

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*

上村久仁男**

(ニッカ電測(株))

金井 浩・中鉢 憲賢***

(東北大学工学部電気工学科)

(平成 5 年 4 月 20 日受付)

内容梗概 本論文では、生産ラインにおいて高速高精度に被測定物の重量を測定するためのデジタルフィルタを設計するにあたって、種々の型のフィルタについて、様々な重量物に対してそれらの重量測定信号のフィルタ出力を求め、その測定の変り誤差や標準偏差からフィルタの評価を行った。その結果、高速にコンペアを通過することにより得られる重量測定信号の有限長の単発パルスに適用するフィルタの設計には、次数、遮断周波数、窓関数、サンプリング周波数の四つの変数の間に最適値があることが分かった。なお、実際の生産ラインで行った評価実験から、FIR 型のブラックマン窓関数を使用したものが標準偏差の面から最も良好であったが、サンプリング周波数 500 Hz では 150 回以上のタップが必要なため高速処理に向かず、実用面から IIR 型の 3 次のベッセルフィルタが最良であった。

キーワード 重量測定、デジタルフィルタ、パワース、ベッセル、FIR フィルタ
Weight measurement, Digital filter, Butterworth, Bessel, FIR filter

1. ま え が き

食品等の製造工場では、品質と製造原価の管理のために、毎日製造する数千から数十万個の製品の重量を 1 個 1 個測定して、不良品を排除し良品を出荷することが要求されている。この重量測定では、毎分 100 個から 300 個の高速処理と共に 0.1% から 0.5% 程度の高精度が必要とされる。生産ラインでは、ストレインゲージをセンサとしたロードセルと被測定物を搬送するモータ等の機構を組み合わせた高速自動重量測定が行われている。しかし、この方法では、搬送機構を停止した状態の静的な測定に比べて、搬送による振動等のノイズがロードセルの出力である被測定物の重量信号に加算され、測定精度を低下させる。加算されるノ

イズには、コンペア (モータ) の振動ノイズ、被測定物の計量台への載り移りによる振動ノイズ、被測定物が測定台を搬送中のゆれによる振動ノイズがある。その他、商用電源のリップルノイズも測定周波数帯域内にある。重量はロードセルの出力信号の直流成分に比例するため、これらの低周波ノイズ成分をローパスフィルタで除去し、直流成分のみを S/N よく測定する必要がある。設計・評価したフィルタは、IIR 型のパワース、チェビシェフ、逆チェビシェフ及び、ベッセルフィルタと FIR 型フィルタである。FIR 型では、理想周波数特性の逆フーリエ係数列に種々の窓関数をかけて伝達関数とした。各フィルタの評価方法としては、サンプリング周波数を固定にして次数、遮断周波数、窓関数を変数としてフィルタを設計し、周波数遮断特性、単位ステップ応答、及び重量信号のフィルタ出力を求め、フィルタ出力信号の偏り誤差と標準偏差から生産ラインで 0.4% 程度の精度でかつ毎分 120 個前後の処理ができるフィルタを評価した。

2. 高速自動重量測定システムと測定の原理

高速自動重量測定システムの構成を図-1 に示す。被

* Design of digital filters and their evaluation for high speed and high accuracy weight measurement in production line.

** Kunio Kamimura (Nikka Densok Co., Ltd., Kawagoe, 356)

*** Hiroshi Kanai and Noriyoshi Chubachi (Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Tohoku University, Sendai, 980)

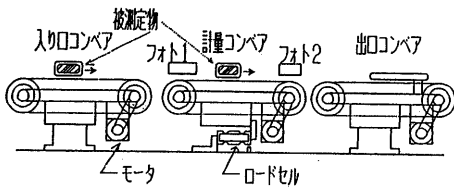


図-1 高速自動重量測定システムの構成図

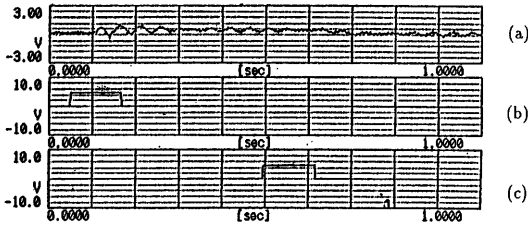


図-2 被測定物を搬送したときの信号

- (a) 被測定物を搬送したときのロードセル信号,
- (b) 計量コンベア入口側のフォトセンサ信号,
- (c) 計量コンベア出口側のフォトセンサ信号

測定物は入口コンベアから計量コンベアを通り、出口コンベアへ搬送される。図-2は被測定物を搬送したときの各センサの出力信号で、図-2(a)は、被測定物を搬送したときのロードセル出力信号、図-2(b)は計量コンベア入口側のフォトセンサの出力信号で、被測定物の遮光によるパルスが入っている。また、図-2(c)はコンベア出口側のフォトセンサの出力信号で、被測定物の遮光によるパルスが入っている。図-2(a)のロードセルの出力信号をみると、被測定物が計量コンベアのフォト1を遮光後ゆるやかに立ち上がり、被測定物が計量コンベア出口に近づくまでの間に一定値に安定する。従って計量コンベアの出口側のフォト2を被測定物が遮光する瞬間にロードセルの出力を計ればよい。出口コンベアへ排出された被測定物は、計量結果に基づいて良品、不良品に振り分けられる。毎分200個を処理するには、被測定物1個当たり300ms以内に測定及び判定を行う必要がある。

この測定システムではセンサにストレインゲージを用いており、ロードセルの出力電圧は、1グラム当たり $2\mu\text{V}$ 変化する。ロードセルには、被測定物が載らないときでもモータとコンベアの計5kgの重量が常時かかっている。従って、最大1kgの被測定物が載った場合、最大測定重量は6kgとなる。本測定システムでは、その6kgの全重量に対して1gの精度内で測定することを目的としている。そこで、電気的には約5kgに相当するバイアス成分をあらかじめ差動回路で引いて

