

学位申請論文

デジタルフィルタによる  
音叉センサの応答性と  
精度向上に関する研究

平成29年3月

岡本 光平

# 目次

<b>1</b>	<b>緒論</b>	<b>1</b>
1.1	本研究の背景と目的	1
1.2	概要	10
<b>2</b>	<b>音叉振動式ロードセルの性能</b>	<b>12</b>
2.1	はじめに	12
2.2	音叉振動式ロードセルの設計	15
2.2.1	音叉振動式センサの原理・構造	15
2.2.2	音叉振動式はかりの設計・開発	19
2.3	音叉振動式ロードセルの開発	20
2.3.1	音叉振動式ロードセルの構造	20
2.3.2	試験条件および評価項目	22
2.3.3	試験装置	24
2.3.4	試験結果	24
2.4	まとめ	27
<b>3</b>	<b>カルマンフィルタを用いた音叉センサの空気密度補正</b>	<b>28</b>
3.1	はじめに	28
3.2	音叉センサの温度・空気密度による影響	30
3.3	従来の補正法とその問題点	31
3.3.1	補正法	31
3.3.2	従来法の問題点	34
3.4	離散時間カルマンフィルタを用いた補正法	35
3.5	シミュレーション	37
3.5.1	シミュレーション条件	37
3.5.2	シミュレーション結果と考察	38
3.6	まとめ	42

<b>4</b>	<b>動計量のための阻止域複数要素が可変な FIR フィルタの設計法</b>	<b>43</b>
4.1	はじめに . . . . .	43
4.2	設計法 . . . . .	46
4.2.1	機器の仕様 . . . . .	46
4.2.2	デジタルフィルタの設計法 . . . . .	48
4.3	準等リプル化 . . . . .	53
4.4	多項式係数の低減法 . . . . .	57
4.5	設計例 . . . . .	58
4.6	まとめ . . . . .	65
<b>5</b>	<b>結論</b>	<b>66</b>
5.1	本研究のまとめ . . . . .	66
5.2	今後の課題 . . . . .	67
	謝辞	68
	参考文献	69
	著者の寄与による学術論文及び講演	71

## 図一覧

1.1	ロードセルの例	2
1.2	非自動はかりと自動はかりの例	2
1.3	フォースバランス式センサの模式図	4
1.4	音叉振動式センサの模式図	4
1.5	ひずみゲージ式センサの模式図	4
1.6	各センサを用いたはかりのひょう量と目量 (e) の関係	6
1.7	OIML R76 と R60 の精度等級	6
1.8	空気密度が変化した場合の音叉振動式センサの出力変化	9
2.1	音叉振動式センサユニット (組立式)	14
2.2	音叉振動式センサユニット (一体型)	14
2.3	音叉振動式センサユニット (てこ一体式) の外観	15
2.4	音叉振動子の模式図	16
2.5	音叉振動子の振動数 (f) と力 (F) の関係	16
2.6	周波数測定法の模式図	17
2.7	音叉振動式センサの基本構成	18
2.8	音叉振動式センサの外観	18
2.9	各センサの荷重変換フロー	19
2.10	音叉振動式ロードセルの外観	21
2.11	音叉振動式センサユニット (てこ一体式) の模式図	21
2.12	試験パターンの模式図	23
2.13	恒温室内の試験装置模式図	23
2.14	ロードセル誤差試験の結果	25
2.15	クリープ試験の結果	26
3.1	音叉センサの模式図	29
3.2	空気密度変化時の補正残りによる音叉センサの表示変動	30

3.3	各温度における音叉センサの振動周波数と空気密度の関係	33
3.4	音叉センサの振動周波数と温度の関係	33
3.5	空気密度変化時の音叉センサの振動周波数と空気密度の測定結果	34
3.6	従来の補正法処理フロー	35
3.7	空気密度補正における移動平均処理による遅れの影響	35
3.8	提案法の補正処理フロー	37
3.9	温度・気圧が一定環境での補正の結果	39
3.10	温度一定 (20℃)・気圧変化環境での補正の結果	39
3.11	温度・気圧変化環境での補正の結果	40
3.12	温度一定 (0℃)・気圧変化環境での補正の結果	40
3.13	温度一定 (10℃)・気圧変化環境での補正の結果	41
3.14	温度一定 (30℃)・気圧変化環境での補正の結果	41
3.15	温度一定 (40℃)・気圧変化環境での補正の結果	42
4.1	コンベア速度によるノイズの変化	44
4.2	機器設置のフロー図	46
4.3	コンベア速度と最大荷物長の関係	47
4.4	機器の模式図	47
4.5	自動重量計測器のためのデジタルフィルタの理想振幅特性	48
4.6	$\psi = 0.22, \phi = 0.4, \gamma = 100, \theta = 0.62$ における単純重み付き最小二乗フィルタの振幅特性	53
4.7	従来法における $B_k(\omega_n)$ の決定法	55
4.8	図. 4.7 の $\phi + \tau$ の拡大図	55
4.9	提案法における $B_k(\omega_n)$ の決定法	56
4.10	図. 4.9 の $\phi + \tau$ の拡大図	56
4.11	$\psi = 0.22, \phi = 0.4, \gamma = 100, \theta = 0.62$ における多項式低減なしフィルタの振幅特性	59
4.12	$\psi = 0.19, \phi = 0.36, \gamma = 40, \theta = 0.68$ における多項式低減なしフィルタの振幅特性	59
4.13	$\psi = 0.22, \phi = 0.4, \gamma = 100, \theta = 0.62$ における多項式低減ありフィルタの振幅特性	60
4.14	$\psi = 0.19, \phi = 0.36, \gamma = 40, \theta = 0.68$ における多項式低減ありフィルタの振幅特性	60
4.15	提案法によるそれぞれのコンベア速度用フィルタの振幅特性	63

4.16 Remez アルゴリズムによるそれぞれのコンベア速度用フィルタの振幅特性	64
4.17 提案法と従来法によるコンベア速度 120m/min 用フィルタのステップ応答	65

## 表一覧

1.1	各センサの特徴	3
2.1	音叉振動式センサユニットの構成	12
2.2	音叉振動式ロードセルの試験項目一覧	22
2.3	繰り返し性誤差試験の結果	25
2.4	最小測定量出力戻り (DR) の結果	26
2.5	最小測定量出力への温度影響	26
3.1	各試験における音叉センサの出力誤差の標準偏差計算結果 (ppm)	40
4.1	各フィルタの阻止域減衰量の比較	62
4.2	フィルタ設定のパラメータ一覧	63
4.3	各フィルタ通過後の $3\sigma$ (g)	64

# 第 1 章

## 緒論

### 1.1 本研究の背景と目的

デジタル信号処理技術は、情報、通信、計測・制御、医療など様々な分野で必要不可欠な技術となっている。デジタル信号処理は、アナログ信号を離散化及び量子化して得られたデジタル信号を加工して所望の信号を抽出するものである。デジタル信号処理は、

- LSI で実現でき、アナログ回路と比べて小型化できる
- 経年変化や個体差が少なく安定した品質を実現できる
- アナログ信号処理と比べて処理の自由度が高い

という利点を有する。デジタル信号処理における具体的な処理方法は目的に応じて様々あるが、その中でもデジタルフィルタは、計測信号や音響、画像、生体信号などのノイズ抑制に用いる重要な技術の一つである。

近年、厳しい品質管理が要求される製薬業界や自動車業界等では国内外問わず、更なる信頼性の向上や適切な品質管理のために高精度な質量測定が要求されている。質量測定のための計測器として、一般に、はかりが用いられている。はかりとは、任意の物体の質量をその物体に作用する重力を利用して計測するために使用される計測器と定義されている [1]。また、質量を別の量に変換することによって測定する力の変換器をロードセル (図. 1.1) という [2]。はかりは、計量結果を得るために計量過程で操作者の介入を必要とするかしないかによって、非自動はかりと自動はかりに分類される。非自動はかりとしては電子はかり (図. 1.2(a)) が、自動はかりとしては自動重量選別機やコンベアスケールなどがある (図. 1.2(b))。ここで、コンベアスケールとは、ベルトコンベアで連続して輸送されるバラの状態の各種原材料や製品などの輸送量を自動計量するものである。また、自動重量選別機とは製造ラインにおいて製品の全数を自動的に質量検査・選別する目的で使用される [3]。



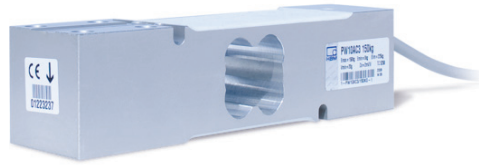


図 1.1: ロードセルの例



(a) 電子はかり



(b) 自動重量選別機

図 1.2: 非自動はかりと自動はかりの例

現在、はかりの荷重検出装置に使用されている主なセンサは、フォースバランス式 (Force balance), ひずみゲージ式 (Strain gauge) 及び音叉振動式 (Tuning fork) がある [4]. フォースバランス式とは, 計量物の重量を電磁力で釣り合わせる復元力 (電磁力) 発生機構と釣り合い状態を監視する変位検出機構及び制御機構から成り立つセンサである. 電磁力発生機構は, 磁石とコイルの組み合わせになっており, コイルに電流を流すとフレミングの左手の法則に基づく電磁力が発生し, この電流を検出することにより質量を計測するセンサである. フォースバランス式センサの概略図を図. 1.3 に示す. 音叉振動式とは, 音叉振動子へ加わる張力の変化が, 固有振動数の変化として変換される原理を利用したセンサであり, この固有振動数の変化を読み取り質量を計測するセンサである. 音叉振動式センサ (音叉センサ, DETF センサともいう) の概略図を図. 1.4 に示す. ひずみゲージ式とは, 抵抗素子を伸び縮みさせると, その電気抵抗が増減する性質を利用したセンサで, 伸び縮みの際の抵抗の変化を電気回路で電圧変化として読み取り質量を計測するセンサである. ひずみゲージ式センサの概略図を図. 1.5 に示す. また, それぞれのセンサの特徴を表 1.1 に示す [5].

表 1.1: 各センサの特徴

Types of sensors	Features
フォースバランス式	<ul style="list-style-type: none"> <li>● すべてのセンサのうち最高の分解能を持つ</li> <li>● 機構が複雑で部品点数が多く, やや高価</li> <li>● サーボ機構により高速かつ高感度の応答が可能</li> <li>● 磁石の温度特性が複雑で消費電力が大きい</li> </ul>
音叉振動式	<ul style="list-style-type: none"> <li>● デジタル出力のため電子回路に起因する誤差が少ない</li> <li>● 荷重に対する出力変化が非直線であるため補正が必要</li> <li>● 消費電力が少なく, 長期安定性に優れる</li> <li>● 設計, 加工, 組立などに特殊技術が必要</li> </ul>
ひずみゲージ式	<ul style="list-style-type: none"> <li>● 数百 g から数トンと測定範囲が広い</li> <li>● 小型はかりは安価に製作できる</li> <li>● 有効な電気出力が小さいことに起因する誤差が大きい</li> <li>● 歪みゲージを接着することから発生する問題点が多い</li> </ul>

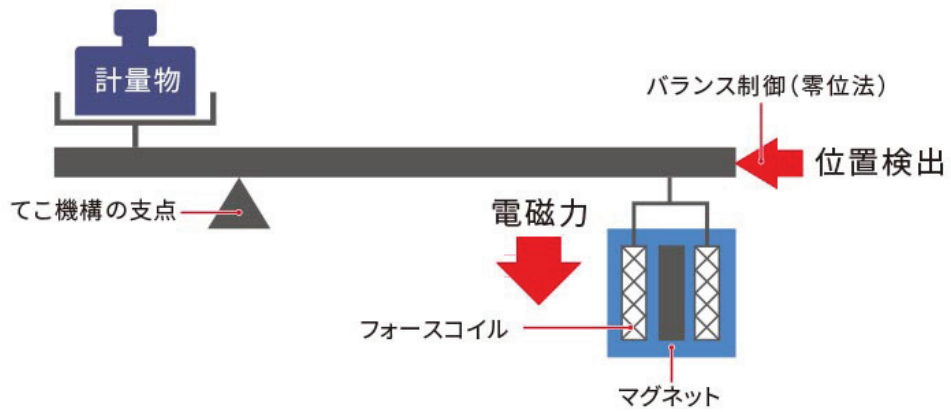


図 1.3: フォースバランス式センサの模式図

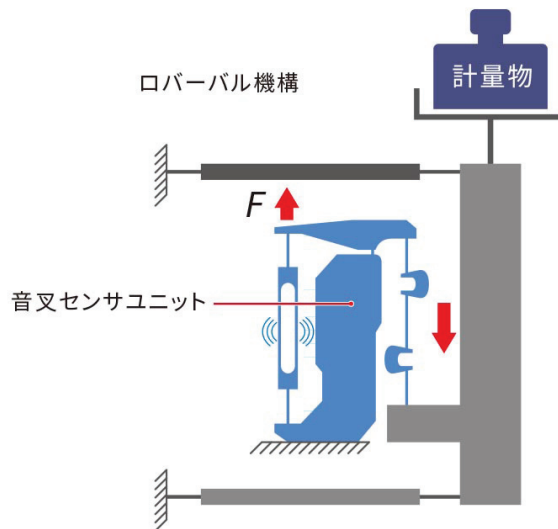


図 1.4: 音叉振動式センサの模式図

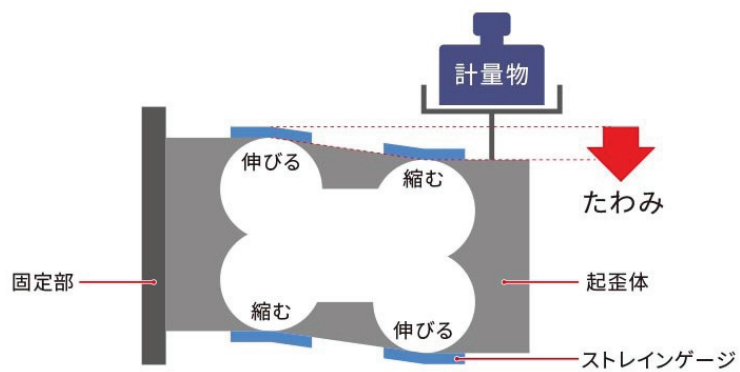


図 1.5: ひずみゲージ式センサの模式図

更に、図. 1.6 は、一般的なはかりのひょう量<sup>1</sup>と目量 (e)<sup>2</sup>との関係を示したもので、大質量の計量にはひずみゲージ式が、小質量で高精度な計量にはフォースバランス式が使用されている。音叉振動式は、両センサの中間に位置しており、比較的大きな質量を高精度に計測する用途で使用される。今後、音叉振動式でより大きな質量の測定やより高精度に測定できるようにすることが課題である。

電気・電子分野における製品規格および試験方法などの作成を行う国際電気標準会議 (IEC)、または電気・電子分野を除く全ての産業分野における基準・規格の策定を行う国際標準化機構 (ISO) などの国際機関が存在しているように、法定計量分野においては国際法定計量機関 (OIML) がある。OIML の重要な活動として、国際勧告、国際文章および基本文章などの発行業務がある。はかり関連の主な国際勧告として、下記のようなものがある。

- R60 : Metrological regulation for load cells (ロードセルの計量規定)
- R76 : Non-automatic weighing instruments (非自動はかり)
- R50 : Continuous totalizing automatic weighing instruments (連続式積算自動はかり)
- R51 : Automatic catchweighing instruments (自動補足式はかり)
- R61 : Automatic gravimetric filling instruments (充填用自動はかり)

計量器の型式<sup>3</sup>承認を担当する国家機関は、試験を行い計量器の型式が OIML 勧告の要求事項 (技術要件) に適合することを証明するために、OIML 証明書を発行する。計量器の精度は、OIML R76 と R60 においては図. 1.7 のように、ひょう量/目量に応じて等級に分けられている。

---

<sup>1</sup>加算式風袋量を考慮しないで計量することができる最大の量

<sup>2</sup>隣接する実目量を除く、目盛標識のそれぞれが表す物象の状態の量の差。感量 (はかりが反応することができる質量の最小変化) を含む。

<sup>3</sup>計量特性に影響する全ての要素が適切に定義されているはかり、又はモジュール (機器又はモジュールのファミリーを含む)

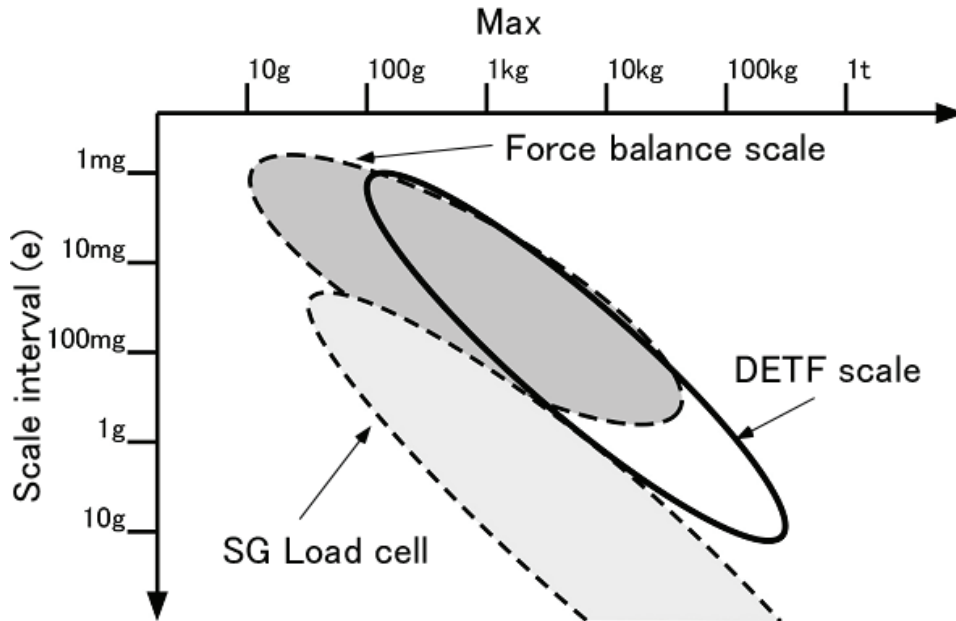


図 1.6: 各センサを用いたはかりのひょう量と目量 (e) の関係

Accuracy class	Verification scale interval, $e$	Number of verification scale intervals, $n = \text{Max}/e$		Minimum capacity, Min (Lower limit)
		minimum	maximum	
Special (I)	$0.001 \text{ g} \leq e^*$	50 000**	–	$100 e$
High (II)	$0.001 \text{ g} \leq e \leq 0.05 \text{ g}$	100	100 000	$20 e$
	$0.1 \text{ g} \leq e$	5 000	100 000	$50 e$
Medium (III)	$0.1 \text{ g} \leq e \leq 2 \text{ g}$	100	10 000	$20 e$
	$5 \text{ g} \leq e$	500	10 000	$20 e$
Ordinary (III)	$5 \text{ g} \leq e$	100	1 000	$10 e$

(a) OIML R76 の精度等級

	Class A	Class B	Class C	Class D
Lower limit	50 000	5 000	500	100
Upper limit	Unlimited	100 000	10 000	1 000

(b) OIML R60 の精度等級

図 1.7: OIML R76 と R60 の精度等級

現在、最も高精度な音叉振動式はかりは、ひょう量 220g で最小表示 0.1mg の電子天びんである。それに対し、フォースバランス式はかりでは、ひょう量 220g で最小表示 0.01mg と音叉振動式に比べて精度が 1 桁高い。はかりの分解能は、最小表示/ひょう量であらわされ、音叉振動式はかりの分解能は 1/220 万であり、フォースバランス式はかりは 1/2200 万である。つまり、音叉振動式はかりでフォースバランス式はかりと同程度に高精度な計測をするためには、音叉振動式はかりの分解能を現在の 1/220 万から 1/2200 万にする必要がある。

一方、音叉振動式センサは、容量 50N の力センサとしてひずみゲージ式に比べて優れた性能を有することが確認されている [6]。また、音叉振動式センサは、国立天文台がハワイ島マウナケア山頂に建設した世界最大級の赤外線望遠鏡すばるに、その高い安定性が評価され、口径 8.3m の反射鏡を支持制御するためのアクチュエーター用力センサとして搭載されている [7]。

ところで、製薬や自動車業界では生産の自動化が進められている。そのため、これらの業界の生産ラインでは、はかりを計量システムに組み込んで使用する。しかし、完成品のはかりの形では、設置に多くのスペースが必要となり適していない場合がある。また、ひょう量が大きくなるほどはかりのサイズが大きくなり、海外への輸送コストが高くなるという問題もある。そのため、測定範囲が広く、分解能が高く、モジュール化され組み込みが容易なセンサが望まれている。このモジュール化された音叉振動式のセンサを音叉振動式ロードセルという。音叉振動式ロードセルの実現により、計量システムに組み込む際の設置スペースが小さくできる。また、はかりの精度に最も影響のあるセンサのみを国内で組み立て、センサのみを輸送し、海外など現地で高精度なはかりの製造が可能となる。更に、自動重量選別機に音叉振動式ロードセルを組み込むことで、長期安定性の向上や測定範囲が広く分解能の高い自動重量選別機が実現できる。現在、自動重量選別機には、主にひずみゲージ式が用いられており、一部計測スピードと精度が必要で、ひょう量が大きくない場合はフォースバランス式が用いられている。

床振動や電氣的なノイズなどは、電子はかりの表示値を変動させる原因となる。これらのノイズは、特定の周波数成分を持っていることが多い。そのため、デジタルフィルタによって変動を除去し表示値を安定させることができる。特に、自動重量選別機は、高速高精度に計測を行うためにデジタルフィルタの研究がなされている [8-13]。多くの自動重量選別機は、重量センサにベルトコンベアなど測定物を搬送する機構が組み合わされているため、駆動部分の振動などが問題となる。そのため、センサ方式によらず、精度を維持したまま短時間で重量測定を行うためには、短いフィルタリング時間で効率的にノイズを減衰させることが課題となる。しかし、フィルタリング時間と計測精度にはトレードオフの関係がある。ところで、デジタルフィルタには FIR フィルタ (Finite Impulse



Response) と IIR フィルタ (Infinite Impulse Response) がある。FIR フィルタは、非再帰型であるため常に安定である。また、完全な直線位相特性を実現できるという特徴がある。また、IIR フィルタは、再帰型であるため FIR フィルタに比べて少ない次数で同じ減衰量を実現できるという特徴がある。自動重量選別機では、連続して搬送される測定物の重量を計量する必要がある。そのため、非再帰型の FIR フィルタを用いることが望ましい。つまり、短いフィルタリング時間で効率的にノイズを減衰させる FIR フィルタの設計が課題となる。

また、電子はかりは、様々な要因によって誤差が発生する [5]。例えば、使用場所や高低差などにより重力加速度が異なるため、測定結果はその影響を受ける。また、測定結果は、測定物の体積に応じた空気浮力の影響を含んでいる。そのため、真の質量を知るためにはこれらの影響を除く必要がある。その他にも、傾斜誤差や偏置誤差など多くの誤差要因があるが、これらの誤差はセンサの方式によらず発生する。また、多くの測定器と同様、はかりも温度の影響を受ける。構成部品の温度特性や温度による機構各部の材質の差による熱膨張の差などが主要因となる。ただし、センサの方式によって、温度による誤差の主原因は異なり、多くの電子はかりでは内部のマイクロコンピュータで、これら誤差要因の影響を小さくするために、補正をする機能を有している。言い換えれば、この補正により、高精度な電子はかりが実現できている。

ところで、振動式センサである音叉振動式センサは、空気密度の影響で振動周波数が変動することが報告されている [14]。空気密度が変化した場合の音叉振動式センサの出力を図. 1.8 に示す。図. 1.8 から明らかなように、空気密度が小さくなると音叉振動式センサの振動周波数は高くなり、空気密度が大きくなると振動周波数は低くなる。よって、音叉振動式センサの精度を上げるためには、空気密度の影響を補正する技術も重要となる。そのため、従来はセンサによって測定した温度と気圧から計算した空気密度を用いて、音叉振動式センサの空気密度の影響を補正していた。しかし、これらのセンサの測定値には、ホワイトノイズが含まれている。そのため、ノイズを減衰させる目的でデジタルフィルタを適用していたが、このフィルタによる遅れのため、急な空気密度の変化があった場合に補正が十分にできず、音叉振動式センサの出力が変動していた。従来精度では、ほとんど影響のないレベルであったが、精度を上げるにつれ、この影響が相対的に大きくなる。このため、急な空気密度の変化があった場合にも効果的に補正のできる方法が必要となる。

