

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2013.09.003

本原 M 序列二相编码雷达灵巧噪声干扰研究^{*}

邱 杰^{**}, 邱丽原

(海军航空工程学院, 山东 烟台 264001)

摘 要:基于利用前沿波形,通过预测超前获取雷达信号完整波形进而实施灵巧噪声干扰,提高干扰能量利用效率的目的,对采用由 n 级移位寄存器产生的本原 M 序列的二相编码雷达的编码预测问题进行了研究。给出了监测全零子序列,进而利用获得的最多前 $2n + 2$ 个码元,解 n 元线性方程组,预测获得完整 M 序列的方法。

关键词:二相编码雷达;灵巧噪声干扰;前沿复制干扰;编码预测

中图分类号:TN972 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2013)09-1131-05

Research on Smart Noise Jamming for Primitive M-sequence Binary Phase Code Radar

QIU Jie, QIU Li-yuan

(Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China)

Abstract:Based on the purpose that utilizing the front waveform to obtain the leading whole radar signal waveform through predicting and then to perform the smart noise jamming so as to improve efficiency of jam energy, the problem of code prediction for binary phase code radar using primitive M-sequence generated by n -stage shift register is studied. As a result, the method is given on how to detect the whole zero subsequence in received sequence signal and solve an n -element linear equations set through utilizing the most front $2n + 2$ code elements acquired, in order to get the whole M-sequence.

Key words:binary phase code radar; smart noise jamming; front copy jamming; code predict

1 引 言

二相编码信号和线性调频信号都是在现代雷达中广泛采用的大时宽带宽积信号。相对于简单脉冲信号,大时宽带宽积信号除了在检测能力、分辨力、测量精度等方面具有优势外,还具有突出的能量利用效率方面的抗干扰优势,即相应的目标回波信号在被接收经过匹配滤波器后,可以获得数值为时宽带宽积的峰值功率增益。而传统的噪声干扰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。相对于线性调频信号,二相编码信号还具有便于进行编码脉间捷变的反侦察、抗干扰优势。

为了与雷达的大时宽带宽积信号和匹配滤波器相抗衡,提高干扰的能量利用效率,灵巧噪声干扰的概念被提出^[1]并实践,取得了很好的效果。

实施灵巧噪声干扰的关键是及时、准确地获取雷达信号完整频谱或者波形。

在实际战场环境中,及时获取雷达信号的完整波形,并实施针对性的灵巧噪声干扰,并非易事,在采用二相编码信号进行波形捷变时尤其如此;获取雷达信号的前面部分波形(以下也简称为前沿波形),实施前沿复制干扰^[2]则比较容易,但能量利用效率相对于灵巧噪声干扰会降低^[3]。

有鉴于此,自然会想到:能否利用通过侦察获取的前沿波形来快速地提前(在雷达发射信号的后面

^{*} 收稿日期:2013-05-03;修回日期:2013-08-05 Received date:2013-05-03;Revised date:2013-08-05

^{**} 通讯作者:qiujielqylw@163.com Corresponding author: qiujielqylw@163.com

• 1131 •

部分到达干扰系统所在平台之前)获得雷达信号完整波形,进而有效地实施灵巧噪声干扰?这里所说的有效,除了能量利用效率的提高外,还着眼于使干扰尽可能早地发出,以遮盖要保护的目标的回波。

通过前沿波形来获得雷达信号完整波形是波形预测的问题,对于二相编码信号,是编码预测问题。

文献[1]较早地提出了灵巧噪声干扰的概念;文献[4]对灵巧噪声干扰的本质含义进行了分析研究;文献[2]对前沿复制干扰进行了阐述;文献[3]以灵巧噪声干扰为比较基准,对二相编码雷达前沿复制干扰的能量效率进行了分析;文献[5]针对 m 序列二相编码雷达,进行了通过编码预测,快速有效地实施灵巧噪声干扰的研究,并提出了获取移位寄存器反馈系数的快速算法。

二相编码信号有多种,M 序列是其中非常重要的一种。M 序列有很好的随机性,有优良的抗破译性能,在战术跳频电台中得到广泛的应用。对于雷达而言,优良的抗破译性能就意味着优良的反侦察性能和抗预测性能。

