

博士学位論文

交流電圧標準におけるサーマルコンバータの
低周波特性評価に関する研究

天谷 康孝

2014年3月

東京理科大学

目次

第1章 序論	1
1.1 緒言	1
1.2 歴史的背景	3
1.3 交流電圧の測定原理	5
1.4 交流電圧標準の現状と課題	12
1.5 本研究の目的と概要	15
参考文献	16
第2章 有限要素法によるサーマルコンバータの数値解析	19
2.1 緒言	19
2.2 交直差の低周波特性解析	20
2.3 出力電圧ドリフトの解析	41
2.4 結言	48
参考文献	48
第3章 ジョセフソン素子による交流電圧波形生成と交直差測定への応用	51
3.1 緒言	51
3.2 ジョセフソン素子による交流電圧波形生成	53
3.3 サンプリング測定回路の開発	60
3.4 交直差測定への応用	72
3.5 結言	80
参考文献	80
第4章 薄膜型サーマルコンバータの試作と評価	83
4.1 緒言	83
4.2 交直差の低周波特性評価	84
4.3 耐久性能の改善	88
4.4 結言	98
参考文献	98

第5章 総括	101
5.1 本研究の結論	101
5.2 今後の課題	103
付録	105
付録1. 正規化感度指数の不確かさ	105
付録2. サーマルコンバータ	106
付録3. ジョセフソン効果	109
付録4. 交流プログラマブルジョセフソン電圧発生器の動作原理	112
付録5. Sinc関数を用いた積分時間の補正	114
付録6. 数値計算のパラメータ	116
参考文献	117
謝辞	119
研究業績	121

記号一覧

a_g	ガラスの熱流入箇所 ^の 断面積[m ²]
a_h	ヒータの断面積[m ²]
a_{TC}	熱電対の断面積[m ²]
A	出力電圧の振幅 [V]
A_i	出力電圧の同相振幅 [V]
A_q	出力電圧の直角相振幅 [V]
C	出力電圧の直流成分 [V]
C_g	ガラスの熱容量 [J/(gK)]
C_h	ヒータの熱容量[J/(gK)]
C_{TC}	熱電対の熱容量[J/(gK)]
d_g	ガラスの質量密度[kg/m ³]
d_h	ヒータの質量密度[kg/m ³]
d_{TC}	熱電対の質量密度[kg/m ³]
E	電界強度[V/m]
E_{DC}	直流印加時のサーマルコンバータの出力電圧 [V]
E_{AC}	交流印加時のサーマルコンバータの出力電圧 [V]
f	周波数 [Hz]
n	正規化感度指数 [-]
q	固体熱伝導による熱流束密度[W/m]
R	ヒータの電気抵抗[Ω]
S	ゼーベック係数[μV/K]
s	標準偏差 [-]
t_a	サンプリング電圧計の積分時間[s]
T_0	室温[K]
T_g	ガラス部の温度[K]
T_h	ヒータの温度[K]
T_{AC}	交流印加時のヒータ中心温度[K]
T_{DC}	直流印加時のヒータ中心温度[K]
T_{TC}	熱電対の温度[K]

v_{AC}	交流電圧 [V]
V_{AC}	交流電圧実効値 [V]
V_{DC}	直流電圧実効値 [V]
α	ヒータの電気抵抗率の温度係数[1/K]
β	ヒータの熱伝導率の温度係数[1/K]
δ_{AC-DC}	交直差 [$\mu V/V$]
ε	輻射率（放射率） [-]
η	熱電対からの出力電圧の初期位相 [rad]
ρ_h	ヒータの電気抵抗率 [Ωm]
κ_0	ヒータの室温の熱伝導率 [W/(m K)]
κ_g	ガラスの熱伝導率 [W/(m K)]
κ_h	ヒータの熱伝導率 [W/(m K)]
κ_{TC}	熱電対の熱伝導率 [W/(m K)]
ρ_0	室温のヒータの電気抵抗率 [Ωm]
σ	Stephan-Boltzmann定数 [W/(m ² K ⁴)]
ξ	熱電対の相対ゼーベック係数の温度係数[1/K]
ω	角周波数[rad/s]
ζ	出力電圧のフィッティング係数 [-]

第1章

序論

1.1 緒言

計量標準は、科学計測での客観性や信頼性を表する基準として必要不可欠であるばかりでなく、経済活動を広く且つ円滑に実施する上でも重要な社会基盤として広く認識されている。経済規模にグローバル化が求められる現在、国際的に統一された基準を採用することが、産業界の国際競争力を高める上で急速に重要な意味をもつようになった[1]。例えば、品質システム規格 (ISOシリーズ, ISO/IECガイド) の中では、製品の製造・試験・検査に使用される各種計測器は、国家標準への計量トレーサビリティ (測定器が校正の連鎖によって国家標準に辿り着けることが確かめられていること) が必須の要件として定められている[2]。そのため、各国の国立標準研究機関は標準の技術開発を通し、計量トレーサビリティ制度の中心的役割を果たしている。本邦では、独立行政法人 産業技術総合研究所が計量標準の中核的研究機関として産業界における指導的な役割を担っている。

計量標準の中でも、電気標準は、電気計測機器の製造・流通・利用などを行う際、高い安全性や信頼性を確保するための重要な基盤となるものの一つである。電気計測機器の製造産業は我国を代表する主要産業のひとつにまで成長を遂げ[3]、スマートフォン、タブレット、環境計測機器に代表されるデジタル家電の高機能化・多機能化を支えるマザーツールとしてあらゆる産業で広く利用されている。

図1.1には現在の電気標準体系を示した。国際単位系 (SI: The International System of Unit) において定義される7つの単位のうち、電気量の単位はm (長さ), kg (質量), s (時間), A (電流) の4種類の組み合わせで表すことができる[4]。したがって、国際単位系に準拠するためには、すでに実現されている長さ, 質量, 時間, に加えて電流標準を作らなければならない。しかしながら、電流値が実現不可能な無限に長い2本の導体間の斥力により定義されているうえ[5]、力学量と電気量を結びつけることに技術的な困難が生じる。このような理由から、電気標準に限り、電圧と抵抗を基準として電流を導く実用上の標準体系が構築さ

第1章

れた．直流電圧標準は，ジョセフソン効果[6]を利用し，基礎物理定数と11桁以上の正確な測定が可能な時間周波数標準から導かれている．直流抵抗は，量子ホール効果[7]を用いて基礎物理定数から決定されている．いずれも，普遍的な物理現象から，量子力学的に保証された正確な電圧値，抵抗値が導かれている．

一方，本論文で扱う交流電圧標準は，実効値として定義され，サーマルコンバータと呼ばれる電気-熱変換素子を用い，直流電圧と未知の交流電圧の熱量比較測定する交直変換方式により導かれている[8], [9]．サーマルコンバータを用いた電気-熱変換方式は，広い周波数範囲とダイナミックレンジをカバーする実用上の優れた方式であるが，低周波領域では，後述するように，サーマルコンバータのヒータの熱揺らぎが原因で，測定精度が低下する課題があった．この問題は，近年，省エネルギーに向けた電力計測の高精度化や防災分野で用いられる振動センサや地震計の高精度化のため，解決すべき重要な問題となった．そこで，本研究では，低周波領域における交流電圧実効値測定の高精度化を目的に，サーマルコンバータの低周波特性評価の高精度化に関する研究を行う．

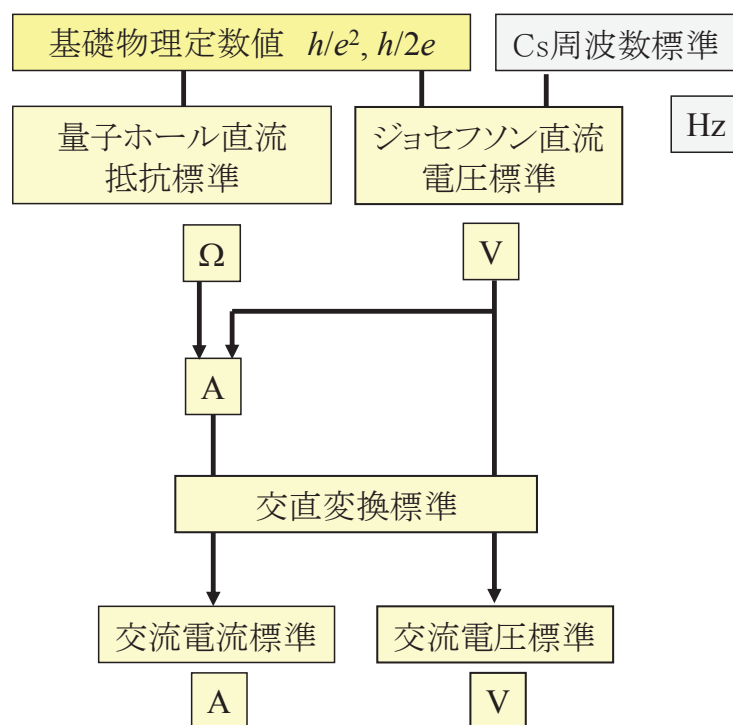


図1.1 電気標準体系．

1.2 歴史的背景

図1.2には、現在の交流電圧標準の導出方式を示した。交流電圧は、実効値として定義され、2つの方式により導かれる。

- 1) 熱を介した直流電圧と交流電圧の比較 [8]
- 2) デジタルサンプリングによる実効値演算 [10]

1) の方式では、真の実効値方式とも言われる方式で、サーマルコンバータと呼ばれる電気-熱変換素子を用いて、直流電圧標準により校正された直流電圧と交流電圧の熱量比較測定により交流電圧の実効値が決定される。サーマルコンバータのヒータでの発熱量は、熱電対により熱起電力として測定される。熱を介することで、直流電圧実効値との比較が可能となる。この方式は、広い周波数範囲と電圧範囲をカバー可能で、現在の交流電圧標準の主流方式である。サーマルコンバータに基づく標準体系は交直変換標準として整備されている。他の国々が保有する標準器との国際相互比較を通し、電圧実効値10 mVから1000 V、周波数10 Hzから1 MHzに渡り国際的に統一された供給体制が実現されている[11], [12].

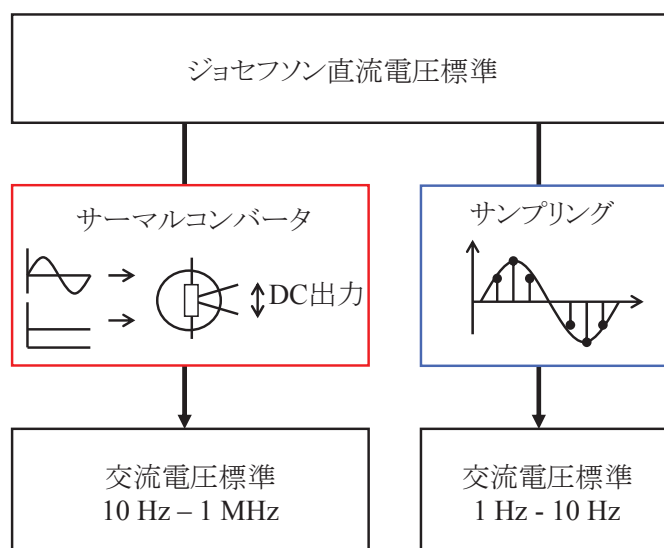


図1.2 交流電圧標準.

第1章

図1.3には、交流電圧標準の開発の歴史を示した。交流電圧標準の分野では、1950年頃に米国国立標準技術研究所の前身である米国国立標準局において、実効値測定素子としてサーマルコンバータが優れた特性を示すことが見出され[13]、交直変換方式に基づく精密な実効値測定の道が開かれた。1960年代にはすでに商用周波数以上で約6桁の精度で実効値測定が行われていた。これまでに、単一熱電対型[13]、多熱電対型[14], [15]、薄膜型[16], [17]、に加え、市販品の半導体センサ型[18]のサーマルコンバータが開発された。当初、構造の異なる素子ごとに理論的に決定されていた熱電効果に起因する交直差であったが、ドイツ物理工学研究所で開発されたFR-DC法(Fast-reversed DC)[19]により実験的に評価することが可能になった。この方法は、2つの独立な直流電圧源を交互に切り替える事で、実効値が等しい矩形波と疑似直流電圧を発生する方式である。その後、産業技術総合研究所の前身である電子技術総合研究所で電磁気的な干渉を改善した改良型が開発され[20]、素子構造には依存しない普遍的標準が実現された。その後も交流計測機器の発展に対応し、周波数 [21], [22]や電圧範囲[23]の拡大が行われてきた。

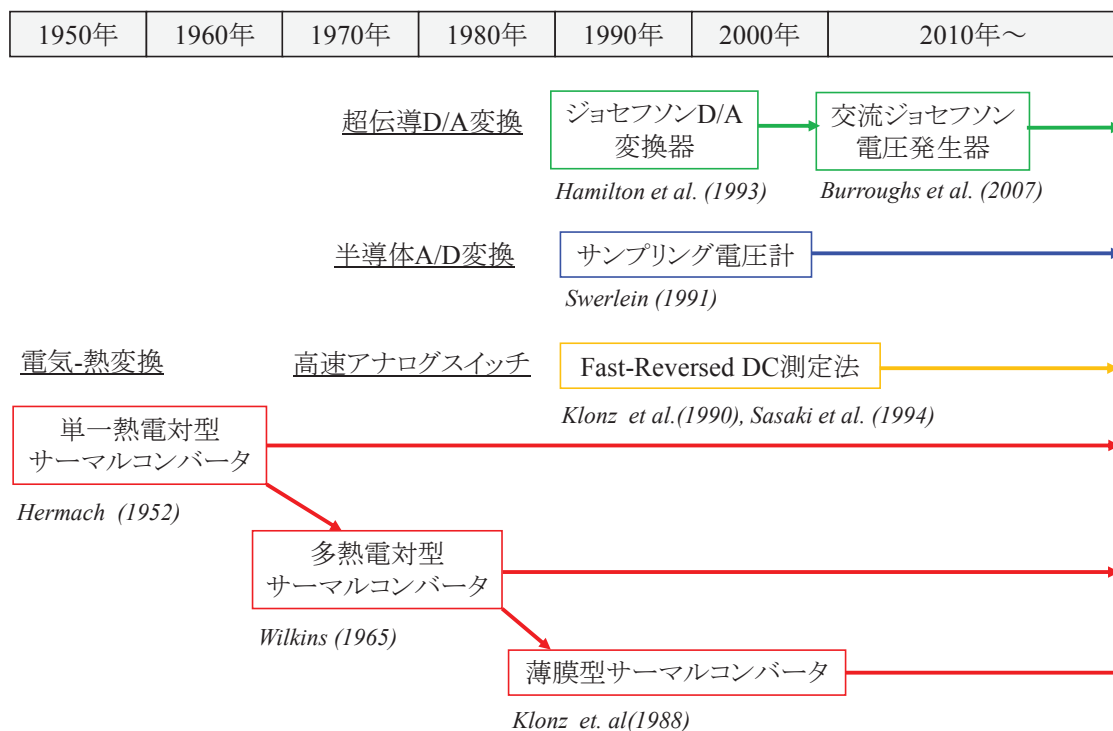


図1.3 交流電圧標準の開発の歴史.

一方、2)の方式である半導体型アナログ・デジタル変換器を用いたサンプリング測定法による実効値演算方式も高精度化が進んでいる。50 Hz以下でサーマルコンバータに匹敵する約5桁の測定精度が実証され、現在では、低周波領域を得意とする技術的な利点を生かして、10 Hz以下の測定に広く利用されている[24]。

近年では、直流電圧に用いられてきたジョセフソン効果を交流電圧波形へ応用した研究も試みられている。原理的には、直流電圧標準と同様に、ジョセフソンの関係式から得られる究極の精度で正弦波を合成することができる。これまで、バイナリ方式[25]、パルス駆動方式[26]、RSFQ (Rapid Single-Flux Quantum) 論理素子[27], [28]を用いた様々な方式が提案された。現在、基本動作の実証が完了し、実効値電圧10 V化, 周波数範囲拡大, 高精度化の研究が行われている[29]。

1.3 交流電圧の測定原理

1.3.1 サーマルコンバータ

図1.4に単一熱電対型サーマルコンバータの構造を示した[8]。サーマルコンバータは、ヒータ線とその中央部分に電氣的に絶縁された熱電対から構成されている。出力電圧の向上のために、熱電対とヒータはガラスの中に真空封止されている。1950年代に導入されて以来、改良を加えられながら発展を続け、日本を含む各国の標準研究機関で一次標準器として現在でも広く利用されている。

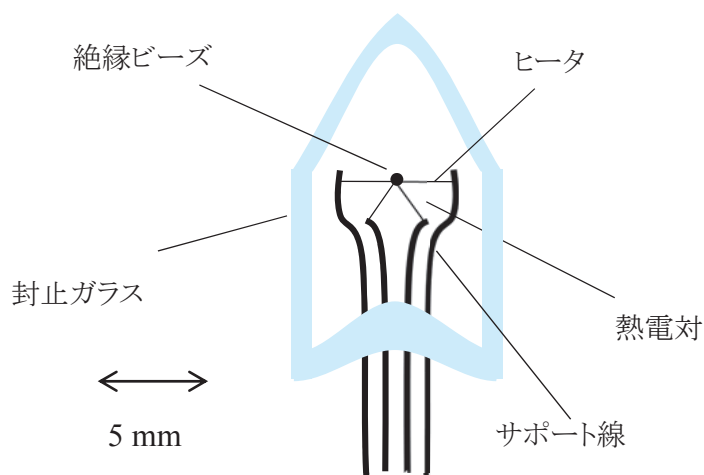


図1.4 単一熱電対型サーマルコンバータの模式図。

1.3.2 交直差の定義

交流電圧 $v_{AC}(t)$ の実効値 V_{AC} は、抵抗 R で消費される平均電力 P が直流値 V と等しいときに、直流電圧の実効値 V_{DC} と同じ値を持つと定義される。すなわち、交流電圧の実効値 V_{AC} は、交流電圧の周期 T を用いて次のように定義される[30]。

$$V_{AC} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_{AC}(t)^2 dt} \quad (1.1)$$

図1.5には、サーマルコンバータを用いた、交流電圧の電気測定回路の原理図を示した。サーマルコンバータは、ヒータ線と中心に電氣的に絶縁された熱電対が取り付けられた電気-熱変換素子である。ヒータには直流電圧と交流電圧が接続されている。この方式では、ジョセフソン直流電圧標準によって校正された直流電圧と未知の交流電圧をサーマルコンバータのヒータに交互に入力し、熱量の比較を行うことで、交流電圧の実効値を決定可能である。尚、サーマルコンバータでは、ジュール効果によって生じた熱量は、ヒータ中央部に取り付けられた熱電対で熱起電力として測定する。

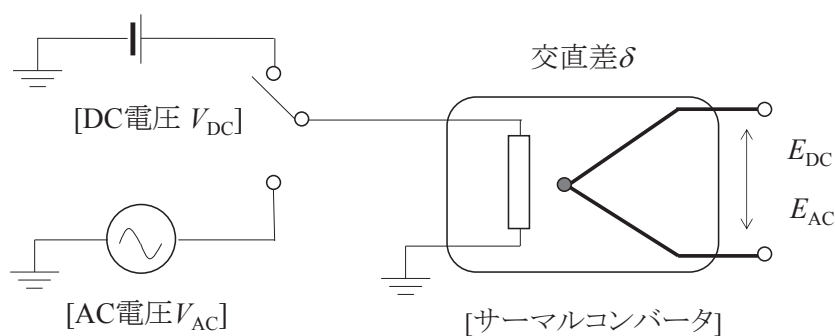


図1.5 サーマルコンバータを用いた交流電圧実効値測定の実原理。

より正確に交流電圧の実効値を決定するためには、サーマルコンバータの直流と交流の応答差に相当する交直差 δ_{AC-DC} を理論的に推定する必要がある。後述するように、サーマルコンバータのヒータ部分では、ジュール効果以外の熱電効

果による発熱や吸熱に加えて、周波数特性にともなう電流損失や熱損失があるためである。

ところで、交直差 δ_{AC-DC} のサーマルコンバータの場合、交流電圧と直流電圧がほぼ等しい条件では、交流電圧は次の様に表すことができる。

$$V_{AC} = V_{DC} \left(1 + \delta + \frac{E_{AC} - E_{DC}}{nE_{DC}} \right), \quad V_{DC} \cong V_{AC} \quad (1.2)$$

ここで n は正規化感度指数と定義され、出力電圧の電圧依存性を評価することで実験的に得られるパラメータである。特に正規化感度指数の不確かさの伝搬については付録1で詳しく述べる。直流電圧 V_{DC} , E_{DC} , E_{AC} は正確に測定することが可能だから、交流電圧を正確に測定するために残された要件は、交直差の評価である。交直差は、サーマルコンバータの出力電圧が等しい場合($E_{AC} = E_{DC}$)の、サーマルコンバータへの入力交流実効値電圧 $V_{AC,RMS}$ と入力直流電圧 V_{DC} の差として定義される[8]。

$$\delta_{AC-DC} = \frac{V_{AC} - V_{DC}}{V_{DC}} \Bigg|_{E_{AC} = E_{DC}} \quad (1.3)$$

例えば、サーマルコンバータの交直差がゼロ $\delta_{AC-DC} = 0$ であれば、サーマルコンバータへ入力した直流電圧と交流電圧が等しい場合に、出力電圧が等しくなる($E_{AC} = E_{DC}$)。サーマルコンバータが有限の交直差 δ_{AC-DC} を示した場合、サーマルコンバータの出力電圧を等しくする($E_{AC} = E_{DC}$)ためには、入力電圧 V_{AC} を $\delta_{AC-DC} \times V_{DC}$ だけ調整する必要がある。後述するように熱電効果に起因する交直差を除けば、交直差を絶対的に決める方法はない。通常行われている方法は、理論と実験で推定する、原理や構造の異なる素子の相互比較を行う、という手段を取っている。交直差は、100 Hz以下で約10 $\mu V/V$ 、100 Hzから100 kHzで約1 $\mu V/V$ 、100 kHz以上で約20 $\mu V/V$ と推定されている[8]。

交直差をサーマルコンバータへの入力電圧ではなく、熱電対からの出力電圧を用いて定義すると有用である [31]。次の2つの仮定をもとにして、(1.3)式を出

第1章

力表現した場合の近似式を導出する.

$$\frac{dE_{AC}}{dV_{AC}} = \frac{dE_{DC}}{dV_{DC}} \cong \frac{dE}{dV} \quad (1.4)$$

$$V_{AC} \cong V_{DC} \cong V_0 \quad (1.5)$$

(1.4)式は直流と交流で微係数がほぼ等しいと仮定するもので、直感的に正しい。次に、(1.5)式は、交流電圧および直流電圧 V_{AC} , V_{DC} を入力した場合の出力電圧を $E_{AC}(V_{AC})$ および $E_{DC}(V_{DC})$ とした場合、これらの関数を任意の電圧 V_0 の近傍で級数展開するために必要な条件である。

直流と交流を入力した場合の出力電圧をそれぞれ電圧 V_0 の近傍で1次まで展開すると、次の式を得る。

$$\begin{aligned} E_{AC}(V_{AC}) &\cong E_{AC}(V_0) + \frac{dE}{dV}(V_{AC} - V_0) \\ E_{DC}(V_{DC}) &\cong E_{DC}(V_0) + \frac{dE}{dV}(V_{DC} - V_0) \end{aligned} \quad (1.6)$$

(1.6)式の両辺の差を取ってから、整理すると次の式を得る。

$$\frac{E_{AC}(V_{AC}) - E_{DC}(V_{DC})}{nE_{DC}(V_{DC})} = \frac{E_{AC}(V_0) - E_{DC}(V_0)}{nE_{DC}(V_0)} + \frac{V_{AC} - V_{DC}}{V_{DC}} \quad (1.7)$$

ここで、正規化感度指数 n は次の様に定義される。

$$n = \frac{dE}{dV} \frac{V_{DC}}{E_{DC}(V_0)} \cong \frac{dE}{dV} \frac{V_{DC}}{E_{DC}} = \frac{dE}{E} \bigg/ \frac{dV}{V} \quad (1.8)$$

以上より、(1.3)式、(1.7)から、交直差 δ_{AC-DC} は、入力電圧の代わりに出力電圧

を用いて、次のように書き換えることができる。

$$\delta_{AC-DC} \cong - \frac{E_{AC} - E_{DC}}{nE_{DC}} \Bigg|_{V_{AC}=V_{DC}} \quad (1.9)$$

(1.9)式から分かるように、サーマルコンバータの交直差を6桁の正確さで測定するためには、入力電圧にも同じように6桁の正確さが要求される。逆に、サーマルコンバータの交直差が6桁の正確さで評価できれば、交流電圧の実効値も同じ正確さで測定することが可能である。この意味で、サーマルコンバータの交直差を評価することは、交流電圧を評価することと同じ意味を持つ。

1.3.3 交直差のメカニズム[8],[30], [31]

交直差のメカニズムは、物理的なメカニズムを基に下記の3つに大別される。ここでは、交直差のメカニズムを示し、評価方法について説明する。現在の所、熱電効果を除けば、交直差の絶対値を実験的に決定する方法はない。理論計算や構造の異なるサーマルコンバータの比較測定により交直差を推定している。

1) 交直差の直流特性

直流電圧をヒータに加えると、ジュール熱以外にもトムソン効果やペルチェ効果による吸熱・発熱が生じるため、交直差の原因となる。トムソン効果やペルチェ効果による温度変化は、直流電流の向きを入れ替えて温度を加算平均することでも交流の場合と同様に相殺することが可能であるが、二次のトムソン効果は、極性が無く出力電圧の平均操作を行っても打ち消すことができないことが原因である。

熱電効果に起因する交直差はFR-DC法（Fast-Reversed DC法）によって、周波数依存性に起因する交直差とは独立に実験的に決定する。FR-DC法とは、半導体回路により合成された矩形の交流波形と疑似直流波形を用いてサーマルコンバータの交直差を評価する方法である。この方法を用いて、現在では、熱電効果による交直差を0.1 $\mu\text{V/V}$ の不確かさで決定することが可能である。

第1章

2) 交直差の低周波特性

低周波領域では、ヒータの温度振幅が生じ、交直差の原因となる。図1.6には、サーマルコンバータの入出力応答を示した。上段の青線で示した図はサーマルコンバータへの入力電圧を示す。中段の赤線で示した図は、熱電対からの出力電圧を示す。図の横軸はいずれも時間である。一方、下段は、平均化したヒータの温度分布を示している。縦軸は温度上昇、横軸はヒータ線の位置を示す。ヒータの両端は温度が一定に保たれているため、放物線上の温度分布となる。

サーマルコンバータでは、周波数が十分高ければ、熱電対からの出力電圧は直流と見做すことができる（図1.6右列）。したがって、温度分布は直流の場合と同じ状態に保たれているため交直差は生じない。一方、10 Hz以下の低周波では、サーマルコンバータのヒータ部分での熱的平均化が不十分となるため、出力電圧が長周期化し、入力電圧周波数の2倍の温度振幅が生じる（図1.6中心）。温度振幅が生じる低周波領域であっても、ヒータ発熱や伝熱が温度に依存しなければ、交流の温度振幅の平均値は、直流の出力電圧と等しくなるはずである。しかしながら、ヒータ電気抵抗率、熱伝導率、輻射はいずれも温度に依存するため、系は非線形となり、温度上昇は直流電圧を入力した場合と一致しない。このように低周波では熱的非線形性に起因する交直差が発生する。

低周波の交直差についても、現在の所、絶対値を実験によって決定する方法はなく、理論的な推定を基に交直差が決定されている。周波数が低い場合には熱伝導が複雑化することから、電圧依存性を理論的に推定することが困難になる。そのため、周波数が低いほど不確かさも大きくなり、10 Hzの測定の不確かさは10 $\mu\text{V}/\text{V}$ 以上と推定されている。

3) 交直差の高周波特性

10 kHz以上の周波数域においては、(a)出力端子間の浮遊容量、(b)導線の残留インダクタンス、(c)導線の残留抵抗、(d)導線とシャーシの間のキャパシタンスにより漏れ電流が増え、交直差の原因となる。また、より高い100 kHz以上の高周波においては、表皮効果、誘電損失も無視出来なくなる。単一熱電対型サーマルコンバータの場合、1 MHz付近の交直差は100 $\mu\text{V}/\text{V}$ である。

高周波の交直差の決定方法としては、パワーメーターとの比較、もしくは、高周波特性を計算可能な伝送線路を設計し、計算により交直差を決定する方法が

ある．熱電効果による交直差の評価法とは異なり，絶対値を実験によって決める方法はない．そのため，伝送線の幾何構造の異なるサーマルコンバータ同士を比較することで，計算値の妥当性を検証している．

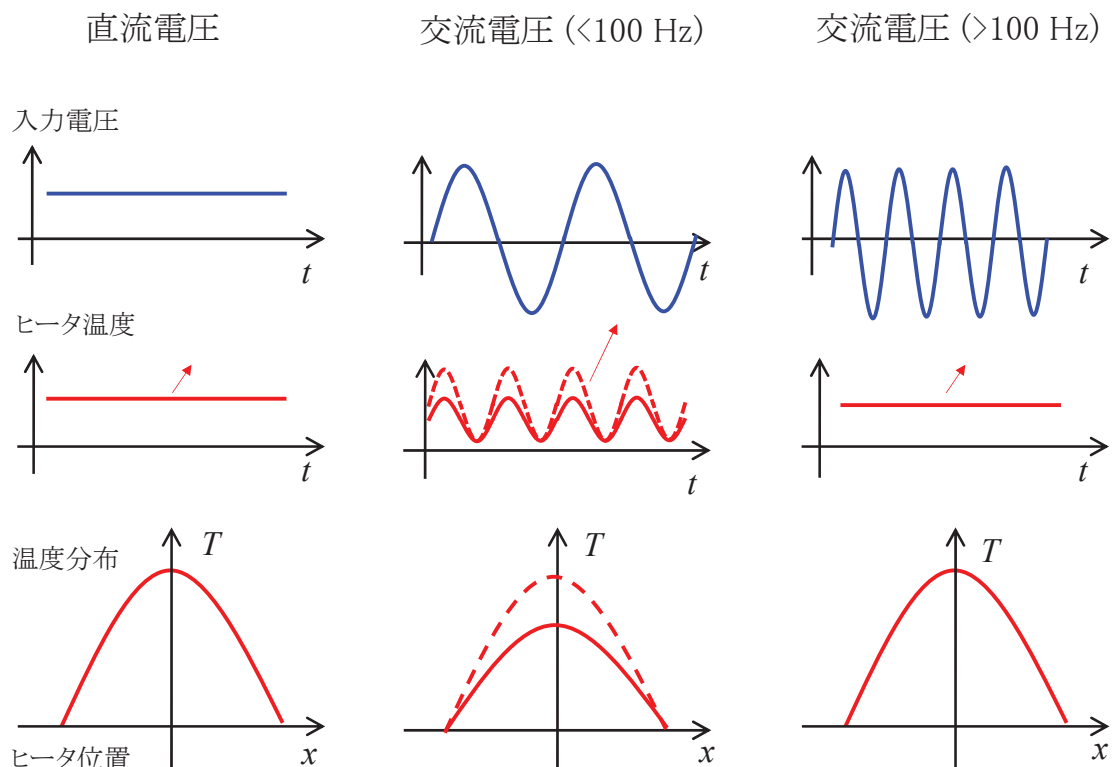


図1.6 サーマルコンバータの低周波での入出力応答と温度分布．

1.3.4 サンプリング方式[10]

交流電圧波形を離散的にサンプリングすることで，熱を介さず実効値を演算によって求めることが可能である．この方式の利点は，サーマルコンバータが苦手とする低周波領域での測定精度が優れている点にある．アナログ・デジタルコンバータの高速化，高分解能化によって，測定精度もサーマルコンバータを用いた方式に近づきつつある．

サンプリング測定では，まず，ナイキスト周波数以上で離散的に入力電圧を測定する．サンプリングされたデータを離散フーリエ変換により信号処理を行うことで，振幅情報と位相情報を計算によって同時に求めることができるので，基

第1章

本波の振幅から、実効値を求めることができる。この方式の不確かさ要因には、下記に示すように、①振幅誤差と②位相誤差に大別される。これらの要因を考慮した測定精度の評価が行われ、50 Hz以下において、10 Vに対して20 μ V/Vの測定精度が実現されている。

- 1) 振幅の不確かさ：アナログ・デジタル変換器の非線形性と、振幅の確度が主要な不確かさとなる。量子化誤差やミッシングコードに伴う不確かさは、比較的小さい。
- 2) 位相の不確かさ：入力信号と測定に用いる電圧計のクロック間の同期、トリガの遅れ時間、タイムベースのジッタノイズが主要な要因である。また、エイリアシングを防止するため、入力段には急峻な特性を持つローパス・フィルタが欠かせない。

近年では、ヨーロッパのフランス、イギリスの標準研究所を中心に、サーマルコンバータがこれまでカバー出来なかった10 Hz以下の交流電圧実効値を校正する方法として利用が開始されている[24]。実際の運用では、最大8.5桁の分解能を有する市販のデジタルマルチメータ（アジレント3458A）の直流電圧モードを用いてサンプリング測定が行われている。

1.4 交流電圧標準の現状と課題

これまで述べてきたことを背景として、本研究の対象とした交流電圧標準について研究状況を整理する。交流電圧標準の低周波領域では、先にも述べたように、サーマルコンバータを用いて交流電圧の実効値を決定する方法と、低周波領域を得意とする技術的利点を生かしたサンプリング法が研究されてきた。

表1.1には、周波数帯域、電圧ダイナミックレンジ、測定精度に着目して各方式の特徴をまとめた。サンプリング方式は、アナログ-デジタル変換を原理とするため、高周波を苦手とし、周波数は現状10 Hz以下に止まるのに対し、サーマルコンバータ方式は、広い周波数範囲と電圧ダイナミックレンジをカバー可能な利点を持つ。

表1.1 サーマルコンバータ方式とサンプリング方式の比較[8], [10].

方式	サーマルコンバータ	サンプリング
原理	電気-熱変換	A/D変換
周波数帯域	10 Hz - 100 MHz	1 Hz - 10 Hz
電圧レンジ	10 mV - 1000 V	10 mV - 700 V
精度	1 $\mu\text{V/V}$ (100 Hz - 10 kHz)	20 $\mu\text{V/V}$ (10 Hz 以下)

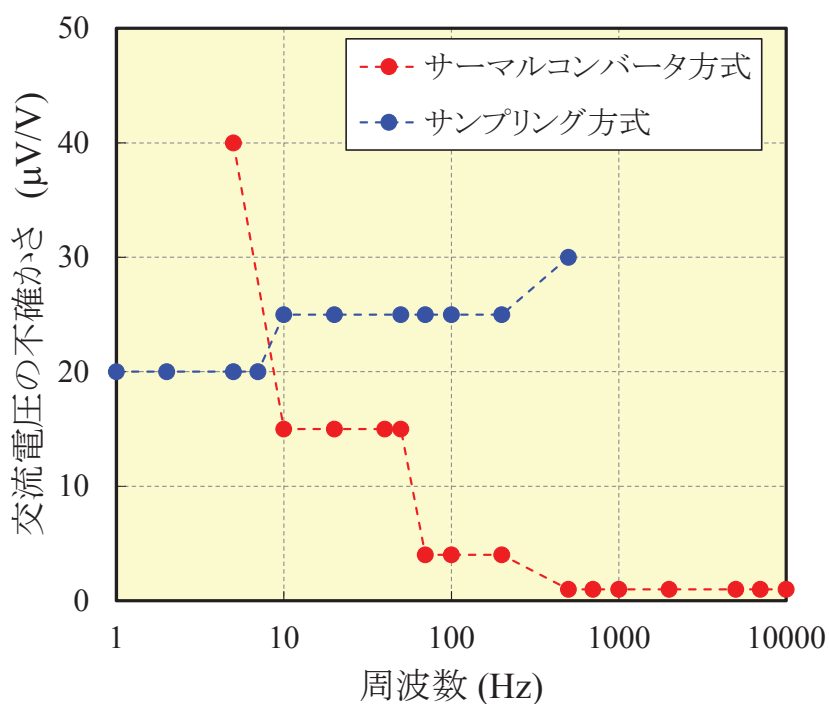


図1.7 サーマルコンバータとサンプリング測定 of 交流実効値測定の不確かさ.

