

TSP 信号の最適振幅レベルの研究

98kc094 中村 章悟

指導教員 金田 豊 教授

目次

1.	まえがき	1
2.	TSP ⁽¹⁾	2
2.1	はじめに	2
2.2	TSP の設計法	3
2.2.1	ATSP	4
2.2.2	OATSP	5
2.3	N より長いインパルス応答の測定	7
2.3.1	インパルス応答が N より長い場合の手続き	7
2.3.2	TSP とその逆フィルタの直線状畳み込み	8
2.3.3	最適な円状シフト量	12
2.3.4	m と誤差の関係	15
3.	TSP 測定の妨害要因と振幅レベル	17
3.1	TSP 測定の妨害要因と振幅レベルの説明	17
3.2	2TSP 法	18
3.3	スピーカーの歪み	19
3.4	室内のノイズ	19
3.5	部屋の特徴	20
3.6	シミュレーション 1 TSP の出力レベルと正規化誤差パワーの関係	24
3.7	シミュレーション 2 TSP の出力レベルと誤差波形の関係	32
4.	実測結果	36
4.1	実測 1 TSP の出力レベルと正規化誤差パワーの関係	36
4.2	実測 2 TSP の出力レベルと誤差波形の関係	40
5.	まとめ	46
	参考文献	47
	謝辞	47

1 . まえがき

音響学において、室内の音の伝わり、耳の聞こえなどの特性を知るのにインパルス応答が用いられる。そのインパルス応答を求める方法として、TSP 信号を用いた測定法がある¹⁾。

TSP 信号は、様々なシステムのインパルス応答を現場で測定できる強力な方法として良く用いられており、正弦波の周波数を短時間に高い値から低い値まで (TSP-down) 連続的にスイープした信号である。

今回の報告では 2TSP 法を用いて、TSP 信号の最適振幅レベルについて検討を行った。

2 TSP⁽¹⁾

2.1 はじめに

系が線形時不変であるならば、その系への任意の入力信号に対する応答は、入力信号と系のインパルス応答 (Impulse Response) との畳み込み演算によって計算することができる。例えば、楽器を演奏する位置で短いパルス性の音を出して、聴く人の位置でその応答 インパルス応答 を記録し、その応答から任意の音源に対してどのような音がするかを計算により求めることができる。

しかし、音響系の伝達関数は一般に、ダイナミックレンジが広くインパルス応答が長いという特徴をもっている。また、音響系の伝達関数を測定する場にはかなりの暗騒音が存在することが多い。このため、持続時間の短い矩形パルスのようなクレストファクタの大きな信号を用いて伝達関数の測定を行うと、伝達関数の谷の部分で十分な SN 比 (信号対雑音比) をとるためには同期加算の回数が非現実的な大きさになってしまう。そこで、短時間に安定したインパルス応答測定を行う方法として、時間引き延ばしパルス (Time Stretched Pulse TSP) が提案されている。これはインパルスの位相を周波数の 2 乗に比例して変化させることにより、時間軸を引き伸ばした信号である。

2.2 TSP の設計法

2.2.1 ATSP

まずはじめに、青島の提案した ATSP について説明する。ATSP は、次のような周波数領域の表現で書き下すことができる。

$$\begin{aligned} H(n) &= a_0 \exp(jkn^2) & 0 \leq n \leq N/2-1 \\ H(n) &= H^*(N-n) & N/2+1 \leq n < N \\ H(N/2) &= a_0 \end{aligned} \quad (1)$$

ただし、 n は離散周波数、 $H(n)$ は TSP 信号のスペクトル、 $*$ は複素共役をあらわす。 $H(n)$ は $n = N/2$ を中心に複素共役対称となるため、 $n = N/2+1$ から先については $n = N/2-1$ までの $H(n)$ の複素共役をとればよい。 $N-n$ とする理由は、 $n=0$ と $n=N$ 、 $n=1$ と $n=N-1$... が対応するためである。ここで、 $n=2^i$ (i : 整数) であり、 k は TSP の時間引き伸ばしの程度を表すもので、この値が大きいくほど TSP は時間軸上で引き伸ばされた形をとる。この $H(n)$ を IDFT (逆離散フーリエ変換) すれば実際の時間関数である $TSP_x(t)$ が得られることになり、これが時間領域における ATSP の実際の姿である。また、この ATSP では、全ての離散周波数 n で絶対値が一定値の a_0 となる。

このパルスのある系に加え、その応答を次式で定義される $H(n)$ の逆関数 H^{-1} を IDFT したものと畳み込めば、時間引き伸ばしが逆に圧縮されて被測定系のインパルス応答が求められる。この逆フィルタは次式より求めることができる。

$$\begin{aligned} H^{-1}(n) &= a_0 \exp(-jkn^2) & 0 \leq n \leq N/2-1 \\ H^{-1}(n) &= H^*(N-n) & N/2+1 \leq n < N \\ H^{-1}(N/2) &= a_0 \end{aligned} \quad (2)$$

$N = 4096$ 、 $k = 8.991 \times 10^4$ の場合の ATSP とその逆フィルタを図 2-2-1 に示す。

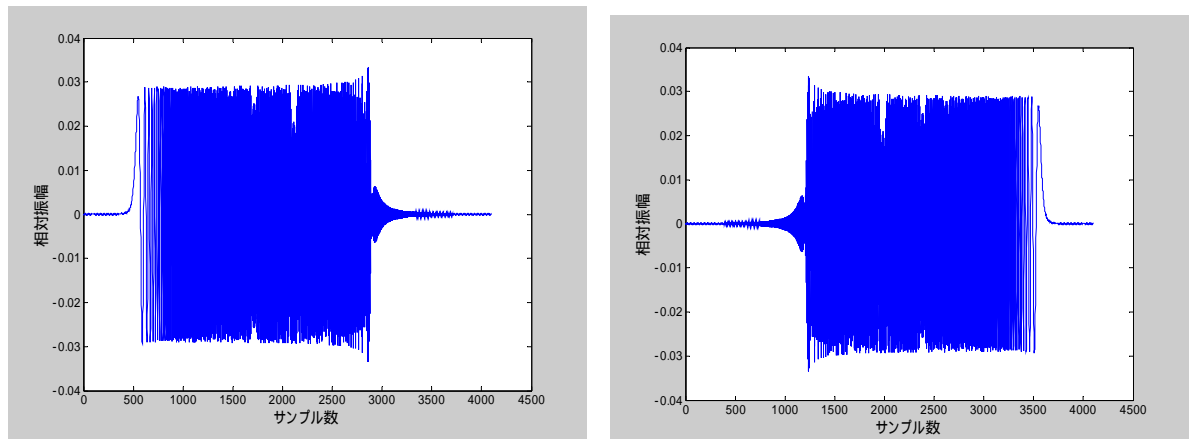


図 2-2-1 式(2)で定義される時間引き伸ばしパルス (ATSP) の一例

2.2.2 OATSP

図 2-2-1 を見てみると、TSP が「しっぽ」と「くちばし」を持っていることがわかる。ある周波数 f までのスイープを行ったアナログのチャープ信号には、周波数変調の側波帯のために f を超える周波数成分を含むことになる。よってしっぽとくちばしは、周波数 0 と $fs/2$ の外側に広がった側波帯が折り返され、この折り返しも含めて周波数スペクトルを平坦にしたことによるものと考えられる。できる限り側波帯を小さく抑えれば、このようなしっぽやくちばしを小さくできると考えられる。

このことをふまえ式(1)を見てみると、この式では k の値にかかわらず $H(N/2)$ を常に実数(=偏角零)と置いているので、ここで位相の不連続が生じている。これはチャープ信号を作るための変調波に不連続があることを意味し、このため変調波は高い周波数成分を含むことになるので、 $fs/2$ を超える部分に大きな側波帯を生じさせることになる。したがって、 $H(N/2)$ を実数と置くのではなくこれが自動的に実数になるよう k を設定すればよい。そこで、新しい整数のパラメータ m を導入し、

$$k(N/2)^2 = m\pi \quad (3)$$

と置く。こうすれば、前述のような不連続を取り除くことができる。

(3)式より k は

$$k = m\pi/(N/2)^2 \quad (4)$$

となる。この(4)式を(2)式に代入し、次式で定義される ATSP を提案する。

$$\begin{aligned} H(n) &= a_0 \exp(j4m\pi n^2 / N^2) & 0 \leq n \leq N/2 \\ H(n) &= H^*(N-n) & N/2+1 \leq n < N \end{aligned} \quad (5)$$

これを最適化 (Optimized) ATSP(OATSP)と呼ぶ。この式を IDFT すれば実際に時間関数の OATSP が得られる。 m は TSP の幅を決める整数のパラメータであり、この値が大きければ OATSP の幅が広がる。 $m=N/2$ のとき直流成分に対応する部分と $fs/2$ に対応する部分とがちょうど重なるので、通常 m は $N/2$ より小さくとることになる。

この OATSP をある系に加え、その応答を次式で定義される $H(n)$ の逆関数 $H^{-1}(n)$ を IDFT したものと畳み込めば、時間引き伸ばしが逆に圧縮されて被測定系のインパルス応答が求められる。OATSP の逆フィルタ $H^{-1}(n)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} H^{-1}(n) &= 1/a_0 \exp(-j4m\pi n^2 / N^2) & 0 \leq n \leq N/2 \\ H^{-1}(n) &= H^{-1*}(N-n) & N/2+1 \leq n < N \end{aligned} \quad (6)$$

図 2-2-2 は上記の式から得られる OATSP の一例で、 $N=4096$ 、 $m=1200$ の場合のものである。図 2-2-1 と比較すると、「しっぽ」がはるかに小さくなっているのがわかる。

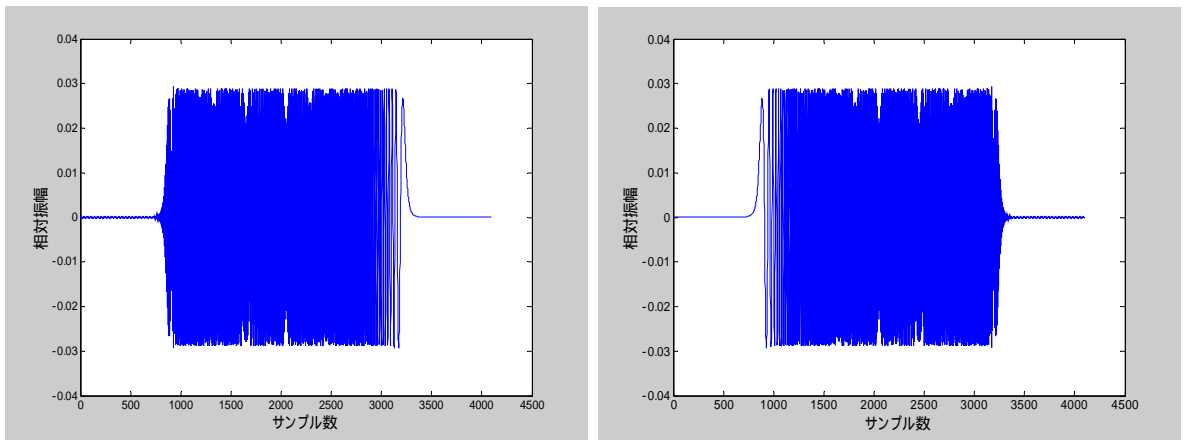


図 2-2-2 式(5)と式(6)で定義される最適化時間引き伸ばしパルス (OATSP) の一例

ここで、図 2-2-2 の MATLAB におけるプログラムを示す。

```

%Program1
%OATSP の設計

N=4096;           %TSP の長さ
m=1200;          %TSP の幅を決めるパラメータ

A=1;             %振幅の大きさ
L=N/2-m;        %円状シフト量 (3.3 参照)

n1=(0:1:N/2);   %離散周波数の範囲

x1=A*exp(4.*m.*pi.*n1.*n1.*j./(N*N)); %OATSP の設計

H=zeros(1,N);   %1 行 n 列の行列の初期化
H(1:N/2+1)=x1;
H(N/2+2:N)=conj(fliplr(H(2:N/2))); %H(N/2+2)以降は H(N/2+1)
                                     %までの行列を左右反転させ、
                                     %複素共役をとる

Y=real(ifft(H)); %H(n)を IFFT する

%円状シフト
(N-L+1:N)=Y(1:L);
YY(1:N-L)=Y(L+1:N); %TSP 信号

figure(1);
plot(YY);        %TSP をプロット

%逆 TSP の設計

```

```

G=conj(H);           %H(n)の複素共役をとる
YG=real(iff(G));    %G を IFFT する

%円状シフト
YYG(1:L)=YG(N-L+1:N); %円状シフト
YYG(L+1:N)=YG(1:N-L); %TSP 逆フィルタ信号

figure(2);
plot(YYG);          %逆 TSP をプロット

```


2.3 Nより長いインパルス応答の測定

2.3.1 インパルス応答がNより短い場合の通常の手続き

式(5)で定義される ATSP と式(6)の逆フィルタを用いれば、インパルス応答の長さが N 以下の系の測定を行うことができる。これらは全て DFT を基礎に定義されているので、時間領域の演算は全て円状畳み込み的に行われることとなる。したがって、測定に当たっては TSP の出力時に第一回目の TSP 出力時の応答を取り込んでではなく、第二回目以降の部分の応答しか使用できないことに注意しなければならない。このとき、同期加算を行うか否かで手順は次のように異なる。

