

周期性騒音の能動制御 – 救急車の警告音への応用 –\*

◎藤川 崇聡 † 嶋田 泰幸 † 西村 義隆 † 宇佐川 毅 † 江端 正直 †  
 †(久留米工業大学) †(熊本大・工)

1. はじめに

現在、高齢化社会や交通量の増加等により救急車の出動件数が増加している。救急車は電子サイレン音(以下ピーポー音と称す)により、一般車両および歩行者等にその接近を知らせており、その大きさは救急車前方 20m の位置において 90dB 以上 120dB 以下と定められている [1]。しかしながら救急車内部にいる救急隊員や患者にとってピーポー音は聞こえる必要はない。また、隊員や患者のコミュニケーション、無線通信の妨げになることが予想される。さらに、頻繁に救急車警告音を聞くを救急隊員にとっては、耳なりや残音感等の身体的悪影響、緊張感やストレスといった心理的悪影響があるという報告もある [2]。

そこで本論文では、このピーポー音が周期性信号であることに着目し、周波数追従機構を有した Delayed-X Harmonics Synthesizer (DXHS) アルゴリズム [3][4] を適応アルゴリズムとした場合、その能動制御を計算機によるシミュレーションで行ったので、ここに紹介する。

2. 能動制御システムの基本動作

図 1 に能動制御システムの概略図を示し、その基本動作を以下に示す。適応アルゴリズムによって作成された制御対象信号がジェネレータから出力され、制御点で抑制が行われる。その際に生じた誤差信号がエラーパスを経由して再び適応アルゴリズムに入力され、パラメータの更新が行われる。評価基準には誤差信号の二乗誤差を用い、その値が最小に向かうように制御信号のパラメータが調整される。

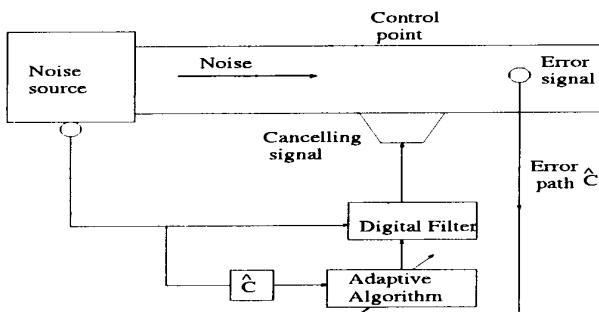


図 1. ANC システムの概略図

3. ピーポー音の特徴

ピーポー音は周期性信号である。また、高音は 960Hz、低音は 770Hz の高低 2 音の繰り返しであり、その音の長さは双方共に 0.65s である [1]。音量切替は強・弱の 2 種類があり [2]、機種によって振幅変調を施している場合もある。本論文では、計算機上で図 2 に示すような振幅特性を持つ模擬ピーポー音を作成し、制御対象信号として以下のシミュレーションに用いた。

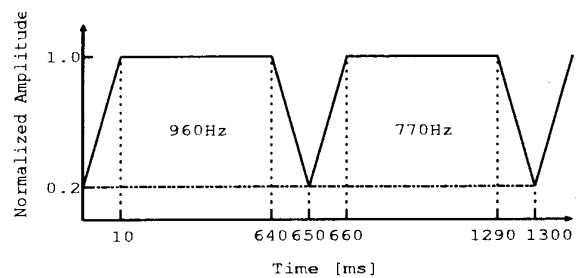


図 2. 制御対象信号 (計算機上で模擬したピーポー音のタイムパターン)

4. 周波数追従機構を持つ適応アルゴリズム

制御対象信号が周期性信号で 2 成分の信号と仮定すると、制御対象信号  $d(n)$  は以下のように表現できる。また、本アルゴリズムでは  $\phi_k(n)$  (位相) と  $\psi_k$  (遅延) を分離するため、直交化表現 [5][6][7] を用いている。

$$d(n) = \sum_{k=1}^2 a_k(n) \sin(\omega_k(n)nT + \phi_k(n) + \psi_k) \\ = \sum_{k=1}^2 (\alpha_k(n) \cos(\omega_k(n)nT + \psi_k) + \beta_k(n) \sin(\omega_k(n)nT + \psi_k)) \quad (1)$$

