

## ランニングフーリエ変換を導入した適応交流ノイズキャンセラ

情報科学科 清水 雅人

指導教員：戸田 尚宏

## 1 はじめに

脳波などの体表面上から測定する生体電気信号には、外来雑音が多く混入する．特に商用交流電源に起因する周波数約 60Hz 及びその高調波である交流雑音は周波数が生体電気信号に近く、波形を汚す主因となっている [1]．こうしたことから、眼科用診断装置に搭載する交流ノイズキャンセラとして適応フィルタを用いた方式が本研究室で開発されその有用性が臨床の現場で検証されている [2][3]．しかし、ここでは参照信号及び主入力信号のエリアジングを防ぐために、次数の高いアンチエリアジングフィルタ (AAF) が使用されている．しかし、AAF は次数が高くなるほど高価になってしまい、普及の妨げになっている．そこで本研究では、参照信号の交流雑音における基本周波数付近の成分を安価な低次のローパスフィルタで取り出しサンプリングしてソフトウェアで取り扱えるようにした上でランニングフーリエ解析を実装し、推定した周波数を用いて参照信号を生成する方式を提案し雑音除去精度を二乗誤差を用いて評価する．

## 2 ランニングフーリエ変換による基本周波数推定

各時刻毎の周波数分析を行うため、ここではランニングフーリエ変換 (RFT) を用いる．RFT による周波数の推定は、異なる周波数を持つ周波数分析素子をアレイ状に配置し、参照信号の短時間のフーリエ変換を行い、その最大の振幅となる周波数を採用するものである．図 1 は  $\Delta\omega$  毎に異なる周波数分析素子 (図中  $\omega + * \Delta\omega$  等と書かれた四角) を配置した RFT による周波数推定概念図である．

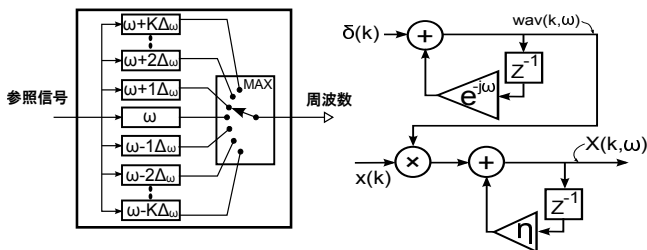


図 1 ランニングフーリエ変換

図 2 周波数分析素子

図 2 中、上段が発振器であり、複素回転因子の出力、すなわち、周波数  $\omega$  の複素正弦波 ( $wav(k, \omega)$ ) を出力し続けている．

図 2 中、下段が相関器であり、上段から与えられる複素正弦波と  $x(k)$  との積をとり、解析窓パラメータ  $\eta (0 < \eta < 1)$  のべき乗で過去に向かって小さくなる重みを乗じて足し込む機構となっている．その出力は次式で与えられる．

$$X(k, \omega) = x(k) \cdot e^{-j\frac{\omega}{f_s}k} + \eta \cdot X(k-1, \omega) \quad (1)$$

図 1 中、MAX と書かれたブロックでは  $X(k, \omega)$  を用いて、時刻  $k$  における交流雑音の周波数  $\omega_l$  を特定する．参照入力の実部と虚部は式 (1) より

$$\text{Re}[X(k, \omega_l)] = u(n) \cdot \text{Re}[wav(k, \omega)] + \eta \text{Re}[X(k-1, \omega_l)] \quad (2)$$

$$\text{Im}[X(k, \omega_l)] = -u(n) \cdot \text{Im}[wav(k, \omega)] + \eta \text{Im}[X(k-1, \omega_l)] \quad (3)$$

となる．ここで、 $\text{Re}[wav(k, \omega)]$  と  $\text{Im}[wav(k, \omega)]$  は周波数が  $\omega_l$  の回転因子の実部と虚部で

$$\text{Re}[wav(k, \omega)] = CO \text{Re}[wav(k-1, \omega)] - SI \text{Im}[wav(k, \omega)] \quad (4)$$

$$\text{Im}[wav(k, \omega)] = SI \text{Re}[wav(k-1, \omega)] + CO \text{Im}[wav(k, \omega)] \quad (5)$$

$$SI = \sin\left(\frac{\omega_l}{f_s}\right), CO = \cos\left(\frac{\omega_l}{f_s}\right)$$

