学校代号	10532	学	号 <u></u>	B0902	00038
分	U467.4	密	级	公	开



博士学位论文

基于声品质的汽车内部噪声 有源控制方法研究

学位申请人姓名	聂永红
培 养 单 位	机械与运载工程学院
导师姓名及职称	程军圣 教授
学科专业	机械工程
研究方向	汽车 NVH
论文提交日期	2013年9月9日

学校代号: 10532

-

- 学 号: B090200038
- 密 级:公开

湖南大学博士学位论文

基于声品质的汽车内部噪声 有源控制方法研究

<u>学位申请人姓名:</u>	聂永红
导师姓名及职称:	程军圣 教授
<u>培 养 单 位:</u>	机械与运载工程学院
<u>专业名称:</u>	机械工程
论文提交日期:	2013年9月9日
论文答辩日期:	2013年11月9日
答辩委员会主席:	于德介教授

Research on the Active Control Method of Noise inside Vehicle

Based on Sound Quality

by

NIE Yonghong

M.E. (Central-South University) 2000 B.E. (Technical University of Shenyang) 1997

A dissertation submitted in partial satisfaction of the

Requirements for the degree of

Doctor of Engineering

in

Mechanical Engineering

in the

Graduate School

of

Hunan University

Supervisor

Professor Cheng Junsheng

September, 2013

摘 要

随着我国汽车工业的迅速发展和人民生活水平的不断提高,人们对于汽车乘坐舒适 性的要求也越来越高。过高的车内噪声不仅会降低乘坐的舒适性,还会增加驾驶员的疲 劳感。因此,车内噪声的控制正越来越受到汽车整车与零部件制造商的重视。伴随着汽 车燃油经济性和车体轻量化的发展趋势,汽车低频噪声的控制问题将变得愈发突出,由 于有源噪声控制方法具有低频效果好、不需对原有结构做大的改动的优势,因此,开展 汽车内部噪声有源控制研究将具有重要的应用价值和意义。在研究噪声控制时,研究人 员不但要考虑降低A计权声压级,对声品质的改善也变得更加重视。本文开展基于声品 质的汽车内部噪声有源控制方法研究,旨在将两者结合起来,在设计有源噪声控制系统 时考虑到各种声品质评价方法对控制系统降噪效果的影响,以降低车内乘客主观感受到 的噪声大小、提升汽车产品品质。主要研究内容如下:

1. 考虑声品质的有源噪声控制系统残差滤波器设计方法研究

在 FELMS(Filtered-Error Least-Mean-Square,简称 FELMS)算法的基础上,提出 以高通 FIR(Finite Impulse Response,简称 FIR)滤波器作为控制系统的残差滤波器, 并对该滤波器的设计方法进行了研究。以控制响度为例,对基于声品质的有源控制系统 进行仿真,对于具有不同频谱特征的噪声源,能取得最低响度的残差滤波器截止频率、 衰减幅度和过渡带宽也并不相同:对车内有源降噪前后不同大小语音信号的语言清晰度 进行研究,并且对 FELMS 和 FXLMS(Filtered-X Least-Mean-Square,简称 FXLMS)两 种算法所取得的语言清晰度改善进行对比。结果表明,通过合理地设计残差滤波器, FELMS 算法能够取得比 FXLMS 算法更好的降噪效果。

2. 基于经验模态分解与响度控制的有源噪声控制方法研究

针对以往采用 FELMS 算法进行声品质有源控制的研究中,残差滤波器大多为固定 不变这一情况,提出基于经验模态分解(Empirical Mode Decomposition,简称 EMD) 与响度控制的有源噪声控制方法。该方法采用 EMD 方法对多频带噪声源信号自适应进 行分解、并对各个 IMF 分量的响度进行计算,然后根据各个分量的响度大小和频谱特征 设计残差滤波器,从而实现噪声源频谱特征的识别和残差滤波器的自动设计。

3. 基于电-力-声类比线路的有源噪声控制系统次级声源建模方法研究

提出采用电-力-声类比线路的方法对有源噪声控制系统次级声源进行建模,建立了 次级声源的电-力-声回路耦合方程组,并采用前向欧拉法对微分方程组进行求解,推导 出次级声源的时域迭代模型。将该模型引入自适应有源噪声控制系统,以FXLMS 算法 为例,通过仿真分析了不同次级声源模型对控制系统收敛范围和降噪量的影响。 4. 次级声源的非线性建模及其影响分析

阐述了形成次级声源非线性的一些主要因素,采用电-力-声类比线路方法、通过考虑扬声器系统力顺、磁力因子和音圈自感这三个参数的非线性,建立次级声源的非线性时域模型。对大小不同两款扬声器的力顺、磁力因子和音圈自感进行测试,同时对其谐波失真进行了测试和仿真,结果表明在较低频率范围和较大输入信号幅值的情况下,本文所建立的次级声源非线性模型是可行的。将次级声源非线性模型引入自适应有源噪声控制系统,并以FXLMS算法为例,对单频噪声的有源控制进行仿真。结果表明,采用非线性次级声源模型的控制系统降噪量要远低于采用线性次级声源模型的系统,次级声源非线性的大小对控制系统的降噪效果会产生较大的影响。

5. 汽车内部噪声的有源控制实验研究

对汽车匀速、加速和怠速运行等多种工况下的车内噪声和悬架支点振动进行测试, 并以所测加速度作为参考信号、所测车门扬声器到乘客耳朵处的传递函数作为次级通道 传递函数,对多种工况下的车内噪声有源控制进行仿真,并对 FXLMS 和 FELMS 两种 算法所取得的声品质改善进行了对比。测试了汽车空调系统与发动机冷却风扇的噪声与 振动,并对其声品质的有源控制以及参考传感器的布置进行研究。结果表明,把参考传 声器布置在冷却风扇附近、加速度计布置在空调系统出风口位置时,有源控制系统能取 得更好的降噪效果。测试了车窗升降系统所产生的车内噪声,并对车内声品质的有源控 制进行仿真,结果表明车内低频响度有所降低、舒适性有所提高,该控制系统将有利于 解决车窗升降系统所引起的车内低频共鸣声问题。

关键词: 汽车;声品质;有源噪声控制;次级声源;经验模态分解;电-力-声类比线 路方法

Abstract

With the rapid development of automobile industry and the improvement of people's living standards in China, the requirements for the car ride comfort are also increasing. Excessive noise inside the vehicle will not only reduce the ride comfort, but also increase the driver fatigue. Therefore, the interior noise control of car is attracting the increasing attention from the vehicle and parts manufacturers. Along with the development trend of fuel economy and lightweight bodywork of automobile, the low-frequency noise issue will become more prominent. Active noise control method has the advantage for low-frequency noise without big changes to the original structure. Hence, it will have important application value and significance to carry out the study of active noise control inside the vehicles. Furthermore, the researchers need to consider not only the reduction of A-weighted sound pressure level in studying the noise control, but also the improvement of sound quality more seriously. In this paper, the study of active interior noise control method based on sound quality of the vehicle aims to combine the two aspects. It will take into account the influence of sound quality evaluation methods on the noise reduction effects of the control system in the design of active control system, in order to reduce the noise level subjectively perceived by passengers and improve the product quality. The main contents are as follows:

1. Study on the design method of residual error shaping filter for active noise control system in consideration of sound quality

Based on FELMS (Filtered-Error Least-Mean-Square) algorithm, high-pass FIR (Finite Impulse Response) filter is used as the residual filter of active system and its design method is studied. The active sound quality control system is simulated by taking loudness control for example. For the noise sources with different spectrum characteristics, the residual error shaping filter of control system will have different cutoff frequencies, decay amount and transition bandwidth to gain minimum loudness. The speech intelligibility with different speech levels inside the vehicle is studied, and the enhancement of speech intelligibility with FELMS and FXLMS (Filtered-X Least-Mean-Square) algorithms is compared as the noise is actively controlled. The results show that FELMS algorithm can gain better effect on noise reduction than FXLMS algorithm by designing an approriate residual error shaping filter.

2. Study on the active noise control method based on EMD (Empirical Mode Decomposition) and loudness control

Seeing that the residual error shaping filter of active sound quality control with FELMS

algorithm is fixed in previous studies, the active noise control method based on EMD and loudness control is proposed. Firstly, it uses EMD method to decompose the multi-band noise signal adaptively, and calculates the loudness of each IMF component. Secondly, the residual error shaping filter is designed according to the loudness and frequency spectrum of IMF components so as to identify the characteristics of noise source and realize the shaping filter design automatically.

3. Study on secondary source modeling method based on analogue circuits of electrical, mechanical and acoustical systems

The modeling method of secondary sound source of active noise control system based on analogue circuits of electrical, mechanical and acoustical systems is proposed, and the electrical mechanical and acoustical coupling equations are established. The equations are solved by forward Euler method, and the time-domain iterative model of secondary sound source is deduced. By incorporating such a model into adaptive active noise control system with FXLMS algorithm as an example, the influence of secondary sound source model on the convergence range and noise reduction of control system is analyzed by simulation.

4. Nonlinearity modeling of secondary sound source and effect analysis

The main nonlinear factors of secondary sound source are described, and nonlinear time-domain model is created by taking the nonlinearity of loudspeaker compliance, force factor and coil inductance into account based on analogue circuits of electrical mechanical and acoustical systems. The compliance, force factor and coil inductance of two types of speakers with different size are measured, and then the harmonic distortion is measured and simulated. The results show that the established nonlinear model of the secondary sound source is feasible in the lower frequency range as the amplitude of input signal is large. The nonlinear model is introduced into adaptive active noise control system, and active control of pure tones with FXLMS algorithm is simulated. The results show that the amount of noise reduction by the control system with nonlinear secondary sound source model is much less than the one with linear model, and the magnitude of nonlinearity will have big influence on the noise reduction of control system.

5. Experimental study on active noise control inside vehicle

The interior noise and vibration on suspension of the vehicle are measured under the running conditions of constant speed, accelerating and idling. The active noise control inside the vehicle under different conditions is simulated by using the measured accelerations and transfer functions from the car door loudspeaker to the passenger ears as reference signals and transfer functions of secondary path respectively, and the improvements of sound quality achieved by FXLMS and FELMS algorithms are compared. The noise and vibration of

automobile air-condition system and engine cooling fan are measured, and the active sound quality control and distribution of reference sensors are studied. The results show that the control system will have better performance for noise reduction as the reference microphone is laid near the cooling fan or reference accelerometer is laid on the structure near the outlet of air-conditioner. The interior noise of vehicle caused by window lift system is also measured, and the active sound quality control is simulated. The results show that the low-frequency loudness can be reduced and the comfort can be improved. Consequently, such a control system will be beneficial for the solving of booming noise problem inside the vehicle caused by the window lift system.

Key words: Vehicle; Sound quality; Active noise control; Secondary sound source; Empirical mode decomposition; Analogue circuits of electrical mechanical and acoustical systems

学位论文原创性声明和学位论文版权使用授权书	I
摘 要	II
Abstract	IV
插图索引	X
插表索引	XIII
第1章 绪论	1
1.1 研究背景	1
1.2 汽车声品质研究的方法与进展	2
1.2.1 声品质主观评价方法	2
1.2.2 声品质客观评价方法	2
1.2.3 汽车声品质客观评价研究进展	3
1.3 有源噪声控制研究进展	6
1.3.1 发展历史	7
1.3.2 应用概况	7
1.3.3 发展趋势	8
1.3.4 考虑声品质的有源噪声控制研究进展	9
1.3.5 次级通道建模方法	11
1.4 本文主要研究内容	13
1.4.1 问题的提出和本文研究思路	13
1.4.2 主要研究内容及章节安排	14
第2章 基于声品质的有源噪声控制算法	17
2.1 噪声的声品质评价	17
2.1.1 声品质评价方法	17
2.1.2 客观声品质评价参量	
2.2 声品质客观参量计算方法	20
2.2.1 人耳听觉机理	20
2.2.2 响度的计算方法	23
2.2.3 粗糙度的计算方法	24
2.2.4 波动度的计算方法	24
2.2.5 尖锐度的计算方法	25
2.2.6 语言清晰度	25

2.3 声品质有源控制算法	26
2.3.1 FXLMS 算法	
2.3.2 考虑声品质的有源控制算法	27
2.4 声品质有源控制系统仿真与分析	27
2.4.1 考虑响度的有源噪声控制系统仿真	27
2.4.2 考虑语言清晰度的有源噪声控制系统仿真	31
2.5 本章小结	
第3章 基于经验模态分解与响度的有源噪声控制	
3.1 基于 EMD 与响度的有源噪声控制方法	
3.1.1 EMD 分解方法	
3.1.2 基于 EMD 与响度的控制系统	
3.2 基于 EMD 与响度的多通道有源噪声控制系统	
3.3 控制系统仿真	42
3.3.1 次级通道传递函数	42
3.3.2 噪声源分解	42
3.3.3 残差滤波器设计	44
3.3.4 仿真结果	45
3.4 本章小结	47
第4章 基于电-力-声类比线路法的次级声源模型	48
4.1 电-力-声类比线路方法	48
4.1.1 电学系统	49
4.1.2 力学系统类比	49
4.1.3 声学系统类比	
4.2 基于电-力-声类比线路法的次级声源模型	
4.2.1 扬声器结构	
4.2.2 电-力-声类比线路耦合模型	51
4.3 次级声源的传递函数分析	53
4.4 次级声源模型对有源噪声控制系统性能的影响	54
4.4.1 收敛范围	54
4.4.2 降噪量	55
4.5 本章小结	57
第5章 次级声源的非线性建模及其影响分析	58
5.1 次级声源的非线性建模	58
5.1.1 次级声源非线性因素	

5.1.2 类比线路法次级声源非线性模型	61
5.2 次级声源非线性的评价	62
5.3 非线性模型仿真及实验验证	63
5.3.1 次级声源基本参数测试	63
5.3.2 非线性参数的测试	63
5.3.3 谐波失真测试与仿真	65
5.4 考虑次级声源非线性的有源噪声控制仿真	69
5.4.1 不同次级声源模型的降噪效果对比	69
5.4.2 非线性大小对降噪效果的影响	70
5.5 本章小结	71
第6章 汽车内部噪声的有源控制	72
6.1 汽车整车的噪声与振动测试	72
6.1.1 测试系统	72
6.1.2 传感器布置	72
6.1.3 次级通道传递函数测试	73
6.1.4 整车噪声与振动测试工况	75
6.2 整车车内噪声的有源控制仿真	75
6.2.1 汽车加速工况	75
6.2.2 发动机加速运行工况	81
6.2.3 怠速工况	84
6.2.4 匀速工况	85
6.3 汽车零部件噪声有源控制仿真	87
6.3.1 空调系统噪声控制	87
6.3.2 冷却风扇噪声控制	90
6.3.3 车窗升降系统噪声控制	93
6.4 本章小结	96
第7章 结论与展望	97
7.1 主要研究工作与结论	97
7.2 主要创新点	98
7.3 研究展望	99
参考文献	100
致 谢	116
附录 A 攻读学位期间发表和录用的论文目录	117

插图索引

图 1.1	汽车空调鼓风机生产线进行声品质主观评价	2
图 1.2	有源噪声控制原理图	7
图 1.3	主动噪声均衡系统	10
图 1.4	FELMS 算法	11
图 1.5	附加随机噪声法的次级通道在线建模方法	12
图 1.6	本文研究思路	14
图 2.1	等响曲线图	18
图 2.2	信噪比对语言清晰度的影响	20
图 2.3	人耳结构图	20
图 2.4	人耳感受不同频率的混合音时基底膜运动示意图	21
图 2.5	临界频带宽度的掩蔽实验方法	21
图 2.6	切迹噪声方法	22
图 2.7	调制信号时间长度对人耳主观感受调制深度的影响	24
图 2.8	自适应有源噪声控制系统示意图和简化框图	26
图 2.9	带残差滤波器的有源噪声控制系统	27
图 2.1	0 基于 A 计权的 FIR 残差滤波器传递函数	28
图 2.1	1 不同截止频率的高通 FIR 滤波器传递函数	29
图 2.1	2 不同过渡带宽的高通 FIR 滤波器传递函数	29
图 2.1	3 不同衰减幅度的高通 FIR 滤波器传递函数	29
图 2.1	4 白噪声与粉红噪声分别作为噪声源	30
图 2.1	5 采用不同噪声源时残差滤波器衰减幅值对降噪量的影响(实线)	30
图 2.1	6 采用不同噪声源时残差滤波器截止频率对降噪量的影响(实线)	31
图 2.1	7 采用不同噪声源时残差滤波器过渡带宽对降噪量的影响(实线)	31
图 2.1	8 实测车内噪声时域图	32
图 2.1	9 降噪后噪声幅值与滤波器截止频率关系曲线	33
图 2.2	0噪声和四种大小不同说话声音的频谱对比	33
图 2.2	1 降噪后车内语言清晰度与滤波器截止频谱关系曲线	34
图 2.2	2 采用 FELMS 算法时车内噪声与说话声音的频谱对比	34
图 2.2	3 采用 FXLMS 和 FELMS 算法降噪前后的频谱对比	35
图 3.1	基于 EMD 与响度的有源噪声控制系统	
图 3.2	多噪声源多通道自适应有源控制系统	40

图 3.3 次级声源传递函数幅频与相频曲线	42
图 3.4 输入信号和分解后的 IMF 分量	43
图 3.5 第一个噪声信号及其各个 IMF 分量的频谱图	44
图 3.6 基于 A 计权与基于 IMF 分量响度设计的滤波器频响幅值对比	45
图 3.7 不同算法进行有源降噪前后的频谱对比	46
图 3.8 不同算法进行降噪后的特征响度曲线对比	46
图 4.1 电回路系统的基本元件	49
图 4.2 动圈式扬声器的结构示意图	51
图 4.3 扬声器模型	51
图 4.4 附加随机噪声法的次级通路建模	53
图 4.5 次级声源传递函数幅频与相频曲线	54
图 4.6 采用单频输入信号时控制系统的收敛范围与信号频率的关系	55
图 4.7 采用不同次级声源模型时对单频噪声的降噪效果对比	56
图 4.8 采用不同次级声源模型时对实测宽带噪声的降噪效果对比	56
图 5.1 扬声器的悬置系统	59
图 5.2 音圈自感与音圈位移之间的关系示意图	60
图 5.3 磁力因子与音圈位移之间的关系示意图	61
图 5.4 测试得到的 1#扬声器非线性参数曲线	64
图 5.5 测试所得的 2#扬声器非线性参数	65
图 5.6 次级声源用音箱非线性响应测试系统	65
图 5.7 输入电压为 10V 频率为½fs (91Hz) 时 1#扬声器失真频谱对比	66
图 5.8 输入电压为 10V 频率为 fs (182.5Hz) 时 1#扬声器失真频谱对比	66
图 5.9 输入电压为 10V 频率为 2fs (365Hz) 时 1#扬声器失真频谱对比	66
图 5.10 输入电压为 10V 频率为½fs(20.6Hz)时 2#扬声器失真频谱对比	67
图 5.11 输入电压为 10V 频率为 fs(41.2Hz)时 2#扬声器失真频谱对比	67
图 5.12 输入电压为 10V 频率为 2fs (82.4Hz) 时 2#扬声器失真频谱对比	67
图 5.13 不同输入电压下 1#扬声器的总谐波失真	68
图 5.14 不同输入电压下 2#扬声器的总谐波失真(THD)	69
图 5.15 采用不同次级声源模型时对单频噪声进行降噪后的残差频谱对比	70
图 6.1 整车的噪声与振动测试系统	72
图 6.2 参考传感器的布置	73
图 6.3 误差传声器的布置	73
图 6.4 测试所得到的车内次级通道传递函数	74
图 6.5 车内前排不同人数对次级通道传递函数的影响	74

图 6.6 加速过程中有源降噪前后车内噪声时域信号对比	76
图 6.7 加速过程中有源降噪前后车内前排座椅处声压级对比	76
图 6.8 加速过程中有源降噪前后车内后排座椅处的声压级对比	76
图 6.9 加速过程中采用前悬置前后方向加速度作为参考信号时的声压级对比	77
图 6.10 加速过程中采用前悬置横向加速度作为参考信号时的声压级对比	77
图 6.11 采用后悬置上方垂向加速度作为参考信号时的降噪效果对比	78
图 6.12 加速过程中有源降噪前后车内噪声时频分析图对比	79
图 6.13 加速过程中有源降噪前后的车内声品质对比	80
图 6.14 发动机加速过程中有源降噪前后车内噪声时域信号对比	81
图 6.15 发动机加速过程中有源降噪前后车内声压级对比	82
图 6.16 加速过程中有源降噪前后车内噪声时频分析图对比	83
图 6.17 发动机加速过程中有源降噪前后的车内声品质对比	83
图 6.18 汽车怠速工况下的车内有源降噪前后噪声频谱对比	84
图 6.19 汽车怠速工况下的车内有源降噪前后特征响度对比	85
图 6.20 汽车匀速行驶时车内噪声有源控制前后频谱对比	86
图 6.21 汽车匀速运行时有源降噪前后的车内噪声特征响度对比	86
图 6.22 消声室对汽车空调通风系统进行噪声与振动测试	88
图 6.23 空调系统不同位置加速度作为参考信号时的降噪效果对比	89
图 6.24 采用不同算法有源降噪前后的空调系统噪声特征响度对比	89
图 6.25 发动机冷却风扇噪声与振动测试传感器布置	91
图 6.26 冷却风扇高速运转时测试的振动与噪声频谱	91
图 6.27 采用不同位置的加速度或噪声作为参考信号时的降噪效果对比	92
图 6.28 采用不同算法有源降噪前后车内噪声特征响度对比	92
图 6.29 车窗升降系统噪声与振动的测试	93
图 6.30 车窗玻璃上升过程中的车内噪声有源控制前后的时频分析图	94
图 6.31 车窗玻璃上升过程中车内噪声有源控制前后的声品质对比	95

插表索引

表 2.1	临界频带的带宽和频率范围	22
表 2.2	影响语言清晰度的频率段计权值	25
表 2.3	采用 FXLMS 和 FELMS 算法进行降噪后的语音清晰度对比	35
表 3.1	各个 IMF 分量的声压级和响度	43
表 3.2	不同算法控制系统的降噪效果对比	47
表 5.1	扬声器的基本参数测试结果	63
表 5.2	次级声源 THD 对 ANC 系统降噪量的影响	70
表 6.1	传感器布置情况	73
表 6.2	不同位置加速度与车内噪声之间的相关性比较	78
表 6.3	发动机加速运行时的车内声品质	81
表 6.4	发动机加速运行时的车内声品质	84
表 6.5	发动机怠速运行时的车内声品质	85
表 6.6	不同工况下车内噪声与前悬置垂向加速度之间的相关性	86
表 6.7	汽车匀速运行时车内有源降噪前后的声品质	87
表 6.8	空调系统噪声有源控制前后的声品质对比	90
表 6.9	冷却风扇噪声有源控制前后的声品质对比	92
表 6.10)车窗升降系统噪声有源控制前后的声品质对比	95

第1章 绪论

1.1 研究背景

随着我国汽车工业的迅速发展和人民生活水平的不断提高,人们对于汽车乘 坐舒适性的要求也越来越严格。汽车内部噪声水平过高,不仅会降低乘坐的舒适 性,还会增加驾驶员的疲劳感和烦躁感。因此,车内噪声大小已成为人们购买汽 车时考虑的重要因素之一,车内噪声的控制也越来越受到国内各大汽车制造厂商 的重视。

噪声的控制通常有被动噪声控制和主动噪声控制两种方法。被动噪声控制 (Passive noise control)也称无源噪声控制,是一种传统的降噪方法,它通过使 用隔音、吸音等一些声学材料或者声学结构来消耗声能,从而达到降低噪声的目 的,通常对高频噪声的控制非常有效。而对于低频噪声,则只有增加隔声构件的 重量或者吸声材料的厚度来获得较好的降噪效果,但这样会使得降噪构件变得庞 大而又笨重。主动噪声控制(Active noise control),也称有源噪声控制,是基于 声波干涉原理、利用电子控制系统人为产生的次级声场来降低原有噪声的一种方 法。与被动噪声控制相比,有源噪声控制具有低频效果好、不需对原有结构做大 的改动等优势。伴随着汽车燃油经济性和车体轻量化的发展趋势,汽车低频噪声 的控制问题将变得愈发突出。如果能运用有源噪声控制这一方法来解决车内低频 噪声的控制问题,则能更加有效地降低车内噪声水平、提高汽车乘坐舒适性。因 此,开展汽车内部噪声有源控制技术的研究,具有重要的应用价值和意义。

目前,汽车声品质正得到研究人员与汽车制造厂商越来越多的关注,成为国 内外汽车 NVH 研究的热点和发展趋势之一。制造商不但对整车的声品质进行评 价和研究,而且对零部件也要单独进行声品质评价和分析。对零部件供应商也提 出越来越严格的标准和要求,从对噪声的不关注到对总噪声大小的要求、甚至对 零部件某些频率点或频率段的噪声水平提出要求和进行控制。以长沙某大型汽车 零部件生产企业为例,该企业的汽车零部件具有较好的品质和口碑,但近几年来 也受到主机厂越来越多噪声方面的投诉,产品涉及包括雨刮、车窗升降、座椅调 节、天窗马达以及空调通风系统、发动机冷却风扇、ABS 马达、车用发电机等在 内的几乎所有产品,工程、质量、销售、生产等各个部门每年都需要花费大量人 力物力来应对和解决这些产品在声品质方面的问题。



图 1.1 汽车空调鼓风机生产线进行声品质主观评价

尽管声品质的研究正得到越来越多的关注与重视,但以往在研究汽车噪声有 源控制技术时大多以降低车内噪声能量为主,而不是以改善车内噪声品质为目标, 有源噪声控制和汽车声品质评价这两者是分开进行研究的。基于这一情况,本文 选题为"基于声品质的汽车内部噪声有源控制方法研究",旨在将有源噪声控制技 术和声品质评价技术结合起来,在设计有源噪声控制系统时充分考虑到各种声品 质评价方法对控制系统降噪效果的影响,以降低车内乘客主观感受到的噪声大小、 提升汽车产品品质。

1.2 汽车声品质研究的方法与进展

1.2.1 声品质主观评价方法

声品质的研究最早可以追溯到 1883 年,由 Stumpf 提出声特征的概念,用来 描述具有相同声压级但感受却不同的噪声的物理特征。由于声品质的研究涉及到 声学与心理学等多个不同的学科,不同研究人员对声品质的理解也并不完全相同, 因此直到 1994 年才由 Blauert 给出声品质的明确定义:在特定的技术目标或任务 内涵中声音的适宜性^[1-2]。这一定义包括了三方面的内涵:作为声品质元素的发声 部件,听觉感知的过程,根据使用者的心理期望对声音优劣进行判断^[3]。在进行 主观评价时,需要评价人员对噪声特征有先验的了解和明确的心理期望,这样才 能将感受到的噪声与期望噪声特征进行比较、作出噪声优劣的判断。主观评价主 要有评分法、排序法、成对比较法和语义细分法等一些方法^[4-5]。由于声品质的主 观评价需要涉及到评价主体的选择与培训等一些前期准备工作,因此具有一致性 与重复性较差、时间成本较大等不足之处。

1.2.2 声品质客观评价方法

为了克服主观评价方法的不足,研究人员提出了各种用于对声品质进行客观 评价的心理声学参量。这些参量在理解和考虑人耳听觉感知心理特征的基础上建

立听觉感知数学模型,通过对所测物理声学参量的时间历程与频谱构成分析,最 终实现声品质的客观评价。

目前,声品质客观评价参量主要包括响度、粗糙度、波动度、尖锐度、音调度^[6]。响度是用来描述人耳所主观感受到的声音强弱的一个参量,是目前声品质参量中研究最成熟的一个,发展至今已经形成了 ISO532 和 ANSI S3.4-2005 两种计算标准。粗糙度和波动度都是用来量化人耳对噪声幅值调制的主观感觉的参量, 用以描述人们对声音信号瞬时变化的感知,粗糙度主要针对频率为 20~300Hz 的 调制,波动度则针对频率为 20Hz 以下的调制。尖锐度是用来判别一个声音是刺 耳还是厚钝的指标,与高频段噪声成分在总噪声中所占的比例相关。其计算存在 多种方法,到目前为止还没有形成统一的标准。音调度用于描述噪声中包含有单 频成分的现象,单频噪声成分对音调度的贡献与其频率以及临界频带率的分布带

除了这些基本评价参量以外,研究人员在这些基本评价参量的基础上开发出 综合评价参量,例如烦恼度和愉悦度,用来从整体上评价人们对噪声的厌烦和喜 悦的程度。另外,语言清晰度也被研究人员较多地应用于汽车内部声学环境的评 价,其定义为一个正常的语言信号能为听者所听懂的百分比,用于描述人们在噪 声环境下说话的清晰程度。

1.2.3 汽车声品质客观评价研究进展

目前,针对汽车声品质客观评价的研究比较多,基本可分为两类:第一类为 针对整车或某个零部件的声品质评价方法进行研究,第二类为针对具有某种噪声 特征的汽车声品质进行研究,例如低频噪声、关门声等。为了开展基于声品质的 车内噪声有源控制研究,下文将对国内外相关研究人员在开展汽车声品质研究过 程中所使用的客观参量进行总结。

1.2.3.1 汽车整车声品质

Nor 研究了车内舒适性与响度、尖锐度、粗糙度、波动度之间的相关性^[7]。 结果表明,车内舒适性与响度之间的相关性达到 0.84-0.93,与尖锐度的相关性为 0.77-0.99;与粗糙度的相关性为 0.05-0.21,但在光滑的市区路面运行时达到 0.81; 与波动度的相关性为 0.38-0.78,但在高速公路上为 0.04。