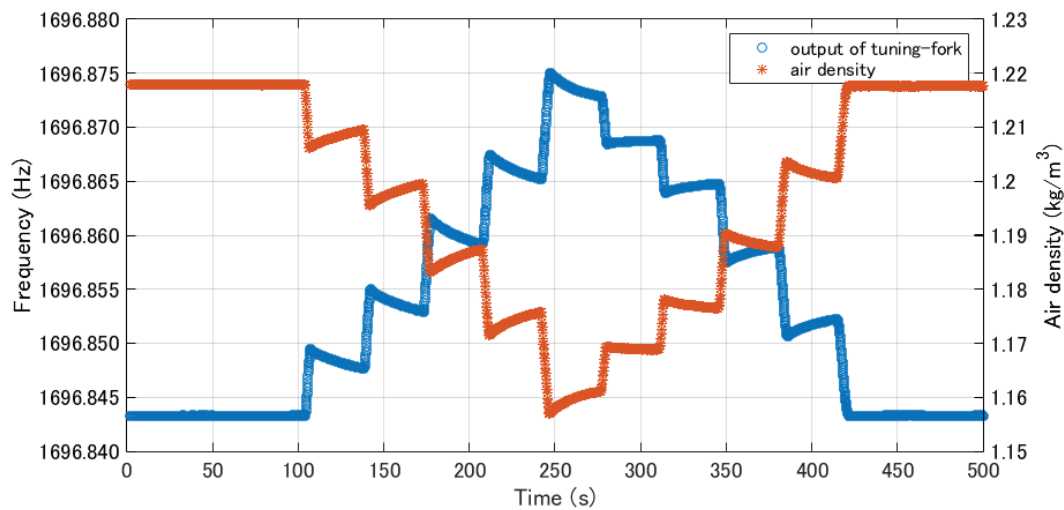


図 1.8: 空気密度が変化した場合の音叉振動式センサの出力変化

以上のことから、音叉振動式ロードセルが実現し、自動重量選別機に組み込むことができれば、長期安定性の向上や性能の向上が実現できる。更に、音叉振動式センサの空気密度による影響を小さくすることでより精度が向上する。これにより、低ひょう量から高ひょう量までフォースバランス式と同等の精度の実現につながる。また、効率的にノイズを減衰させる FIR フィルタを実現し、精度を維持したまま測定時間を短縮することで、時間あたりに搬送できる測定物を増やすことができ、作業の効率化に役立つ。

よって、本論文では、デジタルフィルタによる音叉振動式センサの応答性と精度向上に関する検討を行う。課題は次の3点である。

- 非自動はかりや自動はかりに容易に組み込むことが可能な、性能保証のされた音叉振動式ロードセルを完成させ、今後の計量器の性能向上につなげる
- 音叉振動式センサで精度を1桁良くするため、空気密度の補正法を確立する
- 自動はかりで問題となる、ノイズの減衰と応答性の向上を実現するためのデジタルフィルタ設計法を確立する



## 1.2 概要

本論文は、第1章から5章で構成され、各章の概要は以下の通りである。

第1章は、本研究の背景と目的について述べた序論である。まず、なぜ産業界から高精度な質量測定を要求されるのかを示すとともに、質量測定で主に用いられるはかりのセンサについて、原理や特徴をまとめた。次に、音叉振動式センサによって、より大きな質量の測定をすることやより高精度な測定をすることといった音叉振動式の課題と目標について述べた。また、音叉振動式ロードセルの必要性や音叉振動式センサの精度向上のために、空気密度の影響を小さくするための補正技術が必要であることを示した。更に、高速高精度が要求される自動重量選別機に音叉振動式センサを搭載した場合にも課題となる、測定物を搬送するためのコンベアなどから発生するノイズを効率良く減衰させる FIR フィルタの設計法が重要であることを示した。

第2章では、音叉振動式ロードセルが、ひずみゲージ式やフォースバランス式では実現が難しいレベルである、高ひょう量で OIML R60 : 2000[E] のクラス B に適合できることを示す。まず、音叉振動式センサの構造や測定原理を詳しく示す。次に、OIML R60 の試験方法や試験結果について詳しく示す。最後に、今後の計量器の精度の向上について示す。

第3章では、音叉振動式センサを含め振動式センサで問題となる空気密度の変化による誤差の補正について示す。まず、現在の音叉振動式センサの空気密度補正の実力を示し、実際の使用環境での問題を明らかにする。そして、音叉振動式センサの精度をフォースバランス式と同等の精度にするための空気密度補正の目標を示す。次に、音叉振動式センサの出力周波数と空気密度の関係を示すとともに、離散時間カルマンフィルタを用いて空気密度補正をする方法を提案する。提案法では、カルマンフィルタを用いるために音叉振動式センサの出力周波数と空気密度や温度との関係を状態方程式で表す。最後に、実際に測定したデータを用いてシミュレーションをした結果を示し、目標を満足していることを示す。

第4章では、準等リプル特性を有する阻止域の複数要素が可変である直線位相 FIR フィルタの設計法を示す。まず、ベルトコンベア速度によってノイズのスペクトルが変化することを示す。また、自動はかりとして重要となる最小表示と処理能力の目標を示し、測定に使用できる時間を示す。計測精度とフィルタリング時間にはトレードオフの関係がある。そのため、計測精度を維持しながらフィルタリング時間を短くするデジタルフィルタとして、機器のノイズスペクトルが、プーリーや電源ノイズなど発生原因によって特徴的であることに着目し、複数の大きな阻止域減衰量が可変となるフィルタが理想的であることを示す。そこで、設置環境やコンベア速度によってフィルタの再設計を必要としない、係数を阻止域周波数や減衰量をパラメーターとした多項式で表現できる FIR フィル

タの設計法を提案する。最後に、実際に測定したデータを用い、設計した FIR フィルタが Remez アルゴリズムで設計した FIR フィルタに比べてより短いフィルタリング時間で同等の精度を実現できることを示すとともに、機器の目標処理能力を満足できることを明らかにする。

第5章は、結論であり、本論文の概要と得られた結果、今後の研究課題について述べる。

## 第 2 章

### 音叉振動式ロードセルの性能

#### 2.1 はじめに

新光電子の創業者である西口譲氏が、1973年に弦振動式はかりに着目し、振動式センサの設計・開発の取り組みを始めた。その数年後、日本国内の圧力センサのメーカーが音叉振動式圧力センサの設計・開発を始めたことをきっかけに、新光電子でもはかりへの応用を目指して音叉振動式センサの開発を本格的に始めた。1983年に基本特許を出願し、1984年に世界初の音叉振動式はかりを製品化した。音叉振動式はかりのひょう量に対する音叉振動式センサユニットの基本構成を表 2.1 に示す。

表 2.1: 音叉振動式センサユニットの構成

Maximum capacity	Structure of DETF sensor unit
$\leq 30$ kg	DETF sensor + Roberval's mechanism
$> 30$ kg	DETF sensor + Roberval's mechanism with an integrated lever
	(For expanded weighing pan) Multi-point support with DETF sensor + Roberval's mechanism with an integrated lever

当時の音叉振動式はかりの構造は、図. 2.1 に示すように、各種の機械部品で構成されたロバーバル機構<sup>1</sup>に音叉振動式センサを組み込んだ構造であった。その後、図. 2.2 のような組み立て式ロバーバル機構を一体型にした構造も開発し、用途に応じて使い分けている。また、ロバーバル機構としてこの機構を一体化する構造（図. 2.3）とすることにより 30 kg を超える音叉振動式はかりに対応することができる。音叉センサを用いた音叉振動式はかりでは、ひょう量 300kg、実目量<sup>2</sup>1g、目量 10g の仕様を実現している。さらに、これらのユニットを複数使用することにより、計量台の拡大にも対応している。

近年、製薬業界及び自動車業界等では、国内又は国外を問わず、更なる信頼性の向上及び適切な品質管理の観点から、被計量物の量又は性状等に適した計量システムが要求されている。しかしながら、完成品のはかりの形状では計量システムへの組み込みに適していない。また、特にひょう量の大きな完成品のはかりは形状が大きくなり海外への輸送などでコストがかかるという問題もある。OIML R60 : 2000 [E] クラス B を取得したロードセルを用いることで、海外など現地で Class II のはかりが実現できる。また、精度保証されたロードセルにより高精度な自動はかりや計量システムなどを実現することができる。そのため、OIML R60 : 2000 [E] クラス B に適合し、モジュール化された組み込みが容易なロードセルが望まれている。表 1.1 に示すようにひずみゲージ式は、有効な電気出力が小さいことに起因する誤差が大きく、また、歪みゲージを接着することから発生する問題点が多いことからクラス B の取得は難しい。また、フォースバランス式は、はかりの実績から考えると、低ひょう量ではクラス B の実現はできるが、高ひょう量での取得は難しい。重い風袋でわずかなサンプルを計量をしたいという要望が多くあるため、高ひょう量まで実現することはロードセルとして重要である。2016 年 9 月の時点で、ひずみゲージ式やフォースバランス式でクラス B の取得は、世界で 1 件も実現されていない。

そこで、本章では、音叉振動式ロードセルが OIML R60 : 2000 [E] クラス B50 の性能を有することを示す。まず、音叉振動式の原理・構造について述べる。次に、音叉振動式ロードセルの設計について述べる。最後に、音叉振動式ロードセルが OIML R60 : 2000 [E] クラス B50 の性能を有することを示す。なお、音叉振動式センサユニットの性能については、独立行政法人産業技術総合研究所計量標準総合センター（NMIJ/AIST）による評価で、温度特性及び再現性等の他、長期安定性に優れていることが確認及び報告されている [6]。また、法定計量分野で使用されている音叉振動式はかりの計量性能については、NMIJ/AIST が実施する型式承認を取得している。

<sup>1</sup>はかりのてことステーとで平行四辺形を形成することによって、計量皿の転覆を防止できる機構

<sup>2</sup>目量より小さい量の表示。はかりの器差又は計量値の決定に使用することができる。補助的な表示装置及び拡張表示装置の表示も含まれる。

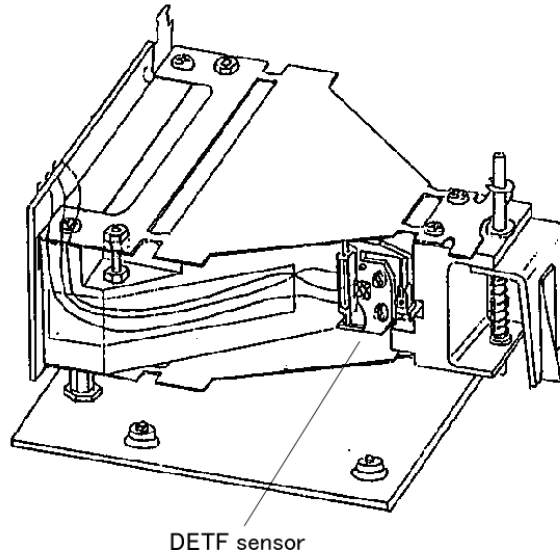


図 2.1: 音叉振動式センサユニット (組立式)

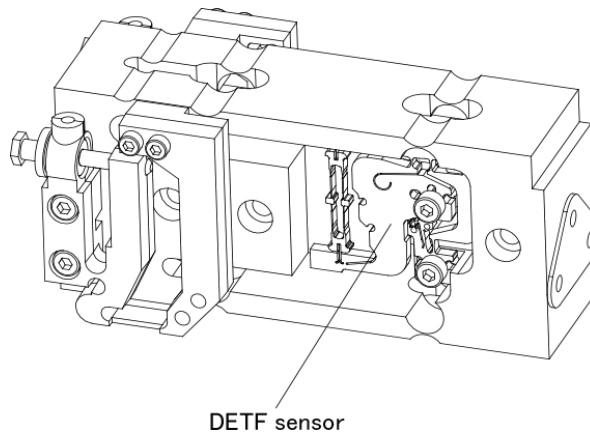


図 2.2: 音叉振動式センサユニット (一体型)

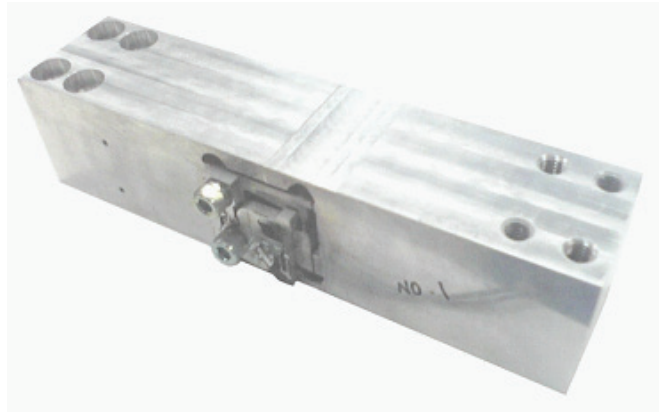


図 2.3: 音叉振動式センサユニット（てこ一体式）の外観

## 2.2 音叉振動式ロードセルの設計

### 2.2.1 音叉振動式センサの原理・構造

音叉振動式センサの基本原理は、音叉振動子の振動周波数  $f$  が張力  $F$  によって変化する物理現象を利用したものである。一般的に、単一振動弦の張力  $F$  と振動周波数  $f$  は、

$$f = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{F}{\lambda}} \quad (2.1)$$

で表されることから、 $f$  を計測することにより  $F$  を求めることができる。ただし、弦の長さを  $l$ 、弦の密度を  $\lambda$  とする。

図. 2.4 は、音叉振動子の模式図を示したもので、相似形の音叉を上下に継ぎ合わせたような構成になっている。この音叉振動子は、二つの振動片が対称に振動することによって、反力とモーメントが相互に打ち消しあい、振動エネルギーが内部に閉じ込められることにより、 $Q$  値（quality factor）が高くなり安定した振動をすることができる。さらに、振動片の両端にフレクシャを設けることで、取り付け状態や外部からの振動の影響を緩和している。振動片基部の両側に貼付した圧電素子を外部の増幅器に接続することにより持続的な振動を行うと、 $f$  と  $F$  の関係は、

$$f = f_0 \sqrt{1 + KF} \quad (2.2)$$

$$f_0 = \frac{Ct}{L^2} \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad (2.3)$$

で表すことができ、その特性曲線は図. 2.5 のようになる。ただし、 $L$  は振動片の長さ、 $t$  は振動片の厚さ、 $E$  は音叉材料のヤング率、 $\rho$  は音叉材料の密度、 $K$  と  $C$  は定数である。

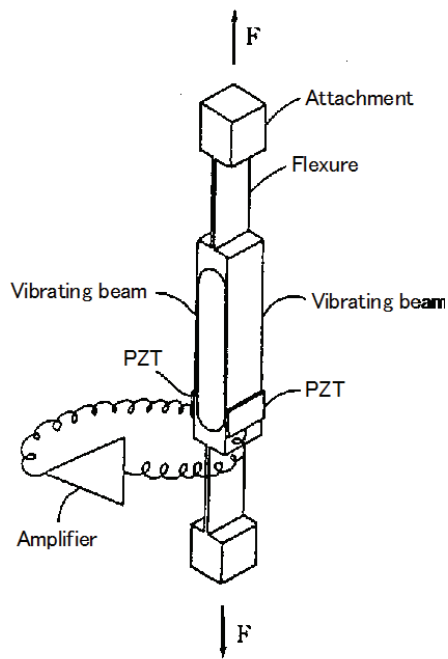


図 2.4: 音叉振動子の模式図

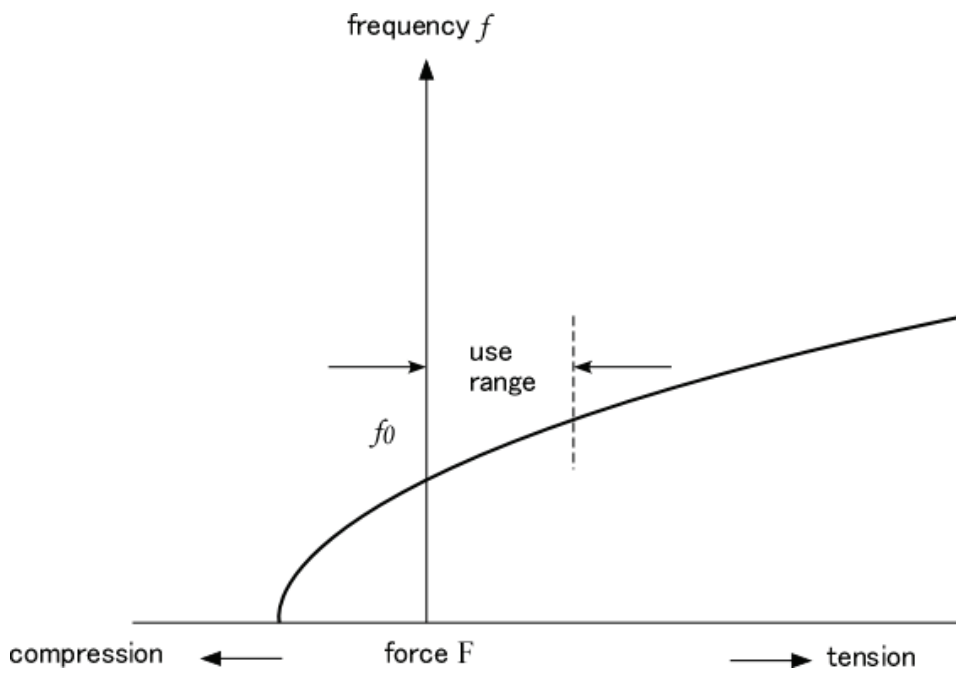


図 2.5: 音叉振動子の振動数 ( $f$ ) と力 ( $F$ ) の関係



$f$  は、直接周波数を測定するのではなく、その周期に比例した時間のクロックパルスを計数することにより周期を測定し、デジタル量に変換される。その周期の逆数が  $f$  となる。概略図を図. 2.6 に示す。さらに、マイクロプロセッサによって直線化及び各種の補正が行われる。

音叉振動式センサは、 $f$  の変化を重量値に換算している力センサの一種である。基本構造は図. 2.7 に示すように、音叉振動子とてこが一体となったものであり、定格荷重によりてこ比及び板厚を変えている。音叉振動式センサは、式 2.3 から明らかなように、ヤング率により  $f_0$  が変化する。一般的に、金属材料のヤング率は温度により変化するため、ヤング率の温度係数が小さい材料を使用する必要がある。そのため、音叉振動式センサの素材には、ヤング率の温度係数の小さい恒弾性合金を使用している。一般的に、恒弾性合金は、ばねばかりのばねや時計のひげぜんまいにも広く使用されている [15]。現在、音叉振動式センサに使用している恒弾性合金のヤング率の温度係数は、ステンレスの約 100 分の 1 である。また、使用している恒弾性合金の弾性限界や引っ張り強度は、ばね鋼と同等以上の性能があるため、クリープや耐久性に優れている。音叉振動式センサは、板状の恒弾性合金をワイヤ放電加工機により数  $\mu\text{m}$  の精度で精密加工している。図. 2.8 に実物の一例を示す。

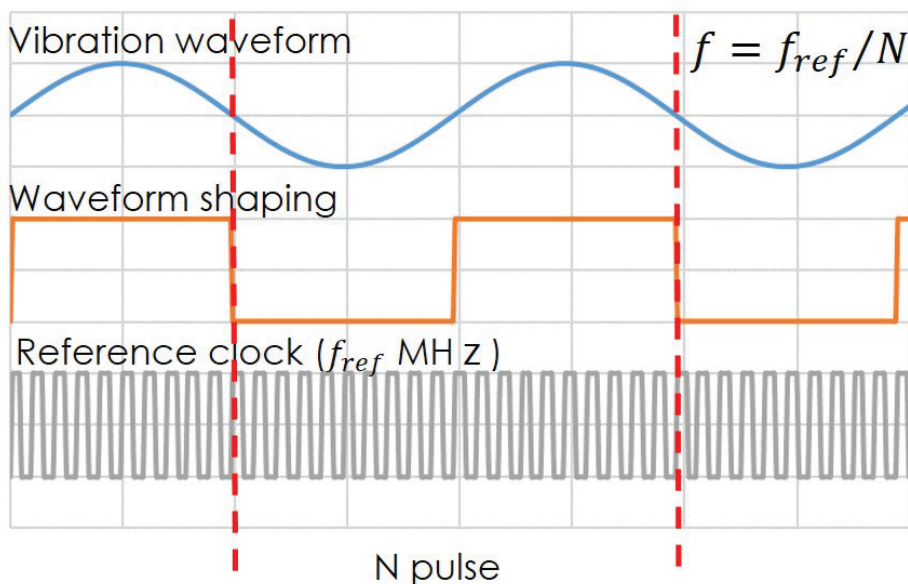


図 2.6: 周波数測定法の模式図



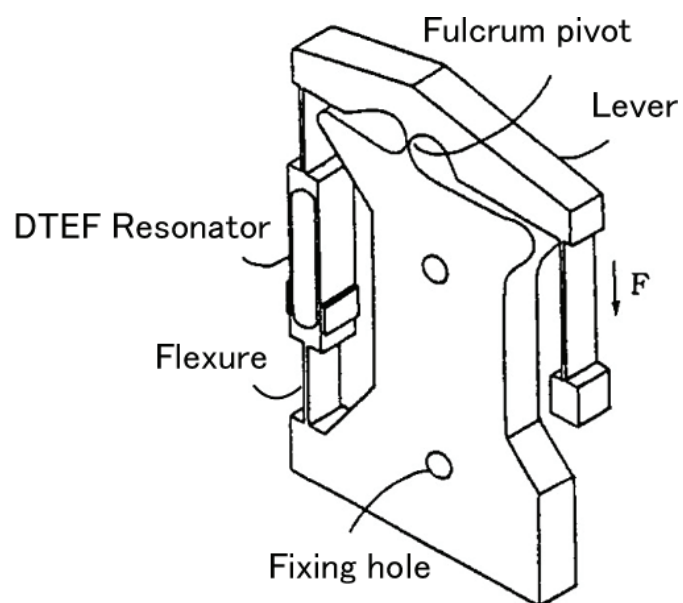


図 2.7: 音叉振動式センサの基本構成

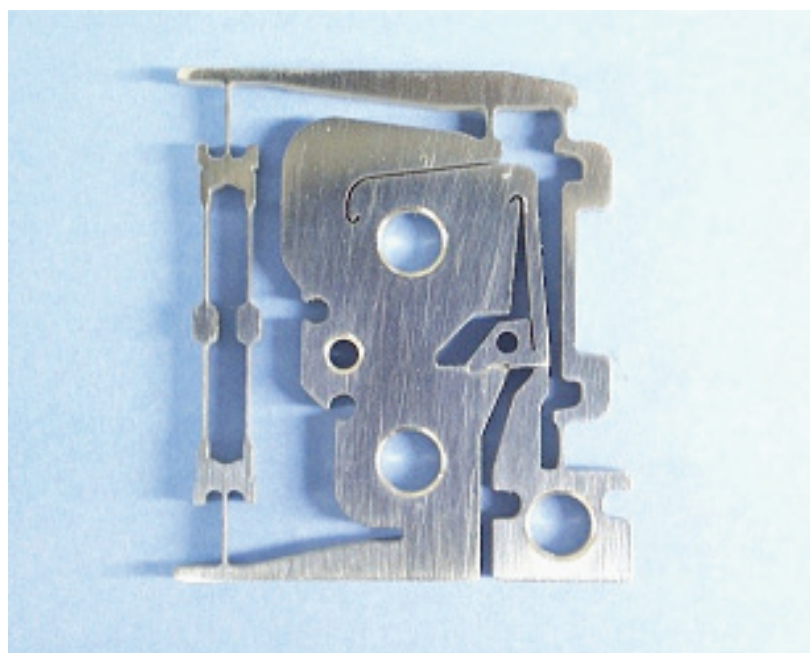


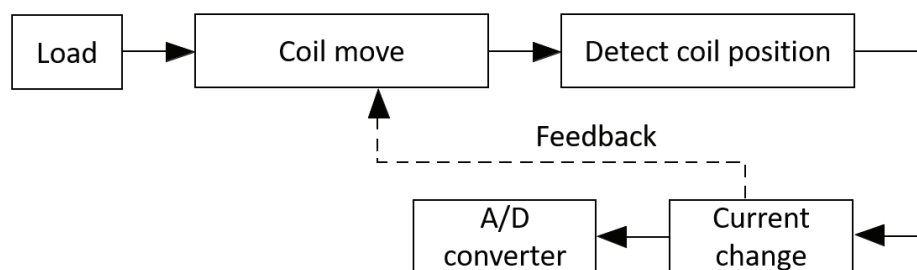
図 2.8: 音叉振動式センサの外観

### 2.2.2 音叉振動式はかりの設計・開発

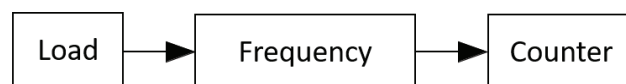
最近の電気式はかりは，質量の検出機能によりひずみゲージ式はかり，フォースバランス式はかり及び振動式はかりに分類される．振動式はかりは，振動子の種類により弦振動式及び音叉振動式はかりがある．1970年代，弦振動式はかりが欧米で実用化されたが，現在では音叉振動式はかりが主流となっている．音叉振動式はかりの大きな特徴は，下記のとおりである．