本文针对采用本原 M 序列二相编码信号的雷达,以实施灵巧噪声干扰为目的,对编码预测问题以及其他相关问题进行研究。

2 二相编码信号的基本形式

二相编码信号可以表示为

$$s(t)=A(t)\exp[j\varphi(t)]\exp(j2\pi f_0t) \tag{1}$$

信号的复包络为

$$u(t)=A(t)\exp[j\varphi(t)] \tag{2}$$

式中, f_0 、 $A(t)$ 、 $\varphi(t)$ 分别是载波信号的频率、矩形窗函数和相位调制函数,

$$A(t)=\begin{cases} 1, & 0 < t < \Delta = p\tau \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \tag{3}$$

式中, τ 、 p 分别是码元宽度和码长(码的位数,也称为码的周期)。

$\varphi(t)$ 只有 0 、 π 两个取值,可以用二值相位序列 $\{\varphi_k=0,\pi\}$ 表示。为方便起见,相位调制函数也用二值序列 $\{a_k=0(\text{对应于 } \varphi_k=0),1(\text{对应于 } \varphi_k=\pi)\}$ 表示。

如果二相编码信号的 f_0 、 a_k 固定,则利用 DRFM 技术获取信号波形并实施灵巧噪声干扰是容易的。但如果上述参数发生变化,特别是发生脉间捷变,则仅仅利用 DRFM 技术将不能有效地实施灵巧噪声干扰。事实上,二相编码雷达中,基于反侦察、抗干扰的目的, a_k 发生脉间捷变是非常可能的。

3 M 序列及其抗预测性能简述^[6-7]

M 序列也叫做全长序列。它是一种周期性的序列,可以用 n 级移位寄存器通过非线性反馈逻辑来产生,其周期(也称为码长) $p=2^n$ 。

与 m 序列相比较,M 序列具有以下特点:

(1)产生 M 序列的反馈移位寄存器的反馈函数是非线性的、非奇异的;

(2)M 序列的个数远多于 m 序列的个数;

(3)M 序列的反馈函数的构造方法仍然是一个世界性难题;

(4)M 序列的自相关函数的性能在整体上比 m 序列差。

由于前 3 个特点,M 序列具有很强的抗破译性能和抗预测性能。

M 序列的抗预测性能可以用线性复杂度 $L_s(a)$ (a 表示该 M 序列)来描述。 n 级移位寄存器产生的任一 M 序列的 $L_s(a)$ 满足

$$2^{n-1}+n\leq L_s(a)\leq 2^n-1 \tag{4}$$

这就意味着,如果 M 序列用线性反馈移位寄存器来产生,线性反馈移位寄存器的级数至少为 $2^{n-1}+n$ 。

对于 n 级移位寄存器产生的 m 序列,其线性复杂度为 n 。这就意味着,接收到 m 序列的前 $2n$ 个码元后,通过解一个由 n 个线性无关的 n 元线性方程构成的方程组,就可以确定其特征函数,完成对后续的 2^n-1-2n 个码元的预测。

对于 n 级移位寄存器产生的 M 序列,由式(4)可知,如果要采用解线性方程组的方法,至少需要接收 $2(2^{n-1}+n)=2^n+2n$ 个码元,解 $2^{n-1}+n$ 个方程,才能够实现预测。但显而易见的是,M 序列的总长仅为 2^n ,获得 2^n+2n 个码元后,预测已经没有意义了。这同时也意味着,对于 M 序列的预测,不能采用单纯的解线性方程组的方法。

4 关于本原 M 序列^[6-7]

n 级移位寄存器(以下也简称为 n 级)可以产生的 M 序列的总数为 $2^{2^{n-1}-n}$,迄今为止可以构造出来的 M 序列远远少于此数。在今天,构造 M 序列仍然是一项重要而困难的工作。

由于 m 序列的长度仅仅比 M 序列短 1,通过合理地改变反馈函数,在产生 m 序列的移位寄存器中插入全零状态,同时还能够保证反馈函数是非奇异的,就能够产生 M 序列。关于这种产生 M 序列的方法,有以下定理:设反馈函数 $g(x_1, x_2, \cdots, x_n) =$

