

適応フィルタを用いたスピーカの高調波ひずみ率測定システムと 実時間実験による性能評価

藤岡 豊太^{†a)} 永田 仁史[†] 安倍 正人[†]

The Harmonic Distortion Level Measurement System by Using the Adaptive Filter
and the Performance Evaluation by the Real-Time Experiment

Toyota FUJIOKA^{†a)}, Yoshifumi NAGATA[†], and Masato ABE[†]

あらまし スピーカの高調波ひずみ率は、スピーカを正弦波信号で駆動した際の基本波成分に対する高調波成分のパワー比から求められる。そのため、通常は無響室内にスピーカを設置しFFTを用いたスペクトル解析により信号パワーを求める方法で測定される。本論文では、スピーカの高調波ひずみ率の測定に適応フィルタを用いることにより、従来のスペクトル解析に比べてより少ない計算量で測定可能な方法を提案し、無響室での測定実験によりスペクトル解析法と同等に正確な測定が可能であることを示す。また、適応フィルタを用いて正弦波信号を推定する際の収束特性の類似性を利用し、二つの適応フィルタを用いて基本成分、高調波成分を同時に推定することにより、フィルタ出力が収束途中でも正確かつより短時間で高調波ひずみ率が測定可能であることを示す。

キーワード スピーカ、高調波ひずみ、ひずみ率測定、適応フィルタ

1. ま え が き

スピーカを用いる音響測定機器やオーディオ機器においてスピーカに要求されることは、電気信号を可能な限り忠実に音響信号として再生することである。しかし、スピーカは電気信号を機械的な振動に変換する複雑なシステムであるため、実際に再現される音響信号には様々なひずみが含まれる。スピーカの場合、主なひずみの原因の一つは入出力間の非線形性、すなわち入力電圧に対する振動板の位置変化の非線形性によるひずみであり、その中で主要なひずみが高調波ひずみである[1]~[3]。通常、高調波ひずみは高調波ひずみ率という値で示される。高調波ひずみ率は、スピーカに電気信号として正弦波信号を入力したとき、出力信号に存在する基本波成分のパワーに対する個々の高調波成分のパワーの割合から求められ、スピーカのほかにアンプなどの音響機器の性能を示す値としても

記載されることが多い。

標準的なスピーカの高調波ひずみ率測定については文献[4]でも述べられているが、通常は無響室内でテスト信号である正弦波をスピーカから出力する方法で測定される。そして高調波ひずみ率を得るために、スピーカから放射された正弦波信号の基本波成分及び高調波成分各々のパワーを求める。以前は急しゅんなカットオフ特性をもつ帯域フィルタ(トラッキングフィルタ)を用いたアナログ方式の測定が行われていたが[5],[6]、現在ではA/Dボードやスペクトル解析ソフトウェアなどを用いたデジタル方式の測定が一般的である[7]~[9]。更にスピーカのひずみを測定する他の方法として、テスト信号として通常聞かれる音声信号のような広帯域信号音や擬似白色雑音、pink-TSPを用いた方法が提案されている[10]~[12]。これらの提案法では、スピーカの高調波ひずみだけでなく、二つの正弦波信号により生ずる相互変調ひずみのような他の非線形性ひずみも測定することができる。また、雑音や反響のある一般環境下で正確に非線形性ひずみを測定する方法として、あらかじめスピーカのモデリングを行い、得られた情報から音場の騒音や反響を予

[†] 岩手大学工学部、盛岡市

Faculty of Engineering, Iwate University, 4-3-5 Ueda,
Morioka-shi, 020-8551 Japan

a) E-mail: toy@cis.iwate-u.ac.jp

測しスピーカに起因するひずみのみを測定する方法がある [13], [14]. 従来の提案法においてデジタル信号を用いた手法のほとんどは, 主要な処理としてスペクトル解析が使用されている. また [10]~[14] の提案法の場合, スペクトル解析以外にいろいろな処理や手続きが必要となるため, 測定に要する計算量が膨大となる.

本論文では, スピーカの高調波ひずみ率の測定に適応フィルタを用いることにより, FFT を用いたスペクトル解析に比べ計算量・実装規模が大幅に小さく, かつスペクトル解析と同等に正確な測定が可能であるスピーカの高調波ひずみ率測定法を提案し, 無響室での実時間測定実験により, 本提案測定法の有効性を検証する. 更に, 適応フィルタの収束特性に着目し, フィルタ出力が収束途中でも高調波ひずみ率を正確かつより短時間で測定可能であることについて述べる.

2. スピーカの高調波ひずみ率測定

2.1 高調波ひずみの測定原理

スピーカの高調波ひずみは, スピーカへの入力電気信号と出力音声信号との間の非線形性によって引き起こされるひずみである [1], [2]. この非線形性は, スピーカのエッジ・ダンパー等の支持系と磁気回路とボイスコイルによる駆動系の振動に対する非線形性が主な原因とされている.

スピーカの高調波ひずみは, 次のような方法で測定される. 測定の際, スピーカへの入力信号として振幅 A_0 , 角周波数 ω_0 の正弦波信号 (以下, テスト信号) が用いられる. このとき, テスト信号 v_i は式 (1) で表される.

$$v_i = A_0 \sin(\omega_0 t) \quad (1)$$

v_i でスピーカを駆動したとき, 高調波ひずみに比べ高調波ひずみ以外のひずみ成分やアンプ・スピーカの内部雑音が無視できるほど小さいと仮定すると, スピーカから出力される信号 v_o はフーリエ級数展開により式 (2) のように表すことができる. ただし A_n は各成分の振幅, ϕ_n は位相である.

$$v_o = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega_0 t + \phi_n) \quad (2)$$

式 (2) より, $A_1 \sin(\omega_0 t + \phi_1)$ はスピーカからの出力信号内のテスト信号と同じ周波数成分 (以下, 基本成分) である. そして, $A_n \sin(n\omega_0 t + \phi_n)$, $n = 2, 3, 4, \dots$

が, スピーカの非線形性により引き起こされる第 n 次高調波成分である. このとき, 第 n 次高調波ひずみ率 DL_n は IEC の定義により式 (3) のように表される [4].

$$DL_n = 20 \log_{10} \frac{|A_n|}{\sqrt{|A_1|^2 + \dots + |A_n|^2 + \dots}} \quad (3)$$

式 (3) は分母が入力信号の全振幅パワーであるが, 同式は式 (4) のように近似できる.

$$DL_n = 20 \log_{10} \frac{|A_n|}{|A_1|} \quad (4)$$

式 (4) では, 分母に全振幅のパワーの代わりに基本成分のパワーのみを用いている. ここで議論を簡単にするために全高調波ひずみ率について考えると, IEC の定義と分母を基本波成分のパワーのみとした定義とは, 次式のような関係が成り立つ.

$$THD = \frac{THD_{IEC}}{\sqrt{1 - THD_{IEC}^2}} \quad (5)$$

式 (5) の THD は本論文で示す分母を基本波成分のパワーで定義した全高調波ひずみ率, THD_{IEC} は IEC の定義による全高調波ひずみ率である. 式 (5) から, IEC の定義により得られる全高調波ひずみ率が実用最大出力時のひずみ率 10% (-20 dB) の場合, 本論文での定義による全高調波ひずみ率は約 10.05% (約 -19.96 dB) となり, その誤差は非常に小さい. したがって, 分母を基本成分のパワーのみで定義した場合でも, 実用上は IEC の定義と同様正確な全高調波ひずみ率を求めることができる. 単一の高調波ひずみ率に対しても同様の考えが成り立つものと考えられる.

