

Title	聴覚の情景解析に基づいた雑音下の調波複合音の抽出法
Author(s)	鷓木, 祐史; 赤木, 正人; UNOKI, Masashi; AKAGI, Masato
Citation	電子情報通信学会論文誌 A, J82-A(10): 1497-1507
Issue Date	1999-10-20
Type	Journal Article
Text version	publisher
URL	http://hdl.handle.net/10119/3984
Rights	Copyright (C)1999 IEICE (許諾番号: 07RB0180). 鷓木祐史, 赤木正人, 電子情報通信学会論文誌 A, J82-A(10), 1999, 1497-1507. http://www.ieice.org/jpn/trans_online/
Description	

聴覚の情景解析に基づいた雑音下の調波複合音の一抽出法

鷓木 祐史[†] 赤木 正人[†]

A Method of Extracting the Harmonic Tone from Noisy Signal Based on Auditory Scene Analysis

Masashi UNOKI[†] and Masato AKAGI[†]

あらまし 本論文では、聴覚の情景解析に基づいた音源分離のモデル化の試みとして、二波形分離問題を取り上げ、雑音が付加された信号から望みの信号を分離抽出する方法を提案する。ここで議論する二波形分離問題は、二波形がどのように混合されたのかを表す情報が欠落しているため、観測された混合信号からそれぞれの原信号を一意に決定できない不良設定の逆問題となる。そのため、この問題を一意に解くためには制約条件が必要である。本方法は、信号の特徴として分析フィルタ群を通過した混合信号の瞬時振幅と瞬時位相を利用する。その後、本方法は、Bregmanによって提唱された四つの発見的規則を制約条件として利用して、望みの信号の瞬時振幅と瞬時位相を求める。本方法を用いた分離例として、雑音中の調波複合音を分離抽出する二波形分離問題の解法を示す。また、計算機シミュレーションにより、本方法で利用する制約条件のいくつかを順番に省略した場合の分離精度を評価する。このシミュレーション結果により、Bregmanの四つの発見的規則に対応した制約条件の有効性を示すことができる。

キーワード 聴覚の情景解析, Bregmanの発見的規則, 二波形分離問題, gammatone filterbank

1. ま え が き

話し声や雑音など様々な音が混在する中で、望みの信号を分離抽出するという課題は、数理工学的な処理として実現するには難しい問題である。これは、混合信号から目的の音を分離抽出するという問題において、個々の音がどのように混合されたのかを表す情報が欠落していることに起因する。すなわち、この信号分離問題は、観測された信号から個々の信号を推定する不良設定の逆問題となっている。そのため、目的音や混合過程に対する何らかの制約条件がない限り、この問題を一意に解くことは難しい。

一方、聴覚は我々が経験する環境の中でいともたやすく目的の音を分離抽出できる。最近、この聴覚の優れた能力は、聴覚が能動的に外界を把握するための機能であると考えられるようになった。これは、聴覚の情景解析 (Auditory Scene Analysis: ASA) と呼ばれ、Bregmanの著書 [1] により広く知られるようになった。Bregmanは、音を通じて環境を把握する

ASAの問題を解くために、聴覚が利用している制約条件のいくつかを、四つの発見的規則:

- (i) 共通の立上り/立下りに関する規則
 - (ii) 漸近的变化に関する規則
 - (iii) 調波関係に関する規則
 - (iv) 一つの音響事象に生じる変化に関する規則
- としてまとめた [2]。

本論文は、目的音を分離抽出する問題 (音源分離問題) を ASAの問題の一つと考え、四つの発見的規則を制約条件として利用することで、不良設定の逆問題となる音源分離問題を一意に解く方法を提案するものである。この方法で音源分離を数理工学的に実現することは、音声認識システムのフロントエンドとしての応用に期待できるだけでなく、様々な聴覚心理現象のモデル化に役立てることができる。また、聴覚の計算理論の構築に向けても新たな視点を提供できるものと考えられる [3]。

工学的に情景解析 (音源分離) 問題を解こうとする研究は、計算論的な聴覚の情景解析 (Computational Auditory Scene Analysis) と呼ばれ、多くの計算モデルが提案されている。これには、大きく分けて、ボ

[†] 北陸先端科学技術大学院大学情報科学研究科, 石川県
School of Information Science, Japan Advanced Institute of
Science and Technology, Ishikawa-ken, 923-1211 Japan

トムアップ処理に基づくモデルとトップダウン処理に基づくモデルがある．前者の代表的なモデルとして，音響事象に基づいた分離モデル [4] ~ [6] や，基本周波数の推定に基づいた 2 重母音の分離モデル [7]，楽音の分離モデル [8] がある．また後者の代表的なモデルとして，心理音響学的なグルーピング規則に基づいたモデル [9], [10] やマルチエージェントシステムによるストリーム分離モデル [11], [12] がある．これらのモデルのほとんどは，Bregman によって提唱された発見的規則 (i) と (iii) を利用したものであり，音響的な特徴として振幅 (あるいはパワー) スペクトルを用いている．そのため，これらのモデルでは，二つの信号が同じ周波数領域の成分を含むような場合，二つの信号を完全に分離できていないとはいえない．

筆者らは，二つの信号成分が同一周波数領域に存在するとき，それらを完全に分離するためには振幅スペクトルのほかに位相も考慮しなければならないと考え，基本的な音源分離問題として二波形分離問題に取り組んできた [13]．その結果，発見的規則 (ii) と (iv) を利用することで雑音中の正弦波信号を正確に分離抽出することが可能となった [13]．しかし，この方法には，(1) 二波形の瞬時位相の決定と (2) 調波複合音の分離抽出問題への拡張といった課題が残されていた．課題 (2) については，残りの規則 (i) と (iii) を利用することで，人工的な調波複合音の瞬時振幅を分離抽出することが可能となった [15], [16] が (1) の課題は残ったままであった．

本論文では，二波形分離問題の枠組を示し，課題 (1) の解決法を提案する．そして，雑音が付加された調波複合音 (母音) から望みの調波複合音 (母音) を分離抽出する方法を提案する．

以下，2. で二波形分離問題の定式化を行い，本方法の概要を説明する．3. でアルゴリズムの実装方法を説明する．4. で本方法の有効性を示すために，二波形分離のシミュレーションを行う．最後に，5. で本論文のまとめを述べる．

2. 二波形分離モデル

本論文では，“ある二つの独立な音源で生じた音響信号が加算された信号から，それぞれの音響信号に分離すること”を二波形分離問題と定義する．この問題は以下のように定式化される [13]．

