

JAERI-Research
98-063



位置検出型核分裂計数管の特性インピーダンスの
設計とソレノイド電極構造体の試作試験

1998年11月

山岸秀志・鈴木勝男・角田恒巳・伊藤 浩

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。
入手の問い合わせは、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、お申し越してください。なお、このほかに財団法人原子力弘済会資料センター（〒319-1195 茨城県那珂郡東海村日本原子力研究所内）で複写による実費頒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, 1998

編集兼発行 日本原子力研究所

位置検出型核分裂計数管の特性インピーダンスの設計と
ソレノイド電極構造体の試作試験

日本原子力研究所東海研究所エネルギーシステム研究部
山岸 秀志・鈴木 勝男・角田 恒巳・伊藤 浩

(1998年10月2日受理)

遅延線構造の位置検出型核分裂計数管 (P S F C) を開発するため、それに必要なソレノイド電極構造体 (S E S T) の設計と電気的特性について検討を行った。パルス伝送線路としての P S F C の構造は、ソレノイド構造をした陽極、円筒形状陰極及び 2 個の出力コネクタで構成される。P S F C で検出された中性子の位置情報は、両出力コネクタから出力されるパルスの時間間隔から得られる。P S F C の電気的特性を検証するため、S E S T と特性インピーダンスの設計を行った。設計では、適切な特性インピーダンスと十分なパルス伝播時間が得られるように、S E S T のインダクタンスとキャパシタンスの最適化を図った。P S F C の成立性を確認するため、外径 22mm、電極長 800mm の S E S T の模擬体を試作し、その特性試験を実施した。試験結果と設計値との照合を行い、設計法の妥当性を確認した。また、P S F C のソレノイド電極構造の成立性を確認できた。

Design of the Characteristic Impedance and Trial Manufacturing
of the Solenoid Electrode Structure
for a Position-sensitive Fission Counter

Hideshi YAMAGISHI, Katsuo SUZUKI, Tsunemi KAKUTA and Hiroshi ITOH

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

(Received October 2, 1998)

Solenoid electrode structures (SEST) and their electric characteristics were studied to develop a position-sensitive fission counter (PSFC) with a transmission delay line structure. The PSFC structure as a pulse transmission line consists of an anode with a solenoid structure, a cylindrical cathode and two output connectors. The time intervals of signal pulses from both connectors of the PSFC provide position information of detected neutrons. Design of the SEST and calculation of the characteristic impedance were carried out for investigations of the electric characteristics. The inductance and capacitance of the SEST were fixed to optimum values, respectively, so as to give a suitable characteristic impedance and sufficient pulse propagation time. A mockup of the SEST of which outer diameter and electrode length were 22 and 800mm, respectively, was manufactured to confirm the performance. The designed values of the SEST were verified by comparing the measured results with the calculation results. It was confirmed that the SEST fits to the PSFC.

Keywords: Position Sensitive, Fission Counter, Neutron Detector, Nuclear Instrument,
Neutron Measurement, Reactor Monitor

目 次

1. 序 論	1
2. ソレノイド電極構造体のインダクタンス	2
2.1 中性子検出部インダクタンスの設計	2
2.2 信号出力部インダクタンスの設計	4
3. ソレノイド電極構造体のキャパシタンス	6
3.1 中性子検出部キャパシタンスの設計	6
3.2 信号出力部キャパシタンスの設計	7
4. ソレノイド電極構造体の特性インピーダンス	9
4.1 中性子検出部特性インピーダンスの設計	9
4.2 信号出力部特性インピーダンスの設計	10
4.3 中性子検出部のパルス伝播遅延時間の設計	10
5. 絶縁リングによる特性インピーダンスの歪みとパルス反射	12
6. ソレノイド電極構造体の試作及び特性試験	15
6.1 ソレノイド電極構造体の試作	15
6.2 インダクタンス及び抵抗の測定	15
6.3 キャパシタンスの測定	16
6.4 LC測定結果からの電極部特性インピーダンスの評価	17
7. TDRによる特性インピーダンスの測定	18
8. 結 論	20
謝 辞	21
参考文献	21

Contents

1. Introduction	1
2. Inductance of the Solenoid Electrode Structure	2
2.1 Design for Inductance of the Neutron Detecting Part	2
2.2 Design for Inductance of the Signal Output Part	4
3. Capacitance of the Solenoid Electrode Structure	6
3.1 Design for Capacitance of the Neutron Detecting Part	6
3.2 Design for Capacitance of the Signal Output Part	7
4. Characteristic Impedance of the Solenoid Electrode Structure	9
4.1 Design for Characteristic Impedance of the Neutron Detecting Part	9
4.2 Design for Characteristic Impedance of the Signal Output Part	10
4.3 Design for Pulse Delay Time of the Neutron Detecting Part	10
5. Distortion of Characteristic Impedance and Reflection due to the Insulation Rings	12
6. Trial Manufacturing and Performance Tests of the Solenoid Electrode Structure	15
6.1 Trial Manufacturing of the Solenoid Electrode Structure	15
6.2 Measurements of Inductance and Resistance	15
6.3 Measurement of Capacitance	16
6.4 Evaluation of the Characteristic Impedance by the Measured Results of the L and C	17
7. Measurement of the Characteristic Impedance using TDR	18
8. Conclusion	20
Acknowledgment	21
References	21

1. 序 論

原子炉近傍のような高中性子束及び高ガンマ線の下で、中性子密度分布を精度良く計測可能な位置検出型中性子検出器の開発が期待されている。このため、核分裂計数管電極を遅延線構造に設計した位置検出型核分裂計数管(P S F C)の開発を進めている。

Fig. 1.1 にP S F Cの作動原理図を示す。P S F Cでは、その両端に設けられた出力コネクタからの信号パルスの時間差を計測することにより、中性子の位置検出を行う。P S F C内で中性子による核反応が生じると、その核分裂片による電離作用で電流パルスが発生し、それが電極両端方向に伝播して出力される。夫々のパルスが出力端に到達するために必要な時間は、パルスの検出位置から出力端までの距離に比例する。中性子有感物質として、熱中性子検出用の場合には ^{235}U を、高速中性子検出用には ^{237}Np または ^{232}Th 等が用いられる。

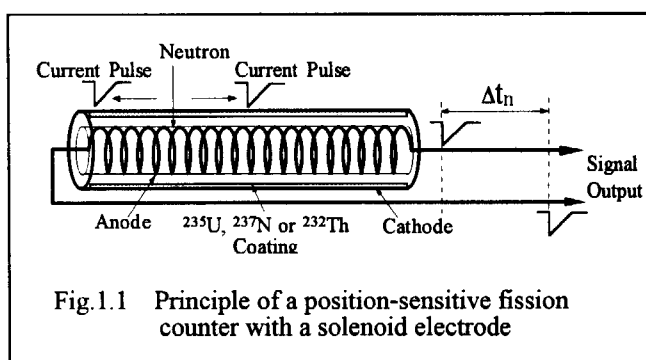


Fig. 1.1 Principle of a position-sensitive fission counter with a solenoid electrode

これまで、位置検出型中性子検出器開発の分野では、パルス波高減衰方式の位置検出型比例計数管⁽⁷⁾及び核分裂計数管⁽⁸⁻¹¹⁾、パルス時間差方式の位置検出型核分裂計数管⁽¹²⁻¹⁴⁾の開発研究が行われている。パルス波高減衰方式のものは、7mm乃至17mmの高い位置検出分解能(半値幅)の達成が可能であると報告されている。しかし、この方式では電荷パルス計測を必要とし、原子炉計装等に要求される高計数率計測、ワイドレンジ計測及び長尺信号ケーブル等の厳しい条件の下では十分な性能が得られない。パルス時間差方式では位置検出分解能(半値幅)が22mm乃至300mm程度であり、パルス波高減衰方式と比べて十分な位置検出分解能が得られていない。

P S F Cでは、ソレノイド電極を組込んだ三同軸遅延線構造を採用して最適なパルス伝播特性に設計できること、さらに高速電流パルス増幅回路と組合わせて作動させることから、パルス時間差方式と同等又はそれ以上の高い位置検出分解能の実現が期待できる。高速の電流パルス計測を用いるため、数十メートルの長尺な信号ケーブルを使用しても十分な信号/雑音比が得られる。さらに電荷収集時間を極めて短く設計できるため、高ガンマ線下においても低中性子束から高中性子束の計測が可能である。P S F Cを開発することにより、原子炉出力分布の計測の他、臨界実験装置や強力中性子場の熱中性子あるいは高速中性子分布等もリアルタイムで測定可能になる。

P S F Cを開発するには、ソレノイド電極構造の成立性及び位置検出性能を決定する特性インピーダンスの最適な設計とその実現が重要である。P S F Cの実現性を確認するため、ソレノイド電極構造体の詳細設計を行い、その試作試験を行った。試作したソレノイド電極構造体のインダクタンス、キャパシタンス及び特性インピーダンスを測定し、設計値との照合を行った。また、ソレノイド電極全長にわたる特性インピーダンスの均一性、パルス伝播特性及び電極支持構造体によるパルスの反射特性の測定試験を実施し、設計計算値との比較を行い設計方法の妥当性を確認した。

2. ソレノイド電極構造体のインダクタンス

2.1 中性子検出部インダクタンスの設計

三同軸円筒形状で中央導体がソレノイド構造を有するPSFCの電極部インダクタンスを求め、Fig.2.1にPSFCの電極部インダクタンスを計算するための単純化した原理構造図を示す。このような構造において、中央導体のソレノイドに高速パルス電流を流した場合には、ソレノイドと内筒及び外筒との相互誘導作用により、ソレノイドの自己インダクタンスは大きく減少する。

Fig.2.1のような三同軸円筒形状においては、中央導体の円周方向電流による相互誘導と軸方向電流による相互誘導作用が生じる。このため、ソレノイド電極の総合インダクタンスを求めるには、中央導体の円周方向電流と軸方向電流によるインダクタンスを計算する必要がある。

Fig.2.2に円周方向電流による相互インダクタンスを計算するための断面図を示す。図中、 a_0 、 a_1 、 a_2 は各導体の半径で、 i_1 は中央導体ソレノイドに流れる交流電流である。ここで、中央導体は単位長当たり n 巻のソレノイドとして、中央導体、外筒及び内筒の自己インダクタンスを夫々 L_1 、 L_2 及び L_0 とする。さらに中央導体と外筒、中央導体と内筒及び外筒と内筒の相互インダクタンスを M_{12} 、 M_{10} 及び M_{02} とする。これらのインダクタンスは下記のように表される。 μ は各導体間媒体の透磁率である。

$$L_1 = \mu \pi n^2 a_1^2, \quad L_2 = \mu \pi a_2^2, \quad L_0 = \mu \pi a_0^2$$

$$M_{12} = \frac{a_1}{a_2} \sqrt{L_1 L_2}, \quad M_{10} = \frac{a_0}{a_1} \sqrt{L_0 L_1}, \quad M_{02} = \frac{a_0}{a_2} \sqrt{L_0 L_2}$$