$h_1x_1 + h_2x_2 + \cdots + h_{n-1}x_{n-1} + h_nx_n$ 产生 n 级 m 序列,则反馈函数

$$f(x_1, x_2, \cdots, x_n) = g(x_1, x_2, \cdots, x_n) + \bar{x}_2\bar{x}_3\cdots\bar{x}_n \quad (5)$$

产生 n 级 M 序列。式(5)中的后面一项称为小项。

按此定理产生的 M 序列被称为本原 M 序列。
 n 级本原 M 序列和 m 序列的个数皆为 $\phi(2^n - 1)/n$,其中 $\phi()$ 为欧拉函数。

按式(5)产生本原 M 序列的非线性反馈移位寄存器的结构如图 1 所示^[7-8]。

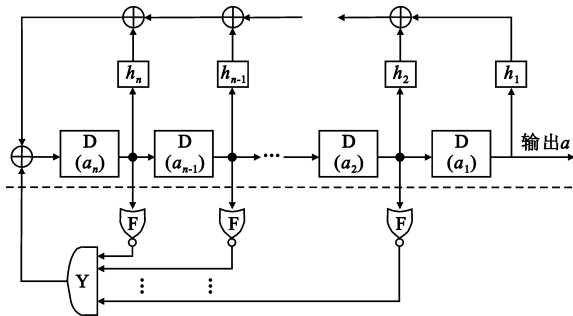


图 1 产生本原 M 序列的非线性反馈移位寄存器结构图
Fig.1 Structure of nonlinear feedback SR for generating primitive M-sequence

图 1 中,虚线上方是产生对应 m 序列的线性反馈移位寄存器:D 是 D 型触发器, a_i 对应于 x_i ($i = 1, 2, \cdots, n$);反馈系数 $h_i = \{0, 1\}$, $h_i = 1, 0$ 分别表示对应的 D 触发器的输出参加、不参加模二加反馈。虚线下方用于实现式(5)中的小项, F 是反相器, Y 是与门。

5 本原 M 序列编码预测问题的分析和解决

5.1 本原 M 序列编码预测问题的分析

获得一个完整的本原 M 序列需要解决 4 个问题,或者说,需要获得 4 组参数,即码元宽度、码长、初始状态和反馈函数。

码元宽度 τ 通常是固定的,码长 P 通常也是固定的或慢变化或有规律变化的,因此,此两者的获取没有困难。

对于 n 级移位寄存器产生的 M 序列,雷达最早发出的 n 个码元($a_1, a_2, \cdots, a_{n-1}, a_n$)就是其初始状态。

本原 M 序列的反馈函数中,小项是固定的,因此,获取 $f(\cdot)$ 的问题就是获取 $g(\cdot)$ 的问题,也就是获取反馈系数 h_i ($i = 1, 2, \cdots, n$) 的问题。

由式(5)和图 1 可知,在 $x_2, x_3, \cdots, x_n$ 各位皆为 0 的条件不满足时,小项取值为 0,对移位寄存器的反馈和状态更新不起作用, $f(\cdot)$ 中起作用的仅是

$g(\cdot)$ 。对于此时(记为 l - 正整数)的移位寄存器的输入应有

$$a_{n+1+l} = a_{1+l}h_1 \oplus a_{2+l}h_2 \oplus \cdots \oplus a_{n+l}h_n \quad (6)$$

如果对 n 个不同的 l 得到式(6),且此 n 个 n 元线性方程是线性无关的,则可以组成一个有唯一解的 n 元线性方程组。解此方程组即得到 $g(\cdot)$,从而得到 $f(\cdot)$ 。如果得到 $g(\cdot)$ 所需获得的码元数 k 小于 2^n ,就可以进行有意义的预测。 k 越小,预测的意义就越大。

因此,可以说,要获取本原 M 序列的反馈函数,在理论上需要回答两个问题:第一个问题是如何得到由 n 个线性无关的 n 元线性方程构成的 n 元线性方程组(以下也简称为 n 元线性方程组);第二个问题是为了得到 n 元线性方程组所需要获得的码元数 k 的最大值是什么。以下来回答这两个问题。

