ノッチフィルタを用いた計量アルゴリズム
(自動重量選別機の計量能力向上について)福田 謙吾^{*1}, 吉田 浩治^{*2}, 衣笠 哲也^{*2}The weighing algorism using notch filters
(On the improvement of the ability of weighing for checkweighers)Kengo FUKUDA^{*1}, Koji YOSHIDA^{*2} and Tetsuya KINUGASA^{*2}^{*1} Sohatsu Systems Laboratory

San-nomiya Denden Bldg. 64 Naniwa-machi, Cyuo-ku, Kobe-shi, Hyogo 650-0035, Japan

^{*2} Department of Mechanical Systems Engineering, Okayama University of Science

1-1 Ridai-cho, Kita-ku, Okayama-shi, Okayama 700-0005, Japan

Received 23 April 2015

Abstract

A checkweigher is an automatic machine to measure the weight of in-motion products. We propose the mass estimation method for checkweighers only employs an adaptive FIR filter and a notch FIR filter. To minimize calculation load, the adaptive filter is composed of two coefficients to be updated every sampling period. It estimates the mass of object to be weighed and the natural frequency of the vibration of the mechanical structure for weighing in order to check the validity of the estimated mass. However the actual vibration of the mechanical structure for weighing often includes parasitic vibratory components such as the components generated by the collision of the object and weigh belt and caused by the micro-tremors of the floor where a checkweigher is installed. The notch filter is composed of notch zeros which cancel some of components of the tiny vibrations previously known and zeros for shaping which suppress the gain of the high frequency band. The filter significantly attenuates the vibration components of the weight signal filtered by the adaptive filter from the observation of its output signals. If the filtered weight signal is sufficiently smooth and its part available for estimating the mass of a product is fitted to a straight line, the slope of the line is almost equivalent to zero. By setting upper and lower thresholds for this slope and the natural frequency estimated using the adaptive filter mentioned above, the timing and duration for estimating the mass can be determined without any hardware device. In the present paper, with the detail observation of results obtained by applying the mentioned above methods, which are combined into one algorithm for weighing, to an actual weight signal, we demonstrate the availability and know-how for the implementation of the algorithm.

Key words : Checkweiher, Notch filter, Adaptive filter, Dynamic weighing, Mass estimation

1. 緒 言

高速自動重量選別機は工業製品などをコンベアなどで搬送しながら質量を測定する装置である(図1)。通常は生産ラインの終端近くに配置され、製品の質量が定められた範囲内か範囲外かによって良品か不良品に自動的に選別する。生産性向上のために、この装置には質量測定の高速度と高精度性が求められる。ところが、高速自動重量選別機による質量測定は動的質量計測問題(Ono, 1999; 小野, 2003)の1つであり、高速度や高精度性の実現には様々な困難がある。一般的な高速自動重量選別機は搬入コンベア、計量コンベア、排出コンベアで構成されている。計量コンベアはロードセルのような荷重変換器の上に設置される。高速自動重量選別機は、荷重変換器出力信号を適切に採取して被計量物の質量を測定しなければならない。このために、一般には光電スイッチのような非接触のセンサを搭載している。図2に示すように、このセンサは搬入コンベアと計量コンベア(長さ L)

Fig. 1 Checkweigher

Table 1 Specifications of the checkweigher

Specification	Performance
Weighing Range	6~600 g
Max Weighing Speed	330 packs/min
Division	0.1 g
Weigh Conveyor Length	330 mm

Fig. 2 Object on weigh belt

の間に配置され、被計量物（長さ l ）の計量コンベアへの乗り込みを検知する。検知時間を基準とし、被計量物が計量コンベアに完全に載っている時間間隔を確定し、その時間間隔における変換器出力信号に基づいて計量値が決定される。

自動重量選別機のパデータ処理過程を図 3 に示す。ロードセル出力はアンプ、アンチエイリアスフィルタを経て、A/D コンバータによってサンプリングされる（サンプリング周期 T ）。最終的に電圧（V）から質量（kg）に換算されて、離散時間荷重値 $w(kT)$ ， $k = 0, 1, 2, \dots$ となる。マイクロコントローラ（MPU システム）上に実装された信号処理アルゴリズムによって、 $w(kT)$ から被計量物質量推定値である計量値 $m(kT)$ を得る。一般的には $m(kT)$ は $\{w(kT)\}$ の移動平均値である場合が多い。 $\{w(kT)\}$ を荷重信号と呼ぶ。

高速自動重量選別機に関する研究としては、試作機や実機による実験によって計量方法の精度検証がされている（Kameoka et al., 1996；Yamazaki et al., 2002；梅本他, 2008a, 2008b；Pietrzak et al., 2014）。著者らは、これまで計量コンベア上に被計量物がただ一つだけ存在するという条件で、計量機構を質量—ばねモデルとして扱い、その荷重信号 $\{w(kT)\}$ の動的成分周波数と静的成分^{*1}を同時に得る最小構成の適応 FIR フィルタを導入した。時間毎に得られる動的成分周波数は、計量対象となり得る荷重信号の範囲を決定する目的にも用い、光電管を用いない計量アルゴリズムを実現した（Fukuda et al., 2010；福田他, 2011）。

供給される被計量物の間隔を d とすると、 $d > L$ であるならば、ただ一つの被計量物が計量コンベア上にあるので問題なく計量できる。しかしながら、前段プロセスの要求、設置スペースの制限から、実際は図 4 に示すように、 $d \leq L$ となる場合が多い。このとき、次の被計量物の一部分が計量コンベアと接触するため、重量選別機の指示値が 0 となることはない。そのため、後述の図 6 のような荷重信号が得られる。本論文で提案する計量アルゴリズムは、計量すべき被計量物の一部と計量が完了した被計量物の一部が計量コンベアに存在することを許している。実際の重量選別機においては、この 2 個の被計量物が計量コンベアに接触し、かつ計量が破綻したと

*1 静的成分は静止計量値とみなせる直流成分、動的成分は機械系の卓越固有振動成分。

Fig. 3 Flow diagram of the signal processing of the checkweigher

Fig. 4 Objects being in contact with weigh belt at the same time

きに始めて「2個乗り」と称するが、本稿では、計量可能な状態を含めて「2個乗り」と呼ぶことにする。提案するアルゴリズムは2個乗りであっても有効時間区間（計量が可能である時間区間）を判別し、高速計量を実現することができる。