図 1 に, 一般的なスピーカの高調波ひずみ率測定システムの概略を示す. 図 1 のように, アンプで増幅されたテスト信号により測定対象スピーカを駆動し, スピーカからの出力信号を測定用マイクロホンで收音して高調波ひずみ率を求める [7]. 高調波ひずみがある場合, マイクロホン出力信号には周波数 f_1 の基本成分だけでなく, 周波数 $f_n = n \times f_1$, $n = 2, 3, 4, \dots$ の高調波成分も含まれる. そこで, 第 n 次高調波ひずみ率は, マイクロホン出力信号の基本成分及び第 n 次高調波成分のパワーを得ることにより求められる.

2.2 帯域フィルタを用いた高調波ひずみ率測定法
高調波ひずみ率を測定するには, 測定用マイクロホン出力から基本成分及び高調波成分のパワー値を求める必要がある. 従来は, 帯域フィルタ (トラッキング

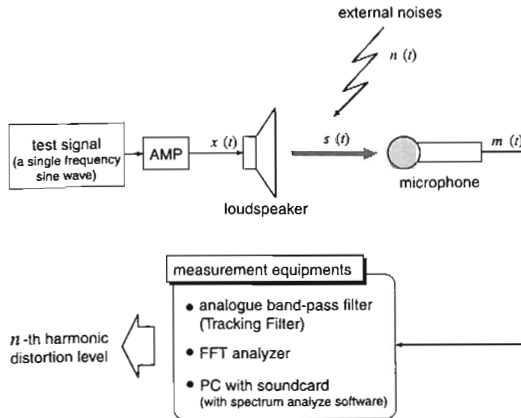


図 1 スピーカの高調波ひずみ率測定システムの概略
Fig. 1 Outline of a conventional harmonic distortion level measurement system for a loudspeaker.

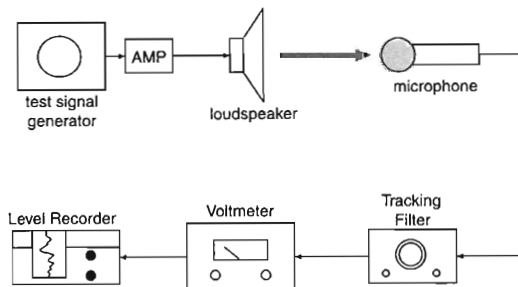


図 2 トラッキングフィルタを用いた高調波ひずみ率測定システムの概略
Fig. 2 Harmonic distortion level measurement system for a loudspeaker by using the tracking filter.

フィルタ)を用いた図 2 のような構成の高調波ひずみ率測定システムが用いられていた [5]。しかしこのようなシステムの場合、十分な高調波ひずみ率値が得られるような急しゅんなカットオフ周波数をもつトラッキングフィルタは高価であり、また操作も複雑となる。そのため現在は、安価で容易に利用できるサウンドカードのような AD/DA 装置とスペクトル解析用ソフトウェアを用いた、スペクトル解析による測定法が広く利用されている。

2.3 スペクトル解析による高調波ひずみ率測定法

スペクトル解析によるパワースペクトルの算出には、通常 FFT が用いられる。FFT の計算量は $O(N \log N)$ であるので、DFT の $O(N^2)$ に比べると少ない計算量であるが、周波数解像度を上げるためには時間窓長を長くする必要があり、更に SN 比を向上させるために複数回の FFT による同期加算が必要となり、全体

としては大きな計算量が必要となる。

スペクトル解析を用いる測定法において、特に雑音の重畳された信号からより正確にパワーを得る手法にクロススペクトル法を用いる方法がある [15]。この方法は、雑音に埋もれた周期信号から一定の時間遅れをもつように 2 回サンプリングし、この間のクロススペクトルを求め多数同期加算する方法である。この方法で得られるクロススペクトルは、周期信号のパワースペクトルに時間差と周波数の積に比例する位相の回転を与えたものと等しく、雑音に埋もれた周期信号に対して従来の FFT を用いたスペクトル解析に比べ、周期信号の周期とパワースペクトルをより精度良く求めることができる。しかし、従来のスペクトル解析に比べ更に計算量が増加する。

3. 適応フィルタを用いたスピーカの高調波ひずみ率測定

3.1 適応フィルタを用いた高調波ひずみ率測定の原理

本論文で提案するスピーカの高調波ひずみ率測定法は、デジタルフィルタを用いてマイクロホン出力に存在する基本波成分及び高調波成分のパワーを推定することにより、スピーカの高調波ひずみ率を測定する方法である。

FFT によるスペクトル解析を用いた高調波ひずみ率測定では、マイクロホン出力信号からパワースペクトルを求め、得られたパワースペクトルからテスト信号の基本周波数成分 f_1 及びその高調波成分 f_n のパワー成分を各々選択し高調波ひずみ率を求める。それに対して本論文で提案する測定法は、測定に必要な周波数 f_1 または f_n の正弦波信号を参照信号としてフィルタ入力に用い、デジタルフィルタによりマイクロホン出力に存在する f_1 または f_n の正弦波信号のみを各々推定し、推定された信号の短時間区間の二乗平均からパワーを求める。ただし、測定したい周波数成分の振幅や周波数によりフィルタ係数は異なるため、複数の高調波ひずみを測定するにはその分だけのフィルタ係数が必要となる。そこで本提案測定システムでは、マイクロホン出力信号と参照信号を用いてフィルタ係数を推定する適応アルゴリズムによる適応デジタルフィルタを用い、測定に必要な周波数成分に応じてフィルタ係数を求めながら高調波ひずみ率を測定する。高調波ひずみ率を測定するには、基本成分及び第 n 次高調波成分のパワーが必要であるが、測定の際に

は最初に基本成分を求め続いて第 n 次高調波成分を求めて高調波ひずみ率を測定する。

3.2 提案システムに用いた適応アルゴリズムと測定システムの構成

本提案測定システムでは、適応フィルタで用いる適応アルゴリズムとして、2種類の適応アルゴリズムを用いて測定システムを構築した。次に、本提案測定システムに用いた適応アルゴリズムと測定システムの構成について述べる。

3.2.1 LMS アルゴリズムを用いた測定システム

LMS (Least Mean Square) アルゴリズムは、Widrow と Hoff によって最初に提案されたアルゴリズムで、適応アルゴリズムの一つである最急降下法と呼ばれる逐次修正アルゴリズムに基づいたアルゴリズムである [16], [17]。LMS アルゴリズムは、簡潔で実現が容易であるため、多くの適応処理に応用されている。

LMS アルゴリズムを用いた本提案測定システムのブロック図を図 3 に示す。参照信号 $r(t)$ は、テスト信号 $x(t)$ の周波数の n 倍の周波数をもつ正弦波信号であり、 $x(t), r(t)$ は DSP 外部から設定される周波数情報をもとに生成される。LMS アルゴリズムを用いた適応フィルタ（以下、LMS 適応フィルタ）における誤差信号 $e(t)$ は、マイクロホン出力 $m(t)$ とフィルタ出力 $z(t)$ の差で求められる。フィルタ入力信号で

ある $r(t)$ は f_n の周波数成分しかもたないのので、 $z(t)$ に存在する周波数成分も f_n のみである。したがって、 $e(t)$ の二乗平均が最小になるのは、 $z(t)$ が $m(t)$ 中の f_n の周波数成分に対し同じ振幅で逆位相の信号になる場合である。このとき、 $z(t)$ と $m(t)$ の信号パワーは等しい。以上より、参照信号と LMS 適応フィルタを用いてマイクロホン出力信号の f_n の周波数成分を推定することができる。

