

脳波を利用した新しい聴覚検査方法における ウェーブレット解析の応用

An Application of Wavelet Analysis to Objective Audiometry Test using Evoked Brain Response

流通経済大学・法学部 井川 信子 (Nobuko Ikawa)
Faculty of Law, Ryutsu Keizai University

概要. 聴力検査では自覚的聴力検査が一般的である。一方、新生児や乳幼児、あるいはなんらかの状況で意志表示ができない場合に実施される聴力検査を他覚的聴力検査という。近年、新生児や乳幼児に対して聴性誘発脳波を用いた他覚的聴力検査装置による検査が実施されている。特に聴性脳幹反応や聴性定常反応を用いる検査が有効であるが、一方、これらの反応は微弱電位のため反応を得るためには、繰り返し加算処理が必要であり、多くの時間を要している。本講究録ではこれらの反応を短時間で検出するために加算回数の低減に着目したこれまでの研究を紹介し、特に、ウェーブレット解析の応用について述べるとともに聴性誘発脳波の短時間検出方法について考察する。

Abstract. It is well known that the auditory brainstem response (ABR) and 80-Hz auditory steady-state response (ASSR) are used in the objective audiometry device for infants. For the aged, the objective audiometry device is studied as an anti-aging examination, which enables awakened adults to test hearing acuity with 40-Hz ASSR. ASSR evoked by an amplitude modulated tone is recorded as the time-averaged waveform of a series of a sinusoidal or periodic wave. However, the evoked potential response is very small. Therefore, the decision of the threshold of the response, whether the response is significantly exists while it is mixed with noise, such as brain background, is difficult. To cope with this problem, we need averaging for the waveforms. In particular, 40-Hz ASSR has many noises caused by the background brain waves in comparison with 80-Hz ASSR. To overcome these difficulties, our final purpose is to construct a new objective audiometry device by implementing appropriate wavelet filters to PXI-4461(National Instruments Corporation). As a first step, we applied the method of the discrete stationary wavelet analysis to extract responses from the noise. Eighteen auditory normal subjects participated to this study.

1. はじめに

難聴などの”きこえ”の測定は、被検者（検査される人）が検査音をきこえるかきこえないかについて、直接ボタンを押す等の動作で応答することによる。このような検査法を

自覚的聴力検査といい、現在の聴力検査ではこれが一般的である。それに対して、新生児や乳幼児を含め、被検者自身がきこえるかきこえないかについて正確な意志表示ができない場合、また、詐聴や心因性難聴など、その意志表示が意図的である無しにかかわらず信頼性に乏しい場合や、意志表示ができない意識レベルにある場合、全身麻酔下の被検者、あるいは重症な身体障害による意志表示ができない被検者などについて、被検者の応答に頼らずに聴力の測定をする必要がある。このような場合には他覚的聴力検査が用いられる [1].

音刺激に対する脳波上の変化すなわち聴性誘発反応を指標として聴力を測定する方法には聴性脳幹反応 (auditory brainstem response: ABR) [2]- [4] がよく用いられるが、周波数特異性が高いという特徴から聴性定常反応 (auditory steady-state response: ASSR) [5] を用いた他覚的聴力検査も利用されている。ASSR とは 1 秒間に 40 回から 100 回の繰り返しした聴覚刺激に対し脳波が定常的な反応をする状態である。実際の検査で利用される ASSR を用いた他覚的聴力検査装置の代表的な製品は、MASTER (multiple auditory steady-state response) & Navigator Pro [6] や Audera [7] である。

40-Hz ASSR は覚醒時に測定できるが、背景脳波等のノイズが多いため実際の検査では利用されていない。MASTER & Navigator Pro では、自然睡眠ないし、薬物鎮静下で測定できる 80-Hz ASSR を用いる。しかし 80-Hz ASSR においても背景脳波等のノイズを除去するために計測脳波の加算処理が施される。ここで、40 Hz あるいは 80 Hz とは、変調周波数 (MF) に同期した脳波の周波数成分である。覚醒時における検査施行を行うためには、40-Hz ASSR は覚醒時に測定できるため実際の検査で利用できるのが望ましいが、その場合は背景脳波などのノイズを除去するなどきわめて短時間で反応を得る工夫が必要である。MASTER & Navigator Pro では、音刺激の搬送周波数 (Carrier Frequency : CF) に変調周波数 (Modulation Frequency : MF) をかけると、計測された脳波において MF の周波数と同じ周波数のパワーで ASSR 反応が検出できることを応用して、500 Hz, 1000 Hz, 2000 Hz, 4000 Hz の 4 つの搬送周波数 (CF) の聴力を同時に推定する。この手法は効率的に思われたが、すべての周波数に対して反応が得られるまで検査を続けるので、すでに反応の得られた周波数についても、反応の得られない周波数について観測するために引き続き解析を実施するので、反応の得られた周波数部分について特に検査時間の短縮にはならない場合があるという指摘もある (例えば [8]).

我々は、独自に開発したプログラムを用いて ABR や ASSR を測定し、その反応の有無を自動的に判定する装置を試作した [9]- [13]. そして反応の短時間検出を実現するために、カルマンフィルタを適用して ABR や ASSR 波形伝達関数を推定し、推定波形をモデル波形として加算に適合する波形を選別する方法を提案し、その有効性を検討した。また、[14,15] では、ABR について離散ウェーブレット多重解像度解析を適用することにより、少ない加算回数の波形から反応のピーク潜時が検出できることを示した。さらに [16,17] では、MASTER & Navigator Pro によって臨床的に測定された 80-Hz ASSR に対して、離散ウェーブレット多重解像度解析の応用について報告した。

本講究録ではこれらの反応を短時間で検出するために加算回数の低減に着目したこれまでの研究を紹介し、特に、ウェーブレット解析の応用について述べるとともに聴性誘発脳波の短時間検出方法について考察する。

準備として、第2節では聴性誘発脳波について説明する。第3節ではカルマンフィルタを応用した伝達関数推定についてその結果を報告する。第4節ではウェーブレット解析をどのように応用するか、また、その結果について述べる。第5節では本稿についてまとめて、さらにこれから取り組むべき課題について述べる。

2. ABR および ASSR について

2.1 聴性誘発反応の起源と特徴

ヒトの耳から入った音は空気振動として主に外耳道に入る。さらにその奥に存在する鼓膜を振動させる。外耳道は共鳴腔として働いている。さらに音は中耳から内耳に伝わる。中耳では鼓膜、耳小骨（ツチ骨、キヌタ骨、アブミ骨の3つがあり、おたがいに関節で連結して耳小骨連鎖を形成している）からなり、音のエネルギーを効率よく内耳に伝える構造となっている。ここまでを伝音機構という。空気振動である音波を聴神経の活動に変換する聴覚末梢系ともいう [1]。

神経の活動は脳幹（脳の脳大脳と小脳以外の延髄、橋、中脳、間脳の部分の総称）と呼ばれる脳の深部にある何段かの神経核を経て大脳皮質に伝わる。すなわち音は内耳で、各周波数を感じ取る有毛細胞群を刺激し、電気的な信号に変換される。内耳の有毛細胞に連結する神経枝は、双極細胞（この細胞は蝸牛神経の第1次ニューロンをなしており、蝸牛軸の Rosenthal 管内に集団を形成しラセン神経節細胞といわれている）であり、中枢枝は脳幹の橋にある2つの蝸牛神経核（蝸牛神経腹側核と背側核）に終わる。そこからの線維の一部は同側と反対側の台形体背側核に終わり、一部は上行し外側毛帯や直接下丘に終わり、さらにそこから内側膝状体（間脳視床部に存在する）に至り、線維を交換して、聴放線形成し皮質の聴覚領（側頭葉の深部横側頭回）に終わる (Fig. 1)。

すなわち音が電気的な信号に変換され聴覚伝導路を経て皮質まで伝わるこの伝導路における主な核は、蝸牛神経核、上オリーブ核群（台形体背側核、腹側核）、下丘、内側膝状体であり、これらの神経核では様々な聴覚情報処理が行われている。通常、上オリーブ核より上位では反対側の伝導路のほうの神経線維が多く、反対側からの入力促進的に、同側からの入力は抑制的に働くといわれ、その経路にある神経核ごとに信号間の合成、分解が行われている。この経路の途中でニューロン交換をする部位は神経線維によってさまざまで、交叉するものもあり非常に複雑である。これらを聴覚中枢系と呼ぶ。

耳からの音刺激に同期して、このような聴覚伝導路における聴性誘発脳波を聴性誘発反応 (auditory evoked response) と呼ぶ。一般に、脳波は精神活動、特に意識水準を調べる上で重要な役割を果たすが、脳障害の部位を特定するには脳内の発生メカニズムの同定が

来ないので不向きと思われる。一方、聴性誘発反応は、音刺激に対応して蝸牛から大脳皮質の聴中枢に至るまでの聴覚伝導路あるいはこれらに関連のある部位の中樞神経系のニューロンを発生源とした電位変動である。聴覚伝導路上の起源と潜時(音刺激に対する反応の発生時刻)の対応によって、早い反応から潜時の順に、蝸電図(Electrocochleography : Ecoch G), 聴性脳幹反応(auditory brainstem response : ABR), 中間潜時反応(Middle Latency Response : MLR), 頭頂部緩反応(Slow Vertex Response : SVR)と呼ばれる。

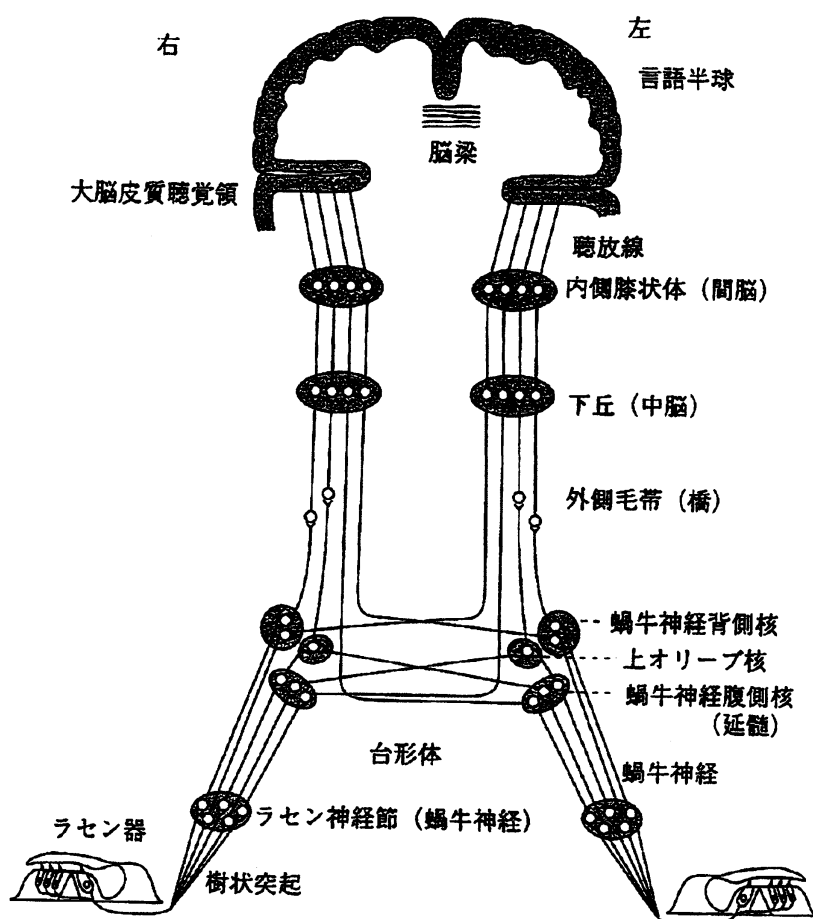


Fig. 1. Pathway of auditory evoked response ([1],p.8).