おき、被測定物の最大1kgに対する出力電圧のみを増幅した後(この場合には66dBの増幅を行っている)、12bitのA/D変換器でデジタル信号に変換する。この場合、A/D変換器の入力端で、1kgが2.5Vに対応するならば、1g当たり2.5mVであり、2.5Vを12bitに分解すれば1bitが0.61mVに対応するから、A/D変換器は0.25gの分解能となる。しかし、分解能は0.1g以下まで必要とされるため、測定データを時間をずらして32回A/D変換し、それらの値を平均することにより5bitの精度を追加して全体として17bit精度を得ている。その32点のサンプリング間隔は、測定信号の周波数帯域が20Hz以下であること、本測定システムの入出力制御と演算及び判定時間に1ms以上必要なこと、フィルタ次数2次から200次程度までの評価ができることを考慮して2msに設定してある。従って、A/D変換器入力端のアナログ増幅において、250Hz以上の成分をローパスフィルタによって遮断している。

デジタルフィルタの遮断周波数は、従来のアナログフィルタでの経験をふまえ、図-2(a)のロードセルの出力信号により次のように設定した。本研究の目的の一つである高速化のためには、応答を速めるために遮断周波数を高くして、なるべく図-2(b)のパルスの近くで重量測定することが望ましい。一方もう一つの目的である高精度化のために、ロードセルにより重量に比例した直流成分を測定するために遮断周波数を低くして、図-2(c)のパルス近くで測定することが望ましい。具体的には、本測定システムに発生している機械振動ノイズの主成分が15Hz近傍にあるので、このノイズを除去するために遮断周波数 f_c は、 $f_c=10\text{Hz}$ 以下に設定した。おな、この機械振動ノイズは、コンベアのモータ振動ノイズとその振動に合わせてロードセルが共振振動して発生するノイズなどである。

3. フィルタの設計と重量測定

アナログフィルタの伝達関数 $H(s)$ は、次式で表すことができる⁹⁾。

$$H(s) = \frac{d_N s^N + d_{N-1} s^{N-1} + \dots + d_0}{c_M s^M + c_{M-1} s^{M-1} + \dots + 1} \quad (1)$$

ただし、 s は複素周波数、 $s = \sigma + j\omega$ であり、 M 、 N はフィルタ次数、 d_i 、 c_j はフィルタ係数である。これに対応するデジタルフィルタは、時間領域の線形差分方程式を z 変換をすることにより求められ、このときフィルタの伝達関数 $H(z)$ は

$$H(z) = \frac{b_N z^{-N} + b_{N-1} z^{-N+1} + \dots + b_0}{a_M z^{-M} + a_{M-1} z^{-M+1} + \dots + 1} \quad (2)$$

で表すことができる³⁾。ただし、 M, N はフィルタ次数で、本論文では $M=N$ とする。また、 b_i, a_j などは定数である。なお、(2)式は、次の(3)式のように、2次のフィルタを1セクションとした縦続接続でも表すことができる²⁾。

$$H(z) = \prod_{k=1}^L \frac{b_{0k} + b_{1k} z^{-1} + b_{2k} z^{-2}}{1 - a_{1k} z^{-1} + a_{2k} z^{-2}} \quad (3)$$

ただし、 k はフィルタセクションで、 L 段まであるフィルタに対しては、 $2L$ 次のフィルタとなる。ここでは、IIR 型の場合、ベッセル特性フィルタを除いて2次の縦続接続で設計する。設計する IIR 型フィルタは、(1) バタワース、(2) チェビシェフ、(3) 逆チェビシェフ、(4) ベッセル特性とする。

デジタルフィルタの伝達関数を求めるためには、各特性のアナログ領域での伝達関数 $H(s)$ の式に対して、まず、次の双一次 s - z 変換を用いて、 s 平面の左半分のすべての領域 z 平面の単位円内に写像する²⁾。

$$s = \frac{2}{T} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \quad (4)$$

次に双一次 s - z 変換により生じるアナログ周波数とデジタル周波数との非線形な関係を考慮し、あらかじめアナログフィルタのカットオフ周波数を歪ませるためのプリワーピング操作を行っておく。デジタルカットオフ周波数を Ω_c とするとアナログカットオフ周波数 ω_c は、

$$\omega_c = \frac{2}{T} \cdot \tan \frac{\Omega_c T}{2} \quad (5)$$

と表される²⁾。従って、(1)式に

$$s = \frac{1}{\tan \frac{\Omega_c T}{2}} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \quad (6)$$

を代入することによってデジタル信号の伝達関数 $H(z)$ を求めた。

3.1 バタワースフィルタ³⁾

バタワースローパスフィルタにおいては、そのアナログ振幅 2 乗特性は

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2N}} \quad (7)$$

である。まず、 $\omega_c=1$ に正規化しておき、後で ω_c に戻すこととし、更に $s=j\omega$ と置換することにより得られるアナログ振幅 2 乗関数を $P(s)$ とすれば

$$P(s) = \frac{1}{1 + (-1)^N s^{2N}} = \prod_{k=1}^N \frac{1}{(s - s_k)} \quad (8)$$