と表される．ここで、実部・虚部の二乗和を  $Gain$  とすると

$$Gain = \text{Re}[X(k, \omega)]^2 + \text{Im}[X(k, \omega)]^2 \quad (6)$$

となる．周波数  $\omega_l$  の変動範囲内でこの  $Gain$  が最大となる周波数  $\omega_l$  を、交流雑音の時刻  $k$  における推定基本周波数  $\hat{\omega}_0(k)$  とする．

## 3 ソフトウェアによる参照信号の生成

ここでは時々刻々周波数の変化する参照信号を作成する．高調波の番号を  $n (0 \leq n \leq L-1)$  とし、各周波数の参照信号要素  $u_n(k) (0 \leq k)$  は次式の漸化式で与えられる．

$$\begin{pmatrix} u_n(k) \\ u'_n(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin \theta & \cos \theta \\ -\cos \theta & \sin \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_n(k-1) \\ u'_n(k-1) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \delta(k) \\ 0 \end{pmatrix} \quad (7)$$

ここで  $\theta = (k-1)\omega_0(k)$  であり、 $\delta(k) = \begin{cases} 1 & (k=0) \\ 0 & (x \neq 0) \\ 0 & (0) \end{cases}$ 、 $k < 0$  では  $u_n(k) = u'_n(k) = 0$  とする．再構成する参照信号  $\hat{u}(k)$  は  $u_n(k)$  の総和として

$$\hat{u}(k) = \sum_{n=0}^{L-1} u_n(k) \quad (8)$$

で与えられる．適応フィルタのアルゴリズムにおいては、 $u(k)$  を上式の  $\hat{u}(k)$  で置き換えたものを用いる．

## 4 シミュレーションによる数値評価

周波数変動のある交流雑音の周波数変動幅  $f_h$  [Hz] 及び周波数変動の速さ  $f_y$  [Hz] のパラメータを変化させた際の誤差を以下に示す．いずれの場合も周波数分析素子の増大とともに誤差が減少している．

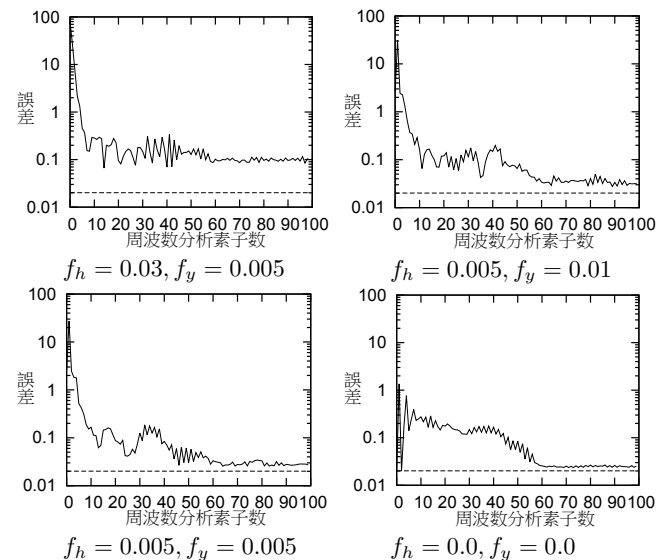


図 3 各パラメータにおける誤差

## 5 おわりに

アンチエリアジングフィルタに代わるフィルタとして低次のローパスフィルタを用いた場合でも、ランニングフーリエ変換の周波数分析素子数を増加させることで雑音除去精度を上げることができていることが分かった．また、周波数分析素子の数が 60 程度以上用いても精度向上はさほどないことがわかった．

今後は、実際の周波数変動に対する検証が必要である．

## 参考文献

- [1] 星宮望, 石井直宏, 塚田稔, 井手英人: "生体情報工学", 森北出版, 1986 .
- [2] 戸田尚宏: "パルス状信号に混入する交流雑音の適応フィルタによる除去法とそのフラッシュ光網膜電位図への適用", 電子情報通信学会論文誌 D Vol. J94-D No.10 pp.1685-1695, 2011.
- [3] 大高康博・谷川篤弘・島田佳明・上田伊代・堀口正之: "Pulse reference power line noise reduction を用いた皮膚電極 ERG の記録", 眼科臨床紀要 4.1064-1067, 2011 .