

扩频系统频域窄带干扰抑制算法加窗损耗研究¹

曾祥华 李峥嵘 王飞雪

(国防科技大学卫星导航定位研发中心 长沙 410073)

摘要: 扩频系统频域抗干扰算法通常采用数据加窗降低截断引起的频谱泄漏,采用数据重叠降低加窗带来的信噪比损耗.该文分析了数据加窗带来的信噪比损耗,研究了采用数据重叠后的信号合成输出问题,在 Capozza(2000)的重叠选择输出方法的基础上提出了一种重叠相加输出方法.理论分析和仿真结果表明,与重叠选择输出方法相比,重叠相加输出方法减小了数据加窗引入的信噪比损耗,代价是增加了少量的加法运算.

关键词: 频域抗干扰,加窗损耗,重叠,数据合成

中图分类号: TN914.42 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)08-1276-06

Study on Windowing Degradation of Frequency-Domain Narrowband Interference Suppression Algorithms in Spread Spectrum System

Zeng Xiang-hua Li Zheng-rong Wang Fei-xue

(Satellite Navigation and Positioning R&D Center, National Univ. of Defense Tech.,
Changsha 410073, China)

Abstract In spread spectrum system, frequency-domain interference suppression algorithms always use data windows to reduce the spectral leakage associated with truncation, and employ overlap to lessen the SNR degradation due to windowing. In this paper, the windowing degradation and the data composing are studied. An improved method has been put forward to compose the data after overlap based on Capozza's(2000) method. The analyzed and simulated results show that the new method leads to a less SNR degradation than Capozza's method at the cost of a few more addition.

Key words Frequency-domain interference suppression, Windowing degradation, Overlap, Data composing

1 引言

频域抗干扰算法的基本思想是根据有用信号和干扰信号的不同频谱特性,利用数字处理技术对信号频谱进行处理.频域抗干扰算法需要准确估计信号的频谱^[1],以达到有效抑制干扰、保留有用信号的目的. FFT 是常用的频谱估计方法之一,基于 FFT 的频域抗干扰算法的流程图如图 1 所示.

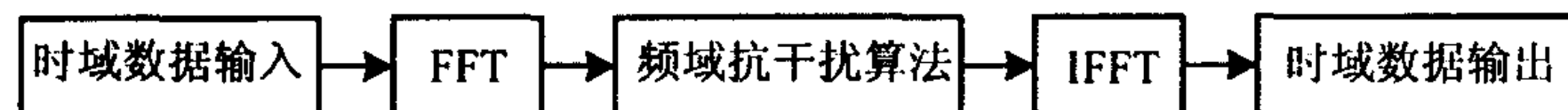


图 1 频域抗干扰基本流程图

¹ 2003-04-19 收到, 2003-07-25 改回
国家部级资助项目

由于数据截断的影响, 用 FFT 方法估计的信号频谱存在频谱泄漏^[2]。加窗可以减小频谱泄漏, 却会带来额外的信噪比损耗; 重叠加窗可以在一定程度上降低加窗损耗, 但存在数据合成输出问题。针对重叠加窗后的数据合成问题, Capozza 提出了一种选择输出方式^[3], 使得 1/2 重叠时布莱克曼-海瑞斯 (Blackman-Harris) 窗损耗由未重叠时的 3dB 降为 0.6dB; 本文在 Capozza 的研究基础上进一步研究了加窗引入的信噪比损耗问题, 提出了一种重叠相加输出方法, 使得相同条件下的信噪比损耗由 3 dB 降为 0.3 dB。研究表明, 对于一般的数据窗, 相加输出法的损耗均小于选择输出法。

2 数据加窗及其引入的信噪比损耗

在扩频系统频域抗干扰算法中, 通常对输入数据分段进行 FFT 变换, 分段数据周期延拓后的非连续性会导致频谱泄漏现象, 通常可以采用对分段数据进行加窗的方法减小频谱泄漏^[2]。从时域来看, 加窗 (常规 FFT 采用矩形窗, 本文中加窗指加非矩形窗) 实质上是对输入数据进行加权, 窗函数从中心向两端逐步衰减, 保证了数据段两端的平滑, 从而达到减小频谱泄漏的目的。加窗的目的在于准确地估计信号频谱, 然而却会使输入信号发生畸变, 从而带来额外的信噪比损耗。下面讨论数据加窗带来的信噪比损耗^[2,4]。