- フォースバランス式はかりに比べて，比較的構造が簡単（構成部品の数が少ない）であることから故障の割合が低い．
- 図. 2.9に示すように，振動数の変化を直接，質量値に換算するため，A/Dコンバータが不要である．
- A/Dコンバータ及び増幅器が不要なので，電子回路に起因する温度誤差や経時変化が極めて少ない．

#### Force balance



#### Tuning fork



#### Strain guage

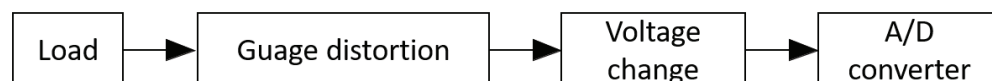


図 2.9: 各センサの荷重変換フロー

また、音叉振動式はかりのスパン<sup>3</sup>の温度係数は $\pm 0.5\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 、ゼロ点の温度係数は $\pm 2\text{ppm}/^\circ\text{C}$ と極めて小さく、温度特性に優れている。さらに、音叉振動式はかりを駆動するための消費電力が $\mu\text{W}$ オーダーと微小であることから、防爆仕様にも適切に対応できる利点がある。特に、精度等級が OIML R76 : 2006[E] Class II 以上のひずみゲージ式はかり、フォースバランス式はかりでは、対応が難しいとされる防爆安全規格 (IEC60079: Ex ia IIB T4) に対しても容易に適応でき、すでに高精度かつ防爆仕様のはかりを製品化している。現場で使用する際は、音叉振動式センサの自己発熱による温度上昇が無視できるほど小さいため、ウォームアップ時間が短く、電源投入後1分以内に使用することができるという利点がある。

2014年9月までの実績は、OIML R76:2000[E]、EC指令に基づく型式承認及び日本国内での型式承認を30件以上取得している。なお、国内型式の実績としては、クラスI (検定目量の数:220,000)及びクラスII (検定目量の数:80,000)に関する国内型式を取得している。現在の音叉振動式はかりの製品ラインアップには、ひょう量220g/最小表示0.1mgの分析天びん、ひょう量300kg/最小表示1gの高精度台秤、高精度防爆はかり等があり、様々な分野からの要求に対処している。

## 2.3 音叉振動式ロードセルの開発

### 2.3.1 音叉振動式ロードセルの構造

今回開発した音叉振動式ロードセルは、音叉振動式センサユニット (図. 2.3) と電子回路を耐久性、気密性、耐食性及び防塵性に優れたステンレス製のケースに内蔵したものである。その外観を図. 2.10に示す。音叉振動式センサユニットは、金属ブロックからロバーバル機構とてこ機構を一体加工した起歪体に音叉振動式センサを取り付けた構造である。図. 2.11に模式図を示す。起歪体に負荷された荷重は、てこ機構で縮小されて音叉振動式センサに伝達される。てこ比は10:1となっており、定格110kgの荷重は1/10に縮小され、音叉振動式センサには11kgの荷重として伝達される。定格荷重が負荷されると、音叉振動式センサの振動周波数は、 $\frac{\Delta f}{f} \cong 10\%$  変化する。それに対して、ひずみゲージ式ロードセルの有効な抵抗変化率は、 $\frac{\Delta R}{R} \cong 0.2\%$  であるので、音叉振動式センサの出力信号変化率はひずみゲージ式ロードセルの50倍も大きい。そのため、繰り返し性に優れた計測が可能となっている。

音叉振動式センサユニットとケースは、防塵防水性を保ちながら計測性能を確保するために、シリコンゴム製のダイアフラムで接続する。さらに、ケース内外の圧力差をなく

<sup>3</sup>はかりの公称測定範囲の両限界値の差の絶対値

すために、防塵防水特性を有し通気性のあるシートをケース底面へ装着している。防塵防水性能は IP65(IEC/EN60529) に適合している。

負荷された荷重は、内蔵した電子回路で信号処理後デジタル出力される。音叉振動式ロードセルの定格は、30 kg ~ 300 kg の範囲内で、幾つかのバリエーションがあり、すでに、音叉振動式センサ、音叉振動式センサユニット、音叉振動式ロードセルとしての国内及び海外の特許を取得している。

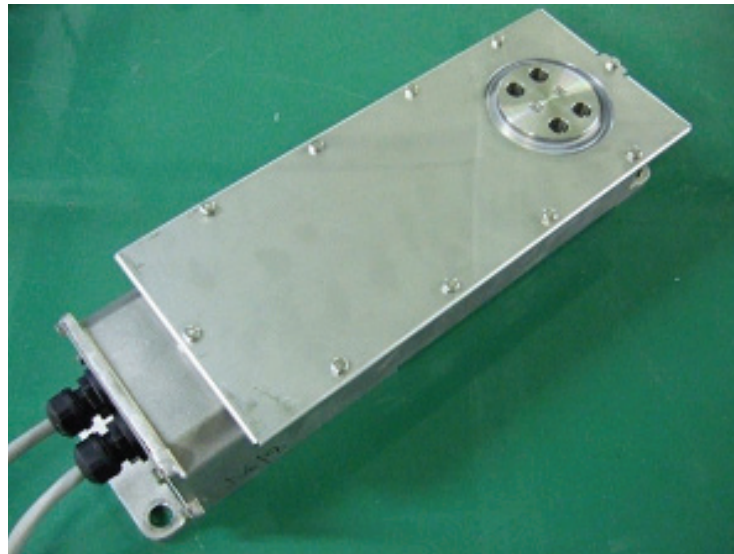


図 2.10: 音叉振動式ロードセルの外観

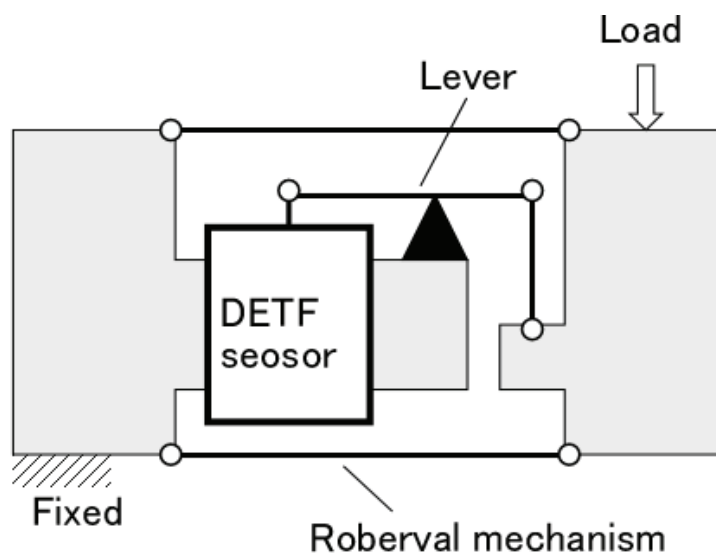


図 2.11: 音叉振動式センサユニット（てこ一体式）の模式図

### 2.3.2 試験条件および評価項目

音叉振動式ロードセルの精度を確認するために、OIML R60:2000[E]にもとづき以下の仕様で性能試験を行う。

- 最大容量  $E_{max}=110\text{kg}$
- 最小検定目量  $V_{min}=0.5\text{g}$
- ロードセル検定目量の最大数  $N_{max}=5$  万
- 試験温度= $20\text{ }^{\circ}\text{C}$ ,  $40\text{ }^{\circ}\text{C}$ ,  $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$ ,  $20\text{ }^{\circ}\text{C}$
- 最小ロードセル出力= $0.1\text{g}$
- PLC= $0.8$

評価した試験項目を、表 2.2 に示す。各試験項目は、図. 2.12 に示す試験パターンにて試験を行う。この試験パターンにしたがって連環分銅を加除することで各試験温度での必要なデータを取得し計算を行う。

表 2.2: 音叉振動式ロードセルの試験項目一覧

test items	Clause in R 60:2000[E]
Load cell errors	5.1.1, 5.5.1
Repeatability errors	5.4, 5.5.1
Creep	5.3.1
Minimum dead load output return (DR)	5.3.2
Temperature effect on DR	5.5.1.3

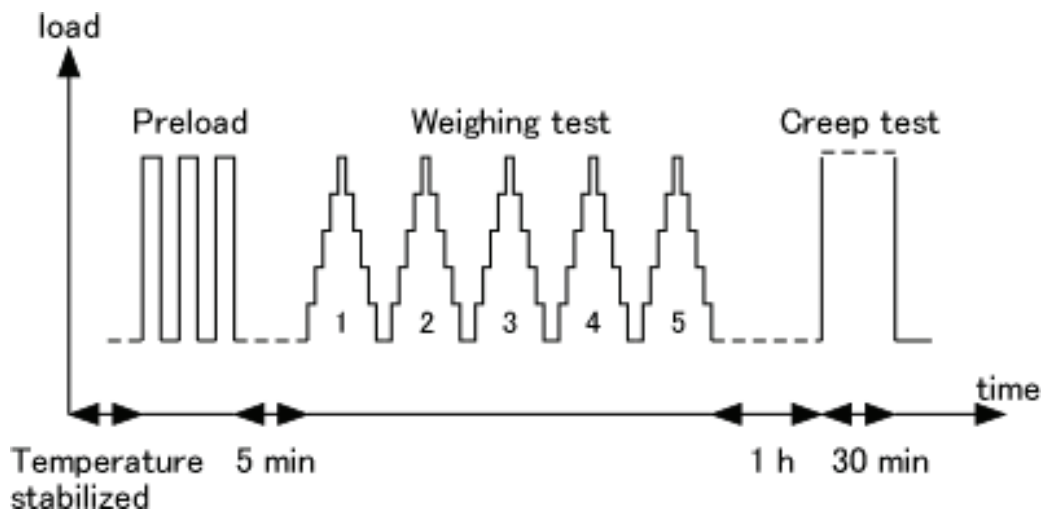


図 2.12: 試験パターンの模式図

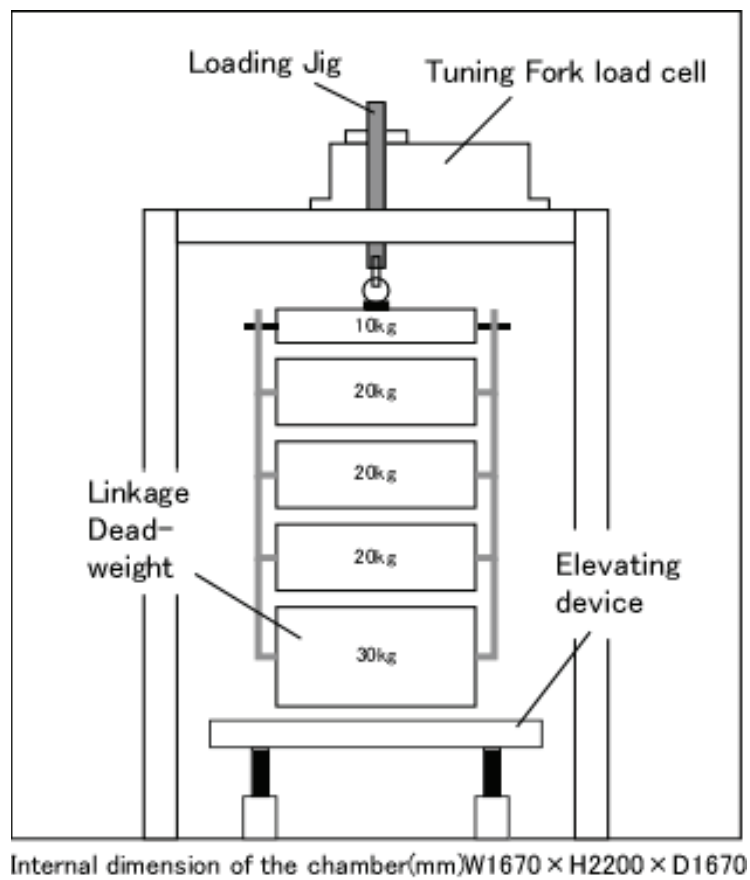


図 2.13: 恒温室内の試験装置模式図

### 2.3.3 試験装置

性能試験は、図. 2.13 に示すように、恒温恒湿室内に吊り下げ型の分銅昇降装置を設置し、その上部に音叉振動式ロードセルを固定して行う。連環分銅を負荷するための治具は音叉振動式ロードセルに点接続されており、垂直方向以外の力が伝わらないようになっている。治具の質量は約 1.4kg ある。性能試験時は、連環分銅下部の昇降装置が下降することにより、荷重負荷治具に連環分銅が負荷される。試験中は恒温恒湿室内の温度を一定にするために、送風をとめずに測定を行う。そのため、連環分銅が風で揺れて測定値がちらつくのを防止するための風除けシートを設置する。連環分銅は、E2 分銅で校正している。音叉振動式ロードセルへの荷重負荷は、10kg, 20kg, 20kg, 20kg, 30kg の順に加える。

### 2.3.4 試験結果

ロードセル誤差試験の結果を図. 2.14 に示す。図. 2.14 より、すべて試験温度で、最大誤差が最大許容誤差 (mpe) の 1/3 以下であることが確認できる。ヒステリシスがすべての温度で -0.5g とわずかに発生している。また、スパンの温度変化や、直線性の温度変化、ヒステリシスの温度変化は規格に対して無視できるレベルである。

繰り返し性誤差試験の結果を表 2.3 に示す。表 2.3 より、すべて試験温度で最大誤差が mpe の 1/3 以下であることが確認できる。この試験において、温度および荷重による最大誤差の違いはない。今回の試験では 40℃ の 70kg, 戻り 20℃ の 10kg で誤差が大きいが、試験中の風が荷重負荷治具に当たって揺れたことが原因と考えられる。これを改善することで最大誤差が小さくなると予想される。

クリープ試験の結果を図 2.15, 最小測定量出力戻り (DR) の結果を表 2.4 に示す。クリープの最大変化量は、高温ほど大きくなる傾向を示す。同様に、30-20 分クリープ変化、DR も高温ほど大きくなるが、すべての試験温度で最大変化量が mpe 以下であることが確認できる。高温でクリープが大きくなる要因としては、高温ほど金属のクリープが大きくなるため、音叉振動式センサユニットの金属材料も高温でクリープが大きくなるためと考えられる。また、最小測定量出力への温度影響は、表 2.5 に示すように、20℃ → 40℃, 40℃ → -10℃, -10℃ → 20℃ のすべての温度変化で温度影響が mpe に入ることが確認できる。

以上の性能試験結果から、今回開発した音叉振動式ロードセルは、OIML R60:2000[E]B50 の規格を満足しているといえる。

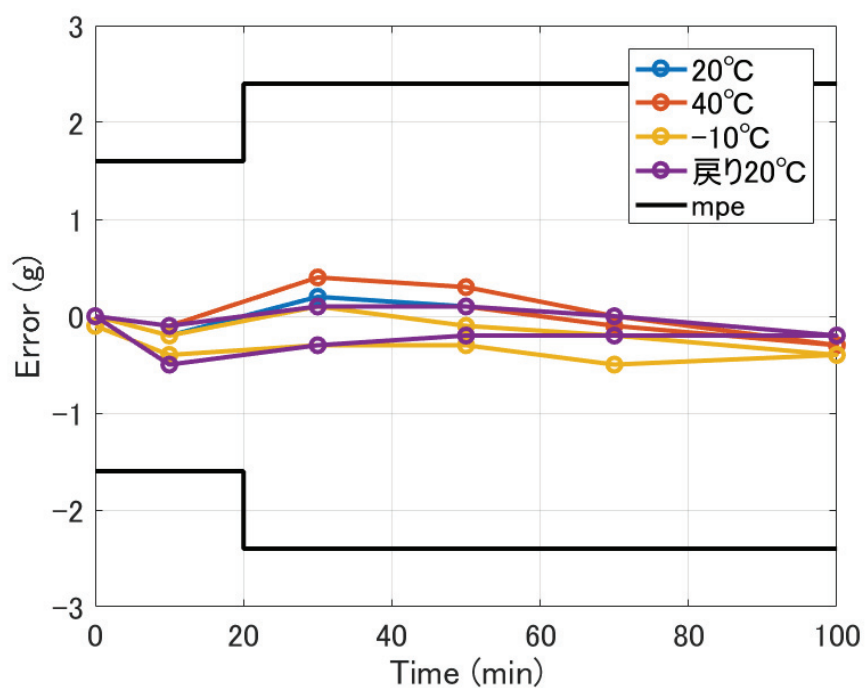


図 2.14: ロードセル誤差試験の結果

表 2.3: 繰り返し性誤差試験の結果

Test load (kg)	Error (g)				mpe (g)
	20 °C	40 °C	-10 °C	Return 20 °C	
0	0.1	0.1	0.3	0.2	0.8
10	0.2	0.1	0.3	0.2	0.8
30	0.3	0.2	0.2	0.1	1.6
50	0.2	0.2	0.1	0.1	2.4
70	0.2	0.3	0.1	0.2	2.4
100	0.2	0.1	0.2	0.1	2.4
70	0.2	0.4	0.0	0.2	2.4
50	0.1	0.2	0.1	0.3	2.4
30	0.2	0.2	0.1	0.1	1.6
10	0.2	0.1	0.0	0.6	0.8
0	0.0	0.0	0.1	0.1	0.8



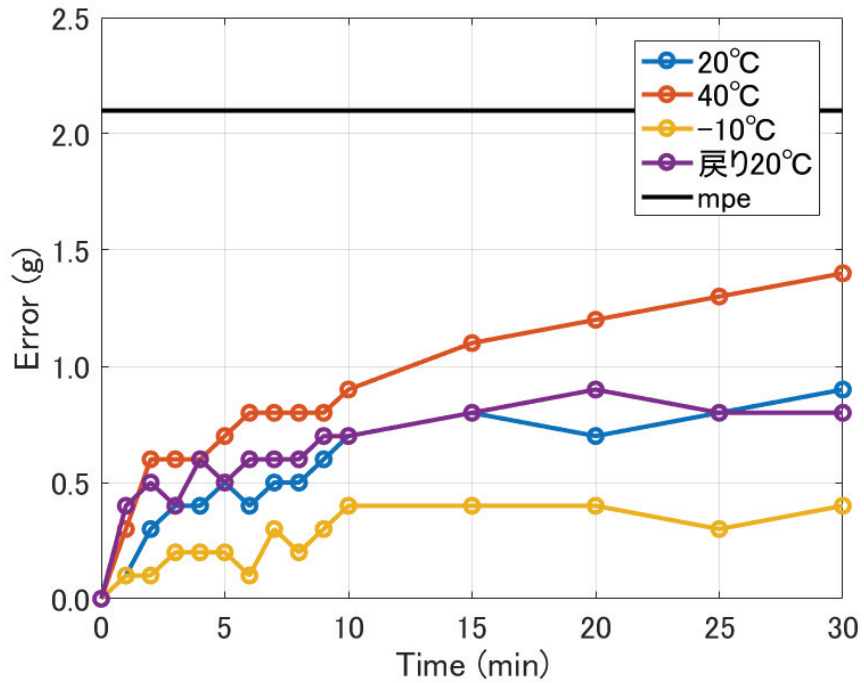


図 2.15: クリープ試験の結果

表 2.4: 最小測定量出力戻り (DR) の結果

Temperature ( °C)	DR (g)	mpe (g)
20	-0.2	1.0
40	0.2	1.0
-10	-0.3	1.0
Return 20	-0.3	1.0

表 2.5: 最小測定量出力への温度影響

Temperature ( °C)	Change (g/5 °C)	MPE (g/5 °C)
20 → 40	0.33	0.4
40 → -10	0.11	0.4
-10 → 20	-0.32	0.4

## 2.4 まとめ

本章では、音叉振動式センサや音叉振動式ロードセルに関する構造や測定原理を示した。また、OIML R60 : 2000 [E] に基づく音叉振動式ロードセルの性能試験を行い、その結果音叉振動式ロードセルは、従来のひずみゲージ式やフォースバランス式では実現することが難しい OIML R60 : 2000 [E] クラス B の性能を有していることが確認できた。今後、OIML に加盟している試験機関で OIML R60 : 2000 [E] に基づく OIML 計量証明書の取得を予定している。また、今回評価した音叉振動式ロードセルの定格荷重は 110kg だったが、今後は 300kg 以上まで拡大し、非自動はかりや自動はかりの精度を向上する。

## 第 3 章

# カルマンフィルタを用いた音叉センサの空気密度補正

### 3.1 はじめに

振動式センサは、圧力・重量・加速度・密度などを測定するセンサとして使用されている [14]. 特に、図. 3.1 のような音叉センサは、力に対する感度が高く Q 値も高いことから、長期安定性に優れる等、力センサとして優れた特徴を持ち電子天びん用のセンサとしても使用されている [16].

近年、製薬業界及び自動車業界等では国内又は国外を問わず、更なる信頼性の向上及び適切な品質管理の観点から、高精度な力センサが要求されている。高精度な力センサを実現するためには、振動・風・温度・気圧など外乱の影響を小さくする必要がある。音叉センサは、機械的な特性であるヤング率の温度変化や熱膨張による形状の変化等、温度の影響によって振動周波数が変化する。また、振動部周辺の空気が抵抗となり振動周波数が変化的ことが報告されている [21]. すなわち、音叉センサは気圧や温度による空気密度の変化の影響を受ける。したがって、音叉センサを用いた高精度な力センサを実現するためには、これらの環境要因に対応する補正技術が必要となる。

MEMS (micro electro mechanical systems) 技術の進歩により気圧センサや温度センサが安価に入手できるようになった。これらのセンサ情報に基づき、温度と空気密度による音叉の振動周波数の変化を補正することが試みられている。しかし、これらのセンサの出力にはノイズが含まれており、直接音叉センサの補正に使用すると、ノイズによる誤差が重畳され精度が悪くなる。そのため、従来は、温度と気圧センサや温度センサの出力から計算された空気密度に対し、移動平均処理を行うことでノイズを減衰させた後に補正を行っていた。しかし、移動平均による遅れのため実際の空気密度変化の時定数とずれが出てしまい、急な空気密度の変化に対して十分な補正が出来なかった (図. 3.2).