第1章

次に測定精度について2方式の比較を行う。図1.7には、各方式の測定精度の周波数依存性を示した。青がサーマルコンバータ方式、赤がサンプリング方式[32]を示す。サーマルコンバータ方式は、100 Hzから10 kHzの範囲で1 μ V/Vレベルの測定精度を有するが、周波数が低くなるにつれて、測定精度が悪化する。そのため、10 Hz以下では、技術的な利点を生かして、サンプリング方式が用いられている。したがって、サーマルコンバータの低周波領域で測定精度を改善できれば、単一デバイスで広い電圧範囲と周波数範囲をカバーできるため、実用的な価値は高く、様々な利点を生み出すと考えられる。また、高精度化により10 Hz以下の交直差を正確に決定することができれば、10 Hz以下において、異種方式の直接相互比較が実現し、測定の信頼性をさらに高めることにも繋がる。

交流電圧実効値を正確に評価するためには、サーマルコンバータの直流電圧と交流電圧の応答差に相当する交直差を高精度で推定することが必要不可欠である。低周波領域においては、サーマルコンバータの交直差を理論的推定により決定し、交流電圧標準を確立してきた。これまで、様々な研究が行われ、交直差の測定精度は確実に向上している。しかしながら、サーマルコンバータの低周波領域の研究に着目すると、高周波特性や熱電効果の研究と比べて遅れていると言える。この原因を一言で言えば、低周波領域では、熱的な揺らぎにより熱伝導メカニズムが複雑化し、交直差を高精度に評価することが困難になるためである。この問題は、近年、機械振動計測の分野において、10 Hz以下の交流電圧実効値の高精度計測を求めるニーズにより、解決すべき重要な課題となった。

このような課題を解決するために、サーマルコンバータのヒータの温度振幅を考慮した過渡的な熱伝導を正確に解析する試みが行われてきた[13], [33]-[37]。交直差の定性的な特性を明らかにすることに成功したものの、複雑な熱伝導メカニズムや素子構造を単純化した近似解析に限られてきたため、定量的な解析に課題を残している。また、理論的な予測が困難なことから、低周波領域を得意とする半導体型デジタル直接合成発振方式[38]-[40]や、前述したバイナリ型の超伝導体のデジタル・アナログコンバータ[25]を用いて、交流電圧波形を生成する試みも行われている。しかしながら、スイッチングによって生じるタイムベースのジッタや、振幅のオーバーシュートなどのトランジェントノイズのため、高精度な交流電圧波形生成技術は未だ確立していない。

1.5 本研究の目的と概要

以上で述べた状況を背景として、低周波領域における、交直差評価の高精度化に関する研究を行うことにした。研究目標を達成するために、次の課題を設けて研究を進めた。

- 1) 数値シミュレーションによる交直差の測定精度を律する因子の特定 [41] - [43]
- 2) ジョセフソン素子による量子化交流電圧波形の生成と交直差評価への応用 [44], [45]
- 3) 薄膜型サーマルコンバータの試作と評価 [46], [47]

サーマルコンバータの交直差を高精度に解析することを目的に新たに数値シミュレーション技術を導入し、測定精度を律する因子として、(a)交流電圧の揺動と(b)出力電圧の変動を特定する。解析結果に基づき、(a)交流電圧電源の揺動を解決するため、サンプリング測定技術を駆使し、量子力学的に安定でかつ実効値が計算可能な量子化交流電圧波形の生成に取り組む。さらに、交直差評価への応用実験を行う。最後に、(b)出力電圧の変動を解決するため、熱容量が可変な薄膜型サーマルコンバータを試作し、低周波特性の評価を行う。

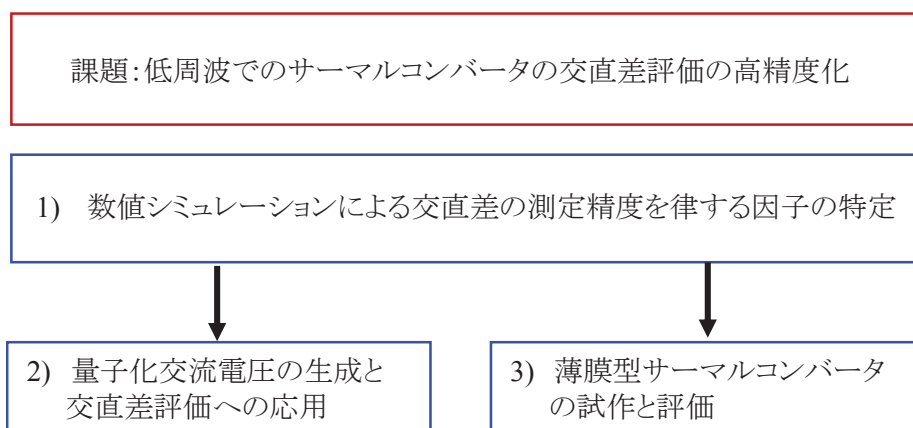


図1.8 本研究の課題と概要.

第1章

本論文は本章を含む5章で構成される。

第1章では研究の背景と目的について詳述する。これを受けて、本論文の位置づけを明確にした後、論文の概要について述べる。

第2章では、測定精度を支配する要因を明らかにすることを目的として、有限要素法を用いた計算機シミュレーション技術を新たに導入し、サーマルコンバータの熱伝導メカニズムの解析を行う [41]。さらに、実験結果との比較を行い、数値解析の妥当性を検証する。その結果、交直差の低周波領域の測定精度に影響を与える因子として、計測に用いる交流電圧源の揺動、および熱容量に依存する熱電対出力の変動を特定する[42]。さらに、出力電圧のドリフトを熱電対のゼロ接点を銅ブロックで覆うことで改善する[43]。

第3章では、計測の電源電圧揺動の課題を解決するため、量子化交流電圧波形の生成技術に取組み、サーマルコンバータの低周波特性評価への応用を提案する。ここではトランジェントエラーを回避するため、離散的に電圧を測定するサンプリング回路技術を開発する[44]。さらに、サンプリング法を駆使し、量子化交流電圧をサーマルコンバータの交直差の実験的評価に応用する[44], [45]。

第4章では、熱電対出力の変動を改善するため、熱容量が可変な新規薄膜型サーマルコンバータの試作と低周波特性の評価を行う[46]。さらに、薄膜型サーマルコンバータの熱電対の経年劣化の原因を特定し、新しく考案した熱電対構造により耐久性能の向上を実証する[47]。

第5章では、本研究で得られた結果を総括し、この研究分野の今後の課題と展望について論じる。

参考文献

- [1] T. Usuda and A. Henson, *NCSLI Measure, The Journal of Measurement Science*, vol. 7, no.1, pp.62–70, 2012.
- [2] 国際標準化機構 (ISO: International Organization for Standardization) : <http://www.iso.org/iso/home.html>
- [3] 経済産業省生産動態統計, JEMIMA会報 vol. 50 no.2 pp. 5-8, 2013.
- [4] 遠藤 忠, 応用物理, vol.59 no. 6 pp.712-724, 1990.
- [5] 計量標準センター訳編, 国際単位系 (SI) 日本規格協会, pp. 103-104, 2007.
- [6] B. D. Josephson, *Phys. Lett.* vol.1, no.7, pp.251–253, 1962.

- [7] K. von Klitzing, G. Gorda, and M. Pepper, *Phys. Rev. Lett.*, vol.45, pp.494-497 1980.
- [8] B.D. Inglis, *Metrologia*, vol. 29, no.2, pp.191–199,1992.
- [9] M. Klonz, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 44, no. 2, pp. 36 –366, 1995.
- [10]R. L. Swerlein, *Program Listing and Description*, Loveland, CO: Hewlett-Packard, 1997.
- [11]I. Budovsky, *Metrologia*, vol. 47,01018, 2010.
- [12]I. Budovsky *et al.*, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 54, no. 2, pp. 795 –798, 2005.
- [13]F. L. Hermach, *Journal of Researches of the National Bureau of Standards*, vol.48, no.2, pp.121–138, 1952.
- [14]M. Klonz, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 36, no. 2, pp. 320–329, 1987.
- [15]F. L. Hermach, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 15, no. 4, pp. 260–268, 1966.
- [16]M. Klonz, T. Wiemann, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 38, no. 2, pp. 335–337, 1989.
- [17]J. R. Kinard, D. X. Huang, D. B. Novotony, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 44, no. 2, pp. 383–386, 1995.
- [18]L. L. Szepesi, in *Proc. Measurement Science Conference*, pp. 9–13, 1986.
- [19]M. Klonz, and K. Zripel, *Proc. CPEM 1990 Digest*, pp. 68 – 69, 1990.
- [20]H. Sasaki, K. Takahashi, M. Klonz, *Proc. CPEM 1994 Digest*, pp. 386–387, 1994.
- [21]I. Budovsky and B. D. Inglis, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 50, no. 1, pp. 101–105, 2001.
- [22]C. J. van Mullem, W. J. G. D. Janssen, and J. P. M. de Vreede, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 46, no. 2, pp. 361–364, 1997.
- [23]H. Fujiki, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 44, no. 9, pp. 1992 – 1997, 2008.
- [24]D. Henderson, J. M. Williams, and T. Yamada, *Meas. Sci. Technol.*, vol. 23, no. 12, p. 124006, Dec. 2012.
- [25]C. A. Hamilton, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 44, no. 2, pp. 223–225, 1995.
- [26]S. P. Benz, and C. A. Hamilton, *Appl. Phys. Lett.* Vol. 68, no.2, pp.3171–3173, 1996.
- [27]C. A. Hamilton, *IEEE Trans. Appl. Supercond.* vol.2, no.3, pp.139–142, 1992.
- [28]V. K. Semenov, *IEEE Trans. Appl. Supercond.* vol.3, no.1, pp.2637–2649, 1993.
- [29]C. J. Burroughs, S. P. Benz, P. D. Dresselhaus, B. C. Waltrip, T. L. Nelson, Y. Chong, J. Williams, D. Henderson, P. Patel, L. Palafox, and R. Behr, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 56, no. 2, pp. 289–293, 2007.

- [30]菅野允, 精密電気計測, コロナ社, pp.94, 1994.
- [31]H. Sasaki, and K. Takahashi, *Researches of the Electrotechnical laboratory*, no. 989, p. 2, 1999.
- [32]The BIPM key comparison database: <http://kcdb.bipm.org/appendix/>
- [33]T. E. Lipe, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 45, no. 6, pp. 913 – 917, 1996.
- [34]H. Levinson, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 40, no. 2, pp. 356 – 359, 1991.
- [35]T. Takeishi, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 34, no. 1, pp. 34 – 4, 1985.
- [36]H. Laiz and M. Klonz, *Microelectronics Journal*, vol.30, pp.1155–1162, 1999.
- [37]H. Laiz and M. Klonz, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 48, no. 6, pp. 1155–1160, 1999
- [38]N. M. Oldham, P. S. Hetric, and X. Zeng, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 38, no. 2, pp. 368–371, 1989.
- [39]N. M. Oldham, S. Avramov-Zamurovic, and M. E. Parker, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 46, no. 2, pp. 352–355, 1997.
- [40]S. Avramov-Zamurovic, N. M. Oldham, M. E. Parker, and B. C. Waltrip, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 47, no. 1, pp. 87–89, 1998.
- [41]Y. Amagai, and Y. Nakamura, *IEEJ Trans. Electrical and Electronic Engineering*, vol. 7, no. 4, pp.1155–1160, 2012.
- [42]Y. Amagai, and H. Fujiki, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 2014. (Accepted)
- [43]Y. Amagai, and Y. Nakamura, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.61, no.3 pp. 786–790, 2012.
- [44]Y. Amagai, and Y. Nakamura, *IEEJ Trans. Fundamentals and Materials*, vol. 132, no. 3, pp.214–219, 2012
- [45]Y. Amagai, M. Maruyama, and H. Fujiki, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.63, no.6, 2013.
- [46]S. Hidaka, K. Kishino, K. Shimizume, S. Takeda, H. Fujiki, Y. Amagai, and H. Sasaki, *IEEJ Trans. Electrical and Electronic Engineering*, vol. 8, no. 1, pp.101–104, 2012.
- [47]Y. Amagai, H. Fujiki, K. Shimizume, and S. Hidaka, *Electric Engineering in Japan*, 2014 (Accepted).

第2章

有限要素法によるサーマルコンバータの 数値解析

サーマルコンバータの測定精度を律する因子を特定することを目的に，単一熱電対型サーマルコンバータの熱伝導解析を行う．この解析では，ヒータの熱的な非線形効果に加えて，従来考慮されなかった，熱電対を新たに考慮する．正確な解析を行うため，従来の近似解析手法ではなく，数値シミュレーションを導入する．さらに，サーマルコンバータにほぼ例外なく観測される出力電圧の熱ドリフトを抜本的に改善するため，ドリフトのメカニズムを解明する．

2.1 緒言

サーマルコンバータは，ヒータの有限の熱容量のため，低周波では入力交流電圧の2倍の周波数で，ヒータ温度が振幅し，出力電圧に交流成分が重畳される．発熱や伝熱のメカニズムが線形であれば，交流の温度振幅の平均値は，直流と等しくなる．しかしながら，ヒータの電気抵抗率や熱伝導率の温度依存性，輻射等の熱的非線形性の効果によって，ヒータ部分での温度上昇は直流と交流で一致しないため，低周波では交直差が生じる．低周波での交直差を理論的に導くためには，ヒータの温度上昇を求めなければならないから，熱伝導メカニズムを考察し，熱的非線形効果を正確に加味した熱伝導方程式を導く必要がある．近年では摂動法を用いた10 Hz以下の交直差の近似解が導かれている[1]．

従来は正確な解を求めることが困難であった非線形熱伝導方程式であったが，解析技術の進歩に伴い，数値計算によって，高精度な近似解を得る事が可能となった．そのため，摂動法のような近似解法では困難であった，温度係数や輻射による熱損失，素子の複雑な形状を正確に考慮した解析が可能になった．最近では，有限要素法を用いた解析により，薄膜型サーマルコンバータの素子設計が行われている[2], [3]．しかしながら，複雑な多層構造のため要素サイズの極端な違いを強いられるようになり，計算精度が悪化し，低周波における実験結果との正確

第2章

な比較には任意パラメータを導入する必要がある。そのため、測定精度の解析や定量的な解析はこれまで課題とされてきた[4].

そこで、本研究では、サーマルコンバータの測定精度を律する因子を特定することを目的に、単一熱電対型サーマルコンバータの高精度な熱伝導解析を行う。シンプルな幾何構造は、多層の薄膜型素子とは大きく異なる特徴である。数値シミュレーションを導入し、ヒータの熱的な非線形効果に加えて、単一熱電対型サーマルコンバータでは従来考慮されなかった、熱電対を新たに考慮する[5], [6]. さらに、数値シミュレーション技術を応用し、サーマルコンバータにほぼ例外なく観測される出力電圧の熱ドリフトのメカニズムを解明する[7].

2.2 交直差の低周波特性解析

2.2.1 熱伝導方程式

素子構造体内部での温度分布を時間の関数として得るためには、その複雑な熱流を表す熱伝導方程式を導く必要がある。本研究で対象とする10 Hz以下の低周波領域では、単一熱電対サーマルコンバータのヒータの熱容量が有限であるため、熱的な平均化が不十分となり、入力交流電圧周波数の2倍の温度振幅が生じる。発熱や伝熱のメカニズムが線形であれば、交流の温度振幅を正確に平均化した値は、直流と等しくなる。しかしながら、ヒータの電気抵抗率や熱伝導率の温度依存性、輻射等の熱的非線形性の効果によって、ヒータ部分での温度上昇は直流と交流で一致せず、低周波では周波数の低下とともに増大する交直差が観察される。このように、低周波の交直差は、非線形な熱的要因に強く支配されるため素子のマクロスコピックな熱伝達メカニズムを正確に考慮する必要がある。

図2.1には、単一熱電対サーマルコンバータの構造と熱伝達メカニズムの模式図を示した。一般に熱エネルギーの伝達方法には3つの形式がある。すなわち、伝導、輻射、対流である。固体中のキャリアやフォノンなどを介した物体内のミクロな粒子が熱の伝達を担う場合が伝導であり、熱エネルギーが流体粒子の巨視的な運動あるいは混合によって伝達される場合が対流である。また、すべての物体はエネルギーを電磁波としても放射あるいは吸収する。この形式によって授受するエネルギーが輻射エネルギーである。実際には、これら3つの形式による熱エネルギーの伝達がそれぞれ独立に起こる事はまれで、これらの中二つあ

るいは三つが同時に共存して起こる．単一熱電対型サーマルコンバータは，電気エネルギーを熱エネルギーに変換するヒータ線と，その温度上昇を測定するために熱電対が取り付けられている．ヒータと熱電対は低融点ガラスによって真空封止されている．サーマルコンバータの熱エネルギーの移動について考えると，まず，ヒータと熱電対は 10^{-6} Pa以下の比較的高い真空環境下にガラスによって封止されているため，大気への自然対流による熱エネルギーの移動による温度変化は 10^{-5} K以下と推定され，今回の解析では無視することができる．そのため，ヒータ部でのジュール効果によって発生した熱が，ヒータ線と熱電対への熱伝導により損失する過程と，輻射熱による損失によって散逸する過程を考慮すればよいことになる．

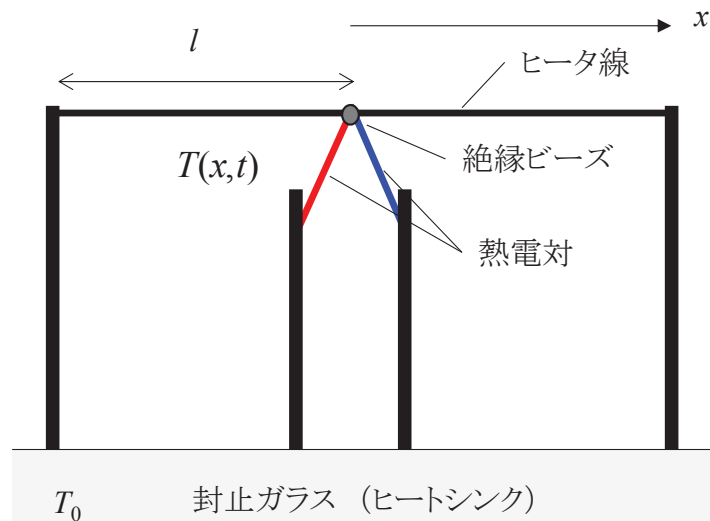


図 2.1 単一熱電対型サーマルコンバータの解析モデル.

均質で等方な固体物質の単位体積，単位時間に伝導によって流れる一次元熱流束 q は，次式で与えられる．

$$q = -\kappa \frac{\partial T}{\partial x} \quad (2.1)$$

これは，熱伝導に関するFourierの法則と呼ばれ，固体のマクロスコピックな熱伝導を支配する基本的な法則である[8]．熱は，高温から低温に流れるから，熱の流

第2章

これは温度勾配の負の方向となる．ここで、 κ は[W/mK]の次元を持つ熱伝導率と呼ばれる物性値である．ここで、先のFourierの法則を適用して、ジュール効果による発熱と輻射による熱損失を考慮したエネルギー保存則を考えると、ヒータの熱容量 C_h 、質量密度 d_h 、熱伝導率 κ_h を用いて、次の式が成り立つ．

$$C_h d_h \frac{\partial T_h}{\partial t} = \nabla(\kappa_h(T_h) \nabla(T_h)) + Q(T_h) \quad (2.2)$$

$$\kappa_h = \kappa_0(1 + \beta(T_h - T_0))$$

これが固体内部のエネルギー保存則によって導かれる方程式で、ヒータの温度分布 T_h を決定する熱伝導方程式となる．熱伝導率の温度係数 β が小さく、定数と見なせる場合は、熱伝導率 κ_h は微分の外に出すことができるが、ここでは、温度依存性を考慮し、温度の1次関数を仮定した．ここで、 $Q(T)$ は、電界 $E(\omega)$ をヒータの両端に印加した場合のジュール効果による内部発熱と、輻射による熱損失を表しており、次のように表現できる．

$$Q(T_h) = \frac{E(\omega)^2}{\rho(T_h)} - \varepsilon \sigma a_h (T_h^4 - T_0^4) \quad (2.3)$$

$$\rho(T_h) = \rho_0(1 + \alpha(T_h - T_0))$$

ここで、 ε が輻射率(放射率)、 σ はStephan-Boltzmann定数、 a_h は断面積、 T_0 は室温である．ここで、 ρ_0 は室温での電気抵抗率、 α は電気抵抗率の温度係数である．サーマルコンバータのヒータ材料にはNi-Cr系の合金材料が用いられており、室温から広い温度領域に渡って温度係数が平坦になるように組成や組織が制御されている．そこで、ヒータの電気抵抗率は温度の1次関数として近似した．

一方、ヒータで生じたジュール熱はヒータ自身以外にも、熱電対にも流れ込む．ここで、熱電対を支配する熱伝導方程式は、ヒータの場合と同様に熱電対における微小区間での熱エネルギーの保存則を考えて次の様に導くことができる．

$$C_{TC}d_{TC} \frac{\partial T_{TC}}{\partial t} = \nabla(\kappa_{TC}(T_{TC})\nabla(T_{TC})) \quad (2.4)$$

ここで、熱容量 C_{TC} 、質量密度 d_{TC} は熱電対の熱容量および質量密度を表す。また、 κ_{TC} は熱電対の熱伝導率を表している。ヒータ線の熱伝導だけでなく、熱電対への熱伝導やその熱容量の効果を考慮した点が本モデルの特徴のひとつである。熱電対はヒータで発生した熱の流出経路となるばかりでなく、熱電対の熱容量は低周波で重要な役割を果たす熱的時定数を正確に考慮するために欠かせない要素である。

ところで、サーマルコンバータの周波数特性を解析するためには、(2.2)、(2.4)式の微分方程式を解かなければならない。しかし、(2.2)式については、2つのパラメータ κ_h 、 ρ_h が温度の関数であるうえ、熱輻射が温度の4乗に比例するため、これは非線形微分方程式となって数値解析を必要とする。複雑な流れを有する構造内部での微分方程式を数値解析するに際しては、一種の変分法である有限要素法が強力なツールとなる。有限要素法は、計算対象とする構造の領域を有限個の要素に分割して数値解析を行うが、変分法なので比較的粗いメッシュサイズに分割しても精度良く解析できる利点がある。また、メッシュ構造は複雑な構造に合わせた要素を採用できるので、差分法等と比べて計算精度が構造に依存し難い利点もある。もちろん、極端に幅の狭い要素と広い要素を隣接させれば、離散化誤差が大きくなるので注意が必要である。例えば、他の代表的な数値解析法である差分解析では、(2.2)式を座標空間で格子状に離散化して、その微分を差分近似し、多元連立方程式を解き係数を求める。一方、有限要素法では、(2.2)式を直接解かずに、これより次の汎関数 $I(T_h)$ を計算の対象とする。ここでは、簡単化のため xy 平面上での汎関数を表した。汎関数とは関数の関数という意味で、 $I(T_h)$ が、 x 、 y の関数である $T_h(x,y)$ の関数となっている。

$$I(T_h) = \int_s \frac{1}{2} \left[\kappa_h \left(\frac{\partial T_h}{\partial x} \right)^2 + \kappa_h \left(\frac{\partial T_h}{\partial y} \right)^2 - 2Q(T_h)T_h \right] dS \quad (2.5)$$

第2章

ただし、 S は対象とするヒータ全領域であり、微小な区間であることから、熱伝導率は要素内で一定と近似する。汎関数が極値を取るように温度分布 T_h を定めることは、式(2.2)式を直接解くことと等価であることが示されている。すなわち、

$$\frac{\partial I(T_h)}{\partial T_h} = 0 \quad (2.6)$$

より計算する。すなわち、これは数学的には変分法に相当し、停留値問題に置き換えることができるため、計算誤差を差分法と比べて小さくすることができる。

(2.6)式を解くためには、領域を有限個の要素に分割する。図2.2には分割したメッシュ構造を示した。この要素形状は基本的には任意形状でよい。このため、複雑な形状でも計算できる利点がある。一般的に使用されている形状は、三角要素である。この要素の端点 $[x_1, y_1]$, $[x_2, y_2]$, $[x_3, y_3]$ に対応する温度を T_1 , T_2 , T_3 とする。これは未知数で最終的に解かれるべき値である。この時要素内部の温度 T_h を次のように線形近似する。

$$T_h = ax + by + c \quad (2.7)$$

係数 a , b , c は3頂点の位置と温度値から計算できる。このようにして、サーマルコンバータのヒータと熱電対を三角要素に分割して、(2.2)式および(2.4)式から全長・温度計算する連立方程式を得る。この連立方程式を解く事で、ヒータの温度分布を得ることができる。このとき、三角要素が同じような大ききさで有れば計算精度は良好である。しかし、要素の大ききさが極端に異なる場合は、変分法であっても計算誤差は大きくなる。近接要素間のサイズがほぼ等しい単一熱電対型は薄膜型に比べて離散化誤差が低減できる点で、正確な数値計算に有利な構造にあると言える。

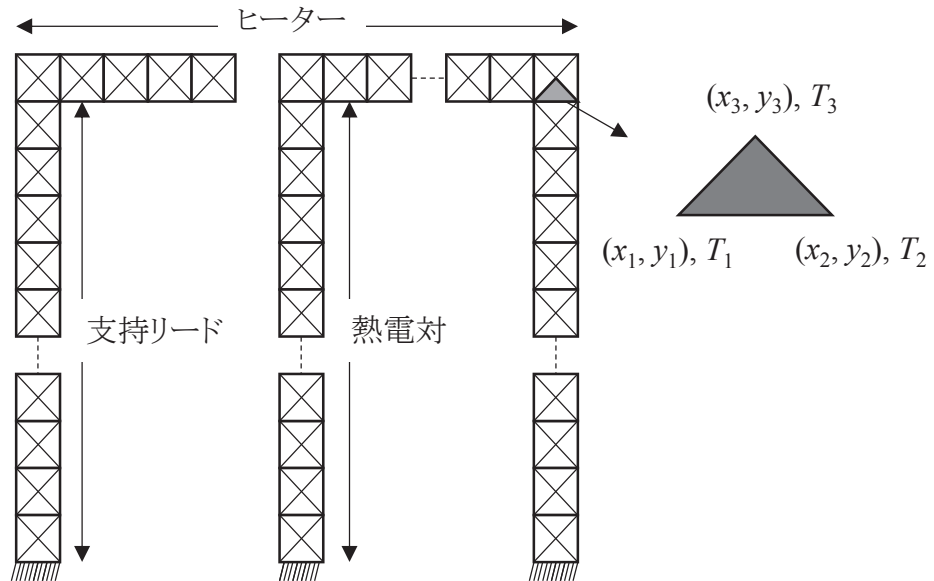


図2.2 単一熱電対型サーマルコンバータの離散化モデル.

近年では、解析技術の進歩に伴って、信頼性に優れた様々な数値解析ソフトウェアが開発され、正確な解析が可能になった。本研究で対象とする電気-熱の連成解析を可能とする有限解析ソフトANSYS ver. 11.0 (Cybernet Systems Co., Ltd.) を利用し、熱伝導方程式を解いた。要素には正確な解析が可能な4面体1次要素を用いた。メッシュサイズは $25\ \mu\text{m}$ である。予備計算では、メッシュサイズとメッシュ構造を変えながら計算を行うことで、計算値が収束する点を探求し、最適なサイズおよびメッシュ構造を決定した。時間方向の離散化には、Crank–Nicolson法を用いた。反復計算には、Newton–Raphson法を用いた。有効分解能を満足するように、参照値に対してユークリッドノルムが 10^{-4} 倍以下になった時を計算の収束条件とした。実際の計算では、2回の反復計算を行えば、充分収束条件は満足できた。さらに、計算の時間幅を変えながら収束状況を計算した所、200ステップ以上で充分な収束が得られた。

熱-電気連成解析においては、図2.3にも示すように、電界分布 $E(\omega)$ に関するラプラス方程式を解くことで、ヒータ内部、レンジ抵抗器の電界分布と電氣的な境界条件が定まる。次に、この電界分布および境界条件が、熱伝導解析の間はほぼ一定に保たれると仮定して解析を行う。この仮定は、電子などのキャリアによる

第2章

電界分布は、熱の伝搬によって決定される温度分布に比べれば、充分短い間に定常状態に到達すると考える事ができるために設けられたものであり、計算機の誤差としては十分に小さい量である。

また、高周波においては、ヒータはパッシブな電気抵抗体として振舞うだけでなく、コイルのリアクタンス成分も考慮する必要がある。また、ヒータの熱電対の間には、キャパシタンスが形成されるなど、寄生インピーダンスの寄与が無視できなくなる。しかしながら、これらのインピーダンスの交直差への寄与は1 kHz以下の周波数帯域以下では、熱的な効果による交直差に比べて2桁以上小さいことが、マックスウェル方式に基づく分布定数解析により導かれるから、低周波における交直差解析では無視している。尚、付録6には、数値計算で用いた計算パラメータの数値を示した。

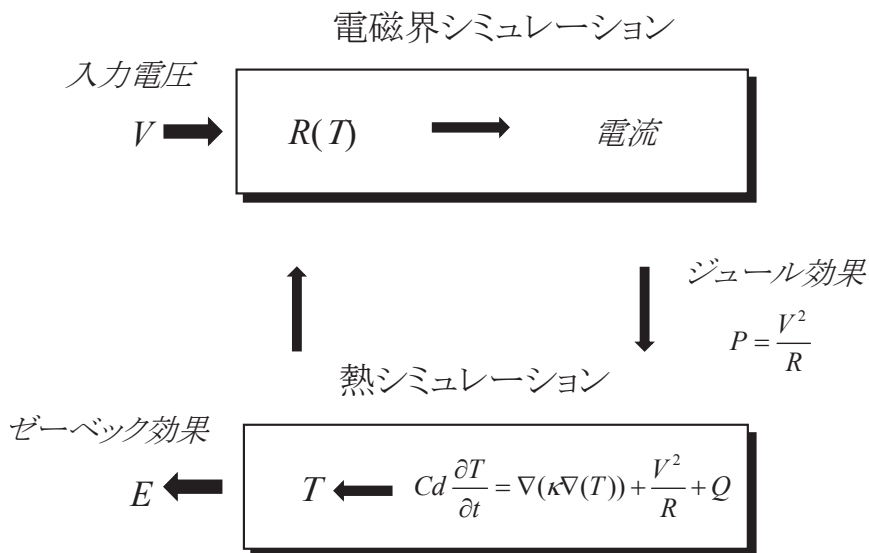


図2.3 数値シミュレーションでの電気-熱連成解析スキーム。

2.2.2 初期条件・境界条件

ヒータ線の両端はサポートリード線が取り付けられ、サポートリード線は封止ガラスに接続している。ガラスは熱容量が大きく温度はほぼ一定と考える事ができるから、 L をヒータ線の半分の長さとして、熱的な境界条件は次の様を書く事ができる。

$$\begin{aligned} T(L, y, z, t) &= T_0 \\ T(-L, y, z, t) &= T_0 \end{aligned} \quad (2.8)$$

また、ヒータ温度は時刻 $t=0$ において室温で一様と考える事ができるから、ヒータの熱的初期条件は次の様に表す事ができる。

$$T(x, y, z, 0) = T_0 \quad (2.9)$$

一方、熱電対の零接点は一定とし、ヒータと熱電対の接合部の熱伝導は連続的であるとする。このように、直流と交流で熱的な境界条件は計算中すべて定数として取り扱っている。

一方、電気的な境界条件は、直流と交流との場合で異なる。まず、直流におけるヒータ両端の境界条件は以下のように表す事ができる。

$$\begin{aligned} V(L, y, z, t) &= 0 \\ V(-L, y, z, t) &= V_0 \end{aligned} \quad (2.10)$$

すなわち、定常的な計算を実行することになる。一方、交流入力の場合には正弦波電圧を入力することになるから、境界条件は時間の関数として扱われ、正弦波電圧を m 個の離散値で表現した境界条件は次のように表す事ができる。

$$\begin{aligned} V(L, y, z, t) &= 0 \\ V(-L, y, z, t) &= \sqrt{2}V_0 \sin(m\omega\Delta t) \end{aligned} \quad (2.11)$$

ここで、 Δt は計算の最小時間幅、 ω は交流印加時の角周波数を表している。尚、初期条件は、交流と直流とで同一であり、次の式で与える。

$$V(x, y, z, 0) = 0 \quad (2.12)$$

2.2.3 交直差の計算方法

数値シミュレーションによって得られた温度から交直差を導く方法を示す。サーマルコンバータの出力電圧が等しい場合($E_{AC} = E_{DC}$)の、サーマルコンバータへの入力交流電圧 V_{AC} と入力直流電圧 V_{DC} の値を用いて、交直差は次のように定義される。

$$\delta_{AC-DC} = \frac{V_{AC} - V_{DC}}{V_{DC}} \Bigg|_{E_{AC}=E_{DC}} \quad (2.13)$$

サーマルコンバータへの入力電圧ではなく、熱電対からの出力電圧を用いて定義すると有用である。1章でも説明したように、(22)式は次のように書き換えることができる。

$$\delta_{AC-DC} = -\frac{E_{AC} - E_{DC}}{nE_{DC}} \Bigg|_{V_{AC}=V_{DC}} \quad (2.14)$$

また、熱電対からの出力電圧は、ゼーベック効果によりヒータの温度上昇が熱起電力に変換されるから、次の様に表す事ができる。

$$E_{AC,DC} = S(T)(T_{AC,DC} - T_0) \quad (2.15)$$

ここで S は熱電対材料のゼーベック係数の差に相当する相対的ゼーベック係数を表す。 T_{DC} および T_{AC} はヒータ中央部分の温度を表し、 T_0 は室温をあらわしている。したがて、ヒータ中心部の温度と(2.15)式から、出力電圧を得ることができる。さらに正規化感度指数 n も計算によって求める事ができることから、(2.14)式より交直差を計算することが可能である。

2.2.4 交直差の低周波特性の解析結果

ヒータ抵抗が $25\ \Omega$ の素子と $90\ \Omega$ の素子を準備して、従来の交直差比較法[9]を用いて、低周波特性を評価した。素子単体に加えることができる電圧は $0.1\ \text{V}$ 程度で、熱電対からの出力電圧は約 $7\ \text{mV}$ である。そこで、測定においては、印加可能な電圧レンジを拡大するために、周波数特性が無視できるレンジ抵抗を接続し、電圧範囲を拡大している。3 V用、10 V用の素子を作成するため、それぞれのレンジ抵抗器を接続した。測定では、電気的な基準を与えるために、アルミ製のシールドケースにサーマルコンバータのレンジ抵抗を搭載した。入力コネクタには、同軸N型コネクタを使用し、出力電圧は基本的に直流測定になることから、熱起電力の小さな差動入力が可能コネクタを用いた。1 kHz付近の交直差の測定をする際には、短時間のうちに行うことができ、周囲温度の影響は小さいと考えられるが、低周波領域では長時間にわたる平均値を測定するので、平均値を求める場合には、サーマルコンバータの温度が変化しないようにしなければならない。この測定では、アルミのシールドケースに搭載した素子を、断熱材または、安定な恒温槽内で測定を行った。恒温槽はハロゲンランプとペルチエ素子の組み合わせによりアクティブな温調制御を行っており、実測で $10\ \text{mK}$ のレベルで安定な温度環境を得ることができる。

1) 温度分布の解析結果

図2.4には、(2.2)式から得られた単一熱電対がサーマルコンバータのヒータ線の温度分布を示した。図中の実線は、定常状態の温度分布を、図中の点線は過渡状態での温度分布を示している。

単一熱電対型サーマルコンバータの温度は、電圧印加後にジュール効果による発熱により約4秒で定常状態に至った。サーマルコンバータの両端には、セラミックビーズが接続されており、両端の温度は一定になるように保たれている。したがって、ヒータの中央部の温度上昇が大きくなる温度分布が得られた。ヒータ中央部の温度分布に着目すると、中央部分には温度分布の窪みが見られた。これは、ヒータ中央部に取り付けられた熱電対を介した熱流出が原因である。

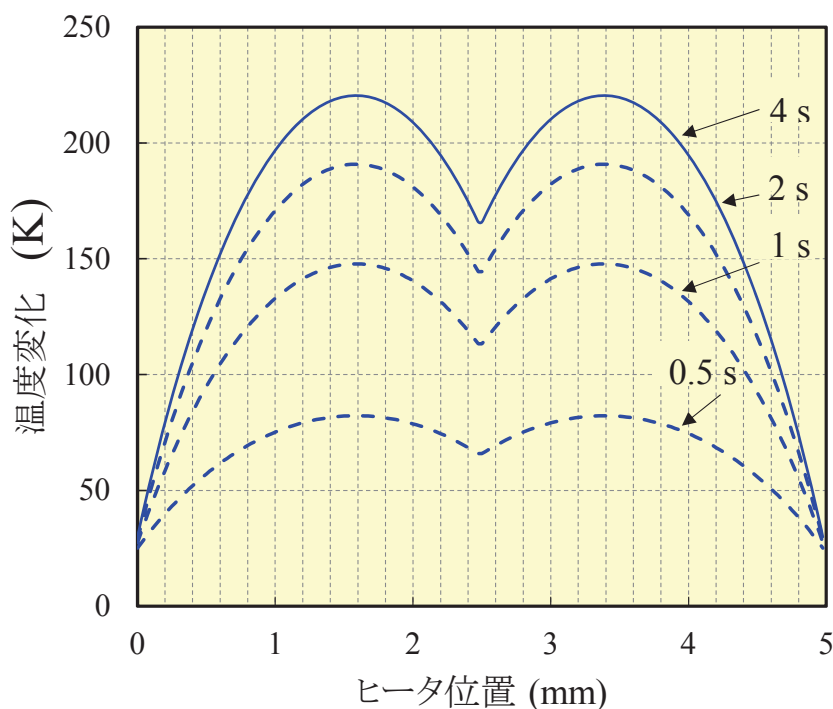


図2.4 サーマルコンバータのヒータの温度分布のシミュレーション結果.