円周方向電流によるインダクタンスを求めるために、Fig.2.2に示す構造体の等価回路をFig.2.3に示す。Fig.2.3の等価回路から下式が得られる。

$$j\omega L_1 i_1 + j\omega M_{12} i_2 + j\omega M_{10} i_0 - V_1 = 0 \quad \text{-----(2.1)}$$

$$j\omega L_2 i_2 + j\omega M_{12} i_1 + j\omega M_{02} i_0 = 0 \quad \text{-----(2.2)}$$

$$j\omega L_0 i_0 + j\omega M_{10} i_1 + j\omega M_{02} i_2 = 0 \quad \text{-----(2.3)}$$

円周方向電流による単位長当たりのインダクタンス L_{cir} [H/m]は、 V_1/i_1 から計算され、下式で与えられる。

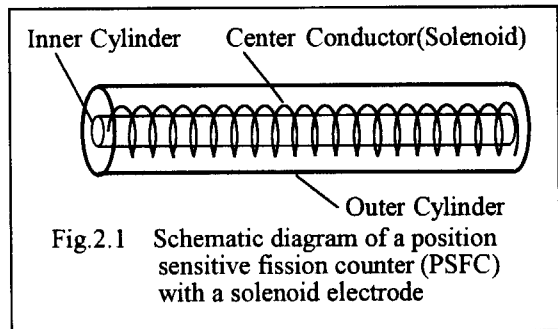


Fig.2.1 Schematic diagram of a position sensitive fission counter (PSFC) with a solenoid electrode

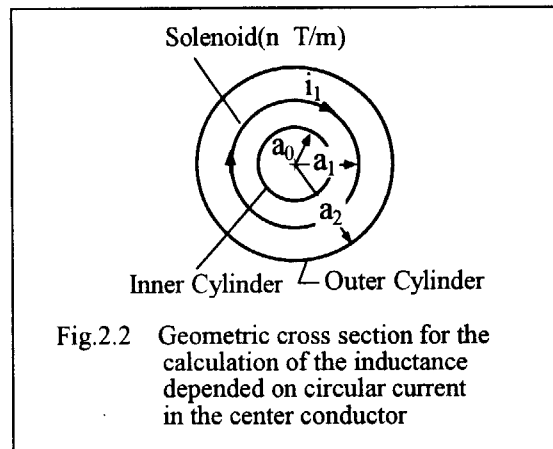


Fig.2.2 Geometric cross section for the calculation of the inductance depended on circular current in the center conductor

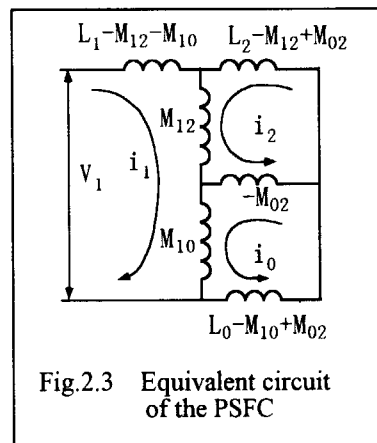


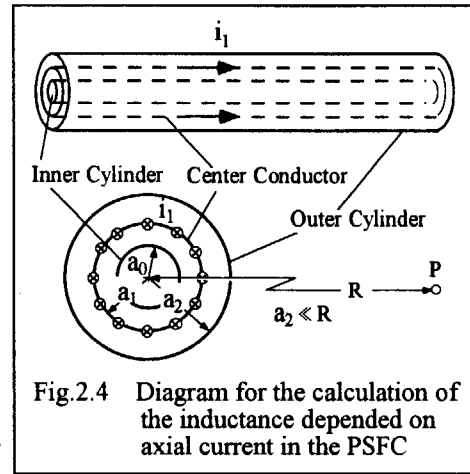
Fig.2.3 Equivalent circuit of the PSFC

$$L_{cir} = \mu \pi n^2 \frac{(a_1^2 - a_0^2)(a_2^2 - a_1^2)}{(a_2^2 - a_0^2)} \left[\frac{H}{m} \right] \text{-----}(2.4)$$

次に、軸方向電流によるインダクタンスを求めるための計算モデルを Fig.2.4 に示す。円周方向電流の場合と同様に、Fig.2.4 の i_1 は中央導体の軸方向に流れる交流電流で、 L_{1a} 、 L_{2a} 及び L_{0a} は各導体の自己インダクタンスを、また、 M_{12a} 、 M_{02a} 及び M_{10a} は各導体間の相互インダクタンスを表す。夫々のインダクタンスは下式で与えられる。

$$L_{1a} = \frac{\mu}{2\pi} \int_{a_1}^R \frac{1}{r} dr, \quad L_{2a} = \frac{\mu}{2\pi} \int_{a_2}^R \frac{1}{r} dr, \quad L_{0a} = \frac{\mu}{2\pi} \int_{a_0}^R \frac{1}{r} dr$$

$$M_{12a} = \frac{\mu}{2\pi} \int_{a_2}^R \frac{1}{r} dr, \quad M_{02a} = \frac{\mu}{2\pi} \int_{a_2}^R \frac{1}{r} dr, \quad M_{10a} = \frac{\mu}{2\pi} \int_{a_1}^R \frac{1}{r} dr$$



軸方向電流によるインダクタンスを求めるために、Fig.2.3 に示した等価回路及び式 2.1~2.3 を用いる。軸方向電流による単位長当たりのインダクタンス L_{ax} [H/m] は、円周方向電流の場合と同様により計算され、下式で与えられる。

$$L_{ax} = \frac{\mu}{2\pi} \frac{\text{Log}_e\left(\frac{a_1}{a_0}\right)\text{Log}_e\left(\frac{a_2}{a_1}\right)}{\text{Log}_e\left(\frac{a_2}{a_0}\right)} \left[\frac{H}{m} \right] \text{----}(2.5)$$

Fig.2.1 で示した中央導体の単位長当たりの総合インダクタンス L_T は、上記で求めた円周方向電流によるインダクタンス L_{cir} と軸方向電流によるインダクタンス L_{ax} の和になり、下式で与えられる。

$$L_T = \mu \pi n^2 \frac{(a_1^2 - a_0^2)(a_2^2 - a_1^2)}{(a_2^2 - a_0^2)} + \frac{\mu}{2\pi} \frac{\text{Log}_e\left(\frac{a_1}{a_0}\right)\text{Log}_e\left(\frac{a_2}{a_1}\right)}{\text{Log}_e\left(\frac{a_2}{a_0}\right)} \left[\frac{H}{m} \right] \text{-----}(2.6)$$

ソレノイド電極構造体を設計するため、電極間ギャップを 2.0、1.5、1.0 及び 0.7mm とした場合のソレノイド電極のインダクタンスを計算した。Fig. 2.5 にソレノイド電極構造体外筒の外径を関数としたインダクタンスの変化を電極間ギャップの違いで比較して示す。この計算では、ソレノイド長を 800mm に、また巻線密度を 1000Turns/m に固定し、電極間ギャップを上記の値にそれぞれ設定して、電極構造体断面の各部品寸法を外筒外径に対して一定比率で変化させて計算した。計算の結果、外筒外径が 15mm 以下では、電極間ギャップの違いによるインダクタンスの変化は小さく、外筒外径が 15mm 以上では電極間ギャップが大きくなる従ってインダクタンスが増大することが分かった。設計値として選定した外筒外径 22mm、電極間ギャップ 1.0mm では、インダクタンスは 49.1μH/800mm であった。

Fig. 2.6 に、電極間ギャップを 1.0mm に固定して、ソレノイド巻線密度を 1200、1100、1000、900、800 及び 700Turns/m にした場合のインダクタンスの変化を比較して示した。本図から外筒外径 22m で巻線密度が 1200Turns/m の時のインダクタンスは 70.6μH であり、巻線密度が 1000Turns/m 及び 700Turns/m の時は夫々 49.1 及び 24.1μH であった。これらのインダクタンスの

値は巻線密度比の二乗にほぼ一致している。このことはソレノイド電極のインダクタンス値が式 2.5 の第 1 項で支配されていることを示している。このことから、軸方向電流の効果は極めて小さく、円周方向電流によってインダクタンス値がほぼ決定されることが分かった。

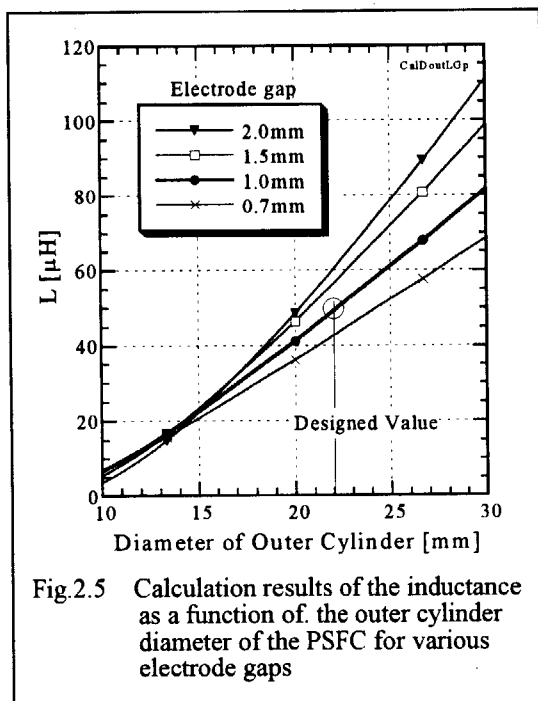


Fig.2.5 Calculation results of the inductance as a function of the outer cylinder diameter of the PSFC for various electrode gaps

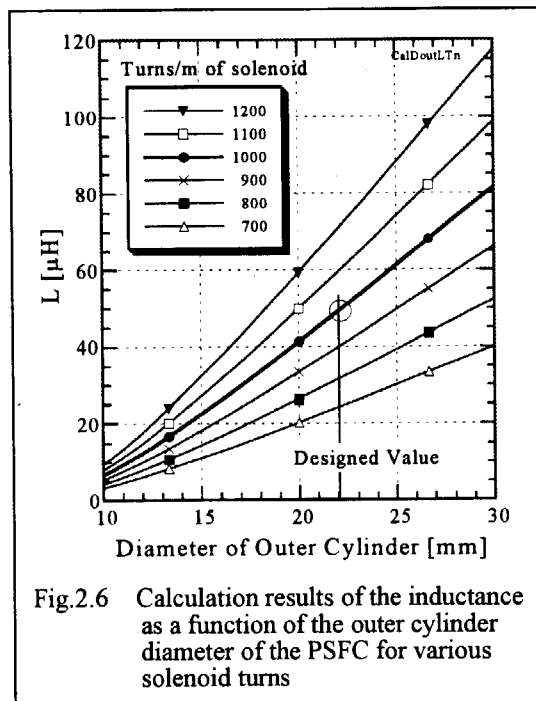


Fig.2.6 Calculation results of the inductance as a function of the outer cylinder diameter of the PSFC for various solenoid turns

2.2 信号出力部インダクタンスの設計

PSFC信号出力部の構造を Fig. 2.7 に示す。信号出力部では、信号出力線（中央導体）が 2 本の支持ロッドの中央に配置される。信号出力部のインピーダンス整合を図るため、インダクタンスを設計した。中央導体の半径を a 、支持ロッドの半径を b 、両導体間の距離を d とした。式 2.7 の ϕ_o は中央導体と支持ロッド間を通る磁束である。式 2.8 の L_o は中央導体と支持ロッドによる外部インダクタンスである。