実際の環境では、風が強い日に建物の内外に気圧差ができ、建物の形状によるが、建物内の気圧が0.1hPaのオーダーで変動する。図. 3.2より、約10hPaの気圧変動があると3ppm程度の補正残りが発生する。つまり、0.1hPaの気圧変動があった場合には0.03ppmの表示変動が発生する。現在の音叉振動式はかりの性能は1/220万（0.5ppm）であるが、1/2200万（0.05ppm）にすると風の影響などで、0.1hPaオーダーの変動がある場合には、表示が変動する。また、はかりのキャリブレーション時には、更に下の桁の安定性が必要となる。そこで、現在の気圧変動などで生じる空気密度による音叉センサへの影響を0.005ppm以下にすることを目標とする。空気密度と同様に、温度による音叉センサへの影響も小さくする必要があるが、下記の3点の理由から気圧変化などによる空気密度の影響を小さくすることが優先される。

- 温度は使用者側で管理ができるが、空気密度の管理は難しい
- 音叉センサの空気密度に対する応答は速いが、温度に対する応答は遅い
- 空気密度の影響は音叉センサに特有である

本章では、カルマンフィルタを用いて音叉センサの温度と空気密度による影響を補正する方法を提案する。まず、音叉センサの振動周波数と温度変化、空気密度変化の関係を明らかにする。次に、空気密度変化によって変動する音叉センサの振動周波数に対する補正法を状態空間モデルに応用することを考える。最後に、シミュレーションにより提案法の有効性を確認する。

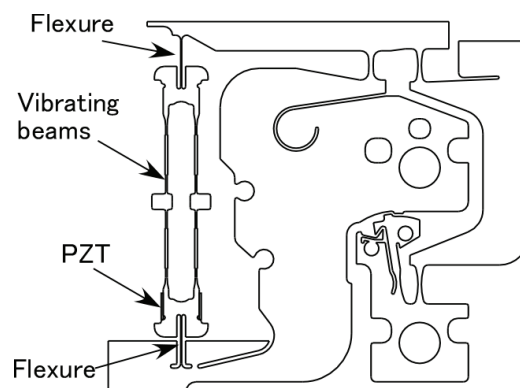
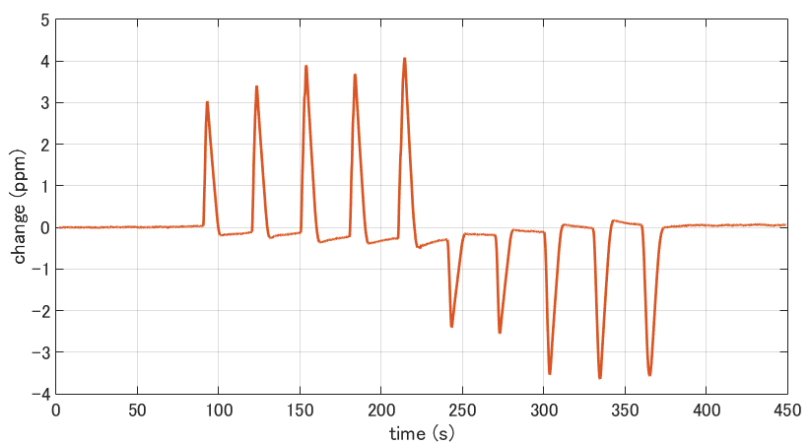
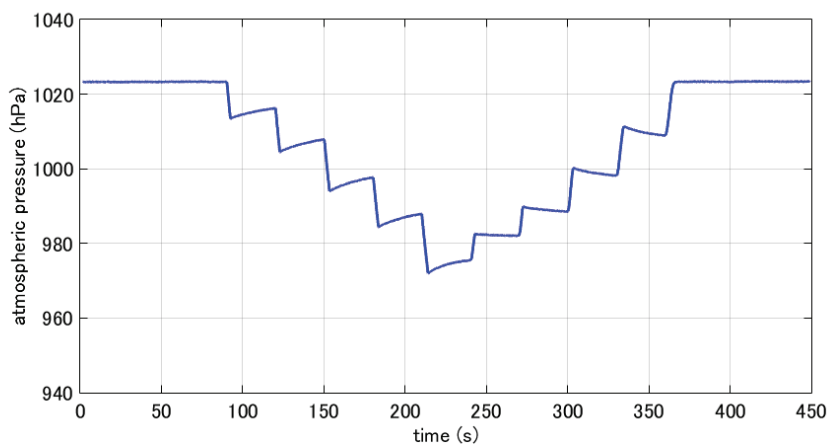


図 3.1: 音叉センサの模式図



(a) 音叉センサの出力 (空気密度補正残り)



(b) 気圧

図 3.2: 空気密度変化時の補正残りによる音叉センサの表示変動

### 3.2 音叉センサの温度・空気密度による影響

音叉センサの固有振動数  $f_0$  は、振動片の長さを  $L$ 、音叉センサの材料密度を  $d$ 、材料のヤング率を  $E$ 、定数を  $C$  とすると、

$$f_0 = \frac{Ct}{L^2} \left( \frac{E}{d} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.1)$$

となる。音叉センサの材料には、熱処理温度によりヤング率の温度係数を変えることのできる恒弾性合金 [19] を使用し、ヤング率の温度係数が小さくなるように調整している。しかし、温度係数をゼロにすることは難しい。また、金属材料の寸法は熱膨張によって変化する。つまり、式 (3.1) の  $E$ 、 $L$ 、 $t$  が温度で変化することにより  $f_0$  は変化するため、温度による影響を補正する必要がある。さらに、音叉センサは振動部周辺の空気が抵抗とな

り振動数が変化する.

今, 空気密度が  $\rho_0$  のときの音叉センサ出力周波数  $f_p$  は,

$$f_p = f_0 \left( 1 + A \frac{\rho_0 b}{dt} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (3.2)$$

で表せる [21]. ただし,  $b$  は振動片の幅,  $t$  は振動片の厚さ,  $A$  は定数であり音叉センサ固有の値で,  $A' = A \frac{b}{\rho t}$  とし実験により求める. ここで, 空気密度は直接測定することが難しいため, 気体の状態方程式から計算する. 一般に, 空気密度は, 気圧・温度・湿度により変化するが, 湿度の影響は他の2つの影響に比べて小さいため, ここでは無視する. このとき, 空気密度は

$$\rho_0 = \frac{0.3486P}{273.15 + T} \quad (3.3)$$

で表せる. ただし,  $P$  は気圧,  $T$  は温度である.

### 3.3 従来の補正法とその問題点

#### 3.3.1 補正法

まず, 音叉センサの出力周波数から空気密度の影響を補正するために, 空気密度と音叉センサの出力周波数の関係を考える. 図. 3.1 のように, 音叉センサの振動片は複雑な形状なため, 式 (3.1) から直接  $f_0$  を求めることは難しい. そこで, 温度一定で気圧を変化させた時の実測値から,  $f_0$  と  $A'$  を求めることを考える. 式 (3.2) を  $\rho_0 = 0$  のまわりでテーラー展開すると,

$$\begin{aligned} f_p &= f_0 \left( 1 - \frac{1}{2} A' \rho_0 + \frac{3}{4} A' \rho_0^2 - \frac{15}{8} A' \rho_0^3 + \dots \right) \\ &= f_0 - \frac{1}{2} A'' \rho_0 + \frac{3}{4} A'' \rho_0^2 - \frac{15}{8} A'' \rho_0^3 + \dots \end{aligned} \quad (3.4)$$

となる. ただし, 温度が一定の場合  $f_0$  を定数と考えることができるので,  $A'' = A' f_0$  である. 温度一定で気圧を変化させたときに実測した空気密度と音叉センサの出力周波数の関係を図. 3.3 に示す. 音叉センサの出力には, ホワイトノイズが含まれているため 50 回の移動平均処理を行っている. 実験データから, 音叉センサの出力周波数と空気密度の関係は 1 次の近似で良いことがわかり, 式 (3.4) は,

$$f_p = f_0 - \frac{1}{2} A'' \rho_0 \quad (3.5)$$

と近似できる. そこで, 最小二乗法により  $f_0$ ,  $A''$  を求め, 式 (3.5) で実測値を近似して得られた空気密度と音叉センサの出力周波数の関係を図. 3.3 の点線で示す. 図. 3.3 より空

気密度  $\rho_0$  と音叉センサの出力周波数  $f_p$  の関係は1次近似でよく近似できることがわかる。次に、音叉センサの出力周波数から温度の影響を補正するために、温度と音叉センサの出力周波数の関係を考える。先に述べたように、温度による  $f_0$  の変化は、音叉センサ材料の温度特性や熱膨張によって式 (3.1) の  $E$ ,  $t$ ,  $L$  が変化することや、音叉センサ取り付け部の温度によるひずみなどさまざまな要因によって発生していると考えられる。それぞれの要因をモデル化し個別に補正することは難しいので、温度を変化させた時の実測値から補正式を考える。実測した音叉センサの出力周波数と温度の関係を図. 3.4 に示す。

実験データより、温度による音叉センサの出力周波数の変化は以下の2次式で近似することを考える。

$$f'_0 = f_0 - k_{t1}T - k_{t2}T^2 \quad (3.6)$$

ただし、 $k_{t1}$ ,  $k_{t2}$  は定数である。実験データを用いて最小二乗法により、式 (3.6) の係数を求め、得られた値から求めた温度と音叉センサの出力周波数の関係を図. 3.4 の点線で示す。図. 3.4 より温度  $T$  と音叉センサの出力周波数  $f_0$  の関係は2次近似でよく近似できることがわかる。

式 (3.5) と式 (3.6) を用いると、ある離散時間  $k$  での音叉センサの出力周波数から空気密度や温度の影響を補正するための式は、

$$f_{k0} = f_{kp} + \frac{1}{2}A''\rho_{k0} + k_{t1}T_k + k_{t2}T_k^2 \quad (3.7)$$

となる。式 (3.7) を用いて精度良く補正をするためには、空気密度の変化に対して、音叉センサの出力周波数の変化の位相が合っている必要がある。しかし、図. 3.5 の  $\circ$  と  $+$  で示すように音叉センサの出力周波数の変化の方が空気密度の変化より遅れている。よって測定された空気密度をそのまま用いて補正をすると、この遅れにより補正が十分にできない。そのため、遅れの調整をする必要がある。そこで、音叉センサの出力周波数の変化を空気密度に対して1次遅れモデルで考え、

$$\rho'_{0k} = (1 - n)\rho'_{0k-1} + n\rho_{0k} \quad (3.8)$$

で表すことができる。ただし、 $\rho'_{0k}$  は1次遅れ処理後の空気密度である。式 (3.8) によって遅れ調整された空気密度を図. 3.5 の  $*$  で示す。図より  $n = 0.2$  で空気密度の変化に対して、音叉センサの出力周波数の変化の位相が合うことがわかる。

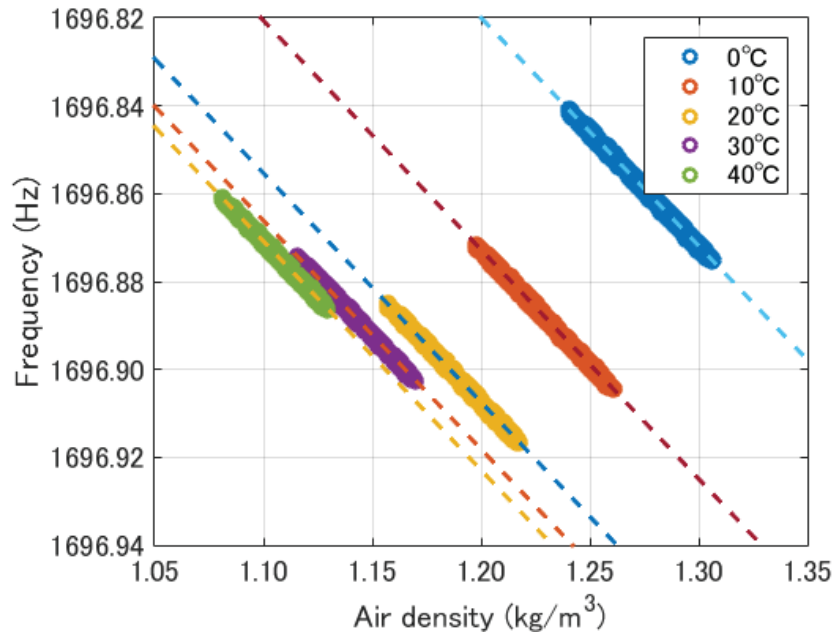


図 3.3: 各温度における音叉センサの振動周波数と空気密度の関係

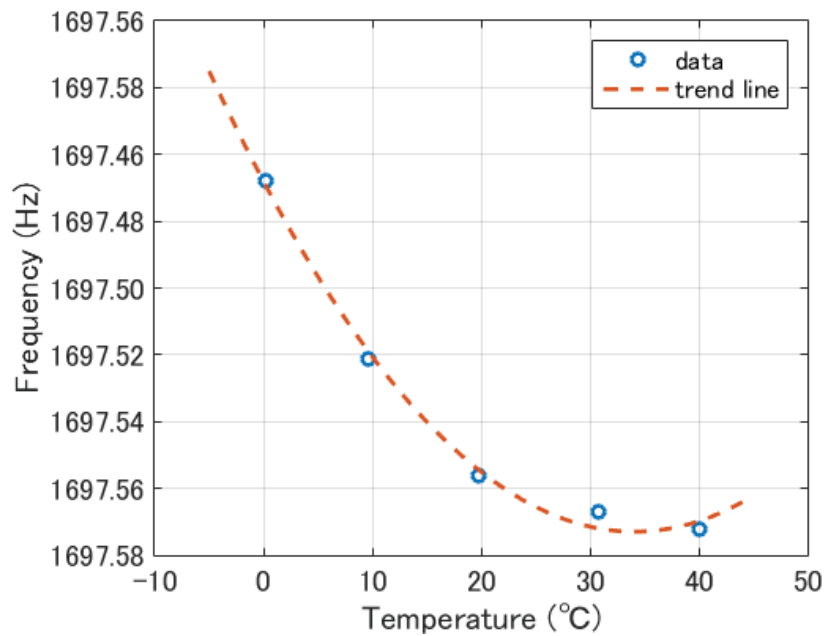


図 3.4: 音叉センサの振動周波数と温度の関係



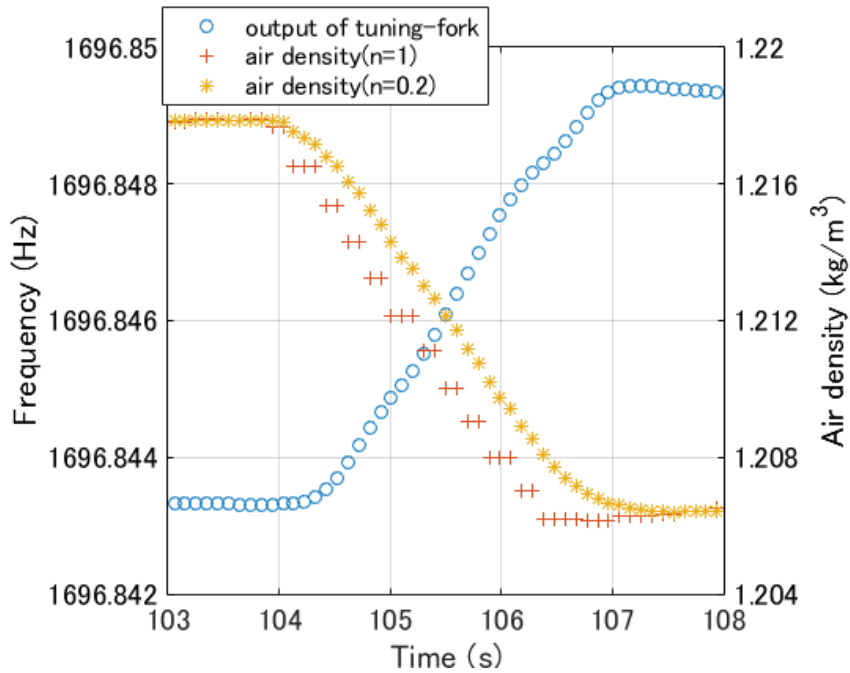


図 3.5: 空気密度変化時の音叉センサの振動周波数と空気密度の測定結果

### 3.3.2 従来法の問題点

センサによって測定された気圧と温度の出力には、ホワイトノイズが含まれている。これらノイズは、音叉センサの出力周波数から空気密度や温度の影響を補正する時には減衰させておく必要がある。従来は、温度と計算された空気密度に対して移動平均処理を行うことでノイズを減衰させていた。従来の処理フローを図. 3.6 に示す。移動平均処理後の温度を  $\tilde{T}_k$ 、空気密度を  $\tilde{\rho}'_{0k}$  とすると、式 (3.7) より補正式は

$$f_{0k} = f_{pk} + \frac{1}{2}A''\tilde{\rho}'_{0k} + k_{t1}\tilde{T}_k + k_{t2}\tilde{T}_k^2 \quad (3.9)$$

と表すことができる。今、式 (3.9) を用いて温度が一定で気圧が変化する条件で、移動平均処理をした空気密度としていない空気密度を用いて補正をした音叉センサの出力周波数の変化と空気密度の値を、それぞれ図. 3.7(a) と図. 3.7(b) に示す。

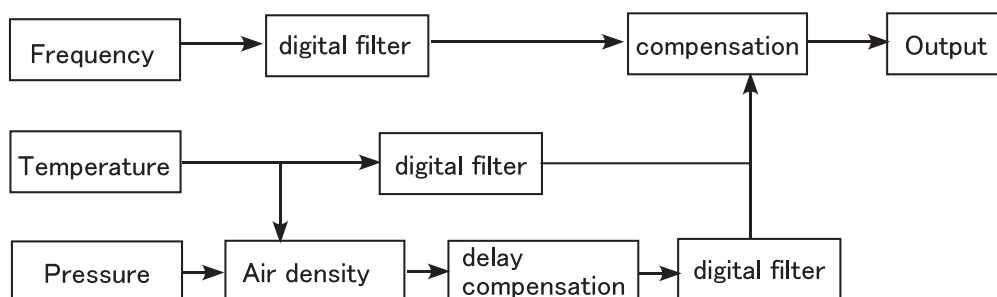


図 3.6: 従来の補正法処理フロー

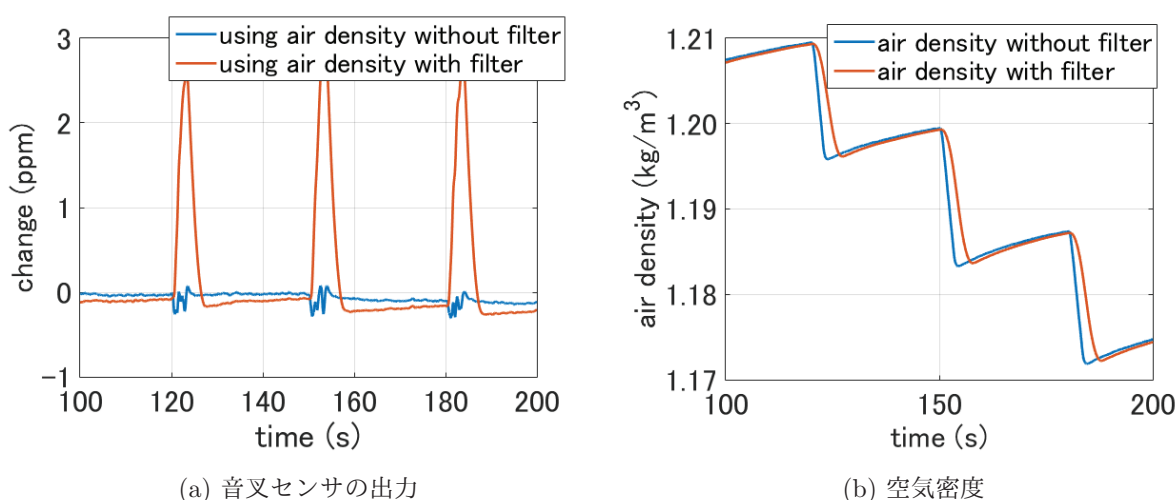


図 3.7: 空気密度補正における移動平均処理による遅れの影響

従来、空気密度の急な変化があった場合、移動平均による遅れのため、図. 3.7(a)のように十分に補正することができなかった。つまり、空気密度のノイズは減衰させ、応答は音叉センサの出力あわせるように調整する必要がある。急峻な温度変化がある場合には、空気密度と同様の問題が起こる。しかし、空気密度に比べて温度の変化は遅く、また音叉センサの温度に対する応答も遅いため問題になることはない。

### 3.4 離散時間カルマンフィルタを用いた補正法

センサによって測定された結果に含まれるホワイトノイズと空気密度の変化に対する音叉センサの出力周波数変化の遅れを考慮し、音叉センサの出力周波数から空気密度や温度の影響を補正するために離散カルマンフィルタを用いる [20]。力による音叉センサの出力変化がない場合を仮定することで、出力モデルの各状態  $x_k$  が離散時刻  $k$  時点で観測不可

能な状態なので，ランダムウォークモデルとして扱うことができる．ある離散時間  $k$  での空気密度による音叉センサの出力周波数変化の補正は，式 (3.5) より  $k_p = \frac{A''}{2}$  とすると

$$f'_{0k} = f_{pk} + k_p \rho_{0k} \quad (3.10)$$

となる．また，遅れ処理後の空気密度  $\rho'_{0k}$  は，式 (3.8) より

$$\rho'_{0k} = (1 - \alpha_\rho) \rho'_{0k-1} + \alpha_\rho \rho_{0k} \quad (3.11)$$

となる．ただし， $\alpha_\rho$  は実数値である．

また，温度による音叉センサの出力周波数変化の補正は，式 (3.6) より

$$f_{0k} = f'_{0k} + k_{t1} T_k + k_{t2} T_k^2 \quad (3.12)$$

となる．以上より，状態変数  $\mathbf{x}_k$  を，

$$\mathbf{x}_k = [f_{0k} \ f_{pk} \ T_k \ T_k^2 \ \rho'_{0k} \ \rho_{0k}]^T \quad (3.13)$$

とする．それぞれ，時刻  $k$  における補正後周波数，音叉センサの出力，温度，温度の2乗，遅れ処理後の空気密度，空気密度を表す．それぞれの状態変数のノイズを考慮すると，状態空間モデルは，

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{A} \mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{v} \quad (3.14)$$

$$\mathbf{z}_k = \mathbf{H} \mathbf{x}_k + \mathbf{w} \quad (3.15)$$

となる．ただし，

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & k_{t1} & k_{t2} & k_p & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 - \alpha_\rho & \alpha_\rho \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.16)$$

$$\mathbf{H} = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \quad (3.17)$$

である．また， $\mathbf{w}$  は観測雑音， $\mathbf{v}$  はシステム雑音である．

次のアルゴリズムで事後状態推定の  $\hat{\mathbf{x}}_k$  を求めることができる．事前状態推定を  $\hat{\mathbf{x}}_k^-$  とすると，事前状態推定誤差共分散は，

$$P_k^- = E [(\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k^-)(\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k^-)^T] = E [\mathbf{e}_k^- \mathbf{e}_k^{-T}] \quad (3.18)$$

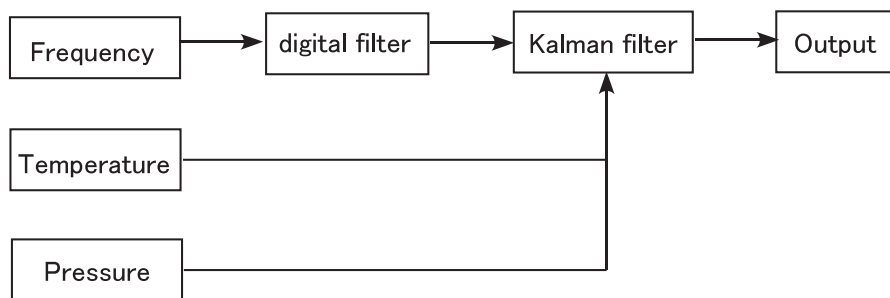


図 3.8: 提案法の補正処理フロー

事後状態推定誤差共分散は,

$$P_k = E[(\mathbf{x}_k - \mathbf{x}_k^-)(\mathbf{x}_k - \mathbf{x}_k^-)^T] = E[\mathbf{e}_k \mathbf{e}_k^T] \quad (3.19)$$

となる。ただし,  $\mathbf{e}_k^- = \mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k^-$ ,  $\mathbf{e}_k = \mathbf{x}_k - \mathbf{x}_k^-$  とした。事後状態推定  $\hat{\mathbf{x}}$  は, 事前状態推定  $\hat{\mathbf{x}}^-$  と観測誤差等の線形結合を用いて,

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{K}(\mathbf{z}_k - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}_k^-) \quad (3.20)$$

と表される。ここで  $(\mathbf{z}_k - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}_k^-)$  は観測誤差と呼ばれている。もし,  $\mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}_k^-$  と実際の観測値  $\mathbf{z}_k$  が同じなら, 誤差無しとなる。

$P_k$  を最小とする  $n \times m$  行列の  $\mathbf{K}$  は

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}^T (\mathbf{H} \mathbf{P}_k^- \mathbf{H}^T + \mathbf{R})^{-1} \quad (3.21)$$

で与えられる。ここで,  $\mathbf{R}$  は観測雑音  $\mathbf{w}$  の分散である。

提案法の処理フローを図. 3.8 に示す。

## 3.5 シミュレーション

### 3.5.1 シミュレーション条件

ここでは, 提案法の有効性を示すために以下の3つの条件においてシミュレーションを行う。

- 温度・気圧一定 (図. 3.9(a))
- 温度一定で 970hPa から 1020hPa まで気圧を階段状に変化させる (図. 3.10(a))
- 温度と気圧を変化させる (図. 3.11(a))

観測雑音  $w$  は、気圧・温度が一定の条件で得られた値から求め、得られた結果の  $1/10$  をシステム雑音  $v$  とする。また、シミュレーションソフトには MATLAB R2016a を用い、パソコンは Intel(R) Core(TM) i7-6500U CPU @ 2.50GHz, RAM 8.00GB のものを用いる。

