

一种基于傅里叶级数的 E 脉冲识别波形综合方法

王党卫 马兴义 关鑫璞 王少刚 粟毅
(国防科学技术大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

摘要 为了直接发射 E 脉冲进行雷达目标识别, 本文从理论上推导了产生特定矩形基编码脉冲信号傅里叶级数系数的一般性表达式; 提出了一种基于傅里叶级数的 E 脉冲目标识别波形综合方法; 给出了参数设计原则以及综合 E 脉冲波形的系统组成框图; 并利用细导线散射场数据仿真了理论 E 脉冲和综合 E 脉冲目标识别性能; 验证了本文提出的方法的可行性。

关键词 目标识别, 傅里叶级数, 波形综合

中图分类号: TN957.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)12-2228-04

An E-pulse Waveform Synthesis Method for Target Identification Using Fourier Series

Wang Dang-wei Ma Xing-yi Guan Xin-pu Wang Shao-gang Su Yi
(School of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract In order to transmit directly E-pulse for target identification, a general coefficient expression of the Fourier series for a special coded signal with a rectangle base is theoretically deduced in this paper. Then an E-pulse waveform synthesis method using Fourier series expression is proposed, as well as the principles for its parameters choice and system block diagram for E-pulse waveform synthesis. The target identification performance simulations of synthesis E-pulse and theoretical E-pulse based three finite thin wires scattering data show that the proposed method in this paper is effective.

Key words Target identification, Fourier series, Waveform synthesis

1 引言

雷达目标极点特征是迄今为止所获得的唯一一个能用于描述目标散射特性而又与目标本身姿态无关的特征量。近几十年来, 基于目标极点特征的E脉冲雷达目标识别技术受到了人们的广泛关注^[1-5], 而直接快速、稳定形成E脉冲雷达目标识别发射波形至今仍没有得到较好解决。

近来, Gill^[6]提出了一种基于傅里叶级数展开综合超宽带雷达连续波编码信号的方法, 使得E脉冲在发射端的大功率合成成为可能。为了直接合成E脉冲发射波形, 本文从文献[6]方法出发, 理论导出了产生特定等间隔矩形基编码脉冲信号傅里叶级数系数的一般性表达式。在此基础上, 提出了一种用于傅立叶级数的E脉冲雷达目标识别波形综合方法, 给出了相关参数的确定原则以及波形合成框图。仿真实验结果表明, 本文提出的E脉冲综合方法是可行的。

2 任意等间隔矩形基编码信号的傅里叶级数展开

设 $x(t)$ 为任意周期信号, 则傅里叶级数展开式可表示为

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_1 t) + b_n \sin(n\omega_1 t)] \quad (1)$$

相反地, 如果已知系数集 $\{a_0, a_1, b_1, a_2, b_2, \dots\}$, 则任何周期信号可以通过傅里叶级数的系数来合成。通常等间隔矩形基编码连续波雷达信号和等间隔矩形基编码脉冲串雷达信

号均可以看作为有限周期信号, 而展开项的基函数 $\cos(n\omega_1 t)$ 和 $\sin(n\omega_1 t)$ 可看作为单频晶体振荡器, 其中 ω_1 为基频, 因而这两种编码信号均可以由相应的系列单频晶体振荡器合成。由于实际雷达系统的限制, 发射信号往往仅能使用有限个展开项(实际当中, 每个展开项对应一个晶振)对应系数来合成, 而且雷达天线不能辐射直流信号, 因而编码雷达信号 $s(t)$ 可近似表示为

$$s(t) \approx \sum_{n=1}^N [a_n \cos(n\omega_1 t) + b_n \sin(n\omega_1 t)] \quad (2)$$

其中基频 ω_1 编码信号脉冲重复周期 T 满足关系 $\omega_1 = 2\pi/T$ 。对式(2)左右两边进行微分, 可得

$$s'(t) \approx \sum_{n=1}^N [-n\omega_1 a_n \sin(n\omega_1 t) + n\omega_1 b_n \cos(n\omega_1 t)] \quad (3)$$

