



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104503951 A

(43) 申请公布日 2015. 04. 08

(21) 申请号 201510027417. 1

(22) 申请日 2015. 01. 20

(71) 申请人 武汉大学

地址 430072 湖北省武汉市武昌区珞珈山武汉大学

(72) 发明人 文必洋 谭剑 田应伟 李柯

(74) 专利代理机构 武汉科皓知识产权代理事务所(特殊普通合伙) 42222

代理人 薛玲

(51) Int. Cl.

G06F 17/14(2006. 01)

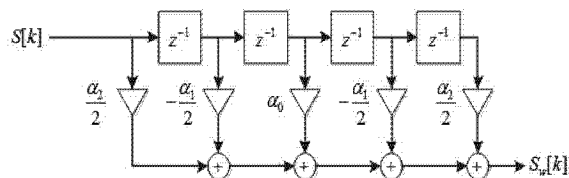
权利要求书1页 说明书5页 附图3页

(54) 发明名称

一种基于频域卷积的加窗方法

(57) 摘要

本发明公开了一种基于频域卷积的加窗方法,涉及到时频变换中加窗降低旁瓣的情况。基于时域相乘相当于频域卷积的原理,将常规加窗在时域进行相乘转换到频域进行卷积。常用的余弦窗在频域表达式只需要用少数几个点表示即可,所以卷积运算采用简单的滤波器结构就能实现,对于只对部分频点感兴趣的时频变换,在频域进行特定频点的卷积加窗,可以极大程度地减少运算量。该方法用于时频变换后再降低旁瓣,具有结构灵活简单,通用性好,计算量少等优点。



1. 一种基于频域卷积的加窗方法,其特征在于,包括以下步骤:

步骤1:对时域数据进行时频转换,得到特定的感兴趣的频点;

步骤2:根据选用的窗函数确定滤波器阶数,并计算相应的滤波器系数;

步骤3:将滤波器系数转换为canonic signed digit(CSD) 编码,利用移位加法运算完成滤波器系数相乘;

步骤4:将特定感兴趣的频点数据进行循环拓展,并将数据送入滤波器,滤波器输出结果即为加窗降低旁瓣的数据。

2. 根据权利要求1所述的基于频域卷积的加窗方法,其特征在于:步骤2中所述的窗函数仅限于余弦窗,包括Hanning窗、Hamming窗和Blackman窗。

3. 根据权利要求1所述的基于频域卷积的加窗方法,其特征在于:步骤2中所述的滤波器系数由窗函数决定。

4. 根据权利要求1、2或3所述的基于频域卷积的加窗方法,其特征在于:步骤4中所述的循环拓展,循环拓展的点数由滤波器的阶数决定,当采用5阶滤波器时,拓展两个频点数据;当采用3阶滤波器时,拓展一个频点数据。

一种基于频域卷积的加窗方法

技术领域

[0001] 本发明属于信号频谱分析技术领域,涉及一种时频变换中用于降低旁瓣的加窗方法,具体地说就是利用频域卷积运算来代替时域相乘的加窗操作,达到减少存储资源和计算量的目的。

背景技术

[0002] 在信号频谱分析时,窗函数用于降低旁瓣。传统的窗函数在硬件上的实现方法,是利用查找表(LUT)存储窗系数,占用大量的存储资源,乘法器的计算时间复杂度也正比于系统字长,而且窗系数的长度不能更改。根据余弦窗需要预先计算并存储余弦值的特点,学者提出了利用CORDIC计算窗函数的方法,该方法能直接计算窗系数,并完成窗系数与数据相乘的操作,且方便更改窗的长度。但是CORDIC计算消耗资源多,而且需要计算出与整个时域数据点数相当的窗系数,同样会消耗较大的硬件资源。

[0003] 在大部分应用场合下,由于采用高采样率,在时频变换之后只需要其中部分感兴趣的频点。比如在线性调频系统中的stretch处理时频变换,只对其中极少部分频点感兴趣,即输入数据点数远大于输出数据点数。如果是进行时域加窗,无论计算的频点数多少,都要进行与时域点数相当的乘法运算,而且需要存储相应点数的窗系数。