同期加算を行わないとき...TSP を 2 回放射し、2 回目の放射に重なる部分の応答を取り込む。

同期加算を行うとき...L 回同期加算を行う場合には、TSP を $L+1$ 回放射し二回目以降からの放射に重なる部分の応答を、各 TSP 周期に同期して加算して取り込む。

このようにして応答を取り込んだ上に、この応答を N 点 DFT する。その後、逆 TSP の周波数表現をこれに乗算し、さらに IDFT すれば被測定系のインパルス応答が得られる。例えば、1 秒の長さのインパルス応答を標準化周波数 48[kHz]で測定するためには、 $N = 2^{16}$ で TSP の設計を行えば良いことになる。

2.3.2 TSP とその逆フィルタの直線状畳み込み

いつも必要な長さの N について TSP を利用することができるのなら、極めて高精度の測定が可能である。しかし、機器のメモリの制限やそれぞれの N についての TSP の計算を行う時間の問題などで、それが難しい場合も考えられる。このような場合にある適当な N について TSP を設計しておいて、 N より長い系のインパルス応答を測定する場合には、この TSP に零を挿入して使用することができればたいへん好都合である。この場合、放射する TSP と逆フィルタとの間では円状畳み込みではなく、直線状畳み込みが行われることとなる。式(5)と式(6)同士を直線状に畳み込んだときに、正しいインパルス応答が求められるという保証はない。しかし、もし直線状畳み込みを行ったときにも測定誤差が十分小さいのであれば、インパルス応答が N より長い系の測定が可能となり、極めて便利であると考えられる。

図 2-3-1 は式(2)と式(3)で定義される ATSP を直線状に畳み込んだ結果である。直線状畳み込みに当たっては、事前にある円状シフト（後述式(8)参照）を行い、さらに TSP のあとに零を N 個付け加えた。もし、直線状畳み込みの結果がインパルスになれば、TSP を用いて長さが N を超える系のインパルス応答の測定が可能であることになる。結果を見てみると、若干の誤差が生じていることがわかる。

このような誤差を少なくするためには、TSP が十分零に収束している部分に零を挿入するのが効果的である。その点で、ATSP よりも時間領域できれいに収束している OATSP のほうがよい結果が得られることが期待される。図 2-3-2 が式(5)と式(6)で定義される OATSP を直線状に畳み込んだ結果である。この場合、事前の円状シフトとその後の零の挿入は図の ATSP の場合と同様に行った。図では、OATSP を直線状畳み込みで使用しても誤差がほとんどないことを示している。

以上の検討から、OATSP のほとんど零に収束した部分が時刻 0 で現れるよう適当な円状シフトを行った上で、零を挿入して放射信号として用い、それをある系に通した応答を同様の処理を施した逆フィルタに通せば、その系のインパルス応答が N より長くてもほとんど誤差のない測定が可能であることがわかる。

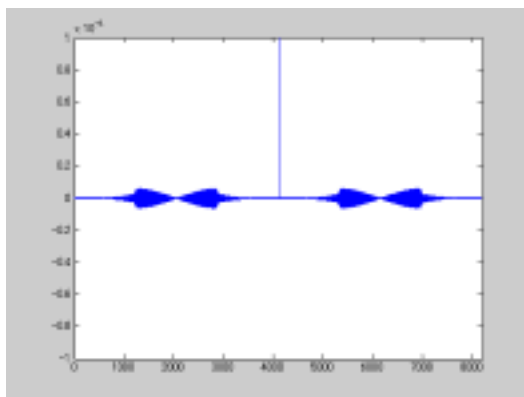


図 2-3-1

式(2)で与えられる ATSP (図 1 に示してあるもの) を直線状に畳み込んだ結果

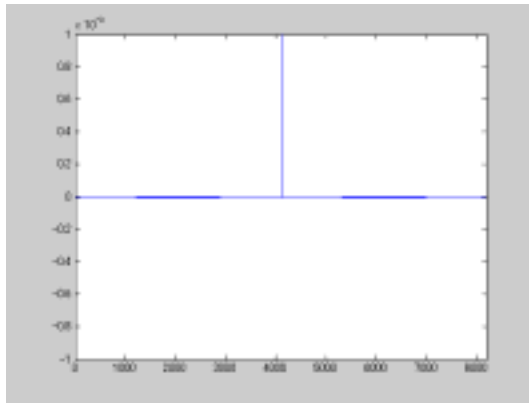


図 2-3-2

式(5)と式(6)で与えられる OATSP (図 2 に示してあるもの) を直線状に畳み込んだ結果

通常、「TSP」と呼ばれるものは OATSP を指す場合が多いので、以下本論文では、OATSP を TSP 信号と呼ぶことにして話をすすめる。

図 2-3-1 のプログラムは以下のようになる。

```

%Program2
%ATSP の直線状畳み込み

N=4096;                                %TSP の長さ

A=1;                                    %振幅の大きさ
k=8.991*10^(-4);                        %TSP の引き伸ばしの程度を表す
L=N/2-m;                                 %円状シフト量

n1=(0:1:N/2-1);                          %離散周波数の範囲

x1=A*exp(k.*n1.*n1.*j);                  %ATSP の設計
x3=A;

H=zeros(1,N);                            %1 行 n 列の行列の初期化

H(1:N/2)=x1;
H(N/2+1)=x3;
H(N/2+2:N)=conj(fliplr(H(2:N/2)));      %H(n)を左右反転させて複素
共役をとる

Y=real(ifft(H));                          %H(n)を IFFT する

%円状シフト
YY(N-L+1:N)=Y(1:L);
YY(1:N-L)=Y(L+1:N);                      %TSP 信号

figure(1);
plot(YY);                                  %TSP をプロット

%逆 TSP の設計
G=conj(H);                                %H(n)の複素共役をとる

```

```

YG=real(iff(G));           %G を IFFT する

%円状シフト
YYG(1:L)=YG(N-L+1:N);     %円状シフト
YYG(L+1:N)=YG(1:N-L);     %TSP 逆フィルタ信号

figure(2);
plot(YYG);                 %逆 TSP をプロット

%畳み込み (インパルス応答)
F=conv(YY,YYG);           %TSP と逆 TSP を畳み込む
figure(3);
plot(F);                   %インパルス応答をプロット

```

図 2-3-2 のプログラムは以下のようになる。

```

%Program3
%OATSP の直線状畳み込み

N=4096;                    %TSP の長さ
m=1200;                   %TSP の幅を決めるパラメータ

A=1;                      %振幅の大きさ
L=N/2-m;                  %最適な円状シフト量

n1=(0:1:N/2);             %離散周波数の範囲

x1=A*exp(4.*m.*pi.*n1.*n1.*j./(N*N)); %OATSP の設計

H=zeros(1,N);             %1 行 n 列の行列の初期化
H(1:N/2+1)=x1;
H(N/2+2:N)=conj(fliplr(H(2:N/2))); %H(N/2+2)以降は H(N/2+1)
                                     %までの行列を左右反転させ、
                                     %複素共役をとる

Y=real(iff(H));           %H(n)を IFFT する

%円状シフト
YY(N-L+1:N)=Y(1:L);
YY(1:N-L)=Y(L+1:N);      %TSP 信号

figure(1);
plot(YY);                 %TSP をプロット

%逆 TSP の設計
G=conj(H);                %H(n)の複素共役をとる
YG=real(iff(G));          %G を IFFT する

%円状シフト

```

```

YYG(1:L)=YG(N-L+1:N);           %円状シフト
YYG(L+1:N)=YG(1:N-L);           %TSP 逆フィルタ信号

figure(2);
plot(YYG);                       %逆 TSP をプロット

%畳み込み(インパルス応答)
F=conv(YY,YYG);                 %TSP と逆 TSP を畳み込む
figure(3);
plot(F);                         %インパルス応答をプロット

```

2.3.3 最適な円状シフト量

通常、前述の式通りに TSP を設計すると、図 2-3-3 のようなグラフとなる。

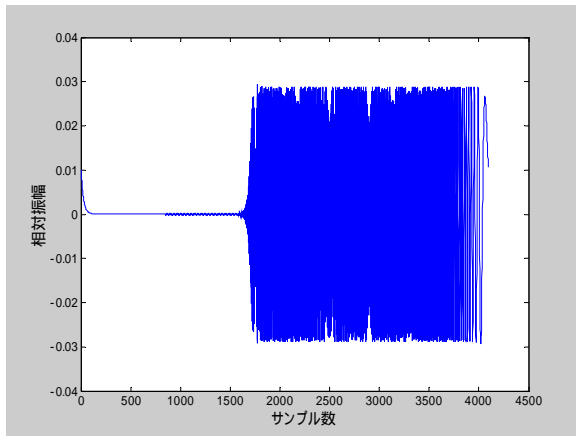


図 2-3-3
円状シフトを行う前の TSP

しかし、このままでは円状畳み込みとして取り扱うためには、前述（2.3.1 参照）のように最初のパルス周期の間の応答は利用することができない。これに対し、事前に円状シフトを与えておいてからパルスを出力すれば、第一周期に対する応答も利用することができ、測定時間を短縮することもできる。

ここでいう円状シフトとは、TSP の特定のサンプル数を信号の最後尾に移動させることである。具体例を挙げれば、全体で 100 のサンプル数を持つ TSP のサンプル数 1~10 を、新たに定義する TSP の 91~100 に移動させ、残りの部分を全体的に前にシフトするということになる。このことを図 2-3-4 に示す。

円状シフトをすることによって図 2-3-3 の TSP が図 2-3-5 のようになる。

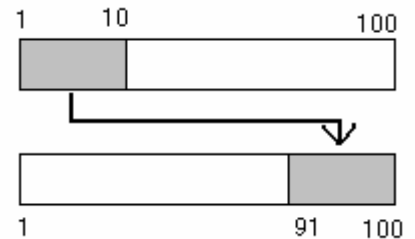


図 2-3-4 円状シフト

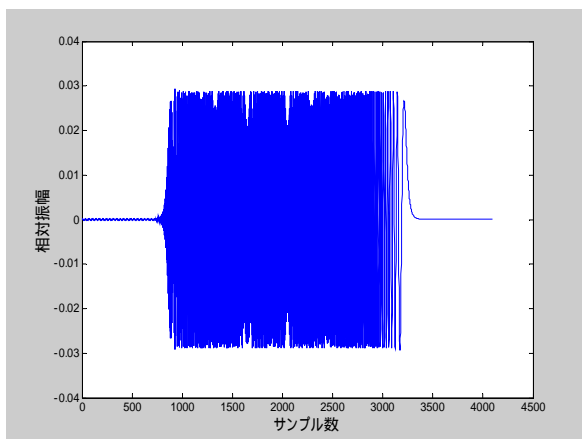


図 2-3-5
円状シフトを行った後の TSP

図 2-3-6 は $N=4096$ の場合に m を様々に変化させたときの円状シフト量と直線状畳み込みとの誤差との関係を、 m をパラメータとして示したものである。図の横軸は円状シフト量であり、縦軸は次式で与えられる誤差の平均パワーを示している。

$$E = \sum_{i=0}^{2N-1} (\hat{\delta}(i) - \delta(i))^2 / (2N-1) \quad (7)$$

ここで、 $\hat{\delta}(i)$ は TSP とその逆フィルタの直線状畳み込みの結果、 (i) は単位パルスである。図 2-3-6 より誤差の平均パワーは円状シフト量 n_{rot} が

$$n_{rot} = N/2 - m \quad (8)$$

のときに最小となることがわかる。4096 以外の N についても、この式で与えられる円状シフトが最小の誤差を与えることを確認している。

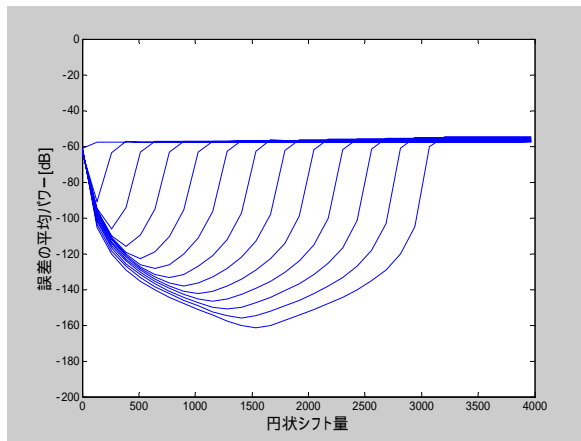


図 2-3-6

m を様々に変化させたときの、円状シフト量と直線状畳み込みの誤差との関係 ($N=4096$)

m の値は右から 512、576、640、704、768、896、960、1024、1152、1280、1408、1536、1664、1792、1920、2048 である。