2) 熱容量の交直差への影響

本研究で構築したモデルの特徴のひとつは、熱電対の熱容量を加味し、低周波において、温度振幅の発生周波数を決める時定数のより正確な解析を行ったことである。サーマルコンバータの時定数の逆数は、熱的な”カットオフ周波数”に相当し、出力電圧にどの程度交流成分が重畳されるかを表す、低周波特性における重要なパラメータのひとつである。ランプパラメータモデルにおいては、近似的にサーマルコンバータの時定数 τ は、熱コンダクタンス G および熱容量 C を用いて次のように表すことができる。

$$\tau = \frac{C}{G} \quad (2.16)$$

式(2.16)に示した熱容量は体積に依存するパラメータであるから、熱源からヒートシンクに至るまでの各部品の熱容量の和として表されるべき量である。単一熱電対型サーマルコンバータでは、ヒータからの熱は一次元的に熱電対を介してヒートシンクへ流れ混むから、熱容量 C は次のように表すことができる。

$$C = C_h + C_{TC} \quad (2.17)$$

ここで、 C_h はヒータの熱容量、 C_{TC} は熱電対の熱容量を表している。従来のモデルでは、式(2.17)の右辺のうち、ヒータの熱容量に相当する C_h のみを単純の単純化のため考慮していたが、ヒータと熱電対の径が同じ程度のサーマルコンバータでは、 C_{TC} の影響も無視することはできない。図2.5には、熱電対を考慮した場合と考慮しなかった場合の交直差の計算結果を示した。熱的な平均化が十分な100 Hz以上では、熱電対を考慮した場合も、考慮しない場合も解析結果は実験結果をよく再現することができた。その一方、100 Hz以下では、実験値も計算値も周波数とともに増加する傾向を示すが、熱電対の影響を考慮しない場合には、実験値と計算値の間に系統的な差が生じた。周波数の低下とともに、計算値は、実験に比べてより急速に交直差が増加した。この実験的な評価結果と計算結果の系統的な差は、10 Hzで80 $\mu\text{V/V}$ 、20 Hzで10 $\mu\text{V/V}$ であり、周波数が低い程、両者の差は大きくなっている。

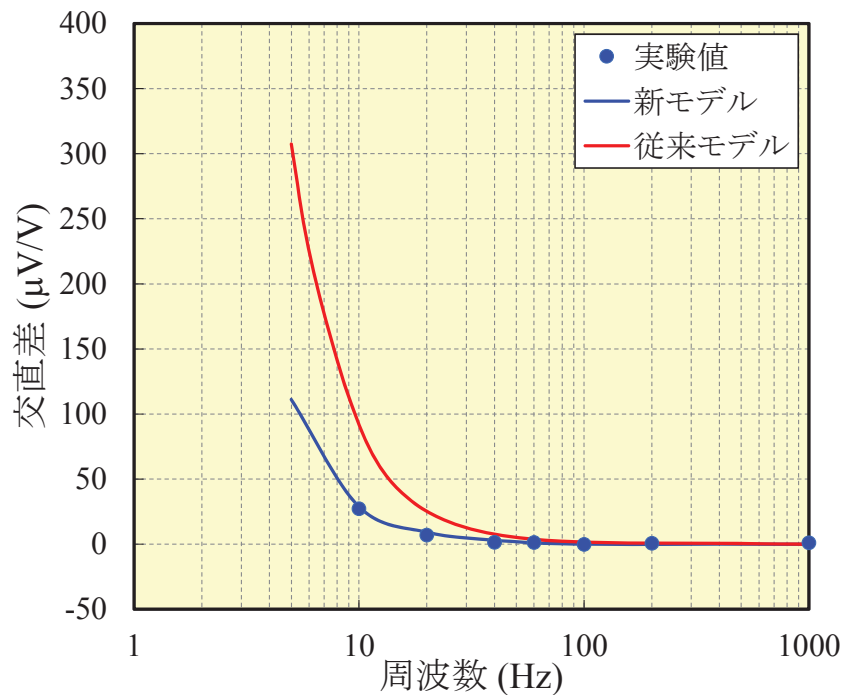


図2.5 熱電対の熱容量の影響を考慮した交直差のシミュレーション結果。

第2章

この系統的な差の原因は次の様にして説明することができる。図2.6でも示すように、直流電圧を印加した場合の過渡応答曲線から、単一熱電対型の時定数は0.7sであった。熱電対を加味しないで計算した熱的時定数は0.3sであり、実測値の半分程度である。そのため、フィルタ回路のカットオフ周波数に相当する周波数が実験結果と比べて高周波側へシフトしており、交直差が実験値に比べて急速に増加したと考えられる。一方、熱電対を考慮したモデルでは、周波数特性の計算結果は、実験結果とも良く一致し、急激な増大も見られなかった。これは、ヒータと熱的に結合している熱電対をモデルに考慮したことにより、ヒータの熱容量が増大し、考慮しない場合にくらべてカットオフ周波数が低周波側にシフトしているためである。結果的に交直差の系統的な差は $10\mu\text{V/V}$ 以下まで低減された。ヒータと同程度の径を持つ熱電対は、ヒータと同程度の熱容量を持っていることから、熱的時定数の計算結果に大きな影響を与えることが示された。

次に、熱時定数の計算結果と実験結果を比較するために、サーマルコンバータの過渡応答特性を図2.6に示した。

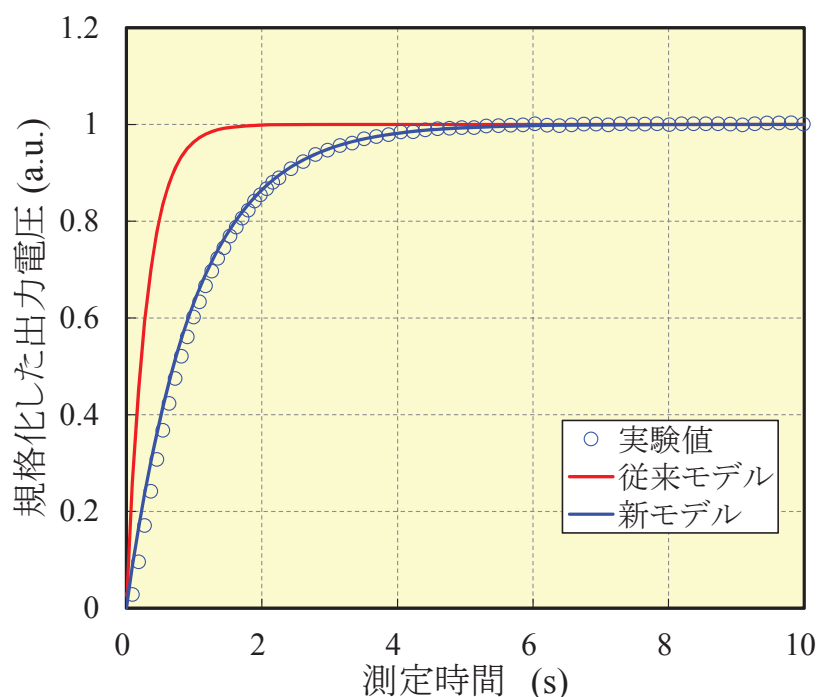


図2.6 サーマルコンバータの出力電圧の過渡応答曲線。

図中の青線は、熱電対の熱容量を考慮したモデルの過渡応答曲線、赤線は熱電対の熱容量を加味しないモデルの過渡応答曲線、青丸は実験データを表している。実験データの熱時定数を求めるために、解析を行ったところ、得られた時定数は、0.7 sであった。熱電対の熱容量を加味したモデルを用いた計算によって得られた時定数は0.8 sであり、モデル解析結果は実験結果とよい一致を示すことが示された。一方、熱電対の熱容量を加味しないモデルから得られる熱時定数は0.3 sであり、実験値の半分程度であることが示された。サーマルコンバータの熱時定数は、一次近似の範囲で、熱容量に比例することから、正確な時定数を再現できなかったと考えられる。これらの結果は、周波数特性のカットオフ周波数が、実験値に比べて高周波側にシフトしている結果とも矛盾ない。

以上より、低周波特性の評価結果と、熱的時定数の評価結果から、低周波領域において、熱電対の熱容量は、サーマルコンバータの低周波特性を決定する上で重要なパラメータのひとつであることが示された。

3) 交直差の低周波特性

図2.7には、25 Ω のヒータ抵抗と90 Ω のヒータ抵抗を有するサーマルコンバータに対して解析を行った結果を示す。図中のエラーバーは10回の測定を行った平均値の標準偏差を表している。実線は、計算結果を表しており、実験結果をよく再現した。この値は、計算の不確かさの範囲内であり、妥当な結果と考えられる。平均値の標準偏差は、1 $\mu\text{V}/\text{V}$ レベルでばらつきの少ない結果を得た。25 Ω のヒータ抵抗を有する素子は、20 Hz付近まで交直差が低下し、10 Hzから正に転じるのに対し、90 Ω ヒータでは、周波数の低下とともに単調に増加する傾向を示した。

次に、実験結果と解析結果の比較を行い、低周波特性のメカニズムについて考察を行った。先にも述べているように、100 Hz以上では、熱的な平均化が充分なため、ヒータの温度振幅は生じないが、周波数が低くなり、時定数の逆数に相当する熱的な“カットオフ周波数”に入力信号が近づいてくると、ヒータでの熱的平均化は不十分となり、温度振幅が生じるようになる。もし、発熱や熱損失のメカニズムが線形であれば、温度振幅を正確に平均化することで、低周波特性は生じないはずである。しかしながら、材料の温度依存性や輻射の影響による熱的非線形性によって、平均値は直流と一致しない。図2.7をみると、20 Hz以上では、周

第2章

波数の低下とともに交直差が低減し、その符号が負となる。これは、ヒータ抵抗が負の温度係数を持つことによると考えられる。これは、定性的に次のように説明することができる。ヒータの温度振幅をはじめると、ヒータ電気抵抗の変化により電流値が変化するため、平均化した発熱量は、直流と一致しなくなる。負の温度係数を持つ場合には、平均化した発熱量は増加する傾向にあるから、出力電圧が増加する。交直差を出力電圧で定義した式で考えると、直流に比べて交流電圧印加時の温度上昇が大きい場合には、交直差は負の値となる。電気抵抗率の温度係数を負として計算した結果も定量的に交直差の実験結果を再現していることから、負の交直差の原因は、電気抵抗率の温度係数と考える事ができる。一方、20 Hz以下の周波数帯域では、交直差は、周波数の低下とともに増加し、符号も反転する。この結果は、先程の負の結果とは逆に、サーマルコンバータの熱電対からの出力電圧が減少していることを示唆している。これは、ふたつの原因が考えられ、ひとつは熱伝導率の熱損失で、正の温度係数を持つ事に起因する。電気抵抗率と同様に考えると、正の温度係数を持つ場合には、平均化温度は直流と比べて低下する傾向にある。もうひとつは、輻射による熱損失である。輻射では、絶対温度の4乗に比例して損失が起こる。温度振幅が大きくなると、高い非線形性によって、振幅が少ない時に比べて、熱損失が大きくなるから平均化した温度は低下する。以上より、20 Hz付近の交直差の極小現象は、負の電気抵抗率温度係数に起因する交直差の減少と、輻射や正の熱伝導率の温度係数に起因する交直差の増加によって生じたものと考えられる。

一方、図2.7から、20 Hz以下では周波数の低下とともに交直差は増大する傾向を示した。この領域では、計算結果から、熱輻射の寄与が増大して行くことが示された。計算結果によれば、熱輻射は、100 Hz程度では熱量収支に対する熱輻射の損失による寄与は、1%にも満たないが、1 Hzでは、10%程度まで増大している。ヒータのジュール効果によって発熱した熱量の90%以上は、熱電対やヒータの熱伝導によるのに対して、輻射の寄与は10%であるが、交直差に与える影響は大きいと言える。輻射による熱伝達は、温度の4乗に比例するため、温度振幅が大きい低周波では、急激にその影響は大きくなる。

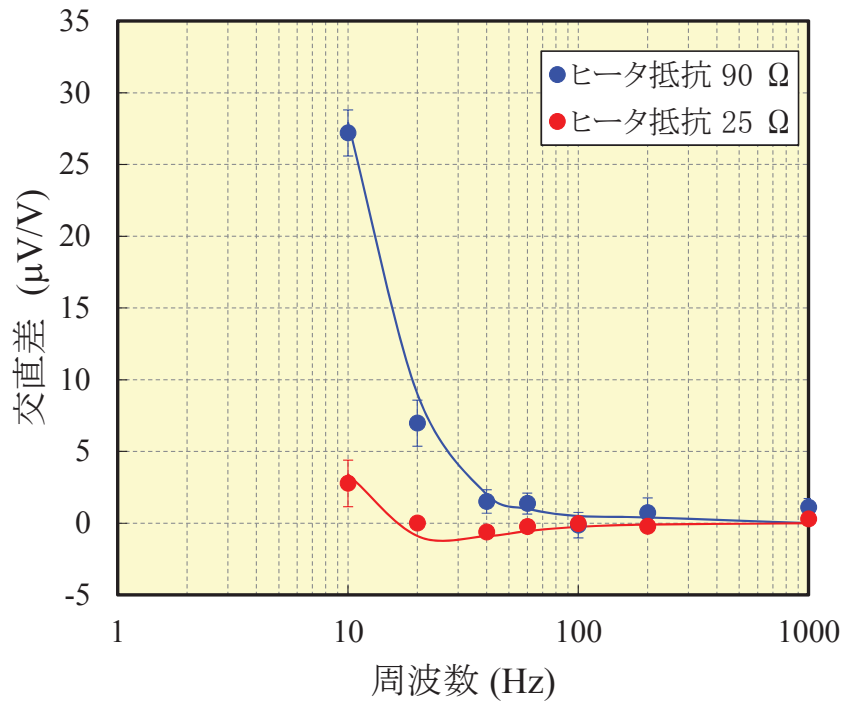


図2.7 交直差の低周波特性のシミュレーション結果.

4) 交直差の電圧依存性

10 Hz以下の交直差の電圧依存性の評価を行った。ヒータ抵抗25 Ωと90 Ωのサーマルコンバータを準備し、実効値を8 Vから10 Vまで変化させて交直差を評価した。

図2.8には、1 Hzから200 Hzの相対交直差の測定結果とその解析結果、および実験値と計算値の差を示した。図中の丸が実験結果を示し、実線が計算の結果を表している。図中では確認することが難しいが、繰り返し測定によるばらつきは、2 μV/V以内であった。計算によって求めた相対交直差は実験結果を良く再現し、1 Hzから200 Hzで50 μV/V以内で、不確かさの範囲内で、よい一致を示したと考えられる。ここまで考察したように、素子の構造を正確に考慮した時定数を考慮し、熱伝導から考えられうる熱的非線形効果を正確に扱う事が、低周波特性の定量的な評価に重要であると言える。

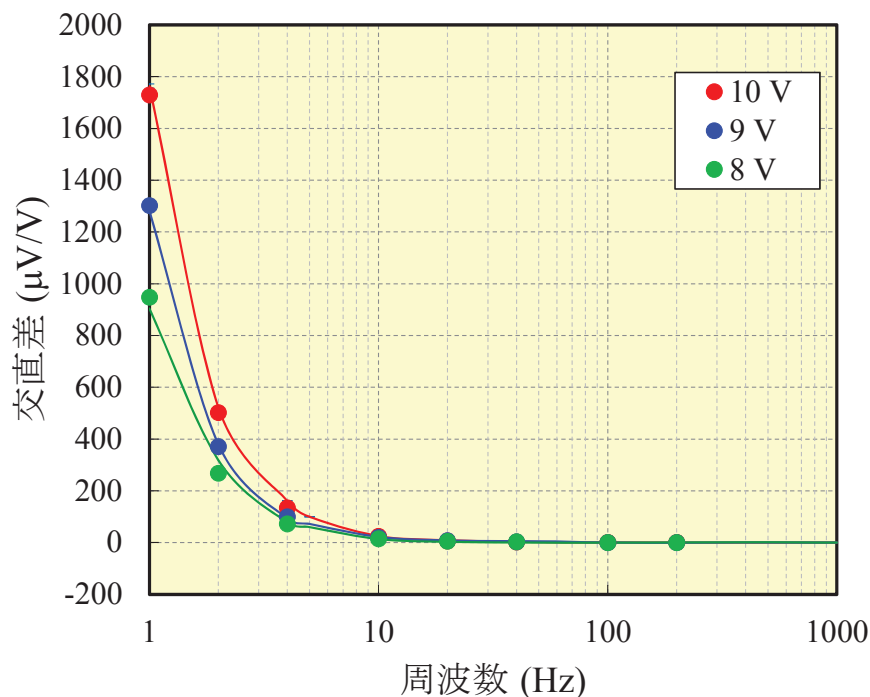


図2.8 交直差の電圧依存性の実験とシミュレーション結果.

5) 熱電対の温度係数の評価

最後に、低周波の交直差へ与える熱電対の温度係数の影響を考察した。第2章でも述べたように、熱電気変換メカニズムは、ヒータでジュール効果によって電気エネルギーが熱エネルギーへ変換される過程と、熱電対で熱エネルギーが電気エネルギーに変換される2つの過程からなる。低周波領域では、熱的非線形性が交直差の支配的な要因であるから、ヒータだけでなく、熱電対の出力電圧の温度依存性も正確に考慮しなければならない。熱電対の温度依存性の原因は、熱電対材質のゼーベック係数の温度依存性である。今回評価の対象とした単一熱電対型サーマルコンバータの熱電対の材質には、CuNi-NiCr系のタイプEの熱電対材料を用いた。まず、熱電対の出力電圧の温度係数を定めるために、タイプE熱電対の入出力データを測定したので、その結果を図2.9に示した。縦軸には出力電圧、横軸に熱電対へ与えた温度差を表している。温度差に対して出力電圧はほぼ線形に増加した。図中の実線は最小自乗法による線形近似曲線である。係数から、熱電対の出力電圧の温度係数を決定した。この結果から、タイプE熱電対の入力温度係数は660 ppm/Kと見積もった。

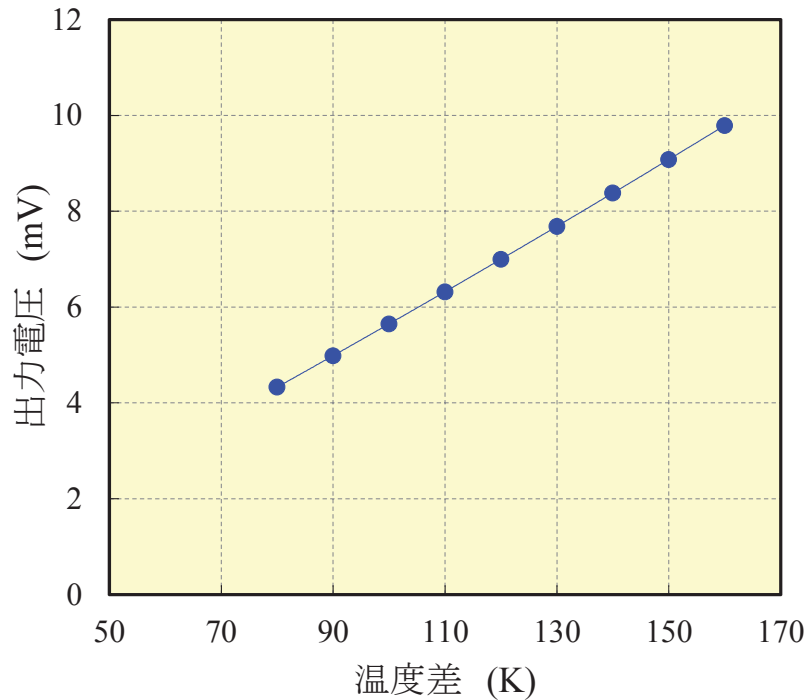


図2.9 熱電対の出力電圧の温度係数の評価。

次に、図2.10には、熱電対の出力電圧の温度係数を考慮して計算した交直差の低周波特性の計算結果を0.1 Hzから1 kHzの周波数範囲で示した。図中の青線が熱電対の出力電圧の温度係数を考慮した計算結果であり、図中の赤線は、温度係数の結果を考慮しない計算結果を示している。

温度係数を考慮しない場合の計算結果と比較するとわかるように、熱的な平均化が十分な10 Hz以上の周波数領域では、熱電対の温度係数の影響はほぼ無視することができる。両者の交直差の計算値の差は、10 Hz以上においては1 $\mu\text{V}/\text{V}$ 以下であった。これは、ヒータでの熱的な平均化が充分であり、交直差に与える熱的な非線形性の影響が小さいことを示している。一方、10 Hz以下の周波数領域では、両者の計算値は周波数の低下とともに増大する傾向を示すものの、系統的な差が現れはじめ、温度係数を考慮しない計算値はその周波数に対する増加率が大きかった。その差は、5 Hzでは5 $\mu\text{V}/\text{V}$ 、1 Hzでは約50 $\mu\text{V}/\text{V}$ と見積もられた。これらの結果は、次のように説明することができると考えられる。

まず、ヒータで生じている温度係数や輻射による非線形な発熱や熱伝導によって、1 Hz以下では、熱電対の出力電圧を考慮した場合に限らず両者とも周波数

第2章

の低下とともに交直差が増大する。一方で、周波数が1 Hz以下では、熱電対の熱的な非線形特性の影響が増大する。ヒータの非線形により非対称な温度振幅を平均化して出力電圧を計算すると、熱電対の出力電圧の温度係数が正の場合には出力電圧が増加する傾向にあるから、その交直差は温度係数を加味しない場合と比べて減少してしまう。したがって、ヒータの熱的非線形によって増加傾向にある交直差とは逆に、熱電対の出力電圧の温度係数は、交直差を減少させるから、低周波における交直差の増大が緩やかになる。もちろん、この議論は温度係数が正の場合であり、温度係数が負の場合には、さらに交直差を増加させる。

これらの結果より、1 Hz以下の超低周波領域においては、熱電対の温度係数を設計に考慮する必要があることが示された。

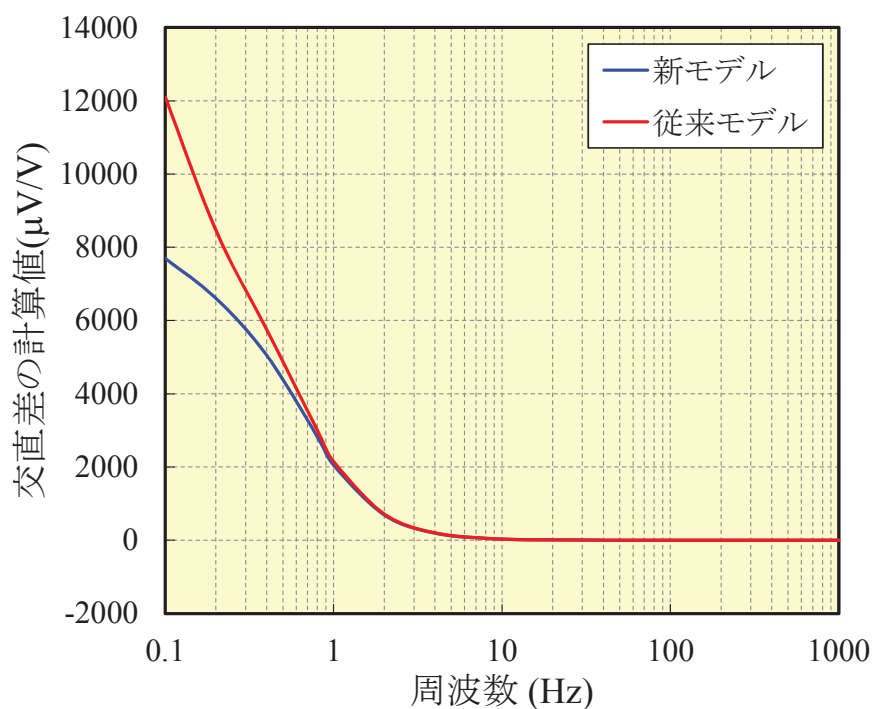


図2.10 熱電対の温度係数を考慮した場合の交直差のシミュレーション結果.

2.2.5 交直差の不確かさの伝搬解析

数値シミュレーションを用いて交直差の測定精度を律する因子の解析を行った。表2.1には、実効値電圧10 V、4 Hzの場合にける数値計算によって得られた交直差の不確かさを示した。不確かさ解析の対象にはヒータ抵抗が25 Ωの単一熱電対型サーマルコンバータを選択した。ここでは、熱物性値や素子の幾何構造に関する14のパラメータと入力電圧について交直差への不確かさの伝搬解析を行った。すなわち、不確かさの伝搬が大きいものほど、交直差の理論的な推定や評価結果への影響が大きい。不確かさの伝搬解析では、物性パラメータや幾何パラメータ X の変化量に対する交直差 δ の変化量 $\Delta\delta/\Delta X$ に相当する感度係数を求める必要があるが、解析的に各パラメータの感度係数を求めることは困難なことから、各パラメータを微小変化させた場合の交直差の値を数値的に計算して求めた。計算に用いた入力電圧も含む主要な15のパラメータの不確かさに対して、各パラメータの感度係数を用いて不確かさを求め、解析結果を表2.1にまとめた。

表2.1 交直差の不確かさ伝搬解析の結果。

不確かさの要因		不確かさ($\mu\text{V}/\text{V}$)
素子設計の パラメータ	熱容量	15
	熱伝導率	5
	熱伝導率の温度依存性	2
	電気伝導率	15
	ヒータ 電気伝導率の温度依存性	3
	輻射率	12
	質量密度	15
	ヒータ長さ	21
	ヒータ断面積	21
	熱電対 熱容量	10
	熱伝導率	7
	質量密度	8
	長さ	10
	断面積	10
計測器の入力電圧	40	
計算の離散化誤差	5	

第2章

解析の結果から低周波領域においては、特に交直差の電圧依存性が大きく、交直差の評価で最も大きな不確かさの要因になっていることが明らかになった。図2.11には、交直差と入力電圧の関係のシミュレーション結果を示した。入力電圧が増加するに伴って交直差が増加することが示された。電圧依存性を実験から正確に決められないことから、図の矢印で示した交直差を不確かさとして考慮しなければならない。周波数が低いほど、入力電圧への依存性は大きくなるから、不確かさも増加し、低周波領域で交直差の支配的な要因となる。したがって、安定な交流電圧源を用いて実験的に交直差を決定することができれば、表1に示した不確かさは大幅に改善することが可能である。

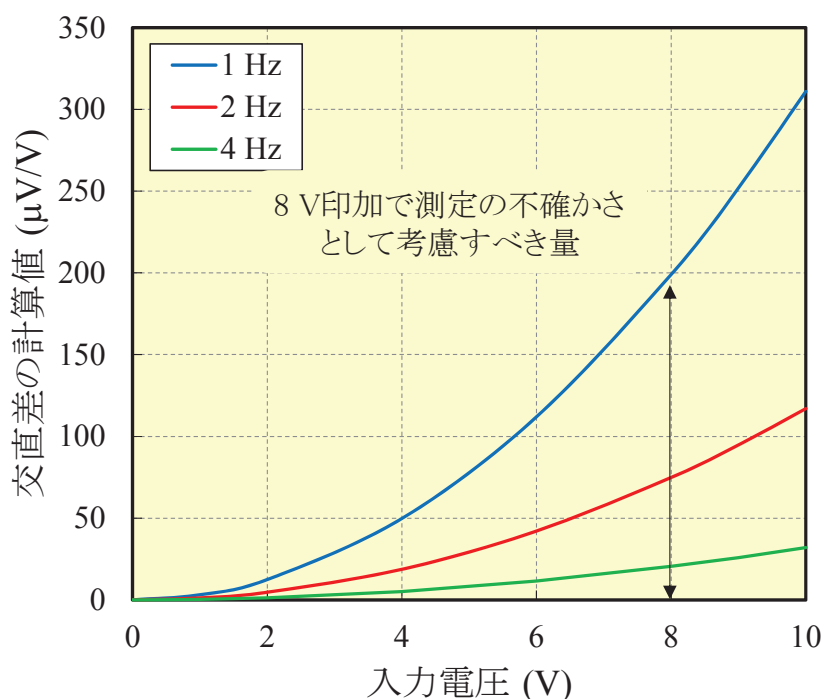


図2.11 交直差の入力電圧変動の関係のシミュレーション結果。

図2.12には、サーマルコンバータの熱電対からの出力電圧の過渡応答特性を示した。周波数が低くなると、ヒータでの熱的な平均化が不十分となり、熱電対からの出力電圧の直流成分に交流成分が重畳されるようになる。熱伝導率の温度依存性の影響により、繰り返し測定のばらつきが増加する主要因となる。しかしながら、図に示すように、ヒータの熱容量を増やすことで、温度振幅は大幅に改

善することが可能である。従来の単一熱電対型サーマルコンバータでは熱容量を増大させることは構造上困難なことから、熱容量が可変なサーマルコンバータを実現することで、高精度化が可能である。

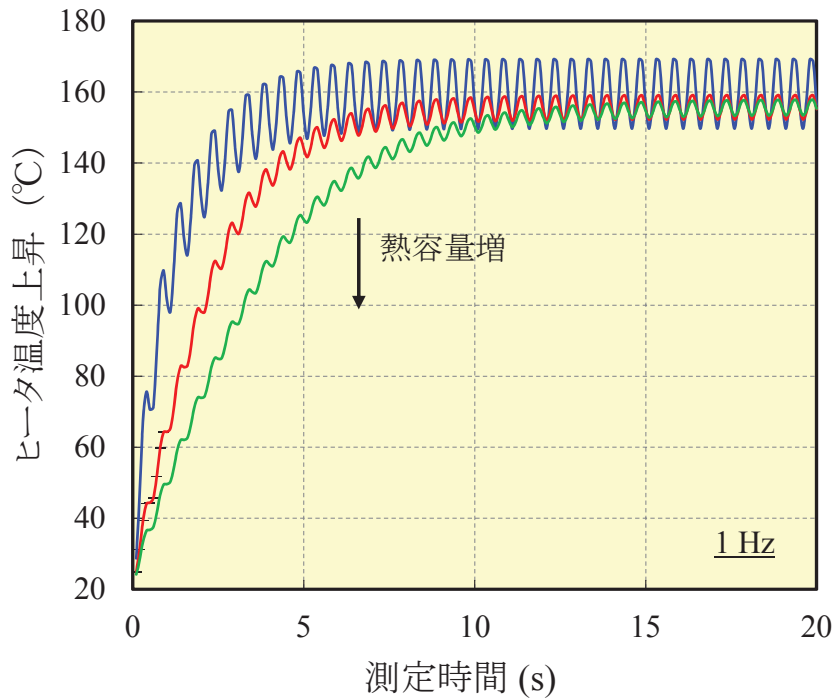


図2.12 熱容量を変えた出力電圧の過渡応答曲線のシミュレーション結果.

2.3 出力電圧ドリフトの解析

2.3.1 熱伝導方程式

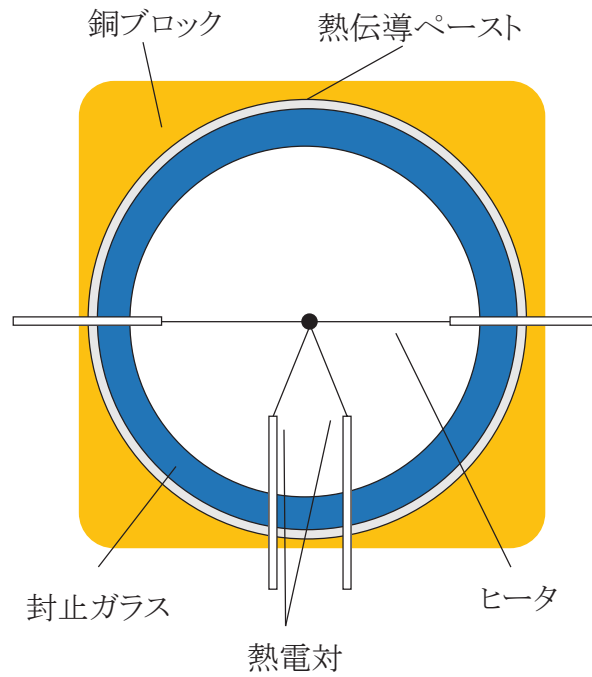
サーマルコンバータの出力電圧にはドリフトがあるため、測定時間が長い低周波領域では測定への影響が大きくなる。そこで、数値シミュレーションを応用して、出力電圧のドリフトのメカニズムを解明することにした。出力電圧のドリフトはほぼすべてのサーマルコンバータで見られ、複数の時定数で表現されることが実験的に知られている。このメカニズムをヒータ部分の温度上昇と、熱電対の基準接点に相当するガラスの温度上昇との複合的な過渡現象であると考察し、解析を進めた。具体的な考察内容は次の通りである。

第2章

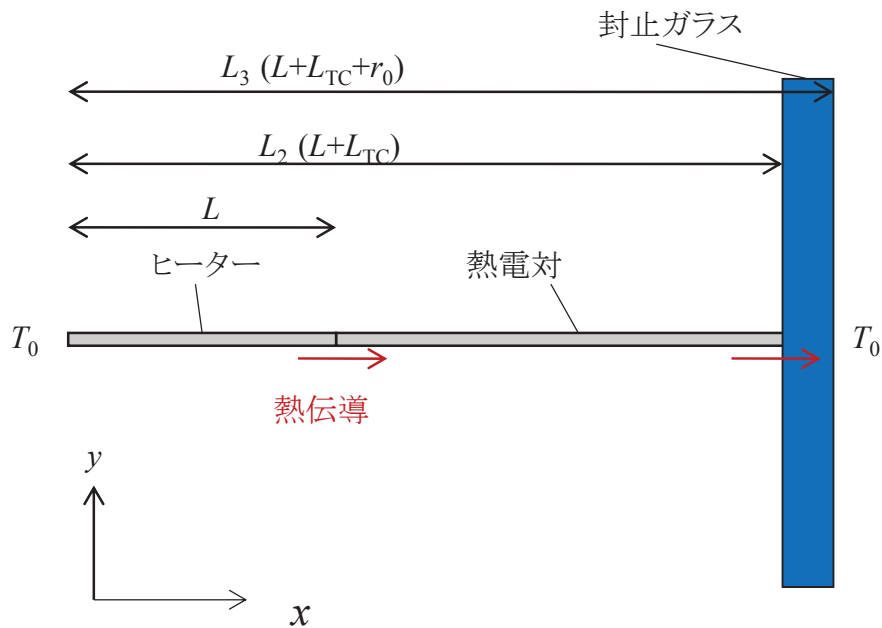
- 1) サーマルコンバータの構造から、ガラス部分が熱電対の零接点としての熱浴として役割を担っている。（熱電対の基準接点には熱浴に相当するものを設置すべきであるが、サーマルコンバータは、幾何構造上、ガラスを基準接点とせざるを得ない。）
- 2) しかしながら、その熱容量や放熱特性が不十分で、ヒータの温度上昇にともなう熱伝導により、温度が上昇してしまう可能性がある。
- 3) ヒータの温度が上昇している間に、熱電対の基準接点の温度が上昇すれば、熱電対の温接点と基準接点の温度差が減少することになるから、出力電圧はピーク値に達した後、減少に転じるはずである。

そこで、従来の単一の熱的時定数で表現された一次過渡応答モデル[10]に改良を加え、新たに封止に用いられているガラスの温度変化を解析対象に含めた複合的な過渡応答モデルで、熱ドリフトの考察を行うこととした。

図2.13には、本研究で用いた単一熱電対型サーマルコンバータの過渡応答解析モデルを示した。図2.13(a)には、サーマルコンバータの模式図を、(b)には、サーマルコンバータの対称性を考慮した単純化した計算モデルの模式図を示した。図2.13(a)には、サーマルコンバータのガラス部と熱的に結合した熱容量の大きな銅ブロックも併せて図示している。図2.13(b)には、熱伝導の流れを矢印で図示した。モデル図に示したように、ヒータに電圧を加える事で発生した熱は、熱電対を通り、封止ガラスまで流れる。従来のモデルでは、ガラスは熱浴と見なし、温度境界条件を一定と考えていたが、本モデルでは、有限の熱容量と熱伝導率を考慮することで、ヒータ自身の熱時定数に加えて、ガラスの熱時定数をはじめて定量的に扱った。



(a) 熱電対の基準接点であるガラスを銅ブロック覆ったサーマルコンバータ



(b) 過渡応答解析の熱伝導モデル

図2.13 サーマルコンバータの出力電圧ドリフト解析のための過渡応答モデル.

