



Title	BaTiO ₃ 誘電体を用いた新たな線量測定システムの開発
Author(s)	久我, 悠馬
Degree Grantor	北海道大学
Degree Name	博士(医理工学)
Dissertation Number	甲第15033号
Issue Date	2022-03-24
DOI	https://doi.org/10.14943/doctoral.k15033
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/88964
Type	doctoral thesis
File Information	Yuma_Kuga.pdf



学位論文

BaTiO₃誘電体を用いた新たな線量測定システムの開発

(Development of a novel dose measurement system using
BaTiO₃ dielectric)

2022年3月

北海道大学

久我 悠馬

学位論文

BaTiO₃誘電体を用いた新たな線量測定システムの開発

(Development of a novel dose measurement system using
BaTiO₃ dielectric)

2022年3月

北海道大学

久我 悠馬

1. 序論.....	2
1.1 放射線治療と品質保証.....	2
1.2 チタン酸バリウム誘電体.....	3
1.3 研究の目的.....	4
2. アレイ型コンデンサ線量計のための読み出し回路の開発.....	5
2.1 背景.....	5
2.2 測定原理.....	6
2.3 装置と方法.....	7
2.3.1 自作1次元プロファイル測定器.....	7
2.3.2 実験体系と方法.....	8
2.3.3 IC Profiler	9
2.3.4 自作1次元プロファイル測定器と IC Profiler との比較	9
2.3.5 簡易アレイ型線量計のプロファイル測定.....	10
2.4 結果.....	11
2.4.1 1次元プロファイル測定の比較結果.....	11
2.4.2 アレイ型線量計のプロファイル測定.....	12
2.5 考察.....	13
3. コンデンサ線量計を利用した体内埋め込み可能な線量計に関する基礎検討.....	14
3.1 背景.....	14
3.1.1 先行研究と問題点.....	14
3.1.2 周波数の測定方法.....	15
3.2 理論.....	16
3.2.1 誘電起電力によって生じる位相ずれ.....	16
3.2.2 無線電力転送の種類.....	17
3.2.3 SCMR と S21 を組み合わせた周波数の測定方法	19
3.3 装置と方法.....	20

3.3.1 ネットワークアナライザ.....	20
3.3.2 S21 の理論式を用いたシミュレーション	21
3.3.3 抵抗値とインダクタンスの計算.....	21
3.3.4 静電容量.....	23
3.3.5 相互インダクタンスの計算.....	23
3.3.6 S21 の計算	24
3.4 シミュレーションの妥当性評価.....	25
3.4.1 ターゲットコイルがない場合での比較検証（検証 A）	25
3.4.2 ターゲットコイルがある場合での比較検証（検証 B）	25
3.4.3 通信距離を伸ばした場合での比較検証（検証 C）	26
3.5 結果.....	28
3.5.1 ターゲットコイルがない場合（検証 A） とある場合（検証 B） の結果.....	28
3.5.2 通信距離を伸ばした場合での比較検証の結果（検証 C）	28
3.6 考察.....	29
4. 臨床応用を目指したコイル線量計の設計.....	30
4.1 背景.....	30
4.2 理論.....	30
4.2.1 結合係数 k と Q 値.....	30
4.2.2 生体（誘電体）から受ける影響.....	32
4.2.2.1 結合係数が受ける影響.....	32
4.2.2.2 Q 値が受ける影響.....	32
4.3 実験方法.....	36
4.3.1 生体（誘電体）が測定システムに与える影響（検証 D）	36
4.3.2 ターゲットコイルの位置ずれと角度ずれが与える影響（検証 E, F）	37
4.4 結果.....	38
4.4.1 生体（誘電体）が測定システムに与える影響（検証 D）	38

4.4.2	ターゲットコイルの位置ずれが与える影響（検証 E）	38
4.4.3	ターゲットコイルの角度ずれが与える影響（検証 F）	40
4.5	考察.....	41
4.5.1	臨床での体内線量測定システムの実現可能性.....	41
4.5.2	角度ずれへの対処方法.....	41
4.5.3	線量測定可能なコイル線量計の作成.....	43
5.	謝辞.....	44
6.	参考文献.....	44

発表論文目録および学会発表目録

本研究の一部は以下の論文に発表した。

1. 著者名 : Yuma Kuga, Ryo Ogawara, Masayori Ishikawa
論文名 : 「Feasibility study on a novel tiny dosimeter using a barium titanate capacitor」
学術雑誌名 : Journal of Radiation Research
ページ : Vol. 61, No. 1, 2020, pp. 34–43
掲載年月 : 2019 年 2 月

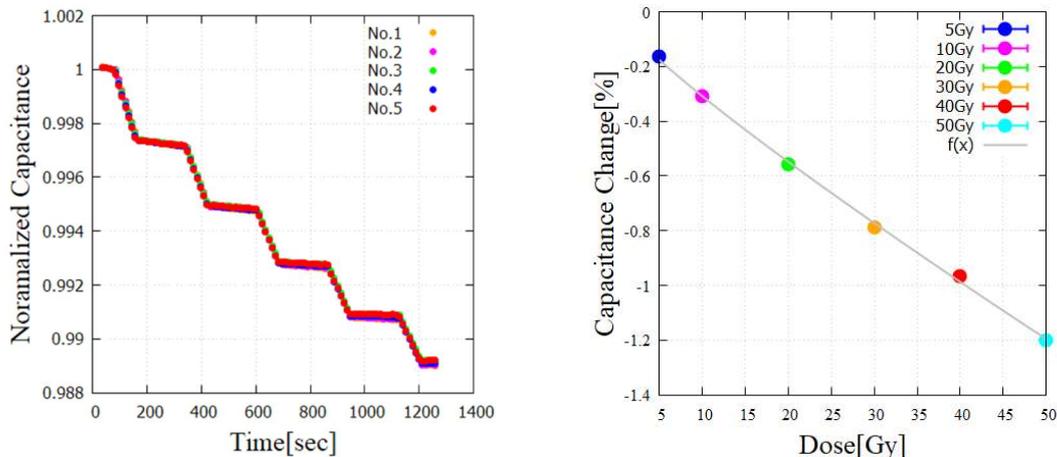
本研究の一部は以下の学会に発表した。

1. 発表者 : 久我悠馬
演題名 : 「チタン酸バリウムを誘電体としたコンデンサの線量計としての基礎検討」
学会名 : 第 117 回日本医学物理学会、2019 年
2. 発表者 : 久我悠馬
演題名 : 「超小型コンデンサ素子を用いた体内線量測定システムに関する基礎検討」
学会名 : 日本放射線腫瘍学会、2020 年

1. 序論

1.1 放射線治療と品質保証

放射線治療はがん治療法の一つで、主にほかのがん治療法と併用して行われる。放射線治療の特徴として、外科療法に比べて肉体的な負担が少なく、機能・形態を温存しながら治療することが可能である。さらに、全身状態が良ければ外来通院で治療も可能である。このような特徴を持つことから手術の適応とならない高齢者や全身状態の不良な場合、既にかんが進行していて手術の適応とならない場合でも治療が可能である。また、治療そのものによる苦痛が少なく、手術で切除困難な場合でも治療を行うことができるため、がんによる様々な苦痛を和らげるための治療を行うことも可能である。放射線治療はまず初めに、放射科医の診察によって治療方針を決定した後に、CT 撮像を行い、がんやその周辺の組織の位置を正確に把握した上で、どの方向から何回放射線を照射するかなどを検討し、治療計画が立てられる。放射線治療において、機器が指示通り動作していること・患部に治療計画通りの線量が投与されていることの確認は大変重要であり、日々の精度管理が不可欠である。そのため、臨床現場では QA (Quality Assurance) を行うことで、放射線治療の品質を保っている。放射線治療機器のための品質管理項目は、JASTRO や AAPM によって決められており、それぞれ品質管理項目に応じて点検の頻度や、許容誤差が設けられている。また、点検の頻度は、始業、週毎、月毎、および年毎に分けられており、重要度の高いものほど点検の頻度が多くなるように設定されている。これらは、機械が指示通り動作していることを確認するための QA であるのに対して、臨床現場ではこの他に、患者毎に治療計画通りの線量を投与できているかを確認するために患者 QA が行われる。患者 QA では、治療計画の線量分布と実測によって得られる線量分布を比較しており、一般的にはフィルムや 2 次元線量計を用いた QA が行われる。しかし、2 次元線量計では検出素子を最低でも 1,000 個以上並べる必要があることから、非常に高価である。一方、当研究室では、チタン酸バリウム誘電体を用いたコンデンサの静電容量が放射線の照射によって変化することを発見し (図 1)、放射線治療における体内線量計への適用可能性に関する研究を進めている。



(a) 静電容量の時間変化(5 回照射) (b) 線量と静電容量変化の関係

図 1 照射による静電容量変化

1.2 チタン酸バリウム誘電体

チタン酸バリウムを誘電体とした積層セラミックコンデンサは、素子サイズが小さく、非常に安価であるため、様々な分野で利用されている。チタン酸バリウムはABO₃型のペロブスカイト構造をとり、図2のようにAサイトにバリウム (Ba)、Bサイトにチタン (Ti) が配位している。また、結晶の中心に位置するTiイオンがc軸方向に変位し、自発分極を起し強誘電体の性質を示す。チタン酸バリウムの結晶構造は温度によって変化することが知られており、温度が上昇するとともに、菱面体系、斜方晶系、正方晶系、立方晶系と変化する(図3)。チタン酸バリウムは室温で正方晶に属し、自発分極によって強誘電体の性質を示す。また、時間経過に従って静電容量が低下するエージングと呼ばれる現象が起こることが知られており、エージングによる静電容量の時間変化は、式(2.1)で表されることが分かっている(Papaioannou *et al.*, 2005)。ここで、Tは温度(K)、kはボルツマン定数、 E_A は活性化エネルギーであり、緩和時間 $\tau(T)$ はアレニウスの式によって求められる。また、 C_∞ は収束時の静電容量、 C_0 は一時的な静電容量、 β は補正係数を示している。

$$C(t) = C_\infty + C_0 e^{-\frac{t}{\tau(T)}^\beta} \quad (2.1)$$

$$\tau(T) = \tau_0 e^{\frac{E_A}{kT}} \quad (2.2)$$

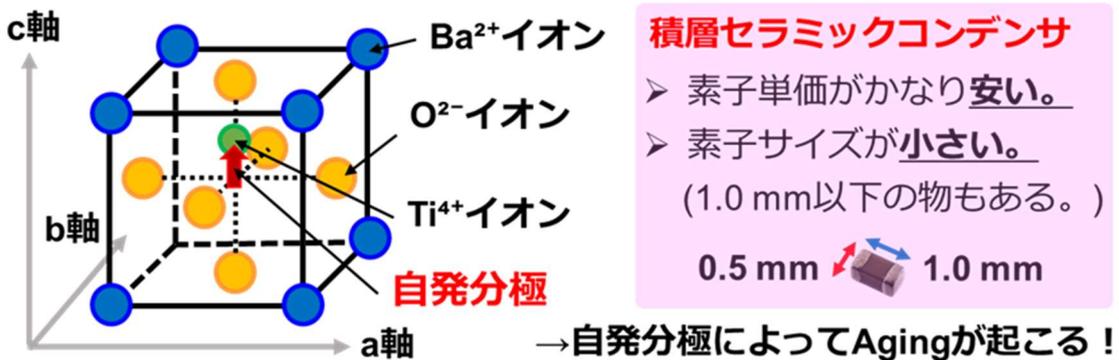


図2 チタン酸バリウムの結晶構造とコンデンサとしての特徴

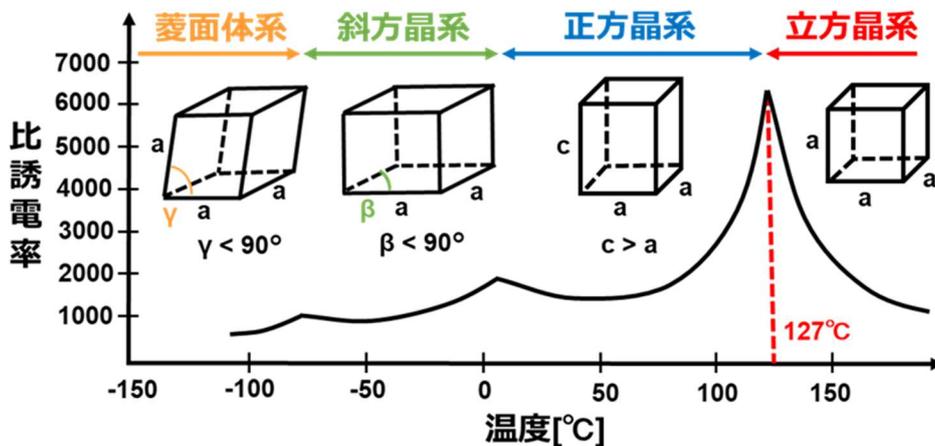


図3 チタン酸バリウムの結晶構造とコンデンサとしての特徴

一方で、キュリー温度（127℃）以上では、結晶構造が立方晶に変化し、常誘電体の性質を示す。そのため、チタン酸バリウムにアニーリング処理（加熱処理）を施すと、エージングによって下がった静電容量が回復することが知られている。したがって、放射線照射によって下がった静電容量は、アニーリング処理によって回復するため、線量計として繰り返し使用できる可能性がある。

1.3 研究の目的

チタン酸バリウムを誘電体とするコンデンサは、線量計として十分に利用可能であることが示され、他の検出器に比べて安価で素子サイズが小さい特徴を持っている。また、方向依存性がないことも利点であり、放射線治療分野における新たな線量測定システムとなりうる。近年、放射線治療の高精度化に伴い、「小照射野での線量分布測定」の需要が高まっているが、普及している半導体線量計や電離箱線量計を使用した線量分布測定システムは、検出器のサイズやコストが高いため、分解能はそれほど高くはない。そのため、照射野が小さい場合に正しく線量測定を行うことができないことが問題点となっている。

一方、治療時における患部の投与線量を測定する「体内線量測定」に関する研究も数多く行われている。しかし、体内に留置する線量計として半導体線量計を用いたものが多く、線量計以外の電子部品を実装することによるサイズの大きさや、方向依存性による線量誤差の大きさが問題となっている。そこで、コンデンサ線量計は上記の利点を生かすことにより、既存の線量測定システムの問題点を解決できると考えられる。

本論文では、第2章において安価で高分解能なアレイ型線量計の開発について、第3章においてコンデンサ線量計を利用した体内線量測定システムについて、4章において臨床応用を目指したコイル線量計の設計について述べる。

2. アレイ型コンデンサ線量計のための読み出し回路の開発

2.1 背景

放射線治療の臨床現場では、治療計画通りの照射が行われたかを確認するために QA (Quality Assurance) が行われ、2次元線量計 (半導体線量計・電離箱線量計) が一般的に使用される。しかし、半導体線量計は検出器がかなり高価なために検出素子を間引いて配置しており、電離箱線量計は検出素子のサイズが大きいため、敷き詰めて配置することができない。そのため、両者とも空間分解能が悪いという欠点がある。さらに、2次元線量計は非常に高価 (約 1000 万程度) であり、病院側の経済的負担が大きい。近年では、定位放射線治療などによる治療の高精度化に伴い、QA 時の線量測定に測定の正確さや高い分解能が求められる。しかし、前述のように2次元線量計の分解能は高くないため、ガイドラインによって定められている許容誤差 (3% 2 mm) よりも高い分解能で線量分布チェックができていない。したがって、本当に正しく治療の品質保証ができていない (図 4)。

一方で、先行研究によって積層セラミックコンデンサは、「非常に安価で素子サイズが小さい」線量計として利用できることが確認された。したがって、既存の2次元線量計よりも「安価で分解能の高いアレイ型線量計」を開発できる可能性がある (表 1)。



図 4 QA で使用される線量計と問題点

表 2 コンデンサアレイ型線量計と既存の線量計との性能比較

線量計	フィルム (EBT3)	半導体線量計 (MapCHECK)	電離箱線量計 (MatriXX)	コンデンサ線量計 (計算予想)
分解能 [mm]	0.005	7.07	7.62	0.5 ~ 1
コスト [万円]	1	1,000	1,000	50
測定方法	相対	絶対	絶対	絶対

2.2 測定原理

コンデンサ線量計は、放射線照射による静電容量変化を利用した線量計であるため、LCRメータのように静電容量変化を測定する必要がある。しかし、前述のようなLCRメータ単体では測定できる素子は1つであり、測定するコンデンサの数が増えるとマルチプレクサだけでは対応できなくなる。そのため、高分解能なアレイ型線量計を開発するには、短時間で複数のコンデンサの静電容量変化を測定できるシステムが必要となる。一方で、高速処理が必要となる分野（金融計算、深層学習、自動運転など）ではFPGAと呼ばれるICが使用される。FPGAは任意の処理回路を設計することができ、並列化して処理を行えるため、処理速度が非常に速いという特徴がある。そのため、コンデンサを高密度で配置し、検出器数が膨大になったとしても、並列化処理によって短時間の測定を実現させることができる。コンデンサの静電容量(C)はLC発振回路の共振周波数(f)を利用して測定されることが多く、静電容量を利用した圧力や人検知センサーでは、周波数変化を静電容量変化に変換することが一般的である。そのため、測定対象のコンデンサを取り付けたLC発振回路のアナログ周波数をデジタルの矩形波に変換し、FPGA側で周波数を測定できる処理回路を構築した。さらに、測定データはFPGAからPCに転送され、PC側では周波数変化から静電容量変化を求め、事前に作成しておいた線量変換曲線を利用して照射線量が求められる(図5)。