[0004] 在常规加窗条件下,使用较多的是余弦窗函数,三个余弦窗的表达式如下所示,将他们的值预先计算好并存储起来,分别与时域数据进行相乘,然后再进行时频变换,达到降低旁瓣的目的。

[0005] Hanning: $w(n) = 0.5(1 - \cos(2\pi \frac{n}{N}))$, $0 \leq n \leq N-1$; (1)

[0006] Hamming: $w(n) = 0.54 - 0.46 \cos(2\pi \frac{n}{N})$, $0 \leq n \leq N-1$; (2)

[0007] Blackman: $w(n) = 0.42 - 0.5 \cos(2\pi \frac{n}{N}) + 0.08 \cos(2\pi \frac{2n}{N})$, $0 \leq n \leq N-1$ 。(3)

发明内容

[0008] 本发明主要解决时频变换中加窗操作需要预先计算并存储相应点数的窗系数,消耗大量存储和计算资源,而且通用性差的问题。

[0009] 本发明所采用的技术方案是:一种基于频域卷积的加窗方法,其特征在于,包括以下步骤:

[0010] 步骤1:对时域数据进行时频转换,得到特定的感兴趣的频点;

[0011] 步骤2:根据选用的窗函数确定滤波器阶数,并计算相应的滤波器系数;

[0012] 步骤3:将滤波器系数转换为canonic signed digit(CSD)编码,利用移位加法运算完成滤波器系数相乘;

[0013] 步骤4:将特定感兴趣的频点数据进行循环拓展,并将数据送入滤波器,滤波器输

出结果即为加窗降低旁瓣的数据。

[0014] 作为优选,步骤 2 中所述的窗函数仅限于余弦窗,包括 Hanning 窗、Hamming 窗和 Blackman 窗。

[0015] 作为优选,步骤 2 中所述的滤波器系数由窗函数决定。

[0016] 作为优选,步骤 4 中所述的循环拓展,循环拓展的点数由滤波器的阶数决定,当采用 5 阶滤波器时,拓展两个频点数据;当采用 3 阶滤波器时,拓展一个频点数据。

[0017] 本发明基于时域相乘等效于频域卷积的原理,提供了一种在频域加窗的方法,无需计算和存储窗系数,方便更改加窗数据点数,对特定频点进行加窗,极大程度减少了计算量。

[0018] 本发明具有下列优点和积极效果:

[0019] 1、在时频变换中,可以只计算感兴趣的频点,当只对感兴趣的频点进行卷积加窗时,运算量少;

[0020] 2、不用预先计算和存储窗系数,而且可以适用于任何长度的频点加窗;

[0021] 3、采用滤波器实现卷积运算,结构简单灵活,采用移位相加的方式实现滤波器系数相乘,提高运算速度减小硬件压力。

附图说明

[0022] 图 1:本发明实施例的滤波器结构;

[0023] 图 2:本发明实施例的移位累加运算实现滤波器系数相乘原理图;

[0024] 图 3:本发明实施例的 Hamming 窗效果对比图;

[0025] 图 4:本发明实施例的 Hanning 窗效果对比图;

[0026] 图 5:本发明实施例的 Blackman 窗效果对比图。

具体实施方式

[0027] 为了便于本领域普通技术人员理解和实施本发明,下面结合附图及实施例对本发明作进一步的详细描述,应当理解,此处所描述的实施例仅用于说明和解释本发明,并不用于限定本发明。

[0028] 本发明所采用的技术方案是:一种基于频域卷积的加窗方法,其特征在于,包括以下步骤:

[0029] 步骤 1:对时域数据进行时频转换,得到特定的感兴趣的频点;

[0030] 步骤 2:根据选用的窗函数确定滤波器阶数,并计算相应的滤波器系数;窗函数仅限于余弦窗,包括 Hanning 窗、Hamming 窗和 Blackman 窗;滤波器系数由窗函数决定。

[0031] 步骤 3:将滤波器系数转换为 canonic signed digit(CSD) 编码,利用移位加法运算完成滤波器系数相乘;

[0032] 步骤 4:将特定感兴趣的频点数据进行循环拓展,并将数据送入滤波器,滤波器输出结果即为加窗降低旁瓣的数据;其中循环拓展的点数由滤波器的阶数决定,当采用 5 阶滤波器时,拓展两个频点数据;当采用 3 阶滤波器时,拓展一个频点数据。

