



JAEA-Technology

2008-087

模擬燃料棒ヒーターにおける表面温度計測の技術開発

— 細径熱電対温度信号のノイズ対策 —

Development of Surface Temperature Measurement for Simulated Fuel Rod Heater

- Noise Reduction Temperature Signal of Thin-Thermocouple -

佐川 淳 柴本 泰照

Jun SAGAWA and Yasuteru SIBAMOTO

東海研究開発センター

原子力科学研究所

工務技術部

Engineering Services Department
Nuclear Science Research Institute
Tokai Research and Development Center

March 2009

Japan Atomic Energy Agency

日本原子力研究開発機構

JAEA-
Technology

本レポートは独立行政法人日本原子力研究開発機構が不定期に発行する成果報告書です。
本レポートの入手並びに著作権利用に関するお問い合わせは、下記あてにお問い合わせ下さい。
なお、本レポートの全文は日本原子力研究開発機構ホームページ (<http://www.jaea.go.jp>)
より発信されています。

独立行政法人日本原子力研究開発機構 研究技術情報部 研究技術情報課
〒319-1195 茨城県那珂郡東海村白方白根 2 番地 4
電話 029-282-6387, Fax 029-282-5920, E-mail:ird-support@jaea.go.jp

This report is issued irregularly by Japan Atomic Energy Agency
Inquiries about availability and/or copyright of this report should be addressed to
Intellectual Resources Section, Intellectual Resources Department,
Japan Atomic Energy Agency
2-4 Shirakata Shirane, Tokai-mura, Naka-gun, Ibaraki-ken 319-1195 Japan
Tel +81-29-282-6387, Fax +81-29-282-5920, E-mail:ird-support@jaea.go.jp

模擬燃料棒ヒーターにおける表面温度計測の技術開発

— 細径熱電対温度信号のノイズ対策 —

日本原子力研究開発機構 東海研究開発センター

原子力科学研究所 工務技術部

佐川 淳^{*}, 柴本 泰照⁺

(2008年12月17日 受理)

原子炉システム応答試験や燃料健全性の検証ために実施される試験では、試験装置の炉心に実機燃料棒を実規模で模擬した電気ヒーターが使用されてきた。この電気ヒーターは一般に模擬燃料棒と呼ばれ、金属製の被覆管の中に発熱体であるニクロム線をコイル状に収めた一種のシーズヒーターである。発熱電源には交流電源が用いられ、被覆管の表面には温度を測定するための細径シーズ熱電対が埋め込まれる。すなわち、交流電力制御にはサイリスタによるスイッチングが利用されることになり、ヒーター電流の時間変化が原因で熱電対温度信号に無視できないノイズが重畠する。従来の定常実験では、カットオフ周波数の低いローパスフィルタを用いることでノイズ除去を行ってきたが、過渡変化実験ではフィルタの遅れによって変化速度の速い温度挙動を追隨できない問題が浮上する。

本研究ではこれを解決するために、熱電対信号に重畠するノイズ特性を明らかにし、従来よりも遅れを10分の1程度までに抑えたノイズ低減フィルタを設計・製作した。フィルタの時定数は10ms以下で、細径熱電対自身の熱容量に由来する応答時定数より小さく、実用上問題のない応答速度といえる。

原子力科学研究所：〒319-1195 茨城県那珂郡東海村白方白根 2-4

* 技術開発協力員

+ 安全研究センター原子炉施設安全評価研究ユニット

Development of Surface Temperature Measurement for Simulated Fuel Rod Heater

- Noise Reduction Temperature Signal of Thin-Thermocouple -

Jun SAGAWA^{*} and Yasuteru SIBAMOTO⁺

Engineering Services Department, Nuclear Science Research Institute,
Tokai Research and Development Center, Japan Atomic Energy Agency
Tokai-mura, Naka-gun, Ibaraki-ken

(Received December 17, 2008)

In experimental facilities to investigate a system integral-response and/or to verify fuel rod integrity of nuclear reactors, the electrical heater specially manufactured to simulate the real nuclear fuel rod with the same scale have been used in the core of the experimental facility. This type of the electrical heater, so-called "simulated fuel rod", is a kind of a sheath heater which involves Nichrome coiled wire as a heat generation element in the metal cladding tube. An alternating current power is supplied for heat generation source in this heater and thin thermocouples were embedded on the cladding surface to measure the fuel surface temperature. It means that a switching regulator by silicon-controlled rectifier is used to control the AC electrical power and undesirable electrical noises are superimposed on the thermocouples' signals by the time variation of the heater current. Although a low-pass-filter with a low cut-off frequency was commonly applied to remove the noises in the previous steady-state experiment, the problem have arisen that a fast temperature transient could not be followed due to a time-delay accompanied by the filter in the transient experiment.

In the present study, we reveal the noise characteristics and designed / manufactured the new noise reduction filter with to reduce the time delay one-tenth less than that in the previous simple filter. The time constant of this filter is less than 10 ms which is smaller than that of thin thermocouples determined by its heat capacity. It can be regarded as the response speed enough to the practical application.

Keywords: Simulated Fuel Rod Heater, Thermocouples, Electrical Noise, Capacitive Coupling, Electromagnetic Induction, Alternative Current, Low-Pass-Filter, Band-Elimination-Filter

^{*} Collaborating Engineer

⁺ Reactor Safety Research Unit, Nuclear Safety Research Center

目 次

1	はじめに	1
1.1	背景と目的.....	1
1.2	ノイズの原因と性質.....	4
1.2.1	容量結合によるノイズ.....	4
1.2.2	電磁誘導によるノイズ.....	8
1.3	ノイズ源の特定とその対策方法	11
2	フィルタ回路の設計と製作	15
2.1	フィルタ定数.....	15
2.2	回路設計	20
2.2.1	全体構成	20
2.2.2	部品定数	22
2.2.3	フィルタ回路の調整	24
2.2.4	電子部品について	25
3	フィルタの特性評価	28
3.1	ゲイン特性	28
3.2	過渡特性	28
4	まとめ	33
	謝辞	33
	参考文献	34

Contents

1	Introduction.....	1
1.1	Background and Purpose.....	1
1.2	Major cause and Characteristics of Noise.....	4
1.2.1	Noise due to Capacitive Coupling	4
1.2.2	Noise due to Electromagnetic Induction.....	8
1.3	Identification of Noise Source and its Countermeasures	11
2	Design and Fabrication of Filter Circuit.....	15
2.1	Filter Parameter	15
2.2	Circuit Design	20
2.2.1	Overall Configuration.....	20
2.2.2	Device Parameter	22
2.2.3	Adjustment of Filter Circuit.....	24
2.2.4	Selection of Elemental Devices	25
3	Test of the Circuit Performance.....	28
3.1	Gain Characteristics	28
3.2	Transient Characteristics	28
4	Conclusions.....	33
	Acknowledgements.....	33
	References	34

表リスト

Table 2.1 フィルタの特性.....	17
Table 2.2 フィルタ設計の仕様条件.....	21

図リスト

Fig. 1.1 模擬燃料棒ヒーターの断面図	3
Fig. 1.2 熱電対による温度計測の電気的模式図.....	7
Fig. 1.3 ノイズの電気的等価回路の詳細	7
Fig. 1.4 電磁誘導ノイズの発生.....	10
Fig. 1.5 ヒーター出力によるノイズの変化.....	13
Fig. 1.6 ノイズデータの周波数特性.....	14
Fig. 2.1 熱電対からデータ収録器までの信号処理	17
Fig. 2.2 ノイズデータの拡大図	18
Fig. 2.3 熱電対の応答特性	18
Fig. 2.4 2次 LPF+BEF フィルタの周波数特性(ボード線図)	19
Fig. 2.5 2次 LPF+BEF フィルタの回路図.....	21
Fig. 2.6 2次 LPF+BEF フィルタの実装基板	26
Fig. 2.7 フィルタ配線状況	26
Fig. 2.8 フィルタ回路調整トリマ	27
Fig. 3.1 ゲイン特性の比較	30
Fig. 3.2 LPF との周波数特性の比較.....	31
Fig. 3.3 製作したフィルタの時間過渡特性.....	32

List of Tables

Table 2.1	Filter characteristics	17
Table 2.2	Required specification of filter design	21

List of Figures

Fig. 1.1	Cross sectional view of simulated fuel rod.....	3
Fig. 1.2	Schematic view temperature measurement by thermocouple	7
Fig. 1.3	Details of electrical equivalent circuit for noise	7
Fig. 1.4	Generation of electromagnetic induction noise.....	10
Fig. 1.5	Variation of noise by heater power supply	13
Fig. 1.6	Frequency characteristics of noise data	14
Fig. 2.1	Signal processing form thermocouple to data acquisition system	17
Fig. 2.2	Macrograph of noise data.....	18
Fig. 2.3	Characteristics of thermocouple response	18
Fig. 2.4	Frequency characteristics of 2nd order LPF and BEF filter (Bode diagram)	19
Fig. 2.5	Electrical circuit diagram of 2nd order LPF and BEF	21
Fig. 2.6	On-board device implementation	26
Fig. 2.7	Practical wiring	26
Fig. 2.8	Trimmer to adjust the filter circuit	27
Fig. 3.1	Comparison of gain characteristics	30
Fig. 3.2	Comparison of the present filter with LPF in frequency characteristics	31
Fig. 3.3	Transient characteristics of the present filter	32

1 はじめに

1.1 背景と目的

日本原子力研究開発機構では、大型非定常試験装置（Large Scale Test Facility）や大型再冠水実験装置に代表されるような、原子炉実機の一部を模擬した大型の熱流動ループを用いて、冷却材喪失事故（Loss-Of-Coolant Accident）や再冠水過程（Reflood phase）に関するシステム効果試験や個別効果試験を実施してきた。このような装置は核燃料を電気ヒーターで模した模擬炉心を使用して行われる。模擬炉心は複数の模擬燃料ピンを格子状に配置することで構成される。

模擬燃料ピンの断面図を **Fig. 1.1** に示す⁽¹⁾。この例では、棒の中心部に電気絶縁材の窒化ホウ素があり、その周囲に発熱体であるニクロムがコイル状に巻かれ、さらにその外側に窒化ホウ素を介して金属製の被覆管が表面を覆う、一種のシースヒーターである。被覆管の表面には燃料棒の軸方向に溝を切って細径（約 0.5mm 程度）のシース熱電対を埋め込み、被覆管表面すなわち伝熱面表面の温度が測定される。熱電対にはシース熱電対が使用されることが普通で、シース内の絶縁材には酸化マグネシウムなどが用いられる。すなわち、ヒーター発熱部と熱電対ホットジャンクションは直列的に電気絶縁される。

発熱体であるニクロムの電源には製作コスト等を勘案して交流電源を用いることが多く、この場合電力の制御にはサイリスタ¹を用いたスイッチング制御が多く使用される。このため、熱電対はヒーターエレメントから直列的には絶縁されても容量結合によって交流的には絶縁されず、また、交流電流による電磁誘導も生じるため、これらに起因したノイズが重畠する危険性がある。ノイズの大きさは絶縁材の静電容量や透磁率、交流周波数に依存する。

一方、計測対象である熱電対の温度信号（熱起電力）はこれらのノイズ成分に対して非常に微弱である。クロメル＝アルメルを用いた K 型熱電対の熱起電力は 1°Cあたり約 40 μV であり、一般的なノイズ成分が数 10~100mV であることを考えてもはるかに小さい。このような低 S/N 比に対する解決策として、従来の熱電対による温度計測では時定数の大きい多段のローパスフィルタを用いることが一般的であった。大型施設を用いた実験では、非定常挙動を観察する実験であっても温度変化の時定数が数秒から数分というオーダーであるため、高周波ノイズを吸収するのに十分小さいカットオフ周波数のローパスフィルタを用いても問題はなかった。しかし近年、沸騰現象等について詳細なメカニズムを検討する観点から速い過渡現象に着目した小型実験が増えており、大型施設においても時定数が 1 秒以下の過渡事象を対象とした実験が行われるようになってきた⁽²⁻³⁾。過渡現象の時定数が短くなり、計測対象信号の周波数がノイズ周波数に近づく場合には両者を明確に分離することが困難となる。すなわち、単純なローパスフィルタではなく、

¹ 一般的に大型電力負荷を扱う施設において、電力制御装置の事をサイリスタと言う場合が多い。サイリスタとは制御信号によりスイッチングを行うことの出来る半導体素子のことである。近年ではスイッチング制御による電力制御装置はサイリスタから IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) などに置き換わってきている。また、スイッチング制御による電力制御装置全般を指してサイリスタと呼ばれることが多い。