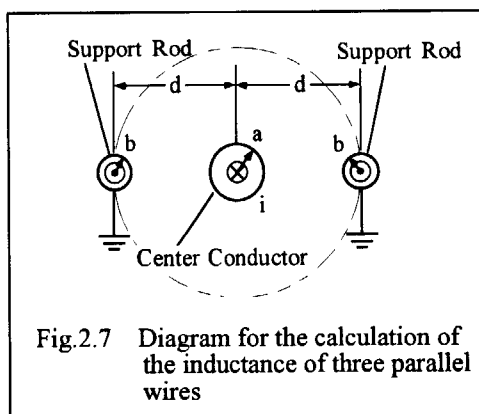


Fig.2.7 Diagram for the calculation of the inductance of three parallel wires

$$\phi_o = \frac{\mu \cdot i}{2\pi} \int_a^{d-b} \left(\frac{1}{r} + \frac{1}{2(d-r)} - \frac{1}{2(d+r)} \right) dr \dots \dots \dots (2.7)$$

$$L_o = \frac{\phi_o}{i} = \frac{\mu}{2\pi} \left\{ \text{Log}_e \left(\frac{(d-b)\sqrt{d^2-a^2}}{a\sqrt{b(2d-b)}} \right) \right\} \left[\frac{\text{H}}{\text{m}} \right] \dots \dots \dots (2.8)$$

中央導体に電流 i が流れた時の中央導体の内部インダクタンスは、式 2.9 に示した導体内部に蓄えられる磁界のエネルギーの式から求めることができる。式 2.10 の L_i は中央導体の内部インダクタンスである。

$$W_i = \frac{1}{2} L_i \cdot i^2 = \int_0^a \frac{\mu}{2} \left(\frac{i \cdot r}{2 \pi a^2} \right)^2 2 \pi r dr \quad \text{---- (2.9)}$$

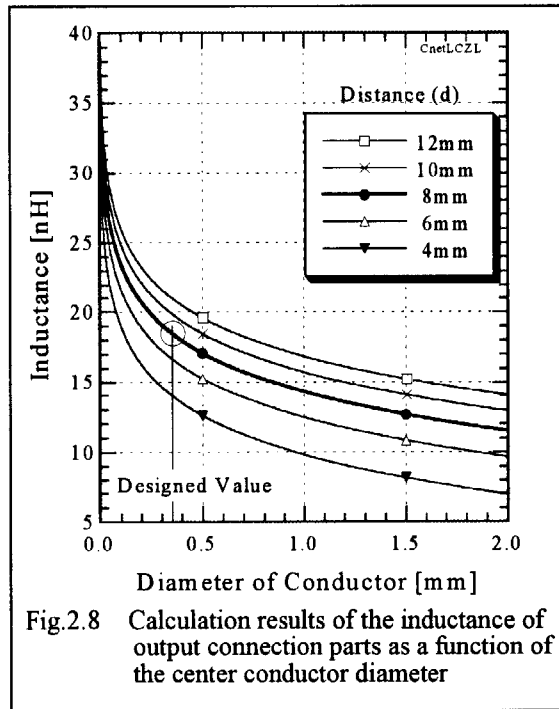
$$L_i = \frac{\mu}{8 \pi} \left[\frac{H}{m} \right] \text{----- (2.10)}$$

Fig. 2.7 に示したような中央導体の両側に並行線を配した構造の単位長当たりのインダクタンスは、式 2.11 で表される。

$$L = \frac{\mu}{2 \pi} \left\{ \text{Log}_e \left(\frac{(d-b)\sqrt{d^2-a^2} + 1}{a\sqrt{b(2d-b)}} + \frac{1}{4} \right) \right\} \left[\frac{H}{m} \right] \text{----- (2.11)}$$

Fig. 2.8 に中央導体の径に対する信号出力部インダクタンスの計算結果を示す。本計算では、中央導体両側の支持ロッドの径を 1.4mm に固定して、中央導体と支持ロッドの距離が 12、10、8、6 及び 4mm にした時に、中央導体径によってインダクタンスがどのように変化するかを調べた。

計算の結果、信号出力部のインダクタンスは、中央導体の径が大きくなるに従って、急激に減少することが分かった。信号出力部の構造上の制限から中央導体と支持ロッドの距離を 8mm に選定した。後段の記述したインピーダンスの設計計算から、中央導体の径は 0.35mm に設定された。この場合のインダクタンスは 18.5nH であった。



3. ソレノイド電極構造体のキャパシタンス

3.1 中性子検出部キャパシタンスの設計

三同軸円筒構造のPSFCの電極キャパシタンスを求め、電極キャパシタンスを計算するため、簡略化したPSFCの構造図をFig. 3.1に示す。中央導体から見た電極キャパシタンスは、中央導体と外筒間のキャパシタンスと、中央導体と内筒間のキャパシタンスが並列接続された形になっている。式3.1の V_{12} は、中央導体に電荷 $+q$ を外筒に電荷 $-q$ を与えた時の両導体間の電位差である。同様に中央導体と内筒間の電位差 V_{10} は式3.2で表される。 ϵ_{s2} 及び ϵ_{s0} は夫々中央導体と外筒間及び中央導体と内筒間の絶縁体が有する誘電率である。 d_w と p_w はソレノイド巻線のワイヤ径及び巻きピッチである。

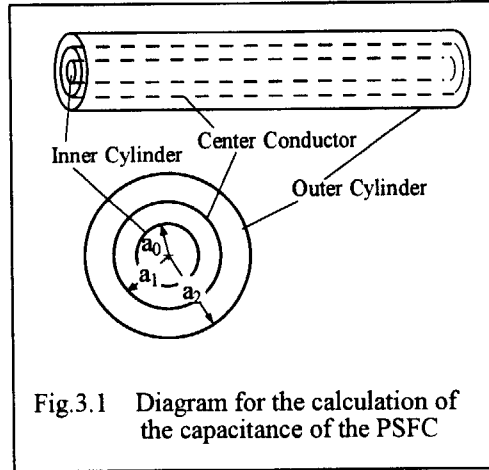


Fig.3.1 Diagram for the calculation of the capacitance of the PSFC

$$V_{12} = \frac{q \cdot p_w (a_2 - a_1)}{2 \pi \epsilon_0 \epsilon_{s2}} \int_{a_1}^{a_2} \frac{1}{(r - a_1)(p_w - d_w) + d(a_2 - a_1)} dr \text{ [V]} \text{-----(3.1)}$$

$$V_{10} = \frac{q \cdot p_w (a_1 - a_0)}{2 \pi \epsilon_0 \epsilon_{s0}} \int_{a_0}^{a_1} \frac{1}{(-r + a_0)(p_w - d_w) + p_w(a_1 - a_0)} dr \text{ [V]} \text{-----(3.2)}$$

中央導体と外筒間のキャパシタンスは式3.3で、中央導体と内筒間は式3.4で与えられる。

$$C_{12} = \frac{2 \pi \epsilon_0 \epsilon_{s2} (a_2 d_w / p_w - a_1)}{(a_2 - a_1) \cdot \text{Log}_e \left(\frac{a_2 d_w}{a_1 p_w} \right)} \left[\frac{\text{F}}{\text{m}} \right] \text{-----(3.3)}$$

$$C_{10} = \frac{2 \pi \epsilon_0 \epsilon_{s0} (a_1 - a_0 d_w / p_w)}{(a_1 - a_0) \cdot \text{Log}_e \left(\frac{a_1 p_w}{a_0 d_w} \right)} \left[\frac{\text{F}}{\text{m}} \right] \text{-----(3.4)}$$

中央導体の単位長当たりのキャパシタンスは、 C_{12} と C_{10} の和であり、式3.5で与えられる。

$$C_T = 2 \pi \epsilon_0 \left(\frac{\epsilon_{s2} (a_2 d_w / p_w - a_1)}{(a_2 - a_1) \cdot \text{Log}_e \left(\frac{a_2 d_w}{a_1 p_w} \right)} + \frac{\epsilon_{s0} (a_1 - a_0 d_w / p_w)}{(a_1 - a_0) \cdot \text{Log}_e \left(\frac{a_1 p_w}{a_0 d_w} \right)} \right) \left[\frac{\text{F}}{\text{m}} \right] \text{-----(3.5)}$$

Fig. 3.2に外筒外径に対するソレノイド電極のキャパシタンスの計算結果を、電極間ギャップの違いで比較して示す。キャパシタンスは電極長800mmにおける値である。ソレノイド電極のキャパシタンスは、電極間ギャップが狭いほど大きくなり、外筒外径が大きくなるに従って増大する。外筒外径が13mm以下ではこの傾向に従っていない。これは電極構造断面の寸法上の制限から、内筒間寸法($a_1 - a_0$)を外筒外径に対して一定比率で変えているためである。外筒外径が極めて

小さい領域では、キャパシタンスの大きさは内筒間絶縁体の厚みによって支配される。キャパシタンスの設計値として、外筒外径 22mm、電極間ギャップ 1.0mm での値である 0.667nF を選定した。

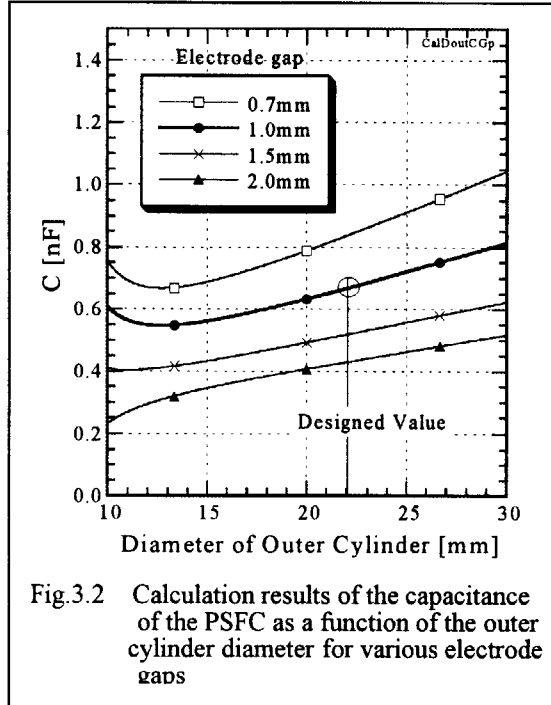


Fig.3.2 Calculation results of the capacitance of the PSFC as a function of the outer cylinder diameter for various electrode gaps

3.2 信号出力部キャパシタンスの設計

信号出力部インピーダンスの整合を図るため、Fig. 3.3 に示したようなPSFC信号出力部構造の中央導体のキャパシタンスを設計した。

中央導体の半径を a、支持ロッドの半径を b、両導体間の距離を d とした。中央導体表面から半径 m までは誘電率 ϵ_1 の絶縁体で、半径 m から支持ロッドの十分外側までは誘電率 ϵ_2 の絶縁体で構成されているとした。式 3.6 の V_1 は、中央導体及び支持ロッドに夫々電荷 q、-q が与えられた時の中央導体と支持ロッド間の電位差である。式 3.7 の C_p は中央導体の単位長当たりのキャパシタンスを与える。

