

## 基于最大平坦分数延迟的电子耳蜗信号采集

陈又圣,陈伟芳,张璞,陈培培  
深圳信息职业技术学院,广东 深圳 518000

**【摘要】**麦克风阵列的方法逐渐应用于电子耳蜗前端语音增强中,其中,延迟波束形成技术由于其计算量低,适用于电子耳蜗双麦克风信号采集。延迟是波束形成方法里的一种重要参数,而在电子耳蜗小间距的应用场景中会存在分数延迟的问题。结合电子耳蜗滤波器组中实际的频率分布特性,本文探讨了基于最大平坦准则设计的分数延迟滤波器的特征,并分析了其参数变化特性,有助于构建具有实用价值的电子耳蜗前端延迟波束形成算法。

**【关键词】**最大平坦;电子耳蜗;分数延迟;信号采集

**【中图分类号】**R318 ; TH776

**【文献标志码】**A

**【文章编号】**1005-202X(2017)04-0393-06

### Maxflat-based fractional delay in signal acquisition for cochlear implants

CHEN Yousheng, CHEN Weifang, ZHANG Pu, CHEN Peipei  
Shenzhen Institute of Information Technology, Shenzhen 518000, China

**Abstract:** Microphone array-based methods have been applied in the front-end speech enhancement for cochlear implants. In array-based methods, delay and beamforming technology, with its low computation complexity, is suitable for dual microphone signal acquisition of the cochlear implants. Delay is an important parameter in beamforming method, and the small inter-microphone in the cochlear implant results in the problem of fractional delay. By considering the actual frequency distribution feature of the filter bank in cochlear implants, we explored the characteristics of Maxflat-based fractional delay filter and analyzed the features of the parameter variations, which may help to construct practical front-end delay beamforming algorithms for cochlear implants.

**Keywords:** Maxflat; cochlear implant; fractional delay; signal acquisition

### 前言

目前,临床常见的电子耳蜗的体外机部分配置了一个麦克风用于信号采集,而在研究领域和企业中的部分新产品里则出现了多麦克风信号采集<sup>[1-3]</sup>。多麦克风信号采集,即麦克风阵列信号采集,利用多传感器技术增加空间方位信息,增强目标方位的信号强度。延迟波束形成方法<sup>[4-7]</sup>是麦克风阵列里的一种重要方法,通过空间的不同阵型,设置延迟和权重等参数,调整波束指向。当电子耳蜗使用者在交谈时,如果目标信号和干扰信号的方位不同,指向目标

方位的前端语音增强方法有助于提高电子耳蜗采集的信噪比。目前电子耳蜗在安静环境下的言语识别率较高,而噪声环境下的识别率则大幅度降低<sup>[8-9]</sup>。波束指向目标方位的结果相当于让电子耳蜗使用者恢复在安静的环境下,有助于提升其言语识别率。

在常见的宽间距阵列应用中,延迟参数的设定较容易,而在电子耳蜗特定的窄间距中,延迟参数设置的精度会受到很大影响。电子耳蜗本身的尺寸较小,麦克风的间距通常为1 cm或者更小,而电子耳蜗言语处理器是离散的信号处理器,在一定采样率下,算法里的延迟参数是整数值,这样就会出现分数延迟的问题。对于高采样率的情形,电子耳蜗本身滤波器组各频带的中心频率分布在相对低频的位置,由于最大平坦分数延迟方法<sup>[10-12]</sup>可在特定位置最小化分数延迟的误差,因而适用于特定参数和采样率条件下电子耳蜗前端信号采集的分数延迟实现。

