

研究速報

適応フィルタを用いたスピーカの高調波ひずみ率測定法の測定精度改善

藤岡 豊太^{†a)} (正員)永田 仁史[†] (正員)安倍 正人[†] (正員)

Improvement Technique of Measurement Accuracy for the Harmonic Distortion Level Measurement of a Loudspeaker Using the Adaptive Filter

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

あらまし 適応フィルタを用いたスピーカの高調波ひずみ率測定において, 適応フィルタで基本成分パワー推定時の誤差信号から高調波成分パワーを推定することにより, 微小レベル信号測定時の適応フィルタの収束特性を向上させ測定精度を改善する方法を提案する。

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

スピーカで再現される音響信号に含まれるひずみ成分において, 主要なひずみの一つが高調波ひずみである [1]. 高調波ひずみ率測定はスペクトル解析により測定するのが一般的であるが, 我々は今までに新たな測定法として, 適応 FIR フィルタを用いたスピーカの高調波ひずみ率測定法を提案し, DSP を用いた測定実験により提案測定法の有効性を確認している [2]. 本測定法は, 短時間での測定が可能で, また計算量が小さく安価な DSP などへの実装も容易である. しかし, 微小レベルの高調波ひずみの測定では, 測定値の周期的な変動が大きく, 測定精度における課題であった.

2. 適応フィルタを用いたスピーカの高調波ひずみ率測定法

スピーカの高調波ひずみ率は, スピーカにテスト信号となる正弦波信号を入力し, そのときのスピーカ再生音の全振幅パワーに対する高調波成分パワーの比として測定されるが [3], 実用上はテスト信号と同じ周波数の基本波成分パワーに対する高調波成分パワーの比で正確に測定できる [2].

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の概要を図 1 に示す. ここで, テスト信号周波数を f_1 , 測定する高調波成分周波数を

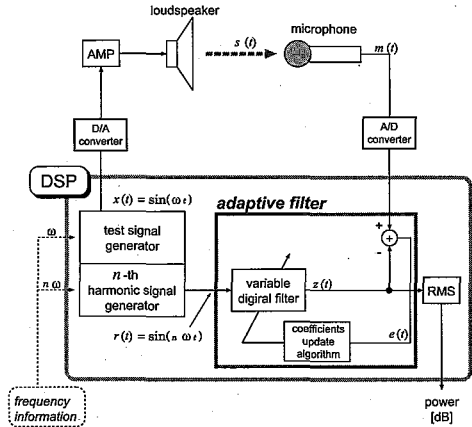


図 1 適応フィルタを用いた測定システムの概要

Fig. 1 Outline of measurement system using adaptive filter.

$f_n = n \times f_1 (n = 2, 3, \dots)$ とする. 図 1 では, 参照信号 $r(t)$ に f_n の正弦波信号を入力する. このときフィルタ係数は, フィルタ出力 $z(t)$ とスピーカ出力を受音したマイクロホン信号 $m(t)$ との誤差 $e(t)$ が最小になるように収束していく. フィルタ係数収束時の $z(t)$ は, $m(t)$ に含まれる周波数 f_n 成分と同振幅で逆位相の正弦波となるので, その二乗平均から高調波成分パワーが得られる. 本測定法は, 適応フィルタを用い $r(t)$ の周波数を変化させることで, 容易に様々な高調波成分を測定できる. 適応フィルタを用いた測定法としては, 今までに LMS アルゴリズム及び DXHS アルゴリズム [4] を用いた測定法を提案している.

3. 適応フィルタを用いた測定法の測定精度

3.1 フィルタ係数収束時の残留誤差

LMS アルゴリズムにおいて, 時刻 t におけるフィルタ係数ベクトル $\mathbf{h}(t)$ 及び誤差信号 $\epsilon(t)$ は, 式 (1), 式 (2) で定義できる.

$$\mathbf{h}(t+1) = \mathbf{h}(t) + \mu \epsilon(t) \mathbf{u}(t) \quad (1)$$

$$\epsilon(t) = d(t) - \mathbf{u}^T(t) \mathbf{h}(t) \quad (2)$$

ここで μ は更新係数, $\mathbf{u}(t)$ はフィルタ入力ベクトル, $d(t)$ は所望信号である. 式 (1) の右辺第 2 項は, フィルタ係数を推定する際のこう配ベクトルに相当し 1 回当りの修正量である. このこう配ベクトルは, 有限長の入力データサンプルから推定しなければならず雑音を含むため, 多数回繰返し後の二乗平均誤差 $\epsilon(\infty)$ は, 最急降下アルゴリズムで得られる最小二乗誤差 ϵ_{min} より大きい. $\epsilon(\infty)$ と ϵ_{min} の差は, 残留誤差とも呼ば

