

高精度重量計測に最適な FIR フィルタの設計*

上村久仁男^{*1} 金井 浩^{*2} 中鉢 憲賢^{*2}

(1995 年 6 月 28 日受付)

【要旨】 本論文では、生産ラインでの高精度重量計測におけるロードセルの不要振動除去に適した FIR フィルタの設計方法と評価について述べる。周波数領域で設計した標準的なフィルタをロードセル出力に適用した結果では、150 次以上が必要であったため実時間処理に適用できなかった。従って、本論文では重量測定に関係する区間のフィルタ出力が平坦になるように複数のロードセル出力を用いてフィルタ設計し、様々なロードセル出力に適用して評価した。

キーワード バイアス誤差, 標準偏差, ロードセル, ストレインゲージ, 製造物責任法
Bias error, Standard deviation, Load cell, Strain gauge, Product liability

1. ま え が き

1994 年に制定された PL (product liability) 法により、生産ラインでの検査工程は今まで以上に厳しくなった。そのため食品工場で製造する製品の重量過不足は、製品の欠陥とまでは言えないが、消費者からのクレーム対象になる重要な問題となるため、生産ラインでの高精度重量計測が要求されている。要求されている重量計測精度は被測定物の全重量に対して 0.5% であり、例えば 200 gf の製品に対して 1 gf の計測精度が必要になる。また、生産ラインの処理速度は被測定物の寸法、形状により毎分 60 個から 200 個の範囲で変化する。

本論文では、最大被測定物重量 1,000 gf の試料を毎分 100 個の処理ができる生産ラインでの高精度重量計測において、ロードセルの不要振動除去に適した新しい FIR フィルタの設計法を提案し検討する。

周波数領域での標準的な設計法で得られたフィルタをロードセル出力に適用した場合¹⁾では、上記の 0.5% という計測精度を得るためにはフィルタ次数が 150 次以上必要であったため、実時間処理に適用できなかった。従って、少ない次数で構成できる FIR フィルタの設計法が要求されていた。そこで我々は新しい FIR フィルタの設計法²⁾を提案した。その設計法²⁾を図-1

に示し、本論文で提案する設計法と識別するために従来手法として説明する。従来の設計法では、まずはじめに①で示されるコンペアが停止時の被測定物の静止重量 w をストレインゲージ式ロードセルで重量電圧変換し、既知重量の電圧出力を取り込む。次に同じ被測定物をコンペアで搬送しながら 3 回動的計測し、②、③に示すロードセル出力列を得る。その次に、1 回目のロードセル出力列 1 を用いて、重量算出に関する測定区間 n_1 から n_2 におけるフィルタ出力④と被測定物の真値との差の 2 乗平均値を真の重量で正規化した評価関数 J を定義し、評価関数 J が最小になるよう(④の黒色部の面積の最小化)フィルタ係数、次数⑤を決定して FIR フィルタモデル③に代入し、最終フィルタ出力⑥の評価関数、標準偏差、偏り誤差により評価⑦を行う。更に、設計に用いたロードセル出力列以外のロードセル出力列 2、出力列 3 に対しても⑤で求めた次数、係数でフィルタリング⑧して評価関数、標準偏差、偏り誤差についての評価⑩を行った。結果として、FIR フィルタの次数が 30 次程度でも十分な精度が得られたが、求められたフィルタ係数と伝達関数は、設計に用いた信号に対しては最良の計量精度が得られるが、設計に用いたロードセル信号列以外に対しては測定誤差が大きい場合もあったので、更に、ロードセル出力列 2、出力列 3 を用いて設計し、設計に用いたロードセル出力列以外に対しての評価を行い、最終的に誤差が最小になるフィルタ⑫を設計する。この手法の欠点は、3 回の計測のロードセル出力列を用いて設計する場合、少なくとも 3 回以上の設計と評価が必要になることである。

従って、本論文では、先に提案した設計法²⁾を拡張し、評価関数 J_s に使用するロードセル出力信号列を数

* Design of optimum FIR filter for highly accurate weight-measurement, by Kunio Kamimura, Hiroshi Kanai and Noriyoshi Chubachi.

^{*1} ニッカ電測(株)開発部

^{*2} 東北大学工学部電気工学科

(問合せ: 上村久仁男 〒356 川越市下赤坂字大野原 710 ニッカ電測(株)開発部)

