論文

雑音抑圧のための雑音対信号比率に基づく雑音パワー推定

福井 勝宏¹, 島内 末廣¹, 日岡 裕輔², 中川 朗¹, 羽田 陽一³, 大室 伸¹, 片岡 章俊⁴

¹ 日本電信電話株式会社 NTT メディアインテリジェンス研究所, 東京都武蔵野市緑町 3-9-11

² カンタベリー大学 電気計算機工学部, 20 Kirkwood Ave, Ilam, Christchurch 8041, ニュージーランド

³ 電気通信大学大学院 情報理工学研究科 総合情報学専攻, 東京都調布市調布ヶ丘 1-5-1

⁴ 龍谷大学 理工学部 情報メディア学科, 滋賀県大津市瀬田大江町横谷 1-5

Noise-Power Estimation Based on Ratio of Stationary Noise to Input Signal for Noise Reduction

Masahiro Fukui¹, Suehiro Shimauchi¹, Akira Nakagawa¹, Yusuke Hioka², Yoichi Haneda³,
Hitoshi Ohmuro¹ and Akitoshi Kataoka⁴

¹NTT Media Intelligence Laboratories, NTT Corporation, 3-9-11 Midori-cho, Musashino-shi, Tokyo 180-8585,
Japan

²Department of Electrical and Computer Engineering, University of Canterbury, 20 Kirkwood Ave, Ilam,
Christchurch 8041, New Zealand

³Faculty of Informatics and Engineering, The University of Electro-Communications, 1-5-1 Chofugaoka,
Chofu-shi, Tokyo 182-8585, Japan

⁴Faculty of Science and Technology, Ryukoku University, 1-5 Yokotani, Seta Oe-cho, Otsu-shi, Shiga 520-2914,
Japan

E-mail: fukui.masahiro@lab.ntt.co.jp

Abstract This paper proposes a method for estimating noise-power spectrum and reducing stationary noise components in noisy speech signal. Noise reduction generally suppresses the stationary noise by applying a multiplicative gain calculated from the estimated noise-power spectrum. However, the accuracy of the noise-power estimation is degraded by the presence of superimposed speech. The proposed method aims to maintain the accuracy of the noise-power estimation in a period of speech. The method first estimates the power ratio of noise to input signal for each frequency bin by assuming the noise amplitude spectrum to be constant in a short time period which cannot be applied to the amplitude spectrum of speech. The method then improves the estimation accuracy by compensating for the errors caused by time variations in the stationary noise. Simulation results demonstrate the accuracy improvement of the noise-power estimation for the stationary noise and the better performance in terms of noise reduction.

Keywords: noise-power estimation, noise reduction, short-time spectral amplitude estimation, Wiener filter

1. はじめに

TV 会議に代表される遠隔地を結ぶ通信会議において、オフィスの空調音など、周囲雑音の存在する騒がしい環境でも十分なハンズフリー通話品質を達成することが望まれている。こうした背景を踏まえ、近年、音声通話の品質劣化の原因となる周囲雑音を抑圧する機能を備えたハンズフリー通信機器の研究開発が行われている [1], [2]。代表的な周囲雑音の抑圧処理としては、スペクトルサブトラクション法 [3] などの短時間スペクトル振幅 (short-time spectral amplitude: STSA) 推定に基づいた雑音抑圧処理 [3]-[6] がある。STSA 雑音抑圧処理は、1 チャンネル入力系の周波数領域処理であり、周囲雑音が混入した音声入力信号の短時間スペクトル振幅成分に雑音抑圧ゲインを重畳して、周囲雑音を抑圧し音声を強調する。この処理は、周波数ごとの雑音パワーの推定値に基づいて入力信号に含まれる雑音成分を抑圧するため、雑音パワーの推定精度が抑圧処理後の音声品質に大きく関わる。このことは、入力信号に音声が含まれる区間 (音声区間) において、周囲雑音に変動する場合に特に重要となる。

雑音パワー推定において、音声区間検出 (voice activity detection: VAD) [7] を用い、音声が存在しないと判断された区間から雑音パワーを取得する手法 [3]-[5] が提案されている。しかしながら、こうした手法では、音声区間中の周囲雑音の変動に追従できない問題がある。そのため、VAD を用いない、音声区間でも継続的に雑音パワーを推定する手法として、パワースペクトル平均値の最小値を周波数ごとに求め、現時刻の雑音パワーとする手法 [8]-[13] が広く利用されている。しかしながら、この手法は、音声区間が長時間継続すると、音声成分の影響により、雑音パワーを過大推定してしまい、結果として推定精度が低下してしまう場合がある。

そこで本論文では、STSA 雑音抑圧処理における重要なパラメータである雑音パワーについて、入力信号パワーに含まれる雑音パワーの割合 (雑音対信号比率 [noise-to-signal ratio]) を得ることで音声区間においても継続的に推定する手法を提案する。提案手法では、定常雑音の周波数ごとの振幅が短区間では一定値とみなすことができ、且つ音声成分が非定常であることを仮定することで、現時刻の雑音対信号比率を一次推定する。更に、雑音対信号比率の推定精度の向上を図るため、雑音対信号比率の一次推定値がもつ、周囲雑音の周波数振幅が一定であるという仮定と、実際には振幅が時変であることとのずれを補正することを行う。

以下、2. で STSA 雑音抑圧処理について説明し、3. で従来の雑音パワー推定手法とその問題点について述べる。提案する雑音パワー推定手法を 4. で説明し、計算機シミュレーションによる評価実験結果を 5. で示す。6. でまとめと今後の課題を述べる。