帯域を分割するなどフィルタの設計を工夫し、また、フィルタ以外の方法でのノイズ対策が必要となる。

本研究では、軽水炉の燃料棒を模擬した電気ヒーターの表面温度を測定する際に、熱電対信号に重畠する有意なノイズを除去する対策手段について議論する。このような模擬燃料ヒーターを用いた実験例は数多くあり、たとえば近年でも燃料棒の一時的な遷移沸騰過程のメカニズムを調査する研究において使用されている⁽⁴⁾。遷移沸騰挙動では、特にリウェット過程において燃料棒表面温度が急変化する極めて過渡性の大きな非平衡現象が生じる。しかしながらこのような場合であっても、文献において実験におけるノイズの処理についての言及がほとんどない場合が多い。細い径の熱電対を用いてセンサー自身の即応性を保ったとしても、それよりも長い時定数の大きいフィルタを使用していては応答特性という面では何の意味もない。シース径の細い熱電対をヒーター表面に這わせるタイプの模擬燃料棒では、熱電対シースとヒーターシースの両表面接触面積が大きいためヒーター電流に起因するノイズの影響を非常に受けやすく、実際筆者らが行った実験においても温度換算で数10～数100°Cのノイズに遭遇した（後述の**Fig.1.5**などを参照）。もし、フィルタを用いる際には、計測対象の信号の応答速度を犠牲にしない範囲でノイズ周波数を分離するという注意深い設計が必要となる。本論文では、これらのノイズの発生要因と特徴を解説し、実質的な解決策としてのフィルタ設計案を提案する。

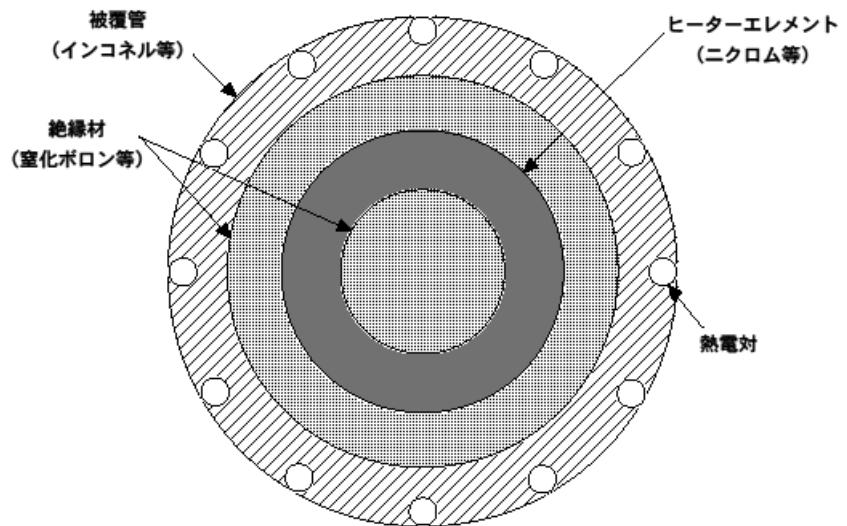


Fig. 1.1 模擬燃料棒ヒーターの断面図

1.2 ノイズの原因と性質

大型施設内はノイズの発生源となるものが多数存在する。模擬燃料棒では、電源に交流を用いた場合にヒーターに流れる交流電流そのものが大きなノイズ源となりうる。もし電源に直流を用いれば直流の絶縁だけを考えればよくノイズ対策は容易となるが、交流電源では静電容量や磁束変化に起因した結合により絶縁を確保するのが困難となる。実際、模擬燃料棒ヒーターにはコストの面を考えて交流電源が使用され、扱う電流がヒーター全体で最大数 1000 アンペアという大電流であることから、その制御にはサイリスタによるスイッチング制御が使用されることがほとんどである。このようなスイッチングには高周波成分が含まれることから、ノイズの発生原因には大きく以下の 2 つが考えられる。

- (1) 容量性の結合によって発生するノイズ
- (2) 電磁誘導によって発生するノイズ

以下ではそれについてノイズの特性とその対策方法の概略を説明する。

1.2.1 容量結合によるノイズ

熱電対による温度計測の電気的模式図を **Fig. 1.2** に示す。ノイズ源はグランド (GND) に対して電位 V_N を持つことになる。本件の場合、 V_N は時間変動する交流電圧源である。一方、計測機器類にもやはり GND に対して電位差が存在するので、ノイズ電圧源 V_N は計測機器のルートと GND ラインによる伝達ループが形成されることになる。図中の Z_1 は GND に対する熱電対素線（信号線）のインピーダンス、 Z_2 は計測器やアンプ内部の共通電位点と GND とのインピーダンスを表す。これらの対地インピーダンスの等価回路を直流抵抗 R_X と静電容量 C_X の並列接続だと考えれば、インピーダンス（絶対値）は以下で表される。

$$|Z| = \sqrt{\frac{1}{(1/R_X)^2 + (\omega C_X)^2}} \quad (1.1)$$

通常、非接地型シース熱電対やシースヒーターはシース（さや管）の中に酸化マグネシウムや窒化ホウ素などの絶縁材を充填しており、非常に大きな（通常 $10\text{M}\Omega$ 以上）の直流抵抗値 R_X を有している。また、計測器やアンプが非接地型（絶縁型）のタイプならばやはり大きな R_X を持つ。従って $\omega=0$ の直流成分に対しては絶縁が確保できることになるが、ノイズ V_N は高周波成分を含むことが普通であり、容量成分の寄与によってインピーダンスは低下し、絶縁が保たれなくなる

場合がほとんどとなる。これを一般に容量結合 (capacitive coupling) といい、結合の大きさは上式から明らかなように V_N の周波数 ω と静電容量 C_X によって決まる。市販されている絶縁型と言われるアンプであってもこのような容量結合成分については明記されていないことが多い。

容量結合により発生するノイズ対策として最も一般的に用いられるものに信号線をシールドする方法がある。**Fig. 1.2** にも、シース熱電対・シールド付き補償導線・信号変換用アンプの関係を模式的に示した。シールドの役目とは、ノイズが信号線に進入するラインを低インピーダンスの金属シールドで保護し、進入するノイズ電流を積極的にシールドラインに流して GND に落とすことでノイズの信号線への進入を阻止しようとするものである。今回の模擬燃料棒ヒーターにおける主要なノイズ源はヒーター電流であり、熱電対は模擬燃料棒表面に埋め込まれる形で設置されているため接触面積が大きく、形状効果としてこの影響を受けやすい。すなわち C_X は熱電対のシース径や長さなどの形状に依存し、さらに材質（比誘電率）によっても変化する。もし容量結合によるインピーダンスを下げられない場合でも、対地インピーダンスがさらに低い（通常ゼロとみなせる）シールドを用いればノイズ電流を GND に逃すことが可能となる。

熱電対のシースはシールドの役目も担っており、熱電対に繋がる補償導線のシールドと繋ぎ合わせることで信号経路全体を低インピーダンス回路で保護し、コモンに接続できる。**Fig. 1.3(a)** はノイズー熱電対—計測器間の関係のすべてを簡略化した等価回路として表したものであり、さらに、熱電対の対地インピーダンス Z_1 と計測器の入力インピーダンス Z_2 をまとめて Z としたものが**Fig. 1.3(b)**となる。この図から、ノイズ電圧 V_N が計測対象信号に対してどの程度の大きさとなるかを考察する。まず簡単のため、本来取り出すべき熱電対の熱起電圧をゼロと考え、ノイズ電圧 V_N の寄与によって出力信号に表れるノイズ成分を V_I としよう。図中の R_A と R_B は熱電対の素線と補償導線の抵抗値、 R_s はシールドの抵抗値、 R_I は計測器の入力インピーダンスを示す。シールドを接続しない時 ($R_s = \infty$) の場合の V_N と V_I の関係を表すと、

$$V_I = \frac{R_B \cdot R_I}{R_B(R_A + R_I) + Z(R_A + R_B + R_I)} V_N \quad (1.2)$$

となる²。ここで、熱電対の素線抵抗がクロメルとアルメル側で等しく ($R_A = R_B = R$)、素線がホットジャンクション以外で直流通じて絶縁されていれば（計測器の入力インピーダンスが無限大もしくは $R \ll R_I$ ならば）、計測器に現れるノイズ成分は以下となる。

$$V_I = \frac{R}{Z + R} V_N \quad (1.3)$$

式(1.3)は、ノイズ電流 I_N が経路 A にのみ流れた時を表している。一方で、 R_s が有限のときにはノイズ電流 I_N はシールドを通じて経路 B にも流れ込むので、そのとき計測される V_I は経路 A と

² 厳密に表すとノイズ電圧 V_N には出力インピーダンスが存在するが、今回のシールド対策を考える場合あまり重要でなく、また表現が煩雑になるのを避けるため無視している。

経路 B へ流れる電流の比率 $I_N(A)/I_N(B)$ で決まり、シールドの効果は $R_s/(Z+R)$ で表されることになる。結局上式の関係は、

$$V_I = \frac{R}{Z+R} \frac{R_s}{Z+R} V_N \quad (1.4)$$

となり、シールドの抵抗を下げる $R_s \ll (Z+R)$ とおけば V_N が大きくても V_I はゼロに近づく。これは、ノイズ電圧源とセンサーを含む計測機器類（アンプや信号変換機）が作るインピーダンスとシールド抵抗の比がノイズ減衰率を決定することを意味している。