ほとんど場合、自動重量選別機の設置場所には計量値に影響を与える床振動が存在する。また、被計量物が計量コンベアに乗り込む時の衝撃は、その種類に依存し大きく変化する。これらの外乱および計量機構の機械的特徴にソフトウェアで対処し精度を改善することは取るべき一般的な手段である。本論文で提案する計量アルゴリズムは、2個乗りにおいて、搬入された被計量物の質量に伴い変化する固有振動に対処するための適応フィルタと先験的に入手できる情報から対処すべき振動成分にノッチをかける通常の固定係数フィルタ(複数ノッチフィルタ)を導入することにより、すでに提案した計量アルゴリズムの精度を改善し、有効時間区間判別の手順を簡略化した。

本稿では、次節で荷重信号の特色を簡単に説明し、対処すべき成分の選定のために推定した常時微動等のパワースペクトル密度を紹介する。次に計量アルゴリズムを構成する適応フィルタのパラメータ推定とその解釈を説明し、最も直接的で簡便な有効時間区間の判定法の一例を挙げる。第7節では、適応フィルタで除去しきれなかった成分、常時微動に起因する振動成分に対処するための複数ノッチフィルタについて述べる。さらに、第4～7節に述べた方法をプログラム化し、一例として実測荷重信号を取り上げ、フィルタの効果を比較・検討を加えながら、提案計量アルゴリズムの有用性を具体的に示す。最後に、計量アルゴリズムに用いるデータ長（タップ数）に関する考察を加える。

2. 荷重信号の特徴

図5に自動重量選別機の荷重信号といくつかの重要な点を模式的に示す。 $\{w(kT)\}$ ($k \in \mathbb{Z}$)はロードセル出力をサンプリング周期 T で離散化した時間信号(荷重信号)である。 $\{x(kT)\}$ は $\{w(kT)\}$ から振動成分を除いた仮想的・理想的な応答で、直線で構成されている。以下に図中の記号の意味をまとめる。

A_T : 真の有効部開始点, $A_T = (a_T, x(a_T))$

B_T : 真の有効部終了点, $B_T = (b_T, x(b_T))$

A : 有効部開始点, $A = (a, w(a))$

B : 有効部終了点, $B = (b, w(b))$

S : 被計量物乗込開始点, $S = (s, x(s))$

Fig. 5 Typical virtual weight signal $\{w(kT)\}$ from the weighbridge of an axle weighing system and its smoothed signal $\{x(kT)\}$

図 5 のような、折れ線状にプロットできる $\{x(kT)\}$ の実現は不可能であるので、 S および真の有効時間区間 $[a_T, b_T]$ を正確に知ることはできない。実際にはローパスフィルタ $H(z)$ (インパルス応答を $h(iT), i = 0, 1, \dots$, シフトオペレータを z とする) で平滑化した信号

$$x(kT) = h(0)w(kT) + h(T)w((k-1)T) + \dots = \sum_{i=0}^{\infty} h(iT)w((k-i)T) = H(z)w(kT) \quad (1)$$

を用いるので、 a_T, b_T の推定値 a, b を用いることになる。コンベア速度がそれほど速くないときは、区間 $[a, b]$ で $\{x(kT)\}$ は平坦となるので、 $x(kT), kT \in [a, b]$ を計量値 $m(kT)$ とすればよい。しかしながら、高速計量においては、高次のフィルタを用いると、平坦な部分は現れず、低次のフィルタを用いると、振動成分の除去が不十分となり、通常のローパスフィルタは使用できない。よって、2 次適応フィルタを導入することによって、平坦部分を確保した (福田他, 2011)。

一方、計量コンベアに 2 個の被計量物が接することを許さないならば、 $x(s) = 0$ となり、その推定値 $\hat{s}$ を起点として、

$$b = \hat{s} + \frac{L}{v} \quad (2)$$

を得る。ただし、 L は計量コンベア長、 v はコンベア速度で、既知の設定値である。2 個乗り状態を許すならば、2 番目の被計量物乗込開始点 S は $x(s) > 0$ となり起点としての意味を持たない。ここにも 2 個乗り計量における困難がある。

図 6 に実際の 2 個乗り状態の計量信号例を示す。この図を見る限りでは、2 個乗りか否かの判定さえ難しい。また、最初の有効部は、質量ばねダッシュポットモデルに従う振動応答を示し、2 番目の有効部は、「うなり」のような特徴を示している。計量コンベア上を被計量物が移動するので、「うなり」の特徴を示す荷重信号が厳密な意味での「うなり」であると結論することは難しいが、乗り込み時の衝撃によって、異なる振動モードが存在することを強く示唆している。

以下で述べるように、新計量アルゴリズムは、2 次の適応 FIR フィルタを用いるため、「うなり」には、対応できないことになる。しかしながら、1 周期程の短データについて、FIR 係数を決定すると、精度のよい計量値が得られる。

Fig. 6 Actual weight signal when two objects are in contact with the weigh belt

Object size: 95 mm×65 mm×45 mm
 Mass: 485.56 g, 478.13 g
 Conveyer speed : 80 m/min

3. 床振動の影響

図 1 に写真を示した自動重量選別機（秤量 600 g, 最大能力 330 個/分）は、ロードセル応答をサンプリング周期 $T=0.002$ 秒で出力する機能を持つ。その計量コンベアを静止させ、無荷重および 600 g 荷重時のパワースペクトル密度（以後は psd と略記する）を図 7, 8 に示す。いずれも、荷重信号からハミングウィンドウを用いて 2000 点のセグメントを切り出し、DFT を用いて psd を計算し、それらの平均値をプロットしている。同様の手順で、600 g 荷重時の計量コンベアに軽く衝撃を与えた時の荷重信号を図 9, その psd を図 10 に示す。これらの psd 図から読み取った卓越周波数を表 2 にまとめる。