2. STSA 雑音抑圧処理

図 1 に STSA 雑音抑圧処理の構成例 [2] を示す。音声 $s(k)$ 、周囲雑音を $n(k)$ とすると、入力信号は $x(k) = s(k) + n(k)$ となる。入力信号、音声および周囲雑音の短時間スペクトルをそれぞれ $X_i(\omega)$, $S_i(\omega)$, $N_i(\omega)$ とすると、

$$X_i(\omega) = S_i(\omega) + N_i(\omega) \quad (1)$$

と表される。ここで、 i は短時間フーリエ変換の処理フレーム番号、 ω は離散的な周波数を表す整数である。STSA 雑音抑圧処理は、入力信号スペクトル $X_i(\omega)$ に実数の雑音抑圧ゲイン $G_i(\omega)$ を乗ずることで、周囲雑音を抑圧して音声を強調する。すなわち、音声スペクトルの推定値 $\hat{S}_i(\omega)$ は、

$$\hat{S}_i(\omega) = G_i(\omega)X_i(\omega) \quad (2)$$

と推定される。例えば、ウィナーフィルタ法 [4] と原信号付加方式 [14] を組み合わせた場合、雑音抑圧ゲイン $G_i(\omega)$ は、

$$G_i(\omega) = \alpha + (1 - \alpha) \frac{|X_i(\omega)|^2 - E[|\hat{N}_i(\omega)|^2]}{|X_i(\omega)|^2} \quad (3)$$

と与えられる [2]。ここで、 α は、1 以下の正の定数であり、未処理の原信号の付加割合を意味する。 $E[\cdot]$ は集合平均を表し、

$$E[P_i(\omega)] = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} P_{i-l}(\omega) \quad (4)$$

として計算される。ここで、 L はフレーム数、 $P_i(\omega)$ はスペクトルを表す。式 (3) に示す $E[|\hat{N}_i(\omega)|^2]$ は、周波数ごとの雑音パワー平均値 (以下、「雑音パワー」という。) である $E[|N_i(\omega)|^2]$ の推定値を表す。式 (3) からわかるように、雑音抑圧ゲイン $G_i(\omega)$ を求めるには、雑音パワー $E[|N_i(\omega)|^2]$ を推定する必要がある。したがって、雑音抑圧性能は、雑音パワー推定精度に大きく左右される。

3. 従来の雑音パワー推定手法とその問題

2. で述べたように、STSA 雑音抑圧処理において、雑音抑圧ゲイン $G_i(\omega)$ を高精度に求めるには、雑音パ

図1 STSA 雑音抑圧処理のブロック図

Fig. 1 Block diagram of STSA noise reduction

ワー $E[|N_i(\omega)|^2]$ の推定精度が重要となる。ここでは、VAD を用いず、音声区間においても継続的に雑音パワーを推定する手法として文献 [8] を取り上げ、その問題点について議論する。

3.1 従来手法

従来の雑音パワー推定手法 [8] は、入力信号のパワーが小さい区間では音声がかほとんどないと仮定し、周波数ごとの入力信号のパワースペクトル平均値における、閉区間 $[i-L+1, i]$ 内の最小値を雑音パワーとする手法である。雑音パワーの推定値 $E[|\hat{N}_i(\omega)|^2]$ は、

$$E[|\hat{N}_i(\omega)|^2] = \kappa \min_{l=0, \dots, L-1} \{ \Psi[|X_{i-l}(\omega)|^2] \} \quad (5)$$

として計算される。ここで、 κ は、最小値と平均値の間の誤差を補償する定数である。 $\min\{\cdot\}$ は最小値選択を意味する。 $\Psi[\cdot]$ は、移動平均を求める処理を表し、

$$\Psi[P_i(\omega)] = \epsilon \Psi[P_{i-1}(\omega)] + (1 - \epsilon) P_i(\omega) \quad (6)$$

として計算される。ここで、 ϵ は、 $0 < \epsilon < 1$ を満たす忘却係数であり、指数関数的な減衰の割合を決定する。式 (5) に示すように、時系列の分散が大きい瞬時値 $|X_i(\omega)|^2$ ではなく、分散の小さな平均値 $\Psi[|X_i(\omega-l)|^2]$ を用いることで、雑音パワー推定値となる最小値が、目標とする雑音パワーから大きく外れることを防止している。

3.2 従来手法の問題点

従来の雑音パワー推定手法の問題点は、雑音パワー $E[|N_i(\omega)|^2]$ を推定するために、入力信号のパワースペクトル平均値 $\Psi[|X_i(\omega)|^2]$ の閉区間 $[i-L+1, i]$ 内に、音声成分がほとんどない区間を必要とする点である。

3.1 で述べたように、従来手法において、推定精度を保つためには、パワー時系列の分散が小さいほどよい。しかしながら、分散を小さくするために、 ϵ の値を大きく設定することで $\Psi[|X_i(\omega)|^2]$ を求める移動平均の区間を長くすれば、周囲雑音だけでなく音声も平均され、音声成分が含まれない区間が閉区間 $[i-L+1, i]$ 内に現れず、雑音パワーを過大推定してしまう可能性がある。一方、これを補うために閉区間を十分に長く設定すると、雑音変動に対する追従性が低下してしまう¹。従来手法では、VAD を必要としないものの、音声区間における雑音パワー推定の精度低下が懸念される。

4. 提案する雑音パワー推定手法

3.2 で述べたように、従来手法 [8] では、音声区間中の雑音パワー推定において、精度低下を伴う問題がある。そこで筆者らは、雑音パワー推定精度の改善を目的とし、雑音対信号比率に基づく雑音パワー推定手法を提案する。本手法は、従来手法と同様に、雑音パワー推定のために VAD を必要とせず、音声区間と、音声のない周囲雑音のみの区間（雑音区間）を区別することなく処理が行われる。提案手法は、雑音パワー推定の基本処理と雑音対信号比率推定値の補正処理の 2 つのステップからなる。