[0033] 本发明主要是对信号加余弦窗,将余弦窗用统一的表达式书写如下:

$$[0034] \quad w(n) = \alpha_0 - \alpha_1 \cos(2\pi \frac{n}{N}) + \alpha_2 \cos(2\pi \frac{2n}{N}), \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (4)$$

[0035] 其中, $w(n)$ 表示窗函数值, $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2$ 分别为对应的阶次的系数, 窗函数不同, 他们的系数就不同, N 表示窗函数长度。

[0036] 将上式进行 DFT 变换, 可得窗函数在频域的表达式 $W[k], k = 0, 1, \dots, N-1$,

$$[0037] \quad W[k] = \begin{cases} \alpha_0 N, & k = 0 \\ \alpha_1 N/2, & k = \pm 1 \\ \alpha_2 N/2, & k = \pm 2 \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (5)$$

[0038] 在实际的谱分析中, 只考虑信号的相对大小, 因此将 (5) 中的 N 省略。窗函数用于降低信号旁瓣, 是通过在时域对信号进行窗系数加权, 然后进行时频变换的。

$$[0039] \quad s_w(n) = s(n) * w(n) \quad (6)$$

[0040] 其中 $s(n)$ 和 $s_w(n)$ 为时域数据加窗前和加窗后的表达式, 将式子 (6) 的计算过程转换到频域, 加窗前后的数据分别对应频域数据 $S[k]$ 和 $S_w[k]$, 则在频域加窗后的表达式为:

$$[0041] \quad S_w[k] = \alpha_0 S[k] - \frac{\alpha_1}{2} S[k+1] - \frac{\alpha_1}{2} S[k-1] + \frac{\alpha_2}{2} S[k+2] + \frac{\alpha_2}{2} S[k-2] \quad (7)$$

[0042] 时域相乘等效于频域的圆周卷积, 上述式子即为频域卷积加窗的结果, 其中 $S[k+1], S[k-1]$ 分别为 $S[k]$ 循环左移和循环右移之后的序列, 本发明就是采用滤波器结构在频域实现式子 (7) 过程。

[0043] 下面举例介绍式子 (7) 的实现过程。假设需要进行加窗的频点数为 8 个, 数据频域序列分别为 $S = [a_1, a_2, \dots, a_8]$, 窗函数对应的频域加权序列为 $B = [b_1, b_2, \dots, b_5]$ (采用 Hanning, Hamming 窗时, 只有三个加权值, Blackman 则有五个加权值), 则式子 (7) 中对应的 $S[k]$ 循环移位之后的序列分别为:

$$[0044] \quad S[k+2] a_3 \ a_4 \ a_5 \ a_6 \ a_7 \ a_8 \ a_1 \ a_2$$

$$[0045] \quad S[k+1] a_2 \ a_3 \ a_4 \ a_5 \ a_6 \ a_7 \ a_8 \ a_1$$

$$[0046] \quad S[k] a_1 \ a_2 \ a_3 \ a_4 \ a_5 \ a_6 \ a_7 \ a_8 \quad (8)$$

$$[0047] \quad S[k-1] a_8 \ a_1 \ a_2 \ a_3 \ a_4 \ a_5 \ a_6 \ a_7$$

$$[0048] \quad S[k-2] a_7 \ a_8 \ a_1 \ a_2 \ a_3 \ a_4 \ a_5 \ a_6$$

[0049] 根据线性卷积和圆周卷积的关系可知, 要将线性卷积的结果进行循环移位相加才能得到圆周卷积的结果。采用将频域序列拓展的方法来实现 $S_w[k]$ 的计算, 能够有效避免直接线性卷积后再相加的麻烦。具体实现是, 将待加权的频域序列首尾进行 2 个数 (3 阶滤波器值需要拓展 1 个点) 的循环拓展, 拓展之后的序列个数为 $N+4$, 然后与窗系数 $[b_1, b_2, b_3, b_4, b_5]$ 进行卷积。

$$[0050] \quad S'_L[k] = [b_1, b_2, b_3, b_4, b_5] \begin{bmatrix} a_7 & a_8 & a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & a_5 & a_6 & a_7 & a_8 & a_1 & a_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_7 & a_8 & a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & a_5 & a_6 & a_7 & a_8 & a_1 & a_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_7 & a_8 & a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & a_5 & a_6 & a_7 & a_8 & a_1 & a_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_7 & a_8 & a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & a_5 & a_6 & a_7 & a_8 & a_1 & a_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_7 & a_8 & a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & a_5 & a_6 & a_7 & a_8 & a_1 & a_2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