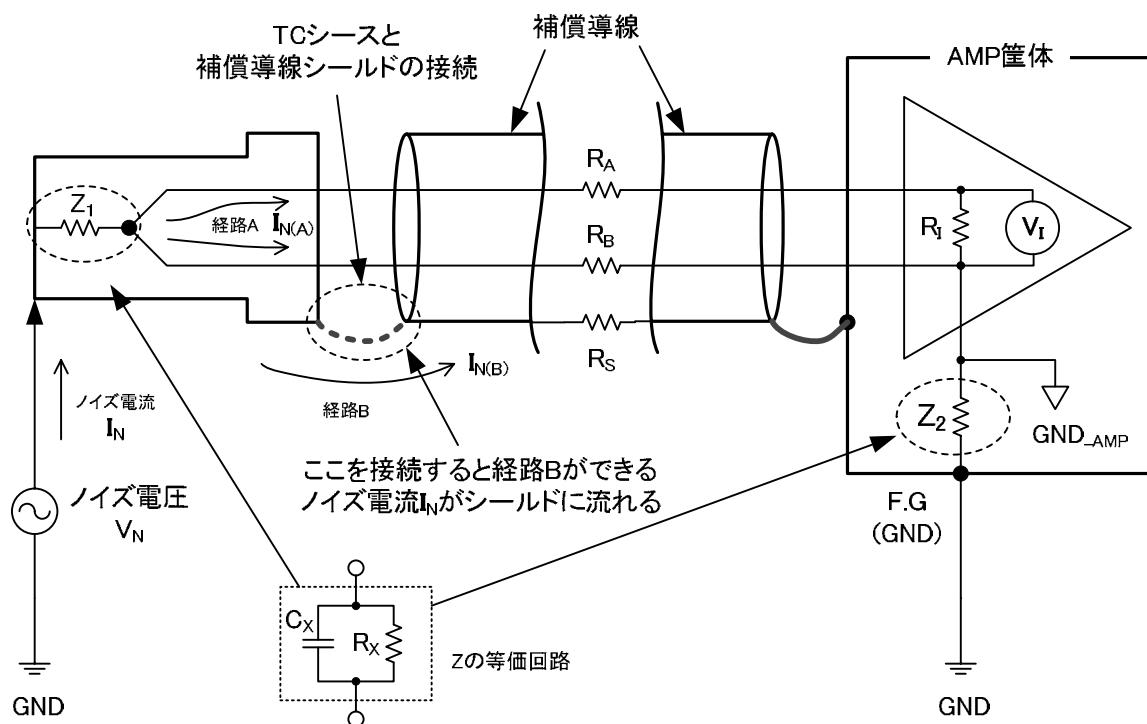


Fig. 1.2 熱電対による温度計測の電気的模式図

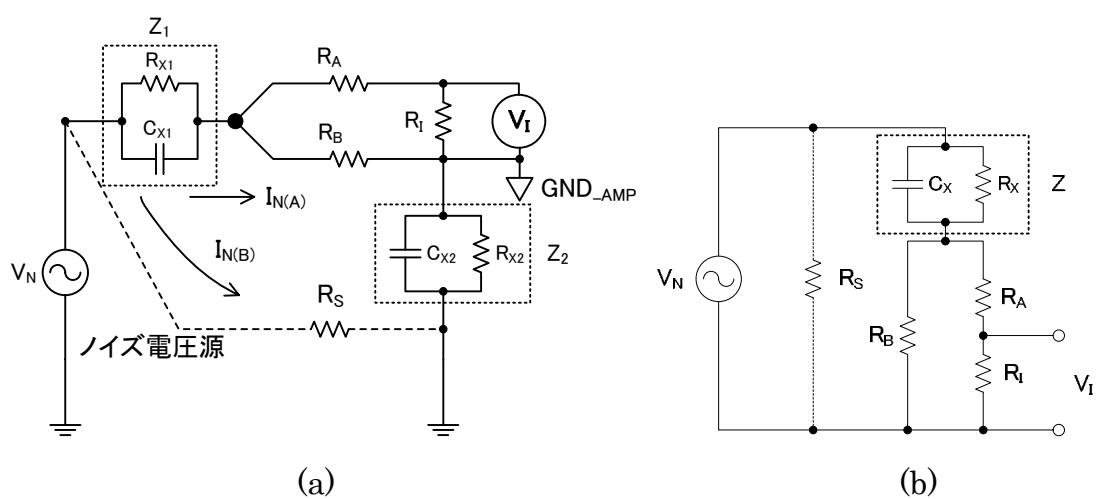


Fig. 1.3 ノイズの電気的等価回路の詳細

1.2.2 電磁誘導によるノイズ

Fig. 1.4 は、電磁誘導ノイズの発生を模式的に表したものである⁽⁵⁾。電磁誘導とは、電気的に絶縁された 2 つの導体による回路が存在する時、片方の回路内に流れる電流が時間的に変化するときに、もう片方の回路に磁束密度の変化を介して電流が発生する現象である。電流変化に起因して誘導される誘導電流の大きさは電流の時間変化率により左右される。今回のヒーター電力制御に用いられているサイリスタのようなスイッチング制御では、必然的に負荷に流れる電流の時間変化率が大きくなり、負荷から空間的に離れた熱電対素線で形成される回路内に大きな誘導電流が発生することになる。

ここで、模擬燃料棒ヒーターに流れる電流 I_H によるノイズの定量化を考える。 I_H の変化によって磁界が発生し磁束 \mathbf{B}_H が形成される。この磁束が熱電対素線で形成される回路に誘導電流を発生させることでノイズとなる。以下、熱電対回路を添え字 1、ヒーター回路を添え字 2 で表すと、熱電対回路内に発生する誘導起電圧 e_1 は熱電対回路を面積分して、

$$e_1 = -\frac{d}{dt} \int_{(1)} \mathbf{B}_H \bullet \mathbf{n} da \quad (1.5)$$

と表すことができる。このような面積分はベクトルポテンシャル \mathbf{A} の線積分に変換でき、

$$\int_{(1)} \mathbf{B}_H \bullet \mathbf{n} da = \oint_{(1)} \mathbf{A} \bullet d\mathbf{s}_1 \quad (1.6)$$

となる。 $d\mathbf{s}_1$ は熱電対回路の線素である。このベクトルポテンシャルは電流 I_H の変化率によって生じるため、ヒーター回路の線積分により以下で表せる。

$$\mathbf{A} = \frac{1}{4\pi\mu c^2} \oint_{(2)} \frac{\mathbf{I}_H \bullet d\mathbf{s}_2}{r_{12}} \quad (1.7)$$

式(1.5)～(1.7)より、熱電対回路内の誘導起電圧は

$$e_1 = -\frac{1}{4\pi\mu c^2} \frac{d}{dt} \oint_{(1)} \oint_{(2)} \frac{\mathbf{I}_H \bullet d\mathbf{s}_2}{r_{12}} \bullet d\mathbf{s}_1 \quad (1.8)$$

となる。これは空間的に静止した回路について表したものであり、時間変化するのは電流 I_H のみ

となる。そこで、

$$e_1 = M \frac{dI_H}{dt} \quad (1.9)$$

とすれば、回路相互の形状で決まる結合係数 M は、

$$M = -\frac{1}{4\pi\mu c^2} \oint_{(1)} \oint_{(2)} \frac{d\mathbf{s}_2 \cdot d\mathbf{s}_1}{r_{12}} \quad (1.10)$$

でまとめられる。一般に M を相互インダクタンスと呼ぶ。複数のコイル等を巻いた変圧器などのインダクタンス計算に用いられる。

以上から、電磁誘導ノイズの対策は、時間変化の大きい電流をヒーター負荷になるべく使わないことや、磁気遮蔽を施すこと、回路を形成する形状を工夫することが挙げられる。たとえば、回路形成において、もし、ヒーター回路から受ける磁界を熱電対素線のクロメル側とアルメル側で等しく逆に置くことができれば、式(1.6)の右辺の線積分がゼロに収束することになり、ノイズ電流を低くできる。

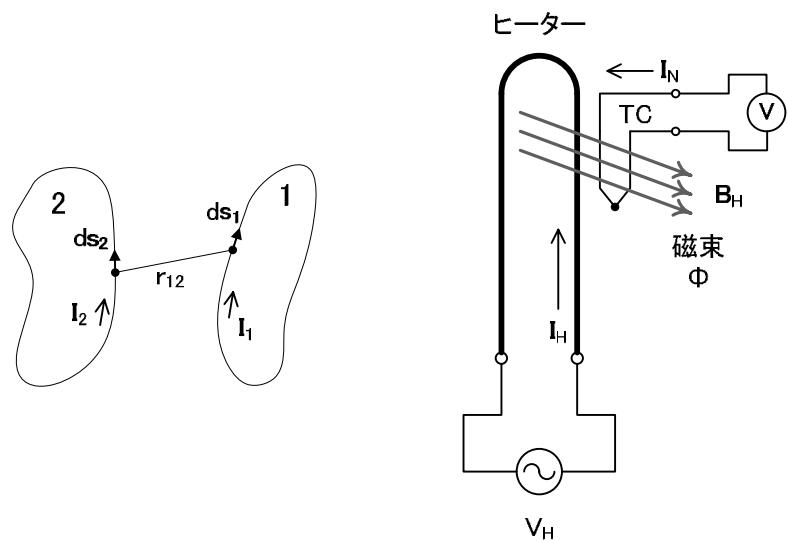


Fig. 1.4 電磁誘導ノイズの発生

1.3 ノイズ源の特定とその対策方法

前述のノイズ対策は物理的なノイズ対策であるが、実用上は、これらの対策を施してノイズを低減できる量には工作上や設備の設置状況等により限界がある。模擬燃料棒ヒーターの場合では、結果として現れるノイズは両者が混在しているので明確な分離が不可能であるため、まずは、前節までに示したうち簡単に行えるものとして、容量結合成分を除去すべくシールド対策を実施した。しかしながら、この対策を行ったとしてノイズは依然大きく、電磁誘導によるものも無視できないことが推測された。電磁誘導源は絶縁材を隔てて模擬燃料棒内のニクロム線内を流れるヒーター電流であることに疑いはない。**Fig.1.5** には、シールド対策を行ったときにおける、ヒーター熱出力の変化に対する熱電対データ（定常温度データ）を示す。ヒーター電流はヒーター1本当たり最大で 870A (200kW 時) にも達し、出力の大きさとともにノイズが大きくなっていくのがわかる。**Fig.1.5** の場合では、実際のヒーター表面温度は 150°C 程度であるが、ヒーター出力 600kWにおいては定常部分に土約 160°C のノイズ成分が重畠していることがわかる。この生データをデータ評価に使用することは不可能であり、直流成分を除いた変動部分に対して少なくともこの 100 分の 1 程度 (-40dB) にゲインを低減する必要がある。加えて、ノイズの大きさはヒーター出力（つまりヒーター電流）の大きさだけでなく熱電対のチャンネルにも依存した。ヒーター出力によるノイズの拡大は電流変化率の大小が寄与していることを意味し、熱電対チャンネルによる差（位置による差）は設置状況による相互インダクタンスの差を意味していると考えられる。すなわち、これらを解決するにはヒーター電流の変化率と相互インダクタンスの両者を低くしなければいけない。前者に対してはヒーターに直流電源を使用することが考えられるが電源製作のコストが多大となってしまう。また後者に関しては、

- (1) 透磁率の大きい強磁性体により磁気遮蔽をする
- (2) 热電対の線路の行きと帰りの受ける磁界を等しく逆にする

といったことが考えられるものの、(1)では高温高圧に耐えられるふさわしい材料が、ヒーターシース及び熱電対シースへの機械加工の観点も含めて開発されてないこと、(2)ではシース熱電対内の素線の位置をヒーターエレメント回路に対して完全に対称に配置することが事実上不可能なことなどから実用化は困難となっている。たとえば(2)については、ヒーターからのクロメルとアルメルの素線の距離は現状でも大きな差ではなく、直径 0.5mm 径のシース熱電対を使用していることを考えればその差はわずか 0.01mm のオーダーでしかない。しかし、扱う熱起電力の電圧が微弱であることから、誘導電圧に要求される低減のレベルが非常に厳しく、わずかな配置の差が無視できない結果となってしまう。

そこで、現実的なノイズ処理としてフィルタの導入を考えた。フィルタの設計にはノイズの大きさや計測対象の信号を考慮して適切なものを選択する必要がある。また、フィルタには、電子回路によりハード的に除去する方法（アナログフィルタ）と、データ収録後のデータ処理でソフト的に除去する方法（デジタルフィルタ）があるが、実験中においてもノイズフリーの適切な温度データを監視する必要があるため、後者によるノイズ処理を採用することとした。最近では

リアルタイムにはほぼ近い状態でデジタル化された信号を計算処理することも可能であるが、アナログフィルタのほうがコスト的に有利である。

実は、従来のデータ収録システムでもアナログフィルタによるノイズ除去は行われてきた。しかしそれはカットオフ周波数の極めて低い(1Hz程度)の高次ローパスフィルタを用いたものであり、細径熱電対の持つ即応性という特徴を犠牲にしたものであった。換言すれば、即応性を犠牲にしたとしても、温度換算で数百度にもなるノイズを許容範囲内に除去するにはカットオフ周波数を1Hzのオーダーまで下げる必要があったということである。ヒーター表面に埋め込まれる熱電対は一般に直径0.5mmで、次節の**Fig. 2.3**で示すように応答時定数は44msである。この帯域は、カットオフ周波数が1Hz程度の応答周波数と同オーダーで干渉してしまうことになり、結果として数10~100msオーダーでの応答速度の劣化が避けられない。すなわち、センサーではなくフィルタが計測即応性のボトルネックになっていたのが現状である。

本研究においては、熱電対の即応性を可能な限り保ったまま、十分にノイズを低減できるフィルタの設計が求められる。設計の最適化のために、**Fig.1.5**の温度データを周波数解析した。

Fig.1.6に、**Fig.1.5**ヒーター熱出力600kWデータにFFT処理した結果を示す。これからわかるように、ノイズ成分には50Hzとその整数倍の高調波成分が多く含まれる。データ収録には熱電対測定用に販売されている市販のアンプ(MTT製MS3901)を使用している。このような微小信号用高精度アンプでは前段にパッシブな高域除去フィルタが存在する。本件で用いたアンプにもカットオフ周波数20Hzの1次ローパスフィルタが挿入されている。本来サイリスタによるスイッチング制御に起因するノイズ周波数は広域にわたっていると思われたが、本研究で用いた電力制御装置においては、この1次フィルタの効用もあってか、商用電源周波数由来の50Hzノイズになまった形で現れることがわかった。そこで、50Hz成分を効率的に除去し、かつフィルタによる遅延特性がもっとも少なくなるようにカットオフ周波数を可能な限り高くしたローパスフィルタにバンドエリミネーションフィルタを組み合わせることが最適であると考えた。バンドエリミネーションフィルタは、任意の周波数領域のみを通過させるバンドパスフィルタを反転させることで任意の周波数のみを除去する特性もつ。回路設計の詳細を次章で解説する。

