

JAERI - M
83-181

高温環境用差動変圧器の開発に関する研究

1983年11月

荒 克 之

JAERI-Mレポートは、日本原子力研究所が不定期に公刊している研究報告書です。
入手の問合わせは、日本原子力研究所技術情報部情報資料課（〒319-11茨城県那珂郡東海村）あて、お申しこしてください。なお、このほかに財団法人原子力弘済会資料センター（〒319-11茨城県那珂郡東海村日本原子力研究所内）で複写による実費領布をおこなっております。

JAERI-M reports are issued irregularly.

Inquiries about availability of the reports should be addressed to Information Section, Division of Technical Information, Japan Atomic Energy Research Institute, Tokai-mura, Naka-gun, Ibaraki-ken 319-11, Japan.

©Japan Atomic Energy Research Institute, 1983

編集兼発行 日本原子力研究所
印 刷 いばらき印刷(株)

高温環境用差動変圧器の開発に関する研究

日本原子力研究所東海研究所原子炉工学部

荒 克 之

(1983年10月6日受理)

次代の新たな技術革新を旨とした技術開発が、多くの科学技術分野と産業分野において精力的に進められている今日、計測技術に対する新しい要求が生じてきている。その一つが厳しい環境条件下での計測である。特に原子力開発分野においては、高温・高圧・高放射線下における各種の計測があり、そのための各種の耐環境性センサが必要とされている。耐環境性を有するセンサの代表的なものに電磁誘導形のセンサがあり、その一つに原子炉燃料伸び測定用の差動変圧器がある。この差動変圧器は1960年代半ばにOECDハルデン原子炉プロジェクト（ノルウェー）において初めて開発が行われ、HBWR（Halden Boiling Water Reactor）の炉内環境（240℃の沸騰重水）における静的な燃料伸び測定に使用された。その後、1970年代に入り、軽水炉用燃料の原子炉内における動的な照射挙動の解明とその安全性に関する研究が必要となり、燃料伸び測定用差動変圧器に対して、300℃以上400℃程度までの耐熱性と高速応答性および周囲温度変化に対する特性の安定性が要求されるようになった。このような要求を満たすためには、いくつかの問題を解決しなければならない。

本研究論文は、著者の1969年12月より2年間にわたるOECDハルデン原子炉プロジェクト在職中の研究も含め、燃料伸び測定を目的とする高温環境用差動変圧器の開発に関する今日までの研究を集大成したものである。この中で、差動変圧器の耐熱構造に関連して、強磁性ステンレス鋼SUS 403の磁気特性の解明、巻線部の耐熱化とその耐熱電気絶縁性能の評価、ケーブル引出部のシール溶接とその性能評価を行う。また、特性の安定化に関連して、温度変化に伴う差動変圧器の感度変化の補償方法を検討する。さらに、高温環境用差動変圧器およびその出力信号処理用電子回路の設計・製作を通じて、高周波励振による高速応答化の問題を検討し、開発したシステムの性能評価を行う。

**STUDY ON DEVELOPMENT OF DIFFERENTIAL TRANSFORMER
FOR USE IN HIGH-TEMPERATURE ENVIRONMENTS**

Katsuyuki ARA

Department of Reactor Engineering,
Tokai Research Establishment,
JAERI

(Received October 6, 1983)

Today, in many fields of industrial science and technology, various efforts are being directed to the development of new technology aiming the technological innovation of the coming generation. Under these circumstances, new requirements are called for in instrumentation and measurement; one is the measurement at very severe environments such as high-temperature and high-pressure. Especially in the field of nuclear energy development, various kinds of measurements are needed under a high-temperature, high-pressure and high-radiation environments, and many sensors have been developed for such purposes. One of the most excellent heat-resisting sensors is the sensor based on and utilizing electromagnetic induction. Various electromagnetic sensors have been, therefore, developed and used in in-core environments of nuclear reactors. The author has been engaged in the development of differential transformers for use in in-core environments of Light Water Reactors: this paper compiles the results obtained through the development.

Keywords: Differential Transformer, Fuel Elongation Measurement, Magnetic Characteristics, SUS 403, High-temperature Resisting Structure, Cable Penetration Seals, Electron Beam Welding, Micro-plasma Welding, Temperature Compensation, Self-Compensation, Transient Response.

目 次

| | |
|---|----|
| 1. 緒 論 | 1 |
| 1.1 研究の背景 | 1 |
| 1.2 センサの高温環境への適用性 | 1 |
| 1.3 原子炉内計測用電磁誘導形センサの開発の歴史 | 2 |
| 1.4 研究の目的と概要 | 3 |
| 2. 高温環境用鉄心材料の検討 | 6 |
| 2.1 はじめに | 6 |
| 2.2 磁氣的性質 | 6 |
| 2.3 その他の性質 | 7 |
| 2.4 代表的磁性材料の高温適用性 | 8 |
| 2.5 まとめ | 9 |
| 3. 強磁性ステンレス鋼 SUS 403 の磁気特性試験 | 14 |
| 3.1 はじめに | 14 |
| 3.2 Fe-Cr 系合金の磁氣的性質と材料の選択 | 14 |
| 3.3 試料の製作と熱処理 | 15 |
| 3.4 試験方法 | 16 |
| 3.5 試験結果および考察 | 17 |
| 3.6 差動変圧器用鉄心としての軟鉄との比較 | 19 |
| 3.7 まとめ | 20 |
| 4. 差動変圧器の耐熱構造に関する試験検討 | 41 |
| 4.1 はじめに | 41 |
| 4.2 構造設計と材料の選定 | 41 |
| 4.3 セラミック絶縁巻線材とアルミナ被覆金属ボビンの耐熱絶縁性能に関する評価 試験 | 41 |
| 4.4 ケーブル引出部の溶接シールとその性能評価試験 | 42 |
| 4.4.1 試料の製作 | 42 |
| 4.4.2 電子ビームによるシール溶接とその試験 | 42 |
| 4.4.3 マイクロプラズマによるシール溶接とその試験 | 45 |
| 4.5 まとめ | 46 |
| 5. 差動変圧器の温度補償に関する研究 | 57 |
| 5.1 はじめに | 57 |
| 5.2 自己補償方式の理論的根拠 | 57 |
| 5.3 実 験 | 61 |
| 5.4 まとめ | 61 |

| | |
|-------------------------------|-----|
| 6. 高温環境用差動変圧器の試作試験 | 67 |
| 6.1 はじめに | 67 |
| 6.2 差動変圧器の設計と製作および特性試験 | 67 |
| 6.2.1 設計と製作 | 67 |
| 6.2.2 特性試験 | 68 |
| 6.3 励振および信号処理用電子装置 | 69 |
| 6.3.1 装置の構成 | 69 |
| 6.3.2 交流定電流変換回路 | 69 |
| 6.3.3 交流直流変換回路 | 70 |
| 6.3.4 自己補償演算処理回路 | 71 |
| 6.4 総合過渡応答特性 | 72 |
| 6.5 まとめ | 73 |
| 7. 結 論 | 95 |
| 謝 辞 | 96 |
| 付録Ⅰ 低域フィルタ回路の出力のリプル率 | 97 |
| 付録Ⅱ 低域フィルタ回路のステップ応答およびランプ応答 | 100 |
| 付録Ⅲ 定速運動している鉄心が跳ね返ったときの1次遅れ応答 | 106 |

CONTENTS

| | |
|--|----|
| 1. INTRODUCTION | 1 |
| 1.1 Background | 1 |
| 1.2 Applicability of Sensors to High-temperature Environments | 1 |
| 1.3 History of Electromagnetic Incore-sensor Development | 2 |
| 1.4 Purpose of Study and Scope | 3 |
| 2. MAGNETIC MATERIALS FOR USE IN HIGH-TEMPERATURE ENVIRONMENT ... | 6 |
| 2.1 Introduction | 6 |
| 2.2 Magnetic Properties | 6 |
| 2.3 Other Properties | 7 |
| 2.4 Common Materials and Their Applicability to High-temperature Environments | 8 |
| 2.5 Summary | 9 |
| 3. MAGNETIC CHARACTERISTICS OF MARTENSITIC STAINLESS STEEL SUS403 | 14 |
| 3.1 Introduction | 14 |
| 3.2 Magnetic Properties of Fe-Cr Alloys and Selection of Material | 14 |
| 3.3 Test Samples and Heat Treatments | 15 |
| 3.4 Test Procedure | 16 |
| 3.5 Test Results and Discussion | 17 |
| 3.6 Sensitivity Comparison between SUS403 Core and Soft-iron Core | 19 |
| 3.7 Summary | 20 |
| 4. HEAT-RESISTING STRUCTURE OF DIFFERENTIAL TRANSFORMER, CONSIDERATION AND TESTS | 41 |
| 4.1 Introduction | 41 |
| 4.2 Structure Design and Material Selection | 41 |
| 4.3 Ceramic-insulated Coil-wire and Alumina-coated Bobbin, Their Heat-resistivity Tests | 41 |
| 4.4 Cable Penetration Seals by Electron-beam Welding and Micro-plasma Welding | 42 |
| 4.4.1 Test samples | 42 |
| 4.4.2 Electron-beam welding seals and tests | 42 |
| 4.4.3 Micro-plasma welding seals and tests | 45 |
| 4.5 Summary | 46 |

| | |
|--|-----|
| 5. COMPENSATION METHOD FOR SENSITIVITY CHANGE OF DIFFERENTIAL TRANSFORMER WITH TEMPERATURE | 57 |
| 5.1 Introduction | 57 |
| 5.2 Theory | 57 |
| 5.3 Experiments | 61 |
| 5.4 Summary | 61 |
| 6. FABRICATION AND TESTS OF HEAT-RESISTING DIFFERENTIAL TRANSFORMER | 67 |
| 6.1 Introduction | 67 |
| 6.2 Design, Fabrication and Calibration Tests | 67 |
| 6.2.1 Design and fabrication | 67 |
| 6.2.2 Calibration tests | 68 |
| 6.3 Electronics for Excitation and Signal Processing | 69 |
| 6.3.1 System design | 69 |
| 6.3.2 Constant AC current converter | 69 |
| 6.3.3 AC-to-DC converter | 70 |
| 6.3.4 Self-compensation operational circuit | 71 |
| 6.4 Transient Response of Whole System | 72 |
| 6.5 Summary | 73 |
| 7. CONCLUSION | 95 |
| Acknowledgement | 96 |
| Appendix I Ripples in Output of Low-pass Filter | 97 |
| Appendix II Step and Ramp Responses of Low-pass Filter | 100 |
| Appendix III First-lag Response for Bouncing Magnetic-core with Constant Speed | 106 |

表・図・写真リスト

| | | |
|------------|--|----|
| 表 3.2 - 1 | JIS および AISI 規格による SUS 403, SUS 410, AISI 403, AISI 410 の化学成分表 | 22 |
| 表 3.5 - 1 | SUS 403 バージン試料の直流磁化特性 | 28 |
| 表 3.5 - 2 | SUS 403 バージン試料の交流初期透磁率 | 31 |
| 表 3.5 - 3 | 熱処理試料のビッカース硬度と保磁力 | 38 |
| 表 4.4 - 1 | 電子ビーム・シール溶接部の非破壊試験結果 | 51 |
| 表 6.2 - 1 | 高温環境用差動変圧器の構成材料 | 75 |
| 表 6.3 - 1 | 交流定電流変換回路の諸特性 | 83 |
| 表 6.3 - 2 | 低域フィルタ回路の過渡応答 | 89 |
| 図 2.2 - 1 | 温度による鉄の固有磁束密度の変化 | 11 |
| 図 2.2 - 2 | 温度による鉄の透磁率の変化 | 11 |
| 図 2.4 - 1 | Fe - Si 状態図 | 12 |
| 図 2.4 - 2 | Fe - Ni 状態図 | 12 |
| 図 2.4 - 3 | Fe - Co 状態図 | 13 |
| 図 2.4 - 4 | Fe - Cr 状態図 | 13 |
| 図 3.2 - 1 | Fe - Cr 状態図 | 21 |
| 図 3.2 - 2 | Fe - Cr 合金の飽和磁化 | 21 |
| 図 3.2 - 3 | Fe - Cr 合金の誘導磁化の大きさ | 22 |
| 図 3.3 - 1 | トロイダル試料の加工 | 23 |
| 図 3.3 - 2 | 焼入・焼もどし試料の温度履歴 | 24 |
| 図 3.3 - 3 | 完全焼なまし試料の温度履歴 | 25 |
| 図 3.3 - 4 | 逆磁歪特性試験用の試料 | 25 |
| 図 3.4 - 1 | 交流透磁率測定回路 | 26 |
| 図 3.4 - 2 | 逆磁歪特性測定回路 | 26 |
| 図 3.4 - 3 | 逆磁歪特性測定における荷重方法 | 27 |
| 図 3.5 - 1 | SUS 403 バージン試料のヒステリシス磁化特性 | 29 |
| 図 3.5 - 2 | SUS 403 バージン試料の初期磁化特性 | 29 |
| 図 3.5 - 3 | SUS 403 バージン試料の初期磁化特性とばらつき | 30 |
| 図 3.5 - 4 | 交流初期透磁率測定回路 | 30 |
| 図 3.5 - 5 | SUS 403 の初期磁化特性と温度によるその変化 | 32 |
| 図 3.5 - 6 | 温度による SUS 403 の磁化の変化 | 32 |
| 図 3.5 - 7 | 温度による SUS 403 の交流初期透磁率の変化 | 33 |
| 図 3.5 - 8 | 励振周波数による SUS 403 の交流初期透磁率の変化 | 33 |
| 図 3.5 - 9 | 熱処理による SUS 403 のヒステリシス特性の変化 | 34 |
| 図 3.5 - 10 | 熱処理による SUS 403 の初期磁化特性の変化 | 35 |

| | | |
|------------|--|----|
| 図 3.5 - 11 | 完全焼なましと磁場中冷却によるヒステリシス磁化特性の変化 | 35 |
| 図 3.5 - 12 | 完全焼なましと磁場中冷却による初期磁化特性の変化 | 36 |
| 図 3.5 - 13 | 熱処理試料の交流初期透磁率と温度によるその変化 | 36 |
| 図 3.5 - 14 | 温度サイクルによる熱処理試料の交流初期透磁率の変化, (室温~ 350 ℃) | 37 |
| 図 3.5 - 15 | 温度サイクルによる熱処理試料の交流初期透磁率の変化, (室温~ 450 ℃) | 37 |
| 図 3.5 - 16 | 温度サイクルによる熱処理試料の交流初期透磁率の変化, (室温~ 600 ℃) | 37 |
| 図 3.5 - 17 | AISI 410 の逆磁歪特性 | 39 |
| 図 3.6 - 1 | 鉄心材料の比較試験 | 40 |
| 図 3.6 - 2 | SUS 403 鉄心と軟鉄鉄心の比較 | 40 |
| 図 4.2 - 1 | 3 段形差動変圧器の構造 | 47 |
| 図 4.3 - 1 | セラミック絶縁線の絶縁特性試験用試料 | 47 |
| 図 4.3 - 2 | セラミック絶縁線の絶縁特性 | 48 |
| 図 4.3 - 3 | アルミナ被覆金属ボビンの試験用試料 | 48 |
| 図 4.3 - 4 | アルミナ被覆金属ボビンの絶縁特性 | 48 |
| 図 4.4 - 1 | 高温環境用差動変圧器のケーブル引出部 | 49 |
| 図 4.4 - 2 | シール溶接試験用ニップル | 49 |
| 図 4.4 - 3 | 試料組立図 | 49 |
| 図 4.4 - 4 | 電子ビームによるシール溶接 | 50 |
| 図 4.4 - 5 | He リーク試験 | 50 |
| 図 4.4 - 6 | 折曲試験方法 | 50 |
| 図 4.4 - 7 | マイクロプラズマによるシール溶接 | 55 |
| 図 5.2 - 1 | 差動変圧器 | 62 |
| 図 5.2 - 2 | 異なる μ , I , f に対する関数 F_1 の形 | 62 |
| 図 5.2 - 3 | 差動変圧器の出力: (a) 鉄心長が短い場合, (b) 鉄心長が長い場合 | 63 |
| 図 5.3 - 1 | 実験に用いた差動変圧器の構造 | 64 |
| 図 5.3 - 2 | 鉄心長による自己補償出力の直線性の変化 | 64 |
| 図 5.3 - 3 | 温度・励振条件の変化に基づく差動出力の変化 | 65 |
| 図 5.3 - 4 | 温度・励振条件の変化に対する自己補償出力の安定性 | 65 |
| 図 5.3 - 5 | 温度・励振条件の変化に対する差動出力および自己補償出力の感度変化: (a) 励振電流が変化した場合, (b) 励振周波数が変化した場合, (c) 周囲温度が変化した場合 | 66 |
| 図 6.2 - 1 | 試作した高温環境用差動変圧器の構造 | 74 |
| 図 6.2 - 2 | 鉄心構造の種類 | 76 |
| 図 6.2 - 3 | 鉄心構造の違いによる 2 次コイル出力の変化と周波数特性 | 77 |
| 図 6.2 - 4 | 鉄心構造の違いによるスパン電圧の変化と周波数特性 | 77 |
| 図 6.2 - 5 | 差動変圧器の校正曲線 (鉄心長 37 mm) | 78 |
| 図 6.2 - 6 | 差動変圧器の校正曲線 (鉄心長 36 mm) | 78 |
| 図 6.2 - 7 | 差動変圧器の校正曲線 (鉄心長 35 mm) | 79 |

| | | |
|----------|--|----|
| 図 6.2-8 | 高温環境における差動変圧器の校正曲線 | 79 |
| 図 6.3-1 | 差動変圧器用電子装置の構成 | 80 |
| 図 6.3-2 | 出力信号処理装置の構成 | 80 |
| 図 6.3-3 | 交流定電流変換回路 | 81 |
| 図 6.3-4 | 出力電流指示回路 | 82 |
| 図 6.3-5 | オーバーロード指示回路 | 82 |
| 図 6.3-6 | 交流直流変換回路 | 85 |
| 図 6.3-7 | バッファ増幅回路の周波数特性と不平衡度 | 87 |
| 図 6.3-8 | 直線整流回路の整流特性 | 87 |
| 図 6.3-9 | 低域フィルタ回路：(a) 回路と伝達関数，(b) 回路定数とリップル率 | 88 |
| 図 6.3-10 | 低域フィルタ回路の出力のリップル率 | 88 |
| 図 6.3-11 | 低域フィルタ回路の過渡応答：(a) ステップ応答，(b) ランプ応答 | 90 |
| 図 6.3-12 | 低域フィルタ回路のリップル率と応答時間 | 91 |
| 図 6.3-13 | 足し算・引き算回路 | 92 |
| 図 6.3-14 | 割り算回路 | 93 |
| 図 6.3-15 | 自己補償演算処理回路の演算精度 | 94 |
| 図 6.4-1 | 定速運動している鉄心が跳ね返った場合の1次遅れ応答 | 94 |
| 写真 3.3-1 | 焼入・焼もどし用キャプセル | 23 |
| 写真 3.3-2 | 完全焼なまし用キャプセル | 24 |
| 写真 3.5-1 | バージン試料および焼入・焼もどし試料の金属組織顕微鏡写真 | 38 |
| 写真 4.4-1 | 電子ビーム・シール溶接部断面 | 52 |
| 写真 4.4-2 | 電子ビーム・シール溶接部断面 (SUS シース/SUS ニップル) | 52 |
| 写真 4.4-3 | 電子ビーム・シール溶接部断面 (インコネルシース/インコネルニップル) | 53 |
| 写真 4.4-4 | 電子ビーム・シール溶接部断面 (インコネルシース/SUS ニップル) | 53 |
| 写真 4.4-5 | 電子ビーム・シール溶接部断面 (SUS シース/インコネルニップル) | 54 |
| 写真 4.4-6 | 引張試験後のシール溶接部断面：(a) ステンレスシース/ステンレスニップル，(b) インコネルシース/ステンレスニップル | 54 |
| 写真 4.4-7 | 折曲試験後のシール溶接部断面：(a) ステンレスシース/ステンレスニップル，(b) インコネルシース/ステンレスニップル | 55 |
| 写真 4.4-8 | マイクロプラズマ・シール溶接部の断面：(a) ステンレスシース/ステンレスニップル，(b) インコネルシース/ステンレスニップル | 56 |
| 写真 6.2-1 | アルミナ被覆 SUS ボビンへのセラミック絶縁線の巻線 | 75 |
| 写真 6.2-2 | 高温環境用差動変圧器の外観 | 75 |
| 写真 6.4-1 | 総合過渡応答試験の結果 | 94 |

1. 緒 論

1.1 研究の背景

わが国の産業は、戦後の復興期とそれに続く石油資源をベースとした技術革新により、高度の成長を成し遂げてきたが、OPECによる石油の供給制限と価格アップが定常化するにつれて、世界的なスケールでの経済活動の低迷期に入り、経済戦争とまで言われるような諸問題がしばしば発生するようになってきた。このような極めて厳しい国際環境下において、わが国の経済社会を維持し発展させていくためには、次代の新しい技術革新を目ざす以外にはなく、その先導的な役割を果たすものとして原子力を含む新エネルギーの開発、航空宇宙技術の開発、ライフサイエンス関連技術の開発、省エネルギー技術の開発などがクローズアップされ、強力に進められつつある。

一方、各種素材産業を中心として、生産プロセス中での省エネルギー技術開発が進み、これと関連して、生産技術の高度化と高効率化が行われている。このような傾向は、他の機械産業分野に波及し、高度の自動工作機械や産業ロボットが開発され、生産プロセスの中に導入されるようになってきた。このような産業分野における新たな技術革新を支えているものは、材料技術の進歩とLSI技術をベースとしたマイクロプロセッサ利用による新しい計測制御技術である。

さて、以上のべたように、次代の新たな技術革新を目ざした技術開発が、それぞれの科学技術分野と産業分野において精力的に進められている中で、計測技術に対する新しい要求が生じてきている。その一つが厳しい環境条件下での計測である。原子力開発分野においては、高温、高圧、高放射線などの厳しい環境条件下での計測技術が重要な課題となっている。また、核融合開発では高磁場下における各種の計測が必要となっている。地熱エネルギー開発では、高温、高圧、腐食性環境下での計測があり、また海洋エネルギー開発では、海洋環境下での計測がある。宇宙開発では、低温から高温までの温度サイクルを受ける過酷な環境条件に宇宙線等の放射線が加わる。鉄鋼、窯業などの産業分野においては、省エネルギーと生産の高効率化の観点から、高温環境下での新しい計測技術が生れつつある。このように厳しい環境条件下での計測には、新しい考えに基づく計測手法の開発の他に、耐環境性を有する各種センサの開発が特に必要となってくる。

1.2 センサの高温環境への適用性

一般にセンサの耐高温環境性あるいは高温環境への適用性を論じる場合、センサ材料自身が高温においても必要なセンサ機能を十分に保持することのほかに高温強度や高温耐食性も重要である。そのため、センサ材料としては有機系材料は不相当となり、無機系材料と金属系材料に限られてくる。一方、センサ自身を高温環境下におくとしても、センサからの出力信号を処理するエレクトロニクス系は当然のことながら高温環境下から遠ざけておかなければならない。このことは、高温環境用センサと信号処理用エレクトロニクスを結ぶケーブルは比較的長くなることを意

味している。このように、センサからの出力信号を長いケーブルを通して伝送する場合には、伝送ラインでの減衰や誘導雑音の混入などが問題となってくる。したがって、高温環境用センサとしては高感度でダイナミックレンジも広く、比較的low出力インピーダンスで大きな出力信号を出し得るものでなければならない。このようなセンサ材料とセンサ特性に対する条件を考慮すると、各種のセンサ方式の中で最も適当と思われるものは合金系の磁性材料を使用した磁気応用センサあるいは電磁誘導形センサであると言えよう。これらのセンサは、その構造を工夫することにより、温度、圧力、歪、変位、振動、音響、物体検知などのセンサとなり得る。^{1,2)}

1.3 原子炉内計測用電磁誘導形センサの開発の歴史

高温環境下での計測の代表的な例として、原子炉内での各種計測がある。そこで、原子炉内計測における電磁誘導形センサの開発の歴史を振り返ってみる。

電磁誘導型センサが原子炉内計測用センサとして初めて世に現れたのは、1950年代の後半から1960年代の初めにかけて、米国のANL (Argonne National Laboratory) において、EBWR (Experimental Boiling Water Reactor) の計装燃料に取り付けられたタービン流量計の回転数検出のためのピックアップコイルである。^{3,4)} このピックアップコイルは永久磁石を内蔵したコイルで強磁性タービン翼がピックアップコイルの前面を通過する毎に出力パルスを出すもので、つづいてノルウェーのHBWR (Halden Boiling Water Reactor) と日本のJPDR (Japan Power Demonstration Reactor) の計装燃料に使用された。^{5,6)}

1960年代半ばから原子炉燃料の挙動に関する研究がHBWRで開発され、燃料の伸び計測のために差動変圧器が開発された。⁷⁾ つづいて、この差動変圧器とベローズとを組合せた燃料内圧センサが開発された。⁸⁾ 日本においても、強磁性ダイアフラムの変位を差動形の自己インダクタンスとして検出する燃料内圧センサが開発された。⁹⁾ HBWRにおける差動変圧器開発の成功は、原子炉内での移動物体の位置検出のための長尺変圧器 (Long Linear Transformer) の開発を導き、この長尺変圧器とステンレス製フロートとを組合せた原子炉内水位計の開発に進展した。¹⁰⁾ 里見らは、原子炉内の二相流計測センサとしてソレノイド形ボイド計を開発した。¹¹⁾ 1970年代半ばから、著者らは、耐熱性と過渡応答性をさらに高めた高性能差動変圧器の開発に取り組み、原子炉の安全性試験研究に供するため、その実用化に成功し、¹²⁾ さらに高感度化を達成してベローズと組合せた圧力センサの開発を行った。¹³⁾

以上のべてきた電磁誘導形センサはすべて水炉 (軽水炉および重水炉) 内で使用するもので、その使用環境温度は200～300℃である。一方、1960年代後半から1970年代半ばにかけ、液体ナトリウム冷却高速増殖炉内用の電磁誘導形センサが数多く出現した。この場合の使用温度は500～600℃となり、水炉に比べて格段と厳しい環境に置かれる。初めにANLのPopperらによってナトリウムの導電性を利用した永久磁石式および電流式の電磁流量計が検討され、その試作開発が行われた。^{14,15)} これについて、多くの研究開発機関で研究と実用化開発が進められた。^{16～25)} また、温度による液体ナトリウムの導電度の変化をインダクタンスの変化として検出する電磁誘導形ナトリウム温度計の開発も試みられた。^{26,27)} 原子炉の安全保護の点から、各種の炉容器内用ナトリウムレベル計が開発されているが、日本では、電磁誘導形レベル計が有望視されている。^{28～31)}

このように、各種の電磁誘導形センサが原子炉内計測用として開発され、実用に供されてきた。しかし、測定精度の向上（温度補償法も含む）や信頼性の向上の面で今後改良すべき点も多い。これらは使用経験、製作技術上のノウハウの蓄積、材料の進歩などに負うところが多い。

1.4 研究の目的と概要

本研究の目的は、400℃程度までの耐熱性を有し、且つ300℃・17MPa程度の高温高压水中で1年以上の連続使用に耐え得る差動変圧器を開発し、原子炉内での各種の計測に供することである。

原子炉内で使用するための高温環境用差動変圧器の開発は、1.3で述べたように、1960年代の初めにOECDハルデン原子炉プロジェクト（ノルウェー）において開始され、今日までHBWR炉内における数多くの燃料照射試験に供されてきた。著者は、1960年12月に同プロジェクトに加わり、2年間にわたって、炉内計測機器の開発を担当し差動変圧器の改良開発、長尺変圧器の開発とそれを用いた水位計の開発、磁歪形圧力センサの開発およびステップモータの開発を行った。引き続き帰国後に、日本原子力研究所における原子炉安全性試験研究に供するため、差動変圧器の耐熱化と高性能化を進めてきた。

本研究論文は、OECDハルデン原子炉プロジェクト在職中の研究も含め、高温環境用差動変圧器の開発に関する研究を集大成したものである。第2章において、高温環境用差動変圧器の鉄心材料として、各種磁性材料の検討を行う。第3章においては、鉄心材料として最も適すると思われる強磁性ステンレス鋼 SUS 403 の磁気特性についてのべる。本材料は、構造材料として開発されたものなので、その磁氣的性質については不明の点が多かった。著者は本材料の磁気特性を調べ、熱処理との関係、温度による磁化特性の変化、逆磁歪特性などを明らかにした。第4章においては、差動変圧器の耐熱化のために行った諸試験研究の結果についてのべる。はじめに、耐熱構造について一般的な検討を行い、ついで巻線材およびボビンの耐熱化およびその特性について論じる。最後に、差動変圧器の耐熱ケーブル貫通部のシール溶接について、電子ビーム溶接およびマイクロプラズマ溶接を適用した場合のそれぞれの性能評価を行う。第5章においては、温度による差動変圧器の特性変化とその補償方法について論じる。第6章においては、第2章から第5章まで論じてきた研究成果をもとに開発した高温環境用差動変圧器と特性試験の結果についてのべる。はじめに、設計条件と構造設計および製作についてのべ、つづいて製作した差動変圧器の励振方式および信号処理方式について、その電子回路とともに検討し、実際に設計製作した回路の特性についてのべる。最後に、総合特性としてシステム全体の過渡応答を調べ、目的とした性能が得られたことを示す。第7章においては、本研究の結論をのべる。

文 献

- 1) 原田耕介他：“磁心を用いたセンサの問題点”，電気学会技術報告，Ⅱ部第87号（1980）
- 2) 白江公輔他：“磁気センサマニアル”，トリケップス（1981）
- 3) G.F. Popper：“Lecture Notes in In-Core Instrumentation for Measurement of Hydrodynamic Parameters in Water-Cooled Reactors”，ANL-6452（1961）
- 4) "EBWR Test Report", ANL-6703（1964）
- 5) K. Schenk：“Turbine Flow Meters for In-Core Application”，HPR-72（1967）
- 6) 横田光雄他：“JPDR-Ⅱ用計装燃料の開発”，JAERI-M 4974（1961）
- 7) OECD Halden Reactor Project 6th Annual Report, p.109（1964/65）
- 8) OECD Halden Reactor Project 15th Annual Report, pp.69-71（1974）
- 9) I. Tanaka et al.：“Irradiation Test of Reluctance Type Pressure Sensor for Monitoring Fission Gas Pressure”，J. Nucl. Science & Tech., 11(3), 104-109（1974）
- 10) OECD Halden Reactor Project Report, HPR-145, p.61（1971）
- 11) 里見昌洸他：“原子炉用ボイド計の開発”，計測自動制御学会論文集，3.(3) 229～235（1967）
- 12) 荒 克之，他：“高温用差動変圧器の開発”，計測と制御，22(2), 229～234（1983）
- 13) 荒 克之，他：“ベローズ/差動変圧器式高温用圧力センサ”，第21回SICE学術講演会，1808（1982）
- 14) G.F. Popper et al.：“The Design and Performance of a 1200 °F Magnetic Flowmeter for In-core Application in Sodium-Cooled Reactors”，IEEE Trans. N. S., NS-14(1), 342-347（1966）
- 15) D.E. Wiegand：“The Eddy-Current Flowmeters”，ANL-7554（1969）
- 16) H.L. Libby et al.：“Feasibility Study of Probe-Type Liquid Metal Flowmeters for FTR Subassemblies”，BNWL-911（1969）
- 17) F. Verber et al.：“Development on an In-Core Permanent-Magnet Probe-Type Sodium Flowsensor for Operation in the FFTF”，IEEE Trans. N. S., NS-18(1), 366-371（1971）
- 18) G.A. Forster：“Performance of Permanent Magnet Flow-Through-Type Sodium Flow Meters in EBR-II Instrumented Subassemblies”，IEEE Trans. N. S., NS-18(1), 363-365（1971）
- 19) J. Brewer et al.：“Eddy-Current Probe Type Sodium Flow Sensor for FFTF Reactor Fuel Channel Flow Monitoring”，IEEE Trans. N. S., NS-18(1), 372-377（1971）
- 20) 大串幸三，他：“高速炉用永久磁石式炉内流量計”，原子力学会炉物理炉工学分科会 E-15（1971）

- 21) 中野秀男, 他: "高速炉用渦電流式流量計", 原子力学会炉物理炉工学分科会
E - 16 (1971)
- 22) 三木保秀, 他: "渦電流式速応性温度流速計の試作および試験(I),(II)", 原子力学会炉物
理炉工学分科会, C - 13 および C - 14 (1974)
- 23) 土肥 明, 他: "炉内流量計の試作および試験", 原子力学会炉物理炉工学分科会,
D - 45 (1975)
- 24) S. Müller : "Permanent Magnet Flowmeters", Proc. of the IAEA Special-
ist Meeting on the In-Core and Primary Circuit Instrumentation of
LMFBR, pp.94-96 (1976)
- 25) G. Thatcher et al. : "Flux Distortion Flowmeter Development", *ibid.*,
pp.307-332 (1976)
- 26) J.D. McCann : "Fast Response Temperature Sensor for Use in Liquid
Sodium", AERE-R 7972 (1975)
- 27) G. Hughes et al. : "The In-Sodium Performance of an Electromagnetic
Temperature Sensor", Proc. of the IAEA Specialist Meeting on the
In-Core and Primary Circuit Instrumentation of LMFBR, pp.277-292
(1976)
- 28) 片木剣三郎, 他: "誘導形ナトリウムレベル計", 原子力学会炉物理炉工学分科会,
C - 44 (1972)
- 29) 小林一夫, 他: "誘導型連続式ナトリウム液面計の開発(II)", SJ 232 73-01
(動力炉・核燃料開発事業団・委託研究報告書-未公開), (1973)
- 30) 藍 光郎, 他: "校正出力付誘導形連続液面計の開発", SJ 202 74-15(動力炉・
核燃料開発事業団・委託研究報告書-未公開), (1974)
- 31) 小川 徹, 他: "液体ナトリウム用誘導型連続液面計の改良(I)", 原子力学会炉物理炉
工学分科会, D - 43 (1975)

2. 高温環境用鉄心材料の検討

2.1 はじめに

一般に材料の物理化学的および機械的諸特性は温度などの使用環境条件によって大きく変化する。高温環境用の差動変圧器を開発する場合にも、鉄心用磁性材料の高温下における特性変化は大きな問題である。本章では、高温環境用鉄心材料に対して要求されるいくつかの重要な性質について検討し、材料選択のための考え方を明確にする。つづいて、代表的な磁性材料について、高温環境用鉄心材料としての評価を試みる。

2.2 磁氣的性質

磁性材料の磁氣的性質は一般に温度によって変化する。特にキューリ点近傍での変化は大きい。このキューリ点における磁氣的性質の変化を積極的に利用する感温磁気センサ等¹⁾の場合を除くと、一般の磁気応用の場合には温度による磁氣的性質の変化は好ましくない。したがって、磁気特性の急変するキューリ点近傍での使用を避け、キューリ点の50～75%程度以下の温度範囲で十分に余裕をもって使用することになる。このことから、高温環境用差動変圧器に用いる鉄心材料としては、キューリ点が十分に高いことが必要となる。

つぎに問題となるのは温度履歴による磁気特性の不安定な変化である。一般に、透磁率、保磁力、ヒステリシス特性の角形性、磁気異方性などは構造敏感 (structure sensitive) なものであり²⁾、熱的履歴によって材料の構造変化 (結晶状態の変化、化合物の析出など) が生じると、複雑な磁気特性の変化となって現れる。しかも、温度と時間あるいは冷却時の速度などによって変化の様子がまちまちとなるので特性補償が難しい。したがって、このような問題を避けるためには、使用温度範囲内で相変態のような構造変化の起らない材料を使用しなければならない。さらに可能であるならばキューリ点以下の温度領域ではそのような構造変化が起らない材料であることがより望ましい。

以上、温度に対する磁気特性の安定性という点から材料の問題を考えた。しかし、材料の利用方法によって、温度による特性変化の影響をある程度抑えることができる。例として、図2.2-1および図2.2-2に示される温度による鉄の磁気および透磁率の変化を見てみよう。³⁾ これらの図は、励磁条件を適当に選ぶことにより、使用する温度範囲内において誘導磁化あるいは透磁率をほぼ一定に保つことが可能であることを示峻している。

また、利用系を磁気回路として見たときに、大きな空隙が存在するような場合には、磁性材料の特性変化の影響はそれほど大きくは現れない。すなわち、最も単純な場合の例として、空隙と磁性材料 (鉄心) による磁気回路が単純な直列回路である場合を考えると、磁気回路の全抵抗 R_t は、 $R_t = R_a + R_m$ となる。ここに R_a は空隙の磁気抵抗、 R_m は鉄心の磁気抵抗である。したがって、 R_m が ΔR_m だけ変化したとき R_t の変化率 $\Delta R_t / R_t$ は、 $\Delta R_m / (R_a + R_m)$ 、と

なり、空隙がない場合の変化率、 $\Delta R_m / R_m$ 、より小さくなる。このような場合には、鉄心材料の使用温度範囲をキュリー点の90%程度まで拡大することも可能となる。

2.3 その他の性質

1) 電気的性質

一般に温度が高くなるにつれて材料の比抵抗は大きくなり、交流励磁を行うような利用系では、うず電流損失が温度と共に減少する。しかし、相変態を伴うような温度領域では、磁化特性と同様に、比抵抗も複雑に変化するので、その影響を考慮すると使用温度範囲内で相変態などの生じない材料を選ぶことが必要である。

2) 熱膨脹

磁気回路の構造設計においては使用する磁性材料の熱膨脹が問題となる。すなわち、磁性材料が差動変圧器の構造材料の一部を兼ねるような場合には、他の構造材料との熱膨脹の差により、磁性材料に熱応力が加わる。そのため逆磁歪効果により透磁率の変化が生じる。場合によっては、差動変圧器の特性を著しく阻害することも考えられる。

3) 高温耐食性

高温環境用鉄心材料においては、高温耐食性が重要な問題である。材料の耐食性を考慮する場合には、材料が直接に接している周囲環境と温度との関係でとらえなければならないが、300℃以上の温度では、多くの場合、不活性ガス雰囲気で使用するのが無難である。とはいえ、Ni, Cr, Coなどを含む合金系の磁性材料は一般に耐食性にも優れており、比較的肉厚の材料を使用すれば表面だけの腐食で終るので、500℃程度までの短時間の使用ならば、大気中でもあまり問題とはならないと思われる。

4) 高温強度

磁性材料が差動変圧器の構造体の一部を構成している場合には、高温での機械的強度が必要となる。特に、原子炉内のような高温高圧の環境下では重要な問題となる。

5) 加工性、溶接性

高温環境用差動変圧器においては、鉄心材料といえども切削性などの機械加工性や溶接性がしばしば要求されることになる。その理由は、差動変圧器に耐熱性を持たせるために複雑な構造を取る場合が多くなるからである。そのため、磁気回路を構成する鉄心およびその他の磁性材料に対しても素材からの複雑な機械加工が必要となってくる。機械加工性が要求される場合には、機械加工によって磁気特性が変化しないということが重要である。すなわち、特殊な加工効果によって優れた磁気特性を与えてあるような材料は、再加工によって特性が大巾に変化するので、不適當と考えられる。

6) 耐放射線性

原子力分野および宇宙開発分野においては、材料の耐熱性の他に、耐放射線性が問題となる。材料と比較的大きな相互作用を起こす放射線は、 α 線、 β 線、 γ 線、X線、中性子線、陽子線であるが、実用上いちばん問題となるのは γ 線と中性子線であるので、この2つについて考えてみる。

材料に γ 線が入射すると、光電効果、コンプトン効果、電子対生成などの現象を引起すが、最終的には熱エネルギーとなって材料の温度上昇をもたらす。したがって、磁性材料の場合に問題となるのが、この温度上昇である。すなわち、高温環境下で使用している上で、 γ 線吸収による温度上昇が重なり、材料の最高使用温度限界を越えて磁気特性に大巾な変化をもたらすことである。このような可能性がある場合には、センサの構造設計において、 γ 線加熱による熱を外部にすみやかに逃してやれるような考慮を払う必要がある。

一方、中性子は電荷をもたないので容易に原子核に近ずき、各種の核反応を起す。高いエネルギーを持っている中性子は原子核と衝突して原子をはじき出し、金属中に格子欠陥を生じさせる。一方、低いエネルギーの中性子は、原子核の中に吸収され、発熱あるいは2次放射線の放出などを行って、原子番号の一つ大きい別の元素への変換を引越す。したがって、格子欠陥や発熱は磁性材料の構造敏感な性質（透磁率、保磁力など）に変化をもたらす。また核変換による物質変化は、飽和磁化やキュリー点の変化を生じさせる。核変換の生じる割合は物質によって異なるが、幸いなことに、磁性材料の主成分である Fe, Ni, Co, Siなどは比較的核変換が少ない方である。したがって、飽和磁化やキュリー点に変化をもたらすような大きな物質変化は起さない。問題となるのは、核反応に伴う発熱によって生じる構造敏感な性質、特に透磁率の変化である。一般に、熱的に安定な磁性材料は放射線に対しても強い傾向がある。⁴⁾

2.4 代表的磁性材料の高温適用性

2.2および2.3において、磁性材料を高温環境下で使用する上で要求される性能および問題点について検討した。これを踏えて、実際の磁性材料のうちいくつかの代表的なものについて、300℃以上の高温で差動変圧器の鉄心材料として使用することを条件に検討してみる。

1) 鉄鋼材料

鉄鋼（純鉄、軟鉄、炭素鋼）はキュリー点が770℃と高く、キュリー点以下での相変態もなく、高温下での磁気特性も安定で良好である。しかし耐食性に乏しいので高温大気中、水中または多湿環境中などでの使用は不可能である。したがって、高温環境用差動変圧器の鉄心材料として使用する場合には、完全気密構造のハウジング内で不活性ガス雰囲気のもとに使用するなどの対策が必要となり、差動変圧器の構造設計上および使用上の制約が大きい。

2) けい素鋼

5%以下のSiを含むけい素鋼はキュリー点が750℃前後と高く、また図2.4-1に示すようにキュリー点以下の温度領域では常に安定な α 相を示すので、⁵⁾磁氣的性質の点からは高温環境用磁性材料として使用できる。

しかし、300℃以上での使用を考えると、耐食性の点で前述の鉄鋼材料と同様の問題が生じる。また、特殊な形状の機械加工を必要とする場合には、素材としての丸棒、角棒、管材などの入手が困難である。

3) Fe-Ni系材料

パーマロイなどのFe-Ni系材料は、常温において高透磁率、角型性などの優れた磁気特性を有しているが、キュリー点が400～600℃と比較的低い。また、図4.2-2に示すように40%

以上の Ni を含む Fe-Ni 合金では、キュリー点以下の温度で $\alpha \rightleftharpoons \gamma$ の相変態あるいは Fe_3Ni の規則格子の形成などがあり、組織的に不安定である。^{6),7)} すなわち、300℃以上の温度で使用するには、Fe-Ni 系の磁性材料は好ましくない材料であると言える。

4) Fe-Co 系材料

パーメンダあるいは 2%V・パーメンダなどの Fe-Co 系材料は磁歪材料としても有名であるが、キュリー点が 980℃と高く耐食性もあるので、高温環境用磁性材料として期待できる。問題は、けい素鋼の場合と同様に、素材から複雑な形状に機械加工を施さなければならない場合に、棒、管などの素材の入手が困難なこと、また可能であっても高価になることなどである。特性上の問題としては、図 2.4-3 に示すように 730℃に規則-不規則変態点があることである。^{8),9)} したがって 700℃以上の温度領域で使用するときには注意せねばならない。¹⁰⁾

5) Fe-Cr 系材料

6%以下の Cr を含むクロム鋼はかつて永久磁石材として用いられたことがあったが、より優れたコバルト鋼およびアルニコ磁石の出現によって磁性材料としての価値が失われてしまった。しかし、Ni を含まず、かつ 18-8 系ステンレス鋼に代るものとして 12%程度以上の Cr を含む Fe-Cr 系ステンレス鋼が開発され、耐熱耐食材料として注目されるようになった。この Fe-Cr 系ステンレス鋼にはマルテンサイト系のものとフェライト系のものがあり、いずれも強磁性を示し、キュリー点も 700℃前後と比較的高い。図 2.4-4 に Fe-Cr 状態図を示す。¹¹⁾

マルテンサイト系ステンレス鋼には Cr を 12~13%含む低 C 系のものと、中 C-Cr 系および高 C-Cr 系のものがある。組織的には高温の γ 状態から焼入れてマルテンサイト組織にしたのち低温 (150~200℃) または高温 (700℃付近) に焼もどすもので、耐食性、耐酸化性、耐熱性構造材として優れた性質をもっている。低 C-Cr 系の材料には Mo を添加して高温強度を上げたスーパー 12 Cr 鋼もある。いずれも、蒸気タービン翼材としての実績が多い。中 C-Cr 系および高 C-Cr 系は刃物などに用いられている。

フェライト系ステンレス鋼には、約 11~14%の Cr を含む低 Cr フェライト系と 14~19%を含む中 Cr フェライト系および 19~30%を含む高 Cr フェライト系がある。低 Cr フェライト系のステンレス鋼は Al などを添加して高温での $\alpha-\gamma$ 変態を抑制し、フェライト組織を持たせたものである。通常は焼なまし状態で使用され、石油精製槽などの内張りや蒸気タービン翼としての使用実績が多い。中 Cr フェライト系は、オーステナイト系ステンレス鋼の代表である 18-8 鋼 (SUS 304 など) とならんで大量に生産されているもので、建築内装材、日用耐久機器、厨房器具などに使用されている。高 Cr フェライト系は耐食、耐熱材料として優れており、塩化物に対する応力腐食割れに対しても強く、注目されている材料である。

以上のように、マルテンサイト系およびフェライト系のステンレス鋼は高温での耐食性、耐酸化性に優れ、しかも強磁性を示すことから、高温環境用磁性材料として興味ある材料と言える。

2.5 まとめ

高温環境用差動変圧器の鉄心材料としては、第 1 に高温下での良好な磁気特性とその安定性が要求されるが、さらに耐食性、機械加工性、素材としての入手容易性なども要求される。このよ

うな観点から既存の磁性材料を概観すると、鉄鋼、けい素鋼、Fe-Ni系材料、Fe-Co系材料のいずれにも使用する上で何らかの問題がある。一方、Fe-Cr系強磁性材料であるマルテンサイト系およびフェライト系のステンレス鋼は比較的高いキュリー点を有し、さらに耐熱性、耐食性、機械加工性、溶接性に優れ、また構造材料として広く生産されているところから、棒材、管材、板材などの素材の入手が容易で且つ安価であるなど、高温環境用鉄心材料に対する諸要求をかなり満足させ得る材料であると考えられる。

文 献

- 1) 村上孝一：“感温磁性材料とその応用”，電気学会誌，93(2)，PP.110-116(1973)
- 2) R.M. Bozorth：“Ferromagnetism”，D. Van Nostrand Co., Inc., pp.14-15 (1951)
- 3) 同上，p.714
- 4) D.I. Gordon, et al.：“Radiation Effects in Magnetic Materials”，Nucleonics, 16(6), pp.73-77 (1958)
- 5) M. Hansen：“Constitution of Binary Alloys”，Mc-Graw Hill, p.713 (1958)
- 6) 同上，p.678
- 7) F.A. Shunk：“Constitution of Binary Alloys”，2nd Supplement, Mc-Graw Hill, pp.335-336 (1969)
- 8) 文献5)，pp.472-473
- 9) R.P. Elliott：“Constitution of Binary Alloys”，1st Supplement, Mc-Graw Hill, pp.319-320 (1965)
- 10) 文献2)，pp.190-205
- 11) 文献5)，p.527

