

平成 21 年度
学士学位論文

相関を用いた音圧制御による
音響非線形歪み補正

**Eliminating Acoustic Nonlinear Distortion
by Sound Level Controller using Correlation**

1100270 上岡 良太

指導教員 福本 昌弘

2010 年 3 月 1 日

高知工科大学 情報システム工学科

要 旨

相関を用いた音圧制御による音響非線形歪み補正

上岡 良太

自動車内で音楽を聴く場合，エンジン音やロードノイズなどの騒音によってボリュームを大きくすることにより，音割れなどの非線形歪みが発生することがある．その主な原因として，車内の場合はホームオーディオのようにスピーカを理想的に設置することが困難であり，設置箇所がドアの鉄板部分など共振しやすい場所になってしまうことが挙げられる．

非線形歪みを抑制する技術には，様々な制御法がある．音に関する既存の制御法は入力信号の振幅を平均化するように制御を行うため，ダイナミックレンジが小さくなり，音にメリハリがなくなるという問題がある．また，周波数帯によって歪みが発生する音圧が異なるため，ある周波数帯だけに歪みが発生する場合もある．本研究では，周波数帯によって歪みが発生する音圧が異なるということに着目し，入力信号を周波数領域で任意の帯域に分割し音圧の制御を行う手法を提案する．そして，計算機シミュレーションと，聴感によるノイズの主観的評価から提案手法の有効性を示す．

キーワード 非線形歪み，自動音圧制御，帯域分割

Abstract

Eliminating Acoustic Nonlinear Distortion by Sound Level Controller using Correlation

Ryota UEOKA

The inside of a car is not suitable for the acoustic space listening to music. The major cause is nonlinear distortion such as the sound breaking occurs to enlarge the volume by the engine sound and the loading noise. It is difficult to install the speaker ideally in the car than in the home. The installation place comes in the place like the iron plate part in the door that resonates easily.

There is a variety of control methods as technologies that control a nonlinear distortion. An existing control method concerning the sound levels the amplitude of the input signal. Therefore, there is a problem that strength of the sound is lost because the dynamic range becomes small. Moreover, the distortion might occur only in a specific frequency band because the sound level that the distortion occurs is different according to the frequency band. In this paper, The technique for controlling the acoustic pressure by dividing the input signal into an arbitrary band in the frequency domain has been proposed. In addition a subjective evaluation of the noise using the audibility also has been shown.

key words Nonlinear Distortion, Auto Level Controller, Band Division

目次

第 1 章	序論	1
1.1	研究の目的とその背景	1
1.2	本論文の構成	2
第 2 章	非線形歪みと既存の音圧制御	3
2.1	はじめに	3
2.2	非線形歪み	3
2.3	既存の音圧制御	4
2.3.1	ピーククリップ	4
2.3.2	ノーマライズ	4
2.3.3	Auto Level Controller(ALC)	4
2.4	まとめ	5
第 3 章	帯域分割音圧制御システム	6
3.1	はじめに	6
3.2	システム原理	6
3.3	システム構成と動作	7
3.4	システム原理の検証	7
3.5	相関	8
3.5.1	検証方法	8
3.5.2	検証結果	9
3.6	FFT・IFFT	12
3.6.1	検証方法 (FFT → IFFT)	12
3.6.2	検証結果 (FFT → IFFT)	12

3.6.3	検証方法 (FFT → 音圧制御 → IFFT)	14
3.6.4	検証結果 (FFT → 音圧制御 → IFFT)	14
3.7	計算機シミュレーション	16
3.7.1	評価方法	16
3.7.2	評価結果	17
	入力信号を 32Hz としたときの比較	17
	入力信号を 64Hz としたときの比較	18
	入力信号を 125Hz としたときの比較	19
	入力信号を 250Hz としたときの比較	20
	入力信号を 500Hz としたときの比較	21
	入力信号を 1000Hz としたときの比較	22
	入力信号を 2000Hz としたときの比較	23
	入力信号を正弦波としたときの SNR による評価	24
	入力信号を正弦波としたときの聴感による主観的評価	24
	入力信号を正弦波としたときの結果と考察	25
	入力信号を音楽信号としたときの評価	26
	入力信号を音楽信号としたときの結果と考察	26
3.8	まとめ	27
第 4 章	結論	29
4.1	本研究のまとめ	29
4.2	今後の課題	29
	謝辞	31
	参考文献	33
付録 A	フーリエ変換	34

A.1	フーリエ変化の特徴	34
A.2	フーリエ変換の手順	34

目次

3.1	帯域分割音圧制御システムの構成	7
3.2	ボリュームごとの相関係数:32Hz	9
3.3	ボリュームごとの相関係数:64Hz	10
3.4	ボリュームごとの相関係数:125Hz	10
3.5	ボリュームごとの相関係数:250Hz	10
3.6	ボリュームごとの相関係数:500Hz	11
3.7	ボリュームごとの相関係数:1000Hz	11
3.8	ボリュームごとの相関係数:2000Hz	11
3.9	FFT・IFFT 前の白色信号	13
3.10	FFT・IFFT 後の白色信号	13
3.11	振幅 2 の正弦波 (制御前)	15
3.12	振幅 2 の正弦波 (制御後)	15
3.13	しきい値としての振幅 1 の正弦波	15
3.14	振幅 2 の正弦波 (制御前)	15
3.15	振幅 2 の正弦波 (制御後)	15
3.16	しきい値としての振幅 1 の正弦波	15
3.17	時間領域での比較	17
3.18	左：制御なし，右：制御あり	17
3.19	時間領域での比較	18
3.20	左：制御なし，右：制御あり	18
3.21	時間領域での比較	19
3.22	左：制御なし，右：制御あり	19
3.23	時間領域での比較	20

3.24 左：制御なし，右：制御あり	20
3.25 時間領域での比較	21
3.26 左：制御なし，右：制御あり	21
3.27 時間領域での比較	22
3.28 左：制御なし，右：制御あり	22
3.29 時間領域での比較	23
3.30 左：制御なし，右：制御あり	23
3.31 オクターブごとの SNR	24
3.32 入力信号に用いた音楽信号	26

表目次

3.1	実験環境	9
3.2	FFT 環境	12
3.3	FFT 検証 2 の入力信号の情報	14
3.4	オクターブごとの周波数帯としきい値	16
3.5	オクターブごとの主観評価	25
3.6	音楽信号の主観評価	27
3.7	音楽信号を用いたときのオクターブごとの動作	28

第 1 章

序論

1.1 研究の目的とその背景

デジタル信号処理技術の進歩によって、一般的に悪条件とされている自動車の中でも、ある程度音の補正ができるようになってきている。しかし、車内の場合はホームオーディオのようにスピーカを理想的に設置することが困難であり、取り付けがドアの鉄板部分など共振しやすい場所になってしまう。また、エンジン音やロードノイズなどの騒音の問題でボリュームを大きくすることが多くなるが、先で述べたような問題があり、音割れなどの高調波歪みと言われる非線形歪みが発生することがある。これには、特にスピーカがメーカー純正品である場合は、コストの問題で限られた周波数範囲と音圧でしか再現できないという問題が顕著になる。

非線形歪みを抑制する技術には、様々な制御法がある [1-4]。音に関する既存の制御法は、時間領域で入力信号の振幅を平均化するように制御を行う。しかしこの制御法では、ダイナミックレンジが小さくなり、音にメリハリがなくなるという問題がある [1]。また、周波数帯によって歪みが発生する音圧が異なるため、ある周波数帯だけに歪みが発生する場合もある。本研究では、周波数帯によって歪みが発生する音圧が異なるという問題に着目し、周波数領域で入力信号を任意の帯域に分割し音圧の制御を行うことで、聴感上の違和感なく歪みを抑制することを目的としている。

1.2 本論文の構成

本論文の構成を示す。第2章では、非線形歪みとデジタル信号処理による音圧制御の既存の技術と問題について説明する。第3章では、提案する帯域分割音圧制御システムの構成と制御法について説明し、計算機シミュレーションの評価と被験者によるノイズの主観的評価の結果について述べる。そして最後に、これまでの結果を元に第4章で本論文のまとめと今後の課題について述べる。

第 2 章

非線形歪みと既存の音圧制御

2.1 はじめに

信号の過大な音圧の入力によって起こる非線形歪みを抑制する技術は、様々な方法がある。スピーカー自体を余計な振動を抑制する構造にする技術や、デジタル信号処理によって歪みを抑制する技術がある。本章では、まず本研究で扱う非線形歪みについて説明し、デジタル信号処理による音圧制御の既存の技術である、ピーククリップ、ノーマライズ、Auto Level Controller(ALC)の説明と問題点について述べる。

2.2 非線形歪み

完全な線形性を持つ音響機器に純粋な正弦波を入力した場合、入力と同じ波形の出力が得られる。しかし、入力の正弦波の振幅を増幅していくと、いずれは音響機器が出力できる限界に達し、基の波形とは異なる形をした波形になってしまう。この基の波形とは異なった形を出力してしまうことを非線形性を持つといい、基の波形との差が大きいと歪みとして扱われることがある。また、振幅の増幅によって発生する非線形歪みには、高調波歪みや混変調歪みがある。本研究で扱う非線形歪みは、ボリュームの上げすぎによって発生する高調波歪みとする。高調波歪みとは、純粋な正弦波を入力信号としたとき、出力された信号に基の正弦波の倍音が含まれることを言う。

