 $1/n$ 的灵巧噪声干扰基本成分不重叠的情况,灵巧噪声干扰的干扰信号总能量可以写为

$$E_{S1} = n \times [fac \cdot (\frac{1}{n})^2 \cdot T] = \frac{1}{n} fac \cdot T = \frac{1}{n} E_{FC} \quad (17)$$

由式(17)可知,在前沿波形宽度为雷达发射信号宽度 $1/n$ 的情况下,如果要求相同的干扰效果,则实施灵巧噪声干扰所需的能量仅为实施前沿复制

干扰所需能量的 $1/n$, 前沿复制干扰的能量利用效率为灵巧噪声干扰的能量利用效率的 $1/n$ 。或者说,灵巧噪声干扰的能量利用效率为前沿复制干扰的能量利用效率的 n 倍。考虑到 $E_{S2} < E_{S1}$ 的事实,上述结论得到进一步的加强。

5 结束语

前沿复制干扰的能量利用效率相对于灵巧噪声干扰有明显下降。前沿波形的相对时间宽度越短,其能量利用效率下降得越厉害。要取得所要求的干扰效果,能量利用效率的下降需要通过加大干扰功率来弥补,这往往使得干扰方难以承受。

提高干扰信号能量利用效率的有效途径是实施真正意义上的灵巧干扰,其前提是准确地超前获取雷达的当前发射信号波形。对于线性调频雷达,在获取前沿波形后,如果能够准确测频和测时,是可以预测来超前获取雷达的当前发射信号波形的。虽然这要在硬件和软件两个方面增加一定的开销,但可以数倍地提高干扰信号的能量利用效率,是非常值得的。

限于篇幅,基于前沿波形的测频和测时,通过预测来超前获取雷达的当前发射信号波形的相关问题将另文进行研究和探讨。

参考文献:

- [1] Schleher D C. Electronic warfare in the information age[M]. Norwood, MA: Artech House, 1999.
- [2] 邱杰. 灵巧噪声干扰本质含义探讨[J]. 海军航空工程学院学报, 2011, 26(5): 481 - 484.
QIU Jie. Research on Essential Signification of Smart Noise Jamming[J]. Journal of Naval Aeronautical Engineering Institute, 2011, 26(5): 481 - 484. (in Chinese)
- [3] 陈秋东. 灵巧噪声干扰的仿真研究[D]. 南京: 南京理工大学, 2007.
CHEN Qiu-dong. The Simulation Investigation on the Effects of Smart Noise Jamming [D]. Nanjing: Nanjing University of Technology, 2007. (in Chinese)
- [4] 林茂庸, 柯有安. 雷达信号理论[D]. 北京: 国防工业出版社, 1981.
LIN Mao-yong, KE You-an. Radar Signal Theory[D]. Beijing: National Defense Industry Press, 1981. (in Chinese)
- [5] 邱杰. 二相编码雷达前沿复制干扰的能量效率分析[J]. 指挥控制与仿真, 2011, 33(4): 8 - 12.
QIU Jie. Efficiency Analysis on Front Copy Jamming for Binary Phase Code Radar [J]. Command Control & Simulation, 2011, 33(4): 8 - 12. (in Chinese)

作者简介:

邱杰(1957—), 男, 重庆人, 1981 年于国防科技大学获电子对抗专业学士学位, 1996 年于南京航空航天大学获通讯与电子系统专业硕士学位, 现为教授, 主要研究方向为雷达、电子战、导弹制导、系统仿真。

QIU Jie was born in Chongqing, in 1957. He received the B.S. degree from National University of Defense Technology, the M.S. degree from Nanjing University of Aeronautics and Astronautics in 1981 and 1996, respectively. He is now a professor. His research concerns radar, electronic warfare, missile guidance, and system simulation.

Email: bayueguo2002@yahoo.com.cn