2.1 二波形分離問題の定式化

はじめに，ある二つの音響信号 $f_1(t)$ と $f_2(t)$ が

$f(t) = f_1(t) + f_2(t)$ に加算され，混合信号 $f(t)$ のみを受音できるものとする．ここで， $f_1(t)$ を望みの信号， $f_2(t)$ を雑音あるいはそれ以外の音とする．これは，図 2 に示す K 個の分析 (聴覚) フィルタ群により周波数分解される．ここで， k 番目の分析フィルタを通過した $f_1(t)$ と $f_2(t)$ の周波数成分を，それぞれ

$$X_{1,k}(t) = A_k(t) \exp(j\omega_k t + j\theta_{1k}(t)) \quad (1)$$

$$X_{2,k}(t) = B_k(t) \exp(j\omega_k t + j\theta_{2k}(t)) \quad (2)$$

と仮定すれば， $f(t)$ の通過成分 $X_k(t)$ は，

$$X_k(t) = X_{1,k}(t) + X_{2,k}(t) \quad (3)$$

$$= S_k(t) \exp(j\omega_k t + j\phi_k(t)) \quad (4)$$

と表される．ただし， ω_k は分析フィルタの中心角周波数， $A_k(t)$ ， $B_k(t)$ ， $S_k(t)$ は瞬時振幅， $\phi_k(t)$ は瞬時出力位相， $\theta_{1k}(t)$ と $\theta_{2k}(t)$ は瞬時入力位相である．ここで，時刻 t における $X_k(t)$ に着目すれば， $X_{1,k}(t)$ と $X_{2,k}(t)$ との関係は，図 1 で表される．また， $S_k(t)$ と $\phi_k(t)$ は，それぞれ，式 (1) ~ (4) から

$$S_k(t) = \sqrt{A_k^2(t) + 2A_k(t)B_k(t)\cos\theta_k(t) + B_k^2(t)} \quad (5)$$

$$\phi_k(t) = \arctan\left(\frac{A_k(t)\sin\theta_{1k}(t) + B_k(t)\sin\theta_{2k}(t)}{A_k(t)\cos\theta_{1k}(t) + B_k(t)\cos\theta_{2k}(t)}\right) \quad (6)$$

で求められるため， $A_k(t)$ と $B_k(t)$ は，それぞれ

$$A_k(t) = \frac{S_k(t)\sin(\theta_{2k}(t) - \phi_k(t))}{\sin\theta_k(t)} \quad (7)$$

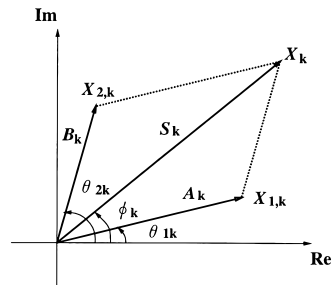


図 1 複素スペクトルのベクトル図
Fig. 1 Vector-Plane of complex spectrum.

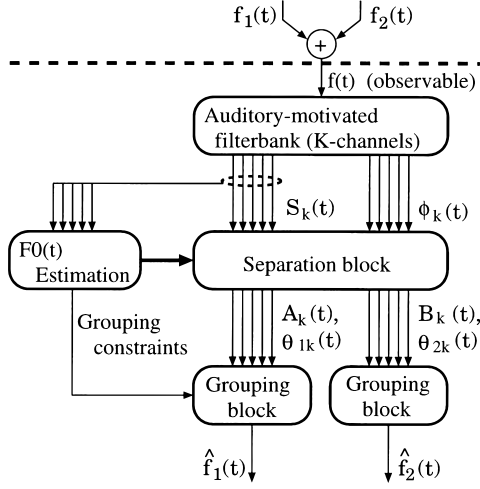


図2 二波形分離モデル

Fig.2 Auditory-motivated segregation model.

$$B_k(t) = \frac{S_k(t) \sin(\phi_k(t) - \theta_{1k}(t))}{\sin \theta_k(t)} \quad (8)$$

として解くことができる．ただし， $\theta_k(t) = \theta_{2k}(t) - \theta_{1k}(t)$ であり， $\theta_k(t) \neq n\pi, n \in \mathbf{Z}$ とする．同様に上式を整理すると， $\theta_{1k}(t)$ と $\theta_{2k}(t)$ は，それぞれ

$$\begin{aligned} \theta_{1k}(t) &= \arcsin \left(\frac{A_k(t) Y_k(t)}{S_k(t) \sqrt{Y_k(t)^2 + 1}} \right) \\ &\quad - \arctan \left(\frac{Y_k(t) \cos \phi_k(t) - \sin \phi_k(t)}{Y_k(t) \sin \phi_k(t) + \cos \phi_k(t)} \right) \quad (9) \\ \theta_{2k}(t) &= \arcsin \left(-\frac{B_k(t) Y_k(t)}{S_k(t) \sqrt{Y_k(t)^2 + 1}} \right) \\ &\quad - \arctan \left(\frac{Y_k(t) \cos \phi_k(t) + \sin \phi_k(t)}{Y_k(t) \sin \phi_k(t) - \cos \phi_k(t)} \right) \quad (10) \end{aligned}$$

として解くことができる．ただし，

$$Y_k(t) = \frac{\sqrt{(2A_k(t)B_k(t))^2 - Z_k(t)^2}}{Z_k(t)} \quad (11)$$

$$Z_k(t) = S_k(t)^2 - A_k(t)^2 - B_k(t)^2 \quad (12)$$

である（導出過程については付録 1. を参照されたい）．しかし，上記の定式化において，観測された混合信号の $S_k(t)$ と $\phi_k(t)$ から，四つのパラメータ（ $A_k(t)$ ，

$B_k(t)$ ， $\theta_{1k}(t)$ ， $\theta_{2k}(t)$ ）を同時に，かつ一意に求めることはできない．これは二波形分離問題が不良設定の逆問題であることに起因している．本定式化は，sinusoidal model [14] の定式化に等しいため，例えばピークピッキングやハーモニクストラッキングの方法 [14] など各パラメータを推定することができる．しかし，これらの方法では，二波形が同一周波数範囲に存在するとき，二波形の各パラメータを正確に推定することができない．

そこで，本論文では，Bregman によって提唱された四つの発見的規則を制約条件として用いて，分離抽出したい信号を拘束することで， $S_k(t)$ と $\phi_k(t)$ から四つのパラメータを一意に求めることを考える．

2.2 二波形分離モデルの概要

本論文で提案する二波形分離問題の解法は，図 2 に示すモデルで実現され（a）分析フィルタ群（b）基本周波数の推定部（c）波形分離部（d）グルーピング部の 4 ブロックで構成される．分析フィルタ群は観測された混合信号を $S_k(t)$ と $\phi_k(t)$ に分解し，基本周波数の推定部は， $S_k(t)$ から $f_1(t)$ の基本周波数を推定する．その後で，波形分離部は観測された $S_k(t)$ と $\phi_k(t)$ から，次節で説明する制約条件を利用することで四つのパラメータを求める．最後に，グルーピング部では，二波形の瞬時振幅と瞬時位相をグルーピングして，それぞれの信号に再構成する．

2.3 モデルで利用する制約条件

本論文では， $f_1(t)$ を AM-FM 調波複合音と仮定し，雑音 $f_2(t)$ 中に $f_1(t)$ が加算された状態から $f_1(t)$ を分離抽出する問題を扱う．また，この調波複合音は，振幅及び周波数変調され，基本周波数 $F_0(t)$ を整数倍した高調波成分をもつものである．

先の論文 [15], [16] では，表 1 に示す対応関係で，四つの発見的規則を数理工学的な制約条件として利用し，分離抽出したい信号の瞬時振幅と基本周波数の時間変化を拘束することで二波形分離問題の最適解を求めた．この方法では，調波複合音の瞬時振幅を正確に分離抽出することができたが，瞬時位相については十分正確に分離抽出することができなかった．

本論文では，分離抽出したい信号の瞬時振幅と基本周波数の時間変化のほかに，瞬時位相の時間変化にも着目して，望みの信号を分離抽出する．そこで，先の論文 [13], [15], [16] で定義した制約条件を再度整理し，次のように再定義する．

[制約条件 1] (漸近的变化 (多項式近似)) ある区間

表 1 Bregman の発見的規則と制約条件の関係
Table 1 Constraints corresponding to Bregman's regularities.