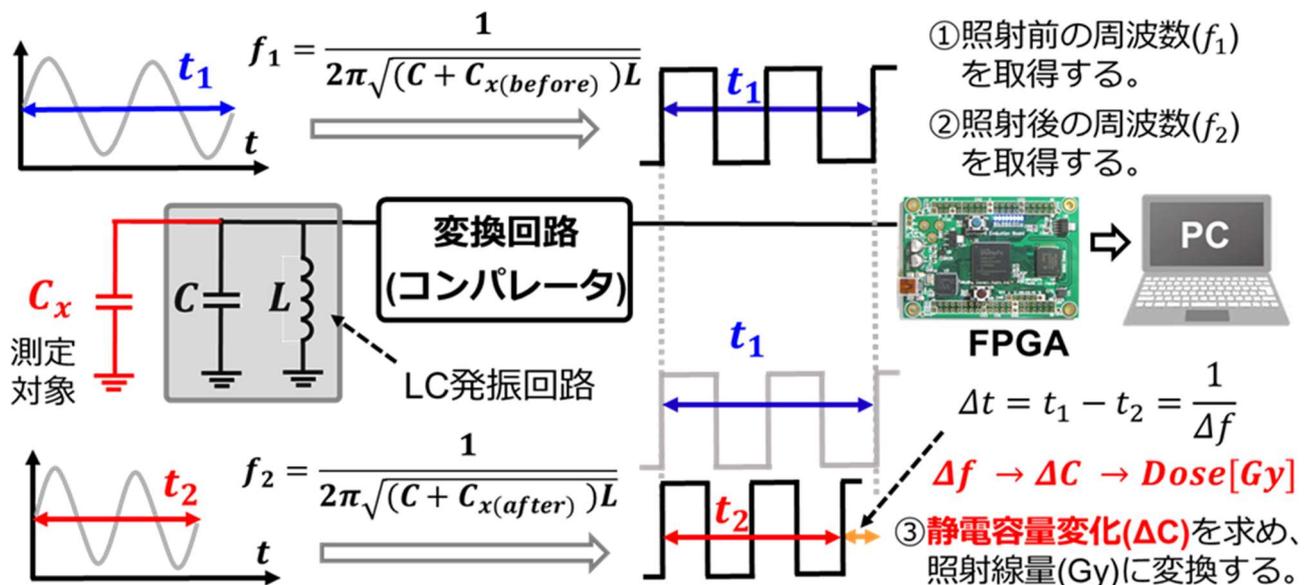


図5 自作線量計の測定原理

FPGA 内部では、入力された矩形波から周波数測定ができる回路を設計する必要がある。FPGAは入力矩形波の電圧から、1 (High) と 0 (Low) を識別することができ、一定の立ち上がり回数内でのサンプリングポイント数から、矩形波の周期(T)を求めることができる。また、高速な周波数測定を連続で行うには、繰り返し取得されたデータを取りためておく必要がある。そこで、FPGA 内部に FIFO (First-in First out) を実装し、ある程度のデータを取りためておけるようにした。FIFOにためられたデータは、PC側からのデータ転送命令があった場合に、FPGAの内部メモリであるBRAM (Block RAM) に書き込まれ、基板上のEZ-

USB@FX2 (Cypress 社製) を経由して PC へデータ転送されるように処理回路を設計した (図 6)。なお、データ読み込みの際に測定データがずれないように、USB 通信はハンドシェイク方式で行った。

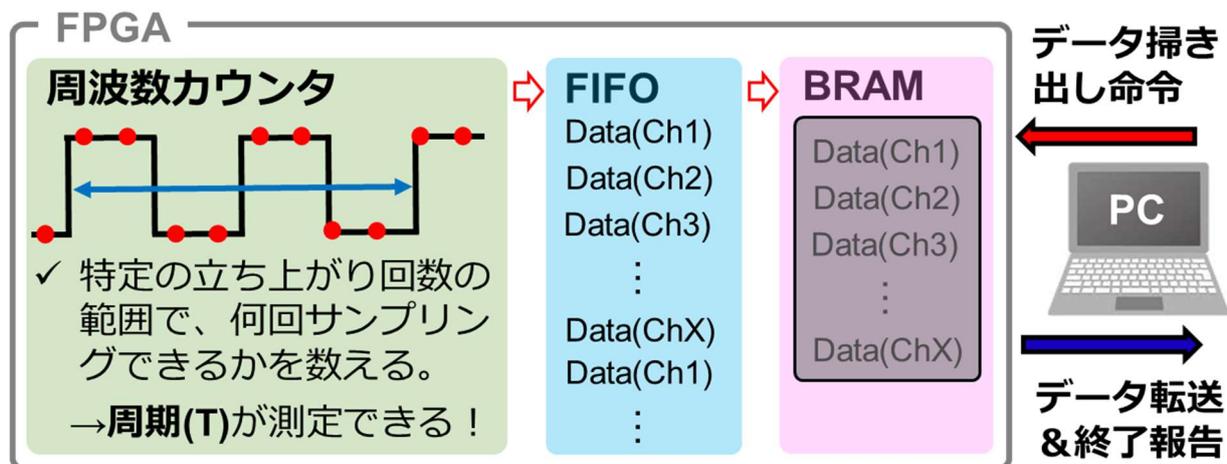


図 6 FPGA 内部の処理回路と USB 通信

2.3 装置と方法

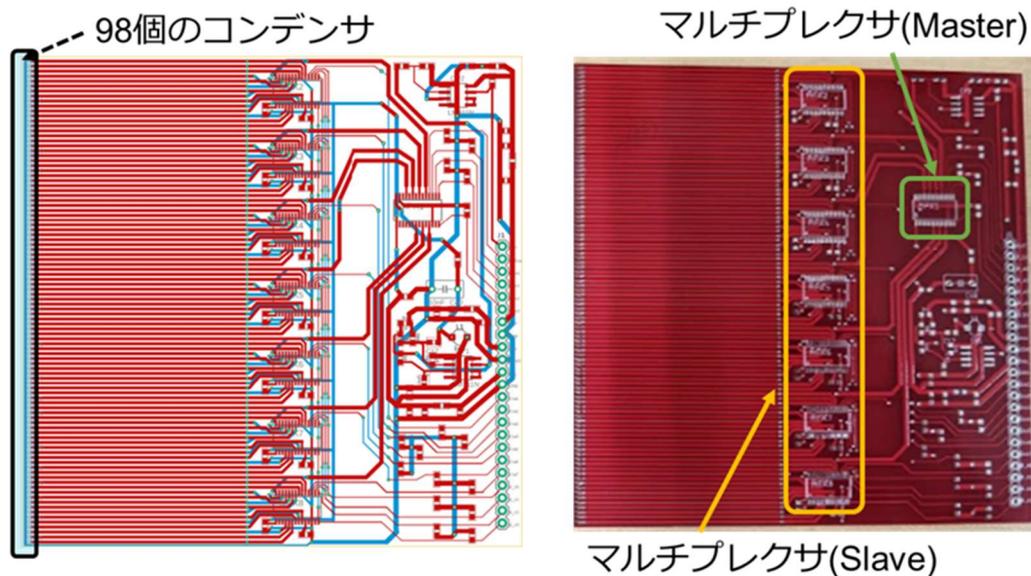
最終目標である「高分解能なアレイ型線量計」は設計する回路規模が大きいため、短期間で実現させることは困難であり、その間にいくつも問題点が生じると予想される。そのため、まず初めに 1 次元プロファイル測定器を完成させ、既存の線量計との性能比較によって線量計としての妥当性を示す。その後、検出器の数が少ない簡単なアレイ型線量計の開発から着手し、照射実験を行った。

2.3.1 自作 1 次元プロファイル測定器

高分解能な線量分布測定システムを作成するためには、コンデンサを高密度で配置させる必要がある。そのため、素子サイズの小さな積層セラミックコンデンサ (村田製作所社製 GRM155R71H103JA88) を使用し、1 mm ピッチで 98 個のコンデンサを並べた。また、多数のコンデンサの静電容量変化を正確かつ高速に測定するためには、マルチプレクサの性能も非常に重要な要素となる。そこで、高速スイッチングが可能なマルチプレクサ (ANALOG DEVICES 社製 ADG1406) を使用した (図 7)。1 次元プロファイル測定器は、10 cm × 10 cm の PCB 基板内に全て収まるように設計し、FPGA からの制御信号や供給電源などの配線をコネクタで繋げるようにした (図 8 a)。さらに、図 8 b のようにマルチプレクサを多段に組み合わせることで、実装するマルチプレクサの数を極力減らす工夫を施した。



図 7 ADG1406 (ANALOG DEVICES 社製)



(a) 基板の設計図

(b) 実際の基板

図8 1次元ラインプロファイル測定器

2.3.2 実験体系と方法

放射線照射装置として、札幌東徳洲会病院に設置された医療用高エネルギーX線治療装置 (Varian Medical Systems 社製 True Beam) を用いた。固体水ファントム (京都科学社製・タフウォーター) を用いて SSD (Source to Surface Distance) を 100 cm、後方散乱の影響を考慮して、コンデンサの下側に 10 cm の固体ファントムを設置した。また、コンデンサ線量計は自作であり、表面に凹凸になっているため、直接固体ファントムを置くことはできない。そこで、5 mm のアクリルの台を四方に配置し、その上に 1 cm の固体ファントムを設置することで、STD を 101.5cm とした。また、FPGA や PC は放射線による故障から守るために、距離を十分にとった位置に配置して測定した (図 9)。

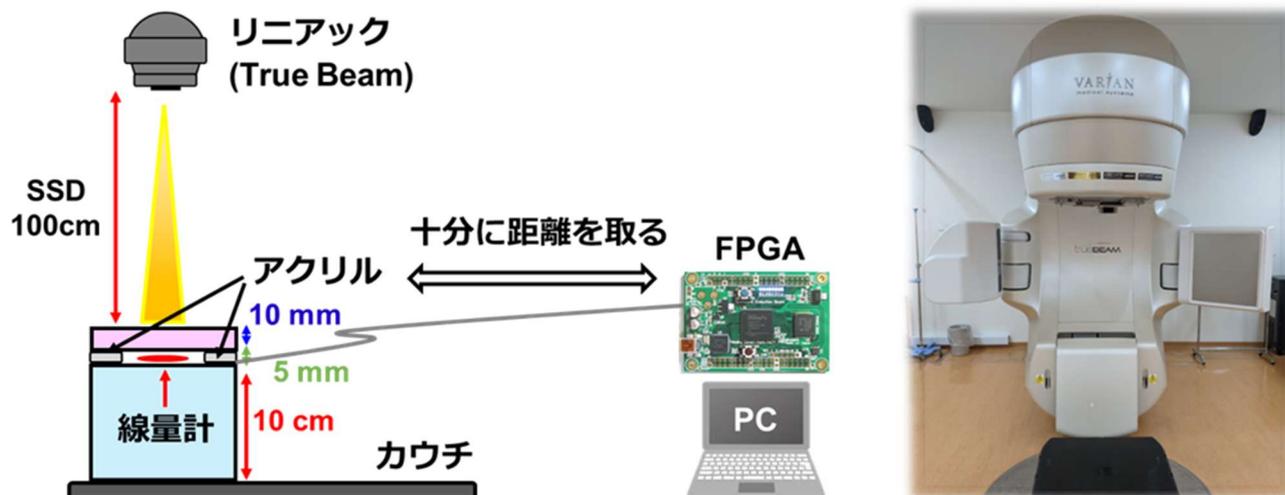


図9 測定体系と使用した True Beam の外観

2.3.3 IC Profiler

自作1次元プロファイル測定器の妥当性を示すためには、既存の線量計と比較する必要がある。放射線治療では2次元線量計を利用した線量分布測定が一般的であり、半導体線量計や電離箱線量計を利用したものが多い。そこで、本章では電離箱線量計を使用したIC Profiler (Sun Nuclear 社製) を比較線量計とした (図10)。



図10 IC Profiler の特徴

2.3.4 自作1次元プロファイル測定器とIC Profiler との比較

自作1次元プロファイル測定器の妥当性を示すために、IC Profiler (電離箱線量計) との線量分布の比較を行った。高分解能と予想される自作線量計とIC Profilerの分解能の違いは、ペナンプラ領域で大きくなると予想される。そこで、検出器の長さ10 cmに対して、照射野は $5 \times 5 \text{ cm}^2$ として20 Gyの線量を照射し、アイソセンターを基準とした相対線量のプロファイル比較を行った。線量分布検証は2パターンで行い、検証1では $5 \times 5 \text{ cm}^2$ の照射野で、検証2は検証1に 60° ウェッジで変調をつけた。使用した 60° ウェッジを以下に示す (図11 c)。

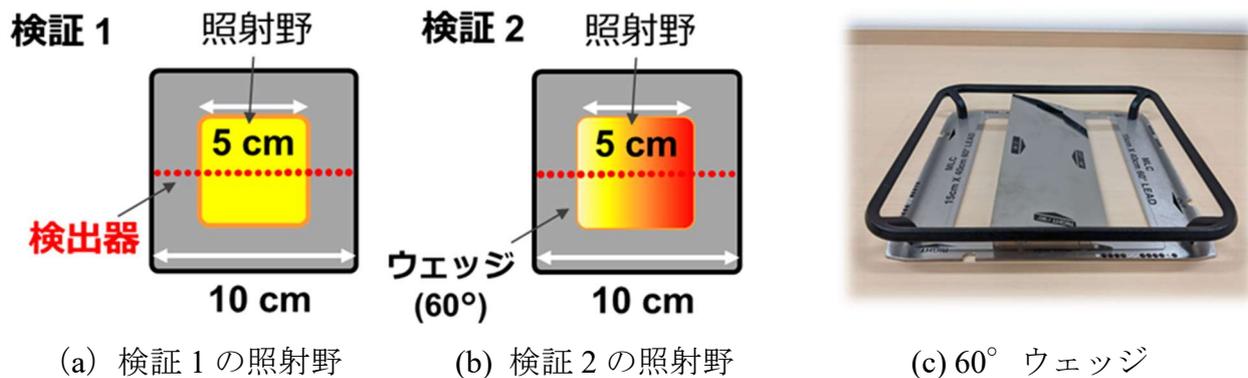


図11 検証1,2の照射野と使用した器具

2.3.5 簡易アレイ型線量計のプロファイル測定

最終的なアレイ型線量計では、コンデンサの数かなり膨大になると予想される。そこで、1次元プロファイル測定器ほど高密度ではないが、簡単なアレイ型線量計基を作成して線量分布を測定した。また、アレイ型線量計ではコンデンサを格子状に配置する必要があり、1次元ラインプロファイル測定器とは測定体系を変える必要がある。そこで、格子状に配置されたコンデンサから1つの測定対象となるコンデンサを選択するために、図12のようにマルチプレクサを縦方向・横方向に配置した。また、図13cに示すように、ユニバーサル基板(2.54 mm ピッチ)にコンデンサを埋め込み、 $35.56 \times 35.56 \text{ mm}^2$ ($15 \times 15 = 225$ 個)の範囲を測定できるアレイ型線量計を作成した。検証は、照射野が $20 \times 20 \text{ mm}^2$ の検証3(図13a)と、 $10 \times 50 \text{ mm}^2$ の検証4(図13b)の2つの照射を行った。

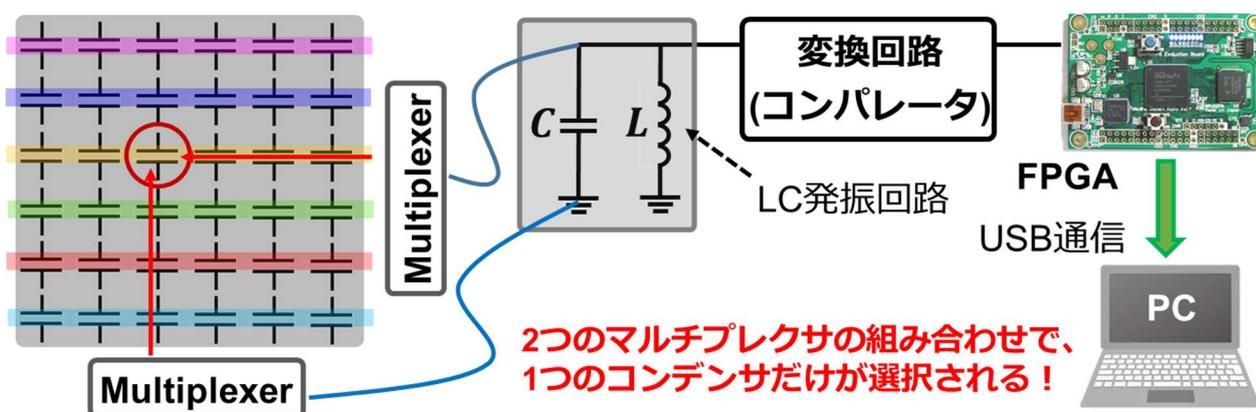
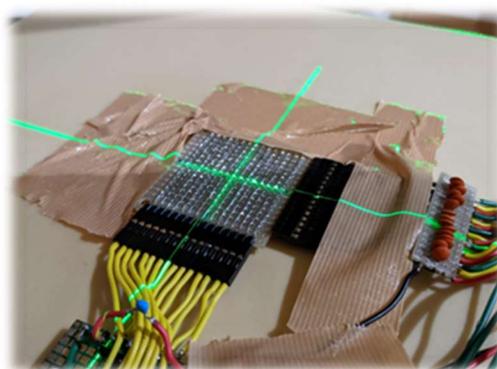
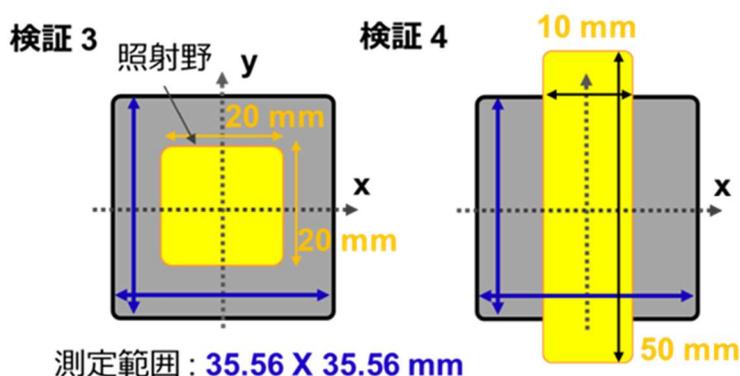