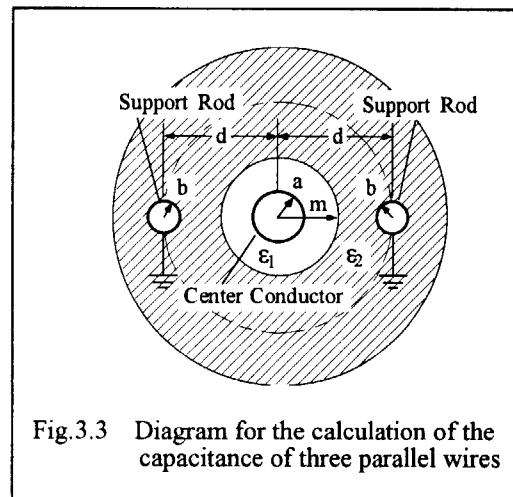


Fig.3.3 Diagram for the calculation of the capacitance of three parallel wires

$$V_1 = \frac{q}{2\pi\epsilon_1} \int_a^m \left(\frac{1}{r} + \frac{1}{2(d-r)} - \frac{1}{2(d+r)} \right) dr + \frac{q}{2\pi\epsilon_2} \int_m^{d-b} \left(\frac{1}{r} + \frac{1}{2(d-r)} - \frac{1}{2(d+r)} \right) dr \dots\dots (3.6)$$

$$C_p = \frac{2\pi}{\frac{1}{\epsilon_1} \text{Log}_e \left(\frac{m\sqrt{d^2 - a^2}}{a\sqrt{d^2 - m^2}} \right) + \frac{1}{\epsilon_2} \text{Log}_e \left(\frac{(d-b)\sqrt{d^2 - m^2}}{m\sqrt{b(2d-b)}} \right)} \left[\frac{C}{m} \right] \dots\dots (3.7)$$

Fig. 3.4 に、中央導体と支持ロッド間の距離 d をパラメータにして、中央導体径に対する信号出力部キャパシタンスの計算結果を示す。ここでは、支持ロッドの半径 b を 0.7mm に固定し、支持ロッド間の距離 d を 4、6、8、10 及び 12mm にした場合の単位長当たりのキャパシタンスを計算した。本図から信号出力部のキャパシタンスは、距離 d が狭いほど大きくなり、また中央導体径が大きくなるに従って増大することが分かる。

距離 d は構造上の制限から 8mm に選定した。キャパシタンスの設計値は、後に述べる信号出力部のインピーダンスの値を勘案して、中央導体径が 0.35mm での値、0.261pF/m に選定した。

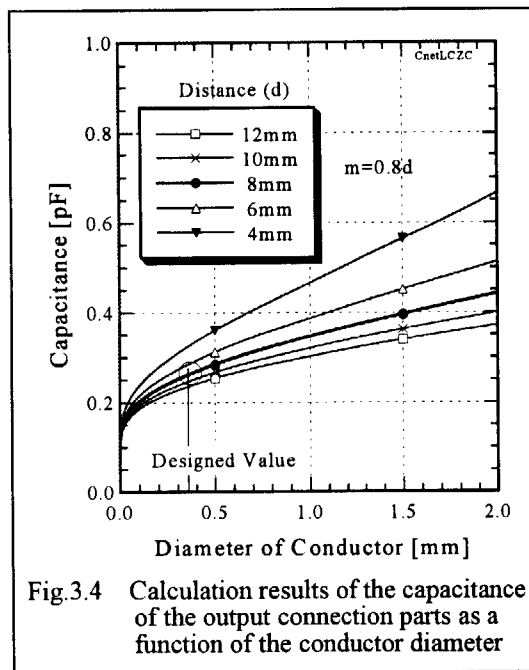


Fig.3.4 Calculation results of the capacitance of the output connection parts as a function of the conductor diameter

4. ソレノイド電極構造体の特性インピーダンス

4.1 中性子検出部特性インピーダンスの設計

PSFCの構造は同軸のパルス伝送線路として設計されるから、線路に沿って直列に抵抗及びインダクタンスが、また並列にキャパシタンス及びコンダクタンスが一様に分布する分布定数回路として取扱うことができる。単位長当たりの抵抗、インダクタンス、キャパシタンス及びコンダクタンスを夫々 R [Ω/m]、 L [H/m]、 C [F/m]、 G [S/m] とすると、分布定数回路の特性インピーダンスは式 4.1 で計算される。高周波信号を伝送する分布定数回路では、 ωL 及び ωC に対して、抵抗及びコンダクタンスが十分小さく、特性インピーダンスは式 4.2 で与えられる。式 4.2 と先に求めたインダクタンス L_T (式 2.6) 及びキャパシタンス C_T (式 3.5) から電極部の特性インピーダンスが求められる。式 4.3 に示す。

$$Z_o = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad [\Omega] \text{-----(4.1)}$$

$$R \ll j\omega L, \quad G \ll j\omega C$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad [\Omega] \text{-----(4.2)}$$

$$Z_o = \sqrt{\left(\frac{\mu}{2\pi\epsilon_0} \right) \frac{\pi n^2 \frac{(a_1^2 - a_0^2)(a_2^2 - a_1^2)}{(a_2^2 - a_0^2)} + \frac{1}{2\pi} \frac{\text{Log}_e(a_1/a_0)\text{Log}_e(a_2/a_1)}{\text{Log}_e(a_2/a_0)}}{\frac{\epsilon_{s2}(a_2 d_w/p_w - a_1)}{(a_2 - a_1) \cdot \text{Log}_e\left(\frac{a_2 d_w}{a_1 p_w}\right)} + \frac{\epsilon_{s0}(a_1 - a_0 d_w/p_w)}{(a_1 - a_0) \cdot \text{Log}_e\left(\frac{a_1 p_w}{a_0 d_w}\right)}}} \quad [\Omega] \text{-----(4.3)}$$

式 4.3 を用いて電極部の特性インピーダンスを設計した。Fig. 4.1 に、ソレノイド巻線密度を 1000Turns/m に固定して、電極間ギャップを 0.7、1.0、1.5 及び 2.0mm にした場合の外筒外径に対する特性インピーダンスの計算結果を示す。電極部の特性インピーダンスは、電極間ギャップ

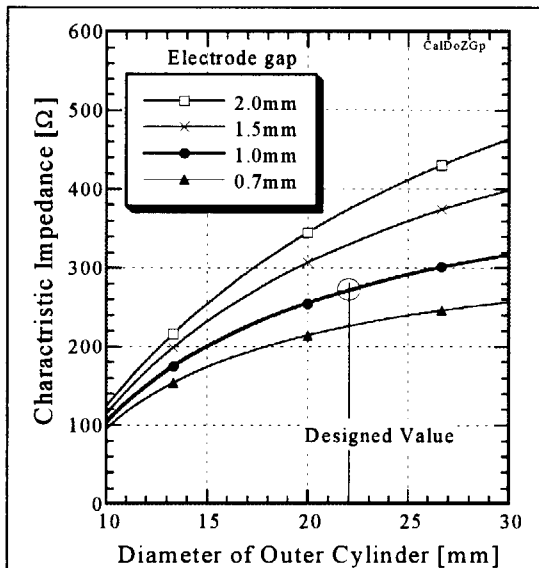


Fig.4.1 Calculation results of the characteristic impedance of the PSFC as a function of the outer cylinder diameter for various electrode gaps

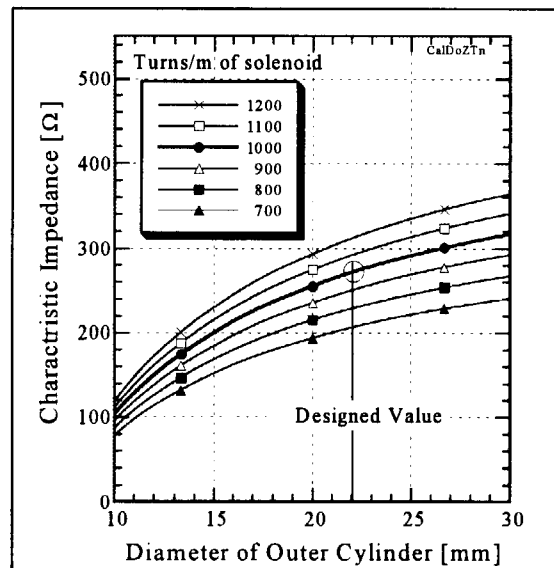


Fig.4.2 Calculation results of the characteristic impedance of the PSFC as a function of the outer cylinder diameter for various solenoid turns

が大きいほど、また外筒外径が大きくなるに従って増大する。設計値は外筒外径を 22mm、電極間ギャップを 1.0mm に選定して、特性インピーダンスを 271Ω に決定した。

Fig. 4.2 に、電極間ギャップを 1.0mm に固定し、ソレノイドの巻線密度を 700、800、900、1000、1100 及び 1200Turns/m にした場合の外筒外径に対する特性インピーダンスの計算結果を示す。電極部の特性インピーダンスは、巻線密度にほぼ比例して大きくなり、外筒外径が大きくなるに従って増加することを示している。設計値は巻線密度を 1000Turns/m、外筒外径を 22mm とした。

4.2 信号出力部特性インピーダンスの設計

信号出力部のインピーダンス Z_p は先に述べたインダクタンス(式 2.11)及びキャパシタンス(式 3.7)から計算することができ、下式で与えられる。

$$Z_p = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\mu \cdot \text{Log}_e \left(\frac{(d-b)\sqrt{d^2-a^2}}{a\sqrt{b(2d-b)}} + \frac{1}{4} \right) \left\{ \frac{1}{\epsilon_1} \text{Log}_e \left(\frac{m\sqrt{d^2-a^2}}{a\sqrt{d^2-m^2}} \right) + \frac{1}{\epsilon_2} \text{Log}_e \left(\frac{(d-b)\sqrt{d^2-m^2}}{m\sqrt{b(2d-b)}} \right) \right\}} \quad [\Omega] \text{---(4.4)}$$

Fig.4.3 に、中央導体と支持ロッド間の距離 d が 4、6、8、10 及び 12mm の場合の中央導体径に対する特性インピーダンスの計算結果を示す。計算では支持ロッドの半径 b を 0.7mm に、 ϵ_1 層(空隙)の半径 m を $0.8d$ に設定し、 ϵ_2 層(ポリスチレン絶縁体)の比誘電率を 3.35 とした。計算結果から信号出力部の特性インピーダンスは、距離 d が大きくなるほど高くなり、中央導体径が大きくなるに従って急激に低下することが分かる。

設計値としては、構造上の制約から距離 d を 8mm に設定し、特性インピーダンスが電極部インピーダンス 271Ω と整合するように、中央導体径を 0.35mm に選定した。