と表すことができる。次数 N が 4 次なら単位円上に 8

個の極がある。すべての極の実数部が負なら系は安定であるから、安定な極は s 平面の左側の四つの極だけになる。実際の設計のときには、 $H(s)$ とその実軸を対称とした対をつくり、それらの積をとる。従って、次数 N が偶数及び奇数の場合に対して、おのおの次のような s の 2 次式をつくる。

$$H(s) = \prod_{k=1}^{N/2} \frac{1}{s^2 + 2\cos\theta_k \cdot s + 1} \quad (9)$$

$$\theta_k = (2k-1)\pi/N$$

$$k=1, 2, \dots, N/2 \quad (N: \text{偶数})$$

$$H(s) = \frac{1}{s+1} \prod_{k=1}^{(N-1)/2} \frac{1}{s^2 + 2\cos\theta_k \cdot s + 1} \quad (10)$$

$$\theta_k = k\pi/N$$

$$k=1, 2, \dots, (N-1)/2 \quad (N: \text{奇数})$$

この式の s に(6)式を代入し、(2)式と対比させることにより $H(z)$ の各段数の各係数が求められる。

3.2 チェビシェフフィルタ²⁾

チェビシェフフィルタの特性は

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 C_N^2(\omega)} \quad (11)$$

と表すことができる。ここで、 ϵ は通過域でのリップルの大きさを決めるパラメータで、 N は次数である。また、 $C_N(\omega)$ は

$$C_N(\omega) = \begin{cases} \cos(N \cos^{-1}\omega) & (\omega \leq 1) \\ \cosh(N \cosh^{-1}\omega) & (\omega > 1) \end{cases} \quad (12)$$

となり、リップルの大きさは

$$r[\text{dB}] = 10 \log(1 + \epsilon^2) \quad (13)$$

と表すことができる。

3.3 逆チェビシェフフィルタ⁴⁾

逆チェビシェフフィルタの特性は

$$|H(j\omega)|^2 = 1 - \frac{1}{1 + \epsilon^2 C_N^2(\omega)} \quad (14)$$

と表すことができる。

3.4 ベッセルフィルタ¹⁾

ベッセルフィルタの特性は、次式で表すことができる。

$$H(s) = \frac{C_0}{C_L s^L + \dots + C_k s^k + \dots + C_0} \quad (k=0,1,\dots,L) \quad (15)$$

ただし、 L はフィルタ次数である。係数 C_k は

$$C_k = \frac{(2L-k)!}{2^{L-k} k! (L-k)!} \quad (k=0,1,\dots,L) \quad (16)$$

で表される。これらの式に双一次変換とプリワーピングを行えば、伝達関数 $H(z)$ が求まる。ただ、ベッセルフィルタの場合、通過域特性が、他のフィルタと逆に、次数を上げれば上げるほど広くなるのでカットオフ特

性は悪くなる⁵⁾。

3.5 FIR 型フィルタ¹⁾

FIR 型フィルタは、(2)式において分母の自己回帰部がない形式になる。FIR 型フィルタの伝達関数は、理想周波数特性を逆フーリエ変換しフィルタ係数を求め、更に各窓関数との積をとって伝達関数とする。具体的に(2)式の d_i に対応する係数を $h_L(n)$ とすると

$$h_L(n) = \frac{\sin 2\pi n \frac{f_c}{f_s}}{\pi n} = 2 \left(\frac{f_c}{f_s} \right) \left(\frac{\sin 2\pi n \frac{f_c}{f_s}}{2\pi n \frac{f_c}{f_s}} \right) \quad (17)$$

と表される。また、フーリエ級数を有限の次数で打ち切るため Gibbs 現象が発生するので窓関数との積をとり伝達関数とする。なお、窓関数とフーリエ級数列は、因果性を考慮し負の時間の成分がないように定義した以下の5種の窓関数、すなわち矩形窓 $W_r(k)$ 、三角窓 $W_t(k)$ 、ハンニング窓 $W_h(k)$ 、ハミング窓 $W_m(k)$ 及び、ブラックマン窓 $W_b(k)$ を用いた。

$$W_r(k) = 1 \quad (0 \leq k \leq N-1) \quad (18)$$

$$W_t(k) = 1 - \left| 1 - \frac{2k}{N-1} \right| \quad (0 \leq k \leq N-1) \quad (19)$$

$$W_h(k) = \frac{1}{2} \left(1 - \cos \frac{2k\pi}{N-1} \right) \quad (0 \leq k \leq N-1) \quad (20)$$

$$W_m(k) = 0.54 - 0.46 \cos \frac{2k\pi}{N-1} \quad (0 \leq k \leq N-1) \quad (21)$$

$$W_b(k) = 0.42 - 0.5 \cos \frac{2k\pi}{N-1} + 0.08 \cos \frac{4k\pi}{N-1} \quad (0 \leq k \leq N-1) \quad (22)$$

3.6 重量計測

ロードセル出力電圧のフィルタ出力の時間平均値 $F(x_i)$ は、重量 x_i に対し

$$F(x_i) = ax_i + b \quad (23)$$

と表すことができる。ここで、 b はロードセルのオフセット、係数 a はアンプのゲインである。係数 a とオフセット b は、0 g 重の状態及び 1 g 重から 500 g 重までの分銅を用いて得られる既知の N 種類の重量 x_i における測定値 $F(x_i)$ に関して最小 2 乗法を適用することによって、次のように決定できる。(23)式での測定値 $F(x_i)$ と重量算出の式 $ax_i + b$ の 2 乗平均誤差を α とすると

$$\alpha = \sum_{i=1}^N |F(x_i) - ax_i - b|^2 \quad (24)$$

と表すことができる。この α を係数 a, b で偏微分することによって、次式が得られる。

$$\frac{1}{2} \frac{\partial \alpha}{\partial a} = \left(\sum_{i=1}^N x_i^2 \right) a - \sum_{i=1}^N x_i F(x_i) + \left(\sum_{i=1}^N x_i \right) b = 0 \quad (25)$$

$$\frac{1}{2} \frac{\partial \alpha}{\partial b} = \left(\sum_{i=1}^N x_i \right) a - \sum_{i=1}^N F(x_i) + bN = 0 \quad (26)$$

従って、係数 a, b は

$$\begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^N x_i^2 & \sum_{i=1}^N x_i \\ \sum_{i=1}^N x_i & N \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^N x_i F(x_i) \\ \sum_{i=1}^N F(x_i) \end{bmatrix} \quad (27)$$

