

狭帯域信号を用いたアクティブノイズキャンセラに関する検討 II A study on an active noise canceller using narrow band signals II

○沼畑 俊 工藤憲昌* 田所嘉昭**

○Shun Numahata Norimasa Kudoh* Yoshiaki Tadokoro**

八戸高専 機械・電気システム専攻 *八戸高専 **豊橋技科大 工学部

*Hachinohe National College of Tech. **Toyohashi University of Tech.

キーワード: 能動騒音制御 (active noise control), 狭帯域信号 (narrow band signals),
適応周波数推定 (adaptive frequency estimation)

連絡先: 〒039-1192 八戸市田面木上野平 16-1 八戸高専 電気工学科
tel:0178-27-7281, e-mail:kudohk-e@hachinohe-ct.ac.jp

1. はじめに

騒音低減手法の一つに、アクティブノイズキャンセラ (Active noise canceller: ANC) がある。ANCとは、対象騒音に対し同振幅逆位相の制御音を重ね合わせ相殺する手法で、特に低周波騒音の制御に有効である。また、騒音源に対して大きな変更を加える必要がなく、システムも比較的小型なため、従来の受動消音方法の問題点を解決する方法として、盛んに研究が行われている。図1にダクトへの応用例を示す。

一般に ANC では、制御アルゴリズムとして、filtered-x LMS 法 (参照信号をプラントモデルでフィルタリング後、適応 FIR フィルタにより適応処理を行う手法) やその改良版が用いられている [1], [2]。図1のような応用では、アクチュエータ～エラーセンサ間の音響プラントを考慮する必要があるため、filtered-x LMS 法等では、事前に同定が必要である。また、これらの方法では、適応 FIR フィルタと誤差信号間の遅延のため、および、プラントモデルでフィルタリングされた信号の相関行列の条件数のために、収束を遅くせざるを得ない等の問題がある [2]。

以上の問題点の解決策として、本稿では、図1のような回転機系による騒音が、回転数やダクトの特性で決定される共振特性 (図2) を持つことに着目し、狭帯域信号へ近似することで単純化を図るアルゴリズムを提案する。なお、狭帯域信号への近似のため適応的に周波数を推定している [4], [5]。また、プロトタイプ化へ向けての現段階の状況について報告する。

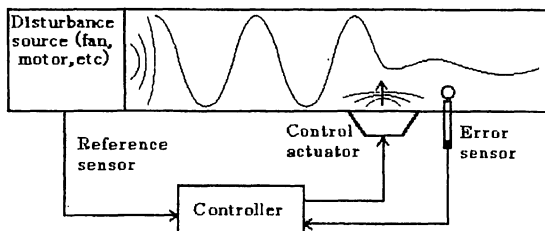


図1. ANCの応用例:ダクトにおける騒音の制御
Fig.1 An application of active noise control:
the control of sound waves in a duct

