

コンベアライン上での連続秤量における精度の向上

西脇 昭雄, 黒須 茂, 友部 勇樹*, 野田 善之**

Improvement of Accuracy for Mass Measurement in Checkweighers

Akio NISHIWAKI, Shigeru KUROSU, Yuki TOMOBE*, Yoshiyuki NODA**

This paper concerns the development of a signal processing algorithm for checkweigher to realize high speed and highly accurate measurement. Two types of low pass filtering techniques (IIR filter and FIR filter) are developed under the considerations on the dynamics of the checkweigher. The numerical simulations and the experiments on the checkweigher suggest that our algorithms proposed in this paper are effective enough to practical applications.

1. はじめに

近年, コンベアライン上に運搬される物体の質量の高速、高精度の要求にともない, 質量測定器(はかり)により秤量された計測データに関係のない誤差信号が重畳されている問題があり, その対策が重要な課題となっている。とくに, コンベアライン上で秤量する場合には, コンベア本体ならびに秤量物の固有振動による周期的な誤差成分が発生しやすい。

従来の研究を見ると,

- ・ 船上での計測 (前田 1976~1988, 田中 1933)
- ・ 相対補償法 (小野 1998, 亀岡 1999)
- ・ 動的質量計測 (Lee 1994, 池田 1992)

があり, 船上での計測に関しては, 前田らの一連の研究がよく知られている^{1~5)}。前田らは, てこ式変位検出はかりおよびロードセル式はかりを対

象として, さまざまなアイデアを試みている。

また, 別のアプローチとして, 田中らは線形システムの状態推定問題に帰着させて推定し, その有効性を示している⁶⁾。

亀岡らは, 本体ロードセル(計測セル)とは別のロードセル(補償セル)を基礎面に設置し, これによってロードセルにおよぼす基礎振動の影響成分のみを検出している。基礎振動の影響成分を含む計測セル出力から補償セル出力を差引いた後の信号を処理して, 測定値を得るという小野が提案した「相対補償原理」を適用した計測法である^{7~11)}。

亀岡らは秤量物の質量がロードセルの質量(6kg)ならびにコンベアラインの質量に比較して500g程度で十分小さく, 誤差信号は, はかりの固有振動数より低い基礎振動(5~10Hz)によるものと捉えている。

Leeらの研究も, 小野らが提案した「質量の動的計測」の流れをくむもので, 秤量物とロードセルを組み合わせたばね—質量系のモデルに対して, 回帰形最小自乗法によって秤量物の質量を測定している^{12~13)}。

*) 平成 12 年度機械工学科卒業生(現(株)日本ウェーブブロック)

**) 平成 12 年度電子システム専攻科卒業生(現豊橋技科大修士課程)

このほか, このような計測環境を考慮に入れた研究としては, 池田, 小野, 青木らによる走行車両の動的質量計測がある。トラックスケールの上に静止せずにスケール上を走行させて, はかりにより静止荷重を測るものであり, ダイナミックスをできるだけはかりの出力に反映させた逆問題を解いている¹⁴⁾。しかし, 本研究では実測データを見る限り, どの時点で秤量物が荷重受部(ロードセル)に載っているか, 判然としない。したがって, ローパスフィルタのみに依存するデータ処理による測定法を検討する。

まず, 秤量物がコンベアライン上に搬入され, 荷重受部を通過していくさいの, 秤量物とロードセルを含むコンベアラインの動的モデルを構成する。そして, 計測システムのもつ固有振動成分をローパスフィルタによって除去し, その過渡応答から秤量物の質量を計測することを目的とする。

2. 問題設定

2.1 計測システムの概要

コンベアライン上に搬送されたダンボール箱に装てんされた物体を連続的に秤量する計測システムを考える。その計測システムの基本的な構成の概略を示したのが Fig.1 である。荷重受部は1点でロードセルによって指示されたベルトコンベアであり, これを計測コンベアとよぶ。秤量物が計測コンベアに載ると, 搬入側に取り付けられた光電スイッチが働き, 計測が開始される。秤量物の通過する時間内に荷重がロードセルによって検知され, 電圧信号として取り出される。電圧信号はA/D変換を通してパソコン上に送られる。パソコン上では, ローパスフィルタのアルゴリズムによって高周波成分が除去され, 過渡応答の形状から秤量物の質量が推定される。

以上の基本動作からも, 搬送物の質量測定の高効率化の要点は, 計測の精度を低下させることなく搬送速度を上げることにある。

計測コンベアの諸元はつぎのとおり。

コンベアの搬送速度: $v=2.2$ [m/s]

秤量物の質量: $m=20\sim75$ [kg]

計測コンベアの質量: $M=64$ [kg]

要求される計測精度: 0.7%以下

サンプリング周波数: 2000[Hz]

