

Title	圧電形電話機における電気音響変換部の自動設計法に関する研究
Author(s)	梶川, 嘉延
Citation	大阪大学, 1997, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.11501/3132569
rights	
Note	

Osaka University Knowledge Archive : OUKA

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

Osaka University

圧電形電話機における電気音響変換部の
自動設計法に関する研究

1997年4月

梶川嘉延

謝辞

本論文をまとめるにあたり御懇切なる御指導，御鞭撻を頂いた大阪大学大学院工学研究科 森永規彦教授に謹んで感謝の意を表します。また，同じく御指導，御鞭撻を頂いた大阪大学産業科学研究所 元田浩教授をはじめ，御審査，御教示頂いた大阪大学大学院工学研究科 小牧省三教授，長谷川晃教授，前田肇教授，池田博昌教授，児玉裕治教授に厚く御礼申し上げます。

本研究を進める上で昼夜を問わず御指導，御鞭撻を頂いた関西大学工学部電子工学科 野村康雄教授に衷心より感謝いたします。また，本研究の機会を与えられ，重ね重ね御討論下さいました(株)富士通研究所ネットワークシステム研究所 大賀寿郎主席研究員に深く感謝いたします。さらに，本研究のみならずあらゆる分野において御指導頂きました(株)富士通研究所ネットワークシステム研究所 藤井健作博士に深く御礼申し上げます。

本研究は，著者が在職する関西大学工学部電子工学科において行ってきたものであり，深い御理解と種々の御配慮を賜りました関西大学工学部電子工学科 今西茂教授，大村泰久教授，岡田博美教授，小嶋敏孝教授，山下一美教授，横田勝弘教授，高元擘夫名誉教授，ならびに，電子工学科および電気工学科の教職員の皆様に深く感謝いたします。

最後に，研究を行うにあたりご協力いただいた関西大学工学部電子工学科情報工学研究室の諸氏に感謝いたします。

内容梗概

近年の携帯電話やPHSといった移動体端末の普及は電話機ハンドセットの小型軽量化を促進する原動力となり、移動体端末だけに限らず家庭内の電話機においても小型軽量化が進んでいる。しかし、その一方で電話機ハンドセットの小型軽量化は音響系の設計を非常に複雑化させる要因にもなっている。実際に従来の黒電話に比べ現在の小型電話機の音質は非常に劣化しているのが事実である。このように電話機ハンドセットの設計を複雑化させる最大の要因は、電話機ハンドセットの音響等価回路における音響パラメータ値と実際の寸法を結びつける理論式が存在しないことにある。その結果、現在の電話機ハンドセットは十分な経験を積んだ専門家（設計者）によるカットアンドトライ設計に頼るほか無く、音響面での品質の改善やコストおよび時間の削減は非常に困難なものとなっている。よって、これらの問題を解決することは工学上、非常に重要な課題となっている。

本論文は、電話機ハンドセットが抱える諸問題を解決するために、特に振動板に圧電振動子を用いた圧電形電話機の電気音響変換部を例に取り、著者が行ってきた圧電形電話機の電気音響変換部の自動設計法に関する研究をまとめたものであり、全体を序論、結論を含めて8章で構成している。

第1章は序論であり、研究の背景・目的、現在の電話機ハンドセットが抱える諸問題および本研究の概要について述べる。

第2章では、本論文で研究対象にしている圧電形電話機の諸特性及び音響設計における問題点について述べる。まず、圧電形電話機の振動板として用いられている圧電振動子の運動方程式及びそこから求まる振動板定数の理論式を示す。続いて、電話機の構造において重要となる気室や細管の音響理論について言及し、後に問題とされる細管の公式およびスチフネスの公式を示す。そして、圧電形電話機の送話器及び受話器の構造及び音響等価回路を示すと共に、それらの伝達関数および周波数特性の式を示す。最後に現在の電話機の音響設計が抱える2つの問題点について示し、それらの問題点の解決の重要性、即ち、本研究の工学上の必要性について言及する。

第3章では、音響等価回路上の音響パラメータ値と実寸法を関係付ける理論式が存在しないという電話機ハンドセットが持つ最大の問題点の解決の一端となるモンテカルロ法による音響パラメータ値の推定法について述べる。まず、従来の音響パラメータ値の推定法の問題点を明示し、解決すべき要点を明らかにする。続いて、これらの問題点を解決することが可能なモンテカルロ法を用いた推定法を提案し、その基本アルゴリズムを説明する。更に、多数の実測特性に対して同時に推定が行えるように基本アル

ゴリズムを拡張する方法を示す。最後に実際に形状を変化させた11種類の圧電形電話機の受話器の実測特性に対して、提案手法による推定を実行し、その推定結果を従来法による推定結果と比較して評価する。そして、その評価結果から本手法が圧電形電話機の受話器の音響パラメータ値の推定法として非常に有効な手法であることを明らかにする。更に、本手法を利用することによって、どのパラメータが周波数特性に影響を与えるかといった、いわゆる感度解析も同時に行えることを示す。なお、本章において提案されるモンテカルロ法の基本アルゴリズムは第5章にて説明される漏洩の影響を低減する自動設計法においても利用されている。

第4章では、電話機使用時に問題となる受話器と耳との間隙からの音声の漏洩を低減する受話器の音響パラメータ値の自動設計法について述べる。本章では特に非線形最適化手法による設計法について述べる。まず、電話機における漏洩の諸特性を示し、漏洩による周波数特性への影響が2種類あることを示す。即ち、低域において周波数特性の感度が低下することと漏洩量の変化によって周波数特性が変化することを示す。続いて、自動設計に利用される非線形最適化手法の評価関数の基本となる誤差関数について説明し、上記の漏洩の2影響を同時に低減する受話器を設計することが可能なように評価関数を拡張し、シミュレーションによって本手法の有効性を明らかにする。最後に、本手法では実際の設計において考慮される目標特性の許容誤差や設計されるパラメータの許容範囲を考慮して設計することが困難であるという問題点について言及する。

第5章では、第4章に引き続き漏洩の影響を低減する受話器の音響パラメータ値の自動設計法について述べる。本章では、第3章で述べたモンテカルロ法による音響パラメータ値の推定法を漏洩の影響を低減する自動設計法へ拡張する方法について述べる。まず、第4章での問題点を解決するために、モンテカルロ法の基本アルゴリズムを漏洩の影響を低減する自動設計法へ拡張する方法を説明する。最後に、シミュレーションによって漏洩の影響が本手法によってどの程度低減できるかを示し、本手法の有効性を示す。更に、どのパラメータが漏洩の影響の改善に影響を与えるかといった、漏洩の影響に関する感度解析も同時に行えることを示す。

第6章では、ニューラルネットワークによって周波数特性とハンドセットの寸法の因果関係をモデル化することにより、等価回路解析を経ることなく直接、電話機ハンドセットを設計する方法について述べる。本方法によれば、音響等価回路解析・設計に付随する音響パラメータ値と実寸法を関係付ける理論式が存在しないという問題点を回避することが可能である。まず、周波数特性と寸法の因果関係を抽出するためのニューラルネットワークの構成とその学習方法について説明する。最後に、形状を変化させた60種類の電話機ハンドセットを用意し、それらの実測周波数特性と寸法

をそれぞれ入力データと教師データの対としてニューラルネットワークの学習を行い、学習後のニューラルネットワークに未知の周波数特性を入力したときの出力結果の評価を示す。その結果、本手法によって電話機ハンドセットの自動設計が可能であることを明らかにする。

第7章では、音響等価回路解析・設計に付随する音響パラメータ値と実寸法を関係付ける理論式が存在しないという問題点を解決するために、ニューラルネットワークにより音響等価回路の音響パラメータ値とハンドセットの寸法の因果関係をモデル化することにより、音響パラメータ値から寸法に変換する方法について述べる。まず、音響パラメータ値と寸法の因果関係を抽出するためのニューラルネットワークの構成とその学習方法について説明する。そして、学習データとなる音響パラメータ値の推定法として第3章で紹介されるモンテカルロ法を用いることが示される。最後に、形状を変化させた60種類の電話機ハンドセットを用意し、それらの実測周波数特性からモンテカルロ法を用いて、まず、それらの実測特性を実現する音響パラメータ値を推定する。そして、推定された音響パラメータ値と寸法をそれぞれ入力データと教師データの対としてニューラルネットワークの学習を行い、学習後のニューラルネットワークに未知の音響パラメータ値を入力したときの出力結果の評価を示す。その結果、本手法によって音響パラメータ値を寸法に変換することが可能であることを明らかにする。

第8章は結論であり、本研究によって得られた成果を要約するとともに、今後に残された課題について述べている。

目次

謝辞

内容梗概

第1章	序論	1
第2章	圧電形電話機とその音響設計における問題点	5
2.1	緒言	5
2.2	圧電形変換器の概要	5
2.3	圧電バイモルフ振動版の基本式	6
2.4	弾性制御	11
2.5	圧電形電話機	14
2.6	圧電形電話機の周波数特性測定法	17
2.7	圧電形電話機の電気音響変換部設計における問題点	22
2.8	結言	26
第3章	モンテカルロ法を用いた音響パラメータ値の推定	27
3.1	緒言	27
3.2	従来の推定法の問題点	28
3.3	モンテカルロ法の基本アルゴリズム	29
3.4	多数の実測特性に対するアルゴリズム	39
3.5	推定結果及び考察	39
3.6	結言	46
第4章	漏洩の影響を低減する受話器音響パラメータ値の 自動設計法：非線形最適化手法	48
4.1	緒言	48
4.2	漏洩の諸特性	49
4.3	非線形最適化手法による自動設計法	51
4.4	設計結果	56
4.5	非線形最適化手法による自動設計法の問題点	60
4.6	結言	61
第5章	漏洩の影響を低減する受話器音響パラメータ値の 自動設計法：モンテカルロ法	62
5.1	緒言	62
5.2	モンテカルロ法による自動設計法	63

5.3	設計結果	65
5.4	結言	71
第6章	ニューラルネットワークを用いた電気音響変換部の自動設計法	72
6.1	緒言	72
6.2	ニューラルネットワークによる設計法	73
6.3	結果および考察	75
6.4	結言	81
第7章	ニューラルネットワークを用いた音響パラメータからの寸法決定法	82
7.1	緒言	82
7.2	ニューラルネットワークによるモデル化	83
7.3	評価実験	87
7.4	結言	93
第8章	結論	94
	参考文献	97
	関連発表論文	101

第1章 序論

電話機は1876年3月10日にアメリカのアレクサンダーグラハムベルによって発明されて以来、既に100年以上の歴史を持つ通信装置である。近年では、携帯電話や簡易型携帯電話（PHS：Personal Handy-phone System）のサービスが各社によって始められ、電車の中や街角で携帯電話を使っている人を見かけることも当たり前ようになってきた。その中で、電話機の小型・軽量化[1]が進められ、最近では胸ポケットにすっぽりと入ってしまう、一見するとカード電卓のような電話機も登場している。また、家庭における電話機も留守番機能だけでなく、転送機能やいたずら電話撃退機能などの、‘人と話す’という電話機本来の目的以外に‘人に優しい’機能をたくさん持った商品が市場をにぎわしている。しかしその一方で、昔の‘黒電話’に比べると相手の声が聞きにくい、という声もよく聞かれる。確かに、携帯電話や子機で話すときには無線系の雑音も含まれるだろうが、それだけが原因ではないと思われる。やはり、電話機自身の特性が良くないのではないかという考えが当然浮かんでくる。

実際、小型音響機器である電話機やイヤホンは、携帯性、利便性等の理由のため、小型軽量化が進んでいる。しかしながら、それに伴って音響面での設計がかなり困難になっていることも否めない。現在行われている音響機器の設計法の一つである音響等価回路を利用した設計法では、まず設計者が希望する目標特性を定め、次にその特性を実現する音響等価回路上の音響パラメータ値を決定し、そしてその音響パラメータ値から実際の構造上の寸法を決定する。しかしながら、電話機ハンドセットやイヤホンのような小型音響機器の場合、従来より用いられていた音響工学における細管の公式やスチフネスの公式[2]~[4]と言ったさまざまな理論を使用することが困難となる[5],[6]ため、現在のところ音響等価回路における音響パラメータ値と実際の寸法を結びつける公式や理論は確立されていない。また、ハンドセットやイヤホンにおける小穴の数や位置などは通常3自由度もしくは4自由度の音響等価回路では表現することができず[7]~[13]、敢えてそれらを音響等価回路上で表そうとすると、音響パラメータ数は劇的に増加し、音響等価回路の自由度もかなり増大するため、等価回路解析が非常に困難となってしまふ。それ故、実際の電話機やイヤホンの設計では上記のような設計とは大きくかけ離れたカットアンドトライによる設計が行われている。カットアンドトライによる設計では目標となる周波数特性を得るのにかなりの労力と時間を要し、最悪の場合、目標特性とは大きくかけ離れた特性しか得られないといったことも発生する。それゆえ、電話機やイヤホンの音響設計の高性能化、高品質化、効率化を図るためには、上記に挙げたさまざまな問題点を解決する必要がある。

本研究では特に圧電形電話機に焦点をあて、上記のような電話機やイヤホンの音響設計における諸問題を解決するためのさまざまな手法について詳述する。

第2章では、圧電形電話機の諸特性及び音響設計における問題点に関して詳述する。圧電形電話機の音響設計において必要とされる圧電振動子の運動方程式及び振動板定数の理論式[14]~[17]を示し、気室や細管の音響理論を展開し、後に問題とされる細管の公式およびスチフネスの公式[2]~[4]を示す。また、後の章において頻繁に使用される圧電形電話機の送話器及び受話器の構造及び音響等価回路[18]を示すと共に、それらの伝達関数および周波数特性の式を示す。更に、本研究の遂行の要因である現在の電話機の音響設計が抱える2つの問題点、即ち、音響理論の公式が使用できないこと、小穴の位置や形状を等価回路で表現することができないことについて、実測結果を交えて詳述する。そして、それらの問題点の解決が圧電形電話機のみならず電話機ハンドセットの音質向上において必要不可欠であることを示す。

第3章では、音響等価回路上の音響パラメータ値と実寸法を関係付ける理論式が存在しないという電話機ハンドセットが持つ最大の問題点の解決の一端となるモンテカルロ法による音響パラメータ値の推定法に関して詳述する[19]~[22]。

圧電形電話機の音響パラメータ値の推定法としてこれまでカットアンドトライ法[5]および非線形最適化手法[6]が提案されているが、それらの推定法がもつ問題点の抽出を行う。そして、それらの問題点を解決することが可能なモンテカルロ法を用いた推定法を提案し、その基本アルゴリズムを説明する。ここで紹介する基本アルゴリズムは1つの実測特性に対して推定を行う際のアルゴリズムであるが、実際にはさまざまな形状を持つ電話機が存在する事から、多数の実測特性に対して同時に推定が行えるように基本アルゴリズムを拡張する方法を示す。そして、そのアルゴリズムを用いて受話口の穴数を変化させた11種類の圧電形電話機の受話器の実測特性に対して推定を実行する。その結果、従来の推定法より推定精度が高い上に従来法が持つ問題点を解決しているという点から、本手法が圧電形電話機の受話器の音響パラメータ値の推定法として非常に有効な手法であることを明らかにする。更に、本手法を利用することによって、どのパラメータが周波数特性に影響を与えるかといった、いわゆる感度解析も同時に行えることを示す。

第4章では、電話機使用時に問題となる受話器と耳との間隙からの音声の漏洩を低減する受話器の音響パラメータ値を非線形最適化手法[23]によって自動設計する方法に関して詳述する[24]~[26]。

電話機を実際に使用する際には、耳と受話器の間隙から音声漏洩する

[27],[28]. その漏洩は電話機の周波数特性において、特に低域での感度を低下させ、更に漏洩量の違い（受話器の使用方法の違い）によって、その周波数特性は大きく変動する。よって、それらの影響を低減した受話器の設計は非常に重要となる。そこで、非線形最適化手法によりそれらの影響を低減する受話器の音響パラメータ値を自動的に設計を行う。具体的には、漏洩がない場合の周波数特性を目標特性として、漏洩がある場合の周波数特性をその目標特性に近似させるための評価関数を設定し、その評価関数を非線形最適化手法によって最小化することによって、音響パラメータ値を設計する。本手法により従来の受話器に比べ、漏洩の影響を低減した受話器が設計できることをシミュレーションによって示し、本手法の有効性を明らかにする。ただし、本手法には実際の設計において考慮される目標特性の許容誤差や設計されるパラメータの許容範囲を考慮して設計することが困難であるという問題点が残されている。

第5章では、第4章に引き続き漏洩の影響を低減する受話器の音響パラメータ値の自動設計法に関して詳述する。本章では、第3章で述べたモンテカルロ法による音響パラメータ値の推定法を漏洩の影響を低減する自動設計法へ拡張する方法について述べる[29]~[32]。

第4章で述べた非線形最適化手法による自動設計法ではある特定の目標特性を基準として受話器の音響パラメータを自動設計する。しかしながら、実際の受話器の設計においては特定の目標特性を基準に設計するよりもむしろ、周波数特性上である設計許容範囲を設定し、その許容範囲内に収まる周波数特性を有する受話器を設計するほうが融通性が高く、その点において非線形最適化手法による設計法は融通性が低いという問題点がある。これらの問題点を解決するために、モンテカルロ法の基本アルゴリズムを漏洩の影響を低減する自動設計法へ拡張する方法を提案する。そして、シミュレーションによって漏洩の影響を低減した受話器の音響パラメータ値を設計できることを示し、本手法の有効性を示す。更に、どのパラメータが漏洩の影響の改善に影響を与えるかといった、漏洩の影響に関する感度解析も同時に行えることを示す。

第6章では、音響等価回路解析・設計に付随する音響パラメータ値と実寸法を関係付ける理論式が存在しないという問題点を回避するために、ニューラルネットワーク[33],[34]によって周波数特性とハンドセットの寸法の因果関係をモデル化することにより、等価回路解析を経ることなく直接、電話機ハンドセットを設計する方法について詳述する[35]~[37]。

周波数特性と寸法の因果関係を抽出するためのニューラルネットワークの学習方法として、形状を変化させた多数の電話機を用意し、それらの実測周波数特性と寸法をそれぞれニューラルネットワークの入力データおよび教師データとする方法を用いる。その結果、未知の周波数特性を入力し

た際にも的確な電話機の寸法が出力されることを示し，本手法によって電話機ハンドセットの自動設計が可能であることを明らかにする．

第7章では，音響等価回路解析・設計に付随する音響パラメータ値と実寸法を関係付ける理論式が存在しないという問題点を解決するために，ニューラルネットワークによって音響パラメータ値とハンドセットの寸法の因果関係をモデル化することにより，音響パラメータ値を寸法に変換する方法について詳述する[38]~[42]．

音響パラメータ値と寸法の因果関係を抽出するためのニューラルネットワークの学習方法として，形状を変化させた多数の電話機を用意し，それらの実測周波数特性を第3章で紹介されるモンテカルロ法によって音響パラメータ値を推定し，その音響パラメータ値と寸法をそれぞれニューラルネットワークの入力データおよび教師データとする方法を用いる．その結果，未知の音響パラメータ値を入力した際にも的確な電話機の寸法が出力されることを示し，本手法によって音響パラメータ値を寸法に変換することが可能であることを明らかにする．

第8章では，上記研究全体についての成果を要約するとともに，今後に残された課題について述べている．

第2章 圧電形電話機とその音響設計における問題点

2.1 緒言

本章では、本研究の研究対象である圧電形電話機[18]の基本知識として、まず、電気音響変換素子である圧電振動子について、その基本原理、動作、各パラメータの理論式[14]~[17]などを説明する。また、音響機器設計を行うために必要とされる音響理論（細管の音響インピーダンス、気室の音響インピーダンス）[2]~[4]についても説明する。続いて、研究対象である圧電形電話機の構造と音響等価回路[18]を説明し、更にその実測周波数特性の測定法及び振動板定数の測定法も説明する。最後に圧電形電話機の電気音響変換部の音響設計における現在の問題点を言及し、その問題点解決のための方針を示す。

2.2 圧電形変換器の概要

昭和30年代に圧電形の電気音響変換器は炭素形や電磁形の電気音響変換器に比べて構造が簡単で部品点数が少ないことから、電話機用の電気音響変換器のより一層の小型軽量化を実現する上で極めて魅力的な素材として注目を浴びた。しかし、当時の製造技術では要求される基本共振周波数を実現するのに必要とされる、厚み0.3mm以下の圧電振動子を量産することが困難であった。ところが、近年の製造技術の著しい進展に伴い、より薄い圧電セラミック板の量産が可能となった。現在では、この圧電セラミック板を金属板の片側に貼り合わせた圧電バイモルフ振動板を電気音響変換素子として用いたサウダが、電卓、時計、玩具をはじめ各種情報機器、家電製品に多量に用いられるようになってきている。

圧電バイモルフ振動板は、図2.1のような構造をしている。即ち、金属円板にチタン・ジルコン酸塩($\text{Pb}(\text{ZrTi})\text{O}_3$)などの圧電セラミック円板を貼り付けてバイモルフ状にし、周辺をかしめている。一般に圧電円板部をかしめることはいろいろな点で不利であるので、金属円板部をかしめている。よって、周辺固定もしくは周辺支持の円板の中央に付加質量として圧電セラミックがついた構造となっている。

圧電形変換器の電気機械変換部分の等価回路は図2.2のようになる。この等価回路より機械系では電気系の静電容量 C_e にかかる電圧 E に比例した機械系の力が a-b 間に得られる。また、音圧はこの力を実行面積で割ったものである。よって、電話機の音響系だけを取り上げた場合でも、送話系では振動板の変位、受話系では音圧が

それぞれ電圧 E に比例しているから比例定数を用いることにより計算することが可能である。

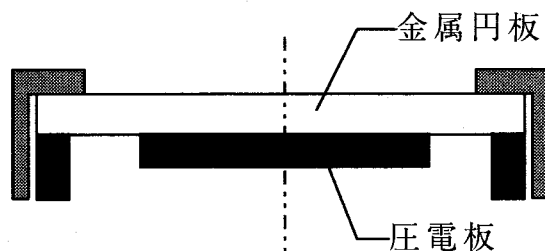


図 2.1 周辺支持円板バイモルフ圧電素子構造

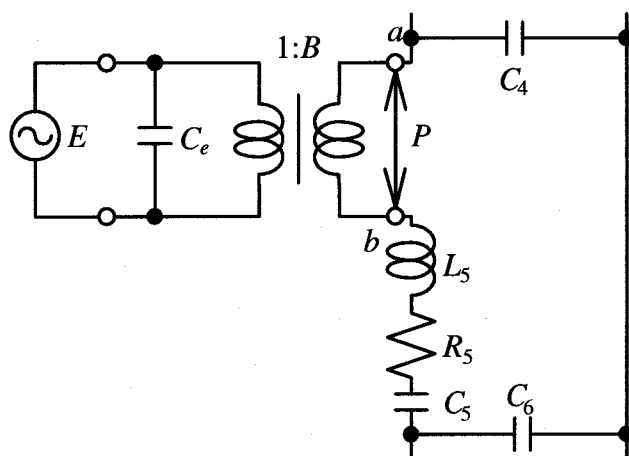


図 2.2 圧電形電気機械変換器の等価回路（受話系）

2.3 圧電バイモルフ振動板の基本式

2.3.1 運動方程式

図 2.3 に示される圧電バイモルフ振動板に関してその動作を理論的に解析する。今、対称振動のみを考え、損失を無視すると圧電バイモルフ振動板の運動方程式は次のようになる [16]。

① バイモルフ部 ($0 \leq r \leq b$)

$$(\nabla^4 - k'^4)\xi' = \begin{cases} p_T / (D'_1 + D'_2) & \text{送話器} \\ 0 & \text{受話器} \end{cases}$$

② 金属円板部 ($b \leq r \leq a$)

$$(\nabla^4 - k^4)\xi = \begin{cases} p_T / D_2 & \text{送話器} \\ 0 & \text{受話器} \end{cases} \quad (2.1)$$

但し、 ξ' ：バイモルフ部の変位， ξ ：金属円板部の変位， p_T ：振動板

に加わる音圧， ω ：駆動角周波数，

$$\nabla^2 = \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r},$$

$$k'^4 = \frac{\rho_1 h_1 + \rho_2 h_2}{D'_1 + D'_2} \omega^2, \quad k^4 = \frac{\rho_2 h_2}{D_2} \omega^2,$$

$$D'_1 = \frac{E_2 h_2^3}{3(1-\mu_1^2)} \alpha \beta \left(\beta^2 + \frac{3}{2} \beta \zeta + \frac{3}{4} \zeta^2 \right),$$

$$D'_2 = \frac{E_2 h_2^3}{3(1-\mu_2^2)} \left(1 - \frac{3}{2} \zeta + \frac{3}{4} \zeta^2 \right), \quad (2.2)$$

$$D_2 = \frac{E_2 h_2^3}{3(1-\mu_2^2)}, \quad \zeta = \frac{1-\alpha\beta^2}{1+\alpha\beta},$$

$$\alpha = \frac{E_1}{E_2}, \quad \beta = \frac{h_1}{h_2}, \quad \delta = \frac{\rho_1}{\rho_2}, \quad \eta = \frac{b}{a}$$

であり，圧電板と金属板の材料定数及び寸法は表 2.1 に示す記号で表している。

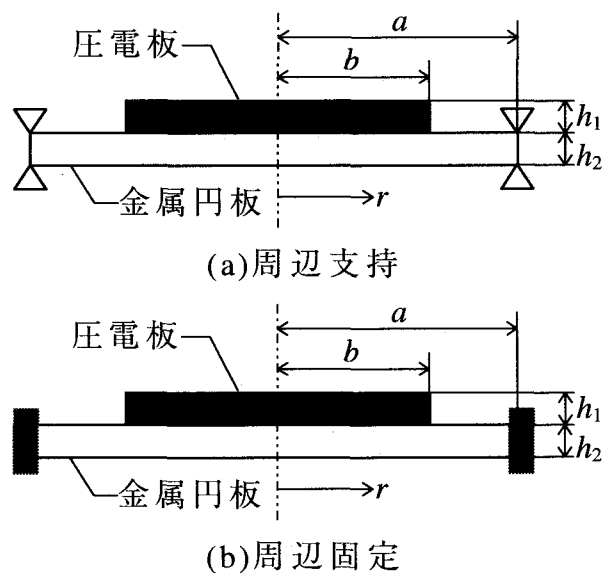


図 2.3 圧電振動板の構造

表 2.1 圧電板と金属板の材料定数及び寸法の記号

	ヤング率	密度	ポアソン比	厚さ	半径
圧電セラミック	E_1	ρ_1	μ_1	h_1	b
金属	E_2	ρ_2	μ_2	h_2	a

2.3.2 一般解

式(2.1)の定常状態に関する一般解は,

① バイモルフ部 ($0 \leq r \leq b$)

$$\begin{aligned}\xi' &= A_1 J_0(k'r) + A_2 I_0(k'r) - p_T / (D'_1 + D'_2) & : \text{送話器} \\ \xi &= A_1 J_0(k'r) + A_2 I_0(k'r) & : \text{受話器}\end{aligned}$$

② 金属円板部 ($b \leq r \leq a$)

$$\begin{aligned}\xi &= A_3 J_0(kr) + A_4 Y_0(kr) + A_5 I_0(kr) + A_6 K_0(kr) - p_T / D_2 & : \text{送話器} \\ \xi &= A_3 J_0(kr) + A_4 Y_0(kr) + A_5 I_0(kr) + A_6 K_0(kr) & : \text{受話器}\end{aligned} \quad (2.3)$$

となる。但し,

J_0, Y_0, I_0, K_0 : 0 次の Bessel 関数

A_i ($i=1, 2, \dots, 6$) : 境界条件から定まる積分定数

である。

2.3.3 境界条件

表 2.2 に周辺支持および周辺固定の場合の境界条件式を示す。但し, 表 2.2 において,

$$\begin{aligned}F' &= -(D'_1 + D'_2) \frac{\partial \nabla^2 \xi'}{\partial r}, \quad F = -D^2 \frac{\partial \nabla^2 \xi}{\partial r}, \\ M' &= -D'_1 \left\{ \mu_1 \nabla^2 \xi' + (1 - \mu_1) \frac{\partial^2 \xi'}{\partial r^2} \right\} - D'_2 \left\{ \mu_2 \nabla^2 \xi' + (1 - \mu_2) \frac{\partial^2 \xi'}{\partial r^2} \right\}, \\ M &= -D_2 \left\{ \mu_2 \nabla^2 \xi + (1 - \mu_2) \frac{\partial^2 \xi}{\partial r^2} \right\},\end{aligned} \quad (2.4)$$

$$M_v = \frac{E_2 h_2 d_{31} v_R}{2(1 - \mu_1)} \frac{\alpha(1 + \beta)}{1 + \alpha\beta} \quad (\text{圧電効果による曲げモーメント}),$$

d_{31} : 圧電定数, v_R : 印可電圧

である。

表 2.2 境界条件

	周辺支持	周辺固定
$r=a$	$\xi=0$ $M=0$	$\xi=0$ $\frac{\partial \xi}{\partial r}=0$
$r=b$	$\xi'=\xi$ $\frac{\partial \xi'}{\partial r}=\frac{\partial \xi}{\partial r}$ $F'=F$ $M'+M_v=M$	$\xi'=\xi$ $\frac{\partial \xi'}{\partial r}=\frac{\partial \xi}{\partial r}$ $F'=F$ $M'+M_v=M$

2.3.4 変位

表 2.2の境界条件式を式(2.3)に代入すると、次の周波数方程式が得られる。

$$\begin{aligned} \mathbf{H} \cdot \mathbf{A} &= \mathbf{M}_M & : \text{送話器} \\ \mathbf{H} \cdot \mathbf{A} &= \mathbf{M}_E & : \text{受話器} \end{aligned} \quad (2.5)$$

但し、

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= [A_1 A_2 A_3 A_4 A_5 A_6]^T \\ \mathbf{M}_M &= [p_T/k^4 D_2 \ 0 \ \{1/k^4 D_2 - 1/k'^4 (D'_1 + D'_2)\} p_T \ 0 \ 0 \ M_v]^T \\ \mathbf{M}_E &= [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ M_v]^T \end{aligned} \quad (2.6)$$

\mathbf{H} ：境界条件から求まる 6 行 6 列の行列である。

2.3.5 共振周波数

式(2.5)から積分定数 $A_1 \sim A_6$ を求め、これを再び式(2.3)に代入することにより、変位 ξ', ξ が求められる。

また、 k を 0 から大きくしていったとき、 $|\mathbf{H}|=0$ を満足する ka の値を $\gamma_n (n=1, 2, \dots)$ とすると、 n 番目の共振周波数 f_n は次式で与えられる。

$$f_n = \frac{\gamma_n^2 h_2}{2\pi a^2} \sqrt{\frac{E_2}{12(1-\mu_2^2)\rho_2}} \quad (2.7)$$

2.3.6 振動板定数

振動板を等価ピストン振動板で置き換えたときの等価面積 S_f , 等価質量 m_f , 等価スチフネス s_f は, x_0 を振動板の中心の変位とすると次式で与えられる.

$$S_f = \frac{2\pi}{\xi_0} \left\{ \int_0^b r \xi' dr + \int_b^a r \xi dr \right\}$$

$$m_f = \frac{2\pi}{\xi_0^2} \left\{ (\rho_1 h_1 + \rho_2 h_2) \int_0^b r \xi'^2 dr + \rho_2 h_2 \int_b^a r \xi^2 dr \right\} \quad (2.8)$$

$$s_f = \frac{2\pi}{\xi_0^2} \left[\frac{1}{E_1} \int_0^b \int_{z_0}^{z_0+h_1} r (\sigma_{r_1}'^2 + \sigma_{\theta_1}'^2 - 2\mu_1 \sigma_{r_1}' \sigma_{\theta_1}') dz dr \right. \\ \left. + \frac{1}{E_2} \int_0^b \int_{z_0-h_2}^{z_0} r (\sigma_{r_2}'^2 + \sigma_{\theta_2}'^2 - 2\mu_2 \sigma_{r_2}' \sigma_{\theta_2}') dz dr \right. \\ \left. + \frac{1}{E_2} \int_b^a \int_{-h_2/2}^{h_2/2} r (\sigma_{r_2}^2 + \sigma_{\theta_2}^2 - 2\mu_2 \sigma_{r_2} \sigma_{\theta_2}) dz dr \right]$$

但し,

$$z_0 = h_2(1 - \alpha\beta^2)/2(1 + \alpha\beta)$$

$$\sigma_{r_1}' = -\frac{E_1}{1 - \mu_1^2} \left(\frac{\partial^2 \xi'}{\partial r^2} + \frac{\mu_1}{r} \frac{\partial \xi'}{\partial r} \right) \cdot z$$

$$\sigma_{\theta_1}' = -\frac{E_1}{1 - \mu_1^2} \left(\mu_1 \frac{\partial^2 \xi'}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \xi'}{\partial r} \right) \cdot z$$

$$\sigma_{r_2}' = -\frac{E_2}{1 - \mu_2^2} \left(\frac{\partial^2 \xi'}{\partial r^2} + \frac{\mu_2}{r} \frac{\partial \xi'}{\partial r} \right) \cdot z \quad (2.9)$$

$$\sigma_{\theta_2}' = -\frac{E_2}{1 - \mu_2^2} \left(\mu_2 \frac{\partial^2 \xi'}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \xi'}{\partial r} \right) \cdot z$$

$$\sigma_{r_2} = -\frac{E_2}{1 - \mu_2^2} \left(\frac{\partial^2 \xi}{\partial r^2} + \frac{\mu_2}{r} \frac{\partial \xi}{\partial r} \right) \cdot z$$

$$\sigma_{\theta_2} = -\frac{E_2}{1 - \mu_2^2} \left(\mu_2 \frac{\partial^2 \xi}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \xi}{\partial r} \right) \cdot z$$

である.

