

基于多位量化 DRFM 的运动假目标产生器

冯存前, 张永顺, 余洪涛

(空军工程大学 导弹学院, 陕西 三原 · 713800)

摘要:提出了一种应用多位量化 DRFM 产生运动假目标的方法,并通过对运动假目标产生器的频谱分析,导出了多普勒频移的数学关系式,得出了一些结论,为本系统的工作原理和优越性提供了理论依据。

关键词:多普勒频率;假目标;频谱

中图分类号:TN97 **文献标识码:**A **文章编号:**1009-3516(2002)01-0063-04

从第二次世界大战揭开电子战序幕以来,电子战已成为现代战争的杀手锏,雷达设备与电子对抗设备的竞争日趋激烈,随着现代雷达技术的发展,雷达的工作频段已从单一的波段扩展到整个微波频段,雷达的工作体制也从简单的脉冲雷达体制发展到脉冲多普勒(PD)和脉压等新体制全相参雷达,这就要求电子对抗设备也必须适应这种变化,ECM 干扰源必须能够产生对付 PD 和脉压雷达的干扰技术。

DRFM 技术的出现使得这一干扰技术成为可能,DRFM 技术不仅对相参脉冲信号可以长时间内相参复制,而且能够将雷达信号的脉内调制特征无失真地“拷贝”下来,DRFM 延迟后的输出信号除时间上的延迟之外,其它特征与目标回波完全一样,可形成距离上的假目标,若在输出时加上一定的频移,则可以实现速度欺骗信号或速度-距离二维欺骗信号。由此可见,DRFM 技术是对付诸如 PD 和脉压雷达等新体制雷达的关键技术。

在文献[1]中,论述了应用一位量化 DRFM 实现动目标模拟的方法,本文在此基础上,讨论了应用多位量化 DRFM 产生运动的假目标,结果表明,应用多位量化 DRFM 产生运动的假目标除具有一位量化 DRFM 的特点之外,还克服了一位量化 DRFM 固有的频谱纯度差、谐波和交调信号幅度高的缺点,可产生更加逼真的运动假目标信号。

1 系统构成和工作过程

运动假目标产生器的系统构成框图如图 1 所示,主要由多位量化 DRFM、控制器和频率合成器三大部分组成。图中 DRFM 的组成只画出了虚框中的中频构成,即 DIFM 的主要部分,它对经过下变频后的基频信号进行存储和转换;频率合成器为 DRFM 中 A/D、D/A 变换和数据多路分配(DEMUX)、多路选择(MUX)提供时钟信号;控制器通过接口控制 DRFM 各部分的正常工作并且为频率合成器提供控制信号。

系统的工作过程:输入射频信号经过下变频,变为基频信号 $x(t)$ 。在控制器的控制下使频率合成器为 DRFM 中的输入采样信号产生器提供时钟信号源,从而为 A/D 变换器输入采样时钟。 $x(t)$ 进入 DIFM 后,首先经过多位量化 A/D 变换器将正弦波信号变成数字信号,这里 A/D 变换过程可分为量化和采样两部分,经多位量化后正弦波变成基频为输入信号频率的阶梯波 $f(t)$,然后对 $f(t)$ 进行采样,经采样后变为数字信号进入多路分配进行“降速”处理,以便与存储器的存取速度相匹配,然后在控制器的控制下将数字信号存入存储器。输出时,由控制器控制频率合成器为读出取样信号产生器提供时钟信号源,产生读出取样信号,从而为多路选择和 D/A 变换器提供时钟,将存储器输出的数字信号取出并进行 D/A 变换,再通过基带滤波器后

收稿日期:2001-08-29

作者简介:冯存前(1975-),男,陕西富平人,博士生,主要从事防空武器系统电子对抗研究。

张永顺(1961-),男,陕西咸阳人,教授,博士生导师,主要从事雷达和电子对抗研究。

滤掉高次谐波和交调信号,输出有用信号 $y(t)$ 。在这里由控制器设定输入采样频率和读出的取样频率是不同的,这样就获得了一个在输入信号 $x(t)$ 同一频率之上叠加了一个多卜勒频移的输出信号 $y(t)$ 。