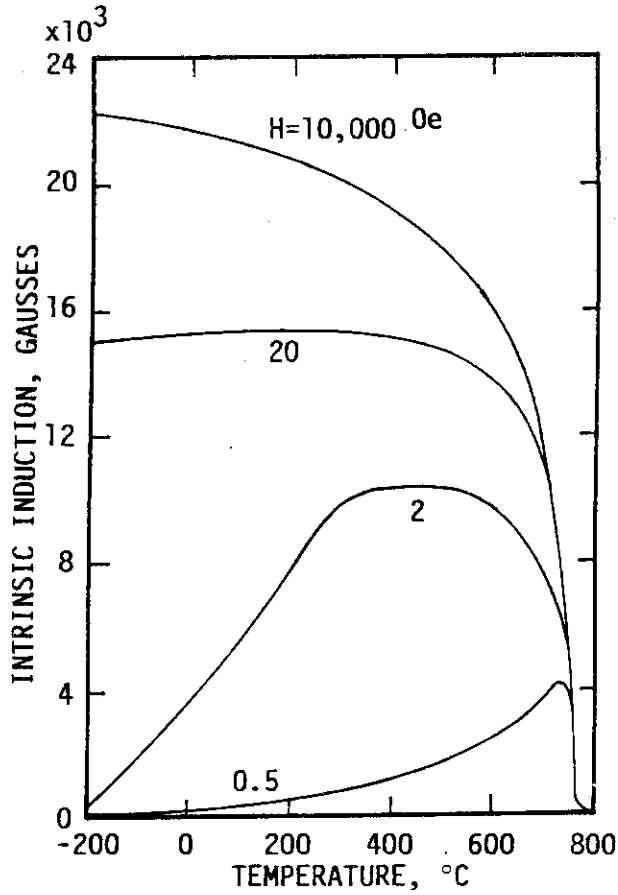


図 2.2-1 温度による鉄の固有磁束密度の変化³⁾

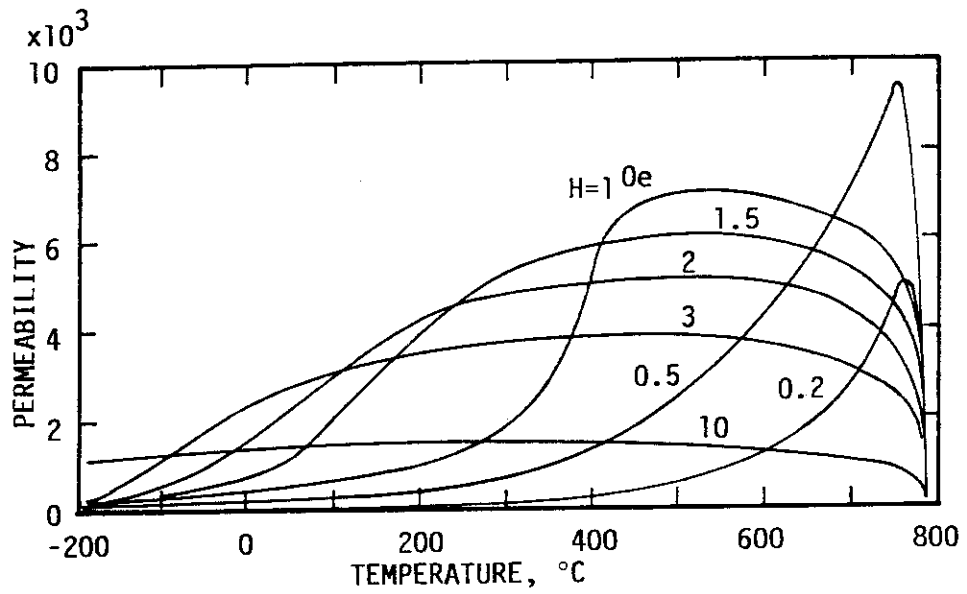


図 2.2-2 温度による鉄の透磁率の変化³⁾

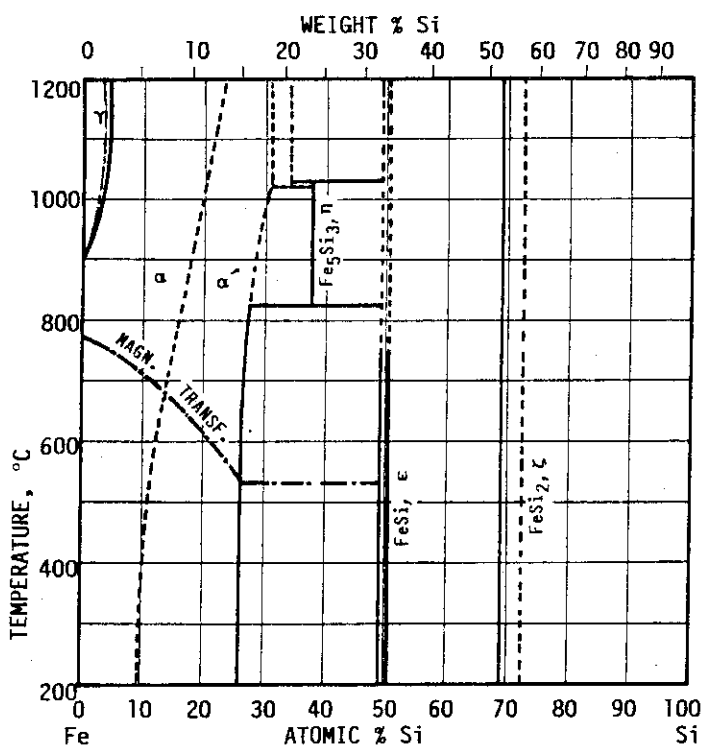


図 2.4-1 Fe-Si 状態⁵⁾

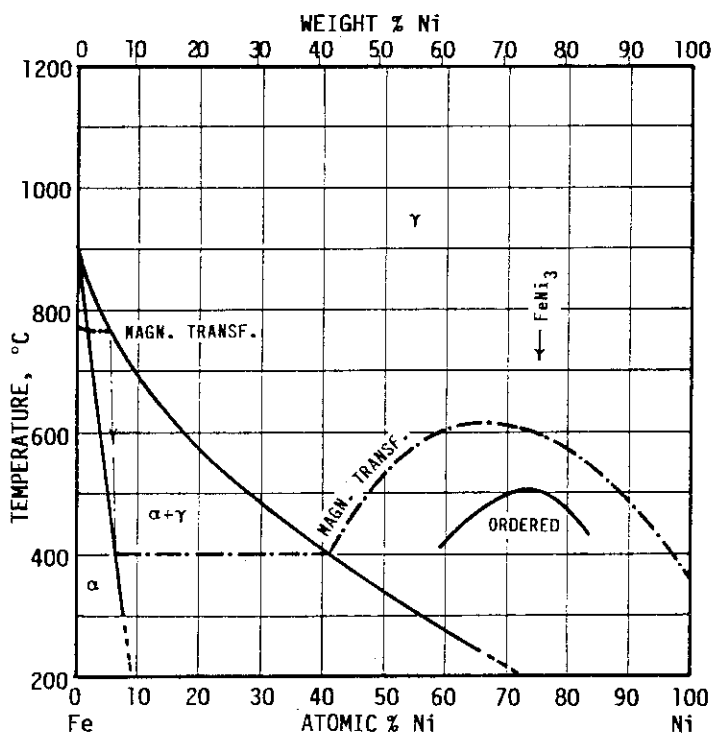


図 2.4-2 Fe-Ni 状態⁶⁾

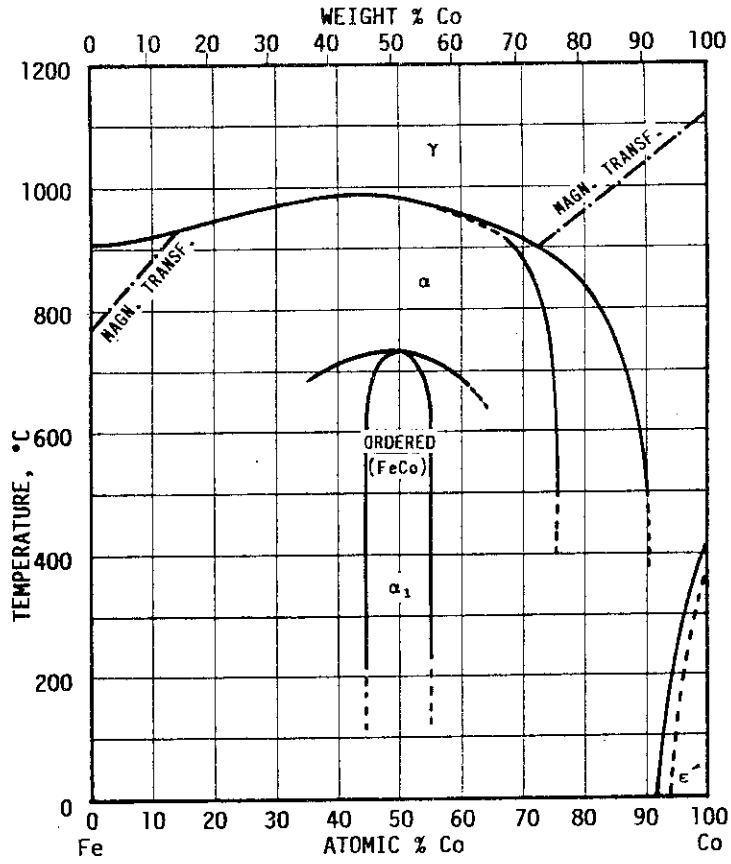


图 2.4-3 Fe-Co 状态图^{8),9)}

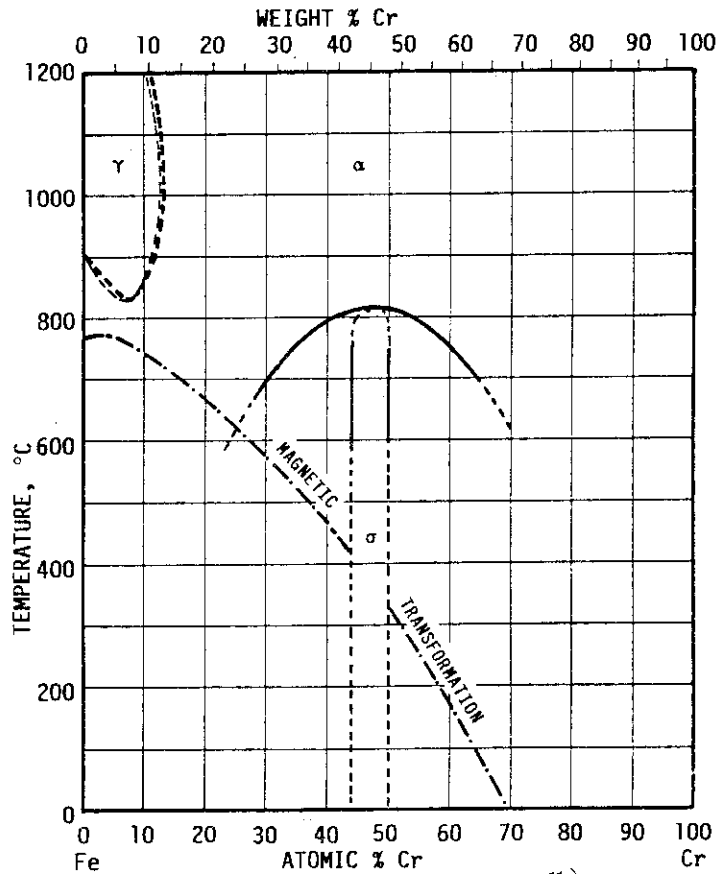


图 2.4-4 Fe-Cr 状态图¹¹⁾

3. 強磁性ステンレス鋼SUS403の磁気特性試験

3.1 はじめに

前章において、高温環境用差動変圧器の鉄心材料として、強磁性を示すマルテンサイト系あるいはフェライト系のステンレス鋼が適当であることを示した。しかし、これらの材料は本来構造材料として開発され利用されてきたものなので、その機械的強度や耐食性については詳しく調べられているが、応用的立場からの磁気的な特性についてはほとんど調べられていない。著者の知るかぎりわずかな例として熱処理に基づくSUS 410の常温における磁化特性の変化が示されているにすぎない。¹⁾ そのため、強磁性ステンレス鋼のうち、最も一般的で入手の容易な且つ磁気的にも優れていると思われるSUS 403およびその相当材料について、その磁気特性を調べ、熱処理と磁化特性の関係、温度による磁化特性の変化、逆磁歪特性などを明らかにした。

本章においては、はじめにFe-Cr系合金の磁気的性質について論じ、材料としてSUS 403を選択した根拠を明らかにする。つづいて、SUS 403の磁化特性およびAISI 410の逆磁歪特性に関する試験とその結果について述べる。なお、磁気特性に関する単位については、材料の場合にCGS単位で表示されるのが普通であるので、それに従った。

3.2 Fe-Cr系合金の磁気的性質と材料の選択

磁気的性質には構造敏感なものと構造不敏感なものがあり²⁾、構造敏感なものには、透磁率、保磁力、ヒステリシス損失が属し、これらは化学組成、内部応力、温度、結晶構造、結晶方位等に鋭敏に影響を受ける。一方、構造不敏感なものには飽和磁化の値、キュリー温度、飽和における磁歪、結晶異方性が属し、上記のものにあまり影響されないとされている。したがって、Fe-Cr系ステンレス鋼の磁気的性質を考えると、構造不敏感な特性に関しては、主たる構成元素による合金の性質がほぼそのままあてはまると考えられるが、構造敏感な特性すなわち実用上重要な特性である初期磁化特性およびヒステリシス磁化特性は、加工、熱処理、微量の非金属不純物の影響を強く受ける。

一般に、強磁性を示すマルテンサイト系およびフェライト系のステンレス鋼は鉄とクロムを主成分とする合金で、これに少量のNi, Mn, C, Si, 等が添加されている。したがって飽和磁化の値、キュリー温度などの構造不敏感な特性はFe-Cr合金の性質から推定することができる。図3.2-1はFe-Crの状態図で³⁾、キュリー温度は5%CrあたりまではCrの添加とともにわずかに上昇するが、その後は低下する。しかし、15%Crあたりまでは十分に高く、700℃を越えている。20%Cr以上になると、キュリー温度がかなり低下してくるとともに、金属間化合物 σ 相が出現する可能性もあり、したがって熱的な変化によって磁気特性がかなり影響を受けるようになると思われる。

飽和磁化および誘導磁化の値も図3.2-2と図3.2-3に示すようにCrの添加とともに減少

する。⁴⁾ 10% Crあたりで、飽和磁化の値は18000 Gaussである。また、10% Crまでの領域ではCrの増加に従って透磁率が急激に小さくなり、20% Cr領域では磁歪も小さくなるといわれている。⁵⁾

6%程度までのクロムを含むクロム鋼は古くは永久磁石材料として知られており、熱処理、非金属元素の添加により構造敏感な性質、例えば透磁率、保磁力などは大きく左右され、1%の炭素を添加することにより、保磁力は60 エルステッドにまで達する。⁶⁾

以上のことを総合すると、できるだけCr量の少ないステンレス鋼を選ぶことによって、高いキューリ温度と大きな飽和磁化を持つ材料を得ることができ、また適当な熱処理を施すことにより、最良の磁化特性を得ることができるものと予想される。Cr量の少ないステンレス鋼は12～13% Crを含むマルテンサイト系およびフェライト系のものである。これらの材料の中で、炭素量の少ないものほど磁氣的に軟かい特性を示すと思われるので、その代表的な材料としてマルテンサイト系ではSUS 403、またフェライト系ではSUS 405を選び出すことができる。さらに実用的な立場から強度と延性の組合せと耐食性にすぐれ、素材の入手が容易なことなどを考慮して、スルテンサイト系のSUS 403を試験対象として選択した。なお、SUS 403は組成および組織構造がSUS 410とほとんど等しく、これらの材料は米国規格のAISI 403およびAISI 410に相当している。したがって、SUS 403の磁気特性はSUS 410、AISI 403およびAISI 410と同等と考えてよい。表3.2-1にJISおよびAISI規格に定められたこれらの材料の化学成分を示す。

3.3 試料の製作と熱処理

1) トロイダル試料と熱処理

磁化特性測定試験および透磁率測定試験のため、図3.3-1に示すように、市販のSUS403棒状素材からトロイダル試料の機械加工を行った。素材は大同特殊鋼(株)製造の外径30 mmφの丸棒で、製造時において焼なまし・酸洗い処理が施されている。試料の製作個数は約60個である。

製作した試料の中から任意に数個を選び、アルゴン雰囲気中での熱処理を行った。写真3.3-1は焼入・焼もどしのためのキャプセルで、キャプセルには右側のパイプからArガスを入れ、右側のパイプから出ていくようにした。また、熱処理時の試料の温度測定のために、トロイダル試料の内側2個所にC A熱電対を取りつけた。このキャプセルを電気炉内に入れ、あらかじめ決めておいた温度変化曲線に沿って電気炉を制御し、熱処理を実施した。図3.3-2は焼入・焼もどし時の試料温度の記録である。温度制御は簡単な半自動式であったために、温度上昇時に多少の変動が生じた。

図3.3-2に示したように、はじめに十分に時間をかけて1000℃まで加熱し、オーステナイト化していった。オーステナイト化が始まる温度は約750～800℃であるので、900℃程度まで加熱・保持すれば十分であるが、炉内温度分布の影響で加熱の不十分な個所が生じる場合を考慮し、1000℃まで加熱した。1000℃での保持時間は約25分であるが、試料の厚さを考慮すれば、十分にオーステナイト化したものと考えられる。焼入れのための急冷は、キャプセルを炉より取り出し、アルゴンガス流量を急増することにより行った。図3.3-2からわかるように、約300℃のマルテンサイト開始点(Ms点)までの時間が約15分であり、普通焼入の急冷条件を十分に満

足していると思われる。Ms 点以下の温度では、アルゴンによる強制冷却をやめ、自然冷却とした。冷却後数時間経過してから、焼戻しを行った。400～550℃における焼もどしぜい化を防ぐために、焼戻し温度を約 700℃とし、そこから焼入操作時と同様の方法で急冷した。

つづいて製作した試料の中から新たに数個の試料を選び、同様のキャプセルを用いて完全焼なまし（高温焼なまし）を行った。試料に用いた SUS 403 素材はすでに焼なまし状態にあるが、磁気特性を調べる上で、熱処理条件を明確にするため、再度焼なましを行ったのである。

写真 3.3-2 は完全焼なまし用キャプセルである。この写真の右側に示されている試料は普通の完全焼なましのためのものであるが、左側の巻線の施されている試料は磁場中冷却効果を調べるためのものである。巻線はシース線を用いて 20 ターン巻いてある。図 3.3-3 は完全焼なまし時の試料温度の記録である。徐冷における勾配が通常の場合に比べて 2 倍ほど急であるが、この理由は単に実用的な立場から熱処理に要する時間を 8 時間ぐらいと定めたためである。1000℃より 600℃まで徐冷を行い、十分にフェライト化してから急冷した。また、磁場中冷却を試みる試料についてはキューリ点に達する直前の 750℃から 20 ターンのコイルに 50 Hz - 0.6 A を通電した。温度制御は、この磁場中冷却試料について行ったので（図 3.3-3 の点線）、磁場をかけない他の試料とは多少温度履歴が異なる（図 3.3-3 の実線）。

2) 逆磁歪特性試験用試料の製作

逆磁歪特性（ビラリ効果）を調べるために、図 3.3-4 に示すような試料を製作した。この試料は市販の AISI 410 丸棒素材より直接に機械加工して製作したもので、特別な熱処理は行っていない。

3.4 試験方法

1) 常温直流磁化特性試験

トロイダル試料に絶縁テープを巻き、その上に 1 次巻線 200 ターン、2 次巻線 10 ターンを施し、直流磁化特性自動記録装置（横河電機製）を用いて、常温直流磁化特性（ヒステリシス磁化曲線および初期磁化曲線）を測定した。各測定毎に、50 Hz - 5 A（最大）を 1 次側に供給し、消磁を行った。消磁における最大励振磁場はピーク値で 282 エルステッドである。この磁場に対して、試料は十分に飽和磁化するのので、消磁はほぼ完全に行われたと考えてよい。

ヒステリシス磁化曲線の測定では励磁を最大 ± 100 エルステッドまで行い、また初期磁化曲線の測定では最大 30 エルステッドまで行った。

2) 昇温直流磁化特性試験

トロイダル試料に石英ウールを巻き、その上に耐熱巻線（ガラスウール被覆クロメル線またはセラミック絶縁ニッケル被覆銅線）を 1 次側 100 ターン、2 次側 10 ターン巻き、この試料を電気炉内に挿入して、室温から 700℃まで加熱して、初期磁化曲線を測定した。各測定毎の消磁は最大励磁 50 Hz - 3 A（85 エルステッド）で、初期磁化曲線測定時の最大励磁は 30 エルステッドである。したがって消磁は十分と思われる。使用した測定装置は前述の常温直流磁化測定の場合と同じ直流磁化特性自動記録装置である。

3) 交流透磁率測定試験

透磁率の温度による変化およびキュリー点を測定するために、室温から800℃近くまでの温度範囲で、交流透磁率を測定した。図3.4-1に測定回路を示す。耐熱巻線を施したトロイダル試料の1次巻線に100 Hz ~ 10 kHzの交流定電流(30 ~ 200 mA)を流し、2次コイルに誘起した電圧を測定した。1次および2次コイルの巻線数は使用した線材によって異なり、10 ~ 50ターンである。励磁電流を I_1 (実効値)、2次側の誘起電圧を V_2 (実効値)、周波数を f_2 、1次および2次コイルの巻線数を N_1 および N_2 とすると、交流の透磁率 μ_{ac} は、比透磁率として、 $\mu_{ac} = B_{ac} / H_{ac}$ から求められる。ここに、 B_{ac} 、 H_{ac} は磁束密度および励磁場のピーク値で、

$$B_{ac} = 0.915 \times \left(\frac{V_2}{N_2 f} \right) \times 10^8, \quad H_{ac} = 0.2828 N_1 I_1$$

である。^{*}この測定における交流励振磁場の大きさは、キュリー点付近の高温時以外は磁化特性の未飽和領域以内にある。^{**}

4) 逆磁歪特性試験

磁性材料が差動変圧器の構造の一部を形成する場合、熱膨張などに基づく応力が加わると、逆磁歪効果(ビラリ効果)による磁気特性の変化が生じ、差動変圧器の特性変化となって現れることが考えられる。また力学量を電気量に変換する形式のセンサへの応用可能性を知る上で逆磁歪効果を調べることは興味ある問題である。そのため、図3.3-5に示した試料を用いて、AISI 410の逆磁歪特性を調べた。図3.4-2に測定回路、図3.4-3に試験方法を示す。

引張りおよび圧縮荷重は試料の上下に設けられた荷重板(Load Bearing Plate)を通して、2本の外径2 mm ϕ の丸棒に加えらる。この丸棒と荷重板との間の空隙は非常に狭く、その磁気抵抗は無視できるので、磁気回路は2本の丸棒のみによる閉回路として形成されていると考えてよい。したがって、試料に加えられた荷重を W [kg]とすると、試料に加えられた応力は $W / 2\pi$ [kg/mm²]となり、このときの2次側の誘起電圧の変化を ΔV [V]とすると、 $\sqrt{2}\Delta V = N \omega S \Delta B \times 10^{-8}$ となる。ここに N は2次側のコイルの巻線で1000ターン、 ω は励振角周波数、 S は丸棒の断面積で $\pi \times 10^{-2}$ [cm²]、 ΔB は誘導磁化[ガウス]の変化である。また、励振電流を I [A]とすると励振磁界のピーク値は $0.4 \pi \sqrt{2} I N / \ell$ [エルステッド]となる。ここに N は1次巻線数で $N = 1000$ ターン、また ℓ は磁路長で $\ell = 6$ [cm]である。

逆磁歪特性の測定は、はじめに荷重(引張りおよび圧縮)を加え、励振周波数を400 Hzに固定し、励振電流の大きさを10 mA, 20 mA, 50 mA, 100 mAと変化させながら、そのときの2次側の誘起電圧を測定することによって行った。

3.5 試験結果および考察

1) [†]バージン試料の常温直流磁化特性

SUS 403の丸棒素材より製作したトロイダル試料27個について、室温における直流ヒステリ

* ともにCGS単位。試料の磁路長 $\ell = 2\pi$ [cm]、断面積 $S = 0.246$ [cm²]を用いた。

** オシロスコープにより誘起電圧波形の歪み程度を観察した。

† 熱処理(焼入・焼もどしまたは完全焼なまし処理)の施されていない試料、すなわち丸棒素材より加工したまゝのトロイダル試料を意味する。

シス磁化特性と初期磁化特性を測定し、そのばらつきを見た。その結果を表 3.5-1 に示す。この表に示したものは最大励磁 100 エルステッドにおける飽和磁化 B_m , 残留磁化 B_r , 保磁力 H_c および初期透磁率 μ_0 , 最大透磁率 μ_m , 角形比 B_r/B_m である。さらに、これらの平均値 \bar{X} と標準偏差 σ , これから求めた各実測値の偏差値 S. S. および平均値からのずれ程度 (+2~-2) も合わせて示してある。最も平均に近い試料 # 19 の磁化特性を図 3.5-1~2 に示す。また、平均値からのずれ程度の大きいものを除いて、初期磁化特性のばらつき程度を示すと、図 3.5-3 のようになる。これらの結果から、平均的な値として、飽和磁化 15300 ガウス, 保磁力 5.6 エルステッド, 初期透磁率 173, 最大透磁率 790 がそれぞれ得られる。これより SUS 403 は一般の軟質磁性材料に比べて磁気的にかなり“硬質”であるが、半硬質磁性材料と呼ばれるほどには“硬”くない材料といえる。

2) バージン試料の交流初期透磁率

直流磁化特性測定に続いて、常温における交流初期透磁率を測定し、そのばらつきを見た。図 3.5-4 に測定方法を示す。^{*} 励磁は 1 kHz の 2.4 エルステッド (ピーク値) である。測定結果および平均値, 標準偏差, 偏差値, 平均値からの“ずれ”の程度を表 3.5-2 に示す。

3) 温度による初期磁化特性の変化

残りのバージン試料の中から任意に 1 個を選び、室温から 700 °C までの直流初期磁化特性を調べた。その結果を図 3.5-5 に示す。また、30 エルステッドの励磁に対する磁化の強さを温度についてプロットすると、図 3.5-6 のようになる。これより、キュリー点を求めると、約 710 °C となる。

4) 交流初期透磁率の温度特性および周波数特性

バージン試料の温度を室温から 750 °C まで上げながら、交流初期透磁率を測定した。励振磁界の大きさはピーク値で 0.42 エルステッドとし、周波数を 100 Hz ~ 10 kHz のあいだで変えてみた。測定結果を図 3.5-7 に示す。これよりキュリー点を求めると 730 °C となる。この値は、3) で求めた値より 20 °C 高い値となっている。この差は実験体系で生じる温度誤差によるものと思われる。

励振周波数が高くなると透磁率が減少するのは、うず電流損失が増えるために、実効の透磁率が下ることによる。図 3.5-7 から周波数に対する透磁率の変化を求めると、図 3.5-8 が得られる。

5) 熱処理による直流磁化特性の変化

熱処理による直流ヒステリシス磁化特性および直流初期磁化特性の変化をそれぞれ図 3.5-9 および図 3.5-10 に示す。焼入・焼もどし (Q- & -T) を行うとバージン試料に比べて角形性が増し、保磁力が約 2 倍程度大きくなる。いわゆる磁気的に硬くなる。保磁力の増大に伴い、初期磁化特性にも変化が見られ、初透磁率は小さくなる。

完全焼なまし (H. T. A.) では、角形性および保磁力には変化は見られないが、飽和磁束密度が約 4 % 程度小さくなっている。飽和磁束密度の低下に伴い初期磁化特性も全体的に低下し、初

* バージン試料に対してはこの方法によって測定したが、熱処理試料に対しては先に示した図 3.4-1 によって行った。両者の違いは励振回路のインピーダンスが異なる。

期透磁率が小さくなる。

図 3.5-11 ~ 12 は完全焼なまし時における磁場中冷却の効果を調べるために、キューリ点を通過する直前から交流励磁を開始し、冷却した場合の結果である。ここに透磁率の増加と保磁力の低下が見られる。

6) 熱処理試料の交流初期透磁率およびその温度特性

熱処理試料の交流初期透磁率の温度による変化を調べた。その結果を図 3.5-13 に示す。交流励振磁界の大きさはピーク値で 1.2 エルステッドである。温度による透磁率の変化はバージン試料の場合と同じ傾向を示し、キューリ点は約 730 °C である。完全焼なましの場合にキューリ温度がわずかに高くなっているのは組織変化（クロム炭化物の析出で母相のクロム濃度が低下したため）の影響によるものと思われる。

つぎに、温度サイクルに基づく交流透磁率の変化を調べた。温度サイクルは室温から 350 °C、室温から 450 °C、室温から 600 °C の 3 通りについて実施した。その結果を図 3.5-14 ~ 16 に示す。いずれの場合にも、初期の温度上昇時の特性に比べて第 2 サイクルの特性は数パーセント変化している。しかし、第 2 サイクル以降では特性が安定し、第 2 サイクル ~ 第 4 サイクルではほとんど特性の変化は認められない。したがって、実用にあたっては、使用温度範囲内で数サイクルのエージングを行う必要がある。

7) 熱処理試料の硬度と金属組織

磁気的な硬さ（保磁力の大きさ）と機械的な硬さはほぼ比例関係にあることが知られている。そこで、5) で述べた試験結果の妥当性を確認する意味で、被試験試料のビッカース硬度測定および金属組織の顕微鏡観察を行った。表 3.5-3 にビッカース硬度測定の結果を 5) で得られた保磁力の値（図 3.5-9 および 3.5-11 参照）と対比して示す。これより保磁力とビッカース硬度との比例性が確認できる。焼入・焼もどし試料の保磁力とビッカース硬度が他の試料と比べて約 2 倍程度大きいのは、焼入れによって生じたマルテンサイト組織が焼もどした状態でもまだ十分に軟化し得なかったためである。これは写真 3.5-1 に示した顕微鏡組織の観察結果から確認できる。すなわち、バージン試料は焼なまし組織（フェライト母相 + 析出炭化物）を示しているのに対し、焼入・焼もどし試料は高温焼もどしマルテンサイト組織を示している。

8) 逆磁歪特性

逆磁歪特性（ビラリ効果）は、AISI 410 について調べた。AISI 410 は前述のように SUS 403 に比べて Si 含有量がわずかに多いだけで、他の成分含有量および顕微鏡組織は全く同じである。したがって、逆磁歪特性についても両者はほぼ同じ傾向を示すものと思われる。

試験の結果を図 3.5-17 に示す。これより、かなりの逆磁歪感度を有することがわかり、したがって、本材料を高温環境下で使用する場合には周辺材料との熱膨脹差等に基づく応力等が加わらないような配慮が必要である。別の見方をすれば力学量のセンサとしての利用も考えられる。

3.6 差動変圧器用鉄心としての軟鉄との比較

SUS 403 は一般の軟磁性材料に比べて磁気的に硬いことが明らかになったが、実際の差動変圧器用鉄心として高周波励振のもとで使用した場合にどの程度の感度特性を示すかを軟鉄の場合と

比較してみた。使用した軟鉄は普通鋼として最も一般的なSS 41である。

図3.6-1は実験方法を示すもので、長さ約30mm、直径14mmの金属(SUS 304)ボビンに15mmの中で1次コイルと2次コイルを190ターンずつ巻き、1次コイルを10kHz-50mAの高周波で励振し、その中を直径12.5mm×長さ40mmのSUS 403鉄心および軟鉄鉄心を移動させながら、2次コイルの誘起電圧を測定した。その結果を図3.6-2に示す。これより、SUS 403鉄心は軟鉄鉄心に比べて約20%大きい出力を与えることがわかる。これは、SUS 403の場合初期透磁率が一般の軟鉄と同程度か幾分大きい上に、比抵抗はかなり大きいので電流損失が少なく、したがって大きな出力を与えるものと思われる。

3.7 まとめ

SUS 403および同等品種の磁気特性について、応用的見地からその特徴をまとめると、つぎのようになる。

- (1) 一般の軟磁性材料に比べ、磁氣的に幾分硬質であるが、半硬質磁性材料と呼ぶほどには硬くない。
- (2) 本来は構造材料であるので、素材の部分部分において、磁気特性にばらつきがあるが、平均的な値としては、おおよそ飽和磁化が15300 Gauss、保磁力が5.6エルステッド、初期透磁率が173、最大透磁率が790、キュリー点が720°Cである。
- (3) 熱処理によって磁化特性が変化し、焼入・焼もどしによって保磁力および角形性が増す。完全焼なましでは、飽和磁化が幾分減少し、それにつれて透磁率も減少する。
- (4) 温度履歴により、第1サイクルと第2サイクル以降では若干の磁気特性の変化があるので、実用に当っては、使用温度範囲内での温度サイクルによるエージングを行うことが望ましい。
- (5) 差動変圧器用鉄心として利用する場合は、耐食性のみならず、感度の面からも、軟鉄より優れている。

文 献

- 1) 長谷川正義編：“ステンレス鋼便覧”，日刊工業新聞社，頁370（1973）
- 2) R.M. Bozorth：“Ferromagnetism”，D. Van Nostrand Co. Inc.，p.14（1951）
- 3) M. Hansen：“Constitution of Binary Alloys”，Mc-Graw Hill，p.527（1958）
- 4) 文献2)，p.229
- 5) 同上，p.228
- 6) 同上，p.375

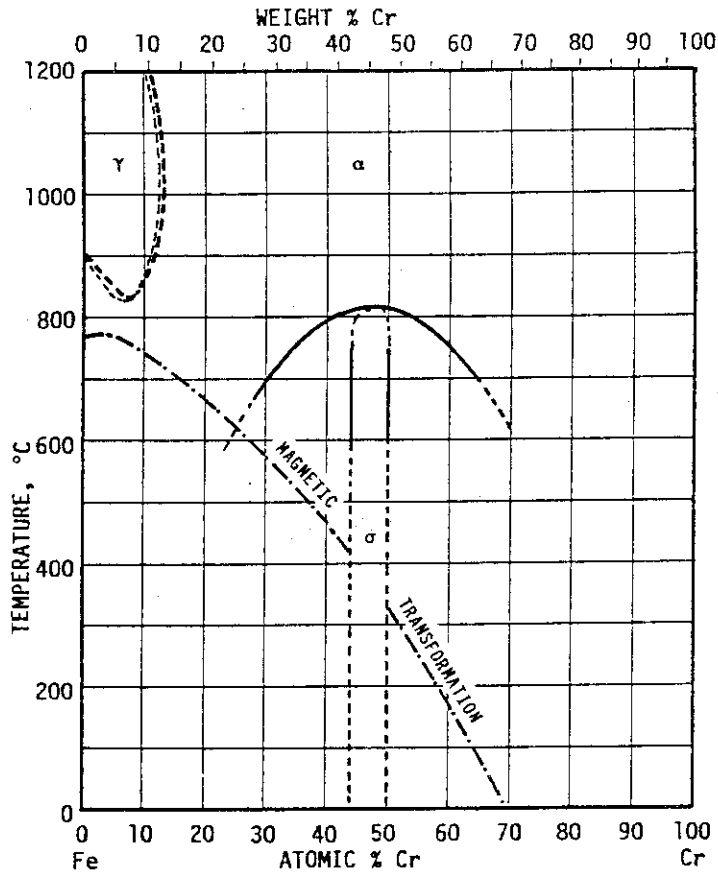


図 3.2-1 Fe-Cr 状態図³⁾

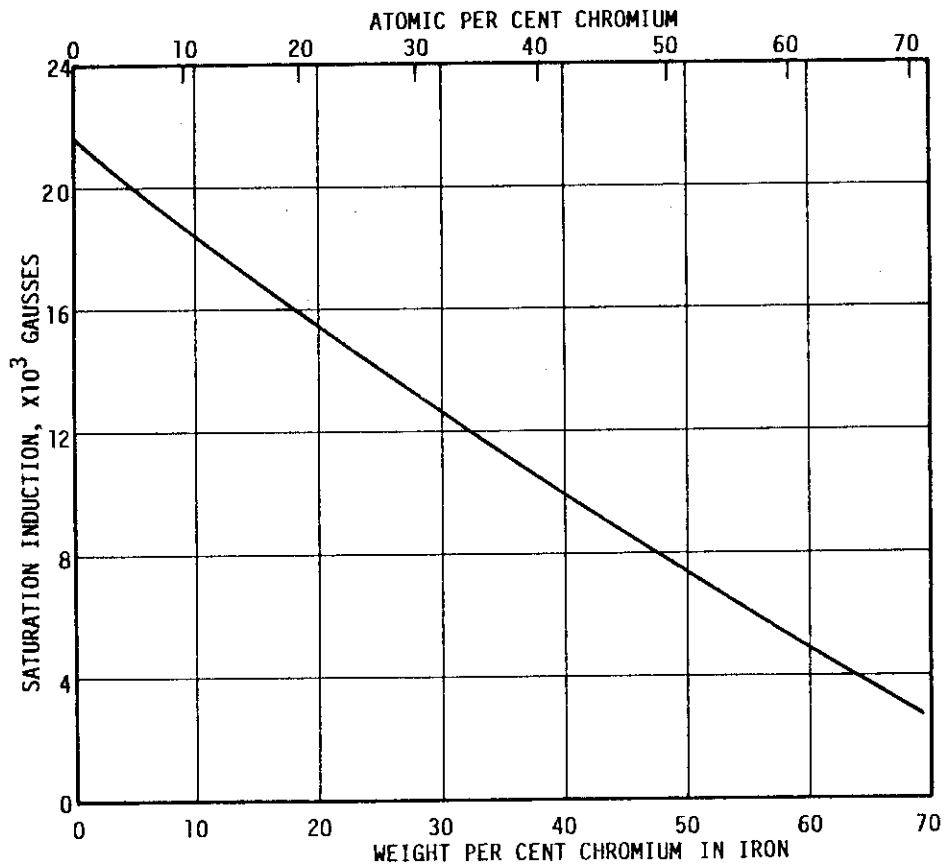


図 3.2-2 Fe-Cr 合金の飽和磁化⁴⁾

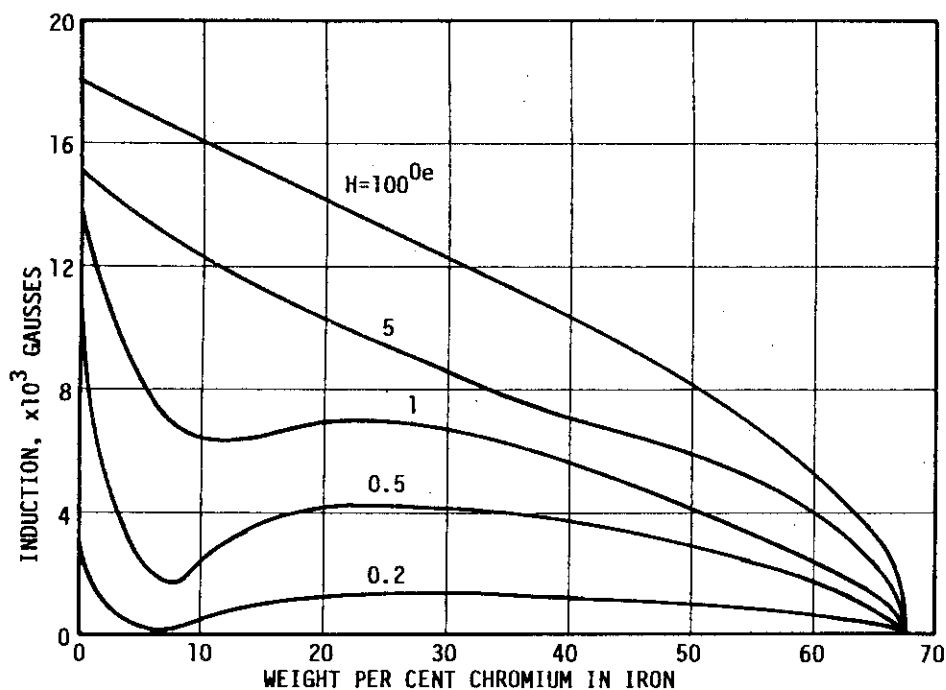


図 3.2-3 Fe-Cr 合金の誘導磁化の大きさ⁴⁾

表 3.2-1 JIS および AISI 規格による SUS 403, SUS 410, AISI 403, AISI 410 の化学成分表

| | Chemical Composition (%) | | | | | | | Remarks |
|---------|--------------------------|------|------|-------|-------|------|------------------|---------------|
| | C | Si | Mn | P | S | Ni | Cr | |
| SUS403 | <0.15 | <0.5 | <1.0 | <0.04 | <0.03 | <0.6 | 11.50 ~ 13.00 | Turbine Grade |
| AISI403 | " | " | " | " | " | — | " | |
| SUS410 | " | <1.0 | " | " | " | <0.6 | " | General Grade |
| AISI410 | " | " | " | " | " | — | " | |