在高采样率条件下,电子耳蜗各通道频带相对于整个频带分布在相对低频的位置,最大平坦分数延迟

**【收稿日期】**2017-01-20

**【基金项目】**广东省自然科学基金博士启动基金(2016A030310073);  
深圳市科技计划基础研究(JCYJ20160415114250896)

**【作者简介】**陈又圣,男,博士,讲师,研究方向:语音增强、麦克风阵列波束形成、电子耳蜗言语处理、医疗仪器设计,E-mail:  
chenyoushengsinghua@aliyun.com

**【通信作者】**陈伟芳,女,硕士,讲师,E-mail:517225605@qq.com

方法可在 0 Hz 频率位置最小化信号分数延迟的误差<sup>[13]</sup>, 在该情形下最大平坦分数延迟滤波器的表达式会变为一种类似拉格朗日插值的方式。拉格朗日插值方法在航天、力学、采样率变换等都有较多的应用。从结果上看, 拉格朗日插值方法可认为是最大平坦分数延迟滤波器的一种特定情形。本文探讨最大平坦分数延迟在电子耳蜗信号采集的应用, 并研究不同参数特征及电子耳蜗信号采集的特性及适用条件, 有助于构建应用于电子耳蜗实际工程使用的前端延时波束形成算法。

### 1 最大平坦分数延迟滤波器

对于从麦克风前端采集的原始信号  $x(n)$ , 延迟  $D$  个采样点的信号表示为  $x(n-D)$ 。常见的双麦克风形成的双极型、超心型和心型波束所对应的延迟参数分别为  $0$ 、 $0.342d/c$  和  $d/c$ , 其中,  $d$  和  $c$  分别表示麦克风间距和声音在空气中的传输速率。对于采样率为  $f_s$  的情形来说, 实际延迟的采样点数分别是  $0$ 、 $0.342d/c \times f_s$  和  $d/c \times f_s$ 。以常见的麦克风间距  $d=0.01$  m、声音速率  $c=340$  m/s 和采样率  $f_s=22\ 050$  Hz 为例, 双极型、超心型和心型波束所延迟的点数分别是  $0$ 、 $0.221\ 8$  和  $0.648\ 5$ 。由于离散信号实际延迟的是整数点, 如果按四舍五入进行延时(即延迟  $0$ 、 $0$  和  $1$  个采样点), 则会出现较大的误差, 为此, 需要通过分数延迟的方法来实现精确的延迟参数设置。

分数延迟可通过滤波器进行实现, 理想的分数延迟滤波器系统响应  $H_{ideal}$  的表达式如式(1)所示:

$$H_{ideal} = e^{-j\omega D} \tag{1}$$

式中,  $D$  为实际延迟点数, 令所设计的  $N$  阶最大平坦 FIR 滤波的系统响应为  $H_{Maxflat}$ , 则  $E_{Maxflat}$  误差函数如式(2)所示:

$$E_{Maxflat} = H_{Maxflat} - e^{-j\omega D} \tag{2}$$

最大平坦滤波器的方法是在特定频率  $\omega_0$  处最小化误差函数  $E_{Maxflat}$ , 基于电子耳蜗滤波器组的频率在高采样率下主要集中在低频段的考虑, 可令  $\omega_0=0$ , 在已发表的文献[13]中给出的该情形下的最大平坦滤波器单位冲击响应的表达式如下所示:

$$h_{Maxflat} = (-1)^{k-N} \frac{\prod_{k=0, k \neq n}^N (D-k)}{n!(N-n)!} \tag{3}$$

式中,  $n$  为  $0, 1, 2, \dots, N$ 。从表达式看, 在  $\omega_0=0$  处设计的最大平坦滤波器的单位冲击响应的表达式与拉格朗日插值公式类似。

从最大平坦滤波器的原理上说, 最大平坦滤波器可让特定位置  $\omega_0$  处的延迟滤波误差最小, 而且阶数越大, 则该位置的误差越小, 但这并不能保证其他

频率位置的误差随阶数的增大而减少。

## 2 分数延迟滤波器的特征及参数分析

### 2.1 分数延迟滤波器幅频响应及参数变化

从式(1)的系统响应表达式可以看到, 理想分数延迟滤波器的幅频响应为常数, 即  $|e^{-j\omega D}|=1$ 。在最大平坦滤波器的单位冲击响应的表达式(3)中, 阶数  $N$  是主要参数之一。以前面所探讨的典型参数条件下, 一个  $d/c$  的延迟点数  $0.648\ 5$  为例, 对于不同的阶数, 最大平坦分数延迟滤波器的幅频响应如图 1 所示:

