

其最重要的功能还是在两方面：听力补偿和消噪。消噪指的是消除因反馈引起的噪声。本文的研究内容主要在如何实现这两大功能的信号处理算法研究。

文中建立适用于数字化助听器的系统框架，在此基础上，确定研究的主要内容。由于语音信号是非平稳信号，对它进行处理将通过自适应滤波器实现。本文所完成的研究内容包括：1.运用重叠存储法在频域对信号进行处理；2.设计自适应滤波器作为助听器的回波抵消器进行消噪的处理。

在算法研究的基础上，运用 MATLAB 的 SIMULINK 软件包对算法进行仿真研究，验证了算法的有效性。

最后，在给出本文研究的主要结果后，对数字化助听器产品研发作了展望。

关键词：听力补偿[√]；消噪，重叠存储法[√]，自适应滤波器[√]

STUDY OF SIGNAL PROCESSING ALGORITHMS FOR DIGITAL HEARING AID

ABSTRACT

Among the handicapped people in the world, 20 percent of them belong to hearing problem. The total number is about 100 million. China is a country with the biggest population in the world, so is with its hearing handicapped number. For these people, using various kinds of audiphones is the most convenient and effective measure to improve their hearing.

The technical level of foreign hearing aid is keeping with the pace of advanced signal processing research. In contrast, the state-produced hearing is still remaining in a lower technical level in all three aspects: technological level, circuit design level and algorithm. While it has become the common design to use DSP as a necessary hardware component with particularly designed processing algorithm, we are still using analog circuit with limited signal processing performance.

To explore the application of contemporary digital signal processing technique in hearing aid, in this thesis, we will study some fundamental problems focusing on compensation for hearing impairment and noise

reduction.

The detailed works done are as follows:

1. Using overlap-save method to process signal in frequency domain ,
2. Designing adaptive filter as the echo canceller to reduce noise,
3. Experiments with SIMULINK to verify the algorithms.

The technique development trends of digital hearing aid are summarized at the end of the thesis.

KEY WORDS: hearing impairment, noise reduction, overlap-save method, adaptive filter

第一章 绪 论

1.1 引言

对于助听器的研究,本文先给出有关人耳听力系统的简介,这对于下面研究助听器而言,是很有必要的,从中可以了解到人耳产生损伤的原因[1]。

人耳是人体重要的组成器官,一般人们肉眼能看见的耳朵,实际上是听觉器官外表的部分,也是比较不重要的一小部分。就听觉的完整和意义来讲,人们感知外界各种声音,必须具备完整的听觉系统,这个系统包含两个部分,即外周部分和中枢部分。听觉系统的外周部分是听觉器官最为重要的部分,或叫听觉分析器。主要由外耳(耳郭、外耳道和鼓膜)、中耳和内耳耳路构成。声波被外耳的耳廓收集并经过外耳道到达鼓膜。鼓膜将会根据相应的声音频率进行振动,比如一个 1000Hz 的声音信号将会引起鼓膜 1000 次/秒的振动。之后,声波经过中耳的听骨系统,进入内耳。在内耳中有两个十分重要的解剖结构:前庭和耳蜗。耳蜗是一个类似螺旋状的结构,在其上面有与神经纤维相连的内毛细胞和外毛细胞。神经纤维汇集成对神经的信息,并将它传至位于脑干的听觉中枢。这样就构成了完整的听力流程图[2]。

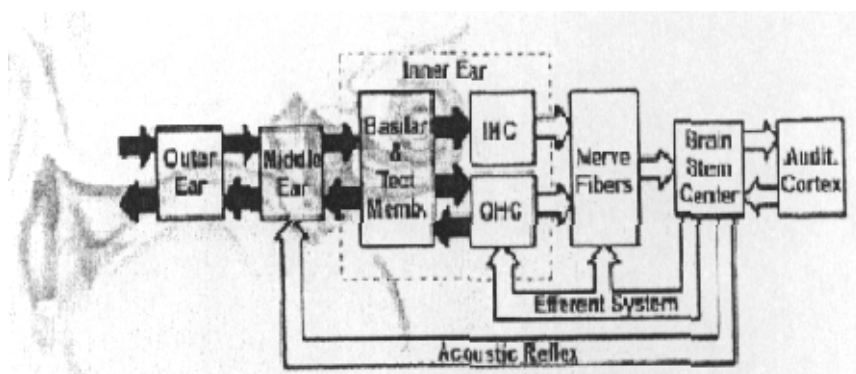


图 1-1 人耳听力流程图

Figure1-1 The working figure of human ear

人耳的听力功能为人提供了与外界交流的一种极为重要的手段,但与此同时人耳也是人身体里一个极易受损伤的器官。整个世界上有许多人患有耳类疾病,我国人口世界第一,因而听力损伤者的数目也是世界第一,这些人中有刚刚出生就身患耳疾的先天耳聋者和由于工作伤害而引起的意外耳聋者,但其中人数最多的还是那些因年老而形成的老年型耳聋患者。据 1987 年我国首次残疾人口抽样调查[3],听力语言残疾

第一章 绪 论

1.1 引言

对于助听器的研究,本文先给出有关人耳听力系统的简介,这对于下面研究助听器而言,是很有必要的,从中可以了解到人耳产生损伤的原因[1]。

人耳是人体重要的组成器官,一般人们肉眼能看见的耳朵,实际上是听觉器官外表的部分,也是比较不重要的一小部分。就听觉的完整和意义来讲,人们感知外界各种声音,必须具备完整的听觉系统,这个系统包含两个部分,即外周部分和中枢部分。听觉系统的外周部分是听觉器官最为重要的部分,或叫听觉分析器。主要由外耳(耳郭、外耳道和鼓膜)、中耳和内耳耳路构成。声波被外耳的耳廓收集并经过外耳道到达鼓膜。鼓膜将会根据相应的声音频率进行振动,比如一个 1000Hz 的声音信号将会引起鼓膜 1000 次/秒的振动。之后,声波经过中耳的听骨系统,进入内耳。在内耳中有两个十分重要的解剖结构:前庭和耳蜗。耳蜗是一个类似螺旋状的结构,在其上面有与神经纤维相连的内毛细胞和外毛细胞。神经纤维汇集成对神经的信息,并将它传至位于脑干的听觉中枢。这样就构成了完整的听力流程图[2]。

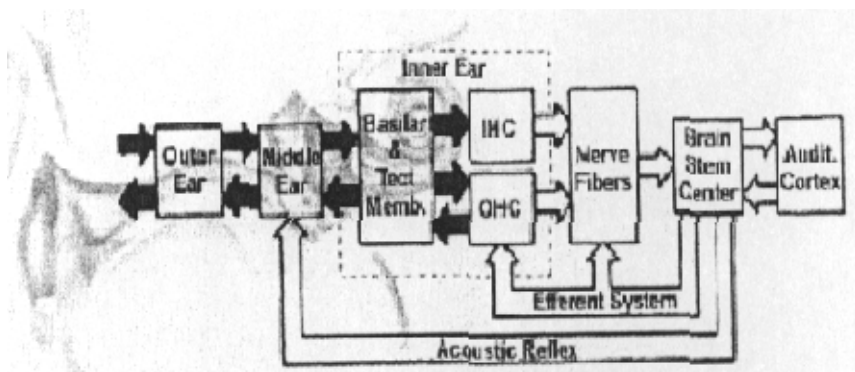


图 1-1 人耳听力流程图

Figure1-1 The working figure of human ear

人耳的听力功能为人提供了与外界交流的一种极为重要的手段,但与此同时人耳也是人身体里一个极易受损伤的器官。整个世界上有许多人患有耳类疾病,我国人口世界第一,因而听力损伤者的数目也是世界第一,这些人中有刚刚出生就身患耳疾的先天耳聋者和由于工作伤害而引起的意外耳聋者,但其中人数最多的还是那些因年老而形成的老年型耳聋患者。据 1987 年我国首次残疾人口抽样调查[3],听力语言残疾

居五大残疾之首，为 1770 万人，占全人口的 2.18%。按我国人口 11.8 亿计算，听力残疾人约为 2400 万人。由此不难推断，随着社会老龄化的进展、生活节奏的加快、环境噪声、药物及其它疾病的危害，听力障碍者还会不断有所增加。

1.2 听力损伤者和助听器

判断患者身患何种耳类疾病可以与其是否需要或佩戴何种助听器结合在一起，因为不同的听力损伤者对助听器的要求也不一样。一般说来，听普通的对话有困难的耳聋者，就需要佩戴助听器。轻度耳聋者，不需要佩戴助听器。中度耳聋者，就是在距离 1 米左右时听普通的对话有困难，需要提高声调；对说话快或发声较尖的声音听不清；常发生听错语言；在人多杂乱的环境中听话困难明显者，佩戴助听器的效果最好。60 分贝以上者，助听效果不够理想，不能充分听清语音内容，但是经过训练，可以提高助听效果。严重的耳聋不能仅靠助听器，还需要移植耳蜗。

下面将重点谈一谈老年性耳聋的问题。老年性耳聋的问题是一个很常见的问题，老年人群也是听力损伤者人数最多的。老年性耳聋是指伴随人体老化过程而出现的听力损失。也就是说，这是一种生理衰老性疾病，可以没有明显的病因，因而也没有什么很好的预防办法，对于老年人来说，这种过程是不可逆转的，一些终生生活在很宁静的环境里的老人，从没有受到过噪声的干扰，也从未接触到对听力有毒害的药物，但仍然患有了老年性耳聋。由此可见：老年性耳聋是一种社会病。根据最保守的估计，我国的老年人中至少 50% 以上的有不同程度的听力损失。

老年性耳聋很大程度上是人体生理衰老的结果，从医学的角度讲，现在还没有研制出可以根治这一类疾病的方法。对于绝大多数老年患者来说，现今最为有效的治疗老年性耳聋的方法就是选择一款合适的助听器来提高自己的听力。

因此，本文的研究的重点将放在设计供老年人使用的助听器上。

听力障碍的表现是多方面的，感受到的声音小是最基本的一条。而助听器最基本的作用正在于将小的声音放大，因此有助于聋人改善听力状况，达到矫正听力的目的。所有的助听器都有放大功能的道理正在于此。

然而，并非只要“放大”，听力障碍就能克服。

首先，由于重振现象的存在[4]，声音放大到一定程度以后有些耳聋患者根本不能忍受。对他们来说，过度的放大不但无益反而有害。

其次，不同的聋人对助听器放大的要求不同。这主要是因为他们听力状况不同的缘故。没有哪一种“放大”是万能的，能够适合所有耳聋者的需求。助听器的种类、型号非常多的原因即在于此。

一方面，不同的耳聋患者需要不同的放大；另一方面，具有放大功能的助听器种类、款式、型号、性能各不相同。具体到某一位患者需要那种、哪类、哪一型号的助听器就变成了一个只有专业人员才有可能解决的问题。因此设计出一种可供大多数人使用的助听器产品是非常困难的，不同类型的听力损伤者会需要不同类型的助听器产品。

但先进的助听器产品已经可以作到“量体裁衣”、因人而异。也就是说，一款助听器可以完全满足不同使用者的听力需要，能够达到这样性能的助听器产品主要是数字

居五大残疾之首，为 1770 万人，占全人口的 2.18%。按我国人口 11.8 亿计算，听力残疾人约为 2400 万人。由此不难推断，随着社会老龄化的进展、生活节奏的加快、环境噪声、药物及其它疾病的危害，听力障碍者还会不断有所增加。

1.2 听力损伤者和助听器

判断患者身患何种耳类疾病可以与其是否需要或佩戴何种助听器结合在一起，因为不同的听力损伤者对助听器的要求也不一样。一般说来，听普通的对话有困难的耳聋者，就需要佩戴助听器。轻度耳聋者，不需要佩戴助听器。中度耳聋者，就是在距离 1 米左右时听普通的对话有困难，需要提高声调；对说话快或发声较尖的声音听不清；常发生听错语言；在人多杂乱的环境中听话困难明显者，佩戴助听器的效果最好。60 分贝以上者，助听效果不够理想，不能充分听清语音内容，但是经过训练，可以提高助听效果。严重的耳聋不能仅靠助听器，还需要移植耳蜗。

下面将重点谈一谈老年性耳聋的问题。老年性耳聋的问题是一个很常见的问题，老年人群也是听力损伤者人数最多的。老年性耳聋是指伴随人体老化过程而出现的听力损失。也就是说，这是一种生理衰老性疾病，可以没有明显的病因，因而也没有什么很好的预防办法，对于老年人来说，这种过程是不可逆转的，一些终生生活在很宁静的环境里的老人，从没有受到过噪声的干扰，也从未接触到对听力有毒害的药物，但仍然患有了老年性耳聋。由此可见：老年性耳聋是一种社会病。根据最保守的估计，我国的老年人中至少 50% 以上的有不同程度的听力损失。

老年性耳聋很大程度上是人体生理衰老的结果，从医学的角度讲，现在还没有研制出可以根治这一类疾病的方法。对于绝大多数老年患者来说，现今最为有效的治疗老年性耳聋的方法就是选择一款合适的助听器来提高自己的听力。

因此，本文的研究的重点将放在设计供老年人使用的助听器上。

听力障碍的表现是多方面的，感受到的声音小是最基本的一条。而助听器最基本的作用正在于将小的声音放大，因此有助于聋人改善听力状况，达到矫正听力的目的。所有的助听器都有放大功能的道理正在于此。

然而，并非只要“放大”，听力障碍就能克服。

首先，由于重振现象的存在[4]，声音放大到一定程度以后有些耳聋患者根本不能忍受。对他们来说，过度的放大不但无益反而有害。

其次，不同的聋人对助听器放大的要求不同。这主要是因为他们听力状况不同的缘故。没有哪一种“放大”是万能的，能够适合所有耳聋者的需求。助听器的种类、型号非常多的原因即在于此。

一方面，不同的耳聋患者需要不同的放大；另一方面，具有放大功能的助听器种类、款式、型号、性能各不相同。具体到某一位患者需要那种、哪类、哪一型号的助听器就变成了一个只有专业人员才有可能解决的问题。因此设计出一种可供大多数人使用的助听器产品是非常困难的，不同类型的听力损伤者会需要不同类型的助听器产品。

但先进的助听器产品已经可以作到“量体裁衣”、因人而异。也就是说，一款助听器可以完全满足不同使用者的听力需要，能够达到这样性能的助听器产品主要是数字

化助听器产品。

随着电声技术的发展,助听器体积缩小,功率增大,放大效能也不断改进。近若干年来数码编程式助听器[5]问世。根据病人听力损失的程度通过电脑把合适的参数编入助听器内存芯片,编程式助听器能自行调节外界输入的声信号,进行听力补偿,令患耳能听到较清晰的言语。助听器的式样也由原来的袋装式改进到耳背式、耳内式、耳道式和全耳道式。在助听器选配技术方面也不断进步。

以上是关于助听器产品的初步介绍。

1.3 当前国产助听器市场现状

目前我国市场上有 30 多家企业生产助听器,年产量在 80 万台左右。随着人口老龄化的加剧,助听器的需求量还将逐渐增加[6]。

但对于国产的助听器产品来说,存在着很多的问题,研究发现,主要有以下的问题:

(1) 产品缺乏科学的设计和测试,随意性很大,造成患者病情加重。

许多产品的质量问題很严重,令人心忧。国家质量监督部门分别在 1985 年、1993 年和 2000 年对国内市场上出售的各品牌的助听器的质量作过 3 次抽样调查。这三次调查的结果令人不安。第一次调查结果显示:大多数助听器的机械结构还不过关,工艺水平低劣,元器件质量问题也很严重。第二次调查结果表明:暴露出的问题技术层次深了,主要表现为失真和噪声。这一次调查的结果主要发现,国产助听器的耳机一致性差,助听器耳机频率响应特性检测显示,分贝曲线偏差悬殊。在国外,抽选 10 台助听器检测,曲线偏差一两分贝;而国内产品同样抽选 10 台,曲线则偏差一二十分贝,有时则要偏差几十分贝。

2000 年 11 月份,国家质量监督部门对助听器产品进行了第三次检查。结果表明,助听器产品的质量合格率不足 6 成,总体水平更加令人担忧。甚至出现了质量倒退的迹象。从抽查的情况看,助听器产品的质量主要存在以下问题:一是频响曲线在语言所需的频率范围内出现较大波谷,且频率范围偏窄。这样的产品在使用时会令使用者感到周围声音忽高忽低,或丢失语言信息。二是同一型号的助听器性能不稳定,技术指标相差较大,影响选择和使用。

助听器产品质量的问题,主要表现在产品的关键技术指标——电声性能方面。助听器的电声性能指标对使用者有很大影响。这个项目不合格,使用者不仅不能充分利用残余听力,而且有可能加重残疾程度。不合格助听器对患者的负面影响更大,有可能造成永久性伤害。不合格的性能主要在以下几个方面:

“总谐波失真”超标。总谐波失真是衡量助听器放大语言音质的一项重要指标。指标超标,会使配戴者难以分辨语音和正确的语调,久而久之还会进一步破坏残留听力。

“等效输入噪声级”超标。质量不达标的助听器产品在放大语言的同时,不仅将外界噪声放大,同时自身也产生很大的噪声,这种噪声的存在将对残留听力极为不利。避免这些问题的出现也是我们设计助听器是需要考虑的问题。

助听器市场的运行状况,体现了一个地区的物质、精神生活的水平,更体现出该

化助听器产品。

随着电声技术的发展,助听器体积缩小,功率增大,放大效能也不断改进。近若干年来数码编程式助听器[5]问世。根据病人听力损失的程度通过电脑把合适的参数编入助听器内存芯片,编程式助听器能自行调节外界输入的声信号,进行听力补偿,令患耳能听到较清晰的言语。助听器的式样也由原来的袋装式改进到耳背式、耳内式、耳道式和全耳道式。在助听器选配技术方面也不断进步。

以上是关于助听器产品的初步介绍。

1.3 当前国产助听器市场现状

目前我国市场上有 30 多家企业生产助听器,年产量在 80 万台左右。随着人口老龄化的加剧,助听器的需求量还将逐渐增加[6]。

但对于国产的助听器产品来说,存在着很多的问题,研究发现,主要有以下的问题:

(1) 产品缺乏科学的设计和测试,随意性很大,造成患者病情加重。

许多产品的质量问題很严重,令人心忧。国家质量监督部门分别在 1985 年、1993 年和 2000 年对国内市场上出售的各品牌的助听器的质量作过 3 次抽样调查。这三次调查的结果令人不安。第一次调查结果显示:大多数助听器的机械结构还不过关,工艺水平低劣,元器件质量问题也很严重。第二次调查结果表明:暴露出的问题技术层次深了,主要表现为失真和噪声。这一次调查的结果主要发现,国产助听器的耳机一致性差,助听器耳机频率响应特性检测显示,分贝曲线偏差悬殊。在国外,抽选 10 台助听器检测,曲线偏差一两分贝;而国内产品同样抽选 10 台,曲线则偏差一二十分贝,有时则要偏差几十分贝。

2000 年 11 月份,国家质量监督部门对助听器产品进行了第三次检查。结果表明,助听器产品的质量合格率不足 6 成,总体水平更加令人担忧。甚至出现了质量倒退的迹象。从抽查的情况看,助听器产品的质量主要存在以下问题:一是频响曲线在语言所需的频率范围内出现较大波谷,且频率范围偏窄。这样的产品在使用时会令使用者感到周围声音忽高忽低,或丢失语言信息。二是同一型号的助听器性能不稳定,技术指标相差较大,影响选择和使用。

助听器产品质量的问题,主要表现在产品的关键技术指标——电声性能方面。助听器的电声性能指标对使用者有很大影响。这个项目不合格,使用者不仅不能充分利用残余听力,而且有可能加重残疾程度。不合格助听器对患者的负面影响更大,有可能造成永久性伤害。不合格的性能主要在以下几个方面:

“总谐波失真”超标。总谐波失真是衡量助听器放大语言音质的一项重要指标。指标超标,会使配戴者难以分辨语音和正确的语调,久而久之还会进一步破坏残留听力。

“等效输入噪声级”超标。质量不达标的助听器产品在放大语言的同时,不仅将外界噪声放大,同时自身也产生很大的噪声,这种噪声的存在将对残留听力极为不利。避免这些问题的出现也是我们设计助听器是需要考虑的问题。

助听器市场的运行状况,体现了一个地区的物质、精神生活的水平,更体现出该

地区对听力残疾者的重视和关怀的程度。与世界发达国家相比,我国的助听器市场还存在着许多问题,亟待解决。

因此,尽管现如今我国市场上的国产助听器种类较为繁多,但占据主导地位的产品还基本为外国进口产品,特别是高档助听器市场几乎全部被外国产品所垄断。德国西门子、美国斯达克等国外厂家纷纷投入人力和物力来进行助听器的研发工作,丹麦还有专门的助听器研究中心,可见国外对于助听器的生产很重视。而我国的助听器生产工作与国外相比差距较大,产品仍集中于模拟助听器,数字化的产品寥寥无几。因而数字化助听器产品的研发工作显得较为重要。

国家为了规范助听器市场,早在 1993 年就颁布了模拟型助听器的国家标准[7],并提出了 5 项基本电声参数:(1)最大饱和声压级,其允许偏差不大于 4dB;(2)满档声增益,其允许偏差不大于 5dB;(3)基本频响曲线,基本频响曲线和典型频响曲线之间的偏差在 2000Hz 以下允许 5dB,在 2000Hz 以上,允许 6dB;(4)总谐波失真,在额定频率范围内,频率小于 1000Hz 时,失真度不大于 15%,频率大于等于 1000Hz 时,失真度不大于 10%;(5)等效输入噪声级,不大于 32dB。

这些指标将为本文的研究提供参数上的保证。

对现状的了解使我们明白了研制先进的数字化助听器的重要性和迫切性,以此作为论文的研究内容是很有意义的。

1.4 本文的研究内容

现阶段国内技术和国外先进技术差距是全方面的,全面达到国外的先进水平是不可能的,因而本文的研究将从以下几个基础部分展开。

1) 对需要设计的助听器产品提出所要达到的性能要求。通过分析国外先进数字化助听器产品,从中了解到当前数字化助听器产品所达到的技术指标以及所提供的功能。综合以上的了解以及当前的技术现状,把完成助听器产品的补偿功能以及如何消除助听器产品的声反馈问题作为本文研究的重点。

2) 根据上面的要求,以方框图的形式建立助听器产品的系统电路图,并为每一部分研究选择合适的信号处理算法。

3) 为数字化助听器产品选择合适的卷积算法,本文将在线性卷积和循环卷积两者间选择合适的卷积算法来进行助听器产品的卷积算法。

4) 选择自适应滤波器作为数字化助听器产品中回波抵消器的设计方案,逐步推导回波抵消器的自适应算法,并分析自适应滤波器的稳定性问题。

5) 运用 MATLAB 程序中的 SIMULINK 软件包作为仿真试验平台,通过实验验证算法的优劣。

地区对听力残疾者的重视和关怀的程度。与世界发达国家相比,我国的助听器市场还存在着许多问题,亟待解决。

因此,尽管现如今我国市场上的国产助听器种类较为繁多,但占据主导地位的产品还基本为外国进口产品,特别是高档助听器市场几乎全部被外国产品所垄断。德国西门子、美国斯达克等国外厂家纷纷投入人力和物力来进行助听器的研发工作,丹麦还有专门的助听器研究中心,可见国外对于助听器的生产很重视。而我国的助听器生产工作与国外相比差距较大,产品仍集中于模拟助听器,数字化的产品寥寥无几。因而数字化助听器产品的研发工作显得较为重要。

国家为了规范助听器市场,早在 1993 年就颁布了模拟型助听器的国家标准[7],并提出了 5 项基本电声参数:(1)最大饱和声压级,其允许偏差不大于 4dB;(2)满档声增益,其允许偏差不大于 5dB;(3)基本频响曲线,基本频响曲线和典型频响曲线之间的偏差在 2000Hz 以下允许 5dB,在 2000Hz 以上,允许 6dB;(4)总谐波失真,在额定频率范围内,频率小于 1000Hz 时,失真度不大于 15%,频率大于等于 1000Hz 时,失真度不大于 10%;(5)等效输入噪声级,不大于 32dB。

这些指标将为本文的研究提供参数上的保证。

对现状的了解使我们明白了研制先进的数字化助听器的重要性和迫切性,以此作为论文的研究内容是很有意义的。

1.4 本文的研究内容

现阶段国内技术和国外先进技术差距是全方面的,全面达到国外的先进水平是不可能的,因而本文的研究将从以下几个基础部分展开。

1) 对需要设计的助听器产品提出所要达到的性能要求。通过分析国外先进数字化助听器产品,从中了解到当前数字化助听器产品所达到的技术指标以及所提供的功能。综合以上的了解以及当前的技术现状,把完成助听器产品的补偿功能以及如何消除助听器产品的声反馈问题作为本文研究的重点。

2) 根据上面的要求,以方框图的形式建立助听器产品的系统电路图,并为每一部分研究选择合适的信号处理算法。

3) 为数字化助听器产品选择合适的卷积算法,本文将在线性卷积和循环卷积两者间选择合适的卷积算法来进行助听器产品的卷积算法。

4) 选择自适应滤波器作为数字化助听器产品中回波抵消器的设计方案,逐步推导回波抵消器的自适应算法,并分析自适应滤波器的稳定性问题。

5) 运用 MATLAB 程序中的 SIMULINK 软件包作为仿真试验平台,通过实验验证算法的优劣。

第二章 助听器的技术发展

2.1 助听器产品的发展历史

助听器产品从总体上来说一般由三个部分组成：一个麦克风，一个控制系统和一个耳机，耳机将处理后的声音直接送到耳道和听觉系统或经外耳道送至鼓膜，这是它的基本工作原理。

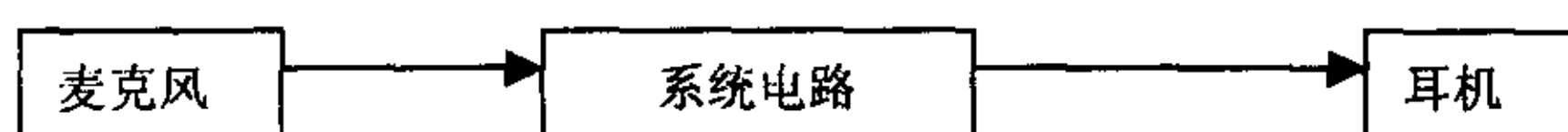


图 2-1 助听器结构简图
Figure2-1 system of hearing aids

助听器产品从出现至今，可以从不同的方面对它进行分类。

从助听器的外观上分，可分为：盒式助听器，耳背式助听器和耳内式助听器。这三类助听器各有特点：

盒式助听器是早期的助听器产品采用的外观设计。但是，随着助听器产品的发展和其功能等方面的限制，主要是它的主体部分离人耳太远，它已被耳背式及耳内式助听器所取代。

耳背式助听器与一个定做的耳模连接，可以很舒适的戴在耳廓后面，很多耳背式助听器可与外部设备连接使用，如听力培训设备，红外线接受系统等。

耳内式助听器和耳道式助听器都是根据患者耳型来专门设计制造的新型的助听器产品，比较隐蔽，外观好，配戴安全舒适，这种装置没有导线，可最大限度地模仿人耳对声音的传送过程，目前，这两种助听器在全世界最为普及，其市场占有率高达 80%。

2.2 模拟助听器和数字助听器

从助听器控制部分的电路类型分，我们可以把助听器产品分为模拟型助听器和数字化助听器，在助听器刚开始出现的时候，只有模拟型助听器，它的工作原理主要是利用放大电路，其主体为模拟放大器。这种放大器的好处是构造简单、价格低廉，但是由于放大电路把声音的信号和噪声同步放大，同时在放大较高音量的声音信号时容易引起失真的现象，因而其工作效果并不理想。

2.2.1 模拟助听器

第二章 助听器的技术发展

2.1 助听器产品的发展历史

助听器产品从总体上来说一般由三个部分组成：一个麦克风，一个控制系统和一个耳机，耳机将处理后的声音直接送到耳道和听觉系统或经外耳道送至鼓膜，这是它的基本工作原理。

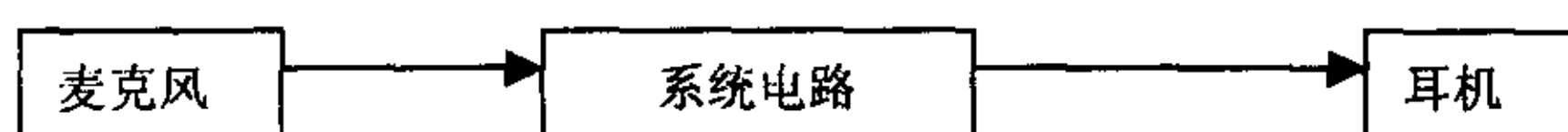


图 2-1 助听器结构简图
Figure2-1 system of hearing aids

助听器产品从出现至今，可以从不同的方面对它进行分类。

从助听器的外观上分，可分为：盒式助听器，耳背式助听器和耳内式助听器。这三类助听器各有特点：

盒式助听器是早期的助听器产品采用的外观设计。但是，随着助听器产品的发展和其功能等方面的限制，主要是它的主体部分离人耳太远，它已被耳背式及耳内式助听器所取代。

耳背式助听器与一个定做的耳模连接，可以很舒适的戴在耳廓后面，很多耳背式助听器可与外部设备连接使用，如听力培训设备，红外线接受系统等。

耳内式助听器和耳道式助听器都是根据患者耳型来专门设计制造的新型的助听器产品，比较隐蔽，外观好，配戴安全舒适，这种装置没有导线，可最大限度地模仿人耳对声音的传送过程，目前，这两种助听器在全世界最为普及，其市场占有率高达 80%。

2.2 模拟助听器和数字助听器

从助听器控制部分的电路类型分，我们可以把助听器产品分为模拟型助听器和数字化助听器，在助听器刚开始出现的时候，只有模拟型助听器，它的工作原理主要是利用放大电路，其主体为模拟放大器。这种放大器的好处是构造简单、价格低廉，但是由于放大电路把声音的信号和噪声同步放大，同时在放大较高音量的声音信号时容易引起失真的现象，因而其工作效果并不理想。

2.2.1 模拟助听器

下面介绍几种用于模拟助听器控制电路的放大电路,分别称为甲型放大电路(使用甲类放大器)、乙型放大电路(使用双晶体管放大器)、丁型放大电路(使用脉冲-宽度-高度调制方法的放大器电路)

甲型放大电路[8]使用基本的功率放大电路,根据其原理可知:随着输入端声压级的增强,这种放大电路的输出端会产生较为严重的失真现象。这是因为晶体管等放大元件具有非线性的特性,所以输出幅度大了,就会出现失真现象。正因为此,这种放大电路只在早期的助听器上使用。

乙型放大电路[9]是在 A 型放大电路的基础上进行了改进。简单地说,它是把两个甲型放大电路组合在一起,其原理为该控制电路把输入信号分为两部分,分别送到一个双晶体管的两端,该晶体管的两端不同时工作,一端开则一端闭。这样做使乙型放大电路的工作范围比甲型放大电路大许多,可以产生较高的声压级输出,又不会出现较为严重的失真现象。因而它能够适用于深度听力损伤的患者。

丁型放大电路[10]是由使用脉冲-宽度-高度调制方法的放大器电路组成,这个乘法电路产生的输入方波信号由振荡器产生,再通过积分电路产生一个三角波。三角波与输入信号相加后再通过比较器产生不对称的方波,通过产生的方波的不同脉冲宽度来进行调制。这是丁型放大电路的基本工作原理。这种电路的精度主要取决于产生的三角波的线性、对称度。丁型放大电路比甲型和乙型放大电路的放大效果更好,可能引起的失真也较小。但以这样的电路作为放大器电路的助听器的结构较为复杂。

以上介绍了几种模拟助听器的控制电路采用的放大电路。

2. 2. 2 数字助听器

数字化助听器采用的控制电路与上面几种都不一样,它采用的电路控制器不单单是放大电路,它的电路结构包括以下三方面[11]:

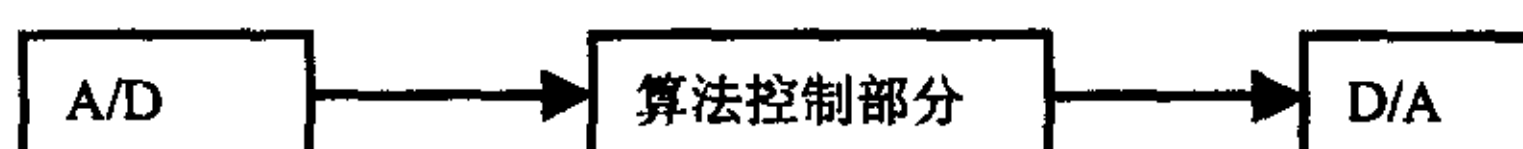


图 2-2 数字化助听器的电路简图

Figure2-2 Circuit of digital hearing aids

数字型助听器在算法控制部分加入了数字信号处理的知识,通过它来完成对声音信号的分离、降噪等功能,使患者能够获取较为清晰的声音信号。数字型助听器的出现使助听器能够提高声音传输的清晰度、方向性,使助听器真正成为了人耳的延伸。数字型助听器在模拟型助听器的基础上,在以下几方面有了突破性的进步。

1) 声反馈抑制技术[12]

该技术的原理为:补偿器对输入的声信号进行补偿,补偿的原因是因为听力损伤者对于适应声音的声压级范围远小于正常人,需要对其进行补偿。补偿的目的是为了使佩戴助听器的患者能够较高和较低声压级的声音。在技术上,这个补偿器的

下面介绍几种用于模拟助听器控制电路的放大电路,分别称为甲型放大电路(使用甲类放大器)、乙型放大电路(使用双晶体管放大器)、丁型放大电路(使用脉冲-宽度-高度调制方法的放大器电路)

甲型放大电路[8]使用基本的功率放大电路,根据其原理可知:随着输入端声压级的增强,这种放大电路的输出端会产生较为严重的失真现象。这是因为晶体管等放大元件具有非线性特性,所以输出幅度大了,就会出现失真现象。正因为此,这种放大电路只在早期的助听器上使用。

乙型放大电路[9]是在A型放大电路的基础上进行了改进。简单地说,它是把两个甲型放大电路组合在一起,其原理为该控制电路把输入信号分为两部分,分别送到一个双晶体管的两端,该晶体管的两端不同时工作,一端开则一端闭。这样做使乙型放大电路的工作范围比甲型放大电路大许多,可以产生较高的声压级输出,又不会出现较为严重的失真现象。因而它能够适用于深度听力损伤的患者。