Sahin 在考虑响度、尖锐度、语言清晰度和声压级等一些参数的基础上,采用混合神经网络方法对车辆噪声声品质进行很好的预测^[8]。

Wang 提出了基于小波变换前处理的神经网络模型,用来对车内非稳态噪声 品质进行预测^[9-10]。

申秀敏先后提出了采用神经网络模型、基于支持向量机的车内声品质预测方法^[11-13];采用 BP 神经网络的方法对燃料电池轿车的声品质进行了研究^[14],结果

表明,燃料电池车的声品质主要受响度、粗糙度和A声级三个客观参量的影响。

吉林大学的 Tan 使用 BP 神经网络方法对车内声品质进行了很好的预测,该 模型的输入变量为响度和尖锐度两个参量,输出变量为总体的车内声品质主观评 价结果^[15]。

Carla 对高速公路、城市中心和砂石路面这三种路况的汽车噪声品质进行研究。在主观评价结果的基础上,通过统计方法提出了不同路面的舒适度计算公式^[16]。

Wang 提出了基于各种人耳听觉感知特征、能适用于汽车内部噪声粗糙度计算的方法。试验表明,当车内噪声粗糙度低于 0.6asper 时,该模型计算结果非常精确,且通过研究发现 12Bark 以下的噪声成分对粗糙度贡献最大。由于考虑了时间掩蔽效应,该模型可用于静态或者时变的车内噪声品质评价^[17]。

综合以上所述,汽车整车声品质的评价主要通过响度、尖锐度、粗糙度、波动度和声压级等一些参量来进行,其声品质评价结果与这些参量具有较大的相关性。

1.2.3.2 汽车零部件声品质

Zhang 通过研究 48 个受试者主观评价结果后发现,影响汽车电动车窗听觉感知的主要因素和偏好特征是噪声的强度、音色变化和尖锐度,其中强度为最主要的影响因素,与电动车窗声品质主观评价结果具有较强的相关性,音色变化和尖锐度则次之^[18];Lim 通过对电动车窗升降系统的声品质进行研究,发现强度、音调、冲击声、频率和幅值的时变效果对所感知的烦躁度影响最明显^[19];Arne 对车窗玻璃升降噪声品质进行了研究,发现车窗噪声的大小与响度相关,声音的低沉与马达噪声的尖锐度相关。同时建立了基于响度与尖锐度的烦躁度评价模型和基于响度、尖锐度与马达转速波动的声品质综合评价参量,结果表明,该模型所预测的烦躁度与主观评价结果的相关性达到 0.98,声品质综合评价参量与主观评价结果的相关性达 0.94^[20]。

Ricardo 等人对汽车空调系统的声品质进行了研究,发现响度、频谱构成和音 调度能更好地描述其声品质^[21]; Yoon 采用神经网络模型对汽车空调通风系统的 声品质进行研究,该模型采用响度、尖锐度和粗糙度三个声品质客观参量作为输入,采用主观评价试验所得到的愉悦度作为输出,结果表明,采用该模型进行预 测所得到的声品质结果与实际测试结果之间具有很好的相关性^[22]。

Hussain 等通过 300 个受试者、60 种发动机噪声和 48 个不同物理参数,对发动机噪声所产生的烦恼度进行了研究^[23]; Markus 和 Heinrichs 在研究柴油发动机的"嗒嗒声"评价时,开发出 DRMI(Diesel Rattle Modulation Index)评价模型,通过该模型预测所得到的结果与主观评价结果之间的相关性达到 0.95^[24-25];

Schiffbanker 通过研究得出了能够准确描述发动机声品质的物理量,并给出了相应 的权重系数^[26];刘海采用物理声学特征峭度、冲击量特性以及心理声学特征响度、 尖锐度、粗糙度和波动强度这些参量对车用柴油机的声品质进行了研究,采用多 层感知器神经网络算法建立起声品质预测模型^[27];Mao采用响度、尖锐度和粗糙 度这三个参量,对四缸发动机优化前后所辐射噪声声品质进行了评价和对比^[28]。

Berckmans 在对轮胎噪声进行建模和声品质研究时,使用响度和尖锐度两个参数进行评价^[29];何剑峰研究了轮胎花纹对车内噪声品质的影响,声品质评价参数采用响度、尖锐度、粗糙度和语音清晰度。通过研究六种不同花纹的轮胎,发现花纹块体积小、横向沟槽窄的轮胎具有相对较好的声品质^[30]。

Shin 使用响度、尖锐度、粗糙度和波动度等参量对汽车仪表盘异响进行声品 质评价^[31]。

根据以上所述,汽车零部件声品质大多采用响度、尖锐度、粗糙度、波动度 和音调度这些客观参量来进行评价,主观评价结果与这些评价参量具有较好的相 关性,并且不同的零部件所使用的评价参量也并不完全相同。

1.2.3.3 汽车低频噪声品质

在汽车声品质研究中,有许多研究人员对车内低频噪声的控制和评价进行了 研究,并提出了轰鸣度这一客观评价参量,用来评价车内低频噪声的大小^[32-36]。 与尖锐度相反,这一参量主要与低频噪声成分在总体噪声中所占比例相关。

Hatano 发现轰鸣度与响度具有相关性^[34]; Lee 提出尖锐度对轰鸣度也具有重要影响^[35]; Hashimoto 等在对车内声品质的研究中,将轰鸣度定义为人耳所主观 感受到 300Hz 以下低频噪声的大小。对于车辆稳态运行工况,轰鸣级模型结果与 轰鸣度具有较好的相关性,而对于加速运行工况,则采用轰鸣指数来进行评价^[37]; Gonzalez 提出了基于响度、粗糙度、音调度和尖锐度的舒适度评价模型,对主动 降噪后的车内低频噪声与发动机噪声声品质进行了评价^[38]。

Lee 采用人工神经网络方法对乘用车加速过程中的车内声品质进行了评价, 发现车内轰鸣声与隆隆声主要与响度、尖锐度和粗糙度相关,而和波动度相关性 很小^[39];Lee 以响度、尖锐度、粗糙度和波动度这四个参量为基础,用人工神经 网络方法对车内轰鸣声的评价进行了研究。通过研究发现,轰鸣度主要与频率为 200Hz 以下部分的噪声响度具有较大相关性。因此,对轰鸣度这一参量的计算方 法进行了修正,并成功应用于批量生产的乘用车轰鸣度客观评价^[40];Shin 对乘用 车轰鸣声的声品质客观评价参量进行了研究,与主观评价结果之间的相关性为 0.926^[41]。

综上所述,人耳所主观感受的车内低频噪声与 20~300Hz 范围内的噪声成分 相关,且轰鸣度与低频段的响度具有较大的相关性,同时亦受到尖锐度和粗糙度

等其它一些参量的影响。

1.2.3.4 汽车关门声声品质

合肥工业大学汪念平研究了汽车关门声声品质,在对各声音样本进行客观分析的基础上,将主观评价结果和与之相关性很强的心理声学参数进行了多元线性回归分析,发现人们对车门关闭声的偏好与声音响度和尖锐度成反比^[42];Parizet研究了车门关闭的声品质,发现响度并不是决定其声品质好坏的主要因素^[43]。

湖南大学杨川、于德介提出了基于伪 WIGNER-VILLE 分布的声品质评价参数,并应用于汽车关门声的声品质评价。结果表明,该参数与主观评价绩效值的相关性要高于响度与尖锐度等传统声品质评价参数^[44];王长山通过对汽车关门声品质的研究,建立了以A计权声压级时频特性、尖锐度和瞬时响度为指标的价方法^[45]。

以上研究结果表明,汽车关门声声品质的评价大多基于响度和尖锐度这两个 参量。

1.2.3.5 其它噪声的声品质评价

Hisafumi 等研究了针对汽车空气动力学噪声的声品质评价方法,提出了一个 新的噪声评价指标 (NS index),该指标由响度和尖锐度这两个指标来决定,具有 与主观试验评价结果更好的相关性。同时对人脑对车内噪声品质的影响进行了一 定的试验研究,表明通过放置人体模型所测得的声压级与主观评价结果具有更好 的相关性^[46]。

Lee 对汽车冲击噪声等非静态噪声品质进行研究,提出了基于连续小波变换的声品质评价参量-高频能量分布(High frequency energy contribution,简称 HFEC),在 HFEC、波动度和粗糙度三个客观评价参量和主观评价结果的基础上 开发出冲击噪声指数,并成功应用于汽车悬架的改进设计^[47]。

石岩采用响度、尖锐度、粗糙度、波动度和时域意义上的峭度等参量对车辆 排气噪声的声品质进行了研究^[48-49]。

总结以上关于汽车声品质的客观评价方法可知,汽车整车、零部件以及各种 不同类型噪声的声品质评价主要有响度、尖锐度、粗糙度和波动度这四个评价参 量,少数情况使用音调度、语言清晰度和 A 计权声压级来评价。

1.3 有源噪声控制研究进展

利用有源噪声控制系统进行消声的原理如图 1.2 所示,系统采用参考传声器 来"监测"噪声区域的声压、误差传声器来"监测"噪声控制的目标区域声压, 次级声源产生次级一个声音,以抵消噪声源传递至控制目标区域的噪声,控制器 则根据参考传声器和误差传声器所测得的声压、通过某种控制算法进行计算得到

次级声源所应该输出的声音。



图 1.2 有源噪声控制原理图

1.3.1 发展历史

有源噪声控制,是利用次级声源在需要控制噪声的区域人为地产生与初级噪声源振幅相同、相位相反的声波,通过使二者产生抵消而达到降噪的目的。这一降噪原理最早于 1933 年由德国人 Paul Lueg 所提出,并申请了专利保护^[50-51]。1953 年,美国 RCA 公司的 Olson 等人提出了电子吸声器的概念^[52],通过有源噪声控制的方法达到"吸声"的目的。1955 年,美国 GE 公司的 Conover 将有源噪声控制技术应用于大型变压器噪声的控制,从而使该技术得到实际应用^[53]。20 世纪70 年代,由 Jessel 等研究人员通过理论和试验的方法,对管道噪声的有源控制问题作了有益的探索^[54-57]。

进入 20 世纪 80 年代后,随着数字信号处理技术的快速发展,有源噪声控制 技术得到了快速的发展。1981 年,Burgess 将自适应数字滤波器引入有源噪声控 制系统,使用基于 LMS (Least-mean-square,简称 LMS)算法的自适应控制器来 降低窄带和宽带噪声^[58]。由于次级通道的存在,使得 LMS 算法存在稳定性的问 题。为此,Morgan 等人提出了 FXLMS 算法^[59-60]。为了解决声反馈问题,Eriksson 于 1987 年提出滤波-U LMS 算法^[61]。从 1987 年到目前的二十多年时间里,许多 研究人员在此基础上提出了大量的改进算法,用于改善算法的收敛速度或者降低 其计算量^[62-80]。

1.3.2 应用概况

伴随着大规模集成电路技术的发展,有源噪声控制技术已经在一定的范围内 得到应用,尤其在管道、护听器与送受话器、汽车和飞机的噪声控制方面较为成 功。

1988年, Eriksson 等研制了专门用于管道噪声控制的 Nelson/Digisonix dX-30 数字噪声控制器并申请了三项美国专利。该技术用于离心机风扇噪声的控制,在峰值频率处取得了 25dB 和 30dB 的降噪量^[81]。

1989年,美国 Bose 公司生产出第一款模拟式有源抗噪送受话器^[82]。此后, NCT、Telex、Sennheiser、Sony 等公司也陆续推出类似产品。目前,该技术在耳 听产品的应用上已经较为普遍,市场上能够看到许多不同品牌的有源降噪耳机等 产品。

1991年,日本 Nissan 公司所生产的蓝鸟汽车装配了有源降噪系统,用来控制 车内的发动机噪声,并申请了专利保护^[83]。1994年,由 Lotus 工程公司研制、安 装于 Citroen AX 车上的双通道自适应有源前馈控制系统,当车速为 60km/h 时, 100Hz 到 200Hz 的噪声均有所降低,平均降噪量达到 7dB^[84]。1997年,日本 Toyota 公司采用前馈有源控制系统对发动机噪声进行控制,能获得 5[~]10dB 的降噪量。 2000年,日本本田公司将有源噪声控制技术用于对低频路面噪声进行控制。2008 年,日本 Toyota 公司的皇冠混合动力汽车采用 3 个传声器和 3 个次级声源组成的 有源控制系统,对传递至车内的频率为 50[~]150Hz 的排气噪声进行控制,能取得 5[~]8dB 的降噪量。经过二十多年的发展,汽车内部噪声的有源控制技术将日趋成 熟,各类主动降噪装置将逐渐成为各大汽车公司高档汽车的配置之一。

20世纪80年代,英国南安普顿大学声振研究所(ISVR)的 Elliott 和 Nelson 等人在封闭空间声场的有源控制研究方面做出很大贡献^[85-92],并在 BAe748飞机 上完成首次舱室噪声的有源控制飞行试验,通过26种不同的次级声源和误差传声 器的布置方案来对其布放位置进行优化,舱室内前排座位取得了7dB(A)的降噪 量。1994年,SAAB Aircraft公司所生产的SAAB 340B 首次将有源控制技术应用 到飞机内部的噪声控制,并成为SAAB 2000的标准配备系统之一。2002年,Ultra Electronics公司利用96个传声器和48个次级声源所组成的有源控制系统来降 低机舱内部的噪声,对螺旋桨转动频率的基频、二次和三次谐频分别获得10dB、 7dB 和 3dB 的降噪量。

1.3.3 发展趋势

有源噪声控制技术在理论、方法和实现等各个方面均取得了长足进步,并且 随着数字信号处理技术和现代控制算法的进步,其研究与应用在深度和广度上都 得到很大发展,但仍然存在诸多难点有待解决,其潜在的应用也还远没有得到开 发。一个有源噪声控制系统主要包括控制器和电声两个部分^[93],控制器则包括控 制结构和控制算法,下文对控制结构、控制算法和换能器三个方面的发展趋势进 行简要介绍。

有源噪声控制系统的控制结构是指通过对传感器和换能器进行合理选择和布 放,以得到有效的参考信号、误差信号和产生有效的次级声场,保证控制系统能 够达到控制噪声的目的。现在有几种不同的发展思路:一种思路是通过大规模布 放传感器和换能器,基于大规模高速计算能力,使用多通道耦合控制算法,实现

全局范围内良好的有源噪声控制效果。这种方法在一些系统运行环境可以得到可 靠保护和维护的场合可以得到应用;另一种思路是尽量简化有源噪声控制系统, 使用尽可能少的传感器和换能器,通过简单和稳定的算法实现局部的有源噪声控 制效果,这种系统在应用上可以具有更多的普适性;还有一种思路是半主动控制 ^[94-96],通过智能材料或结构来优化被控制对象的声学特性,从而达到噪声控制目 的的一种方法。尽管所取得的噪声控制效果有限,但由于其具有本质上的稳定性, 同时具有一定的环境适应能力等特点,目前受到越来越多的重视。

在换能器方面,结合材料科学和传感器技术的新进展,提出不同传声器和换能器的结构形式。例如,矢量传声器^[97]、PVDF声辐射模态传感器^[98-99]、平板式扬声器^[100]。有源噪声控制要获得实际应用,一个发展方向是控制系统的集成一体化设计,有待研究内容包括:控制方法和控制策略的深入研究,低能耗、大变形量、宽频带动作、高稳定和高寿命的致动器材料,一体化集成方法,智能材料和结构的设计、制造和可靠性研究,高性能且可植入基体材料的微型电子器件。

控制算法方面,首先是算法性能的改进研究。有源控制算法一般采用自适应 滤波算法,相对于固定系数滤波器而言,具有更好的适应能力,可以跟踪控制系 统的变化,例如广泛使用的自适应 FXLMS 算法以及一些变形算法,通过算法的研 究来改进控制系统在收敛速度、时间延迟和计算复杂性方面的性能^[62-80]。控制算 法需要解决的另一个问题是次级通道传递函数建模以及可能包含的非线性或未建 模动力学对控制系统的影响。为了解决次级通道的变化而引起的算法不稳定问题, 提出了各种次级通道在线辨识算法^[101-111],以及不依赖次级通道辨识结果的算法 ^[112-115]。在某些应用场合,声场传播途径存在非线性问题,同时控制系统所使用 的传声器和次级声源也都不同程度存在一定的非线性。为了解决此类问题,非线 性自适应滤波、神经网络滤波器、模糊逻辑控制技术等也得到了广泛重视和深入 研究^[116-157],针对非线性系统的控制正逐渐成为有源噪声控制技术的一个研究热 点。另外,有源噪声控制并不仅仅是简单地降低噪声,而需要通过调整噪声和噪 声场特性,来提高人们心理声学感知意义上的噪声主观评价结果。因此,声品质 的有源控制研究将是另一个重要的发展趋势。

1.3.4 考虑声品质的有源噪声控制研究进展

国内外众多研究人员对汽车内部噪声有源控制进行了很好的研究,但大多以降低汽车内部噪声能量作为目标,而不是以改善汽车声品质为目标。根据前面所述,考虑声品质的有源噪声控制方法是该技术未来发展方向之一,近年来得到许多研究人员的关注和重视。目前,众多研究人员所做的研究工作大致可分为两类:

第一类方法是采用有源噪声控制系统进行降噪,然后对所取得的声品质改善进行评估。例如吉林大学刘宗巍评估了经过降噪后所取得的响度、尖锐度以及基

于这两个参量所生成的综合评价指标的变化^[158]; De Oliveira 评估了有源降噪所 取得的响度与粗糙度的改善^[159]; De Diego 研究和评估了有源降噪后所取得的响 度、粗糙度、尖锐度、音调度以及舒适度的改善^[160]; Mangiante 对控制系统所取 得的响度降低进行了评估^[161]; Canvet 等对控制系统所取得的响度、尖锐度、烦 躁度和舒适度的改善进行了研究和评估^[162-163]。Lin 等采用传统的有源控制系统对 噪声进行抵消和控制, 然后对降噪后的语言清晰度进行评价^[164-165]。

这类研究中所使用的评价参量主要包括响度、粗糙度、尖锐度和音调度四个 基本参量以及烦躁度和舒适度两个综合评价参量。但是,这类研究主要是对控制 系统所取得的声品质改善进行评估,而并没有将各种声品质参量模型应用于控制 系统、并通过改进控制算法来实现声品质的主动控制。

第二类则是在控制系统中考虑到声品质参数模型、通过改进控制系统结构或 算法来取得声品质的改善。1993年,由 Kuo 提出的主动噪声均衡(Active noise equalizer,简称 ANE)系统,是最先通过对噪声的抵消进行控制、从而为改善人 耳主观听觉感受提供可能的方法^[166-167]。该控制系统如图 1.3 所示,把自适应滤 波器输出信号分成两部分,一部分作为次级信号输出,用于对初级信号进行抵消, 另一部分作为误差信号输出,用于对所测误差信号进行平衡。这两部分输出通过 加入一个增益因子β来进行调节,所获得的增益分别为(1-β)和β。



图 1.3 主动噪声均衡系统

此后,Kuo 在这一算法的基础上进行了更为深入的研究和完善。1995年,研 究了多通道的 ANE 系统^[168];1996年,研究了针对宽带噪声控制的 ANE 系统^[169]; 1997年,研究了频域内的 ANE 系统^[170];2007年,结合残差滤波方法对 ANE 系 统进行了改进和优化,能克服传统 FXLMS 算法和 ANE 系统中所存在的一些不足, 包括次级通道对不相关的那部分噪声产生带通干扰的问题、初级信号自相关矩阵 特征值分布在一定范围所造成的收敛速度慢的问题^[171]。

另一种声品质有源控制方法为 FELMS 算法,由 Tsai 和 Kuo 于 1993 年提出 ^[172-173],如图 1.4 所示。



图 1.4 FELMS 算法

该算法是在 FXLMS 算法基础上加入残差滤波器,用以对误差信号和参考信号进行过滤,并且可以根据人耳听觉特征相关的各种声品质参数的影响来设计残差滤波器和改变误差信号的频谱特征,因而取得更好的声品质改善。

国内外其它一些研究人员所开展的主动声品质控制研究大多是在这两种方法 的基础上进行应用和拓展^{[167-170][174-179]}。De Diego 考虑实际应用情况,例如人在 车内时头部并不是固定不动的,因此对 ANE 算法进行拓展,将其应用于空间区 域声场舒适性的控制^[178]; Sommerfeldt 研究了采用 FELMS 算法时降低响度方面 的有效性^[179];东南大学姜顺明等以 FELMS 算法为基础,对以响度为度量的车内 噪声有源控制进行了研究,控制算法中的响度模型采用与噪声源幅值比较接近的 一条等响曲线^[180-181]: Kuo 提出基于频域无时延与子带自适应滤波技术的宽带噪 声声品质控制算法,通过等响曲线补偿法来设计残差滤波器以取得所需声品质。 与时域 ANE 算法相比,该算法可实现快速收敛和有效减少控制系统计算量^[182]; Bao 等在 ANC 算法中采用 A 计权曲线的反向曲线对误差信号和参考信号进行滤 波^[183]以及针对随机噪声源采用 ITU-R 468 权重曲线进行滤波^[184]的方法,以兼顾 人体对噪声的主观感受。吉林大学王登峰等将 ANE 算法应用于汽车内部声品质 的主动控制,研究了 ANE 系统增益系数的确定方法,根据临界频带的划分方式 将初始噪声划分为24个频率不同的周期信号并设定不同的增益系数,以降低车内 的响度和尖锐度^[185-186]。De Oliveira 提出 NEX-LMS 算法,与 ANE 算法的不同之 处在于将两个支路的增益 β 和(1-B)放到自适应滤波器之后,控制系统只需一次 平衡即可。该算法应用于发动机噪声声品质控制,可取得 38dB 的降噪量和更好 的收敛速度^[187]。

1.3.5 次级通道建模方法

建立正确的次级通道模型对控制系统的收敛范围和收敛速度具有重要影响。 Snyder 通过研究指出,当次级通道传递函数建模失配所造成的相位变化大于 90 度时,控制系统将不再收敛^[188],Wang 和 Ardekani 等人分别研究了当噪声源为 窄带噪声和随机噪声时,控制系统的收敛范围与收敛速度和次级通道传递函数估 计的幅值与相位误差有关^[189-190]。Costa 采用统计分析的方法对次级通道非线性

对控制系统产生的影响进行了研究,结果表明,小的次级通道非线性也会对控制 系统的降噪性能产生明显影响^[118]。次级通道主要包括三个部分:声场、电声器件 和电子线路,其传递通路为串联^[191],因此任何一部分存在非线性都会对控制系 统产生影响。目前常见的建模方法包括离线建模和在线建模两种类型^[101-111]。在 线建模是指在有源噪声控制系统运行的同时,对次级通道进行实时建模,适合于 时变的次级通道。如图 1.5 所示为附加随机噪声法的在线建模方法。离线建模是 指在有源噪声控制系统运行之前,用自适应建模的方法获得次级通道传递函数的 估计值,一般适用于系统特性保持稳定、不随时间而变化的次级通道。



图 1.5 附加随机噪声法的次级通道在线建模方法

有源噪声控制系统的次级通道通常都存在一定的非线性,当采用有限冲击响应(FIR)滤波器作为系统的自适应控制器时,这种非线性将降低控制系统的降噪效果。对于系统中所存在的非线性问题,国内外已有许多研究人员提出一些新的控制系统和算法。Tan等研究人员相继将 Volterra 滤波器引入 ANC 系统,来解决控制系统中所存在的非线性问题^[121-124],在进行仿真时多使用简化或者解析的非线性模型,例如二阶多项式,哈默斯坦模型。不过随着阶数的增长,该算法的计算复杂性将呈指数级增加,因此 Sicuranza 等提出了一些改进算法,以改善控制系统的收敛性能和减少计算量^[125-129];Kuo 提出双线性 FXLMS 算法,仿真结果表明,采用该算法比线性 FXLMS 算法或者引入非线性 Volterra 滤波器的 FXLMS 算法能更好地降低控制系统非线性产生的影响^[130]。

Das 提出滤波-s LMS 算法来解决控制系统中的非线性问题^[131];在此基础上, Kumar 等对该算法进行了改进和完善,能应用于多通道控制系统,且有效降低该 算法的计算量和增大控制系统的稳定性^[132-138]; Zhang 等许多研究人员将神经网 络方法应用于有源噪声控制系统,以解决控制系统中存在的非线性问题^[139-157]; Botto 提出智能有源噪声控制方法,将模糊和神经网络建模技术应用于非线性声场 的预测和建模,结果表明,该方法能取得比基于 FIR 滤波器的有源降噪系统更好 效果^[116]。

1.4 本文主要研究内容

1.4.1 问题的提出和本文研究思路

根据前面所进行的介绍和讨论,对于汽车内部噪声的声品质有源控制这一方向,有如下需要研究和解决的问题:

1)根据前述关于声品质研究的概况,汽车声品质客观评价参量主要有响度、 粗糙度、尖锐度、波动度、轰鸣度和一些综合评价参量,但在开展声品质的有源 控制研究方面,例如采用 FELMS 算法或 ANE 系统,仅在算法中考虑了响度这一 评价参量,并且残差滤波器大多固定不变。如何通过优化设计残差滤波器来获得 更低的响度、粗糙度、尖锐度等参量或更高的语言清晰度,从而获得更好的声品 质改善。

2)采用有源控制方法对声品质进行控制时,对于具有不同频谱特征的噪声源, 能够取得好的声品质效果所使用的残差滤波器也可能并不相同。在前述声品质有 源控制的研究方面,残差滤波器基本都是固定不变的。然而,噪声源的频谱特征 却经常随时间而发生变化,例如汽车内部噪声,大多与汽车驾驶路况、汽车零部 件使用状态相关。如何对噪声源的频谱特征进行识别、并据此自动设计残差滤波 器,以取得更好的降噪效果。

3)有源噪声控制系统的次级通道在线建模或者离线建模主要适用于实际的控制系统试验中,对于控制系统的算法仿真则只能使用理想的次级声源模型或者对 实际的次级通道传递函数进行测试。前者会引起较大的次级通道传递函数估计的 失配,从而使仿真产生大的误差,而后者则费时费力。实际次级声源的传递函数 与理想模型之间存在什么区别,控制系统仿真中如何建立更合理的次级声源模型 尚有待进行研究。

4)次级通道存在的非线性将对控制系统性能产生显著的影响,在进行非线性 算法的仿真研究过程中,如何建立更接近于实际的次级通道非线性模型;将 Volterra 滤波器引入控制系统或者采用神经网络算法来解决次级通道的非线性时, 存在算法复杂、计算量大的问题,如何预测和从源头上控制次级通道非线性的产 生,有哪些影响次级通道非线性形成的因素。

5)对于汽车整车与零部件,所使用的噪声声品质客观评价参量也并不相同。 如何针对整车和不同零部件噪声来开展声品质的有源控制。

针对以上需要研究和解决的问题,本文将开展基于声品质改善的残差滤波器 优化设计、噪声源频谱特征识别与残差滤波器自适应设计、次级声源的电-力-声 类比线路法建模、次级声源的非线性建模、汽车整车和零部件的声品质有源控制 等内容的研究。研究思路如图 1.6 所示:



图 1.6 本文研究思路

1.4.2 主要研究内容及章节安排

本文主要研究内容包括:

1) 声品质有源控制系统残差滤波器的优化研究

以往考虑声品质的有源控制系统中,大多以控制响度为目标,并且所使用的 残差滤波器大多固定不变。针对这一问题,本文在 FELMS 算法的基础上,对残 差滤波器的设计方法进行了探讨,当控制目标为响度时对控制系统残差滤波器进 行了优化和仿真,解决了针对不同类型噪声声品质的有源控制系统残差滤波器设 计问题;当采用有源噪声控制系统进行车内噪声控制时,对车内不同大小语音信 号时的语言清晰度进行研究,并且对 FELMS 和 FXLMS 两种算法所取得的语言清 晰度改善进行对比,解决了针对语言清晰度的有源噪声控制方法问题。

2) 基于经验模态分解与响度的有源噪声控制方法研究

针对以往采用 FELMS 算法进行声品质有源控制的研究中,残差滤波器大多为固定不变这一情况,提出基于 EMD 与响度的有源噪声控制方法,通过 EMD 方法对噪声源进行分解以了解噪声源的频谱特征、并据此来设计残差滤波器,解决了对噪声源频谱特征进行自动识别和残差滤波器的设计问题。

3) 基于电-力-声类比线路法的次级声源建模方法研究

考虑到在进行有源噪声控制系统仿真时,使用理想次级声源模型会引起次级 通道估计失配和较大的仿真误差问题,本文通过电-力-声类比线路的方法建立了 新的次级声源模型,并研究了该模型与理想模型对控制系统降噪性能的影响,解 决了控制系统仿真时缺少合理的次级通道模型问题。

4) 次级声源非线性建模方法及其对控制系统的影响研究

为了能更好地了解次级通道所存在的非线性,本文对产生次级声源非线性的 主要因素进行了分析,采用电-力-声类比线路的方法建立了次级声源的非线性模 型,解决了有源噪声控制系统非线性算法仿真时缺少合理的次级通道非线性模型 问题;把电-力-声类比线路法建立的次级声源模型引入有源噪声控制系统,对控 制系统的降噪效果进行仿真,并与采用线性和理想的次级声源模型进行了对比。 采用总谐波失真对次级声源的非线性进行评价,初步探讨了次级声源非线性大小 对有源噪声控制系统性能的影响。