2.3 既存の音圧制御

先で述べた非線形歪みを抑制する技術には、デジタル信号処理による音圧制御がある。ここでは、ピーククリップ、ノーマライズ、ALCの説明と問題点について述べる。

2.3.1 ピーククリップ

ピーククリップは、ある音圧以上の音圧が出力されそうになると、その音圧レベル以上の信号をカットする処理を行い、処理に時間がかからないことが利点である。しかし、カットされてしまった部分は波形で見ると平らになり、この部分が大量に生じてしまうと人間には不快な音として認識されてしまう。このカットされて平らになった部分はクリッピングといわれ、音声の録音などでも発生しており、録音前の本来の音質を損なっているため問題になっている。

2.3.2 ノーマライズ

ノーマライズは、ある音圧レベルをしきい値として、信号の最大音圧をしきい値に合わせる処理を行う。時間領域で出力レベルを低下させるだけのため、聴感上での音質に変化がないことが利点である。しかし、周波数ごとに歪みが発生する音圧が異なるため、音楽再生端末によるイコライザーで周波数ごとに音圧を調整すると、歪みが発生する場合がある。また、歪みの発生していない周波数まで音圧を低下させることにもなる。

2.3.3 Auto Level Controller(ALC)

ALCは入力信号の音圧を平均化するように制御を行う。平均化することで最大音圧と最小音圧の差が少なくなり、入力信号の音圧を全体的に上げることができる。しかし、平均化することによりダイナミックレンジが小さくなり、音にメリハリがなくなるという問題点がある。

2.4 まとめ

本章では，信号の過大な入力によって起こる非線形歪みを，デジタル信号処理によって抑制する既存の音圧制御について説明し，それぞれの問題点を示した．それぞれの問題点は，いずれも周波数ごとに歪みが発生する音圧が異なることを考慮していない点である．そこで，次章ではこの点を考慮した，提案する帯域分割音圧制御システムについて説明する．

第 3 章

帯域分割音圧制御システム

3.1 はじめに

既存の音圧制御の問題点は、周波数帯によって歪みが発生する音圧が異なるため、ある周波数帯だけに歪みが発生する可能性があることである。本章では、この問題点を考慮した帯域分割音圧制御システムについて説明する。まず、帯域分割音圧制御システムの原理について説明する。次に、システムの構成、制御に用いる相関とフーリエ (逆) 変換の実験、制御方法について説明する。最後に、帯域分割制御システムに基づく計算機シミュレーションによる評価と被験者によるノイズの主観的評価を行う。計算機シミュレーションでは、入力信号の対象を正弦波とした場合と、音楽とした場合で評価を行う。被験者による評価では、制御を行った場合と行っていない場合を聴き比べてもらい、評価を行う。

3.2 システム原理

帯域分割音圧制御システムは、任意の周波数帯ごとに音圧の制御を行う。この制御法により、周波数帯によって歪みが発生する音圧が異なる場合でも歪みを抑制することができる。

制御を行う周波数帯の分割は、今回は可聴領域におけるオクターブごととし、特に人間の耳の感度が高い中音部分を対象とした。

3.3 システム構成と動作

帯域分割音圧制御システムは図 3.1 に示すように、制御用データベースの作成部、データベースを基に音圧制御を行う Sound Level Controller(SLC), スピーカ, マイクで構成されている。本システムは音楽などの信号を入力する前に初期設定として点線部分の動作を行う。分割した帯域の中心となる正弦波をアンプのボリュームを変えて出力した音と、マイクで録音した信号との間で相関をとり、相関係数の値が低いボリュームを歪んだ音とし、そのボリュームをしきい値にする。すべてのしきい値を決めた後、実線部分の動作に移行し音圧制御が行われる。SLC では、入力信号を高速フーリエ変換 (FFT) によって信号を周波数領域へ変換し、任意に分割した帯域ごとに音圧をしきい値以下に抑圧した後、高速逆フーリエ変換 (IFFT) で再び信号を時間領域へ変換し再生する。

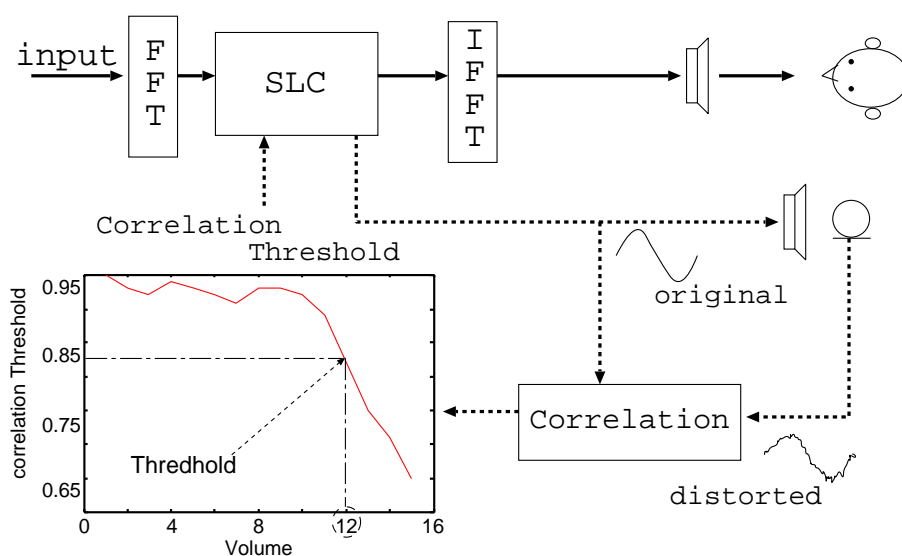


図 3.1 帯域分割音圧制御システムの構成

3.4 システム原理の検証

制御を行うためには、分割した帯域の中心となる正弦波をボリュームを変えて出力した信号と、マイクで録音した信号との間で相関をとったときの相関係数が、ボリュームが上がる

ごとに低下していくかを検証しなければならない。また、FFT 後の信号を音圧制御し IFFT によって時間領域に変換した場合、FFT 前と IFFT 後の信号に振幅以外の違いがないことを検証しなければならない。これらの検証を行うため、計算機シミュレーションを用いた実験を行った。

3.5 相関

相関とは 2 つの信号の類似度を示すものであり、その評価尺度が相関係数である。2 つのサンプル数 N の信号を $x = \{x_1, x_2, \dots, x_{N-1}\}$, $y = \{y_1, y_2, \dots, y_{N-1}\}$, としたとき相関係数 R_{xy} は、

$$R_{xy} = \frac{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x_i y_i}{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x_i^2} \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} y_i^2}} \quad (3.1)$$

と定義される。このときの相関係数は、 -1 から $+1$ までの正規化された相関値をとり、値が大きいほど相関が強いことを示す。今回の実験では、2 つの信号に時間のずれがないこととし、相関を行う。同時刻の信号で相関を行うことで、基の正弦波とマイクで録音した信号がどれだけ異なるかを示す。

3.5.1 検証方法

相関の検証を行うため、まずオクターブごとの中心周波数で正弦波を作成した。正弦波は、32Hz, 64Hz, 125Hz, 250Hz, 500Hz, 1000Hz, 2000Hz の 7 種類をいずれも振幅 30000, サンプル周波数 44100Hz で作成した。これらをアンプのボリュームを変えてスピーカから出力し、マイクで録音したものと相関を行う。スピーカは MAZDA の RX-7 の純正品を使用した。アンプのボリュームは、あらかじめ音楽を再生し、実用範囲内のボリューム、13 から 28 の間に設定した。実験環境を表 3.1 に示す。

表 3.1 実験環境

実験室	高知工科大学 A511
アンプ	KENWOOD RX-691MD
スピーカ	MAZDA RX-7 純正品 定格入力 25W(6 Ω 換算値)
マイク	BEHRINGER ECM8000

3.5.2 検証結果

相関を行うサンプル数は 2205 ごととする。算出結果を図 3.2 に示す。相関結果を算出してみると、ボリュームが上がるごとに相関値が低くなるのは低周波数帯のみで、これ以外はボリュームに関係なく相関係数が変化することが分かった。そこで、今回のしきい値の決め方として、録音の際の聴感のノイズを参考にし、ボリュームが高い位置で相関係数が低下している部分をしきい値とした。