Ecoch G は、内耳と蝸牛神経由来の反応で音刺激を与えてから 3 ミリ秒程度以内に認められる。ABR は蝸牛神経と脳幹部聴覚路由来の反応で音刺激を与えてから 10 ミリ秒程度以内に認められる。MLR は内側膝状体レベルから聴皮質由来の反応と思われており、音を与えてから 50 ミリ秒程度以内に認められる。SVR は聴皮質を中心とした広範な部位が関係すると思われる反応で音刺激を与えてから 500 ミリ秒程度以内に認められる。聴性定常反応(auditory steady-state response : ASSR) は、ABR と MLR からなると考えられている [5]。

聴性誘発反応を得るために与えられる音刺激にも多種類がある。たとえば、ABR や

MLRなどは、クリック音が多く用いられ、時にはトーンバースト音あるいはトーンピップ音を利用することもある。青柳らの手法 [5] による ASSR の導出では正弦波的振幅変調音 (sinusoidal amplitude-modulated tone: SAM tone) を用いる。SAM 音を用いることで、反応がより周波数特異的に得られることに基づく。当然、どのような音刺激を入力するとより効果的な反応が得られるかの検討は重要であり、この問題は特に、ASSR において現在もなお多くの研究者による研究が進められている [5]。

聴性誘発反応の各波形のピークには、ポジティブの P とその潜時の順に番号が、各波形の谷には、ネガティブの N とその潜時の順に番号がつけられている。ABR の波形ピークは、それぞれ潜時の早い順に、I, II, III, IV, V 波と呼ばれる。Figure 2 は聴覚伝道路上の ABR の各波とその起源の対応、MLR の起源の推定を表している。40-Hz ASSR の起源は slow ABR(P0) + MLR すなわち P0+Pa+Pb, 80-Hz ASSR の起源は slow ABR すなわち P0 と考えられている [5,29]。

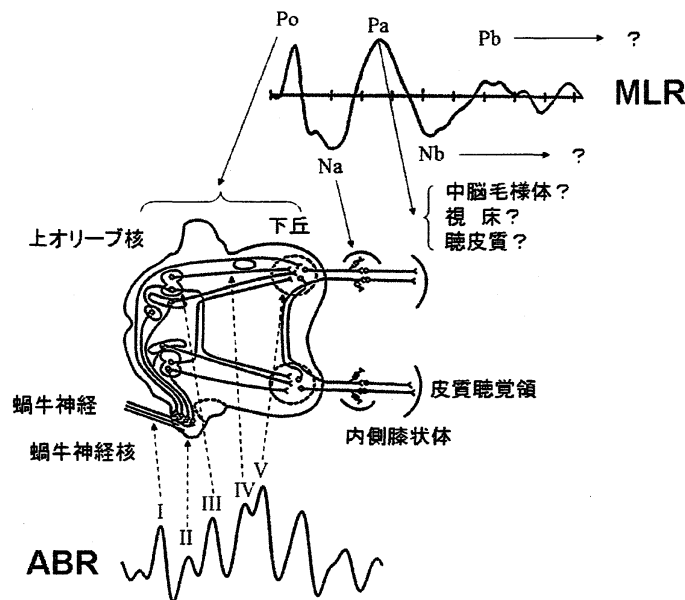


Fig. 2. Auditory pathway of ABR and MLR ([5]).

2.2 ABR および ASSR の測定装置

聴性誘発反応は、体表から誘導されるので発生源から記録電極までの距離がある。そこで脳全体を均一の容積導体と見なして、導出電極より遠く離れた深部で発生した電位が容積伝導により頭皮上に広範に広がるとする考え方に基づいた電位 (遠隔電場電位: far field potential) を記録することで得る。

また、脳波計測の電極配置は通常、国際 10-20 法など多チャンネルであるが、ABR や ASSR では、positive upper 法 [2]-[4] を用いる。すなわち、両耳刺激の場合、電極位置は頭

頂部 (vertex, Cz) を (+) 導出電極, (-) 基準電極は耳朶の後部または乳様突起 (A1,A2) (耳朶後部の方が筋電図の混入が少ない), 接地電極 (アース) は前額正中部 (Frontal, Fpz) とした. 電極としては脳波用皿電極 Ag-AgCl などを用いて, 電極ペーストや皮膚の前処理により接触抵抗は $5K\Omega$ 以下で, 両耳間は電氣的に短絡して等電位とした. 片耳刺激の場合は, 測定耳と反対側の耳を接地電極とした [19]. 4チャンネルというチャンネル数は, 脳波計測の 10-20 法よりもはるかに少ない電極数で測定する.

刺激音の作成および脳波計測・解析は, NI-PXI-1031 (日本ナショナルインスツルメンツ社製) システム, 受話器 (TDH39), 生体アンプ (ダイヤモンドカルシステム社製生体アンプ (DPA250-2), 超小型プリアンプ (DPA-10PE), あるいは試作アンプ (R-技研社製)) を用いて構成された試作機のうえで, LabVIEW (Ver. 8.6) で作成したプログラムを実施して行った.

2.3 ABR における背景脳波と加算処理

頭皮上で計測される誘発脳波に含まれる反応成分の振幅は, 背景脳波などの雑音に埋もれて微小であるので, 反応を検出するためには, 繰り返し加算処理が実施される. ここでは, ABR の場合の加算処理と背景脳波の減少について述べる.

ABR を誘発する刺激音の種類はクリック音, 刺激音圧を 80 dB nHL からはじめた. 各周波数ごとの聴力閾値音圧を求めて聴力像をグラフ化し, オーディオグラムを推定する場合は, 刺激音圧を 10 dB nHL ずつ下げて反応の有無を調べる. 反応の有無は実際特に第 V 波のピークの存在とその潜時によって調べる. ここで nHL とは, Normal Hearing Level のことで, 健常人の平均最小可聴値を 0 dB として刺激音圧を聴覚レベルで表したものである. 音刺激幅を 0.1 msec, 刺激頻度を 40Hz とし, 特に第 V 波が観察しやすい最適刺激条件とした [2]. 聴力健常成人に対しておこなった実験結果から ABR 信号波形が検出できる平均加算回数は 2000 回であった. また, 帯域フィルタの通過帯域を 100 Hz~1500 Hz とした. 加算は波形を時間的にサンプリングしてデジタル値に変換した数値を使って行う. サンプリング時間を 10 msec, サンプリング点を 512 点とした. したがってサンプリング間隔は 0.019 msec (10 msec / 512 点) である. また各加算回数ごとの波形のサンプリング値はファイルに出力された.

ABR を得るためには単純加算法が用いられる. たとえば 10 回加算とは, 音刺激-脳波導出 10 msec / 1 回を 10 回繰り返して得られた波形の加算平均値出力を意味している. 信号 (反応) が各刺激に対して同一の潜時とパターンで出現し, しかも背景の電位変動がランダムであれば加算平均処理によって反応振幅は変化しないが雑音の振幅はと小さくなる ([2]- [4]) 原理を利用する. 実際に, 2000 回加算した典型的な波形例 [4,20] を Fig. 3 に示す.

2000 回加算した波形が ABR 信号であるというために, 2000 回加算波形と各加算ごとの測定値データとの差をノイズと考えて, その分散を調べた. すなわち, i 回目

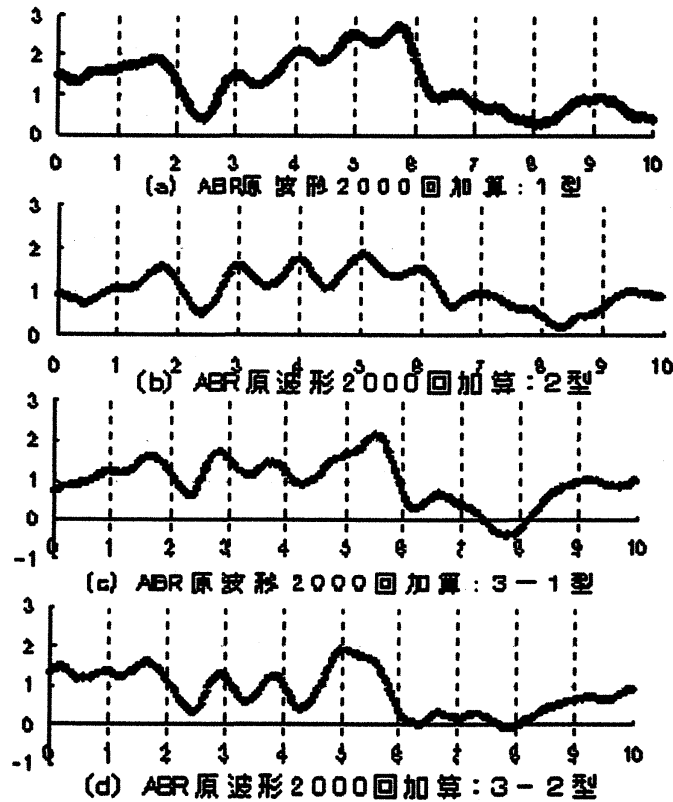


Fig. 3. Experimental data of the ABR of types 1(a), 2(b), 3-1(c) and 3-2(d) for 2000 sweep times.

の加算波形のサンプル値を $x_i(t)$, ABR 信号成分を $S_{ABR}(t)$, 雑音成分を $v_i(t)$ とすると, $v_i(t) = S_{ABR}(t) - x_i(t)$, ただし, $t = 0, 1, 2, \dots, 511$, を計算して各加算 i 回ごとの $v_i(t)$ の分散値を Fig. 4 (ただし, 加算回数 $i \geq 10$ とした) のグラフに描いた. この結果からみると, 雑音成分を低減するには少なくとも 200 回以上の加算回数が必要であることがわかる. このように ABR は加算処理を施しながら検出するので, リアルタイム検出が難しく, 測定に要する時間は短くはない (平均 30 分程度). より迅速な測定が望まれている.