図 2-3-6 のプログラムは以下のようになる。

```
%Program4
%m を変化させたときの円状シフト量と直線状畳み込みの誤差の関係

N=4096;                                %TSP の長さ
A=1;                                    %振幅の大きさ

n1=(0:1:N/2);                           %離散周波数の範囲

for m=512:128:2048                       %mの値を 512 から 128 ずつ変化させる

    x1=A*exp(4.*m.*pi.*n1.*n1.*j./(N*N)); %TSP の設計
                                           %(Program2 参照)

    H=zeros(1,N);

    H(1:N/2+1)=x1;
    H(N/2+2:N)=conj(fliplr(H(2:N/2)));
```

```

Y=real(iff(H));

G=conj(H);
YG=real(iff(G));

E=zeros(1,4096);          %1 行 4096 列の行列の初期化
kk=1;                    %パラメータ kk の設定

for L=1:128:4096    %円状シフト量を 1 から 128 ずつ変化させる

    YY(N-L+1:N)=Y(1:L); %円状シフト(Program2 参照)
    YY(1:N-L)=Y(L+1:N);

    YYG(1:L)=YG(N-L+1:N);
    YYG(L+1:N)=YG(1:N-L);

    F=conv(YY,YYG);    %TSP と逆 TSP を畳み込む

    F(4097)=0;
    E(kk)=(F*F')/(2*N-1);    %誤差の平均パワーを求める

    kk=kk+1;

end

kk=kk-1;                %kk が実際のデータより1つ
                        %多くなっているので戻す

xx=[1:kk];
xx=(xx-1)*128;          %グラフ上のx軸の表記にあわせる
E(1:kk);
E1=10*log10(E(1:kk));  %dB 表示
plot(xx, E1(1:kk));    %プロットする

hold on;

end

hold off;

```


2.3.4 m と誤差の関係

図 2-3-7 は、 $N=4096$ 以外でも式(8)で与えられる円状シフトを行った上で OATSP に零を付け加えて、TSP を直線状畳み込み的に使用した場合の誤差を示したものである。図の横軸は TSP の幅を決定する整数パラメータ m を TSP の長さで正規化した大きさである。縦軸は式(7)で与えられる誤差の平均パワーである。図より、どの N の場合も m が大きくなるにつれて、誤差の平均パワーは大きくなっており、 $m = N/2$ のとき、 $fs/2$ に対応する時間遅れがちょうど TSP の周期に一致し、TSP の頭と尻が接するようになるので誤差が急激に大きくなっている。

この図より、例えば $N=4096$ のときには、直線上畳み込みに伴う誤差を $-98[\text{dB}]$ 以下に抑えるためには、誤差の平均パワーの観点からみて m をおよそ 1840 以下にして使用すべきであるということがわかる。

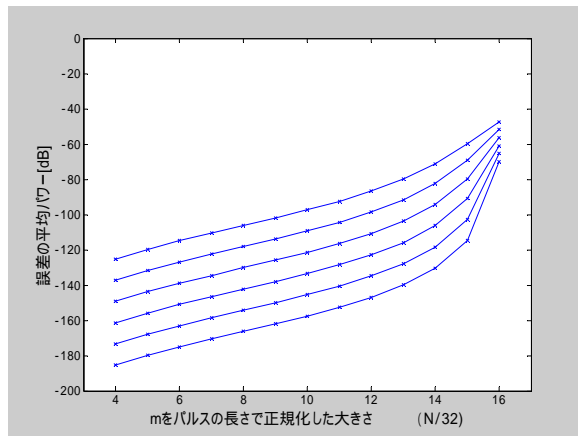


図 2-3-7
様々な N について、式(8)から得られる円状シフト後に直線状畳み込みを行った場合の誤差。
グラフは上より $N=512$ 、 1024 、 2048 、 4096 、 8192 、 16384 である。

図 2-3-7 のプログラムは以下のようになる。

```
%Program5
%TSP の長さによる円状シフトと直線状畳み込みの誤差の関係

pp=zeros(20,1);                                %グラフを重ねて描くため、
                                                %pp という行列を設定

for P=9:1:14                                    %N を変化させるため P という値を設定

    N=2^P;                                       %N は2の P 乗の値
    A=1;                                         %振幅の大きさ

    n1=(0:1:N/2);                               %離散周波数の範囲

    for t=4:1:16                                 %m を変化させるため t という値を設定

        m=t*N/32;                               %t は N/32 の値

        x1=A*exp(4.*m.*pi.*n1.*n1.*j./(N*N)); %TSP の設計
```

%(Program2 参照)

H=zeros(1,N);

H(1:N/2+1)=x1;
H(N/2+2:N)=conj(fliplr(H(2:N/2)));

Y=real(fft(H));

G=conj(H);
YG=real(fft(G));

E=zeros(1,N);

L=N/2-m; %円状シフト量の設定 (m は変数)

YY(N-L+1:N)=Y(1:L); %円状シフト(Program2 参照)
YY(1:N-L)=Y(L+1:N);

YYG(1:L)=YG(N-L+1:N);
YYG(L+1:N)=YG(1:N-L);

F=conv(YY,YYG); %TSP と逆 TSP を畳み込む

F(N+1)=0;
E=(F*F')/(2*N-1); %誤差の平均パワーをとる

E1=10*log10(E); %dB 表示
pp(t)=E1; %行列 pp に格納

end

plot([4:16],pp(4:16),'x-');

hold on;

end

hold off;

3.TSP 測定 of 妨害要因と振幅レベル

3.1 TSP 測定 of 妨害要因と振幅レベル of 説明

TSP 測定法 of 妨害要因は図 3-1-1 に示すようにスピーカー of 歪みと室内 of ノイズが考えられる。

TSP 信号 of 大きさが小さい場合には周囲 of 雑音 of 影響が大きくなり、逆に TSP 信号 of 大きい場合には、スピーカーなど of 歪みによる影響が大きくなると予想される。この考えを元にシミュレーションを行った。

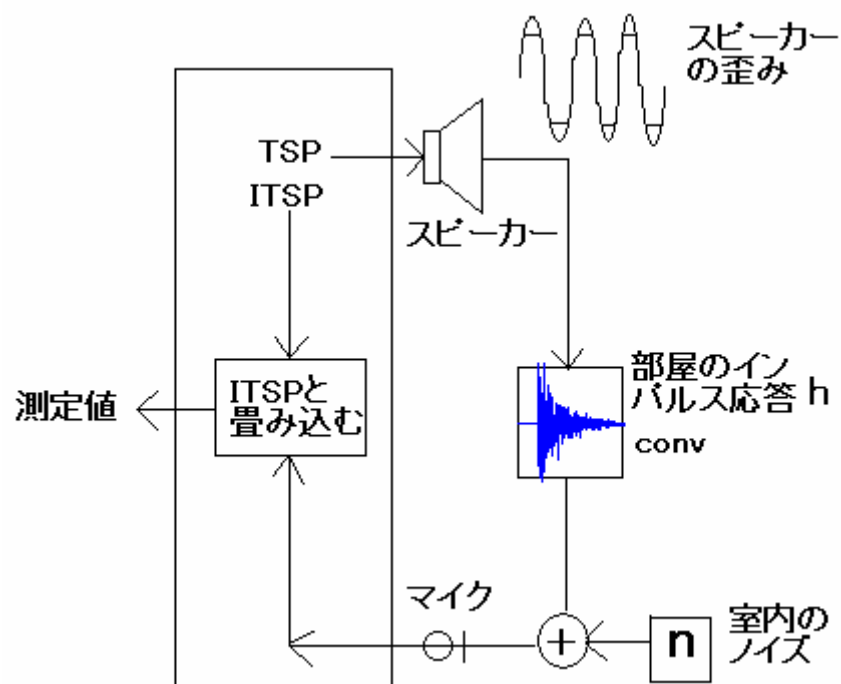


図 3-1-1 TSP 測定法 of 妨害要因

3.2 2TSP 法

今回、2 TSP 測定法を用いてシミュレーションを行った。以下 2 TSP 法について説明する。

高い周波数から低い周波数にスイ - プしたものを TSP-down とし、それを時間軸で反転させたものを TSP-up とする。それらを連続して鳴らし、マイクロホンで収録された信号に、TSP 信号の逆特性を持つ ITSP (Inversed Time Stretched Pulse)信号を畳み込むことによって、インパルス応答が求められる。

求められたインパルス応答を h_1 、 h_2 と表すと、本来は $h_1 = h_2$ であるべきなので、 $h_1 - h_2 = 0$ となるはずである。したがって、 h_1 、 h_2 の中に誤差が含まれる場合、誤差は $h_1 - h_2$ によって求められる。

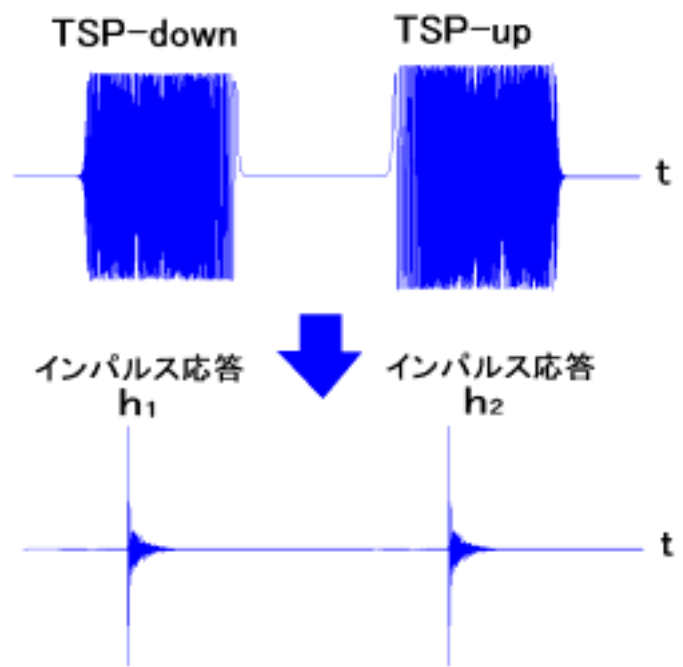


図 3-2-1 2TSP 法の説明図

3.3 スピーカーの歪み

スピーカーは入力信号が大きくなると、あるそれ以上の音は発生することができなくなり、出力信号は頭打ちとなり信号は歪んでしまう。これをプログラムで模擬するためには、ある一定値を超えるものはすべて一定値とし、信号をクリップする。今回用いたプログラムを以下に示す。

```
for s=1:1:18384  
  
if h5(s)>0.4 %h5 は TSP 信号  
    h5(s)=0.4;  
end  
  
if h5(s)<-0.4  
    h5(s)=-0.4;  
end
```

3.4 室内のノイズ

今回、室内のノイズを模擬するのにランダムノイズを使用した。以下にそのプログラムを示す。

```
y=randn(length(h6),1);  
y=y/9;  
h6=h6+y; %h6 は室内インパルス応答と畳み込んだ後の TSP 信号
```

3.5 部屋の特徴

今回使用した部屋のインパルス応答の特性を以下に示す。

<インパルス応答波形>

サンプリング周波数は 8[kHz]で測定した。

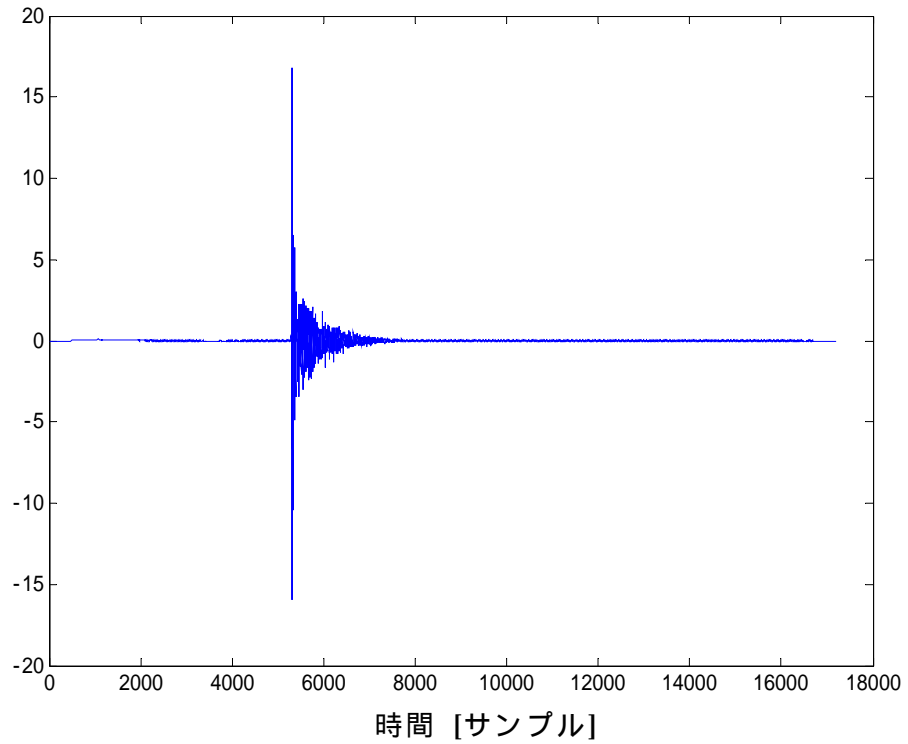


図 3-5-1 部屋のインパルス応答

< 周波数特性 >

測定したインパルス応答より、周波数特性を求める。以下にそのプログラムとグラフを示す。

```
c2=abs(fft(c1));%周波数特性、C1 はインパルス応答  
c2=c2/max(c2);%最大値で正規化  
figure(5);  
L=length(c2)/2;  
X=0:(4000/L):4000;  
plot(X,20*log10(c2(1:length(X))));%log 表示  
xlabel('周波数 [Hz]')  
ylabel('相対ゲイン [dB]')  
axis([0 4000 -60 10]);
```