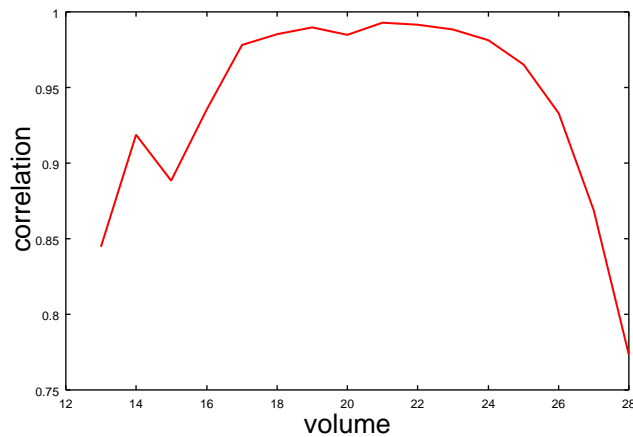


図 3.2 ボリュームごとの相関係数:32Hz

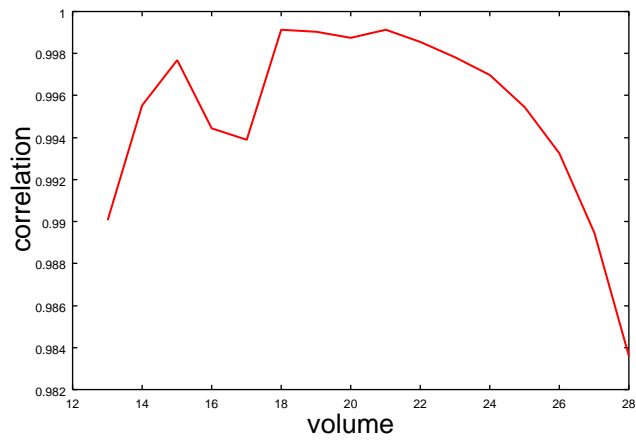


図 3.3 ボリュームごとの相関係数:64Hz

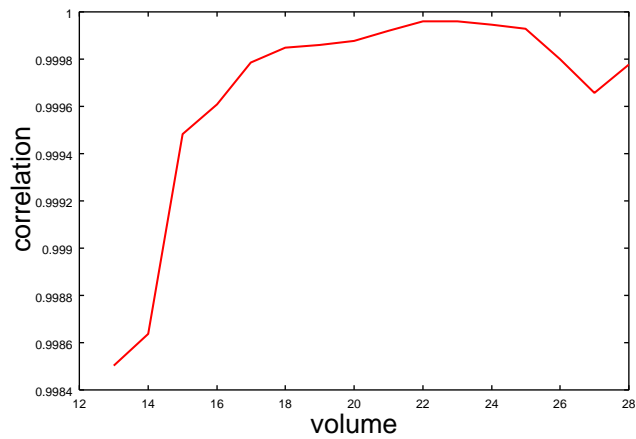


図 3.4 ボリュームごとの相関係数:125Hz

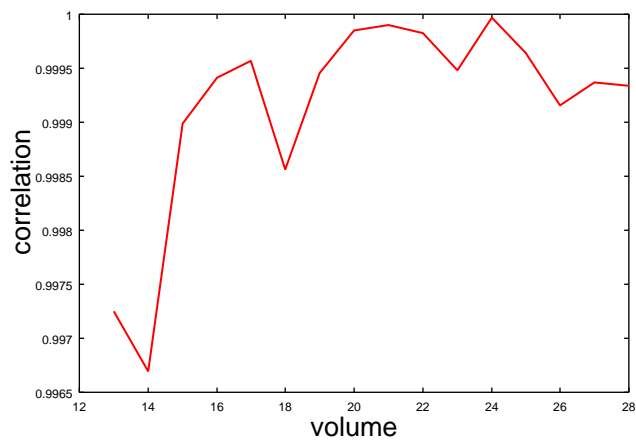


図 3.5 ボリュームごとの相関係数:250Hz

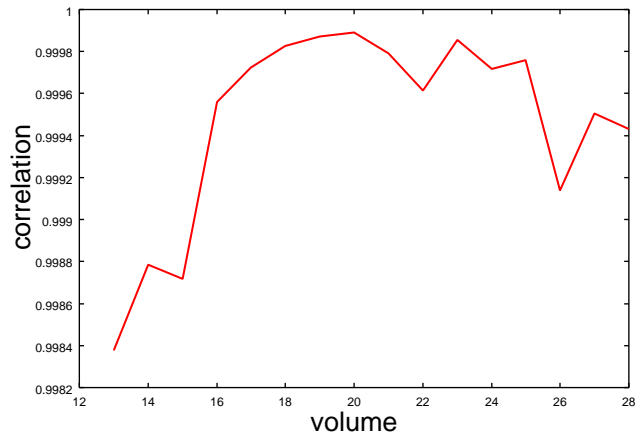


図 3.6 ボリュームごとの相関係数:500Hz

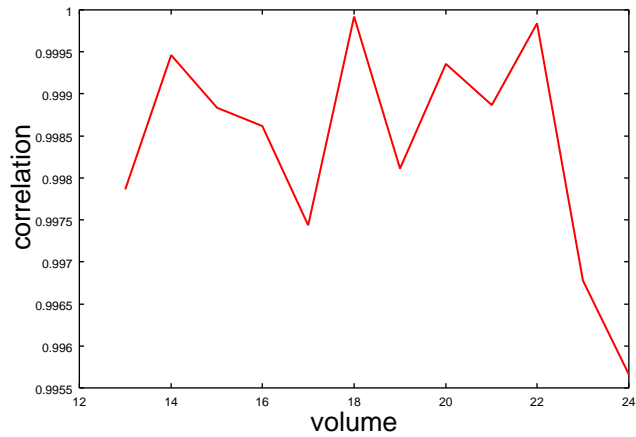


図 3.7 ボリュームごとの相関係数:1000Hz

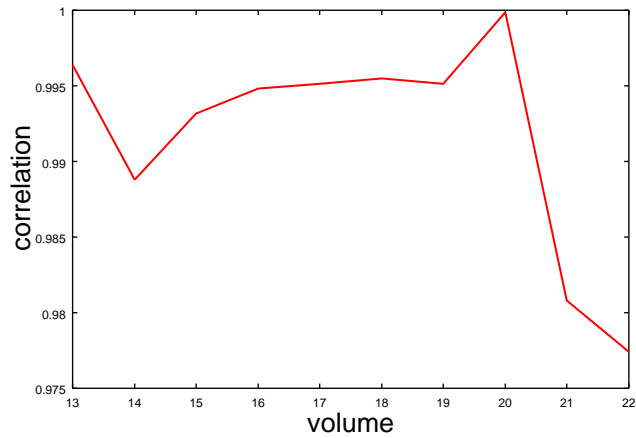


図 3.8 ボリュームごとの相関係数:2000Hz

3.6 FFT・IFFT

周波数領域で任意に分割した帯域ごとに音圧を制御するため FFT を行い，制御後は時間領域で再生するため IFFT を行う．FFT・IFFT を行った場合に信号に歪みが発生してはならない．そこで，入力信号と FFT・IFFT を行った信号を比較し，変化がないことを検証する．また，入力信号と FFT 後に音圧を制御し IFFT を行った信号が，振幅以外に違いがないことを検証する．

3.6.1 検証方法 (FFT → IFFT)

まず，入力信号と FFT・IFFT を行った信号を比較し，変化がないことを検証する方法について説明する．入力信号には，音楽のように広範囲の周波数成分をもつ信号が望ましい．そこで，サンプリング周波数 44100Hz の白色信号を入力信号として用いる．この信号を計算機シミュレーションにて FFT・IFFT を行い比較する．FFT 環境を表 3.2 に示す．

表 3.2 FFT 環境

FFT プログラム	FFTW
FFT 点数	44100
入力信号	白色信号 (44100Hz)

3.6.2 検証結果 (FFT → IFFT)

検証結果を図 3.9, 3.10 に示す．図 3.9 は FFT・IFFT 前の白色信号で，図 3.10 は FFT・IFFT 後の白色信号を示している．実験の結果，入力信号と FFT・IFFT した信号に違いがないことを実証した．また，これら 2 つの信号の相関をとった結果，値はすべて 1 となり完全に一致していることも確認した．

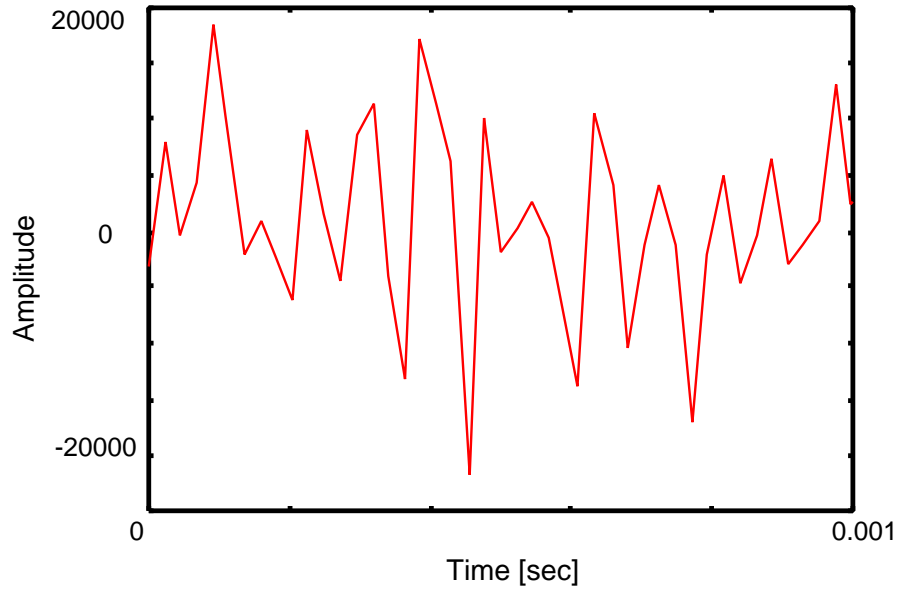


図 3.9 FFT・IFFT 前の白色信号

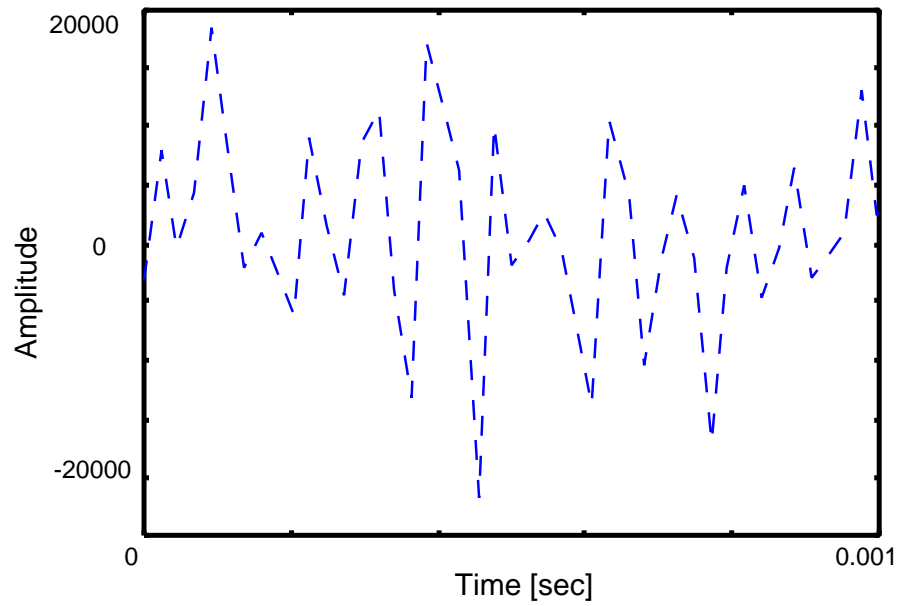


図 3.10 FFT・IFFT 後の白色信号

3.6.3 検証方法 (FFT → 音圧制御 → IFFT)