2.4 80-Hz ASSR

MASTER & Navigator Pro [6] による ASSR の測定方法では, 左右耳それぞれ 4 つの搬送周波数 (Carrier frequency: CF) 500, 1000, 2000, 4000Hz の聴力閾値 (最小可聴音圧) を同時に検査する. 4 つの搬送周波数 (検査周波数) 500, 1000, 2000, 4000Hz のそれぞれに 70~100Hz の異なる周波数で振幅変調 (周波数変調も可) をかけた刺激音を用いる. 変調周波数 (Modulation frequency: MF) はたとえば, 左耳は, 82.031 Hz, 86.719 Hz, 91.406 Hz, 96.094 Hz, 右耳は 84.375 Hz, 89.062 Hz, 93.750 Hz, 98.437 Hz を用いる. この振幅変調を施した複合音を作成し, 左右耳同時刺激を行う. 左右別々の周波数によって

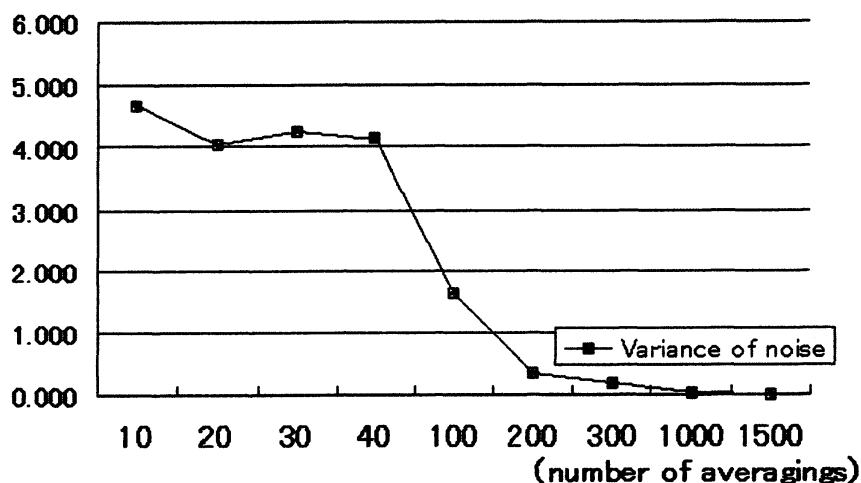


Fig. 4. Variance of wave form noise for each sweep time of the ABR source signal.

振幅変調をかけた合成音を聞かせると、蝸牛の基板状では各搬送周波数に相当する部位が刺激される ([5, 6]). 波形加算処理実施後得られた ASSR 波形は搬送周波数に一致したサイン波に似た波形になる [29]. 加算した波形の FFT を求め、パワースペクトル解析を実施すると、MF に一致する周波数成分のパワーが大きくなり、周囲の周波数成分のパワーと F-test で比較してノイズの低減と反応の有無を調べる。一度に両耳の 4 周波数の聴力閾値が求められることが利点である。しかし 1 回の刺激ごとの計測時間は 1 秒であるが波形の加算が必要なので、1 つの音圧反応を得るのに 3 分以上を要し、聴力閾値まで測定すると、平均 30 分程度が必要となる。Figure 5 は、刺激音圧 80 dB nHL, 11 sweep 加算 (1sweep = 16epochs, 1epoch=1 秒, 約 3 分) で MASTER & Navigator Pro によって反応が得られた場合の ASSR 波形のグラフである。

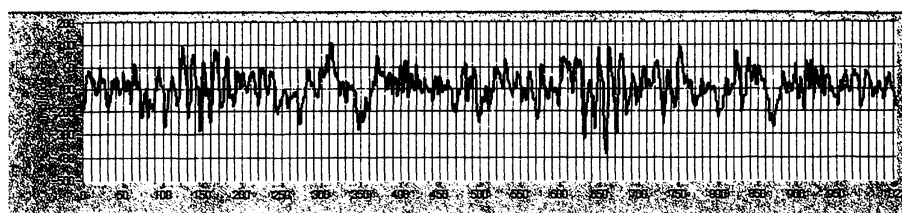


Fig. 5. 80-Hz ASSR averaged waveform graph at 80 dB nHL using MASTER.

2.5 40-Hz ASSR

我々の試作機では単一搬送周波数ごとに反応を調べる方法を採用した。正弦波的振幅変調音 (sinusoidally amplitude modulated ton: SAM tone) 刺激によって ASSR を誘発し

た. 40-Hz ASSR の場合は変調周波数 MF=40 Hz, 80-Hz ASSR の場合は MF=80 Hz とした. 計測波形のサンプリング周波数は 1024 Hz, サンプリングポイント 512 点 (500 msec, 周波数分解能: 2 Hz) を, 1 epoch とする. 従来法では, 音刺激開始をトリガとして, 1 epoch ごとに脳波を記録するが, 本手法では, 音刺激を連続して提示し, 同時にその間の誘発脳波を測定する. その後, プログラムにおいて, 音刺激の開始時刻と同時刻に計測脳波をサンプリングし, サンプリング脳波を 500 msec につき 512 点を切り出して 1 epoch とする. ASSR も ABR 同様に加算処理を実施し, 位相スペクトル解析法の 1 つである CSM(component synchrony measure) 法 [5] を用いて反応の有無を調べた. 40-Hz ASSR は, 覚醒時に測定することが可能であるが背景脳波などのノイズが睡眠時よりも多く, そのため現状, 未だ実用化されていない.

2.5.1 平滑移動平均加算法

まず, ここで, 計測した脳波の波形をサンプリングしたデータ集合を

$$D = \{d[t] \mid t = 0, 1, 2, \dots\}$$

D を 512 点ごとに切り出して epochs に分けて, 10 epochs をひとまとめにする. 第 m まとめの第 k 番目の epoch は 512 次の横ベクトルとして,

$$\vec{d}_{m,k} = (d[5120(m-1)+512(k-1)], \dots, d[5120(m-1)+512(k-1)+511]), \quad m \geq 1, k = 1, \dots, 10$$

と書ける. M まとめまでの $\vec{d}_{m,k}$ の $m = 1, \dots, M$ についての平均を取った横ベクトルを

$$\vec{s}_{M,k} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \vec{d}_{m,k}, \quad k = 1, \dots, 10$$

とする. 次の 10 個の横ベクトルの組を M sweep とよぶ.

$$\{\vec{s}_{M,1}, \dots, \vec{s}_{M,10}\}.$$

このとき, M sweep から $M+1$ sweep を求める計算

$$\vec{s}_{M+1,k} = \frac{M\vec{s}_{M,k} + \vec{d}_{M+1,k}}{M+1}$$

を平滑移動平均加算するとよぶ.

たとえば, 計測脳波が 10 秒間の場合は, 10000 ミリ秒 \div 500 ミリ秒 = 20 epochs = 2 sweeps となるので, 2 sweep まで計算できる.

2.5.2 CSM 法

ASSR 反応の有無の判定は, Fridman ら [25] が提案した Mardia の式 [26] に基づく CSM (component synchrony measure) 法を用いて行う. CSM は位相スペクトル解析法 (Synchrony Measure method) の 1 つである.

第 M sweep の k 番目のベクトル $\vec{s}_{M,k} = (s_{M,k}[t])_{t=0,\dots,511}$ は、サンプリング周波数 1024 Hz の 512 点からなる時系列である。そこで、 $\vec{s}_{M,k}$ を離散フーリエ変換すると、

$$S_{M,k}[m] = \sum_{t=0}^{511} s_{M,k}[t] \exp\left(\frac{-2\pi imt}{512}\right)$$

である。 $S_{M,k}[m]$ は $2m$ Hz の三角多項式が、 $\vec{s}_{M,k}$ の中にどれだけはいっているかを示している。

”時系列 $\vec{s}_{M,k}$, $k = 1, \dots, 10$ の $2m$ Hz の位相がそろっている”ということを、”位相角 angle ($S_{M,k}[m]$) が一様分布をしていない”ということによって判定するのが CSM 法である。

第 M sweep の $2m$ Hz の CSM 値を

$$CSM_M(m) = \left(\frac{1}{10} \sum_{k=1}^{10} \sin(\text{angle}(S_{M,k}[m])) \right)^2 + \left(\frac{1}{10} \sum_{k=1}^{10} \cos(\text{angle}(S_{M,k}[m])) \right)^2$$

で定義し、 $CSM_M(m)$ が一様分布の場合の平均から標準偏差の 3 倍以上離れているときに、” $2m$ Hz の位相がそろっている”と判断する。要素数 $n = 10$ 個の場合なので、

$$CSM_M(m) > \frac{1}{n} + 3 \sqrt{\frac{n-1}{n^3}} = \frac{1}{10} + 3 \sqrt{\frac{9}{10^3}} \cong 0.385$$

の場合に” $2m$ Hz の位相がそろっている”とする。

”40-Hz ASSR の反応が有る”とは、 $m = 20$ の $CSM_M(m) > 0.385$ かつその他の $0 \leq m \leq 50$ では $CSM_M(m) \leq 0.385$ である場合をいう。

3. カルマンフィルタを適用した最小分散推定によるパラメータ推定

3.1 ABR 伝達関数の推定

ABR は特に、潜時という時間的構造あるいは生成規則の解析が重要であると考えられるため、時系列を生成するモデルを用いて伝達関数を推定する。実際、時系列生成モデルのパラメータ推定の方法を適用した [23]。ABR は外部入力をもつインパルス応答列からなる誘発電位であるから、次の差分方程式

$$y(t) = - \sum_{i=1}^n a_i y(t-i) + \sum_{i=1}^n b_i u(t-i) + v(t) \quad t = 0, 1, \dots \quad (3.1)$$

を仮定する [20, 21]。ただし、 $y(t)$, $u(t)$, $v(t)$ はそれぞれ時刻 t における出力、入力および雑音成分を表している。 u と v とは互いに独立であり、 v は平均値 0、分散 σ_v^2 (未知) の定常な白色雑音であるとする。観測雑音は一般に脳内の背景雑音やセンサ (電極) の観測雑音

などからなる不規則雑音であるが、必要に応じて雑音モデルを導入すればを白色雑音としてモデル化することができる。式 (3.1) の入出力信号は観測可能であるので、パラメータ $a_i, b_i, (i = 1, 2, 3, \dots, n)$ を推定する。すなわち、未知パラメータを並べたパラメータベクトル $\theta = [a^T, b^T]^T$ に対し、時刻 t までの入出力データを観測して得られる θ の推定値を $\hat{\theta}(t)$ と表し、次式を用いる。