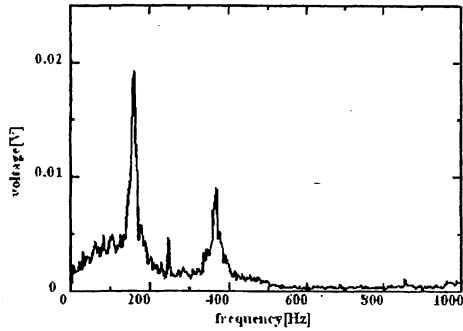


図2. ファン騒音の周波数特性
Fig.2 Spectral characteristics of fan's noise

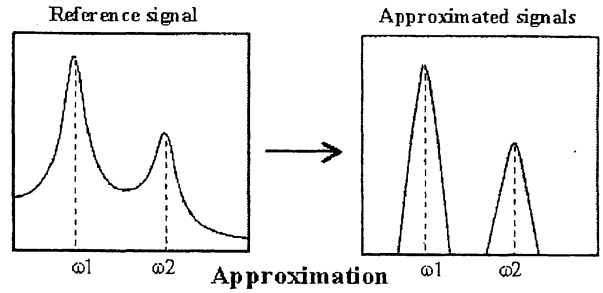


図4. 狭帯域信号への近似
Fig.4 Approximation to narrow band signals

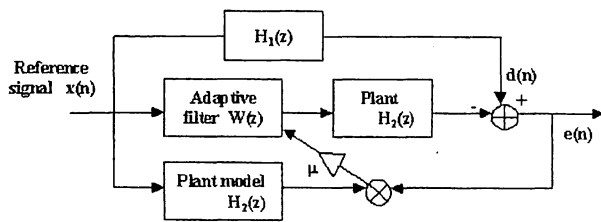


図3. filtered-x LMS アルゴリズム
Fig.3 The filtered-x LMS algorithm

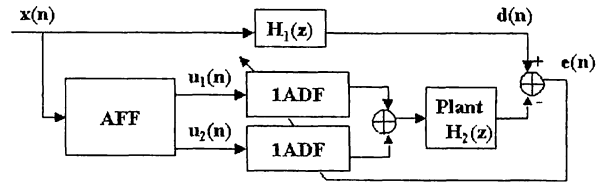


図5. 提案法の構成
Fig.5 The block diagram of the proposed method

2. filtered-x LMS 法

図1の応用における filtered-x LMS 法の構成を図3に示す[2]. $d(n)$ は観測雑音を含む除去対象信号, $x(n)$ は参照信号, $e(n)$ は推定誤差, $W(z)$ は(1)式に示す適応フィルタの伝達関数である. また $H_1(z)$ はダクトの特性, $H_2(z)$ は(2)式に示すアクチュエータ(スピーカ)～エラーセンサ(マイク)間の特性である. これより, 推定誤差 $e(n)$ は(3)式となり, filtered-x LMS の適応フィルタの更新式 $W_n(i)$ は(4)式で表される. ここで, μ はステップサイズである.

$$W(z) = \sum_{i=0}^{I-1} W_n(i) z^{-i} \quad (1)$$

$$H_2(z) = \sum_{j=0}^{J-1} C(j) z^{-j} \quad (2)$$

$$e(n) = d(n) - H_2(z)W(z)x(n) \quad (3)$$

$$W_{n+1}(i) = W_n(i) + \mu e(n) \sum_{j=0}^{I-1} C(j) x(n-i-j) \quad (4)$$

filtered-x LMS の更新式は(4)式に示すように未知系 $C(j)$ を含むため, $H_2(z)$ の同定が事前に必要となる. さらに, 1. で述べたように適応 FIR フィルタと誤差信号間の遅延, 及び, プラントモデルでフィルタリングされた信号の相関行列の条件数のために, 収束を遅くせ

ざるを得ない等の問題がある[2].

3. 提案法 [3]

3.1 狭帯域信号を用いた適応法

提案法では, 3.2 で述べる適応周波数推定法により, 参照信号 $x(n)$ の共振周波数近傍毎に狭帯域信号へ近似し(図4), それぞれの狭帯域信号を制御する. 図5は提案法の構成である. AFF は適応周波数推定部, 1ADF は騒音制御のための1次の適応デジタルフィルタである ($W_{k,n}(i)$, $i=0, 1$). 簡単化のため, ある狭帯域周波数信号 $u_k(n)$ (2帯域の例; $k=1, 2$) を(5)式に近似できるとした場合には, プラントを通過した信号は, $u_k(n)$ の振幅と位相を変えたものとなり, 1次のフィルタで適応可能である. また, これにより, 更新式は(6)式のように未知系 $C(j)$ を含まない形で表現することができる.

$$u_k(n) \approx a_k \cos \omega_k n + b_k \sin \omega_k n \quad (5)$$

$$W_{k,n+1}(i) = W_{k,n}(i) + \mu e(n) u_k(n-i) \quad (6)$$

3.2 適応周波数推定法

狭帯域信号への近似のためには、共振周波数を検出する適応周波数推定法を用いる[4], [5]. これは図6(2周波推定の例)のように(7)式で表されるノッチフィルタ $H_{nk}(z)$ (ω_k 近傍の除去)と(8)式で表される帯域通過フィルタ $H_{sk}(z)$ (ω_k 近傍の抽出)により構成されており, r は極半径で $0 < r < 1$ である. $a_k(n)$ の真値は $2\cos\omega_k$ であり, (9)式で更新される. その構成を図7に示す. また, 本稿では, 狭帯域信号として, 図6の構成における $e_1(n)$, $e_2(n)$ を用いる. これらの信号は元の参照信号 $x(n)$ に等しい帯域幅を持っており, 図8の参照信号に対する $e_1(n)$, $e_2(n)$ の特性を図9に示す.