5) 汽车整车和零部件噪声声品质的有源控制研究

对乘用车整车以及包括车窗玻璃升降器、空调通风系统、发动机冷却风扇等 零部件的噪声与振动进行测试,通过仿真对整车及零部件的噪声声品质进行有源 控制。

本文的章节安排如下:

第1章:绪论。对汽车声品质的评价方法以及整车内部噪声、车内低频噪声、 汽车关门声、汽车零部件噪声的声品质客观评价参量进行综述,归纳出常用的汽 车噪声声品质评价参量;介绍了有源噪声控制技术的发展历程与发展趋势,并对 考虑声品质的有源噪声控制方法与次级通道建模方法进行综述;在此基础上,总 结了声品质有源控制方法和次级通道建模方法所存在的问题,并针对这些问题简

要介绍了本文的研究内容和思路。

第2章: 基于声品质的有源噪声控制算法。简要介绍了有源噪声控制算法和 声品质有源控制方法的数学表达式,并对常用的汽车噪声声品质客观评价参量的 概念和计算方法进行阐述;分析了基于声品质考虑的 FELMS 算法中残差滤波器 设计上的不足,提出采用有限冲击响应高通滤波器作为残差滤波器、并通过调整 其截止频率、衰减幅度和长度来实现对残差滤波器的控制,为针对不同噪声源进 行声品质有源控制提供了新的思路和方法;对考虑响度和语言清晰度的有源噪声 控制分别进行仿真研究,与传统的 FXLMS 算法相比,能取得更好的声品质改善 效果。

第3章: 基于经验模态分解与响度的有源噪声控制。简要介绍了经验模态分 解方法的概念和数学表达式,提出了基于经验模态分解与响度的有源噪声控制方 法,并推导了多通道控制系统的数学表达式。通过仿真分析表明,使用该系统进 行降噪能取得比 FXLMS 算法和采用基于 A 计权残差滤波器的 FELMS 算法更好 的降噪效果。

第4章:基于电-力-声类比线路法的次级声源建模。提出采用电-力-声类比线路法进行次级声源建模,并以FXLMS算法为例,对采用该次级声源模型的控制系统收敛范围和降噪效果进行了仿真研究。结果表明,该次级声源模型与通常的理想模型在幅值和相位两方面都存在较大差别,采用该次级声源模型的控制系统的降噪效果要远低于采用理想模型的系统。

第5章:次级声源的非线性建模及其影响。通过考虑电动扬声器的力顺、磁力因子和音圈自感三个主要的非线性参数,建立了基于电-力-声类比线路方法的次级声源非线性时域模型;采用该模型对次级声源总谐波失真进行仿真,并与测试结果进行比较,结果表明在较低频率范围、较大输入信号幅值的情况下,该非线性模型是合理可行的;将该模型引入有源噪声控制系统,并以FXLMS算法为例,对采用次级声源理想模型、线性时域模型和非线性时域模型的控制系统分别进行仿真,结果表明采用非线性模型系统的降噪量远低于采用其他模型的系统,并且非线性失真度大小对降噪量也具有明显的影响,证明了进行有源噪声控制的仿真计算时不可忽略次级通道所存在的非线性。

第6章: 对汽车内部噪声和零部件噪声进行测试和分析,通过仿真的方法对 整车噪声和零部件噪声的声品质控制进行了研究。

第7章:全文总结和展望。

第2章 基于声品质的有源噪声控制算法

噪声的声品质是指噪声带给人特有的听觉感受,通常以人的主观感受作为最终的评判标准。随着人们生活水平的提高,我们不但要求降低日常工作和生活中各种工业产品所产生的噪音大小,而且要求改善主观感受到的噪声品质。传统的有源噪声控制系统大多用于控制噪声的声压大小,并不一定能够取得较好的声品质效果。如何能够在控制系统和算法中充分考虑人耳的主观听觉感受、从而实现对声品质的主动控制,这一问题仍然有待进一步进行研究。本章将对声品质的评价方法、客观评价参量及其计算方法进行阐述和总结;对FXLMS算法和基于声品质的有源控制算法进行归纳;在FELMS算法基础上,对残差滤波器的设计方法进行探索,并以响度和语言清晰度为例,对考虑声品质的有源噪声控制系统残差滤波器的设计进行优化仿真和分析。

2.1 噪声的声品质评价

2.1.1 声品质评价方法

声品质评价,是指针对某个声音所进行的、能够反应人耳主观听觉感受的研 究过程,属于环境声学的一个分支。根据评价主体的不同,声品质评价可分为主 观评价和客观评价两种方法。声品质主观评价是指采用主观评价试验的形式、采 用统计分析等一些方法,对所获取的主观评价数据进行分析,以适当的评价术语 来描述人们对噪声的主观感知特征。这种评价方法所反映的是听音者对声音品质 偏好性的一种主观反应,考虑到人是声音的最终接受者,因此这种评价结果是声 音品质的最准确和最真实的反映。

然而,主观评价方法具有重复性和一致性较差、需要耗费大量人力和时间成 本等不足之处。因此,国内外许多研究人员在对人耳听觉机制进行理解的基础上, 开发出与主观声品质密切相关的一些能够通过测试和计算得到的客观声品质评价 参量。它包括响度、粗糙度、波动度、尖锐度、语言清晰度、音调度等多方面的 指标,而目前用于客观量化描述汽车内部噪声品质的常见参数包括响度、粗糙度、 波动度、尖锐度和语言清晰度。所有这些参量中,响度是研究最为深入和完善的 一个参量,目前已建立了数学计算模型、并得到广泛认可和形成了统一的计算标 准。另外,粗糙度、尖锐度、语言清晰度也是在汽车声品质评价中使用比较多的 几个参量。

2.1.2 客观声品质评价参量

2.1.2.1 响度(Loudness)

人耳对噪声大小的感觉,不但与噪声的声压级相关,而且也与其所处的频率 范围相关。为了考虑人耳对不同频率声音信号的心理学效应,人们提出了响度级 与响度的概念。响度级是根据听力正常的人在主观响度感觉上与该声音相同的 1kHz 纯音的声压级,单位为方 (phon)。通过等响度实验的方法,以 1kHz 某声 压级的声音为基准,进行不同频率的响度比较,就可得到不同频率和声压级的等 响曲线,如图 2.1 所示。



图 2.1 等响曲线图

可以看出,当频率低于 1kHz 时,频率越低则取得相同响度所需的噪声声压 级越高。同时,等响曲线的梯度与噪声的幅值相关,幅值越小则梯度越大,即人 耳主观感受到的响度与频率、声压级之间均呈现出一定的非线性关系。人耳主观 感受到的声音响亮程度并非与响度级呈线性比例的关系,因此国际标准化组织在 1947 年提出了另一个参量响度。响度表示人耳主观感受到的声音响亮程度,与响 度级则呈对数关系,其单位为宋 (sone),且规定 1 宋等于 40 方。响度与响度级 之间的数学关系如下式所示,

$$N = 2^{(L_N - 40) / 10} \tag{2.1}$$

其中N为响度, L_N为响度级。

2.1.2.2 粗糙度(Roughness)

粗糙度是用来量化人耳对噪声幅值调制(调制频率范围为 20~300Hz)的主观 感觉的一个指标,能够描述人们对声音信号瞬时变化的感知。粗糙度的单位是 Asper,其定义为频率 1kHz、幅值 60 分贝的纯音信号,以调制比为 1、调制频率 为 70Hz 进行调制时产生的粗糙感。噪声的粗糙度与其调制频率、调制比、被调 制信号中心频率与幅值等相关,并且受调制频率和调制比的影响最显著。对于纯音信号,对应最大粗糙度的调制频率随纯音频率的不同而变化。对于 1kHz 的单频纯音,当调制频率为 70Hz 时,其粗糙度为最大。当纯音频率低于 1kHz 时,产生最大粗糙度的调制频率则要低于 70Hz。人耳所能感觉和关注到的调制幅值大约为 17%左右。

2.1.2.3 波动度(Fluctuation strength)

波动度,也称抖动度或抖动强度,与粗糙度的定义相类似,也是用来描述人 耳主观感受到声音信号的响亮波动程度,但其调制频率应该小于 20Hz,此时人耳 对噪声信号瞬时变化的感觉为波动感,而当调制频率大于 20Hz 时,人耳对这种 瞬时变化的感觉会转变为粗糙感。波动度的单位为 vacil,当频率为 1kHz、幅值 为 60 分贝的纯音信号,以调制比为 1、调制频率为 4Hz 进行调制时所产生的波动 感为 1vacil。其影响因素包括信号的幅值大小、带宽、调制频率、调制幅度等。

2.1.2.4 尖锐度(Sharpness)

尖锐度是用来描述声音是否令人愉悦的指标之一,可以判别一个声音是刺耳还是厚钝,因而对舒适性影响比较大。它主要与高频段成分在总体噪声中所占比例相关,单位为 acum,规定中心频率为 1kHz 且带宽为 160Hz、幅值为 60 分贝的噪声信号的尖锐度为 1acum。

2.1.2.5 语言清晰度(Speech intelligibility)

某些场合所存在的一些噪声,例如汽车车内噪声、会议室内空调噪声等,不 但会影响所在环境的舒适度,而且将影响人与人之间相互沟通时对对方说话声音 的理解能力。这对于需要正确理解一些工作指令的工作环境来说显得尤为重要。 即使对于普通乘用车,由于涉及到车上乘员的言语沟通以及车上免提电话的使用 ^[192],许多生产厂家也已将语言清晰度作为车内噪声环境评价的重要指标之一, 因为较低的语言清晰度,可能会更多地分散驾驶员的注意力,以致影响行车安全 ^[193]。

语言清晰度是指一个正常的语言信号能为听者所听懂的百分比的指数,其大 小位于 0%和 100%之间,描述了在噪声环境下说话的清晰程度^[194]。因此,该指 标可以描述噪声对语言可辨识性的衰减程度,其影响因素主要包括背景噪声的频 率成分和声压级水平。语言清晰度受噪声幅值大小的影响通常可用信噪比来表示, 如图 2.2 所示,信噪比提高后对语言清晰度的改善效果最明显位于-15dB 至-5dB 这一范围,信噪比每提高 1dB 则语言清晰度提高大约 6%。因此,在背景噪声比 较大的场合,通过有源噪声控制系统来降低背景噪声的大小将能够有效改善语言 清晰度。


图 2.2 信噪比对语言清晰度的影响

由于人的说话声音具有一定的频谱特征,在不同频率段的幅值并不相同,因此语言清晰度除了受到背景噪声幅值的影响以外,还与背景噪声的频率成分相关。 对语言清晰度产生影响的频率范围为 200-7000Hz。

2.2 声品质客观参量计算方法

2.2.1 人耳听觉机理

2.2.1.1 频率选择(Frequency selectivity)



图 2.3 人耳结构图

人耳结构如图 2.3 所示。声音通过外耳和中耳传递至内耳耳蜗后,耳蜗基底 膜被激励而产生振动,促使相连的神经元细胞产生电信号,并通过听觉神经传递 至脑部。耳蜗基底膜具有频率选择的功能,类似于由一组听觉滤波器所组成的信 号分析器。如图 2.4 所示,当一个单频声音传递到内耳时,基底膜的一部分将被 激励起来。声音信号频率从低至高发生改变时,基底膜上的振动包络线峰值也将 沿着基底膜发生移动,同时包络线具有一定的宽度,从而体现了基底膜频率选择 的功能。同时还可看出,声音信号频率越高,则被激励的基底膜峰值点离卵圆窗 越近,并且其包络线两边并不对称,其斜度有所不同。研究表明,人耳的掩蔽效 应与基底膜的运动有着紧密联系,并且人耳的掩蔽效应也有类似规律。



图 2.4 人耳感受不同频率的混合音时基底膜运动示意图

2.2.1.2 临界频带(Critical band)

临界频带这一概念在 20 世纪 40 年代由 Harvey Fletcher 首次提出,反映了人 类内耳听觉滤波器的频率带宽。如果有频率为 *f* 的纯音,则只有以 *f* 为中心的一 定频带内的噪音对该纯音有掩蔽作用,这一频带的宽度就是临界频带宽度。由不 同实验方法所得的临界频带宽度也不同,如图 2.5 所示为经典的确定临界频带宽 度的实验方法^[195-197]:





图 2.5 (a)由频率差为Δf的两个纯音对一个窄带声音进行掩蔽时,该窄带信号的听觉阈值与纯音信号频率差Δf的关系曲线图。可以看出,当Δf小于 300Hz时,掩蔽阈值基本不变,而当Δf大于 300Hz 时其阈值开始降低。因此,300Hz这一临界点即为临界频带带宽。图 2.5 (b)与之相似,但采用两个窄带声音对一个纯音进行掩蔽,所得到的临界频带带宽基本相同。

研究表明,人耳可听频率范围可以用 24 个连续的临界频带来覆盖,这一组特征频带可用临界频带尺度来描述,其单位定义为 Bark。每一个临界频带滤波器的 宽度为 1Bark,并且都对应于基底膜上不同位置的约 1.3mm 长度的区域。表 2.1 列出了全部 24 个临界频带的中心频率、带宽和频率范围。

频带/Bark	带宽/Hz	频率范围/Hz	频带/Bark	带宽/Hz	频率范围/Hz
1	100	0-100	13	280	1720-2000
2	100	100-200	14	320	2000-2320
3	100	200-300	15	380	2320-2700
4	100	300-400	16	450	2700-3150
5	110	400-510	17	550	3150-3700
6	120	510-630	18	700	3700-4400
7	140	630-770	19	900	4400-5300
8	150	770-920	20	1100	5300-6400
9	160	920-1080	21	1300	6400-7700
10	190	1080-1270	22	1800	7700-9500
11	210	1270-1480	23	2500	9500-12000
12	240	1480-1720	24	3500	12000-15500

表 2.1 临界频带的带宽和频率范围

临界频带的带宽可以用下面的经验公式来表示为频率 f(kHz)的函数:

 $\Delta f = 25 + 75 (1 + 1.4 f^2)^{0.69}$ (2.2)

2.2.1.3 等效矩形带(Equivalent Rectangular Band)

在提出临界频带模型以后,研究人员发现人耳听觉滤波器的形状并不是对称的,因此提出了等效矩形带宽(Equivalent Rectangular Bandwidth,简称 ERB)的概念,以作为临界频带宽度的一种近似。对于具有相同中心频率 f 的矩形滤波器和听觉滤波器,如果两者在传输白噪声时所输出的功率相同,则矩形滤波器所具有的宽度称为等效矩形带宽。



图 2.6 切迹噪声方法

ERB 尺度^[198-202]与 Bark 尺度相类似,其带宽也可通过掩蔽实验的方法来确

定,但实验方法有所不同。如图 2.6 所示,采用的切迹宽带声音对纯音进行掩蔽, 通过测得纯音的听阈与切迹噪声带宽之间的关系来确定听觉滤波器形状,并当等 效矩形滤波器传递与听觉滤波器相同能量时所具有的带宽为 ERB。基本上,每一 单位 ERB 相当于基底膜上 0.86mm 长度的区域。

可用如下经验公式来表示为频率 f (kHz)的函数^[203],

$$\Delta f = 0.108f + 24.7 \tag{2.3}$$

在 1kHz~5kHz 的频率范围内, ERB 尺度与 Bark 尺度两者滤波器带宽基本接近, 但小于 1kHz 和大于 5kHz 时, 两者则有所不同。

2.2.2 响度的计算方法

根据人们对人类听觉机制的不同理解和研究,目前具有三种标准的响度计算 方法: Stevens 模型、Zwicker 模型和 Moore 模型。

2.2.2.1 Stevens 模型

该响度模型基于一组等响指数(Loudness Index)曲线,认为响度指数最大的 频带对响度贡献最大,而其它频带则由于最大响度指数频带声音的掩蔽作用使得 其对总响度的贡献应乘以一个小于1的修正因子。该计算模型于1975年成为国际 标准 ISO532-A^[204],适合于具有平滑且宽带频谱的扩散声场。其计算过程如下:

- 1) 计算 1/3 倍频程(或倍频程)声压级;
- 根据频带中心频率和声压级,通过实验所得等响度指数曲线来查出各个频带所 对应的响度指数S_i(i=1,2,...,n), n为频带的个数;
- 3) 求解总响度 S 及响度级

$$S = S_m + F \cdot (\sum_{i=1}^n S_i - S_m)$$
(2.4)

其中 *S* 为总响度, *S_m* 为最大的响度指数, *F* 为常数, 当使用 1/3 倍频程时取 0.15, 当使用倍频程时取 0.3。

2.2.2.2 Zwicker 模型

在 1958 年, Zwicker 根据对人耳耳蜗工作机制的深入理解,提出了一种基于 Bark 频带理论的响度计算方法,并最终形成标准 ISO532 B(1975)。具体的计算过 程如下:

1)首先确定外耳和中耳的传递函数;

2)用听觉滤波器进行过滤得到各个临界频带的激励级E;

根据 Zwicker 提出的人耳听觉理论,临界频带激励的产生取决于窄带噪声对 纯音进行掩蔽时的模式。在 Bark 尺度上,激励模式两侧的斜度基本上和临界频带 的中心频率无关,低频侧大约 20dB/Bark,高频侧大约 10dB/Bark。

3) 根据激励级计算各个临界频带的特征响度 N';

$$N' = 0.08 \left(\frac{E_{TQ}}{E_0}\right)^{0.23} \left[\left(0.5 + 0.5\frac{E}{E_{TQ}}\right)^{0.23} - 1 \right] \left(\frac{sone}{Bark}\right)$$
(2.5)

其中 E_{TQ} 为听阈下的激励, E_0 为参考声压所对应的激励。 4)在 Bark 尺度上对特征响度进行积分,得到总的响度N。

$$N = \int_{0}^{24} N'(z) dz \text{ (sone)}$$
 (2.6)

2.2.2.3 Moore 模型

该模型基于 ERB 频带理论,由 Moore 和 Glasberg 于 1996 年提出、2002 年进 行修改,并最终形成了 ANSI S3.4-2005 标准。与 Zwicker 模型相比在外耳与中耳 传递函数、内耳激励模式以及频带划分方面均有所不同,但响度的计算过程两者 基本相似。

2.2.3 粗糙度的计算方法

目前粗糙度的计算存在多种方法,最早由 Aures 提出,后来由 Zwicker 与 Fastl 进行改进,到目前为止尚未形成统一标准。Zwicker 模型的数学表达式如下:

$$R = 0.3 \int_{z=0}^{24Bark} \int_{z=0}^{24Bark} \Delta L(z) dz \text{ (asper)}$$
 (2.7)

其中 *f*_{mod}为调制频率, Δ*L*为主观感受的调制幅值,其与被调制时间长度相关, 当时间长度大于 300ms 时,主观感受到的调制幅值与客观值相同,但当调制时间 长度小于 300ms 时,主观感受到的调制幅值要小于客观值,如图 2.7 所示,图中 实线为客观调制深度,虚线为主观调制深度。



图 2.7 调制信号时间长度对人耳主观感受调制深度的影响

2.2.4 波动度的计算方法

根据 Fastl 的方法,其计算模型为

$$F = \frac{0.36 \int_{z=0}^{24Bark} \log\left(\frac{N'_{\text{max}}}{N'_{\text{min}}}\right) dz}{\frac{T}{0.25} + \frac{0.25}{T}} \quad (\text{vacil})$$
(2.8)

其中 F 为波动度, N'_{max}、 N'_{min} 分别为最大特征响度和最小特征响度, T 为两 个相连续的响度的短时差异。

2.2.5 尖锐度的计算方法

常见的尖锐度模型包括:Zwicker 模型,Aures 模型,Bismarck 模型。由 Zwicker 提出的尖锐度模型如下:

$$S = 0.11 \frac{\int_{z=0}^{24Bark} N'(z) g(z) z dz}{N}$$
 (acum) (2.9)

其中*S*为尖锐度,*N*为总响度,*z*为临界频带,*N*(*z*)为临界频带特征响度, *g*(*z*)为加权函数且有:

$$g(z) = \begin{cases} 1 & \stackrel{\text{"}}{\rightrightarrows} z < 16 \\ 0.066 \ e^{0.171z} & \stackrel{\text{"}}{\implies} z \ge 16 \end{cases}$$
(2.10)

2.2.6 语言清晰度

前面已经介绍,语言清晰度不但与所在环境的信噪比相关,而且语音信号不同频率段的贡献也有所不同。表 2.2 列出了部分影响语言清晰度大小的频率段计权系数^[205],可看出在中心频率为 1600Hz 和 2000Hz 频率段语音成分对语言清晰度的贡献最大,500Hz 以下频率段的贡献相对较小。

中心频率/Hz	计权系数	中心频率/Hz	计权系数
250	0.0010	1250	0.0030
315	0.0010	1600	0.0037
400	0.0014	2000	0.0037
500	0.0014	2500	0.0034
630	0.0020	3150	0.0034
800	0.0020	4000	0.0024
1000	0.0024	5000	0.0020

表 2.2 影响语言清晰度的频率段计权值

语言清晰度的计算可采用 20 频带法,该方法基于 20 个相邻的等清晰度频带 中测量或估计的语言谱级和噪声谱级^[205-206],每个频带语言谱级与有效掩蔽噪声 谱级之间的分贝差值将决定该频带对语言清晰度的贡献。

2.3 声品质有源控制算法

2.3.1 FXLMS 算法

图 2.8(a)为典型的单通道自适应有源噪声控制系统示意图,控制系统包括 控制器和电声器件两部分,其中电声器件包括两个声压传感器和一个次级声源。 图 2.8(b)为控制系统的简化框图,其中 x_{in}(n)为参考传声器测得的参考信号,y(n) 为自适应滤波器输出信号, e(n)为误差传声器所测得的误差信号且有

$$e(n) = d(n) - s(n)$$
 (2.11)

其中, d(n)为初级声场信号, s(n)为次级声场信号, $H_p(z)$ 和 $H_s(z)$ 分别为初级通道和次级通道的传递函数, $\hat{H}_s(z)$ 为 $H_s(z)$ 的估计, W(z)为自适应滤波器, 采用有限脉冲响应结构。



(a) 系统示意图



(b) 系统简化框图

图 2.8 自适应有源噪声控制系统示意图和简化框图

FXLMS 算法具有结构简单和收敛性好的特点,是有源噪声控制方法中应用比较广泛的一种自适应控制算法。该算法采用如下公式对滤波器权矢量进行迭代:

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) - 2\mu e(n)\mathbf{r}(n) \tag{2.12}$$

其中, W(n)为L阶滤波器系数且有

$$\mathbf{W}(n) = [w_n(0), w_n(1), \cdots, w_n(L)]^T$$
(2.13)

 μ 为迭代步长, e(n)为误差信号, $\mathbf{r}(n)$ 为滤波-X 信号矢量

$$\mathbf{r}(n) = [r(n), r(n-1), \cdots, r(n-L)]^T$$
(2.14)

并且

$$\mathbf{r}(n) = \mathbf{x}_{in}(n) * \hat{h}_{s}(n) \tag{2.15}$$

其中 $\hat{h}_{s}(n)$ 为 $\hat{H}_{s}(z)$ 的脉冲响应, $\mathbf{x}_{in}(n)$ 为输入信号矢量且

$$\mathbf{x}_{in}(n) = [x_{in}(n), x_{in}(n-1), \cdots, x_{in}(n-L)]^{T}$$
(2.16)

该算法通过式(2.12)的迭代来不断更新滤波器权系数直到收敛,收敛速度 取决于迭代步长,步长越大则收敛速度越快。

2.3.2 考虑声品质的有源控制算法

传统有源噪声控制算法,例如 FXLMS 算法,其控制策略是使误差传声器位 置的声压平方最小,但人耳对噪声的感觉与声压大小并不完全一致,因为人耳对 声音的感受不仅与声压大小有关,还与声音的频率成分有关。前文已介绍了一些 声品质客观评价参数,这些参数的区别之处主要在于所关注的频谱特征和频率成 分有所不同。如果能够对传统的有源噪声控制方法进行改进,对噪声信号中不同 频率成分进行有选择性地控制,则有可能实现对噪声品质的有源控制。

Kuo 曾提出 FELMS 算法,该算法采用一个滤波器对残差进行过滤的方法, 来改变残差的频谱特征,如图 2.9 所示。



图 2.9 带残差滤波器的有源噪声控制系统

图中, $H_{mv}(z)$ 为根据A计权曲线设计的滤波器。该算法迭代公式如下:

 $\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) - 2\mu e_h(n)[\mathbf{r}(n) * h_{nw}(n)]$ (2.17)

其中, $h_{nw}(n)$ 为 $H_{nw}(z)$ 的脉冲响应, $e_h(n)$ 为误差传声器测试并经过残差滤波器 $H_{nw}(z)$ 过滤后的信号:

$$e_h(n) = e(n) * h_{nw}(n)$$
 (2.18)

2.4 声品质有源控制系统仿真与分析

2.4.1 考虑响度的有源噪声控制系统仿真

2.4.1.1 考虑响度的残差滤波器设计

根据前述讨论可知,响度的计算过程比较复杂且计算量比较大,无法在有源 噪声控制系统的迭代算法中加入响度计算并以此作为控制目标。如果根据响度所 具有的特点设计残差滤波器、并对误差信号进行过滤,来改变残差的频谱特征则 既不会使控制算法的计算量增加太多,同时又能考虑到人耳对噪声大小的主观感 受。

A 计权曲线是根据人耳在不同频率的听力阈值所得到的,能较好地反映人耳 对不同频率声音大小的主观感受特征。因此,可根据 A 计权曲线设计一个残差滤 波器,并使得该滤波器传递函数幅值响应曲线逼近于 A 计权曲线,则可以实现对 人耳不太敏感的低频噪声成分进行抑制。如图 2.10 所示为 A 计权曲线和逼近于 A 计权曲线所设计的长度为 128 的有限冲击响应(FIR)滤波器幅值响应曲线。由 于受滤波器长度的限制,所设计的 FIR 滤波器衰减幅度在 100Hz 以下的低频段与 A 计权曲线有一定的差距。



图 2.10 基于 A 计权的 FIR 残差滤波器传递函数

基本上,A 计权曲线在 500Hz~5kHz 的频率范围内其衰减幅度比较小,而有 源噪声控制系统主要用来控制中低频噪声,对频率大于 5kHz 的噪声成分则可不 予考虑。因此,采用逼近于 A 计权曲线所设计的残差滤波器的作用将近似于一个 高通滤波器。

当采用逼近于 A 计权曲线所设计的 FIR 滤波器作为控制系统的残差滤波器 时,该滤波器在低频处的衰减幅值将是固定不变的,并不一定适合于不同噪声源 的声品质控制。除此以外,如果要使设计的 FIR 滤波器能较好地逼近于 A 计权曲 线,特别是 100Hz 以下部分,则要求该滤波器具有较大的长度,这样会使控制算 法中引入较大的时延而影响控制系统的收敛速度。

从降低响度这一方面考虑,残差滤波器应该根据噪声源的频谱特征进行设计, 对声压级比较高但对总响度贡献比较小的噪声成分进行抑制,这样既可以提高控 制系统的收敛范围和收敛速度,同时又能确保因被抑制而在误差信号中保留下来 的这部分噪声成分不会对误差信号的响度产生较大的贡献。

基于以上考虑,本文采用 FIR 高通滤波器作为残差滤波器,可以通过调整滤波器的截止频率、过渡带宽和衰减幅度来进行合理选择,以避免基于 A 计权曲线

28

设计的单一残差滤波器所存在的不足。图 2.11 所示为滤波器长度为 128、过渡带 宽保持不变但截止频率分别为 100Hz、500Hz、1kHz 和 2kHz 的滤波器组,图 2.12 所示为截止频率为 1kHz、衰减幅度为 40dB 不变但过渡带宽分别为 10Hz,300Hz, 600Hz 和 900Hz 的滤波器组,图 2.13 为截止频率为 2kHz、过渡带宽保持不变但 衰减幅度分别为 10dB, 20dB, 30dB 和 40dB 的滤波器组。









图 2.13 不同衰减幅度的高通 FIR 滤波器传递函数

2.4.1.2 仿真实例

采用图 2.14 所示的白噪声和粉红噪声作为噪声源、高通 FIR 滤波器作为残差 滤波器,对有源噪声控制系统进行仿真。



图 2.14 白噪声与粉红噪声分别作为噪声源

图 2.15 所示为保持残差滤波器的截止频率为 1kHz、过渡带宽为 990Hz 不变, 仅改变衰减幅度时,控制系统对白噪声和粉红噪声两种噪声源进行降噪后的残差 响度。对于白噪声,当滤波器衰减幅度为 6dB 时,控制系统能取得最好的降噪效 果,对于粉红噪声,当滤波器衰减幅度为 25dB 时,控制系统能取得最好的降噪 效果,并且两者都要好于采用 FXLMS 算法和基于 A 计权曲线残差滤波器的 FELMS 算法。





(b) 粉红噪声

图 2.15 采用不同噪声源时残差滤波器衰减幅值对降噪量的影响(实线) 图 2.16 为保持残差滤波器的衰减幅度为 10dB、过渡带宽为 90Hz 不变, 仅改 变其截止频率时控制系统所取得降噪效果对比。对于两种不同的噪声源,其理想 的残差滤波器截止频率显然也有所不同。



(a) 白噪声-截止频率与降噪量

(b)粉红噪声-截止频率与降噪量

图 2.16 采用不同噪声源时残差滤波器截止频率对降噪量的影响(实线)

图 2.17 为保持截止频率为 1kHz、滤波器衰减幅度为 10dB 不变,改变滤波器 的过渡带宽时,两种噪声源所取得的降噪效果对比,残差响度随滤波器过渡带宽 的变化趋势有所不同。