LMS 適応フィルタは、計算量が小さく実装コストも低く抑えることができるため、比較的規模の小さい DSP であっても、図 3 のように必要な機能のほとんどを DSP 内に収め、オンラインでの高調波ひずみ率測定が可能である。

3.2.2 DXHS アルゴリズムを用いた測定システム

適応フィルタが広く利用されている分野の一つに、適応騒音制御 (ANC) がある。ANC では、制御対象になる騒音の帯域や種類により様々な適応アルゴリズムが提案されているが、周期性信号を対象とした適応アルゴリズムとして DXHS (Delayed-X Harmonic Synthesizer) アルゴリズムが提案されている [18]。

制御対象となる雑音に相当する $m(t)$ が周期性信号であると仮定すると、式 (6) で表される。

$$m(t) = \sum_{n=1}^L a_n \exp(j(n\omega t + \phi_n)) \quad (6)$$

ただし、 L は高調波の数である。ここで、制御対象信号が一つの周波数成分しか含んでいないものと仮定すると、式 (6) は式 (7) のように変換できる。

$$\begin{aligned} m(t) &= a \exp(j(\omega t + \phi)) \\ &= \alpha \cos(\omega t) + \beta \sin(\omega t) \end{aligned} \quad (7)$$

ただし、 $a = \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}$, $\phi = \tan^{-1}(\alpha/\beta)$ である。また、 a , ϕ 及び ω は各々制御対象信号の振幅、位相及び角周波数を表している。また、 α, β は、それぞれ振幅及び位相を直交座標系で表したパラメータである。これに対し、フィルタの出力信号 $z(t)$ は式 (8) のように表される。

$$\begin{aligned} z(t) &= \hat{a} \exp(j\omega t + \hat{\phi}) \\ &= \hat{\alpha} \cos(\omega t) + \hat{\beta} \sin(\omega t) \end{aligned} \quad (8)$$

ただし、 $\hat{\alpha}, \hat{\beta}$ は各々余弦・正弦パラメータである。また誤差信号は

$$e(t) = z(t) + m(t) \quad (9)$$

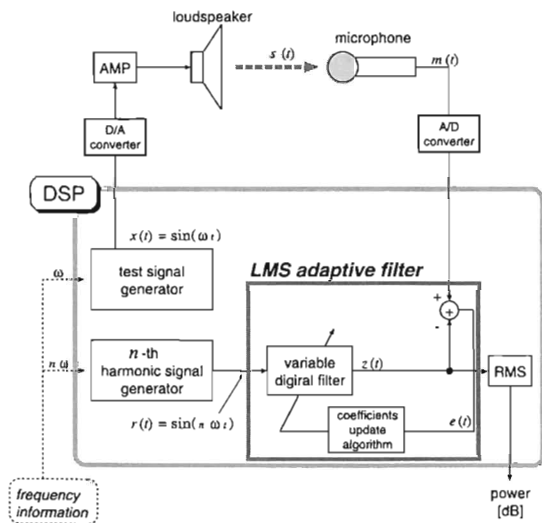


図 3 LMS 適応フィルタを用いた本提案測定システムのブロック図

Fig. 3 Block diagram of the proposed measurement system by using the LMS adaptive filter.

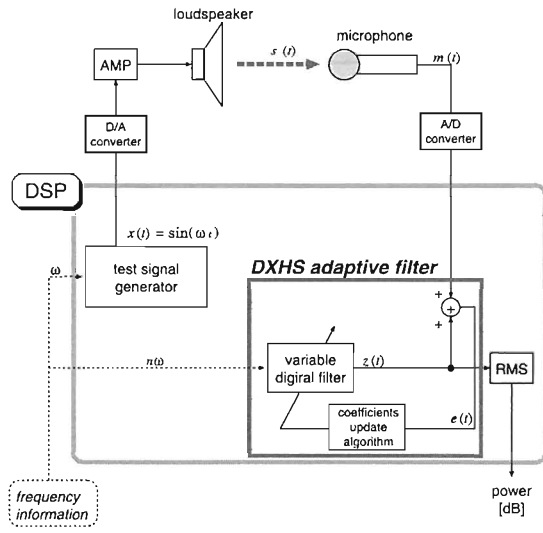


図4 DXHS 適応フィルタを用いた本提案測定システムのブロック図
Fig.4 Block diagram of the proposed measurement system by using the DXHS adaptive filter.

と表され、瞬間誤差関数 J は式 (10) のように表される。DXHS アルゴリズムは、 J を最小化するように式 (8) の $\hat{\alpha}, \hat{\beta}$ を修正していくアルゴリズムである。

$$J = e^2(t) \tag{10}$$

式 (7) をもとに、DXHS アルゴリズムを用いた適応フィルタ (以下、DXHS 適応フィルタ) を本提案測定システムに用いる。このとき測定対象信号は、DXHS 適応フィルタにおける制御対象信号となり、LMS アルゴリズムを用いた測定システムのように参照信号を入力する必要はなく、測定対象信号の周波数が既知であればよい。以上より、DXHS 適応フィルタを用いた本提案測定システムは、図 4 のような構成で実現できる。図 4 では、フィルタ部での演算は三角関数演算と少数の乗算のみでありフィルタタップのための領域も必要ないため、LMS アルゴリズムよりも簡素な構成で実現できる。

3.3 従来測定法との計算量の比較

本提案測定法と従来の FFT を用いたスペクトル解析による測定法各々の必要な計算量、実装規模の比較検討のため、FFT の時間窓長 N 、LMS 適応フィルタのフィルタ長 L 、測定に用いるマイクロホン出力データ長を M 、として計算量及び実装規模を概算した。FFT を用いたスペクトル解析及び本提案測定システムにおいて、1 回の処理に要する計算量、測定時間内

表 1 本提案法及び従来法での実現コスト
Table 1 Implementation cost of the propose method and the conventional method.

	計算量	処理回数	メモリ量
FFT	$O(N \log N)$	M/N	$2 \times N$
LMS 適応フィルタ	$O(L)$	M	$2 \times L$
DXHS 適応フィルタ	$O(1)$	M	-

での処理回数及び必要なバッファメモリ量は表 1 のように仮定できる。

演算量については、FFT を用いたスペクトル解析では 1 回の FFT 処理は N ポイントデータを読み込むたびに実行され、主な演算は $(N/2) \times (\log 2N - 1)$ 回の複素乗算である。それに対して LMS 適応フィルタでは、1 サンプルデータの読み込みごとにフィルタ出力とフィルタ係数更新のために各々 L 回の実数の畳込み演算が実行される。また DXHS 適応フィルタでは、LMS 適応フィルタと同様に 1 サンプルデータの読み込みごとにフィルタ出力と係数更新の各々で 2 回の三角関数演算と少なくとも 2 回の実数乗算が必要である。しかし、演算数は M やその他のパラメータ長によらず一定である。FFT、DXHS アルゴリズムとも三角関数演算が必要であるが、あらかじめ正弦・余弦値を計算しておきテーブルに格納して利用する方法で演算量の削減は可能である。この場合、測定時には三角関数演算は必要はないが、三角関数テーブル用の領域が必要となる。したがって、1 回の測定における演算回数も考慮し 4. で述べる実験条件 ($M = 16000 \times 60, N = 16384, L = 64$) を当てはめた実数乗算数は、FFT で約 2.4×10^{10} 、LMS 適応フィルタで約 1.2×10^8 、DXHS 適応フィルタで約 3.8×10^6 となる。

