

频域反卷积滤波器的因果性的研究

刘明亮,陈 龙,高 剑

(北京工业大学电子信息与控制工程学院,北京 100022)

摘 要: 本文首先介绍了成功应用于现代时域测量中的几种频域反卷积滤波器,并说明了这些反卷积滤波器元旦是非因果的.显然,滤波器非因果化要影响反卷积的估值,因此,对反卷积滤波器进行因果化是很必要的.进而,介绍了将这些反卷积滤波器因果化原理和方法,并给出了因果化的流程图.最后,对常用的反卷积滤波器的因果化进行了仿真研究,分别给出了这些反卷积滤波器因果化前后的滤波效果.仿真结果表明,因果化的滤波器可改善反卷积的估值.

关键词: 反卷积;滤波器;因果性

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2001) 12A-1947-03

The Research of Causality for Frequency Domain Deconvolution Filter

LIU Ming-liang, CHEN Long, GAO Jian

(Collage of Electronic & Control Engineering of Beijing Polytechnic University, Beijing 100022, China)

Abstract: A number of frequency domain deconvolution filters, which are applied successfully in modern time domain measurement are introduced in this paper at first, and we illustrate that these deconvolution filters are noncausal totally. Obviously, the noncausal character of the filters will effect the estimation of deconvolution, so it is necessary to make the filters causality. And then, the theory and method to make these deconvolution filters causal are given, we get the flow charts also. Finally, the performance of general non-causal and causal deconvolution filters is investigated by computer simulation. The filtering results of them show that causal filter can refine deconvolution estimation.

Key words: deconvolution; filter; causality

1 引言

在现代时域测量和宽带系统的计量中,反卷积有着重要应用^[1~3].但是由于反卷积对噪声或测量误差非常敏感,时常导致反卷积结果的不稳定,甚至无法辨认.为了得到较好的估值,通常采用反卷积滤波器尽可能地消除噪声的影响.

为了满足现代时域测量的需要,美国学者 N. S. Nahman 先生与法国 M. E. Guillaume 博士共同提出了“GN”反卷积滤波器^[4].同时,美国 S. M. Riad 博士和 R. B. Stafford 博士提出了具有自适应特性的最佳补偿反卷积滤波器^[5,6].后来, T. Dhaene 博士等综合上述两种反卷积滤波器的特点,提出了广义(或综合,两个滤波参数)反卷积滤波器^[7],为了得到更好的反卷积估值, T. Dab ázi 博士等提出了多参数反卷积滤波器^[8].

上述四种反卷积滤波器尽管得到了成功地应用,但是,它们都是非因果的,这必然给反卷积的估值带来不良影响.为了解决这个问题, A. Bennia 博士和 N. S. Nahman 先生提出了将非因果反卷积滤波器因果化的思想^[9],并设计了一种因果化算法,最终实现了最佳补偿反卷积滤波器的因果化.实验和仿真

结果表明,因果化的反卷积滤波器对反卷积的估值有较明显的改善.利用上述因果化的思想,对其它三种反卷积滤波器进行了因果化研究,并进行了计算机仿真.结果表明,无论是哪一种反卷积滤波器,在相同的最佳滤波参数的前提下,与因果化前相比,因果化后的反卷积估值均有改善.

2 非因果反卷积滤波器

众所周知,对于一线性时不变离散系统,输入 $x(n)$, 输出 $y(n)$ 和系统单位抽样响应 $h(n)$ 的关系表示为:

$$y(n) = x(n) * h(n) \quad (1)$$

由此可以求得单位抽样响应:

$$h(n) = y(n) (1/ *) x(n) \quad (2)$$

由于输入 $x(n)$ 和输出 $y(n)$ 是通过测试得到,在测试 $x(n)$ 和 $y(n)$ 时,不可避免地引入测量误差,或受到噪声的污染,所以无论用什么方法求解方程(2),常常得到不稳定的解.在现代时域测量和计量学中,通常先对式(2)进行 DFT,得到:

$$H(k) = Y(k) / X(k) \quad (3)$$

然后,在频域对 $H(k)$ 进行滤波,得到估值 $H_c(k)$;再进行 IDFT,得到单位抽样响应的估值 $h_c(n)$;最后进行积分,得到

$$\begin{cases} H_e(k) = H(k) \cdot R(k) \\ h_e(n) = \text{IDFT}[H_e(k)] \\ w_e(n) = \sum_{i=0}^{N-1} h_e(i) \end{cases} \quad (4)$$

其中, $w_e(n)$ 为阶跃响应的估值, $R(k)$ 为反卷积滤波器的系统函数. 为了得到尽量好的估值 $H_e(k)$ 或 $h_e(n)$ 或 $w_e(n)$, 人们精心设计或构造了不同形式的滤波器的系统函数.