### 3.5.2 シミュレーション結果と考察

従来法と提案法による温度・空気密度補正後の出力結果を図. 3.9(b),3.10(b),3.11(b) に示す。また、表 3.1 に各出力結果の標準偏差を計算した結果を示す。表 3.1 と図. 3.9(b) から温度・気圧が一定の場合、提案法の出力ノイズが最も低減されていることが確認できる。また、表 3.1 と,3.10(b) から、従来法では空気密度出力のフィルタによる遅れのために気圧の急な変化には十分に補正が出来ていないが、提案法では、十分補正が出来ていることが確認出来る。表 3.1 から、提案法では従来法に比べて約 7 倍変動を小さくできていることがわかる。3.11(b) からは、温度と気圧が同時に変化した時にも、従来法に比べて空気密度の補正ができていることが確認できる。しかし、温度変化による変動は従来法と提案法で大きな差はない。図. 3.12, 図. 3.13, 図. 3.14, 図. 3.15 に温度 0, 10, 30, 40 °C 一定で気圧を変化させた結果を示す。20 °C と同様の結果が得られていることがわかる。

以上より、カルマンフィルタを用いることで、センサからのノイズを考慮し、力の変化がない場合には音叉センサの出力周波数は一定であるという仮定により、ランダムウォークモデルを適用した事で、空気密度の時定数を最適な値に設定できるようになった。その結果、ノイズ減衰のための遅れが発生せず、従来法に比べて精度良く補正をすることが可能となった。従来の補正残りは、0.1hPa の気圧変化時に 0.03ppm であったが、今回の結果から、目標である 0.005ppm を満足することができる。温度変化時は従来法と提案法で大きな差がないが、これは音叉センサの温度に対する応答が遅く、従来法で十分に補正できていない原因がノイズ減衰のための遅れによるものではなく、モデルが不十分であるためだと考えられる。

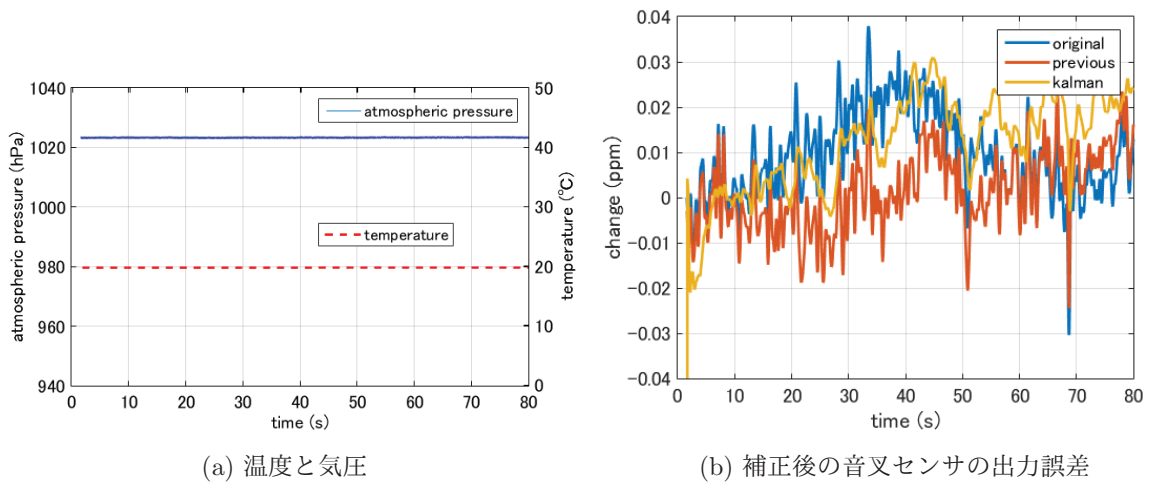


図 3.9: 温度・気圧が一定環境での補正の結果

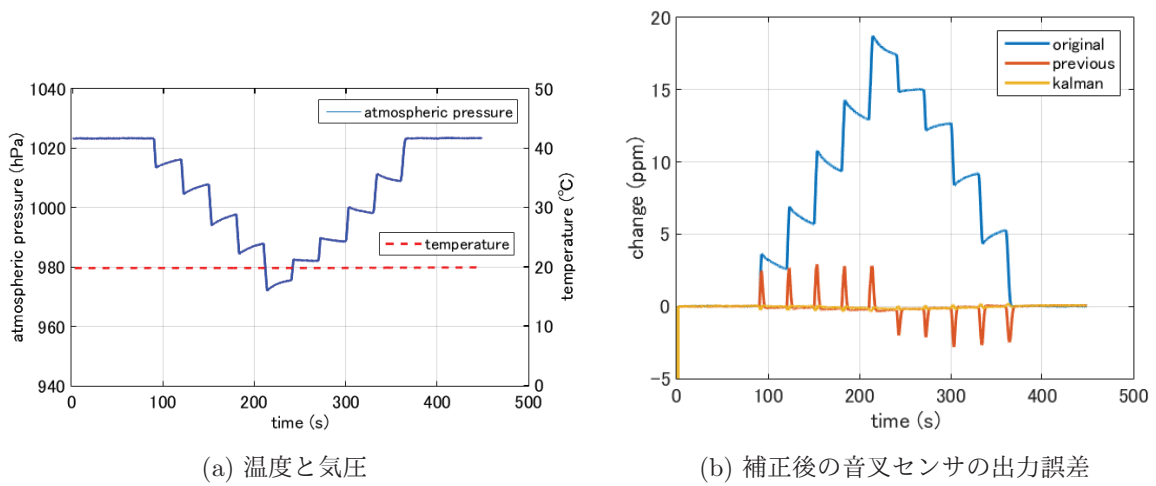
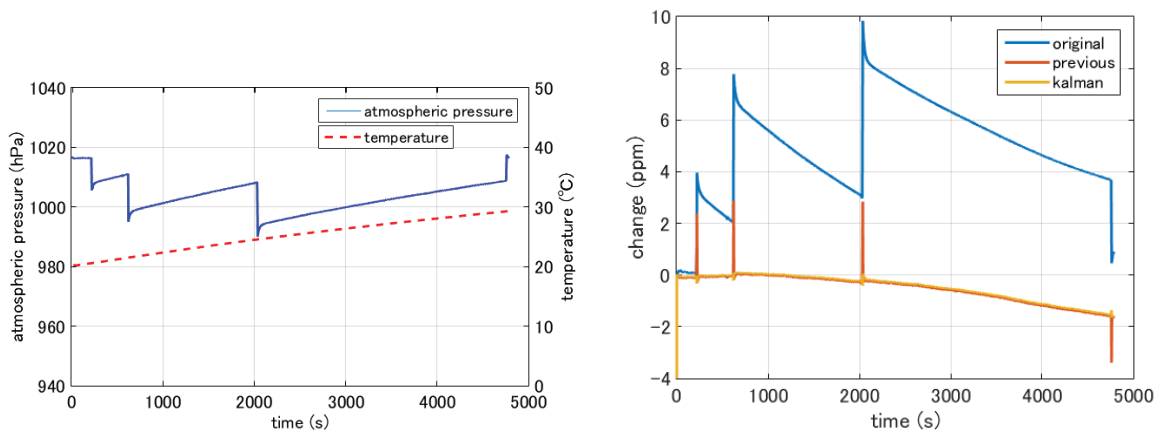


図 3.10: 温度一定 (20 °C) ・ 気圧変化環境での補正の結果



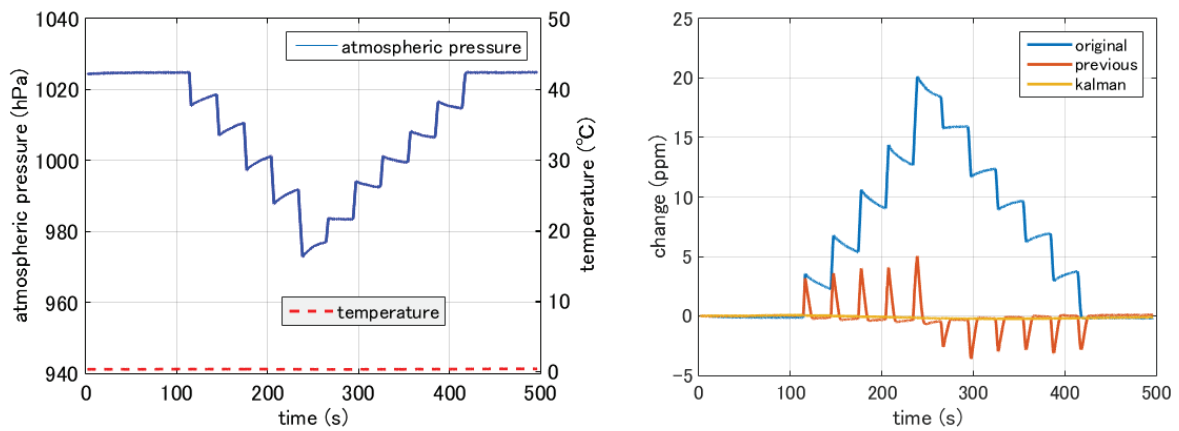
(a) 温度と気圧

(b) 補正後の音叉センサの出力誤差

図 3.11: 温度・気圧変化環境での補正の結果

表 3.1: 各試験における音叉センサの出力誤差の標準偏差計算結果 (ppm)

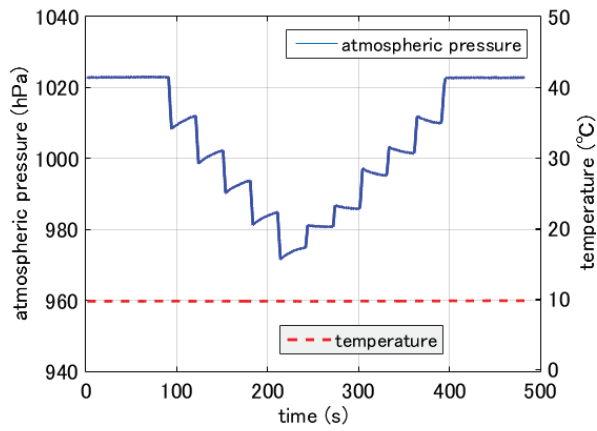
test items	original	previous	kalman
temperature and pressure are constant (図. 3.9(b))	0.0073	0.0059	0.0046
pressure is changed (図. 3.10(b))	6.0602	0.6598	0.0876
temperature and pressure are changed (図. 3.11(b))	1.9380	0.3682	0.3338



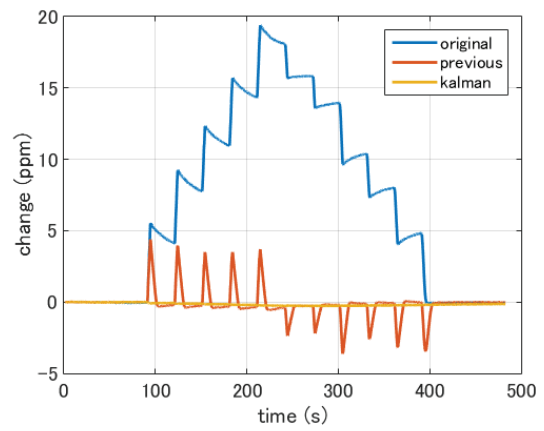
(a) 温度と気圧

(b) 補正後の音叉センサの出力誤差

図 3.12: 温度一定 (0°C)・気圧変化環境での補正の結果

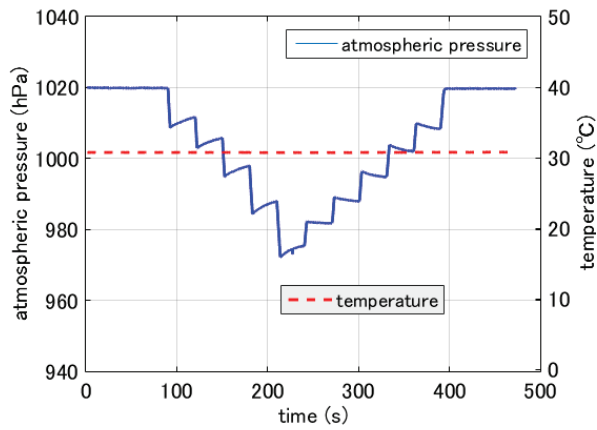


(a) 温度と気圧

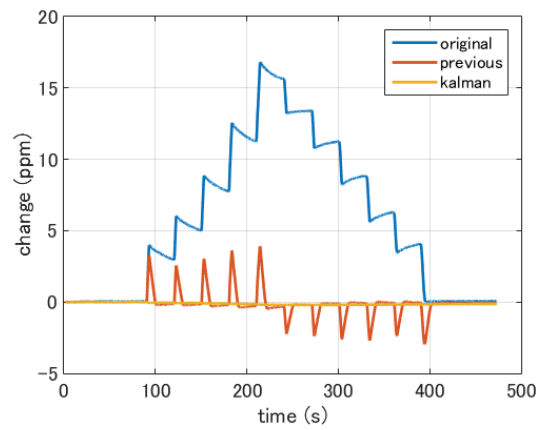


(b) 補正後の音叉センサの出力誤差

図 3.13: 温度一定 (10°C)・気圧変化環境での補正の結果



(a) 温度と気圧



(b) 補正後の音叉センサの出力誤差

図 3.14: 温度一定 (30°C)・気圧変化環境での補正の結果



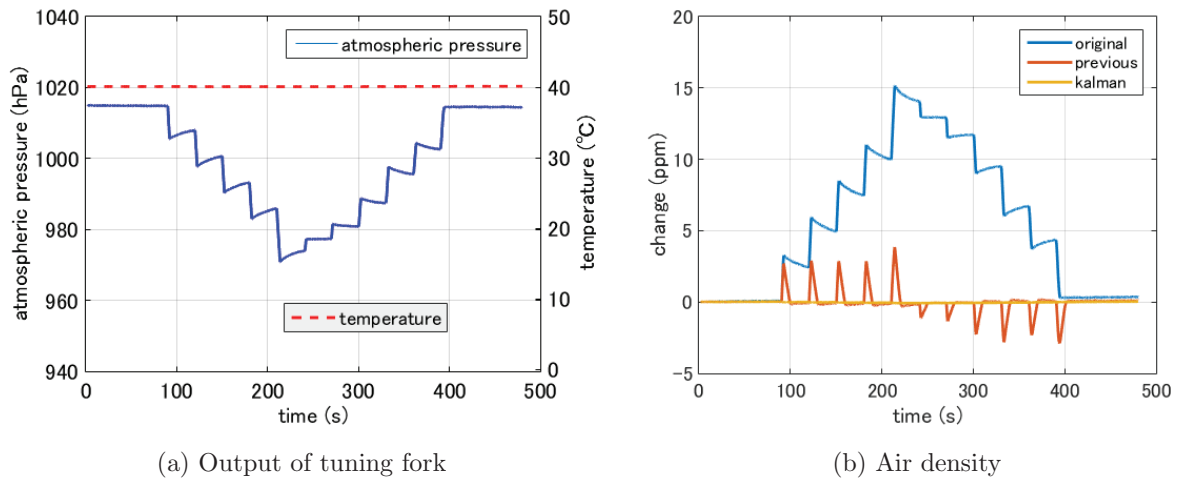


図 3.15: 温度一定 (40 °C) ・ 気圧変化環境での補正の結果

### 3.6 まとめ

本章では、カルマンフィルタを用いて音叉センサの温度と空気密度による出力変化を補正する方法を提案した。また、シミュレーションにより従来法よりも空気密度の変化に対して精度良く補正が出来ることを確認した。その結果、音叉振動式はかりで1/2200万の分解能を実現するために必要となる空気密度の補正技術が確立できた。今後の課題として、温度変化に対するモデルの検討や音叉センサを電子天びんに搭載し重量変化によって生じる音叉センサの出力変化にはすばやく反応し、気圧や温度など環境要因による影響は受けないモデルにすることが挙げられる。

## 第 4 章

# 動計量のための阻止域複数要素が可変な FIR フィルタの設計法

### 4.1 はじめに

ベルトコンベアラインで次々と搬送される物品の重量計測を行うために、ベルトコンベアラインに重量センサを組み合わせた、動的に計測を行う自動重量選別機が物流や食品業界などで広く用いられている。このような計測機において、電源や駆動部分の振動などによる計測波形に重畳するノイズはセンサの方式によらず計測誤差の要因となる。言い換えれば、長期安定性の向上や精度向上のために、音叉振動式ロードセルを自動重量選別機に組み込んだ際にも、大きな課題となる。

自動重量選別機において、処理能力（例えば1時間あたりに測定できる物品の数）は重要な性能である。処理能力をよくするためには、高速で計測する必要がある。近年、高速かつ高精度に計測を行うためにデジタルフィルタが用いられている [8–13]。デジタルフィルタは、一般に FIR フィルタと IIR フィルタに分けられる [22]。FIR フィルタは、インパルス応答が有限で常に安定であり、直線位相特性が実現できるという特徴がある。一方、IIR フィルタは、FIR フィルタと同様な仕様のフィルタを低いフィルタ次数で実現できるが、フィードバックループを持つために安定性の保証が必要となる。さらに、インパルス応答が無限であるために、特に急峻な入力があった場合には過渡現象が長時間持続するという問題がある。その結果、ベルトコンベアラインを移動する物品の重量計測を連続して行うような自動重量選別機には、乗り継ぎの際の急峻な入力の影響を避けるために、安全性を考慮して FIR フィルタを用いることが好ましい。高速高精度に計測を行うためには、短いフィルタリング時間、かつ、効率的にノイズを減衰させる必要があるが、フィルタリング時間と計測精度にはトレードオフの関係がある。高速に計測を行うためにフィルタリング時間を短縮した場合には、フィルタの減衰量が低下し目的の精度が得られな

い。一方、精度を向上させるためにフィルタの減衰量を大きくした場合には、フィルタリング時間が増加するという問題がある。従って、短いフィルタリング時間で精度良く計測を行うことは動的重量計測において非常に重要である。一般に組み込み機器には使用するマイコンによってフィルタ次数や処理速度の制限がある。そこで、等リプル FIR フィルタを用いノイズを除去する方法が提案された [8]。しかしながらこの方法では、大きなノイズが部分的に存在する場合においても、そのようなノイズを取り除くためには、阻止域の全域で大きな減衰量を持つフィルタを設計しなければならず、高いフィルタ次数が必要となり遅延の増加につながる。さらに、移動平均フィルタと適応ノッチ IIR フィルタを組み合わせた方法が提案された [11]。移動平均フィルタの減衰量は非常に小さいこと、加えて IIR フィルタを用いるために、前述のようにこの方法は連続的に物品の重量の計測を行う自動重量選別機には適していないという問題がある。従って、高速高精度に計測を行うためには、低いフィルタ次数、かつ、効率的にノイズを減衰させることが可能な FIR フィルタが必要となる。

図. 4.1 に実際の自動重量選別機のベルトコンベアの速度を 90m/min, 120m/min, 150m/min, 170m/min にしたときのノイズの周波数分布を示す。

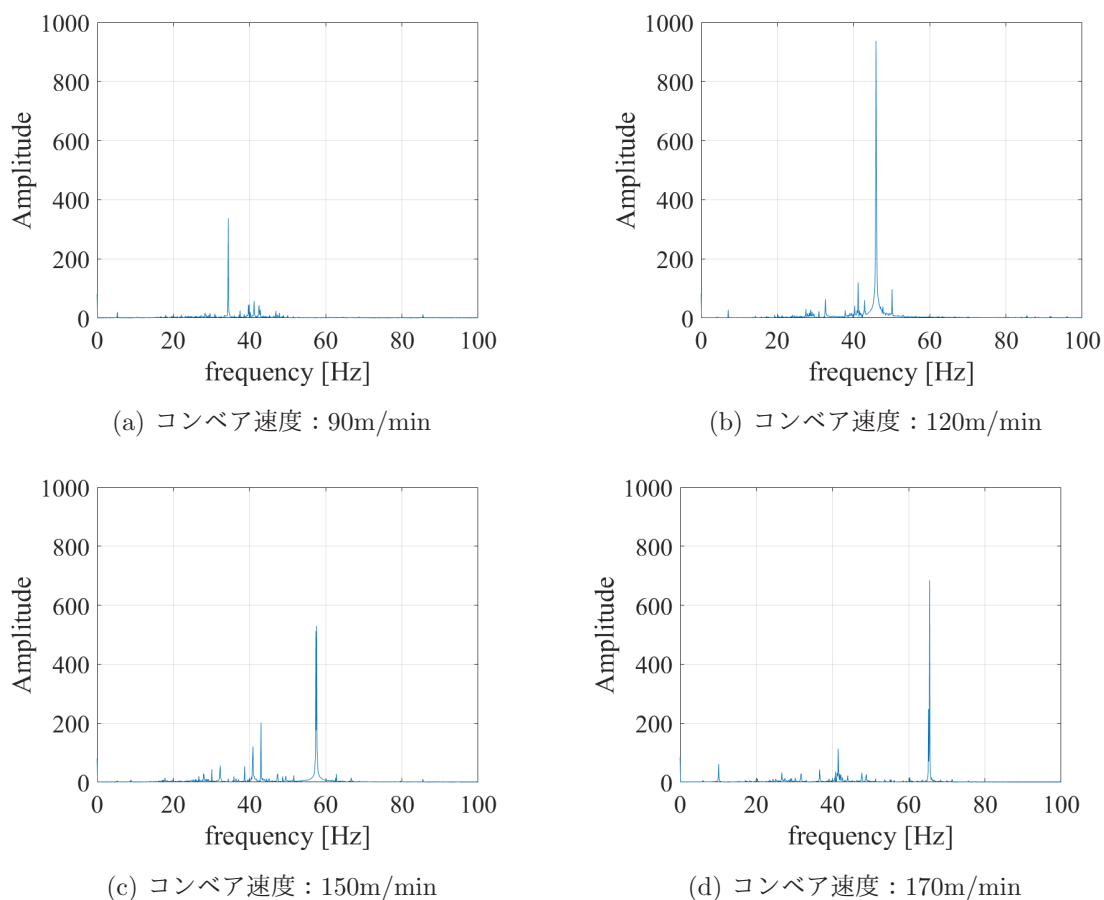


図 4.1: コンベア速度によるノイズの変化

図. 4.1 から明らかなように、自動重量選別機では、ノイズの周波数やレベルがベルトコンベアの速度によって変化することが分かる。これらのノイズは、電源やプーリーなどから発生している。このことに着目し、計測精度を維持し、遅延の増加を低減した阻止域の一部及び複数箇所に大きな減衰量を有する可変フィルタを提案した [12,13]。一般に計測機器の設置を行う際には、設置後に技術者が環境に合わせて機器の調整を行う。さらに、建物の状況、床のかたさ、周りの機器などの環境によっては、フィルタも調整しなければならない場合がある。このとき、非可変フィルタを用いた場合には、フィルタを再設計しなければならない。従って、計測機器の設置後にフィルタを再設計することなしに、フィルタの特性を容易に変化できるような可変フィルタを用いることは有効である。その結果、将来、機器自身が設置後にフィルタを調整することができる。機器設置のフロー図を図. 4.2 に示す。また、電源ノイズやプーリーの固有振動といったあらかじめ予想できるノイズは、ノッチで取り除く方が効果的であり、さらに可変できる要素が増えることによりフィルタの自由度が向上し、高速高精度に計測が行えると考えられる。しかしながら、半正定値計画問題を用いた設計法 [13] では、可変させるパラメータを増加させた場合に、設計に必要なメモリが増加し設計が困難となる場合がある。

そこで本章では、準等リプル特性を有する阻止域の複数要素が可変である直線位相 FIR フィルタの設計法を提案する。提案するフィルタは、様々な要因のノイズを取り除くために阻止域の複数カ所に大きな減衰量を持ち、その帯域の減衰量と位置が可変である。さらに、阻止域端周波数付近のノイズが、遷移帯域に入ることを考慮するために阻止域端周波数も可変である。また、ノッチで取り除くノイズの周波数も計測条件の変化により変化するため、提案するフィルタはノッチの周波数も可変である。提案法では、フィルタ係数を可変パラメータを用いた多項式で構成し、周波数領域において繰り返し重み付き最小二乗法を用い準等リプルフィルタの設計を行う。繰り返し最小二乗法は、半正定値計画問題と比較して設計に必要なメモリ量が少ないという特徴がある。また、提案するフィルタは可変とする要素が複数の場合や、多項式の次数が高次の場合には多項式係数の増加を招く。そこで、可変パラメータが複数かつ多項式の次数が高次となった場合には、多項式の高次の項がフィルタ係数に及ぼす影響が少ないことを利用した多項式係数の低減法を示す。最後に、提案法を用い可変フィルタの設計を行い提案法の有効性を示す。