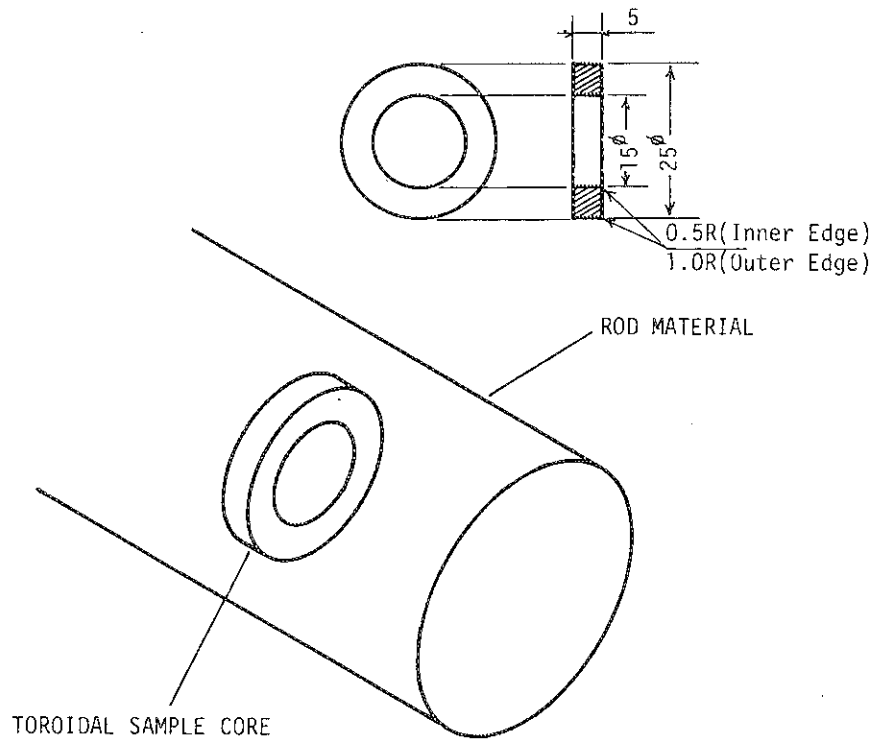


図 3.3-1 トロイダル試料の加工

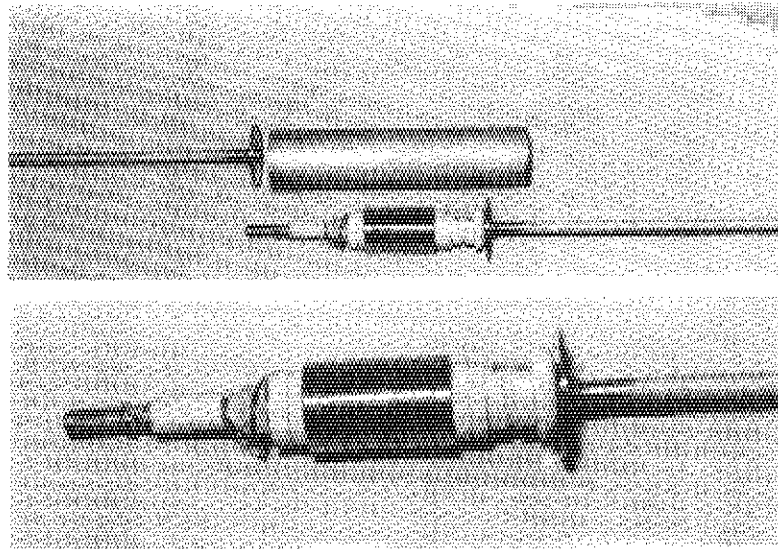


写真 3.3-1 焼入・焼もどし用キャプセル

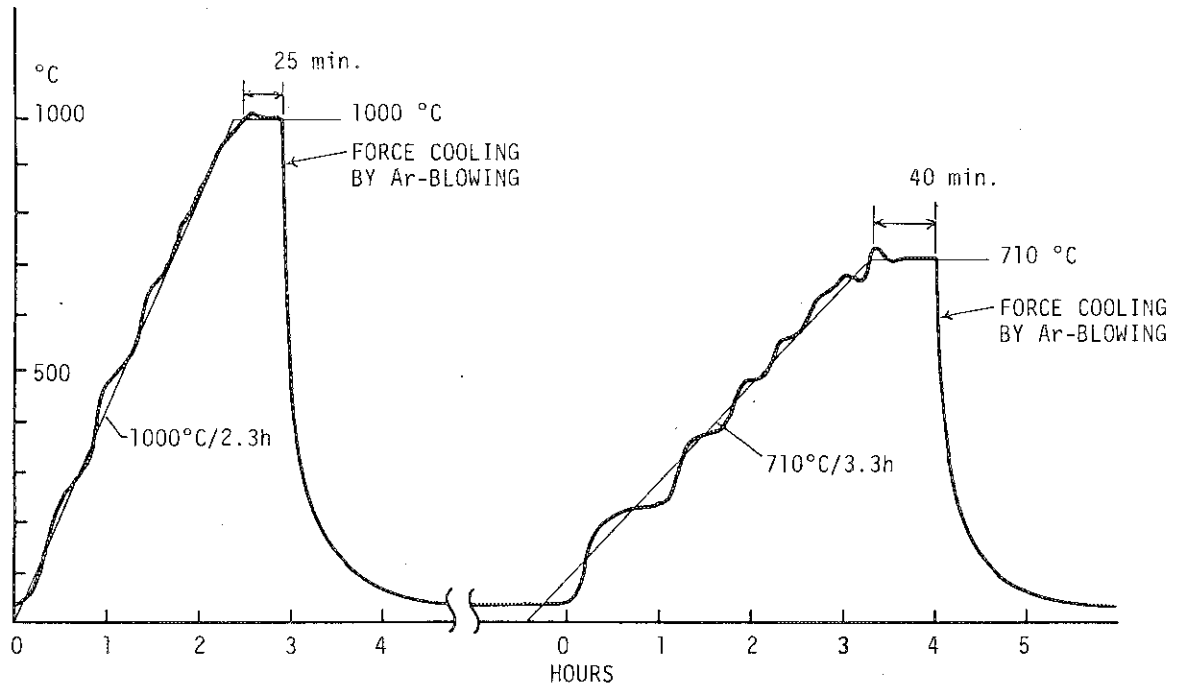


図 3.3-2 焼入・焼もどし試料の温度履歴

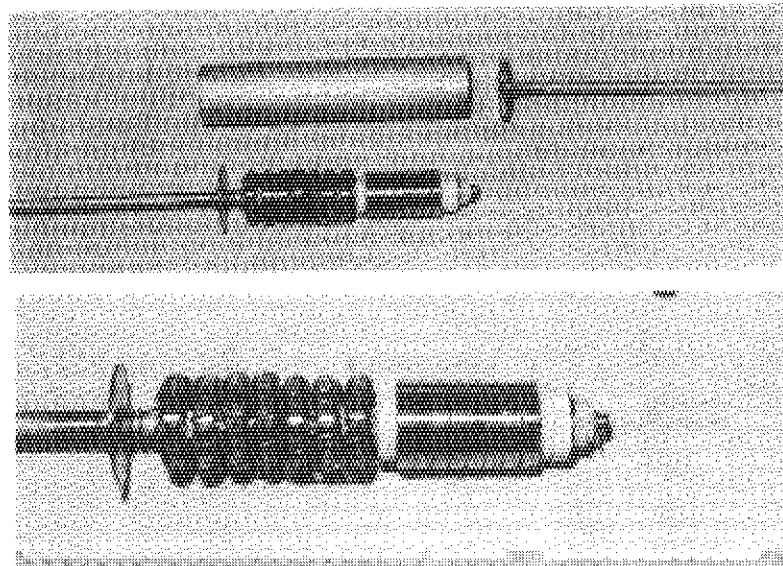


写真 3.3-2 完全焼なまし用キャプセル

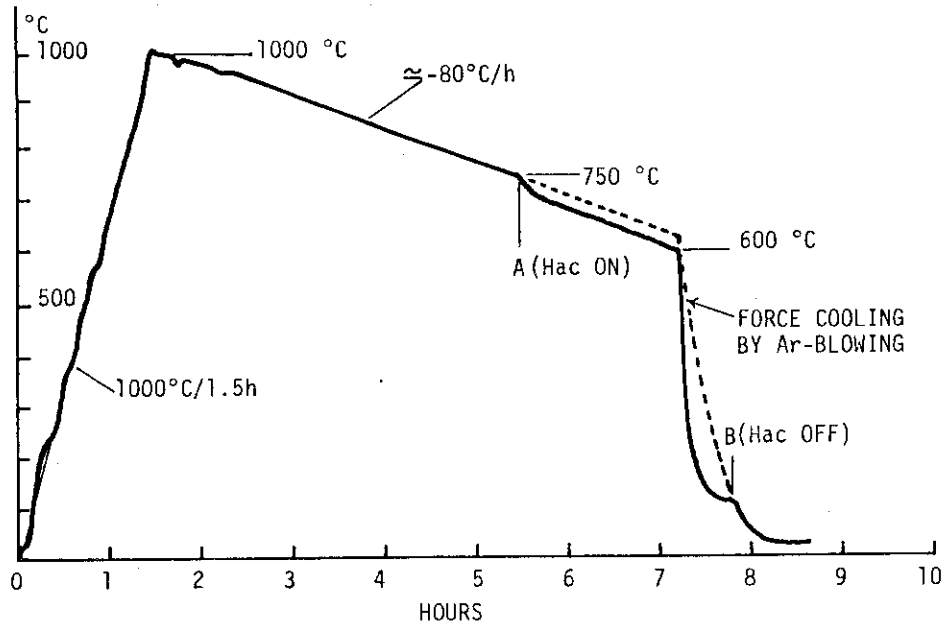


図 3.3-3 完全焼なまし試料の温度履歴

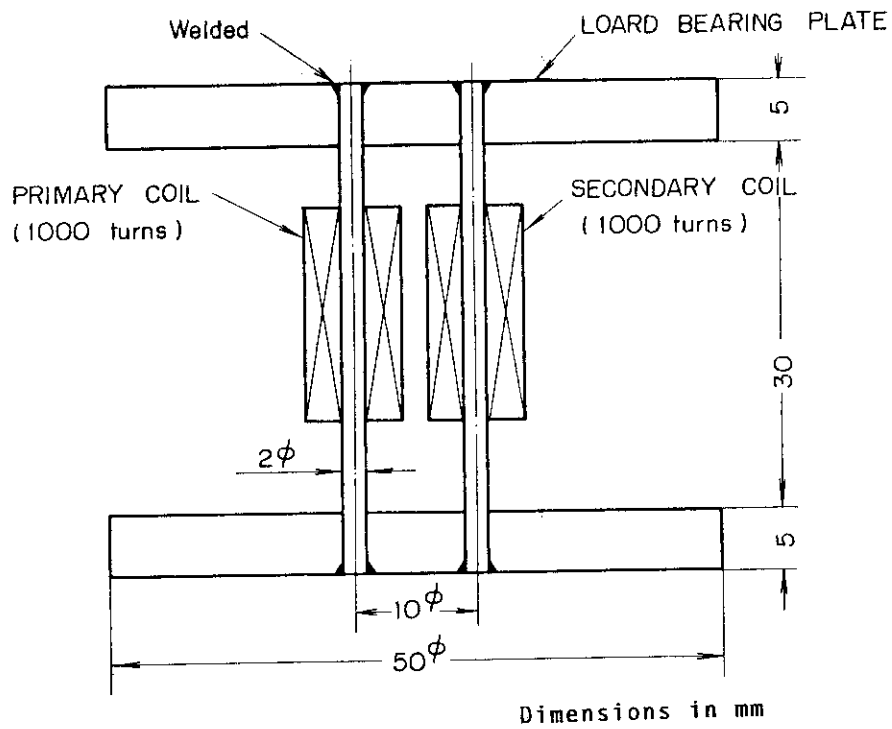


図 3.3-4 逆磁歪特性試験用の試料

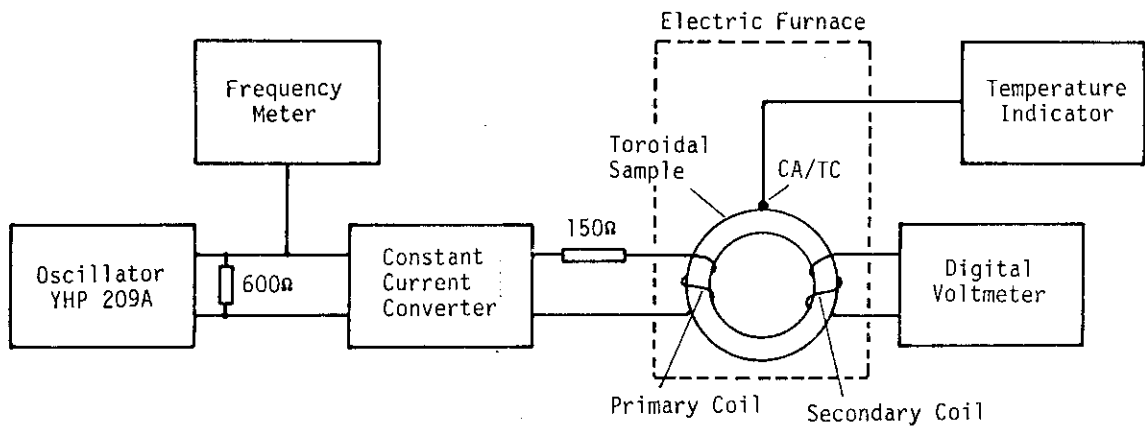


图 3.4-1 交流透磁率测定回路

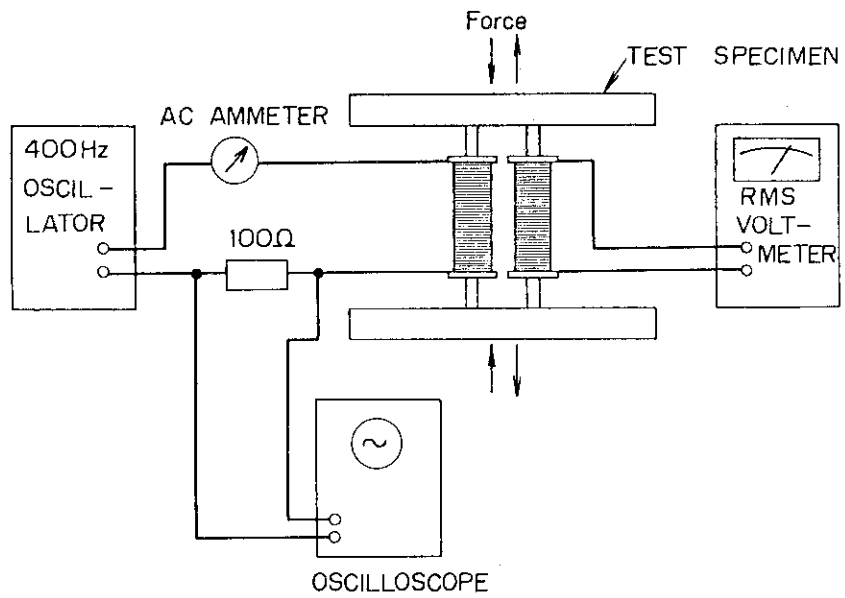


图 3.4-2 逆磁歪特性测定回路

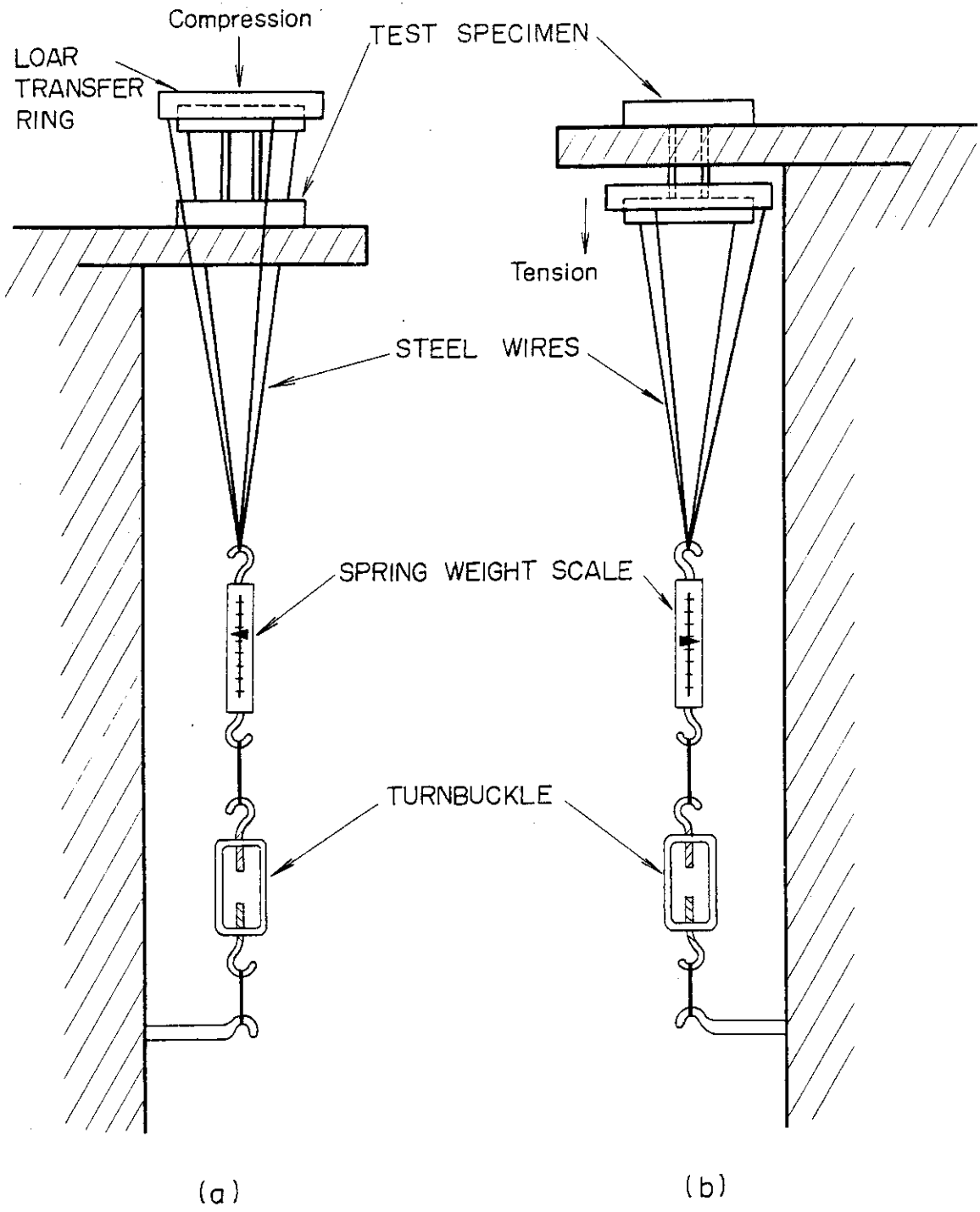
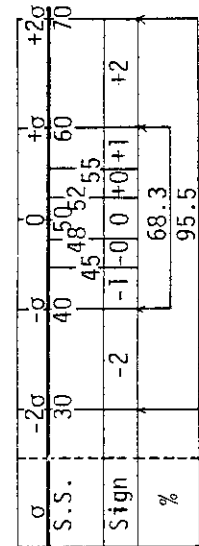


図 3.4-3 逆磁歪特性測定における荷重方法

表 3.5-1 SUS 403 パージン試料の直流磁化特性

| SAMPLE # | Bm, Gauss; (S.S.) | Br, Gauss; (S.S.) | Hc, Oe; (S.S.) | μ_0 ; (S.S.) | μ_m ; (S.S.) | Br/Bm |
|-----------|-------------------|-------------------|----------------|------------------|------------------|------------------|
| 1 | 15300 (51.4) 0 | 9100 (45.3) +0 | 5.5 (42.5) -1 | 193 (62.7) +2 | 762 (45.3) -0 | 0.5948 (44.1) -1 |
| 2 | 15240 (42.0) -1 | 9700 (59.2) +1 | 5.6 (48.3) 0 | 168 (47.2) -0 | 813 (55.1) +1 | 0.6365 (60.7) +2 |
| 3 | 15240 (42.0) -1 | 9000 (43.0) -1 | 5.8 (60.0) +1 | 167 (46.6) -0 | 744 (41.8) -1 | 0.5906 (42.4) -1 |
| 4 | 15340 (57.6) +1 | 9530 (55.3) +1 | 5.6 (48.3) 0 | 180 (54.6) +0 | 798 (52.2) +1 | 0.6213 (54.6) +0 |
| 5 | 15280 (48.3) 0 | 8940 (41.6) -1 | 5.3 (31.0) -2 | 170 (48.4) 0 | 736 (40.3) -1 | 0.5851 (40.2) -1 |
| 6 | 15420 (70.0) +2 | 9460 (53.7) +0 | 5.4 (36.8) -2 | 180 (54.6) +0 | 830 (58.3) +1 | 0.6135 (51.5) 0 |
| 7 | 15200 (35.8) -2 | 8600 (33.8) -2 | 5.6 (48.3) 0 | 161 (42.8) -1 | 691 (31.6) -2 | 0.5658 (32.5) -2 |
| 8 | 15350 (59.2) +1 | 9760 (60.6) +2 | 5.6 (48.3) 0 | 172 (49.7) 0 | 827 (57.8) +1 | 0.6358 (60.4) +2 |
| 9 | 15320 (54.5) +0 | 9260 (49.0) 0 | 5.6 (48.3) 0 | 177 (52.8) +0 | 773 (47.4) -0 | 0.6044 (47.9) -0 |
| 10 | 15260 (45.2) -0 | 9940 (64.8) +2 | 5.4 (36.8) -2 | 183 (56.5) +1 | 878 (67.6) +2 | 0.6514 (66.6) +2 |
| 11 | 15240 (42.0) -1 | 9550 (55.8) +1 | 5.6 (48.3) 0 | 168 (47.2) -0 | 776 (48.0) 0 | 0.6266 (56.7) +1 |
| 12 | 15280 (48.3) 0 | 9400 (52.3) +0 | 5.6 (48.3) 0 | 163 (44.1) -1 | 798 (52.2) +0 | 0.6152 (52.2) +0 |
| 13 | 15260 (45.2) -0 | 9460 (53.7) +0 | 5.7 (54.0) +0 | 173 (50.3) 0 | 766 (46.0) -0 | 0.6199 (54.1) +0 |
| 14 | 15220 (38.9) -2 | 8300 (26.8) -3 | 6.0 (71.3) +3 | 136 (27.4) -3 | 693 (32.0) -2 | 0.5453 (24.3) -3 |
| 15 | 15380 (63.8) +2 | 10060 (67.6) +2 | 5.5 (42.5) -1 | 173 (50.3) 0 | 869 (65.8) +2 | 0.6541 (67.7) +2 |
| 16 | 15240 (42.0) -1 | 8900 (40.7) -1 | 5.9 (65.5) +2 | 164 (44.7) -1 | 760 (44.9) -1 | 0.5840 (39.7) -2 |
| 17 | 15300 (51.4) 0 | 9280 (49.5) 0 | 5.7 (54.0) +0 | 189 (60.2) +2 | 816 (55.7) +1 | 0.6065 (48.7) 0 |
| 18 | 15400 (67.0) +2 | 10940 (67.1) +2 | 5.4 (36.8) -2 | 207 (71.3) +3 | 911 (73.9) +3 | 0.6519 (66.8) +2 |
| 19 | 15260 (45.2) -0 | 9280 (49.5) 0 | 5.7 (54.0) +0 | 172 (49.7) 0 | 781 (48.9) 0 | 0.6081 (49.4) 0 |
| 20 | 15240 (42.0) -1 | 8960 (42.1) -1 | 5.4 (36.8) -2 | 207 (71.3) +3 | 782 (49.1) 0 | 0.5879 (41.3) -1 |
| 21 | 15320 (54.5) +0 | 9220 (48.1) 0 | 5.7 (54.0) +0 | 169 (47.8) -0 | 796 (51.8) 0 | 0.6018 (46.8) -0 |
| 22 | 15300 (51.4) 0 | 9520 (55.1) +1 | 5.9 (65.5) +2 | 139 (29.2) -3 | 770 (46.8) -0 | 0.6222 (55.0) +0 |
| 23 | 15360 (60.7) +2 | 9220 (48.1) 0 | 5.6 (48.3) 0 | 194 (63.3) +2 | 830 (58.3) +1 | 0.6003 (46.2) -0 |
| 24 | 15180 (32.7) -2 | 9180 (47.2) -0 | 5.7 (54.0) +0 | 157 (40.4) -1 | 758 (44.5) -1 | 0.6047 (48.0) 0 |
| 25 | 15420 (70.0) +2 | 8730 (36.8) -2 | 5.8 (60.0) +1 | 167 (46.6) -0 | 709 (35.1) -2 | 0.5661 (32.6) -2 |
| 26 | 15230 (40.5) -1 | 9880 (63.4) +2 | 5.5 (42.5) -1 | 170 (48.4) 0 | 828 (58.0) +1 | 0.6487 (65.5) +2 |
| 27 | 15280 (48.3) 0 | 8860 (39.8) -2 | 5.9 (65.5) +2 | 160 (42.2) -1 | 742 (41.4) -1 | 0.5798 (38.1) -2 |
| \bar{x} | 15291.1 | 9301.1 | 5.63 | 172.6 | 786.6 | 0.6097 |
| σ | 64.2 | 432.1 | 0.17 | 16.2 | 52.0 | 0.0251 |



$$S.S. = \frac{10(x-\bar{x})}{\sigma} + 50$$

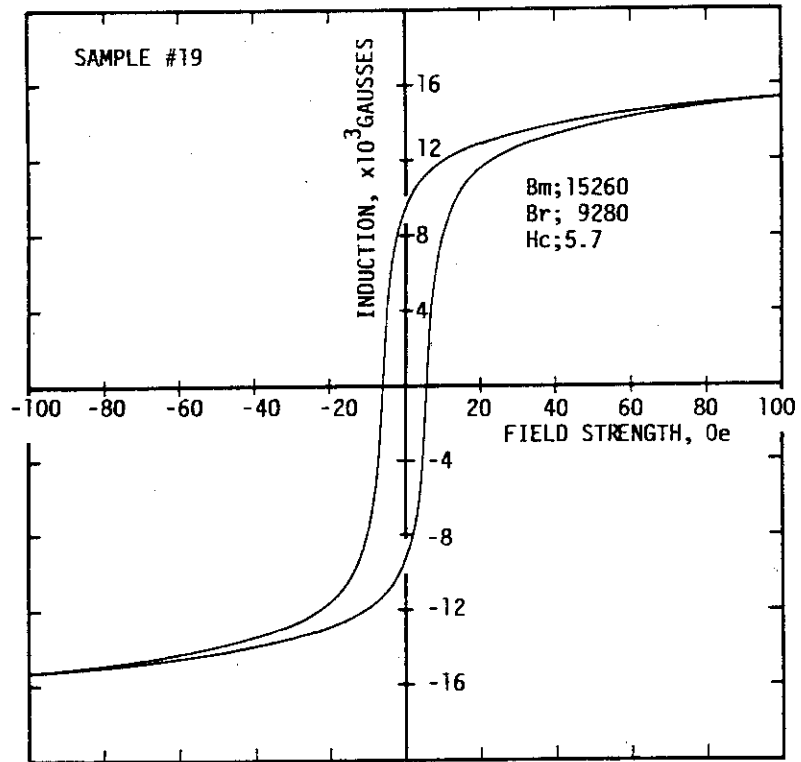


図 3.5-1 SUS 403 バージン試料のヒステリシス磁化特性

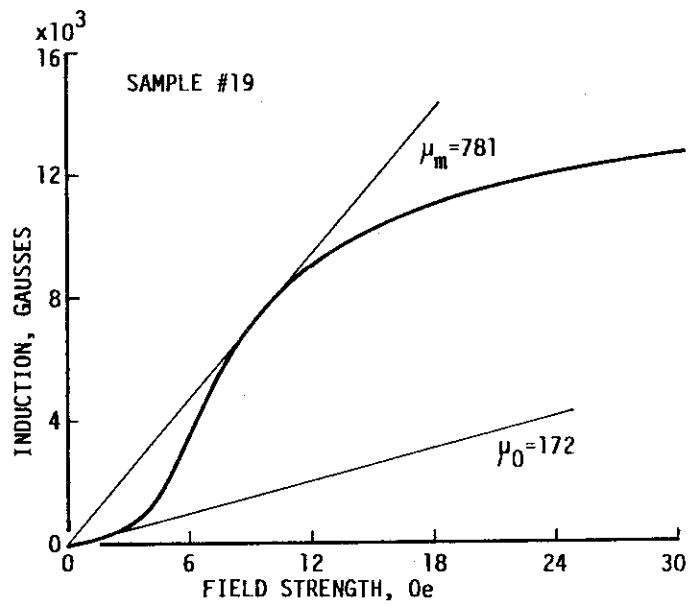


図 3.5-2 SUS 403 バージン試料の初期磁化特性

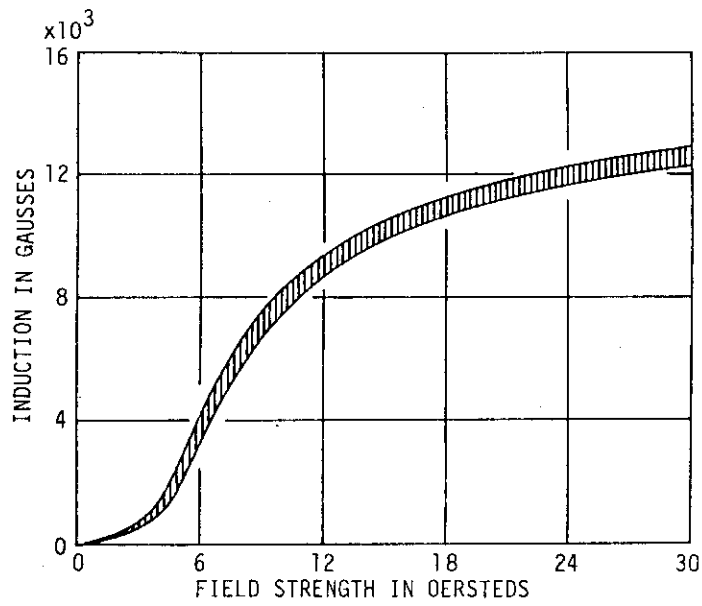


図 3.5-3 SUS 403 バージン試料の初期磁化特性とばらつき

AC MEASUREMENT; Virgin, Room Temp.

$H_{ex} = 2.4$ oersteds (p-p) - 1 kHz: $N_1 = 200$ turns;
 $I_{ex} = 42.4$ mA, rms;
 $R_c = 150$ ohms.

$$H_p = 0.0566 \times 10^3 \times I_{ex,rms} \quad (\text{oersteds})$$

$$B_p = 9.187 \times 10^3 \times V_{2,rms} \quad (\text{gausses})$$

when $N_2 = 10$ turns and
 $f_{ex} = 1$ kHz.

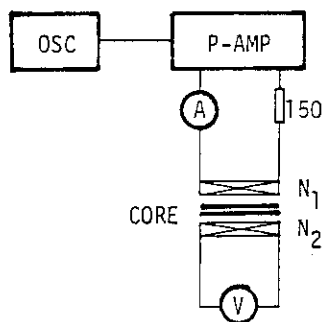


図 3.5-4 交流初期透磁率測定回路

表 3.5 -2 SUS 403 バージン試料の交流初期透磁率

| SAMPLE # | V ₂ ,mV,rms | B _p ,Gauss | $\mu_{e,ac}$;(S.S.) |
|-----------|------------------------|-----------------------|----------------------|
| 1 | 17.6 | 161.7 | 67.4 (43.65) -1 |
| 2 | 17.6 | 161.7 | 67.4 (43.65) -1 |
| 3 | 17.9 | 164.4 | 68.5 (49.21) 0 |
| 4 | 18.6 | 170.9 | 71.2 (62.87) +2 |
| 5 | 17.9 | 164.4 | 68.5 (49.21) 0 |
| 6 | 19.1 | 175.5 | 73.1 (72.47) +3 |
| 7 | 16.6 | 152.5 | 63.5 (23.93) -3 |
| 8 | 18.3 | 168.1 | 70.1 (57.30) +1 |
| 9 | 18.2 | 167.2 | 69.7 (55.28) +2 |
| 10 | 17.8 | 163.5 | 68.1 (47.19) -0 |
| 11 | 17.6 | 161.7 | 67.4 (43.65) -1 |
| 12 | 18.0 | 165.4 | 68.9 (51.24) 0 |
| 13 | 18.1 | 166.3 | 69.3 (53.26) +0 |
| 14 | 17.5 | 160.8 | 67.0 (41.63) -1 |
| 15 | 18.3 | 168.1 | 70.1 (57.30) +1 |
| 16 | 17.6 | 161.7 | 67.4 (43.65) -1 |
| 17 | 17.9 | 164.4 | 68.5 (49.21) 0 |
| 18 | 18.6 | 170.9 | 71.2 (62.87) +2 |
| 19 | 17.7 | 162.6 | 67.8 (45.67) -0 |
| 20 | 17.1 | 157.1 | 65.5 (34.04) -2 |
| 21 | 17.8 | 163.5 | 68.1 (47.19) -0 |
| 22 | 17.6 | 161.7 | 67.4 (43.65) +2 |
| 23 | 18.3 | 168.1 | 70.1 (57.30) +1 |
| 24 | 18.0 | 165.4 | 68.9 (51.24) 0 |
| 25 | 18.9 | 173.6 | 72.3 (68.43) +2 |
| 26 | 18.1 | 166.3 | 69.3 (53.26) +0 |
| 27 | 17.5 | 160.8 | 67.0 (41.63) -1 |
| \bar{X} | | | 68.66 |
| σ | | | 1.98 |

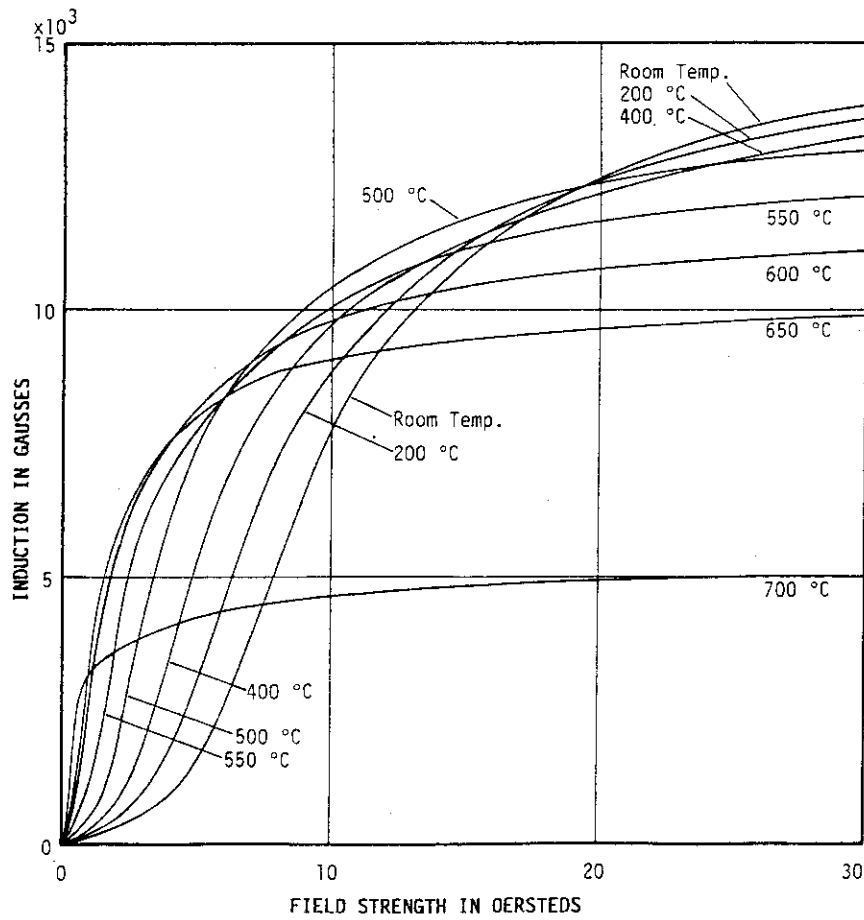


図 3.5-5 SUS 403 の初期磁化特性と温度によるその変化

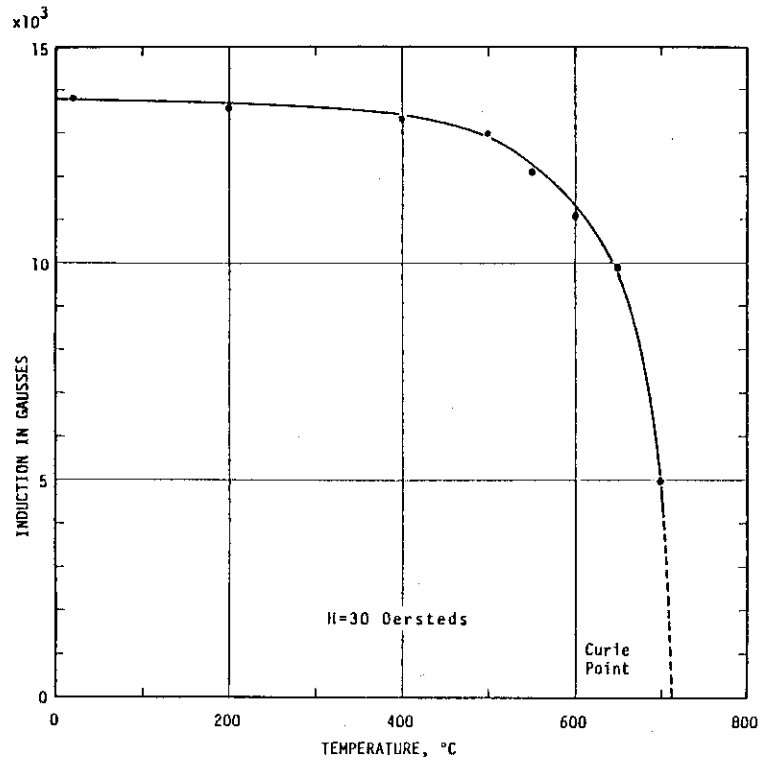


図 3.5-6 温度によるSUS 403 の磁化の変化

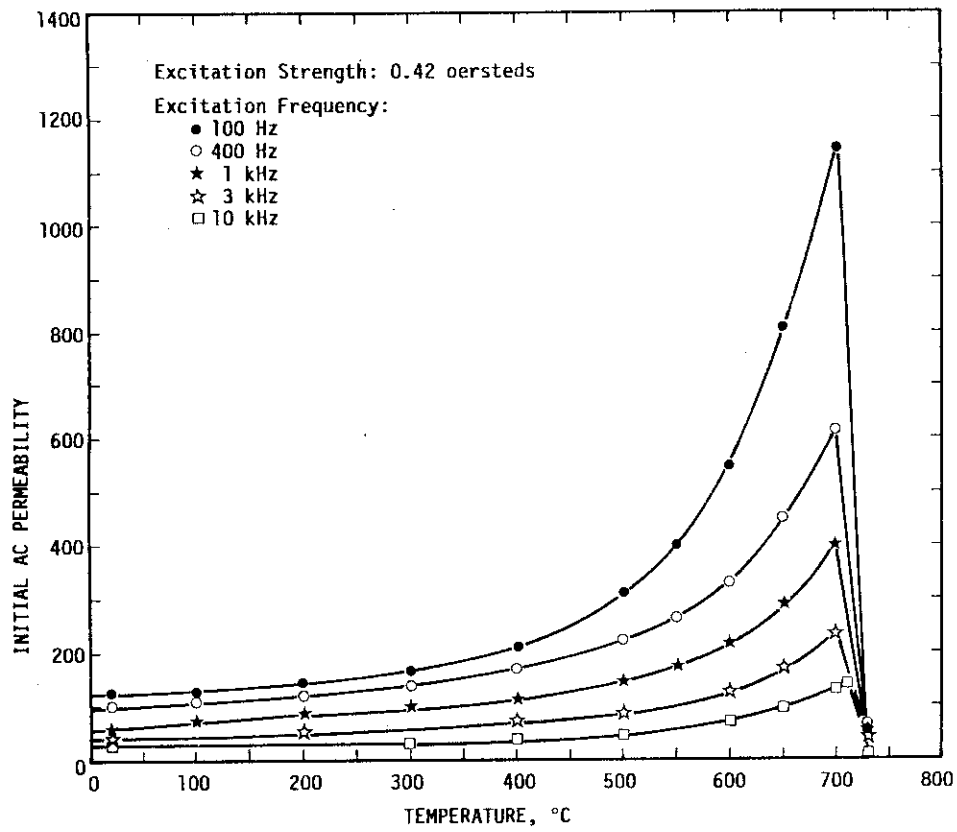


図 3.5-7 温度による SUS 403 の交流初期透磁率の変化

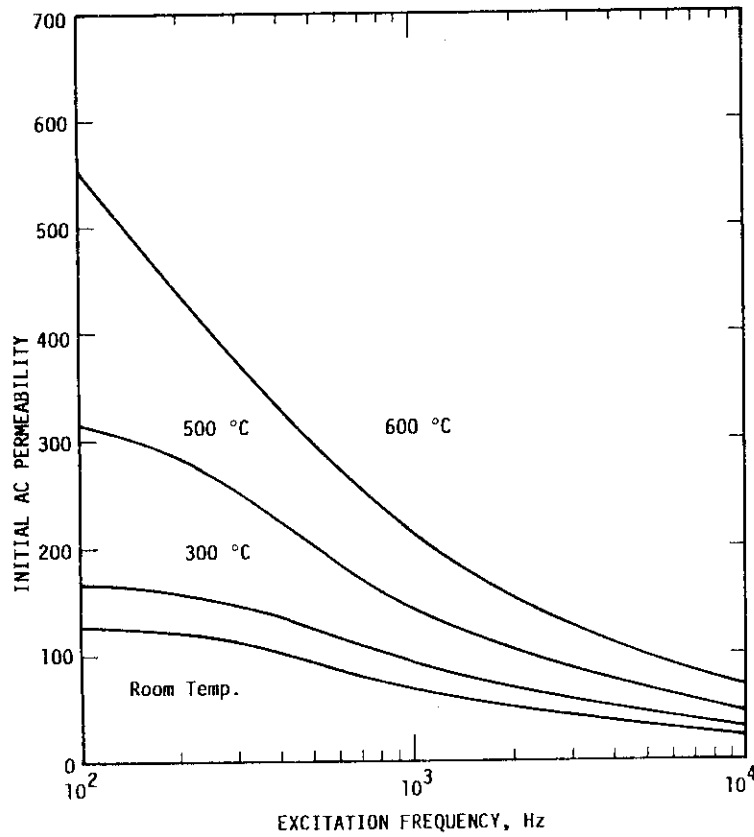


図 3.5-8 励振周波数による SUS 403 の交流初期透磁率の変化

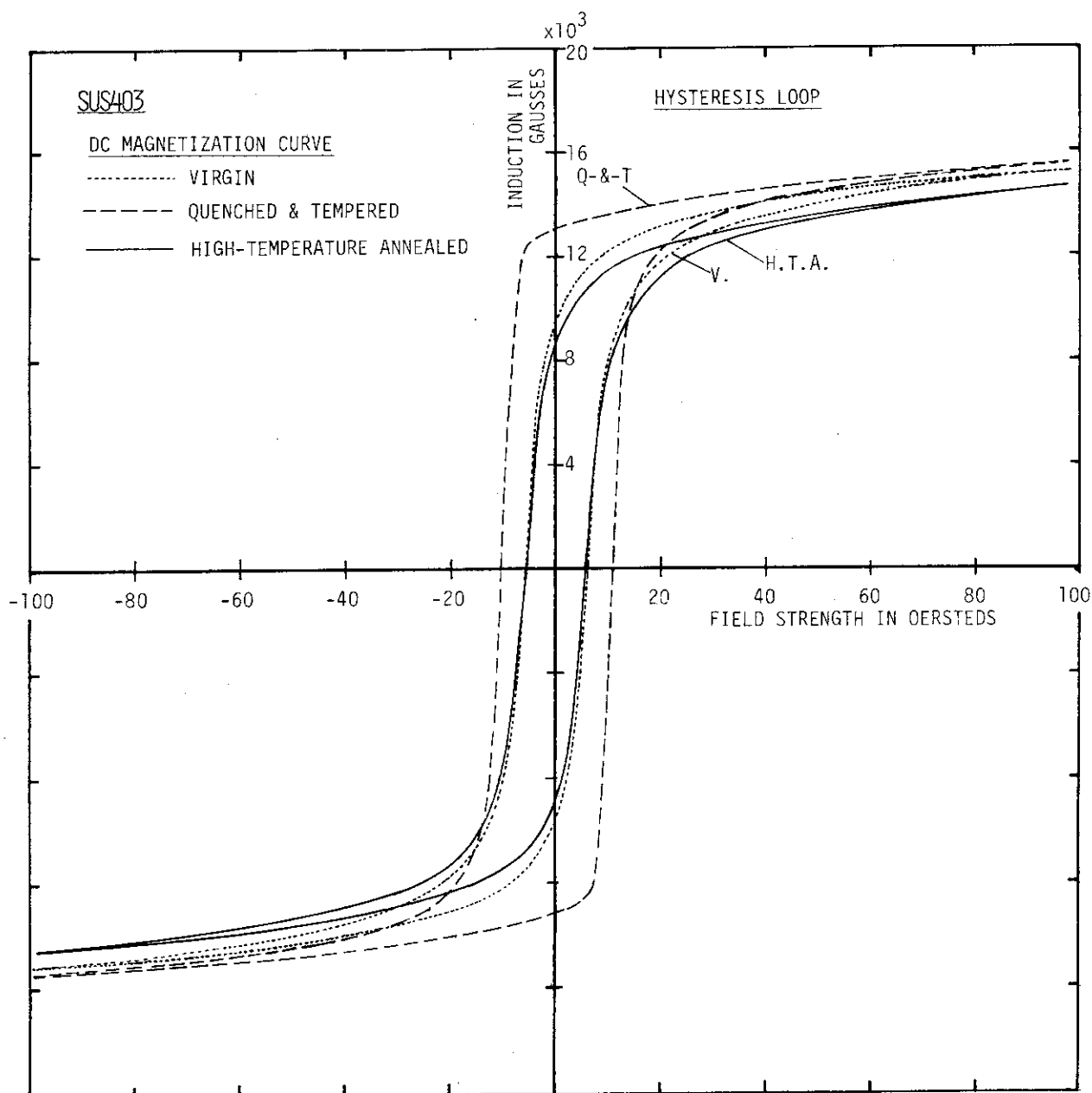


図 3.5-9 熱処理による SUS 403 のヒステリシス特性の変化

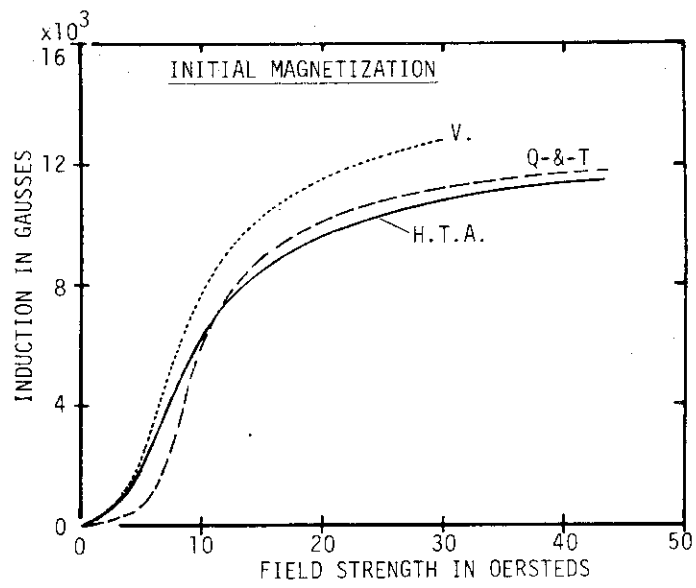


図 3.5-10 熱処理による SUS 403 の初期磁化特性の変化

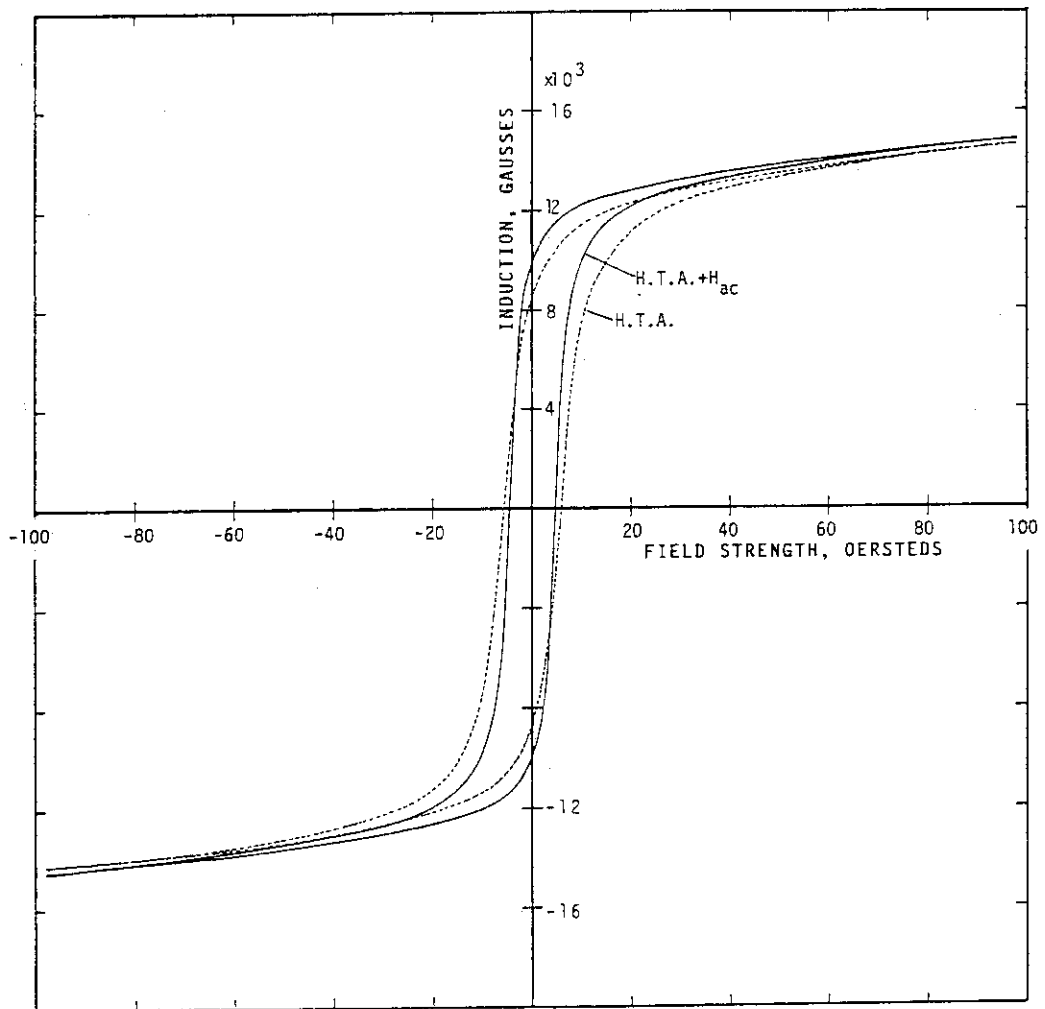


図 3.5-11 完全焼なましと磁場中冷却によるヒステリシス磁化特性の変化

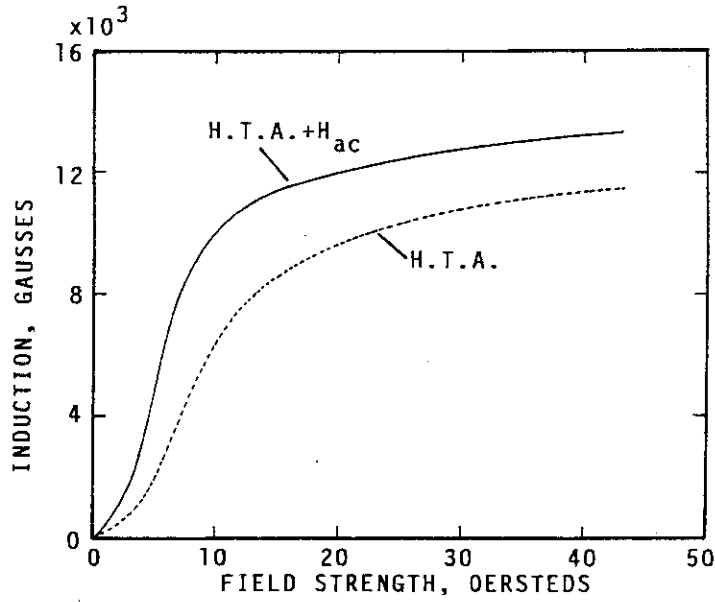


図 3.5-12 完全焼なましと磁場中冷却による初期磁化特性の変化

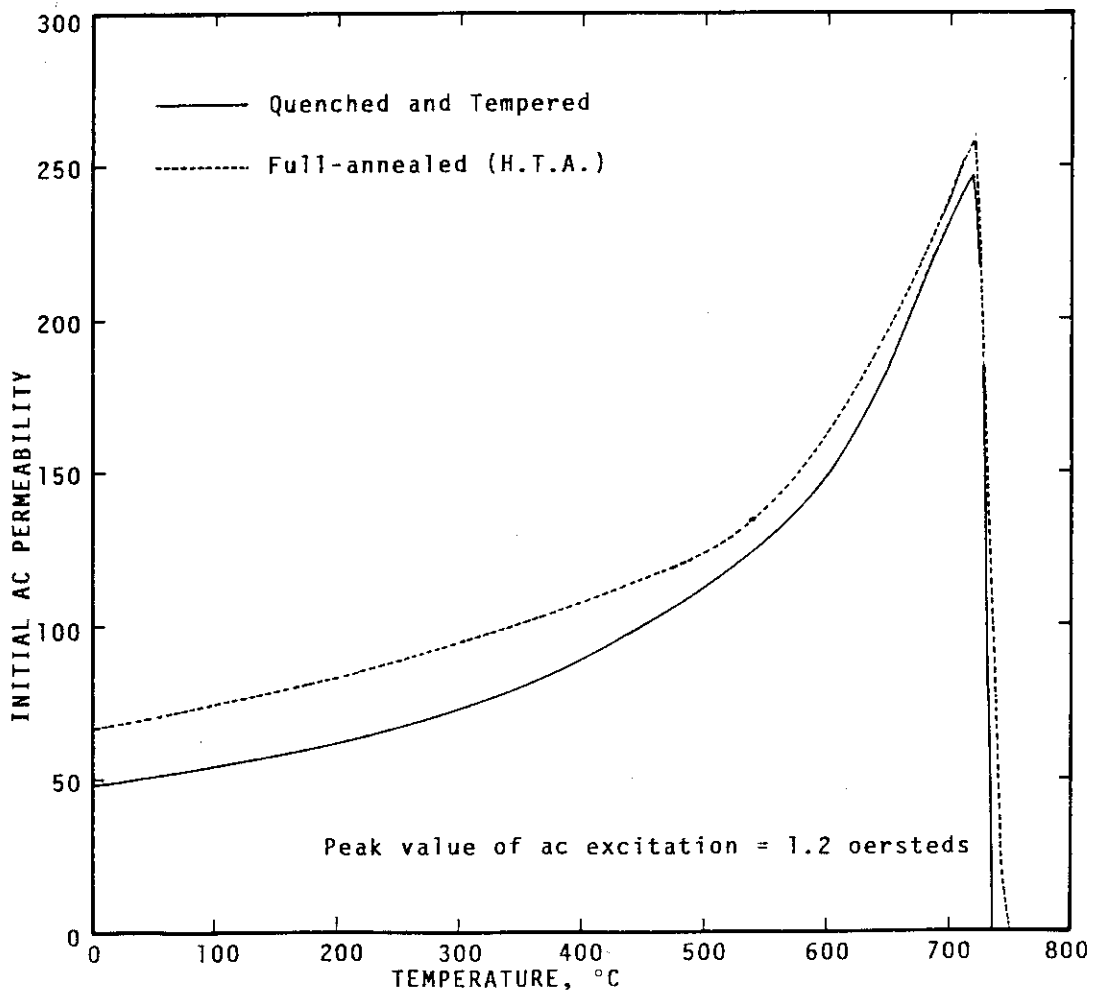


図 3.5-13 熱処理試料の交流初期透磁率と温度によるその変化

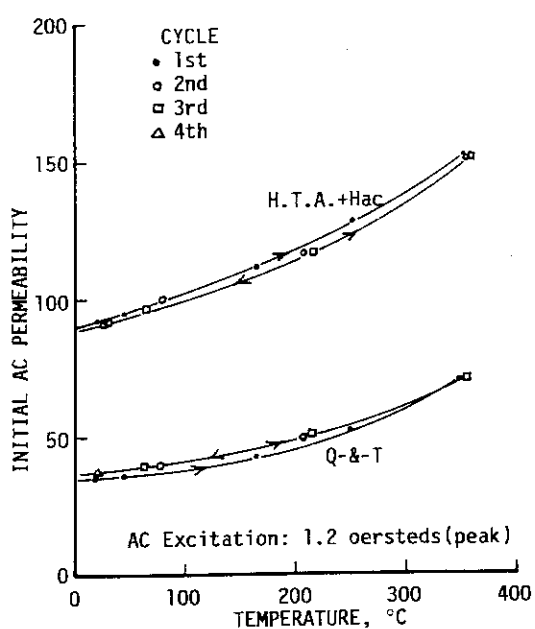


図 3.5-14 温度サイクルによる熱処理試料の交流初期透磁率の変化 (室温～350 °C)