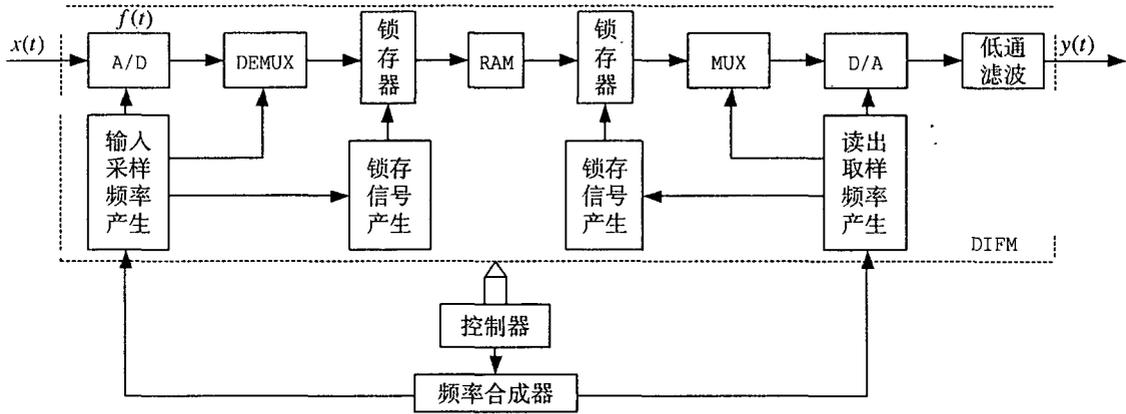


图1 系统构成框图

2 原理分析

这里通过对运动假目标产生器进行频谱分析,导出了产生多普勒频移的数学关系式,得出了一些结论,为系统的工作原理和优越性提供了理论依据。

2.1 多位量化问题

所谓多位幅度量化的,即采用多位 A/D 变换器代替一位 A/D 变换器。这样可在一个周期内把信号幅度间隔分成 $\pm 2^{m-1}$ 个电平,半周期的量化阶数为 $N = 2^{m-1}$,这里 m 是量化位数。图 2 所示的是半周期内基带输入的正弦信号 $f(t) = A \sin \omega_i t$ 经过量化后的阶梯波。这个阶梯波可近似看作幅度为 A/N 的 N 个矩形波的叠加。

现在对量化后的阶梯波进行付立叶分析来求得其频谱。

$$\text{对第 } k \text{ 阶矩形波来说, } t_k = \frac{T_i}{2} - \frac{2}{\omega_i} \arcsin\left(\frac{k-1}{N}\right)$$

$$\text{而 } \Delta t_k = \frac{T_i}{2\pi} \arcsin\left(\frac{k-1}{N}\right)$$

故半周期内第 k 阶矩形波可表示为

$$f_k(t) = \begin{cases} 0 & 0 < t < \Delta t_k, \frac{T_i}{2\pi} - \Delta t_k < t < \frac{T_i}{2\pi} \\ \frac{A}{N} & \Delta t_k < t < \frac{T_i}{2\pi} - \Delta t_k \end{cases}$$

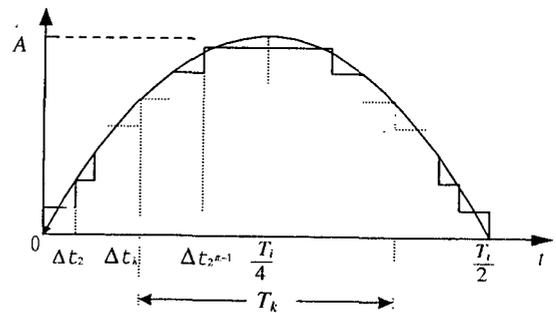


图2 信号的量化过程

则其三角形式的付立叶级数为

$$f_k(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_{n,k} \sin(n\omega_i t)$$

当 $n = 2l - 1$ ($l = 1, 2, \dots$) 时,上式为

$$f_k(t) = \frac{4A}{\pi N(2l-1)} \cos\left[(2l-1) \cdot \arcsin\left(\frac{k-1}{N}\right)\right]$$

当 $n = 2l$ ($l = 1, 2, \dots$) 时,上式 = 0。

所以,第 k 阶矩形波的付立叶级数可表示为

$$f_k(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4A}{\pi N(2l-1)} \cos\left[(2l-1) \cdot \arcsin\left(\frac{k-1}{N}\right)\right] \cdot \sin[(2l-1)\omega_i t]$$

对于 N 阶矩形波,其付立叶级数则相应为

$$f(t) = \sum_{k=1}^N f_k(t) = \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N \frac{4A}{\pi N(2l-1)} \cos\left[(2l-1) \cdot \arcsin \frac{k-1}{N}\right] \cdot \sin[(2l-1)\omega_i t] = \sum_{l=1}^N A_{2l-1} \cdot \sin[(2l-1)\omega_i t] \tag{1}$$

显然,这里 $A_{2l-1} = \sum_{k=1}^N \frac{4A}{\pi N(2l-1)} \cos\left[(2l-1) \cdot \arcsin \frac{k-1}{N}\right]$,为量化产生的谐波信号幅度。

据式(1)计算了当 $m = 1, 3$ 的寄生信号幅度的结果如表 1、表 2 所示。

表 1 一位 A/D 输出谐波及幅度

谐波阶数	基波	3	5	7	9	11	13	15	17	19	...	99
谐波电平(dB)	0	-9.5	-13.98	-16.9	-19.08	-20.83	-22.28	-23.52	-24.6	-39.91		-39.91
总谐波功率(dB)(计算到 1000 阶)												-6.32

表 2 三位 A/D 输出谐波及幅度

谐波阶数	基波	3	5	7	9	11	13	15	17	19	...	99
谐波电平(dB)	0	-21.33	-59.65	-28.9	-34.79	-55.51	-34.79	-32.87	-40.72	-39.59	...	-48.21
总谐波功率(dB)(计算到 1000 阶)												-17.77