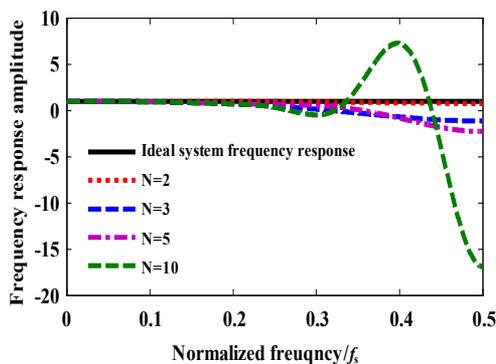


图 1 最大平坦分数延迟滤波器的幅频响应特征  
Fig.1 Features of amplitude response of Maxflat-based fractional delay filter

图 1 表示不同阶数条件下, 最大平坦分数延迟滤波器在归一化频率下的系统幅频响应。由前面的分析可知, 理想的分数延迟滤波器在不同频率下的系统幅频响应都是 1 (图中黑色实线)。对比不同阶数的情形, 可以看到, 在低频段位置 ( $0.0 \sim 0.2 f_s$ ) 的系统幅频响应均逼近 1, 与理想的系统幅频响应一致; 而在高频段位置 ( $>0.2 f_s$ ), 系统幅频响应的偏离逐渐增大。另一方面, 随着阶数增大, 低频段的系统幅频响应变化不大, 而高频段偏差有明显增大趋势, 这个结果说明, 最大平坦分数延迟滤波器在 0 Hz 位置逼近理想分数延迟滤波器时, 阶数增大反而会加大高频的幅度偏差。

### 2.2 分数延迟滤波器相频响应及参数变化

进一步分析式(1)的系统响应函数, 可以看到, 理想分数延迟滤波器是具有线性相位的系统。以相同的延迟点数  $0.648\ 5$  为例, 分析不同的阶数对最大平坦分数延迟滤波器的相频响应的影响, 如图 2 所示。

图 2 表示在阶数分别是 2、3、5 和 10 时的系统相频响应。理想的分数延迟滤波器的相位是线性的, 在图 2 里表现为倾斜的直线。从图 2 可以看到, 在低频段位置 ( $0.0 \sim 0.2 f_s$ ) 的系统相频响应均与理想的系统相频响

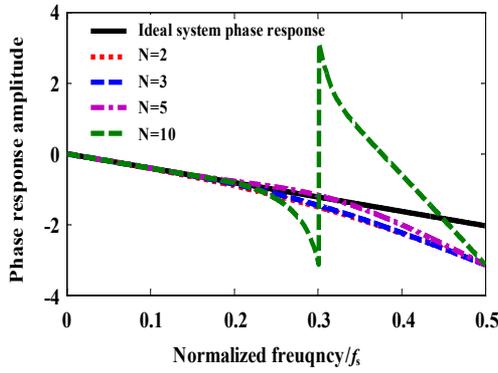


图2 最大平坦分数延迟滤波器的相频响应特征

Fig.2 Features of phase response of Maxflat-based fractional delay filter

应一致, 误差较少, 而高频段位置 ( $>0.2f_s$ ) 的相频响应误差逐渐增大。对比各个阶数的响应曲线, 当阶数较小时 ( $N=2, 3, 5$ ), 相频响应在高频段误差较少, 而阶数较大时 ( $N=10$ ) 的误差则明显很大。

从图1的最大平坦分数延迟滤波器的系统幅频响应和图2的相频响应分析可以看到, 增大阶数对低频段影响不大, 而在高频段则会增大延迟的偏差。

2.3 系统响应误差及采样率影响分析

从前面的分析可以看到, 基于最大平坦方法设计的分数延迟滤波器对高低频率的影响是不同的, 而电子耳蜗实际采用有限的频率来调制信号并进行信号传输。本文进一步分析电子耳蜗在离散频率位置的分数延时误差, 以16通道电子耳蜗为例(16通道电子耳蜗中心频率分别是216.0、343.0、485.0、645.0、826.0、1030.0、1259.0、1516.5、1806.5、2132.5、2499.5、2912.5、3377.0、3899.5、4487.0和5148.0 Hz), 在采样率  $f_s=22\ 050.0$  Hz 条件下的最大平坦延时滤波器的幅频响应和相频响应误差如表1和表2所示。