第2章

直流電圧をヒータに印加した場合のサーマルコンバータからの出力電圧 E_{DC} は、(2.19)式から(2.21)式を解いて得られる温度から(2.18)式のように表すことができる。(2.19)式は、ヒータの温度分布を決定する熱伝導方程式である。この方程式では、熱ドリフトへのヒータの電気抵抗率や温度係数の影響は、ジュール熱による温度分布や熱伝導による熱損失に比べれば、充分小さいため、過渡応答解析に限っては、温度係数による熱的非線形効果の影響を無視した。(2.30)式は熱電対の温度分布を決定する熱伝導方程式である。熱電対は、ヒータからガラス部分への主要な熱伝達経路で、その温度分布の決定は、ガラスの温度上昇値を決めるために欠かせない物理量である。尚、このモデルでは、熱電対表面からの輻射の影響はヒータに比べれば充分小さい事が予想されることから、解析に考慮しなかった。最後に(2.21)式はガラスの温度分布を決定する熱伝導方程式を示している。

$$E_{DC} = \zeta S(T_h(t) - T_g(t)) \quad (2.18)$$

$$C_h d_h \frac{\partial T_h}{\partial t} = \nabla(\kappa_h \nabla(T_h)) - \varepsilon_h \sigma A_h (T_h^4 - T_0^4) + \frac{E^2}{\rho_h} \quad (2.19)$$

$$C_{TC} d_{TC} \frac{\partial T_{TC}}{\partial t} = \nabla(\kappa_{TC} \nabla(T_{TC})) \quad (2.20)$$

$$C_g d_g \frac{\partial T_g}{\partial t} = \nabla(\kappa_g \nabla(T_g)) \quad (2.21)$$

2.3.2 初期条件・境界条件

解析における初期条件をおよび境界条件は次の通りである。ヒータの両端は温度が一定であるとしている。またガラス表面温度も一定と考える事ができる。したがって、熱的境界条件は次の様に表す事ができる。

$$T_h(x, y, z, t) = T_0, \quad x = 0 \quad (2.22)$$

$$T_g(x, y, z, t) = T_0, \quad x = L_3 \quad (2.23)$$

ここで、 T_0 は室温を表している。数値計算では、ヒータと熱電対、熱電対からガラスへの熱伝導は連続的であると仮定した。すなわち、ヒータ-熱電対間、熱電対-ガラス間のそれぞれの熱的境界条件は次のように表すことができる。

$$T_h(x, y, z, t) = T_{TC}(x, y, z, t), \quad x = L \quad (2.24)$$

$$\kappa_h a \frac{\partial T_h(x, y, z)}{\partial x} = \kappa_{TC} a_{TC} \frac{\partial T_{TC}(x, y, z)}{\partial x}, \quad x = L \quad (2.25)$$

$$T_{TC}(x, y, z, t) = T_g(x, y, z, t), \quad x = L_2 \quad (2.26)$$

$$\kappa_{TC} a_{TC} \frac{\partial T_{TC}(x, y, z)}{\partial x} = \kappa_g a_g \frac{\partial T_g(x, y, z)}{\partial x}, \quad x = L_2 \quad (2.27)$$

ここで、 a はヒータの断面積、 a_{TC} は熱電対の断面積、 a_g はガラスの熱流入箇所での断面積を表している。次に、熱的な初期条件については、はじめ、室温に置かれていることから、次のように表す事ができる。

$$T_h(x, y, z, t) = T_0, \quad t = 0, \quad 0 < x < L \quad (2.28)$$

$$T_{TC}(x, y, z, t) = T_0, \quad t = 0, \quad L < x < L_2 \quad (2.29)$$

$$T_g(x, y, z, t) = T_0, \quad t = 0, \quad L_2 < x < L_3 \quad (2.30)$$

サーマルコンバータのヒータに直流電圧を入力した場合を考えるから、電氣的な初期条件と境界条件は、周波数特性を解析した際の条件に準じている。

以上より、上記の初期条件および境界条件のもとで(2.29)式、(2.30)式、(2.31)式を解けば、ヒータ中心部分の温度、熱電対の温度、ガラスの温度が分かるから、(2.28)式から、ガラスとヒータの時定数の両方を考慮したサーマルコンバータの過渡応答特性を計算によって求めることができる。熱伝導方程式は、周波数特性と同様に有限要素法を用いて解析を行った。

2.3.3 出力電圧ドリフトの評価

出力電圧の過渡応答特性を調べるために、過渡応答特性の実験的な評価を行った。測定では、サーマルコンバータの熱的時定数1秒に比べて充分立ち上がり時間が短い直流電圧を加えて、熱電対からの出力電圧を熱起電力の小さな直流電圧計で連続的にデータ収集した。銅ブロックに覆われたサーマルコンバータは、アルミ製のシールドケースに搭載された。さらに、出力電圧への熱的外乱の影響を小さくするために、アルミシールドケースごと安定な恒温槽内に配置した。各測定点では充分短い積分時間で10回の測定を行い平均化した。図2.14には、金属ブロックの有無で調べた過渡応答特性の評価結果を示す。サーマルコンバータの熱起電力のオフセット電圧は差し引いた結果を示している。縦軸は、実測した出力電圧、横軸は測定時間を表している。

サーマルコンバータ単体の過渡応答特性は、図では赤丸で示され、複雑な2つの時定数で表現することができた。直流電圧とヒータに印加後、20 s程度まで出力電圧は増大し、その後、数分程度の時間に渡ってゆっくりと減少した。出力電圧の減少は、ピーク電圧に対して0.01%に及ぶ。電圧印加後、20 s以降のデータは、自然対数で近似することが可能である。自然対数曲線のフィッティングから得られた第二の時定数は40 sと見積もられた。この時定数は第一の時定数が1 s程度であることを考えると極めて長い。したがって、金属のような熱伝導率の高い材料の熱伝導ではなく、ガラスのような熱伝導率が低い材料を介した熱伝導が生じていると考えることができる。図の赤線は、本研究で構築した2つの時定数

を用いた過渡応答モデルで解析結果である。解析では、(2.18)に示すように、出力電圧にのみフィッティングパラメータを用いた。実験結果は解析結果とよく一致しており、ガラスの熱伝導を考えられる第二の時定数の計算結果も実験結果とよく一致している。この結果から、熱ドリフトの原因は、熱電対の基準接点に相当するガラスの温度上昇であると考えられる。

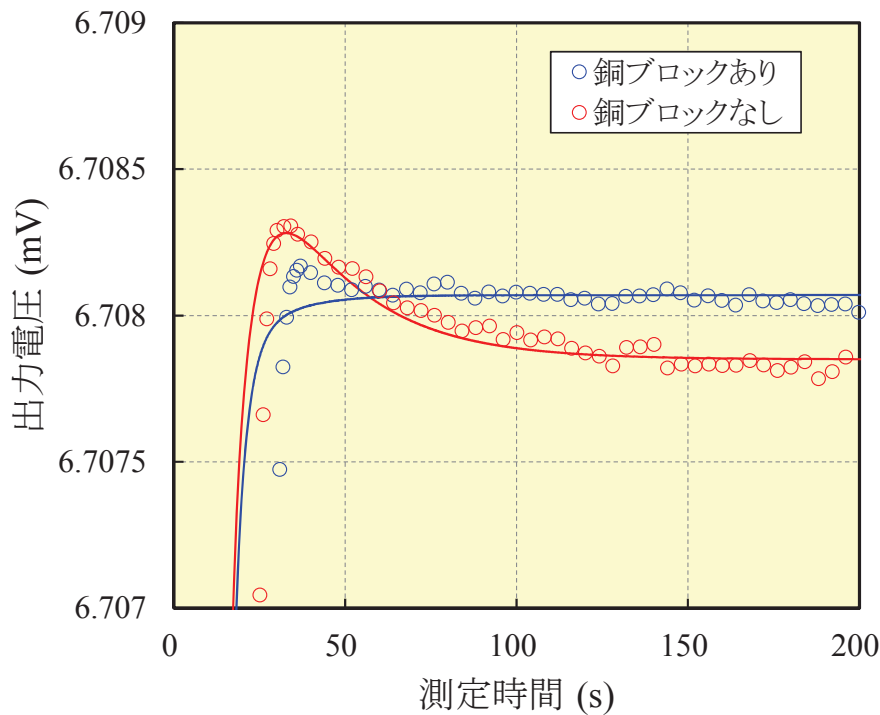


図 2.14 サーマルコンバータの電圧ドリフトの評価結果。

一方、熱ドリフトは、熱電対のゼロ接点に相当する封止ガラスを熱容量の大きな銅ブロックと熱的に結合させることで、改善できることが実験的にも示された。数値シミュレーションの結果も、実験結果の傾向とほぼ一致しており、支持する結果である。それに加えて、出力電圧が一定になった領域のばらつきも小さくなっている。銅ブロックの熱容量は、ヒータの発熱に比べて十分に大きいから、ガラス部の温度が熱的外乱に対して安定になったためである。以上の結果から、銅ブロックをガラス部と熱的に結合させる手法は、サーマルコンバータの熱ドリフトを改善するために有効な手法であることが示された。

2.4 結言

本研究では、解析に適した単一熱電対型サーマルコンバータを研究対象に選択し、交直差の低周波特性と熱ドリフトの解析を行った。交直差の解析では、新たに有限要素法を導入し、ヒータの熱的な非線形要素だけでなく、熱電対の熱容量と出力電圧の温度係数を新たに考慮して正確な解析を行った。その結果、従来法のモデルに比べて、実験結果をよく再現し、10 Hz以上での実験値との差は10 $\mu\text{V/V}$ 以下であった。

さらに、サーマルコンバータの実効値測定の測定精度を律する因子を明らかにすることを目的として、計算に用いた14のパラメータについて交直差の不確かさの伝搬解析を行った。その結果、入力電圧の揺動が交直差の不確かさとしてもっとも大きな要因であることを特定した。さらに、熱電対からの出力電圧の変動とヒータの熱容量の関係を示し、熱容量を増加させることで、出力電圧の変動を抑制できることをシミュレーションより示した。

一方、熱ドリフトの解析では、従来の単一時定数モデルに改良を加え、2つの時定数を考慮したモデルにより熱ドリフトの解析を行った。その結果、熱ドリフトの原因が、熱電対の基準接点の温度上昇にあること突き止めた。さらに、封止ガラスを温度が安定化するよう銅ブロックで覆うことで熱ドリフトを改善した。

参考文献

- [1] V. Bubanja, *J. Eng. Math.*, vol. 38, pp.33–50, 2000.
- [2] H. Laiz and M. Klonz, *Microelectronics Journal*, vol.30, pp.1155–1162, 1999.
- [3] H. Laiz and M. Klonz, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 48, no. 6, pp. 1155–1160, 1999.
- [4] H. Laiz, *Ph. D. dissertation*, Tech. Univ. Braunschweig, 1999.
- [5] Y. Amagai, and Y. Nakamura, *IEEJ Trans. Electrical and Electronic Engineering*, vol. 7, no. 4, pp.1155–1160, 2012.
- [6] Y. Amagai, and H. Fujiki, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 2014. (Accepted)
- [7] Y. Amagai, and Y. Nakamura, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.61, no.3 pp. 786–790, 2012.
- [8] H. S. Carslaw and J. C. Jaeger, *Conduction of heat in solids* (Oxford University Press, 2nd edition, 1959).

- [9] H. Sasaki, K. Takahashi, M. Klonz and T. Endo, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 42, no. 2, pp. 603-606, 1993.
- [10] B. D. Inglis, *Metrologia*, vol. 18, no.3, pp. 133-138, 1982.

第2章

第3章

ジョセフソン素子による交流電圧波形生成と 交直差測定への応用

前章では、有限要素法による数値解析を導入し、単一熱電対型サーマルコンバータの交直差の低周波特性の解析を行った。交直差への不確かさ伝搬解析を行い、測定精度を律する主な因子のひとつとして入力電圧の揺動を特定した。交直差の入力電圧依存性は、実験的に評価することは困難なことから、不確かさとして考慮する必要があった。そこで、本章では、サンプリング測定技術を駆使し、原理的に量子力学的に安定なジョセフソン素子を用いた高精度交流電圧波形の生成に取り組む。さらに、ジョセフソン素子を用いた交流電圧波形のサーマルコンバータの交直差評価への応用を試みる。

3.1 緒言

ジョセフソン接合にマイクロ波を照射すると、量子効果により電流-電圧特性に定電圧ステップが発生する[1]。

$$V_n = \frac{h}{2e} nf \quad (3.1)$$

ここで、 n はジョセフソン素子のジャンクション数、 f はマイクロ波周波数である。ジャンクション数または、マイクロ波周波数を時間の関数として変化させることができれば、量子力学的に安定な任意の電圧波形を生成することが可能である。これまで提案された方式の中でも、バイナリ型[2]、パルス駆動型[3]、単一磁束量子回路型[4]、[5]の3つの方式が有望と考えられている。動作原理は異なるものの、ジョセフソン接合素子を利用したデジタル-アナログ変換器として考えると理解し易い。これらの方式の中でも、本論文で取り上げるバイナリ型の交流プログラマブルジョセフソン電圧発生器 (AC-Programmable Josephson Voltage

第3章

Standard System : AC-PJVSと略す) は、低周波を得意とし、直流電圧レベルの高い電圧振幅を得ることが可能なことから実用化が期待される方式である。我国でも独自に機械式冷凍機を用いた研究開発を進め、液体ヘリウムフリーな10 K動作の実証に成功してきた[6]-[8]。近年では、直流電圧用PJVSシステムを、交流用にカスタマイズしたバイアス制御機を用いて4 Vピーク電圧および2 kHzまでの周波数での正弦波生成実験に成功している [9]。その一方、バイナリに区切られたジャンクションをスイッチングにより切り替えて電圧を発生させる方式のため、バイアス電流を切り替える時に、動作点が必ず量子化電圧ステップから外れ、出力された交流電圧波形の実効値が直流電圧と交流電圧で理論値と一致しない課題がある。このスイッチングに伴う誤差はトランジェントエラーと呼ばれ、この方式によって得られる実効値の主要な不確かさになっている。これまで、トランジェントエラーの定量的な考察や計算[10]が行われており、実験結果やモデル計算などをもとに、不確かさの上限値が提案されている[11]。

一方、トランジェントの寄与が避けられない実効値測定ではなく、トランジェントの影響を回避しながら離散的に電圧値を評価する“サンプリング方式”での測定も試みられている[12], [13]。図3.1にサンプリング測定の原理図を示した。

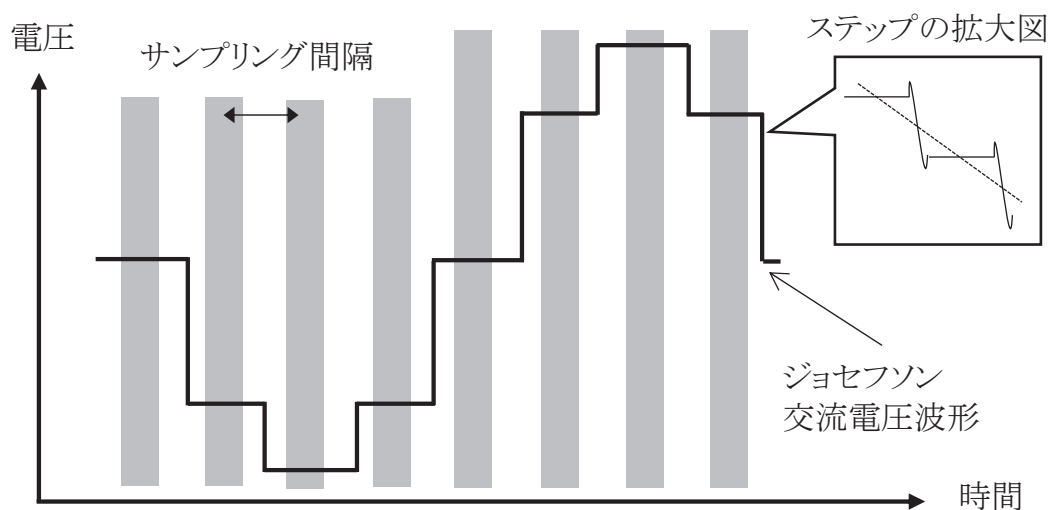


図3.1 サンプリング測定の動作原理図。

この方式は、ジョセフソン交流電圧発生器からの正弦波電圧の中でも量子化されたステップのみを選択的にデータを収集するため、トランジェントの影響を回避することが可能である。

そこで本研究では、交流プログラマブルジョセフソン電圧発生器の波形生成実験に取り組み、サンプリング回路技術を駆使することで高精度な交流電圧実効値測定を行う。さらに、サーマルコンバータの低周波特性評価へ応用し、交直差の不確かさを低減する[14], [15]。

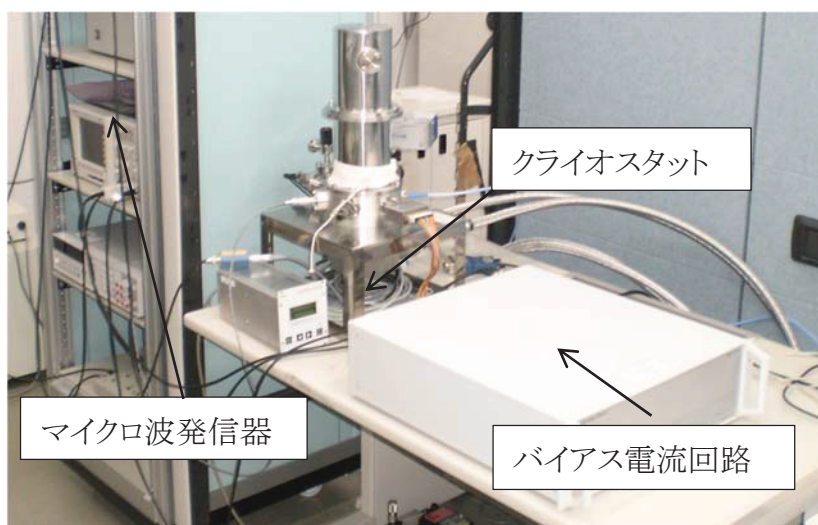
3.2 ジョセフソン素子による交流電圧波形生成

本研究で用いたAC-PJVSを図3.2に示す。装置の構成は、従来のタイプ[2]と同じであるが、液体ヘリウムフリーな冷凍機実装システムを用いている点に特徴がある。本システムは、ジョセフソン接合素子、クライオスタット、機械式冷凍機、バイアス回路、マイクロ波発信器より構成される。チップの冷却には2段のGM (Gifford-McMahon) 冷凍機を用いることで、液体ヘリウムフリーな10 K以下の低温環境を実現している。素子を駆動するためのバイアス回路は、光ファイバを介して電氣的に絶縁されたデジタル部からの波形データに従って、各チャンネルへバイアス電流を高速に出力する。出力部にはマルチプレクサ (AD8174) と高速差動電流アンプ (AD8130) が用いられている。

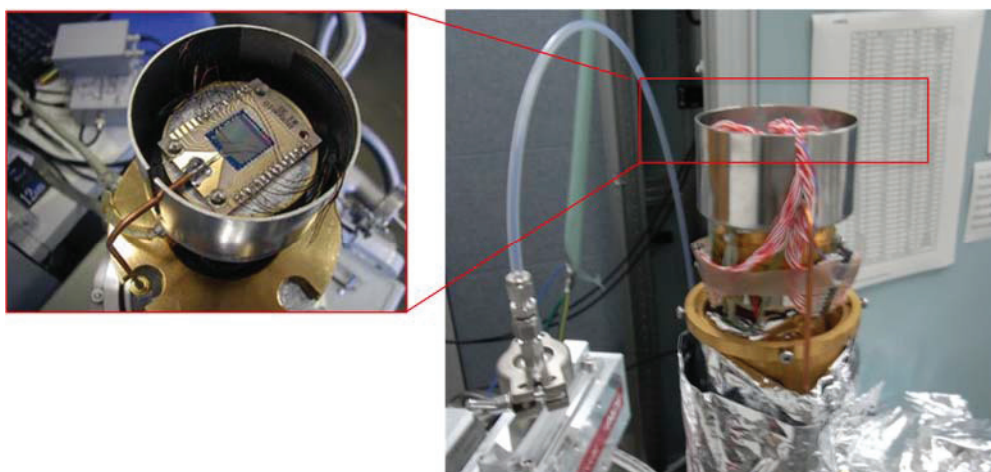
AC-PJVSチップの最適動作条件を探索し、バイアス電流動作マージンの評価を行うため、機械式冷凍機システムへのチップ実装を行った。図3.2 (b)には冷凍機実装の写真を示した。GM型冷凍機で4.2 Kまで温度を下げるために、金メッキされた銅材からなるステージへチップをマウントした。機械式冷凍機では、チップとステージ間の温度勾配が小さくなるよう、熱伝導率が充分高く、かつ界面での熱抵抗が低いことが求められるため、チップとステージの間にはインジウムシートを挿入した。ヒータと半導体温度センサーをサンプルホルダー内に設置し、チップの動作温度となる10 Kを安定に保つことができるようPID制御を行った。外部磁場ノイズの影響を低減するために、ステージは磁気シールドによりカバーした。チップとチップキャリアはアルミ材によるワイヤボンディングを用いて行い、バイアス配線を接続した。より安定した10 Kの温度環境を維持するためには、低温で支配的な熱伝達要因となる熱伝導と輻射によるステージへの熱流入を抑制することが重要である。そのため、バイアスケ

第3章

ケーブルにサーマルアンカーを設け、バイアス配線を介しての室温からの熱流入を抑制するため十分な配慮を行った。また、マイクロ波の導入ケーブルには、熱流入の少ない銅メッキを行ったSUS材を用い、第1ステージへ銅ケーブルによってサーマルアンカーを取った。磁気シールドでカバーされたステージは、さらに輻射による熱伝導を抑制するため、サーマルシールドおよび輻射伝達を抑制可能な熱絶縁シートでカバーした。



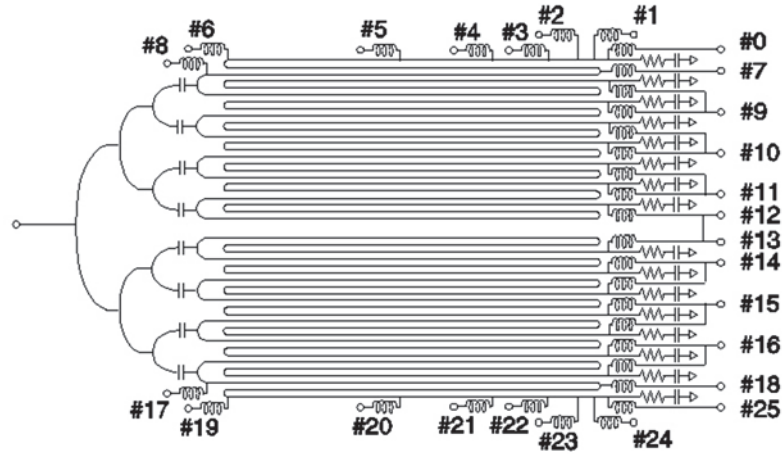
(a) 装置の構成.



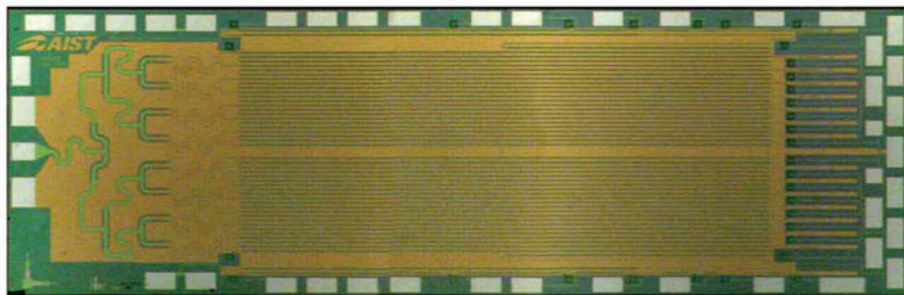
(b) チップの冷凍機実装の写真.

図3.2 交流プログラマブルジョセフソン電圧発生器システムの構成.

図3.3には本研究で評価を行ったDual型AC-PJVSチップを示した。図3.5(a)には素子の等価回路を、図3.5(b)には光学顕微鏡写真を示した。



(a) AC-PJVSチップの電氣的等価回路.



(b) AC-PJVSチップの光学顕微鏡写真.

図3.3 AC-PJVSチップの等価回路と光学顕微鏡写真.

素子はそれぞれ最大出力2 Vの2チャンネル出力をもつバイナリ型超伝導10 bit デジタル・アナログ変換器からなり、デジタル・アナログ変換器の分解能は10 bit で最小ビット約1 mVであるが、入力するマイク波周波数を変えることで、出力電圧は任意の値を出力することが可能である。電圧標準用のバイナリ型超伝導素子は100 mWレベルの非常に大きな発熱があり、バイアス配線も多いため、外部からの熱流入も大きく、冷凍機の配線には十分な配慮を配った。

第3章

ジョセフソン接合の等価抵抗 R_n によるマイクロ波の減衰による動作電流マージンの低下を避けるため、16本のアレーに分割し、ローパスフィルタで直流的に直列接続されている。マイクロ波は16分割されて16本のアレーに供給される。ローパスフィルタには8ターンのコイルを用いている。ジョセフソンチップの幾何寸法は15 mm×5 mm、接合サイズは3 μm ×3 μm 、接合数は65336×2チャンネル=130,672である。接合の臨界電流密度は70 kA/cm²である。

3.2.1 バイアス電流動作マージンの評価

次にチップのバイアス電流に対する動作マージンを調べるため、電圧ステップの平坦性の評価を行った。図3.4には代表的なセグメントにおける電流-電圧特性の結果を示す。定電流源の安定度やシステムのノイズ体制を考慮して、0.5 mA以上の電流マージンが必要である。そのため、各ジャンクションで、ステップ幅が0.5 mA以上となる、チップの動作条件の探索実験を行った。チップの動作条件は、温度10 K、マイクロ波パワー22 dBm、マイクロ波周波数15.9 GHzとした。Dual型チャンネル構成である利点を生かし、同じ電圧を発生するチャンネル同士の比較を行うゼロ位測定による電流-電圧特性の評価を行い、各チャンネルの1次ステップの電流マージン幅を決定した。一方、交流電圧を生成する場合には、複数のチャンネルを同時に動作させる必要があることから、バイアス電流のリークやチップ自身の発熱状態が単一で動作させた場合と異なるため、別途その影響を考慮しなければならない。そこで、1周期あたり8ステップの正弦波について、各ステップ電圧を実際に発生した場合における動作チャンネルの電流マージン幅を評価する実験を行った。具体的には、各ステップの電圧を動作させるために必要なチャンネルを選択し、すべてのチャンネルにバイアス電流を印加する。この状態で、動作させたチャンネルの一つに着目し、バイアス電流をスイープしながら電流-電圧特性を測定することで、そのチャンネルにおける動作電流マージンを評価することが可能である。図3.4に示すように、各チャンネルで0.5 mA以上の良好な電流マージンを得ることに成功した。表3.1には各チャンネルの動作電流マージンの評価結果を示した。

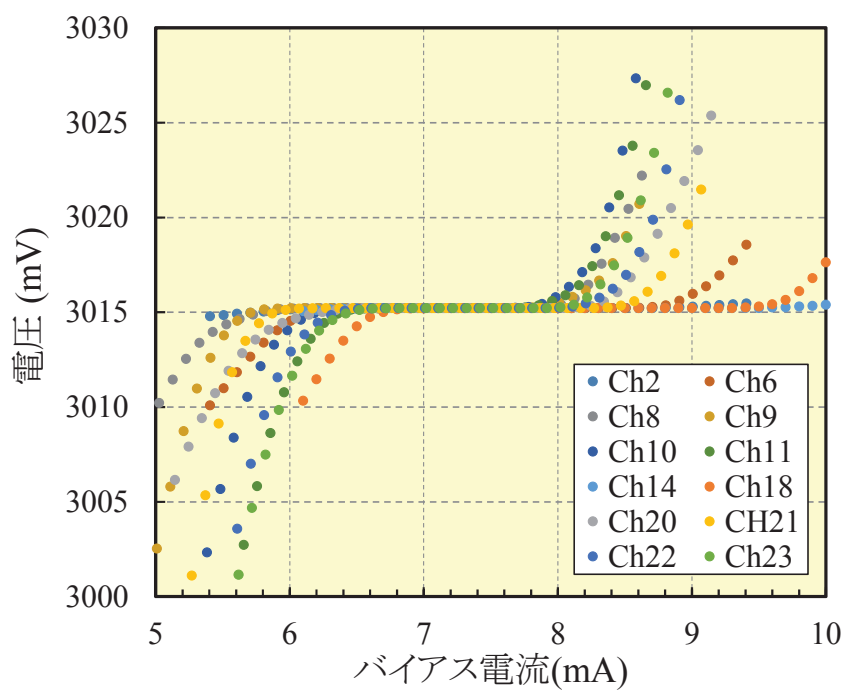


図3.4 AC-PJVSチップの電流動作マージンの評価結果.

第3章

表3.1 AC-PJVSチップの各チャンネルの動作マージン. 0次のステップと1次のステップの電流マージンを表している. x がマークされている個所は動作マージンが得られなかったチャンネルに相当する.

チャンネル	接合数	$n = 0$ ステップ マージン (mA)	$n = 1$ ステップ マージン (mA)
1	64	x	x
2	64	5.76	1.94
3	128	x	x
4	256	5.92	1.15
5	512	5.84	1.33
6	1024	5.32	1.41
7	2048	4.04	1.14
8	4096	1.32	1.19
9	8192	1.32	1.29
10	16384	1.32	0.81
11	16384	1.54	0.72
12	16384	2.10	1.26
13	64	x	x
14	64	5.46	2.68
15	128	x	x
16	256	6.68	2.04
17	512	5.96	1.55
18	1024	6.12	1.70
19	2048	4.32	1.25
20	4096	1.32	1.21
21	8192	2.24	1.85
22	16384	1.54	1.01
23	16384	1.54	0.89
24	16384	2.05	1.30

3.2.2 量子化交流電圧波形生成

次に、最適化実験によって見出した動作温度10 K、マイクロ波周波数15.9 GHz、マイクロ波パワー22 dBmにおいて、波形生成実験を行った。図3.5には、波形生成に成功した交流電圧波形を示す。電圧振幅4 V、周波数62.5 Hzのステップ近似された交流電圧波形である。1周期あたりのステップ数は8つであるが、各ステップの量子化された電圧値は、(3.1)式により定まる厳密な値であり、交流電圧波形の実効値が計算可能な点に特徴がある。

一方、交流電圧波形の詳細な測定によって、ステップの切り替え時には、従来と同じくトランジェントエラーが発生していることも明らかになった。幸い、タイムベースのエラーは実測で10 μ s以下と見積もられた。サンプリング測定に用いる電圧計(アジレント3458A)のタイムベースエラーは200 ns以下であるから、サンプリング測定により、正確な同期を実現すれば充分回避可能な応答時間である。そこで、次節では、交流電圧波形の実効値測定と、サーマルコンバータの交直差評価への応用を目標として、サンプリング測定回路の開発を行う。

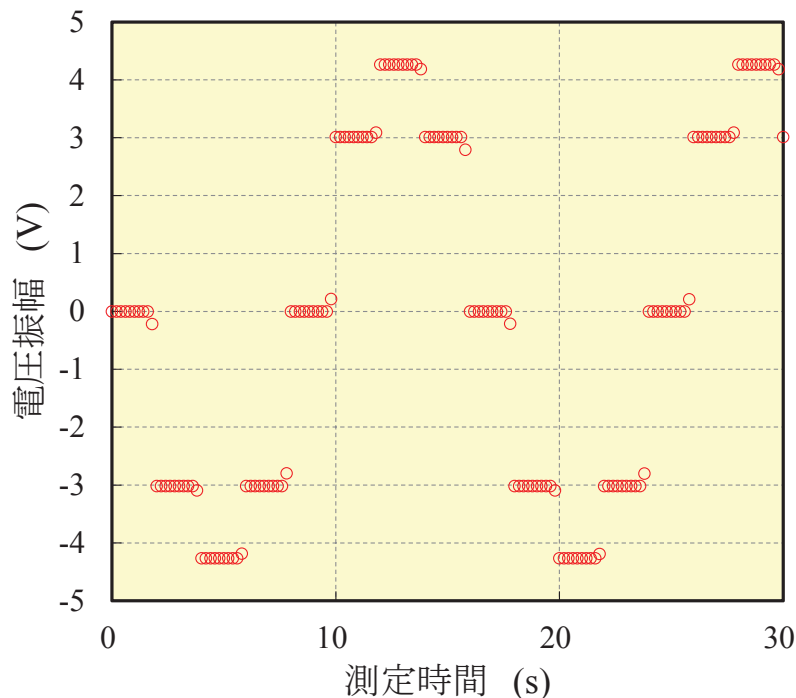


図3.5 ステップ近似された量子化交流電圧波形生成の結果

3.3 サンプルング測定回路の開発

3.3.1 差動サンプルング測定回路と動作原理

図 3.6 にはサンプルング測定のブロック図を示した。サンプルング測定回路は、半導体型交流電圧発生装置、AC-PJVS システム、サンプルングを行うデジタル電圧計 (DVM: Digital voltmeter) から構成される。AC-PJVS と半導体型交流電圧発生装置を同期させるため、任意波形発生装置を用いた。

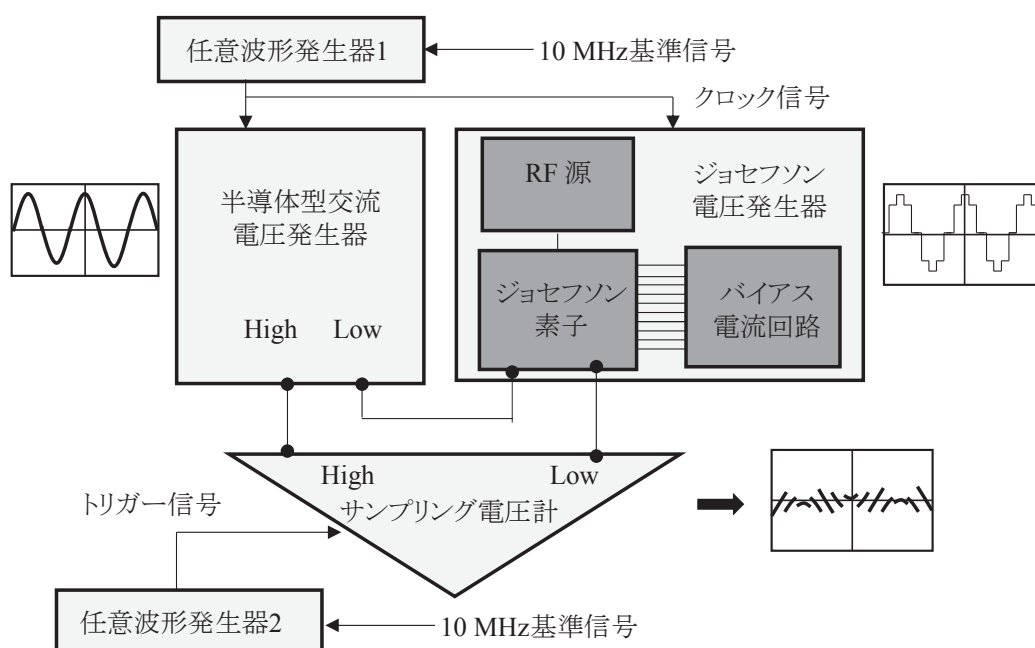


図 3.6 差動サンプルング測定のブロック回路図.