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + \underline{k}(t+1)[y(t+1) - \underline{z}^T(t+1)\hat{\theta}(t)] \quad (3.2)$$

$$\underline{k}(t+1) = \frac{\underline{R}(t)\underline{z}(t+1)}{\hat{\sigma}_v^2(t+1) + \underline{z}^T(t+1)\underline{R}(t)\underline{z}(t+1)} \quad (3.3)$$

$$\underline{R}(t+1) = [\underline{I} - \underline{k}(t+1)\underline{z}^T(t+1)]\underline{R}(t) \quad (3.4)$$

$$\hat{v}(t+1) = y(t+1) - \underline{z}^T(t+1)\hat{\theta}(t) \quad (3.5)$$

$$\hat{\sigma}_v^2(t+1) = \frac{1}{t+1} \sum_{i=0}^t \hat{v}^2(i+1) \quad (3.6)$$

ただし、 T は転置を表し、 $\underline{z}(t)$ は次式とする。

$$\underline{z}(t+1) = \begin{pmatrix} -y(t) \\ \vdots \\ -y(t-n+1) \\ u(t) \\ \vdots \\ u(t-n+1) \end{pmatrix}$$

(3.1) 式より伝達関数は

$$H(z) = \frac{b_1 z^{-1} + \dots + b_n z^{-n}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n}} \quad (3.7)$$

と表されるので、 $z = e^{j\omega}$ ($0 \leq \omega \leq \pi$) と置けば

$$H(e^{j\omega}) = \frac{C(\omega) - jD(\omega)}{A(\omega) - jB(\omega)} = |H(e^{j\omega})| e^{j\Phi(\omega)}. \quad (3.8)$$

ただし

$$\begin{aligned} A(\omega) &= 1 + a_1 \cos \omega + a_2 \cos 2\omega + \dots + a_n \cos n\omega \\ B(\omega) &= a_1 \sin \omega + a_2 \sin 2\omega + \dots + a_n \sin n\omega \\ C(\omega) &= b_1 \cos \omega + b_2 \cos 2\omega + \dots + b_n \cos n\omega \\ D(\omega) &= b_1 \sin \omega + b_2 \sin 2\omega + \dots + b_n \sin n\omega \end{aligned}$$

であり、周波数特性 [24] を次式で求める。

$$|H(e^{j\omega})| = \sqrt{\frac{C^2(\omega) + D^2(\omega)}{A^2(\omega) + B^2(\omega)}} \quad (3.9)$$

$$\Phi(\omega) = \tan^{-1} \left(\frac{B(\omega)C(\omega) - A(\omega)D(\omega)}{A(\omega)C(\omega) + B(\omega)D(\omega)} \right) \quad (3.10)$$

それぞれ振幅特性、位相特性を表す。ここで、ABR の入力音刺激はインパルスであるとみなし、

$$u(t) = \begin{cases} 1 & t = 0 \\ 0 & t = 1, 2, 3, \dots \end{cases}$$

と仮定する。また、最初はパラメータの値がまったく未知であることを考慮して (3.2),(3.3),(3.4) 式の初期値を、 $\gamma = 1.0 \times 10^5$, $\hat{\theta}(0) = 0$, $\underline{R}(0) = \gamma \underline{I}$ とする。定義式から

$$\hat{\theta}(t) = \begin{pmatrix} -a_1(t) \\ -a_2(t) \\ \dots \\ -a_n(t) \\ b_1(t) \\ b_2(t) \\ \dots \\ b_n(t) \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

であるので、 $\hat{\theta}(t)$ の収束値が伝達関数の係数となる。このときの伝達関数は (3.7) 式で表されるが、伝達関数の分母と分子に共通根があれば、それを消去したものを伝達関数とした。

3.1.1 次数の決定

モデル式 (3.1) の最適次数 n を求めるために赤池の AIC [23] を次式にて計算する。

$$AIC(n) = N * 1n \hat{\sigma}_v^2 + 4n + N(1 + 1n 2\pi) \quad (3.12)$$

ここで、 N は実測値の数、 π は円周率、 $\hat{\sigma}_v^2$ は残差の 2 乗和、 n はパラメータの数を表す。

(1) AIC の最小値

2000 回加算した 4 つの典型的な ABR 波形 (Fig. 4) について AIC を最小にする次数を求めた結果を Table 1 に示す。また、例えば、3-1 型の場合の最小値付近のグラフを Fig. 6 に示すように、 $AIC(n)$ は、 $n < 18$ で単調に減少し、 $n = 18$ で最小値となり、 $18 < n < 60$ で単調に増加した。

(2) 係数の次数

次に、 $AIC(n)$ の最小値を最適次数と考えて良いかを議論する。物理的状況から必然的に n_a あるいは n_b が小さいことが分かっているならば、最初からそのような設定が可能であ

Table 1. Relationship between minimum AIC value and degree when experimental model is applied to ABRs and sweep time is 2000.

| 加算 2000 回 ABR タイプ | AIC の最小値 | AIC の最小値を与える次数 n |
|-------------------|----------|--------------------|
| 1 型 | -2418.10 | 11 |
| 2 型 | -2624.84 | 23 |
| 3-1 型 | -2696.24 | 18 |
| 3-2 型 | -2442.69 | 22 |

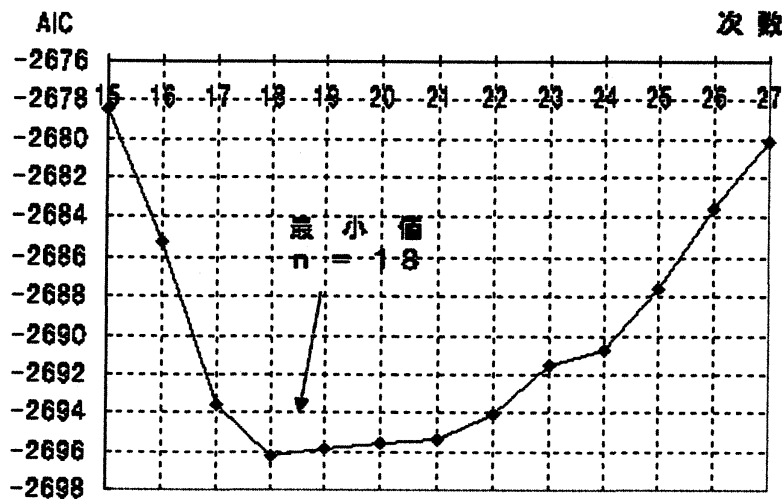


Fig. 6. Relationship between AIC value and degree when experimental model is applied to ABR (type3 - 1) and sweep time is 2000.

る。しかし実際には分からない。一方、動的システムにおいて、最大限の情報を引き出すことができるのは、 $n_a = n_b = n$ を前提に推定を行う場合であるから、モデル式 (3.1) では、パラメータ $a_i, b_i, (i = 1, 2, 3, \dots, n)$ と同じ次数 $n_a = n_b = n$ を仮定した。実際、モデル式 (3.1) の係数の次数を $n_a = n_b = n$ でない場合を仮定して、

$$y(t) = - \sum_{i=1}^{n_a} a_i y(t-i) + \sum_{i=1}^{n_b} b_i u(t-i) + v(t) \quad t = 0, 1, \dots \quad (3.13)$$

とし、 $n_a > n_b$ および $n_a < n_b$ の場合を調べる必要がある。その場合、次式にて AIC 値を計算する。ただし、パラメータ数 $n_a + n_b$ とする。

$$AIC(n_a, n_b) = N * 1n \hat{\sigma}_v^2 + 2(n_a + n_b) + N(1 + 1n 2\pi) \quad (3.14)$$

Type1 の ABR を例にすると、Fig. 7 のグラフに示す結果を得た。上限を 20 に設定したのは、Type1 の場合、Table 1 で示したように、20 以下で最小値を持つ。そこで、

$1 \leq n_a \leq 20$, $1 \leq n_b \leq 20$ の範囲で n_a, n_b のすべての組合せに対して AIC を求めた。すべての $1 \leq n_b \leq 20$ に対して $n_a = 11$ または 12 のときに AIC の最小値を得た。一方 n_b は、 AIC を最小にする次数 $n_b = 1$ まで単調減少し、最小値を確定することはできなかった。その他の Type においても、同様の結果を得た。

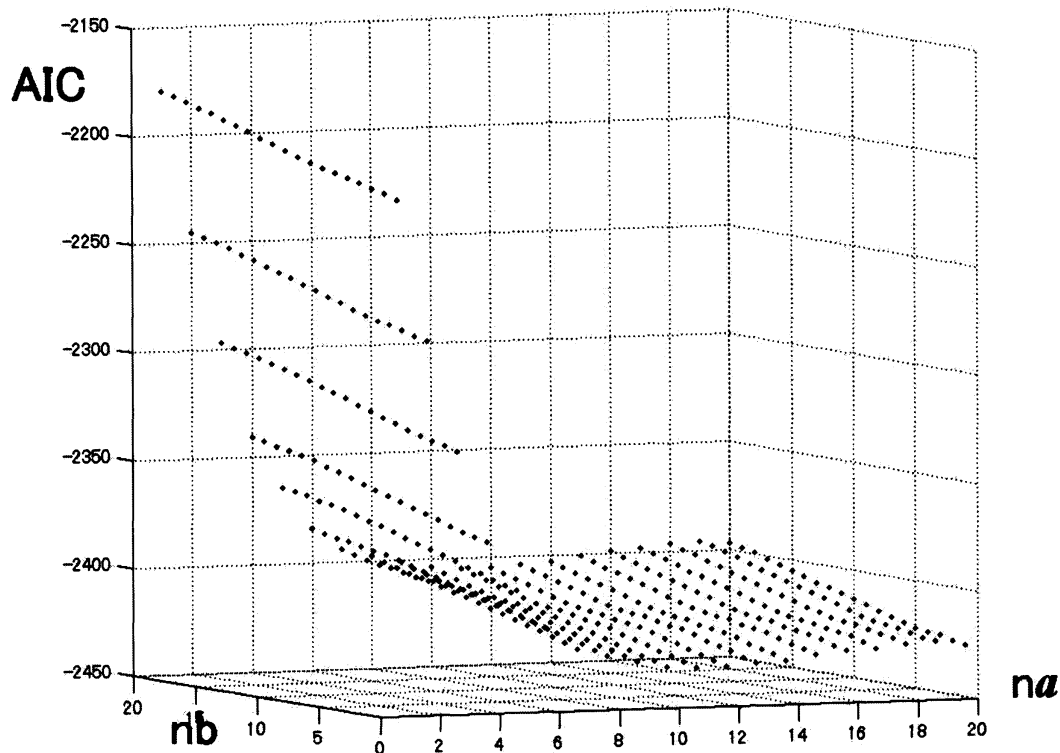


Fig. 7. Example of the AIC value in the case of type1, for the combination of $1 \leq n_a \leq 20$, and $1 \leq n_b \leq 20$.

