

JAERI-Research

JP0150484

2001-032



瞬時計測型流路断面平均ボイド率計の開発

— BWR条件への適用 —

2001年5月

井口 正・渡辺 博典・木村 守・安濃田 良成

日本原子力研究所
Japan Atomic Energy Research Institute

本レポートは、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。
入手の問合せは、日本原子力研究所研究情報部研究情報課（〒319-1195 茨城県那珂郡東海村）あて、お申し越しください。なお、このほかに財団法人原子力弘済会資料センター（〒319-1195 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。

This report is issued irregularly.

Inquiries about availability of the reports should be addressed to Research Information Division, Department of Intellectual Resources, Japan Atomic Energy Research Institute, Tokai-mura, Naka-gun, Ibaraki-ken, 319-1195, Japan.

© Japan Atomic Energy Research Institute, 2001

編集兼発行 日本原子力研究所

瞬時計測型流路断面平均ボイド率計の開発
－BWR条件への適用－

日本原子力研究所東海研究所安全性試験研究センター原子炉安全工学部

井口 正・渡辺 博典⁺¹・木村 守・安濃田 良成

(2001年2月21日受理)

著者らは、流路断面平均ボイド率を非定常計測する実用的なコンダクタンス型ボイド率計を開発した。本ボイド率計は、流路内の二相流ボイド率と二相流電気伝導度との相関関係を利用する。空気／水2相流による校正試験を行った結果によれば、ボイド率 α は電流比 I/I_0 (I_0 は、満水時の電流) を用いて、 $\alpha = 1 - I/I_0$ で近似できる。

このボイド率計を、高温・高圧のBWR条件(290°C, 7MPa)に適用し、その計測性能を調べた。その結果、電極部の耐熱性に改良の余地があるが、高温・高圧でもボイド率 α は $\alpha = 1 - I/I_0$ で近似できることができることがわかった。ただし、水の電気比抵抗の温度依存性を考慮する必要がある。このため、水の電気比抵抗の温度依存性を調べるとともに、温度補正式を導出した。

また、本ボイド率計を規模の大きい試験装置に適用するときには、回路のキャパシタンスの影響が無視できなくなる。このため、この影響を抑制する方策を講じた。

高温高圧条件で流量133kg/m²s以下、2x2管群流路で、ボイド率0%～70%では誤差10%以内でボイド率を測定できた。本ボイド率計は、原理的に流量の影響を受けない。このため、流量変動がある条件でのボイド率計測が可能である。

JAERI-Research 2001-032

Development of Quick-response Area-averaged Void Fraction Meter -Application to BWR Condition-

Tadashi IGUCHI, Hironori WATANABE⁺¹, Mamoru KIMURA and Yoshinari ANODA

Department of Reactor Safety Research
Nuclear Safety Research Center
Tokai Research Establishment
Japan Atomic Energy Research Institute
Tokai-mura, Naka-gun, Ibaraki-ken

(Received February 21, 2001)

Authors have been developed a practical conductance-type void fraction meter to measure instantaneously area-averaged void fraction in rod bundle. The principle of the meter is based on the fact that the electrical conductance changes with the change of void fraction in gas-liquid two-phase flow. According to air/water two-phase flow experiment, the void fraction was approximated by $\alpha = I \cdot I/I_o$ where α and I are void fraction and current (I_o is current at $\alpha=0$).

Authors investigated the performance of the void fraction meter under high temperature/high pressure conditions (BWR condition: 290°C, 7MPa). The results indicated that the void fraction was approximated by $\alpha = I \cdot I/I_o$ even under high temperature/high pressure condition of steam/water flow. However, it is necessary to take account of temperature dependency of water specific conductance. Therefore, authors derived a correction equation for temperature dependency. Further, for applying the void fraction meter to a large-scale facility, it was found to be necessary to reduce the capacitance of the circuit. Then, authors developed the method to reduce the capacitance effect.

Finally, authors succeeded to measure the void fraction in 2x2 bundle flow path at the range of 0% - 70% in the error of 10% under high temperature/high pressure and mass flux of less than 133kg/m²s. Developed void fraction meter is theoretically not affected by flow rate. Therefore, it can be applied to the condition of oscillating flow.

Keywords: Area-averaged Void Fraction, Rod Bundle, Quick Response, Application to BWR Conductance Void Fraction Meter, Temperature Dependency, Capacitance

⁺¹ Department of Nuclear Energy System

目 次

1. まえがき	1
2. 計測の原理と回路設計	2
2.1 計測の原理	2
2.2 回路構成	3
2.3 計測系の静的精度の評価	4
2.4 構成機器	7
3. 電極の設計と開発	9
3.1 設計条件	9
3.2 設計結果	9
3.3 今後の課題	10
4. ボイド率計の使用手順	11
5. 外部インピーダンスの影響	12
5.1 外部インピーダンスのボイド率計測結果に及ぼす影響と 外部インピーダンスの原因	12
5.2 キャパシタンスの原因と影響の程度	12
5.3 キャパシタンスの影響の軽減対策	13
6. 水の電気比抵抗の温度依存性	15
6.1 計測方法	15
6.2 試験結果	15
7. 水の電気比抵抗の温度依存性の補正	17
7.1 水温の影響の補正式	17
7.2 水温の補正式の導出	17
8. 高温・高圧環境へのボイド率計の適用試験	19
8.1 試験装置及び試験部	19
8.2 試験方法及び試験条件	19
8.3 ボイド率計の交流域信号及び直流域信号	20
8.4 ボイド率計測定結果と差圧から換算したボイド率との比較	21
8.5 ボイド率計測定結果と差圧から換算したボイド率との比較結果の検討	23
8.6 加速損失及び摩擦損失の影響の検討	25
8.7 α_{m} を算出するときの(2.2)式の近似性	27
8.8 α_{m} の計測結果の実例	29
9. 計測系の応答性評価	30
9.1 交直変換器の交直変換性能	30
9.2 ボイド率変化を模擬した信号の周波数応答	30
9.3 ステップ応答	33
10. まとめ	36
参考文献	36
付録 1 円管内二相流における中心電極と流路壁電極間の電気抵抗についての検討	89
付録 2 ボイド率計の原理と外部インピーダンスの影響の補正についての検討	99
付録 3 中心電極の ON-OFF の影響についての検討	107
付録 4 ボイド分布の計測結果に及ぼす影響	108

Contents

1. Introduction	1
2. Measurement Principle and Design of Electrical Circuit.....	2
2.1 Measurement Principle	2
2.2 Electrical Circuit of Void Fraction Meter	3
2.3 Accuracy Evaluation of Static Characteristics of Measurement System	4
2.4 Components of Electrical Circuit.....	7
3. Development of Sensors	9
3.1 Design Condition	9
3.2 Designed Result.....	9
3.3 Future Problems.....	10
4. Procedure to Use Void Fraction Meter.....	11
5. Effect of Capacitance of Measurement System	12
5.1 Effect of Capacitance of Measurement System on Measured Void Fraction.....	12
5.2 Causes of Capacitance	12
5.3 Method to Reduce the Capacitance Effect	13
6. Temperature Dependency of Water Specific Conductance	15
6.1 Method to Measure Temperature Dependency	15
6.2 Experimental Result.....	15
7. Correction of Void Fraction to Take into Account of Temperature Dependency of Water Specific Conductance	17
7.1 Equation to Correct Void Fraction for Water Temperature Dependency	17
7.2 Derivation of The Correction Equation	17
8. Application of Void Fraction Meter to High-Temperature/High-Pressure Condition.....	19
8.1 Test Apparatus and Test Section	19
8.2 Experimental Method and Experimental Condition	19
8.3 Void Fraction Signals.....	20
8.4 Comparison between Void Fraction Measured and Void Fraction Derived from Measured DP	21
8.5 Evaluation of Comparison Results between Void Fraction Measured and Void Fraction Derived from Measured DP	23
8.6 Evaluation of Influence of Accelerational and Frictional Losses	25
8.7 Approximation of Equation (2.2) to Calculate α_{vm}	27
8.8 Example of Obtained α_{vm}	29
9. Accuracy Evaluation of Dynamic Characteristics of Measurement System	30
9.1 Performance of AC/DC Converter.....	30
9.2 Frequency Response of Measurement System.....	30
9.3 Step Response of Measurement System	33
10. Summary.....	36
Reference	36
Appendix 1. Discussion on Electrical Resistance between Center-rod Electrode and Channel-wall Electrode under Two-phase Flow in Round Test Section	89
Appendix 2. Discussion on Principle of Void Fraction Meter and Effect of External Impedance	99
Appendix 3. Discussion on Effect of On-off Switching of Center-rod Electrode	107
Appendix 4. Discussion on Effect of Horizontal Void Distribution	108

図表リスト

- 表 2.1 機器の仕様
 表 4.1 ボイド率計の使用手順
 表 9.3.1 交直変換器のステップ応答
 表 9.3.2 交直変換器及びフィルターのステップ応答
- 図 1.1 回路図
 図 1.2 流路断面図（BWR核熱結合試験）
 図 2.1 空気・水二相流によるボイド率計の校正試験結果
 図 3.1 電極概念図
 図 3.2 中心電極先端部の概念図
 図 3.3 フランジ部概念図
 図 5.1 外部インピーダンスによる回路電流（BWR核熱結合不安定性試験装置）
 図 5.2 ケーブル部及び電極部の外部インピーダンスに及ぼす影響
 図 5.3 外部インピーダンスに及ぼすケーブル部の影響の軽減
 図 5.4 外部インピーダンスに及ぼす電極部の影響の軽減
 図 6.1 ヒドラジン混合水の電気伝導度比の水温依存性
 図 8.1.1 円筒炉心伝熱流動試験装置
 図 8.1.2 試験装置概念図
 図 8.1.3 並列試験部 a の計測位置（一様分布発熱棒）
 図 8.3.1 ボイド率計動作試験の回路
 図 8.3.2 ボイド率計の交流域信号（7MPa, 133kg/m²s）
 図 8.4.1 α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ の比較（2MPa, チャンネル a）
 図 8.4.2 α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ の比較（0.2MPa, チャンネル b）
 図 8.4.3 α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ の比較（7MPa）
 図 8.4.4 α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ の比較（7MPa）
 図 8.4.5 α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ の比較（2MPa, チャンネル c）
 図 8.4.6 クオリティとボイド率の関係
 図 8.4.7 α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ の比較（2MPa, チャンネル a）
 図 8.6.1 クオリティと差圧の関係
 図 8.6.2 クオリティとボイド率の関係
 図 8.6.3 加速損失及び摩擦損失の全差圧に及ぼす影響
 図 8.6.4 摩擦損失、加速損失に起因した誤差の評価
 図 8.6.5 加速損失及び摩擦損失に起因した誤差の補正
 図 8.7.1 ボイド率分布の影響（解析値）
 図 8.7.2 中心電極露出の影響（解析値）
 図 8.8.1 ボイド率計の計測結果の例（7MPa, Q_{CH}=132kW, Z=1.2m）
 図 9.1.1 交直変換器の変換性能（入力周波数=50Hz）

- 図 9.1.2 交直変換器の変換性能（入力周波数=10Hz～6kHz）
図 9.2.1 周波数応答試験法
図 9.2.2 ステップ関数で振巾変調したときの応答
図 9.2.3 正弦波関数で振巾変調したときの応答
図 9.2.4 交直変換器とフィルターの直列回路の入出力平均値の比
図 9.2.5 交直変換器とフィルターの直列回路のゲイン
図 9.2.6 交直変換器とフィルターの直列回路の時間遅れ及び位相遅れ
図 9.3.1 交直変換器のステップ応答性試験
図 9.3.2 交直変換器のステップ応答（入力周波数が310Hzの例）
図 9.3.3 (1) 交直変換器のステップ応答（入力周波数が50Hz～310Hz）
図 9.3.3 (2) 交直変換器のステップ応答（入力周波数が1kHz～5kHz）
図 9.3.4 交直変換器のステップ応答
図 9.3.5 フィルターのステップ応答（カットオフ周波数が5Hzの例）
図 9.3.6 交直変換器及びフィルターのステップ応答に及ぼす入力周波数の影響
図 9.3.7 交直変換器及びフィルターのステップ応答
 入力周波数の影響（カットオフ周波数=10Hz）
図 9.3.8 (1) カットオフ周波数の影響
図 9.3.8 (2) カットオフ周波数の影響
図 9.3.8 (3) カットオフ周波数の影響
図 9.3.8 (4) カットオフ周波数の影響
図 9.3.9 交直変換器及びフィルターのステップ応答
 カットオフ周波数の影響（入力周波数=310Hz）
図 9.3.10 交直変換器及びフィルターのステップ応答
 カットオフ周波数の影響（入力周波数=310Hz）

1. まえがき

著者らは、流路内平均ボイド率を非定常計測する実用的なコンダクタンス式ボイド率計を開発した^{(1), (2), (3)}。このボイド率計では、流路内の2相流のボイド率が変われば電気抵抗が変わることを利用して、流路断面平均ボイド率の非定常計測を行う。

図1.1に本ボイド率計でボイド率を計測するときの基本的な回路を示す。著者らは、金属製流路壁を一方の電極（壁面電極）とし、流路中心に設置したL型線電極（長さ1cm）を他方の電極（中心電極）とした電極組合せ（中心電極－壁面電極）により、大気圧下の空気・水2相流による校正試験を行った。その結果によれば⁽¹⁾、ボイド率 α は電圧比 V/V_0 （ V_0 は満水時の負荷抵抗電圧）を用いて、次式で近似できる。

$$\alpha = 1 - VV_0 \quad (1.1)$$

上記の電極組合せ（中心電極－壁面電極）のほかの電極組合せも考えられる。著者らは、四角管流路壁の4面のうち2面を絶縁状態とし、他の2面にそれぞれ面電極を取り付け（壁面電極－壁面電極）、両壁面電極間の電気抵抗を測定することによっても、ボイド率計測が可能であることを確認している。どのような電極組合せを用いるかは、適用する流路の条件（形状、寸法、材質、使用条件）によると考えられる。

著者らは、開発したボイド率計を沸騰水型原子炉（BWR）の運転状態のような高温・高圧（289°C, 7 MPa）の環境に適用するための開発を進めている。適用する対象は、著者らの実施しているBWR核熱結合不安定性試験⁽²⁾である。本試験では、BWR核燃料と同径(12.3mmφ)の模擬燃料を2×2管群とした四角管流路(36.25mm×36.25mm)を試験部としている（図1.2）。

高温・高圧の環境へは、電極の耐圧性と電気絶縁性の両立の容易さから、中心電極－壁面電極の電極組合せが最も実現性が高いと判断して、多くの想定される電極組合せのうち、この組合せを選択した。

現時点では、開発したコンダクタンス式ボイド率計はほぼ実用の域に達しており、著者らは高温・高圧環境でのボイド率の計測に成功している。しかしながら、耐久性の面でまだ課題が残っており、長期の使用には耐えられない。著者らの経験によれば、本ボイド率の高温・高圧環境での耐用期間は約1ヶ月である。これを延ばすためには、更に工夫・改良を要する。

本報告書は、開発したコンダクタンス式ボイド率計をBWR核熱結合不安定試験に適用したときの課題とそれに対する対策を示す。また、本ボイド率計を使用するときに有用な情報を示す。

2. 計測の原理と回路設計

2. 1 計測の原理

以下に本研究で開発したボイド率計の計測原理を示す。本ボイド率計では、流路内の気液二相流ボイド率（気相の体積割合）が変化するとそれに応じて電気抵抗が変わることを利用して断面平均ボイド率の非定常測定を行う。金属製流路壁を一方の電極とし、流路中心に設置した中心電極（L型線電極）を他方の電極とし、両電極間の電気抵抗を測定する。

円管内の流路の電気抵抗は、以下の(1)～(3)を仮定すれば、付録1及び付録2に示すように次式で表せる。

仮定

- (1) 流路内のボイド率分布は平坦である。
- (2) 中心電極と流路壁電極が絶縁状態とならない。（即ち、中心電極が気泡で覆われたり、液相が不連続になったりしない。）
- (3) $r \ll R_{\alpha=0}$ である。

関係式

$$\alpha = \frac{1 - \frac{I}{I_{\alpha=0}}}{1 - \frac{I_{\alpha=1}}{I_{\alpha=0}}} = \frac{1 - \frac{V}{V_{\alpha=0}}}{1 - \frac{V_{\alpha=1}}{V_{\alpha=0}}} \quad (2.1)$$

ここで、 α = ボイド率

r = 負荷抵抗

R = 流路電気抵抗 ($R_{\alpha=0}$ は $\alpha=0$ のときの値)

I = 負荷抵抗を流れる電流 ($I_{\alpha=0}$, $I_{\alpha=1}$ は、それぞれ $\alpha=0$, $\alpha=1$ の時の値)

V = 負荷抵抗にかかる電圧 ($I_{\alpha=0}$, $I_{\alpha=1}$ は、それぞれ $\alpha=0$, $\alpha=1$ の時の値)

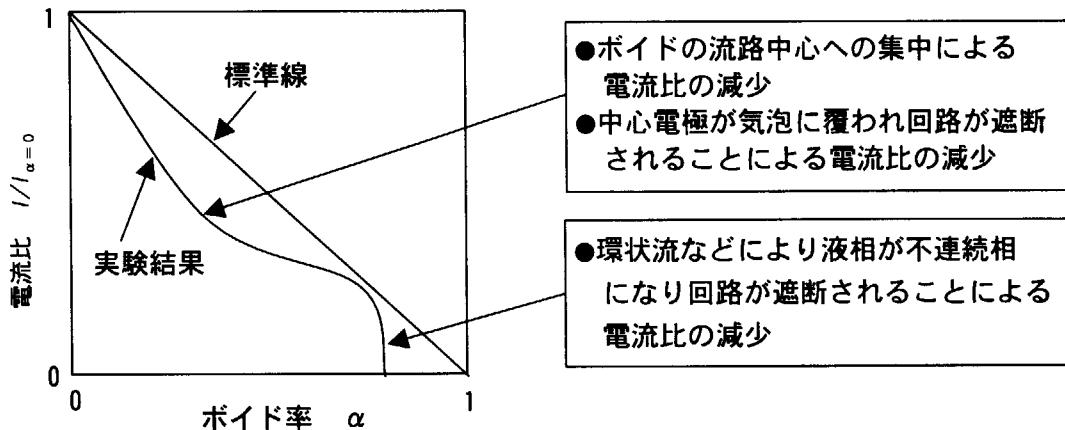
(2.1)式により、 I または V を測定することにより、 α を求めることができる。(2.1)式の分母は、外部インピーダンスの補正項である。外部インピーダンスが十分大きく、その影響が無視できれば、(2.1)式は次式のように簡略化される。

$$\alpha = 1 - \frac{I}{I_{\alpha=0}} = 1 - \frac{V}{V_{\alpha=0}} \quad (2.2)$$

上式によれば、ボイド率 α と電流比 $I / I_{\alpha=0}$ には下図の直線関係がある。以後、本報告書では、この関係を標準線と呼ぶこととする。

著者らの大気圧下の空気・水2相流実験⁽¹⁾によれば、円管流路及び四角管流路に対して、図2.1に示すように、(2.2)式は近似的に成立する。また、四角管流路内部に管群を取り付けた場合でも、(2.2)式は近似的に成立する。実験データは、一般に、下図の傾向を示した。すなわち、

- ①低ボイド率域では、電流比と標準線の差は小さい。
- ②中ボイド率域では、電流比は標準線より小さく中だるみ状となる。
- ③高ボイド率域では、再び電流比と標準線の差は小さくなる。
- ④更に高ボイド率になると、電流比は急激に減少し、計測不能に陥る。



実データが、(2.2)式からはずれる原因として、以下のことが考えられる。⁽¹⁾

- ① ボイド率の水平断面内での非一様分布（ボイドが流路中心に集中して電流比が減少する。）
- ② 高ボイド率になると中心電極が気泡に断続的に覆われ絶縁状態になる。（回路が遮断され電流比が減少する。）
- ③ 更に高ボイド率になったとき環状流などにより液相が不連続相になる。（中心電極・流路電極間の回路が遮断され、電流比が0になる。）

図2.1によれば、電流比と標準線の差は、高々10%である。内装管群に絶縁性があれば、差は更に小さい（最下図）。これに対し、内装管群に導電性があれば、差は大きくなる（中央図）。これは、計測感度の非一様性とボイド分布の中央サブチャンネルへの集中で説明できる。即ち、本ボイド率計の計測原理から、絶縁性管群の場合、流路全体で比較的一様な計測感度になることがわかるが、導電性管群の場合、中央サブチャンネルの計測感度が顕著になる。従って、ボイドが中央サブチャンネルに集中した場合、導電性管群では電流比の減少が顕著になる。

実計測で測定の高精度化を期す場合は、(2.2)式のかわりに校正曲線を予め作成してTable化するか、又は、換算式を用いてボイド率を求める。

2. 2 回路構成

図1.1に、本ボイド率計の基本的な回路構成を示す。

定電圧発生器で一定電圧Eの交流電流を発生し、壁面電極、中心電極間に電圧を印加する。流路（流路内の2相流）の電気抵抗R及び外部インピーダンスZ₀に応じた回路電流Iが流れる。外部インピーダンスとしては、信号ケーブルのキャパシタンスや中心電極の絶縁が完全ではないなどの理由を想定している。後述のように、外部インピーダンスの影響は一般には（特に大規模試験装置では）無視できない。

回路に負荷抵抗（可変抵抗器）rを挿入すると、負荷抵抗には回路電流に応じた交流電圧Vが発生する。Vを交直変換器により、直流電圧に変換する。交直変換器の出力をフィルターでノイズ除去したのちデータ集録器（DAS）によりデータ集録する。

以上は、定電圧発生器に1組の電極を接続した場合である。著者らは本システムに複数組の電極を接続して多点のボイド率を同時計測した。本システムでは、ひとつの定電圧発生器に3組の電極を接続して、3点のボイド率を同時計測した実績がある。電極間の距離が小さくなると他電極の影響が現れるが、相互距離 z を大きくすれば、相互の影響は無視できる。著者らの実験⁽¹⁾によれば、中心電極長が1cmの場合、 $z > 5\text{ cm}$ で相互の干渉を無視することができた。

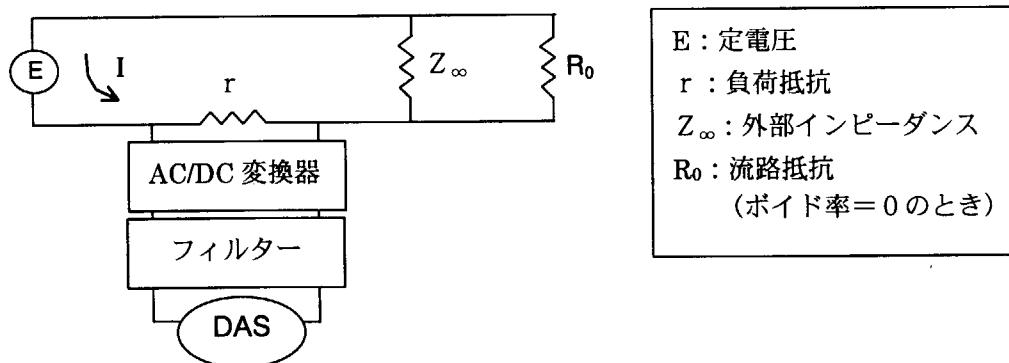
2. 3 計測系の静的精度の評価

校正曲線として(2.2)式を用いた場合、以下の誤差が生ずる。

- (1) 外部インピーダンス Z_∞ の影響を無視したことによる誤差
- (2) 負荷抵抗 r の影響を無視したことによる誤差
- (3) ボイド率 α と電流比 I/I_0 の関係を(2.2)式で近似したことによる誤差

ここでは、(1)及び(2)に起因した測定誤差を見積もる。詳細を付録3に示す。なお、ここで構築した計測系のステップ応答性や周波数応答性などの動的精度については、9章に示す。(3)については8章に示す。

(1) 等価回路



(2) 誤差

外部インピーダンスの影響

外部インピーダンス Z_∞ を経由して流れる回路電流に起因した誤差 $\Delta\alpha_1$ は、付録3に示すように、次式で見積もられる。

$$\Delta\alpha_1 = -\alpha_{\text{真}} \frac{1}{1 + \frac{Z_\infty}{R_0}} \quad (2.3)$$

$$\alpha_{\text{真}} = \alpha_{\text{見}} \left(1 + \frac{R_0}{Z_\infty} \right)$$

ここで、 R_0 : 満水時の流路抵抗

Z_∞ : 外部インピーダンス

誤差を2%以下 ($-0.02 \leq \Delta\alpha_1 \leq 0$) にするには、

$$|\Delta\alpha_1| = \alpha_{\text{真}} \frac{1}{1 + \frac{Z_\infty}{R_0}} \leq \frac{1}{1 + \frac{Z_\infty}{R_0}} \leq 0.02$$

故に、 (2.4)

$$\frac{Z_\infty}{R_0} > \frac{1}{0.02} - 1 = 49$$

したがって、外部インピーダンスを流路抵抗の49倍以上にすればよい。ただし、 Z_∞ が α によらず一定であれば、(2.1)式または(2.3)式で $\Delta\alpha_1$ の補正をすることができる。

負荷抵抗の影響

負荷抵抗 r を取り付けることに起因した誤差 $\Delta\alpha_2$ は、付録3に示すように、次式で見積もられる。

$$\Delta\alpha_2 = -\alpha_{\text{真}} \frac{1}{1 + \frac{R}{r}}$$

$$\alpha_{\text{真}} = \frac{\alpha_{\text{見}} \left(1 + \frac{r}{R_0} \right)}{1 + \left(\frac{r}{R_0} \right) \alpha_{\text{見}}}$$

ここで、 r : 負荷抵抗
誤差を2%以下 ($-0.02 \leq \Delta\alpha_2 \leq 0$) にするには、

$$|\Delta\alpha_2| = \alpha_{\text{真}} \frac{1}{1 + \frac{R}{r}} \leq \frac{1}{1 + \frac{R}{r}} \leq 0.02$$

故に、

$$\frac{R}{r} > \frac{1}{0.02} - 1 = 49$$

$$\frac{R}{49} \geq r$$

$$\therefore r \leq \frac{R}{49} \quad (2.6)$$

上式が $R_0 < R < R_1$ で成立するためには

$$r \leq \frac{R_0}{49} \quad (2.7)$$

したがって、負荷抵抗を流路抵抗の 1/49 以下にすればよい。ただし、付録 2(11)式または(2.5)式で $\Delta \alpha_2$ の補正をすることができる。

(3) まとめ

外部インピーダンス及び負荷抵抗に起因した誤差は、式(2.3),(2.5)で見積もることができる。これらの誤差を 2 % 以下に抑えるには、満水時流路抵抗が $1\text{k}\Omega \sim 50\text{k}\Omega$ の場合に対して、下表のように外部インピーダンス及び負荷抵抗を設定すればよい。

満水時試験部抵抗 R_1 ($\text{k}\Omega$)	満水時電流 (mA)	外部インピーダンスの条件 ($\text{k}\Omega$)	負荷抵抗の条件 (Ω)
1	100	50以上	20以下
2	50	100以上	40以下
5	20	250以上	100以下
10	10	500以上	200以下
20	5	1000以上	400以下
50	2	2500以上	1000以下

BWR核熱結合試験では、満水時試験部抵抗をほぼ $5\text{k}\Omega$ に設定することを目標とし（電導性溶液の混入により水の電気比抵抗を調整する）、外部インピーダンスを $250\text{k}\Omega$ 以上、負荷抵抗を 100Ω 以下にすることを設定の目安とした。

2. 4 構成機器

以下に、回路を構成するそれぞれの機器の詳細を示す。主要性能を表2. 1に示す。

(1) 定電圧発生器

電極に交流定電圧を印加するために用いる。最適な交流周波数と最適な電圧に設定できる仕様とする。

①最適な交流周波数

後述のように、ボイド率計測には最適な交流周波数がある。過度に高周波数であると、外部キャパシタンスの影響により、流路の電気抵抗Rの測定誤差が大きくなる。過度に低周波数であると、ボイド率の瞬時値の測定誤差が大きくなったり、交直変換器による変換精度が悪化したりする。

BWR核熱結合試験では、後述の試験データから、交流周波数として約300Hzが最適であると判断された。実際には、商用電源の50Hzの整数倍との競合を避けるため、310Hzの交流電圧を使用することとした。

②最適な電圧

電圧Eは大きいほど、負荷抵抗電圧 V_r は大きく、したがって精度よく流路電気抵抗Rを測定できる。一方、電圧Eは過度に大きいと、回路電流は大きく定電圧発生器の許容電流を超える。BWR核熱結合試験で用いた定電圧発生器の許容電流は、110mAである。以上から、1台の定電圧発生器に4組の電極を接続することを仮定し、1個の電極に流れる回路電流Iがほぼ20mA($<110\text{mA}/4$)になるように、電圧Eを調整した。

定電圧発生器には最大出力電圧(110V)がある。回路電流Iがほぼ20mAとなるように電圧Eを調整したとき、最大出力電圧を超えない必要がある。回路電流は、流路抵抗Rに依存し、流路抵抗は流路形状、寸法、水の電気比抵抗に依存する。BWR核熱結合試験では、電圧Eが80Vのとき回路電流Iが20mAになることを目安として、水にヒドラジンを混入して水の電気比抵抗を調整した。

(2) 負荷抵抗

回路電流を電圧に変換して測定するために用いる。最適な抵抗に設定できる仕様とする。

①ボイド率への変換が容易であるための最適な抵抗

一般には、Vの測定結果からボイド率を求めるにはなんらかの変換が必要である⁽¹⁾。著者の空気・水2相流による校正試験によれば、ほぼ(2.1)式のような1次変換で近似できる。この変換は、ボイド率がゼロのときのV($=V_0$)及びボイド率が1のときのV($=V_1$)がわかれば行える。したがって、 V_0 及 V_1 を単純な数値に調整できれば、変換が容易である。

BWR核熱結合試験では負荷抵抗にかかる電圧を

- ・回路電流が最大(したがってボイド率がゼロ)のとき、 $V_0 = 2\text{ V}$
- ・回路電流が最小(したがってボイド率が1)のとき、 $V_1 = 0\text{ V}$

となるように、負荷抵抗rを調整した。上記の調整は、ボイド率がゼロの時に負荷抵抗にかかる電圧 V_0 を2Vとして達成した。なお、 $V_1 = 0\text{ V}$ は、外部インピーダンスが十分大きければ、自動的に成立する。

②計測精度向上のための最適な抵抗

負荷抵抗は大きいほど、回路電流は減少する。このように、負荷抵抗は大きいほど回路電

流の測定誤差を増す。一方、負荷抵抗は大きいほど負荷抵抗にかかる電圧Vは大きくなる。電圧が大きいほど交直変換器における変換精度、データ集録機器における測定精度が向上する。このように、負荷抵抗は大きいほど回路電流を精度よく測定できる。

以上から、最適な計測精度を得るために、負荷抵抗 r には最適な抵抗値があると考えられる。

BWR核熱結合試験では、上記の①のようにして負荷抵抗を設定し、②の理由から引き起こされる誤差が許容できる程度に小さいことを別途検討した。

(3) 交直変換器

交流電圧を直流電圧に変換するために用いる。ボイド率の過渡変化を測定できるように、応答速度の速い変換器を使用する。BWR核熱結合試験では、負荷抵抗にかかる電圧を目視できるように、直流電圧を表示できるタイプの交直変換器を使用した。交直変換器の変換性能試験結果を9章に記載する。

(4) フィルター

交直変換した後の信号に乗っているノイズは、BWR核熱結合試験に悪影響を及ぼす。このため、ノイズを除去するためのフィルターを取り付けた。カットオフ周波数を小さくするとボイド率過渡変化の測定が困難になる。カットオフ周波数を大きくするとノイズ除去が弱くなる。このため、最適なカットオフ周波数がある。

BWR核熱結合試験結果によれば、測定すべきボイド率変化は 0.1~1Hz の範囲である。このため、カットオフ周波数を 1Hz から 1kHz の範囲で設定できる仕様とし、0.1~1Hz のボイド率変化に対する応答性を個別試験で調べることにより最適なカットオフ周波数を決めた。フィルター応答性に関する個別試験結果を9章に記載する。

試験結果からカットオフ周波数は 2Hz 以上、特に 4Hz 以上が望ましいと判断した。BWR核熱結合試験では一般に 2Hz に設定することとした。

3. 電極の設計と開発

3. 1 設計条件

BWR核熱結合試験では、BWR核燃料と同径(12.3mm ϕ)の模擬燃料を2×2管群とした四角管流路(36.25mm×36.25mm)を試験部としている(図1. 2)。この試験部に対しては、図3. 1に示す壁面電極—中心電極の電極組合せを選択した。金属製の流路壁を一方の電極とし、流路中心に設置したL型線電極(長さ1cm)を他方の電極とした。

この電極の設計には、以下の条件を考慮した。

- (1) 中心電極が圧力境界を貫通するとき試験装置の耐圧性を損なわないこと
- (2) 壁面電極、中心電極とも高温・高圧に耐えること
- (3) 中心電極は、壁面電極と電気的に絶縁されていること
- (4) キャパシタンスの小さい形状・寸法であること

具体的には、以下を設計条件とした。

- (1) 最高使用圧力: 7MPa
- (2) 最高使用温度: 290°C (ただし、模擬燃料は700°Cに達することを考慮する)
- (3) 電気絶縁性: 計測精度評価結果に基づき(2.3節) 250kΩ以上を一応の目安とする。
- (4) キャパシタンス: ボイド率=1のときの回路電流がボイド率=0のときの回路電流の2%以下を一応の目安とする。(2.3節) (即ち、キャパシタンス及び電気絶縁性の不良に基づくボイド率誤差がほぼ2%以下)

3. 2 設計結果

上記の条件を考慮し、電極の設計を行った。電極の概略図を図3. 1に示す。

- (1) 壁面電極は、耐圧金属製容器そのものを用いることにより、高温耐久性、高圧耐久性を達成する。
- (2) 中心電極は流路壁に取り付けたノズルにより、圧力境界を貫通し、先端を流路内に取り付ける。
- (3) フランジ部では、耐圧性と電気的絶縁性を同時に達成させる。耐圧性は、流路フランジと中心電極フランジとの間に、絶縁性パッキンをいれることにより達成する。電気的絶縁性は、絶縁性パッキンと併せて、ボルトにも絶縁性シートを巻き付けて達成する。
- (4) 中心電極は、先端のL型部を除いてロッド部の電気的絶縁性が必要である。ロッド部の電気的絶縁性は、下記のようにして保持した。(図3. 2)
 - ①ロッド部(ノズル内)に熱収縮性テフロンチューブを被覆する。
 - ②ロッド部(流路内)にアルミナチューブを取り付けた後、熱収縮性テフロンチューブを被覆する。

中心電極のロッド部(流路内)では、発熱している模擬燃料と接触することが考えられ、特に耐高温性が必要である。このため、上記のようにアルミナチューブとテフロンチューブを併用した。

試作品を試験装置に取り付けて低温状態で行った電気的な性能チェックによれば、フランジ部の電気絶縁性の低下が著しかった。そこで、フランジ部を図3.3に示す形状とし、電気的絶縁性を確保するための工夫を行った。

- (1) 中心電極フランジとノズルフランジの間に入れてある絶縁パッキンの電気絶縁性が十分でないので、テフロンで製作した円筒状加工品（テフロンキャップ）を入れる。
- (2) ボルトには、側面及びフランジとの当たり面に絶縁シートを入れる。

3. 3 今後の課題

上記の設計により、開発したコンダクタンス式ボイド率計はほぼ実用の域に達しており、著者は高温・高圧環境でのボイド率の計測に成功している。しかしながら、耐久性の面でまだ課題が残っており、長期の使用には耐えられない。本ボイド率の耐用期間を調べる試験は行っていないが、経験によれば高温・高圧環境での耐用期間は約1ヶ月である。これを延ばすためには、更に工夫・改良を要する。

使用経験によれば、耐久性や計測精度の向上のため下記の点で更に工夫・改良が必要である。

- (1) フランジ部に生ずるキャパシタンスの軽減（5章参照）
- (2) フランジ部の絶縁性の向上
- (3) 中心電極の高温耐久性の向上
- (4) 中心電極を所定の位置（中心サブチャンネルの中心）に保持すること。
- (5) 流路壁、管群、中心電極取り付け用ノズル相互の空間位置が、工作精度、取り付け精度、熱膨張、振動などにより一定しないことへの対処

4. ボイド率計の使用手順

本ボイド率計を使用するのに際し、前節でも部分的に触れてきたが、いくつかの点の調整が必要である。そこで、以下に使用手順を記載する。使用手順を表4. 1にまとめる。

- (1) 電極の取り付け
 - ・空水時電極抵抗が $500\text{ k}\Omega$ 以上であること
- (2) 常温、常圧の状態で、試験部内の水にヒドラジンを混入して、水の導電率を調節する。
 - ・試験実施時の水温で、試験部抵抗を約 $5\text{ k}\Omega$ とする。
- (3) 試験装置を昇温、昇圧する。
- (4) 試験部入口の水温、圧力が所定の値になったところで、以下の調整を行う。
 - ① 定電圧発生器の出力周波数、電圧を調整する。
 - ・核熱結合試験では、出力周波数は、 310 Hz とした。
 - ・出力電圧は、定電圧発生器の出力電流が許容電流を超えない範囲で高める。ボイド率 = 0 のときの回路電流 = 20 mA 以上を目安とする。
 - ② 負荷抵抗の抵抗を調整した。
 - ・核熱結合試験では、負荷抵抗は、ボイド率 = 0 のとき、負荷電圧が 2 V になるように、調整した。（これは、負荷電圧測定値をボイド率に換算するときの容易さを優先したためで、特に 2 V に設定する必要性はない。）このときのボイド率計測位置の水温 T_{f1} を計測する。
 - ・このときの負荷抵抗が、試験部抵抗の 2 %以下であることを確認する。（これは、負荷抵抗に起因する誤差を 2 %以下とするためである。）
- (5) 試験を実施し、水温 T_f 、及び本ボイド率計出力を測定する。
 - ・試験実施時の水温を T_f とすると、一般に、 T_{f1} と T_f とは異なる。このため、7章に示す水温補正が必要になる。
- (6) 本ボイド率計出力を水温補正する。

5. 外部インピーダンスの影響

BWR核熱結合試験では、本章に示すように、外部インピーダンスの影響が無視できなかった。このため、これの原因の究明と影響の軽減方法を検討した。一般の実験に本ボイド率計を使用するとき、試験装置によっては、本試験と同様に外部インピーダンスの影響が無視できない場合がある。

5. 1 外部インピーダンスのボイド率計測結果に及ぼす影響と外部インピーダンスの原因

試験方法

外部インピーダンスのボイド率測定結果に及ぼす影響を、流路が空水の状態（ボイド率=1）の回路電流 I を測定することにより調べた。中心電極の絶縁が完全であり、かつ回路のキャパシタンスがゼロであれば、ボイド率=1 では I はゼロの筈である。ところが実際には、 I はゼロではなかった。

定電圧発生器の周波数を 50Hz から 10kHz の間で変えて、ボイド率=1 のときの I を測定した。

試験結果

I の測定結果を図 5. 1 に示す。4 個の中心電極についての結果を示す。

中心電極 Va2, Va3, Vc2, Vc3 では、計測した周波数全域で I は周波数にほぼ比例している。

このように、周波数にほぼ比例した電流が流れていることから、この電流は回路のキャパシタンスに由来していると考えられる。

本試験では、ボイド率=0 のときの回路電流をおおよそ 20mA となるように設計しているので、誤差を 5 % 以下に抑えるには、キャパシタンスや中心電極の絶縁が完全でないことに由来する回路電流を 1mA 以下に抑える必要がある。図 5. 1 によれば、これらの電極では、周波数を 300Hz 以下にするとよい。

5. 2 キャパシタンスの原因と影響の程度

5. 1 で見られたキャパシタンスが何に由来するかを検討した。結果からいえば、試験装置と DAS をつなぐ信号ケーブルに約 2 / 3 、中心電極に約 1 / 3 の原因があると考えられる。

試験方法

本試験装置では、試験装置と DAS は極めて離れており（約 30m）、両者をつなぐ信号ケーブルは長い。信号ケーブルとしては 2 線をシールド線で被覆した型式のものを使用している。