次に FFT 後に音圧制御を行った際の検証方法について説明する。実験では、しきい値を振幅 1 の正弦波と設定し、振幅 2 の正弦波に対し制御を行う。制御対象となる値は FFT 後の虚数部分である。結果は制御後の信号がしきい値と同じ振幅になれば実証できたことになる。入力信号の情報を表 3.3 に示す。FFT 環境は先で用いた表 3.2 と同じとする。制御方法は、入力信号の虚数部を x_{im} 、しきい値を z_{im} とした制御結果 y_{im} が

$$y_{im} = x_{im} \frac{|z_{im}|}{|x_{im}|} \quad (3.2)$$

となるよう求める。虚数部は正、負の値をとることから絶対値をとり比を求めるため式 3.2 となる。ただし制御を行うのは $|z_{im}| < |x_{im}|$ を満たす場合のみである。

表 3.3 FFT 検証 2 の入力信号の情報

	しきい値	入力信号
周波数	1000Hz	1000Hz
振幅	1	2
サンプリング周波数	44100Hz	44100Hz
FFT 後の虚数部の値	-22050.000269	-44099.999399

3.6.4 検証結果 (FFT → 音圧制御 → IFFT)

検証結果を時間領域と周波数領域で確認した。図 3.11, 3.12, 3.13 は時間領域で評価したものである。図 3.11 の振幅 2 の正弦波を制御した結果が図 3.12 で、図 3.13 の振幅 1 の正弦波と同じ振幅になっていることが分かる。図 3.14, 3.15, 3.16 は周波数領域で評価したものである。図 3.14 の振幅 2 の正弦波を制御した結果が図 3.15 で、図 3.16 の振幅 1 の正弦波と同じパワーになっていることが分かる。以上の結果から、入力信号と FFT 後に音圧制御を行い IFFT した信号は振幅以外の変化がないことが実証できた。また、これら 2 つの信号の相関をとった結果、値はすべて 1 となり完全に一致していることも確認した。

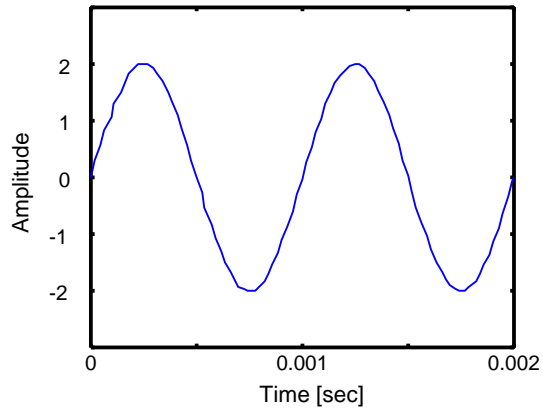


図 3.11 振幅 2 の正弦波 (制御前)

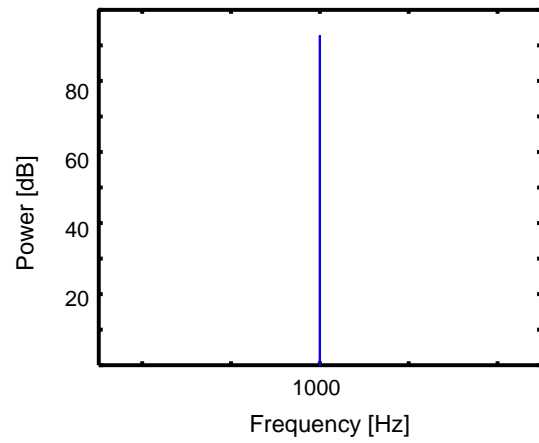


図 3.14 振幅 2 の正弦波 (制御前)

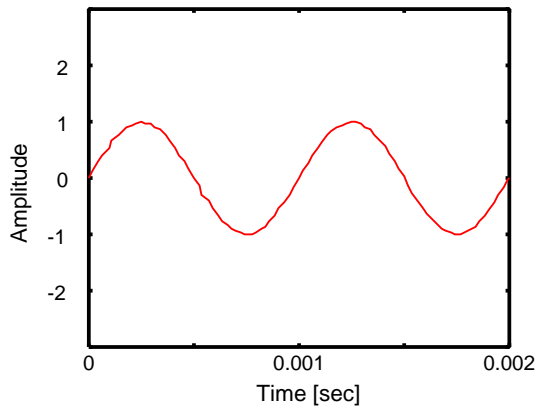


図 3.12 振幅 2 の正弦波 (制御後)

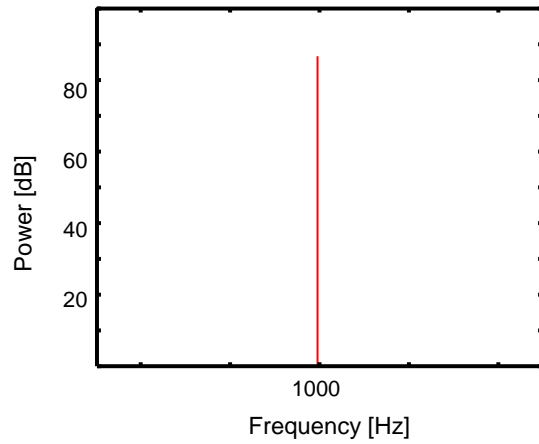


図 3.15 振幅 2 の正弦波 (制御後)

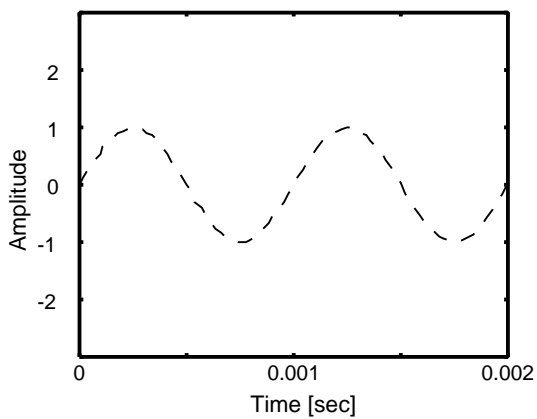


図 3.13 しきい値としての振幅 1 の正弦波

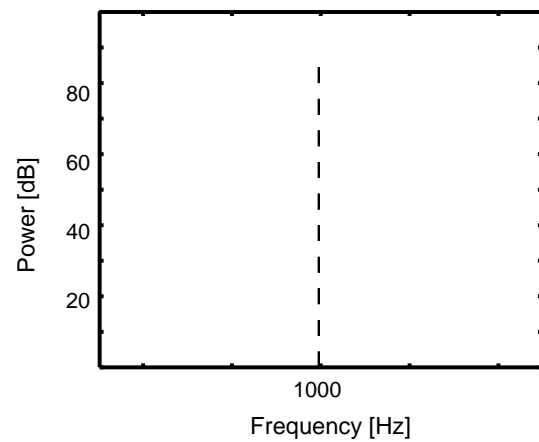


図 3.16 しきい値としての振幅 1 の正弦波

3.7 計算機シミュレーション

これまでの実験の結果から，帯域分割音圧制御システムに基づく計算機シミュレーションを行う．表 3.7 に制御を行うオクターブごとの周波数帯としきい値となるボリュームを示す．この表を基に分割した帯域にしきい値を設定する．

表 3.4 オクターブごとの周波数帯としきい値

中心周波数 (Hz)	下限周波数 (Hz)	上限周波数 (Hz)	しきい値のボリューム
32	22	44	26
64	45	89	26
125	90	176	26
250	177	353	26
500	354	707	26
1000	708	1414	23
2000	1415	2828	21

3.7.1 評価方法

まずは，オクターブごとの正弦波を入力信号として，歪みが発生するボリュームで制御システムを通し出力したものと，制御なしで出力した信号を比較する．ここでの歪みが発生するボリュームは，関連の実験で各オクターブごとに録音した際の最大音量とする．比較は時間領域と周波数領域の 2 種類で行う．また，被験者によるノイズの主観的評価も行う．次に，入力信号を音楽信号としたとき，制御が行われるか実験する．

3.7.2 評価結果

入力信号を 32Hz としたときの比較

入力信号を 32Hz とし、歪むボリュームは実用範囲の最大の 28 に設定した。この信号の制御システムを使用した場合とそうでない場合で出力結果を比較する。図 3.17 は一周期分の波形を正規化し、時間領域で比較したものである。図 3.18 は周波数領域で比較を行っている。