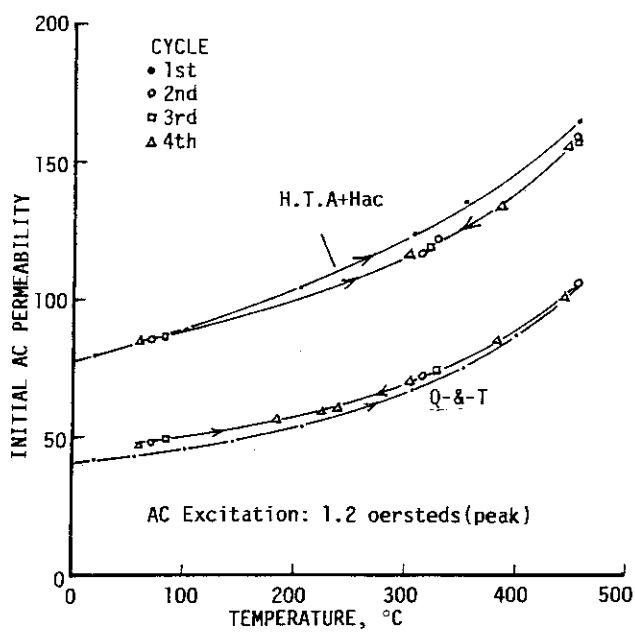


図 3.5-15 温度サイクルによる熱処理試料の交流初期透磁率の変化 (室温～450 °C)

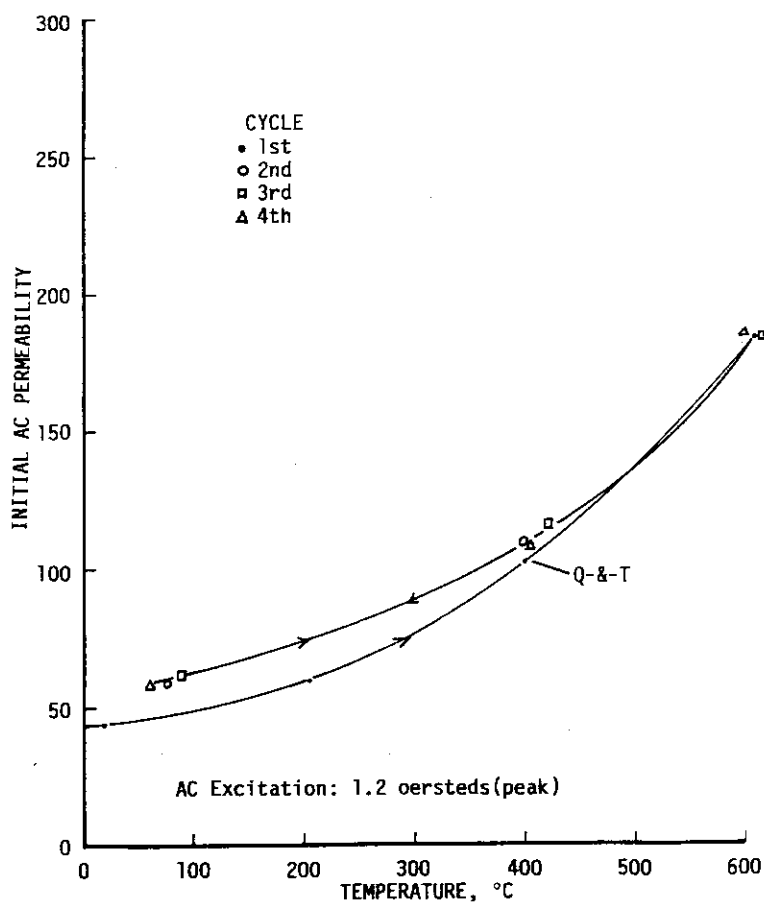


図 3.5-16 温度サイクルによる熱処理試料の交流初期透磁率の変化 (室温～600 °C)

表 3.5-3 熱処理試料のビッカース硬度と保磁力

| Sample | Heat Treatment | Vickers Hardness | Coercive Force, Oe. |
|--------|-----------------------|------------------|---------------------|
| 1 | V | 144 | 5.8 |
| 2 | Q-&-T | 228 | 10.4 |
| 3 | H.T.A | 147 | 6.2 |
| 4 | H.T.A/H _{ac} | 135 | 5.0 |

V: Virgin
 Q-&-T: Quenched and Tempered
 H.T.A: High-temperature (Full) Annealed
 H.T.A/H_{ac}: H.T.A with AC Magnetic Field

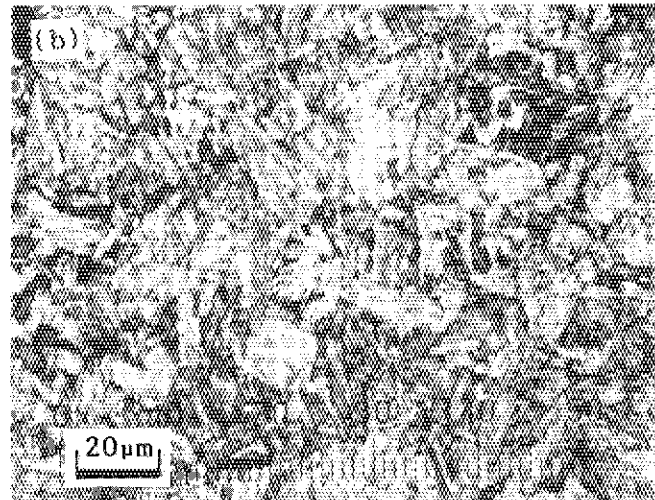
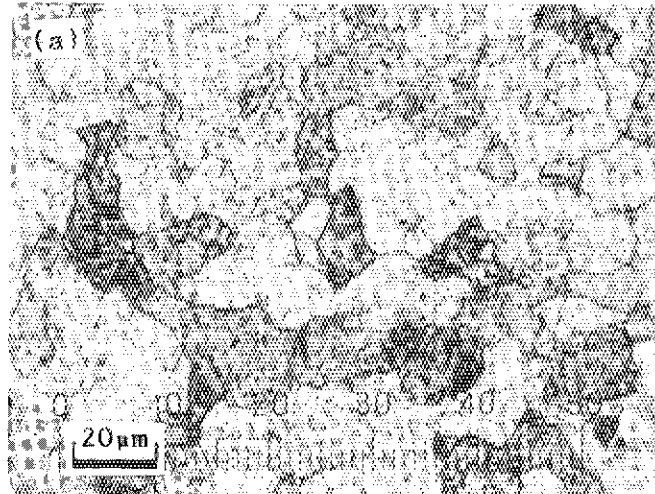


写真 3.5-1 バージン試料および焼入・焼もどし試料の金属組織顕微鏡写真 ; (a) バージン試料, (b) 焼入・焼もどし試料

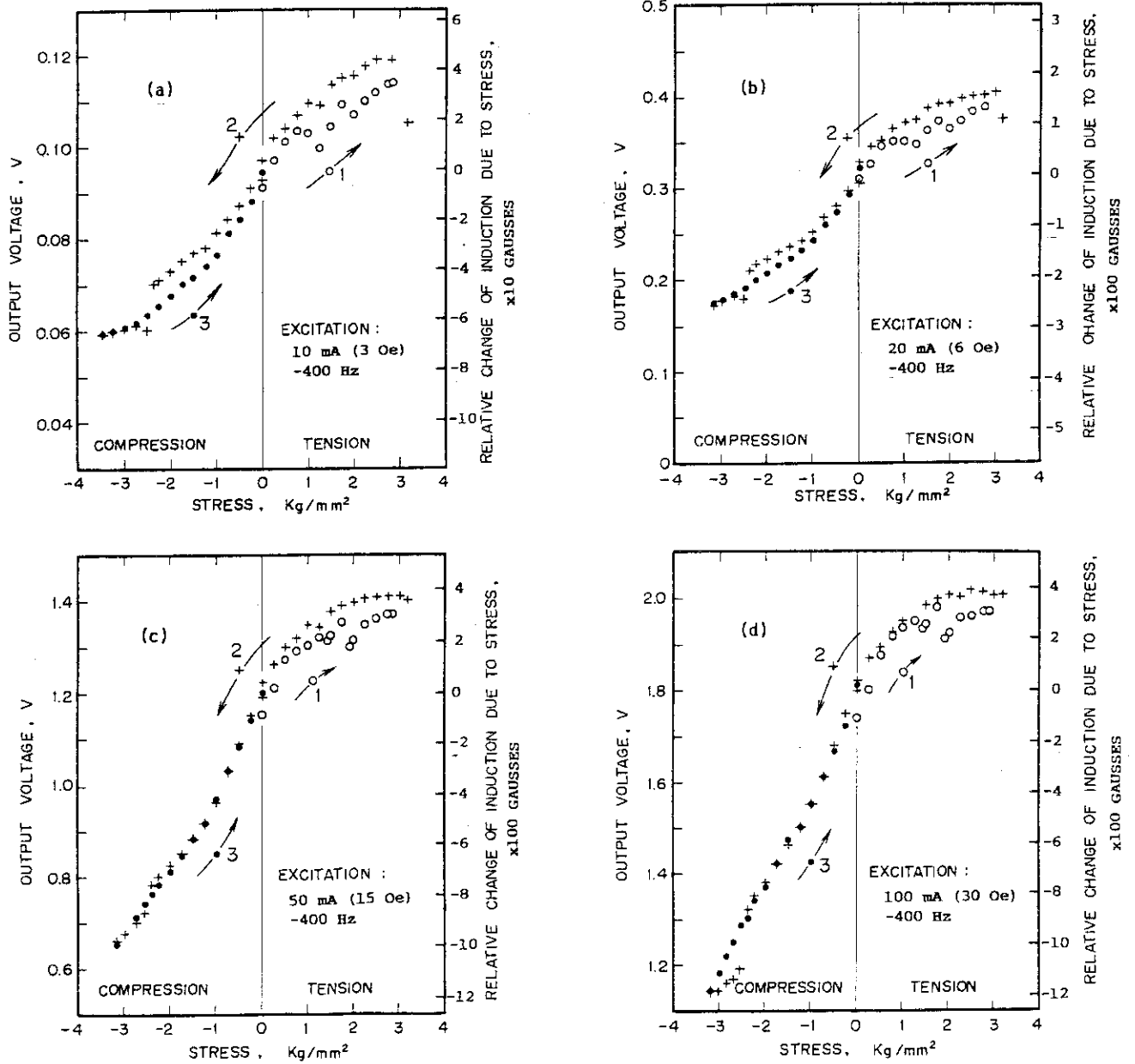


図 3.5-17 AISI 410 の逆磁歪特性 ; 注 電圧と電流の値は実効値換算, 磁場と磁束密度はピーク値換算である。

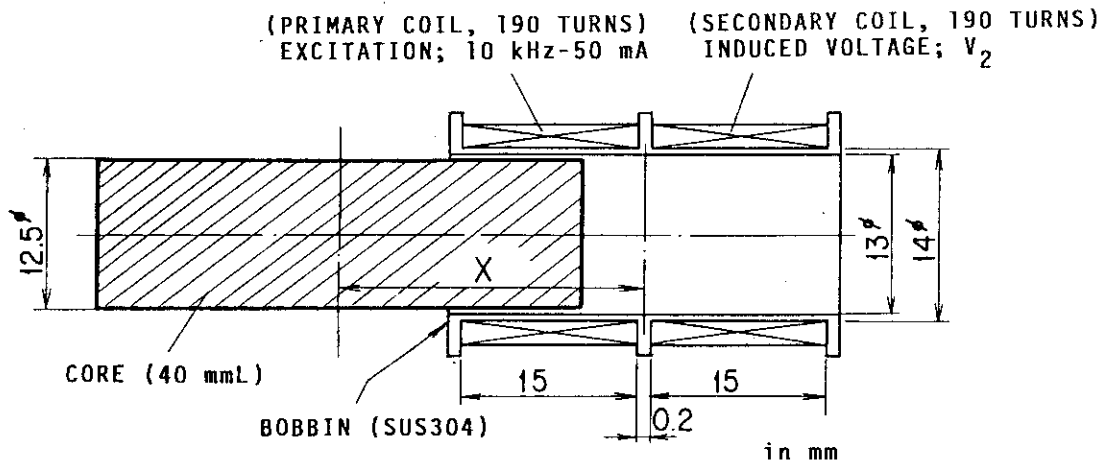


図 3.6-1 鉄心材料の比較試験

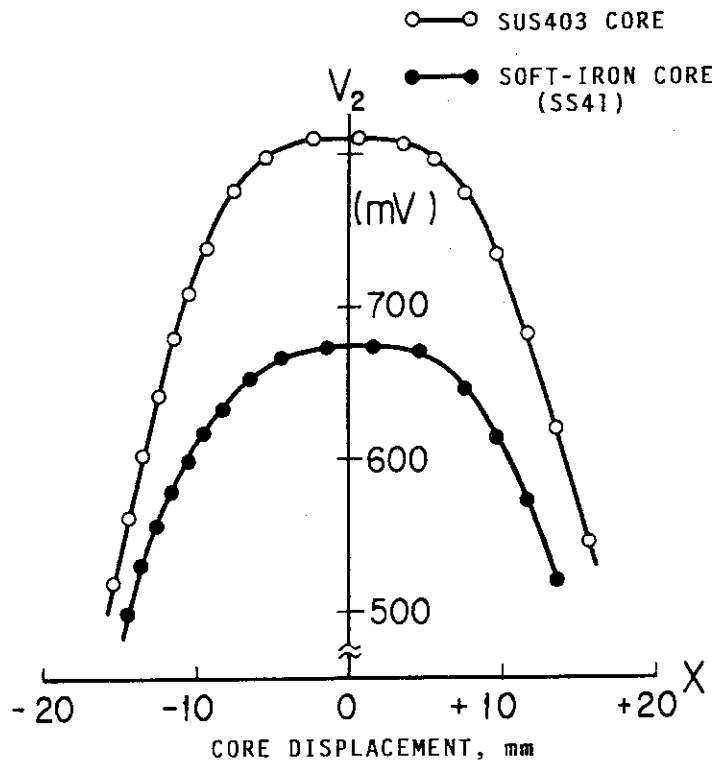


図 3.6-2 SUS 403 鉄心と軟鉄(SS41) 鉄心の比較

4. 差動変圧器の耐熱構造に関する試験検討

4.1 はじめに

高温環境用差動変圧器を実現する上で、構造の耐熱化が重要な課題となる。構造の耐熱化をはかるには材料の選定と耐熱構造設計、また耐熱構造実現のための製作技術の3点に整合性がなければならない。本章においては、はじめに耐熱構造の設計と材料の選定について簡単にふれ、ついで差動変圧器の耐熱化をはかる上で試みた耐熱巻線材の絶縁性能評価試験、ボビンの耐熱化とその性能評価試験およびケーブル引出部の溶接シールとその性能評価試験についてのべる。

4.2 構造設計と材料の選定

構造設計上の中心課題は構造自身の耐熱化と高温下における巻線の絶縁確保である。構造の耐熱化については、有機系材料の使用を避け、耐熱性金属材料および耐熱性セラミック材料を使用することによって実現できる。高温下における巻線の絶縁確保については、300℃以上での耐熱絶縁性能を考えると、セラミック絶縁の巻線材を使用しなければならない。セラミック絶縁線を使用する場合の問題点はセラミック絶縁層への湿分の浸入による高温での絶縁低下である。したがって、これを防止するには内部が完全に乾燥した気密構造の中に巻線を収納する必要がある。以上の点から、例として図4.2-1に示す3段型差動変圧器の構造を考えると、ハウジング、ボビンおよびケーブル被覆はすべて金属とし、巻線を収納する内部を完全気密とするため、ハウジング、ボビン、ケーブルの間のシールは溶接によって行うことが望ましい。このような構造においては、金属ボビンとセラミック絶縁巻線との間の絶縁の確保が問題となる。特に巻線作業時の絶縁層の剥離や使用中の熱サイクルによる摩耗などで、コイルとボビンの間に短絡が生じるおそれがある。そのため、金属ボビンの巻線部表面に耐熱絶縁被覆を施す必要が生じる。

4.3 セラミック絶縁巻線材とアルミナ被覆金属ボビンの耐熱絶縁性能に関する評価試験

300℃以上で使用できる巻線材としてはアルミナおよび鉛ガラスを主成分とするセラミック絶縁のニッケル被覆銅線（HY-TEMP Transducers社製、最大使用温度550℃）を採用することとし、その絶縁性能を試験した。図4.3-1はそのための試料で、外径0.15mmの2本の線を100mmの長さで30回撚り合わせたものと、その上にアルミナを主成分とする耐熱性セラミックセメントを塗布したものを、それぞれ4回ずつ用意した。これらの試料を電気炉の中で約600℃まで加熱し、DC10Vにおける絶縁抵抗を測定した。その結果を図4.3-2に示す。400℃における巻線材自身の絶縁抵抗は約 $10^8 \Omega$ あり、十分に高い性能を示した。セラミックセメントを塗布すると約2ケタほど下がるが、実際のコイルにおいて使用するのは巻線のはじめとおわりでリード線を固定するときのみであり、その使用量はわずかであるため問題がない。

絶縁試験後に、巻線材自身の絶縁破壊電圧を調べたが、300℃で約250V、400℃で約200Vであった。実際の使用においてコイル両端の電圧は数V程度あるので実用上問題がないといえる。

つぎに、アルミナ被覆金属ボビンの耐熱絶縁性能を評価するため、図4.3-3に示すような試料を作製した。これは、ステンレス製ボビンの上に厚さ約0.2mmのアルミナ溶射を行い、その上にステンレス裸線（試料1）とセラミック絶縁線（試料2）を巻いたものである。この試料を大気中で約550℃まで加熱してゆき、このときのボビン金属部と巻線芯線間の絶縁抵抗を測定した。その結果を図4.3-4に示す。常温において、 $10^8 \Omega$ オーダの値を示したのは、大気中の湿分がセラミック絶縁層に入ったためで、温度上昇とともに湿分が蒸発し、100℃においては $10^{10} \Omega$ 近くまで回復した。試料1の回復が遅いのは、構造上湿分が幾分抜け出しにくいからであろう。すなわち、試料2の場合アルミナ被覆層内の湿分は上に巻かれたコイルのセラミック絶縁層を通して容易に抜け出すが、試料1ではそれが期待できないためである。完全に乾燥していれば、点線のような値を示すものと思われる。また、試料1の絶縁が試料2に比べて高いのは、アルミナ被覆の上に巻いた線の太さの違いすなわち接触面積の違いによる。いずれにせよ、400℃におけるアルミナ被覆の絶縁抵抗は $2 \times 10^7 \Omega$ 以上あり、巻線を施した状態でも $2 \times 10^6 \Omega$ 以上あるので、実用上十分であることがわかった。

4.4 ケーブル引出部の溶接シールとその性能評価試験

完全気密構造の差動変圧器を製作する場合の大きな問題として、ケーブル引出部のシールがある。ケーブルの可撓性と耐熱性の2つを満足させるために、外径1.0～1.6mm程度の無機絶縁・金属シースケーブルを用いるが、このような細かいケーブルの引出部のシールはかなり難しい作業となる。シールの方法には、機械的シール、電子ビーム溶接シール、レーザー溶接シールなどがあるが、著者は、電子ビーム溶接およびマイクロプラズマ溶接による方法を試み、ヘリウムリーク試験、機械強度（張力、曲げ）試験および高温高圧水中試験を通じて、その性能評価を試みた。

4.4.1 試料の製作

高温環境用差動変圧器の本体から細径のケーブルを引き出す場合、図4.4-1に示すように、センサ本体に取り付けたニップルを通してケーブルを引き出し、このニップルの先端部でシール溶接を行う必要がある。本試験では外径1mmの金属シースケーブルに合わせて、図4.4-2に示すようなニップルを製作した。ニップルの材質はインコネル600またはステンレス鋼（SUS316またはSUS304）である。一方、ケーブルには外径1mmのSUS316シースまたはインコネル600シースで被覆したクロメル・アルメル熱電対線を用いた。図4.4-3は試料の組立図である。

4.4.2 電子ビームによるシール溶接とその試験

1) 溶接方法

電子ビームによるシール溶接は図4.4-4に示すように、真空容器の中で試料を回転させなが

ら行った。この場合の溶接結果は、電子ビームを当てる個所（位置ぎめ）、電子ビーム電流の大きさと広がり、試料の回転速度および回転回数等の条件によって影響される。今回の溶接は、試料を約 0.4 回/s の速さで回転させ、ニップル先端部で肉厚が約 0.07 mm となるあたりに 150 kV で加速された約 0.1 mm の広がり電子ビームを照射し、溶接開始時から 1 回転したときに電子ビームをゼロにしぼる方法で行った。また、溶接時の電子ビーム電流は、最適値を見つけるために 0.1 ~ 0.22 mA の間で変化させた。

2) 溶接後の試験方法

実際のセンサ組立工程におけるシール溶接部の検査は非破壊試験によって行われることになるが、今回の試験においては基礎データを取得のを目的としているので、破壊試験も合わせて実施した。

(1) 非破壊試験

① 絶縁・導通試験：溶接時の加熱によるケーブルの破損の有無を検査するため、ケーブルの芯線とシース間の絶縁およびケーブル両端での芯線の導通を調べた。シースに破損があれば、そこから大気中の湿分が入り込み、絶縁が低下する。絶縁抵抗値が DC 10 V に対して $10^9 \Omega$ 以上、また DC 1 V に対して $5 \times 10^9 \Omega$ 以上あることを合格基準とした。

② He リーク試験：溶接個所のシール性能を検査するためのもので、He リーク率が 1×10^{-8} atm・cc/s 以下であれば合格とした。図 4.4-5 に He リーク試験の方法を示す。

③ オートクレーブ試験：高温高圧水中でのシール機能を試験するもので、図 4.4-3 に示したように、ニップルの開放端にキャップを溶接し、シール溶接部分をオートクレーブ中の高温高圧水に浸し、オートクレーブの外側からケーブルの芯線とシース間の絶縁を調べた。シール溶接部に欠陥があると、高温水がニップル内部またはケーブルシース内部に入り、絶縁が大きく低下する。今回の試験におけるオートクレーブ内の温度と圧力は $300^\circ\text{C} / 90 \times 10^5 \text{ Pa}$ とし、24 時間以上過ぎたとき、DC 1 V に対して $10^8 \Omega$ 以上のケーブル絶縁性が確保されていることを合格条件とした。

(2) 破壊検査

① 断面顕微鏡検査：溶接部の断面を金属顕微鏡で調べ、溶接部の溶込み状況と欠陥の有無を調べた。

② 引張試験：溶接部の引張強度を調べた。また、試験後の試料については、破断個所および溶接部の健全性を調べるため、顕微鏡検査を行った。

③ 折曲試験：溶接部の折曲強度を調べるために図 4.4-6 に示すような折曲試験を行った。折曲強度は試料が破損するまでの折曲げ ($0^\circ \rightarrow +45^\circ \rightarrow 0^\circ$) または ($0^\circ \rightarrow -45^\circ \rightarrow 0^\circ$) の回数によって評価した。すなわち $0^\circ \rightarrow +45^\circ \rightarrow 0^\circ$ を 1 回、 $0^\circ \rightarrow -45^\circ \rightarrow 0^\circ$ を次の 1 回として数えた。破損発生の検出は、試料にアルコールをかけてシースと芯線間の絶縁抵抗の低下の有無によって行った。また破損後の試料については、引張試験の場合と同様に断面顕微鏡検査を行った。

3) 試験結果

(1) 非破壊検査

非破壊検査の結果を表 4.4-1 に示す。まず、絶縁検査において不合格になった試料を見る

と、溶接電流が 0.22 および 0.16 mA のもの (試料 No. 1, 2, 3, 14) はすべて絶縁低下を示している。これらの試料はすべて溶接前においては $10^{10} \Omega$ 以上の値を示していたので、明らかに溶接時において破損を生じたことを意味している。これらの試料はいずれも導通試験または断面顕微鏡検査でも異常が認められている。一方、溶接電流が 0.1 (~0.12) mA の試料を見ると、全 20 個のうち 15 個のものが絶縁検査に合格し、いずれも $10^{10} \Omega$ 以上の絶縁抵抗を示した。

ここで、溶接電流が 0.1 mA の試料のうちで絶縁・導通検査に不合格となったのを見ると、絶縁抵抗が $10^6 \Omega$ オーダ以下のもの (試料 No. 9, 12, 16) と、 $10^7 \Omega$ オーダ以上のもの (試料 No. 13, 24) とに分かれる。前者については、シール溶接部になんらかの欠陥があるものと考えてよい。事実、試料 No. 12 と 16 は He リーク試験において不合格となっている。一方、後者の場合は、シール溶接部の欠陥でなく、ケーブル両端の端末シール部の欠陥による絶縁低下であった。したがって、ケーブルの両端を約 1 cm ほど切り取り、再び端末シールを行なって He リーク試験とオートクレーブ試験に供したところ、すべて合格となった。

(2) 破壊試験

① 断面顕微鏡検査：非破壊試験に供した試料について、シール溶接部の断面の顕微鏡検査を実施した。溶接電流が 0.22 と 0.16 mA のもののシール溶接部断面写真を写真 4.4-1 に示す。いずれも非破壊試験で不合格となったもので、ケーブルのシースが大きく破損していることが写真にはっきりと示されている。一方、溶接電流が 0.1 mA で非破壊試験において合格となったものの断面写真を写真 4.4-2~5 に示す。同じ溶接条件でも材料の組合せによって、いくぶん様子が異なるようである。写真 4.4-2 (a), (b) と 4.4-3 (a), (b) はともに同じ材料間の溶接の場合であり、溶接部の溶込み具合が程よい程度に行われている。一方、写真 4.4-4 (a), ~ (c) と 4.4-5 (a), (b) はケーブルシースとニップルの材料が異なる場合で、溶接部の溶込み具合がいくぶん浅いようである。それにもかかわらず、写真 4 に見られるように、インコネルシースの場合に限り、シースの内側に破損の生じているのがあった。この原因としては、一般にインコネルは溶接後の高温割れを生じやすいこと、インコネルシースの結晶粒がステンレスシースのそれに比べてかなり粗大であること、シースとニップルの熱膨張の差による冷却時の熱応力などが考えられる。いずれにせよ、インコネルシースの場合にはインコネルのニップルを使用するのが無難であると考えられる。

② 引張試験および折曲試験：引張試験および折曲試験のために、新たに 20 個の試料を製作した。試料の溶接電流はすべて 0.1 mA である。そして、絶縁・導通試験を実施して異常のないことを確かめてから、引張試験および折曲試験を実施した。

引張試験後のシール溶接部断面顕微鏡写真を写真 4.4-6 (a), (b) に示す。写真 4.4-6 (a) はケーブルシースとニップルがともにステンレス鋼の場合で、引張破断は溶接部においては起らず、ケーブルそのものが破断した。このときの破断荷重は約 27 kg である。一方、写真 4.4-6 (b) はインコネルシースとステンレスニップルの場合のもので、溶込みが浅いため溶接個所で破断が生じている。このときの破断荷重は 15 ~ 19 kg で、ケーブルの破断強度 26 kg (平均) よりも小さくなっている。

つぎに、折曲試験後のシール溶接部断面顕微鏡写真を写真 4.4-7 (a), (b) に示す。当然のことながら折曲破断は最も応力の集中する溶接部先端のケーブルシースで起っている。破断ま

での折曲回数は、ステンレスシースの場合は50回（平均）で、インコネルシースの場合は38回（平均）であった。

実際の使用に当っては、それほど大きな荷重を加えて変形させることはないので、機械的強度は十分にあるといえる。

4.4.3 マイクロプラズマによるシール溶接とその試験

1) 溶接方法

マイクロプラズマ溶接は、水素入りArガスによって遮蔽された針状の安定したプラズマアークを熱源とするもので、溶接部分はいくぶん還元性の不活性ガスによって外部から保護されるので、溶接部の品質は良好となり、電子ビーム溶接と異なって真空チェンバを必要としない。そのため、コストの比較的安い手軽な方法として、1mm以下の薄板の溶接に広く利用されるようになってきている。

さて、試料の製作のために行なった溶接方法を図4.4-7に示す。ここでは約10秒の時間で試料を2回転させて溶接し、終端でアーク電流をゼロにしぼった。試料の製作個数は排破壊試験と引張試験のために12個、折曲試験のために10個の計22個である。ニップルの材料はSUS 304とし、ケーブルのシースはSUS 316とインコネル600の2種類とした。

2) 溶接後の試験方法

シール溶接後の試験項目および試験方法は電子ビーム溶接の場合と同じである。

3) 試験結果

(1) 非破壊試験

電子ビーム溶接の場合の非破壊試験の経験から、シール溶接部の非破壊試験としては、絶縁・導通検査とオートクレーブ試験の2つを実施すれば十分であると考えられたので、12個の試料に対して、この2つの試験を実施した。その結果、すべての試料は合格基準を上回る絶縁と良好な導通を示し、十分なシール性能を保つことが確認された。

(2) 破壊試験

① 断面顕微鏡検査：オートクレーブ試験後の試料のうち、4個（ステンレスシースとインコネルシース各2個）について、シール溶接部の断面顕微鏡検査を行なった。その結果の一部を写真4.4-8(a), (b)に示す。電子ビーム溶接の場合と比較してみると、加熱部分が大きく、ニップルとケーブルシースとが完全に溶け合っている。しかし、ケーブルシースの溶解しなかった部分には、溶接時の加熱による結晶粒粗大化が見られる。この場合、粒界への炭化物の析出も考えられ、高温水中での長期間使用時には粒界腐食に基づくケーブル破損の心配がある。

② 引張試験および折曲試験：オートクレーブ試験後の8個の試料について引張試験を実施した。引張破断荷重は、ステンレスシースの場合は27kgで、インコネルシースの場合は23kgであった。破断は、いずれの場合も溶接部先端のケーブルシース部分において生じた。しかし、溶接部の引張強度は、いずれの場合にも十分な値を示しており、実用上問題は無い。

一方、折曲試験は別途製作した10個の試料に対して行なった。その結果、破断折曲回数はステンレスシースの場合は100回（平均）、インコネルシースの場合は36回（平均）であった。いずれの場合にも実用上は十分な値である。破断箇所は応力集中の生じた溶接部先端のケーブル

ルシース部である。

これらの結果を電子ビーム溶接の場合と比較してみると、機械的強度に関しては顕著な差は見られない。しかし、ステンレスシースとインコネルシースとの場合を比較してみると、インコネルシースの方がステンレスシースの場合の60%程度に小さくなっている。

4.5 まとめ

差動変圧器の耐熱構造に関連して、セラミック絶縁線、アルミナ被覆金属ボビン、ケーブル引出部の溶接シールについて、それぞれ性能評価試験を行った。

アルミナと鉛ガラスを主成分とする絶縁材を被覆した長さ約100mmのニッケル被覆銅線は、400℃において、DC 10Vに対して約 $10^8 \Omega$ の絶縁性能を示す。また、厚さ約0.2mmのアルミナ被覆（溶射）を施したステンレス製ボビンの絶縁層は、同じく400℃において $2 \times 10^7 \Omega$ 以上の絶縁性能を示す。このようなアルミナ被覆ボビン上にセラミック絶縁線による巻線を施した状態においても、400℃において $10^6 \Omega$ 以上の絶縁性能を確保できる。

一方、ケーブル引出部の溶接シールについて、電子ビーム溶接とマイクロプラズマ溶接とを比較すると、電子ビーム溶接の方が、加熱部分が小さくまた加熱時間も短いので、溶接部近くのケーブルシース部には結晶粒の粗大化が少ない。一方、マイクロプラズマ溶接の場合には、加熱部分も大きく加熱時間も長いので、溶接部近くのケーブルシース部に結晶粗大化が生じる。このような傾向は特にインコネルシースの場合に強く見られるので、この場合にはニップルもインコネルとし、電子ビーム溶接を用いるのが良いと思われる。結晶粒の粗大化は必ずしも抗張力、耐折曲力が落ちるといような顕著な結果としては現れていないが、高温高圧水中で長期間使用するような場合には、粒界腐食によるシール機能の消失につながることも考えられる。

機械的な強度については、センサ取付け作業中および使用中に受けるストレスの大きさを考慮しても、電子ビーム溶接とマイクロプラズマ溶接とはともに十分な強さを与え得るといえる。

以上の点から、長期間の使用またはインコネルシースの場合には電子ビーム溶接によるのが無難であり、比較的短期間の使用目的でステンレスシースのケーブルを採用する場合には、作業の容易なマイクロプラズマ溶接が十分に利用できるという結論になる。なお、電子ビーム溶接の場合には、きわめて薄い材料の溶接が可能な小電流の装置であることが必要で、最適な溶接状態は、溶接部の溶込みがケーブルシース厚の60%程度まで生じていることである。その成功率は作業者の熟練度にかかっているので、実作業を行う前の十分な検討と試作業が必要であろう。

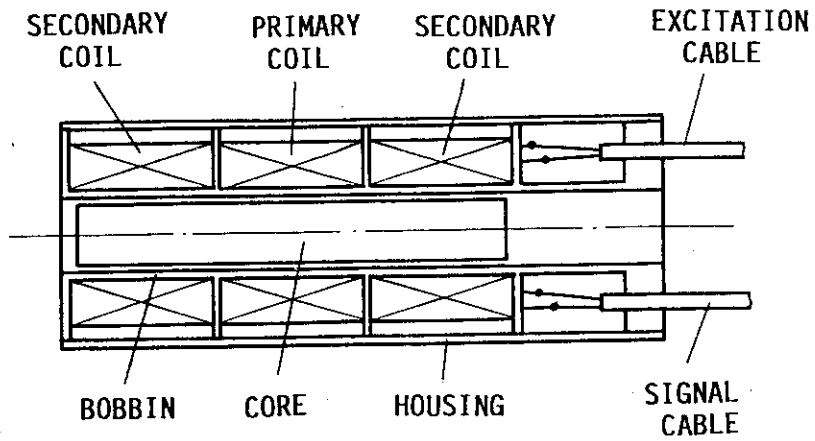


図 4.2-1 3 段形差動変圧器の構造

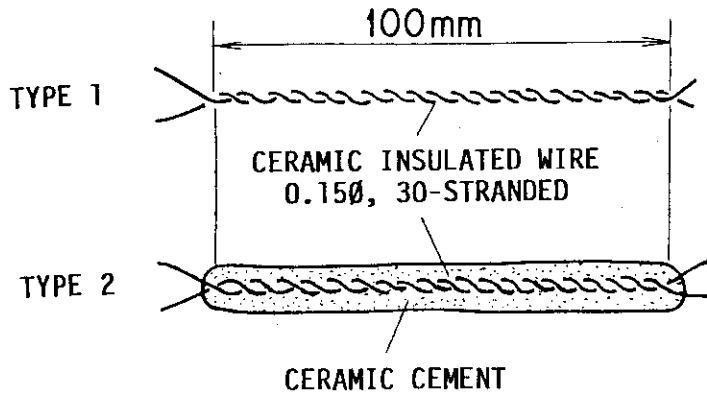


図 4.3-1 セラミック絶縁線の絶縁特性試験用試料

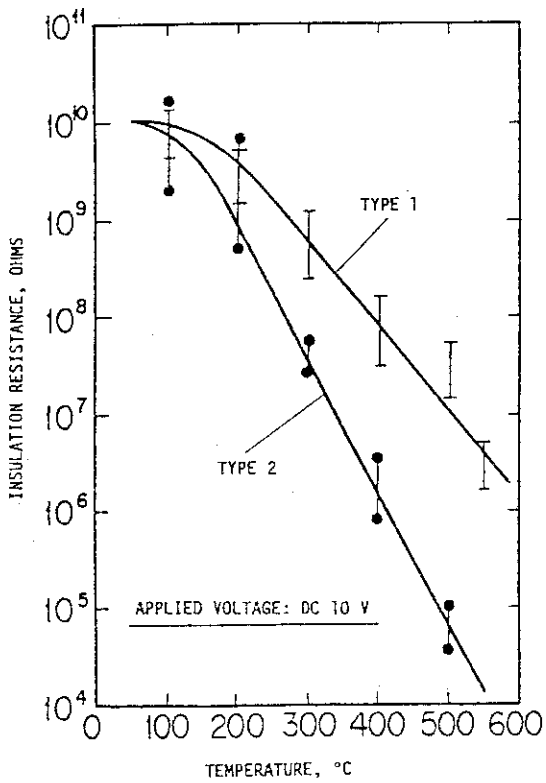


図 4.3-2 セミラック絶縁線の絶縁特性

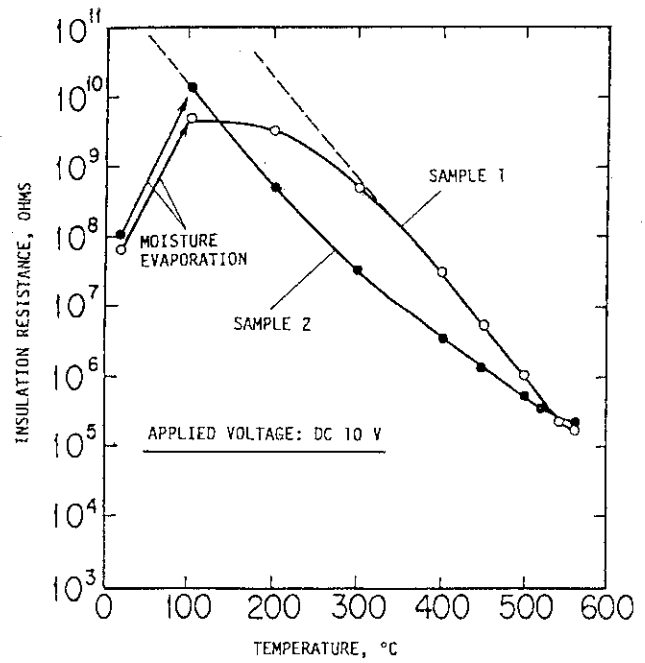


図 4.3-4 アルミナ被覆金属ボビンの絶縁特性

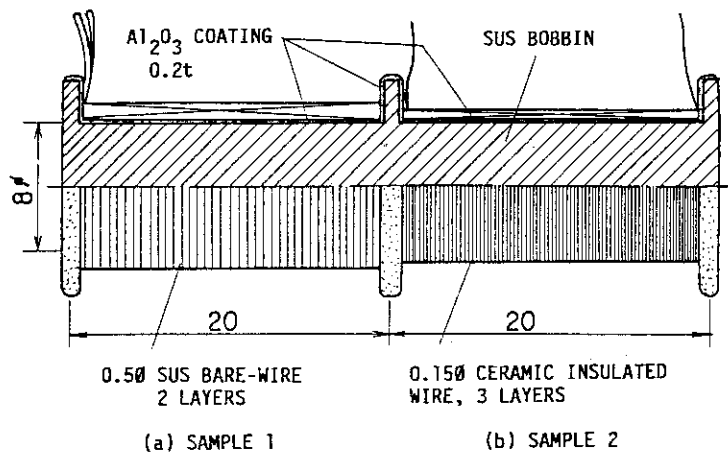


図 4.3-3 アルミナ被覆金属ボビンの試験用試料

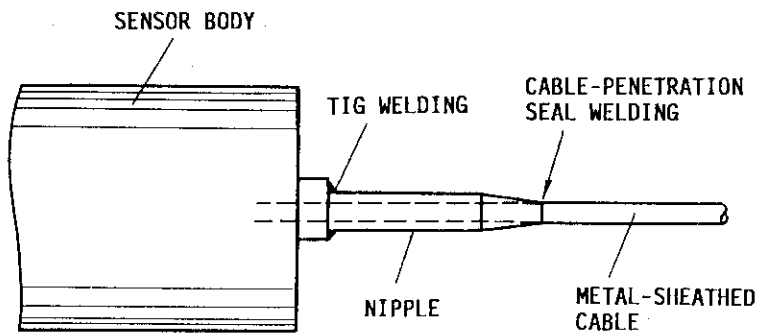
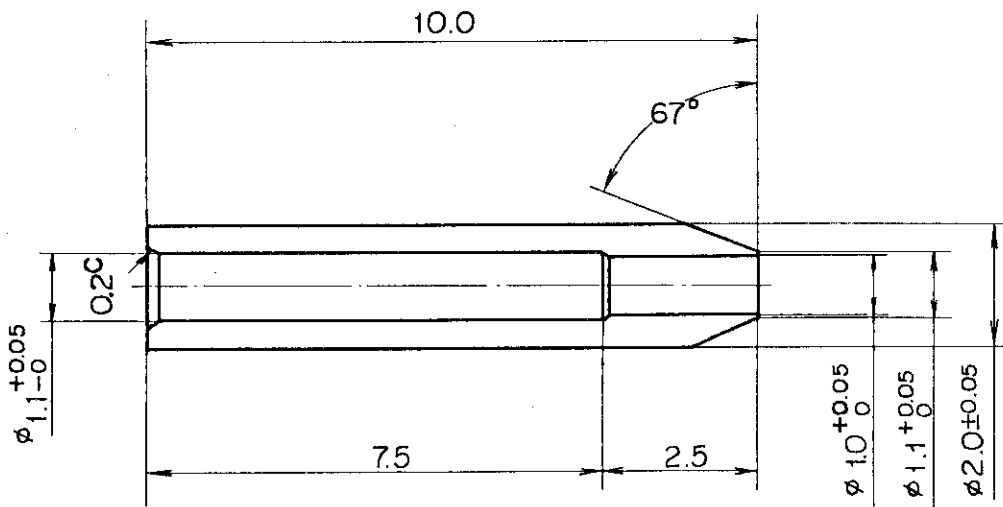


図 4.4-1 高温環境用差動変圧器のケーブル引出部



MATERIAL: SUS 316

図 4.4-2 シール溶接試験用ニップル

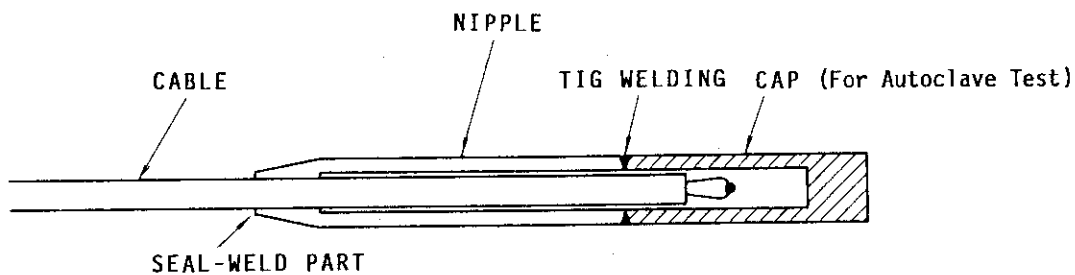


図 4.4-3 試料組立図

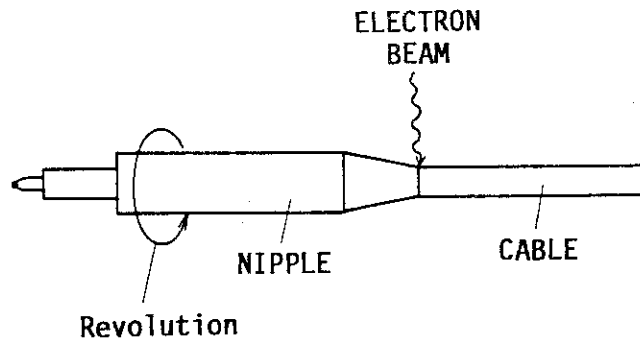


図 4.4-4 電子ビームによるシール溶接

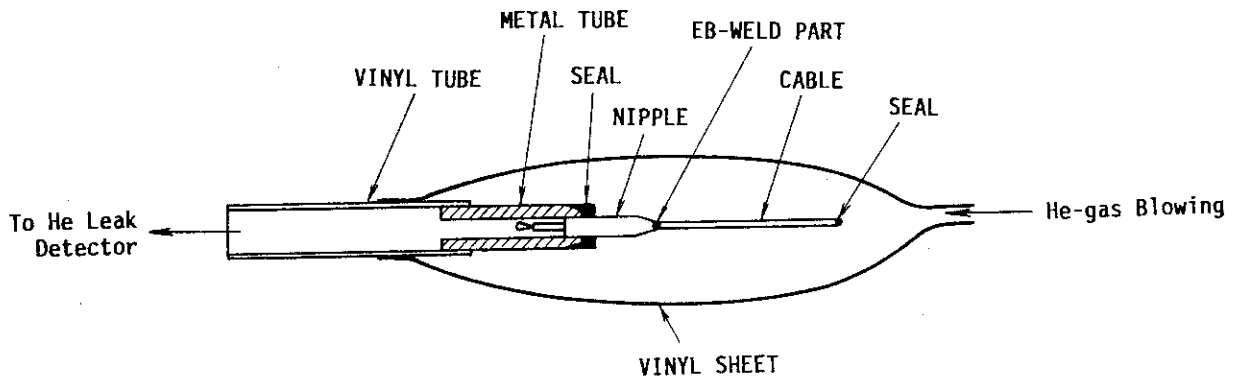


図 4.4-5 He リーク試験

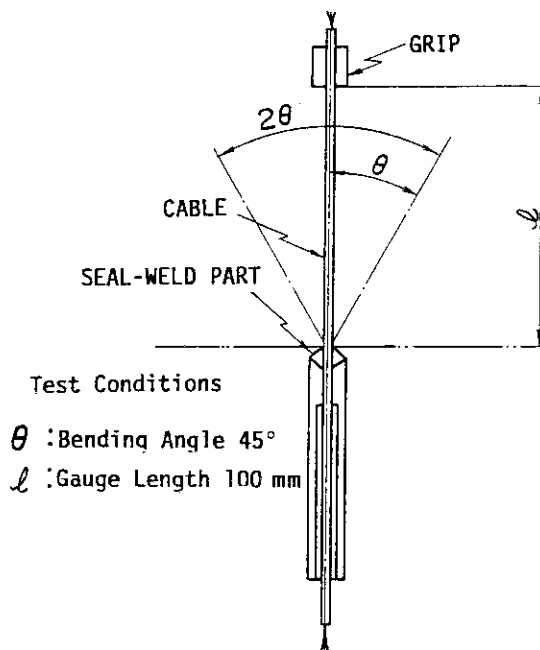


図 4.4-6 折曲試験方法

表 4.4-1 電子ビーム・シール溶接部の非破壊試験結果

| Sample No. | Materials | | Welding Current (mA) | Test Results | | | |
|------------|-------------|--------------|----------------------|-----------------|-----------------|--------------|----------------|
| | Nipple | Cable Sheath | | Continuity Test | Insulation Test | He-Leak Test | Autoclave Test |
| 1 | | | 0.22 | 0 | X (100 kΩ) | - | - |
| 2 | | | 0.16 | X | X (300 kΩ) | - | - |
| 3 | | Inconel 600 | 0.16 | 0 | X (90 kΩ) | X | - |
| 4 | SUS316 | | 0.10 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 5 | | | 0.10 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 6 | | | 0.10 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 7 | | | 0.10 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 8 | | | 0.10 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 9 | Inconel 600 | Inconel 600 | 0.11 | 0 | X (150 kΩ) | 0 | - |
| 10 | | | 0.10 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 11 | | | 0.10 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 12 | | | 0.10 | 0 | X (130 kΩ) | X | - |
| 13 | | | 0.12 | 0 | X (30 MΩ) | 0 | 0 |
| 14 | | | 0.22 | X | X (30 MΩ) | X | - |
| 15 | | | 0.12 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 16 | SUS316 | SUS316 | 0.11 | X | X (3 MΩ) | X | - |
| 17 | | | 0.11 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 18 | | | 0.12 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 19 | | | 0.10 | 0 | 0 | 0 | - |
| 20 | | | 0.10 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 21 | | | 0.10 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 22 | Inconel 600 | SUS316 | 0.10 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 23 | | | 0.10 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 24 | | | 0.10 | 0 | X (40 MΩ) | 0 | 0 |