2.4 弾性制御

電話機の送話器及び受話器は広い周波数帯域で動作するものである。そこで、振動系の共振周波数を制御することで送話器及び受話器に適した弾性を持たせている。圧電形変換器の場合は送話器及び受話器共に弾性制御を用いることで電話機として十分満足できる特性を得ている。更に、同一の制御系であるから振動板についても同一のものを用いることができ、コストの低下にもつながっている。電話機では弾性制御として空気の粘性を利用している。

ここでは、従来より使用されている細管の入力インピーダンスの理論及び気室の音響インピーダンスの理論について述べる[2]~[4]。但し、電話機の形状と比較すると両理論を展開するにあたり、かなり現物と異なった仮定をしているので、この理論がそのまま電話機の設計に利用できるかどうかは問題とされるところである。

2.4.1 細管の入力インピーダンス

細い管の中における粘性運動がダンパとして利用されることがある。図 2.4 に示すような他端が解放された長さが l の細管について、その入力インピーダンスの単位面積当たりの値は、細管の半径を a とした場合、次のように書き表される。

$$Z = l\Omega(\beta) \frac{\tan kl}{kl} \quad (2.10)$$

但し、式(2.10)において $\Omega(\beta)$ は単位長さあたりの平均インピーダンスであり、

$$\Omega(\beta) = \frac{\mu}{a^2} \frac{\beta^2}{1 - \frac{2 I_1(\beta)}{\beta I_0(\beta)}} \quad (2.11)$$

$$\beta = \sqrt{\frac{j\omega\rho}{\mu}} a$$

μ : 空気の粘性係数, ρ : 空気の密度, a : 細管の半径

I_0, I_1 : 虚変数の第一種 Bessel 関数

のような関係式で表される。また、 k は $\Omega(\beta)$ を用いることによって、

$$k = \sqrt{-\frac{j\omega\Omega(\beta)}{\kappa}} \quad (2.12)$$

κ : 媒質の体積弾性率

のように表され、 β は流体の質量を表すインピーダンス分と粘性を

表すインピーダンス分の比に関係するものであり，粘性分に比べて質量分が大きいほど，あるいは着目周波数が高くなるほど大きくなる量である．式(2.11)で表される $\Omega(\beta)$ は，一般に損失を持つインダクタンスでその動作が等価的に表される．

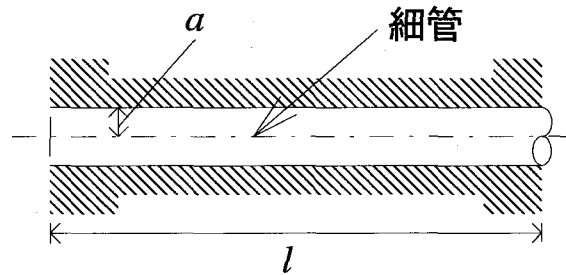


図 2.4 細管の構造

なお， $\Omega(\beta)$ について $|\beta|$ の小さい場合の近似形を導き出せば，それぞれ次のようになる．

$$(1) \frac{|\beta|^2}{6} \ll 1 \text{ の時}$$

$$\Omega(\beta) = \frac{8\mu}{a^2} \quad (2.13)$$

$$(2) \frac{|\beta|^4}{1152} \ll 1 \text{ の時}$$

$$\Omega(\beta) = \frac{8\mu}{a^2} + j\omega \frac{4}{3} \rho \quad (2.14)$$

$$(3) |\beta| \text{ が甚大の時}$$

$$\Omega(\beta) = j\omega \rho \quad (2.15)$$

また，細管の入力インピーダンスの表示式(2.10)は kl を級数展開し，これから $|kl|$ が小さい場合についての近似式を求めれば，おの次のように書き表される．

$$(1) |kl|^2/3 \ll 1 \text{ の時}$$

$$z_{11} = l\Omega(\beta) \quad (2.16)$$

このときの細管の入力インピーダンスは上記の $\Omega(\beta)$ と全く相似となり，一般には損失あるインダクタンスを以て，その動作が等価的に表される．

(2) $(kl)^4/45 \ll 1$ の時

$$z_{11} = \frac{1}{\frac{1}{l\Omega(\beta)} + j\omega\left(\frac{l}{3\kappa}\right)} \quad (2.17)$$

このときの入力インピーダンスは $l\Omega(\beta)$ なるインピーダンスと $l/(3\kappa)$ のようなコンデンサーとを並列接続したもので等価的に表されることになる。

2.4.2 気室の音響スチフネス

音響管の中を伝わる音波の音圧 \dot{P} と体積速度 \dot{U} (管の断面積 S と粒子速度 \dot{v} との積 $\dot{v}S$) との比を音響インピーダンス z_A といい、

$$z_A = \left(\frac{\dot{P}}{\dot{v}S} \right)_{x=0} = -j \frac{\rho c}{S} \cot kl \quad (2.18)$$

と表される。管の長さ l が音波の波長の $1/10$ 以下であるような低音域では、 $\cot kl$ と近似できるので、閉管の体積を $V(=Sl)$ とすると式(2.18)は、

$$z_A = -j \frac{\rho c}{Sk} = -j \frac{\rho c^2}{j\omega V} \quad (2.19)$$

と表され、これは電気回路の容量リアクタンスに相当することがわかる。そして、その容量に相当する定数を音響コンプライアンス C_A 、その逆数を音響スチフネス s_A といい、

$$s_A = \frac{1}{C_A} = \frac{\rho c^2}{V} = \frac{\gamma P_0}{V} \quad (2.20)$$

γ : 空気の比熱比, ρ : 空気の密度, c : 音速, P_0 : 大気圧

と表される。これは、閉管に限らず図 2.5 に示すような容積 V の閉じた空間に面積 S の孔があれば、定在波が生じないような周波数範囲では同様である。

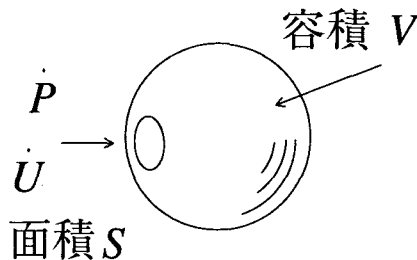


図 2.5 閉じた空気室

2.5 圧電形電話機

2.5.1 構造と音響等価回路

図 2.6 および図 2.7 に圧電形電話機の送話系および受話系の構造と音響等価回路[18]をそれぞれ示す. 図において, L は音響質量(単位: $\text{Pa}\cdot\text{s}^2/\text{m}^3$), R は音響抵抗 (単位: $\text{Pa}\cdot\text{s}/\text{m}^3$), C は音響スチフネス(単位: Pa/m^3)である. また, C_0 は耳と受話口の結合気室の音響スチフネスである. このような等価回路で表した場合, この電話機は 4 自由度として表現される.

2.5.2 伝達関数

今, 図 2.6 の送話系の音響等価回路を構成している音響パラメータをシステムパラメータベクトル

$$\begin{aligned}\mathbf{X}_M &= [X_1 \ X_2 \ \cdots \ X_{13}]^T \\ &= [L_{-4} \ R_{-4} \ C_{-3} \ L_{-2} \ R_{-2} \ C_{-1} \ L_0 \ R_0 \ C_0 \ C_1 \ L_2 \ R_2 \ C_3]^T\end{aligned}\quad (2.21)$$

と定義する. ここで, 添え字 M は送話系を表し, T は転置を表す. また, 図 2.6 の音響等価回路における伝達関数 $H_M(\mathbf{X}_M, s)$ は振動板への入力音圧 $P_{MIN}(s)$ に対する振動板の体積変位に比例した出力電圧 $E_{MOUT}(s)$ をとる. ここで, 出力電圧は振動板の体積速度 $U_M(s)$ の積分に定数をかけたものとなるので,

$$\begin{aligned}H_M(\mathbf{X}_M, s) &= \frac{E_{MOUT}(s)}{P_{MIN}(s)} = \frac{U_M(s)/s \times A}{P_{MIN}(s)} \\ &= \frac{b_{M2}s^2 + b_{M1}s + b_{M0}}{s^8 + a_{M7}s^7 + a_{M6}s^6 + a_{M5}s^5 + a_{M4}s^4 + a_{M3}s^3 + a_{M2}s^2 + a_{M1}s + a_{M0}}\end{aligned}\quad (2.22)$$

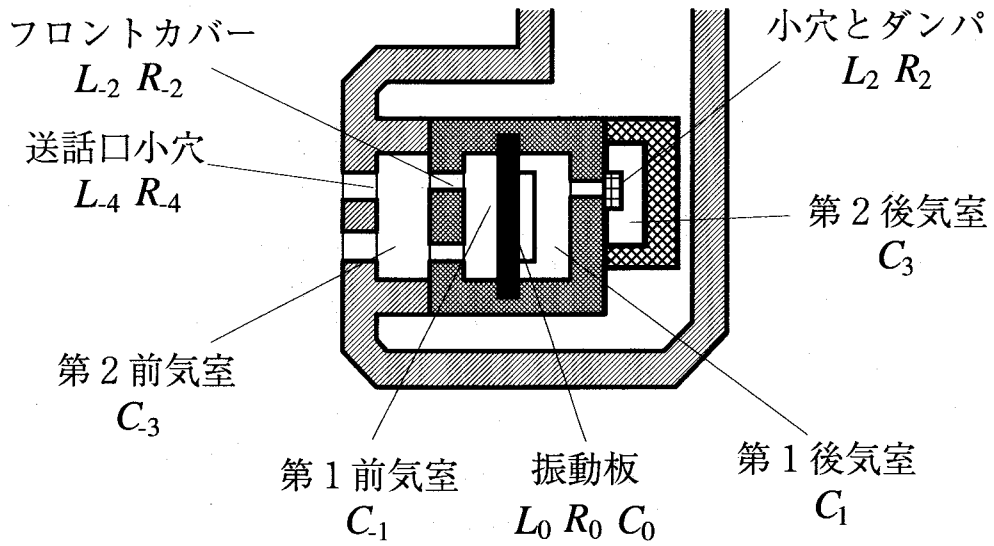
A : 振動板の体積変位に対する出力電圧への変換定数

となる. また, 送話系の感度特性 (振幅特性) および位相特性はそれぞれ次のように表わせる.

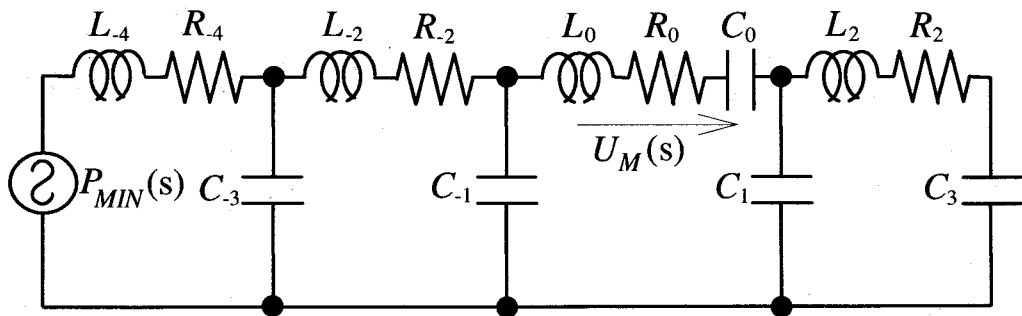
$$\begin{aligned}G(\mathbf{X}_M, \omega) &= 20 \log_{10} |H_M(\mathbf{X}_M, s)|_{s=j\omega} \\ \theta(\mathbf{X}_M, \omega) &= \angle H_M(\mathbf{X}_M, s)|_{s=j\omega}\end{aligned}\quad (2.23)$$

一方, 図 2.7 の受話系の音響等価回路を構成している音響パラメータをシステムパラメータベクトル

$$\begin{aligned}\mathbf{X}_E &= [X_1 \ X_2 \ \cdots \ X_{13}]^T \\ &= [C_0 \ L_1 \ R_1 \ C_2 \ L_3 \ R_3 \ C_4 \ L_5 \ R_5 \ C_5 \ C_6 \ L_7 \ R_7]^T\end{aligned}\quad (2.24)$$

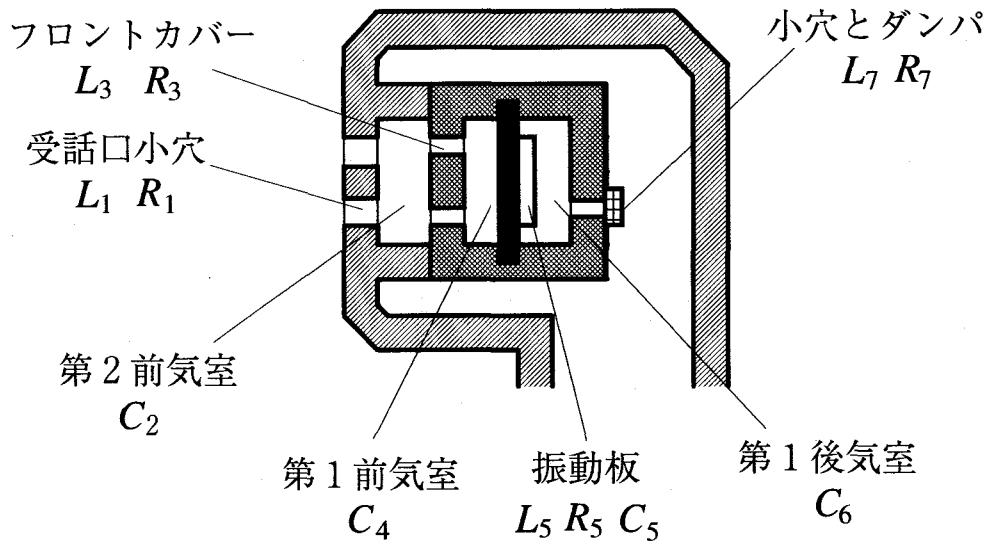


(a) 構造図

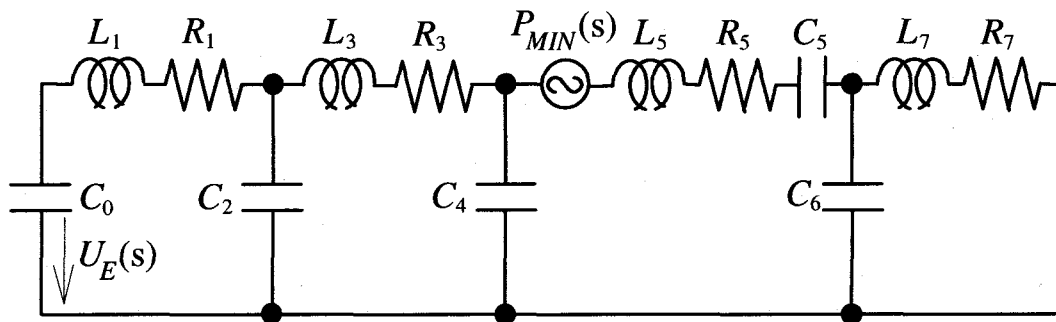


(b) 音響等価回路

図 2.6 送話系の構造図と音響等価回路



(a)構造図



(b)音響等価回路

図 2.7 受話系の構造図と等価回路

と定義する．ここで，添え字 E は受話系を表し， T は転置を表す．また，図 2.7 の音響等価回路における伝達関数 $H_E(\mathbf{X}_E, s)$ は振動板への入力電圧 $E_{EIN}(s)$ に対する出力音圧 $P_{EOUT}(s)$ をとる．ここで，出力音圧とは耳と受話器の結合気室 C_0 での音圧であり，入力音圧 $P_{EIN}(s)$ は $E_{EIN}(s)$ に比例するので，

$$H_M(\mathbf{X}_E, s) = \frac{P_{EOUT}(s)}{E_{EIN}(s)} = \frac{U_E(s) \times C_0 / s}{P_{EIN}(s) / B} \quad (2.25)$$

$$= \frac{b_{E2}s^2 + b_{E1}s + b_{E0}}{s^8 + a_{E7}s^7 + a_{E6}s^6 + a_{E5}s^5 + a_{E4}s^4 + a_{E3}s^3 + a_{E2}s^2 + a_{E1}s + a_{E0}}$$

B ：振動板の力係数を面積で割った定数

$U_E(s)$ ：結合気室での体積速度

となる．また，受話系の感度特性（振幅特性）および位相特性はそれぞれ次のように表わせる．

$$G(\mathbf{X}_E, \omega) = 20 \log_{10} |H_E(\mathbf{X}_E, s)|_{s=j\omega} \quad (2.26)$$

$$\theta(\mathbf{X}_E, \omega) = \angle H_E(\mathbf{X}_E, s)|_{s=j\omega}$$

2.6 圧電形電話機の周波数特性測定法

本節では，本研究を遂行する上で必要不可欠である圧電形電話機の周波数特性の測定法及び圧電振動板の音響パラメータの測定法について述べる．

測定の際に使用する測定機器を表 2.3 に示す．

表 2.3 使用測定機器

パーソナルコンピュータ	NEC 製 PC9801 RA2
オーディオアナライザ	Panasonic 製 VP-7722A
コンデンサマイクロホン	Brüel & Kjær 製 Type 4314
測定用アンプ	Brüel & Kjær 製 Type 2606
ミリボルト計	菊水製 AVM13
スイッチ	ヒューレットパッカー製 3488A

2.6.1 送話系の周波数特性測定法

送話系の周波数感度特性として、ある周波数において1 [Pa]の音圧を入力したときの出力電圧を測定する。このときの測定システムを図 2.8に示す。計算機から GP-IB を通じ、オーディオアナライザ (A/A) に 200[Hz]の正弦波を出力するよう命令を送る。すると A/A から初期電圧の正弦波が標準受話器に送られる。標準受話器から出力される音をマイクにより測定し、そのときの音圧からカップラ内が 1[Pa]になるための A/A からの出力を逆算する。その電圧を A/A から出力させる。同様の動作を数回繰り返してカップラ内の音圧を 1[Pa]で安定させる。ここで、スイッチを測定送話器側に切り換え、その出力を読む。この数値は、自動的に計算機に蓄えられる。周波数を変化させ同様の測定を繰り返す。

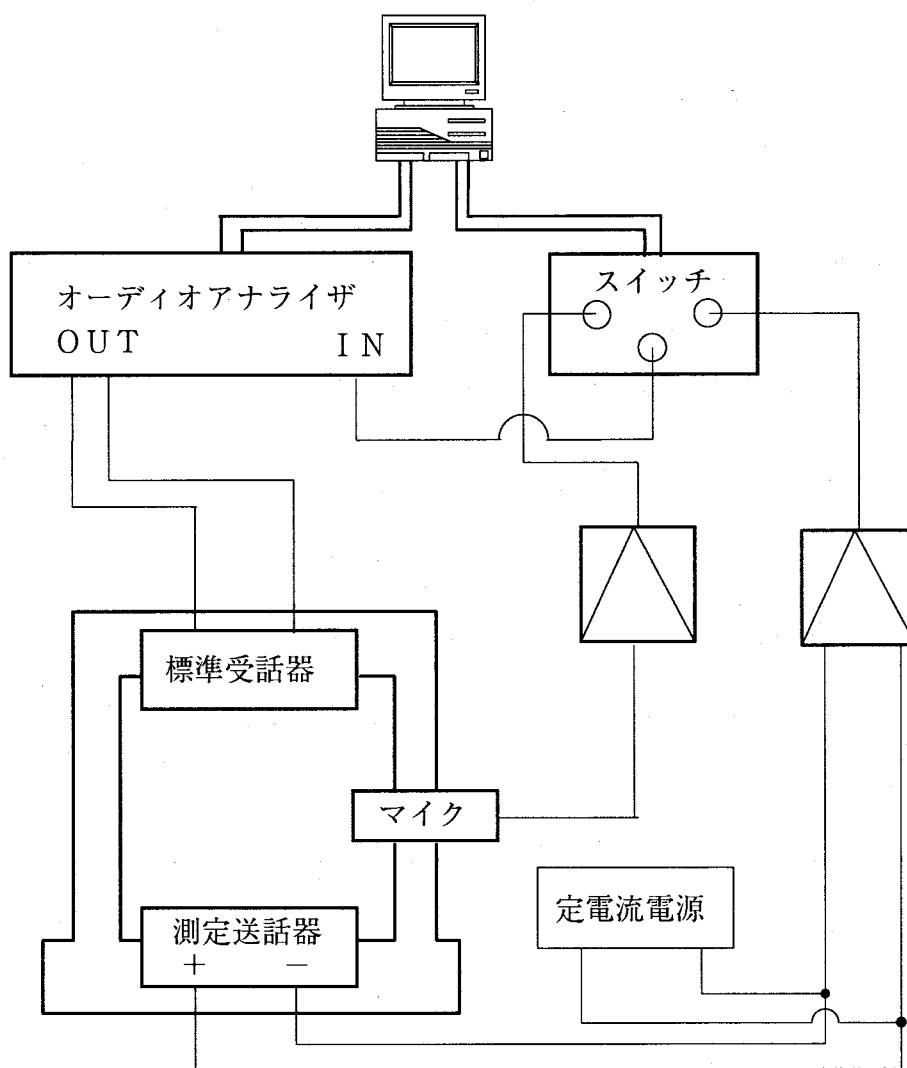


図 2.8 送話系の測定システム

2.6.2 受話器の周波数特性測定法

受話系の周波数感度特性として、ある周波数において1[V]の電圧を入力したときの出力音圧を測定する。このときの測定システムを図2.9に示す。計算機からGP-IBを通じ、A/Aに200[Hz]の正弦波を出力するよう命令を送るとA/Aから1[V]の正弦波が出力される。測定受話器に入力される直前の電圧を測定し、その電圧が1[V]になるようA/Aからの出力を制御する。測定受話器への入力電圧を1[V]で安定させた後に、スイッチをマイク側に切り換え、カップラ(6cc)内の音圧を測定する。この数値は、自動的に計算機に蓄えられる。周波数を変化させ同様の測定を繰り返す。

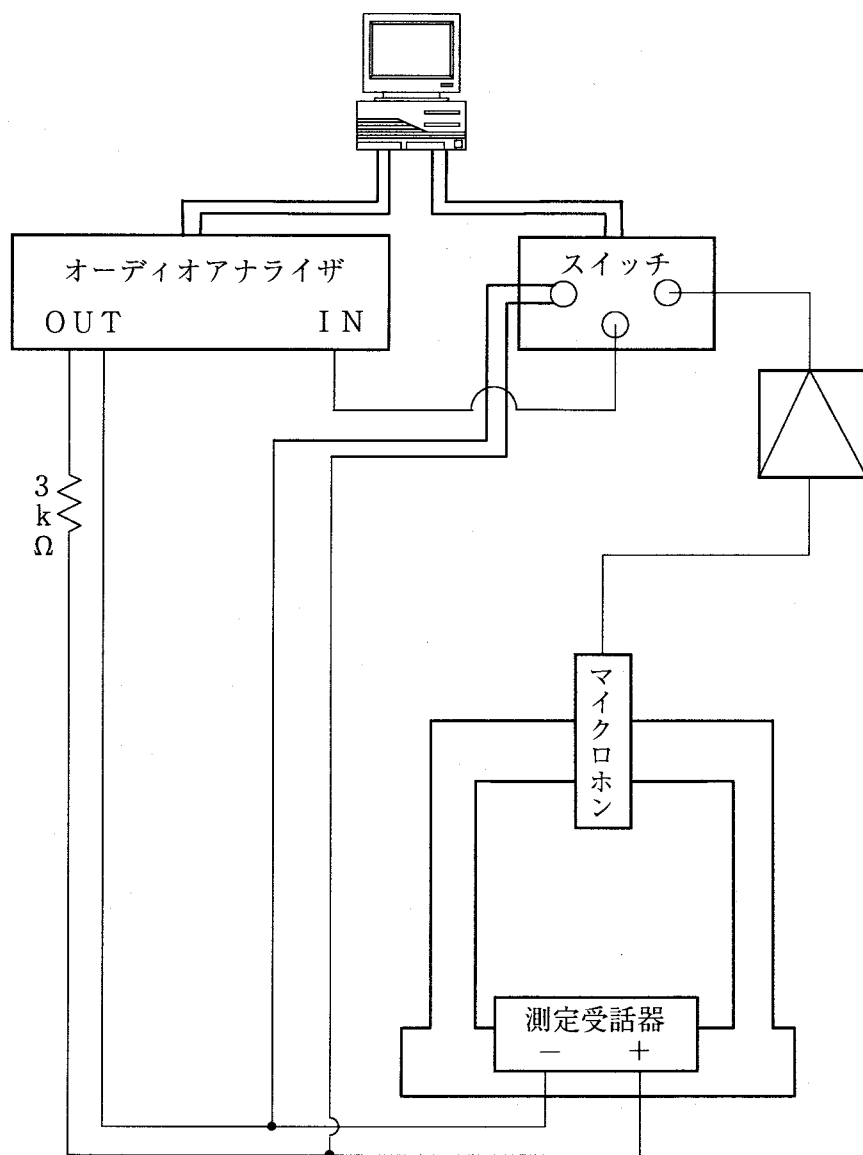


図 2.9 受話系の測定システム

2.6.3 振動板のインピーダンス測定法

図 2.10 に振動板のインピーダンスを測定するためのシステムを示す。A/A から 200[Hz] の正弦波を出力する。このときサンプル間にかかる電圧を観察し、1[V] になるよう A/A からの出力電圧を制御する。このときの固定抵抗 (1[k Ω]) 間の電圧を測定する。固定抵抗を流れる電流は、サンプルのアドミタンスに比例するため固定抵抗間の電圧は、サンプルのアドミタンスを観察することになる。周波数を変化させ同様の測定を行う。このときのアドミタンス特性を図 2.11 に示す。この測定周波数の間隔を狭めていき共振周波数を決める。なお、共振周波数は本来山と谷の間にあるが、例えば、図 2.11 の場合、山と谷の周波数差は約 100Hz であるので、山の周波数を共振周波数としても、真の共振周波数との誤差は 8% 以下となる。よって、今回は山の周波数を共振周波数とすることにした。

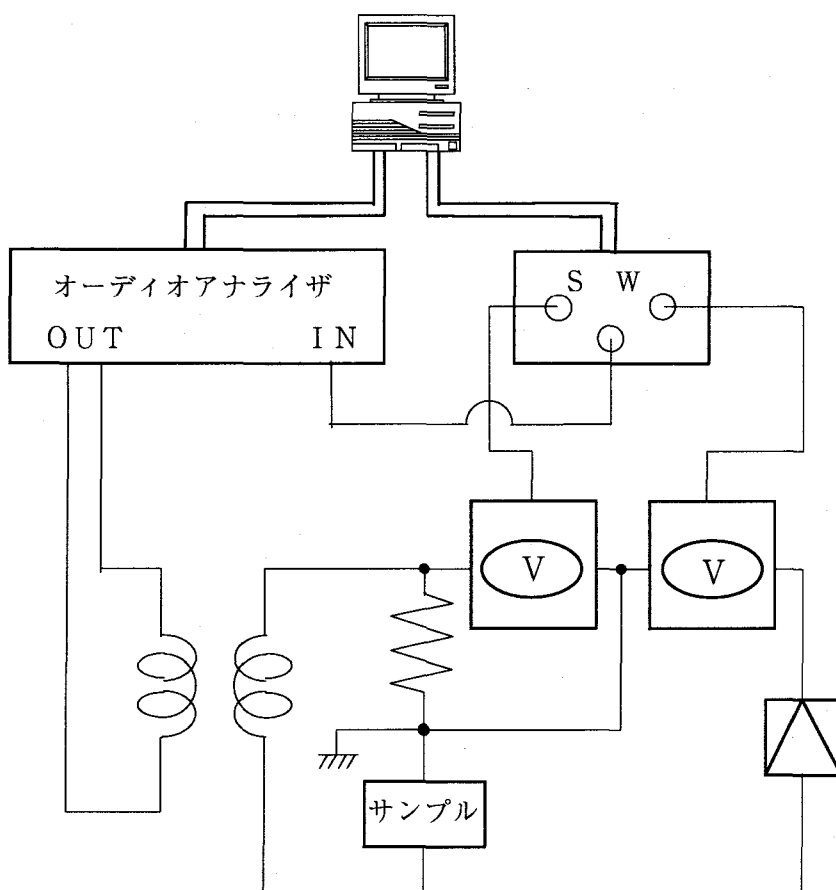


図 2.10 振動板のインピーダンス測定システム

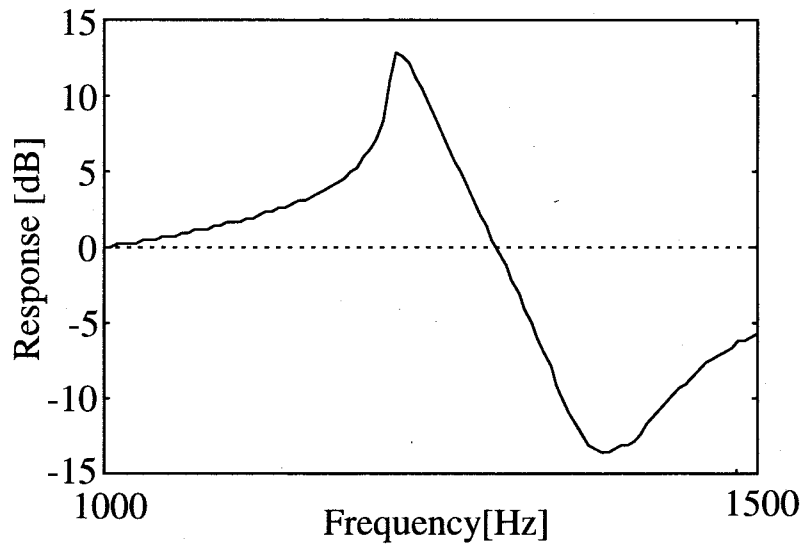


図 2.11 振動板のアドミタンス特性

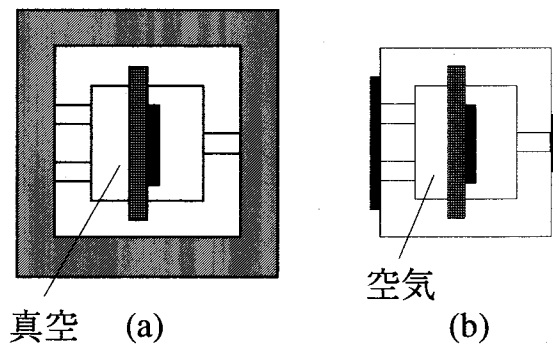


図 2.12 振動板サンプルの状態

振動板の測定で図 2.12(a)に示すようにサンプルを真空中に置いたときの共振周波数は式(2.27)で表される。なお、今回用いた真空ポンプは、東芝製 MSV 形直結式油回転真空ポンプ（到達真空度： 10^{-2} [Torr]）である。

$$\omega_0 = \sqrt{C/L} \quad (2.27)$$

一方、図 2.12(b)のように空気中でサンプルの前後の穴をふさいだ状態では、振動板の両側に気室がついたものと考えられるから、その前後の気室のスチフネスを C_f, C_b とすると、この時の共振周波数は次式で表される。

$$\omega_1 = \sqrt{(C + C_f + C_b)/L} \quad (2.28)$$

ここで、 C_f, C_b は既知だから、上の 2 式より振動板の音響スチフネ

ス C ，音響質量 L を求めることができる。

また，真空の際の Q 値を用いて，式(2.29)より音響抵抗 R も定まる。

$$R = \sqrt{LC}/Q \quad (2.29)$$

2.7 圧電形電話機の電気音響変換部設計における問題点

電話機だけでなくスピーカやマイクロホンなどの音響機器を設計する際には従来より音響等価回路を利用した設計法が主流を占めている。音響等価回路を利用した設計法では，まず設計者が希望する目標特性を定め，次にその特性を実現する音響等価回路上の音響パラメータ値を決定し，そしてその音響パラメータ値から実際の構造上の寸法を決定する。しかしながら，圧電形電話機のような小型でかつ複雑な音響機器では，2.4節で述べた音響パラメータと寸法を関係づける理論式（音響理論の公式）の利用が困難となる。言い換えれば，現在のところ音響等価回路における音響パラメータ値と実際の寸法を関係づける理論式は存在しないという問題点がある[5],[6]。また，図 2.6や図 2.7に示したような4自由度の音響等価回路では，送話器や受話器における小穴の数や位置を表現することができない[7]~[13]。あえてそれらを音響等価回路上で表現しようとしたならば，音響パラメータ数が劇的に増加し，音響等価回路も非常に複雑となり，回路解析が困難となるという問題点がある。本節では圧電形電話機の電気音響変換部の設計における以上の二つの問題点を詳細に説明する。

2.7.1 音響理論の公式に基づいた周波数特性

圧電形電話機の音響等価回路における音響パラメータ値と実際の寸法を関係づける公式は先にも述べたように現在の所存在しない。仮に，2.4節で述べたスチフネスの公式，

$$C = \frac{\gamma P_0}{V} \quad (2.30)$$

C :音響スチフネス， γ :空気の比熱比

P_0 :大気圧， V :気室の容積

および細管の公式，

$$Z = \frac{8\pi\mu l}{NS^2} + j\omega \frac{4\rho l}{3NS} \quad (2.31)$$

μ : 空気の粘性係数， ρ : 空気密度， l : 小穴の長さ
 S : 小穴の断面積， N : 小穴の数

を利用して図 2.7 に示した受話系の音響等価回路の各気室および受話口やフロントカバーの小穴の音響パラメータ値を算出し，それらのパラメータ値から式(2.30)および式(2.31)に従って計算された周波数特性と実測された周波数特性を比較すると図 2.13 のようになる。但し，図 2.13 は感度特性を示している。なお，計算特性に使用した音響パラメータ値を表 2.4 に，それに対応する受話器の各部の寸法を表 2.5 に示す。但し，振動板の音響パラメータ値は測定(2.6.3 参照)から求めた値を用いている。また，ダンパ部分の L_7, R_7 のパラメータ値は，これまでの経験上もっとも最適と思われる値を用いている。これは，ダンパの音響パラメータ値を理論的に得る方法が現在のところ存在しないからである。図 2.13 から明らかなように両特性は非常に異なっている。それ故，式(2.30)および式(2.31)の公式は電話機ハンドセットのような小型音響機器の解析や設計にはそのまま利用することはできない。

表 2.4 計算特性に使用した音響パラメータ

C_0 [Pa/m ³]	2.3637×10^{10}
L_1 [Pa·s ² /m ³]	5.6449×10^2
R_1 [Pa·s/m ³]	5.0384×10^4
C_2 [Pa/m ³]	4.3344×10^{10}
L_3 [Pa·s ² /m ³]	1.8258×10^2
R_3 [Pa·s/m ³]	8.9418×10^3
C_4 [Pa/m ³]	3.2602×10^{11}
L_5 [Pa·s ² /m ³]	3.5670×10^3
R_5 [Pa·s/m ³]	2.7680×10^7
C_5 [Pa/m ³]	2.1480×10^{11}
C_6 [Pa/m ³]	2.5235×10^{11}
L_7 [Pa·s ² /m ³]	1.6027×10^3
R_7 [Pa·s/m ³]	1.7660×10^7

表 2.5 実測に使用した受話器の各部の寸法

受話口の小穴の数	3
受話口の小穴の半径[mm]	1.0
受話口の小穴の長さ[mm]	1.6
第二前気室の容積[cm ³]	3.272
フロントカバーの小穴の数	4
フロントカバーの小穴の半径[mm]	1.35
フロントカバーの小穴の長さ [mm]	0.30
第一前気室の容積 [cm ³]	0.435
振動板の共振周波数[Hz]	1409.3
振動板のQ値	25.84
第一後気室の容積[cm ³]	0.562
小穴の半径[mm]	0.9
小穴の長さ[mm]	1.0

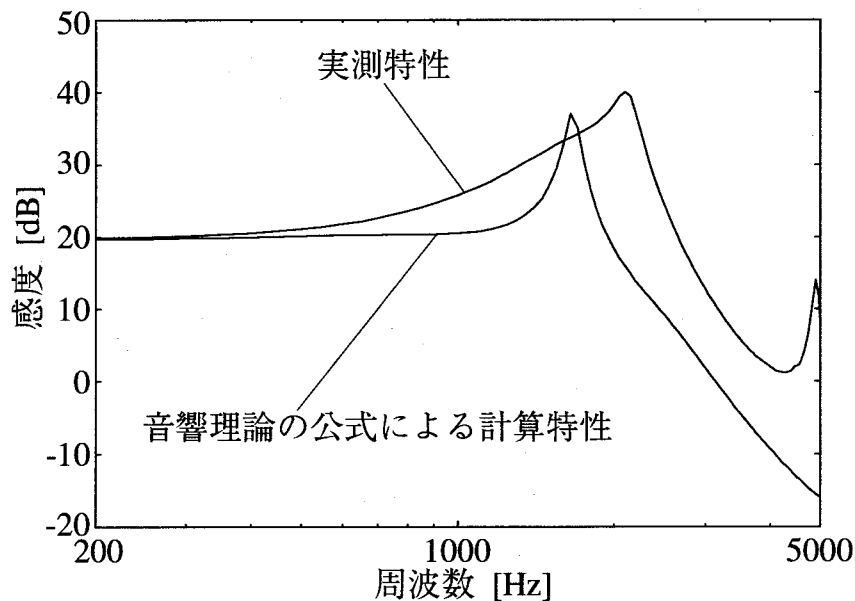


図 2.13 実測周波数特性と音響理論の公式によって計算された周波数特性の比較

2.7.2 小穴の位置による周波数特性の変化

今、受話口の小穴の数が1個およびフロントカバーの小穴の数が1個の構造について考えてみる。この構造において受話口に設ける小穴の位置を図 2.14に示される3通りの測定条件で実測を行ってみた。図 2.15に各々の実測感度特性を示す。図 2.15からも明らかのように受話口の小穴の位置によって同じ穴数であっても周波数特性が異なることがわかる。このことは図 2.7における4自由度の音響等価

回路では説明できない。なぜならば、図 2.7 の音響等価回路では受話口やフロントカバーの小穴の音響パラメータは小穴の位置や数に関わらず同一のパラメータで表されているからである。図 2.15 のような現象を音響等価回路で表すには、穴数や小穴の位置の数だけパラメータ数を増やす必要がある。言い換えれば、4 自由度の等価回路をさらに多自由度の等価回路に書き換える必要がある。しかし、等価回路の自由度が増すにつれて、等価回路解析は複雑となるので実用的ではない。

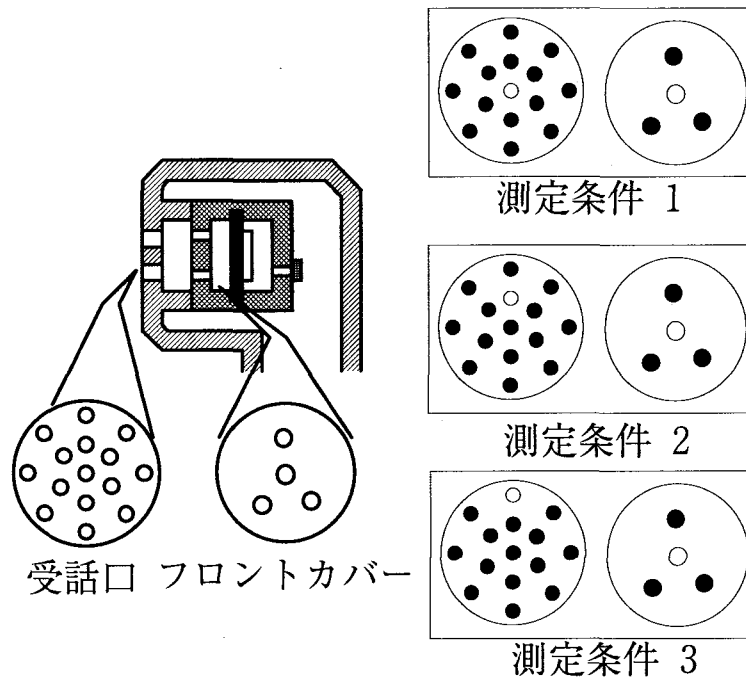


図 2.14 受話口とフロントカバーの小穴の位置関係

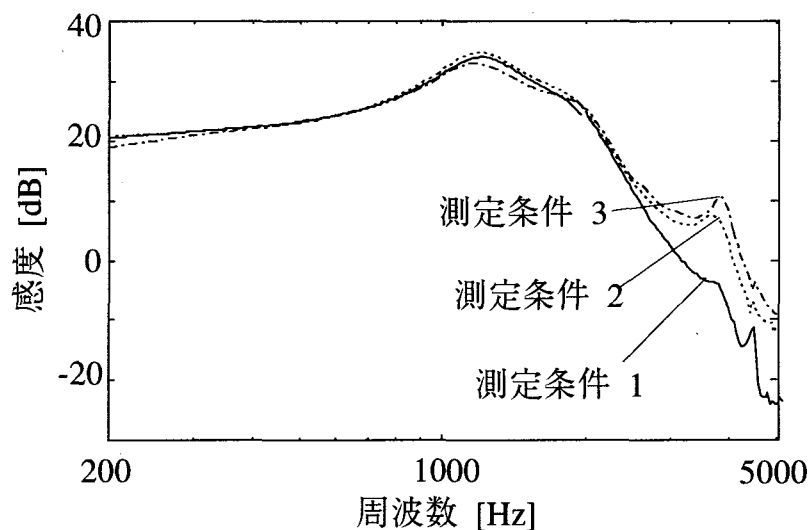


図 2.15 穴の位置を変えたときの実測特性

2.8 結言

本章では、本研究の研究対象である圧電形電話機の構造とその振動板である圧電振動子の諸特性について述べ、更に細管及び気室の音響理論について述べた。

また、現在の圧電形電話機の電気音響変換部の音響設計における問題点として、以下の2点があることを示した。

- ① 音響等価回路上の音響パラメータ値と構造上の寸法を関係づける理論式が存在しない。
- ② 送話器，受話器における小穴の数や位置を4自由度の等価回路では表現できないので，実際に生じる小穴の位置の違いによる周波数特性の違いといった細かな設計が音響等価回路ではできない。

以上の問題点は現在，普及している圧電形電話機の音質を劣化させるばかりでなく，製造におけるコストおよび時間の増大をまねいており，それらの問題点の解決が望まれている。以下の章では，これらの問題点の解決のための手法を述べる。

第3章 モンテカルロ法を用いた音響パラメータ値の推定

3.1 緒言

本章では、圧電形電話機の実測周波数特性からその音響等価回路上の音響パラメータ値をモンテカルロ法を用いて推定する方法について述べる[19]~[22].