(サンプリング周期): ($T=0.5$ [ms])

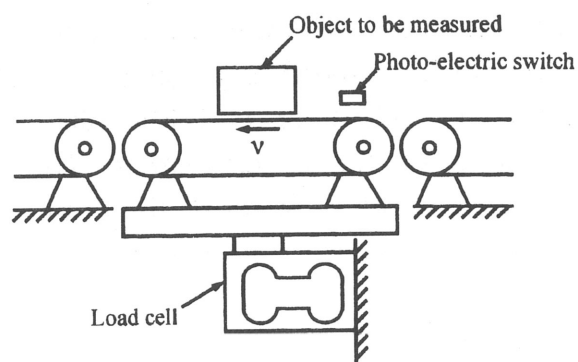


Fig.1 Checkweigher

2.2 計量システムの数学モデル

ロードセルを含む計測コンベアとダンボール箱に装てんされた秤量物の鉛直方向だけの運動を考え, 計量システムのモデルを Fig.2 に示す。質量一ばね系モデルとして, 運動方程式を立てると, つぎのように書ける。

$$\left. \begin{aligned} M\ddot{X} &= -KX - k(X-x) + Mg \\ m\ddot{x} &= -k(x-X) + mg \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

ここに,

x : 秤量物のばねの自由長(無荷重時)からの変位

X : 計測コンベアのばねの自由長(無荷重時)からの変位

m : 秤量物の質量

M : 計測コンベアの質量

k : 秤量物のばね定数

K : 計測コンベアのばね定数

である。

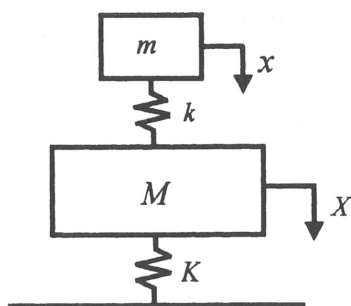


Fig.2 Mathematical model of weighing system

このとき、秤量物の質量 m はコンベア上を搬送されているので、Fig.3 に示すように時間的に変化する。衝撃的なパルス状の波形は、前段のコンベアと計測コンベアとの僅かの段差によって生ずる上下運動の衝撃力を近似したものである。

(1) 式において、

秤量物の固有振動数： $f_m = 15[\text{Hz}]$

計測コンベアの固有振動数： $f_M = 200[\text{Hz}]$

秤量物の質量： $m = 20[\text{kg}]$

計測コンベアの質量： $M = 64[\text{kg}]$

としたさいの、計測コンベアの変位から質量 $M+m$ に変換したシミュレーション結果を示したのが Fig.4 である。実際の秤量物の質量 20kg を計測したさいの実測データを Fig.5 に示す。この結果より、式(1)が実際の計測システムを忠実に再現していることがわかる。