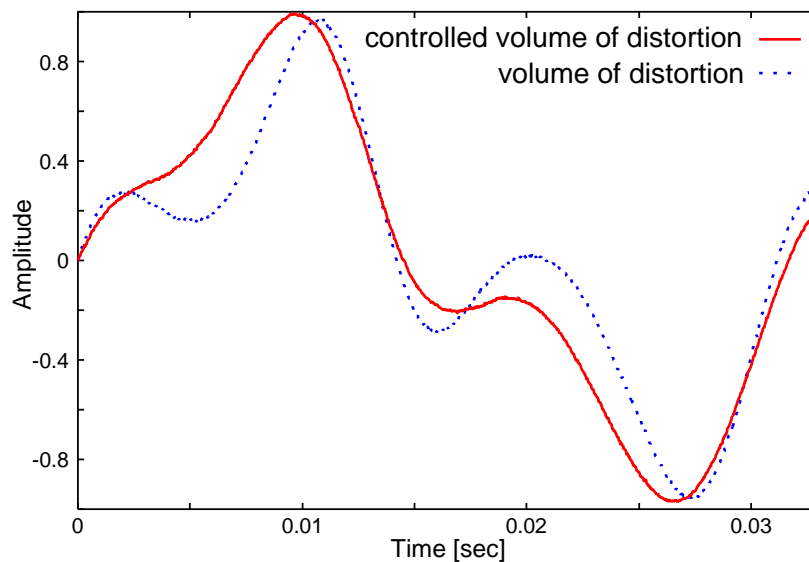


図 3.17 時間領域での比較

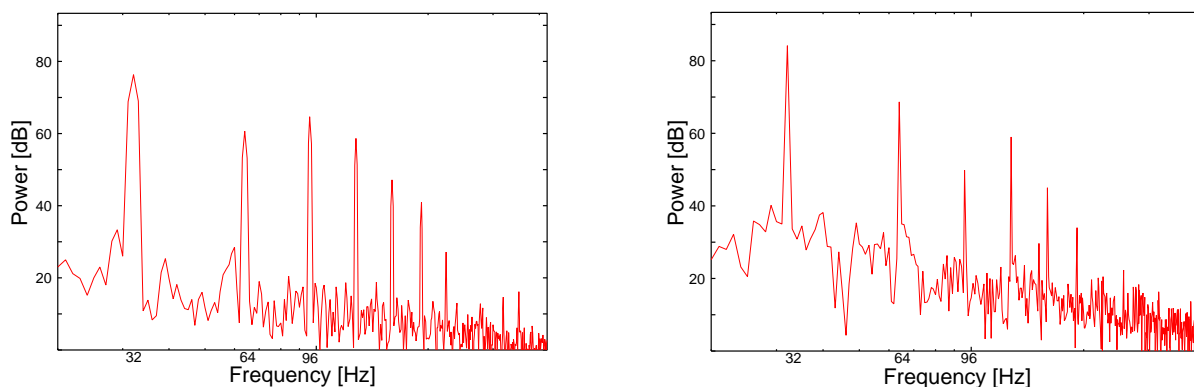


図 3.18 左：制御なし，右：制御あり

入力信号を 64Hz としたときの比較

入力信号を 64Hz とし、歪むボリュームは実用範囲の最大の 28 に設定した。この信号の制御システムを使用した場合とそうでない場合で出力結果を比較する。図 3.19 は一周期分の波形を正規化し、時間領域で比較したものである。図 3.20 は周波数領域で比較を行っている。

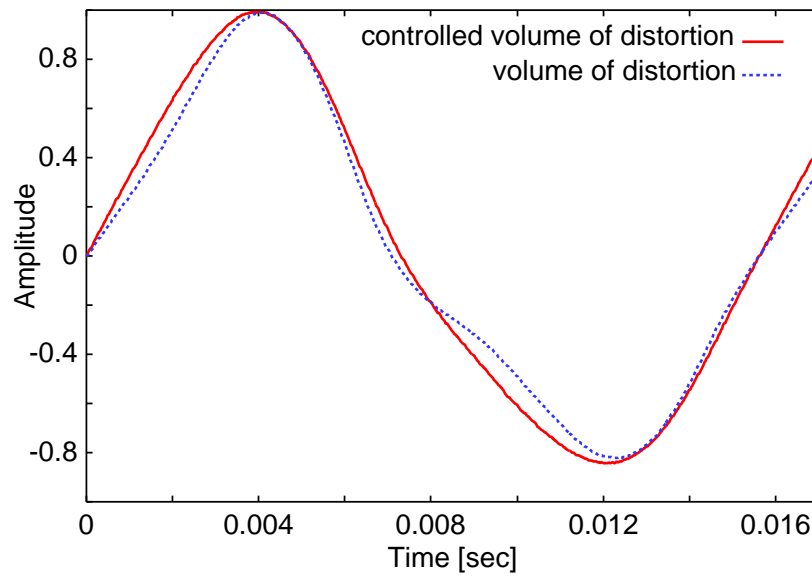


図 3.19 時間領域での比較

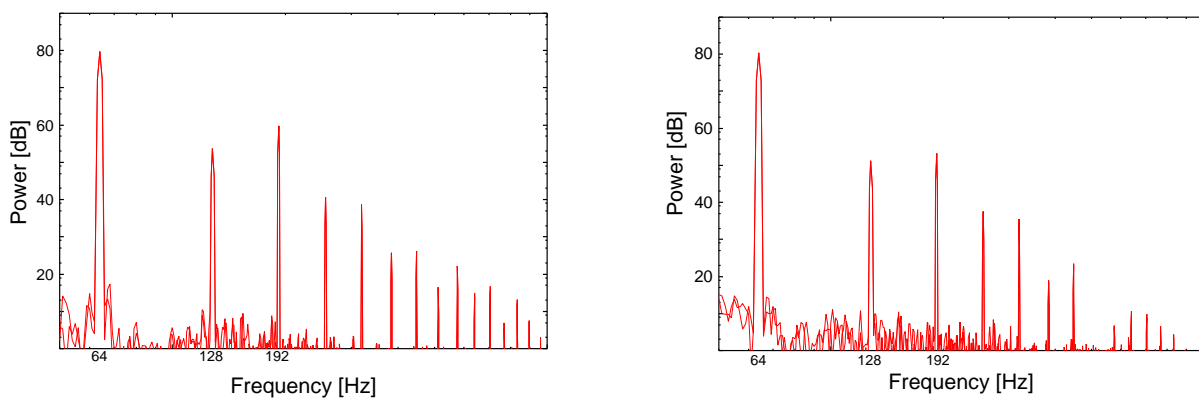


図 3.20 左：制御なし，右：制御あり

入力信号を 125Hz としたときの比較

入力信号を 125Hz とし、歪むボリュームは実用範囲の最大の 28 に設定した。この信号の制御システムを使用した場合とそうでない場合で出力結果を比較する。図 3.21 は一周期分の波形を正規化し、時間領域で比較したものである。図 3.22 は周波数領域で比較を行っている。

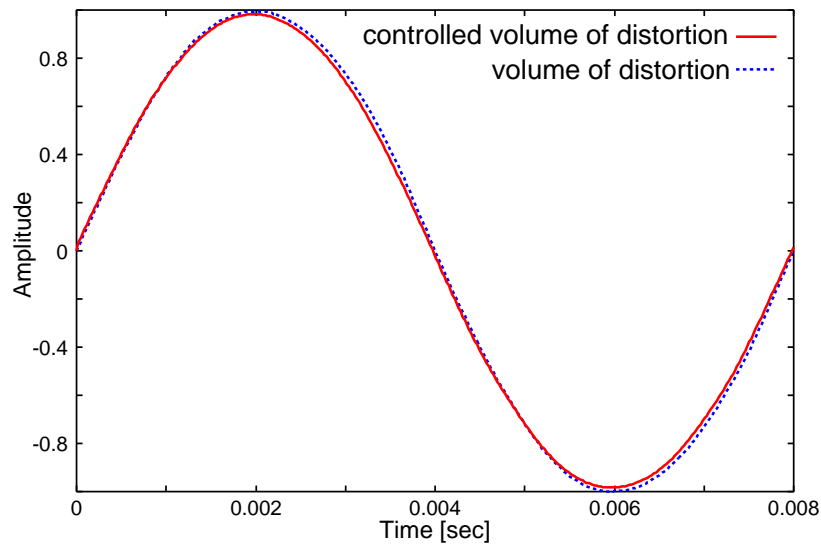


図 3.21 時間領域での比較

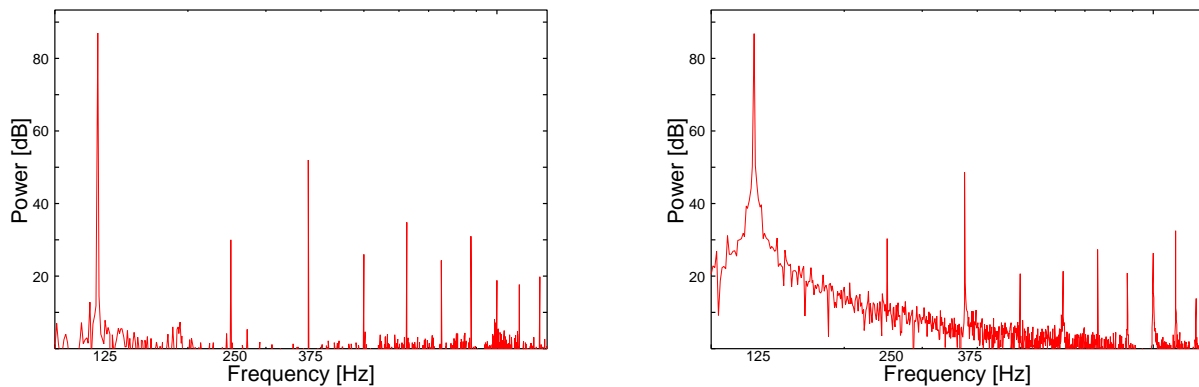


図 3.22 左：制御なし，右：制御あり

入力信号を 250Hz としたときの比較

入力信号を 250Hz とし、歪むボリュームは実用範囲の最大の 28 に設定した。この信号の制御システムを使用した場合とそうでない場合で出力結果を比較する。図 3.23 は一周期分の波形を正規化し、時間領域で比較したものである。図 3.24 は周波数領域で比較を行っている。