$$H_{nk}(z) = \frac{1 - a_k z^{-1} + z^{-2}}{1 - r a_k z^{-1} + r^2 z^{-2}} \quad (7)$$

$$H_{sk}(z) = \frac{-(1-r)z^{-1} + r(1-r)z^{-3}}{1 - r a_k z^{-1} + r^2 z^{-2}} \quad (8)$$

$$a_k(n+1) = a_k(n) + \frac{\mu_{af}}{1 - \beta z^{-1}} e_{af}(n) s_k(n) \quad (9)$$

4. 数値例

4.1 で計算量比較を行い, 4.2 では提案法と filtered-x LMS 法との収束特性を比較する. 比較は, 評価量を式(10)とし, 図8の参照信号特性(各共振帯域の電力は, 4.7(振幅大), 1.9(振幅小)), 図10のアクチュエータ特性を用い, $H_1(z)=1$ としている.

4.1 計算量比較

L をプラントモデル次数, M を同定に要するサンプル数, l を適応フィルタの次数, k を帯域数として, 1サンプルあたりの計算量を求めた結果を表1に示す. 尚, 今回は表中の数値を例に比較する. また, 表中の*は提案法における周波数推定の計算量を示す. 表1より1サンプルあたりのオンライン処理時の計算量は filtered-x LMS 法が10,857(適応処理)に対し, 提案法は83(周波数推定+適応処理)と大幅に削減できている.

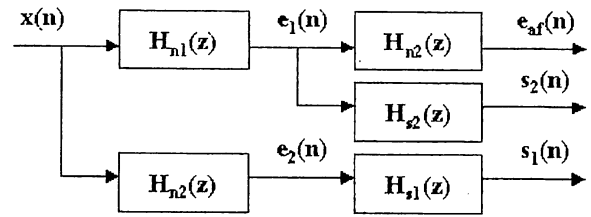


図6. 適応周波数推定
Fig.6 Adaptive frequency estimation

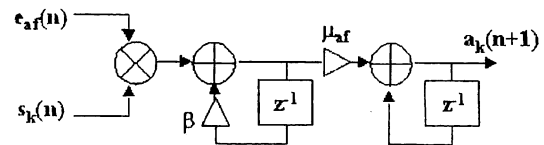


図7. 適応周波数フィルタ(更新部)
Fig. 7 Adaptive frequency estimation (update)

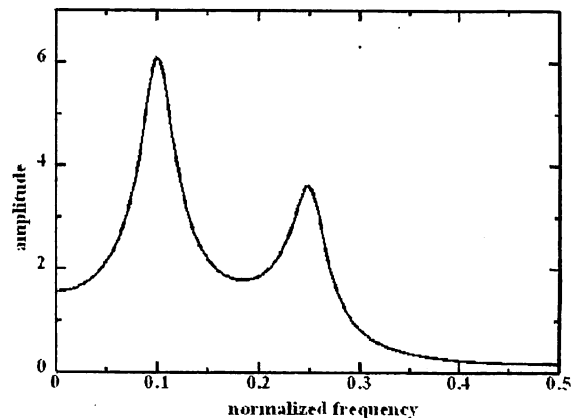


図8. 参照信号例
Fig.8 An instance of the reference signal

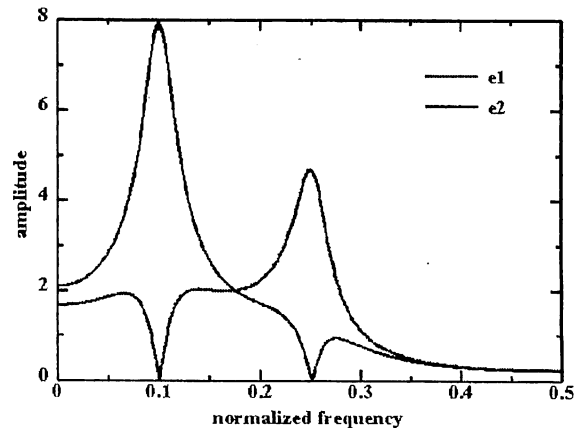


図9. e_1 , e_2 の特性
Fig.9 Characteristics of the signals; e_1 and e_2

表1. 各アルゴリズムの計算量

Table.1 Computaiton load of the algorithms

L=256, M=5000, k=2 I=21 (Filtered-x LMS), 2(提案法)		Filtered-x LMS		提案法	
		計算式	数値例	計算式	数値例
オフライン処理	同定処理	5LM	6,400,000		
	計		6,400,000		0
オンライン処理	周波数推定			*	63
	適応動作	2LI+5I	10,857	5Ik	20
	計		10,857		83