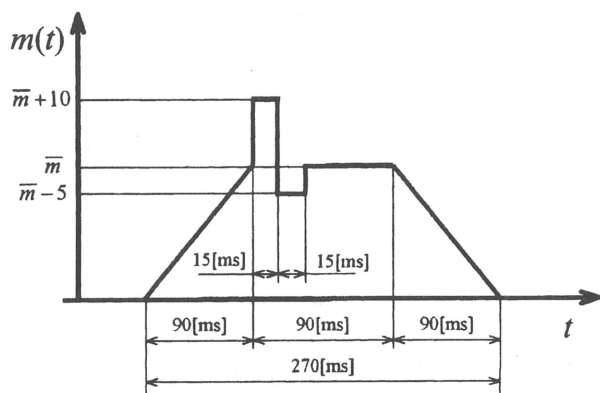


Fig.3 Time changes of mass to be measured acting on a check-weigher

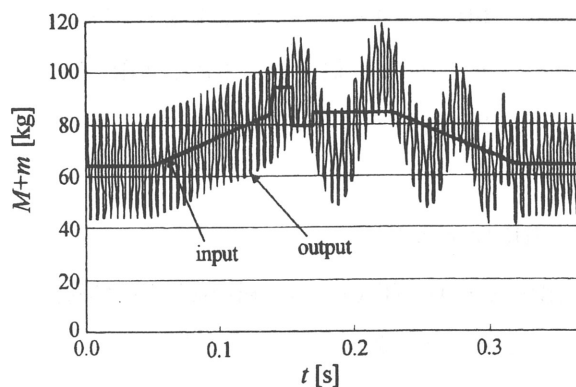


Fig.4 Simulation result of a weighing system

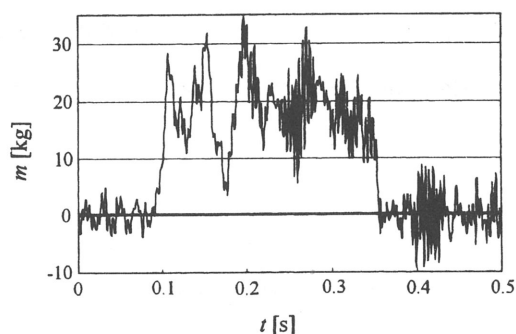


Fig.5 Experimental result of a weighing system

3. ローパスフィルタの設計

一般に、デジタルフィルタにはインパルス応答が有限長であるか無限長であるかによって、2種類に分けられることは周知のとおりである。

{ FIR (Finite Impulse Response の略)フィルタ
 { IIR (Infinite Impulse Response の略)フィルタ

FIR フィルタはコンボリューションフィルタともよばれ、入力データのみで現在の出力が計算されるが、IIR フィルタはフィードバックフィルタともよばれ、過去の出力も現在の出力にフィードバックされる形で出力が計算される。IIR フィルタは急峻なシャ断特性をもつフィルタをつくるのに適しており、同じフィルタの仕様に対して FIR フィルタより低い次数で構成することができるが、安定性の問題が生ずる。

パソコンによるデータ処理を前提としている現代では, IIR でも FIR でもその現実に困難さは伴わない。そこで, 本稿では, IIR と FIR でローパスフィルタの設計を考えることにする。

3.1 IIR フィルタ

Butterworth filter と Chebyscheff filter について, つぎの設計条件により設計する。

- ・通過域 ($0 < f < f_p$) では, 減衰量は 0.5[dB]以下
- ・阻止域 ($f_r < f$) では, 減衰量は 20[dB]以上

しゅ断周波数 $f_0 = 9, 6, 3$ [Hz] の 3 つの場合について設計する。このとき, 伝達関数の次数は Butterworth filter が 5 次, Chebyscheff filter が 4 次であり, 伝達関数はそれぞれつぎのとおり。

$$G_B(s) = \frac{1}{\{(s/\omega_0)^2 + 0.618(s/\omega_0) + 1\}} \times \frac{1}{\{(s/\omega_0)^2 + 1.618(s/\omega_0) + 1\}(s/\omega_0 + 1)}$$

$$= \frac{1}{(b_0s^2 + b_1s + 1)(b_0's^2 + b_1's + 1)(b_0's + 1)} \quad (2)$$

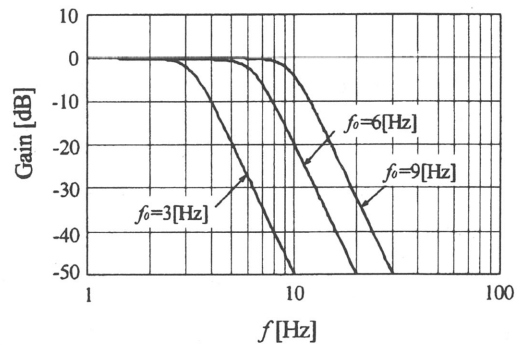
$$G_C(s) = \frac{1}{\{2.801(s/\omega_0)^2 + 2.375(s/\omega_0) + 1\}} \times \frac{1}{\{0.941(s/\omega_0)^2 + 0.331(s/\omega_0) + 1\}}$$

$$= \frac{1}{(c_0s^2 + c_1s + 1)(c_0's^2 + c_1's + 1)} \quad (3)$$

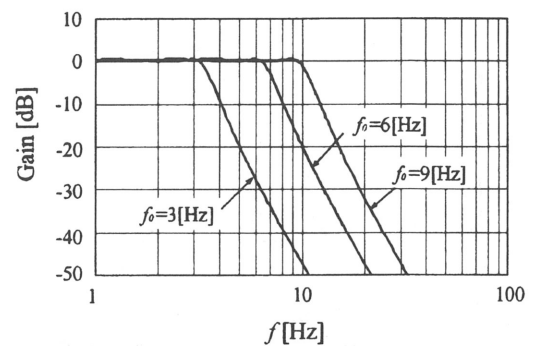
ここに, $\omega_0 = 2\pi f_0$ はしゅ断角周波数である。(2), (3)式に示す伝達関数の係数を示したのが Table 1 である。それぞれの周波数特性を示すと Fig.6 (a),(b)となる。データ処理は, (2), (3)式で示された伝達関数を状態方程式に書き直し, それをサンプリング周期 T (0.5[ms])として離散時間系に変換した。