⁽a) 白噪声-过渡带宽与降噪量

(b)粉红噪声-过渡带宽与降噪量

图 2.17 采用不同噪声源时残差滤波器过渡带宽对降噪量的影响(实线)

从以上结果可以看出,当噪声源具有不同的频谱特征时,能取得最佳降噪效 果的残差滤波器截止频率、衰减幅度和过渡带宽也并不相同。

2.4.2 考虑语言清晰度的有源噪声控制系统仿真

2.4.2.1 残差滤波器的设计

如果能够根据语言清晰度进行残差滤波器的设计,以抑制对噪声幅值不太敏 感的频率段噪声、加强对噪声幅值更加敏感的频率段噪声的降噪效果,从而取得 更好的语言清晰度效果。

如前所述,语言清晰度计算的有效频率范围大约在 200Hz-7kHz,即小于 200Hz 和大于 7kHz 的噪声信号将不会影响人们对说话内容的理解。同时,在有 效频率范围内,不同频率段说话声音的大小对语言清晰度的贡献也并不完全相同。 理论上,如果完全根据语言清晰度对不同频率段的说话声音敏感度来设计残差滤

波器,即对语言清晰度贡献越小的频率段则越应该进行抑制和过滤,则经过该控制系统降噪后能取得更高的语言清晰度。然而,在有源控制系统中引入残差滤波器后,其不但会影响最终的语言清晰度结果,同时也会对控制系统的收敛范围与速度、降噪效果均产生较大影响,实际残差滤波器的设计要比此复杂。考虑到语音信号中的低频成分对语言清晰度的贡献相对较小,并且有源噪声控制系统主要用于控制中低频噪声,因此本文仍将采用高通滤波器作为残差滤波器。

根据文献^[207-208], FXLMS 算法的收敛范围与被抵消信号的功率成反比,因此 残差滤波器截止频率越高,则被过滤掉的噪声成分越多,对控制系统的收敛和过 滤后保留噪声的控制效果更有效。同时,如果截止频率过高,则被残差滤波器过 滤的噪声成分较多,这一部分噪声信号将无法被抵消而使得降噪后的噪声幅值增 大。可见,两者之间是相互矛盾的,应该选择大小合理的截止频率。显然,截止 频率应该至少在 200Hz 以上,因为 200Hz 以下的噪声成分不会对语言清晰度产生 影响。如果 200Hz 以上的某部分噪声成分被过滤后,其对控制系统收敛所产生的 有利影响要大于去除该部分噪声本身所产生的降噪效果的话,则残差滤波器应该 滤去该部分噪声,即截止频率应该比 200Hz 更高。同时,该截止频率应该低于 7kHz,因为截止频率为 7kHz 时该频率以下的噪声将全部保留下来从而使该控制 系统失去意义。因此,该截止频率应该有一个优化值,且介于 200Hz 与 7kHz 之 间。

理论上,残差滤波器的阻带衰减幅值越大、过渡带宽越小,则残差滤波器过 滤效果越好,但也会增加滤波器的长度从而影响控制系统收敛速度和降噪效果。 同时,阻带衰减幅值也与噪声信号需要被过滤部分的幅值有关,其幅值越高则衰 减幅值应该越大。

2.4.2.2 仿真实例

下面采用图 2.18 所示的噪声信号为例,对 FXLMS 算法和带残差滤波器的算法进行仿真。





博士学位论文



图 2.19 降噪后噪声幅值与滤波器截止频率关系曲线

图 2.19 为改变残差滤波器的截止频率时有源噪声控制系统降噪后的噪声幅 值。可以看出,取得最好降噪效果的滤波器截止频率为 1060Hz。当残差滤波器的 截止频率低于 1060Hz 时,在该截止频率与 1060Hz 之间的信号成分被保留下来, 该部分噪声对噪声级贡献相对较小但却较大地影响系统的收敛性能,因此误差信 号的噪声幅值随着截止频率的降低而逐渐增大。当截止频率高于 1060Hz 时,被 残差滤波器过滤的那部分信号未参与自适应抵消算法因而被保留下来,该部分信 号对总噪声幅值贡献较大,因此截止频率越高则被保留的噪声成分越多,降噪效 果也越差。



图 2.20 噪声和四种大小不同说话声音的频谱对比

图 2.20 列出了车内噪声的频谱,以及国际上用于语言清晰度计算的四种大小 不同的语音信号频谱,其中"正常说话"为人们日常交谈时的说话声音,"稍微大 声"为日常交谈过程中说话声调有所提高时的声音,"大声说话"和"大声喊"分 别为说话声音比较大和喊叫时的声音。可以看出随着说话声音大小的提高,其峰 值频率有所增大。



图 2.21 降噪后车内语言清晰度与滤波器截止频谱关系曲线

图 2.21 为降噪后语言清晰度随滤波器截止频率变化的关系曲线图。可以看出,说话声音越小则语言清晰度受截止频率的影响越大,即语言清晰度对控制系统降噪效果更为敏感。另外对于不同说话声音大小,其取得最好的语言清晰度的 残差滤波器截止频率也有所变化:大声喊(620Hz),大声说话(620Hz),稍微大声(700Hz),正常说话(980Hz)。



图 2.22 采用 FELMS 算法时车内噪声与说话声音的频谱对比

如图 2.22 所示为采用截止频率分别为 620Hz 和 980Hz 的残差滤波器时控制 系统降噪后车内噪声与说话声音的频谱对比。当说话声音为"大声喊"时,在 500~1500Hz 频率范围内,说话声要比噪声幅值高约 30dB 以上,而根据语言清晰 度计算方法可知,当说话声比噪声幅值高 30dB 时,噪声不会对语言清晰度产生 影响,因此在这一频率范围内使用截止频率为 980Hz 的残差滤波器时所取得的比 截止频率为 620Hz 时更好的降噪效果对语言清晰度来说没有意义。当频率低于 350Hz 时,噪声幅值更接近于说话声音幅值,在此范围内取得更好的降噪效果将 影响语言清晰度的计算。因此,当人们在日常的正常交谈过程中,使用截止频率 为 980Hz 的残差滤波器控制系统时,车内的语言清晰度要比使用截止频率为 620Hz 的残差滤波器时更佳,但对于大声喊的情况来说结果却正好相反。

34

秋 2.5 术	TALINIS 44 I.ELINIS 3	中位近11 阵噪口的占自1	自動反对比
吾音信号大小	关闭控制系统	FX LMS 算法	FELMS 算法
正常说话	0.04	0.30	0.42
稍微大声	0.15	0.53	0.60
大声说话	0.39	0.75	0.74
大声喊	0.61	0.85	0.84
	田音信号大小 正常说话 稍微大声 大声说话 大声喊	田田田 (1) 田田田 (1) 音音信号大小 关闭控制系统 王常说话 正常说话 0.04 稍微大声 0.15 大声说话 0.39 大声喊 0.61	田田田田田田田田田田田田田田田田田田田田田田田田田田田田田田田田田田田田

表 2.3 采用 FXLMS 和 FELMS 算法进行降噪后的语音清晰度对比

表 2.3 列出了 FXLMS 和 FELMS 算法在不同大小语音信号时的语言清晰度, 其中 FELMS 算法采用截止频率为 980Hz 的残差滤波器。可以看出,当说话声音 较大时,两种算法所取得的语音清晰度大小基本相同,而当说话声音较小时,采 用 FELMS 算法降噪后的语音清晰度更高。图 2.23 列出了采用这两种算法的控制 系统进行降噪后的频谱对比。



图 2.23 采用 FXLMS 和 FELMS 算法降噪前后的频谱对比

可以看出,在1.5kHz以下带残差滤波器的FELMS 算法能取得更好的降噪效果,但1.5kHz~3kHz 频率范围内比FXLMS 算法效果稍差,不过对于"正常说话"和"稍微大声"两种说话声音相对较小的情况下,前一算法能取得更好的总体降 噪效果。

2.5 本章小结

 1)阐述了包括响度、粗糙度、波动度、尖锐度和语言清晰度在内的噪声品质 评价指标的概念和计算方法,重点对人耳听觉机理、响度的计算方法和过程进行 了总结;

2)介绍了考虑声品质的有源噪声控制算法,并对控制系统的残差滤波器设计 方法进行了探讨,提出以高通滤波器作为残差滤波器来进行有源声品质控制;以 响度和语言清晰度为例,对基于声品质的有源噪声控制系统进行仿真和分析。结 果表明,对于具有不同频谱特征的噪声源,能取得最佳降噪效果的残差滤波器截

35

止频率、衰减幅度和过渡带宽也并不相同,通过合理地设计残差滤波器,能够取得比 FXLMS 算法和基于 A 计权残差滤波器的 FELMS 算法更好的降噪效果。

第3章 基于经验模态分解与响度的有源噪声控制

响度通常用来表达人耳所主观感受到的声音大小,是声品质评价的重要参量。 由于响度的计算方法十分复杂,很难将其直接引入控制系统、以控制最小响度作 为目标。前面已经介绍,可采用 FELMS 算法、通过残差滤波器对误差传声器测 得的残差进行过滤,以抑制残差信号中对响度贡献较少的信号成分、放大对响度 贡献较大的成分,并且提出了采用高通滤波器作为残差滤波器。对于不同频谱特 征的噪声源,能取得最好降噪效果的残差滤波器也并不相同。在汽车运行过程中, 对于不同的车辆、或者同一车辆的不同运行工况,传递至车内的噪声频谱特征也 并不相同,如何根据噪声源的变化自适应设计残差滤波器仍有待于研究。

经验模态分解(EMD)方法是一种自适应的信号分解方法,它可以将信号自适应地分解为若干个 IMF(Intrinsic Mode Function,简称 IMF)分量之和,从而可以实现对不同噪声信号的自适应滤波。因此,下文提出基于 EMD 与响度的有源噪声控制方法,首先采用 EMD 方法对噪声源进行分解,并对各个 IMF 分量进行响度计算,然后在此基础上进行噪声源和残差滤波器的设计,主要对响度比较小但声压级比较大的噪声成分进行衰减,这样可以尽量降低被抵消信号的功率、提高控制算法收敛速度。由于 EMD 方法具有自适应性、不需要预先定义基函数,因而能针对不同宽度和峰值的频谱成分自动进行分解,并最终设计合适的残差滤波器。

3.1 基于 EMD 与响度的有源噪声控制方法

3.1.1 EMD 分解方法

经验模态分解是由 Huang 提出的一种时频分析方法^[209],该方法基于信号的 局部特征时间尺度,可把信号分解为若干个固有模态函数之和,对其进行分析可 以准确有效地把握原数据的特征信息。由于每一个 IMF 所包含的频率成分随着信 号本身的变化而变化,因此 EMD 方法具有自适应性。

EMD 方法分解得到的每个 IMF 分量满足下面两个条件:一是其极点数和零 点数相同或最多相差一个;二是其上下包络线关于时间轴局部对称。使用 EMD 方法进行分解的过程如下:

(1)确定信号所有的局部极值点,然后用三次样条线将所有的局部极大值点 连接起来形成上包络线,再用三次样条线将所有的局部极小值点连接起来形成下 包络线,上下包络线应该包络所有的数据点。上下包络线的平均值记为 m₁(t),求 出

37

$$x(t) - m_1(t) = h_1(t)$$
(3.1)

如果 $h_1(t)$ 是一个 IMF, 那么 $h_1(t)$ 就是x(t)的第一个分量;

(2) 如果 $h_1(t)$ 不满足 IMF 的条件,把 $h_1(t)$ 作为原始数据,重复步骤(1), 得到上下包络线的平均值 $m_{11}(t)$,再判断 $h_{11}(t) = h_1(t) - m_{11}(t)$ 是否满足 IMF 的条件, 如果不满足,则重循环 k 次,得到 $h_{1(k-1)}(t) - m_{1k}(t) = h_{1k}(t)$,使得 $h_{1k}(t)$ 满足 IMF 的条件。记 $c_1(t) = h_{1k}(t)$,则 $c_1(t)$ 为信号 x(t)的第一个满足 IMF 条件的分量;

(3) 将 c₁从 x(t) 中分离出来,得到

$$f_1(t) = x(t) - c_1(t)$$
 (3.2)

将 r_1 作为原始数据重复步骤(1)(2),得到x(t)的第二个满足 IMF 条件的分量 $c_2(t)$,重复循环 n 次,得到信号x(t)的 n 个满足 IMF 的分量。这样就有

$$\begin{array}{c} r_{1}(t) - c_{2}(t) = r_{2}(t) \\ \vdots \\ r_{n-1}(t) - c_{n}(t) = r_{n}(t) \end{array} \right\}$$
(3.3)

当*r_n(t*)成为一个单调函数不能再从中提取满足 IMF 的分量时,循环结束。这样由式(3.2)和式(3.3)得到

$$x(t) = \sum_{j=1}^{n} c_{j}(t) + r_{n}(t)$$
(3.4)

因此,可以把任何一个信号 *x*(*t*)分解为 n 个基本模式分量和一个残量 *r_n*(*t*)之和,分量 *c*₁(*t*), *c*₂(*t*), …, *c_n*(*t*)分别包含了信号从高到低不同频率段的成分,而且不是等带宽的。在具体分解过程中,可采用基于支持向量机的数据延拓方法^[210]对信号进行了延拓,以避免端点效应,并采用能量差跟踪法^[211]作为 IMF 分量迭代终止的判据。

3.1.2 基于 EMD 与响度的控制系统

在上一章中已经介绍了基于 A 计权残差滤波器的控制系统,虽然该算法能取 得比传统 FXLMS 算法好的降噪效果,但由于残差滤波器是固定不变的,在低频 处的衰减幅度也是固定的,因此并不能根据不同使用环境中的噪声源频谱特征进 行调整。姜顺明等提出的 Loudness-LMS 算法能根据噪声源的频谱峰值来选择不 同的响度滤波器,但需要对多个响度滤波器不断进行尝试,不具有自适应性。为 此,本文提出如图 3.1 所示的基于经验模态分解的有源噪声控制系统。图中的虚 线框内部分为系统的预处理部分,在系统启动后对需要控制的噪声进行预采集, 然后通过 EMD 方法对输入信号进行分解,并对分解出来的各个 IMF 分量进行响 度计算。再根据各个 IMF 分量的响度大小和频谱进行滤波器 *H_{nv}*(z)的设计,这样 能使降噪系统放大对响度贡献较大的噪声成分、抑制对响度贡献较小的噪声成分, 从而提高控制系统的收敛速度和降噪效果。



图 3.1 基于 EMD 与响度的有源噪声控制系统

该控制系统的自适应算法与图 2.9 中算法相同,但滤波器 H_{mv}(z)并不相同, 与噪声源的频谱特征相关。由于 EMD 方法具有自适应性,因此该系统可适用于 频谱特征基本保持稳定的多频带噪声源。EMD 分解与响度计算部分仅在系统启动 和初始化过程中进行一次计算即可,基本不会增加控制算法的计算量。如果噪声 源频谱特征发生缓慢变化,则可以定时对其进行 EMD 分解和 IMF 分量响度计算、 对滤波器 H_{mv}(z)进行定时更新即可。

3.2 基于 EMD 与响度的多通道有源噪声控制系统

在许多情况下,需要使用有源噪声控制系统对多个噪声源所辐射噪声进行控制,同时也需要多个次级声源和误差传感器来扩大降噪空间和提高降噪量。以汽车为例,其噪声源包括发动机噪声、路面噪声和风噪声等多个噪声源,尤其是目前发展迅速的混合动力电动汽车,除了传统汽车噪声源以外,还增加了一个由驱动电机所产生的噪声源。



(a) 系统示意图



(b) 系统简化框图

图 3.2 多噪声源多通道自适应有源控制系统

图 3.2(a)为常用的多通道自适应有源噪声控制系统示意图,系统包括控制器和电声器件两部分,而电声器件包括声压传感器和次级声源。假设一共有 *I* 个噪声源,*I* 个参考传声器,*J* 个次级声源,*K* 个误差传声器。图 3.2(b)为控制系统的简化框图,其中 *x_w(n*)为*I* 个参考传声器所测得的参考信号向量

$$x_{in}(n) = [x^{(1)}(n), x^{(2)}(n), \cdots, x^{(I)}(n)]$$
(3.5)

y(n)为自适应滤波器输出至J个次级声源的信号向量

$$y(n) = [y^{(1)}(n), y^{(2)}(n), \cdots, y^{(J)}(n)]$$
(3.6)

e(n)为K个误差传声器测得的误差信号向量

$$e(n) = d(n) - s(n)$$
 (3.7)

其中 d(n) 为初级声场信号向量

$$d(n) = \begin{bmatrix} d^{(1,1)}(n) + d^{(2,1)}(n) + \dots + d^{(I,1)}(n) \\ d^{(1,2)}(n) + d^{(2,2)}(n) + \dots + d^{(I,2)}(n) \\ \vdots \\ d^{(1,K)}(n) + d^{(2,K)}(n) + \dots + d^{(I,K)}(n) \end{bmatrix}^{T}$$
(3.8)

d^(*i*,*k*)(*n*)为第*i*个噪声源传递至第*k*个误差传声器位置的噪声信号,*s*(*n*)为次级 声场信号向量

$$s(n) = \begin{bmatrix} s^{(1,1)}(n) + s^{(2,1)}(n) + \dots + s^{(J,1)}(n) \\ s^{(1,2)}(n) + s^{(2,2)}(n) + \dots + s^{(J,2)}(n) \\ \vdots \\ s^{(1,K)}(n) + s^{(2,K)}(n) + \dots + s^{(J,K)}(n) \end{bmatrix}^{T}$$
(3.9)

 $s^{(j,k)}(n)$ 为第j个次级声源传递至第k个误差传声器位置的信号, $H_p(z)$ 为初级通道传递函数矩阵

$$H_{p}(z) = \begin{bmatrix} H_{p}^{(1,1)}(z) & H_{p}^{(1,2)}(z) & \cdots & H_{p}^{(1,K)}(z) \\ H_{p}^{(2,1)}(z) & H_{p}^{(2,2)}(z) & \cdots & H_{p}^{(2,K)}(z) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ H_{p}^{(l,1)}(z) & H_{p}^{(l,2)}(z) & \cdots & H_{p}^{(l,K)}(z) \end{bmatrix}$$
(3.10)

 $H_{p}^{(i,k)}(z)$ 为第*i*个噪声源到第*k*个误差传声器位置的传函, $H_{s}(z)$ 为次级通道传递函数矩阵,

$$H_{s}(z) = \begin{bmatrix} H_{s}^{(1,1)}(z) & H_{s}^{(1,2)}(z) & \cdots & H_{s}^{(1,K)}(z) \\ H_{s}^{(2,1)}(z) & H_{s}^{(2,2)}(z) & \cdots & H_{s}^{(2,K)}(z) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ H_{s}^{(J,1)}(z) & H_{s}^{(J,2)}(z) & \cdots & H_{s}^{(J,K)}(z) \end{bmatrix}$$
(3.11)

 $H_{s}^{(j,k)}(z)$ 为第 j个次级声源到第 k个误差传声器位置的长度为 M 的传函。 $\hat{H}_{s}(z)$ 为 $H_{s}(z)$ 的估计, W(z)为 FIR 自适应滤波器并且有

$$W(n) = \begin{bmatrix} W^{(1,1)}(n) & W^{(1,2)}(n) & \cdots & W^{(1,J)}(n) \\ W^{(2,1)}(n) & W^{(2,2)}(n) & \cdots & W^{(2,J)}(n) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ W^{(I,1)}(n) & W^{(I,2)}(n) & \cdots & W^{(I,J)}(n) \end{bmatrix}$$
(3.12)

其中 $W^{(i,j)}(n) = [w_1^{(i,j)}(n), w_2^{(i,j)}(n), \cdots, w_L^{(i,j)}(n)]^T$ 为长度为L的第i个输入第j个输 出通道的权系数。自适应滤波器输出的第j个信号 $y^{(j)}(n), 1 \le j \le J$ 表示为:

$$y^{(j)}(n) = \sum_{i=1}^{l} \sum_{l=0}^{L-1} w_l^{(i,j)}(n) x^{(i)}(n-l)$$
(3.13)

第K个误差传声器所测得的误差信号e^(k)(n),1≤k≤K表示为:

$$e^{(k)}(n) = d^{(k)}(n) + \sum_{j=1}^{J} \sum_{m=-\infty}^{\infty} h_{S}^{(j,k)}(m) y^{(j)}(n-m)$$
(3.14)

其中 $h_s^{(j,k)}(m)$ 为 $H_s^{(j,k)}(z)$ 的脉冲响应。

FXLMS 算法是多通道有源噪声控制系统较为常用的一种自适应算法,该算法采用下式对滤波器权矢量进行迭代:

$$w_l^{(i,j)}(n+1) = w_l^{(i,j)}(n) + \sum_{k=1}^{K} \mu e^{(k)}(n) r^{(i,j,k)}(n-l)$$
(3.15)

其中 µ 为迭代步长, r^(i,j,k)(n)为滤波-X 信号且有:

$$r^{(i,j,k)}(n) = \sum_{m=1}^{M} h_{S}^{(j,k)}(m) x^{(i)}(n-m)$$
(3.16)

该算法通过式(3.15)的迭代来不断更新滤波器权系数直到收敛,收敛速度 取决于迭代步长,步长越大则收敛速度越快。

带有残差滤波器的基于经验模态分解的多噪声源多通道控制系统的权系数迭 代公式如下:

$$w_l^{(i,j)}(n+1) = w_l^{(i,j)}(n) + \sum_{k=1}^K \mu e_h^{(k)}(n) r_h^{(i,j,k)}(n-l)$$
(3.17)

其中

$$e_h^{(k)}(n) = e^{(k)}(n) * h_{nw}(n)$$
(3.18)

$$r_{h}^{(i,j,k)}(n-l) = r^{(i,j,k)}(n-l) * h_{nw}(n)$$
(3.19)

 $e_h^{(k)}(n)$ 为误差传声器所测残差经滤波器 $H_{nw}(z)$ 过滤后的信号, $h_{nw}(n)$ 为 $H_{nw}(z)$ 的脉冲响应。

3.3 控制系统仿真

3.3.1 次级通道传递函数

为了提高控制系统的仿真精度,所使用的次级通道传递函数包括从次级声源 到误差传声器之间的声学传播路径、次级声源从电输入到声学输出之间的传递函 数两部分。图 3.3 所示为直径为 10.5cm 的扬声器传递函数幅频与相频曲线图。



图 3.3 次级声源传递函数幅频与相频曲线

从上图可以看出,次级声源的传递函数幅值与相位都和输入信号的频率相关, 尤其在低频时受频率的影响更大。

3.3.2 噪声源分解

下面对一个实测的发电机噪声信号进行 EMD 分解,并对分解后的 12 个 IMF 分量的响度进行计算。图 3.4 列出了输入信号和 12 个分解后的 IMF 分量时域图。 从图中可以看出,随着分解次数的增加,分解出来的信号频率也越来越低。





根据 Zwicker 的响度计算方法对分解后的 IMF 分量的响度以及 A 计权声压级 进行计算,结果如表 3.1 所示。

IMF 分量序号	声压级[dB(A)]	响度[Sone]
1	68.6	14.3
2	64.1	11.6
3	58.1	8.3
4	54.5	7.3
5	46.7	5.3
6	32.1	3.0
7	29.0	1.0
8	22.6	0.1
9	41.6	0
10	42.9	0
11	30.4	0
12	39.1	0

表 3.1 各个 IMF 分量的声压级和响度

3.3.3 残差滤波器设计

根据表 3.1 所示计算结果,噪声信号的第 1~5 个 IMF 分量的响度比较大,而 第 6~12 个 IMF 分量的响度比较小,都小于或等于 3Sone,因而在设计滤波器 H_{nw}(z) 时可重点对这些响度小的分量所对应的频率段进行抑制。由于 EMD 分解后所得 到的各个 IMF 分量具有一个特点,就是先后分解出来的各个分量的峰值频率随着 分解次数的增加而逐渐降低,因此可根据这一特点设计一个高通滤波器作为残差 滤波器,滤波器的截止频率应该介于大响度分量与小响度分量的峰值频率之间。 下面对本例仿真所使用的滤波器的设计过程进行说明。

首先对噪声信号进行 EMD 分解,并对各个分量的响度和频谱进行计算。第 一个噪声信号及其各个 IMF 分量的频谱如图 3.5 所示。





然后,根据前面计算所得的各个 IMF 分量的响度大小及频谱峰值频率对应该 被抑制和保留的分量进行判断。第 1~5 个分量的响度较大应该保留,而第 6~12 个分量响度较小应该被过滤。由前面分析可知,第5个和第6个 IMF 分量的频谱 峰值频率分别为 240Hz 和 110Hz,因此残差滤波器的截止频率可取这两者之间。 图 3.6 所示为根据此方法设计的截止频率为 150Hz 的滤波器与根据 A 计权曲线设计得到的滤波器对比,滤波器长度均为 128,两者均采用 MATLAB 软件中的 FIR 滤波器设计函数实现。



图 3.6 基于 A 计权与基于 IMF 分量响度设计的滤波器频响幅值对比

在根据 A 计权曲线设计有限冲击响应残差滤波器的过程中,滤波器长度比较 大时,虽然滤波器频响曲线能更好地反映实际的 A 计权曲线,但由于引入的时延 更大,因而收敛性能反而更差。与 A 计权曲线设计的残差滤波器相比,采用高通 滤波器的优点包括截止频率是可调的,衰减幅度也是可调的。这两个方面正好可 以满足基于 EMD 设计的残差滤波器对衰减频率段与衰减幅度的要求。经试算发 现,当滤波器长度为 128 时,基于 A 计权残差滤波器的控制系统具有比较好的收 敛性能,但从图中可看出其对 100Hz 以下的低频信号衰减幅度不如本文所提出的 方法。

以上关于残差滤波器的设计过程,需要在控制系统启动过程中根据噪声环境进行预处理,包括对噪声信号进行 EMD 分解、响度计算、频谱分析和峰值频率确认,最后完成残差滤波器的设计。

3.3.4 仿真结果

下面对控制系统进行仿真,并对基于 EMD 与响度的算法与其它算法进行对 比,包括 FXLMS 算法和基于 A 计权残差滤波器算法。图 3.7 所示为采用不同控 制系统进行降噪后的残差频谱图。可以看出,采用残差滤波器对误差信号进行过 滤的系统降噪效果明显好于传统 FXLMS 算法,降噪量要多 9.3dBA,而基于 EMD 与响度的系统降噪效果比基于 A 计权滤波器算法稍好,降噪量多 0.7dBA,主要 在中低频率。

45



图 3.7 不同算法进行有源降噪前后的频谱对比

图 3.8 所示为采用不同算法控制系统进行降噪后的特征响度曲线对比。本文 提出的基于 EMD 与响度的控制系统主要在较低的临界频带处要好于基于 A 计权 残差滤波器的系统。



46

三种控制系统降噪后残差的 A 计权声压级与响度对比如表 3.2 所示,传统 FXLMS 算法的声压级 7.6dB(A),响度降低仅 3.6sone,远低于其它两种算法。值 得注意的是,基于 EMD 与响度的算法降噪后残差声压级比基于 A 计权滤波器算 法低 0.7dB(A),但响度要低 3.3sone,因此从降低人耳主观感受的噪声大小这方面 考虑,本文提出的基于 EMD 与响度的控制系统能取得一定的改善。

控制算法	声压级[dB(A)]	响度[sone]	
控制系统关闭	70.7	22.0	
FXLMS	63.1	18.4	
基于 A 计权 FELMS	53.8	10.4	
基于 EMD 与响度	53.1	7.1	

表 3.2 不同算法控制系统的降噪效果对比

本文所提出算法的计算量要比传统 FXLMS 算法和基于 A 计权滤波算法都要 大。与后者相比,计算量的增加主要是预处理部分。在完成预处理过程中的残差 滤波器设计之后,其自适应噪声抵消算法的计算量与基于 A 计权滤波算法完全相 同^[212]。而与传统 FXLMS 算法相比,增加的计算量除了预处理部分以外,还包括 前后残差滤波器过滤时的卷积计算部分。

3.4 本章小结

1)提出了基于 EMD 与响度的有源噪声控制方法,该方法首先对多频带噪声 源自适应进行分解、并对各个 IMF 分量的响度进行计算,然后根据各个 IMF 分 量的响度大小和频谱特征进行残差滤波器的设计。与基于 A 计权曲线设计的固定 不变的滤波器相比,本文所设计的残差滤波器能根据噪声源的频谱成分特征进行 调整,从而更加有效地抑制对响度贡献比较小的噪声成分;

2) 以实测噪声作为噪声源,对 FXLMS、基于 A 计权残差滤波器 FELMS 和本文提出的基于 EMD 与响度的 FELMS 三种算法控制系统进行了仿真。结果表明,基于 EMD 与响度的控制系统的降噪效果要好于其它两种算法,尤其能够更有效地降低人耳主观感受到的噪声大小。

47

第4章 基于电-力-声类比线路法的次级声源模型

汽车内部噪声有源控制系统大多采用电动扬声器作为次级声源,例如安装于 车门上的扬声器。在车辆设计阶段需要对控制系统的降噪效果进行仿真时,通常 会把扬声器简化为理想扬声器,即其灵敏度为 1,而忽略其对信号幅值和相位的 影响。然而,实际的电动扬声器的传递函数不同于所假设的理想状态,其幅值和 相位的响应都与输入信号的频率相关,这将使有源噪声控制系统仿真结果与实际 效果之间产生差距。根据研究^[188],当由于次级通路传递函数建模失配所造成的 相位变化等于或大于 90 度时,则不论收敛系数如何取值,系统都不会保持稳定; 同时,如果由于次级通路传递函数的失配使参考输入的自功率谱幅值增加,将使 控制系统收敛系数取值上界减小。可见,进行控制系统模拟仿真过程中,建立正 确的包括次级声源在内的次级通路模型非常重要。