図12 アレイ型線量計の測定回路



(a) 検証3の照射野 (b) 検証4の照射野 (c) 簡易アレイ型線量計の外観

図13 検証3,4の照射野と作成したアレイ型線量計

2.4 結果

2.4.1 1次元プロファイル測定と比較結果

図 14 のように各々のコンデンサの静電容量変化には固体差がある。そのため、事前に同一線量を照射して得られる静電容量変化を利用して、個体差の補正係数を求める必要がある。そこで、得られた補正係数を利用した個体差の補正によって、きれいにプロファイル測定ができることが確認された。自作 1 次元プロファイル測定器と IC Profiler の線量分布を比較すると、検証 1、2 の両方でプロファイルはほぼ同じになった (図 15)。また、自作 1 次元プロファイル測定器はより分解能が高いことも確認された (自作 : 1 mm、IC Profiler : 5 mm)。さらに、自作 1 次元プロファイル測定器は PC を含めてもコストは 20 万以下であり、約 1000 万の IC Profiler よりも大幅にコストが低いことが分かる。しかし、低線量領域で IC Profiler とのわずかの乖離が見られた。これは、エージングの補正が正しく行われていないことが原因と考えられる。現在、実験とは別に照射のないコンデンサのエージングを測定し、フィッティングによって得られた関数を利用して、後から測定データの補正を行っている。したがって、PCB 基板上の照射野外にコンデンサを配置し、照射と同時にバックグラウンドとなるエージングを測定することで、低線量領域での測定誤差を改善できると考えられる。

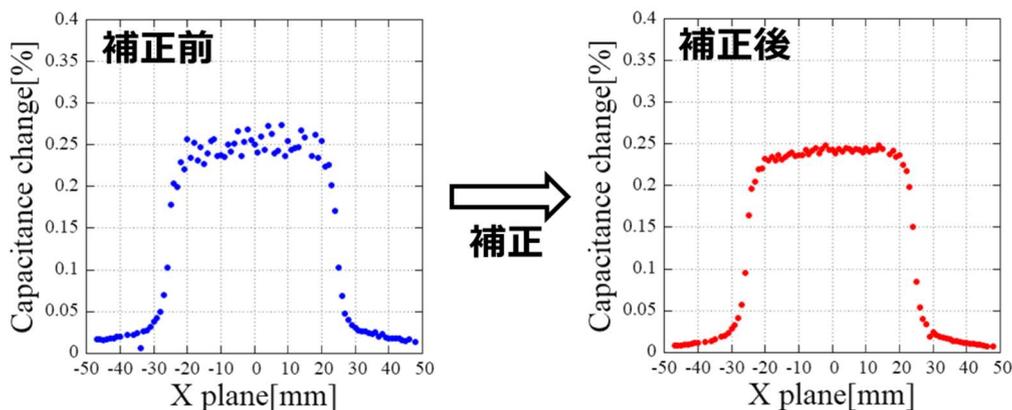
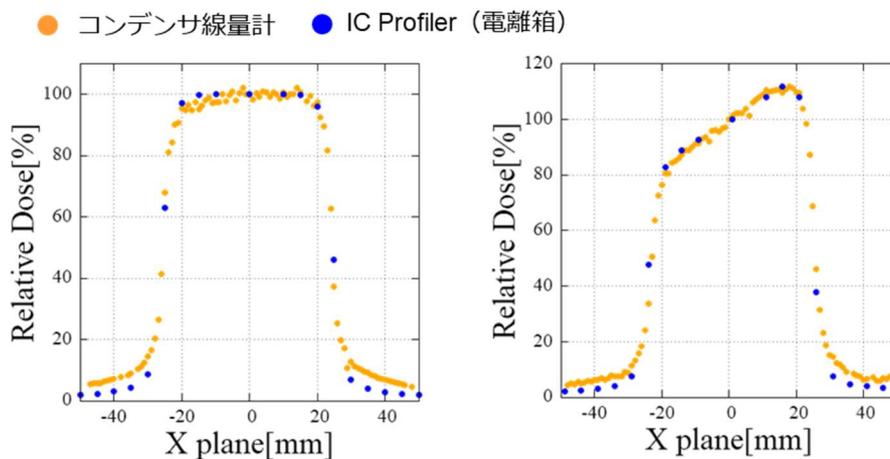


図 14 個体差の補正前と補正後のプロファイル比較



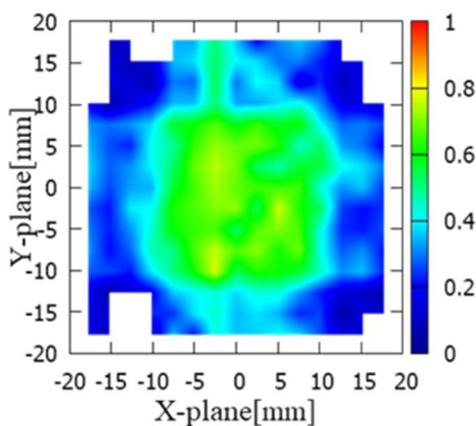
(a) 検証 1 の線量プロファイル

(b) 検証 2 の線量プロファイル

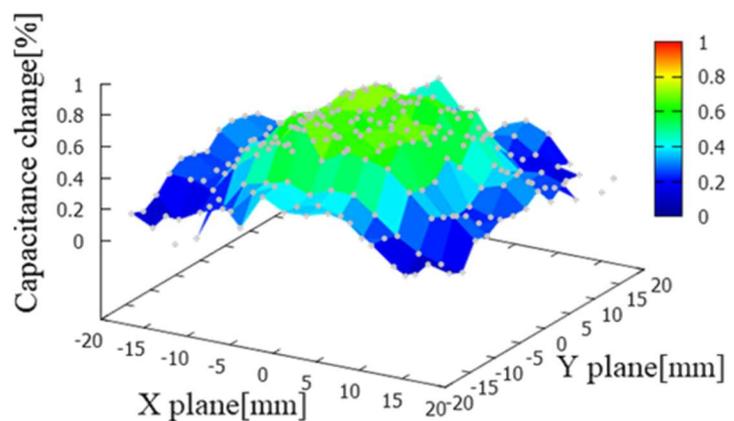
図 15 自作 1 次元プロファイル測定器と IC Profiler の線量分布比較

2.4.2 アレイ型線量計のプロファイル測定

図 16、17 の結果から分かるように、検証 3, 4 において照射した範囲と静電容量変化を起こした範囲がよく一致することが確認された。しかし、1次元プロファイル測定器とは異なり、2.54 mm ピッチで検出器を配置しているため、ペナンプラ領域の線量勾配を明瞭に検出できていない。また、素子ごとの静電容量変化の個体差もわずかに大きくなっている。これは、自作のラインプロファイル測定器のように、PCB 基板で厳格に作成されたものではなく、測定のために接続するエナメル銅線の配線抵抗が変わっていることが原因だと考えられる。また、実験の効率化のために、線量計の部分と測定回路部分をコネクタで接続し、切り離して簡単にアニーリングできるように設計している。そのため、測定対象となるコンデンサを切り替えるごとに、各々のコネクタで異なる抵抗成分が LC 発振回路に加わってしまう。これにより、発振回路の精度が落ち、測定誤差が大きくなっていると考えられる。

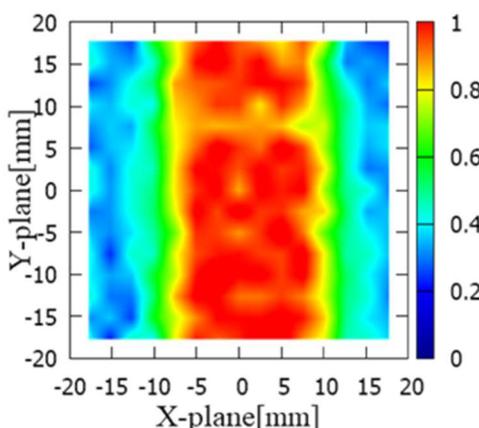


(a) 2次元の線量分布

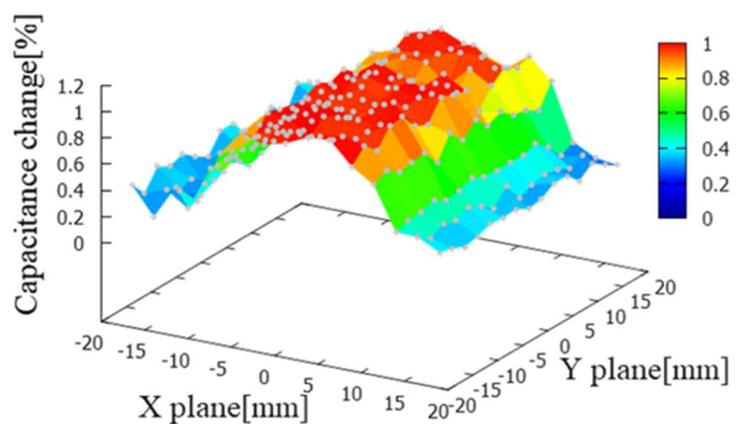


(b) 2次元線量分布の3次元表示

図 16 検証 3 で測定された線量分布



(a) 2次元の線量分布



(b) 2次元線量分布の3次元表示

17 検証 4 で測定された線量分布

2.5 考察

自作 1 次元プロファイル測定器のコストは、PC を含めて 20 万程度であり、既存の 2 次元線量計の約 1000 万に比べて、非常に安価であることが分かる。また、IC Profiler との線量分布の比較によって、自作 1 次元プロファイル測定器は分解能が非常に高く、線量プロファイルもよく一致することが確認された（自作：1 mm、IC Profiler：5 mm）。したがって、「安価で分解能の高いアレイ型線量計」は十分に実現可能である。一方で、低線量域で IC Profiler との乖離が見られた。これは、正しいエージング補正が行われていないからであり、基板上に補正用のコンデンサを配置する必要がある。

2 次元プロファイル測定では、簡易なアレイ型線量計によって、照射した範囲と静電容量変化を起こした範囲が非常によく一致することが確認された。今回の検証では 2.54 mm ピッチの測定しか行われておらず、素子ごとの個体差もわずかに大きくなっている。これは、PCB 基板のように厳格に作成されたものではないことや、測定のたびにエナメル銅線の配線抵抗が変わっていることが原因だと考えられる。したがって、正確な 2 次元線量分布を得るためには、測定回路が全て PCB 基板に実装されたアレイ型線量計で測定を行う必要があると考えられる。

3. コンデンサ線量計を利用した体内埋め込み可能な線量計に関する基礎検討

3.1 背景

放射線治療はがん治療法の一つであり、外科療法に比べて肉体的な負担が少なく、機能・形態を温存しながら治療することが可能である。治療はまず初めに、放射科医の診察によって治療方針を決定した後に、CT 撮像を行い、がんや周辺組織の位置を正確に把握した上で、どの方向から何回放射線を照射するかなどを検討し、治療計画が立てられる。そのため、放射線治療において機器が指示通り動作していること・患部に計画通りの線量が投与されていることの確認は大変重要であり、日々の精度管理が不可欠である。現在、治療計画で計算された投与線量と、治療機器から照射された線量を比較することで品質保証が行われている。しかし、治療時の体内線量を測定するシステムが存在していないため、本当に治療計画通りの線量を照射できているかは分からない（図 18）。近年、放射線治療装置のパラメータ設定ミスなどに起因する誤照射事故が発生しており、過去には重大な障害が発生したケースも報告されている。また、発覚しているミスは氷山の一角であり、より多くの誤照射事故が発生している可能性があるため、治療時の体内線量を測定することが望ましい。

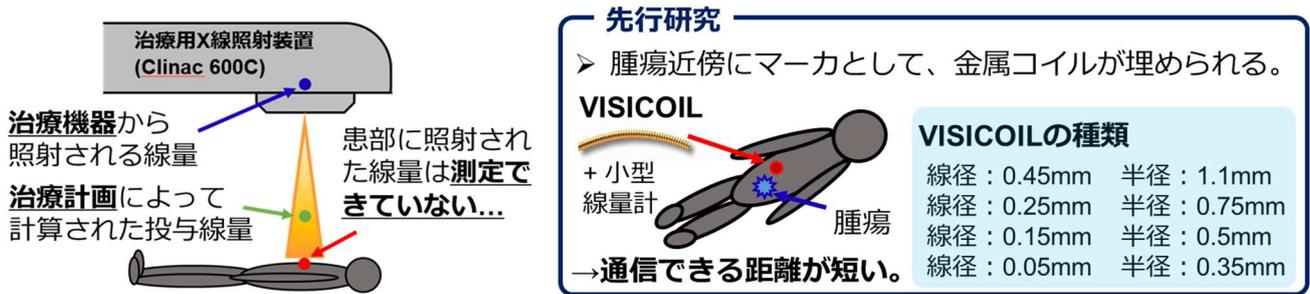


図 18 研究背景と先行研究の概略図

3.1.1 先行研究と問題点

高エネルギーX線を用いた外部放射線治療では、kV-X線を用いた画像誘導放射線治療 (IGRT ; Image-guided Radiation Therapy) が普及しつつある。高精度放射線治療において、腫瘍の位置を体外から正確に把握することが重要であるため、腫瘍近傍にX線透視にて視認できる直径数 mm の金属マーカを予め留置しておき、X線透視装置やX線CT装置によって、治療直前に正確に腫瘍位置を把握してから治療が行われる。そのため、体内マーカとして利用される VISICOIL (セティメディカ社製) に、半導体線量計を付け加えた線量測定システムに関する先行研究が数多く存在する (Son and Ziaie, 2006)。代表的な半導体検出器を使用したものとして、Sicel Technologies 社製の DVS (Dose Verification System) が存在する (図 19 a)。半導体線量計で起こる電離電荷を電極に収束させると静電容量が変化し、それに伴って変化した共振周波数を外部から無線測定することを測定原理としている (図 19 b)。しかし、無線測定できる距離が 10 cm 程度と短いため、臨床現場ではほとんど使用されていない。また、半導体検出器には方向依存性があり、先行研究によると最大で 5% の線量誤差が生じることが確認されている (図 19 c) (Dick *et al.*, 2011)。放射線治療は分割照射で行われ

ることが一般的であり、生体内に留置された線量計は治療期間内に3次元的に動くと考えられる。したがって、角度依存の補正を行うことは困難であり、体内線量計に角度依存のある線量計を使用するべきではない。一方、コンデンサ線量計は前章によって方向依存性がないことが確認されている。さらに、半導体線量計のように電界をかけるための電子部品は必要がなく、コンデンサ自身が線量計となるため、上記の問題を解決可能な「新たな小型体内線量計」として利用できる可能性がある。

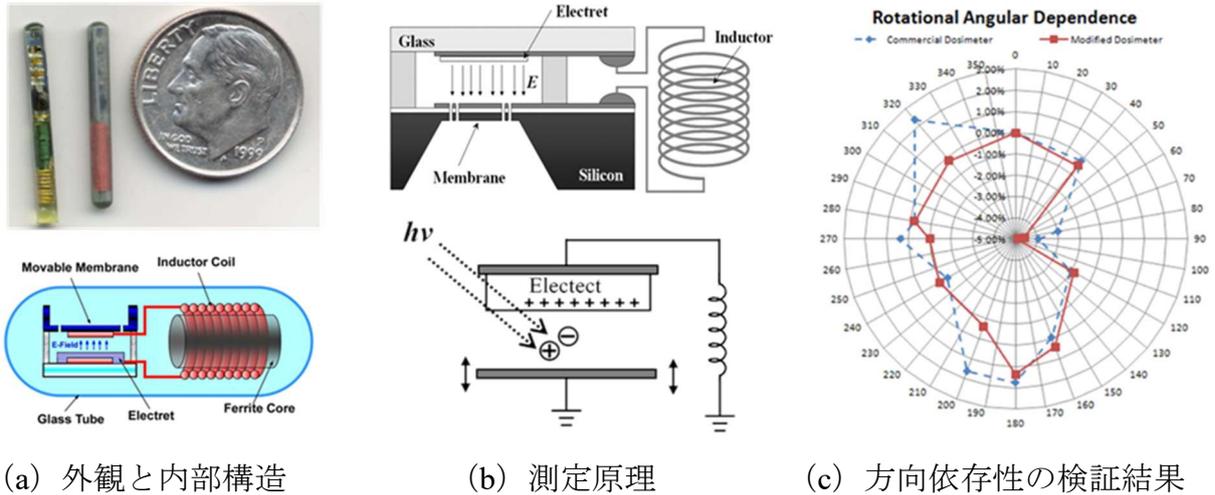


図 19 DVS (Dose Verification System)