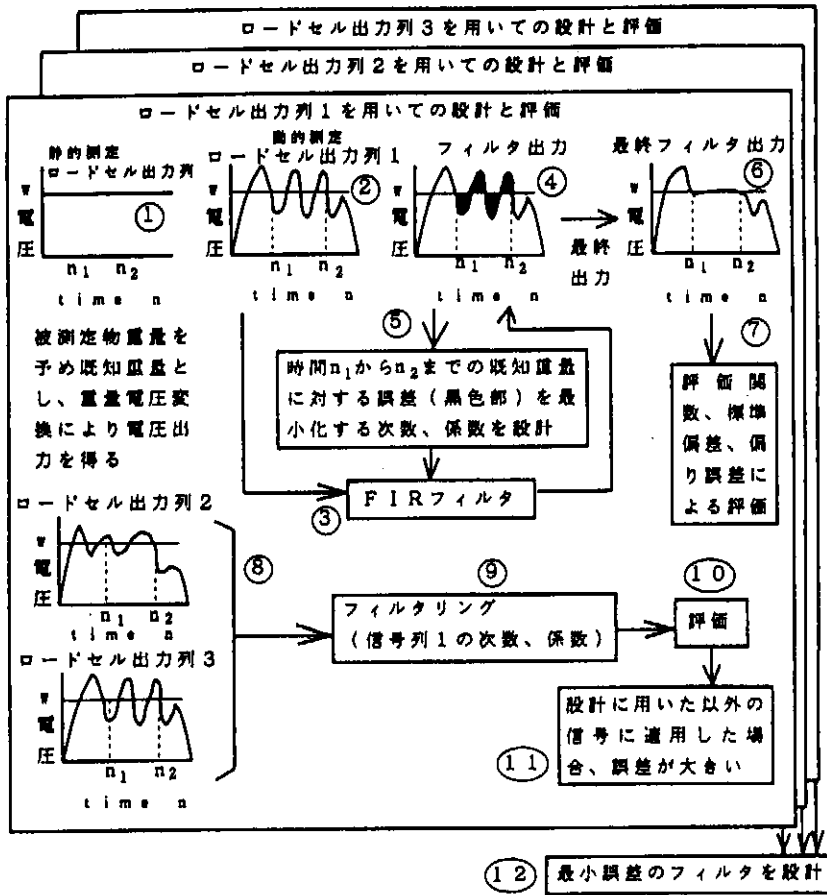


図-1 従来手法の説明図

回採取し、評価関数 J をデータ採取回数で正規化した総合の評価関数 α を定義し、総合評価関数 α が最小になるようにフィルタ次数と係数を決定することによって、より安定なフィルタの係数を決定する。この設計法は、従来手法に比べて3回以上の計測のロードセル出力列を用いて設計する場合でも1回の設計のみで完了できる。また、得られた係数、次数は、従来手法に比べ多くの計測で得られるロードセル出力列を用いて設計されるため、係数算出に使用した出力列はもとより、他の様々なロードセル出力列に適用して評価しても誤差が小さかった。最後に実際のロードセル出力信号を用いた評価実験結果を示す。

2. 重量計測システムとデジタルフィルタ

本論文で用いた生産ラインでの重量計測システムを図-2に示す。重量計測センサとしてストレインゲージ式のロードセルを用い、ロードセルの一方は床に固定し、他方は計量コンペアに接続し、重量による歪量に比例した直流信号を取り出す。計量コンペアの入口には、被測定物が計量コンペアへ載り移ったことを感知するためにフォトセンサ1を設け、出口には選別タイミング用にフォトセンサ2を設ける。計量コンペアは、モータと駆動ベルトを一体にして台秤に相当する

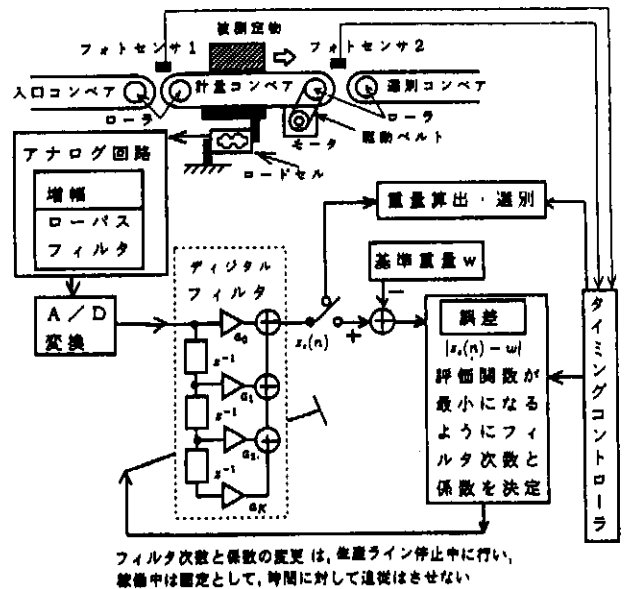


図-2 生産ラインの重量計測システム

計量部に取り付けた部分と、ローラと二つのローラを結ぶ平ベルトにより構成される。

生産ラインにおける測定（動的な測定）の場合には、被測定物は計量コンペアを高速に通過するため、ロードセル出力信号は図-3(b)に示されるように、台形状の波形となり、更にモータの回転振動ノイズや被測定物の計量コンペアへの載り移り時の衝撃振動が加わり、

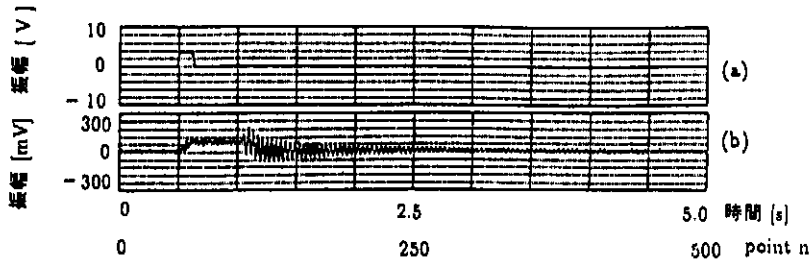


図-3 ロードセルの出力信号 (試料は 222.7 gf の木片)
 (a) フォトセンサ 1 の出力, (b) ロードセル出力信号

計測したい区間においてかなりのリップルを含んだ振動波形となる。従って、この信号をそのまま標本化して重量算出を行うと、計測タイミングによって測定値に大きな誤差を生じるため、機械振動ノイズをフィルタによって除去してから計測する必要がある。