次の 3 ケースについて、ボイド率=1 のときの回路電流を測定した。

- ① 交流定電圧発生器を制御室に設置し、中心電極と長い（約 30m）信号ケーブルでつなぎだ状態で、回路電流を測定する。（5. 1 の試験方法と同じ）
- ② 中心電極を取り外して、回路電流を測定する。
- ③ 交流定電圧発生器を試験装置の近くに移動し、中心電極に交流定電圧発生器を直接つなぎだ状態で、回路電流を測定する。

試験結果

試験結果を図5. 2に示す。

(1) 信号ケーブルのキャパシタンス

中心電極を回路から取り外したケーブルのみの状態（②のケース）でも、回路電流は周波数にほぼ比例する。ただし、中心電極を接続したとき（①のケース）に比べて回路電流は小さい。更に、信号ケーブルを取り外した状態で回路電流を測定した。このときの回路電流は計器の検出感度以下（0.1mA以下）である。

以上から、②のケースで計測された回路電流は、信号ケーブルのキャパシタンスに由来すると考えられる。

(2) 中心電極のキャパシタンス

定電圧発生器、負荷抵抗を試験装置付近に移動し、信号ケーブルを極めて短く（約1m）して、回路電流を測定したケース（③のケース）でも、回路電流は周波数にほぼ比例する。ただし、中心電極を接続したとき（①のケース）に比べて回路電流は小さい。③のケースでは、信号ケーブルは短いので、信号ケーブルに起因したキャパシタンスは微少であると考えられる。

以上から、③のケースで計測された回路電流は、中心電極部のキャパシタンスに由来すると考えられる。

(3) 信号ケーブル及び中心電極のキャパシタンスの影響の程度

上記の（1）、（2）から、回路電流 I に及ぼす信号ケーブル及び中心電極のキャパシタンスの影響の程度がわかる。図5. 2に示すデータによれば、本試験装置では信号ケーブルで約2/3、中心電極で約1/3のキャパシタンスに起因した回路電流が流れている。

5. 3 キャパシタンスの影響の軽減対策

以下に、キャパシタンスの影響を軽減する可能性を探る。

(1) 低周波数を用いることによるキャパシタンスの影響の軽減

キャパシタンスの影響は、定電圧発生器の周波数を低下させることにより、軽減できる。図5. 1によれば、本試験装置では周波数310Hzで、キャパシタンスに起因した回路電流を約1mA以下にできる。

本試験装置では、ボイド率がゼロのときの回路電流を20mAにするように設計しているので、310Hzを用いることにより外部インピーダンスに起因する絶対誤差を約5%に抑えられる。

(2) 設計を改善することによるキャパシタンスの影響の軽減

定電圧発生の周波数として低周波数を用いること以外に、以下のように、キャパシタンスの影響の軽減を図ることができる。

信号ケーブルのキャパシタンスの影響の軽減

信号ケーブルの2線をそれぞれ別々に引き回し、2線間の距離を大きくすることにより、信号ケーブルのキャパシタンスを軽減できることを確認した。このときの試験結果を図5. 3に示す。中心電極を取り外し、信号ケーブルを開放した状態で定電圧発生器を20Vに設定して、回路電流を測定した。

本図には、信号ケーブルとして、2芯シールド線を用いた場合（○印）、別々のシールド線を用いた場合（□印、△印）の結果を示す。図から、2線を別々の信号線で引き回すことにより、回路電流を軽減でき、キャパシタンスの影響を軽減することができることがわかる。

中心電極のキャパシタンスの影響の軽減

現設計の中心電極は、フランジ部で金属製平面円板が広い対面積で狭い間隔で向き合っている。中心電極のキャパシタンスは、主としてフランジ部にあると想定し、フランジ部と同じ半径の2枚の金属製平面円板の間隙を変えたり、円板間に静電遮蔽効果があると期待されるシートを挟んだりして、回路電流を測定した。

試験結果を図5. 4に示す。フランジ間のギャップを広げることにより、キャパシタンスの影響を軽減できる。その効果は、特に周波数 100Hz～1kHz で著しい。

現設計の中心電極のフランジは平面状ではないので、上記の試験結果と若干異なると考えられるが、フランジ部の対面積を小さくしたり、間隙を大きくするなど、形状を工夫することにより、キャパシタンスの軽減を図ることができる。

著者らは、フランジ部に静電遮蔽効果のあるシートを挟むことにより、キャパシタンスの軽減を試みたが、現段階では適当な素材を見いだしていない。

(3) 本試験での対応

BWR核熱結合試験では、電源周波数を 310Hz に設定することにより、キャパシタンスに起因する誤差を軽減した。

信号ケーブルの引き回しの改善や、中心電極のフランジ部の形状の改善は、将来的に考慮することとしている。

6. 水の電気比抵抗の温度依存性

本ボイド率計は、二相流のコンダクタンスを測定し、ボイド率を求める。このため、水の電気比抵抗に依存する。本章では、水の電気比抵抗の温度依存性を調べる。次章では、水の電気比抵抗の温度依存性の補正法を検討する。

BWR核熱結合試験ではイオン交換水を用いることにしており、電気比抵抗が極めて小さいと、二相流のコンダクタンスを計測することは困難になる。そこで、水に適度の濃度のヒドラジンを混入して、電気比抵抗を大きくすることにしている。本章では、ヒドラジン混入水の電気比抵抗の水温依存性を計測した。

6. 1 計測方法

ヒドラジン混入水の電気比抵抗の水温依存性を以下の方で計測した。

- (1) BWR核熱結合試験の試験部に取り付けたボイド率計を用いて、満水状態で回路電流 I を測定する。
- (2) 試験部を非発熱とし、試験部入口水温 T_{in} を測定する。
- (3) 試験部入口水温 T_{in} を上昇させ、 T_{in} 、 I を測定する。

試験部入口水温とボイド率計取り付け位置における水温とは、一般には差が生ずる。これが、無視できるほど小さいことは、試験部入口水温と出口水温が 1 K 以内で一致していることから確認した。

水温を 50°C から 280°C の範囲で変えて、 T_{in} 、 I を測定した。データの再現性を確認するため、6組の電極について、日を変えて T_{in} 、 I を測定した。

6. 2 試験結果

試験結果を図 6. 1 に示す。

図に示す記号は、電極、計測日が異なることを示す。図から以下のことがわかる。

- (1) 電流 I は、水温が低いときには (130°C 以下) 水温とともに上昇する。一方、水温が高いときには (150°C 以上) 減少する。
- (2) 電流を任意の水温の電流で規格化すると、データはほぼ 1 本の曲線になる。即ち、電極や計測日が異なっても、試験結果は一定である。

以上から、ヒドラジン混入水の電気比抵抗について、再現性のあるデータが取得されていることがわかる。また、ヒドラジン混入水の電気比抵抗の比は、ヒドラジン濃度、電極の違いによらず、水温だけで表現できることがわかる。

一般に、電流 I と電気比抵抗 ρ の関係は次のように表せる。

$$I \propto 1/R \propto 1/\rho$$

したがって、ヒドラジン混入水の電気比抵抗の水温依存性は、以下のように見積もられる。

$$\rho(T_f)/\rho(T_{f0}) = I(T_{f0})/I(T_f)$$

ここで、 T_{f0} は基準とした水温である。試験結果によれば、水温 130°C付近で電流はほぼ一定で、水温依存性は小さい。そこで、水温 130°Cを基準温度とした。試験結果を最小2乗法によりフィッティングすることにより、 $\rho(T_f)$ は下式のように表せる。

$$I(T_f)/I(T_{f0}) = 0.1712 + 0.01221 T_f - 3.955 \times 10^{-5} T_f^2 - 9.100 \times 10^{-8} T_f^3 + 3.117 \times 10^{-10} T_f^4 \quad (1)$$

$$\rho(T_f)/\rho(T_{f0}) = 1 / (0.1712 + 0.01221 T_f - 3.955 \times 10^{-5} T_f^2 - 9.100 \times 10^{-8} T_f^3 + 3.117 \times 10^{-10} T_f^4) \quad (2)$$

$$T_{f0} = 130 \text{ (°C)}$$

ここで、 T_f の単位は°Cである。上式を用いて求めた電流比を図 6.1 に実線で示す。上式による計算結果は試験結果をよく表現している。

なお、ボイド率の水温の影響補正式では、次章に示すように、 $I(T_{f0})$ 及び $\rho(T_{f0})$ を知る必要がない。

7. 水の電気比抵抗の温度依存性の補正

一般にボイド率計の調整時（負荷抵抗の調整時、即ち、 I_0 の測定時）と計測時（ I の測定時）には、水温が異なる。(2.2)式は、 I_0 の測定時と I の測定時の両水温が等しいときのものであり、両水温が異なればこれを補正する必要がある。

7. 1 水温の影響の補正式

ボイド率計の調整時 (I_0 の測定時) の水温を T_H 、計測時の水温を T_f とすれば、水温の影響は次式で補正することができる。

$$\alpha_{\text{真}} = 1 - \frac{\rho(T_f)}{\rho(T_{f1})} (1 - \alpha_{\text{見掛け}}) \quad (7.1)$$

ここで、
 $\alpha_{\text{真}}$ ：水温の影響を補正したボイド率
 $\alpha_{\text{見掛け}}$ ：水温の影響を補正する前のボイド率
 ρ ：ヒドラジン混合水の電気比抵抗
 T_f ：ボイド率計測時の水温
 T_H ：ボイド率計の調整時の水温

上式は、次節のようにして得られる。

7. 2 水温の補正式の導出

真のボイド率は次のように表現される。

$$\alpha_{\star} = \frac{1 - \frac{I}{I_{\alpha=0}}}{1 - \frac{I_{\alpha=1}}{I_{\alpha=0}}} = \frac{I_{\alpha=0} - I}{I_{\alpha=0} - I_{\alpha=1}} \quad (7.2)$$

ここで、
 $\alpha_{\text{真}}$ ：真のボイド率
 I ：回路電流
 $I_{\alpha=0}$ ：計測時の水温で満水時（ボイド率 $\alpha = 0$ のとき）の回路電流
 $I_{\alpha=1}$ ：空水時（ボイド率 $\alpha = 1$ のとき）の回路電流

外部インピーダンスの影響が無視でき、空水時の回路電流がゼロならば、上式は次のように簡略化される。

$$\alpha_{\star} = 1 - \frac{I}{I_{\alpha=0}} \quad (7.3)$$

一方、見かけのボイド率は次のように表現される。

$$\alpha_{\text{見掛け}} = \frac{1 - \frac{I}{I_{\alpha=0, T_f = T_{f1}}}}{1 - \frac{I_{\alpha=1}}{I_{\alpha=0, T_f = T_{f1}}}} = \frac{I_{\alpha=0, T_f = T_{f1}} - I}{I_{\alpha=0, T_f = T_{f1}} - I_{\alpha=1}} \quad (7.4)$$

ここで、 $\alpha_{\text{見掛け}}$: 見掛けのボイド率

I : 回路電流

$I_{\alpha=0, T_f = T_{f1}}$: ボイド率計調整時の水温で、満水時（ボイド率 $\alpha = 0$ ）の回路電流

外部インピーダンスの影響が無視でき、空水時の回路電流がゼロならば、上式は次のように簡略化される。

$$\alpha_{\text{見掛け}} = 1 - \frac{I}{I_{\alpha=0, T_f = T_{f1}}} \quad (7.5)$$

(7.3), (7.5)式から

$$\frac{1 - \alpha_{\text{真}}}{1 - \alpha_{\text{見掛け}}} = \frac{\frac{I}{I_{\alpha=0}}}{\frac{I}{I_{\alpha=0, T_f = T_{f1}}}} = \frac{I_{\alpha=0, T_f = T_{f1}}}{I_{\alpha=0}} = \frac{R_{\alpha=0}}{R_{\alpha=0, T_f = T_{f1}}} = \frac{\rho_{\alpha=0}}{\rho_{\alpha=0, T_f = T_{f1}}} \quad (7.6)$$

$$\rho_{\alpha=0} = \rho(T_f)$$

$$\rho_{\alpha=0, T_f = T_{f1}} = \rho(T_{f1})$$

(7.6)式は次のようになる。

$$\frac{1 - \alpha_{\text{真}}}{1 - \alpha_{\text{見掛け}}} = \frac{\rho(T_f)}{\rho(T_{f1})}$$

$$\therefore \alpha_{\text{真}} = 1 - \frac{\rho(T_f)}{\rho(T_{f1})}(1 - \alpha_{\text{見掛け}})$$

以上のように、(7.1)式が求められる。

8. 高温・高圧環境へのボイド率計の適用試験

本ボイド率計により、高圧・高温の環境でボイド率を測定した。本ボイド率計で求めたボイド率 α_{VM} と、区間差圧測定結果から(8.1)式で求めたボイド率 $\alpha_{\Delta P}$ を比較し、本ボイド率計で流路断面平均ボイド率が測定されていることを確認する。

8. 1 試験装置及び試験部

試験装置の概略を図 8. 1. 1 に示す。主循環ポンプで駆動された水は、多チャンネル試験部 (2×2 管群試験部 3 体) を下部から上部に流れる。水は試験部で加熱された後、気液分離器及び加圧器に流入する。気液分離器及び加圧器を流出した水の一部は主循環ポンプに還流する。残りは、熱交換器に流入し、冷却される。熱交換器を流出した水の一部は、主循環ポンプに還流する。

試験部の概略図を図 8. 1. 2 に示す。 2×2 管群試験部 (a チャンネル、b チャンネル、c チャンネル) は 3 体並置され、各試験部は上下プレナムで相互に接続されている。図 1. 2 に試験部の断面図を示す。流路は $3.65\text{cm} \times 3.65\text{cm}$ の断面形状である。試験部内部には 2×2 本構成の管群が内装されている。管群は、BWR 燃料と同じ外径 12.3mm のインコネル製ロッドで構成した。ロッドをロッド支持格子で正方格子状に支持し、ロッド間隙は実燃料と同じ 3.95mm とした。ロッド 4 本のうち、3 本は発熱棒 (間接加熱型電気ヒータ) であり、1 本は非発熱棒である。加熱長さは、BWR 燃料と同じく、 3.71m である。

本ボイド率計の電極の概略図を図 3. 1 に示す。電極は、壁面電極と中心電極の組合せとした。流路壁を壁面電極とし、流路断面中心部に取付けた線状電極を中心電極とした。中心電極の先端を L 型とし、径を 1mm とした。先端部 1cm 以外は絶縁被覆した。

本ボイド率計の基本的な回路を図 1. 1 に示す。流路壁面電極と中心電極間に交流定電圧発生器を用いて定電圧を印加し、試験部内のボイド率に応じて変化する負荷抵抗電圧を測定した。同時に試験部区間差圧を測定した。

電極の取り付け高さ位置、及び区間差圧測定位置を図 8. 1. 3 に示す。各試験部とも 2 個所の高さ位置 (V_a2 , V_a3) でボイド率及び区間差圧 ($DPa1$, $DPa2$) を測定した。

8. 2 試験方法及び試験条件

試験方法は以下のようにした。

常温、常圧の状態で、水にヒドラジンを混入して水の導電率を調節した。水を主循環ポンプ、試験部、気液分離器の間で循環させつつ、試験部内の電気ヒータで加熱、昇温させる。更に、加圧器内の予熱器 (電気ヒータ) を併用して、昇圧する。所定の水温、圧力になったところで、以下のことを行う。

- (1) 定電圧発生器の出力周波数、電圧を調整する。
 - ・出力周波数は、前節までの検討に基づき、 310Hz とする。
 - ・出力電圧は、定電圧発生器の出力電流が許容電流を超えない範囲で高める。
- (2) 負荷抵抗の抵抗を調整する。
 - ・負荷抵抗は、ボイド率 = 0 のとき、負荷電圧が 2V になるように、調整する。このときの試験部の水温を T_{f1} とする。

(これは、負荷電圧測定値をボイド率に換算するときの容易さを優先したためで、特に2Vに設定する必要性はない。)

・このときの負荷抵抗が、流路抵抗の2%以下であることを確認する。(これは、負荷抵抗に起因する誤差をほぼ2%以下とするためである。)

- (3) 次に、発熱棒に加熱電力を供給し、試験部でボイドを発生させる。このときの試験部水温を T_f とする。一般に、 T_{f1} と T_f とは異なるので、7章に示す水温補正が必要になる。
- (4) 加熱電力を徐々に増加及び減少させながら、区間差圧 ΔP 及びボイド率 α_{VM} を測定する。

区間差圧 ΔP から次式でボイド率 $\alpha_{\Delta P}$ を求めた。

$$\alpha_{\Delta P} = \frac{\rho_l}{(\rho_l - \rho_g)} \left(1 - \frac{\Delta P}{\rho_l g \Delta z} \right) \quad (8.1)$$

ρ_l :水の密度

ρ_g :蒸気の密度

Δz :区間差圧 ΔP の測定区間垂直距離

上式は、摩擦損失、加速損失、及び形状損失が無視できる垂直配管で成立する。

以下に試験条件を示す。

- (1) 圧力 : 0.2MPa、2MPa、7MPa
- (2) 試験部入口水流束 : 133kg/m²s
- (3) 試験部入口水温 : 鮫和温度 - 20 K
- (4) 試験部加熱量 : 0 - 130 kW
- (5) クオリティ : 0 - 0.35

8. 3 ボイド率計の交流域信号及び直流域信号

α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ の比較に先立って、 α_{VM} の交流域信号とその直流への変換後の信号の様相を調べる。

著者らの大気圧下の空気・水2相流による校正試験⁽¹⁾では、ボイド率計の交流域信号には下記の特徴が見られた。

- (1) ボイド率の増加に伴い交流電圧ピーク幅(peak to peak 値)が減少する。
- (2) 高ボイド率条件では中心電極が気泡に覆われるなどにより電気回路が遮断され、交流信号が断続的にゼロになる。

(1)は、本ボイド率計でボイド率を測定できることを示しており、(2)は(2.2)式が正確には成立せず近似式になる理由のひとつと考えられた。

高圧の蒸気・水2相流で中心電極が気泡に覆われることによる電気回路の遮断がどの程度の頻度で起きるかを確認するため、交流域のボイド率信号を調べた。計測回路を図8.3.1に示す。交直変換器の前後のボイド率計信号をオシロスコープで記録した。

結果を図8.3.2に示す。本図の結果は、次の試験条件の結果である。

- (1) 圧力 7MPa
 (2) 試験部入口水流束 $133 \text{kg/m}^2\text{s}$
 (3) ボイド率 20%~58% 及び 100%(中心電極を試験部から取り外したとき)

各図には、交直変換器前(交流域信号)と交直変換器後(直流信号)の信号を示してある。横軸の1目盛りは20msである。各図は、それぞれボイド率が互いに異なる条件での結果である。

本図から、以下のことがわかる。

- (1) ボイド率の増加に伴い交流電圧ピーク幅(peak to peak 値)が減少する。
- (2) ボイド率が23%以下では、交流域信号のピーク幅は時間的にほぼ一定である。
一方、ボイド率が29%以上では、交流域信号のピーク幅は時間的に一定でない。
ボイド率が増加するに連れて、振幅の小さい時間が増えている。

交流域信号のピーク幅が時間的に一定でない理由は、ボイド率変動が考えられるが、また、以下のように、中心電極が断続的に気泡に覆われるなどにより電気回路が遮断されることも考えられる。

- ・ 中心電極を試験部から取り外したときの交流域信号波形は、図8.3.2の右下に示すように、ゼロになっていない。すなわち、電極間が絶縁状態でも一定の交流電流が流れれる。
- ・ したがって、高ボイド率条件でみられる振幅の小さい時間帯では電極間が絶縁状態であった可能性がある。

以上のように、高圧の蒸気・水2相流条件でも空気・水2相流の場合と同様に、ボイド率の増加に伴い電極間電流が減少すること、及び中心電極が気泡で覆われるなどにより電気回路が遮断される可能性があることがわかった。

なお、電気回路が遮断されてもなお回路電流が流れるのは、本ボイド率測定系のキャパシタンスに由来すると考えられる。

8. 4 ボイド率計測定結果と差圧から換算したボイド率との比較

本ボイド率計で求めたボイド率 α_{VM} と区間差圧測定結果 ΔP から(8.1)式で求めたボイド率 $\alpha_{\Delta P}$ を比較し、本ボイド率計で流路断面平均ボイド率が測定されていることを確認する。

(1) 種々の圧力における比較

2MPa の試験結果 (図8.4.1)

比較の結果を、図8.4.1に示す。縦軸は α_{VM} であり、横軸は $\alpha_{\Delta P}$ である。図には、(7.1)式による水温補正の前後のデータを示してある。本図は、圧力 2MPa の条件で得た結果である。

同図(1)はチャンネルa、発熱部下端から1.20mの位置での結果であり、同図(2)はチャンネルa、発熱部下端から2.76mの位置での結果である。図から、以下のことがわかる。

- (1) いずれの高さ位置でも、 $\alpha_{\Delta P}$ が0~0.5の範囲では、水温補正後の α_{VM} は $\alpha_{\Delta P}$ にほぼ等しい。即ち、(2.2)式が近似的に成立している。両者の差は、最大で約10%である。
- (2) 水温補正により、 α_{VM} は $\alpha_{\Delta P}$ に近づく。即ち、水温補正式(7.1)の効果が見られる。効果は、低ボイド率のとき著しい。本例では、水温補正により、 α_{VM} は最大でほぼ15%変わっている。低ボイド率のときほど水温補正の効果が大きいことは、水温補正式(7.1)の形からわかる。即ち、式(7.1)によれば、補正量は水率($=1-\alpha$)に比例する。

以上から、本ボイド率計で断面平均ボイド率が近似的に測定されていることがわかる。また、

7章の水温補正法により、水温の影響を補正できることがわかる。

0.2MPa の試験結果 (図 8. 4. 2)

- (1) 広いボイド率範囲 ($0 < \alpha_{\Delta P} < 0.60$) で、 α_{VM} は $\alpha_{\Delta P}$ にほぼ等しい。両者の差は $\alpha_{\Delta P} > 0.2$ では 5 % 以下である。
- (2) この圧力では、水温補正による α_{VM} の差は小さい。これは、図 6. 1 からわかるように、ヒドラジン混入水の導電率の温度依存性が 0.2MPa の飽和温度 (120°C) 付近では小さいことによる。(7.1)式によれば、ボイド率計の調整時の導電率 $\rho(T_R)$ とボイド率計測時の導電率 $\rho(T_f)$ が等しければ、水温補正前後のボイド率は一致する。
- (3) 発熱部下端から 2.76m 高さ位置での試験では、 $\alpha_{VM} > 0.7$ のとき、 α_{VM} の増加に連れて、 $\alpha_{\Delta P}$ は急激に減少している。これは、次節に示すように、 $\alpha_{\Delta P}$ を算出するとき、摩擦損失や加速損失を無視していることにより、 $\alpha_{\Delta P}$ が正しいボイド率を示していないことを示すと考えられる。この結果は、本ボイド率計が区間差圧からボイド率を算出する手法に比べて優れていることを示す一例である。加速損失及び摩擦損失の影響については 8. 6 節で検討する。

以上から、0.2MPa でも本ボイド率計で断面平均ボイド率を近似的に測定することができる。

7MPa の試験結果 (図 8. 4. 3)

- (1) 広いボイド率範囲 ($0 < \alpha_{\Delta P} < 0.60$) で、 α_{VM} は $\alpha_{\Delta P}$ にほぼ等しい。
- (2) 水温補正により、 α_{VM} は $\alpha_{\Delta P}$ に近づく。即ち、水温補正式(8.1)の効果が見られる。

以上から、0.2MPa~7MPa の範囲で(2.2)式は近似的に成立することがわかる。また、水温補正式が有効であることがわかる。

(2) 試験データの再現性

前項の図 8. 4. 1 ~ 図 8. 4. 3 に示した例は、 α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ とが比較的良く一致した試験結果である。多くの試験結果の中には、 α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ との一致がよくない例も見られた。以下にその例を示す。

図 8. 4. 4 は、圧力 7MPa、チャンネル b で得られた試験結果である。試験条件は、図 8. 4. 3 と同じである。高ボイド率域 ($\alpha_{\Delta P} > 0.3$) において、 α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ との差は、20% を超え、最大で 27% に及ぶ。本例はこれまでに得た校正データのうち、 α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ の体系的な差が最も大きかった例である。

図 8. 4. 5 は、圧力 2MPa、チャンネル c で得られた試験結果である。試験条件は、図 8. 4. 1 と同じである。発熱部下端から 1.20m では (図 8. 4. 5. (1))、 α_{VM} は $\alpha_{\Delta P}$ とよく一致しているものの、発熱部下端から 2.76m では (図 8. 4. 5. (2))、高ボイド率域 ($\alpha_{\Delta P} > 0.5$) において、 α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ との差は、約 20% に及ぶ。

このように、同じ試験条件でありながら、 α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ の一致度が異なる例について、 α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ の再現性を調べ、どちらに問題があるかを検討する。図 8. 4. 6 に圧力 7MPa の結果を示す。同図の上図は、 $\alpha_{\Delta P}$ とクオリティ x の関係を示し、下図は α_{VM} とクオリティ x の関係を示す。

上図によれば、同じクオリティで比較すると、○印 (図 8. 4. 3 の結果) と□印 (図 8. 4. 5 の結果) はよく一致している。即ち、 $\alpha_{\Delta P}$ には再現性がある。一方、下図によれば、○印 (図 8. 4. 3 の結果) と□印 (図 8. 4. 5) は異なっている。即ち、 α_{VM} は再現性に欠ける。同

じ試験条件でありながら本ボイド率計の測定結果が違う理由は、中心電極の劣化が考えられるが、現時点では理由を特定できていない。

別例として、図8. 4. 7に圧力2MPaの結果を示す。上図は、 $\alpha_{\Delta P}$ とクオリティXの関係を示し、下図は α_{VM} とクオリティXの関係を示す。■印が図8. 4. 5に示した α_{VM} の $\alpha_{\Delta P}$ の差が大きい例であり、他の印(○、●、□)が α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ とがほぼ一致した例である。本図によれば、□と■が一致しており、 $\alpha_{\Delta P}$ よりも α_{VM} の再現性がよい。

以上のように、本ボイド率計では再現性に課題がある。その理由については、現時点では中心電極の劣化と推定されるものの特定できず、今後検討を要する。

8. 5 ボイド率計測定結果と差圧から換算したボイド率との比較結果の検討

前述のように、多くの校正データでは、 α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ とは比較的よく一致しているが、一部の校正データでは、一致度はよくない。

本節では、 α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ の差について検討する。 α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ との差の要因として、以下のことが想定される。

- (1) 外部インピーダンスの影響
- (2) 負荷抵抗の影響
- (3) $\alpha_{\Delta P}$ を算出するときの摩擦損失 ΔP_f と加速損失 ΔP_a の無視
- (4) α_{VM} を算出するときの(2.2)式の近似性
 - ①ボイド率の水平分布の非一様性の影響
 - ②中心電極の露出の影響
 - ③加熱流路のボイド垂直分布の影響

以下に各項目について検討する。

(1) 外部インピーダンスの影響

外部インピーダンスの影響は次式で表せる。

$$\alpha_{VM\text{真}} / \alpha_{VM\text{見}} = 1 + R_0/z_\infty > 1$$

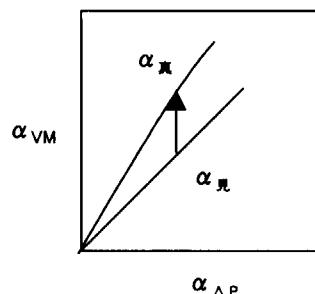
ここで、

$\alpha_{VM\text{真}}$: 真のボイド率

$\alpha_{VM\text{見}}$: 外部インピーダンスの影響を無視したときの見かけ上のボイド率

R_0 : ボイド率=0のときの流路電気抵抗

z_∞ : 外部インピーダンス



上式によれば、外部インピーダンスの補正をすれば、ボイド率は増加する。即ち、外部インピーダンスを無視すると、ボイド率を過小評価することになる。前記の試験結果ではこの補正を行っていない。この補正によれば、上図に示すように、 α_{VM} は増加する。従って、図8. 4. 4に見られる α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ の差を増加させる。このことから、これが図8. 4. 4に見られる α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ の差の理由と考え難い。

本試験ではボイド率計取り付け時に外部インピーダンスに起因した回路電流を測定している。その結果によれば、試験例によってはボイド率5%程度の誤差がもたらされている可能性がある。

(2) 負荷抵抗の影響

負荷抵抗の影響は次式で表せる。

$$\alpha_{VM\text{真}} / \alpha_{VM\text{見}} = 1 + r/R > 1$$

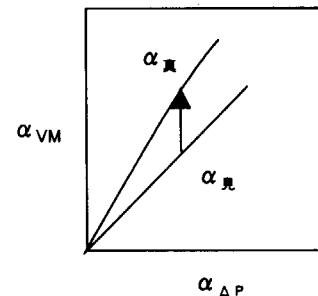
ここで、

$\alpha_{VM\text{真}}$: 真のボイド率

$\alpha_{VM\text{見}}$: 負荷抵抗の影響を無視したときの見かけ上のボイド率

R : 流路電気抵抗

r : 負荷抵抗



上式によれば、負荷抵抗の補正をすれば、ボイド率は増加する。即ち、負荷抵抗を無視すると、ボイド率を過小評価することになる。前記の試験結果ではこの補正を行っていない。この補正によれば、上図に示すように、 α_{VM} は増加する。従って、図8.4.4に見られる α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ の差を増加させる。このことから、これが図8.4.4に見られる α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ の差の理由と考え難い。

本試験ではボイド率計調整時に負荷抵抗を測定している。その結果によれば、ボイド率1%程度の誤差がもたらされている可能性がある。

(3) $\alpha_{\Delta P}$ を算出するときの摩擦損失 ΔP_f と加速損失 ΔP_a の無視

摩擦損失及び加速損失を無視したときのボイド率を $\alpha_{\Delta P\text{見}}$ とおけば、真のボイド率は次式で表せる。

$$\alpha_{\Delta P\text{真}} / \alpha_{\Delta P\text{見}} = (1 - \Delta P_{st}(\rho_1 g \Delta z)) / (1 - \Delta P_T(\rho_1 g \Delta z)) > 1$$

$$\Delta P_T = \Delta P_{st} + \Delta P_f + \Delta P_a$$

ここで、

$\alpha_{\Delta P\text{真}}$: 真のボイド率

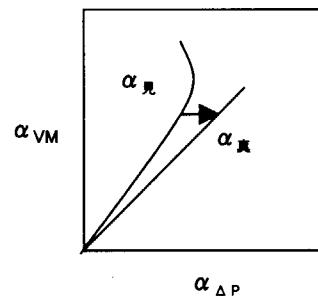
$\alpha_{\Delta P\text{見}}$: 摩擦損失及び加速損失の影響を無視したときの見かけ上のボイド率

ΔP_T : 全差圧

ΔP_{st} : 静水頭

ΔP_f : 摩擦損失

ΔP_a : 加速損失



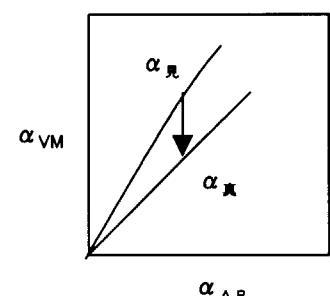
上式によれば、摩擦損失及び加速損失の補正をすれば、ボイド率 $\alpha_{\Delta P}$ は増加する。即ち、摩擦損失及び加速損失を無視すると、ボイド率 $\alpha_{\Delta P}$ を過小評価することになる。前記の試験結果ではこの補正を行っていない。

摩擦損失及び加速損失を無視したことの定量的影響は8.6節で検討する。

(4) α_{VM} を算出するときの(2.2)式の近似性

α_{VM} を(2.2)式を用いて算出するときには、以下の理由に基づく誤差が含まれる。

- ①ボイド率の水平分布の非一様性の影響
- ②中心電極の露出の影響
- ③加熱流路のボイド垂直分布の影響



①から③により、 α_w は過大評価される。これらの定量的影響を8.6節で検討する。

8.6 加速損失及び摩擦損失の影響の検討

図8.4.2によれば、高さ位置2.76mでは、 α_w が0.7以上のとき、 α_w が増加しているのにに対し $\alpha_{\Delta P}$ は急激に減少している。このデータを横軸をクオリティ、縦軸を区間差圧として表すと、図8.6.1のようになる。圧力0.2MPaでは、クオリティが0.1以下では、クオリティの増加に伴い差圧は減少している。これはボイド率が増加し、静水頭が減少することによる。クオリティが0.1以上では差圧は増加している。これは、加速損失あるいは摩擦損失が増加していることを示す。

圧力2MPaの試験データでは、クオリティ0.2以上で差圧がやや増加する傾向が見られる。圧力7MPaでは、クオリティが0.25以下では差圧は単調に減少している。このように、加速損失及び摩擦損失は低圧で著しいと考えられる。

図8.6.2には、クオリティに対する α_w 及び $\alpha_{\Delta P}$ を示す。圧力0.2MPaでクオリティ0.1(ボイド率約0.65)即ちボイド率0.65以上では、 α_w は増加しているが、 $\alpha_{\Delta P}$ は減少している。これらのことから、圧力0.2MPa、クオリティ0.1以上では、加速損失ないし摩擦損失が影響していると考えられる。

図8.6.3に、加熱電力に対する単位長さ当たりの差圧を示す。上から、圧力0.2MPa、2MPa、7MPaの場合である。図には、加速損失及び摩擦損失の予測値を示してある。単位長さ当たりの加速損失 $\frac{\partial P_a}{\partial z}$ は、次の仮定を用いて、次式で見積もった。

仮定(1) 定常流である。

仮定(2) 水の流速 u_l は、最大で蒸気流速 u_g であり、最小でゼロである。

仮定(3) 加熱流路である。(即ち、 $\partial \alpha / \partial z$ は正である。)

これらの仮定のもとでは、

$$\begin{aligned} \frac{\partial P_a}{\partial z} &= \frac{\partial}{\partial z} \left\{ \alpha \rho_g u_g^2 + (1-\alpha) \rho_l u_l^2 \right\} \\ &= \frac{\partial}{\partial z} (G_g u_g + G_l u_l) = G \frac{\partial}{\partial z} \left\{ x u_g + (1-x) u_l \right\} \\ &\leq G \frac{\partial}{\partial z} u_g \quad \dots \dots (u_g = u_l \text{ を仮定}) \\ &= G \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{G_g}{\rho_g \alpha} \right) = G \left(\frac{1}{\rho_g \alpha} \frac{\partial G_g}{\partial z} - \frac{G_g}{\rho_g \alpha^2} \frac{\partial \alpha}{\partial z} \right) \\ &\leq \frac{G N q'}{\rho_g \alpha S h_{fg}} \quad \dots \dots \left(\frac{\partial \alpha}{\partial z} > 0 \text{ なので } \frac{\partial \alpha}{\partial z} \text{ の項を無視} \right) \end{aligned}$$

ここで、 $\partial P_a / \partial z$: 単位長さあたりの加速損失
 α : ボイド率

ρ_g	: 蒸気密度
ρ_l	: 水密度
u_g	: 蒸気速度
u_l	: 水速度
G_g	: 蒸気質量流束
G_l	: 水質量流束
G	: 全質量流束
x	: クオリティ
N	: 模擬燃料本数
q'	: 模擬燃料線出力密度
S	: 流路断面積
h_{fg}	: 蒸発潜熱

上式によれば、 α が一定なら、加速損失は質量流束 G 及び線出力密度 q' に比例する。

上式による計算結果を図 8. 6. 3 に縦線の領域で示す。単位長さあたりの加速損失の予測値が 1 本の線とならず領域になっているのは、水流速を流速ゼロから蒸気流速の範囲で仮定したためである。

圧力 0.2MPa の場合、全差圧 $\partial P_t / \partial z$ に対する加速損失の寄与は大きい。加速損失は加熱量の増加とともに増加し、その増加量は試験結果である全差圧の増加量と同程度である。これに対し、圧力 2MPa、7MPa の場合、全差圧に対する加速損失の寄与は小さい。

図 8. 6. 3 には、熱水力解析コード TRAC-BF1 による摩擦損失の予測結果を点線で示す。摩擦損失の予測結果も 0.2MPa で大きい。

以上のことから、加速損失、摩擦損失を無視することでもたらされる $\alpha_{\Delta P}$ の誤差は、0.2 MPa の加熱電力 50kW 以上（クオリティ 0.1 以上に相当する。）の条件で著しい。

図 8. 6. 3 に示す加速損失、摩擦損失の予測結果を用いて、(8.1)式で加速損失、摩擦損失を無視したことによる $\alpha_{\Delta P}$ の誤差を見積もる。誤差は、次式で見積もられる。

$$\Delta \alpha_{\Delta P}^{\text{補正}} \equiv \alpha_{\Delta P}^{\text{真}} - \alpha_{\Delta P}^{\text{見}} = (\rho_l / (\rho_l - \rho_g)) (\Delta P_a + \Delta P_f) / (\rho_l g \Delta z) \quad (8.2)$$

見積もりの結果を、図 8. 6. 4 に示す。横軸は、加速損失及び摩擦損失を無視し、 ΔP から (8.1)式で求めたボイド率 $\alpha_{\Delta P}^{\text{見}}$ である。縦軸は、加速損失と摩擦損失を考慮した場合のボイド率補正量 $\Delta \alpha_{\Delta P}^{\text{補正}}$ であり、(8.2)式で求めた。補正量が 1 本の線ではなく、領域で示されているのは、図 8. 6. 3 に示すように加速損失の見積もりを領域をもって見積もったためである。

加速損失、摩擦損失の補正を行った結果を、図 8. 6. 5 に示す。△印や□印のデータは、加速損失及び摩擦損失を無視したデータであり、(8.1)式で求めたボイド率 $\alpha_{\Delta P}^{\text{見}}$ である。○印のデータは、加速損失と摩擦損失の補正を行った場合のボイド率 $\Delta \alpha_{\Delta P}^{\text{補正}}$ である。本図に示すデータは、校正試験のうち、 α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ の差が最も大きかった例である。

以上をまとめると以下のようになる。

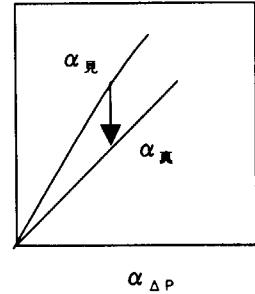
0.2MPa の高ボイド率条件 ($\alpha_{VM} > 0.65$) での $\alpha_{\Delta P}$ は補正により著しく変わり、高ボイド率条件でも α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ との一致はよくなる。

2MPa、7MPa では、ボイド率補正量 $\Delta \alpha_{\Delta P}$ はおおよそ 5 %～10 % であり、 α_{VM} は $\alpha_{\Delta P}$ に接近する。

8. 7 α_{VM} を算出するときの(2.2)式の近似性

加速損失や摩擦損失の影響の補正を行っても、なお、 α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ の差は 22 % に達する場合がある（図 8. 6. 5 の最下図）。その理由として、 α_{VM} を算出するときに用いた(2.2)式が近似式であることが考えられる。(2.2)式が近似式である理由として、以下のことが考えられる。

- ①ボイド率の水平分布の非一様性の影響
- ②中心電極の露出の影響
- ③加熱流路のボイド垂直分布の影響



①～③は、どの場合も α_{VM} を過大評価する。著者らの大気圧下の空気・水実験では①+②の影響は、ボイド率で最大約 10 % の誤差をもたらす（図 2. 1）。特に、中程度のボイド率（0.2～0.5）で影響は大きい。高圧蒸気・水 2 相流でも大気圧下の空気・水 2 相流と同程度の①+②の影響があるとすれば、 α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ の差 22 % のうち、10 % 程度は①及び②で説明できる。しかし、なお、12 % の差が残る。

ボイド率の水平分布の非一様性の影響の検討

本試験では、発熱棒の発熱によりボイドを発生させている。このため、中心サブチャンネルのボイド率は空気・水 2 相流試験の場合よりも高ボイド率になって、ボイド率の水平分布の非一様性が著しい可能性がある。このため、(2.2)式の近似性が弱まっていることが考えられる。