ただし、

$$a_k(n) = \sqrt{\alpha_k(n)^2 + \beta_k(n)^2} \\ \phi_k(n) = \tan^{-1}(\beta_k(n)/\alpha_k(n))$$

ここで  $n$  は離散時間、 $T$  はサンプリング周期、 $a_k(n)$ 、 $\phi_k(n)$  は第  $k$  次周波数成分の振幅および位相を示している。さらに  $\omega_k(n)$  は第  $k$  次の角周波数を示している。 $\alpha_k(n)$ 、 $\beta_k(n)$  は、第  $k$  次周

\* Active Noise Control of Periodic Noise – An Application to An Active Noise Control System to Control A Sound of An Ambulance Siren –

By Takatoshi FUJIKAWA†, Yasuyuki SHIMADA†, Yoshitaka NISHIMURA†, Tsuyoshi USAGAWA† and Masanao EBATA†

†(Kurume Institute of Technology)†(Kumamoto Univ.)

波数成分の振幅と位相を直交座標系で表したパラメータである。 $\psi_k$ は二次経路の遅延を位相遅れで表現したものである。

これに対し、第2次までの周波数成分を制御するものとする、制御信号 $y(n)$ は以下のように表される。

$$\begin{aligned} y(n) &= \sum_{k=1}^2 \hat{\alpha}_k(n) \sin(\hat{\omega}_k(n)nT + \hat{\phi}_k(n) + \psi_k) \\ &= \sum_{k=1}^2 (\hat{\alpha}_k(n) \cos(\hat{\omega}_k(n)nT + \psi_k) \\ &\quad + \hat{\beta}_k(n) \sin(\hat{\omega}_k(n)nT + \psi_k)) \end{aligned} \quad (2)$$

ただし、

$$\hat{\alpha}_k(n) = \sqrt{\alpha_k(n)^2 + \beta_k(n)^2}$$

$$\hat{\phi}_k(n) = \tan^{-1}(\beta_k(n)/\alpha_k(n))$$

ここで、 $\hat{\alpha}_k(n)$ 、 $\hat{\beta}_k(n)$ は、第 $k$ 次周波数成分に対応した余弦・正弦パラメータである。さらに、 $\hat{\omega}_k(n)$ は制御対象信号の角周波数の推定値を示している。

このとき誤差信号 $e(n)$ は

$$e(n) = d(n) + y(n) \quad (3)$$

で表される。

ここで、評価関数 $J$ 、時刻 $n$ における係数ベクトル $W(n)$ を以下のように定義すると、勾配ベクトル $\nabla(n)$ は式(6)のように表現できる。

$$J = e^2(n) \quad (4)$$

$$\mathbf{W}(n) = [\dots \hat{\alpha}_k(n) \dots \hat{\beta}_k(n) \dots \hat{\omega}_k(n) \dots]^T \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \nabla(n) &= \frac{\partial J}{\partial \mathbf{W}(n)} \\ &= \left[ \dots \frac{\partial J}{\partial \hat{\alpha}_k(n)} \dots \frac{\partial J}{\partial \hat{\beta}_k(n)} \dots \frac{\partial J}{\partial \hat{\omega}_k(n)} \dots \right]^T \\ &= \begin{bmatrix} \vdots \\ 2e(n) \cos(\hat{\omega}_k(n)nT + \psi_k) \\ \vdots \\ 2e(n) \sin(\hat{\omega}_k(n)nT + \psi_k) \\ \vdots \\ 2nTe(n) [-\hat{\alpha}_k(n) \sin(\hat{\omega}_k(n)nT + \psi_k) \\ + \hat{\beta}_k(n) \cos(\hat{\omega}_k(n)nT + \psi_k)] \\ \vdots \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6)$$

したがって、係数ベクトル $W(n)$ は以下の式で更新される。

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) -$$

$$\begin{bmatrix} \vdots \\ 2\mu e(n) \cos(\hat{\omega}_k(n)nT + \psi_k) \\ \vdots \\ 2\mu e(n) \sin(\hat{\omega}_k(n)nT + \psi_k) \\ \vdots \\ 2\mu_\omega nTe(n) [-\hat{\alpha}_k(n) \sin(\hat{\omega}_k(n)nT + \psi_k) \\ + \hat{\beta}_k(n) \cos(\hat{\omega}_k(n)nT + \psi_k)] \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (7)$$