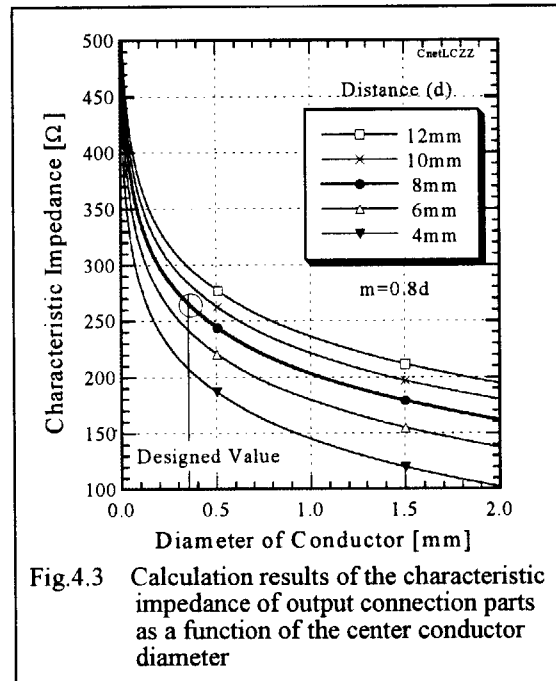


Fig.4.3 Calculation results of the characteristic impedance of output connection parts as a function of the center conductor diameter

4.3 中性子検出部のパルス伝播遅延時間の設計

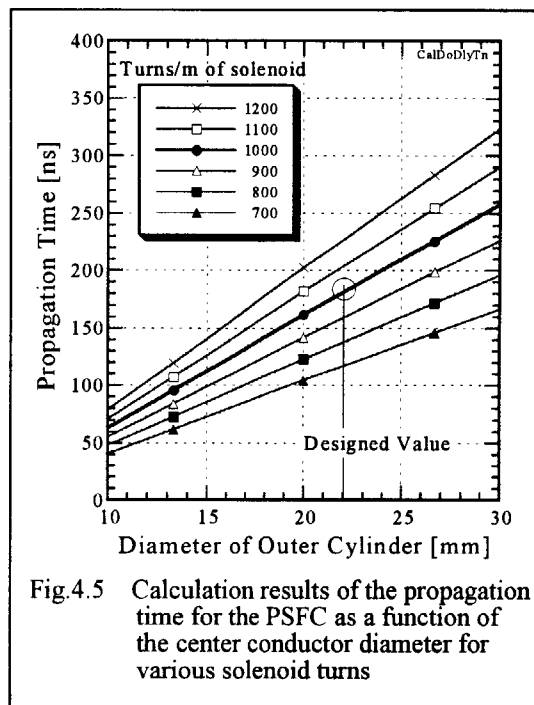
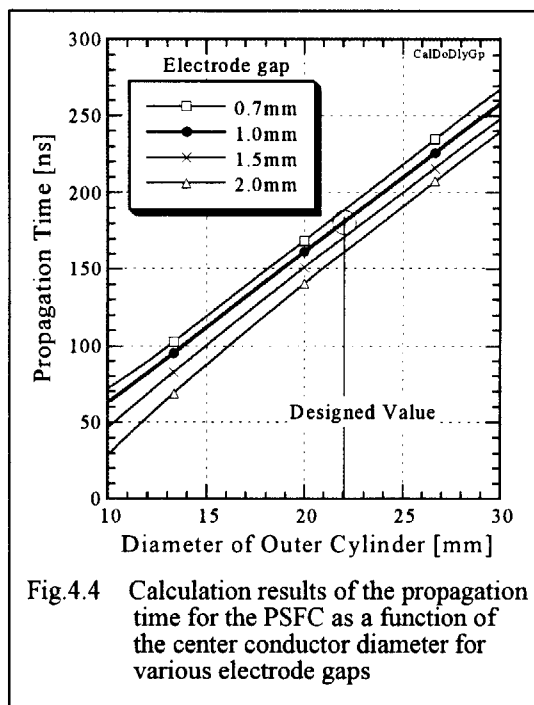
P S F Cにおけるパルス伝播遅延時間は中性子の位置検出分解能を決定する重要な値である。高周波伝送線路における単位長当たりのパルス伝播遅延時間 T_d [s/m]は、分布定数のインダクタンス及びキャパシタンスから計算される。電極部の T_d [s/m]は、先に求めた L_T (式 2.6)及び C_T (式 3.5)から求めることができ、下記の式 4.5 で与えられる。

$$T_d = \sqrt{2\pi\epsilon_0\mu} \left\{ \pi n^2 \frac{(a_1^2 - a_0^2)(a_2^2 - a_1^2)}{(a_2^2 - a_0^2)} + \frac{1}{2\pi} \frac{\text{Log}_e(a_1/a_0)\text{Log}_e(a_2/a_1)}{\text{Log}_e(a_2/a_0)} \right\} \times \sqrt{\frac{\epsilon_{s2}(a_2 d_w/p_w - a_1)}{(a_2 - a_1) \cdot \text{Log}_e\left(\frac{a_2 d_w}{a_1 p_w}\right)} + \frac{\epsilon_{s0}(a_1 - a_0 d_w/p_w)}{(a_1 - a_0) \cdot \text{Log}_e\left(\frac{a_1 p_w}{a_0 d_w}\right)}} \left[\frac{s}{m} \right] \text{----- (4.5)}$$

Fig. 4.4 に、ソレノイド巻線密度が 1000Turns/m、電極間ギャップが夫々 0.7、1.0、1.5 及び 2.0mm の場合における外筒外径に対するパルス伝播遅延時間の計算結果を示す。縦軸のパルス伝播遅延時間は設計電極長 800mm 当たりの値である。パルス伝播遅延時間は、電極間ギャップの違いによる差は小さいが、外筒外径が大きくなるに従って急激に増大することを示している。

Fig. 4.5 に電極間ギャップを 1.0mm に固定し、ソレノイド巻線密度を変えた場合のパルス伝播遅延時間の計算結果を比較して示す。外筒外径が 22mm、巻線密度が 800、1000 及び 1200Turns/m の時のパルス伝播遅延時間は、夫々 137、181 及び 227ns である。

試作設計値は、外筒外径 22mm、電極間ギャップ 1.0mm、ソレノイド巻線密度 1000Turns/m で、その場合の電極長 800mm 当たりのパルス伝播遅延時間は 181ns であった。



5. 絶縁リングによる特性インピーダンスの歪みとパルス反射

実際のPSFCの製作では、信号パルスを発生させるために微小な電極間ギャップの確保が必要であり、また、高い位置検出分解能を達成するには計数管全長にわたるフラットな特性インピーダンスの形成が不可欠である。上記の理由から、中央導体(ソレノイド電極)と陰極筒(外筒)の両電極は、精密な同軸構造で配置されなければならない。電極長が1000mm以上の長尺な計数管においては、Fig. 5.1 に示すように、ソレノイド電極中間に電極支持用の絶縁リングを装着する必要がある。絶縁リングの装着により、絶縁リング装着部の特性インピーダンスが歪み、この結果パルスの反射が生じて、中性子の位置検出分解能を大きく低下させる恐れがある。このため、絶縁リングの影響について計算評価した。

Fig. 5.1 に示すように、ソレノイド電極に正の電圧パルスが入力され、ソレノイド電極を伝播すると、絶縁リング部で負の反射パルスが発生する。Fig. 5.2 に、反射パルスを評価するための等価回路を示す。これは、1個の絶縁リングが有するキャパシタンス C_x を特性インピーダンスが Z_0 のソレノイド電極の中間に入れた場合の等価回路である。 C_x が入った部分のインピーダンス Z_x は式 5.1 に示す値に低下する。また、絶縁リングによる反射係数 ρ は式 5.2 で与えられる。式 5.3 はソレノイド電極に入力されるパルス波形を表す式である。ここで、 τ_i は入力パルスの立上がり時定数であり、 s はラプラス変数である。

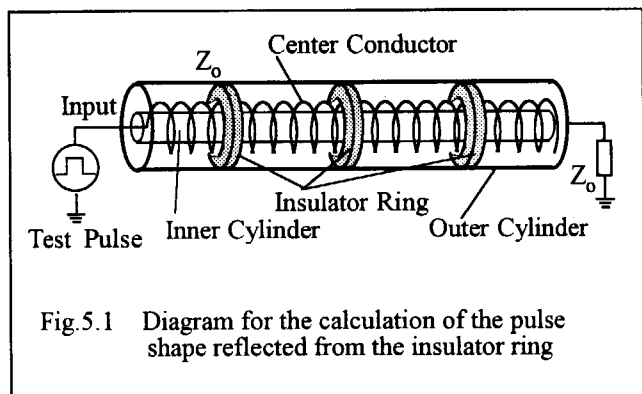


Fig.5.1 Diagram for the calculation of the pulse shape reflected from the insulator ring

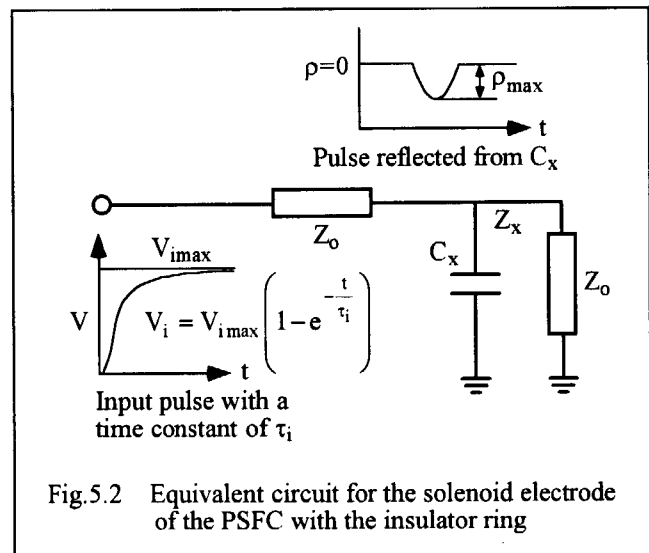


Fig.5.2 Equivalent circuit for the solenoid electrode of the PSFC with the insulator ring

一般に、パルスが遅延線を伝播すると、遅延時間が長くなるに従って、パルスの立上がり時間は増大する。パルスの立上がり時定数 τ_r [ns]と遅延時間 T_d [ns]は、式 5.4 に示すような関係になることが知られている。同軸型遅延線で中央導体がソレノイド構造の場合には、 k は 0.575 程度である。

$$\tau_r = k\sqrt{T_d} \text{ -----(5.4)}$$

3 個の絶縁リングで反射されるパルスは、夫々の装着位置に依存した時間遅れを持って入力点

に戻ってくる。式 5.5 は、入力パルスと反射パルスを入力位置で観測した時の波形を表す式である。式 5.6 の $\rho_j(t)$ は絶縁リング #j から反射されるパルス波形である。 T_j は入力パルスが反射されて入力位置に戻ってくるまでの往復時間を表し、パルス入力位置から絶縁リング #j までのパルス伝播時間を t_{dj} とすると、 $T_j = 2t_{dj}$ の関係にある。 τ_j は、入力パルスが入力位置から絶縁リング #j までの距離を伝播した時に生じる立上りの劣化を表す定数であり、式 5.4 から求められる。但し、ここでは入力パルスの立上りは充分速く、 $\tau_j \gg \tau_1$ とした。