表1表示16通道电子耳蜗的分数延迟滤波器在采样率  $f_s=22\ 050$  Hz 时的幅频响应误差, 表中误差 0.000 0% 表示误差很小, 在4位小数的计算精度条件下的误差为0。从表1中各个阶数条件下的误差百分比来看, 幅频响应的最大误差是7.093 6%, 而从图1的最大平坦分数延迟滤波器的幅频响应曲线来看, 在高频段位置的偏差可以很大。由于16通道电子的最高频率是5148 Hz, 在采样率  $f_s=22\ 050$  Hz 时对应的归一化频率只有0.233 5, 因此在该采样率条件下电子耳蜗各个通道频率(216~5148 Hz)属于低频范围内, 因此总体误差不会很大。当进一步对比最大平坦分数延迟滤波器在不同阶数的特征时, 滤波器阶数的增加会减少低频通道的分数延迟误差却增大高频通道的分数延迟误差。例如, 当阶数  $N=2, 3$

表1 当  $f_s=22\ 050$  Hz 时16通道电子耳蜗的分数延迟滤波器的幅频响应误差

Tab.1 Frequency response error in fractional delay filter for 16-channel cochlear implant with the  $f_s$  of 22 050 Hz

Center frequency in 16-channel cochlear implant/Hz	Frequency response error/%			
	Order: $N=2$	Order: $N=3$	Order: $N=5$	Order: $N=10$
Channel 1:216.0	0.000 0	0.000 0	0.000 0	0.000 0
Channel 2:343.0	-0.000 1	0.000 2	0.000 0	0.000 0
Channel 3:485.0	-0.000 4	0.001 0	0.000 0	0.000 0
Channel 4:645.0	-0.001 4	0.003 2	0.000 0	0.000 0
Channel 5:826.0	-0.004 0	0.008 8	-0.000 2	0.000 0
Channel 6:1 030.0	-0.009 6	0.021 2	-0.000 8	0.000 0
Channel 7:1 259.0	-0.021 3	0.046 5	-0.002 5	0.000 0
Channel 8:1 516.5	-0.044 7	0.096 7	-0.006 9	0.000 0
Channel 9:1 806.5	-0.089 3	0.190 8	-0.017 4	-0.000 3
Channel 10:2 132.5	-0.170 1	0.357 0	-0.038 5	-0.001 2
Channel 11:2 499.5	-0.314 4	0.644 6	-0.073 4	-0.003 0
Channel 12:2 912.5	-0.569 7	1.130 4	-0.106 7	0.007 7
Channel 13:3 377.0	-0.990 7	1.883 5	-0.046 6	0.142 6
Channel 14:3 899.5	-1.670 5	3.001 9	0.404 2	0.912 8
Channel 15:4 487.0	-2.765 4	4.608 4	2.089 2	3.609 3
Channel 16:5 148.0	-4.413 4	6.680 0	6.706 6	7.093 6

表2 当  $f_s=22\ 050$  Hz 时16通道电子耳蜗的分数延迟滤波器的相频响应误差

Tab.2 Phase response error in fractional delay filter for 16-channel cochlear implant with the  $f_s$  of 22 050 Hz

