

改善直接数字合成周期信号频率分辨率的两种波形序列

田新广^{1,3}, 高立志^{2,3}, 张尔扬¹

(1. 国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073; 2. 清华大学电子工程系, 北京 100084; 3. 北京首信集团研究院, 北京 100016)

摘 要: 在利用直接数字合成方法产生周期性宽带通信对抗背景信号时, 信号的频率分辨率、带宽及频谱复杂度直接受限于合成系统的工作频率和存储容量. 本文提出两种波形序列, 能够在不改变合成系统工作频率和存储容量并且不影响合成信号的幅频包络和基本时域特性的情况下将其频率分辨率提高四倍以上, 并且可以提高合成信号的频谱复杂度和可变性. 这两种序列还可用于其它高频率分辨率周期信号的直接数字合成.

关键词: 通信对抗; 直接数字合成; 频率分辨率; 幅频包络

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2004) 03-0388-03

Two Waveform Sequences for Improving the Frequency Resolutions of Direct Digitally Synthesized Periodic Signals

TIAN Xin-guang^{1,3}, GAO Li-zhi^{2,3}, ZHANG Er-yang¹

(1. School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China;

2. Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China;

3. Research Institute of Beijing Capitel Group Corporation, Beijing 100016, China)

Abstract: In the direct digital synthesis of periodic communication signals for communication countermeasure experiments, the frequency resolutions, bandwidths and spectral complexities of the synthesized signals are limited by the working frequency and data capacity of the synthesizing system. This paper presents two waveform sequences applied to improve the frequency resolutions and spectral complexities of the synthesized periodic signals without changing their spectral envelopes and basic time-domain properties under the condition of fixed working frequency and data capacity. The two sequences are applicable to the digital synthesis of some other periodic signals.

Key words: communication countermeasure; direct digital synthesis; frequency resolution; spectral envelope

1 引言

在通信对抗试验中, 需要模拟产生宽频带、高频率分辨率、多种调制方式、动态瞬变的通信背景信号电磁环境. 直接数字合成(DDS)是产生通信对抗背景信号常用的一种方法, 其优点是可以生成高密度、灵活可控、可重复的信号场景, 并且能够保证合成系统具有较强的可扩展性和对多种作战环境的适应性, 但是, 这种方法具有一定的局限性, 主要体现在合成信号的频率分辨率、带宽以及频谱复杂度要受到合成系统中数字器件的工作频率和存储容量的限制. 利用这种方法产生周期性宽带通信对抗背景信号时, 在保持很高的系统工作频率的情况下, 信号频率分辨率的提高通常是以大幅度增加波形数据和存储容量为代价的. 本文给出了我们在直接数字合成通信对抗背景信号时提出的两种波形序列, 主要用于解

决以下两个问题: (1) 在不改变合成系统工作频率和存储容量并且不影响合成信号的幅频包络和基本时域特性的前提下提高其频率分辨率, 以缓解信号带宽与频率分辨率之间的矛盾, 降低对波形数据计算量和存储量的要求; (2) 基于限定的波形数据对合成信号的频谱按一定规律进行调整, 提高其频谱的复杂度和可变性. 这两种序列也可用于其它一些宽带高频率分辨率周期信号(如某些宽带雷达信号)的直接数字合成.

2 直接数字合成原理及信号频谱分析

直接数字合成周期性(通信对抗背景)信号的系统一般主要由波形生成单元、波形存储器、寻址单元、数模转换器(DAC)、低通滤波器(LPF)等基本部分组成. 工作时, 首先波形生成单元根据所要合成的信号生成相应的波形序列(有些情况下还需要对序列进行预处理), 并将波形序列数据存入波形

收稿日期: 2003-02-19; 修回日期: 2003-05-27

基金项目: 国防科技基金资助项目(No. 2001JS63. 3. 1. KG0111)

存储器,然后,寻址单元对波形存储器进行周期寻址,将其中的波形序列数据读出,形成周期序列,DAC将此序列转换为模拟信号,此信号再经 LPF 滤波后即为实际合成的信号。

设波形存储器的地址范围为 0 至 $N-1$,DAC 的工作频率为 $1/T$,所要合成的时间连续周期信号为 $\tilde{x}_a(t)$ (其周期为 NT),它在区间 $[0, NT]$ 上是绝对可积的. 以时间间隔 T 对 $\tilde{x}_a(t)$ 进行采样可得周期序列 $\tilde{x}(n)$, 设 $\tilde{x}(n)$ 主值区间 $(0 \leq n \leq N-1)$ 的区间)上长度为 N 的序列为 $x(n)$, 则有

$$\tilde{x}(n) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} x(n - rN) = \tilde{x}_a(nT) \quad (1)$$