フィルタは従来、アナログフィルタを採用していたが、生産ラインのスピード変更に伴うフィルタ係数の変更の難しさ、フィルタ素子の安定性、調整工数の削減などにより、デジタルフィルタを導入する必要がある。図-3(b)は真の重量 $w=222.7$ gf の被測定物について、ロードセル出力 $y_s(n)$ を A/D 変換の標本化周波数 100 Hz として取り込んだ波形である。図-3(a)は被測定物が計量コンベア入口フォトセンサ 1 を遮光した信号を示し、図-3(b)はロードセルの出力信号を 52 dB 増幅した信号である。ロードセル出力は 1 gf の重量に対して数 μ V の変化しかない。そこでこの出力信号を約 52 dB 増幅し、更に遮断周波数 50 Hz のローパスフィルタを通過させ、標本化周波数 100 Hz で A/D 変換した後、このデジタル信号 $y_s(n)$ に対してデジタルフィルタリングを行う。生産ライン稼働中であれば FIR フィルタ出力をもとに重量算出、表示、比較判定、選別処理が行われる。使用されるフィルタ次数と係数は、生産ライン稼働前に既存のデータと呼び出すか、又は新たに数回の計測で得られるロードセル出力から求める。なお、フィルタ次数と係数の更新は、生産ライン停止中に行うものとする。

3. フィルタの設計原理と設計・評価手順

3.1 フィルタの設計原理

フィルタの設計原理は、図-4 に示すような次数 K で係数 a_0 から a_K までの FIR フィルタを用いて、まず重量算出に關係する測定区間 $[n_1, n_2]$ でのフィルタ出力 $z_s(n)$ と被測定物 s の真値 w_s との差の 2 乗平均値を真の重量の 2 乗 w_s^2 で正規化した標本 s に関する評価関数 J_s を定義する。次に、評価関数 J_s を S 個の標本で平均化した総合の評価関数 α を定義し、評価関数 α が最小になるようにフィルタ次数と係数を決定

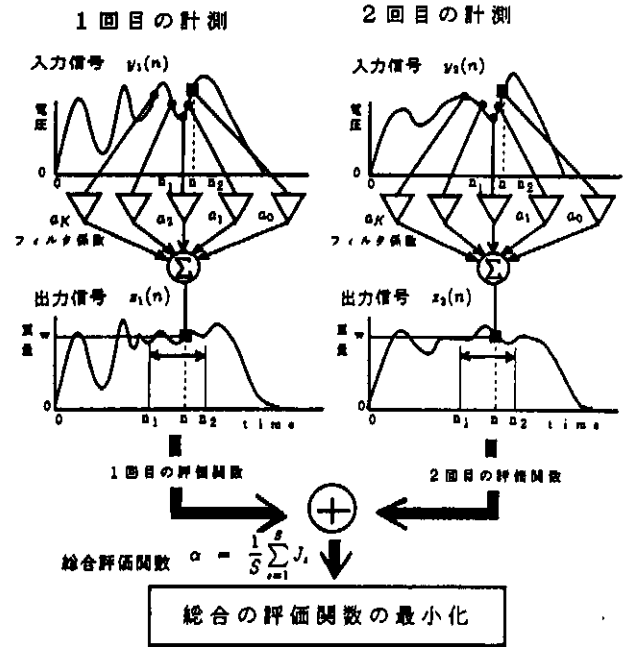


図-4 フィルタ設計の原理図

する。以下で詳細に説明する。

FIR フィルタ出力 $z_s(n)$ を (1) 式で表す。

$$z_s(n) = \sum_{i=0}^K a_i y_s(n-i) \quad (1)$$

ここで $y_s(n)$ をフィルタへの入力信号、 K を次数、 a_i をフィルタ係数とする。図-4 に示すように、フィルタ出力は、現在の入力 $y_s(n)$ と過去の K 個の入力に各々の係数を掛けたものの総和になる。真の重量 w_s とフィルタ出力 $z_s(n)$ の区間の始点 n_1 から区間の終点 n_2 の間における差の 2 乗平均値を真の重量の 2 乗値 w_s^2 で正規化した総合評価関数 α を定義する。

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{1}{S} \sum_{s=1}^S J_s \\ &= \frac{1}{S} \sum_{s=1}^S \frac{1}{(n_2 - n_1 + 1)} \frac{1}{w_s^2} \sum_{n=n_1}^{n_2} |z_s(n) - w_s|^2 \quad (2) \end{aligned}$$