*周波数推定の計算式:
$$\left\{ \left(\sum_{i=1}^{(k-k\%2)/2} (2i+k\%2) + (k+k\%2-2) + 1 \right) / k \right\} \times 9 + 18 \times k$$

4.2 収束特性比較

提案法と filtered-x LMS 法との比較を, 提案法の適応フィルタの次数を各々1, filtered-x LMS 法の次数を 20 として以下のシミュレーション条件の下で行う. その結果を図 11 に示す.

シミュレーション条件:

r:0.7, β:0.8, μ_{af}:0.001

N_{id}:5000, μ_{id}:0.001, L:256

J:20, μ:0.0001

I:21 (filtered-xLMS), 2 (提案法)

評価量:

$$\epsilon_{NRM} = 10 \log_{10} \frac{e^2(n)}{d^2(n)} \text{ [dB]} \quad (10)$$

図 11 より, 定常特性を見ると, 提案法は高次の filtered-x LMS 法と同等であり, 約 13dB のノイズキャンセルが確認できる. なお, 提案法に見られる遅れは適応周波数推定による遅延である.

以上の特性比較より, 回転機系の騒音に対しては, 構造の簡単化が可能であり, 大幅な計算量削減が実現できる. また, 今回のシミュレーションでは, 提案法の次数を 1 としても, 高次数の適応フィルタを用いた filtered-x LMS 法と同等の定常特性を得ることができた. 今回のシミュレーションの結果を受けて, 次節より, 実用化へ向けての, 実機検討について述べる.