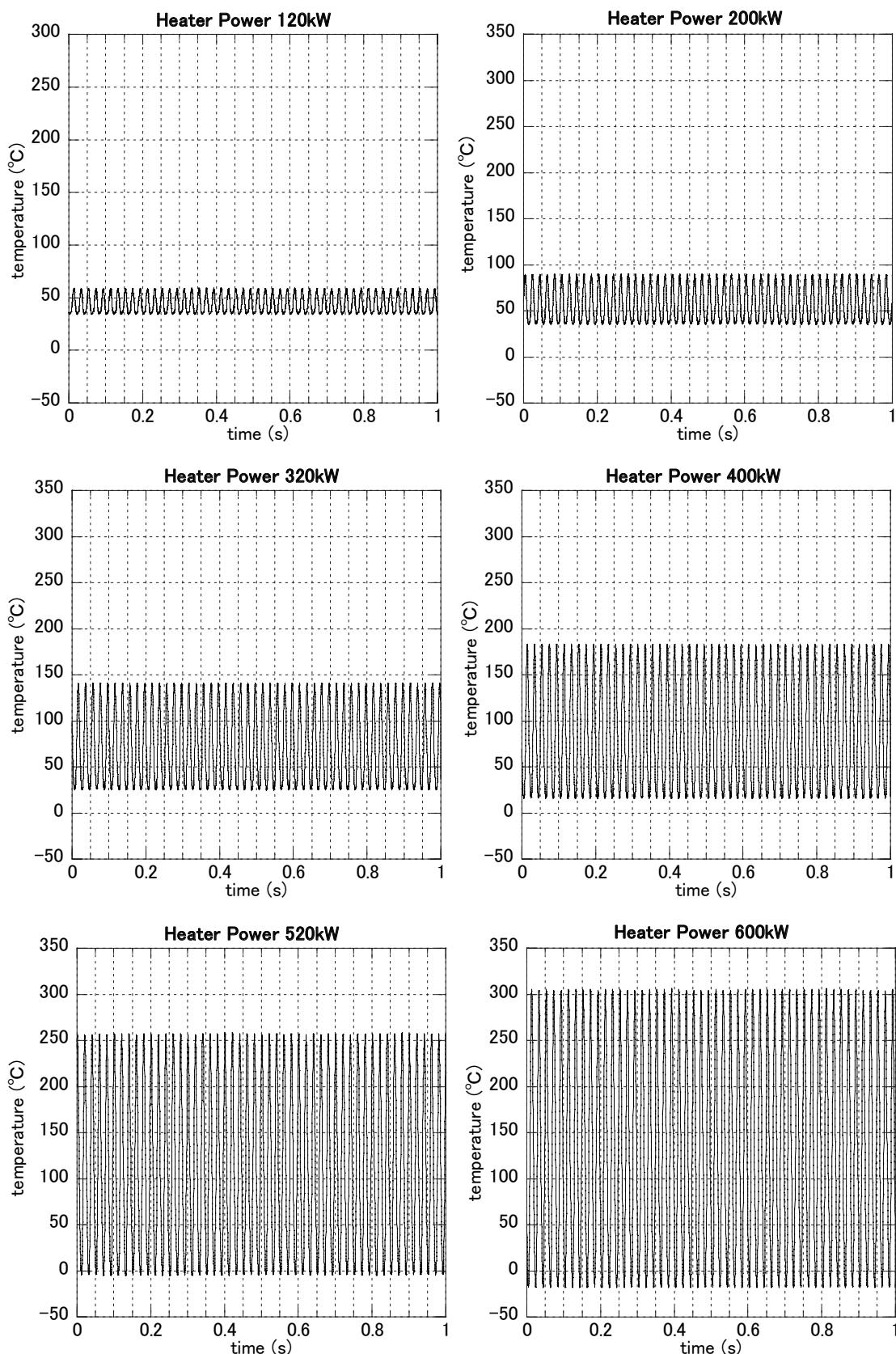


Fig. 1.5 ヒーター出力によるノイズの変化

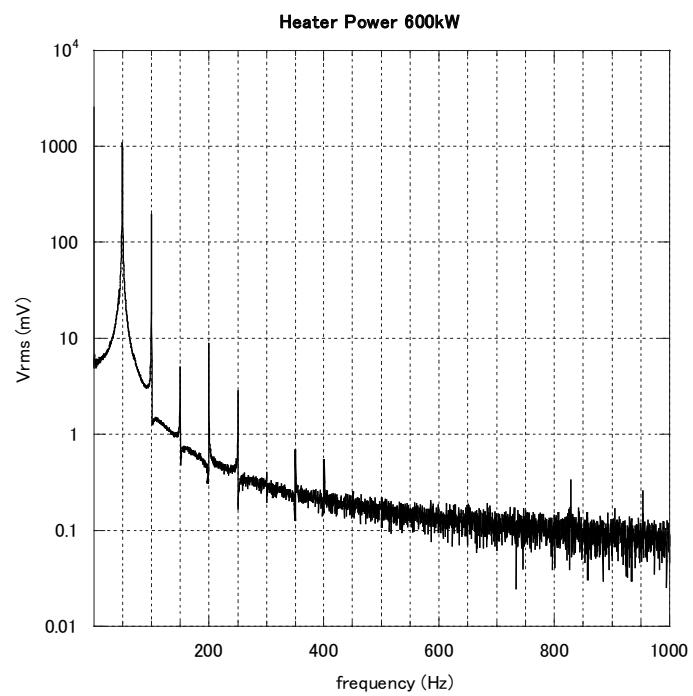


Fig. 1.6 ノイズデータの周波数特性

2 フィルタ回路の設計と製作

2.1 フィルタ定数

Fig. 2.1 に熱電対からデータ収録装置までのノイズ処理に関する信号の流れを示す。LPF はローパスフィルタ、BEF はバンドエリミネーションフィルタを意味する。LPF には 2 次フィルタを用いることとした。フィルタの伝達関数 $T(s)$ は、LPF の伝達関数を $T_{LPF}(s)$ 、BEF の伝達関数を $T_{BEF}(s)$ とすれば、

$$T_{LPF}(s) = \frac{\omega_{LPF0}^2}{s^2 + (1/Q_{LPF})\omega_{LPF0} \cdot s + \omega_{LPF0}^2} \quad (2.1)$$

$$T_{BEF}(s) = \frac{s^2 + \omega_{BEF0}^2}{s^2 + (1/Q_{BEF})\omega_{BEF0} \cdot s + \omega_{BEF0}^2} \quad (2.2)$$

より、総合伝達関数 $T(s)$ は両者の積として、

$$T(s) = \frac{(s^2 + \omega_{BEF0}^2)\omega_{LPF0}^2}{[s^2 + (1/Q_{LPF})\omega_{LPF0} \cdot s + \omega_{LPF0}^2][s^2 + (1/Q_{BEF})\omega_{BEF0} \cdot s + \omega_{BEF0}^2]} \quad (2.3)$$

となる⁽⁶⁻⁷⁾。 ω_{LPF0} が LPF のカットオフ周波数(rad/s)、 ω_{BEF0} が BEF の中心周波数(rad/s)、 Q は 2 次フィルタの特性を表す Q 値である。以下では、これらのフィルタ定数について考察する。

Fig. 2.2 には、**Fig.1.5** で示したノイズデータのうち、ノイズ振幅の最も大きい結果（ヒーター熱出力 600kW）を拡大して示した。熱電対用アンプの出力レートは 10mV/°C で、出力信号波形は極めて正弦波に近く周波数は 50Hz であった。前述したように、本試験で用いたような微小信号計測で用いられる一般的なアンプは、高域波成分除去するために前段にパッシブな 1 次フィルタ（本件の場合はカットオフ周波数が 20Hz）を挿入してあり、これにより生データが正弦波にならなかった形で現れる。まず、実験データを評価する上でノイズ許容目標値は温度換算にして ±2°C とした。このためには 50Hz においてゲイン -40dB、100Hz において -20dB のゲイン特性が少なくとも要求される。そこでまず、BEF の中心周波数はノイズ周波数成分の一番大きい 50Hz とする。次に、LPF のカットオフ周波数であるが、これは、100Hz を -20dB とするにはカットオフ周

波数を 30Hz に設定すればよいことになる。ここで熱電対の応答特性との関係を考えると、通常模擬燃料棒表面の温度計測に用いられる熱電対は直径 0.5mm のシース熱電対である。**Fig. 2.3** にこの熱電対を 100°C付近の温水に挿入したときの温度変化を示す。縦軸のデータは初期空气中温度 T_0 と水中温度 T_1 で規格化した。熱電対は常温の大気中から温水に投入したが、水面付近では蒸気による温度上昇が見られたため、温度変化の傾きが急激に変化するときを液接触の時点と判断し、時刻 0 秒とした。曲線の形状からわかるように温度変化はほぼ一次遅れの応答で近似できることがわかる。一次遅れ応答曲線は以下で表される。

$$\frac{T(t) - T_0}{T_1 - T_0} = 1 - e^{-t/\tau} \quad (2.4)$$

時刻 0 秒以上のデータを上式で最小二乗近似して時定数 τ を求めると 44ms となる(最小二乗近似の結果は **Fig. 2.3** にも示した)。このような熱電対の応答特性とフィルタ即応性の関係についてはフィルタの特性評価として 3 章で論じる。以上のようにして決定されたフィルタ定数を **Table 2.1** にまとめる。表内の f_c は LPF のカットオフ周波数、 f_o は BEF の中心周波数であり、角周波数との関係は以下となる。

$$\begin{cases} \omega_{LPF0} = 2\pi f_c \\ \omega_{BEF0} = 2\pi f_o \end{cases} \quad (2.5)$$

これらの値を用いて、式(2.3)から $s = j\omega$ とおいたときの周波数特性をボード線図として **Fig. 2.4** に示した。100Hz でのゲインが約-20dB で目標値をクリアし、位相遅れは最大(ノッチ点において)でも 210 度までしか遅れない。

Table 2.1 フィルタの特性

フィルタ種類	次数	f_c , f_o (Hz)	Q_{LPF} , Q_{BEF}
LPF	2	$f_c=30$	$Q_{LPF}=1/\sqrt{2}$
BEF	2	$f_o=50$	$Q_{BEF}=2$