この式に (1) 式を代入して整理すると、次のようになる。

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{1}{S} \sum_{s=1}^S \frac{1}{(n_2 - n_1 + 1)} \frac{1}{w_s^2} \\ &\quad \cdot \sum_{n=n_1}^{n_2} \left| \sum_{i=0}^K a_i y_s(n-i) - w_s \right|^2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{S} \sum_{s=1}^S \frac{1}{n_2 - n_1 + 1} \frac{1}{w_s^2} \\
 &\quad \cdot \sum_{n=n_1}^{n_2} \left(\sum_{i=0}^K \sum_{j=0}^K a_i a_j y_s(n-i) y_s(n-j) \right. \\
 &\quad \left. - 2w_s \sum_{i=0}^K a_i y_s(n-i) + w_s^2 \right) \\
 &= \sum_{i=0}^K \sum_{j=0}^K a_i a_j C_{ij} - 2 \sum_{i=0}^K a_i C_i + 1 \quad (3)
 \end{aligned}$$

ここで

$$C_{ij} = \frac{1}{S} \frac{1}{n_2 - n_1 + 1} \sum_{s=1}^S \frac{1}{w_s^2} \sum_{n=n_1}^{n_2} y_s(n-i) y_s(n-j) \quad (4)$$

$$C_i = \frac{1}{S} \frac{1}{n_2 - n_1 + 1} \sum_{s=1}^S \frac{1}{w_s} \sum_{n=n_1}^{n_2} y_s(n-i) \quad (5)$$

とする。 α を最小にするフィルタ係数 a_i , ($i=0, 1, \dots, K$) は下記の式を満たす。

$$\frac{1}{2} \frac{\partial \alpha}{\partial a_i} = \sum_{j=0}^K a_j C_{ij} - C_i = 0 \quad (6)$$

従って、線形連立1次方程式

$$\sum_{j=0}^K a_j C_{ij} = C_i \quad (i=0, 1, 2, \dots, K) \quad (7)$$

を解くことによりフィルタ係数 $\{\bar{a}_i\}$, ($i=0, 1, 2, \dots, K$) を求めることができる。また、(3)式は、

$$\alpha = \sum_{i=0}^K a_i \left(\sum_{j=0}^K a_j C_{ij} - C_i \right) - \sum_{i=0}^K a_i C_i + 1 \quad (8)$$

と変形できるから、(7)式で得られたフィルタ係数 $\{\bar{a}_i\}$ を用いたときの評価関数 α の最小値 α_{\min} は、

$$\alpha_{\min} = 1 - \sum_{i=0}^K \bar{a}_i C_i \geq 0 \quad (9)$$

と決定される。このように S 個の標本のロードセル出力に対して評価関数 α を最小にする係数列から重量計測に最適なフィルタ次数、測定区間長が決定され、最終的なフィルタ係数が求められる。

また、(1)式の $y_s(n)$ を単位インパルス $\delta_s(n)$ とおいて得られるフィルタのインパルス応答 $h_s(n)$ は、次式で得られる。

$$h_s(n) = \sum_{i=0}^K a_i \delta_s(n-i) \quad (10)$$

$$= \begin{cases} \bar{a}_n & (n=0, 1, 2, \dots, K) \\ 0 & (n > K) \end{cases} \quad (11)$$

この $h_s(n)$ の $(K+1)$ 点の離散的フーリエ変換として、フィルタの伝達関数 $H_s(k)$ は次式で与えられる。

$$H_s(k) = \frac{1}{K+1} \sum_{i=0}^K \bar{a}_i \exp(-j \frac{2\pi i k}{K+1}) \quad (12)$$

得られたフィルタ係数 $\{\bar{a}_i\}$ を用いて(1)式で得られるフィルタ出力 $z_s(n)$ の区間 $[n_1, n_2]$ における平均値 \hat{w}_s [gf] と標準偏差 σ_{w_s} [gf] をそれぞれ次式で求める。

$$\hat{w}_s = \frac{1}{n_2 - n_1 + 1} \sum_{n=n_1}^{n_2} z_s(n) \quad (13)$$

$$\sigma_{w_s} = \sqrt{\frac{1}{n_2 - n_1 + 1} \sum_{n=n_1}^{n_2} (z_s(n) - \hat{w}_s)^2} \quad (14)$$

この平均値 \hat{w}_s [gf] をもって試料の重量測定値とし、真の重量 w_s [gf] との差 $\hat{w}_s - w_s$ [gf] をバイアス誤差とする。

3.2 フィルタの設計・評価手順

フィルタの設計・評価手順を以下にまとめる。

- 1) 計測する被測定物をあらかじめ台秤で計測し、既知重量とする。
- 2) 図-2のシステム図の計量コンベアに被測定物を通過させ、 S 個の標本のロードセル出力 $y_s(n)$ を計測する。
- 3) 検査区間の終点 n_2 はロードセル出力の平坦区間の最終点に固定する。
- 4) 検査区間 N とフィルタ次数 K を変化させ、評価関数 α が最小になるフィルタ係数 $\{\bar{a}_i\}$, ($i=0, 1, 2, \dots, K$) を(7)式の線形連立1次方程式を解くことにより求める。
- 5) S 個の標本のロードセル出力に対して、標準偏差 σ_{w_s} [gf], バイアス誤差 $\hat{w}_s - w_s$ [gf] を算出して評価する。
- 6) 次に、新たに R 個の標本のロードセル出力に対して、標準偏差 σ_{w_r} [gf], バイアス誤差 $\hat{w}_r - w_r$ [gf] を算出して評価し、評価関数 α を最小にするフィルタ次数 K , 測定区間 N , フィルタ係数列を決定する。