目前的次级通路建模方法,基本可分为自适应离线建模和自适应在线建模两 大类,大多都采用附加随机噪声法。这些方法通过噪声发生器产生白噪声并送入 次级声源,再使用基于 LMS 算法或其它算法的横向 FIR 滤波器作为建模滤波器, 当自适应过程收敛后,建模滤波器的传递函数即为次级通路传递函数的估计值。 然而,这些方法主要是针对已存在的次级通路,用自适应滤波方法来进行辨识, 而不是根据次级通路具体结构进行分析和建模。在没有次级通路输入输出数据的 情况下,则无法对其进行辨识和仿真。另外,对于非时变的次级通路,假如能够 建立和实际情况非常接近的模型,则可以直接将次级通路模型输入控制系统,而 不需要在实际使用中再对次级通路进行离线或在线建模,从而可以简化有源噪声 控制系统或者节约计算成本。本章将运用电力声类比线路的方法对次级声源进行 了具体细化建模研究,首先对电力声类比线路方法作简要介绍,然后采用该方法 建立次级声源时域模型并引入自适应有源噪声控制系统,并以 FXLMS 算法为例, 对控制系统收敛范围和降噪效果进行了仿真研究。

4.1 电-力-声类比线路方法

电磁振荡、力学振动和声振动作为不同的物理现象都有它们各自的研究对象, 但在数学上往往都可归结为相同形式的微分方程,同时在一定程度上反映出物理 本质上存在某些共同的规律性。目前的力振动和声振动研究中,人们常采用类似 于电路图的力学线路图和声学线路图,以简单分析这两种系统的运动规律,甚至 用来预测和设计力学振动和声振动系统。这种在不同的领域互相借用的处理方法 称为类比。对于扬声器和传声器等一些电声器件的研究,由于要同时考虑到电、 力、声的振动问题,运用电-力-声类比方法将更显示出其优越性^[213]。

4.1.1 电学系统

电学系统中的主要变量是电流i和电压e,基本元件有阻性元件电阻 R_{E} 、容性元件电容 C_{E} 和感性元件电感 L_{E} 三种,如下图所示。



(a) 阻性元件 (b) 容性元件 (c) 感性元件

图 4.1 电回路系统的基本元件

变量之间关系分别如下:

$$e = iR_E \tag{4.1}$$

$$e = \frac{1}{C_E} \int i dt \tag{4.2}$$

$$e = L_E \frac{di}{dt} \tag{4.3}$$

4.1.2 力学系统类比

力学系统的变量为力 f 和速度 v,基本元件参数为力阻 R_{M} ,力顺 C_{M} 和质量 M_{M} ,且

$$C_M = \frac{1}{K_M} \tag{4.4}$$

其中 K_M为弹簧的弹性系数。相互之间的关系与电学系统变量之间的关系相似,分别如下:

$$f = R_M v \tag{4.5}$$

$$f = \frac{1}{C_M} \int v dt \tag{4.6}$$

$$f = M_M \frac{dv}{dt} \tag{4.7}$$

其中对于力阻和力顺这两个元件,上式中的速度v指的是该元件两端的速度 之差。

力学系统与电学系统有两种类比方法,一种为阻抗型类比,用力学系统中的 力阻抗类比于电路系统中的电阻抗,另一种为导纳型类比,用力学系统中的力阻 抗类比于电路系统的电导纳。其类比关系如下:

阻抗型类比: $f-e, v-i, M_M - L_E, C_M - C_E, R_M - R_E$

导纳型类比:
$$f-i, v-e, M_M - C_E, C_M - L_E, R_M - \frac{1}{R_E}$$

4.1.3 声学系统类比

声学系统中两个基本变量为声压 p 和体速度U,基本元件参数为声阻 R_A、声顺 C_A和声质量 M_A。声阻与电阻类似,反映了空气运动过程中由于气流的粘性与摩擦作用而产生的声学能量耗损。声阻一般很难用理论公式进行计算,大多通过试验来获得。声顺代表刚性腔体内空气的弹性作用,反映了系统的能量贮存功能。对于一个容积为V 的封闭腔体,其声顺为

$$C_A = \frac{V}{\rho_0 c^2} \tag{4.8}$$

其中ρ₀为空气密度, c为空气中的声速。

如果某部分空气没有被压缩而作整体振动时,则可看作为声质量元件。例如, 一截面积为S、长度为l的圆柱型管空气沿轴向振动,则其声质量为

$$M_{A} = \frac{M_{M}}{S^{2}} = \frac{\rho_{0}l}{S}$$
(4.9)

其中 $M_M = \rho_0 lS$ 为圆柱管内空气的质量。

声学系统各个变量之间关系与电学系统和力学系统相似:

$$p = R_A U \tag{4.10}$$

$$p = \frac{1}{C_A} \int U dt \tag{4.11}$$

$$p = M_A \frac{dU}{dt} \tag{4.12}$$

声学系统多用阻抗型类比方法,与电路系统之间的类比关系如下: $p-e, U-i, M_A - L_E, C_A - C_E, R_A - R_E$

4.2 基于电-力-声类比线路法的次级声源模型

4.2.1 扬声器结构

有源噪声控制系统常采用动圈式电动扬声器,典型的动圈式扬声器结构如下 图所示,主要由磁芯、音圈、振膜、弹波和悬边组成。



(a) 扬声器

(b) 结构示意图



整个扬声器系统包括电学系统、力学系统和声学系统三部分,振膜、音圈和 防尘罩的总质量决定力学系统的质量,悬边与弹波决定力学系统的力顺与力阻。

4.2.2 电-力-声类比线路耦合模型

采用电-力-声类比线路方法建立统一的扬声器系统模型^[214],如图 4.3 所示:



(c) 声学回路



其中, e_g 为输入电压, R_g 为电源输入电阻, i为电流, R_E 为音圈电阻, L_E 为 电感, R'_E 用于考虑磁场涡流损失, Bl为磁力因子, ω 为角频率, M_{MD} 为振膜、音 圈与防尘罩组成的力学系统质量, C_{MS} 为悬边系统的力顺, R_{MS} 悬边系统的力阻, U_D 为振膜体速度, S_D 为振膜面积, v为振膜速度, p_D 为振膜前后声压差, Z_{AB} 为 振膜后向声阻抗, Z_{AF}为振膜前向声阻抗。可以看出, 电学回路与力学回路、力学回路与声学回路之间均存在相互耦合作用。

假设忽略磁场涡流损失和输入电阻,扬声器安装于障板上,则线路方程如下: 电学回路:

$$e_{g}(t) = R_{E}i(t) + L_{E}\frac{di(t)}{dt} + Bl\frac{dx(t)}{dt}$$
(4.13)

力学回路:

$$Bli(t) = M_{\rm MS} \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + R_{\rm MS} \frac{dx(t)}{dt} + \frac{1}{C_{\rm MS}} x(t)$$
(4.14)

声学回路:

$$p(t) = \frac{j\omega\rho_0 U_{\rm D} e^{j(\omega r - kr)}}{2\pi r}$$
(4.15)

其中x为振膜位移,p为扬声器轴线上距离为r处的声压,r为距离扬声器的距离, ρ_0 为空气密度,k为波数, M_{MS} 为振膜与空气载荷的力学质量且有:

$$M_{\rm MS} = M_{\rm MD} + 2S_{\rm D}^2 \frac{8\rho_0}{3\pi^2 a}$$
(4.16)

式中, a为振膜半径。

采用前向欧拉法来求解微分方程组:

$$\frac{dx(n)}{dt} \cong \frac{1}{T_s} [x(n+1) - x(n)]$$
(4.17)

$$\frac{di(n)}{dt} \cong \frac{1}{T_s} [i(n+1) - i(n)]$$
(4.18)

其中,T_s为采样周期。

由式(4.14)可得:

$$Bli(n) = M_{\rm MS} \frac{1}{T_{\rm S}} [v(n+1) - v(n)] + R_{\rm MS} v(n) + \frac{1}{C_{\rm MS}} x(n)$$
(4.19)

其中,振膜速度 $v = \frac{dx}{dt}$ 。

令:

$$\mathbf{X}(n) = \begin{bmatrix} i(n) \\ x(n) \\ v(n) \end{bmatrix}$$
(4.20)

则由式(4.13)~(4.19)可得:

$$\mathbf{X}(n+1) = \mathbf{F}(n)\mathbf{X}(n) + \mathbf{G}(n)e_{g}(n)$$
(4.21)

其中,

$$\mathbf{F}(n) = \begin{bmatrix} \frac{-R_{\rm E}}{L_{\rm E}} T_{\rm S} + 1 & 0 & -\frac{T_{\rm S}Bl}{L_{\rm E}} \\ 0 & 1 & T_{\rm S} \\ \frac{BlT_{\rm S}}{M_{\rm MS}} & -\frac{T_{\rm S}}{C_{\rm MS}M_{\rm MS}} & 1 - \frac{R_{\rm MS}T_{\rm S}}{M_{\rm MS}} \end{bmatrix}$$
(4.22)
$$\mathbf{G}(n) = \begin{bmatrix} \frac{T_{\rm S}}{L_{\rm E}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$
(4.23)

其初始条件为:

$$\mathbf{X}(1) = \begin{bmatrix} i(1) \\ x(1) \\ v(1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$
(4.24)

4.3 次级声源的传递函数分析

为了建立有源噪声控制系统次级通路模型,必须先对次级声源的传递函数进 行求解。下面对某8英尺扬声器的传递函数进行求解,扬声器各个参数如下:

音圈电阻 $R_{\rm E}$ =5.77 Ω , 电感 $L_{\rm E}$ =0.57126 mH, 磁力因子 Bl =7.16 Tm

振膜面积 $S_{\rm D}$ =0.0346 m^2 ,力顺 $C_{\rm MS}$ =1.986×10⁻³m/N

质量 M_{MS} =9.446×10⁻³kg,力阻 R_{MS} =8.344 Ns/m

该扬声器的传递函数可表示为:

$$H_{sl}(z) = \frac{P(z)}{E_{sl}(z)}$$
(4.25)

其中,P(z)为扬声器轴线上某一距离处的声压, $E_g(z)$ 为输入电压。本文采用 图 4.4 所示的附加随机噪声的方法来求解整个次级通路的传递函数,其中 $H_{sl}(z)$ 为 次级声源的传递函数, $H_{ss}(z)$ 为从次级声源到误差传声器位置的通道传递函数, $\hat{H}_{s}(z)$ 为整个次级通路传递函数的估计值。



图 4.4 附加随机噪声法的次级通路建模

如图 4.5 所示为分别采用理想模型和类比线路方法建立的次级通路传递函数 幅频与相频曲线图,其中从次级声源到误差传声器位置的通道为纯时延通道。



图 4.5 次级声源传递函数幅频与相频曲线

可以看出,采用类比线路法时次级声源的传递函数幅值与相位都和输入信号的频率相关,尤其当频率比较低时幅值响应与理想模型相差较大。同时,其相位响应与理想模型相比也具有较大的差距,仅当频率接近0.08*f*。时两者比较接近。由于次级通路传递函数建模失配所造成的相位变化等于或大于90度时,则不论收敛系数如何取值,系统都将不会保持稳定。显然,如果采用理想次级声源模型用于有源噪声控制系统的仿真时,将产生较大的误差。

4.4 次级声源模型对有源噪声控制系统性能的影响

4.4.1 收敛范围

由前面求得的次级声源传递函数可知,其幅值与相位响应在低频处与理想模型之间存在较大的差距。根据对 FXLMS 算法的研究^{[93] [188]},次级通路中信号幅值的变化尤其是时延对该算法性能的影响较大。如果在有源噪声控制系统仿真过程中将次级声源假定为理想声源,即传递函数幅值和相位为常数,则会在相位和幅值相差较大的低频率范围内使得实际的控制系统收敛范围产生较大的误差。另外在较低频率范围内,次级声源的幅值明显降低,这会使滤波-X 信号自功率谱幅值降低,从而引起控制系统在该频域的收敛范围增大。

假设次级通路的传递函数为

$$H_{s}(z) = A_{s} z^{-k_{s}}$$
(4.26)

其中, A_s反映了次级通路传递函数的幅值变化, k_s为次级通路的无量纲声时 延, 表示离散时间内以采样点为单位的声时延个数, 且有

$$k_s = Fix(t_s f_s) \tag{4.27}$$

其中 f_e 为采样频率, t_e 为次级通路的声时延(秒),Fix(x)表示最接近于x

的整数。如果采用理想次级声源模型时 $A_s = 1$,则控制系统收敛系数 μ 的取值范围为^[215]

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{\max}} \sin \frac{\pi}{2(2k_s + 1)} \tag{4.28}$$

其中, λ_{max} 为滤波-X 信号自相关矩阵的最大特征值。可以看出,理想次级通 道的时延仅与采样频率和次级声源至误差传声器的距离有关,与输入信号的频率 无关。如果采用类比线路法次级声源模型,则次级通路传递函数幅值响应与频率 有关,对于不同频率的输入信号,控制系统的收敛范围将有所不同。下面以 FXLMS 算法为例,对采用类比线路法建立的次级声源模型和采用理想次级声源模型的有 源噪声控制系统进行仿真。

采用如图 2.1 所示的有源噪声控制系统,将建立的类比线路次级声源模型和 理想次级声源模型引入该控制系统,以单频信号作为噪声源进行模拟计算。控制 系统收敛范围与信号频率之间的关系如图 4.6 所示。



图 4.6 采用单频输入信号时控制系统的收敛范围与信号频率的关系

可以看出,采用理想模型时控制系统的收敛范围基本与信号频率无关,而采 用类比线路模型的控制系统收敛范围随信号频率的增大而减小,且后者的收敛范 围要大于前者,尤其在低频范围内两者相差较大。

4.4.2 降噪量

采用频率为 100Hz 的单频信号作为输入信号时,采用不同次级声源模型的控制系统降噪效果对比如图 4.7 所示。可以看出,当噪声源为单频噪声时,采用类比线路方法进行次级声源建模的控制系统所取得的降噪量远低于采用理想次级声源的控制系统,这主要是由于仿真过程中使用附加随机噪声法对包含由类比线路法建立次级声源模型的次级通路进行估计时产生的幅值和相位失配所引起,即由估计的次级通道传递函数 *Ĥ_s(z)*与实际所使用的传递函数 *H_s(z)*之间的差距所产
生。因此,在实际的控制系统中,当我们采用有限长度的横向 FIR 滤波器对实际 的次级通路进行离线或在线估计时会产生一定的误差,这一误差会导致实际控制 系统的降噪效果远低于采用理想次级声源进行噪声控制仿真所取得的结果。



图 4.7 采用不同次级声源模型时对单频噪声的降噪效果对比

在有源噪声控制系统的实际使用中,噪声源一般都不是简单的单一频率噪声, 而是具有一定带宽的噪声,因此下面使用实测噪声作为输入对控制系统降噪效果 进行仿真。如图 4.8 所示为采用实测发电机噪声信号作为输入进行有源噪声控制 系统降噪效果的比较,其中噪声源在低频和 2.4kHz 附近具有较高的噪声幅值。



图 4.8 采用不同次级声源模型时对实测宽带噪声的降噪效果对比

可以看出,如果采用理想次级声源进行仿真计算,该控制系统具有非常好的 降噪效果,尤其在低频和 2.4kHz 的峰值频率处降噪量比较大。当采用类比线路法 建立的次级声源模型进行仿真计算时,其降噪效果则远小于采用理想次级声源的 控制系统的降噪量,仅在 2.4kHz 峰值处具有一定的降噪量约 15dB 左右,而在低 频处的降噪量则比较小。这是由于采用类比线路法建立的次级声源模型传递函数 具有较大的幅值和相位变化,因而在低频和高频区域的收敛范围相差较大,该控制系统很难低频和高频两者兼顾。系统必须采用较小的收敛系数,以保证迭代收敛和高频峰值处的降噪效果,这样使得低频噪声基本没有降低。

4.5 本章小结

 1)提出了采用电-力-声类比线路的方法对有源噪声控制系统中的次级声源进行建模,建立了次级声源的电-力-声回路耦合方程组,并采用前向欧拉法对微分 方程组进行求解,推导出该微分方程组的迭代求解表达式。

2)采用电-力-声类比线路法建立的次级声源模型、并使用附加随机噪声法对 次级通路的传递函数进行估计。仿真结果表明,类比线路法次级声源模型与理想 次级声源模型传递函数的幅值响应与相位响应均存在较大的不同,如果采用理想 次级声源模型而忽略电声器件对次级通路幅值与相位的影响,将使仿真产生较大 的误差。

3)将类比线路法次级声源模型引入有源噪声控制系统,并通过仿真分析了不同次级声源模型对控制系统收敛范围和降噪量的影响。

57

第5章 次级声源的非线性建模及其影响分析

目前,汽车内部噪声有源控制系统大多采用电动扬声器作为次级声源,在对 控制系统进行仿真时,一般都把用作次级声源的扬声器假设为理想的、不存在幅 值和相位变化的次级声源,或者简化为一个线性的、不存在失真的系统。然而, 汽车所装配的普通扬声器甚至是高质量的扬声器都存在不同程度的非线性失真, 其表现为系统的输出信号与输入信号不成线性关系,输出信号中产生新的频率成 分将改变原信号的频谱,尤其当输入信号为低频和大信号时,非线性现象将更加 突出^[216]。这种次级声源的非线性失真不但会使控制系统仿真结果与实际系统产 生差距,而且在实际的控制系统中使用有限长度 FIR 滤波器对次级通道进行离线 或在线建模时可能会因估计模型的失配而导致控制系统算法性能的改变。可见, 无论是进行控制系统模拟仿真,还是组建实际控制系统时,都必须考虑次级声源 的非线性失真的问题。

本章将对产生次级声源非线性的一些主要因素进行阐述,采用电-力-声类比 线路法建立能够适用于有源噪声控制系统仿真的次级声源非线性时域模型,并通 过试验对该模型进行验证。然后将该模型引入自适应有源噪声控制系统,并以 FXLMS 算法为例,通过仿真探讨了次级声源非线性对 ANC 系统降噪效果的影响。

5.1 次级声源的非线性建模

5.1.1 次级声源非线性因素

电动扬声器是有源噪声控制系统最常用的次级声源,其结构和类比线路法建 立的模型已经在上一章作了介绍,如图 4.2 和图 4.3 所示。如果输入电压 e_g为已 知,扬声器的各个参数已知,便可根据类比线路模型得到扬声器振膜的体速度从 而算得扬声器产生的声压场。假如扬声器各回路的参数均为常数,此系统可近似 为一个线性系统,不会有非线性失真,扬声器轴线上的声压与输入电压 e_g成比例 关系^[214]。但实际上有些扬声器参数并不是恒定不变的,而是和扬声器振膜、音 圈的位置相关。当系统输入为小信号时,振膜与音圈的行程比较小,这些参数均 近似为常数。当输入信号频率比较低、幅值比较大时,扬声器振膜行程比较大, 会引起这些参数的变化而产生非线性响应。其非线性特性基本可分成电回路系统 非线性、悬置系统非线性和声回路系统非线性三类^[217],主要与扬声器的磁路系 统、悬置系统、振膜几何结构与材质属性等相关,具体因素包括扬声器振膜悬置 系统力顺(*C*_{MS})、音圈自感(*L*_E)、磁力因子(*Bl*)、振膜材质杨氏模量和声 压的非线性传播。后两者分别在输入信号为高频信号和传播声压为大声压的情况

58

下才会产生一定的非线性,考虑到汽车内部有源噪声控制系统主要用于对中低频 噪声进行控制且不考虑大声压情况,因此下文主要对前三种影响因素进行讨论。

5.1.1.1 力顺 (C_{MS})

扬声器利用悬置系统将音圈置于磁隙的中央,通过产生一个回复力使音圈向 平衡位置运动。悬置系统通常由悬边和弹波组成,在扬声器结构中除了起到固定 振动系统的作用之外,最主要的功能是给振动系统提供力顺。通常我们都希望扬 声器振膜的运动为线性,即作用力与位移呈线性关系。但实际应用中悬边系统常 被设计为非线性,用以限制振膜的行程和避免损坏扬声器。因此,力顺因素对扬 声器单元中低频的非线性失真影响较大,悬边和弹波设计不好的单元,中低频时 力顺因素对非线性失真的影响甚至超过磁力因子^[218]。



(c) 力顺 图 5.1 扬声器的悬置系统

图 5.1 所示为悬置系统的运动示意图及其非线性的力-位移曲线。可以看出, 当振膜运动幅值比较小时,悬置系统的作用类似于弹簧,力-位移曲线基本呈现线 性的关系,扬声器力顺可近似为常数,即*C_{MS}(x)=^x_{F(x)}≈C*。但当振膜行程比较大 时,悬边和弹波产生较大的拉伸变形,此时力-位移曲线呈现出明显的非线性,扬 声器力顺也将变小。 5.1.1.2 音圈自感(L_E)

音圈中的电流会产生一个变化的磁场,扩散于磁铁、导磁体和空气中,磁通量的大小与音圈的位置相关。当音圈向磁芯内部运动时,其周围充满可以减小磁阻的铁磁物质,导磁率的增大会使音圈自感也增大。当音圈向外运动时,导磁率的减小会使音圈自感减小。如果音圈跳出气隙,则音圈自感要比音圈在气隙之中时低得多。如图5.2所示为不同音圈位置的磁路结构示意图以及音圈自感-位移曲线。



⁽a) 不同音圈位置的磁路结构

(b) 音圈自感-位移曲线

图 5.2 音圈自感与音圈位移之间的关系示意图

自感量的变化将使扬声器阻抗在一个周期中发生改变, 音圈中的电流大小也 随之发生改变, 导致驱动力产生非线性失真。由于其非对称性, 该次级声源将产 生偶数阶非线性失真。当扬声器振膜运动幅值较小时, 扬声器的偶数阶失真大多 由音圈自感所引起。

5.1.1.3 磁力因子 (Bl)

磁力因子 Bl 是气隙磁感应强度 B 与有效音圈线长1的乘积,描述的是扬声器 集中参数模式下力与电之间的耦合。如图 5.3 (a)所示,当音圈行程比较小时, 气隙磁场中的音圈匝数是相等的,有效音圈线长基本保持不变,此时磁力因子基 本为常数。当音圈的行程比较大、音圈离开磁气隙时,磁力因子会随音圈位移的 增大而降低,从而将引起扬声器的非线性失真。图 5.3 (b)为扬声器的磁力因子 -位移关系曲线。可以看出,磁力因子 Bl(x)随位移 x 的变化曲线将与气隙和音圈的 几何结构以及磁铁所产生的磁场有关。如果音圈与气隙磁场不能很好地对中时, 图中所示的磁力因子曲线将偏离零点位置,引起非对称性的非线性失真。



(a)音圈磁路结构 (b)磁力因子-位移关系曲线

图 5.3 磁力因子与音圈位移之间的关系示意图

5.1.2 类比线路法次级声源非线性模型

针对汽车内部噪声的有源噪声控制系统,可忽略一些次要的次级声源非线性 影响因素,例如声学回路的非线性^[219]、扬声器参数因为温度变化产生的时变性^[217] 等外部因素,仅考虑力顺 *C*_{MS}(*x*)、磁力因子 *Bl*(*x*)和音圈自感 *L*_E(*x*)这三个参数。 上一章的式 4.13~4.15 中,使用电-力-声类比线路法建立了次级声源的电学、力学 和声学线性回路方程。在此基础上,建立考虑非线性参数的电-力-声类比线路方 程如下:

电学回路

$$e_g(t) = R_E i(t) + L_E(x) \frac{\mathrm{d}i(t)}{\mathrm{d}t} + i(t) \frac{\partial L_E}{\partial x} \frac{\mathrm{d}x(t)}{\mathrm{d}t} + Bl(x) \frac{\mathrm{d}x(t)}{\mathrm{d}t}$$
(5.1)

力学回路

$$Bl(x)i(t) = M_{MS} \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + R_{MS} \frac{dx(t)}{dt} + \frac{x(t)}{C_{MS}(x)}$$
(5.2)

声学回路:

$$p(t) = \frac{j\omega\rho_0 U_{\rm D} e^{j(\omega t - kr)}}{2\pi r}$$
(5.3)

以上方程中各个符号所代表的物理意义与线性方程相同。采用前向欧拉法来 求解微分方程组:

$$\frac{\mathrm{d}x(n)}{\mathrm{d}t} \cong \frac{1}{T_s} \left(x(n+1) - x(n) \right). \tag{5.4}$$

$$\frac{\mathrm{d}i(n)}{\mathrm{d}t} \cong \frac{1}{T_s} (i(n+1) - i(n)) \tag{5.5}$$

其中T。为采样周期。令

$$\mathbf{X}(n) = \begin{bmatrix} i(n) \\ x(n) \\ v(n) \end{bmatrix}$$
(5.6)

其中, $v(t) = \frac{dx(t)}{dt}$ 为振膜速度,则由式(5.1)~(5.5)可得:

$$\mathbf{X}(n+1) = \mathbf{F}(n)\mathbf{X}(n) + \mathbf{G}(n)e_{g}(n)$$
(5.7)

其中

$$\mathbf{F}(n) = \begin{bmatrix} \frac{-R_{\rm E}}{L_{\rm E}(n)} T_{\rm S} + 1 & 0 & -\frac{T_{\rm S}}{L_{\rm E}(n)} \left(i(n) \frac{\partial L_{\rm E}(n)}{\partial x} + Bl(n) \right) \\ 0 & 1 & T_{\rm S} \\ \frac{Bl(n)T_{\rm S}}{M_{\rm MS}} & -\frac{T_{\rm S}}{C_{\rm MS}(n)M_{\rm MS}} & 1 - \frac{R_{\rm MS}T_{\rm S}}{M_{\rm MS}} \end{bmatrix}$$
(5.8)
$$\mathbf{G}(n) = \begin{bmatrix} \frac{T_{\rm S}}{L_{\rm E}(n)} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$
(5.9)

初始条件:

$$\mathbf{X}(1) = \begin{bmatrix} i(1) \\ x(1) \\ v(1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$
(5.10)

5.2 次级声源非线性的评价

次级声源的非线性可以使用总谐波失真来进行评价。在扬声器在工作过程中, 由于不可避免地在原始声波的基础上生成二次、三次甚至多次谐波,这样在输出 的声音信号中不再只有基频信号,而且还包括谐波成分,这种由于产生谐振现象 而导致其输出声音时出现的失真称为谐波失真(Harmonic distortion,简称 HD)。 总谐波失真(Total harmonic distortion,简称 THD),是指所有谐波成分的信号功 率与所有频率成分信号功率的比值,通常被用来衡量扬声器非线性失真的大小, 用百分数来表示。其计算公式为:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n>1} |Y(nf)|^2}}{\sqrt{\sum_{n>0} |Y(nf)|^2}} \times 100\% = \sqrt{\sum_{n>1} HD_n^2}$$
(5.11)

其中Y(nf)为n阶谐波幅值, HD_n 为n阶谐波失真。

5.3 非线性模型仿真及实验验证

5.3.1 次级声源基本参数测试

次级声源的非线性失真与所使用扬声器的大小是相关的,扬声器振膜面积越 大则共振频率越低,其低频失真度也越小。因此,本文选用直径分别为 10.5cm(1#) 和 21cm(2#)的两款扬声器作为研究对象,对其非线性进行测试和模拟仿真。根 据前面对非线性形成原因的分析可知,只有当输入信号为大信号、扬声器振膜行 程比较大的情况下,才会产生较为明显的非线性。因此,在对扬声器的基本参数 进行测试时,本文采用非常小的电压(0.1V)作为输入,以防止测试过程中引入 一些非线性的因素。所测两款扬声器的基本参数如表 5.1 所示:

参数	1#扬声器	2#扬声器	单位	说明
R _E	5.77	6.27	Ohm	音圈电阻
L_E	0.390	0.71	mH	音圈自感
\mathbf{f}_{s}	172.0	40.4	Hz	扬声器共振频率
M_{ms}	9.446	60.7	g	包括振膜、音圈和空气载荷的力学质量
M_{md}	8.99	57.1	g	振膜与音圈的力学质量
R _{ms}	8.334	4.397	kg/s	悬边系统力阻
C _{ms}	0.09	0.26	mm/N	悬边系统力顺
K _{ms}	11.03	3.91	N/mm	悬边系统刚度
B1	7.15	13.19	N/A	磁力因子
S_d	86.59	346.36	cm ²	振膜面积
Q_{tp}	0.6	0.48	/	总品质因子

表 5.1 扬声器的基本参数测试结果

5.3.2 非线性参数的测试

使用 Klippel 测试分析系统对大小不同的两款扬声器的非线性参数进行测试, 该系统首先采用小信号输入对扬声器的线性参数进行识别,并将这些参数输入集 总参数模型,然后采用大信号作为输入、使用自适应辨识的方法对扬声器的非线 性参数进行识别。通过这一方法所测得的 1#扬声器的非线性参数曲线如图 5.4 所 示。图 5.4 (a)所示为测试所得到的力顺曲线,可以看出该款扬声器力顺具有较 大的非线性,力顺的大小与振膜位置相关,振膜位移越大则力顺越小,并且最大 力顺位置点偏离零点约 0.6mm 左右。图 5.4 (b)为测得的音圈自感曲线,也呈现 明显的非线性,当音圈由零点向远离磁芯方向运动时,磁通量的减小将使音圈自 感系数降低。对于反方向运动,当位移达到-1.3mm以后,音圈继续向磁芯内部运 动时自感将有所降低,这主要与其磁路结构有关。通常来说,很难在两个方向取 得对称的磁场,因此音圈自感曲线一般都是不对称的。图 5.4 (c)为所测的磁力 因子,可以看出当振膜位移发生改变时,磁力因子的变化比较小,非线性不太明 显。