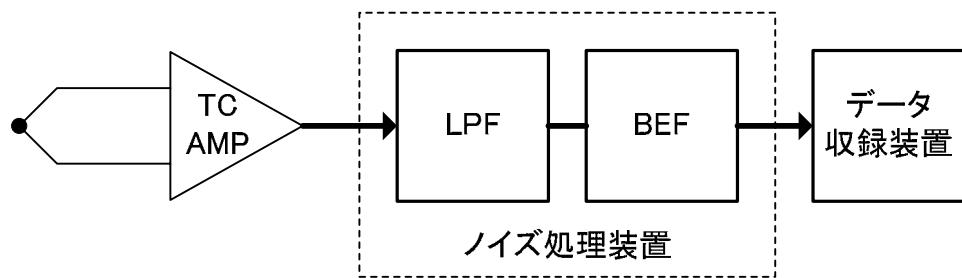


Fig. 2.1 热電対からデータ収録器までの信号処理

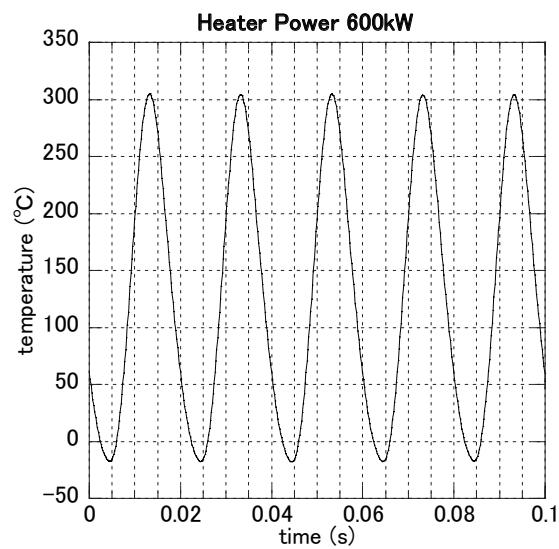


Fig. 2.2 ノイズデータの拡大図

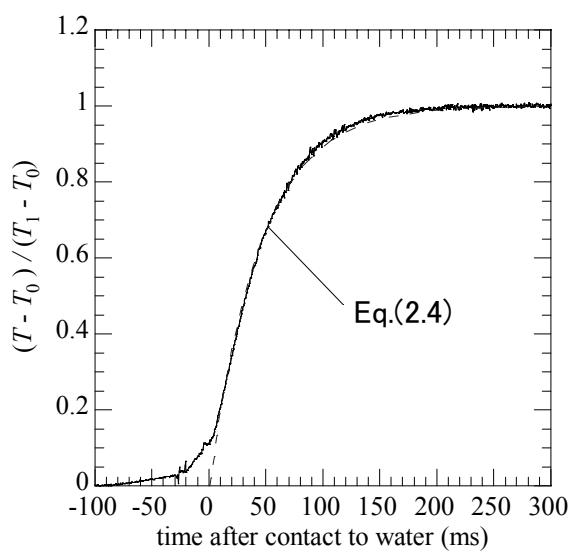


Fig. 2.3 热電対の応答特性

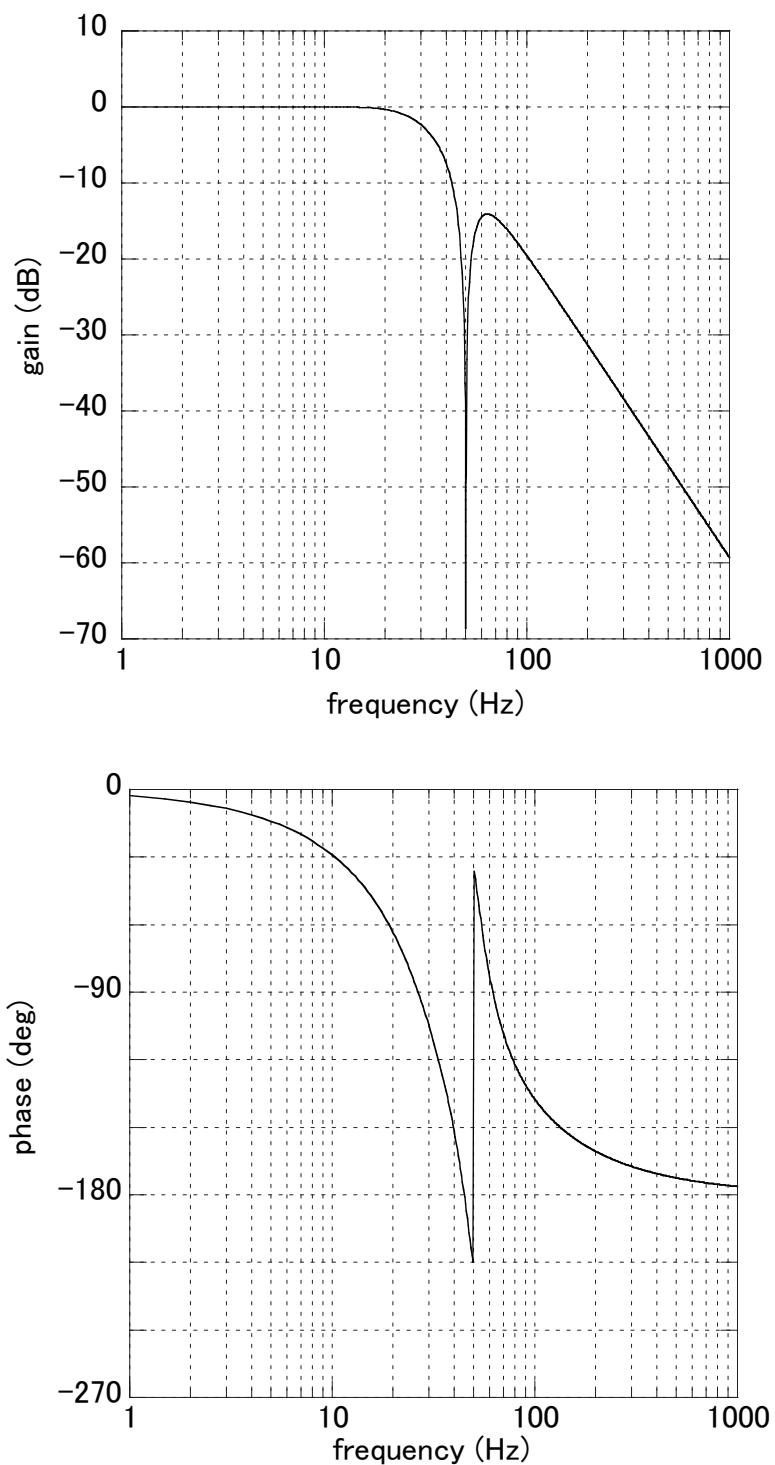


Fig. 2.4 2次 LPF+BEF フィルタの周波数特性(ボード線図)

2.2 回路設計

2.2.1 全体構成

2.1 節で決定したフィルタ定数を基にして電気回路の設計を行う。**Fig. 2.4** の理論値を構築するには、扱う信号の分解能や信号電圧範囲、オフセット電圧、周波数特性、経年変化などの実用的な対策を考慮した設計が必要となる。

今回は扱う信号の分解能は $10\text{mV}/^\circ\text{C}$ 以下と微小でありながら、信号の有効入力範囲は $\pm 12\text{V}$ 程度と、要求される分解能に較べて大きい。また微小信号であるためオフセット電圧を低く抑える必要もある。一方で、フィルタの動作周波数帯域は低いという利点や、カットオフ周波数や Q 値の値に関してはあまりシビアになる必要もないなど有利な点もある。**Table 2.2** にフィルタに必要とされる代表的な電気的特性を示した。これらを満たすように回路設計を行った。

Fig. 2.5 にフィルタの回路図を示す。前段の LPF には、 A_{1-a} による多重帰還型 2 次 LPF 回路を採用した。この回路は、素子感度⁽⁶⁾が比較的小さく、入力と出力の位相が反転し、通過域のゲインが 2 本の抵抗（図中 R_{13} , R_{15} ）のみで決定され回路構成も比較的容易という特長を備えている。後段の BEF は、 $A_{1-b} \cdot A_{2-a} \cdot A_{2-b}$ の 3 つの OP アンプから成る反転型バンドパスフィルタ（BPF）と、 A_3 による反転型加算回路（入出力の位相が反転）で構成される。BPF は 3 つの OP アンプにより、積分回路と反転回路を縦接続して帰還させる、いわゆるバイカッド型回路を用いた。バイカッド型 2 次フィルタは中心周波数や Q 値を素子の値により独立に設定でき、素子感度も小さく調整が容易という特長がある⁽⁸⁾。

前段の LPF と後段の BEF はどちらも入力と出力の位相が反転しているので、本回路では両者を組み合わせることによりフィルタ全体としての位相は正に戻る形になっている。また反転型の多重帰還型 2 次 LPF を前段にもつくることで反転回路を兼用し、1 回路分のコストの省略が可能となった。

Table 2.2 フィルタ設計の仕様条件

入出力分解能	1mV 以下
入出力オフセット電圧	1mV 以下
入出力動作電圧範囲	±12V 以下
動作周波数帯域	10kHz 以下
Q 設定範囲	10 程度

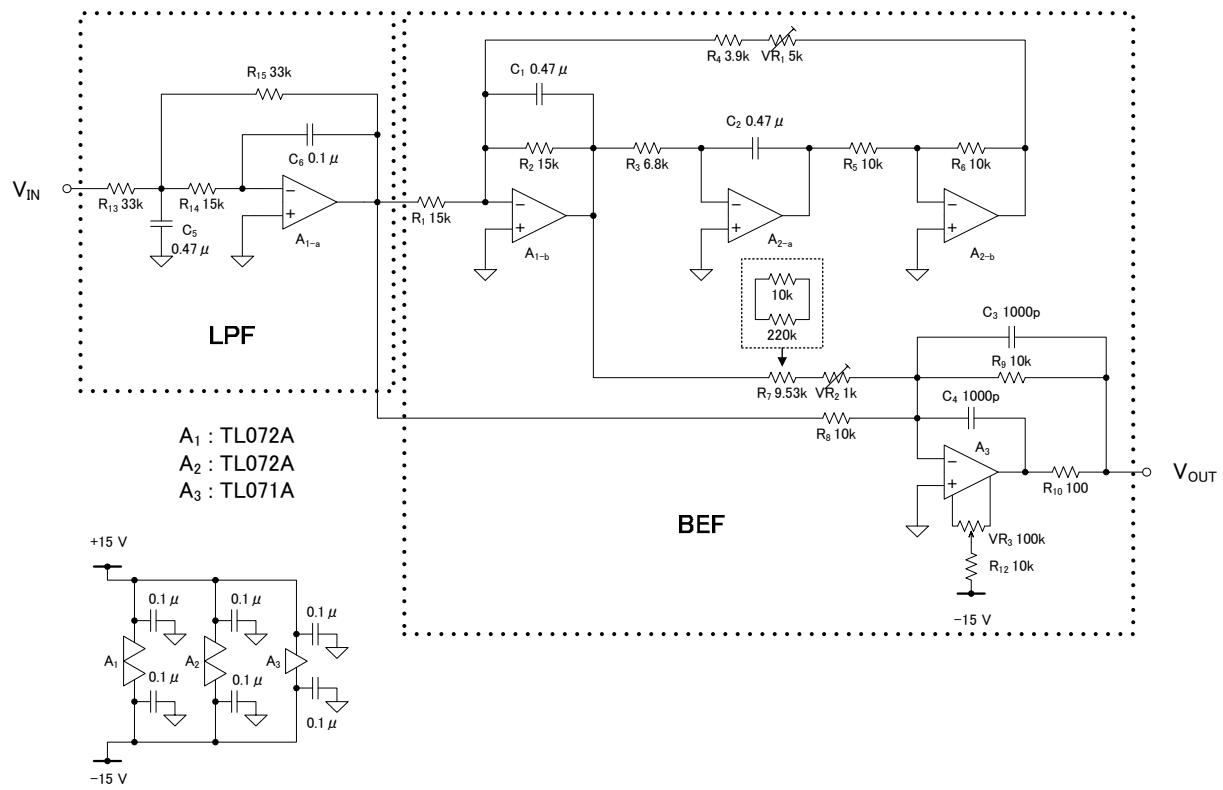


Fig. 2.5 2次 LPF+BEF フィルタの回路図

2.2.2 部品定数

フィルタ回路の特性とそれを実現する回路が決定したので、それに伴う部品の定数を設計する。まず前段の多重帰還型 2 次 LPF について、回路の伝達関数を素子値（部品の定数）で表すと次のようになる。

$$T_{LPF}(s) = -\frac{\frac{1}{C_5 C_6 R_{13} R_{14}}}{s^2 + \frac{1}{C_5} \left(\frac{1}{R_{13}} + \frac{1}{R_{14}} + \frac{1}{R_{15}} \right) s + \frac{1}{C_5 C_6 R_{13} R_{14}}} \quad (2.6)$$

$$\omega_{LPF0}^2 = \frac{1}{C_5 C_6 R_{14} R_{15}} \quad (2.7)$$

$$Q_{LPF} = \frac{\sqrt{\frac{C_5}{C_6}}}{\sqrt{\frac{R_{13}}{R_{14}}} + \sqrt{\frac{R_{14}}{R_{13}}} + \frac{\sqrt{R_{13} R_{14}}}{R_{15}}} \quad (2.8)$$

通過域 ($s = 0$) におけるゲインの絶対値 $A_{LPF} = |T_{LPF}(s)|$ を任意に決められるように、式(2.6)～(2.8)より整理すると、

$$\begin{cases} A_{LPF} = R_{15}/R_{13} \\ C_6 = C_f \\ C_5 = 4Q_{LPF}^2 (A_{LPF} + 1) C_f \end{cases} \quad (2.9)$$

$$\begin{cases} R_f = \frac{1}{\omega_{LPF0} \cdot C_f} \\ R_{13} = \frac{R_f}{2Q_{LPF} \cdot A_{LPF}} \\ R_{14} = \frac{R_f}{2Q_{LPF} (A_{LPF} + 1)} \end{cases} \quad (2.10)$$

となる。ここで今回のフィルタの特性条件から、 $A_{LPF} = 1$ かつ $Q_{LPF} = 1/\sqrt{2}$ と置けば、

$$\begin{cases} R_{13} = R_{15} = 2R_{14} \\ C_5 = 4C_6 \\ \omega_{LPF0} = \frac{1}{\sqrt{2}C_6R_{13}} \end{cases} \quad (2.11)$$

が得られる。LPFについては、カットオフ周波数 ω_{LPF0} と Q_{LPF} に関しては厳密に正確である必要はなく、むしろ通過域のゲイン A を正確に1とする必要があり、このため式(2.9)より R_{13} と R_{15} に精度の高い抵抗素子を使用するなどの注意を払った。