発見的規則 (Bregman, 1993)	制約条件
(i) 関連の無い音と一緒ににはじまったり、終わったりすることはない	立上り・立下りの同期
(ii) 変化は急激には起こらない	漸近的变化
(a) 一つの音の属性は、ゆっくりとなめらかに変化する傾向がある	多項式近似 + なめらかさ
(b) 同じ音源から生じる音の一連の音の属性は、ゆっくりとなめらに化する傾向にある	多項式近似 + なめらかさ
(iii) 物が繰り返し振動するときには、共通の基本周波数の整数倍の音響的成分が発生する	調波関係
(iv) 一つの音響事象に生じる多くの変化は、その音を構成する各成分に同じような影響を与える	振幅包絡 $A_k(t)$ 間の相関

における瞬時振幅 $A_k(t)$ 、瞬時入力位相 $\theta_{1k}(t)$ 、基本周波数 $F_0(t)$ それぞれの導関数が、

$$dA_k(t)/dt = C_{k,R}(t) \quad (13)$$

$$d\theta_{1k}(t)/dt = D_{k,R}(t) \quad (14)$$

$$dF_0(t)/dt = E_{0,R}(t) \quad (15)$$

で表されるものとする。ただし、 $C_{k,R}(t)$ 、 $D_{k,R}(t)$ 、 $E_{0,R}(t)$ は、区分的に微分可能な R 次多項式である。このとき、 $A_k(t)$ 、 $\theta_{1k}(t)$ 、 $F_0(t)$ は、それぞれ、 $A_k(t) = \int C_{k,R}(t)dt + C'_{k,0}$ 、 $\theta_{1k}(t) = \int D_{k,R}(t)dt + D'_{k,0}$ 、 $F_0(t) = \int E_{0,R}(t)dt + E'_{0,0}$ と表される。また、 $C'_{k,0}$ 、 $D'_{k,0}$ 、 $E'_{0,0}$ は積分定数である。□

[制約条件 2] (調波関係) 基本周波数を $F_0(t)$ 、高調波の次数を N_{F_0} とする。このとき、調波関係にある信号成分は

$$n \times F_0(t), \quad n = 1, 2, \dots, N_{F_0} \quad (16)$$

の関係を満たさなければならない。□

[制約条件 3] (立上り・立下りの同期) 基本波成分の立上り時刻を T_S 、立下り時刻を T_E とする。このとき、同じ音源で生じた信号成分であれば、 k 番目の高調波成分の立上り $T_{k,on}$ と立下り $T_{k,off}$ は基本波の立上りと立下りに一致しなければならない。すなわち、

$$|T_S - T_{k,on}| \leq \Delta T_S \quad (17)$$

$$|T_E - T_{k,off}| \leq \Delta T_E \quad (18)$$

を満たすときに一致しているとみなす。□

[制約条件 4] (漸近的变化 (なめらかさ)) 閉区間 $[t_a, t_b]$ における $A_k(t)$ と $\theta_{1k}(t)$ に対し、定積分

$$\sigma_A = \int_{t_a}^{t_b} [A_k^{(R+1)}(t)]^2 dt \quad (19)$$

$$\sigma_\theta = \int_{t_a}^{t_b} [\theta_{1k}^{(R+1)}(t)]^2 dt \quad (20)$$

が最小になるとき、 $A_k(t)$ 及び $\theta_{1k}(t)$ を最もなめらかであるとする。ただし、 $A_k(t)$ と $\theta_{1k}(t)$ は、それぞれ、式 (13) の $C_{k,R}(t)$ と式 (14) の $D_{k,R}(t)$ を用いて決定された瞬時振幅と瞬時位相である。また、 $A_k^{(R+1)}(t)$ と $\theta_{1k}^{(R+1)}(t)$ は、それぞれ、 $A_k(t)$ と $\theta_{1k}(t)$ の $(R+1)$ 次の導関数である。□

[制約条件 5] (振幅包絡 $A_k(t)$ 間の相関) 振幅包絡 $A_k(t)$ と振幅包絡 $A_\ell(t)$ に調波成分が含まれる場合、二つの振幅包絡は類似しなければならない：

$$\frac{A_k(t)}{\|A_k(t)\|} \approx \frac{A_\ell(t)}{\|A_\ell(t)\|}, \quad k \neq \ell \quad (21)$$

ただし、 $\|\cdot\|$ はノルム記号であり、 k と ℓ の関係は調波関係にあるか $\ell = k \pm 1$ である。□

ここで、制約条件式 (13) を式 (7) に適用することで、一階線形微分方程式が得られる。これを解くことで入力位相差 $\theta_k(t)$ の一般解を

$$\begin{aligned} \theta_k(t) &= \arctan \left(\frac{S_k(t) \sin(\phi_k(t) - \theta_{1k}(t))}{S_k(t) \cos(\phi_k(t) - \theta_{1k}(t)) - C_k(t)} \right) \\ & \quad (22) \end{aligned}$$

で得ることができる。ただし、 $C'_k(t) = \int C_{k,R}(t)dt + C'_{k,0}$ である。したがって、 $C_{k,R}(t)$ が決まれば、式 (22) から $\theta_k(t)$ を決定でき、 $D_{k,R}(t)$ が決まれば、 $\theta_{1k}(t)$ と $\theta_{2k}(t)$ を決定できる。また、上式の導出過程については付録 2. を参照されたい。

3. アルゴリズムの実装

3.1 信号処理の概要

本論文で提案する二波形分離モデルの信号処理の概要を図 3 に示す。

はじめに、混合信号 $f(t)$ のみが観測され (図 3. A), 分析フィルタ群により、 $S_k(t)$ と $\phi_k(t)$ に分解される (図 3. B, C 及び 3.2 参照)。次に、 $S_k(t)$ から基本周波数 $F_0(t)$ を求め (図 3. D 及び 3.3.1 参照)、

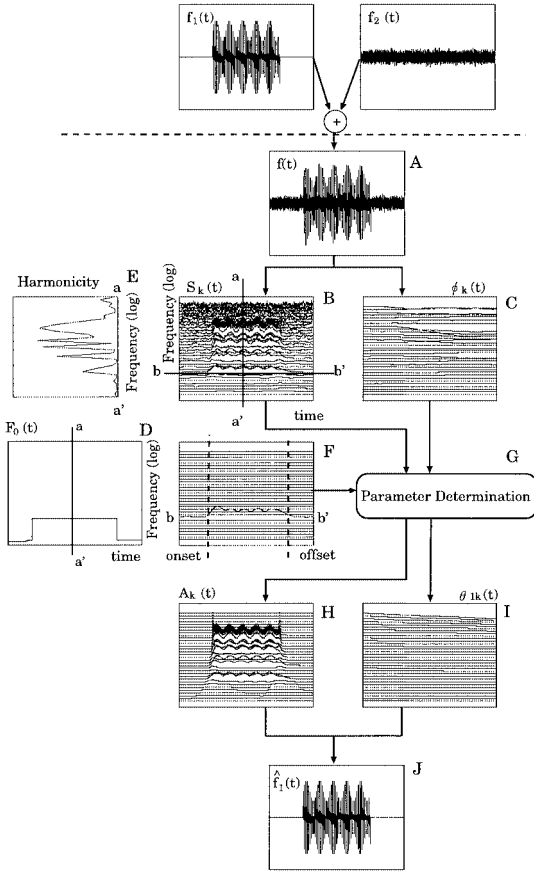


図3 二波形分離モデルの信号処理の概要
Fig.3 An overview of signal-flow in the proposed model.

