

最適化アルゴリズムのアナログ電気回路表現に基づくブラインド音源分離*

☆ 長谷川朱理, 松本和樹, 岸本麗央, 吉野夏樹, 矢田部浩平 (農工大)

1 はじめに

優決定ブラインド音源分離 (BSS) において, 適用する最適化アルゴリズムの選択は, 分離に要する反復回数や分離性能を左右することが知られている。近年, 交互方向乗数法 (ADMM) に基づくアルゴリズム (Alg. 1) が提案され, 近接分離法の枠組みの中で高速な音源分離が可能となった [1]。このアルゴリズムのさらなる高速化を目指し, 我々は近接分離アルゴリズムを電気回路として表現し, 回路設計の観点から柔軟にアルゴリズムを改良できる枠組み [2] に着目する。本稿では, ADMM に基づく BSS アルゴリズムを電気回路表現し, その回路に素子を付け加えることで新たなアルゴリズムを提案する。実験の結果, 分離性能と収束速度が改善することを確認した。

2 最適化アルゴリズムの電気回路表現 [2]

最適化アルゴリズムは, 離散化した微分方程式として解釈することで, その微分方程式に対応するアナログ電気回路として表現できる。ここでは簡単な例として, 微分可能な目的関数 $f: \mathbb{R}^N \rightarrow \mathbb{R}$ に対する最急降下法 $\mathbf{x}^{[k+1]} = \mathbf{x}^{[k]} - \lambda \nabla f(\mathbf{x}^{[k]})$ を考える。ただし, $\lambda > 0$ はステップサイズである。ここで, 反復回数 $k \in \mathbb{N}$ を時間幅 $\Delta t > 0$ による時間の離散化 $t_k = k\Delta t$ として解釈し, $\mathbf{x}$ を時刻 $t \in \mathbb{R}_+$ に依存するベクトル $\mathbf{x}(t)$ とみなす。 $\mathbf{x}(t_k) = \mathbf{x}^{[k]}$ と対応づけ, ステップサイズを $\lambda = C\Delta t$ とおき, $\Delta t \rightarrow 0$ の極限を考えると, 最急降下法の更新式は以下のように変形できる。

$$\mathbf{x}^{[k+1]} = \mathbf{x}^{[k]} - C\Delta t \nabla f(\mathbf{x}^{[k]}) \quad (1)$$

$$\iff \frac{1}{C} \frac{\mathbf{x}(t_k + \Delta t) - \mathbf{x}(t_k)}{\Delta t} = -\nabla f(\mathbf{x}(t_k)) \quad (2)$$

$$\xrightarrow{\Delta t \rightarrow 0} \underbrace{\frac{1}{C} \frac{d}{dt} \mathbf{x}(t)}_{\mathbf{i}_c} = -\underbrace{\nabla f(\mathbf{x}(t))}_{\mathbf{i}_{\nabla f}} \quad (3)$$

$\mathbf{x}$ を電位とみなせば, この微分方程式は $\mathbf{x}$ に依存した電流を流す非線形素子 ∇f と容量 C のコンデンサを直列接続した, 図-1 に示す回路と対応づけられる。

3 提案手法: 優決定 BSS の回路表現

本稿では, 独立ベクトル分析に対する ADMM アルゴリズム (ADMM-IVA) [1] である Alg. 1 を対象に, 回路表現とそれを介して得たアルゴリズムを提案

Algorithm 1 ADMM-IVA [1]

Input: $\mathbf{X}, \mathbf{w}^{[1]}, \mathbf{u}^{[1]}, \rho$
 1: **for** $k = 1$ **to** K **do**
 2: $\mathbf{y}^{[k+1]} = \text{prox}_{\frac{\mathcal{P}}{\rho}}[\mathbf{X}\mathbf{w}^{[k]} + \mathbf{u}^{[k]}]$
 3: $\mathbf{w}^{[k+1]} = \text{prox}_{\frac{\mathcal{I}}{\rho}}[\mathbf{X}^H(\mathbf{y}^{[k+1]} - \mathbf{u}^{[k]})]$
 4: $\mathbf{u}^{[k+1]} = \mathbf{u}^{[k]} + \mathbf{X}\mathbf{w}^{[k+1]} - \mathbf{y}^{[k+1]}$
 5: **end for**