後段のBEFは**Fig. 2.5**よりBPFと加算回路により構成されており、BPFの出力が A_3 の反転型加算回路に向かい最終的な出力が得られる。これは、BEFの伝達関数 $T_{BEF}(s)$ とBPFの伝達関数 $T_{BPF}(s)$ には次のような関係があるからである。

$$T_{BEF}(s) = 1 - T_{BPF}(s) \quad (2.12)$$

BEFの伝達関数は式(2.2)で表され、これを式(2.12)の左辺と右辺第2項を入れ替えて代入し整理すると、

$$T_{BPF}(s) = \frac{(1/Q_{BEF})\omega_{BEF0} \cdot s}{s^2 + (1/Q_{BEF})\omega_{BEF0} \cdot s + \omega_{BEF0}^2} \quad (2.13)$$

となり、必要となるBPFの特性が求まる。バイカッド型フィルタによるBPFの伝達関数を素子値で表すと、

$$T_{BEF}(s) = -K \frac{\frac{1}{C_1R_2}s}{s^2 + \frac{1}{C_1R_2}s + \frac{R_6}{C_1C_2R_3R_4R_5}} \quad (2.14)$$

$$\omega_{BEF0}^2 = \frac{R_6}{C_1C_2R_3R_4R_5} \quad (2.15)$$

$$Q_{BEF} = R_2 \sqrt{\frac{C_1 R_6}{C_2 R_3 R_4 R_5}} \quad (2.16)$$

となる。式(2.14)において、BPF の中心周波数は BEF の中心周波数 ω_{BEF0} と同じであり、通過域 (BEF では遮断域に相当する) でのゲイン K は Fig. 2.5 内の R_1 と R_2 の抵抗比 $K = R_2/R_1$ で表され、ここを正確に 1 に設定する必要がある。また、式(2.15)(2.16)からわかるように、中心周波数と Q 値は R_2 が片方の式にのみ含まれていることから、両者をそれぞれ独立に設定できることがわかる。バイカット回路の特徴のひとつである。

このようにして完成したフィルタ回路を基盤実装したのが Fig. 2.6 の写真である。1枚の基板上に 32 チャンネルの信号処理回路を実装している。Fig. 2.7 は実際に熱電対アンプとデータ収録装置の間に配線して設置した様子である。電源には、±15V, 1.3A 出力のものを使用した。使用する電源は、信号処理装置全体の出力電流やチャンネル数に応じて選択すればよい。また、フィルタ回路電源にはノイズの少ないものを使用することが大切である。

2.2.3 フィルタ回路の調整

Fig. 2.8 にフィルタ 1 回路分の写真を示す。周波数・入出力オフセット電圧・ノッチ点ゲインという 3 つの調整要素を 3箇所のトリマ抵抗により微調整できる仕様となっている。それぞれ役割を以下に示す。

- VR_1 BPF (すなわち BEF) の中心周波数の調整
- VR_2 加算回路の加算重み付けの調整
- VR_3 フィルタ全体の入出力オフセット電圧調整

調整方法は、フィルタ回路に 50Hz の既知の正弦波を入力し、出力電圧の振幅を確認しながら、 VR_1 を調整し出力振幅が最小となる点を探す。これは式(2.15)において R_4 を調整することに相当する。次に VR_2 により、さらに出力振幅が小さくなるように調整する。これは、Fig. 2.5 から明らかなように、BPF のゲインは反転回路 A_3 に向かう出力のところで調整しており、結果的に式(2.14)の K を調整していることと等価である。すなわち、 VR_1 でノッチ点の中心周波数を、 VR_2 によってノッチ点の振幅を調整することを意味する。この調整で、中心周波数における入出力ゲインを -60dB 以下 (1000 分の 1 以下) にすることが目安である。 VR_3 は、回路全体の入出力オフセット

電圧の調整トリマとなっており、入力電圧に 0V を加え（入力端子を短絡する）出力電圧が 0V になるように調整すればよい。

2.2.4 電子部品について

フィルタの特性値は抵抗値とコンデンサの値によって決まるので、これらの部品の精度に気をつける必要があるが、微調整等は前節の 3 つのトリマで設定することが出来るので、絶対値はあまりシビアになる必要がない。しかしながら、コンデンサなど温度特性や周波数特性の影響を強く受けるものについては注意して選択する必要がある。精度の高い部品はコストが高くなるので要求する仕様によって選択肢を見極める事も重要となる。部品の選択は、製作する数が多いときにはコスト上無視できない要素であり、回路構成などを含め工夫できる部分ともいえる。なお、本フィルタに使用した OP アンプの型番は **Fig. 2.5** 内に示し、これら使用した部品選択のデータシートを参考文献リストの(9)～(15)にまとめた。

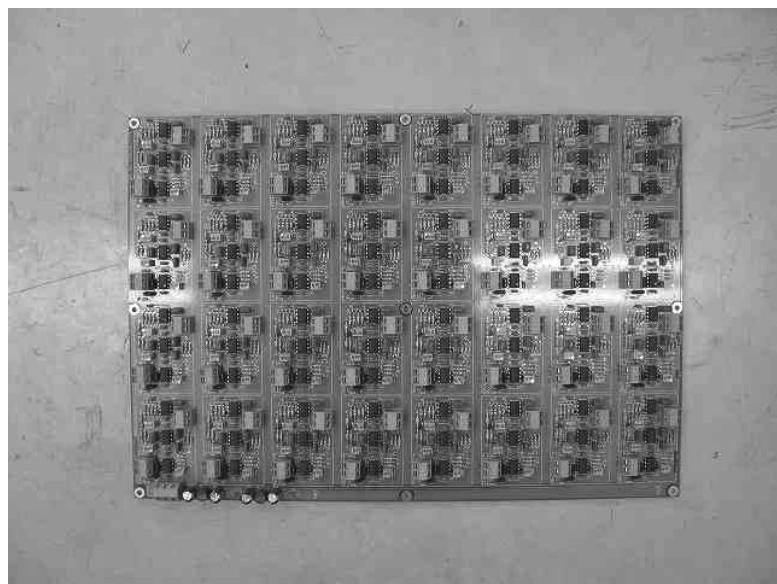


Fig. 2.6 2次 LPF+BEF フィルタの実装基板

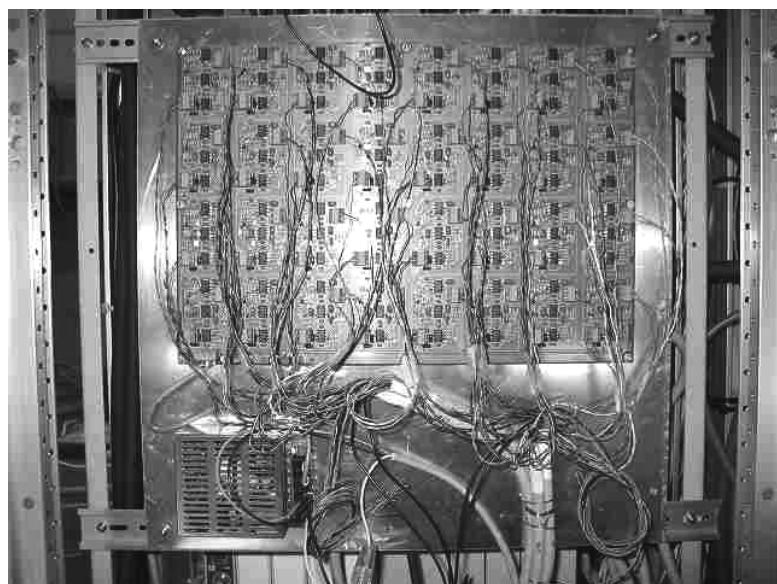


Fig. 2.7 フィルタ配線状況

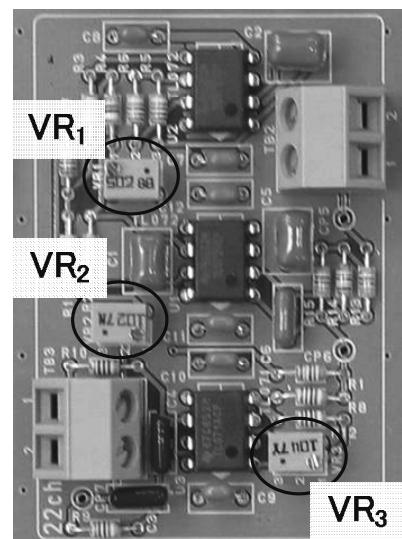


Fig. 2.8 フィルタ回路調整トリマ

3 フィルタの特性評価

ノイズ処理装置である本フィルタ回路の開発・評価に、電子回路シミュレータ PSpice⁽¹⁶⁻¹⁷⁾を活用した。PSpice では、電子回路をコンピュータ上で仮想に組んで、使用する電子デバイスの商品型番を入力することでシミュレーションを行うことができ、現在電子アプリケーションの開発現場で最も多く使用されている回路シミュレーションツールのひとつである。

3.1 ゲイン特性

Fig. 3.1 は本フィルタの理論値、シミュレーション値、実測値のゲイン特性である。実測値が 500Hz 以上において多少のずれが生じているものの、広範囲に渡って理論値との一致は良好である。実測値の不一致の原因是、データを採取する際のデータ収録機器の誤差が原因である。

3.2 過渡特性

フィルタの時間領域の入出力応答特性を PSpice によりシミュレーションした。本件で開発したフィルタを、従来の定常実験や時定数の長い過渡実験で広く使用してきた LPF と比較し、即応性の改善の様子を観察する。従来実験では、市販の熱電対アンプなどに付属されているフィルタを使用することが多く、3 次のバターワースフィルタやベッセルフィルタが多く用いられてきた。この場合では、50Hz ノイズを振幅 1~2°C 以下とするためにカットオフ周波数を数 Hz と非常に小さく設定する必要がある。今回のシミュレーションで比較対象としたのは 2 次のバターワースフィルタ ($Q=1/\sqrt{2}$) であり遅れは 3 次フィルタより少ない。50Hz 成分の減衰率-40dB 以下 (100 分の 1 以下) とするためにカットオフ周波数を 5Hz に設定した。従来実験ではカットオフ周波数はさらに低く、応答は遅い。ボード線図による周波数特性を **Fig. 3.2** で比較する。LPF では 50Hz でのゲインを下げたために位相遅れが低周波側に移動し、即応性が損なわれることがわかる。

ふたつのフィルタに熱電対の模擬信号を入力したときの出力の状況を比較した。熱電対信号は自身の 1 次遅れ応答を考慮して式(2.4)の右辺を用いる。入力信号の時定数 τ を 0ms, 20ms, 50ms, 100ms まで変化させ結果を **Fig. 3.3** に示す。実線が入力信号、破線が本件で開発した LPF+BEF の出力信号、一点鎖線がカットオフ 5Hz の LPF 出力である。信号入力は時刻 $t = 0.1\text{s}$ で開始している LPF+BEF では入出力波形から 60% 応答 ($1-e \sim 0.6$) までの遅れがおよそ 10ms 以下

に収まっている。一方、LPF（カットオフ周波数 5Hz）では 60ms 程度の遅れがあり、90%応答では 100ms も遅れてしまう。 $\tau=0\text{ms}$ のインディシャル応答では LPF+BEF の方にオーバーシュートが顕著に見られるが、時定数が 20ms 以上になるとオーバーシュートはほとんど消え、むしろ LPF よりも小さくなることがわかる。Fig. 2.3 で示したとおり、 $\phi 0.5$ シース熱電対は時定数 44ms の応答遅れを持つ。つまり燃料棒表面上の温度がステップ上に変化したとしても、センサーによる遅れの結果、フィルタを通することでオーバーシュートが現れるということはなくなる。一方で、これまでの過去の実験で用いられてきた LPF フィルタは熱電対の応答速度よりも遅くなり、過渡の速い試験への適用が難しくなる。本件のフィルタは熱電対のもつ即応性を損なうことなく、時定数が数 10ms 程度までの変化スピードならばデータを忠実に再現できることが証明できた。