Table 1 Coefficients obtained in Equation2

f_0	9[Hz]	6[Hz]	3[Hz]
b_0	277.8×10^{-6}	62.5×10^{-5}	2.5×10^{-3}
b_1	10.13×10^{-3}	15.45×10^{-3}	30.9×10^{-3}
b_0'	16.67×10^{-3}	25.0×10^{-3}	5.0×10^{-2}
b_1'	26.97×10^{-3}	40.45×10^{-3}	80.9×10^{-3}
c_0	778.1×10^{-6}	17.5×10^{-4}	7.0×10^{-3}
c_1	39.58×10^{-3}	59.38×10^{-3}	11.87×10^{-2}
c_0'	261.4×10^{-6}	58.81×10^{-5}	2.35×10^{-3}
c_1'	55.17×10^{-4}	82.75×10^{-4}	16.55×10^{-3}



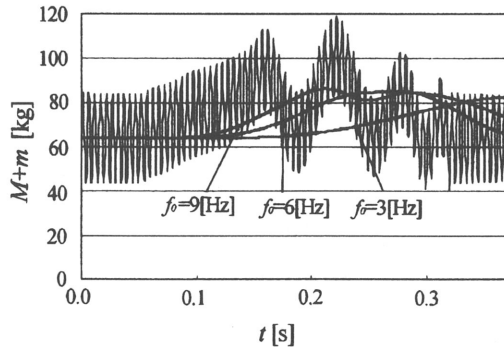
(a) Butterworth filter



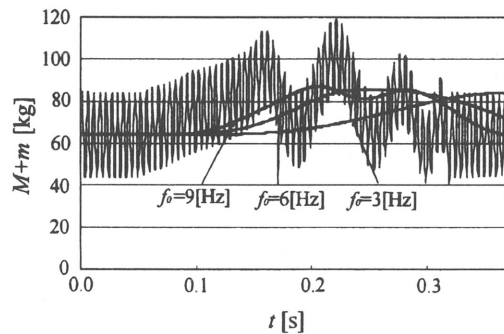
(b) Chebyscheff filter

Fig.6 Frequency response

Fig. 4 に示すシミュレーションデータに対してローパスフィルタを適用して高周波成分を除去したときの出力応答を示したのが Fig. 7 (a), (b) である。



(a) Butterworth filter



(b) Chebyshev filter

Fig.7 Simulation results for IIR filter

Fig.7 より, Butterworth filter と Chebyshev filter との差異はほとんどみられず, しゃ断周波数 f_0 が低くなれば応答が平坦になることがわかる。

Fig.7 に示す出力応答から秤量物の質量 m を推定するには, 秤量物が完全に計測コンベアに載っている時間区間を推測しなければならない。本稿では, 場当たり的ではあるが, 出力応答の最大値(ピーク値)をもって測定質量 $\hat{m}$ とする。測定誤差率 ε を

$$\varepsilon = (\hat{m} - m) / m \quad (4)$$

と定義して, しゃ断周波数 f_0 に対してプロット

したのが Fig.8 である。これより, $f_0 = 3, 6$ [Hz] で精度が 10% 以内となることがわかる。

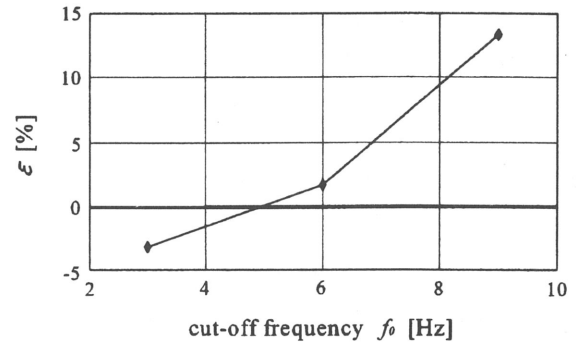


Fig.8 Measured errors of a weighing system for IIR filter

3.2 FIR フィルタ

FIR フィルタの伝達関数は, インパルス応答列 $\{h_m\} (m = 0, 1, \dots, M)$ とすれば,

$$H(z) = \sum_{m=0}^M h_m z^{-m} \quad (5)$$

で与えられ, ここに z^{-1} は 1 サンプルの時間おくれを表わす演算子である。FIR フィルタの設計では, 規格化周波数 $\Omega = fT$ としたとき,

通過域 ($0 \leq \Omega \leq \Omega_p$, $\Omega_p = f_p T$) では 1

阻止域 ($\Omega_s \leq \Omega \leq 0.5$, $\Omega_s = f_s T$) では 0

なる所望の周波数特性 $H_d(e^{j\Omega})$ と設計する周波数特性 $H(e^{j\Omega})$ との重みつき誤差

$$E(e^{j\Omega}) = W(e^{j\Omega}) [H_d(e^{j\Omega}) - H(e^{j\Omega})] \quad (6)$$

