

适用于 NTN 校准技术的最佳滤波器

刘明亮, 朱江淼, 邓 超

(北京工业大学电子信息与控制工程学院, 北京 100022)

摘要: 本文根据 nose2to2nose 校准技术的数学模型, 在误差功率和平滑功率最小的条件下, 推导出适用于 nose2to2nose 校准技术的 G2N 型数字反卷积最佳滤波器. 又根据数字反卷积滤波器的特点, 将这一结果推广到其他类型的反卷积滤波器, 并给出了相应的表达式. 最后, 给出了这种反卷积滤波器的仿真滤波效果.

关键词: NTN 校准技术; 数字反卷积; 最佳滤波器

中图分类号: TN713 **文献标识码:** A **文章编号:** 03722112 (2003) 12180403

Optimum Filter Applied to Nose2to2Nose Calibration Procedure

LIU Mingliang ZHU Jiangmiao DENG Chao

(School of Electronic Information & Control Engineering of Beijing University of Technology, Beijing 100022, China)

Abstract: In this paper, based on mathematical model of nose2to2nose calibration procedure, G2N optimum filter of digital deconvolution, which is applied to nose2to2nose calibration procedure, is developed under the condition of minimal error power and minimal smoothing power. Based on the features of deconvolution filter, this result is extended to other types of deconvolution filter, and corresponding formulae are given. Finally, the simulated filtering effects of this deconvolution filter are given.

Key words: nose2to2nose calibration procedure; digital deconvolution; optimum filter

1 引言

在用脉冲标准法对宽带系统(取样示波器)及皮秒级脉冲进行校准时, 需要用数字反卷积解决两个问题: 一是重构输入信号的波形; 二是进行系统辨识, 即求取系统的冲激响应或阶跃响应. 但是, 在用数字反卷积求解上述两个问题时, 由于原始测量数据不可避免地含有测量误差, 有时会造成所谓病态反卷积问题. 为此, 人们提出了多种数字反卷积滤波器^[1-3]. 由于 NTN 校准技术不用任何校准工具, 可以实现任意带宽的取样示波器的自校准^[4], 解决了计量测试理论界的一大难题, 所以受到人们的关注. 但是在 NTN 校准技术中, 提取取样示波器冲激响应的反卷积算法与脉冲标准法的反卷积算法有很大的不同, 故原有的数字反卷积滤波器已不再适用. 因此, 必须重新研究适合 NTN 校准技术的数字反卷积滤波器.

本文根据 NTN 校准技术的数学模型, 在误差功率和平滑功率最小的约束条件下, 推导出 G2N 型数字反卷积最佳滤波器的传输函数, 并将这一结论进行了推广, 给出了常用的几种适合 NTN 校准技术的数字反卷积最佳滤波器的传输函数. 最后, 针对所提出的数字反卷积滤波器, 对其滤波效果进行了仿真研究.

2 适用于 NTN 校准技术的 G2N 型最佳滤波器

NTN 校准技术的关键是用数字反卷积提取宽带取样示波器的冲激响应. 为了避免求解盲反卷积的困难, 采用三台取样示波器两两对接、进行三次测量的方式, 这样可以得到如下的测量方程^[4]:

$$\begin{cases} u_{ABO}(n) = ah_A(n) * hb(n) \\ u_{ACO}(n) = ah_A(n) * hc(n) \\ u_{BCO}(n) = bh_B(n) * hc(n) \end{cases} \quad (1)$$

其中, $u_{ABO}(n)$, $u_{ACO}(n)$ 和 $u_{BCO}(n)$ 分别为三台取样示波器的未考虑测量误差时的响应输出, $h_A(n)$, $h_B(n)$ 和 $h_C(n)$ 分别为三台取样示波器的冲激响应; a 和 b 为常数, 为分析方便, 令 $a = b = 1$, 这样假定不失一般性. 式(1)的离散付氏变换为:

$$\begin{cases} U_{ABO}(k) = H_A(k) \# H_B(k) \\ U_{ACO}(k) = H_A(k) \# H_C(k) \\ U_{BCO}(k) = H_B(k) \# H_C(k) \end{cases} \quad (2)$$

由式(2)可得:

$$\begin{aligned} h_A(n) &= F^{-1}[H_A(k)] = F^{-1}\{[U_{ABO}(k)(U_{ACO}(k)/U_{BCO}(k))]^{1/2}\} \\ h_B(n) &= F^{-1}[H_B(k)] = F^{-1}\{[U_{ABO}(k)(U_{BCO}(k)/U_{ACO}(k))]^{1/2}\} \\ h_C(n) &= F^{-1}[H_C(k)] = F^{-1}\{[U_{ACO}(k)(U_{BCO}(k)/U_{ABO}(k))]^{1/2}\} \end{aligned}$$