卓越成分を便宜上 A（低域）、B（中域）および C, D（高域）に区分すると、A は 10~15 Hz, B は 25 Hz 近辺, C に 35~45 Hz, D には 50~60 Hz の成分が見られる。B にある卓越成分（動的成分）は極めて高いピークを示し、僅かであるが周波数が荷重に依存している。また、衝撃によって高さが増加しているの、秤系の固有振動であ

Fig. 7 Estimated psd of the weight signal generated by the microtremor of the weigh belt without load

Fig. 8 Estimated psd of the weight signal generated by the microtremor of the weigh belt with 600 g load

Fig.9 Example of impulse responses of the weigh belt with 600 g load

Fig. 10 Estimated psd of the impulse response of the weigh belt with 600 g load

Table 2 Dominant frequency components of the psd's shown in Figs. 7, 8 and 10

(a) Fig. 7; load: none (microtremor)			(b) Fig. 8; load: 600g (microtremor)			(c) Fig. 10; load: 600g (impulse)		
Mark	Frequency (Hz)	Magnitude (dB)	Mark	Frequency (Hz)	Magnitude (dB)	Mark	Frequency (Hz)	Magnitude (dB)
A	11.00	-72.5	A	11.00	-70.2	A	11.00	-63.2
	12.75	-67.0		12.50	-75.2		13.25	-67.3
	13.75	-61.9		13.50	-75.5		13.75	-66.9
B	25.00	-49.9	B	21.25	-69.8	B	23.75	-24.9
	26.00	-63.1		22.25	-66.6		24.75	-46.9
C	36.75	-73.4		23.75	-51.8	C	40.25	-76.1
	42.25	-91.2	C	36.75	-74.7	D	45.00	-86.9
D	46.25	-103.9	D	45.00	-98.2		49.50	-90.5
	57.25	-109.0		55.75	-105.9		56.75	-92.7
	60.00	-111.1		60.00	-112.1			

ることがわかる. A, C には, 複数の成分があり, 衝撃を与えてもそれらの高さに大きな変化は見られない. よって, これらは床振動によって起因されたものであると推察できる.

D の成分は, 微小であるが衝撃を与えると, 表 2 (c) の数値が A における成分の変化に較べて大きくなっていることから, 固有振動数である可能性がある. 計量値に与える影響は極めて小さいが, B の固有振動を除去しても A, C, D の成分が高精度計量を阻害すると考えられる (この影響は, 数グラム程度の揺らぎとなることが第 7 節で明らかになる). 刻々と変化するこれらの微弱振動を完全に除去することは困難である.

4. 2 次適応 FIR フィルタ

高速計量では, 高次ローパスフィルタを用いることができないので, ローパスフィルタ $H(z)$ の一部分に 2 次適応 FIR フィルタを採用した計量方法を提案している (福田他, 2011). 本論文で提案する計量アルゴリズムでもこれを用いる. 動的成分除去のための時間遅れを最小に留めるため, 2 次適応 FIR フィルタ

$$G_{kT}(z) = 1 + \beta(kT)z^{-1} + z^{-2} \quad (3)$$

を用いる. 解と係数の関係より, フィルタの零点 $\sigma(kT)$, $\overline{\sigma(kT)}$ には

$$\sigma(kT)\overline{\sigma(kT)} = |\sigma(kT)|^2 = 1 \quad (4)$$

の関係がある。したがって、 $G_{kT}(z)$ が除去できる動的成分は、粘性係数が極めて小さい 1 自由度振動に限定される。係数 $\beta(kT)$ はサンプル毎に、最小 2 乗法で算定する。更新される係数は $\beta(kT)$ のみであるので、推定計算は一次式のあてはめに帰着される。すなわち、回帰定数を $C(kT)$ 、残差を $e(rT)$ として、回帰モデルを

$$w(rT) + w((r-2)T) = -\beta(kT)w((r-1)T) + C(kT) + e(rT), \quad r = k, k-1, \dots, k-n+3, \quad k \geq 3, n \geq 4 \quad (5)$$

とすればよい。ただし、 n は同定に使用するデータ列 $\{w((k-n+1)T), \dots, w(kT)\}$ の個数である。最小 2 乗法によって、 $\beta(kT)$ 、 $C(kT)$ を定め、荷重信号を動的成分と質量に分けて

$$w(kT) = x(kT) + m(kT) \quad (6)$$

と書くと、式(5)から

$$C(kT) + e(rT) = G_{kT}(z)w(rT) = x(rT) + \beta(kT)x((r-1)T) + x((r-2)T) + (2 + \beta(kT))m(kT) \quad (7)$$

を得る。 $\{(k+n-1)T, \dots, kT\} \subset [a, b]$ であれば

$$\sum_{r=k-n+3}^k e^2(rT) \cong 0 \quad (8)$$

だから、 $G_{kT}(z)$ によって動的成分 $x(rT)$ が減衰されて、充分小さくなったと考えて、

$$C(kT) \cong (2 + \beta(kT))m(kT) \quad (9)$$

を得る。よって計量値は

$$m(kT) = \frac{C(kT)}{(2 + \beta(kT))} = \frac{C(kT)}{G_{kT}(1)} \quad (10)$$

となる ($C(kT)$ 、 $\beta(kT)$ は正規方程式の解として直接得られる)。

零点によって動的成分がキャンセルされていると考え、 $\{(k-n+1)T, \dots, kT\}$ における動的成分周波数値 $f(kT)$ も推定できる。すなわち、

$$f(kT) = \angle \sigma(kT) / (2\pi T) (> 0). \quad (11)$$

このように、 $G_{kT}(z)$ は最も単純な構造であるが、計量値 $m(kT)$ と周波数値 $f(kT)$ を得ることができる。単回帰分析の演算量で $G_{kT}(z)$ が得られるので、特別に高性能な MPU、リカーシブ型最小 2 乗法を用いることなく毎回更新できる。

5. 有効部の決定 (計量可能部分の抽出)

上に述べた方法によって、 $\{w((k-n+1)T), \dots, w(kT)\}$ における計量値 $m(kT)$ と周波数値 $f(kT)$ が得られる。