(c) 磁力因子

图 5.4 测试得到的 1#扬声器非线性参数曲线

图 5.5 为通过测试得到的 2#大扬声器的非线性参数曲线。从图 5.5 (a)可以 看出,2#大扬声器的力顺曲线也呈现较大的非线性,最大力顺位置偏离零点约 2mm 左右。图 5.5 (b)中的音圈自感与小扬声器稍有不同,音圈由磁芯内部向外 运动时,自感将不断减小,该非对称的非线性特征将引起偶数阶的失真。图 5.5 (c)中磁力因子曲线可以看出,最大磁力因子向外偏离零点约 1mm 左右,当其 位移在-2mm~4mm 范围内时磁力因子基本保持不变。

64



(c) 磁力因子

图 5.5 测试所得的 2#扬声器非线性参数

5.3.3 谐波失真测试与仿真

为了对上述非线性模型进行验证,采用图 5.6 所示的测试系统对两款扬声器 的谐波失真进行测试,同时采用前面所介绍的类比线路法次级声源非线性模型对 谐波失真进行仿真。



图 5.6 次级声源用音箱非线性响应测试系统

5.3.3.1 噪声频谱对比

当输入电压幅值为 10V 时,通过测试和仿真所得到的大小不同 1#与 2#两款





图 5.7 所示为输入电压的幅值为 10V、频率为1/2fs 时 1#扬声器的频谱对比, 其中 fs 为扬声器的共振频率。可以看出,仿真与测试结果比较接近。



图 5.8 输入电压为 10V 频率为 fs (182.5Hz)时 1#扬声器失真频谱对比

图 5.8 为输入电压幅值为 10V、频率为 fs 时 1#扬声器的频谱对比。两者各阶 谐波幅值分布特征比较相似,但仿真所得到的谐波幅值要低于测试结果。



图 5.9 输入电压为 10V 频率为 2fs (365Hz)时 1#扬声器失真频谱对比 图 5.9 为输入信号为 10V 频率为 2fs 时 1#扬声器的频谱对比。可以看出,各



图 5.10 输入电压为 10V 频率为¹/2fs(20.6Hz)时 2#扬声器失真频谱对比

图 5.10 所示为输入电压幅值为 10V、频率为¹⁄₂fs 时 2#扬声器的频谱对比。可 以看出两者具有比较相似的频谱,第三阶谐波幅值均高于第二阶,由于磁力因子 和力顺都是非对称的,因此二阶谐波幅值也比较高。



图 5.11 输入电压为 10V 频率为 fs (41.2Hz) 时 2#扬声器失真频谱对比

图 5.11 为输入信号为 10V 频率为 fs 时 2#扬声器的频谱对比。前 5 阶谐波失 真比较相似,第二阶和第三阶谐波失真幅值较高且两者基本相等。不过仿真所得 到的第二、三阶谐波失真幅值要大于测试所得到的幅值。



图 5.12 输入电压为 10V 频率为 2fs(82.4Hz)时 2#扬声器失真频谱对比

图 5.12 为输入电压幅值为 10V 频率为 2fs 时 2#扬声器的频谱对比。可以看出, 两者从第 3 阶开始出现比较大的区别,尤其是高阶谐波,仿真所得到的幅值衰减 速度明显大于测试结果。考虑到输入信号频率较高时,扬声器振膜幅值相对较小, 由顺行、音圈自感和磁力因子三个因素造成的谐波失真将显著降低,但在实际的 测试中,扬声器振膜将产生分裂振动并成为其非线性的重要因素,从而导致两者 在高频处产生较大的差距。

5.3.3.2 总谐波失真对比

图 5.13 为不同输入电压条件下通过测试和仿真所得到的 1#次级声源总谐波 失真对比图。





从图中可以看出,次级声源总谐波失真随输入信号幅值以及频率的变化趋势 基本相同。随着输入信号幅值的增大,次级声源总谐波失真逐步增大,且输入信 号频率越低,则幅值的影响越明显。该次级声源的谐振频率为 182Hz,可以看出 总谐波失真主要在信号频率低于谐振频率时比较突出,且随着频率增大而减小。 当输入信号频率大于谐振频率时,总谐波失真幅值相对较小,且受输入信号频率 的影响不大。根据前面所论述,当扬声器振膜与音圈运动行程比较小时,非线性 失真相对比较小。该次级声源扬声器的总品质因子为 0.6,振膜行程随着频率的 增大而减小,且当频率大于谐振频率时振膜行程大大减小,所以当输入信号频率 大于谐振频率时 THD 幅值很小且基本不变。

同时可以看出,测试结果与模拟结果两者之间也存在一些差距:(1)当输入 信号频率接近或大于谐振频率时,测试所得 THD 要大于模拟计算所得的 THD, 这是由于模拟计算的模型中仅考虑了部分产生非线性失真因素的原因。当输入信 号频率大于谐振频率时,其他非线性因素对 THD 的贡献相对较大。(2)当输入 信号幅值比较小、THD 幅值比较小的时候,两者有较大差距,这可能是由其它非 线性因素以及测试系统本底噪声影响所致,但此时 THD 幅值相对较小。

图 5.14 为测试和仿真得到的 2#扬声器在不同输入电压条件下的总谐波失真。



图 5.14 不同输入电压下 2#扬声器的总谐波失真 (THD)

可以看出,当输入电压为 0.05V 时的总谐波失真曲线与其它曲线有所不同, 这是由于输入输出太小从而使结果受噪音的影响较大所引起。当输入电压大于 0.5V 时,扬声器总谐波失真随着输入电压的增大而增大。另外,总谐波失真与输 入信号的频率相关,在扬声器谐振频率点(41.2Hz)有一个低点。当信号频率低 于谐振频率时,振膜行程将随着信号频率的增大而减小,总谐波失真也会逐渐降 低。当信号频率大于谐振频率直至 1000Hz,测试结果所显示的总谐波失真基本不 变,而仿真结果则随频率增大而降低,两者存在一定的差距。

基于以上讨论可知,次级声源 THD 的大小与输入信号幅值、频率以及扬声器结构参数相关,在较低频率范围、较大输入信号幅值的情况下,通过考虑扬声器的力顺、音圈自感和磁力因子这三个参数所存在的非线性来建立次级声源的非线性模型是可行的。对于尺寸较大的低音扬声器、信号频率大于谐振频率时,该非线性模型尚有待进一步研究和验证。

5.4 考虑次级声源非线性的有源噪声控制仿真

5.4.1 不同次级声源模型的降噪效果对比

采用单频信号作为初级信号、1#扬声器作为次级声源,将电-力-声类比线路 方法建立的次级声源非线性时域模型引入有源噪声控制系统,对控制系统的收敛 范围和降噪效果进行仿真。对于窄带噪声信号,控制系统无需对不同噪声频率成 分进行有选择性地控制,因此本文在仿真过程中仍采用 FXLMS 算法。

当噪声源为幅值为 80dB、频率为 100Hz 的单频音时,采用不同次级声源模型的有源噪声控制系统降噪效果对比如图 5.15 所示,次级声源在该频率的总谐波失真为 10.8%。图中的"线性模型"即次级声源采用类比电路建立的线性模型,不考虑其非线性,100Hz 峰值为 14dB;"非线性模型"即次级声源采用类比电路建立的非线性模型,100Hz 峰值为 57dB。由于滤波器阶次大小对收敛范围、降噪效果和计算量均会产生影响,为使不同次级声源模型的系统降噪效果具有可对比

69

性,计算中不同次级声源模型采用了相同的滤波器阶次。另外,在进行仿真的过程中,首先都通过试算得到控制系统的收敛范围,图 5.15 中结果所使用的收敛系数均取收敛上限的一半,以使得结果具有可对比性。



图 5.15 采用不同次级声源模型时对单频噪声进行降噪后的残差频谱对比

可以看出,次级声源的非线性对 ANC 系统的降噪效果有非常明显的影响。 采用线性模型的系统的降噪量达到 66dB,而非线性模型的降噪量仅为 23dB,并 且非线性模型 ANC 系统还产生了幅值分别为 55dB 和 58dB 的二阶和三阶谐波噪 声。

5.4.2 非线性大小对降噪效果的影响

当噪声源为单频信号时,如果信号频率保持不变,修改信号的幅值,这样会 引起次级声源总谐波失真的改变。下面以100Hz单频噪声源为例,对次级声源总 谐波失真的大小发生改变时控制系统在基频处的降噪量进行仿真,结果如表 5.2 所示。在仿真过程中,阶次保持不变,而收敛系数则都取收敛上限的一半。

总谐波失真	0.0%	0.7%	2.6%	10.8%	25.6%
降噪量 (dB)	66	51	32	23	20
收敛范围上限	1.78	1.79	1.80	1.80	1.80

表 5.2 次级声源 THD 对 ANC 系统降噪量的影响

显然,随着次级声源非线性失真的增大,控制系统所能取得的降噪量明显降低。为了减少非线性对控制系统降噪效果的影响,可在设计次级声源时可尽量根据噪声源频谱特征来进行,使次级声源在主要噪声源频率范围内具有较小的非线性失真。如果所要控制的噪声频率比较低,则可结合实际情况选择尺寸较大、具有低谐振频率的扬声器作为次级声源,以尽量降低次级声源非线性对控制系统降噪性能的影响。同时可以看出,对于具有不同非线性大小的次级声源,控制系统

的收敛范围上限基本是相同的,即次级声源总谐波失真的大小对控制系统收敛范 围的影响很小。

5.5 本章小结

 1)对引起有源噪声控制系统次级声源非线性的主要因素进行了阐述,通过考 虑系统力顺、磁力因子和音圈自感这三个参数的非线性,采用电-力-声类比线路 方法建立了次级声源非线性时域模型。

2)对大小不同两款扬声器的力顺、磁力因子和音圈自感进行测试,同时对其 谐波失真和总谐波失真进行了测试和仿真,结果表明在较低频率范围和较大输入 信号幅值的情况下,本文所建立的次级声源非线性模型是可行的。

3) 将次级声源非线性时域模型引入自适应有源噪声控制系统,并以 FXLMS 算法为例对单频噪声的有源控制进行仿真,结果表明采用非线性次级声源模型的 控制系统降噪量要远低于采用线性次级声源模型的系统,并且次级声源非线性的 大小对控制系统降噪效果也会产生较大的影响。

第6章 汽车内部噪声的有源控制

随着汽车工业竞争的日趋激烈,汽车生产厂家对汽车乘坐的舒适性变得越来 越重视。除了根据行业标准对汽车噪声与振动的大小进行测试以外,对汽车内部 的声品质进行主观评价的研究也越来越多,各种测试和评价规范也将日益完善。 同时,随着对来自路面和动力总成噪声的不断降低,车内各种零部件的噪声问题 也日益凸显出来。为了改善车内的声品质,主机厂对各个零部件的声品质也在不 断进行规范和提出更为严格的要求。如何采用有源噪声控制系统对整车声品质和 各个零部件的声品质进行改善尚有待进行深入研究。

本章包括两部分内容,第一部分对整车在各种工况下的噪声与振动进行测试, 并且采用 FXLMS 算法和 FELMS 算法的控制系统对车内的声品质分别进行有源控制。第二部分对汽车空调系统、发动机冷却风扇、车窗升降系统的噪声与振动进 行测试,采用有源控制系统对其声品质进行控制和评价。

6.1 汽车整车的噪声与振动测试

6.1.1 测试系统

采用某款福特汽车作为测试样车、LMS测试系统对整车的噪声与振动进行测试。测试系统组成如图 6.1 所示:



(a)测试系统示意图



(b)测试现场

图 6.1 整车的噪声与振动测试系统

6.1.2 传感器布置

共布置四个三向加速度计和四个声压传感器,如表 6.1 所示:

序号	传感器类型	测试说明
1	加速度计	左后悬架减振弹簧上方支点的三个方向加速度
2	加速度计	右后悬架减振弹簧上方支点的三个方向加速度
3	加速度计	右前悬架减振弹簧上方支点的三个方向加速度
4	加速度计	左前悬架减振弹簧上方支点的三个方向加速度
5	声压传感器	左后座椅乘客左耳位置的声压
6	声压传感器	右后座椅乘客右耳位置的声压
7	声压传感器	右前座椅乘客右耳位置的声压
8	声压传感器	左前座椅乘客左耳位置的声压

表 6.1 传感器布置情况

传感器的具体布置位置如图 6.2 所示:



(a) 前悬架布点位置



(b) 后悬架布点位置

图 6.2 参考传感器的布置



图 6.3 误差传声器的布置

6.1.3 次级通道传递函数测试

本文将采用安装在前车门上的两个扬声器作为车内噪声有源控制系统的次级 声源。为了测试次级通道的传递函数,本文采用白噪声作为输入、误差传声器所 测噪声信号作为输出,对次级通道的传递函数进行计算。如图 6.4 所示为测得的 车内不同次级通道的传递函数,图标所代表的含义为:LF-左前,RF-右前,S-次 级声源, M-误差传声器, 例如 LFS-LFM 表示从左前次级声源到左前误差传声器 的传递函数。



图 6.4 测试所得到的车内次级通道传递函数

为了研究车内前排乘坐人员数量对次级通道传递函数的影响,本文共测试了 三种不同情况下从左前次级声源到左前误差传声器的次级通道传递函数:

- 1) 无人:前排不坐人;
- 2) 一人:前排驾驶座坐人,副驾驶座无人;
- 3) 两人:前排驾驶座和副驾驶座各坐一人。





以其中的一个次级通道"左前次级声源-左前误差传声器"为例,测试结果如 图 6.5 所示。可以看出,随着车内乘坐人数的改变,汽车内部的声学模态将发生 一定的改变,对次级通道的传递函数将产生一定的影响。可见,当车内乘坐人员

74

数量发生改变时,有源噪声控制系统需要对次级通道重新进行估计和建模。

6.1.4 整车噪声与振动测试工况

测试路面为城市路面,在凌晨车辆少、背景噪声低的条件下进行,关闭车窗和车内空调。对整车运行时的噪声与振动进行测试时,共包括如下几种工况:

1) 汽车加速工况: 踩下油门, 汽车速度从 0km/h 加速到 60km/h;

2)发动机加速运行工况:踩下离合器、汽车静止不动,同时踩下油门,发动机转速从 0rpm 加速到 4000rpm,此时车内的噪声仅来自于发动机和背景噪声,没有来自汽车运行时所产生的来自路面和轮胎的噪声;

3) 发动机怠速运转工况;

4) 汽车匀速运行工况:通过控制油门,使汽车以 50km/h 的速度匀速运行。

6.2 整车车内噪声的有源控制仿真

下文使用 FXLMS 算法和 FELMS 算法进行车内噪声有源控制时,均使用双通 道的有源控制系统,包括两个参考信号、两个误差信号和两个次级声源。

6.2.1 汽车加速工况

对汽车加速运行过程中的车内噪声进行有源控制,分别采用不同位置的加速 度作为参考信号,对车内前排乘客和后排乘客耳朵处的降噪效果进行仿真。

6.2.1.1 参考信号对降噪效果的影响

1) 前悬置垂向加速度作为参考信号

采用左、右两个前悬置上方支点的垂向加速度作为两个参考信号、车内前排 驾驶位置和副驾驶位置乘客耳朵处的声压作为两个理想信号,对控制系统的降噪 效果进行仿真,结果如图 6.6 所示:









图 6.7 加速过程中有源降噪前后车内前排座椅处声压级对比

从图 6.7 可以看出,采用 FXLMS 算法时,控制系统能取得的降噪效果非常 有限,而采用 FELMS 算法则能取得一定的降噪效果,尤其在加速过程中的前期 和后期,能取得大约 2.5dB(A)的降噪量。



有源噪声控制前后,后排座位的降噪效果如下图 6.8 所示:



从图 6.8 可以看出,采用前悬置垂向加速度作为参考信号时,后排座椅处的 噪声也会有一定程度的降低,尤其是加速的前期和后期,采用 FELMS 算法时有 2~3dB(A)的降噪量。

2) 前悬置前后向加速度作为参考信号

当采用前悬置上方支点的前后方向加速度作为参考信号时,车内前排座位处的降噪效果如图 6.9 所示:



图 6.9 加速过程中采用前悬置前后方向加速度作为参考信号时的声压级对比

可以看出,采用 FELMS 算法时,控制系统最大能取得约 2.5dB(A)的降噪量, 与采用垂向加速度作为参考信号时的结果相似。

3) 前悬置横向加速度作为参考信号

当采用前悬置上方支点的横向加速度作为参考信号时,控制系统取得的降噪 效果如下图 6.10 所示:



图 6.10 加速过程中采用前悬置横向加速度作为参考信号时的声压级对比

与前面两种情况类似,采用 FELMS 算法时的降噪效果要好于 FXLMS 算法, 不过副驾驶位置的降噪效果不如采用垂向加速度和前后方向的加速度作为参考信 号时的降噪效果。

4)后悬置垂向加速度作为参考信号

下面采用左、右两个后悬置上方支点位置的垂向加速度作为参考信号,对车 内前排乘客耳朵处的噪声有源控制进行仿真,结果如图 6.11 所示:



图 6.11 采用后悬置上方垂向加速度作为参考信号时的降噪效果对比

可以看出,汽车加速运行过程中,如果采用后悬置处的加速度作为参考信号, 车内前排座椅处的噪声没有得到有效降低。当采用车内后排座位的噪声作为理想 信号进行仿真时,也得到基本相似的结果。可见,当汽车加速运行时,后悬置上 方支点的加速度与车内噪声具有低的相关性,此时不适合用作参考信号。选择不 同位置加速度作为参考信号时,其与车内噪声之间的相关性如表 6.2 所示:

参考信号	驾驶位处噪声		副驾驶位处噪声	
前悬置垂向加速度	0.1340	0.0929	0.2289	0.4739
前悬置纵向加速度	0.0657	0.1599	0.1346	0.4256
前悬置横向加速度	0.1202	0.1492	0.0545	0.2043
后悬置垂向加速度	0.0624	0.1681	0.1344	0.1973

表 6.2 不同位置加速度与车内噪声之间的相关性比较

综合上述结果可知,汽车加速运行过程中,采用前悬置上方支座处的垂向或 者前后方向的加速度作为参考信号时,控制系统能取得一定降噪效果。当采用后 悬置上方支座处的加速度作为参考信号进行降噪时,车内噪声基本不变。因为当 汽车加速运行时,车内噪声中的一部分来自于发动机,由于前悬置上方支座距离 发动机比较近,采用该点加速度作为参考信号时,与车内噪声具有较好的相关性, 因而能取得一定的降噪效果。而后悬置则距离发动机较远,导致有源控制系统难 以有效降低车内噪声。

6.2.1.2 噪声频谱与声品质分析

下面对采用前悬置垂向加速度作为参考信号、前排座位处声压作为理想信号的情况进行频谱和声品质分析。降噪前后的车内噪声频谱对比如图 6.12 所示:



(e) 驾驶位置, FELMS

(f) 副驾驶位置, FELMS

图 6.12 加速过程中有源降噪前后车内噪声时频分析图对比

从上图可以看出,汽车加速运行过程中,低频噪声幅值较大,控制系统的降噪效果主要位于 100Hz 以下的低频噪声,且 FELMS 算法的降噪效果明显好于 FXLMS 算法。

根据第一章对汽车整车声品质的概述,目前国内外尚无统一的车内声品质评 价标准,不同研究人员所使用的声品质客观评价方法也不尽相同,大多为响度、 粗糙度、尖锐度、波动度和声压级等一些基本的客观参量以及基于这些参量建立 的综合评价参量,例如舒适度、烦恼度。下文将主要采用与主观评价结果具有较 大相关性的响度进行评价,同时也给出了粗糙度、尖锐度以及由 Aures 提出的感 觉舒适度的结果。其中感觉舒适度的计算公式如下^[220-221]:

$$W = e^{-0.55R} e^{-0.113S} (2.14 - e^{-2.2T}) e^{-(0.023N)^2}$$
(6.1)

其中W为舒适度, R为粗糙度, S为尖锐度, T为音调度, N为响度。 汽车加速过程中的声品质对比如图 6.13 所示:





可以看出,有源降噪后的车内噪声粗糙度和尖锐度基本变化不大,而采用 FELMS 算法时车内响度最大可取得 1sone 的降低,因此通过该有源噪声控制系统 降噪后,车内声品质能取得一定的改善。声品质参量结果归纳如表 6.3:

表 6.3 发动机加速运行时的车内声品质								
		驾	驶位			副空	驾驶位	
算法	响度	尖锐度	粗糙度	舒适度	响度	尖锐度	粗糙度	舒适度
	sone	acum	asper		sone	acum	asper	
ANC-off	6.80	0.442	0.699	0.167	6.57	0.446	0.707	0.168
ANC-FXLMS	6.64	0.446	0.692	0.163	6.45	0.451	0.695	0.165
ANC-FELMS	6.21	0.459	0.675	0.154	6.04	0.464	0.685	0.153

6.2.2 发动机加速运行工况

前面研究的是整车加速时的车内噪声控制,包括发动机噪声、路面轮胎相互 作用产生的各种噪声。为了对发动机加速运行工况下的噪声控制单独进行研究, 在测试过程中,通过踩下离合器不变、同时通过踩油门使发动机加速运行至 4000rpm,此时车内只有发动机运转所产生的噪声,汽车静止不动因而没有来自 路面和轮胎的振动与噪声。采用前悬置上方支点处的加速度作为参考信号,控制 系统的降噪效果如图 6.14~6.16 所示。



图 6.14 发动机加速过程中有源降噪前后车内噪声时域信号对比



图 6.15 发动机加速过程中有源降噪前后车内声压级对比

从图 6.15 可以看出,发动机加速过程中,控制系统所取得的降噪效果较为明显,采用 FELMS 算法时的降噪效果要稍好于采用 FXLMS 算法,驾驶位置的降噪量达到 3~5dB(A),副驾驶位置的降噪量则可达到 10dB(A)左右。

由图 6.16 可知,有源噪声控制系统所取得的降噪效果主要位于 100~200Hz 的低频范围内。



(c) 驾驶位置, FXLMS

(d) 副驾驶位置, FXLMS



(e) 驾驶位置, FELMS

(f) 副驾驶位置, FELMS

图 6.16 加速过程中有源降噪前后车内噪声时频分析图对比



图 6.17 发动机加速过程中有源降噪前后的车内声品质对比

发动机加速过程中的车内声品质对比如图 6.17 所示。可以看出,发动机加速 过程中,车内的响度得到较大的降低,不过粗糙度和尖锐度稍有增加。各个参量 结果归纳如表 6.4,经控制系统降噪后的车内舒适度反而有所下降。

	驾驶位			副驾驶位				
算法	响度	尖锐度	粗糙度	舒适度	响度	尖锐度	粗糙度	舒适度
	sone	acum	asper		sone	acum	asper	
ANC-off	7.91	0.471	0.568	0.415	9.81	0.464	0.549	0.257
ANC-FXLMS	6.69	0.524	0.589	0.313	6.70	0.516	0.593	0.153
ANC-FELMS	5.69	0.522	0.597	0.297	5.31	0.543	0.598	0.099

表 6.4 发动机加速运行时的车内声品质

6.2.3 怠速工况









(b) 驾驶员位置, FELMS 算法





可以看出,驾驶员位置的噪声幅值为 39.2dB(A),要比副驾驶位置的噪声幅值 38.1dB(A)高大约 1.1dB(A)。采用 FXLMS 算法和 FELMS 算法所能取得的总降 噪量比较接近,主要在低阶的噪声幅值处取得较为明显的效果。



图 6.19 列出了汽车怠速工况下的车内噪声有源控制前后的特征响度对比。可 以看出,车内驾驶位置和副驾驶位置的总响度分别为 2.26sone 和 2.15sone,幅值 比较小。汽车怠速工况下,车内最常见的噪音问题是由于共振而产生的车内低频 共鸣声,从上图可以看出车内 200Hz (2Bark)以下的响度在 1sone 以内,幅值非 常小,不存在低频共鸣声的问题。怠速工况下有源降噪前后的车内声品质参量结 果归纳如表 6.5 所示:

		驾	驶位			副空	驾驶位	
算法	响度	尖锐度	粗糙度	舒适度	响度	尖锐度	粗糙度	舒适度
	sone	acum	asper		sone	acum	asper	
ANC-off	2.26	0.465	0.324	0.570	2.15	0.488	0.354	0.451
ANC-FXLMS	2.18	0.487	0.376	0.184	2.22	0.489	0.384	0.183
ANC-FELMS	2.13	0.516	0.36	0.185	2.09	0.519	0.373	0.184

表 6.5 发动机怠速运行时的车内声品质

6.2.4 匀速工况





(a) 驾驶员位置, FXLMS 算法

(b) 驾驶员位置, FELMS 算法



⁽c) 副驾驶位置, FXLMS 算法

(d) 副驾驶位置, FELMS 算法

图 6.20 汽车匀速行驶时车内噪声有源控制前后频谱对比

可以看出,控制系统在 67Hz 的噪声峰值处取得了约 7dB 的降噪量,采用 FXLMS 算法时,总的降噪量在驾驶位置和副驾驶位置分别为 0.5dB(A)和 0.1dB(A),采用 FELMS 算法时,总的降噪量则分别为 0.9dB(A)和 0.4dB(A)。尽 管控制系统在噪声的峰值处能取得一定的降噪量,但其总降噪量却比较有限,大 多在 1dB(A)以内,主要原因在于该车使用年限较长、隔音性能较差,导致轮胎噪 声容易通过空气传播至车内,所测的车内噪声与通过加速度计测得的参考信号之 间的相关性较差,因而控制系统所能取得的降噪量也比较有限。车内噪声与前悬 置垂向加速度之间的相关性如表 6.6 所示,匀速工况下其相关性均低于 0.2,远小 于整车加速工况下的最大相关性 0.4739,因为整车加速运行时通过结构传播至车 内的发动机噪声占总噪声的比例更大。

表 6.6 不同工况下车内噪声与前悬置垂向加速度之间的相关性

整车试验工况	试验工况 驾驶位		副驾驶	驶位处
加速工况(0-60km/h)	0.1340	0.0929	0.2289	0.4739
匀速工况(50km/h)	0.1688	0.1523	0.1610	0.1067



采用有源噪声控制系统降噪前后的车内噪声特征响度如图 6.21 所示,采用 FELMS 算法时控制系统能取得 0.67sone 和 0.55sone 的响度降低。

图 6.21 汽车匀速运行时有源降噪前后的车内噪声特征响度对比

各个声品质参量结果归	纳如表 6.7:
------------	----------

驾驶位 副驾驶位 算法 响度 尖锐度 粗糙度 舒适度 响度 尖锐度 粗糙度 舒适度 sone acum asper sone acum asper ANC-off 9.93 0.603 1.28 0.228 9.81 0.603 1.28 0.105 ANC-FXLMS 0.662 0.107 9.68 1.24 0.228 9.63 0.663 1.29 ANC-FELMS 9.26 0.66 1.2 9.51 0.229 0.655 1.25 0.110

表 6.7 汽车匀速运行时车内有源降噪前后的声品质

综合以上各种工况条件下的车内噪声频谱对比和声品质参量结果可知,采用 FELMS 算法的控制系统在噪声峰值频率均能取得一定的降噪效果,尤其对于低频 的噪声峰值比较有效。通过控制系统降噪后,车内A计权声压级和响度也能取得 一定程度的降低,但车内舒适度的改善十分有限甚至有所降低,主要原因在于经 过控制系统降噪后的车内噪声峰值有所降低、其音调度减小,从而导致舒适度的 降低。

6.3 汽车零部件噪声有源控制仿真

以前各大汽车制造商对整车噪声比较重视,路面噪声、发动机噪声、风噪声 等问题比较突出,而车上一些部件产生的噪声则被掩蔽而不被重视。然而,随着 各种整车噪声的日益改善并降低到一定的水平后,车上的各种零部件所产生的噪 声问题也逐渐暴露出来并得到厂商的日益重视。下文将对发动机冷却风扇、空调 系统、车窗升降系统这些汽车部件噪声的有源控制进行研究。

6.3.1 空调系统噪声控制

汽车空调系统的噪声源来自于鼓风机马达,其振动可通过结构传播至空调系统而产生结构噪声,而鼓风机产生的气流噪声也可通过空调系统风道传播至车内。

6.3.1.1 空调系统噪声与振动测试

整个空调系统的噪声测试如图 6.22 所示,包括一个声压传感器和六个加速度 计,其中声压传感器距离空调出风口 1 米,加速度计则分布于系统的六个不同位 置,用来判断参考传感器的合适位置。加速度计布置位置如下:

- ① 鼓风机底部
- ② 空调系统安装点位-空调系统中部横梁
- ③ 空调系统安装点位-鼓风机的侧部
- ④ 空调系统安装点位-空调系统的左侧

- ⑤ 空调系统安装点位-空调系统中部
- ⑥ 空调系统出风口



图 6.22 消声室对汽车空调通风系统进行噪声与振动测试

6.3.1.2 空调系统噪声有源控制仿真

首先采用 FXLMS 算法对空调系统的噪声控制进行仿真,来判断和选择合理的参考信号。选取不同位置点的加速度作为参考信号时,控制系统能取得的降噪效果如图 6.23 所示:





⁽e) 5#点作为参考信号

(f) 6#点作为参考信号

图 6.23 空调系统不同位置加速度作为参考信号时的降噪效果对比

从上图可以看出,采用 4#和 6#位置加速度作为参考信号时,控制系统能取得一定的降噪效果,主要在 392Hz 的峰值频率取得 12dB 的降噪量以及 450Hz~550Hz 的频率范围内能取得约 5dB 的降噪量,表明这两个位置的振动与空调系统产生的噪声具有较强的相关性。下面将采用 6#位置加速度作为参考信号对空调系统声品质有源控制进行研究。

在第一章已经介绍了Ricardo等人通过对汽车空调系统的声品质进行了研究, 发现客观评价参量响度、粗糙度、尖锐度和音调度与主观评价结果具有较好的相 关性,能够较好地描述该产品的声品质,因此下面对有源降噪前后的这四个评价 参量进行对比。





降噪前后的特征响度对比如图 6.24 所示, FXLMS 算法在低频能取得比 FELMS 算法更好的降噪效果,但高频范围内的噪音却有所增加。

算法	响度/sone	尖锐度/acum	粗糙度/asper	音调度/tu
ANC-off	20.4	2.15	2.37	0.035
ANC-FXLMS	20.5	2.27	2.46	0
ANC-FELMS	20.1	2.16	2.39	0.001

各个声品质参数结果如表 6.8 所示:

表 6.8 空调系统噪声有源控制前后的声品质对比

尽管控制系统在 392Hz 处取得了 12dB 的降噪量,但从以上表可以看出,有 源控制系统取得的声品质改善十分有限,只有音调度得到明显改善。

目前主机厂对空调系统供应商所提出的产品噪声方面的规范要求主要有两方 面,首先是对总噪声幅值的要求,其次是对空调系统异音的控制,由于鼓风机马 达所产生的阶次噪音很容易通过风道或空调系统的结构振动而扩大,因此对类似 于 392Hz 这种单频音的幅值单独进行控制,超过一定幅值会被认定为异音。由于 Aures 所提出的感觉舒适度与音调度是正相关的,此处显然不宜用来对空调系统 的总体声品质进行评价。如果仅从目前实际应用出发,空调系统的声品质适合用 响度和音调度来进行评价,使用有源噪声控制系统将有利于该空调系统的声品质 改善。

6.3.2 冷却风扇噪声控制

冷却风扇所产生的噪声和振动会通过两种主要传播途径进入车内,一种为风 扇产生的气流噪声或结构噪声通过空气传播进入车内,第二种为风扇产生的振动 通过车身结构传递至车身并向车内辐射噪声。

6.3.2.1 冷却风扇的噪声与振动测试

传感器的布置图 6.25 所示, 共包括两个加速度计和两个声压传感器:

①为安装于冷却风扇上的加速度计

2为安装于车体上的加速度计

③为安装于冷却风扇附近的声压传感器

④为安装于车内驾驶员右耳处的声压传感器



(a) 冷却风扇



⁽b)参考信号测试传感器布置

(c) 误差信号传感器布置



图 6.26 冷却风扇高速运转时测试的振动与噪声频谱

从噪声频谱峰值特征可以看出,车内的噪声与车体上加速度、风扇附近噪声 均具有一定的相关性,即风扇噪声与振动通过车身结构传播和空气传播两种路径 传递至车内。

6.3.1.2 冷却风扇噪声的有源控制仿真

分别采用冷却风扇与车体的振动加速度、冷却风扇附近声压作为参考信号时, 对有源噪声控制系统所取得的车内降噪效果进行对比,结果如图 6.27 所示:




⁽c) 冷却风扇附近声压作为参考信号

图 6.27 采用不同位置的加速度或噪声作为参考信号时的降噪效果对比

可以看出,采用冷却风扇附近的声压作为参考信号时,能够取得最好的降噪效果,降噪量达到 3.1dB(A)。因此,后面针对冷却风扇噪声有源控制的研究均使用冷却风扇附近所测的声压作为参考信号。

图 6.28 为车内噪声特征响度图。采用 FELMS 算法时,有源控制系统能取得 1.71sone 的降噪量,且主要位于低频区域。通过测试人员主观感觉,冷却风扇运 行时车内存在低频轰鸣声的问题,该问题从图 6.27 所示的车内噪声频谱图也可看 出。通过控制系统进行降噪后,车内 200Hz (2Bark)以内的噪声响度能得到明显 的降低。



图 6.28 采用不同算法有源降噪前后车内噪声特征响度对比

由于冷却风扇所产生的噪声与空调系统噪声较为相似,包括由空气传播的气 流噪声和车体结构传播和辐射的结构噪声,因此借鉴汽车空调系统的声品质评价 方法,使用响度、尖锐度、粗糙度和音调度对冷却风扇的声品质进行评价。各个 声品质参量结果如表 6.9 所示:

算法	响度/sone	尖锐度/acum	粗糙度/asper	音调度/tu
ANC-off	6.79	0.63	0.724	0.331
ANC-FXLMS	5.18	1.12	1.1	0.0226
ANC-FELMS	5.08	0.821	0.847	0.0449

表 6.9 冷却风扇噪声有源控制前后的声品质对比

可以看出,经过有源噪声控制系统降噪后,车内的响度和音调度取得了一定 的改善,但尖锐度和粗糙度均有所增大。目前主机厂对冷却风扇的噪声客观要求 大多限于总噪声幅值,而对该款被测试产品的噪音投诉则包括总噪声幅值太大和 引起车内低频轰鸣声两方面,如果使用有源噪声控制系统进行降噪将有利于该问 题的解决。

6.3.3 车窗升降系统噪声控制

在使用电动车窗时,由于驾驶员和乘客距离车门比较近,对车门产生的各种 噪声比较敏感。近年来,出于车辆的轻量化和控制成本的考虑,车门门板和内部 结构的刚度有所降低,加上车门内部又形成一个封闭的共鸣腔,因此即使是小的 马达振动和噪声都有可能被车门放大并传递到车内,影响汽车乘坐的舒适性。一 些知名企业所生产的车窗马达大多具有较好的品质,但近来也受到各大主机厂越 来越多噪音方面的投诉。下面以某大型汽车厂家新开发车型所存在的车窗升降系 统在上升过程中存在低频噪声的问题为例,对其噪声进行测试和有源声品质控制 的仿真研究。

6.3.3.1 车窗升降系统噪声测试

传感器布置如图 6.29 所示,包括一个加速度计和一个声压传感器:①为安装 于车门内饰面柱上的加速度计,②为安装于车门附近的声压传感器。





(a) 车窗升降装置

(b)测试传感器布置

图 6.29 车窗升降系统噪声与振动的测试

6.3.3.2 车窗升降系统噪声的有源控制仿真

如图 6.30(a)为测试所得的车内噪声时频图,可以看出在车窗玻璃上升过程产生 70~90Hz 的低频共鸣声,这将对车内噪声品质产生不利影响。针对这一噪声进

行有源控制仿真,结果如图 6.30(b)(c)所示。可以看出,低频共鸣噪声能够通过控制系统进行有效控制。



(c) FELMS 算法降噪



根据第一章的总结,决定电动车窗声品质的主要参量为响度,其次是尖锐度 以及噪声强度和车窗马达转速的时变效果。因此,下面将使用响度、尖锐度、粗 糙度和波动度对有源降噪前后的声品质进行评价。





图 6.31 车窗玻璃上升过程中车内噪声有源控制前后的声品质对比

从图 6.31 可以看出,经过有源噪声控制系统降噪后,车窗上升过程中的车内 响度最大降低了 5sone,其波动度和尖锐度则稍有增大。为了对降噪后的总体声 品质进行评价,下面采用 Arne 通过线性回归法得出的车窗升降系统声品质评价方 法^[20]对其总体声品质和烦恼度进行计算。计算公式如下:

总体声品质 =
$$37.9 - 0.77N_{LP} - 4S_{80-1600Hz} - 0.053RRD$$
 (6.2)

烦恼度 =
$$-26.8 + 1.02N_{LP} + 3.42S_{80-1600Hz}$$
 (6.3)

其中

 N_{LP} 为 0~1.5kHz 频率范围内的响度;

S80-1.6kHz 频率范围内的尖锐度;

 $RRD = \frac{RPM_{max} - RPM_{min}}{(RPM_{max} + RPM_{min})/2}$ 为转速波动度,其中 RPM_max 车窗升降过程中马

达最大转速, RPM_{min} 为马达最小转速。

一般来说,生产厂家都要求车窗升降系统所使用的马达转速波动范围控制在 一定的范围内,从图 6.30 的噪声时频分析图也可以看出,其低阶噪声频率的变化 范围是有限的,因此本文将忽略这一因素的影响。计算结果如表 6.10:

算法	N _{LP} /sone	$S_{80-1.6 \mathrm{kHz}}/\mathrm{acum}$	总体声品质	烦恼度
ANC-off	8.50	0.76	28.3	-15.5
ANC-FXLMS	5.24	0.80	30.7	-18.7
ANC-FELMS	5.61	0.78	30.5	-18.4

表 6.10 车窗升降系统噪声有源控制前后的声品质对比

可以看出,经过有源噪声控制系统降噪后虽然尖锐度稍有增大,但两种算法 所取得的车内低频响度降低分别为 3.26sone 和 2.89sone,车内总体声品质有所提 高、烦恼度有所降低。

6.4 本章小结

1) 对整车内部噪声和各个悬架上方支点的加速度进行了测试,并以所测加速 度作为参考信号、所测车门扬声器到乘客耳朵处的传递函数作为次级通道传递函 数,对汽车加速行驶、汽车静止发动机加速运转、发动机怠速、汽车匀速运行工 况下的车内声品质有源控制进行仿真。结果表明,以前悬置处支点加速度作为参 考信号时所取得的降噪量(A 计权声压级)要好于后悬置处支点加速度作为参考 信号时的降噪量,采用 FELMS 算法时的降噪效果要好于 FXLMS 算法;

2) 对整车有源降噪前后的声品质进行比较,车内响度能取得一定的降低,但 部分工况下车内粗糙度和尖锐度有所增大。采用 Aures 提出的感觉舒适度对车内 总体声品质进行评价,有源降噪后的车内舒适度反而有所降低,主要原因在于该 指标受音调度的影响较大且与音调度正相关,而有源噪声控制系统对噪声峰值的 降低效果更为明显,很容易降低音调度,导致计算得到的舒适度明显降低。

3) 对汽车空调系统和发动机冷却风扇等零部件的噪声与振动进行了测试,并 对其声品质的有源控制以及参考传感器的布置进行研究。结果表明,把参考传声 器布置在冷却风扇附近、加速度计布置在空调系统出风口位置时,控制系统能取 得更好的降噪效果。对车窗升降系统产生的车内噪声进行测试,并对车内声品质 的有源控制进行仿真,结果表明车内低频响度有所降低、舒适性有所提高,该控 制系统将有利于解决车内低频共鸣声的问题。

第7章 结论与展望

本文开展基于声品质的汽车内部噪声有源控制方法研究,在采用有源控制系 统降噪时便考虑到声品质评价方法对控制系统降噪效果的影响,以降低车内乘 客主观感受到的噪声大小、提升汽车的乘坐舒适性。同时,本文对次级声源的 建模、部分汽车零部件的声品质有源控制也进行了研究。

7.1 主要研究工作与结论

1)在 FELMS 算法的基础上,提出以高通 FIR 滤波器作为控制系统的残差滤 波器,并探讨了该滤波器的设计方法。以控制响度为例,分别采用白噪声和粉红 噪声作为噪声源,对基于声品质的有源控制系统进行仿真。结果表明,对于具有 不同频谱特征的两种噪声源,能取得最低响度的残差滤波器截止频率、衰减幅度 和过渡带宽也并不相同。通过合理地设计残差滤波器,FELMS 算法能够取得比 FXLMS 算法更好的降噪效果。对车内有源噪声控制前后"正常说话"、"稍微大 声"、"大声说话"和"大声喊"四种不同大小语音信号的语言清晰度进行研究, 并且对 FELMS 和 FXLMS 两种算法所取得的语言清晰度改善进行对比,对于后两 种说话声音比较大的情况,两种算法所能取得的车内语言清晰度改善基本相同, 但对于前两种说话声音相对较小的情况,采用 FELMS 算法能取得更高的车内语 言清晰度改善。

2)提出了基于经验模态分解与响度控制的有源噪声控制方法,采用经验模态 分解方法对多频带噪声源进行自适应分解、并对各个 IMF 分量的响度分别进行计算,然后根据各个分量的响度大小和频谱特征设计残差滤波器,从而实现噪声源频谱特征的自动识别和残差滤波器的设计。结果表明,该系统对多频带噪声的降噪效果要好于采用 FXLMS 算法和基于 A 计权残差滤波器的 FELMS 算法。

3)提出采用电-力-声类比线路的方法对有源噪声控制系统次级声源进行建模,建立了次级声源的电-力-声回路耦合方程组,并采用前向欧拉法对微分方程 组进行求解,推导出次级声源的时域迭代模型。将该模型引入自适应有源噪声控 制系统,以FXLMS 算法为例,通过仿真比较了不同次级声源模型对控制系统收 敛范围和降噪量的影响。结果表明,采用该次级声源模型的控制系统所能取得的 降噪量要远低于采用理想次级声源模型的系统,验证了有源噪声控制系统仿真过 程中次级声源对系统的影响不容忽视。

4)分析了次级声源非线性的一些主要形成因素,通过考虑扬声器系统力顺、 磁力因子和音圈自感这三个参数的非线性,建立次级声源的非线性时域模型。对 大小不同两款扬声器的力顺、磁力因子和音圈自感进行测试,同时对其谐波失真

和总谐波失真分别进行了测试和仿真。通过对比测试与仿真结果,验证了在较低频率范围和较大输入信号幅值的情况下,本文所建立的次级声源非线性模型是可行的。将次级声源非线性模型引入自适应有源噪声控制系统,并以 FXLMS 算法为例,对单频噪声的有源控制进行仿真。结果表明,采用非线性次级声源模型的控制系统降噪量要远低于采用线性次级声源模型的系统,次级声源非线性的大小对控制系统的降噪效果也会产生较大的影响。

5) 对汽车匀速、加速和怠速运行等多种工况下的车内噪声和悬架支点振动进 行测试,并以所测加速度作为参考信号、所测车门扬声器到乘客耳朵处的传递函 数作为次级通道传递函数,对各种工况下的车内噪声有源控制进行仿真。结果表 明,以前悬置处支点加速度作为参考信号时所取得的降噪量(A 计权声压级)要 好于后悬置处支点加速度作为参考信号时的降噪量,采用 FELMS 算法时的降噪 效果要好于 FXLMS 算法;对整车有源噪声控制前后的车内声品质进行分析比较, 经过降噪后的车内响度有所降低,但部分工况下车内粗糙度和尖锐度有所增大。 采用 Aures 提出的感觉舒适度对车内总体声品质进行评价,有源降噪后的车内舒 适度反而有所降低,主要原因在于该指标受音调度的影响较大且与音调度正相关, 而有源噪声控制系统对窄带噪声峰值的降低效果更为明显,导致音调度和舒适度 的降低;

6)测试了汽车空调系统与发动机冷却风扇的噪声与振动,并对其声品质的有 源控制以及参考传感器的布置分别进行了研究。结果表明,把参考传声器布置在 冷却风扇附近、加速度计布置在空调系统出风口位置时,有源噪声控制系统能取 得比其它位置的参考信号更好的降噪效果;测试了车窗升降系统所产生的车内噪 声,并对车内声品质的有源控制进行仿真,结果表明车内低频响度有所降低、舒 适性有所提高,采用有源噪声控制系统将有利于解决车窗升降系统所引起的车内 低频共鸣声问题。

7.2 主要创新点

1)提出以高通 FIR 滤波器作为有源噪声控制系统的残差滤波器,对于具有 不同频谱特征的噪声源,可通过改变滤波器的截止频率、衰减幅度和过渡带宽来 合理地设计残差滤波器,使 FELMS 算法取得比 FXLMS 算法更好的降噪效果,为 深入开展噪声品质主动控制的研究提供了一种新的思路和手段。同时,研究了基 于改善汽车内部语言清晰度的有源噪声控制方法,当车内乘客以正常说话声调交 谈时,通过合理地设计残差滤波器,控制系统可取得比 FXLMS 算法更高的车内 语言清晰度改善。这些研究结果,为优化有源噪声控制系统设计和进一步改善车 内噪声品质提供了指导。

2) 提出了基于经验模态分解与响度控制的有源噪声控制方法,采用经验模态

分解方法对多频带噪声源进行自适应分解、并对各个 IMF 分量的响度分别进行计算,然后根据各个分量的响度大小和频谱特征设计残差滤波器,解决了控制系统 对噪声源频谱特征的自动识别和残差滤波器的自适应设计问题。

3)提出采用电-力-声类比线路的方法对有源噪声控制系统次级声源进行建模,并建立了次级声源的电-力-声回路耦合方程组、推导出可用于自适应有源噪声控制系统仿真的次级声源时域迭代模型,同时以FXLMS算法为例,比较了采用该模型与理想次级声源模型两种控制系统的收敛范围和降噪效果。该时域迭代模型的建立,为控制系统仿真过程中次级声源的建模提供了一种新的思路和方法。

4)通过考虑扬声器系统力顺、磁力因子和音圈自感这三个参数的非线性,建 立了次级声源的非线性时域迭代模型,为有源噪声控制系统非线性算法的仿真研 究提供了一种次级通道非线性原型。将该模型引入自适应有源噪声控制系统,分 析了次级声源非线性大小对控制系统收敛范围与降噪效果的影响,为该产品设计 过程中次级声源的设计或选购提供了指导和理论依据。

7.3 研究展望

本文所研究基于声品质的车内噪声有源控制方法,具有较好的发展和应用前 景。在经过国内外众多研究人员的努力下,该方向已取得一定的进展。本文在前 人的研究基础上,作了一定的补充。要使该技术进一步发展和完善,还需要在以 下方面进一步开展研究:

1)由于现有实验条件的限制,本文所提出的有源噪声控制方法尚未通过硬件 来实现和验证,尚需进一步进行硬件设计与开发,及至形成产品并应用于实际;

2)研究基于声品质考虑的 FELMS 算法残差滤波器设计时,本文仅考虑了响度和语言清晰度。对于尖锐度、粗糙度、波动度等其它声品质参量以及舒适度或烦恼度等综合评价参量,如何设计和优化残差滤波器以取得更好的声品质改善,这一问题还需要进一步探讨;

3)本文仅研究了有源噪声控制系统中次级声源的建模及其对控制系统的影响,而控制系统所使用的参考传声器与误差传声器一般也具有一定的频响特征,对控制系统的影响尚有待探讨。通常来说,传声器在低频的响应具有一定的衰减,其作用类似于一个高通滤波器,是否可根据 FELMS 算法中残差滤波器的特征来设计一种专用传声器,从而将该残差滤波器融入硬件之中,以降低控制系统的计算量,这一思路有待于进一步研究;

4)本文开展整车噪声与振动测试时,仅测试和使用了悬架支点处的振动作为 参考信号,所取得的降噪效果有限,有待于进一步对参考传感器的布置进行优化 和研究。同时,本文仅使用了一种车型、仅在市区公路上运行和进行实验,对于 不同车型和不同路面例如郊区公路和高速公路等情况也有待研究。

参考文献

- [1] Blauert J. Product-sound assessments: An enigmatic issue from the point of view of engineering. Inter-noise 94, Yokohama, Japan, 1994: 857-862.
- [2] Blauert J, Jekosch U. Sound-quality evaluation a multi-layered problem. Acta Acustica united with Acustica, 1997, 83(5): 747-753.
- [3] 毛东兴. 声品质研究与应用进展. 声学技术, 2007, 26(1): 159-164.
- [4] Buss S, Chouard N, Schuite-Fortksmp B. Semantic differential tests show intercultural differences and similarities in perception of car-sounds. DAGA 2000, Oldenburg, Deutschland, 2000: 502-503.
- [5] Buss S, Schuite-Fortksmp B, Muckel P. Combing methods to evaluate sound quality. The 2000 International Congress and Exhibition on Noise Control Engineering, Nice, France, 2000: 874-877.
- [6] Zwicker E, Fastl H. Psychoacoustics: Facts and models (2nd Edition). New York: Springer-Verlag, 1999.
- [7] Nor M J M, Fouladi M H, Nahvi H, et al. Index for vehicle acoustical comfort inside a passenger car. Applied Acoustics, 2008, 69(4): 343-353.
- [8] Sahin Y, Ikbal E. Sound quality analysis of cars using hybrid neural networks. Simulation Modeling Practice and Theory, 2008, 16(4): 410-418.
- [9] Wang Y S, Lee C M, Kim D G, et al. Sound-quality prediction for nonstationary vehicle interior noise based on wavelet pre-processing neural network model. Journal of Sound and Vibration, 2007, 299(4): 933-947.
- [10] Wang Y S. Sound quality estimation for nonstationary vehicle noises based on discrete wavelet transform. Journal of Sound and Vibration, 2009, 324(3): 1124-1140.
- [11] 申秀敏, 左曙光, 韩乐等. 基于支持向量机的车内噪声声品质预测. 振动、测试与诊断, 2011, 31(1): 55-58.
- [12] 申秀敏, 左曙光, 李林等. 车内噪声声品质的支持向量机预测. 振动与冲击, 2010, 29(6): 66-68.
- [13] 申秀敏, 左曙光, 李林等. 车内噪声声品质神经网络预测. 声学技术, 2009, 28(3): 264-268.
- [14] 申秀敏, 左曙光, 何容等. 燃料电池轿车声品质客观评价参量的权重. 振动 与冲击, 2011, 30(1): 91-94.
- [15] Tan G P, Wang D F, Li Q. Vehicle interior sound quality prediction based on

back propagation neural network. Procedia Environmental Sciences, 2011, 11: 471-477.

- [16] Carla J S B, Eduardo B M. Combining subjective and objective assessments to improve acoustic comfort evaluation of motor cars. Applied Acoustics, 2012, 73(9): 913-920.
- [17] Wang Y S, Shen G Q, Guo H, et al. Roughness modelling based on human auditory perception for sound quality evaluation of vehicle interior noise, Journal of Sound and Vibration, 2013, 332(16): 3893-3904.
- [18] Zhang L, Vertiz A. What really affect customer perception? A window regulator sound quality example. Proceeding of the 1997 Noise and Vibration Conference, Michigan, USA, 1997: 1-7.
- [19] Lim T C. Correlations between deficiencies in power window systems influencing sound quality and some psychoacoustic metrics. Applied Acoustics, 2001, 62(9): 1025-1047.
- [20] Arne N, Anna S. Specification of component sound quality applied to automobile power windows. Applied Acoustics, 2009, 70(6): 813-820.
- [21] Ricardo P L, Stephan P, Samir N Y. A sound quality-based investigation of the HVAC system noise of an automobile model. Applied Acoustics, 2009, 70(4): 636-645.
- [22] Yoon J H, Yang I H, Jeong J E, et al. Reliability improvement of a sound quality index for a vehicle HVAC system using a regression and neural network model. Applied Acoustics, 2012, 73(11): 1099-1103.
- [23] Hussain M, Golles J, Ronacher A, et al. Statistical evaluation of annoyance index for engine noise recordings. Noise & Vibration Conference & Exposition, Michigan, USA, 1991: 359-368.
- [24] Markus B, Ralf H. Analysis of the time structure of gear rattles. Inter-noise 99, Fort Lauderdale, USA, 1999: 1273-1278.
- [25] Heinrichs R, Bodden M. Perceptual and instrumental description of the gear rattle phenomenon for diesel vehicles. 6th International Congress on Sound and Vibration 99, Copenhagen, Denmark, 1999: 3103-3112.
- [26] Schiffbanker H, Brandl F K, Thien G E. Development and application of an evaluation technique to assess the subjective character of engine noise. Noise & Vibration Conference & Exposition, Michigan, USA, 1991: 369-379.
- [27] 刘海,张俊红,张桂昌等.车用柴油机噪声品质预测模型的建立. 机械工程学报, 2012, 48(2): 159-164.

- [28] Mao J, Hao Z Y, Jing G X, et al. Sound quality improvement for a four-cylinder diesel engine by the block structure optimization. Applied Acoustics, 2013, 74(1): 150-159.
- [29] Berckmans D, Kindt P, Sas P, et al. Evaluation of substitution monopole models for tire noise sound synthesis. Mechanical Systems and Signal Processing, 2010, 24(1): 240-255.
- [30] 何剑峰, 靳晓雄, 彭为等. 轮胎花纹对车内噪声声品质影响的研究. 汽车工程, 2012,34(4): 345-350.
- [31] Shin S H, Cheong C. Experimental characterization of instrument panel buzz, squeak, and rattle (BSR) in a vehicle. Applied Acoustics, 2010, 71(12): 1162-1168.
- [32] Murata H, Tanaka H, Takada H, et al. Sound quality evaluation of passenger vehicle interior noise. Noise & Vibration Conference & Exposition, Michigan, USA, 1993: 675-681.
- [33] Matsuyama S, Maruyama S. Booming noise analysis method based on acoustic excitation test. International Congress & Exposition, Detroit, Michigan, USA, 1998: 23-26.
- [34] Hatano S, Hashimoto T. Booming index as a measure for evaluating booming sensation. Proceedings of Inter-Noise 2000, Nice, France, 2000: 4332-4336.
- [35] Lee S K, Chae H C, Park D C, et al. Sound quality index development for the booming noise of automotive sound using artificial neural network information theory. Sound quality symposium 2002, Dearborn, Michigan, USA, 2002: 35-40.
- [36] Lee S K, Sim J S, Noh K R, et al. Vibrational power flow and its application to a passenger car for identification of vibration transmission path. Noise and Vibration Conference, Michigan, USA, 2001.
- [37] Hashimoto T. Sound quality approach on vehicle interior and exterior noisequantification of frequency related attributes and impulsiveness. Journal of the Acoustical Society of Japan, 2000, 21(6): 337-340.
- [38] Gonzalez A, Ferrer M, Diego M D, et al. Sound quality of low-frequency and car engine noises after active noise control. Journal of Sound and Vibration, 2003, 265(3): 663-679.
- [39] Lee S K. Objective evaluation of interior sound quality in passenger cars during acceleration. Journal of Sound and Vibration, 2008, 310(1): 149-168.
- [40] Lee H H, Lee S K. Objective evaluation of interior noise booming in a passenger car based on sound metrics and artificial neural networks. Applied Ergonomics,

2009, 40(5): 860-869.

- [41] Shin S H, Ih J G, Hashimoto T, et al. Sound quality evaluation of the booming sensation for passenger cars. Applied Acoustics, 2009, 70(2): 309-320.
- [42] 汪念平. 汽车声品质的客观评价方法及其在汽车车门关闭声中的应用. 硕士 学位论文,合肥工业大学,2007.
- [43] Parizet E, Guyader E, Nosulenko V. Analysis of car door closing sound quality. Applied Acoustics, 2008, 69(1): 12-22.
- [44] 杨川, 于德介. 基于伪 WIGNER-VILLE 分布的汽车关门声品质评价参数研 究. 机械工程学报, 2011, 47(24): 91-96.
- [45] 王长山, 张立军. 汽车关门声声品质评价方法的研究. 汽车工程, 2011, 33(10): 901-906.
- [46] Doi H, Koike M. Development of a new index capable of optimally representing automobile aerodynamic noise. Mitsubishi Motors Technical Review, 2002, 14: 41-46.
- [47] Lee S K, Kim H W, Na E W. Improvement of impact noise in a passenger car utilizing sound metric based on wavelet transform. Journal of Sound and Vibration, 2010, 329(17): 3606-3619.
- [48] 石岩, 舒歌群, 毕凤荣. 车辆排气噪声声音品质的主观评价与模型预测. 天津大学学报, 2011, 44(6): 511-515.
- [49] 石岩,舒歌群,毕凤荣.车辆排气噪声声品质仿真计算.噪声与振动控制, 2011(5): 62-65.
- [50] Paul L. Process of silencing sound oscillations. German patent, 655:508, 1933.
- [51] Paul L. Process of silencing sound oscillations. US Patent, 2043:416, 1936.
- [52] Olson H L, May E G. Electronic sound absorber. Journal of the Acoustical Society of America, 1953, 25(6): 1130-1136.
- [53] Conover W B, Ringlee R J. Recent contributions to transformer audible noise control. Power Apparatus and Systems, Part III, Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, 1955, 74(3): 77-90.
- [54] Jessel M J M, Mangiante G A. Active sound absorbers in an air duct. Journal of Sound and Vibration, 1972, 23 (3): 383-390.
- [55] Swinbanks M A. The active control of sound propagation in long ducts. Journal of Sound and Vibration, 1973, 27 (3): 411-436.
- [56] Poole J H B, Leventhall H G. An experimental study of Swinbanks' method of active attenuation of sound in ducts. Journal of Sound and Vibration, 1976, 49 (2): 257-266.