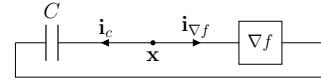


図-1 最急降下法の回路表現 [2]

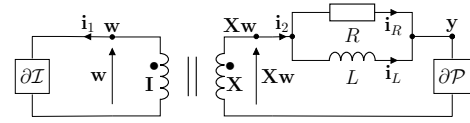


図-2 ADMM-IVA の回路表現

する。ただし, $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{NMF}$ はベクトル化した分離行列, $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{NTF \times NMF}$ は観測信号 $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^M$ からなるブロック対角行列 [1], N は音源数, M はマイクロホン数, T は時間フレーム数, F は周波数ビン数, $\mathcal{I}$ は $\log |\det(\cdot)|$, $\mathcal{P}$ はラプラス IVA に対応する正則化関数 $\mathcal{P}(\mathbf{y}) = \sum_{n=1}^N \sum_{t=1}^T \sqrt{\sum_{f=1}^F |y_{n,t,f}|^2}$ である。また, n, t, f はそれぞれ N, T, F に対応するインデックス, $(\cdot)^H$ は複素共役転置, $\rho > 0$ である。

3.1 ADMM-IVA の回路表現

このアルゴリズムの回路表現を図-2 に示す。これは, 左半分の $\mathbf{w}$ の更新 (1 次側) と, 右半分の $\mathbf{y}$ の更新 (2 次側) が, 変圧比 $\mathbf{I}: \mathbf{X}$ となるような変圧器を介して結合された回路である。ここで, $\partial \mathcal{I}$, $\partial \mathcal{P}$ はそれぞれ各目的関数の劣微分に対応する非線形素子であり, 入力電位 $\mathbf{w}$, $\mathbf{y}$ に対して, その劣勾配に対応した電流 $\mathbf{i}_1 \in \partial \mathcal{I}(\mathbf{w})$, $\mathbf{i}_2 \in \partial \mathcal{P}(\mathbf{y})$ を出力する。

図-2 の回路と Alg. 1 が一致していることは以下のように確認できる。離散化の時間幅を Δt , 素子の値を $L = \Delta t/\rho$, $R = 1/\rho$ とすると, 2 次側の素子 $R, L, \partial \mathcal{P}$ に流れる電流 $\mathbf{i}_R, \mathbf{i}_L, \mathbf{i}_2$ は次のように表される。

$$\mathbf{i}_R = \rho(\mathbf{X}\mathbf{w} - \mathbf{y}) \quad (4)$$

$$L \frac{d}{dt} \mathbf{i}_L = \mathbf{X}\mathbf{w} - \mathbf{y} \quad (5)$$

$$\mathbf{i}_R + \mathbf{i}_L = \mathbf{i}_2 \in \partial \mathcal{P}(\mathbf{y}) \quad (6)$$

Alg. 1 の 2 行目は, 式 (6) に式 (4) を代入し, $\mathbf{i}_L = \rho \mathbf{u}$ において次のように変形することで得られる。

*Blind source separation based on analog electrical circuit representation of optimization algorithm. By Shuri HASEGAWA, Kazuki MATSUMOTO, Reo KISHIMOTO, Natsuki YOSHINO and Kohei YATABE (Tokyo University of Agriculture and Technology).