丁型放大电路[10]是由使用脉冲-宽度-高度调制方法的放大器电路组成,这个乘法电路产生的输入方波信号由振荡器产生,再通过积分电路产生一个三角波。三角波与输入信号相加后再通过比较器产生不对称的方波,通过产生的方波的不同脉冲宽度来进行调制。这是丁型放大电路的基本工作原理。这种电路的精度主要取决于产生的三角波的线性、对称度。丁型放大电路比甲型和乙型放大电路的放大效果更好,可能引起的失真也较小。但以这样的电路作为放大器电路的助听器的结构较为复杂。

以上介绍了几种模拟助听器的控制电路采用的放大电路。

2.2.2 数字助听器

数字化助听器采用的控制电路与上面几种都不一样,它采用的电路控制器不单是放大电路,它的电路结构包括以下三方面[11]:

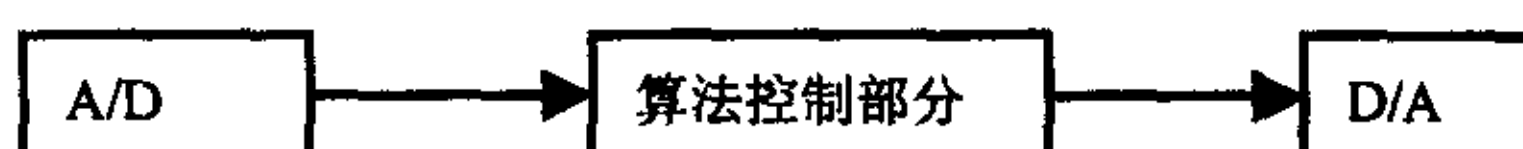


图 2-2 数字化助听器的电路简图
Figure2-2 Circuit of digital hearing aids

数字型助听器在算法控制部分加入了数字信号处理的知识,通过它来完成对声音信号的分离、降噪等功能,使患者能够获取较为清晰的声音信号。数字型助听器的出现使助听器能够提高声音传输的清晰度、方向性,使助听器真正成为了人耳的延伸。数字型助听器在模拟型助听器的基础上,在以下几方面有了突破性的进步。

1) 声反馈抑制技术[12]

该技术的原理为:补偿器对输入的声信号进行补偿,补偿的原因是因为听力损伤者对于适应声音的声压级范围远小于正常人,需要对其进行补偿。补偿的目的是为了使佩戴助听器的患者能够较高和较低声压级的声音。在技术上,这个补偿器的

原理是由一组带通滤波器加上不同的权数组成。

为了消除控制图中因反馈通路而引起的声反馈,可以在助听器中设置回波抵消器,其工作原理是一个自适应滤波器,选择合适的自适应算法(如 LMS 算法)来进行对声反馈的抑制工作。

2) 压缩技术[13]

在新的数字型助听器中,压缩技术被广泛应用,采用不同的压缩技术可以完成不同的技术需要,主要的压缩技术有以下三种:

a. 压缩界限 (Compression limiting)

这种技术的特点是把声压级分为几段,在不同的声压级段中选择不同的压缩系数,在每一个声压段中进行线性压缩,通过这样的技术手段,可以对不同声压级的声音做不同的压缩处理来完成助听器的压缩功能。

b. TILL(treble increase at low levels)

这种技术的特点是在高频部分实行“曲线压缩”,而低频部分实行“线性压缩”,不同压缩的频率界限一般选择在 2000Hz,这种技术特别适用于听力损伤在高频部分的患者,而大多数老年听力损伤者即属于这一类型。

c. BILL(bass increase at low levels)

这种技术的特点与 TILL 正好相反,它在低频部分实行“曲线压缩”,而高频部分实行“线性压缩”,不同的压缩频率界限也选择在 2000Hz,这种技术特别适用于听力损伤在低频部分的患者。

3) 通道和多波段技术 (Multiple Channels and Bands) [14]

这一技术在于助听器先把可能出现的声音的频率范围分为几部分,每一个频率段设为一个通道,对于患者需要进行补偿的频率范围,在相应的通道内进行工作。这种技术能够快速地对声音做出分析,它对声音的分析也比较准确。

4) 定向麦克风技术[15]

这一技术指的是麦克风可以具有从全向采音到定向采音的功能,这种麦克风具有调节方位的方位转换键,该键指向全向采音时,麦克风可以接受各个方位的声音,而指为定向采音时,麦克风只能接受一个方向的声音。这种功能比较适用于在嘈杂的环境下双人间的对话。

2. 3 国外先进数字化助听器产品

国外的助听器生产厂家,凭借其在技术上的优势,已经开发出了一系列的数字化助听器产品,下面将介绍其中几家公司的产品,通过它们了解国外先进的数字助听器产品的研究现状和性能。

2. 3. 1 Siemens 公司生产的数字化助听器系列产品

在国外产品中,德国的 Siemens 公司的产品系列最为全面,下面将介绍 Siemens 公司开发出的系列数字化助听器产品。

1) “Signia” 助听器

原理是由一组带通滤波器加上不同的权数组成。

为了消除控制图中因反馈通路而引起的声反馈,可以在助听器中设置回波抵消器,其工作原理是一个自适应滤波器,选择合适的自适应算法(如 LMS 算法)来进行对声反馈的抑制工作。

2) 压缩技术[13]

在新的数字型助听器中,压缩技术被广泛应用,采用不同的压缩技术可以完成不同的技术需要,主要的压缩技术有以下三种:

a. 压缩界限 (Compression limiting)

这种技术的特点是把声压级分为几段,在不同的声压级段中选择不同的压缩系数,在每一个声压段中进行线性压缩,通过这样的技术手段,可以对不同声压级的声音做不同的压缩处理来完成助听器的压缩功能。

b. TILL (treble increase at low levels)

这种技术的特点是在高频部分实行“曲线压缩”,而低频部分实行“线性压缩”,不同压缩的频率界限一般选择在 2000Hz,这种技术特别适用于听力损伤在高频部分的患者,而大多数老年听力损伤者即属于这一类型。

c. BILL (bass increase at low levels)

这种技术的特点与 TILL 正好相反,它在低频部分实行“曲线压缩”,而高频部分实行“线性压缩”,不同的压缩频率界限也选择在 2000Hz,这种技术特别适用于听力损伤在低频部分的患者。

3) 通道和多波段技术 (Multiple Channels and Bands) [14]

这一技术在于助听器先把可能出现的声音的频率范围分为几部分,每一个频率段设为一个通道,对于患者需要进行补偿的频率范围,在相应的通道内进行工作。这种技术能够快速地对声音做出分析,它对声音的分析也比较准确。

4) 定向麦克风技术[15]

这一技术指的是麦克风可以具有从全向采音到定向采音的功能,这种麦克风具有调节方位的方位转换键,该键指向全向采音时,麦克风可以接受各个方位的声音,而指为定向采音时,麦克风只能接受一个方向的声音。这种功能比较适用于在嘈杂的环境下双人间的对话。

2. 3 国外先进数字化助听器产品

国外的助听器生产厂家,凭借其在技术上的优势,已经开发出了一系列的数字化助听器产品,下面将介绍其中几家公司的产品,通过它们了解国外先进的数字助听器产品的研究现状和性能。

2. 3. 1 Siemens 公司生产的数字化助听器系列产品

在国外产品中,德国的 Siemens 公司的产品系列最为全面,下面将介绍 Siemens 公司开发出的系列数字化助听器产品。

1) “Signia” 助听器



图 2-3 “Signal” 助听器
Figure2-3 “Signal” hearing aid

该款助听器产品是 Siemens 公司生产的第一款数字化助听器产品，它是大功率、八通道全数字编程的助听器，采用 CONTRAST 对照信号处理技术，双麦克风设置全向采音和定向采音两种模式，适合无线、数字电话和兼容调频语训系统使用，采用信号/电感三类可编程多环境程序，注意了智能声反馈抑制技术的使用，这一款产品非常适合中度到重度弱听人士使用。

2) “Music” 助听器



图 2-4 “Music” 助听器
Figure2-4 “Music” hearing aid

Siemens 公司的 Music 系列的数字化助听器产品。它适合重度耳聋患者，通过电脑根据听力损伤者的听力情况设定最佳地增益补偿，并可根据环境自动调节。这种全自动音量控制功能免除患者选配后繁琐的手动调节。所有的助听器都有自身噪音。而 Music 全数字式助听器可以将自身噪音降低到最低限度，给患者完美逼真的音质。在通常情况下，助听器产品会受到无线电话的干扰，而 Music 全数字式助听器几乎可以完全避免这种情况的发生。因此，Music 全数字式助听器可以按照听力损伤者的现有情况，随意更新各种参数，让他时时刻刻听到最满意的声音效果。这一款助听器也是当前较为先进的一款数字化助听器。

3) “Prisma”助听器

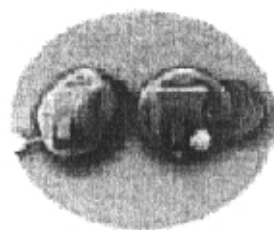


图 2-5 “Prisma” 助听器
Figure2-5 “Prisma” hearing aid

该型助听器是 Siemens 公司当前生产出的最先进的数字化助听器，它提出了许多新的设计方法，运用了最先进的信号处理技术，代表了当前数字化助听器产品的最高成就。

Prisma 利用先进的数码科技，能够快速地对声音作出分析，并且非常有效地强化语音及削弱噪音；PRISMA 以四个频率划分区域来处理声音，能够非常灵活地调整各个划分区，调高有语言成分的区域而调低噪音的区域。这些特点大大地提高了佩戴者对语言的理解能力。这样一来，即使在人声鼎沸的飞机场或足球场，听力损伤者仍然可以听清楚周围的声音，而不会是一片放大的、刺耳的噪音。

Prisma 高科技数字音响系统的超级辨音能力还可以让患者享受纯正的音乐。听力损伤者甚至可以清晰地分辨细微的滴水声和鸟鸣声，可谓是“无失真的助听器”。

Prisma 也能够有效地面对不断变化的声音情况。比如说在体育场里观众的突然喝彩，这对佩戴普通助听器的患者来说简直是震耳欲聋，Prisma 却能在瞬间内自动地把突如其来的高音调整到正常水平。但在声量变化较慢，持续较久的情况下，如从超市里走到街道上，Prisma 则会让听力损伤者渐渐地适应新的环境，清楚地听到周围的声音。这就是 Prisma 所谓的双重压缩系统。它以音量及持续时间来处理声音，给佩戴者犹如正常情况的声音变化适应能力。

Prisma 还有一个非常突出的特点：双麦克风系统。普通的助听器只有一个全方位的麦克风，而 PRISMA 则有双麦克风系统，并有二种程序可供选择：单方位和全方位。Prisma 的单方位麦克风避免了普通助听器的全方位麦克风对风声的敏感反应，大大地提高语言的保真度。

Prisma 助听器几乎代表了先进先进的数字化助听器的所有优点。

现阶段的助听器产品中除了 Siemens 公司的产品以外，还有另外一些较有影响力的产品。

2. 3. 2 Widnex 公司生产的“Senso”数字化助听器

Widnex 公司生产的“Senso”数字化助听器是世界上第一台 100% 全数字助听器，其主要利用高速率的 DSP 作为其信号处理的工具，它具有全自动的声量调节功能，

并且在消除声反馈时有很好的效果,同时它具有三通道的工作性质,可以在三个不同频域范围中进行对声音信号的处理。

2.3.3 Sonic Innovations 公司生产的“Natura”助听器

这一款助听器最大的特点就是它采用了九通道的压缩技术,这一技术的实施使该型助听器适用的听力患者人群最为广泛,同时可以针对某些极为复杂的听力损失患者。另一方面该型助听器在语言识别方面进行了某些尝试和改进。例如:它可以较清晰的辨识出“bat”和“pat”或“crate”和“grate”的区别。

以上是对国外先进数字化助听器产品的介绍。

2. 4 数字化助听器产品的信号处理算法

前面的分析已经让我们知道,应用于数字化助听器产品的信号处理算法的主要作用是为了降噪和压缩,对于数字化助听器的研究工作,一个关键步骤就是选择合适的信号处理算法来实现对语音信号的去噪及压缩处理。传统的傅立叶变换方法要求信号和噪声的频带重叠部分尽可能的小,这样,在频域就可以通过时不变滤波方法将信号和噪声区分开,但语音信号是一个准平稳信号,在时域范围内也需要进行变换,因而传统的傅立叶变换方法不太适用于这里的降噪研究。下面我们将介绍几种现阶段用于数字化助听器产品的信号处理算法。

2. 4. 1 DNR (Dynamic Noise Reduction) 动态降噪方法[15]

DNR 动态降噪方法的工作原理是噪声与带宽成正比原理和人耳的掩蔽效应。实践证明,音频频带越宽噪声越大,音频频带越窄噪声越小,DNR 动态降噪方法通过反馈一个电压去控制电路的带宽来达到抑噪的目的。人耳掩蔽效应就是提高信噪比,使用有用信号来掩蔽噪声信号。

DNR 动态降噪算法的实现,根据语音信号的准平稳特性,采用短时分析技术将已数字化的语音信号序列依次存入数据区,在处理时按帧从此数据区中取出数据,帧长为 20ms,且帧移为 10ms。对已取出的一帧数据经过加窗处理后送到滤波器中,在此选择的窗函数是哈明窗。对于每一帧语音信号,采用不同带宽的滤波器进行滤波,达到动态降噪的目的。

2. 4. 2 自适应滤波器[16][17]

使用自适应滤波器来对语音进行去噪处理是当前运用较多的一种处理方法。自适应滤波在工作时需要知道噪声的一些特征或统计性质,在无噪声先验知识的情况下,从带噪语音信号中分离出语音信号可以使用 LMS 算法。但使用该算法的自适应滤波器只在信号与噪声差别不大时效果较好,而当信号远远强于噪声时则效果不好。这时可以采用改进的变步长的 LMS 算法,这种算法使自适应滤波的权值更新

并且在消除声反馈时有很好的效果，同时它具有三通道的工作性质，可以在三个不同频域范围中进行对声音信号的处理。

2.3.3 Sonic Innovations 公司生产的“Natura”助听器

这一款助听器最大的特点就是它采用了九通道的压缩技术，这一技术的实施使该型助听器适用的听力患者人群最为广泛，同时可以针对某些极为复杂的听力损失患者。另一方面该型助听器在语言识别方面进行了某些尝试和改进。例如：它可以较清晰的辨识出“bat”和“pat”或“crate”和“grate”的区别。

以上是对国外先进数字化助听器产品的介绍。

2.4 数字化助听器产品的信号处理算法

前面的分析已经让我们知道，应用于数字化助听器产品的信号处理算法的主要作用是为了降噪和压缩，对于数字化助听器的研究工作，一个关键步骤就是选择合适的信号处理算法来实现对语音信号的去噪及压缩处理。传统的傅立叶变换方法要求信号和噪声的频带重叠部分尽可能的小，这样，在频域就可以通过时不变滤波方法将信号和噪声区分开，但语音信号是一个准平稳信号，在时域范围内也需要进行变换，因而传统的傅立叶变换方法不太适用于这里的降噪研究。下面我们将介绍几种现阶段用于数字化助听器产品的信号处理算法。

2.4.1 DNR (Dynamic Noise Reduction) 动态降噪方法[15]

DNR 动态降噪方法的工作原理是噪声与带宽成正比原理和人耳的掩蔽效应。实践证明，音频频带越宽噪声越大，音频频带越窄噪声越小，DNR 动态降噪方法通过反馈一个电压去控制电路的带宽来达到抑噪的目的。人耳掩蔽效应就是提高信噪比，使用有用信号来掩蔽噪声信号。

DNR 动态降噪算法的实现，根据语音信号的准平稳特性，采用短时分析技术将已数字化的语音信号序列依次存入数据区，在处理时按帧从此数据区中取出数据，帧长为 20ms，且帧移为 10ms。对已取出的一帧数据经过加窗处理后送到滤波器中，在此选择的窗函数是哈明窗。对于每一帧语音信号，采用不同带宽的滤波器进行滤波，达到动态降噪的目的。

2.4.2 自适应滤波器[16][17]

使用自适应滤波器来对语音进行去噪处理是当前运用较多的一种处理方法。自适应滤波在工作时需要知道噪声的一些特征或统计性质，在无噪声先验知识的情况下，从带噪语音信号中分离出语音信号可以使用 LMS 算法。但使用该算法的自适应滤波器只在信号与噪声差别不大时效果较好，而当信号远远强于噪声时则效果不好。这时可以采用改进的变步长的 LMS 算法，这种算法使自适应滤波的权值更新

步长随着系统输出信号功率的变化而变化, 可以提高 LMS 方法的使用范围。

2. 4. 3 小波变换方法[18]

子波变换方法是当前研究语音降噪的另一种有效途径。子波变换特别是用于非平稳时变信号, 能将信号在多个尺度上进行子波分解。由于信号和噪声在不同尺度进行子波分解时存在一些不同的传递特性和特征表现, 所以如果采用子波分解法就可以通过选择不同的子波系数。用子波系数进行去噪时需要选择和确定一个用于取舍信号和噪声模极大值的阈值, 而这个阈值的选择和确定对信号的去噪和恢复有重要影响。因为这个门限阈值直接影响信号去噪的效果和重构信号的失真程度, 因此用子波变换进行信号去噪时, 合适的门限阈值的设计选择是整个算法中最为关键的一步工作。

以上的几种方法主要是有关软件方面的信号处理算法, 对于这些算法在助听器系统上的实现则主要通过 DSP[19]来完成。

DSP, 数字信号处理器, 其主要功能用于处理乘法运算, 当前最先进的 DSP 产品处理乘法运算的速度比最快的微处理器还快 10~50 倍。另一方面, DSP 产品的外形越来越小, 非常适合数字化助听器产品的小型化要求, 可以说正因为近 30 年来 DSP 产品的不断完善, 才有近 10 年来数字化助听器产品的突飞猛进。

第三章 数字化助听器的系统结构分析

3.1 听力补偿曲线的确定

数字化助听器产品的主要功能是为了为听力损伤者服务,对于听力损伤者而言,困扰他们的主要问题就是:他们的耳朵当前所能接受的不同频段内的声压级范围与正常人相比,整个范围减小了很多,换句话说:原先对普通人来说很正常的某些声音对听力损伤者来说就将是盲区,无法听到,正有鉴于此,现如今先进的助听器都具有补偿的功能,这一部分的装置在助听器中被称为补偿器,补偿器的作用就是把原先听力损伤者无法听到的声音,经过一系列的信号处理算法的实施变为可以被听力损伤者所接受的声音。

在本文讨论如何把本不为听力损伤者所接受的声音转变为可以接受的声音之前,先来看一看听力损伤者和正常人对于声音接受的区别,图 3-1,图 3-2 以及图 3-3 分别展示了先天性耳聋患者,老年型耳聋患者以及正常人的听力曲线[20]:

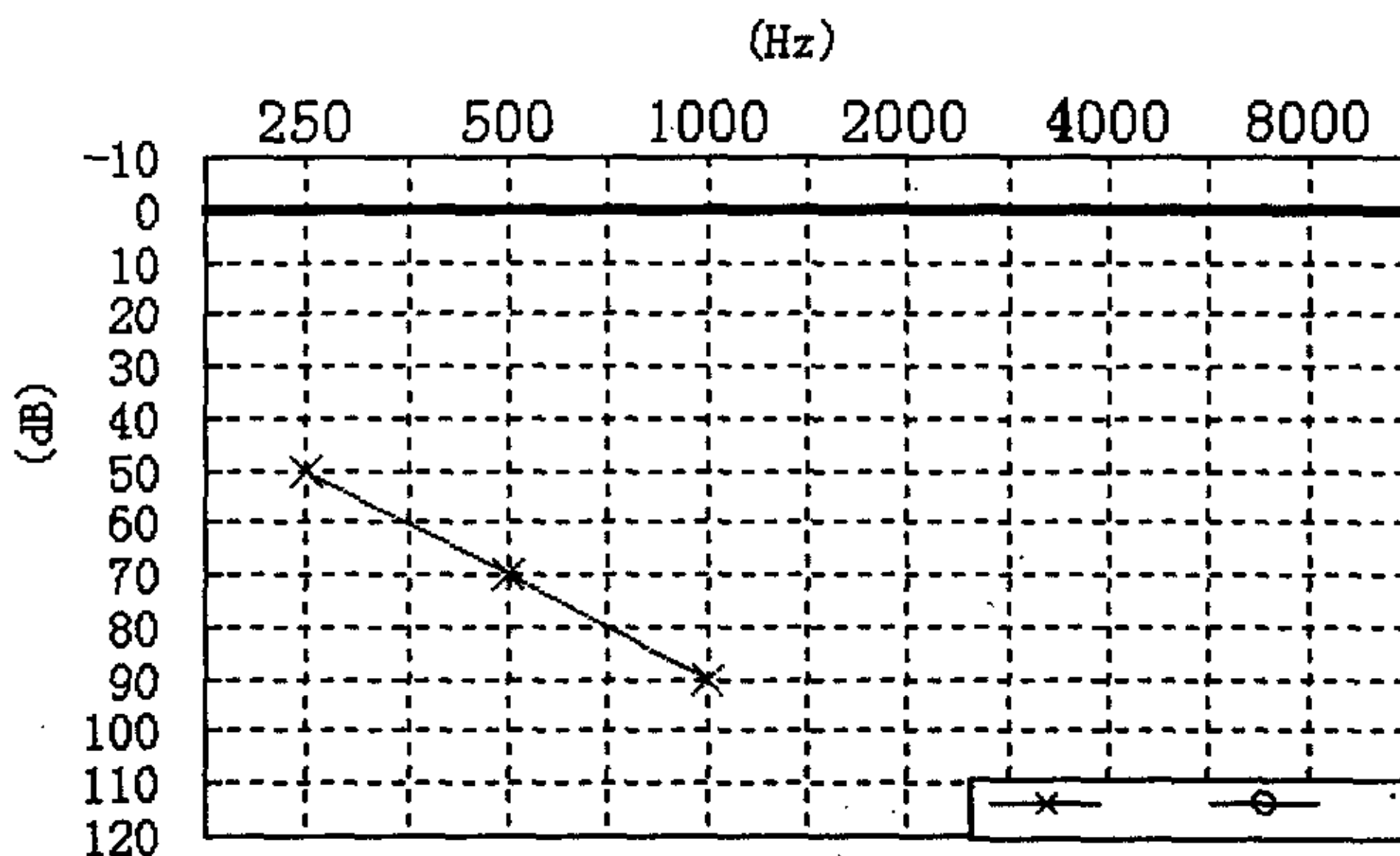


图 3-1 先天性耳聋患者听力曲线
Figure3-1 hearing curve for deaf-mute

图 3-1 显示的是先天性耳聋者的听力曲线,从中可以发现这种情况属于彻底的组织坏死,对于这一类患者,助听器对他们来说,也是无济于事,现在看来,治疗他们的方法只能是通过帮他们移植耳蜗,而由于科技发展的局限,耳蜗的功效与人耳相比,还存在着很大的差距,因而这一类患者也是最需要医生给与帮助的,但通过外在器械

第三章 数字化助听器的系统结构分析

3.1 听力补偿曲线的确定

数字化助听器产品的主要功能是为了为听力损伤者服务,对于听力损伤者而言,困扰他们的主要问题就是:他们的耳朵当前所能接受的不同频段内的声压级范围与正常人相比,整个范围减小了很多,换句话说:原先对普通人来说很正常的某些声音对听力损伤者来说就将是盲区,无法听到,正有鉴于此,现如今先进的助听器都具有补偿的功能,这一部分的装置在助听器中被称为补偿器,补偿器的作用就是把原先听力损伤者无法听到的声音,经过一系列的信号处理算法的实施变为可以被听力损伤者所接受的声音。

在本文讨论如何把本不为听力损伤者所接受的声音转变为可以接受的声音之前,先来看一看听力损伤者和正常人对于声音接受的区别,图 3-1,图 3-2 以及图 3-3 分别展示了先天性耳聋患者,老年型耳聋患者以及正常人的听力曲线[20]:

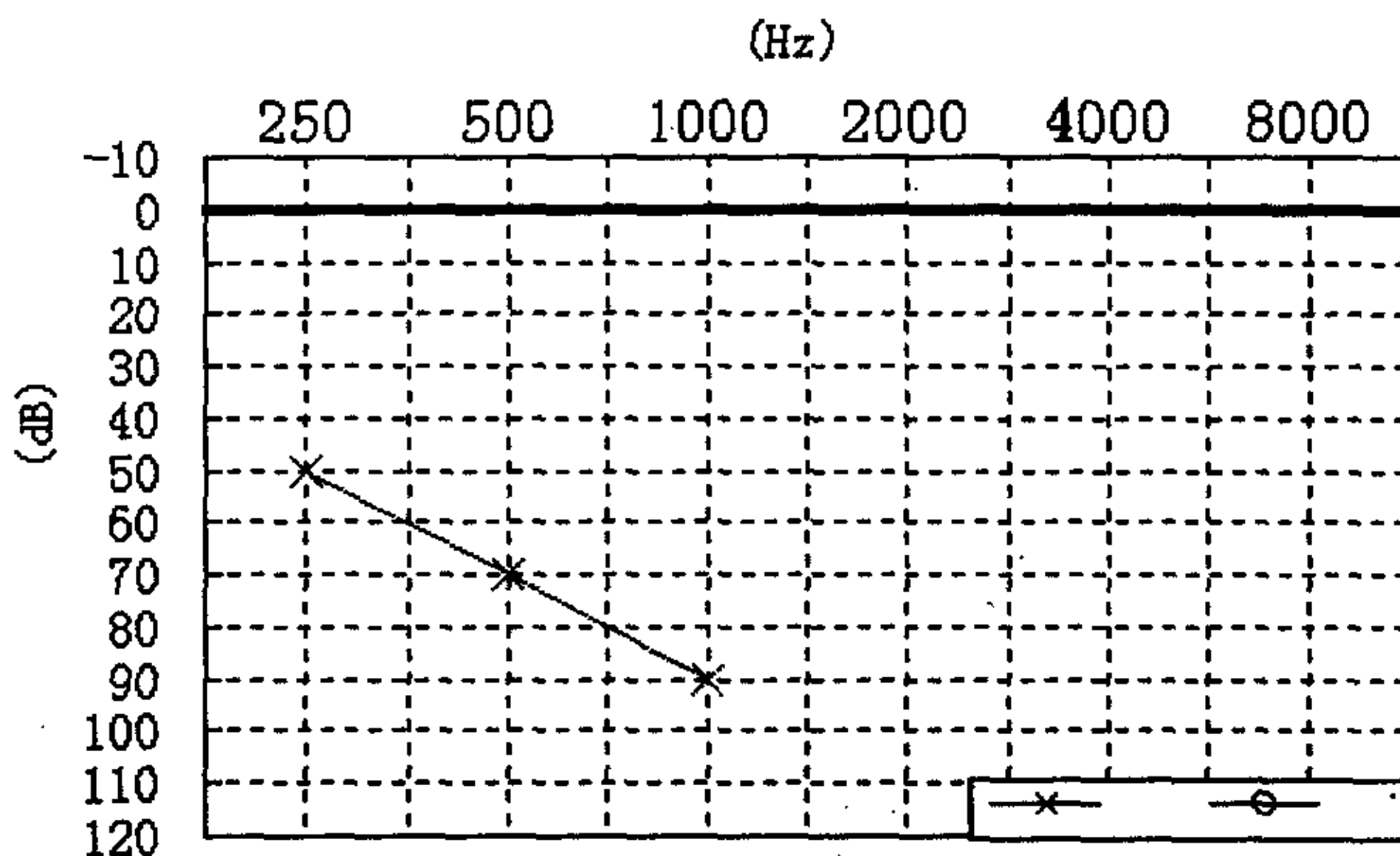


图 3-1 先天性耳聋患者听力曲线
Figure3-1 hearing curve for deaf-mute

图 3-1 显示的是先天性耳聋者的听力曲线,从中可以发现这种情况属于彻底的组织坏死,对于这一类患者,助听器对他们来说,也是无济于事,现在看来,治疗他们的方法只能是通过帮他们移植耳蜗,而由于科技发展的局限,耳蜗的功效与人耳相比,还存在着很大的差距,因而这一类患者也是最需要医生给与帮助的,但通过外在器械

已无法有效的帮助他们。

图 3-2 显示的是老年型耳聋者的听力曲线, 从前面的介绍中已经知道, 在非先天性的耳聋人群中, 老年人占了绝大部分的比例, 这是因为, 随着年龄的增长, 身体机能的退化, 绝大多数的老年人的耳部结构会产生变化, 他们的内耳会产生机能的退化, 这一退化的直接结果就是他们的听力会发生降低的状况, 这一点, 从图上就可以发现。因而助听器对于他们而言, 就显得非常有用, 因而他们也是助听器的主要使用群体。在研究中, 我们也把老年人耳朵听力的参数作为设计中用的主要参数, 老年人的听力曲线为后面的研究提供了后面信号处理的主要参数。

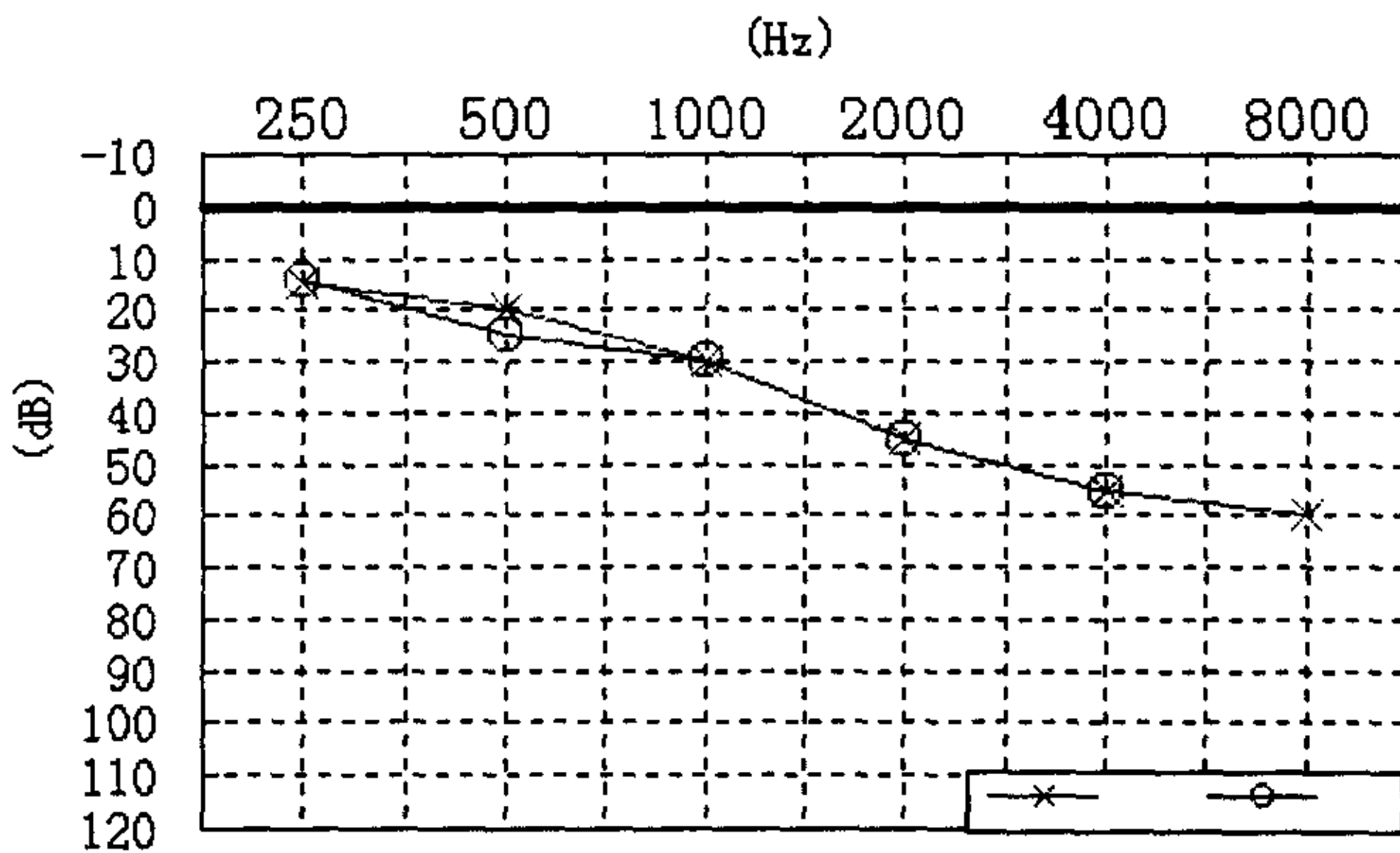


图 3-2 老年型耳聋患者听力曲线
Figure3-2 hearing curve for old impaired person

图 3-3 是正常人的听力曲线, 在与老年型耳聋者的听力曲线比较时, 我们发现, 两者在低频区域的差别不是很大, 而在高频区域, 我们发现两者的差别非常大, 老年患者在此区域听力损失极大。

通过对以上三幅图的观察和比较, 我们在下面的同一平面上图 3-4 做出了正常人和老年型耳聋患者的听力曲线的对应比较[21], 并将以此作为我们后面分析中的参数基础, 只有在了解了这些差别后, 我们才能在具体设计适用于老年人听力曲线补偿时的补偿器时, 得出正确的结果。