设 $x(k)$ 是接收信号的样本序列:

$$x(k) = Ap(k) + n(k) \quad (1)$$

其中 $p(k)$ 为等概取值 ± 1 的 PN 码序列, 其长度为 N ; $n(k)$ 是均值为零、方差为 σ_n^2 的高斯白噪声序列; A 为信号幅度。

对 $x(k)$ 进行加窗 (窗函数为 $w(k)$) 处理

$$x_w(k) = Ap(k)w(k) + n(k)w(k) \quad (2)$$

对 $x_w(k)$ 进行长度为 N 的相关解扩并积分, 得

$$z = \sum_{k=1}^N x_w(k)p(k) = \sum_{k=1}^N Aw(k) + \sum_{k=1}^N w(k)n(k)p(k) \quad (3)$$

求相关输出的均值与方差:

$$E[z] = A \sum_{k=1}^N w(k) \quad (4)$$

$$D[z] = \sigma_n^2 \sum_{k=1}^N w^2(k) \quad (5)$$

相应输出信噪比为

$$\text{SNR}_w = A^2 \left[\sum_{k=1}^N w(k) \right]^2 / \sigma_n^2 \sum_{k=1}^N w^2(k) \quad (6)$$

分析方法同上, 不加窗时相关输出信噪比为

$$\text{SNR}_0 = NA^2 / \sigma_n^2 \quad (7)$$

所以加窗带来的额外的信噪比损耗可以表示为

$$SNRw_{loss} = \left[\sum_{k=1}^N w(k) \right]^2 / N \sum_{k=1}^N w^2(k) \quad (8)$$

由式 (8) 可以看出, 不同的数据窗带来的信噪比损耗不同, 表 1 给出了长度为 512 的不同数据窗的信噪比损耗. 由表 1 可以得到, 布莱克曼 (Blackman) 窗引入的信噪比损耗为 2.381 dB; 布莱克曼-海瑞斯窗引入的信噪比损耗为 3.028 dB.

表 1 不同的数据合成方式带来的信噪比损耗

	加窗未重叠 (dB)	1/3 重叠损耗 (dB)		1/2 重叠损耗 (dB)		2/3 重叠损耗 (dB)	
		相加	选择	相加	选择	相加	选择
三角窗	1.249	0.090	0.349	0	0.158	0.018	0.059
海明窗	1.351	0.116	0.378	0	0.125	0	0.026
汉宁窗	1.769	0.252	0.472	0	0.152	0	0.031
布莱克曼窗	2.381	0.708	0.885	0.080	0.338	0	0.077
布莱克曼-海瑞斯窗	3.028	1.292	1.379	0.330	0.590	0.002	0.146

3 利用重叠减小加窗损耗

加窗会带来一定的信噪比损耗, 可以采取一定的措施来减小加窗损耗, 通常的解决方法是对数据进行重叠加窗^[2,3,5]. 假设分段数据长度为 N , 重叠的比例因子为 $r(0 \leq r < 1)$, 重叠加窗方法如图 2 所示.