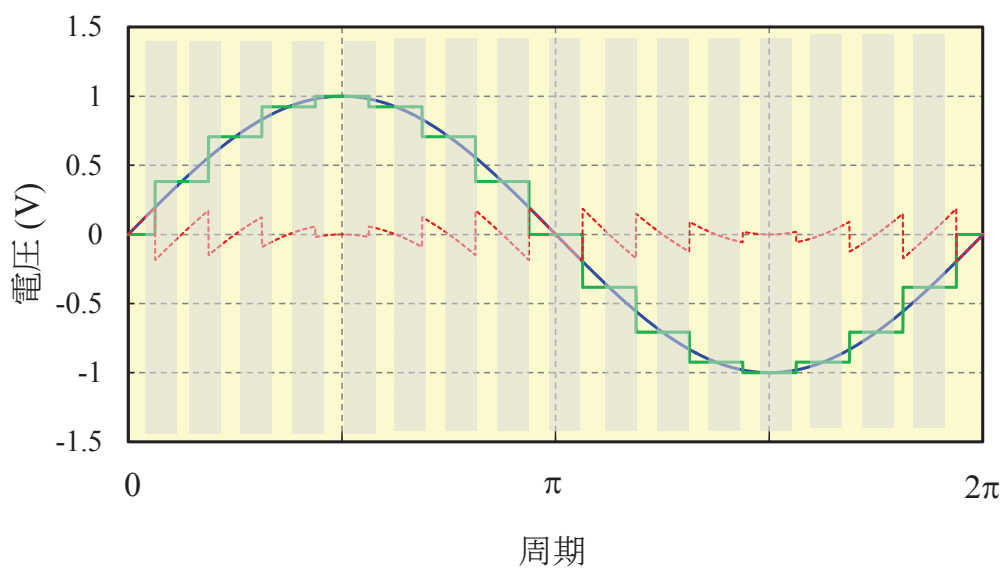
直接波形をサンプルングする方式と比較して、差動サンプルング方式は次のような利点がある。

- 1) 半導体型交流電圧発生器を介することでサーマルコンバータのような低インピーダンス素子に対しても十分な負荷電流を供給可能である。
- 2) 離散的なサンプルング測定を用いることで、AC-PJVS のステップ近似波形の高調波成分やトランジェントノイズエラーの影響を低減する。
- 3) 差動電圧測定のためサンプルング電圧計のゲインの非直線性に起因する不確かさを改善することが可能である。

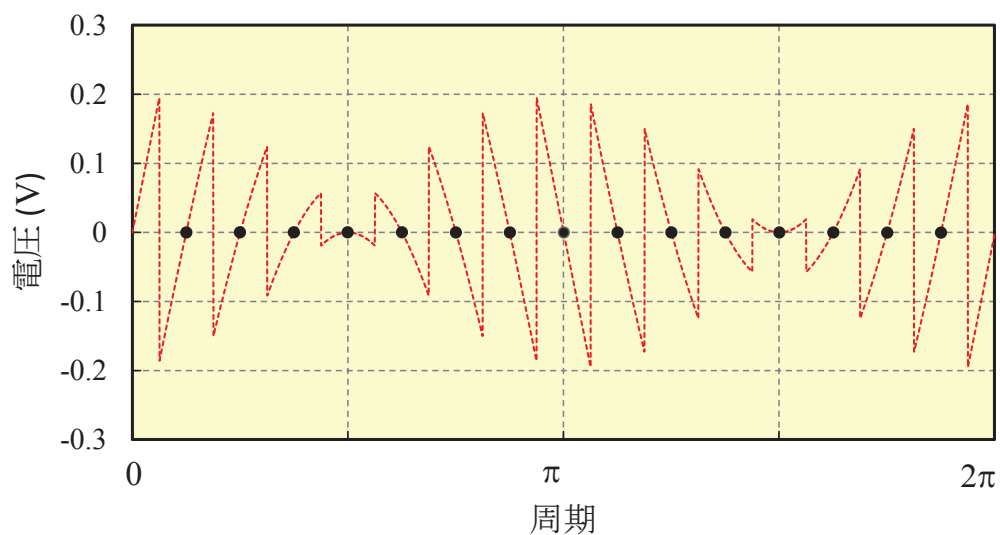
半導体型交流電圧発生器には波形歪みの少なく安定な市販の標準交流電圧発生器（フルーク 5720A）を用いたサンプリング DVM（アジレント 3458A）の入力端子の Hi 端子側は半導体型電圧発生器へ，Low 端子側は AC-PJVS の出力端子へ接続している．Guard 端子はオープンモードとし電気的にはフローティング状態になっている AC-PJVS システム，半導体型交流電圧発生器は任意波形発生装置を介して共通の 10 MHz の基準信号源と同期している．サンプリング DVM も本来は同期すべきであるが，外部信号を入力することができないため，内部水晶振動子をクロックとして用いた．内部水晶振動子を用いたことによる影響は不確かさとして考慮した．測定開始のタイミングは任意信号発生器からのトリガー信号で正確に決定される．トリガー信号回路にはすべて，光絶縁アンプを用いた．

次に，差動サンプリング測定のシミュレーションを示す．図 3.7(a)には，AC-PJVS からのステップ波形，半導体型交流電圧発生器からの正弦波と，その両者の差電圧のシミュレーション結果を示した．図の縦軸は電圧振幅，横軸は波形の周期を表している．AC-PJVS から生成される電圧波形は 1 周期あたり 16 ステップとし，電圧振幅を最大 1 V とした．ステップ近似された交流電圧波形にはトランジェントエラーを斜線で示した．灰色の長方形は積分時間幅を示している．図 3.7(b)は，差電圧波形の拡大図を点線で示し，積分後の平均値を黒丸で表した．

AC-PJVS からのステップ近似された交流電圧波形では，灰色で示した量子化されている部分でのみ電圧値の計算が可能であることから，エッジ部分のトランジェントエラーを回避する必要がある．そのため，離散的なサンプリング法を用いて，図の灰色でマークした量子化した電圧のみを選択的に測定する．この方法では斜線で示したトランジェントエラー部分の影響を回避しながら，量子化電圧ステップと正弦波交流電圧の差電圧を得ることが可能である．したがって，計算可能な AC-PJVS のステップ電圧と測定した差電圧の和を各ステップで計算すれば，交流電圧波形を再構築することができる．波形データを離散フーリエ解析により処理することで，基本波の振幅成分や位相成分を得る．尚，差電圧値は，一定時間測定データを積分して得ることができる平均値であるから，波形を再構築して得られた値は，積分時間補正関数 $\text{sinc}(\pi f t_a) = \sin(\pi f t_a) / (\pi f t_a)$ により補正を加える必要がある．ここで， f は交流電圧周波数， t_a は積分時間である．



- (a) AC-PJVS からのステップ電圧波形，交流電圧発生器からの正弦波波形，およびその差電圧のシミュレーション結果．図中の斜線はトランジェントノイズを示す．灰色は量子化されたステップ電圧でサンプリングの積分時間に相当する．



- (b) 差電圧波形のシミュレーション結果の拡大図．黒丸は積時間後の平均値を示している．

図 3.7 サンプリング測定シミュレーション結果.

3.3.2 サンプルング測定の結果

差動サンプルング測定法を用いて半導体交流電圧発生装置から生成される電圧実効値3 V，周波数62.5 Hzの交流電波形の精密な評価を行った．図3.8に差電圧の測定結果を示す．図の緑丸が差動サンプルングによって得られた差分電圧を表しており，赤丸と青丸がAC-PJVSからのステップ状の電圧波形と半導体型交流電圧発生器からの交流電圧を表している．

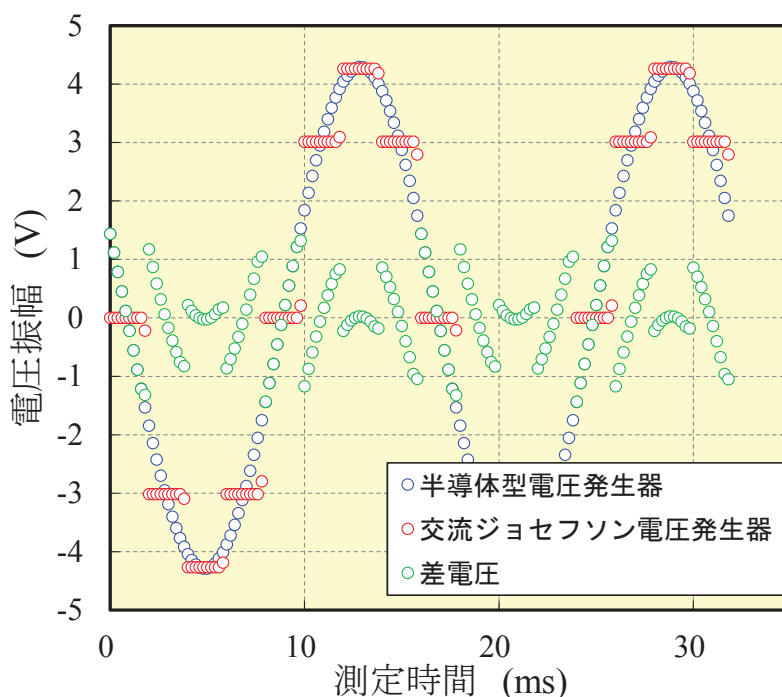


図3.8 正弦波電圧とステップ近似電圧の差電圧波形の測定結果.

AC-PJVSから発生させたステップ状の正弦波電圧波形は，積分時間を長くすることで，測定ノイズの影響を小さくするために，1周期あたり8ステップとした．測定では，量子化されたステップを選択的に測定すること，および差電圧を小さくしサンプルング電圧計のゲインの非線形の影響を軽減することを目的に，サンプルング電圧計の遅延時間を二分探索法に基づく自動プログラムにより最適化した．この予備測定により，差動サンプルング測定における最適な遅延時間は約14 msと見積もられた．また，サンプルング電圧計のレンジはゲインエラーが小さくなるように，1 Vレンジを選択した．積分時間は，トランジェントエラーに重ならない様，サンプルング電圧計の半分の値を採用した．62.5

第3章

Hzの場合は、ステップの時間幅は2 msなので、積分時間は1 msである．高精度な同期サンプリングシステムを構築し、サンプリング波形測定に成功した．

次に半導体型交流電圧発生器の安定性を評価するために、10周期の差動サンプリング測定の結果を図3.9に示す．この測定では、1周期目に遅延時間の最適化を行い、波形再生のデータとして10周期すべてのデータに対してその遅延時間を用いた．10周期に渡る測定は、データ送受信が完了するまで、数秒である．もし、この測定中にジョセフソン接合で磁束トラップエラーが発生し、バイアスポイントが量子化ステップからずれた場合には、差電圧の測定ばらつきが 10^{-4} Vを超える．そこで、測定では、差電圧データの測定ばらつきの閾値を 10^{-4} に設け、閾値を超えるような場合には、その測定データを棄却し、自動で超伝導転移温度よりも高い温度まで上昇させ、素子内部に侵入した磁束を排除するルーチンを組んでいる．

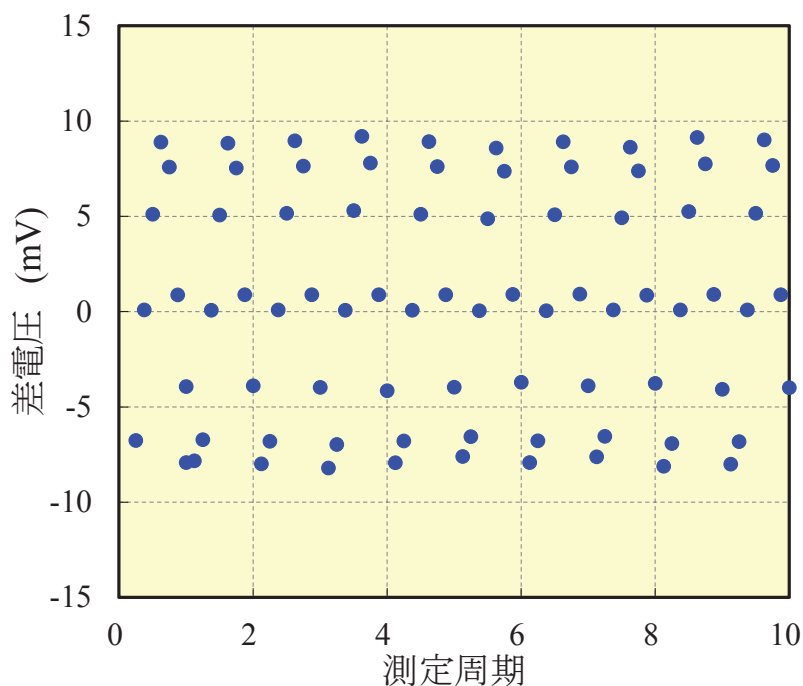


図 3.9 最適化した遅延時間を用いて行ったサンプリング測定の結果.

次に、図3.9で得られた差電圧データを用いて波形の再構築を行った．波形の再構築の手順は次の通りである．まず、サンプリング測定によって得られた差電圧 $\Delta V(m)$ 、AC-PJVSの各ステップの可計算な電圧値 $V(m)$ を足し合わせる．10周期の差電圧データをサンプリング測定によって収集し、これを20セット行うため、

本測定の m は最大で $m=200$ となる。次に、離散フーリエ解析(DFT)により、基本波とその高調波の振幅加えて位相を得る。この解析により得られた振幅は、積分時間の影響を含むため、実際の振幅とは異なる。したがって、より正確な周波数領域での結果を得るために、補正を加える必要がある。すなわち、DFTによって得られた振幅を V_i とすると、実際の振幅値 V_i' は次のようにあらわすことができる。

$$V_i' = \text{sinc}(\pi i f t_a) V_i \quad (3.2)$$

ここで、

$$\text{sinc}(\pi i f t_a) = \frac{\sin(\pi i f t_a)}{\pi i f t_a} \quad (3.3)$$

添え字の i は高調波の次数区別するために用いた。 f は交流電圧の周波数、 τ_a は積分時間を表している。(7)式の補正項は、(8)式で示すようにデジタル信号処理でよく用いられる正規化Sinc関数に相当し、サンプリング測定における積分時間に起因する誤差を補正することが可能である。

図3.10には、差動サンプリング測定によって得られた半導体型交流電圧発生器からの実効値電圧の測定結果を示した。それぞれのデータ点は、1 msの積分時間で測定した10周期のデータについて行って得られた実効値電圧に相当する。尚、実効値電圧を計算する場合には、基本波の振幅を用いて計算した。この測定では、タイミングを合わせるために、1周期毎に、信号発生器からサンプリング電圧計にトリガーパルスを加えた。このように、10周期に渡るサンプリング測定を1回の測定と見なし、同じ測定を20セット繰り返した。図中の赤丸データが、20セットの繰り返し測定により得ることができた半導体型交流電圧発生器の交流電圧実効値の平均値と1sigmaに相当する標準偏差を表している。20セットの差動サンプリング測定より得られた平均値は、3.036017 Vであった。正規分布を仮定した標準偏差は0.6 $\mu\text{V/V}$ であった。この測定ばらつきは、米国などの国立研究機関から報告されている結果と同等の世界最高レベルの結果である[13]。

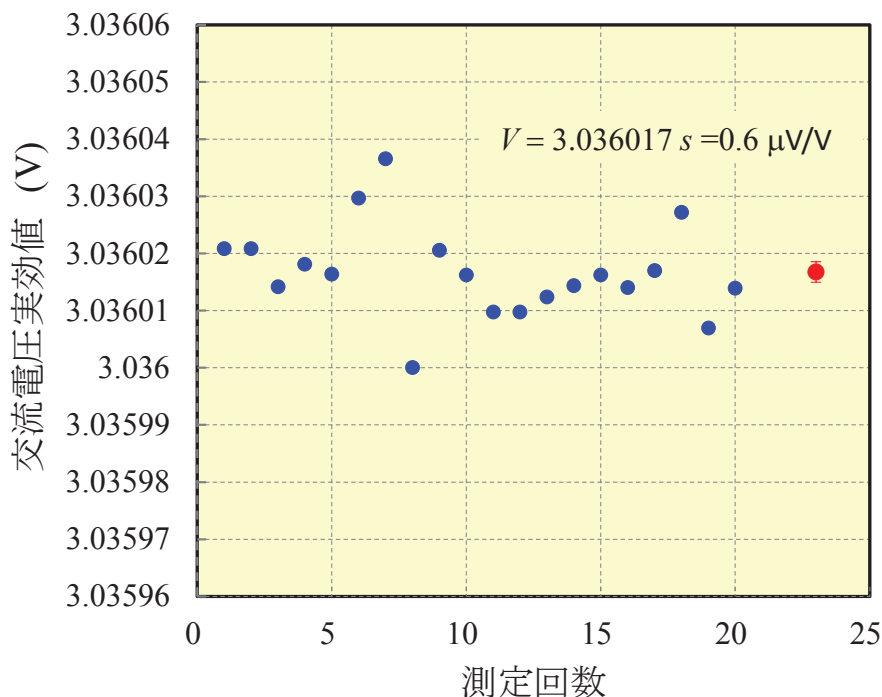


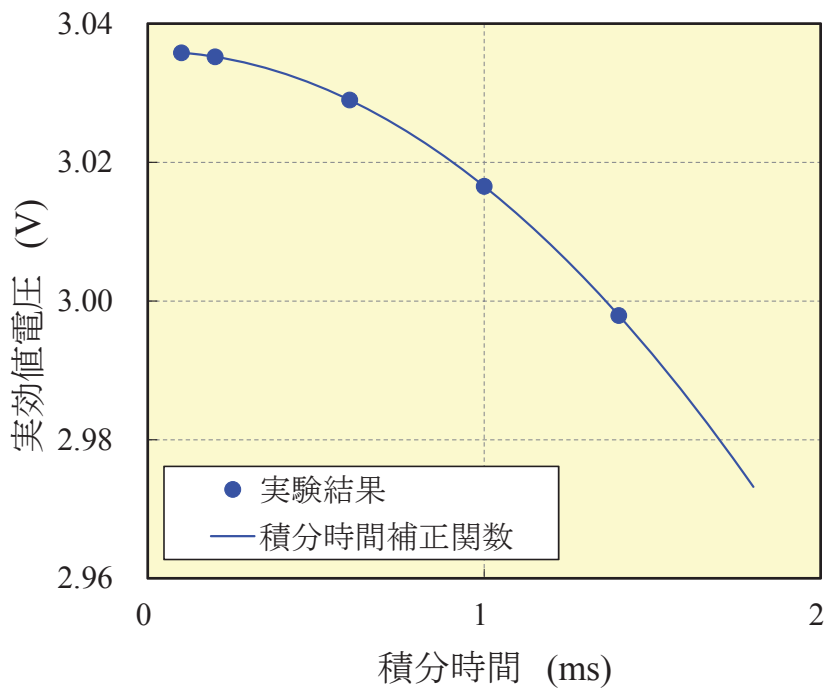
図 3.10 交流プログラマブルジョセフソン電圧発生器を用いたサンプリング測定によって得られた交流電圧実効値の測定結果.

表3.2には、半導体型交流電圧発生器の出力波形の高調波の評価結果を示す。表に示すように、2次以降の高調波成分の寄与は、実効値換算で考えた場合、7桁以下であることが明らかになった。この結果より、半導体型発生器は、歪みの少ない正弦波を発生していることが明らかになった。サーマルコンバータは電気-熱変換を行うことで実効値を測定するため、基本波から高調波までを含む実効値を測定する方法であるのに対して、サンプリング測定は、ナイキストのサンプリング定理で定められるサンプリング周波数の上限がある。そのため、半導体交流電圧発生器に高次の高調波が含まれる場合には、両者の比較測定において無視できない不確かさの要因となってしまう。したがって、半導体型交流電圧発生器の高調波成分を基本波に比べて無視できるほど小さい結果は、AC-PJVSを用いたサンプリング測定によってサーマルコンバータを評価する上で重要な結果である。

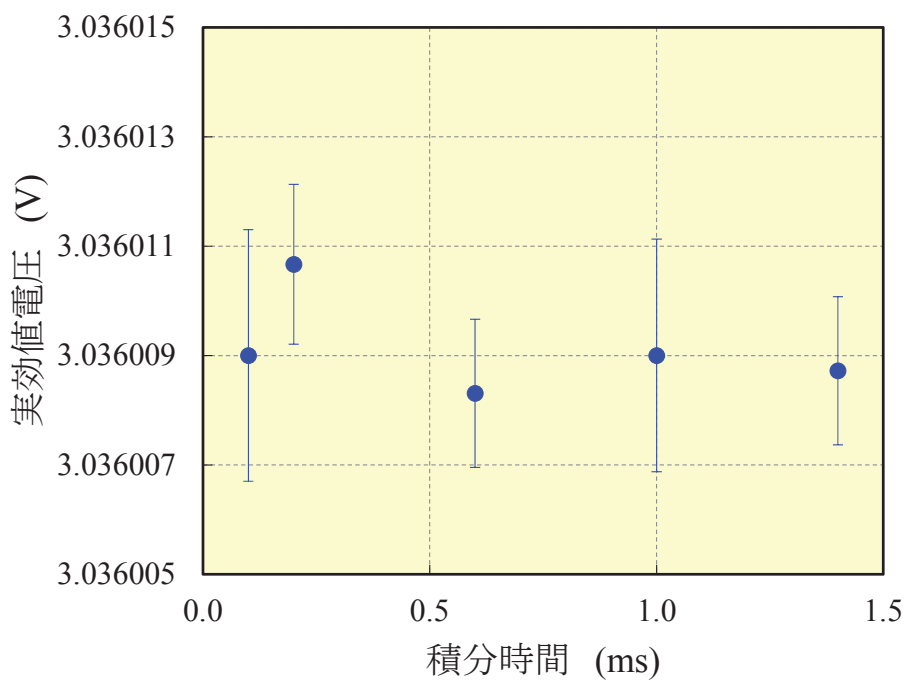
表3.2 交流電圧測定の基本波および高調波の実効値の評価結果.

高調波	実効値電圧(μV)
$1f$	3036017.7 ± 1.9
$2f$	67.0 ± 0.1
$3f$	22.2 ± 0.1
$4f$	23.1 ± 0.1

ここまで得た実効値は、積分時間が1 ms、遅延最適時間14 msの時に行った差動サンプリング測定によって得られた値であるが、サンプリングパラメータを変えても、差動サンプリング測定によって得られた交流電圧の実効値は同じでなければならない。そこで、差動サンプリング測定の妥当性を確認するために、積分時間を0.2 msから1.5 msまで変化させ、それぞれ、遅延時間を最適化して実効値の積分時間依存性について調べた。図3.11には、基本波の実効値の積分時間依存性を示す。図3.11 (a)は補正前の結果を表している。図の曲線は、積分時間補正関数 $\text{sinc}(\pi f t_a) = \sin(\pi f t_a) / (\pi f t_a)$ を表している。図に示すように、積分時間補正関数により良くフィッティングできることが示された。より詳細な比較をするために、図3.11(b)には補正後の結果を示した。縦軸は、積分関数によって補正された実効値を、横軸は積分時間を示している。この測定では、各積分時間に対して与えられる最適な遅延時間を実験的に決定した。図3.11(b)の縦軸は補正後のデータを示しているから、積分時間によらず、実効電圧値は一定になるはずである。各積分時間での実効値電圧の差をみると、実験を行った積分時間の範囲で、差の最大値は、 $0.5 \mu\text{V}/\text{V}$ で、標準偏差の範囲内であった。この結果より、遅延時間を最適化し、量子化ステップのみを選択的にサンプリングすれば、積分時間によらず交流電圧の実効値測定が可能なが示された。



(a) 積分時間補正関数と測定結果の関係.



(b) 補正後の実効値電圧.

図 3.11 交流電圧実効値のサンプリング測定の積分時間依存性.

3.3.3 交流電圧の不確かさの解析

実効値電圧3 Vで、周波数10 Hz, 62.5 Hzでの交直差半導体型交流電圧発生器からの出力電圧の不確かさについて、計測における不確かさの表現ガイド (GUM; Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement) [16]に沿って、解析を行う。GUMによれば、不確かさは、統計処理が可能なランダムな誤差に相当するタイプAの不確かさと、それ以外の系統誤差に相当するタイプBの不確かさに分類されている。誤差の伝搬法則にしたがい、すべての可能な不確かさの組み合わせを足し合わせた値が測定の不確かさとなる。本測定法では、各サンプリング時における出力電圧は、波形再生において、AC-PJVSの計算値と差電圧の測定値の和として与えられる。それぞれの不確かさとして以下の要因を考慮することができる。

AC-PJVSの出力電圧の不確かさ要因

- 1) 量子化ステップ電圧の不確かさとしてマイクロ波周波数に起因する不確かさを考慮しなければならない。マイクロ波周波数発信器は、15.8 GHzに対して6 Hzの不確かさを有することから、計算値に与える不確かさ要因を考慮する。
- 2) AC-PJVSから発生される直流電圧を直流電圧標準と比較測定した場合の一致度による不確かさ。直接比較測定を行った際に得られた測定値の不一致を不確かさとして考慮した。
- 3) 絶縁抵抗による漏れ電流による電圧降下を不確かさとして考慮した。

差電圧の不確かさ要因

- 1) サンプリング電圧計の分解能は10 Vレンジでは100 nVである。これを直流電圧計の分解能に起因する不確かさを考慮した。
- 2) サンプリング電圧計の線形性を不確かさとして考慮した。熱起電力などに起因するオフセット電圧は極性反転により無視することができると考え、ゲインエラーのみを考慮した。
- 3) サンプリング電圧計の温度係数を不確かさとして考慮した。使用したサンプリング電圧計はオートゼロ機能により温度変化を相殺することが可能であるが、サンプリング測定モードでは高速なデータ処理を行うため、オート

第3章

ゼロ機能はオフとなる。

- 4) サンプリング電圧計の内部タイマーのずれを不確かさとして考慮した。使用したサンプリング電圧計の基準クロックには20 MHzの水晶振動子が用いた。外部基準クロックとのタイムベースエラーを推定し不確かさとして考慮した。
- 5) サンプリング電圧計の入力抵抗は10 Vレンジで10 G Ω である。有限の入力インピーダンスにともなう漏れ電流による電圧降下を不確かさとして考慮した。
- 6) 半導体電圧発生器の電圧設定の分解能を不確かさとして考慮した。使用した22 Vレンジでは5 μ Vの分解能を有している。
- 7) 半導体電圧発生器の電圧設定の絶縁抵抗による漏れ電流にともなう電圧降下を不確かさとして考慮した。使用した半導体型交流電圧発生器の絶縁抵抗を100 M Ω として不確かさに考慮した。
- 8) ケーブルの浮遊インピーダンスに起因する漏れ電流によって生じる電圧降下を不確かさとして考慮した。低周波においては、浮遊インピーダンスは小さいが、10 kHz以上の測定はケーブルにも十分な配慮が必要である。
- 9) 繰り返し測定によるばらつきから平均値の標準偏差を求め、不確かさとして考慮した。

表3.3には、以上の解析結果のうち、不確かさの主要な要因と抽出した不確かさ集計表を示した。表3.3に示すように、繰り返し測定のばらつきは他の要因に比べると充分小さく、サンプリング電圧計の性能に起因する不確かさが支配的であった。サンプリング電圧計に起因する不確かさでは、ゲインエラーとタイムベースエラーである内部タイマーのずれに起因する不確かさが支配的な要因であった。主要な不確かさの要因であるタイマーエラーに起因する不確かさであるが、これは、サンプリング電圧計のクロックを内部タイマーから外部信号に置き換える事で大幅に改善することが可能である。現在、不確かさの改善のため、外部信号を入力できるよう、サンプリング電圧計の改造を行っており、より高精度な同期サンプリング回路の構築に取り組んでいる。

表3.3 交流電圧測定の不確かさの集計表.

不確かさ	タイプ	標準不確かさ ($\mu\text{V}/\text{V}$)	
		10 Hz	62.5 Hz
繰り返し測定のばらつき	A	0.5	0.6
電圧計の内部クロック	B	3.0	3.0
電圧計のゲイン	B	0.1	0.7
電圧計の温度係数	B	0.5	0.5
合成標準不確かさ		3.1	3.3

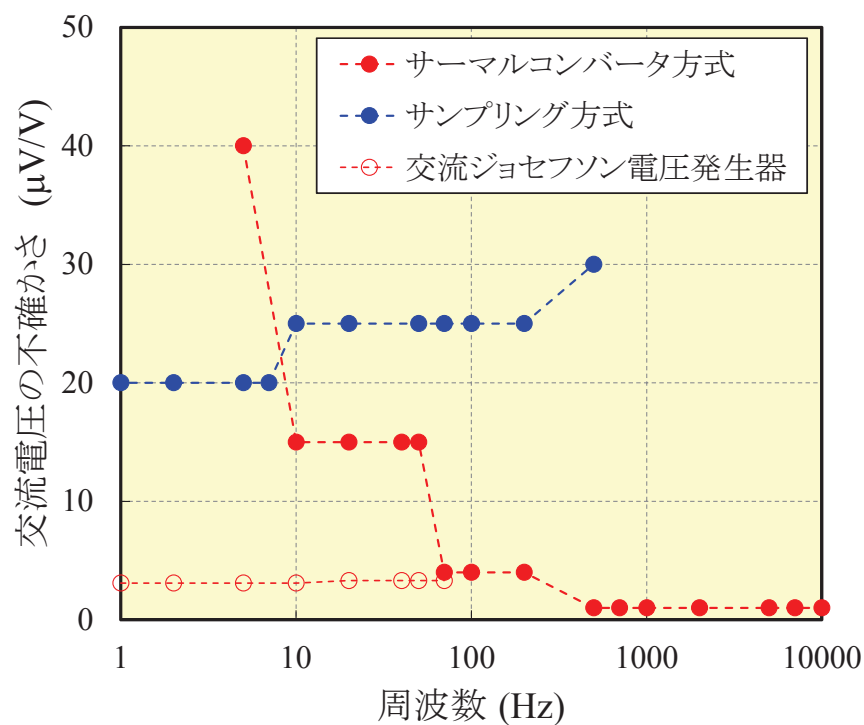


図3.12 従来法との交流電圧実効値の不確かさの比較.

第3章

図3.12には、不確かさ評価結果を加味して、従来法とAC-PJVSを用いた差動サンプリング法を比較した結果を示す。縦軸には交流電圧の不確かさ、横軸には、周波数を示した。実効値電圧は3 Vである。

図の赤線は、従来の交直差を理論的に推定したサーマルコンバータを用いて校正した交流電圧の不確かさを表す。図の青線は、直流電圧計を用いて行ったサンプリング測定の不確かさを示している。この図に示すように、従来法の理論的に交直差を予測するサーマルコンバータを用いた方式と比べて、不確かさを大幅に改善することに成功した。さらに、10 Hz以下においても、直流電圧計を用いたサンプリング法を凌駕する不確かさを実現している。ジョセフソン素子を用いるため、極低温環境を必要とし汎用性や信頼性に課題を残しているが、これらの課題を解決すれば、将来は低周波交流電圧測定の有望な方式であると考えられる。

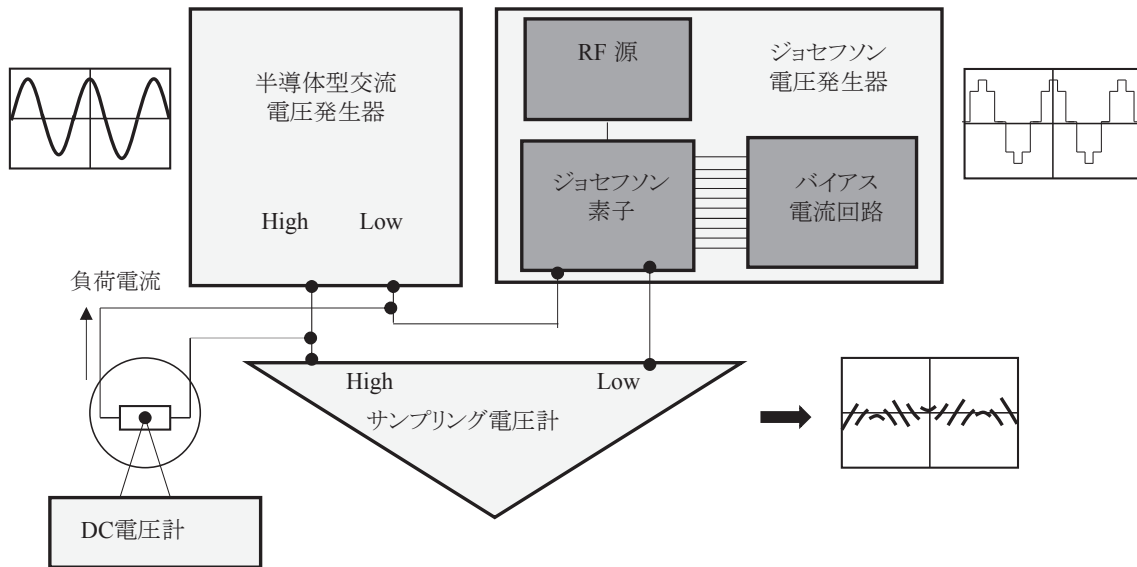
また、この結果は、本方式により交直差を実験的に評価することで、交直差の不確かさを改善可能なことを示している。サーマルコンバータの評価が実現すれば、単一の素子で、1 Hzから100 MHzの広周波数範囲をカバーすることが可能になり、実用的な価値は高い。そこで、次節では、サーマルコンバータの交直差測定への応用実験に取り組む。

3.4 交直差測定への応用

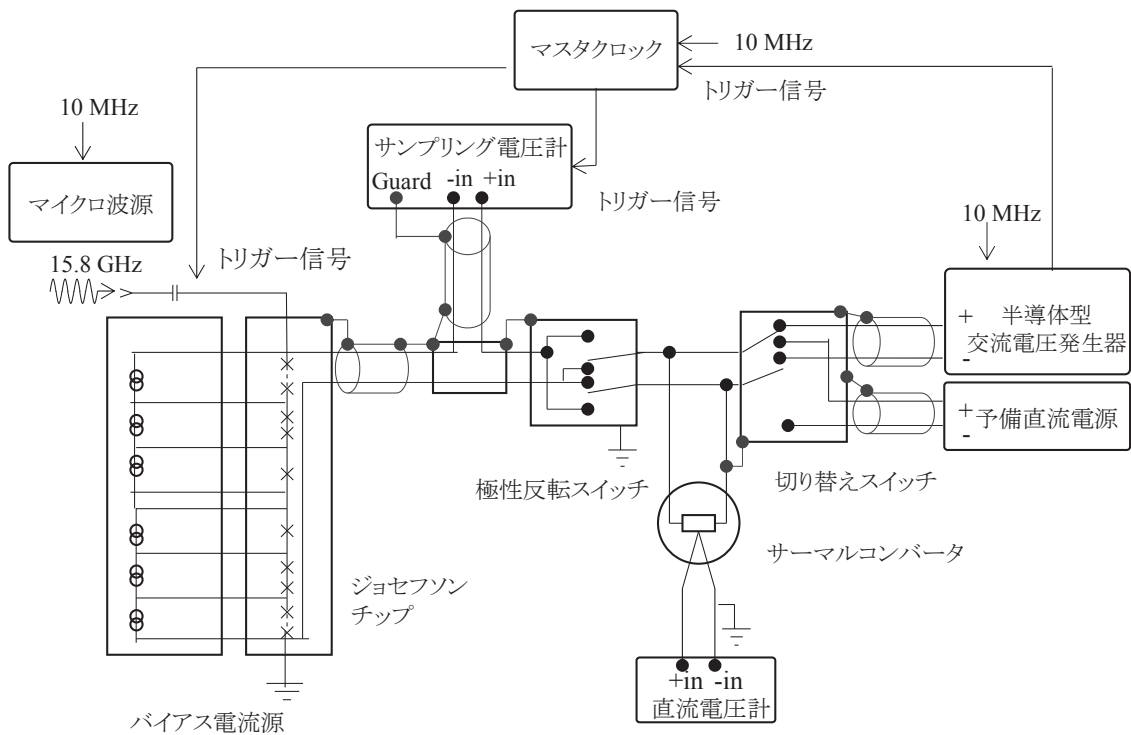
3.4.1 交直差の測定原理

図3.13に差動差サンプリング法を用いたサーマルコンバータの低周波特性評価システムのブロック図を示した。図3.13(a)には簡略化した回路ブロック図を示し、(b)には同期回路も含めたより詳細な回路ブロック図を示した。測定の基本構成は先に示した差動サンプリング回路と同一である。サーマルコンバータに負荷電流を供給する半導体型交流電圧発生器に並列にサーマルコンバータを接続する。サーマルコンバータの出力電圧を測定するために、熱電対側の出力回路には直流電圧計を接続する。

ジョセフソン素子による交流電圧波形生成と交直差測定への応用



(a) 交直差評価回路の簡易ブロック図.



(b) 交直差評価回路の詳細なブロック図.

図3.13 交直差の評価回路のブロック図.