ここで、 $\mu$ は振幅・位相に関するステップサイズを示しており、 $\mu_\omega$ は角周波数 $\hat{\omega}_k(n)$ に関するステップサイズを示している。

## 5. 実環境へ適応する際の問題点および解決方法

前章では、周波数追従機構を持つDXHSアルゴリズムの各パラメータの更新式を示した。しかしながら、実環境下で本アルゴリズムを適応アルゴリズムとしたANCシステムを構成する際に、いくつかの問題点が挙げられる。係数ベクトル $\mathbf{W}(n)$ の更新式(7)において、三角関数の引数は、 $\hat{\omega}_k(n)nT$ の項を含む。そのため、時間が経過する程 $\hat{\omega}_k(n)nT$ の値が大きくなり、一般に三角関数が展開形で計算されるため誤差の増大が見込まれる。さらに、周波数推定項では $nT$ が乗算項として存在するため、有限の誤差に対し、係数の更新量がしだいに大きくなることから、システムが不安定になる。

これらの問題点を解決するために、制御信号の角周波数項 $\hat{\omega}_k(n)nT$ を式(8)のように差分形で定義する。

$$\hat{\Omega}_k(n) = \Omega_k(n-1) + \omega_k(n-1)T \quad (8)$$

式(8)から、第2次までの周波数成分を制御するものとする、制御信号 $y(n)$ は以下のように表される。

$$\begin{aligned} y(n) &= \sum_{k=1}^2 (\hat{\alpha}_k(n) \cos(\hat{\Omega}_k(n-1) \\ &\quad + \hat{\omega}_k(n-1)T + \psi_k) \\ &\quad + \hat{\beta}_k(n) \sin(\hat{\Omega}_k(n-1) \\ &\quad + \hat{\omega}_k(n-1)T + \psi_k)) \end{aligned} \quad (9)$$

ここで評価関数 $J$ および係数ベクトル $\mathbf{W}(n)$ はそれぞれ式(4)、式(5)と同様である。最終的に係数ベクトル $\mathbf{W}(n)$ は、次式で更新される。

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) -$$

$$\begin{bmatrix} \vdots \\ 2\mu e(n) \cos(\hat{\Omega}_k(n) + \psi_k) \\ \vdots \\ 2\mu e(n) \sin(\hat{\Omega}_k(n) + \psi_k) \\ \vdots \\ 2\mu_{\omega} e(n) T[-\hat{\alpha}_k(n) \sin(\hat{\Omega}_k(n) + \psi_k) \\ + \hat{\beta}_k(n) \cos(\hat{\Omega}_k(n) + \psi_k)] \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (10)$$

ここで、各サンプル毎に三角関数を演算するのではなく、テーブル化することによって演算量の低減が可能となる。

## 6. シミュレーション

周波数追従機構を持つDXHS アルゴリズムの有効性を確かめるために、計算機によるシミュレーションを行った。以下のシミュレーションにおいて、サンプリング周波数は5000Hzとし、二次経路における遅延時間はないものとする。本シミュレーションでは計算機上で白色雑音を重畳することにより、SNRの変動を模擬している。

SNRが20, 10, 0dBのときの収束特性を図3に示す。この図から、周波数変化点では抑制量が減少しているものの、定常状態ではSNRが20dBのとき約30dB、SNRが0dBのとき約10dBの抑制量が得られていることが分かる。

次に、制御中にピーポー音のパワが減少した場合のシミュレーションについて示す。このときピーポー音のパワは、8000ポイント(1.6s)で減少しており、パワ比を-10dBとしている。またSNRは、パワ減少前で20dBに設定している。さらに、適応アルゴリズムに与える周波数の初期値として、 $f_1 = 750\text{Hz}(-20\text{Hz})$ ,  $f_2 = 990\text{Hz}(+30\text{Hz})$ としている。図4に収束特性、図5に周波数推定特性を示す。図4から、周波数変化点およびパワ変化点で抑制量が減少しているものの、定常状態では安定した抑制量が得られていることが分かる。また図5から明らかのように、 $f_1, f_2$ ともピーポー音に含まれる2つの周波数を推定していることが分かる。