当考虑到测量误差的影响时, 实际上得到的数据还包括随机测量误差:

$$\begin{cases} u_{AB}(n) = u_{ABO}(n) + n_{AB}(n) \\ u_{AC}(n) = u_{ACO}(n) + n_{AC}(n) \\ u_{BC}(n) = u_{BCO}(n) + n_{BC}(n) \end{cases} \quad (4)$$

其中, $u_{ABO}(n)$, $u_{ACO}(n)$ 和 $u_{BCO}(n)$ 与式(1)相同, $n_{AB}(n)$, $n_{BC}(n)$ 和 $n_{AC}(n)$ 为随机测量误差. 式(4)的离散付氏变换为:

$$\begin{cases} U_{AB}(k) = U_{ABO}(k) + N_{AB}(k) \\ U_{AC}(k) = U_{ACO}(k) + N_{AC}(k) \\ U_{BC}(k) = U_{BCO}(k) + N_{BC}(k) \end{cases} \quad (5)$$

如果用式(5)的数据代入式(3), 所得到的结果常常是不稳定的, 甚至无法辨认. 为此, 必须设计传输函数分别为 $R_A(k)$, $R_B(k)$ 和 $R_C(k)$ 的三个反卷积分滤波器, 以便求得最好的估值 $h_{eA}(n)$, $h_{eB}(n)$ 和 $h_{eC}(n)$.

$$\begin{cases} h_{eA}(n) = F^{-1}[H_A(k) \# R_A(k)] = h_A(n) * r_A(n) \\ h_{eB}(n) = F^{-1}[H_B(k) \# R_B(k)] = h_B(n) * r_B(n) \\ h_{eC}(n) = F^{-1}[H_C(k) \# R_C(k)] = h_C(n) * r_C(n) \end{cases} \quad (6)$$

其中, $r_A(n)$, $r_B(n)$ 和 $r_C(n)$ 分别为三个反卷积分滤波器的单位抽样响应. 下面以 $R_B(k)[r_B(n)]$ 为例, 说明数字反卷积分最佳滤波器的设计方法. 这里/ 最佳0是指在误差功率和平滑功率最小条件下的最佳. 误差函数可表示为:

$$\begin{aligned} e(n) &= u_{AB}(n) - h_A(n) * h_{eB}(n) \\ &= u_{AB}(n) - h_A(n) * h_B(n) * r_B(n) \end{aligned} \quad (7)$$

式(7)的离散付氏变换为:

$$\begin{aligned} E(k) &= U_{AB}(k) - H_A(k) \# H_B(k) \# R_B(k) \\ &= U_{AB}(k) [1 - R_B(k)] \end{aligned} \quad (8)$$

因此, 误差功率为:

$$\begin{aligned} P_e(n) &= \sum_{n=0}^{N-1} [e(n)]^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} [E(k) \# E^*(k)] \\ &= \frac{1}{N} |U_{AB}(k) [1 - R_B(k)]|^2 \end{aligned} \quad (9)$$

$n = 0, 1, 2, \dots, N-1; k = 0, 1, 2, \dots, N-1$

而平滑功率定义如下:

$$\begin{aligned} P_C &= \sum_{n=0}^{N-1} [S(n)] = \sum_{n=0}^{N-1} [c(n) * h_{eB}(n)]^2 \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} [c(n) * h_B(n) * r_B(n)]^2 \end{aligned} \quad (10)$$

其中, $c(n)$ 为差分算子, 表示波形的平滑度. 根据 Parseval 定理, 可以求得平滑功率 P_C :

$$P_C = \sum_{k=0}^{N-1} [s(k) \# s^*(k)] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |C(k) \# H_B(k) \# R_B(k)|^2 \quad (11)$$

误差功率和加权的平滑功率之和用 P 表示, 则:

$$P = P_e + CP_C \quad (12)$$

其中, C 为加权系数, 也称滤波参数. 将式(9)和(11)代入式(12), 并设 $R_B(k)$ 为实数, 则:

$$P = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |U_{AB}(k) [1 - R_B(k)]|^2 + C \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |C(k) \# H_B(k) \# R_B(k)|^2$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |U_{AB}(k)|^2 \left\{ [1 - R_B(k)]^2 + C |C(k)|^2 \left| \frac{R_B(k)}{H_A(k)} \right|^2 \right\} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |U_{AB}(k)|^2 \left\{ [1 - 2R_B(k) + R_B(k)^2] + C |C(k)|^2 \frac{R_B^2(k)}{|H_A(k)|^2} \right\} \end{aligned} \quad (13)$$