さらに、この最小値が、雑音の影響などでモデルの次数を実際以上に高く推定してしまい、対象の本質的な部分を反映させるのではなく雑音的な部分を反映させる傾向が疑えないかを検証するため、 AIC の最小値を AIC_{min} とし、 $|AIC(n) - AIC_{min}| \leq \delta$, δ : 適当な正数を満たす最小の n を、ABR 信号波形モデルの次数として採用することにする。ここで、 $\delta = M \times \epsilon$ で与えられ、 $M = \max |AIC_{max} - AIC_{min}|$, ϵ : 絶対値の最大値による正規化をしたときの最大許容値、とする。

この方法により、4つの型についての AIC 値を計算し、各型における AIC の最小値を求めた。得られた4つの型の最小値の平均値を、ABR 波形信号モデルの最適次数とし、最適次数 $n = 8$ を得た。

3.1.2 係数の決定

ABR の伝達関数係数は、(3.4) の行列の対角成分で得られるモデル式の係数 a_i, b_i , ($i = 1, 2, 3, \dots, n$) の収束値から求める。ABR 加算 2000 回 3-1 型波形の AIC 最適次数におけ

る伝達関数係数の収束結果の係数系列 (Fig. 8) をみると, 係数 a_1 絶対値が最も大きい. すなわち予測値出力には直前の観測出力が最も影響するという結果であった. しかし, 次数 $n = 1$ とするほうがよいと考えて実施したが収束値を得ることができなかった. また, AIC 最適次数で推定した伝達関数の係数の収束値と, AIC の最小値で推定した伝達関数の係数の収束値を求めて比較すると, どちらの場合の係数値はほぼ等しかった. したがって, より低い次数の最適次数の評価は妥当であると考えた.

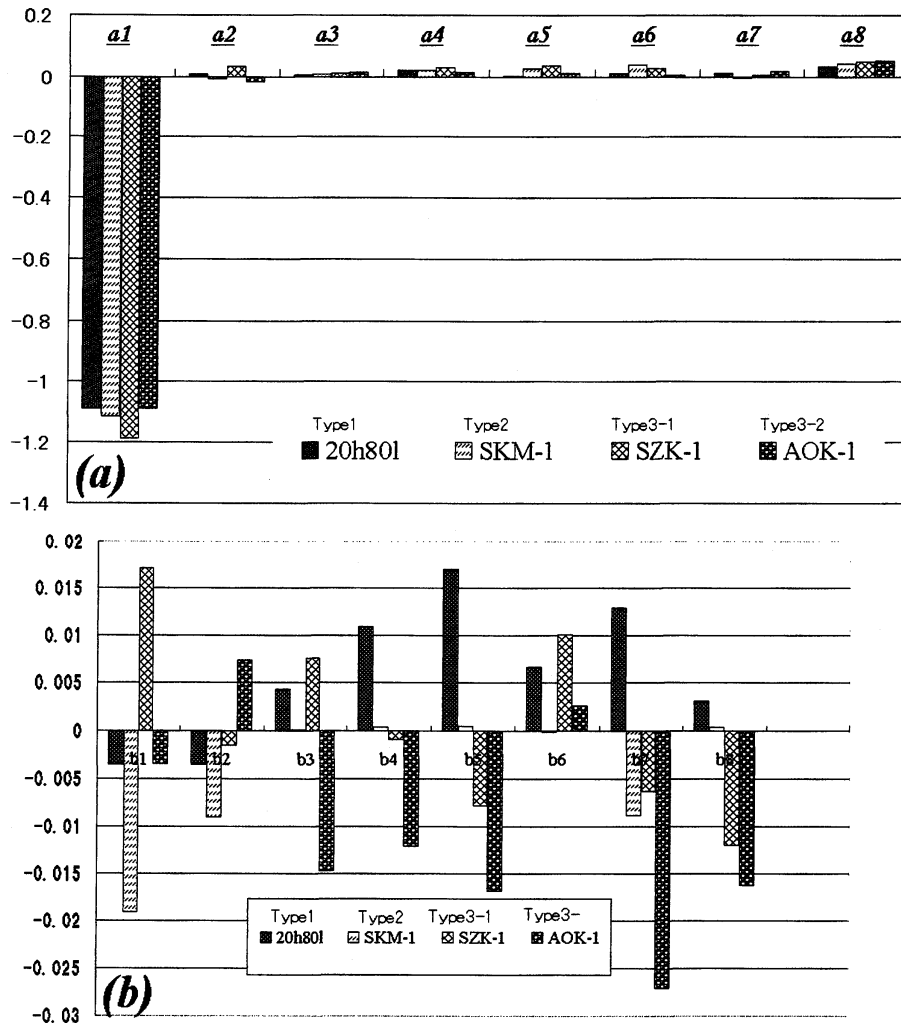


Fig. 8. Example of the AIC value in the case of type1, for the combination of $1 \leq n_a \leq 20$, and $1 \leq n_b \leq 20$.

3.2 ASSR 伝達関数の推定

ASSR の伝達関数は, ABR の場合と同様のモデル式を用いて推定した. まず, MASTER & Navigator Pro による 80-Hz ASSR について 4 つの周波数, 左右耳同時に刺激する推定

した。次に、試作機による 40-Hz ASSR について覚醒時、CF = 1000 Hz, MF = 40 Hz の単一周波数片耳刺激で推定した。

3.2.1 80-Hz ASSR の推定

AIC を計算して複合周波数 ASSR の伝達関数の次数を推定した (Fig. 9)。MASTER & Navigator Pro で 184 epochs 加算し自動判定結果が得られた刺激音圧 80 dB nHL の場合のサンプリングデータを用いて伝達関数次数を推定した。 $n_a = 16$ あるいは、 $n_a = 11$ として、何れが最適な次数であるかを評価する方法として、より少ない加算段階の波形から ASSR 波形を推定し、MASTER によって 184 epochs (約 3 分) 加算し得られた波形との相関係数を求めて比較した。次数 $n_a = 16$ の場合、相関係数の約 0.61 を得る平均加算回数は 40 回、また、相関係数の約 0.8 を得る平均処理時間は 2 分、次数 $n_a = 11$ の場合、相関係数の約 0.61 を得るには、平均加算回数 70 回、相関係数の約 0.8 を得る平均処理時間は 1.2 分であった。加算回数が増大するが実際、処理時間の短縮のほうが実用性が高い。と同時に波形推定のための計算時間がかかっているためこの処理時間の短縮が必要である (Table 2)。従来よりも少ない処理時間および加算回数で推定された ASSR 波形を用いて試作機で CSM を計算した結果、MASTER で得た各周波数の判定結果と同様に判定できた (Fig. 10)。

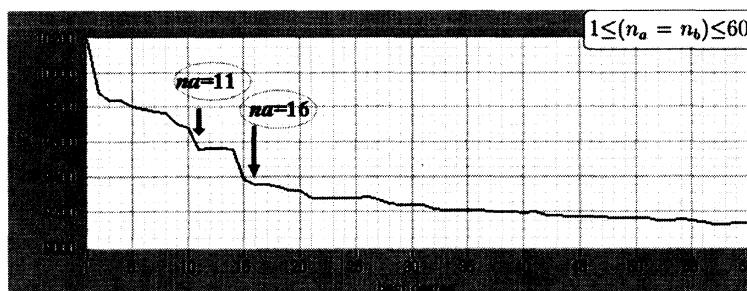


Fig. 9. Example of the AIC value in the case of MASTER ASSR for the combination of $1 \leq n_a = n_b \leq 60$.

Table 2. Relationship between minimum AIC value and degree when experimental model is applied to ABRs and sweep time is 2000.

| | na=16 | na=11 |
|------------------|-------|-------|
| 相関係数 0.6 を得る加算回数 | 40 | 70 |
| 相関係数 0.8 を得る処理時間 | 2 分 | 1.2 分 |

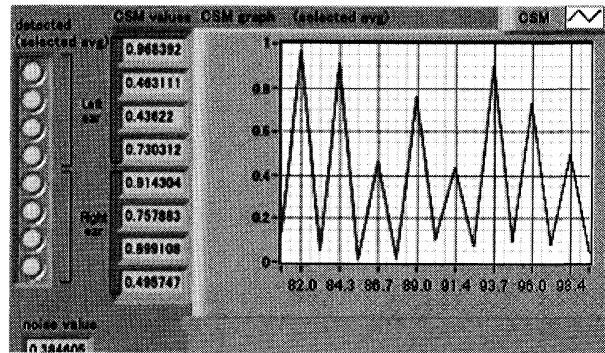


Fig. 10. CSM graph of estimated ASSR wave form.

3.2.2 40-Hz ASSR の推定

前節の 80-Hz ASSR の伝達関数の推定は、MASTER & Navigator Pro によって測定された複合音刺激の波形を用いたが、40-Hz ASSR の伝達関数推定は、試作機による単一周波数音刺激の波形を用いて実施した。

11 例中 40-Hz CSM 値が 0.8 以上の 5 例の平均値を求めた。次数が高いほど、AIC 値が小さくなった。AIC 最小値で次数を決定すると、処理時間が増加する。そこで Fig. 11 の各点における（前の点との）勾配を調べ、適当な値で評価し、AIC の最適値を求めた。AIC が等しい場合、係数の次数が等しい場合のほうが、波形の相関係数が高い結果となり、以上から最適次数 $n_a = n_b = 25$ を伝達関数の係数として波形を推定した。Figure 12

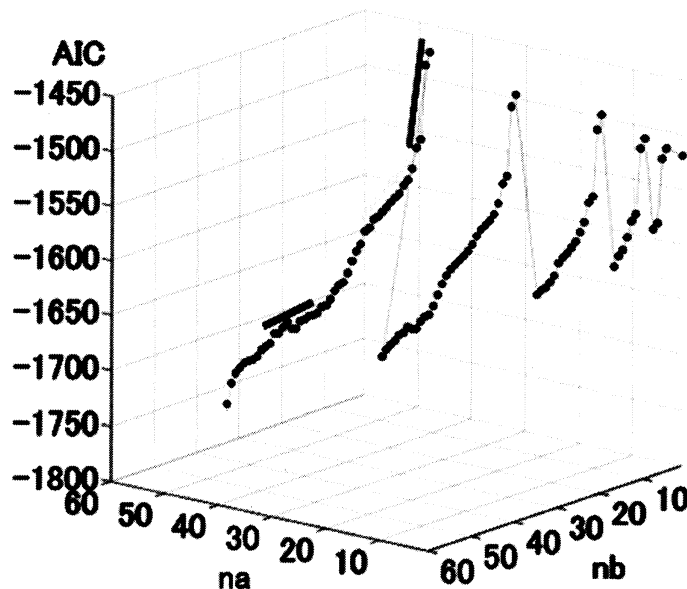


Fig. 11. AIC graph of 40-Hz ASSR for the combination of $1 \leq n_a \leq 60$, and $1 \leq n_b \leq 60$.