Test Results: 0; good
 X; failed
 -; not tested

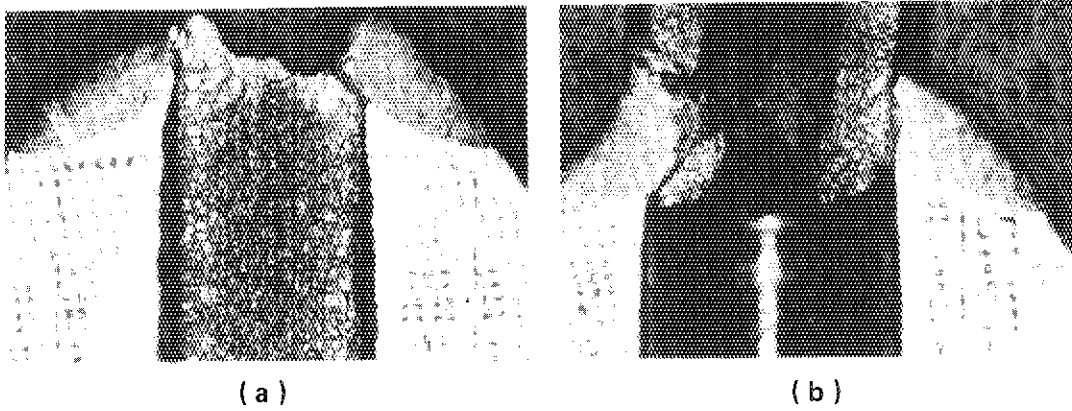


写真 4.4-1 電子ビーム・シール溶接部断面 ; (a) 試料No.1, (b) 試料No.3, 写真の倍率は, ケーブル直径が 1.0 mm, ケーブルシース厚が約 0.15 mm であることから推測できる。以下の写真についても同様。

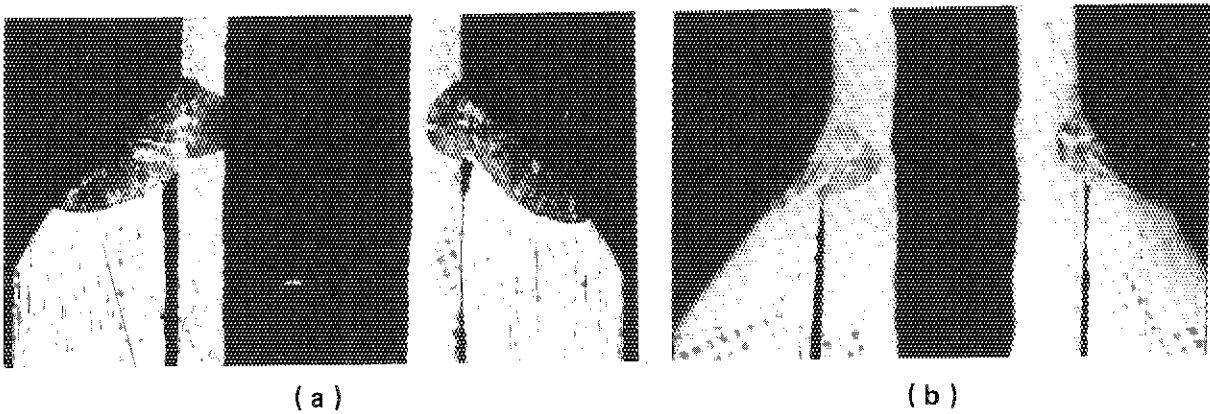


写真 4.4-2 電子ビーム・シール溶接部断面 (SUSシース/SUS ニップル) ; (a) 試料No.13, (b) 試料No.17

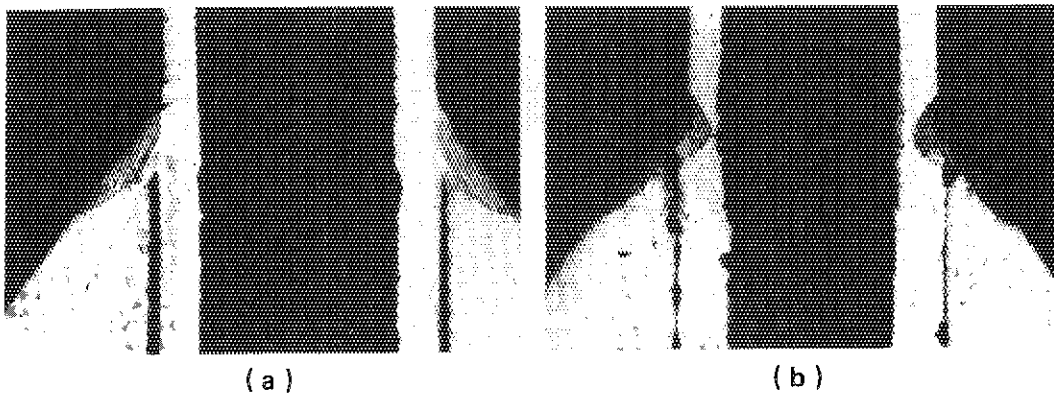


写真 4.4-3 電子ビーム・シール溶接部断面（インコネルシース/インコネルニップル）；(a)試料No.10, (b) 試料No.11

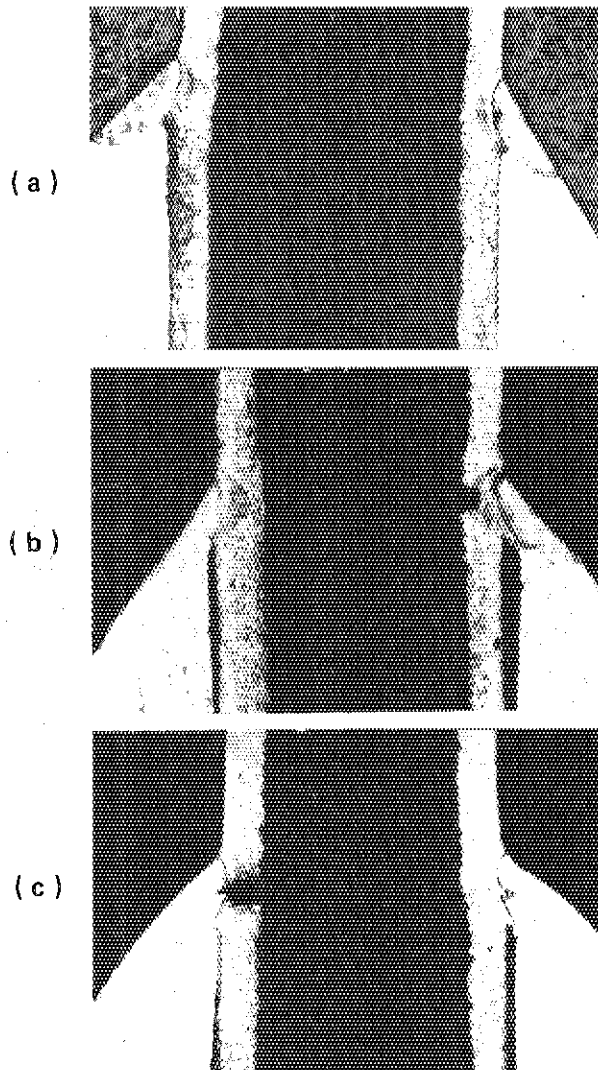


写真 4.4-4 電子ビーム・シール溶接部断面（インコネルシース/SUSニップル）；(a) 試料No. 4.(b)試料No. 5,(c) 試料No. 6

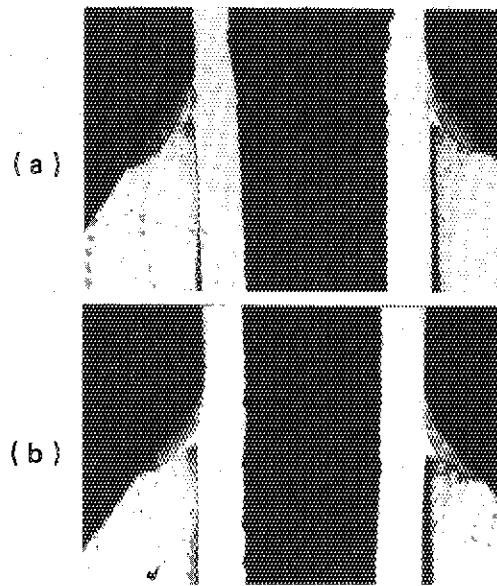


写真 4.4-5 電子ビーム・シール溶接部断面 (SUS シース/インコ
ネルニップル) ; (a) 試料No. 23, (b) 試料No. 24

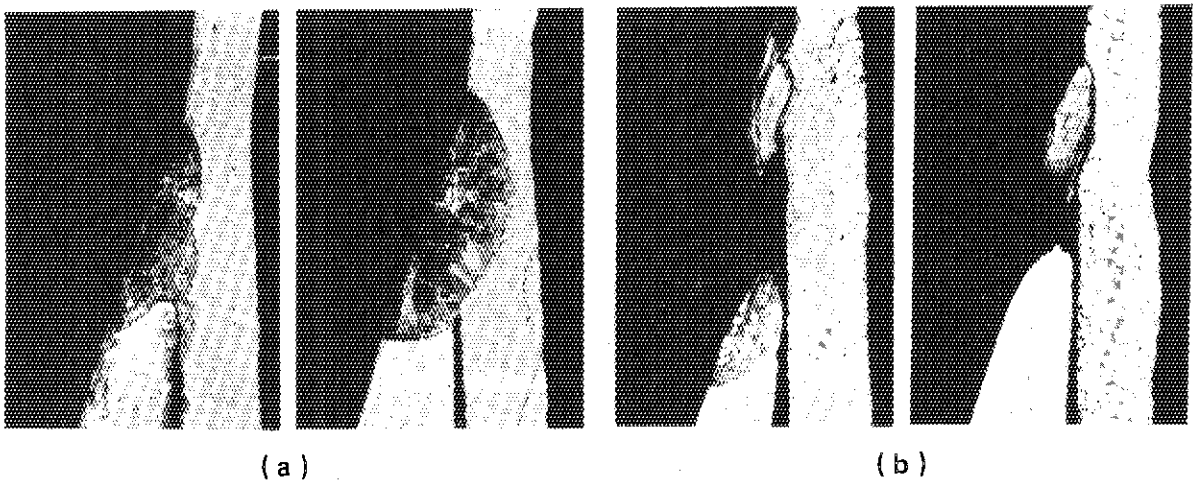


写真 4.4-6 引張試験後のシール溶接部断面 ; (a) ステン
レスシース/ステンレスニップル, (b) インコ
ネルシース/ステンレスニップル

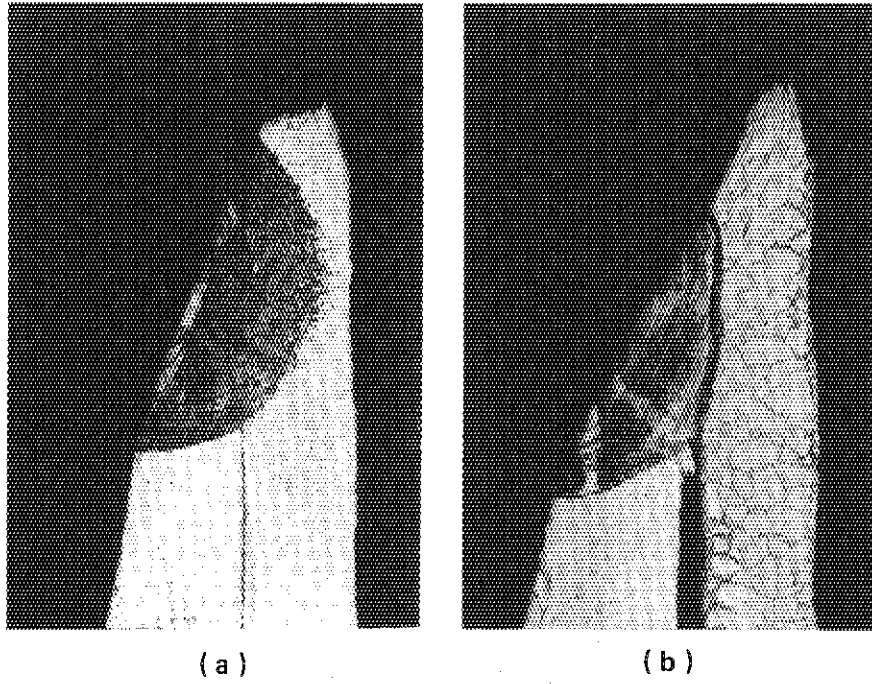


写真 4.4-7 折曲試験後のシール溶接部断面 ; (a) ステンレスシース/ステンレスニップル, (b) インコネルシース/ステンレスニップル

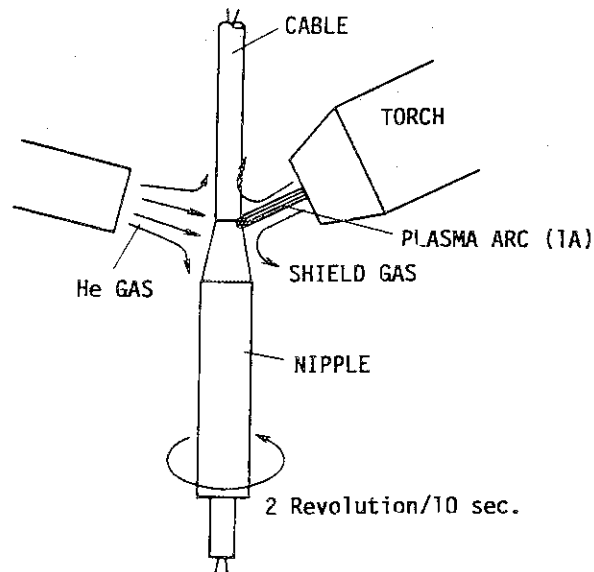


図 4.4-7 マイクロプラズマによるシール溶接

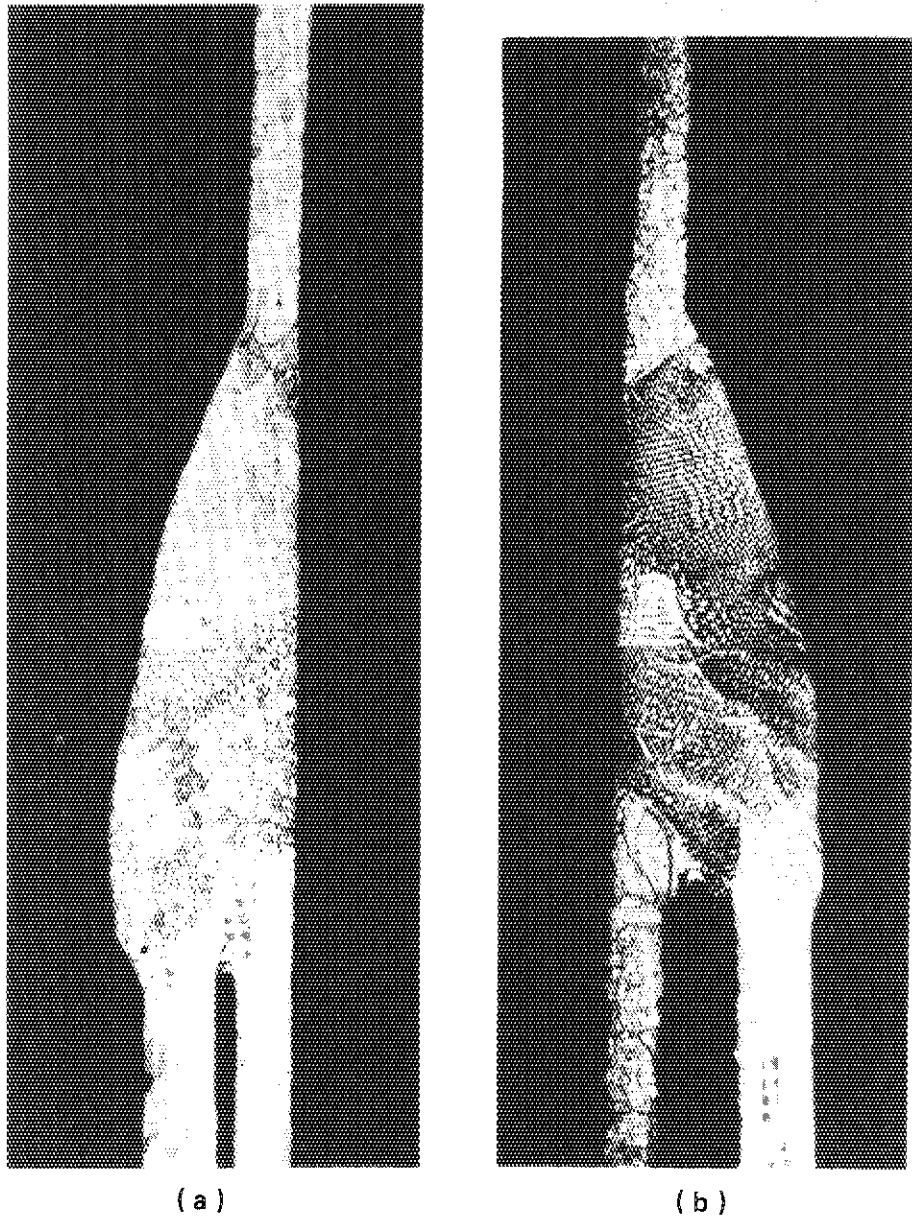


写真 4.4-8 マイクロプラズマ・シール溶接部の断面 ; (a) ステンレスシース/ステンレスニップル, (b) インコネルシース/ステンレスニップル

5. 差動変圧器の温度補償に関する研究

5.1 はじめに

差動変圧器の感度は一般に温度とともに上昇する。その主な原因は鉄心の透磁率が温度とともに大きくなるためである。また、金属製のハウジングやボビンを用いる場合には、温度上昇によってこれらの材料の比抵抗が増大し、したがって温度上昇とともにうず電流損失が低下し、感度の上昇をもたらす。

高温環境下で差動変圧器を使用する場合、しばしば温度による感度変化が問題となり、その補償を考えなければならない。この温度による感度変化を補償する方法として、2つの2次コイルの出力電圧 e_1 , e_2 の和 $(e_1 + e_2)$ を励振側にフィードバックし、 $(e_1 + e_2)$ が常に一定になるように励振電流を制御する、いわゆるフィードバック補償法が知られている¹⁾。しかし、高温環境という厳しい条件のもとで使用する場合には、コイルの絶縁不良や断線などの故障の発生も考えられ、故障によって発生した異常信号がフィードバックループを通過して励振側に作用し、励振回路に悪い影響を与えることも考えられる。そこで、フィードバック補償法を使わずに、リファレンス差動変圧器を用いる方法が考えられている²⁾。リファレンス差動変圧器は鉄心を動かさないように固定した差動変圧器で、このリファレンス差動変圧器を測定用差動変圧器と同じ使用環境に置くことにより、環境の変化すなわち温度の変化などに応じた出力を得るものである。そして、このリファレンス差動変圧器の出力(リファレンス出力)で測定用差動変圧器の出力を正規化(割算)することにより、温度補償が行われる。この方法では測定用差動変圧器の他にリファレンス差動変圧器を必要とするのが欠点である。そこで、このリファレンス信号を測定用差動変圧器出力自身から得ることを提案し、実験を試みた。すなわち、差動変圧器の2つの2次コイルの出力電圧 e_1 , e_2 を別個に取り出して、 $(e_1 + e_2)$ を作り、これをリファレンス信号とし、 $(e_1 - e_2) / (e_1 + e_2)$ の演算を行うことである。この方法を、差動変圧器自身の信号を利用して温度補償を行わせるところから、自己補償方式と仮称し、 $(e_1 - e_2) / (e_1 + e_2)$ を自己補償出力とした。

以下に、この自己補償方式の理論的根拠と実験結果についてのべる。

5.2 自己補償方式の理論的根拠

図5.2-1に示すような差動変圧器を考えると、2次コイルに誘起する電圧 e_1 , e_2 は鉄心の変位 X 、鉄心の透磁率、励振条件(周波数および電流)、差動変圧器の寸法、コイルの巻線数の関数となる。ここで、鉄心の透磁率は温度によって変化すると同時に、磁化特性の非線形性とうず電流損失との関連で励振電流および励振周波数によっても変化する。

差動変圧器の寸法は熱膨脹により変化するが、この影響は先にのべた温度による透磁率の変化等に比べると無視できる。したがって、温度によって差動変圧器寸法および差動変圧器と鉄心と

の相対位置 (変位 X) が変化しないとすると、次のような関係式が考えられる。

$$e_1 = k_1 F_1 (X, \mu, I, f) \quad (1)$$

$$e_2 = k_2 F_2 (X, \mu, I, f) \quad (2)$$

$$\mu = \mu (T, I, f) \quad (3)$$

ここに、

- e_1, e_2 2次側誘起電圧
- k_1, k_2 差動変圧器寸法およびコイルの巻線数によって決る定数
- X 差動変圧器中心と鉄心中心との間の変位
- μ 鉄心の透磁率
- I, f 励振電流及び周波数
- T 温度
- $1, 2$ 2次コイル1および2を現す添字

ここで、差動変圧器が1次コイルの中心断面に対して完全に上下対称に作られているとすると、

$$k_1 = k_2 = K \quad (4)$$

および

$$F_1 (X, \mu, I, f) = F_2 (-X, \mu, I, f) \quad (5)$$

となる。

ここで、関数 F_1 の“形”について考えると、 μ, I および f が一定のときには図 5.2-2 のような“形”になることが知られている。そして、この“形” (絶体的な大きさは考えない) は差動変圧器および鉄心の寸法形状およびコイルの巻線数によってのみ決る。もし、 I および f が変化すると、“形”は変わらずに、その“大きさ”のみが変化する。実際には、 μ が変化すれば関数 F_1 の大きさだけでなく、その“形”も変化するが、 μ 自身の変化がそれほど大きくない範囲を考えると、磁気回路としては空隙の大きい回路であることもあいまって、 F_1 の形の変化は小さく無視することができる。

従って、 $X = 0$ の周りの通常の狭い測定範囲内を考えると、関数 F_1 は X についての変数分離が可能となり、

$$F_1 (X, \mu, I, f) = F_2 (-X, \mu, I, f) = H (\mu, I, f) \cdot F (X) \quad (6)$$

ここで(3)式を用いると、

$$H (\mu, I, f) \cdot F (X) = J (T, I, f) \cdot F (X) \quad (7)$$

したがって、差動出力 ($e_1 - e_2$) は次式のようになる。

$$e_d = e_1 - e_2 = K \cdot J (T, I, f) \cdot [F (X) - F (-X)] \quad (8)$$

この差動出力は変位 X の関数だけでなく、温度と励振条件の関数となる。

ここで、先にのべたリファレンス差動変圧器を用いて温度補償する場合には、リファレンス差動変圧器の出力を e_{dr} とすると

$$\frac{e_d}{e_{dr}} = \frac{K \cdot J (T, I, f) [F (X) - F (-X)]}{K \cdot J (T, I, f) [F (r) - F (-r)]}$$

$$= \frac{F(X) - F(-X)}{F(r) - F(-r)} \quad (9)$$

さらに,

$$\begin{aligned} e_{do} &= K \cdot J(T_0, I_0, f_0) [F(X) - F(-X)] \\ &= \left\{ \frac{K \cdot J(T_0, I_0, f_0) [F(r) - F(-r)]}{K \cdot J(T, I, f) [F(r) - F(-r)]} \right\} \\ &\quad \cdot K \cdot J(T, I, f) [F(X) - F(-X)] \\ &= \frac{e_{dr, 0}}{e_{dr}} \cdot e_d \end{aligned} \quad (10)$$

$$\text{すなわち, } \frac{e_{do}}{e_{dr, 0}} = \frac{e_d}{e_{dr}} \quad (11)$$

となる。ここに、 r はリファレンス差動変圧器の固定された鉄心の変位で、添字 0 は計測用差動変圧器およびリファレンス差動変圧器の校正が行われたときの周囲条件を意味する。これより、計測用差動変圧器の出力とリファレンス差動変圧器の出力との比は、温度および励振条件が変っても影響されないことがわかる。

ここで、 $(e_1 + e_2)$ をリファレンス信号 e_r とすると、 e_d/e_r は、

$$\begin{aligned} \frac{e_d}{e_r} &= \frac{e_1 - e_2}{e_1 + e_2} = \frac{K \cdot J(T, I, f) [F(X) - F(-X)]}{K \cdot J(T, I, f) [F(X) + F(-X)]} \\ &= \frac{F(X) - F(-X)}{F(X) + F(-X)} = C(X), \end{aligned} \quad (12)$$

となる。すなわち自己補償出力 (e_d/e_r) は温度および励振条件に無関係となり、変位 X のみの関数となる。

ここで、自己補償出力の直線性との関連で、 $C(X)$ の“形”を考えてみよう。

さて、関数 $C(X)$ は (12) 式より $C(X) = -C(-X)$ なので、原点に対して対称な関数であることがわかる。ここで、(12) 式の分子は差動出力そのものなので、分母が一定であるとすると、(12) 式の形は通常の差動出力の形と同じになる。したがって、分母が一定でなく X の関数であるときに、それが分子の直線性にどう影響するかを調べればよい。

ここで次のような式を定義する。

$$e_1 - e_2 = N(X) = AX - n(X) \quad (13)$$

$$e_1 + e_2 = D(X) = B - d(X) \quad (14)$$

ここに、

$$A = \left. \frac{dN(X)}{dX} \right|_{X=0} \quad (15)$$

$$B = D(X) \Big|_{X=0} \quad (16)$$

で、 $n(X)$ は $N(X)$ の直線性からのずれを意味し、また $d(X)$ は $D(X)$ の一定値からのずれを意味している。

これらを(12)式に代入すると、次式が得られる。

$$C(X) = \frac{e_1 - e_2}{e_1 + e_2} = \frac{AX - n(X)}{B - d(X)} = \frac{AX}{B} \cdot \left[1 - \frac{n(X)}{AX} \right] \cdot \left[1 - \frac{d(X)}{B} \right]^{-1} \quad (17)$$

ここで、 X の範囲として $X=0$ の近傍を考えると、 $n(X) \ll AX$ 、 $d(X) \ll B$ であるので

$$\begin{aligned} C(X) &\approx \frac{AX}{B} \left[1 - \frac{n(X)}{AX} + \frac{d(X)}{B} \right] \\ &= \frac{AX}{B} \{ 1 - \epsilon(X) \}, \end{aligned} \quad (18)$$

ここに、

$$\epsilon(X) = \frac{n(X)}{AX} - \frac{d(X)}{B} \quad (19)$$

で、 $\epsilon(X)$ は $C(X)$ の直線性からのずれを意味する。

ここで、 $n(X)$ と $d(X)$ は差動変圧器の構造によって決まるもので、解析的に求めることは非常に難しい。そこで、差動変圧器の特性に関する一般的傾向はよく知られているので、図5-2-3に示すような2つの場合について考察してみよう。すなわち、鉄心の長さが比較的長い場合(図5-2-3のケース(a))と比較的短い場合(同ケース(b))である。

ケース(a)において、差動出力($e_1 - e_2$)が直線 AX より離れはじめる点の近傍あるいはそれ以下においては一般に

$$\left| \epsilon(X) \right| = \left| \frac{n(X)}{AX} - \frac{d(X)}{B} \right| < \left| \frac{n(X)}{AX} \right|$$

となる。これは、偏差 $n(X)$ と $d(X)$ は互いに打消し合うことを意味し、したがって $C(X)$ の直線性は差動出力のそれよりも良好なことを意味する。

一方、ケース(b)においては

$$\left| \epsilon(X) \right| = \left| \frac{n(X)}{AX} - \frac{d(X)}{B} \right| > \left| \frac{n(X)}{AX} \right|$$

となり、 $C(X)$ の直線性は差動出力のそれよりも悪くなる。したがって、これらのことから、鉄心の長さを最適な長さに調整すれば、 $C(X)$ の直線性は差動変圧器のそれと少なくとも同程度、あるいは幾分良好になるものと結論できる。

5.3 実験

励振周波数が 400 Hz あたりの比較的低い場合について、自己補償効果を確認するための実験を行った。図 5.3-1 は実験に使用した差動変圧器の概略構造である。ハウジングおよびボビンはおステナイト系ステンレス鋼 SUS 316 である。また鉄心はマルテンサイト系ステンレス鋼 SUS 410 である。

はじめに、最適な鉄心長を得るために自己補償出力の直線性について実験した。すなわち、室温において励振を 400 Hz - 50 mA に固定し、鉄心を移動させながら、2つの出力 e_1 , e_2 を交流電圧計で測定し、自己補償出力 $(e_1 - e_2) / (e_1 + e_2)$ を計算して校正曲線を求めた。このような測定をいろいろな鉄心長に対して行った。その結果を図 5.3-2 に示す。これより、最適鉄心長として 18.5 mm が得られ、このときの直線範囲は約 6 mm (± 3 mm) である。これは、別途求めた差動出力の場合に鉄心長を調整して得られる最大の直線範囲とほぼ同じであった。

つぎに、最適鉄心長のもとに、いろいろな温度条件および励振条件に対する校正実験を行い、差動出力と自己補償出力を求めた。図 5.3-3 はこのとき得られた差動出力で、温度条件および励振条件によって出力が大巾に変化することがわかる。一方、同じ条件に対する自己補償出力を図 5.3-4 に示す。すなわち、自己補償出力はこれらの条件に全く無関係となり、鉄心変位 X のみの関数となることが実証された。

つぎに、温度と励振条件を大巾に変化させたときの感度変化について調べると、図 5.3-5 が得られる。ここでは、それぞれの条件下での感度 S を室温・(400 Hz - 50 mA) の条件下での感度 S_0 で正規化してある。これより、温度と励振条件が大巾に変化しても、自己補償出力はかなり良好な精度でそれらの変化を補償し得ることがわかった。

5.4 まとめ

差動変圧器の温度による感度変化を補償する方法として、自己補償方式は非常に有効である。この方式は、温度の変化だけでなく励振条件の大巾な変化に対しても良好な補償効果を示す。

自己補償方式は新たな巻線の追加やフィードバックを必要としないが、出力信号の演算処理が必要となり、一般の差動出力に対する信号処理に比べて複雑となる。しかし、最近のエレクトロニクス・デバイスの進歩を考えれば、何ら問題とはならない。

文献

- 1) 西口 譲：“差動変圧器の直線性改善”，計測と制御，1 (9)，32 (1962)
- 2) K. Schenk：“Development of Differential Transformers for Measurement of In-core Fuel Elongation”，HPR-70 (1967)

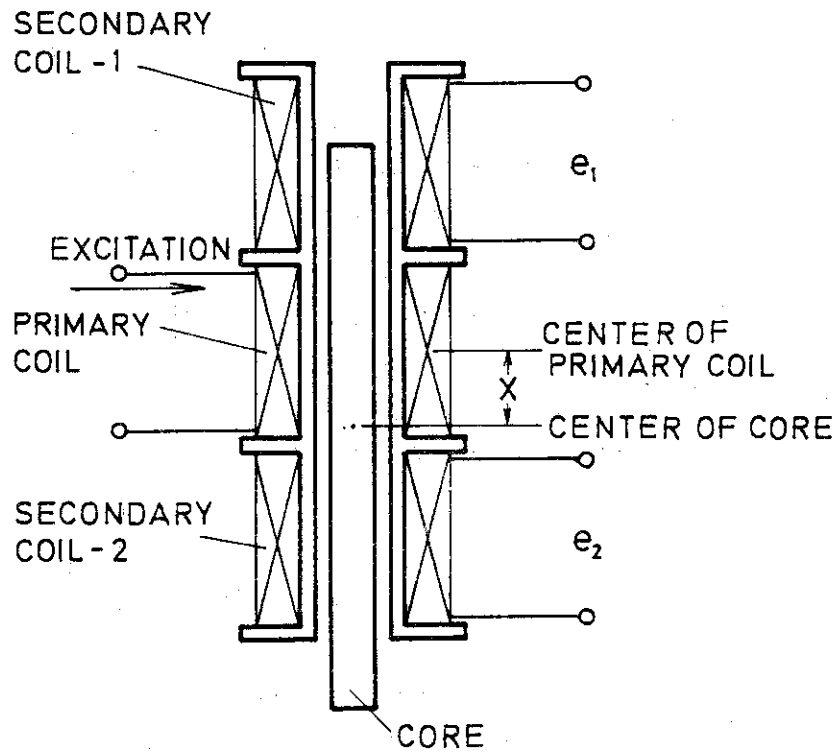


図 5.2-1 差動変圧器

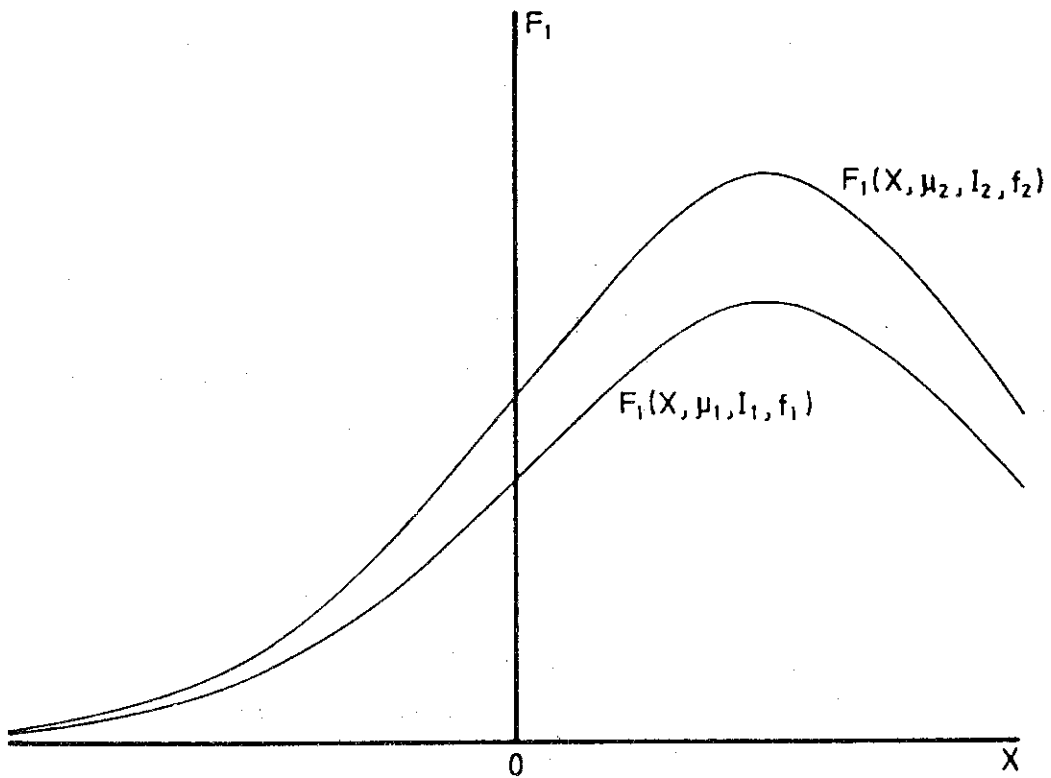
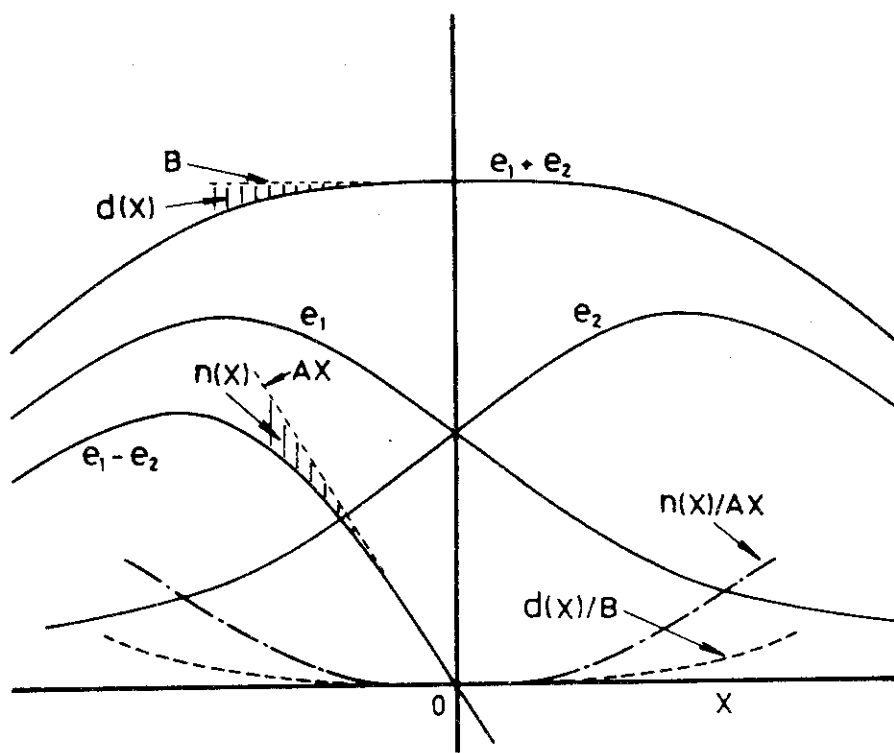
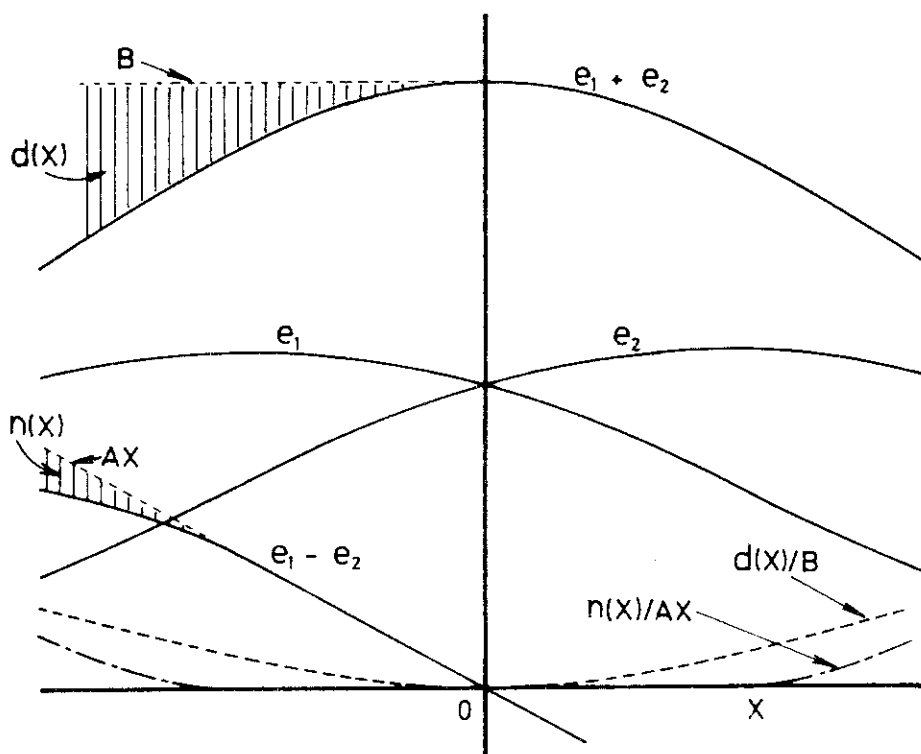


図 5.2-2 異なる μ, I, f に対する関数 F_1 の形



(a)



(b)

図 5.2-3 差動変圧器の出力 ; (a) 鉄心長が短い場合, (b) 鉄心長が長い場合

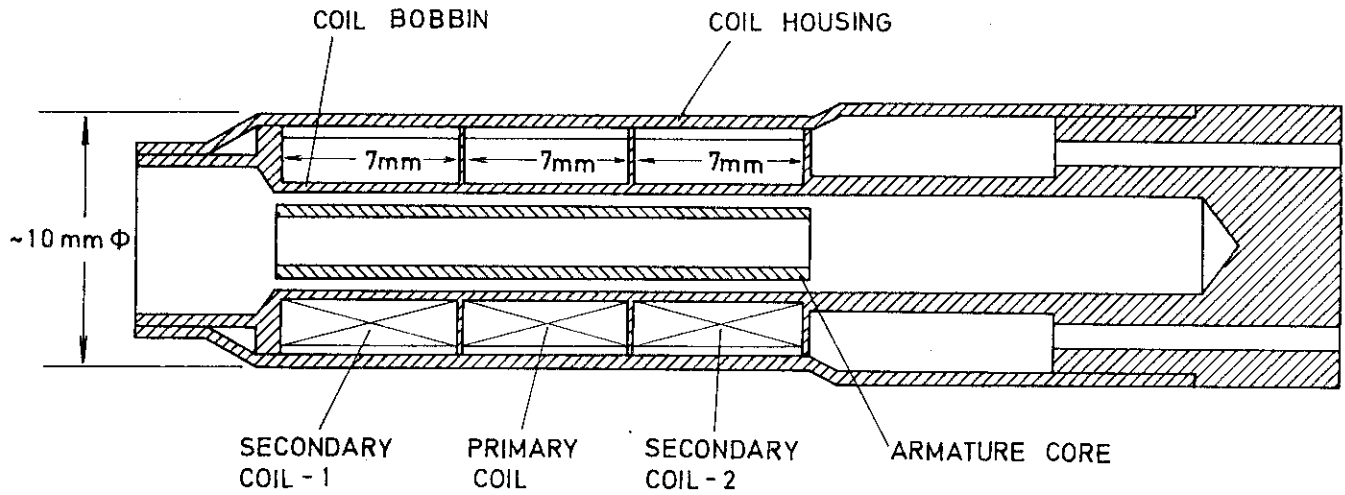


図 5.3-1 実験に用いた差動変圧器の構造

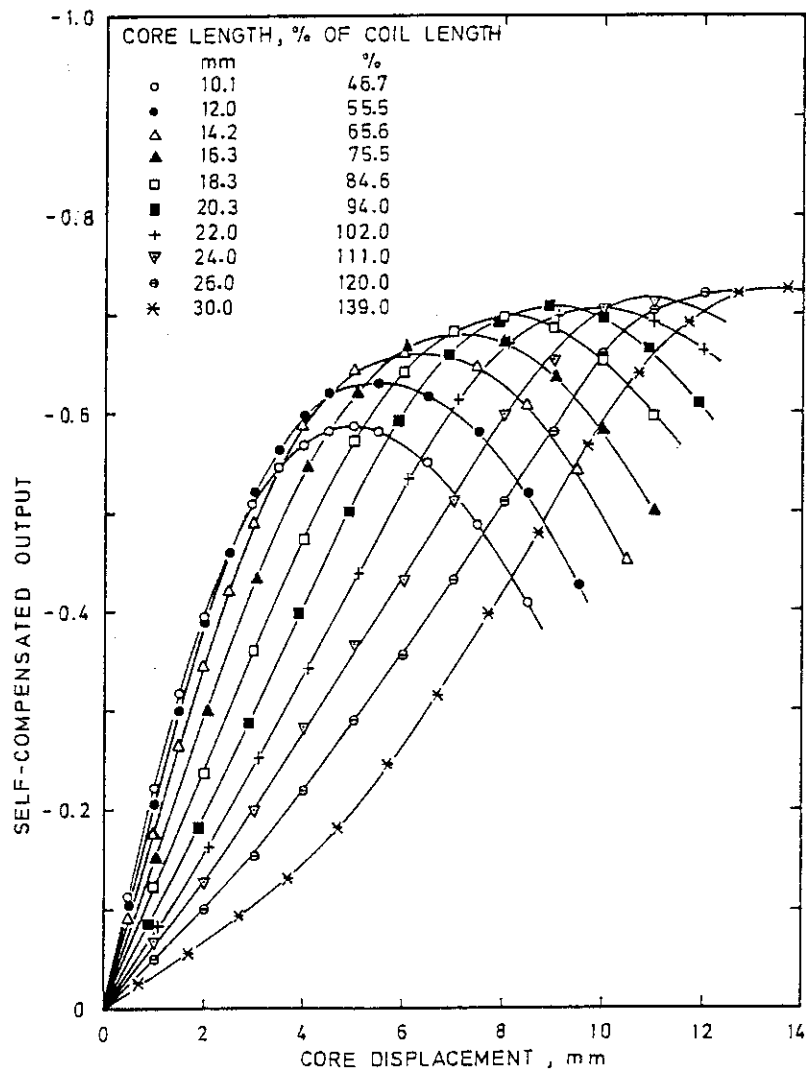


図 5.3-2 鉄心長による自己補償出力の直線性の変化

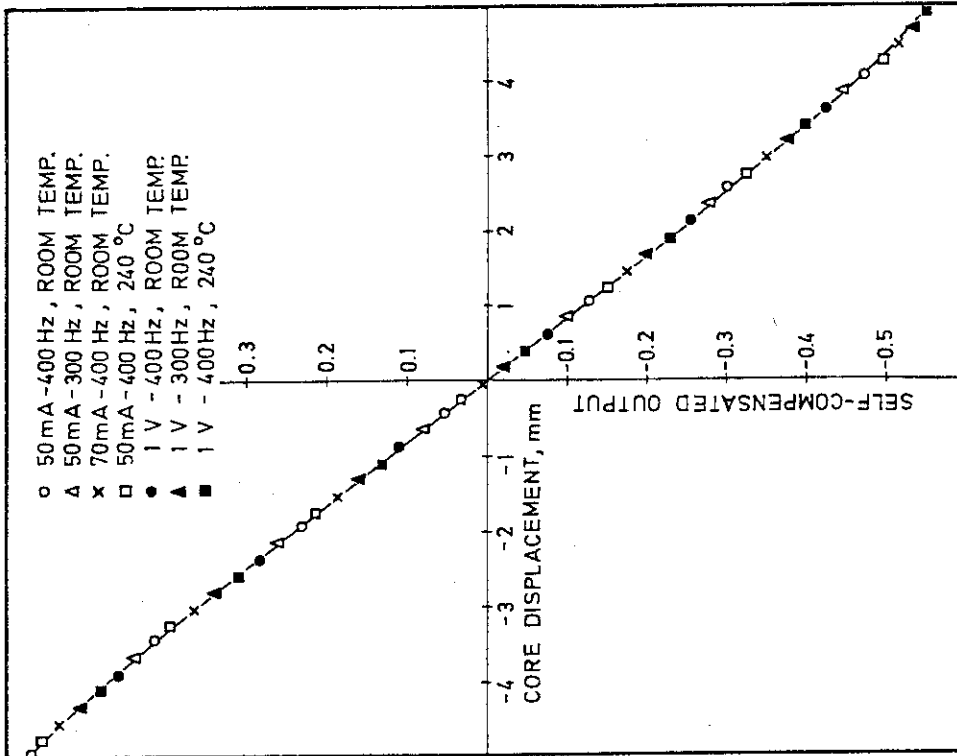


図 5.3-4 温度・励振条件の変化に対する自己補償出力の安定性

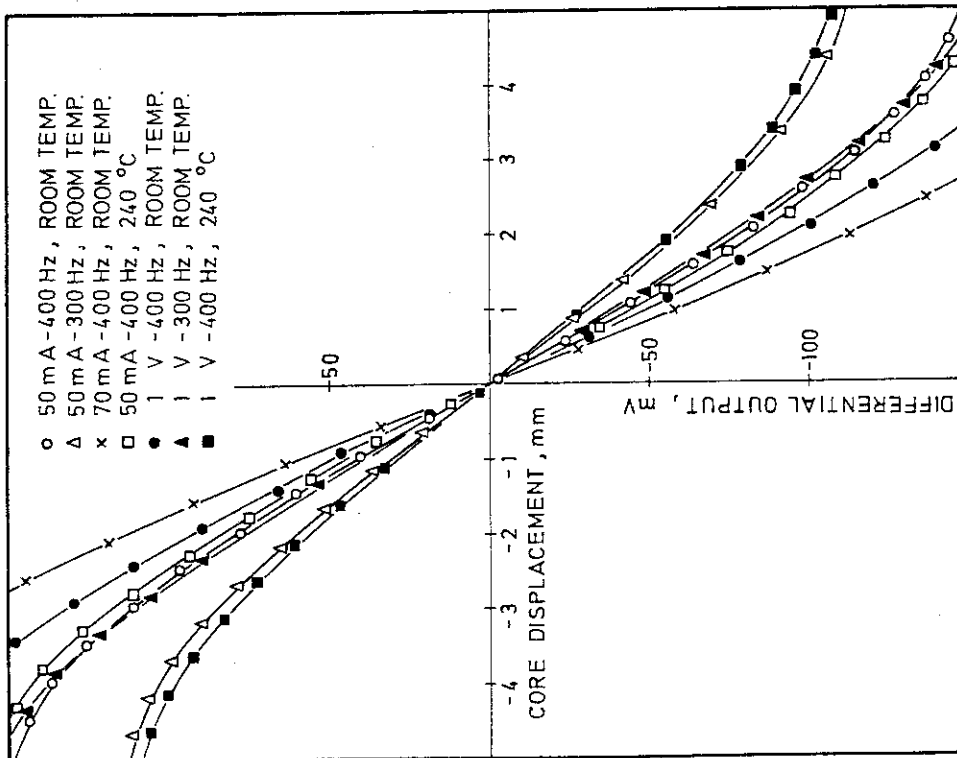
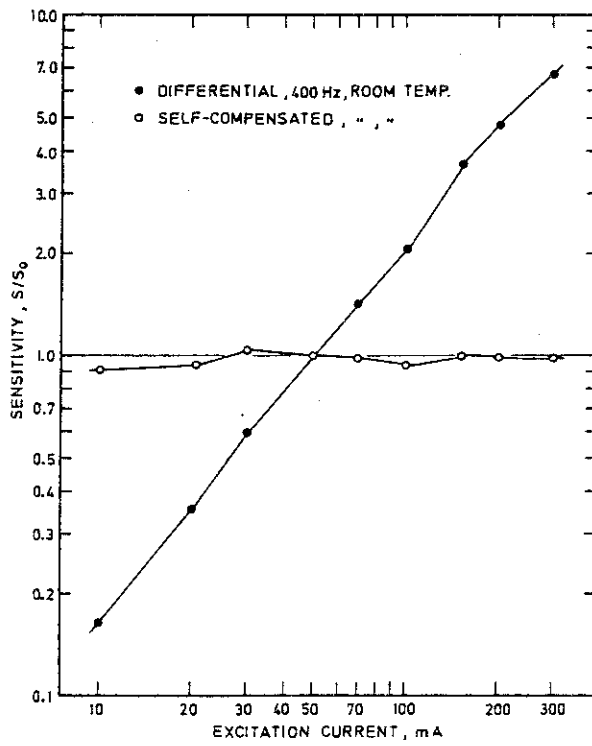
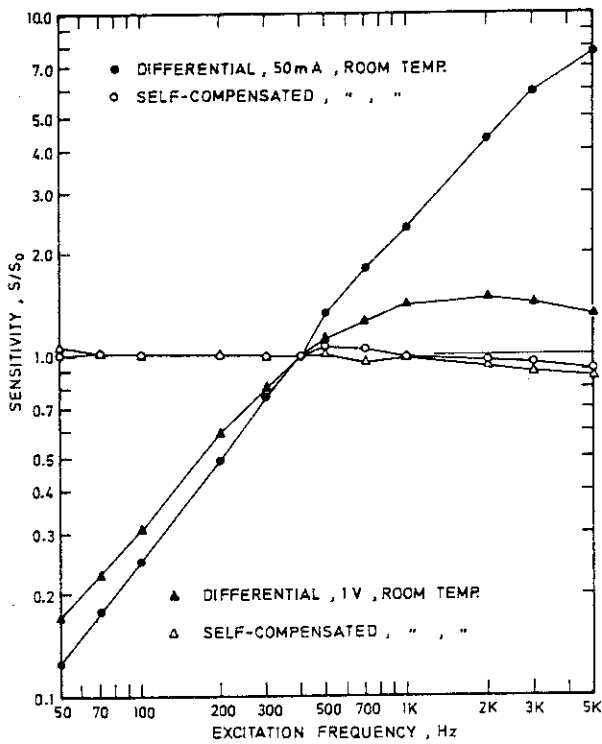