より決定できる。この a, b を(23)式に代入することで、フィルタ出力の時間平均値 $F(x_i)$ から測定重量 x_i を次式で算出することができる。

$$\hat{x}_i = \frac{F(x_i) - b}{a} \quad (28)$$

また、算出された重量値 \hat{x}_i の真値 x_i に対する偏り誤差 ϵ_i を次式で評価する。

$$\epsilon_i = \hat{x}_i - x_i \quad (29)$$

4. 実験方法と結果

被測定物を搬送しながら重量測定を行い、各種フィルタの評価を行った。まず、一つの重量測定信号について以上のフィルタを評価し、次に 10 個の重量測定信号を用いてフィルタの評価を行う。

4.1 ある重量物のロードセル出力信号に関する

フィルタ出力の評価

被測定物を搬送しながら測定したロードセル出力信号に次の処理を施して、重量の値を算出する。そのロードセル出力信号は図-2(a)に示してある。

4.1.1 IIR フィルタ

(1) IIR フィルタにおいては、アナログ伝達関数 $H(s)$ に双一次変換とプリワーピングを行い、デジタル伝達関数 $H(z)$ に変換する (標本化周波数 500 Hz)。

(2) デジタル伝達関数 $H(z)$ に $z = \exp(j\omega T)$ を代入し、周波数特性を求める (図-3の(a)参照)。

(3) 伝達関数の単位ステップ応答信号を求めて特性を確認する (図-3(b)参照)。

(4) 図 2(a)の重量測定信号をフィルタに通しその出力を求める (図-3の(c)参照)。

(5) コンペア出口のフォトセンサへパルスが入ったタイミングにおけるフィルタ出力の中で 32 点の平均値を $F(x_i)$ として(28)式を用いて重量 x_i を算出する。また、フィルタ出力の 32 点分のデータの標準偏差 σ も求め、評価の対象とする (図-4 参照)。

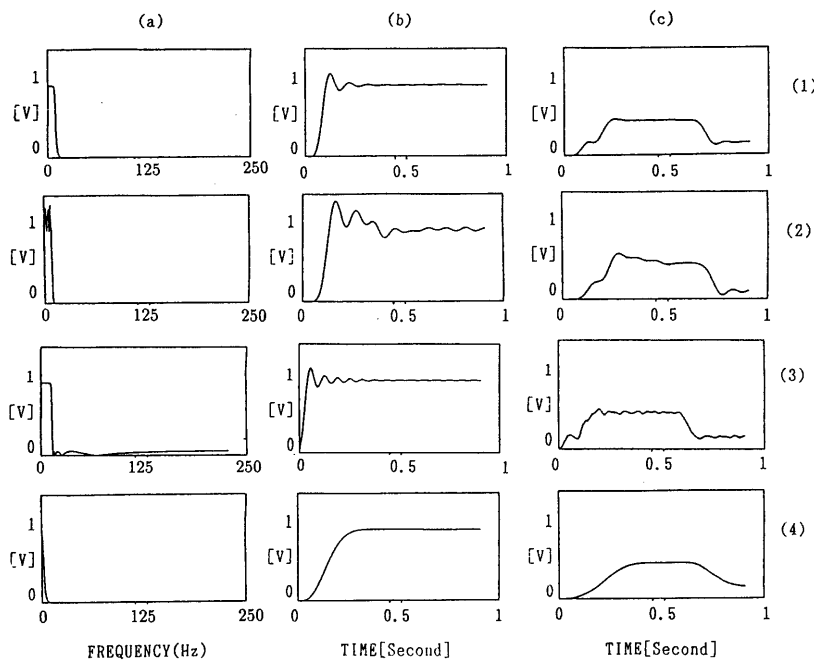


図-3 IIR フィルタの出力特性
 (1) バタワースフィルタ (8次 遮断周波数 10 Hz), (2) チェビシェフフィルタ (8次 遮断周波数 10 Hz), (3) 逆チェビシェフフィルタ (8次 遮断周波数 10 Hz), (4) ベッセルフィルタ (4次 遮断周波数 1 Hz), (a) 遮断周波数特性, (b) 単位ステップ応答, (c) ロードセル信号出力

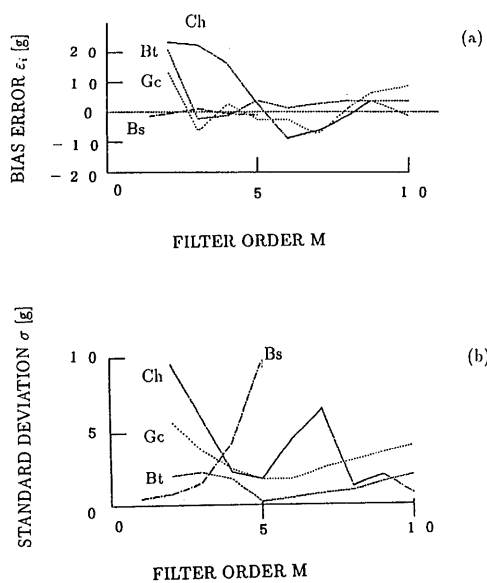


図-4 IIR フィルタの次数と標準偏差と測定誤差の関係
 (a) 偏り誤差, (b) 標準偏差, Bt: バタワースフィルタ, Ch: チェビシェフフィルタ, Gc: 逆チェビシェフフィルタ, Bs: ベッセルフィルタ

図-3の(1)バタワース, (2)チェビシェフ, (3)逆チェビシェフに関しては, 遮断周波数 10 Hz, 8次であり, 図-3(4)ベッセル特性に関しては, 遮断周波数 1 Hz, 4次である。