美国学者 N. S. Nahman 先生和法国 M. E. Guillaume 博士, 在平滑功率和误差功率之和为最小的前提下, 设计出“GN”滤波器^[4], 其系统函数为:

$$R_1(k) = \frac{|X(k)|^2}{|X(k)|^2 + (k/N)^4} \quad (5)$$

与此同时, 美国 S. M. Riad 博士和 R. B. Stafford 博士在误差能量和噪声约束能量之和为最小的前提下, 设计出最佳补偿反卷积滤波器^[5], 其系统函数为:

$$R_2(k) = |X(k)|^2 / (|X(k)|^2 + \dots) \quad (6)$$

这种滤波器能更好地削弱噪声, 并且具有自适应特性^[6].

T. Dhaene 博士与他的合作者, 在反卷积结果最平滑、反卷积误差和不希望的尖峰最小的前提下, 构造一个价格函数, 当价格函数最小时, 设计出了一个广义反卷积滤波器^[7], 其系统函数为:

$$R_3(k) = \frac{|X(k)|^2}{|X(k)|^2 + (2k)^{2p} + \dots} \quad (7)$$

其中, p 是影响平滑度的一个参数, 取正整数.

T. Dab ázi 博士和 I. Koll á 博士为了使反卷积结果更为平滑, 在构造价格函数时, 同时引入二阶差分算子和四阶差分算子, 我们基于这种思想设计出三参数反卷积滤波器^[8,9], 其系统函数为:

$$R_4(k) = \frac{|X(k)|^2}{|X(k)|^2 + |c_2(k)|^2 + |c_2^2(k)|^2} \quad (8)$$

其中, $c_2(k)$ 为二阶差分算子 ∇^2 的 DFT.

3 反卷积滤波器的因果化

从式(5)~(8)可以看出, 它们只表示滤波器离散系统函数的幅度, 不含相位分量. 根据希尔伯特变换理论, 因果序列傅氏变换的实部和虚部可以通过希尔伯特变换相互表示; 因果序列傅氏变换的相位分量和幅度分量也可以通过希尔伯特变换相互表示. 所以, 这些反卷积滤波器都是非因果的.

如果反卷积滤波器的频响用 $R(e^j)$ 表示, 那么根据佩利(Paley)-维纳(Wiener)准则, 频响 $R(e^j)$ 必须满足下式:

$$\int_{-\pi}^{\pi} \frac{|\ln|R(e^j)||}{1 + \omega^2} d\omega < \infty \quad (9)$$

反卷积滤波器的单位抽样响应 $r(n)$ 才是因果的. 式(9)表明, 滤波器的幅频特性 $|R(e^j)|$ 必须保证在规定的频带内不应有一段为零, 否则 $|R(e^j)| = 0, |\ln|R(e^j)||$, 将不满足佩利-维纳准则. 为此, 可以构造 $r(n)$: 前 $N/2$ 个点为非零值, 后 $N/2$ 个点为零值. 根据理想抽样信号(序列)的频谱是原信号的频谱的周期延拓, 这样就能保证 $r(n)$ 的傅氏变换 $R(e^j)$ 不会在规定的频带内出现某一段为零. 但是, 佩利-维纳准则只是系统物理可实现的必要条件, 而不是充分条件.

由数字信号理论可知, 一切稳定的最小相位系统都是因果的. 因此, 可以设法将式(5)~(8)所表示的反卷积滤波器造成稳定的最小相位系统. 众所周知, 各反卷积滤波器的频响 $R(e^j)$ 的频域抽样即对应着式(5)~(8). 如果定义对数谱:

$$\mathcal{R}(e^j) = \ln|R(e^j)| + j \arg R(e^j) \quad (10)$$

则由式(5)~(8)可知, $\arg R(e^j) = 0$. 就是说, 对数谱只有实部. 因此, 可以把 $\ln|R(e^j)|$ 看作某一偶序列 $\hat{r}_e(n)$ 的傅氏变换. 将这一偶序列 $\hat{r}_e(n)$ 加上相应的奇序列 $\hat{r}_o(n)$, 即进行如下操作:

$$\hat{r}(n) = \hat{r}_e(n) + u_+(n) \quad (11)$$

就可以得到一个因果序列 $\hat{r}(n)$. 式(11)的序列 $u_+(n)$ 并非一般意义下的阶跃序列, 其定义为:

$$u_+(n) = \begin{cases} 2, & n > 0 \\ 1, & n = 0 \\ 0, & n < 0 \end{cases} \quad (12)$$

$\hat{r}(n)$ 为因果序列的系统(抽样响应为 $r(n)$) 是最小相位系统.