[0051] 结合式子 (7) (8) (9) 得到如下关系式：

$$[0052] \quad S_w[k] = S'_L[k+4], k = 1, \dots, N(10)$$

[0053] 通过构造式子 (9) 的计算过程, 只需要截取部分线性卷积的结果就能完全代替频点加窗的运算。当只有 3 个加权系数时, 首尾分别拓展一个数据点, 式子 (10) 则简化为 $S_w[k] = S'_L[k+2], k = 1, \dots, N$ 。

[0054] 由上述内容可知, 在时域进行相乘加窗时, 需要进行 N 次乘法运算。假设只对特定的 $M (M \leq N)$ 个频点进行频域加窗, 则需要 $5M$ 次乘法和 $4M$ 次加法运算。当 $N > 5M$ 时, 进行频域卷积加窗的运算量就会比时域相乘少, 而且不需要存储相应的窗系数。在实际应用中, 由于采用了高采样率, 我们往往都只对其中少部分频点感兴趣, 所以利用频域卷积加窗是有优势的。另外, 频域加窗的乘法器系数为常数, 也更利于硬件实现。

[0055] 将式子 (9) 用 FIR 滤波器表示, 如图 1 所示, 其中 $[b_1, b_2, b_3, b_4, b_5]$ 对应于滤波器系数 $[\frac{\alpha_2}{2}, -\frac{\alpha_1}{2}, \alpha_0, -\frac{\alpha_1}{2}, \frac{\alpha_2}{2}]$ 。应用 FIR 滤波进行数据加窗, 滤波器阶数较小, 只有 5 阶 (3 阶),

但仍需要乘法器和累加器资源。考虑这里是常数乘法, 对滤波系数采用正则符号数 (CSD) 编码来替代乘法器, 以进一步减少硬件资源。

[0056] 对照式子 (1 ~ 4), 可知滤波系数的值。这里将滤波器系数作归一化处理, 减少乘法器个数, 所以三种窗函数对应的滤波器系数如表 1 所示。

[0057] 表 1 三种窗函数对应的滤波器系数

[0058]

窗函数	滤波器系数
Hanning	$[-1 \ 2 \ -1]$
Hamming	$[-1 \ 2.3478 \ -1]$
Blackman	$[1 \ -6.25 \ 10.5 \ -6.25 \ 1]$

[0059] 请见图 2, 在本处的滤波器实现中, 都是将 $S[k]$ 与表 1 中的常系数相乘。与时域加窗不同的是, 这里的常系数只有固定的 3 个 (6.25, 10.5, 6.25), 使用 shift-adder 的结构实现乘法。比如 Blackman 滤波器系数 10.5 可以表示为 $10.5 = 2^3 + 2^1 + 2^{-1}$, 其中 2^i 采用移位操作实现, 只需要 3 个移位寄存器和两个 16bit 加法器就能实现与 10.5 的乘法操作。

[0060] 数值仿真采用 1024 点的 32bit 时域数据进行 FFT 变换, 采样率为 1024Hz, 信号频率为 50.1Hz。对 FFT 变换后的数据进行频域卷积加窗, 分别采用 Hanning, Hamming, Blackman 三种余弦窗进行处理, 得到图 3、图 4 和图 5 在频域的卷积实现结果, 并与 Matlab 在时域计算结果对比, 可以看出他们都实现了良好的旁瓣抑制, 与 Matlab 计算结

果一致,说明了该方法是可行的。

[0061] 应当理解的是,本说明书未详细阐述的部分均属于现有技术。

[0062] 应当理解的是,上述针对较佳实施例的描述较为详细,并不能因此而认为是对本发明专利保护范围的限制,本领域的普通技术人员在本发明的启示下,在不脱离本发明权利要求所保护的范围情况下,还可以做出替换或变形,均落入本发明的保护范围之内,本发明的请求保护范围应以所附权利要求为准。