- [57] Canevet G. Active sound absorption in an air conditioning duct. Journal of Sound and Vibration, 1978, 58 (3): 333-345.
- [58] Burgess J C. Active adaptive sound control in a duct: a computer simulation. Journal of the Acoustical Society of America, 1981, 70(3): 715-726.
- [59] Morgan D R. An analysis of multiple correlation cancellation loops with a filter in the auxiliary path. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1980, 28(4): 454-467.
- [60] Widrow B, Stearns S D. Adaptive signal processing. EngleWood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1985.
- [61] Eriksson L J. Active attenuation system with on-line modeling of speaker, error path and feedback pack. US Patent, 4,677,676, 1987.
- [62] Elliott S J, Stothers I M, Nelson P A. A multiple error LMS algorithm and its application to the active control of sound and vibration, IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1987, 35(10): 1423-1434.
- [63] Elliott S J, Boucher C C, Nelson P A. The behavior of a multiple channel active control system. IEEE Transactions on Signal Processing, 1992, 40(5): 1041-1052.
- [64] Paillard B, Donh C T L, Berry A, et al. Accelerating the convergence of the filtered-x LMS algorithm through transform domain optimization. Mechanical Systems and Signal Processing, 1995, 9(4): 445-464.
- [65] Bouchard M, Paillard B. A transform domain optimization to increase the convergence speed of the multichannel filtered-x least-mean-square algorithm. Journal of the Acoustical Society of America, 1996, 100(5): 3203-3214.
- [66] Sano H, Adachi S, Kasuya H. Application of a least squares lattice algorithm to active noise control for an automobile. Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, 1997, 119(2): 318-320.
- [67] Bouchard M, Quednau S. Multichannel recursive-least-square algorithms and fast-transversal-filter algorithms for active noise control and sound reproduction systems. IEEE Transactions on Speech and Audio Processing, 2000, 8(5): 606-618.
- [68] Bouchard M. Numerically stable fast convergence least-squares algorithms for multichannel active sound cancellation systems and sound deconvolution systems. Signal Processing, 2002, 82(5): 721-736.
- [69] Bouchard M, Norcross S. Computational load reduction of fast convergence algorithms for multichannel active noise control. Signal Processing, 2003, 83(1):

121-134.

- [70] Bouchard M. Multichannel affine and fast affine projection algorithms for active noise control and acoustic equalization systems. IEEE Transactions on Speech and Audio Processing, 2003, 11(1): 54-60.
- [71] Tobias O, Seara R. Leaky-FXLMS algorithm: stochastic analysis for Gaussian data and secondary path modeling error. IEEE Transactions on Speech and Audio Processing, 2005, 13(6): 1217-1230.
- [72] Albu F. Efficient multichannel filtered-x affine projection algorithm for active noise control. Electronics Letters, 2006, 42(7): 1-2.
- [73] Albu F, Bouchard M, Zakharov Y. Pseudo-affine projection algorithms for multichannel active noise control. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2007, 15(3): 1044-1052.
- [74] Carini A, Sicuranza G L. Analysis of transient and steady-state behavior of a multichannel filtered-X partial-error affine projection algorithm. EURASIP Journal on Audio, Speech, and Music Processing, 2007(1): 1-15.
- [75] Carini A, Sicuranza G L. Optimal regularization parameter of the multichannel filtered-X affine projection algorithm, IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(10): 4882-4895.
- [76] Das D P, Panda G, Kuo S M. New block filtered-X LMS algorithms for active noise control systems. IET Signal Processing, 2007, 1(2): 73-81.
- [77] Ferrer M, Gonzalez A, Diego M, et al. Fast affine projection algorithms for filtered-x multichannel active noise control. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2008, 16(8): 1396-1408.
- [78] Chang C Y. Efficient active noise controller using a fixed-point DSP. Signal Processing, 2009, 89(5): 843-850.
- [79] Reddy R M, Panahi I M S, Briggs R. Hybrid FxRLS-FxNLMS adaptive algorithm for active noise control in fMRI application. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2011, 19(2): 474-480.
- [80] Ferrer M, Gonzalez A, Diego M, et al. Transient analysis of the conventional filtered-x affine projection algorithm for active noise control. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2011, 19(3): 652-656.
- [81] Eriksson L J, Allie M C. A practical system for active attenuation in ducts. Sound and Vibration, 1988, 22(2):30-34.
- [82] 董淑斌, 陈克安. 有源耳罩的发展现状与前景. 电声技术, 2004, (8):54-56.
- [83] Kinoshite A, Aoki H. Active noise control system for automotive vehicle. United

States Patent, 5245664, 1993.

- [84] Sutton T J, Elliott S J, McDonald A M, et al. Active control of road noise inside vehicles. Noise Control Engineering Journal, 1994, 42(4): 137-147.
- [85] Nelson P A, Curtis A R D, Elliott S J, et al. The active minimization of harmonic enclosed sound fields, Part I: Theory. Journal of Sound and Vibration, 1987, 117(1): 1-13.
- [86] Bullmore A J, Nelson P A, Curtis A R D, et al. The active minimization of harmonic enclosed sound fields, Part II: A computer simulation. Journal of Sound and Vibration, 1987, 117(1): 15-33.
- [87] Elliott S J, Curtis A R D, Bullmore A J, et al. The active minimization of harmonic enclosed sound fields, Part III: Experimental verification. Journal of Sound and Vibration, 1987, 117(1): 35-58.
- [88] Elliott S J, Joseph P, Bullmore A J, et al. Active cancellation at a point in a pure tone diffuse sound field. Journal of Sound and Vibration, 1988, 120(1): 183-189.
- [89] Bullmore A J, Nelson P A, Elliott S J. Theoretical studies of the active control of propeller-induced cabin noise. Journal of Sound and Vibration, 1990, 140(2): 191-217.
- [90] Elliott S J, Nelson P A, Stothers I M, et al. Preliminary results of in-flight experiments on the active control of propeller-induced cabin noise. Journal of Sound and Vibration, 1989, 128(2): 355-357.
- [91] Elliott S J, Nelson P A, Stothers I M, et al. In-flight experiments on the active control of propeller-induced cabin noise. Journal of Sound and Vibration, 1990, 140(2): 219-238.
- [92] Bullmore A J, Nelson P A, Elliott S J. Theoretical studies of the active control of propeller-induced cabin noise. Journal of Sound and Vibration, 1990, 140(2): 191-217.
- [93] 陈克安. 有源噪声控制. 北京:国防工业出版社, 2003.
- [94] 靳国永,张洪田,李玩幽等. 基于可调频亥姆霍兹共振器的封闭空间噪声自适应半主动控制. 声学学报, 2010, 35(3): 309-320.
- [95] 靳国永,杨铁军,叶黎明.一种自适应调频半主动噪声控制装置.中国专利, CN101540167,2009.
- [96] Hansen C H, Qiu X, Barrault G, et al. Optimisation of active and semi-active noise and vibration control systems. 14th International Congress on Sound & Vibration, Cairns, Australia, 2007.
- [97] 陈洪娟. 矢量传感器. 哈尔滨:哈尔滨工程大学出版社, 2006.

- [98] 李双,陈克安. PVDF 声辐射模态传感器设计中的关键问题研究.西北工业大学学报, 2007, 25(2): 295-300.
- [99] 罗超. 基于压电薄膜的非规则封闭空间噪声主动控制的理论及实验研究. 博士学位论文, 上海交通大学, 2005.
- [100] 仲维彬, 陈克安, 李宏伟. 平板扬声器用于结构声有源噪声控制实验研究. 应用声学, 2006, 25(4): 246-251.
- [101] Eriksson L J, Allie M C. Use of random noise for on-line transducer modeling in an adaptive active attenuation system. Journal of the Acoustical Society of America, 1989, 85(2): 797-802.
- [102] Zhang M, Lan H, Ser W. Cross-updated active noise control system with online secondary path modeling. IEEE Transactions on Speech and Audio Processing, 2001, 9(5): 598-602.
- [103] Akhtar M T, Abe M, Kawamata M. A new structure for feedforward active noise control systems with improved online secondary path modeling. IEEE Transactions on Speech and Audio Processing, 2005, 13(5): 1082-1088.
- [104] Akhtar M T, Abe M, Kawamata M. A method for online secondary path modeling in active noise control systems. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2005: 264-267.
- [105] Jung T H, Seo J B, Kim K J, et al. Multi-channel ANC using online secondary-path modeling with noise power scheduling. Signal Processing and Information Technology, 2010 IEEE International Symposium, 2010: 344-347.
- [106] Davari P, Hassanpour H. Designing a new robust on-line secondary path modeling technique for feedforward active noise control systems. Signal Processing, 2009, 89(6):1195-1204.
- [107] Hassanpour H, Davari P. An efficient online secondary path estimation for feedback active noise control systems. Digital Signal Processing, 2009, 19(2): 241-249.
- [108] Carini A, Malatini S. Optimal variable step-size NLMS algorithms with auxiliary noise power scheduling for feedforward active noise control. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2008, 16(8): 1383-1395.
- [109] Muhammad T A, Masahide A, Masayuki K, et al. A simplified method for online acoustic feedback path modeling and neutralization in multichannel active noise control systems. Signal processing, 2009, 89(6): 1090-1099.
- [110] Akhtar M T, Abe M, Kawamata M. A new variable step size LMS

algorithm-based method for improved online secondary path modeling in active noise control systems. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2006, 14(2): 720-726.

- [111] Akhtar M T, Abe M, Kawamata M. Online secondary path modeling in multichannel active noise control systems using variable step size. Signal Processing, 2008, 88(8): 2019-2029.
- [112] 欧阳振华,刘庆华.一种不需要次级通道建模的有源噪声控制算法.声学技术,2010(4):428-432.
- [113] 冯声振, 吴鸣, 邱小军. 无次级通道建模有源噪声控制算法的实验研究. 应 用声学, 2010(4): 241-246.
- [114] 张志涛, 张奇志. 无模型技术在有源噪声控制中的应用. 电声技术, 2004, (10): 51-53.
- [115] Zhou D Y, DeBrunner V. A new active noise control algorithm that requires no secondary path identification based on the SPR property. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(2): 1719-1729.
- [116] Botto M A, Sousa J M C, Costa J M G. Intelligent active noise control applied to a laboratory railway coach model. Control Engineering Practice, 2005, 13(4): 473-484.
- [117] Russo F, Sicuranza G L. Accuracy and performance evaluation in the genetic optimization of nonlinear systems for active noise control. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2007, 56(4): 1443-1450.
- [118] Costa M H, Bermudez J C M, Bershad N J. Stochastic analysis of the filtered-X LMS algorithm in systems with nonlinear secondary paths. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(6): 1327-1342.
- [119] Marshall S, Sicuranza G L. Advances in nonlinear signal and image processing. New York: Hindawi Publishing Corporation, 2006: 169-203.
- [120] Kuo S M, Wu H T, Chen F K, et al. Saturation effects in active noise control systems. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2004, 51(6): 1163-1171.
- [121] Tan L Z, Jiang J. Filtered-X second-order Volterra adaptive algorithms. Electronics Letters, 1997, 33(8): 671-672.
- [122] Tan L, Jiang J. Adaptive Volterra filters for active control of nonlinear noise processes. IEEE Transactions on Signal Processing, 2001, 49(8): 1667-1676.
- [123] Tan L, Jiang J. Adaptive second-order Volterra filtered-X RLS algorithms with sequential and partial updates for nonlinear active noise control. IEEE

Conference on Industrial Electronics and Applications, 2009: 1625-1630.

- [124] Zhou D, DeBrunner V. Efficient adaptive nonlinear filters for nonlinear active noise control. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2007, 54(3): 669-681.
- [125] Sicuranza G L, Carini A. On the accuracy of generalized Hammerstein models for nonlinear active noise control. Proceedings of the IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2006: 1411-1416.
- [126] Carini A, Sicuranza G L. Filtered-X affine projection algorithms for active noise control using Volterra filters. EURASIP Journal on Applied Signal Processing, 2004, (12): 1841-1848.
- [127] Sicuranza G L, Carini A. Filtered-X affine projection algorithm for multichannel active noise control using second-order Volterra filters. IEEE Signal Processing Letters, 2004, 11(11): 853-857.
- [128] Carini A, Sicuranza G L. Transient and steady-state analysis of filtered-x affine projection algorithms. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54(2): 665-678.
- [129] Zhao H, Zhang X, He Z, et al. Adaptive extended pipelined second-order Volterra filter for nonlinear active noise controller. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2012, 20(4): 1394-1399.
- [130] Kuo S M, Wu H T. Nonlinear adaptive bilinear filters for active noise control systems. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2005, 52(3): 617-624.
- [131] Das D P, Panda G. Active mitigation of nonlinear noise processes using a novel filtered-s LMS algorithm. IEEE Transactions on Speech and Audio Processing, 2004, 12(3): 313-322.
- [132] Kumar P V, Prabhu K M M, Das D P. Block filtered-s least mean square algorithm for active control of non-linear noise systems. IET Signal Processing, 2010, 4(2): 168-180.
- [133] Reddy E P, Das D P, Prabhu K M M. Fast exact multichannel FSLMS algorithm for active noise control. Signal Processing, 2009, 89(5): 952-956.
- [134] Zhao H, Zhang J. Filtered-s Lyapunov algorithm for active control of nonlinear noise processes. 9th International Conference on Signal Processing, 2008: 311-314.
- [135] 张涛,周亚丽,张奇志. Filter-S LMS 算法的非线性有源噪声控制的研究. 噪声与振动控制, 2008, (2): 62-65.

- [136] Reddy E P, Das D P, Prabhu K M M. Fast adaptive algorithms for active control of nonlinear noise processes, IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(9): 4530-4536.
- [137] Das D P, Mohapatra S R, Routray A, et al. Filtered-s LMS algorithm for multichannel active control of nonlinear noise processes. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2006, 14(5): 1875-1880.
- [138] George N V, Panda G. A robust filtered-s LMS algorithm for nonlinear active noise control, Applied Acoustics, 2012, 73(8): 836-841.
- [139] Zhang X, Ren X, Na J, et al. Adaptive nonlinear neuro-controller with an integrated evaluation algorithm for nonlinear active noise systems. Journal of Sound and Vibration, 2010, 329(24): 5005-5016.
- [140] Zhao H Q, Zeng X P, Zhang J S. Adaptive reduced feedback FLNN filter for active control of nonlinear noise processes. Signal Processing, 2010, 90(3): 834-847.
- [141] Chang C Y. Neural filtered-U algorithm for the application of active noise control system with correction terms momentum. Digital Signal Processing, 2010, 20(4): 1019-1026.
- [142] Zhou Y L, Zhang Q Z, Li X D, et al. Analysis and DSP implementation of an ANC system using a filtered-error neural network. Journal of Sound and Vibration, 2005, 285(1): 1-25.
- [143] Bouchard M. New recursive-least-squares algorithms for nonlinear active control of sound and vibration using neural networks. IEEE Transactions on Neural Networks, 2001, 12(1): 135-147.
- [144] Chang C Y, Luoh F B. Enhancement of active noise control using neural-based filtered-X algorithm. Journal of Sound and Vibration, 2007, 305(1): 348-356.
- [145] Zhang Q Z, Gan W S, Zhou Y L. Adaptive recurrent fuzzy neural networks for active noise control. Journal of Sound and Vibration, 2006, 296(4): 935-948.
- [146] Morzynski L, Makarewicz G. Application of neural networks in active noise reduction systems. International Journal of Occupational Safety and Ergonomics. 2003, 9(3): 257-270.
- [147] Napoli R, Piroddi L. Nonlinear active noise control with NARX models. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2010, 18(2): 286-295.
- [148] Napoli R, Piroddi L. Nonlinear active noise control using NARX model structure selection. American Control Conference, 2009: 5616-5621.
- [149] Zhang X, Ren X. A novel active noise control using neural networks without the

secondary path identification. IEEE Proceedings of the 8th World Congress on Intelligent Control and Automation, 2010: 5037-5041.

- [150] Zhang Q Z, Gan W S. Active noise control using a simplified fuzzy neural network. Journal of Sound and Vibration, 2004, 272(1-2): 437-449.
- [151] Serra G L O, Bottura C P. Fuzzy instrumental variable approach for nonlinear discrete-time systems identification in a noisy environment. Fuzzy Sets and Systems, 2009, 160(4): 500-520.
- [152] 蒋威, 唐健, 秦素梅. 神经网络 BP 算法在噪声主动控制中的应用. 沈阳工业学院学报, 2002, 21(4): 65-68.
- [153] 徐传恕,杨冠鲁.径向基网络的主动噪声控制系统.华侨大学学报:自然科学版,2004,25(2):200-202.
- [154] 张奇志, 贾永乐, 周雅莉. 噪声有源控制的递归神经网络方法. 控制与决策, 2001, 16(3): 368-370.
- [155] 张奇志, 贾永乐, 周雅莉. 噪声有源控制的人工神经网络方法. 电声技术, 2000, (7): 24-26.
- [156] 张晓宇, 许丽丽, 仪垂杰. 前馈神经网络在有源噪声控制中的应用及分析. 机械设计, 2008, 25(7): 58-59.
- [157] 张晓宇, 仪垂杰. 基于人工神经网络的车内噪声多通道主动控制的实验研究. 汽车工程, 2009, 31(8): 774-776.
- [158] 刘宗巍,王登峰,姜吉光.用主动噪声控制法改善车内声品质.吉林大学学报:工学版,2008,38(2):258-262.
- [159] De Oliveira L P R, Janssens K, Gajdatsy P, et al. Active sound quality control of engine induced cavity noise. Mechanical Systems and Signal Processing, 2009, 23(2): 476-488.
- [160] De Diego M, Gonzalez A, Pinero G, et al. Subjective evaluation of actively controlled interior car noise. 2001 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2001, 5: 3225-3228.
- [161] Mangiante G. Limitations on the performance of active noise control systems due to subjective effects. Journal of the Acoustical Society of America, 2004, 115(5): 2498-2498.
- [162] Canvet G, Mangiante G. Psychoacoustic assessment of active noise control. Proceedings of Active 04, Williamsburg, USA, 2004: 1-10.
- [163] Mangiante G, Canevet G. Noise annoyance reduction using active control. The Journal of the Acoustical Society of America, 2007, 121(5): 3179-3179.
- [164] Lin J H, Tang S T, Han W R, et al. Evaluation of speech intelligibility for

feedback adaptive active noise cancellation headset. International Conference on Biomedical and Pharmaceutical Engineering, Singapore, 2006: 24-29.

- [165] Gower D W, Casalvi J G. Speech intelligibility and protective effectiveness of selected active noise reduction and conventional communications headsets. The Journal of the Human Factors and Ergonomics Society, 1994, 36(2): 350-367.
- [166] Kuo S M, Ji M J, Jiang X H. Development and experiment of narrowband active noise equalizer. Noise Control Engineering Journal, 1993, 41(3): 281-288.
- [167] Kuo S M, Ji M J. Principle and application of adaptive noise equalizer. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, 1994, 41(7): 471-474.
- [168] Kuo S M. Multiple-channel adaptive noise equalizers. 1995 Conference Record of the Twenty-Ninth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 1995, 2: 1250-1254.
- [169] Kuo S M, Yang Y. Broadband adaptive noise equalizer. Signal Processing Letters, 1996, 3(8): 234-235.
- [170] Kuo S M, Tahernezhadi M, Ji L. Frequency-domain periodic active noise control and equalization. IEEE Transactions on Speech and Audio Processing, 1997, 5(4): 348-358.
- [171] Kuo S M, Gupta A, Mallu S. Development of adaptive algorithm for active sound quality control. Journal of Sound and Vibration, 2007. 299(1): 12-21.
- [172] Kuo S M, Tsai J. Residual noise shaping technique for active noise control systems. The Journal of the Acoustical Society of America, 1994, 95(3): 1665-1668.
- [173] Tsai J. Active noise control systems: secondary source arrangements, frequency shaping, and electroacoustic path modeling. Master thesis, Northern Illinois University, 1993.
- [174] Gonzalez A, M. de Diego M, Ferrer M, et al. Multichannel active noise equalization of interior noise. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2006, 14(1): 110-122.
- [175] Wang L, Gan W S, Chong Y K. New equalizing scheme of active noise equalization system in automobile cabin. IEEE International Conference on Multimedia and Expo, 2007: 1203-1206.
- [176] Kuo S M, Kong X, Chen S, et al. Analysis and design of narrowband active noise control systems. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1998, 6: 3557-3560.

- [177] De Diego M, Gonzalez A, Garcia C, et al. Some practical insights in multichannel active noise control equalization. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2000, 2: 837-840.
- [178] De Diego M, Gonzalez A, Ferrer M, et al. Multichannel active noise control system for local spectral reshaping of multifrequency noise. Journal of Sound and Vibration, 2004, 274(1): 249-271.
- [179] Sommerfeldt S D, Samuels T O. Incorporation of loudness measures in active noise control. Journal of the Acoustical Society of America, 2001, 109(2): 591-599.
- [180] 姜顺明, 陈南. 以响度为度量的车内噪声有源控制. 汽车工程, 2008, 30(6): 479-505.
- [181] 姜顺明, 陈南. 基于响度控制的封闭腔有源噪声控制. 中国机械工程, 2007, 18(14): 1726-1730.
- [182] Kuo S M, Yenduri R K, Gupta A. Frequency-domain delayless active sound quality control algorithm. Journal of Sound and Vibration, 2008, 318(4): 715-724.
- [183] Bao H, Panahi I. Using A-weighting for psychoacoustic active noise control. Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, 2009: 5701-5704.
- [184] Bao H, Panahi I. Psychoacoustic active noise control with ITU-R 468 noise weighting and its sound quality analysis. 2010 Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, 2010: 4323-4326.
- [185] Wang D, Jiang J, Liu Z, et al. Research on ANE algorithm for sound quality control of vehicle interior noise. 2010 Third International Conference on Information and Computing, 2010, 3: 107-110.
- [186] 刘宗巍. 车内噪声声品质建模分析与自适应主动控制研究. 博士学位论文, 吉林大学, 2003.
- [187] De Oliveira L P R, Stallaert B, Janssens K, et al. NEX-LMS: A novel adaptive control scheme for harmonic sound quality control. Mechanical Systems and Signal Processing, 2010, 24(6): 1727-1738.
- [188] Snyder S D, Hansen C H. The effect of transfer function estimation errors on the filtered-x LMS algorithm. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(4): 950-953.
- [189] Wang L, Gan W S. Convergence analysis of narrowband active noise equalizer system under imperfect secondary path estimation. IEEE Transactions on Audio,

Speech, Language Processing, 2009, 17(4): 566-571.

- [190] Ardekani I T, Abdulla W H. Effects of imperfect secondary path modeling on adaptive active noise control systems. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2012, 20(5): 1252-1262.
- [191] 陈克安, 王进军, 尹雪飞. 次级通路特性及对有源控制算法的影响. 振动工程学报, 2005, 18(4): 480-485.
- [192] Nikolina S, Colin N. In-vehicle speech intelligibility for different driving conditions using the Speech Transmission Index. Noise Control Engineering Journal, 2011, 59(4): 397-407.
- [193] Bauer P, Jung M A, Qi J, et al. On improving speech intelligibility in automotive hands-free systems. 2010 IEEE 14th International Symposium on Comsumer Electronics, 2010: 1-5.
- [194] 庞剑, 谌刚, 何华. 汽车噪声与振动一理论与应用. 北京: 北京理工大学出版社, 2006.
- [195] Zwicker E, Fastl H. Psychoacoustics, facts and models. Berlin: Springer, 1990.
- [196] Zwicker E, Scharf B. A model of loudness summation. Psychological review, 1965, 72(1): 3-26.
- [197] Zwicker E, Terhardt E. Analytical expressions for critical band rate and critical bandwidth as a function of frequency. Journal of the Acoustical Society of America, 1980, 68(5): 1523-1525.
- [198] Patterson R D. Auditory filter shapes derived with noise stimuli. Journal of the Acoustical Society of America, 1976, 59: 640-654.
- [199] Patterson R D, Henning G B. Stimulus variability and auditory filter shape. Journal of the Acoustical Society of America, 1977, 62: 649-663.
- [200] Shailer M J, Moore B C J, Glasberg B R, et al. Auditory filter shapes at 8 and 10 kHz. Journal of the Acoustical Society of America, 1990, 88: 141-148.
- [201] Moore B C J, Peters R W, Glasberg B R. Auditory filter shapes at low center frequencies. Journal of the Acoustical Society of America, 1990, 88: 132-140.
- [202] Glasberg B R, Moore B C J. Derivation of auditory filter shapes from notched-noise data. Hearing Research, 1990, 47(1): 103-138.
- [203] Moore B C J, Glasberg B R. A revision of Zwicker's loudness model. Acta Acustica, 1996, 82(2): 335-345.
- [204] ISO 532-1975, Acoustics-Method for calculating loudness level. Switzerland: International Organization for Standardization, 1975.
- [205] 中华人民共和国国家标准, GB/T 15485-1995 声学 语言清晰度指数的计算

方法. 北京: 中国标准出版社, 1995.

- [206] ANSI-S3.5-1997, Methods for the calculation of the speech intelligibility index. New York: American National Standards Institute, 1997.
- [207] Ardekani T I, Abdulla W H. On the convergence of real-time active noise control systems. Signal Processing, 2011, 91(5): 1262-1274.
- [208] Ardekani T I, Abdulla W H. Theoretical convergence analysis of FxLMS algorithm. Signal Processing, 2010, 90(12): 3046-3055.
- [209] Huang N E, Shen Z, Long S R, et al. The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis. Proceedings of the Royal Society of London, 1998, 454(1): 903-995.
- [210] 程军圣,于德介,杨宇. 基于支持矢量回归机的 Hilbert-Huang 变换端点效应问题的处理方法. 机械工程学报, 2006, 42(4): 23-31.
- [211] 程军圣,于德介,杨宇. 经典模态分解方法中内禀模态函数判据问题研究. 中国机械工程,2004,15(20):1861-1864.
- [212] Bao H, Panahi I M S. Psychoacoustic active noise control based on delayless subband adaptive filtering. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Dallas, Texas, USA, 2010: 341-344.
- [213] 杜功焕,朱哲民,龚秀芬. 声学基础(第2版). 南京:南京大学出版社,2001.
- [214] Leach W M. Introduction to electroacoustics & audio amplifier design (Third Edition). USA: Kendall/Hunt Publishing Company, 2003.
- [215] 陈克安, 马远良. 自适应宽带有源消声. 声学学报, 1994, 19(2): 101-109.
- [216] Quaegebeur N, Chaigne A. Nonlinear vibrations of loudspeaker-like structures. Journal of Sound and Vibration, 2008, 309(1): 178-196.
- [217] Ravaud R, Lemarquand G, Roussela T. Time-varying nonlinear modeling of electrodynamic loudspeakers. Applied Acoustics, 2009, 70(3): 450-458.
- [218] 严绪东. 扬声器非线性失真的分析与改进.电声技术, 2007, 31(3): 19-21.
- [219] Lemarquand G, Bruneau M. Large bandwidth loudspeaker emitting coherent acoustic waves: nonlinear inter-modulation effects. Journal of the Audio Engineering Society, 2007, 56:36-44.
- [220] Aures W. Berechnungsverfahren fur den Wohlklang beliebiger Schallsignale, ein Beitrag Zur gehorbezogenen Schallanalyse. Ph.D. thesis, Munich University, 1994.
- [221] 苏丽俐. 车内声品质主客观评价与控制方法研究. 博士学位论文, 吉林大学, 2012.

致 谢

衷心感谢我的导师程军圣教授四年来给予我学习上的指导和帮助,从本论文 的选题、研究工作的开展直至论文的撰写和定稿,都无不倾注了导师的大量时间 和心血。程教授深厚扎实的学术功底、严谨谦虚的治学态度、务实而又不断开拓 进取的工作精神让我印象深刻和深受鼓舞,今后也必将让我受益终生;同时还要 感谢导师在生活上给予我的无私关照和帮助,每当我生活上遇到困难时,程老师 总能够及时给予我鼓励和支持,让我能够顺利闯过各种难关。

感谢于德介、杨宇、唐亚利等机械与运载工程学院各位老师在学习上给予我 的帮助和支持。

感谢三一重工李宝庆、博世集团 Linnenbrock 先生所提供的各种试验研究条件上的便利和支持。

感谢陈建国、张亢以及实验室其它各位同窗所给予我的学习上的帮助。

感谢我的妻子、岳母和父母四年来对我的理解和支持,你们承担了几乎家里 所有大大小小的事情,让我能够集中精力于博士的学习。

最后,感谢在百忙之中抽出时间来评阅本论文和参加论文答辩的各位专家!

聂永红 2013 年 8 月于长沙

附录 A 攻读学位期间发表和录用的论文目录

- [1] 聂永红,程军圣. 有源噪声控制次级声源的非线性建模. 振动工程学报, 2011, 24(5): 562-567. (EI收录)
- [2] 聂永红,程军圣,张亢,陈建国. 基于EMD与响度的有源噪声控制系统. 仪器仪 表学报, 2012,33(3):20-27. (EI收录)
- [3] 聂永红,程军圣. 基于电力声类比线路法的次级声源建模. 中国机械工程, 2011,22(23):2802-2805.
- [4] Yonghong Nie, Junsheng Chen. Secondary Source Modeling Based on Analogue Circuits of Electrical Mechanical and Acoustical Systems. Advanced Materials Research, 2011, 328-330: 2265-2269. (EI收录)
- [5] 聂永红,程军圣,杨宇,陈建国. 基于经验模态分解的多通道有源噪声控制.振动 与冲击,32(20):189-195. (EI源刊)
- [6] 聂永红,程军圣. 自适应滤波在车用发电机噪声测试中的应用.噪声与振动控制,2011,31(2):151-155.
- [7] 聂永红,程军圣. 往复式压缩机吸气消声器设计.噪声与振动控制,2011,31(3): 133-135,152.
- [8] 陈建国,程军圣,聂永红,陈育荣. 基于微分几何的汽车半主动悬架解耦控制算 法仿真. 中国机械工程,2012,23(20):2509-2514.
- [9] 陈建国,程军圣,聂永红,王保华.转向工况下车辆的主动悬架侧倾控制. 汽车工程. (已录用)
- [10] 陈建国,程军圣,聂永红.整车主动悬架解耦控制. 振动、诊断与测试. (已录用, EI 源刊)