式 5.6 は電圧パルスでの反射を表す式であるが、実際の P S F C では電流パルスで作動される。電流パルス駆動の場合の反射パルスは、電圧パルスの場合と極性が逆転する。電流パルスの場合には式 5.6 の $\rho_j(t)$ が負になる。

$$\frac{V(t)}{V_{i\max}} = \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}} \right) - \sum_{j=1}^3 \rho_j(t) \dots \dots \dots (5.5)$$

$$\rho_j(t) = (C_x Z_o)^2 \frac{\tau_j e^{\frac{2(T_j-t)}{C_x Z_o}} + \left(T_j - \tau_j - t - 2\tau_j \frac{T_j-t}{C_x Z_o} \right) \cdot e^{\frac{T_j-t}{\tau_j}}}{(C_x Z_o - 2\tau_j)^2 \tau_j} \cdot U(t - T_j) \dots \dots (5.6)$$

Fig. 5.3 に入力パルスと反射パルスの合成パルス波形の計算結果を示す。 C_x には絶縁リングによる付加キャパシタンス 5.1pF(設計値)を用いた。 t_{d1} 、 t_{d2} 及び t_{d3} には絶縁リング装着位置から計算した 40、90 及び 140ns を与えた。

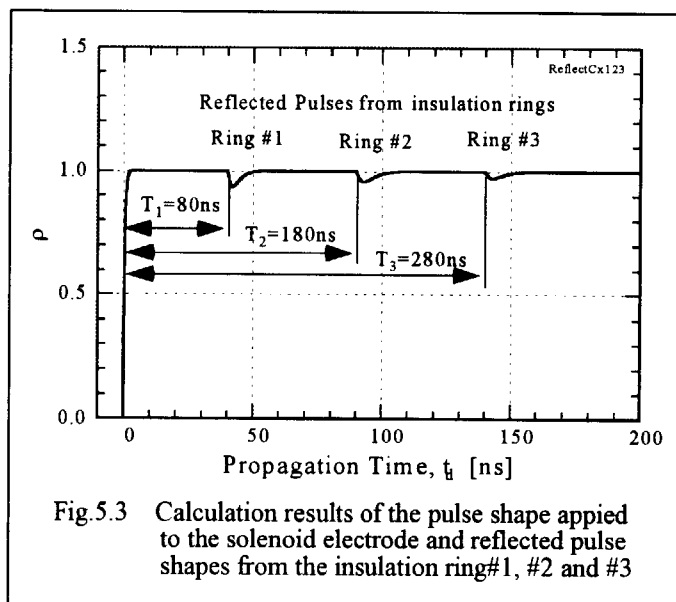
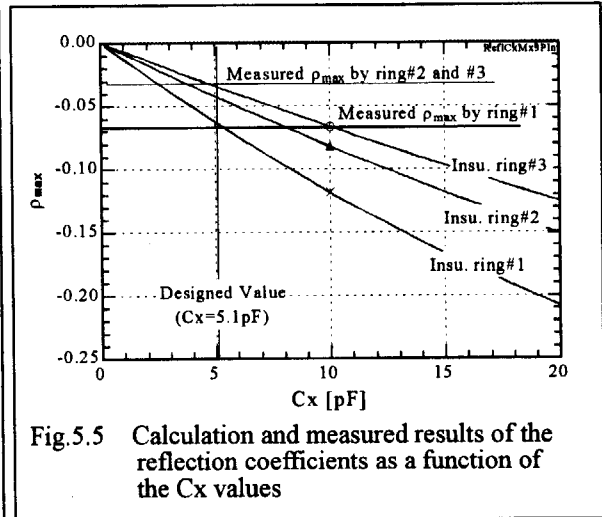
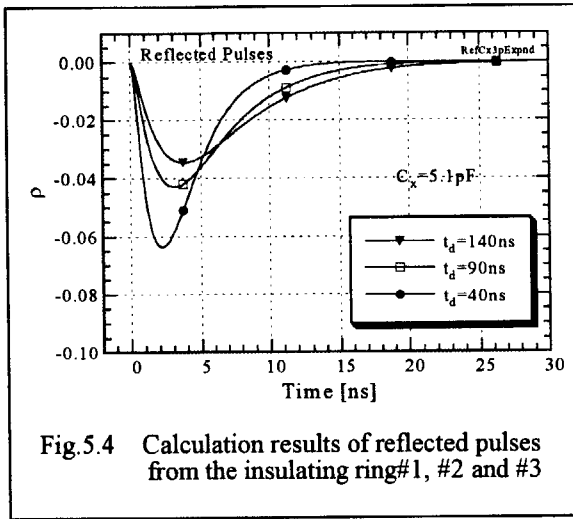


Fig.5.3 Calculation results of the pulse shape applied to the solenoid electrode and reflected pulse shapes from the insulation ring#1, #2 and #3

Fig. 5.4 に 3 箇所からの反射パルス波形を拡大し、比較して示した。計算結果は、入力点に近くパルスの立上りが速いほど、反射パルスが大きくなること示している。

Fig. 5.5 に、 C_x を関数とした反射パルスの最大値 ρ_{\max} (反射係数、 $V_{r\max}/V_{i\max}$) の計算結果を示す。反射パルスは C_x が大きくなるに従って増大する。Fig. 5.5 には、計算結果と、測定値を比較するため、TDR (Time Domain Reflectometer) で測定した値を合わせて表示した。計算結果は実測値と比べて若干大きな値となった。これは計算では、パルスがソレノイド電極を伝播するに伴う

減衰を考慮していないことに起因していると考えられる。



6. ソレノイド電極構造体の試作及び特性試験

6.1 ソレノイド電極構造体の試作

特性インピーダンスの設計値を基に、Fig. 6.1 に示すようなソレノイド電極構造体を試作した。寸法は、外筒外径 22mm、ソレノイド電極外径 17mm、電極間ギャップ 1mm、ソレノイド電極長が 800mm である。ソレノイドの巻数は 1000Turns/m とした。ソレノイド電極構造体のインダクタンス、キャパシタンス及び特性インピーダンス等を測定するため、ソレノイド電極両端に BNC 型同軸コネクタを設けた。

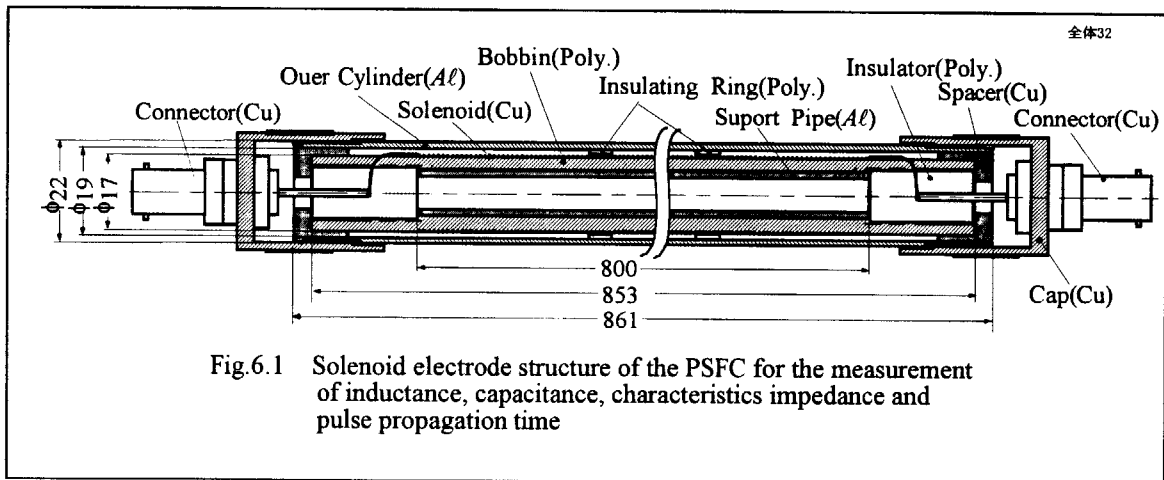


Fig.6.1 Solenoid electrode structure of the PSFC for the measurement of inductance, capacitance, characteristics impedance and pulse propagation time

6.2 インダクタンス及び抵抗の測定

試作したソレノイド電極構造体のインダクタンス及び抵抗を、LCRメータにより、Fig. 6.2 に示す接続方法で測定した。測定では電源周波数を 100Hz~100kHz の範囲で変化させて、周波数依存性を調べた。

インダクタンスの測定結果を Fig. 6.3 に示す。インダクタンスは、100Hz の低周波で 200 μ H を示し、周波数を 4kHz まで上げるに従ってインダクタンスが 60 μ H まで急激に低下した。それ以上の周波数では、インダクタンスの緩やかな低下が認められた。100kHz でのインダクタンスは 48.9 μ H であった。

このようにインダクタンスが周波数依存性を示したのは、ソレノイド電極に磁気鉄心がなく、ソレノイド巻線も 1 層で疎巻きになっているため、周波数が高くなるに従って漏れ磁束が増加したためと考えられる。Fig. 6.3 には設計計算で求めたインダクタンス 49.1 μ H も合わせて表示した。

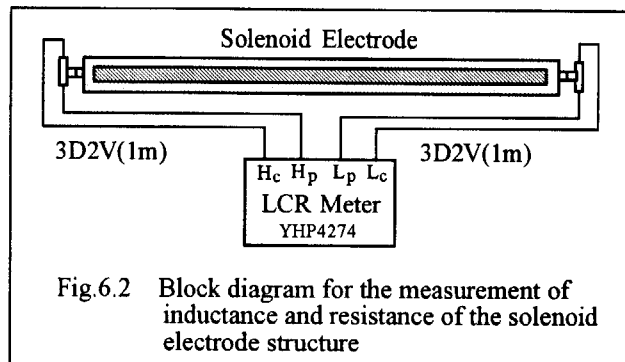
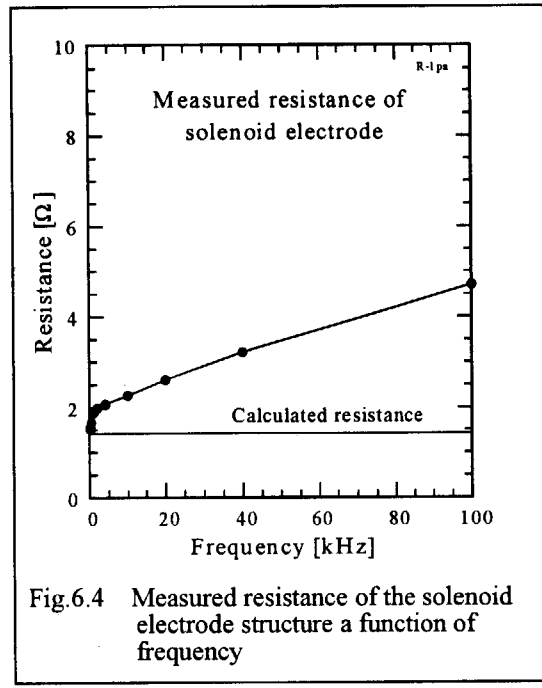
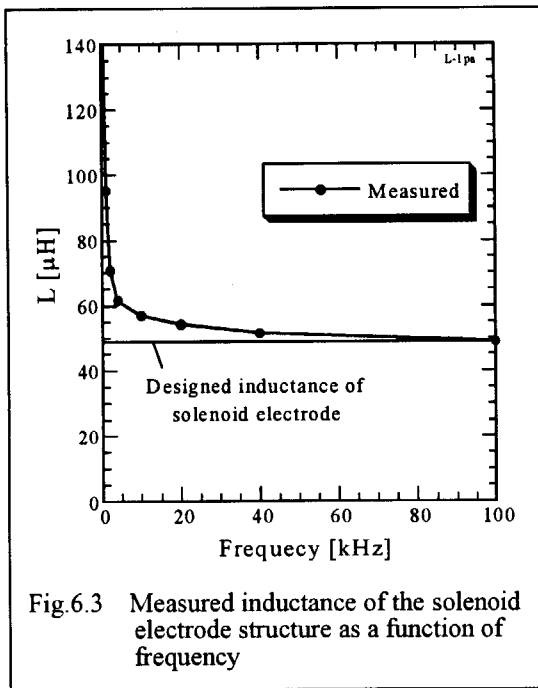