音響等価回路を利用して圧電形電話機のような小型音響機器を設計する際には、はじめに音響等価回路を構成している音響パラメータ値を設計し、その後に設計された音響パラメータ値を実際の寸法に変換する必要がある。しかし、第2章でも述べたように実際のハンドセットの形状(寸法)から音響パラメータ値を求める公式は現在のところ存在しない。そのような公式を見いだすには、実測周波数特性を説明できる音響等価回路上の音響パラメータ値を精度よく推定する必要がある。それ故、音響パラメータの推定法を確立することは工学上、非常に重要なことである。

これまで、音響パラメータ値を推定する方法としては、カットアンドトライによって音響パラメータ値を推定する方法[5],[43]~[45]と非線形最適化手法によって音響パラメータ値を推定する方法[6],[46]~[51]とがある。

前者の方法は、実測特性とシミュレーション特性とを合わせるために、経験によって一度に一つずつ音響パラメータ値を変動させながら推定を行う。それ故、手数と時間が多くかかる、多数の音響パラメータ値を同時に決定できないので推定値に主観が入る恐れがある、実測特性とシミュレーション特性との一致度が必ずしもよくない等の問題点があった。

後者の方法は、前者の問題点を解決するに至ったが、推定可能な音響パラメータ数とその系の伝達関数の係数の数以内に限定されるため音響等価回路上のすべての音響パラメータを変数として推定することが不可能であるという問題点がある。

一方、本章で述べるモンテカルロ法による推定法は上記問題点を完全に克服している。本手法は以下のような特徴を持つ。

- ①実測特性の許容範囲を推定開始時点では広くとり、推定を繰り返す毎に許容範囲を狭めるため、高速な収束速度を有する。
- ②各音響パラメータには上限値と下限値に囲まれた領域があり、その領域を本手法は更新して推定するのであるが、いかなる初期領域でも推定が可能である。
- ③測定条件の異なる多数の実測特性を同時に推定できる。
- ④推定可能な音響パラメータ数に制限がない。
- ⑤非線形最適化手法における偏微分の計算といった複雑な処理がない。

⑥従来法に比べ，推定精度が高い．

本章でははじめに従来の推定法の一つである非線形最適化手法による推定法の問題点を述べる．続いて，モンテカルロ法による推定法の基本アルゴリズムを説明し，その基本アルゴリズムを多数の実測周波数特性から多数の音響パラメータを同時に推定できるように拡張した推定法について述べる．そして，本手法を用いて実際に圧電形電話機の受話器の音響パラメータ値を推定し，その推定値によって計算された周波数特性と実測周波数特性を比較することにより本手法の有効性を示す．更に，推定された音響パラメータ値が実際の受話器の形状の変化と矛盾がないかどうかについても言及する．最後に，本手法によって付加的に得ることができる各音響パラメータの周波数特性への感度についても説明する．

3.2 従来の推定法の問題点

音響パラメータの従来の推定法には，先に述べたようにカットアンドトライによる推定法と非線形最適化手法による推定法がある．カットアンドトライによる推定法の問題点は 3.1 節において述べたので，本節では非線形最適化手法による推定法の問題点について詳細に言及する．

非線形最適化手法による推定法では推定可能な音響パラメータの数が限定され，図 2.7 の音響等価回路を構成しているすべての音響パラメータを変数として推定することが不可能であるという問題点がある．非線形最適化手法による推定法では，音響等価回路を構成している個々の音響パラメータを直接推定するのではなく，式(2.23)の分母の係数 $a_0 \sim a_8$ 及び分子の係数 $b_0 \sim b_2$ を求めることになる．これらの係数は各音響パラメータから構成されており，例えば，分母の係数 a_7 は，

$$a_7 = L_1 L_3 (L_5 R_7 + L_7 R_5) + (L_1 R_3 + L_3 R_1) L_5 L_7 \quad (3.1)$$

のように表され，他の係数についても式(3.1)のように各音響パラメータによって構成されている．従って，各音響パラメータ値を求めるには，式(2.23)を構成している合計 12 個の係数 $a_0 \sim a_8, b_0 \sim b_2$ を求めた後に，12 個の係数について式(3.1)のような 12 個の式をつくり，それら 12 個の連立方程式を解くことによって各音響パラメータ値を求めることができる．しかし，式(2.23)から得られる連立方程式の数が 12 個であるのに対して，音響パラメータの総数が 13 個と一つ多いため，この連立方程式は不定解を持つことになり，推定が不可能になる．そこで，それを避けるために，予め数個の音響パラメータ値を実測により求めておき，推定可能なパラメータ数にまで未知の音響パラメータを減少させて推定を行っていた．予め求めておく音響パラメータは振動板の音響パラメータ L_5, R_5, C_5 である．こ

れら振動板の音響パラメータは第2章で述べた方法によって予め求めておくことができるのだが、同方法で振動板の音響パラメータ値を求めるとき、振動板前後に設けた空気負荷の音響スチフネス C_f, C_b の値は音響工学の教科書に載っているスチフネスの公式を利用して求めているため、本方法によって得られた L_5, R_5, C_5 の値は信頼性が低い。それゆえ、それら L_5, R_5, C_5 の値を利用して推定された他の音響パラメータ値も信頼性が低いといえる（カットアンドトライによる推定法においても振動板の音響パラメータを本方法によって求めている）。従って、すべての音響パラメータが未知変数であっても推定可能な推定法を考案する必要がある。

3.3 モンテカルロ法の基本アルゴリズム

前節で説明したように非線形最適化手法による推定法には推定可能な音響パラメータ数に制限があるという問題点があった。そこで、本節では推定可能な音響パラメータ数に制限のないモンテカルロ法の基本アルゴリズムについて説明する。

3.3.1 実測特性の許容範囲

本手法では実測特性に許容範囲を設けるのだが、推定開始時点から狭い許容範囲で推定を行うと推定時間に莫大な時間を要したり、推定が収束せずに発散する恐れがある。そこで、図 3.1 に示されるように推定開始時点では許容範囲を広く取り、推定を進めるに従って徐々に許容範囲を狭め、最終的に最終許容範囲 ε にまで変更する。これにより、発散することなく推定することが可能となり、計算時間の短縮化も図られる。

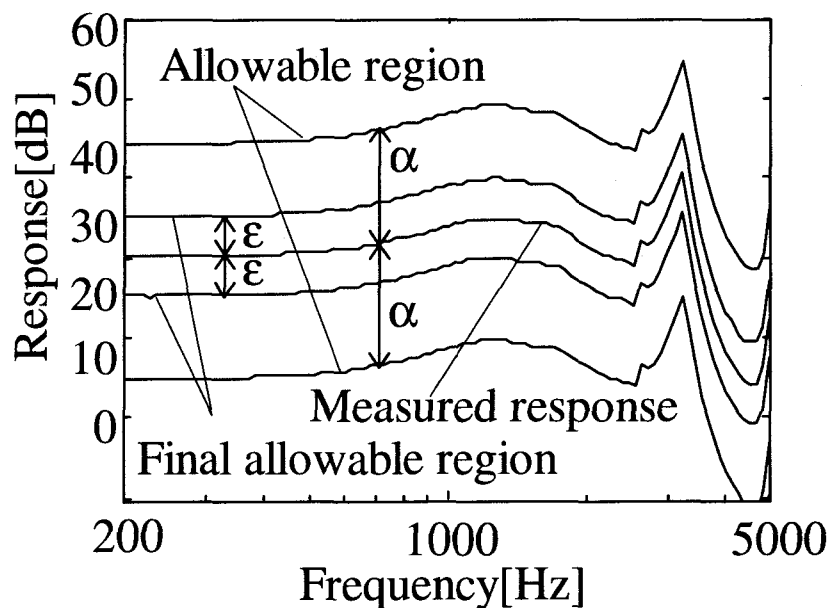


図 3.1 実測特性の許容範囲

3.3.2 基本概念

図 3.1 に示すような実測特性の許容範囲を満たすシステムパラメータ X_i , $i=1,2,\dots,13$ の組み合わせ, すなわち, システムパラメータベクトル \mathbf{X} は無数に存在するはずである. これら無数の \mathbf{X} をモンテカルロ法を応用して抽出を行う. ここで, モンテカルロ法は乱数を繰り返し利用し, 計算機上で多数回の数値実験を行うことによって, 目的を達成する技法である.

まず, それぞれのシステムパラメータ X_i にある初期の下限值 $X_{i\min[0]}$ と上限値 $X_{i\max[0]}$ を与える. そのときの X_i に対する初期の領域を $R_{i[0]}$ とすると,

$$\begin{aligned} R_{i[0]} &= R_{i[j]} \Big|_{j=0} = \left\{ X_i \mid X_{i\min[j]} \leq X_i \leq X_{i\max[j]} \right\} \Big|_{j=0} \\ &= \left\{ X_i \mid X_{i\min[0]} \leq X_i \leq X_{i\max[0]} \right\}, \quad i = 1, 2, \dots, 13 \end{aligned} \quad (3.2)$$

あるいは簡単に,

$$R_{i[0]} = \left[X_{i\min[j]}, X_{i\max[j]} \right] \Big|_{j=0} = \left[X_{i\min[0]}, X_{i\max[0]} \right], \quad i = 1, 2, \dots, 13 \quad (3.3)$$

と表すことにする. ただし, j は領域変更回数 (試行回数) を示し, $j=0$ の時は初期の領域であることを示す. また, \mathbf{X} に着目する場合には, 初期領域 $\mathbf{R}_{[0]}$ は,

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{[0]} &= \mathbf{R}_{[j]} \Big|_{j=0} = \left\{ \mathbf{X} \mid \mathbf{X}_{\min[j]} \leq \mathbf{X} \leq \mathbf{X}_{\max[j]} \right\} \Big|_{j=0} \\ &= \left\{ \mathbf{X} \mid \mathbf{X}_{\min[0]} \leq \mathbf{X} \leq \mathbf{X}_{\max[0]} \right\} \end{aligned} \quad (3.4)$$

あるいは簡単に,

$$\mathbf{R}_{[0]} = \left[\mathbf{X}_{\min[j]}, \mathbf{X}_{\max[j]} \right] \Big|_{j=0} = \left[\mathbf{X}_{\min[0]}, \mathbf{X}_{\max[0]} \right] \quad (3.5)$$

ただし,

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{\min[j]} &= \left[X_{1\min[j]} \quad X_{2\min[j]} \quad \cdots \quad X_{13\min[j]} \right]^T \\ \mathbf{X}_{\max[j]} &= \left[X_{1\max[j]} \quad X_{2\max[j]} \quad \cdots \quad X_{13\max[j]} \right]^T \end{aligned} \quad (3.6)$$

で表すことにする.

さて, $\mathbf{R}_{[0]}$ に属する \mathbf{X} を無造作に取り出し, 音圧周波数特性を計算しても, すべての \mathbf{X} に対して, 図 3.1 の実測特性の許容範囲を満たすとは限ら

ない。例えば，一様乱数 $S_i, i=1,2,\dots,13$ を使用して， $X_i \in R_{i[0]}$ であるような X_i を，

$$X_i = X_{i\min[0]} + (X_{i\max[0]} - X_{i\min[0]}) \times S_i, \quad i=1,2,\dots,13 \quad (3.7)$$

S_i : 領域 $[0,1]$ での一様乱数

を使って発生させ，この X_i を要素とする \mathbf{X} を 1000 個発生させて音圧周波数特性を計算し描かせると図 3.2 のようになる。ただし， $X_{i\min[0]}, X_{i\max[0]}$ の各値は，表 3.1 のように与えた。図 3.2 の特性は様々な特性を示しているが，図 3.1 の実測特性の許容範囲を満足する \mathbf{X} も図 3.2 の中には含まれているはずである。そこで， \mathbf{X} に対する初期領域 $\mathbf{R}_{[0]} = [X_{\min[0]}, X_{\max[0]}]$ から出発して， $\mathbf{R}_{[1]} = [X_{\min[1]}, X_{\max[1]}], \dots, \mathbf{R}_{[2]} = [X_{\min[2]}, X_{\max[2]}], \dots$ と次節で示すアルゴリズムに従って領域を変更していき，その領域内のすべての \mathbf{X} に対して図 3.1 の実測特性の最終許容範囲を満足するように \mathbf{X} の領域の下限値 $X_{\min[D]}$ 及び上限値 $X_{\max[D]}$ を更新していく。その領域変更の概念図を図 3.3 に示す。

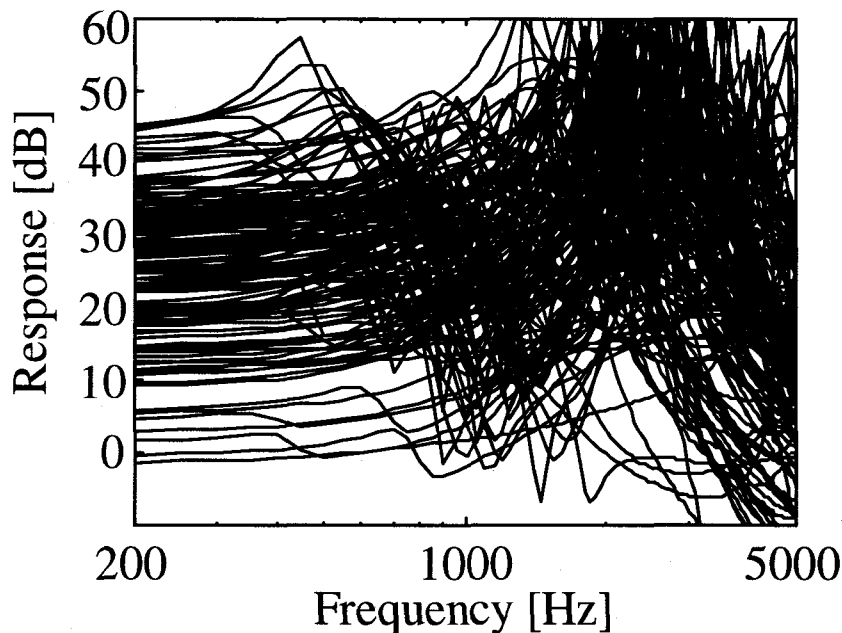


図 3.2 一様乱数によって発生させた周波数特性

表 3.1 パラメータの初期領域

パラメータ X_i	下限値 $X_{imin[0]}$	上限値 $X_{imax[0]}$
$X_1 : C_0$	2.00×10^9	2.00×10^{11}
$X_2 : L_1$	1.00×10^1	1.00×10^3
$X_3 : R_1$	1.00×10^4	1.00×10^6
$X_4 : C_2$	2.00×10^9	2.00×10^{11}
$X_5 : L_3$	2.00×10^1	2.00×10^3
$X_6 : R_3$	4.00×10^2	4.00×10^4
$X_7 : C_4$	3.00×10^{10}	3.00×10^{12}
$X_8 : L_5$	3.00×10^2	3.00×10^4
$X_9 : R_5$	7.00×10^4	7.00×10^6
$X_{10} : C_5$	2.00×10^{10}	2.00×10^{12}
$X_{11} : C_6$	6.00×10^{10}	6.00×10^{12}
$X_{12} : L_7$	6.00×10^1	6.00×10^3
$X_{13} : R_7$	2.00×10^6	2.00×10^8

スチフネス C : [Pa/m^3] 音響質量 L : [$\text{Pa} \cdot \text{s}^2/\text{m}^3$] 音響抵抗 R : [$\text{Pa} \cdot \text{s}/\text{m}^3$]

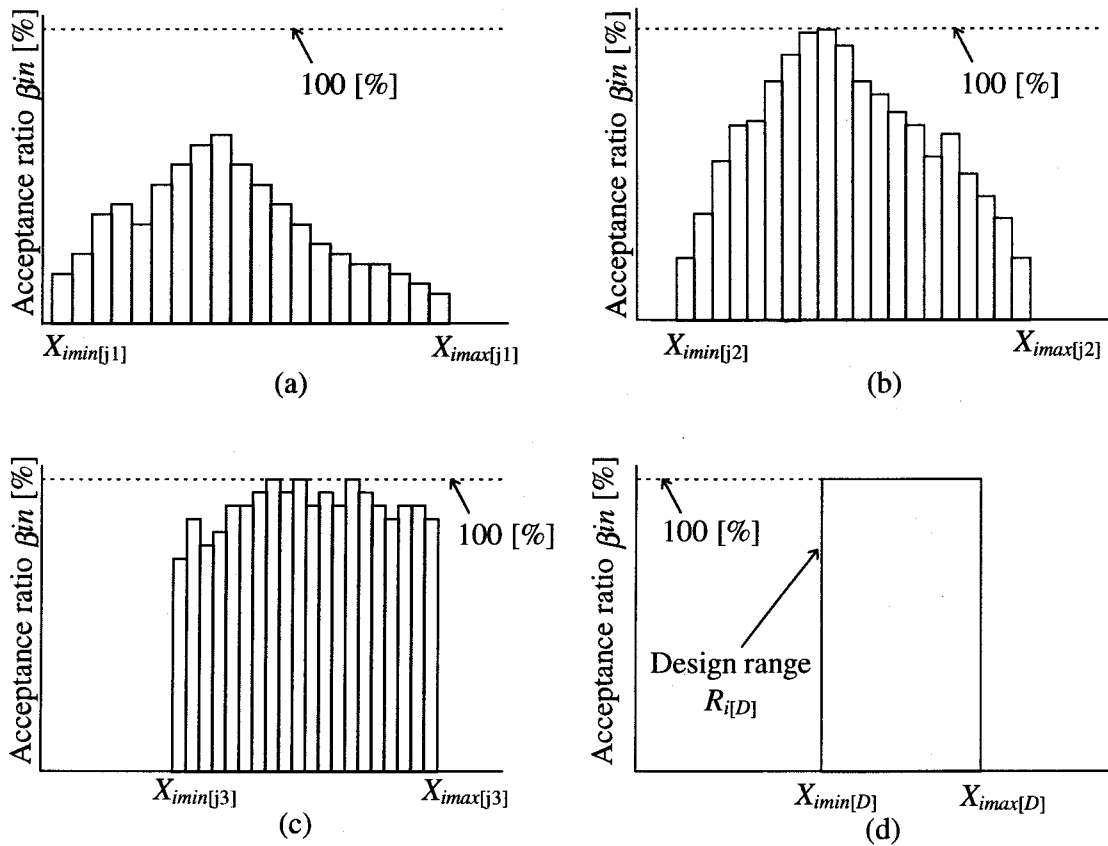


図 3.3 領域変更概念図

3.3.3 推定アルゴリズム

最終推定領域 $\mathbf{R}_{[D]}$ を以下に示す手順に従って決定する。

- 1) 初期領域 $\mathbf{R}_{[0]}=[\mathbf{X}_{min[0]}, \mathbf{X}_{max[0]}]$ を設定し，試行回数 $j \leftarrow 0$ とする。
- 2) 領域 $\mathbf{R}_{[j]}=[\mathbf{X}_{min[j]}, \mathbf{X}_{max[j]}]$ において式(3.7)を利用して N_T 個の \mathbf{X} を発生させて $G(\mathbf{X}, \omega)$ を計算し，その時点での図 3.1 の実測特性の許容範囲を満たしているか否かの判定を行う。満たしていれば，そのときの \mathbf{X} を合格（採択）とし，満たしていなければ不合格（棄却）とし，それぞれを記憶する。
- 3) 次に採択または棄却された \mathbf{X} の要素 $X_i, i=1,2,\dots,13$ に着目する。各パラメータの領域 $R_{i[j]}=[X_{imin[j]}, X_{imax[j]}]$ を N 等分し， N 個のクラス（階級）に分割し，各クラス毎の採択個数 N_{Ain} ，棄却個数 N_{Rin} 及び採択率

$$\beta_{in} = \frac{N_{Ain}}{N_{Ain} + N_{Rin}} \times 100, i=1,2,\dots,13; n=1,2,\dots,N \quad (3.8)$$

の分布を調べる。ところで，各クラス毎の一樣乱数による発生個数 N_{Tin} ($N_{Ain}+N_{Rin}$) に対する採択個数 N_{Ain} の割合を調べる場合， N_{Ain} に着目しても採択率 β_{in} に着目しても良いのであるが， N_T が十分大きくない場合には各クラスの N_{Tin} は必ずしも一定にはならず，ばらつく可能性がある（図 3.4 参照）ので，採択率 β_{in} に着目して分布を調べる。

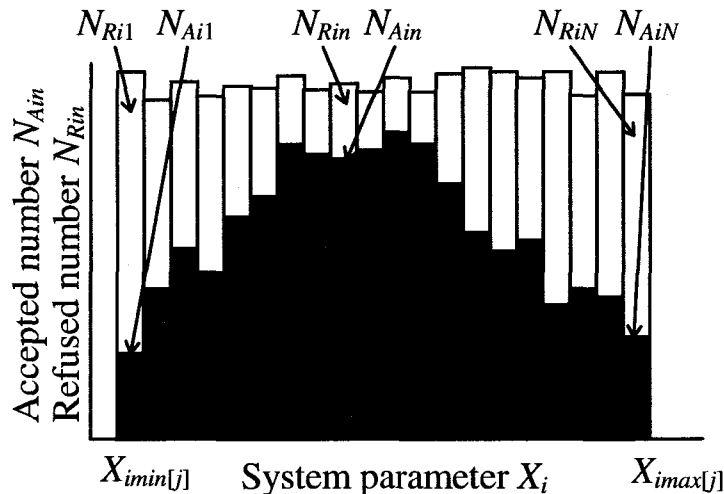


図 3.4 システムパラメータの分布図

- 4) 各クラス毎の採択率 β_{in} の分布を調べることによってシステムパラメータの領域の更新を行う。システムパラメータを更新する際には，各クラスの中で最下位クラスおよび最上位クラスの採択率 β_{i1}, β_{iN} の値に着目

する。もし、 β_{i1} もしくは β_{iN} がその分布において最大値もしくは最小値であるならば、音響パラメータの領域は以下の規則に従い更新される。また、図 3.5は領域を 20 クラスに分割したときの分布の例を示している。

① β_{i1} が最小の時 (図 3.5(a)参照)

β_{i1} のクラスを取り除き領域を狭めるように $R_{i[j]}$ の上限値, 下限値を次式に従って更新する。

$$\begin{aligned} X_{i\min[j+1]} &= X_{i\min[j]} + \frac{X_{i\max[j]} - X_{i\min[j]}}{N} \\ X_{i\max[j+1]} &= X_{i\max[j]} \end{aligned} \quad (3.9)$$

② β_{iN} が最小の時

β_{iN} のクラスを取り除き領域を狭めるように $R_{i[j]}$ の上限値, 下限値を次式に従って更新する。

$$\begin{aligned} X_{i\min[j+1]} &= X_{i\min[j]} \\ X_{i\max[j+1]} &= X_{i\max[j]} - \frac{X_{i\max[j]} - X_{i\min[j]}}{N} \end{aligned} \quad (3.10)$$

③ β_{i1} 及び β_{iN} が共に最小の時

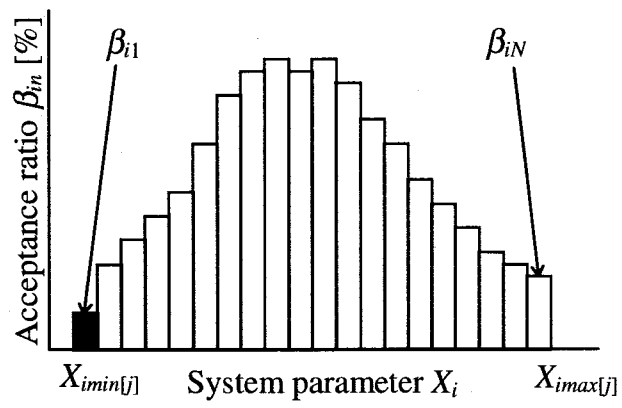
β_{i1}, β_{iN} の両方のクラスを取り除き, 領域を狭めるように $R_{i[j]}$ の上限値, 下限値を次式に従って更新する。

$$\begin{aligned} X_{i\min[j+1]} &= X_{i\min[j]} + \frac{X_{i\max[j]} - X_{i\min[j]}}{N} \\ X_{i\max[j+1]} &= X_{i\max[j]} - \frac{X_{i\max[j]} - X_{i\min[j]}}{N} \end{aligned} \quad (3.11)$$

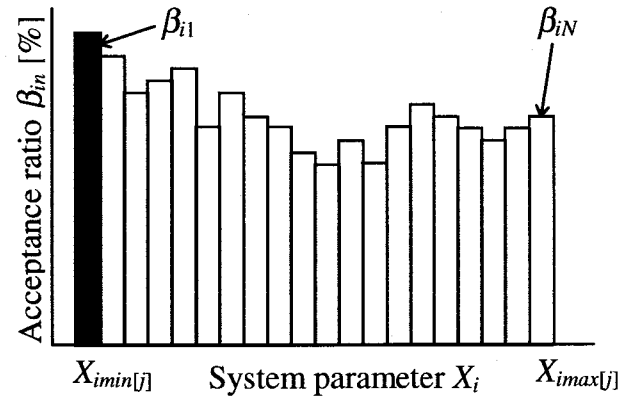
④ β_{i1} が最大の時 (図 3.5(b)参照)

求めようとしている領域が更新時の下限値より下側に存在すると考えられるので, β_{i1} のクラスの下にもう一つクラスをつけ加えて, 領域を広げるように次式に従って更新する。なお, 式(3.12)で領域の拡大幅を $X_{i\min[j]}/N$ としているのは, 更新後のパラメータ値が負の値を取らないようにするためである。

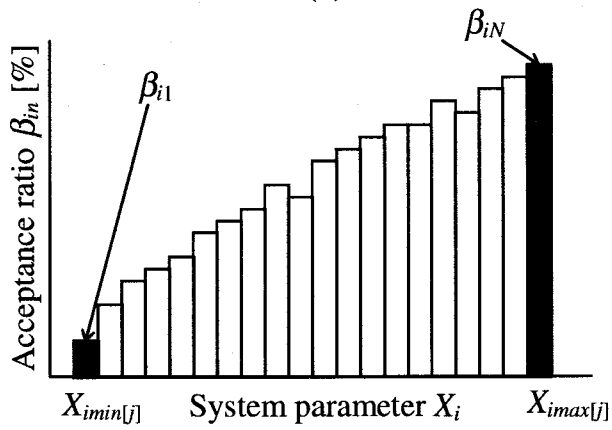
$$\begin{aligned} X_{i\min[j+1]} &= X_{i\min[j]} - \frac{X_{i\min[j]}}{N} \\ X_{i\max[j+1]} &= X_{i\max[j]} \end{aligned} \quad (3.12)$$



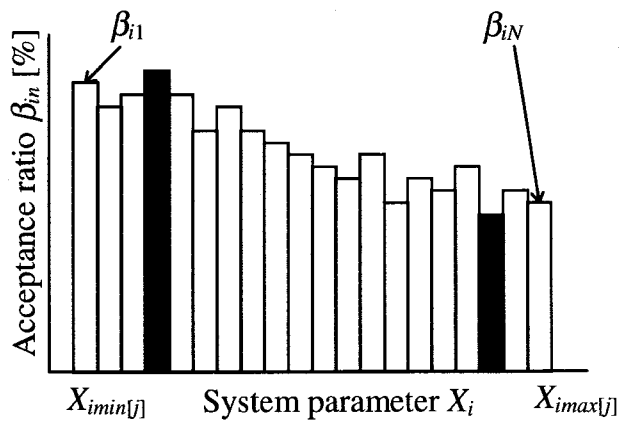
(a)



(b)



(c)



(d)

図 3.5 各音響パラメータの領域の分布図

⑤ β_{iN} が最大の時

求めようとしている領域が更新時の上限値より上側に存在すると考えられるので、 β_{iN} のクラスの上にもう一つクラスをつけ加えて、領域を広げるように次式に従って更新する。

$$\begin{aligned} X_{i\min[j+1]} &= X_{i\min[j]} \\ X_{i\max[j+1]} &= X_{i\max[j]} + \frac{X_{i\min[j]}}{N} \end{aligned} \quad (3.13)$$

⑥ β_{i1} が最小、 β_{iN} が最大の時（図 3.5(c)参照）

β_{i1} のクラスを取り除くと同時に、 β_{iN} のクラスの上にもう一つクラスをつけ加えて、全体として領域を更新時の上限値より上側に移動させるように次式に従って更新する。

$$\begin{aligned} X_{i\min[j+1]} &= X_{i\min[j]} + \frac{X_{i\max[j]} - X_{i\min[j]}}{N} \\ X_{i\max[j+1]} &= X_{i\max[j]} + \frac{X_{i\min[j]}}{N} \end{aligned} \quad (3.14)$$

⑦ β_{i1} が最大、 β_{iN} が最小の時

β_{iN} のクラスを取り除くと同時に、 β_{i1} のクラスの下にもう一つクラスをつけ加えて、全体として領域を更新時の下限値より下側に移動させるように次式に従って更新する。

$$\begin{aligned} X_{i\min[j+1]} &= X_{i\min[j]} - \frac{X_{i\min[j]}}{N} \\ X_{i\max[j+1]} &= X_{i\max[j]} - \frac{X_{i\max[j]} - X_{i\min[j]}}{N} \end{aligned} \quad (3.15)$$

⑧ 上記以外の時（図 3.5(d)参照）

β_{i1}, β_{iN} のどちらもが最小でも、最大でもない場合（ N_T の数が十分大きくない場合には、このような分布もあり得る）は、 $R_{i[j+1]}$ の上限値、下限値は $R_{i[j]}$ と同一とする。

$$\begin{aligned} X_{i\min[j+1]} &= X_{i\min[j]} \\ X_{i\max[j+1]} &= X_{i\max[j]} \end{aligned} \quad (3.16)$$

4) 発生させた N_T 個の \mathbf{X} のうち、総採択個数を N_{AT} 、総棄却個数を N_{RT} とし、総採択率を、

$$\beta_T = \frac{N_{AT}}{N_{AT} + N_{RT}} \cdot 100 = \frac{N_{AT}}{N_T} \cdot 100 [\%] \quad (3.17)$$

ただし,

$$\begin{aligned} N_{AT} &= \sum_{n=1}^N N_{Ain}, i=1,2,\dots,13 \\ N_{RT} &= \sum_{n=1}^N N_{Rin}, i=1,2,\dots,13 \end{aligned} \quad (3.18)$$

である. ここで, β_T の値を調べ, $\beta_T \geq 15\%$ になるまで, $j \leftarrow j+1$ として, 2),3),4)の手順を繰り返す.

5) $\beta_T \geq 15\%$ になった時点で, 実測特性の許容範囲 α を $\alpha \leftarrow \alpha - \tau$ として許容範囲を狭める. そして, $\alpha \rightarrow \varepsilon$ になるまで 2),3),4),5)の手順を繰り返す.

6) α が最終許容範囲 ε になった時点で, 総採択率 β_T の値を調べ, $\beta_T = 100\%$ になるまで 2),3),4)の手順を繰り返す.

以上の手順より, 最終許容範囲 ε を満たす最終領域 $\mathbf{R}_{[D]}$, すなわち, 推定対象としている実測特性の推定領域が得られる.

図 3.6 に本方法のフローチャートを示す. 図 3.6 において N_L は総審査個数の補助制御変数である. 本手法では, 一回に行う総審査個数 N_T を 3000 個以上とし, 総採択個数 N_{AT} が 1000 個以上になったとき, システムパラメータ $X_i, i=1,2,\dots,13$ の分布の審査を行うものとする. また, 音圧周波数特性の合格審査時には, 計算特性が実測特性の許容範囲を満たしたとき, そのシステムパラメータ $X_i, i=1,2,\dots,13$ の値を記憶する. 分布審査時には, 記憶されたシステムパラメータ値のクラスを処理し, システムパラメータの上限値 $X_{imax[0]}$ と下限値 $X_{imin[0]}$ を更新できるかどうかを判断する. ただし, $X_{imin[0]}, X_{imax[0]}$ の全てが更新されないか, 総採択個数 N_T が 3000 個未満の時には, 1000 個ずつ N_T を増やしていく. さらに, 総採択率 β_T が 100% になった場合は 10000 回審査を行い, 10000 回とも合格するまで更新を繰り返す, 推定精度を高めるようにしている. N_L, N_T, N_{AT} の数は大きければ大きい程良いが, それにつれて計算時間も長くなるので, このあたりの個数で妥協している.