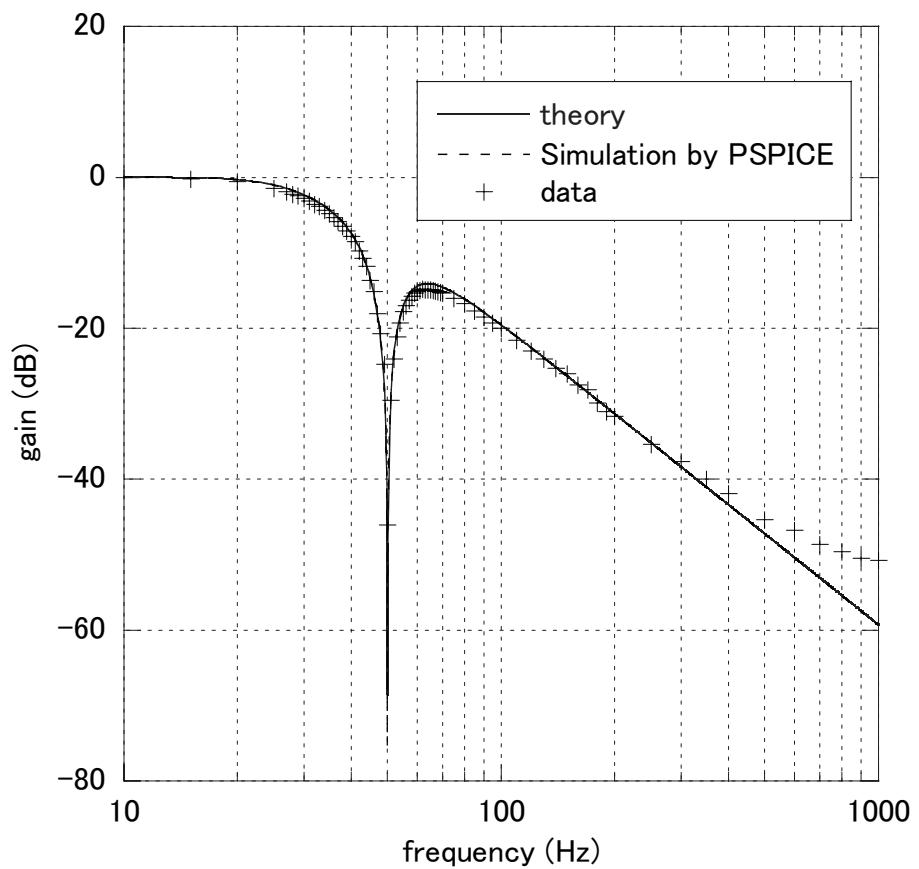


Fig. 3.1 ゲイン特性の比較

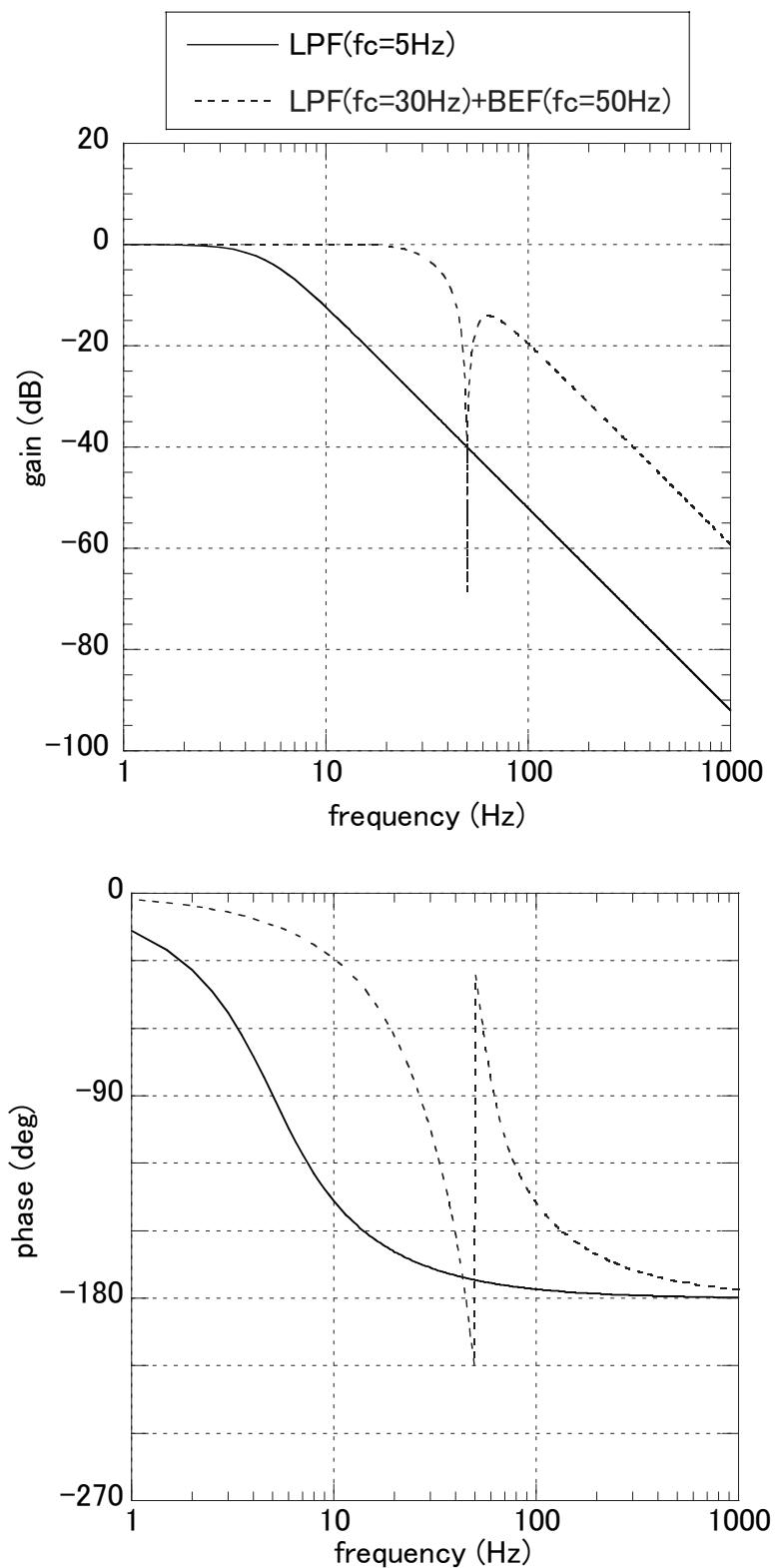


Fig. 3.2 LPF との周波数特性の比較

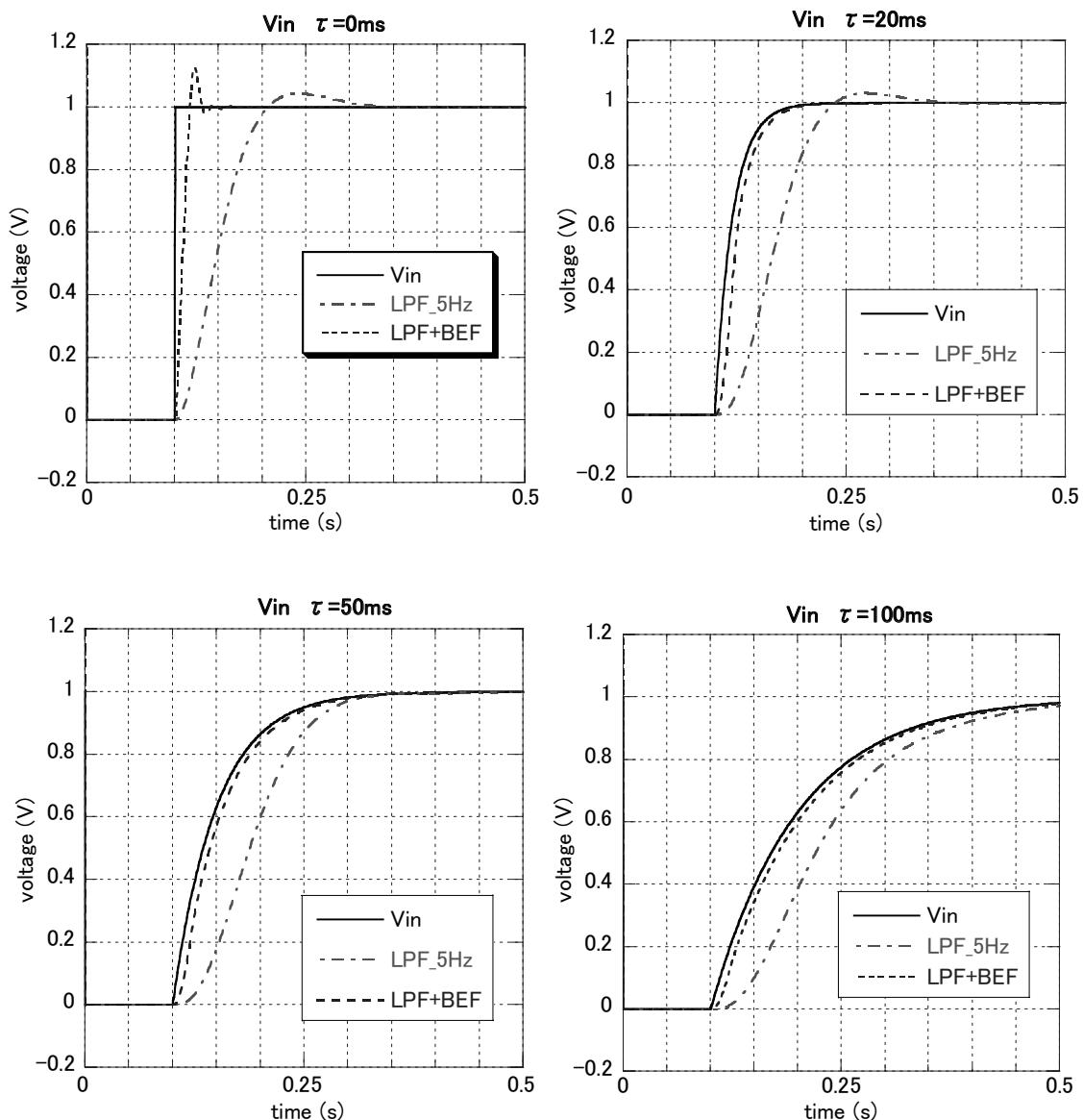


Fig. 3.3 製作したフィルタの時間過渡特性

4 まとめ

実機核燃料棒を模擬した電気シースヒーターの表面温度計測において、ヒーター電流に起因するノイズの特性を明らかにするとともに、これらのノイズを低減するための物理的なシールド対策、及び信号処理装置となるフィルタを設計・製作し、実験に応用するに至るまで全て筆者らにより行った。回路設計では、直径の細い熱電対が本来持つ即応性を犠牲にすることなく、データ評価として許容レベルの数°C以下にノイズを低減するために、ローパスフィルタとバンドエリミネーションフィルタを組み合わせたフィルタを考えた。このフィルタ回路では、必要とする周波数帯域に近いノイズ成分が重畠（たとえば商用電源周波数の 50Hz）し、かつデータの即応性を犠牲にしたくない場合に非常に有効である。

謝 辞

本研究におけるノイズデータの統計処理に関して株式会社ケーシーエス大宮聰人氏に技術的な助言を頂いた。電子回路の基板の設計・製作において工作技術課の美留町厚氏に大変有力な助言とサポートをしていただき、実装に関して原子力エンジニアリングの柿崎禎之氏、関根勝則氏のサポートを頂いた。ここに記して謝意を表す。

参 考 文 献

- (1) 井口正他：“BWR 定常ポスト CHF 試験結果－限界熱流束及びポスト CHF 熱伝達率－”, JAERI-Research 2001-060 (2000).
- (2) 井口正：“BWR 燃料及び模擬燃料の熱容量及び熱的時定数の比較”, JAERI-Research 2000-050 (2000).
- (3) Maruyama, Y., Asaka, H., Satou, A., Nakamura, H.: “Single rod experiments on transient void behavior during low-pressure reactivity-initiated accidents in light water reactors”, Nucl. Eng. Des., 236, 1693-1700 (2006).
- (4) 師岡慎一他, ”液膜ドライアウト・リウェット挙動に関するスペーサの影響”, 日本原子力学会和文論文誌, 2, pp.510-516 (2003).
- (5) Richard P. Feynman, Robert B. Leighton, Matthew L. Sands (宮島龍興訳) ; ファインマン物理学, 岩波書店
- (6) トランジスタ技術 SPECIAL No.44 (フィルタの設計と使い方), CQ 出版社
- (7) 技術者のためのフーリエ級数とラプラス変換, 日本理工出版
- (8) 松井邦彦 ; OPアンプ活用 100 の実践ノウハウ, CQ 出版社
- (9) TL071_072_074 Data Sheet, Texas Instruments, Incorporated
- (10) EROS シリーズ金属皮膜抵抗データシート, Panasonic
- (11) 小型サーメットトリマ RJ-5 シリーズ・データシート, 日本電産コパル電子(株)
- (12) メタライズド・ポリエステル・コンデンサ MMT シリーズ・データシート, ニッセイ電器
- (13) モノリシック・セラミック・コンデンサ RPE シリーズ・データシート, 村田製作所
- (14) TSL Series TSL0709 データシート, TDK
- (15) TXL Series データシート, TRACO POWER
- (16) 棚木義則 ; 電子回路シミュレータ PSpice 入門編, CQ 出版社
- (17) 遠坂俊昭 ; 電子回路シミュレータ SPICE 実践編, CQ 出版社