中心サブチャンネルと周辺サブチャンネルでボイド率に違いがあると仮定したとき、ボイド率分布が本ボイド率計測定結果に及ぼす影響を付録 4 のように見積もる。付録 4 では、2×2 管群流路の電気抵抗を同心円流路の電気抵抗で置き換えるものとして、2×2 管群流路の電気抵抗を見積もっている。

結果を図 8. 7. 1 に示す。図中のパラメータ K は、ボイド率分布の程度を示すパラメータであり、次式で定義した。

$$\text{中心サブチャンネルのボイド率} = Kx \text{ 真の平均ボイド率}$$

したがって、K=1 のときはボイド率分布が平坦のときを意味し、K が大きいほどボイド分布の非一様性が著しくなり、中心サブチャンネルのボイド率が大きくなることを意味する。

本図によれば、中心サブチャンネルにボイドが集中するほど、本ボイド率計の計測結果（見掛けのボイド率）は大きくなる。見掛けのボイド率は、真のボイド率にほぼ比例している。K=1.4 ならば、真のボイド率を約 30 % 過大に計測する。

図 8. 6. 5 の 7MPa の実験結果に見られる α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ の差は、仮に約 K=1.4 のボイド率分布があれば、説明できる。

中心電極の露出の影響の検討

8. 3節に示したように、中心電極の露出が本ボイド率計の計測結果に影響する。高ボイド率になると、中心電極の露出時間が増す。

従来、2相流中に単針を挿入して、単針が気泡に覆われる時間平均を求めてボイド率を計測する手法が広く用いられている。この手法では、単針が気泡に覆われる時間比とボイド率は比例するものとして扱われている。

本ボイド率計でも、中心電極の露出がボイド率に比例して起きると仮定すると、図1. 1に示す回路で計測される電流 I は次のようになる。

$$I_{\text{見}} = I_{\text{真}} \frac{\int k dt}{\int dt} = I_{\text{真}} (1 - \alpha_{\text{真}})$$

ここで、 $I_{\text{見}}$: 計測される電流の時間平均値

$I_{\text{真}}$: 中心電極が露出しないときに計測される電流

k : 中心電極が露出する時間確率

$\alpha_{\text{真}}$: 中心電極が露出しないときのボイド率

そして、

$$\alpha_{\text{見}} = 1 - \frac{I_{\text{見}}}{I_o}$$

$$\alpha_{\text{真}} = 1 - \frac{I_{\text{真}}}{I_o}$$

と仮定できるので、上諸式から、

$$\alpha_{\text{見}} = 1 - (1 - \alpha_{\text{真}})^2$$

ここで、 I_o : ボイド率=0のときに計測される電流

$\alpha_{\text{見}}$: 中心電極の露出の影響を考慮せずに(2.2)式で求めたボイド率

上式により見積もった $\alpha_{\text{真}}$ と $\alpha_{\text{見}}$ の関係を図8. 7. 2に示す。本図によれば、 $\alpha_{\text{真}}=0.5$ のとき 25% の誤差がもたらされる。

図8. 6. 5の7 MPa の実験結果に見られる α_{VM} と α_{AP} の差は、中心電極がボイド率に比例した時間比で気泡に覆われるとして説明できる。

再現性のあるデータを取得できれば、校正試験により校正曲線を確定して、高精度の測定が可能になると考えられるが、前述のように、再現性のあるデータを取得できるに至っていない。

区間差圧から算出したボイド率と本ボイド率計の測定結果は、多くの実験例では、15%以下で一致した。しかし、一部の実験例では、差は約20%を超えた。

区間差圧から算出したボイド率と本ボイド率計の測定結果との差は、

- ①区間差圧からボイド率を求めるときに加速損失及び摩擦損失を無視したこと
- ②ボイド分布
- ③中心電極が気泡で覆われること

で引き起こされると考えられる。①は、低圧(0.2 MPa)では、影響は大きいが2 MPa、7 MPaでは、5~10%の寄与であると考えられる。③は、中心電極がボイド率に比例した時間比で気泡に覆われると仮定すると、最大で25% (ボイド率=0.5の時) の誤差をもたらす。②は、中心サブチャンネルのボイド率が平均ボイド率の1.4倍ならば、相対誤差約30%をもたらす。

現時点では、ボイド分布に関する情報はなく、ボイド率分布がどの程度の影響を及ぼしているかは不明である。今後、更に検討を要する。

8. 8 α_{vM} の計測結果の実例

図 8. 8. 1 に BWR 核熱結合試験のチャンネル安定性試験で得られたボイド率計の測定結果の例を示す。ボイド率が変動している様子が計測されている。

9. 計測系の応答性評価

BWR核熱結合試験ではボイド率計測の応答性が重要になる。本章では、図1. 1のように構築した計測系の応答性を実験により検討する。BWR核熱結合試験では、ボイド率変化は0.1Hz～1Hzであると考えられるので、この帯域の応答性を調べる。以下の項目について調べた。

- (1) 交直変換器の交直変換性能
- (2) 交直変換器及びフィルターの周波数応答
- (3) 交直変換器及びフィルターのステップ応答

9. 1 交直変換器の交直変換性能

試験方法

交直変換器に一定電圧の交流(10Hzから6kHz)を入力する。入力電圧と出力電圧をデジタルオシロレコーダで記録する。出力電圧が、直流化されていることを確認する。

試験結果

図9. 1. 1に、交直変換器への入力信号と出力信号を示す。入力信号は、50Hzで、振幅3Vの交流である。図によれば、出力信号は一定である。また、値は、交流入力3Vの実効値2.12V($=3/\sqrt{2}V$)である。このように、入力信号が、適切に直流化されていることがわかる。

図9. 1. 2に、入力信号が10Hzから6kHzの範囲の出力信号を示す。図から、以下のことわざわかる。

- (1) 入力信号の周波数が20Hz～5kHzの範囲では、出力信号はほぼ2.12Vで一定となり、入力信号を適切に直流化することができる。
- (2) 入力信号の周波数が小さい場合(10Hz)、出力信号は一定でなくなり、直流化が不完全になる。
- (3) 入力信号の周波数が大きい場合(6kHz)、出力信号は一定ではあるが、値はほぼ1.9Vになり、入力信号の実効値を示さなくなる。

以上から、今回用いた交直変換器は、入力信号の周波数が20Hz～5kHzの範囲で用いることができることがわかる。なお、この交直変換器の許容入力周波数範囲(カタログ値)は、40Hz～1kHzである。

BWR核熱結合不安定性試験では310Hzの交流信号を用いることにしており、この値は交直変換器の適用範囲内である。

9. 2 ボイド率変化を模擬した信号の周波数応答

本ボイド率計では、高調波信号(310Hzに設定)にボイド率変化が重畠した信号を処理する。そこで、高調波に低周波の信号が重畠した信号に対する回路の周波数応答を調べる。

BWR核熱結合試験で対象とされるボイド率変化は1Hz以下であると考えられるので、余裕を見込んで試験対象とした低周波信号の範囲を10Hz～0.1Hzとした。

(1) 試験方法

図9. 2. 1に周波数応答試験の回路を示す。

関数発生器で、交流信号を発生させる。振幅を変調することにより、ボイド率変化を模擬する。振幅変調した交流信号を交直変換器により、直流化する。直流変換器出力信号をフィルターによりノイズ除去する。この回路により、ボイド率計測の回路（図1. 1）を模擬する。

関数発生器で発生した交流信号とフィルター出力信号をデジタルスコープで測定する。両信号を比較することにより、

- ①入出力信号の平均値の比
- ②入出力信号の振幅の比
- ③入出力信号の位相差

を調べる。

関数発生器で発生した信号は以下の通りである。

- ①周波数： 310Hz
- ②振幅： 1440mV_{p-p}
- ③変調： 振幅変調
- ④変調周波数： 0.1Hz～10Hz
- ⑤変調度： 75%

また、フィルターの設定は以下の通りである。

- ①カットオフ周波数： 1 Hz～10Hz

(2) 試験結果

図9. 2. 2、図9. 2. 3に、交流信号をステップ関数及び正弦波関数で振幅変調した場合の入力（関数発生器出力）及び出力（フィルター出力）を示す。

①ステップ関数で振幅変調したときの入力実効値と出力の等しいことの確認

図9. 2. 2から、交流信号の振幅がステップ状に変化していることがわかる。また、フィルター出力は、交流信号の振幅変化に対応して、変化していることがわかる。

交流電圧の振幅が大きいとき（即ち、1440mV_{p-p}）及び小さいとき（すなわち、200mV_{p-p}）のフィルター出力は、それぞれ 510mV、80mV である。これらは交流電圧の実効値 ($1440/(2\sqrt{2})=510$ 、 $200/(2\sqrt{2})=71$) にほぼ等しい。即ち、本計測系の入出力レベルは一致し、計測は正しく行われている。

ただし、交流信号の振幅が変化する過渡過程では、フィルター出力は瞬時には変化せず、無駄時間及び時定数があることがわかる。フィルター出力は、増加過程では減少過程より短時間で定常化している。即ち、減少過程の時定数は増加過程の時定数よりも大きい。むだ時間及び時定数については、次節に示す。

②正弦波関数で振幅変調したときの入出力

図9. 2. 3に、変調周波数 1 Hz、振幅変調を正弦波で行ったときの結果を示す。これは、ボイド率が正弦波状に変化しているときを模擬する。フィルター出力も周期的に変化している。図から、入力（交流電圧実効値）及び出力（フィルター出力）の平均値、振幅がわかる。また、入出力の位相差がわかる。

以下に、変調周波数を 0.1Hz～10Hz の範囲で変えたときの入出力の平均値比、振幅比、位相差を示す。

(1) 平均値比

図9. 2. 4に関数発生器出力信号実効値（すなわち、交直変換器の入力信号）の平均値とフィルター出力信号の平均値の比を示す。横軸は、変調周波数である。パラメータは、フィルター

カットオフ周波数である。

図から、次のことがわかる。

- (1) 変調周波数が、1 Hz 以下では、入力信号と出力信号の平均値の比はほぼ 1 である。すなわち、ボイド率変動が緩慢で 1 Hz 以下なら、ボイド率平均値は正確に計測される。
- (2) 変調周波数が、2 Hz 以上では、出力信号の平均値は入力信号の平均値より大きくなる。5 Hz 以上では、約 8 % 大きくなる。すなわち、ボイド率変動が 2 Hz 以上になると平均値を過大に計測する。これは、前述したように、信号の減少過程の時定数は、増加過程の時定数より大きかったことによると考えられる。
- (3) フィルターカットオフ周波数が 1 Hz 以上では、その平均値比に及ぼす影響は小さい。これは、信号の増加過程と減少過程の応答性の差は主に交直変換器にあるためであると考えられる。

以上のように、ボイド率の変動の周波数が 1 Hz 以下なら平均値が正確に計測される。2 Hz 以上になると、平均値は 8 % 過大に計測される。

(2) 振幅比

図 9. 2. 5 に、関数発生器出力信号実効値（すなわち、交直変換器の入力信号）とフィルター出力信号の振幅の比を示す。横軸は、変調周波数である。パラメータは、フィルターカットオフ周波数である。

図から、次のことがわかる。

- (1) 変調周波数が 0.5 Hz 以下では、入出力振幅比は、ほぼ 1 である。
- (2) 変調周波数 1 Hz では、カットオフ周波数が 2 Hz 以上では、入出力振幅比はほぼ 0.9 である。カットオフ周波数が 1 Hz では、入出力振幅比はほぼ 0.6 である。
- (3) 変調周波数が 2 Hz 以上では、入出力振幅比は 0.8 以下である。

以上のことから、ボイド率変動が 1 Hz 以下ならば、カットオフ周波数 2 Hz 以上で、ボイド率変動を振幅比 0.9 以上で測定できる。

(3) 入出力信号の時間差及び位相差

図 9. 2. 6 に、関数発生器出力信号（すなわち、交直変換器の入力信号）とフィルター出力信号の時間差及び位相差を示す。横軸は、関数発生器出力変調周波数である。パラメータは、フィルターカットオフ周波数である。

図から、次のことがわかる。

- (1) 変調周波数が大きいほど、時間差は小さい。位相差は大きい。
- (2) カットオフ周波数小さいほど、時間差及び位相差は大きい。
- (3) 変調周波数が 1 Hz 以下では、カットオフ周波数 2 Hz 以上で位相差は 90° 以下である。
時間差は 0.5 s 以下である。

以上のことから、ボイド率変動が 1 Hz 以下ならば、カットオフ周波数 2 Hz 以上で、90° 以下の位相差でボイド率変動を測定できる。

(3) まとめ

以上をまとめると、ボイド率変動が 1 Hz 以下ならば、カットオフ周波数 2 Hz 以上の設定で、入力信号の平均値、振幅をほぼ正確に、そして位相差を 90° 以下で測定できる。

9. 3 ステップ応答

図1.1の回路では、時間遅れ要素として、交直変換器及びフィルターが考えられる。そこで、交直変換器及びフィルターについて、入力信号のステップ変化に対する応答性を調べた。

(1) 交直変換器

試験方法

図9. 3. 1に、交直変換器のステップ応答性試験の回路を示す。交直変換器の入力側信号①と出力側信号②をデジタルスコープで計測した。

試験は次の手順で行った。

- (1) 定電圧発生器で一定の交流電圧を発生させる。
- (2) スイッチを投入する。
- (3) スイッチを投入する前後の入力信号①及び出力信号②をデジタルスコープで記録する。
- (4) スイッチを開放する。
- (5) スイッチを開放する前後の入力信号①及び出力信号②をデジタルスコープで記録する。
- (6) (1)から(5)を、定電圧発生器の出力の周波数を変えながら、繰り返す。

試験結果

図9. 3. 2に、定電圧発生器の出力の周波数を310Hzに設定したときの、交直変換器の入力信号①及び出力信号②を示す。入力信号は310Hzの交流であるのに対し、出力信号は直流に変換されている。スイッチを投入した時点及び開放した時点は、入力信号の振幅の変化する時点で判断できる。入力信号の振幅は、スイッチの投入・開放の時点でほとんど瞬時に変化している。

出力信号は、入力信号の変化に応じて変化する。出力信号の変化の波形から次のことがわかる。

- (1) 出力信号の変化開始時は入力信号に比べて遅れる。即ち、むだ時間 t_1 がある。
- (2) 入力信号の変化は瞬時に達成されるのに対し、出力信号の変化は緩やかである。即ち、時定数 τ_1 が大きい。
- (3) むだ時間 t_1 、時定数 τ_1 は、スイッチの投入時と解放時で違いがある。

本報告書では、むだ時間及び時定数は以下のように定義した。

- ・むだ時間：スイッチ投入または解放後、出力信号が変化を開始するまでの時間。
- ・時定数：出力信号が、変化を開始したときから、スイッチ投入または解放後の変化幅の63.2%に達するのに要した時間。

定電圧発生器の出力の周波数を50Hzから5kHzの範囲で変えて得た交直変換器の入力信号及び出力信号を図9. 3. 3 (1) 及び図9. 3. 3 (2) に示す。どの周波数でも、図9. 3. 2に見られた上記の(1)～(3)と同じ結果が見られる。

これらの図から入力周波数とむだ時間及び時定数の関係を求めた。結果を図9. 3. 4に示す。図から以下のことがわかる。

- (1) むだ時間は、スイッチ投入または解放後でそれほど差はなく、約20ms～30msである。むだ時間は入力周波数にもそれほど影響されない。
- (2) 時定数は、スイッチ投入時と解放時で差がある。スイッチ解放時の時定数の方

が大きい。

- ・スイッチ投入時の時定数は、入力周波数の増加とともに小さくなり、入力周波数が 310Hz ではほぼ 80ms、1kHz 以上ではほぼ一定（40ms）になる。
- ・スイッチ解放時の時定数は、入力周波数にあまり影響されず、約 180ms である。

(2) フィルター

試験方法

図 9. 3. 1 に、フィルターの応答性試験の回路を示す。交直変換器の入力信号①、出力信号②（＝フィルター入力信号）とフィルター出力信号③をデジタルスコープで計測した。

試験は次の手順で行った。

- (1) 定電圧発生器で一定の交流電圧を発生させる。
- (2) スイッチを投入する。
- (3) スイッチを投入する前後の入力信号①及び出力信号③をデジタルスコープで記録する。
- (4) スイッチを開放する。
- (5) スイッチを開放する前後の入力信号①及び出力信号③をデジタルスコープで記録する。
- (6) (1)から(5)を、フィルターのカットオフ周波数を変えながら、繰り返す。

試験結果

図 9. 3. 5 に、フィルターのカットオフ周波数を 5 Hz に設定したときの、交直変換器の入力信号①、フィルターの入力信号②（即ち交直変換器の出力信号）及びフィルターの出力信号③を示す。

スイッチを投入した時点及び開放した時点は、入力信号①の振幅の変化する時点で判断できる。交直変換器の入力信号①の振幅は、スイッチの投入・開放でほとんど瞬時に変化している。

フィルター出力信号③は、入力信号①の変化に応じて変化するが、変化の波形から次のことわかる。

- (1) 出力信号③の変化開始時は信号①及び②に比べて遅れる。
- (2) 入力信号の変化は瞬時に達成されるのに対し、出力信号の変化は緩やかである。
- (3) スイッチの投入時と開放時で、むだ時間、時定数に違いがある。

入力周波数の影響

フィルターのカットオフ周波数を 10Hz とし、入力信号の周波数を 100Hz～1kHz の間で変えたときの交直変換器の入力信号①及びフィルターの出力信号③を図 9. 3. 6 に示す。これらの結果から得たむだ時間、時定数に及ぼす入力信号の周波数の影響を図 9. 2. 7 に示す。図から以下のことがわかる。

- (1) むだ時間は、スイッチ投入または解放後でそれほど差はなく、約 50ms～60ms である。むだ時間は入力周波数にもそれほど影響されない。
- (2) 時定数は、スイッチ投入時と解放時で差がある。スイッチ解放時の時定数の方が大きい。
 - ・スイッチ投入時の時定数は、入力周波数にほとんど影響されず、ほぼ一定

(80ms) である。

- ・スイッチ解放時の時定数は、入力周波数にあまり影響させず、約 200ms である。

むだ時間は、前記の交直変換器のみの場合に比べて、約 30ms 遅れている。時定数は、スイッチ投入時の入力周波数 310Hz 以下の場合を除いて、交直変換器のみの場合に比べて 20~30ms 大きくなっている。

カットオフ周波数の影響

フィルターのカットオフ周波数を 1Hz から 10Hz の範囲で変えて得た交直変換器の入力信号① 及びフィルターの出力信号③を図9. 3. 8 (1) ~ 図9. 3. 8 (4) に示す。入力信号①の周波数はいずれも 310Hz である。

これらの結果からむだ時間及び時定数を得た。結果を、図9. 3. 9 及び図9. 3. 10 に示す。図から、以下のことがわかる。

- (1) むだ時間、時定数ともに、カットオフ周波数が大きいほど、小さい。
- (2) むだ時間、時定数ともに、カットオフ周波数が 1Hz~3Hz で著しく減少し、カットオフ周波数が 4Hz 以上で減少幅は小さい。

図9. 3. 9 及び図9. 3. 10 の白抜きの記号は、交直変換器のみのデータを示す。むだ時間、時定数ともに、前記の交直変換器のみの場合に比べて、約 30ms 遅れている。

10.まとめ

著者らは、流路断面平均ボイド率を非定常計測する実用的なコンダクタンス型ボイド率計を開発した。本ボイド率計は、流路内の二相流ボイド率と二相流電気伝導度との相関関係を利用する。空気／水2相流による校正試験を行った結果によれば、ボイド率 α は電流比 I/I_0 (I_0 は、満水時の電流) を用いて、 $\alpha = 1 - I/I_0$ で近似できる。

このボイド率計を、高温・高圧のBWR条件(290°C, 7MPa)に適用し、その計測性能を調べた。その結果、高温・高圧でもボイド率 α は $\alpha = 1 - I/I_0$ で近似できることがわかった。ただし、水の電気比抵抗の温度依存性を考慮する必要がある。このため、水の電気比抵抗の温度依存性の解明、温度補正式の導出を行った。

また、本ボイド率計を規模の大きい試験装置に適用するときには、回路のキャパシタンスの影響を考慮する必要がある。このため、この影響を抑制する方策を講じた。

高温高圧条件で流量 $133\text{kg/m}^2\text{s}$ 以下、 2×2 管群流路で、ボイド率0%～70%では誤差10%以内でボイド率を測定できた。本ボイド率計は、原理的に流量の影響を受けない。このため、流量変動がある条件でのボイド率計測が可能である。

本ボイド率計は、現時点ではほぼ実用の域に達しているが、高温耐久性や、計測結果の再現性に、なお改良の余地がある。数値計算によれば、計測結果はボイド分布に依存する。平均ボイド率に対して中心ボイド率が1.2倍のボイド分布ならば、平均ボイド率が50%のとき上記の近似式の誤差は10%となる。したがって、高精度の近似式は、適用する流路体系による校正試験結果で求める必要がある。

本報告書には、本ボイド率計を用いるときの代表的な回路構成や、使用方法を示した。また、代表的な回路における計測静特性、計測動特性を示した。

参考文献

- (1) 渡辺博典、井口正、木村守、安濃田良成：“瞬時計測型流路断面平均ボイド率計の開発”，JAERI-Research 2000-043, 2000
- (2) 井口 正、他：“軽水炉過渡事象炉心伝熱流動試験(14) 安定性試験の現状”，日本原子力学会2000年春の大会、E28(2000), 2000.
- (3) 渡辺博典、他：“軽水炉過渡事象炉心伝熱流動試験(15) 瞬時計測型平均ボイド率計の開発”，日本原子力学会2000年春の大会、E29(2000), 2000.

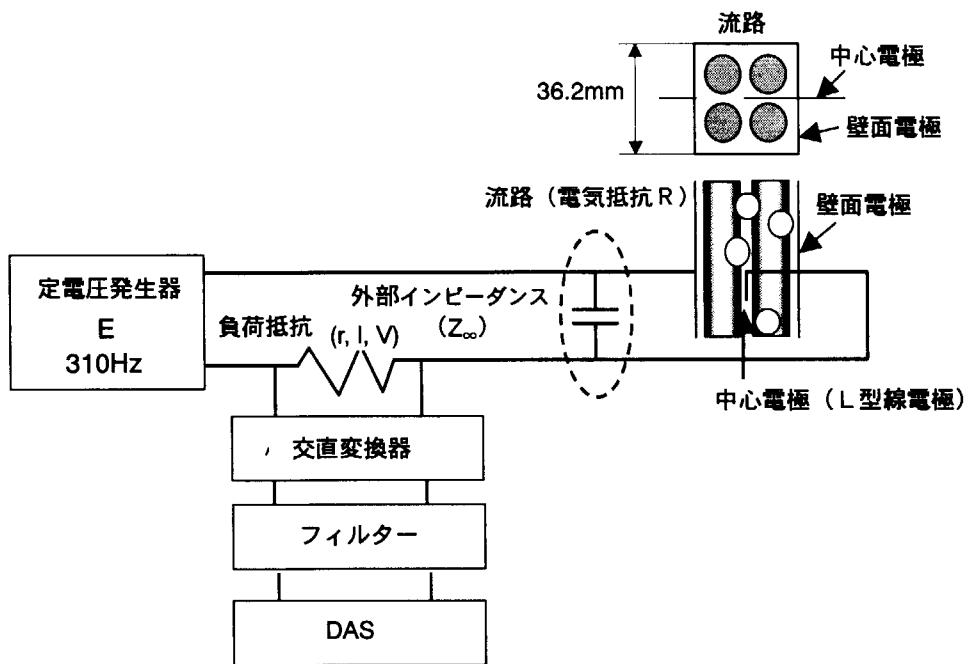


図 1.1 回路図

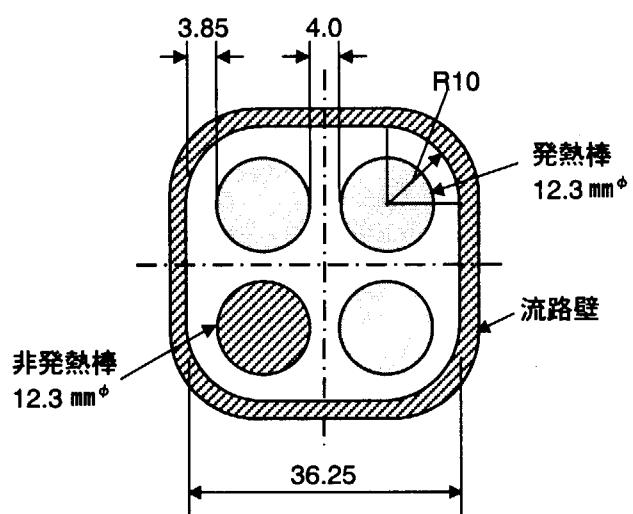


図 1.2 流路断面図 (BWR 核熱結合試験)

表 2.1 機器の仕様

定電圧発生器

- 出力 : DC または AC
- 交流電圧出力周波数 : 10Hz~10kHz
- 交流電圧出力範囲 : 5mV~110V
- 許容出力電流 : 110mA~1.1A

交直変換器

- 入力電圧 : AC 0~5V
- 入力周波数 : 40Hz~1kHz
- 入力抵抗 : 100kΩ以上
- 出力電圧 : DC 0~5V
- 許容負荷抵抗 : 500Ω以上
- 基準精度 : ±0.4%FS
- 温度係数 : ±0.05%/°C
- 出力リップル : 0.5%p-pFS 以下
- 応答時間 : 0.7s 以下 (0→90%)

フィルター

- 入力インピーダンス : ほぼ 10MΩ
- 最大入力電圧 : ±10V
- 最大許容入力電圧 : 30V
- カットオフ周波数 : 1Hz~9kHz
- 利得 : × 1 ~ × 5
- 出力電圧 : ±10V
- 出力電流 : ±50mA
- 出力インピーダンス : 1 Ω以下

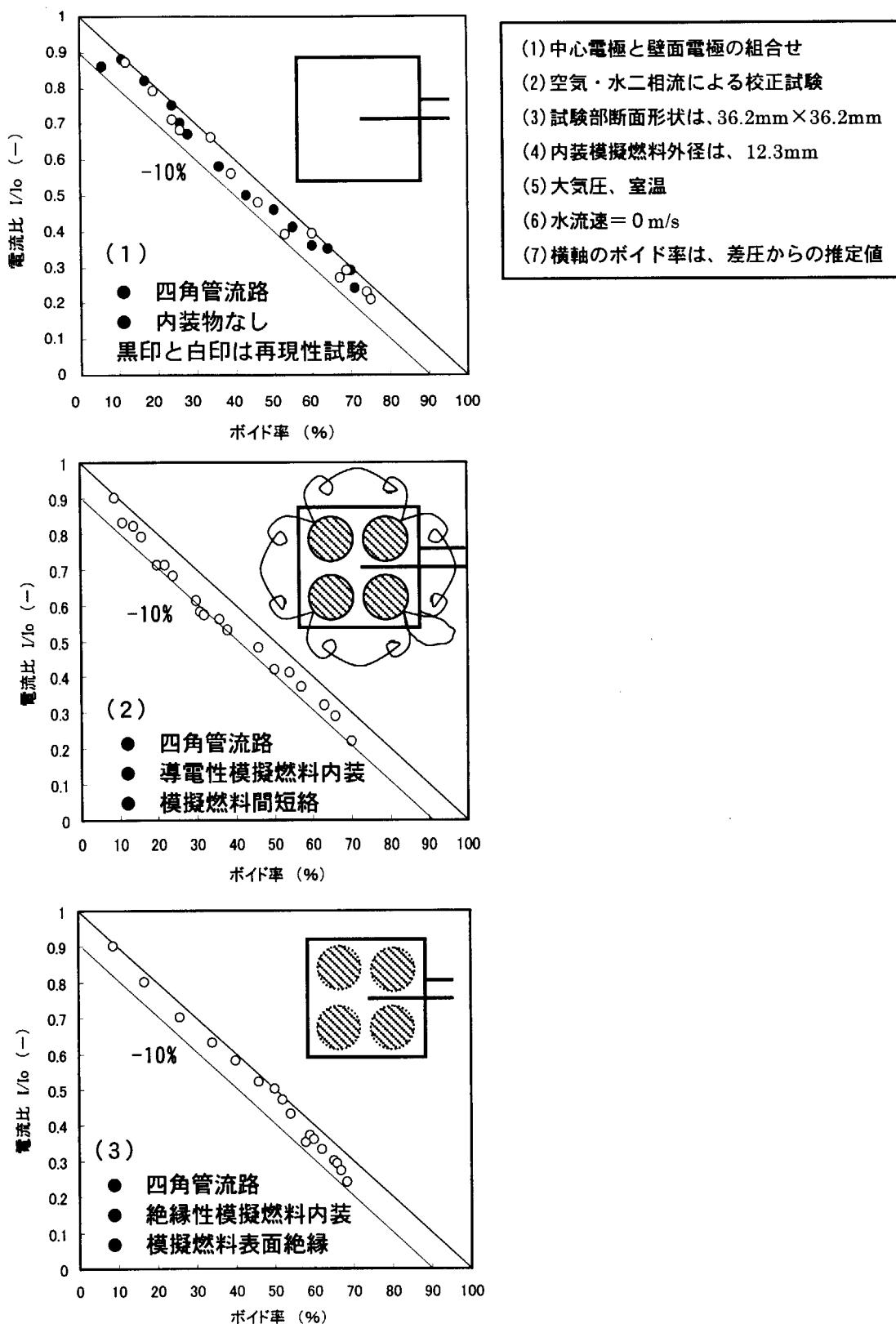


図 2.1 空気・水二相流によるボイド率計の校正試験結果

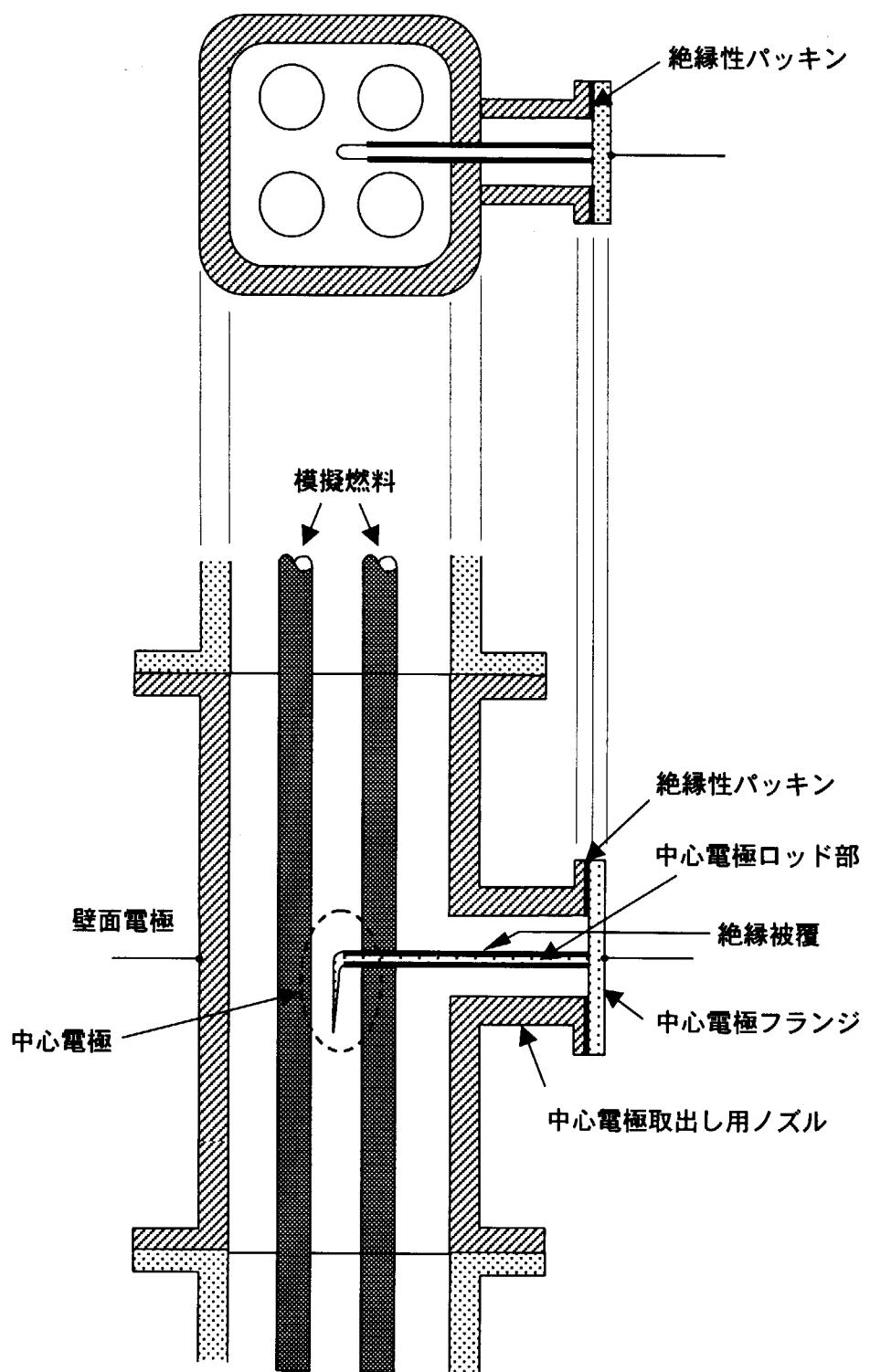


図 3.1 電極概念図

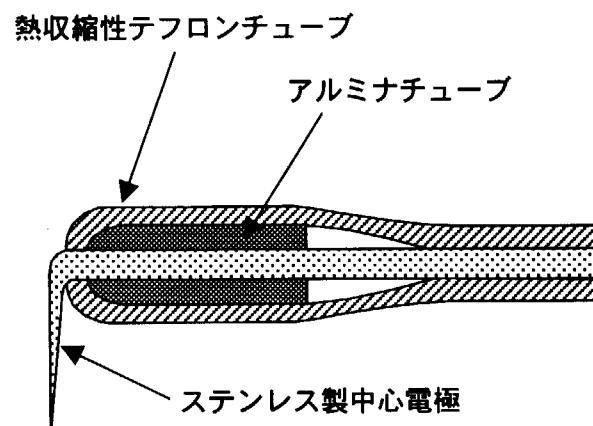


図 3.2 中心電極先端部の概念図

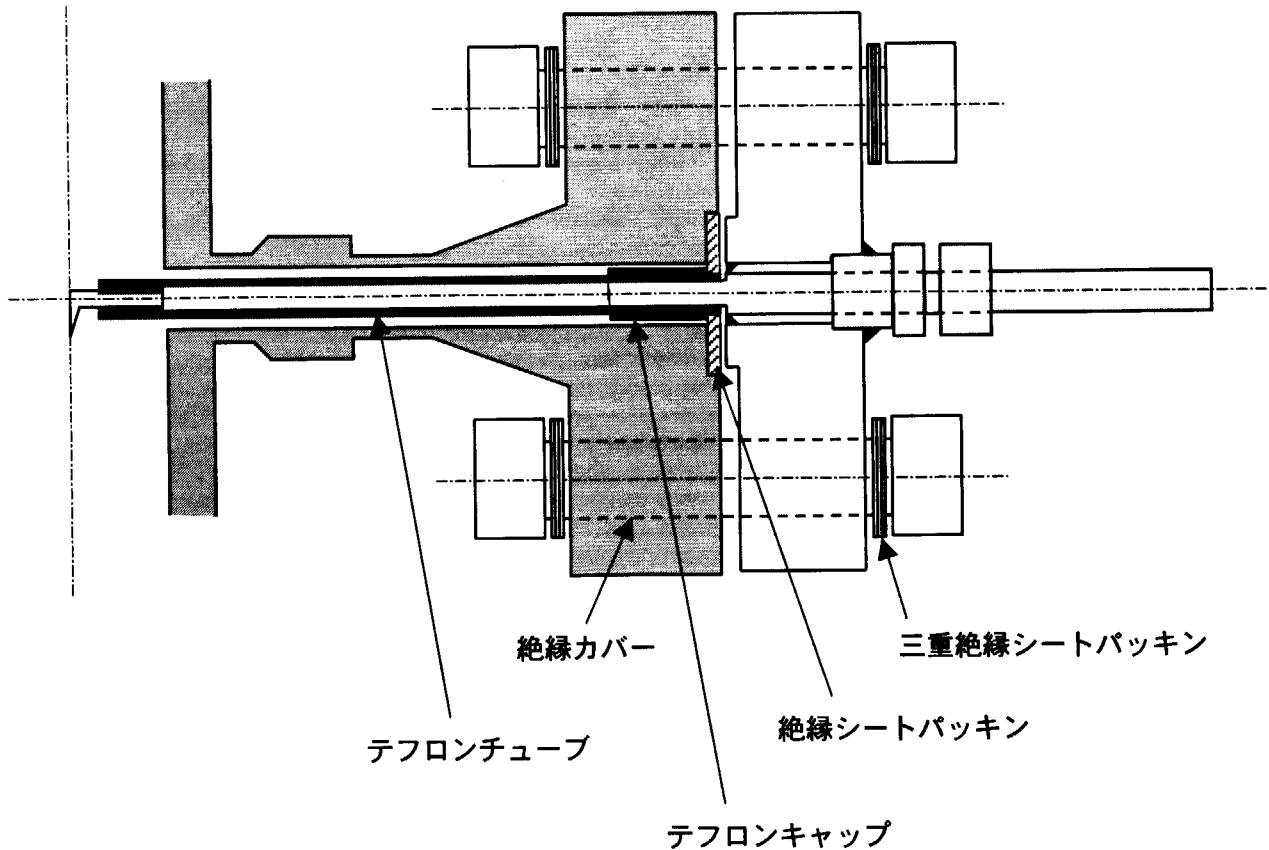


図3.3 フランジ部概念図

表 4.1 ボイド率計の使用手順

ボイド率計の取付け

- ・中心電極が流路中心に位置すること
- ・中心電極の絶縁抵抗が十分大きいこと
- ・圧力境界での水の漏洩が少ないとこと

回路電流の調整

- ・電源の周波数の設定
- ・電源の電圧の設定

水の電気伝導度の調整

- ・ヒドラジンの混合

各機器の調整

- ・回路電流の再調整
- ・負荷抵抗の調整
- ・フィルターの調整

ボイド率の計測

- ・水温が T_{sub} 、ボイド率がゼロのときの負荷抵抗の調整
- ・水温 T_{sat} 、ボイド率 α の計測

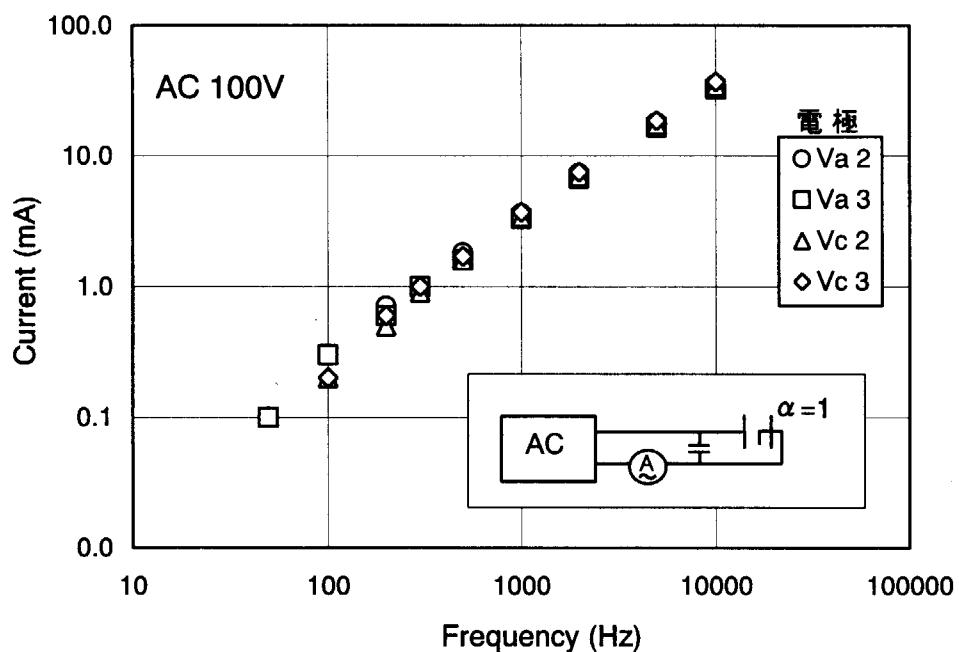
ボイド率の補正

- ・ボイド率 α の計測結果の外部インピーダンス補正
- ・ボイド率 α の計測結果の水温補正

ボイド率計測盤でリーク電流を測定 (mA)