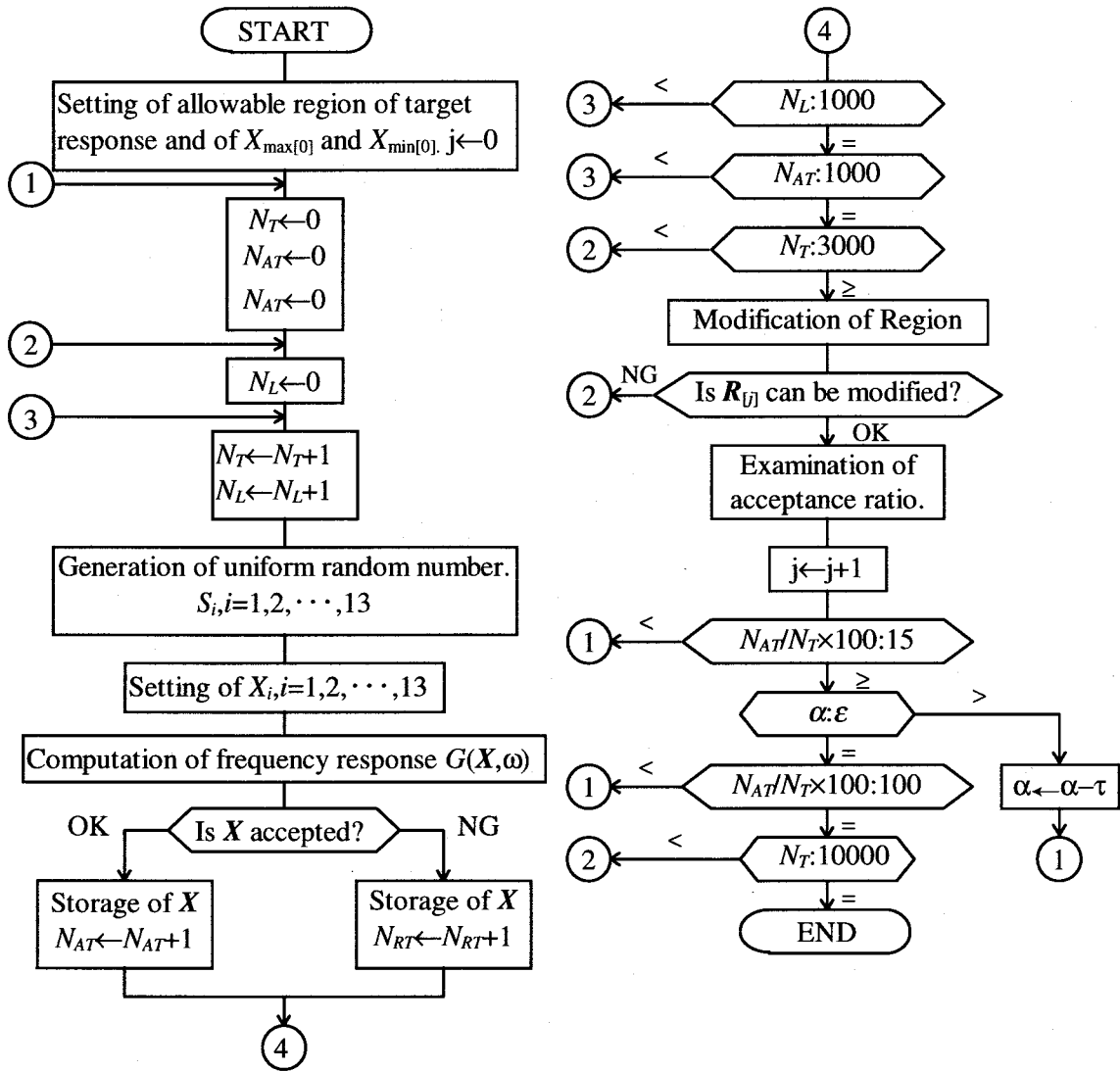


図 3.6 推定アルゴリズムのフローチャート

3.4 多数の実測特性に対するアルゴリズム

さて、前節でモンテカルロ法による推定のアルゴリズムを示したが、前節では説明を簡便にするために一つの実測特性に対するアルゴリズムを説明した。しかし、実際の電話機のハンドセットでは構造が同じでも気室の容積や小穴の寸法、個数の異なるものが存在する。それゆえ、推定を行う際には、同一の形状の部分は同一のパラメータ値に、異なる形状の部分は異なるパラメータ値になるように推定される必要がある。同時に多数の実測特性に対して推定を行う必要がある。そうすることにより、推定されたパラメータ値は形状に対して矛盾のない値になると思われる。そこで、前節の推定アルゴリズムを多数の実測特性を同時に推定できるように改良する。ここでは、受話口の穴数が異なる 11 種類の受話器の音響パラメータを同時に推定する場合を例にとり、アルゴリズムの説明を行う。まず、推定すべきパラメータであるが、例では受話口の穴数を変化させているので、それに対応するパラメータである L_1, R_1 は 11 種類用意し、更に受話口の穴数の変化によって影響を受ける第二前気室およびフロントカバーの小穴のパラメータである C_2, L_3, R_3 についても 11 種類用意する。一方、その他のパラメータ $C_0, C_4 \sim R_7$ は受話口の穴数の変化に対して影響を受けないので 1 種類だけ用意する。よって、パラメータの総数は 63 種類となり、前節までのアルゴリズムにおけるパラメータ番号 i の範囲は 1~63 となる。従って、一様乱数 S_i も 63 個発生させることになる。なお、同時に計算される周波数特性は当然のことながら 11 種類となる。続いて、発生させたパラメータの合格判定部も変更する必要がある。即ち、この例では 11 種類の受話器を用意している。そのそれぞれに対して許容範囲を設けることになり、11 種類の許容範囲が存在することになる。よって、乱数によって発生された 63 個のパラメータから計算される 11 種類の周波数特性がその各々に対応する実測特性の許容範囲を同時に満足する 63 個のパラメータを合格とし、1 種類でも許容範囲を満足しない特性があれば、そのときの 63 個のパラメータは不合格とする。以上のような改良を前節までのアルゴリズムに加えることによって、多数の実測特性を同時に推定することが可能となる。

3.5 推定結果及び考察

3.5.1 多数の実測特性の推定

本論文で推定対象とする圧電形受話器の受話器の各構造部の寸法を表 3.2 に示す。表 3.2 の形状で、受話口の小穴の数 N_H を $N_H=1, 8, 10, 12, 15$ の合計 11 種類の実測特性の測定を行い、それら 11 種類に対してモンテカルロ法により同時に推定を行う。

表 3.2 受話器の形状

受話口小穴半径	1.0[mm]
受話口小穴長さ	1.6[mm]
第二前気室容積	3.272[cc]
フロントカバー小穴半径	1.35[mm]
フロントカバー小穴長さ	0.3[mm]
第一前気室容積	0.435[cc]
第一後気室容積	0.653[cc]
振動板半径 (金属部)	14.5[mm]
振動板厚さ (金属部)	0.1[mm]
振動板材料 (金属部)	SUS
振動板半径 (圧電素子)	11.5[mm]
振動板厚さ (圧電素子)	0.1[mm]

3.5.2 変数状態

3.5.1 節で述べたように、本報告で使用する実測特性は N_H を変化させた合計 11 種類の実測特性を推定対象としている。そこで、3.4 節で述べたように N_H の変化に影響を受けない音響パラメータは全ての実測特性に対して同一の変数として扱い、 N_H の変化に影響を受ける音響パラメータはそれぞれの実測特性に対して別々の変数として扱う。図 2.7 の構造から受話口の穴数 N_H の変化に第一前気室より後方の音響パラメータ $C_4, L_5, R_5, C_5, C_6, L_7, R_7$ は影響を受けないと考えられるので、これらの音響パラメータについては各実測特性に対して未知数であるが一定とした。また、耳の仮想音響負荷 C_0 も未知数であるが一定とした。その他の音響パラメータ L_1, R_1, C_2, L_3, R_3 は N_H の変化に影響を受けると考え、各実測特性に対して別々の変数として考えた。以上より、全ての実測特性に対する音響パラメータの総数は 63 個となる。そのときの変数状態を図 3.7 に示す。

3.5.3 初期領域

モンテカルロ法による推定のアルゴリズムでは、推定開始時に各音響パラメータに初期の上限値、下限値を設定しなくてはならない。今回の実測特性に対する推定では表 3.1 のような初期値を用いることとする。

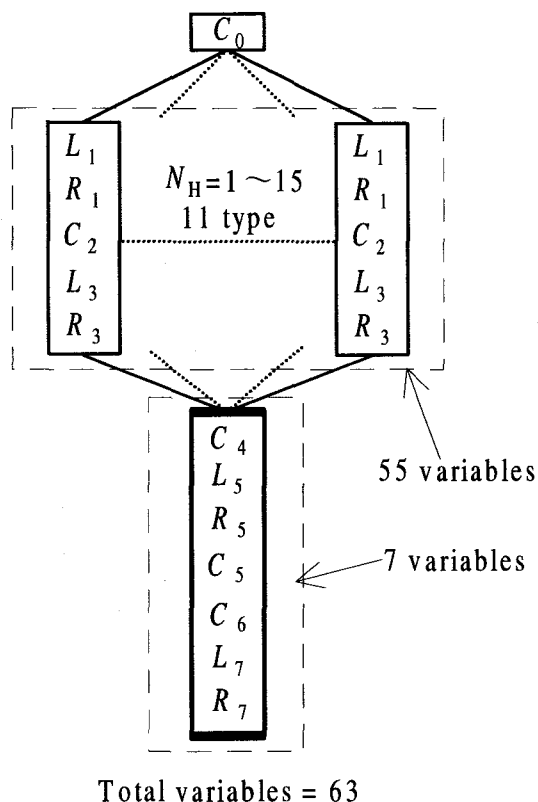


図 3.7 パラメータの変数状態

3.5.4 推定結果

推定開始時の許容範囲 α を 20[dB] に、最終許容範囲 ε を 2[dB] に、許容範囲の変更幅 τ を 0.5[dB] として推定を行った。また、各音響パラメータ値のクラス分けは、下限値と上限値との間を 20 等分 ($N=20$) して行った。電子計算機は富士通製汎用コンピュータ FACOM M-780/10 を使用し、そのときの総試行回数は 594 回で、CPU 時間は 13h8m19s28ms であった。

図 3.8、図 3.9 はそれぞれ $C_0, L_1 (N_H=7)$ の領域の変化を示している。横軸は試行回数を示している。図 3.8 では最終推定領域 $R_{i[D]}$ が初期の領域 $R_{i[0]}$ 内で収束している。一方、図 3.9 では最終推定領域 $R_{i[D]}$ が初期の領域 $R_{i[0]}$ 外で収束している。このように、本手法は初期の領域 $R_{i[0]}$ に関わらず推定が可能であることがわかる。

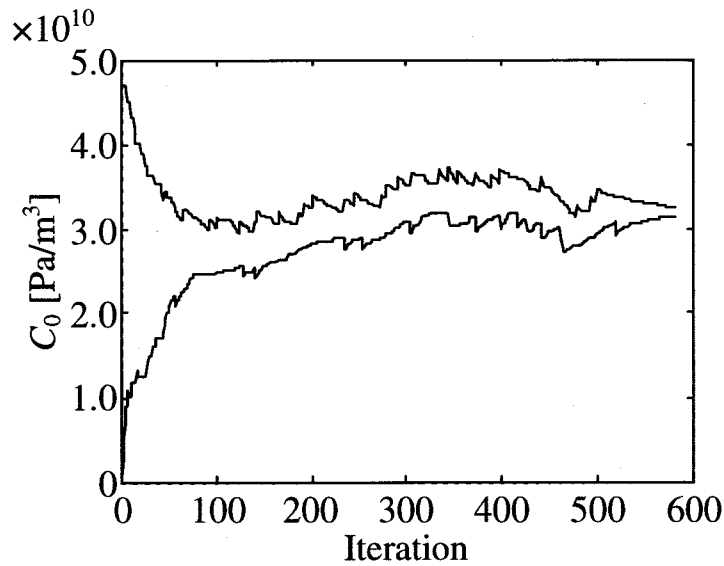


図 3.8 推定領域の収束特性 (C_0)

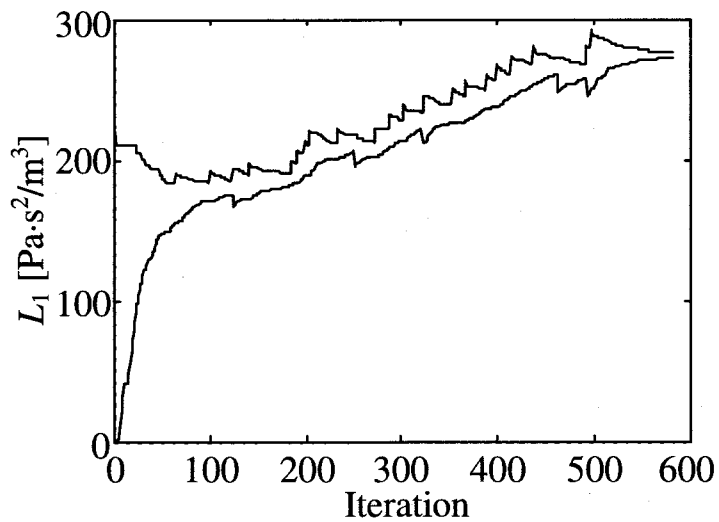


図 3.9 推定領域の収束特性 ($L_1(N_H=7)$)

さて、実測特性と推定値を比較するために各音響パラメータの最終領域の中心値 $X_{imid[D]}$ を

$$X_{imid[D]} = X_{imin[D]} + \frac{X_{imax[D]} - X_{imin[D]}}{2} \quad (3.19)$$

に従って求め、その中心値によって計算特性を描かせる。そのときの結果を図 3.10、図 3.11 に示す。各図はそれぞれ $N_H=1$ 、 $N_H=7$ の時の周波数特性である。図において、細実線はモンテカルル法による計算特性を、破線は非線形最適化手法による計算特性を、太実線は実測特性を示している。これらの図からも明らかなようにモンテカルル法による計算特性は非線形最適化手法による計算特性よりも実測特性との近似度は高い。

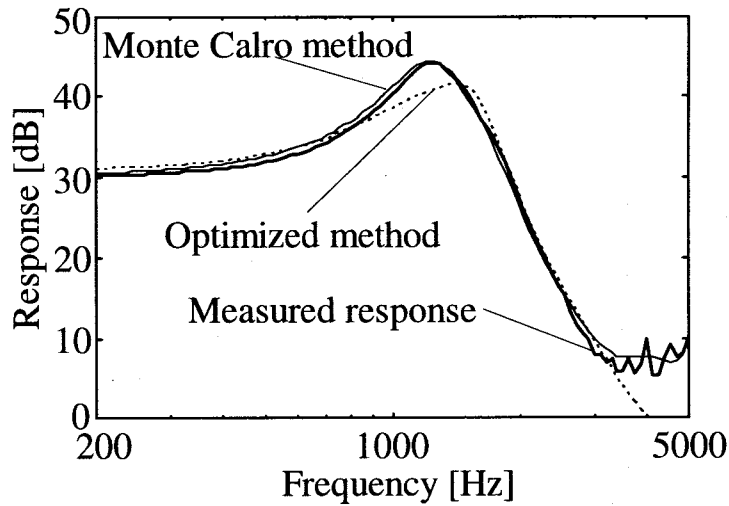


図 3.10 実測特性および従来法による計算特性と提案法による計算特性の比較

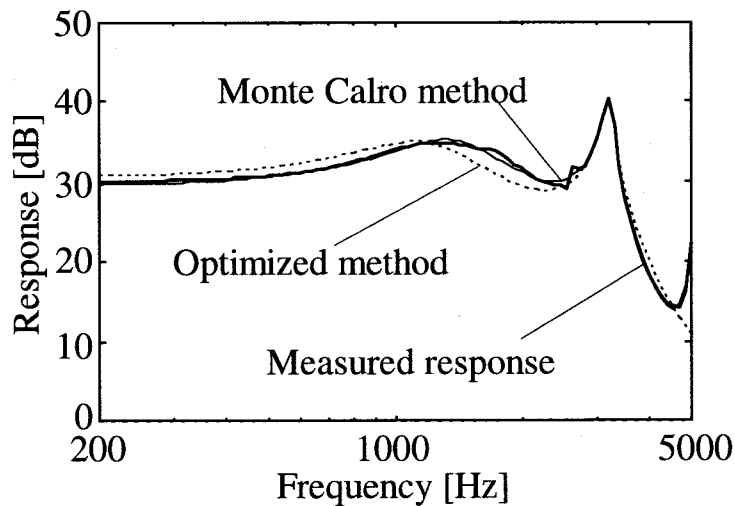


図 3.11 実測特性および従来法による計算特性と提案法による計算特性の比較

また、図 3.12～図 3.15に L_1, R_1, C_2, L_3 の値を N_H に対して描いた図を示す。縦軸は振動板の音響パラメータ L_5, R_5, C_5 の値で次式のように正規化している。

$$\begin{aligned}
 L_1^* &= L_1 / L_5 \\
 R_1^* &= R_1 / R_5 \\
 C_2^* &= C_2 / C_5 \\
 L_3^* &= L_3 / L_5
 \end{aligned}
 \tag{3.20}$$

図 3.12を見ても明らかなように穴数の増加に従い、その音響パラメータ値は減少している。これは物理的現象から考えても矛盾のない結果とな

っている。しかし、図 3.13の受話口の音響抵抗については推定結果にばらつきが生じている。音響抵抗については次節でも述べるように周波数特性への感度が低いため、もともと推定が困難である。しかし、逆にこの程度の推定値のばらつきはシステム設計にほとんど影響が無く、実用上問題はない。図 3.14, 図 3.15については受話口の穴数に対して、一定の音響パラメータ値になっている。今回の推定で用いたそれぞれの実測特性の違いは受話口の穴数 N_H だけであるので、矛盾のない推定結果になっていると思われる。

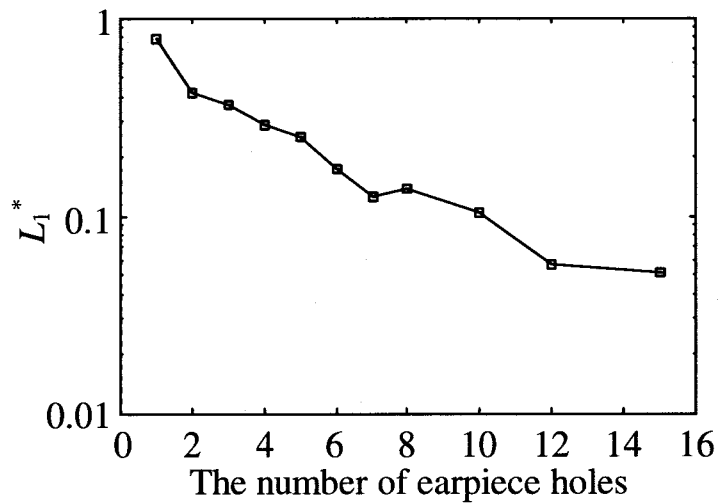


図 3.12 推定結果 (L_1^*)

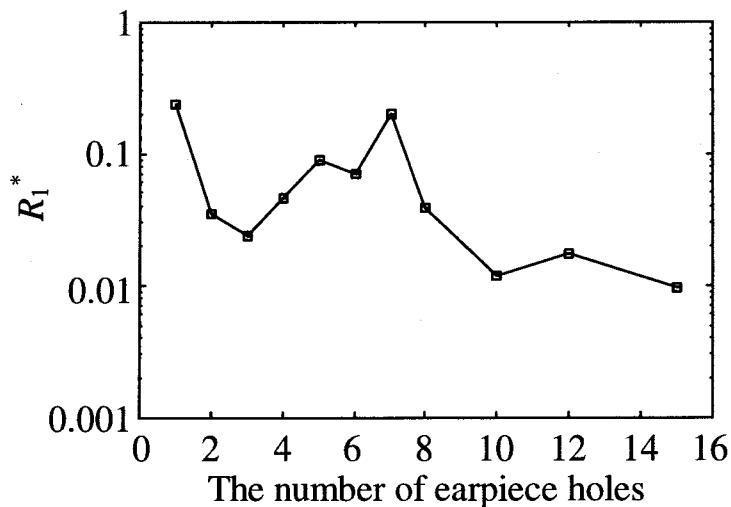


図 3.13 推定結果 (R_1^*)

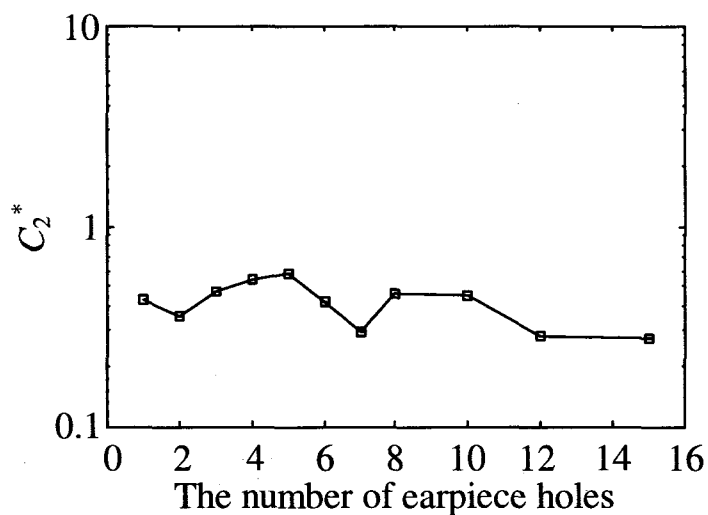


図 3.14 推定結果 (C_2^*)

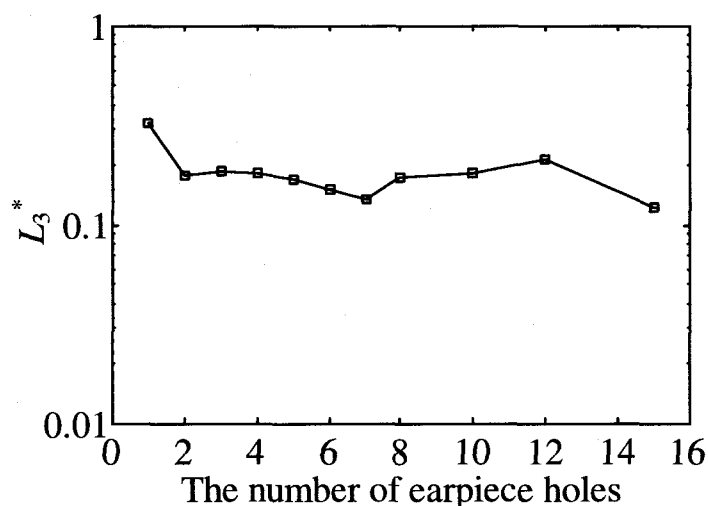


図 3.15 推定結果 (L_3^*)

3.5.5 音響パラメータ値の感度の検討

音響パラメータの中には、設計時に高い精度を求められるものと、そうでないものが存在する。そこで、各音響パラメータの周波数特性への感度を調べるために次式で定義される相対推定領域幅 $W_{i[D]}$ を求める。

$$W_{i[D]} = \frac{X_{imid[D]} - X_{imin[D]}}{X_{imid[D]}} \times 100, i = 1, 2, \dots, 13 \quad (3.21)$$

この相対推定領域幅 $W_{i[D]}$ の値が小さい音響パラメータほど周波数特性への感度が高く、逆に値が大きい音響パラメータほど周波数特性への感度は低い。 $N_H=7$ の時の相対推定領域幅 $W_{i[D]}$ を表 3.3 に示す。表 3.3 から、音

響抵抗 R_1, R_3, R_5 等は周波数特性への感度は低いといえる。前節で述べた音響抵抗 R_1^* の推定精度の低さがこれより明らかになる。以下にハンドセット設計時に精度を求められる順序を高いものから示す。

1. フロントカバーの小穴の音響質量 L_3
2. 第一前気室の音響スチフネス C_4
3. 受話口の小穴の音響質量 L_1
4. 第一後気室の音響スチフネス C_6
5. 第二前気室の音響スチフネス C_2
6. ダンパ L_7, R_7
7. 振動板 L_5, R_5, C_5

振動板に関しては、特に音響スチフネス C_5 に製造上注意を払う必要がある。

表 3.3 相対推定領域幅

システムパラメータ	相対推定領域幅
C_0	1.897
L_1	0.890
R_1	12.093
C_2	1.351
L_3	0.426
R_3	51.303
C_4	0.752
L_5	13.523
R_5	38.972
C_5	7.924
C_6	1.135
L_7	1.725
R_7	3.670

3.6 結言

これまで、圧電形電話機の音響パラメータの推定法として、カットアンドトライによる手法と非線形最適化手法による手法とがあったが、いずれの手法にも何らかの問題点が残されていた。本章では、従来法が持つ問題点を解決したモンテカルロ法を用いた推定法を提案した。提案法によって推定された音響パラメータ値に基づいて計算された周波数特性が実測特性とよく一致しているだけでなく、従来法、ここでは非線形最適化手法による結果に比べても実測特性とよく一致していることを示した。また、提案法は構造の異なる複数の受話器の実測特性に対して同時に推定することが可能であり、また、推定された音響パラメータ値はその構造の変化と矛盾のない推定結果になっていることも示した。更に、提案法では推定開始時に設定した音響パラメータ値の初期領域に関係なく、初期領域外に真の

音響パラメータ値が存在しても推定が可能であることも示した。以下に本手法の特徴をまとめておく。

- (1) 計算機による完全自動の推定法であるので、手数と時間がかからない。
- (2) 推定値に全く主観が入らない。
- (3) 領域による推定を行っているため、設計への応用が容易である。
- (4) 初期領域に関係なく推定が可能である。
- (5) 多数の実測特性を同時に推定することで、形状に対して矛盾のない推定値が得られる。
- (6) 推定精度がかなり高い。

以上のことより、モンテカルロ法による推定法は圧電形電話機の音響パラメータ値の推定法として非常に有効であることがわかった。

第4章 漏洩の影響を低減する受話器音響パラメータ値の自動設計法：非線形最適化手法

4.1 緒言

電話機の受話器を設計するときやその特性を測定するとき、人間の耳と受話器の間隙を考慮しないと、設計時の周波数特性と実際に使用したときの周波数特性は、耳と受話器の間隙（以下、漏洩路と称する）からの漏洩の影響を受けて異なったものとなる。それ故、電話機の受話器を設計するには、受話器単体での特性だけでなく耳や漏洩の影響もあらかじめ考慮して設計する必要がある。しかしながら、漏洩の影響は電話機の利用者が人間である以上、人的要因によって大きく左右される。人的要因としてまず挙げられるのは耳の形状の個人差である。人の耳というのは個人個人によって異なった形をしているため、漏洩路も個人によって違いが生じる。人的要因の二番目として、ハンドセットの持ち方、受話器の耳への当て方が挙げられる。耳への当て方は人によって、受話器を耳に痛いぐらいに押しつける者、耳からかなり離して使用する者等、個人差が激しい。上記のような個人差による漏洩路の変化を設計段階から考慮し、個人差の影響をあまり受けにくいような受話器の構造を設計することは重要である。しかし、漏洩路の音響インピーダンスの測定法[27]、受話器の押しつけ力と漏洩の関係[28]、耳あての改良や受話器の内部インピーダンスと漏洩の関係[28]などに関する研究はなされているが、具体的に受話器の構造をどのようにすればよいのかといった細部にわたる研究や漏洩路の個人差を考慮した受話器の構造の研究はあまりなされていない。唯一、イヤホンを対象として漏洩の影響を考察しているが、カットアンドトライによる方法で漏洩の影響を考察しているにとどまっている[52]。

一方、モンテカルロ法[19]~[22]や非線形最適化手法[6], [46]~[52]を用いた音響パラメータ値の推定法は設計法としての応用が可能であるので、漏洩の影響を低減するような受話器の構造をこれらの手法を利用して自動設計することが可能である。それ故、本章ではまず非線形最適化手法[23]を用いて漏洩の影響を低減する受話器の音響パラメータ値の設計法について説明する[24]~[26]。本手法は漏洩の影響を効果的に低減する音響パラメータ値を自動的に設計することを可能とし、また、個人差による漏洩路の違いを評価関数に加えることによって人的要因で漏洩路に変化が生じてもその変化の影響を低減する音響パラメータ値も得ることができる。その結果から軽く、軟らかく、抵抗の小さい振動板を使用すると共に、気室の容積を可能な範囲で大きくする事によって漏洩の影響の低減が可能であることを示す。

4.2 漏洩の諸特性

電話機で通話を行う際，耳と受話器の間隙から受話音声漏れることによって，電話機の通話品質が大きく低下する．本節では漏洩の諸特性を考えることにより，漏洩の影響を低減する受話器の構造についての指針を考える．

4.2.1 漏洩の周波数特性への影響

図 4.1は現在頻繁に使用されている電話機について漏洩がある場合と無い場合の周波数特性の一例を計算機上で再現したものである．図中，実線が漏洩がない場合の周波数特性で，破線が漏洩がある場合の周波数特性である．図 4.1からも明らかなように，500Hz 以下の低域で感度が大きく低下している．また，全体的に起伏の多い特性になっている．電話機もスピーカなどと同じく音響機器であるので，音圧周波数特性は平坦であることが望ましい．それ故，図 4.1の漏洩がある場合の周波数特性は好ましくない特性であるといえる．

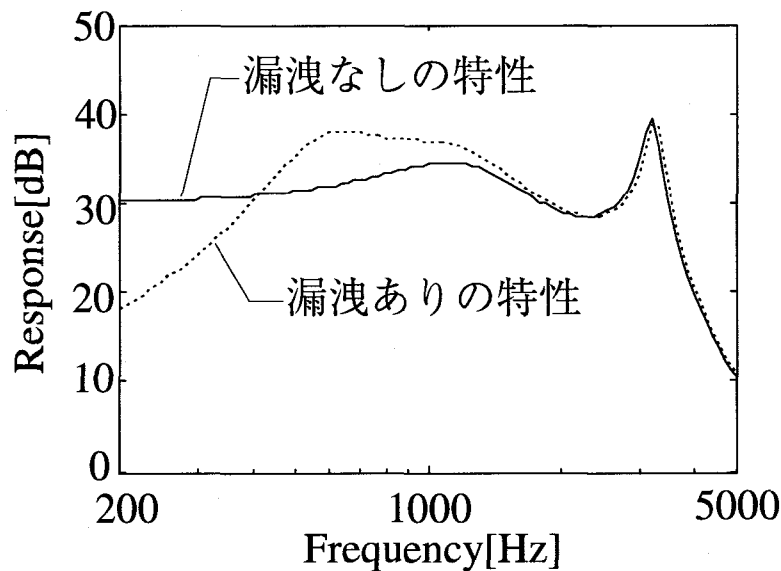


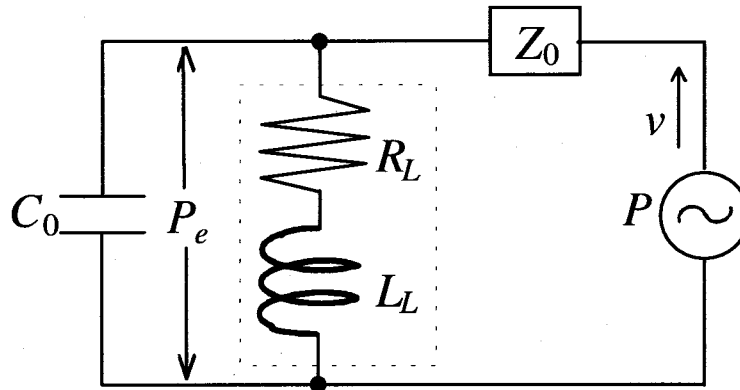
図 4.1 周波数特性への漏洩の影響

4.2.2 音響等価回路における評価

前節で漏洩によって周波数特性が大きく影響することを述べたが，定量的に漏洩による周波数特性の劣化を評価するために，耳と受話器の間隙（漏洩路）を音響等価回路に置き換えてみる．

漏洩路をスリットとみなした場合，漏洩路は音響質量と音響抵抗に置き換えて表すことができる[27]．一般的な受話器の漏洩路を含めた音響等価回路は図 4.2のように表すことができる．図中において，実耳と受話口

との結合気室を音響スチフネス C_0 ，漏洩路は音響抵抗 R_L と音響質量 L_L で表している．受話器を気密カップラに取り付けたときは漏洩が無く，図中の点線部分はなくなり音響スチフネスのみとなる．このように音響機器を音響等価回路に置き換えると，音響機器の現象を定量的に扱うことができ設計の際に大変有効である．



- C_0 : 耳と受話器との間の音響スチフネス
- R_L : 漏洩路の音響抵抗
- L_L : 漏洩路の音響質量
- Z_0 : 受話器の内部インピーダンス
- P : 受話器の駆動音圧
- P_e : 耳と受話器の結合気室の音圧
- v : 体積速度

図 4.2 漏洩路を含んだ受話器の音響等価回路

4.2.3 受話器の音響インピーダンスと漏洩の関係

漏洩特性は耳の個人差，受話器の形状および材質，耳への圧着力，受話器の音響インピーダンスなど多くの因子によって影響を受ける．このように漏洩は人的要因と構造的要因によって影響を受ける[28]．このうち，漏洩の影響が構造によって変化するということは，言い換えれば，構造によって漏洩の影響を低減することが可能であるということになるので，人的要因に関わらず漏洩の影響を低減するような構造を設計することも可能である．そこで，受話器の構造を定量的に表した音響等価回路において，受話器の内部インピーダンスと漏洩の関係を考えてみる．

今，図 4.2 の結合気室 C_0 での漏洩がある場合の音圧 P_e と漏洩がない場合の音圧 P_c との比を求めると，

$$\frac{P_e}{P_c} = \frac{R_L + j\omega L_L}{\left(1 + \frac{j\omega Z_0}{C_0}\right) \cdot \frac{j\omega}{C_0} \cdot \left\{ (R_L + j\omega L_L) \cdot \left(Z_0 + \frac{C_0}{j\omega}\right) + \frac{C_0 Z_0}{j\omega} \right\}} \quad (4.1)$$

となる。この式において、漏洩路の音響インピーダンス R_L, L_L が一定の時、同一形状の受話器で漏洩の影響を低減させるには、式(4.1)の P_e/P_c を 1 に近づければよい。そのためには、受話器の内部インピーダンス Z_0 を 0 に近づければよいということが式(4.1)からわかる。言い換えれば、受話器が図 4.2において定電圧源とみなされれば漏洩の影響を低減することができる。受話器の内部インピーダンスは振動板や小穴および気室などの形状を変えることによって変化させることができる。

4.3 非線形最適化手法による自動設計法

前節で、漏洩の影響を低減するには電話機の受話器の音響的な内部インピーダンスを漏洩路から見て小さくする必要があるということがわかった。本節では、具体的に漏洩の影響を低減するには受話器の構造のどの部分をどのようにすればよいのかを圧電形電話機に関して、非線形最適化手法を用いて計算機上で音響パラメータ値の自動設計を行う。

4.3.1 漏洩を考えた圧電形電話機の音響等価回路

第 2 章で説明した圧電形電話機の音響等価回路において漏洩路を考慮したときの音響等価回路を改めて図 4.3に示す。図において、 L は音響質量、 R は音響抵抗、 C は音響スチフネスである。また、 L_L, R_L はそれぞれ漏洩路の音響質量と音響抵抗で、 C_0 は耳と受話口の結合気室の音響スチフネスである。このように、漏洩路の音響インピーダンスを考慮することによって、音響等価回路は 4 自由度から 5 自由度に拡張され、回路の解析を複雑化している。

4.3.2 伝達関数

今、図 4.3の音響等価回路を構成している音響パラメータをシステムパラメータベクトル \mathbf{X}_L と定義すると、ベクトル \mathbf{X}_L は次式のようになる。

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_L &= [X_1 \ X_2 \ \cdots \ X_i \ \cdots \ X_{15}]^T \\ &= [C_0 \ L_L \ R_L \ L_1 \ R_1 \ C_2 \ L_3 \ R_3 \ C_4 \ L_5 \ R_5 \ C_5 \ C_6 \ L_7 \ R_7]^T \end{aligned} \quad (4.2)$$

このように漏洩路を考慮したときの音響等価回路には合計 15 個の音響パラメータが存在する。また、図 4.3の音響等価回路における伝達関数 $H(\mathbf{X}_L, s)$ は入力電圧 $E_{IN}(s)$ に対する出力音圧 $P_{OUT}(s)$ をとる。ここで、出力音圧とは耳と受話器の結合気室 C_0 での音圧であり、入力音圧 $P_{RIN}(s)$ は $E_{RIN}(s)$ に比例するので、

$$\begin{aligned}
 H(\mathbf{X},s) &= \frac{P_{OUT}(s)}{E_{IN}(s)} = \frac{U(s) \cdot C_0 / s}{P_{IN}(s) / B} \\
 &= \frac{s(b_2 s^2 + b_1 s + b_0)}{a_{10} s^{10} + a_9 s^9 + a_8 s^8 + a_7 s^7 + a_6 s^6 + a_5 s^5 \\
 &\quad + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

となる。ここで、 B は振動板の力係数を面積で割った定数であり、 $U(s)$ は結合気室での体積速度である。また、 b_0 - b_2 および a_0 - a_9 は図 4.3 の音響等価回路における 15 個のパラメータから構成されている。

なお、 $|H(\mathbf{X}_L, s)|$ を [dB] 表示すると次式によって表される $G(\mathbf{X}_L, \omega)$ となり、これを受話感度と称する。

$$G(\mathbf{X}_L, \omega) = 20 \log_{10} \sqrt{H(\mathbf{X}_L, s) \Big|_{s=j\omega} \cdot H(\mathbf{X}_L, s) \Big|_{s=-j\omega}} \tag{4.4}$$