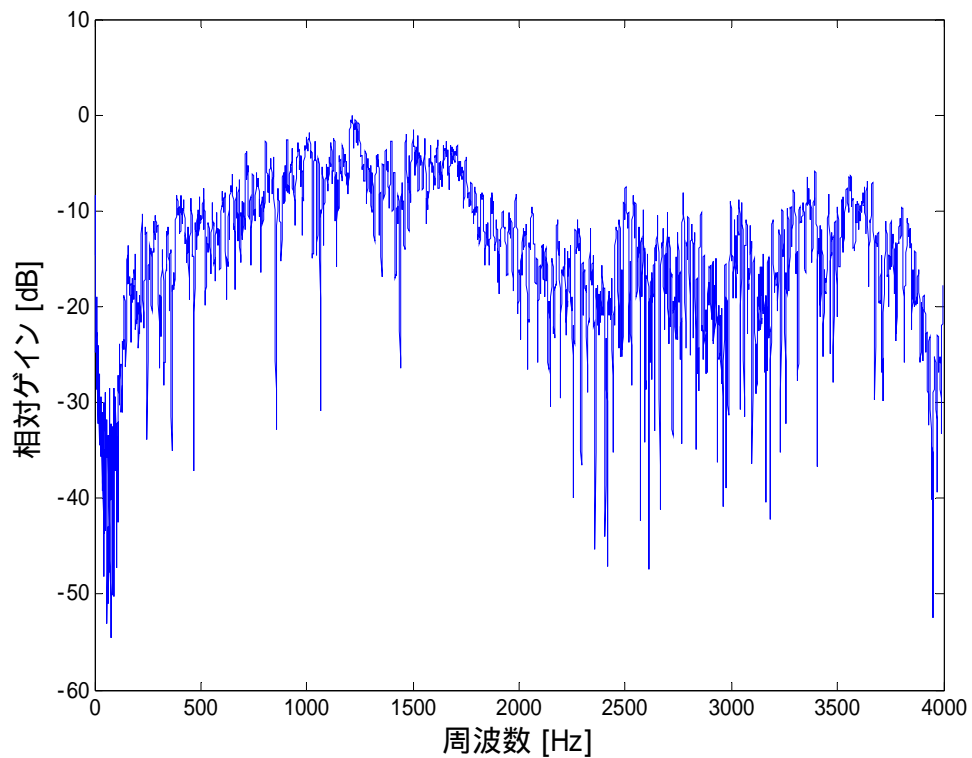


図 3-5-2 部屋の周波数特性（スピーカの特徴を含む）

< 残響曲線、残響時間 >

測定したインパルス応答より、残響曲線を求める。残響曲線 $r(t)$ は、インパルス応答に含まれるエネルギーの減衰を表す量である。インパルス応答を $h(t)$ と表すと次式で定義される。

$$r(t) = \frac{\int_t^{\infty} h^2(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} h^2(\tau) d\tau}$$

以下にそのプログラムとグラフを示す。

```
N=length(c1); %C1:インパルス応答  
r1=c1'*c1;  
rr=zeros(1,N);  
  
for j=1:1:N  
    r2=c1(j:N)'*c1(j:N);  
    r=r2/r1;  
    rr(j)=r;  
    hold on  
end  
  
rr=rr/max(rr);  
  
figure(1);  
M=length(rr);  
Y=0:(1000/8000):1000;  
plot(Y,20*log10(rr(1:8001)));
```

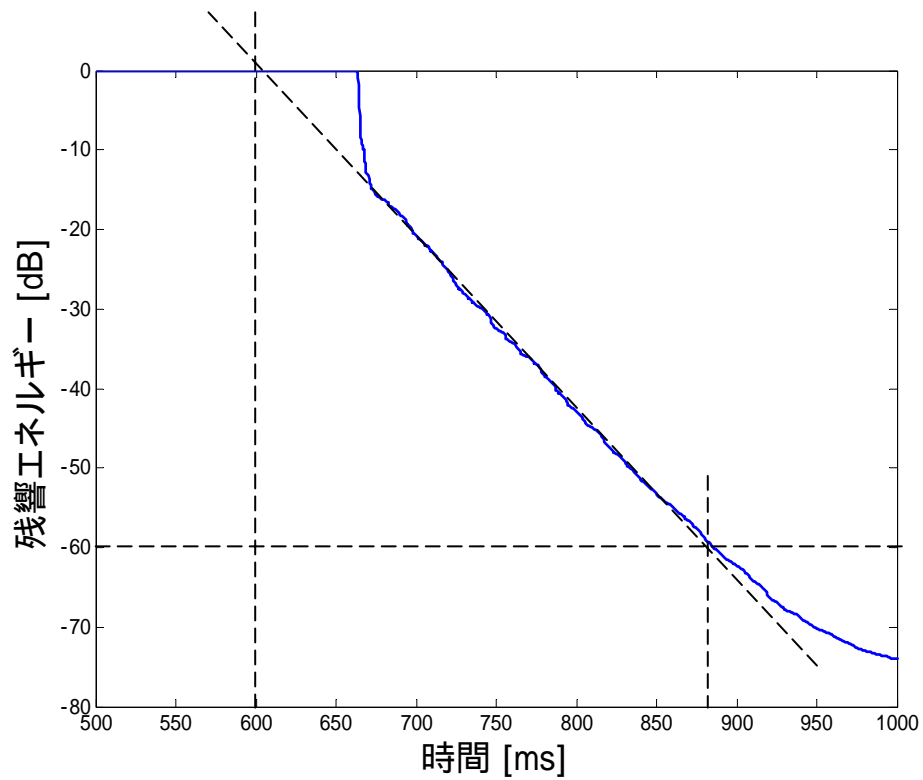



図 3-5-3 部屋の残響曲線

図 3-5-3 に示すように、グラフの傾きで直線を引き、0[dB]と交わる点から -60[dB]と交わる点までの時間が残響時間となる。よって、この部屋の残響時間は 280[ms]である。

3.6 シミュレーション 1

TSP の出力レベルと正規化誤差パワーの関係

<手順>

TSP 信号の down と up が連続した信号を作る。

その信号をある値でクリップさせ歪んだ信号を作る。

その信号に部屋のインパルス応答を畳み込み、ノイズを加えて、マイクロフォン受信信号をシミュレートする。

シミュレートした信号を ITSP と畳み込むインパルス応答を求める。

インパルス応答から正規化誤差パワーを求める。

$$P_E = \frac{\sum_k (h_1(k) - h_2(k))^2}{\sum_k (h_1(k))^2}$$

TSP 信号の振幅を小さく変化させ ~ を 10 回繰り返す。

図 3-6-1 に手順の説明図を示す。

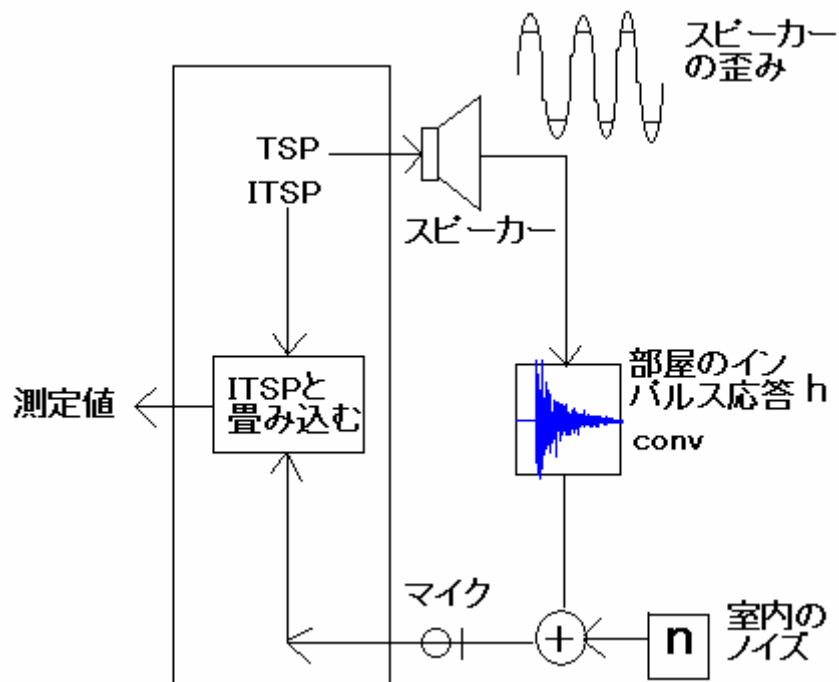


図 3-6-1 手順の説明図

次に手順の一例を示す。

<手順の一例>

図 3-6-2 に示すように、TSP 信号の down と up が連続した信号を作る。

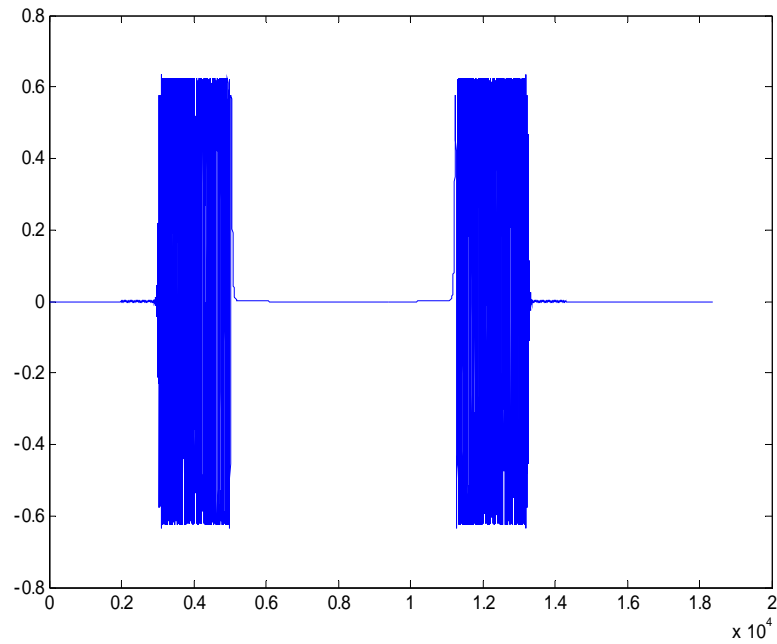


図 3-6-2 down と up の連続した信号

その信号をある値でクリップさせ歪んだ信号を作る。今回は 0.4 以上を一定値 0.4 とし、-0.4 以下は一定値-0.4 とする。結果を図 3-6-3 に示す。図 3-6-2 では ± 0.6 程度であった TSP 信号の振幅が ± 0.4 でクリップされていることがわかる。

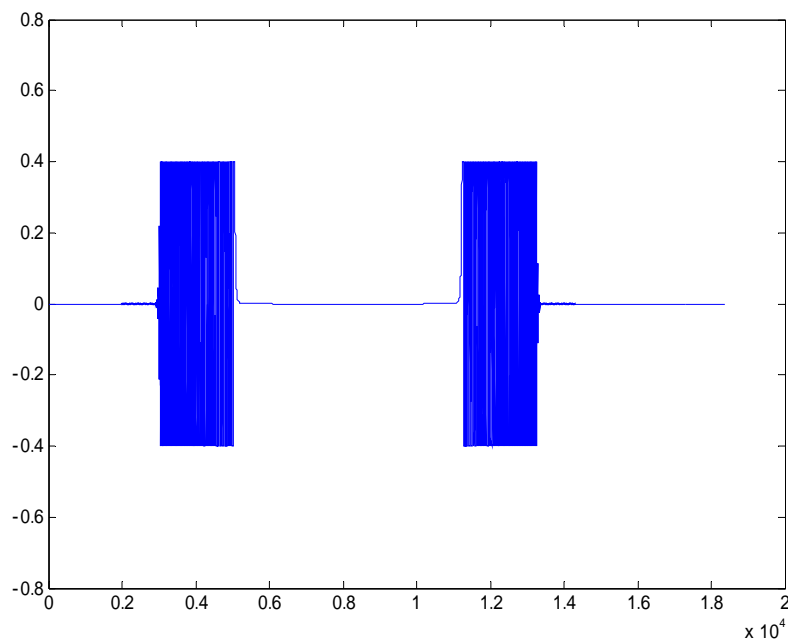


図 3-6-3 | 0.4 | でクリップした信号

その信号に部屋のインパルス応答（図 3-5-1 参照）を畳み込み、ノイズを加えて、マイクロフォン受信信号をシミュレートする。結果を図 3-6-4 に示す。

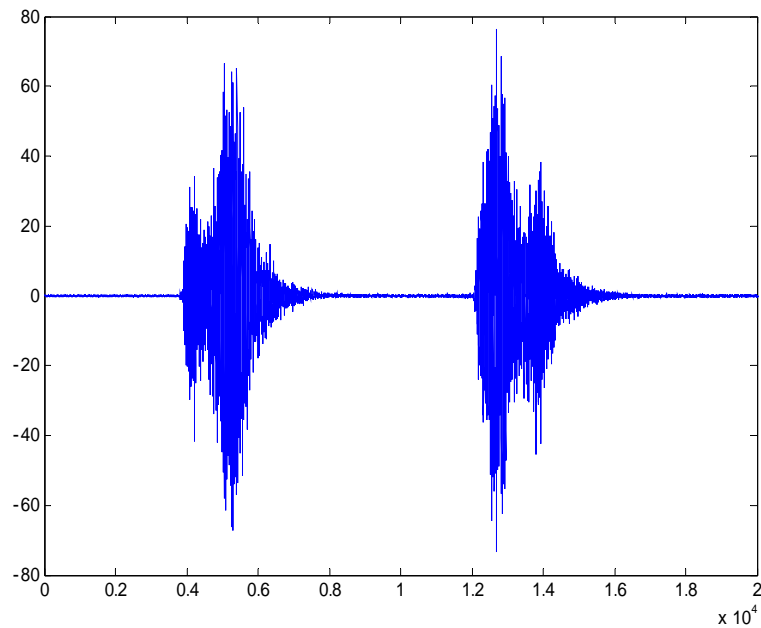


図 3-6-4 シミュレートされたマイクロフォン受信信号

シミュレートした信号の **down** と **up** をそれぞれ切り出し、それに ITSP を畳み込み、インパルス応答 **h1**、**h2** を求める。