4.1 雑音パワー推定の基本処理

提案する雑音パワー推定手法では、雑音対信号比率 $\gamma_i(\omega)$ から、雑音パワー $E[|N_i(\omega)|^2]$ を

$$E[|N_i(\omega)|^2] = \gamma_i(\omega) E[|X_i(\omega)|^2] \quad (7)$$

として求めることを考える。ここで、式 (7) の雑音対信号比率 $\gamma_i(\omega)$ は、式 (4) より次のようになる。

$$\gamma_i(\omega) = \frac{E[|N_i(\omega)|^2]}{E[|X_i(\omega)|^2]} \quad (8)$$

¹ 雑音パワー推定値は、区間内の最小値が更新されるまで不変であるため。

$$= \frac{\frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |N_{i-l}(\omega)|^2}{\frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |X_{i-l}(\omega)|^2} \quad (9)$$

$$= \frac{\sum_{l=0}^{L-1} |N_{i-l}(\omega)|^2}{\sum_{l=0}^{L-1} |X_{i-l}(\omega)|^2} \quad (10)$$

式 (10) において、 $\sum_{l=0}^{L-1} |N_{i-l}(\omega)|^2$ が未知であるため、雑音対信号比率 $\gamma_i(\omega)$ を計算することはできない。そこで本手法では、

(i) 閉区間 $[i-L+1, i]$ 内で、周囲雑音の周波数振幅 $|N_i(\omega)|$ が時間によらず常に一定（定数）

(ii) 音声の周波数振幅 $|S_i(\omega)|$ が非定常

であれば、コーシー＝シュワルツの不等式により、

$$\left(\frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |N_{i-l}(\omega)| \right)^2 \approx \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |N_{i-l}(\omega)|^2 \quad (11)$$

$$\left(\frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |S_{i-l}(\omega)| \right)^2 \ll \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |S_{i-l}(\omega)|^2 \quad (12)$$

と仮定し、雑音対信号比率の推定値 $\hat{\gamma}_i(\omega)$ を求める。式 (12) では、 $|S_{i-l}(\omega)|$ が非定常性の高い係数であるとき、左辺が右辺より十分に小さいものとする。本仮定の妥当性確認と検証については後述する。式 (12) 左辺の $(\frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |S_{i-l}(\omega)|)^2$ を誤差成分 δ_S とし、式 (11)、式 (12)、および式 (12) より、雑音パワーの推定値 $E[|\hat{N}_i(\omega)|^2]$ を入力信号スペクトル $X_i(\omega)$ から次式のように近似的に求める。

$$E[|\hat{N}_i(\omega)|^2] \approx \left(\frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |X_{i-l}(\omega)| \right)^2 \quad (13)$$

$$= \left(\frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |S_{i-l}(\omega) + N_{i-l}(\omega)| \right)^2 \quad (14)$$

$$\approx \delta_S + \left(\frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |N_{i-l}(\omega)| \right)^2 \quad (15)$$

$$\approx \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |N_{i-l}(\omega)|^2 \quad (16)$$

上記の近似展開では、 $|S_{i-l}(\omega)|$ が非定常性の高い係数で値が小さいとして δ_S を無視し、雑音レベルを導出

した。式 (8)、式 (9)、および式 (13) より、雑音対信号比率の推定値 $\hat{\gamma}_i(\omega)$ は次式で与えられる。

$$\hat{\gamma}_i(\omega) = \frac{E[|\hat{N}_i(\omega)|^2]}{E[|X_i(\omega)|^2]} \quad (17)$$

$$= \frac{\left(\frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |X_{i-l}(\omega)| \right)^2}{\frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |X_{i-l}(\omega)|^2} \quad (18)$$

$$= \frac{\left(\sum_{l=0}^{L-1} |X_{i-l}(\omega)| \right)^2}{L \sum_{l=0}^{L-1} |X_{i-l}(\omega)|^2} \quad (19)$$

式 (19) からわかるように、提案する雑音対信号比率推定値 $\hat{\gamma}_i(\omega)$ は、入力信号の周波数ごとの振幅時系列に含まれる定常成分の割合（以下、「定常成分対信号比率」と称す）に等しい。入力信号スペクトル $X_i(\omega)$ を $P_i(\omega)$ に置き換え一般化し、定常成分対信号比率 $\hat{\gamma}_i(\omega)^P$ を次式として与える。

$$\hat{\gamma}_i(\omega)^P = \frac{\left(\sum_{l=0}^{L-1} |P_{i-l}(\omega)| \right)^2}{L \sum_{l=0}^{L-1} |P_{i-l}(\omega)|^2} \quad (20)$$

これら $\hat{\gamma}_i(\omega)$ および $\hat{\gamma}_i(\omega)^P$ は、ある離散周波数 ω で、雑音のような定常成分が占める割合が大きいとき、その周波数で $\hat{\gamma}_i(\omega)$ が 1 に近い値となる。反対に、音声のような非定常成分が占める割合が大きいとき、0 に近い値となる。