図-3(1)のバタワース特性は, 通過域及び阻止域とも滑らかな特性である。単位ステップ応答も波形の立ち上がりでは若干のオーバーシュートはあるが, 測定タイミング(図-3(b)の0.5秒付近)では収束している。また, 図-3(c)の測定信号も応答もリップルが少ない波形である。

図-3(2)のチェビシェフ特性は, 通過域でリップルを 10 dB もたせてある。図-3(2)(b)の単位ステップ応答での収束がみられず, 不安定である。そのため, 図-3(c)の測定信号の応答も極めて不安定で測定精度が悪い。なお, 周波数特性の直流成分の応答の振幅値が奇数と偶数及びリップル率で異なるため, そのゲインが1になるように正規化してある。

図-3(3)の逆チェビシェフ特性は遮断特性が極めてシャープであるが, チェビシェフ特性とは逆に阻止域でリップルを 10 dB もたせてある。単位ステップ応答

は全体に小刻みな高調波成分をもつが収束はする。このフィルタは上記パワース、チェビシェフフィルタに比べ立ち上がり早い。これは遮断周波数特性が、阻止域以上にリップルをもつためと考えられる。図-3(3)(c)の測定信号の応答も高調波が含まれている。

図-3(4)は遮断周波数 1 Hz, 4 次のベッセル特性である。ベッセル特性は他の IIR 型フィルタに比べ以下の点が違っている。まず、上記三つのフィルタは、次数を上げれば上げるほど遮断特性が険しくなり、通過域が狭くなるが、ベッセル特性の場合は次数の増加に伴って遮断周波数特性がゆるやかになり、通過域が広がる⁹⁾。また、ベッセルフィルタの場合、次数 5 次以上では図-4(b)に示すとおり標準偏差も極めて大きくなるため、5 次で設計を打ち切った。

次に IIR フィルタの各次数におけるフィルタ出力の 32 点の偏り誤差 ϵ_i を図-4(a)に、また標準偏差 σ を図-4(b)に示す。図-4(a)の偏り誤差については、ベッセル特性 (Bs) が最も誤差が少なく、次にパワース

特性 (Bt) が少ない。以下、逆チェビシェフ特性 (Gc), チェビシェフ特性 (Ch) の順である。遮断周波数 10 Hz では、パワース特性 (Bt) も 4 次以上でないと偏り誤差が大きい。図-4(b)の標準偏差については、ベッセル特性 (Bs) が最も精度が良いが、低い次数の範囲でしか使用できない。パワース特性 (Bt) はベッセル特性 (Bs) の次に精度が良く、広い次数範囲で安定している。チェビシェフ特性 (Ch) と逆チェビシェフ特性 (Gc) は不安定である。これは、先の図-3(2)と図-3(3)の単位ステップ応答などとも対応している。

4.1.2 FIR フィルタ

図-5 は FIR 型フィルタの設計した結果で、遮断周波数 1 Hz, 50 次であり、窓関数に (1) 矩形窓, (2) 三角窓, (3) ハニング窓, (4) ハミング窓, (5) ブラックマン窓をおのおの使用した。

図-5(1)の 50 次の矩形窓では、通過域で多くのリップルを含み、単位ステップ応答も角張った立ち上がりをしていて、図-5(1)(c)の応答もリップルを含んで

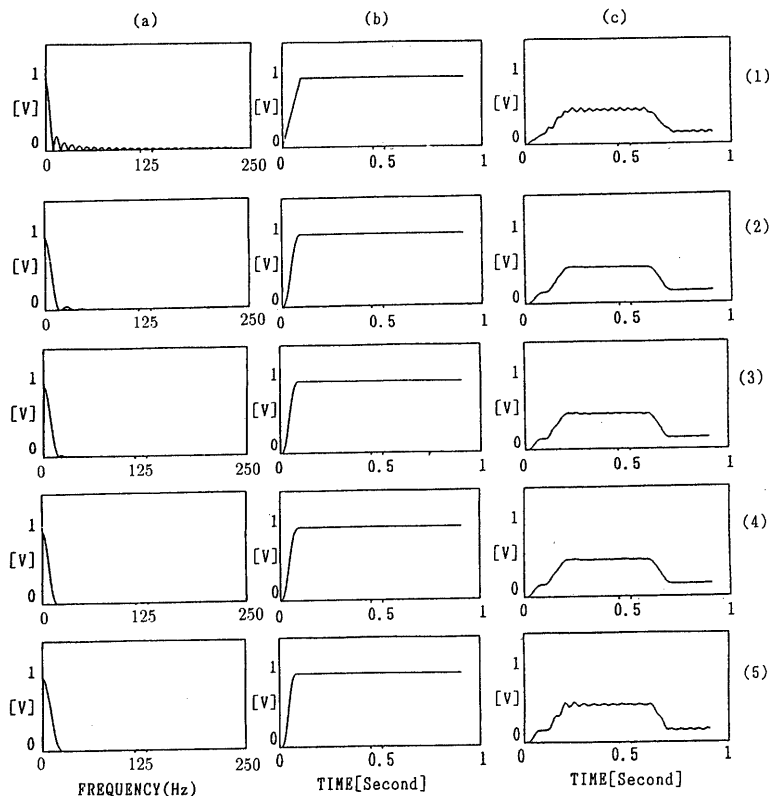


図-5 FIR フィルタの 50 次の出力特性
 (1) 矩形窓, (2) 三角窓, (3) ハニング窓, (4) ハミング窓, (5) ブラックマン窓, (a) 遮断周波数特性, (b) 単位ステップ応答, (c) ロードセル信号出力