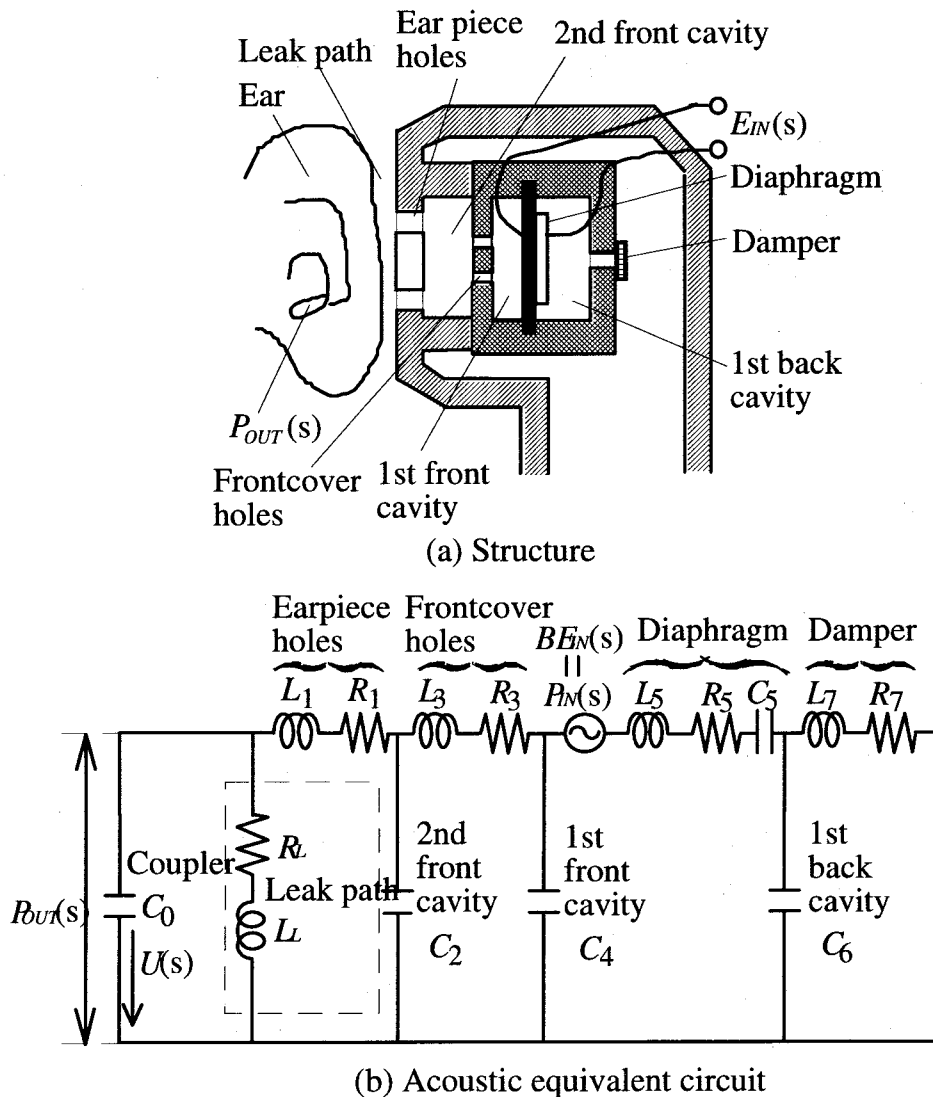


図 4.3 漏洩路を考慮した受話系ハンドセットの構造と音響等価回路

4.3.3 評価関数

ある目標特性 $G^m(\mathbf{X}^m, \omega)$ を与えた場合、その目標特性 $G^m(\mathbf{X}^m, \omega)$ にシステムパラメータベクトル \mathbf{X}_L による計算特性 $G(\mathbf{X}_L, \omega)$ を近似すれば、目標特性を実現する \mathbf{X}_L を得ることができる。これを \mathbf{X}_L の設計の基本とする。ここで、目標特性 $G^m(\mathbf{X}^m, \omega)$ と計算特性 $G(\mathbf{X}_L, \omega)$ の誤差関数を

$$f(\mathbf{X}, G^m) = \sum_{k=1}^N c_k \{G(\mathbf{X}_L, \omega_k) - G^m(\mathbf{X}^m, \omega_k)\}^2 \quad (4.5)$$

- c_k : 重み係数
- N : 評価点数
- ω_k : 評価点周波数
- k : 評価点番号 ($k=1, 2, \dots, N$)

と定義する。この際、目標特性における鋭い共振付近など、評価点周波数 ω_k によっては計算特性を目標特性に完全に一致させたい評価点が存在するので、全ての評価点周波数 ω_k に重み係数 c_k を乗算し、重みの係数 c_k の大小によって、その意図を反映させるようにしている。

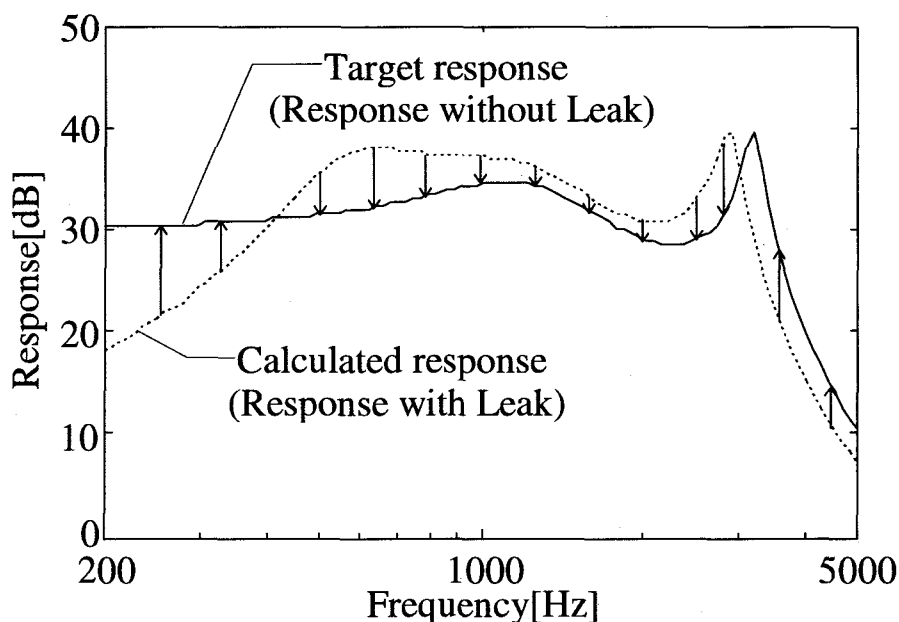


図 4.4 誤差関数の最小化過程の概念図

図 4.4 に誤差関数を最小化する過程の概念図を示す。図において、実線は目標特性、破線は計算特性である。図 4.4 に示すように計算特性を目標特性に近似させることは式(4.5)の誤差関数を最小にすることと等価であるので、誤差関数を最小にすることにより所望の \mathbf{X}_L を求めることができる。

本研究の目的は漏洩の影響を低減することであるので、誤差関数の目標特性としては漏洩がないときの周波数特性を用いることとする。ただ、

式(4.5)の誤差関数ではある特定の漏洩路に対しては有効であるが、漏洩路が変化した場合、即ち、耳への圧着力の変化や耳の個人差には対応できない。そこで、漏洩路の変化に対応できるように次式のような評価関数を考えた。

$$F(\mathbf{X}) = f(\mathbf{X}_{L1}, G^m) + f(\mathbf{X}_{L2}, G^m) + f(\mathbf{X}_{L3}, G^m) \quad (4.6)$$

$f(\mathbf{X}_{L1}, G^m)$: \mathbf{X}_{L1} に対する誤差関数

$f(\mathbf{X}_{L2}, G^m)$: \mathbf{X}_{L2} に対する誤差関数

$f(\mathbf{X}_{L3}, G^m)$: \mathbf{X}_{L3} に対する誤差関数

$$\mathbf{X}_{L1} = [C_0 \ L_{L1} \ R_{L1} \ L_1 \ R_1 \ C_2 \ L_3 \ R_3 \ C_4 \ L_5 \ R_5 \ C_5 \ C_6 \ L_7 \ R_7]^T$$

$$\mathbf{X}_{L2} = [C_0 \ L_{L2} \ R_{L2} \ L_1 \ R_1 \ C_2 \ L_3 \ R_3 \ C_4 \ L_5 \ R_5 \ C_5 \ C_6 \ L_7 \ R_7]^T$$

$$\mathbf{X}_{L3} = [C_0 \ L_{L2} \ R_{L2} \ L_1 \ R_1 \ C_2 \ L_3 \ R_3 \ C_4 \ L_5 \ R_5 \ C_5 \ C_6 \ L_7 \ R_7]^T$$

式(4.6)の各項はそれぞれ異なる漏洩路の音響インピーダンスに対する誤差関数で、 $\mathbf{X}_{L1}, \mathbf{X}_{L2}, \mathbf{X}_{L3}$ は音響パラメータ $\{(L_{L1}, R_{L1}), (L_{L2}, R_{L2}), (L_{L3}, R_{L3})\}$ が異なっているだけで、その他の音響パラメータ値は $\mathbf{X}_{L1}, \mathbf{X}_{L2}, \mathbf{X}_{L3}$ で同一となっている。即ち、いかなる漏洩量であっても同一の周波数特性を持つ受話器の音響パラメータ値が得られる評価関数となっている。漏洩路の音響インピーダンスの与え方は、例えば、第一項目の漏洩路の音響インピーダンスを基準として、第二項目はそれより漏洩路の音響インピーダンスが小さい（漏洩量が多い）場合を誤差関数とし、第三項目はさらに漏洩路の音響インピーダンスが小さい場合を誤差関数にする。このように、漏洩路の音響インピーダンスの異なる誤差関数の組み合わせである評価関数 $F(\mathbf{X})$ を最小にすることによって、漏洩路の影響を低減すると共に漏洩路が変化しても同一の周波数特性を持つような受話器の音響パラメータ値を求めることができる。

4.3.4 非線形最適化手法

評価関数 $F(\mathbf{X})$ を最小にするアルゴリズムとして、非線形最適化手法の降下法的一种である DFP (Davidon-Fletcher-Powell) 法[23]を使用する。なぜなら、本手法は直接探索法に比べ計算効率が良いため短時間で最適解を得ることができるからである。最適化の概念を図 4.5 を用いて説明する。同図は \mathbf{X} が 2 次の場合を示している（実際には 15 次である）。 $k+1$ 回目の最小化試行において、点 \mathbf{X}_k から \mathbf{s}_k 方向に沿って距離 λ_k だけ隔たった $F(\mathbf{X})$ の極小点 $F(\mathbf{X}_{k+1})$ に減少する。この \mathbf{X}_{k+1} は次式で計算される。

$$\mathbf{X}_{k+1} = \mathbf{X}_k + \lambda_k \mathbf{s}_k \quad (4.7)$$

また、 λ_k は DSC (Davies-Swann-Campey) 法[23]によって求める。この方法は \mathbf{s}_k 方向の直線に沿って $F(\mathbf{X})$ を 2 次多項式で近似し、その多項式の最小値を \mathbf{s}_k 方向の $F(\mathbf{X})$ の最小点とする方法である。なお、 \mathbf{s}_k は次式によって計算される (但し、式(4.7)の \mathbf{s}_k は式(4.8)の \mathbf{s}_k を正規化して $\|\mathbf{s}_k\| = 1$ としたものである)。

$$\mathbf{s}_k = -\mathbf{H}_k^T \nabla F(\mathbf{X}_k) \quad (4.8)$$

$$\nabla F(\mathbf{X}_k) = \left[\frac{\partial F(\mathbf{X}_k)}{\partial X_1} \quad \frac{\partial F(\mathbf{X}_k)}{\partial X_2} \quad \dots \quad \frac{\partial F(\mathbf{X}_k)}{\partial X_{15}} \right]^T \quad (4.9)$$

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{H}_0 &= \mathbf{I}_{15} \quad (15 \times 15 \text{ の単位行列}) \\ \mathbf{H}_k &= \mathbf{H}_{k-1} + \frac{\Delta \mathbf{X}_{k-1} \Delta \mathbf{X}_{k-1}^T}{\Delta \mathbf{X}_{k-1}^T \mathbf{g}_{k-1}} - \frac{(\mathbf{H}_{k-1} \mathbf{g}_{k-1})(\mathbf{H}_{k-1} \mathbf{g}_{k-1})^T}{\mathbf{g}_{k-1}^T \mathbf{H}_{k-1} \mathbf{g}_{k-1}} \end{aligned} \right\} \quad (4.10)$$

$$\Delta \mathbf{X}_{k-1} = \mathbf{X}_k - \mathbf{X}_{k-1} \quad (4.11)$$

$$\mathbf{g}_{k-1} = \nabla F(\mathbf{X}_k) - \nabla F(\mathbf{X}_{k-1}) \quad (4.12)$$

図 4.5 における楕円は評価関数 $F(\mathbf{X})$ の値の等高線を $X_1 X_2$ 平面上へ投影したものである。 \mathbf{s}_k の方向は $-\nabla F(\mathbf{X}_k)$ 方向 (最急降下方向) よりも評価関数値が小さくなる方向であることがわかる。その結果、収束速度が速くなるのである。

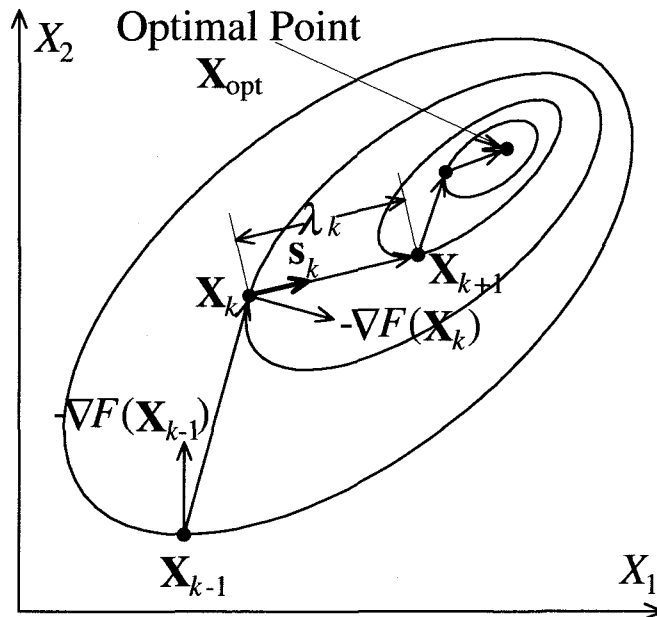


図 4.5 非線形最適化手法の原理図

4.4 設計結果

4.4.1 初期値

非線形最適化手法を用いる場合、各音響パラメータ値には初期値が必要である。漏洩の影響を低減する受話器の音響パラメータ値を設計するに当たって、現在市販されているハンドセットの受話器の音響パラメータ値からどの程度変化させることによって目的を達成できるのかを設計方針としたいので、初期値は既存の受話器の音響パラメータ値を用いることとする。ただし、受話器の音響パラメータ値は受話器の形状から直接求める公式がないので、前章で説明したモンテカルロ法による推定法によって推定された音響パラメータ値を初期値に用いることとする。表 4.1にそれらの初期値を示す。

表 4.1 音響パラメータ値の初期値

L_1	1.12×10^2	L_5	3.57×10^3
R_1	1.61×10^5	R_5	6.72×10^5
C_2	2.24×10^{10}	C_5	2.15×10^{11}
L_3	1.91×10^2	C_6	5.79×10^{11}
R_3	3.73×10^3	L_7	6.57×10^2
C_4	3.36×10^{11}	R_7	1.97×10^7

4.4.2 漏洩路の音響インピーダンス

受話器の音響パラメータ値を設計するに当たって、漏洩路の音響インピーダンスを設定する必要がある。そこで、漏洩路の音響インピーダンスとして、丸谷らが測定によって求めた値[28]を設計対象としている電話機の形状で換算して求めた値を L_{L1}, R_{L1} として用いることとし、 L_{L2}, R_{L2} は L_{L1}, R_{L1} をそれぞれ 0.5 倍した値を、 L_{L3}, R_{L3} は L_{L1}, R_{L1} をそれぞれ 0.25 倍した値を用いることとする。これは、 $\mathbf{X}_{L1}, \mathbf{X}_{L2}, \mathbf{X}_{L3}$ の順で漏洩路の音響インピーダンスが小さくなっており、音響インピーダンスが小さくなるほど漏洩の影響は大きくなることを示している。本論文では、 $L_{L1} = 7.85 \cdot 10^2$ [$\text{Pa} \cdot \text{s}^2 / \text{m}^3$], $R_{L1} = 1.55 \cdot 10^6$ [$\text{Pa} \cdot \text{s} / \text{m}^3$] とする。

4.4.3 設計結果

非線形最適化手法によって設計を行う音響パラメータは受話器の構造部分の音響パラメータ全てであるので、それらの音響パラメータを変数として自動設計を行う。また、設計を行う際に注意すべきことは、設計の結果得られた音響パラメータ値が実現可能であるかどうかである。即ち、漏洩の影響を低減するような音響パラメータ値が得られたとしても、あまり

にも現実離れしたような値（例えば，気室が現存の容積の 100 倍になるとか）では意味がない．それ故，非線形最適化手法によって設計するときには各音響パラメータ値に上限値，下限値を与えることにより上記の問題点を解決することにする．各音響パラメータ値 X_i に加える制限の上限値 X_{imax} ，下限値 X_{imin} は次式に従って求める．

$$\begin{aligned} X_{imax} &= \alpha X_i \\ X_{imin} &= \beta X_i \end{aligned} \tag{4.13}$$

i : パラメータ番号 ($i=1,2,\dots,15$)
 α, β : 定数

ただし，式(4.13)によって上限値，下限値を設定する音響パラメータは変数として扱っている音響パラメータのみとする．本論文では， α を 1.8， β を 0.2 として設計を行う．

図 4.6 に初期値を用いたとき（現存の受話器）の漏洩路の変化に対する周波数特性を示す．図中，実線が目標特性で，その他は漏洩がある場合の周波数特性でそれぞれ漏洩路の音響インピーダンスが異なる場合を示している．図 4.6 から明らかなように漏洩の影響を受けて低域で感度が低下している．また，漏洩路の音響インピーダンスが小さくなるほど（受話器と耳の間隙が広がるほど）低域での感度の低下が大きくなっている．一方，図 4.7 は自動設計して得られた音響パラメータ値による周波数特性である．図 4.6 と図 4.7 を比較しても明らかなように漏洩の影響が低減されていることがわかる．また，漏洩路の音響インピーダンスが変化しても周波数特性の変動が小さくなっており，耳の個人差や受話器の当て方の影響をあまり受けない受話器となっている．

表 4.2 に設計前と設計後の音響パラメータ値の比較を示す．表中の変化量とは現在値からの変化量を示している．また，図 4.8 に設計前と設計後の音響パラメータ値の比較図を示す．図 4.8 では，設計前の音響パラメータ値が 1.0 となるように設計後の音響パラメータ値を設計前の音響パラメータ値によって正規化している．

表 4.2 および図 4.8 の結果から，各音響パラメータ値はほとんど全て現在値より小さくなっており，第 2 章で述べた受話器の内部インピーダンスを小さくすることにより，漏洩の影響を低減できるとした理論予想に対して矛盾のない結果となっている．また，構造的に考えた場合，漏洩の影響を低減すると共に漏洩路の変化による影響をも低減する受話器の構造は，気室の容積が大きく，振動板としては軟らかく，軽く，機械的損失の小さいものを用いるべきであることがわかる．前述のような条件の振動板は，振動板の厚さを薄くしたり，振動板の金属部の材料を変えることによって実現可能である．

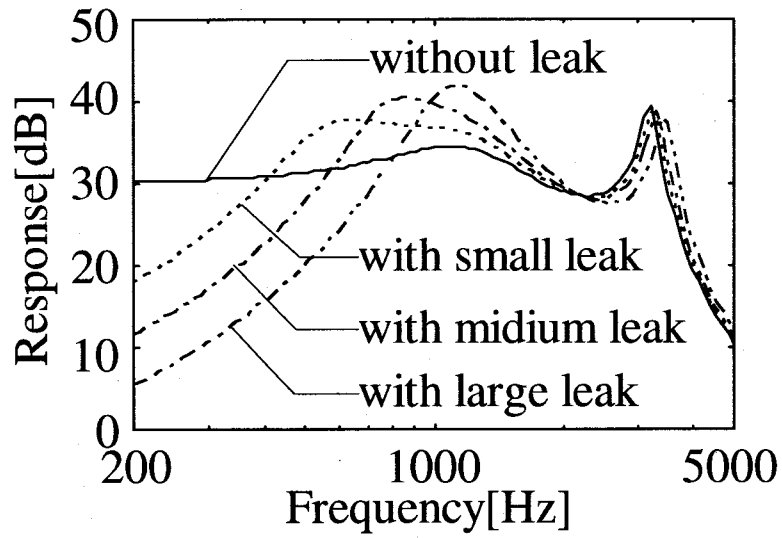


図 4.6 さまざまな漏洩量に対する周波数特性（設計前）

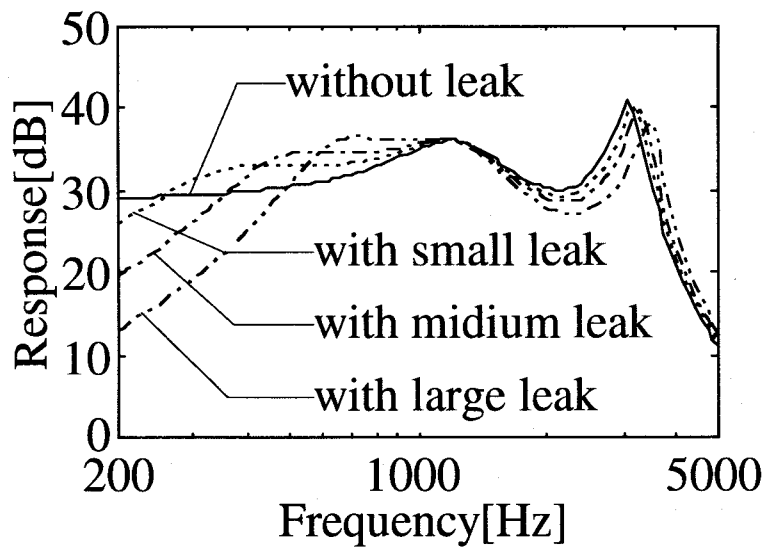


図 4.7 さまざまな漏洩量に対する周波数特性（設計後）

表 4.2 設計前と設計後の音響パラメータ値

	設計前	設計後	変化量
L_1	1.12×10^2	7.58×10^1	0.68 倍
R_1	1.61×10^5	1.66×10^5	1.03 倍
C_2	2.24×10^{10}	5.17×10^9	0.23 倍
L_3	1.91×10^2	2.01×10^2	1.05 倍
R_3	3.73×10^3	7.46×10^2	0.20 倍
C_4	3.36×10^{11}	3.09×10^{11}	0.92 倍
L_5	3.57×10^3	1.28×10^3	0.36 倍
R_5	6.72×10^5	1.68×10^5	0.25 倍
C_5	2.15×10^{11}	1.07×10^{11}	0.50 倍
C_6	5.79×10^{11}	1.34×10^{11}	0.23 倍
L_7	6.57×10^2	4.36×10^2	0.66 倍
R_7	1.97×10^7	5.65×10^6	0.29 倍

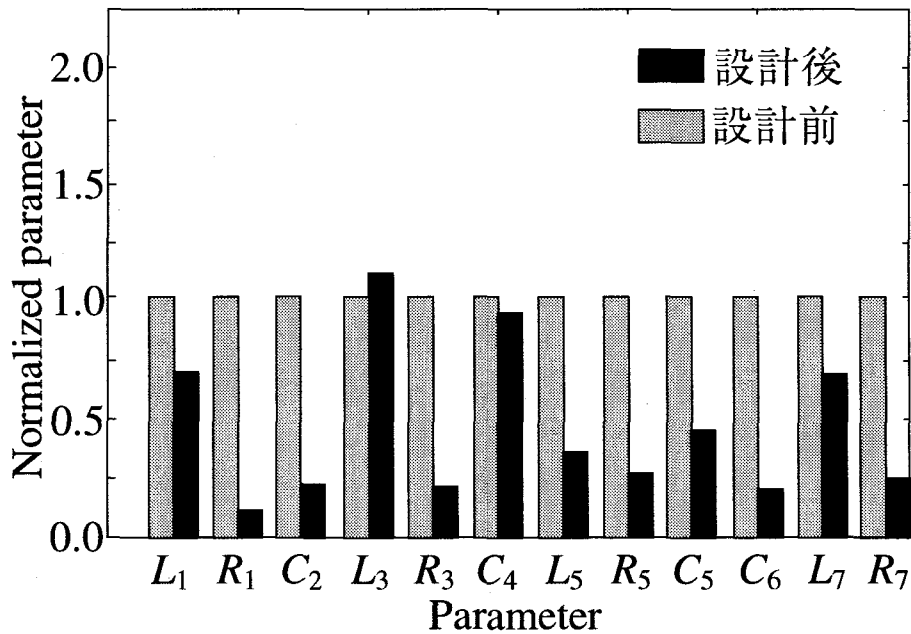


図 4.8 設計前と設計後の音響パラメータ値の比較

また、図 4.9に今回の自動設計における評価関数の収束特性を示す。図 4.9からも明らかのように約 150 回程度の繰り返し回数で、ほとんど収束していることがわかる。更に、繰り返し回数 2000 回までの計算時間は約 2 分 20 秒（富士通製スーパーコンピュータ VP-2200/10E 最大 1375MFLOPS）であった。

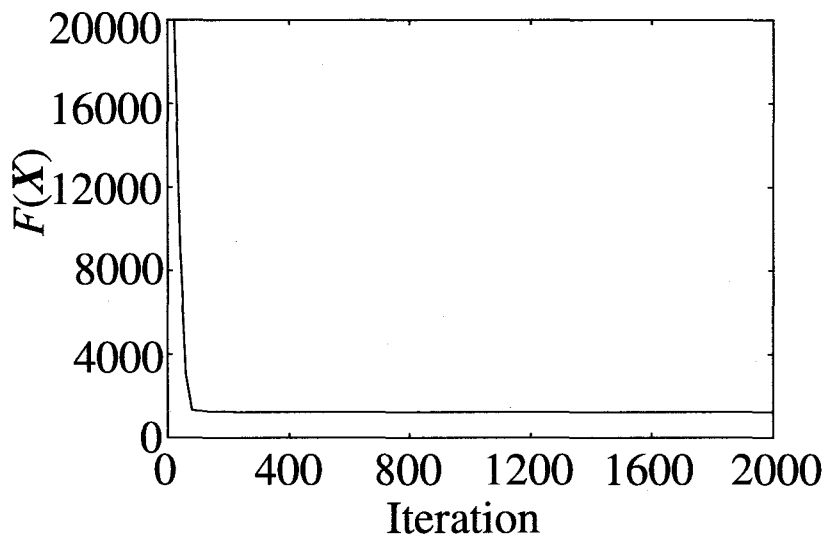


図 4.9 評価関数の収束特性

4.5 非線形最適化手法による自動設計法の問題点

前節までに、本方法によって漏洩による低域での感度の低下や漏洩量の変化による周波数特性の変化を低減する受話器の設計が可能であることを示してきた。しかし、本方法は図 4.4に示すように漏洩のない周波数特性を目標特性とし、それに対して漏洩のある場合の周波数特性を受話器の構造部の音響パラメータ（図 4.3の等価回路における $L_1 \sim R_7$ までの 12 個のパラメータ）の値を変化させて近づけることによって漏洩の影響を低減する受話器の音響パラメータ値を設計する。よって、本方法では目標特性に近似した特性を実現する一組の音響パラメータ値しか得ることができない。しかし、実際の設計においては一組の音響パラメータ値のみでは十分でない。なぜなら、電話機の周波数特性の規格である EIA STANDARD RS-470 に基づいた目標許容範囲を実現する音響パラメータ値の組み合わせは無数存在するからである。上記観点において、非線形最適化手法による設計法は融通性が低いという問題点が残されている。

4.6 結言

本章では、漏洩によって生じる圧電形電話機の受話器の周波数特性への影響、即ち、低域での感度の低下と漏洩路の変化による周波数特性の変動について述べ、そのような漏洩の影響を低減する受話器を非線形最適化手法を用いて自動設計する方法について述べた。本手法では、さまざまな漏洩量に対してもその影響を低減できるような評価関数を設定することにより、ユーザの使用状況に関わらず漏洩の影響を低減できるようになっている。また、各音響パラメータ値に制限を加えることにより、実現不可能な音響パラメータ値を設計しないようにも工夫した。その結果、漏洩の影響を低減するには、軽く、柔らかく、機械的抵抗の小さい振動板を用い、気室の容積を可能な範囲で大きくし、受話口やフロントカバーの小穴も音響インピーダンスが小さくなるように設計すればよいということがわかった。この結果は本手法が受話器の音響設計における漏洩の影響低減のための設計指針を与えるための有用な手法であることを示している。しかし、本方法は 4.5 節で述べたように、目標特性に近似した特性を実現する一組の音響パラメータ値しか得ることができないため、実際の設計においてよく用いられる EIA STANDARD RS-470 に基づいた目標許容範囲を実現する音響パラメータ値を設計することができず、本設計法は融通性が低いという問題点が残されている。この問題点を解決するために次章ではモンテカルロ法による自動設計法について述べる。

第5章 漏洩の影響を低減する受話器音響パラメータ値の自動設計法：モンテカルロ法

5.1 緒言

第4章でも述べたように電話機を実際に使用するとき、耳と受話器の間（以下、漏洩路と称する）からの漏洩により受話器の周波数特性は大きく劣化する。それ故、電話機の受話器を設計する際には、受話器単体での特性だけでなく漏洩の影響もあらかじめ考慮して設計する必要がある。しかしながら、漏洩の影響は電話機の利用者が人間である以上、人的要因によって大きく左右される。人的要因の第一として、耳の形状の個人差が考えられる。人の耳は個人個人によって異なった形状をしているため、漏洩路も個人によって異なる。人的要因の第二として受話器の耳への当て方が考えられる。受話器を耳に強く押しつけて使用する者や耳からかなり離して使用する者など、受話器の耳への当て方は個人差が激しいため、漏洩路も個人によって異なる。以上のことより、漏洩の影響は耳の個人差や使用方法の違い（漏洩量の違い）によって大きく異なるため、個人個人によって受話器の周波数特性が大きく異なってしまふ。言い換えれば、受話器の周波数特性は漏洩路の変化によって変化する[27], [28]。それ故、受話器の設計の段階で上記の漏洩の影響による周波数特性劣化の改善と漏洩量の違いによる周波数特性の変化の低減の両方を考慮することは非常に重要である。前章では漏洩の影響を低減する受話器の音響パラメータ値を非線形最適化手法により設計する自動設計法[24]~[26]について説明した。本方法ではある特定の目標特性を基準として受話器の音響パラメータを自動設計する。しかしながら、4.5節でも述べたように実際の受話器の設計においては特定の目標特性を基準に設計するよりもむしろ、周波数特性上である設計許容範囲を設定し、その許容範囲内に収まる周波数特性を有する受話器を設計するほうが融通性が高く、その点において非線形最適化手法による設計法は融通性が低いという問題点がある。

そこで、本章では上記問題点を解決するべく、第3章において音響パラメータの推定に利用したモンテカルロ法を漏洩の影響低減のための設計法として応用した音響パラメータ値自動設計法[29]~[32]について述べる。本手法は目標周波数特性として許容範囲を与え、その許容範囲内に存在する無限個の周波数特性を実現する無限の組み合わせの音響パラメータ値を設計することができる。また、これらの無限の組み合わせの音響パラメータ値は音響パラメータの設計領域として与えられ、設計領域内のいかなる音響パラメータ値を使用しても設定した目標許容範囲内にその周波数特性が収まることが保証されている。このようにして設計された音響パラメータ値を使用すると漏洩による低域での感度の低下及び漏洩量の変化による周

波数特性の変動も低減することが可能である。よって、本手法は第4章で述べた手法に比べ実際の設計において非常に融通性の高い手法となっている。さらに、本手法は実際の設計において有用な情報となる周波数特性への感度も同時に得ることができる。

以下に本手法の特徴をまとめておく。

- ① 目標特性を許容範囲として与えるため、その範囲内に収まる特性であれば、いかなる周波数特性であっても良いので融通性の高い設計法となっている。
- ② 各音響パラメータ値は上限値と下限値に囲まれた領域として与えられるため、設計の精度や生産時のバラツキも考慮した設計が可能である。
- ③ 各音響パラメータ値に初期の領域を与えるだけで、漏洩の影響を低減する音響パラメータ値の領域を計算する完全自動の設計法である。
- ④ 耳の個人差や使用方法の違いによって生じる漏洩量の違いによる影響も低減するために、異なる漏洩量に対する周波数特性のすべてが目標許容範囲に収まるように設計するアルゴリズムとなっている。

5.2 モンテカルロ法による自動設計法

5.2.1 目標特性の許容範囲

本方法では目標特性に許容範囲を設け、その許容範囲内に収まる周波数特性を有する音響パラメータ値を設計するのだが、設計開始時点から狭い許容範囲で設計を行うと設計時間に莫大な時間を要したり、設計が収束せずに発散する恐れがある。そこで、図5.1に示されるように設計開始時点では許容範囲を目標許容範囲より α だけ広く取り、設計を進めるに従って徐々に許容範囲を τ ずつ狭め、最終的に目標許容範囲にまで変更する。上記の手順を踏むことによって、音響パラメータ値は常に設計することが可能となり、計算時間の短縮化も図られる。

また、目標許容範囲は設計者の目的に従い自由に設定されるものである。本章では、目標許容範囲としてEIA STANDARD RS-470に基づいた周波数特性の許容範囲を用いることにする。しかし、ここで与える目標許容範囲は低域において上記規格よりも厳しく設定している。なぜなら、本章の目的が漏洩の影響低減であるので、特に低い周波数での感度の低下を改善する必要があるからである。

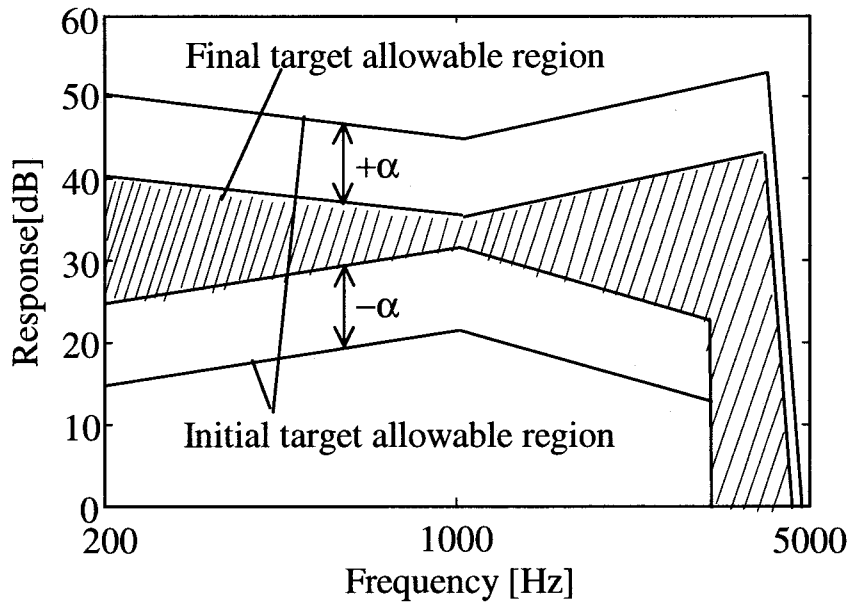


図 5.1 目標許容範囲の変更過程

5.2.2 基本アルゴリズム

基本アルゴリズムは既に第 3 章において詳細に述べているのでここでは割愛する。本手法のフローチャートを図 5.2 に示す。

5.2.3 漏洩の影響低減のためのアルゴリズム

さて、モンテカルロ法の基本設計アルゴリズムを漏洩の影響低減のためのアルゴリズムに拡張する。設計の目的は漏洩による低域での周波数特性の感度の低下の改善と漏洩量の違いによって生じる周波数特性の変化の低減である。そこで、更新を行うシステムパラメータは受話器部分にあたる $L_1 \sim R_7$ までの 12 個のパラメータとし、漏洩路にあたる L_L, R_L および耳と受話器の結合気室にあたる C_0 はもちろんのことながら固定値とし更新は行わない。更に、異なる漏洩量であっても周波数特性の変化が少ない受話器を実現するために、モンテカルロ法の合格判定時に、乱数によって発生させた一組の受話器のシステムパラメータ $L_1 \sim R_7$ に対して 4 種類の異なる漏洩量を組み合わせて、その各々の周波数特性について合格判定を行い、そのいずれもが目標許容範囲に入っていれば合格とし、4 種類の漏洩量のうち一つでも不合格ならばその受話器のシステムパラメータの組み合わせは不合格とする。このような合格判定法を用いることにより、同一の受話器の音響パラメータ値で、漏洩量が異なっても目標許容範囲に収まる受話器を実現できる。