に対して,

$$\min_{\Omega \in [0, 0.5]} \max |E(e^{j\Omega})| \quad (7)$$

を求める Chebyshev 近似による方法が知られている。設計法は Remez のアルゴリズムとして知られている¹⁵⁻¹⁷⁾。

設計仕様では通過域, 阻止域ならびに重み関数を与えるが, 伝達関数の次数 M が高次でない場合(たとえば 20 次)や, 阻止域の周波数 Ω_s が低周波の場合には, 阻止域の減衰量が急激に減少して

実用性を失う。

設計するさいに、通過域、阻止域の規格化周波数 ($0 < \Omega < 0.5$) の設定において、阻止域の周波数 $\Omega_s < 0.05$ になると減衰量が激減して設計不能となり、サンプリング周期 T を変更しなければならない。このとき入力信号の最高周波数を $f_{\max}$ ($\div 200\text{Hz}$) としたとき、つぎのサンプリング定理

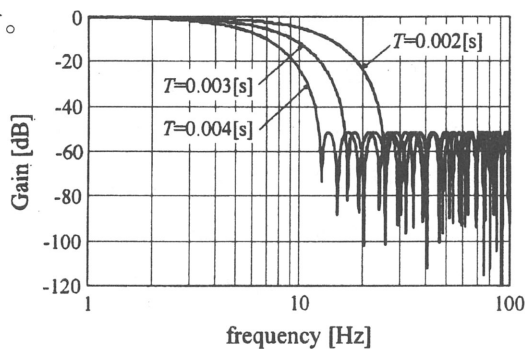
$$1 > 2f_{\max} T$$

を満たさなければならない。この結果、 $T=4\text{[ms]}$ が限界であると判定した。本稿では、 $M=42$ 次とし、サンプリング周期 $T=2, 3, 4\text{[ms]}$ として、サンプリング周期 0.5[ms] の実測データよりダウンサンプリングしてデータ処理する。

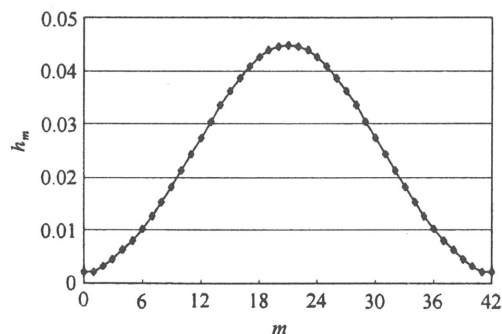
阻止域の低いエッジ周波数 $f_s = 25, 16.7, 12.5\text{[Hz]}$ に対して求められたインパルス応答列 $\{h_m\}$ は Table 2 に示すとおりである。設計条件

$$\Omega_p=0.002 \quad \Omega_s=0.05$$

は共通しているのでインパルス応答は3つの場合について同じになることに注意しよう。それぞれの振幅特性とインパルス応答を Fig.9 (a), (b) に示す。



(a) Frequency response



(b) Impulse response

Fig.9 Frequency response and impulse response

Table 2 Impulse response series

h_0	0.002184745	h_{42}
h_1	0.002246424	h_{41}
h_2	0.003319007	h_{40}
h_3	0.004652784	h_{39}
h_4	0.006259851	h_{38}
h_5	0.008147639	h_{37}
h_6	0.010311237	h_{36}
h_7	0.012736218	h_{35}
h_8	0.015395740	h_{34}
h_9	0.018251754	h_{33}
h_{10}	0.021254933	h_{32}
h_{11}	0.024348088	h_{31}
h_{12}	0.027464664	h_{30}
h_{13}	0.030532597	h_{29}
h_{14}	0.033475295	h_{28}
h_{15}	0.036218092	h_{27}
h_{16}	0.038686741	h_{26}
h_{17}	0.040812708	h_{25}
h_{18}	0.042532060	h_{24}
h_{19}	0.043799829	h_{23}
h_{20}	0.044575956	h_{22}
h_{21}	0.044835258	h_{21}

Fig.4 に示すシミュレーションデータに対して FIR フィルタを適用して高周波成分を除去したときの出力応答を示したのが Fig.10 である。これより、サンプリング周期 T を大きくすると応答が平坦になることがわかる。

Fig.8 と同様に、サンプリング周期 T に対して測定誤差率 ε をプロットしたのが Fig. 11 である。 $T=3\text{[ms]}$ のとき、初めて精度が 10% 以内となる。