3.1.2 周波数の測定方法

生体内の情報を無線で取得する際には、周波数変化を利用したものが多く、遠隔から周波数を測定することでシステムが実現される。周波数測定にはネットワークアナライザが使用されることが多く、測定対象に対する通過信号と反射信号の大きさで特性の評価を行っている。この評価に使用される指標はSパラメータと呼ばれ、単純な2ポートによる電力転送を考えた場合、Sパラメータには、以下の4種類のパラメータ (S11、S12、S21、S22) が存在する。また、図20のような回路で2つの入射波 a_1, a_2 と、2つの反射波 b_1, b_2 を考えた時、以下のような行列式が得られ、Sパラメータは以下の意味を示す。

- S11: 端子1から信号を入力したときに、端子1に反射する信号
- S21: 端子1から信号を入力したときに、端子2に通過する信号
- S12: 端子2から信号を入力したときに、端子1に通過する信号
- S22: 端子2から信号を入力したときに、端子2に反射する信号

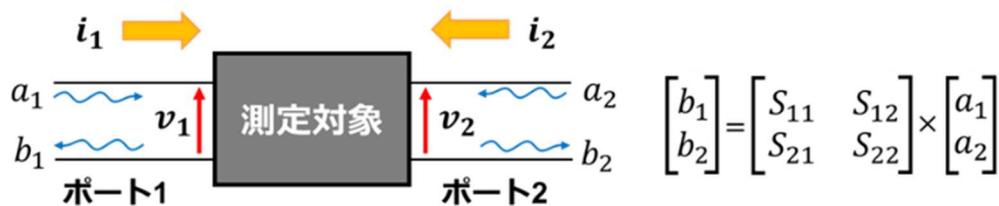


図 20 Sパラメータの概念図

ネットワークアナライザは、周波数に特異的に反応する信号の検出に適しており、S11の信号最大値から、共振周波数を容易に検出することが可能である。S11を利用した無線通信は様々な分野で応用されており、共振周波数に情報を持たせて無線測定する先行研究は数多く行われている。しかし、S11反射特性を利用した共振周波数の無線測定可能距離は短く、長いものでも数cm程度である(Lee et al., 2016)。従って、S11を利用した周波数測定では、体内深部に位置する線量計の周波数を測定すること困難であると予想される。したがって、本研究ではS21パラメータを利用した測定方法について検討を行った。

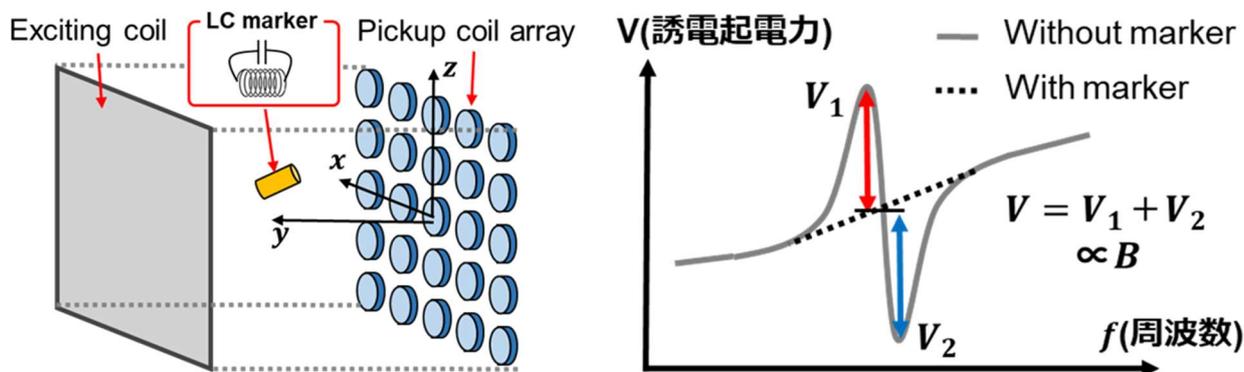
3.2 理論

3.2.1 誘電起電力によって生じる位相ずれ

ファラデーの法則によると、コイルのループ面を貫く磁場が変化すると、電磁誘導により誘電起電力が発生し、誘導電流が流れる。コイルの巻き数をN、コイルを貫く磁束をΦ、時間をtとすると誘電起電力は式(3.1)のように表され、コイルを貫く電磁波の周波数が高いほど、単位時間当たりの磁束変化が大きくなり、誘電起電力が大きくなる事が分かる。

$$V = N \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \quad (3.1)$$

一方、位置センサーに関する先行研究では、無線の周波数測定を利用したものが数多く存在する。マーカとなるコイルを電磁波で励起させ、その際に生じる誘電起電力を観測することを測定原理としている。また、誘電起電力が生じる部分では、「マーカとなるコイルの周波数」と「外部から伝送される電磁波の周波数」が一致し、図21bのような位相差が生じる。図21aのように誘電起電力を観測する受信コイルを多数配置すると、受信するコイルによって、励起するコイルから受け取る磁束(B)が異なるため、磁束に比例した誘電起電力が発生する(Hashi et al., 2008)。また、受信コイルを貫く磁束は理論式を利用して求めることができるため、各々のコイルで実測値との比較を行うことにより、マーカとなるコイルの正確な位置を求めることが可能となる。



(a) 位置センサーの実験体系

(b) 誘電起電力による位相ずれ

図 21 共振周波数を利用した位置センサーに関する先行研究

3.2.2 無線電力転送の種類

現在、携帯電話、衛星、ワイヤレス機器などと生活のいたるところで無線通信・無線給電の技術は使用されている。無線通信は電磁波の送信・受信を利用した技術であり、様々な方式が存在する。また、電磁波には進行する方向に対して磁界成分・電界成分を持っており、用途に応じて使用する方式を変える必要がある。以下に代表的な伝送方法に関して、それぞれの特徴を説明する。

A. 電磁誘導方式

送信側と受信側で発生する電磁誘電を利用して、電力を伝送する方法である。伝送効率は送信側と受信側のコイルの距離に大きく依存するため、小型のコイルなどの場合はごく近傍でしか電力を送電することはできない。また、送受信のコイル間に共通に交錯する磁束を利用しているため、コイルのループ面に水平方向の位置ずれに弱いという特徴もある。

B. 磁界共振方式

2006年にMITから発表された電力転送方式であり、送受信の両方のコイルにヘリカル型のコイル（共振器）を設置しているのが大きな特徴である（図22）。直径60cmのコイルを用いて伝送距離が2mの場合でも、45~50%の伝送効率を保持することを示されている。

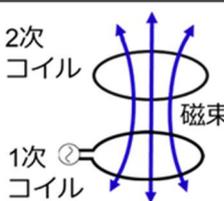
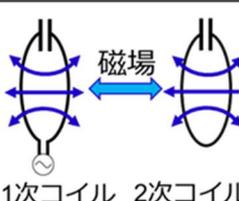
C. 電界共振方式

絶縁層をはさんだ送信側の電極と受信側の電極により、電界を介して電力伝送できる技術である。絶縁層とそれをはさむ電極によりコンデンサが形成される。このコンデンサに高周波電流を流すことによって、送電することができる。

D. 電波受信方式

使用する周波数が高いため電磁波の直進性が高く、他の通信方式に比べて伝送距離が長いという特徴がある。電波方式では、マイクロ波を発信して、アンテナで受信することで送電をしており、通信距離が長いために、少しのズレが大きくなってしまう欠点がある。

表3 無線電力転送の種類と特徴

種類	電磁誘導方式	磁界共振方式	電界結合方式	電波受信方式
概要				
送電できる距離	数mm~10cm程度	数cm~数m	数mm~数cm	数十cm~数m
送信できる電力	数W~数kW	数W~数kW	数W~数百W	1W以下
電力の利用効率	70~90%	40~60%	60~90%	かなり低い
使用する周波数	10kHz~数百kHz	数百kHz~数十MHz	数百kHz~数MHz	中波~マイクロ波

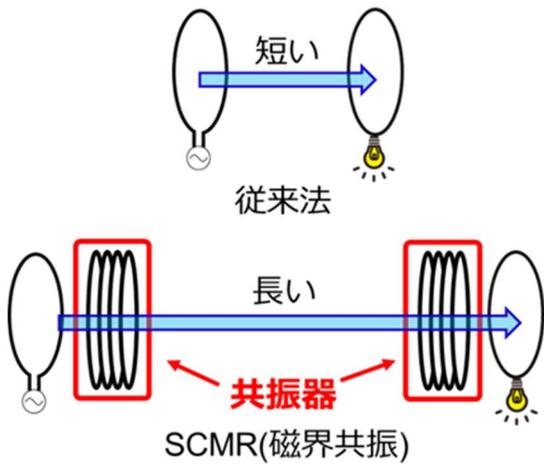


図 22 磁界共振を利用した電力伝送の原理

電力伝送には上記以外の方法も存在するが、中でも MIT が発表した磁界共振を利用した伝送方法 (SCMR : Strongly Coupled Magnetic Resonance) は、簡単な構成で長距離での電力伝送を行える利点がある。また、磁界型のアンテナは電界型のアンテナに比べて、生体のような誘電体から受ける影響が小さいため(Manteghi and Ibraheem, 2014)、生体のような誘電体がコイルの近くに存在していても、ほとんど影響を受けないことが分かっている。したがって、医療機器の無線通信では、一般的に磁界型のアンテナが利用されている。本研究においても、体内に刺入されたコイルは生体 (誘電体) から影響を受けると考えられるため、磁界を利用した SCMR 方式による電力伝送を利用することとした。なお、高周波ほど生体から受ける影響が大きくなることを考慮して、使用する周波数は ISM (Industry Science Medical) バンドに属する 13.56MHz とした(Li, Tsui and Ki, 2014)。

前述の共振周波数を利用した位置センサーは、受信コイルでマーカとなるコイルの誘電起電力 (位相ずれ) を観測している。つまり、電力伝送が行われている空間で伝送効率 (S_{21}) を計測した際に、同様の位相ずれを観測できると予想される (図 23)。そこで 3 章では、「長距離での電力伝送が可能な磁界共振型の SCMR」と「 S_{21} に生じる位相ずれを利用した周波数測定」を組み合わせるシステムを実現させる方法について検討する。

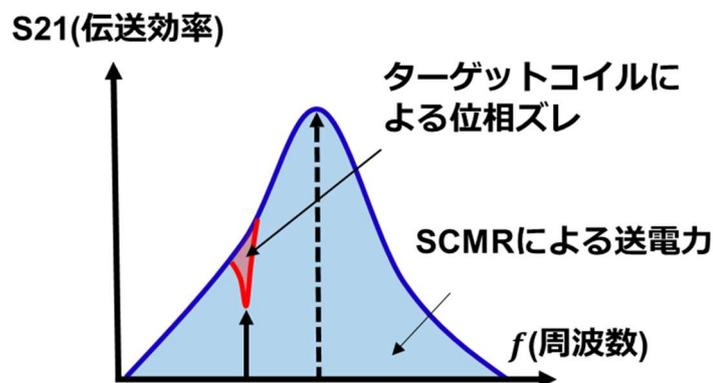


図 23 S_{21} に生じる位相ずれピーク

3.2.3 SCMR と S21 を組み合わせた周波数の測定方法

図 24 に SCMR と S21（伝送効率）を利用した共振周波数の測定原理を示す。以後、体外で電力を送るコイルを送信コイル 1（外側）、送信コイル 2（内側）とし、電力を受け取るコイルを受信コイル 1（外側）、受信コイル 2（内側）と呼ぶ。さらに、送信側のコイルと受信側のコイルの間に置くコイルをターゲットコイル（コイル線量計）と呼ぶことにする。また、ターゲットコイルの照射前の共振周波数を f_{before} 、照射後の共振周波数を f_{after} とする。以下に S21 を利用した共振周波数の検出と、線量測定の流れについて説明する。

- ① 体外から共振周波数 f_0 で S21 が最大となるような電力転送を行う。
- ② 体内に置かれたターゲットコイルが相互誘導を起こし、S21 に共振周波数 f_{before} で最大となる位相ずれを生じる。
- ③ ターゲットコイルのコンデンサに放射線が当たることで、ターゲットコイルの共振周波数が変化し、位相ずれピークが生じる位置が、 f_{after} の位置にずれる。
- ④ ネットワークアナライザで共振周波数の変化 ($f_{after} - f_{before}$) を観測することで、静電容量の変化を算出し、線量に換算する。

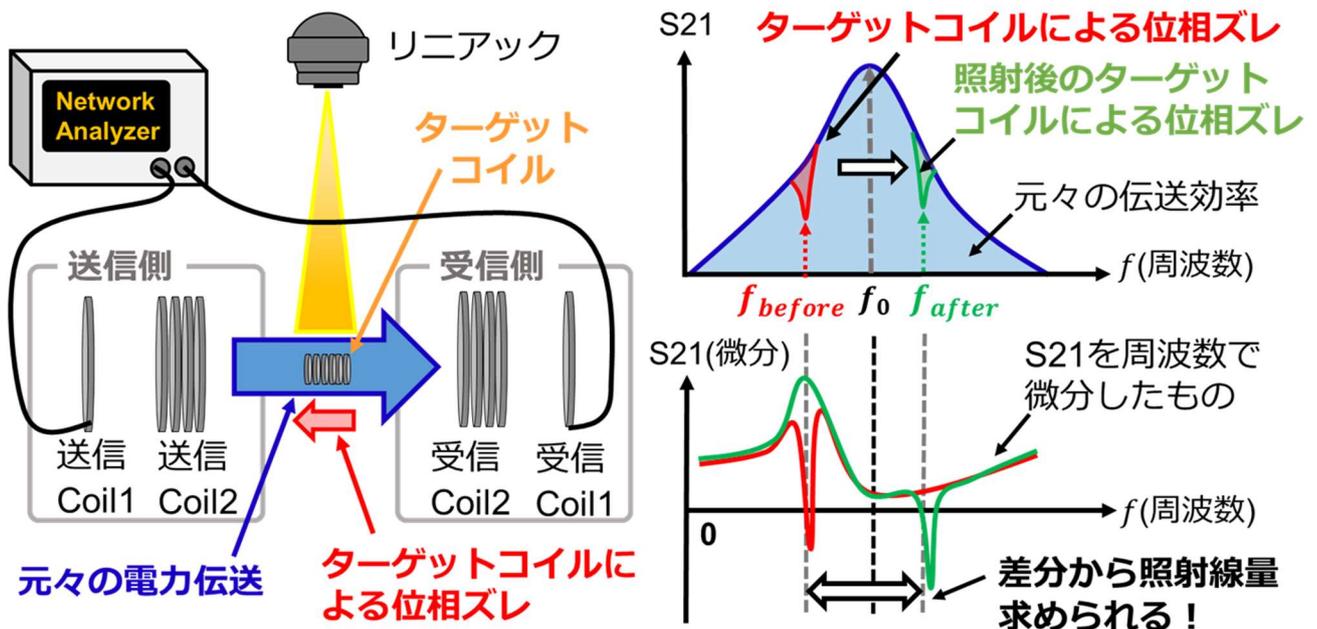


図 24 SCMR と伝送効率（S21）による共振周波数の測定方法

小型のターゲットコイルを体内深部に留置することを考慮すると、最終的なターゲットコイルの損失ピークは、目的とする通信距離と生体の影響を受けて小さくなるため、ターゲットコイルの位相ずれピークが明確に現れない可能性がある。そこで、得られた S21 の周波数依存の関数を周波数（横軸）で微分することにより、位相ずれピークが微小な場合でも、明確な信号として検出できるように工夫した。

3.3 装置と方法

3.3.1 ネットワークアナライザ

本研究では Agilent Technology 社製ネットワークアナライザ E5071C(最大周波数 8.5GHz) を使用して、伝送効率 (S21) の測定を行った (図 25)。図 26 にネットワークアナライザを用いた測定の概略図を示す。S パラメータの測定は主に、信号源と信号を分離する方向性結合器、パワースプリッタを介して行われる。シンセサイザを用いた信号源から、任意の周波数で測定対象に交流信号を供給し、測定対象に送られた信号は、スプリッタによって基準となる信号 (基準信号) と測定対象に入力する信号の 2 つに分割される。測定対象に信号が入力するとインピーダンスの違いによって、反射する信号 (反射波) と伝送される信号 (伝送波) が得られる。反射波と入力信号は導線上で混在しているが、方向結合器を用いることによって反射波だけを取り出すことができる。また、伝送波も同様に方向結合器を利用して取り出すことができるため、入力信号に対する反射波と伝送波の比率を求めることで S11 (反射特性) と S21 (伝送効率) を算出した。