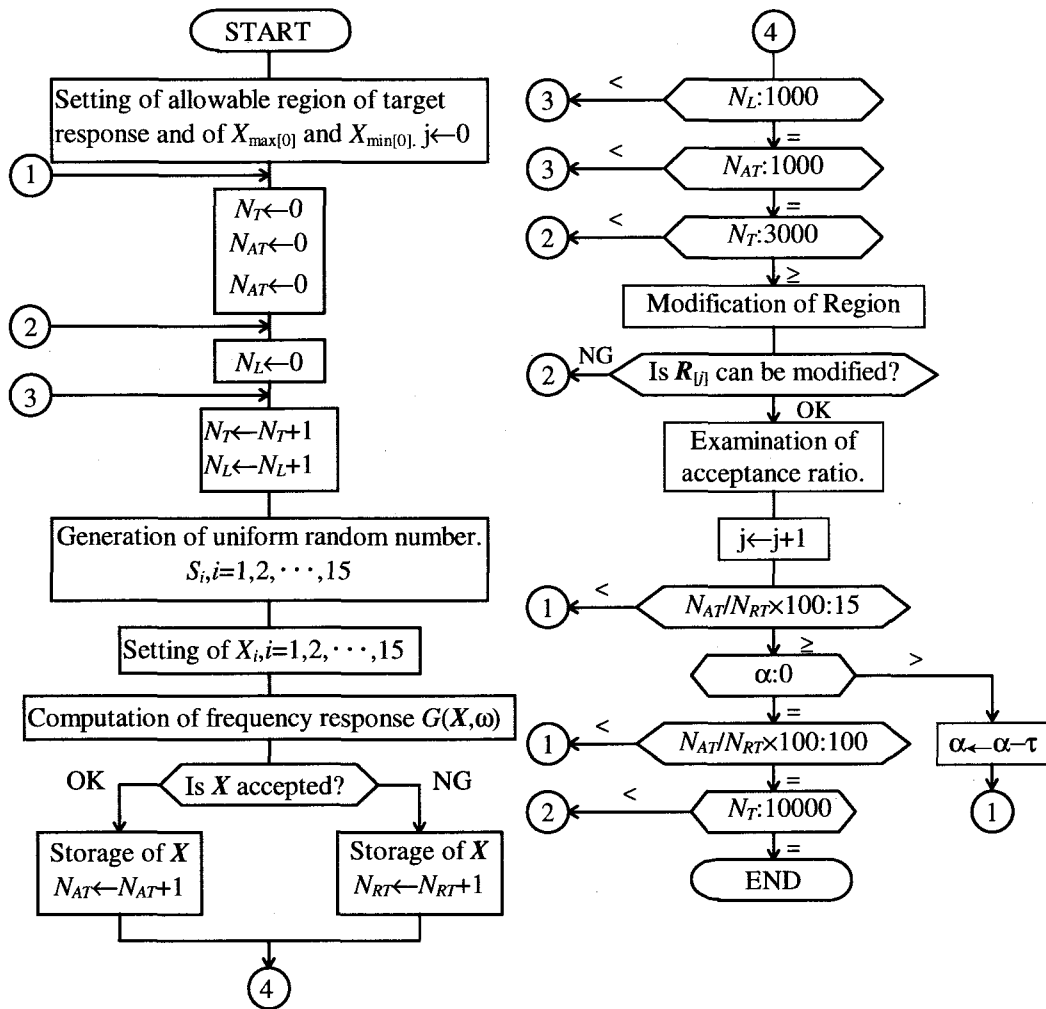


図 5.2 本手法のフローチャート

5.3 設計結果

5.3.1 変数状態

5.2.3節で述べたように漏洩量の変化による影響を低減するために一組の受話器の音響パラメータに対して4種類の異なる漏洩量を組み合わせ、モンテカルロ法を利用して受話器の音響パラメータ値を設計する。その時の変数状態を図 5.3に示す。

5.3.2 設計領域

モンテカルロ法による設計のアルゴリズムでは、設計開始時に各音響パラメータに初期の上限値、下限値を設定する。その初期値を表 5.1に示す。また、音響パラメータ設計において設計範囲を与えてやらなければ、実現不可能な構造（気室が既存の気室の100倍になるなど）の音響パラメータ値を算出するので、表 5.1の初期の領域を設計範囲としてその範囲をパラメ

一タ更新時に越えることのないように制限を加える。すなわち，設計範囲の境界値をパラメータ領域の上限値か下限値の更新値が越えたならば，その上限値若しくは下限値を境界値に強制的に引き戻すようにする。

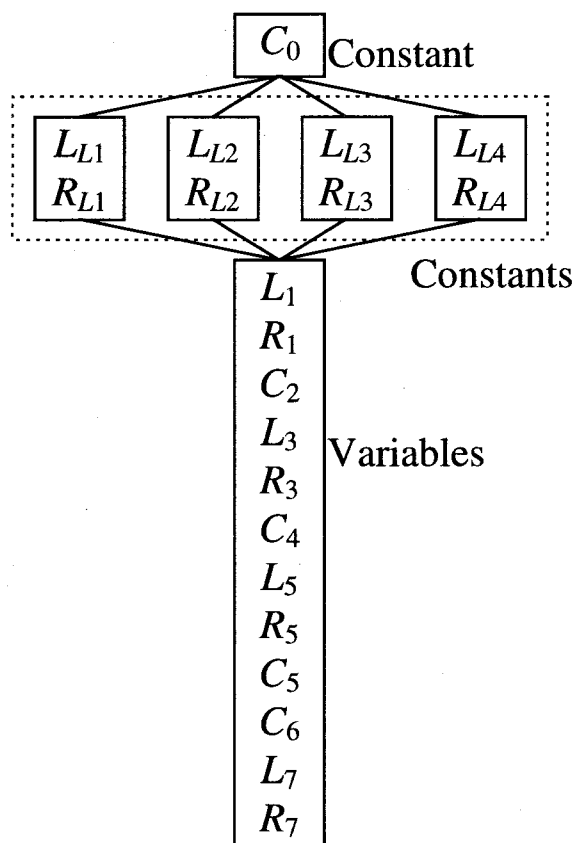


図 5.3 音響パラメータ値の変数状態

表 5.1 音響パラメータの初期領域

Parameters	$X_{min[0]}$	$X_{max[0]}$
L_1 [Pa·s ² /m ³]	$6.50 \cdot 10^0$	$1.17 \cdot 10^3$
R_1 [Pa·s/m ³]	$2.33 \cdot 10^3$	$1.69 \cdot 10^6$
C_2 [Pa/m ³]	$5.60 \cdot 10^9$	$7.28 \cdot 10^{10}$
L_3 [Pa·s ² /m ³]	$1.91 \cdot 10^2$	$3.03 \cdot 10^3$
R_3 [Pa·s/m ³]	$3.73 \cdot 10^3$	$5.92 \cdot 10^4$
C_4 [Pa/m ³]	$1.14 \cdot 10^{11}$	$3.36 \cdot 10^{11}$
L_5 [Pa·s ² /m ³]	$1.79 \cdot 10^3$	$7.14 \cdot 10^3$
R_5 [Pa·s/m ³]	$3.36 \cdot 10^5$	$1.35 \cdot 10^6$
C_5 [Pa/m ³]	$8.00 \cdot 10^{10}$	$4.30 \cdot 10^{11}$
C_6 [Pa/m ³]	$1.97 \cdot 10^{11}$	$5.79 \cdot 10^{11}$
L_7 [Pa·s ² /m ³]	$6.25 \cdot 10^2$	$6.75 \cdot 10^2$
R_7 [Pa·s/m ³]	$1.75 \cdot 10^7$	$2.25 \cdot 10^7$

5.3.3 設計結果

本論文における設計では，設計開始時の許容範囲を最終許容範囲に対して±16[dB]に，許容範囲の変更幅 τ を1[dB]とし，各音響パラメータ値の下限値と上限値との間を20等分($N=20$)にクラス分けした．また，本設計法において与える4種類の漏洩路の音響パラメータ値を

$$\begin{cases} \mathbf{X}_{L1} : L_{L1} = \infty, R_{L1} = \infty \\ \mathbf{X}_{L2} : L_{L2} = 7.85 \times 10^2, R_{L2} = 1.55 \times 10^6 \\ \mathbf{X}_{L3} : L_{L3} = 5.88 \times 10^2, R_{L3} = 1.16 \times 10^6 \\ \mathbf{X}_{L4} : L_{L4} = 3.92 \times 10^2, R_{L4} = 7.75 \times 10^5 \end{cases} \quad (5.1)$$

とする．ここで， $\mathbf{X}_{L1} \sim \mathbf{X}_{L4}$ は漏洩路の音響パラメータのみが異なり，その他の音響パラメータは同一であるシステムパラメータベクトルを示す．式(5.1)における L_{L2} と R_{L2} は本論文において使用されている圧電形電話機の受話器の外形に基づいて実測された漏洩路の音響パラメータ値である．そして， $L_{L3} = 0.75 L_{L2}$, $R_{L3} = 0.75 R_{L2}$ and $L_{L4} = 0.5 L_{L2}$, $R_{L4} = 0.5 R_{L2}$ であり，これらの漏洩路の音響パラメータ値はおおむね通常の受話器の使用状態における漏洩路の音響パラメータを含んでいる．以上の条件のもとで行ったときの設計結果を表5.2に示す．表における中心値 $X_{imid[D]}$ は次式に従って求められる．

$$X_{imid[D]} = X_{imin[D]} + \frac{X_{imax[D]} - X_{imin[D]}}{2} \quad (5.2)$$

表 5.2 設計された音響パラメータの領域と中心値

Parameters	$X_{min[D]}$	$X_{max[D]}$	$X_{mid[D]}$
L_1 [Pa·s ² /m ³]	$1.63 \cdot 10^2$	$1.88 \cdot 10^2$	$1.76 \cdot 10^2$
R_1 [Pa·s/m ³]	$8.65 \cdot 10^5$	$1.27 \cdot 10^6$	$1.07 \cdot 10^6$
C_2 [Pa/m ³]	$7.79 \cdot 10^9$	$9.10 \cdot 10^9$	$8.45 \cdot 10^9$
L_3 [Pa·s ² /m ³]	$9.62 \cdot 10^2$	$1.11 \cdot 10^3$	$1.04 \cdot 10^3$
R_3 [Pa·s/m ³]	$5.71 \cdot 10^3$	$5.66 \cdot 10^4$	$3.12 \cdot 10^4$
C_4 [Pa/m ³]	$2.49 \cdot 10^{11}$	$2.76 \cdot 10^{11}$	$2.63 \cdot 10^{11}$
L_5 [Pa·s ² /m ³]	$2.51 \cdot 10^3$	$2.84 \cdot 10^3$	$2.68 \cdot 10^3$
R_5 [Pa·s/m ³]	$6.76 \cdot 10^5$	$1.22 \cdot 10^6$	$9.48 \cdot 10^5$
C_5 [Pa/m ³]	$8.05 \cdot 10^{10}$	$8.83 \cdot 10^{10}$	$8.44 \cdot 10^{10}$
C_6 [Pa/m ³]	$2.19 \cdot 10^{11}$	$2.79 \cdot 10^{11}$	$2.49 \cdot 10^{11}$
L_7 [Pa·s ² /m ³]	$6.25 \cdot 10^2$	$6.70 \cdot 10^2$	$6.48 \cdot 10^2$
R_7 [Pa·s/m ³]	$2.07 \cdot 10^7$	$2.24 \cdot 10^7$	$2.16 \cdot 10^7$

また、既存の受話器と設計値（表 5.2における $X_{imid[D]}$ ）を用いた時の、式(5.1)の各漏洩量に対する計算特性をそれぞれ図 5.4, 図 5.5に示す。これらの図を比べると明らかに漏洩による低域での感度の低下が改善されると共に漏洩量に変化しても周波数特性間の変化が小さくなっており、漏洩による影響が低減されていることがわかる。また、表 5.3に既存の受話器の音響パラメータ値と設計した音響パラメータ値の比較を示す。両パラメータの比較を視覚的に行うため、既存の受話器のパラメータ値が 1.0 となるように設計されたパラメータを正規化する。その結果を図 5.6に示す。この図において、設計後のパラメータ値が 1.0 以上ならば既存の音響パラメータより大きくなっており、1.0 より小さければ既存のパラメータより小さくなっていることを示す。図 5.6から、設計後の気室のパラメータ値は 1.0 以下になっているので、気室の容積は全般的に大きくする必要があり(C_2, C_4, C_6)、小穴のパラメータ値は 1.0 以上になっているので、小穴の半径を小さくするか長さを長くするか穴数を減らすかのいずれかにより L および R を増加させる必要があり、振動板は軽く、柔らかい材質にする必要があることを示唆している。

表 5.3 設計前と設計後の音響パラメータ値の数値比較

Number	Parameters	Ready-made parameters	Designed parameters
1	L_1 [$\text{Pa}\cdot\text{s}^2/\text{m}^3$]	$1.12\cdot 10^2$	$1.76\cdot 10^2$
2	R_1 [$\text{Pa}\cdot\text{s}/\text{m}^3$]	$1.61\cdot 10^5$	$1.07\cdot 10^6$
3	C_2 [Pa/m^3]	$2.24\cdot 10^{10}$	$8.45\cdot 10^9$
4	L_3 [$\text{Pa}\cdot\text{s}^2/\text{m}^3$]	$1.91\cdot 10^2$	$1.04\cdot 10^3$
5	R_3 [$\text{Pa}\cdot\text{s}/\text{m}^3$]	$3.73\cdot 10^3$	$3.12\cdot 10^4$
6	C_4 [Pa/m^3]	$3.36\cdot 10^{11}$	$2.63\cdot 10^{11}$
7	L_5 [$\text{Pa}\cdot\text{s}^2/\text{m}^3$]	$3.57\cdot 10^3$	$2.68\cdot 10^3$
8	R_5 [$\text{Pa}\cdot\text{s}/\text{m}^3$]	$6.72\cdot 10^5$	$9.48\cdot 10^5$
9	C_5 [Pa/m^3]	$2.15\cdot 10^{11}$	$8.44\cdot 10^{10}$
10	C_6 [Pa/m^3]	$5.79\cdot 10^{11}$	$2.49\cdot 10^{11}$
11	L_7 [$\text{Pa}\cdot\text{s}^2/\text{m}^3$]	$6.57\cdot 10^2$	$6.48\cdot 10^2$
12	R_7 [$\text{Pa}\cdot\text{s}/\text{m}^3$]	$1.97\cdot 10^7$	$2.16\cdot 10^7$

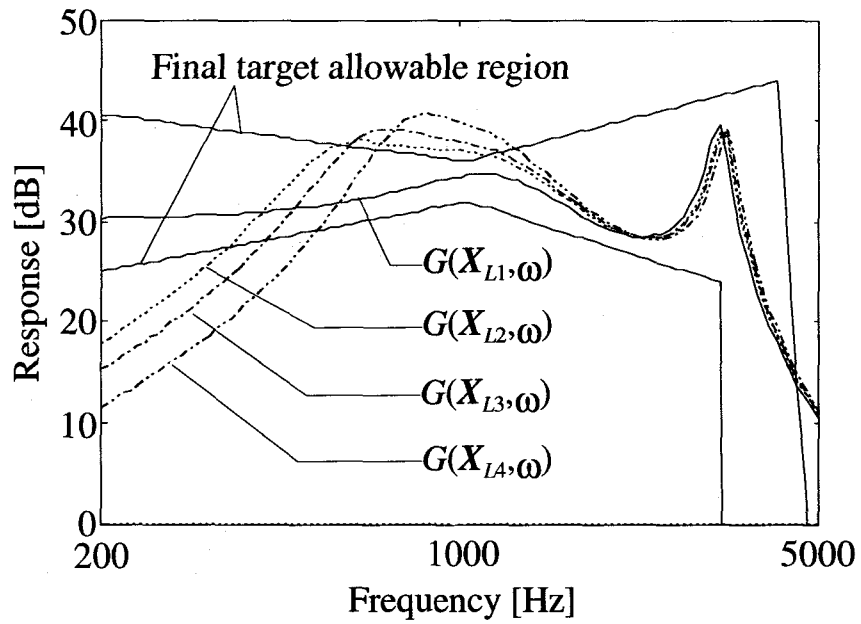


図 5.4 さまざまな漏洩量に対する周波数特性（設計前）

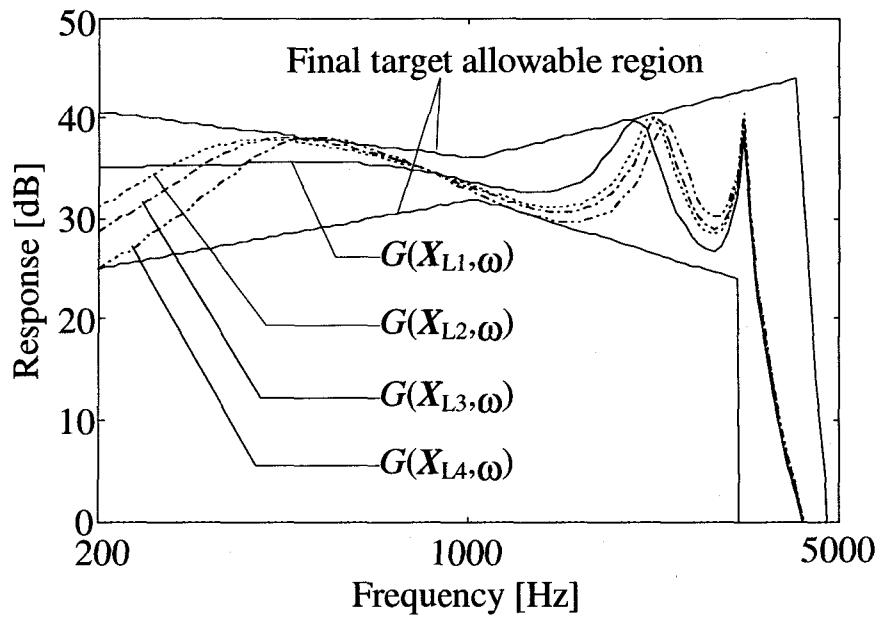


図 5.5 さまざまな漏洩量に対する周波数特性（設計後）

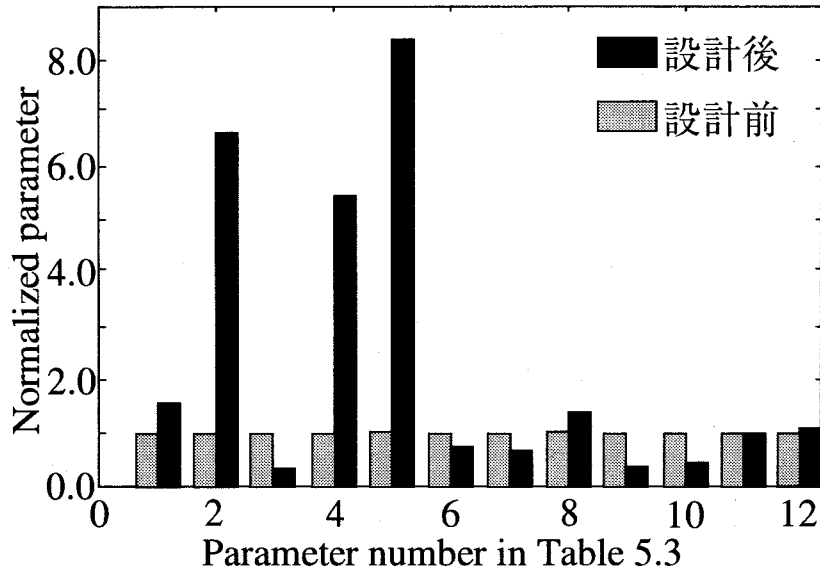


図 5.6 設計前と設計後の音響パラメータの比較図

5.3.4 音響パラメータ値の感度の検討

音響パラメータの中には、漏洩の影響低減のための設計に高い精度を求められるパラメータが存在する。そこで、各音響パラメータの周波数特性への感度を調べるために次式で定義される設計領域幅 $W_{i[D]}$ を求める。

$$W_{i[D]} = \frac{X_{imid[D]} - X_{imin[D]}}{X_{imid[D]}} \times 100 \quad (5.3)$$

設計領域幅 $W_{i[D]}$ の値が小さい音響パラメータほど周波数特性への感度が高く、逆に値が大きい音響パラメータほど周波数特性への感度は低い。設計領域幅 $W_{i[D]}$ を表 5.4 に示す。漏洩の影響低減に対して各音響パラメータの寄与度の高い順番を示す。

1. ダンパ L_7, R_7
2. 振動板 C_5
3. 第一前気室の音響スチフネス C_4
4. 振動板 L_5
5. 受話口の小穴の音響質量 L_1
6. フロントカバーの小穴の音響質量 L_3
7. 第二前気室の音響スチフネス C_2
8. 第一後気室の音響スチフネス C_6

表 5.4 式(5.3)によって計算された各音響パラメータの感度

Parameters	Sensitivities
L_1	7.38
R_1	19.16
C_2	7.81
L_3	7.50
R_3	81.70
C_4	5.32
L_5	6.34
R_5	28.69
C_5	4.62
C_6	12.05
L_7	3.55
R_7	4.17

5.4 結言

本章では、漏洩の影響を低減する受話器の音響パラメータ値をモンテカルロ法によって自動設計する方法について述べた。本方法を用いることによって、漏洩による受話器の周波数特性における低域の感度低下を改善し、異なる漏洩量に対する周波数特性間の変化の少ない受話器の音響パラメータ値が得られた。本方法は設計目標許容範囲を与え、いかなる漏洩量であってもその許容範囲内に収まる受話器の音響パラメータ値を領域として設計する。それ故、本手法は以下の理由から実際の設計問題において非常に有用性が高い。

- 1)本手法によって設計された設計領域に属するいかなる音響パラメータを用いても設定した目標許容範囲内に周波数特性が収まることが保証されている。
- 2)周波数特性に対する音響パラメータの変動の感度を同時に得ることができる。

第6章 ニューラルネットワークを用いた電気音響変換部の自動設計法

6.1 緒言

本章ではニューラルネットワークを用いた圧電形電話機の電気音響変換部の自動設計法について述べる[35]~[37].

小型音響機器である電話機やイヤホンは、携帯性、利便性等の理由のため、小型軽量化が進んでいるが、それに伴って音響面での設計がかなり困難になっていることも否めない。第2章でも述べたように、現在行われている音響機器の設計法の一つである音響等価回路を利用した設計法では、まず設計者が希望する目標特性を定め、次にその特性を実現する音響等価回路上の音響パラメータ値を決定し、そしてその音響パラメータ値から実際の構造上の寸法を決定する。しかしながら、電話機やイヤホンのような小型音響機器の場合、従来より用いられていた音響工学における細管の公式やスチフネスの公式[2]~[4]といったさまざまな理論を使用することが困難となるため、現在のところ音響パラメータ値と実際の寸法を結びつける公式や理論は確立されていない。また、電話機やイヤホンにおける小穴の数や位置などは通常の3自由度もしくは4自由度の音響等価回路では表現することができず[7]~[13]、敢えてそれらを音響等価回路上で表そうとすると、音響パラメータ数は劇的に増加し、音響等価回路の自由度もかなり増大するため、等価回路解析が非常に困難となってしまう。それ故、実際の電話機やイヤホンの設計では上記のような設計とは大きくかけ離れたカットアンドトライによる設計が行われている。カットアンドトライによる設計では目標となる周波数特性を得るのにかなりの労力と時間を要し、最悪の場合、目標特性とは大きくかけ離れた特性しか得られないといったことも発生する。それゆえ、電話機やイヤホンの音響設計の高性能化、高品質化、効率化を図るためには、上記に挙げたさまざまな問題点を解決する必要がある。

これら小型音響機器の設計における問題点の解決の一端として、前章までに音響パラメータの推定法[5],[6],[21]や漏洩の影響を低減するハンドセットの自動設計法[25],[32]について述べてきた。しかし、これらの方法を十分に生かすためには、前述したような音響等価回路の音響パラメータと実際の寸法を結びつける公式や理論を確立することが必要不可欠である。また、それとは異なるアプローチとして、音響等価回路解析を介さずに直接に周波数特性と実際の寸法の因果関係を解明もしくはモデル化し、小型音響機器の設計に結びつける方法も考えられる。

そこで、本章では、圧電形電話機の受話器を対象に後者の周波数特性と実際の寸法の因果関係をニューラルネットワーク[33],[34]によって抽出し、

モデル化する方法について述べる。すなわち、受話器の各部の寸法をさまざまに変化させ、多数の実測周波数特性を測定し、それらの実測特性をニューラルネットワークの入力データに、そしてその実測特性に対応する各部の寸法をニューラルネットワークの教師データとして学習することにより、周波数特性と構造上の各部の寸法の間には介在する因果関係の抽出、モデル化を行う。さらに、十分に学習を行ったニューラルネットワークに対して、そのネットワークにとって未知な（学習を行っていない）実測周波数特性を入力し、そのときのネットワークの出力値と実際の寸法との誤差が周波数特性上にどのように影響を与えるかを評価する。その結果、ニューラルネットワークの出力値の誤差は受話器の設計上、問題とならない範囲であり、本手法が周波数特性と寸法の因果関係のモデル化のみならず、電話機やイヤホンの自動設計にも利用可能であることを示す。

ニューラルネットワークによる圧電型電話機の受話器の自動設計法は以下のような特徴を有する。

- ① 音響等価回路を利用しないため、複雑な構造の場合に音響等価回路がかなり多自由度となる受話器を、複雑な音響等価回路解析を行うことなく、容易に設計を行うことが可能である。
- ② 一度、ニューラルネットワークの学習を十分に行い、周波数特性と寸法間の因果関係をモデル化してしまえば、目標特性を実現する受話器の寸法を瞬時に自動設計することが可能である。
- ③ 学習を行った構造の各部の寸法および周波数特性の範囲内であれば、いかなる受話器でも設計が可能である。
- ④ 今回は、圧電形電話機の受話器を対象にして検討を行ったが、本提案法は他の変換方式の電話機やイヤホンなどに関しても同様の方法で周波数特性と寸法の因果関係を抽出し、モデル化することが可能である。よって、非常に融通性の高い方法となっている。

6.2 ニューラルネットワークによる設計法

第2章で述べた問題点は電話機ハンドセット設計の大きな障害となっている。そこで、本節では音響等価回路解析および設計を経ずに、ニューラルネットワークにより目標周波数特性から直接、圧電形電話機の受話器の寸法を設計する方法について述べる。すなわち、受話器の周波数特性（感度特性および位相特性）と寸法の因果関係をニューラルネットワークによって学習し、抽出するわけである。以下、提案するニューラルネットワークによる設計法について説明する。

6.2.1 ニューラルネットワークの構成

使用したニューラルネットワークの構成を図 6.1 に示す。図 6.1 に示されるように使用したニューラルネットワークは入力層、中間層、出力層から成る 3 層構造の階層型ネットワークである。入力層には圧電形電話機の受話器の実測周波数特性（感度特性および位相特性の両特性）を対応させ、出力層にはその受話器の各部の寸法を対応させる。

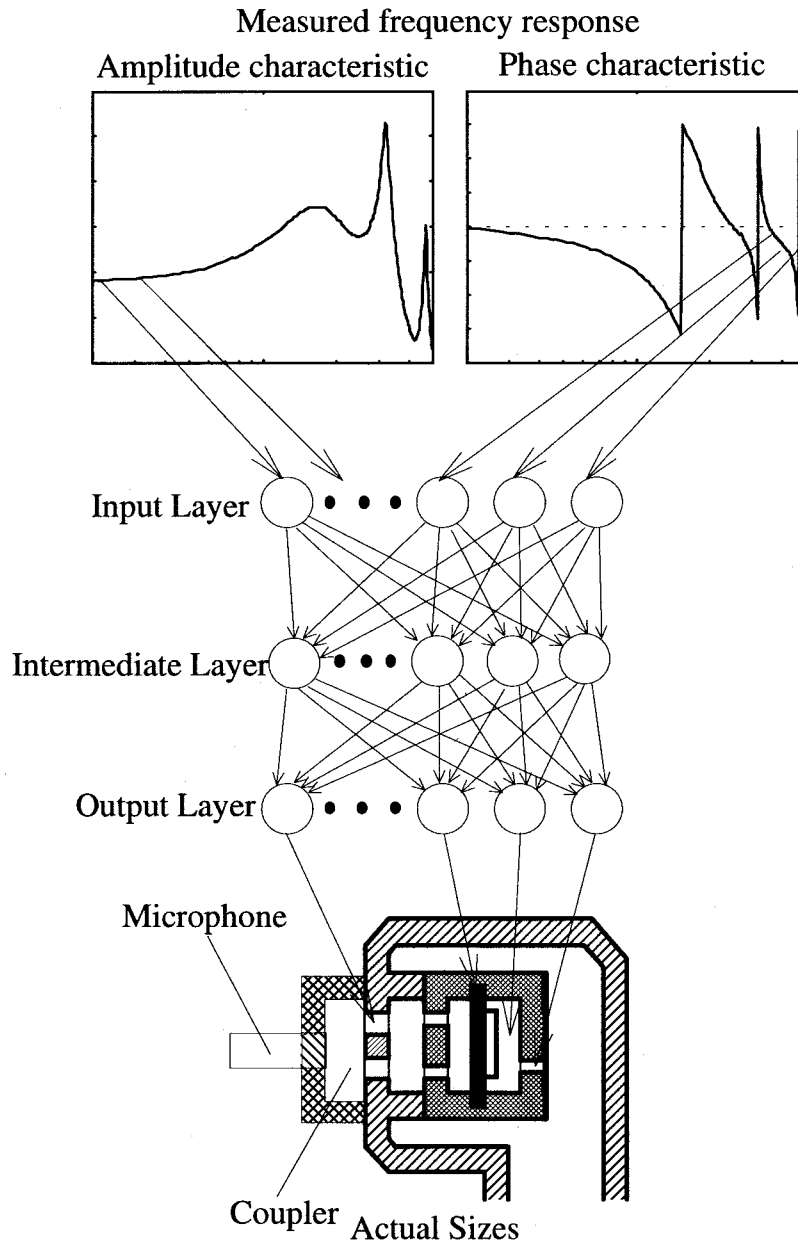


図 6.1 ニューラルネットワークの構成

6.2.2 ニューラルネットワークの学習

ニューラルネットワークの学習時には受話器の実測周波数特性を学習（入力）データとし、各寸法を教師データとして学習を行う。よって、受話器の各部の寸法を変化させることにより、学習データと教師データの対を多数用意し、それらすべての学習データと教師データの対を学習させることによって、周波数特性と寸法の因果関係をモデル化することができ、汎用性の高い電話機自動設計のためのニューラルネットワークが構築される。

6.3 結果および考察

6.3.1 教師データおよび学習データ

ニューラルネットワークの教師データとして表 6.1に示されるような受話器の各部の寸法を用いた。すなわち、受話器の構造を決定する因子として表 6.1のような13種類を考えた。但し、振動板に関しては寸法ではなく、その特性を表す指標となる共振周波数とQ値を用いた。そして、表に示されるように各因子をさまざまに変化させ、それらの組合せである合計60種類の教師データを用意した。また、学習データは上記教師データ60種類の各々に対応する60種類の実測周波数特性（感度特性と位相特性）を用いた。その一部を図 6.2、図 6.3に示す。

表 6.1 受話器の各部の寸法及び特性

The number of the earpiece holes	1~15	
Radius of the earpiece holes [mm]	1.0	
Length of the earpiece holes [mm]	1.6	
Capacity of the first second cavity [cm ³]	1.424	3.272
The number of the frontcover holes	1	4
Radius of the frontcover holes [mm]	1.35	
Length of the frontcover holes [mm]	0.30	
Capacity of the first front cavity [cm ³]	0.435	
Resonance frequency of the diaphragm [Hz]	1409.3	
Q value of the diaphragm	25.84	
Capacity of the first back cavity [cm ³]	0.562	
Radius of the back hole [mm]	0.9	
Length of the back hole [mm]	1.0	

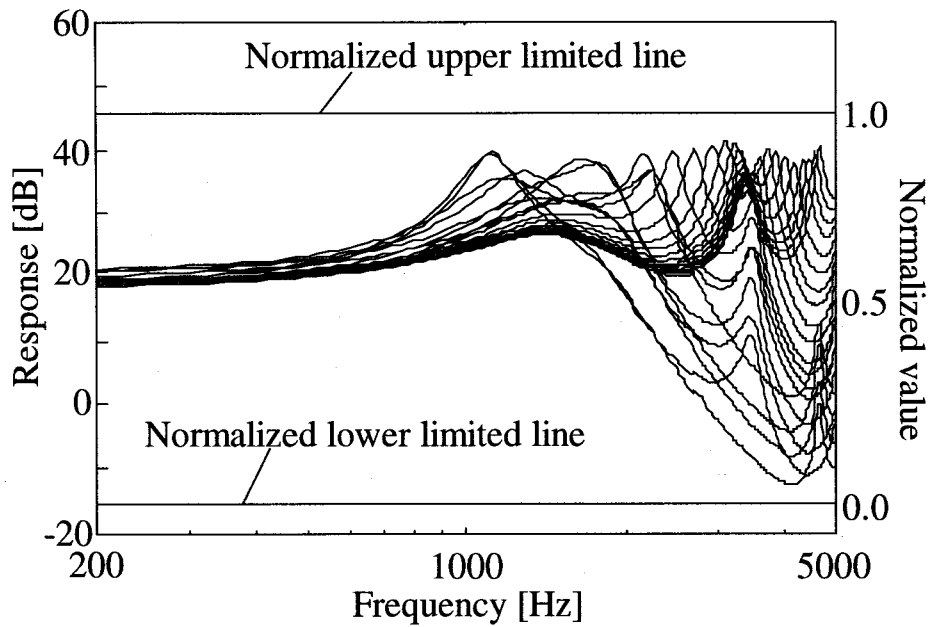


図 6.2 実測感度特性の例

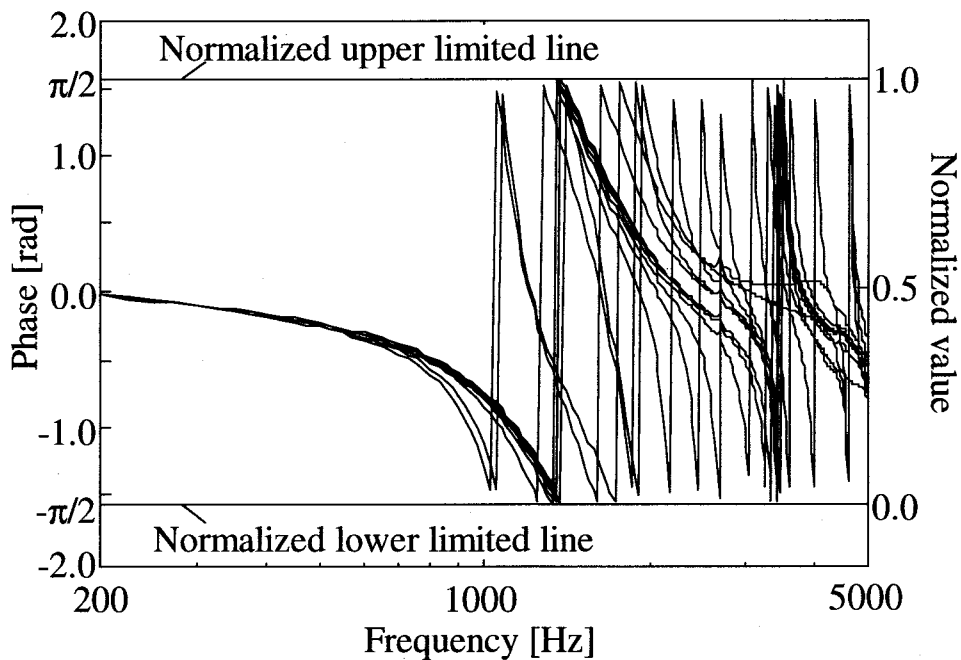


図 6.3 実測位相特性の例

6.3.2 教師データおよび学習データの正規化

ニューラルネットワークを使用する都合上、学習データと教師データは 0.0 から 1.0 の間に正規化する必要がある。まず、学習データのうち感度特性は図 6.2に示すように学習データとして用いる実測感度特性のうち最も受話感度の高い値に 2dB 加えた値を 1.0 とし、最も受話感度の低い値に -2dB

加えた値を 0.0 として，すべての実測感度特性（学習データ）を正規化した．また，学習データの残り半分である位相特性は図 6.3 に示されるように $\pi/2$ が 1.0， $-\pi/2$ が 0.0 となるように正規化をおこなった．

また，教師データに関しては，表 6.2 に示す各寸法の最小値および最大値がそれぞれ 0.0 および 1.0 となるように正規化を行った．

表 6.2 各寸法の正規化範囲

	最小値	最大値
The number of the earpiece holes	0	16
Radius of the earpiece holes [mm]	0.5	2.5
Length of the earpiece holes [mm]	0.5	3.0
Capacity of the second front cavity [cm ³]	0.5	10.5
The number of the frontcover holes	0	5
Radius of the frontcover holes [mm]	0.2	2.2
Length of the frontcover holes [mm]	0.1	2.1
Capacity of the first front cavity [cm ³]	0.1	4.1
Resonance frequency of the diaphragm [Hz]	1000	1800
Q value of the diaphragm	10	50
Capacity of the first back cavity [cm ³]	0.1	4.1
Radius of the back hole [mm]	0.5	2.5
Length of the back hole [mm]	0.5	2.5