由上面的分析可以看出,从频域角度来说,虽然输入信号是单频,但其 A/D 变换后输出的频谱已不是单根谱线,而是包含了许多高次谐波,如果考虑采样的影响,则输出信号中还包含有基频以及各次谐波同采样频率的交叉调制信号,使的输出频谱更加复杂。正如前面所述,必须在 DRFM 后加上基带滤波器以去掉较多的寄生信号。同时,由式(1)可以看出,采用多位量化可较一位量化降低谐波及交调信号电平。

2.2 多普勒频移的产生

如前所述,系统设定输入采样频率和读出的取样频率是不同的,不妨设

$$k = f_{ic}/f_{oc} \tag{2}$$

式中, f_{ic} :输入采样信号产生器时钟信号,即输入采样频率;

f_{oc} :读出取样信号产生器时钟信号,即读出取样频率。

则阶梯波信号 $f(t)$ 和输出信号 $y(t)$ 有如下关系:

$$y(t) = f(kt) \tag{3}$$

由前面的频谱分析知,阶梯波信号 $f(t)$ 付立叶级数为式(1),即:

$$f(t) = \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N \frac{4A}{\pi N(2l-1)} \cos\left[(2l-1) \cdot \arcsin \frac{k-1}{N}\right] \cdot \sin[(2l-1)\omega_i t] = \sum_{l=1}^N A_{2l-1} \cdot \sin[(2l-1)\omega_i t] \tag{4}$$

式中, ω_i 为阶梯波基频及谐波频率,也即输入信号频率。

由式(3)和式(4)可得:

$$y(t) = \sum_{l=1}^N A_{2l-1} \cdot \sin[(2l-1) \cdot k\omega_i t] \tag{5}$$

由式(5)可知:输出信号的基波的频率为 $\omega_o = k\omega_i$,即 $f_o = kf_i$,这一点与采用一位量化 DRFM 时相同,这是因为采用多位量化 DRFM 虽然使得输出频谱更加复杂,但只是提高了频谱纯度,降低了谐波分量幅度,而不会影响基频频率。

所以由此产生的多卜勒频移为

$$f_d = f_i - f_o = f_i(1 - k)$$

在这里,为使导出的公式直观起见,不妨设

$$f_{oc} = f_{ic} \pm \Delta f$$

则式(2)可变为

$$k = f_{oc}/(f_{ic} \pm \Delta f)$$

则可得到:

$$f_o = f_i \cdot f_{oc}/(f_{ic} \pm \Delta f) \tag{6}$$

$$f_d = f_i [1 - f_{oc} / (f_{ic} \pm \Delta f)] \quad (7)$$

由式(6)和式(7)可知,只要改变 f_{oc} 相对于 f_{ic} 的步进间隔 Δf ,就能在数字式动目标模拟器的输出端得到在输入信号同一频率 f_i 之上叠加一个多卜勒频移 f_d 的输出信号 f_o 。

3 结论

通过前面的分析,可得出以下结论:

1) 虽然多位量化 DRFM 的过程比较复杂,但通过分析其输出信号的频谱可知,采用多位量化 DRFM 的动目标产生器的基本原理同采用一位量化 DRFM 的动目标模拟器相同的,因此它具有与之相似的优点,即:可以实现较长时间的已调信号可控延迟,具有控制方便、灵活和可编程功能,能处理脉内调制的复杂信号和相参雷达波形等;

2) 由于多位量化 DRFM 具有谐波幅度较低的显著优点,因此,基于多位量化 DRFM 的动目标产生器模拟出的信号更加逼真,能很好的对 PD 雷达实施欺骗而不易被识破,具有良好的应用前景。

参考文献:

- [1] 陈耀超,易磊,王志华.一种新颖的数字式动目标模拟器[J].电子对抗,1990,(1):23-29.
- [2] 冯存前.数字射频存储(DRFM)技术的研究[D].西安:空军工程大学导弹学院,2000.
- [3] 杨坚.PD和脉压雷达相参干扰技术研究[J].电子对抗技术,1999,14(2):15-19.
- [4] 冯存前,韩英臣,张永顺.DRFM采样过程的频谱分析及仿真[J].空军工程大学学报,2001,2(2):45-47.
- [5] 冯存前,张永顺,吴开军.DRFM的谐波和交调信号分析[J].西北大学学报,2001,(增刊):104-106.

(编辑:田新华)

Moving Decoy Targets Generator Based on Multiple-bit Quantizing DRFM

FENG Cun-qian, ZHANG Yong-shun, YU Hong-tao

(The Missile Institute, Air Force Engineering University, Sanyuan 713800, China)

Abstract: A method applying multiple-bit quantizing DRFM to produce moving decoy target is brought forward. Then, on the basis of the analysis of frequency spectrum of moving decoy targets generator, the mathematical formula of Doppler frequency is deduced, some conclusions are drawn, which provide theory bases for working principle and advantage of the system.

Key words: Doppler frequency; decoy target; frequency spectrum