必要なメモリ量などの実装に要するリソースについては、演算中の値を保存するスタック領域など必要最低限の領域を除くと、1 サンプルデータ当り 1 ワードとすると、1 ワード FFT を用いたスペクトル解析の場合、少なくとも実部、虚部の演算結果用各々に N ワードのバッファ領域は必要となる。それに対して LMS 適応フィルタの場合、フィルタ係数用と畳込みに用いる参照信号データ用に各々 L ワードのバッファ領域が必要になる。また DXHS 適応フィルタの場合は、フィルタ係数や参照信号データを用いないので、データ保存用のバッファ領域は特に必要がない。

以上から、FFT を用いたスペクトル解析による測定法に比べ、本提案測定システムは計算量、実現規模と

もに大幅に小さく、特に DXHS 適応フィルタを用いた測定システムが計算量、実装規模ともに最も小さい。

4. 提案測定システムの性能評価

本提案測定システムの性能評価のため、無響室内でスピーカを用いた実時間測定実験を行った。無響室の暗騒音レベルは約 38 dB(C) であった。

4.1 測定条件

スピーカを用いた測定実験は、はじめに図 1 のように従来の高調波ひずみ率測定法に沿って無響室内でスピーカからのテスト信号音を收音し、スペクトル解析法により測定した。ただし本測定実験では、従来のスペクトル解析に代えて 2.2 で述べたクロススペクトルを用いる方法により高調波ひずみ率を測定した。クロススペクトル法による高調波ひずみ率値は、本提案測定システムの測定結果の比較検証に用いる。クロススペクトル法におけるテスト信号の生成とマイクロホン出力信号の收音には、本提案測定システムで使用する DSP ボードを用い、クロススペクトル解析及び高調波ひずみ率の算出は別の計算機によりオフラインで行った。そして、スピーカやマイクロホンの設置状態、アンプ等の設定を維持したまま、図 3、図 4 に示す本提案システムを用いて高調波ひずみ率を測定した。本提案法による測定は、クロススペクトル解析とは異なり DSP ボードにより構成した測定システムによるオンライン測定である。

測定に使用したスピーカ、マイクロホン等の機器及び測定条件を表 2 に示す。クロススペクトル法における時間窓長は、本測定実験ではサンプリング周波数を 16000 Hz としたため、少なくとも 1 Hz の周波数解像度を確保することを考えて 16384 とした。測定実験の際、スピーカからは測定可能な大きさの高調波ひずみが発生している必要がある。そのため本実験では、スピーカを破損せずかつ十分な大きさの高調波ひずみが得られるように、スピーカ入力信号は、スピーカ前方 10 cm で 90 dB の音圧になるように設定した。このときのスピーカ入力のパワーは約 1 W であった。

本測定実験では、スピーカ・マイクロホン間距離 30 cm、60 cm の場合でも測定実験を行い、ひずみ率が大きい周波数成分については距離 10 cm の場合と同じく正確に測定できた。しかし、実験に使用したスピーカの最大出力やマイクアンプの増幅率などの問題により、距離が長くなると十分な大きさのマイクロホン出力が得られず広い高調波成分で安定した結果が得

表 2 測定条件
Table 2 Measurement conditions.

使用機器	
スピーカ	三菱 Diatone DS-10P(L)
マイクロホン	B&K Hand-held Analyzer Type 2250
DSP 機器	PCI-DSPIO67 (DSP ボード) PC-SAD2080D (IF ボード) PC-SAD8AF (8ch アンプフィルタ) (株) システムデザインサービス製
騒音計	マイクロホンと共用
スピーカ性能	
定格インピーダンス	4Ω (メーカ値)
定格周波数帯域	80~20000 Hz (メーカ値)
定格感度レベル	86 dB/W/m (メーカ値)
最大入力	10 W (メーカ値)
最低共振周波数	110 Hz (実測値)
測定データ条件	
サンプリング周波数	16000 Hz
テスト信号周波数 f_1	200 Hz, 500 Hz, 1000 Hz, 1500 Hz
テスト信号 D/A 出力	±32000
測定高調波	200 Hz : 第 2~第 8 次高調波 500 Hz : 第 2~第 8 次高調波 1000 Hz : 第 2~第 7 次高調波 1500 Hz : 第 2~第 5 次高調波
SP・MIC 間距離 D	10 cm
テスト信号レベル	90 dB(C) (スピーカ前方 10 cm の位置)
測定時間	60 秒
A/D データ形式	符号付き 16 bit 整数
32 ビット浮動小数点演算	
クロススペクトル法で用いたパラメータ	
時間窓長	16384
時間窓	ハンニング窓
同期加算数	10

られなかった。そのため、本論文には距離 10 cm のときの測定結果を記載した。

4.2 適応フィルタのパラメータ値

本提案測定システムは、適応フィルタの性能が測定精度や測定時間に大きな影響を与える。そのため、適応フィルタの性能を決定するパラメータは測定条件により適切な値を選択する必要がある。次に、LMS 適応フィルタ、DXHS 適応フィルタ各々を用いた提案測定システムで使用したパラメータ値の決定方法について述べる。

4.2.1 LMS 適応フィルタ

LMS 適応フィルタの主要なパラメータは、フィルタタップ長 L と更新係数 μ である。 L の値は、一般に能動騒音制御などに用いる場合には少なくとも測定システム全体の系のインパルス応答が十分収束するまでの長さは必要であるが、本測定システムでは推定信号が正弦波であり、システムの遅延時間は考慮しなくてすむため L も小さい値で十分であるものと考えられ

た。そこで測定実験に先立ち、表 2 の条件をもとに擬似的にマイクロホン出力データを作成し計算機シミュレーションを行った結果、 L の値は 10~20 程度の値でも測定は可能であることが確認できた。LMS 適応フィルタの収束特性に影響を与える μ の値についても同様に計算機シミュレーションにより検討を行ったが、適応フィルタの収束時間と収束状態での安定性の双方を十分に満たす μ の値は、 L の値にも大きく影響を受けるため、 L と μ の組合せとしての検討が必要であった。そこで本測定実験の前に行った計算機シミュレーションの結果から、測定したい周波数成分によらず良好な結果を与えるパラメータ値として $L = 64$ 、 $\mu = 1.0e^{-15}$ を用いた。

4.2.2 DXHS 適応フィルタ

DXHS 適応フィルタの性能に影響を与えるパラメータは、更新係数 μ のみである。DXHS 適応フィルタについても LMS 適応フィルタの場合と同じく測定実験前に行った計算機シミュレーション結果から、 $\mu = 4.0e^{-6}$ を用いた。

4.3 本提案測定法での二乗平均値の算出

本提案測定法では、信号パワー値を得るためにフィルタ出力の二乗平均を求める必要がある。本測定実験では、1000 ポイントのフィルタ係数更新ごとに二乗平均値を求めている。具体的には、はじめに 1000 ポイント分のデータでフィルタ係数の更新を行い、続いてフィルタ係数更新を止めた状態のフィルタ出力信号からテスト信号周波数 5 周期分のデータの二乗平均によりパワー値を求める。この二つの処理が 1 組となり測定中交互に繰り返される。したがって、例えばテスト信号 1000 Hz の場合、本測定実験ではサンプリング周波数 16000 Hz であるので、一つの信号パワー値を得るのに $1000 + 16 \times 5 = 1080$ ポイント分のデータが必要となる。測定結果における測定時間には、この二乗平均分の時間も含まれている。