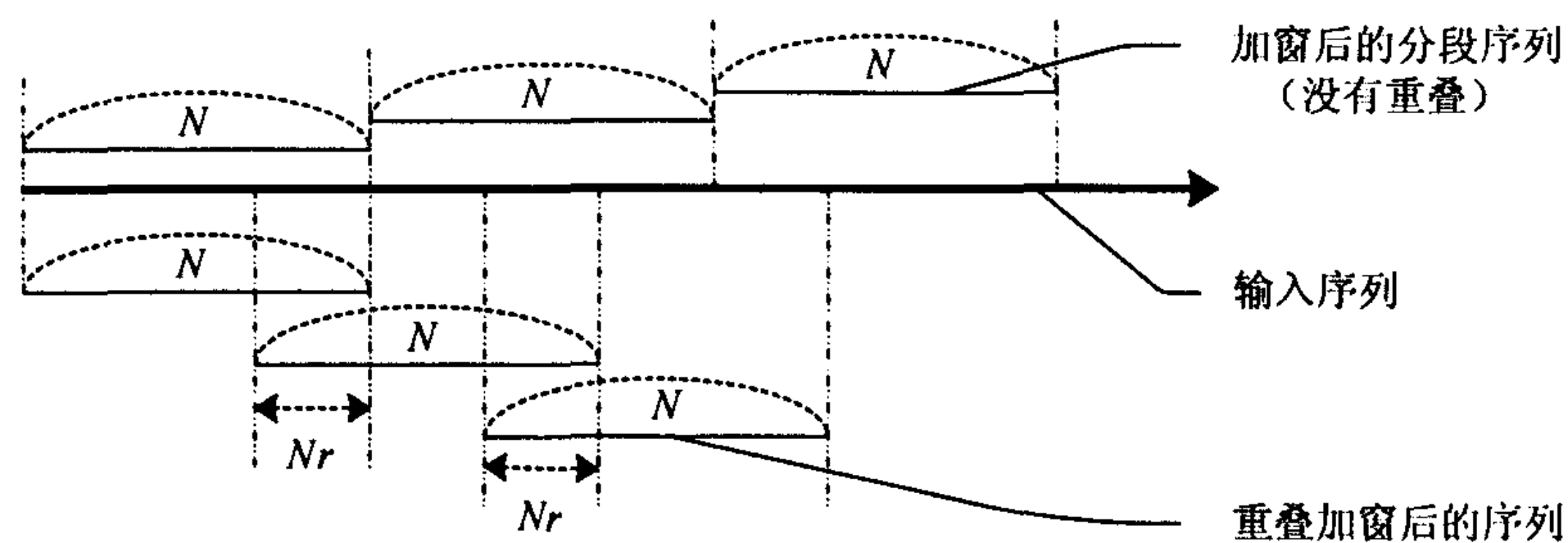


图 2 重叠加窗示意图

一般情况下 (矩形窗除外), 重叠比例越大, 加窗损耗越小, 但是重叠比例增大意味着计算量增大, 这是一对矛盾. 实际中重叠比例的选择取决于硬件条件和性能要求. 本文针对实际中最常用的 1/2 重叠展开分析, 其分析方法适用于任意的重叠比例. 采用 1/2 重叠加窗的频域抗干扰框图^[3] 如图 3 所示.

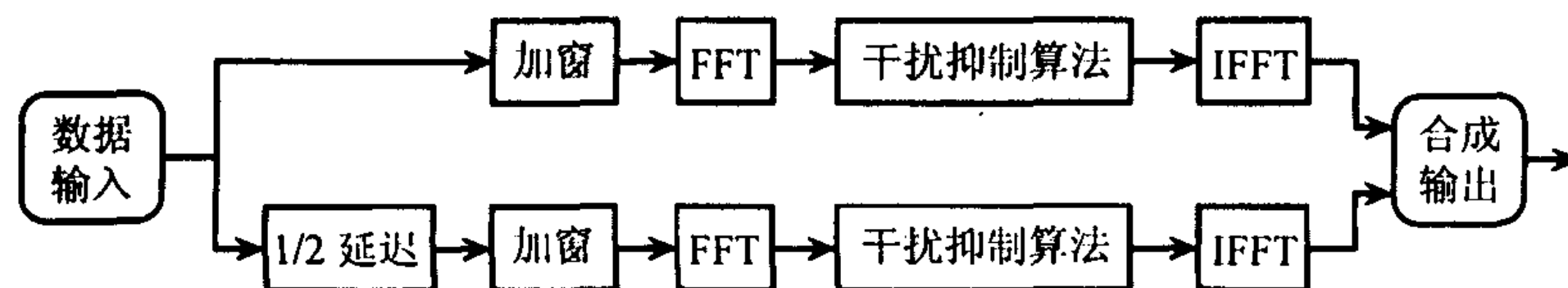


图 3 1/2 重叠加窗算法流程图

4 数据合成输出

如图 3 所示，对信号进行重叠加窗后，需要考虑的另外一个问题是如何将两路数据合成一路数据作为最终的输出结果。针对这个问题，Capozza 提出了一种选择输出方法^[3]，做法是各取两路数据的中间 1/2 部分，链接起来作为最终输出(图 4)。本文对 Capozza 的方法进行了改进，将两段数据的重叠部分相加作为最终输出(图 4)。为方便起见，本文称第一种方法为选择输出，第二种方法为相加输出。

从时域来看，窗函数从中间向两端逐渐衰减，越靠近两端，衰减越严重，引起的信号畸变也越大，从而带来的信噪比损耗越大。如果仅仅选择中间的一部分数据作为最终的输出，则可以在一定程度上减小信噪比损耗。Capozza 基于此提出了选择输出方法。本文进一步研究了窗函数的衰减特性，并充分利用相邻数据段的重叠部分，提出了相加输出方法。下面分析采用两种不同的数据合成输出方法时 1/2 重叠加窗带来的信噪比损耗。