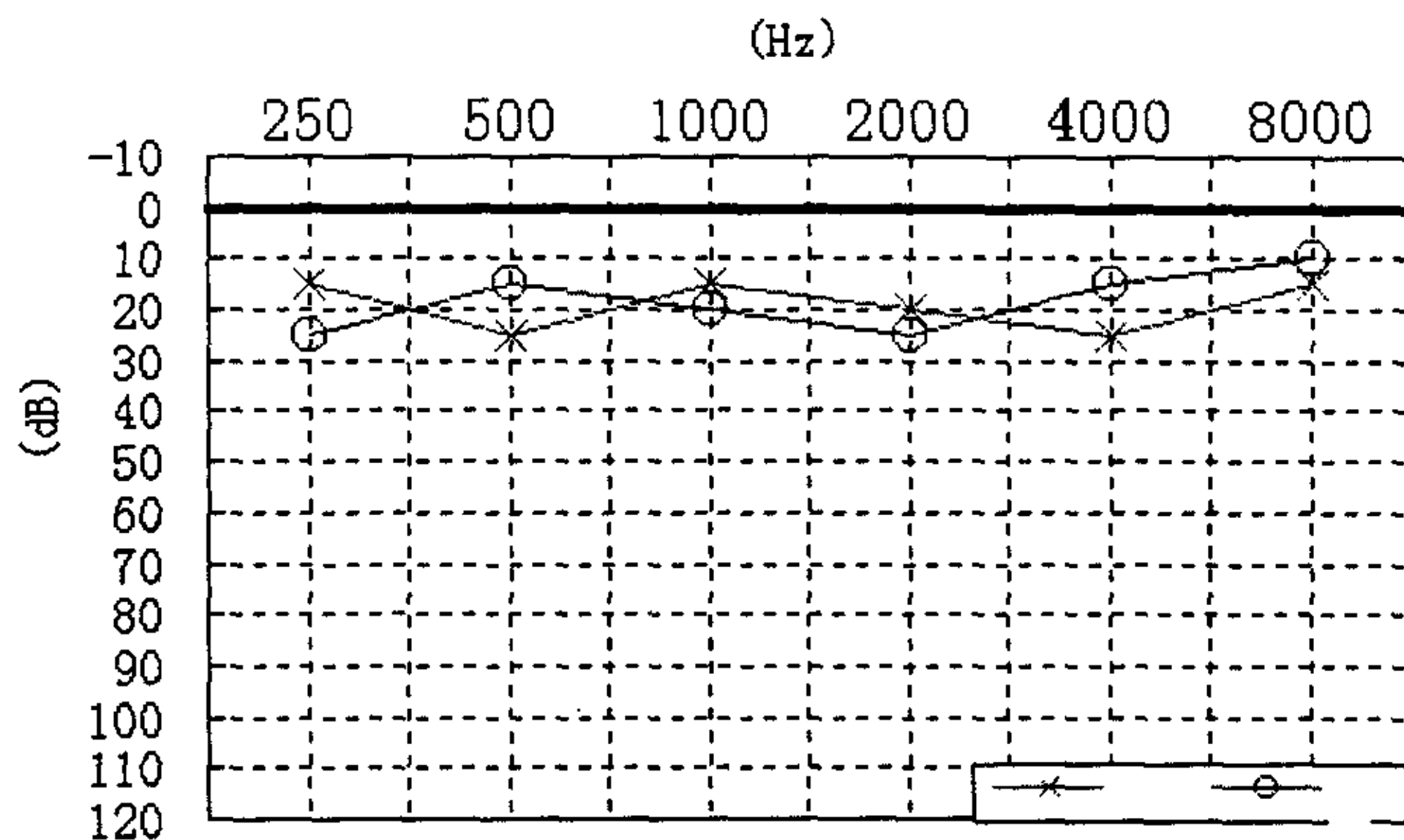


图 3-3 正常人的听力曲线

Figure3-3 hearing curve for normal person

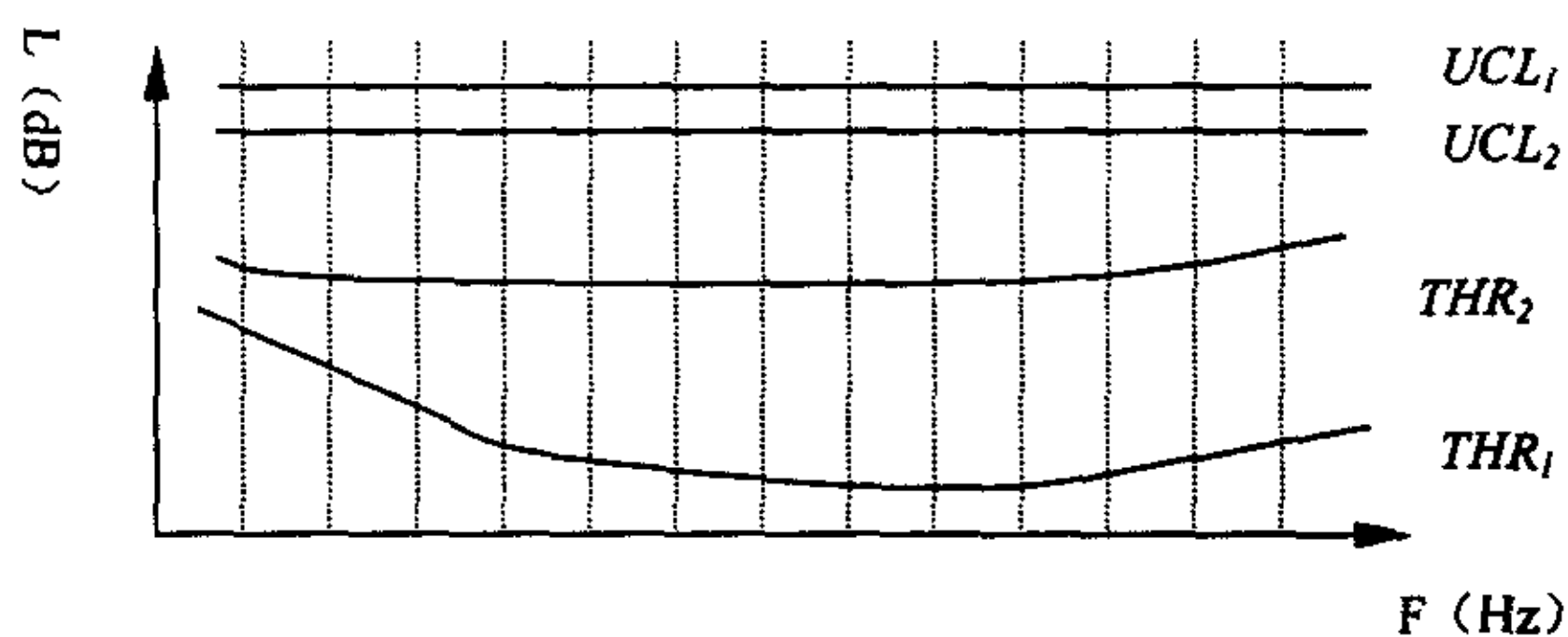


图 3-4 正常人与听力损伤者的听力指标比较

下标 1 为正常人的听力指标, 下标 2 为听力损伤者的听力指标

Figure3-4 thresholds of hearing and thresholds of pain for normal and impaired persons

上图的显示表明: 在整个可接受声的各个频段内, 听力损伤者与正常人比较, 都存在可接受的声压级, 其上限比正常人的上限低, 而下限则比正常人的下限高, 有鉴于此, 可以推断, 助听器中的补偿将不会是线性补偿, 而是非线性补偿, 这一点对后来的研究是非常重要的, 在下面的图 3-5 中, 本文给出了对应于不同声压级的不同的补偿系数, 从中我们也可以看出这一补偿过程应该是非线性的。

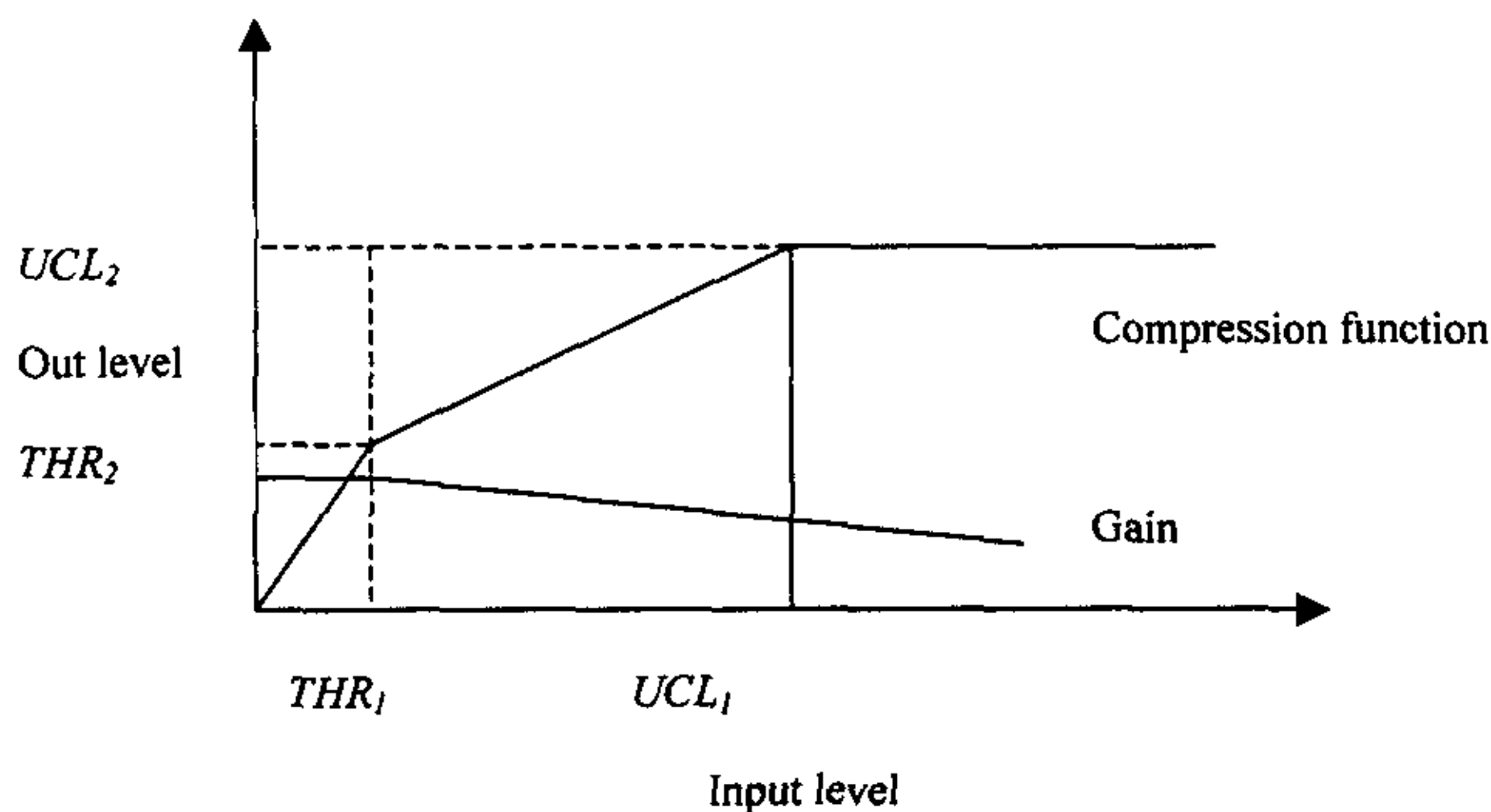


图 3-5 听力曲线输入输出图
Figure 3-5 compression function and gain

3. 2 数字化助听器的基本电路图

上面一部分内容主要从人耳的听力角度分析了主要研究工作，由此出发，根据已经发现的一些参数，我们将着手分析助听器的整体的电路系统结构。

首先，可以设计出助听器的整体结构图 3-6，该图是最基本的电路图，主要由三大部分组成，麦克风和扬声器组成的输入/输出部分，助听器中的补偿器部分（包括由于补偿器引起的时间延迟问题）以及声音从扬声器传到入耳的工程中会引起的反馈现象（包括机械反馈，如由于助听器本身引起的反馈和声反馈，它主要是由于环境等因素引起的）。

下图是具体的设计方案：

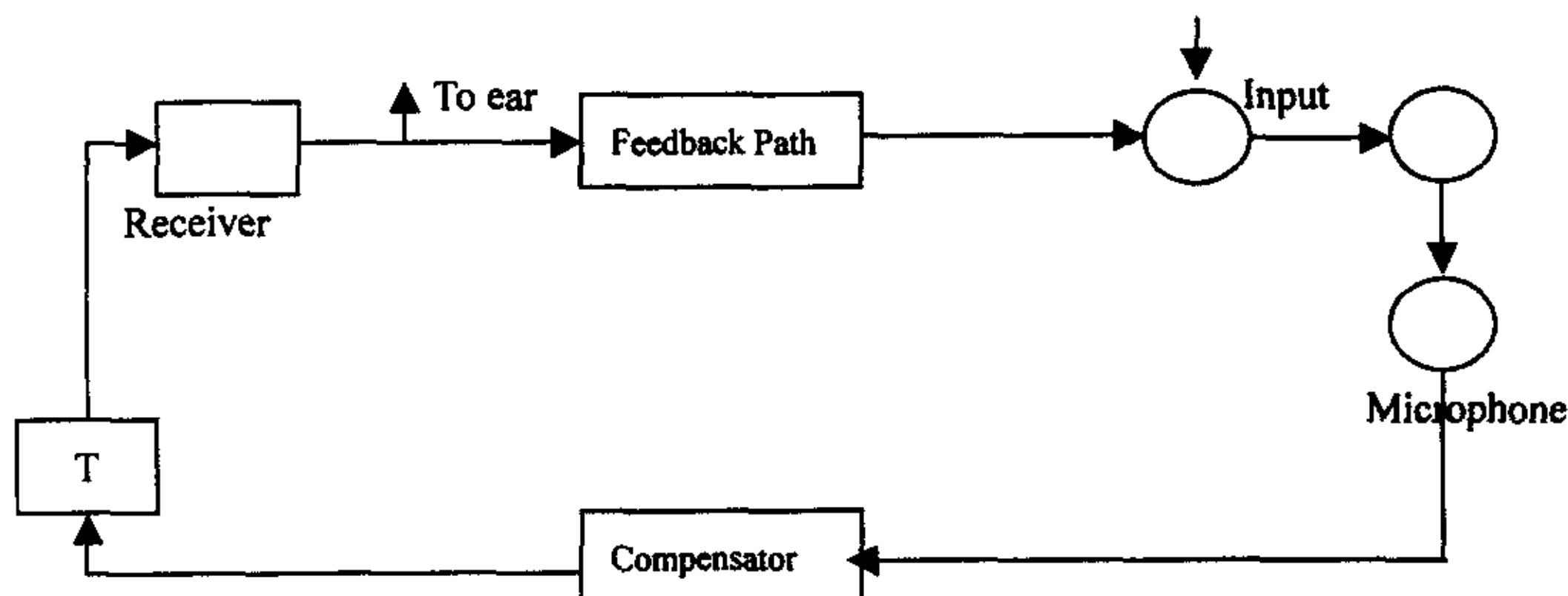


图 3-6 基本的助听器电路图
Figure 3-6 basic circuit system

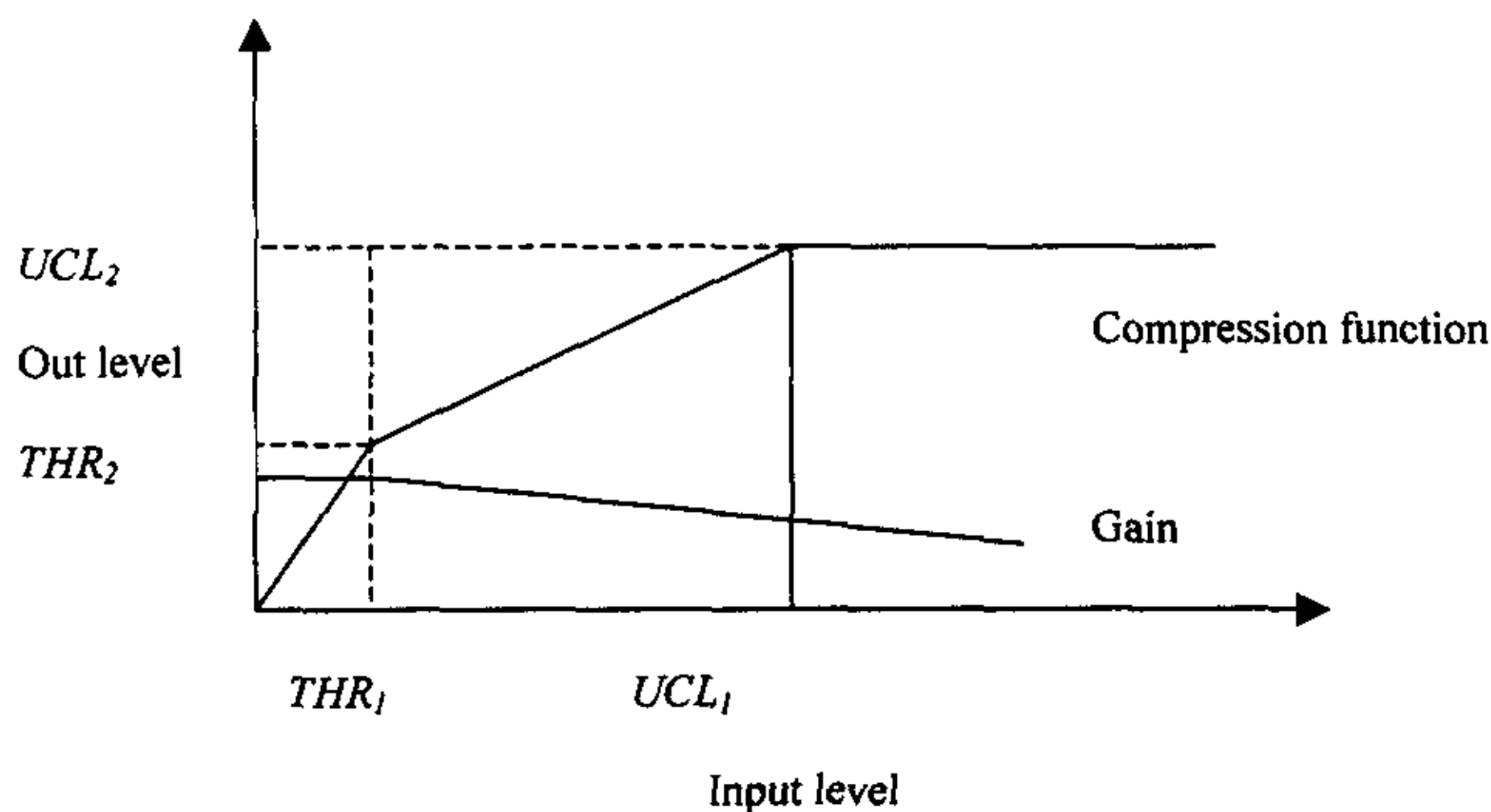


图 3-5 听力曲线输入输出图
Figure 3-5 compression function and gain

3. 2 数字化助听器的基本电路图

上面一部分内容主要从人耳的听力角度分析了主要研究工作，由此出发，根据已经发现的一些参数，我们将着手分析助听器的整体的电路系统结构。

首先，可以设计出助听器的整体结构图 3-6，该图是最基本的电路图，主要由三大部分组成，麦克风和扬声器组成的输入/输出部分，助听器中的补偿器部分（包括由于补偿器引起的时间延迟问题）以及声音从扬声器传到入耳的工程中会引起的反馈现象（包括机械反馈，如由于助听器本身引起的反馈和声反馈，它主要是由于环境等因素引起的）。

下图是具体的设计方案：

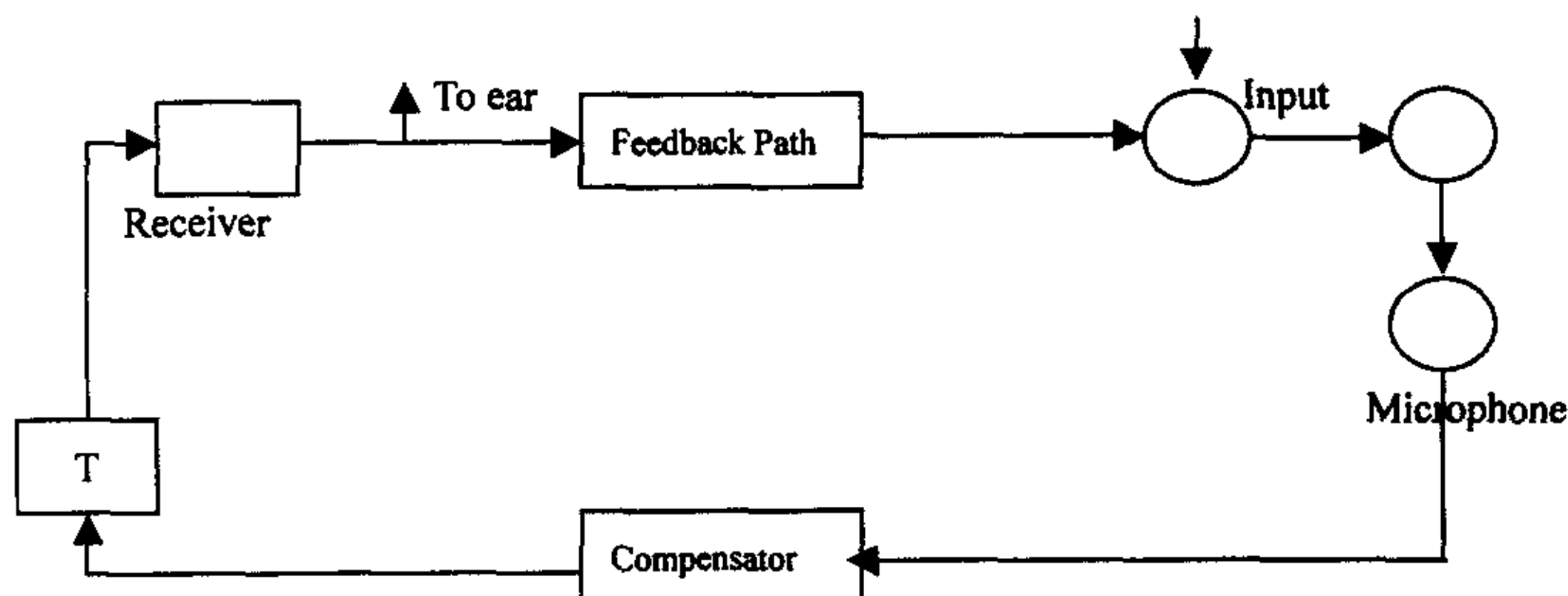


图 3-6 基本的助听器电路图
Figure 3-6 basic circuit system

在进行进一步的分析和研究之前,可以为整个电路的各个部分设定参数,反馈回路 Feedback Path 设为 $H_c(j\omega)$, 补偿器 Compensator 设为 $G_c(j\omega)$, 输入的声音信号设为 $v_c(t)$, Receiver 中接收到的声音信号设为 $u_c(t)$, 在这些设定的基础上, 根据基本的电路知识, 我们可以发现从声音信号 $v_c(t)$ 到最终的声音信号 $u_c(t)$ 的过程中, 电路从输入到输出的增益为:

$$T_c(j\omega) = \frac{G_c(j\omega)e^{-j\omega T}}{1 - G_c H_c(j\omega)e^{-j\omega T}} \quad (3-1)$$

其中的 T 为声音信号经过补偿器 $G_c(j\omega)$ 后引起的时间上的延迟

根据控制理论的知识, 我们可以发现, 对于这样的一个闭环系统来说, 存在着稳定性的问题, 根据 Nyquist 准则, 可以知道: 如果

$$|G_c H_c(j\omega)| < 1 \quad (3-2)$$

整个系统将呈现稳定, 但是我们发现式 (3-2) 中的 $H_c(j\omega)$ 是一个不确定的值, 它的值是由各式各样的反馈回路所决定的, 当听力损伤者佩带这样的助听器时, 将不可避免的遇到各种各样的通话环境, 有时是很安静的环境, 有时环境又会非常嘈杂, 而各种不同的环境的变化就会引起 $H_c(j\omega)$ 的不同的变化, $H_c(j\omega)$ 变化的结果就不能保证式 (3-2) 的绝对成立, 就会出现 $|G_c H_c(j\omega)| > 1$ 的现象。因而, 如果我们只单单依靠上面的设计, 将不能保证系统时刻保持稳定, 这种不稳定性将从根本上破坏助听器的设计, 为了设计真正的有实用价值的助听器, 我们必须在图 3-6 的基础上作改进。

经过我们的分析, 可以采取的地方主要在反馈回路方面, 可以通过增加一段回路来抵消前面由于 $H_c(j\omega)$ 引起的不稳定现象。

具体的改进见图 3-7:

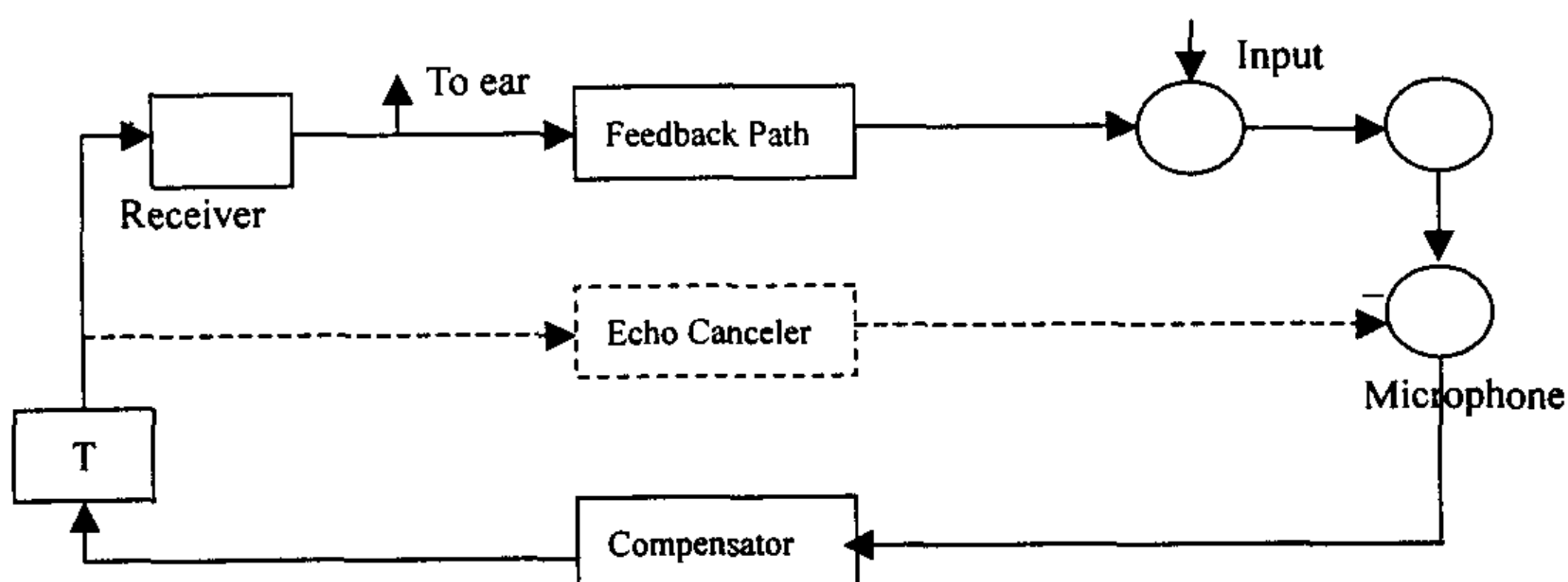


图 3-7 改进的助听器系统电路图

Figure 3-7 advanced circuit system

图 3-7 与图 3-6 比较可以发现, 图 3-7 中增加了一部分虚线的内容, 这部分装置, 在本文中称为回波抵消器, Echo Canceler, 为了方便推导和计算, 用符号 $\hat{H}_c(j\omega)$ 来表示它, 它的加入使助听器的控制图出现了如图 3-7 所示的变化, 从控制理论来说, $\hat{H}_c(j\omega)$ 的加入是在整个系统控制图中加入一段反馈回路, 至于会产生什么样的变化, 将由下面的推导中得出:

根据式 (3-1), 可以得到图 3-6 中, 声音信号从输入到输出的增益,

$$T_c(j\omega) = \frac{G_c(j\omega)e^{-j\omega T}}{1 - G_c H_c(j\omega)e^{-j\omega T}} \quad (3-1)$$

经过图 3-7 中的变化, 可以得到新的声音信号从输入到输出的增益,

$$T'_c(j\omega) = \frac{\frac{G_c(j\omega)e^{-j\omega T}}{1 - G_c H_c(j\omega)e^{-j\omega T}}}{1 - \frac{-G_c(j\omega)e^{-j\omega T}}{1 - G_c H_c(j\omega)e^{-j\omega T}} \hat{H}_c(j\omega)} \quad (3-3)$$

经过对式 (3-3) 的推导, 可以进一步发现:

$$T'_c(j\omega) = \frac{G_c(j\omega)e^{-j\omega T}}{1 - G_c(H_c - \hat{H}_c)(j\omega)e^{-j\omega T}} \quad (3-4)$$

此时设定 $\tilde{H}_c(j\omega) = H_c(j\omega) - \hat{H}_c(j\omega)$, 式 (3-4) 变为:

$$T'_c(j\omega) = \frac{G_c(j\omega)e^{-j\omega T}}{1 - G_c \tilde{H}_c(j\omega)e^{-j\omega T}} \quad (3-5)$$

仍然根据 Nyquist 准则发现, 当前保持整个系统稳定性的必要条件已经变为

$$|G_c \tilde{H}_c(j\omega)| < 1 \quad (3-6)$$

由于 $\tilde{H}_c(j\omega) = H_c(j\omega) - \hat{H}_c(j\omega)$ ，从中可以发现，只要满足 $\hat{H}_c(j\omega)$ 充分的与 $H_c(j\omega)$ 一致，就可以保证 $\tilde{H}_c(j\omega)$ 无限接近于 0，从理论上说，当 $\tilde{H}_c(j\omega)$ 足够小的时候， $G_c(j\omega)$ 的取值范围将无限大，与此同时， $|G_c \tilde{H}_c(j\omega)|$ 的值将永小于 0，因而也就解决了整个系统的稳定性问题。

3.3 数字化助听器的两大主要设计

解决了助听器系统的稳定性问题后，下一步的助听器研究主要分为两部分设计，补偿器部分和回波抵消器部分，下面将先从总体上简单的介绍一下这两部分设计在信号处理部分的原理。随后的两章将对其作具体的分析。

3.3.1 补偿器设计

前面的内容已经提到，适用于听力损伤者的补偿，应该是非线性的，这一点可以从图 3-5 中发现，为了达到非线性的目的，本文的设计是把补偿器设计为一组带通滤波器组。设计中，可以把听力损伤者的听力频域分成几段，具体的数目则视实际的情况而定，在每个频段中，选择合适的压缩系数 w_l ，通过对 w_l 的调节，使听力损伤者能够适应原先不适应的该频段的的声音信号，设计成带通滤波器的原因是，整个听力频段经过分段后，每个频段就会出现频率的上限和下限，这是就会需要使用到带通滤波器。用公式来表示这一组带通滤波器组的形式为：

$$G(k) = \sum_l w_l(k) G_l \quad (3-7)$$

其中 l 为整个频域经过分段后的每一个频段。从公式 (3-7) 中可以发现：对于始终需要知道的最终补偿器系数 $G_c(j\omega)$ 与两个参数有关，这两个参数分别为声音信号的声强和压缩系数 w_l 。

3.3.2 回波抵消器的设计

在本文的设计中，回波抵消器的作用是用来平衡在助听器中存在的声反馈 $H_c(j\omega)$ ，在听力损伤者佩戴助听器的过程中， $H_c(j\omega)$ 的值会随着听力损伤者所处环境的不同而发生不同的变化，这种变化是随机的，没有什么固定的规律可以遵循，

$$|G_c \tilde{H}_c(j\omega)| < 1 \quad (3-6)$$

由于 $\tilde{H}_c(j\omega) = H_c(j\omega) - \hat{H}_c(j\omega)$ ，从中可以发现，只要满足 $\hat{H}_c(j\omega)$ 充分的与 $H_c(j\omega)$ 一致，就可以保证 $\tilde{H}_c(j\omega)$ 无限接近于 0，从理论上说，当 $\tilde{H}_c(j\omega)$ 足够小的时候， $G_c(j\omega)$ 的取值范围将无限大，与此同时， $|G_c \tilde{H}_c(j\omega)|$ 的值将永小于 0，因而也就解决了整个系统的稳定性问题。

3.3 数字化助听器的两大主要设计

解决了助听器系统的稳定性问题后，下一步的助听器研究主要分为两部分设计，补偿器部分和回波抵消器部分，下面将先从总体上简单的介绍一下这两部分设计在信号处理部分的原理。随后的两章将对其作具体的分析。

3.3.1 补偿器设计

前面的内容已经提到，适用于听力损伤者的补偿，应该是非线性的，这一点可以从图 3-5 中发现，为了达到非线性的目的，本文的设计是把补偿器设计为一组带通滤波器组。设计中，可以把听力损伤者的听力频域分成几段，具体的数目则视实际的情况而定，在每个频段中，选择合适的压缩系数 w_l ，通过对 w_l 的调节，使听力损伤者能够适应原先不适应的该频段的的声音信号，设计成带通滤波器的原因是，整个听力频段经过分段后，每个频段就会出现频率的上限和下限，这是就会需要使用到带通滤波器。用公式来表示这一组带通滤波器组的形式为：

$$G(k) = \sum_l w_l(k) G_l \quad (3-7)$$

其中 l 为整个频域经过分段后的每一个频段。从公式 (3-7) 中可以发现：对于始终需要知道的最终补偿器系数 $G_c(j\omega)$ 与两个参数有关，这两个参数分别为声音信号的声强和压缩系数 w_l 。

3.3.2 回波抵消器的设计

在本文的设计中，回波抵消器的作用是用来平衡在助听器中存在的声反馈 $H_c(j\omega)$ ，在听力损伤者佩戴助听器的过程中， $H_c(j\omega)$ 的值会随着听力损伤者所处环境的不同而发生不同的变化，这种变化是随机的，没有什么固定的规律可以遵循，

$$|G_c \tilde{H}_c(j\omega)| < 1 \quad (3-6)$$

由于 $\tilde{H}_c(j\omega) = H_c(j\omega) - \hat{H}_c(j\omega)$ ，从中可以发现，只要满足 $\hat{H}_c(j\omega)$ 充分的与 $H_c(j\omega)$ 一致，就可以保证 $\tilde{H}_c(j\omega)$ 无限接近于 0，从理论上说，当 $\tilde{H}_c(j\omega)$ 足够小的时候， $G_c(j\omega)$ 的取值范围将无限大，与此同时， $|G_c \tilde{H}_c(j\omega)|$ 的值将永小于 0，因而也就解决了整个系统的稳定性问题。

3.3 数字化助听器的两大主要设计

解决了助听器系统的稳定性问题后，下一步的助听器研究主要分为两部分设计，补偿器部分和回波抵消器部分，下面将先从总体上简单的介绍一下这两部分设计在信号处理部分的原理。随后的两章将对其作具体的分析。

3.3.1 补偿器设计

前面的内容已经提到，适用于听力损伤者的补偿，应该是非线性的，这一点可以从图 3-5 中发现，为了达到非线性的目的，本文的设计是把补偿器设计为一组带通滤波器组。设计中，可以把听力损伤者的听力频域分成几段，具体的数目则视实际的情况而定，在每个频段中，选择合适的压缩系数 w_l ，通过对 w_l 的调节，使听力损伤者能够适应原先不适应的该频段的的声音信号，设计成带通滤波器的原因是，整个听力频段经过分段后，每个频段就会出现频率的上限和下限，这是就会需要使用到带通滤波器。用公式来表示这一组带通滤波器组的形式为：

$$G(k) = \sum_l w_l(k) G_l \quad (3-7)$$

其中 l 为整个频域经过分段后的每一个频段。从公式 (3-7) 中可以发现：对于始终需要知道的最终补偿器系数 $G_c(j\omega)$ 与两个参数有关，这两个参数分别为声音信号的声强和压缩系数 w_l 。