Center frequency in 16-channel cochlear implant/Hz	Phase response error/%			
	Order: $N=2$	Order: $N=3$	Order: $N=5$	Order: $N=10$
Channel 1:216.0	0.026 9	0.000 0	0.000 0	0.000 0
Channel 2:343.0	0.071 6	0.000 3	0.000 0	0.000 0
Channel 3:485.0	0.144 0	0.001 0	0.000 0	0.000 0
Channel 4:645.0	0.258 7	0.003 4	-0.000 1	0.000 0
Channel 5:826.0	0.428 4	0.009 3	-0.000 6	0.000 0
Channel 6:1 030.0	0.667 7	0.022 5	-0.002 1	0.000 0
Channel 7:1 259.0	0.992 0	0.049 7	-0.006 8	0.000 0
Channel 8:1 516.5	1.438 0	0.104 4	-0.020 1	0.000 0
Channel 9:1 806.5	2.033 2	0.208 2	-0.055 3	-0.000 4
Channel 10:2 132.5	2.806 4	0.395 3	-0.139 6	-0.003 3
Channel 11:2 499.5	3.818 6	0.727 5	-0.332 7	-0.019 7
Channel 12:2 912.5	5.147 4	1.308 1	-0.752 8	-0.090 2
Channel 13:3 377.0	6.806 5	2.249 1	-1.558 4	-0.281 8
Channel 14:3 899.5	8.881 0	3.729 9	-2.949 8	-0.398 8
Channel 15:4 487.0	11.523 9	6.030 7	-5.028 7	1.578 6
Channel 16:5 148.0	14.762 7	9.335 9	-7.142 3	12.229 6

时,只有通道1的幅频响应误差是0.000 0%;当阶数 $N=5$ 时,有4个低频通道的幅频响应误差是0.000 0%(通道1、2、3、4);当阶数 $N=10$ ,有8个低频通道的幅频响应误差是0.000 0%(通道1、2、3、4、5、6、7、8)。但是高频通道的误差则随着阶数的增大而增大,例如 $N=2$ 时分数延迟滤波器的幅频响应最大误差是-4.413 4%,而 $N=10$ 时幅频响应最大误差增大到7.093 6%。

进一步观察表2,在采样频率为22 050 Hz时16通道电子耳蜗的分数延迟滤波器的相频响应误差,误差特征与幅频响应的误差有类似的结果。随着阶数的增大,相频响应的误差在低频段减少,例如 $N=2、3、5、10$ 对应的误差为0.000 0%的通道数分别是0、1、3、8。阶数越大,本文所采用的最大平坦分数延迟滤波器在低频位置的相频响应误差越小,而高频位置则有和幅频响应不一样的特征,阶数的增大并不一定导致高频位置的相位误差增大(例如当阶数 $N=2$ 时通道16的相频响应误差达到14.762 7%,而阶数增大到 $N=3$ 和5时则只有9.335 9%和-7.142 3%)。

从上述分析可以看到,采样率会明显影响误差在高低频率的分布的,为此,进一步比较不同采样率的系统幅频响应和相频响应的结果,对于采样率 $f_s=44\ 100$  Hz时的最大平坦延时滤波器的幅频响应和相频响应误差如表3和表4所示。

表3和表4分别计算了在采样频率 $f_s=44\ 100$  Hz时,16通道电子耳蜗的分数延迟滤波器的幅频响应和相频响应的误差。对比表3和表4,可以看到,在更大采样率条件下,分数延时滤波器的幅频响应和相频响应的误差都显著地减少。幅频响应在阶数为2、3、5和10的误差是0.000 0%的通道数分别是3、2、7和12,各阶数条件下最大误差是0.718 8%;对应地,相频响应里0.000 0%误差的通道数分别是0、2、6和12,最大误差是4.044 2%。因此,增大采样率有助于减少幅频响应和相频响应的误差。同时,通过对比可以看到,在高采样率条件下,阶数的增加会同时减少电子耳蜗低频通道和低频通道的误差,这个特征与较低采样率( $f_s=22\ 050$  Hz)的结果有所不同。

### 3 实际硬件采集信号的分数延时结果

本文在前期开发的电子耳蜗前端信号采集硬件进行实验,声源距离硬件采集麦克风模块1 m位置,播放的是英语单词“Great”(美式发音,女声),原始信号及经过最大平坦滤波器分数延迟后的信号波形和语谱如图3所示。

图3表示电子耳蜗前端信号采集平台采集到的

表3 当 $f_s=44\ 100$  Hz时16通道电子耳蜗的分数延迟滤波器的幅频响应误差

Tab.3 Frequency response error in fractional delay filter for 16-channel cochlear implant with the  $f_s$  of 44 100 Hz