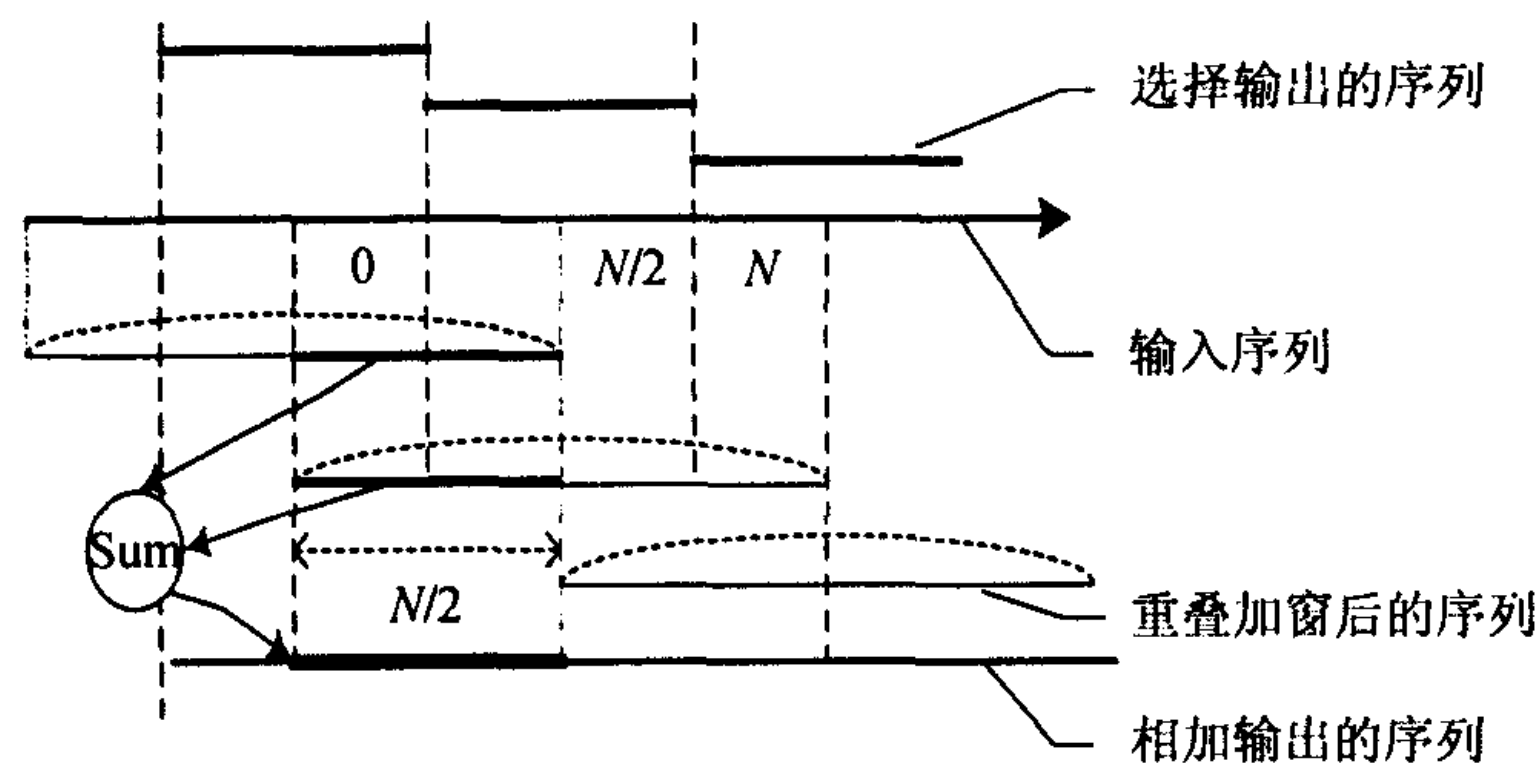


图 4 选择输出和相加输出示意图

采用选择输出方法时，重叠加窗后输出序列为

$$x_{w_1}(k) = Ap(k)w_1(k) + n(k)w_1(k) \tag{9}$$

其中

$$w_1(k) = \begin{cases} w(k + N/4), & 1 \leq k \leq N/2 \\ w(k - N/4), & N/2 < k \leq N \end{cases}$$