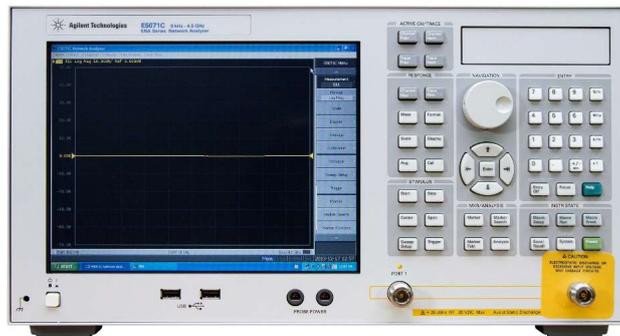


図 25 使用したネットワークアナライザ (E5071C)

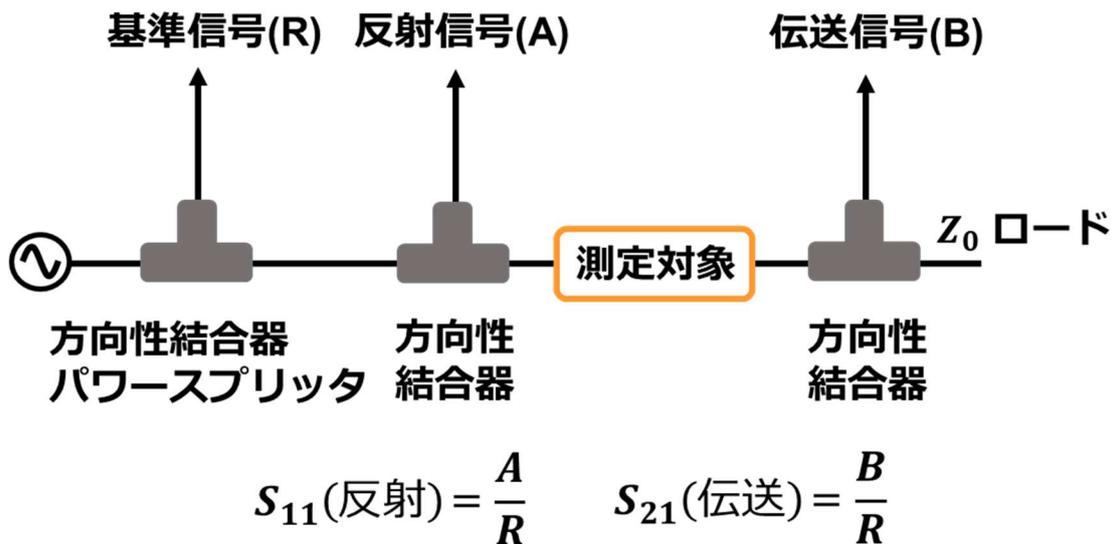


図 26 ネットワークアナライザを用いた測定の概略図

3.3.2 S21 の理論式を用いたシミュレーション

それぞれのコイルの抵抗 (R)、インダクタンス (L)、静電容量 (C)、コイル間の相互インダクタンス M が分かれば、計算により算出することが可能である。そこで、C++言語を用いてシミュレーションコードを作成し、シミュレーションによって実現可能性の検討を行った。以降の説明では、Source、送信側の Resonator、ターゲットコイル (LC sensor)、受信側の Resonator、Load をそれぞれ Coil1、Coil2、Coil3、Coil4、Coil5 として表す (図 27)。また、実験体系を簡略化するために、Coil3 を中心として左右対称となるように、送信側と受信側に関してコイル形状とコイル間の距離は同じになるようにした。一般的に SCMR による無線電力伝送では、Source と Load (Coil1、Coil5) は一巻きのコイルで構成し、Resonator (Coil2、Coil4) は Q 値を大きくして伝送効率を上げるために、複数巻きのコイルで構成される。また Resonator には、ヘリカル型コイルやスパイラル型コイルを用いることが多いため、それぞれの場合について抵抗値 (R) とインダクタンス (L) の計算方法を示す。さらに、ターゲットコイル (Coil3) は、最終的に生体に埋めるために小型化するため、コイルのループ面積が小さい方が望ましい。そのため、ターゲットコイル (Coil3) はヘリカル型で作成することにした

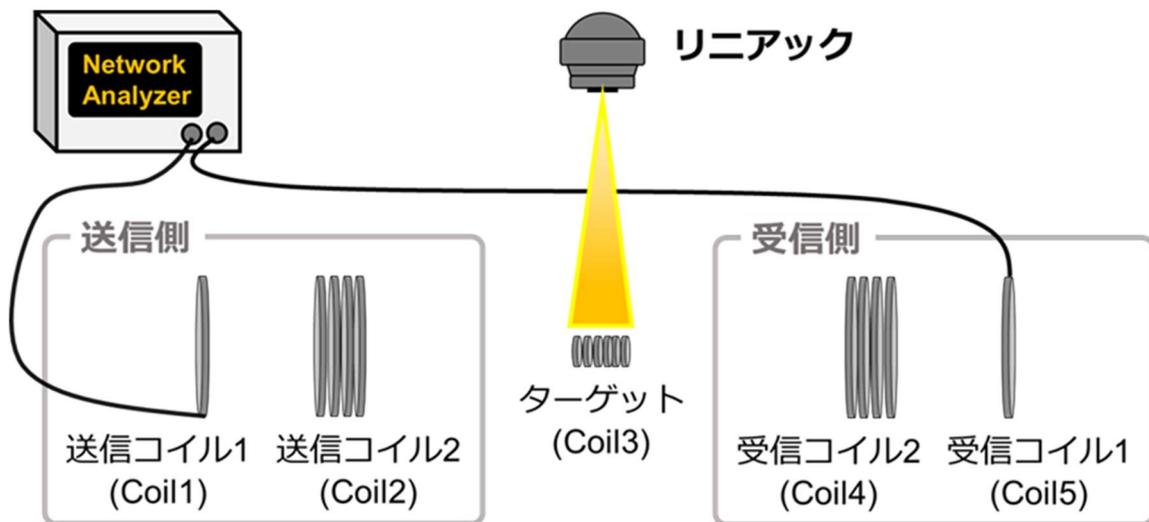


図 27 シミュレーションの体系と使用した各コイルの名称

3.3.3 抵抗値とインダクタンスの計算

A. ヘリカル型コイル

ヘリカルコイルの抵抗値を計算する場合、抵抗損失 (R_o) と放射抵抗 (R_r) の 2 つの成分を考える必要がある。抵抗損失は式 (3.4) で表され、放射抵抗 (R_r) は磁場成分 (R_{rL}) と電場成分 (R_{rD}) に分けられ、それぞれ式 (3.2) と (3.3) で計算される。従って、コイルの全体の抵抗値 R は、 $R = R_o + R_{rL} + R_{rD}$ で表される (Tuan *et al.*, 2016)。 r はコイルの半径、 N はコイルの巻き数、 f は周波数、 c は光速、 d は導線の直径、 L はコイルの全周長、 σ は導電率を示している。ここで、 α はコイルの形状によって決まる補正定数であり、実測により求められる。

$$R_o = \alpha \frac{L}{d} \sqrt{\frac{120}{\lambda \sigma}} \quad (3.2)$$

$$R_{rD} = 20\pi^2 \left(\frac{lf}{c}\right)^2 \quad (3.3)$$

$$R_{rL} = 320\pi^6 N^2 \left(\frac{rf}{c}\right)^4 \quad (3.4)$$

また、ヘリカル型コイルのインダクタンスの計算方法は、コイルの巻き数が1回との複数回の場合で異なるため、巻き数に応じて計算を行う必要がある。従って、Coil1、Coil5は一巻きのコイルで、それ以外のコイルは複数巻きのコイルで構成することとし、以下にそれぞれの計算式を示す。

(a) Single turn coil

一巻きのコイルの自己インダクタンス L は式 (3.5) で計算され (Hu, Bao and Georgakopoulos, 2017)、 μ_0 は真空の透磁率を、 a は導線の半径を示している。

$$L = \mu_0 r \left\{ \ln \left(\frac{8r}{a} \right) - 2 \right\} \quad (3.5)$$

(b) Multiple turn coil

巻き数が複数となるヘリカルコイルの自己インダクタンス L は式 (3.6) で計算され、 l はコイルの長さを示している。また、 K_n は長岡係数と呼ばれる有限のソレノイドコイルの補正項であり、式 (3.7) で計算される (Noda, Nagashima and Sekiya, 2016)。さらに、 $K(k)$ は第一種楕円積分、 $E(k)$ は第二種完全楕円積分を表している。

$$L = \frac{\mu_0 \pi r N}{l} \times K_n \quad (3.6)$$

$$K_n = \frac{4}{3\pi \sqrt{1 - k_n^2}} \left(\frac{1 - k_n^2}{k_n^2} K(k_n) - \frac{1 - 2 * k_n^2}{k_n^2} E(k_n) - k_n \right) \quad (3.7)$$

$$k_n = \frac{1}{\sqrt{\frac{l^2}{2r^2} + 1}} \quad (3.8)$$

$$K(k_n) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{1}{\sqrt{1 - k_n^2 \sin^2 \theta}} d\theta \quad (3.9)$$

$$E(k_n) = \int_0^{\pi/2} \sqrt{1 - k_n^2 \sin^2 \theta} d\theta \quad (3.10)$$

B. スパイラル型コイル

導線の抵抗は表皮効果によって、周波数が上がるほど大きくなることが分かっている。スパイラルコイルの抵抗値は式 (3.13) で計算され、 δ は表皮効果による厚さを示している (Waters *et al.*, 2014)。

$$R_{DC} = \frac{1}{\sigma\pi(\omega/2)^2} \quad (3.11)$$

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \sigma \mu_0}} \quad (3.12)$$

$$R = R_{DC} \frac{\omega}{4\sigma} \quad (3.13)$$

また、スパイラルコイルのインダクタンスは式 (3.14) で表され、 D_o は内側の半径を、 p は巻き線のピッチを示している (Waters *et al.*, 2014)。

$$L = \frac{N^2(D_o - N(d + p))^2}{16D_o + 28N(d + p)} \times \frac{39.97}{10^6} \quad (3.14)$$

3.3.4 静電容量

高い伝送効率を保つためには、Source、Load、Resonator のコイルの周波数を一致させる必要がある。そこで送信側と受信側コイル (Coil1、Coil2、Coil4、Coil5) には、チューニング用の可変コンデンサを取り付けた。

3.3.5 相互インダクタンスの計算

2つのコイルが磁界結合している場合、互いに干渉しあい相互誘導を起こす。相互インダクタンス M は、式 (3.15) で表わされる (Hoang, Hete and Gaumond, 1993)。また、ヘリカルコイルもスパイラルコイルも一巻きのコイルが合わさったものと考えることができるため、同様の式で計算可能である。

$$M_{12} = \sum_{i=1}^{N1} \sum_{m=1}^{N2} \mu_0 \sqrt{r_{1i} r_{2m}} \psi(k) \quad (3.15)$$

$$k = \sqrt{\frac{4r_1 r_2}{(r_1 + r_2)^2 + d_{12}^2}} \quad (3.16)$$

$$\psi(k) = \left\{ \left(\frac{2}{k} - k \right) K(k) - \frac{2}{k} E(k) \right\} \quad (3.17)$$

$$K(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{1}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \theta}} d\theta \quad (3.18)$$

$$E(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{1 - k^2 \sin^2 \theta} d\theta \quad (3.19)$$

さらに、相互誘導は隣り合うコイルだけでなく、全てのコイルと干渉しあうため、それぞれのコイルにおける電圧 V ・電流 I ・インピーダンス Z の関係は、式 (3.20) のように表される(Wang *et al.*, 2017)。さらに R_S (Source)、 R_L (Load)はネットワークアナライザとのインピーダンスを一致させるために取り付けた抵抗である。

$$\begin{bmatrix} V_S \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_1 & j\omega M_{12} & j\omega M_{13} & j\omega M_{14} & j\omega M_{15} \\ j\omega M_{21} & Z_2 & j\omega M_{23} & j\omega M_{24} & j\omega M_{25} \\ j\omega M_{31} & j\omega M_{32} & Z_3 & j\omega M_{34} & j\omega M_{35} \\ j\omega M_{41} & j\omega M_{42} & j\omega M_{43} & Z_4 & j\omega M_{45} \\ j\omega M_{51} & j\omega M_{52} & j\omega M_{53} & j\omega M_{54} & Z_5 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$$Z_1 = R_1 + R_S + j\omega L_1 - j \frac{1}{\omega C_1}, \quad Z_5 = R_5 + R_L + j\omega L_5 - j \frac{1}{\omega C_5}$$

$$Z_4 = R_4 + j\omega L_4 - j \frac{1}{\omega C_4}, \quad Z_2 = R_2 + j\omega L_2 - j \frac{1}{\omega C_2}, \quad Z_3 = R_3 + j\omega L_3 - j \frac{1}{\omega C_3}$$

無線通信では、フェライトによって通信距離を伸ばす方法が一般的であり、フェライトを使用したコイルの相互インダクタンスは、式 (3.21) で表される。式中の μ_r はフェライトの比透磁率を、 F は形状によって決まる損失係数である(Theilmann and Asbeck, 2009)。

$$M_{32}' = \frac{\mu_r}{1 + F(\mu_r - 1)} M_{32} \quad (3.21)$$

3.3.6 S21 の計算

S21 は上記の計算式によって求められるパラメータを利用して、式 (3.22) で求められることが分かっている(Sample, Meyer and Smith, 2011)。ここで、 V_S は Coil1 (Source) にかかる電圧を、 V_L は Coil5 (Load) にかかる電圧を示しており、式 (3.20) の逆行列を解くことでそれぞれの電流値 ($I_1 \sim I_5$) が計算され、 V_S 、 V_L を計算することができる。

$$S21 = 2 \frac{V_L}{V_S} \sqrt{\frac{R_S}{R_L}} \quad (3.22)$$

ネットワークアナライザでは、 S_{21} がデシベル表記されるため、求められた S_{21} を式(3.23)に代入し $S_{21_{Network\ Analyzer}}$ 、求められる。以下の Offset はネットワークアナライザの内部アッテネータによる減衰補正項となっており、実測によって求められる。

$$S_{21_{Network\ Analyzer}}[dB] = 20 \log_{10}(S_{21}) - offset [dB] \quad (3.23)$$

3.4 シミュレーションの妥当性評価

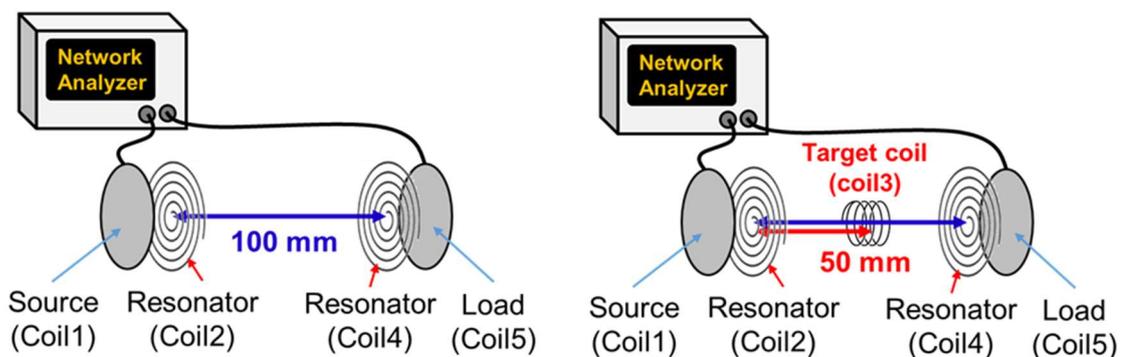
前述の計算式によるシミュレーションは、実測との比較によって妥当性を示す必要がある。コイル線量計を体内に埋め込むことを考慮すると、生体を模擬した条件下での無線測定が必要になると考えられる。本研究は、磁界共振を利用した測定方法であるため、生体のような誘電体から受ける影響が小さいと予想される。しかし、現段階でシミュレーションに誘電体の影響を盛り込むことは困難であり、実測と一致させることは難しい。そこで、本章では、空気中での簡単な測定体系から段階的に検証を進め、シミュレーションと実測が一致することを示す。その後、次章で生体の影響を考慮した測定体系での実測について扱うことにする。

3.4.1 ターゲットコイルがない場合での比較検証（検証 A）

図 28 a に示すようにターゲットコイル（Coil3）が存在しない状況で、比較的距離の近い場合（100 mm）の S_{21} を測定する。実測とシミュレーションの比較を行い、コイルが 4 つだけ（Coil1、Coil2、Coil4、Coil5）の場合において、シミュレーションの妥当性を示す。

3.4.2 ターゲットコイルがある場合での比較検証（検証 B）

図 28 a と同様の測定体系において、Coil2 と Coil4 の中間位置（通信距離 50 mm）にターゲットコイル（直径：18 mm、巻き数：6 回、長さ：14 mm）を配置する（図 28 b）。ここで、事前にターゲットコイルの共振周波数を測定しておき、実測の位相ずれが起こる周波数と一致することを確認し、位相ずれからターゲットコイルの周波数が測定可能であることを示す。また、表 4 に検証 A, B に使用した各々のコイルの形状を示し、計算式から求められた抵抗値とインダクタンスが妥当であることを示す必要がある。そこで、前述の LCR メータを用いて、シミュレーションで求められた値と実測との比較結果を表 5 に示す。