ここで、本手法の仮定 (i) および (ii) の妥当性について述べる。図 2 に、式 (20) より求めた周囲雑音、音声、および雑音重畳音声の定常成分対信号比率 $\hat{\gamma}_i(\omega)^N$ 、 $\hat{\gamma}_i(\omega)^S$ 、 $\hat{\gamma}_i(\omega)^{S+N}$ をそれぞれ示す。縦軸が定常成分対信号比率、横軸が周波数を表す。実線は空調雑音を用いた場合の定常成分対信号比率 $\hat{\gamma}_i(\omega)^N$ 、太点線は音声として男声を与えた場合の定常成分対信号比率 $\hat{\gamma}_i(\omega)^S$ 、破線は空調雑音に音声を加えた雑音重畳音声の定常成分対信号比率 $\hat{\gamma}_i(\omega)^{S+N}$ を示す。定常成分対信号比率 $\hat{\gamma}_i(\omega)^N$ 、 $\hat{\gamma}_i(\omega)^S$ 、および $\hat{\gamma}_i(\omega)^{S+N}$ はそれぞれ、

$$\hat{\gamma}_i(\omega)^N = \frac{\left(\sum_{l=0}^{L-1} |N_{i-l}(\omega)| \right)^2}{L \sum_{l=0}^{L-1} |N_{i-l}(\omega)|^2} \quad (21)$$

図2 空調雑音、音声、および雑音重畳音声の定常成分対信号比率

Fig. 2 Stationary-component-to-signal ratio for air-conditioning noise, clean speech, and noisy speech

$$\hat{\gamma}_i(\omega)^S = \frac{\left(\sum_{l=0}^{L-1} |S_{i-l}(\omega)| \right)^2}{L \sum_{l=0}^{L-1} |S_{i-l}(\omega)|^2} \quad (22)$$

$$\hat{\gamma}_i(\omega)^{S+N} = \frac{\left(\sum_{l=0}^{L-1} |S_{i-l}(\omega) + N_{i-l}(\omega)| \right)^2}{L \sum_{l=0}^{L-1} |S_{i-l}(\omega) + N_{i-l}(\omega)|^2} \quad (23)$$

として求めた。式(1)の関係より、式(23)の雑音重畳音声の定常成分対信号比率 $\hat{\gamma}_i(\omega)^{S+N}$ は、式(19)の雑音対信号比率 $\hat{\gamma}_i(\omega)$ に等しい。図2からわかるように、周囲雑音の場合は全ての周波数帯域においてこの比率が0.8前後であるのに対し、音声の場合は平均で約0.35をとる。また、周囲雑音に関して、車内雑音および街頭雑音を用いたの定常成分対信号比率を図3に示す。本図より、これらの周囲雑音でも比率が0.7~0.8程度と高いことが分かる。これらのことから、仮定(i)および(ii)の妥当性が高いと判断できる。

4.2 雑音対信号比率推定値の補正処理

4.1で述べたように、雑音対信号比率の推定値 $\hat{\gamma}_i(\omega)$ は、入力信号の定常成分対信号比率による近似値であ

図3 車内雑音と街頭雑音の定常成分対信号比率

Fig. 3 Stationary-component-to-signal ratio for car and street noises

る。しかしながら、実際には、周囲雑音の周波数振幅は一定値でなく分散を含むものであるため、図2および図3に示すように、周囲雑音の定常成分対信号比率が1とはならない。また、音声の周波数振幅が $|S_i(\omega)| \geq 0$ であるため、同図に示すように、音声の定常成分対信号比率は0に近い値をとるが0とはならない。これらのことから、上述した雑音対信号比率推定値 $\hat{\gamma}_i(\omega)$ に誤差が生じてしまう。そこで、この誤差を補正するために、推定値 $\hat{\gamma}_i(\omega)$ を1または0に近づけるように、図2に示す雑音と音声のそれぞれの定常成分対信号比率 $\hat{\gamma}_i(\omega)^N$, $\hat{\gamma}_i(\omega)^S$ に基づいた強調化を行う。強調化後の雑音対信号比率推定値を $\hat{\gamma}_i(\omega)^C$ として、強調化の1つの方法を次式に示す。

$$\hat{\gamma}_i(\omega)^C = \begin{cases} a_1(\omega)\hat{\gamma}_i(\omega) + b_1(\omega), & \text{if } \hat{\gamma}_i(\omega) > c_{\text{mid}}(\omega) \\ a_2(\omega)\hat{\gamma}_i(\omega) + b_2(\omega), & \text{otherwise} \end{cases} \quad (24)$$

ここで、 $a_1(\omega)$ と $a_2(\omega)$ は傾き、 $b_1(\omega)$ と $b_2(\omega)$ は切片、 $c_{\text{mid}}(\omega)$ は閾値を表し、それぞれ、

$$a_1(\omega) = \frac{0.5}{c_{\text{max}}(\omega) - c_{\text{mid}}(\omega)} \quad (25)$$

$$a_2(\omega) = \frac{0.5}{c_{\text{mid}}(\omega) - c_{\text{min}}(\omega)} \quad (26)$$

$$b_1(\omega) = 0.5 \left\{ 1 - \frac{c_{\text{mid}}(\omega)}{c_{\text{max}}(\omega) - c_{\text{mid}}(\omega)} \right\} \quad (27)$$

$$b_2(\omega) = -0.5 \frac{c_{\text{min}}(\omega)}{c_{\text{mid}}(\omega) - c_{\text{min}}(\omega)} \quad (28)$$

$$c_{\text{mid}}(\omega) = \frac{c_{\text{max}}(\omega) + c_{\text{min}}(\omega)}{2} \quad (29)$$