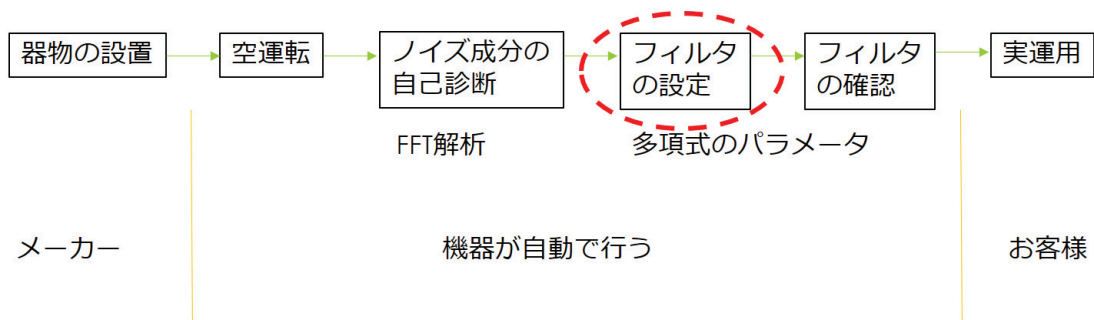


図 4.2: 機器設置のフロー図

## 4.2 設計法

### 4.2.1 機器の仕様

今回、開発する機器の目標仕様は下記のとおりである。

- 最大搬送速度  $V_{\max}=170\text{m}/\text{min}$
- 最小表示=0.05kg
- ひょう量=50kg
- コンベア長=1636mm
- 処理能力  $N \geq 8000$  個/h (ただし、最大搬送速度で搬送物長さ  $L=60\text{cm}$  のとき)

ここで、処理能力とは単位時間あたりに測定できる最大の搬送物数を表し、処理能力によって測定に使える時間が決まる。また、最大荷物長はコンベア速度により決まり、図. 4.3 のようになる。

今回の目標仕様では、

$$\frac{Nt}{L + \Delta L} \geq 8000 \quad (4.1)$$

$$\Delta L = Vt_f \quad (4.2)$$

よって、

$$t_f \leq 0.238\text{s} \quad (4.3)$$

ただし、 $t$  は単位時間、 $t_f$  は測定に使える時間である。

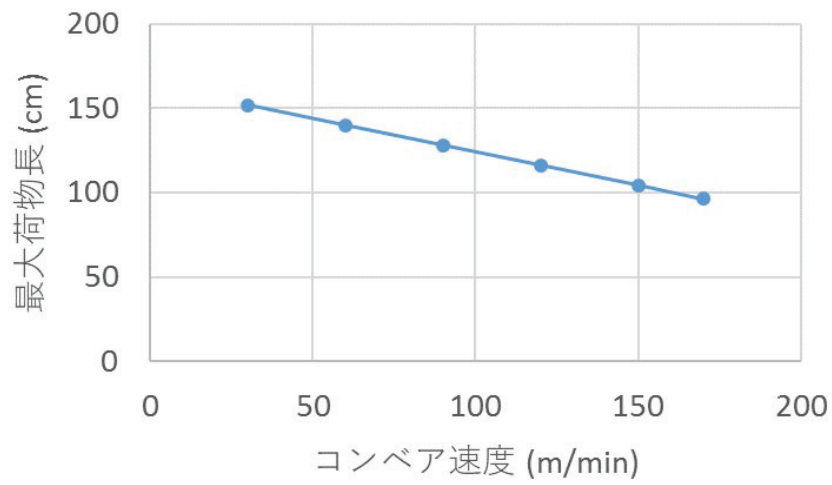


図 4.3: コンベア速度と最大荷物長の関係

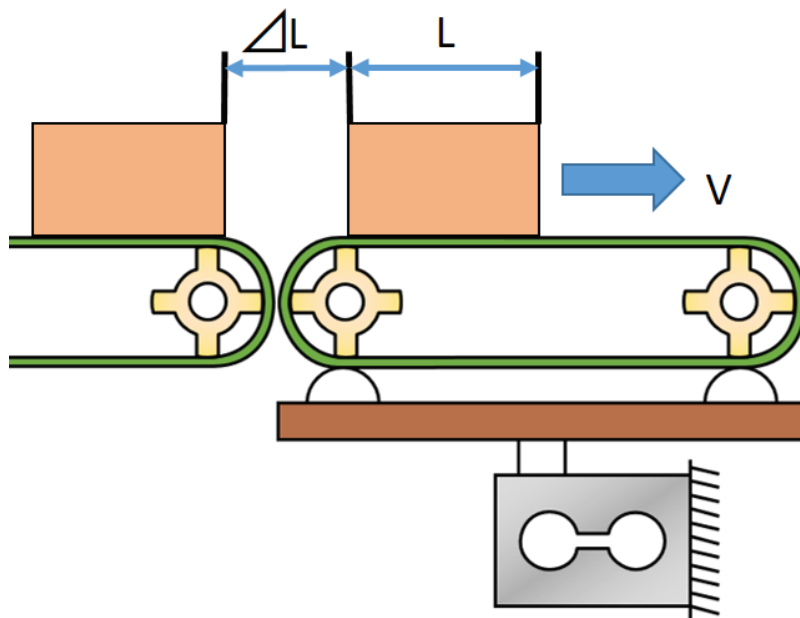


図 4.4: 機器の模式図

#### 4.2.2 デジタルフィルタの設計法

経験的に、デジタルフィルタは、機器を空運転した際の出力波形の標準偏差の3倍 ( $3\sigma$ ) が最小表示の  $\frac{1}{5}$  から  $\frac{1}{10}$  になるように設計する。つまり、今回の機器では空運転時の  $3\sigma$  が  $0.01\text{kg}$  以下になるようなデジタルフィルタを設計することが目標となる。

図. 4.5 に示すように  $K$  個の大きな阻止域減衰量を持つ帯域と阻止域端が可変かつ、 $P$  個のノッチの周波数が可変な理想振幅特性を、可変パラメータ  $\psi, \phi, \gamma, \theta$  を用いて、

$$D(\omega, \psi, \phi_1, \gamma_1, \dots, \phi_K, \gamma_K, \theta_1, \dots, \theta_P) = \begin{cases} 1 & 0 \leq \omega \leq \omega_p \\ 0 & \psi < \omega \leq \phi_1 \\ 0 & \phi_1 < \omega \leq \phi_1 + \tau_1 \\ \vdots & \vdots \\ 0 & \phi_K < \omega \leq \phi_K + \tau_K \\ 0 & \phi_K + \tau_K < \omega \leq \pi \end{cases} \quad (4.4)$$

と定義する。ただし、 $\omega_p$  は通過域端正規化角周波数、 $\psi$  は阻止域端正規化角周波数、 $\phi_1, \dots, \phi_K$  は、大きな阻止域減衰量の各左端正規化角周波数を表す。また、 $\tau_1, \dots, \tau_K$  は、大きな阻止域減衰量の帯域幅とし、 $\theta_1, \dots, \theta_P$  は可変ノッチの周波数とする。

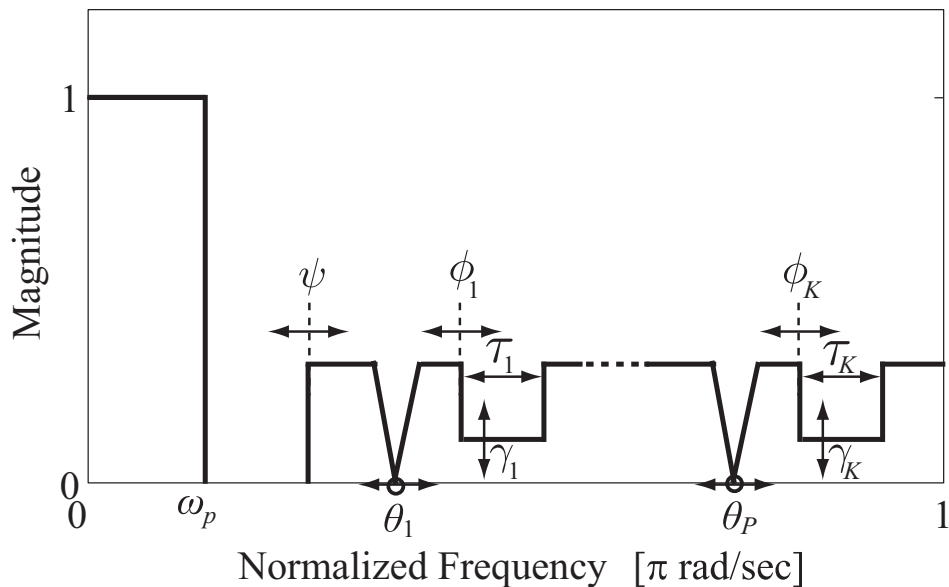


図 4.5: 自動重量計測器のためのデジタルフィルタの理想振幅特性

次に、複数の大きな阻止域減衰量が可変となるように重み関数も理想特性と同様に、可変パラメータ  $\psi, \phi, \gamma, \theta$  を用いて

$$W(\omega, \psi, \phi_1, \gamma_1, \dots, \phi_K, \gamma_K, \theta_1, \dots, \theta_P) = \begin{cases} 1 & 0 \leq \omega \leq \omega_p \\ 1 & \psi < \omega \leq \phi_1 \\ \gamma_1 & \phi_1 < \omega \leq \phi_1 + \tau_1 \\ \vdots & \vdots \\ \gamma_K & \phi_K < \omega \leq \phi_K + \tau_K \\ 1 & \phi_K + \tau_K < \omega \leq \pi \end{cases} \quad (4.5)$$

と定義する。ただし、 $\gamma_1, \dots, \gamma_K$  は正の実数値である。ここで、各可変パラメータは与えられた範囲で連続的に変化するパラメータであり、可変できる範囲を、

$$\psi \in [\psi_{\min}, \psi_{\max}] \quad (4.6)$$

$$\phi \in [\phi_{\min}, \phi_{\max}] \quad (4.7)$$

$$\gamma \in [\gamma_{\min}, \gamma_{\max}] \quad (4.8)$$

$$\theta \in [\theta_{\min}, \theta_{\max}] \quad (4.9)$$

と定義する。

図. 4.5 に示すような阻止域端周波数と  $K$  個の大きな減衰量とその位置が可変かつ、 $P$  個の可変ノッチを有する  $2N$  次のタイプ I の直線位相 FIR フィルタの周波数応答は、

$$H(\omega, \psi, \phi_1, \gamma_1, \dots, \phi_K, \gamma_K, \theta_1, \dots, \theta_P) = 2P \prod_{p=1}^P \{\cos(\omega) - \cos(\theta_p)\} \times \sum_{i=0}^{N-P} h(i, \psi, \phi_1, \gamma_1, \dots, \phi_K, \gamma_K, \theta_1, \dots, \theta_P) \times \cos(i\omega) \quad (4.10)$$

となる。式 (4.10) において、各係数  $h(\cdot)$  は、各パラメータ  $\psi, \phi, \gamma, \theta$  の特性が変化するとその値が変化し、各パラメータの変化を、それぞれ  $L$  次の多項式で近似すると  $h(\cdot)$  は

$$h(i, \psi, \phi_1, \gamma_1, \dots, \phi_K, \gamma_K, \theta_1, \dots, \theta_P) = \sum_{l_\psi=0}^{L_\psi} \sum_{l_{\phi_1}=0}^{L_{\phi_1}} \sum_{l_{\gamma_1}=0}^{L_{\gamma_1}} \dots \sum_{l_{\phi_K}=0}^{L_{\phi_K}} \sum_{l_{\gamma_K}=0}^{L_{\gamma_K}} \sum_{l_{\theta_1}=0}^{L_{\theta_1}} \dots \sum_{l_{\theta_P}=0}^{L_{\theta_P}} \times g(i, l_\psi, l_{\phi_1}, l_{\gamma_1}, \dots, l_{\phi_K}, l_{\gamma_K}, l_{\theta_1}, \dots, l_{\theta_P}) \times \psi^{l_\psi} \phi_1^{l_{\phi_1}} \gamma_1^{l_{\gamma_1}} \dots \phi_K^{l_{\phi_K}} \gamma_K^{l_{\gamma_K}} \theta_1^{l_{\theta_1}} \dots \theta_P^{l_{\theta_P}} \quad (4.11)$$



$$\mathbf{g} = \left[ g(0, 0, 0, 0, 0) \cdots g(i, l_\psi, l_\phi, l_\gamma, l_\theta) \cdots g(N-1, L_\psi, L_\phi, L_\gamma, L_\theta) \right]^T \quad (4.17)$$

$$\mathbf{U} = \left[ \mathbf{u}_{1,1,1,1} \cdots \mathbf{u}_{m_\psi, m_\phi, m_\gamma, m_\theta} \cdots \mathbf{u}_{M_\psi, M_\phi, M_\gamma, M_\theta} \right]^T \quad (4.18)$$

$$\mathbf{u}_{m_\psi, m_\phi, m_\gamma, m_\theta} = \begin{bmatrix} u(\omega_0, 0, 0, 0, 0) & \cdots & u(\omega_0, i, l_\psi, l_\phi, l_\gamma, l_\theta) & \cdots & u(\omega_0, N-1, L_\psi, L_\phi, L_\gamma, L_\theta) \\ u(\omega_1, 0, 0, 0, 0) & \cdots & u(\omega_1, i, l_\psi, l_\phi, l_\gamma, l_\theta) & \cdots & u(\omega_1, N-1, L_\psi, L_\phi, L_\gamma, L_\theta) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ u(\omega_M, 0, 0, 0, 0) & \cdots & u(\omega_M, i, l_\psi, l_\phi, l_\gamma, l_\theta) & \cdots & u(\omega_M, N-1, L_\psi, L_\phi, L_\gamma, L_\theta) \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

$$u(\omega_n, i, l_\psi, l_\phi, l_\gamma, l_\theta) = 2 \{ \cos(\omega_n) - \cos \theta \} \tilde{\psi}^{l_\psi} \tilde{\phi}^{l_\phi} \tilde{\gamma}^{l_\gamma} \tilde{\theta}^{l_\theta} \cos(i\omega_n) \quad (4.20)$$

$$\mathbf{W} = \text{diag} \left[ \mathbf{w}_{1,1,1,1} \cdots \mathbf{w}_{m_\psi, m_\phi, m_\gamma, m_\theta} \cdots \mathbf{w}_{M_\psi, M_\phi, M_\gamma, M_\theta} \right] \quad (4.21)$$

$$\mathbf{w}_{m_\psi, m_\phi, m_\gamma, m_\theta} = \begin{bmatrix} W(\omega_0, \psi_{m_\psi}, \phi_{m_\phi}, \gamma_{m_\gamma}, \theta_{m_\theta}) & \cdots & W(\omega_n, \psi_{m_\psi}, \phi_{m_\phi}, \gamma_{m_\gamma}, \theta_{m_\theta}) \\ \cdots & \cdots & W(\omega_M, \psi_{m_\psi}, \phi_{m_\phi}, \gamma_{m_\gamma}, \theta_{m_\theta}) \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

$$\mathbf{D} = \left[ \mathbf{d}_{1,1,1,1} \cdots \mathbf{d}_{m_\psi, m_\phi, m_\gamma, m_\theta} \cdots \mathbf{d}_{M_\psi, M_\phi, M_\gamma, M_\theta} \right]^T \quad (4.23)$$

$$\mathbf{d}_{m_\psi, m_\phi, m_\gamma, m_\theta} = \begin{bmatrix} D(\omega_0, \psi_{m_\psi}, \phi_{m_\phi}, \gamma_{m_\gamma}, \theta_{m_\theta}) & \cdots & D(\omega_n, \psi_{m_\psi}, \phi_{m_\phi}, \gamma_{m_\gamma}, \theta_{m_\theta}) \\ \cdots & \cdots & D(\omega_M, \psi_{m_\psi}, \phi_{m_\phi}, \gamma_{m_\gamma}, \theta_{m_\theta}) \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

となる。その結果、各可変パラメータは連続的に変化することから、式(4.10)のフィルタの周波数応答もそれに従って連続的に変化する。ここで、提案する可変フィルタの入力から出力までの遅延について考察を行う。式(4.11)のから明らかなように多項式によって構成されるフィルタ係数には遅延に関する項は含まれていない。従って、この可変フィルタは通常の変数の FIR フィルタと同様にフィルタ次数  $2N$  によって遅延は決定されることに注意されたい。しかしながら、可変パラメータ  $\psi$ ,  $\phi$ ,  $\gamma$ ,  $\theta$  はそれぞれ変化の大きさが異なる。そのため、小さなパラメータの変化が大きなパラメータの変化に埋もれてしまい、小さなパラメータの変化が係数  $h(\cdot)$  にうまく反映されない。そこで、式(4.11)における各パラメータの変化が等しくなるように、

$$\tilde{\psi} = \left\{ \frac{2(\psi - \psi_{\min})}{\psi_{\max} - \psi_{\min}} - 1 \right\} \mu \quad (4.9)$$

$$\tilde{\phi} = \left\{ \frac{2(\phi - \phi_{\min})}{\phi_{\max} - \phi_{\min}} - 1 \right\} \mu \quad (4.10)$$

$$\tilde{\gamma} = \left\{ \frac{2(\log_{10} \gamma - \log_{10} \gamma_{\min})}{\log_{10} \gamma_{\max} - \log_{10} \gamma_{\min}} - 1 \right\} \mu \quad (4.11)$$

$$\tilde{\theta} = \left\{ \frac{2(\theta - \theta_{\min})}{\theta_{\max} - \theta_{\min}} - 1 \right\} \mu \quad (4.12)$$

と正規化して与える。ただし、 $0 < \mu \leq 1$ であり、 $-1 \leq \tilde{\psi} \leq 1$ 、 $-1 \leq \tilde{\phi} \leq 1$ 、 $-1 \leq \tilde{\gamma} \leq 1$ 、 $-1 \leq \tilde{\theta} \leq 1$ である。従って、これらの正規化されたパラメータを用いて式(4.11)は、

$$\begin{aligned} h(i, \tilde{\psi}, \tilde{\phi}_1, \tilde{\gamma}_1, \dots, \tilde{\phi}_K, \tilde{\gamma}_K, \tilde{\theta}_1, \dots, \tilde{\theta}_P) = \\ \sum_{l_\psi=0}^{L_\psi} \sum_{l_{\phi_1}=0}^{L_{\phi_1}} \sum_{l_{\gamma_1}=0}^{L_{\gamma_1}} \dots \sum_{l_{\phi_K}=0}^{L_{\phi_K}} \sum_{l_{\gamma_K}=0}^{L_{\gamma_K}} \sum_{l_{\theta_1}=0}^{L_{\theta_1}} \dots \sum_{l_{\theta_P}=0}^{L_{\theta_P}} \\ \times g(i, l_\psi, l_{\phi_1}, l_{\gamma_1}, \dots, l_{\phi_K}, l_{\gamma_K}, l_{\theta_1}, \dots, l_{\theta_P}) \\ \times \tilde{\psi}^{l_\psi} \tilde{\phi}_1^{l_{\phi_1}} \tilde{\gamma}_1^{l_{\gamma_1}} \dots \tilde{\phi}_K^{l_{\phi_K}} \tilde{\gamma}_K^{l_{\gamma_K}} \tilde{\theta}_1^{l_{\theta_1}} \dots \tilde{\theta}_P^{l_{\theta_P}} \end{aligned} \quad (4.13)$$

と再定義される。以降、本論文では、議論を簡単にするために  $K = 1$ 、 $P = 1$  の場合について扱う。

今、理想特性と所望の可変フィルタ特性との誤差を

$$\begin{aligned} E(\omega_n, \psi, \phi, \gamma, \theta) = D(\omega_n, \psi, \phi, \gamma, \theta) \\ - H(\omega_n, \psi, \phi, \gamma, \theta) \end{aligned} \quad (4.14)$$

とする。ここで、コンピュータを用いて設計を行うために、周波数と各可変パラメータに対して離散評価点を設定する。 $\psi$  に対して設計時に評価する離散点を  $\psi_{m\psi}$  ( $m\psi = 1, \dots, M\psi$ )、同様に  $\phi, \gamma, \theta$  について  $\phi_{m\phi}$  ( $m\phi = 1, \dots, M\phi$ )、 $\gamma_{m\gamma}$  ( $m\gamma = 1, \dots, M\gamma$ )、 $\theta_{m\theta}$  ( $m\theta = 1, \dots, M\theta$ )、また近似帯域における離散周波数点  $\omega_n$  ( $n = 0, \dots, M$ ) を考える。このとき、所望の周波数帯域を離散化した阻止域減衰量の異なった帯域を有するフィルタを得るための二乗評価関数は、式(4.5)の重みを用いて、

$$\begin{aligned} J(\mathbf{g}) = \sum_{n=0}^M \sum_{m\psi=1}^{M\psi} \sum_{m\phi=1}^{M\phi} \sum_{m\gamma=1}^{M\gamma} \sum_{m\theta=1}^{M\theta} \\ \times E(\omega_n, \psi_{m\psi}, \phi_{m\phi}, \gamma_{m\gamma}, \theta_{m\theta})^2 \\ \times W(\omega_n, \psi_{m\psi}, \phi_{m\phi}, \gamma_{m\gamma}, \theta_{m\theta}) \end{aligned} \quad (4.15)$$

と定義する。ここで、本稿ではこのフィルタを単純重み付き最小二乗フィルタと呼ぶ。

式(4.15)の評価関数を最小にする解は、次式を解くことで得られる。

$$\mathbf{g} = (\mathbf{W}^{\frac{1}{2}} \mathbf{U})^\dagger (\mathbf{W}^{\frac{1}{2}} \mathbf{D}) \quad (4.16)$$

ただし、 $(\mathbf{W}^{\frac{1}{2}}\mathbf{U})^\dagger$  は  $(\mathbf{W}^{\frac{1}{2}}\mathbf{U})$  の疑似逆行列を示し、 $\mathbf{W}$ 、 $\mathbf{U}$ 、 $\mathbf{D}$  は式 (4.17)~(4.24) となる。

ここで、提案する可変フィルタは、実機に重畳するノイズを技術者が周波数成分を確認しながら環境に合わせて可変パラメータを調整し、ノイズを取り除くことを目的としている。すなわち、図. 4.1 の動的重量計測機の計測結果を参考に、以下の仕様を与え実際に式 (4.15) を解き、単純重み付き最小二乗フィルタの設計を行う。

- 仕様

フィルタ次数： $2N = 42$

多項式の次数： $L_\psi = L_\phi = L_\gamma = L_\theta = 3$

通過域端正規化角周波数： $\omega_p = 0.1[\pi\text{rad}/\text{sec}]$

阻止域端正規化角周波数： $\psi = 0.18 \sim 0.22[\pi\text{rad}/\text{sec}]$

大きな阻止域減衰量を持つ帯域

左端正規化角周波数： $\phi = 0.3 \sim 0.4[\pi\text{rad}/\text{sec}]$

帯域の重み： $\gamma = 10 \sim 100$

帯域幅： $\tau = 0.2[\pi\text{rad}/\text{sec}]$

可変ノッチ： $\theta = 0.62 \sim 0.7[\pi\text{rad}/\text{sec}]$

式 (4.9)~(4.12) に用いる重みを  $\mu = 1$  とし、周波数応答についての評価点は全帯域について  $0.1[\pi\text{rad}/\text{sec}]$  あたり等分割に 30 点とした。また、大きな阻止域減衰量を持つ帯域の重み  $\gamma$  の評価点は、 $[10 \ 22 \ 46 \ 100]$  とし、他の可変パラメータについては等分割に 4 点とした。図. 4.6 に得られたフィルタの振幅特性を示す。図. 4.6 から明らかなように、一般に、単純重み付き最小二乗解は阻止域端の減衰量は小さく等リプル特性は得られない。そこで、次に準等リプル特性を得るための方法について述べる。