れる。理想的には、フィルタ係数ベクトルが収束に近づくほどこの配ベクトルの大きさが小さくなり、最終的に収束状態ではこの配ベクトルの大きさは0で安定する。しかし、実際は残留誤差のため収束状態でのこの配ベクトルの大きさは0にはならず、収束値付近で小振幅の振動が発生する。このような現象は、DXHSアルゴリズムでも同様である。

3.2 適応フィルタを用いた測定法の残留誤差の影響

適応フィルタを用いた高調波ひずみ率測定において、測定精度に大きな影響を与えるのが残留誤差である。残留誤差が大きい場合、測定値に大きな周期的振動が発生し測定が困難となる。残留誤差の影響を低減する方法として μ を小さくするのが簡単であるが、その分収束時間が長くなり測定時間に悪影響を与える。

スピーカの高調波ひずみ率測定では、 $m(t)$ はテスト信号による基本波成分とその高調波成分のほかに、他のひずみ成分や外部雑音などを含む。しかし、測定は通常は無響室などの静音環境で行われ、他のひずみ成分は高調波ひずみに比べ小さい。また高調波ひずみ率はおおよそ -40 dB程度以下であることが多いので、 $m(t)$ のほとんどを占めるのは基本波成分となる[2], [5]。そのため基本波成分測定時は、 $\varepsilon(t)$ が非常に小さくなるので残留誤差も小さい。しかし高調波成分測定時は、仮に高調波成分が正確に推定されたとしても、 $\varepsilon(t)$ は $m(t)$ から測定高調波成分のみが除かれた信号であり、基本波成分は残っているため残留誤差は大きいままである。よって適応フィルタを用いた測定法では、微小レベルの高調波成分ほど残留誤差の影響が大きく正確な測定が困難となる。

4. 適応フィルタを用いた測定法の測定精度の改善

4.1 原理

振幅 A_0 、周波数 f_1 (角周波数 $\omega_1 = 2\pi f_1$)のテスト信号を $x(t) = A_0 \sin(\omega_1 t)$ とする。 $x(t)$ でスピーカを駆動したとき、高調波ひずみに比べ他のひずみ成分やアンプ、マイクロホンによるひずみや内部雑音が無視できるほど小さいと仮定すると、 $m(t)$ は式(3)で定義できる。

$$m(t) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega_1 t + \phi_n) \quad (3)$$

式(3)において、 $n = 1$ が基本波成分、 $n \geq 2$ が高調波成分である。適応フィルタを用いた測定法では、図1より式(2)の $d(t)$ は $m(t)$ であるので、第 N 次高調波ひずみ率測定での $\varepsilon(t)$ が最小になるのは、

$m(t) = A_N \sin(N\omega_1 + \phi_N)$ の場合、つまり $m(t)$ に第 N 次高調波成分のみ含まれている場合である。よって、高調波ひずみ率測定時に $m(t)$ から前処理で測定高調波成分以外を除去できれば適応フィルタによって正確な高調波ひずみ率測定ができる。しかし、ここで $m(t)$ のほとんどを占めるのが基本波成分 $A_1 \sin(\omega_1 t + \phi_1)$ であることを考えると、基本波成分のみ除去するだけでも、今までに比べ高調波成分推定時の残留誤差は大きく削減できる。 $m(t)$ から測定周波数成分以外を除去するにはBPFを用いる方法がある。しかし、この方法では測定周波数成分の数だけのフィルタ係数が必要となり、フィルタ係数の生成や保存のためのメモリ領域などの問題がある。また適応型BPFも提案されているが、計算量や実装規模の点が問題となるものと考えられる。一方、基本波成分のみの除去の場合、適応フィルタによる基本波成分推定の際の誤差信号が基本波成分のみを除去した信号になるので、適応フィルタを一つ追加するだけで実現でき、計算量、実装規模の点でも有用である。適応フィルタ法では、除去に要する収束時間の問題が挙げられるが、基本波成分のような大きな信号では更新係数を大きくして収束速度を上げて十分高精度に除去でき、測定時間に大きな影響は与えない。

そこで本論文では、もう一つの適応フィルタによりマイクロホン出力から基本波成分を除去した信号を用いることにより、従来の適応フィルタを用いた高調波成分推定精度を改善する方法を提案する。