二波形分離の対象となる時間-周波数領域を決定する (3.3.2 参照). 調波成分の存在する周波数領域については, $F_0(t)$ と発見的規則 (iii) の調波関係 (図 3. E, a-a') を用いて決定する. 調波成分の存在する時間領域については, 発見的規則 (i) の, 各高調波成分の立上りと立下りの同期 (図 3. F, b-b') を用いて決定する.

次に, 波形分離部では, 上記で決定された時間-周波数領域において $S_k(t)$ と $\phi_k(t)$ から望みの信号の $A_k(t)$ と $\theta_{1k}(t)$ を求める (図 3. G 及び 3.4 参照). これは, $A_k(t)$ と $\theta_{1k}(t)$ を発見的規則 (ii) の漸近的变化 (ゆっくりと) を用いて最適化問題として解く (図 3. H, I). ただし, 最適解の候補が多過ぎるため, 発見的規則 (ii) の漸近的变化 (なめらかさ) を

加えて採用し解の探索範囲を狭め (3.4.1 及び 3.4.2 参照), 発見的規則 (iv) の変動の一致 (相関) を手がかりとして最適解の絞り込みを行う (3.4.3 参照).

最後に, すべての分析フィルタの出力において, 二波形の瞬時振幅と瞬時入力位相を求めた後, 分析フィルタ群によるフィルタリング処理とは逆の操作を行うことで, $f_1(t)$ と $f_2(t)$ をそれぞれ再構成する (図 3. J). ここで, 再構成された信号をそれぞれ $\hat{f}_1(t), \hat{f}_2(t)$ とする.

3.2 分析合成系の実装

本論文では (1) 聴覚特性を考慮できること (2) 複素スペクトルを扱えて, 不連続点の検出が容易であることを考慮して, gammatone filter をアナライジング wavelet とした wavelet 分析合成系 (定 Q フィルタバンク) [13] を利用する. この分析合成系は, サンプリング周波数 f_s を 20 kHz, 通過帯域幅を 60 ~ 6000 Hz, チャネル数 K を 128 として設計された [13].

ここで, 式 (5) の $S_k(t)$ と式 (6) の $\phi_k(t)$ は, それぞれ, $f(t)$ の wavelet 変換の振幅項と位相項から得ることができる [13].

3.3 グルーピング部の実装

3.3.1 基本周波数の決定

本論文では, 基本周波数 $F_0(t)$ の推定方法として, 周波数軸上における Comb filtering を採用する [16]. はじめに, 次のような Comb filter を定義する.

$$\text{Comb}(k, l) = \begin{cases} 2, & \omega_k = n \cdot \omega_l, 1 \leq n \leq 3 \\ 1, & \omega_k = n \cdot \omega_l, 4 \leq n \leq N \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (23)$$

ここで, k, l はチャンネル番号であり, N は最大高調波次数とする. また, ω_l は l 番目の分析フィルタの中心角周波数である. 次に, 時刻 t における Comb filter の通過量を求め, これを最大にする \hat{l} を求める.

$$\hat{l} = \arg \max_{l \leq L} \sum_{k=1}^K \text{Comb}(k, l) S_k(t) \quad (24)$$

ただし, L は l の探索範囲の上限である. この \hat{l} に対応する $X_k(t)$ の中心周波数を基本周波数 $F_0(t) = \omega_{\hat{l}}/2\pi$ とする. 本論文では, $N = 10, L = K/4$ とした.

次に, 推定された $F_0(t)$ に対し, 漸近的变化の制約条件式 (15) を考える. 実装された分析フィルタ群では, 分析フィルタ群の各中心周波数は離散値を取るた

め、 $F_0(t)$ は階段状に変化する．そこで、 $F_0(t)$ が変化しない区間において、式 (15) を $E_{0,R}(t) = 0$ と解釈する．ここで、階段状となる $F_0(t)$ の不連続点が H 個あるとき、その点の時刻を $T_1, T_2, \dots, T_{H-1}, T_H$ とする．

3.3.2 グルーピングの制約条件の実装

各区間で一定な $F_0(t)$ に対し、制約条件 2 の調波関係と制約条件 3 の立上り・立下りの同期を実装する．

はじめに、式 (16) の制約条件 2 から、調波関係にある信号成分が存在する分析フィルタのチャンネル番号を

$$\ell = \frac{K}{2} - \left\lceil \frac{\log(n \cdot F_0(t)/f_0)}{\log \alpha} \right\rceil \quad (25)$$

で決定する．ただし、 $n = 1, 2, \dots, N_{F_0}$ 、 α は wavelet 変換のスケールパラメータであり、 $\lceil \cdot \rceil$ は、正の無限大方向へ最も近い整数値への丸め記号である．また、 K は偶数であり、 f_0 は分析合成系を構築する際に利用したアナライジング wavelet の中心周波数 ($f_0 = 600$) である [13]．

次に、式 (17) と式 (18) の制約条件 3 から、基本波の立上りと立下りをそれぞれ、 $T_S = T_1$ 、 $T_E = T_H$ とする．また、一致範囲をそれぞれ $\Delta T_S = 50$ ms と $\Delta T_E = 100$ ms とする． ΔT_S については、立上りの同期に関する聴取実験の結果を参考にしたものである [17]．なお、 $X_k(t)$ における $f_1(t)$ の高調波成分の立上り $T_{k,on}$ と立下り $T_{k,off}$ は、 $S_k(t)$ と $\phi_k(t)$ の時間微分の極大点及び極小点を利用して決定される [13]．

3.4 波形分離部の実装

波形分離部では、二波形分離の対象になる分析フィルタ出力において、 $S_k(t)$ と $\phi_k(t)$ から、 $A_k(t)$ と $\theta_{1k}(t)$ を決定する．本論文では、 $C_{k,R}(t)$ と $D_{k,R}(t)$ の係数推定の計算量を抑えるために、式 (13) を $dA_k(t)/dt = C_{k,1}(t)$ 、式 (14) を $d\theta_{1k}(t)/dt = D_{k,1}(t)$ と仮定し、図 4 に示す手順でこれらの係数を求める．上記の仮定の場合、 $A_k(t)$ と $\theta_{1k}(t)$ は 2 次の多項式で表現できる範囲内で時間変動を許されたことになる．Step. 1~5 の処理については、次項で詳細を説明する．