(a) ターゲットコイル無し（検証 A） (b) ターゲットコイル有り（検証 B）

図 28 検証 A, B の実験体系の模式図

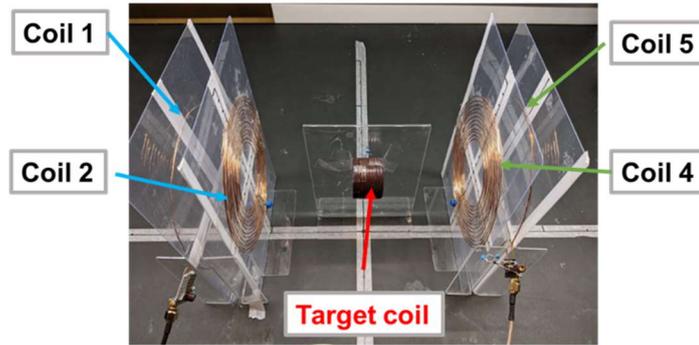


図 29 検証 A, B の実測体系

表 4 検証 A,B に用いたコイルのパラメータ

Parameter	Transmitter		Target coil	Receiver	
	Coil1 (One loop)	Coil 2 (Spiral)	Coil3 (Helical)	Coil4 (Spiral)	Coil 5 (One loop)
Radius of wire [mm]	0.4	0.4	0.2	0.4	0.4
Number of turn	1	12	6	12	1
Capacitance [pF]	292.0	8.0	100.0	8.0	292.0
Radius of coil [mm]	70.0		18		70.0
Length of coil [mm]	0.8		14		0.8
Inner radius [mm]		60.0		60.0	
Pitch [mm]		3.3		3.3	

表 5 抵抗値・インダクタンスの計算値と実測値の比較

Parameter		Transmitter		Target coil	Receiver	
		Coil 1	Coil 2	Coil3	Coil 4	Coil 5
Resistance[Ω]	Simulation	50.24	1.13	0.41	1.13	50.24
	Measurement	50.56	1.92	0.16	1.80	50.65
Inductance[uH]	Simulation	0.48	17.54	1.55	17.54	0.48
	Measurement	0.61	16.54	1.74	16.68	0.57

3.4.3 通信距離を伸ばした場合での比較検証（検証 C）

図 30 のように、小型 LC センサーでも長距離で周波数測定が可能であることを示すために、ターゲットコイル（Coil3）はできるだけ小型なコイル（直径 2.2 mm、巻き数 7 回、長さ 10.5 mm）に変更し、目標とする通信距離は 175 mm とした。さらに、小型センサーでは測定距離を延ばすためにフェライトを使用することが一般的であるため、Fair-Rite 社の 67 シリーズ（直径 2mm、長さ 15mm）をターゲットコイルに挿入し、共振コイルである Coil2、Coil4 に戸田工業製のシートフェライト（135 mm × 135 mm）を取り付けた。

一方で、ターゲットコイルに生じる位相ズレは誘導起電力に依存するため、相互インダクタンス (M) が大きいほど、位相ずれピークは大きくなると考えられる。相互インダクタンスはコイル間の距離・半径に依存するパラメータであり、上記の式を利用し、最適な半径を求めることができる。そこで、通信距離 175 mm において相互インダクタンス M を最大にする半径は、使用する周波数帯域や巻き数の関係から 140 mm と求められた (図 31)。さらに、ターゲットコイルの位相ずれピークは、目的とする通信距離が長くなると小さくなると予想されるため、ピークが明確に現れない可能性がある。そこで、得られた S21[dB] を周波数 (横軸) で微分することで、明確な信号が得られるように工夫した。

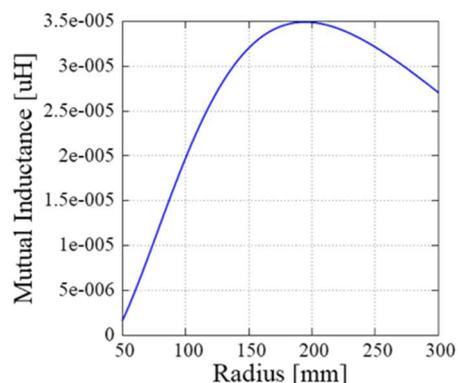
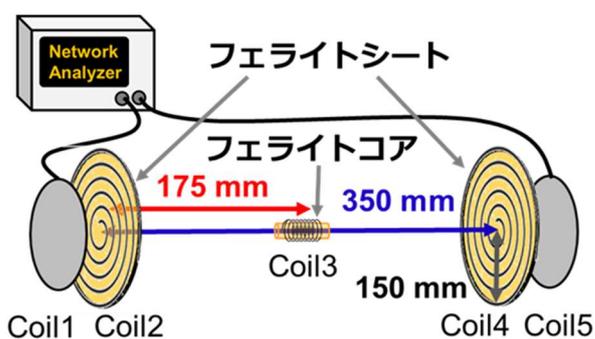


図 30 検証 C の実験体系の模式図

図 31 半径と相互インダクタンスの関係

表 6 検証 C に用いたコイルのパラメータ

Parameter	Transmitter		Target coil	Receiver	
	Coil 1 (One loop)	Coil 2 (Spiral)	Coil 3 (Helical)	Coil 4 (Spiral)	Coil 5 (One loop)
Radius of wire [mm]	0.4	0.4	0.2	0.4	0.4
Number of turn	1	6	7	6	1
Capacitance [pF]	165.0	6.3	470.0	6.3	165.0
Radius of coil [mm]	105.0		1.1		105.0
Length of coil [mm]	0.8		10.5		0.8
Inner radius [mm]		200.0		200.0	
Pitch [mm]		5.0		5.0	

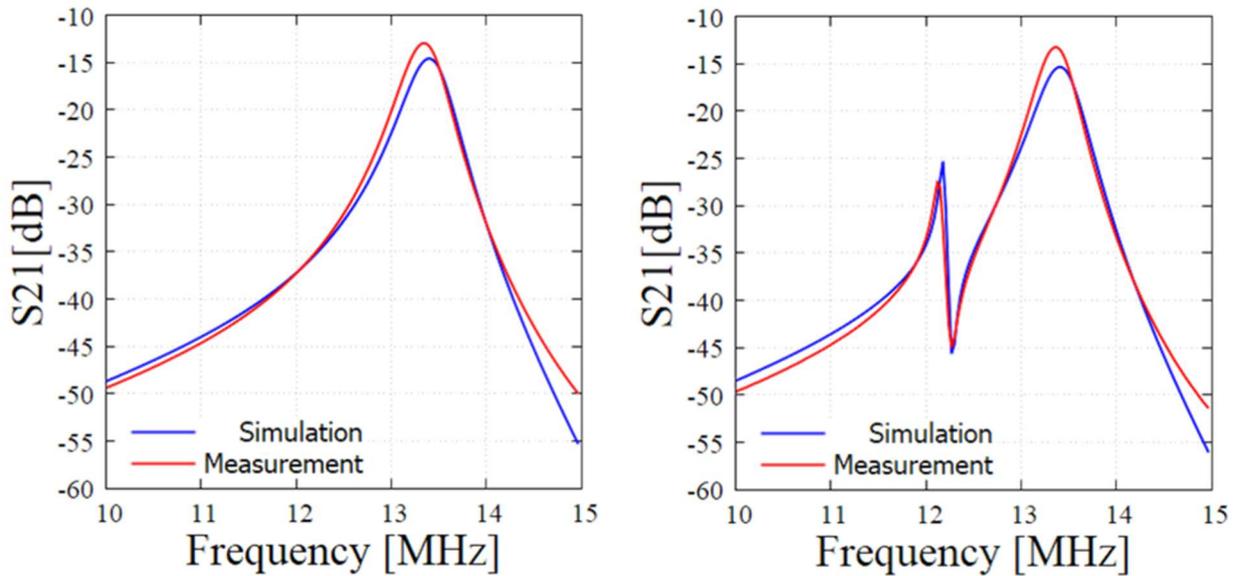
表 7 抵抗値・インダクタンスの計算値と実測値の比較

Parameter		Transmitter		Target coil	Receiver	
		Coil 1	Coil 2	Coil 3	Coil 4	Coil 5
Resistance[Ω]	Simulation	50.3	1.14	0.028	1.14	50.3
	Measurement	50.21	0.61	0.052	0.53	50.14
Inductance[uH]	Simulation	0.78	19.2	0.36	19.2	0.78
	Measurement	0.57	18.45	0.54	18.42	0.77

3.5 結果

3.5.1 ターゲットコイルがない場合（検証 A）とある場合（検証 B）の結果

図 32 a に検証 A の S21 のシミュレーションと実測の比較結果を示す。結果から、シミュレーションと実測結果がほぼ一致していることが分かる。シミュレーションと実測の間に若干のずれが生じるのは、各々のコイルが自作であることや、実測で配置されるコイルの若干のズレが原因であると予想される。さらに、図 32 b に検証 B の S21 のシミュレーションと実測の比較結果を示す。事前に測定したターゲットコイルの共振周波数は 12.18MHz であり、図 32 a, b の比較から、S21 にターゲットコイルの共振周波数で位相ずれが生じていることが確認できる。以上によって、S21 に生じる位相ずれ部分のピークを利用することで、周波数測定が可能であることが示された。

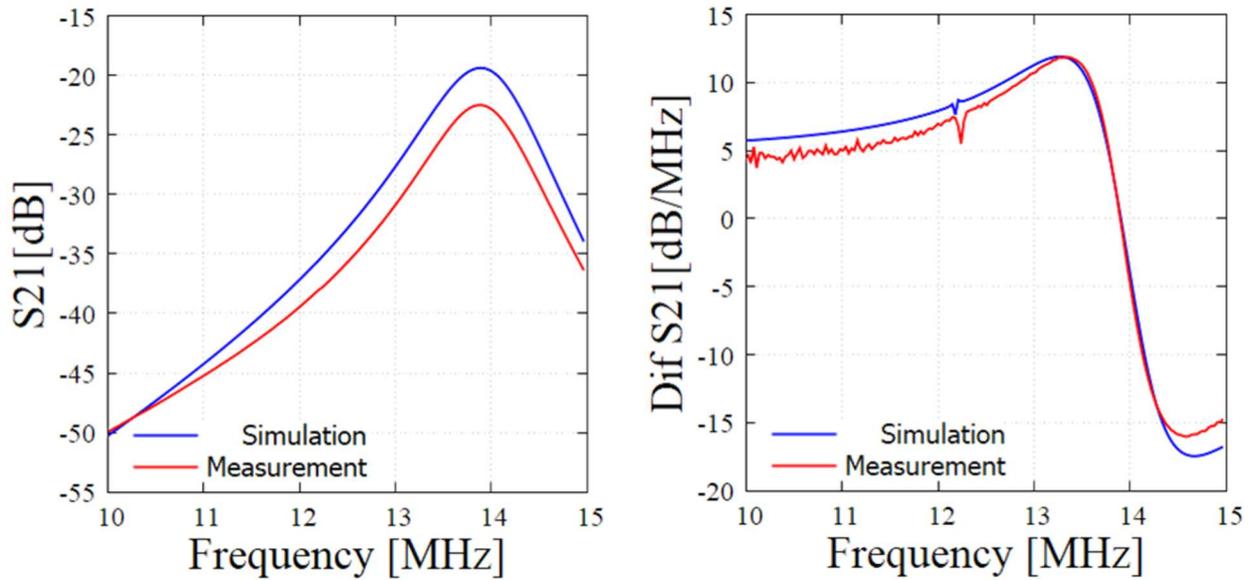


(a) ターゲットコイル無し（検証 A） (b) ターゲットコイル有り（検証 B）

図 32 シミュレーションと実測の比較結果

3.5.2 通信距離を伸ばした場合での比較検証の結果（検証 C）

図 33 a は検証 C のシミュレーションと実測の比較結果を示しており、前述のように距離が伸びると損失部分のピークが見えづらくなるため、S21 を周波数で微分したものを図 33 b に示す。目的とする通信距離が長く損失部分が小さい場合でも、図 33 b のように微分することによって、ターゲットコイルの共振周波数で位相ずれが生じていることが確認された。また、事前に測定されたターゲットコイルの共振周波数は 12.22MHz であり、ピークが生じる周波数が一致することも確認された。したがって、SCMR による電力伝送方法と S21 に生じる位相ずれを組み合わせることで、小型 LC センサーかつ測定距離が長い場合でも周波数測定が可能であることが示された。



(a) 検証 C の結果

(b) (a) の周波数微分

図 33 シミュレーションと実測の比較結果

3.6 考察

体内線量測定システムに関する先行研究では、小型の半導体線量計を利用した方法が一般的である。しかし、電磁誘導方式を利用した無線測定であり、通信距離が 10 cm 以下で短いという欠点がある。さらに、半導体線量計には方向依存性があり、先行研究によると最大で 5% の線量誤差が生じることが分かっている。一方で、本研究で使用するコンデンサ線量計は方向依存性がないため、生体内での正確な照射線量を測定することが可能である。また、無線通信方法として、磁界共振方式と S21 に生じる位相ずれを組み合わせた周波数測定により、通信距離が長い場合でも測定できることが示された。しかし、本章での検証はすべて空気中で行われたものであり、より臨床に近い条件での検証を行う必要がある。そこで、次章でさらに発展させた検証について扱うこととする。

4. 臨床応用を目指したコイル線量計の設計

4.1 背景

前章では、S21 と磁界共振を利用した周波数測定方法によって、既存の方式よりも長い通信距離で測定可能であることが確認された。また、シミュレーションと実測が非常によく一致することから、S21 を利用した周波数測定は十分に妥当なものであると言える。しかし、全ての検証は空気中で行われたものであり、生体の影響を考慮した測定は行われていない。さらに、ターゲットコイルは真ん中に配置され、全てのコイルのループ面が揃う理想的な条件下で測定が行われている。臨床の現場で使用するには、治療期間内にターゲットコイルの位置が変化すること、治療中には呼吸によって動くことを想定する必要がある。そのため、上記の2点を考慮した複雑な条件下でも、周波数測定システムを実現させる必要がある。

4.2 理論

4.2.1 結合係数 k と Q 値

S21 に生じる位相ずれピークの共振周波数変化から照射線量を求める場合、ピークが鋭く、シフトが大きいほど正確な測定が可能である。また、通信距離が長い場合でもピークを生じさせるためには、より S21 を大きくする必要がある。磁界共振を利用した SCMR による電力転送は、コイルの結合係数 k と後述する Q 値の積で表される「 kQ 積」が大きいほど、伝送効率 (S21) が向上することが知られている。

結合係数とはコイル間の結びつきを示す値であり、前述の相互インダクタンス M から計算することができる。相互誘導を起こす2つのコイルの自己インダクタンスを L_1, L_2 とした時、結合係数は式 (4.1) で求められる。

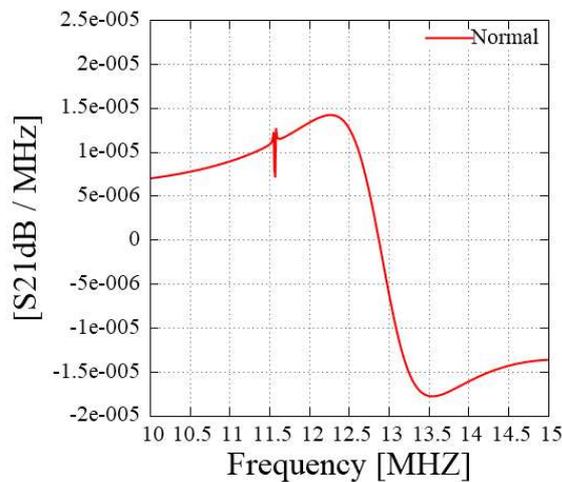
$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} (0 \leq k \leq 1) \quad (4.1)$$

結合係数は理想状態で1でとなり、この場合、送信側のコイルから出た磁束の全てが受信側のコイルのループ面を貫くことを意味する。したがって、結合係数が大きいほど (相互インダクタンスが大きいほど)、長距離での共振周波数の測定が可能となる。しかし、体内に留置されるターゲットコイルのサイズを考慮すると、結合係数が小さくなり、通信できる距離が短くなってしまうと考えられる。このような場合には、前述のようにフェライトをコイルの中に入れて結合係数を向上させることで、通信距離を延ばす方法が一般的である。そこで、シミュレーションを利用して、ターゲットコイルに挿入するフェライトの比透磁率だけを大きくしたところ、ピークが大きくなることが確認された (図 34 b)。つまり、結合係数 (または相互インダクタンス) を向上させれば、通信距離が長い場合でも測定が可能になる。

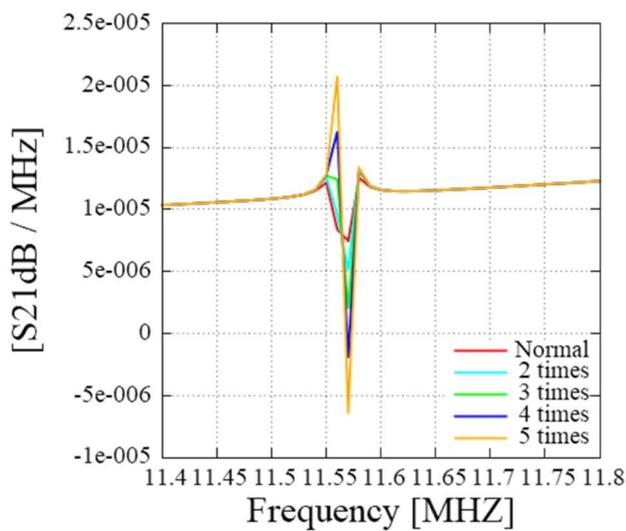
一方で、 Q 値とは、「Quality Factor」と呼び、共振周波数における信号の「鋭さ」を表し、式 (4.2) で表現される。

$$Q = \frac{\omega L}{R} = \frac{2\pi f L}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4.2)$$