6.3.3 評価実験

使用したニューラルネットワークの構成は入力層 194 ユニット，中間層 388 ユニット，出力層 13 ユニットの三層構造の階層型ネットワークである．入力層のユニットのうち半分の 97 ユニットは実測感度特性の標本点数と対応しており，残りの 97 ユニットは実測位相特性の標本点数と対応している．また，出力層のユニット数は表 6.1 の受話器の構造を決定づける 13 種類の因子を対応させた．また，ニューラルネットワークの学習則にはバックプロパゲーション法[33],[34]を用いた．更に，同法における学習係数 α および慣性係数 β はそれぞれ 0.01 および 0.80 とした．そして，前節までのような設定でニューラルネットワークの学習を行い，その後，学習済みニューラルネットワークを用いて未知データに対する評価実験を行った．評価実験としては 60 種類測定した実測データの内の一つを未知データとし，残りの 59 種類を学習データとして使用し，その操作を未知データを変えて 60 回行う Leaving-one-out 実験を行っている．

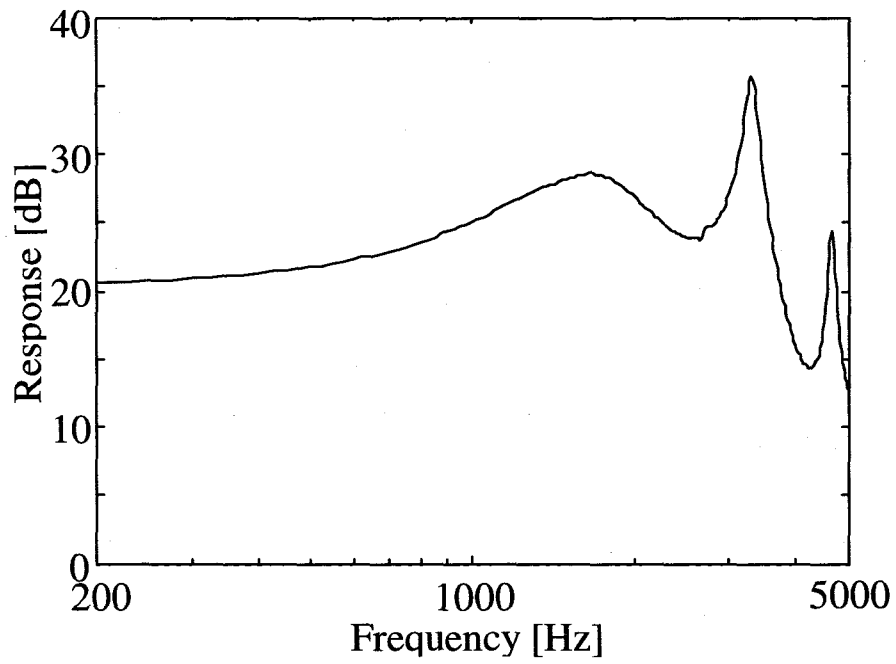


図 6.4 未知データの感度特性

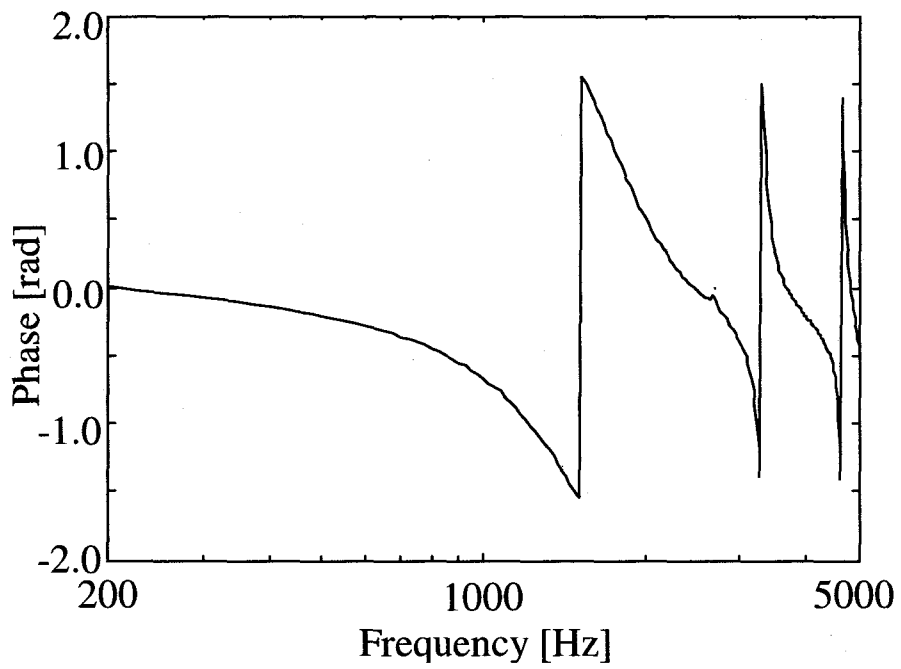


図 6.5 未知データの位相特性

表 6.3 構築されたニューラルネットワークの出力値と実際の寸法の比較

	Outputs of neural network	Actual values
The number of the earpiece holes	5.15	5
Radius of the earpiece holes [mm]	1.30	1.0
Length of the earpiece holes [mm]	1.43	1.6
Capacity of the second front cavity [cm ³]	1.465	1.424
The number of the frontcover holes	4.71	4
Radius of the frontcover holes [mm]	1.23	1.35
Length of the frontcover holes [mm]	0.31	0.30
Capacity of the first front cavity [cm ³]	0.42	0.435
Resonance frequency of the diaphragm [Hz]	1395.6	1409.3
Q value of the diaphragm	26.70	25.84
Capacity of the first back cavity [cm ³]	0.530	0.562
Radius of the back hole [mm]	1.0	0.9
Length of the back hole [mm]	1.21	1.0

図 6.4 および図 6.5 に未知データとして用いた実測感度特性および実測位相特性の 1 例をそれぞれ示す。また、表 6.3 に未知データに対する学習済みニューラルネットワークの出力値と実際の寸法の比較の 1 例を示す。他の実測特性を未知データとした場合も表 6.3 とほぼ同様の結果が得られた。ここで、表 6.3 の結果を評価するに当たり、実際の寸法との誤差が一番大きくかつ周波数特性への感度の高い受話口の小穴の半径（以下、 R_H と呼ぶ）を変化させて実測周波数特性への影響を調べた。図 6.6 および図 6.7 に $R_H=1.0$ [mm] のときと $R_H=1.3$ [mm] の時の実測感度特性および実測位相特性の比較を示す。

図 6.6、図 6.7 を見ると R_H の変化は 3.5kHz 付近の周波数特性に変動を生じさせているが、一般的に電話機の場合、この帯域の変動は問題とならないので、電話機設計においては十分許容できる範囲だといえる。また、従来より行われているカットアンドトライによる設計によって図 6.6、図 6.7 と同程度の近似度で受話器を設計する場合、経験をつんだ設計者（専門家）でも膨大な時間とコストを要する。一方、提案しているニューラルネットワークによる設計法の場合、一度学習を行えば、設計者の経験によらず瞬時に図 6.6、図 6.7 程度の近似度で設計することが可能であり、設計時間の短縮化も図られる。以上より、本手法は電話機設計において非常に有効であることがわかる。

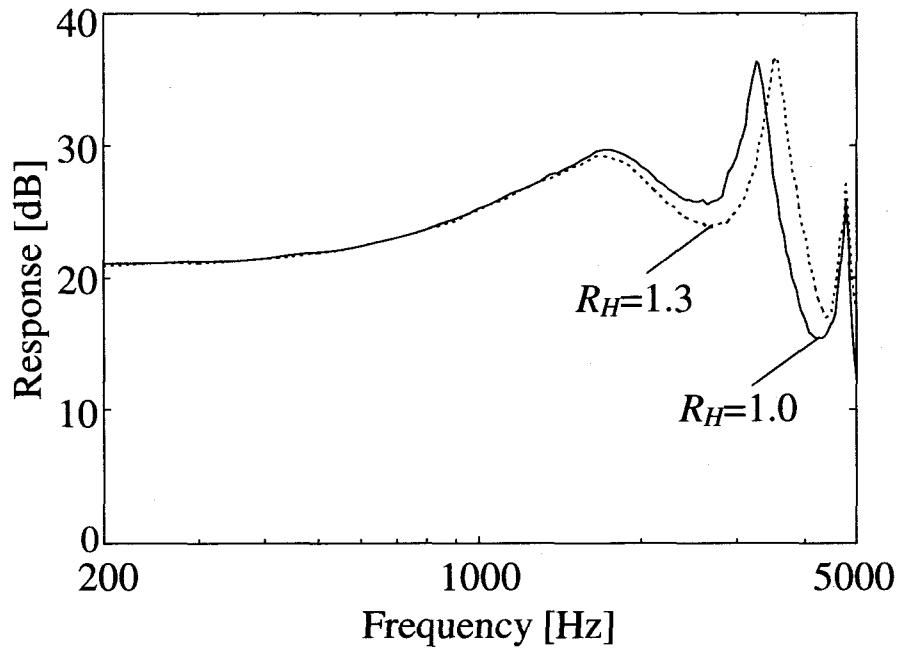


図 6.6 $R_H=1.3$ [mm]および $R_H=1.0$ [mm]のときの実測感度特性

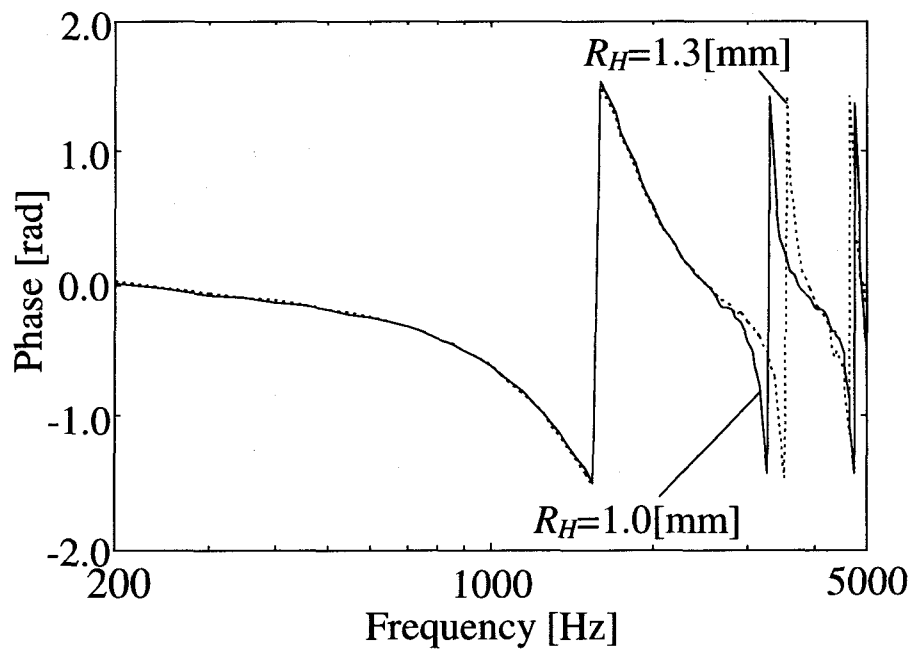


図 6.7 $R_H=1.3$ [mm]および $R_H=1.0$ [mm]のときの実測位相特性

6.4 結言

本章では、電話機ハンドセットの音響設計における諸問題を回避するために、音響等価回路解析を経ずに、周波数特性と実際の寸法の因果関係をニューラルネットワークによって抽出モデル化し、そのネットワークによって目標特性からその目標特性を実現するような圧電形電話機の受話器の各部の寸法を設計する手法を提案した。今回、60種類の実測特性のうち、59種類の実測特性について十分に学習を行い、残りの1つの実測特性をニューラルネットワークへの未知データとして用い、評価実験を行った。その結果、本提案法は受話器の周波数特性と寸法の因果関係のモデル化のみならず、受話器の設計にも十分利用できることがわかった。さらに、従来のカットアンドトライによる設計法に比べて、一度ニューラルネットワークの学習を行えば、設計者の経験によらず瞬時に設計することが可能であるので設計時間の短縮化も図られる。

また、今回は圧電形電話機の受話器を対象にして議論を行ったが、本手法は他の変換方式の電話機やイヤホン等にそのまま応用することが可能であり、非常に融通性の高い設計法であるといえる。よって、設計用途に従い学習を行えば、非常に強力な設計ツールになる可能性を秘めている。

第7章 ニューラルネットワークを用いた音響パラメータからの寸法決定法

7.1 緒言

本章では、ニューラルネットワーク用いて圧電形電話機の音響パラメータ値から実際の寸法値を決定する方法について述べる[38]~[42].

第4章及び第5章で述べたように音響機器の設計において音響等価回路を利用すると、回路解析(合成)的に取り扱えるので、与えられた設計思想を実現しやすいという利点が得られる。しかしながら、音響パラメータ値と寸法とを関係付ける唯一の理論式である音響工学におけるスチフネスの公式および細管の公式[2]~[4]は電話機ハンドセットには適用できない、即ち、電話機ハンドセットの音響パラメータ値と実際のハンドセットの寸法とを関係付ける公式が存在しないという問題点が存在するため、音響等価回路上において、さまざまな設計思想に基づいて音響パラメータ値を設計したとしても、それらの音響パラメータ値を実際の寸法に変換する事はできないという重大な欠陥があった[5],[6],[21]。よって、音響等価回路を利用した従来の設計では、例えば、漏洩の影響を低減するような設計思想を実現するために気室の容積を現在のものより大きくすべきであるといった設計の指針は得られるが、この指針を実現する具体的な寸法値を得ることは不可能であるという問題点があった。それ故、この問題点の解決は音響等価回路設計の技術を実際の寸法設計の問題に拡張する上で必要不可欠な課題となっていた。

上記問題点の解決の一方法として、第6章では音響等価回路を介することなく目標周波数特性から直接、その特性を実現するような寸法値を設計する方法[35]~[37]を説明した。しかし、この方法では、単に与えられた目標特性を実現するような気室や小穴等の寸法値を設計することはできても、前述したような設計思想を実現するための設計を行うことができないという欠点を有している。さらに、この方法ではニューラルネットワークの入力層のユニット数が周波数特性の標本点数だけ必要となるので、ニューラルネットワークの規模は必然的に巨大となり、学習に時間がかかる上、未知データに対する出力値も真値に対して高い精度が得られないという問題点も有している。よって、設計思想の実現を可能とするにはやはり音響等価回路設計を利用するのが賢明であり、音響パラメータ値から実際の寸法に変換する技術の確立が望まれる。

そこで、本章では、音響等価回路上の音響パラメータ値と気室や小穴などの寸法値の因果関係をニューラルネットワークによって抽出し、モデル化する方法を提案する。本方法は、電話機ハンドセット内の気室や小穴などの寸法をさまざまに変化させた多数の電話機ハンドセットの音響パラメ

ータ値と寸法値をそれぞれニューラルネットワークの入力データおよび教師データとして学習することにより、それらの因果関係のモデル化を行う。本方法によって構築されたニューラルネットワークは、第4章および第5章で提案した音響等価回路上における自動設計法によって設計された音響パラメータ値を実際の寸法値に変換することが可能であり、これまで設計の指針しか得ることができなかった音響等価回路上における設計を実際の寸法設計にそのまま利用でき、電話機ハンドセット設計における最大の問題点の克服を可能としている。また、学習すべき音響パラメータの総数を減少させると共に学習後のニューラルネットワークに許容誤差という設計思想を反映させるために、ニューラルネットワークの学習データとなる音響パラメータ値として、実測周波数特性に設けた許容誤差を満足するような音響パラメータの上限値と下限値を用いている。即ち、ある許容誤差の下に推定された音響パラメータの領域とその許容誤差内に収まる特性を有する既知の寸法値の対を用いてニューラルネットワークの学習を行うことにより、許容誤差という設計思想をニューラルネットワークの出力値（寸法値）にまで反映させることが可能となっている。さらに、ニューラルネットワークの入力層のユニット数は音響等価回路を構成している音響パラメータ数の2倍で良いので、ニューラルネットワークの規模は小さく、学習時間が短い上、未知データに対する出力値も真値に対して高い精度が得られるという特徴を有している。

7.2 ニューラルネットワークによるモデル化

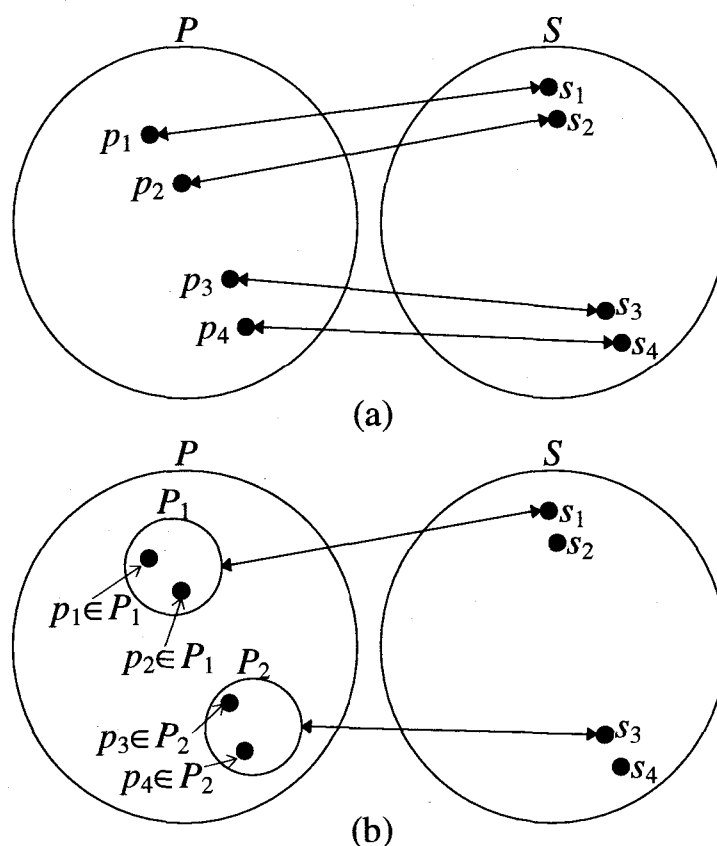
7.2.1 音響パラメータ値と寸法値の因果関係のモデル化法

第2章で述べたように音響等価回路上の音響パラメータ値と気室や小穴等の寸法値との関係が現在の所、未知であるため、電話機ハンドセットの設計の大きな障害となっている。そこで、本章ではそれらの因果関係をニューラルネットワークによってモデル化することにより、上記問題点の解決を図っている。因果関係のモデル化は以下のような手順を踏むことによって達成される。

- [手順1] 気室や小穴等の寸法値をさまざまに変化させた多数の電話機ハンドセットを用意し、それらの周波数特性を測定する。
- [手順2] ニューラルネットワークの学習時に使用する学習データ（入力データ）を生成するために、測定された実測周波数特性から図2.7の音響等価回路上の C_0 を除いた12個の音響パラメータ($L_1 \sim R_7$)の値を推定する。推定の際には実測周波数特性に許容誤差を与え、その許容誤差を満足するような音響パラメータ値を下限値と上限値で囲まれた領域として推定する。

[手順3] 推定された音響パラメータ値の下限値および上限値と気室や小穴等の寸法値の多数の対を用いて、ニューラルネットワークの学習を行う。

ここで、手順3に示すような対を用いてニューラルネットワークの学習を行う理由を説明するために、図7.1のような音響パラメータの母集団と寸法の母集団の2種類の対応関係を検討する。図7.1(a),(b)における $P = \{p_i | 0 \leq p_i \leq \infty, i=1,2,\dots\}$ は式(2.22)のシステムパラメータベクトルのある一つの要素（音響パラメータ）に関する母集団で、 $S = \{s_i | 0 \leq s_i \leq \infty, i=1,2,\dots\}$ はハンドセットのある部分の寸法（例えば、第二前気室の容積等）に関する母集団である。また、図7.1(b)における $P_i, i=1,2,\dots$ は母集団 P の部分集合 ($P_i \subset P$) である。



- P : The population of values of an acoustic parameter
- S : The population of sizes of a part of handset
- p_i : Elements of the population P
- P_i : Subsets of the population P
(Ranges of an acoustic parameter)
- s_i : Elements of the population S

図7.1 音響パラメータ値の集合と受話器の各部の寸法の集合の関係

まず、図 7.1(a)に着目する。図 7.1(a)は母集団 P のある一つの要素（音響パラメータ値） p_i を母集団 S のある一つの要素（寸法値） s_i に対応付けしている様子を示している。図 7.1(a)のように対応させた場合、あらゆる音響パラメータ値を寸法値に変換するには、全ての要素 $p_i \in P$ を全ての要素 $s_i \in S$ に対応付け（学習）しなければならない。実際には、ニューラルネットワークが持つ汎化能力により全てを学習する必要はないが、依然学習すべき対が膨大であることに変わりはない。また、音響等価回路設計時に許容誤差という設計思想を実現するために音響パラメータ値を設計しても、図 7.1(a)の対応関係では音響パラメータ値をただ寸法値に変換するだけなので、設計思想が寸法値に反映されない。一方、図 7.1(b)は母集団 P のある一つの部分集合（音響パラメータの領域） P_i を母集団 S のある一つの要素（寸法値） s_i に対応付けしている様子を示している。図 7.1(b)の場合には、音響パラメータ値の母集団を隈無く学習するために必要な学習データ数は図 7.1(a)の場合に比べてかなり減少していることがわかる。さらに、ニューラルネットワークの汎化能力により、学習すべき対は更に減少することができる。また、図 7.1(a)の場合とは異なり、音響パラメータの部分集合（領域）と寸法値を対応させているので、それらの部分集合のすべてが同一の条件（許容誤差）を満たす部分集合であるならば、許容誤差という設計思想を寸法値にまで反映させることができる。但し、図 7.1(b)の対応関係の場合、寸法値の全ての要素 s_i を学習することはできないが、本論文で必要とされているのは音響パラメータ値から寸法値への変換であるので、寸法値の母集団 S 中の全ての要素 s_i を学習する必要はない。以上のことから、図 7.1(b)のような対応関係でニューラルネットワークの学習を行う必要があるので、手順 2 のように音響パラメータ値を推定する際、実測周波数特性に許容誤差を設定し、更に推定する音響パラメータも領域として推定するのである。なお、手順 2 において C_0 を推定の対象から除外した理由は、 C_0 は受話口から耳の鼓膜までの気室部分に対応する音響パラメータであり、本来、設計できない部分（常に一定値（容積 6cc））だからである。

7.2.2 ニューラルネットワークの構成

使用したニューラルネットワークの構成を図 7.2 に示す。図 7.2 に示されるように使用したニューラルネットワークは入力層、中間層、出力層から成る 3 層構造の階層型ニューラルネットワークである。入力層には、学習時は電話機ハンドセットの実測周波数特性から推定された音響パラメータの領域の下限値と上限値を入力し、学習後はある設計思想を実現するために設計された音響パラメータの下限値と上限値を入力する。一方、出力層には、学習時は実測した電話機ハンドセットの気室や小穴等の寸法値を対応させ、学習後は音響等価回路設計時に設定された許容誤差を満足する気

室や小穴等の寸法値が出力される。

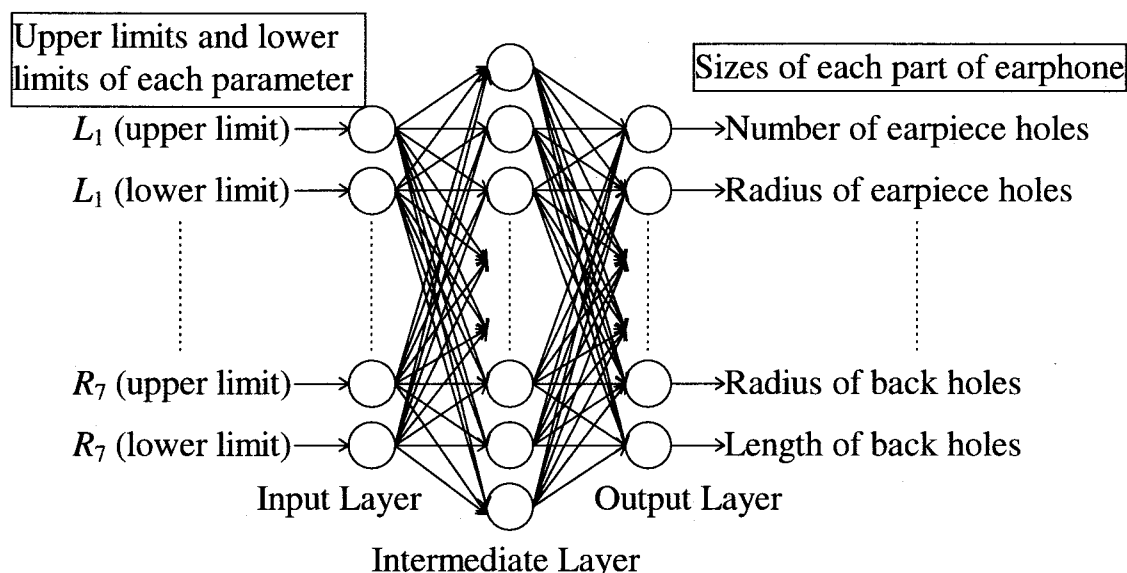


図 7.2 ニューラルネットワークの構成

7.2.3 学習データの生成

7.2節における手順2で述べたようにニューラルネットワークの学習データを生成するために、測定された周波数特性から音響等価回路上の音響パラメータ値の推定を行う必要がある。7.2節で述べたように音響パラメータ値を領域として推定するために、第3章で説明したモンテカルロ法による推定法を使用する。この推定法は推定精度が高く、許容誤差を満足する音響パラメータを領域として推定できることから、7.2節で述べたニューラルネットワークの学習データである音響パラメータの推定に非常に都合の良い推定法である。但し、本章においては推定された音響パラメータの領域に対して、それらの領域が電話機ハンドセットの構造上の変化と矛盾がないかどうかを調べ、矛盾があればその領域の修正を行う。具体的に説明すると、例えば、受話口の穴数が1個の場合と2個の場合を比較したとき、受話口の音響パラメータである L_1 , R_1 の値は、穴数が1個の場合のほうが大きくなければならない。よって、もしこれに矛盾するようであれば、領域を修正して矛盾のないようにする。但し、領域の修正は領域を狭める方向の修正のみを行うことにする。そうしなければ、許容誤差を満足しなくなるからである。また、この作業はニューラルネットワークの学習を正確に行うためにも必要である。なぜなら、上記の例で穴数が1個のときの音響パラメータ L_1 , R_1 の領域と穴数が2個のときの領域とに重なっている部分があると、ニューラルネットワークはそれらの違いを判別することができず、誤った寸法値を出力するからである。

7.3 評価実験

7.3.1 実測周波数特性

本論文では、表 7.1 のような寸法値を持つ圧電形電話機の受話器を用いてニューラルネットワークの構築を行った。表 7.1 に示されるように、受話口の小穴の数を 1~15 個の 15 通り、第二前気室の容積を 2 通り、フロントカバーの穴数を 2 通りに変化させて、合計 60 通りの受話器を用意し、それらの周波数特性の測定を行った。

表 7.1 受話器の寸法と特性

The number of earpiece holes	1~15	
Radius of earpiece holes [mm]	1.0	
Length of earpiece holes [mm]	1.6	
Capacity of second front cavity [cm ³]	1.424	3.272
The number of frontcover holes	1	4
Radius of frontcover holes [mm]	1.35	
Length of frontcover holes [mm]	0.30	
Capacity of first front cavity [cm ³]	0.435	
Resonant frequency of diaphragm [Hz]	1409.3	
Q value of diaphragm	25.84	
Capacity of first back cavity [cm ³]	0.562	
Radius of back hole [mm]	0.9	
Length of back hole [mm]	1.0	

7.3.2 モンテカルロ法による音響パラメータの推定

7.3.2.1 許容誤差

7.2.3 節で述べたように本論文ではニューラルネットワークの学習データを生成するために、モンテカルロ法によって音響パラメータの推定[21]を行う。推定時に設定する実測周波数特性に対する許容誤差の与え方の一例を図 7.3 に示す。本論文では図 7.3 のように実測周波数特性に対して、 $\pm \varepsilon$ の許容誤差を設定して推定を行う。なお、この許容誤差は、学習後のニューラルネットワークの出力値（受話器内の各部の寸法値）に基づいて設計された受話器の周波数特性に対して目標特性からどの程度の誤差を許すのかといった、設計者の設計思想に従って自由に設定する。本論文では $\varepsilon=2[\text{dB}]$ として推定を行った。

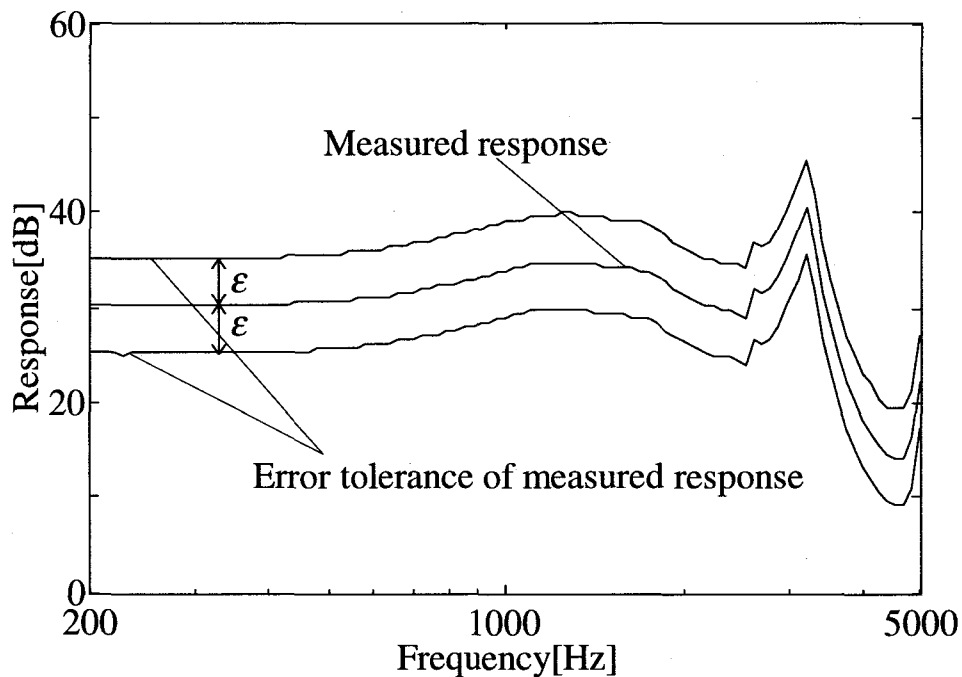


図 7.3 推定時に設定した実測特性の許容誤差

7.3.2.2 パラメータ状態

音響パラメータ値の推定を行う際、推定を行う 60 通りの受話器において、寸法値が変化していない部分に相当する音響パラメータは 60 通りの全てにおいて同一のパラメータ値になる必要がある。また、逆に寸法値の変化している部分に相当する音響パラメータは変化させた種類の数だけ異なった音響パラメータを用意する必要がある。そこで、図 7.4 に示されるようなパラメータ状態で推定を行った。

図 7.4 において、受話口の小穴の音響パラメータである L_1, R_1 は受話口の穴数が 15 通りあるので、15 通りの異なる音響パラメータ値が、第 2 前気室の音響パラメータである C_2 は容積が 2 通りあるので、2 通りの異なる音響パラメータ値が、そして、フロントカバーの小穴の音響パラメータである L_3, R_3 は穴数が 2 通りあるので、2 通りの異なる音響パラメータ値が得られるように設定されている。また、その他の音響パラメータに関しては、それらの音響パラメータに相当する構造部分は変化していないので、どの実測周波数特性に対しても同一の音響パラメータ値が得られるように設定されている。なお、 C_0 は 7.2.1 節でも述べたように受話器の構造と直接関わりのない部分であるので、固定値 (6cc) とした。

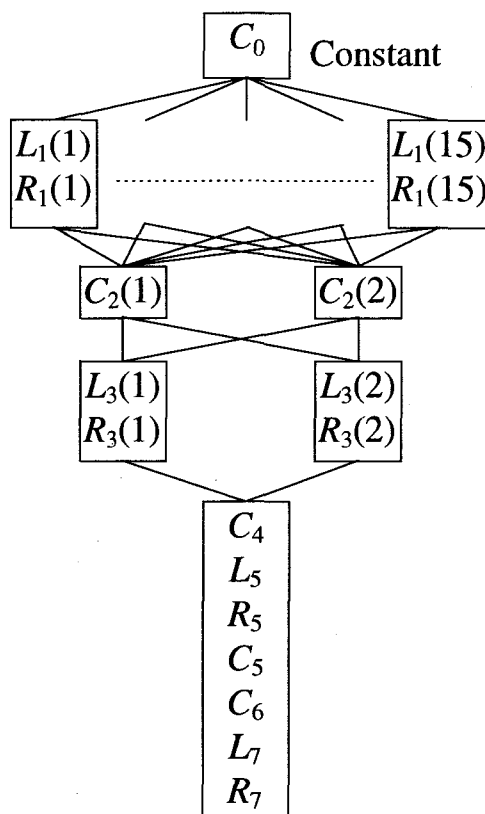


図 7.4 推定時の音響パラメータの変数状態

7.3.2.3 推定結果

図 7.5に実測周波数特性の許容誤差とモンテカルロ法によって推定された音響パラメータの領域内のある一組の音響パラメータ値を用いて計算された周波数特性との比較の一例を示す. 図 7.5からも明らかなように, 推定された音響パラメータによる周波数特性は設定した許容誤差内に収まっていることがわかる. また, 図 7.6に推定された音響パラメータ値のうち L_1 に関して穴数の変化に対する音響パラメータの変化を描かせた図を示す. 図 7.6から穴数が増加するに従い, L_1 の値は減少していることがわかる. このことは実際の物理的現象と照らし合わせてみても矛盾のない推定結果となっている. また, ある穴数における L_1 の下限値は, その穴数より1つ多い穴数における L_1 の上限値とは重なっていない事がわかる. 即ち, ある穴数における L_1 の領域はその他の穴数における L_1 の領域とは重なっていない部分がない. 更に, その他の寸法の変化している部分に相当する音響パラメータすべてにおいて同様に矛盾のない推定結果が得られていた. よって, ニューラルネットワークの学習データとして十分満足のいく推定結果が得られていると言える.