被計量物が計量コンベアに乗り込む際に発生する衝撃による過渡応答が整定した有効時間区間

$\{(k-n+1)T, \dots, kT\} \subset [a, b]$ においては、 $\{f((k-n+1)T), \dots, f(kT)\}$ はある範囲内に留まる。そこで、

$$[f_L, f_U] \quad (12)$$

を設定し、 $f_L \leq f(kT) \leq f_U$ であれば、 $kT \in [a, b]$ である可能性が高いと考える。 f_L, f_U は先験的に知ることができるが、図 6 に示すような「うなり」が観測される場合は範囲を広く設定する必要がある。このとき、固有振動周波数だけに頼ると、被計量物が送り込まれてこない状態 ($w(kT) \cong 0$) も、有効部であると誤って判定する危険性が高くなる。

$$m_L > 0 \quad (13)$$

を設定し、 $m(kT) \geq m_L$ であれば、被計量物が存在するものと仮定する。

Fig. 11 Explanation drawing of $\{m(kT)\}$ and $q_1(kT)$ at $kT=1.192$ s and 1.252 s

一方, 図 11 に示すように, 被計量物が完全に計量コンベア上にあるならば, $m(kT) \equiv \text{Const.}$ となるであろう. そこで, 推定質量値を値域, 時間を定義域とする 1 次式を計算する. すなわち, $(n_A - 1)T$ を時間間隔とし, 2 点 $(0, m(\{k - (n_A - 1)\}T))$, $((n_A - 1)T, m(kT))$ を通る直線の傾き

$$q_1(kT) = \frac{m(kT) - m(\{k - (n_A - 1)\}T)}{(n_A - 1)T} \quad (14)$$

を算定し. あらかじめ設定された範囲

$$[q_L, q_U] \quad (15)$$

に $q_1(kT)$ が収まれば, $kT \in [a, b]$ である可能性があると考え.

図 11 に具体的な $q_1(kT)$ を示す. わかりやすくするため, n_A は動的成分周期に相当する値 $1/(f(kT) \cdot T)$ 程度に設定しているが, 後に示す実荷重信号処理においては, $n_A = 5$ としている.

以上の 3 個の算定値 $f(kT)$, $m(kT)$, $q_1(kT)$ が下記の条件 1~3 すべてが満たされたとき, $kT \in [a, b]$ と判断し, $m(kT)$ を計量値として採用する.

- 条件 1: 推定質量値 $m(kT)$ が $m(kT) \geq m_L$ であること.
- 条件 2: 推定動的成分周波数 $f(kT)$ が $f_L \leq f(kT) \leq f_U$ であること.
- 条件 3: 推定質量値の傾き $q_1(kT)$ が $q_L \leq q_1(kT) \leq q_U$ であること.

このようにすることで, 被計量物を排出中に, 次の被計量物が乗り込んで来る 2 個乗りの場合にも対処できる. ただし, 図 4 より, $d = L + L_p - l$ のとき, 計量コンベアに作用する力 (荷重) は mg となるので, 常に (条件 2), (条件 3) が成立し, 被計量物が分別できない可能性がある. したがって, $d > L + L_p - l$ が計算上の適用条件となる.

6. 複数のノッチを持つ簡易なフィルタ

2 次適応フィルタ導入理由と同様に, 少ないタップ数で, 動的成分の他に存在する常時微動のような微小な低域周波数の振動成分を除去しなければならない. 例えば, 表 2 の周波数成分を抑制するためにそれらの近傍に位置する 15 Hz, 30 Hz, 40 Hz, 60 Hz の成分にノッチかけることを考える.

一つの周波数にノッチをかけるには, 2 次の FIR フィルタが必要であるから, 9 タップのフィルタ $N_9(z)$ で所望の周波数を除去することができるが, 高周波数領域ではゲインが 110 dB に達しており, 用いることはできない. そこで, $N_9(z)$ の最大ゲインの位置 h_1 Hz (この場合はナイキスト周波数) にノッチ

Fig. 12 Multi-notch filters for attenuating the lower frequency components

$$N^{h1}(z) = \frac{1 - 2\cos(2\pi h_1 T)z^{-1} + z^{-2}}{2\{1 - \cos(2\pi h_1 T)\}} \quad (16)$$

を加えて、 $N_{11}(z) = N^{h1}(z)N_9(z)$ を得る。すると、 $N_{11}(z)$ には別の位置 h_2 Hz に最大ゲインが現れるので、 $N_{13}(z) = N^{h2}(z)N_{11}(z) = N^{h1}(z)N^{h2}(z)N_9(z)$ を得る。最大ゲインが許容できる大きさに収まるまでこれを繰り返す。このようにして得られたフィルタを複数ノッチフィルタ $N_j(z)$ (j はタップ数を表す)と呼ぶ。タップ数と最大ゲインの様子を示すために、 $N_j(z)$, $j=9, 17, 25, 29$ の振幅特性を図 12 に示す。

所望の低域ノッチによってもたらされた高周波数領域の高ゲインを、できるだけ小さなタップ数で、妥協できる程度までそのゲインを抑えたこのフィルタを用いて、適応フィルタ $G_{KT}(z)$ で除去しきれなかった $m(kT)$ の僅かな振動成分を除去する。

7. 新計量アルゴリズムとその動作の検証

2次適応 FIR フィルタと複数ノッチフィルタを用いて被計量物を計量し、有効部を判定する新計量アルゴリズムの信号処理フローを図 13 に示す。図 13 に示した信号データ列の処理順にしたがって、図 6 で示した荷重信号 $\{w(kT)\}$ に新計量アルゴリズムを適用した一例を示す。

表 2 に示したように、 $\{w(kT)\}$ には 35~45 Hz 近辺の成分が 1 ないし 2 個存在する。この成分は 25 Hz 近辺の卓越固有振動成分に近く、2次適応フィルタ $G_{KT}(z)$ による動的成分の周波数推定・除去に大きな影響を与える。その対策として、前置 3 タップフィルタ $N_{PR}(z)$ を用いて 35~45 Hz 近辺の成分を 1/3 程度に減衰させた $\{w_s(kT)\}$ を $G_{KT}(z)$ の入力とする。僅かな減衰だが、推定動的成分 $\{f(kT)\}$ の推定精度は大幅に向上する。

Fig. 13 Detail flow diagram of the new signal processing

Fig. 14 Gain characteristics of the pre-filter $N_{PR}(z)$ Fig. 15 Pre-filtered signal $\{w_s(kT)\}$ of $\{w(kT)\}$ and estimated mass $\{m(kT)\}$

$N_{PR}(z)$ の振幅特性を図 14 に示す. $N_{PR}(z)$ によって, 荷重信号の高域成分が 20 dB 程度増幅されるが, A/D 変換時のアナログアンチエイリアスフィルタによって, 高域成分が十分に抑制されているので, それらが $G_{KT}(z)$ 推定値に与える影響はほとんどない.