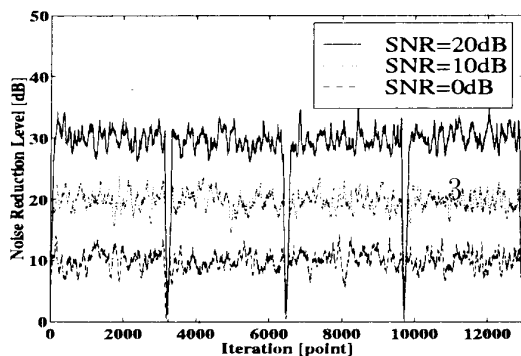


図 3. 収束特性 (SNR 変動)

次に音声が付加した場合のシミュレーションについて示す。このときのピーポー音のパワを2.0s ~ 4.0sで10dB減少するように設定した(図6)。また、パワ減少中のピーポー音に対して、日本人男性話者による音声(/ふるさと/)(図7)を-10dB付加した(図8)。また、今回使用した音声は東北大学・松下单語音声データベースを使用している。

図9に能動制御後の誤差信号を示す。この図より周波数変化点及びパワ変化点に消し残りが存在する。これは、振幅推定のエッジがとれていないためと考えられる。また、音声が付加された後、ピーポー音が若干残っているのがわかる。これは急激に音声が入ったため、周波数の推定が変化し真値とにずれが生じたためと考えられる。が、その後、消し残ったピーポー音は小さくなっていくことが分かる。また、図8と比較して、ピーポー音は抑制されているが、音声はほとんど抑制されていないことがわかる。

## 7. 検討とまとめ

今回、周波数追従機構を持つDXHS アルゴリズムを適応アルゴリズムとする救急車電子サイレン音の能動制御シミュレーションを行った。シミュレーション結果より、本アルゴリズムは、制御時のパワ変化および周波数変化に適応できることが示された。また、音声を付加した場合、音声はほとんど抑制されず、ピーポー音が抑制されることがわかった。

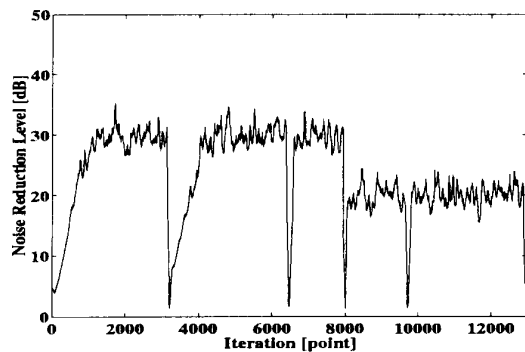


図 4. 収束特性 (パワ変動)

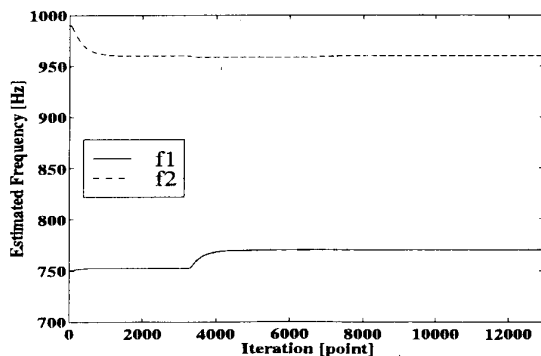


図 5. 周波数追従特性 (パワ変動)