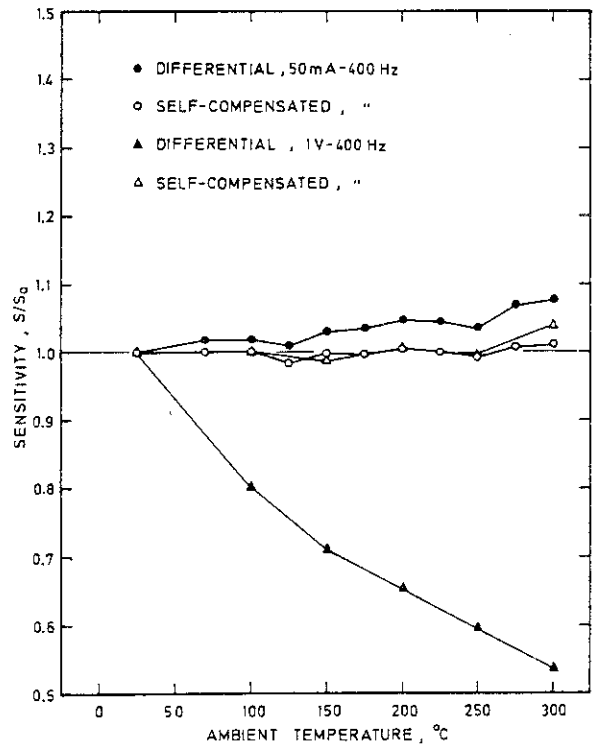
図 5.3-3 温度・励振条件の変化に基づく差動出力の変化



(a)



(b)



(c)

図 5.3-5 温度・励振条件の変化に対する差動出力及び自己補償出力の感度変化；(a) 励振電流が変化した場合、(b) 励振周波数が変化した場合、(c) 周囲温度が変化した場合

6. 高温環境用差動変圧器の試作試験

6.1 はじめに

差動変圧器は、1950年ごろから産業計測分野で使用され始め、これまでに多くの研究が行われて¹⁾⁻⁹⁾、設計・製作上および使用上の重要な問題はほぼ解決されたといえる。しかし、高温環境用差動変圧器を実現するためには、これまでのべてきたような使用材料の選択、構造設計と製作技術、温度による感度変化の補償、などについて十分な技術的検討を行わなければならない。これらの諸検討および研究をもとに、原子炉の安全性試験研究に関連して必要とされる原子炉燃料伸び測定用の差動変圧器を試作した。本章においては、この差動変圧器の試作と特性試験の結果、および励振用と信号処理用の電子回路についてのべる。

6.2 差動変圧器の設計と製作および特性試験

6.2.1 設計と製作

高温環境用差動変圧器の試作に当たり、その第1の目的を日本原子力研究所の原子炉安全性研究炉(NSRR; Nuclear Safety Research Reactor)の高温高圧水キャプセル内における燃料伸び計測に使用することとした。そこで、設計条件として、①耐熱性は400℃以上、②耐圧性は30MPa以上、③320℃・17MPaの高温高圧水中で1年以上の連続使用に耐えうること、④原子炉内の高放射線に1年以上耐えうること、⑤測定範囲は±5mm以上、⑥応答速度は90%ステップ応答で3ms以下、を設定した。これらの設計条件と第2章から第4章において検討した材料および構造に関する検討結果をもとに、図6.2-1に示す差動変圧器を製作した。構成材料を表6.2-1に示す。製作手順の概略はつぎのとおりである。

- (i) 部品の機械加工
- (ii) ボビンへのアルミナ溶射、シースケブルとシール用ニップルの電子ビーム溶接
- (iii) 巻線(写真6.2-1)
- (iv) シースケブル付シール用ニップルおよびHe封入管のボビン・ボディへのTIG溶接
- (v) コイル・リード線とケーブル芯線との銀ロウ接続
- (vi)ハウジングおよびケーブル保護ニップルのボビン・ボディへのTIG溶接
- (vii) He封入・封じ切り

なお、2つの2次コイルは差動接続されているが、この接続部は3芯ケーブルの1本(クロメル)に接続され、2つの2次側出力がそれぞれ独立に取り出せるようになっている。

製作は常に清潔な環境で行い、差動変圧器内部およびシースケブル内部に湿分が入らないように注意した。また、組立途中において、必要な特性チェック(絶縁、導通など)とHe封入後のHeリーク試験などを行い、1工程ごとに性能の確認を行った。また、組立完成後においては、オートクレーブ試験により、300℃の飽和温水中での健全性を確認した。写真6.2-2に組立完

成後の高温用差動変圧器を示す。

6.2.2 特性試験

1) 鉄心構造と励振周波数の選定

設計条件として設定した 3ms 以下という 90% ステップ応答速度を得るためには、差動変圧器を kHz オーダで励振しなければならない。一般に差動変圧器の感度は、励振周波数に比例して増大するが、励振周波数がある程度以上大きくなると電流損失および巻線間の浮遊容量の影響で逆に感度が低下してくる。製作した高温環境用差動変圧器では、ハウジングおよびボビンに金属 (SUS 304) を使用しているため、特に電流損失が問題となる。どの程度までの高周波励振が可能であるかを調べるために、製作した変圧器を用いて、1 次側の励振周波数を 100 Hz から 50 kHz まで、50 mA 一定電流のもとに変化させ、このときの 1 つの 2 次コイル (本実験では # 2) の誘起電圧を調べた。また、鉄心内での電流防止のために、鉄心に溝を付けた場合の効果も合わせて調べた。使用した鉄心を図 6.2-2 に示す。

図 6.2-3 は試験の結果である。実線は、2 次コイル # 2 の誘起電圧が最大になる位置に鉄心を固定した場合で、点線は鉄心を完全に取除いたときの誘起電圧である。したがって、この 2 つの場合の誘起電圧の差は鉄心の変位によって得られる 2 次側電圧の最大の変化幅 (スパン) を示し、この大小はほぼ感度の大小を表わす。すなわち、この差が最大となる付近が最大の感度を与える励振周波数と考えられる。図 6.2-3 より、この差 (スパン電圧) を求めると図 6.2-4 が得られる。これより、最大の感度を与える励振周波数は約 10 kHz であることがわかった。また、溝付き鉄心にすることにより、感度が増加することがわかった。この結果から、励振周波数を、実際に使用する場合の不確定な取付条件を考慮して、最大感度を与える 10 kHz より低めの 5 kHz とすることにし、また溝付き鉄心タイプ 5 を採用することにした。

2) 最適鉄心長の選定

第 5 章、5.3 節および図 5.3-2 で述べたように、最適鉄心長を得るために、長さの異なる鉄心を用いて 5 kHz - 50 mA 励振のもとに鉄心の変位に対する自己補償出力の校正試験を行った。その結果の一部を図 6.2-5 ~ 7 に示す。これより、最適鉄心長として 35 mm という値が得られた。

3) 校正試験

励振条件および鉄心長が決定したので、室温、100 °C、200 °C、300 °C における校正試験を行った。第 5 章で述べたように、温度による感度変化を補償するため、2 つの 2 次コイルの出力 e_1 、 e_2 をそれぞれ別個に測定し、鉄心の変位に対する $(e_1 - e_2) / (e_1 + e_2)$ を求めた。その結果を図 6.2-8 に示す。図において、校正装置および差動変圧器の熱膨張に基づく零点変動は補正してある。すなわち、出力の零点を基準にしてプロットしたものである。常温から 300 °C までの温度変化に対して、通常の差動出力では、+30% 程度の感度変化を示したが、この自己補償出力では図に示すように +5% である。燃料の伸び測定における実際の使用温度は、多くの場合、300 °C を中心に ±50 °C を考えればよい。したがって、300 °C の校正曲線を用いれば、実用上ほとんど問題を生じない。測定精度として ±1% 程度は容易に達成できるものと思われる。

6.3 励振および信号処理用電子装置

6.3.1 装置の構成

差動変圧器の励振および出力信号処理のために開発した電子装置の構成を図 6.3-1 に示す。励振装置の構成は市販の正弦波発振器と開発した交流定電流変換装置から成る。差動変圧器の感度は一般に励振電流に比例して変化するので、定電圧励振では、温度によって励振コイル（1次コイル）のインピーダンスが変化すると、感度の変化をもたらす。この感度変化は、第5章で示したように、自己補償法を採用することによって補償することができる。しかし、自己補償信号処理回路への負担をできるだけ軽くするためには、出力インピーダンスの高い電源によるいわゆる定電流励振を行い、励振電流を常に一定に保って、励振電流の変化による感度変化を取り除くことが望ましい。このような理由から、定電流励振とした。

一方、出力信号処理装置は差動変圧器の2つの2次コイルの出力電圧 e_1 , e_2 をそれぞれ独立に増幅し、自己補償出力を得るための演算処理を行うようになっている。図 6.3-2 に出力信号処理装置の構成を示す。2つの出力信号をそれぞれ独立に交流増幅、整流、平滑し、直流信号 E_1 , E_2 に変換する。直流に変換した信号を演算増幅器に導き、差動出力 ($E_1 - E_2$) と和動出力 ($E_1 + E_2$) を得る。さらに割算器によって $(E_1 - E_2) / (E_1 + E_2)$ の演算を行い、自己補償出力を得ようになっている。さらにこの出力信号処理装置に汎用性を持たせるため、交流増幅器の入力レベルの切換および励振周波数に対する平滑回路の時定数切換の機能を持たせてある。

6.3.2 交流定電流変換回路

励振装置における交流定電流変換回路を図 6.3-3 に示す。交流定電流変換回路の設計条件としては、1) 周波数特性が 1 kHz ~ 50 kHz の範囲で平坦であること、2) 少なくとも入力レベルは 1 ~ 10 V あるとし、入力レベルに応じて 1 V, 2 V, 5 V, 10 V の入力レベル切換機能を有すること、3) 装置自身においてポテンショメータによる励振電流のレベル調整が可能なこと、4) 最大出力は 500 Ω 負荷に対して 100 mA, 1 K Ω 負荷に対して 50 mA であること、5) 出力電流の指示はメータによる実効値指示であること、6) 出力波形の歪防止のために、出力電圧が 55 V 以上になった場合に指示ランプが点灯すること、などを考慮した。

初段の増幅回路において入力レベルの切換を行い、約 10 V の出力を次段の定電流変換回路に送るようになっている。初段の出力回路に接続してある可変抵抗器は定電流出力レベル調整のためのもので、これにより定電流変換回路の入力電圧レベルを調整し、出力電流レベルを調整する。また入力インピーダンスは市販の正弦波発振器に合わせて 600 Ω にしてある。図 6.3-4 は出力電流指示回路で、図 6.3-3 に示した定電流変換回路の帰還抵抗 100 Ω の両端の電圧を増幅整流して、メータに出力電流の実効値を指示する。図 6.3-5 は定電流変換回路の出力電圧が 55 V 以上になった場合にランプを点灯表示させるための回路で、出力電圧が大きくなるのは、規定以上に過大な負荷に定電流を供給するような場合で、出力波形も歪んでおり、好ましくない。

交流定電流変換回路の特性を表 6.3-1 に示す。最も重要な特性は負荷変化に対する出力電流の変化率である。表に示すように、この変化率は非常に小さい。したがって、本装置は大巾な負荷変動に対しても一定の交流電流を安定に供給でき、実用上十分な性能を有しているといえる。

6.3.3 交流直流変換回路

交流直流変換回路を図 6.3-6 に示す。本変換回路はバッファ増幅回路、交流増幅回路、直流整流回路、低域フィルタ回路の 4 つの部分より構成されている。この交流直流変換回路によって、差動変圧器の 2 次コイルに誘起した交流の出力電圧はフルスケール 5 V の直流電圧に変換され、あとで述べる自己補償演算処理回路に導かれる。

1) バッファ増幅回路

バッファ増幅回路は 2 つのフォロワ (IC 1-IC 2) と 1 個の差動増幅器 (IC 3) から成り、その目的は差動変圧器の 2 次コイルを非接地状態 (フローティング) で使用することもできた片側を接地状態にして使用することもできるように、入力側で切換可能なバッファ増幅回路を提供することにある。したがって、増幅度を特に稼がずに規定の周波数範囲内ではほぼ 1 になるように設計した。低域のカットオフ周波数は約 500 Hz で高域のカットオフ周波数は約 160 kHz である。図 6.3-7 に周波数特性と差動増幅における不平衡度を示す。周波数特性の測定においては、IC 2 の入力側を接地し、IC 1 の入力側のみに交流 1 V を加え、IC 3 の出力電圧を測定した。また、不平衡度の測定では、IC 1 および IC 2 のそれぞれの入力端子を共通に接続して 1 V の交流電圧を加え、IC 3 の出力電圧を測定した。図において、白丸は今回製作した 2 台の交流変換器のうち # 1 に対するもので、黒丸は # 2 に対するものである。周波数特性は両者共に非常によく一致しているが、不平衡度はかなり大きな差がある。これは使用した IC および抵抗体の特性のバラッキによるものと思われる。しかし、不平衡度の大きさは -40 db (100 分の 1, 1%) 以下であるので、使用した抵抗体の精度から見てほぼ満足できる。

2) 交流増幅回路

交流増幅回路は、広い入力レベルに対してフルスケール 1 V_{rms} の出力電圧を得るための可変利得増幅回路である。利得の切換は、フルスケールの入力レベル 50 mV, 70 mV, 100 mV, 200 mV, 300 mV, 500 mV, 700 mV, 1 V, 2 V, 3 V に対して、2 つの切換スイッチによって行う。また、これらの中間のレベルに対してはポテンショメータによって調整できるようにした。例えば、フルスケール 300 mV の入力に対しては "VTR GAIN" を "1" (ポテンショメータでは "0") にセットし、"RANGE" を "×1" にセットし、"VOLT" を "0.3" にセットすれば、増幅度は 6.65/2 となり、300 mV の入力に対して 1 V の出力が得られる。他の場合も同様にして 1 V の出力が得られる。

3) 直線整流回路

直線整流回路は入力交流電圧に比例した直流出力を得るためのもので、直線性の良い整流特性が必要となる。そのため、整流回路にはよく知られている演算増幅器を用いた全波整流回路を採用し、整流用ダイオードの非直線整流特性と IC 増幅器の増幅度との関係で問題となる小信号に対する非直線性を出来るだけさけるために、整流回路の前段 IC 6 で約 7 倍の交流増幅を行った。すなわち、前の交流増幅回路のフルスケール出力 1 V を IC 6 の交流増幅回路で 6.9 V に増幅し、次の整流回路 IC 7~8 に送る。ここで全波整流し、その平均値出力 (全波整流波形の直流レベル) を 6.212 V にする。この直線整流回路の整流特性を図 6.3-8 に示す。フルスケールの 1% 以下の小信号に対しては直線性が損われるが、実際の動作領域はフルスケールの 10% 以上のところなので全く問題がない。

4) 低域フィルタ回路

低域フィルタ回路は前段の全波整流出力電圧を平滑してリップルの少ない完全な直流出力を得るためのもので、回路設計においては出力のリップルを出来るだけ小さくして且つ応答速度を失わないように心がけなければならない。そして、設計条件としては、出力のリップル率を1%以下に抑え、ステップ応答時間を励振周波数の周期の数倍以下に抑えることを目標とした。

低域フィルタ回路の構成としては、いくつかの方法があるが、よく知られている Sallen-Key の VCVS 低域フィルタ回路¹⁰⁾を用いることとし、はじめにこの回路に全波整流波形の入力電圧が加えられたときの出力のリップル率と入力直流レベルがステップ状またはランプ状に変化したときの応答特性を調べることにした。図 6.3-9 (a) はこの低域フィルタの基本回路で、その下側に伝達関数を示す。この回路に同図 (b) 左上に示すような全波整流波形が入力として加わると、同右上に示すような出力となる。このときに、出力に含まれるリップル (交流分 e_{ac}) の大きさは、全波整流波 e_{in} の各高調波成分に対する出力を重ね合せたもので、その実効値を $e_{ac, rms}$ とすると、リップル率 (%) を、 $\sqrt{2} (e_{ac, rms}) \times 100 / E_{dc}$ と定義したときの値は同図下側に示すような式となる (付録 I)。ここに、 E_{dc} は全波整流波の直流成分の大きさで、 T_e は励振電流の周期である。これより、回路定数と励振周波数の関係でリップル率を計算すると図 6.3-10 が得られる。図において、横軸は回路時定数 CR と励振電流の周期の比であり、これより先に述べた設計条件すなわちリップル率を1%以下に抑えるためには、CR の値を励振周期 T_e の何倍ぐらいにすればよいかひと目でわかる。

つぎに回路定数と応答特性の関連を調べなければならないので、先に示した伝達関数に対するステップ応答およびランプ応答を与える式を求めると、表 6.3-2 に示す結果が得られる (付録 II)。この表において、 z は回路定数 CR で正規化した時間を意味している。これよりステップ応答およびある時間以降で一定の値になる変形ランプ入力に対する応答を計算すると、図 6.3-11 のような応答波形が得られる。これらの応答波形の比較から、 $a=2$ として、各励振周波数に対する回路定数を図 6.3-6 に示したように定めた。

図 6.3-12 は低域フィルタ回路の各励振周波数レンジにおけるリップル率と90%ステップ応答時間を実際の励振周波数に対して計算しプロットしたものである。図中の点線の切換点はリップル率2%でレンジ切換を行う場合で、実線の切換点はリップル率1%で切換を行う場合である。先に述べたように、試作した差動変圧器は5kHzで励振されるので、この場合には図より応答時間は約0.42msecでリップル率は約0.66となり、設計条件および要求仕様を十分に満足することがわかる。

さて、低域フィルタ回路の直流入力電圧は先に述べたようにフルスケール6.212Vであり、利得1で増幅されたのち、最終段階で抵抗1.21k Ω と5.0k Ω で分割され、フルスケール5Vとなり、次にのべる自己補償演算処理回路に送られる。また信号レベルが5V以上に大きくなった場合には“オーバ・レンジ”のランプが点灯する。

6.3.4 自己補償演算処理回路

自己補償演算処理回路は足し算・引き算回路、割り算回路および信号レベル・アラーム回路の3つの基本回路より構成されている。

1) 足し算・引き算回路

足し算・引き算回路の回路図を図 6.3-13 に示す。前段の2つの交流直流変換回路によって直流信号に変換された差動変圧器の2つの出力信号 E_1 、 E_2 をそれぞれ別個の入力端子に加える。そして、入力段のバッファ（ホロワー）を通過したあと、次段の足し算（IC 3）および引き算（IC 4）のための演算増幅器に加える。ここで、足し算（ $E_2 + E_1$ ）および引き算（ $E_2 - E_1$ ）の信号がそれぞれ得られるが、次の割算回路での演算精度をできるだけ良くするために、それぞれの信号のレベル調整を行う。この調整は、それぞれ“GAIN”調整用ポテンショメータおよび“INPUT LEVEL”切換スイッチによって行い、それぞれの信号レベルがフルスケールで約 10 V になるように調整する。そして、それぞれの調整係数（利得率または減衰率） C_d および C_n はポテンショメータのダイヤル目盛および切換スイッチの位置標示から読み取る。

2) 割り算回路

割り算回路の回路図を図 6.3-14 に示す。前段の足し算・引き算回路の出力のうち、差出力 C_n （ $E_2 - E_1$ ）を分子入力側 z に加え、和出力 C_d （ $E_2 + E_1$ ）を分母入力側 x に加える。そして、割算器の出力に 10 倍の係数を掛けて、 $10 C_n (E_2 - E_1) / C_d (E_2 + E_1)$ を得る。この出力の大きさは、前述の足し算・引き算回路において、 C_n および C_d を適当に選ぶことにより、フルスケール 10 V に調整することができる。そして、その後で、フルスケール定格出力値を変えたい場合は割り算器の出力側の“RATED OUT. VOLT.”切換スイッチにより、5 V、2 V、1 V に切換えることができる。最終段の2つの IC（IC 8、IC 9）でホロワーを構成し、低インピーダンスの信号を出力として与え、また 10 mV フルスケールのレコーダ出力を与えるようにした。

3) 信号レベル・アラーム回路

割り算器のフルスケール定格入力分子・分母共に ± 10 V であるので、このレベルを越えた場合にアラームのランプが点灯するようなトリップ回路をもうけた。

4) 演算精度

これまで、自己補償演算処理回路についてのべてきたが、最後にこの回路の演算精度の実験結果についてのべる。足し算・引き算回路の“GAIN”および“INPUT LEVEL”の調整において、前述の調整係数を $C_n = C_d = 1$ とし、割り算回路の定格出力レベルを 10 V にセットして、本処理回路の入力の片側に一定電圧 5 V を加え、もう一方の入力に 0.5 ~ 5 V の電圧を加えた。そして、そのときの出力電圧を測定して理論値と比較し、演算精度を求めた。その結果を図 6.3-15 に示す。最大誤差は約 0.13 % である。この値は、実際の燃料伸び測定において要求される精度に対しても十分に良い値であるといえる。

6.4 総合過渡応答特性

試作した差動変圧器と信号処理用電子装置とを接続し、総合校正試験を行った結果、図 6.2-8 に示した特性と同様の結果が得られた。つぎに、総合の過渡応答特性を調べた。ms オーダのステップ応答を調べるには、鉄心を μs オーダでステップ状に変化させなければならない。これは非常に難しいので、外部より鉄心を差動変圧器に高速で打ち込み、 -5 mm の位置で静止体に

当たり跳ね返るような体系でその応答を調べた。その結果を写真 6.4-1 に示す。一般に、このような試験体に対する 1 次遅れ応答は図 6.4-1 のようになる (付録 III)。したがって、差動変圧器と電子回路を含めた総合過渡応答を 1 次遅れ応答と仮定すると、写真 6.4-1 より、その時定数として約 0.67 ms が得られる。したがって、90% ステップ応答は約 1.5 ms となり目標 (3ms 以下) を達成したといえる。

6.5 まとめ

第 2 章から第 5 章までに述べた諸検討および研究をベースに、加圧水形原子炉 (PWR) の炉内条件下で使用可能な差動変圧器およびそのための励振装置と信号処理装置を試作した。その結果、十分に実用可能な差動変圧器が開発できた。また、自己補償法に基づく信号処理により、温度変化に伴う感度変化を実用上問題ない程度まで補償し得た。応答速度も 90% ステップ応答で 3ms 以下という目標を達成できた。なお、同種の差動変圧器について、日本原子力研究所の材料試験炉で 270°C の炉内照射試験を現在まで約 1 年間実施しているが、なんら異常は生じていない。

文 献

- 1) 西口：“差動変圧器”，計測，6-2，53/61 (1956)
- 2) 松代，下田，古賀：“差動変圧器の感度”，計測，6-2，66/73 (1956)
- 3) 森村，古賀，滝沢：“差動変圧器の零電圧とその補償法”，8-4，221/227 (1958)
- 4) 秋山，猪野：“4 コイル型差動変圧器について”，計測，9-6，354/358 (1959)
- 5) 秋山：“差動変圧器の残留電圧補償回路の解析”，計測，10-5，295/299 (1960)
- 6) 猪野：“コアが旋回しながら変位した場合の差動変圧器の非直線性について”，計測，11-10 (1961)
- 7) 西口：“差動変圧器の直線性改善”，計測と制御，1-9，686/694 (1962)
- 8) 猪野，片岡，秋山：“直流差動変圧器”，計測と制御，4-4，251/258 (1965)
- 9) 山田：“差動変圧器の動作理論”，計測自動制御学会論文集，4-2，99/106 (1968)
- 10) Sallen, R.P. and Key, E.L. : "A Practical Method of Designing RC Active Filters", IRE Trans. on Circuit Theory, CT-2, pp.74-85, March (1955)

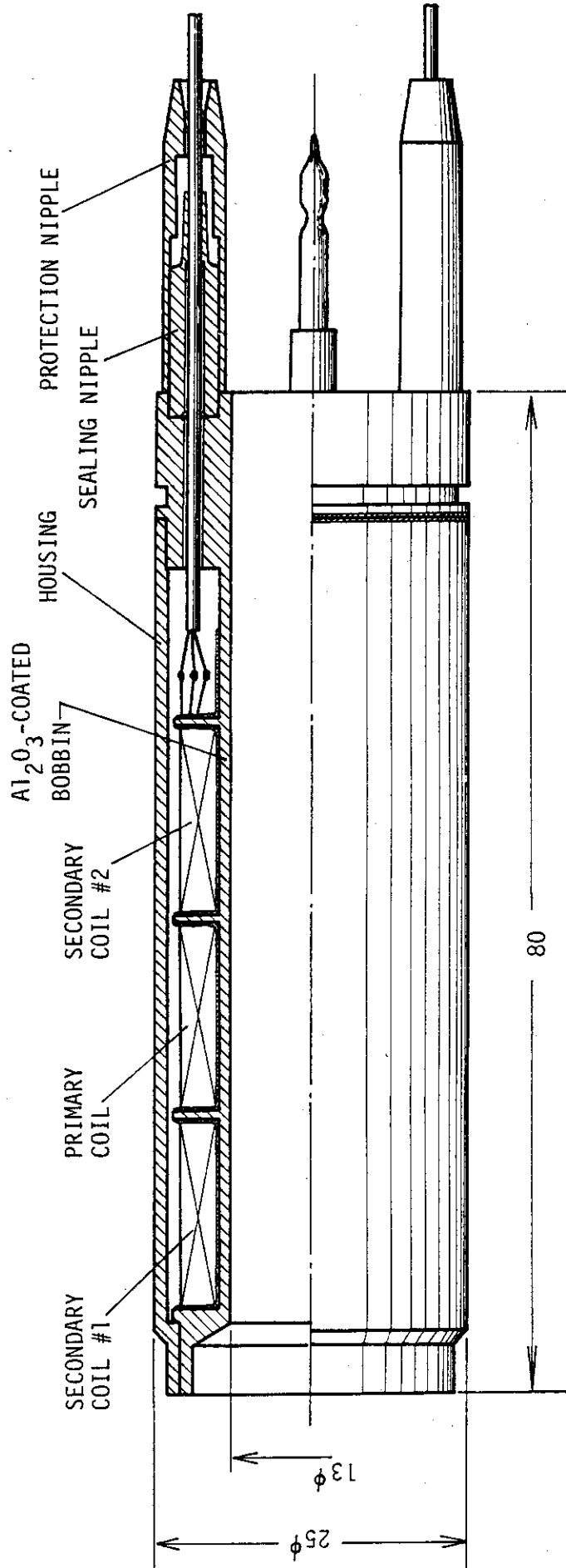


図 6.2-1 試作した高温環境用差動変圧器の構造

表 6.2-1 高温環境用差動変圧器の構成材料

| Parts | Materials |
|-----------------------------|---|
| Housing | SUS304 |
| Bobbin | SUS304, 0.2t Al ₂ O ₃ Coated |
| Primary and Secondary Coils | 0.2mm ϕ Ceramic-Insulated Ni-Clad Cu-Wire, 5 Layers(320 Turns) |
| Sealing Nipple | Inconel 600 |
| Cable Protection Nipple | SUS304 |
| Primary Sheathed Cable | 1.0mm ϕ Inconel-600 Sheath, Al ₂ O ₃ Insulated, 2 Leads (Chromel/Alumel) |
| Secondary Sheathed Cable | The Same as the Primary, but 3 Leads (Alumel/Chromel/Alumel) |

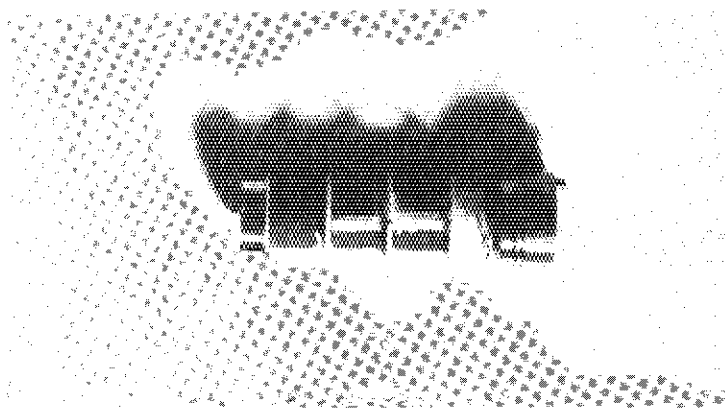


写真 6.2-1 アルミナ被覆 SUS ボビンへのセラミック絶縁線の巻線

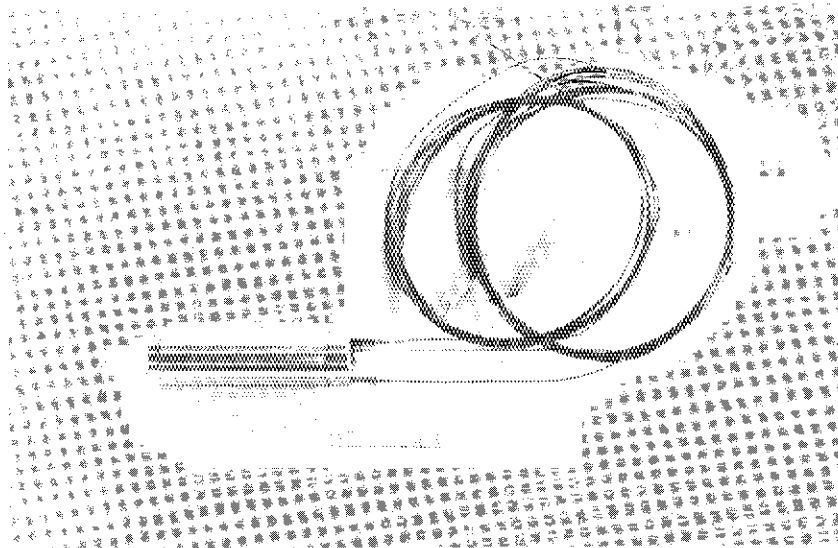


写真 6.2-2 高温環境用差動変圧器の外観

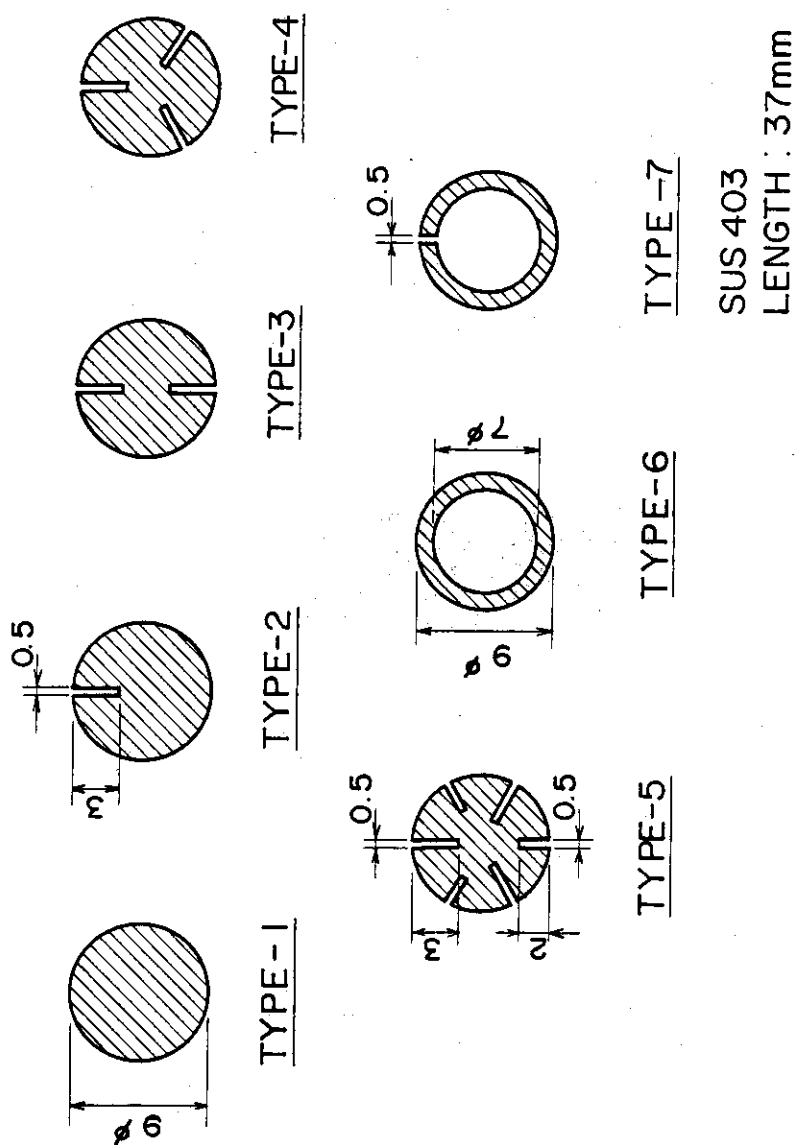


図 6.2-2 鉄心構造の種類

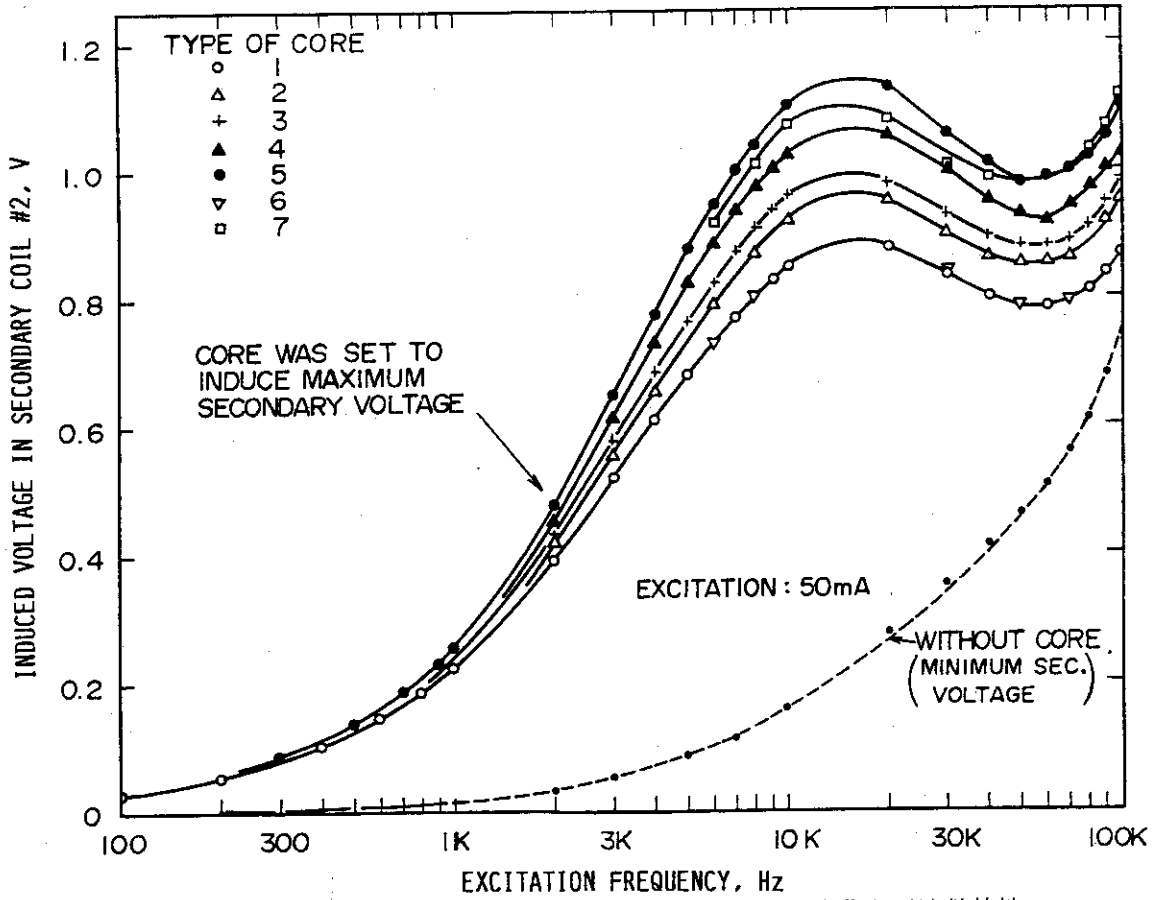


図 6.2-3 鉄心構造の違いによる2次コイル出力の変化と周波数特性

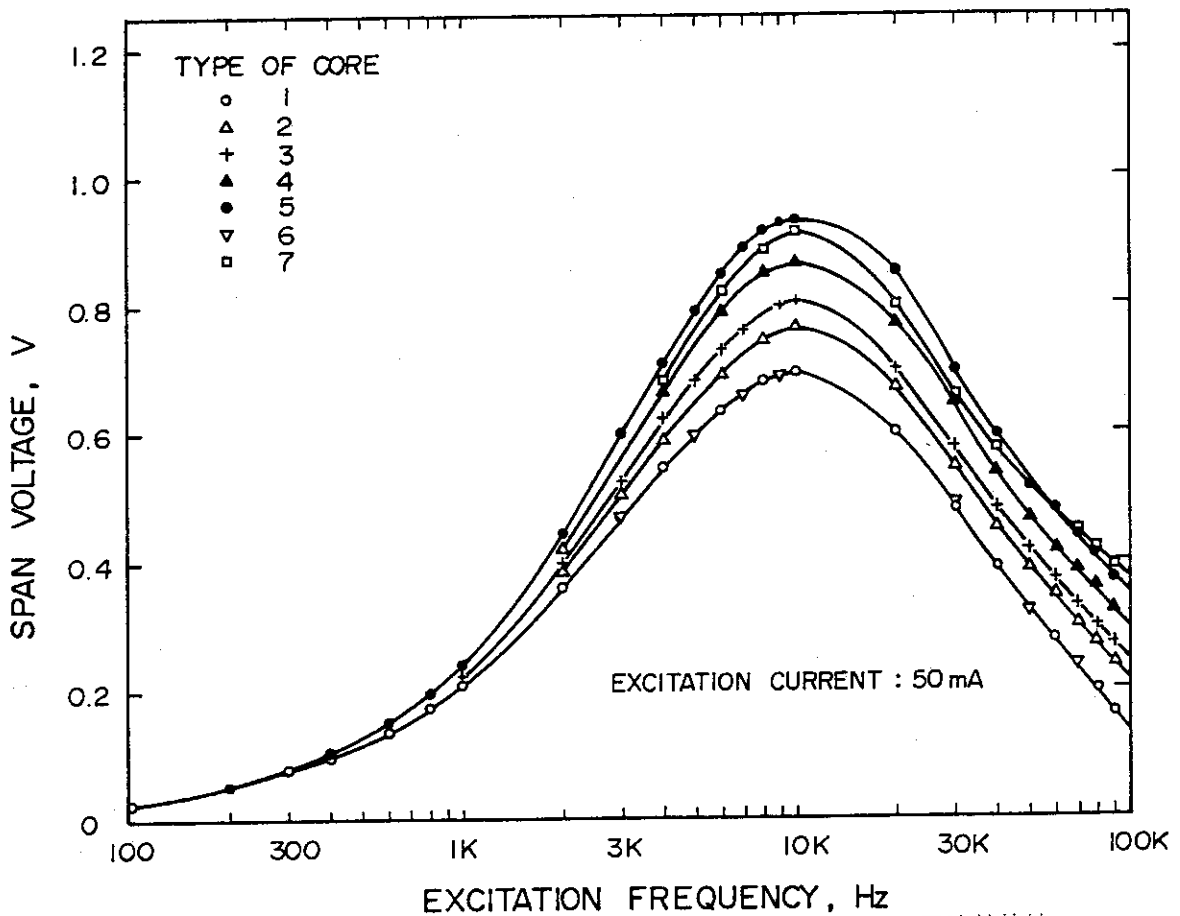


図 6.2-4 鉄心構造の違いによるスパン出力の変化と周波数特性

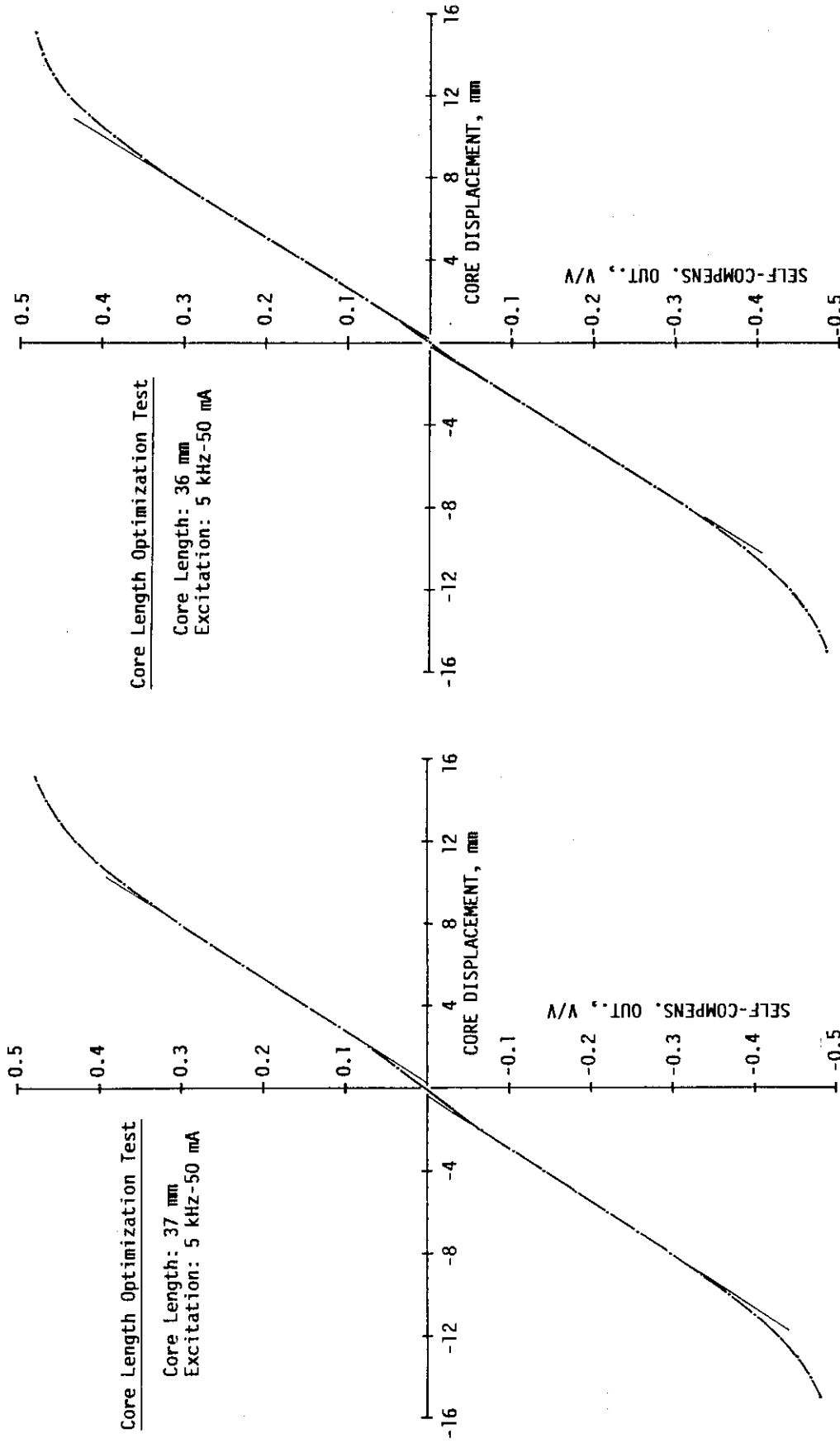


図 6.2-5 差動変圧器の校正曲線 (鉄心長 37 mm)