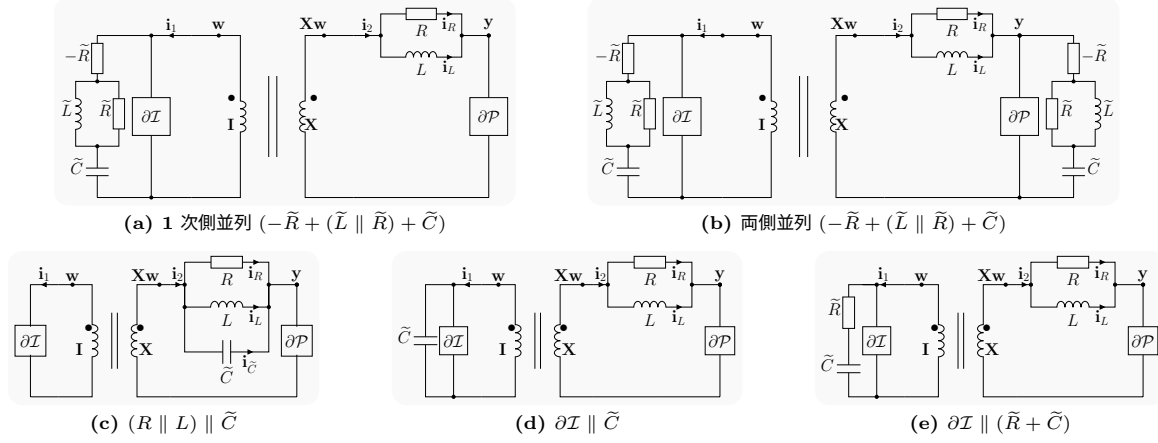


図-3 提案アルゴリズムの回路表現

Algorithm 2 (b) 両側並列 ($-\tilde{R} + (\tilde{L} \parallel \tilde{R}) + \tilde{C}$)

Input: $\mathbf{X}, \mathbf{w}^{[0]} (= \mathbf{w}^{[1]}), \mathbf{y}^{[0]} (= \mathbf{y}^{[1]}), \mathbf{u}^{[1]}, \rho, \gamma_{\mathbf{w}}, \gamma_{\mathbf{y}}$
1: **for** $k = 1$ **to** K **do**
2: $\mathbf{y}^{[k+1]} = \text{prox}_{\frac{\rho}{2}} [\gamma_{\mathbf{y}}(\mathbf{y}^{[k]} - \mathbf{y}^{[k-1]}) + \mathbf{X}\mathbf{w}^{[k]} + \mathbf{u}^{[k]}]$
3: $\mathbf{w}^{[k+1]} = \text{prox}_{\frac{\rho}{2}} [\gamma_{\mathbf{w}}(\mathbf{w}^{[k]} - \mathbf{w}^{[k-1]}) + \mathbf{X}^H(\mathbf{y}^{[k+1]} - \mathbf{u}^{[k]})]$
4: $\mathbf{u}^{[k+1]} = \mathbf{u}^{[k]} + \mathbf{X}\mathbf{w}^{[k+1]} - \mathbf{y}^{[k+1]}$
5: **end for**

$$\rho(\mathbf{X}\mathbf{w} - \mathbf{y}) + \rho\mathbf{u} \in \partial \mathcal{P}(\mathbf{y}) \quad (7)$$

$$\left(\mathbf{I} + \frac{1}{\rho} \partial \mathcal{P}\right) \mathbf{y} \ni \mathbf{X}\mathbf{w} + \mathbf{u} \quad (8)$$

$$\mathbf{y} = \text{prox}_{\frac{\rho}{2}} [\mathbf{X}\mathbf{w} + \mathbf{u}] \quad (9)$$

ただし、式 (9) では劣微分のレゾルベントが近接作用素に一致することを用いた。Alg. 1 の 3 行目は、変圧器に流れる電流の関係 $\mathbf{i}_1 = -\mathbf{X}^H \mathbf{i}_2$ 、及び白色化済みの観測信号の性質 $\mathbf{X}^H \mathbf{X} = \mathbf{I}$ を利用することで得られる¹。Alg. 1 の 4 行目は、式 (5) を後退オイラー法により $L(\mathbf{i}_L^{[k+1]} - \mathbf{i}_L^{[k]})/\Delta t = \mathbf{X}\mathbf{w}^{[k+1]} - \mathbf{y}^{[k+1]}$ と離散化し、 $L/\Delta t = 1/\rho$ と $\mathbf{i}_L = \rho\mathbf{u}$ を代入して $\mathbf{u}^{[k+1]}$ について整理することで得られる。以上により、図-2 が Alg. 1 の更新式と一致していることを確認した。