99.7.13

周波数 Hz	Va 2	Va 3	Vc 2	Vc 3
50	0.1	0.1	0.0	0.0
100	0.3	0.3	0.2	0.2
200	0.7	0.6	0.5	0.6
300	1.0	1.0	0.9	1.0
500	1.8	1.6	1.6	1.7
1000	3.6	3.3	3.4	3.7
2000	7.3	6.7	7.0	7.5
5000	17.9	16.6	17.4	18.6
10000	35.0	32.6	34.4	36.8

図 5.1 外部インピーダンスによる回路電流
(BWR 核熱結合不安定性試験装置)

リーク電流の各成分 (mA)

99.7.13

周波数 Hz	計測室での計測 Va 2	現場センサー Va 2	ケーブルのみ Va2
50	0.1	0.0	0.0
100	0.3	0.0	0.1
200	0.7	0.1	0.4
300	1.0	0.2	0.6
500	1.8	0.4	1.1
1000	3.6	1.0	2.2
2000	7.3	2.0	4.5
5000	17.9	5.0	11.2
10000	35.1	9.9	22.1

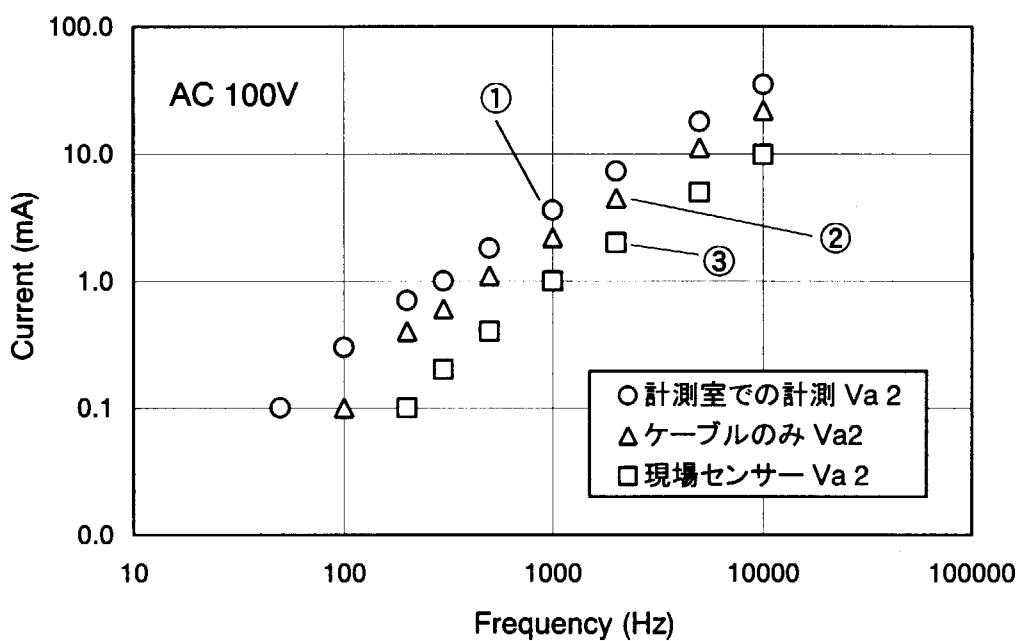
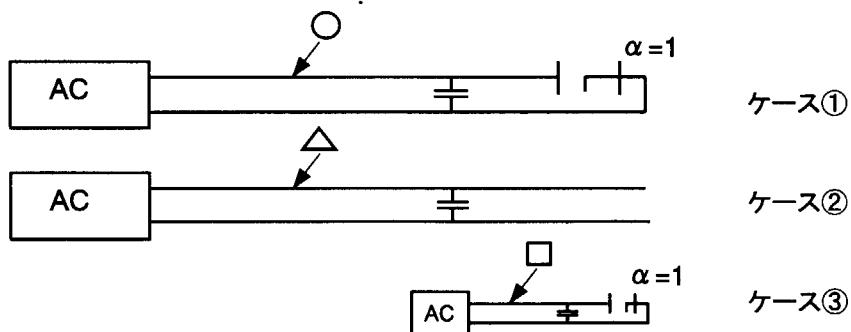
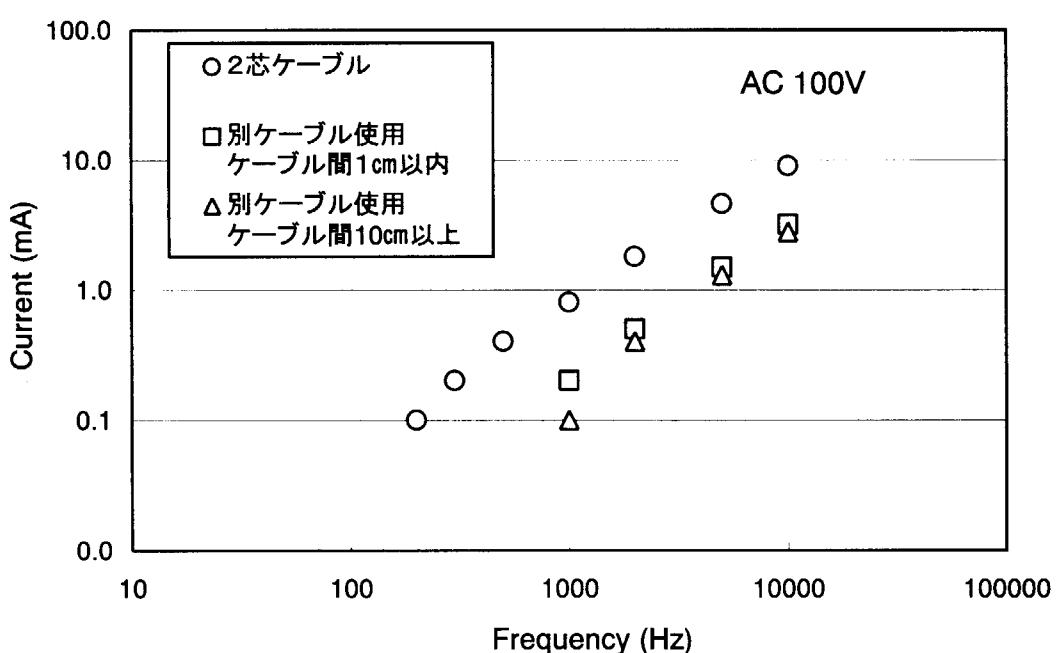
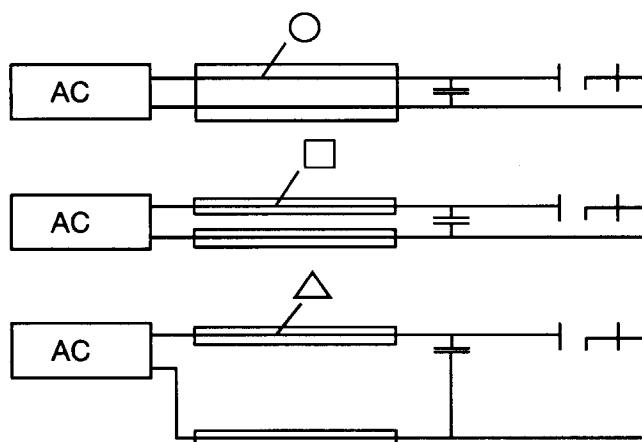


図 5.2 ケーブル部及び電極部の外部インピーダンスに及ぼす影響
(BWR核熱結合不安定性試験装置)

ケーブル部リーク電流の軽減 (1/2)

99.7.15

周波数 Hz	2芯ケーブル	別ケーブル使用 ケーブル間1cm以内	別ケーブル使用 ケーブル間10cm以上
50	0.0	0.0	0.0
100	0.0	0.0	0.0
200	0.1	0.0	0.0
300	0.2	0.0	0.0
500	0.4	0.0	0.0
1000	0.8	0.2	0.1
2000	1.8	0.5	0.4
5000	4.6	1.5	1.3
10000	9.0	3.2	2.8

図5.3 外部インピーダンスに及ぼすケーブル部の影響の軽減
(BWR核熱結合不安定性試験装置)

フランジ間ギャップ vs リーク電流 (mA)

99.7.15

周波数 Hz	ギャップ 0.5mm	ギャップ 3mm	ギャップ 1mm	ギャップ 6mm
50	0.2	0.0	0.0	0.0
100	0.2	0.0	0.0	0.0
200	0.3	0.1	0.1	0.0
300	0.4	0.1	0.2	0.1
500	0.5	0.2	0.3	0.2
1000	0.9	0.5	0.6	0.4
2000	1.7	1.0	1.2	1.0
5000	3.8	2.7	3.1	2.5
10000	7.1	5.3	6.0	5.1

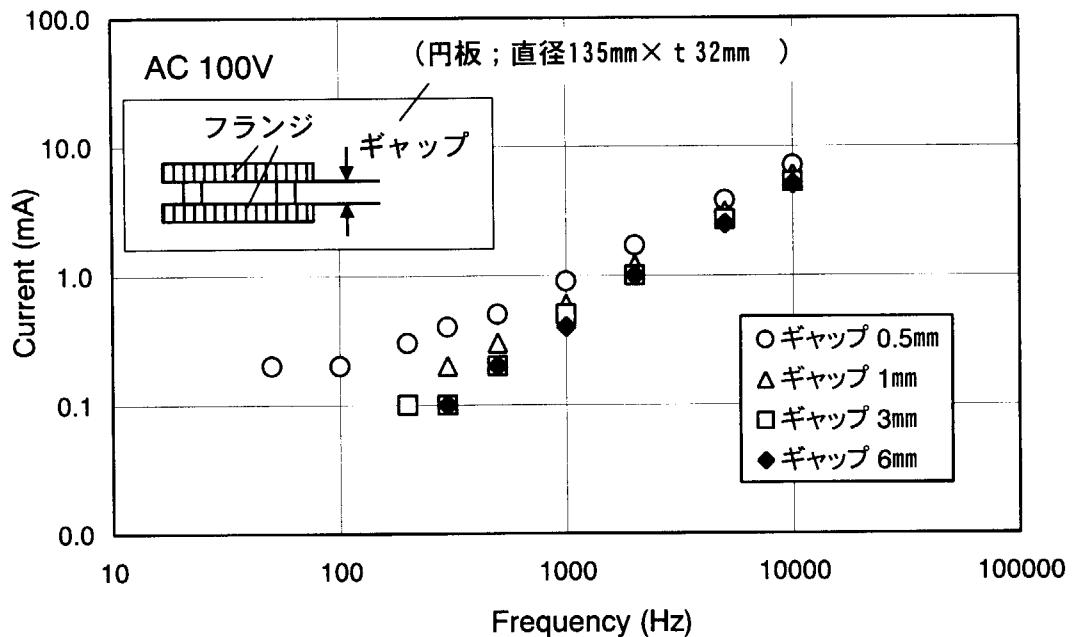


図 5.4 外部インピーダンスに及ぼす電極部の影響の軽減
(フランジ間ギャップ)

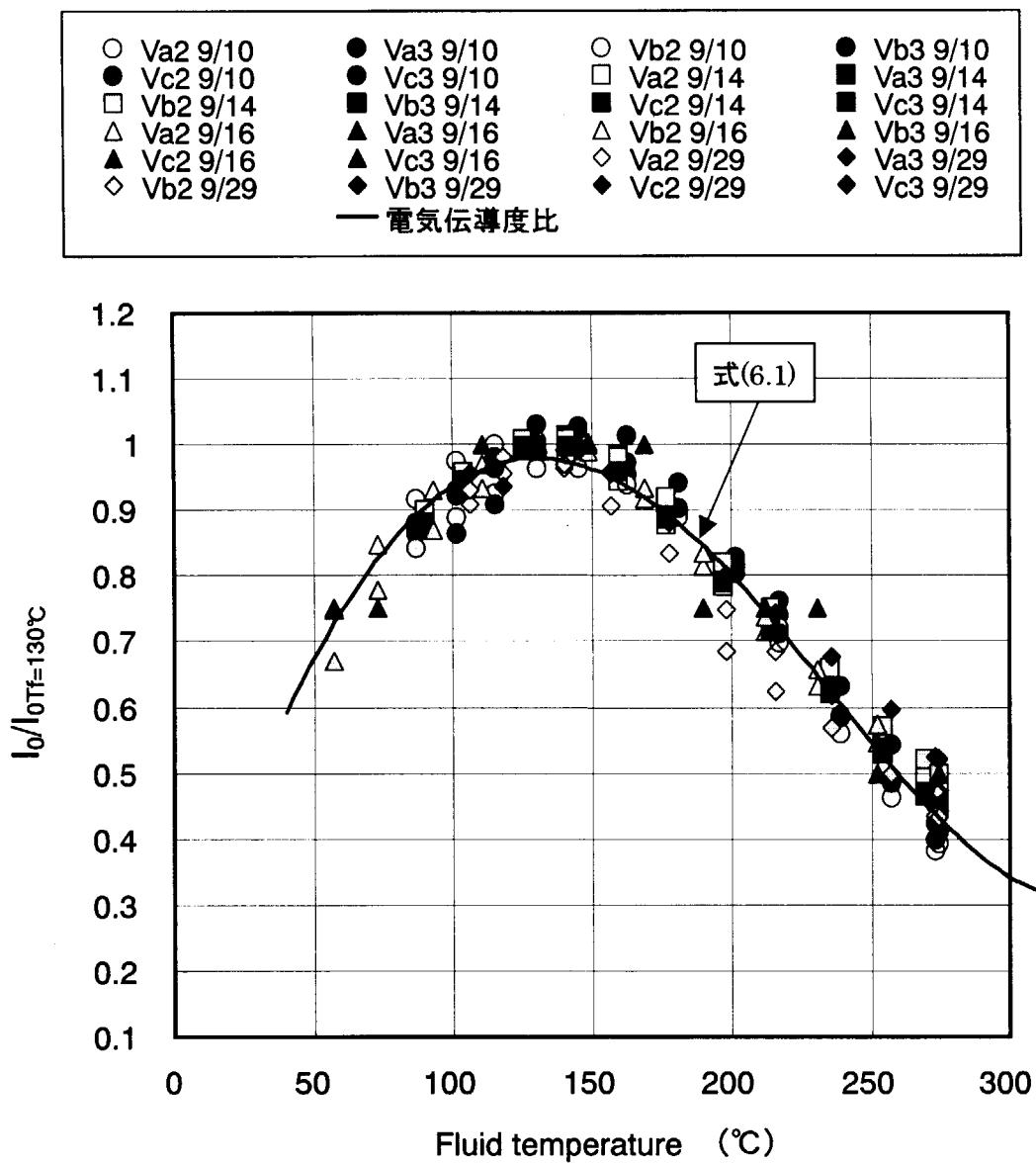


図 6.1 ヒドラジン混合水の電気伝導度比の水温依存性

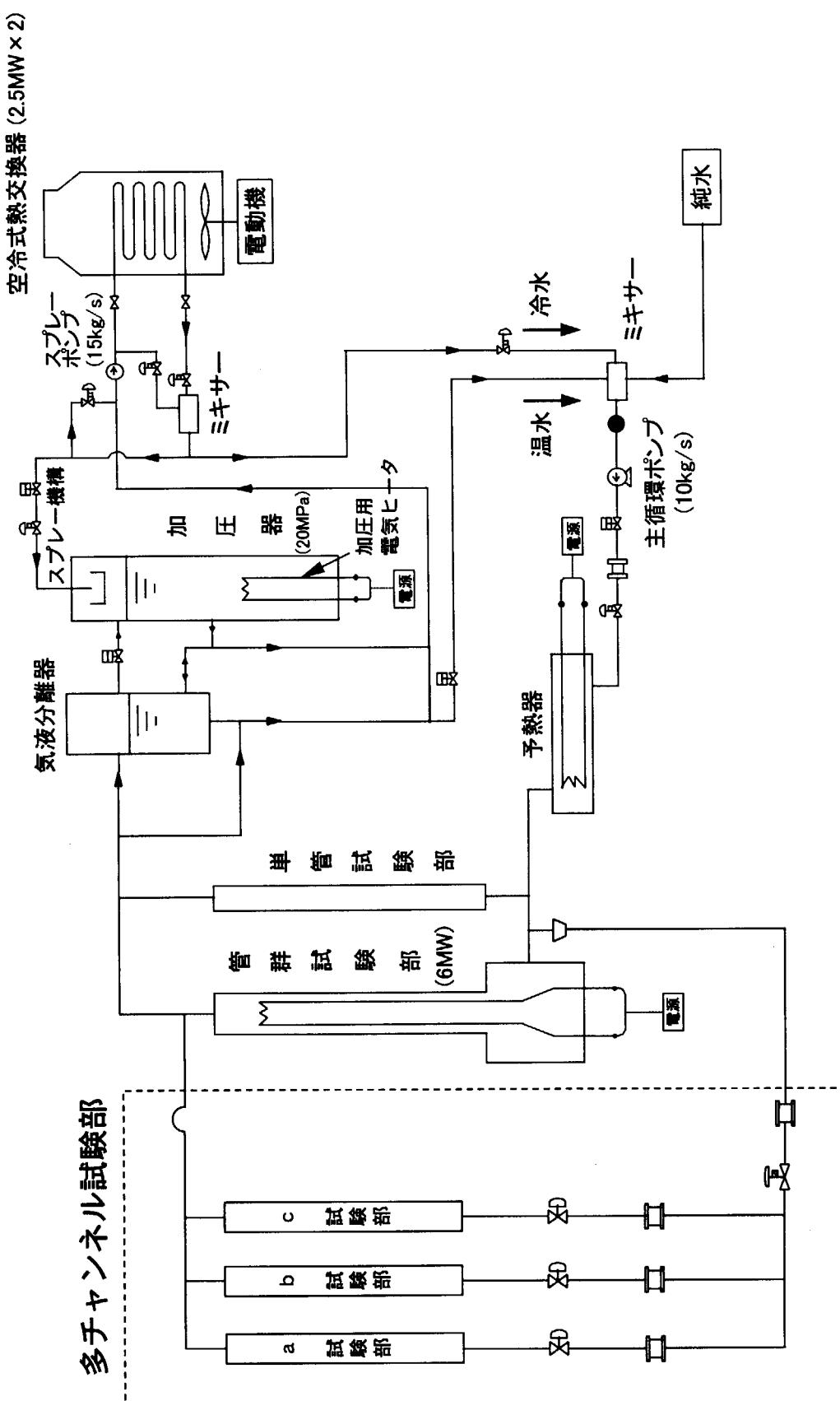


図 8.1.1 円筒炉心伝熱流動試験装置

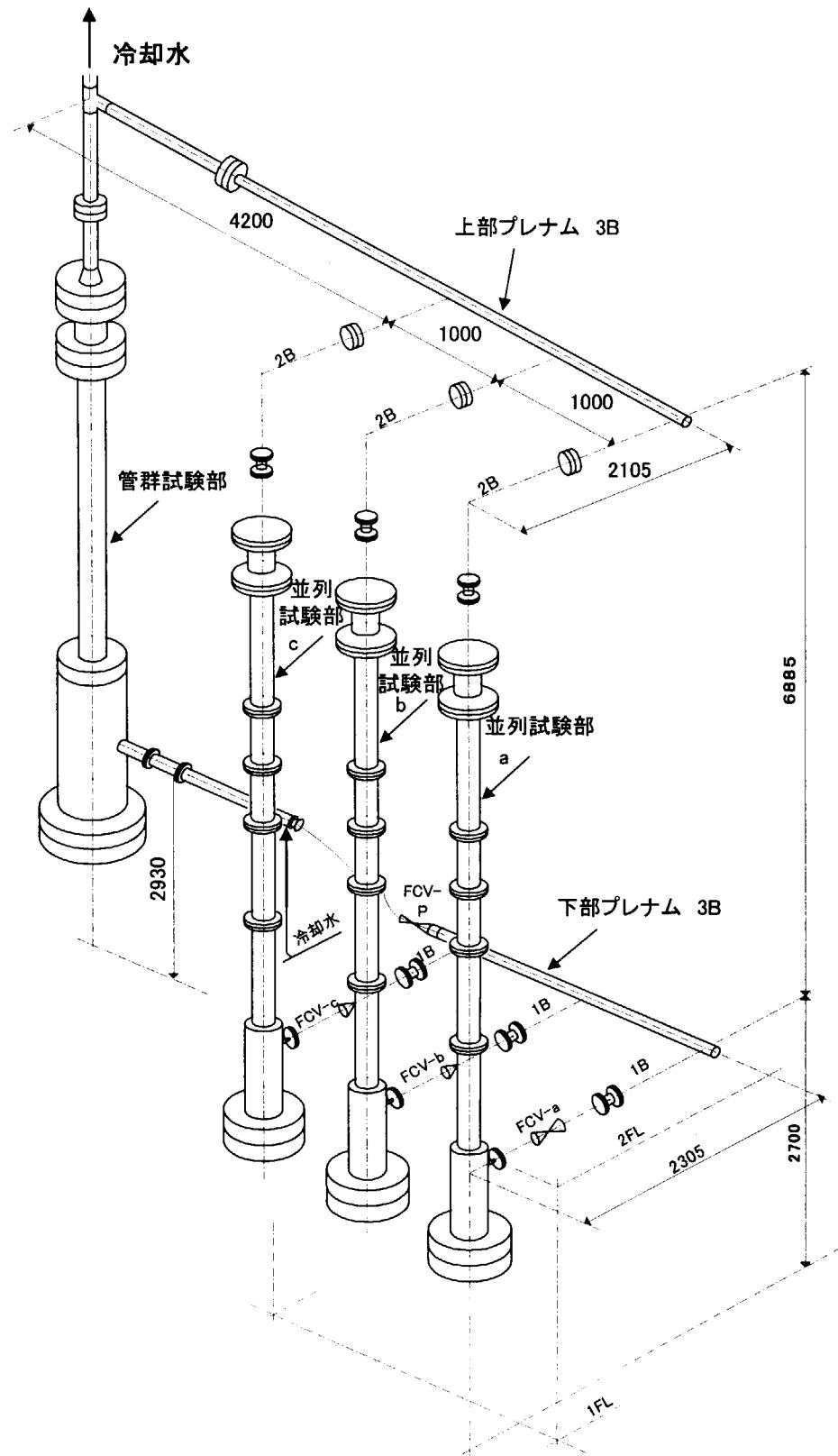
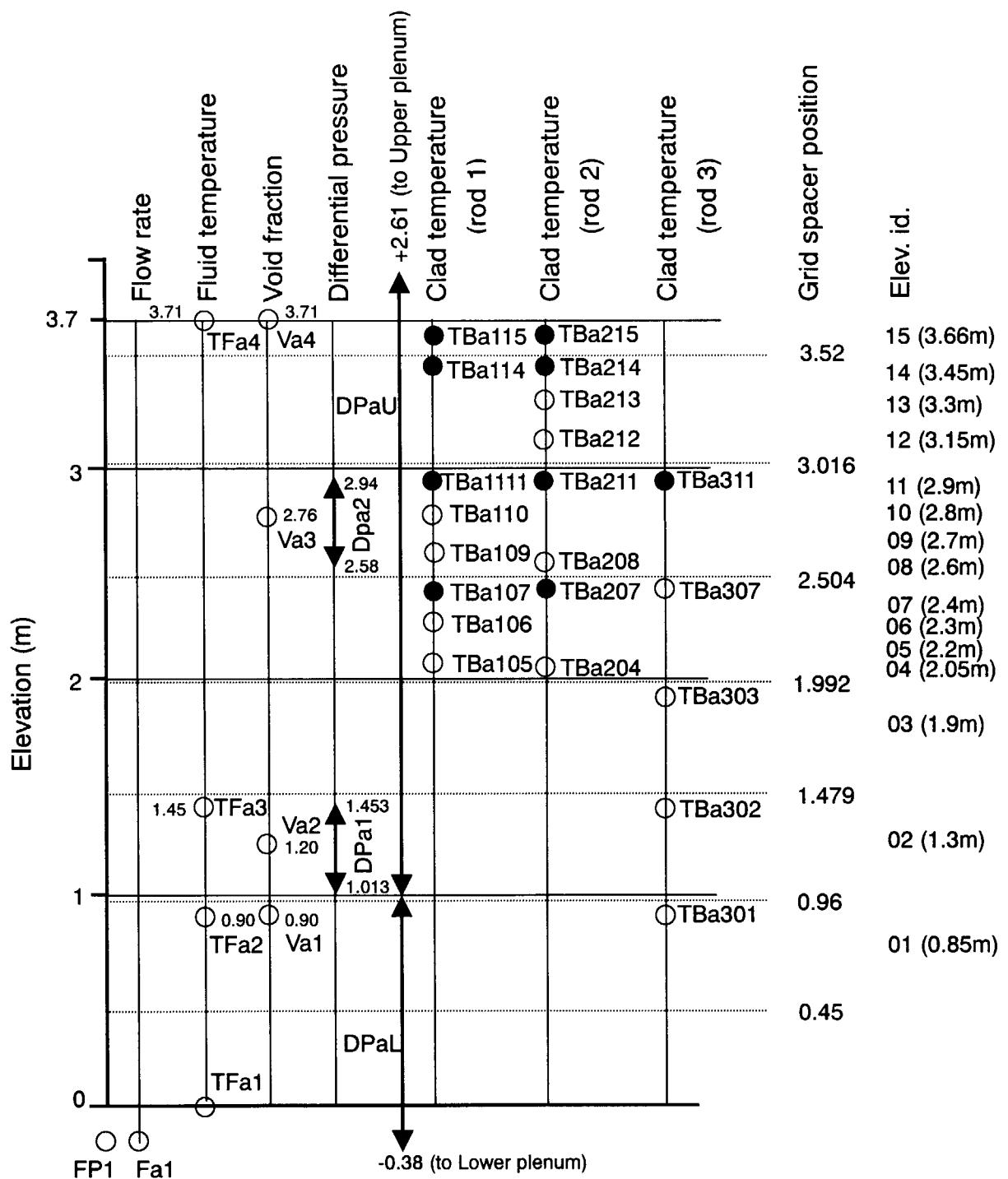


図8.1.2 試験装置概念図



- 注 1 : 並列試験部 b, c の計測位置も同じ
 注 2 : ●はDNB検出に使用
 注 3 : Va2 は貫通ノズル

図 8.1.3 並列試験部 a の計測位置（一様分布発熱棒）

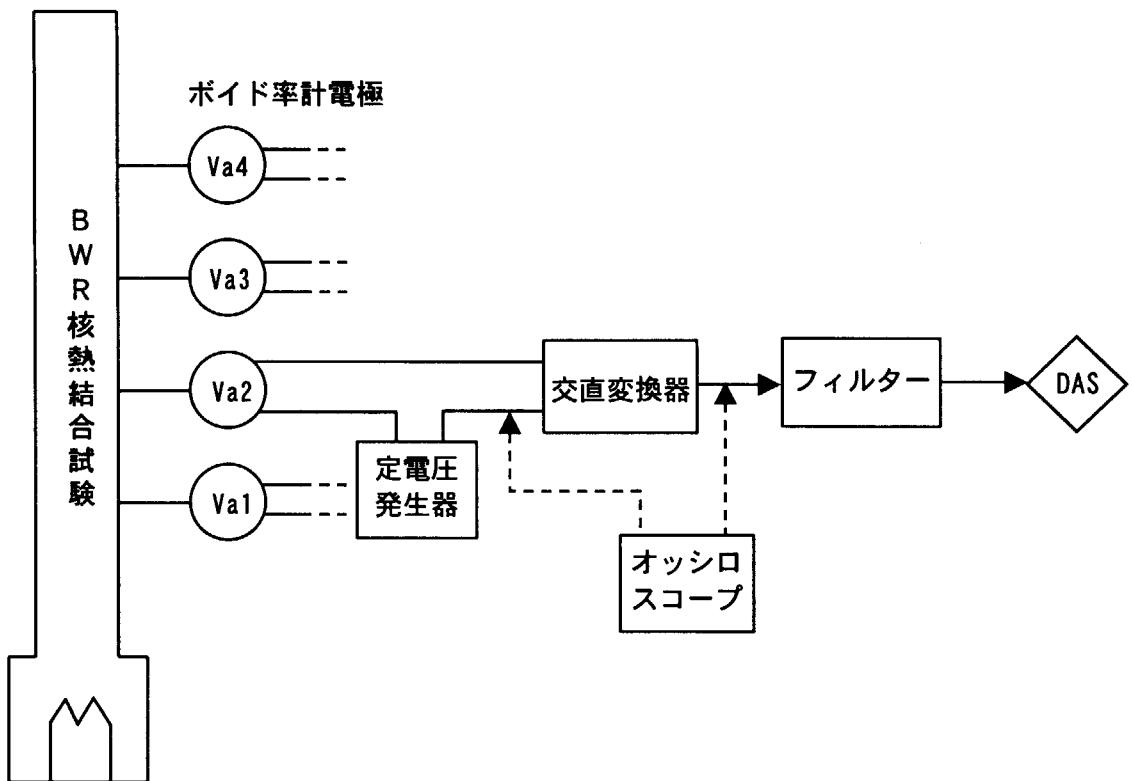
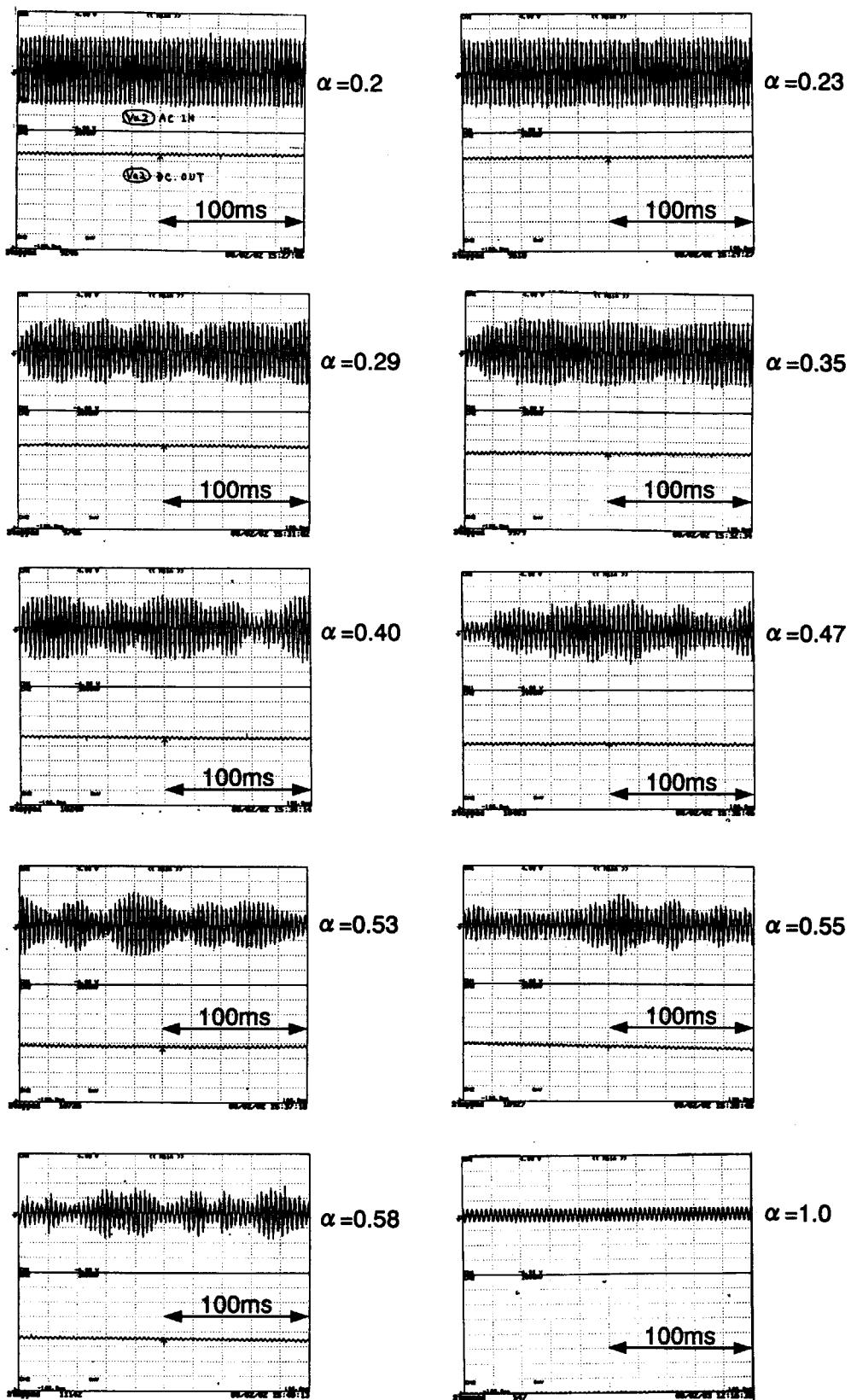


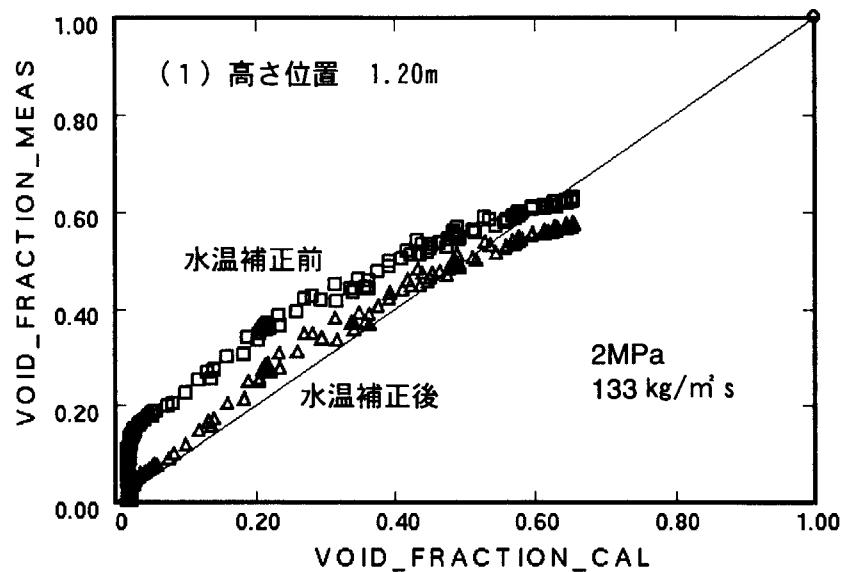
図 8.3.1 ポイド率計動作試験の回路

試験番号 1202021 (Channel a, センサー Va2)

図 8.3.2 ボイド率計の交流域信号 (7 MPa, 133 kg/m³ s)

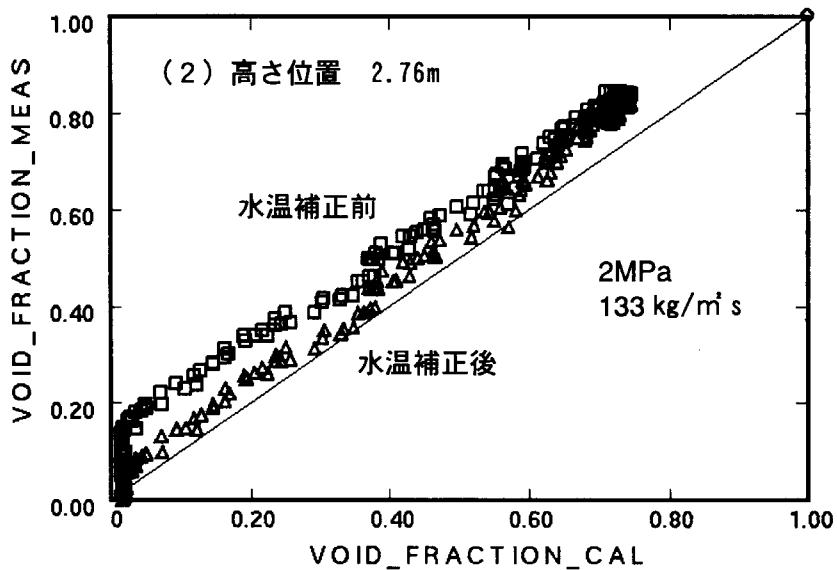
11070929 2MPa

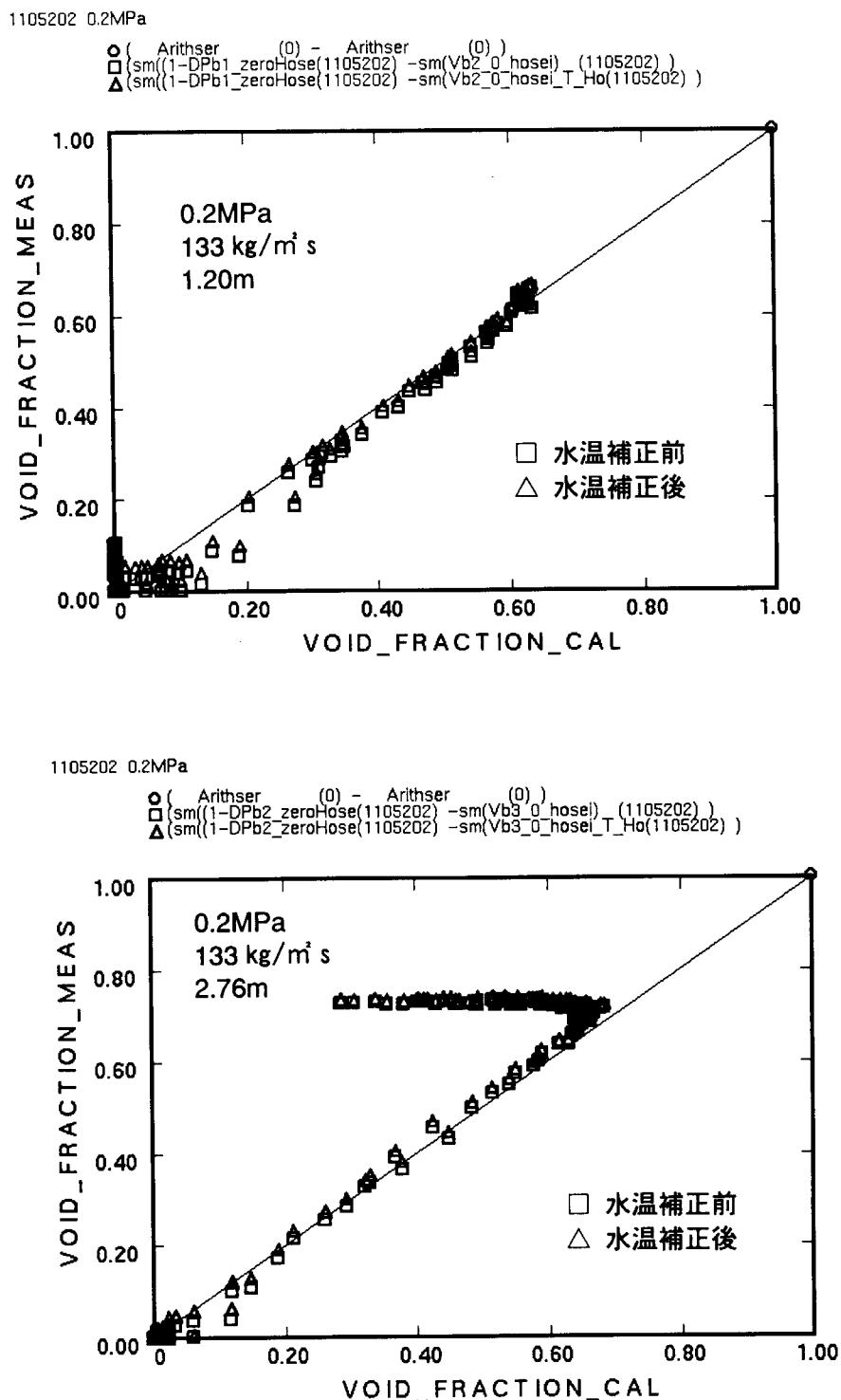
○ Arithser₍₀₎ - Arithser₍₀₎
 □ sm((1-DPa1_zeroHos(11070929) -sm(Va2)₍₁₁₀₇₀₉₂₉₎)
 △ (sm((1-DPa1_zeroHos(11070929) -sm(Va2_T_Hosei_typ(11070929))