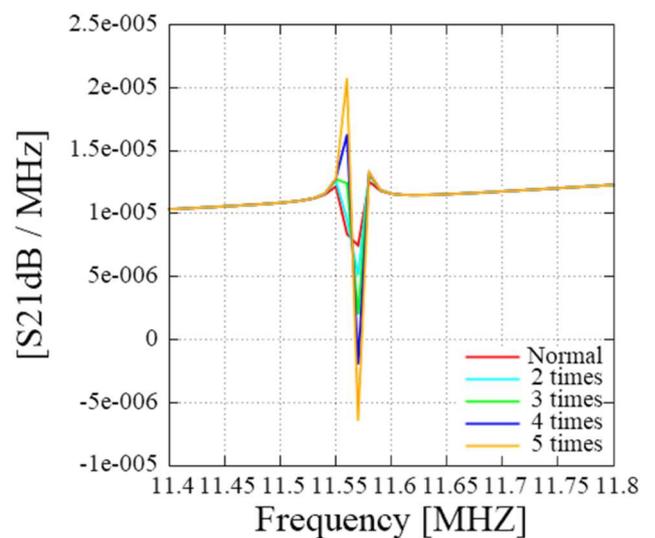
インダクタンス L を大きくして、静電容量 C を小さく、さらに抵抗 R を小さくするほど、 Q 値を大きくすることができる。一般的に、 Q 値が高いコイルほど導線での電力損失は小さくなるので、より多くの電力を遠くまで伝送できることが知られている。しかし、ターゲットコイルの大きさは体内に埋めることを考慮する必要があり、半径や巻き数に大きな制限がかかる。そのため、インダクタンス (L) が小さくなり、 Q 値も低下するため、長距離での共振周波数の測定は困難になると考えられる。結合係数と同様に、小型コイルの抵抗 (R) を下げて、 Q 値を向上させた場合のシミュレーションを行ったところ、結合係数と同様に小型コイルの位相ずれピークが大きくなることが確認された (図 34 c)。



(a) 元となるシミュレーション結果



(b) 結合係数を変化させた場合



(c) Q 値を変化させた場合

図 34 結合係数と Q 値を変化させた場合のシミュレーション結果

以上から、臨床のような厳しい条件でも体内線量の測定システムを実現させるには、結合係数と Q 値を上げることが重要である。しかし、生体内にコイルを留置することやターゲットコイルが動くことを考慮すると、結合係数と Q 値は何かしらの影響を受けると予想される。したがって、本章では「生体から受ける影響」と「ターゲットコイルの位置・角度ずれによる影響」に焦点を当てた検証を行う。

4.2.2 生体（誘電体）から受ける影響

無線通信においては、電磁波の周波数が高くなるほど空気中を伝搬できる距離が長くなるため、衛星やネットワークでは高い周波数帯域が用いられる。しかし、生体のような誘電体内で電磁波が伝搬する場合、高周波ほど誘電体による吸収が生じやすくなり、また、一般的に電磁波のエネルギーは高周波ほど高くなるため、生体で発熱するという問題がある。そのため、高周波領域の電磁波では、SAR (Specific Absorption Ratio) の制限を考慮して、医療用の通信機器では使用する周波数帯域に制限が設けられている。

一方、生体などの誘電体が SCMR 方式の電磁波伝送に与える影響については不明なことも多く、先行研究によって分かっていることを以下に簡潔に示す(Awai *et al.*, 2013)。水は磁性をもたない誘電性媒質であることから、電磁気特性は誘電率のみで説明できる。また、水の誘電率は実数部と虚数部からなり、いずれも大きな値を持っているため、少なからず伝送効率 (S21) に影響を与えると考えられる。磁場 H は電場 E、電束密度 D、電流密度 J を用いてマクスウェル方程式から以下の式で表される。ここで、 σ は導電率、 ω は角周波数、 ϵ_r, ϵ_i はそれぞれ誘電率の実数部、虚数部を示す。

$$\text{rot}H = J + \frac{\Delta D}{\Delta t} = \sigma E + j\omega(\epsilon_r - j\epsilon_i)E = j\omega\epsilon_r E + (\sigma + \omega\epsilon_i)E \quad (4.3)$$

結合係数と Q 値のそれぞれが誘電体から受ける影響について以下に示す。

4.2.2.1 結合係数が受ける影響

SCMR による伝送方法は、2 つの共振器 (Coil2, Coil4) が空間的に結合しており、大きく「電界結合」と「磁界結合」の 2 種類に分けられる。電気力線は異なった誘電媒質の境界では屈折する性質があり、電界結合係数を変化させる可能性がある。一方で、磁力線は誘電率の影響を受けないので、磁界結合成分は水の影響を受けない。したがって、磁界共振を利用した SCMR による伝送方法は、生体（誘電体）から受ける影響が小さいため、結合係数はほとんど影響を受けないと考えられる。また、誘電率の実数部分 ϵ_r が共振周波数に影響を与えるため、近くに誘電体が存在する場合、共振周波数が変化する可能性がある。しかし、共振器にコンデンサを付加した場合、電界エネルギーがコンデンサ内に閉じ込められ、空間に分布する電界エネルギーの割合が減るため、共振周波数に与える影響が小さくなることが確認されている。以上のことから、誘電体が「結合係数」と「共振周波数」に与える影響は十分に小さく、結合係数と共振周波数はほとんど変化しないと予想される。

4.2.2.2 Q 値が受ける影響

誘電率の虚数部は共振器の Q 値に影響を与えることが分かっている。塩分の濃度は、誘電率の虚数部に影響を与えるため、塩分濃度が大きくなるほど Q 値は低下すると考えられる。しかし、この場合にもコンデンサによって電界エネルギーを閉じ込めることで、誘電体による影響を和らげることができるが、結合係数に比べると受ける影響は大きいとされている。一般的に、コイルと誘電体の距離が近いほどコイルの Q 値は影響を受けるため、体外で電力伝送を行う送信側コイル（送信コイル 1、送信コイル 2）と受信側コイル（受信コイル 1、受信コイル 2）の Q 値はそれほど影響を受けない。しかし、体内に埋められるターゲットコイルは誘電体に囲まれるため、Q 値の低下が大きくなると予想される。

上記の結合係数と Q 値が受ける影響を考慮すると、水などの異質な媒質を送信側コイルと受信側コイルの間に挿入しても、計測システムの伝送特性はほとんど変化せず、体内にあるターゲットコイルの Q 値が主に影響を受けると考えられる（図 35）。

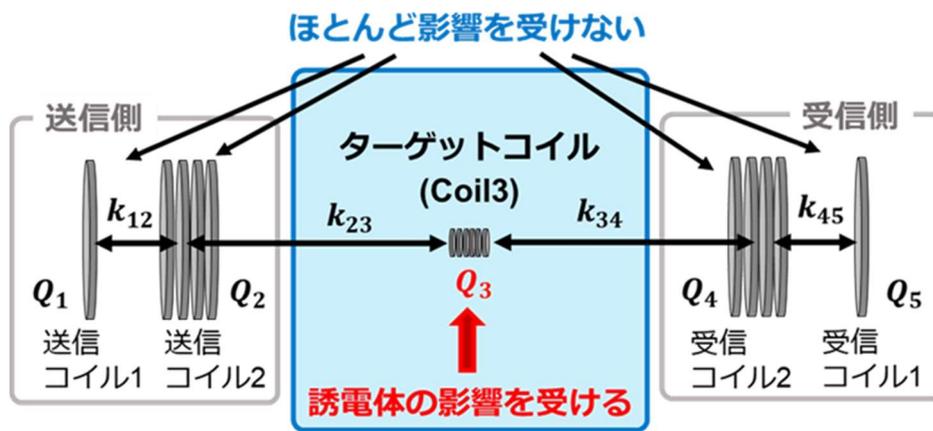
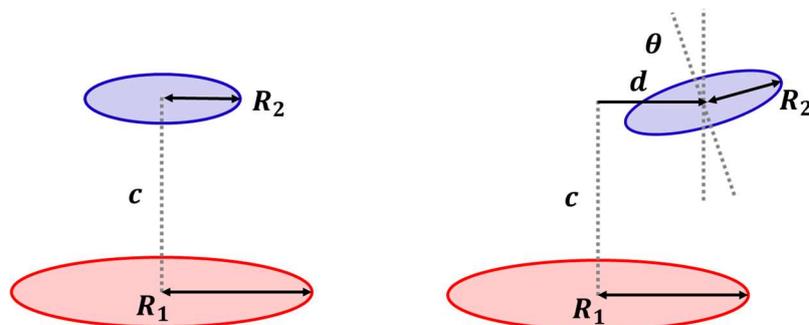


図 35 生体(誘電体)を考慮した結合係数と Q 値の模式図

4.2.3 ターゲットコイルの位置・角度ずれによる影響

角度や位置ずれがもたらす影響について、把握するためには前式の相互インダクタンスを求める式では不十分である。コイルの 3 次元的な位置関係は、図 36 a から図 36 b のように変化する。そこで、4 章の式 (3.15) をもとに位置・角度ずれを考慮した式へ発展させる必要があり、以下の式 (4.4) で相互インダクタンスは計算される。



(a) 位置・角度ズレのない場合 (b) 位置・角度ズレのある場合

図 36 位置・角度ズレのある場合の相互インダクタンス計算

$$M'' = \frac{2\mu_0}{\pi} \sqrt{R_1 R_2} \int_0^\pi \frac{\left(\cos\theta - \frac{d}{R_2} \cos\varphi\right) \psi(k)}{k\sqrt{V^3}} d\varphi \quad (4.4)$$

$$\alpha = \frac{R_2}{R_1} \quad (4.5)$$

$$\beta = \frac{c}{R_1} \quad (4.6)$$

$$\xi = \beta - \alpha \cos\varphi \cos\theta \quad (4.7)$$

$$k^2 = \frac{4\alpha V}{(1 + \alpha V)^2 + \xi^2} \quad (4.8)$$

$$V = \sqrt{1 - \cos^2\varphi \sin^2\theta - 2\frac{d}{R_2} \cos\varphi \cos\theta + \frac{d^2}{R_2^2}} \quad (4.9)$$

ターゲットコイルは3次元的に動くと言われるため、図37のような座標体系を想定し、得られた式をもとに、ターゲットコイルの「位置がずれた場合」と「回転した場合」に関してシミュレーションを行った。なお、位置ずれはX軸方向に動き、回転ずれはXZ平面で回転する場合を想定した。図38、図39の結果から分かるように、位置ずれ・角度ずれによって位相ずれピークが小さくなっていることが分かる。これは、位置・角度ずれによって結合係数（相互インダクタンス）が小さくなったことが原因だと考えられる。

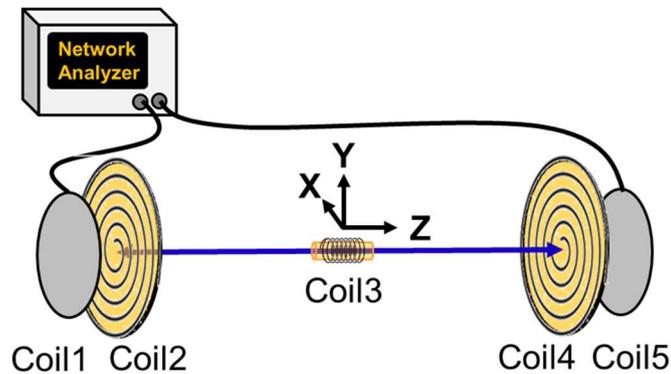
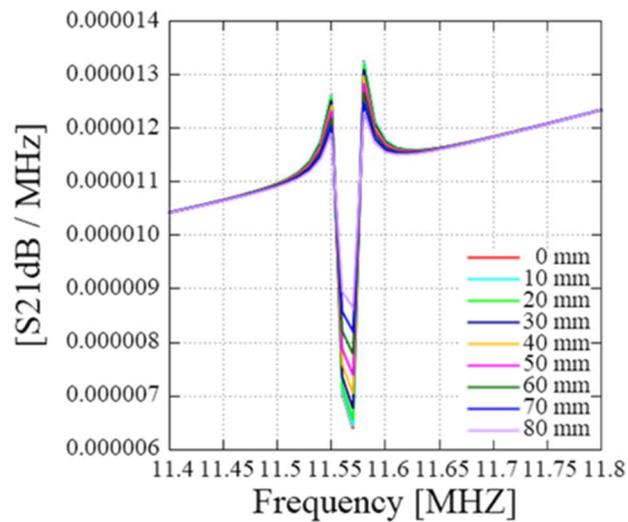
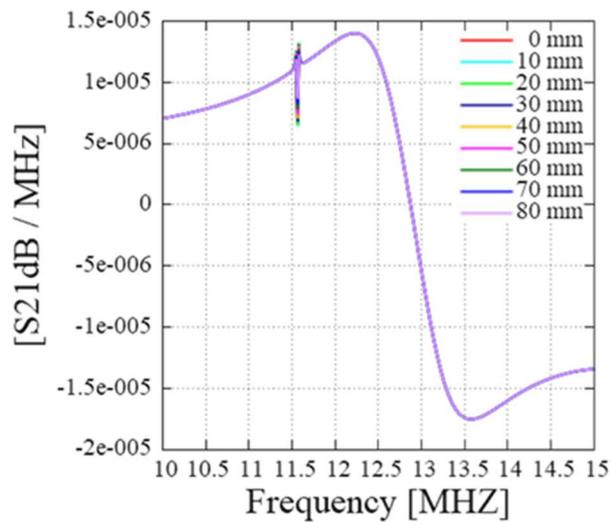
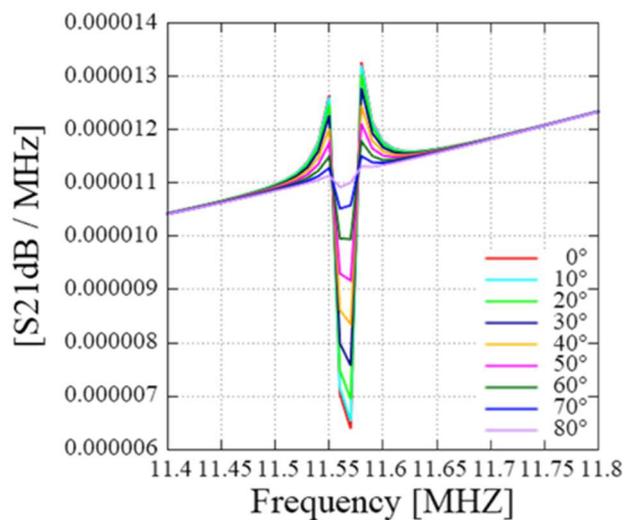
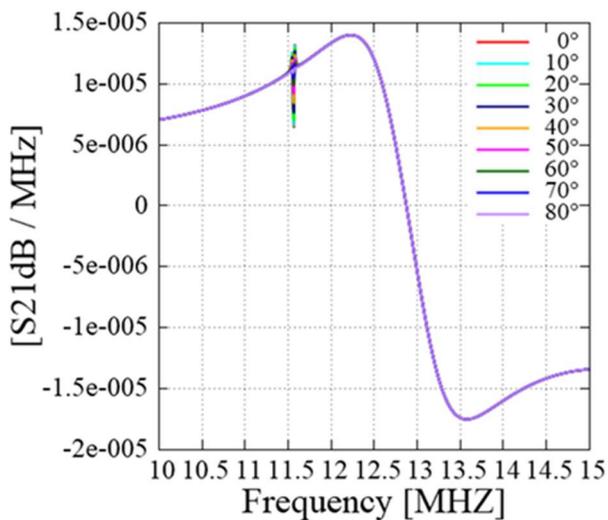


図37 ターゲットコイルの3次元的座標



(a) 位置ずれによるピーク強度変化 (b) (a) のピーク部分の拡大図
 図 38 位置ずれ (X 方向) がある場合のシミュレーション

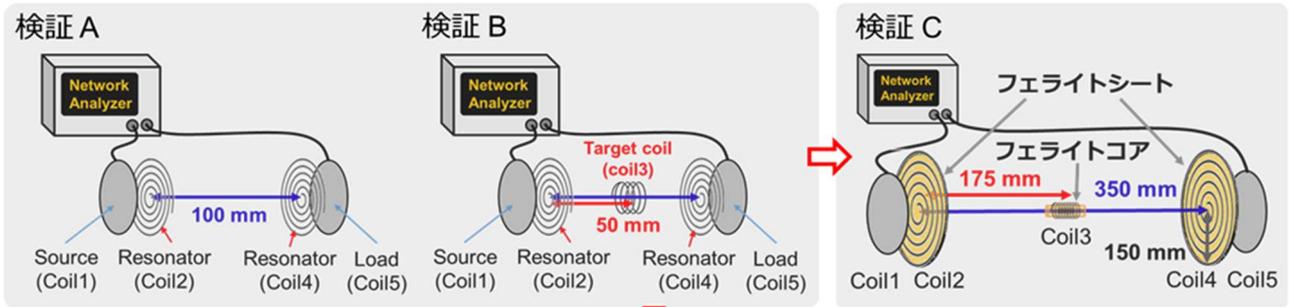


(a) 角度ずれによるピーク強度変化 (b) (a) のピーク部分の拡大図
 図 39 角度ずれ (XZ 平面) がある場合のシミュレーション

4.3 実験方法

前章によって、空気中でのシミュレーションと実測が良く一致し、SCMR と S21 に生じる位相ずれを利用した周波数測定方法の妥当性が示された。前章での検証（検証 A、B、C）の流れも考慮して、5 章では臨床を意識した検証を図 40 のように段階的に行った。また、第 5 章で使用した各々のコイルは検証 C と同じものである。