図 6.2-6 差動変圧器の校正曲線 (鉄心長 36 mm)

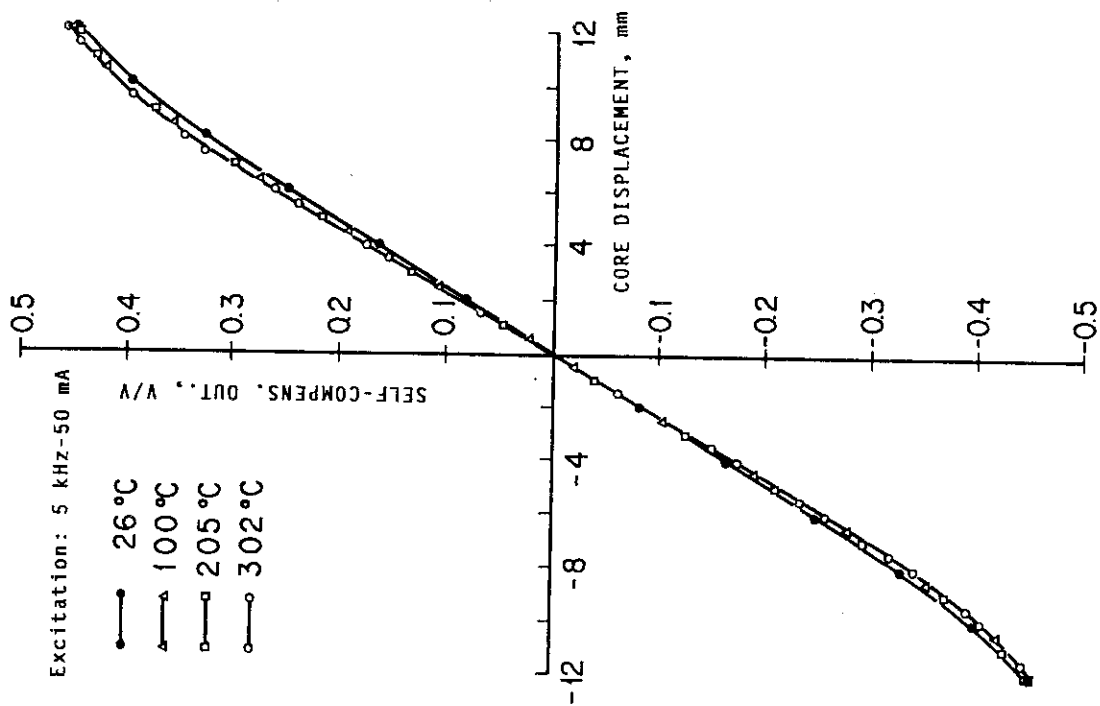


図 6.2-8 高温環境における差動変圧器の校正曲線

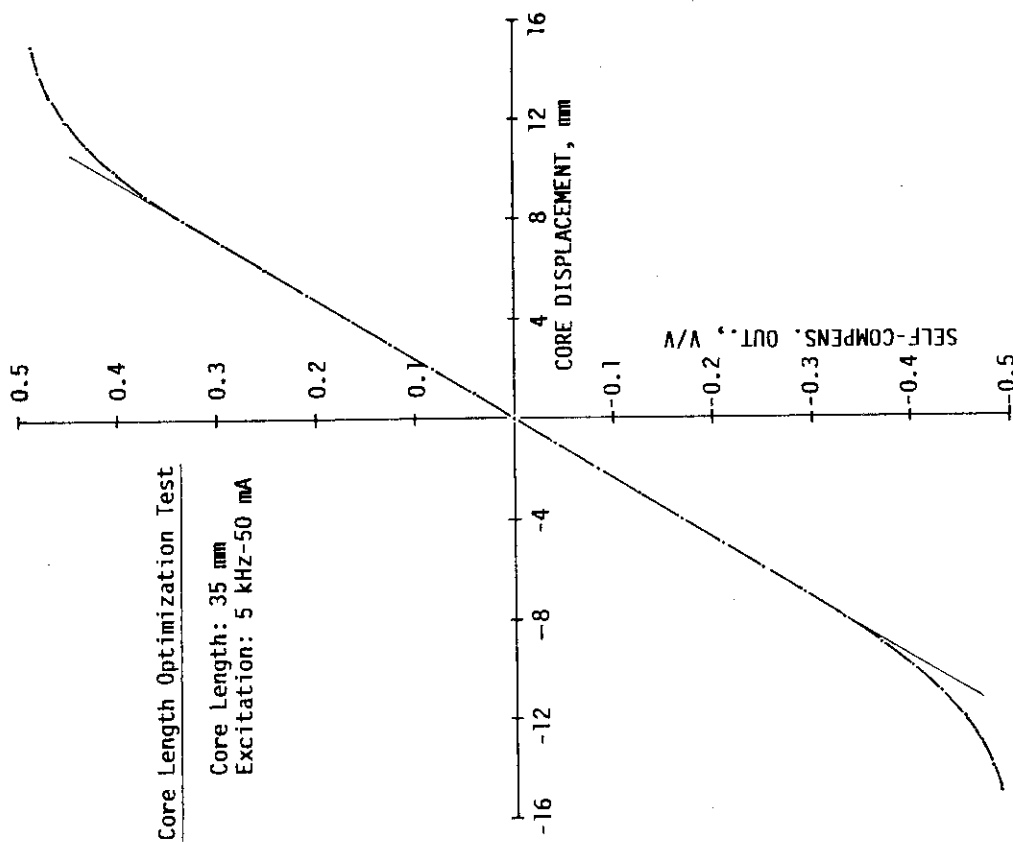


図 6.2-7 差動変圧器の校正曲線 (鉄心長 35 mm)

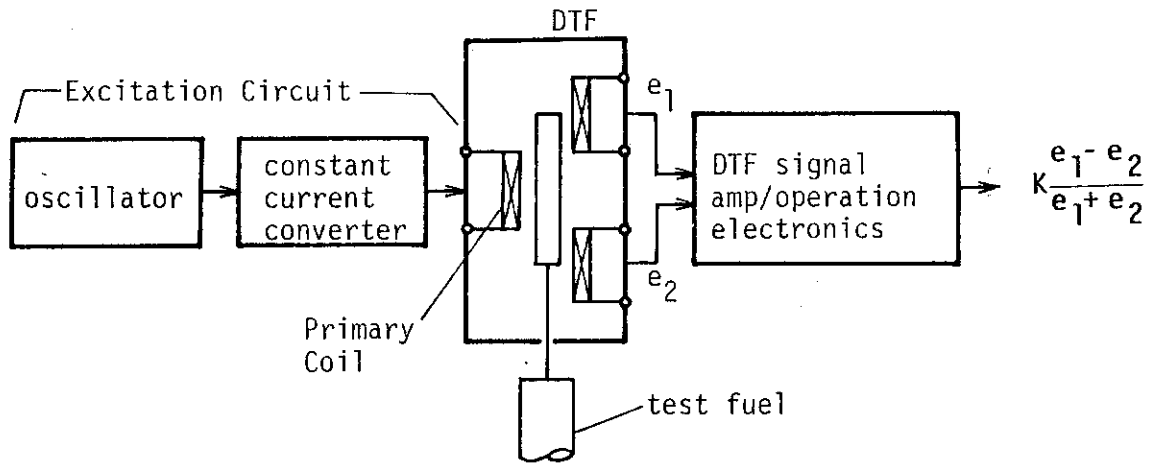


図 6.3-1 差動変圧器用電子装置の構成

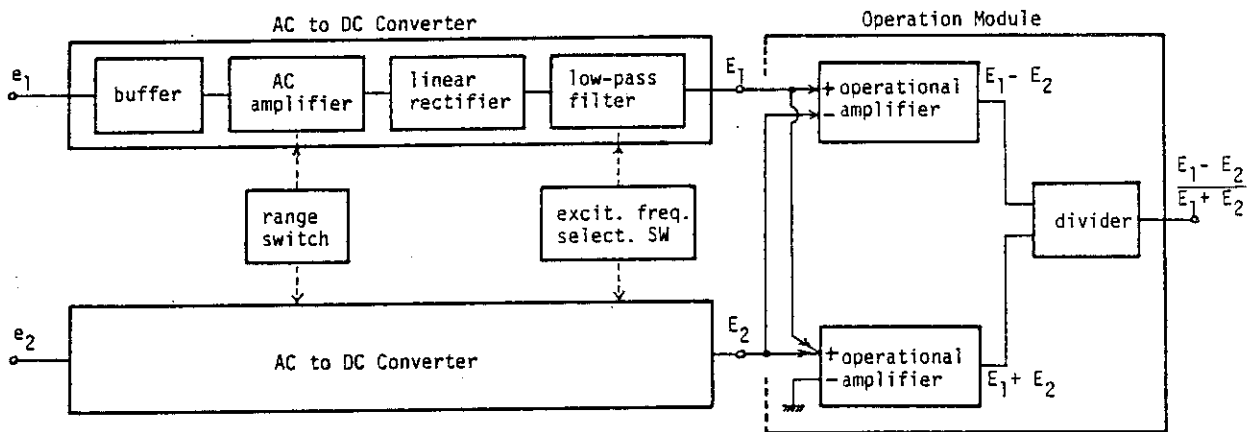


図 6.3-2 出力信号処理装置の構成

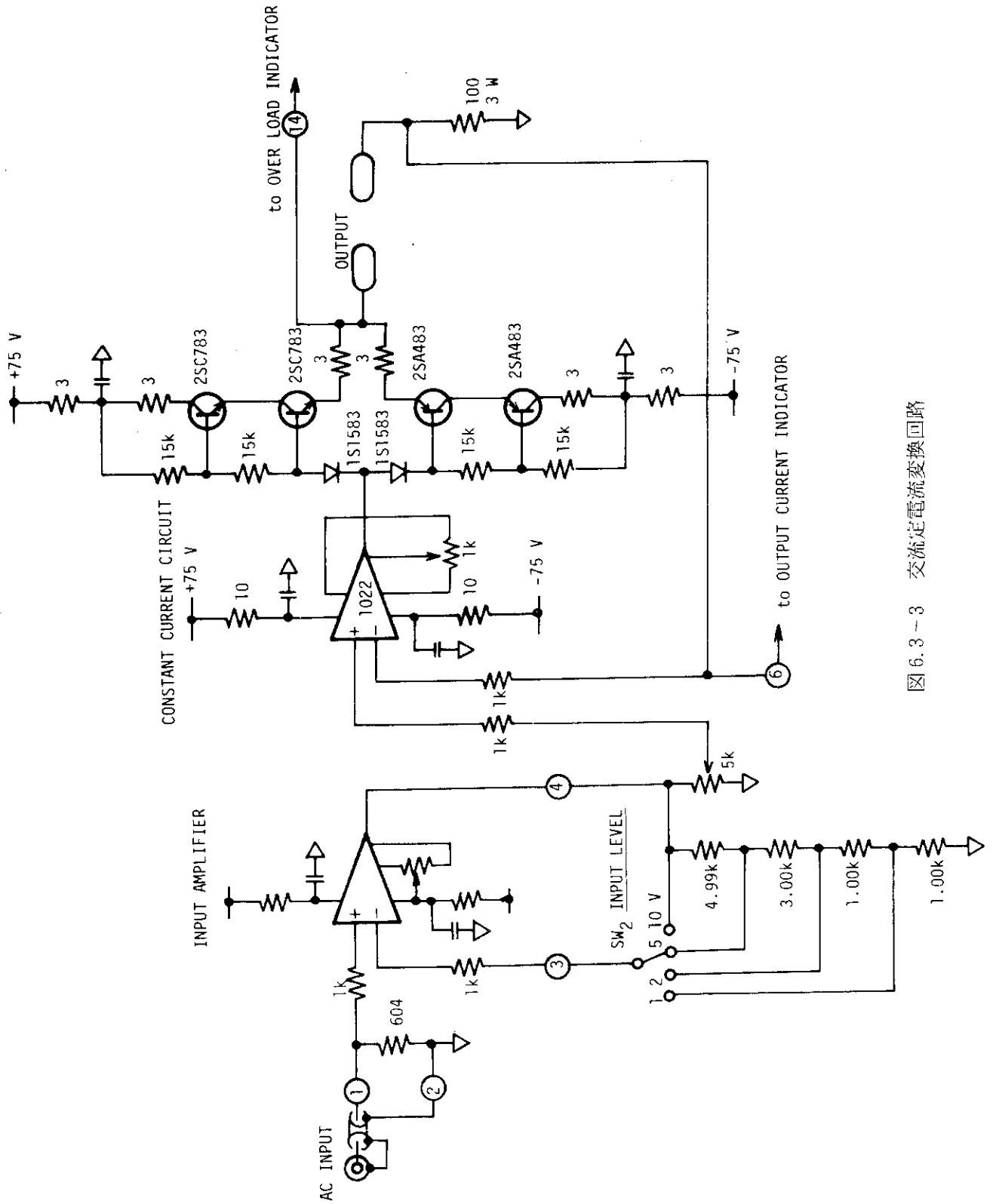


图 6.3-3 交流定電流變換回路

OUTPUT CURRENT INDICATOR CIRCUIT

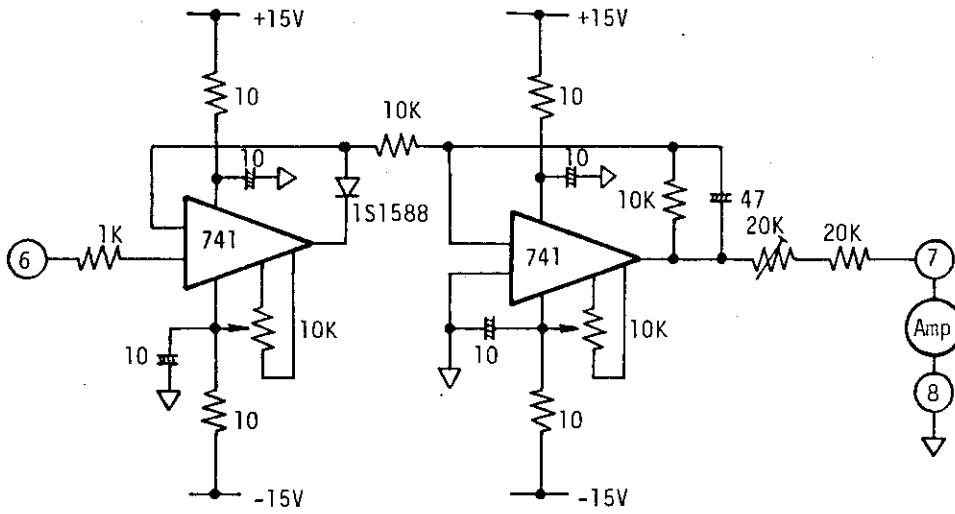


図 6.3-4 出力電流指示回路

TRIP (OVER LOAD) INDICATOR CIRCUIT

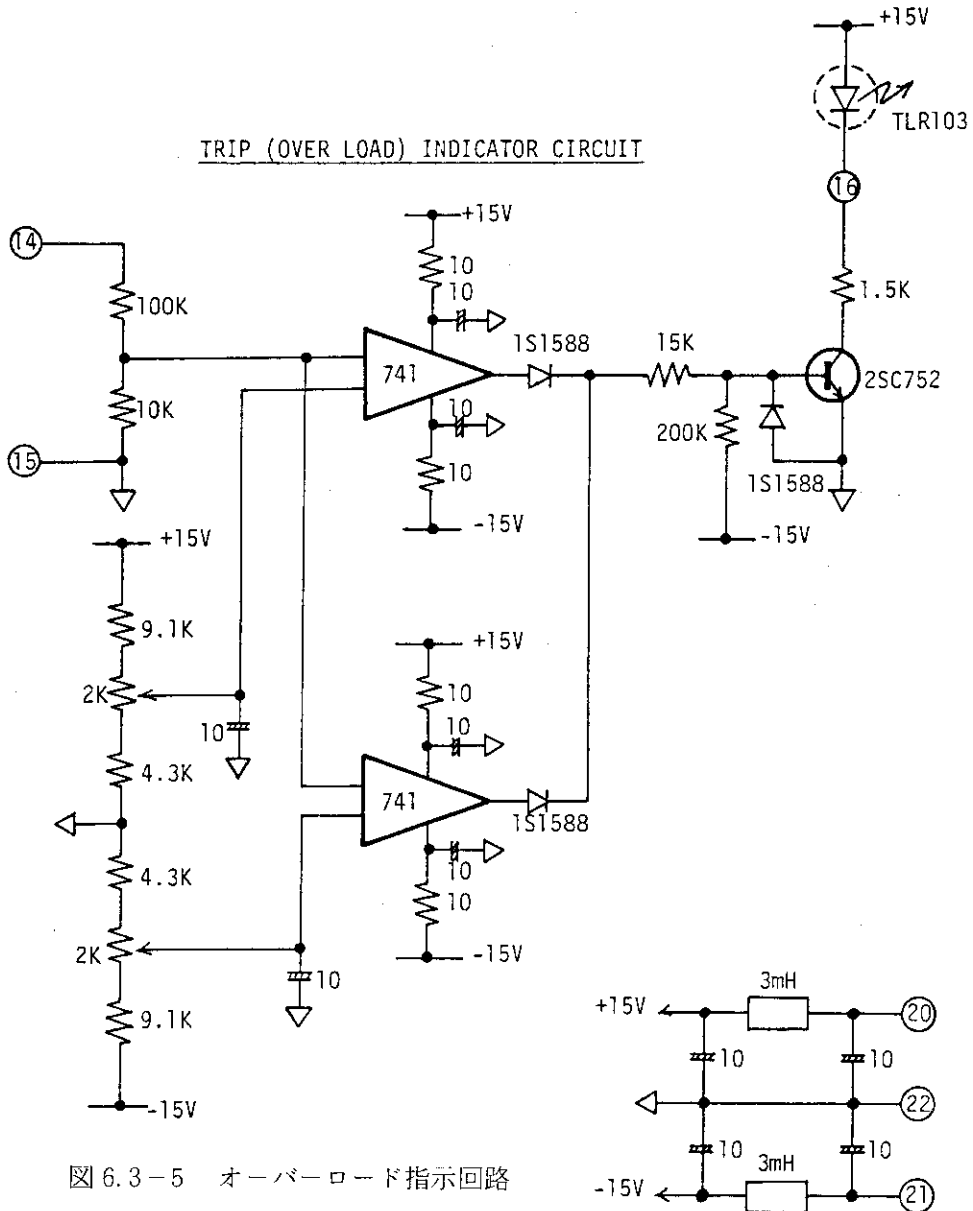
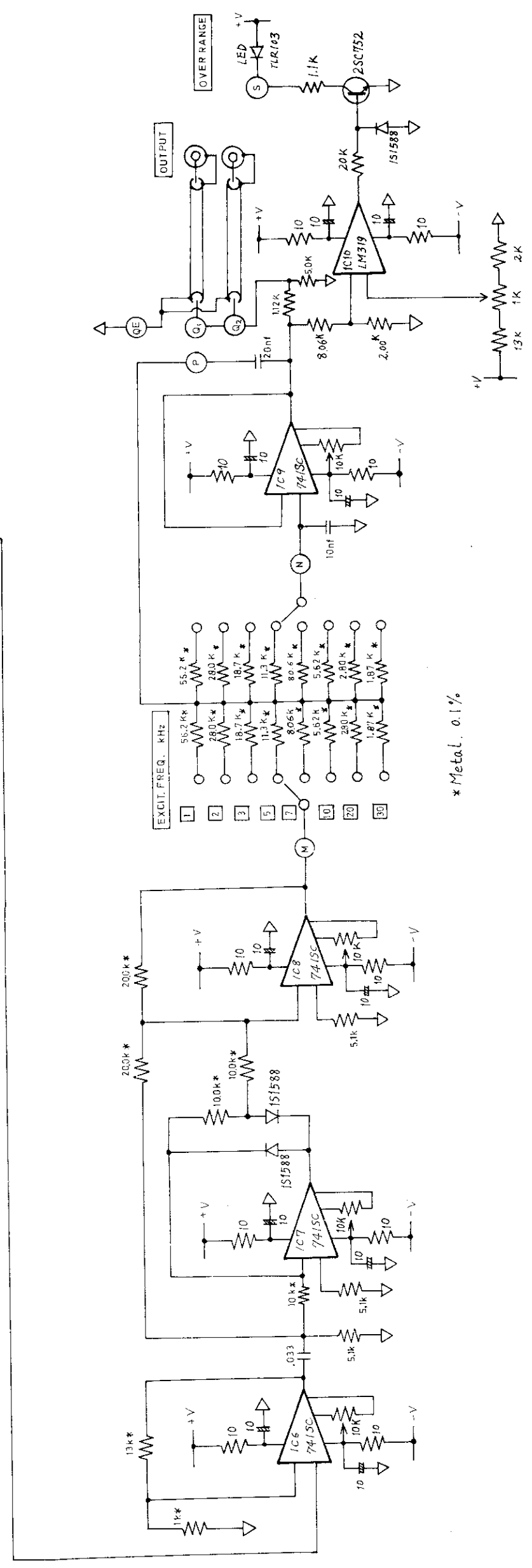
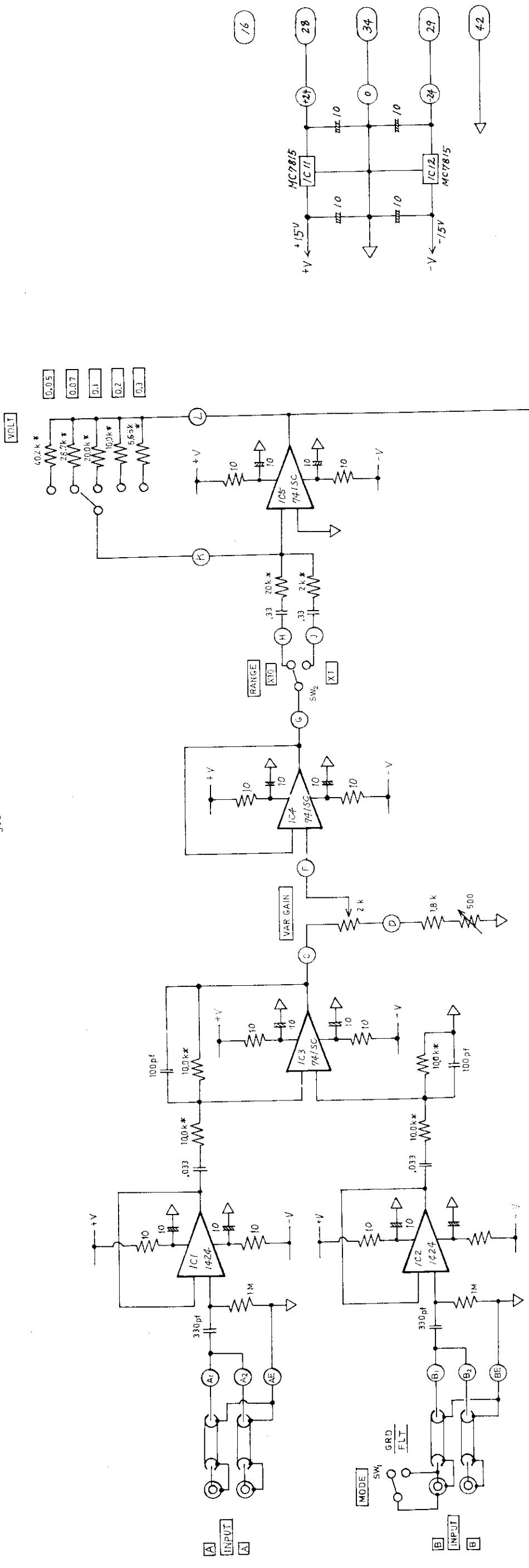


図 6.3-5 オーバーロード指示回路

表 6.3-1 交流定電流変換回路の諸特性

| | |
|---|---|
| 1) Frequency characteristics of constant-current-supplying circuit | |
| Frequency range; 1~50 kHz | Error of amplitude flatness; less than 1 % |
| 2) Frequency characteristics of output-current-indicator circuit | |
| Frequency range; 300 Hz~7 kHz | Error of amplitude flatness; 0 % |
| 10 kHz | -0.15% |
| 20 kHz | -0.15% |
| 30 kHz | -0.7 % |
| 50 kHz | -1.0 % |
| 70 kHz | -1.4 % |
| 100 kHz | -3.0 % |
| 3) Fluctuation of output current at turning over input-level-switches | |
| less than 1% | |
| 4) Fluctuation of output current for load changes | |
| Fluctuation rate of load; 10~100 % | Fluctuation of out. current; less than 1 % |



*Metal. 0.1%

图 6.3-6 交流直流变换回路

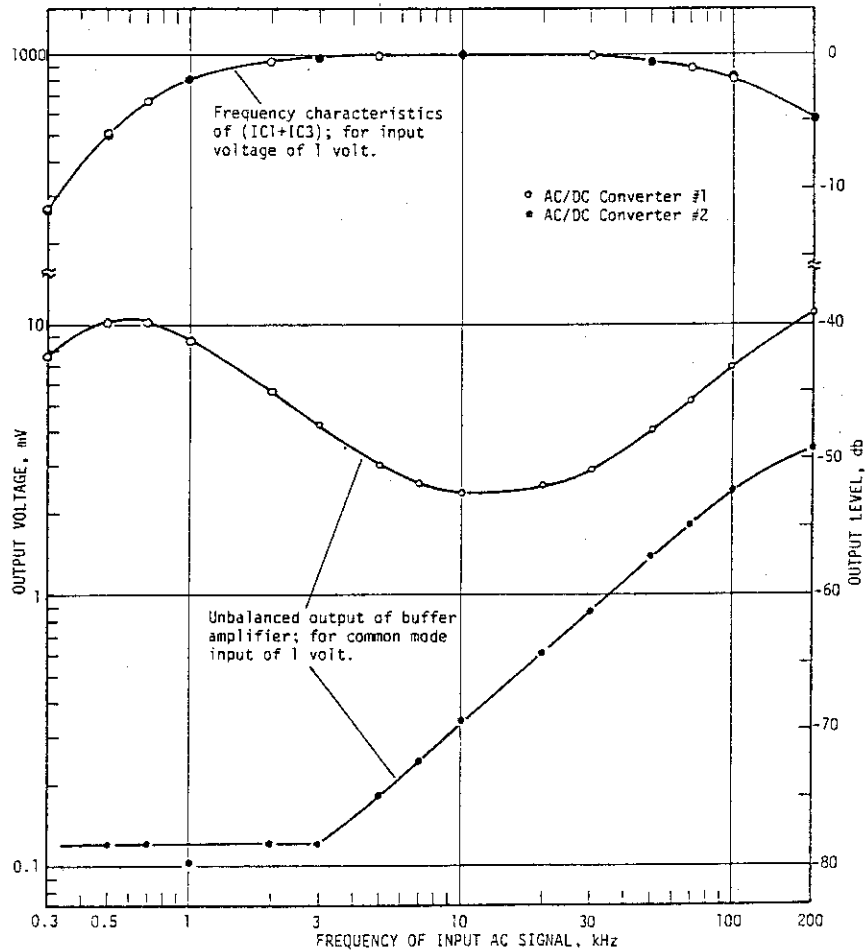


図 6.3-7 バッファ増幅回路の周波数特性と不平衡度

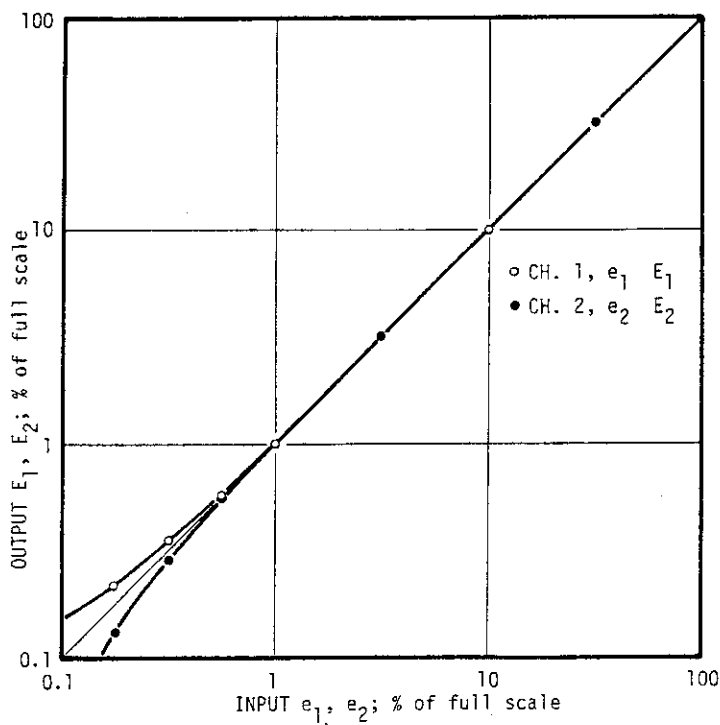
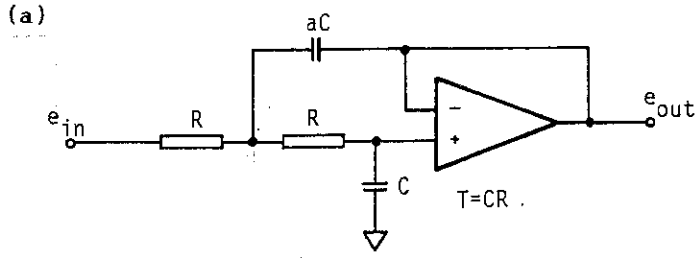
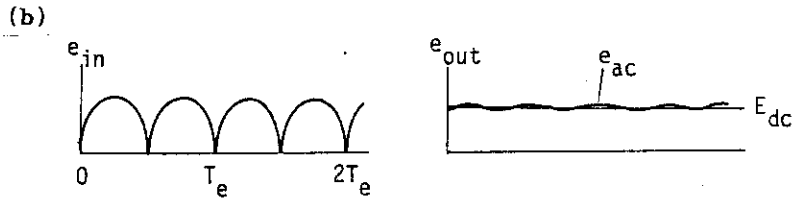


図 6.3-8 直線整流回路の整流特性



Transfer Function: $G(S) = E_{in}(S)/E_{out}(S) = \frac{1}{(aT^2)S^2 + 2TS + 1}$

Ripple:



Ripple $\equiv (e_{ac,rms}) \times 100 / E_{dc}$, (%)

$$= \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{4}{(4k^2-1)^2} \cdot \frac{1}{(1-16aT^2k^2x^2)^2 + 64k^2x^2} \right]}$$

where $x = CR/T_e$

図 6.3-9 低域フィルタ回路 ; (a) 回路と伝達関数, (b) 回路定数とリップル率

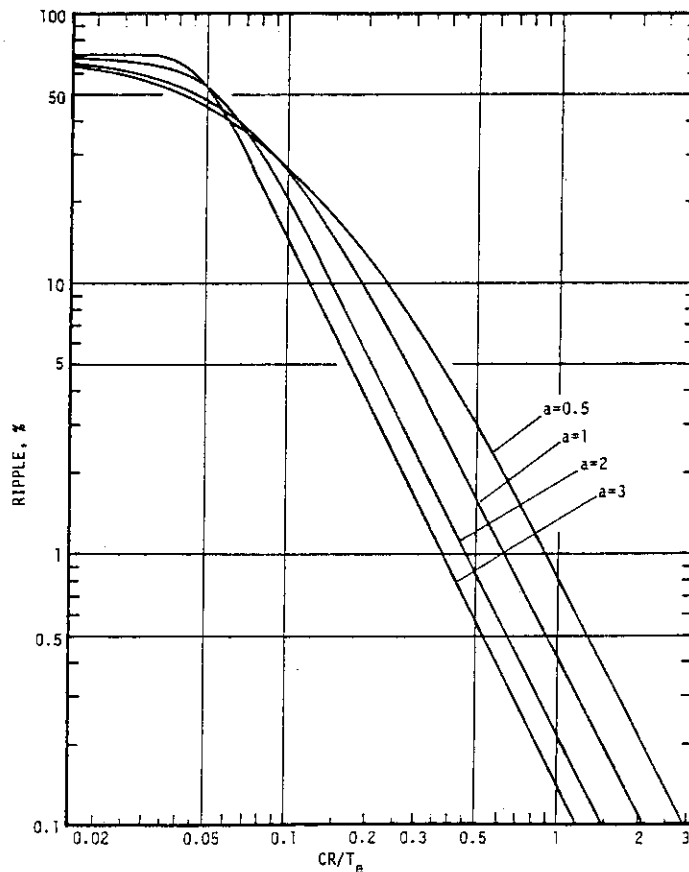


図 6.3-10 低域フィルタ回路の出力のリップル率

表 6.3-2 低域フィルタ回路の過渡応答

| Transient Response: | |
|----------------------------|---|
| 1) $e_{in} = u(t)$ | |
| i) $a < 1$ | $e_{out} = 1 - e^{-\frac{z}{a}} \left(\cosh \sqrt{\frac{1}{a^2} - \frac{1}{a}} \cdot z + \frac{1}{\sqrt{1-a}} \sinh \sqrt{\frac{1}{a^2} - \frac{1}{a}} \cdot z \right)$ |
| ii) $a = 1$ | $e_{out} = 1 - e^{-z} (1 + z)$ |
| iii) $a > 1$ | $e_{out} = 1 - e^{-\frac{z}{a}} \left(\cos \sqrt{\frac{1}{a} - \frac{1}{a^2}} \cdot z + \frac{1}{\sqrt{a-1}} \sin \sqrt{\frac{1}{a} - \frac{1}{a^2}} \cdot z \right)$ |
| 2) $e_{in} = t \cdot u(t)$ | |
| i) $a < 1$ | $e_{out} = T \cdot \left[z - 2 + e^{-\frac{z}{a}} \left(2 \cosh \sqrt{\frac{1}{a^2} - \frac{1}{a}} \cdot z + \frac{\frac{2}{a} - 1}{\sqrt{\frac{1}{a^2} - \frac{1}{a}}} \sinh \sqrt{\frac{1}{a^2} - \frac{1}{a}} \cdot z \right) \right]$ |
| ii) $a = 1$ | $e_{out} = T \cdot \left[z - 2 + e^{-z} (z + 2) \right]$ |
| iii) $a > 1$ | $e_{out} = T \cdot \left[z - 2 + e^{-\frac{z}{a}} \left(2 \cos \sqrt{\frac{1}{a} - \frac{1}{a^2}} \cdot z + \frac{\frac{2}{a} - 1}{\sqrt{\frac{1}{a} - \frac{1}{a^2}}} \sin \sqrt{\frac{1}{a} - \frac{1}{a^2}} \cdot z \right) \right]$ |

where $T = CR$, and $z = t/CR$

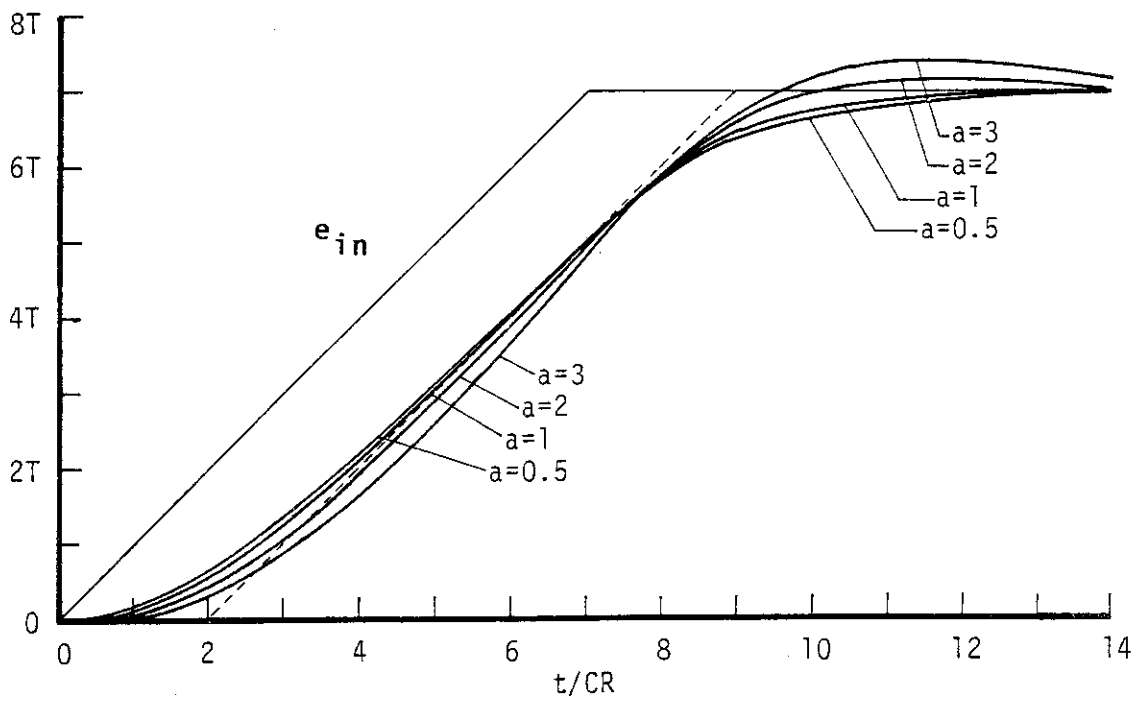
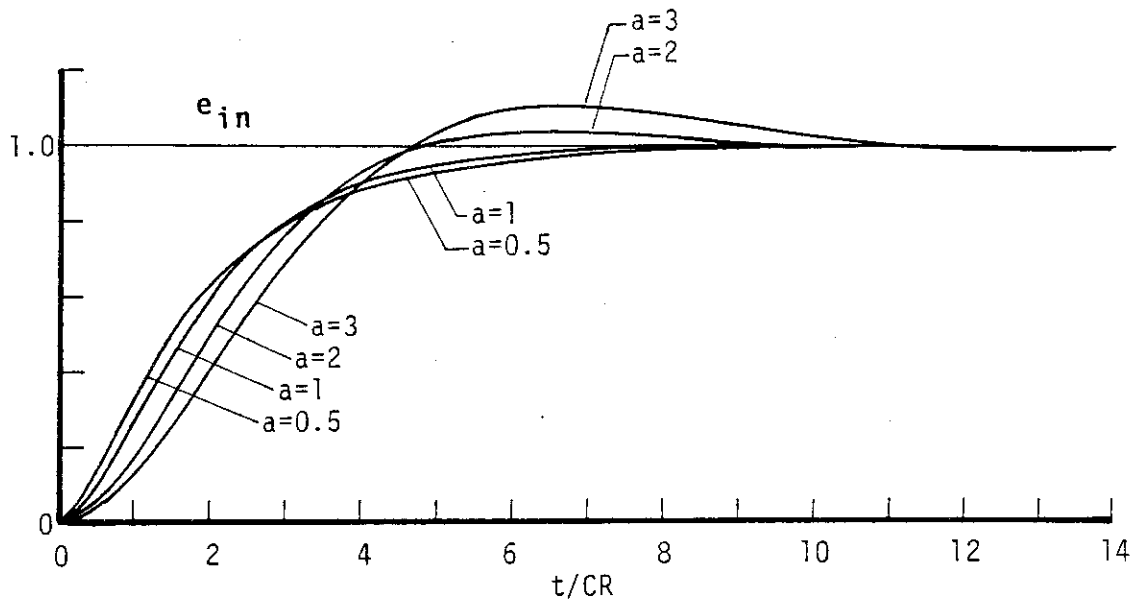


図 6.3-11 低域フィルタ回路の過渡応答; (a) ステップ応答,
(b) ランプ応答

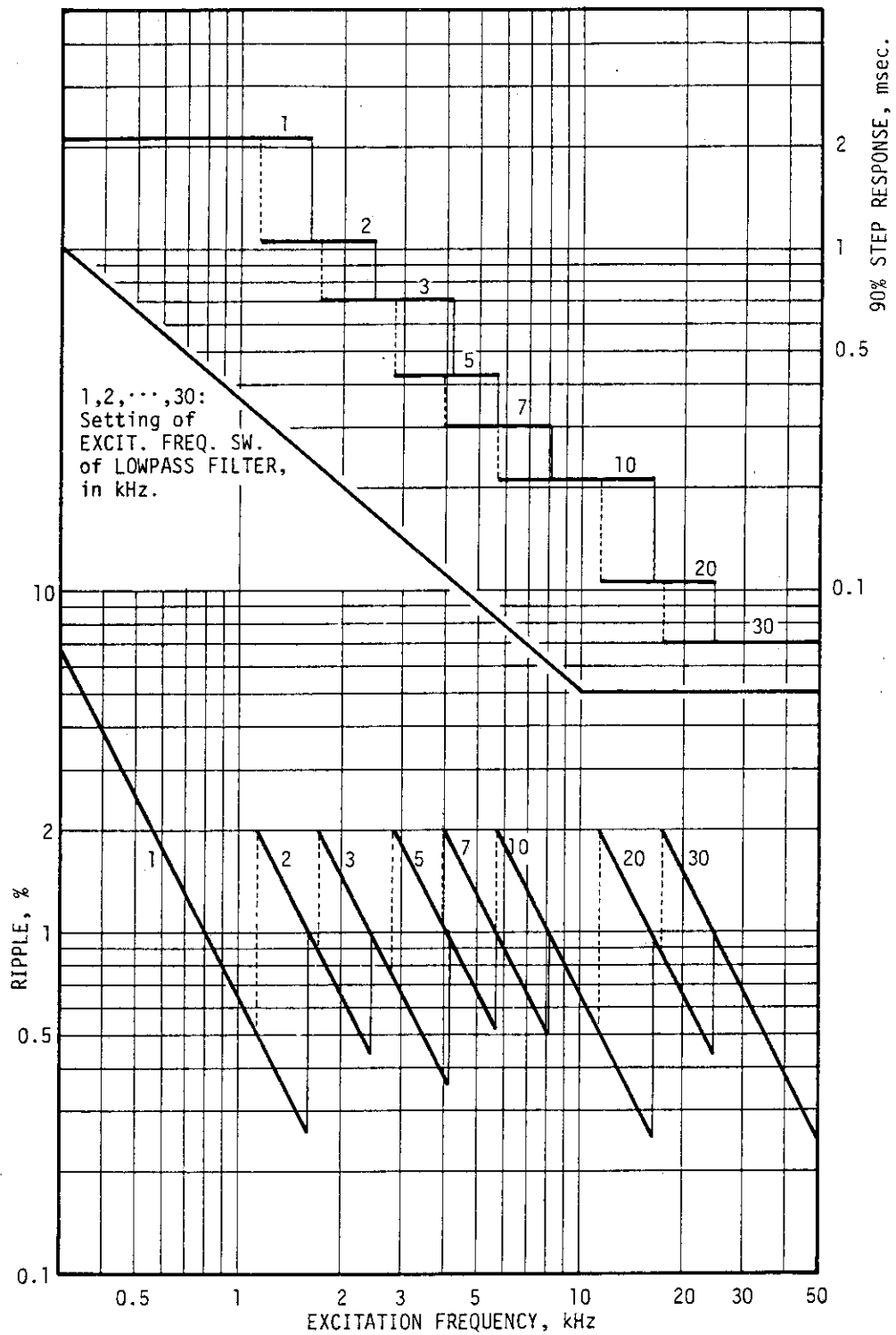
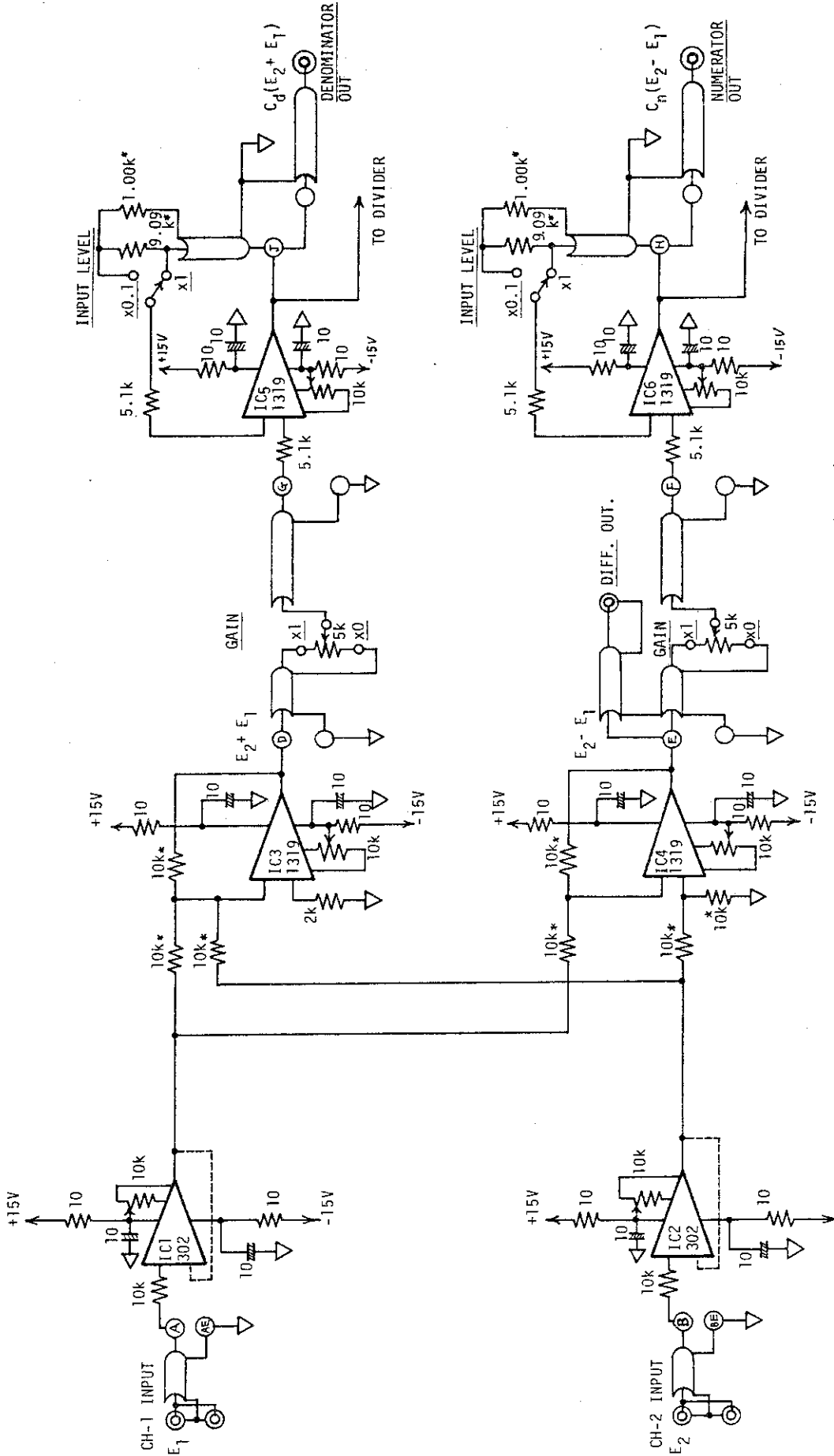