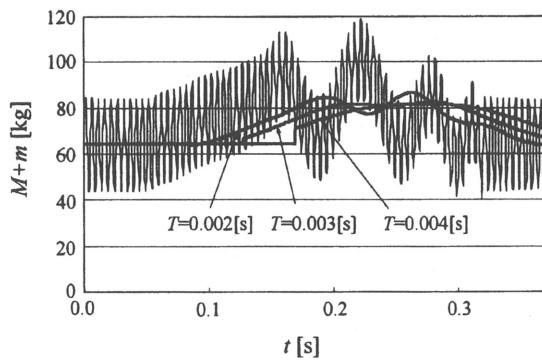


Fig.10 Simulation results for FIR filter

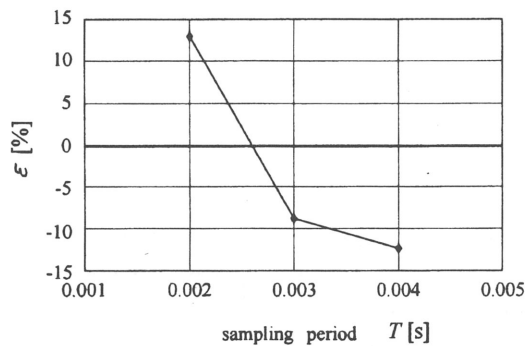


Fig.11 Measured errors of a weighing system for FIR filter

4. 実測例

以上の考察のもとに、秤量物の質量 $m=20\text{kg}$, 50kg , 75kg に対して得られた実測データに対して IIR フィルタならびに FIR フィルタを適用する。

4.1 IIR フィルタ

実測データに対して種々のシャ断周波数をもつ IIR フィルタを適用して高周波成分を除去した出力応答を示したのが Fig.12(a)~(c)である。

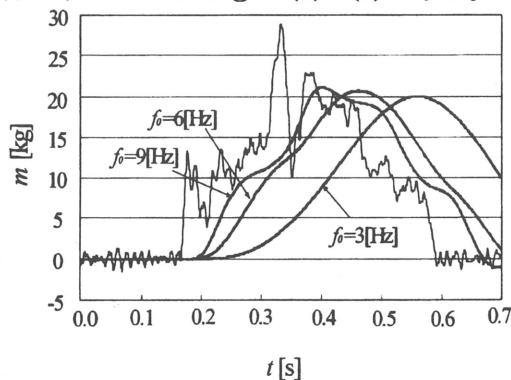
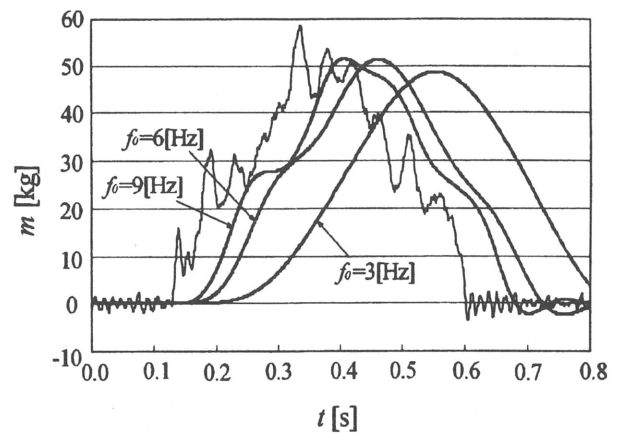
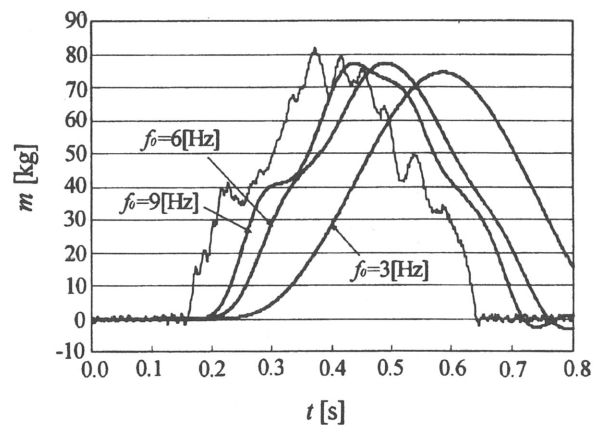
(a) $m = 20[\text{kg}]$ (b) $m = 50[\text{kg}]$ (c) $m = 75[\text{kg}]$

Fig.12 Experimental results for IIR filter

Fig.8 と同様に、出力応答の最大値をとる簡易測定法を適用したさいの測定誤差率 ε をプロットしたのが Fig.13 である。これより、シャ断周波数 f_0 が低くなるにつれて測定誤差率 ε が小さくなることがわかる。