3.4.1 Kalman filter を用いた推定範囲の決定

本論文では、式 (3) を線形・離散時間確率システムにとらえ直したときに Kalman filtering 問題とよく合致することから、Kalman filter を用いて $C_{k,0}(t)$ と $D_{k,0}(t)$ を推定する．この推定方法では、 $X_{2k}(t)$ が白色ガウス過程に基づく雑音であり、その統計量（平均や分散）がわかれば、正確な推定を可能にする．しか

Step. 1 Kalman filter を用いて、式 (13) の $C_{k,0}(t)$ と式 (14) の $D_{k,0}(t)$ を推定する．
 Step. 2 推定誤差内 $\hat{D}_{k,0}(t) - Q_k(t) \leq D_{k,1}(t) \leq \hat{D}_{k,0}(t) + Q_k(t)$ から、Spline 補間された $D_{k,1}(t)$ の候補を求める．
 Step. 3 推定誤差内 $\hat{C}_{k,0}(t) - P_k(t) \leq C_{k,1}(t) \leq \hat{C}_{k,0}(t) + P_k(t)$ から、Spline 補間された $C_{k,1}(t)$ の候補を求める．
 Step. 4 式 (32) の相関値最大を尺度に、 $\hat{C}_{k,1}(t)$ を求める．
 Step. 5 Step. 3~4 を繰り返し、式 (34) の相関値最大を尺度に、 $\hat{D}_{k,1}(t)$ を決定する．
 Step. 6 $\hat{C}_{k,1}(t)$ から $\theta_k(t)$ を、 $\hat{D}_{k,1}(t)$ から $\theta_{1k}(t)$ を決定する．これより、 $\theta_{2k}(t) = \theta_k(t) + \theta_{1k}(t)$ を決定する．
 Step. 7 式 (7) と式 (8) から $A_k(t)$ と $B_k(t)$ を決定する．

図 4 パラメータの決定手順

Fig. 4 Determination-steps of the parameters.

し、現実的にはこの仮定が多少崩れてしまうため、ここでは Kalman filter を用いて $C_{k,1}(t)$ 及び $D_{k,1}(t)$ を求めるための推定範囲を決定する．

はじめに、 $C_k(t) = \int C_{k,0}(t) dt$ 、 $D_k(t) = \int D_{k,0}(t) dt$ とする．推定区間は基本周波数 $F_0(t)$ が一定となる一区間 $[T_{h-1}, T_h]$ である．この区間を、離散時刻 $t_m = T_{h-1} + m/f_s$ 、 $m = 0, 1, \dots, (T_h - T_{h-1})f_s$ に分割し、時刻 t_m における $C_k(t_m)$ と $D_k(t_m)$ の時間変化を

$$C_k(t_{m+1}) = C_k(t_m) \Delta C_k(t_m) + w_m \quad (26)$$

$$\Delta C_k(t_m) = 1 + \frac{C_k(t_m) - C_k(t_{m-1})}{C_k(t_m)} \quad (27)$$

$$D_k(t_{m+1}) = D_k(t_m) \Delta D_k(t_m) + w_m \quad (28)$$

$$\Delta D_k(t_m) = 1 + \frac{D_k(t_m) - D_k(t_{m-1})}{D_k(t_m)} \quad (29)$$

とする．ただし、 $t_0 = T_{h-1}$ 、 $t_M = T_h$ である．ここで、 w_m は、平均 0 で分散 σ_w^2 の白色雑音とする．

次に、式 (26) と式 (3)、式 (28) と式 (3) を $S_k(t)$ で正規化した式を、Kalman filtering 問題 [18]：

$$\mathbf{x}_{m+1} = \mathbf{F}_m \mathbf{x}_m + \mathbf{G}_m \mathbf{w}_m \quad (\text{状態方程式}) \quad (30)$$

$$\mathbf{y}_m = \mathbf{H}_m \mathbf{x}_m + \mathbf{v}_m \quad (\text{観測方程式}) \quad (31)$$

に対応させる．このとき、上式の各変数は、表 2 のように対応づけられる．次に、式 (30) と式 (31) に、Kalman filtering のアルゴリズム [18] を逐次適用すると、最小分散推定量 $\hat{\mathbf{x}}(t_m) = \hat{\mathbf{x}}_{m|m}$ と誤差の共分散行列 $\hat{\mathbf{e}}(t_m) = \hat{\Sigma}_{m|m}$ を得る．ここで、推定値と推定誤差をそれぞれ、 $\hat{C}_{k,0}(t) = |d\hat{\mathbf{x}}(t)/dt|$

と $P_k(t) = |d\hat{e}(t)/dt|$, $\hat{D}_{k,0}(t) = \arg(d\hat{x}(t)/dt)$
 と $Q_k(t) = \arg(d\hat{e}(t)/dt)$ とする .

3.4.2 Spline 補間を用いた候補選定

制約条件 4 におけるなめらかさの制約条件式 (19) を満たす $A_k(t)$ と制約条件式 (20) を満たす $\theta_{1k}(t)$ を求めるために, $C_{k,1}(t)$ と $D_{k,1}(t)$ の候補を選定する . ここで, 式 (19) を満たす $C_{k,R}(t)$, $R = 1$ と, 式 (20) を満たす $D_{k,R}(t)$, $R = 1$ を推定することは, 閉区間 $[t_a, t_b]$ において, $A_k^{(R+1)}(\tau_i) = A_{k,i}$, $\theta_{1k}^{(R+1)}(\tau_i) = \theta_{1k,i}$, $i = 1, 2, \dots, I$ となる I 個の点を通る最もなめらかな補間関数 $A_k^{(R+1)}(t)$, $\theta_{1k}^{(R+1)}(t)$, $R = 1$ を求めることに等しい [15]. この制約での最良補間関数は, $(2R + 1)$ 次 Spline 関数であり, 唯一存在する [19]. そこで, 推定誤差範囲内で Spline 補間された $C_{k,1}(t)$ と $D_{k,1}(t)$ の各候補を求め, 次項で述べる規範を利用することで, 最もなめらかな瞬時振幅 $A_k(t)$ と瞬時位相 $\theta_{1k}(t)$ の解を一つに絞り込む .

本論文では, $R = 1$ から, 推定誤差範囲内で 3 次 Spline 関数を用いて $C_{k,1}(t)$ と $D_{k,1}(t)$ を補間し, それらの候補を求めた . また, 補間範囲は, $t_a = T_{h-1}$, $t_b = T_h$ であり, 補間間隔を $\Delta\tau = 15 \times (2\pi/\omega_k)/f_s$ とした . したがって, 補間点数 I は, $I = \lceil (t_b - t_a)/\Delta\tau \rceil$ である .