いて精度が悪い。次に図-5(5)のブラックマン窓関数が精度が悪い。以下図-5の(3)ハニング窓, (2)三角窓, (4)ハニング窓の順に精度が悪い。

図-6の(1)から(5)は次数100次, 遮断周波数1 Hzの各窓関数による特性図である。100次では50次に比べ周波数遮断特性が険しくなっている。100次での遮断特性は, 図-6(1)の矩形窓による場合を除くとベッセル特性4次, 遮断周波数1 Hzと同様であり, 測定信号の応答も同様な波形をしている。なお, 100次でのフィルタのステップ応答は50次での結果と比べ, 立ち上がり時間が50 ms遅れている。測定精度は, 図-6(1)矩形窓, (4)ハニング窓, (2)三角窓, (3)ハニング窓, (6)ブラックマン窓の順で悪い。

遮断周波数1 Hzでの各 FIR フィルタについて, 窓関数とフィルタ次数と標準偏差 σ , 偏り誤差 ϵ_s との関係を図-7の(a)(b)に示す。FIR 型フィルタの係数は, 理想周波数特性の逆フーリエ変換から求めており, 本来逆フーリエ変換による係数は, 無限の係数列をも

つ。実際には, 無限の数列にある窓関数を掛けて有限長の数列で近似しているから, 次数が少ないと無理があり, 一方次数が長いと理想特性に近づいていることが分かる。

しかし, 逆にあまり次数の長いフィルタを図-2(a)のような有限長の単位ステップパルス状の信号に適用した場合には, かえって応答特性が悪くなり, 測定タイミングにおいてはまだフィルタ出力が立ち上がっていないという問題が生ずる。従って, 本計測において, 次数と遮断周波数と窓関数の三つの変数の間には最適値が存在する。更に, サンプリング周期を変数とした場合はサンプリング周期に伴って最適次数が変わるため, 遮断周波数や窓関数も変わる可能性がある。本計測とは別に行った計測では, 前段のアナログフィルタの遮断周波数を30 Hzに設定し, デジタルフィルタのサンプリング周期 T_s を2 msから20 msまで変化させたときの最適次数の最適窓は, $T_s=2$ msでは200次(ブラックマン窓), $T_s=4$ msでは100次(ハニング

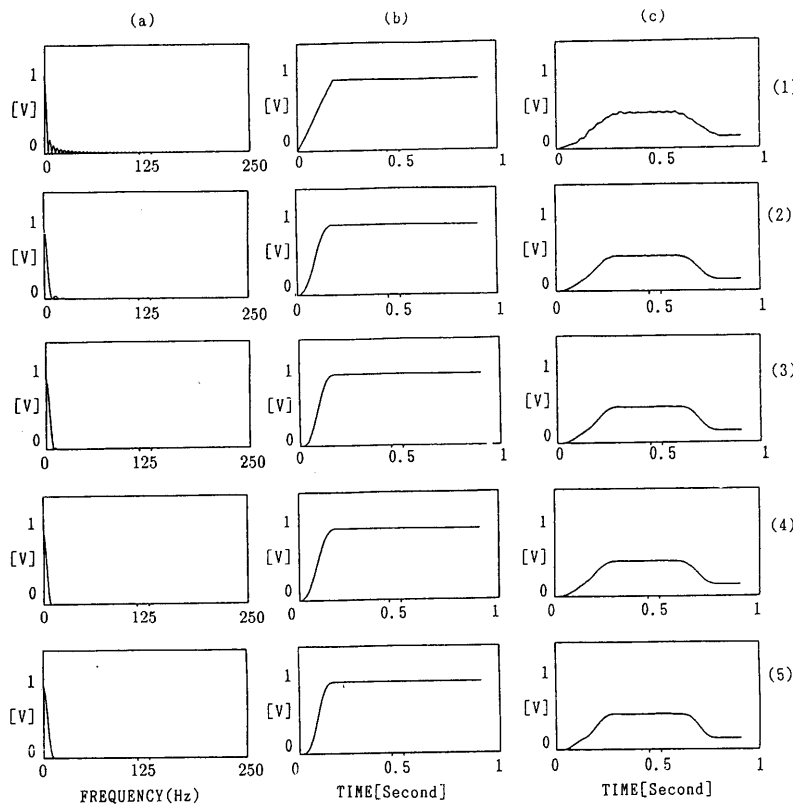


図-6 FIR フィルタの100次の出力特性
 (1) 矩形窓, (2) 三角窓, (3) ハニング窓, (4) ハニング窓, (5) ブラックマン窓, (a) 遮断周波数特性, (b) 単位ステップ応答, (c) ロードセル信号出力

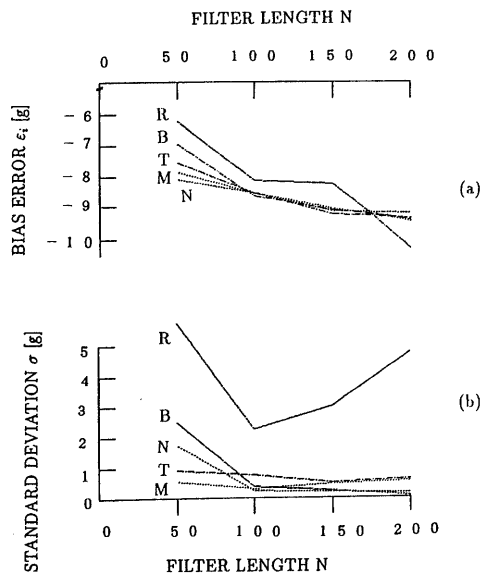


図-7 FIRフィルタの窓関数と次数の関係
(a) フィルタ次数と偏り誤差, (b) フィルタ次数と標準偏差, B=ブラックマン窓関数, N=ハニング窓関数, M=ハミング窓関数, T=三角窓関数, R=矩形窓関数