按照式(2)–(8)的推导方法，可得

$$SNR_{w_{loss_sellap}} = 2 \left[\sum_{k=N/4+1}^{3N/4} w(k) \right]^2 / N \sum_{k=N/4+1}^{3N/4} w^2(k) \tag{10}$$

采用相加输出方法时，重叠加窗后输出序列为

$$x_{w_2}(k) = Ap(k)w_2(k) + n(k)w_2(k) \tag{11}$$

其中

$$w_2(k) = \begin{cases} w(k) + w(k + N/4), & 1 \leq k \leq N/2 \\ w(k - N/4) + w(k), & N/2 < k \leq N \end{cases}$$

方法同上，可得

$$SNR_{w_{loss_addlap}} = \frac{2 \left[\sum_{k=1}^{N/2} [w(k) + w(k + N/2)] \right]^2}{N \sum_{k=1}^{N/2} [w(k) + w(k + N/2)]^2} \tag{12}$$

表 1 给出了窗长 512，不同的重叠比例下，选择输出和相加输出带来的信噪比损耗情况。从表 1 可以看出，重叠可以降低加窗损耗，而且重叠比例越大，加窗损耗越小。除采用矩形窗外，采用一般数据窗时相加输出的损耗要小于选择输出的损耗。如采用布莱克曼窗和 1/2 数据重叠时，选择输出带来的损耗为 0.338 dB，而相加输出的损耗仅为 0.080 dB；采用布莱克曼-海瑞斯窗和 1/2 数据重叠时，选择输出的损耗为 0.590 dB，而相加输出的损耗为 0.330 dB。

5 仿真结果

本文的最后利用仿真方法对上述结论进行了验证。仿真基本条件为：伪码为长度为 255 的 m 序列，码速率 4.08 Mbps，输入信噪比 -20 dB，加性高斯白噪声带宽 8.16 MHz，奈奎斯特采样，高斯窄带干扰带宽 1 MHz，干噪比 35 dB，干扰中心频率与信号中心频率相同，加布莱克曼窗，窗长和 FFT 长度均为 256，采用 1/2 重叠；单次仿真数据长度为 2000 信息比特，实验重复了 10 次。

图 5 给出了采用不同的数据合成方法时的输出信噪比，图中的输出信噪比波动是由于输入噪声功率波动造成的，仿真中输入信噪比实际为 -20 dB 左右；加大仿真数据长度可以减小这种波动。从图 5 可以看出，在无干扰的情况下，加窗无重叠的输出信噪比均值为 4.663 dB，重叠选择的输出信噪比均值为 6.744 dB，重叠相加的输出信噪比均值为 7.003 dB；在有干扰的情况下，加窗无重叠的输出信噪比均值为 3.024 dB，重叠选择的输出信噪比均值为 5.188 dB，重叠相加的输出信噪比均值为 5.308 dB。

无干扰时，加窗无重叠的信噪比损耗为 2.425 dB，重叠选择的信噪比损耗为 0.344 dB，重叠相加的信噪比损耗为 0.085 dB，相加输出法可以获得比选择输出法多 0.259 dB 的信噪比增益，仿真结果与理论计算结果 (表 1) 完全吻合；有干扰时，选择输出的损耗比加窗无重叠的损耗少 2.164 dB，相加输出的损耗比加窗无重叠的损耗少 2.284 dB，相加输出法可以获得比选择输出法多 0.120 dB 的信噪比增益，仿真结果与理论计算结果 (表 1) 基本一致，但相加输出法的优势有所减缓。

相加输出和选择输出的这种差异可以从时域直观地得到解释。考察长度为 512 的布莱克曼窗，对于分段长度为 512 的数据段来说，1/2 重叠相加输出和选择输出时其所加窗实质上如图 6 所示。显然，未重叠时窗函数对输入数据的畸变最大，选择输出其次，相加输出最小。