まず、図 3-6-4 の信号から **down** の信号を切り出し、**down** の ITSP (=up) と畳み込んでインパルス応答 **h1** を計算する。以下、図 3-6-5 に切り出した信号、図 3-6-6 に ITSP 信号、図 3-6-7 にインパルス応答 **h1** を示す。

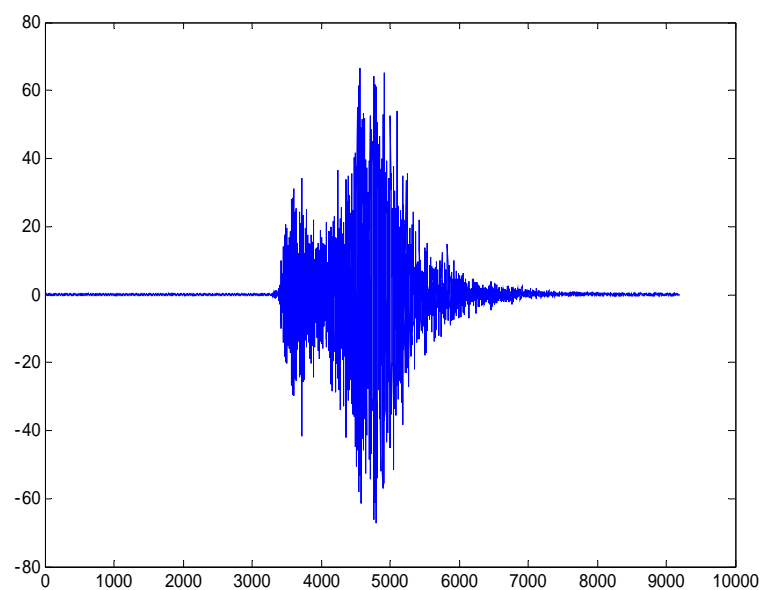


図 3-6-5 切り出した **down** の信号

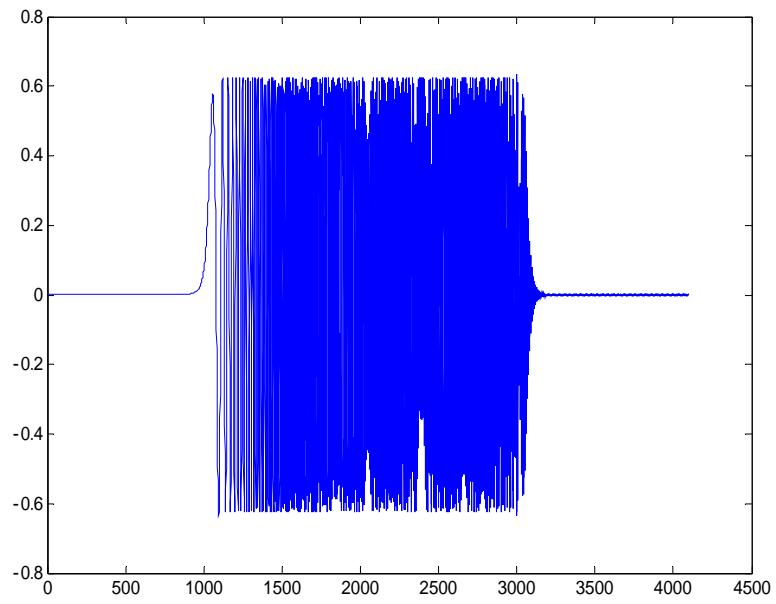


図 3-6-6 up の TSP 信号

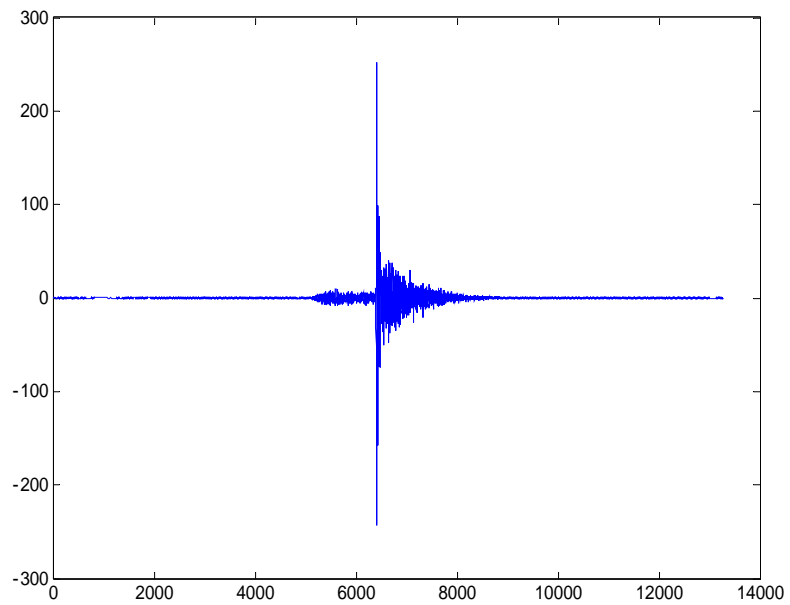


図 3-6-7 インパルス応答 h 1

次に、図 3-6-4 の信号から up の信号を切り出し、up の ITSP (=down) と畳み込んでインパルス応答 h2 を計算する。以下、図 3-6-8 に切り出した信号、図 3-6-9 に ITSP 信号、図 3-6-10 にインパルス応答 h2 を示す。

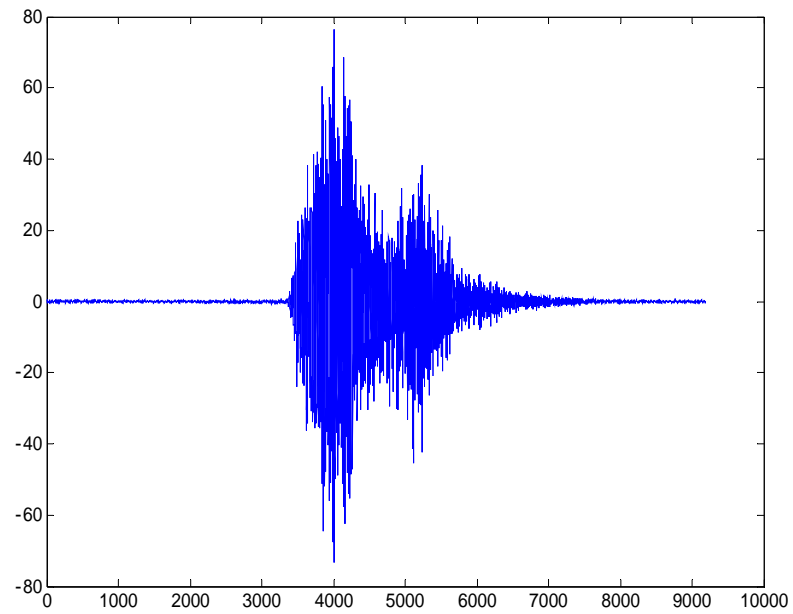


図 3-6-8 切り出した up の信号

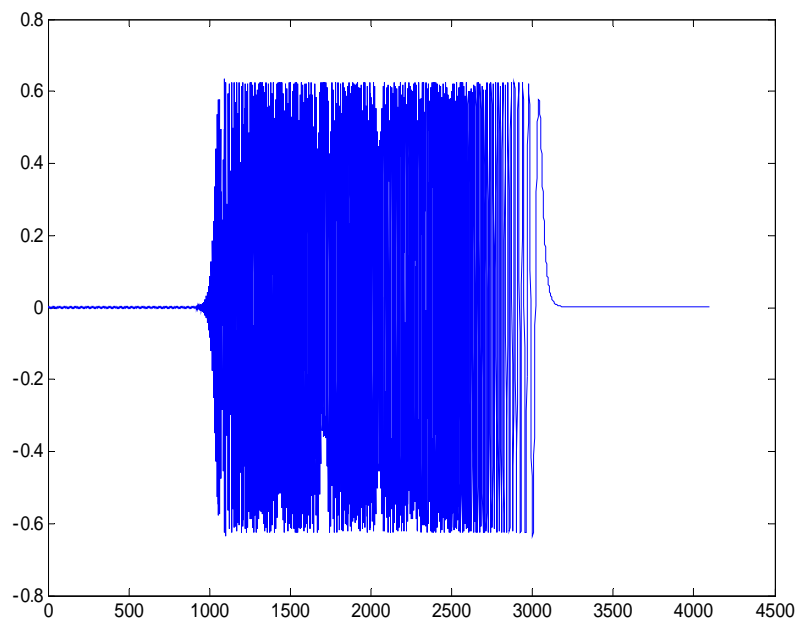


図 3-6-9 down の TSP 信号

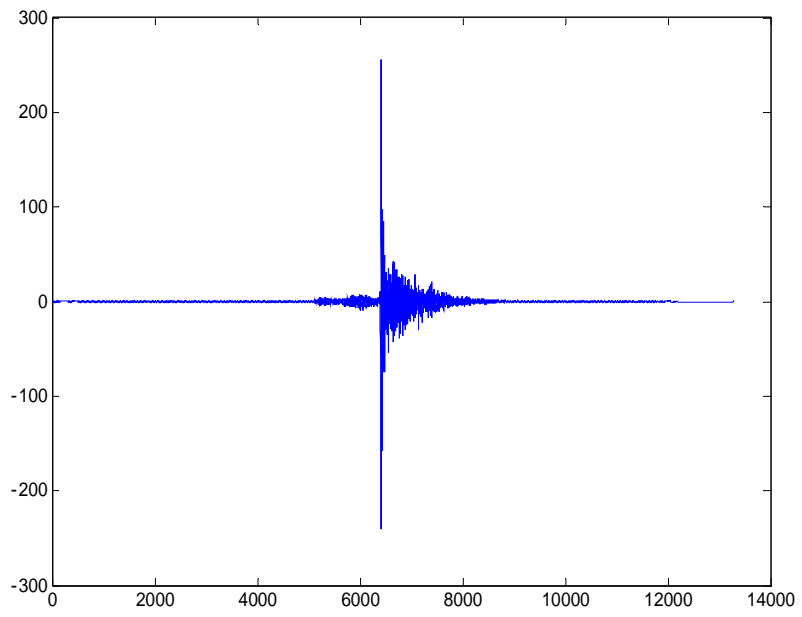


図 3-6-10 インパルス応答 h_2

< 結果 >

h 1、h 2 の 2 つのインパルス応答から正規化誤差パワーを求めた。TSP 信号の出力レベルは、振幅が 0.6 (図 3-6-2) の場合を 0[dB]として、0[dB]から -3[dB]きざみで -27[dB]まで 10 段階変化させた。結果を図 3-6-11 に示す。

雑音の影響は右下がりの直線となった。つまり TSP の出力レベルが大きくなれば誤差は小さくなり、出力レベルと誤差は反比例の関係にあることがわかる。- 7 [dB]を境に歪みの影響が出始め、歪みによる誤差は出力レベルの増加に伴い大きくなり、グラフは右上がりとなった。