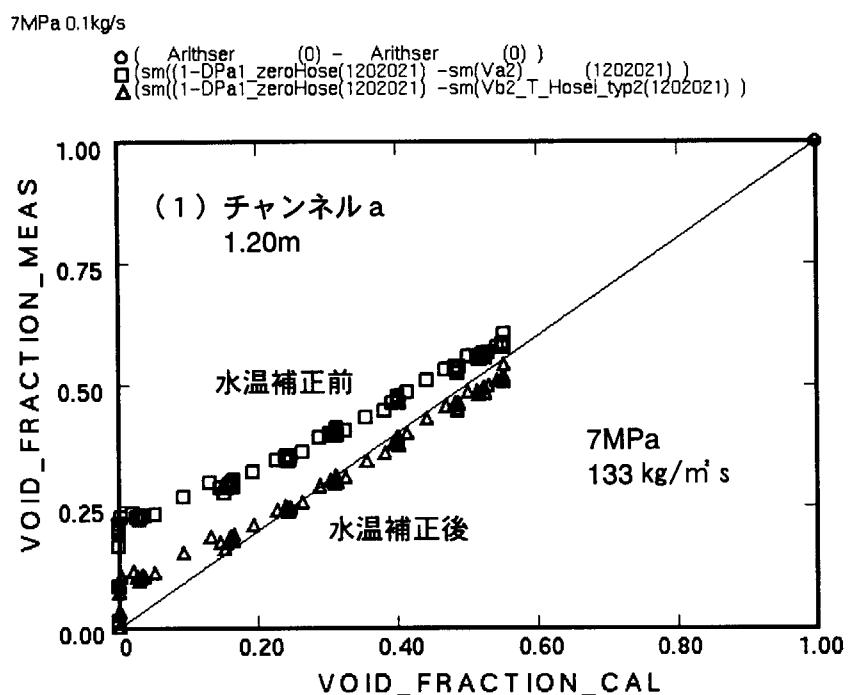


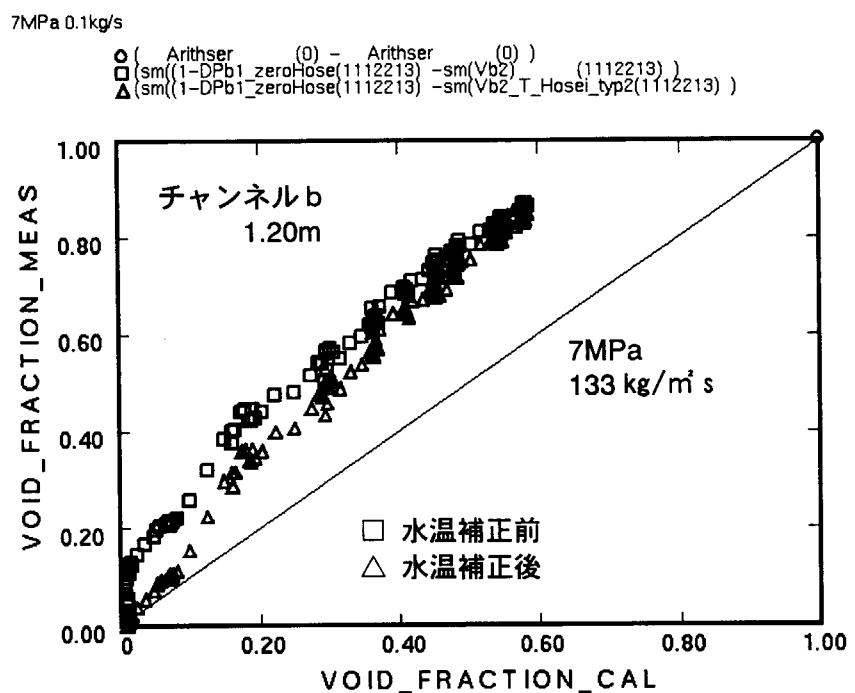
11070929 2MPa

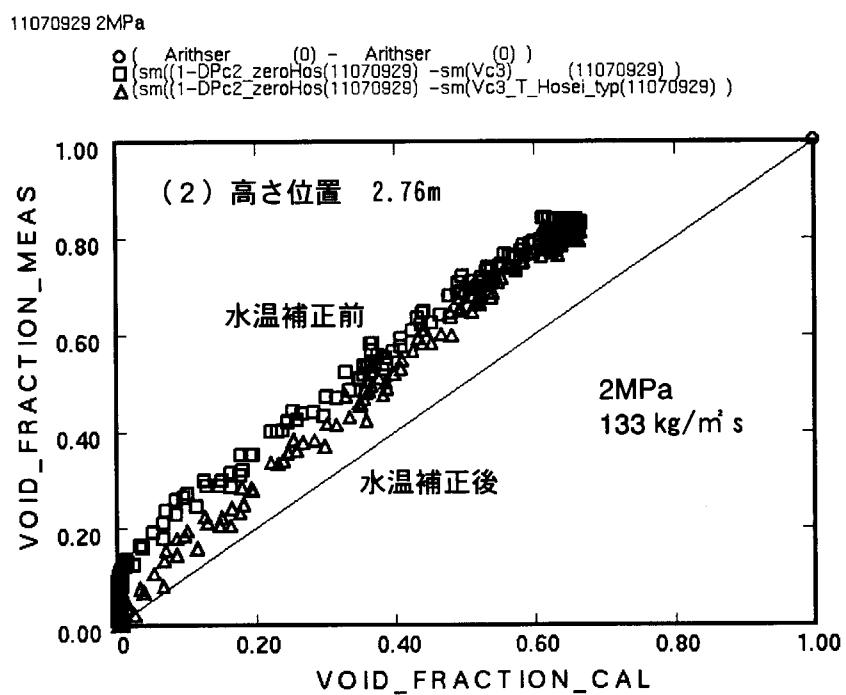
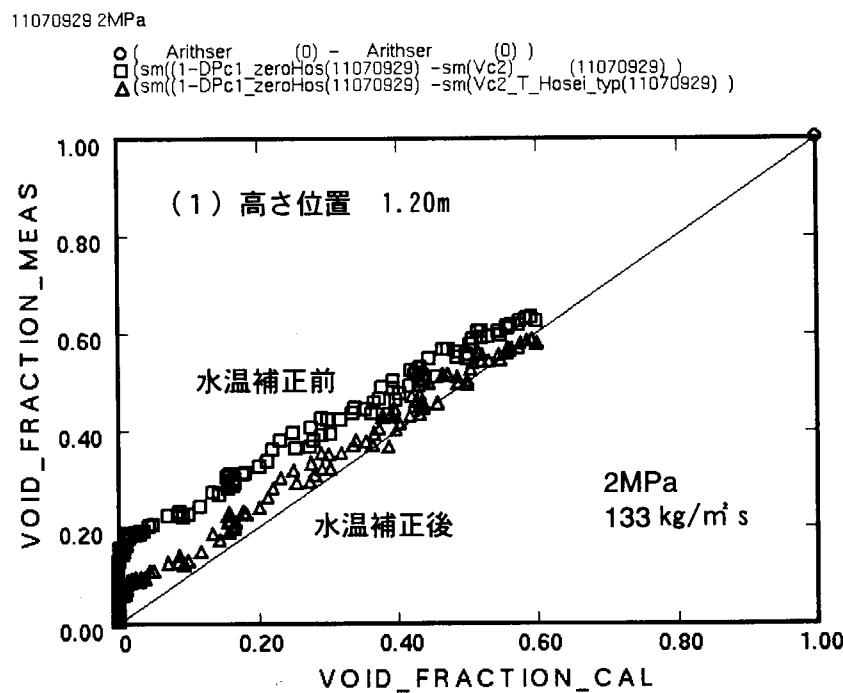
○ Arithser₍₀₎ - Arithser₍₀₎
 □ sm((1-DPa2_zeroHos(11070929) -sm(Va3)₍₁₁₀₇₀₉₂₉₎)
 △ (sm((1-DPa2_zeroHos(11070929) -sm(Va3_T_Hosei_typ(11070929))

図 8.4.1 α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ の比較 (2 MPa, チャンネル a)

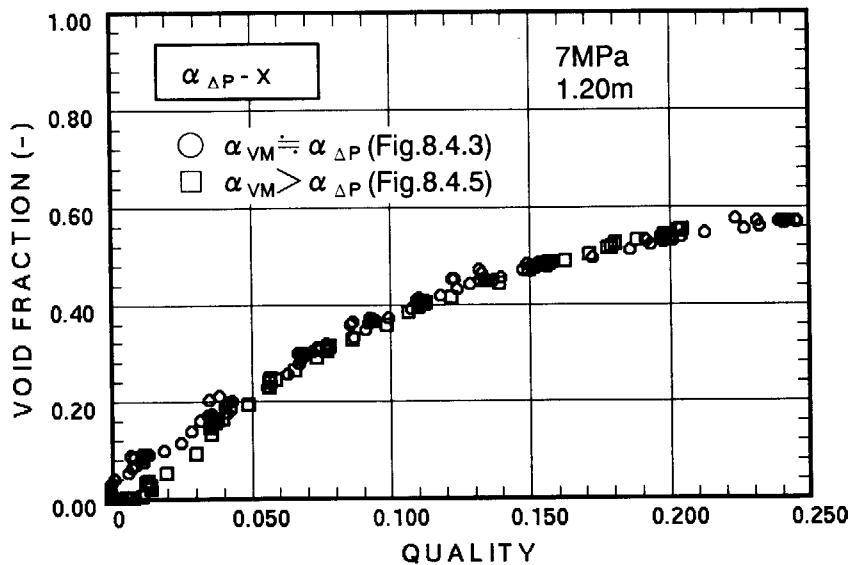
図 8.4.2 α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ の比較 (0.2 MPa, チャンネル b)

図 8.4.3 α_{vm} と $\alpha_{\Delta p}$ の比較 (7 MPa)

図8.4.4 α_{Vm} と $\alpha_{\Delta P}$ の比較 (7 MPa)

図 8.4.5 α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ の比較 (2 MPa, チャンネル c)

7MPa 0.1kg/s
 ○ (sm(d1112213_x_Vb2){1112213} - sm((1-DPb1_zeroHosei{0}))
 □ (sm(d1202021_X_Va2){1202021} - sm((1-DPa1_zeroHosei{0}))



7MPa 0.1kg/s
 ○ (sm(d1112213_x_Vb2){1112213} - sm(Vb2_T_Hosei_typ2{0}))
 □ (sm(d1202021_X_Va2){1202021} - sm(Va2_T_Hosei_typ2{0}))

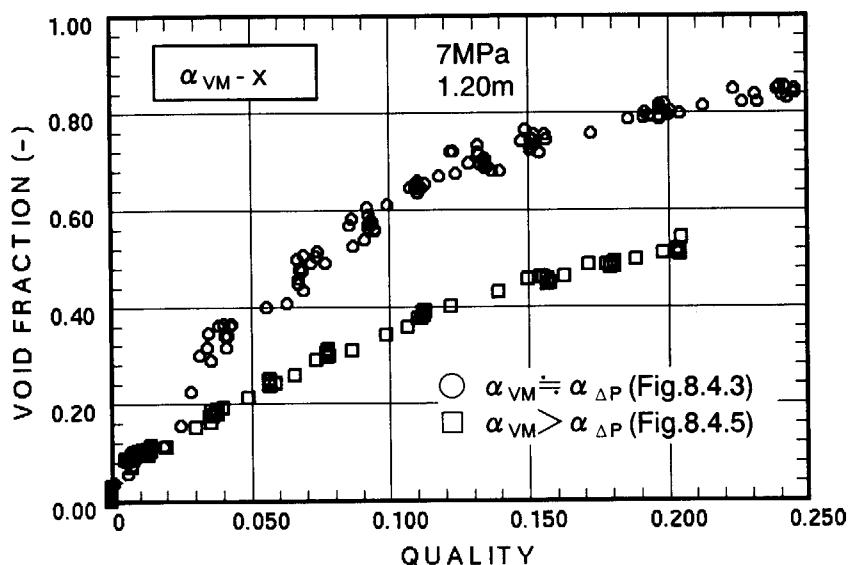
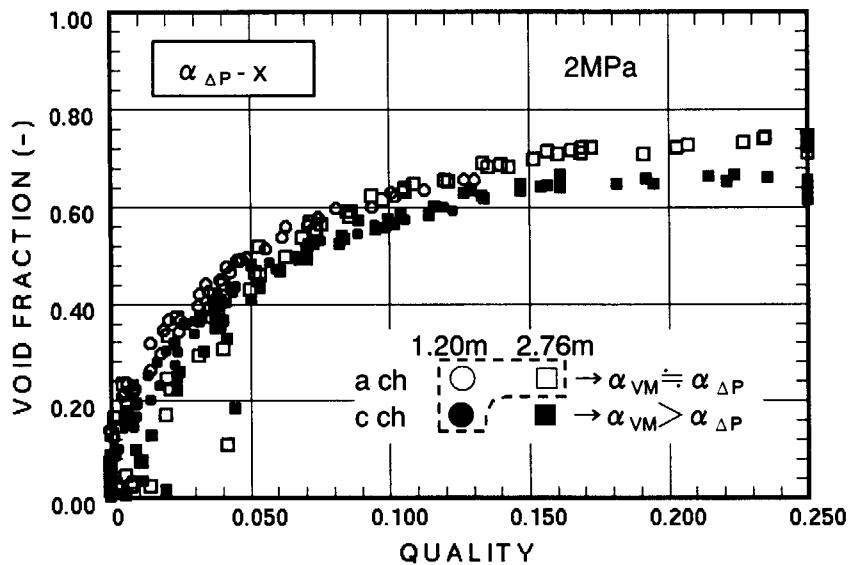


図 8.4.6 クオリティとボイド率の関係

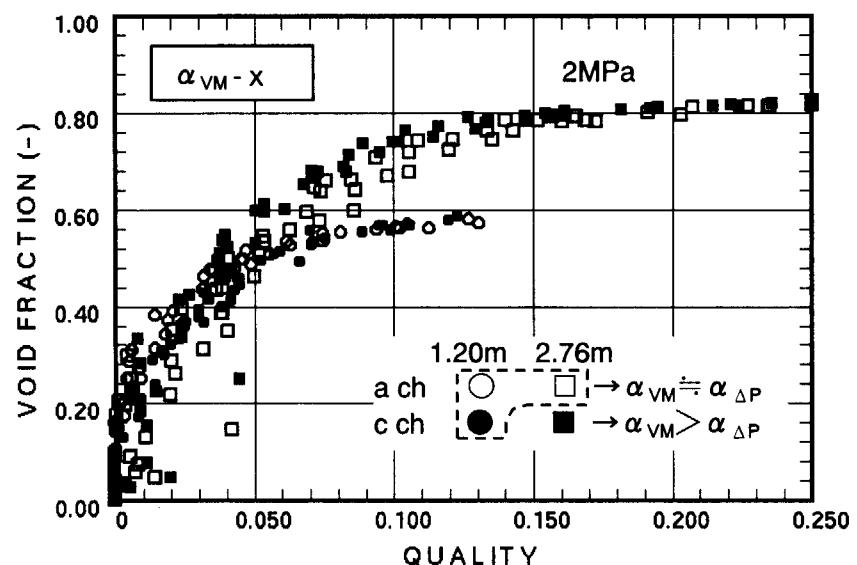
7MPa 0.1kg/s

- --- sm((1-DPa1_zeroHosei(0))
- --- sm((1-DPc1_zeroHosei(0))
- --- sm((1-DPa2_zeroHosei(0))
- --- sm((1-DPc2_zeroHosei(0))



7MPa 0.1kg/s

- --- sm(Va2_T_Hosei_typ2(0))
- --- sm(Vc2_T_Hosei_typ2(0))
- --- sm(Va3_T_Hosei_typ2(0))
- --- sm(Vc3_T_Hosei_typ2(0))

図 8.4.7 α_{VM} と $\alpha_{\Delta P}$ の比較 (2 MPa, チャンネル a)

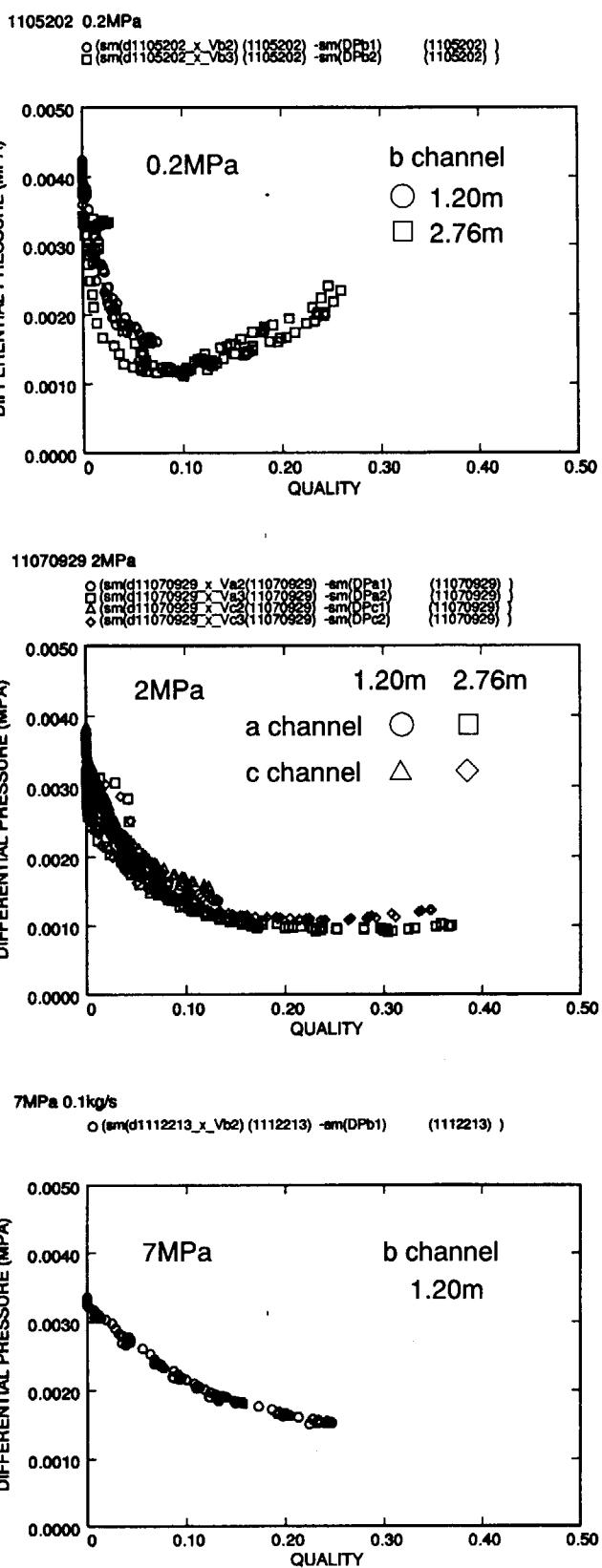


図 8.6.1 クオリティと差圧の関係

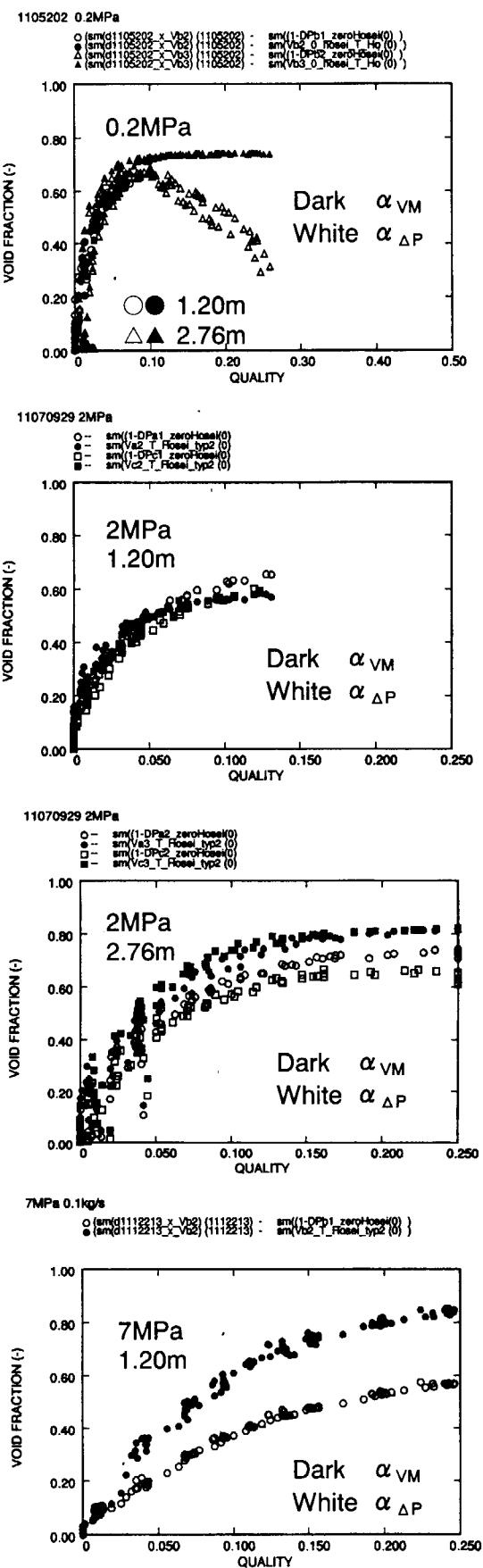


図 8.6.2 クオリティとボイド率の関係

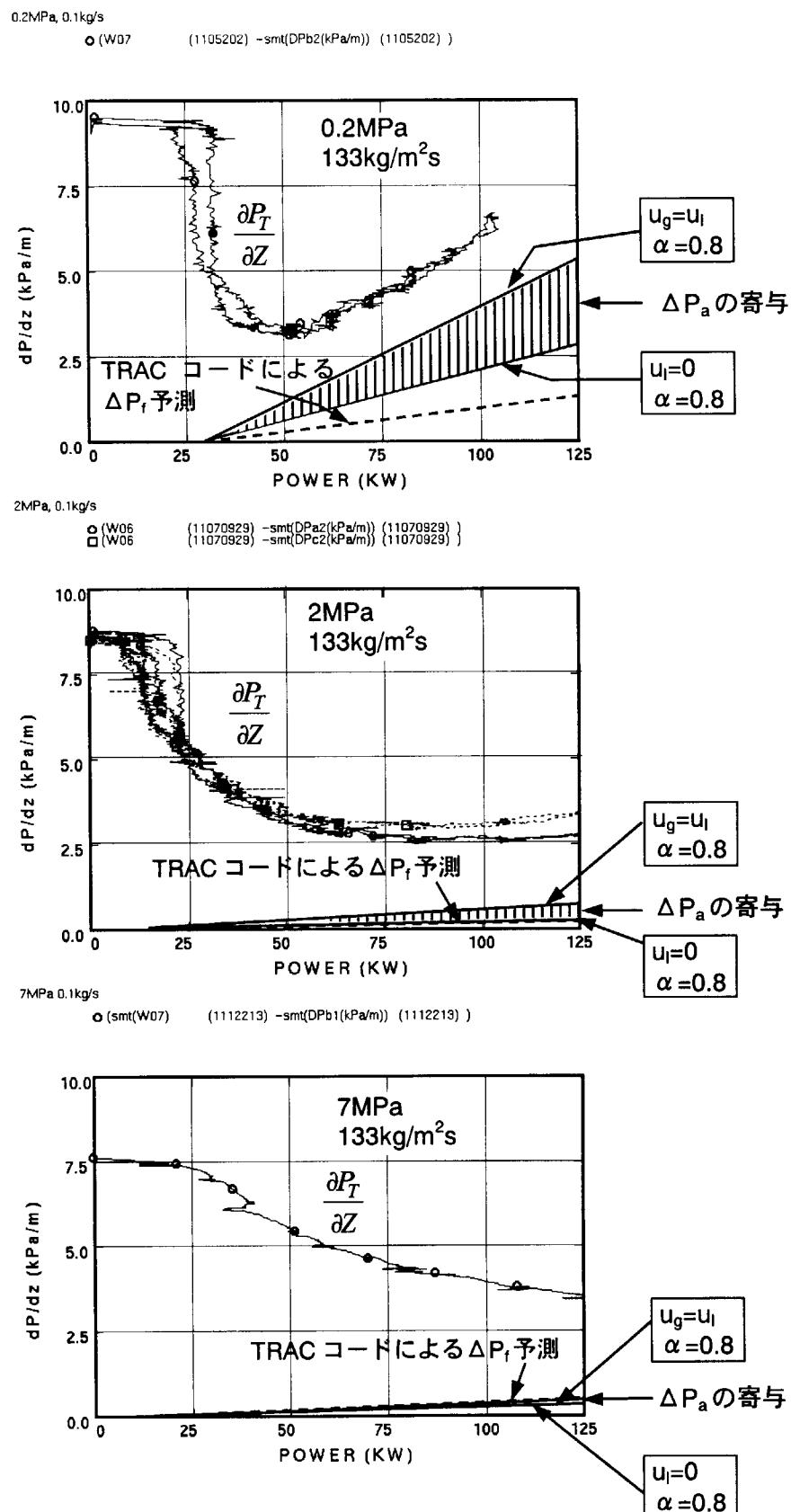


図 8.6.3 加速損失及び摩擦損失の全差圧に及ぼす影響

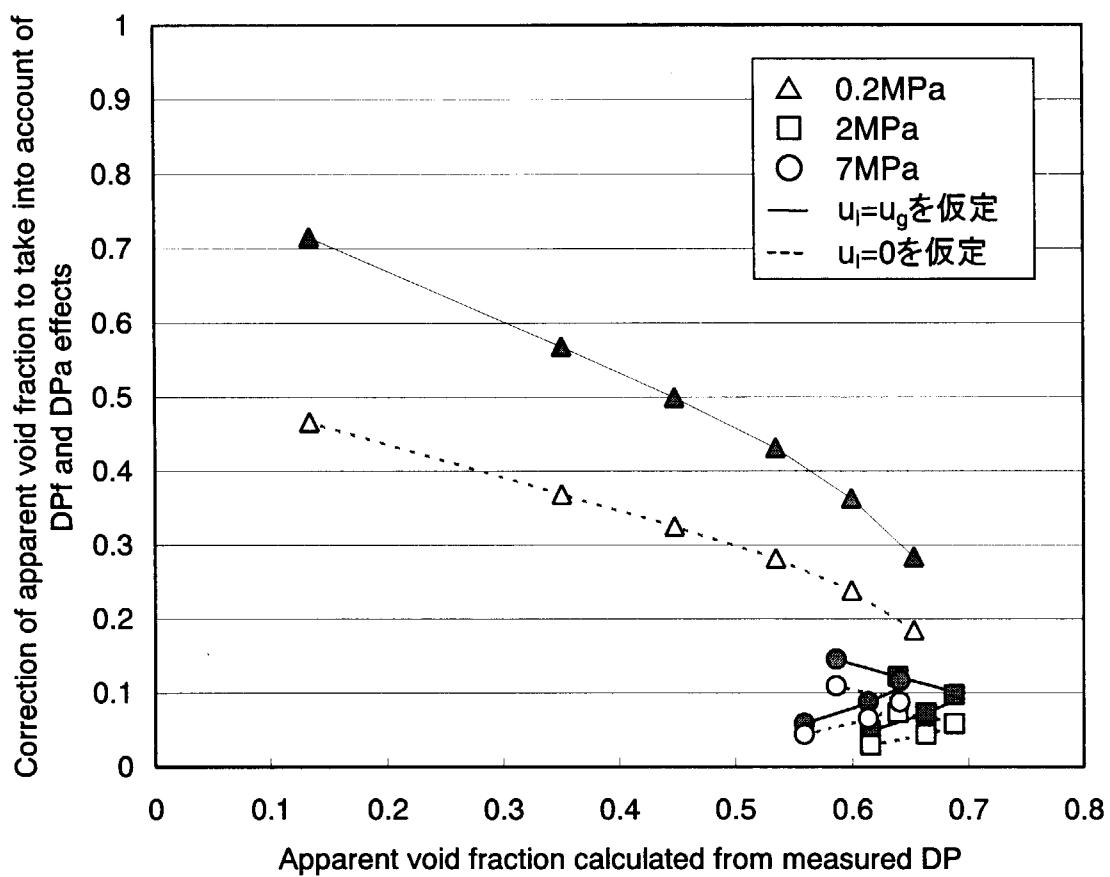


図8.6.4 摩擦損失、加速損失に起因した誤差の評価

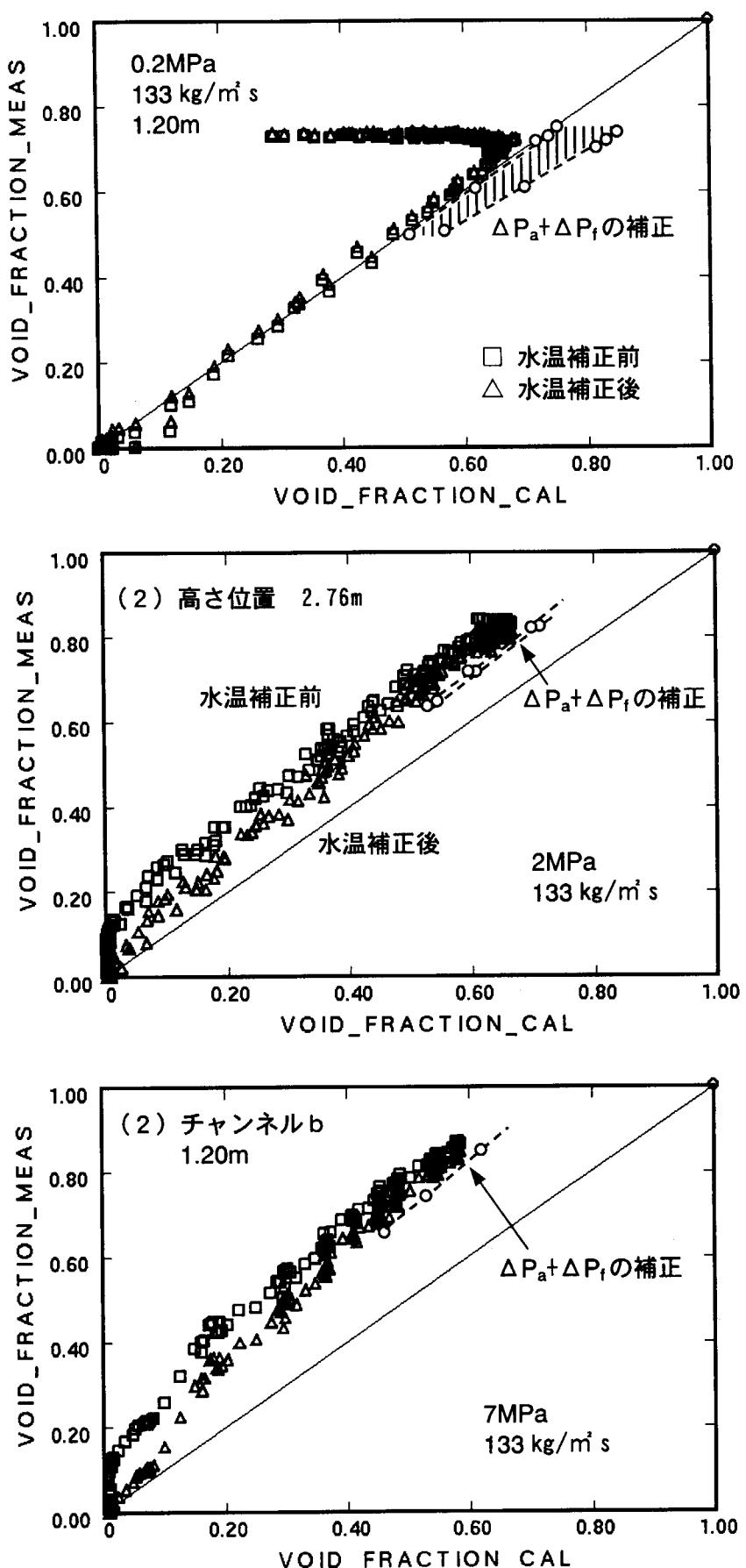


図 8.6.5 加速損失及び摩擦損失に起因した誤差の補正

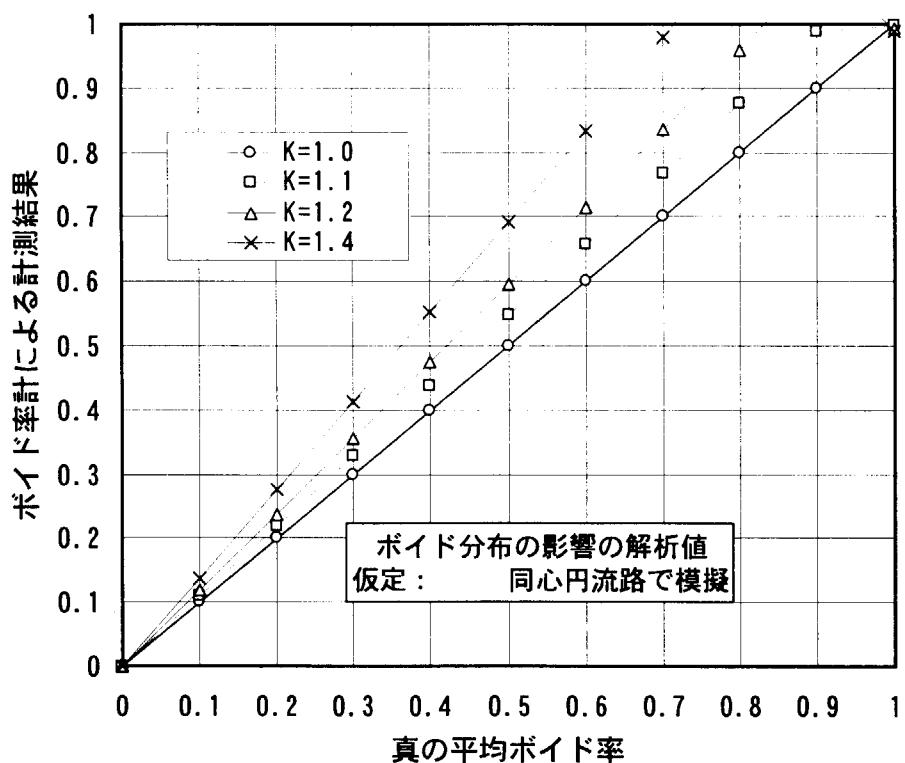


図 8.7.1 ポイド率分布の影響（解析値）

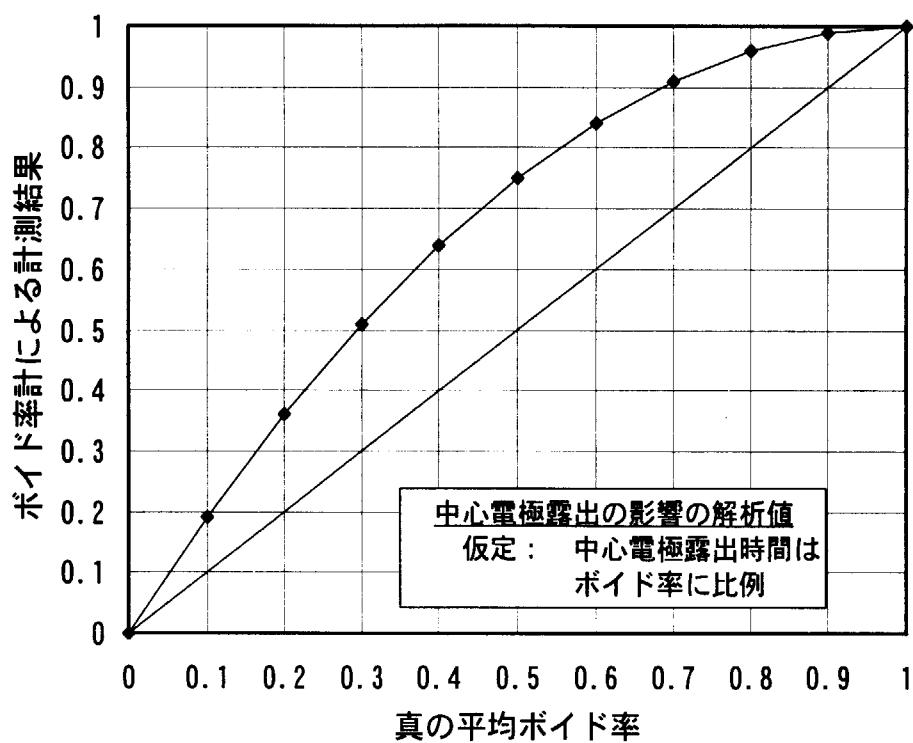


図 8.7.2 中心電極露出の影響（解析値）

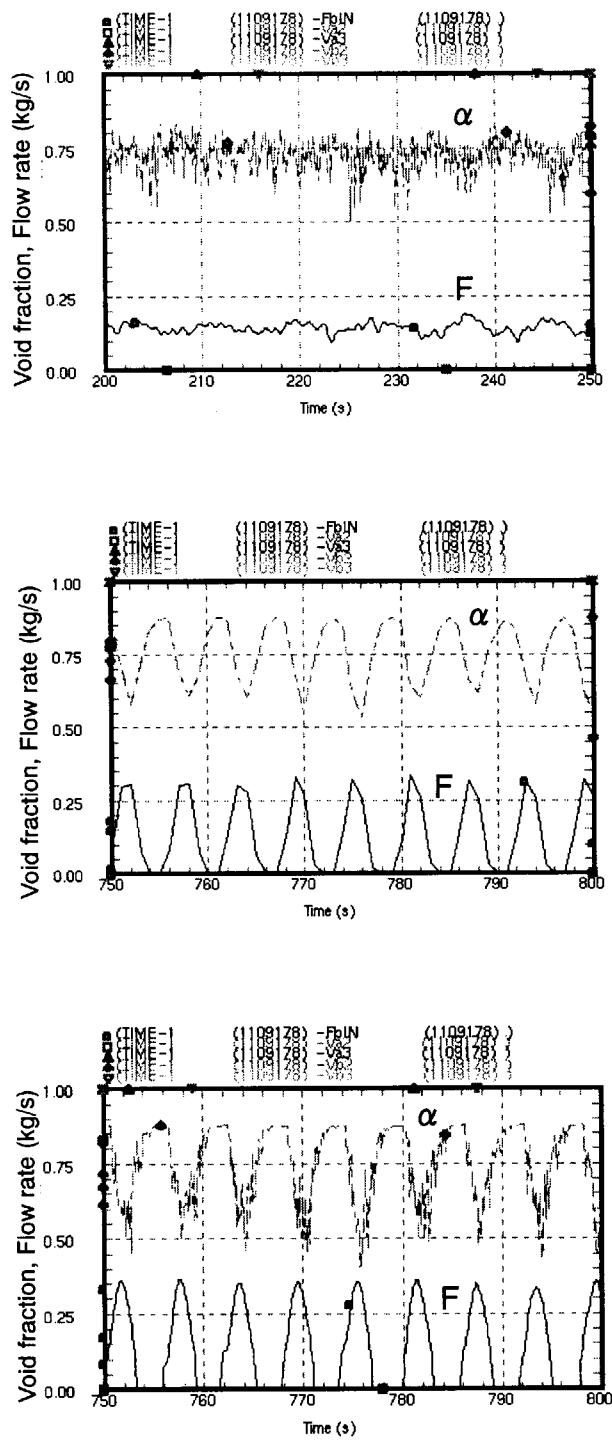


図 8.8.1 ポイド率計の計測結果の例 (7MPa, $Q_{CH}=132\text{kW}$, $Z=1.2\text{m}$)

表9.3.1 交直変換器のステップ応答

信号	ページ番号	図番号	入力周波数 (Hz)	スイッチ	カットオフ周波数 (Hz)	むだ時間 (ms)	時定数 (ms)
①-②		29	50	投入	-	20	89
		31	100	投入	-	22	80
		33	310	投入	-	30	79
		35	1000	投入	-	21	40
		37	3000	投入	-	29	38
		39	5000	投入	-	30	39
①-②		30	50	開放	-	20	178
		32	100	開放	-	18	192
		34	310	開放	-	18	180
		36	1000	開放	-	21	198
		38	3000	開放	-	19	180
		40	5000	開放	-	20	181