は推定した ASSR 波形と計測および加算した波形の重ね書きである。最上段は音刺激音圧 90 dB nHL, 最上段は音刺激音圧 60 dB nHL, 最上段は音刺激音圧 30 dB nHL の場合である。相関係数は 0.8 以上と高く, 音圧の影響が少ないことは, 聴力閾値付近での本手法の活用に希望がある。

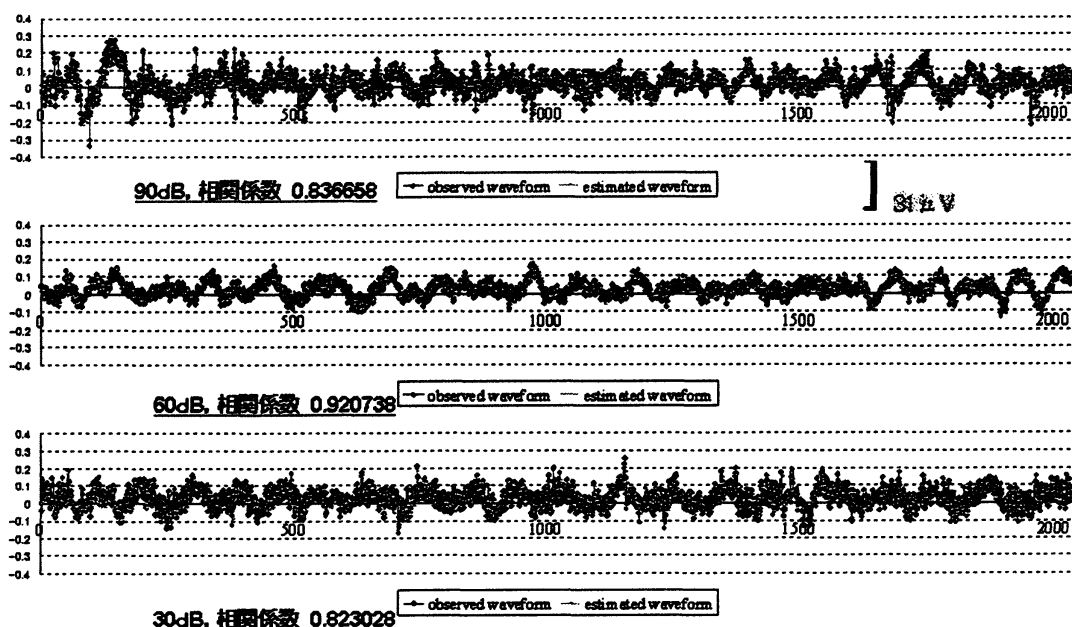


Fig. 12. Comparison of estimated ASSR and observed ASSR, in the case of 30, 60, 90 dB nHL.

4. 離散定常ウェーブレット変換を用いた測定波形解析

前節では, 推定した波形伝達関数を利用して従来よりも少ない加算回数の段階で反応を抽出した例を示したが, さらに加算処理の回数を低減することを目指して離散定常ウェーブレット解析を用いる。

4.1 ABR の場合

特に ABR は反応の有無の判定ではピーク潜時 (時間) と周波数情報の両方を同時に必要とする。最も多く利用されるのは聴力正常成人において音刺激から 5 ミリ秒から 7 ミリ秒間に観測される第 V 波のピーク潜時で, これを用いて, オーディオグラムを推定したり, その音刺激音圧との関係を表す曲線 (Intensity -Latency : I-L 曲線) を描くことで, 伝音難聴や感音難聴を調べることができる。ABR のピーク潜時の特徴は比較的わかっていることが多いが, 構成周波数については, Fig. 13 に示すように複合周波数で構成されている。あるいは, Fig. 14 に示すように速波成分 (fast ABR) と緩除波成分 (slow ABR) に分解して活用する場合が多い。しかし, いずれの場合も通常, 1000 回から 2000 回の加算処理を

実施する時間が必要なので、計測後リアルタイムでの判定処理は実施できない。

そこで、離散ウェーブレット多重解像度解析を用いて、分解レベル D5 (ABR 主要構成

| Wilson | | Ehara et al. | |
|--------------------------------|--------------------------------|-----------------|---------------|
| Frequency band | ABR waveform | Frequency band | ABR waveform |
| Component 3 : 900 - 1100 Hz | I II III IV V VI VII | A : 866 - 945Hz | I II III IV V |
| Component 2 : 500 - 600 Hz | I III V VI VII | B : 472 - 551Hz | I III |
| Component 1 : - 200 Hz | III V trough that follows V | C : 236 - 315Hz | V |

Fig. 13. Known frequency component of ABR [15].

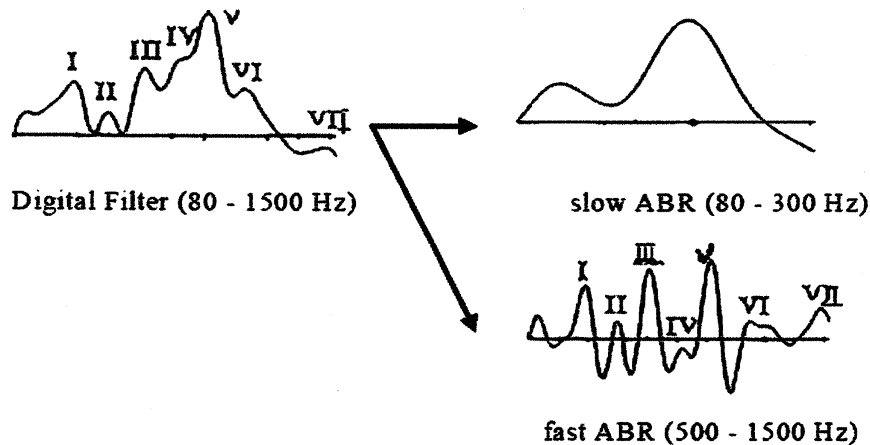


Fig. 14. Slow and fast component of ABR [15].

周波数を含むレベル) の再構成波形のみを加算することで、ABR 第 V 波のピーク潜時を加算回数 10 回程度で検出できる例を示した (Fig. 15, [14, 15])。基底関数には Bior. 5.5 を用いて MATLAB2010a にて実施した。第 V 波ピーク潜時および第 I-V 波ピーク間潜時を測定すると、加算回数 10 回で相関係数は 0.9 となり、200 回以上は相関係数 1 となり、高々の加算は 200 回であることがわかった。ABR の反応の自動判定において離散ウェーブレット多重解像度解析を用いることは有効であると予想される。加算回数 10 回程度で、分解レベル D5, D6 は背景脳波などの干渉を受けにくい一方、分解レベル D7 の再構成波形を観察すると、背景脳波などのノイズの干渉 (揺らぎ) をうけていることがわかった。少ない加算回数波形に対する離散ウェーブレット多重解像度解析は特に、fast ABR に有効であるが、slow ABR については、さらなる工夫が必要であろう。

ABR DWT D5

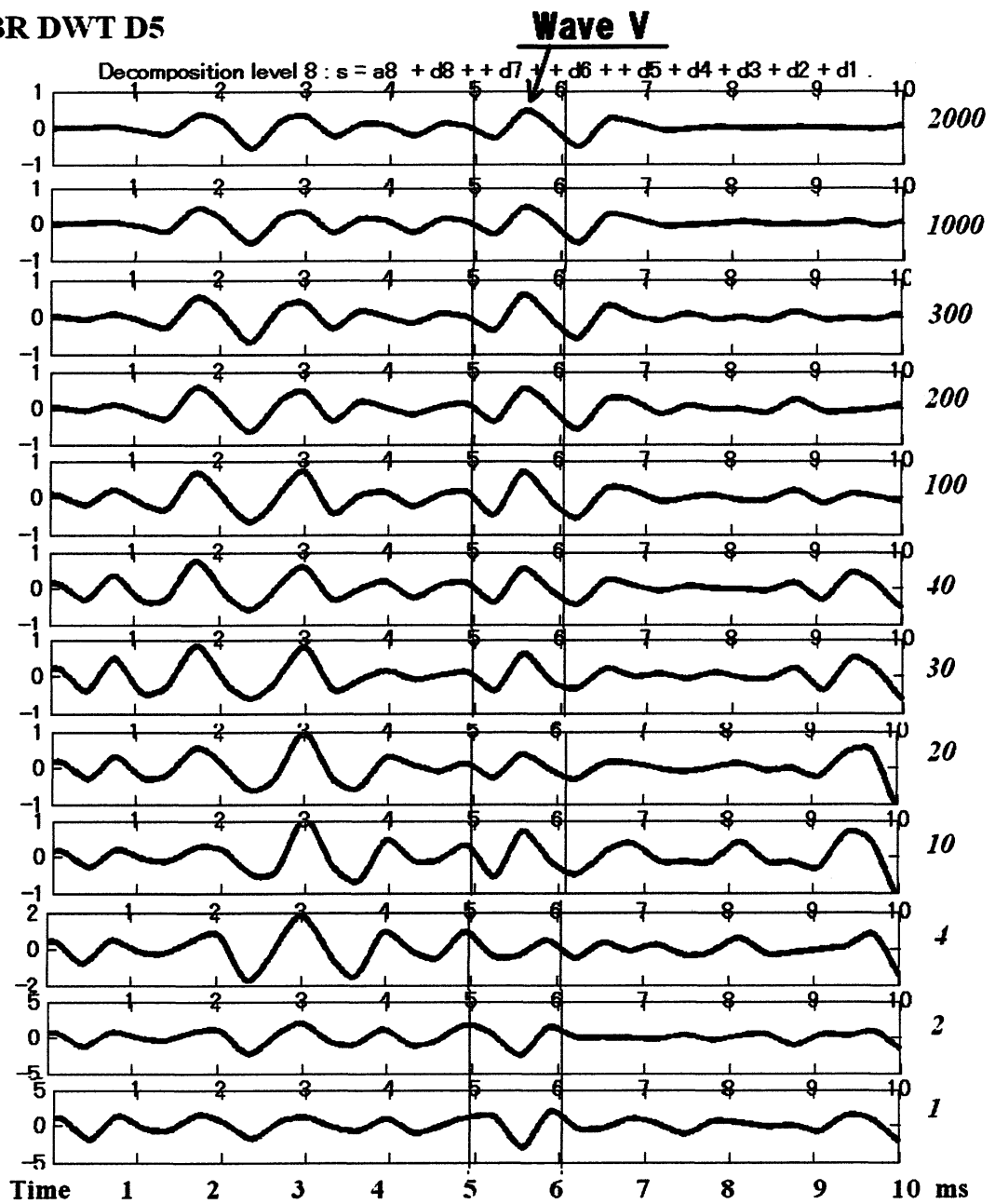


Fig. 15. Depict the reconstructed waveform of decomposition level D5 using each averaging waveform, [15].