図4 強調化の入出力特性例

Fig. 4 Input-output characteristic example on emphasis processing

として与える。ただし、 $c_{\max}(\omega)$ は、雑音の定常成分対信号比率 $\hat{\gamma}_i(\omega)^N$ に相当する定数、 $c_{\min}(\omega)$ は、音声の定常成分対信号比率 $\hat{\gamma}_i(\omega)^S$ に相当する定数である。式 (24) は、傾き $a_1(\omega)$ および $a_2(\omega)$ 、切片 $b_1(\omega)$ および $b_2(\omega)$ の直線の回帰式であり、定数 $c_{\max}(\omega)$ および $c_{\min}(\omega)$ の設定によって、推定値 $\hat{\gamma}_i(\omega)$ の強調の割合を制御することができる。図4に、定数 $c_{\max}(\omega) = 0.8$ 、 $c_{\min}(\omega) = 0.2$ に設定したときの、式 (24) から得られる強調化の入出力特性を示す。横軸が元の雑音対信号比率推定値 $\hat{\gamma}_i(\omega)$ 、縦軸が強調化した後の雑音対信号比率推定値 $\hat{\gamma}_i(\omega)^C$ を表す。

雑音対信号比率 $\gamma_i(\omega)$ とその推定値 $\hat{\gamma}_i(\omega)$ 、図4に示す強調化後の推定値 $\hat{\gamma}_i(\omega)^C$ の時間推移の例を図5に示す。縦軸が比率、横軸が時間を表す。薄線は雑音対信号比率 $\gamma_i(\omega)$ 、点線はその推定値 $\hat{\gamma}_i(\omega)$ 、実線は強調化後の推定値 $\hat{\gamma}_i(\omega)^C$ を示す。図5からわかるように、閾値 $c_{\text{mid}}(\omega) = 0.5$ を境界線として、雑音対信号比率推定値 $\hat{\gamma}_i(\omega)$ を1または0に近づけるように強調化がなされている。このように、不完全さをもつ仮定 (i), (ii) のために生じる誤差を強調化で補正することによって、推定値を目標値 $\gamma_i(\omega)$ に近づけることができる。提案手法では、上述した強調化後の雑音対信号比率推定値 $\hat{\gamma}_i(\omega)^C$ を用いて、雑音パワー推定値 $E[|\hat{N}_i(\omega)|^2]$ を次式のように計算する。

$$E[|\hat{N}_i(\omega)|^2] = \frac{\hat{\gamma}_i(\omega)^C}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |X_{i-l}(\omega)|^2 \quad (30)$$

本章のまとめとして、4.1 と 4.2 で述べた雑音パワー

図5 1 kHz での雑音対信号比率の真値および推定値の時間推移

Fig. 5 Time changes of true noise-to-signal ratio and its estimate at 1 kHz

推定および推定値の補正処理について、それぞれの処理の流れを図6に示す。

5. 評価実験

提案手法の有効性を確認するため、雑音パワー推定精度と雑音抑圧性能について、従来手法 [8] と提案手法の比較評価をシミュレーション実験により行った。雑音抑圧の性能については、2. で述べたウィナーフィルタ法に基づく STSA 雑音抑圧処理 [2] を用いて検証した。

5.1 実験条件

雑音パワー推定値の算出として、従来手法は式 (5)、提案手法は式 (30) をそれぞれ用いた。標本化周波数を 8 kHz、周波数処理を行う際の処理フレーム長を 256 点 (32 ms) とし、1/2 オーバーラップ加算による分析合成を用いて計算機シミュレーションを行った。パラメータ L 、 ϵ 、 κ について、 $L = 50$ (1/2 オーバーラップにより 16 ms ずつフレームシフトするため、50 フレームは 0.8 s に相当)、 $\epsilon = 0.9$ 、 $\kappa = 1.5$ と文献 [8] に示されている値を用いた。音声 $s(k)$ として、図7に示す女声を与えた²。図中の音声サンプルは、8 秒

² 結果の妥当性を図るため、図2および図3で用いた音声とは別の信号を用いて試験を行った。

図6 提案手法のブロック図

Fig. 6 Block diagram of proposed method

程度の短文章を発声³，国際電気通信連合 電気通信標準化部門 (International Telecommunication Union Telecommunication Standardization Sector: ITU-T) 勧告 P.800[15] に準拠して録音され，その後，8 秒の無音信号を加え，作成された。

周囲雑音 $n(k)$ として，定常である空調雑音と，時間変動を伴う車内雑音および街頭雑音，およびタイピング音や会話など非定常音を伴うオフィス雑音の4種類を用いた。これらの雑音サンプルは，それぞれ，電子協騒音データベース [16] の「空調機」，NTT アドバンステクノロジー株式会社の環境騒音データベース [17] の「コンパクトカー」，「市街道路」，「オフィス内」のサンプルである。空調雑音，車内雑音，および街頭雑音は，図2および図3に示すように定常成分対信号比率が高く，仮定 (i) が成り立つ場合の性能評価として用いられる。これに対し，オフィス雑音は，話し声や物音などを含み非定常性が高く，仮定 (i) が成り立たない場合の性能評価として用いられる。入力信号の SNR (Signal-to-noise ratio) は，それぞれ 0 dB, -6 dB, 6 dB, 9 dB とした。

³ 発話の内容を，夏目漱石著「坊っちゃん」より引用し，「小学校に居る時分学校の二階から飛び降りて一週間ほど腰を抜かしたことがある。」とした。

図7 音声 (女性)

Fig. 7 Speech signal (female)

5.2 雑音パワーの推定精度の評価

推定精度の評価指標として，雑音パワー推定誤差 $e(i)$ を

$$e(i) = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{M} \sum_{\omega=0}^{M-1} \frac{|E[|N_i(\omega)|^2] - E[|\hat{N}_i(\omega)|^2]|}{E[|N_i(\omega)|^2]} \right) \quad (31)$$

として定義した⁴。ここで， M は平均する範囲を決定するサンプル数を表し， $M = 128$ とする。上式は，処理フレーム i における雑音パワー推定値と目標値の誤差の大きさを評価できる。