窓), $T_s=10$ msでは40次(ハニング窓), $T_s=20$ msでは20次のハニング窓であった。このように, 最適次数 $\times T_s$ はほぼ400 msとなり, 定常部分の継続時間に対応している。また, ハミング窓関数について図-2(c)に相当する計量コンベア出口での4ポイントの標準偏差は, $T_s=2$ ms(200次)では0.035 g, $T_s=4$ ms(100次)では0.17 g, $T_s=10$ ms(40次)では0.13 g, $T_s=20$ ms(20次)では0.7 gであった。従って, 高いサンプリング周波数では大きなフィルタ次数が必要であるが, 最小の標準偏差が得られる。

図-7(a)は, 各窓関数によるFIRフィルタの次数に対する偏り誤差を表し, ハニング窓関数が50次から200次までの範囲で偏り誤差のパラツキが最小であり, 次にハミング窓関数である。図-7(b)は, 各窓関数によるFIRフィルタの次数に対する標準偏差を表し, 50次から100次まではハミング窓関数, 100次から150次ではハニング窓関数, 150次から200次ではブラックマン窓関数が最小の標準偏差をもつ。ハミング窓関数は100次から200次において, 常に2番目に最小の標準偏差を持つ。実際の生産ラインで使用する場合, 一つのフィルタで広い範囲の次数に適用できることがフィルタ設計及び測定装置の操作・設定の点で望ましい。従って, 図-7の結果から判断すると, ハミング窓関数を用いたFIRフィルタが広い次数の範囲

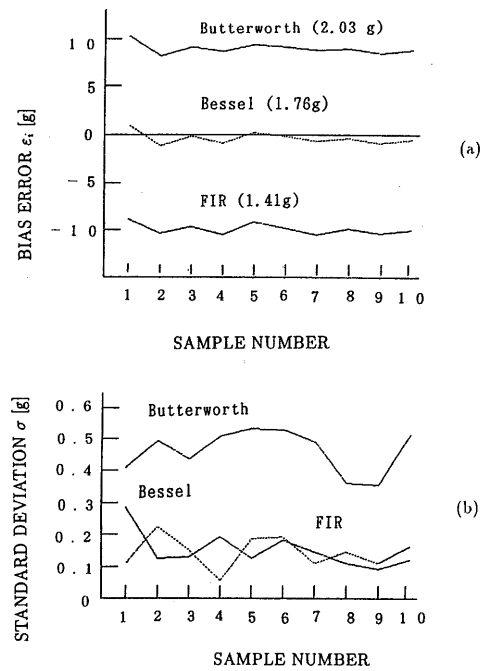


図-8 10回の測定信号のフィルタ特性
(a) サンプル番号と偏り誤差, (b) サンプル番号と標準偏差。説明: (a) 偏り誤差では, バタワースが2.03 g, ベッセルが1.76 g, FIRが1.41 gのパラツキである。(b) 標準偏差では, バタワースが0.46 g, ベッセルが0.15 g, FIRが0.24 gの標準偏差の平均である。

で最小または2番目に良い標準偏差をもち, 更に偏り誤差のパラツキも小さいので最適なフィルタといえる。

4.2 10個の重量信号についてのフィルタ出力の評価

次に10個の重量測定信号についての評価結果を示す。10個の測定信号としては同じ重さの同一製品を用い, 実際に起こり得る被測定物の搬送位置のずれを考えて, 製品をコンベアの中心や端などランダムな位置に設定して実験を行った。

図-8は遮断周波数1 Hzの3次ベッセルフィルタ, 遮断周波数1.7 Hzの2次バタワースフィルタ, 遮断周波数1 Hzの200次ハニング窓関数を使用したFIRフィルタの偏り誤差と標準偏差を示す。これらのフィルタは, 4.1節の実験結果から, 各フィルタに関する遮断周波数と次数を変化させたときに最小の標準偏差を持ち, かつ, なるべく少ない次数で構成できるフィルタを選んだ。偏り誤差は, バタワースが平均で+9 g, ベッセルフィルタが-0.2 g, ハミング窓によるFIRフィルタが-9.5 gである。この偏り誤差は常に一定

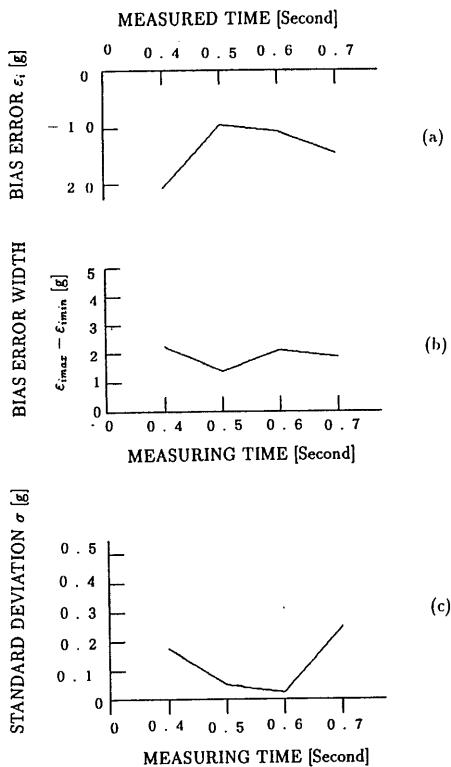


図-9 FIRフィルタの重量取り込み位置によるバラツキ
(a) 重量取り込み位置と偏り誤差, (b) 重量取り込みと測定のバラツキ, (c) 重量取り込み位置と標準偏差

であれば、あらかじめ補正できるので、実際の測定で重要なのは偏り誤差の毎回の測定におけるバラツキである。このバラツキは、パタワースフィルタが2.03 g、ベッセルフィルタが1.76 g、ハミング窓によるFIRフィルタが1.41 gで、ハミング窓によるFIRフィルタが最小である。一方、標準偏差はパタワースフィルタが全体に大きく、ベッセルフィルタとFIRフィルタは小さい。特に1番目のサンプルを除けばベッセルフィルタが最小である。