Center frequency in 16-channel cochlear implant/Hz	Frequency response error/%			
	Order: $N=2$	Order: $N=3$	Order: $N=5$	Order: $N=10$
Channel 1:216.0	0.000 0	0.000 0	0.000 0	0.000 0
Channel 2:343.0	0.000 0	0.000 0	0.000 0	0.000 0
Channel 3:485.0	0.000 0	0.000 1	0.000 0	0.000 0
Channel 4:645.0	-0.000 1	0.000 2	0.000 0	0.000 0
Channel 5:826.0	-0.000 2	0.000 5	0.000 0	0.000 0
Channel 6:1 030.0	-0.000 6	0.001 3	0.000 0	0.000 0
Channel 7:1 259.0	-0.001 3	0.002 8	0.000 0	0.000 0
Channel 8:1 516.5	-0.002 7	0.006 0	-0.000 1	0.000 0
Channel 9:1 806.5	-0.005 6	0.012 4	-0.000 4	0.000 0
Channel 10:2 132.5	-0.010 9	0.023 9	-0.000 9	0.000 0
Channel 11:2 499.5	-0.020 5	0.044 9	-0.002 3	0.000 0
Channel 12:2 912.5	-0.037 6	0.081 6	-0.005 5	0.000 0
Channel 13:3 377.0	-0.068 4	0.146 9	-0.012 3	-0.000 1
Channel 14:3 899.5	-0.119 7	0.253 9	-0.025 2	-0.000 5
Channel 15:4 487.0	-0.206 0	0.429 7	-0.047 8	-0.001 7
Channel 16:5 148.0	-0.352 5	0.718 8	-0.081 1	-0.003 0

表4 当 $f_s=44\ 100$  Hz时16通道电子耳蜗的分数延迟滤波器的相频响应误差

Tab.4 Phase response error in fractional delay filter for 16-channel cochlear implant with the  $f_s$  of 44 100 Hz

Center frequency in 16-channel cochlear implant/Hz	Phase response error/%			
	Order: $N=2$	Order: $N=3$	Order: $N=5$	Order: $N=10$
Channel 1:216.0	0.006 0	0.000 0	0.000 0	0.000 0
Channel 2:343.0	0.016 8	0.000 0	0.000 0	0.000 0
Channel 3:485.0	0.036 1	0.000 1	0.000 0	0.000 0
Channel 4:645.0	0.062 6	0.000 2	0.000 0	0.000 0
Channel 5:826.0	0.101 9	0.000 5	0.000 0	0.000 0
Channel 6:1 030.0	0.164 3	0.001 4	0.000 0	0.000 0
Channel 7:1 259.0	0.241 5	0.002 9	-0.000 1	0.000 0
Channel 8:1 516.5	0.353 4	0.006 3	-0.000 3	0.000 0
Channel 9:1 806.5	0.510 5	0.013 2	-0.000 9	0.000 0
Channel 10:2 132.5	0.710 2	0.025 5	-0.002 5	0.000 0
Channel 11:2 499.5	0.975 1	0.048 0	-0.006 4	0.000 0
Channel 12:2 912.5	1.319 1	0.087 8	-0.015 6	0.000 0
Channel 13:3 377.0	1.779 0	0.159 6	-0.037 5	-0.000 2
Channel 14:3 899.5	2.354 1	0.278 8	-0.084 4	-0.001 1
Channel 15:4 487.0	3.089 4	0.478 4	-0.183 5	-0.005 9
Channel 16:5 148.0	4.044 2	0.814 7	-0.390 2	-0.026 8