式(5)中的小项仅在 $x_2, x_3, \cdots, x_n$ 各位皆为 0 的条件下才起作用。显然,只有两个状态下此条件才能满足,即 $1, 0, \cdots, 0$ (以下也称作第一状态)和 $0, 0, \cdots, 0$ (以下也称作第二状态)。另外,从图 1 中还可以看到,在 $a_2, a_3, \cdots, a_n$ 各位皆为 0,且 a_1 为 1(即第一状态)时, a_n 处 D 触发器的输入模二加法器的两个输入端皆取值为 1,因而下一个状态必然是全零,即第二状态;还容易看到,如果前一个状态不是第一状态,下一个状态就不可能是第二状态。换句话说,第二状态必然紧跟在第一状态后,而如果没有出现第一状态,也不可能出现第二状态。

因此,可以认定,如果没有出现第一状态,小项就没有起过作用。

进一步分析还可以得出结论:第二状态后必然是 $0, 0, \cdots, 1$ (称作第三状态)。

基于以上分析,可以作出如图 2 所示的本原 M 序列的状态图。

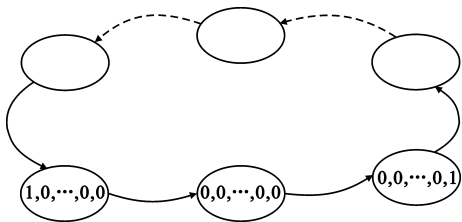


图 2 本原 M 序列的状态图
Fig.2 State drawing of primitive M-sequence

图 2 中,状态圈中的状态共有 2^n 个。其中,只有从第一状态到第二状态的转换和从第二状态到第三状态的转换,小项起了作用。

由上述分析和图 2 可知,第一状态下的每一位

数据的生成都符合式(6);第二状态下的前 $n-1$ 位数据(对应于 $x_1, x_2, \cdots, x_{n-1}$)的生成符合式(6),但第 n 位数据(对应于 x_n)的生成不符合式(6);第三状态下的前 $n-2$ 位数据的生成符合式(6),但第 $n-1$ 位(就是第二个状态中的第 n 位)和第 n 位数据(对应于 x_{n-1}, x_n)的生成不符合式(6)。这以后生成的各位又都符合式(6)。

由此可见,在整个本原 M 序列中,仅有子序列 $M_p\{0,0,\cdots,0,0\}$ (一共 n 个连续的 0)中的最后一位数据以及紧接其后的一位数据的生成不符合式(6);若将 M_p 中第一位记作 a_j ,则此两位即为 a_{j+n-1} 和 a_{j+n} 。

5.2 本原 M 序列编码预测问题的解决

基于上述分析,可以得出对于本原 M 序列的编码预测问题,得到 n 元线性方程组的方法。

考查前 $2n$ 个码元组成的子序列,记作 $M_{2n} = \{a_1, a_2, \cdots, a_n, a_{n+1}, a_{n+2}, \cdots, a_{2n}\}$,可以分为 3 种情况。

(1) M_{2n} 不包含 M_p

在产生 M_{2n} 的过程中,各个码元的生成都符合式(6),因此可以直接列出由 n 个线性无关的 n 元线性方程组成的方程组:

$$\begin{aligned} a_{n+1} &= a_1h_1 \oplus a_2h_2 \oplus \cdots \oplus a_nh_n \\ a_{n+2} &= a_2h_1 \oplus a_3h_2 \oplus \cdots \oplus a_{n+1}h_n \\ &\vdots \qquad \qquad \qquad \vdots \qquad \qquad \qquad \vdots \qquad \qquad \qquad \vdots \\ a_{2n-1} &= a_{n-1}h_1 \oplus a_nh_2 \oplus \cdots \oplus a_{2n-2}h_n \\ a_{2n} &= a_nh_1 \oplus a_{n+1}h_2 \oplus \cdots \oplus a_{2n-1}h_n \end{aligned} \tag{7a}$$