4. 実験方法と結果

4.1 既知のロードセル出力に対する特性

4.1.1 フィルタの係数列、伝達関数とフィルタ出力
 図-5は区間 $n_1=80, n_2=100$, 次数 $K=30$ として、図-3(b)と同様に得られた三つのロードセル出力 $y_s(n)$, ($s=1, 2, 3$) を用いてフィルタ係数列 $\{\bar{a}_i\}$ を算出し、更に伝達関数の周波数特性 $H_s(k)$, ロードセル出力に適応したフィルタ出力波形を求めた。フィルタ係数列 $\{\bar{a}_i\}$ は、標準的ローパスフィルタの理想周波数特性を逆フーリエ変換して得られる係数列のゼロを中心とした1波長を半波長だけ負の時間がないように時間軸上で推移させた波形に似ている。従って、周波数特性の最大値を1と正規化した伝達関数の周波数特性は、直流分の振幅が最大の1であり、ローパス特性になっている。図-5(c)は図-3(b)のロードセル出力 $y_1(n)$ に図-3(b)と同様に得られた二つのロードセル出力 $y_2(n), y_3(n)$ の三つを用いて、評価関数 α が最小になるフィルタ係数列 $\{\bar{a}_i\}$ を算出し、フィルタ出力 $z_1(n)$ を求めたものであり、検査区間の始点 $n_1=80$ から検査区間の終点 $n_2=100$ までの標準偏差は0.22 gfであった。これに対して、図-3(b)の1回の計測で得られたロードセル出力列のみから評価関数 J_1 を最小

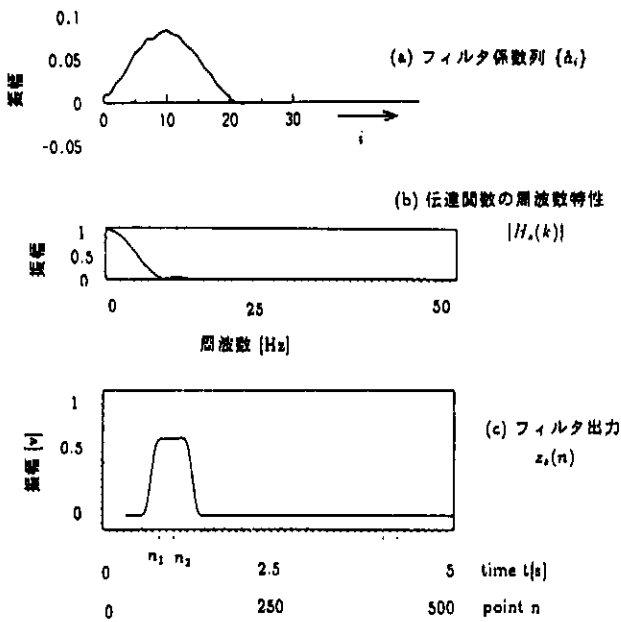


図-5 フィルタの特性

(a) フィルタ係数列, (b) 伝達関数の周波数特性,
(c) フィルタ出力。

$n_1=80, n_2=100, K=30$

にするフィルタ係数を算出し、そのロードセル出力に
適応した結果では標準偏差が 0 gf であった。表-1 は評
価関数 J_s を最小にする係数と評価関数 α を最小にする
係数を用いたフィルタ出力の評価結果である。測定
条件は検査区間の始点 $n_1=80$ 、検査区間の終点 $n_2=$
100、フィルタ次数 $K=20$ 、被測定物の真の重量 222.7
gf である。表-1 から次のことが言える。

- 1) 一つの重量信号から求めた評価関数 J_s を最小
にする係数列 $\{\hat{a}_i\}$ を用いて他の信号系列のフ

ィルタ出力 $z_s(n)$ を求めた場合 (表-1 の非対
角項に相当) において、測定重量のばらつきの
最大値は (b) の使用係数 $y_2(n)$ の場合で、信号
系列 $y_3(n)$ と $y_2(n)$ の差の 0.5 gf であった。

- 2) 評価関数 J_s を最小にする係数列 $\{\hat{a}_i\}$ を用い
てフィルタ出力 $z_s(n)$ を求めた場合の標準偏
差 σ_{w_s} はフィルタ係数を求めるために使用し
た信号系列と、そのフィルタ係数を用いて重量
測定を行った信号系列が同じ場合 (表-1 の対
角項に相当) には 0 gf であるが、他の係数を使
用した場合 (表-1 の非対角項に相当)、最大
7.85 gf と期待より大きな値であった。
- 3) 評価関数 α を最小にする係数列 $\{\hat{a}_i\}$ を用い
て各信号系列に対応したフィルタ出力 $z_s(n)$ を
求めて評価した結果 (d) では、測定重量のばら
つきは最大で 0.31 gf、標準偏差 σ_{w_s} は 0.22 gf
と小さく、評価関数 J_s を最小にする場合の標
準偏差 7.85 gf と比べ、大幅に改善されてい
ることが分かる。