次に, 時間毎に係数を更新する 2 次適応 FIR フィルタ $G_{KT}(z)$ を用いて, $\{w_s(kT)\}$ の静的成分である質量 $m(kT)$ と動的成分周波数 $f(kT)$ を推定する. 粘性係数が充分小さいので, 計量機構を質量—ばねモデルと見なせば, 同定 (更新) に使用するデータ組数 (式(5)または式(7)の残差の個数) は, 動的成分の 1 周期に相当する程度の個数であれば充分であろう. 式(8)より, $n = p + 2$ 個の荷重信号値 $w_s(kT)$ から p 個のデータ組数が得られる. 1 周期分に相当するデータ点数は $p = (1/23.8)/0.002 \cong 21.01 \cong 21$, $w_s(kT)$ の個数は $n = p + 2 = 21 + 2 = 23$ となる.

$\{w_s(kT)\}$, $\{m(kT)\}$ を図 15 に示す. 点線が $\{w_s(kT)\}$, 実線が $\{m(kT)\}$ を示す. 垂直な破線で区切られた部分が判定された有効部である. 被計量物 1 (485.56 g), 被計量物 2 (478.13 g) の計量を計量 1, 計量 2 と呼び, 計量 i ($i=1, 2$) の有効時間区間を $[a_i, b_i]$ とする. 有効部の判定については後で図示する.

図 15 を見ると, 振動成分が減衰し, 有効部が平坦になっているのが確認できる. 高精度が要求されない場合は, $\{m(kT) | kT \in [a_i, b_i]\}$ を計量値 $\hat{m}_i$ としてよい. また, $\{w_s(kT)\}$ は滑らかな曲線であるので, $N_{PR}(z)$ による高周波数領域増幅の悪影響はない.

本例のように, 動的成分以外の振動成分が無視できない場合は, さらに有効部を平坦にするため, 後置フィルタとして複数ノッチフィルタ $N_j(z)$, (j はタップ数) を用いて, $\{m(kT)\}$ の中に僅かに残存する振動を抑制する. 25 タップの $N_{25}(z)$ に $m(kT)$ を入力した時の出力

$$m_{25}(kT) = N_{25}(z)m(kT) \Big|_{j=25} \quad (17)$$

を図 16, 17 に示す. 有効時間区間周辺の $\{m_{25}(kT)\}$ は $N_{25}(z)$ によって低周波成分が除去されて, より滑らかになっていることが確認できる. ここで, 仮に $N_{25}(z)$ を前置フィルタとして使用すると, 図 12 に示したように, $N_{25}(z)$ は中高域成分を増幅するので, 新たに約 70 Hz の振動成分が顕著になる. この中高域成分増幅作用により $\{m(kT)\}$ が正しく推定されないので, $N_{25}(z)$ を前置フィルタに使わずに, 必要最低限の $N_{PR}(z)$ を前置フィルタに用い, $N_{25}(z)$ を後置フィルタとして使用した.

有効時間区間に注目すると, 有効部終了点 b_i 近くでは計量値が減少している. この区間の平均値を取ると, 誤差が大きくなる. しきい値幅 (条件 2, 3) を狭めてもよいが, このままでも開始点 a_i 付近の極大値, 極小値の中点を $\hat{m}_i$ とするとよい精度の計量値が得られる. すなわち,

$$\hat{m}_i = \frac{m_{25}(t_i^{\text{MAX}}) + m_{25}(t_i^{\text{MIN}})}{2} \quad (18)$$

とすればよい. ただし,

Fig. 16 Enlarged plot of $\{m(kT)\}$ and $\{m_N(kT)\}$ obtained in the measurement for the first object

Fig. 17 Enlarged plot of $\{m(kT)\}$ and $\{m_N(kT)\}$ obtained in the measurement for the second object

$$t_i^{MAX} = \min_{kT} |kT - a_i|, \Delta m_{25}((k-1)T) \geq 0, \Delta m_{25}(kT) \leq 0 \quad (19)$$

$$t_i^{min} = \min_{kT} |kT - a_i|, \Delta m_{25}((k-1)T) \leq 0, \Delta m_{25}(kT) \geq 0 \quad (20)$$

$$\Delta m_{25}(kT) = m_{25}((k+1)T) - m_{25}(kT) \quad (21)$$

である．式(18)によって，計量値を定めると，以下の表のようになった．

Table 3 Results of measurement

	The first object	The second object
True value m_i	485.56 g	478.13 g
First maximal $m_{25}(t_i^{MAX})$	486.17 g	477.75 g
First minimal $m_{25}(t_i^{min})$	485.20 g	477.49 g
Estimated mass $\hat{m}_i$	485.69 g	477.62 g
Error $\hat{m}_i - m_i$	0.12404 g	-0.50849 g
$(\{\hat{m}_i - m_i\} / m_i) \times 100$	(0.0256 %)	(0.1063 %)

最後に，有効時間区間判定の様子を示す．荷重信号 $\{w_s(kT)\}$ と推定質量値 $\{m(kT)\}$ および動的成分周波数 $\{f(kT)\}$ を図 18 に示す．同様に図 18 と同じ時間範囲の 1 次式傾き $\{q_1(kT)\}$ を図 19 に示す．判定に関するしきい値は，

- (条件 1) m_L : 5 g
- (条件 2) $[f_L, f_U]$: [21 Hz, 26 Hz]
- (条件 3) $[q_L, q_U]$: [-250 g/s, 250 g/s]