3.3.2 回波抵消器的设计

在本文的设计中，回波抵消器的作用是用来平衡在助听器中存在的声反馈 $H_c(j\omega)$ ，在听力损伤者佩戴助听器的过程中， $H_c(j\omega)$ 的值会随着听力损伤者所处环境的不同而发生不同的变化，这种变化是随机的，没有什么固定的规律可以遵循，

$H_c(j\omega)$ 的这种特性促使我们设计的回波抵消器 $\hat{H}_c(j\omega)$ 必须具有一定的自适应性能,并且 $\hat{H}_c(j\omega)$ 与 $H_c(j\omega)$ 之间需要存在关联的变化趋势,以做到 $\hat{H}_c(j\omega)$ 与 $H_c(j\omega)$ 之间一一对应变化。为了达到这样的设计目的,本文选择把 $\hat{H}_c(j\omega)$ 设计为自适应滤波器。具体的设计将在下面的章节中详细介绍。

第四章 助听器系统的卷积算法

4.1 助听器系统的频域示意图

根据上一章的图 3-7, 我们了解了设计中的数字化助听器的总体系统图, 图 3-7 只是原理图, 下面将给出数字化助听器在频域的电路示意图, 详细见图 4-1:

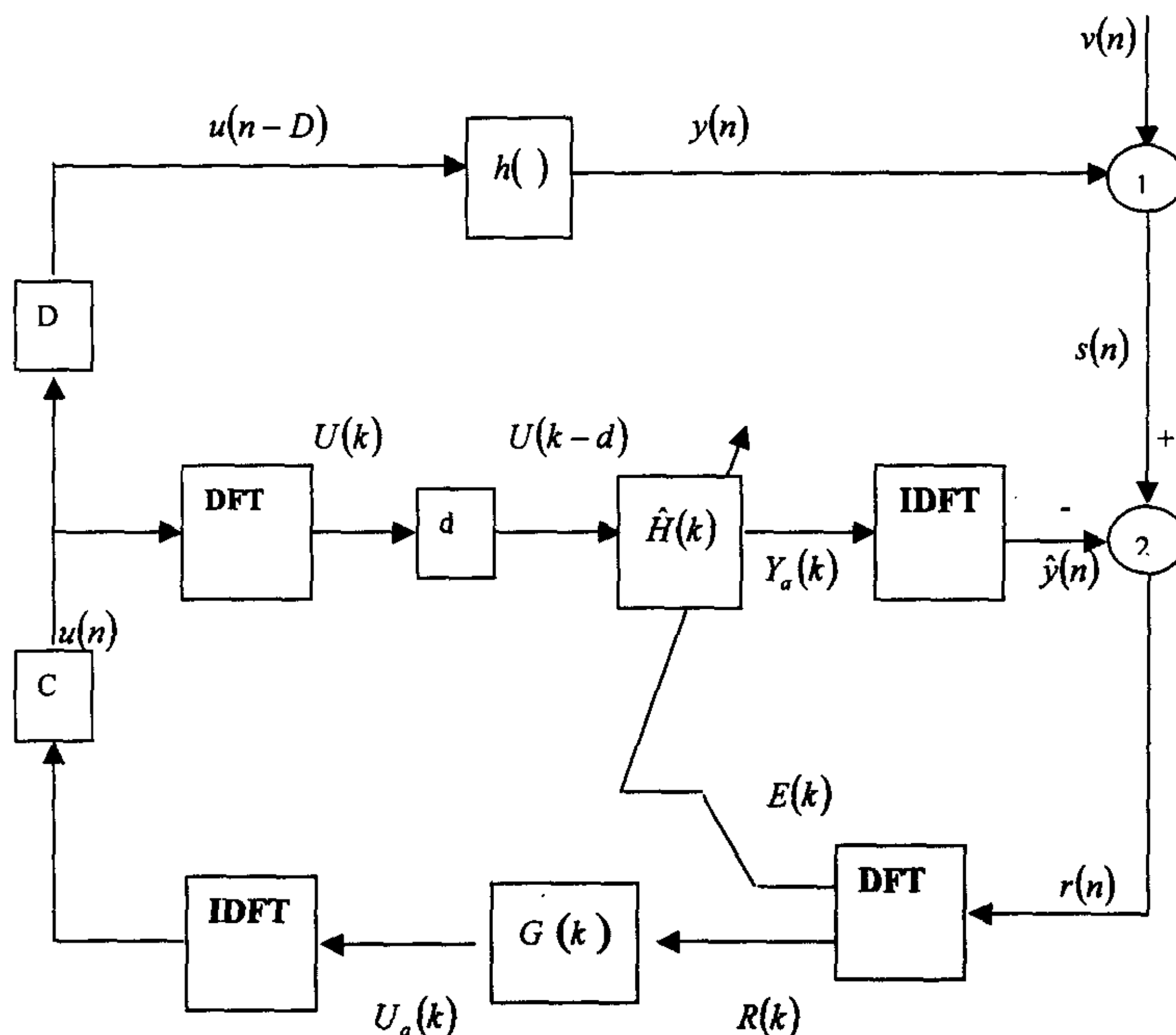


图 4-1 助听器系统的频域示意图

Figure 4-1 hearing aids system in frequency domain

图 4-1 中的声音信号 $v(n)$ 是听力损伤者希望从外界得到的声音, 在一系列的信号处理中, 大写字母表示的是频域信号, 小写字母表示的是时域信号, 下面将根据图 4-1 的示意, 逐步演示声音信号在图 4-1 中的信号处理过程。

第四章 助听器系统的卷积算法

4.1 助听器系统的频域示意图

根据上一章的图 3-7, 我们了解了设计中的数字化助听器的总体系统图, 图 3-7 只是原理图, 下面将给出数字化助听器在频域的电路上示意图, 详细见图 4-1:

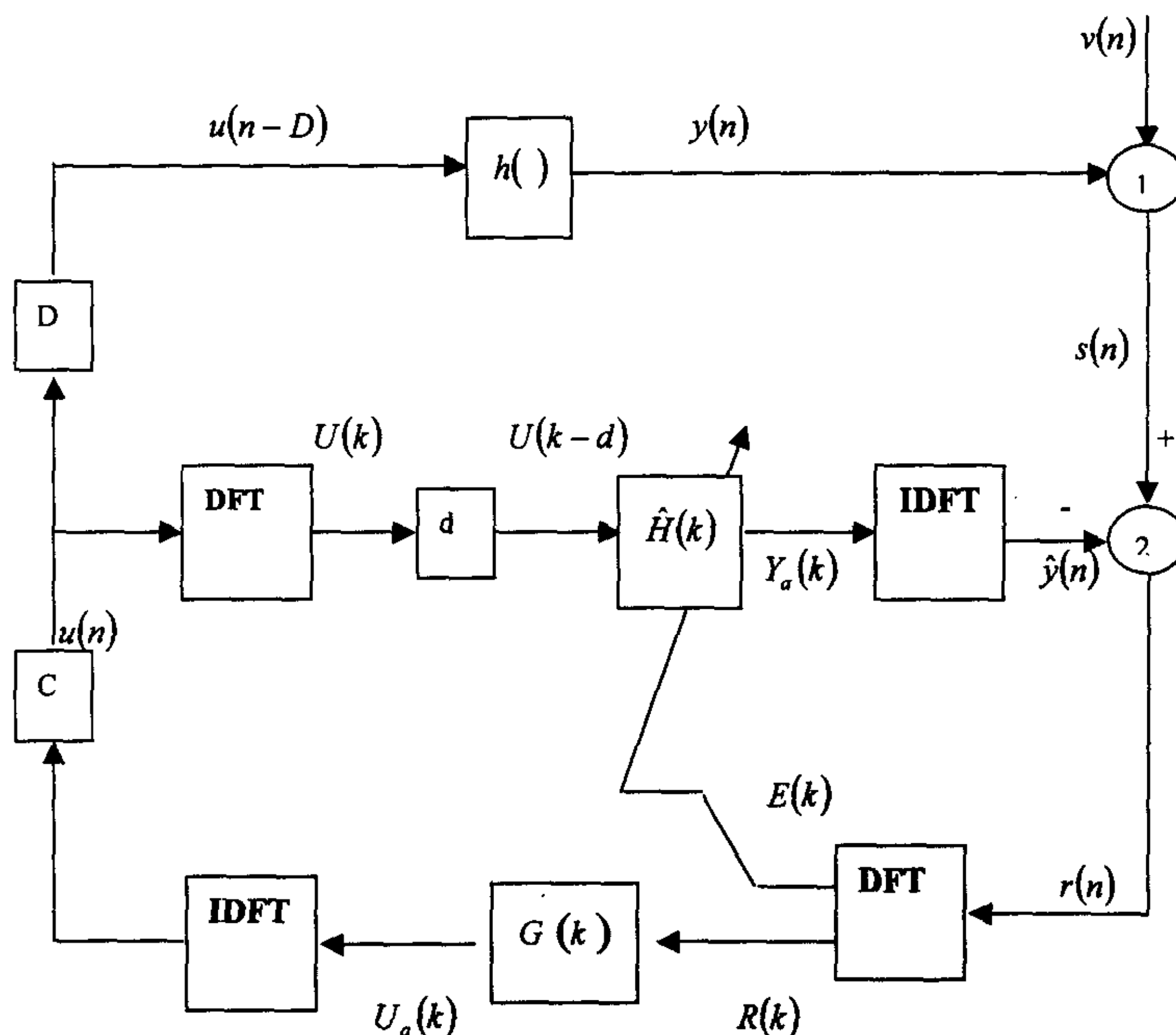


图 4-1 助听器系统的频域示意图

Figure 4-1 hearing aids system in frequency domain

图 4-1 中的声音信号 $v(n)$ 是听力损伤者希望从外界得到的声音, 在一系列的信号处理中, 大写字母表示的是频域信号, 小写字母表示的是时域信号, 下面将根据图 4-1 的示意, 逐步演示声音信号在图 4-1 中的信号处理过程。

$$\text{首先: } s(n) = v(n) + y(n) \quad (4-1)$$

其中, $v(n)$ 为听力损伤者希望听到的声音, $y(n)$ 为声反馈信号, 两者在途中 1 处叠加, 形成新的声音信号 $s(n)$ 。 $s(n)$ 在 2 处减去回波抵消器产生的信号 $\hat{y}(n)$, 形成新的信号 $r(n)$:

$$r(n) = s(n) - \hat{y}(n) \quad (4-2)$$

把式 (4-2) 表示为频域形式为:

$$R(k) = S(k) - \hat{Y}(k) \quad (4-3)$$

信号 $R(k)$ 分别连接补偿器 $G(k)$ 和回波抵消器 $\hat{H}(k)$, 并分别以信号 $R(k)$ 和 $E(k)$ 的形式作为信号输入, 这两者之间存在这样的关系:

$$R_i(k) = E_i(k) + (-1)^i E_i(k-1) \quad (4-4)$$

信号 $R(k)$ 经过补偿器 $G(k)$ 后, 经过一系列的信号处理变换, 产生新的信号 $U_a(k)$, 用公式表示为:

$$U_a(k) = D_R(k)G(k) = D_G(k)R(k) \quad (4-5)$$

$U_a(k)$ 从补偿器 $G(k)$ 中出来以后, 会产生一定的时间延迟, 在图 4-1 中的表示为 D 和 d , D 指的是频域的表示, d 指的是时域的表示, 经过延迟后的 $U_a(k)$ 变为 $U(k-d)$, $U(k-d)$ 分别经过 $h(\cdot)$ 和 $\hat{H}(k)$, 又生成新的声音信号:

$$y(n) = u(n-D)h(\cdot) \quad (4-6)$$

$$Y(k) = U(k-d)\hat{H}(k) \quad (4-7)$$

$$\hat{y}(n) = IDFT(Y(k)) \quad (4-8)$$

经过这样的信号处理过程, 整个电路图形成了一个环路。再设:

$$\tilde{y}(n) = y(n) - \hat{y}(n) \quad (4-9)$$

把式 (4-9) 代入式 (4-1) 和式 (4-2), 得到:

$$r(n) = v(n) + \tilde{y}(n) \quad (4-10)$$

4. 2 助听器系统卷积算法的选择

上面的推导理清了整个系统的信号变换形式, 需要进行的信号处理算法中, 有很多地方需要用到卷积, 下一部分, 本文将通过分析来选择合适的卷积方法

4. 2. 1 线性卷积运算

线性卷积是求离散系统响应的一种主要方法, 线性非移变系统的输入与输出序列之间存在卷积关系, 设 $x(n)$ 为线性非移变系统的输入, $y(n)$ 为对应的输出, 当输入为 $\delta(n)$ 时, 其单位冲激响应 $h(n)$ 为:

$$h(n) = T[\delta(n)] \quad (4-11)$$

当输入为 $\delta(n-k)$ (k 为正或负整数) 时, 则有:

$$h(n-k) = T[\delta(n-k)] \quad (4-12)$$

如输入序列 $x(n)$ 表示为各延迟单位取样序列幅度的加权和, 即

$$x(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)\delta(n-k) \quad (4-13)$$

$$\text{则 } y(n) = T[x(n)] = T\left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)\delta(n-k)\right] \quad (4-14)$$

因为系统是线性移不变系统, 所以

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)T[\delta(n-k)] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)h(n-k), \quad (4-15)$$

上式就是离散卷积和, 也称为离散卷积或线性卷积。它说明任何线性移不变系统均可用其单位冲激响应 $h(n)$ 来表征, 也即是输入 $x(n)$ 与输出 $y(n)$ 之间的关系满足卷积和的关系。如果说差分方程是系统的参数描述, 那么线性卷积就是系统的非参数描述, 一般可用下列符号表示:

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)h(n-k) = x(n) * h(n), \quad (4-16)$$

这里 k 表示输入时刻, 是求和中的变化量, n 表示输入时间, 是求和中的参变量, $(n-k)$ 表示对动态系统的记忆时间, 一个物理可实现系统, n 必须大于 k , 即

4. 2 助听器系统卷积算法的选择

上面的推导理清了整个系统的信号变换形式, 需要进行的信号处理算法中, 有很多地方需要用到卷积, 下一部分, 本文将通过分析来选择合适的卷积方法

4. 2. 1 线性卷积运算

线性卷积是求离散系统响应的一种主要方法, 线性非移变系统的输入与输出序列之间存在卷积关系, 设 $x(n)$ 为线性非移变系统的输入, $y(n)$ 为对应的输出, 当输入为 $\delta(n)$ 时, 其单位冲激响应 $h(n)$ 为:

$$h(n) = T[\delta(n)] \quad (4-11)$$

当输入为 $\delta(n-k)$ (k 为正或负整数) 时, 则有:

$$h(n-k) = T[\delta(n-k)] \quad (4-12)$$

如输入序列 $x(n)$ 表示为各延迟单位取样序列幅度的加权和, 即

$$x(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)\delta(n-k) \quad (4-13)$$

$$\text{则 } y(n) = T[x(n)] = T\left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)\delta(n-k)\right] \quad (4-14)$$

因为系统是线性移不变系统, 所以

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)T[\delta(n-k)] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)h(n-k), \quad (4-15)$$

上式就是离散卷积和, 也称为离散卷积或线性卷积。它说明任何线性移不变系统均可用其单位冲激响应 $h(n)$ 来表征, 也即是输入 $x(n)$ 与输出 $y(n)$ 之间的关系满足卷积和的关系。如果说差分方程是系统的参数描述, 那么线性卷积就是系统的非参数描述, 一般可用下列符号表示:

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)h(n-k) = x(n) * h(n), \quad (4-16)$$

这里 k 表示输入时刻, 是求和中的变化量, n 表示输入时间, 是求和中的参变量, $(n-k)$ 表示对动态系统的记忆时间, 一个物理可实现系统, n 必须大于 k , 即

$$(n-k) \geq 0。$$

对于式(4-16), 如 $x(n)$ 、 $h(n)$ 均为有限长, $x(n)$ 的非零值区间为 $(0, N-1)$; $h(n-k)$ 的非零值区间为 $(0, M-1)$ 。将以上两不等式相加得的区间为 $(0, N+M-2)$, 在此区间外不是 $x(n)$ 为零, 就是 $h(n-k)$ 为零, 所以 $y(n)$ 长为 $(N+M-1)$, 即两个长分别为 N 和 M 的有限长序列的卷积结果是一个 $(N+M-1)$ 长的序列, 这样式(4-16)可改写为:

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^n x(k)h(n-k) \quad 0 \leq n \leq (N+M-2), \quad (4-17)$$

说明线性卷积实质上是激励 $x(n)$ 中每个样值单独通过系统响应在不同时刻进行叠加得出整个激励作用于系统的响应。

4. 2. 2 循环卷积运算

如果两个周期都为 N 的周期序列 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 只移动一个周期 (求和限从 0 到 $N-1$) 所作的卷积, 其结果也是周期为 N 的周期序列 $y(n)$, 可表示为

$$y(n) = \sum x_1(m)x_2(m) = x_1(n) * x_2(n) \quad (4-18)$$

也可取 $x_1(n)$ 或 $x_2(n)$ 的一个周期从 $-\infty$ 移到 $+\infty$ 所作的卷积来代替, 即:

$$y(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x_1(m)x_2(n-m) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x_2(m)x_1(n-m), \quad (4-19)$$

式(4-19)中 $x_1(m)$ 及 $x_2(n-m)$ 都是变量 M 的周期序列, 周期为 N , 卷积结果 $y(n)$ 也是以 N 为周期函数, 由于求和在一个周期中进行, 故称为周期卷积, 与式(4-16)表示的线性卷积的主要区别在于线性卷积求和区间为 $-\infty$ 到 $+\infty$ 。

同时, 对于两个周期为 N 的周期序列, 任取一个周期进行周期卷积, 其卷积结果与在 $n=0 \sim (N-1)$ 主值范围内进行卷积结果相同。

当两个长度都为 N 的非周期序列 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 先从 N 进行周期延拓成 $x_1((n))_N$ 和 $x_2((n))_N$ 在作周期卷积, 最后取主值序列, 就得到循环卷积的结果, 即:

$$(n-k) \geq 0。$$

对于式(4-16), 如 $x(n)$ 、 $h(n)$ 均为有限长, $x(n)$ 的非零值区间为 $(0, N-1)$; $h(n-k)$ 的非零值区间为 $(0, M-1)$ 。将以上两不等式相加得的区间为 $(0, N+M-2)$, 在此区间外不是 $x(n)$ 为零, 就是 $h(n-k)$ 为零, 所以 $y(n)$ 长为 $(N+M-1)$, 即两个长分别为 N 和 M 的有限长序列的卷积结果是一个 $(N+M-1)$ 长的序列, 这样式(4-16)可改写为:

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^n x(k)h(n-k) \quad 0 \leq n \leq (N+M-2), \quad (4-17)$$

说明线性卷积实质上是激励 $x(n)$ 中每个样值单独通过系统响应在不同时刻进行叠加得出整个激励作用于系统的响应。

4. 2. 2 循环卷积运算

如果两个周期都为 N 的周期序列 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 只移动一个周期 (求和限从 0 到 $N-1$) 所作的卷积, 其结果也是周期为 N 的周期序列 $y(n)$, 可表示为

$$y(n) = \sum x_1(m)x_2(m) = x_1(n) * x_2(n) \quad (4-18)$$

也可取 $x_1(n)$ 或 $x_2(n)$ 的一个周期从 $-\infty$ 移到 $+\infty$ 所作的卷积来代替, 即:

$$y(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x_1(m)x_2(n-m) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x_2(m)x_1(n-m), \quad (4-19)$$

式(4-19)中 $x_1(m)$ 及 $x_2(n-m)$ 都是变量 M 的周期序列, 周期为 N , 卷积结果 $y(n)$ 也是以 N 为周期函数, 由于求和在一个周期中进行, 故称为周期卷积, 与式(4-16)表示的线性卷积的主要区别在于线性卷积求和区间为 $-\infty$ 到 $+\infty$ 。

同时, 对于两个周期为 N 的周期序列, 任取一个周期进行周期卷积, 其卷积结果与在 $n=0 \sim (N-1)$ 主值范围内进行卷积结果相同。

当两个长度都为 N 的非周期序列 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 先从 N 进行周期延拓成 $x_1((n))_N$ 和 $x_2((n))_N$ 在作周期卷积, 最后取主值序列, 就得到循环卷积的结果, 即:

$$y(n) = \left[\sum_{m=0}^{N-1} x_1((m))_N x_2((n-m))_N \right] * R_N(n) \quad (4-20)$$

循环卷积也可以表示为：

$$y(n) = \left[\sum_{m=0}^{N-1} x_1((m))_N x_2((n-m))_N \right] * R_N(n), \quad (4-21)$$

$$\text{记为 } y(n) = x_1(n) \otimes x_2(n), \quad (4-22)$$

表示长度为 N 的循环卷积计算。

将式 (4-21) 展开并写成循环矩阵的形式为

$$\begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ \vdots \\ y(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2(0) & x_2(N-1) & x_2(N-2) & \dots & x_2(1) \\ x_2(1) & x_2(0) & x_2(N-1) & \dots & x_2(2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ x_2(N-1) & x_2(N-2) & x_2(N-3) & \dots & x_2(0) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} x_1(0) \\ x_1(1) \\ \vdots \\ x_1(N-1) \end{bmatrix} \quad (4-23)$$

显然循环卷积的操作过程与周期卷积是相同的，循环卷积是周期卷积的主值，它们在主值区间的结果是相同的。然而循环卷积与线性卷积有明显的不同，循环卷积的计算是在主值区间中进行的，而线性卷积不受此限制。可以证明，对于两个长度为 N 的周期序列，循环卷积的结果仍是一个长度为 N 的序列，而它们的线性卷积的结果却是一个长度为 $2N-1$ 的序列，具体的差别将在下面一节详细讨论。

4. 2. 3 线性卷积和循环卷积的比较

研究可以发现：将两个序列的 FFT 相乘，其结果是两个序列的循环卷积，而不是通常的线性卷积。对于我们想要进行卷积的两个序列 $x(n)$, $h(n)$ 。为了产生线性卷积， $h(n)$ 相对原点在时间上被反转，然后顺序右移形成卷积输出。对于每一次移动， x 和 h 对应点一一相乘，然后将这四个乘积相加产生一个输出样本。

而当 $x(n)$ 和 $h(n)$ 利用 FFT 得到的循环卷积。首先 $h(n)$ 的 N 样本时间上反转，产生 $h(-n)$ ，然后，这 N 个样本顺序旋转产生 N 个输出样本。由于 $h(n)$ 的卷绕，循环卷积与线性卷积不同，然而某些输出样本是相同的。因为 $h(n)$ 的最后 $N/2$ 样本等于零才出现这种情况，如取 $h(n)$ 任意的选择，两种卷积的输出样本除一个外全部不同。对于任意的 $h(n)$ ，每个循环卷积的输出是 $x(n)$ 的所有 N 个样本的加权和。

$$y(n) = \left[\sum_{m=0}^{N-1} x_1((m))_N x_2((n-m))_N \right] * R_N(n) \quad (4-20)$$

循环卷积也可以表示为：

$$y(n) = \left[\sum_{m=0}^{N-1} x_1((m)) x_2((n-m))_N \right] * R_N(n), \quad (4-21)$$

$$\text{记为 } y(n) = x_1(n) \otimes x_2(n), \quad (4-22)$$

表示长度为 N 的循环卷积计算。

将式 (4-21) 展开并写成循环矩阵的形式为

$$\begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ \vdots \\ y(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2(0) & x_2(N-1) & x_2(N-2) & \dots & x_2(1) \\ x_2(1) & x_2(0) & x_2(N-1) & \dots & x_2(2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ x_2(N-1) & x_2(N-2) & x_2(N-3) & \dots & x_2(0) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} x_1(0) \\ x_1(1) \\ \vdots \\ x_1(N-1) \end{bmatrix} \quad (4-23)$$

显然循环卷积的操作过程与周期卷积是相同的，循环卷积是周期卷积的主值，它们在主值区间的结果是相同的。然而循环卷积与线性卷积有明显的不同，循环卷积的计算是在主值区间中进行的，而线性卷积不受此限制。可以证明，对于两个长度为 N 的周期序列，循环卷积的结果仍是一个长度为 N 的序列，而它们的线性卷积的结果却是一个长度为 $2N-1$ 的序列，具体的差别将在下面一节详细讨论。

4. 2. 3 线性卷积和循环卷积的比较

研究可以发现：将两个序列的 FFT 相乘，其结果是两个序列的循环卷积，而不是通常的线性卷积。对于我们想要进行卷积的两个序列 $x(n)$, $h(n)$ 。为了产生线性卷积， $h(n)$ 相对原点在时间上被反转，然后顺序右移形成卷积输出。对于每一次移动， x 和 h 对应点一一相乘，然后将这四个乘积相加产生一个输出样本。

而当 $x(n)$ 和 $h(n)$ 利用 FFT 得到的循环卷积。首先 $h(n)$ 的 N 样本时间上反转，产生 $h(-n)$ ，然后，这 N 个样本顺序旋转产生 N 个输出样本。由于 $h(n)$ 的卷绕，循环卷积与线性卷积不同，然而某些输出样本是相同的。因为 $h(n)$ 的最后 $N/2$ 样本等于零才出现这种情况，如取 $h(n)$ 任意的选择，两种卷积的输出样本除一个外全部不同。对于任意的 $h(n)$ ，每个循环卷积的输出是 $x(n)$ 的所有 N 个样本的加权和。

4. 2. 4 利用循环卷积计算线性卷积的条件

由于线性卷积是对无限项求和, 不便于用计算机运算, 而循环卷积是对有限项求和, 特别适合于计算机运算, 同是计算循环卷积可利用 FFT 来实现, 在速度上比直接计算线性卷积要快得多, 所以通过循环卷积来计算线性卷积具有较大的优越性, 但是, 在一定的条件下, 循环卷积与线性卷积才是相等的, 这一点在上一节的分析中, 我们已经知道, 这一节的分析就是要知道什么样的条件下, 可以用循环卷积来代替线性卷积。

设 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 都是长度为 N 的有限长序列, 他们的线性卷积可表示为

$$x_3(n) = x_1(n) * x_2(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x_1(m)x_2(n-m) \quad (4-24)$$

$$\text{或 } x_3(n) = \sum_{m=0}^n x_1(m)x_2(n-m) \quad 0 \leq n \leq N-1,$$

$$x_3(n) = \sum_{m=0}^n x_1(m)x_2(n-m) \quad N \leq n \leq 2N-1$$

所以, $x_3(n)$ 的长度为 $2N-1$ 。

如果将 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 延长至 L ($L < N$), 所延长的部分 (从 N 到 $L-1$) 均补充为零值, 则长度为 L 的循环卷积可表示为:

$$x_4(m) = x_1(n) \otimes x_2(n), \quad (4-25)$$

式中 $\otimes$ 表示长度为 L 的循环卷积运算符号。

先将 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 以 L 为周期进行延拓, 即

$$x_1(n) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} x_1(n+pL) = x_1((n))_L, \quad (4-26)$$

$$x_2(n) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} x_2(n+pL) = x_2((n))_L, \quad (4-27)$$

它们的周期卷积为:

$$x_3(n) = \sum_{m=0}^{L-1} x_1(m)x_2(n-m), \quad (4-28)$$

将式 (4-26) 和 (4-27) 代入式 (4-28), 得

$$x_3(n) = \sum_{m=0}^{L-1} x_1((m))_L * \sum_{r=-\infty}^{\infty} x_2(n+rL-m) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} x_3(n+rL), \quad (4-29)$$

式中 $x_3(n)$ 就是式 (4-24) 的线性卷积, 式 (4-29) 表明, $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 的周期卷积是它们的线性卷积的周期延拓, 对式 (4-29) 取主值, 得循环卷积为:

$$x_4(n) = x_1(n) \otimes x_2(n) = \left[\sum_{r=-\infty}^{\infty} x_3(n+rL) \right] * R_L(n) \quad (4-30)$$

由此可见, 序列 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 的循环卷积就是它们的线性卷积周期延拓的主值, 但是要使 $L \geq 2N-1$, $x_3(n)$ 的周期延拓才不会在一部分非零序列相交迭, 积不会产生“混迭”。因此, 两个长度为 N 的序列的线性卷积可用长度为 L 的循环卷积来代替, 但 L 必须满足 $L \geq 2N-1$, 如果 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 的长度分别为 N 和 M , 则 L 必须满足 $L \geq M+N-1$ 。

在数字化助听器的研究中, 主要的声音信号是语音信号, 语音信号具有周期性的特性, 因而可以用循环卷积来代替线性卷积。

4. 2. 5 利用重叠存储法计算循环卷积

重叠存储方法是利用循环卷积来代替线性卷积的一种方法, 它主要是利用 DFT 产生长数据序列 $x(n)$ 和一个比较短的序列 $h(n)$ 的线性卷积的一种方法。如果短序列长度是 M , 选择 DFT 的规模使 $N > M$, 而用足够的零补入 $h(n)$, 使它的长度为 N 。序列 $x(n)$ 划分成长度 N 的段, 每次相邻段的重叠为 $M-1$ 样本。计算了这些段中之一的 DFT 并且乘上 $h(n)$ 的 DFT 乘积的逆 DFT 是 N 点循环卷积, 最后 $N-M+1$ 样本的循环卷积与我们实现线性卷积所得到的结果相同。保留这些样本并且抛弃剩余部分, 因为我们产生 $N-M+1$ 个样本, 在计算下一个输出块之前序列 $x(n)$ 必须移动这些数目。在相接的段之间 $M-1$ 个样本重叠。标准的最佳值是 $N=2M$ 的情况, 时域样本重叠达 50%。

经过以上的分析, 下一节将通过重叠存储方法来进行图 4-1 中的一系列的卷积运算。

4. 3 适用于助听器的卷积算法研究

$$x_3(n) = \sum_{m=0}^{L-1} x_1((m))_L * \sum_{r=-\infty}^{\infty} x_2(n+rL-m) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} x_3(n+rL), \quad (4-29)$$

式中 $x_3(n)$ 就是式 (4-24) 的线性卷积, 式 (4-29) 表明, $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 的周期卷积是它们的线性卷积的周期延拓, 对式 (4-29) 取主值, 得循环卷积为:

$$x_4(n) = x_1(n) \otimes x_2(n) = \left[\sum_{r=-\infty}^{\infty} x_3(n+rL) \right] * R_L(n) \quad (4-30)$$

由此可见, 序列 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 的循环卷积就是它们的线性卷积周期延拓的主值, 但是要使 $L \geq 2N-1$, $x_3(n)$ 的周期延拓才不会在一部分非零序列相交迭, 积不会产生“混迭”。因此, 两个长度为 N 的序列的线性卷积可用长度为 L 的循环卷积来代替, 但 L 必须满足 $L \geq 2N-1$, 如果 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 的长度分别为 N 和 M , 则 L 必须满足 $L \geq M+N-1$ 。

在数字化助听器的研究中, 主要的声音信号是语音信号, 语音信号具有周期性的特性, 因而可以用循环卷积来代替线性卷积。

4. 2. 5 利用重叠存储法计算循环卷积

重叠存储方法是利用循环卷积来代替线性卷积的一种方法, 它主要是利用 DFT 产生长数据序列 $x(n)$ 和一个比较短的序列 $h(n)$ 的线性卷积的一种方法。如果短序列长度是 M , 选择 DFT 的规模使 $N > M$, 而用足够的零补入 $h(n)$, 使它的长度为 N 。序列 $x(n)$ 划分成长度 N 的段, 每次相邻段的重叠为 $M-1$ 样本。计算了这些段中之一的 DFT 并且乘上 $h(n)$ 的 DFT 乘积的逆 DFT 是 N 点循环卷积, 最后 $N-M+1$ 样本的循环卷积与我们实现线性卷积所得到的结果相同。保留这些样本并且抛弃剩余部分, 因为我们产生 $N-M+1$ 个样本, 在计算下一个输出块之前序列 $x(n)$ 必须移动这些数目。在相接的段之间 $M-1$ 个样本重叠。标准的最佳值是 $N=2M$ 的情况, 时域样本重叠达 50%。

经过以上的分析, 下一节将通过重叠存储方法来进行图 4-1 中的一系列的卷积运算。

4. 3 适用于助听器的卷积算法研究

$$x_3(n) = \sum_{m=0}^{L-1} x_1((m))_L * \sum_{r=-\infty}^{\infty} x_2(n+rL-m) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} x_3(n+rL), \quad (4-29)$$

式中 $x_3(n)$ 就是式 (4-24) 的线性卷积, 式 (4-29) 表明, $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 的周期卷积是它们的线性卷积的周期延拓, 对式 (4-29) 取主值, 得循环卷积为:

$$x_4(n) = x_1(n) \otimes x_2(n) = \left[\sum_{r=-\infty}^{\infty} x_3(n+rL) \right] * R_L(n) \quad (4-30)$$

由此可见, 序列 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 的循环卷积就是它们的线性卷积周期延拓的主值, 但是要使 $L \geq 2N-1$, $x_3(n)$ 的周期延拓才不会在一部分非零序列相交迭, 积不会产生“混迭”。因此, 两个长度为 N 的序列的线性卷积可用长度为 L 的循环卷积来代替, 但 L 必须满足 $L \geq 2N-1$, 如果 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 的长度分别为 N 和 M , 则 L 必须满足 $L \geq M+N-1$ 。

在数字化助听器的研究中, 主要的声音信号是语音信号, 语音信号具有周期性的特性, 因而可以用循环卷积来代替线性卷积。

4. 2. 5 利用重叠存储法计算循环卷积

重叠存储方法是利用循环卷积来代替线性卷积的一种方法, 它主要是利用 DFT 产生长数据序列 $x(n)$ 和一个比较短的序列 $h(n)$ 的线性卷积的一种方法。如果短序列长度是 M , 选择 DFT 的规模使 $N > M$, 而用足够的零补入 $h(n)$, 使它的长度为 N 。序列 $x(n)$ 划分成长度 N 的段, 每次相邻段的重叠为 $M-1$ 样本。计算了这些段中之一的 DFT 并且乘上 $h(n)$ 的 DFT 乘积的逆 DFT 是 N 点循环卷积, 最后 $N-M+1$ 样本的循环卷积与我们实现线性卷积所得到的结果相同。保留这些样本并且抛弃剩余部分, 因为我们产生 $N-M+1$ 个样本, 在计算下一个输出块之前序列 $x(n)$ 必须移动这些数目。在相接的段之间 $M-1$ 个样本重叠。标准的最佳值是 $N=2M$ 的情况, 时域样本重叠达 50%。