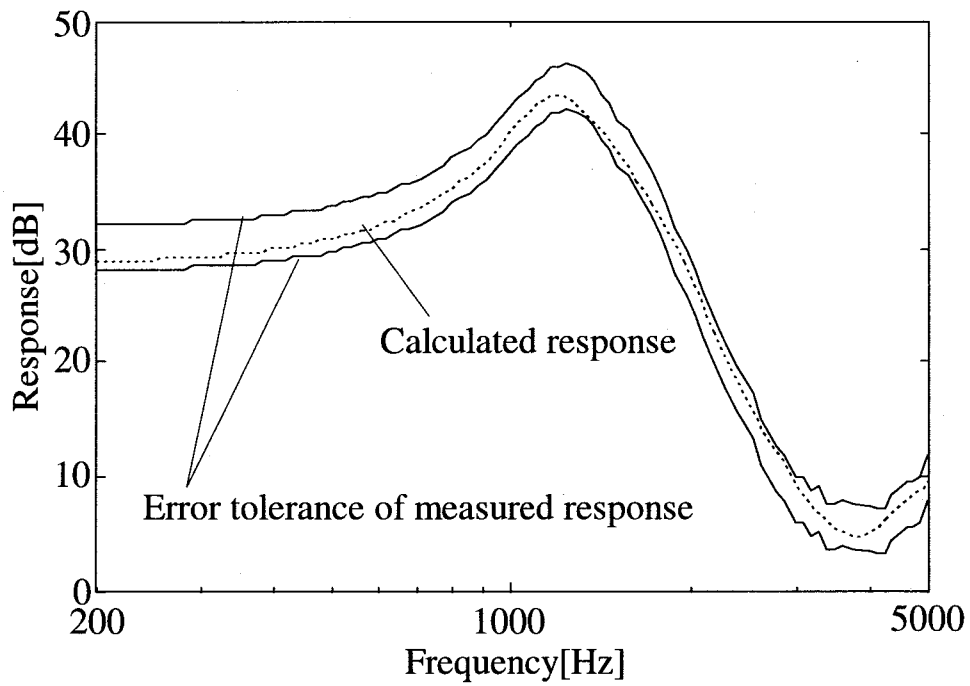


図 7.5 実測特性の許容誤差と推定された音響パラメータ値によって計算された周波数特性

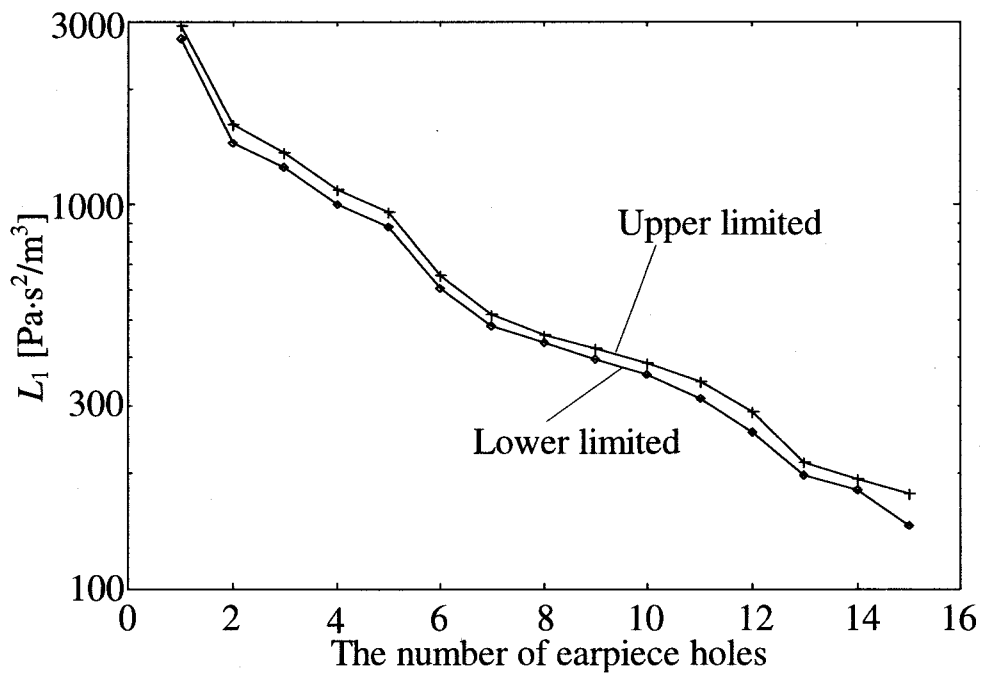


図 7.6 受話口の穴数の変化に対する推定された音響パラメータ値 L_1 の上限値と下限値の変化

表 7.2 各音響パラメータの正規化範囲

	The minimum value	The maximum value
L_1 [Pa·s ² /m ³]	1.00×10^2	3.00×10^3
R_1 [Pa·s/m ³]	1.00×10^3	5.00×10^5
C_2 [Pa/m ³]	1.00×10^{11}	1.00×10^{12}
L_3 [Pa·s ² /m ³]	1.00×10^2	1.00×10^3
R_3 [Pa·s/m ³]	1.00×10^3	1.00×10^5
C_4 [Pa/m ³]	1.00×10^{11}	1.00×10^{12}
L_5 [Pa·s ² /m ³]	1.00×10^3	1.00×10^4
R_5 [Pa·s/m ³]	1.00×10^5	2.00×10^6
C_5 [Pa/m ³]	1.00×10^{11}	1.00×10^{12}
C_6 [Pa/m ³]	1.00×10^{12}	1.00×10^{13}
L_7 [Pa·s ² /m ³]	1.00×10^3	1.00×10^4
R_7 [Pa·s/m ³]	1.00×10^7	1.00×10^8

表 7.3 各寸法の正規化範囲

	The minimum value	The maximum value
The number of earpiece holes	0	16
Radius of earpiece holes [mm]	0.5	2.5
Length of earpiece holes [mm]	0.5	3.0
Capacity of second front cavity [cm ³]	0.5	10.5
The number of frontcover holes	0	5
Radius of frontcover holes [mm]	0.2	2.2
Length of frontcover holes [mm]	0.1	2.1
Capacity of first front cavity [cm ³]	0.1	4.1
Resonant frequency of diaphragm [Hz]	1000	1800
Q value of diaphragm	10	50
Capacity of first back cavity [cm ³]	0.1	4.1
Radius of back hole [mm]	0.5	2.5
Length of back hole [mm]	0.5	2.5

7.3.3 教師データおよび学習データの正規化

学習データとなる音響パラメータの推定が行えたので，続いてそれらの学習データと教師データとなる各部の寸法値を用いてニューラルネットワークの学習を行うわけだが，ニューラルネットワークを使用する都合上，学習データと教師データは 0.0 から 1.0 の間に正規化する必要がある。まず，学習データである音響パラメータの領域の下限値および上限値については表 7.2 に示すような各音響パラメータの最小値，最大値がそれぞれ 0.0 および 1.0 となるように正規化を行った。同様に教師データとなる各部の寸法値についても表 7.3 に示すような各部の寸法値の最小値，最大値がそれぞれ 0.0 および 1.0 となるように正規化を行った。

7.3.4 評価実験結果

使用したニューラルネットワークの構成は入力層 24 ユニット，中間層 48 ユニット，出力層 13 ユニットの三層構造の階層型ネットワークである。入力層のユニットは 7.3.2.3 節において推定された L_1 から R_7 までの 12 個の音響パラメータの上限値および下限値と対応している。一方，出力層のユニット数は表 7.1 の電話機ハンドセットの構造を決定づける 13 種類の因子を対応させている。また，ニューラルネットワークの学習時にはバックプロパゲーション法 [33], [34] を用いた。更に，バックプロパゲーション法における学習係数 α および慣性係数 β はそれぞれ 0.05 および 0.85 とした。

以上の条件の下でニューラルネットワークの学習を行い，その後，学習済みニューラルネットワークを用いて未知データに対する評価実験を行った。評価実験としてはニューラルネットワークの学習に用意した 60 種類の電話機ハンドセットの内の一つを未知データとし，残りの 59 種類を学習データとして使用し，その操作を未知データを変えて 60 回行う Leaving-one-out 実験を行っている。表 7.4 に未知データに対するニューラルネットワークの出力値と実際の寸法値の比較の一例を示す。表 7.4 を見ても明らかなようにニューラルネットワークの出力値は実際の寸法値と全く同一の値を示しており，学習後のニューラルネットワークは十分に未知のデータに対応できることを示唆している。よって，本論文によって提案した手法を用いることによって，これまで未知であった音響パラメータ値と実際の寸法との因果関係をモデル化することが可能であり，音響等価回路上において設計された音響パラメータを実際の寸法に変換することが可能である。

表 7.4 ニューラルネットワークの出力値と実際の寸法値の比較

	Outputs of neu- ral network	Actual values
The number of earpiece holes	7	7
Radius of earpiece holes [mm]	1.0	1.0
Length of earpiece holes [mm]	1.6	1.6
Capacity of second front cavity [cm ³]	1.424	1.424
The number of frontcover holes	4	4
Radius of frontcover holes [mm]	1.35	1.35
Length of frontcover holes [mm]	0.30	0.30
Capacity of first front cavity [cm ³]	0.435	0.435
Resonant frequency of diaphragm [Hz]	1409.3	1409.3
Q value of diaphragm	25.84	25.84
Capacity of first back cavity [cm ³]	0.562	0.562
Radius of back hole [mm]	0.9	0.9
Length of back hole [mm]	1.0	1.0

7.4 結言

本章では電話機ハンドセットの音響設計における問題点を克服するために、音響等価回路上の音響パラメータ値と気室や小穴等の寸法値との因果関係をニューラルネットワークによってモデル化し、そのネットワークによって音響等価回路上において設計された音響パラメータ値を電話機ハンドセットの各部の寸法値に変換する手法を提案した。本章では、寸法の異なる 60 種類の受話器を用意し、それら 60 種類の実測周波数特性に対して ± 2 [dB] の許容誤差を満足するような音響パラメータを下限値と上限値で囲まれた領域で推定し、それら各音響パラメータの下限値および上限値と気室や小穴等の寸法値を用いてニューラルネットワークの学習を行った。そして、学習後のニューラルネットワークに対して、学習に用いていない寸法値の異なる受話器の音響パラメータをニューラルネットワークへの未知データとして用い、評価実験を行った。その結果、本手法は電話機ハンドセットの音響パラメータと寸法の因果関係のモデル化が可能であり、ある設計思想に基づいて設計された音響パラメータ値を実際の寸法に変換することが可能であることがわかった。それ故、漏洩の影響を低減したいとかいった設計思想の実現が可能である音響等価回路上における設計を実際の寸法設計にまで拡張することが可能となった。更に、ニューラルネットワークの規模が非常に小さいので、学習時間が短く、未知データに対する出力値も真値に対して高い精度が得られるといった特徴も有する。

第 8 章 結論

本章においては、本研究で得られた成果を要約すると共に、今後に残された課題について述べる。

現在の小型軽量化された電話機の音響設計においては、従来から音響機器の設計に広く使われてきた音響等価回路を利用した設計法が適用できない。それは、小型電話機の場合、従来より用いられていた細管の公式やスチフネスの公式といった音響理論を使用することが困難となるため、音響パラメータ値を実際の寸法に変換することができない、電話機における小穴の数や位置などは通常 4 自由度の音響等価回路では表現することができないからである。それ故、実際の電話機やイヤホンの設計では上記のような設計とは大きくかけ離れたカットアンドトライによる設計が行われており、時間とコストの増大および音質の劣化といった問題点を有していた。

本論文では上記の問題点を解決するために以下の手法を提案し、その有効性を示した。

第 3 章では、電話機の実測周波数特性を説明することができる音響等価回路の音響パラメータ値をモンテカルロ法によって推定する方法について述べた。本方法によれば、従来の非線形最適化手法やカットアンドトライ法による推定法に比べ実測特性を非常によくとらえた音響パラメータ値が推定された。また、本方法は従来の推定法の問題点を完全に解決しており、音響パラメータ値の推定法としては最も有効な手法であることを確認した。更に、本方法は各音響パラメータの周波数特性への感度を同時に得ることができるという特徴も有している。

第 4 章および第 5 章では、電話機使用時に問題となる耳と受話器の間隙からの漏洩による影響を低減するための受話器の音響パラメータ値の自動設計法として非線形最適化手法による設計法及びモンテカルロ法による設計を提案した。これらの方法によれば、設計後の受話器の特性は主に低域で現れる漏洩の影響をかなり低減しており、当初の目標を十分に実現できていることが確認できた。また、特にモンテカルロ法による設計法は設計目標を周波数特性上の許容範囲として与え、その範囲内に収まる周波数特性を有する音響パラメータを領域として設計できるため、実際の製造時のばらつきや設計における柔軟性を考慮することができる。更に、漏洩の影響低減のために設計上特に注意を払うべきパラメータも同時に得ることができる。よって、モンテカルロ法による自動設計法は音響パラメータの設計に非常に適した手法であるといえる。また、上記 2 方法による設計の結果、漏洩の影響を低減するには、振動板は軽く、柔らかい材質が適していること、そして、気室は可能な限り大きい方が良いなどの設計指針が得られた。

第6章では、電話機の音響設計の最大の問題である音響等価回路における音響パラメータ値を実際の寸法に変換することができないという問題点を回避する方法として、ニューラルネットワークによる自動設計法を提案した。本方法は電話機の電気音響変換部の周波数特性と実際の寸法の因果関係をニューラルネットワークによって抽出モデル化することによって、音響等価回路解析を経ることなく、目標周波数特性が与えられれば、直ちにその特性を実現する電話機の電気音響変換部における各部の寸法を設計することができる。本論文においては圧電形電話機の受話器における受話口およびフロントカバーにおける穴数そして第二前気室の容積を変化させた合計60種類の受話器の内、59種類の受話器の実測特性とその寸法をそれぞれニューラルネットワークの学習データ及び教師データとすることによりニューラルネットワークの学習を行った。そして、学習後のニューラルネットワークに未知の周波数特性を入力したところ、実際の寸法を的確に捉えた寸法値が出力されており、本方法が電話機の音響設計に十分利用できることがわかった。更に、従来のカットアンドトライによる方法に比べて、一度ニューラルネットワークの学習を行えば、設計者の経験によらず瞬時に設計することが可能であるので、設計時間の短縮化も図られる。

第7章では、音響等価回路における音響パラメータ値を実際の寸法に変換することができないという問題点を解決する方法として、ニューラルネットワークを用いた音響パラメータ値からの寸法への変換法を提案した。本方法は音響等価回路における音響パラメータ値と実際の寸法との因果関係をニューラルネットワークによってモデル化することにより、第4章および第5章で述べたような音響等価回路において設計された音響パラメータ値を電話機の電気音響変換部における各部の寸法に変換することができる。本論文においては、圧電形電話機の受話器における受話口およびフロントカバーにおける穴数そして第二前気室の容積を変化させた合計60種類の受話器を用意し、それら60種類の実測周波数特性に対して $\pm 2\text{dB}$ の許容誤差を満足するような音響パラメータを下限値と上限値で囲まれた領域として推定し、それら各音響パラメータの下限値及び上限値と気室や小穴などの寸法値をそれぞれニューラルネットワークの学習データ及び教師データとすることによりニューラルネットワークの学習を行った。そして、学習後のニューラルネットワークに未知の音響パラメータ値を入力したところ、実際の寸法を的確に捉えた寸法値が出力されており、本方法は電話機の音響パラメータと寸法の因果関係のモデル化が可能であり、ある設計思想に基づいて設計された音響パラメータ値を実際の寸法に変換可能であることがわかった。それ故、第4章及び第5章における音響パラメータの自動設計法を実際の寸法の設計法にまで拡張することが可能となった。更に、本論文で用いたニューラルネットワークは規模が非常に小さいので、

学習時間が短く、未知データに対する出力値も真値に対して高い精度が得られるといった特徴も有している。

以上のことから、圧電形電話機の電気音響変換部の自動設計法を行う際に、本論文で提案した手法のどの方法を用いれば良いかをまとめると以下のように場合分けすることができる。

- 1.音響パラメータの推定および設計には第2章及び第5章で述べたモンテカルロ法が有用である。但し、許容誤差というものを考える必要がないのであれば、第4章で述べた非線形最適化手法が計算時間の観点から有用である。
- 2.音響等価回路で表せないような受話口の穴の位置といった空間情報を考慮した設計を行いたい場合には、第6章で述べたニューラルネットワークによる自動設計法が有用である。
- 3.漏洩の影響を低減するなどの設計思想を反映した電気音響変換部の設計を行いたい場合には、第7章で述べたモンテカルロ法とニューラルネットワークを併用した自動設計法が有用である。

以上のように設計の目的に応じて本論文で提案した各手法を適切に選択すれば、圧電形電話機の電気音響変換部の設計を効率よく行うことができる。

今後に残された課題としては、本論文では音響パラメータ値と実際の寸法の因果関係をニューラルネットワークによって、いわばブラックボックス化して音響パラメータ値を寸法に変換することを可能としたが、理論的にそれらの因果関係を説明する公式を得ることが挙げられる。この理論式の導出ために有限要素法を用いた音響解析を進めている[8]~[13]が、電話機のような小型でかつ複雑なシステムにおいては、小穴や気室を単体で考えることができず、それらの相互関係も考慮する必要があることから多くの実験的解析及び有限要素法による理論的解析を行う必要がある。また、音響パラメータの推定及び設計においては本論文で提案したモンテカルロ法が有効であることがわかったが、本方法は演算時間が多くかかるという問題点も残されているため、その高速化[31]もしくは新たな推定・設計法[53],[54]の実現も必要である。最後に、本論文では圧電形電話機の特に受話器を対象として議論を展開してきたが、今後は多種多様な電話機に対して本論文で提案した手法の有効性を確認する必要もある。

参考文献

- [1] 大賀寿郎, “電話機端末に関する最近の音響技術”, 日本音響学会誌, Vol. 45, No. 6, pp. 456-467, June 1989.
- [2] L. L. Beranek, Acoustics, McGraw-Hill, New York, 1954.
- [3] 早坂壽雄, 音響工学, 日刊工業新聞社, 東京, 1957.
- [4] 山本武夫, スピーカシステム上下, ラジオ技術社, 東京, 1977.
- [5] 佐藤百香, 増田浩幸, 大賀壽郎, “音響等価回路によるシミュレーションを用いた電話用ハンドセットの音響系の検討”, 日本音響学会誌, Vol. 47, No. 9, pp. 619-625, Sep. 1991.
- [6] 星島恵三, 嶋田修, 北尾匡史, 野村康雄, 太田百香, 大賀寿郎, “非線形最適化手法による設計を指向した圧電形電話機の音響パラメータの推定”, 電子情報通信学会論文誌 A, Vol. J75-A, No. 4, pp. 675-685, April 1992.
- [7] 東芝宏, 中井勅光, 梶川嘉延, 北尾匡史, 野村康雄, 大賀寿郎, “圧電形電話機の音響パラメータに関する検討—受話口の穴の位置による音響パラメータへの影響—”, 日本音響学会平成5年度春季研究発表会, 2-9-8, March 1993.
- [8] 高塚暁輝, 松本年男, 梶川嘉延, 野村康雄, 大賀寿郎, “圧電形電話機に関する研究—有限要素法による音圧分布解析—”, 平成6年電気関係学会関西支部連合大会, G17-4, Nov. 1994.
- [9] 松本年男, 長江徹, 内田陽一郎, 梶川嘉延, 野村康雄, 大賀寿郎, “有限要素法による小型音響機器の音場解析”, 日本音響学会平成7年度秋季研究発表会, 1-6-11, Sep. 1995.
- [10] 長江徹, 松本年男, 内田陽一郎, 梶川嘉延, 野村康雄, 大賀寿郎, “有限要素法による小型音響機器の音場解析”, 平成7年電気関係学会関西支部連合大会, G20-17, Nov. 1995.
- [11] 長江徹, 松本年男, 梶川嘉延, 野村康雄, “有限要素法による圧電形電話機の受話系ハンドセットの音場解析”, 日本音響学会平成8年度秋季研究発表会, 3-7-4, Sep. 1996.
- [12] 長江徹, 梶川嘉延, 野村康雄, 大賀寿郎, “有限要素法による圧電形電話機の受話系ハンドセットの解析”, 平成8年電気関係学会関西支部連合大会, G20-1, Nov. 1996.
- [13] 長江徹, 梶川嘉延, 野村康雄, “有限要素法を用いた電話機ハンドセットの音響特性の解析”, 電子情報通信学会技術研究報告, EA96-86, pp. 23-28, Jan. 1997.
- [14] 富田泰夫, 山口強, “圧電形受話器”, 研究実用化報告, Vol. 8, No. 7, pp. 1054-1078, July 1959.
- [15] 富田泰夫, 山口強, “圧電形受話器の検討”, 研究実用化報告, Vol. 14,

- No. 4, pp. 1054-742, April 1965.
- [16] 一ノ瀬裕, 飛田瑞広, “圧電バイモルフ振動板の設計”, 日本音響学会誌, Vol. 42, No. 6, pp. 441-446, June 1984.
- [17] 牧野昭二, 一ノ瀬裕, “周辺に段差を持つ圧電バイモルフ振動板の振動特性”, 日本音響学会誌, Vol. 43, No. 3, pp. 161-166, March 1985.
- [18] 一ノ瀬裕, 飛田瑞広, “電子化電話機用電気音響変換器の設計”, 研究実用化報告, Vol. 33, No. 6, pp. 1285-1293, June 1984.
- [19] 梶川嘉延, 東芝宏, 北尾匡史, 野村康雄, 大賀寿郎, “モンテカルロ法による圧電形電話機の音響パラメータの推定領域決定法”, 平成4年電気関係学会関西支部連合大会, G16-2, Oct. 1993.
- [20] 梶川嘉延, 東芝宏, 北尾匡史, 野村康雄, 大賀寿郎, “モンテカルロ法による圧電形電話機の音響パラメータの領域推定法”, 電子情報通信学会技術研究報告, EA92-91, pp. 9-16, Jan. 1993.
- [21] 梶川嘉延, 野村康雄, 大賀寿郎, “モンテカルロ法による圧電形電話機の音響パラメータの推定”, 電子情報通信学会論文誌(A), Vol. J78-A, No.1, pp. 1-11, Jan. 1995.
- [22] Nomura, Y. Kajikawa, J. Ohga, “An Estimation of Acoustic Parameters of Telephone-Handset by Monte Carlo Method.”, 15th International Congress on Acoustics, Trondheim, Norway, Vol. IV, pp.249-252, June 1995.
- [23] S. L. S. Jacoby, J. S. Kowalik, and J. T. Pizzo 関根智明訳, “非線形最適化問題の反復解法”, 培風館, 東京, 1976.
- [24] 梶川嘉延, 星島恵三, 北尾匡史, 野村康雄, 大賀寿郎, “非線形最適化手法による圧電形電話機の音響パラメータの設計—漏洩の影響を減少させる設計例—”, 日本音響学会平成3年度秋季研究発表会, 2-8-1, Oct. 1992.
- [25] 梶川嘉延, 野村康雄, 大賀寿郎, “非線形最適化手法を用いた電話機のハンドセットの自動設計による漏洩の影響低減の可能性”, 日本音響学会誌, Vol. 51, No. 5, pp.349 -357, May 1995.
- [26] Kajikawa, Y. Nomura, J. Ohga, “An Automatic Design of Telephone-Handset Suppressing an Effect of Leak. ~A Design by Nonlinear Optimization Technique.~”, 15th International Congress on Acoustics, Trondheim, Norway, Vol. IV, pp.213-216, June 1995.
- [27] 山口善司, 渡部真吾, 橋本新一郎, “受話器の漏洩特性”, 日本音響学会誌, Vol. 14, No. 2, pp. 94-100, Feb. 1960.
- [28] 丸谷義郎, 入井寛, “受話器の実耳損失”, 研究実用化報告, Vol. 30, No. 4, pp. 923-935, April 1981.
- [29] 梶川嘉延, 野村康雄, 大賀寿郎, “モンテカルロ法による漏洩の影響を抑圧する電話機ハンドセットの設計”, 日本音響学会平成6年度秋

- 季研究発表会, 3-6-5, Nov. 1994.
- [30] 梶川嘉延, 野村康雄, 大賀寿郎, “電話機自動設計システムの構築—モンテカルロ法による音響パラメータの設計—”, 電子情報通信学会技術研究報告, EA94-88, pp. 1-8, Jan. 1995.
- [31] 梶川嘉延, 野村康雄, 大賀寿郎, “電話機自動設計システムの構築—モンテカルロアルゴリズムの高速化—”, 日本音響学会平成7年度春季研究発表会, 3-3-6, March 1995.
- [32] Kajikawa, Y. Nomura, and J. Ohga, “An Automatic Design Method for the Acoustic Parameters of Telephone-Handsets Reducing the Effects of Leak by Monte Carlo Method”, IEICE Trans. Fundamentals, Vol. EA79-A, No. 6, pp. 825-835, June 1996.
- [33] 市川紘, 階層型ニューラルネットワーク, 共立出版, 東京, 1993.
- [34] S. Hakin, Neural Networks, Macmillan, New York, 1994.
- [35] 二瓶敦孝, 杭田岳彦, 梶川嘉延, 野村康雄, 大賀寿郎, “ニューラルネットワークによる電話機自動設計システムの構築—気室モデルへの適応例—”, 日本音響学会平成6年度秋季研究発表会, 3-6-6, Nov. 1994.
- [36] 梶川嘉延, 二瓶敦孝, 野村康雄, 大賀寿郎, “電話機自動設計システムの構築—ニューラルネットワークによる構造寸法決定法—”, 電子情報通信学会技術研究報告, EA95-17, pp. 45-52, May 1995.
- [37] 梶川嘉延, 二瓶敦孝, 野村康雄, 大賀寿郎, “ニューラルネットワークを用いた電話機ハンドセットの自動設計法”, 電子情報通信学会論文誌(A), Vol. J79-A, No. 4, pp. 837-844, April 1996.
- [38] 杭田岳彦, 二瓶敦孝, 梶川嘉延, 野村康雄, 大賀寿郎, “電話機自動設計システムの構築—ニューラルネットワークを用いた音響パラメータ値からの構造寸法決定法—”, 日本音響学会平成7年度春季研究発表会, 3-3-7, March 1995.
- [39] 杭田岳彦, 梶川嘉延, 野村康雄, 大賀寿郎, “電話機自動設計システムの構築—間接設計システムの改善—”, 平成7年電気関係学会関西支部連合大会, G20-18, Nov. 1995.
- [40] 梶川嘉延, 杭田岳彦, 野村康雄, 大賀寿郎, “電話機自動設計システムの構築—ニューラルネットワークによる音響パラメータと実寸法の因果関係の抽出—”, 日本音響学会平成8年度春季研究発表会, 1-6-22, March 1996.
- [41] 梶川嘉延, 野村康雄, 大賀寿郎, “ニューラルネットワークを用いた電話機ハンドセットの設計法—音響パラメータ値から実寸法への変換法—”, 電子情報通信学会技術研究報告, EA96-32, pp. 41-48, Aug. 1996.
- [42] 梶川嘉延, 野村康雄, 大賀寿郎, “ニューラルネットワークを用いた電話機ハンドセットの音響パラメータからの寸法決定法”, 日本音響

- 学会誌, Vol. 53, No. 4, pp. 277-284 (1997-04).
- [43] 佐藤百香, 増田浩幸, 大賀寿郎, “音響等価回路によるシミュレーションを用いた電話用ハンドセットの音響系の検討”, 電子情報通信学会技術報告, EA89-16, May 1989.
- [44] 佐藤百香, 増田浩幸, 大賀寿郎, “電話用ハンドセット音響系定数に対する送受話口穴数の効果”, 日本音響学会平成元年度秋季研究発表会, 1-6-11, Oct. 1989.
- [45] Y. Ohta, J. Ohga, Y. Nomura, and M. Kitao, “Analysis of Acoustic Apparatus for Telephony Using Acoustic Circuits Having Four Degrees of Freedom”, Fujitsu Scientific & Technical Journal, Vol. 30, No. 1, pp. 12-22, June 1994.
- [46] 嶋田修, 星島恵三, 北尾匡史, 野村康雄, 佐藤百香, 大賀寿郎, “非線形最適化手法による圧電形電話機の音響パラメータの推定”, 日本音響学会平成元年度秋季研究発表会, 1-6-12, Oct. 1989.
- [47] 星島恵三, 嶋田修, 北尾匡史, 野村康雄, 佐藤百香, 大賀寿郎, “圧電形電話機の音響パラメータの推定—評価関数の改善—”, 平成元年電気関係学会関西支部連合大会, G16-9, Nov. 1989.
- [48] 嶋田修, 星島恵三, 北尾匡史, 野村康雄, 佐藤百香, 大賀寿郎, “非線形最適化手法を用いた圧電形電話機の音響パラメータの推定”, 電子情報通信学会技術報告, EA89-79, Jan. 1990.
- [49] 梶川嘉延, 渡部尚人, 星島恵三, 北尾匡史, 野村康雄, 佐藤百香, 大賀寿郎, “圧電形電話機の音響パラメータの推定—評価関数の改善(2)—”, 平成2年電気関係学会関西支部連合大会, G16-4, Oct. 1990.
- [50] 星島恵三, 梶川嘉延, 渡部尚人, 北尾匡史, 野村康雄, 佐藤百香, 大賀寿郎, “非線形最適化手法による圧電形電話機の音響パラメータの推定—評価関数の改善—”, 日本音響学会平成2年度秋季研究発表会, 2-3-4, Sep. 1990.
- [51] 星島恵三, 梶川嘉延, 北尾匡史, 野村康雄, 大賀寿郎, “圧電形電話機の音響パラメータに関する一考察—穴数の変化が音響質量に及ぼす影響—”, 日本音響学会平成3年度秋季研究発表会, 2-8-2, Oct. 1992.
- [52] 野毛悟, 木村純, 竹山明宏, 小田勝男, 吉川昭吉郎, “等価回路を用いたイヤホンのレスポンス評価法の検討”, 日本音響学会平成4年度春季研究発表会, 2-9-2, March 1994.
- [53] 竹本吉利, 梶川嘉延, 野村康雄, “電話機ハンドセットの一設計法—ワーストケースデザインを用いた設計領域の拡大—”, 日本音響学会平成9年度春季研究発表会, 3-3-16, March 1997.
- [54] 三谷彰宏, 梶川嘉延, 野村康雄, “遺伝的アルゴリズムを用いた圧電形電話機の音響パラメータの推定”, 日本音響学会平成9年度春季研究発表会, 3-3-17, March 1997.

関連発表論文

A. 学術論文

- [A.1] 梶川嘉延, 野村康雄, 大賀寿郎: “モンテカルロ法による圧電形電話機の音響パラメータの推定”, 電子情報通信学会論文誌(A), Vol. J78-A, No.1, pp. 1-11 (1995-01)
- [A.2] 梶川嘉延, 野村康雄, 大賀寿郎: “非線形最適化手法を用いた電話機のハンドセットの自動設計による漏洩の影響低減の可能性”, 日本音響学会誌, Vol. 51, No. 5, pp.349 -357 (1995-05).
- [A.3] 梶川嘉延, 二瓶敦孝, 野村康雄, 大賀寿郎: “ニューラルネットワークを用いた電話機ハンドセットの自動設計法”, 電子情報通信学会論文誌(A), Vol. J79-A, No. 4, pp. 837-844 (1996-04).
- [A.4] Y. Kajikawa, Y. Nomura, and J. Ohga: “An Automatic Design Method for the Acoustic Parameters of Telephone-Handsets Reducing the Effects of Leak by Monte Carlo Method”, IEICE Trans. Fundamentals, Vol. EA79-A, No. 6, pp. 825-835 (1996-06).
- [A.5] 梶川嘉延, 野村康雄, 大賀寿郎: “ニューラルネットワークを用いた電話機ハンドセットの音響パラメータからの寸法決定法”, 日本音響学会誌, Vol. 53, No. 4, pp. 277-284 (1997-04).

B.国際会議論文

- [B.1] Y. Kajikawa, Y. Nomura, J. Ohga: “An Automatic Design of Telephone-Handset Suppressing an Effect of Leak. ~A Design by Nonlinear Optimization Technique.~”, 15th International Congress on Acoustics, Trondheim, Norway, Vol. IV, pp.213-216 (1995-06).
- [B.2] Nomura, Y. Kajikawa, J. Ohga: “An Estimation of Acoustic Parameters of Telephone-Handset by Monte Carlo Method.”, 15th International Congress on Acoustics, Trondheim, Norway, Vol. IV, pp.249-252 (1995-06).

C. 口頭発表論文

- [C.1] 星島恵三, 梶川嘉延, 渡部尚人, 北尾匡史, 野村康雄, 佐藤百香, 大賀寿郎: “非線形最適化手法による圧電形電話機の音響パラメータの推定—評価関数の改善—”, 日本音響学会平成2年度秋季研究発表会, 2-3-4, (1991-09).
- [C.2] 梶川嘉延, 渡部尚人, 星島恵三, 北尾匡史, 野村康雄, 佐藤百香, 大賀寿郎: “圧電形電話機の音響パラメータの推定—評価関数の改善(2)—”, 平成2年電気関係学会関西支部連合大会, G16-4 (1991-10).
- [C.3] 梶川嘉延, 星島恵三, 北尾匡史, 野村康雄, 大賀寿郎: “非線形最適化手法による圧電形電話機の音響パラメータの設計—漏洩の影響を減少させる設計例—”, 日本音響学会平成3年度秋季研究発表会, 2-8-1, (1992-10).
- [C.4] 星島恵三, 梶川嘉延, 北尾匡史, 野村康雄, 大賀寿郎: “圧電形電話機の音響パラメータに関する一考察—穴数の変化が音響質量に及ぼす影響—”, 日本音響学会平成3年度秋季研究発表会, 2-8-2, (1992-10).
- [C.5] 梶川嘉延, 東芝宏, 北尾匡史, 野村康雄, 大賀寿郎: “モンテカルロ法による圧電形電話機の音響パラメータの推定領域決定法”, 平成4年電気関係学会関西支部連合大会, G16-2 (1993-10).
- [C.6] 梶川嘉延, 東芝宏, 北尾匡史, 野村康雄, 大賀寿郎: “モンテカルロ法による圧電形電話機の音響パラメータの領域推定法”, 電子情報通信学会技術研究報告, EA92-91, pp. 9-16 (1993-01).
- [C.7] 東芝宏, 中井勅光, 梶川嘉延, 北尾匡史, 野村康雄, 大賀寿郎: “圧電形電話機の音響パラメータに関する検討—受話口の穴の位置による音響パラメータへの影響—”, 日本音響学会平成5年度春季研究発表会, 2-9-8 (1993-03).
- [C.8] 梶川嘉延, 野村康雄, 大賀寿郎: “モンテカルロ法による漏洩の影響を抑圧する電話機ハンドセットの設計”, 日本音響学会平成6年度秋季研究発表会, 3-6-5 (1994-11).
- [C.9] 二瓶敦孝, 杭田岳彦, 梶川嘉延, 野村康雄, 大賀寿郎: “ニューラルネットワークによる電話機自動設計システムの構築—気室モデルへの適応例—”, 日本音響学会平成6年度秋季研究発表会, 3-6-6 (1994-11).
- [C.10] 高塚暁輝, 松本年男, 梶川嘉延, 野村康雄, 大賀寿郎: “圧電形電話機に関する研究—有限要素法による音圧分布解析—”, 平成6年電気関係学会関西支部連合大会, G17-4 (1994-11).

- [C.11]梶川嘉延, 野村康雄, 大賀寿郎: “電話機自動設計システムの構築—モンテカルロ法による音響パラメータの設計—”, 電子情報通信学会技術研究報告, EA94-88, pp. 1-8 (1995-01).
- [C.12]梶川嘉延, 野村康雄, 大賀寿郎: “電話機自動設計システムの構築—モンテカルロアルゴリズムの高速化—”, 日本音響学会平成7年度春季研究発表会, 3-3-6 (1995-03).
- [C.13]杭田岳彦, 二瓶敦孝, 梶川嘉延, 野村康雄, 大賀寿郎: “電話機自動設計システムの構築—ニューラルネットワークを用いた音響パラメータ値からの構造寸法決定法—”, 日本音響学会平成7年度春季研究発表会, 3-3-7 (1995-03).
- [C.14]梶川嘉延, 二瓶敦孝, 野村康雄, 大賀寿郎: “電話機自動設計システムの構築—ニューラルネットワークによる構造寸法決定法—”, 電子情報通信学会技術研究報告, EA95-17, pp. 45-52 (1995-05).
- [C.15]松本年男, 長江徹, 内田陽一郎, 梶川嘉延, 野村康雄, 大賀寿郎: “有限要素法による小型音響機器の音場解析”, 日本音響学会平成7年度秋季研究発表会, 1-6-11 (1995-09).
- [C.16]長江徹, 松本年男, 内田陽一郎, 梶川嘉延, 野村康雄, 大賀寿郎: “有限要素法による小型音響機器の音場解析—圧電形電話機の受話系ハンドセットの解析—”, 平成7年電気関係学会関西支部連合大会, G20-17 (1995-11).
- [C.17]杭田岳彦, 梶川嘉延, 野村康雄, 大賀寿郎: “電話機自動設計システムの構築—間接設計システムの改善—”, 平成7年電気関係学会関西支部連合大会, G20-18 (1995-11).
- [C.18]梶川嘉延, 杭田岳彦, 野村康雄, 大賀寿郎: “電話機自動設計システムの構築—ニューラルネットワークによる音響パラメータと実寸法の因果関係の抽出—”, 日本音響学会平成8年度春季研究発表会, 1-6-22 (1996-03).
- [C.19]梶川嘉延, 野村康雄, 大賀寿郎: “ニューラルネットワークを用いた電話機ハンドセットの設計法—音響パラメータ値から実寸法への変換法—”, 電子情報通信学会技術研究報告, EA96-32, pp. 41-48 (1996-08).
- [C.20]長江徹, 松本年男, 梶川嘉延, 野村康雄: “有限要素法による圧電形電話機の受話系ハンドセットの音場解析”, 日本音響学会平成8年度秋季研究発表会, 3-7-4 (1996-09).
- [C.21]長江徹, 梶川嘉延, 野村康雄, 大賀寿郎: “有限要素法による圧電形電話機の受話系ハンドセットの解析”, 平成8年電気関係学会関西支部連合大会, G20-1 (1996-11).

- [C.22]長江徹，梶川嘉延，野村康雄：“有限要素法を用いた電話機ハンドセットの音響特性の解析”，電子情報通信学会技術研究報告，EA96-86, pp. 23-28 (1997-01).
- [C.23]竹本吉利，梶川嘉延，野村康雄：“電話機ハンドセットの一設計法～ワーストケースデザインを用いた設計領域の拡大～”，日本音響学会平成9年度春季研究発表会，3-3-16 (1997-03).
- [C.24]三谷彰宏，梶川嘉延，野村康雄：“遺伝的アルゴリズムを用いた圧電形電話機の音響パラメータの推定”，日本音響学会平成9年度春季研究発表会，3-3-17 (1997-03).