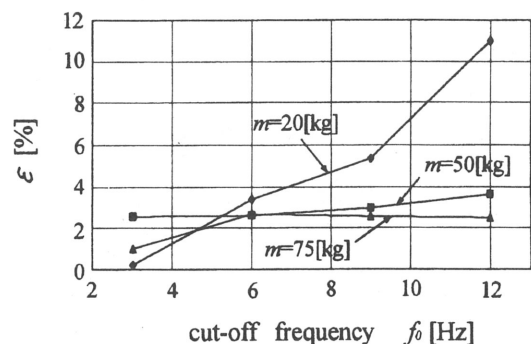


Fig.13 Measured errors of a weighing system for IIR filter

Fig.13 より, 測定誤差率 ε はしゃ断周波数 $f_0 = 6$ [Hz] のとき, ばらつきが最小となる。このことから, しゃ断周波数 $f_0 = 6$ [Hz] のときの誤差率を平均すると

$$\varepsilon = 2.878[\%]$$

となる。そして, 各実測データの最大値をしゃ断周波数 $f_0 = 6$ [Hz] の IIR フィルタに施したときの測定誤差率 ε で補正した結果を Table 3 に示す。

Table 3 Maximum value and calibration of errors

実測データ	最大値[kg]	補正後[kg]	補正誤差[kg]
20[kg]	20.674	20.079	0.079
50[kg]	51.293	49.816	-0.184
75[kg]	77.008	74.790	-0.210

Table3 より, それぞれの補正後の値は要求精度である 0.7[%] 以内に収まっていることがわかる。

4.2 FIR フィルタ

実測データに対して種々のしゃ断周波数をもつ FIR フィルタを適用して高周波成分を除去した出力応答を示したのが Fig.14(a)~(c) である。

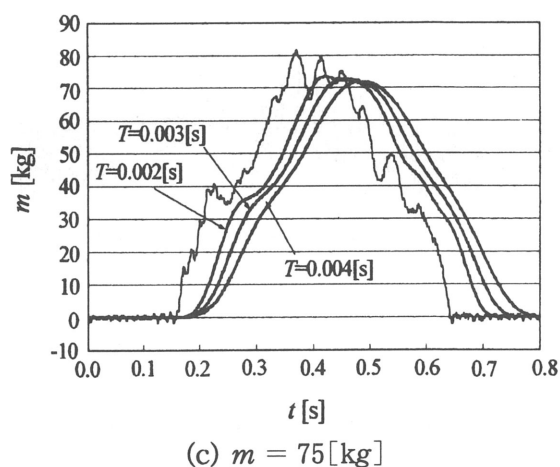
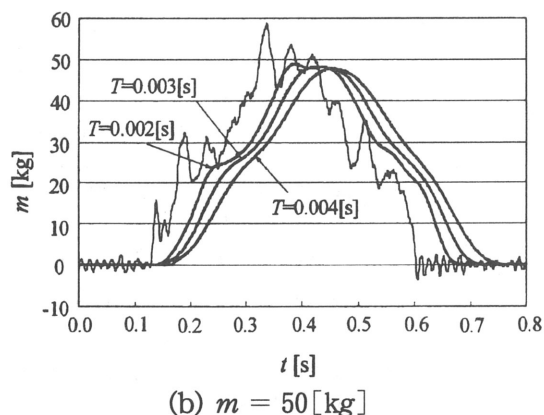
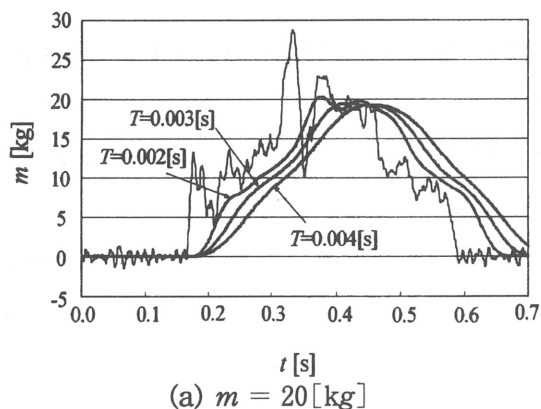


Fig.14 Experimental results for FIR filter

測定誤差率 ε をプロットしたのが Fig.15 である。

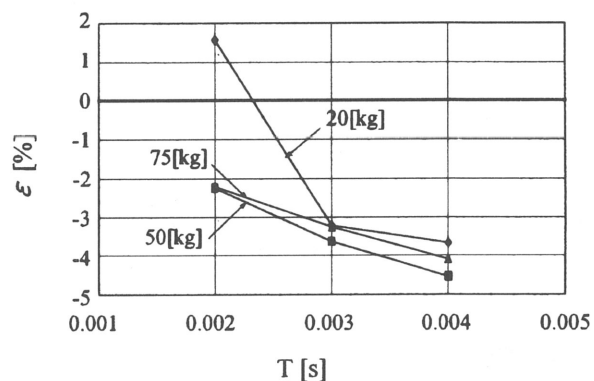


Fig.15 Measured errors of a weighing system for FIR filter

Fig.15 より, 測定誤差率はサンプリング周期 $T = 0.003$ [s] のとき, ばらつきが最小となる。このことから, サンプリング周期 $T = 0.003$ [s] の誤差率を平均すると

$$\varepsilon = -3.3711[\%]$$

となる。そして, 各実測データの最大値をサンプリング周期 $T = 0.003$ [s] の FIR フィルタに施したときの測定誤差率 ε で補正した結果を Table 4 に示す。