図8～図11に各雑音を用いた場合の $e(i)$ の時間推移をそれぞれ示す。縦軸が推定誤差，横軸が時間である。従来手法の誤差が点線，提案手法の誤差が太線である。

図8～図10に示すように，定常性の高い3種類の雑音に対し，提案手法の推定精度は従来手法より優れている。雑音区間 (0～8 s) においては，提案手法の推定精度が従来手法より平均で約 5 dB 向上している。音声成分のない雑音区間でさえ推定精度が改善した理由として，従来手法が入力信号のパワースペクトル平均値の最小値を選択する手法であるため，従来手法において目標値である雑音パワーとの間に大きな誤差が生じたためと考えられる。また，音声区間 (8～16 s) においては，提案手法の推定精度が従来手法と比べ平均で約 7 dB 向上している。このことは，提案手法に

⁴ 周囲雑音および音声は低域にパワーが集中するため，残差パワーを目標値 $E[|N_i(\omega)|^2]$ で周波数ごとに正規化している。

図 8 空調雑音の推定誤差

Fig. 8 Estimation error for air-conditioning noise

図 10 街頭雑音の推定誤差

Fig. 10 Estimation error for street noise

図 9 車内雑音の推定誤差

Fig. 9 Estimation error for vehicle noise

図 11 オフィス雑音の推定誤差

Fig. 11 Estimation error for office noise

より、空調雑音のような定常的な雑音だけでなく比較的推定が困難である時間変動を伴う雑音環境下でも、従来手法に比べ音声区間中の雑音パワーの推定精度を向上できたことを示す。

しかしながら、図 11 に示すように、オフィス雑音に対しては、雑音区間における提案手法の推定精度が従来手法と同程度であった。提案手法では、仮定 (1) において閉区間内での雑音の定常性を仮定している。これに対し、オフィス雑音には非定常性の高い成分が含まれるため、仮定 (1) が成り立たず推定精度が低下したと考えられる。音声区間においては、提案手法は音声成分の影響を抑え、推定精度を従来手法と比べて平均で約 4 dB 改善できた。

5.3 雑音抑圧性能の評価

雑音抑圧性能を評価するため、従来手法、および提案手法、それぞれに対し、式 (3) のゲイン計算式に基づく STSA 雑音抑圧処理を組み合わせる実験を行った。

図 12 に入力信号、図 13 に従来手法の雑音抑圧処理後の信号、図 14 に提案手法の処理信号を示す。入力信号は、図 7 の音声に街頭雑音を加算した信号とした。これらの時間波形およびスペクトログラムからわかるように、雑音区間 (0~8 s) において、提案手法と従来手法は雑音を同程度抑えている。音声区間 (8~16 s) においては、従来手法に比べ音声 $s(k)$ の波形がより復元されていることがわかる。

図 12 入力信号 (処理前信号)

Fig. 12 Input signal (original signal)

図 14 提案手法の処理信号

Fig. 14 Output signal from proposed method

図 13 従来手法の処理信号

Fig. 13 Output signal from conventional method

図 15 各信号のパワーエンベロープ (雑音区間)

Fig. 15 Power envelope of each signal (noise section)

図??は、上述した雑音区間の各信号のパワーエンベロープ、図 16 は、音声区間の各信号のパワーエンベロープを表す。縦軸がパワー、横軸が時間である。図??および図 16 より、提案手法の雑音区間中の雑音抑圧量が従来手法と同程度であり、音声区間中において提案手法が従来手法に比べ音声の欠損が少ないことが確認できる。入力信号 (処理前の信号) と処理後の信号のレベル差より求めた雑音区間中の雑音抑圧量は、従来手法と提案手法でそれぞれ 11.13 dB と 11.33 dB であった。

音声区間中の品質については、複数の評価データを用いて定量評価を行った。雑音抑圧性能の評価尺度として、雑音抑圧量 (Noise reduction rate: NRR) [18], 歪

み評価尺度として信号対歪み比 (Signal-to-distortion ratio: SDR) [19] と対数スペクトル歪み (Log spectral distortion: LSD) [20] をそれぞれ用いた。評価に用いる音声 $s(k)$ を、図 17 に示す男性 3 名、女性 3 名の音声から構成される長さ 180 s の音声とした。180 s 間全て音声区間である。音声サンプルは、ITU-T 勧告 P.800 に準拠して録音された。また、周囲雑音 $n(k)$ として、電子協騒音データベースの雑音空調雑音、NTT アドバンステクノロジー株式会社の環境騒音データベースの車内雑音、街頭雑音、およびオフィス雑音を用いた。入力信号の SNR は、それぞれ、0 dB, -6 dB, 6 dB, 9 dB である。NRR は値が大きいほど高い雑音

図 16 各信号のパワーエンベロープ (音声区間)

Fig. 16 Power envelope of each signal (speech section)

抑圧性能を示すものであり、次式で定義される。

$$\text{NRR} = \text{SNR}_{\text{out}}[\text{dB}] - \text{SNR}_{\text{in}}[\text{dB}] \quad (32)$$

ここで、 SNR_{out} は出力信号 (雑音抑圧処理後の信号) の SNR, SNR_{in} は入力信号 (処理前の信号) の SNR を示す。SDR は値が大きいくほど時間波形の歪みが小さいことを示すものであり、次式より計算する。

$$\text{SDR} = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{k=0}^{K-1} s^2(k)}{\sum_{k=0}^{K-1} \{s(k) - \lambda \hat{s}(k)\}^2} \right) \quad (33)$$

$$\lambda = \sqrt{\frac{\sum_{k=0}^{K-1} s^2(k)}{\sum_{k=0}^{K-1} \hat{s}^2(k)}} \quad (34)$$