3.4.3 相関を手がかりにしたパラメータの決定

制約条件 5 の式 (21) を用いて, Spline 補間された $C_{k,1}(t)$ の候補を一つの最適解に絞り込む . これは, 振幅包絡 $A_k(t)$ 間の相関が, 推定誤差内で最大となるときの $C_{k,1}(t)$ を選択することで実現される [16].

$$\hat{C}_{k,1} = \arg \max_{\hat{C}_{k,0} - P_k \leq C_{k,1} \leq \hat{C}_{k,0} + P_k} \frac{\langle \hat{A}_k, \hat{A}_k \rangle}{\|\hat{A}_k\| \|\hat{A}_k\|} \quad (32)$$

ただし, $\langle \cdot \rangle$ は内積記号である . ここで, $\hat{A}_k(t)$ は, ある $D_{k,0}(t)$ と Spline 補間された $C_{k,1}(t)$ により得

られた振幅包絡であり, $\hat{A}_k(t)$ は,

$$\hat{A}_k(t) = \frac{1}{N_{F_0}} \sum_{\ell \in \mathbf{L}, \ell+k} \frac{\hat{A}_\ell(t)}{\|\hat{A}_\ell(t)\|} \quad (33)$$

である . ただし, \mathbf{L} は式 (25) を満たす ℓ の集合である .

次に, Spline 補間された $D_{k,1}(t)$ の候補を一つに絞り込む . これは, 上記の手順と同様に, 振幅包絡 $A_k(t)$ 間の相関を手がかりに,

$$\hat{D}_{k,1} = \arg \max_{\hat{D}_{k,0} - Q_k \leq D_{k,1} \leq \hat{D}_{k,0} + Q_k} \frac{\langle \hat{A}_k, \hat{A}_k \rangle}{\|\hat{A}_k\| \|\hat{A}_k\|} \quad (34)$$

で, $D_{k,1}(t)$ の最適解を決定する . ただし, $\hat{A}_k(t)$ は $\hat{C}_{k,1}(t)$ と Spline 補間された $D_{k,1}(t)$ により決定された振幅包絡であり, $\hat{A}_k(t)$ は式 (33) である .

4. 二波形分離のシミュレーション

本モデルが, 原理的に正しく混合信号 $f(t)$ から望みの信号 $f_1(t)$ を分離抽出できることを示すために, 二波形分離のシミュレーションを行う . そのため, このシミュレーションでは, 人工的に実現可能な AM-FM 調波複合音として, $f_1(t)$ を図 5 (a) に示す LMA (Log Magnitude Approximation) 合成母音 [20] とする . また, $f_2(t)$ を帯域幅 6 kHz のピンク雑音とする . ただし, $f_1(t)$ の基本周波数は平均が 125 Hz, 変動幅

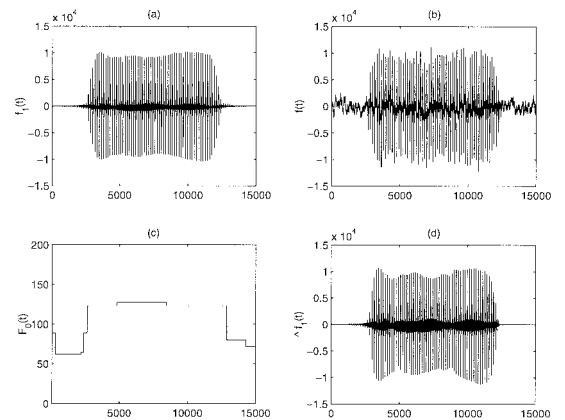


図 5 分離例: (a) 原信号 $f_1(t)$, (b) 混合信号 $f(t)$, (c) 基本周波数 $F_0(t)$, (d) 分離抽出された信号 $\hat{f}_1(t)$

Fig. 5 Example of segregation: (a) original $f_1(t)$, (b) mixed signal $f(t)$, (c) fundamental frequency $F_0(t)$, (d) segregated signal $\hat{f}_1(t)$.

表 2 Kalman filtering の記号の定義

Table 2 Definitions of symbol for the Kalman filter.

記号	$C_{k,0}(t)$ の推定	$D_{k,0}(t)$ の推定
観測信号 y_m	$X_k(t_m)$	$\exp(j\phi_k(t_m))$
状態変数 x_m	$C_k(t_m)$	$\exp(jD_k(t_m))$
観測雑音 v_m	$X_{2,k}(t_m)$	$X_{2,k}(t_m)/S_k(t_m)$
システム雑音 w_m	w_m	w_m
状態遷移行列 F_m	$\Delta C_k(t_m)$	$\Delta D_k(t_m)$
観測行列 H_m	$\exp(j\omega_k t_m)$	$\hat{C}_k(t_m)/S_k(t_m)$
駆動行列 G_m	1	1
初期値 $\hat{x}_{0 -1}$	0	1
$\hat{\Sigma}_{0 -1}$	$S_k(t_0)$	$\exp(j\phi_k(t_0))$

が 5 Hz (123 ~ 128 Hz) であり, LMA で合成された母音/a/とした. このとき, 高調波の次数は $N_{F_0} = 40$ とした. $f(t)$ の SNR が 0 dB から 20 dB まで 5 dB 刻みに変化させた 5 種類の $f(t)$ をシミュレーションデータとして利用する [16].

次に, モデルの分離精度を評価するために 2 種類の評価尺度を用意した. 一つは, 瞬時振幅 $A_k(t)$ の分離精度の時間平均である. この評価尺度を用いる目的は, 信号と雑音が同一周波数領域において正確に $A_k(t)$ を分離できるかを調べることである. この評価尺度を Precision と呼び, 次式で定義する. ただし, 単位は dB である.

$$\frac{1}{T} \int_0^T \left(10 \log_{10} \frac{\sum_{k=1}^K \tilde{A}_k(t)^2}{\sum_{k=1}^K (\tilde{A}_k(t) - A_k(t))^2} \right) dt \quad (35)$$

ここで, $\tilde{A}_k(t)$ はあらかじめ $f_1(t)$ を分析フィルタ群に展開して得られた瞬時振幅であり, $A_k(t)$ は本方法によって分離抽出された $\hat{f}_1(t)$ の瞬時振幅である.

もう一つは, $f_1(t)$ と $\hat{f}_1(t)$ の差を雑音とみなした時間領域における $f_1(t)$ の SNR であり, 次式で定義する [13]. ただし, 単位は dB である.

$$10 \log_{10} \frac{\int_0^T f_1(t)^2 dt}{\int_0^T (f_1(t) - \hat{f}_1(t))^2 dt} \quad (36)$$

この評価尺度を用いる目的は, 二波形の位相も正確に分離でき, かつ正確に波形レベルで復元されるかを調べることである.

次に, 本方法で利用した制約条件の有効性を考察するために, 三つの条件:

- Condition 1 Comb filter による調波成分抽出 + Kalman filter で求めた $C_{k,0}(t)$ と $D_{k,0}(t)$ の利用
 - Condition 2 Comb filter による調波成分抽出
 - Condition 3 処理なし (分析合成系による全域通過)
- の比較も行う. ここで, Condition 1 は, 制約条件 4 のなめらかさを省略した場合, Condition 2 は制約条件 1 の多項式近似と制約条件 4 のなめらかさを省略した場合, Condition 3 は, すべての制約条件を省略したものである.