$x(n)$ 即为波形存储器中存储的波形序列, $\tilde{x}(n)$ 则是波形存储器输出至 DAC 的周期序列. 假设 DAC 工作在理想情况下,并设 $\tilde{x}(n)$ 经 DAC 转换后的模拟信号为 $\tilde{x}_A(t)$, $x(n)$ 的 N 点离散傅里叶变换(DFT)为 $X(k)$, $X(k)$ 以 N 为周期进行延拓后的周期序列为 $\tilde{X}(k)$, 则 $\tilde{x}_A(t)$ 的频谱函数(傅里叶变换) $\tilde{X}_A(j\Omega)$ 与 $\tilde{X}(k)$ 的关系为

$$\tilde{X}_A(j\Omega) = \exp(-j\Omega T/2) \text{Sa}(\Omega T/2) \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{2\pi}{N} \tilde{X}(k) \delta\left(\Omega - k \frac{2\pi}{NT}\right) \quad (2)$$

由上式可知, $\tilde{x}_A(t)$ 在角频率区间 $[0, 2\pi/T]$ 上有 N 个频率分量,角频率为 $2\pi k/(NT)$ 的频率分量的幅度为 $2\pi | \text{Sa}(\pi k/N) X(k) | / N$ (这里 $0 \leq k \leq N-1$). $\tilde{x}_A(t)$ 的频率分辨率(相邻两个频率分量之间的角频率间隔)为 $2\pi/(NT)$, 这也是合成信号的频率分辨率. 根据采样定理,合成信号最高频率分量的角频率(或带宽)应小于 π/T ; 所以,合成信号的频率分辨率同它的带宽以及波形存储器的容量 N 有关;在 N 确定的情况下,合成信号的最大带宽越大,其频率分辨率就会越差.

3 两种波形序列及其 DFT 分析

我们在直接数字合成周期性宽带通信对抗背景信号时,采用了序列设计的方法来缓解合成信号的带宽与频率分辨率之间的矛盾,降低了对波形数据计算量和存储量的要求,并且提高了合成信号的频谱复杂度和可变性. 这种方法的特点在于:(1) 基于限定的存储容量和波形数据,通过改变寻址方式和符号变换产生出具有不同周期和波形特征的序列;(2) 不需要调整系统的工作频率,从而不会影响合成信号的带宽;(3) 所设计的序列是对基本序列进行平移、反转或取负后的组合,因而合成的通信对抗背景信号中各子信号的基本调制特性并不发生变化(对目前军事通信中常用的调制方式而言). 下面给出基于 $x(n)$ 设计的两种序列,并推导它们与 $x(n)$ 之间的 DFT 关系.

序列一 $x_1(n)$ 是长度为 $4N+4$ 的序列,其表达式为:

$$x_1(n) = \begin{cases} x(n-1) & , 1 \leq n \leq N \\ -x(2N+1-n) & , N+2 \leq n \leq 2N+1 \\ x(n-2N-3) & , 2N+3 \leq n \leq 3N+2 \\ x(4N+3-n) & , 3N+4 \leq n \leq 4N+3 \\ 0 & , n=0, N+1, 2N+2, 3N+3 \end{cases} \quad (3)$$

$x_1(n)$ 的 $4N+4$ 点 DFT $X_1(k)$ 与 $x(n-1)$ 的 $4N+4$ 点补零 DFT $\bar{X}(k)$ 的关系为:

$$\begin{cases} X_1(k) = 2\bar{X}(k), & k=2m \text{ 时 } (m \text{ 为区间 } [0, 2N+1] \text{ 上的整数}) \\ X_1(k) = 2\bar{X}^*(k), & k=2m+1 \text{ 时} \end{cases} \quad (4)$$