经过以上的分析, 下一节将通过重叠存储方法来进行图 4-1 中的一系列的卷积运算。

4. 3 适用于助听器的卷积算法研究

本章前面部分所作的分析已经让我们了解了设计中的数字化助听器的总体电路流程。根据图 4-1 可以发现，信号 $r(n)$ 通过补偿器 $G(k)$ 以及信号 $u(n)$ 通过回波抵消器 $\hat{H}(k)$ 时，都会需要产生卷积的处理，在这里，本文将用重叠存储法来完成卷积的过程。具体的分析将以信号 $u(n)$ 通过回波抵消器 $\hat{H}(k)$ 的过程作为例子。

首先根据重叠存储方法的要求，我们先取信号 $u(n)$ 的某一时间序列 $u(k)$ ，把个序列划分成 $2N$ 段：

$$u(k) = [u(kN) \ u(kN+1) \ \dots \ u(kN+2N-1)]^T \quad (4-31)$$

其中 k 代表时间序列， T 代表转置

由此类推，可以把 $\hat{h}(k)$ 用如式 (4-31) 的方式来表示为：

$$\hat{h}(k) = [h_0(k) \ h_1(k) \ \dots \ h_{N-1}(k) \ 0 \ \dots \ 0] \quad (4-32)$$

其中后面的 N 个元素用 0 延拓，使 $\hat{h}(k)$ 为 $2N$ 维的向量。

根据图 4-1 中所示，把式 (4-31) 和 (4-32) 带入式 (4-7)，得到：

$$\begin{aligned} & \hat{y}(k) \\ &= \begin{bmatrix} u((k-d)N) & u((k-d)N-1) & \dots & u((k-d)N-2N+1) \\ u((k-d)N+1) & u((k-d)N+2) & \dots & u((k-d)N-2N+2) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ u((k-d)N+2N-1) & u((k-d)N+2N-2) & \dots & u((k-d)N) \end{bmatrix} * \hat{h}(k) \end{aligned} \quad (4-33)$$

对于上面这个复杂的矩阵表达式，我们可以用下面简单的公式来表示：

$$\hat{y}_a(k) = C_u(k-d) \hat{h}(k) \quad (4-34)$$

其中 $C_u(k-d)$ 就表示式 (4-33) 中复杂的矩阵。

根据卷积的性质，可以得到：

$$\hat{y}_a(k) = C_{\hat{h}}(k) u(k-d) \quad (4-35)$$

其中， $C_u(k-d)$, $C_{\hat{h}}(k)$ 都是 $2N \times 2N$ 的矩阵，这两个矩阵的第一列的向量恰好为 $u(k-d)$ 和 $\hat{h}(k)$ ，而由此产生的 $2N$ 向量 $\hat{y}_a(k)$ ，它的前 N 个元素是杂乱无章的，并没

有是么实际的意义,也就不是我们需要的,而它的后 N 个元素则恰好是 $u(k-d)$ 和 $\hat{h}(k)$ 的线性卷积的值,也就是我们所要得到的信号 $\hat{y}(n)$, 因此我们可以用这样的方法来完成卷积。

为了方便表达这样的数学关系, 设立以下两个矩阵:

$$p_{22} = \begin{bmatrix} 0_N & 0_N \\ 0_N & I_N \end{bmatrix}, \quad p_{12} = \begin{bmatrix} 0_N & I_N \\ 0_N & 0_N \end{bmatrix} \quad (4-36)$$

其中 0_N 和 I_N 都是 $N \times N$ 的矩阵, 0_N 的所有元素都为 0, I_N 的对角线元素为 1, 其他元素都为 0。

根据重叠存储法的原理, 联系式 (4-35) 和 (4-36), 得到

$$\hat{y}(k) = p_{12}\hat{y}_a(k-1) + p_{22}\hat{y}_a(k) \quad (4-37)$$

刚才的分析主要集中在时域的范围中, 下面可以通过傅立叶变换把它们相应的在频域内表达出来:

式 (4-34) 和 (4-35) 在频域中的表示为:

$$\hat{Y}_a(k) = D_U(k-d)\hat{H}(k) = D_{\hat{H}}(k)U(k-d) \quad (4-38)$$

其中的 $D_U(k-d)$ 和 $D_{\hat{H}}(k)$ 分别为 $C_u(k-d)$, $C_{\hat{h}}(k)$ 的傅立叶变换形式, 从矩阵理论的知识我们可以知道, $D_U(k-d)$ 和 $D_{\hat{H}}(k)$ 都将是对角阵。对角阵的性质可以简化计算, 因此我们的运算将主要在频域内完成, 通过傅立叶变换和逆傅立叶变换来完成从时域到频域再到时域的过程。

以上是信号 $u(n)$ 通过回波抵消器 $\hat{H}(k)$ 的卷积过程, 信号 $r(n)$ 通过补偿器 $G(k)$ 的卷积过程与此相类似。

解决了助听器系统的卷积问题后, 下面一章将主要研究用于回波抵消器的自适应滤波器的信号处理算法。

第五章 回波抵消器的信号处理算法

第三章的助听器总体分析中,对于回波抵消器的设计问题,将通过自适应滤波器来实现,自适应滤波器的性能能够满足回波抵消器设计中自适应的要求。

5.1 频域自适应滤波器[31]

根据本文前面的分析,将用频域自适应滤波器来设计回波抵消器,与时域的自适应滤波器相比,在频域上实现自适应滤波有两个主要优点:其一,与时域相比,频域自适应滤波器处理确定数据量所需的计算量可以大大的减少,这种减少是由于利用循环卷积来代替线性卷积;其二,与单纯的梯度下降法相比,自适应过程的收敛特性有所改善[32]。

在时域自适应算法中,各个权系数作为指数和收敛到最佳解,每个指数与自适应过程的自然模式有关。这些模式的时间常数与输入的自相关矩阵的特征值成反比。均方误差也按指数和而减少,他们的时间常数取决于特征值。对于足够长的时域自适应滤波器,输入自相关矩阵的特征值近似地由输入功率谱间隔均匀的样本给出。对这个结果可作这样的启发性解释:与对应较大功率的频率值的那些模式相比,具有较小功率频谱的有关模式的收敛将更为缓慢。输入功率谱随频率有很大的变化会导致特征值极不相同,因而也使时间常数大不相同,其中某些时间常数可能很大。尽管频域方法是基于最速下降方法,但容易作些改进,有可能使自适应过程各个模式的收敛性更加均匀,这样就改善了较缓慢的模式的收敛速率[33]。

采用频域方法[34]可归结成分块处理,该方法同时处理输入数据块,以产生输出数据块。分块处理的性质要求同一块中滤波器的系数保持不变。这种方法与通常的时域自适应处理大不相同,对后者滤波器系数可以随输入取样速率改变。虽然,不常用频域方法来修正滤波器系数,但是由于可以用整块数据估计梯度,每次修正时可以更高的精度调整滤波器系数。结果,频域自适应和时域一样迅速,同样准确,只有一种情况例外:当输入自相关矩阵的特征值差别很大时,考虑到稳定性,对自适应速率所规定的上限要比时域处理相应的上限缓慢得多。该进行梯度方法有效地减少特征值不一致,可使这个问题得到缓和。

5.2 基于循环卷积的频域自适应滤波器

最简单的频域自适应滤波器如图 5-1 所示。输入信号 $x(n)$ 和期望响应 $d(n)$ 在缓冲存储器中累积起来,形成 N 个复数点组。期望响应的变换值减去相应频率的输入变换值,形成 N 个复误差信号。共有 N 个复权系数,各对应一个频谱位置。对每个数据块而言,每个权系数被独立地修正一次。加权输出送到 FFT 逆变换产生输出信号

第五章 回波抵消器的信号处理算法

第三章的助听器总体分析中,对于回波抵消器的设计问题,将通过自适应滤波器来实现,自适应滤波器的性能能够满足回波抵消器设计中自适应的要求。

5.1 频域自适应滤波器[31]

根据本文前面的分析,将用频域自适应滤波器来设计回波抵消器,与时域的自适应滤波器相比,在频域上实现自适应滤波有两个主要优点:其一,与时域相比,频域自适应滤波器处理确定数据量所需的计算量可以大大的减少,这种减少是由于利用循环卷积来代替线性卷积;其二,与单纯的梯度下降法相比,自适应过程的收敛特性有所改善[32]。

在时域自适应算法中,各个权系数作为指数和收敛到最佳解,每个指数与自适应过程的自然模式有关。这些模式的时间常数与输入的自相关矩阵的特征值成反比。均方误差也按指数和而减少,他们的时间常数取决于特征值。对于足够长的时域自适应滤波器,输入自相关矩阵的特征值近似地由输入功率谱间隔均匀的样本给出。对这个结果可作这样的启发性解释:与对应较大功率的频率值的那些模式相比,具有较小功率频谱的有关模式的收敛将更为缓慢。输入功率谱随频率有很大的变化会导致特征值极不相同,因而也使时间常数大不相同,其中某些时间常数可能很大。尽管频域方法是基于最速下降方法,但容易作些改进,有可能使自适应过程各个模式的收敛性更加均匀,这样就改善了较缓慢的模式的收敛速率[33]。

采用频域方法[34]可归结成分块处理,该方法同时处理输入数据块,以产生输出数据块。分块处理的性质要求同一块中滤波器的系数保持不变。这种方法与通常的时域自适应处理大不相同,对后者滤波器系数可以随输入取样速率改变。虽然,不常用频域方法来修正滤波器系数,但是由于可以用整块数据估计梯度,每次修正时可以更高的精度调整滤波器系数。结果,频域自适应和时域一样迅速,同样准确,只有一种情况例外:当输入自相关矩阵的特征值差别很大时,考虑到稳定性,对自适应速率所规定的上限要比时域处理相应的上限缓慢得多。该进行梯度方法有效地减少特征值不一致,可使这个问题得到缓和。

5.2 基于循环卷积的频域自适应滤波器

最简单的频域自适应滤波器如图 5-1 所示。输入信号 $x(n)$ 和期望响应 $d(n)$ 在缓冲存储器中累积起来,形成 N 个复数点组。期望响应的变换值减去相应频率的输入变换值,形成 N 个复误差信号。共有 N 个复权系数,各对应一个频谱位置。对每个数据块而言,每个权系数被独立地修正一次。加权输出送到 FFT 逆变换产生输出信号

$y(n)$ 。

采用 LMS 算法修正每个权系数。对于第 i 个频率值的第 i 个频率值的第 i 个复权系数，可根据

$$H_i(k+1) = H_i(k) + \mu E_i(k) X_i^*(k), \quad (5-1)$$

进行修正，这里 μ 是常数，它确定收敛的速率和自适应过程的稳定性。对于统计平稳的输入，只要 μ 取的足够小，权修正方程最终使第 i 个频率上的均方差达到最小。

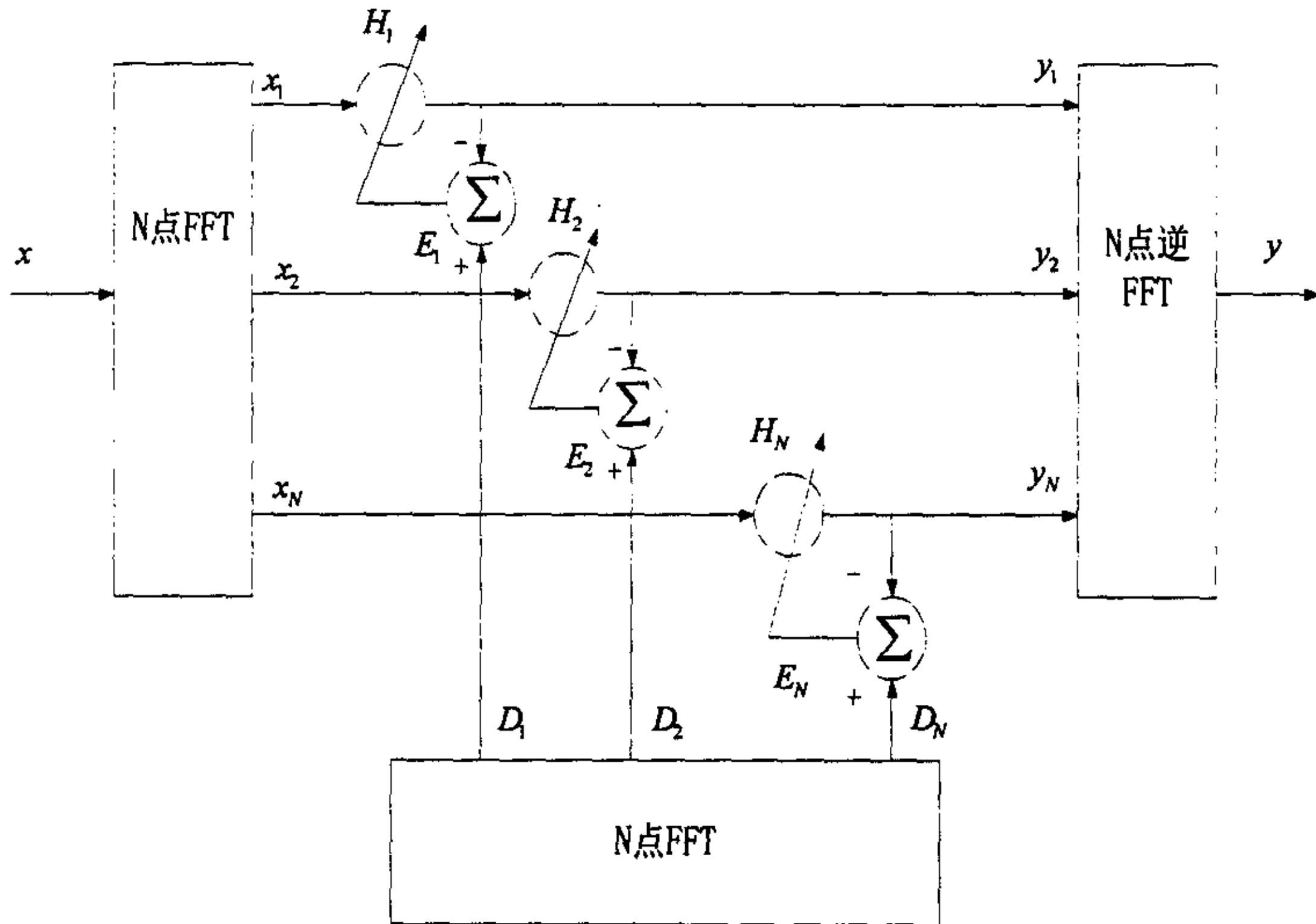


图 5-1 频域自适应滤波器示意图

Figure 5-1 adaptive filter in frequency domain

这种频域的自适应滤波器和一般的时域自适应滤波器相比较，其计算量将大大减少。考察一下处理确定数据量所需的乘法运算次数能明白这个事实。用 N 个抽头的 LMS 自适应滤波器产生 N 个输出数据点需要 $2N^2$ 次实数乘法。用这种频域滤波器产生相同数量的输出，为了完成复加权和修正需要作三次 N 点的 FFT 和 $2N$ 次复数乘法。然而，对于实输入数据来说，所有变换都是对称的，所以大约可去掉一半的权系数。此外，对实数据， N 点的 FFT 可以用 $N/2$ 点 FFT 和 $N/2$ 次复数乘法来实现。对于基 2 的变换， $N/2$ 点 FFT 大约需要 $(N/4)\log_2(N/2) - N/2$ 次复数乘法。假定每个复

数乘法需要四次实数乘法, 对于频域滤波器则要作 $3N \log_2(N/2) + 4N$ 次实数乘法。

图 5-1 的频域滤波器完成的是输入信号与自适应滤波器冲激相应的循环卷积(复权系数的 FFT 逆变换), 而不是线性卷积。利用循环卷积代替线性卷积, 把线性时不变滤波器变换成为周期时变滤波器, 对于平稳输入, 其输出是周期非平稳的。尽管图 5-1 的方法在频域信号检测方面找到应用, 然而它的循环卷积特性使它很少能有效地作为一般滤波器使用。我们将看到图 5-1 所示的自适应滤波器, 在使用循环卷积之后, 使它的输出与期望相应之间的均方差达到最小。应用循环卷积而不是线性卷积, 通常倾向于缩短有效的冲激响应长度以便减少由于循环卷积产生的“卷绕”误差的影响。如果所选取的滤波器长度(FFT 大小)远大于线性卷积最佳冲激响应的有效非零长度, 循环卷积的影响就小。虽然这样做会显著降低计算效率, 但是, 因为它与各个权系数独立地自适应相联系, 方法简单明了, 仍值得讨论[35]。

为了分析这种算法。定义第 k 个数据块的频域权矢量:

$$H^T(k) = [H_1(k) H_2(k) \Lambda H_N(k)], \quad (5-2)$$

而输入 FFT 系数的对角矩阵为

$$X(k) = \begin{bmatrix} X_1(k) & & & \\ & X_2(k) & & \\ & & \ddots & \\ & & & 0 \\ & & & & X_N(k) \end{bmatrix} \quad (5-3)$$

同样, 我们令 $Y(k)$ 、 $D(k)$ 和 $E(k)$ 这些矢量包含频域输出、期望响应和第 k 个块的误差。注意到

$$Y(k) = X(k)H(k), \quad (5-4)$$

$$E(k) = D(k) - Y(k). \quad (5-5)$$

频域加权修正方程可以表示为

$$H(k+1) = H(k) + \mu X^*(k)E(k) = H(k) + \mu \{ X^*(k)D(k) - X^*(k)X(k)H(k) \} \quad (5-6)$$

方程 (5-6) 可以转化为时域, 并得到

$$h(k+1) = h(k) + \mu \{ x^T(k)d(k) - x^T(k)x(k)h(k) \} \quad (5-7)$$

$$\text{这里 } h(k) = F^{-1}H(k), \quad (5-8)$$

$$d(k) = F^{-1}D(k) \quad (5-9)$$

而 $x(k)$ 是循环矩阵, 由下式给出:

$$x(k) = F^{-1}X(k)F \quad (5-10)$$

$x(k)$ 的第一列是输入矢量 $x(k)$ ，因为它是 $X(k)$ 对角元素的 DFT 逆变换。因此，循环矩阵 $x(k)$ 由下式给出：

$$x(k) = \begin{bmatrix} x(k) & x(k+N-1) & \Lambda & x(k+1) \\ x(k+1) & x(k) & \Lambda & x(k+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(k+N-1) & x(k+N-2) & \Lambda & x(k) \end{bmatrix} \quad (5-11)$$

用 $x_i^T(k)$ 表示 $x(k)$ 的第 i 行，式 (5-7) 变为：

$$h(k+1) = h(k) + \mu \sum_{i=1}^N \{d_i(k)x_i(k) - y_i(k)x_i(k)\} \quad (5-12)$$

这里 $y_i(k)$ 是输出矢量的第 i 个元素，

$$y(k) = x(k)h(k) \quad (5-13)$$

矢量 $y(k)$ 包含滤波器第 k 个输出块的元素。 $y(k)$ 的元素来自冲激响应 $h(k)$ 和输入矢量 $x(k)$ 的旋转形式的循环卷积。

在时域内，等效的权系数修正方程可以写成

$$h(k+1) = h(k) + \mu \sum_{i=1}^N e_i(k)x_i(k) \quad (5-14)$$

这里 $e_i(k) = d_i(k) - y_i(k)$ 。式 5-14 和通常的 LMS 算法的不同之处在于，虽然对每块只进行一次自适应，但在被用来修正权系数之前，整个数据块上的梯度估计是相加的。

5. 2. 1 最佳加权矢量

H 的最佳解使 $y(k)$ 和 $d(k)$ 之间的均方误差最小，可以用下面的方法确定（此时假定 d 和 x 时平稳的），使下面的式子减至最小就足够了：

$$\begin{aligned} & NE[(d(k) - y(k)) * (d(k) - y(k))] \\ &= E[(D(k) - y(k)) * (D(k) - y(k))] \\ &= E[D^*(k)D(k)] - R_{xd}^* H - H^* R_{xd} + H^* R_{xx} H, \end{aligned} \quad (5-15)$$

$x(k)$ 的第一列是输入矢量 $x(k)$, 因为它是 $X(k)$ 对角元素的 DFT 逆变换。因此, 循环矩阵 $x(k)$ 由下式给出:

$$x(k) = \begin{bmatrix} x(k) & x(k+N-1) & \Lambda & x(k+1) \\ x(k+1) & x(k) & \Lambda & x(k+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(k+N-1) & x(k+N-2) & \Lambda & x(k) \end{bmatrix} \quad (5-11)$$

用 $x_i^T(k)$ 表示 $x(k)$ 的第 i 行, 式 (5-7) 变为:

$$h(k+1) = h(k) + \mu \sum_{i=1}^N \{d_i(k)x_i(k) - y_i(k)x_i(k)\} \quad (5-12)$$

这里 $y_i(k)$ 是输出矢量的第 i 个元素,

$$y(k) = x(k)h(k) \quad (5-13)$$

矢量 $y(k)$ 包含滤波器第 k 个输出块的元素。 $y(k)$ 的元素来自冲激响应 $h(k)$ 和输入矢量 $x(k)$ 的旋转形式的循环卷积。

在时域内, 等效的权系数修正方程可以写成

$$h(k+1) = h(k) + \mu \sum_{i=1}^N e_i(k)x_i(k) \quad (5-14)$$

这里 $e_i(k) = d_i(k) - y_i(k)$ 。式 5-14 和通常的 LMS 算法的不同之处在于, 虽然对每块只进行一次自适应, 但在被用来修正权系数之前, 整个数据块上的梯度估计是相加的。

5. 2. 1 最佳加权矢量

H 的最佳解使 $y(k)$ 和 $d(k)$ 之间的均方误差最小, 可以用下面的方法确定 (此时假定 d 和 x 时平稳的), 使下面的式子减至最小就足够了:

$$\begin{aligned} & NE[(d(k) - y(k)) * (d(k) - y(k))] \\ &= E[(D(k) - y(k)) * (D(k) - y(k))] \\ &= E[D^*(k)D(k)] - R_{xd}^* H - H^* R_{xd} + H^* R_{xx} H, \end{aligned} \quad (5-15)$$

$$\text{这里 } R_{xd} = E[X^*(k)D(k)], \quad (5-16)$$

$$R_{xx} = E[X^*(k)X(k)], \quad (5-17)$$

注意 R_{xx} 是对角矩阵，它的第 i 个对角线元素由 $E[X_i^*(k)X_i(k)]$ 给出， R_{xd} 的第 i 个对角线元素是 $E[X_i^*(k)D_i(k)]$ ，取式 (5-15) 对 H 的梯度并令它等于零，得到最佳频域权系数：

$$H_{opt} = R_{xx}^{-1} R_{xd} \quad (5-18)$$

取式 (5-18) 的 DFT 逆变换可以得到循环卷积滤波器的最佳时域权函数：

$$h_{opt} = r_{xx}^{-1} r_{xd}, \quad (5-19)$$

$$\text{这里: } r_{xx} = F^{-1} R_{xx} F, \quad (5-20)$$

$$\text{而: } r_{xd} = F^{-1} R_{xd} F. \quad (5-21)$$

矩阵 r_{xx} 是循环矩阵，因为 R_{xx} 是对角矩阵。 r_{xx} 的第 1 行由输入 x 滞后 0 到 $N-1$ 的循环自相关函数给出。滞后 i 的循环自相关函数 $\phi_0(i)$ 可以用一般的线性自相关函数 $\phi(i)$ 来表示

$$\phi_0(i) = \frac{N-i}{N} \phi(i) + \frac{i}{N} \phi(i-N) \quad (5-22)$$

通过上面的式子，可得到 d 和 x 之间循环互相关的类似的表达式，构成矢量 r_{xd} 的元素。

以上介绍了最简单的基于循环卷积的自适应滤波器，一般来说，自适应滤波器的输入和冲激响应线性卷积的自适应滤波器在滤波应用方面一般将比只完成循环卷积的更为有用。下面将分别介绍两种能够执行线性卷积的自适应滤波器。快速 LMS 频域自适应滤波器 (FLMS) 和无约束频域 LMS 自适应滤波器。

5.3 快速 LMS 频域自适应滤波器 (FLMS)

快速 LMS 频域自适应滤波器在本质上说是在频域实现时域的块 LMS 算法。按照前面的算法，数据分组构成 N 点的数据块，在每块上滤波器权系数保持不变。第 k 块内，自适应滤波器方程是

$$\text{这里 } R_{xd} = E[X^*(k)D(k)], \quad (5-16)$$

$$R_{xx} = E[X^*(k)X(k)], \quad (5-17)$$

注意 R_{xx} 是对角矩阵，它的第 i 个对角线元素由 $E[X_i^*(k)X_i(k)]$ 给出， R_{xd} 的第 i 个对角线元素是 $E[X_i^*(k)D_i(k)]$ ，取式 (5-15) 对 H 的梯度并令它等于零，得到最佳频域权系数：

$$H_{opt} = R_{xx}^{-1} R_{xd} \quad (5-18)$$

取式 (5-18) 的 DFT 逆变换可以得到循环卷积滤波器的最佳时域权函数：

$$h_{opt} = r_{xx}^{-1} r_{xd}, \quad (5-19)$$

$$\text{这里: } r_{xx} = F^{-1} R_{xx} F, \quad (5-20)$$

$$\text{而: } r_{xd} = F^{-1} R_{xd} F. \quad (5-21)$$

矩阵 r_{xx} 是循环矩阵，因为 R_{xx} 是对角矩阵。 r_{xx} 的第 1 行由输入 x 滞后 0 到 $N-1$ 的循环自相关函数给出。滞后 i 的循环自相关函数 $\phi_0(i)$ 可以用一般的线性自相关函数 $\phi(i)$ 来表示

$$\phi_0(i) = \frac{N-i}{N} \phi(i) + \frac{i}{N} \phi(i-N) \quad (5-22)$$

通过上面的式子，可得到 d 和 x 之间循环互相关的类似的表达式，构成矢量 r_{xd} 的元素。

以上介绍了最简单的基于循环卷积的自适应滤波器，一般来说，自适应滤波器的输入和冲激响应线性卷积的自适应滤波器在滤波应用方面一般将比只完成循环卷积的更为有用。下面将分别介绍两种能够执行线性卷积的自适应滤波器。快速 LMS 频域自适应滤波器 (FLMS) 和无约束频域 LMS 自适应滤波器。

5.3 快速 LMS 频域自适应滤波器 (FLMS)

快速 LMS 频域自适应滤波器在本质上说是在频域实现时域的块 LMS 算法。按照前面的算法，数据分组构成 N 点的数据块，在每块上滤波器权系数保持不变。第 k 块内，自适应滤波器方程是

$$\begin{aligned}
 h(k+1) &= h(k) + \mu \sum_{i=0}^{N-1} e(kN+i)x(kN+i) \\
 &= h(k) + \mu \nabla(k)
 \end{aligned} \tag{5-23}$$

$$\text{而: } y(kN+i) = h^T x(kN+i), \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \tag{5-24}$$

这里, $h(k)$ 是第 k 块内滤波器权系数的矢量:

$$h^T(k) = [h_0(k) \quad h_1(k) \quad \Lambda \quad h_{N-1}(k)], \tag{5-25}$$

而在时间 n , $x(n)$ 含有 N 个最新的滤波器输入样本:

$$x^T(n) = [x(n) \quad x(n-1) \quad \Lambda \quad x(n-N+1)]. \tag{5-26}$$

$x(n)$ 的元素可看成 N 个抽头延迟线的输出。误差 $e(n)$ 是期望响应和滤波器输出之间的差:

$$e(n) = d(n) - y(n). \tag{5-27}$$

快速 LMS 频域自适应算法在频域可以应用“重叠存储”方法来实现, 其结果与时域处理相比较, 计算量大为减少。在“重叠存储”方法中, 以任意比例的重叠来实现滤波都是可行的, 但以 50% 重叠的情况 (块大小与权系数数量相同) 效率最高。滤波器输出式 (5-24) 滤波器输入和冲激响应的卷积, 并且可以运用重叠存储方法高效率的计算。按照这种方法, 权系数必须填补 N 个零, 而且必须应用 $2N$ 点的 FFT。令 $H(k)$ 为长度 $2N$ 的矢量, 它的元素是填补零的权系数的 FFT 系数, 时域加权矢量为

$$H^T(k) = \text{FFT}[h^T(k) \quad 0 \quad \Lambda \quad 0] \tag{5-28}$$

$H(k)$ 是频域加权矢量。令 $x(k)$ 是对角矩阵, 它的元素是第 $(k-1)$ 和第 (k) 个输入块的 $2N$ 点的变换:

$$x(k) = \text{diag} \left\{ \underbrace{\text{FFT}[x(kN-N) \quad \Lambda \quad x(kN-1)]}_{\text{第 (k-1) 块}} \quad \underbrace{\text{FFT}[x(kN) \quad \Lambda \quad x(kN+N-1)]}_{\text{第 (k) 块}} \right\} \tag{5-29}$$

式 (5-24) 的卷积由下式实现:

$$y(k) = [y(kN) \quad \Lambda \quad y(kN+N-1)]^T = \text{FFT}^{-1}\{X(k)H(k)\} \text{ 的最后 } N \text{ 项}, \tag{5-30}$$

式 (5-30) 给出了第 (k) 块的滤波输出值。在这里要注意, 在时域的 N 个权系数的横向滤波器在频域要求 $2N$ 个权系数的滤波器。

为了实现频域的加权矢量修正方程 (5-23), 要把 $\nabla(k)$ 的第 j 个元素数可以重新

写成

$$\nabla_j(k) = \sum_{i=0}^{N-1} e(kN+i)x(kN+i-j), \quad j=0,1,\Lambda,N-1$$

因此 $\nabla(k)$ 的元素由滤波器输入与误差序列相关给出。如果我们首先计算出以 N 个零为前导的误差序列变换式 $E(k)$, $\nabla(k)$ 可以利用 FFT 进行计算:

$$E(k) = FFT[0 \quad \Lambda \quad 0 * d(kN) - y(kN) \quad \Lambda \quad d(kN+N-1) - y(kN+N-1)]^T \quad (5-31)$$

式中前 N 项为零, 后 N 项为第 k 个误差块。

然后计算:

$$\nabla(k) = FFT^{-1}\{X^*(k)E(k)\} \text{ 的开始 } N \text{ 项}, \quad (5-32)$$

最后, 频域加权矢量修正方程是:

$$H(k+1) = H(k) + \mu FFT \begin{bmatrix} \nabla(k) \\ 0 \\ M \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-33)$$

由此我们可以知道, 最初的加权矢量 $H(0)$ 逆变换的最后 N 个值强迫为零, 则公式 (5-33) 就是公式 (5-23) 在频域的精确实现。

方程 (5-25) ~ (5-30) 可以用来实现快速 LMS 频域自适应滤波器 (FLMS), 这种滤波器的方框图如图 5-2 所示, 图中的实线表示并行的频域数据流。

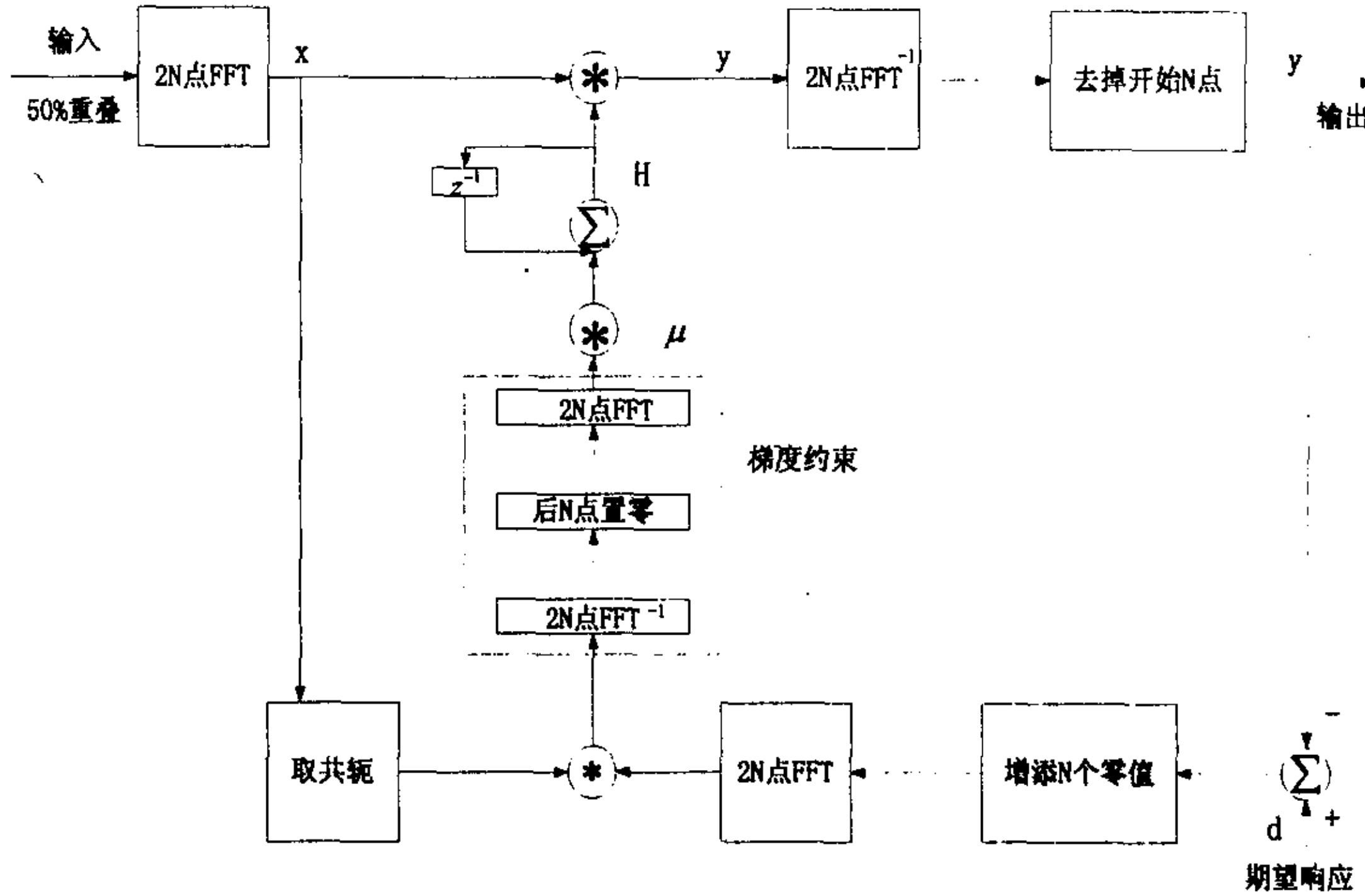


图 5-2 FLMS 自适应滤波器

Figure 5-2 FLMS adaptive filter

对于每个 N 点的块来说, FLMS 滤波器要求 5 次 $2N$ 点的 FFT 和 2 次 $2N$ 点的复数乘法。对实输入数据, 所有变化都是对称的, 于是只要计算最初的 $N+1$ 项。此外, 对于实数据而言, $2N$ 点的 FFT 可用 N 点的 FFT 和 N 次复数相乘来实现。 N 点基 2FFT 大约需要 $(N/2)\log_2(N) - N$ 次复数乘法。因此, 对 5 次 FFT, 每块的复数相乘的数目是 $(5N/2)\log_2 N$, 而对于复加权和修正近似为 $2N$ 次。为了产生 N 个输出点, 用一般的 LMS 自适应滤波器需要 $2N^2$ 次实数乘法。我们可以假设 1 次复数乘法与 4 次实数乘法等效, 得到以下比率:

$$\text{FLMS 实数相乘次数/LMS 实数相乘次数} = \frac{5(\log_2 N) + 4}{N} \quad (5-34)$$

由此可知: 即使对于较大的滤波器, 它只需要 5 次 FFT, 应用 FLMS 算法获得的计算量也比 LMS 算法小很多。

用矩阵形式表示 FLMS 算法如下:

$$H(k+1) = H(k) + \mu F \begin{bmatrix} I_N & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} F^{-1} X^*(k) E(k) \quad (5-35)$$

$$E(k) = F \begin{bmatrix} 0 \\ I_N \end{bmatrix} (d(k) - y(k)); \quad (5-36)$$

$$y(k) = [0 \quad I_N] F^{-1} X(k) H(k) \quad (5-37)$$

对于 FLMS 算法, 我们还将考察它的收敛特性。

假设 $d(n)$ 和 $x(n)$ 是平稳的以及 $x(n)$ 和时间不相关的条件下, 可得加权矢量期望值的递推式:

$$E[h(k+1)] = E[h(k)] + \mu N \{r_{xd} - r_{xx} E[h(k)]\}, \quad (5-38)$$

$$\text{这里 } r_{xx} = E[x(n)x^T(n)], \quad (5-39)$$

$$\text{而 } r_{xd} = E[d(n)x(n)] \quad (5-40)$$

应用最陡下降法的结论, 可以证明

$$\lim_{k \rightarrow \infty} E[h(k)] = r_{xx}^{-1} r_{xd}, \quad (5-41)$$

经过我们的分析, 满足上面的条件只要:

$$\mu < \frac{2}{N\lambda_{\max}}, \quad (5-42)$$

这里的 $\lambda_{\max}$ 是 r_{xx} 的最大特征值。因此, 这个收敛的加权矢量与用一般 LMS 算法得到的结果是相同的。

FLMS 算法每个处理块要求 5 次 FFT, 必须将其中的二次施加时域约束, 使最后的半数时域权系数为零。为了实现滤波器输入和冲激响应之间严格的线性卷积, 这样做是必然的。但我们也可以考虑取消这种时域约束, 这样就提出了一种新的方法: 无约束频域 LMS 自适应滤波器。