国際単位系 (SI)

基本量	SI 基本単位	
	名称	記号
長さ	メートル	m
質量	キログラム	kg
時間	秒	s
電流	アンペア	A
熱力学温度	ケルビン	K
物質量	モル	mol
光度	カンデラ	cd

組立量	SI 基本単位	
	名称	記号
面積	平方メートル	m^2
体積	立方メートル	m^3
速さ, 速度	メートル毎秒	m/s
加速速度	メートル毎秒毎秒	m/s^2
波数	毎メートル	m^{-1}
密度, 質量密度	キログラム毎立方メートル	kg/m^3
面積密度	キログラム毎平方メートル	kg/m^2
比體積	立方メートル毎キログラム	m^3/kg
電流密度	アンペア毎平方メートル	A/m^2
磁界の強さ	アンペア毎メートル	A/m
量濃度 ^(a) , 濃度	モル毎立方メートル	mol/m^3
質量濃度 ^(a) , 濃度	キログラム毎立方メートル	kg/m^3
輝度	カンデラ毎平方メートル	cd/m^2
輝度率 ^(b)	(数字の) 1	1
屈折率 ^(b)	(数字の) 1	1
比透磁率 ^(b)	(数字の) 1	1

(a) 量濃度(amount concentration) は臨床化学の分野では物質濃度(substance concentration)ともよばれる。
(b) これらは無次元量あるいは次元 1 をもつ量であるが、そのことを表す単位記号である数字の 1 は通常は表記しない。

表3. 固有の名称と記号で表されるSI組立単位

組立量	SI 組立単位		
	名称	記号	他のSI単位による表し方
平面角	ラジアン ^(b)	rad	$1^{(b)}$
立体角	ステラジアン ^(b)	$\text{sr}^{(c)}$	$1^{(b)}$
周波数	ヘルツ ^(d)	Hz	$\text{m}^2/\text{m}^2 \cdot \text{s}^{-1}$
力	ニュートン	N	$\text{m} \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-2}$
圧力, 応力	パスカル	Pa	N/m^2
エネルギー, 仕事, 熱量	ジュール	J	$\text{N} \cdot \text{m}$
仕事率, 工率, 放射束	ワット	W	J/s
電荷, 電気量	クーロン	C	$\text{A} \cdot \text{s}$
電位差(電圧), 起電力	ボルト	V	W/A
静電容量	ファラード	F	C/V
電気抵抗	オーム	Ω	$\text{m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-3} \cdot \text{A}^{-2}$
コンダクタンス	シーメンス	S	A/V
磁束密度	ウェーバ	Wb	Vs
磁束密度	テスラ	T	Wb/m^2
インダクタンス	ヘンリー	H	Wb/A
セルシウス温度	セルシウス度 ^(e)	°C	K
光束	ルーメン	lm	cd sr ^(c)
照度	ルクス	lx	lm/m^2
放射性核種の放射能 ^(f)	ベクレル ^(d)	Bq	s^{-1}
吸収線量, 比エネルギー分与, カーマ	グレイ	Gy	J/kg
線量当量, 周辺線量当量, 方向性線量当量, 個人線量当量	シーベルト ^(g)	Sv	J/kg
酸素活性	カタール	kat	$\text{s}^{-1} \cdot \text{mol}$

(a) SI接頭語は固有の名称と記号を持つ組立単位と組み合わせても使用できる。しかし接頭語を付した単位はもやはヨーロピアンではない。

(b) ラジアンとステラジアンは数字の 1 に対する単位の特別な名称で、量についての情報をつたえるために使われる。実際にには、使用する時には記号 rad 及び sr が用いられるが、習慣として組立単位としての記号である数字の 1 は表示されない。

(c) 測光学ではステラジアンという名称と記号 sr を単位の表し方の中に、そのまま維持している。

(d) ヘルツは周期現象についてのみ、ベクレルは放射性核種の統計的過程についてのみ使用される。

(e) セルシウス度はケルビンの特別な名称で、セルシウス温度を表すために使用される。セルシウス度とケルビンの単位の大きさは同一である。したがって、温度差や温度範囲を表す数値はどちらの単位で表しても同じである。

(f) 放射性核種の放射能(activity referred to a radionuclide) は、しばしば誤った用語で “radioactivity” と記される。

(g) 単位シーベルト(PV,2002,70,205)においては CIPM勧告2(CI-2002)を参照。

表4. 単位の中に固有の名称と記号を含むSI組立単位の例

組立量	SI 組立単位		
	名称	記号	SI 基本単位による表し方
粘度	バスカル秒	Pa s	$\text{m}^{-1} \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-1}$
力のモーメント	ニュートンメートル	N m	$\text{m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-2}$
表面張力	ニュートン每メートル	N/m	$\text{kg} \cdot \text{s}^{-2}$
角速度	ラジアン毎秒	rad/s	$\text{m} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$
角加速度	ラジアン毎秒毎秒	rad/s ²	$\text{m} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{s}^{-2}$
熱流密度, 放射照度	ワット毎平方メートル	W/m ²	$\text{kg} \cdot \text{s}^{-3}$
熱容量, エントロピー	ジュール每ケルビン	J/K	$\text{m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-2} \cdot \text{K}^{-1}$
比熱容量, 比エントロピー	ジュール每キログラム毎ケルビン	J/(kg K)	$\text{m}^2 \cdot \text{s}^{-2} \cdot \text{K}^{-1}$
比熱容	ジュール每モル	J/mol	$\text{m}^2 \cdot \text{s}^{-2}$
熱伝導率	ワット每メートル毎ケルビン	W/(m K)	$\text{m} \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-3} \cdot \text{K}^{-1}$
体積エネルギー	ジュール每立方メートル	J/m ³	$\text{m}^{-1} \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-2}$
電界の強さ	ボルト每メートル	V/m	$\text{m} \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-3} \cdot \text{A}^{-1}$
電荷密度	クーロン每立方メートル	C/m ³	$\text{m}^{-3} \cdot \text{sA}$
電束密度, 電気変位	クーロン每平方メートル	C/m ²	$\text{m}^{-2} \cdot \text{sA}$
誘電率	フアラード每メートル	F/m	$\text{m}^{-3} \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{A}^2$
透磁率	ヘンリー每メートル	H/m	$\text{m} \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-2} \cdot \text{A}^2$
モルエネルギー	ジュール每モル	J/mol	$\text{m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-2} \cdot \text{mol}^{-1}$
モルエントロピー, モル熱容量	ジュール每モル毎ケルビン	J/(mol K)	$\text{m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-2} \cdot \text{K}^{-1} \cdot \text{mol}^{-1}$
照射線量(X線及びγ線)	クーロン每キログラム	C/kg	$\text{kg}^{-1} \cdot \text{sA}$
吸収線量	グレイ毎秒	Gy/s	$\text{m}^2 \cdot \text{s}^{-3}$
放射強度	ワット每ステラジアン	W/sr	$\text{m}^4 \cdot \text{m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-3} = \text{m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-3}$
放射輝度	ワット每平方メートル每ステラジアン	W/(m ² sr)	$\text{m}^2 \cdot \text{kg} \cdot \text{s}^{-3} = \text{kg} \cdot \text{s}^{-3}$
酵素活性濃度	カタール每立方メートル	kat/m ³	$\text{m}^{-3} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{mol}$

乗数	接頭語	記号	乗数	接頭語	記号
10^{-24}	ヨタ	Y	10^{-1}	デシ	d
10^{-21}	ゼタ	Z	10^{-2}	センチ	c
10^{18}	エクサ	E	10^{-3}	ミリ	m
10^{15}	ペタ	P	10^{-6}	マイクロ	μ
10^{12}	テラ	T	10^{-9}	ナノ	n
10^9	ギガ	G	10^{-12}	ピコ	p
10^6	メガ	M	10^{-15}	フェムト	f
10^3	キロ	k	10^{-18}	アト	a
10^2	ヘクト	h	10^{-21}	ゼット	z
10^1	デカ	da	10^{-24}	ヨクト	y

表6. SIに属さないが、SIと併用される単位

名称	記号	SI 単位による値
分	min	1 min=60 s
時	h	1 h=60 min=3600 s
日	d	1 d=24 h=86 400 s
度	°	$1^\circ=(\pi/180) \text{ rad}$
分	'	$1'=(1/60)^\circ=(\pi/10800) \text{ rad}$
秒	"	$1''=(1/60)'=(\pi/648000) \text{ rad}$
ヘクタール	ha	$1 \text{ ha}=1 \text{ hm}^2=10^4 \text{ m}^2$
リットル	L	$1 \text{ L}=1 \text{ dm}^3=10^3 \text{ cm}^3=10^{-3} \text{ m}^3$
トン	t	$1 \text{ t}=10^3 \text{ kg}$

表7. SIに属さないが、SIと併用される単位で表される数値

名称	記号	SI 単位で表される数値
電子ボルト	eV	$1 \text{ eV}=1.602 \cdot 10^{-19} \text{ J}$
ダルトン	Da	$1 \text{ Da}=1.660 \cdot 10^{-27} \text{ kg}$
統一原子質量単位	u	$1 \text{ u}=1 \text{ Da}$
天文単位	ua	$1 \text{ ua}=1.495 \cdot 10^{11} \text{ m}$

表8. SIに属さないが、SIと併用されるその他の単位

名称	記号	SI 単位で表される数値
バール	bar	$1 \text{ bar}=0.1 \text{ MPa}=10^5 \text{ Pa}$
水銀柱ミリメートル	mmHg	$1 \text{ mmHg}=133.322 \text{ Pa}$
オングストローム	Å	$1 \text{ Å}=0.1 \text{ nm}=100 \text{ pm}=10^{-10} \text{ m}$
海里	M	$1 \text{ M}=1852 \text{ m}$
バーン	b	$1 \text{ b}=100 \text{ fm}^2=(10^{-12} \text{ cm})^2=10^{-28} \text{ m}^2$
ノット	kn	$1 \text{ kn}=1852/3600 \text{ m/s}$
ネーベル	Np	SI 単位との数値的な関係は、対数量の定義に依存。
デジベル	dB	

(e) 3 元系の CGS 単位系と SI では直接比較できないため、等号「」は対応関係を示すものである。

表10. SIに属さないその他の単位の例

名称	記号	SI 単位で表される数値
キュリ	Ci	$1 \text{ Ci}=3.7 \times 10^{10} \text{ Bq}$
伦トゲン	R	$1 \text{ R}=2.58 \times 10^{-4} \text{ C/kg}$
ラド	rad	$1 \text{ rad}=1 \text{ eGy}=10^{-2} \text{ Gy}$
レム	rem	$1 \text{ rem}=1 \text{ cSv}=10^{-2} \text{ Sv}$
ガンマ	γ	$1 \gamma=1 \text{ nT}=10^{-9} \text{ T}$
フェルミ	fm	$1 \text{ フェルミ}=1 \text{ fm}=10^{-15} \text{ m}$
メートル系カラット	Torr	$1 \text{ Torr}=200 \text{ mg}=2 \times 10^{-4} \text{ kg}$
トール	Torr	$1 \text{ Torr}=(101.325/760) \text{ Pa}$
標準大気圧	atm	$1 \text{ atm}=101.325 \text{ Pa}$
カリ	cal	$1 \text{ cal}=4.1858 \text{ J} ([15^\circ \text{C}] \text{ カロリー}), 4.1868 \text{ J} ([IT] \text{ カロリー}), 4.184 \text{ J} ([熱化学] カロリー)$
ミクロ	μ	$1 \mu=1 \mu \text{m}=10^{-6} \text{ m}$