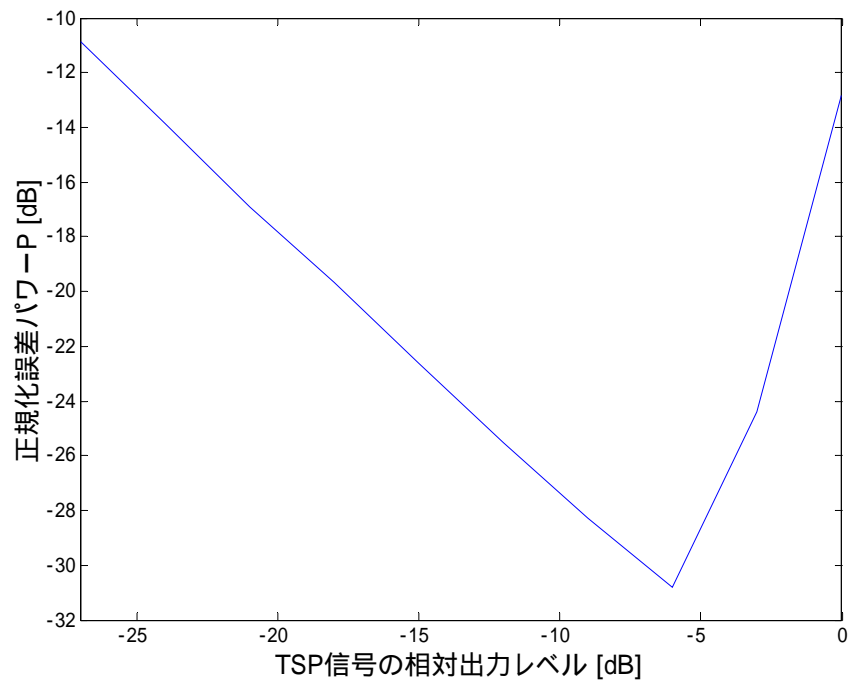


図 3-6-11 シミュレーションによる正規化誤差パワー

< 考察 >

図 3-6-11 に示すようにグラフは右下がりの直線となった。このことについて考察を述べる。

TSP の振幅を a とする。振幅 a の TSP 信号に、部屋のインパルス応答 h が畳み込まれ、部屋のノイズ n が加わったものと ITSP を畳み込むと、その結果は振幅 a のインパルス応答 ah と $n * ITSP$ となる。2 つの信号の差をとると、誤差は $(n_1 - n_2) * ITSP$ と表せる。

$$h_1 = (aTSP * h + n_1) * ITSP = ah + n_1 * ITSP$$

$$) h_2 = (aTSP * h + n_2) * ITSP = ah + n_2 * ITSP$$

$$(n_1 - n_2) * ITSP$$

また $h \gg n_1$ とすると、 $h_1^2 \approx (ah)^2$ とみなせるので

$$E[P_E] = \frac{E\left[\{(n_1 - n_2) * ITSP\}^2\right]}{\sum a^2 h_1^2}$$

この式において、雑音が定常であれば、分子式は一定値をとり、分母項は a^2 に比例する。

つまり、正規化誤差パワーは a^2 に反比例しており、dB 表記の場合、測定音を A [dB] 上昇させると正規化誤差パワーは A [dB] 下降し、グラフは右下がりの直線となる。

したがって、図 3-6-11 において、出力レベルが -7[dB] 以下では、正規化誤差パワーは出力レベルに反比例の直線となる。

3.7 シミュレーション 2

TSP 信号の出力レベルと誤差波形の関係

次に、TSP 信号が小さい時と大きい時では誤差波形にどのような違いがあるか調べるために、それぞれ 2 つのインパルス応答の差を求めた。

< 結果 >

TSP の振幅が小さい (- 27[dB]) ときの h_1 を図 3-7-1、 h_2 を図 3-7-2 に示す。どちらにも振幅が小さいため雑音ののっているのが確認できる。

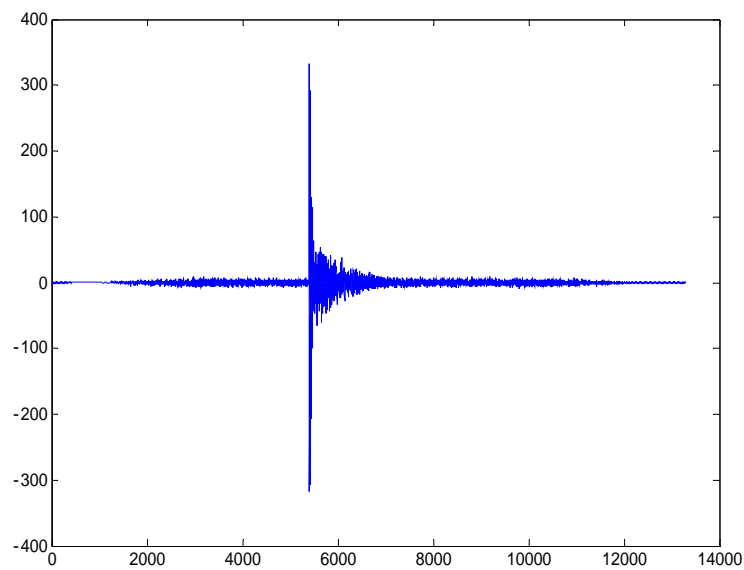


図 3-7-1 TSP の振幅が小さい (- 27[dB]) ときの h_1

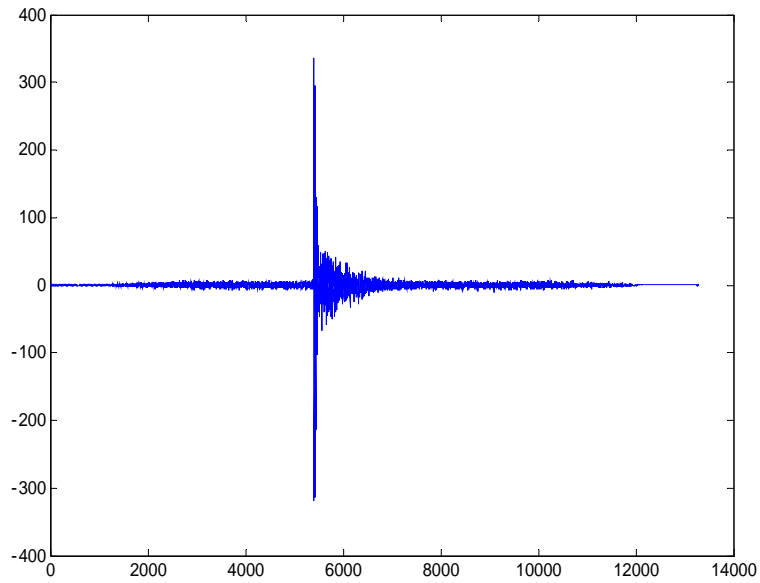


図 3-7-2 TSP の振幅が小さい (- 27[dB]) ときの h_2

図 3-7-1、図 3-7-2 より、 h_1 と h_2 の差を求め、TSP の振幅が小さい (- 27[dB]) ときの誤差波形を図 3-7-3 に示す。

TSP 信号が小さい時には雑音の影響が大きく、その影響は全体的に誤差として出ていることがわかる。

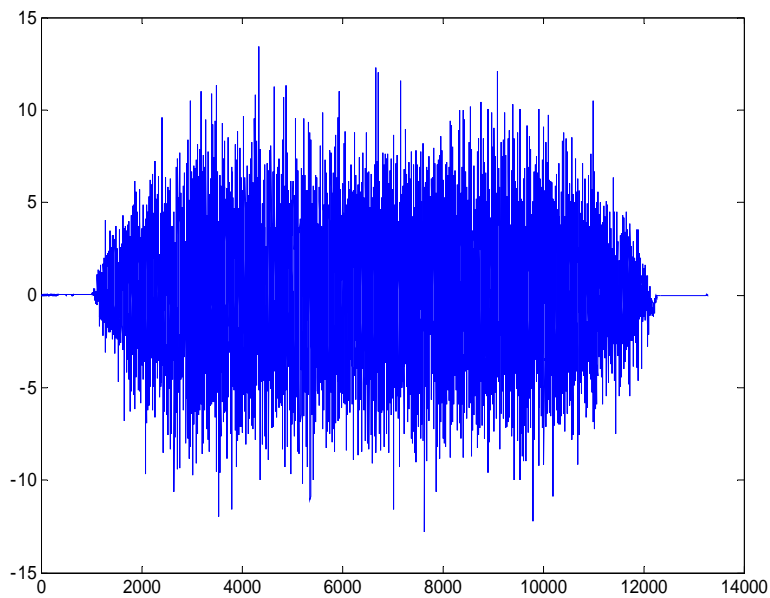


図 3-7-3 TSP の振幅が小さい (- 27[dB]) ときの誤差波形

次に、TSP の振幅が大きい (0[dB]) ときの h 1 を図 3-7-4、h 2 を図 3-7-5 に示す。

振幅が大きい場合には雑音は確認できないが、どちらにもインパルスの前に歪みが確認できる。

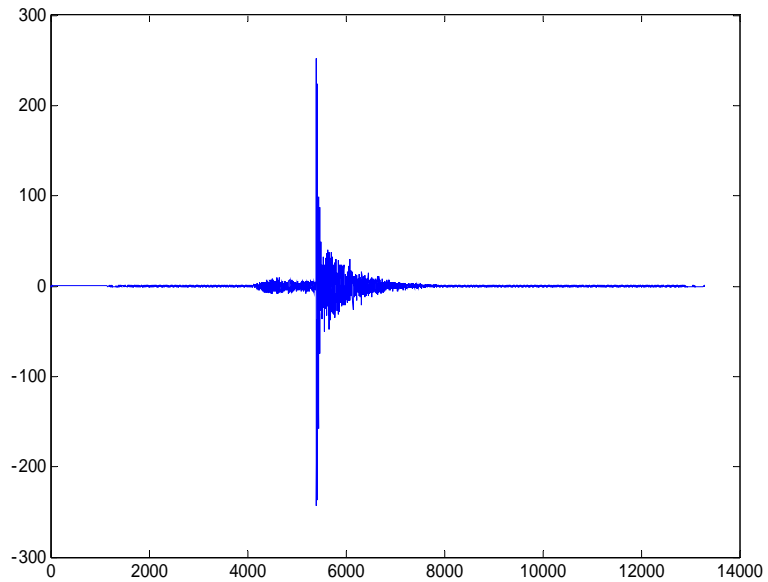


図 3-7-4 TSP の振幅が大きい (0[dB]) ときの h 1

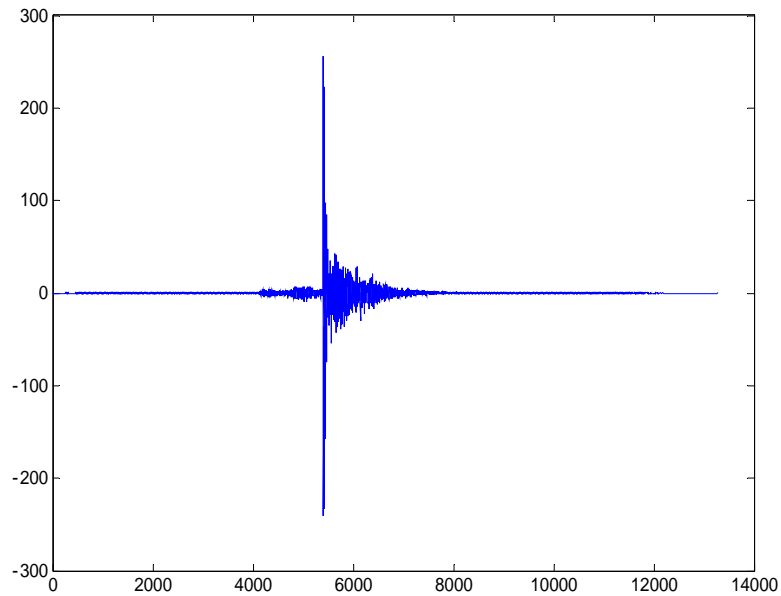


図 3-7-5 TSP の振幅が大きい (0[dB]) ときの h 2

図 3-7-4、図 3-7-5 より、 h_1 と h_2 の差を求め、TSP の振幅が大きい(0[dB]) ときの誤差波形を図 3-7-6 に示す。

TSP 信号が大きく歪みがあるときには、その影響はインパルスを中心付近に集中し出ていることがわかる。

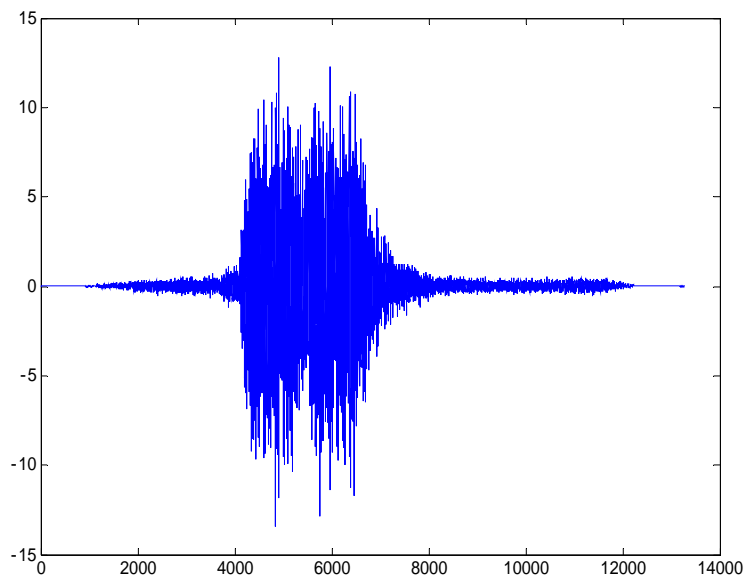


図 3-7-6 TSP の振幅が大きい (0[dB]) ときの誤差波形

<まとめ>

TSP の振幅が小さい場合には、全体的に誤差が出ており雑音の影響が大きいことがわかる。逆に TSP の振幅が大きい場合には、誤差はインパルスを中心付近に集中し出しており、歪みの影響が大きいと考えられる。