4.1.2 バイアス誤差と標準偏差

図-6 は 3 回のロードセル出力 $y_s(n)$ ($s=1, 2, 3$)
を用いてフィルタ係数 $\{\hat{a}_i\}$ を求め、そのフィルタ係数
 $\{\hat{a}_i\}$ を、フィルタ設計に用いた 3 回のロードセル出力
 $y_s(n)$ ($s=1, 2, 3$) に適応し、3 回の計測におけるバ
イアス誤差 $\hat{w}_s - w_s$ と標準偏差 $\hat{\sigma}_{w_s}$ の最大値につい
て、フィルタ次数 K と計測区間長 $N (=n_2 - n_1 + 1)$
を変化させて求めて図示したものである。計測区間の
終点 n_2 は、ロードセル出力の平坦部の最終である 100
点目に固定した。バイアス誤差は 3 回の計測の最大幅

表-1 評価関数 J_s を最小にする係数と評価関数 α を最小にする係数を用いたフィルタ
出力の評価結果

フィルタ出力を求めるため に使用した係数		重量測定に用いた信号系列		
		$y_1(n)$	$y_2(n)$	$y_3(n)$
(a) $y_1(n)$	測定重量 \hat{w}_s [gf]	220.65	220.40	220.19
	標準偏差 σ_{w_s} [gf]	0.0	0.51	0.43
(b) $y_2(n)$	測定重量 \hat{w}_s [gf]	223.35	223.32	223.82
	標準偏差 σ_{w_s} [gf]	7.85	0.0	5.66
(c) $y_3(n)$	測定重量 \hat{w}_s [gf]	222.56	222.29	222.24
	標準偏差 σ_{w_s} [gf]	0.47	0.46	0.0
(d) $y_1(n), y_2(n), y_3(n)$	測定重量 \hat{w}_s [gf]	222.26	222.01	221.95
	標準偏差 σ_{w_s} [gf]	0.22	0.22	0.07

(a) 信号系列 $y_1(n)$ を用いて評価関数 J_1 を最小にする係数, (b) 信号系列 $y_2(n)$ を用
いて評価関数 J_2 を最小にする係数, (c) 信号系列 $y_3(n)$ を用いて評価関数 J_3 を最小に
する係数, (d) 信号系列 $y_1(n), y_2(n), y_3(n)$ を用いて評価関数 α を最小にする係数
を用いたときのフィルタ出力の評価結果

(検査区間の始点 $n_1=80$ 、検査区間の終点 $n_2=100$ 、フィルタ次数 $K=20$ 、被測定物の
真の重量 222.7 gf)

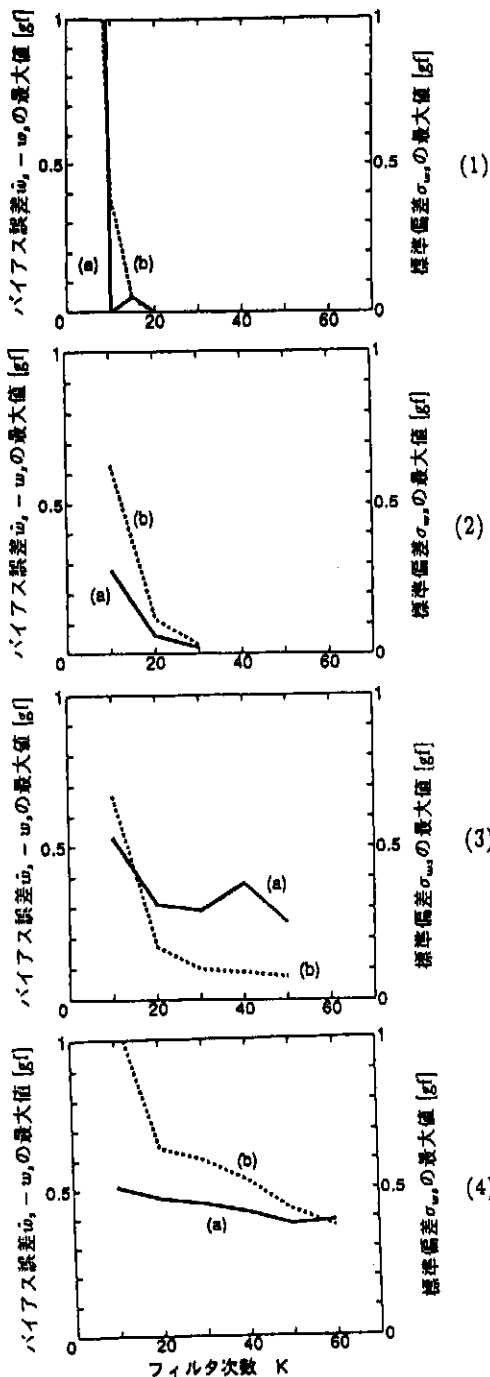


図-6 既知のロードセル出力に対するフィルタ出力
 (a) バイアス誤差 $\hat{w}_s - w_s$ の最大値, (b) 標準偏差 σ_{w_s} の最大値。
 (1) $n_1=95, n_2=100$, (2) $n_1=90, n_2=100$, (3) $n_1=80, n_2=100$, (4) $n_1=70, n_2=100$

とし、標準偏差は3回の計測の最大値とした。図-6(1)のように $n_1=95, n_2=100$ と区間長が短ければ、フィルタ次数 20 次で標準偏差が零になっている。図-6(2)(3)に示すように区間長 N がそれぞれ 10, 20 と増加すると、標準偏差、バイアス誤差ともに増加し、図-6(4)のように区間長 N が 30 においてかなり大きくなっている。