当 P 最小时, 所设计的滤波器就称作 ΩN 型最佳反卷积分滤波器^[1]. 为此, 对式(13)求偏导数, 并令其为零:

$$\begin{aligned} \frac{\partial P}{\partial R_B(k)} &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |U_{AB}(k)|^2 \\ &\# \left[-2 + 2R_B(k) + 2C |C(k)|^2 \frac{R_B(k)}{|H_A(k)|^2} \right] = 0 \end{aligned}$$

由此可得:

$$R_B(k) = \frac{|H_A(k)|^2}{|H_A(k)|^2 + C |C(k)|^2}$$

将 $H_A(k) = U_{AB}(k) \# U_{AC}(k) \setminus U_{BC}(k)$ 代入上式, 整理得:

$$R_B(k) = \frac{|U_{AB}(k) \# U_{AC}(k)|}{|U_{AB}(k) \# U_{AC}(k) + C |C(k)|^2 U_{BC}(k)|} \quad (14)$$

$c(n)$ 为一阶差分算子时, 可以求出:

$$|C_1(k)|^2 = 4 \sin^2 \left[\frac{P}{N} k \right] \quad (15)$$

$c(n)$ 为二阶差分算子时, 可以求出:

$$|C_2(k)|^2 = 16 \sin^4 \left[\frac{P}{N} k \right] \quad (16)$$

同理, 可以推导出 $R_A(k)$ 和 $R_C(k)$ 的表达式:

$$\begin{cases} R_A(k) = \frac{|U_{AB}(k) \# U_{BC}(k)|}{|U_{AB}(k) \# U_{BC}(k) + C |C(k)|^2 |U_{AC}(k)|} \\ R_C(k) = \frac{|U_{BC}(k) \# U_{AC}(k)|}{|U_{BC}(k) \# U_{AC}(k) + C |C(k)|^2 |U_{AB}(k)|} \end{cases} \quad (17)$$

3 适用于 NTN 校准技术的其他类型的最佳滤波器

S M Riad 和 R B Stafford 根据误差能量和噪声约束能最小准则, 设计出最佳补偿反卷积分滤波器^[1]. T Dhaence, L Martens 和 D De Zutter 根据波形最平滑, 误差最小和不希望尖峰最小的原则, 设计出综合反卷积分滤波器^[2]. T Dab czi 和 I koll r 为了使反卷积分更为精确, 构造了一个价格函数, 在该价格函数最小的前提下, 设计出一个多参数反卷积分滤波器^[3,5]. 仿照 ΩN 型反卷积分滤波器的方法, 可以推导出基于 NTN 校准技术的多参数反卷积分滤波器:

$$\begin{cases} R_{m\lambda}(k) = \frac{|U_{AB}(k) \# U_{BC}(k)|}{|U_{AB}(k) \# U_{BC}(k) + [K + C |C(k)|^2 + D |C^2(k)|^2] U_{AC}(k)} \\ R_{m\beta}(k) = \frac{|U_{AB}(k) \# U_{BC}(k)|}{|U_{AB}(k) \# U_{BC}(k) + [K + C |C(k)|^2 + D |C^2(k)|^2] U_{BC}(k)} \\ R_{m\gamma}(k) = \frac{|U_{AB}(k) \# U_{BC}(k)|}{|U_{AB}(k) \# U_{BC}(k) + [K + C |C(k)|^2 + D |C^2(k)|^2] U_{AB}(k)} \end{cases} \quad (18)$$

其中, K, D 和 C 为滤波参数, 其具体数值由最佳判据确定^[5,6].

当式(18)中 $C = D = 0$ 时, 就是适用于 NTN 校准技术的最佳补偿反卷积分滤波器; 当参数 $D = 0$ 时, 式(18)就表示综合反卷积分滤波器. 可根据需要选择不同的滤波的形式.