由上述分析可以归纳出将非因果反卷积滤波器因果化的步骤为:

求对数谱 $\mathcal{R}_i(k) = \ln|R_i(k)|, i = 1, 2, 3$;

求 $\mathcal{R}_i(k)$ 的离散傅氏反变换:

$$\hat{r}_i(n) = \text{IDFT}[\mathcal{R}_i(k)];$$

将对数域序列 $\hat{r}_i(n)$ 因果化:

$$\hat{r}_{im}(n) = \hat{r}_i(n) + u_+(n);$$

对 $\hat{r}_{im}(n)$ 进行离散傅氏变换:

$$\mathcal{R}_{im}(k) = \text{DFT}[\hat{r}_{im}(n)];$$

进行指数操作, 可得最小相位的反卷积滤波器:

$$R_{im}(k) = \exp[\mathcal{R}_{im}(k)]$$

由此可以得到因果化的框图, 如图 1 所示.

4 计算机仿真

构造一个类冲激信号:

$$x(n) = x_0 e^{-an} (1 - e^{-an}) \quad (13)$$

作为系统的输入信号, 改变参数 a , 可以改变信号的有效持续时间, 同样, 用下式:

$$h(n) = h_0 e^{-bn} (1 - e^{-bn}) \quad (14)$$

表示系统的抽样响应. 因此, 系统的输出 $y(n)$ 为:

$$y(n) = x(n) * h(n) \quad (15)$$

为了模拟实际情况, 分别给式(13)和(15)迭加上一定量随机噪声, 将它们构成具有某值信噪比(如 40 分贝)的信号.

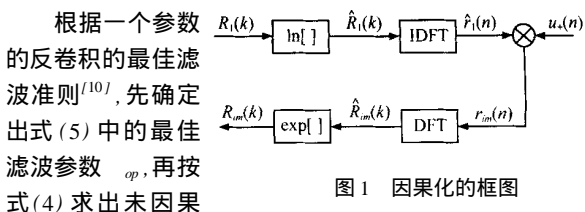


图 1 因果化的框图

根据一个参数 σ_p , 再按式(4)求出未因果化的阶跃响应的估值 $w_e(n)$, 如图 2(a) 中虚线所示. 在同样最佳滤波参数 σ_p 的条件下, 先按图 1 的流程将滤波器因果化, 再按式(4)求出其因果化的阶跃响应, 如图 2(a) 的实线所示. 图 2(a) 中点划线表示滤波器的参考阶跃响应. 在当前的

刻度条件下,不易区别它们,为此,我们给出了局部放大图 (b) 和 (c)。图 2(b) 和图 2(c) 分别是最佳补偿反卷积滤波器因果化前后滤波结果对参考波形拟合的局部放大图。由图 2 可以看出,因果化可以使阶跃响应更接近理想阶跃响应。

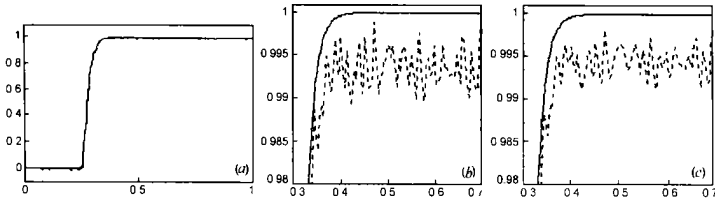


图 2 “GN”滤波器因果化前后的效果比较

对于式 (7) 的广义(综合)反卷积滤波器,除了最佳滤波参数 ω_p 和 ω_{op} 按文献 [7] 确定外,仍仿照“GN”滤波器的方法,其仿真结果如图 4 所示。图中的点划线表示参考波形;虚线表示非因果反卷积滤波器滤波结果;实线表示因果反卷积滤波器滤波结果。

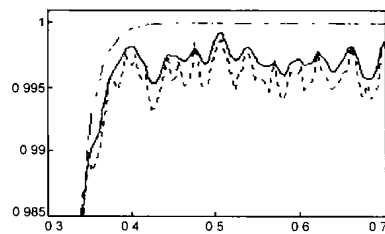


图 4 广义反卷积滤波器因果化前后的效果比较

对于式 (8) 的多参数反卷积滤波器,其最佳滤波参数 ω_p 和 ω_{op} 按文献 [8] 和 [11] 确定,其它过程仍仿照前述方法,其仿真结果如图 5 所示。图中的点划线表示参考波形;虚线表示非因果反卷积滤波器滤波结果;实线表示因果反卷积滤波器滤波结果。