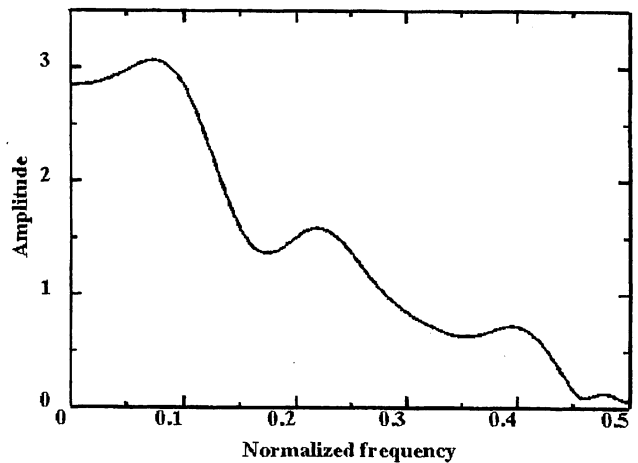


図 10. アクチュエータ特性

Fig.10 Amplitude characteristics of the actuator

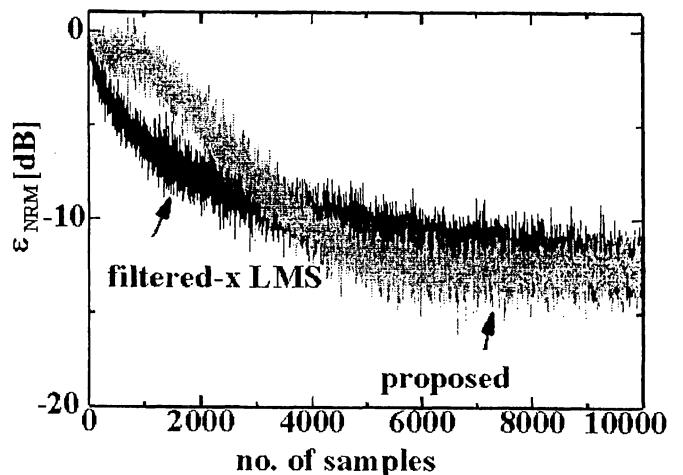


図 11. 収束曲線

Fig.11 Convergence curve

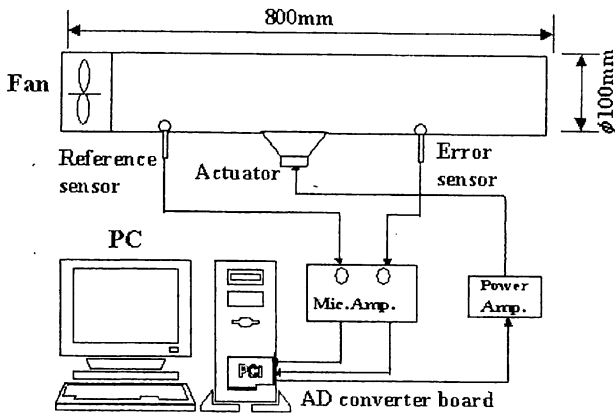


図 12. 実験装置の概略図

Fig.12 Schematic diagram of the experimental setup

5. プロトタイプ of 検討

今回は、検討段階ということで、各装置の概要や特性について述べる。まず、実験システムを図 12 に示す。使用したダクトは厚さ 4[mm]、直径 100[mm]の円筒形の塩化ビニルパイプ製ダクトで、長さは 800 [mm]となっている。実験装置としては、A/D変換ボード(PCI-9118DG)及びPCを用いている。又マイクロホンはコンデンサマイクを使用している。尚、スピーカについては現在検討中である。表2に今回使用した装置の仕様を、表3に A/D 変換ボード(PCI-9118DG)のアナログ特性を示す。また、図 13 にファンの概形を示す。

表2. 各装置の仕様

Table.2 Specifications of the equipment

ファン	定格電圧	風量		
	100V	0.94m ³ /m		
コンデンサ マイク	動作電圧	指向性	出力インピーダンス	
	2-10V	無指向性	1.5-2.2kΩ	
直流安定 化電源	入力電圧	出力電圧	出力電圧変動率	
	AC100V	DC6-8V	2%	
パワー アンプ	電源電圧	最大出力	電圧利得	周波数特性
	DC8-18V	12.5W	54dB	21-15.5kHz
マイク アンプ	電源電圧	定格出力	電圧利得	周波数特性
	DC6-12V	1.6Vrms	26dB	63-40kHz

表3. A/D 変換ボード(PCI-9118DG)の仕様

Table.3 Specification of the AD converter board

アナログ特性	チャンネル数	分解能	レンジ
入力	16CH	12bit	±5V
出力	2CH	12bit	±10V

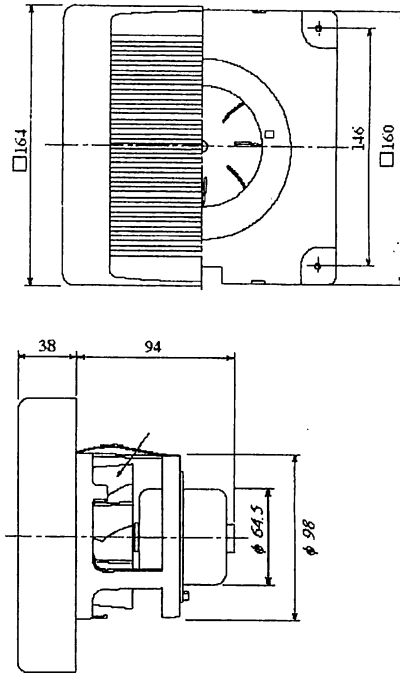


図 13. ファンの概形

Fig.13 Specification of the fan

次に、各装置の特性を示す。まず、図 14、図 15 にパワーアンプとマイクアンプの周波数特性を示す。この特性は電子電圧計によって測定したもので、特性はほぼ一様であるが、マイクアンプ特性において 100Hz 以下の特性劣化が見られる。次に、ファンノイズの特性であるが、測定は下の条件の下で行った。また、比較対象として、精密騒音計により測定を行い、その結果を図 16、図 17 に示す。

測定条件:

・対象騒音:ファン(表 2, 図 13 参照)

・測定場所:無響室内

(W1000mm × L1100mm × H1000mm)

・測定箇所:

①:参照センサの位置

②:エラーセンサの位置

・測定媒体:

①:コンデンサマイク(表 1 参照)

②:精密騒音計(NL-14, リオン社製)

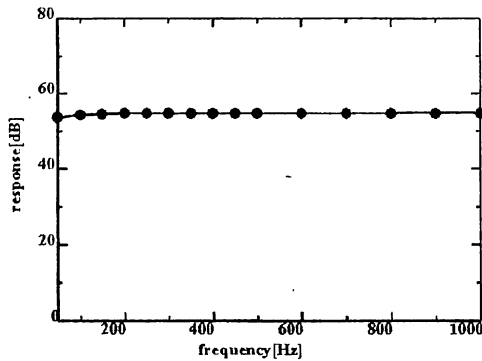


図 14. パワーアンプ特性
Fig.14 Characteristic of the power amp.