证明

$$\begin{aligned} X_1(k) &= \sum_{n=0}^{4N+3} x_1(n) \exp\left[-j \frac{2\pi}{4N+4} kn\right] = \sum_{n=0}^{4N+3} x_1(n) W_{4N+4}^{kn} \\ &= \sum_{n=1}^{2N+1} x(n-1) W_{4N+4}^{kn} - \sum_{n=N+2}^{2N+1} x(2N+1-n) W_{4N+4}^{kn} \\ &\quad + \sum_{n=2N+3}^{3N+2} x(n-2N-3) W_{4N+4}^{kn} + \sum_{n=3N+4}^{4N+3} x(4N+3-n) W_{4N+4}^{kn} \\ &= \sum_{n=1}^{2N+1} x(n-1) W_{4N+4}^{kn} - \sum_{n=N+2}^{2N+1} x(N-n) W_{4N+4}^{k(n+N+1)} \\ &\quad + \sum_{n=2N+3}^{3N+2} x(n-1) W_{4N+4}^{k(n+2N+2)} + \sum_{n=3N+4}^{4N+3} x(N-n) W_{4N+4}^{k(n+3N+3)} \end{aligned}$$

当 $k=2m$ 时, $W_{4N+4}^{k(n+N+1)} = W_{4N+4}^{k(n+3N+3)}$,

$$\text{故 } X_1(k) = 2 \sum_{n=1}^{2N+1} x(n-1) W_{4N+4}^{kn} = 2\bar{X}(k).$$

当 $k=2m+1$ 时,

$$\begin{aligned} &\sum_{n=1}^{2N+1} x(n-1) W_{4N+4}^{kn} + \sum_{n=N+2}^{2N+1} x(N-n) W_{4N+4}^{k(n+3N+3)} \\ &= 2\text{Re}\left[\sum_{n=1}^{2N+1} x(n-1) W_{4N+4}^{kn}\right] = 2\text{Re}[\bar{X}(k)], \\ &\sum_{n=2N+3}^{3N+2} x(n-1) W_{4N+4}^{k(n+2N+2)} - \sum_{n=3N+4}^{4N+3} x(N-n) W_{4N+4}^{k(n+N+1)} \\ &= -j2\text{Im}\left[\sum_{n=1}^{2N+1} x(n-1) W_{4N+4}^{kn}\right] = -j2\text{Im}[\bar{X}(k)], \end{aligned}$$

$$\text{故 } X_1(k) = 2\text{Re}[\bar{X}(k)] - j2\text{Im}[\bar{X}(k)] = 2\bar{X}^*(k).$$

$x(n-1)$ 的 $4N+4$ 点补零 DFT 和 $N+1$ 点 DFT 都可以看成是对 $x(n-1)$ 的傅里叶变换的采样(它们模值的包络相同),只是采样间隔不同,而 $x(n-1)$ 的 $N+1$ 点 DFT 和 $x(n)$ 的 $N+1$ 点补零 DFT 的模相等(这里, $x(n-1)$ 是 $0 \leq n \leq N$ 的区间上长度为 $N+1$ 的序列,它在 $n=0$ 这一点的值为 0),再根据式(4)可知, $X_1(k)$ 和 $X(k)$ 模值的包络(形状)是相同的. 设 $x_1(n)$ 以 $4N+4$ 为周期进行延拓后的周期序列为 $\tilde{x}_1(n)$, $\tilde{x}_1(n)$ 经 DAC 转换后的模拟信号为 $\tilde{x}_{A1}(t)$, 则 $\tilde{x}_{A1}(t)$ 和 $\tilde{x}_A(t)$ 的幅频包络(形状)相同,但 $\tilde{x}_{A1}(t)$ 的频率分辨率相对于 $\tilde{x}_A(t)$ 提高了 4 倍多,为 $2\pi/(4NT+4T)$.

序列二 $x_2(n)$ 是长度为 $4N$ 的序列,其表达式为:

$$x_2(n) = \begin{cases} x(n) & , 0 \leq n \leq N-1 \\ -x(n-N) & , N \leq n \leq 2N-1 \\ x(n-2N) & , 2N \leq n \leq 3N-1 \\ x(n-3N) & , 3N \leq n \leq 4N-1 \end{cases} \quad (5)$$

$x_2(n)$ 的 $4N$ 点 DFT $X_2(k)$ 与 $x(n)$ 的 $4N$ 点补零 DFT $X(k)$ 的关系为:

$$\begin{cases} X_2(k) = 2X(k), & k=2m \text{ 时 } (m \text{ 为区间 } [0, 2N-1] \text{ 上的整数}) \\ X_2(k) = 2X(k) \exp\left[j \frac{k}{2} \pi\right], & k=2m+1 \text{ 时} \end{cases} \quad (6)$$