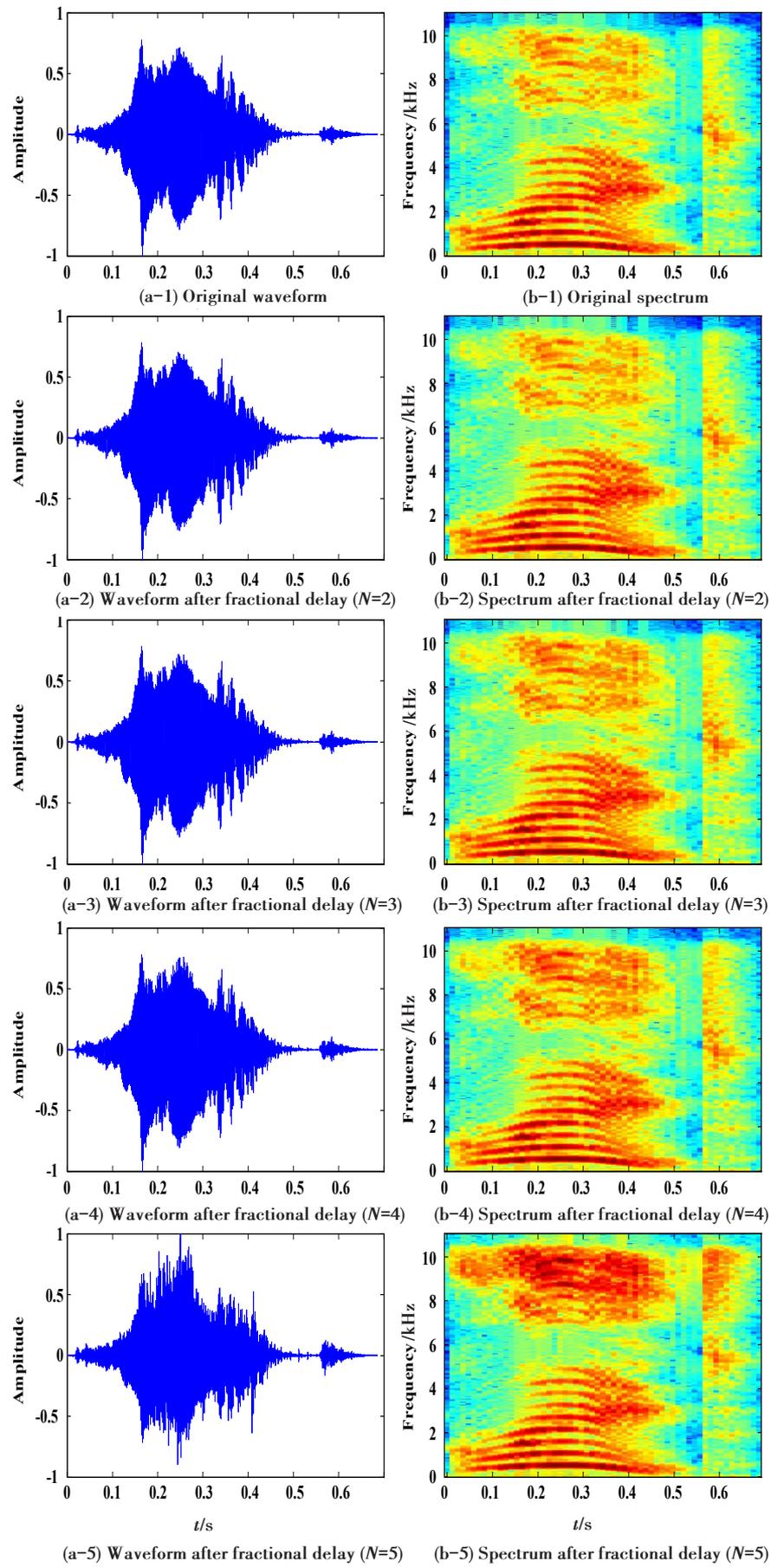


图3 分数延迟前后的信号波形和语谱比较

Fig.3 Comparison of waveform and time-frequency spectrum between the original signal and the signal after fractional delaying