由线性代数基本原理可知,式(7a)有唯一解。

(2) M_{2n} 包含 M_p ,但 M_p 不是 M_{2n} 的尾部, M_p 后还有码元。

设 M_p 中第一个码元的输出时刻为 j ,则式(7a)中第 $j-1$ 和第 j 个方程不成立,须剔除,然后再接收 2 个码元 a_{2n+1} 和 a_{2n+2} ,以构成 2 个新的 n 元线性方程:

$$\begin{aligned} a_{n+1} &= a_1h_1 \oplus a_2h_2 \oplus \cdots \oplus a_nh_n \\ a_{n+2} &= a_2h_1 \oplus a_3h_2 \oplus \cdots \oplus a_{n+1}h_n \\ &\vdots \qquad \qquad \qquad \vdots \qquad \qquad \qquad \vdots \\ a_{n+(j-2)} &= a_{j-2}h_1 \oplus a_{j-1}h_2 \oplus \cdots \oplus a_{n+(j-3)}h_n \\ a_{n+(j+1)} &= a_{j+1}h_1 \oplus a_{j+2}h_2 \oplus \cdots \oplus a_{n+j}h_n \\ &\vdots \qquad \qquad \qquad \vdots \qquad \qquad \qquad \vdots \\ a_{2n+1} &= a_{n+1}h_1 \oplus a_{n+2}h_2 \oplus \cdots \oplus a_{2n}h_n \\ a_{2n+2} &= a_{n+2}h_1 \oplus a_{n+3}h_2 \oplus \cdots \oplus a_{2n+1}h_n \end{aligned} \tag{7b}$$

式(7b)也是由 n 个线性无关的 n 元线性方程组成的方程组,有唯一解。

(3) M_{2n} 包含 M_p ,且 M_p 是 M_{2n} 的尾部

此种情况下,式(7a)中最后一个方程不成立,须剔除,然后再接收 2 个码元 a_{2n+1} 和 a_{2n+2} ,并构成一个新的 n 元线性方程:

$$\begin{aligned} a_{n+1} &= a_1h_1 \oplus a_2h_2 \oplus \cdots \oplus a_nh_n \\ a_{n+2} &= a_2h_1 \oplus a_3h_2 \oplus \cdots \oplus a_{n+1}h_n \\ &\vdots \qquad \qquad \qquad \vdots \qquad \qquad \qquad \vdots \qquad \qquad \qquad \vdots \\ a_{2n-1} &= a_{n-1}h_1 \oplus a_nh_2 \oplus \cdots \oplus a_{2n-2}h_n \\ a_{2n+2} &= a_{n+2}h_1 \oplus a_{n+3}h_2 \oplus \cdots \oplus a_{2n+1}h_n \end{aligned} \tag{7c}$$

式(7c)也是由 n 个线性无关的 n 元线性方程组成的方程组,有唯一解。

综上所述,最多需要获得前 $2n+2$ 个码元,就可以通过解 n 元线性方程组得到反馈函数 $g(\cdot)$ 以及 $f(\cdot)$ 。然后,利用已经获得的码元,通过计算式(5),即可对后续的 $2^n - (2n+2)$ 个码元进行预测。换句话说,只要获得的前沿波形中的码元数不少于 $2n+2$,就可以通过前沿波形来获得雷达信号完整波形,进而快速实施针对性的灵巧噪声干扰。

显然, n 越大,上述方法在提高干扰信号能量利用效率方面的效果就越显著,意义就越大。例如,对于 $n=4$,灵巧噪声干扰所需能量高于前沿复制干扰的 $1/2$;而对于 $n=8$,灵巧噪声干扰所需能量不到前沿复制干扰的 $1/14$ 。

6 获取移位寄存器反馈系数的快速算法

式(7a)是一个具有唯一解的 n 元非齐次线性方程组,其精确解法早已经研究得非常透彻,并见诸于各种教科书和数学手册中,包括逆矩阵法、主元素消去法等。作为普遍适用的方法,这些方法通常都需要方程组完整写出后才能够进行运算。例如逆矩阵法,要先求出数据矩阵的逆矩阵,这要求得到完整的数据矩阵。这产生两个问题:第一,在获得第 $2n$ 个码元之前,干扰系统的解算能力将会闲置;第二,一旦获得第 $2n$ 个码元,要在尽可能短的时间内解式(7a),并据以产生后面的各个码元,这可能会使干扰系统的解算能力不敷使用,从而造成较大的延迟。这将削弱或损坏上述的编码预测问题解决方法的意义和作用。