## 8. 今後の課題

周波数変化点やパワ変化点における消し残りの対策および、振幅変調を考慮した場合のシミュレーション、実際の電子サイレン音を用いた能動制御実験を行う予定である。

### 参考文献

- [1] 消防長官, "救急自動車に備えるサイレンの音色の変更について, 消防第 337 号 20, 各都道府県知事あて" 救急・救助六法, 消防庁編,853(1970)
- [2] 馬場 紘彦, 江端 正直, "救急車警告音に関する隊員の意識調査" 日本音響学会聴覚研究会, H-95-52,1995.7.14
- [3] 嶋田泰幸, 西村義隆, 宇佐川毅, 江端正直, "周波数追従機構を持つ Delayed-X Harmonics Synthesizer アルゴリズム," 日本音響学会講演論文集 No.1-4-13,pp.499-500,1997.10
- [4] 藤川崇聡, 嶋田泰幸, 西村義隆, 宇佐川毅, 江端正直, "Delayed-X Harmonics Synthesizer アルゴリズムの周波数追従特性の検討" 電子情報通信学会技術研究報告,EA97-68,pp.45 ~ 52,1997.11
- [5] 瀬口暢之, 遠藤高志, 嶋田泰幸, 西村義隆, 宇佐川毅, 江端正直, "2次経路における遅延時間推定機構を持つ適応アルゴリズム," 日本音響学会講演論文集 No.2-7-15,pp.543-544,1996.9
- [6] 嶋田泰幸, 遠藤高志, 瀬口暢之, 西村義隆, 宇佐川毅, 江端正直, "二次経路における遅延時間推定機構を持つ適応アルゴリズム," 電子情報通信学会技術研究報告,EA96-72,pp.49-55,1996.11
- [7] T.Usagawa, Y.Shimada, Y.Nishimura and M.Ebata, "ADAPTIVE ALGORITHM FOR ACTIVE CONTROL OF HARMONIC SIGNAL WITH ON-LINE ERROR PATH MODELING," Proc. ACTIVE '97, pp.837-848

本論文の一部は (財) 立石科学技術振興財団の補助を受けて行われた。

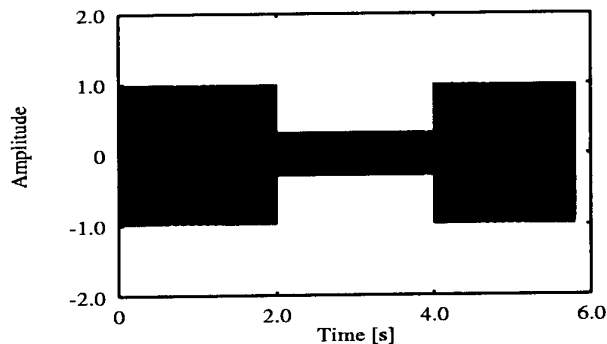


図 6. 模擬ピーポー音

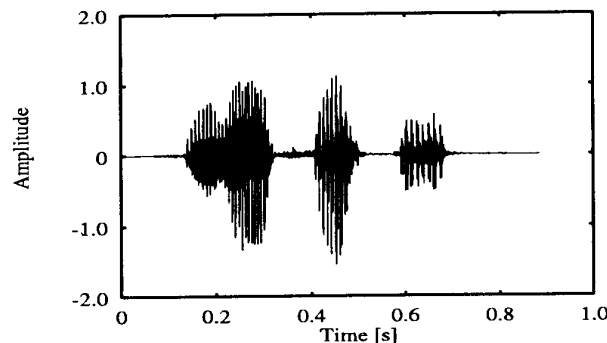


図 7. 付加する音声

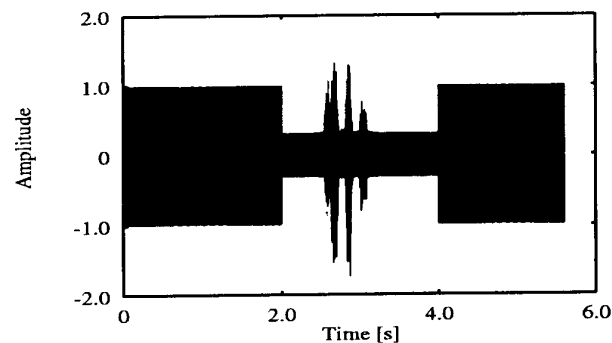


図 8. 模擬ピーポー音に音声を付加

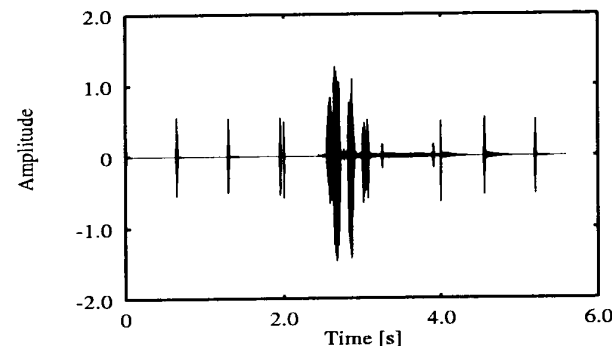


図 9. 能動制御後