若令 $\alpha_n = n\omega_1 b_n$, $\beta_n = -n\omega_1 a_n$, 则可得 $s(t)$ 展开式系数

$$\begin{cases} a_n = -\beta_n / (n\omega_1) \\ b_n = \alpha_n / (n\omega_1) \end{cases} \quad (4)$$

如图1和图2所示, 任意幅值等间隔矩形基编码连续信号(记为 $s_c(t)$)和任意幅值等间隔矩形基编码脉冲串信号(记为 $s_p(t)$)是两种常用的雷达编码信号。设任意幅值矩形基编码连续信号子脉冲的幅度集为 $A = \{A_0, A_1, \dots, A_{P-1}\}$, 则由文献[6]可知任意幅值矩形基编码连续信号 $s_c(t)$ 应表示为

$$s_c(t) = \sum_{k=0}^{P-1} A_k \sum_{n=-\infty}^{\infty} \Pi\left(t - nT - \frac{kT}{P}\right) \quad (5)$$

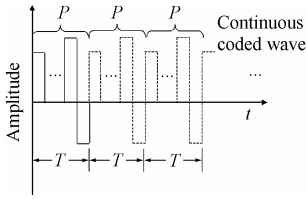


图 1 任意幅值矩形基编码连续波信号
Fig.1 Continuous rectangular wave signal with any code amplitudes

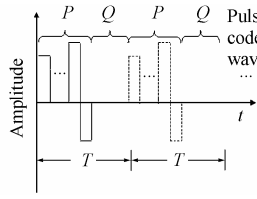


图 2 任意幅值矩形基编码脉冲信号
Fig.2 Rectangular pulse signal with any code amplitudes

其中

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T/P \\ 0, & T/P \leq t < T \end{cases}$$

若把间歇期看作由零幅值脉冲构成,则任意幅值矩形基编码脉冲串信号可以看作子脉冲幅度集为 $A = \{A_0, A_1, \dots, A_{P-1}, 0, 0, \dots, 0\}_{(P+Q)}$ 的周期信号,从而信号 $s(t)$ 可表示为

$$s(t) = \sum_{k=0}^{P-1} A_k \sum_{n=-\infty}^{\infty} \Pi\left(t - nT - \frac{kT}{P+Q}\right) \quad (6)$$

设 τ 为子脉冲宽度,令 $M = T/\tau$,则式(5)和(6)可统一表示为

$$s(t) = \sum_{k=0}^{P-1} A_k \sum_{n=-\infty}^{\infty} \Pi\left(t - nT - \frac{kT}{M}\right) \quad (7)$$

其中 $M \geq P$, P 为系数不为零的脉冲的个数。显然,当 $M = P$ 时,式(7)表示任意幅值等间隔矩形基编码连续信号,当 $M > P$ 时,式(7)则表示任意幅值等间隔矩形基编码脉冲串信号。下面使用式(7)来推导,这两种信号傅里叶展开式各谐波的系数表达式。对式(7)两边求导数,可得

$$s'(t) = \sum_{k=0}^{P-1} A_k \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\delta\left(t - nT - \frac{kT}{M}\right) - \delta\left(t - nT - \frac{(k+1)T}{M}\right) \right] \quad (8)$$

又由文献[6]可知:

$$\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) = \frac{1}{T} + \frac{2}{T} \sum_{n=1}^{\infty} \cos(n\omega_1 t) \quad (9)$$

把式(8)代入到式(7),可得

$$s'(t) = \frac{2}{T} \sum_{k=0}^{P-1} A_k \sum_{n=1}^{\infty} \left[\cos n\omega_1 \left(t - \frac{kT}{M}\right) - \cos n\omega_1 \left(t - \frac{(k+1)T}{M}\right) \right] \quad (10)$$

利用三角公式分解式(10)的余弦函数,整理可得

$$s'(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \alpha_n \cos n\omega_1 t + \sum_{n=1}^{\infty} \beta_n \sin n\omega_1 t \quad (11)$$

其中

$$\begin{cases} \alpha_n = \frac{2}{T} \sum_{k=0}^{P-1} A_k \left[\cos n\omega_1 \frac{kT}{M} - \cos n\omega_1 \frac{(k+1)T}{M} \right] \\ \beta_n = \frac{2}{T} \sum_{k=0}^{P-1} A_k \left[\sin n\omega_1 \frac{kT}{M} - \sin n\omega_1 \frac{(k+1)T}{M} \right] \end{cases} \quad (12)$$