とした．垂直破線で判定された有効部開始／終了点，水平破線でしきい値（条件 2 または 3）を示している．複数の荷重信号から得られた $f(kT)$ ， $q_1(kT)$ のプロットから，その変動を把握し， $[f_L, f_U]$ ， $[q_L, q_U]$ を適切に決定する必要がある．これらの許容範囲を狭くしすぎると，たとえば，一度範囲内に収まった $f(kT)$ が，範囲外に出て，再び範囲内に収まる場合があるので，正しい有効部は得られない．計量 1 の $\{f(kT)\}$ は， a_1 の前後から，ほぼ一定な値を示しているのので，ただ 1 つの固有振動を持つ計量機構が質量—ばね系モデルでよく近似できていることがわかる．計量 2 は，有効時間区間においてもドリフトが止まらない．1 自由度の振動系モデルでは厳密に対応できないことが確認できる．

Fig. 18 Pre-filtered $\{w_s(kT)\}$ and estimated dynamic component frequency $\{f(kT)\}$

Fig. 19 $\{w_s(kT)\}$ and the slope $\{q_1(kT)\}$

床振動が無視できない本例は、複数ノッチフィルタ $N_{25}(z)$ を用いているので、図の $\{q_1(kT)\}$ は、式(14)で $n_A=5$ とし、式(10)の $m(kT)$ の代わりに式(17)の $m_{25}(kT)$ を使用して算定している。 $m_{25}(kT)$ は 24 次の対称（偶対称）係数 FIR フィルタ $N_{25}(z)$ の出力、式(14)より $q_1(kT)$ は 4 次の反対称（奇対称）係数 FIR フィルタ出力であるから、入力に対して出力は次数の 1/2 に相当する時間だけ遅れる（有本，1983）。したがって、 $q_1(kT)$ は $f(kT)$ ， $m(kT)$ よりも位相が $\{(24+4)/2\} \times 0.002 = 0.028$ 秒遅れている。しかしながら、過去に遡って判定するのは煩雑であり、式(18)で計量値を決定する場合は利点がほとんどないので、 $q_1(kT)$ をそのまま使って有効部を判定している。 $q_1(kT)$ は乗込時、排出時では激しく変化し、有効部では緩やかな変化を見せている。このことはしきい値による有効時間区間の判定には都合がよい。

8. 提案アルゴリズムに必要なデータ長に関する考察

本論文で提案した計量アルゴリズムは、計量値 $\hat{m}$ を得るために、

- ・ 3 タップ 45 Hz ノッチフィルタ： $N_{PR}(z)$
- ・ 23 タップを用いた 2 次適応フィルタ： $G_{kT}(z)$
- ・ 25 タップ複数ノッチフィルタ： $N_{25}(z)$

を用いている。この他に有効部決定のために、 $\{m_{25}(kT)\}$ から $q_1(kT)$ を算定する必要があるが、有効部が適切であれば、計量値の精度には関与しない。動的成分が除去されたあとに残った微弱な振動成分を除去するために $N_{25}(z)$ を用いている。参考のため、図 20 に $N_{17}(z)$ ， $N_{25}(z)$ および $N_{29}(z)$ を用いた場合の計量 1 の有効時間区間近辺の計量値を示す。図中において、例えば、 $\{N_{25}(z)m(kT)\}$ は $\{m(kT)\}$ を $N_{25}(z)$ に入力したときの計量値列 $\{m_{25}(kT)\}$ を意味する。

図を見ると、 $N_{17}(z)$ を用いた場合、高周波数領域を抑制するためのノッチ数が不足するため、高周波数成分が増幅され $\{m_{17}(kT)\}$ の分散が大きくなり、計量には使えない。 $N_{25}(z)$ ， $N_{29}(z)$ を用いると、 $\{m_{25}(kT)\}$ ， $\{m_{29}(kT)\}$ は十分に滑らかになっており、高精度計量が期待できる。式(18)で最終計量値 $\hat{m}$ を得るならば、 $N_{25}(z)$ を用いた方が都合がよい。

本例の 2 次適応フィルタ $G_{kT}(z)$ の係数は、 $n=23$ 個の変数 $\{w_s((k-22)T), \dots, w_s(kT)\}$ を用いて時間更新毎に最小 2 乗法で決定される。その後、複数ノッチフィルタ $N_{25}(z)$ を適用しているので、最終的な計量値 $m_{25}(kT)$ を得るために 47 個の $\{w_s((k-46)T), \dots, w_s(kT)\}$ を用いていることになる。では、 $N_{25}(z)$ を用いずに、 $n=47$ として、 $G_{kT}(z)$ のみを用いて得られた計量値が、本例で得た $m_N(kT)$ と同等の精度が得られるだろうか？もし得られれば、計算負荷の低減には貢献するかも知れないが、 $N_{25}(z)$ の存在意義はほとんどない。

Fig. 20 Comparison plots of the multi notch filter $N(z)$ outputs in the measurement of the first object

Fig. 21 $\{m(kT)|_{n=23}\}$, $\{m(kT)|_{n=47}\}$ obtained using the 2nd order adaptive filter and the output $\{N_{25}(z)m(kT)|_{n=23}\}$ from the multi notch filters when its input is $\{m(kT)|_{n=23}\}$

そこで、図 16 の $\{m(kT)\} = \{m(kT)|_{n=23}\}$ および $\{m_{25}(kT)\} = \{N_{25}(z)m(kT)|_{n=23}\}$ と $n = 47$ とし、複数ノッチフィルタを使用しないときの計量値列 $\{m(kT)|_{n=47}\}$ を図 21 にプロットした。

図を見ると、明らかに $\{m(kT)|_{n=47}\}$ よりも、 $\{N_{25}(z)m(kT)|_{n=23}\}$ の方が振動振幅が抑制されて、より真値（静止計量値）に近い値を取ることがわかる。以下で、この事情について考察を試みる。