Fig.6.2 Block diagram for the measurement of inductance and resistance of the solenoid electrode structure

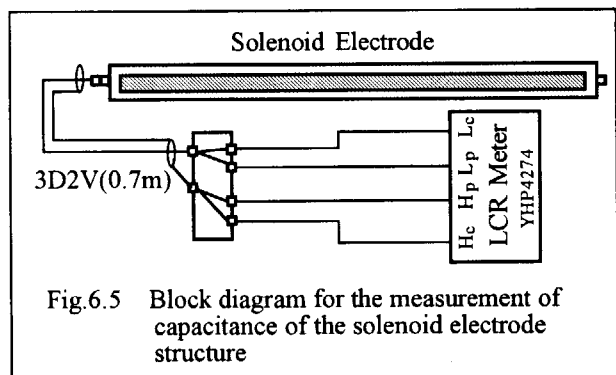
設計計算では周波数を考慮していないため、インダクタンスは一定値である。インダクタンスは周波数 100kHz で計算値と測定値はほぼ一致したが、周波数依存性が認められた。このため、100kHz 以上の周波数では、実際のインダクタンスは計算値より若干低下することが予想される。

電源周波数を変えて測定した導通抵抗を Fig. 6.4 に示す。100Hz の低周波での抵抗値は 1.51Ω で、計算値の直流抵抗値の 1.4Ω とほぼ一致した。導通抵抗の測定値は周波数が 2kHz で 1.99Ω と急激に増加し、2kHz 以上では緩やかに増加した。100kHz での抵抗値は 4.71Ω であった。

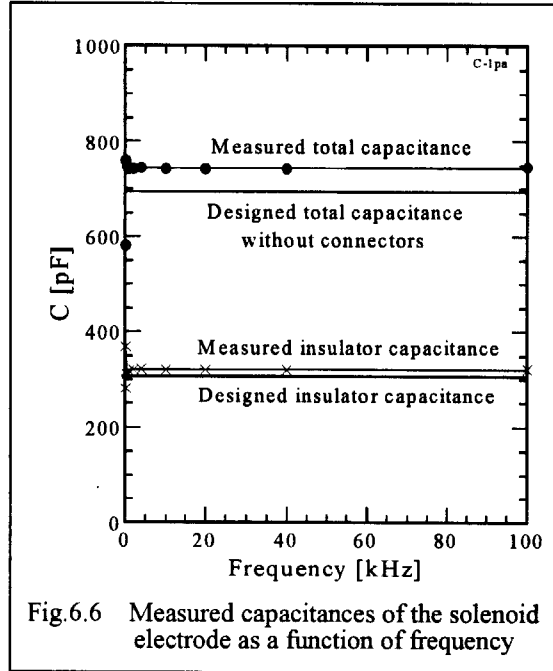


6.3 キャパシタンスの測定

キャパシタンスの測定回路構成を Fig. 6.5 に示す。キャパシタンスの測定においても周波数依存性を調べるため、電源周波数を 100Hz～100kHz の範囲で変化させて計測した。測定結果を Fig. 6.6 に示す。キャパシタンスの測定値は、測定回路に示した同軸ケーブル (3D-2V、長さ 0.7m) のキャパシタンスを差引いた値である。測定では電極間キャパシタンスを評価するため、ソレノイド巻線用絶縁体のキャパシタンスと、ソレノイド電極構造体の総合キャパシタンスの両方を測定した。測定した両キャパシタンスとも、周波数依存性はほとんど認められなかった。絶縁体のキャパシタンスは約 320pF で、ソレノイド電極構造体の総合キャパシタンスは約 744pF であった。設計計算での夫々のキャパシタンスは、308pF 及び 686pF であった。絶縁体のキャパシタンスでは計算値と測定結果は近い値を示したが、ソレノイド電極構造体

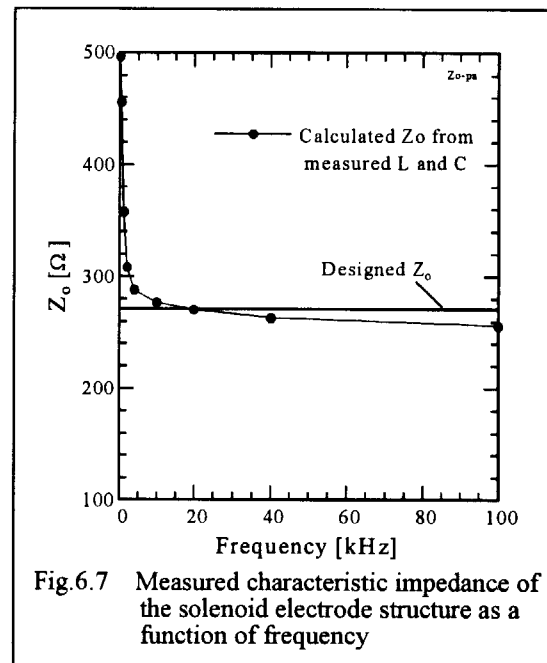


の総合キャパシタンスの方は測定値が若干大きな値を示した。この誤差は主に、計算ではソレノイド電極両端に設けたコネクタのキャパシタンスを入れていないことに起因していると考えられる。



6.4 LC測定結果からの電極部特性インピーダンスの評価

ソレノイド電極のインダクタンス (L) 及びキャパシタンス (C) の測定結果から夫々の周波数における特性インピーダンスを計算して Fig. 6.7 に示した。計算では抵抗及び漏洩コンダクタンスを無視して、測定されたL及びCから特性インピーダンスを求めた。設計計算の特性インピーダンスも同じく、計算されたL及びCから求めた値である。測定された特性インピーダンスは、周波数10kHzで277Ωを、100kHzでは256Ωとなって、周波数が高くなるに従って緩やかな低下を示した。これはインダクタンスが周波数依存性を有していることに起因している。設計計算での特性インピーダンスは271Ωであった。



7. TDRによる特性インピーダンスの測定

試作したソレノイド電極構造体について、その特性インピーダンス及び電極支持用絶縁リングからの反射を調べるため、TDR (Time Domain Reflectometer) を用いて、Fig. 7.1 に示したよ

うな回路構成で、反射係数を測定した。図中の Z_1 及び Z_2 は夫々接続ケーブル、ソレノイド電極の特性インピーダンスである。 V_1 及び V_2 はTDRから入力された進行波パルスの電圧値である。 V_2 と V_1 の関係を式 7.1 に示す。 V_3 はケーブル (3D-2V, 50Ω, 2m) とソレノイド電極の接続部から反射されるパルスの電圧値を表している。 V_4 はソレノイド電極内のキャパシタンス C_x から反射されるパルスの電圧値を表している。図に示すよ

うに、特性インピーダンスが異なる複数のパルス伝送線路を直列接続して、反射パルスを計測すると、接続部境界が有するパルス透過係数によって、伝送路を伝播するパルスの波高が変化する。この結果、TDRは見かけ上の反射係数を与えることになる。Fig. 7.1 の下段に示した波形中の ρ_1' 及び ρ_2' はTDRで測定される見かけ上の反射係数である。TDR

で測定される反射係数 ρ_1' 及び ρ_2' と実際の反射係数 ρ_1 及び ρ_2 の関係を式 7.2 と 7.3 に示す。但し、本測定ではTDRの出力インピーダンス Z_1 と接続ケーブルの特性インピーダンス Z_1 を等しくしたため、 $\rho_1 = \rho_1'$ となった。測定するソレノイド電極の特性インピーダンス Z_2 は、反射係数 ρ_1 を用いて式 7.4 から求められる。

試作したソレノイド電極構造の反射係数の測定結果を Fig. 7.2 に示す。図では横軸をパルスの伝播時間で表した。これは被測定体の長さに相当する。図中左側の最初

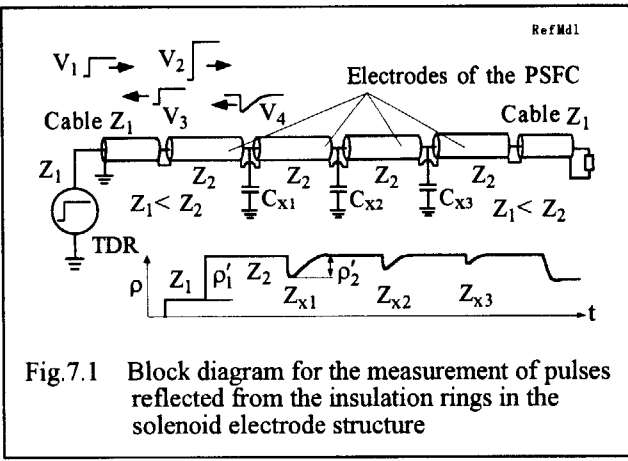


Fig. 7.1 Block diagram for the measurement of pulses reflected from the insulation rings in the solenoid electrode structure

$$V_2 = (1 + \rho_1) \cdot V_1 \text{ ----- (7.1)}$$

$$\rho_1 = \frac{V_3}{V_1} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} = \rho_1' \text{ ----- (7.2)}$$

$$\rho_2 = \frac{V_4}{V_2} = \frac{(Z_1 + Z_2)^2}{4Z_1 Z_2} \rho_2' \text{ ----- (7.3)}$$

$$Z_2 = \frac{1 + \rho_1}{1 - \rho_1} Z_1 \text{ ----- (7.4)}$$

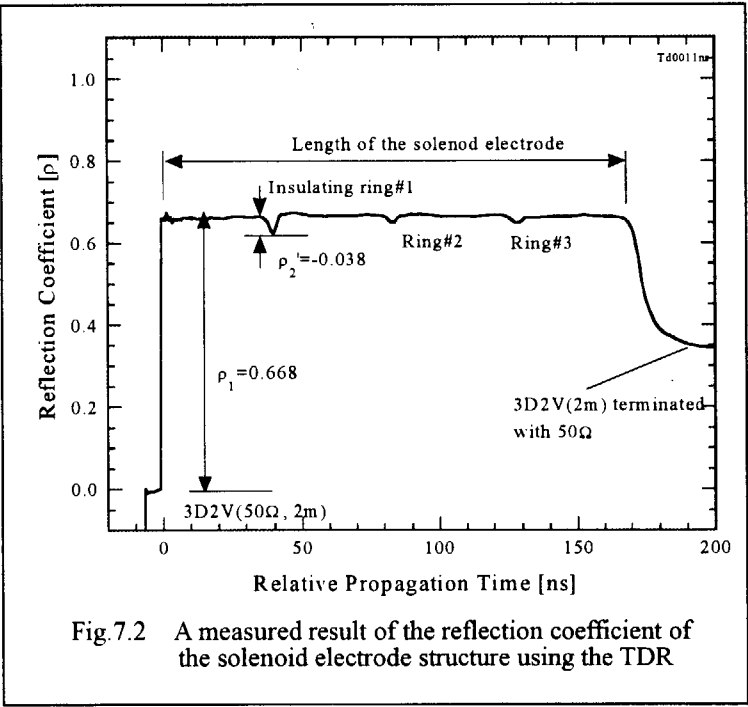


Fig. 7.2 A measured result of the reflection coefficient of the solenoid electrode structure using the TDR