表9.3.2 交直変換器及びフィルターのステップ応答

信号	ページ番号	図番号	入力周波数 (Hz)	スイッチ	カットオフ周波数 (Hz)	むだ時間 (ms)	時定数 (ms)
①-③		1	100	投入	10	60	80
		3	310	投入	10	45	81
		5	1000	投入	10	50	83
		2	100	開放	10	51	200
		4	310	開放	10	50	200
		6	1000	開放	10	60	210
①-③		7	310	投入	1	210	300
		9	310	投入	2	130	165
		11	310	投入	3	105	130
		13	310	投入	4	90	105
		15	310	投入	5	80	95
		17	310	投入	6	70	90
		19	310	投入	7	70	80
		21	310	投入	8	60	80
		23	310	投入	9	50	85
		27	310	投入	10	60	70
		25	310	投入	999	25	80
		8	310	開放	1	175	440
①-③		10	310	開放	2	112	280
		12	310	開放	3	70	250
		14	310	開放	4	70	223
		16	310	開放	5	65	215
		18	310	開放	6	55	225
		20	310	開放	7	55	225
		22	310	開放	8	50	210
		24	310	開放	9	53	210
		28	310	開放	10	50	210
		26	310	開放	999	20	200

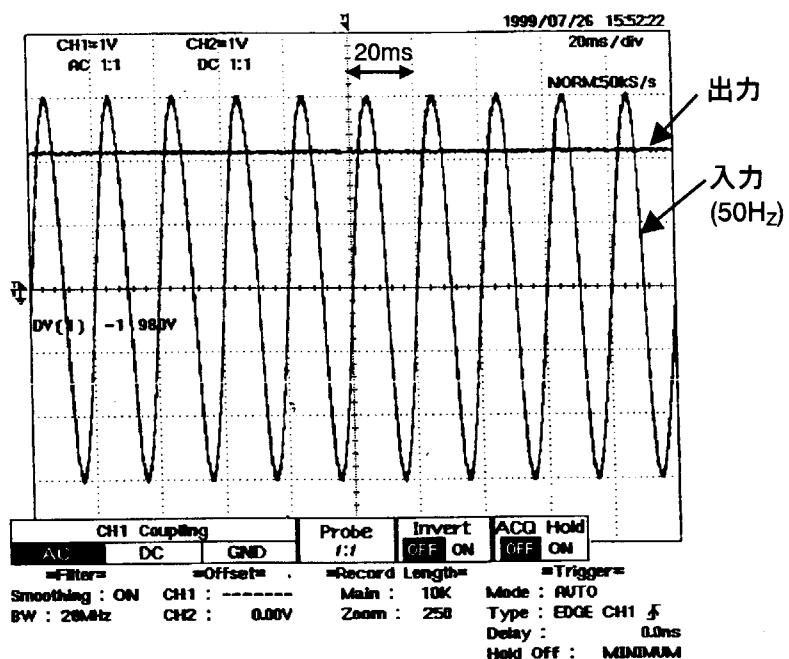
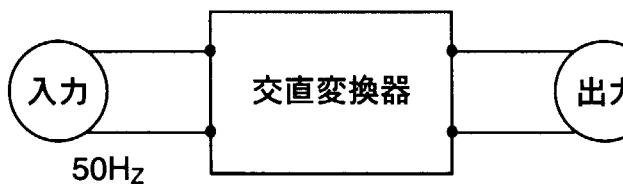


図 9.1.1 交直変換器の変換性能（入力周波数=50Hz）

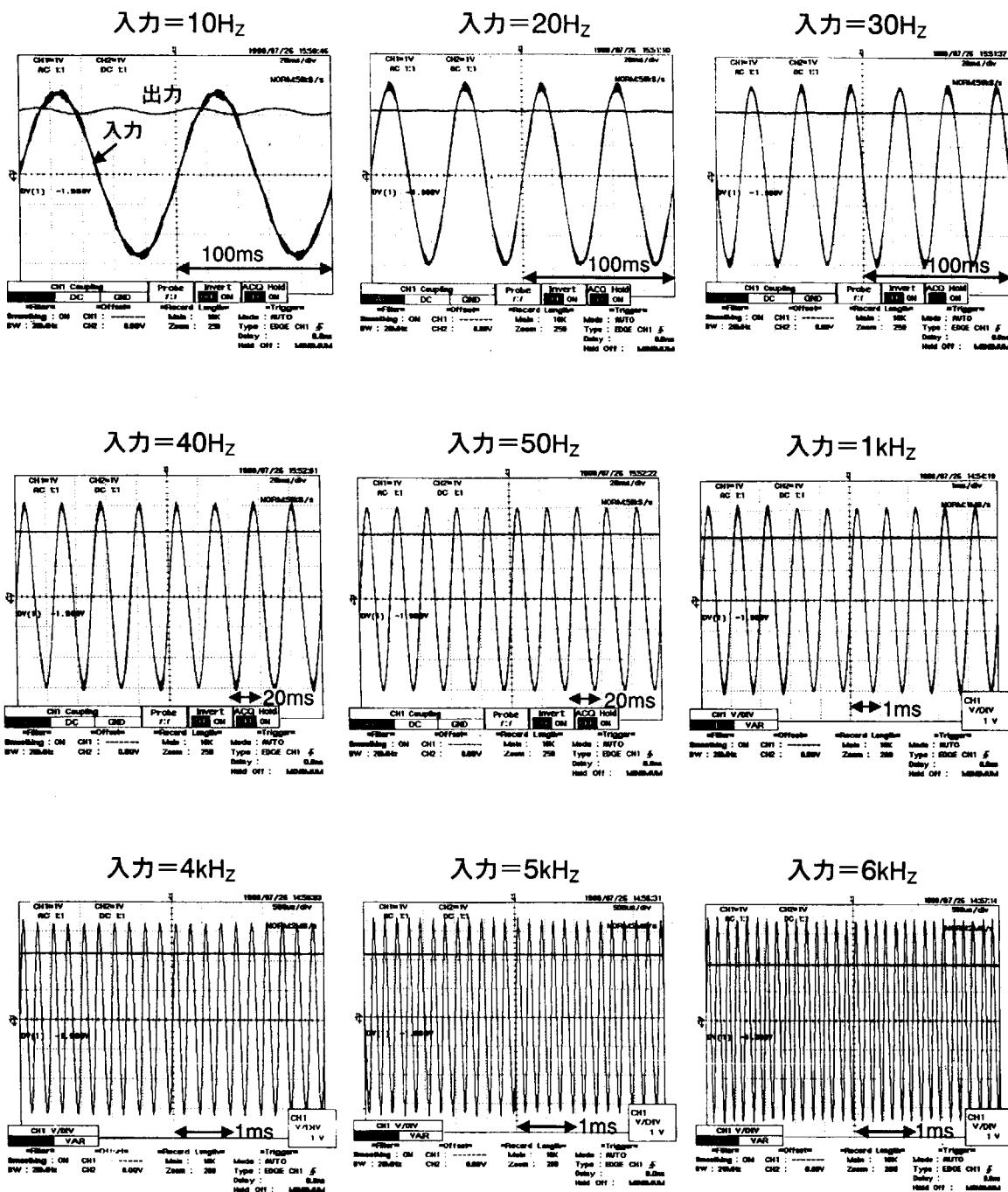


図 9.1.2 交直変換器の変換性能（入力周波数=10Hz～6kHz）

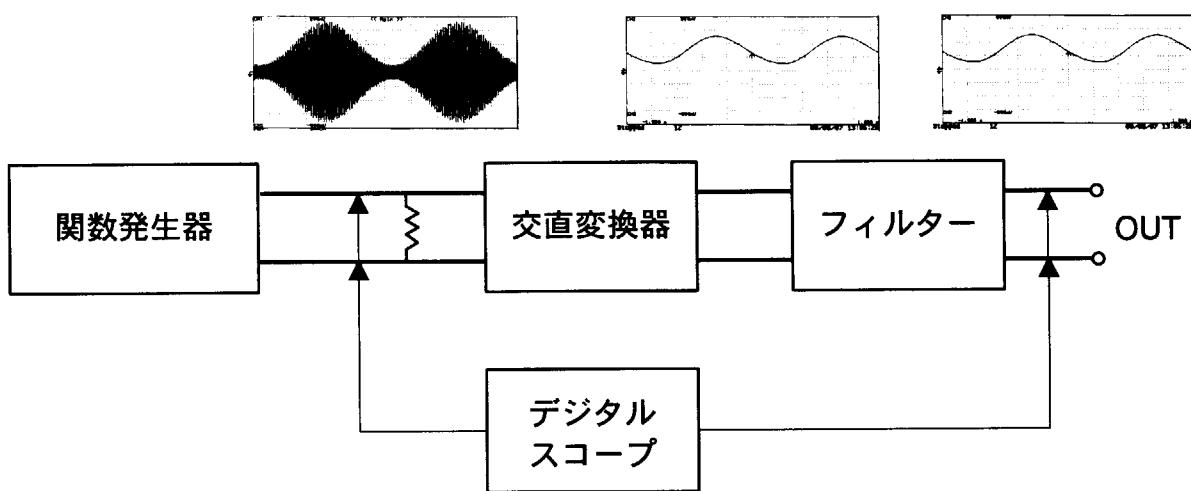


図 9.2.1 周波数応答試験法

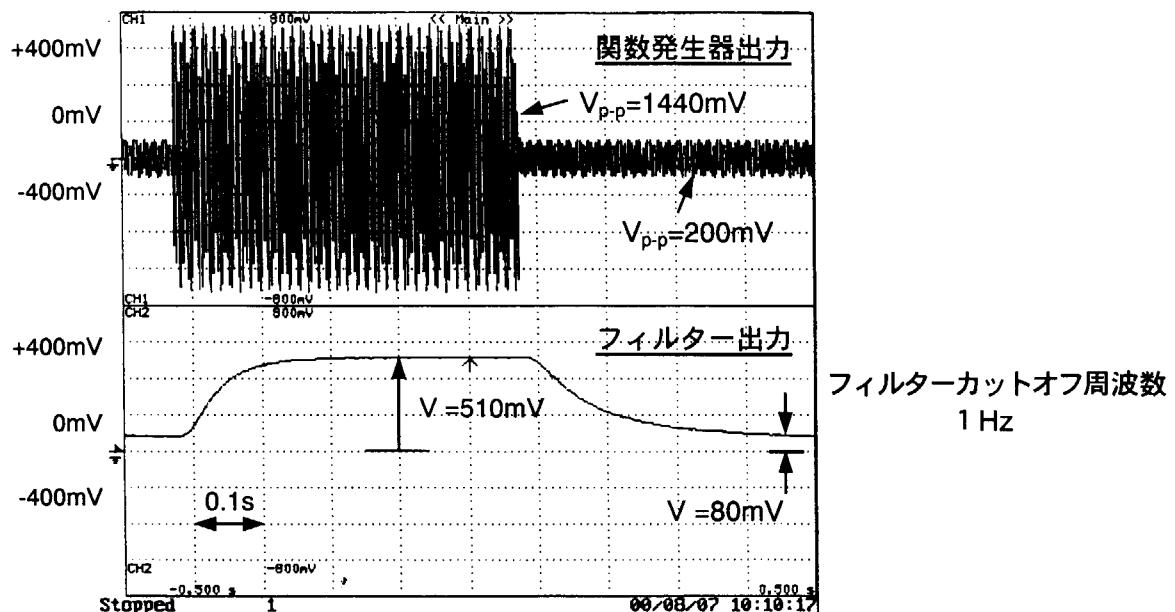


図 9.2.2 ステップ関数で振巾変調したときの応答

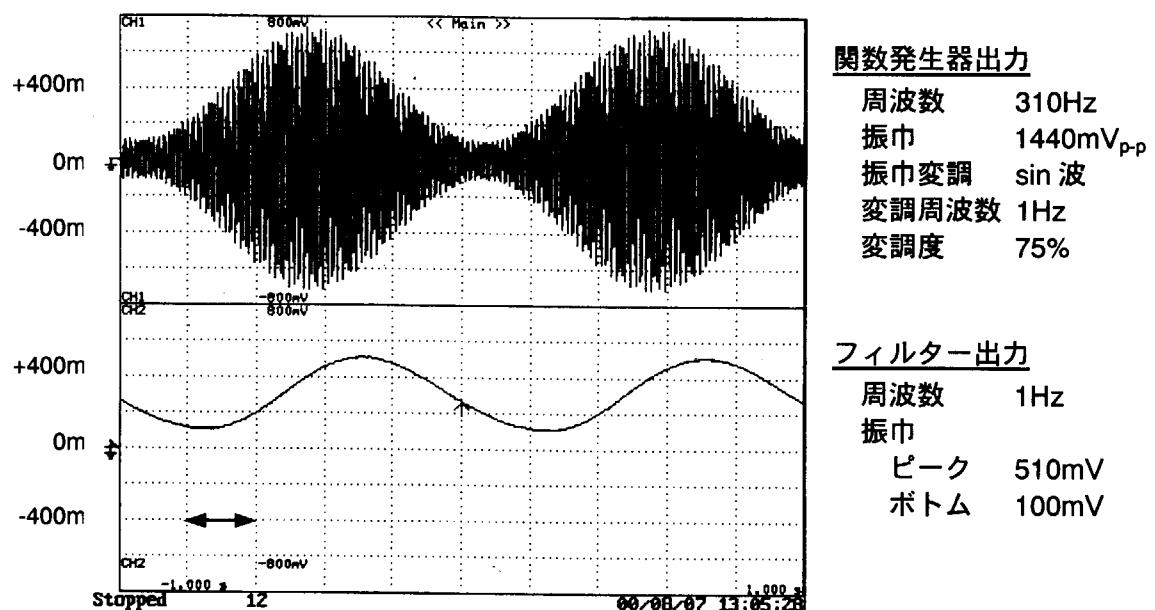


図 9.2.3 正弦波関数で振巾変調したときの応答

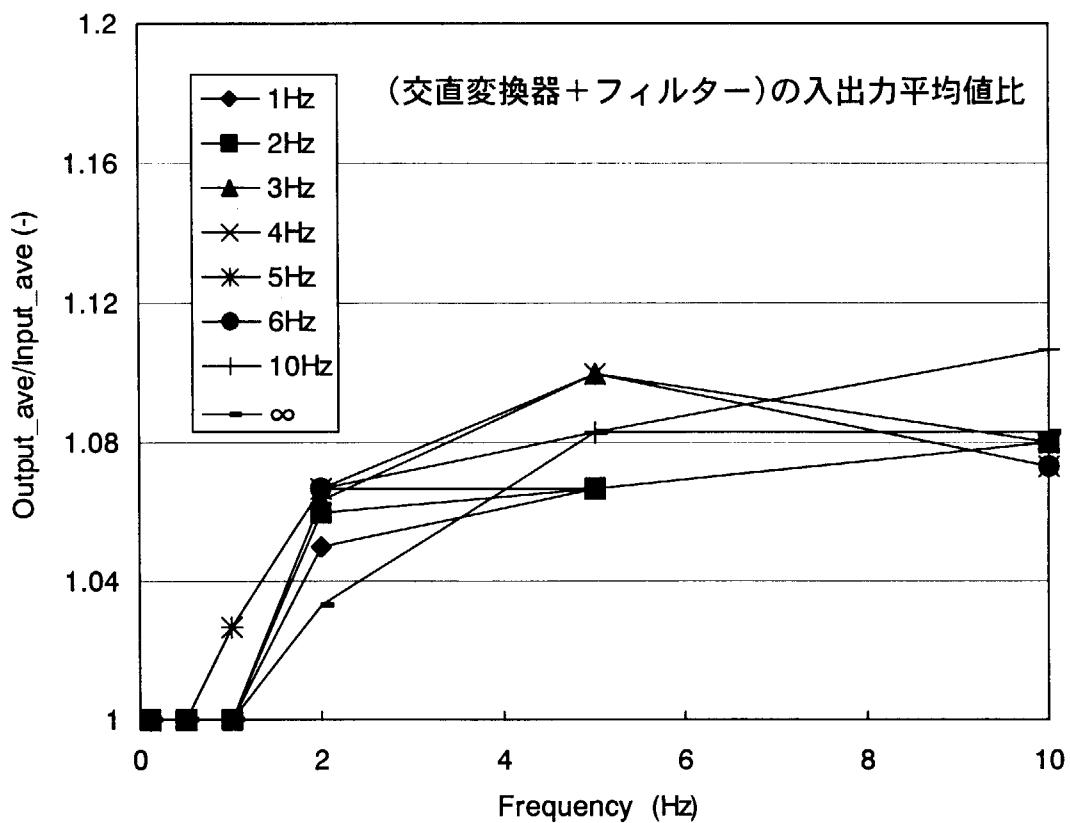


図 9.2.4 交直変換器とフィルターの直列回路の入出力平均値の比

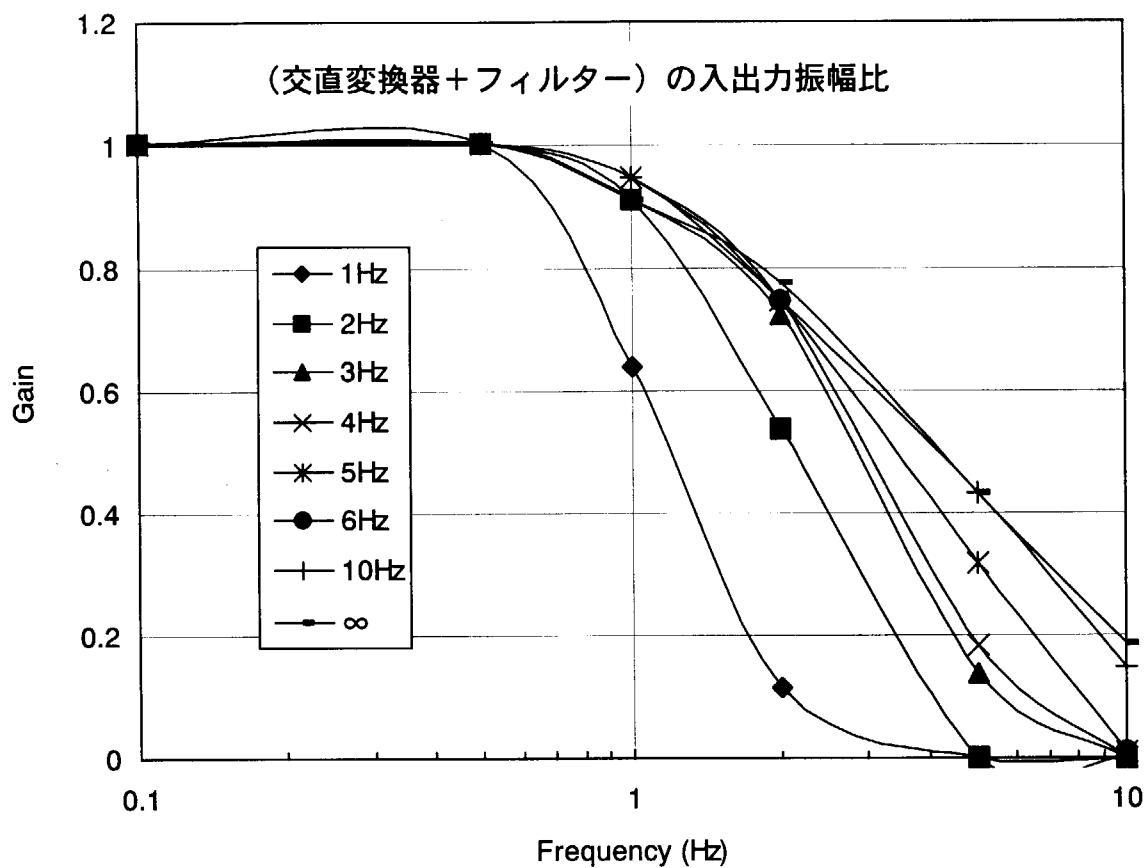


図 9.2.5 交直変換器とフィルターの直列回路のゲイン

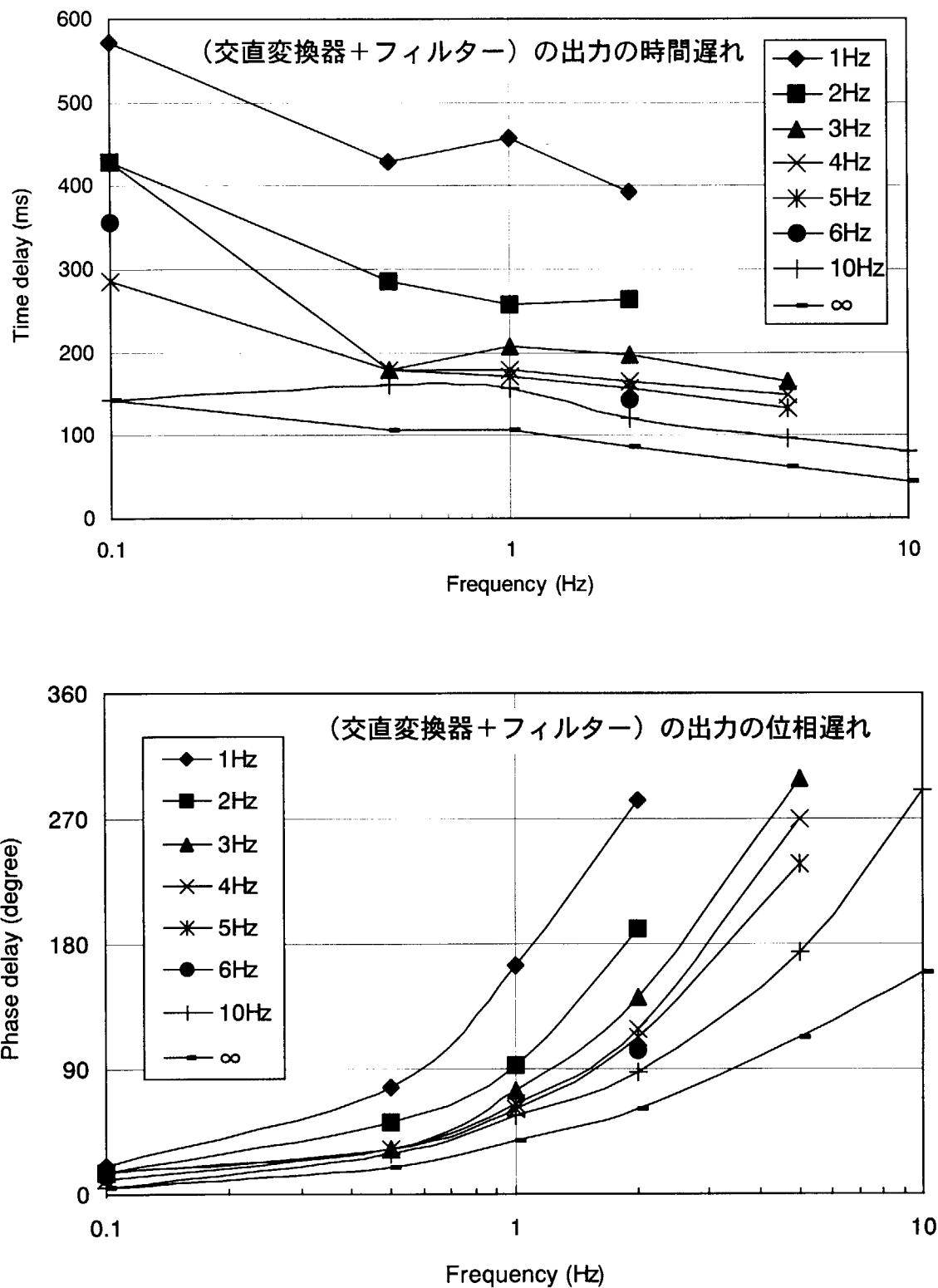


図 9.2.6 交直変換器とフィルターの直列回路の時間遅れ及び位相遅れ

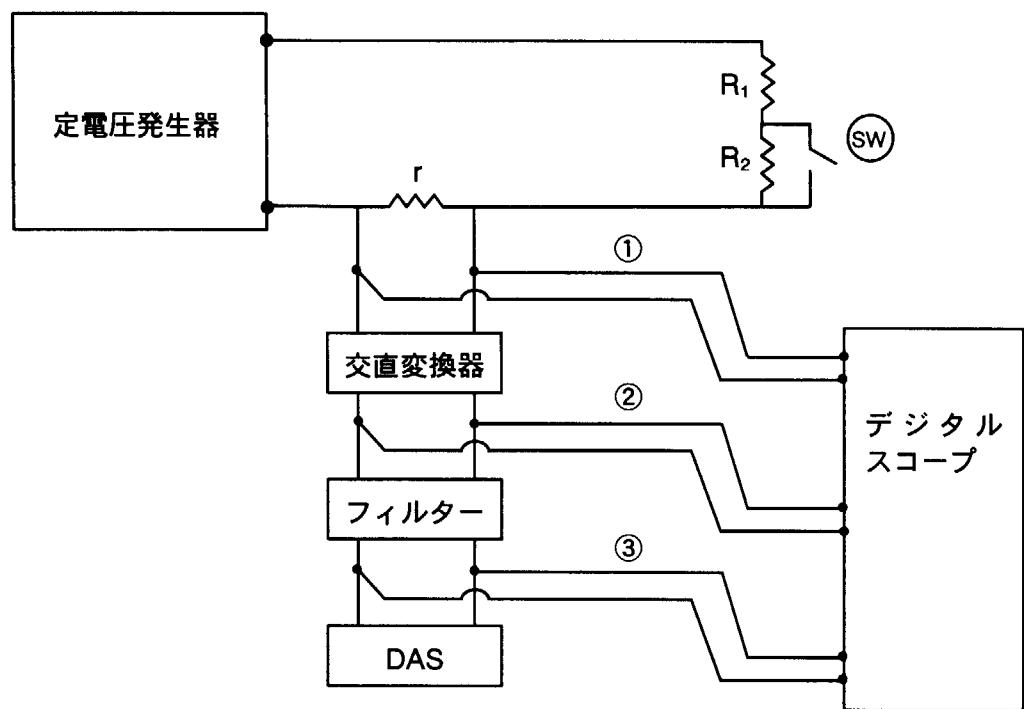


図 9.3.1 交直変換器のステップ応答性試験

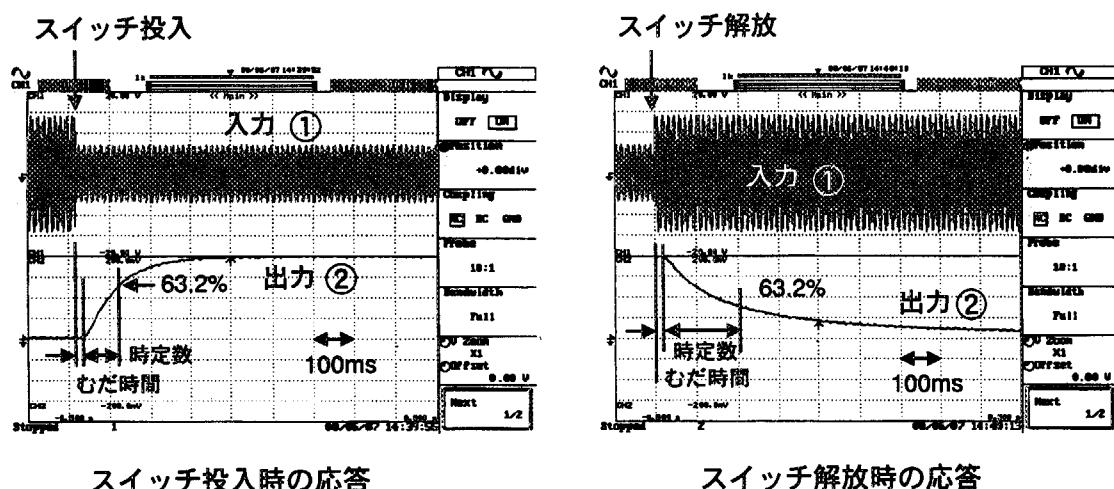
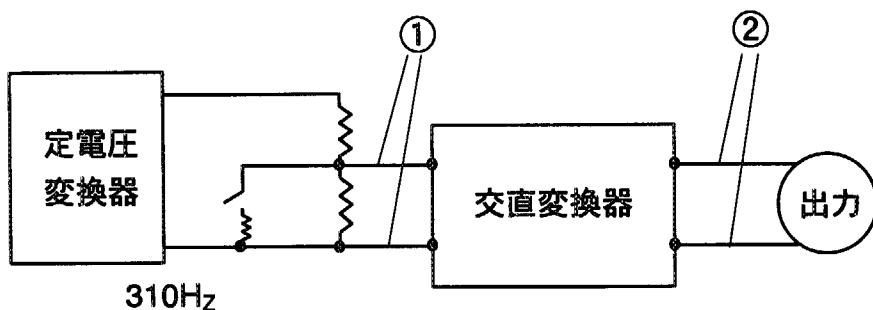


図 9.3.2 交直変換器のステップ応答（入力周波数が 310Hz の例）

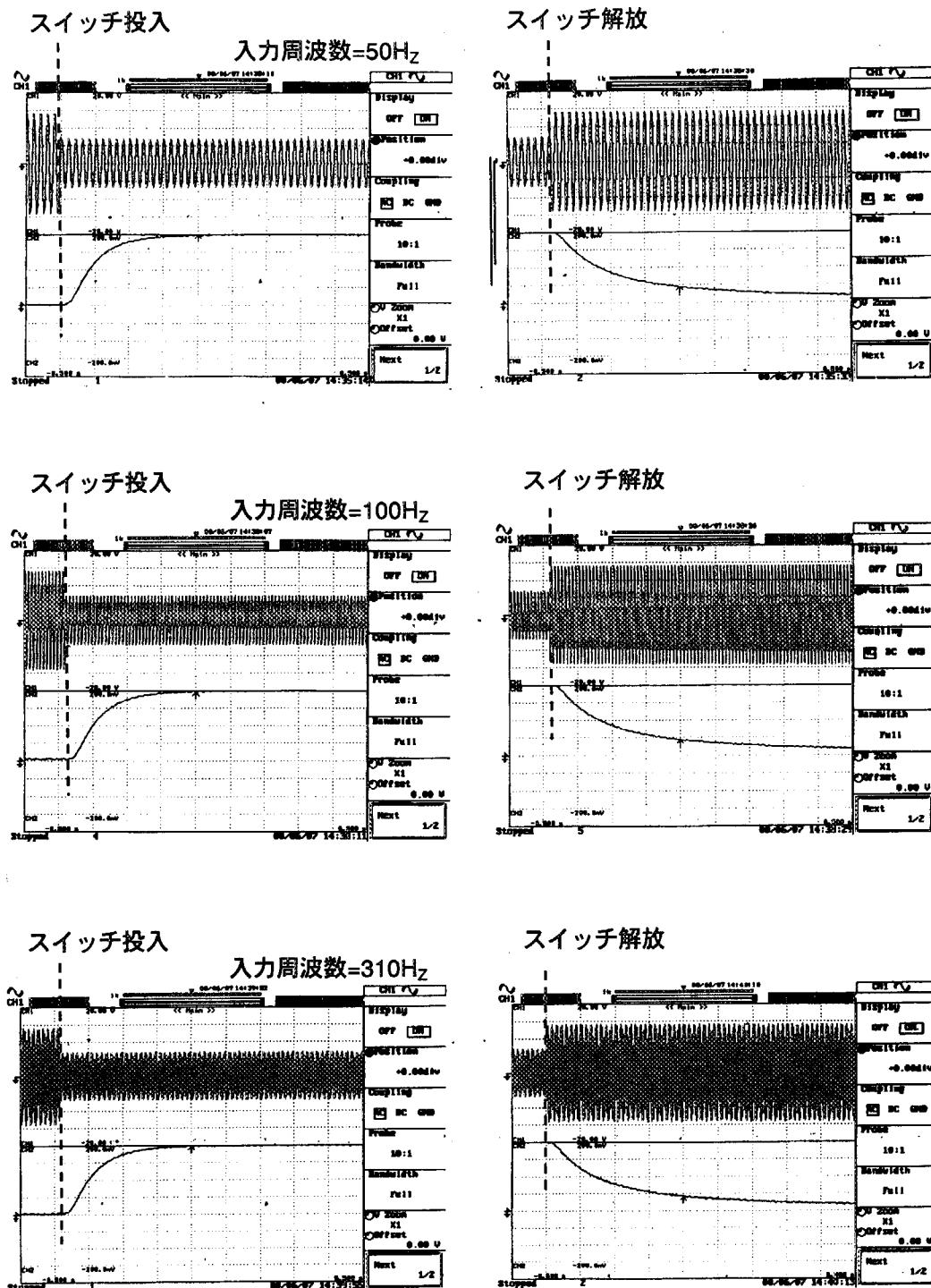


図 9.3.3 (1) 交直変換器のステップ応答（入力周波数 50Hz～310Hz）

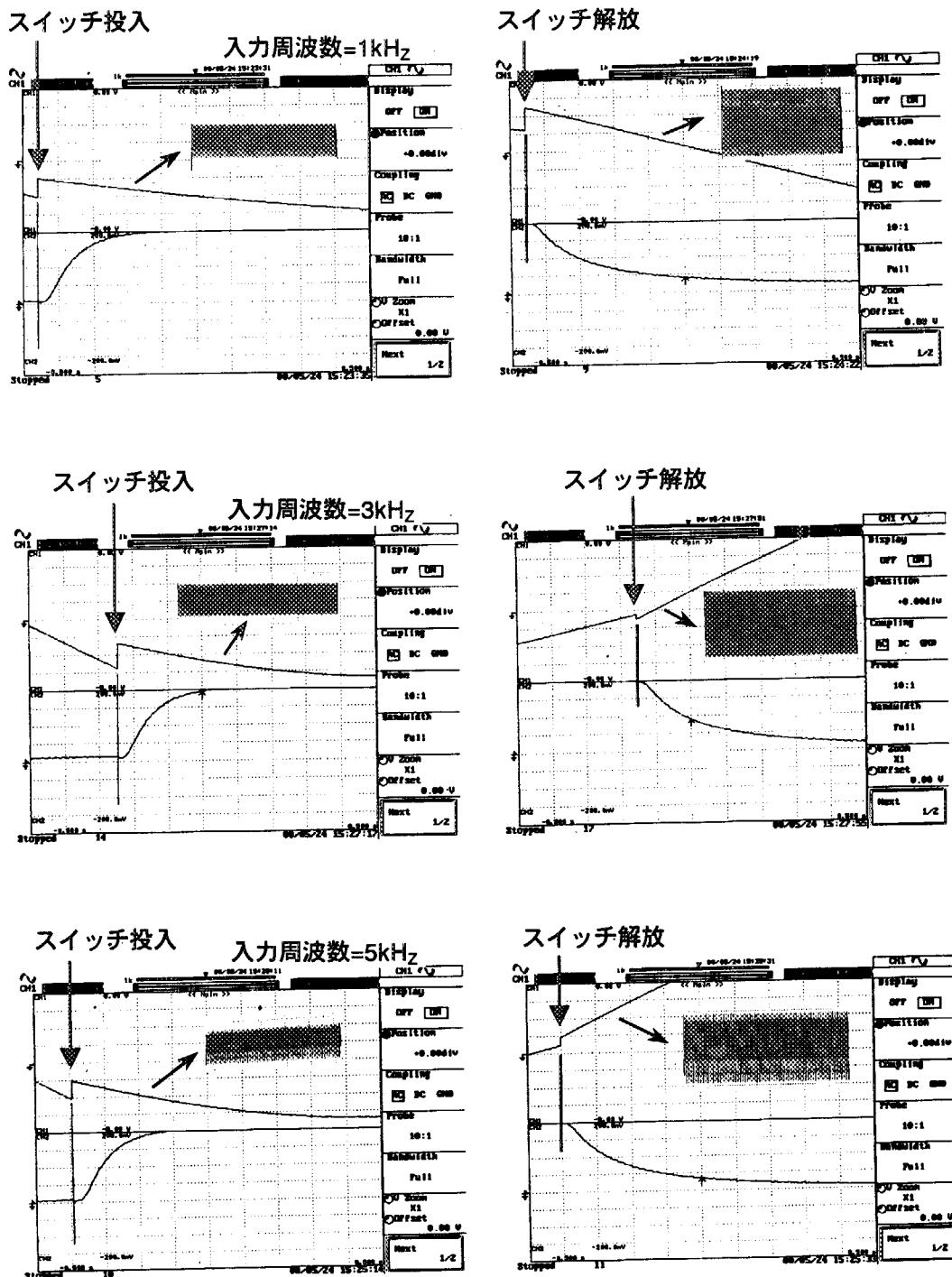


図 9.3.3 (2) 交直変換器のステップ応答（入力周波数 1kHz～5kHz）

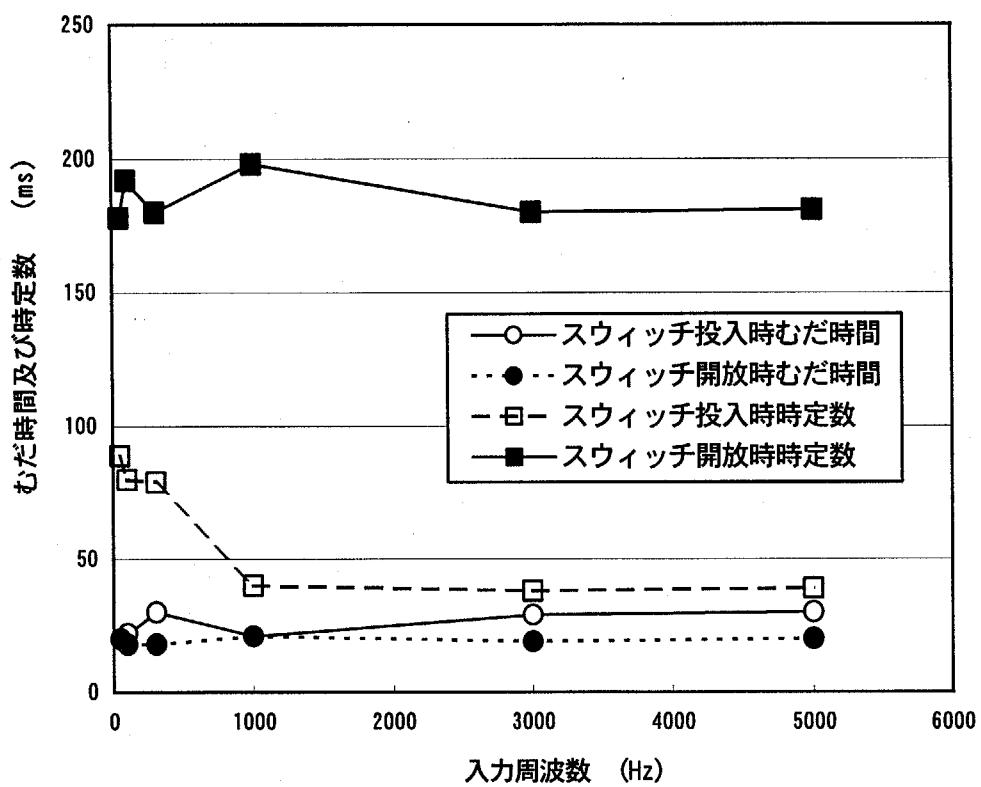
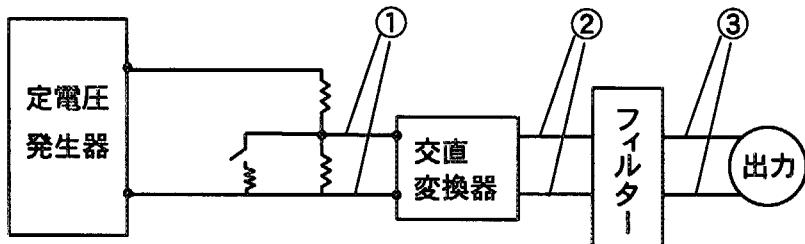