式(10)に示したように、計量値 $m(kT)$ は $G_{kT}(z)$ 更新の際に得られる $C(kT)/\{2 + \beta(kT)\}$ そのものである。直線あてはめの公式より

$$C(kT) = \frac{\sum_{r=k-n+3}^k x(r)^2 \sum_{r=k-n+3}^k y(r) - \sum_{r=k-n+3}^k x(r)y(r) \sum_{r=k-n+3}^k x(r)}{(n-2) \sum_{r=k-n+3}^k x(r)^2 - \left\{ \sum_{r=k-n+3}^k x(r) \right\}^2}, \quad (22)$$

$$x(r) = w_s((r-1)T), \quad y(r) = w_s(rT) + w_s((r-2)T)$$

と書ける。一方、一般に、 $S(i) = 1 (i = 0, 1, \dots)$ とし、2次元離散時間関数 $S(i, j) = S(i)S(j) = 1$, $U(i, j) = X(i)Y(j)$ を用いると、

$$\begin{aligned} \sum_{r=k_1-n+3}^{k_1} X(r) \sum_{r=k_2-n+3}^{k_2} Y(r) &= \sum_{i=0}^{n-3} S(i)X(k_1-i) \sum_{j=0}^{n-3} S(j)Y(k_2-j) = \sum_{i=0}^{n-3} \sum_{j=0}^{n-3} S(i)S(j)X(k_1-i)Y(k_2-j) \\ &= \sum_{i=0}^{n-3} \sum_{j=0}^{n-3} S(i, j)U(k_1-i, k_2-j) \end{aligned} \quad (23)$$

であるから、 $C(kT)$ の分子 $C_N(kT) = C_N(k_1T, k_2T)|_{k_1=k_2=k}$ は 2 種の 2 次元の量み込み和の差として扱える。式(23)を z 変換し、 $F(k_1, k_2)$ の z 変換を $Z\{F(k_1, k_2)\} = F(z_1, z_2)$ と表記すると、

$$\begin{aligned} Z\left\{ \sum_{r=k_1-n+3}^{k_1} X(r) \sum_{r=k_2-n+3}^{k_2} Y(r) \right\} &= Z\left\{ \sum_{i=0}^{n-3} \sum_{j=0}^{n-3} S(i, j)U(k_1-i, k_2-j) \right\} \\ &= S(z_1, z_2)U(z_1, z_2) = S(z_1)S(z_2)Z\{X(k_1)Y(k_2)\} \end{aligned} \quad (24)$$

となるから、式(24)を $C_N(kT)$ に適用し、その z 変換を $C_N(z) = C_N(z_1, z_2)|_{z_1=z_2=z}$ と書くと、

$$\begin{aligned}
C_N(z_1, z_2) &= S_{n-2}(z_1)S_{n-2}(z_2)Z\{x(k_1T)^2 y(k_2T)\} - S_{n-2}(z_1)S_{n-2}(z_2)Z\{x(k_1T)y(k_1T)x(k_2T)\} \\
&= S_{n-2}(z_1)S_{n-2}(z_2)\{u_1(z_1, z_2) - u_2(z_1, z_2)\} \\
C_N(z) &= S_{n-2}(z)^2\{u_1(z) - u_2(z)\}
\end{aligned} \tag{25}$$

となる。ただし、

$$S_{n-2}(z) = 1 + z^{-1} + \cdots + z^{-(n-3)}, \quad u_1(z_1, z_2) = Z\{x(k_1T)^2 y(k_2T)\}, \quad u_2(z_1, z_2) = Z\{x(k_1T)y(k_1T)x(k_2T)\}. \tag{26}$$

したがって、 $\{w_s(kT)\}$ の振動成分は $(n-2)$ タップの累積和を出力するフィルタの零点

$$e^{j\frac{2\pi}{(n-2)T}i} \quad i = 1, 2, \dots, n-3 \tag{27}$$

によって抑制されて、 $C(kT)$ に影響を与える。この場合、 $n = 47$ であるから、 $S_{45}(z)$ の零点周波数は

$$11.11 \text{ Hz}, 22.22 \text{ Hz}, 33.33 \text{ Hz}, \dots, 244.44 \text{ Hz} \tag{28}$$

となる。 $N_{25}(z)$ のそれらと比較すると、最小周波数は11.11 Hzは $N_{25}(z)$ のそれ(15 Hz)よりも小さいが、荷重信号の振動成分周波数(15, 30, 40, 60 Hz)と離れた位置にある。図21に示すように、同じタップ数47を用いるなら、 $G_{kT}(z)$ 更新データ長 n に費やすより、 $N_{25}(z)$ を用いて残った微小振動を効果的に抑制する方が良い。

9. 結 言

典型的な自動重量選別機の荷重信号に提案アルゴリズムを適用し、振動除去の様子を例示した。本アルゴリズムは、時間毎に更新される、最も簡潔な2次FIR適用フィルタを用いて卓越振動成分を除去する。さらに、除去しきれなかった成分を、計量機構のパワースペクトル密度を考慮して設計した、最小限のタップ数をもつノッチフィルタ(複数ノッチフィルタ)で除去する。その結果、得られた信号は十分に滑らかな信号となり、計量可能な時間区間においては、数点離れた2点の傾きが小さな範囲に収まる。この傾きと適用フィルタ係数から得られる推定卓越成分周波数に対して、しきい値を設定することにより、光電管を用いずに計量タイミングを得ることができた。

複数ノッチフィルタの主な役割は床の常時微動の影響を取り除くことであるが、高次固有振動に起因すると思われる微小振動を抑制する機能も含んでいる。しかしながら、より小さいタップ数という制限内で、高周波数域に零点を配置するので、これまで問題にならなかった中高域周波数成分を増幅する副作用が生じる。したがって、単一の卓越振動成分を前提とした2次適応フィルタの前段に用いるのは得策でない。この理由により、2次適応フィルタに影響を与える40 Hz近辺の振動成分を抑制するために前置フィルタとして最小タップである3タップの45 HzノッチFIRフィルタを用いた。

35年以上前に小野らは、秤機構が1自由度振動系運動方程式で表されることに着目し、動的質量計測(たとえば小野, 2003)を提唱している。彼らは減衰定数が無視できる機構を用いた実験機器を作成し、動的質量計測を実証した。すなわち、計量皿質量、ばね定数、重力加速度は前もって測定可能または既知であるから、計量皿の加速度、変位を測定することで、秤機構が振動状態であっても、被計量物質質量が算定できることを示した。当然、動的成分周波数も算定可能である。2次適応フィルタは、係数を対称にすることで減衰定数を無視し、荷重信号を用いて同定された差分方程式の係数を算定し、被計量物質質量を得る。両者はモデルの集中定数に質量を見出す点で共通している。このような観点から、2次適応フィルタは動的質量計測の離散時間領域での実現の一例とみなすことができよう。