第3章

図3.13 (b)に示すように、マスタークロックを介して半導体測定交流電圧計からの交流電圧波形とAC-PJVSからのステップ状の正弦波を同期させた。同期信号回路には光アイソレータアンプを介することで、グラウンドループやコモンモードノイズの影響を排除したクロック信号の伝達を行っている。これにより、コモンモードに関連した測定系への電氣的ノイズの侵入の影響を低減している。サンプリング電圧計の遅延時間、タイマー時間、積分時間を測定周波数ごとに最適化することにより、トランジェントノイズを回避し、量子化されたステップ電圧のみを選択的に測定した。差動サンプリング方式により、AC-PJVS装置の疑似正弦波に含まれるトランジェントノイズを回避し、実効値が可計算な交流電圧をサーマルコンバータへ入力することが可能となる。AC-PJVSからの直流電圧と交流電圧の切り替えには、極性反転スイッチを用いて、熱起電力の影響を軽減している。また、半導体型交流電圧発生器が電圧モードを切り替えている間は、極性反転スイッチをオフ状態とすることで、AC-PJVSを電氣的に絶縁し、ジョセフソン接合素子を動作させる上で重要な、磁気トラップを防ぐ働きもしている。差動サンプリング測定を行うと同時に、サーマルコンバータの熱電対から出力される熱起電力を低ノイズレベルの直流電圧計で読み取る。また、交直差の評価では、予備直流電源を用いて、半導体型交流電圧発生器で生じる直流と交流電圧の切り替え時間の影響を低減する工夫をしている。

次に、本評価手法によるサーマルコンバータの交直差の導出方法を以下に示す。サーマルコンバータの出力電圧が等しい場合 ($E_{AC} = E_{DC}$) の、サーマルコンバータへの入力交流電圧 V_{AC} と入力直流電圧 V_{DC} の値を用いて、交直差は次のように定義される。

$$\delta_{AC-DC} = \left. \frac{V_{AC} - V_{DC}}{V_{DC}} \right|_{E_{AC} = E_{DC}} \quad (3.4)$$

サーマルコンバータへの入力電圧ではなく、熱電対からの出力電圧を用いて定義すると有用である。第1章でも説明したように、(3.4)式は次のように書き換えることができる。

$$\delta_{AC-DC} = - \frac{E_{AC} - E_{DC}}{nE_{DC}} \Bigg|_{V_{AC}=V_{DC}} \quad (3.5)$$

サーマルコンバータへ入力した直流電圧 V_{DC} と交流電圧 V_{AC} の実効値が近い場合、(3.5)式は、そのときの出力電圧 E_{DC}' および E_{AC}' を用いて次のように書き換えることができる。

$$\delta_{AC-DC} = \frac{V_{AC} - V_{DC}}{V_{DC}} - \frac{E'_{AC} - E'_{DC}}{nE'_{DC}} \quad (3.6)$$

ここで、第1項はサーマルコンバータへ入力した半導体型交流電圧発生器からの直流電圧および交流電圧の実効値を表している。これらの実効値は、差動サンプリング法によって得ることが可能である。第2項は、入力電圧に対応したサーマルコンバータの熱電対からの出力電圧を表している。また、 n はサーマルコンバータの入出力特性結果から求める事が可能である。よって、(3.6)式を用いて、サーマルコンバータの交直差を実験的に評価することが可能である。

3.4.2 交直差の測定結果

次に、単一熱電対型サーマルコンバータの交直差の評価を行った。交直差を測定する際、熱ドリフトの影響を低減することを目的としてサーマルコンバータに印加する電圧シーケンスはAC/DC+/DC-/ACとした。シーケンスの開始前には、ドリフトに伴う出力電圧の変化率が0.1 ppm/K以下になるまで十分な待ち時間を与えた。測定電圧は3 V、測定周波数は現在の交直変換標準がカバー可能な10 Hzから62.5 Hzとした。図3.14には、交直変換標準に基づく従来法によって得られた交直差と本測定手法によって得られた交直差の低周波特性の評価結果を示した。図の丸い灰色が従来の比較測定法によって評価した結果で、赤い四角が本手法によって得られた結果を示す。図のエラーバーは合成標準不確かさを表している。

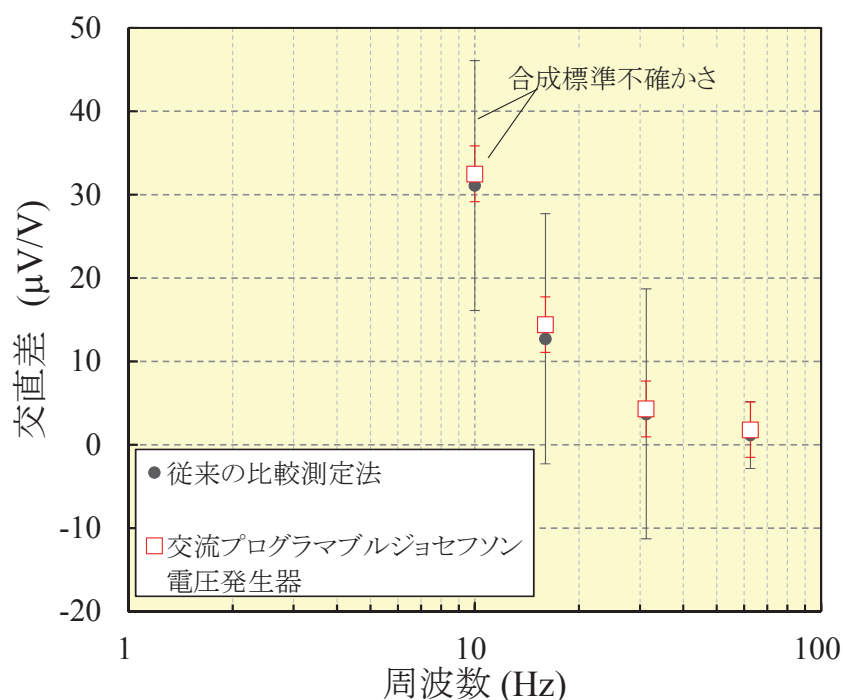


図3.14 交流プログラマブルジョセフソン電圧発生器での交直差の評価結果.

図に示すように、両者の測定結果の差は、不確かさの範囲内で一致した。不確かさを比較すると、従来法の不確かさは $15 \mu\text{V/V}$ であり、交直差を理論的に推定する際に考慮した電圧依存性が支配的な要因となっている。一方、本方式の不確かさは表3.3に示した通り、 $3.1 \mu\text{V/V}$ であり、交直差の不確かさを改善することに成功した。

以上より、交流プログラマブルジョセフソン電圧発生器をサーマルコンバータの低周波特性評価の応用することで、交直変換標準での理論的推定に頼らず、実験的方法により高精度に交直差を評価可能なことを示した。この結果は、サーマルコンバータの交直差の周波数特性が交流ジョセフソン電圧装置で評価可能であることを示しており、今後の交流電圧標準の量子標準への置き換えに道を開くものである。ただし、ジョセフソン素子の動作には極低温環境が必須であり、実用性や汎用性の重視される用途においては、引き続きサーマルコンバータが利用されることが想定される。

本章の最後に、交流プログラマブルジョセフソン電圧発生器の応用として、サーマルコンバータの10 Hz以下の交直差の評価に取り組んだ。

交直差の評価結果を述べる前に、まず、サーマルコンバータからの出力電圧の温度振幅の結果を示す。低周波領域では、サーマルコンバータの熱電対からの出力電圧に振幅が生じることを述べた。そこで、10 Hz以下の出力電圧の直流成分をより正確に測定することを目的に、出力電圧の測定にもサンプリング電圧計（アジレント3458A）を用いた。この方式では、熱起電力をサンプリング電圧計で測定した後、離散データから正弦波近似法により、オフセットに相当する直流成分を導出する。正弦波近似法では、入力信号周波数はあらかじめ周波数カウンタで計測するなどして既知であるとし、振幅、オフセット電圧、初期位相の3つのパラメータを算出する。この計算過程は、線形であるため、最小二乗法によって陽にパラメータを算出することが可能である。最小二乗法にもとづくパラメータ推定のため、サーマルコンバータのように微少電圧雑音の多い測定の解析に適している。

正弦波近似法を用いた直流成分の算出方法について以下に述べる。先にも述べたように、低周波では、熱的平均化が不十分になるから、ヒータ温度は入力信号の2倍の周期で振動するようになる。したがって、サーマルコンバータの熱電対から出力される熱起電力 E_{AC} は次のように表す事ができる。

$$E_{AC}(t) = A \sin(2\pi(2f)t + \eta) + C \quad (3.7)$$

t は時間、 A は出力電圧の振幅、 f は入力信号の周波数、 ϕ は初期位相、 C は電圧オフセットである。ここで、同相振幅 A_i と直角相振幅 A_q を用いて(4)は次の様に変換することが可能である。

$$E_{AC}(t) = A_i \cos(2\pi(2f)t) + A_q \sin(2\pi(2f)t) + C \quad (3.8)$$

ここで、同相振幅、直角相振幅、および初期位相と、振幅と位相は次の関係にある。

$$A = \sqrt{A_i^2 + A_q^2}, \quad \sin(\eta) = \frac{A_i}{A}, \quad \cos(\eta) = \frac{A_q}{A} \quad (3.9)$$

(3.9)式は A_i , A_q , および C について線形であるから, 熱起電力のサンプリングデータをフィッティングすることにより, 出力電圧の直流成分に相当する C を得ることができる. 図3.15には, 出力電圧の解析データを示した. 周波数が低くなるに伴い, 出力電圧の振幅が増大していく様子が確認できる. 各データとも, 5 Hz以下であれば, 正弦波によって良く近似することが可能であることが明らかになった. 繰り返し測定のばらつきも, 10 Hz以下の低周波領域において, $1 \mu\text{V}/\text{V}$ 以下であり, 従来の直流電圧計を用いる方法と比べて半減した.

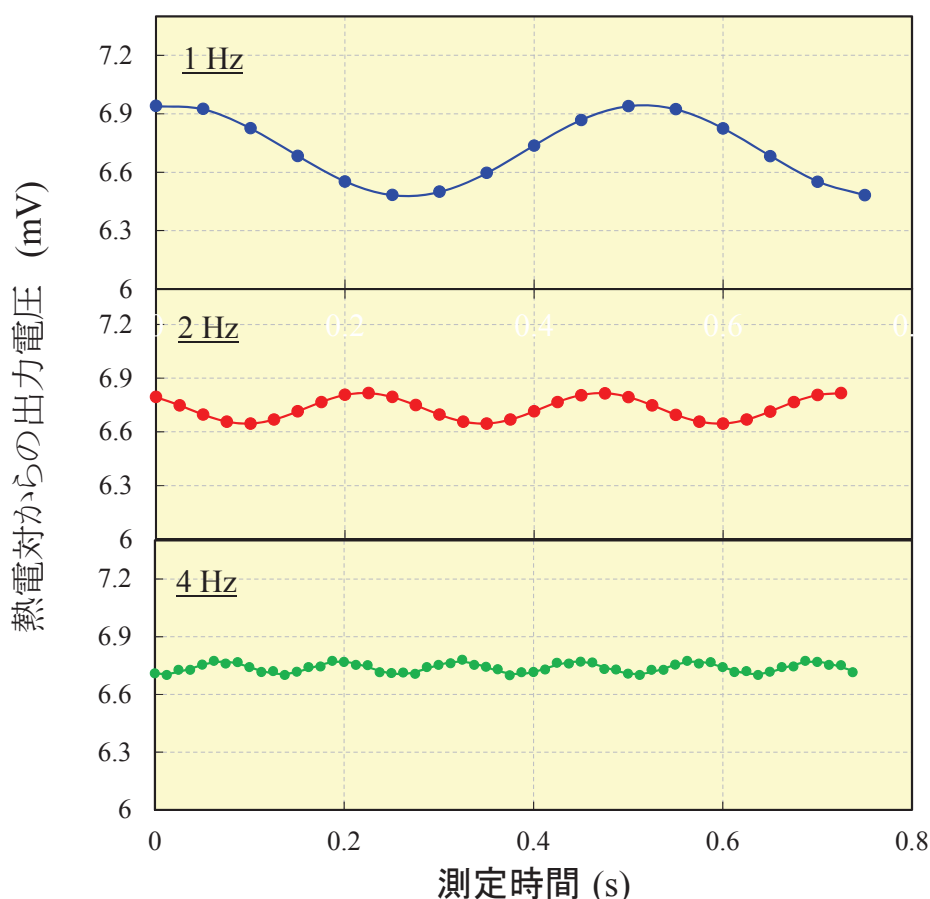


図3.15 低周波領域におけるサーマルコンバータの出力電圧の測定結果.

図3.16には、単一熱電対型サーマルコンバータの10 Hz以下の交直差の評価結果を示した。これまで、10 Hz以下の交直差の評価は実験的にも理論的にもほとんど行われてこなかった。図に示すように、10 Hz以下では、交直差が大きく増加していくことが示された。第2章で開発した数値シミュレーションによる交直差の結果とも良く一致し、10 Hz以下においても本実験手法が有効であることが示された。

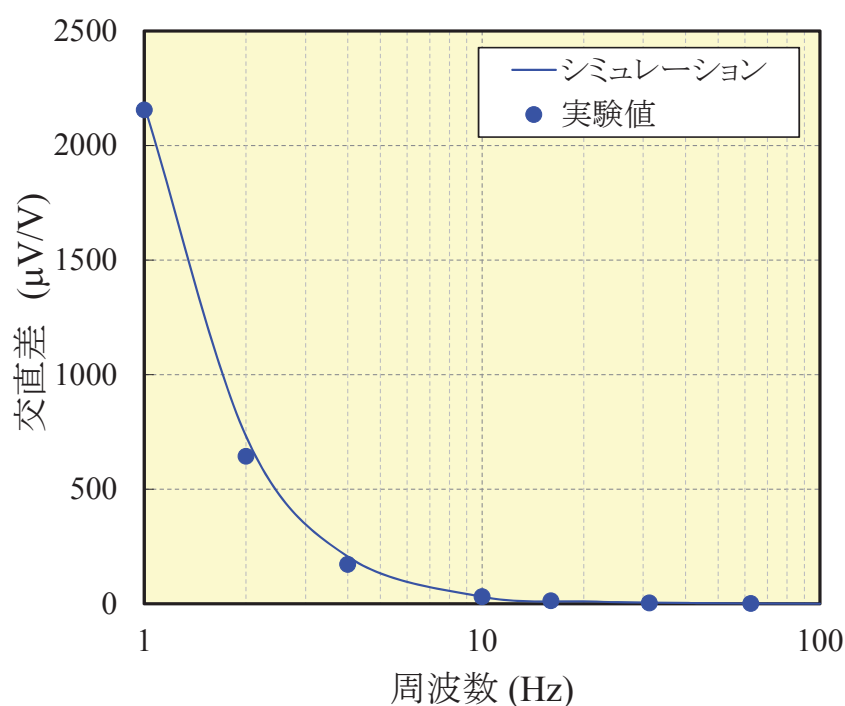


図3.16 交流プログラマブルジョセフソン電圧発生器での10 Hz以下における交直差の実験的評価結果.

3.5 結言

本章では、計測の電源電圧の課題を解決するため、量子力学の原理に基づき、正確な出力電圧の生成が可能な交流プログラマブルジョセフソン電圧発生器の開発を行い、サーマルコンバータの低周波特性評価への応用を提案した。まず、PJVSチップの評価を行い、駆動可能な動作条件として、動作温度10 K、マイクロ波周波数15.9 GHzを見出し、3 V実効値のステップ近似された量子化交流電圧波形の生成に成功した。また、波形に含まれるトランジェントエラーを回避するため、離散的に電圧を測定するサンプリング回路技術を開発し、実効値電圧3 Vの実効値測定において世界最高レベルの測定精度0.6 $\mu\text{V}/\text{V}$ を実現した。交流電圧実効値の不確かさは実効値電圧3 V、周波数10 Hzで3.1 $\mu\text{V}/\text{V}$ と推定され、従来法の不確かさを約1桁改善している。

さらに、交流プログラマブルジョセフソン電圧発生器をサーマルコンバータの交直差の低周波特性評価の応用することで、理論的な推定に頼らず、実験的に交直差を評価可能なことを実証した。不確かさも従来法よりも小さく、3.1 $\mu\text{V}/\text{V}$ である。この結果は、サーマルコンバータの交直差が量子化交流電圧波形により実験的に評価可能なことを示し、今後の交流電圧標準の量子標準への置き換えに道を開くものである。ただし、ジョセフソン素子の動作には極低温環境が必須であり、システムの信頼性や汎用性を高めていくことが今後の課題である。

参考文献

- [1] B. D. Josephson, *Phys. Lett.* vol.1, no.7, pp.251–253, 1962.
- [2] C. A. Hamilton, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 44, no. 2, pp. 223–225, 1995.
- [3] S. P. Benz, and C. A. Hamilton, *Appl. Phys. Lett.* Vol. 68, no.2, pp.3171–3173, 1996.
- [4] C. A. Hamilton, *IEEE Trans. Appl. Supercond.* vol.2, no.3, pp.139–142, 1992.
- [5] V. K. Semenov, *IEEE Trans. Appl. Supercond.* vol.3, no.1, pp.2637–2649, 1993.
- [6] A. Shoji, H. Yamamori, M. Ishizaki, S. P. Benz, and P. D. Dresselhaus, *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 13, no. 2, pp. 919–921, 2003.
- [7] H. Yamamori, M. Itoh, H. Sasaki, A. Shoji, S. P. Benz, and P. D. Dresselhaus, *Supercond. Sci. Technol.*, vol. 14, pp. 1048–1051, 2001.
- [8] H. Yamamori, M. Ishizaki, M. Itoh, and A. Shoji, *Appl. Phys. Lett.*, vol. 80, no. 8, pp. 1415–1417, 2002.

- [9] M. Maruyama, T. Yamada, H. Sasaki, H. Yamamori, C. Urano, and N. Kaneko, in *Proc. CPDM2010 Digest*, pp.8-9, 2010.
- [10] 佐々木仁, 桐生昭吾, 東海林彰, *電子技術総合研究所彙報*, Vol 62, no. 1, 1998.
- [11] C. J. Burroughs, Jr., A. Rüfenacht, S. P. Benz, P. D. Dresselhaus, B. C. Waltrip, and T. L. Nelson, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.57, no.7, pp. 1322–1329, 2008.
- [12] R. Behr, L. Palafox, G. Ramm, H. Moser, and J. Melcher, “Direct comparison of Josephson waveforms using an AC quantum voltmeter,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.56, no.2, pp. 235–238, 2008.
- [13] A. Rüfenacht, C. J. Burroughs, S. P. Benz, P. D. Dresselhaus, B. C. Waltrip, and T. L. Nelson, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.58, no.2, pp. 809–815, 2009.
- [14] Y. Amagai, M. Maruyama, and H. Fujiki, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.63, no.6, 2013.
- [15] Y. Amagai, and Y. Nakamura, *IEEJ Trans. Fundamentals and Materials*, vol. 132, no. 3, pp.214–219, 2012
- [16] ISO, *Evaluation of measurement data - Guide to the expression of uncertainty in measurement: GUM, JCGM 100:2008*, 2008.

第3章

第4章

薄膜型サーマルコンバータの試作と評価

第2章で得られた解析結果をもとに、薄膜型サーマルコンバータを試作し、交直差の低周波特性の評価を行った。まず、熱容量を増やすことで、交直差の繰り返し測定の際のばらつきを低減可能な結果を示した。次に、交直差の低周波特性の評価を行い、1 Hz以下まで交直差が $30 \mu\text{V/V}$ 以下のフラットな周波特性を示すことを明らかにした。最後に、熱電対の経年劣化の問題に取り組む、新しい熱電対構造を考案し、耐久性能を大幅に改善できることを実証した。

4.1 緒言

交直変換素子には、豆電球形の単一熱電対型サーマルコンバータが各国の国立標準研究機関で広く採用されている。しかしながら、過電流や機械的な衝撃に弱く、周波数特性が大きい等の欠点を有する。また、単一熱電対型サーマルコンバータの作成には、熱電対の取り付けや真空封止に高い技能を必要とし、品質の高い素子を安定に供給することが課題であった。これらの欠点を抜本的に克服するため、半導体の製造プロセスを応用した薄膜型サーマルコンバータの研究開発が各国の標準研究機関で行われている[1]-[5]。

従来の豆電球形サーマルコンバータがワイヤー状の金属線を用いて作成されていたのに対し、薄膜型サーマルコンバータは、シリコン基板の上に薄膜型ヒータと熱電対が形成される。第2章の解析でも示したように、ヒータの熱容量は低周波特性を決定する重要な因子であることから、容易に設計できることが望ましい。しかしながら、従来の薄膜型サーマルコンバータの場合、ヒータはシリコン基板と熱的に結合しているため、体積容量が大きなシリコン基板によって熱容量はほぼ決定される。そのため、熱容量の制御は、異方性エッチングによりシリコン基板の厚みを加工する必要がある。エッチングでは、溶液温度、エッチング時間を制御する必要があり、設計通りの熱容量を得ることは、容易ではなかった[6]。

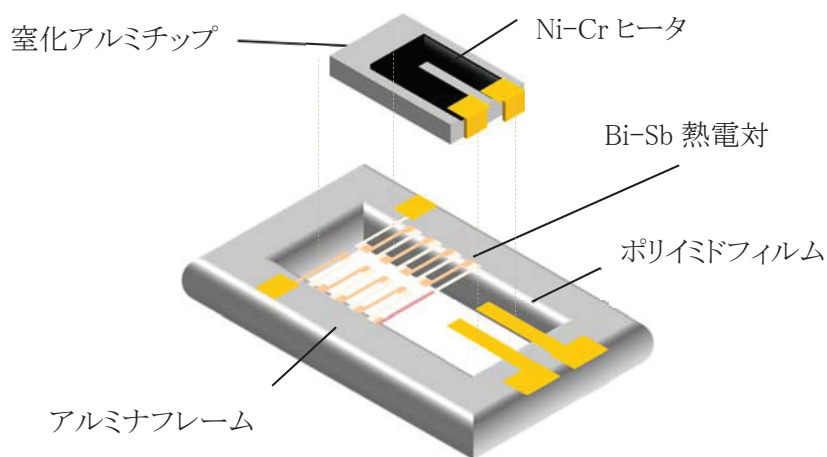
第4章

そこで、本研究では、窒化アルミ基板の上に直接ヒータを形成することで、熱容量が可変な新しい構造の薄膜型サーマルコンバータを試作し[7]、その低周波特性の評価および耐久性能の改善を行った[8]。

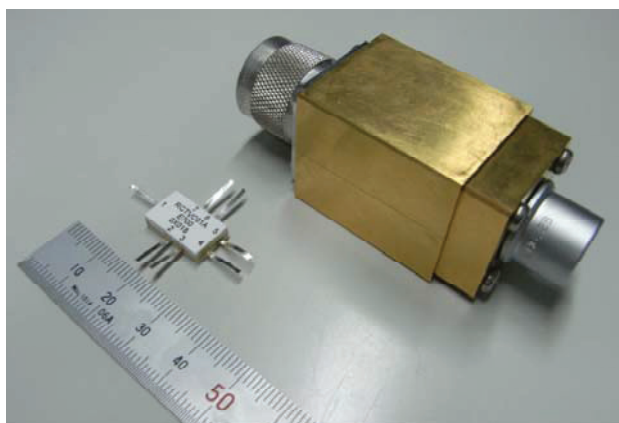
4.2 交直差の低周波特性評価

4.2.1 薄膜型サーマルコンバータの試作

薄膜型サーマルコンバータの内部構造の模式図を図4.1に示した。あわせて、サーマルコンバータと基準電位を与える金属製シャーシを合わせて示した。



(a) 内部構造の模式図



(b) サーマルコンバータと基準電位を与える金属製シャーシ

図4.1 薄膜型サーマルコンバータの構造の模式図.

図4.1に示すように、サーマルコンバータは、電圧をジュール熱に変換するヒータと、温度上昇を検出する複数の熱電対を直列に接続したサーモパイルから構成される。ヒータの作製においては、直流電圧を素子に印加した場合に生じる極性反転誤差を改善するために、U字型ヒータを真空スパッタ法により窒化アルミ製のチップの上に作製した。また、サーモパイルは、ポリイミド膜に熱起電力の大きな半金属からなるビスマスーアンチモン製のサーモパイルを真空蒸着することによって作製した。ポリイミド膜の片面に32対、両面に64対の熱電対を作製している。ポリイミド膜上に形成したヒータおよびサーモパイルを保護するため大気中で、アルミナ製のパッケージング材を用いて封止して薄膜型サーマルコンバータ素子を完成させた。測定時には、薄膜型サーマルコンバータ素子は金属製のシャーシの中に組み込んだ。この金属製のシャーシは入力コネクタの外部導体に接続され、サーマルコンバータに対して基準電位を与えるとともに熱的外乱に対するシールドの役割も果たしている。

一方、本研究では低周波特性の向上を目的として、窒化アルミチップの厚みを300 nmとし、ヒータをスパッタ法によって形成した。熱時定数の実測値は2.5 sであり、単一熱電対型サーマルコンバータの時定数のおよそ3倍程度まで増加させた。ヒータのアニーリング条件を最適化し、電気抵抗が500 Ωおよび700 Ωのヒータに対して温度係数が5 $\mu\Omega/\Omega/K$ のヒータを作製した。ヒータの耐熱性も向上し、ヒータには従来100 mWであった最大入力パワーは140 mWまで改善されている。尚、140 mWの入力パワーでヒータの表面温度は最大で約80 °Cまで上昇する。また、ヒータ抵抗が500 Ωの薄膜型サーマルコンバータに定格実効値電圧5 Vを入力したサーモパイルの熱起電力は、約45mVであった。単一熱電対型サーマルコンバータの6倍以上の出力電圧を示した。

4.2.2 薄膜型サーマルコンバータの評価

図4.2には、試作した薄膜型サーマルコンバータと単一熱電対型サーマルコンバータの交直差の低周波特性の評価結果を示した。薄膜型サーマルコンバータの周波数特性を、交直差比較測定により評価した。比較測定の基準には国家標準にトレーサブルなサーマルコンバータを用いた。

各々の素子の各周波数点における測定回数は10回であり、図中のエラーバーは標準偏差を表している。図4.2に示すように、単一熱電対型サーマルコンバー

第4章

タは、20 Hz以上では、繰り返し測定のばらつきは薄膜型サーマルコンバータと同等であるが、20 Hz以下では、測定ばらつきが増大する。これは、出力電圧に温度振幅が生じているために増加するばらつきである。一方、薄膜型サーマルコンバータの繰り返し測定のばらつきは、10 Hzにおいて、単一熱電対型と比べて半分にまで低減した。

次に、素子間の特性ばらつきに着目すると、単一熱電対型サーマルコンバータに比べて、薄膜型サーマルコンバータの素子特性のばらつきは小さく、5つ試作したデバイスの素子特性のばらつきは、 $1 \mu\text{V/V}$ 以下の均一な特性を示した。低周波領域では、素子の特性が幾何形状に依存するようになるから、微細加工技術を用いたことで、幾何形状ばらつきの少ないサーマルコンバータを作製できたと考えられる。以上のように、熱容量を増大させることで、低周波領域において、繰り返し測定のばらつきが少ない高精度なサーマルコンバータを作製することに成功した。

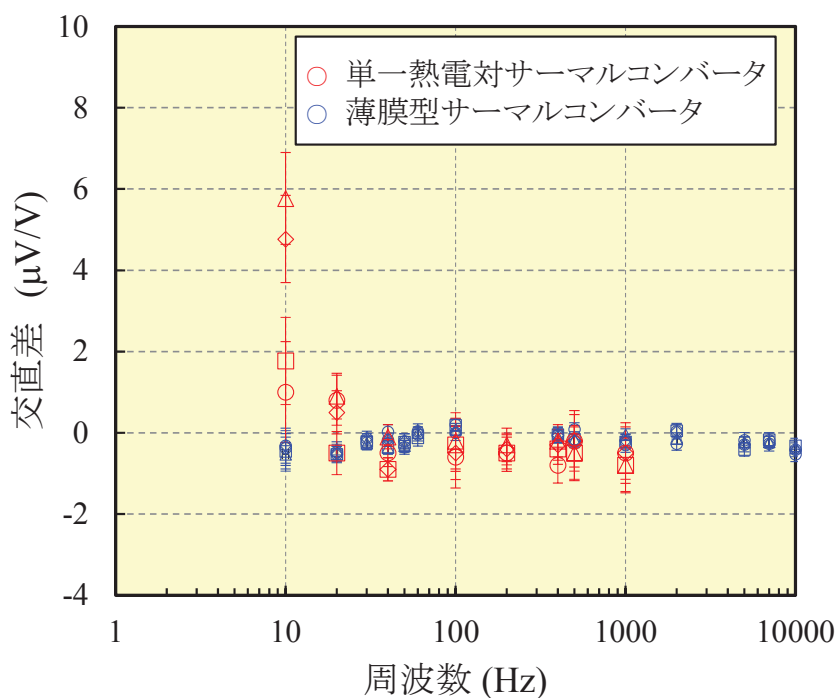


図4.2 薄膜型サーマルコンバータの低周波特性。

図4.3には薄膜型サーマルコンバータの10 Hz以下の周波数特性の評価結果を示した。交流プログラマブルジョセフソン電圧標準発生器を用いたサンプリン

グ法により、薄膜型サーマルコンバータの10 Hz以下の周波数特性の評価を行った。

単一熱電対型サーマルコンバータは、周波数の低下とともに交直差は増加し、1 Hzで2500 $\mu\text{V/V}$ まで達する。一方、薄膜型サーマルコンバータは、大幅に低周波特性が改善され、10 Hzまでの交直差は1 $\mu\text{V/V}$ 以下、さらに1 Hz以下まで30 $\mu\text{V/V}$ 以下の交直差を示した。交流プログラマブルジョセフソン電圧標準発生器を用いた評価を行っており、交直差の不確かさは3 $\mu\text{V/V}$ 以下である。この結果は、薄膜型サーマルコンバータは、直流と交流の熱的な応答差が小さく、低周波において理想的な熱構造を実現していることを示している。また、サーマルコンバータの駆動可能な周波数領域を10 Hz以下まで拡大できることも示している。

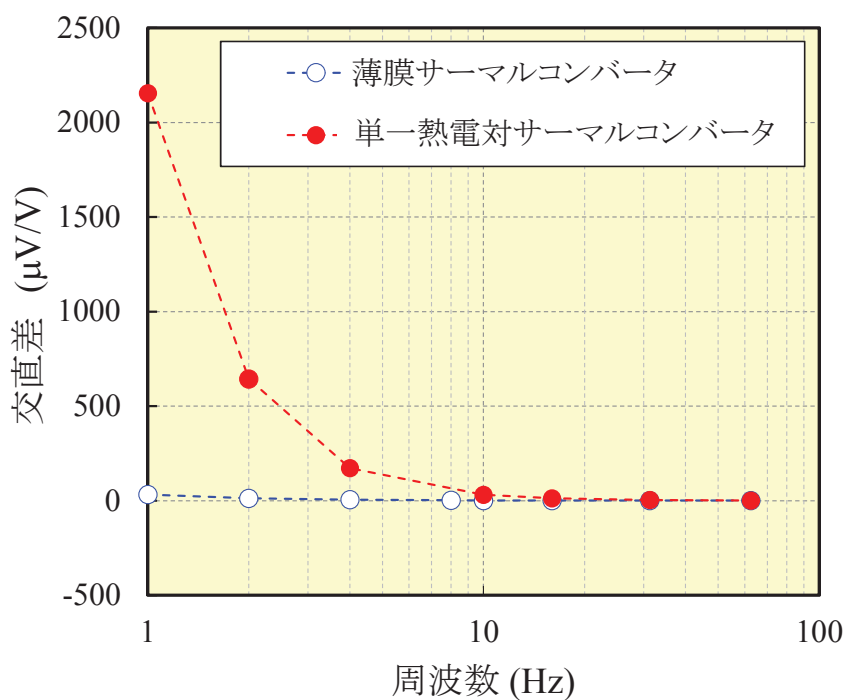


図4.3 薄膜型サーマルコンバータの交直差の低周波特性.

4.3 耐久性能の改善

4.3.1 熱電対パターンの改良

これまでの評価で薄膜型サーマルコンバータが優れた低周波数特性と高精度を有するデバイスであることが示された。しかしながら、熱電対の出力抵抗が時間とともに増加する経年劣化現象が断続的に発生しているため、作製歩留まりの低下が実用化にあたって問題となっていた。経年劣化現象のため、作製後1年以内には、出力抵抗がオープンモード（絶縁状態）になり、多くのサーマルコンバータは測定自体が困難となる。そこで、熱電対の劣化の原因を詳細に調査した結果、銅膜とビスマス膜の接合界面にて微細なクラックを発見した。図4.4には、クラックの光学顕微鏡写真を示した。ビスマスと銅の箇所線状のクラックが観察された。クラックが発生することで、熱電対の出力抵抗が増加し、抵抗が無限大（オープンモード）に達していることが、この観察より明らかになった。従来の熱電対パターンでは、熱電対の出力抵抗を低下させるため、ビスマスとアンチモンを接合する場合、必ず温度接点部に銅膜を介する必要があった。したがって、出力抵抗を増加させずに、銅とビスマスの接合を回避できる新たな熱電対パターンが求められる。

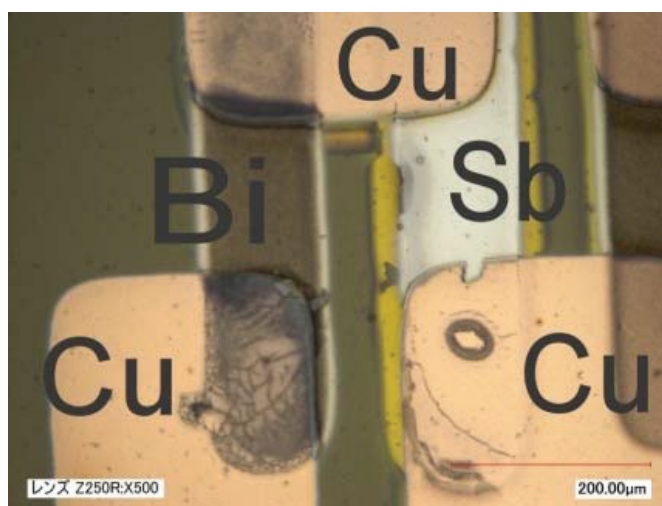


図4.4 薄膜熱電対部分のクラック不良の光学顕微鏡写真.