図 9.3.4 交直変換器のステップ応答



定電圧発生器周波数 = 310 Hz

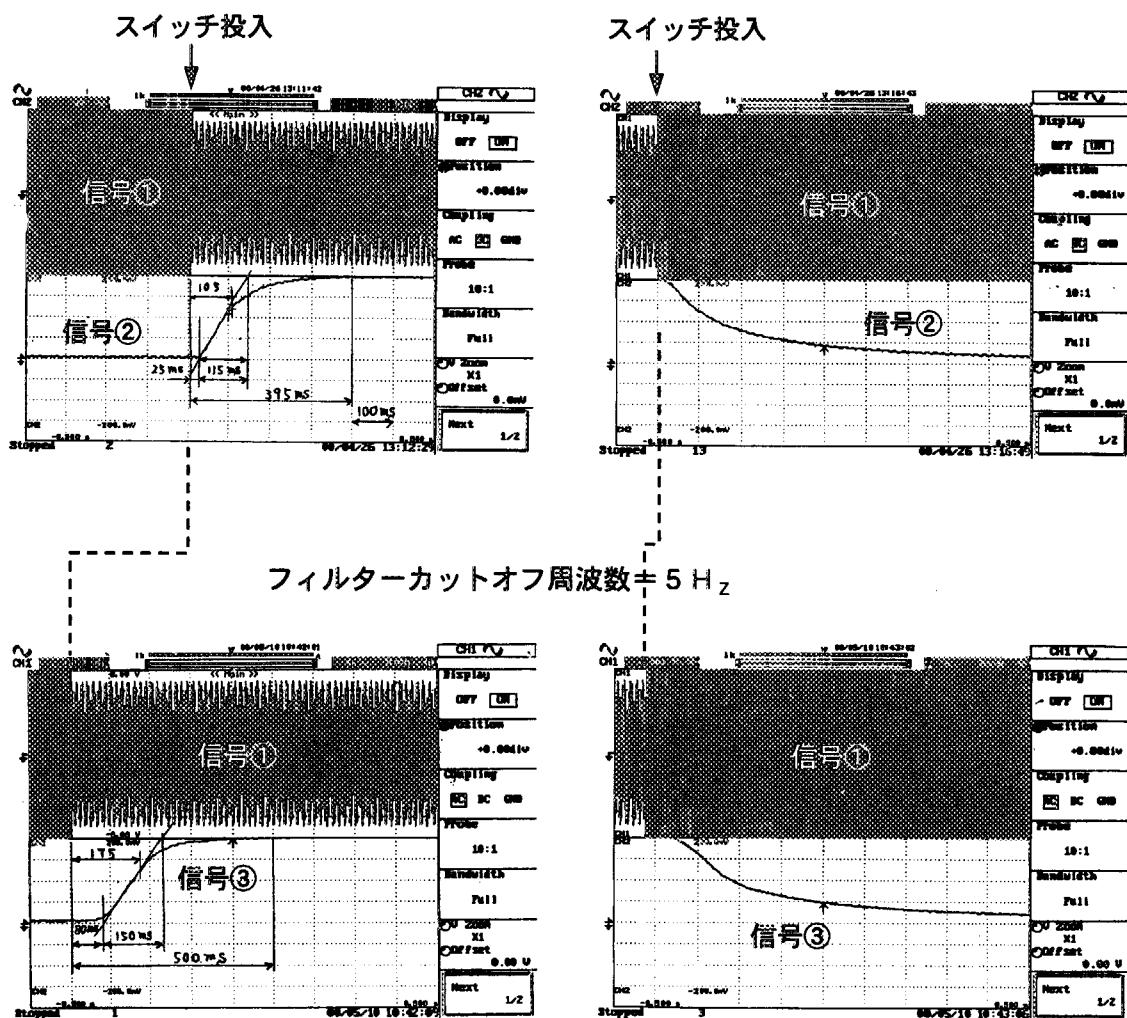


図 9.3.5 フィルターのステップ応答（カットオフ周波数が 5 Hz の例）

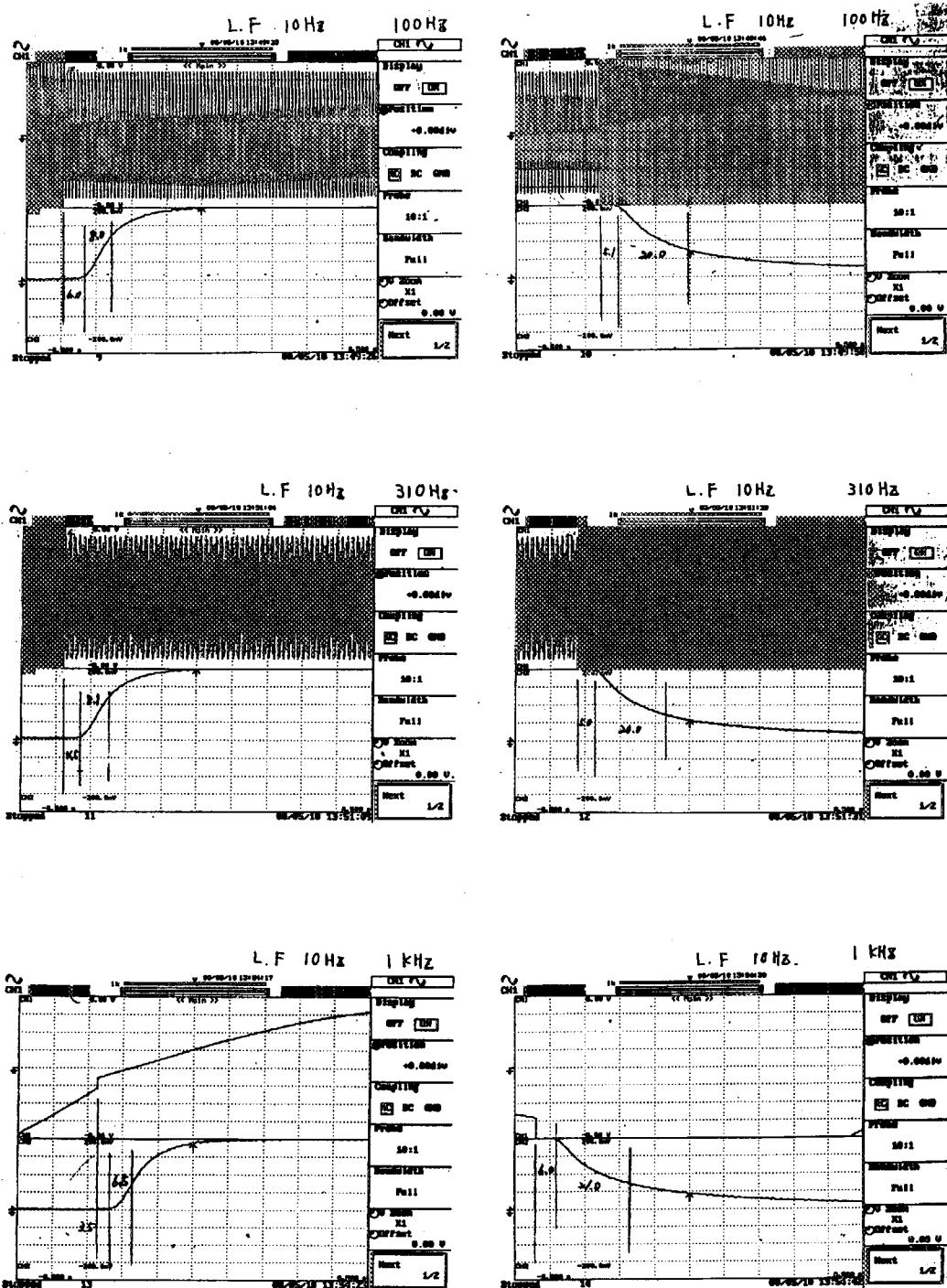


図 9.3.6 交直変換器及びフィルターのステップ応答に及ぼす
入力周波数の影響

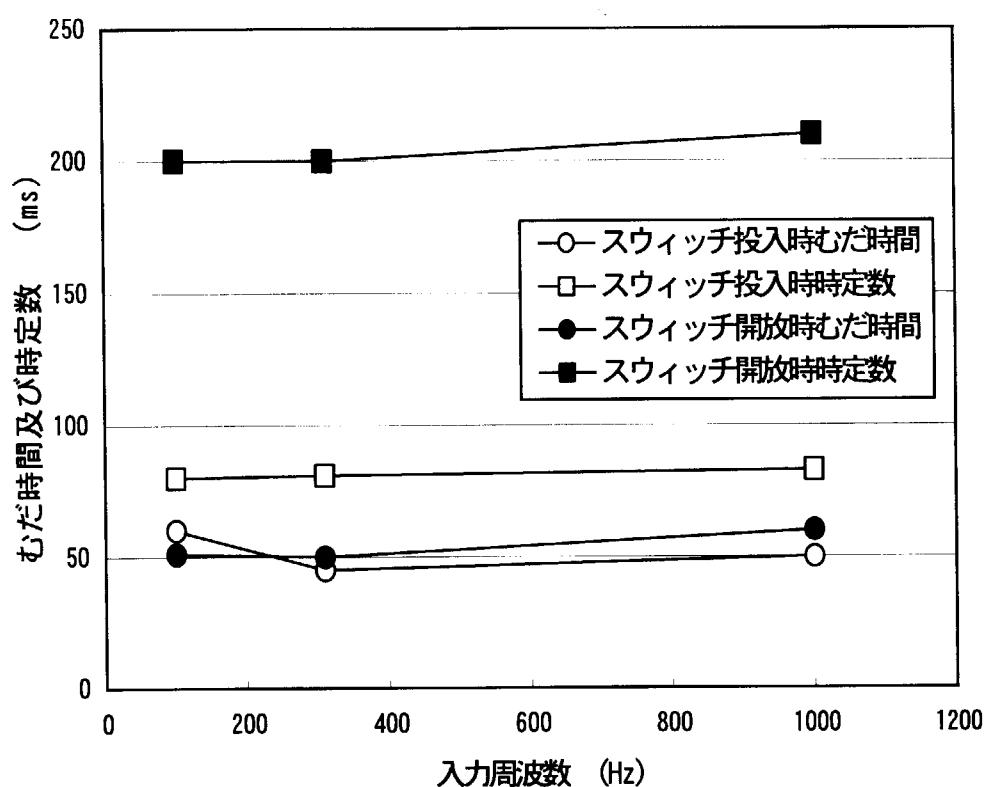


図 9.3.7 交直変換器及びフィルターのステップ応答
入力周波数の影響 (カットオフ周波数 = 10 Hz)

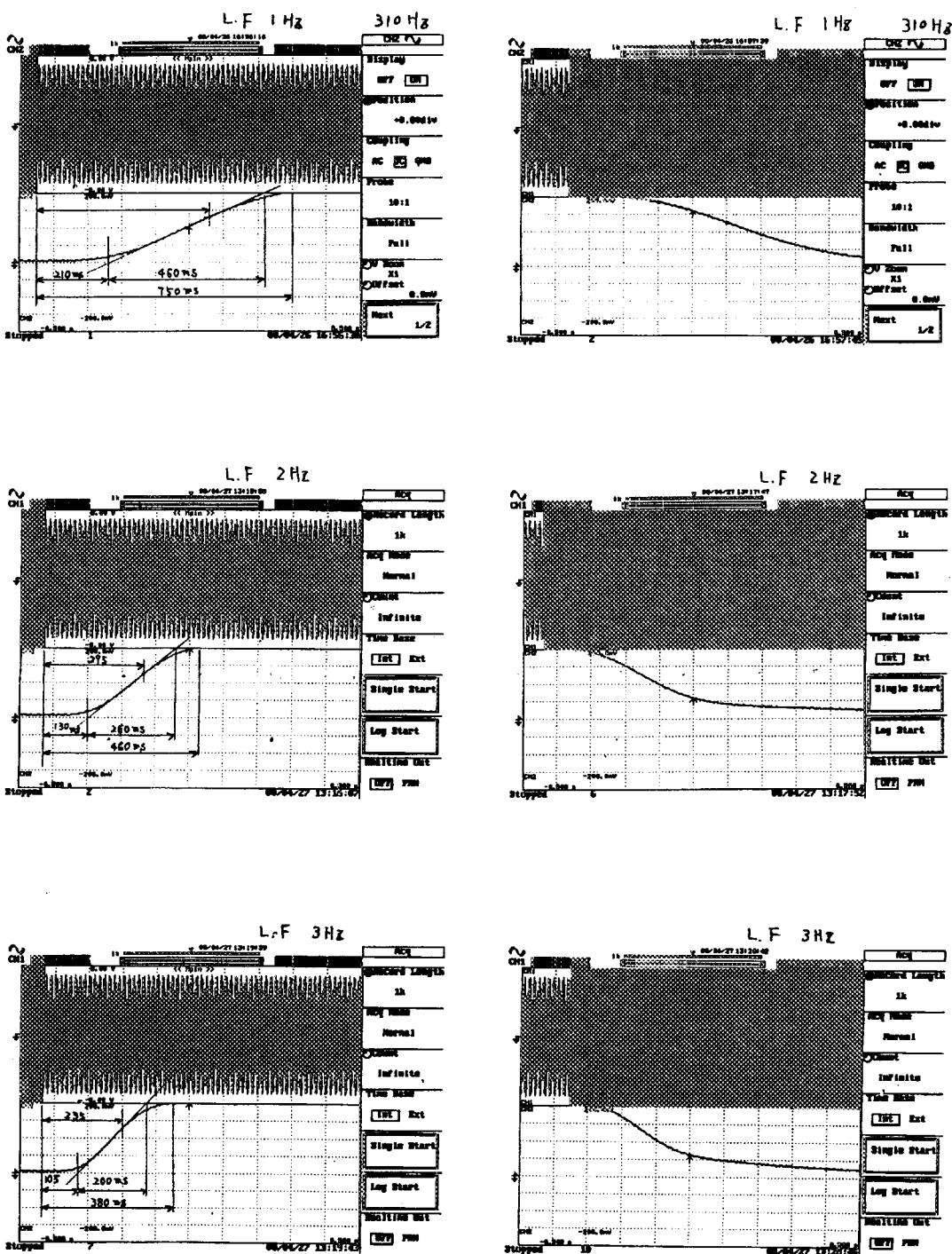


図9.3.8(1) カットオフ周波数の影響

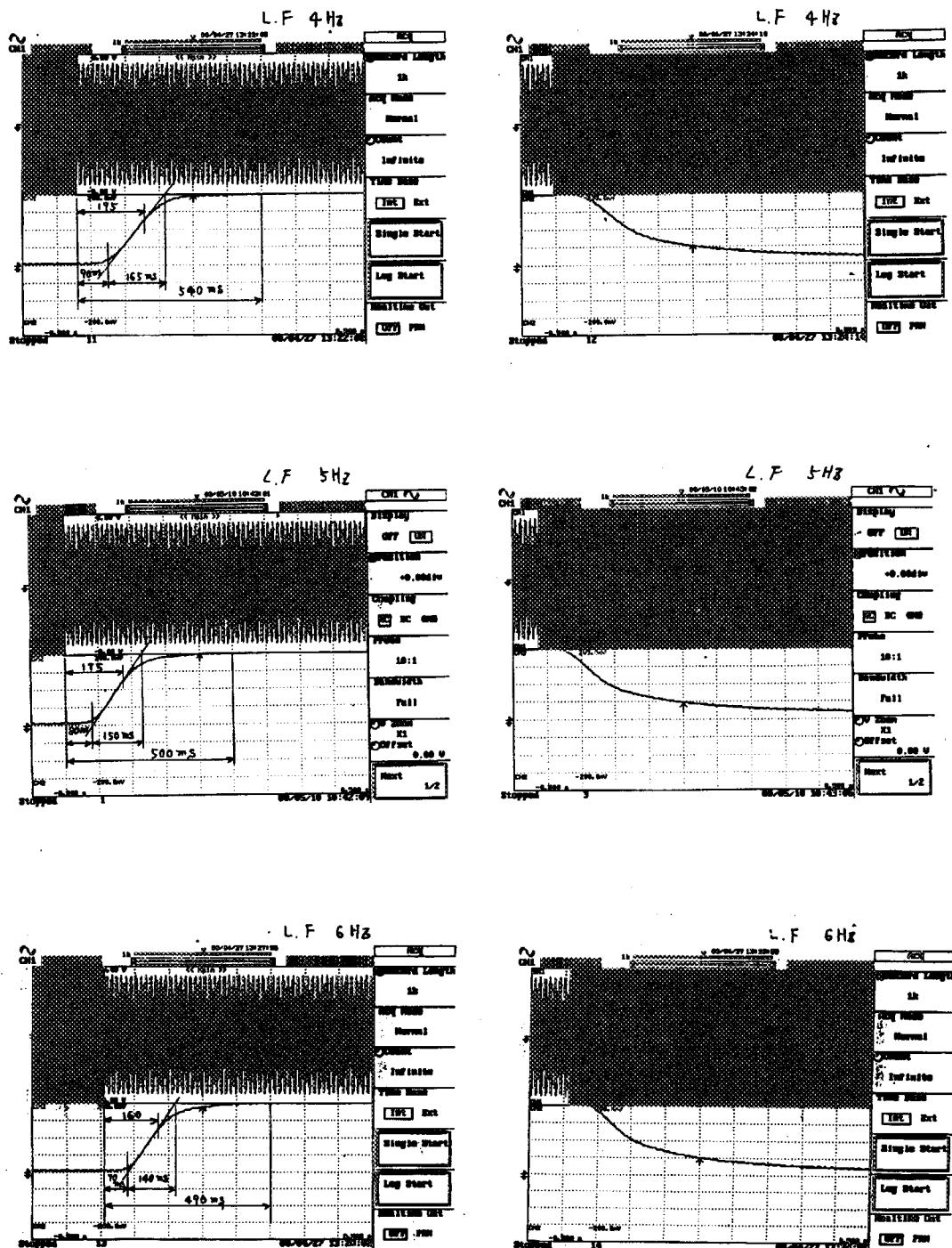


図 9.3.8 (2) カットオフ周波数の影響

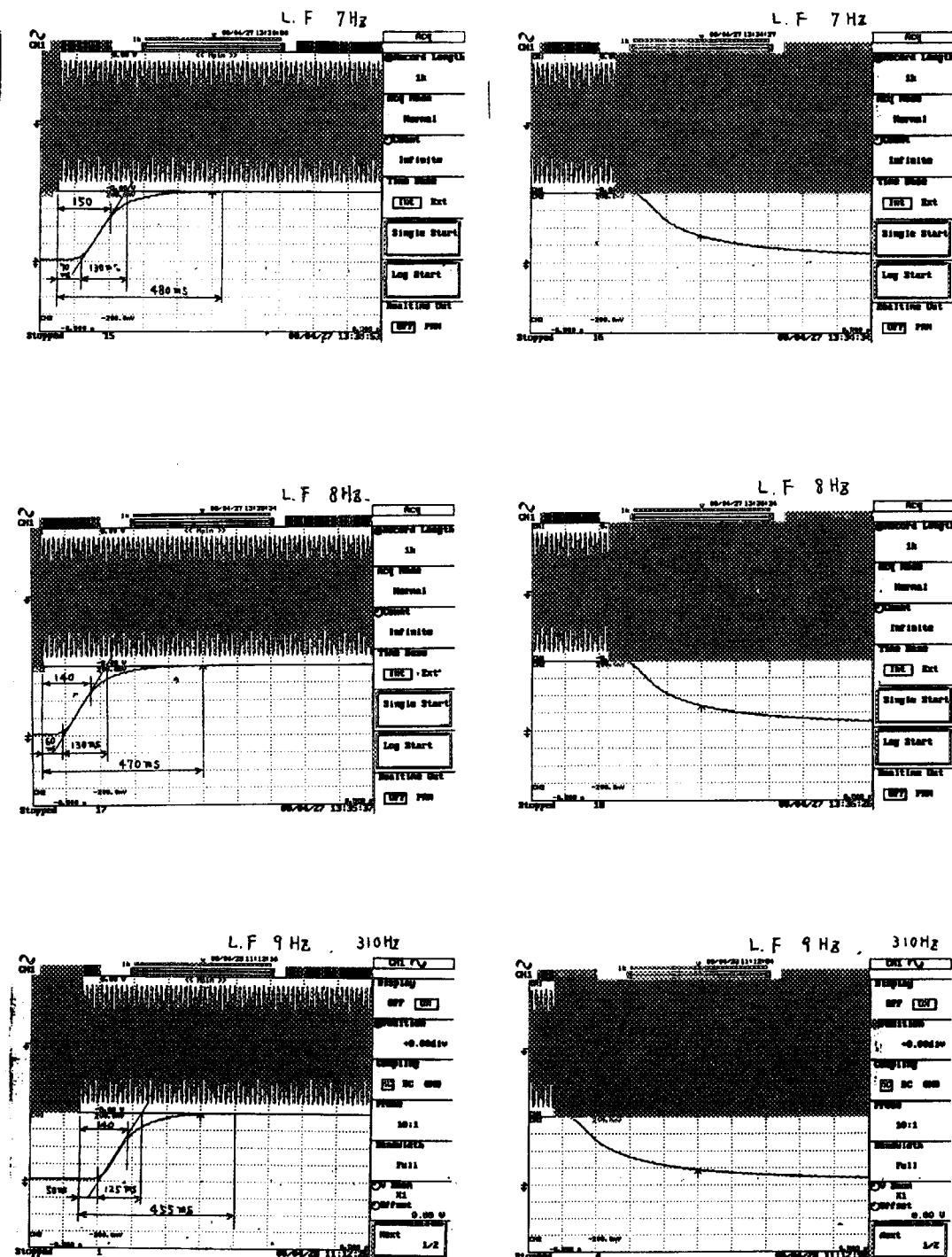


図 9.3.8 (3) カットオフ周波数の影響

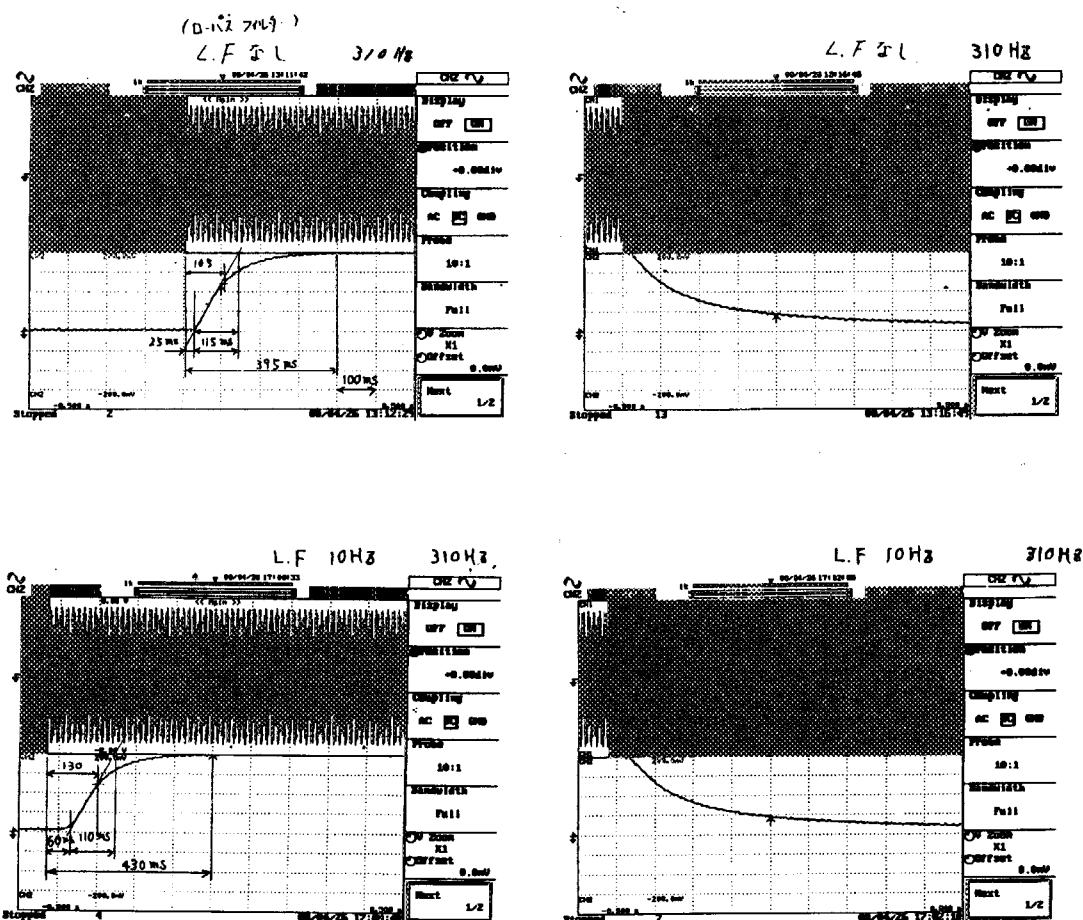


図9.3.8 (4) カットオフ周波数の影響

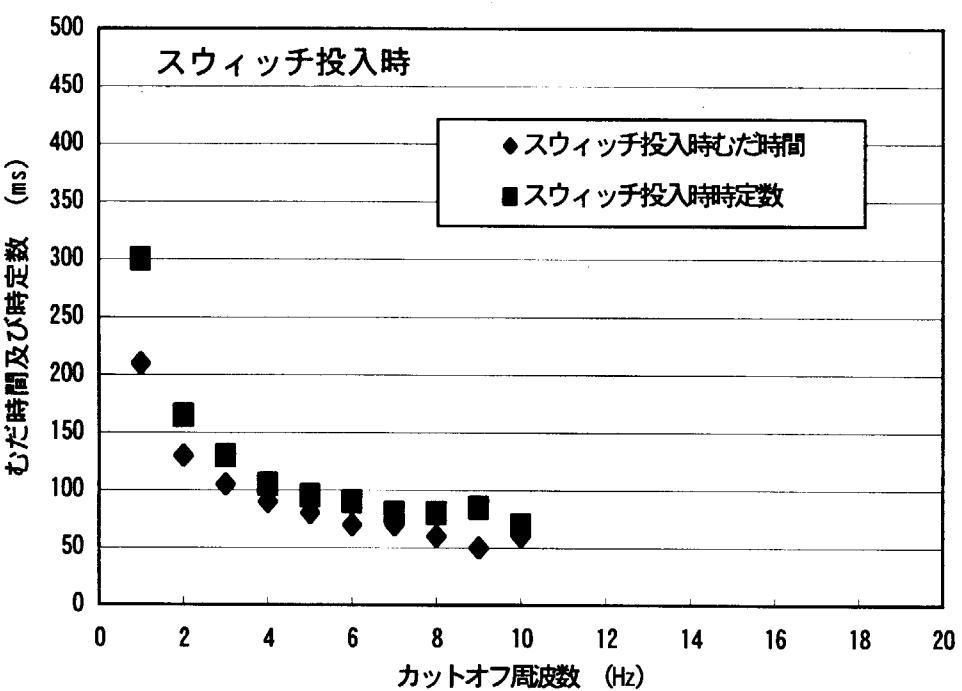


図 9.3.9 交直変換器及びフィルターのステップ応答
カットオフ周波数の影響 (入力周波数 = 310 Hz)

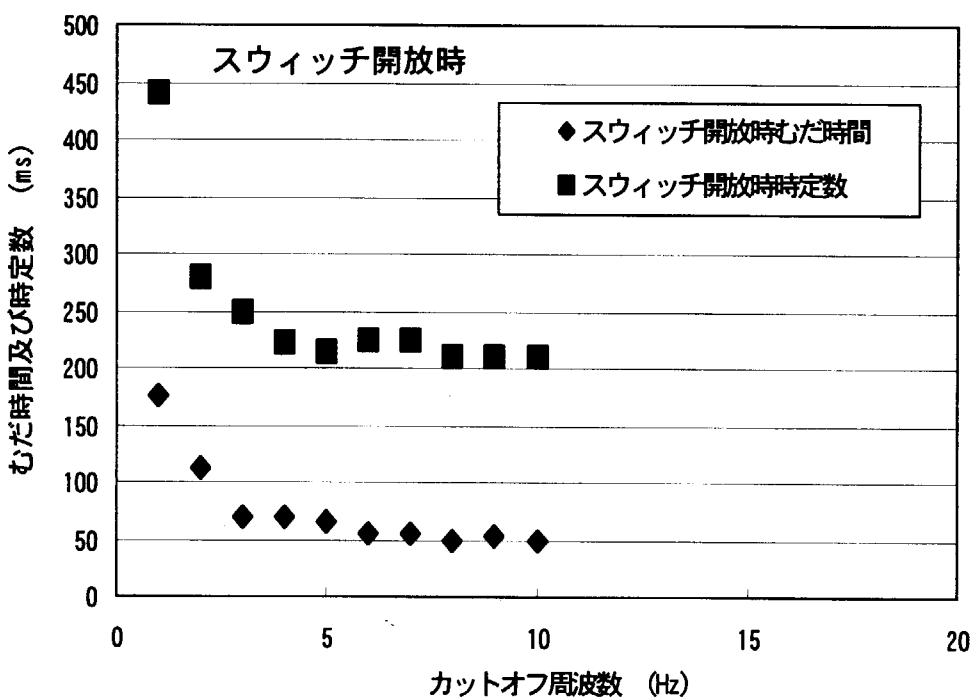


図 9.3.10 交直変換器及びフィルターのステップ応答
カットオフ周波数の影響 (入力周波数 = 310 Hz)

付録 1

円管内二相流における中心電極と流路壁電極間の電気抵抗についての検討

1. まとめ

円管流路中に2相流が存在するときの、中心電極と円管流路壁電極の間の電気抵抗は次式で表せる。

(1) ボイド率の水平分布が平坦の場合

$$\therefore R/R_{\alpha=0} = \frac{1}{1-\alpha} \quad \text{①}$$

$$\dot{I}/\dot{I}_{\alpha=0} = 1 - \alpha \quad \text{①'}$$

(2) ボイド率分布が流路中心にピークを持つ放物型の場合

$$\therefore R/R_{\alpha=0} = \frac{1}{1-\alpha_i} = \frac{1}{1-\bar{\alpha} - \frac{1}{2}\Delta\alpha} \quad \text{⑦}$$

$$\dot{I}/\dot{I}_{\alpha=0} = 1 - \alpha_i = 1 - \bar{\alpha} - \frac{1}{2}\Delta\alpha \quad \text{⑦'}$$

ここで、

R : 流路電気抵抗

$R_{\alpha=0}$: ボイド率がゼロのときの流路電気抵抗

\dot{I} : 流路電流

$\dot{I}_{\alpha=0}$: ボイド率がゼロのときの流路電流

α : ボイド率

α_i : 流路中心のボイド率

$\Delta\alpha$: 流路中心と流路外周のボイド率の差

$\bar{\alpha}$: 断面平均ボイド率

以下に、上諸式の導出の過程と、ボイド率分布がボイド率計測に及ぼす影響を上諸式で見積もった結果を示す。

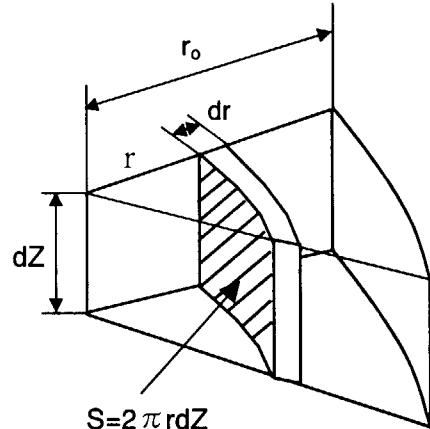
2. 関係式の導出

円管流路中に2相流が存在するときの、中心電極と円管流路壁電極の間の電気抵抗は次式で表せる。

$$R = \int_0^{r_0} \rho \frac{dr}{S}$$

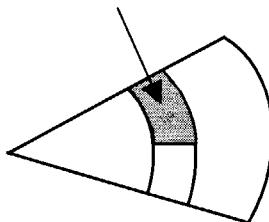
ここで、

- R : 電気抵抗
- ρ : 2相流の電気比抵抗
- S : 電流通過面積
- r : 中心電極からの距離
- r_0 : 円管流路半径



2相流がボイド率 α であるとき、電流通過面積 S_α が下図のようになるとする。

$$S_\alpha = 2\pi r(1-\alpha)dZ$$



(1) ボイド分布が平坦の場合の電気抵抗

ボイド率分布が平坦である場合の電気抵抗は次のようになる。

$$R = \int_{r_i}^{r_0} \rho \frac{dr}{2\pi r(1-\alpha)\Delta Z}$$

$$= \frac{\rho}{2\pi(1-\alpha)\Delta Z} \int_{r_i}^{r_0} \frac{dr}{r}$$

$\alpha=0$ のときの R を $R_{\alpha=0}$ とおくと

$$R_{\alpha=0} = \frac{\rho}{2\pi\Delta Z} \int_{r_i}^{r_0} \frac{dr}{r}$$

したがって、

$$\therefore R/R_{\alpha=0} = \frac{1}{1-\alpha} \quad ①$$

$$\dot{I}/\dot{I}_{\alpha=0} = 1-\alpha \quad ①'$$

(2) ポイド分布が放物型の場合の電気抵抗

ポイド率分布が円管流路中心で最大となる放物型分布である場合、ポイド分布は次式で表せる。

$$\frac{\alpha - \alpha_i}{\alpha_o - \alpha_i} = \left(\frac{r}{r_o} \right)^2 \quad ②$$

ここで、

α : ポイド率

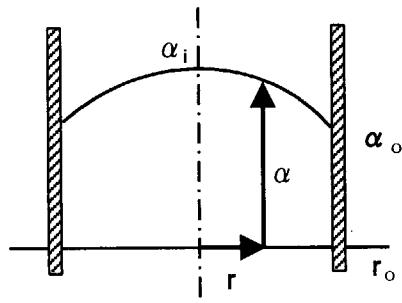
α_i : 流路中心のポイド率

α_o : 流路外周のポイド率

②式を変形すると、

$$\begin{aligned} \alpha &= (\alpha_o - \alpha_i) \left(\frac{r}{r_o} \right)^2 + \alpha_i \\ &= \alpha_i + (\alpha_o - \alpha_i) \left(\frac{r}{r_o} \right)^2 \end{aligned}$$

したがって、



$$\begin{aligned}
\bar{\alpha} &= \frac{\int_{r_i}^{r_o} 2\pi r \alpha dr}{\int_{r_i}^{r_o} 2\pi r dr} = \frac{2\pi \int_{r_i}^{r_o} r \left[\alpha_i - (\alpha_i - \alpha_o) \left(\frac{r}{r_o} \right)^2 \right] dr}{\left[\pi r^2 \right]_{r_i}^{r_o}} \\
&= \frac{2\pi \left[\alpha_i \frac{r^2}{2} - (\alpha_i - \alpha_o) \left(\frac{1}{r_o^2} \right) \frac{r^4}{4} \right]_{r_i}^{r_o}}{\pi (r_o^2 - r_i^2)} \\
&= \frac{2 \left[\alpha_i \frac{r_o^2 - r_i^2}{2} - (\alpha_i - \alpha_o) \frac{1}{4r_o^2} (r_o^4 - r_i^4) \right]}{r_o^2 - r_i^2} \\
&= \frac{2\alpha_i (r_o^2 - r_i^2) r_o^2 - (\alpha_i - \alpha_o) (r_o^4 - r_i^4)}{2r_o^2 (r_o^2 - r_i^2)} \\
&= \frac{2\alpha_i r_o^2 - (\alpha_i - \alpha_o) (r_o^2 + r_i^2)}{2r_o^2} \\
&= \alpha_i - \frac{1}{2} (\alpha_i - \alpha_o) \left(1 + \left(\frac{r_i}{r_o} \right)^2 \right) = \alpha_i - \frac{1}{2} \Delta \alpha \left(1 + \left(\frac{r_i}{r_o} \right)^2 \right)
\end{aligned}$$

上式で $r_i \rightarrow 0$ なら、

$$\bar{\alpha} = \alpha_i - \frac{1}{2} \Delta \alpha \quad (\Delta \alpha = \alpha_i - \alpha_o) \quad (3)$$

このボイド分布のときの電気抵抗Rは次のような。

$$\begin{aligned}
R &= \int_{r_i}^{r_o} \rho \frac{dr}{2\pi r(1-\alpha) \Delta Z} \\
&= \frac{\rho}{2\pi \Delta Z} \int_{r_i}^{r_o} \frac{dr}{r \left[1 - \left\{ (\alpha_o - \alpha_i) \left(\frac{r}{r_o} \right)^2 + \alpha_i \right\} \right]} \\
&= \frac{\rho}{2\pi \Delta Z} \int_{r_i}^{r_o} \frac{dr/r_o}{\frac{r}{r_o} \left[(\alpha_i - \alpha_o) \left(\frac{r}{r_o} \right)^2 + 1 - \alpha_i \right]} \\
&= \frac{\rho}{2\pi \Delta Z (\alpha_i - \alpha_o)} \int_{r_i}^{r_o} \frac{dr/r_o}{\frac{r}{r_o} \left[\left(\frac{r}{r_o} \right)^2 + \frac{1 - \alpha_i}{\alpha_i - \alpha_o} \right]} \\
&= \frac{\rho}{2\pi \Delta Z (\alpha_i - \alpha_o)} \int_{r_i}^{r_o} \left[\frac{1}{\frac{r}{r_o}} - \frac{\frac{r}{r_o}}{\left(\frac{r}{r_o} \right)^2 + \frac{1 - \alpha_i}{\alpha_i - \alpha_o}} \right] \frac{dr}{\left(\frac{1 - \alpha_i}{\alpha_i - \alpha_o} \right)} \\
&= \frac{\rho}{2\pi \Delta Z (1 - \alpha_i)} \int_{r_i}^{r_o} \left[\frac{1}{\frac{r}{r_o}} - \frac{\frac{r}{r_o}}{\left(\frac{r}{r_o} \right)^2 + \frac{1 - \alpha_i}{\alpha_i - \alpha_o}} \right] \frac{dr}{r_o} \\
&= \frac{\rho}{2\pi \Delta Z (1 - \alpha_i)} \left[\ln(r) \Big|_{r_i}^{r_o} - \frac{1}{2} \ln \left(\left(\frac{r}{r_o} \right)^2 + \frac{1 - \alpha_i}{\alpha_i - \alpha_o} \right) \Big|_{r_i}^{r_o} \right] \\
&= \frac{\rho}{2\pi \Delta Z (1 - \alpha_i)} \left[\ln \left(\frac{r_o}{r_i} \right) - \frac{1}{2} \left\{ \ln \left(1 + \frac{1 - \alpha_i}{\alpha_i - \alpha_o} \right) - \ln \left(\left(\frac{r_i}{r_o} \right)^2 + \frac{1 - \alpha_i}{\alpha_i - \alpha_o} \right) \right\} \right] \\
&= \frac{\rho}{2\pi \Delta Z (1 - \alpha_i)} \left[\ln \left(\frac{r_o}{r_i} \right) + \frac{1}{2} \ln \frac{\left(\frac{r_i}{r_o} \right)^2 + \frac{1 - \alpha_i}{\alpha_i - \alpha_o}}{1 + \frac{1 - \alpha_i}{\alpha_i - \alpha_o}} \right]
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
R &= \frac{\rho}{4\pi\Delta Z(1-\alpha_i)} \left[\ln\left(\frac{r_o}{r_i}\right)^2 \frac{\left(\frac{r_i}{r_o}\right)^2 + \frac{1-\alpha_i}{\alpha_i - \alpha_o}}{1 + \frac{1-\alpha_i}{\alpha_i - \alpha_o}} \right] \\
&= \frac{\rho}{4\pi\Delta Z(1-\alpha_i)} \ln \frac{(\alpha_i - \alpha_o) + (1-\alpha_i)\left(\frac{r_o}{r_i}\right)^2}{1 - \alpha_o}
\end{aligned} \tag{4}$$

$\alpha=0$ のときの R を $R_{\alpha=0}$ とおくと、 $R_{\alpha=0}$ は次式のようになる。

$$R_{\alpha=0} = \frac{\rho \ln(r_o/r_i)}{2\pi\Delta Z} \tag{5}$$

④、⑤式から、

$$\begin{aligned}
\therefore \frac{R}{R_{\alpha=0}} &= \frac{\frac{\rho}{4\pi\Delta Z(1-\alpha_i)} \ln \frac{(\alpha_i - \alpha_o) + (1-\alpha_i)\left(\frac{r_o}{r_i}\right)^2}{1 - \alpha_o}}{\frac{\rho}{2\pi\Delta Z} \ln\left(\frac{r_o}{r_i}\right)} \\
&= \frac{1}{(1-\alpha_i)} \frac{\ln \frac{(\alpha_i - \alpha_o) + (1-\alpha_i)\left(\frac{r_o}{r_i}\right)^2}{1 - \alpha_o}}{\ln\left(\frac{r_o}{r_i}\right)^2}
\end{aligned} \tag{6}$$