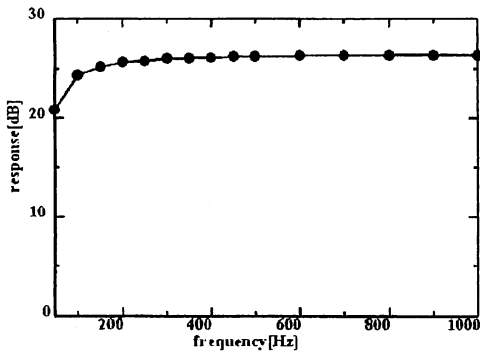


図 15. マイクアンプ特性
Fig.15 Characteristic of the mic. amp.

測定結果より、コンデンサマイクの特性は、マイクアンプの特性も影響し、約 100Hz 以下の特性が劣化している。ただ、100Hz 以上の帯域においては、二つの共振特性を検出している。したがって、実機での制御は 100Hz 以上の二つの共振特性を対象とし行うものとする。また、アクチュエータもこの帯域にあったものを適用する。

6. まとめ

本稿では、回転機系への応用を念頭におき、参照信号を狭帯域信号へ近似することで単純化する方法を述べた。filtered-x LMS 法との計算負荷、収束特性比較を行い、計算負荷の大幅な削減と filtered-x LMS 法と同等の定常特性を確認した。

今後は、ファンの特性に合わせたアクチュエータの検討と、実際の騒音源に対する提案法の動作を確認し、各アルゴリズムの特性比較を行う予定である。

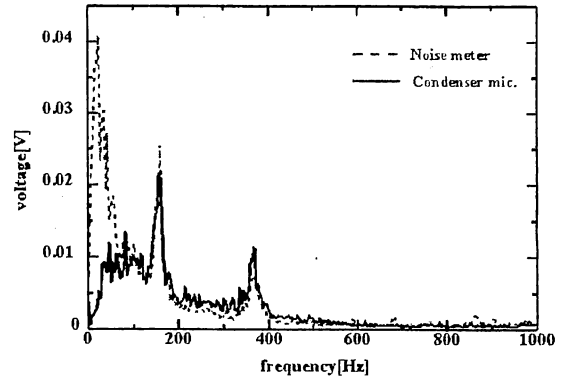


図 16. ファンの騒音(参照センサによる)
Fig.16 Fan noise (measured by reference sensor)

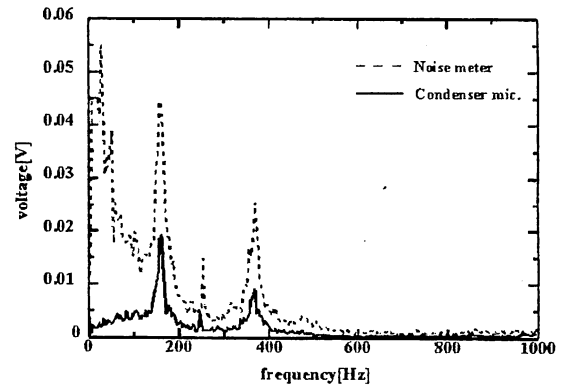


図 17. ファンの騒音(エラーセンサによる)
Fig.17 Fan noise (measured by error sensor)

[参考文献]

- [1] B.Widrow, S.D.Stearns, "Adaptive Signal Processing" Prentice Hall, 1985
- [2] M.Bouchard, S.Norcriss, "Computational load reduction of fast convergence algorithms for multichannel active noise control" SIGNAL PROCESSING vol.83 No.1, Jan., 2003
- [3] 沼畑, 工藤, 田所, "狭帯域信号を用いたアクティブノイズキャンセラに関する検討", H16 年度計測自動制御学会東北支部, 第 216 回研究会, 資料番号 216-13
- [4] J.F.Chicharo, T.S.Ng, "Gradient-based adaptive IIR notch filtering for frequency estimation" IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing vol.38 No.5, pp.769-777, May 1990
- [5] N.Kudoh, Y.Tadokoro, "Performance Analysis of a new LMS-typed Fourier Analyzer" "CD-ROM Proceedings of IEEE TENCON'03, Oct., 2