次にこの問題を解決するために、熱電対の改良に取り組んだ。これまでの観察で明らかになったことをまとめると、次の様になる。

- 1) 銅とビスマスの界面でクラックが発生する。
- 2) 銅とアンチモンの界面ではクラックが発生しない。
- 3) ビスマスとアンチモンの界面でもクラックが発生しない。

以上の結果を整理すれば、クラックの問題を解決するためには、銅とビスマスの接合のみを回避すればよいので、ビスマス膜とアンチモン膜を直接接合すれば良い。さらに、出力抵抗を低減するために用いた銅の膜は、アンチモン膜の上に形成すれば良いとの結論が得られる。そこで、図4.5に示すように、銅膜による熱伝導の効果を損ねず、銅膜とビスマス膜の接合を回避可能な新たなサーモパイルの蒸着パターンを考案し、試作を行った。試作した熱電対の電気抵抗に相当する出力抵抗を測定した所、熱電対パターンの変更前後で有意差は無く、安定して $350\ \Omega$ 以下のサーモパイルを作製する事が可能であった。また、ヒータ抵抗に実効値約 $5\ \text{V}$ の電圧を入力したサーモパイルの熱起電力は、約 $45\ \text{mV}$ であり、従来のサーモパイル構造と同等の出力電圧を有していることが明らかになった。

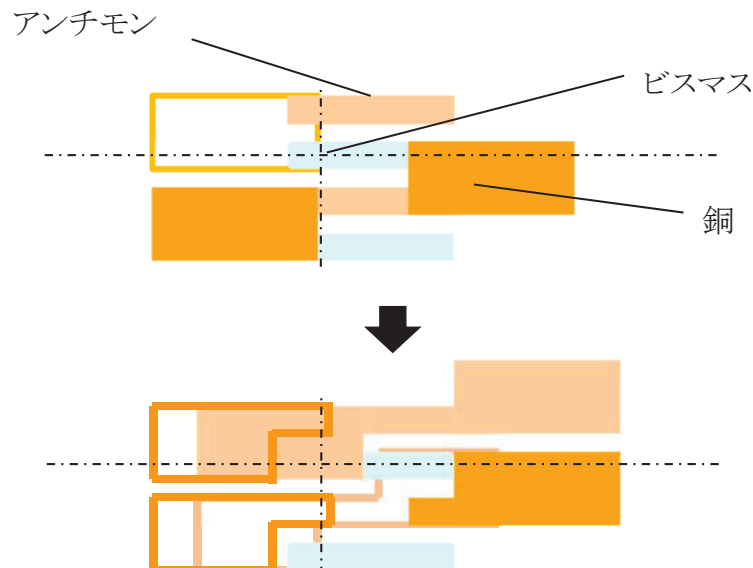


図4.5 改良型薄膜型熱電対のパターンと従来の薄膜熱電対パターンの比較。

第4章

図4.6には熱電対のパターン変更前後での出力抵抗の経年変化を示した。抵抗測定は、デジタルマルチメータ（アジレント3458A）を用いて行った。従来の熱電対パターンでは、抵抗値が大幅に増加するのに対して、新規パターンでは、抵抗値はほぼ一定で1Ω以内であった。このように熱電対パターンを変更することで、熱電対からの出力抵抗の増加を低減することに成功した。

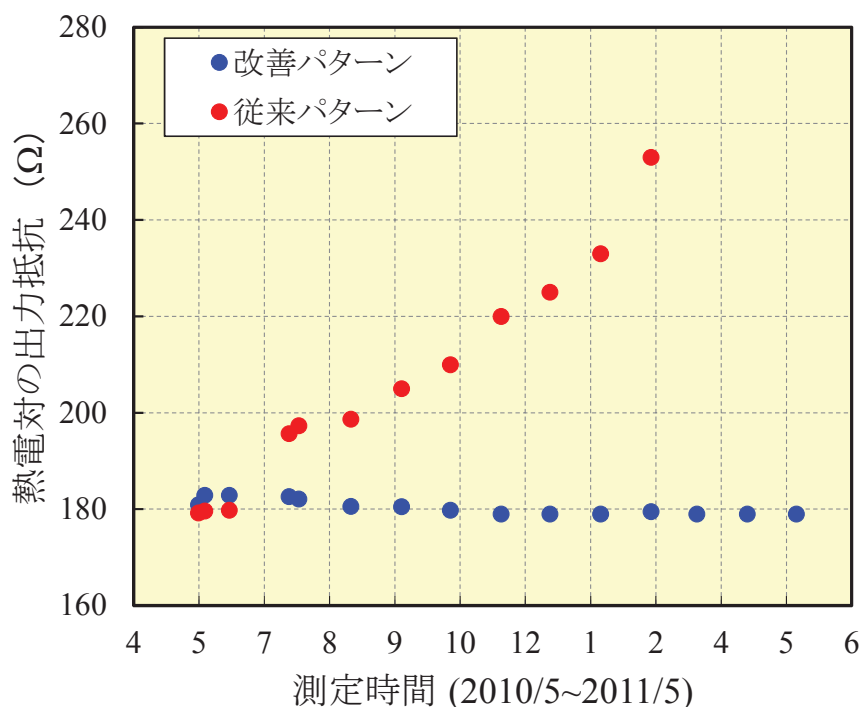


図4.6 薄膜熱電対の出力抵抗の経年変化。

4.3.2 交直差の経年変化の評価

図4.7に2010年5月から2011年11月までの18ヶ月間の薄膜型サーマルコンバータの交直差の経年変化の評価結果を示す。測定期間中、薄膜型サーマルコンバータは温度23℃、相対湿度40%の環境下に置かれ、2ヶ月毎に交直差の評価を行った。測定電圧は10V、測定周波数は、1kHzである。各周波数点における測定回数は10回であり、図中の誤差区間は平均値の標準偏差を表している。従来の薄膜型サーマルコンバータは、ビスマス膜-銅膜の界面間の劣化によりサーモパイルの出力抵抗が漸増し、12ヶ月以内にサーモパイルが断線に至る出力抵抗のオー

プンモード不良が発生していた。それに対して、今回試作した薄膜型サーマルコンバータの経年特性は、図4.7に示すように測定期間中の18ヶ月の間、 $2\ \mu\text{V/V}$ 以下であり、安定した連続動作の実現が可能である事が明らかになった。経年特性の期間中、サーモパイルの出力抵抗も安定した特性を示した。以上の結果より、サーモパイルの蒸着パターンの改善により、薄膜型サーマルコンバータの経年変化の安定化が可能であることが明らかになった。

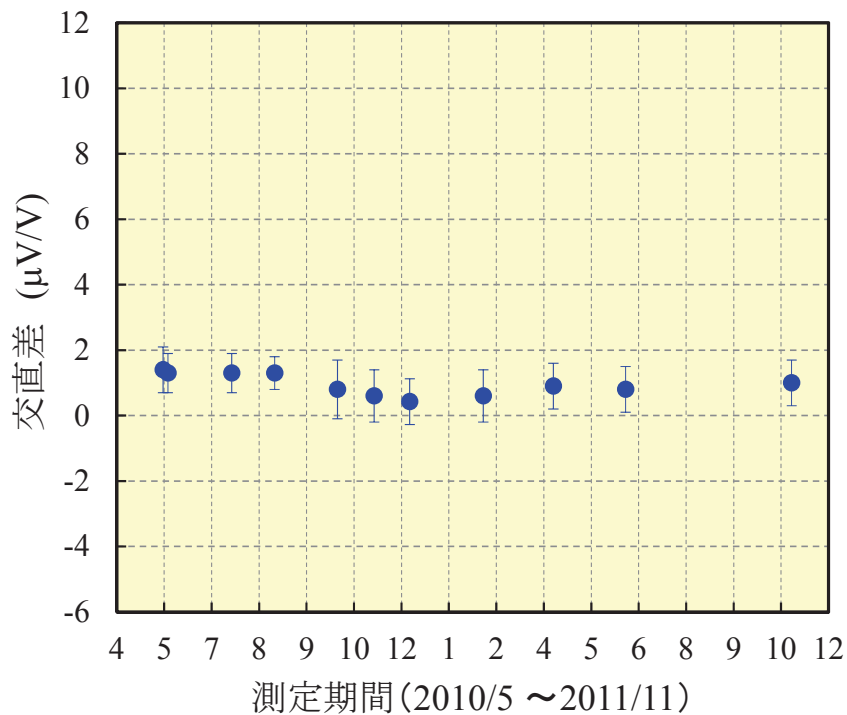
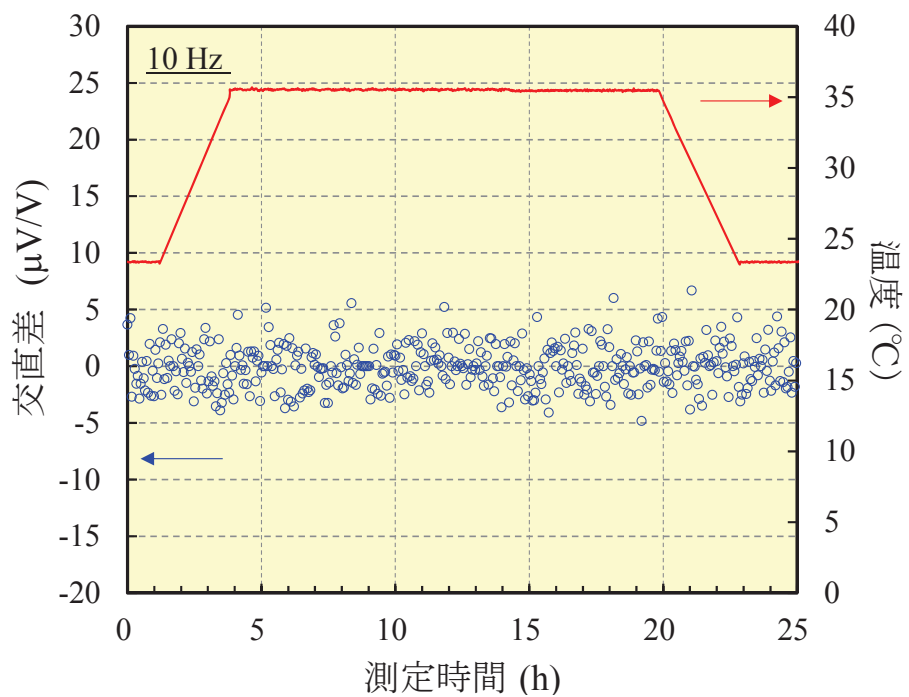


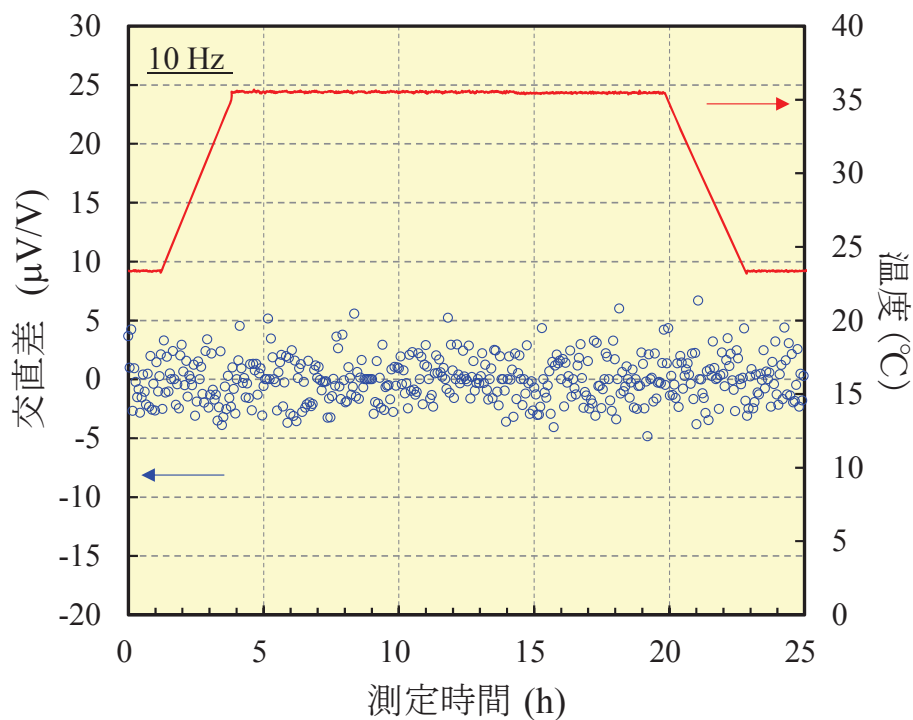
図4.7 熱電対を改善した薄膜型サーマルコンバータの交直差の経年変化。

4.3.3 温度特性の評価

温度環境に対する安定性を明らかにするため、温度特性の評価を行った。図4.8に温度特性の評価結果と校正された温度計を用いて測定を行った恒温槽内の温度変化を示す。測定周波数は、 $10\ \text{Hz}$ および $1\ \text{kHz}$ である。測定では、温度耐久試験のIEC (IEC: International Electrotechnical Commission) 規格[9]に従い、常圧環境下で周囲温度を $23\ ^\circ\text{C}$ 、湿度を $35\ \%RH$ に一定時間保った後、温度を $35\ ^\circ\text{C}$ まで変化させ、約16時間を保持した。その後、 $23\ ^\circ\text{C}$ まで温度を下げた。



(a) 測定周波数 10 Hz



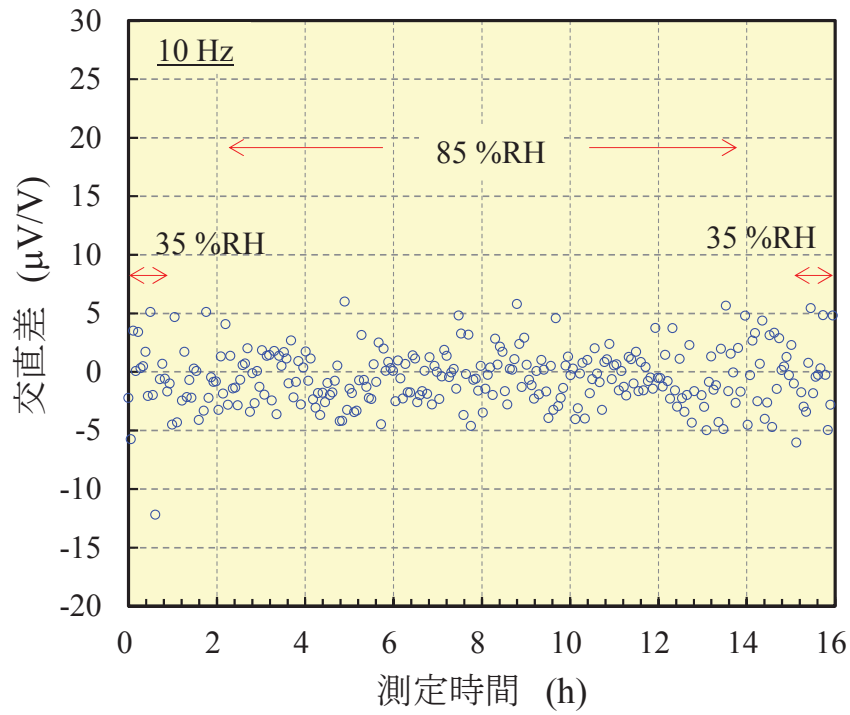
(b) 測定周波数 1 kHz

図4.8 薄膜型サーマルコンバータの温度特性の評価結果.

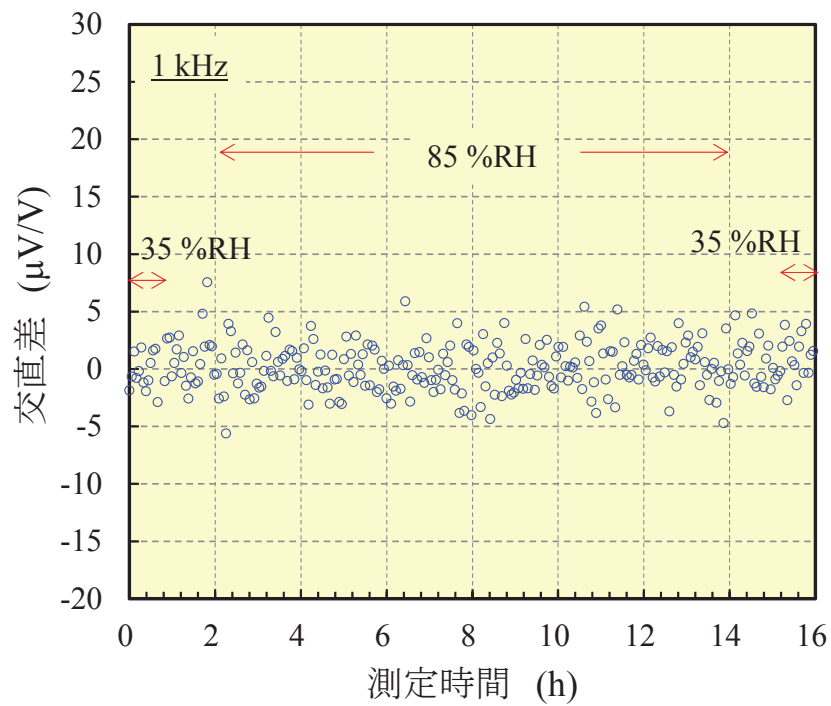
図4.8に示すように、環境温度に対する交直差の変化率は、検出感度である1 $\mu\text{V/V}$ 以下であった。サーマルコンバータの温度検出部にはサーモパイルが用いられており、周囲温度に相当する零接点を基準とするヒータ温度の変化を交直差として検出している。したがって、交直差には温度依存性が生じなかったと考えられる。また、周囲温度の過渡的な変化に対して、薄膜型サーマルコンバータの交直差は検出感度の範囲内で変化が観察されなかった。薄膜型サーマルコンバータの出力電圧は、実測で約0.2%/Kと、単一熱電対型の出力温度係数0.01%/Kと比べて比較的大きな温度係数を有し、環境温度が過渡的に変化する場合、交直差測定における測定不確かさ要因として無視できないと考えられた。しかしながら、図4.8に示すように周囲温度が緩やかに変化する場合、交直差は検出感度の範囲内で変化しない事が実験的に明らかになった。10 Hzでも同様の評価を行ったが、温度特性、過渡特性ともに、交直差は検出感度の範囲内で変化は見られなかった。以上の結果より試作した薄膜型サーマルコンバータは十分な温度安定性を有していると考えられる。

4.3.4 湿度特性の評価

湿度環境に対する依存性を明らかにするため、湿度特性の評価を行った。図4.9に湿度特性の評価結果と恒湿槽内の湿度を校正された湿度計を用いて測定した結果を示す。測定周波数は、10 Hzおよび1 kHz である。測定では、湿度耐久試験のIEC規格[10]に従い、常圧環境下で周囲温度を30 $^{\circ}\text{C}$ 、湿度を35 %RHに一定時間保った後、湿度を85 %RHまで変化させ、約12時間を保持した。その後、35 %RHまで湿度を下げた。図4.9に示すように、湿度試験における交直差の変化率は、検出感度である1 $\mu\text{V/V}$ 以下であった。この結果より、薄膜型サーマルコンバータが十分な湿度に対する安定性を有すると考えられる。



(a) 測定周波数 10 Hz



(b) 測定周波数 1 kHz

図4.9 薄膜型サーマルコンバータの湿度特性の評価結果.

一方、過渡的な湿度変化に対して、交直差は検出感度の範囲内で変化が見られなかった。以上の結果より、試作した薄膜型サーマルコンバータは、十分な湿度安定性を有していることが実証された。

4.3.5 圧力特性の評価

薄膜型サーマルコンバータの熱解析を行うと、ヒータで生じたジュール熱は、主としてヒータ接触部分への熱伝導と大気中への対流熱伝達によって放散していく。減圧環境下では常圧環境に比べて、ヒータ表面から大気への熱コンダクタンスが減少するから、発熱量が圧力に依存する現象が観察されると考えられる。したがって、ヒータを封止するセラミックパッケージング材の気密性が充分ではない場合、薄膜型サーマルコンバータの安定な動作を妨げる要因として無視できない。そこで、試作した薄膜型サーマルコンバータの出力応答の圧力依存性の評価を行った。図4.10に圧力範囲が1000 hPaから1 hPaにおける薄膜型サーマルコンバータの出力特性を評価した結果を示した。

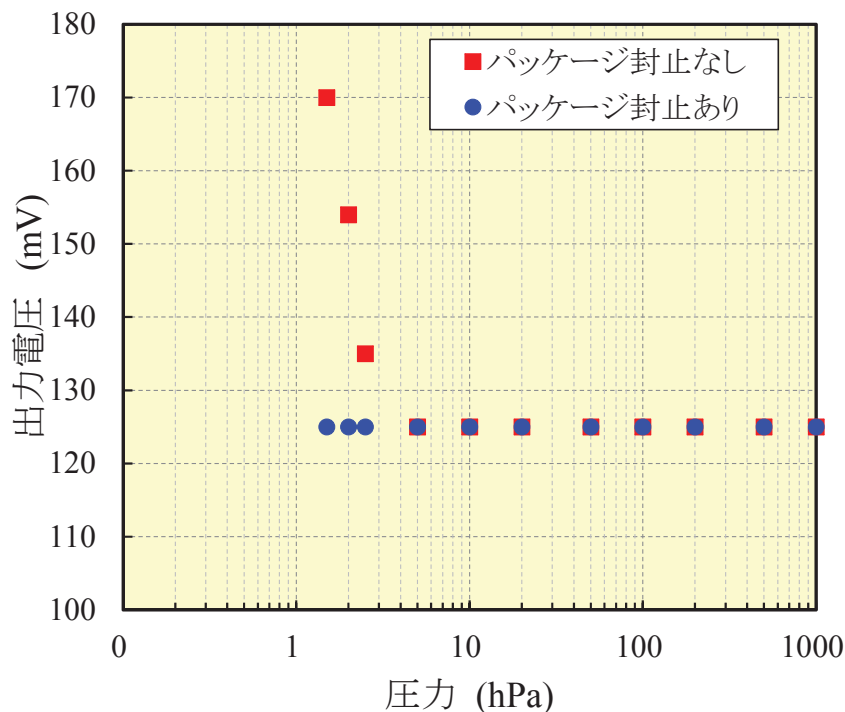
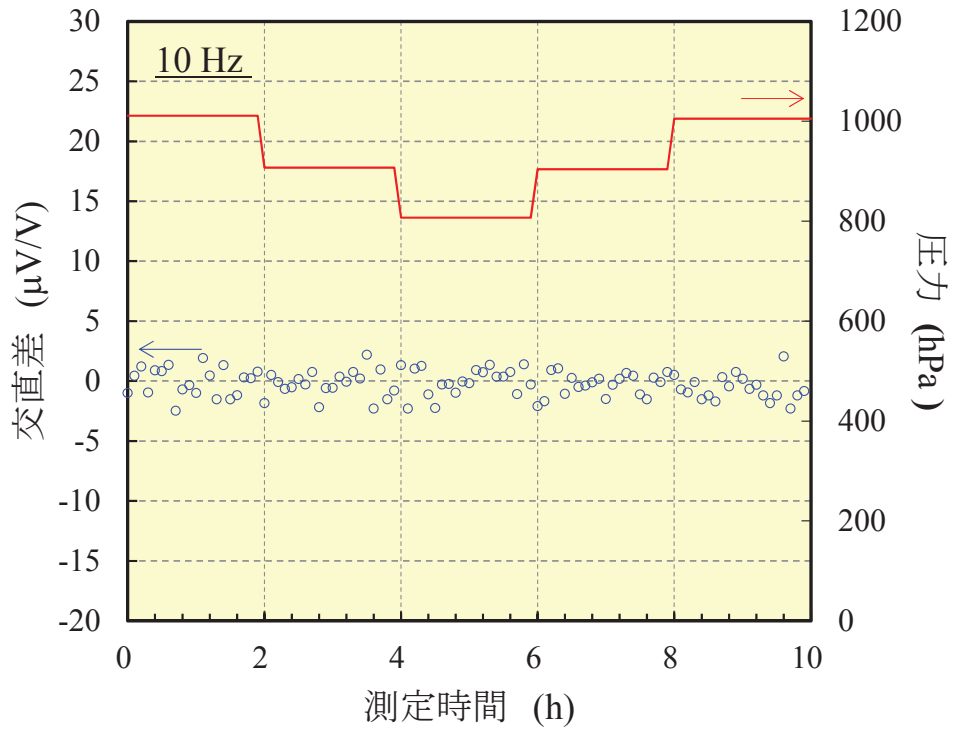


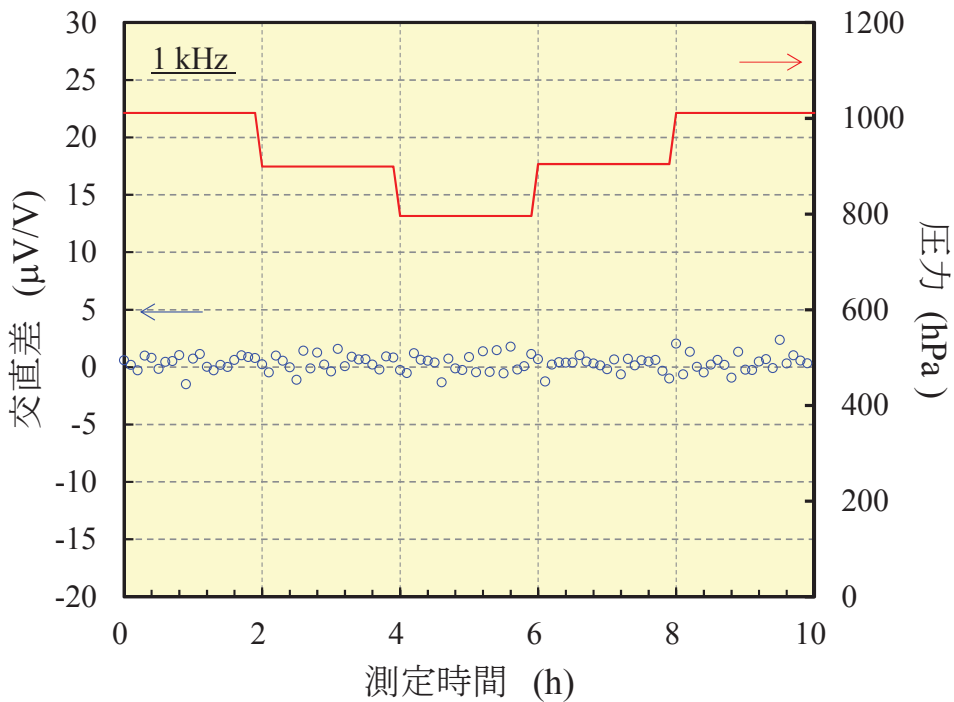
図4.10 出力電圧の圧力依存性の評価結果。

第4章

図4.11に示すように、アルミナ製のセラミックパッケージング材料でヒータを封止した場合には1 hPaまで出力電圧の圧力依存性は観察されず、試作した薄膜型サーマルコンバータの出力応答に対する圧力依存性は検出感度の範囲内で有意差が無い事が明らかになった。一方で、アルミナ製のパッケージング材でヒータの封止を実施しなかった薄膜型サーマルコンバータの場合には、真空槽の圧力が約3 hPa以下からサーモパイルからの出力電圧が急峻に増加する圧力依存性を示す事が明らかになった。この結果は、試作した薄膜型サーマルコンバータのアルミナ製のセラミックスパッケージングが十分な気密性を保持している事を示している。図4.11に圧力特性の評価結果と真空槽内の圧力変化を示す。測定周波数は、10 Hzおよび1 kHzである。測定では、IEC規格に従い、圧力を1000 hPaに2時間保った後、圧力を900 hPa、800 hPaに変化させ、それぞれ2時間保ち、再度、加圧した。図4.11に示すように本試験の圧力範囲では交直差の変化率は検出感度以下である事が明らかになった。また、10 Hzと1 kHzで圧力変化に有意な差は見られなかった。この結果より薄膜型サーマルコンバータは圧力に対して安定した特性を有していると考えられる。



(a) 測定周波数 10 Hz



(b) 測定周波数 1 kHz

図4.11 薄膜型サーマルコンバータの圧力特性の評価結果.

4.4 結言

この章では窒化アルミ基板の上に直接ヒータを形成することで熱容量が可変な新しい構造の薄膜型サーマルコンバータを試作し、低周波特性の評価を行った。その結果、低周波領域における繰り返し測定のはらつきは、単一熱電対型に比べて半分に低減し、平均値の標準偏差は10 Hzで $0.5 \mu\text{V/V}$ 以下であった。5つの薄膜型サーマルコンバータを試作し、評価を行ったところ、デバイス間の特性ばらつきは、 $1 \mu\text{V/V}$ 以下であり、単一熱電対型サーマルコンバータの素子間の特性ばらつきよりも小さな結果を得た。これは、微細加工技術を用いることで、低周波特性への影響が大きい幾何寸法のはらつきを低減することが出来たからであると考えられる。

次に、交流プログラマブルジョセフソン電圧発生器を用いて、1 Hzまで交直差の低周波特性の評価を行った。その結果、交直差の低周波特性は単一熱電対型サーマルコンバータに比べて格段に改善され、 $2500 \mu\text{V/V}$ から $30 \mu\text{V/V}$ 以下まで交直差が低減した。この結果は、直流と交流の熱応答差が小さいことを示しており、サーマルコンバータとして理想的な熱構造を実現できたことを示している。

最後に、熱電対の出力抵抗が増加する経年変化の改善を目的に熱電対の改良に取り組んだ。従来、熱電対を作製する際には、出力抵抗を改善するため、銅の厚膜を介してビスマス膜とアンチモン膜を接合する方法を採用していたが、経年変化の原因を詳細に調査した結果、劣化した素子には、銅膜とビスマス膜の接合界面にクラックが生じていることを突き止めた。そこで、銅膜による熱伝導の効果を損ねず、銅膜とビスマス膜の接合を回避するため、ビスマスとアンチモン膜を直接接合し、アンチモン膜にのみ銅膜を形成する新たなサーモパイルの蒸着パターンを考案した。熱電対の出力抵抗の変化を約1年にわたって測定を行った結果、出力抵抗の増加は 1Ω 以下に低減され、経年変化の改善に成功した。

参考文献

- [1] M. Klonz, T. Wiemann, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 38, no. 2, pp. 335–337, 1989.
- [2] J. R. Kinard, D. X. Huang, D. B. Novotony, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 44, no. 2, pp. 383–386, 1995.
- [3] H. Laiz, M. Klonz, E. Kessler, and T. Spiegel, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 50,

- no.4, pp.333–337, 2001.
- [4] H. Sasaki, K. Shimizume, N. Kasai, H. Fujiki, and A. Shoji, *IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, vol. 6, no.4, pp. 293–298, 2011.
- [5] H. Fujiki, *IEEE Sensors Journal* vol. 7, no.9, pp.1243–1247, 2007.
- [6] M. Klonz, H. Laiz, and E. Kessler, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 50, no. 6, pp. 1490 – 1498, 2001.
- [7] S. Hidaka, K. Kishino, K. Shimizume, S. Takeda, H. Fujiki, Y. Amagai, and H. Sasaki, *IEEJ Trans. Electrical and Electronic Engineering*, vol. 8, no. 1, pp.101–104 2012.
- [8] Y. Amagai, H. Fujiki, K. Shimizume, and S. Hidaka, *Electric Engineering in Japan*, 2014 (Accepted).
- [9] IEC, IEC60068-2-2, Environmental testing Part 2: Tests. Tests B: Dry heat.
- [10] IEC, IEC60068-2-78, Environmental testing Part 2-78: Tests. Test Cab: Damp heat, steady state.

第4章

第5章

総括

5.1 本研究の結論

本論文では、交流電圧実効値測定の高精度化を目的に、低周波領域におけるサーマルコンバータの交直差の評価技術の研究開発を行った。

第1章では研究の背景と目的について詳述した。まず、先端科学計測の分野や、工業製品や資源の円滑な国際的商取引において、計量標準の持つ役割とその重要性について述べ、電力計測機器の高度化、低周波用の機械振動センサの高精度化のため、低周波交流電圧標準の測定精度を改善する必要があることを述べた。続いて、交流電圧測定に関する既往研究を紹介し、サーマルコンバータを用いた交直変換方式の重要性を記述した。これを受けて、本論文の位置づけを明確にした後、論文の概要について述べた。

第2章では、測定精度を支配する要因を明らかにすることを目的として、有限要素法を用いた計算機シミュレーション技術を新たに導入し、サーマルコンバータの熱伝導メカニズムの解析を行った。この解析では、従来考慮されなかった熱電対の熱容量やゼーベック係数の温度依存性を新たに解析対象に加え、高精度なシミュレーションを行った。その結果、交直差の低周波領域の測定精度に影響を与える因子として、1)計測に用いる交流電圧源の揺動、および 2)熱容量に依存する熱電対出力の変動を特定した。さらに、低周波領域での課題となっていた出力電圧のドリフトの原因を封止ガラスの温度上昇にあることを突き止め、サ銅ブロックで覆うことで、ドリフト電圧を低減した。

第5章

第3章では、1)の計測の電源電圧の課題を解決するため、量子力学の原理に基づき、正確な出力電圧の生成が可能な交流プログラマブルジョセフソン電圧発生器の開発を行い、サーマルコンバータの低周波特性評価への応用を提案した。ここでは離散的に電圧を測定するサンプリング回路技術を導入することで、交流プログラマブルジョセフソン電圧発生器の波形に含まれるトランジェントエラーを回避に成功した。その結果、実効値電圧3 Vの実効値測定において世界最高レベルの測定精度0.6 $\mu\text{V/V}$ を実現した。実効値電圧3 V、周波数10 Hzでの合成標準不確かさは3 $\mu\text{V/V}$ と推定され、従来法の不確かさを約一桁改善した。さらに、交流プログラマブルジョセフソン電圧発生器をサーマルコンバータの低周波特性評価の応用することで、理論的な推定に頼らず、実験的方法により高精度に交直差を評価可能なことを示した。この結果は、サーマルコンバータの特性が交流ジョセフソン電圧装置で評価可能であることを示し、今後の交流電圧標準の量子標準への置き換えに道を開くものである。ただし、ジョセフソン素子の動作には極低温環境が必須であり、実用性や汎用性の重視される用途においては、引き続きサーマルコンバータが利用されることが想定される。

第4章では、2)熱電対出力の変動を改善するため、熱容量が可変な新規薄膜型サーマルコンバータの試作と低周波特性の評価を行った。新たに開発を行った薄膜型サーマルコンバータの特徴は、薄膜ヒータを窒化アルミチップに直接形成することで、チップの厚みを変えることで熱容量を自由に可変できる点にある。従来のシリコンチップ状に形成されたサーマルコンバータとは異なり、エッチングを用いないため、設計の自由度が向上している。熱容量を増加させることで熱電対からの温度振幅が抑制され、従来の単一熱電対型サーマルコンバータの半分まで繰り返し測定のばらつきの低減に成功した。さらに、交直差は1 Hzで2500 $\mu\text{V/V}$ であった交直差は、30 $\mu\text{V/V}$ まで低減した。以上のように、低周波においても直流と交流の応答差が小さな熱的に理想的な構造のサーマルコンバータを実現した。さらに、実用化に向けた課題であった出力電圧の経年劣化の原因をビスマス膜と銅膜のクラックであることを特定し、新たな熱電対構造を考案した。1年間に渡り出力抵抗の測定を行った所、出力抵抗の増加は、50 Ω から1 Ω 以下に大幅に低減した。交直差の経年変化も1 $\mu\text{V/V}$ 以下であることを実証した。

5.2 今後の課題

本研究では、サーマルコンバータの有する交直差の高精度評価を目的として、サーマルコンバータの数値シミュレーション技術、量子化交流電圧波形の生成とサンプリング測定回路技術の開発、および新型薄膜デバイスの開発に取り組み、その結果として低周波領域における交流電圧標準の測定精度の飛躍的な改善に成功した。しかし、本研究を通して新たな課題も浮き彫りになった。

薄膜型サーマルコンバータ開発のための計算機シミュレーション

- 1) 薄膜型サーマルコンバータの測定精度律する因子や周波数特性を詳しく解析するために、今回確立した1次元シミュレーション技術を3次元シミュレーション技術へと発展させることで、より高精度な交流電圧実効値測定が可能になると考えられる。
- 2) 薄膜型サーマルコンバータも、単一熱電対型サーマルコンバータと同様に熱ドリフトの問題を抱えている。また、諸外国の薄膜型サーマルコンバータと比較した場合、出力電圧（測定感度）が充分であるとは言えない。素子作製における次の課題として、薄膜型サーマルコンバータに適したパッケージ構造を検討する必要があると考えられる。

量子化交流電圧波形の高精度化・高出力電圧化

- 1) 今回新たに開発した交流プログラマブルジョセフソン電圧発生器から出力可能な最大実効値電圧は3 Vである。より応用範囲を広げるためには、電圧レンジを10 V以上にまで拡大を検討する必要がある。目指すべき電圧範囲と求められる測定精度に応じた対応が求められる。もっとも精度良く電圧を拡大する方法には、プログラマブルジョセフソン素子の接合数増加やマイクロ波周波数を増加することが考えられる。そのため、素子作製技術やマイクロ波回路設計技術の向上が必要とされる。また、最高精度を必要とせず10 V以上の実効値電圧を得る方法には、誘導分圧器や抵抗分圧器を用いて電圧範囲を拡大する方法が考えられる。測定精度を律する因子を特定するため、誘導分圧器や抵抗分圧器の低周波領域での不確かさの評価が必要となる。

第5章

- 2) サンプリング測定では、各装置間の同期が欠かせない要素であったが、本研究では、サンプリング電圧計は外部信号を用いず、内部クロック回路の水晶振動子をクロックとして用いた。サンプリング測定の主要な要因であることから外部リファレンスが参照できるよう改造を進めることで、測定精度の大幅な改善が見込まれる。
- 3) 安定な動作に用いた極性反転スイッチの熱起電力の評価も重要な課題である。正確な評価を行い、不確かさを検討する必要がある。
- 4) 繰り返し測定のばらつきを支配する要因は、半導体型交流電圧発生器の安定度であり、特にジッタノイズの影響が大きいと考える。低周波領域でより安定度の高い半導体型交流電圧発生器を用いることでさらに高精度化が期待できると考えられる。
- 5) 本研究のサンプリング測定では、交流電圧波形のビット数は3ビット、つまり、1周期あたり8ステップに限った。低周波領域では、交流電圧の実効値だけでなく、波形の歪量を校正するニーズや瞬時値を校正するニーズがあるため、ステップ数を増加する必要がある。

付録1 正規化感度指数の不確かさ[1]

本論の(1.9)式で示したように、正規化感度指数は1次項として不確かさが伝搬されるので、交直差の不確かさとして考慮する必要がある。指数測定における主な不確かさの要因は、直流電圧を入力した際の実出力電圧 E_{DC} の分解能 ΔE_{DC} である。このとき、正規化感度指数の不確かさは次のように表すことができる。

$$\frac{\partial n}{n} \cong \frac{\partial(\Delta E_{DC})}{\Delta E_{DC}} = \frac{\partial(\Delta E_{DC})}{E_{DC}} \bigg/ \frac{\Delta E_{DC}}{E_{DC}} \quad (\text{A.1})$$

正規化感度指数の不確かさと交直差の不確かさの関係は、(1.9)式を用いて次のように表すことができる。

$$[\partial(\delta_{AC-DC})]^2 \cong \left[\frac{E_{AC} - E_{DC}}{nE_{DC}} \right]^2 \left[\frac{\partial n}{n} \right]^2 \quad (\text{A.2})$$

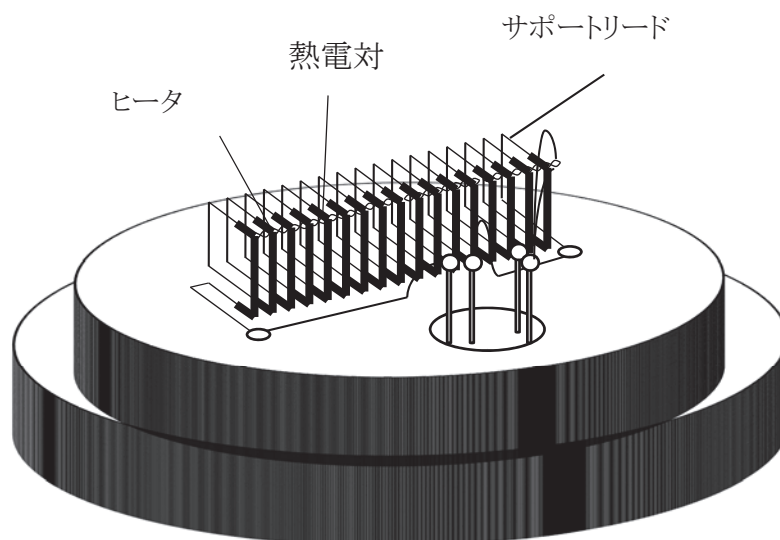
出力電圧の測定分解能で最悪のケースを想定した場合、 $\partial(\Delta E_{DC})/E_{DC} = 10^{-6}$ のオーダーである。さらに、入力電圧が0.1%変化したときに $(\Delta E_{DC})/E_{DC} = 10^{-4}$ だけの出力電圧の変動があるとすると、(A.1)式は 2.5×10^{-4} となる。ところが、交直差測定では、出力電圧の差が $10 \mu\text{V/V}$ 以下になるよう、交流電圧の値を変化させるから、(A.2)式の $(E_{AC} - E_{DC})/(nE_{DC})$ は 10^{-5} のオーダーとなる。

以上の結果を(A.2)式に代入して、正規化感度指数の不確かさが交直差の不確かさに与える影響を見積もると $0.01 \mu\text{V/V}$ 以下となる。したがって、交直差測定での影響は、繰り返し測定および他の不確かさ要因と比べると1桁以上小さいことが示された。

付録2 サーマルコンバータ

1) 多熱電対型 [2]

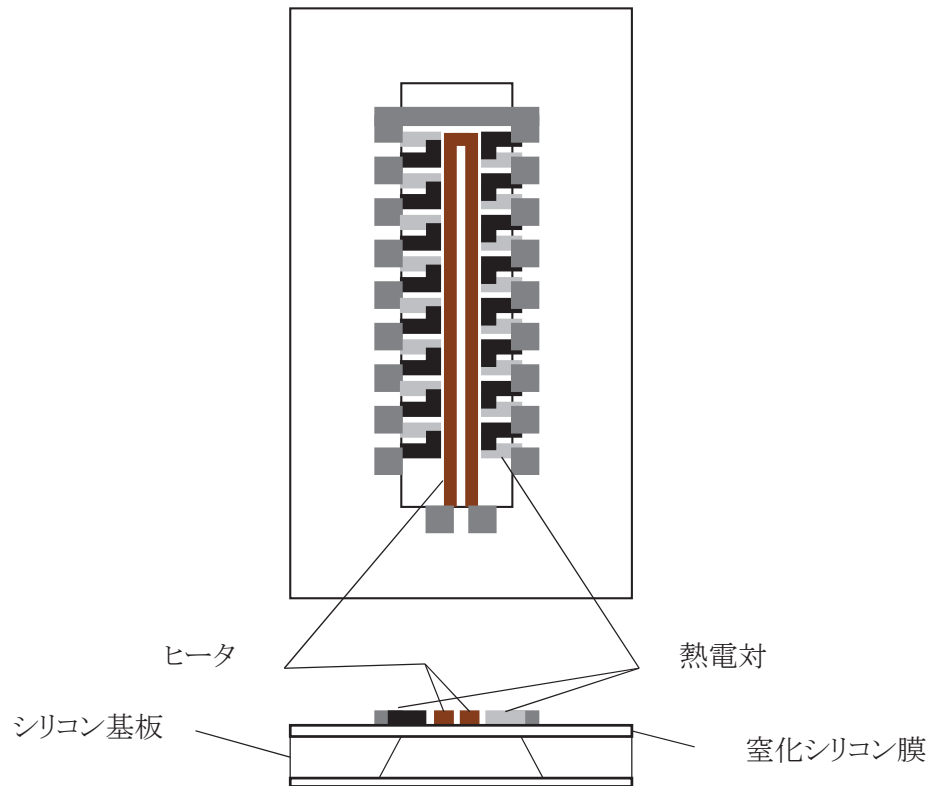
多熱電対サーマルコンバータは米国やドイツを中心に1970年代から1980年代にかけて開発された。多熱電対型サーマルコンバータは、物性値や材料特性により理論的な評価が困難であった1 kHz付近の交直差を低減するために開発された。図A.1にはドイツで開発された多熱電対型サーマルコンバータの外観模式図を示した。トムソン効果を抑制するため、熱電対のヒータの周囲に多数配置することにより、平坦な温度分布を実現している。副次的な効果として、出力起電力が増加している点もこのタイプの特徴である。一方で、構造上の複雑さから、その作製には高い技能を有する上、高周波数特性が悪化することや、立体構造であることから製造が困難な課題を抱えていた。



図A.1 多熱電対型サーマルコンバータの模式図.