図-9は遮断周波数1 Hzの200次ハミング窓によるFIRフィルタについて、被測定物が計量コンベア入口を通過してから重量取り込みするまでの時間を変化させたときの偏り誤差、偏り誤差のバラツキ、標準偏差を示した。偏り誤差と偏り誤差のバラツキは0.5秒経過後が最小である。標準偏差に関しては、計量コンベア入口から0.6秒経過したときが最小であり、次に0.5秒経過後が最小である。

5. あとがき

本論文では、生産ラインの高速高精度重量計測を目的としたデジタルフィルタの設計と評価を示した。評価方法は、まず、一つの重量信号についてのパタワースフィルタ、チェビシェフフィルタ、逆チェビシェフフィルタ、ベッセルフィルタと窓関数によるFIRフィルタ出力から最小の標準偏差が得られるフィルタとフィルタの次数及び遮断周波数を求めた。次にその中で特性の優れた三つのフィルタ（パタワース、ベッセル、ハミング窓を用いたFIRフィルタ）に10個の重量信号を入力して出力の標準偏差と偏り誤差と10個の測定値のバラツキより評価を行った。以上、得られた結果を要約すると次のようになる。

- (1) IIR型のチェビシェフ、逆チェビシェフフィルタは、通過域及び阻止域のリップルのため標準偏差が大きく、本論文の目的には適さない。IIR型ではベッセルフィルタにおいて最小の標準偏差が得られ、次にパタワースフィルタである。ただし、次数ごとの最適な遮断周波数があるため、次数に合わせた遮断周波数を選定する必要がある。ベッセルフィルタの場合には3次、遮断周波数1 Hz、パタワースフィルタの場合には、2次で遮断周波数1.7 Hzの組み合わせが最適であった。また、ベッセルフィルタでは次数を上げると、遮断周波数が広がるため、次数を小さく抑えると同時に遮断周波数も低くする必要がある。一方、パタワースフィルタはどの次数でも標準偏差が小さく、安定している。
- (2) FIRフィルタの出力は、窓関数の形状のちがいの影響が大きい。また、最適な窓関数は、フィルタ次数により異なる。次数50次ではハミング、200次ではブラックマン窓関数である。FIR型の重量取り込みは、計量コンベア入口から0.5秒経過したときに偏り誤差のバラツキの面で最適である。
- (3) 測定精度(± 1 g)以内の精度を得る場合、FIR型では次数が100次から200次必要となる。一方、IIR型ではベッセルで3次、パタワースフィルタで2次から10次程度で構成できる。
- (4) 4.2の結果より、IIR型、FIR型フィルタの中でほぼ満足できる精度が得られたものは、次の場合である。遮断周波数1.7 Hzの2次パタワースフィルタの場合には偏り誤差のバラツキが2.03 g、遮断周波数1 Hzの3次ベッセルフィルタの場

合には、偏り誤差バラツキが 1.76 g、遮断周波数 1 Hz の 200 次ハミング窓による FIR フィルタの場合、偏り誤差のバラツキが 1.41 g であった。

結論として、本測定システムにおいては、採り上げたフィルタのなかで、ブラックマン窓による FIR フィルタが標準偏差の面から最も良好であったが、フィルタ次数が 150 次以上のタップが必要なため高速処理に向かず、また広いフィルタ次数に対応できなかった。広い次数範囲で使用できるハミング窓による FIR フィルタ (サンプリング周波数 500 Hz、遮断周波数 1 Hz、200 次) は、4.2 の評価において偏り誤差のバラツキが最小であったが、実時間処理の点からは当面ベッセルフィルタ (遮断周波数 1 Hz、3 次) を採用することが最も実用的であるといえる。なお、他の分野での音響振動信号に対するフィルタ処理においても非定常で有限な単発パルスに適用する高精度フィルタの設計には、本論文で得られた次数、遮断周波数、窓関数の評価結果が参考になると思われる。

謝 辞

日頃ご助言をいただくニッカ電測 (株) 浜田良一開発部長に感謝いたします。

文 献

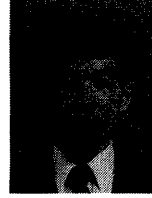
- 1) S.D. Stearns and R.A. David, *Signal Processing Algorithms* (Prentice Hall, Inc., Englewood Cliffs, 1988), pp. 127-165.
- 2) 小畑秀文, 幹 康, CAI デジタル信号処理 (コロナ社, 東京, 1991), pp. 107-112.
- 3) 小川吉彦, 信号処理の基礎 (朝倉書店, 東京, 1991), pp. 99-112.
- 4) 尾知 博, デジタル・フィルタ設計入門 (CQ 出版, 東京, 1990), pp.152-153.
- 5) S.D. Stearns, R.A. David, *Signal Processing Algorithms* (Prentice Hall, Inc., Englewood Cliffs,

1988), pp.147-148.



上村久仁男

昭和 51 年芝浦工業大学通信工学科卒業。同年電測工業 (株) (現ニッカ電測 (株)) 入社、現在に至る。高電圧によるピンホール検査装置、CCD による異物検査装置、真空検査装置、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研究に従事。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。同年東北大学情報処理教育センター助手、昭和 64 年東北大学工学部電気工学科助手。講師を経て、平成 4 年 6 月同学科助教授、現在に至る。音響振動・超音波などの生体計測とデジタル信号処理・スペクトル推定に関する研究に従事。昭和 62 年石川賞、平成 2 年本学会粟屋賞、平成 3 年電子情報通信学会篠原賞等受賞。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、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受賞。日本音響学会 (平成 2 年~3 年東北支部長、平成 3 年より理事)、電気学会、電子情報通信学会、応用物理学会、IEEE、日本超音波医学会、日本 ME 学会、日本機械学会、非破壊検査協会の各会員。