4.4 測定実験システムの測定可能レンジ

測定結果の検討の前に、本測定実験で使用する装置で測定可能な範囲を知る必要がある。本測定実験での測定限界レンジは、使用する DSP ボードの性能、特に実装されている A/D、D/A コンバータやアンプフィルタなどの性能の影響を受けるものと考えられる。そこで、DSP ボード及び IF ボード、アンプフィルタを測定時と同じ状態にセットし、マイクロホンを接続する入力端子の信号ピンと GND をショートさせた状態で DSP ボードの雑音成分による影響を調査した。そ

の結果、IF ボード及びアンプフィルタを接続した状態では下位 4 ビット程度の変動を確認した。以上より、本測定実験で正確に測定できるひずみ率範囲レンジは、16 ビットの内符号と下位ビットを除いた 11 ビット分である 0~約 -66 dB であるという結果を得た。ただし、本測定実験でのマイクロホン出力は、どのテスト信号の場合でも最大振幅は約 ± 20000 であったため、実際に測定できる最低ひずみ率は -66 dB より数 dB 程度は大きいものと考えられる。

4.5 測定結果

4.5.1 高調波ひずみ率の収束特性

本提案測定法で測定された高調波ひずみ率の収束特性を図 5、図 6 に示す。図 5、図 6 は、スピーカの高

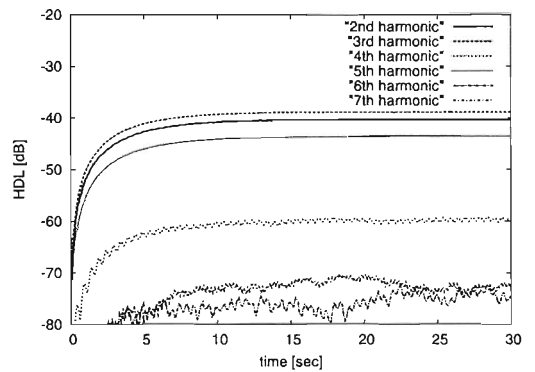


図 5 LMS アルゴリズムを用いた提案測定法での高調波ひずみ率の収束特性 ($f_1 = 1000$ Hz)

Fig.5 Convergence characteristics of the harmonic distortion level by the proposed technique with LMS algorithm. ($f_1 = 1000$ Hz)

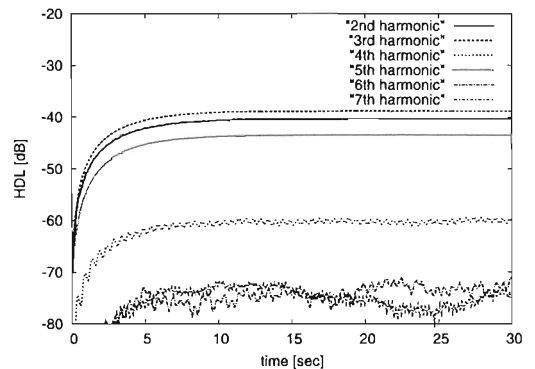


図 6 DXHS アルゴリズムを用いた提案測定法での高調波ひずみ率の収束特性 ($f_1 = 1000$ Hz)

Fig.6 Convergence characteristics of the harmonic distortion level by the proposed technique with DXHS algorithm. ($f_1 = 1000$ Hz)

調波ひずみ率測定によく利用される $f_1 = 1000$ Hz のテスト信号のときの測定結果である。また同図は、前もって測定してある基本成分のパワーに対する各高調波成分のフィルタ出力パワーの時間経過を高調波ひずみ率で示している。図 5, 図 6 より、第 2~第 5 次高調波成分については測定開始後 10 秒程度でほぼ一定のひずみ率に収束していることが確認できる。しかし $f_1 = 1000$ Hz に関しては、第 6, 第 7 次高調波成分については約 $-70 \sim -75$ dB に収束しているように見られるものの変動が大きいため、正確なひずみ率の決定は困難な結果となった。他の f_1 のテスト信号の場合の高調波ひずみ率は、ほとんどの高調波成分についても収束特性は図 5, 図 6 の第 2~第 5 次高調波成分とほぼ同様に測定開始後約 10 秒程度でほぼ一定値に収束した。

4.5.2 測定精度

表 3, 表 4, 表 5 に、式 (4) の定義式によるクロス

スペクトル法及び本提案測定システムでの高調波ひずみ率を示す。本測定実験では、式 (3), 式 (4) 双方の定義式での測定結果を求めたが、双方の差は最大でも 1 dB 未満であった。表 3 で括弧付きで示した測定値は、4.4 で求めた測定可能レンジ ($0 \sim -66$ dB) の外の値を示している。表 4, 表 5 の測定値は、どの条件でもフィルタ出力がほぼ収束した測定開始後 30 秒の時点での測定値である。本測定結果では、測定値の有効数字は小数点第 1 位までとし、同表で「***」となっている欄は図 5, 図 6 の第 6, 第 7 次高調波成分のように収束時の変動が大きいため測定不可と判断したものを示している。また、表 3 で測定可能レンジ外の測定がなされた周波数については同様に括弧付きで示している。表 4, 表 5 において太字で示した測定値は、本提案法で測定された高調波ひずみ率がクロススペクトル法による測定値に対し ± 3 dB 以内であった測定値を示している。また同表で下線のある測定値は、ク

表 3 クロススペクトル法による高調波ひずみ率
Table 3 Harmonic distortion level by using the cross-spectrum analysis.

harmonic	$f_1 = 200$ Hz	$f_1 = 500$ Hz	$f_1 = 1000$ Hz	$f_1 = 1500$ Hz
2nd	-51.4 dB	-36.6 dB	-41.1 dB	-35.2 dB
3rd	-29.9 dB	-38.1 dB	-38.8 dB	-35.5 dB
4th	-47.5 dB	-47.2 dB	-61.4 dB	-60.2 dB
5th	-36.8 dB	-46.7 dB	-49.6 dB	-47.4 dB
6th	-50.6 dB	-60.1 dB	(-69.4 dB)	-
7th	-43.1 dB	-50.6 dB	-48.5 dB	-
8th	-46.0 dB	(-69.3 dB)	-	-

表 4 LMS 適応フィルタを用いた提案測定法による高調波ひずみ率

Table 4 Harmonic distortion level by using the proposed technique with LMS adaptive filter.

harmonic	$f_1 = 200$ Hz	$f_1 = 500$ Hz	$f_1 = 1000$ Hz	$f_1 = 1500$ Hz
2nd	<u>-45.6 dB</u>	-34.9 dB	-40.3 dB	-34.3 dB
3rd	<u>-29.1 dB</u>	-36.2 dB	-38.9 dB	-37.7 dB
4th	<u>-46.8 dB</u>	-45.9 dB	-59.9 dB	-62.7 dB
5th	<u>-37.4 dB</u>	-45.7 dB	<u>-43.5 dB</u>	<u>-57.3 dB</u>
6th	-48.2 dB	-59.3 dB	(***)	-
7th	-43.5 dB	-52.1 dB	***	-
8th	-43.7 dB	(***)	-	-

表 5 DXHS 適応フィルタを用いた提案測定法による高調波ひずみ率

Table 5 Harmonic distortion level by using the proposed technique with DXHS adaptive filter.