利用式(4)和式(12),以及 $\omega_1 = 2\pi/T$,可求得两种信号傅里

叶展开式各谐波的系数表达式为

$$\begin{cases} a_n = -\frac{1}{n\pi} \sum_{k=0}^{P-1} A_k \left[\sin \frac{2nk\pi}{M} - \sin \frac{2n(k+1)\pi}{M} \right] \\ b_n = \frac{1}{n\pi} \sum_{k=0}^{P-1} A_k \left[\cos \frac{2nk\pi}{M} - \cos \frac{2n(k+1)\pi}{M} \right] \end{cases} \quad (13)$$

因而,一旦按照特定的编码要求求得相应的系数,便可以由式(2)综合出发射波形 $s(t)$ 。

3 基于傅里叶级数的 E 脉冲目标识别波形综合

为了实现特定目标 E 脉冲识别波形在发射端的合成,下面详细讨论使用傅里叶级数展开综合 E 脉冲的具体过程,给出相关参数的选择方法以及 E 脉冲综合的雷达发射机实现框图。

设目标散射场的后时部分为

$$E^s(t) = \sum_{n=1}^{\bar{N}} a_n e^{\sigma_n t} \cos(\omega_n t + \varphi_n), \quad t > T_L \quad (14)$$

其中 \bar{N} 为目标主极点的个数, $s_n = \sigma_n + j\omega_n$, ($\sigma_n < 0$) 为目标极点, a_n 及 φ_n 相应的幅度和相位, T_L 为目标后时响应的开始时间。

按文献[1]中的定义,当 $t > T_L + T_e$ 时,其中 T_e 为目标 E 脉冲的持续时间,目标的 E 脉冲信号 $e(t)$ 与目标的后时响应 $E^s(t)$ 的卷积输出为零,即

$$\begin{aligned} C(t) &= e(t) * E^s(t) = \int_{T_L}^{\infty} E^s(t-t')e(t')dt' \\ &= \int_{T_L}^{T_L+T_e} E^s(t-t')e(t')dt' = 0 \end{aligned} \quad (15)$$

若设

$$e(t) = \sum_{k=1}^K a_k f_k(t) \quad (16)$$

其中

$$f_k(t) = \begin{cases} 1, & (k-1)\Delta t \leq t \leq k\Delta t \quad (\Delta t \text{ 为采样间隔}) \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (17)$$

则由文献[1]可知, E 脉冲波形系数 a_k 与目标极点 s_n 存在以下关系:

$$\sum_{k=1}^K a_k e^{s_n \Delta t \cdot k} = \sum_{k=1}^K a_k z^k = 0, \quad z = e^{s_n \Delta t} \quad (18)$$

其中 $K = 2\bar{N}$ 。显然,如果预先测得了目标的主极点,给定子脉冲的宽度 Δt 后,则通过式(18)可求得目标对应 E 脉冲的系数,即幅度编码。考虑到雷达系统发射波形通常为脉冲串信号,因而实际合成的 E 脉冲应为图 2 所示的等间隔矩形基任意编码脉冲串信号。由上面 E 脉冲产生的原理可知,为了完全消除目标所有主极点,对于综合的发射波形,其每个周期中子脉冲幅度编码集应为

$$\mathbf{A} = \{1, a_1, a_2, \dots, a_{2\bar{N}}, \underbrace{0, 0, \dots, 0}_W\} \quad (19)$$