4.2 ASSR の場合

加算処理後の ASSR はサイン波上の定常反応であるので観測波形から少ない加算回数で ASSR を抽出するには、まず、離散定常ウェーブレット変換 [28,30] を用いて、実際の各分解レベルの再構成波形を観察する。離散定常ウェーブレット変換は、ダウンサンプリング無しの畳み込み演算のみなので linear phase で逆変換のできるバンドパスフィルターの列が簡単に構成できる。ABR と同様に基底関数には Bior. 5.5 を用いて MATLAB2010a にて実施した。計測した脳波波形のサンプリング周波数から、各分解レベルにおける周波数構成は、Table 3 のようになる。

Fig. 16 に、平均加算によって 40-Hz ASSR 反応の得られた加算波形に対して離散定常ウェーブレット変換を適用した例を示す。この例は刺激音圧 70 dB nHL で誘発した脳波波形を、切り出し法を工夫した平均加算法で 2 sweeps 加算した波形に適用したものである。左上の最上段が 2 sweeps 加算したオリジナル波形である。その右に FFT パワースペクトルを表示した。

オリジナル波形とその FFT を観察すると 40-Hz の周波数成分が主要構成周波数であることがわかる。次の段から左側に表示した、各分解レベル D1, D2, ..., D7, A7 における再構成波形および、それぞれ右側の FFT パワースペクトル表示をみても、分解レベル D4 が 40-Hz ASSR の主要構成周波数を含むレベルであることが観察できる。再構成波形の振幅を比較しても、分解レベル D4 の再構成波形が最も大きい。したがって、40-Hz ASSR の反応成分は、分解レベル D4 に分離できた。

40-Hz ASSR 反応を得るためには位相スペクトル解析が必要である理由は、40-Hz ASSR 反応は、単に周波数成分のみの抽出ではなく、時間位相の同期性が必須であるからだ。そこで、離散ウェーブレット変換を適用して再構成された波形はオリジナル波形と時間位相情報が変化しないことを示す必要がある。その検証はサインフィットアルゴリズム [31] を用いて、オリジナル波形と D4 レベルの再構成波形の位相を比較して実施した。結果例を Fig. 17 に示す。この検証は、開発装置に搭載した LabVIEW によるプログラムで実施したため離散ウェーブレット変換による。その結果、位相が変わってしまう例は検出されなかった。

次に加算するまえの計測波形を切り出した epoch 波形に対して離散定常ウェーブレット変換を適用する。各 5 本を重ね書きした結果例を Fig. 18 に示す。結果を観察すると、どの場合も特に、D6 成分の振幅が大きい。これは、 α 波など背景脳波の強い影響があることを示す。左側の図の横軸は時間 (ミリ秒)、縦軸は振幅を表し、左側上図が、1 epoch オリジナル波形である。2 番目から下に順に分解レベル D1, D2, ..., D7, A7 における再構成波形を表示している。右側の図は、左図の波形の FFT パワースペクトルをそれぞれ示す。D7 (4-8 Hz) 成分のパワーが最も大きく、D6, D5 (8-32 Hz) 成分も高いノイズレベルとなる。32 Hz 以下の分解レベルを加算に含まなければ背景脳波のノイズを反応と分離

して epoch ごとに加算すれば、オリジナル波形よりも早く反応が得られると予想する。音圧が下がると、反応成分の振幅が小さくなり、再構成波形のパワースペクトルの分散が大きくなることも分かった。このことは聴力閾値に近づくほど背景脳波に対して反応の振幅がいつそう小さいことを示している。

Table 3. 40-Hz ASSR decomposition levels and their major frequencies.

| Level | Major frequency (Hz) |
|-------|----------------------|
| D 1 | 256 - 512 |
| D 2 | 128 - 256 |
| D 3 | 64 - 128 |
| D 4 | 32 - 64 |
| D 5 | 16 - 32 |
| D 6 | 8 - 16 |
| D 7 | 4 - 8 |
| A 7 | 0 - 4 |

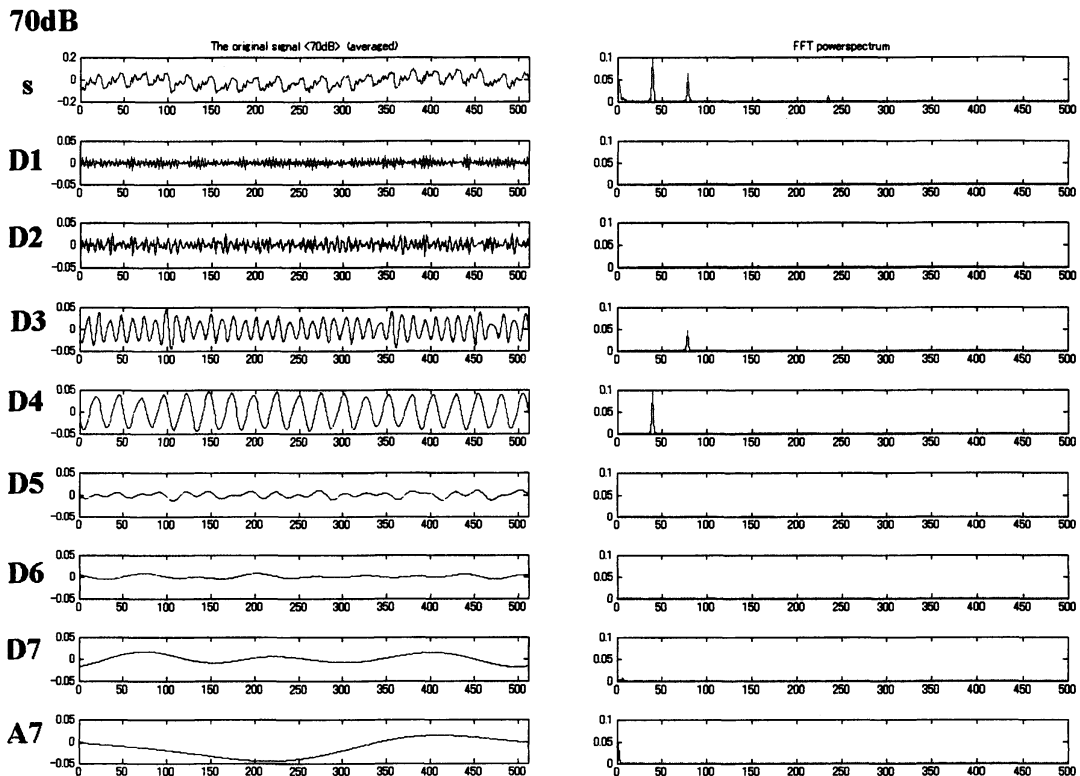


Fig. 16. Example of reconstructed SWT waveform and its FFT power spectrum. The case of 70 dB averaged waveform.

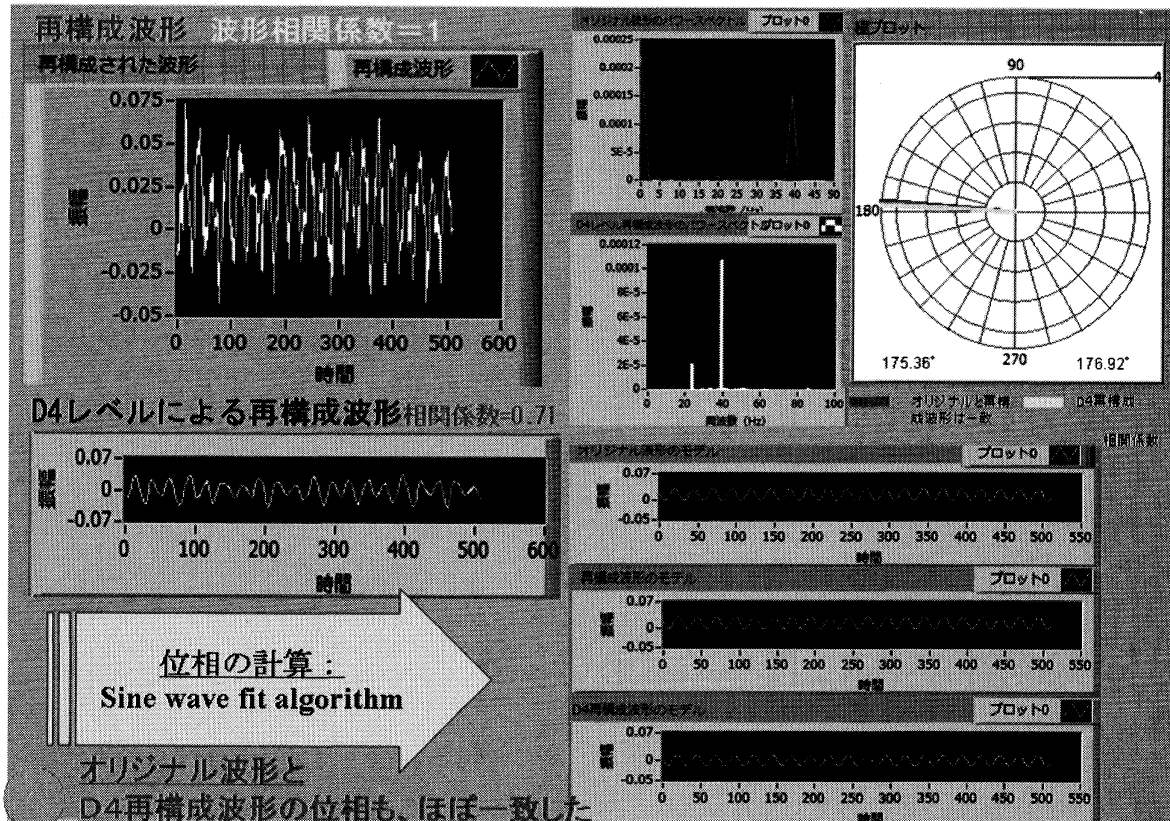


Fig. 17. Comparison of phase of original waveform and its D4 reconstructed waveform.