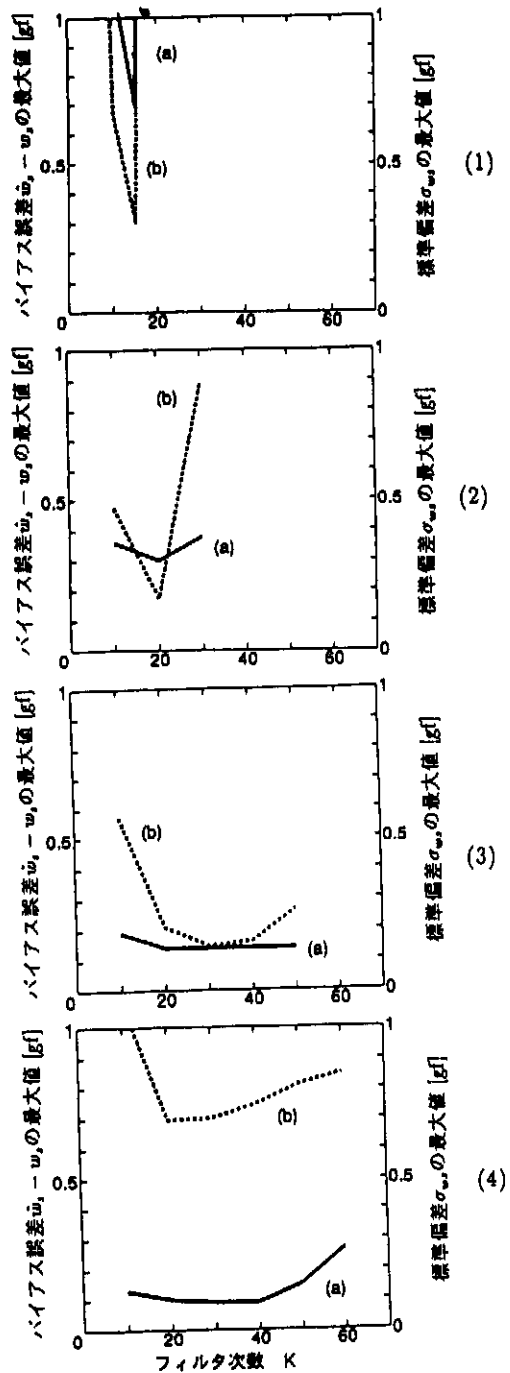


図-7 フィルタ係数決定時に使用しないロードセル出力に対するフィルタ出力
 (a) バイアス誤差 $\hat{w}_s - w_s$ の最大値, (b) 標準偏差 σ_{w_s} の最大値。
 (1) $n_1=95, n_2=100$, (2) $n_1=90, n_2=100$, (3) $n_1=80, n_2=100$, (4) $n_1=70, n_2=100$

4.2 フィルタ係数決定時に使用しないロードセル出力への適用

図-7は、3回のロードセル出力 $y_s(n)$, ($s=1, 2, 3$) を用いてフィルタ係数 $\{\hat{a}_i\}$ を求め、フィルタ係数決定に使用しないロードセル出力 $y_s(n), y_3(n)$ へ適用し、フィルタ出力 $z_s(n)$ の区間 $[n_1, n_2]$ におけるバイアス誤差 $\hat{w}_s - w_s$ と標準偏差 σ_{w_s} の最大値を求めて図示したものである。区間長 N が 5 から 30 の範囲でのバイ

アス誤差は、区間長 N の増加に反比例して減少している。しかし、区間長 $N=30$ 以上では、標準偏差が大きいために区間長を 30 までとした。標準偏差の最小値は、区間長 $N=5$ で次数 $K=15$ 、区間長 $N=10$ で次数 $K=20$ 、区間長 $N=20$ で次数 $K=30$ 、区間長 $N=30$ で次数 $K=20$ のときにあり、区間 N が広いほど標準偏差を最小にする次数幅も広い (区間 $N=5$ ならば $K=15$ 、区間 $N=20$ ならば $20 \leq K \leq 50$)。図-7 の結果として、図-7(3) の区間長 $N=20$ 、次数 $K=30$ で最小の標準偏差が得られた。この理由として、図-3(b) のロードセル出力の平坦部は区間 $n_1=60$ 、 $n_2=105$ の区間長 45 であり、フィルタ出力はロードセル出力の平坦区間のみを用いた方が精度が良いのは当然であるので、フィルタ次数は FIR フィルタの構造上からロードセル出力の平坦区間長の半分の $N=20$ 程度が最良であると思える。次に図-6 と図-7 を比較すると、図-6 の既知のロードセル出力のフィルタ出力の標準偏差は次数の増加に反比例して減少しているのに対して、図-7 のフィルタ係数決定時に使用しないロードセル出力のフィルタ出力の標準偏差はある次数で最小になるほど 2 次関数曲線で表される。確かに区間長 N が狭すぎたら、各々のロードセル信号の違いと区間位置 $[n_1, n_2]$ によりバイアス誤差、標準偏差が大きくなるであろうし、区間長 N が広すぎれば、ロードセル出力の平坦区間長が有限長であるためのフィルタ出力への影響による誤差が増加することが直感的に理解できる。