其中 $W = (T/\tau) - 1 - 2\bar{N}$ 。因而,为了综合与待识别目标匹配

的 E 脉冲, 仅需确定 E 脉冲的重复周期 T , E 脉冲子脉冲脉宽 τ 和发射机应该采用的晶振个数 M 这 3 个参数。

设待识别目标极点特征集的最大频率和最小频率分别为 f_{\max} 和 f_{\min} , 则综合的待识别目标 E 脉冲的基频应当满足 $f_0 < f_{\min}$ (这里 $f_0 = \omega_1 / 2\pi$), 通常为了保证合成信号频谱的分辨力, f_0 应尽量选择小的值, 即重复周期应当尽量大, 但考虑到系统的可实现性, f_0 选择过小, 使得发射 E 脉冲信号覆盖目标极点集的频率范围所必须的晶振数量将大量增多, 因此, f_0 的选择和晶振个数应当折中考虑。确定了发射脉冲的基频, 即确定了发射波形的重复周期 T 。对于 E 脉冲的子脉冲宽度, 由文献[7]的结论可知, 为了达到最优的目标识别性能, 其 E 脉冲子脉冲的宽度应该等于该雷达系统接收机的时域采样间隔, 因而综合波形之前必须确定接收机的采样频率。通常为了取得最优目标识别性能, 接收机采样间隔需要满足采样定理。此外, 由前面的分析可知, 这样直接综合的 E 脉冲重复周期较小, 还不能满足实际雷达系统远距离探测、识别目标的要求, 为此, 本文提出了使用快速转换开关控制发射 E 脉冲信号的重复周期。相应的 E 脉冲综合系统组成框图如图 3 所示。

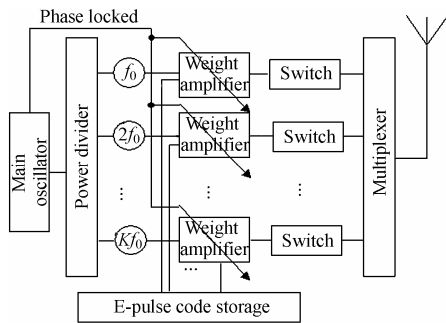


图 3 基于傅利叶级数的 E 脉冲综合系统框图

Fig.3 System block diagram for E pulse synthesis using Fourier series

4 计算机仿真与结果分析

4.1 计算机仿真实验

为了验证提出波形综合方法的可行性, 本文分别使用 3 种导线目标第一支极点中的前 4 个低频极点设计目标的发射 E 脉冲, 并合成相应目标冲击响应的后时部分。这 3 种目标的长度分别为 $L, 0.9L$, 和 $1.1L$, 底面半径与长度比为定值。设定待识别目标为长度 $L=1.2\text{m}$ 的细导线, 其前 4 个低频主极点详见表 1, 相应的不同脉宽的 E 脉冲理论波形如图 4(a) 和 4(b)所示。回波中的噪声为均值为零的高斯白噪声, 给定峰值信噪比, 噪声方差可由下式计算得到 $\text{SNR} = 10\lg(A_{\max}^2 / \sigma^2)$, 其中 A_{\max} 为信号的最大幅值。

表 1 细导线目标前 4 个正频极点

Tab.1 Four main poles of thin wire target

	极点 1	极点 2	极点 3	极点 4
$L=1.2\text{m}$	$-0.322+$	$-0.487+$	$-0.583+$	$-0.659+$
(单位 10^8)	$1.201i$	$2.432i$	$3.669i$	$4.878i$

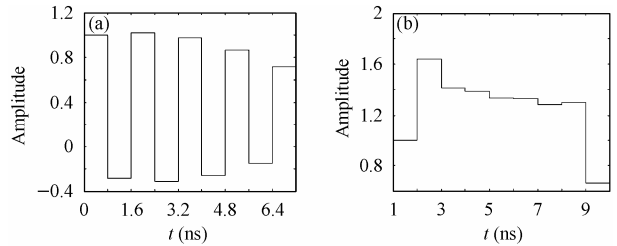


图 4 不同子脉冲宽度时 E 脉冲波形的理论值 (a)0.8ns (b)1ns
Fig.4 Theoretic E-pulse wave with sub-pulse width (a)0.8ns (b)1ns

设定基频为 20MHz, E 脉冲子脉冲宽度等于 0.8ns, 求和项分别为 64、128 和 256, 利用式(12)和式(2)综合的 E 脉冲波形如图 5(a)、5(b)、5(c)所示。改变 E 脉冲子脉冲宽度, 使其等于 1.0ns, 其他参数不变, 综合的 E 脉冲波形如图 6(a)、6(b)、6(c)所示。在此基础上, 为了验证该合成波形的性能, 使用合成导线目标后时响应与 E 脉冲卷积的结果再叠加噪声