図 6.3-12 低域フィルタ回路のリップル率と応答時間



* Metal, 1%

図 6.3-13 足し算・引き算回路

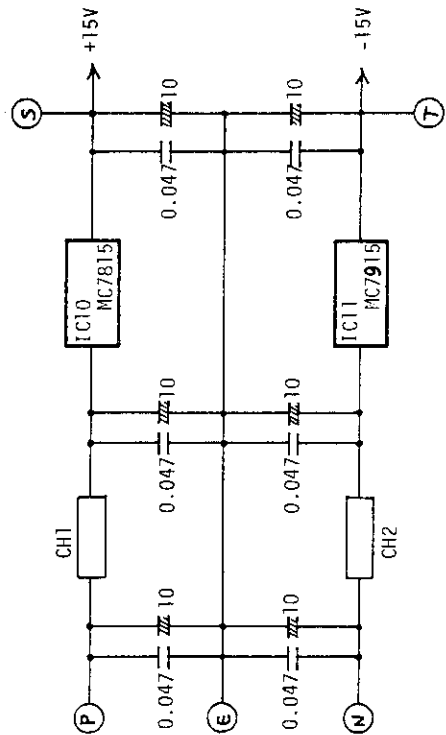
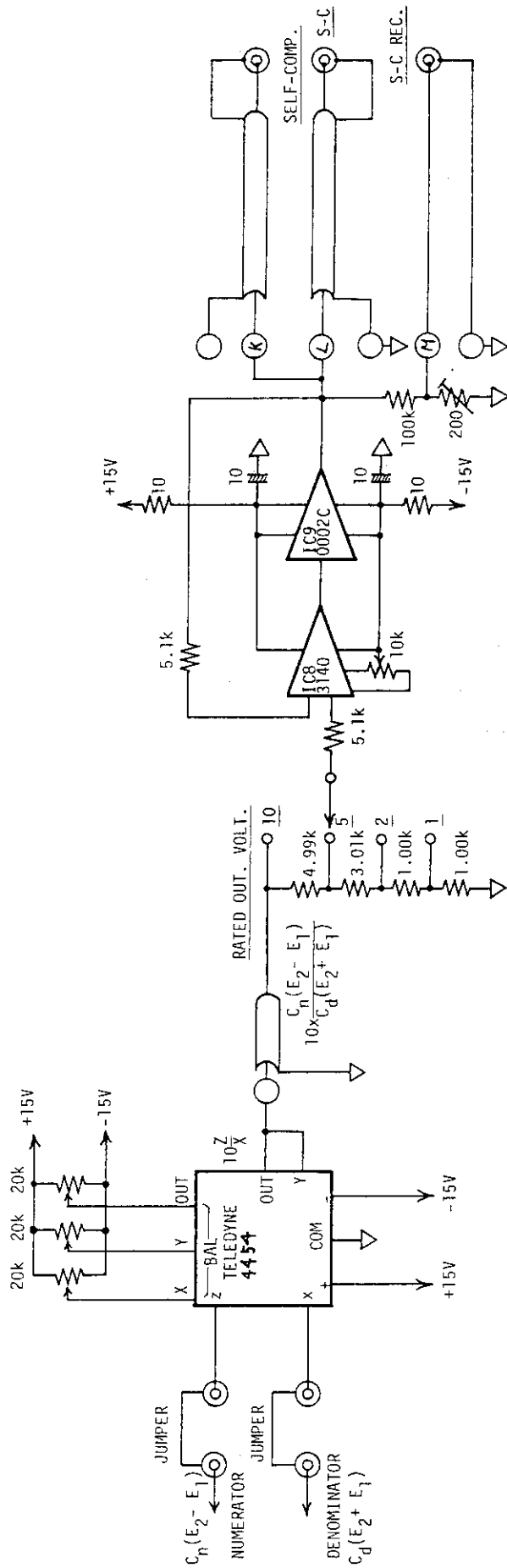


図 6.3-14 割り算回答

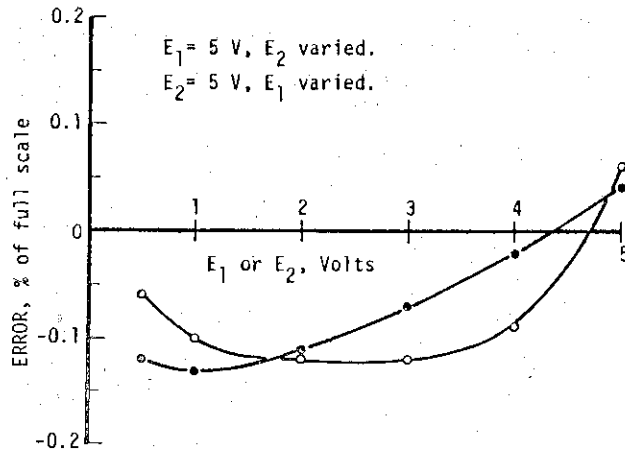


図 6.3-15 自己補償演算処理回路の演算精度

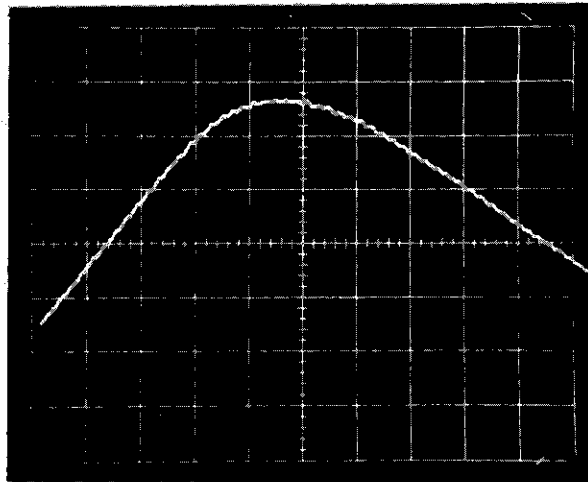


写真 6.4-1 総合過渡応答試験の結果；縦軸は鉄心の変位 (2.35 mm/div)，横軸は時間 (0.5 ms/div)，鉄心の入射速度は約 5.6 m/s，反射速度は約 3.3 m/s

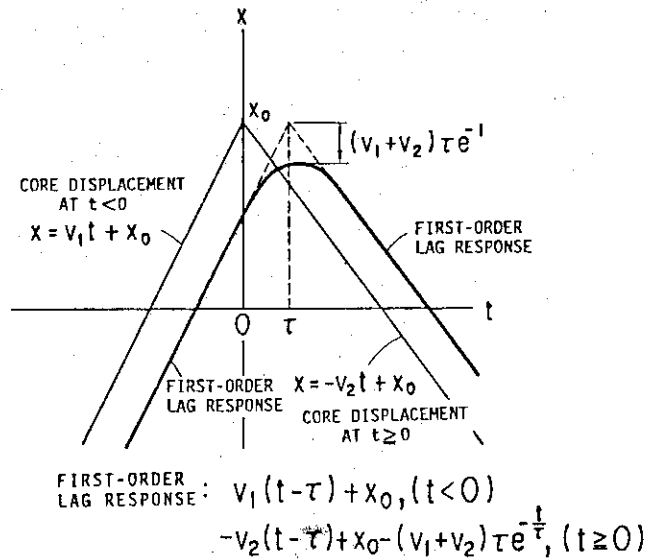


図 6.4-1 定速運動している鉄心が跳ね返った場合の1次遅れ応答

7. 結 論

原子炉の安全性試験研究に関連して、高温環境用差動変圧器の開発研究を行ってきた。この開発の第1の目的は、加圧水形原子炉の炉内条件下すなわち約300℃・17MPaの高温高压水中において、安定に作動する燃料伸び測定用差動変圧器を提供することにあった。そのため、ハルデンプロジェクト在職中において行った研究をベースに、さらに耐熱化のための諸検討と開発試験を進め、十分に実用に供し得る差動変圧器を実現することができた。以下に、本研究において得られた成果をまとめる。

- (1) 高温環境用差動変圧器の鉄心材料として用いる強磁性材料に対しては、高いキュリー点と安定な磁気特性が求められる。したがって、キュリー点以下で相変態などの生じない組織的に安定な材料でなければならない。さらに、高温における耐食性、機械加工性、溶接性および素材としての入手容易性が要求される。
- (2) これらの条件を満たす材料として強磁性を示すマルテンサイト系ステンレス鋼 SUS 403 がある。この材料はタービン翼材として開発されたもので高温における優れた機械強度と耐食性を有するが、磁気的には一般の軟磁性材料に比べて硬質である。平均的な磁気特性は飽和磁化が15300 Gauss、保磁力が5.6 エルステッド、初透磁率が173、最大透磁率が790、キュリー点が720℃である。熱処理によって磁化特性が変化し、焼入・焼もどしによって保磁力と角形性が増す。完全焼なましでは飽和磁化と透磁率が幾分低下する。比抵抗が高いことも合まって、鉄心材料としては軟鉄よりもよい性能を示す。
- (3) コイルの耐熱化に関連して、市販のセラミック絶縁線の耐熱絶縁性と開発したアルミナ被覆金属ボビン（非磁性、オーステナイト系ステンレス鋼）の耐熱絶縁性を調べ、ともに400℃において $10^6 \Omega$ 以上の性能を示すことが確認できた。
- (4) 金属シースケーブル引出部の溶接シールについて、電子ビーム溶接シールおよびマイクロプラズマ溶接シールの性能評価を行った。その結果、高温高压水中でのシール性能、機械的強度は共に実用上十分であることが確認できた。
- (5) 温度による差動変圧器の感度変化を補償する方法として、自己補償方式を提案した。これは、差動変圧器の2つの2次コイルに誘起した出力電圧 e_1 、 e_2 をそれぞれ独立に計測し、 $(e_1 - e_2) / (e_1 + e_2)$ の演算を電子回路を用いて行う方式で、これによって温度だけでなく励振条件の変動に伴う感度変化も補償し得ることが実験的に確かめられた。
- (6) 以上の成果をもとに、原子炉安全性試験研究における燃料伸び測定に使用するための高温環境用差動変圧器を製作し、その特性を調べた。300℃の高温飽和水中における耐熱性試験とそれにつづく校正試験により、実用上十分な性能を有することが確認できた。また、自己補償方式による温度補償の結果、室温から300℃までの温度変化に対する感度変化は約5%であり、実際に使用する300℃ \pm 50℃の条件下では、300℃における校正曲線を用いることにより、実用上十分な精度（ $\pm 1\%$ 程度）で計測ができることがわかった。
- (7) 開発した高温環境用差動変圧器と組合せて使用するための、交流定電流励振装置および出力

信号処理装置を製作した。差動変圧器と組合せたときの総合応答特性を調べた結果、90%ステップ応答は約1.5 msであり、目標(3 ms以下)を達成した。

謝 辞

本研究論文は著者が1969年12月より2年間、OECDハルデン原子炉プロジェクトにおいて、炉内計装の開発研究に従事したときの成果と、その後日本原子力研究所・原子炉計測研究室において、JPDR, JMTR, NSRR等における燃料伸び測定用差動変圧器の開発に係わって進めてきた研究の成果を集大成したものである。この期間多くの方々からご指導とご協力をいただいた。本研究との関連について述べる事が許されるとすれば以下のようなになる。

本研究を進める上で支えとなったのは、磁気とその応用に対する強い興味である。これは、著者が日本原子力研究所に入所して直ちに、磁気増幅器の原子炉計装への応用研究に従事することになり、非線形磁気素子の持つ不思議な現象に触れたことによる。研究者として第1歩を踏み出すに当り、このような機会を与えて下されたのは、当時の計測制御研究室長・天野昇氏(現在日本原子力研究所副理事長)である。そして、川口千代二氏(現在新潟大学教授)に磁気増幅器に関する直接のご指導をいただいた。著者が非力ながらも研究を進めてこられたのは両氏のご指導とはげましのお陰である。

差動変圧器の研究開発に取り組むことになった最初の機会は、ノルウェーのOECDハルデン原子炉プロジェクトに派遣され、炉内計装の開発研究に従事することになったときである。ここで、前任者としてすでに派遣されておられた石塚信氏(現在原子力船開発事業団技術部長)に直接のご指導をいただいた。また2年間の同プロジェクト在職期間中には、制御研究部に在職しておられた佐藤一男氏(現在日本原子力研究所研究炉管理部次長)とご家族の方々に心暖まるご援助をいただいた。北欧の小さな町ハルデンにおける2年間の研究生活が著者の生涯の楽しい思い出となり得たのは両氏に負う所が多い。また、当時のプロジェクト計画会議日本代表委員であられた三井田純一氏(現在(財)原子力データセンタ専務理事)にはたびたびご親切なるはげましの言葉を賜った。

帰国後、引続き差動変圧器の開発研究に取り組むことになり、多くの方々にご支援とご協力をいただいた。特に、原子炉安全性研究炉(NSRR)の高温高压水キャプセル用差動変圧器の開発を進める上で、日本原子力研究所反応度安全研究室・前室長石川迪夫氏(現在安全解析部・部長)同・星蔦雄氏(現在科学技術庁原子力安全局安全調査監理官)、原子炉計測研究室前室長原昌雄氏(現在動力炉開発・安全性研究管理部・部長)および同・現室長若山直昭氏より暖かいご理解とご支援をいただいた。また、本研究を進める上で、原子炉計測研究室主査山田政治氏に絶大なご協力をいただいた。氏のご協力がなかったならば、研究の遂行は不可能であった。また、セラミック絶縁線の絶縁性能評価に関して同研究室主査角田恒己氏にご協力をいただいた。SUS 403の磁気特性試験に関しては、東北大学教授村上孝一博士および同研究室の方々、また(有)宮尾特殊装置製作所および横河電機製作所(現在横河北辰電機(株))にご協力をいただいた。また差動変圧器の製作に関しては(株)クリアパルス・阿部哲雄氏にご協力をいただいた。

以上、これらの方々には深甚なる感謝の意を表する次第である。

信号処理装置を製作した。差動変圧器と組合せたときの総合応答特性を調べた結果、90%ステップ応答は約1.5 msであり、目標（3 ms 以下）を達成した。

謝 辞

本研究論文は著者が1969年12月より2年間、OECD ハルデン原子炉プロジェクトにおいて、炉内計装の開発研究に従事したときの成果と、その後日本原子力研究所・原子炉計測研究室において、JPDR, JMTR, NSRR 等における燃料伸び測定用差動変圧器の開発に係わって進めてきた研究の成果を集大成したものである。この期間多くの方々からご指導とご協力をいただいた。本研究との関連について述べる事が許されれば以下のようなになる。

本研究を進める上で支えとなったのは、磁気とその応用に対する強い興味である。これは、著者が日本原子力研究所に入所して直ちに、磁気増幅器の原子炉計装への応用研究に従事することになり、非線形磁気素子の持つ不思議な現象に触れたことによる。研究者として第1歩を踏み出すに当り、このような機会を与えて下されたのは、当時の計測制御研究室長・天野昇氏（現在日本原子力研究所副理事長）である。そして、川口千代二氏（現在新潟大学教授）に磁気増幅器に関する直接のご指導をいただいた。著者が非力ながらも研究を進めてこられたのは両氏のご指導とはげましのお陰である。

差動変圧器の研究開発に取り組むことになった最初の機会は、ノルウェーのOECD ハルデン原子炉プロジェクトに派遣され、炉内計装の開発研究に従事することになったときである。ここで、前任者としてすでに派遣されておられた石塚信氏（現在原子力船開発事業団技術部長）に直接のご指導をいただいた。また2年間の同プロジェクト在職期間中には、制御研究部に在職しておられた佐藤一男氏（現在日本原子力研究所研究炉管理部次長）とご家族の方々に心暖まるご援助をいただいた。北欧の小さな町ハルデンにおける2年間の研究生活が著者の生涯の楽しい思い出となり得たのは両氏に負う所が多い。また、当時のプロジェクト計画会議日本代表委員であられた三井田純一氏（現在（財）原子力データセンタ専務理事）にはたびたびご親切なるはげましの言葉を賜った。

帰国後、引続き差動変圧器の開発研究に取り組むことになり、多くの方々にご支援とご協力をいただいた。特に、原子炉安全性研究炉（NSRR）の高温高圧水キャプセル用差動変圧器の開発を進める上で、日本原子力研究所反応度安全研究室・前室長石川迪夫氏（現在安全解析部・部長）同・星島雄氏（現在科学技術庁原子力安全局安全調査監理官）、原子炉計測研究室前室長原昌雄氏（現在動力炉開発・安全性研究管理部・部長）および同・現室長若山直昭氏より暖かいご理解とご支援をいただいた。また、本研究を進める上で、原子炉計測研究室主査山田政治氏に絶大なご協力をいただいた。氏のご協力がなかったならば、研究の遂行は不可能であった。また、セラミック絶縁線の絶縁性能評価に関して同研究室主査角田恒己氏にご協力をいただいた。SUS 403の磁気特性試験に関しては、東北大学教授村上孝一博士および同研究室の方々、また（有）宮尾特殊装置製作所および横河電機製作所（現在横河北辰電機（株））にご協力をいただいた。また差動変圧器の製作に関しては（株）クリアパルス・阿部哲雄氏にご協力をいただいた。

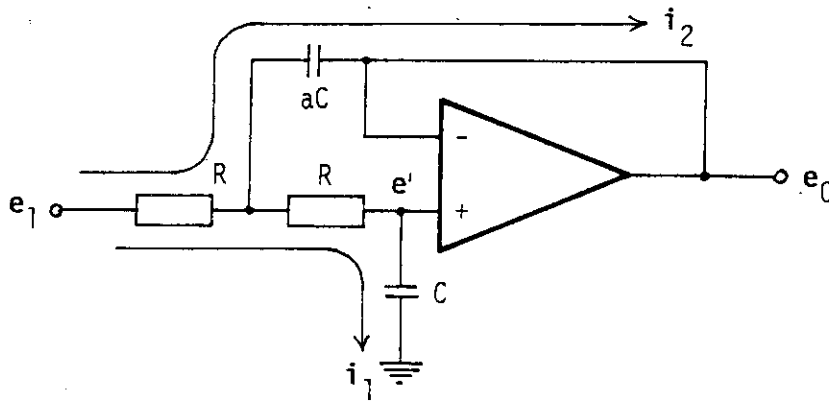
以上、これらの方々には深甚なる感謝の意を表する次第である。

付録 I 低域フィルタ回路の出力のリプル率

1. 伝達関数

はじめに図A-1 (図6.3-9(a)と同じ) に示した低域フィルタ回路の伝達関数 $G(S)$ を求める。ここに S はラプラスの演算子である。

いま、図A-1 に示した増幅器の利得が十分に大きいとすると、図より



図A-1

$$E_1(S) - E_0(S) = R[I_1(S) + I_2(S)] + \frac{I_2(S)}{SaC} \quad (1)$$

$$E_1(S) = R[I_1(S) + I_2(S)] + I_1(S) \left[R + \frac{1}{SC} \right] \quad (2)$$

$$E'(S) = I_1(S) \cdot \frac{1}{SC} \quad (3)$$

$$E'(S) = E_0(S) \quad (4)$$

式(3), (4)より

$$I_1(S) = SCE_0(S) \quad (5)$$

式(1)に代入して

$$E_1(S) - E_0(S) = R \cdot SCE_0(S) + I_2(S) \left[R + \frac{1}{SaC} \right]$$

これより

$$I_2(S) = \frac{E_1(S) - [1 + SCR]E_0(S)}{R + \frac{1}{SaC}} \quad (6)$$

式(5), (6)を(2)に代入して

$$E_1(S) = R \left\{ SCE_0(S) + \frac{E_1(S) - [1 + SCR]E_0(S)}{R + \frac{1}{SaC}} \right\} + SCE_0(S) + \left[R + \frac{1}{SC} \right]$$

これを整理して

$$E_1(S) \left[1 - \frac{1}{1 + \frac{1}{SaCR}} \right] = E_0(S) \left[1 + 2SCR - \frac{1+SCR}{1 + \frac{1}{SaCR}} \right]$$

これより

$$\begin{aligned} G(S) &= \frac{E_0(S)}{E_1(S)} = \frac{1 + \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{SaCR}\right)}}{1 + 2SCR - \frac{1+SCR}{\left(1 + \frac{1}{SaCR}\right)}} \\ &= \frac{\frac{1}{SaCR}}{\frac{(1+2SCR)(1+SaCR)}{SaCR} - (1+SCR)} \\ &= \frac{1}{(1+2SCR)(1+SaCR) - (1+SCR)SaCR} \\ &= \frac{1}{a(CR)^2 S^2 + 2CRS + 1} \\ &= \frac{1}{(aT^2)S^2 + 2TS + 1} \end{aligned} \quad (7)$$

ここに

$$T = CR$$

2. 出力のリップ率

低域フィルタ回路の入力、すなわち前段の全波整流回路の出力を

$$e_{in} = E |\sin \omega t| \quad (8)$$

とすると、このフーリエ級数展開は

$$e_{in} = \frac{2E}{\pi} - \frac{2E}{\pi} \sum_{K=1}^{\infty} \frac{2}{4K^2-1} \cos 2K\omega t$$

となる。この式の右辺第1項は、全波整流回路出力の直流分で第2項以下は交流（高調波）成分である。したがって、この信号が低域フィルタに入力されると、その出力の直流成分 E_{dc} は、式(7)を使って

$$E_{dc} = \frac{2E}{\pi} \cdot |G(S)|_{s=0} = \frac{2E}{\pi} \quad (9)$$

同様に、交流成分の第2K次高調波成分の実効値は

$$\frac{2E}{\sqrt{2}\pi} \cdot \frac{2}{4K^2-1} \cdot |G(S)|_{s=j2K\omega} \quad (10)$$

したがって、交流成分の実効値 $e_{ac, rms}$ は

$$\sqrt{\left(\frac{2E}{\sqrt{2}\pi}\right)^2 \sum_{K=1}^{\infty} \left(\frac{2}{4K^2-1}\right)^2 |G(j2K\omega)|^2} \quad (11)$$

これより、低域フィルタ回路の出力のリップル率 R を

$$R \equiv \frac{\sqrt{2} e_{ac, rms}}{E_{dc}} \times 100 (\%)$$

と定義すると、(9), (11)より

$$\begin{aligned} R &\equiv \frac{\sqrt{2 \left(\frac{2E}{\sqrt{2}\pi} \right)^2 \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{2}{4K^2-1} \right)^2 |G(j2K\omega)|^2}}{\left(\frac{2E}{\pi} \right)} \\ &= \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{4}{(4K^2-1)^2} \left| \frac{1}{(aT^2)(j2K\omega)^2 + 2T(j2K\omega) + 1} \right|^2} \\ &= \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{4}{(4K^2-1)^2} \cdot \frac{1}{|(1-4aK^2T^2\omega^2) + j4KT\omega|^2}} \\ &= \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{4}{(4K^2-1)^2} \cdot \frac{1}{(1-4aK^2T^2\omega^2)^2 + 16K^2T^2\omega^2}} \end{aligned}$$

ここで、 $\omega T_e = 2\pi$, $T/T_e = X$ とおくと、 $T\omega = 2\pi X$,

故に

$$R = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{4}{(4K^2-1)^2} \cdot \frac{1}{(1-16a\pi^2 K^2 X^2)^2 + 64K^2 \pi^2 X^2} \right]} \quad (12)$$

付録II 低域フィルタ回路のステップ応答およびランプ応答

1. 伝達関数

付録Iで述べたように、低域フィルタ回路の伝達関数 $G(S)$ は次のように求められた。

$$G(S) = \frac{1}{(aT^2)S^2 + 2TS + 1} \quad (1)$$

ただし、 $T = CR$

これより、

$$G(S) = \frac{1}{(aT^2)} \cdot \frac{1}{(S-\alpha)(S-\beta)} \quad (2)$$

ここに

$$\alpha = -\frac{1}{aT}(1 + \sqrt{1-a}) \quad (3)$$

$$\beta = -\frac{1}{aT}(1 - \sqrt{1-a}) \quad (4)$$

となる。ここで $a=1$ のときは

$$\alpha = \beta = -\frac{1}{T} \quad (5)$$

となり、したがって、このときの $G(S)$ は

$$G(S) = \frac{1}{T^2 \left(S + \frac{1}{T} \right)^2} \quad (6)$$

となる。

2. ステップ応答

低域フィルタ回路にステップ入力 $e_{in}(t)$ が加えられたときの応答出力 $e_{out}(t)$ を求める。

$$e_{in}(t) = u(t) = \begin{cases} 1 & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}$$

とすると、 $e_{in}(t)$ のラプラス変換 $E_{in}(S)$ は $E_{in}(S) = \frac{1}{S}$ となり、したがって $e_{out}(t)$ のラプラス変換 $E_{out}(S)$ は

$$E_{out}(S) = E_{in}(S) \cdot G(S) = \frac{1}{S} \cdot G(S) \quad (7)$$

1) $a \neq 1$ のとき

式(2), (7)より

$$E_{out}(S) = \frac{1}{(aT^2)} \cdot \frac{1}{S(S-\alpha)(S-\beta)} \quad (8)$$

したがって、これを逆ラプラス変換することにより

$$\begin{aligned}
 e_{\text{out}}(t) &= \mathcal{L}^{-1} E_{\text{out}}(S) \\
 &= \frac{1}{(aT^2)} \mathcal{L}^{-1} \frac{1}{S(S-\alpha)(S-\beta)} \\
 &= \frac{1}{aT^2} \left[\frac{1}{\alpha\beta} + \frac{e^{\alpha t}}{\alpha(\alpha-\beta)} + \frac{e^{\beta t}}{\beta(\beta-\alpha)} \right] \quad (9)
 \end{aligned}$$

ここで式(3), (4)より

$$\alpha\beta = \frac{1}{(aT)^2} [1 - (1-a)] = \frac{1}{aT^2} \quad (10)$$

$$\begin{aligned}
 \alpha - \beta &= -\frac{1}{aT} (1 + \sqrt{1-a}) + \frac{1}{aT} (1 - \sqrt{1-a}) \\
 &= -\frac{2\sqrt{1-a}}{aT} \quad (11)
 \end{aligned}$$

これより,

$$\begin{aligned}
 \alpha(\alpha - \beta) &= -\frac{1}{aT} (1 + \sqrt{1-a}) \cdot \frac{-2\sqrt{1-a}}{aT} \\
 &= \frac{2(1-a) + 2\sqrt{1-a}}{a^2 T^2} \quad (12)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \beta(\beta - \alpha) &= \frac{-1}{aT} (1 - \sqrt{1-a}) \cdot \frac{2\sqrt{1-a}}{aT} \\
 &= \frac{2(1-a) - 2\sqrt{1-a}}{a^2 T^2} \quad (13)
 \end{aligned}$$

したがって、式(9)は

$$\begin{aligned}
 e_{\text{out}}(t) &= \frac{1}{aT^2} \left[aT^2 + \frac{a^2 T^2}{2(1-a) + 2\sqrt{1-a}} \cdot e^{\alpha t} + \frac{a^2 T^2}{2(1-a) - 2\sqrt{1-a}} \cdot e^{\beta t} \right] \\
 &= \left[1 + \frac{a}{2(1-a) + 2\sqrt{1-a}} \cdot e^{\alpha t} + \frac{a}{2(1-a) - 2\sqrt{1-a}} \cdot e^{\beta t} \right] \\
 &= \left[1 + \frac{a[2(1-a) - 2\sqrt{1-a}]}{4(1-a)^2 - 4(1-a)} \cdot e^{\alpha t} + \frac{a[2(1-a) + 2\sqrt{1-a}]}{4(1-a)^2 - 4(1-a)} \cdot e^{\beta t} \right] \\
 &= \left[1 - \frac{a[2(1-a) - 2\sqrt{1-a}]}{4a(1-a)} \cdot e^{\alpha t} - \frac{a[2(1-a) + 2\sqrt{1-a}]}{4a(1-a)} \cdot e^{\beta t} \right] \\
 &= \left[1 - \frac{1}{2} (e^{\alpha t} + e^{\beta t}) + \frac{1}{2\sqrt{1-a}} (e^{\alpha t} - e^{\beta t}) \right] \quad (14)
 \end{aligned}$$

式(3), (4)を代入すると,

$$e_{\text{out}}(t) = \left[1 - \frac{1}{2} \left(e^{-\frac{1}{aT}(1+\sqrt{1-a})t} + e^{-\frac{1}{aT}(1-\sqrt{1-a})t} \right) \right]$$

$$\begin{aligned}
 & + \frac{1}{2\sqrt{1-a}} \left(e^{-\frac{1}{aT}(1+\sqrt{1-a})t} - e^{-\frac{1}{aT}(1-\sqrt{1-a})t} \right) \Big] \\
 & = \left[1 - e^{-\frac{t}{aT}} \left\{ \frac{1}{2} \left(e^{-\frac{\sqrt{1-a}}{aT}t} + e^{\frac{\sqrt{1-a}}{aT}t} \right) \right. \right. \\
 & \quad \left. \left. - \frac{1}{2\sqrt{1-a}} \left(e^{-\frac{\sqrt{1-a}}{aT}t} - e^{\frac{\sqrt{1-a}}{aT}t} \right) \right\} \right] \tag{15}
 \end{aligned}$$

ここで、 $Z=t/T$ とすると

$$e_{out}(t) = \left[1 - e^{-\frac{Z}{a}} \left\{ \frac{1}{2} \left(e^{-\frac{\sqrt{1-a}}{a}Z} + e^{\frac{\sqrt{1-a}}{a}Z} \right) - \frac{1}{2\sqrt{1-a}} \left(e^{-\frac{\sqrt{1-a}}{a}Z} - e^{\frac{\sqrt{1-a}}{a}Z} \right) \right\} \right] \tag{16}$$

(i) $a < 1$ のとき、(16)式より

$$\begin{aligned}
 e_{out}(t) & = 1 - e^{-\frac{Z}{a}} \left\{ \left(\frac{e^{\frac{\sqrt{1-a}}{a}Z} + e^{-\frac{\sqrt{1-a}}{a}Z}}{2} \right) + \frac{1}{\sqrt{1-a}} \left(\frac{e^{\frac{\sqrt{1-a}}{a}Z} - e^{-\frac{\sqrt{1-a}}{a}Z}}{2} \right) \right\} \\
 & = 1 - e^{-\frac{Z}{a}} \left(\cosh \sqrt{\frac{1}{a^2} - \frac{1}{a}} \cdot Z + \frac{1}{\sqrt{1-a}} \sinh \sqrt{\frac{1}{a^2} - \frac{1}{a}} \cdot Z \right) \tag{17}
 \end{aligned}$$

(ii) $a > 1$ のとき、(16)式より

$$\begin{aligned}
 e_{out}(t) & = 1 - e^{-\frac{Z}{a}} \left\{ \left(\frac{e^{j\frac{\sqrt{a-1}}{a}Z} + e^{-j\frac{\sqrt{a-1}}{a}Z}}{2} \right) + \frac{1}{\sqrt{a-1}} \left(\frac{e^{j\frac{\sqrt{a-1}}{a}Z} - e^{-j\frac{\sqrt{a-1}}{a}Z}}{2j} \right) \right\} \\
 & = 1 - e^{-\frac{Z}{a}} \left(\cos \sqrt{\frac{1}{a} - \frac{1}{a^2}} \cdot Z + \frac{1}{\sqrt{a-1}} \sin \sqrt{\frac{1}{a} - \frac{1}{a^2}} \cdot Z \right) \tag{18}
 \end{aligned}$$

2) $a=1$ のとき

式(6)を用いると

$$E_{out}(S) = \frac{1}{T^2} \cdot \frac{1}{S \left(S + \frac{1}{T} \right)^2}$$

これより

$$\begin{aligned}
 e_{out}(t) & = \mathcal{L}^{-1} E_{out}(S) = \frac{1}{T^2} \mathcal{L}^{-1} \frac{1}{S \left(S + \frac{1}{T} \right)^2} \\
 & = \frac{1}{T^2} \left\{ T^2 + \lim_{s \rightarrow -\frac{1}{T}} \frac{d}{dS} \left(\frac{1}{S} e^{st} \right) \right\} \\
 & = \frac{1}{T^2} \left\{ T^2 + \lim_{s \rightarrow -\frac{1}{T}} \left(\frac{S t e^{st} - e^{st}}{S^2} \right) \right\}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{T^2} \left\{ T^2 + T^2 \left(-\frac{t}{T} e^{-\frac{t}{T}} - e^{-\frac{t}{T}} \right) \right\} \\
&= 1 - e^{-\frac{t}{T}} \left(1 + \frac{t}{T} \right) \\
&= 1 - e^{-z} (1 + Z)
\end{aligned} \tag{19}$$

3. ランプ応答

ランプ入力 $e_{in}(t)$ を, $e_{in}(t) \cdot u(t)$ とすると

$$E_{in}(S) = \frac{1}{S^2}$$

したがって

$$E_{out}(S) = \frac{1}{S^2} G(S) \tag{20}$$

1) $a = 1$ のとき

式(2), (20)より

$$E_{out}(S) = \frac{1}{(aT^2)} \cdot \frac{1}{S^2(S-\alpha)(S-\beta)} \tag{21}$$

したがって

$$\begin{aligned}
e_{out}(t) &= \mathcal{L}^{-1} E_{out}(S) \\
&= \frac{1}{aT^2} \left[\lim_{s \rightarrow 0} \frac{d}{dS} \left(\frac{e^{st}}{(S-\alpha)(S-\beta)} \right) \right. \\
&\quad \left. + \lim_{s \rightarrow \alpha} \frac{e^{st}}{S^2(S-\beta)} + \lim_{s \rightarrow \beta} \frac{e^{st}}{S^2(S-\alpha)} \right] \\
&= \frac{1}{aT^2} \left[\lim_{s \rightarrow 0} \frac{(S-\alpha)(S-\beta)te^{st} - e^{st}(S-\beta+S-\alpha)}{(S-\alpha)^2(S-\beta)^2} \right. \\
&\quad \left. + \frac{e^{\alpha t}}{\alpha^2(\alpha-\beta)} + \frac{e^{\beta t}}{\beta^2(\beta-\alpha)} \right] \\
&= \frac{1}{aT^2} \left[\frac{a\beta t + (\alpha+\beta)}{\alpha^2\beta^2} + \frac{e^{\alpha t}}{\alpha^2(\alpha-\beta)} + \frac{e^{\beta t}}{\beta^2(\beta-\alpha)} \right] \\
&= \frac{1}{aT^2} \left[\frac{1}{\alpha\beta} t + \frac{(\alpha+\beta)}{\alpha^2\beta^2} + \frac{e^{\alpha t}}{\alpha^2(\alpha-\beta)} + \frac{e^{\beta t}}{\beta^2(\beta-\alpha)} \right]
\end{aligned} \tag{22}$$

ここで, 式(3), (4), (10), (11)より

$$\begin{aligned}
\alpha\beta &= \frac{1}{aT^2} \\
\frac{\alpha+\beta}{\alpha^2\beta^2} &= a^2T^4 \left(-\frac{2}{aT} \right) = -2aT^3
\end{aligned}$$

$$\frac{1}{\alpha^2(\alpha-\beta)} = \frac{1}{(1+\sqrt{1-a})^2} \cdot \frac{-2\sqrt{1-a}}{aT} = \frac{-a^3 T^3}{2\sqrt{1-a}(1+\sqrt{1-a})^2}$$

$$\frac{1}{\beta^2(\beta-\alpha)} = \frac{1}{(1-\sqrt{1-a})^2} \cdot \frac{2\sqrt{1-a}}{aT} = \frac{a^3 T^3}{2\sqrt{1-a}(1-\sqrt{1-a})^2}$$

したがって、

$$\begin{aligned} e_{\text{out}}(t) &= \frac{1}{aT^2} \left[aT^2 t - 2aT^3 - \frac{a^3 T^3 e^{\alpha t}}{2\sqrt{1-a}(1+\sqrt{1-a})^2} + \frac{a^3 T^3 e^{\beta t}}{2\sqrt{1-a}(1-\sqrt{1-a})^2} \right] \\ &= T \left[\frac{t}{T} - 2 - \frac{a^2 e^{\alpha t}}{2\sqrt{1-a}(1+\sqrt{1-a})^2} + \frac{a^2 e^{\beta t}}{2\sqrt{1-a}(1-\sqrt{1-a})^2} \right] \\ &= T \left[\frac{t}{T} - 2 - \frac{a^2 e^{\alpha t}}{4(1-a) + 2(2-a)\sqrt{1-a}} - \frac{a^2 e^{\beta t}}{4(1-a) - 2(2-a)\sqrt{1-a}} \right] \\ &= T \left[\frac{t}{T} - 2 - \frac{a^2 \{4(1-a) - 2(2-a)\sqrt{1-a}\}}{16(1-a)^2 - 4(2-a)^2(1-a)} e^{\alpha t} \right. \\ &\quad \left. - \frac{a^2 \{4(1-a) + 2(2-a)\sqrt{1-a}\}}{16(1-a)^2 - 4(2-a)^2(1-a)} e^{\beta t} \right] \\ &= T \left[\frac{t}{T} - 2 + \frac{4a^2(1-a) - 2a^2(2-a)\sqrt{1-a}}{4a^2(1-a)} e^{\alpha t} \right. \\ &\quad \left. + \frac{4a^2(1-a) + 2a^2(2-a)\sqrt{1-a}}{4a^2(1-a)} e^{\beta t} \right] \\ &= T \left[\frac{t}{T} - 2 + \left(1 - \frac{2-a}{2\sqrt{1-a}}\right) e^{\alpha t} + \left(1 + \frac{2-a}{2\sqrt{1-a}}\right) e^{\beta t} \right] \end{aligned} \tag{23}$$

式(3), (4)を代入して

$$e_{\text{out}}(t) = T \left[\frac{t}{T} - 2 + \left(1 - \frac{2-a}{2\sqrt{1-a}}\right) e^{-\frac{t}{aT} - \frac{\sqrt{1-a}}{aT} t} + \left(1 + \frac{2-a}{2\sqrt{1-a}}\right) e^{-\frac{t}{aT} + \frac{\sqrt{1-a}}{aT} t} \right]$$

ここで、 $z = \frac{t}{T}$ とすると

$$\begin{aligned} e_{\text{out}}(t) &= T \left[z - 2 + e^{-\frac{z}{a}} \left\{ \left(1 - \frac{2-a}{2\sqrt{1-a}}\right) e^{-\frac{\sqrt{1-a}}{a} z} + \left(1 + \frac{2-a}{2\sqrt{1-a}}\right) e^{\frac{\sqrt{1-a}}{a} z} \right\} \right] \\ &= T \left[z - 2 + e^{-\frac{z}{a}} \left\{ \left(e^{-\frac{\sqrt{1-a}}{a} z} + e^{\frac{\sqrt{1-a}}{a} z} \right) - \frac{2-a}{2\sqrt{1-a}} \left(e^{-\frac{\sqrt{1-a}}{a} z} - e^{\frac{\sqrt{1-a}}{a} z} \right) \right\} \right] \\ &= T \left[z - 2 + e^{-\frac{z}{a}} \left\{ 2 \left(\frac{e^{\frac{\sqrt{1-a}}{a} z} + e^{-\frac{\sqrt{1-a}}{a} z}}{2} \right) + \frac{2-a}{\sqrt{1-a}} \left(\frac{e^{\frac{\sqrt{1-a}}{a} z} - e^{-\frac{\sqrt{1-a}}{a} z}}{2} \right) \right\} \right] \end{aligned} \tag{24}$$

i) $a < 1$ のとき

式(24)より

$$e_{out}(t) = T \left[Z - 2 + e^{-\frac{Z}{a}} \left(2 \cosh \sqrt{\frac{1}{a^2} - \frac{1}{a}} \cdot Z + \frac{\frac{2}{a} - 1}{\sqrt{\frac{1}{a^2} - \frac{1}{a}}} \sinh \sqrt{\frac{1}{a^2} - \frac{1}{a}} \cdot Z \right) \right] \quad (25)$$

ii) $a > 1$ のとき

式(24)より

$$\begin{aligned} e_{out}(t) &= T \left[Z - 2 + e^{-\frac{Z}{a}} \left\{ 2 \left(\frac{e^{\frac{j\sqrt{a-1}}{a} Z} + e^{-\frac{j\sqrt{a-1}}{a} Z}}{2} \right) + \frac{2-a}{\sqrt{a-1}} \left(\frac{e^{\frac{j\sqrt{a-1}}{a} Z} - e^{-\frac{j\sqrt{a-1}}{a} Z}}{2j} \right) \right\} \right] \\ &= T \left[Z - 2 + e^{-\frac{Z}{a}} \left(2 \cos \sqrt{\frac{1}{a} - \frac{1}{a^2}} \cdot Z + \frac{\frac{2}{a} - 1}{\sqrt{\frac{1}{a} - \frac{1}{a^2}}} \sin \sqrt{\frac{1}{a} - \frac{1}{a^2}} \right) \right] \end{aligned} \quad (26)$$

2) $a = 1$ のとき

式(6), (20)より

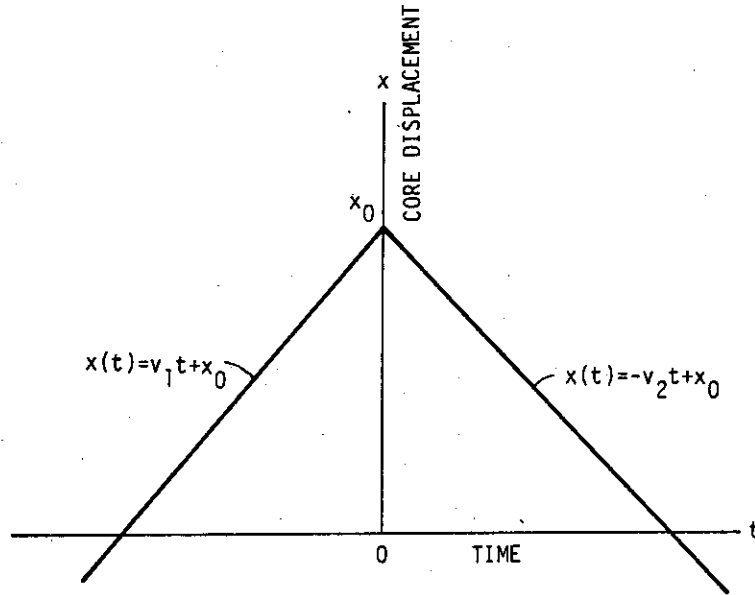
$$E_{out}(S) = \frac{1}{S^2} \cdot \frac{1}{T^2 \left(S + \frac{1}{T} \right)^2}$$

これより

$$\begin{aligned} e_{out}(t) &= \mathcal{L}^{-1} E_{out}(S) = \frac{1}{T^2} \mathcal{L}^{-1} \frac{1}{S^2 \left(S + \frac{1}{T} \right)^2} \\ &= \frac{1}{T^2} \left[\lim_{s \rightarrow 0} \frac{d}{dS} \left\{ \frac{e^{st}}{\left(S + \frac{1}{T} \right)^2} \right\} + \lim_{s \rightarrow -\frac{1}{T}} \frac{d}{dS} \left(\frac{e^{st}}{S^2} \right) \right] \\ &= \frac{1}{T^2} \left[\lim_{s \rightarrow 0} \left\{ \frac{\left(S + \frac{1}{T} \right)^2 t e^{st} - 2 \left(S + \frac{1}{T} \right) e^{st}}{\left(S + \frac{1}{T} \right)^4} \right\} + \lim_{s \rightarrow -\frac{1}{T}} \left\{ \frac{S^2 t e^{st} - 2 S e^{st}}{S^4} \right\} \right] \\ &= \frac{1}{T^2} \left[\frac{t}{\left(\frac{1}{T^2} \right)} - \frac{2}{\left(\frac{1}{T} \right)} \cdot \left(\frac{1}{T^2} \right) t e^{-\frac{t}{T}} + 2 \left(\frac{1}{T} \right) e^{-\frac{t}{T}} \right] \\ &= [t - 2T + e^{-\frac{t}{T}} (t + 2T)] \\ &= \left[\frac{t}{T} - 2 + e^{-\frac{t}{T}} \left(\frac{t}{T} + 2 \right) \right] T \\ &= [Z - 2 + e^{-Z} (Z + 2)] T \end{aligned} \quad (27)$$

付録Ⅲ 定速運動している鉄心が跳ね返ったときの
1次遅れ応答

図A-2に示したような鉄心の運動に対する1次遅れ応答を求める。ただし $t < 0$ における応答はすでに定常状態にあるとする。



図A-2

ここで、1次遅れの伝達関数 $G(S)$ を

$$G(S) = \frac{1}{1 + S\tau} \quad (1)$$

とする。ここに τ は時定数である。

さて、図A-2に示した鉄心の変位 $x(t)$ の一般式を求める。ここで

$$u(t) = \begin{cases} 1 & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}$$

とすると、図より変位 $x(t)$ の一般式は

$$\begin{aligned} x(t) &= (v_1 t + x_0) + u(t) \cdot [-(v_1 t + x_0) - v_2 t + x_0] \\ &= (v_1 t + x_0) + u(t) \cdot [-(v_1 + v_2)t] \end{aligned} \quad (2)$$

となる。ここで

$$x_1(t) = v_1 t + x_0 \quad (3)$$

$$x_2(t) = -(v_1 + v_2)t \quad (4)$$

とすると

$$x(t) = x_1(t) + x_2(t) \cdot u(t) \quad (5)$$

すなわち、 $x(t)$ は $x_1(t)$ なる連続運動と、 $t=0$ において開始する $x_2(t) = -(v_1 + v_2)t$ なる運動に分解できる。

したがって、図A-2に示した鉄心の運動に対する応答は

- (i) $t < 0$ では $x_1(t)$ に対する定常応答
(ii) $t \geq 0$ では $x_1(t)$ に対する定常応答と $x_2(t)$ に対する過渡応答の和として求められる。

1. $t < 0$ における定常応答

式(1)に示したような伝達関数を有する1次遅れ系に $x_1(t) = v_1 t + x_0$ が入力された場合の定常解(定常応答) $y_1(t)$ は

$$y_1(t) = v_1(t - \tau) + x_0 \quad (6)$$

となる。

2. $x_2(t) = -(v_1 + v_2)t \cdot u(t)$ に対する過渡応答

$x_2(t) = -(v_1 + v_2)t \cdot u(t)$ なるランプ入力に対する(1)式の1次遅れ系の過渡応答 $y_2(t)$ は

$$y_2(t) = -(v_1 + v_2) \left[(t - \tau) + \tau e^{-\frac{t}{\tau}} \right] \quad (7)$$

となる。

3. $t \geq 0$ における鉄心の運動に対する過渡応答

求める応答を $y(t)$ とすると、 $y(t)$ は $x_1(t)$ に対する定常応答と $x_2(t)$ に対する過渡応答の和となるので

$$\begin{aligned} y(t) &= y_1(t) + y_2(t) \\ &= v_1(t - \tau) + x_0 - (v_1 + v_2) \left[(t - \tau) + \tau e^{-\frac{t}{\tau}} \right] \\ &= -v_2(t - \tau) + x_0 - (v_1 + v_2)\tau e^{-\frac{t}{\tau}} \end{aligned} \quad (8)$$

4. τ の求め方

式(6)が成立するのは $t < 0$ のときであるが、これを $t = \tau$ まで外挿すると、

$$y_1(\tau) = x_0$$

同様に、式(8)で与えられた $y(t)$ の定常解 $y_s(t)$ は

$$y_s(t) = -v_2(t - \tau) + x_0$$

なので、この解より $t = \tau$ のときの値を求めると、

$$y_s(\tau) = x_0$$

すなわち、 $y_1(t)$ と $y_s(t)$ を直線延長して交点を求めると、その交点は $(t = \tau, x = x_0)$ となる。

一方、 $t = \tau$ における $y(t)$ の値は式(8)より

$$y(\tau) = x_0 - (v_1 + v_2)\tau e^{-1} \quad (9)$$

これより

$$x_0 - y(\tau) = (v_1 + v_2)\tau e^{-1} \quad (10)$$

となる。すなわち図A-3に示すような1次遅れ応答が観測されたとすると、それぞれ定常応答を意味する直線部を外挿して交点を求めると x_0 が求まる。

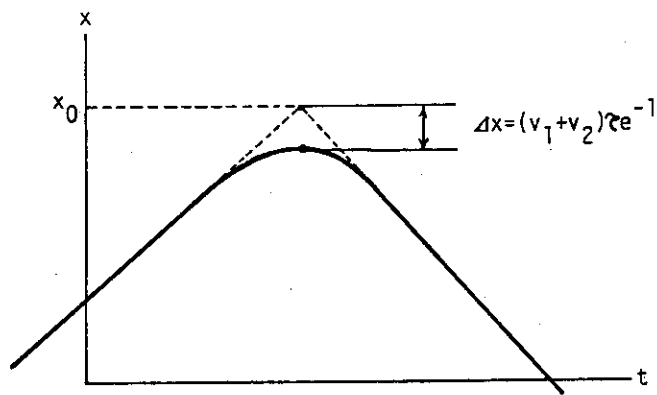


図 A-3

したがって、その交点とその時間における1次遅れ応答の値との差 Δx を求めると、式(10)より、

$$\Delta x = (v_1 + v_2)\tau e^{-1}$$

したがって

$$\tau = \frac{\Delta x}{v_1 + v_2} \cdot e$$

となり、 τ を求めることができる。