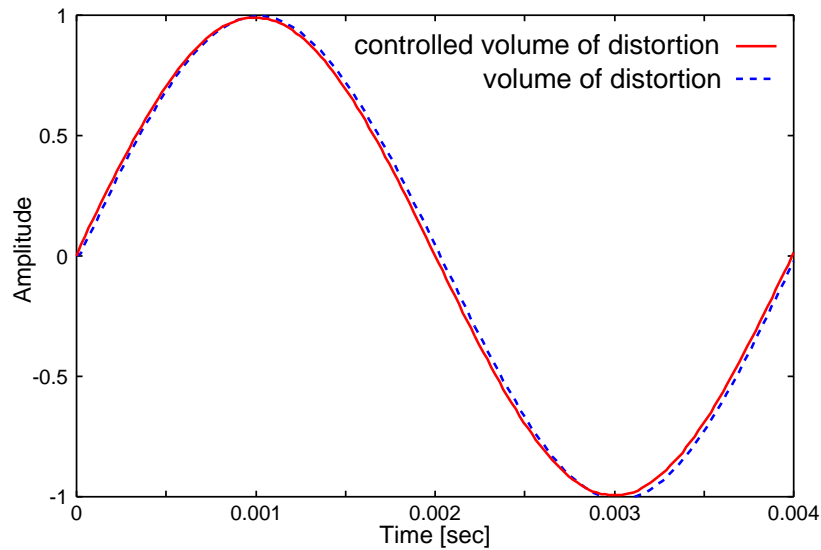


図 3.23 時間領域での比較

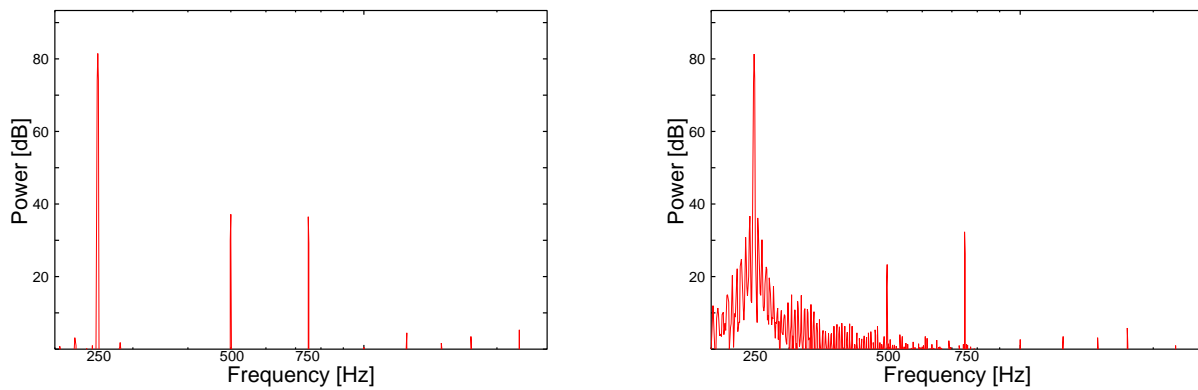


図 3.24 左：制御なし，右：制御あり

入力信号を 500Hz としたときの比較

入力信号を 500Hz とし、歪むボリュームは実用範囲の最大の 28 に設定した。この信号の制御システムを使用した場合とそうでない場合で出力結果を比較する。図 3.25 は一周期分の波形を正規化し、時間領域で比較したものである。図 3.26 は周波数領域で比較を行っている。

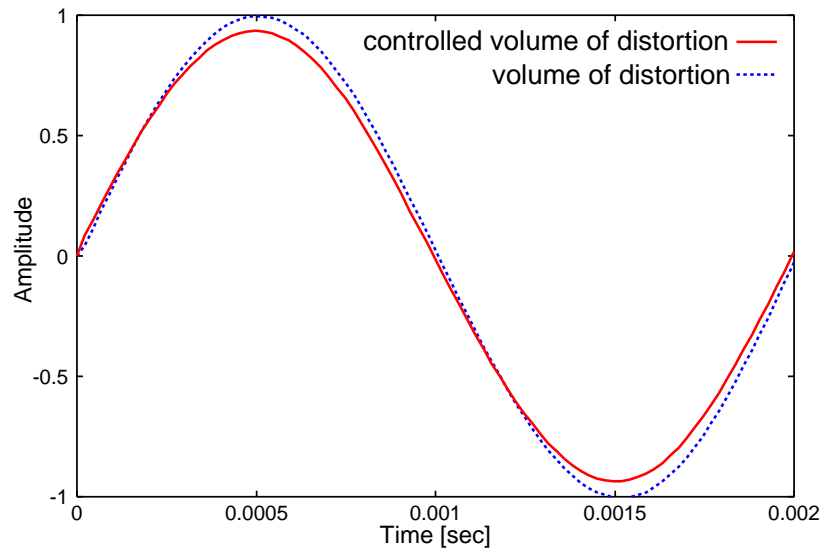


図 3.25 時間領域での比較

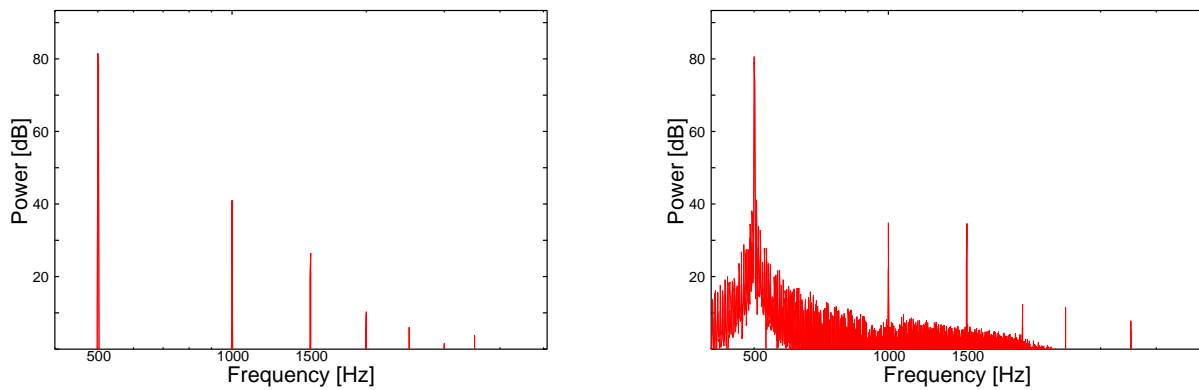


図 3.26 左：制御なし，右：制御あり

入力信号を 1000Hz としたときの比較

入力信号を 64Hz とし、歪むボリュームは実用範囲の最大の 24 に設定した。この信号の制御システムを使用した場合とそうでない場合で出力結果を比較する。図 3.27 は一周期分の波形を正規化し、時間領域で比較したものである。図 3.28 は周波数領域で比較を行っている。

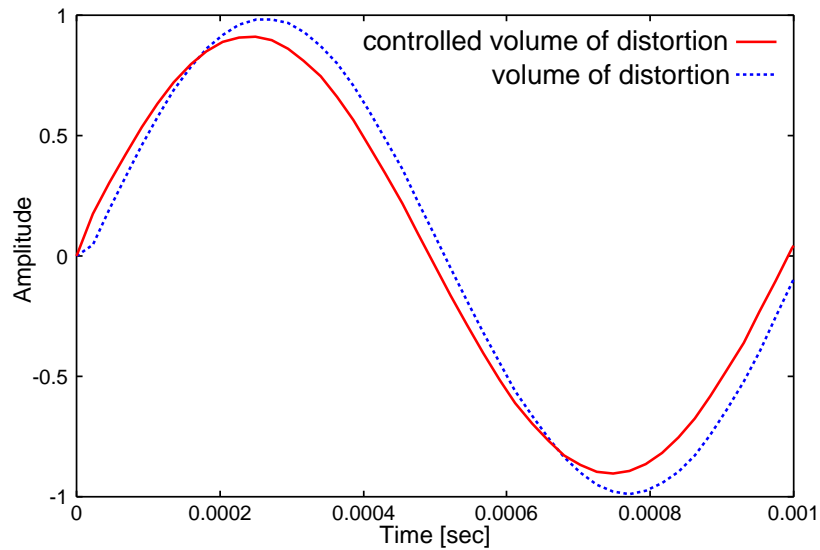


図 3.27 時間領域での比較

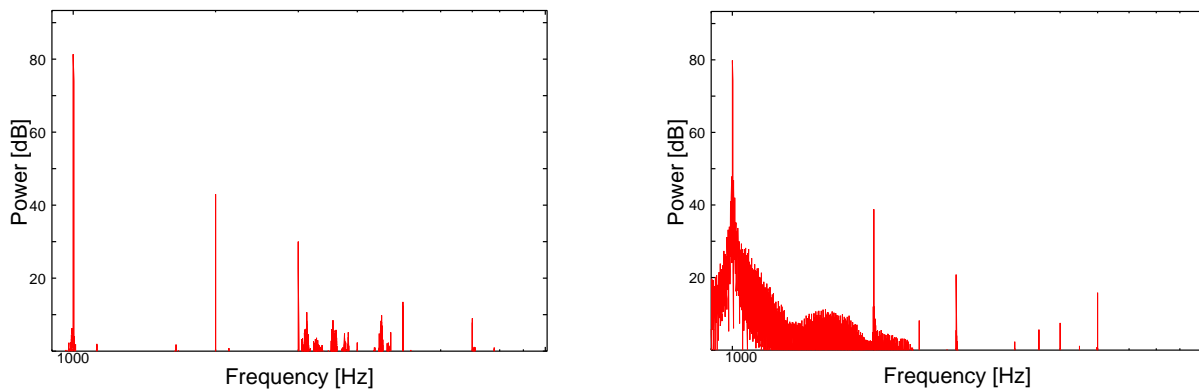


図 3.28 左：制御なし，右：制御あり

入力信号を 2000Hz としたときの比較

入力信号を 64Hz とし，歪むボリュームは実用範囲の最大の 22 に設定した．この信号の制御システムを使用した場合とそうでない場合で出力結果を比較する．図 3.29 は一周期分の波形を正規化し，時間領域で比較したものである．図 3.30 は周波数領域で比較を行っている．