考虑到硬件实现，相加输出比选择输出多 $N \times r$ 个加法操作。

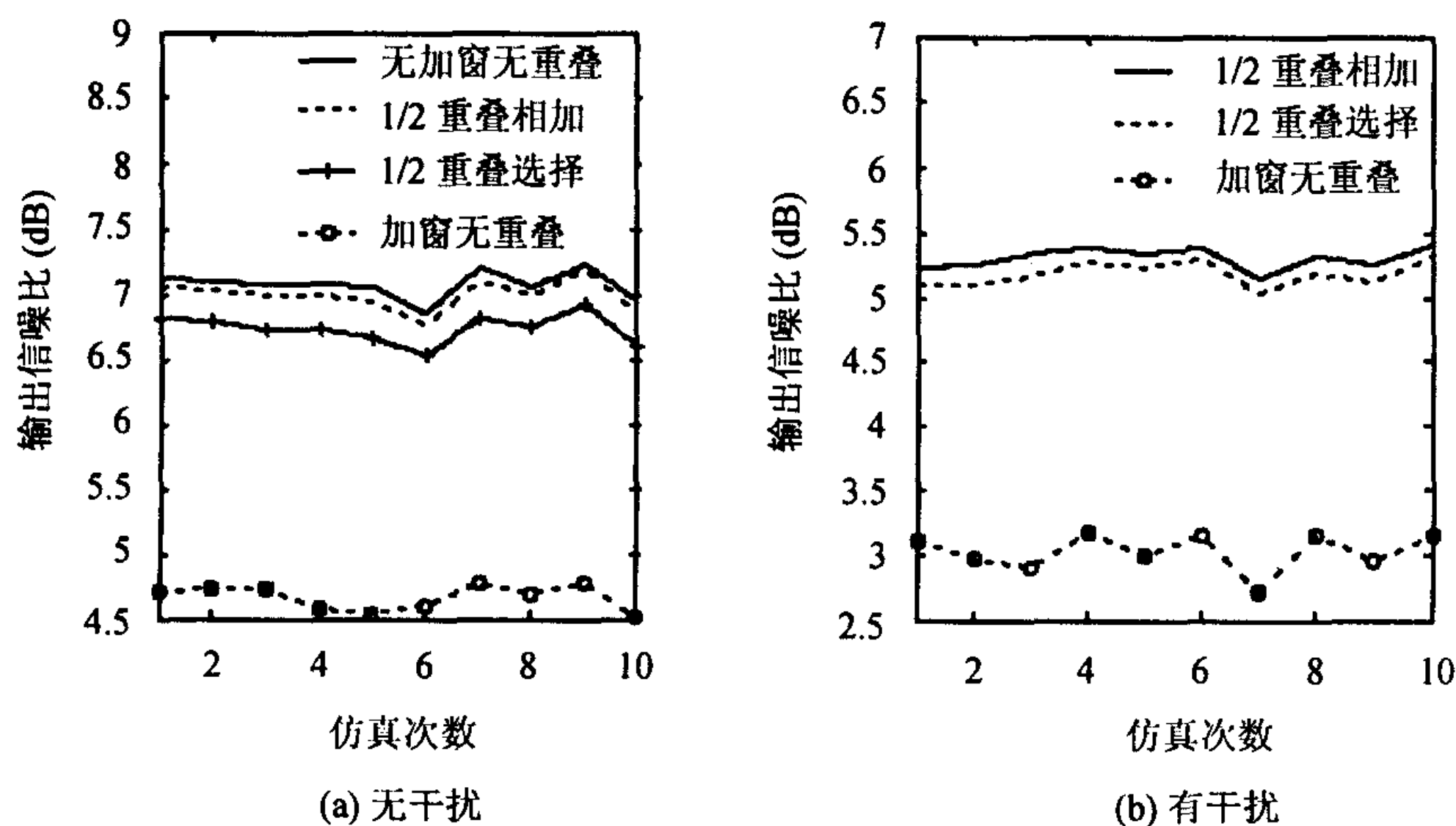


图 5 采用不同数据合成方法的输出信噪比较

6 结束语

本文研究了频域抗干扰算法中数据窗引入的信噪比损耗问题, 讨论了两种不同的数据合成方法。理论分析和仿真结果表明, 相加输出法能够获得比选择输出法更少的信噪比损耗, 其代价是增加少量的加法运算。文中给出了不同数据窗加窗损耗的对比情况, 结果表明相加输出是一种有效的数据合成方法。