5. 考 察

上記の結果から次のことが言える。

1) ロードセル出力 $y_s(n)$ を標準化周波数 100 Hz として A/D 変換し、フィルタ出力を評価した図-7 の結果から、図-7(3) の区間長 $N=20$ 、次数 $K=30$ で最小の標準偏差が得られた。この結果の確認のため、標準化周波数を変更して追加実験を行った。まず、標準化周波数 50 Hz として A/D 変換し、フィルタ出力を評価した結果では検査区間長は $N=10$ 、次数 $K=15$ で最小の標準偏差が得られ、標準化周波数 100 Hz での結果の半分の区間長と次数であった。次に、標準化周波数 250 Hz の結果では、検査区間長 $N=40$ 、次数 $K=40$ で最小の標準偏差が得られた。この標準化周波数による違いは、ロードセル出力の平坦区間長が標準化周波数により異なるためであると考えられる。

2) 標準化周波数 50 Hz でのバイアス誤差と標準偏差は、標準化周波数 100 Hz、又は 250 Hz で計測した場合に比べて精度が悪く実用的でないことが分かった。この理由として、標準化周波数が高ければ、ロードセル出力の平坦区間長が長くとれるためにフィルタ

次数が高くでき、フィルタ次数が高ければ遮断周波数特性の険しい特性が得られるために高精度が得られると考えられる。しかし、実時間処理を考慮した実用面では、A/D 変換されたデータの記憶容量が少なく済むこと、A/D 変換以外の表示・判定処理・プリントなどの処理時間がとれること、良品・不良品を判定後すぐに選別機で選別できることなどが好ましく、そのために、なるべく低い次数で構成できることが要求されている。

6. ま と め

本論文は、生産ラインでの重量計測におけるロードセルの不要振動除去に適した FIR フィルタの設計方法と評価を述べた。周波数領域での FIR フィルタ設計法では、重量計測の測定精度が 0.5% 以内であるためには 150 次以上の次数が必要であったため、少ない次数で高精度重量計測が可能となる新しい FIR フィルタ設計法を提案し、実験により本設計法が有効であることを示した。本論文で採用した評価関数 α を最小にする方法では、標準化周波数 100 Hz の条件で $N=20$ 、次数 $K=30$ が最良であり、標準化周波数 50 Hz の条件で $N=10$ 、次数 $K=15$ が最良であった。ただし、測定精度の評価結果から標準化周波数は、100 Hz 以上が必要であり、そのとき得られた精度は、初期目標である被測定物に対して 0.5% の精度には十分満足できる 0.1% 程度のバイアス誤差、標準偏差が得られた。更に、30 次で FIR フィルタが構成できるため、高速に生産される生産ラインでも実時間処理が可能となった。

謝 辞

日頃ご助言を戴くニッカ電測(株)浜田良一開発部長に感謝いたします。

文 献

- 1) 上村久仁男, 金井 浩, 中鉢憲賢, "生産ラインでの高速高精度重量計測のためのデジタルフィルタの設計と評価," 音響学会誌 50, 279-288 (1994).
- 2) 上村久仁男, 金井 浩, 中鉢憲賢, "FIR フィルタによる重量計測の高精度化," 信学技報 EA 94-52, 13-19 (1994).

上村久仁男

昭和 51 年芝浦工業大学工学部通信工学科卒業。同年、電測工業(株)(現 ニッカ電測(株))入社。高電圧放電現象によるピンホール検査機、CCD カメラを用いた異物検査機、打缶音による缶真空不良検査機などの非破壊検査装置の設計・研究開発に従事し、最近ではデジタル信号処理の計測への応用研究に従事。現在、開発部次長。工学博士。日本音響学会会員。

**金井 浩**

昭和 56 年東北大学工学部卒業，昭和 61 年同大学院博士課程修了。工学博士。同年同大学情報処理教育センター助手，昭和 64 年同大学工学部電気工学科助手。専任講師を経て，平成 4 年 6 月同電気工学科助教授，現在に至る。超音波による医用生体計測と音響振動に関するデジタル信号処理に関する研究に従事。昭和 62 年石川賞，平成 2 年日本音響学会栗屋賞，平成 3 年電子情報通信学会榎原賞等，平成 7 年本学会佐藤論文賞受賞。日本音響学会，電子情報通信学会，電気学会，日本機械学会，日本超音波医学会，日本 ME 学会，日本循環器学会，情報理論とその応用学会，IEEE の各会員。

**中鉢 憲賢**

昭和 31 年東北大学工学部卒業。工学博士。昭和 40 年東北大学電気通信研究所助手，昭和 41 年同研究所助教授，昭和 54 年より東北大学工学部電気工学科教授。この間，音響及び超音波工学の研究に従事し，特に超音波計測においては，我が国の超音波顕微鏡の開発に大きく貢献している。昭和 39 年電子通信学会稲田賞，平成 2 年に電気学会学術振興賞（進歩賞）及び IEEE-UFFC 論文誌最優秀論文賞等，平成 7 年科学技術庁長官賞（科学技術功労者）及び本学会佐藤論文賞受賞。日本音響学会（平成 2 - 3 年東北支部長，平成 3 年より理事，平成 7 年から副会長），電気学会，電子情報通信学会，応用物理学会，IEEE，超音波医学会，日本 ME 学会，日本機械学会，非破壊検査協会の各会員。