harmonic	$f_1 = 200$ Hz	$f_1 = 500$ Hz	$f_1 = 1000$ Hz	$f_1 = 1500$ Hz
2nd	<u>-48.0 dB</u>	-35.0 dB	-40.3 dB	-34.3 dB
3rd	<u>-29.1 dB</u>	-36.3 dB	-38.9 dB	-37.7 dB
4th	<u>-47.4 dB</u>	-46.0 dB	-60.1 dB	-62.7 dB
5th	<u>-36.5 dB</u>	-45.7 dB	<u>-43.6 dB</u>	<u>-56.9 dB</u>
6th	<u>-45.5 dB</u>	-60.2 dB	(***)	-
7th	<u>-42.9 dB</u>	-52.1 dB	***	-
8th	<u>-42.5 dB</u>	(***)	-	-

ロススペクトル法を用いた場合の測定結果に対しての誤差が大きかった測定値を示す。

本提案測定法での表 4, 表 5 の測定結果から, 本論文で提案する適応フィルタを用いた測定法では, LMS 適応フィルタ, DXHS 適応フィルタ各々を用いた提案測定法ともほぼ等しい測定値が得られ, またクロススペクトル法による測定法ともほぼ等しい測定値が得られることが確認できた。しかし本測定実験では, どの測定法でも $f_1 = 200$ Hz での第 3~第 5 次高調波成分以外の高調波ひずみ率に関してのみ, 他の f_1 とは異なり同じ条件での測定実験のたびに数 dB 程度測定値に変動が見られた。また $f_1 = 1000$ Hz, 1500 Hz での第 5 次高調波ひずみ率では, クロススペクトル法による測定値に対して各々 6.0 dB, 9.5 dB 程度の一定の誤差が見られる結果となった。

4.5.3 測定時間

次に, 表 6, 表 7 に本測定法において正確な測定値が得られるまでに必要なフィルタ出力の収束時間を示す。本論文における本提案測定法の必要測定時間は, 測定値が最終的な収束値に対して 1 dB 以内に到達し, かつそのときの収束値の変動が 1 dB 以内で安定するまでの時間を収束時間とした。表 6, 表 7 より, 本提案測定法で要した収束時間は測定する高調波成分によってばらつきはあるものの, 全体としては LMS 適応フィルタを用いた測定法では約 8 秒程度, DXHS 適

応フィルタを用いた測定法では約 7 秒程度であった。これは, 本提案測定法に必要な更新回数, すなわち必要なデータ数としては約 120000 ポイントとなる。ただし本測定法の場合, 高調波ひずみ率を得るには少なくとも基本成分, 高調波成分双方のパワー値が必要となるため, 1 高調波成分当りの測定時間は最大で 14 秒程度, データ数では約 240000 ポイントとなる。本測定実験でのクロススペクトル法で必要な測定時間は, 前述の測定必要条件を満すには同期加算数は多くとも数回程度で十分であったので, 必要な測定時間は数秒程度, データ数としては約 30000~40000 ポイント程度である。以上より, 本提案測定法はフィルタ出力が十分に収束するのに多くの更新回数を必要とするため, クロススペクトル法に比べより長い測定データが必要となり, その結果より長い測定時間が必要となることが確認された。

本提案測定法の測定時間の改善には, フィルタ出力の収束速度の向上が必要となる。この場合, 適応アルゴリズムにおけるステップサイズパラメータやタップ長の最適化により, 収束速度の向上は可能であるものと考えられる。しかし, 例えばステップサイズパラメータを大きくして収束速度を向上させた場合, 一方でフィルタ出力の残留誤差が増大し, 測定精度へ影響を与える。したがって, パラメータの最適化だけでは, 測定精度を維持しつつ大幅に測定時間を改善するのは

表 6 LMS 適応フィルタを用いた提案測定法による測定時間

Table 6 Measurement time by using the proposed technique with LMS adaptive filter.

harmonic	$f_1 = 200$ Hz	$f_1 = 500$ Hz	$f_1 = 1000$ Hz	$f_1 = 1500$ Hz
2nd	9.8 s	7.7 s	7.8 s	8.0 s
3rd	7.4 s	7.7 s	7.4 s	8.1 s
4th	8.0 s	7.4 s	10.1 s	12.0 s
5th	7.8 s	7.3 s	8.0 s	8.0 s
6th	9.4 s	5.8 s	(***)	-
7th	7.5 s	7.2 s	***	-
8th	9.1 s	(***)	-	-

表 7 DXHS 適応フィルタを用いた提案測定法による測定時間

Table 7 Measurement time by using the proposed technique with DXHS adaptive filter.

harmonic	$f_1 = 200$ Hz	$f_1 = 500$ Hz	$f_1 = 1000$ Hz	$f_1 = 1500$ Hz
2nd	10.9 s	7.1 s	6.3 s	6.8 s
3rd	6.5 s	6.8 s	6.3 s	6.9 s
4th	5.1 s	6.5 s	9.6 s	9.5 s
5th	7.4 s	6.3 s	6.7 s	7.1 s
6th	5.9 s	4.8 s	(***)	-
7th	6.4 s	6.6 s	***	-
8th	8.8 s	(***)	-	-

困難である。

5. 本提案測定法での測定時間の改善

本章では、本提案測定法を応用し基本成分と高調波成分を同時に推定する方法により、フィルタ出力の収束途中でも正確な高調波ひずみ率が測定でき、スペクトル法と比べてもより短時間で測定可能であることを実時間測定実験により示す。

5.1 本提案測定法における収束特性

実時間測定実験により、本提案測定法により正確な高調波ひずみ率が測定できることが確認できた。しかし問題点として、測定時間の長さが挙げられた。測定時間を要する主な原因は、フィルタ出力の収束速度である。例えば、LMS アルゴリズムにおいて収束速度を向上する方法には、ステップサイズパラメータを可変とする N-LMS アルゴリズムが知られており、LMS アルゴリズム同様適応信号処理などの分野で広く用いられている。しかし、N-LMS アルゴリズムでも十分な測定精度を維持するためにはある程度の収束時間は必要となるものと考えられ、大幅な測定速度の向上は難しい。

LMS アルゴリズムにおいて、二乗平均誤差曲線である学習曲線は単一の減衰指数関数で近似でき、その時定数は式 (11) で表される [19]。

$$(\tau_{mse})_{av} = \frac{1}{2\mu\lambda_{av}} \quad (11)$$

ただし、 μ はステップサイズパラメータ、 λ_{av} はフィルタ入力信号の自己相関行列の平均固有値である。本提案測定法では、フィルタ入力となる正弦波は図 3 のように DSP 内で生成され、その振幅は測定周波数成分にかかわらず同一である。この条件により、フィルタ長が推定する信号の波長に比べ十分に長い場合、本提案測定法における二乗平均誤差の時定数は $(\tau_{mse})_{av} \simeq \frac{1}{0.5A_{dsp}^2}$ と近似できる。ここで A_{dsp} は

入力正弦波の振幅である。したがって本測定法における二乗平均誤差曲線の時定数は、 A_{dsp} が同一であることから推定周波数成分に関係なく同一となる。このとき、二乗平均誤差は所望信号とフィルタ出力との誤差の二乗平均であることから、フィルタ出力信号の二乗平均である信号パワー値の収束特性は、二乗平均誤差と逆の同じ曲線である。したがって、フィルタ出力の初期値が 0 の場合、出力値の収束値に対する増加の割合は、推定周波数成分にかかわらずほぼ同一になる