ここで、 $\hat{s}(k)$ は処理後の信号、 K は入力信号のサンプル数を表し、 $K = 1440000$ (180 s に相当) である。LSD は信号のスペクトル包絡の歪みの大きさを示す尺度であり、次のように定義される。

$$\text{LSD} = \frac{\sqrt{2}10}{\log_e 10} \sqrt{\text{E} \left[\frac{1}{2} (c_0 - \hat{c}_0)^2 + \sum_{m=1}^{\infty} (c_m - \hat{c}_m)^2 \right]} \quad (35)$$

ここで、 c_m および $\hat{c}_m$ は、それぞれ入力信号と処理後の信号の m 次のケプストラム係数を示す。E[·] は期待値演算子を表す。

表 1 NRR による性能比較

Table 1 Comparison by NRR

	Conventional	Proposed
Air-conditioning noise	7.55 dB	8.51 dB
Vehicle noise	7.68 dB	8.8 dB
Street noise	7.23 dB	8.06 dB
Office noise	3.40 dB	2.93 dB

表 2 SDR による性能比較

Table 2 Comparison by SDR

	Conventional	Proposed
Air-conditioning noise	6.07 dB	6.42 dB
Vehicle noise	3.98 dB	4.05 dB
Street noise	10 dB	13.09 dB
Office noise	9.26 dB	10.73 dB

表 3 LSD による性能比較

Table 3 Comparison by LSD

	Conventional	Proposed
Air-conditioning noise	7.34 dB	5.93 dB
Vehicle noise	9.72 dB	9.1 dB
Street noise	5.76 dB	3.74 dB
Office noise	6.45 dB	5.83 dB

表 1, 表 2, 表 3 に、NRR, SDR, LSD の従来手法と提案手法の性能比較結果をそれぞれ示す。これらの値は、180 s 間の平均より計算された。これらの結果より、空調雑音、車内雑音、および街頭雑音の 3 つの周囲雑音において、提案手法が従来手法より優れていることがわかる。しかしながら、オフィス雑音に対しては、提案手法により SDR と LSD は改善したものの、NRR は従来手法より低い値となった。これらの結果より、提案手法は、空調雑音、車内雑音、および街頭雑音のような、定常性の高い雑音に対し有効性が高いといえる。オフィス雑音のような非定常性の高い雑音に対しては、提案手法による音声歪み低減は確認できたものの、雑音抑圧量の改善は本実験で見られなかった。

図 17 180 秒の音声

Fig. 17 Speech signal of 180 seconds

6. まとめ

本論文では、STSA 雑音抑圧処理に不可欠な雑音パワー推定の精度改善を目的とした。提案手法は、周囲雑音の周波数ごとの振幅が短区間で一定であり、且つ音声信号が非定常であることを仮定し、入力信号に含まれる周囲雑音の割合を周波数ごとに逐次推定することで、音声区間でも雑音パワー推定を可能とする。計算機シミュレーションにおいて、空調雑音、車内雑音、および街頭雑音のような、定常性の高い雑音に対し、入力信号のパワースペクトル平均値の最小値を選択して雑音パワーとする従来手法よりも、雑音パワーの推定精度が向上することを示した。また、STSA 雑音抑圧処理に適用することにより、定常性の高い雑音に対し、従来手法と比較して高い雑音抑圧性能と音声品質を達成した。しかしながら、本手法においては、雑音の定常性を仮定するため非定常性の高い雑音に対応できないという事実があり、実験ではオフィス雑音に対して優位な差は見られなかった。このような非定常性の高い雑音に対し、いかに対応するかが今後の課題である。

参考文献

- [1] C. Beaugeant, V. Turbin, P. Scalart and A. Gilloire: New optimal filtering approaches for hands-free telecommunication terminals, *Signal Process.*, Vol. 64, No. 1, pp. 33–47, Jan. 1998.
- [2] 阪内澄字, 羽田陽一, 田中雅史, 佐々木潤子, 片岡章俊: 雑音抑圧及びエコー抑圧機能を備えた音響エコーキャンセラ, *信学論 (A)*, Vol. J87-A, No. 4, pp. 448–457, Apr. 2004.
- [3] S. F. Boll: Suppression of acoustic noise in speech using spectral subtraction, *IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Proc.*, Vol. 27, No. 2, pp. 113–120, Apr. 1979.
- [4] J.S. Lim and A.V. Oppenheim: Enhancement and bandwidth compression of noisy speech, *Proc. IEEE*, Vol. 67, No. 12, pp. 1586–1604, Dec. 1979.
- [5] Y. Ephraim and D. Malah: Speech enhancement using a minimum-mean square error short-time spectral amplitude estimator, *IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Proc.*, Vol. 32, No. 6, pp. 1109–1121, Dec. 1984.
- [6] 加藤正徳, 杉山昭彦, 芹沢昌宏: 重み付き雑音推定と MMSE STSA 法に基づく高音質雑音抑圧, *信学論 (A)*, Vol. J87-A, No. 7, pp. 851–860, Jul. 2004.
- [7] A. Benyassine et al.: ITU-T Recommendation G.729 Annex B: a silence compression scheme for use with G.729 optimized for V.70 digital simultaneous voice and data applications, *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 39, No. 9, pp. 64–73, Sep. 1997.
- [8] R. Martin: Spectral subtraction based on minimum statistics, *Proc. EUSIPCO'94*, pp. 1182–1185, Sept. 1994.
- [9] R. Martin: An MMSE soft-decision estimator for combined noise and residual echo reduction, *Proc. IWAENC'99*, pp. 84–87, Sept. 1999.
- [10] T. Gulzow: Spectral-subtraction-based speech enhancement using a new estimation technique for non-stationary, *Proc. IWAENC'99*, pp. 76–79, Sept. 1999.
- [11] S. Gustafsson, R. Martin, P. Jax and P. Vary: A psychoacoustic approach combined acoustic echo cancellation and noise reduction, *IEEE Trans. Speech and Audio*, Vol. 10, No. 5, pp. 245–255, Jul. 2002.
- [12] K. V. Sorensen and S. V. Andersen: Speech enhancement with natural sounding residual noise based on connected time-frequency speech presence regions, *EURASIP Journal on Applied Signal Process.*, Vol. 2005, No. 1, pp. 2954–2964, Jan. 2005.
- [13] R. Martin: Bias compensation methods for minimum statistics noise power spectral density estimation, *Signal Process.*, Vol. 86, No. 6, pp. 1215–1229, Jun. 2006.
- [14] 佐々木潤子, 田中雅史: マスキング効果を用いた低歪み雑音低減方式の検討, *信学技報*, EA98–106, Dec. 1998.
- [15] ITU-T Recommendation P.800 – Methods for subjective determination of transmission quality, Aug. 1996.
- [16] 電子協騒音データベース: <http://research.nii.ac.jp/src/JEIDA-NOISE.html>.
- [17] 環境騒音データベース: http://www.ntt-at.co.jp/page.jsp?id=1793&content_id=362.