2) 薄膜型 [3], [4]

立体構造を有する多熱電対型サーマルコンバータの課題を解決するため、半導体集積回路に利用されてきた微細加工技術を応用することで、ヒータと熱電対を薄膜状にしてシリコン基板上に集積した薄膜型サーマルコンバータの開発が行われた。薄膜型サーマルコンバータの典型的な構造を図A.2に示した。



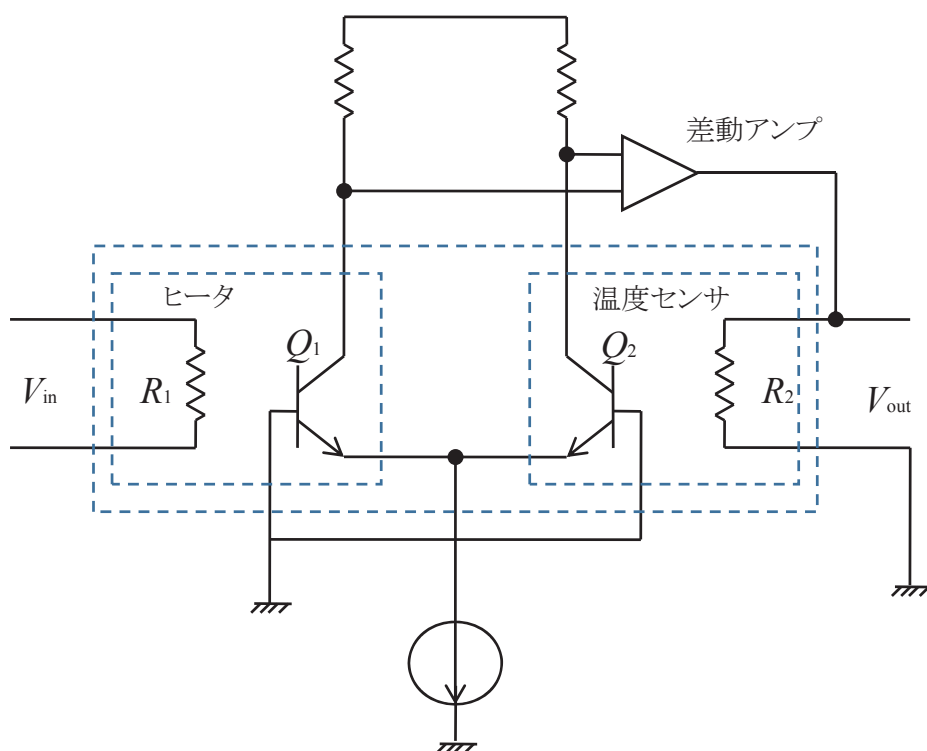
図A.2 薄膜型サーマルコンバータ.

シリコン基板にヒータと多数の熱電対をスパッタや真空蒸着法によって形成する．立体型の多熱電対サーマルコンバータに比べて小型化が実現され，高周波特性も大幅に改善されている．

3) 半導体センサ型 [5]

1980年代の初頭に，バイポーラトランジスタのベース，エミッタ間の接合電圧を熱電対の代わりに温度検出素子としても用いた熱型の実効値検出用ICが開発され，市販の交直比較器や，交流電圧メータに組み込まれている．熱型の実効値検出用ICセンサの回路図を図A.3に示す．薄膜抵抗と，トランジスタ，および差動アンプより構成される．薄膜抵抗とトランジスタは，それぞれ，シリコンチップの上に形成される．周囲との熱絶縁性を配慮して，温度センサ部分と電極の

接合には、ワイヤーボンディングが用いられている。このタイプのサーマルコンバータの特徴は、熱電対型のサーマルコンバータに比べ、出力電圧が高いこと、温度応答が優れていること、熱的安定性に優れていることが挙げられている。測定精度も、国家標準として用いられているサーマルコンバータに近づきつつあり、市販の二次標準器として活躍している。



図A.3 半導体センサ型サーマルコンバータ。

付録3 ジョセフソン効果 [6]

ジョセフソン効果とは、2つの超伝導体の間に薄い絶縁層、または常伝導金属層を挟んだ構造（ジョセフソン接合）において生じる、クーパー対のトンネル効果に伴って起こる巨視的量子現象のひとつである。超伝導を記述する巨視的波動関数の位相差に由来する電流密度の大きさは、

$$I_s = I_c \sin \phi \quad (\text{A.3})$$

と表される。ただし、 I_s は超伝導トンネル電流、 I_c は臨界電流を表している。この式は、凝縮状態にある波動関数は、全系の状態を両側の位相で記述できることを意味している。次に時間的に変化しないポテンシャル V_0 を接合部に加えた場合を考える。量子力学では、位相の時間変化は、

$$h \frac{d(\Delta\phi)}{dt} = E \quad (\text{A.4})$$

で与えられる。超伝導電子対が接合を通るときの位相変化は、電子対であるため2倍した $E = 2eV_0$ から

$$\Delta\phi = \frac{2eV_0 t}{h} \quad (\text{A.5})$$

となる。これを、式(A.4)に代入して得られる電流密度は、

$$I_s = I_c \sin \left(\Delta\phi + \frac{2eV_0}{h} t \right) \quad (\text{A.6})$$

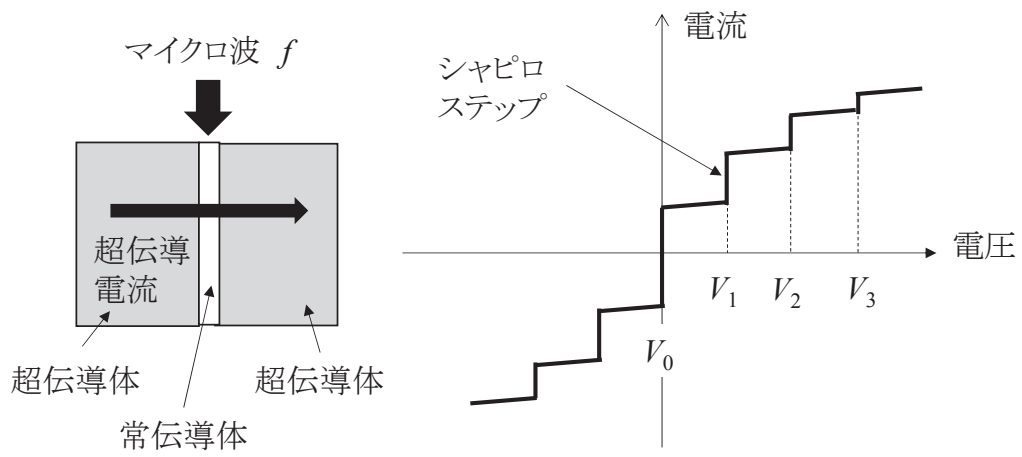
に変形される。この結果は、静的なポテンシャルにより交流電流を生じ、さらに、その振動数が

$$f_j = \frac{2eV_0}{h} \quad (\text{A.7})$$

であることを示している。これを交流ジョセフソン効果と呼ぶ。ここまでの議論では、接合が電圧状態の時に(A.7)で決まる、電圧に依存した周波数での内部発振状態が生じるという結論に至った。このときに、接合に外部から周波数 f を印加すると、 f_j の値が f の整数倍に近い場合に周波数の引き込み現象（共振現象）が生じ、 f に依存した一定間隔を持つ電圧ステップ

$$V_n = \frac{h}{2e} n f \quad (\text{A.8})$$

が生じる。図A.4には、ジョセフソン接合にマイクロ波を照射した際の電流-電圧特性の模式図を示した。このように、ジョセフソン接合のマイクロ波ステップ波応答によって生じる電圧ステップをシャピロステップと呼ぶ。(A.8)式は量子力学的に保証された関係であり、実験的にも16桁以上の精度で成り立つことが確かめられている[7]。したがって、マイクロ波の周波数を精度良く定めれば、非常に正確に直流電圧を決めることが可能となる。ジョセフソン直流電圧標準はこの原理を利用して実現されている。



図A.4 マイクロ波を照射したときのジョセフソン接合の電流-電圧特性.

付録4 交流プログラマブルジョセフソン電圧発生器の

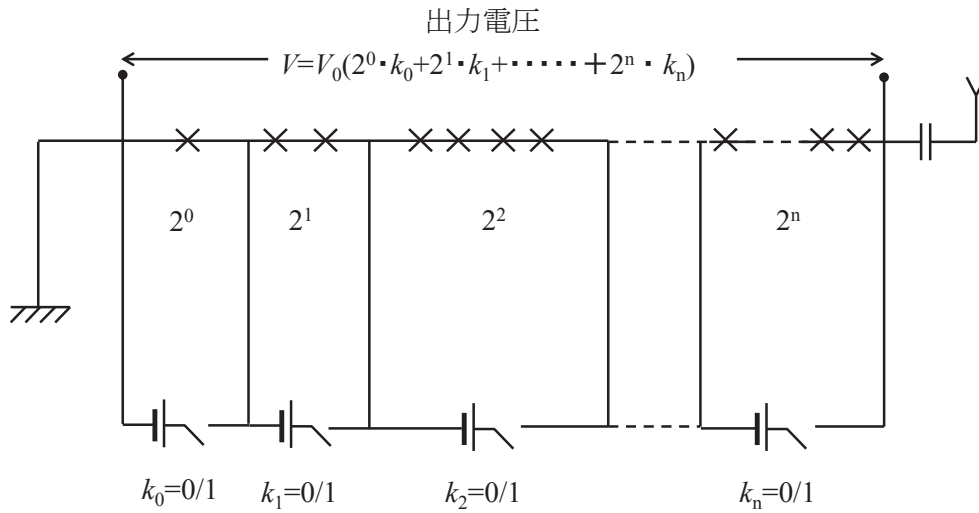
動作原理

ジョセフソン接合にマイクロ波を照射すると、素子の電流-電圧特性曲線状に、一定の間隔で定電圧ステップ（シャピロステップ）が発生する。付録4で示したように、ジョセフソン接合素子に入力されるマイクロ波周波数 f とステップ電圧 V_n の間には、ジョセフソンの関係式が成り立つ。

$$V = \frac{h}{2e} nf \quad (\text{A.9})$$

ここでは、 n は量子数ではなく、ジョセフソン接合数を表していることに注意する。(A.9)式で時間的に変化可能なパラメータである、ジョセフソン接合数 n または照射周波数 f を時間の関数として制御することができれば、交流電圧を発生させることができる。

AC-PJVS方式は、(A12)式におけるジャンクション数に相当する n を制御するもので図A.5には、動作原理図を示した[8]。この方式ではヒステリシスのない、オーバーダンブ型接合を用いる。さらに、接合アレイを $1, 2, 4 \dots 2^{N-1}$ (N :セグメント数)などのバイナリなセグメントに分割する。各セグメントは、印加する電流をプログラマブルに高速に制御することにより、アクティブな素子数をダイナミックに変化させることで、交流電圧の波形生成を可能とする。この方式で生成される交流電圧は、厳密に見ると階段状に近似された波形となる。そのため、この方式は高調波成分を含み、本質的な交流電圧標準発生器ではなく、実効値などを調整可能な交流電圧標準発生器とされている。この方式の最大の利点は、他の方式にはない10 Vレベルの高い電圧振幅が得られる点である。また、低周波領域において正確な実効値電圧を容易に生成出来ることも、他の方式にはない特徴である



(a) AC-PJVSの動作原理図.

<u>Nビットバイナリコード</u>	→	<u>出力電圧(10進法)</u>
<i>0...001</i>	→	V_0
<i>0...010</i>	→	$2V_0$
<i>0...011</i>	→	$3V_0$
⋮	⋮	⋮
⋮	⋮	⋮
⋮	⋮	⋮
<i>1...111</i>	→	$(2^N - 1)V_0$

(b) Nビットデジタルデータと出力電圧の関係.

図A.5 交流プログラマブルジョセフソン電圧発生器の動作原理.

付録5 Sinc関数を用いた積分時間の補正[9]

アナログ-デジタルコンバータを用いて行う波形のサンプリング測定の動作原理図を図A.6に示した。実線が実際の電圧波形を示す。破線が測定波形を示す。APERは積分時間を示し、RCOMPはその平均値を示している。図に示すように、実際に測定においては離散化された波形は積分された平均値で表される。この平均化は、矩形の窓関数によって平均化処理をすることに相当する。

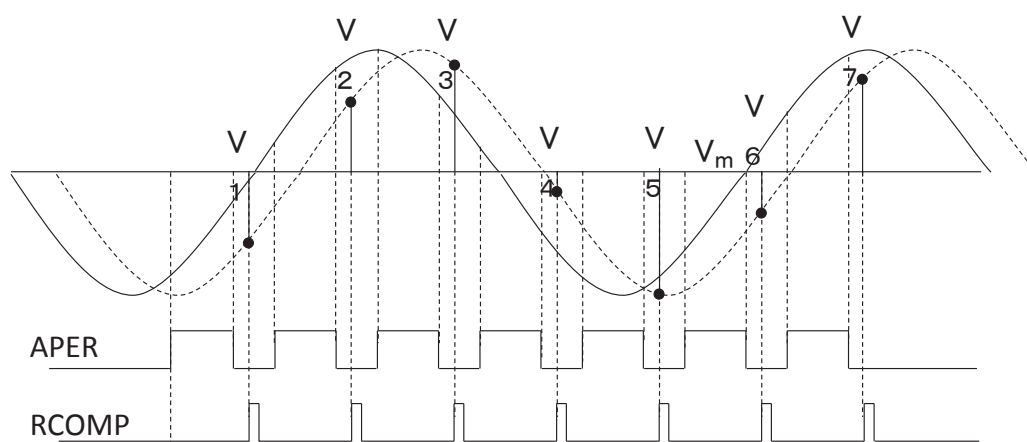
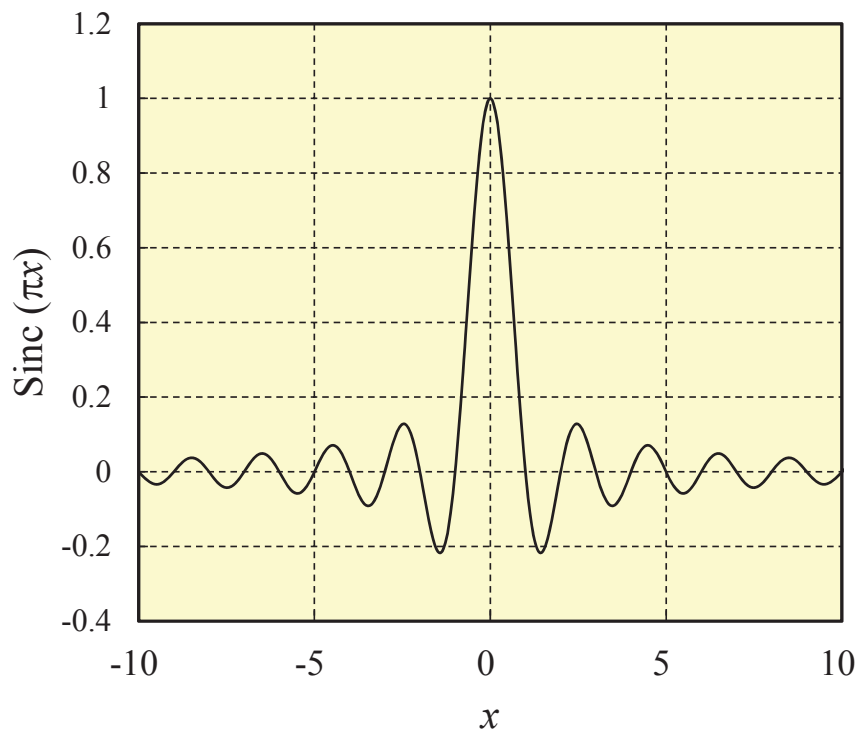


図 A.6 サンプリング測定の原理.

ところで、積分時間 T 、高さが $1/T$ の面積が1の矩形関数の周波数成分におけるフーリエ変換は次の様に計算することができる。

$$\begin{aligned}
 g(\omega) &= \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \\
 &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} e^{-j\omega t} dt \\
 &= \frac{\sin\left(\frac{\omega T}{2}\right)}{\left(\frac{\omega T}{2}\right)} \\
 &\equiv \text{sinc}(\omega T)
 \end{aligned} \tag{A.10}$$

(A.10)式はsinc関数と呼ばれる関数であり、図A.7に示すように、原点で1を示し、時間軸上で振動しながら減衰していく性質を持つ。したがって、サンプリング測定データから振幅を求めるためにフーリエ変換を行うと、測定すべき源波形と、積分によるsinc関数との積を得る。そのため、フーリエ変換した後のデータから源波形の振幅や実効値を得るためには、フーリエ変換後のデータを必ずsinc関数で除する必要がある。



図A.7 Sinc関数のグラフ.

付録6 数値計算のパラメータ

表A.1 数値計算に使用したパラメータ値.

記号	物理量	値
L_h	ヒータ長の半分	$2.5 \times 10^{-3} \text{ m}$
L_{TC}	熱電対の長さ	$7 \times 10^{-3} \text{ m}$
a_h	ヒータの断面積	$8.1 \times 10^{-11} \text{ m}^2$
a_{TC}	熱電対の断面積	$5.0 \times 10^{-11} \text{ m}^2$
κ_{TC}	熱電対の熱伝導率	380 W/mK
C_{TC}	熱電対の熱容量	435 J/gK
d_{TC}	熱電対の質量密度	8920 kg/m^3
ρ_h	ヒータの電気抵抗率	$1.08 \times 10^{-6} \Omega\text{m}$
α_h	ヒータ電気抵抗率の 温度係数	$-10 \times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$
κ_h	ヒータの熱伝導率	14 W/mK
β_h	熱伝導率の温度依存性	$1.5 \times 10^{-3} \text{ K}^{-1}$
C_h	ヒータの熱容量	435 J/gK
d_h	ヒータの質量密度	8500 kg/m^3
ε_h	ヒータの輻射率	0.3
σ	Stefan-Boltzmann定数	$5.67 \times 10^{-8} \text{ W/m}^2\text{K}^4$
T_0	室温	296 K
S	ゼーベック係数	$59.5 \mu\text{V/K}$
ξ	ゼーベック係数の温度係数	$6.6 \times 10^{-4} \text{ K}^{-1}$

参考文献

- [1] H. Sasaki, and K. Takahashi, *Researches of the Electrotechnical laboratory*, no. 989, 1999.
- [2] M. Klonz, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 36, no. 2, pp. 320–329, 1987.
- [3] M. Klonz, T. Wiemann, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 38, no. 2, pp. 335–337, 1989.
- [4] J. R. Kinard, D. X. Huang, D. B. Novotony, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 44, no. 2, pp. 383–386, 1995.
- [5] L. L. Szepesi, in *Proc. Measurement Science Conference*, pp. 9–13, 1986.
- [6] 菅野卓雄 監修, 超高速デジタルデバイス・シリーズ 4 超高速ジョセフソン・デバイス, 培風館, pp. 31, 1986.
- [7] J.-S. Tsai, A. K. Jain, and J. E. Lukens, *Phys. Rev. Lett.* vol.51, no.4, pp. 316-319, 1983.
- [8] C. A. Hamilton, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 44, no. 2, pp. 223–225, 1995.
- [9] R. L. Swerlein, *Program Listing and Description*, Loveland, CO: Hewlett-Packard, 1997.

付録

謝辞

本研究は、独立行政法人産業技術総合研究所 計測標準研究部門 電磁気計測科にて2009年4月から2013年3月の間に行った研究の成果をまとめたものです。本論文をまとめるにあたり、数多くの貴重なご指導を賜り、審査頂きました主査の東京理科大学大学院 基礎工学研究科 材料工学専攻 主査 高梨良文教授、同専攻 副査 飯田努教授、石黒孝教授、田村隆治准教授、電子応用工学専攻 相川直幸教授、産業技術総合研究所 ナノエレクトロニクス研究部門 佐々木仁主任研究員に心より深くお礼申し上げます。高梨先生、飯田先生には学生時代よりご指導賜り、研究者の道へと導いて頂きました。佐々木主任研究員からの深いご専門知識に基づくアドバイスは研究を進める大きな力となりました。また、論文執筆を了承頂き、執筆中も忍耐強く見守って下さった産業技術総合研究所 計測標準研究部門電磁気計測科 金子晋久科長に深く感謝申し上げます。

本研究の遂行にあたり研究全般に渡りご指導、ご鞭撻を賜りました産業技術総合研究所 計測標準研究部門 応用電気標準研究室 藤木弘之室長に深くお礼申しあげます。藤木博士には、入所したての頃より、交直変換標準の基礎やサーマルコンバータの校正原理を指導して頂きました。これらの内容は本研究成果のすべての基礎となっており感謝の念に堪えません。アルゼンチン産業技術研究所 (INTI) H. Laiz博士、ニュージーランド国立標準計測研究所(SML)のV. Bubanja博士からは数値シミュレーションで多くの有益なコメント頂きました。米国国立標準技術研究所(NIST) T. Lipe博士からは、数値解析の先行研究について有益な情報を頂きました。オーストリア国立標準研究所 (NMIA) I. Budovsky博士からは、単一熱電対型サーマルコンバータの技術的利点について有益なコメントを頂きました。産業技術総合研究所 計測標準研究部門 量子電気標準研究室 丸山道隆主任研究員には、プログラマブル型ジョセフソン交流電圧標準システム全般に渡り懇切丁寧なご指導を賜りました。浦野千春主任研究員には同期回路作成において必須の光絶縁回路の試作方法について丁寧にご指導頂きました。応用電気標準研究室 山田達司主任研究員にはサンプリング測定法とマルチメータの改造方法について丁寧にご教授頂きました。ナノエレクトロニクス研究部門山森弘毅主任研究員には、プログラマブルジョセフソン素子の評価方法について、機械式冷凍機の扱い方から含めて、はじめから丁寧にご指導頂き

謝辞

ました。薄膜型サーマルコンバータの試作頂いた ニッコー株式会社 代表取締役社長 日高滋博士，専務執行役 岸野要様，品質保証部課長 清水目浩司様にお礼申し上げます。薄膜型サーマルコンバータの開発と安定した量産化に取り組まれた高い技術力は日本の宝と思います。薄膜型サーマルコンバータの経年変化についてご議論を頂きました日本電気計器検定所 部長 高橋邦彦博士に感謝申し上げます。本研究は以上の方の多大なご貢献がなければ実現しえなかったものであり，ここに厚くお礼申し上げます。

振り返れば，筆者が産業技術総合研究所で研究者の道を歩み，学位論文をまとめるまでに至りましたのは，計測標準研究部門 電磁気計測科 中村安宏科長（現 研究環境安全本部 研究環境安全企画部長）に同科に配属して頂き，産業技術総合研究所における研究者としての基礎を形成して頂いたことが何よりも大きかったと思われます。ここに深く感謝申し上げます。筆者が産業技術総合研究所に入所したてのころより，計測標準研究部門の皆様から温かいご支援と多くのご助言を頂きました。計測標準研究部門 電磁気計測科 科長を兼任しておられました，瀬田勝男 副研究部門長（現 独立行政法人品質評価技術基盤機構認定センター技監），大嶋新一 副研究部門長（現 計測標準研究部門客員研究員）をはじめ，電磁気計測科の皆様から心から感謝申し上げます。応用電気標準研究室 坂本憲彦主任研究員は，公私に渡りお付き合い頂き，執筆の間も激励して頂きました。また，卒業研究においてご指導を賜った産業技術総合研究所 エネルギー技術研究部門 熱電変換グループ，上野和夫副研究部門長，小原春彦グループ長（現 エネルギー技術研究部門副研究部門長），直接指導して頂いた，山本淳主任研究員（現グループ長），李哲虎主任研究員，高澤弘幸主任研究員，野口照夫産総研特別研究員をはじめ熱電グループに在籍しておられた皆様に深く感謝申し上げます。社会人になってからは，異なる領域で研究を進めてきましたが，指導により形成された基盤が困難を打開する大きな力となりました。

筆者を育て，大学の生活を支え，社会人になってからも常に励ましてくれた，父 良，母 和子，祖父 主税（故人），祖母 まつに心から深く感謝致します。最後に，一ノ瀬彩博士（筆者の妻）には各章の執筆を終えるたびに目を通してもらいました。休日や深夜におよぶ不規則な研究生活にも理解を示し，筆者の生活面ばかりでなく精神面においても支えてくれました。ここに深く感謝致します。

研究業績

関連論文

1. Improved Electro-Thermal Simulation for Low-Frequency Characterization of a Single-Junction Thermal Converter.
(単一熱電対型サーマルコンバータの低周波特性の電気・熱連成シミュレーション技術の改善)
Yasutaka Amagai and Hiroyuki Fujiki
IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT,
(2014)
2. Improved Stability of a Thin-Film Multijunction Thermal Converter
(薄膜型サーマルコンバータの安定性の改善)
Yasutaka Amagai, Hiroyuki Fujiki, Koji Shimizume, Shigeru Hidaka
Electrical Engineering in Japan (2014)
3. Low-Frequency Characterization in Thermal Converters Using AC-Programmable Josephson Voltage Standard System
(交流プログラマブルジョセフソン電圧標準システムを用いたサーマルコンバータの低周波特性の評価)
Yasutaka Amagai, Michitaka Maruyama, Hiroyuki Fujiki
IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT,
VOL. 62, NO. 6, pp. 1621-1626 (2013)
4. Numerical Analysis of Low-Frequency Properties in Single-Junction Thermal Converters
(単一熱電対型サーマルコンバータの低周波特性の数値解析)
Yasutaka Amagai, Yasuhiro Nakamura
IEEJ TRANSACTIONS ON ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING
VOL. 7 pp. 350-354 (2012)
5. Development of Low-Frequency AC Voltage Measurement System Using Single-Junction Thermal Converter

研究業績

(単一熱電対型サーマルコンバータを用いた交流電圧測定システムの開発)

Yasutaka Amagai, Yasuhiro Nakamura

IEEJ Transactions on Fundamentals and Materials Vol.132, No.3, pp. 214-219 (2012)

6. Improved Measurement of AC-DC Transfer Difference Using a Low-Drift Single-Junction Thermal Converter

(低ドリフト特性を有する単一熱電対型サーマルコンバータを用いた交直差特性評価法の改善)

Yasutaka Amagai, Yasuhiro Nakamura

IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, VOL. 61, NO. 3, pp. 786-790 (2012)

参考論文

学術論文誌

1. Thermoelectric Properties of Semiconductorlike Intermetallic Compounds $TMGa_3$ (TM=Fe, Ru, and Os)
(半導体性の金属間化合物 $TMGa_3$ (TM=Fe, Ru, Os)の熱電特性)
Yasutaka Amagai, Atsushi Yamamoto, Tsutomu Iida, Yoshifumi Takanashi
JOURNAL OF APPLIED PHYSICS VOL. 96, NO. 10, pp. 5644-5648 (2004)
2. Electronic Densities of States of Several Intermetallic Compounds with Large Coordination Numbers Calculated within the Framework of Band Theory
(バンド理論に基づく高配位な金属間化合物の電子状態密度)
Yoji Imai, Akio Watanabe, Yasutaka Amagai, Atsushi Yamamoto
Journal of Alloys and Compounds Vol. 389 pp. 220-228 (2005)
3. 薄膜型サーマルコンバータの安定性の改善
天谷康孝, 藤木弘之, 清水目浩司, 日高滋
電気学会論文誌A (基礎・材料・共通部門誌), Vol. 132, No.11, pp.1011-1017 (2012)
4. Multijunction Thermal Converter with Improved Frequency Characteristics between 10 Hz and 1 MHz

(10 Hzから1 MHzにおける周波数特性を改善した多熱電対型サーマルコンバータ)

Shigeru Hidaka, Kaname Kishino, Khoji Shimizume, Susumu Takeda, Hiroyuki Fujiki, Yasutaka Amagai, Hitoshi Sasaki
IEEJ TRANSACTIONS ON ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING, VOL. 8, pp.101-104 (2013)

国際会議Proceeding

1. Consideration on the Applicability of Intermetallic Compounds with a Large Coordination Number as Thermoelectric Materials on the Basis of the Calculated Electronic Densities of States
(高配位な金属間化合物の熱電材料への応用可能性に関する考察)
Yoji Imai, Akio Watanabe, Yasutaka Amagai, Atsushi Yamamoto
22nd International Conference on Thermoelectrics, pp. 301-304 (2003)
2. Thermoelectric Properties of Semiconducting Intermetallic Compounds: FeGa₃ and RuGa₃
(半導体性の金属間化合物FeGa₃およびRuGa₃の熱電特性)
Yasutaka Amagai, Atsushi Yamamoto, Chul-Ho Lee, Hiroyuki Takazawa, Teruo Noguchi, Haruhiko Obara, Tsutomu Iida, Yoshifumi Takanashi
Mat. Res. Soc. Symp. Proc. Vol. 793 pp. S8.38.1-S8.38.6 (2004)
3. Thermoelectric Properties of NaZn₁₃-type Intermetallic Compounds
(NaZn₁₃型金属間化合物の熱電特性)
Yasutaka Amagai, Atsushi Yamamoto, Chul-Ho Lee, Hiroyuki Takazawa, Teruo Noguchi, Haruhiko Obara, Tsutomu Iida, Yoshifumi Takanashi
Mat. Res. Soc. Symp. Proc. Vol. 793 pp. S8.23.1-S8.23.6 (2004)
4. The Effect of Co-Substitution on the Thermoelectric Properties of FeGa₃
(FeGa₃の熱電特性に与えるCo金属置換の影響)
Yasutaka Amagai, Atsushi Yamamoto, Tsutomu Iida, and Yoshifumi Takanashi
23rd International Conference on Thermoelectrics (2005)
5. An Analysis of Low Frequency Properties in a Thermal Converter
(サーマルコンバータの低周波特性の解析)
Yasutaka Amagai, Yasuhiro Nakamura

- 2010 Conference on Precision Electromagnetic Measurements Digest, pp.26-27
(2010)
6. Frequency Characteristics of Calculable Thin-Film Multijunction Thermal Converters Above 1 MHz
(薄膜型サーマルコンバータの1 MHz以上の周波数特性)
Hiroyuki Fujiki, Yasutaka Amagai
2010 Conference on Precision Electromagnetic Measurements Digest, pp.62-63
(2010)
7. Calibration-Free Arbitrary Power Calibrator with Self-Calibration by AC-DC Measurement Techniques
(交直測定技術を用いた自己校正可能な校正不要任意電力発生器)
Tatsuji Yamada, Seitaro Kon, Seijiro Hayashi, Hiroyuki Fujiki, Yasutaka Amagai, Yasuhiro Nakamura, Hitoshi Sasaki, Eiji Ogita, Toshiaki Kawakami
2010 Conference on Precision Electromagnetic Measurements Digest, pp.167-168 (2010)
8. Numerical and Experimental Investigations of Low-Frequency Properties of Single-Junction Thermal Converter
(単一熱電対型サーマルコンバータの周波数特性の数値解析とその実験的評価)
Yasutaka Amagai, Hiroyuki Fujiki
2012 Conference on Precision Electromagnetic Measurements Digest, pp.440-441 (2012)
9. Sampling Measurement Using a Programmable Josephson Voltage Standard System toward Low-Frequency AC Voltage Standard
(低周波交流電圧標準の確立に向けたプログラマブルジョセフソン電圧標準システムを用いたサンプリング測定)
Yasutaka Amagai, Michitaka Maruyama, Hiroyuki Fujiki
2012 Conference on Precision Electromagnetic Measurements Digest, pp.674-675 (2012)

受賞

1. Early Career Program Award, Conference on Precision Electromagnetic Measurement 2012 (CPEM2012), (電磁気精密計測国際会議 若手キャリアプログラム賞)
2. 電気学会全国大会優秀論文発表賞 平成25年電気学会全国大会