2次適応フィルタをくぐり抜けた微動は、数グラムを下回るような振幅の振動成分であるから、数デシベルの減衰であっても精度が大幅に改善される。複数ノッチフィルタは平坦な特性を持たない不完全なフィルタである

が、このような微弱な成分に用いると十分に有用であった。自動重量選別機の指示計（センサ出力を変換・演算し、得られた物理量に任意の単位を与えて表示する機器）は、データロガーの機能や統計量を演算する能力を持つ高度な CPU システムであるので、スペクトル演算機能を組み込む必要があるが、本稿で述べた複数ノッチフィルタ設計法の実装は難しくない。また、計測に関与しないロードセルを振動計として用い、床振動をリアルタイムで計測できるなら、適当な周期で係数を更新する適応ノッチフィルタの実現も可能であろう。

本計量アルゴリズムは、極めて初歩的な知識だけで理解できるノッチフィルタの直列結合によって構成されている。ノッチフィルタに拘泥する理由は2つある。できるだけ小さいタップ数でフィルタを実現することと適応動作の計算負荷を軽減することである。今後、さらなる CPU の高性能化が進展するであろう。それに伴い、初歩的なフィルタリングの枠を越えて展開される、より優れた研究開発によって、より高速・高精度な計量アルゴリズムが実現されることを期待している。

謝 辞

大和製衡株式会社の加門守人氏と香川洋一郎氏から多大なる助言を頂いた。心よりの感謝の意を表す。

文 献

- 有本卓, 信号・画像のデジタル処理 (1983), pp. 146-153, 産業図書.
- 福田謙吾, 吉田浩治, 衣笠哲也, 加門守人, 香川洋一郎, 2次適応 FIR フィルタを用いた高速自動重量選別機のための計量方法の提案, 計測自動制御学会産業論文集, Vol.10, No.12(2011), pp.100-112.
- Fukuda, K., Yoshida, K., Kinugasa, T., Kamon, M., Kagawa, Y. and Ono, T., A new method of mass measurement for checkweighers, METROLOGY AND MEASUREMENT SYSTEMS, Vol. XVII, No. 2(2010), pp.151-162.
- Kameoka, K., Fukami, Y., Komatsu, G., Inui, N., Naito, K., Nakamura, Y., Wakasa, Y. and Shimomae, Y., Signal processing for checkweigher, Proceedings of APMF'96(1996), pp.122-128.
- Ono, T., Basic points of dynamic mass measurement, Proceedings of SICE Annual Conference 1999 (1999), pp.43-44.
- 小野敏郎, 動的質量計測, 日本設計工学会誌「設計工学」, Vol.38, No.10(2003), pp.489-495.
- Pietrzak, P., Meller, M. and Niedzwiecki, M., Dynamic mass measurement in checkweighers using a discrete time-variant low-pass filter, Mechanical Systems and Signal Processing, Vol.48(2014), pp.67-76.
- 梅本敏孝, 土井智晴, 適応アルゴリズムを用いた周波数推定法と動的質量計測への応用, 日本機械学会論文集 C 編, Vol.74, No.738(2008a), pp.278-284.
- 梅本敏孝, 笹本勇輝, 安達元之, 香川洋一郎, 適応ノッチフィルタを用いたコンベアライン上での連続計量における精度の向上, 日本機械学会論文集 C 編, Vol.74, No.745(2008b), pp.2122-2128.
- Yamazaki, T., Sakurai, Y., Ohnishi, H., Kobayashi, M. and Kurosu, S., Continuous mass measurement in checkweighers and conveyor belt scales, Proceedings of SICE, Vol.1(2002), pp.470-474.

References

- Arimoto, S., Digital processing for signal and image (1983), pp. 146-153, Sangyo tosho (in Japanese).
- Fukuda, K., Yoshida, K., Kinugasa, T., Kamon, M. and Kagawa, Y., A new weighing method for checkweighers by using the second order adaptive FIR filter, SICE Transactions on Industrial Application, Vol.10, No.12 (2011), pp.100-112 (in Japanese).
- Fukuda, K., Yoshida, K., Kinugasa, T., Kamon, M., Kagawa, Y. and Ono, T., A new method of mass measurement for checkweighers, METROLOGY AND MEASUREMENT SYSTEMS, Vol. XVII, No. 2(2010), pp.151-162.
- Kameoka, K., Fukami, Y., Komatsu, G., Inui, N., Naito, K., Nakamura, Y., Wakasa, Y. and Shimomae, Y., Signal processing for checkweigher, Proceedings of APMF '96(1996), pp.122-128.
- Ono, T., Basic points of dynamic mass measurement, Proceedings of SICE Annual Conference 1999 (1999), pp.43-44.

- Ono, T., Dynamic Mass Measurement, Journal of Japan Society for Design Engineering, Vol.38, No.10 (2003) pp.489-495 (in Japanese).
- Pietrzak, P., Meller, M. and Niedzwiecki, M., Dynamic mass measurement in checkweighers using a discrete time-variant low-pass filter, Mechanical Systems and Signal Processing, Vol.48(2014), pp.67-76.
- Umemoto, T. and Doi, T., Frequency estimation method using the adaptive algorithm and application to dynamic measurement of mass and weight, Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C, Vol.74, No.738 (2008a), pp.278-284 (in Japanese).
- Umemoto, T., Sasamoto, Y., Asachi, M. and Kagawa, Y., Improvement of accuracy for continuous mass measurement in checkweighers with an adaptive notch filter, Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C, Vol.74, No.745(2008b), pp.2122-2128 (in Japanese).
- Yamazaki, T., Sakurai, Y., Ohnishi, H., Kobayashi, M. and Kurosu, S., Continuous mass measurement in checkweighers and conveyor belt scales, Proceedings of SICE, Vol.1(2002), pp.470-474.