上式は、ボイド分布が平坦の場合にも成立する。ボイド分布が平坦なら、 $\alpha_i = \alpha_o$ であり、電気抵抗比 $R/R_{\alpha=0}$ は次式のようになる。

$$\frac{R}{R_{\alpha=0}} = \frac{1}{1-\alpha_i} = \frac{1}{1-\alpha} \quad (\text{ポイド分布が平坦のとき})$$

この式は、③式と同じである。

また、ポイド分布が平坦でない場合 ($\alpha_i \neq \alpha_0$ なら) には、 $r_i \rightarrow 0$ なら

$$\begin{aligned}
 \frac{R}{R_{\alpha=0}} &= \lim_{r_i \rightarrow 0} \frac{1}{1-\alpha_i} \frac{\ln \frac{(\alpha_i - \alpha_0) + (1-\alpha_i) \left(\frac{r_o}{r_i} \right)^2}{1-\alpha_o}}{\ln \left(\frac{r_o}{r_i} \right)^2} \\
 &= \frac{1}{1-\alpha_i} \lim_{r_i \rightarrow 0} \frac{\frac{(1-\alpha_o)(1-\alpha_i) \frac{-r_o^2 2r_i}{r_i^4}}{\left(\frac{r_o}{r_i} \right)^2}}{\frac{1}{r_i} \frac{-r_o^2 2r_i}{r_i^4}} \\
 &= \frac{1}{1-\alpha_i} \lim_{r_i \rightarrow 0} \frac{\frac{(1-\alpha_o)(1-\alpha_i) \frac{-2r_o^2}{r_i^3}}{\left(\frac{r_o}{r_i} \right)^2}}{\frac{-2}{r_i}} \\
 &= \frac{1}{1-\alpha_i} \lim_{r_i \rightarrow 0} \frac{\frac{(1-\alpha_o)(1-\alpha_i) \frac{-2r_o^2}{r_i^2}}{-2 \left\{ (\alpha_i - \alpha_0) + (1-\alpha_i) \left(\frac{r_o}{r_i} \right)^2 \right\} (1-\alpha_o)}}{\left(\frac{r_o}{r_i} \right)^2} \\
 &= \frac{1}{1-\alpha_i} \lim_{r_i \rightarrow 0} \frac{\frac{(1-\alpha_i) r_o^2}{\left\{ (\alpha_i - \alpha_0) r_i^2 + (1-\alpha_i) r_o^2 \right\}}}{\left(\frac{r_o}{r_i} \right)^2} \\
 &= \frac{1}{1-\alpha_i} \tag{7}
 \end{aligned}$$

したがって、

$$\dot{I}/\dot{I}_{\alpha=0} = 1 - \alpha_i = 1 - \bar{\alpha} - \frac{1}{2} \Delta \alpha \quad ⑦'$$

⑦式はボイド分布が平坦のときの式①と異なる。

⑦' と①' を比較すると⑦' 式の $-1/2 \Delta \alpha$ の項がボイド分布の影響を示す。

3. ポイド分布のポイド率計測に及ぼす影響の数値テスト

流路中心にピークを持つ放物型のポイド率分布のときの、中心電極の場合の電流比は、下記の⑦'式により、記述できる。

$$\frac{I}{I_{\alpha=0}} = 1 - \alpha_i = 1 - \bar{\alpha} - \frac{1}{2} \Delta \alpha \quad ⑦'$$

この式を用いて、ポイド分布が電流比 $I/I_{\alpha=0}$ に及ぼす定量的影響を調べることができる。

(1) ポイド率分布比が一定の場合

ポイド率分布比 (= ピークポイド率 / 周辺ポイド率) が一定であると仮定する。このとき、

$$\frac{\alpha_i}{\alpha_o} = K_{\max}$$

したがって、

$$\Delta \alpha = \alpha_i - \alpha_o = \left(1 - \frac{1}{K_{\max}}\right) \alpha_i$$

また、放物型分布では、

$$\bar{\alpha} = \alpha_i - \frac{1}{2} \Delta \alpha$$

なので、

$$\bar{\alpha} = \frac{\Delta \alpha}{1 - \frac{1}{K_{\max}}} - \frac{1}{2} \Delta \alpha = \frac{K_{\max} + 1}{2(K_{\max} - 1)} \Delta \alpha$$

上式を⑦'式に代入すると、

$$\frac{I}{I_{\alpha=0}} = 1 - \bar{\alpha} - \frac{1}{2} \Delta \alpha = 1 - \bar{\alpha} - \left(\frac{1}{2}\right) \frac{2(K_{\max} - 1)}{K_{\max} + 1} \bar{\alpha}$$

すなわち、

$$\frac{I}{I_{\alpha=0}} = 1 - \frac{2K_{\max}}{K_{\max} + 1} \bar{\alpha}$$

これをグラフ化すると、右図のようになる。

すなわち、電流比と平均ポイド率には、直線関係があり、ポイド分布の著しいとき電流比は小さくなる。

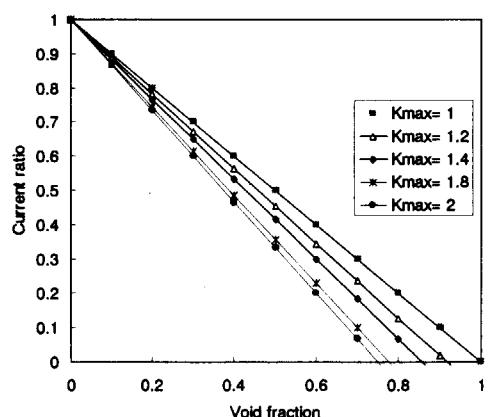


図 1 平均ポイド率と電流比の関係
(ポイド分布比 K_{\max} が一定のとき)

(2) ボイド率偏差がボイド率の関数の場合

流路中心と流路周辺のボイド率の差 (=ボイド率偏差) $\Delta\alpha$ は、ボイド分布の著しさの程度の尺度 a で、次のように表せると仮定する (右上図参照)。

$$\Delta\alpha = a\bar{\alpha}(1-\bar{\alpha})$$

ここで仮定するボイド率分布では、平均ボイド率 = 0.5 のときボイド率偏差は最も大きく、平均ボイド率が 0.5 を越えると、ボイド率の増加とともにボイド率偏差は小さくなる。

上式を⑦' 式に代入すると、

$$\frac{I}{I_{a=0}} = 1 - \bar{\alpha} - \frac{1}{2}a\bar{\alpha}(1-\bar{\alpha})$$

これをグラフ化すると、右下図のようになる。すなわち、ボイド分布の著しいとき電流比は小さく、電流比と平均ボイド率の関係はボイド率がほぼ 0.2 以上のとき落ち込む形になる。この傾向は校正試験結果と同じである。

以上の検討により、次のことがわかる。

(1) 流路の水平断面内にボイド率の分布があると、電流比と平均ボイド率の関係は、ボイド率がほぼ 0.2 以上のとき落ち込む形になる。

(2) 水平断面内のボイド率の分布が激しいほど、電流比と平均ボイド率の関係に見られる落ち込みは激しい。

(3) ボイド率計の校正試験結果に見られる、ボイド率がほぼ 0.2 ~ 0.6 の範囲の電流比の落ち込みの理由の一つとして、ボイド分布が考えられる。

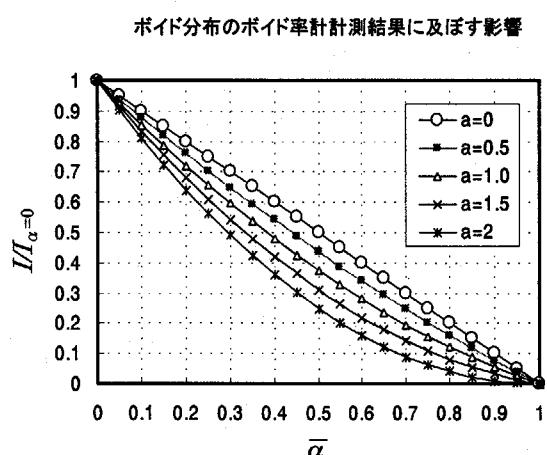
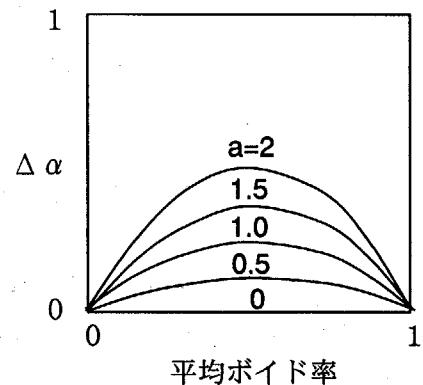


図2 平均ボイド率と電流比の関係
(ボイド率偏差 $\Delta\alpha = a\bar{\alpha}(1-\bar{\alpha})$ のとき)

付録 2

ボイド率計の原理と外部インピーダンスの影響の補正についての検討

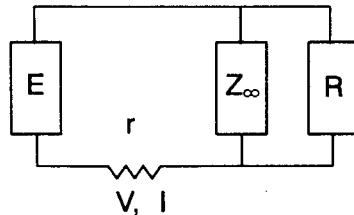
1. まとめ

円管流路でボイド率分布が平坦の場合（付録 1 の①式参照）、ボイド率 $\alpha=0$ のときの流路電気抵抗 R を $R_{\alpha=0}$ とし、流路電流 I_R を $I_{R,\alpha=0}$ とすると、

$$\alpha = 1 - \frac{R_{\alpha=0}}{R} = 1 - \frac{I_R}{I_{R,\alpha=0}} \quad (3)$$

上式により、流路電流を計測することにより、ボイド率を求めることができる。

流路電流を計測する回路を右図のように構成したとき、外部インピーダンスや負荷抵抗が回路電流に影響する。その結果、上式は、下式のようになる。



$$\begin{aligned} \therefore \alpha &= \frac{1 - \left(\frac{\dot{I}}{\dot{I}_{\alpha=0}} \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{r}{R_{\alpha=0}} \left(1 - \frac{\dot{I}}{\dot{I}_{\alpha=0}} \right) \left(1 + \frac{R_{\alpha=0}}{Z_{\infty}} \right)} \right)}{1 - \left(\frac{\dot{I}_{\alpha=1}}{\dot{I}_{\alpha=0}} \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{r}{R_{\alpha=0}} \left(1 - \frac{\dot{I}_{\alpha=1}}{\dot{I}_{\alpha=0}} \right) \left(1 + \frac{R_{\alpha=0}}{Z_{\infty}} \right)} \right)} \end{aligned} \quad (8)$$

(1) $r \ll R_{\alpha=0}$ のとき

(8)式は、 $r \ll R_{\alpha=0}$ のとき、次のように簡略化される。

$$\alpha = \frac{1 - \left(\frac{\dot{I}}{\dot{I}_{\alpha=0}} \right)}{1 - \left(\frac{\dot{I}_{\alpha=1}}{\dot{I}_{\alpha=0}} \right)} \quad (9)$$

更に、 Z_{∞} が大きく、 $\dot{I}_{\alpha=1} \ll \dot{I}_{\alpha=0}$ なら、(9)式は次式のように簡略化される。

$$\alpha = 1 - \left(\frac{\dot{I}}{\dot{I}_{\alpha=0}} \right) \quad (10)$$

(2) $Z_{\infty} \gg R_{\alpha=0}$ のとき

一方、(8)式は $Z_{\infty} \gg R_{\alpha=0}$ のとき、次のように簡略化される。

$$\alpha = 1 - \left(\frac{\dot{I}}{\dot{I}_{\alpha=0}} \right) \frac{1}{1 + \frac{r}{R_{\alpha=0}} \left(1 - \frac{\dot{I}}{\dot{I}_{\alpha=0}} \right)} \quad (11)$$

更に、 $r \ll R_{\alpha=0}$ なら、(11)式は次のように簡略化される。次式は(10)式と同じである。

$$\alpha = 1 - \frac{\dot{I}}{\dot{I}_{\alpha=0}}$$

以下に、上諸式(8)～(11)の導出の過程を示す。

2. 関係式の導出

ボイド率 α の 2 相流が流れる流路の電気抵抗を R とし、これに印加電圧 E の電源を接続したときの等価回路は、前ページの図のように考えられる。ただし、 z_∞ は外部インピーダンスであり、 r は回路を流れる電流 I を測定するための負荷抵抗である。

右図の等価回路の全インピーダンスは、次式のようになる。

$$z_{total} = \frac{1}{\frac{1}{z_\infty} + \frac{1}{R}} + r \quad (1)$$

ここで、

- z_{total} : 全インピーダンス
- z_∞ : 外部インピーダンス
- R : ボイド率 α の 2 相流が流れる流路の電気抵抗
- r : 負荷抵抗

従って、

$$\dot{I} = \frac{\dot{E}}{z_{total}} \quad ; \quad \dot{V} = r \dot{I} \quad (2)$$

円管流路でボイド率分布が平坦の場合（付録 1 の①式参照）、ボイド率 $\alpha=0$ のときの R を $R_{\alpha=0}$ として、

$$R = \frac{R_{\alpha=0}}{1-\alpha} \quad (3)$$

(1),(2),(3)から、

$$\dot{I} = \frac{\dot{E}}{\left(\frac{1}{\frac{1}{z_\infty} + \frac{1}{R}} + r \right)} \quad (4)$$

$\alpha=0$ のときの電流 \dot{I} を $\dot{I}_{\alpha=0}$ とおけば、

$$\dot{I}_{\alpha=0} = \frac{\dot{E}}{\left(\frac{1}{\frac{1}{z_\infty} + \frac{1}{R_{\alpha=0}}} + r \right)} \quad (5)$$

(4),(5)から

$$\frac{\dot{I}}{I_{\alpha=0}} = \frac{\frac{1}{\frac{1}{z_\infty} + \frac{1}{R_{\alpha=0}}} + r}{\frac{1}{z_\infty} + \frac{1}{R}}$$

上式を変形して、

$$\frac{1}{\frac{1}{z_\infty} + \frac{1}{R}} + r = \frac{\dot{I}_{\alpha=0}}{\dot{I}} \left(\frac{1}{\frac{1}{z_\infty} + \frac{1}{R_{\alpha=0}}} + r \right)$$

$$\frac{1}{\frac{1}{z_\infty} + \frac{1}{R}} = \frac{\dot{I}_{\alpha=0}}{\dot{I}} \left(\frac{1}{\frac{1}{z_\infty} + \frac{1}{R_{\alpha=0}}} + r \right) - r$$

$$\frac{1}{z_\infty} + \frac{1}{R} = \frac{1}{\frac{\dot{I}_{\alpha=0}}{\dot{I}} \left(\frac{1}{\frac{1}{z_\infty} + \frac{1}{R_{\alpha=0}}} + r \right) - r}$$

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{\frac{\dot{I}_{\alpha=0}}{\dot{I}} \left(\frac{1}{\frac{1}{z_\infty} + \frac{1}{R_{\alpha=0}}} + r \right) - r} - \frac{1}{z_\infty}$$

一方、(3)式から

$$\begin{aligned}
1 - \alpha &= \frac{R_{\alpha=0}}{R} = R_{\alpha=0} \left(\frac{1}{\frac{\dot{I}_{\alpha=0}}{\dot{I}} \left(\frac{1}{\frac{1}{z_\infty} + \frac{1}{R_{\alpha=0}}} + r \right) - r} - \frac{1}{z_\infty} \right) \\
\alpha &= 1 - \frac{\frac{R_{\alpha=0}}{z_\infty} + \frac{R_{\alpha=0}}{z_\infty}}{\frac{\dot{I}_{\alpha=0}}{\dot{I}} \left(\frac{1}{\frac{1}{z_\infty} + \frac{1}{R_{\alpha=0}}} + r \right) - r} \quad (6)
\end{aligned}$$

(6)から

$$\begin{aligned}
\alpha &= 1 - \frac{\frac{\dot{I}}{\dot{I}_{\alpha=0}} + \frac{R_{\alpha=0}}{z_\infty}}{\left(\frac{1}{\frac{R_{\alpha=0}}{z_\infty} + 1} + \frac{r}{R_{\alpha=0}} \right) - \left(\frac{r}{R_{\alpha=0}} \right) \left(\frac{\dot{I}}{\dot{I}_{\alpha=0}} \right)} + \frac{R_{\alpha=0}}{z_\infty} \\
&= 1 - \frac{\frac{\dot{I}}{\dot{I}_{\alpha=0}} + \frac{R_{\alpha=0}}{z_\infty}}{\frac{1}{1 + \frac{R_{\alpha=0}}{z_\infty}} + \frac{r}{R_{\alpha=0}} \left(1 - \frac{\dot{I}}{\dot{I}_{\alpha=0}} \right)} + \frac{R_{\alpha=0}}{z_\infty}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\alpha &= 1 - \left(\frac{\dot{I}}{I_{\alpha=0}} \right) \left\{ \frac{1 + \frac{R_{\alpha=0}}{z_\infty}}{1 + \frac{r}{R_{\alpha=0}} \left(1 - \frac{\dot{I}}{I_{\alpha=0}} \right) \left(1 + \frac{R_{\alpha=0}}{z_\infty} \right)} \right\} + \frac{R_{\alpha=0}}{z_\infty} \\
&= \left(1 + \frac{R_{\alpha=0}}{z_\infty} \right) \left\{ 1 - \left(\frac{\dot{I}}{I_{\alpha=0}} \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{r}{R_{\alpha=0}} \left(1 - \frac{\dot{I}}{I_{\alpha=0}} \right) \left(1 + \frac{R_{\alpha=0}}{z_\infty} \right)} \right) \right\}
\end{aligned}$$

$\alpha=1$ のとき、 $\dot{I}=I_{\alpha=1}$ とすると

$$1 = \left(1 + \frac{R_{\alpha=0}}{z_\infty} \right) \left\{ 1 - \left(\frac{\dot{I}_{\alpha=1}}{I_{\alpha=0}} \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{r}{R_{\alpha=0}} \left(1 - \frac{\dot{I}_{\alpha=1}}{I_{\alpha=0}} \right) \left(1 + \frac{R_{\alpha=0}}{z_\infty} \right)} \right) \right\} \quad (7)$$

上の 2 式から

$$\begin{aligned}
&1 - \left(\frac{\dot{I}}{I_{\alpha=0}} \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{r}{R_{\alpha=0}} \left(1 - \frac{\dot{I}}{I_{\alpha=0}} \right) \left(1 + \frac{R_{\alpha=0}}{z_\infty} \right)} \right) \\
\therefore \alpha &= \frac{1 - \left(\frac{\dot{I}_{\alpha=1}}{I_{\alpha=0}} \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{r}{R_{\alpha=0}} \left(1 - \frac{\dot{I}_{\alpha=1}}{I_{\alpha=0}} \right) \left(1 + \frac{R_{\alpha=0}}{z_\infty} \right)} \right)}{1 - \left(\frac{\dot{I}}{I_{\alpha=0}} \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{r}{R_{\alpha=0}} \left(1 - \frac{\dot{I}}{I_{\alpha=0}} \right) \left(1 + \frac{R_{\alpha=0}}{z_\infty} \right)} \right)} \quad (8)
\end{aligned}$$

(1) $r \ll R_{\alpha=0}$ の場合

(8)は、 $r \ll R_{\alpha=0}$ のとき、次のようになる。

$$\alpha = \frac{1 - \left(\frac{\dot{I}}{\dot{I}_{\alpha=0}} \right)}{1 - \left(\frac{\dot{I}_{\alpha=1}}{\dot{I}_{\alpha=0}} \right)} \quad (9)$$

(9)式を付録1の①'式と比較すると、両者の差は分母にある。

すなわち、

付録1の①'式では、分母=1

$$(9) \text{式では、 分母} = 1 - \dot{I}_{\alpha=1} / \dot{I}_{\alpha=0}$$

このことから、(9)式の分母に現れる $(1 - \dot{I}_{\alpha=1} / \dot{I}_{\alpha=0})$ が外部インピーダンスの影響を示す項であると考えられる。

外部インピーダンスが大きく、 $\dot{I}_{\alpha=1} \ll \dot{I}_{\alpha=0}$ なら(9)式は次式のように簡略化できる。

$$\alpha = 1 - \left(\frac{\dot{I}}{\dot{I}_{\alpha=0}} \right) \quad (10)$$

すなわち、ボイド率分布が平坦であり、外部インピーダンスが無視できればボイド率と電流比の関係は(10)式のように表せる。

(2) $Z_{\infty} > R_{\alpha=0}$ の場合

(8)は、 $Z_{\infty} > R_{\alpha=0}$ のとき、次のようになる。

$$\alpha = \frac{1 - \left(\frac{\dot{I}}{\dot{I}_{\alpha=0}} \right) \frac{1}{1 + \frac{r}{R_{\alpha=0}} \left(1 - \frac{\dot{I}}{\dot{I}_{\alpha=0}} \right)}}{1 - \left(\frac{\dot{I}_{\alpha=1}}{\dot{I}_{\alpha=0}} \right) \frac{1}{1 + \frac{r}{R_{\alpha=0}} \left(1 - \frac{\dot{I}_{\alpha=1}}{\dot{I}_{\alpha=0}} \right)}} \quad (11)$$

$I_{\alpha=1} \approx 0$ と考えられるので

$$\alpha = 1 - \left(\frac{\dot{I}}{\dot{I}_{\alpha=0}} \right) \frac{1}{1 + \frac{r}{R_{\alpha=0}} \left(1 - \frac{\dot{I}}{\dot{I}_{\alpha=0}} \right)} \quad (11)$$

(11)式を付録1の①'式と比較すると、右辺第2項の

$$\frac{1}{1 + \frac{r}{R_{\alpha=0}} \left(1 - \frac{\dot{I}}{\dot{I}_{\alpha=0}} \right)}$$

に違いがある。このことから、上記の項が負荷抵抗の影響を示す項であると考えられる。
(11)式は、 $r \ll R_{\alpha=0}$ なら、次式のように簡略化される。

$$\alpha = 1 - \left(\frac{\dot{I}}{\dot{I}_{\alpha=0}} \right)$$

付録 3

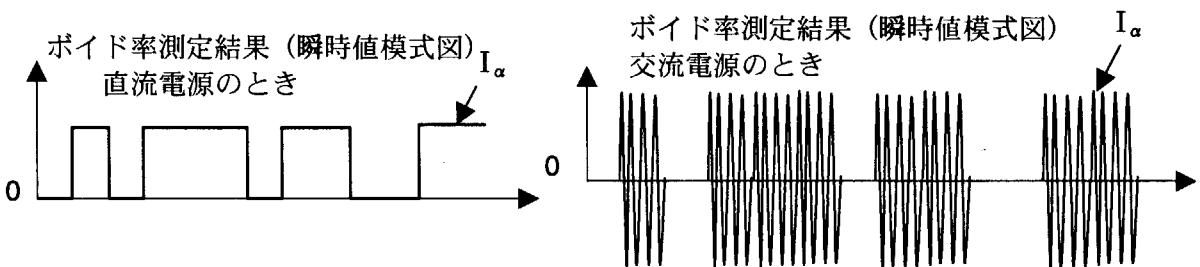
中心電極の ON-OFF の影響についての検討

ボイド率 0 %、15 %、50 % のときの負荷抵抗電圧の瞬時値の計測結果を図 1-3 に示す。なお、ソース電源は交流 500Hz としてある。図から、次のことがわかる。

- (1) 高ボイド率ほど、peak-to-peak 電圧、したがって実効値は減少している。これにより、電圧を測定してボイド率を知ることができる。
- (2) 瞬時電圧がゼロの時間帯がある。高ボイド率のときほど、この時間帯が長い。これにより、中心電極が絶縁状態になることがあると考えられる。この理由として、中心電極長さに比べて気泡が長く、中心電極が気泡で覆われることが考えられる。

以上のデータをもとに、以下の仮定を置く。

- (1) ボイド率計測結果の瞬時値は、高ボイド率のとき下図のように、ON-OFF 関数になる。



- (2) 実効電圧比（または実効電流比）は、中心電極の ON-OFF により、次のように時間平均化される。ここで、 $k(t)$ は中心電極が ON のとき 1 で、OFF のとき 0 の関数である。

$$\frac{\bar{I}}{I_0} = \frac{\int \left(\frac{I_\alpha}{I_0} \right) k(t) dt}{\int dt} = \left(\frac{I_\alpha}{I_0} \right) \left(\frac{\int k(t) dt}{\int dt} \right)$$

上記の仮定は、実験結果から見て、妥当な仮定であると考えられる。

更に、以下の仮定を置く。

- (3) $k(t)=1.0$ の時間比は水率 $1-\alpha$ に比例する。すなわち、

$$\frac{\int k(t) dt}{\int dt} = (1-\alpha)$$

付録 1 に示すように、ボイドが水平断面一様分布な

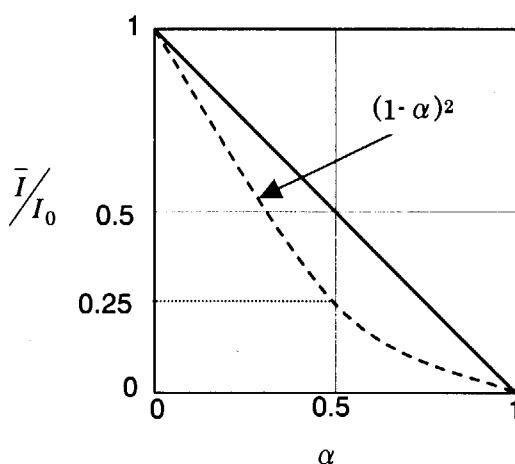
ら $\frac{I_\alpha}{I_0} = 1 - \alpha$ と考えられる。

以上から、中心電極が ON-OFF となるときの電流比とボイド率の関係は下式のようになる。

$$\frac{\bar{I}}{I_0} = (1-\alpha)(1-\alpha) = (1-\alpha)^2$$

この関係式を図示すると右図のようになる。すなわち、中心電極の ON-OFF により、ボイド率と電流比の関係は下に垂れ下がった曲線になる。

5 章に示したように、ボイド率と電流比の実際の関係は下に垂れ下がった曲線であった。この理由のひとつとして、上記のように、中心電極の ON-OFF が考えられる。



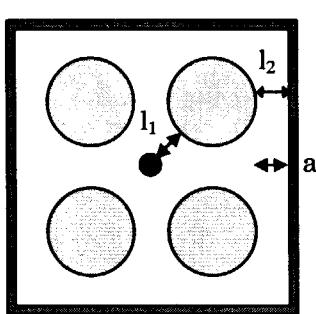
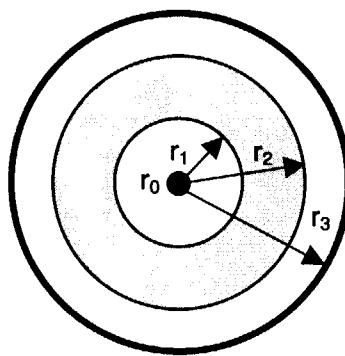
付録 4

ボイド分布の計測結果に及ぼす影響

1. 概要

開発したコンダクタンス式ボイド率計では、ボイド率に応じて変化する流路電気抵抗を測定して、ボイド率を求める。

下記の 2×2 管群流路において、水平方向ボイド分布があり、そのため中心サブチャンネルと周辺サブチャンネルのボイド率に差があるとき、コンダクタンス式ボイド率計で測定されたボイド率に及ぼすボイド分布の影響を評価する。

(1) 2×2 管群流路

(2) 相当する同心円流路

2. 計算方法

(1) 上図(1)に示す 2×2 管群流路（管群が導電性の場合）では、電流のパスは中心電極と管群内面(l_1)及び管群外面と流路壁(l_2)となり、ここで電気抵抗が生ずる。この電気抵抗を、上図(2)の同心円流路で模擬できると仮定する。

この仮定では、管群外面と流路壁の電流パスを、位置に関わりなく、等価であるとして扱っており、これは実際とは異なる。即ち、上左図の l_2 も a も等価として扱っているが、実際の電流のパスは l_2 （8方向ある。）であり、 a は電流のパスとしては作用しない。したがって、この仮定は、管群外面と流路壁の電気抵抗を過小評価する。

(2) 管群流路の中心サブチャンネル及び周辺サブチャンネルは、それぞれ同心円流路の中心円部及び外側円環部に相当するとする。それぞれ、相当する領域で、面積、ボイド率は等しいとする。

2×2 管群流路	同心円流路
中心サブチャンネル面積	= 中心円部面積
中心サブチャンネルボイド率	= 中心円部ボイド率
周辺サブチャンネル面積	= 外側円環部面積
周辺サブチャンネルボイド率	= 外側円環部ボイド率

外側円環部の電気抵抗は、(1)に述べたように、電流パス l_2 の電気抵抗に主として依存する。

したがって、電気抵抗は a 部のボイド率よりも、 l_2 部のボイド率に依存する。 a 部のボイド率と l_2 部のボイド率は等しいかどうかは不明であるが、ここでは等しいと仮定する。

(3) ボイド率と電気抵抗には、次式の関係があるとする。

$$\alpha = 1 - R_0/R \quad \text{または} \quad R = R_0 / (1 - \alpha)$$

この仮定は、これまでの校正試験結果からほぼ成立していると考えられる。

3. 関係式

(1) 平均ボイド率

平均ボイド率 $\bar{\alpha}$ は、以下の式で求められる。

$$\bar{\alpha} = \frac{\alpha_1 S_1 + \alpha_2 S_2}{S_1 + S_2} = \alpha_1 S'_1 + \alpha_2 S'_2$$

$$\text{ここで、 } S'_1 = \frac{S_1}{S_1 + S_2} ; \quad S'_2 = \frac{S_2}{S_1 + S_2}$$

S_1 ：中心円部面積

S_2 ：外側円環部面積

α_1 ：中心円部ボイド率

α_2 ：外側円環部ボイド率

(2) 電気抵抗から求めるボイド率

同心円流路の電気抵抗 R は、中心円部電気抵抗 R_1 と外側円環部電気抵抗 R_2 との直列回路とすると、

$$R = R_1 + R_2$$

同心円流路のボイド率 α_{12} と電気抵抗の関係は、

$$\alpha_{12} = 1 - \frac{R_{10} + R_{20}}{R_1 + R_2}$$

ここで、

R_{10} ：ボイド率がゼロのときの R_1

R_{20} ：ボイド率がゼロのときの R_2

中心円部及び外側円環部のボイド率と電気抵抗の関係は、

$$\alpha_1 = 1 - \frac{R_{10}}{R_1}$$

$$\alpha_2 = 1 - \frac{R_{20}}{R_2}$$

中心円部及び外側円環部の電気抵抗は、

$$R_{10} = \int_{r_0}^{r_1} \rho \frac{dr}{2\pi \Delta z} = \frac{\rho}{2\pi \Delta z} \ln(r_1/r_0)$$

$$R_{20} = \int_{r_2}^{r_3} \rho \frac{dr}{2\pi \Delta z} = \frac{\rho}{2\pi \Delta z} \ln(r_3/r_2)$$

$$\therefore \alpha_{12} = 1 - \frac{R_{10} + R_{20}}{R_1 + R_2}$$

$$\begin{aligned} &= 1 - \frac{R_{10} + R_{20}}{\frac{R_{10}}{1-\alpha_1} + \frac{R_{20}}{1-\alpha_2}} \\ &= 1 - \frac{(R_{10} + R_{20})(1-\alpha_1)(1-\alpha_2)}{R_{10}(1-\alpha_2) + R_{20}(1-\alpha_1)} \\ &= \frac{R_{10}(1-\alpha_2)\alpha_1 + R_{20}(1-\alpha_1)\alpha_2}{R_{10}(1-\alpha_2) + R_{20}(1-\alpha_1)} \end{aligned}$$

ここで $R'_{10} = \frac{R_{10}}{R_{10} + R_{20}}$; $R'_{20} = \frac{R_{20}}{R_{10} + R_{20}}$ とすると、

$$R'_{10} = \frac{\ell_n(r_1/r_0)}{\ell_n(r_1/r_0) + \ell_n(r_3/r_2)}$$

$$R'_{20} = \frac{\ell_n(r_3/r_2)}{\ell_n(r_1/r_0) + \ell_n(r_3/r_2)}$$

$$\alpha_{12} = \frac{R'_{10}(1-\alpha_2)\alpha_1 + R'_{20}(1-\alpha_1)\alpha_2}{R'_{10}(1-\alpha_2) + R'_{20}(1-\alpha_1)}$$

(3) ボイド率分布の仮定

$$\alpha_1 = K\bar{\alpha} \quad \text{とすると}$$

$$\alpha_2 = \frac{\bar{\alpha} - \alpha_1 S'_1}{S'_2} = \frac{\bar{\alpha} - K\bar{\alpha} S'_1}{S'_2} = \bar{\alpha} \frac{1 - KS'_1}{S'_2}$$

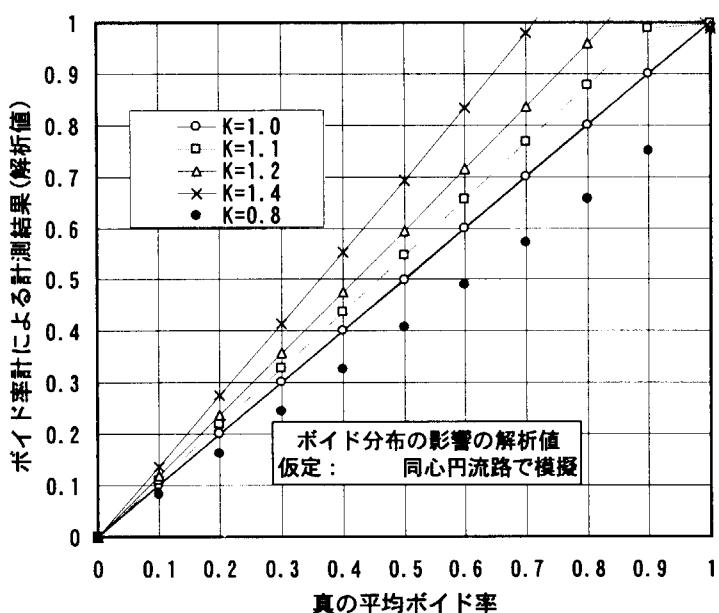
以上から、 r_0, r_1, r_2, r_3 が既知のとき、 K 及び $\bar{\alpha}$ を与えれば、 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_{12}$ を求めることができ、 $\bar{\alpha}$ と α_{12} の関係に及ぼす K (即ち、ボイド率分布) の影響がわかる。

4. α と α_{12} の関係

r_0, r_1, r_2, r_3 を、以下のように仮定して決める。

r_0	● 中心線電極半径 (1 mm)
r_1	● 同心円流路の中心円部面積が、 2×2 管群流路の中心サブチャンネルと同面積
r_2 及び r_3	● 同心円流路の中心円部面積が、 2×2 管群流路の中心サブチャンネルと同面積 ● 同心円流路の中心円部ギャップが、 2×2 管群流路の管群外面と流路壁のギャップと同長

この時の α (横軸) と α_{12} (縦軸) の関係を下図に示す。



This is a blank page.

国際単位系(SI)と換算表

表1 SI基本単位および補助単位

量	名称	記号
長さ	メートル	m
質量	キログラム	kg
時間	秒	s
電流	アンペア	A
熱力学温度	ケルビン	K
物質量	モル	mol
光度	カンデラ	cd
平面角	ラジアン	rad
立体角	ステラジアン	sr

表3 固有の名称をもつSI組立単位

量	名称	記号	他のSI単位による表現
周波数	ヘルツ	Hz	s ⁻¹
力	ニュートン	N	m·kg/s ²
圧力、応力	パスカル	Pa	N/m ²
エネルギー、仕事、熱量	ジュール	J	N·m
功率、放射束	ワット	W	J/s
電気量、電荷	クーロン	C	A·s
電位、电压、起電力	ボルト	V	W/A
静電容量	ファラード	F	C/V
電気抵抗	オーム	Ω	V/A
コンダクタンス	ジーメンス	S	A/V
磁束	ウェーバ	Wb	V·s
磁束密度	テスラ	T	Wb/m ²
インダクタンス	ヘンリー	H	Wb/A
セルシウス温度	セルシウス度	°C	
光束度	ルーメン	lm	cd·sr
照度	ルクス	lx	lm/m ²
放射能	ベクレル	Bq	s ⁻¹
吸収線量	グレイ	Gy	J/kg
線量等量	シーベルト	Sv	J/kg

表2 SIと併用される単位

名称	記号
分、時、日	min, h, d
度、分、秒	°, ', "
リットル	L
トン	t
電子ボルト	eV
原子質量単位	u

$$1 \text{ eV} = 1.60218 \times 10^{-19} \text{ J}$$

$$1 \text{ u} = 1.66054 \times 10^{-27} \text{ kg}$$

表5 SI接頭語

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

(注)

- 表1～5は「国際単位系」第5版、国際度量衡局1985年刊行による。ただし、1eVおよび1uの値はCODATAの1986年推奨値によった。
- 表4には海里、ノット、アール、ヘクタールも含まれているが日常の単位なのでここでは省略した。
- barは、JISでは流体の圧力を表わす場合に限り表2のカテゴリーに分類されている。
- EC開発理事会指令ではbar、barnおよび「血圧の単位」mmHgを表2のカテゴリーに入れている。

換 算 表

力	N($=10^5$ dyn)	kgf	lbf
	1	0.101972	0.224809
9.80665	1	2.20462	
4.44822	0.453592	1	

$$\text{粘度 } 1 \text{ Pa}\cdot\text{s}(\text{N}\cdot\text{s}/\text{m}^2) = 10 \text{ P(ボアズ)}(\text{g}/(\text{cm}\cdot\text{s}))$$

$$\text{動粘度 } 1 \text{ m}^2/\text{s} = 10^4 \text{ St(ストークス)}(\text{cm}^2/\text{s})$$

圧力	MPa($=10$ bar)	kgf/cm ²	atm	mmHg(Torr)	lbf/in ² (psi)
	1	10.1972	9.86923	7.50062×10^3	145.038
力	0.0980665	1	0.967841	735.559	14.2233
	0.101325	1.03323	1	760	14.6959
	1.33322×10^{-1}	1.35951×10^{-3}	1.31579×10^{-3}	1	1.93368×10^{-2}
	6.89476×10^{-3}	7.03070×10^{-2}	6.80460×10^{-2}	51.7149	1

エネルギー・仕事・熱量	J($=10^7$ erg)	kgf·m	kW·h	cal(計量法)	Btu	ft·lbf	eV	1 cal = 4.18605J(計量法)
	1	0.101972	2.77778×10^{-7}	0.238889	9.47813×10^{-4}	0.737562	6.24150×10^{18}	- 4.184J(熱化学)
9.80665	1	2.72407 $\times 10^{-6}$	2.34270	9.29487×10^{-3}	7.23301		6.12082×10^{19}	= 4.1855J(15°C)
3.6×10^6	3.67098×10^5	1	8.59999×10^5	3412.13	2.65522×10^6	2.24694×10^{25}		= 4.1868J(国際蒸気表)
4.48605	0.426858	1.16279×10^{-6}	1	3.96759×10^{-3}	3.08747	2.61272×10^{19}		仕事率 1 PS(仮馬力)
1055.06	107.586	2.93072×10^{-3}	252.042	1	778.172	6.58515×10^{21}		= 75 kgf·m/s
1.35582	0.138255	3.76616×10^{-7}	0.323890	1.28506×10^{-3}	1	8.46233×10^{18}		= 735.499W
1.60218×10^{19}	1.63377×10^{20}	4.45050×10^{-20}	3.82743×10^{20}	1.51857×10^{-22}	1.18171×10^{-19}	1		

放射能	Bq	Ci
	1	2.70270×10^{-11}
	3.7×10^{10}	1
	0.01	1

照射線量	C/kg	R
	1	3876
	2.58×10^{-1}	1
	1	

線量	Sv	rem
	1	100
	0.01	1
	1	

(86年12月26日現在)

臨時計測用流路断面平均ボイド率計の開発 —BWR条件への適用—