有鉴于此,笔者在文献[5]中提出了一种用于快

速解算式(7a)的算法并通过应用例进行了说明。该快速算法将求解式(7a)的计算工作量平均分配在从获取第 $n+1$ 个码元到获取第 $2n$ 个码元的各个节拍上。按此算法,在获得第 $2n$ 个码元时,最后完成解式(7a)工作所需的计算工作量仅为常规方法的 $1/n$ 。这对快速、及时产生后面的各个码元,进而有效地实施灵巧噪声干扰很有意义。

对于式(7b)和式(7c)的情况,上述的快速算法稍作改动即可达到相同的效果。

7 结束语

前沿复制干扰的实施较为容易,但其干扰信号能量利用效率相对于灵巧噪声干扰有明显下降。前沿波形的时间宽度越短,其干扰信号能量利用效率下降得越厉害,这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噪声干扰,其前提是准确地超前获取雷达的当前发射信号的完整波形。对于采用由 n 级移位寄存器产生的本原 M 序列的二相编码雷达,最多只要获得该序列的前 $2n+2$ 个码元,就可以通过预测,准确地超前获取雷达的当前发射信号的完整波形(即整个 M 序列)。在解相应的 n 元线性方程组的实际方法上,按照文献[5]中提供的快速算法,可以将预测的计算工作量平均分配到从获得第 $n+1$ 个码元到获得第 $2n$ 个码元的各个节拍中去,使得一旦获得第 $2n$ 个码元,就能够立刻得到序列的所有反馈系数和反馈函数,从而获取雷达的当前发射信号的完整波形,并以最短的延迟有效地实施针对性的灵巧噪声干扰。

最后还应该看到,本原 M 序列只是 M 序列中的一小部分,对于其他类型的 M 序列如何进行编码预测;如何判断作为侦察、干扰对象的目标雷达采用的二进制编码序列是不是 M 序列;如果是,如何判断是什么样的 M 序列,等等问题,在理论和实践上都具有重要的意义,需要通过进一步的努力去加以解决。

参考文献:

- [1] Schleher D C. Electronic warfare in the information age[M]. New York: Artech House, 1999: 155 – 201.
- [2] 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)

- [3] 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)
- [4] 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 and Astronautical University, 2011, 26(5): 481 – 484. (in Chinese)
- [5] 邱杰. m 序列二相编码雷达灵巧噪声干扰研究[J]. 指挥控制与仿真, 2011, 33(5): 29 – 32.
QIU Jie. Research on Smart Noise Jamming for m Sequence Binary Phase Code Radar [J]. Command Control & Simulation, 2011, 33(5): 29 – 32. (in Chinese)
- [6] 沈允春. 扩谱技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 1995.
SHEN Yun-chun. Spread Spectrum Technology [M]. Beijing: National Defence Industry Press, 1995. (in Chinese)
- [7] 曾凡鑫, 郭利嘉. 无线通信中的序列设计原理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2007.
ZENG Fan-xin, GUO Li-jia. Principle of Sequence Design for Wireless Communication [M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2007. (in Chinese)
- [8] 张红波. DSSS/BPSK 信号扩频码序列估计方法研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2006.
ZHANG Hong-bo. Research on Estimation Method for DSSS/BPSK Signal Spreading Sequence [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2006. (in Chinese)

作者简介:



邱杰(1957—), 男, 重庆人, 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 M.S. degree from Nanjing University of Aeronautics and Astronautics in 1996. He is now a professor. His research concerns radar, EW, missile guidance and system simulation.

Email: qiujielqylw@163.com

邱丽原(1986—), 女, 重庆人, 2009 年于青岛大学获电子信息工程专业学士学位, 2012 年于西安电子科技大学获电子对抗专业硕士学位, 现为助教。

QIU Li-yuan was born in Chongqing, in 1986. She received the B.S. degree from Qingdao University and the M.S. degree from Xidian University in 2009 and 2012, respectively. She is now a teaching assistant.