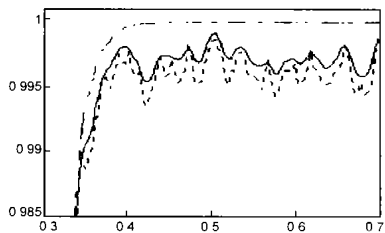


图 5 多参数反卷积滤波器因果化前后的效果比较

由图 2~5 可以看出,无论是哪一种反卷积滤波器,因果化以后都有改善,更接近于理想的参考阶跃响应。这一结论很有实用价值。在带宽取样示波器校准中,无论是广泛采用的脉冲校准法,还是目前正在致力于研究、有望成为最优秀的“Nose-to-Nose”校准法,都必须用反卷积分离出带宽取样示波器的抽样(冲激)响应或阶跃响应。采用因果化反卷积滤波器,会得到更好的测试、计量结果。

5 结束语

本文根据数字信号处理的基本原理,归纳出将某些频域反卷积滤波器因果化的方法,并进行了计算机仿真。仿真结果表明,对于文中所列举的反卷积滤波器,因果化均能改善所求取的反卷积估值。这可为实际应用提供参考。

参考文献:

[1] Gans W L. Dynamic calibration of waveform recorders and oscilloscope using pulse standards [J]. IEEE Trans. ,1990,IM39(6) :952 - 957.

对于式 (6) 的最佳补偿反卷积滤波器,仿照上述“GN”滤波器的方法,其仿真结果如图 3 所示。图 3(a) 为因果化前的情况,图 3(b) 为因果化后的情况。

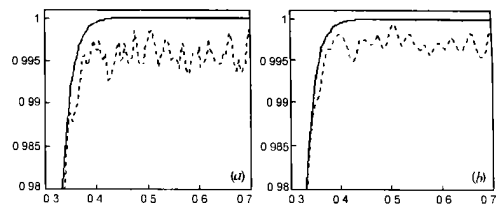


图 3 最佳补偿反卷积滤波器因果化前后的效果比较

[2] Verspect J ,Rush K. Individual characterization of broad-band sampling oscilloscope with a Nose-to-Nose calibration procedure [J]. IEEE Trans. ,1994,IM43(2) :347 - 354.

[3] Deyst J ,et al. A fast Pulse oscilloscope calibration system [J]. IEEE Trans. ,1998,IM47(5) :1037 - 1041.

[4] Nahman N S ,Guillaume M. E. Deconvolution of time-domain waveform, in the present of noise [Z]. NBS Tech Note 1047 ,NBS ,Boulder , CO ,Oct. 1981.

[5] Riad S M ,Stafford R B. Impulse response evolution using frequency domain optimal compensation deconvolution [C]. in Proc. 23rd Midwest Symp. on Circuits and System ,Toledo ,OH ,1980 :521 - 525.

[6] Parruck B ,Riad S M. Study and performed evaluation of two iterative frequency domain deconvolution techniques [J]. IEEE Trans. ,1984,IM33(2) :281 - 287.

[7] Dhaene T ,Martens L ,Zutter D D. Extended Bennia-Riad criterion for iterative frequency domain deconvolution [J]. IEEE Trans. ,1994,IM43(2) :176 - 180.

[8] Dab ózi T ,Koll á I. Multiparameter optimization of inverse filtering algorithms [J]. IEEE Trans. ,1996,IM45(2) :417 - 421.

[9] Bennia A ,Nahman N S. Deconvolution of Causal pulse and transient data [J]. IEEE Trans. ,1990,IM39(6) :933 - 939.

[10] Bennia A ,Riad S M. An optimization technique for iterative frequency domain deconvolution [J]. IEEE Trans. 1990,IM39(4) :358 - 362.

[11] 刘明亮,高剑,王伶. 迭代频域反卷积滤波器的多参数优化 [J]. 电子学报,29(12) :1661 ~ 1664.

作者简介:



刘明亮 男,1943 年 3 月出生于哈尔滨市,北京工业大学电子信息与控制工程学院教授,1967 年毕业于大连理工大学无线电技术专业,1994~1995 年日本东京工业大学高级访问学者。合作出版书七本,其中一本被评为全国优秀教材;完成的科研项目多次受到部级奖励,已发表论文三十多篇,目前主要研究方向有数字滤波与数字反卷积,DSP 的开发与应用,数字信号处理的理论与方法。

陈 龙 男,1977 年 5 月出生于北京市。1998 年毕业于北京工业大学,美国大同北方(北京)通信技术有限公司工程师。

高 剑 男,1977 年 12 月出生于北京市。1998 年毕业于北京工业大学,北京工业大学电子信息与控制工程学院硕士生。