4 反卷积滤波器的滤波效果

通过计算和仿真对上述反卷积滤波器的滤波效果进行了研究,无论哪一种滤波器都有显著滤除噪声的性能.从滤波效果来看,多参数反卷积的效果最佳,但这是以计算复杂度为代价的,因为要同时使三个滤波参数为最佳需要较大的计算量.图1左侧给出了不经任何滤波求出的三台取样示波器的冲激响应的波形,右侧对应的是经过 \mathcal{CN} 型最佳滤波器滤波后的三台取样示波器的冲激响应的估值,具体的仿真数据如下:设定的三台示波器的冲激响应用式(19)表示:

$$\begin{cases} ha(t) = e^{-0.04t} \left\{ 1 - e^{-0.04t} \right\} \\ hb(t) = e^{-0.08t} \left\{ 1 - e^{-0.08t} \right\} \\ hc(t) = e^{-0.12t} \left\{ 1 - e^{-0.12t} \right\} \end{cases} \quad (19)$$

用伪随机序列作为附加的高斯白噪声;选取三台示波器的响应输出的信噪比分别为 43dB、34dB 和 38dB;所采用的 \mathcal{CN} 型滤波器的最佳滤波参数,根据判断准则确定为 $C=0.5$.

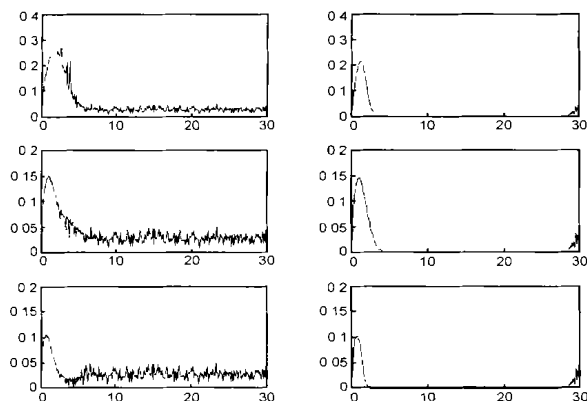


图1 滤波效果的比较

5 结束语

由于 NTN 校准技术中提取系统冲激响应的反卷积算法与标准脉冲法的反卷积算法不同,所以必须重新设计数字反卷积滤波器.根据反卷积滤波器设计的一般准则,推导适用于 NTN 校准技术的各种数字滤波器.仿真研究表明,这些滤波器取得了很好的滤波效果.

参考文献:

- [1] Parruck B, Riad S M. Study and performance evolution of two iterative frequency domain deconvolution techniques[J]. IEEE trans, 1984, IM23(4):281- 287.
- [2] Dhaence T, Martens L, DeZutter D. Generalized iterative frequency domain deconvolution technique[A]. IEEE Instrumentation and Measurement Technol [C]. Conf. Irin, Orange country, CA: IEEE 93CH32920, 1993. 85- 87.
- [3] Dab czi T, koll r I. Multiparameter optimization of inverse filtering algorithms[J]. IEEE Trans, 1996, IM24(2):419- 421.
- [4] 刘明亮, 林茂六, 贺云辉, 高剑. 基于 NTN 校准技术的宽带取样示波器的校准[J]. 计量学报, 2002, 23(1): 65- 68.
- [5] 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, 2001, 29(12): 1661- 1664.
- [6] Dhaence T, Martens L, DeZutter D. Extended Bennia2Riad criterion for iterative frequency domain deconvolution[J]. IEEE Trans, 1994, IM24(2): 176- 180.

作者简介:

刘明亮 男, 1943 年 3 月生于哈尔滨市, 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, 曾任教于哈尔滨工业大学, 1994- 1995 年为日本东京工业大学高级访问学者, 现任中国电子学会电子测量与仪器专业委员会委员, 5 电子测量与仪器学报 6 编委, 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, 已发表论文四十余篇, 目前的主要研究方向为数字滤波与反卷积, 宽带系统及脉冲参数校准理论与方法, DSP 及在集成电路测试中应用的研究.

朱江淼 女, 1972 年 8 月生于山西省太原市, 北京工业大学电子信息与控制工程学院讲师、博士生, 1997 年毕业于华北工学院, 获仪器仪表与测试技术硕士学位, 同年起在北京工业大学电子信息与控制工程学院任教, 2001 年起攻读博士学位, 参与多项科研项目的工作, 已发表论文十余篇, 主要研究方向是数字信号处理、宽带系统及脉冲参数校准理论与方法.

邓超 男, 1978 年 6 月生于北京市, 2001 年毕业于北京工业大学电子工程专业, 现为北京工业大学电子信息与控制工程学院硕士研究生, 其研究方向为数字信号处理、宽带系统及脉冲参数校准理论与方法.