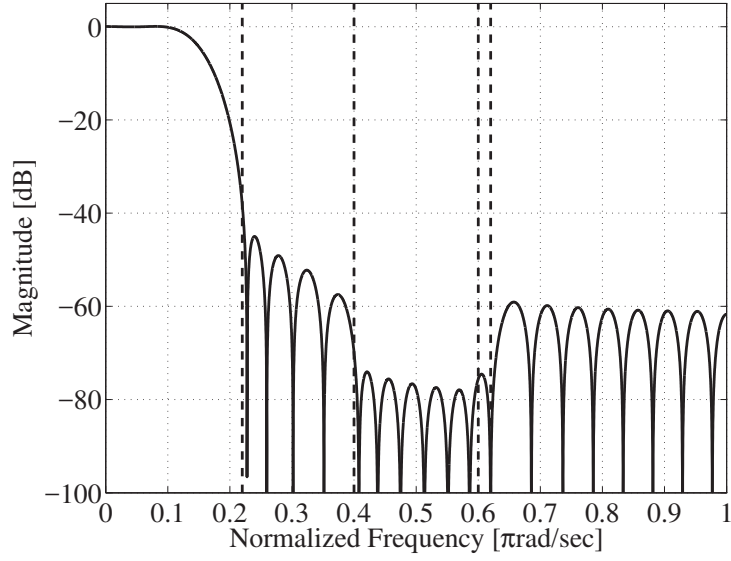


図 4.6:  $\psi = 0.22$ ,  $\phi = 0.4$ ,  $\gamma = 100$ ,  $\theta = 0.62$  における単純重み付き最小二乗フィルタの振幅特性

### 4.3 準等リプル化

これまでに、最小二乗法を用い繰り返し毎に重み関数を変えることで、準等リプルフィルタを設計する方法が提案されている [23]. 本論文では、阻止域減衰量が異なるフィルタを得るために、理想特性と所望の可変フィルタの特性の誤差を式 (4.5) の重みを用いて、

$$E'(\omega_n, \psi_{m\psi}, \phi_{m\phi}, \gamma_{m\gamma}, \theta_{m\theta}) = W(\omega_n, \psi_{m\psi}, \phi_{m\phi}, \gamma_{m\gamma}, \theta_{m\theta}) \times E(\omega_n, \psi_{m\psi}, \phi_{m\phi}, \gamma_{m\gamma}, \theta_{m\theta}) \quad (4.25)$$

とする. 準等リプル特性を有し、阻止域減衰量が異なるフィルタを得るための、 $k+1$  回目繰り返し時の重み付き最小二乗評価関数は、準等リプル特性を得るための重み  $r(\cdot)$  を用いて、

$$J(\hat{\mathbf{g}}_{k+1}) = \sum_{n=0}^M \sum_{\psi=1}^{M\psi} \sum_{\phi=1}^{M\phi} \sum_{\gamma=1}^{M\gamma} \sum_{\theta=1}^{M\theta} E_{k+1}(\omega_n)^2 \times W(\omega_n, \psi_{m\psi}, \phi_{m\phi}, \gamma_{m\gamma}, \theta_{m\theta}) \times r_{k+1}(\omega_n, \psi_{m\psi}, \phi_{m\phi}, \gamma_{m\gamma}, \theta_{m\theta}) \quad (4.26)$$

となる. ただし、 $\hat{\mathbf{g}}_{k+1}$  は  $k+1$  回目の繰り返し時に得られる係数ベクトルを示し、 $k+1$  回目の繰り返し時の準等リプル特性を得るための重み  $r(\cdot)$  は、

$$r_{k+1}(\omega_n, \psi_{m\psi}, \phi_{m\phi}, \gamma_{m\gamma}, \theta_{m\theta}) = r_k(\omega_n, \psi_{m\psi}, \phi_{m\phi}, \gamma_{m\gamma}, \theta_{m\theta}) \beta_k(\omega_n) \quad (4.27)$$

$$\beta_k(\omega_n) = \left( \frac{B_k(\omega_n, \psi_{m\psi}, \phi_{m\phi}, \gamma_{m\gamma}, \theta_{m\theta})}{A_k} \right)^\rho \quad (4.28)$$

$$A_k = \text{average of } B_k(\omega_n, \psi_{m\psi}, \phi_{m\phi}, \gamma_{m\gamma}, \theta_{m\theta}) \quad (4.29)$$

で与えられる。ただし、 $k = 0$  のときは、

$$r_1(\omega_n, \psi_{m\psi}, \phi_{m\phi}, \gamma_{m\gamma}, \theta_{m\theta}) = 1 \quad (4.30)$$

とする。また、 $\rho$  は収束の速度に影響を与える定数である。

標記を簡単化するために  $E_k(\omega_n) = E_k(\omega_n, \psi_{m\psi}, \phi_{m\phi}, \gamma_{m\gamma}, \theta_{m\theta})$ ,  $E'_k = E'_k(\omega_n, \psi_{m\psi}, \phi_{m\phi}, \gamma_{m\gamma}, \theta_{m\theta})$ ,  $B_k(\omega_n) = B_k(\omega_n, \psi_{m\psi}, \phi_{m\phi}, \gamma_{m\gamma}, \theta_{m\theta})$  とする。このとき、 $B_k(\omega_n)$  の決定法の概略を図. 4.7 と  $\phi + \tau$  付近を拡大したものを図. 4.8 に示す。 $B_k(\omega_n)$  は  $|E_k(\omega_n)|$  の上に凸となっている極値を直線で見ない関数である [23]。本方法では、式 (4.25) を最小化するために、 $B_k(\omega_n)$  は  $|E'_k(\omega_n)|$  の上に凸となっている極値を直線で見ない関数となる。この方法で得られる  $B_k(\omega_n)$  を用いると  $|E'_k(\omega_n)|$  が準等リプルとなる特性を得ることができる。

しかしながら、異なる阻止域減衰量を持つフィルタは、すべてのリプルが同じ大きさになるとは限らない。今、阻止域における  $|E'_k(\omega_n)|$  が  $m$  番目の極値となる周波数を  $\omega_m^{max}$  とする。図. 4.8 より明らかなように  $|E'_k(\omega_m^{max})|$  において、極値となっても、 $|E_k(\omega_m^{max})|$  においては極値となっていないとは限らない。その結果、図. 4.7, 4.8 のように  $B_k(\omega_n)$  を  $|E'_k(\omega_n)|$  の上に凸となっている極値を直線で見ない関数にするだけでは、計算が収束しないという重大な問題がある。そこで本論文では、 $B_k(\omega_n)$  を決定するとき以下に示す工夫をする。

図. 4.8 に示すように、 $\omega_m^{max} = \phi + \tau$  のときには  $|E'_k(\omega_m^{max})|$  では極値となるが、 $|E_k(\omega_m^{max})|$  は極値とならないので、 $|E'_k(\omega_m^{max})|$  と  $|E'_k(\omega_{m+1}^{max})|$  の値を比較し、小さな値の方は  $B_k(\omega_n)$  を決定する際に極値として見なさないこととする。このようにして求めた  $B_k(\omega_n)$  の例を図. 4.9 と  $\phi + \tau$  付近を拡大したものを図. 4.10 に示す。同様に、 $\omega_m^{max} = \phi$  のところで  $|E_k(\omega_m^{max})|$  が極値を持たない場合、 $|E'_k(\omega_m^{max})|$  と  $|E'_k(\omega_{m-1}^{max})|$  の値を比較し、小さな値の方は  $B_k(\omega_n)$  を決定する際に極値として見なさないこととする。以上のように  $B_k(\omega_n)$  を決定することで、阻止域減衰量が異なる準等リプルなフィルタを設計することが可能となる。

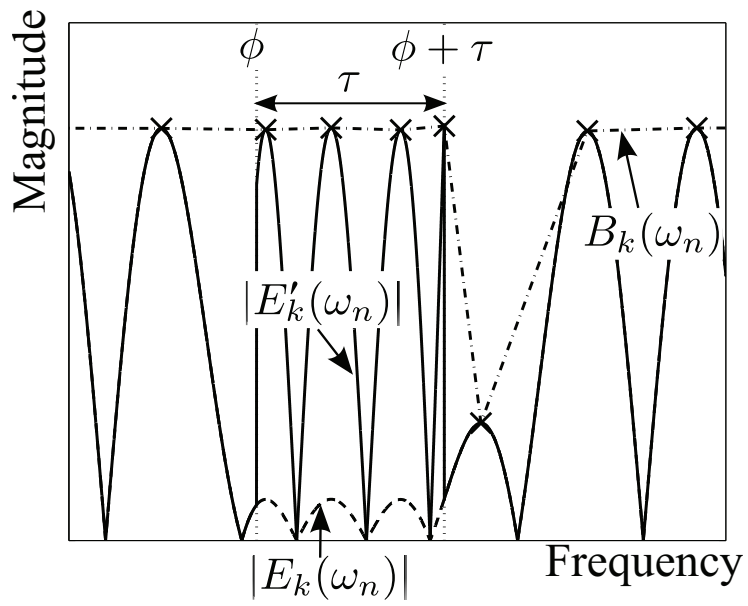


図 4.7: 従来法における  $B_k(\omega_n)$  の決定法

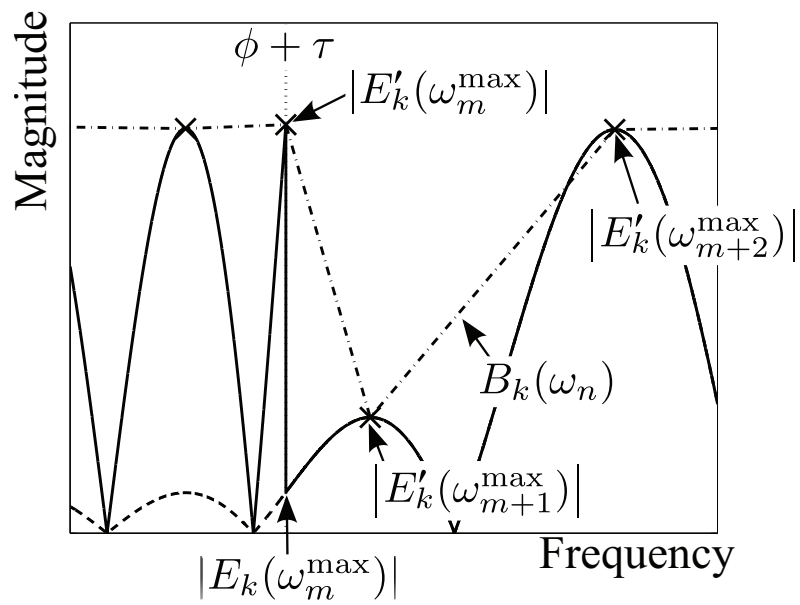


図 4.8: 図. 4.7 の  $\phi + \tau$  の拡大図

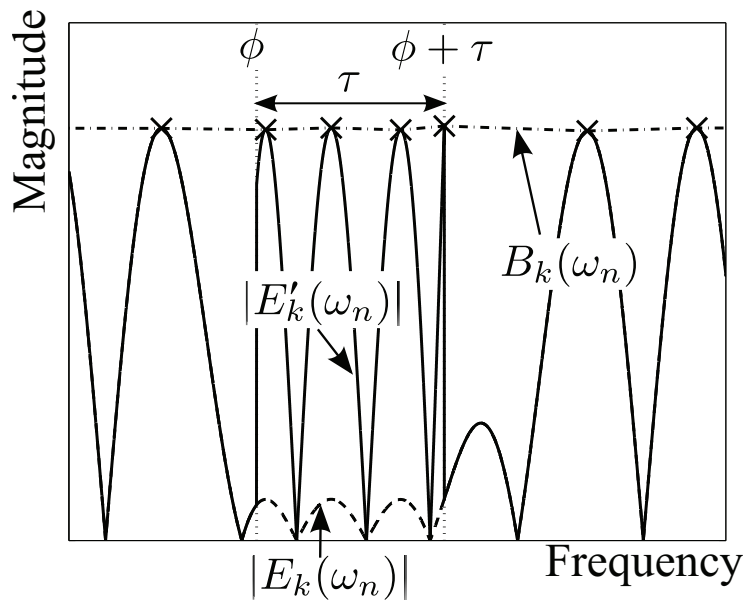


図 4.9: 提案法における  $B_k(\omega_n)$  の決定法

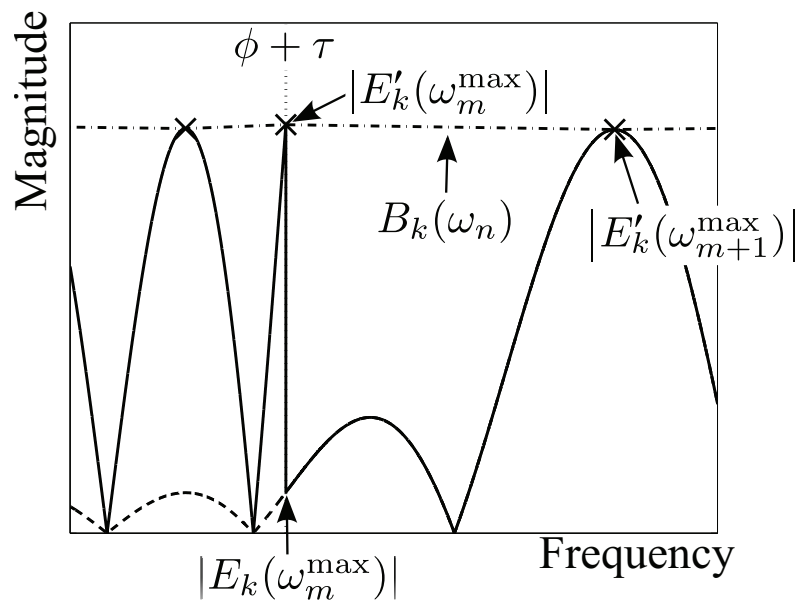


図 4.10: 図. 4.9 の  $\phi + \tau$  の拡大図

以上のことから、 $k + 1$  回目繰り返し時の式 (4.26) の評価関数を最小にする解は、

$$\hat{\mathbf{g}}_{k+1} = (\mathbf{S}_{k+1}^{\frac{1}{2}} \mathbf{U})^\dagger (\mathbf{S}_{k+1}^{\frac{1}{2}} \mathbf{D}) \quad (4.31)$$

を解くことで得られる。ただし、 $(\mathbf{S}_{k+1}^{\frac{1}{2}} \mathbf{U})^\dagger$  は  $(\mathbf{S}_{k+1}^{\frac{1}{2}} \mathbf{U})$  の疑似逆行列を示し、

$$\mathbf{S}_{k+1} = \text{diag} \left[ \mathbf{s}_{k+1,1,1,1,1,1} \cdots \mathbf{s}_{k+1,m_\psi,m_\phi,m_\gamma,m_\theta} \cdots \mathbf{s}_{k+1,M_\psi,M_\phi,M_\gamma,M_\theta} \right] \quad (4.32)$$

$$\mathbf{s}_{k+1,m_\psi,m_\phi,m_\gamma,m_\theta} = \begin{bmatrix} s_{k+1}(\omega_0, \psi_{m_\psi}, \phi_{m_\phi}, \gamma_{m_\gamma}, \theta_{m_\theta}) \\ \vdots \\ s_{k+1}(\omega_n, \psi_{m_\psi}, \phi_{m_\phi}, \gamma_{m_\gamma}, \theta_{m_\theta}) \\ \vdots \\ s_{k+1}(\omega_M, \psi_{m_\psi}, \phi_{m_\phi}, \gamma_{m_\gamma}, \theta_{m_\theta}) \end{bmatrix}^T \quad (4.33)$$

$$s_{k+1}(\omega_n, \psi_{m_\psi}, \phi_{m_\phi}, \gamma_{m_\gamma}, \theta_{m_\theta}) = \quad (4.34)$$

$$W(\omega_n, \psi_{m_\psi}, \phi_{m_\phi}, \gamma_{m_\gamma}, \theta_{m_\theta}) r_{k+1}(\omega_n, \psi_{m_\psi}, \phi_{m_\phi}, \gamma_{m_\gamma}, \theta_{m_\theta})$$

である。

#### 4.4 多項式係数の低減法

可変パラメータの数の増加、または多項式次数が高次の場合にはそれに伴って、多項式係数の数が増大することから実用上問題となる。そこで、ここでは多項式係数の低減法を示す。

フィルタ係数  $h(\cdot)$  は式 (4.13) に示すように多項式係数  $g(\cdot)$  と可変パラメータのべき乗の積との和で構成されている。ここで、式 (4.13) の可変パラメータは第 2 章で述べたように  $-1 \leq \tilde{\psi} \leq 1$ ,  $-1 \leq \tilde{\phi} \leq 1$ ,  $-1 \leq \tilde{\gamma} \leq 1$ ,  $-1 \leq \tilde{\theta} \leq 1$  の値をとる。故に、各  $\tilde{\psi}^l$ ,  $\tilde{\phi}^{l_\phi}$ ,  $\tilde{\gamma}^{l_\gamma}$ ,  $\tilde{\theta}^{l_\theta}$  の値は  $l_\psi$ ,  $l_\phi$ ,  $l_\gamma$ ,  $l_\theta$  が高次になったとき非常に小さくなる。加えて、式 (4.13) からわかるように、フィルタ係数は可変パラメータの積で構成されているので、 $\tilde{\psi}^l \tilde{\phi}_1^{l_{\phi 1}} \tilde{\gamma}_1^{l_{\gamma 1}} \cdots \tilde{\phi}_K^{l_{\phi K}} \tilde{\gamma}_K^{l_{\gamma K}} \tilde{\theta}_1^{l_{\theta 1}} \cdots \tilde{\theta}_P^{l_{\theta P}}$  の値はさらに小さくなる。従って、可変パラメータが多数かつ高次で構成される項がフィルタ係数全体に与える影響は小さいと考えられることから、多項式係数の低減が可能となる。式 (4.13) のフィルタ係数は上記のことを用いると

$$\begin{aligned} h(i, \tilde{\psi}, \tilde{\phi}_1, \tilde{\gamma}_1, \cdots, \tilde{\phi}_K, \tilde{\gamma}_K, \tilde{\theta}_1, \cdots, \tilde{\theta}_P) &= \\ \sum_{y_1=0}^{Y_1} \sum_{y_2=0}^{Y_2} \sum_{y_3=0}^{Y_3} \cdots \sum_{y_{2K}=0}^{Y_{2K}} \sum_{y_{2K+1}=0}^{Y_{2K+1}} \sum_{y_{2K+2}=0}^{Y_{2K+2}} \cdots \sum_{y_{2K+P+1}=0}^{Y_{2K+P+1}} & (4.35) \\ \times g(i, y_1, y_2, y_3, \cdots, y_{2K}, y_{2K+1}, y_{2K+2}, \cdots, y_{2K+P+1}) & \\ \times \tilde{\psi}^{y_1} \tilde{\phi}_1^{y_2} \tilde{\gamma}_1^{y_3} \cdots \tilde{\phi}_K^{y_{2K}} \tilde{\gamma}_K^{y_{2K+1}} \tilde{\theta}_1^{y_{2K+2}} \cdots \tilde{\theta}_P^{y_{2K+P+1}} & \end{aligned}$$



となる。ここで  $Y$  は、

$$Y_b = \begin{cases} Q - \sum_{j=1}^{b-1} y_j & \text{if } Q - \sum_{j=1}^{b-1} y_j \leq L_b \\ L_b & \text{if } Q - \sum_{j=1}^{b-1} y_j > L_b \end{cases} \quad (4.36)$$

$$Q \leq \sum_{b=1}^{2K+P+1} L_b \quad (4.37)$$

を用いて決定する。ただし、 $0 \leq y_b \leq Y_b$  であり、 $L_1, L_2, L_3, \dots, L_{2K}, L_{2K+1}, L_{2K+2}, \dots, L_{2K+P+1}$  はそれぞれ  $L_\psi, L_{\phi_1}, L_{\gamma_1}, \dots, L_{\phi_K}, L_{\gamma_K}, L_{\theta_1}, \dots, L_{\theta_P}$  に対応する。また式 (4.36) において、 $b-1=0$  のとき  $\Sigma$  の項は零値とする。ここで、多項式係数の数の比較を行う。多項式係数の低減を行っていない場合は、1つのフィルタ係数は  $\prod_{b=1}^{2K+P+1} (L_b + 1)$  の多項式係数で構成される。一方で、提案する多項式係数の低減を行った場合には、多項式次数の総和よりも式 (4.37) の  $Q$  の値を小さくすることによって、 $Y_b \leq L_b$  を満たすことから、1つのフィルタ係数に必要な多項式係数の総数は少なくなる。故に、フィルタ全体に必要な多項式係数の総数は式 (4.13) よりも式 (4.35)~(4.37) の提案法の方が少なくなることは明らかである。

従って、多項式係数の低減を行った伝達関数を構成し、4.2, 4.3 で示した設計法を用いることで、多項式係数の低減を行った複数の要素が可変なフィルタが設計できる。

## 4.5 設計例

ここでは、提案法を用いて実際に準等リプルフィルタの設計を行い提案法の有効性を示す。設計するフィルタの仕様は4.2で設計を行った単純重み付き最小二乗フィルタと同様な仕様とする。また、準等リプル近似に必要な式 (4.28) の収束に影響を与えるパラメータは事前検証より  $\rho = 1.3$  と設定する。収束判定は以下の式を用いて行う。

$$\left| \frac{|E_k(\omega_m^{max})| - |E_{k-1}(\omega_m^{max})|}{|E_k(\omega_m^{max})|} \right| < 10^{-2} \quad (4.38)$$

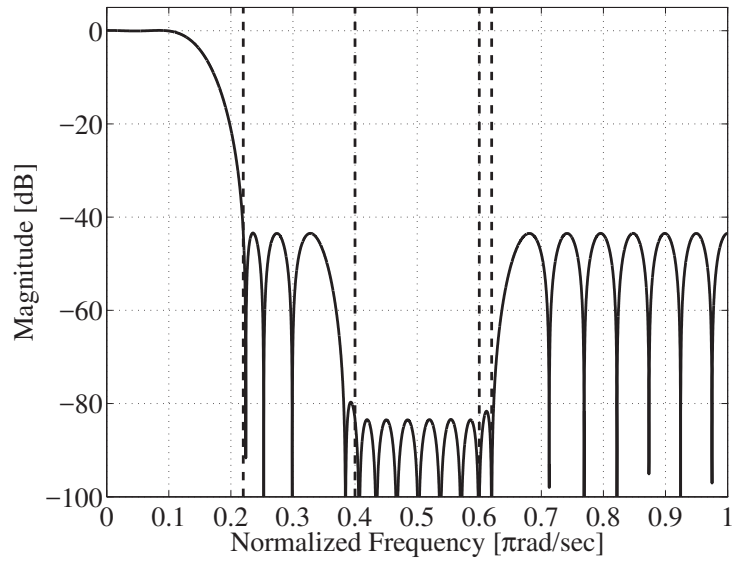


図 4.11:  $\psi = 0.22$ ,  $\phi = 0.4$ ,  $\gamma = 100$ ,  $\theta = 0.62$  における多項式低減なしフィルタの振幅特性

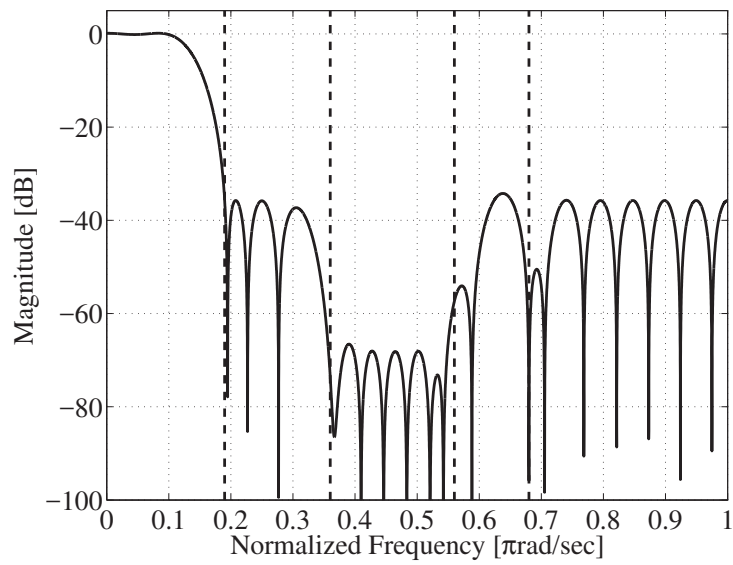


図 4.12:  $\psi = 0.19$ ,  $\phi = 0.36$ ,  $\gamma = 40$ ,  $\theta = 0.68$  における多項式低減なしフィルタの振幅特性