4. 実測結果

4.1 実測 1

TSP の出力レベルと正規化誤差パワーの関係

<方法>

まず、部屋の中心付近にスピーカーとマイクロホンを 1 [m] 離し設置する(図 4-1-1、図 4-1-2 参照、室内の特性は 3.5 項に同じ)。次に、マイク地点での音圧レベルが 100[dB]になるように調節し、3[dB]ずつ TSP の音圧(振幅)を小さくして 73[dB]まで 10 回測定し、正規化誤差パワー P_E を求める。

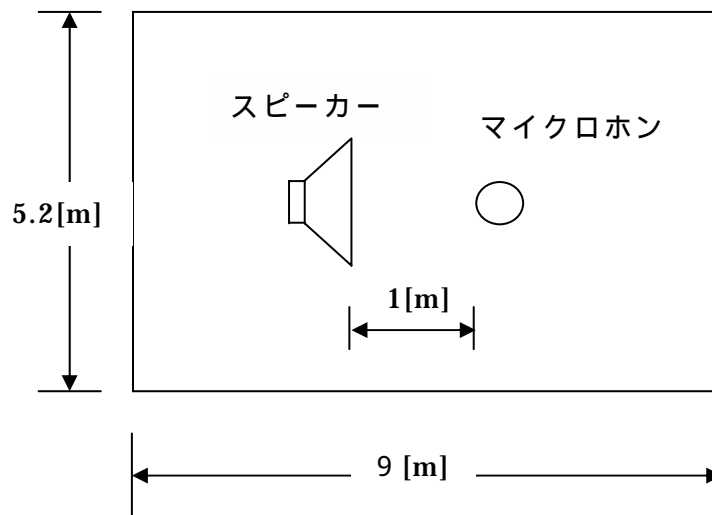


図 4-1-1 部屋のモデル図



図 4-1-2 測定風景

測定に使用したプログラムを以下に示す。

```
%実測のプログラム
%TSP の設計
Fs=8000; %サンプリング周波数
N=4096;
k=8.991*10^-4;
azero=20; %TSP の振幅

E=zeros(1,10); %正規化誤差パワー
data=zeros(18384,10); %10回のデータの初期化

for loop=10:-1:1 %10回繰り返す

m=N/4;
nrot=N/2-m; %円状シフト量

n=0:N-1;
H=zeros(1,N);
H1=azero*exp(j.*4.*m.*pi.*n.*n./N./N);
H2=azero;
H(1:N/2)=H1(1:N/2);
H(N/2+1)=H2;
H(N/2+2:N)=conj(fliplr(H1(2:N/2)));
h1=real(iff(H));
h2(1:N-nrot)=h1(nrot+1:N);
h2(N-nrot+1:N)=h1(1:nrot);

h3=h2(1:N); %down 信号
figure(1);
plot(h3);

h4=fliplr(h3); %up 信号
figure(2);
plot(h4);

h5=zeros(1,2000+4*N); %down+up 信号を作る
h5(2001:2000+N)=h3;
h5(2001+2*N:2000+3*N)=h4;
figure(3);
plot(h5);

%TSP を鳴らして録音する
wavplay(h5,Fs,'async'); %down+up を鳴らす
```

```

h6=wavrecord(2000+4*N, Fs); %down+up を録音する
data(1:18384,loop)=h6(1:18384);%10 回のデータを保存
figure(4);
plot(h6);

%切り出して畳み込む
h7=h6(1001:2000+2*N);%録音された down を切り出す
figure(5);
plot(h7);

h8=h6(1001+2*N:2000+4*N);%録音された up を切り出す
figure(6);
plot(h8);

c1=conv(h7,h4);%録音 down*up
c1=c1/azero;
figure(7);
plot(c1);

c2=conv(h8,h3);%録音 up*down
c2=c2/azero;
figure(8);
plot(c2);

%正規化誤差パワーを求める
r1=c1'*c1;
r2=(c1-c2)'*(c1-c2);
E1=r2/r1;
E2=10*log10(E1);
E(loop)=E2

azero=azero/(2^(1/2)); %振幅を 3[dB]ずつ減らす
loop=loop-1;
pause(1);

end %ここまでを繰り返す

figure(9);
plot(E);
save desktop6 E; %正規化誤差パワーのデータの保存
save 10desktop6 data; %10 回分の測定データの保存

```


< 結果 >

図 4-1-3 にマイクロホンにおける音圧レベルと正規化誤差パワーの P_E の関係を示す。音圧レベルと誤差の定性的な関係はシミュレーションと同様の傾向が見られた。シミュレーションに比べて、グラフは滑らかに右下がりから右上がりに変化していることがわかる。

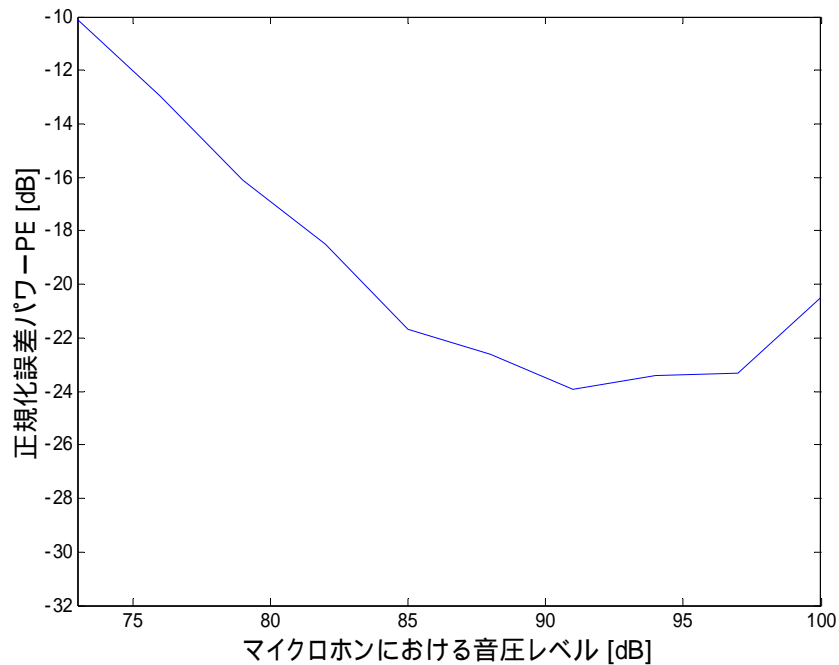


図 4-1-3 測定結果からの正規化誤差パワー

< 考察 >

シミュレーションでは、誤差は TSP の振幅に比例して減っていき、歪みが生じた所から急に大きくなった。しかし、実際の測定ではグラフは滑らかな曲線になった。これはスピーカーが徐々に歪んでいくためであると考えられる。

今後シミュレーションをこの形に近づけていくように改善が必要である。

4.2 実測 2

TSP 信号の出力レベルと誤差波形の関係

実測においても、TSP 信号が小さい時と大きい時では誤差波形にどのような違いがあるか調べるために、それぞれ 2 つのインパルス応答の差を求めた。

< 結果 >

TSP の振幅が小さい (73[dB]) ときの h 1 を図 4-2-1、h 2 を図 4-2-2 に示す。実測のため、シミュレーションのノイズ (図 3-6-1、図 3-6-2 参照) とは種類が違うが、どちらにもノイズがのっているのが確認できる。

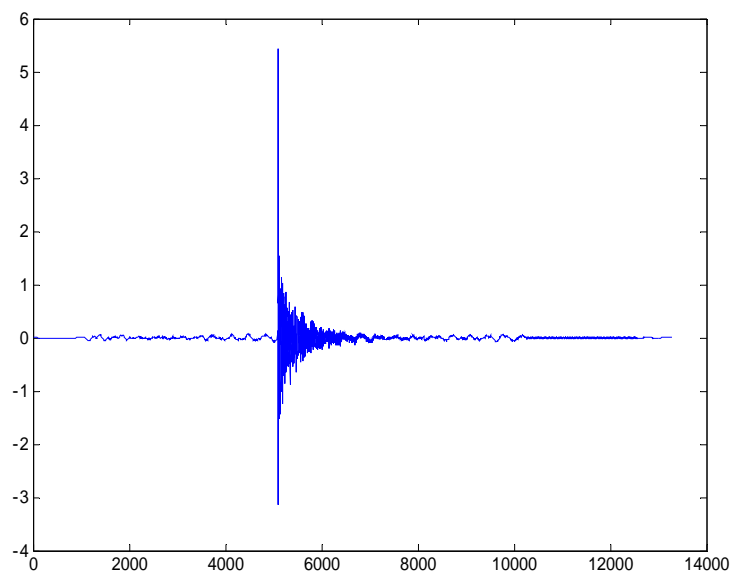


図 4-2-1 TSP の振幅が小さい (73[dB]) ときの h 1

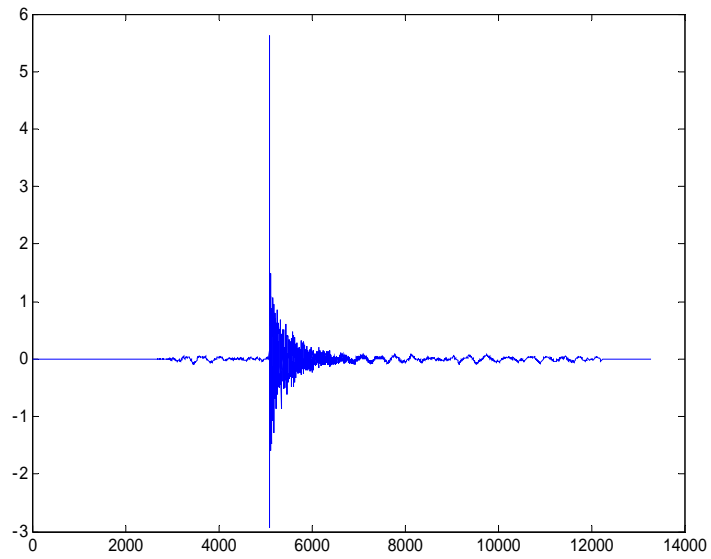


図 4-2-2 TSP の振幅が小さい (73[dB]) ときの h_2

図 4-2-1、図 4-2-2 より、 h_1 と h_2 の差を求め、TSP の振幅が小さい (73[dB]) ときの誤差波形を図 4-2-3 に示す。

シミュレーションと同様、TSP 信号が小さい時には雑音の影響が大きく、その影響は全体的に誤差として出ていることがわかる。実測のため、インパルスの部分に多少誤差が出ている。

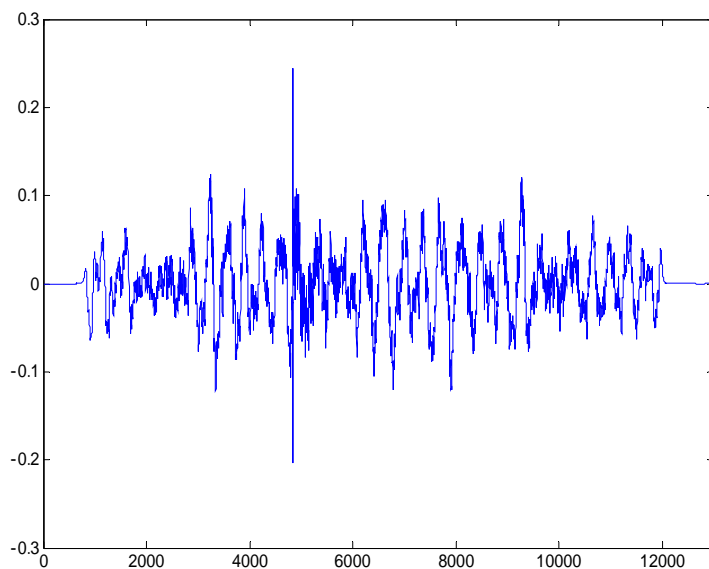


図 4-2-3 TSP の振幅が小さい (73[dB]) ときの誤差波形

次に、TSP の振幅が大きい(100[dB])ときの h_1 を図 4-2-4、 h_2 を図 4-2-5 に示す。

シミュレーションと同様、振幅が大きい場合には雑音は確認できないが、どちらにもインパルスの前に歪みが確認できる。しかし、 h_2 の方が h_1 よりも歪みが大きいのがわかる。