4.2 基本波成分推定時の誤差信号を用いた高調波ひずみ率測定システム

基本波成分は、推定時の残留誤差も小さく適応フィルタを用いても正確に推定できる。そこで提案改善法では、マイクロホン出力から基本波成分を除去した信号として、適応フィルタで基本波成分を推定する際の誤差信号を用いる。

基本波成分を推定するとき、フィルタ係数が収束した時点の誤差信号はマイクロホン信号から基本波成分を除いた信号となる。そこで、図2のように二つの適応フィルタAFilter1, AFilter2を用意し、AFilter1ではマイクロホン信号から基本波成分の推定を行い、同時にAFilter2では、AFilter1の $\varepsilon(t)$ をAFilter2の $d(t)$ として高調波成分の推定を行う。

本提案測定システムは、適応フィルタを二つにすることにより計算量、実装規模は従来の適応フィルタを用いた測定法の約2倍となる。しかし適応フィルタの

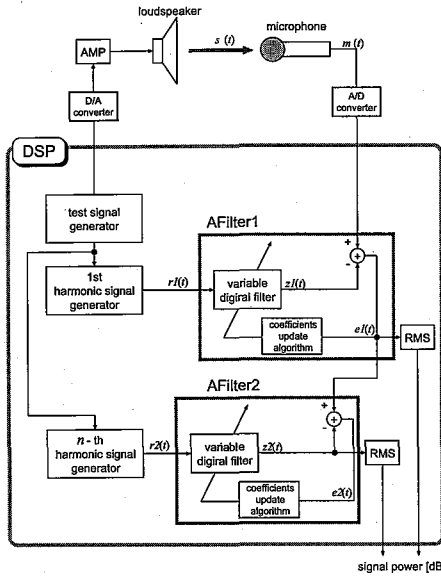


図2 提案測定システム
Fig. 2 Outline of the propose measurement system.

計算量や実装コストは小さいため、小規模の DSP へも十分に実装可能である。

5. 測定実験

5.1 測定条件

本提案改善法の性能評価のため、同じ測定条件においてスペクトル法、従来法及び提案改善法による適応フィルタ法を DSP システムに実装し測定実験を行った。適応フィルタ法は、LMS アルゴリズム、DXHS アルゴリズム各々で測定を行い、測定は本研究室所有の簡易無響室で行った。無響室の暗騒音は約 40 dB(C) である。測定条件を表 1 に示す。

5.2 測定結果

5.2.1 高調波ひずみ率の変動

図 3、図 4 に、 $f_1 = 1000$ Hz で LMS アルゴリズムを用いた場合の適応フィルタを用いた従来測定法と提案改善法において、フィルタ係数 1000 ステップ更新ごとの測定値を示す。各図の横軸は測定時間、縦軸の HDL は基本波成分パワーに対する高調波成分パワーにより得られた高調波ひずみ率である。図 3、図 4 より、どちらもほぼ同じひずみ率に収束しているが、提案改善法により、従来法で顕著であったひずみ率が低い場合の周期的振動が低減されている。図 3、図 4 では、第 7 次高調波成分が大きく異なるが、図 4 の測定値がスペクトル法とほぼ同じ値を示し、従来法に対し測定精度が改善されている。これは、本実験において

表 1 実験条件
Table 1 Measurement condition.

使用機器	
スピーカ SP	BOSE 101MM
マイクロホン MIC	B&K Hand-held Analyzer Type 2250
DSP 機器	PCI-DSPIO67 及び I/O ボード (株) コーメックス電子
スピーカ性能	
インピーダンス	6 Ω
再生周波数帯域	70 Hz ~ 17 kHz
感度	86 dB/W/m
許容入力	45 W rms (IEC268-5), 150 W rms (peak)
測定条件	
サンプリング周波数 f_s	16000 Hz
テスト信号周波数 f_1	500 Hz, 1000 Hz, 1600 Hz
SP・MIC 間距離 D	1 m
テスト信号レベル	90 dB(C)
入力信号 LPF	10 kHz
各測定パラメータ	
スペクトル法	時間窓長 32768, ハニング窓同期加算数 20
LMS アルゴリズム	$\mu = 1.0 \times 10^{-15}$, タップ長 64
DXHS アルゴリズム	$\mu = 4.0 \times 10^{-6}$