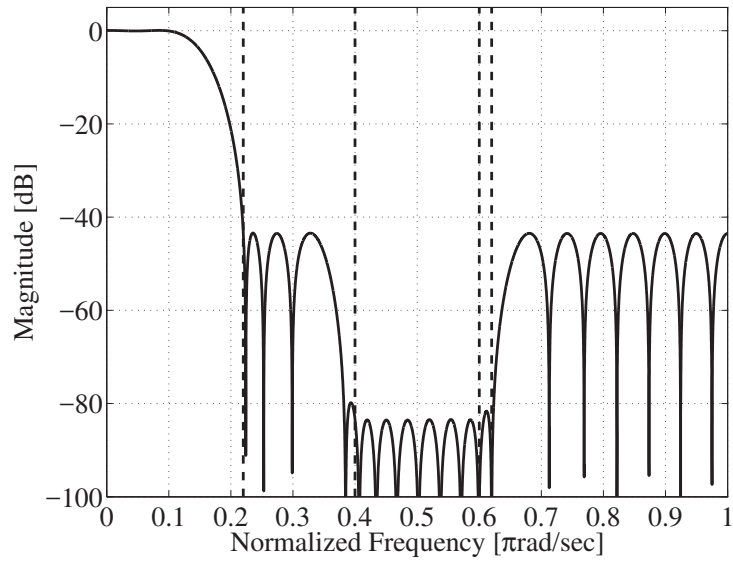


図 4.13:  $\psi = 0.22$ ,  $\phi = 0.4$ ,  $\gamma = 100$ ,  $\theta = 0.62$  における多項式低減ありフィルタの振幅特性

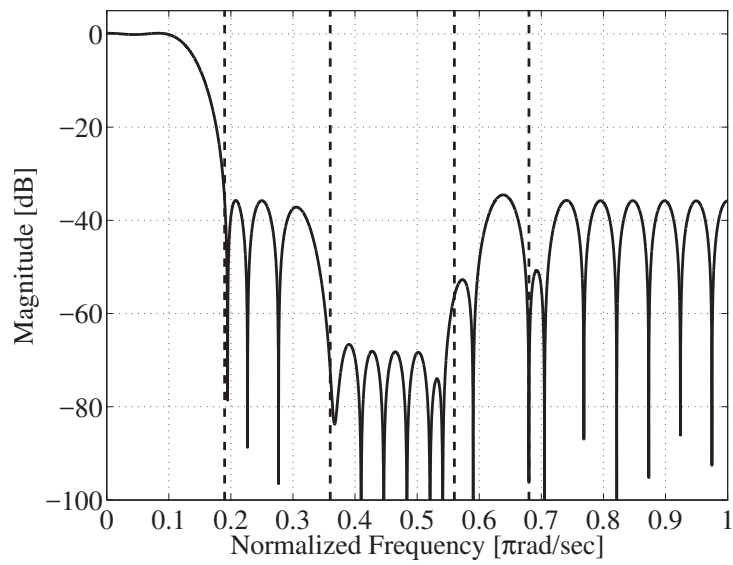


図 4.14:  $\psi = 0.19$ ,  $\phi = 0.36$ ,  $\gamma = 40$ ,  $\theta = 0.68$  における多項式低減ありフィルタの振幅特性

実際に設計を行った結果、繰り返し回数は18回であった。図. 4.11, 4.12に提案法を用いて得られた振幅特性を示す。ここで、各可変パラメータは設計時には離散点で評価しているが、実際に提案する可変フィルタを用いる際には、連続的な数値として動作できるので、可変パラメータの値を図. 4.11では設計の際に用いた評価点の値にし、図. 4.12は評価点以外に設定している。これらの結果から可変パラメータを変化させても準等リプル特性が得られていることがわかる。加えて、フィルタ係数の再設計を行うことなく可変パラメータを変化させることで容易にフィルタの特性が変化できることが確認できる。表 4.1に得られたフィルタの阻止域減衰量を示す。ここで、単純重み付き最小二乗フィルタである図. 4.6と準等リプルフィルタである図. 4.11の阻止域における減衰量の比較を行う。単純重み付き最小二乗フィルタである図. 4.6の減衰量は阻止域端が最も小さく38.1609dBであり、準等リプルフィルタである図. 4.11の減衰量は最小のところで43.2917dBである。その結果、提案する準等リプルフィルタの方が最小の減衰量が大きいため、単純重み付き最小二乗フィルタより有効であることがわかる。また、提案法で得られる最大の減衰量と同様な約83dBとなるような非可変FIRフィルタの設計をRemezアルゴリズムを用いて設計を行うと、82次のフィルタの次数が必要となる。よって、提案法の方が低いフィルタ次数で高減衰量を実現できることから、入力から出力までの時間を短縮できるといえる。ここで、提案法の有効性を確認するために同様な可変フィルタ半正定値計画法を用いて設計した場合との計算に必要なメモリ量の比較を行う。提案法で設計に必要な最も大きな行列は、

$$(MM_\psi M_\phi M_\gamma M_\theta) \times \{(N+1)(L_\psi+1)(L_\phi+1)(L_\gamma+1)(L_\theta+1)\} \quad (4.39)$$

である。一方で、半正定値計画問題による設計法 [13] を用いて同様な可変フィルタを設計した場合には、

$$(2MM_\psi M_\phi M_\gamma M_\theta) \times \{(M_\psi M_\gamma) + (2MM_\psi M_\phi M_\gamma M_\theta) + 2(N+1)(L_\psi+1)(L_\phi+1)(L_\gamma+1)(L_\theta+1)\} \quad (4.40)$$

となる。従って、提案法を用いた方が小さなメモリ量で設計できることがわかる。

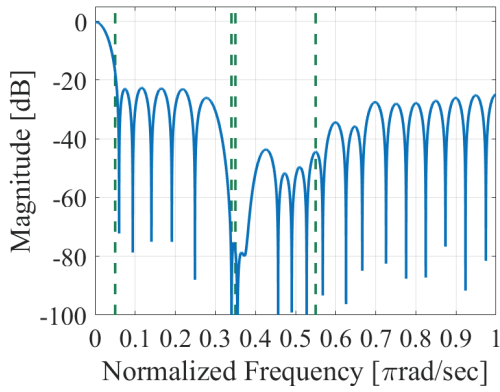
次に、多項式係数低減をしたフィルタの設計を行った。本設計例では上限値を  $Q = 8$  と設定しフィルタの設計を行った。そのとき、設計に必要な繰り返し回数は20回であった。得られた振幅特性を、図. 4.13, 4.14に示す。ここで、多項式係数の低減を行っていないものと比較を行うために可変パラメータの値は、図. 4.13は図. 4.11と、図. 4.14は図. 4.12とそれぞれ同じ値に設定した。図. 4.13, 4.14から、可変パラメータが変化しても準等リプル特性が得られていることがわかる。表 4.1に得られたフィルタの阻止域減衰量を示す。ここで、多項式係数の総数は低減を行っていないものは10496であり、低減を行っ

表 4.1: 各フィルタの阻止域減衰量の比較

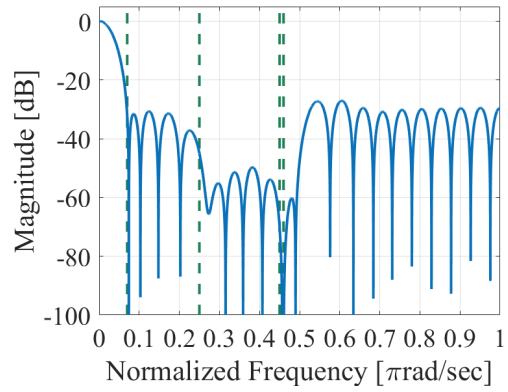
$\psi$	$\phi$	$\gamma$	$\theta$	Normal version		Reduction version	
				Stopband attenuation [dB]	High stopband attenuation [dB]	Stopband attenuation [dB]	High stopband attenuation [dB]
0.22	0.4	100	0.62	43.2917	83.3035	43.2950	83.3217
0.19	0.36	40	0.68	34.2310	57.4032	34.5373	56.2857

たものは 9061 であり, 1435 (約 14%) の多項式係数の低減を行っている. 表 4.1 から, 多項式係数の低減を行っていない場合と比較して, 多項式係数の低減を行っても同等な阻止域減衰量が得られていることが確認でき効率的に多項式定係数の低減が行われていることが分かる. 特に, 組み込み機器に用いられるマイコンは, メモリ量が制限されることが多く, 係数の低減は重要な課題となっている. そのような状況下において, 本方法の多項式係数の低減は有効である.

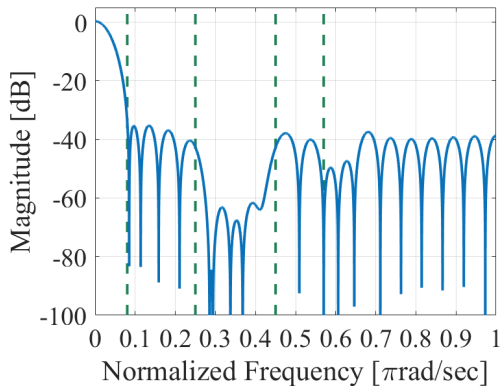
また, 図. 4.1 に示したデータを用いて効果の確認を行う. デジタルフィルタ通過後の重量値の変動, 時間波形の標準偏差の 3 倍 ( $3\sigma$ ) が 10g 以下になることを目標とし, 提案法と Remez アルゴリズムを用いて FIR フィルタの設計を行う. 提案法で設計したフィルタを図. 4.15 に, 各フィルタの条件を表 4.2 に示す. また, Remez アルゴリズムを用いて設計したフィルタ特性を図. 4.16 に示す. ただし, 各コンベア速度によって必要なるフィルタ次数が 90m/min と 170m/min の時は 53 次, 120m/min の時は 61 次, 150m/min の時は 56 次と異なる. 各フィルタ通過後の  $3\sigma$  を表 4.3 に示す. 従来法で, すべてのコンベア速度で条件を満たすためには, 必要となるフィルタ次数は 61 次となる. 提案法では, フィルタの再設計をせずに, 42 次の FIR フィルタですべてのコンベア速度に対応できることがわかる. つまり, フィルタによる遅れを約 1.4 倍短くすることができる. それぞれのフィルタのステップ応答を図. 4.17 に示す. データのサンプリング周波数  $f_s$  は 200Hz である. フィルタリング時間は, 提案法の 42 次の場合は 0.21s, 従来法の 61 次の場合は 0.31s であり, 提案法は式 (4.3) を満たしていることが確認できる.



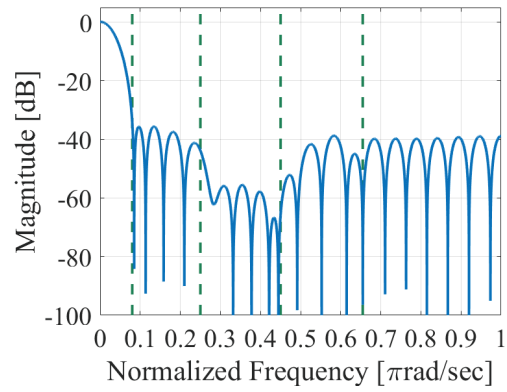
(a) コンベア速度 90m/min 用



(b) コンベア速度 120m/min 用



(c) コンベア速度 150m/min 用

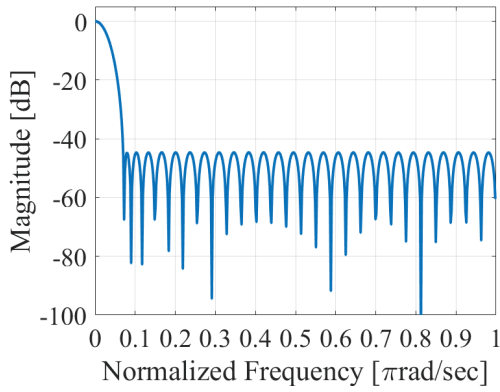


(d) コンベア速度 170m/min 用

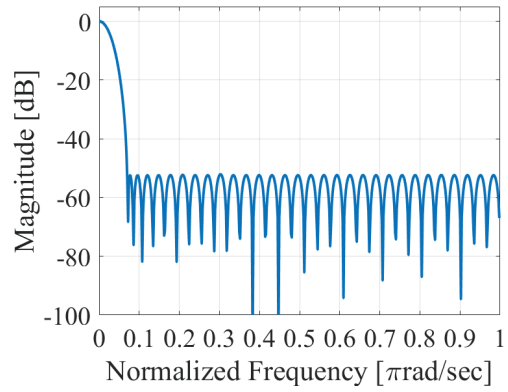
図 4.15: 提案法によるそれぞれのコンベア速度用フィルタの振幅特性

表 4.2: フィルタ設定のパラメータ一覧

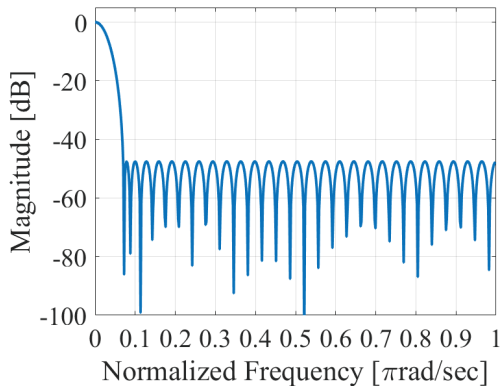
items	90m/min	120m/min	150m/min	170m/min
$\theta$	0.34	0.46	0.57	0.655
$\psi$	0.05	0.07	0.08	0.08
$\phi$	0.35	0.25	0.25	0.25
$\gamma$	40	20	10	10



(a) コンベア速度 90m/min と 170m/min 用



(b) コンベア速度 120m/min 用



(c) コンベア速度 150m/min 用

図 4.16: Remez アルゴリズムによるそれぞれのコンベア速度用フィルタの振幅特性

表 4.3: 各フィルタ通過後の  $3\sigma$  (g)

	90m/min	120m/min	150m/min	170m/min
Proposed	8.4	8.9	7.5	7.7
Remez	9.0	9.8	8.8	8.6

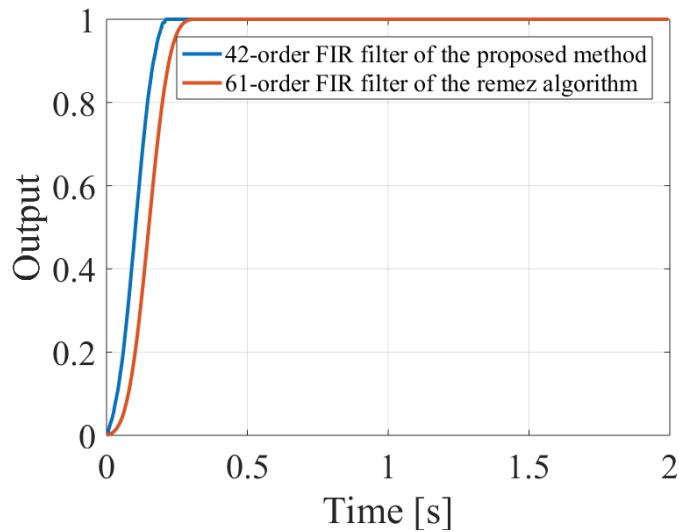


図 4.17: 提案法と従来法によるコンベア速度 120m/min 用フィルタのステップ応答

## 4.6 まとめ

本章では、繰り返し重み付き最小二乗法を用いた複数の要素が変化できる可変直線位相 FIR フィルタの設計法を提案した。提案した可変フィルタは阻止域の一部に大きな減衰量を持ち、複数の阻止域の要素が可変かつ、大きなノイズの変化に対応するためにノッチの周波数が可変である。しかしながら、可変とする要素が複数の場合や、多項式の次数が高次となった場合には多項式係数の増加を招く。そこで、多項式の高次の項がフィルタ係数に及ぼす影響は少ないことを利用した多項式係数の低減法を示した。設計例によりフィルタを再設計することなく可変パラメータによりフィルタの特性が変化し、そのときの特性が準等リプル特性であることを示した。さらに多項式係数の低減を行っても、行わない場合と比較して同等の特性が得られていることを確認し提案法の有効性を示した。また、従来と同等の性能を持ったフィルタが少ない次数で実現でき、機器の目標仕様を満足できることを確認した。



## 第 5 章

### 結論

#### 5.1 本研究のまとめ

本研究では，デジタルフィルタによる音叉センサの応答性と精度の向上を目的とし検討を行った．本研究で得られた成果を列記すれば，以下のようになる．

1. 音叉振動式ロードセルが，他の方式のセンサでは実現が難しい OIML R60:2000[E]B50 の規格を満足することを確認した．評価した音叉振動式ロードセルは最大容量 110kg で，最小出力は 0.1g である．これにより，自動重量選別機への音叉センサの組み込みが可能となった．また，音叉センサの特徴や測定原理などを示した．(第 2 章)
2. 空気密度変化によって生じる音叉センサのドリフトをカルマンフィルタを用いて補正することを提案した．従来は，センサで測定した温度や気圧のノイズをデジタルフィルタにより減衰させていた．しかし，このフィルタの遅れにより空気密度の急な変化に対して十分な補正ができなかった．提案法では，カルマンフィルタによりこれらのノイズを考慮し補正をおこない，急な空気密度の変化があった場合に従来法に比べて約 7 倍変動を小さくできることを示し，音叉振動式はかりで 1/2200 万の分解能を実現するために必要となる空気密度の補正技術を確立した．(第 3 章)
3. 準等リプル特性を有する阻止域の複数要素が可変である直線位相 FIR フィルタの設計法を提案した．可変する要素が多くなると，多項式の次数が高次になり組み込み機器に実装することが難しい．そこで，多項式係数の低減法を示し，低減前と同等の特性が得られることを確認した．これにより，センサ方式にかかわらず，多くの自動はかりで発生しする特定のノイズを効率よく減衰させることができ，従来法に比べて同程度の効果を持ったフィルタを少ない次数で実現できることを示した．また，設計した FIR フィルタによって装置の応答性の向上し，機器の目標処理能力を満足することを確認した．(第 4 章)

## 5.2 今後の課題

今後、品質に対する要求や価格競争がますます強くなり、製薬業界や自動車業界などからの質量測定の高精度化や短時間での測定の要求は、ますます強くなる。また、製品の重量による品質管理が抜き取り検査から全数検査への移行が進められている。

第2章で述べた通り、音叉振動式ロードセルが完成した。今後、自動重量選別機などに搭載し従来よりも精度の高い製品の実現が課題となる。その際、第4章で示した複数要素が可変な FIR フィルタがマイコンへの搭載が可能であることを検証し、設置環境やコンベア速度など多くの条件での効果があることを確認する必要がある。また、音叉センサの精度向上のためには、温度や振動による影響の低減など空気密度以外の環境要因を小さくする必要がある。そのため、それぞれの要因に対する音叉センサのモデル化を行い、重量変化による音叉センサの出力変化には素早く反応し、環境要因による影響を受けない補正法を確立する必要がある。また、機器が自動でフィルタを選択し、様々な環境に適したフィルタに調整できる仕組みを実装することも今後の課題である。

## 謝辞

本研究を進めるに際して、多くの方々のご指導とご協力をいただきました。

東京理科大学基礎工学部教授・相川直幸博士には、研究当初から現在に至るまで親切なご指導とお助言を頂き、本論文を完成させることができました。ここに心からの感謝の意を表します。

本論文の作成において多くのご指導をいただきました東京理科大学基礎工学部教授・伊丹誠博士、原田哲也博士、谷口淳博士、同理工学部教授・木村真一博士に厚く御礼申し上げます。

また、本研究を進めるにあたり、多くのご助言やご指導をいただきましたサレジオ工業高等専門情報工学科講師・宮田統馬博士や新光電子株式会社の内藤和文様、池島俊様、照沼孝造様、篠崎直也様、また実験や測定など協力いただいた社員の皆様に心より感謝いたします。

最後に、応援し続けてくれた家族に心より感謝いたします。

## 参考文献

- [1] OIML R 76:2006, "Non-automatic weighing instruments."
- [2] OIML R 60:2000, "Metrological regulation for load cells."
- [3] 一般社団法人日本計量機器工業連合会, はかりハンドブック 第2版, 日刊工業新聞社, 2012.
- [4] 藤岡宇太郎, "音叉振動式はかり," 設計工学, Vol.38, pp.31-36, 2003.
- [5] 西口讓, 最新のはかり技術, 日本計量新報社, 1990.
- [6] T. Hayashi, Y. Katase, K. Ueda, T. Hoshino, H. Suzawa and M. Kobayashi, "Development and evaluation of tuning fork type force transducers," XVIII IMEKO World Congress 2006, Sept. 2006.
- [7] 佐々木敏由紀, 家正則, "大型望遠鏡すばるにおける計測と制御," 計測と制御, Vol.12, pp.822-827, 1988.
- [8] 野田善之, 桜井祥晴, 山崎敬則, 大西秀夫, 小林政明, 黒須茂, "コンベアライン上での連続秤量における精度の向上," 計測自動制御学会論文集, Vol.38, No.9, pp.759-764, 2002.
- [9] 田崎良佑, 山崎敬則, 大西秀夫, 小林政明, 黒須茂, "多連秤によるコンベアライン上での連続秤量," 計測自動制御学会論文集, Vol.39, No.11, pp.1022-1028, 2003.
- [10] 田崎良佑, 山崎敬則, 大西秀夫, 小林政明, 黒須茂, "多連秤による改良型連続秤量法," 計測自動制御学会論文集, Vol.40, No.12, pp.1205-1210, 2004.
- [11] 梅本敏孝, 水井俊文, 加門守人, 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," 第26回センシングフォーラム, pp.24-29, 2009.

- [12] 新保友成, 杉田泰則, 相川直幸, 木村隆, 若狭由喜夫, 森池徹, "阻止域の一部が可変なFIRフィルタの設計法," 電子情報通信学会論文誌 A, Vol.J87-A, No.12, pp.1511-1517, 2004.
- [13] 高橋慧, 相川直幸, 若狭由喜夫, 中谷誠, "複数阻止域可変 FIR フィルタ," 電子情報通信学会論文誌 A, Vol.J90-A, No.10, pp.764-770, 2007.
- [14] 原田謹爾, "振動式センサ," 計測と制御, Vol.28, pp.509-513, 1989.
- [15] 増本量, 齊藤英夫, "時計のひげぜんまい用恒弾性材料," 日本時計学会誌, Vol.16, pp.30-40, 1960.
- [16] 西口讓, "音叉式電子天びん," 計量管理 Vol.38, No.6・7, pp.302-306, June.1988.
- [17] M. Kobayashi, "Precision balance applying tuning fork vibrators," Proceedings of the 1993 JSME International conference on advanced mechatronics, pp.23-28, 1993.
- [18] N.Shinozaki, K.Okamoto, M.Ikeshima, K.Terunuma and K.Naito, "Performance of tuning fork load cell," oiml bulletin, Vol.LVI, No. 1, pp.20-27, Jan. 2015.
- [19] SPECIAL METALS, Ni-Span-Calloy902, <http://www.specialmetals.com/documents/Ni-Span-C>.
- [20] Greg Welch and Gary Bishop, "An Introduction to the Kalman Filter," Vol.8, 2001.
- [21] T. Ueda, F. Kohsaka and E. Ogita, "precision force transducers using mechanical resonators," Measurement, Vol.3, pp.89-94, 1985.
- [22] L.R. Rabiner and B. Gold, "Theory and application of digital signal processing," Prentice-Hall, New Jersey, 1975.
- [23] Y.C. Lim, J.-H. Lee, C.K. Chen and R.-H. Yang, "CA Weighted Least Squares Algorithm for QuasiEquiripple FIR and IIR Digital Filter Design," IEEE Trans. Signal Process, Vol.40, No.3, pp.551-558, 1992.

## 著者の寄与による学術論文及び講演

### 学術論文

1. カルマンフィルタを用いた音叉センサの空気密度補正  
岡本光平, 相川直幸  
電気学会論文誌 C, Vol.136, No.4, pp.542-547, 2016.
2. 繰り返し重み付き最小二乗法を用いた阻止域の複数要素が可変な FIR フィルタの準等リプル設計  
宮田統馬, 岡本光平, 相川直幸  
電気学会論文誌 C, Vol.135, No.6, pp.671-678, 2015.
3. PERFORMANCE OF “ TUNING FORK ” LOAD CELLS Development of modularizing technology and its application  
(音叉振動式ロードセルの性能 モジュール化技術の開発及びその応用)  
NAOYA SHINOZAKI, KOHEI OKAMOTO, MASARU IKESHIMA, KOZO TERUNUMA and KAZUFUMI NAITO  
OIML BULLETIN, Vol. LVI, No. 1, pp.20-27, Jan. 2015.

### 国際会議 (査読あり)

1. A Compensation Method of a Drift on a Vibrating Sensor Due to an Air Density  
K. Okamoto, N. Aikawa  
MWSCAS 2016, United Arab Emirates, Oct. 2016.

### 講演 (査読なし)

1. カルマンフィルタを用いた音叉センサの温度・気圧補正  
岡本光平, 相川直幸

第 57 回自動制御連合講演会，2014 年 11 月 10 日