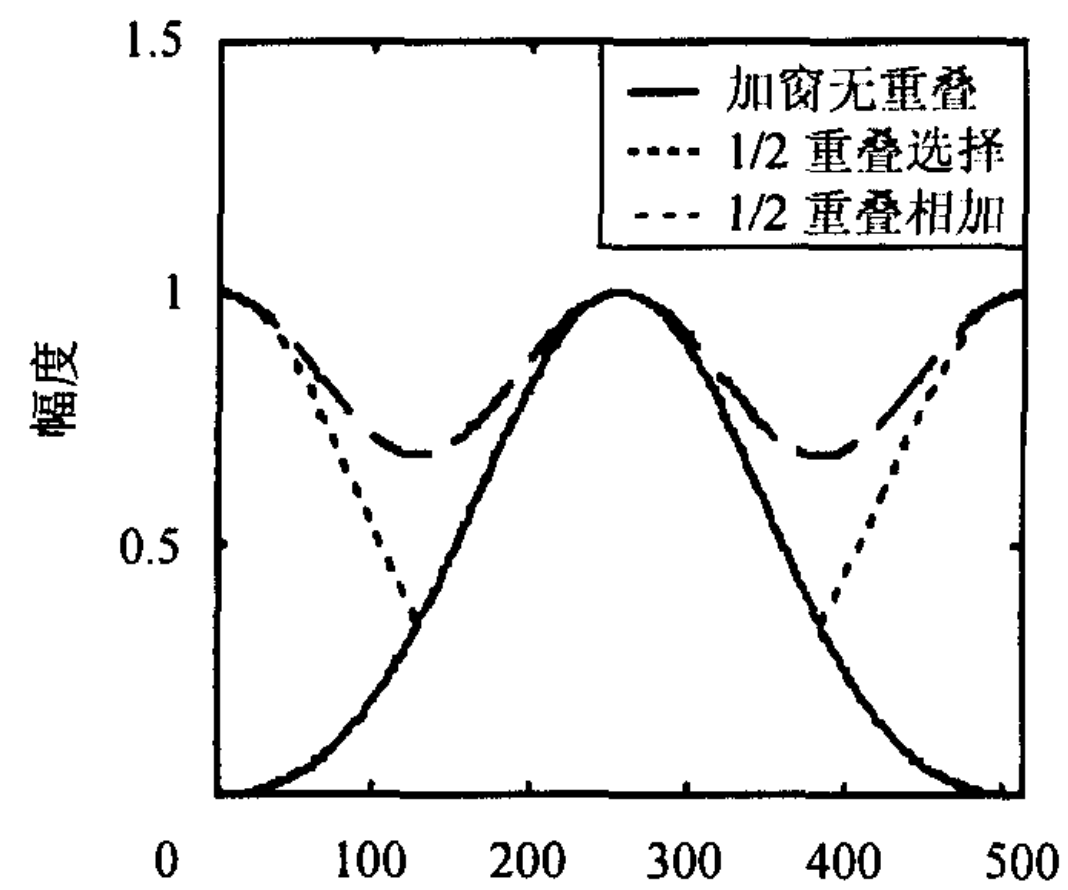


图 6 不同数据合成方式下加窗示意图

参 考 文 献

- [1] Young J A, Lehnert J S. Analysis of DFT-based frequency excision algorithms for direct-sequence spread-spectrum communications [J]. *IEEE Trans. on Communications*, 1998, 46(8): 1076-1087.
- [2] Harris F J. On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform [J]. *Proc. IEEE*, 1978, 66(1): 51-83.
- [3] Capozza P T, Holland B J, Hopkinson T M, Landrau R L. A single-chip narrow-band frequency-domain excisor for a global position system (GPS) [J]. *IEEE J. of Solid-State Circuits*, 2000, 35(3): 401-411.
- [4] 朱近康. CDMA 通信技术 [M]. 北京: 人民邮电出版社, 2001: 11-20.
- [5] Welch P D. The use of fast Fourier transform for the estimation of power spectra: A method based on time averaging over short modified periodograms [J]. *IEEE Trans. on Audio and Electroacoustics*, 1967, AU-15(2): 70-73.

曾祥华: 男, 1979 年生, 硕士生, 目前从事扩频通信抗干扰研究。

李峥嵘: 男, 1970 年生, 博士生, 主要从事扩频通信、通信抗干扰、信号处理、导航通信等方面的研究工作。

王飞雪: 男, 1971 年生, 博士, 教授, IEEE 会员, 目前从事卫星导航定位、扩频信号处理、全数字接收机领域的研究。已发表国内外期刊论文 10 余篇, 获部委级科技进步一等奖 2 项, 二等奖 1 项。