3.2 提案アルゴリズム

3.1 節で提案した回路に素子を追加した手法を 5 種類提案する。提案回路は図-3 に示す。+ は直列接続、 $\parallel$ は並列接続を表す。アルゴリズムの導出は紙面の都合上省略する。ここで、(a), (b) で新たに追加した素子 $(-\tilde{R} + (\tilde{L} \parallel \tilde{R}) + \tilde{C})$ は、先行研究 [2] で提案されたネステロフ加速法の回路に対応する。また、(c), (d), (e) はその他の素子の追加方法を検討したものである。例として、(b) から導出したアルゴリズムを **Alg. 2** に示す。 $\gamma_{\mathbf{w}}, \gamma_{\mathbf{y}}$ は回路の両端に追加した素子の値に対応し、 $\gamma_{\mathbf{w}} = \gamma_{\mathbf{y}} = 0$ で Alg. 1 と一致する。

¹ 式 (7) を $\mathbf{i}_2$ に代入すると $\partial \mathcal{I}(\mathbf{w}) \ni -\mathbf{X}^H(\rho(\mathbf{X}\mathbf{w} - \mathbf{y}) + \rho\mathbf{u})$ が得られる。 $(\mathbf{I} + \frac{1}{\rho} \partial \mathcal{I})\mathbf{w} \ni \mathbf{X}^H(\mathbf{y} - \mathbf{u})$ と変形し、近接作用素と劣微分の関係を用いることで $\mathbf{w} = \text{prox}_{\frac{\rho}{2}} [\mathbf{X}^H(\mathbf{y} - \mathbf{u})]$ を得る。

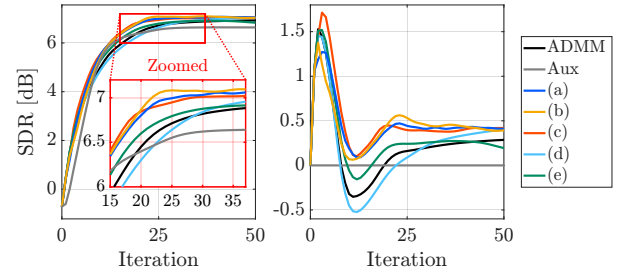


図-4 SDR の平均値の推移 (左) と AuxIVA との差 (右)

4 実験

提案手法と ADMM-IVA, AuxIVA との比較を行った。短時間フーリエ変換の設定や音声データなどの実験条件は [1] と同一とし、全 24 組の 2 話者混合音のうち、ADMM-IVA で分離に失敗したデータを除いた 15 組の音声データを使用した。反復回数は 50 回、評価指標は SDR、パラメータは $\rho = 0.3$ とした。提案手法で新たに追加したパラメータは、ベイズ最適化を用いて定めた。図-4 に、反復に伴う SDR の平均値の推移 (左) と AuxIVA の SDR との差 (右) を示す。(a), (b), (c) においては収束速度と分離性能の向上を確認した。また、(d), (e) においては ADMM-IVA と同程度であった。

5 むすび

本稿では、ADMM-IVA の回路表現とそれに基づく新たなアルゴリズムを提案した。今後は音源分離にとどまらず、さまざまな音響信号処理アルゴリズムの回路表現を検討し、それに基づく手法の改良を図る。

参考文献

- [1] H. Watarai, K. Matsumoto and K. Yatabe, “Fast and flexible algorithm for determined blind source separation based on alternating direction method of multipliers,” *Acoust. Sci. & Tech.*, **47**(1), 35–46 (2026).
- [2] S. P. Boyd, T. Parshakova, E. K. Ryu and J. J. Suh, “Optimization algorithm design via electric circuits,” *NeurIPS*, pp. 68013–68081 (2024).