Table 4 Maximum value and calibration of errors

実測データ	最大値[kg]	補正後[kg]	補正誤差[kg]
20[kg]	19.353	20.006	0.006
50[kg]	48.178	49.803	-0.197
75[kg]	72.567	75.015	0.015

Table 4 より, それぞれの補正後の ε は要求精度である 0.7[%]以内に収まっていることがわかる。

実測データに対して IIR フィルタと FIR フィルタを適用した結果、適切な設計条件ならば両方法に優劣はないことが判明した。伝達関数の次数の低い点やアルゴリズムの簡便さから IIR フィルタの方が実用性があるように思える。しかしながら、Fig.12 と Fig.14 の出力波形を比較すると、IIR フィルタの方が位相遅れによって出力波形の遅延が顕著である。この事実が連続して秤量物が搬送された場合には FIR フィルタの方が有利である。

5. おわりに

本稿では、コンベアライン上に搬送される秤量物の質量の高速、高精度の要求にともない、種々の方法が提案されている中で、古典的なローパスフィルタによる接近を試みている。現実問題として、秤量物がコンベアを通過する計測動作時間はあまりに短時間であり、なるべく簡単なモデルによる簡易測定法が現実的であり、実用性も高いと考えている。

IIR フィルタと FIR フィルタを設計し、そのシミュレーション結果と実測データに対して適用した結果から、本稿で提案する簡易測定法が計量の高速化のために有効であることを確かめた。

今後、より精度を上げるために実測データを増やし、さらに連続して秤量物が搬送された場合の質量計測を検討していきたい。

参考文献

- 1) T. Nishiyama and C. Maeda : Shipboard Scale, ACTA IMEKO, 415/424 (1976)
- 2) C. Maeda and T. Nishiyama : Dynamics of a Shipboard Scale, ACTA IMEKO, 104/105 (1982)
- 3) C. Maeda and R. Masuo : A Shipboard Scale of Electromechanical Type Using Strain-Gage, IMEKO TC-3 Kobe, 169/174 (1984)
- 4) C. Maeda and R. Masuo : Electric Type Shipboard Scale, ACTA IMEKO, 299/306 (1985)
- 5) C. Maeda and R. Masuo : Electric Type Shipboard Scale (New System by Measuring Oscillating Period of the Scale), ACTA IMEKO, 215/222 (1988)
- 6) 田中：船舶加速度外乱場での重量自動計測について、計測自動制御学会論文集, 29-1, 18/25 (1993)
- 7) 孫, 藤岡, 小野, 長尾, 孝橋：床振動環境下における高速高精度質量計測について, 精密工学会誌, 64-4, 567/572 (1998)
- 8) 孫, 藤岡, 小野, 長尾, 孝橋：床振動環境下における高速高精度質量計測について(オンライン同定を用いない動特性補償手法の提案), 精密工学会誌, 64-7, 1029/1034 (1998)
- 9) 孫, 小野：線形信号検出機構のダイナミックスの相対補償, SICE 関西支部シンポジウム資料, 53/58 (1991)
- 10) M. Nakatani, et al. : Effect of Floor Vibration on a Double-Beam Type Loadcell Scale, Proc. IMEKO TC 3/APMF '98, 460/467 (1998)
- 11) 亀岡, 中谷, 小松, 内藤：質量計測における基礎振動法, 計測自動制御学会論文集, 35-5, 616/622 (1999)
- 12) W. G. Lee, J. W. Chung and K. P. Kim : Development of Speed and Accuracy for Mass Measurements in Checkweighers and Conveyor Belt Scales, Proc. ISMF '94 (Tsukuba, Japan), 23/28 (1994)

西脇 昭雄, 黒須 茂, 友部 勇樹*, 野田 善之**

- 13) 小野, 島岡: 動的計測方式による質量測定,
計測技術, 12-2, 35/41 (1984)
- 14) 池田, 小野, 青木: 走行車両の動的質量計測,
計測自動制御学会論文集, 28-1, 50/58 (1992)
- 15) 三谷正昭: デジタルフィルタデザイン, 昭
晃堂, 86/96 (1987)
- 16) 武部幹: デジタルフィルタの設計, 東海大
学出版会, 70/76 (1990)
- 17) 高橋進一ほか: デジタルフィルタ, 培風館,
77/91 (1999)

「受理年月日 2001 年 7 月 10 日」