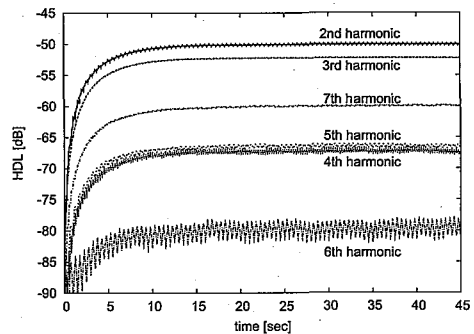


図 3 従来測定法 (LMS アルゴリズム, $f_1 = 1000$ Hz)
Fig. 3 Conventional measurement technique. (LMS algorithm, $f_1 = 1000$ Hz)

$f_s/2$ が f_1 で割り切れる周波数を用いたため、図の周波数条件で測定可能な最大高調波次数である第 7 次高調波成分が基本波成分と同じ周期性をもつ離散データを含む。そのため、適応フィルタを用いた測定法において基本波成分も含んだ信号を用いて推定した場合、第 7 次高調波成分に重なった基本波成分が大きな影響を与えているものと考えられる。また、DXHS アルゴリズムを用いた測定法でも従来法、提案改善法とも図 3、図 4 と同じ結果を示した。更に、他の f_1 での測定結果でも、提案改善法により高調波ひずみ率の周期的振動が抑えられていることが確認された。

本実験結果では、微小なひずみ率における収束特性

が不安定になっているが、この原因の一つには測定機器の A-D 性能が挙げられる。A-D 機器の入力端子と GND を直結し、無信号状態で入力値の揺らぎを確認した結果、A-D 値は LPF = 10 kHz で約 -30 ~ +30 を両端としたガウス分布状の出現頻度を示した。符号付き 16 bit 信号であるので理論的には約 -90 dB まで測定可能であるが、上記の揺らぎを考慮すると信号の下位 5 bit を考慮しない約 -60 dB 程度までは安定して測定でき、不安定ながらも -70 dB 程度までは測定できるものと考えたが、実験結果も同様の傾向を示した。

5.2.2 測定精度

$f_1 = 500$ Hz, 1000 Hz, 1600 Hz での各測定法による測定値を表 2, 表 3, 表 4 に示す。測定は、可能な最大高調波次数まで行っている。適応フィルタ法の測定値は、従来法、提案改善法とも測定開始後 30 秒時

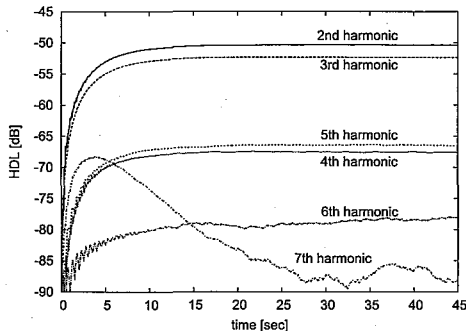


図 4 提案改善法 (LMS アルゴリズム, $f_1 = 1000$ Hz)
Fig. 4 Proposed measurement technique. (LMS algorithm, $f_1 = 1000$ Hz)

表 2 各測定法による測定結果 ($f_1 = 500$ Hz)
Table 2 Result of measurement. ($f_1 = 500$ Hz)

	スペクトル法 [dB]	適応フィルタ法 [dB]			
		LMS		DXHS	
		従来法	提案法	従来法	提案法
2 次	-54.45	-54.24	-53.29	-51.73	-51.76
3 次	-53.48	-52.97	-51.93	-53.80	-53.68
4 次	-62.92	-62.82	-60.19	-59.84	-59.09
5 次	-67.25	-68.09	-68.40	-66.68	-65.86
6 次	-71.52	-70.69	-70.11	-70.51	-70.55
7 次	-62.57	-62.66	-62.54	-63.49	-63.39
8 次	-78.95	***	-79.21	***	-79.78
9 次	-67.58	-66.75	-67.76	-67.98	-68.50
10 次	-82.00	***	-81.89	***	-88.69
11 次	-61.83	-61.71	-62.43	-62.30	-62.71
12 次	-78.96	***	-77.78	***	-78.64
13 次	-77.28	-76.68	-77.07	***	-80.17
14 次	-85.45	***	-84.34	***	-84.66
15 次	-74.67	-59.21	-75.05	-59.50	-76.20

点の測定値ある。各表において適応フィルタ法で太字で示している値は文献 [2] の場合と同じく、スペクトル法による測定値との誤差が ± 3 dB 以内の高調波成分である。また、フィルタ出力が収束値付近に到達してもなお 3 dB 以上の振動が持続されるため測定不可と判断した高調波成分は (***) で示した。