5. まとめ

5.1 波形伝達関数についての考察

ABR および ASSR を誘発する入力信号とその出力である誘発脳波は既知であるが、実際の信号は、背景脳波などのノイズに埋もれている。誘発脳波解析においては、波形の加算処理は必須というのが定説である。本来の目的は、迅速な反応の検出のためには、加算処理によらずに信号とノイズを分離することであった。本稿で示した伝達関数を利用して波形をリアルタイムに推定する方法を考案したことで、加算処理は従来法の平均 10 分の 1 程度に軽減できた。

また、音刺激音圧の低い聴力閾値付近での反応の判定には、波形推定の手法は有効だと考える。実際の実験でも、音圧による影響は少なかった。

さらにスパース信号表現等さらに的確に波形を推定する方法を求めることが今後の課題である。

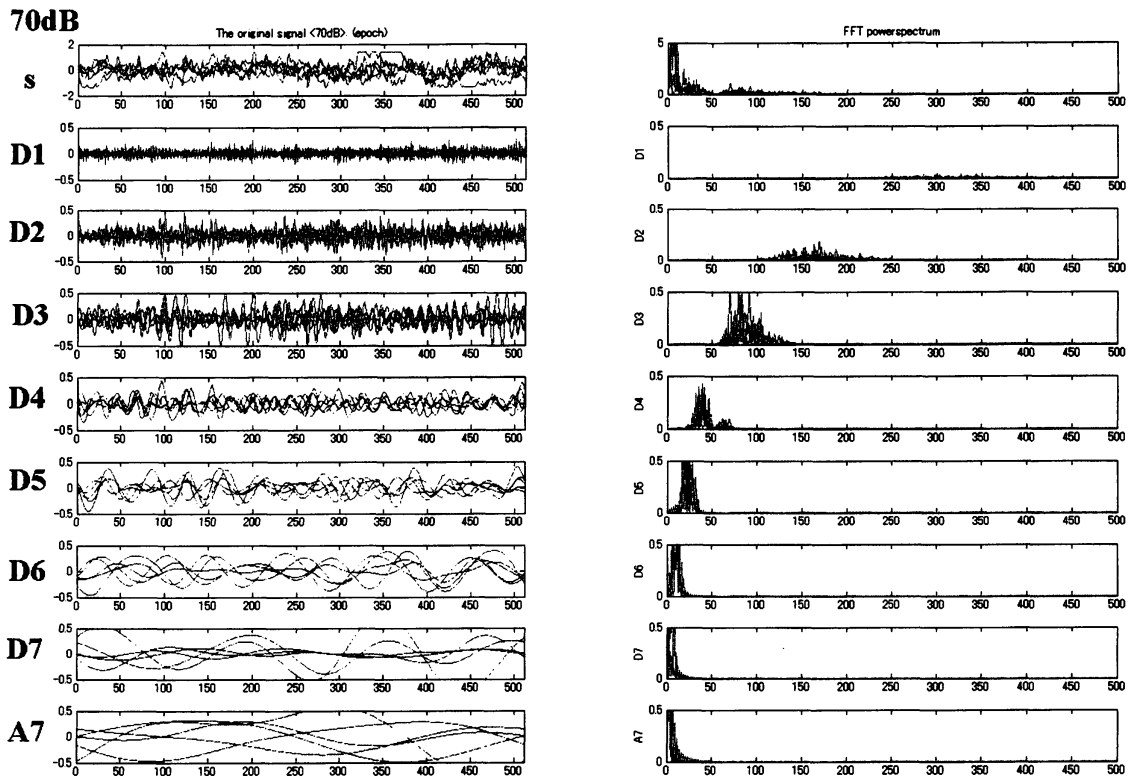


Fig. 18. Example of reconstructed SWT waveform and its FFT power spectrum. The case of 70 dB, not averaged waveform, 5 epoches overlapped.

5.2 離散定常ウェーブレット解析の応用についての考察

ABR, 特に fast ABR に離散ウェーブレット解析を応用した場合, 平均加算回数が従来法の 200 分の 1 という短時間で, 波形のピーク潜時を抽出することが出来る場合があることを示した. 多くても従来の 20 分の 1 では, 抽出が可能であった.

また, 結果の詳細は文献 [17] に示したが, Master & Navigator Pro によって計測された波形の離散ウェーブレット解析の適用では, 再構成波形の主要構成分解レベルの波形を用いることで, Master & Navigator Pro と同等の結果を, より少ない加算回数で得ることが出来た.

一方, 試作機による 40-Hz ASSR に離散定常ウェーブレット解析を適用した場合は, いわゆる背景脳波や機械ノイズ, アーチファクトは実用可能な程度弁別ができた. 特に α 波などの強い影響を調べることができた.

しかし, 40-Hz ASSR の検出において位相同期が非常に重要で, 位相に同期しないタイミングが混在するとシビアに加算回数の低減の確度が下がってしまう. すなわち, 位相がちょうど反転した 40Hz の信号が混在すれば, 位相同期した 40 Hz の信号がかき消される

こともあり得る。同一人物でも、反応が得られるときとそうでないときが存在するのは、このような場合が含まれたためであると思われる。ウェーブレットパケットの適用、加算波形の切り出しのタイミングや長さの工夫など、多くの先輩からアドバイスをいただいているので、このアドバイスを検証し、試作機を改良することは、すぐにとりかかるべき課題と考える。線形位相特性を持つ FIR フィルタを適用した方法が理論的にはさらに効果的ではないかというアドバイスも検証したい。

謝辞 本講究録にいたるまでご指導いただきました多くの先生方や、先輩に感謝いたします。特に、大阪教育大学・数理科学の芦野隆一先生、大阪教育大学・情報科学の守本晃先生には共同研究に参加させていただきました。深く感謝いたします。また今回の研究集会で発表する機会や講究録を書く機会を与えてくださった京都大学数理解析研究所の山田道夫先生に感謝いたします。

参考文献

- [1] 日本聴覚医学会編, 聴覚検査の実際 改訂 2 版, 南山堂, 2004.
- [2] 船坂宗太郎, 大西信治郎編, 聴性脳幹反応・その基礎と臨床, メジカルビュー社, 1985.
- [3] 加我君孝編, ABR ハンドブック, 金原書店, 1998.
- [4] 市川銀一郎編, 初心者のための聴性誘発反応アトラス, 広川書店, 1989.
- [5] 青柳, 聴性定常反応 その解析法・臨床応用と起源, リオン株式会社, 2005.
- [6] M. S. JOHN, ET AL., *MASTER: a Window program for recording multiple auditory steady-state responses*, Comput. Methods Programs Biomed., **61**, 125–150, 1998.
- [7] 誘発反応検査装置 Audera, リオン (株), 2006.
<http://www.rion.co.jp/dbcon/pdf/Audera.pdf>
- [8] 伊藤他, 聴性定常反応の閾値に対する加算回数と背景ノイズの影響, *Audiology Japan*, **52**(2), 126–132, 2009.
- [9] 井川, 正弦波的振幅変調音刺激による 40-Hz 聴性定常反応波形の伝達関数について, *ASJ2008 (A)*, 563–564, 2008.
- [10] 井川他, カルマンフィルタを用いた変調周波数追従反応 (AMFR) 検査装置, *Audiology Japan*, **51**(5), 487–488, 2008.
- [11] 井川他, 聴性定常反応による聴力検査装置の試作 —PXI-4461 による計測精度の向上—, 千葉大学 CFME, 2009.
- [12] 井川他, 正弦波的振幅変調音刺激による 40-Hz 聴性定常反応の短時間抽出法について, *ASJ2009 (A)*, 545–548, 2009.

- [13] N. IKAWA, ET AL., *A new automated audiometry device of measurement and analysis of 40-Hz auditory steady-state response*, Proc. of the NCSP10, 250–253, 2010.
- [14] N. IKAWA, T. YAHAGI AND H. JIANG, *Waveform analysis based on latency-frequency characteristics of auditory brainstem response using wavelet transform*, Proc. of the NCSP05, 423–426, 2005.
- [15] N. IKAWA, T. YAHAGI AND H. JIANG, *Waveform analysis based on latency-frequency characteristics of auditory brainstem response using wavelet transform*, Journal of Signal Processing, **9**(6), 505–518, 2005.
- [16] 井川, Kusuma, 谷萩, 鈴木, 青柳, ABR および ASSR の離散 Wavelet 変換による特徴抽出事例, Audiology Japan, **49**(5), 489–490, 2006.
- [17] 井川, 鈴木, 青柳, 谷萩, ASSR 波形解析に最適な Wavelet 関数の選択について, Audiology Japan, **50**(5), 603–604, 2007.
- [18] R. GALAMBOS ET AL, *A 40-Hz auditory potential recorded from the human scalp*, Proc. Nati. Acad. Sci. USA, **78**(4), 2643–2647, 1981.
- [19] 日本光電 ME 講座, 聴性誘発電位検査の手引き, 日本光電富岡株式会社, 1986.
- [20] 井川他, カルマンフィルタを適用した聴性脳幹反応の特徴抽出とモデル化, Journal of Signal Processing, **8**(4), 335–349, 2004.
- [21] N. IKAWA, ET AL., *Feature extraction and identification of transfer function for auditory brainstem response*, Journal of Signal Processing, **8**(6), 473–484, 2004.
- [22] 鈴木, 佐藤, 池田, 吉川編, 生体信号, コロナ社, 1989.
- [23] 谷萩, デジタル信号処理の理論 3, コロナ社, 1986.
- [24] 谷萩, デジタル信号処理と基礎理論, コロナ社, 1996.
- [25] J. FRIDMAN, R. ZAPPULLA, M. BERGEISON, E. GREENBLATT, L. MALIS, F. MORRELL, AND T. HOEPPNER, *Application of Phase Spectral Analysis for Brain Stem Auditory Evoked Potential Detection in Normal Subjects and Patients with Posterior Fossa Tumors*, Audiology, **23**(1), 99–113, 1984.
- [26] K. V. MARDIA, *Statistics of Directional Data*, Academic Press, New York, 1972.
- [27] K. V. MARDIA, *Statistics of Directional Data*, Journal of the Royal Statistical Society, Series B (Methodological), **37**(3), 349–393, 1975.
- [28] 井川, 守本, 芦野, 40Hz 聴性定常反応の加算法と離散定常ウェーブレット解析, 応用数理学会 2011 年会.
- [29] R. GALAMBOS ET AL, *A 40-Hz auditory potential recorded from the human scalp*, Proc. Nati. Acad. Sci. USA, **78**(4), 2643–2647, 1981.

- [30] 守本, 神山, 井上, 大道, 西村, 芦野, 萬代, ウェーブレット解析を用いた画像分離, 日本応用数学会論文誌, **19(3)**, 53–74, 2009.
- [31] K. DEWI, N. IKAWA, T. YAHAGI, Y. SUZUKI AND M. AOYAGI, *Averaging of Auditory steady-state response waveforms using kalman filter*, Proc. of the NCSP07, 465–468, 2007.
- [32] 井川, デジタル信号処理技術を利用した聴性脳幹反応の波形解析と特徴抽出に関する研究, 千葉大学博士論文, 乙第 2589 号, 2006.9.