5. 4 无约束频域 LMS 自适应滤波器 (UFLMS)

无约束频域 LMS 自适应滤波器 (UFLMS) 取消了前面提到的时域约束, 从而得到了可以实现线性卷积或循环卷积的较简单的自适应滤波器, 无论哪种卷积都可以使均方差达到最小。允许滤波器无限制的实现循环卷积, 这一点可以在很多方面得到应用, 在我们研究的数字化助听器中, 也将应用到无约束频域 LMS 自适应滤波器 (UFLMS)。

UFLMS 自适应滤波器的方框图与 FLMS 自适应滤波器的方框图大致相同, 只需要去掉图中用虚线表示的约束, 也就是去掉了 FLMS 自适应滤波器用的两个 FFT。所以, UFLMS 实数相乘与一般的 LMS 实数相乘的次数之比是

$$E(k) = F \begin{bmatrix} 0 \\ I_N \end{bmatrix} (d(k) - y(k)); \quad (5-36)$$

$$y(k) = [0 \quad I_N] F^{-1} X(k) H(k) \quad (5-37)$$

对于 FLMS 算法, 我们还将考察它的收敛特性。

假设 $d(n)$ 和 $x(n)$ 是平稳的以及 $x(n)$ 和时间不相关的条件下, 可得加权矢量期望值的递推式:

$$E[h(k+1)] = E[h(k)] + \mu N \{r_{xd} - r_{xx} E[h(k)]\}, \quad (5-38)$$

$$\text{这里 } r_{xx} = E[x(n)x^T(n)], \quad (5-39)$$

$$\text{而 } r_{xd} = E[d(n)x(n)] \quad (5-40)$$

应用最陡下降法的结论, 可以证明

$$\lim_{k \rightarrow \infty} E[h(k)] = r_{xx}^{-1} r_{xd}, \quad (5-41)$$

经过我们的分析, 满足上面的条件只要:

$$\mu < \frac{2}{N\lambda_{\max}}, \quad (5-42)$$

这里的 $\lambda_{\max}$ 是 r_{xx} 的最大特征值。因此, 这个收敛的加权矢量与用一般 LMS 算法得到的结果是相同的。

FLMS 算法每个处理块要求 5 次 FFT, 必须将其中的二次施加时域约束, 使最后的半数时域权系数为零。为了实现滤波器输入和冲激响应之间严格的线性卷积, 这样做是必然的。但我们也可以考虑取消这种时域约束, 这样就提出了一种新的方法: 无约束频域 LMS 自适应滤波器。

5. 4 无约束频域 LMS 自适应滤波器 (UFLMS)

无约束频域 LMS 自适应滤波器 (UFLMS) 取消了前面提到的时域约束, 从而得到了可以实现线性卷积或循环卷积的较简单的自适应滤波器, 无论哪种卷积都可以使均方差达到最小。允许滤波器无限制的实现循环卷积, 这一点可以在很多方面得到应用, 在我们研究的数字化助听器中, 也将应用到无约束频域 LMS 自适应滤波器 (UFLMS)。

UFLMS 自适应滤波器的方框图与 FLMS 自适应滤波器的方框图大致相同, 只需要去掉图中用虚线表示的约束, 也就是去掉了 FLMS 自适应滤波器用的两个 FFT。所以, UFLMS 实数相乘与一般的 LMS 实数相乘的次数之比是

$$\text{UFLMS 实数相乘次数/LMS 实数相乘次数} = \frac{3(\log_2 N) + 4}{N} \quad (5-43)$$

由此可知, 删去 FLMS 算法中迫使权系数为零的约束, UFLMS 算法可以用下面的公式表示:

$$H(k+1) = H(k) + \mu X^*(k)E(k), \quad (5-44)$$

$$E(k) = F \begin{bmatrix} 0 \\ I_N \end{bmatrix} (d(k) - y(k)), \quad (5-45)$$

$$y(k) = [0 \quad I_N] F^{-1} X(k) H(k). \quad (5-46)$$

如何探求最佳的权系数, 我们可以通过计算使滤波器输出和期望响应之间的均方

误差达到最小的最佳权系数。均方差 ξ 作为权系数矢量 H 的函数是:

$$\begin{aligned} \xi &= E[(d(k) - y(k)) * (d(k) - y(k))] \\ &= \frac{1}{2N} E \left\{ (d(k) - y(k)) * [0 \quad I_N] * F^{-1} F \begin{bmatrix} 0 \\ I_N \end{bmatrix} (d(k) - y(k)) \right\} \end{aligned} \quad (5-47)$$

这里的 $F^{-1}F = 2NI_{2N}$, 因此:

$$2N\xi = E \{ [D(k) - F_w F^{-1} X(k) H] * [D(k) - F_w F^{-1} X(k) H] \} \quad (5-48)$$

这里 $d(k)$ 前面放 N 个零, $D(k)$ 便是它的 $2N$ 点 DFT。

$$D(k) = F \begin{bmatrix} 0 \\ d(k) \end{bmatrix}; \quad (5-49)$$

而 w 是 $2N \times 2N$ 窗矩阵, 即

$$w = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & I_N \end{bmatrix}.$$

展开 (5-48) 式, 其结果是

$$2N\xi = E[D^*(k)D(k)] - E[D^*(k)wX(k)]H - H^*E[X^*(k)w^*D(k)] + H^*E[X^*(k)wX(k)]H \quad (5-50)$$

$$\text{这里 } W = FW^{-1} \quad (5-51)$$

式 (5-50) 对 H 的梯度等于零得到最佳权系数矢量:

$$H_{opt} = R_{xx}^{-1}R_{xd}, \quad (5-52)$$

$$\text{这里 } R_{xx} = E[X^*(k)WX(k)], \quad (5-53)$$

$$\text{而 } R_{xd} = E[D(k)W^*X^*(k)]. \quad (5-54)$$

等效时域权系数矢量可以求得为:

$$h_{opt} = r_{xx}^{-1}r_{xd}, \quad (5-55)$$

$$\text{这里 } r_{xx} = E[x^*(k)wx(k)]; \quad (5-56)$$

$$r_{xd} = E\left\{x^*(k)\begin{bmatrix} 0 \\ d(k) \end{bmatrix}\right\}, \quad (5-57)$$

$$\text{而 } x(k) \text{ 是循环矩阵, 它的定义为 } x(k) = F^{-1}X(k)F. \quad (5-58)$$

上面我们从原理上研究了频域自适应滤波器的算法, 下面一节, 我们将把这些知识应用到我们的数字化助听器的设计中。

5. 5 无约束频域 LMS 算法在回波抵消器中的应用

5. 5. 1 助听器中的 LMS 算法

先让我们回顾一下上一章中数字化助听器系统的总体方框图

$$2N\xi = E[D^*(k)D(k)] - E[D^*(k)wX(k)]H - H^*E[X^*(k)w^*D(k)] + H^*E[X^*(k)wX(k)]H \quad (5-50)$$

$$\text{这里 } W = FW^{-1} \quad (5-51)$$

式(5-50)对H的梯度等于零得到最佳权系数矢量:

$$H_{opt} = R_{xx}^{-1}R_{xd}, \quad (5-52)$$

$$\text{这里 } R_{xx} = E[X^*(k)WX(k)], \quad (5-53)$$

$$\text{而 } R_{xd} = E[D(k)W^*X^*(k)]. \quad (5-54)$$

等效时域权系数矢量可以求得为:

$$h_{opt} = r_{xx}^{-1}r_{xd}, \quad (5-55)$$

$$\text{这里 } r_{xx} = E[x^*(k)wx(k)]; \quad (5-56)$$

$$r_{xd} = E\left\{x^*(k)\begin{bmatrix} 0 \\ d(k) \end{bmatrix}\right\}, \quad (5-57)$$

$$\text{而 } x(k) \text{ 是循环矩阵, 它的定义为 } x(k) = F^{-1}X(k)F. \quad (5-58)$$

上面我们从原理上研究了频域自适应滤波器的算法, 下面一节, 我们将把这些知识应用到我们的数字化助听器的设计中。

5. 5 无约束频域 LMS 算法在回波抵消器中的应用

5. 5. 1 助听器中的 LMS 算法

先让我们回顾一下上一章中数字化助听器系统的总体方框图

$$2N\xi = E[D^*(k)D(k)] - E[D^*(k)wX(k)]H - H^*E[X^*(k)w^*D(k)] + H^*E[X^*(k)wX(k)]H \quad (5-50)$$

$$\text{这里 } W = FWF^{-1} \quad (5-51)$$

式 (5-50) 对 H 的梯度等于零得到最佳权系数矢量:

$$H_{opt} = R_{xx}^{-1}R_{xd}, \quad (5-52)$$

$$\text{这里 } R_{xx} = E[X^*(k)WX(k)], \quad (5-53)$$

$$\text{而 } R_{xd} = E[D(k)W^*X^*(k)]. \quad (5-54)$$

等效时域权系数矢量可以求得为:

$$h_{opt} = r_{xx}^{-1}r_{xd}, \quad (5-55)$$

$$\text{这里 } r_{xx} = E[x^*(k)wx(k)]; \quad (5-56)$$

$$r_{xd} = E\left\{x^*(k)\begin{bmatrix} 0 \\ d(k) \end{bmatrix}\right\}, \quad (5-57)$$

$$\text{而 } x(k) \text{ 是循环矩阵, 它的定义为 } x(k) = F^{-1}X(k)F. \quad (5-58)$$

上面我们从原理上研究了频域自适应滤波器的算法, 下面一节, 我们将把这些知识应用到我们的数字化助听器的设计中。

5. 5 无约束频域 LMS 算法在回波抵消器中的应用

5. 5. 1 助听器中的 LMS 算法

先让我们回顾一下上一章中数字化助听器系统的总体方框图

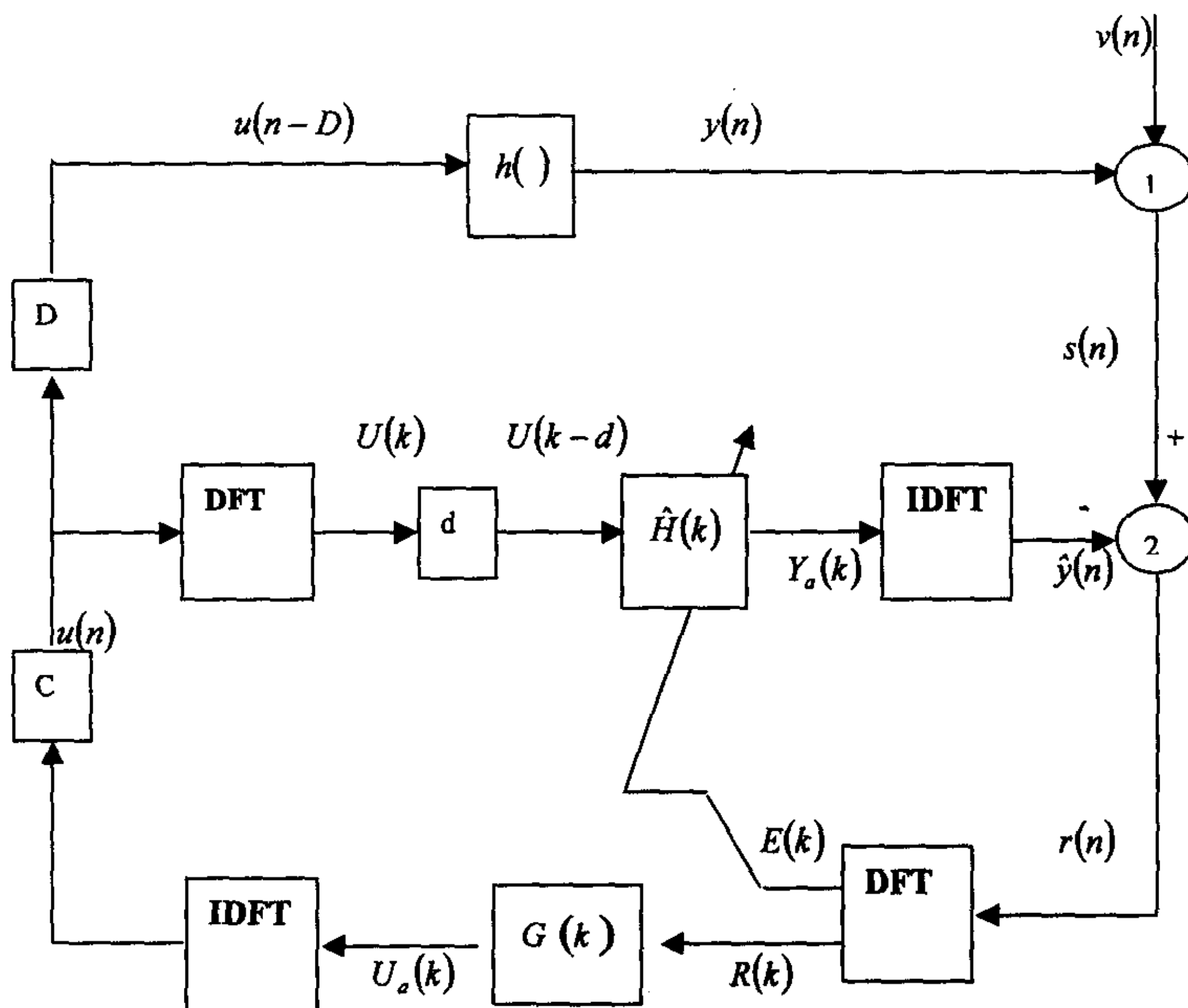


图 5-3 助听器系统的频域示意图

Figure 5-3 hearing aids system in frequency domain

根据图 4-1 的示意, 以及公式 (4-5), 结合无约束频域 LMS 算法的原理, 我们可以得到回波抵消器的递推关系:

$$\hat{H}(k+1) = \hat{H}(k) + \mu D_U^H(k-d)E(k) \quad (5-59)$$

其中, μ 为收敛因子, $E(k)$ 为第 k 块的误差序列, $D_U^H(k-d)$ 为自适应滤波器的系统输入 (公式 4-39)。

根据系统方框图积公式 (4-37) 得到:

$$e(k) = p_{22}r(k) \quad (5-60)$$

$$= p_{22}(s(k) - \hat{y}(k))$$

$$= p_{22}(v(k) + y(k) - F^{-1}D_U(k-d)\hat{H}(k)), \quad (5-61)$$

把上式在频域内转化, 得到:

$$E(k) = P_{22}(V(k) + Y(k) - D_u^H(k-d)\hat{H}(k)) \quad (5-62)$$

把 (5-62) 式带入 (5-59) 式得:

$$\hat{H}(k+1) = \hat{H}(k) + \mu D_u^H(k-d)P_{22}D_u(k-d)\tilde{H}(k) + \mu D_u^H(k-d)P_{22}V(k) \quad (5-63)$$

根据 $\tilde{H}(k) = H - \hat{H}(k)$, 可进一步推导得:

$$\tilde{H}(k+1) = (I - \mu D_u^H(k-d)P_{22}D_u(k-d))\tilde{H}(k) - \mu D_u^H(k-d)P_{22}V(k) \quad (5-64)$$

由于有延迟 d 的存在, 我们可以假设 $\tilde{H}(k)$ 和 $D_u^H(k-d)$ 不相关, 则均方差

$$\xi[\tilde{H}(k+1)] = (I - \mu Q) \xi[\tilde{H}(k)] \quad (5-65)$$

$$\text{其中, } Q = \xi[D_u^H(k-d)P_{22}D_u(k-d)] \quad (5-66)$$

由 (5-65) 式可知只要选择合适的收敛因子就可以保证 $\xi[\tilde{H}(k+1)]$ 是收敛的, 这样就可以确保 $\xi[\tilde{H}(k+1)]$ 的值是有效的。 $\xi[\tilde{H}(k+1)]$ 的收敛使我们可以进行下一阶段的研究。

$$\text{再设: } \psi(k) = \xi[\tilde{H}(k)\tilde{H}^H(k)] \quad (5-67)$$

则:

$$\begin{aligned} \psi(k+1) = & \psi(k) - \mu Q \psi(k) - H(k)Q^H \mu^H + \mu \xi[D_u^H(k-d)P_{22}D_u(k-d)\psi(k)] \\ & * D_u^H(k-d)P_{22}D_u(k-d) \mu^H + \mu \xi[D_u^H(k-d)P_{22}V(k)V^H(k) \\ & * P_{22}D_u(k-d)]\mu^H \end{aligned} \quad (5-68)$$

由于 $U(k-d)$ 和 $V(k)$ 是不相关的, 可知:

$$\begin{aligned} & \xi[D_u^H(k-d)P_{22}V(k)V^H(k)P_{22}D_u(k-d)] \\ & = \xi[D_u^H(k-d)]\xi V_{22}(k)V_{22}^H(k)[D_u(k-d)] \end{aligned} \quad (5-69)$$

其中 $V_{22} = P_{22}V(k)$

相同的道理, 我们可以得到以下的式 (5-70),

$$\xi[D_u^H(k-d)]\xi V_{22}(k)V_{22}^H(k)[D_u(k-d)]$$

$$= \xi[D_U(k-d)D_U^H(k-d)]\xi[D_{V22}(k)D_{V22}^H(k)] \quad (5-70)$$

把(5-70)式带入(5-68)式, 得到:

$$\begin{aligned} \psi(k+1) = & \psi(k) - \mu Q \psi(k) - \psi(k) Q^H \mu^H + \mu \xi[D_U(k-d)D_U^H(k-d)] \\ & * \xi[D_{V22}(k)D_{V22}^H(k)] \mu^H \end{aligned} \quad (5-71)$$

从中我们可以发现, Q 和 $\xi[D_U^H(k-d)]\xi[V_{22}(k)V_{22}^H(k)]D_U(k-d)$ 都是对角阵, 这一发现可以进一步推导(5-71), 得:

$$\begin{aligned} \text{diag}(\psi(k+1)) = & \text{diag}\psi(k) - \mu Q \text{diag}\psi(k) - \psi(k) Q^H \mu^H \\ & + \mu \xi[D_U(k-d)D_U^H(k-d)] * \xi[D_{V22}(k)D_{V22}^H(k)] \mu^H \end{aligned} \quad (5-72)$$

最后, 我们可以得出最终的均方差方程为:

$$\begin{aligned} \xi[\tilde{H}_i(k+1)^2] = & (1 - \mu_i \xi[U_i(k-d)^2]) \xi[\tilde{H}_i(k)^2] \\ & + \mu_i^2 \xi[U_i(k-d)^2] \xi[V_{22,i}(k)^2] \end{aligned} \quad (5-73)$$

(5-73)中我们发现 $\xi[\tilde{H}_i(k+1)^2]$ 的值, 除了与 $\xi[\tilde{H}_i(k)^2]$ 有关外, 还和 $\xi[V_{22,i}(k)^2]$ 有关, 因此下面的分析将来考虑不同类型的输入信号对 $\xi[\tilde{H}_i(k+1)^2]$ 的影响。

5.5.2 稳定信号对 $\xi[\tilde{H}_i(k+1)^2]$ 的影响

当信号为稳定时, 我们可以得到以下式子:

$$\xi[\tilde{H}_i(k+1)^2] = \xi[\tilde{H}_i(k)^2] = \xi[\tilde{H}_i^2] \quad (5-74)$$

把(5-74)式带入(5-73)后, 可以产生相应的变化, (5-73)变为:

$$\xi[\tilde{H}_i^2] = \mu_i \xi[V_{22,i}^2] = \frac{\mu_i}{2} \xi[V_i^2], \quad (5-75)$$

5.5.2 非稳定信号对 $\xi[\tilde{H}_i(k+1)^2]$ 的影响

由于声音信号的不确定性, 式(4-73)可以改写为

$$\xi[\tilde{H}_i(k+1)^2] = (1 - \alpha_i(k)) \xi[\tilde{H}_i(k)^2]$$

$$+ \alpha_i(k) \mu_i(k) \xi [V_{22,i}(k)]^2 \quad (5-76)$$

其中, $\alpha_i(k) = \mu_i(k) \xi [U_i(k-d)]^2$, 由于其不确定性, 因此需要对它的不同状况作不同的分析。但我们可以发现式 (5-75) 其实是式 (5-76) 的特例。

5. 5. 3 过余误差的影响

经过回波抵消器的作用以后, 会产生一个新的声音信号 $\hat{y}(n)$ 来抵消声反馈引起的噪声 $y(n)$, 但 $\hat{y}(n)$ 与 $y(n)$ 可能匹配的不好, 就会产生误差 $\tilde{y}(n) = y(n) - \hat{y}(n)$ 。为了使匹配的效果尽量好, 我们设立了一个新的参数来表征匹配的程度:

$$\begin{aligned} J_{\min}(k) &= \frac{1}{N} \xi [e^H(k) e(k)] \\ &= \frac{1}{N} \xi [v^H(k) p_{22} v(k)] = \sigma_v^2(k) \end{aligned} \quad (5-77)$$

$J_{\min}(k)$ 只是效果最好的时候, 但对于大多数情况, 下面的式子更能够表示真实的情况:

$$\begin{aligned} J(k) &= \frac{1}{N} \xi [e^H(k) e(k)] \\ &= \frac{1}{N} \xi [v^H(k) p_{22} v(k)] + \frac{1}{N} \xi [\tilde{y}^H(k) p_{22} \tilde{y}(k)] \\ &= J_{\min}(k) + J_{ex}(k) \end{aligned} \quad (5-78)$$

$$\begin{aligned} \text{而: } J_{ex}(k) &= \frac{1}{2N^2} \xi [\tilde{Y}^H(k) P_{22} \tilde{Y}(k)] \\ &= \frac{1}{2N^2} \text{tr} \{ P_{22} \tilde{Y}(k) \tilde{Y}^H(k) P_{22} \} \\ &= \frac{1}{2N^2} \text{tr} \{ \xi [P_{22} D_U (v-d) \tilde{H}(k) \tilde{H}^H(k) \times D_U^H(k-d) P_{22}] \} \end{aligned} \quad (5-79)$$

$$J_{ex}(k) = \frac{1}{4N^2} \text{tr} \{ \xi [D_U^H(k-d) D_U(k-d)] \mu(k) \} \quad (5-80)$$

我们可以通过 $J_{ex}(k)$ 来寻求什么时候是最佳的匹配方案。

5. 5. 4 收敛因子的选择

在我们的研究中, 收敛因子 μ 是一个很重要的参数, 它决定了自适应算法的迭代

$$+ \alpha_i(k) \mu_i(k) \xi [V_{22,i}(k)]^2 \quad (5-76)$$

其中, $\alpha_i(k) = \mu_i(k) \xi [U_i(k-d)]^2$, 由于其不确定性, 因此需要对它的不同状况作不同的分析。但我们可以发现式 (5-75) 其实是式 (5-76) 的特例。

5. 5. 3 过余误差的影响

经过回波抵消器的作用以后, 会产生一个新的声音信号 $\hat{y}(n)$ 来抵消声反馈引起的噪声 $y(n)$, 但 $\hat{y}(n)$ 与 $y(n)$ 可能匹配的不好, 就会产生误差 $\tilde{y}(n) = y(n) - \hat{y}(n)$ 。为了使匹配的效果尽量好, 我们设立了一个新的参数来表征匹配的程度:

$$\begin{aligned} J_{\min}(k) &= \frac{1}{N} \xi [e^H(k) e(k)] \\ &= \frac{1}{N} \xi [v^H(k) p_{22} v(k)] = \sigma_v^2(k) \end{aligned} \quad (5-77)$$

$J_{\min}(k)$ 只是效果最好的时候, 但对于大多数情况, 下面的式子更能够表示真实的情况:

$$\begin{aligned} J(k) &= \frac{1}{N} \xi [e^H(k) e(k)] \\ &= \frac{1}{N} \xi [v^H(k) p_{22} v(k)] + \frac{1}{N} \xi [\tilde{y}^H(k) p_{22} \tilde{y}(k)] \\ &= J_{\min}(k) + J_{ex}(k) \end{aligned} \quad (5-78)$$

$$\begin{aligned} \text{而: } J_{ex}(k) &= \frac{1}{2N^2} \xi [\tilde{Y}^H(k) P_{22} \tilde{Y}(k)] \\ &= \frac{1}{2N^2} \text{tr} \{ P_{22} \tilde{Y}(k) \tilde{Y}^H(k) P_{22} \} \\ &= \frac{1}{2N^2} \text{tr} \{ \xi [P_{22} D_U (v-d) \tilde{H}(k) \tilde{H}^H(k) \times D_U^H(k-d) P_{22}] \} \end{aligned} \quad (5-79)$$

$$J_{ex}(k) = \frac{1}{4N^2} \text{tr} \{ \xi [D_U^H(k-d) D_U(k-d)] \mu(k) \} \quad (5-80)$$

我们可以通过 $J_{ex}(k)$ 来寻求什么时候是最佳的匹配方案。

5. 5. 4 收敛因子的选择

在我们的研究中, 收敛因子 μ 是一个很重要的参数, 它决定了自适应算法的迭代

$$+ \alpha_i(k) \mu_i(k) \xi [V_{22,i}(k)]^2 \quad (5-76)$$

其中, $\alpha_i(k) = \mu_i(k) \xi [U_i(k-d)]^2$, 由于其不确定性, 因此需要对它的不同状况作不同的分析。但我们可以发现式 (5-75) 其实是式 (5-76) 的特例。

5. 5. 3 过余误差的影响

经过回波抵消器的作用以后, 会产生一个新的声音信号 $\hat{y}(n)$ 来抵消声反馈引起的噪声 $y(n)$, 但 $\hat{y}(n)$ 与 $y(n)$ 可能匹配的不好, 就会产生误差 $\tilde{y}(n) = y(n) - \hat{y}(n)$ 。为了使匹配的效果尽量好, 我们设立了一个新的参数来表征匹配的程度:

$$\begin{aligned} J_{\min}(k) &= \frac{1}{N} \xi [e^H(k) e(k)] \\ &= \frac{1}{N} \xi [v^H(k) p_{22} v(k)] = \sigma_v^2(k) \end{aligned} \quad (5-77)$$

$J_{\min}(k)$ 只是效果最好的时候, 但对于大多数情况, 下面的式子更能够表示真实的情况:

$$\begin{aligned} J(k) &= \frac{1}{N} \xi [e^H(k) e(k)] \\ &= \frac{1}{N} \xi [v^H(k) p_{22} v(k)] + \frac{1}{N} \xi [\tilde{y}^H(k) p_{22} \tilde{y}(k)] \\ &= J_{\min}(k) + J_{ex}(k) \end{aligned} \quad (5-78)$$

$$\begin{aligned} \text{而: } J_{ex}(k) &= \frac{1}{2N^2} \xi [\tilde{Y}^H(k) P_{22} \tilde{Y}(k)] \\ &= \frac{1}{2N^2} \text{tr} \{ P_{22} \tilde{Y}(k) \tilde{Y}^H(k) P_{22} \} \\ &= \frac{1}{2N^2} \text{tr} \{ \xi [P_{22} D_U (v-d) \tilde{H}(k) \tilde{H}^H(k) \times D_U^H(k-d) P_{22}] \} \end{aligned} \quad (5-79)$$

$$J_{ex}(k) = \frac{1}{4N^2} \text{tr} \{ \xi [D_U^H(k-d) D_U(k-d)] \mu(k) \} \quad (5-80)$$

我们可以通过 $J_{ex}(k)$ 来寻求什么时候是最佳的匹配方案。

5. 5. 4 收敛因子的选择

在我们的研究中, 收敛因子 μ 是一个很重要的参数, 它决定了自适应算法的迭代

次数和收敛程度，因此需要慎重选择合适的收敛因子 μ 。

根据公式 (5-65)，可以得到 μ 的递推公式：

$$\mu = \mu_0 \left(\xi \left[D_U(k-d) D_U^H(k-d) \right] \right)^{-1} \quad (4-81)$$

$$\text{或: } (I - \mu Q) = \left(1 - \frac{\mu_0}{2} \right) I \quad (4-82)$$

并以上式作为收敛因子的选择方法。

以上就是本文对数字化助听器回波抵消器部分的信号处理算法的研究，下一章我们将通过仿真试验来验证研究。

第六章 实验研究

6.1 实验方法

本实验研究的目的是为了验证应用于数字化助听器产品的信号处理算法,因此,实验的准备将主要从软件方面来考虑。对信号处理算法的研究主要依靠计算机仿真来实现,在实验的过程中,将以 MATLAB 程序的 SIMULINK 软件包作为实验的仿真平台[45],实验中使用的源信号有实录的声音,也有通过计算机产生的仿真信号。为了验证上几章中探讨的应用于数字化助听器产品的信号处理算法的有效性,本实验将以男、女声语音信号和白噪声信号作为源信号进行实验。

实验的步骤如下:

根据图 4-1 中的方框图在 SIMULINK 中建模,具体实施见图 6-1,图 4-1 中的各部分结构在图 6-1 中都有体现:

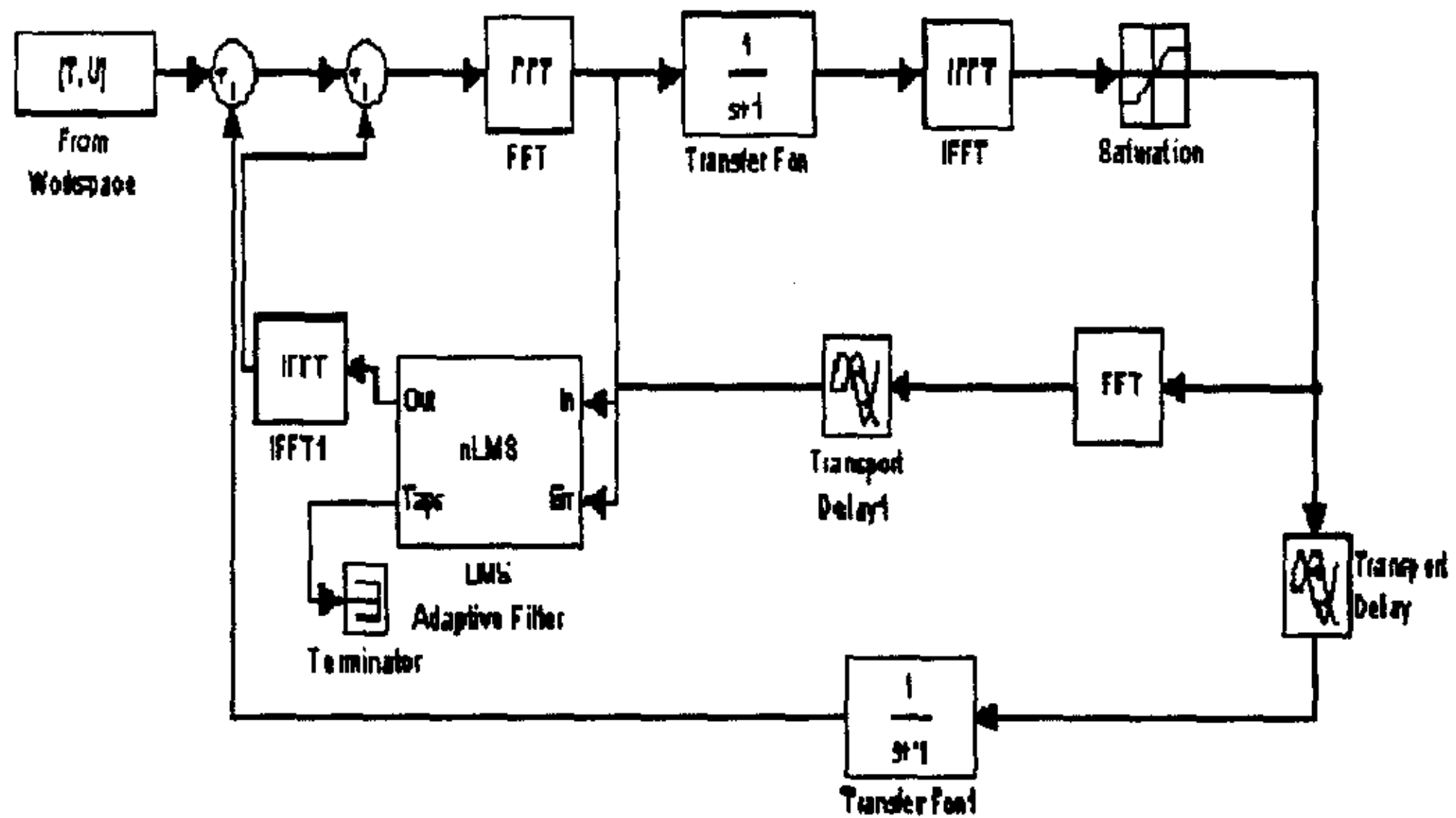


图 6.1 仿真建模图

Figure 6.1 The model of experiment

根据建模图的流程,从输入开始到输出结束,确定图中各个部分的参数。补偿器的参数根据图 3-5 中的比例来定,而自适应滤波器的参数将根据式 (5-59) 来定,实验中假定的自适应滤波器的权数为 64,刚开始的收敛系数为 0.0006。以下给出与自适应滤波器部分相关的源程序,程序首先读入 Cooledit 录制的语音信号和生成的白噪