表 2, 表 3, 表 4 より、適応フィルタを用いた測定法では、従来法に比べ本提案法の方がより多くの高調波成分を正確に測定できている。また、 $f_s = 500$ Hz の第 15 次, $f_s = 1000$ Hz の第 7 次, $f_s = 1600$ Hz の第 4 次高調波のように、従来法では 5.2.1 で述べた理由により誤測定が発生する高調波成分も、本提案法により正確な測定がなされている。

5.2.3 測定時間及び演算量

本提案測定法は適応フィルタを二つ用いており、測定値の出力形式は異なるがシステム構成としては文献 [2] における二つの適応フィルタを用いた高調波ひずみ率測定法とほぼ同じである。そのため、測定時間及び演算量についても文献 [2] での評価がそのまま用いられる。

スペクトル法 (FFT 法) の場合、本実験での測定条件では一回の FFT に要するデータ長が約 2 秒となり、SN 比低減のため少なくとも 10 回程度の同期加算を考えると測定時間は 20 秒程度となる。一方、本提案法では図 3, 図 4 は AFilter2 のフィルタ出力なので収束に 15 秒程度時間を要しているが、文献 [2] の測定法による高調波ひずみ率ではほぼ 1 秒以内で測定で

表 3 各測定法による測定結果 ($f_1 = 1000$ Hz)
Table 3 Result of measurement. ($f_1 = 1000$ Hz)

	スペクトル法 [dB]	適応フィルタ法 [dB]			
		LMS		DXHS	
		従来法	提案法	従来法	提案法
2 次	-50.06	-49.87	-50.34	-50.27	-50.73
3 次	-52.14	-52.31	-52.32	-52.45	-52.40
4 次	-66.62	-66.75	-66.47	-66.86	-66.59
5 次	-67.22	-66.96	-67.51	-66.74	-67.18
6 次	-81.06	***	-79.00	***	-75.68
7 次	-87.62	-60.05	-87.30	-59.40	-80.22

表 4 各測定法による測定結果 ($f_1 = 1600$ Hz)
Table 4 Result of measurement. ($f_1 = 1600$ Hz)

	スペクトル法 [dB]	適応フィルタ法 [dB]			
		LMS		DXHS	
		従来法	提案法	従来法	提案法
2 次	-53.94	-54.65	-54.50	-54.60	-54.46
3 次	-51.01	-51.53	-51.49	-51.41	-51.45
4 次	-82.87	-60.36	***	-60.27	***

表 5 計算量及び実装規模
Table 5 Implementation cost.

	計算量	メモリ量
スペクトル法	$O(N \log N)$	$2 \times N$
LMS 適応フィルタ	$O(L)$	$2 \times L$
DXHS 適応フィルタ	$O(1)$	-

きる。更に本提案手法により微小レベルのひずみ率に対しても安定したフィルタ出力が得られ高調波ひずみ率を短時間で測定できる。

計算量及び実装規模については、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 、1 回の処理に要する計算量は表 5 のように定義でき、本提案法はスペクトル法に比べ計算量、実装規模ともに大幅に小さい。

6. むすび

本論文では、適応フィルタを用いたスピーカの高調波ひずみ率測定法の測定精度改善手法として、適応フィルタにおける残留誤差に注目し、マイクロホン信号から基本波成分を除去した信号を用いることにより微小な高調波ひずみ率の測定精度を改善する方法を提案し、測定実験により性能評価を行った。測定実験よ

り、提案測定法により従来法で課題であった微小レベルの高調波ひずみ率に大きく発生する測定値の周期的振動が除去され、従来法に比べより多くの高調波成分を正確に測定できることを確認した。

文 献

- [1] R.C. Cabot, "Fundamentals of modern audio measurement," J. Audio Engineering Society, vol.47, no.9, pp.738-762, 1999.
- [2] 藤岡豊太, 永田仁史, 安倍正人, "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," 信学論 (A), vol.J92-A, no.2, pp.71-83, Feb. 2009.
- [3] IEC 60268-5, "Sound System Equipment - Pt.5: Loudspeakers," May 2003.
- [4] 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.
- [5] Y. Tannaka, K. Muramori, M. Kohashi, and T. Koshikawa, "Correlations between harmonic distortion, sound field characteristics and reproduced sound quality change in listening tests for loudspeakers," J. Acoust. Soc. Jpn. (E), vol.11, pp.29-42, 1990.

(平成 23 年 3 月 22 日受付, 6 月 7 日再受付)