证明

$$\begin{aligned}
X_2(k) &= \sum_{n=0}^{4N-1} x_2(n) W_{4N}^{kn} \\
&= \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_{4N}^{kn} - \sum_{n=N}^{2N-1} x(n-N) W_{4N}^{kn} \\
&\quad + \sum_{n=2N}^{3N-1} x(n-2N) W_{4N}^{kn} + \sum_{n=3N}^{4N-1} x(n-3N) W_{4N}^{kn} \\
&= \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_{4N}^{kn} - \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_{4N}^{k(n+N)} \\
&\quad + \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_{4N}^{k(n+2N)} + \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_{4N}^{k(n+3N)} \\
&= X(k) \cdot (1 - W_{4N}^{kN} + W_{4N}^{2kN} + W_{4N}^{3kN}) \\
&= X(k) \cdot [1 - W_{4N}^{kN} + (-1)^k + (-1)^k W_{4N}^{kN}]
\end{aligned}$$

当 $k = 2m$ 时, $X_2(k) = 2X(k)$; $k = 2m + 1$ 时, $X_2(k) = -2X(k) W_{4N}^{kN} = 2X(k) \exp\left\{j \frac{k}{2} \pi\right\}$.

设 $x_2(n)$ 以 $4N$ 为周期进行延拓后的周期序列为 $\tilde{x}_2(n)$, $\tilde{x}_2(n)$ 经 DAC 转换后的模拟信号为 $\tilde{x}_{A2}(t)$, 根据式 (6) 的结论, $\tilde{x}_{A2}(t)$ 和 $\tilde{x}_A(t)$ 的幅频包络是相同的, 但 $\tilde{x}_{A2}(t)$ 的频率分辨率相对于 $\tilde{x}_A(t)$ 提高了 4 倍, 为 $2\pi/(4NT)$.

4 结论

本文首次提出两种用于直接数字合成周期性宽带通信对抗背景信号的波形序列, 并对它们的性质进行了 DFT 推导. 根据推导所得结论, 两种序列能够在不改变合成系统工作频率和存储容量并且不影响合成信号的幅频包络和基本时域特性的情况下将其频率分辨率提高四倍以上, 并且可以提高合成信号的频谱复杂度和可变性. 除通信对抗背景信号之外, 这两种序列对其它宽带高分辨率周期信号 (如某些宽带雷达信号) 的直接数字合成也具有重要的参考价值.

参考文献:

- [1] W A Gardner. Cyclostationary in communications and signal processing [M]. New York: IEEE, 1994.

- [2] S Qian, D Chen. Joint time-frequency analysis[J]. IEEE Signal Processing Magazine, March, 1999, 16(2): 51 - 67.
- [3] W A Gardner, W A Brown, C K Chen. Spectral correlation of modulated signals, Part I: Digital modulation [J]. IEEE Trans, 1987, COM-35(6): 595 - 601.
- [4] W Rihaczek. Signal energy distribution in time and frequency[J]. IEEE Trans on IT, 1968, 14(3): 396 - 374.
- [5] 田新广. 通信背景信号模拟系统的设计与关键问题的研究[D]. 湖南长沙: 国防科技大学研究生院, 2001.
- [6] 田新广, 张尔扬, 邬书跃. DDS 幅度量化杂散信号的频谱研究[J]. 通信学报, 2003, 24(7): 79 - 85.
- [7] 费元春, 陈世伟, 米红. 基于 DDS 的宽带雷达信号产生技术研究[J]. 电子学报, 2001, 29(8): 1022, 1027.

作者简介:



田新广 男, 1976 年生于河北吴桥, 分别于 1998 年和 2001 年在国防科技大学获工学学士和硕士学位, 现为国防科技大学与北京首信集团联合培养博士研究生, 参与完成多项国防重大科研项目, 发表论文 10 余篇, 主要研究方向为信号与信息处理、宽带信号合成.

高立志 男, 1966 年生于甘肃镇原, 现为清华大学电子工程系博士后, 发表论文二十余篇, 主要研究方向为数字信号处理、机器视觉与智能检测.

张尔扬 男, 1941 年生于浙江, 现为国防科技大学电子科学与工程学院教授、博士生导师, 中国通信学会会士, 中国电子学会高级会员, 中国密码学会理事, 上届国家“863”航天领域专家委员会专家, 享受政府特殊津贴, 主要研究方向为数字信号处理、通信对抗、雷达信号模拟、卫星通信.