のステップ($\rho=0$)は、TDRとソレノイド電極を接続するために用いた同軸ケーブル(3D2V, 50Ω , 2m)の反射によるものである。第2のステップ($\rho_1=0.668$)はソレノイド電極からの反射で、その後のフラット部はソレノイド電極の長さ方向の特性インピーダンスを連続して示している。ソレノイド電極の長さ方向において、3箇所、特性インピーダンスが低下しているのは、電極支持用の絶縁リングによる反射である。

この測定結果から、試作したソレノイド電極構造体は、長さ方向全体にわたってフラットな特性インピーダンスを有し、良好なパルス伝播特性を示すことが分かった。反射係数 ρ_1 からソレノイド電極の特性インピーダンスは 251Ω と評価された。

また、TDR測定結果から、入力パルス波高を1.0として式7.3を用いて、絶縁リング#1から反射される実際のパルス波高値を求めたところ0.0686であった。同様に絶縁リング#2及び#3からの反射パルスの波高値は約0.031であった。

8. 結 論

遅延線構造 P S F C 開発の成否は、それに必要なソレノイド電極構造の成立性と中性子の位置検出に必要なパルス伝播特性が得られるかによって決まる。このため、ソレノイド電極構造の検討と、パルス伝播特性を決定する重要なパラメータである特性インピーダンスの設計を行った。特性インピーダンスの設計には、ソレノイド電極部及び信号出力部のインダクタンス (L)、キャパシタンス (C) の設計計算が必要である。また、L 及び C はソレノイド電極部のパルス遅延特性を決める定数でもある。パルス遅延特性により中性子位置検出分解能が左右される。

設計では、L、C、特性インピーダンス、パルス遅延時間及び電極支持構造体によるパルスの反射特性を計算し、それらの最適値からソレノイド電極構造を決めた。設計値を基にソレノイド電極構造体を試作し、電気的特性の測定実験を行った。

Table 8.1 に設計値と測定結果を比較して示す。ソレノイド電極の導通抵抗は、低周波では計算値と測定値はほぼ合っていたが、100kHz の周波数では 4.71Ω に増加した。これは表皮効果によるものと考えられる。インダクタンスについては、計算値が約 $49\mu\text{H}$ であり、100kHz での測定値と一致した。キャパシタンス (C) は計算値 686pF に対し、測定値 744pF で、測定値の方が 7.8% 大きな値となった。特性インピーダンスの測定値 251Ω は、計算結果 271Ω より 8% 低い値であった。特性インピーダンスの計算には、電極支持用絶縁リングの C_x を除いた値 (w/o Rings) を用いた。パルス遅延時間の測定値は 167ns で、計算結果 181ns に比べて 8.4% 短かった。上記の計算結果と測定値の相違は、主に C の計算値が若干低く評価されたと、高周波におけるインダクタンスの低下によるものと考えられる。

TDR による測定結果から、ソレノイド電極全長にわたって特性インピーダンスがフラットな特性を示し、また、電極途中に装着された絶縁リングからのパルスの反射についても、反射係数 0.07 以下で、充分小さいことが確認された。反射波形の計算解析は、電極軸方向に沿った特性インピーダンスの歪みの推定評価に有効であることが分かった。

ソレノイド電極構造体の設計及び試作試験の結果から、設計計算値がソレノイド電極構造体の電気的特性を十分な精度をもって表すことが分かった。さらに、ソレノイド電極構造体の電気的諸特性は、P S F C に要求される性能を充分満たしていることが確認できた。

Table 8.1 Comparison of designed values and measured

Items	Designed Values	Measured Results
Resitance	1.4Ω at DC	1.51Ω at 100Hz 4.71Ω at 100kHz
Inductance	$49.1\ \mu\text{H}$	$48.9\ \mu\text{H}$ at 100kHz
Capacitance	686pF with Rings 667pF w/o Rings	744pF at 10k~100kHz
Charcteristic Impedance	271Ω	277Ω at 10kHz 256Ω at 100kHz 251Ω (TDR)
Delay Time	$181\text{ns}/800\text{mm}$	$167\text{ns}/800\text{mm}$ (TDR)

謝 辞

位置位置検出型核分裂計数管のソレノイド電極構造の設計では、日本原子力研究所エネルギーシステム部の荒 克之氏、三菱電機株式会社通信機製作所の深草伸二氏、田村正和氏より御助言して戴いた。厚くお礼申し上げます。

参考文献

1. 山岸秀志 "遅延線電極構造に設計した位置検出型核分裂計数管の理論的考察"、JAERI-M93-151, July 1993
2. 山岸秀志 "遅延線電極構造を有した位置検出型核分裂計数管の信号計測系と計数誤差"、JAERI-M 94-010, February 1994
3. H.Yamagishi, "Study of Position Sensitive Fission Counter with Transmission Delat Line Structure", JAERI-Review 94-009, p201 (Nov. 1994)
4. H.Yamagishi, "Calculation Method for Pulse Height Distributions of Fission Counters", JAERI-Review 95-014, p176 (Sep. 1995)
5. H.Yamagishi, K.Ara, et al., "Study of Pulse Height Distributions due to Alpha particles in Fission Counters", JAERI-Review 96-012, p136 (Sep. 1996)
6. H.Yamagishi, K.Ara, "Calculational Study of Output Signal Pulses from Fission Counters for Detecting Fast Neutrons", JAERI-Review 97-011, p161 (Oct. 1997)
7. 瓜谷章、森千鶴夫、渡辺鑑、宮原昭、"新しい信号読み出し法を用いた中性子測定用電荷分割式位置検出型比例計数管の開発"、日本原子力学会 1989 年会、E33、1989
8. C. Mori, T.Haga and A.Uritani, "A new position-sensitive nuclear fission counter with a convenient readout method for neutron measurement", Nuclear In. And Methods in Phys. Re. A310, P437, 1991
9. 羽賀剛、安藤彰浩、森千鶴夫、瓜谷章、柳田勝男、"位置検出型核分裂計数管の開発"、日本原子力学会 1992 春の年会、F8、1992
10. 安藤彰浩、森千鶴夫、柳田勝男、瓜谷章、"位置検出型核分裂計数管における γ 線の影響(II)"、日本原子力学会 1993 春の年会、F10、1993
11. 森千鶴夫、安藤彰浩、瓜谷章、羽賀剛、"中性子位置検出型核分裂計数管の開発"、放射線、Vol.21 No.1、ISSN 0285-3604、p35、1995
12. V.S.Galtsov, I.I.Zakharkin, et al., "Instruments and Technic for Experiments, No.1, p31 (1978)
13. M.K.Kopp, K.H.Valentine, G.C.Guerrant and J.A.Harter, "Position-sensitive Fission Counter for In-core Flux Profile Monitoring", IEEE Trans. Nuclear. Sci. NS-31 (1), p. 733, Feb. 1984
14. F.L.Glesius, J.A.Williams, and C.W.Ricker, "In-core Instrumentation and Rector Core Assessment", Proceedings of a Specialists' Meeting Pittsburgh, USA, 1-4 Oct. 1991

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
物質の量	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, L
トン	t
電子ボルト	eV
原子質量単位	u

1 eV = 1.60218 × 10⁻¹⁹ J

1 u = 1.66054 × 10⁻²⁷ 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

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
工率, 放射束	ワット	W	J/s
電気量, 電荷	クーロン	C	A·s
電位, 電圧, 起電力	ボルト	V	W/A
静電容量	ファラド	F	C/V
電気抵抗	オーム	Ω	V/A
コンダクタンス	ジーメン	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	
光度	ルーメン	lm	cd·sr
照射度	ルクス	lx	lm/m ²
放射線量	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4 SIと共に暫定的に維持される単位

名称	記号
オンGSTローム	A
バール	bar
ガロン	gal
キュリー	Ci
レントゲン	R
ラド	rad
レム	rem

1 Å = 0.1 nm = 10⁻¹⁰ m

1 b = 100 fm² = 10⁻²⁸ m²

1 bar = 0.1 MPa = 10⁵ Pa

1 gal = 1 cm/s² = 10⁻² m/s²

1 Ci = 3.7 × 10¹⁰ Bq

1 R = 2.58 × 10⁻⁴ C/kg

1 rad = 1 cGy = 10⁻² Gy

1 rem = 1 cSv = 10⁻² Sv

(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、1 eVおよび1 u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す場合に限り表2のカテゴリーに分類されている。
- EC閣僚理事会指令では 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

粘度 1 Pa·s (N·s/m²) = 10 P (ポアズ) (g/(cm·s))

動粘度 1 m²/s = 10⁶ St (ストークス) (cm²/s)

圧	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 ⁻¹	1.31579 × 10 ⁻¹	1	1.93368 × 10 ⁻¹
	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	0.101972	2.77778 × 10 ⁻⁷	0.238889	9.47813 × 10 ⁻¹	0.737562	6.24150 × 10 ¹⁸
	9.80665	1	2.72407 × 10 ⁻⁶	2.34270	9.29487 × 10 ⁻¹	7.23301	6.12082 × 10 ¹⁹
	3.6 × 10 ⁶	3.67098 × 10 ⁵	1	8.59999 × 10 ⁵	3412.13	2.65522 × 10 ⁶	2.24694 × 10 ²⁵
	4.18605	0.426858	1.16279 × 10 ⁻⁶	1	3.96759 × 10 ⁻³	3.08747	2.61272 × 10 ¹⁹
	1055.06	107.586	2.93072 × 10 ⁻¹	252.042	1	778.172	6.58515 × 10 ²¹
	1.35582	0.138255	3.76616 × 10 ⁻⁷	0.323890	1.28506 × 10 ⁻¹	1	8.46233 × 10 ¹⁸
	1.60218 × 10 ¹⁹	1.63377 × 10 ²⁰	4.45050 × 10 ²⁶	3.82743 × 10 ²⁰	1.51857 × 10 ²²	1.18171 × 10 ¹⁹	1

1 cal = 4.18605 J (計量法)

= 4.184 J (熱化学)

= 4.1855 J (15°C)

= 4.1868 J (国際蒸気表)

仕事率 1 PS (仏馬力)

= 75 kgf·m/s

= 735.499 W

放射能	Bq	Ci
	1	2.70270 × 10 ⁻¹¹
	3.7 × 10 ¹⁰	1

吸収線量	Gy	rad
	1	100
	0.01	1

照射線量	C/kg	R
	1	3876
	2.58 × 10 ⁻¹	1

線量当量	Sv	rem
	1	100
	0.01	1

位置検出型核分裂計数管の特性インピーダンスの設計とソレノイド電極構造体の試作試験