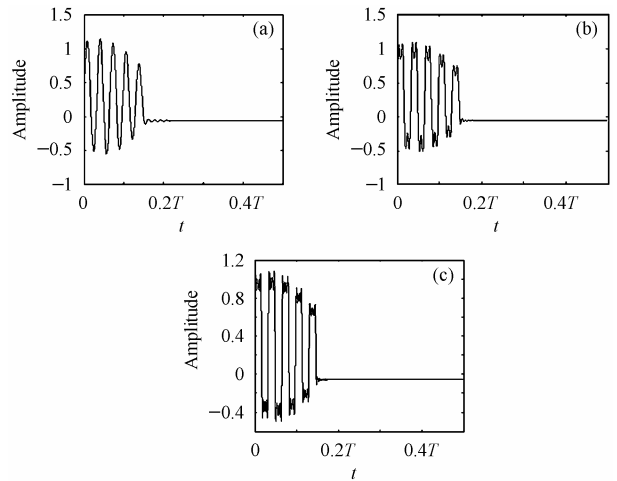


图 5 求和范围分别为(a)64, (b)128, (c)256 时合成的子脉冲宽度为 0.8ns 的 E 脉冲波形

Fig.5 Synthesized E-pulse wave with sub-pulse width 0.8ns using (a) 64 terms, (b) 128 terms, (c) 256terms

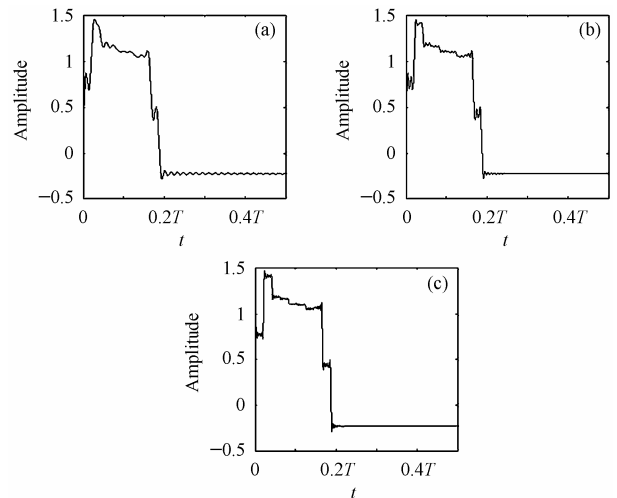


图 6 求和范围分别为(a)64, (b)128, (c)256 时合成的子脉冲宽度为 1.0ns 的 E 脉冲波形

Fig.6 Synthesized E-pulse wave with sub-pulse width 1.0ns using (a) 64 terms, (b) 128 terms, (c) 256terms

的数据模拟接收机采样数据(注意这里没有考虑天线传输函数对目标后时响应的影 响),通过计算识别能量数^[3],在给定 E 脉冲子脉冲宽度的条件下,利用蒙特卡洛实验统计不同求和项数时目标识别错误率与信噪比的关系,实验结果如图 7(a)和图 7(b)所示(每个信噪比下进行 1000 次蒙特卡洛实验)。其中图 7(a)中 E 脉冲子脉冲的宽度为 0.8ns,图 7(b)中 E 脉冲子脉冲的宽度为 1.0ns。

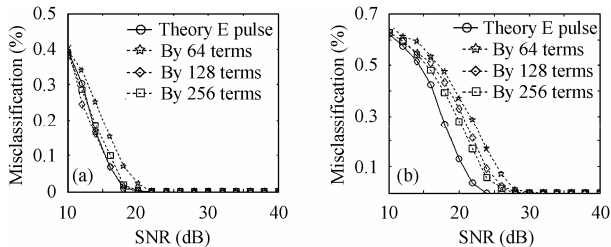


图 7 (a) 采样间隔为 0.8ns 时目标识别错误率与信噪比的关系

(b) 采样间隔为 1ns 时目标识别错误率与信噪比的关系

Fig.7 (a) Misclassification (%) at different SNR with a 0.8ns sample interval time (b) Misclassification (%) at different SNR with a 1.0 ns sample interval time