例えば, 図 5 (b) に示すように $f(t)$ の SNR が 10 dB のとき, 本モデルは 19.2 dB の精度 (Precision) で $A_k(t)$ を分離でき, 図 5 (d) に示すように, 混合信号 $f(t)$ から $\hat{f}_1(t)$ を 16.2 dB の精度 (SNR) で分離抽出

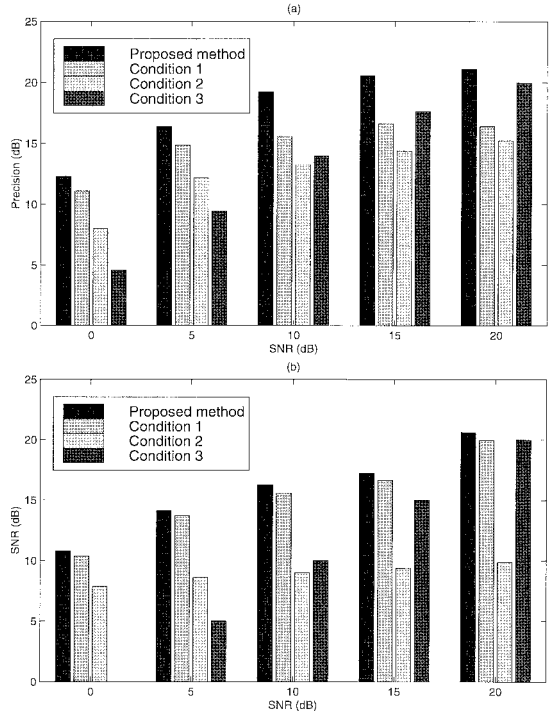


図 6 分離精度の比較: (a) $A_k(t)$ の Precision, (b) $\hat{f}_1(t)$ の SNR

Fig. 6 Segregation accuracy for simulation: (a) Precision for the $A_k(t)$, (b) SNR for the extracted signal $\hat{f}_1(t)$.

できる. また, 本方法と三つの条件 (Condition 1, 2, 3) の比較を行ったところ, 図 6 の結果を得た. この図から, 本方法を利用した場合の分離精度が他の三つの条件よりも良好であることがわかる. Condition 1 との比較では, なめらかさ (制約条件 4) の制約を利用したことによる分離精度 (Precision 及び SNR) の向上を確認できる. 本方法と Condition 2, 及び Condition 1 と Condition 2 の比較では, 同一周波数領域に二波形の成分が存在する際, 位相情報を利用したことによる分離精度 (Precision 及び SNR) の向上を確認できる. 本方法と Condition 3 の比較では, 各評価尺度の改善量を求めることで, 本方法の雑音除去性能を求めることができる. この結果, $f(t)$ の SNR が 0 dB のとき, $A_k(t)$ に対する Precision で 7.7 dB, $\hat{f}_1(t)$ の SNR で 10.8 dB, 雑音を除去できることがわかる.

5. む す び

本論文では, 聴覚の情景解析に基づいた音源分離関

題のモデル化の試みとして、雑音が付加された調波複合音から望みの調波複合音を分離抽出する方法を提案した。この方法は、信号と雑音が混合された状態から、望みの信号を分離抽出する不良設定の逆問題を解くものである。本方法では、信号の特徴として、分析フィルタ群で分解された混合信号の瞬時振幅と瞬時位相を利用した。また、二波形分離問題の一意な解を求めるために、制約条件として Bregman によって提唱された四つの発見的規則を利用した。この方法は、先に提案した方法 [13], [15], [16] をベースとしており、瞬時位相に対する制約を考慮することで、これまでに課題となっていた波形レベルでの分離精度の比較が可能となった。

本方法が原理的に正しく目的の信号音を分離抽出できることと、本方法の有効性を示すために、雑音中の合成母音を分離抽出する二波形分離のシミュレーションを行い、本方法で利用する制約条件のいくつかを省略した場合の分離精度を評価した。制約条件の考察を行ったところ、三つのシミュレーションの結果すべてにおいて、四つの発見的規則を制約条件として利用することで、分離精度の向上が確認された。

今後の課題は、実母音を対象とした二波形分離問題における分離精度の評価と、その際の区分多項式の近似次数 (R) の妥当性を検証することである。また、実環境や子音などを含めた実音声の二波形分離問題への本モデルの適用も今後の課題である。

謝辞 本研究を進めるに当り有益な御助言を頂いた ATR 人間情報通信研究所入野俊夫博士に感謝する。また、本研究の一部は、日本学術振興会特別研究員研究奨励金、科学研究費補助金 (07308926, 10680374, 特別研究員奨励費) 及び科学技術振興事業団 (CREST) の援助を受けて行われたものである。

文 献

- [1] A.S. Bregman, Auditory Scene Analysis: The Perceptual Organization of Sound, MIT Press, Cambridge, Mass., 1990.
- [2] A.S. Bregman, "Auditory scene analysis: Hearing in complex environments," in Thinking in Sounds, ed. S. McAdams and E. Bigand, pp.10–36, Oxford University Press, New York, 1993.
- [3] 河原英紀, "聴覚の計算理論の構築に向けて," 音響学聴覚研資, H-94-63, Nov. 1994.
- [4] M.P. Cooke, Modeling Auditory Processing and Organization, Ph.D. Thesis, University of Sheffield, 1991 (Cambridge University Press, Cambridge, 1993).

- [5] G.J. Brown, Computational Auditory Scene Analysis: A Representational Approach, Ph.D. Thesis, University of Sheffield, 1992.
- [6] M.P. Cooke and G.J. Brown, "Computational auditory scene analysis: Exploiting principles of perceived continuity," Speech Communication, 13, pp.391–399, North Holland, Dec. 1993.
- [7] A. de Cheveigné, "Concurrent vowel identification III: A neural model of harmonic interference cancellation," J. Acoust. Soc. Am., vol.101, no.5, pp.2857–2865, May 1997.
- [8] 柏野邦夫, "計算機による聴覚の情景解析—はじめの一步—," 音響誌, vol.50, no.12, pp.1023–1028, Dec. 1994.
- [9] D.P.W. Ellis, "A computer implementation of psychoacoustic grouping rules," Proc. 12th Int. Conf. on Pattern Recognition, Jerusalem, Israel, Oct. 1994.
- [10] D.P.W. Ellis, Prediction-driven computational auditory scene analysis, Ph.D thesis, MIT Media Lab., 1996.
- [11] 中谷智広, 川端 豪, 奥乃 博, "計算論的アプローチによる音響ストリームの分離," 音響学聴覚研資, H-93-83, Dec. 1993.
- [12] T. Nakatani, H.G. Okuno, and T. Kawabata, "Residue-driven architecture for computational auditory scene analysis," Proc. of IJCAI-95, pp.165–172, Montreal, Canada, Aug. 1995.
- [13] 鶴木祐史, 赤木正人, "雑音が付加された波形からの信号波形の一抽出法," 信学論 (A), vol.J80-A, no.3, pp.444–453, March 1997.
- [14] R.J. McAulary and T.F. Quatieri, "Low-rate speech coding based on the sinusoidal model," Advanced in Speech Signal Processing, ed. S. Furui, pp.165–208, Dekker, 1986.
- [15] M. Unoki and M. Akagi, "A method of signal extraction from noisy signal," Proc. EuroSpeech '97, vol.5, pp.2583–2586, Rhodes, Greece, Sept. 1997.
- [16] M. Unoki and M. Akagi, "Signal extraction from noisy signal based on auditory scene analysis," Proc. ICSLP98, Sydney, Australia, Dec. 1998.
- [17] 柏野邦夫, 田中英彦, "二つの周波数成分の分離近くに関する工学的モデル," 信学論 (A), vol.J77-A, no.5, pp.731–740, May 1994.
- [18] 中野道雄, 西山 清, パソコンで解くカルマンフィルタ, 丸善, 東京, 1993.
- [19] 桜井 明, スプライン補間入門, 東京電機大学出版局, 東京, 1981.
- [20] 今井 聖, 北村 正, "対数振幅特性近似フィルタを用いた音声の分析合成系," 信学論 (A), vol.J61-A, no.6, pp.527–534, June 1978.