ものと考えられる。

本提案測定法による測定実験結果である図 5、図 6 を見ると、上に示したように、正確に測定できた高調波ひずみ率の収束特性のグラフはすべて同傾向の曲線を示している。他の f_1 でも、高調波ひずみ率値が異なるだけでグラフの曲線は同傾向であり、また、最低共振周波数 f_0 付近でも同傾向であった。そのため、フィルタ出力の収束時間は f_1 や高調波成分の次数にかかわらず、表 4、表 5 のように収束時間はほぼ同じであった。この結果から、本測定法で正弦波を推定する際、フィルタタップ長やステップサイズパラメータが同一の条件では、周波数や信号パワーの大きさに関係なくフィルタ出力の変化の割合は同一であると考えられる。したがって、もし二つの異なる周波数、信号パワーの正弦波を同じ条件で同時に推定した場合、フィルタ出力は収束途中でも本来の二つの正弦波のパワー比のまま収束するものと考えられる。したがって、式 (4) の定義式を用い、本提案測定法により二つの適応フィルタで基本成分と高調波成分を同じパラメータで同時に求めることにより、フィルタ出力の収束途中の段階でもほぼ正確な高調波ひずみ率が測定できるものと考えられる。

5.2 二つの適応フィルタを用いた高調波ひずみ率測定法

5.1 の考えをもとに本章で提案する本提案測定法の応用測定法は、LMS 適応フィルタ、DXHS 適応フィルタを用いた提案測定法双方とも、図 3、図 4 で適応フィルタ部を二つ設け、各々で基本波成分、高調波成分の推定を同時に行う。よって、適応フィルタ部が二つある以外は構成は同じである。適応フィルタ部は、計算量・実装規模とも小さいので、二つ実装しても速度的にも実装規模的にも一つの場合とほとんど変わらない。また、本測定法では基本成分、高調波成分を同時に推定するので DSP では直接高調波ひずみ率を出力することができる。

5.3 測定実験

測定条件や適応フィルタのパラメータ値は、4. で示したものと同一である。

5.4 測定結果

5.4.1 高調波ひずみ率の時間推移

はじめに、本測定実験で得られた $f_1 = 1000 \text{ Hz}$ の場合の高調波ひずみ率の測定開始からの時間推移のグラフを図 7、図 8 に示す。これらの図は、各々図 5、図 6 に対応するグラフである。本結果より、高調波ひ

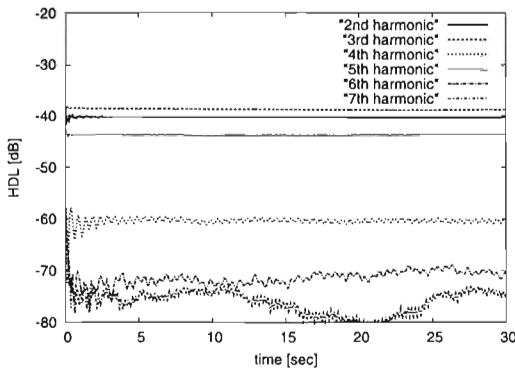


図 7 二つの適応フィルタを用いた提案測定法での高調波ひずみ率 (LMS 適応フィルタ, $f_1 = 1000$ Hz)
 Fig. 7 Harmonic distortion level by the proposed technique with two adaptive filters. (LMS adaptive filter, $f_1 = 1000$ Hz)

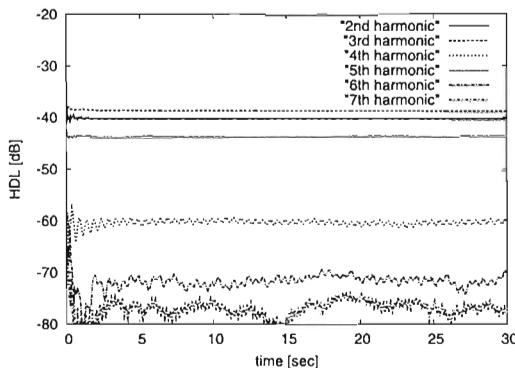


図 8 二つの適応フィルタを用いた提案測定法での高調波ひずみ率 (DXHS 適応フィルタ, $f_1 = 1000$ Hz)
 Fig. 8 Harmonic distortion level by the proposed technique with two adaptive filters. (DXHS adaptive filter, $f_1 = 1000$ Hz)

ずみ率は測定開始後すぐに収束値に到達すると同時に安定し、同じ条件での測定結果である図 5、図 6 における収束途中の時間でも既に高調波ひずみ率が得られていることが確認できる。

5.4.2 測定精度

二つの適応フィルタを用いた本提案測定法による測定結果を表 8、表 9 に示す。適応フィルタが一つの場合と同じく、LMS アルゴリズム、DXHS アルゴリズム各々を用いた本提案測定法により正確に測定できている。

5.4.3 測定時間

二つの適応フィルタを用いた本提案測定法による測定時間を表 10、表 11 に示す。二つの適応フィルタを用いた本提案測定法では、フィルタ出力の収束途中で

も正確な高調波ひずみ率が測定できるため、一つの適応フィルタによる提案測定法による表 6、表 7 と比較すると大幅に測定時間が改善され、多くの高調波成分については必要な測定時間が 0.1~0.2 秒程度、データ数では約 2000~3000 ポイント程度であった。以上から、二つの適応フィルタを用いたフィルタ出力の収束途中で高調波ひずみ率が測定できることにより、スペクトル法と比べても大幅な測定時間の改善が見られた。

また、一つの適応フィルタのみを用いた提案測定法の場合、測定値の正確さを維持しながらより短時間な測定を実現するには、適切なステップサイズパラメータ値を選択することが必要であった。しかし二つの適応フィルタを用いた提案測定法では、収束途中でも正確に高調波ひずみ率が得られることから厳密に最適なパラメータ値を求める必要はなく、残留誤差を減らすためにステップサイズパラメータを小さくして収束速度を低下させても高調波ひずみ率の測定時間には特に影響がないことも確認された。

6. む す び

本論文では、スピーカの高調波ひずみ率測定のため、マイクロホン出力信号から特定の周波数成分のみを適応フィルタを用いて推定することにより測定を行う高調波ひずみ率測定法を提案し、適応フィルタとして LMS 適応フィルタ、DXHS 適応フィルタ各々を用いた高調波ひずみ率測定システムを構築して計算量の検討及び実時間測定実験による性能評価を行った。

本提案測定システム及び従来のスペクトル解析による測定法についての計算量を比較したところ、LMS 適応フィルタ、DXHS 適応フィルタを用いた測定システム双方ともスペクトル解析による測定法に比べ大幅に計算量が小さく、特に DXHS 適応フィルタを用いた測定システムの方が、より少ない計算量で実現することが確認された。また、実装に必要なメモリ量に関しても、DXHS 適応フィルタを用いた測定システムが最も小規模であることが確認された。実時間測定実験では、本提案測定システムでは LMS 適応フィルタ、DXHS 適応フィルタを用いた測定システム双方とも、クロススペクトル法による測定と同程度に正確な測定が可能であることが確認された。測定時間については、一つの適応フィルタのみを用いた本提案測定法ではフィルタの収束時間が測定時間の点で大きな問題となったが、二つの適応フィルタを用いて基本成分、高調波成分を同時に推定することにより、フィルタ出

表 8 二つの適応フィルタを用いた提案測定法による高調波ひずみ率 (LMS 適応フィルタ)