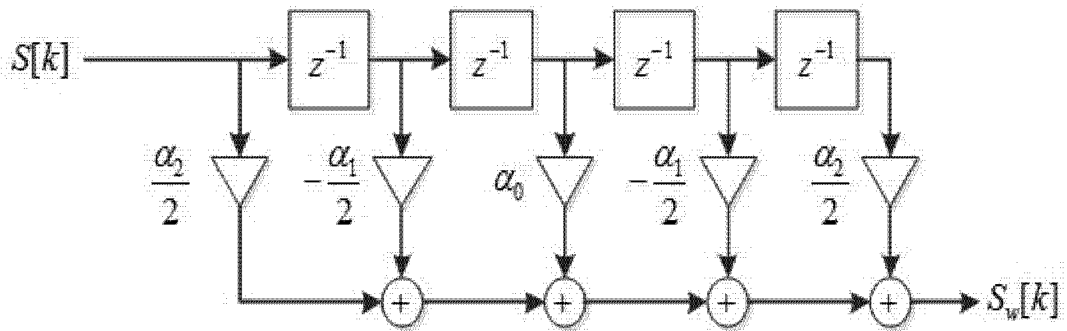


图 1

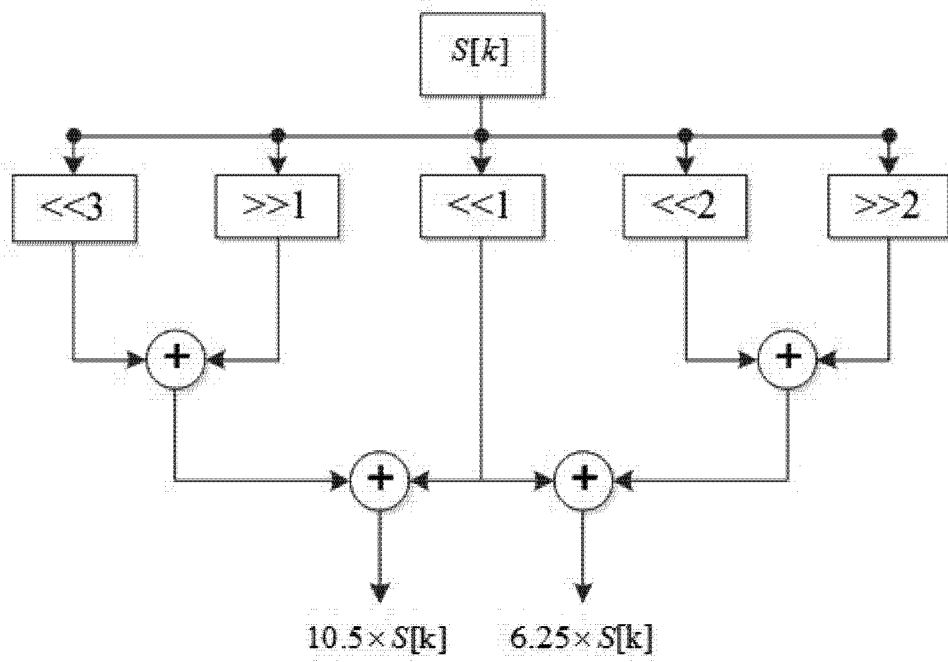


图 2

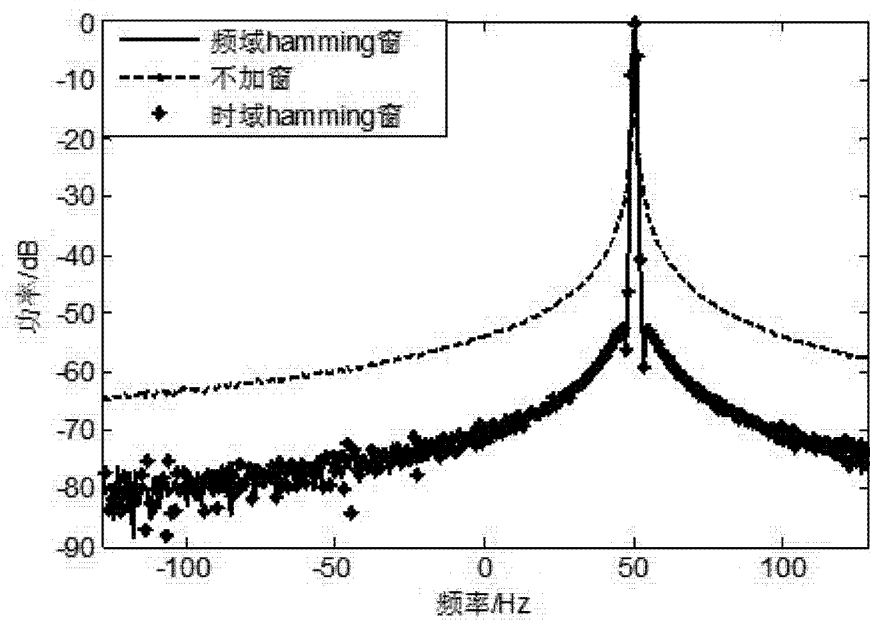