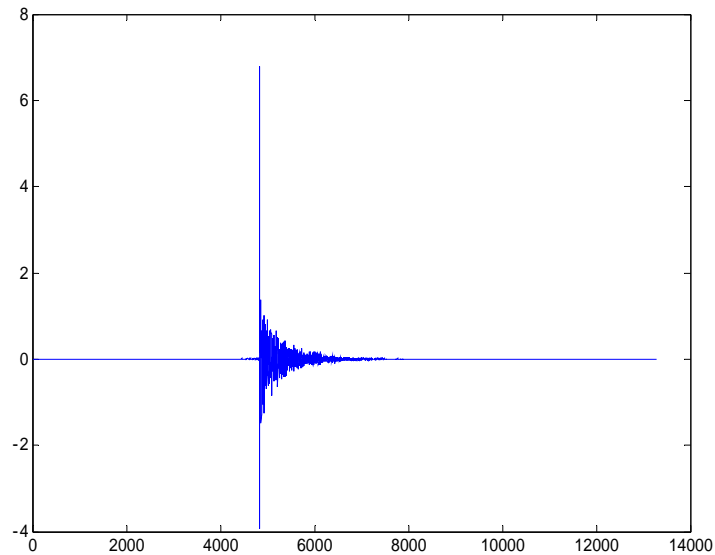


図 4-2-4 TSP の振幅が大きい (100[dB]) ときの h_1

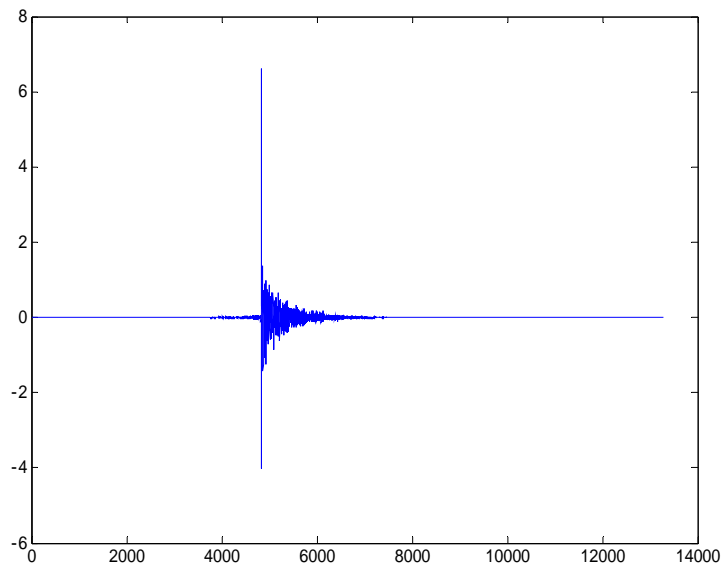


図 4-2-5 TSP の振幅が大きい (100[dB]) ときの h_2

図 4-2-4、図 4-2-5 より、 h_1 と h_2 の差を求め、TSP の振幅が大きい (100[dB]) ときの誤差波形を図 4-2-6 に示す。

シミュレーションと同様、TSP 信号が大きく歪みがあるときには、その影響はインパルスを中心付近に集中し出ていることがわかる。

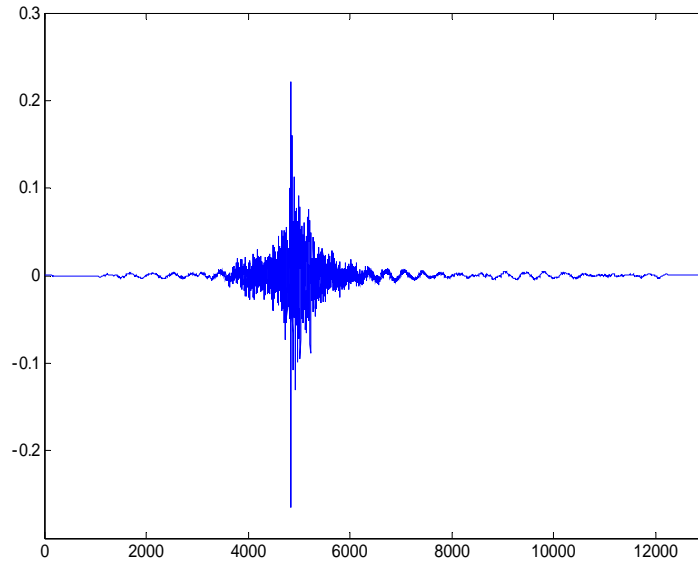


図 4-2-6 TSP の振幅が大きい (100[dB]) ときの誤差波形

< 考察 >

歪みによる誤差について詳しく検討する。TSP が大きい時の h_1 (図 4-2-4) と h_2 (図 4-2-5) を拡大してみる。拡大したものを図 4-2-7、図 4-2-8 に示す。

図 4-2-8 より h_2 の先頭に誤差が出ているのが分かる。図 4-2-6 の誤差波形をみるとインパルスの左側にこの部分が現れていると思われる。このことから、図 4-2-6 の誤差波形はインパルスを境にほぼ対象となっているのを考え、隠れて見えないが図 4-2-7 の h_1 にもインパルスの右側に誤差があると考えられる。

図 4-2-8 の h_2 は TSP-up を鳴らして測定した結果である。歪みは高い周波数成分を持っているので、低い周波数から高い周波数にスイープした場合、低い周波数帯に高い周波数が加わることになる。本来は高い周波数は後に現れるので、歪みの影響はインパルスよりも前に誤差となって現れていると考えられる。

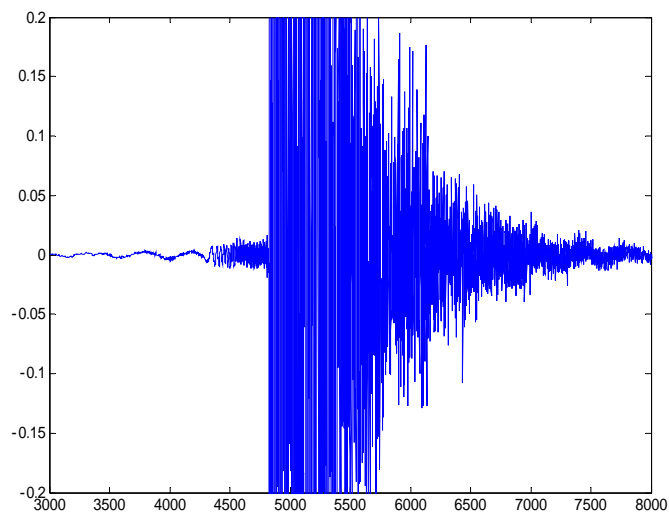


図 4-2-7 TSP の振幅が大きい (100[dB]) ときの h_1

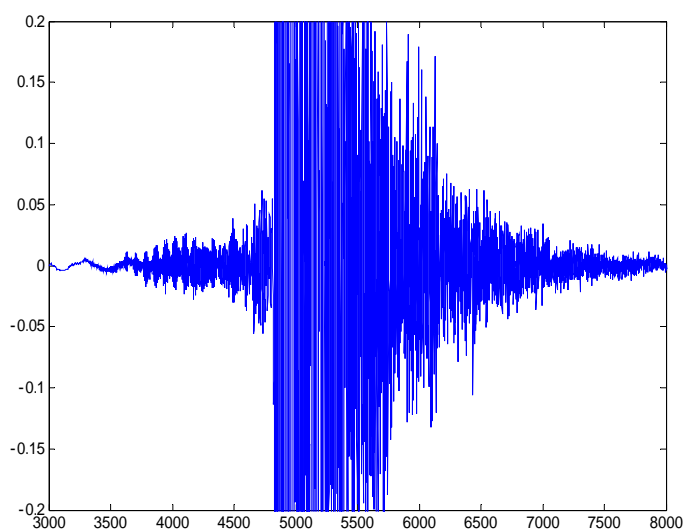


図 4-2-8 TSP の振幅が大きい (100[dB]) ときの h_2

わかりやすくまとめたものを図 4-2-9 に示す。

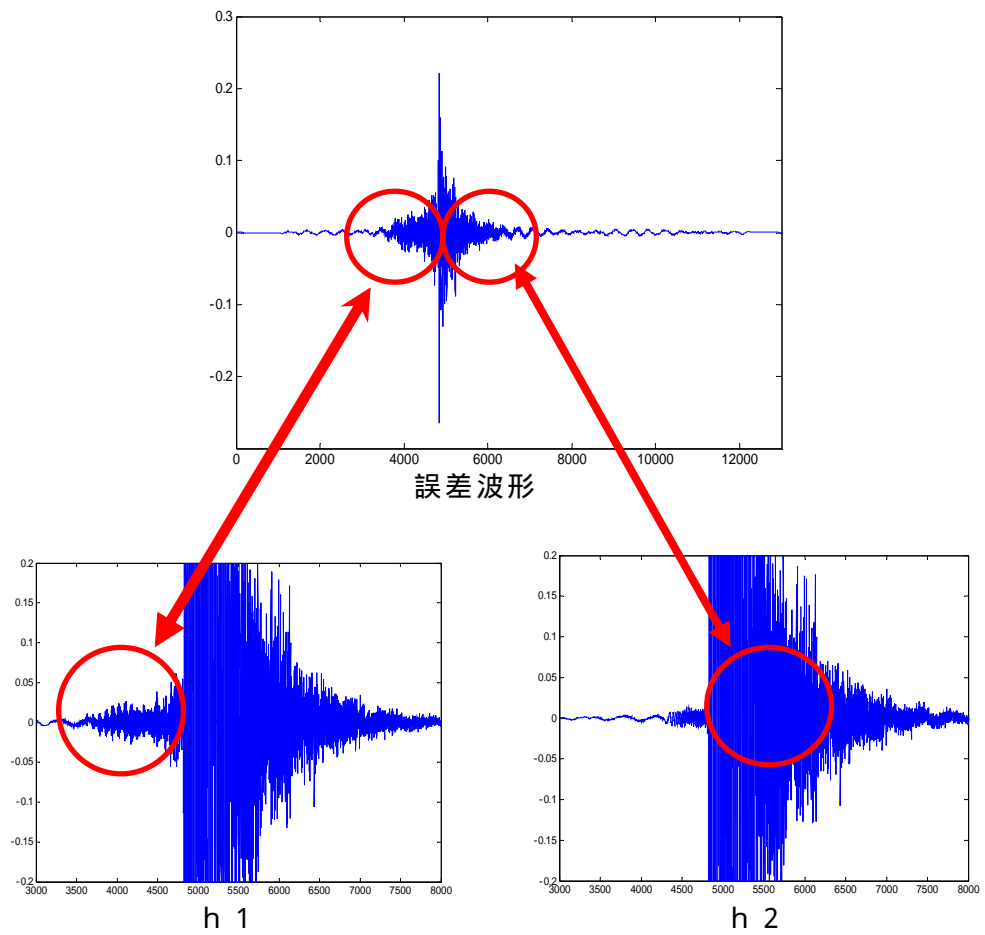


図 4-2-9 歪みによる誤差の考察図

5. まとめ

本研究では、2TSP法を用いて、TSP信号の最適振幅レベルについて検討を行った。

TSP測定法の妨害要因として、スピーカーの歪みと室内のノイズが考えられる。TSP信号の大きさが小さい場合には周りの雑音の影響が大きくなり、逆にTSP信号が大きい場合には、スピーカーなどの歪みによる影響が大きくなると予想される。そこで、この考えを元にシミュレーションおよび実測を行った。

<正規化誤差パワーについて>

まず、2TSP法によって求めた h_1 、 h_2 の2つのインパルス応答から測定誤差を求めた。出力レベルを横軸に測定誤差を縦軸としたグラフを書くと、雑音の影響は右下がりの直線となり、出力レベルと誤差は反比例の関係にあることがわかった。出力レベルが大きくなってくると、ある値を境に歪みの影響が開始し、グラフは右上がりとなった。

予想した通りに、シミュレーションと測定結果ともに、TSPが小さすぎても大きすぎても誤差が大きくなった。TSPの大きさを適当な値に設定することが必要であることが確かめられた。

シミュレーションでは、誤差はTSPの大きさに比例して減っていき、歪みが生じた所から急に大きくなった。しかし、実際の測定ではグラフは滑らかな曲線になった。これはスピーカーが徐々に歪んでいくためである。今後シミュレーションをこの形に近づけていくように改善が必要である。

<誤差波形の違いについて>

次に、TSP信号が小さい時と大きい時では誤差波形にどのような違いがあるか調べるために、それぞれ2つのインパルス応答の差を求めた。

シミュレーションと実測ともに、TSP信号が小さい時には雑音の影響が大きく、その影響は全体的に誤差として出ており、TSP信号が大きく歪みがあるときには、その影響はインパルスの中心付近に集中し出ていることがわかった。

また実測においては、歪みの影響はTSP-upを鳴らして測定した場合とTSP-downを鳴らして測定した場合では異なり、TSP-upではインパルスよりも前に、TSP-downではインパルスよりも後に誤差が現れることがわかった。

これは、歪みが高い周波数成分を持っているために、低い周波数から高い周波数にスイッチした場合、低い周波数帯に高い周波数が加わることになり、本来は高い周波数は後に現れるので、歪みの影響はインパルスよりも前に誤差となって現れていると考えられる。

参考文献

1) 鈴木陽一、浅野太、曾根敏夫 “時間引き伸ばしパルスの設計法に関する考察” 信学技報 EA92-86 (1992-12)

謝辞

本研究を進めるにあたり、ご指導くださいました情報通信工学科金田豊教授、ならびに音響信号処理研究室卒業研究生各位に深く感謝申し上げます。