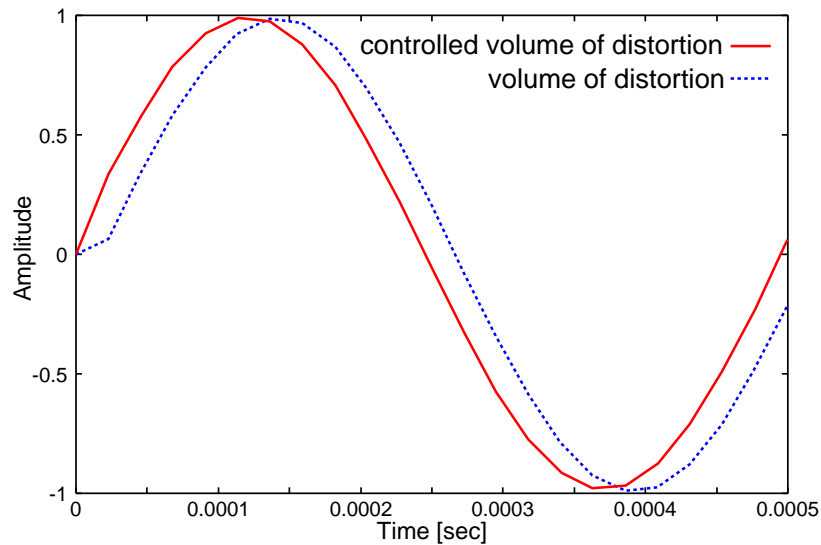


図 3.29 時間領域での比較

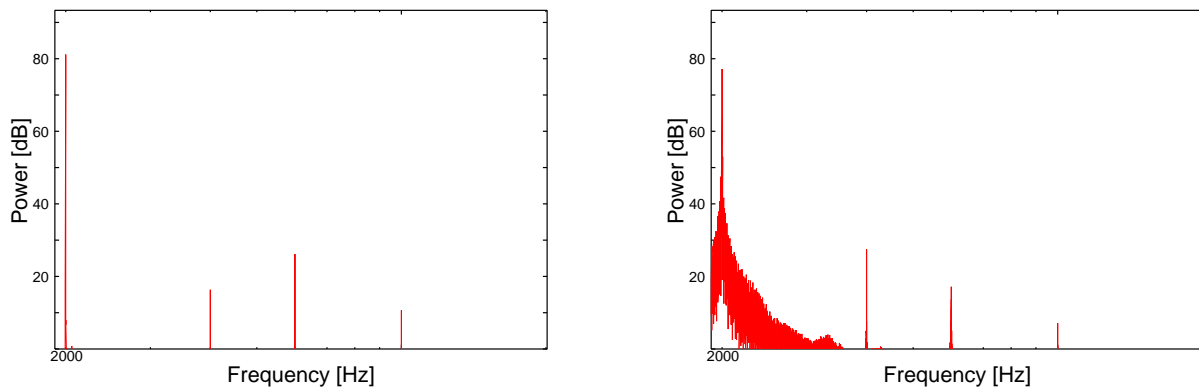


図 3.30 左：制御なし，右：制御あり

入力信号を正弦波としたときの SNR による評価

制御前と制御後の信号の SNR を式 3.3 にとする．基音を入力した正弦波のパワーとし，倍音を基音の N 倍の周波数のパワーとする．

$$\text{SNR} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{\text{基音}}{\text{倍音 } i} \quad (N : \text{倍音成分の数}) \quad (3.3)$$

SNR の結果を図 3.31 に示す．今回は倍音成分の数を 10 として算出した．これは 2000Hz の SNR を計算する際，10 以上にすると可聴領域を越えてしまうため今回は 10 とした．

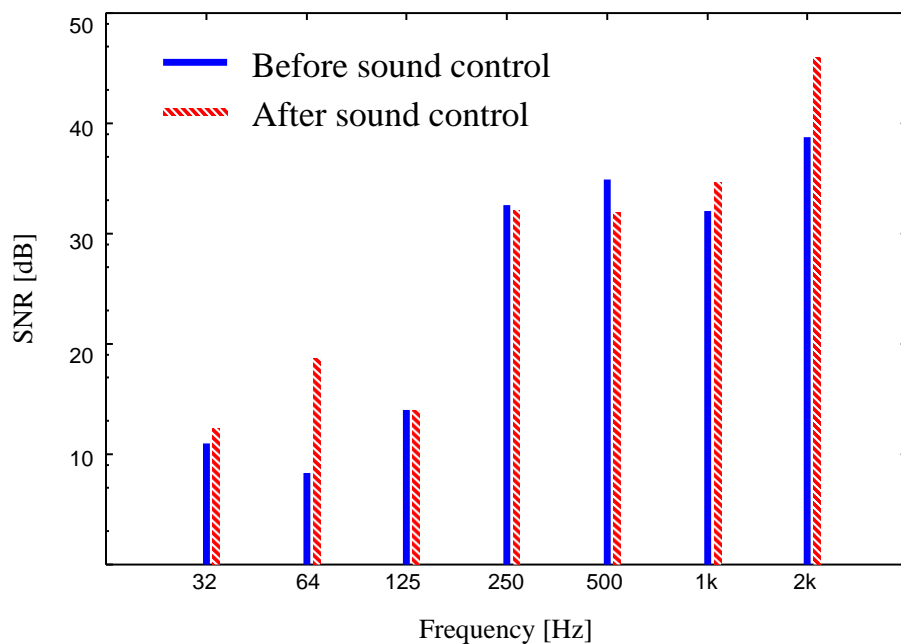


図 3.31 オクターブごとの SNR

入力信号を正弦波としたときの聴感による主観的評価

被験者 5 名の聴感によるノイズの主観的評価を行った．初めにスピーカから出力する前の基の正弦波の音を聴いてもらい，次に制御を行った場合と行わない場合の 2 つの音を聴き比べてもらい，どちらがより基の音に近いかを判定してもらった．比べてもらう 2 つの音は被験者にはどちらが制御したものかは伝えていない．表 3.5 に結果を示す．

表 3.5 オクターブごとの主観評価

比較対象の音 [Hz]	基の音に近い方	制御前 [人]	制御後 [人]	分からない [人]
32		0	5	0
64		0	5	0
125		0	4	1
250		0	4	1
500		0	4	1
1000		1	2	2
2000		0	3	2

入力信号を正弦波としたときの結果と考察

入力信号を正弦波とした場合については、高調波歪みの成分が抑制されており、システムは正常に動作していることが確認できた。SNR で評価した場合には、250Hz と 500Hz においては制御後の SNR が低下していたが、被験者による聴感の主観的評価では、どの正弦波においても制御後のほうが基の音に近いという結果が出ている。このことから、聴感においてノイズとして分かるのは、特定の高調波によるものだと考える。

入力信号を音楽信号としたときの評価

本システムは主な入力信号として音楽信号を対象にしている。音楽信号に含まれる周波数の音圧は不規則であり、しきい値が適切であるか分からない。そこで入力信号を音楽信号としてシステムが動作するボリュームを算出し、しきい値が適切かを判定する。入力信号のピーク値を正弦波と同じ 30000 に設定し、本システムをとおして出力する。図 3.32 は入力信号として用いるサンプリング周波数 44100Hz の音楽信号を示したものである。表 3.7 はシステムが動作した最小のボリュームから 10 段階調整をおこなったときの各オクターブごとの制御の様子を示したものである。

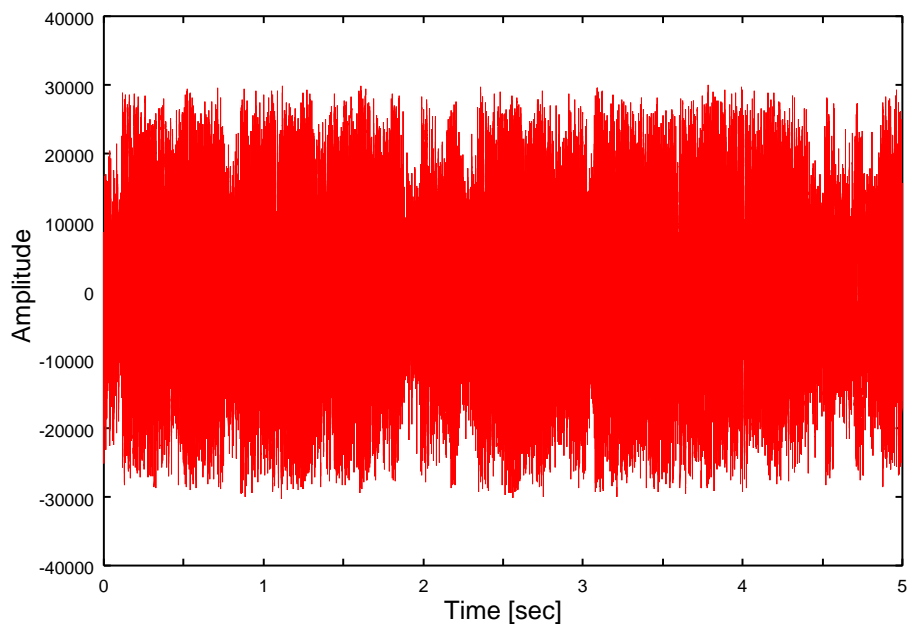


図 3.32 入力信号に用いた音楽信号

入力信号を音楽信号としたときの結果と考察

入力信号を音楽信号にした場合では、アンプのボリュームが実用範囲外にならなければシステムが正常に動作しなかった。これは、音楽信号に含まれる周波数の音圧が不規則なために、正弦波の音圧に比べ低くなってしまったことが原因である。入力信号を音楽信号にした