图 3

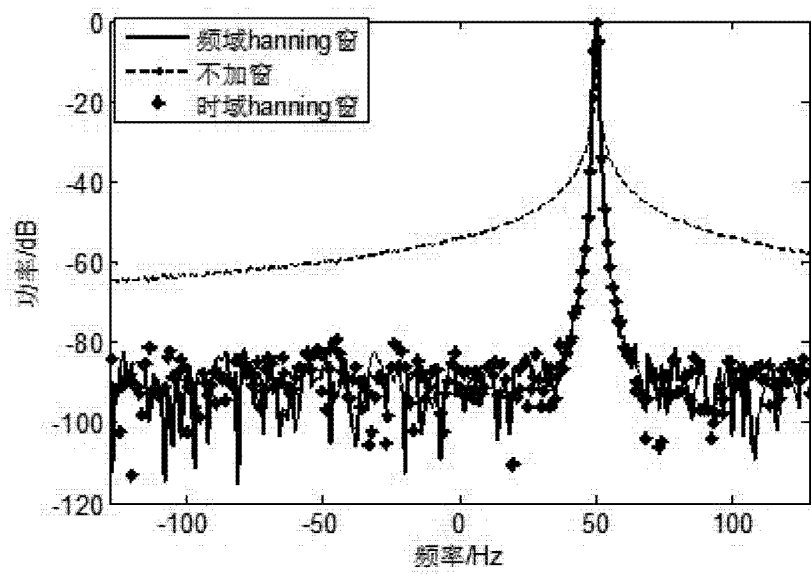


图 4

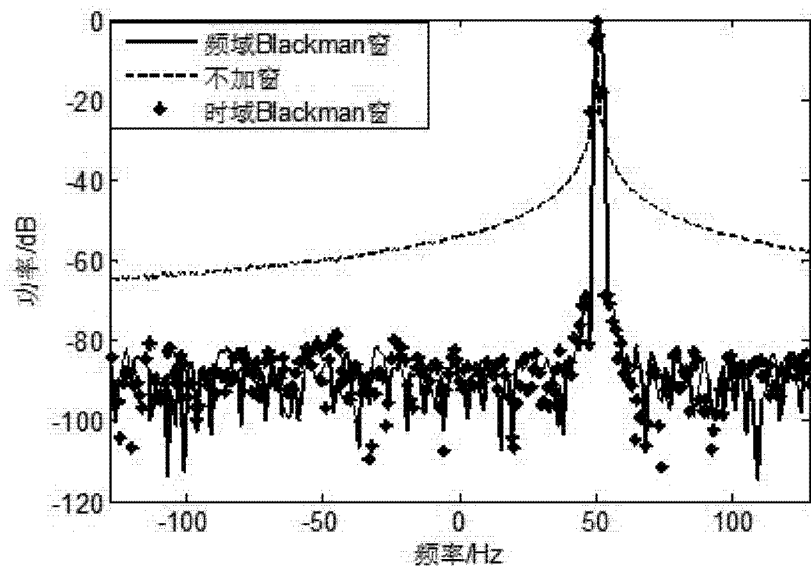


图 5