第六章 实验研究

6.1 实验方法

本实验研究的目的是为了验证应用于数字化助听器产品的信号处理算法, 因此, 实验的准备将主要从软件方面来考虑。对信号处理算法的研究主要依靠计算机仿真来实现, 在实验的过程中, 将以 MATLAB 程序的 SIMULINK 软件包作为实验的仿真平台[45], 实验中使用的源信号有实录的声音, 也有通过计算机产生的仿真信号。为了验证上几章中探讨的应用于数字化助听器产品的信号处理算法的有效性, 本实验将以男、女声语音信号和白噪声信号作为源信号进行实验。

实验的步骤如下:

根据图 4-1 中的方框图在 SIMULINK 中建模, 具体实施见图 6-1, 图 4-1 中的各部分结构在图 6-1 中都有体现:

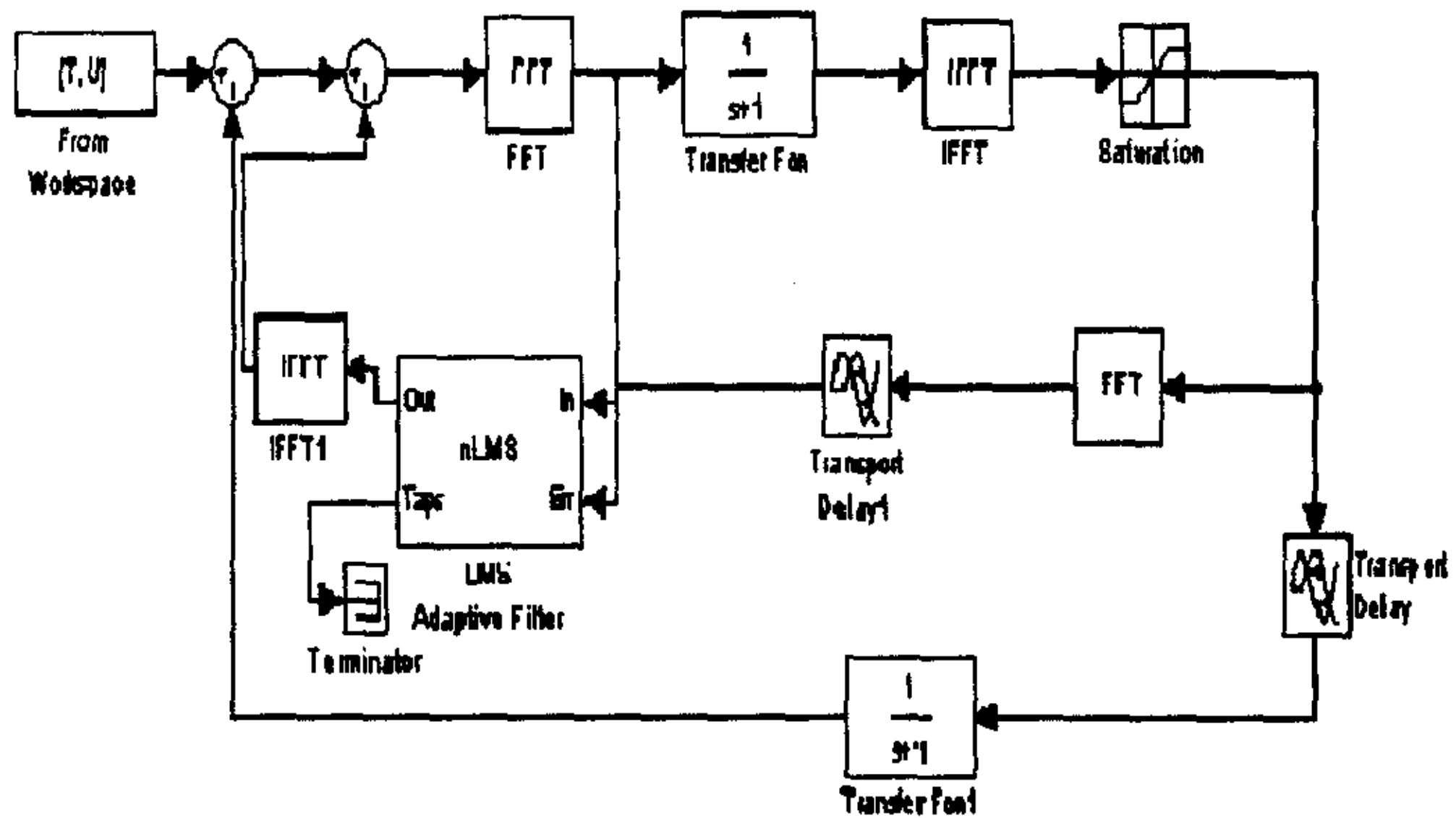


图 6.1 仿真建模图

Figure 6.1 The model of experiment

根据建模图的流程, 从输入开始到输出结束, 确定图中各个部分的参数。补偿器的参数根据图 3-5 中的比例来定, 而自适应滤波器的参数将根据式 (5-59) 来定, 实验中假定的自适应滤波器的权数为 64, 刚开始的收敛系数为 0.0006。以下给出与自适应滤波器部分相关的源程序, 程序首先读入 Cooledit 录制的语音信号和生成的白噪

声信号，然后设定参数，在循环段实现卷积滤波。

```
function[h,y,e]=flms(x,d,u,N)
x=wavread('f:\temp\3.wav');
d=wavread('f:\temp\2.wav');
u=0.0006;
N=64;
M=length(x);
y=zeros(1,M);
h=zeros(1,N);
e=zeros(1,M);
for i=1:fix(M/N)-1
    x=fft(x((i-1)*N+1:(i+1)*N));
    H=fft([h,zeros(1,N)]);
    O1=real(ifft(x.*H));
    y(i*N+1:(i+1)*N)=O1(N+1:2*N);
    e(i*N+1:(i+1)*N)=d(i*N+1:(i+1)*N)-y(i*N+1:(i+1)*N);
    E=fft([zeros(1,N),e(i*N+1:(i+1)*N)]);
    O2=real(ifft(E.*conj(x)));
    V=O2(1:N);
    h=h+2*u*V;
    wavwrite(x,'f:\temp\3.wav');
end
```

6. 2 实验内容和结果

本次实验将用不同的语音信号验证算法的有效性，分别采集了男声和女声的语音信号，再混合白噪声后，由设计算法的仿真实验进行处理，得到的信噪比有显著的改善。

6. 2. 1 源信号的采集

在我们的设计中用于本实验的源信号包括：一段录制的中文男声信号，一段录制的中文女声信号以及一段白噪声信号。对于它们的采集加将通过声卡，利用 Cooledit 软件直接录制，他们的采样频率为 40KHz（由 Cooledit 软件的设计决定）。

作为测试的声音信号的文字内容为：“MATLAB 的基本数据单位是矩阵，它的指令表达与数学工程中常用的习惯形式非常相似，例如矩阵方程在 MATLAB 中被显成一个数学方式”。

图 6-2 是信号在时域的表达形式，接受到的信号动态范围为 15dB~80 dB。在进行实验之前，我们先对 Cooledit 软件的测试进行了标定，发现：声压级为 45dB 和 90 dB 的声音信号在 Cooledit 中分别表示为 -75dB 和 -30dB。即实际声压级为 0dB 的声音

声信号，然后设定参数，在循环段实现卷积滤波。

```
function[h,y,e]=flms(x,d,u,N)
x=wavread('f:\temp\3.wav');
d=wavread('f:\temp\2.wav');
u=0.0006;
N=64;
M=length(x);
y=zeros(1,M);
h=zeros(1,N);
e=zeros(1,M);
for i=1:fix(M/N)-1
    x=fft(x((i-1)*N+1:(i+1)*N));
    H=fft([h,zeros(1,N)]);
    O1=real(ifft(x.*H));
    y(i*N+1:(i+1)*N)=O1(N+1:2*N);
    e(i*N+1:(i+1)*N)=d(i*N+1:(i+1)*N)-y(i*N+1:(i+1)*N);
    E=fft([zeros(1,N),e(i*N+1:(i+1)*N)]);
    O2=real(ifft(E.*conj(x)));
    V=O2(1:N);
    h=h+2*u*V;
    wavwrite(x,'f:\temp\3.wav');
end
```

6. 2 实验内容和结果

本次实验将用不同的语音信号验证算法的有效性，分别采集了男声和女声的语音信号，再混合白噪声后，由设计算法的仿真实验进行处理，得到的信噪比有显著的改善。

6. 2. 1 源信号的采集

在我们的设计中用于本实验的源信号包括：一段录制的中文男声信号，一段录制的中文女声信号以及一段白噪声信号。对于它们的采集加将通过声卡，利用 Cooledit 软件直接录制，他们的采样频率为 40KHz（由 Cooledit 软件的设计决定）。

作为测试的声音信号的文字内容为：“MATLAB 的基本数据单位是矩阵，它的指令表达与数学工程中常用的习惯形式非常相似，例如矩阵方程在 MATLAB 中被显成一个数学方式”。

图 6-2 是信号在时域中表示形式，接受到的信号动态范围为 15dB~80 dB。在进行实验之前，我们先对 Cooledit 软件的测试进行了标定，发现：声压级为 45dB 和 90 dB 的声音信号在 Cooledit 中分别表示为 -75dB 和 -30dB。即实际声压级为 0dB 的声音

声信号，然后设定参数，在循环段实现卷积滤波。

```
function[h,y,e]=flms(x,d,u,N)
x=wavread('f:\temp\3.wav');
d=wavread('f:\temp\2.wav');
u=0.0006;
N=64;
M=length(x);
y=zeros(1,M);
h=zeros(1,N);
e=zeros(1,M);
for i=1:fix(M/N)-1
    x=fft(x((i-1)*N+1:(i+1)*N));
    H=fft([h,zeros(1,N)]);
    O1=real(ifft(x.*H));
    y(i*N+1:(i+1)*N)=O1(N+1:2*N);
    e(i*N+1:(i+1)*N)=d(i*N+1:(i+1)*N)-y(i*N+1:(i+1)*N);
    E=fft([zeros(1,N),e(i*N+1:(i+1)*N)]);
    O2=real(ifft(E.*conj(x)));
    V=O2(1:N);
    h=h+2*u*V;
    wavwrite(x,'f:\temp\3.wav');
end
```

6. 2 实验内容和结果

本次实验将用不同的语音信号验证算法的有效性，分别采集了男声和女声的语音信号，再混合白噪声后，由设计算法的仿真实验进行处理，得到的信噪比有显著的改善。

6. 2. 1 源信号的采集

在我们的设计中用于本实验的源信号包括：一段录制的中文男声信号，一段录制的中文女声信号以及一段白噪声信号。对于它们的采集加将通过声卡，利用 Cooledit 软件直接录制，他们的采样频率为 40KHz（由 Cooledit 软件的设计决定）。

作为测试的声音信号的文字内容为：“MATLAB 的基本数据单位是矩阵，它的指令表达与数学工程中常用的习惯形式非常相似，例如矩阵方程在 MATLAB 中被显成一个数学方式”。

图 6-2 是信号在时域的表示形式，接受到的信号动态范围为 15dB~80 dB。在进行实验之前，我们先对 Cooledit 软件的测试进行了标定，发现：声压级为 45dB 和 90 dB 的声音信号在 Cooledit 中分别表示为 -75dB 和 -30dB。即实际声压级为 0dB 的声音

信号在 Cooledit 中为 -120dB。

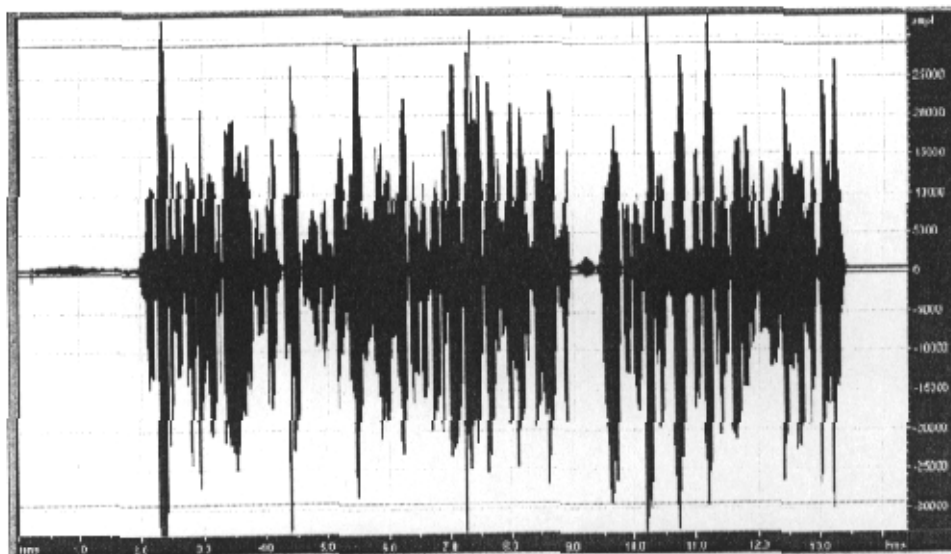


图 6-2 (a) 中文男声信号波形图

Figure 6-2(a) The waveform of male speech signal

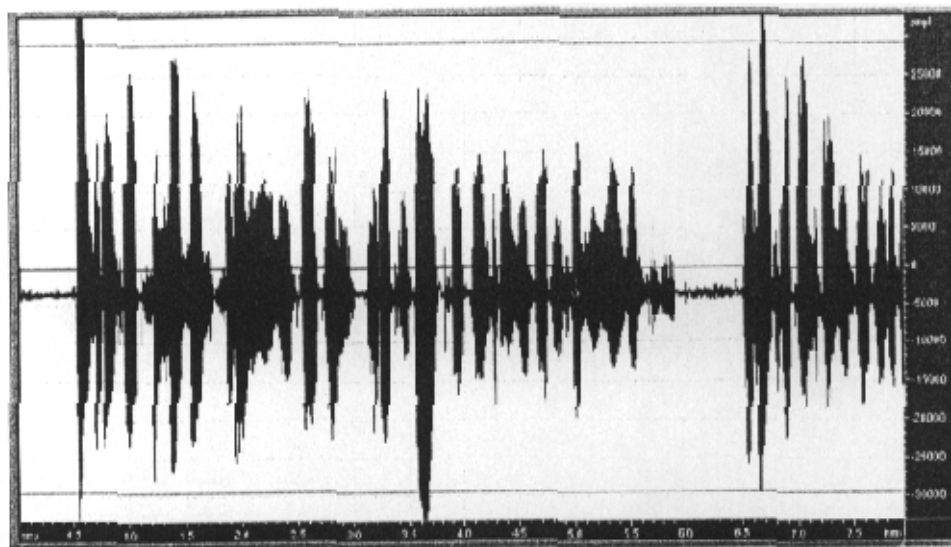


图 6-2 (b) 中文女声信号波形图

Figure 6-2(b) The waveform of female speech signal

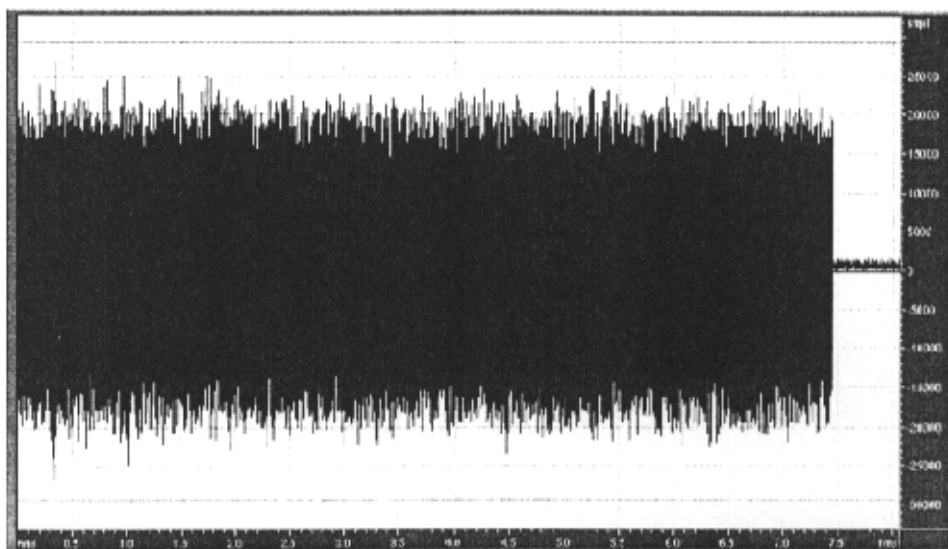


图 6-2 (c) 白噪声信号波形图
Figure 6-2(c) The waveform of white noise

图 6-2 中表示的是这些信号在时域的代表形式, 对它们的采集完成后, 这三段源信号将以 *.wav 的形式存储下来。

通过 FFT 的变换, 可以得到这三段信号的频谱。见图 6-3。可以看到声音信号的频率范围在 0~8000Hz 之间, 并且能量分布在低频部分比较突出, 这种信号特征适合所设计的自适应处理算法。

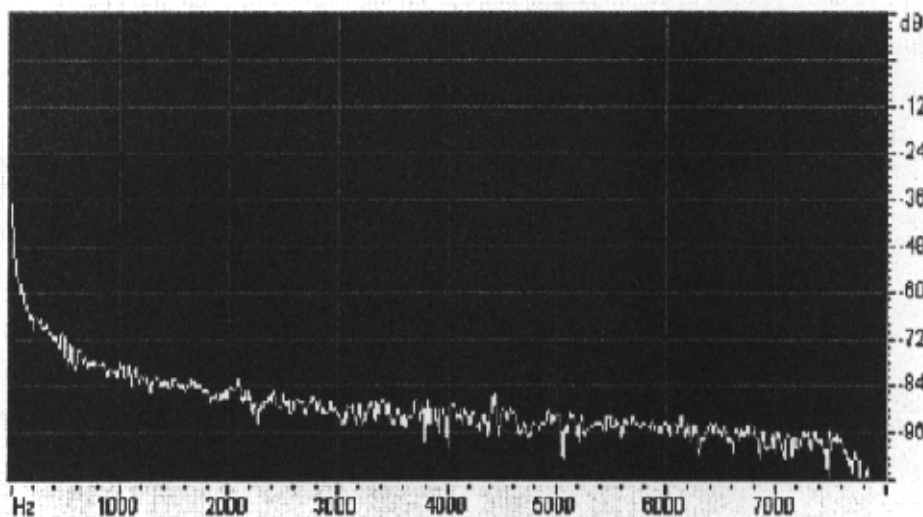


图 6-3 (a) 中文男声信号频谱图
Figure 6-3(a) The spectrum of male speech signal

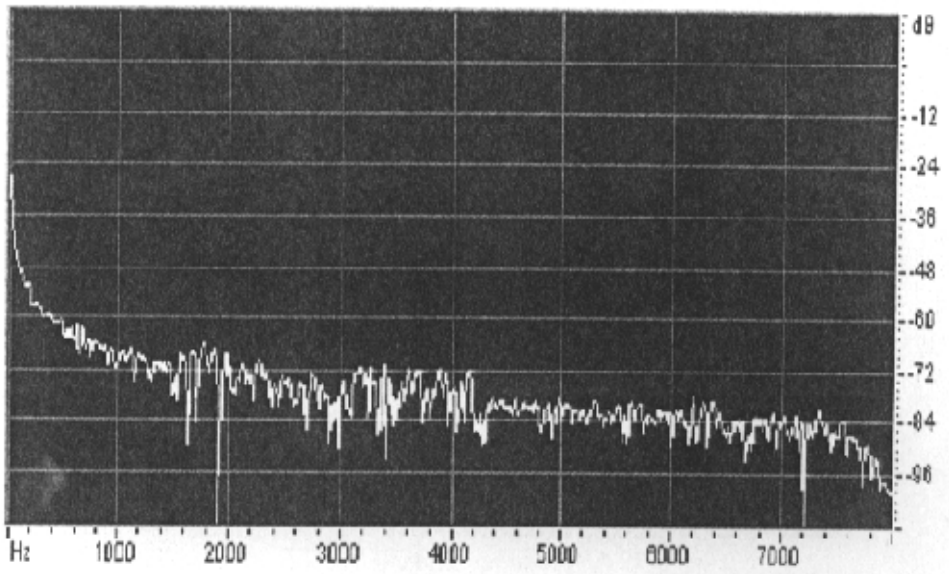


图 6-3(b) 中文女声信号频谱图
Figure 6-3(b) The spectrum of female speech signal

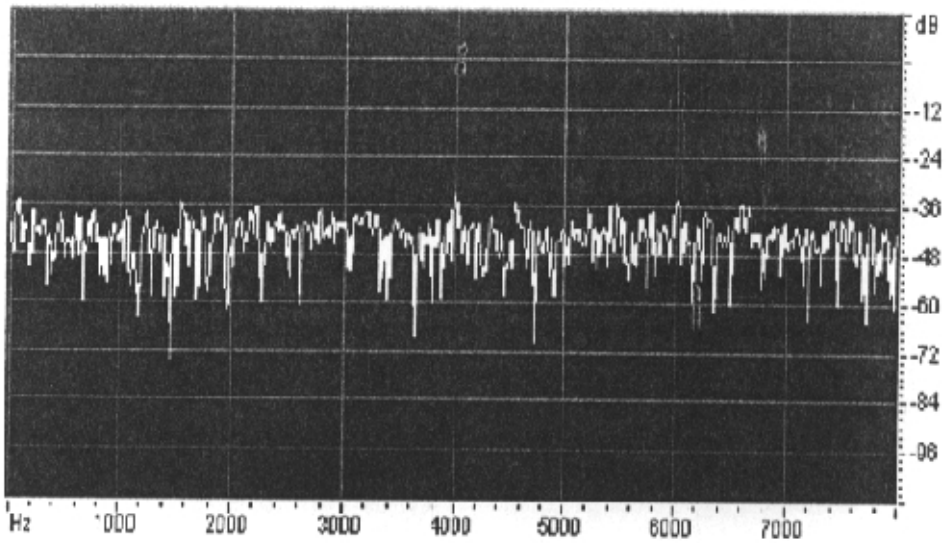


图 6-3(c) 白噪声信号频谱图
Figure 6-3(c) The spectrum of white noise

6.2.2 实验信号的合成

在实验中,作为处理算法的输入源信号应是带噪声的语音信号,上面收集到的三段信号只是最初的语音信号,还需要叠加噪声。我们通过 SIMULINK 系统来合成采集到的信号,生成两段带噪的语音信号。具体见图 6-4:

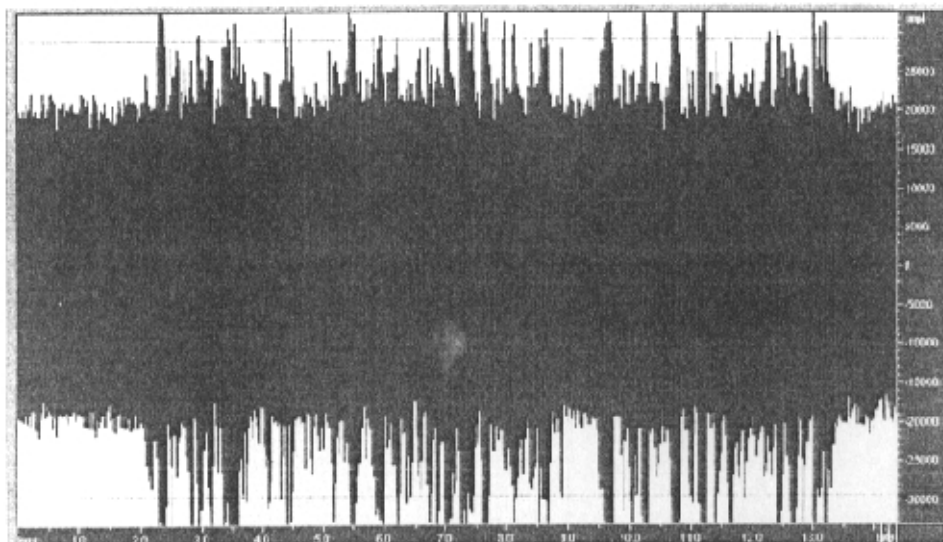


图 6-4 (a) 带噪的男声信号波形图

Figure6-4(a) The waveform of mixing of male speech signal and white noise

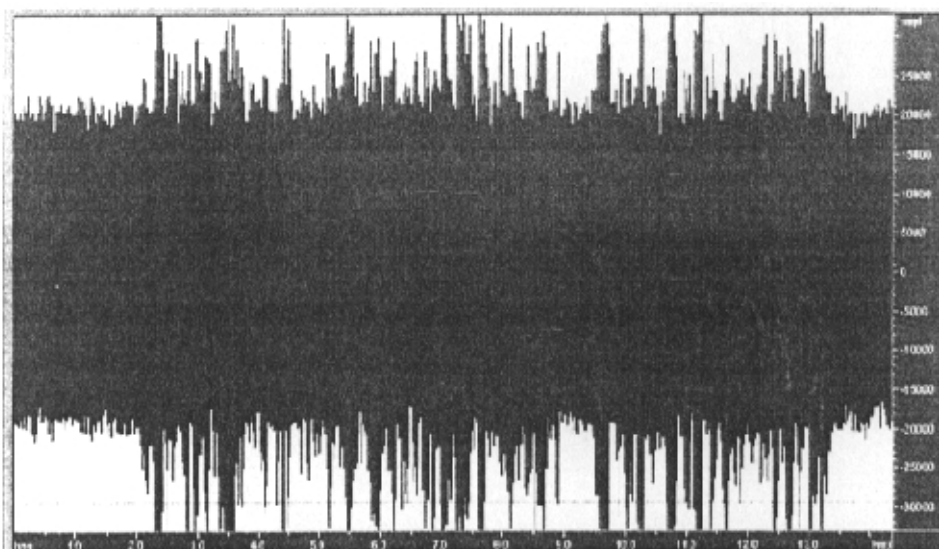


图 6-4 (b) 带噪的女声信号波形图

Figure6-4(b) The waveform of mixing of female speech signal and white noise

在频域中得出它们的表现形式, 见图 6-5:

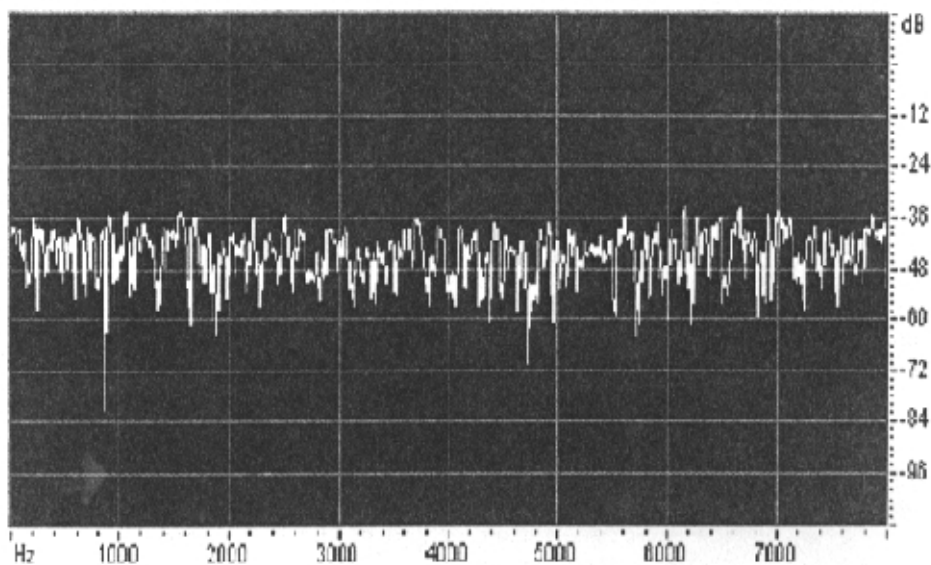


图 6-5(a) 带噪的男声信号频谱图

Figure6-5(a) The spectrum of mixing of male speech signal and white noise

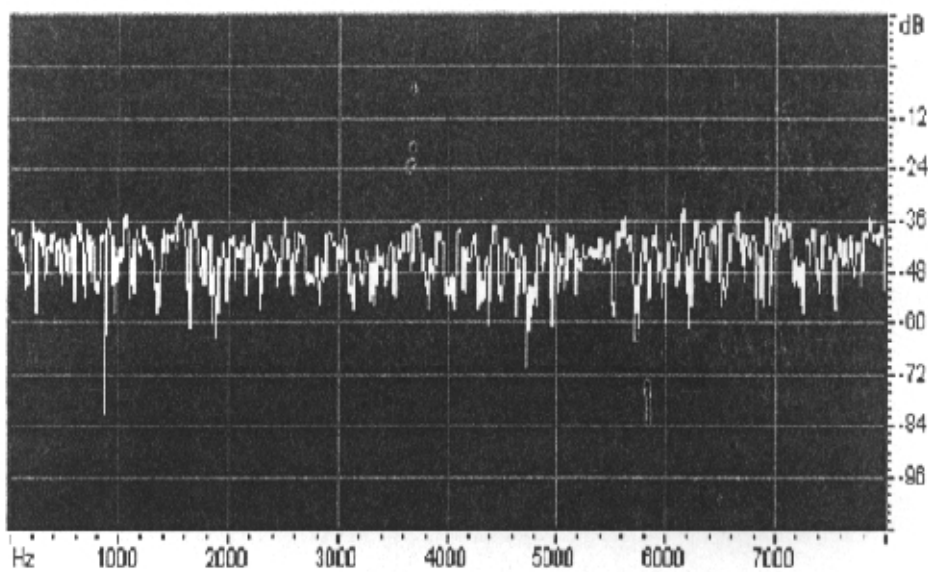


图 6-5(b) 带噪的女声信号频谱图

Figure6-5(b) The spectrum of mixing of female speech signal and white noise

从这两段声音的频域表现形式发现,混合后的声音信号在频谱上表现出噪声信号

掩盖语音信号的特征。

合成后的带噪声语音信号也以*.wav 文件的形式保存起来, 并通过 MATLAB 程序中的 wavread 函数作为源信号进入 SIMULINK 仿真实验平台。

6. 2. 3 实验结果

以*.wav 文件的形式, 通过 wavread 函数进入 SIMULINK 的声音信号经过整个仿真路径得到最后的处理信号, 把该信号通过 MATLAB 程序中的 wavwrite 函数转换为*.wav 文件的形式, 得到如下的实验结果, 具体见图 6-6:

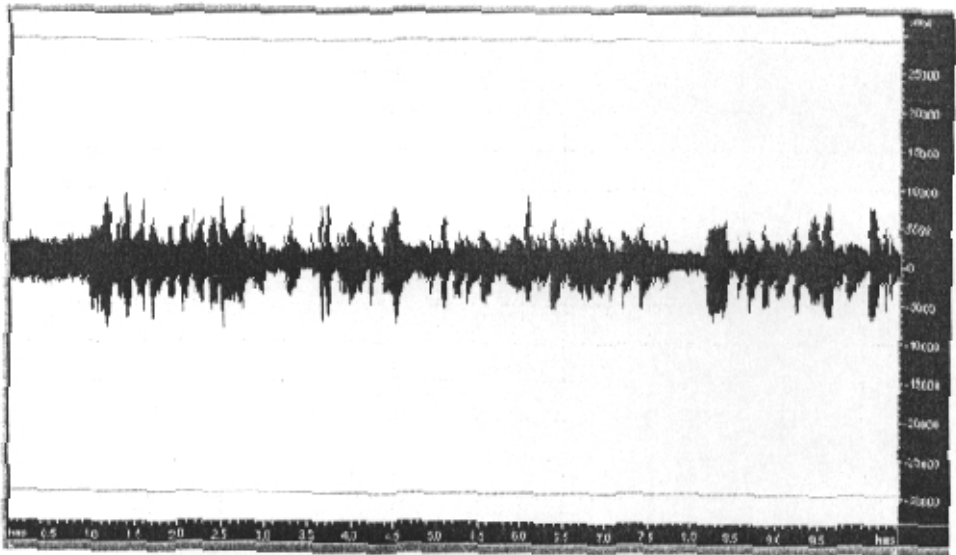


图 6-6(a) 处理后的男声信号波形图

Figure6-6(a) The waveform of processed male speech signal

掩盖语音信号的特征。

合成后的带噪声语音信号也以*.wav 文件的形式保存起来, 并通过 MATLAB 程序中的 wavread 函数作为源信号进入 SIMULINK 仿真实验平台。

6. 2. 3 实验结果

以*.wav 文件的形式, 通过 wavread 函数进入 SIMULINK 的声音信号经过整个仿真路径得到最后的处理信号, 把该信号通过 MATLAB 程序中的 wavwrite 函数转换为*.wav 文件的形式, 得到如下的实验结果, 具体见图 6-6:

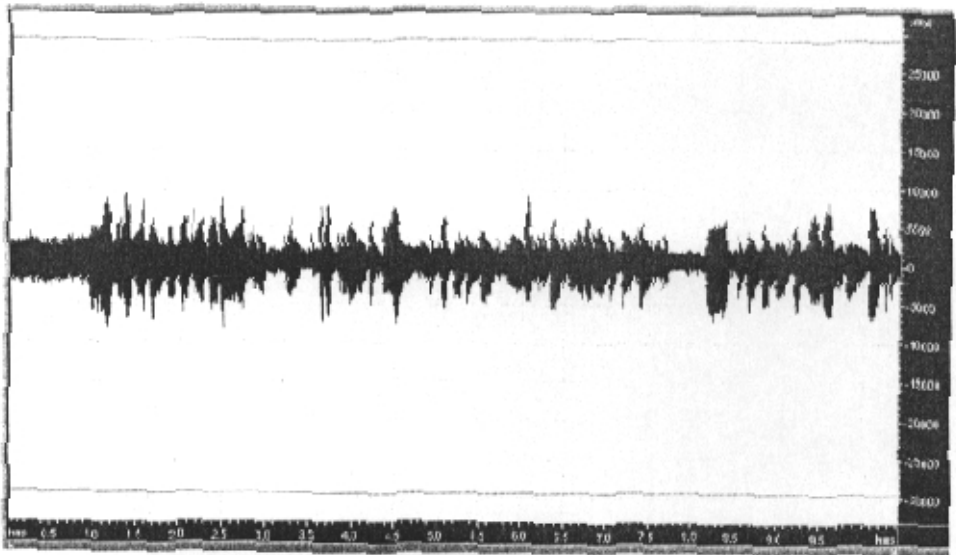


图 6-6(a) 处理后的男声信号波形图

Figure6-6(a) The waveform of processed male speech signal

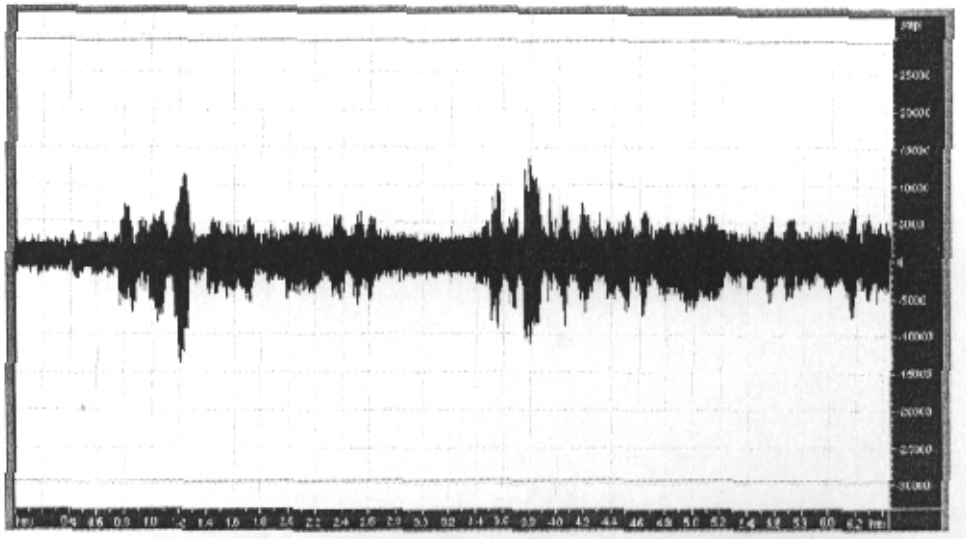


图 6-6 (b) 处理后的女声信号波形图

Figure6-6(b) The waveform of processed female speech signal

得出它们的频域表示形式为图 6-7:

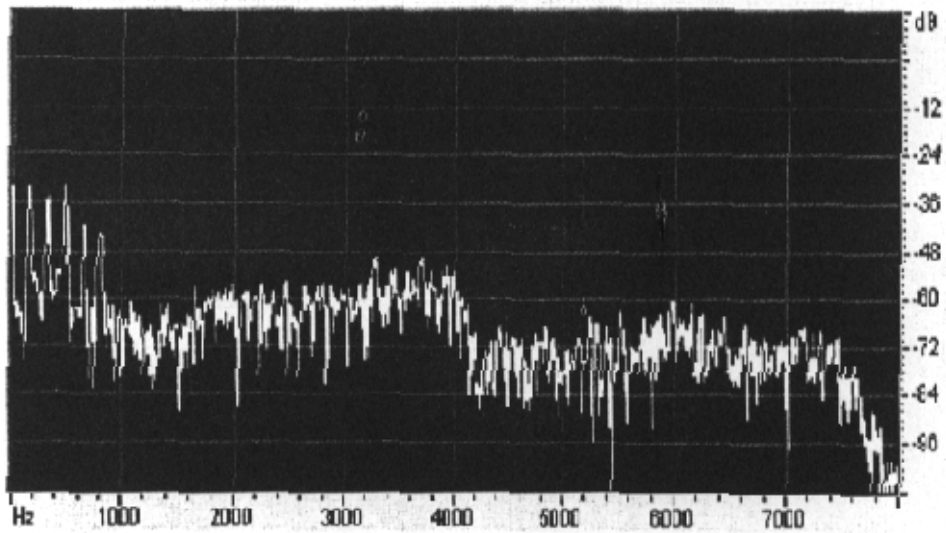


图 6-7 (a) 处理后的男声频谱图

Figure6-7(a) The spectrum of processed male speech signal

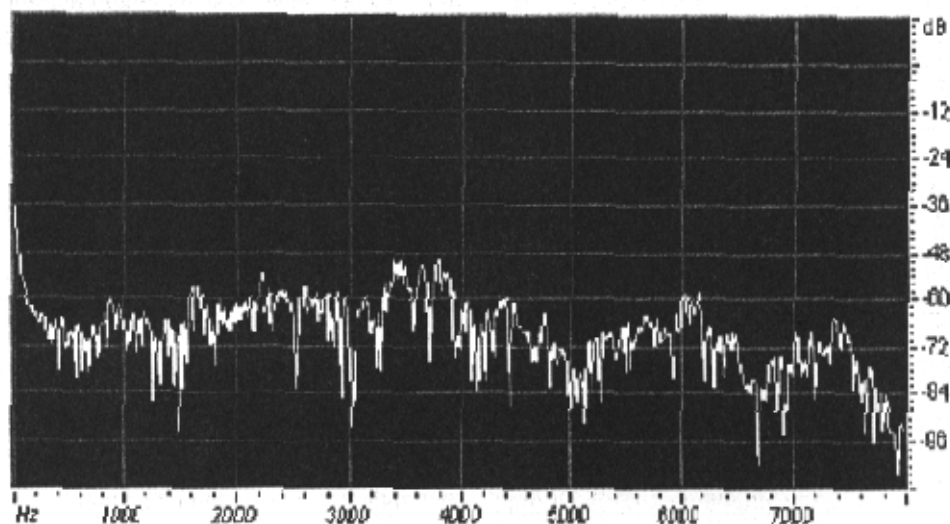


图 6-7 (b) 处理后的女声频谱图

Figure6-7(b) The spectrum of processed female speech signal

6. 3 实验结果分析

实验的目的是为了通过比较语音信号经过处理后,其信噪比的变化情况来判断算法的优劣。实验的结果表明:因为语音信号的非平稳性,在频域范围内已无法准确的观察处理后的声音信号的信噪比。语音信号在时域具有短时性,以男声信号为例,对照图 6-2 (a) 和图 6-6 (a) 可以发现,图 6-2 (a) 中在时域上是有间断的,而在 6-6 (a) 中由于噪声的存在,经过处理的语音信号在是域时连续的。因此,在实验分析时,可以把图 6-6 (a) 中的最小值点假设为噪声信号的能量在时域上的表示,最大值点假设为语音信号的能量在时域上的表示,并以此来推算处理后的语音信号的信噪比。在频域图中,可以选出某些频率点作为我们的研究参考对象。对于这些点而言,我们用该点的能量密度来表示该信号在该频率点的信号能量和噪声能量。

6. 2. 1 男声语音信号的分析

根据图 6-6 的显示,分别估算出 400Hz, 2000Hz, 4000 Hz 和 8000Hz 点的信噪比进行比较。信噪比 $SNR = 10 \lg \frac{P_S}{P_N}$, 把原先的带噪信号的信噪比设为 SNR_1 , 处理后的新信号的信噪比设为 SNR_2 。通过观察它们的频域图,得到的有关的具体数据如下:

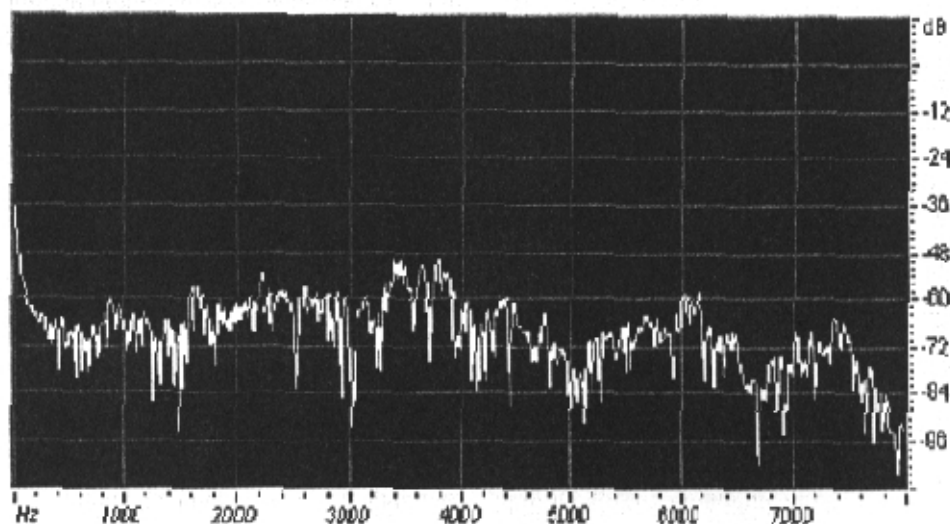


图 6-7 (b) 处理后的女声频谱图

Figure6-7(b) The spectrum of processed female speech signal

6. 3 实验结果分析

实验的目的是为了通过比较语音信号经过处理后,其信噪比的变化情况来判断算法的优劣。实验的结果表明:因为语音信号的非平稳性,在频域范围内已无法准确的观察处理后的声音信号的信噪比。语音信号在时域具有短时性,以男声信号为例,对照图 6-2 (a) 和图 6-6 (a) 可以发现,图 6-2 (a) 中在时域上是有间断的,而在 6-6 (a) 中由于噪声的存在,经过处理的语音信号在是域时连续的。因此,在实验分析时,可以把图 6-6 (a) 中的最小值点假设为噪声信号的能量在时域上的表示,最大值点假设为语音信号的能量在时域上的表示,并以此来推算处理后的语音信号的信噪比。在频域图中,可以选出某些频率点作为我们的研究参考对象。对于这些点而言,我们用该点的能量密度来表示该信号在该频率点的信号能量和噪声能量。

6. 2. 1 男声语音信号的分析

根据图 6-6 的显示,分别估算出 400Hz, 2000Hz, 4000 Hz 和 8000Hz 点的信噪比进行比较。信噪比 $SNR = 10 \lg \frac{P_S}{P_N}$, 把原先的带噪信号的信噪比设为 SNR_1 , 处理后的新信号的信噪比设为 SNR_2 。通过观察它们的频域图,得到的有关的具体数据如下:

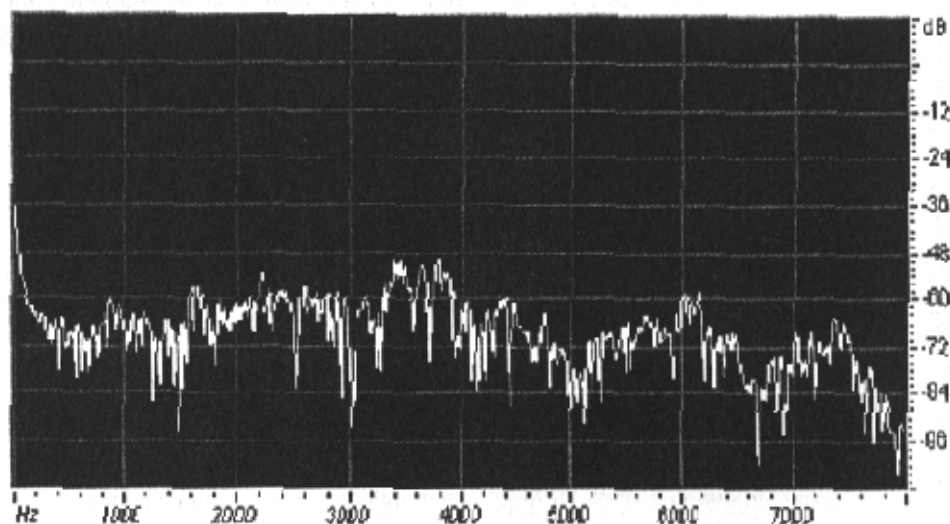


图 6-7 (b) 处理后的女声频谱图

Figure6-7(b) The spectrum of processed female speech signal

6. 3 实验结果分析

实验的目的是为了通过比较语音信号经过处理后,其信噪比的变化情况来判断算法的优劣。实验的结果表明:因为语音信号的非平稳性,在频域范围内已无法准确的观察处理后的声音信号的信噪比。语音信号在时域具有短时性,以男声信号为例,对照图 6-2 (a) 和图 6-6 (a) 可以发现,图 6-2 (a) 中在时域上是有间断的,而在 6-6 (a) 中由于噪声的存在,经过处理的语音信号在是域时连续的。因此,在实验分析时,可以把图 6-6 (a) 中的最小值点假设为噪声信号的能量在时域上的表示,最大值点假设为语音信号的能量在时域上的表示,并以此来推算处理后的语音信号的信噪比。在频域图中,可以选出某些频率点作为我们的研究参考对象。对于这些点而言,我们用该点的能量密度来表示该信号在该频率点的信号能量和噪声能量。

6. 2. 1 男声语音信号的分析

根据图 6-6 的显示,分别估算出 400Hz, 2000Hz, 4000 Hz 和 8000Hz 点的信噪比进行比较。信噪比 $SNR = 10 \lg \frac{P_S}{P_N}$, 把原先的带噪信号的信噪比设为 SNR_1 , 处理后的新信号的信噪比设为 SNR_2 。通过观察它们的频域图,得到的有关的具体数据如下:

	400 (Hz)	2000 (Hz)	4000 (Hz)	8000 (Hz)
SNR_1 (dB)	25	30	45	48
SNR_2 (dB)	30	33	45.4	48.2
$SNR_2 - SNR_1$ (dB)	5	3	0.4	0.2

表 (6-1) 男声音信号信噪比比较

Table(6-1) Comparison of male speech signal SNR

根据上表的数据, 我们得出在频域的信噪比变化趋势图:

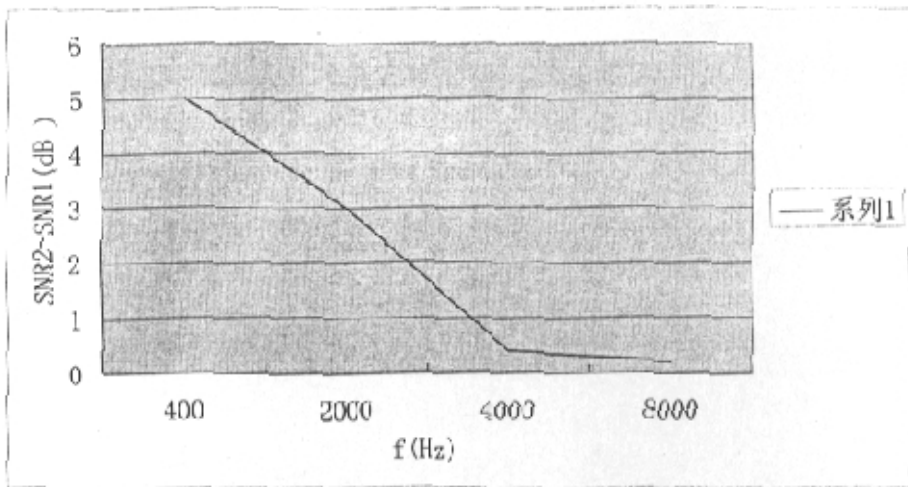


图 6-8 男声音信号信噪比变化与频率的关系

Figure 6-8 ration between SNR and frequency of male speech signal

从上面的数据中, 我们可以发现该算法在 0~4000Hz 的低频段, 效果很明显, 而在 4000Hz~6000Hz 的高频段, 其效果则不明显。

6. 2. 2 女声信号的分析

根据图 15-b 和 17-b, 对女声信号组作出如 6. 2. 1 的假设, 可以得到它的信噪

	400 (Hz)	2000 (Hz)	4000 (Hz)	8000 (Hz)
SNR_1 (dB)	25	30	45	48
SNR_2 (dB)	30	33	45.4	48.2
$SNR_2 - SNR_1$ (dB)	5	3	0.4	0.2

表 (6-1) 男声音信号信噪比比较

Table(6-1) Comparison of male speech signal SNR

根据上表的数据, 我们得出在频域的信噪比变化趋势图:

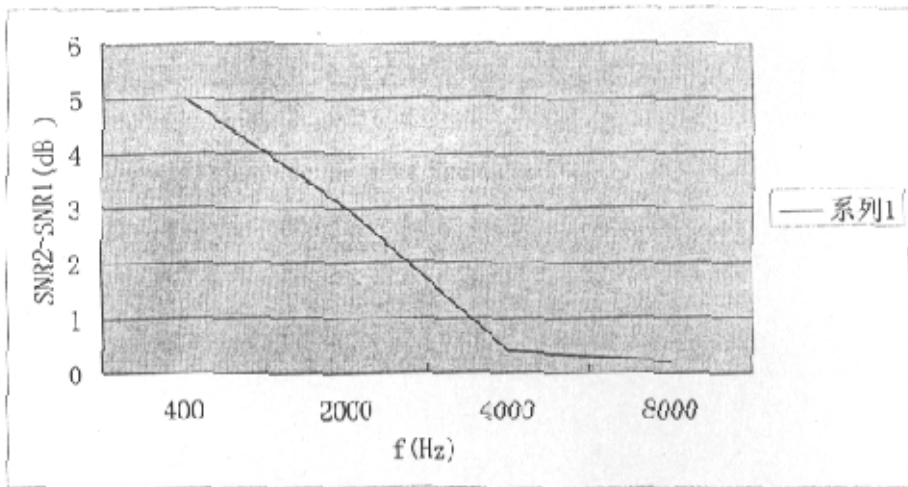


图 6-8 男声音信号信噪比变化与频率的关系

Figure 6-8 ration between SNR and frequency of male speech signal

从上面的数据中, 我们可以发现该算法在 0~4000Hz 的低频段, 效果很明显, 而在 4000Hz~6000Hz 的高频段, 其效果则不明显。

6. 2. 2 女声信号的分析

根据图 15-b 和 17-b, 对女声信号组作出如 6. 2. 1 的假设, 可以得到它的信噪

比。具体如下：

	400 (Hz)	2000 (Hz)	4000 (Hz)	8000 (Hz)
SNR_1 (dB)	10	16	35	40
SNR_2 (dB)	15	18.4	35.4	40.3
$SNR_2 - SNR_1$ (dB)	5	2.4	0.4	0.3

表 (6-2) 女声音信号信噪比较

Table(6-2) Comparison of female speech signal SNR

相应频域的信噪比变化趋势图如下：

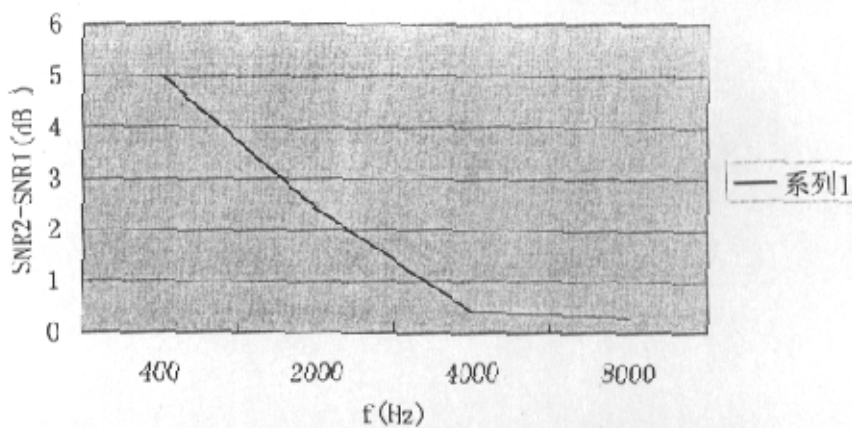


图 6-9 女声音信号信噪比变化与频率的关系

Figure 6-8 ration between SNR and frequency of female speech signal

通过分析发现：对女声信号的分析可以得出与男声信号相似的结论。

6. 4 实验结论

实验数据显示，算法在低频部分的表现明显要好于高频部分，在低频部分信噪比

比。具体如下：

	400 (Hz)	2000 (Hz)	4000 (Hz)	8000 (Hz)
SNR_1 (dB)	10	16	35	40
SNR_2 (dB)	15	18.4	35.4	40.3
$SNR_2 - SNR_1$ (dB)	5	2.4	0.4	0.3

表 (6-2) 女声音信号信噪比较

Table(6-2) Comparison of female speech signal SNR

相应频域的信噪比变化趋势图如下：

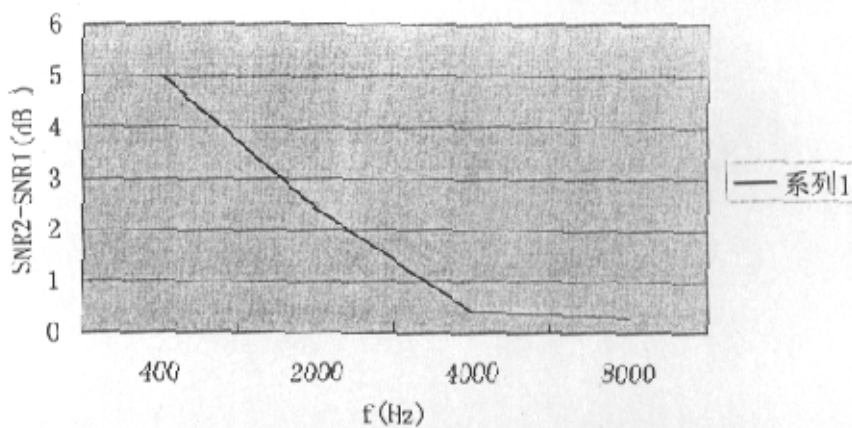


图 6-9 女声音信号信噪比变化与频率的关系

Figure 6-8 ration between SNR and frequency of female speech signal

通过分析发现：对女声信号的分析可以得出与男声信号相似的结论。

6. 4 实验结论

实验数据显示，算法在低频部分的表现明显要好于高频部分，在低频部分信噪比

能够有 3~5dB 的提高，在高频部分只有 0.2~0.4dB 的提高。实验的结果表明，算法对低频部分声音的处理效果是较好的。该算法研究的主要声音信号为语音信号，从前面的频谱图中，我们可以发现，语音信号的主要频率范围为 0~8000Hz，但通常我们听到的声音信号其主要频率范围集中在 400~4000Hz 的频率范围内，算法对这段频域的效果较为明显，因而，该算法对于使用助听器产品的听力损伤者是较为有效的。

参考文献

- [1] 胡广书,《数字信号处理-理论、算法与实现》,北京,清华大学出版社,1997年。
- [2] 彭启琮、李玉柏、管庆,《DSP与实时数字信号处理》,成都,电子科技大学出版社,1999年。
- [3] 中华人民共和国国家标准,《盒式助听器总技术条件》,GB/T 14199-93
- [4] Orfanidis S J, Introduction to Signal Processing(影印版),北京,清华大学出版社,1998年。
- [5] Haykin S, Adaptive Filter Theory, 3rd Edition(影印版),北京,电子工业出版社,1998年。
- [6] C.F.N.Cowan, Adaptive Filter, 上海,复旦大学出版社,1990年。
- [7] 管善群,《电声技术基础》,北京,人民邮电出版社,1988年。
- [8] 程正兴,《小波分析算法与应用》,西安,西安交通大学出版社,1995年。
- [9] 赵松林,《子波变换与子波分析》,北京,电子工业出版社,1996年。
- [10] 王永洪,《线性集成运算放大器及其应用》,北京,机械工业出版社,1988年。
- [11] August Kaelin ,Allen Lindgren,Sigisbert Wyrsh, A digital frequency-domain implementation of a very high gain hearing aid with compensation for recruitment of loudness and acoustic echo cancellation, Signal Processing 64 (1998) 71-85
- [12] A.Shamsoddini,P.N.Denbigh, A sound segregation algorithm for reverberant conditions,Speech Communication 33(2001)179-196
- [13] Shinichi Sakamoto,Katsuhiko Goto,Makoto Tateno,Kimitaka Kaga,Frequency compression hearing aid for severe-to-profound hearing impairments,Auris Nasus Larynx 27(2000) 327-334
- [14] D.K.Bustamante, T.L.Worrall, Measurement and adaptive suppression of acoustic feedback in hearing aids,in:Proc,IEEE Internat.Conf.on Acoust.Speech Signal Process., Vol.3,1989,2017~2020.
- [15] P.Estermann,A.Kaelin,Feedback cancellation in hearing aids:Results from using frequency-domain adaptive filters, in : Proc. IEEE Internat. Symp.on Circuits and Systems,June 1994, 257~260
- [16] J.K.Kates, Feedback cancellation in hearing aids : Results from a computer simulation, IEEE Trans.Signal Process.39(1991)553~562.
- [17]S.M.Kuo,S.Voepel,Integrated frequency-domain digital hearing aids with the lapped transform,Electron.Lett.(November 1992)2117~2118.
- [18]D.Mansour,A.H.Gray,Unconstrained.frequency-domain.adaptive.filter,IEEE.Trans.Acoust.Speech Signal Process.30(October 1982)726~734.
- [19]A.V.Oppenheim, R.W.Schafer, Discrete-Time Signal Processing, Signal Processing Series, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ,1989
- [20]B.Strope, A.Alwan, A novel structure to compensate for frequency-dependent loudness recruitment of sensorineural hearing loss, Proc IEEE Internat. Conf. on Acoust. Speech and Signal Process, 1995,3539~3542.

- [21] Bas A.M.Franck, Evaluation of spectral enhancement in hearing aids, combined with phonemic compression, The Journal of the Acoustical society of America, 1999, Vol.106 No.3, 1452~1464
- [22] Jeremy Agnew, Michael Block, The perception of internal circuit noise in hearing aids by listeners with normal hearing, Journal of Speech, Language, and Hearing Research, 1997, Vol.40 Iss.5, 1177~1192
- [23] James M.Kates, Constrained adaptation for feedback cancellation in hearing aids, The Journal of the Acoustical society of America, 1999, Vol.106 No.2, 1010~1019
- [24] Michael A.Stone, Brian C.Moore, Comparison of different forms of compression using wearable digital hearing aids, The Journal of the Acoustical society of America, 1999, Vol.106 No.6, 3603~3619
- [25] 杨治国、都思丹、高敦堂, 《声信号噪声滤除算法研究》, 电声技术, 2000 年 1 期, 24~26
- [26] 张碧霞、王龙健 《自适应噪声消除器及其使用》 电声技术 2000 年 8 期, 16~18
- [27] 方励刚、华嘉均、张明珍 《FBX-2020Plus 双声道反馈抑制器在扩声系统中的应用》 电声技术 2000 年 5 期, 14~16
- [28] 倪志明、田静 《自适应抗噪声送话器的算法研究》 电声技术 2000 年 2 期, 35~38
- [29] 曾庆宁、周德新 《抗非线性交叉串扰自适应噪声抵消的神经网络方法》 电声技术 2000 年 9 期, 20~25
- [30] 李高峰、尹俊勋、徐艳 《一种改进的子波域语音去噪方法》 电声技术 2001 年 1 期, 9~12
- [31] Johan Hellgren, Thomas Lunne and Stig Arlinger, Variation in the feedback of hearing aids, The Journal of the Acoustical society of America, 1999, Vol.106 No.11, 4693~4705
- [32] A.Shamsoddini, P.N.Denbigh, A sound segregation algorithm for reverberant conditions, Speech Communication 33(2001), 179~186
- [33] Allen, J.B, DeRecruitment by multiband compression in hearing aids. In: Jesteadt, W., et al (Eds), Modeling Sensorineural Hearing Loss. Lawrence Erlbaum, Hillsdale, NJ, 99~112
- [34] B.Widrow et al. Adaptive noise cancelling, principles and application. proc.IEEE, 1975.63(12):1692~1716
- [35] S.C.Douglas et al. Normalized Data Nonlinearities for LMS Adaption. IEEE Trans. On Signal Processing, 1994.42(6):1352~1364
- [36] J.E.Greenberg et al. Modified LMS Algorithm For Speech Processing With An Adaptive Noise Canceller. IEEE Trans. On Speech and Audio Processing, 1998.6(4):338~351
- [37] 冯大正, 史维祥, 《用于有限脉冲响应滤波的递归全局最小二乘快速算法》。西安交通大学学报, 1999, 4 (3): 44~47
- [38] 周耀华, 王凯仁, 《数字信号处理》, 上海: 复旦大学出版社, 1992, 248~271
- [39] 胡光锐, 《语音处理与识别》。上海: 科技文献出版社, 1994, 12。
- [40] Vinay K. Ingle 《数字信号处理及其 MATLAB 实现》, 北京, 电子工业出版社, 1998 年 9 月

- [41] 姚健, 路一新, 《汉语语音识别实用系统研究》, 计算机工程, 1999, Vol.25, No4, 12~14
- [42] 丁贵祥等, 《基于数字信号处理方法的话者确认计算机识别系统》, 电子测量与仪器学报, 1999, Vol.13, No1, 1~6
- [43] Koopmann, G. H., Song, L., Fahaline, J. B., A Method for Computing Acoustic Fields Based on the Principle of Wave Superposition, J. Acoust. Soc. Am., 1988, 86: 2433-2438
- [44] Song, L., Koopmann, G. H., Fahaline, J. B., Active Control of the Acoustic Radiation of a Vibrating Structure Using a Superposition Formulation, J. Acoust. Soc. Am., 1991, 89(6): 2788-2792
- [45] Sakagami, K., Nakanishi, S., Daido, M., etc., Reflection of a Spherical Sound Wave by an Infinite Elastic Plate Driven to Vibration by a Point Force, Applied Acoustics, 1998, 55(4): 253-273
- [46] Nakanishi, S., Sakagami, K., Daido, M., etc., Effect of an air-back Cavity on the Sound Field Reflected by a Vibrating Plate, Applied Acoustics, 1999, 56: 241-256
- [47] Wang, T. Q., Zhou, S., Investigation on Sound Field Model of Propeller Aircraft-the Effects of Rigid Fuselage Boundary, J. Sound and Vib., 1997, 207: 411-427
- [48] Wang, T. Q., Zhou, S., Investigation on Sound Field Model of Propeller Aircraft-the Effects of Vibrating Fuselage Boundary, J. Sound and Vib., 1998, 209(2): 299-316
- [49] Kukle, S., Application of Green's Function in Free Vibration Analysis of a System of Line Connected Rectangular Plates, J. Sound and Vib., 1998, 217(1): 1-15
- [50] Kazuto, S., Mingzhang, R., Fumio, D., Feedback Vibration Control of a Flexible Plate at Audio Frequencies by Using a Physical State-space Approach, J. Acoust. Soc. Am., 1998, 104(4): 2227-2235
- [51] Damle, R., Lashlee, R., Rao, V., etc., Identification and Robust Control of Smart Structures Using Artificial Neural Networks, Smart Mater. Struct., 1994, 3: 354-366
- [52] Clark, R. L., Pan, J., Collin, H., An Experimental Study of Active Control of Multiple-wave Types in an Elastic Beam, J. Acoust. Soc. Am., 1992, 92(2): 981-876
- [53] Daffaye, C., Nelson, P. A., Active Control of Low-Frequency Harmonic Sound Radiated by a Finite Panel, J. Acoust. Soc. Am., 1988, 84(6): 2192-2199
- [54] Koopman, G. H., Song, L., Fahaline, J. B., A method for Computing Acoustic Fields Based on the Principle of Wave-Superposition, J. Acoust. Soc. Am., 1988, 86: 2433-2438
- [55] Koopman, G. H., Song, L., Fahaline, J. B., Active Control of the Acoustic Radiation

- of a Vibrating Structure Using a Superposition Formulation, *J. Acoust. Soc. Am.*, 1991, 89(6): 2786-2792
- [56] Maidanik, G., Response of Ribbed Panels to Reverberant Acoustic Fields, *J. Acoust. Soc. Am.*, 1966, 34: 809-826
- [57] Clark, L. L., Fuller, C. R., Experiments on Active Control of Structurally Radiated Sound Using Multiple Piezoceramic Actuators, *J. Acoust. Soc. Am.*, 1992, 91(6): 3313-3320
- [58] Kim, J., Varadan, V. V., Varadan, V. K., Finite Element-Optimization Methods for the Active Control of Radiated Sound from a Plate Structure, *Smart Mater. Struct.*, 1995, 4: 318-326
- [59] Clark, R., Fuller, C. R., Modal Sensing of Efficient Acoustic Radiators with Polyvinylidene Fluoride Distributed Sensors in Active Structural Acoustic Control Approaches, *J. Acoust. Soc. Am.*, 1992, 91(6): 3321-3329
- [60] 美国言语-语言-听力协会 www.asha.org

致 谢

本文是在陈光冶老师的悉心指导下完成的。两年半的研究生学习时间，不可谓不长，在这近三年的求学时间里，我无时无刻不感受到陈老师对我学习和生活上无微不至的关心和帮助。论文的选题、论证和研究方案的制定以及我在这两年半的时间里的点点滴滴的进步无不倾注了陈老师的心血。陈老师严谨的治学态度、渊博的学识、敏锐的学术洞察力、活跃并富有哲理的思维方式都将是学生我一生学习的榜样。在本论文完成之际，谨向曾给予我支持、指导和帮助的亲人、导师、朋友和同学致以衷心的感谢。

感谢同寝室的王晓峰同学与本人从本科到现在的愉快相处，感谢 B9902091 班的所有同学两年来给予我学习和生活上的帮助，感谢振动、冲击、噪声国家重点实验室提供给我如此好的学习和研究的条件。

更要感谢我的父母和姚怡一直以来给予我的鼓励和支持，没有你们的关心和爱护，我就不会一直努力到今天，深深的感谢你们。

最后，我想再一次对陈光冶老师说：谢谢您，今后无论走到哪里，我都将永远记住这两年半的时光。

攻读硕士学位期间完成论文的情况

1. 张湘宁, 陈光冶, 数字化助听器产品的若干技术发展, 《电声技术》, 已发表 (2001 年 8 月)。