場合の正確な音割れが発生するボリュームは不明であるが、システムが動作するボリュームを少なくとも実用範囲内になるようしきい値を設定し直さなければならない。また、音楽信号は高周波数帯よりも低周波数帯の音圧のほうが高くなっていることが表??から分かった。このことから、ボリュームを上げていく際に、最初に聴感のノイズとして聞き取れるのは低周波数帯が原因であることが考えられる。

制御を行った信号は先で述べたような問題によりスピーカから再生することができない。そこで、聴感による評価を行うため、制御前の信号と制御後の信号をスピーカから出力する前の状態で聞き比べてもらった。これにより、制御によって音質に変化があったかどうか分かる。被験者は正弦波のときと同じ5名とし、実験の仕方は、制御前と制御後の信号を聞き比べてもらい、変化があったかどうか調べる。結果を表 3.6 に示す。

表 3.6 音楽信号の主観評価

変化があった [人]	分からない [人]
0	5

3.8 まとめ

周波数帯で歪みが発生する音圧が異なる問題について、帯域分割音圧制御システムを提案し、計算機シミュレーションで評価を行った。その結果、入力信号を正弦波とした場合において有効性が確認できたため、動作は正常であることを確認した。しかし、入力信号を音楽信号にした場合では、制御が行われるときのアンプのボリュームが実用範囲外になってしまう問題が発生した。この原因についてはしきい値が適切でないことが分かった。

表 3.7 音楽信号を用いたときのオクターブごとの動作

音量	32Hz	64Hz	125Hz	250Hz	500Hz	1000Hz	2000Hz
42	-	-	○	-	-	-	-
43	-	-	○	-	-	-	-
44	-	-	○	-	-	-	-
45	-	-	○	-	-	-	-
46	-	○	○	-	-	-	-
47	-	○	○	-	-	○	-
48	-	○	○	-	-	○	-
49	-	○	○	-	-	○	-
50	-	○	○	-	○	○	-
51	-	○	○	-	○	○	-

第4章

結論

4.1 本研究のまとめ

自動車の音響機器において、スピーカによる音割れなどの非線形歪みの問題がある。この解決策として、ALCなどの音圧制御があるが、これらは周波数帯によって歪みが発生する音圧が異なると、歪みを抑制できないことが問題である。そこで、この問題を解決するために帯域分割音圧制御システムを提案した。提案システムでは、入力信号を周波数領域で任意の帯域に分割し音圧の制御を行った。そして、提案システムに基づいた計算機シミュレーションと被験者の聴感による主観的評価から、入力信号を正弦波としたとき、歪みの抑制を確認することができた。このことから、本システムが歪みの抑制に有効であることが確認できた。このシステムは自動車の音楽再生端末などに組み込むことで、スピーカによる音割れは抑制することができる。しかし、今回はMAZDAのRX-7に標準装備されているスピーカのみで実験しているため、他のスピーカでは有効性を確認していない。今後は他のスピーカや、実環境での実装などにより本研究の有効性を確認する必要がある。

4.2 今後の課題

計算機シミュレーションで、入力信号を音楽信号にした場合に、アンプのボリュームを実用範囲外に設定しなければシステムが動作しない問題がある。これは、複数の周波数成分を含む音楽信号では、同じ振幅でも正弦波より音圧が低くなるためであり、しきい値の決め方に問題があったと考えられる。今後は、入力信号が複数の周波数成分を含む場合において、

適切なしきい値を決めなければならない。

謝辞

本研究を行うにあたり、夜遅くまで心が折れそうなほど厳しくご指導して頂きました福本昌弘教授に深く感謝致します。また、本研究の副査をして頂きました島村和典教授、浜村昌則准教授に感謝致します。発表の際、浜村先生の厳しい質問で私の頭は真っ白になりました。今後はあのような厳しい質問にも答えられるよう努力していきたいと思います。

福本先生には、要領が悪く不規則な生活を送っていた私に「人間らしい生活をしろ」とお気遣いして頂いたことを感謝しています。また、先生のご指導についていけず、反抗的な態度をとっていた私を見捨てることなく卒業まで導いてくださり有難うございました。

そして、同研究室の佐伯幸郎助手、福富英次助手には物分りの悪い私にわかりやすく丁寧にご指導頂きましたことを深く感謝しています。佐伯先生には、私のような研究に私物を貸して頂き感謝しています。佐伯先生の私物なくして私の研究は進まなかったと思います。佐伯先生、福富先生には発表資料の作成時に夜遅くまで頑固な私にお付き合いして頂き感謝しています。修士2年の金井宏一郎氏、修士1年の徳久翔太氏には、研究活動だけでなくオープンキャンパスや研究室紹介などの行事においてご指導くださりましてありがとうございました。金井氏にはさまざまなインストール作業をして頂き深く感謝しています。徳久氏にはおにぎりなどの差入れを頂き感謝しています。

同学年の森田君には脳の活性化に協力してくれたことを感謝しています。森田君のおかげで私のプログラミングの知識は飛躍的に向上したと思います。また私のプライベートを充実して下さったことは一生忘れません。卒業してからも期待しているのでよろしく願います。

同学年の四宮君、そして元同学年の島田君も一緒に耐えた仲間として感謝しています。特に四宮君には、全く英語ができない私の代わりに夜遅くまで論文の英語をほとんど作ってもらったことを感謝しています。同学年だった船橋君もこれからがんばってください。

同学年の他の研究室の宮川君、篠田君、山本にはプライベートでお世話になり感謝してい

ます。

最後に，私の大学生活を支えてくださった全ての方々に感謝致します。

参考文献

- [1] “ALCによる音質改善とスピーカ保護の両立”，
<http://japan.maxim-ic.com/app-notes/index.mvp/id/3877>
- [2] 稲森 正彦，本吉 要，反保 敏治，“デジタル携帯電話用利得制御アンプ”，National technical report 42, PP695-701, Dec.1996
- [3] 田中 誠二，佐藤 和弘，浮ヶ谷 文雄，大岡 正治，“テレビカメラ用利得制御回路の非直線ひずみの改善”，The Journal of the Institute of Television Engineers of Japan 33, PP77, Jan.1979
- [4] 田中 誠二，佐藤 和弘，浮ヶ谷 文雄，大岡 正治，“テレビカメラ用利得制御回路の非直線歪の改善”，ITEJ Technical Report 2, PP1-5, Nov.1978
- [5] オーディオの科学，“非直線性と歪”，
<http://www.ne.jp/asahi/shiga/home/MyRoom/distortion.htm>
- [6] “相関解析”，
<http://www.senior.aichi-edu.ac.jp/mtahira/IFS/observation/correlation.htm>
- [7] H.P. スウ，佐藤平八 訳，“フーリエ解析”，森北出版，1979

付録 A

フーリエ変換

A.1 フーリエ変化の特徴

フーリエ変換は信号解析に一般的に用いられている方法である。フーリエ変換には、離散データを扱う離散フーリエ変換 (Discrete Fourier Transform, DFT), 離散フーリエ変換の計算処理を減らした高速フーリエ変換 (Fast Fourier Transform, FFT), や時間的な変化のある信号に対応できる短時間フーリエ変換 (Short-Time Fourier Transform, STFT) がある。

A.2 フーリエ変換の手順

フーリエ変換の計算手順について述べる。周期信号は三角多項式での近似が可能である。これを無限級数で表すと,

$$f(t) = \frac{1}{2}a_0 + a_1 \cos t + a_2 \cos 2t + \cdots + b_1 \sin t + b_2 \sin 2t + \cdots \quad (\text{A.1})$$

のような式となる。ただし, $a_0, a_1, \cdots, a_n, b_1, b_2, \cdots, b_n$ は定数である。この式は次のように直すことができる。

$$f(t) = \frac{1}{2}a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos nt + b_n \sin nt) \quad (\text{A.2})$$

式 A.2 を $f(t)$ のフーリエ級数と呼ぶ。

ここで周期を考慮する。周期を T とした関数は, $-\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2}$ の範囲の信号の周期的な繰

り返しになる。このような周期を持つ関数は $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$ とおくと

$$f(t) = \frac{1}{2}a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_0 t + b_n \sin n\omega_0 t) \quad (\text{A.3})$$

と表現することができる。さらにこの式をオイラーの公式を用いて複素指数の形として直す

$$f(t) = \frac{1}{2}a_0 + \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_0 t} \quad (\text{A.4})$$

という式になる。ただし、 c_n は、

$$c_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \quad (\text{A.5})$$

となる。 c_n は正弦波及び余弦波の大きさを表す。フーリエ変換はこれを使用したもので、信号を周波数成分ごとに分解する。信号 $f(t)$ に対してフーリエ変換を行うと、

$$F[f(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega_0 t} dt \quad (\text{A.6})$$

のような式で表す。