- [18] 猿渡洋: アレー信号処理を用いたブラインド音源分離の基礎, 信学技報, EA2001-7, pp. 49-56, Apr. 2001.
- [19] 堀井圭祐, 福森隆寛, 森勢将雅, 中山雅人, 西浦敬信, 山下洋一, 南條浩輝: 雑音下音声受音における Weighted 反復スペクトル減算法を用いたミュージカルノイズの低減, 信学論 (D), Vol. J96-D, No. 3, pp. 664-674, Mar. 2013.
- [20] P. Jax and P. Vary: An upper bound on the quality of artificial bandwidth extension of narrowband speech signals, Proc. ICASSP2002, Vol. 1, pp. 237-240, May 2002.

中川 朗 1992 年 九工大・情報卒, 1994 年 同大学院修士課程了。同年, 日本電信電話株式会社 (NTT) 入社。現在, NTT メディアインテリジェンス研究所主任研究員。2001 年 電子情報通信学会学術奨励賞, 2001 年 日本音響学会佐藤論文賞受賞。日本音響学会会員。

福井 勝宏 2002 年 立命館大・理工・情報卒, 2004 年 奈良先端科学技術大学院大学修士課程了。同年日本電信電話株式会社 (NTT) 入社。現在, NTT メディアインテリジェンス研究所音声言語メディアプロジェクトにて音声, 楽音符号化および音響エコーキャンセラに関する研究に従事。電子情報通信学会, 日本音響学会, IEEE 各会員。

羽田 陽一 1987 年 東北大・理・物理卒, 1989 年 同大学院理学研究科修士課程了。同年, 日本電信電話株式会社 (NTT) 入社。以来, 音響信号処理に関する研究開発に従事。博士 (情報科学)。2012 年 10 月より電気通信大学情報理工学研究科総合情報学専攻教授。1996 年 電子情報通信学会学術奨励賞, 1997 年 電子情報通信学会第 34 回業績賞, 1998 年 日本音響学会栗屋潔学術奨励賞, 2001 年 電子情報通信学会論文賞, 同年日本音響学会佐藤論文賞受賞。電子情報通信学会, 日本音響学会, IEEE 各会員。

島内 末廣 1991 年 東工大・工・電子物理工卒, 1993 年 同大学院修士課程了。2007 年 同大学院博士課程了。博士 (工学)。1993 年 日本電信電話株式会社 (NTT) 入社。現在, NTT メディアインテリジェンス研究所主任研究員。電子情報通信学会, 日本音響学会, IEEE 各会員。

大室 伸 1990 年 3 月 名古屋大学大学院工学研究科電気・電子工学専攻修士課程了。同年 4 月 日本電信電話 (NTT) 入社。以来, 主に高効率音声符号化と VoIP アプリケーションの研究・開発, ITU-T 標準化に従事。NTT メディアインテリジェンス研究所 主幹研究員。電子情報通信学会, 日本音響学会, IEEE 各会員。

日岡 裕輔 2000 年 慶大・理工・システムデザイン工卒, 2005 年 同大学院後期博士課程了。博士 (工学)。同年日本電信電話 (NTT) 入社。NTT サイバースペース研究所にて, マイクロホンアレー信号処理の研究に従事。2010 年 より 1 年間, ニュージーランド, Victoria University of Wellington 客員研究員, 2013 年 ニュージーランド, University of Canterbury, Lecturer, 現在に至る。IEEE シニア会員, 日本音響学会会員。

片岡 章俊 1984 年 同志社大・工・電気卒, 1986 年 同大学院修士課程了。同年 NTT 入社, 以来, 雑音・残響抑圧, 音響マイクロホンアレー, 音声強調, 音声の高効率符号化など音声・音響信号処理の研究, ITU 音声符号化標準化に従事。2008 年より龍谷大学・理工学部・教授, 工博。1996 年, 2006 年 日本音響学会技術開発賞, 2003 年 全国発明表彰特許庁長官賞。2006 年 電子情報通信学会通信ソサイエティ論文賞 (Best Paper Award) 各受賞。電子情報通信学会, 日本音響学会, IEEE 各会員。

各会員。

(2013 年 3 月 13 日受付; 2013 年 7 月 29 日再受付)