信号经过不同阶数的最大平坦滤波器分数延迟后的信号波形和语谱。对比左列的各个信号的波形与原始信号波形,当阶数较小时( $N=2,3,5$ ),延迟后的信号与原始信号波形有很好的匹配,而当阶数较大时( $N=10$ ),延迟后的信号则偏差明显较大。对比图3中右列各个信号的语谱及能量分布,可以看到,当阶数增大时,信号能量向高频扩散和增强,但阶数较小时( $N=2,3,5$ ),这种能量分布变化较小;当阶数为10时可以明显看到延迟后的信号高频段的能量有了很大增强(语谱中红色位置),而低频段的语谱在各个阶数情形下都与原始信号一致。因此,本文采用的0 Hz位置最大平坦分数延迟滤波器对低频能量分布影响不大,主要影响了高频信号的能量分布。

#### 4 结论

本文研究在电子耳蜗多麦克风波束形成中,延时参数实现的分数延迟问题和基于最大平坦分数延迟滤波器的特征。通过仿真分析和实验研究表明,信号的采样频率和阶数对分数延迟后的信号特征和能量分布产生影响。对于低采样率来说,高阶数减少了信号低频段的延迟系统响应误差,而增大高频段的误差,提高采样率则有助于大幅度减少全频带的系统误差。针对电子耳蜗本身不同通道的频率特征,选取合适的采样率和阶数才能适合特定滤波器组的信号采集和延迟参数的算法设置。

#### 【参考文献】

- [1] HERSBACH A A, GRAYDEN D B, FALLON J B, et al. Perceptual effect of reverberation on multi-microphone noise reduction for cochlear implants[C]. IEEE International Conference on Acoustics, 2015: 5853-5857.
- [2] TAHER M, NASSER K. Real-time dual-microphone noise classification for environment-adaptive pipelines of cochlear implants [C]. Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, 2013: 5287-5290.
- [3] 陈又圣, 宫琴. 基于双TP型麦克风的电子耳蜗前端指向性语音增强系统的研制[J]. 仪器仪表学报, 2010, 31(9): 1952-1958.  
CHEN Y S, GONG Q. Study on dual TP microphone-based directional speech enhancement system for cochlear implant[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2010, 31(9): 1952-1958.
- [4] SUN Y M, ZHANG R F, LI Q, et al. Tunable multiwavelength fiber laser source for continuous true-time-delay beamforming[J]. IEEE Photonic Tech Lett, 2016, 28(11): 1261-1263.
- [5] CHEN Y S, GONG Q. Anormalized beamforming algorithm for broadband speech using a continuous interleaved sampling[J]. IEEE Trans Audio Speech Lang Processing, 2012, 20(3): 868-874.
- [6] GONG Q, CHEN Y S. Parameter selection methods of delay and beamforming for cochlear implant speech enhancement[J]. Acoust Phys, 2011, 57(4): 542-550.
- [7] 逢锦昊, 吴凯, 杨涛, 等. 高速多通道时域宽带数字波束形成器设计[J]. 现代雷达, 2014, 36(11): 24-28.  
PANG J H, WU K, YANG T, et al. Design of a high-speed multi-channel wideband digital beamformer in time domain[J]. Modern Radar, 2014, 36(11): 24-28.
- [8] ZENG F G. Trends in cochlear implant[J]. Trends Amplif, 2004, 8(1): 1-34.
- [9] CHUNG K, ZENG F G. Using hearing aid adaptive directional microphones to enhance cochlear implant performance[J]. Hear Res, 2009, 250(1-2): 27-37.
- [10] THIRAN J P. Recursive digital filters with maximally flat group delay [J]. IEEE Trans Circuit Theory, 1971, 18(6): 659-664.
- [11] COOKLEV T, NISHIHARA A. Maximally flat FIR filters[C]//IEEE Int Symp Circuits Syst, USA: Chicago, 1993: 96-99.
- [12] MARTIN E, ARILD L. Maximally flat FIR and IIR fractional delay filters with expanded bandwidth. In: European [C]//Signal Processing Conference. Poland: Poznan, 2007: 1038-1042.
- [13] CHEN Y S, GONG Q. Small-space microphone array fractional delay algorithm based on FIR filter for cochlear implant[J]. Tsinghua Sci Technol, 2011, 16(1): 90-94.

(编辑:谭斯允)