付 録

1. 式 (9) と式 (10) の導出過程
式 (5) の両辺を 2 乗し, $\cos \theta_k(t)$ についてまとめ

ると,

$$\cos \theta_k(t) = \frac{S_k(t)^2 - (A_k(t)^2 + B_k(t)^2)}{2A_k(t)B_k(t)} \quad (\text{A}\cdot 1)$$

を得る. また, 三角関数の関係式から

$$\sin \theta_k(t) = \frac{\sqrt{(2A_k(t)B_k(t))^2 - Z_k(t)^2}}{2A_k(t)B_k(t)} \quad (\text{A}\cdot 2)$$

も得る. ただし, $Z_k(t) = S_k(t)^2 - (A_k(t)^2 + B_k(t)^2)$ である. このことから, $\tan \theta_k(t)$ は

$$\tan \theta_k(t) = \frac{\sqrt{(2A_k(t)B_k(t))^2 - Z_k(t)^2}}{S_k(t)^2 - (A_k(t)^2 + B_k(t)^2)} \quad (\text{A}\cdot 3)$$

であることがわかる. ここで, 上式の $\tan \theta_k(t)$ を $Y_k(t)$ とおき, 式 (22) の関係式にこれを代入することで,

$$\frac{S_k(t) \sin(\phi_k(t) - \theta_{1k}(t))}{S_k(t) \cos(\phi_k(t) - \theta_{1k}(t)) - A_k(t)} = Y_k(t) \quad (\text{A}\cdot 4)$$

となる. ただし,

$$Y_k(t) = \frac{\sqrt{(2A_k(t)B_k(t))^2 - Z_k(t)^2}}{Z_k(t)} \quad (\text{A}\cdot 5)$$

である. 上式を整理し

$$R_k(t) \sin(\theta_{1k}(t) + \Phi_k(t)) = \frac{Y_k(t)A_k(t)}{S_k(t)} \quad (\text{A}\cdot 6)$$

と表せば,

$$\theta_{1k}(t) = \arcsin \left(\frac{A_k(t)Y_k(t)}{S_k(t)R_k(t)} \right) - \Phi_k(t) \quad (\text{A}\cdot 7)$$

を得る. ここで, $R_k(t)$ と $\Phi_k(t)$ はそれぞれ,

$$R_k(t) = \sqrt{Y_k(t)^2 + 1} \quad (\text{A}\cdot 8)$$

$\Phi_k(t)$

$$\begin{aligned} &= \arctan \left(\frac{Y_k(t) \sin \left(\phi_k(t) + \frac{\pi}{2} \right) + \sin \phi_k(t)}{\cos \phi_k(t) - Y_k(t) \cos \left(-\phi_k(t) + \frac{\pi}{2} \right)} \right) \\ &= \arctan \left(\frac{Y_k(t) \cos \phi_k(t) - \sin \phi_k(t)}{Y_k(t) \sin \phi_k(t) + \cos \phi_k(t)} \right) \end{aligned} \quad (\text{A}\cdot 9)$$

である. したがって, これらをまとめることで,

$$\begin{aligned} \theta_{1k}(t) &= \arcsin \left(\frac{A_k(t)Y_k(t)}{S_k(t)\sqrt{Y_k(t)^2 + 1}} \right) \\ &\quad - \arctan \left(\frac{Y_k(t) \cos \phi_k(t) - \sin \phi_k(t)}{Y_k(t) \sin \phi_k(t) + \cos \phi_k(t)} \right) \end{aligned}$$

を得る. $\theta_{2k}(t)$ も同様の方法で導出できる. \square

2. 式 (22) の証明

はじめに, $\Psi_k(t) = \phi_k(t) - \theta_{1k}(t)$ とおく. 式 (7) を整理すると,

$$\begin{aligned} A_k(t) &= S_k(t) \cos \Psi_k(t) - S_k(t) \cot \theta_k(t) \sin \Psi_k(t) \end{aligned}$$

を得る. 上式の t について両辺を微分すると,

$$y'(t) + \frac{P'(t)}{P(t)}y(t) = \frac{Q'(t)}{P(t)} - \frac{C_{k,R}(t)}{P(t)} \quad (\text{A}\cdot 10)$$

を得る. ただし, $y(t) = \cot \theta_k(t)$, $P(t) = S_k(t) \sin \Psi_k(t)$, $Q(t) = S_k(t) \cos \Psi_k(t)$ である. この式は一階線形微分方程式であるから, 一般解 $y(t)$ は

$$y(t) = \frac{1}{P(t)} \left(Q(t) - \int C_{k,R}(t)dt + C \right) \quad (\text{A}\cdot 11)$$

で得られる. ただし, C は未定係数である. したがって,

$$\cot \theta_k(t) = \frac{S_k(t) \cos \Psi_k(t) - \int C_{k,R}(t)dt + C}{S_k(t) \sin \Psi_k(t)}$$

から次式を得る.

$$\begin{aligned} \theta_k(t) &= \arctan \left(\frac{S_k(t) \sin(\phi_k(t) - \theta_{1k}(t))}{S_k(t) \cos(\phi_k(t) - \theta_{1k}(t)) - C_k(t)} \right) \end{aligned}$$

(証明終り) \square

(平成 10 年 10 月 14 日受付, 11 年 3 月 23 日再受付)



鵜木 祐史 (正員)

平 6 能開大・情報卒. 平 8 北陸先端科学技術大学院大学情報科学研究科博士前期課程了. 平 11 同大学院情報科学研究科博士後期課程了. 博士(情報科学). 現在, 日本学術振興会特別研究員 (PD, 北陸先端科学技術大学院大学). 音響情報に対する信号処理及び聴覚のモデル化の研究に従事. 日本音響学会, ESCA, 信号処理研究会各会員.



赤木 正人 (正員)

昭 54 名工大・工・電子卒。昭 59 東工大
大学院博士課程情報工学専攻了。工博。同
年電電公社(現 NTT)研究所入社。以来、
ATR 視聴覚機構研究所, NTT 基礎研究
所, 北陸先端科学技術大学院大学情報科学
研究科助教授を経て, 現在, 同大学院情報
科学研究科教授。この間, 昭 63 米国 MIT 客員研究員, 平 5 オ
ランダアムステルダム大学客員研究員。音声信号処理, 聴覚機
構のモデル化の研究に従事。昭 62 年度本会論文賞受賞。平 9
年度日本音響学会佐藤論文賞受賞。IEEE, ASA, ESCA, 日
本音響学会各会員。