4.2 实验结果分析

由图 5(a), 5(b), 5(c)的实验结果可以看出,随着式(2)求和项数的增加,合成信号中高频分量增加,子脉冲脉内起伏分量的幅度逐渐减小,利用傅里叶级数展开综合的 E 脉冲波形子脉冲逐渐趋近于矩形脉冲,合成子脉冲的幅度与图 4(a)所示 E 脉冲理论值的误差减小,当子脉冲宽度发生变化时,随着求和项数的增加,与图 5 中结果相似,子脉冲脉内起伏分量的幅度也逐渐减小,利用傅里叶级数展开综合的 E 脉冲波形子脉冲逐渐趋近于矩形脉冲,且合成子脉冲的幅度与理论值的误差减小(详见图 4(b),图 6(a), 6(b)和 6(c))。这表明,随着傅里叶级数求和项的增加,即合成发射波形使用的晶振数增加,本文方法综合的 E 脉冲逐渐趋近于理论值,因而利用该波形进行目标识别性能趋近于直接发射 E 脉冲进行目标识别方法的理论值,这一结论可被图 7(a)和图 7(b)仿真实验结果所证实。如图 7(a),图 7(b)所示,对于不同 E 脉冲子脉冲宽度时,本文方法合成的 E 脉冲波形,随着晶振数目的增加,目标识别性能均趋近于理论值,特别是当子脉冲宽度等于 0.8ns 时,晶振数目的增加对于目标识别性能的影响相对 1ns 时影响要小的多,而且求和项数等于 128 和 256 时,综合 E 脉冲的目标识别性能与 E 脉冲理论识别性能近似相同(详见图 7(a))。这是因为当 E 脉冲子脉冲宽度越大,即接收机采样率越低,获得的回波信息越少,导致了计算出来的待识别目标能量识别数与其他目标能量识别数之间的差异变

小,从而使得目标识别性能下降。另一方面,当 E 脉冲子脉冲选择的过于小时,由式(18)可知,此时不同目标 E 脉冲之间的差异减小,这必然也会影响 E 脉冲方法识别目标的性能。

5 结束语

本文提出了一种使用傅里叶级数展开综合的 E 脉冲发射目标识别波形的综合方法,并给出了相关参数选择方法和波形合成框图,基于导线目标主极点合成的后时响应数据的仿真实验表明,本文提出方法在有效增加了发射 E 脉冲宽度的同时,目标识别性能相比 E 脉冲理论识别率下降不大,验证了本文方法的有效性。同时该方法也可以用于 S 脉冲发射波形的综合。

参考文献

- [1] Chen K M. Radar waveform synthesis method—A new radar detection scheme[J]. *IEEE Trans. on AP*, 1981, 29(4): 553–566.
- [2] Chen K M, Westmoreland D. Radar waveform synthesis for exciting single-mode backscatters from a sphere and application for target discrimination[J]. *Radio Science*, 1982, 17(3): 574–588.
- [3] Baum C E, Rothwell E J, Chen K M, et al.. The singularity expansion method and its application to target identification[J]. *Proc. IEEE*, 1991, 79(10): 1481–1492.
- [4] Mooney J E, Ding Z, Riggs L S. Performance analysis of an automated E pulses target discrimination scheme[J]. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 2000, 48(5): 616–628.
- [5] Blanco D, Ruiz D P, Alameda E, et al.. An asymptotically unbiased E-pulse-based scheme for radar target discrimination [J]. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 2004, 52(5): 1348–1350.
- [6] Gill G S. Ultra-wideband radar using Fourier synthesized waveform[J]. *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, 1997, 39(2): 124–131.
- [7] Antony L H S, Shuley N. Consequence of incorrect sampling procedures in resonance-based radar target identification[J]. *Electronics Letters*, 2004, 40(8): 507–508.

王党卫: 男, 1976 年生, 博士生, 从事雷达目标特性与目标识别、信号处理的研究。

马兴义: 男, 1970 年生, 博士生, 从事计算电磁学、雷达目标特性及识别的研究。

粟毅: 男, 1961 年生, 教授, 主要从事信号处理、雷达系统、遥感信息处理的研究。