Table 8 Harmonic distortion level by using the proposed technique with two adaptive filters. (LMS adaptive filter)

harmonic	$f_1 = 200$ Hz	$f_1 = 500$ Hz	$f_1 = 1000$ Hz	$f_1 = 1500$ Hz
2nd	-46.7 dB	-35.0 dB	-40.3 dB	-34.3 dB
3rd	-29.3 dB	-36.3 dB	-38.8 dB	-37.7 dB
4th	-47.0 dB	-46.1 dB	-60.4 dB	-63.4 dB
5th	-38.0 dB	-45.7 dB	-43.6 dB	-56.9 dB
6th	-49.8 dB	-60.2 dB	(***)	-
7th	-43.7 dB	-52.0 dB	***	-
8th	-45.4 dB	(***)	-	-

表 9 二つの適応フィルタを用いた提案測定法による高調波ひずみ率 (DXHS 適応フィルタ)

Table 9 Harmonic distortion level by using the proposed technique with two adaptive filters. (DXHS adaptive filter)

harmonic	$f_1 = 200$ Hz	$f_1 = 500$ Hz	$f_1 = 1000$ Hz	$f_1 = 1500$ Hz
2nd	-49.9 dB	-35.1 dB	-40.3 dB	-34.3 dB
3rd	-29.2 dB	-36.3 dB	-38.8 dB	-37.7 dB
4th	-47.2 dB	-46.1 dB	-60.3 dB	-62.6 dB
5th	-37.5 dB	-45.7 dB	-43.6 dB	-57.0 dB
6th	-48.8 dB	-60.6 dB	(***)	-
7th	-43.9 dB	-52.0 dB	***	-
8th	-44.4 dB	(***)	-	-

表 10 二つの適応フィルタを用いた提案測定法による測定時間 (LMS 適応フィルタ)

Table 10 Measurement time by using the proposed technique with two adaptive filters. (LMS adaptive filter)

harmonic	$f_1 = 200$ Hz	$f_1 = 500$ Hz	$f_1 = 1000$ Hz	$f_1 = 1500$ Hz
2nd	1.2 s	0.1 s	0.1 s	0.1 s
3rd	0.1 s	0.1 s	0.1 s	0.1 s
4th	1.0 s	0.1 s	2.9 s	0.8 s
5th	0.1 s	0.2 s	0.1 s	0.1 s
6th	4.5 s	7.8 s	(***)	-
7th	0.1 s	0.4 s	***	-
8th	1.0 s	(***)	-	-

表 11 二つの適応フィルタを用いた提案測定法による測定時間 (DXHS 適応フィルタ)

Table 11 Measurement time by using the proposed technique with two adaptive filters. (DXHS adaptive filter)

harmonic	$f_1 = 200$ Hz	$f_1 = 500$ Hz	$f_1 = 1000$ Hz	$f_1 = 1500$ Hz
2nd	1.3 s	0.1 s	0.1 s	0.1 s
3rd	0.1 s	0.1 s	0.1 s	0.1 s
4th	1.0 s	0.1 s	2.6 s	9.6 s
5th	0.1 s	0.1 s	0.1 s	0.2 s
6th	5.0 s	4.5 s	(***)	-
7th	0.2 s	0.4 s	***	-
8th	0.9 s	(***)	-	-

力が収束途中で正確な高調波ひずみ率が測定できることが実時間実験でも確認された。

従来のスペクトル解析による測定法は、本提案測定法と比べすべての高調波成分を一度に求めることができるという利点がある。しかし本提案測定法では、特に DXHS 適応フィルタを用いた測定法の場合、実装

規模が小さいので多数のフィルタを一つの DSP に実装して多数の高調波成分を一括して測定することによる同様の効果が得られる。本測定実験では、今回用いた DSP ボードにおいて DXHS 適応フィルタを五つ実装し、第 5 次高調波成分まで一度に推定できることは確認している。

文 献

[1] S. Franco, Design with Operational Amplifiers, p.355, McGraw-Hill, 1988.

[2] A. Friedman, "An introduction to linear and nonlinear systems and their relation to machinery faults," DLI Technical Articles, DLI Engineering Corporation.

[3] R.C. Cabot, "Fundamentals of modern audio measurement," J. Audio Eng. Soc., vol.47, no.9, pp.738-762, 1999.

[4] IEC 60268-5, "Sound system equipment - Pt.5: Loudspeakers," May 2003.

[5] S. Temme, "Audio distortion measurements," Technical Note, Listen Inc.

[6] S. Nikaido, "Study on perceptibility and measuring method of nonlinear distortion," Acoustical Society of Japan, vol.28, no.9, pp.485-495, 1972.

[7] S. Temme, "Audio distortion measurements," Application Note, Bruel & Kjar.

[8] "Optimizing dynamic range for distortion measurement," Product Note, pp.4-5, Agilent Technologies, 2002.

[9] "About FFT spectrum analyzers," Application Note #1, Stanford Research Systems,.

[10] K. Ashihara and S. Kiryu, "A measurement of non-linearity distortions of loudspeaker by using sweeping band-elimination filter and average response method," Acoustic Society of Japan, vol.56, no.2, pp.69-77, 2000.

[11] I. Djurek, B. Somek, and M. Maletic, "Method for distortion measurements using pseudo-random signal," Forum Acusticum Sevilla 2002, ELE-02-008, 2002.

[12] K. Imaoka and J. Ohga, "A study on dynamic distortion measurement for acoustical system by digital technology," IEICE Technical Report, EA2005-15, 2005.

[13] W. Klippel, "Measurement and application of equivalent input distortion," J. Audio Eng. Soc., vol.52, no.9, pp.931-947, 2004.

[14] W. Klippel, "Measurement of equivalent input distortion," Application Note to the Klippel Analyzaer System, AN20, 2003.

[15] T. Ono, H. Katayama, and H. Suzuki, "Detection of frequencies and power spectra of a periodic signal buried in noise by a cross-spectrum method," Acoustic Society of Japan, vol.44, no.2, pp.91-95, 1988.

[16] B. Widrow, J.M. McCool, M.G. Larimore, and C.R. Johnson, "Stationary and non-stationary learning characteristics of the LMS adaptive filter," Proc. IEEE, vol.46, pp.1151-1162, 1976.

[17] B. Widrow and S.D. Stearns, Adaptive Signal Processing, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1985.

[18] Y. Shimada, Y. Nishimura, T. Usagawa, and M. Ebata, "An adaptive algorithm for periodic noise

with secondary path delay estimation," J. Acoust. Soc. Jpn. (E), vol.19, pp.363-372, 1998.

[19] S. ハイキン, 適応フィルタ入門, 現代工学社, 1987.
(平成 20 年 5 月 29 日受付, 9 月 19 日再受付)



藤岡 豊太 (正員)

平 4 秋田大・鉱山・電気卒. 平 6 同大大学院修士課程了. 平 9 東北大学大学院電気・通信工学専攻博士後期課程了. 平 9 岩手大学工学部助手. デジタル音響信号処理, 能動騒音制御に関する研究に従事. 情報処理学会会員.



永田 仁史 (正員)

平 2 東北大学大学院情報工学専攻博士課程了. 工博. 同年(株)東芝入社, 研究開発センター勤務, 平 6 同社関西研究所. 平 9 岩手大学工学部講師, 平 13 同助教授. 音声認識, 音声音響信号処理の研究に従事. 日本音響学会, 情報処理学会各会員.



安倍 正人 (正員)

昭 56 東北大学大学院電気及び通信工学専攻博士課程了. 工博. 昭 58 東北大学情報処理教育センター助手. 平元東北大学大型計算機センター助教授. 平 8 岩手大学工学部情報工学科教授. デジタル信号処理の音響, 振動への応用に関する研究に従事. IEEE, ACM, 米国音響学会, 日本音響学会, 日本騒音制御学会, 日本機械学会, 情報処理学会各会員.