➤ 第4章（空気中でシミュレーションと実測が一致することを示す）



➤ 第5章（生体に近い条件でもシステムが実現可能であることを示す）

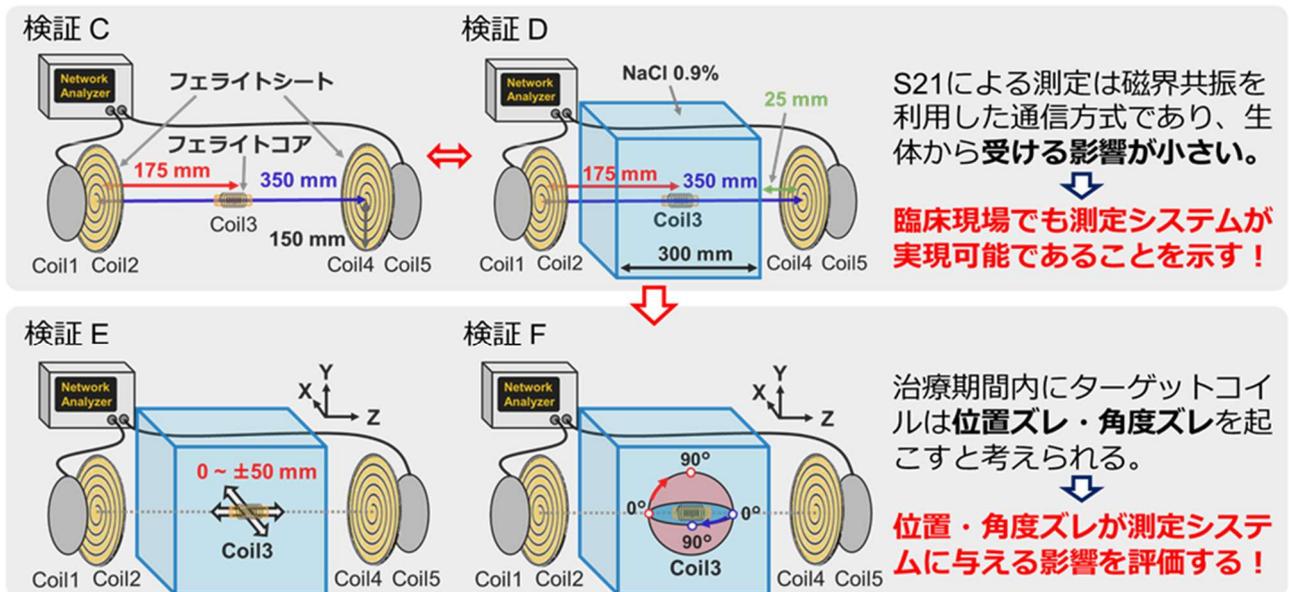
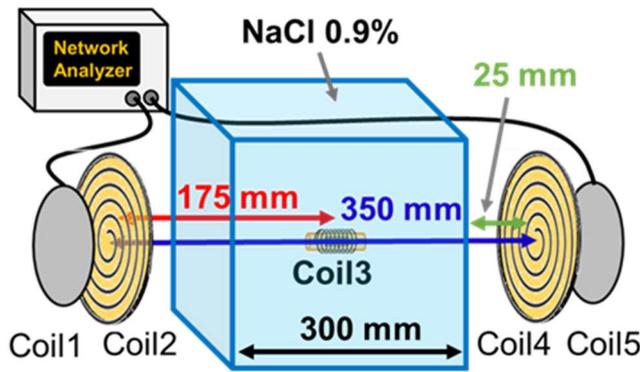


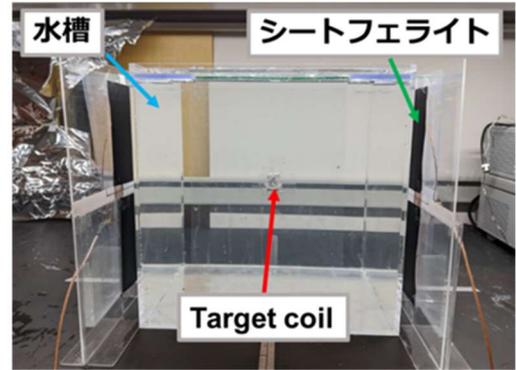
図 40 5 章での検証（D、E、F）の流れ

4.3.1 生体（誘電体）が測定システムに与える影響（検証 D）

生体は約 70 %が水で構成されており、さらに真水ではなく電解質を含んでいるため、整理食塩水 0.9 %で等価されることが多い(Rondelli and Vicentini, 1999)。前章の検証 C の実験体系（図 30）のまま、図 41 のように間に 30cm×30cm の水槽を配置することで、生体が結合係数と Q 値に影響を与える影響は小さく、水中でも問題なく測定が可能であることを検証する。さらに、通信距離を 15 cm 以上で達成することにより、既存の線量測定システムよりも臨床において実現可能性が高いことを示す。



(a) 検証 D の実験体系

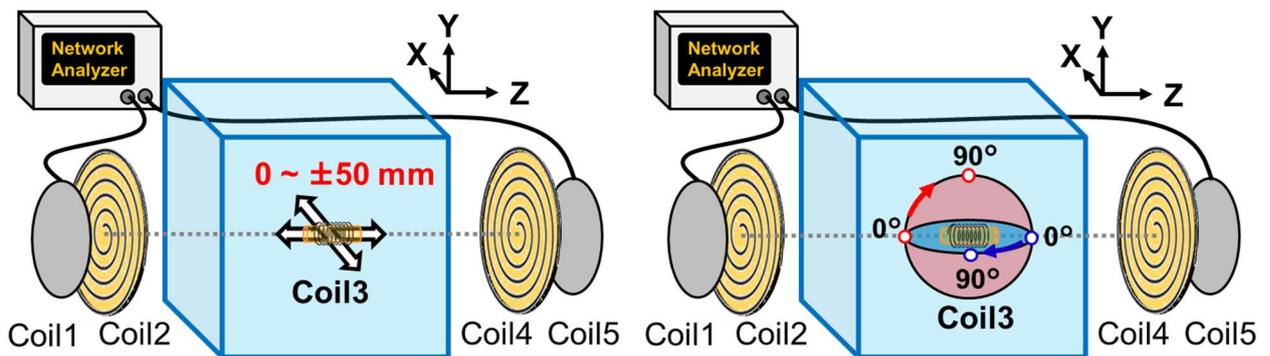


(b) 実際の測定体系

図 41 検証 D の実験体系

4.3.2 ターゲットコイルの位置ずれ・角度ずれが与える影響（検証 E, F）

ターゲットコイルを水中に沈めた状態で、3次元的な位置ずれを起こした際に、ピークにどのような影響を与えるかを評価した。ターゲットコイルは生体内で複雑に動くと思われ、そのズレは位置ずれと角度ずれの2つ大別される。そこで、検証 D でのターゲットコイルの位置を中心として、位置ずれと角度ずれに関して検証を行った（図 42）。位置ずれは、共振器である Coil2 と Coil4 のループ面に対して垂直方向（Z 方向）にずれが生じる場合と、ループ面に対して水平方向（X 方向 or Y 方向）にずれが生じる場合がある。X 方向と Y 方向のズレはどちらも伝送方向に対して垂直であるため、同様の結果になると考えられる。そのため、Z 方向・X 方向に ± 25 , ± 50 mm 動く場合について検証した。また、角度ずれに関しては、水平方向（Horizontal）と垂直方向（Vertical）に回転する場合は考えられるため、それぞれについて、回転角度が 0° , 15° , 30° , 45° , 60° , 75° , 90° の場合で測定を行った。



(a) 検証 E の実験体系

(b) 検証 F の実験体系

図 42 位置ずれ・角度ずれの与える影響に関する検証

4.4 結果

4.4.1 生体（誘電体）が測定システムに与える影響（検証 D）

検証 D は検証 C の測定体系に水槽を加えただけであるため、検証 C との比較を行った。図 43 a から分かるように、誘電体は少なからず結合係数に影響を与え、S21（伝送効率）が小さくなっている。この結果は、前述の誘電体から受ける影響に関する予想に反している。これは、誘電体を与える影響に関する先行研究での周波数が約 2MHz であるのに対して、本研究で使用される周波数は約 13MHz と高いことが原因だと予想される。この点では、前述の「誘電体内で電磁波が伝搬する場合、高周波ほど誘電体による吸収が生じやすくなる」と矛盾しない。一方で、誘電体が Q 値に与える影響は予想通りであり、ピークの強度が小さくなるだけであり、位相ずれのピークは十分に検出可能であった（図 43 b）。したがって、生体中の深部 15 cm でもターゲットコイルの周波数測定が可能であることが示された。

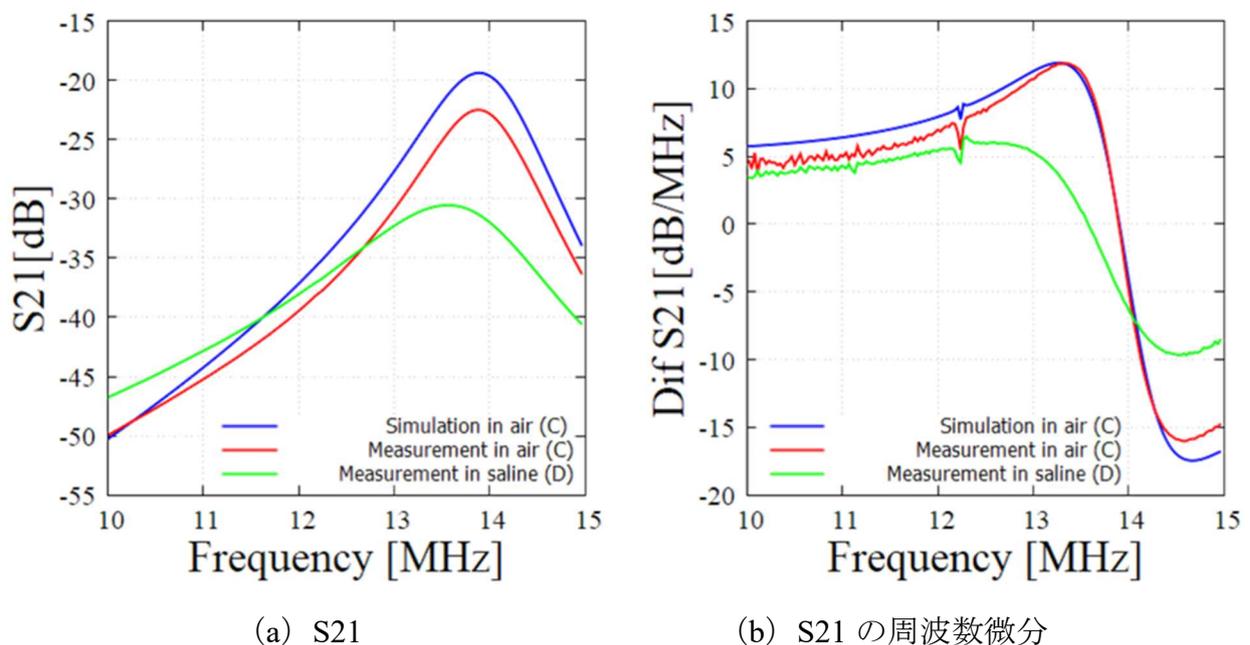
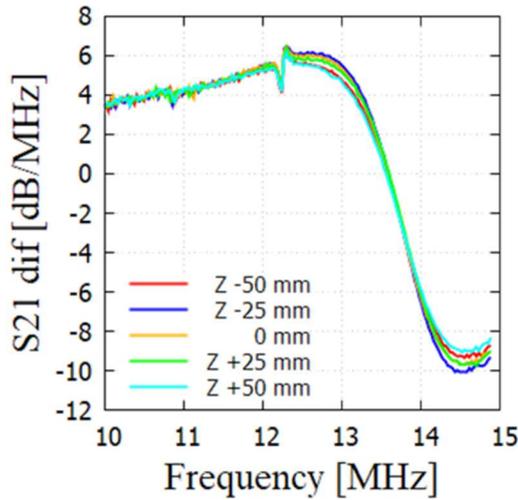


図 43 空気中の検証（検証 C）と整理食塩水中での検証（検証 D）の比較

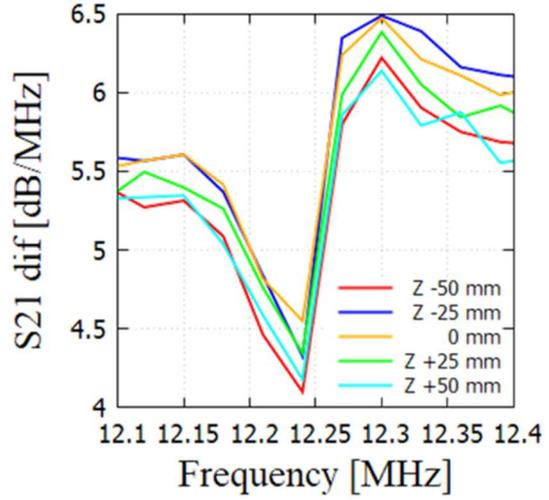
4.4.2 ターゲットコイルの位置ずれが与える影響（検証 E）

図 44 a, c は Z 方向、X 方向に位置ずれがある場合の S21 の実測結果であり、図 44 b, d はそれぞれのピーク部分を拡大したものである。結果からも分かるように、位置ずれがある場合でも生じるピークの位置に変化はなく、ピークの強度だけが変化することが確認された。X 方向にずれが生じる場合、ずれが大きくなるにつれてピークが小さくなることが分かった。これは、前述のシミュレーションによる予想（図 38 b）と一致し、生体内で想定されるターゲットコイルの動く範囲を考慮すると、位置ずれには十分に対応できると考えられる。

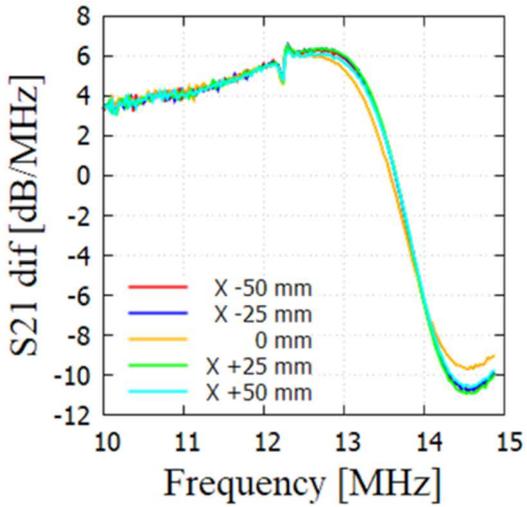
一方で、Z 方向にずれが生じる際は、送信側・受信側のどちらかのコイル (Coil2, Coil4) に近くなるため、相互インダクタンスが大きくなり、ピークが大きくなると考えられる。そこで、Z 方向に位置ずれが生じた場合についてシミュレーションしたところ、実測と同じようにずれが大きくなるほど、ピークが大きくなることが確認された（図 45 b）。



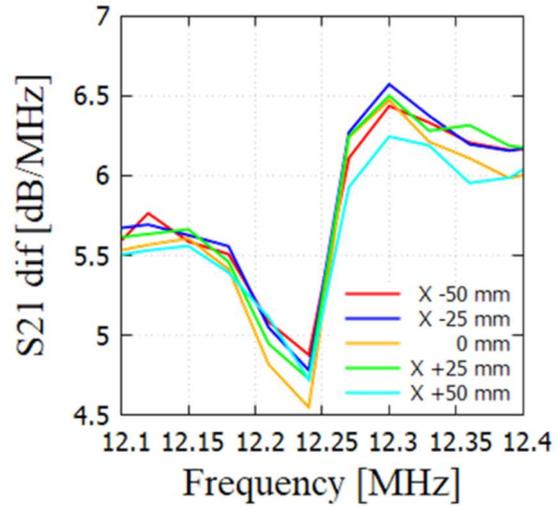
(a) Z方向にずれが生じる場合



(b) ピーク部分の拡大図

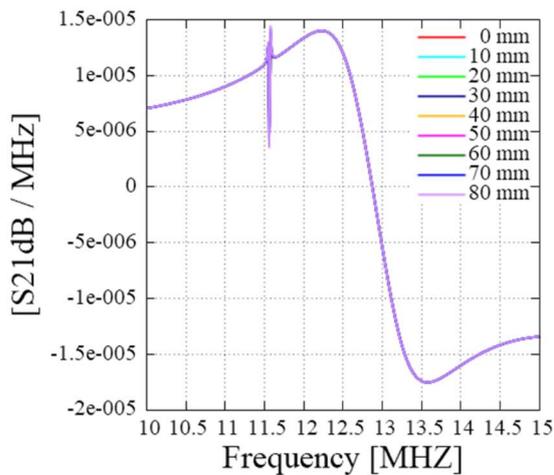


(c) X方向にずれが生じる場合

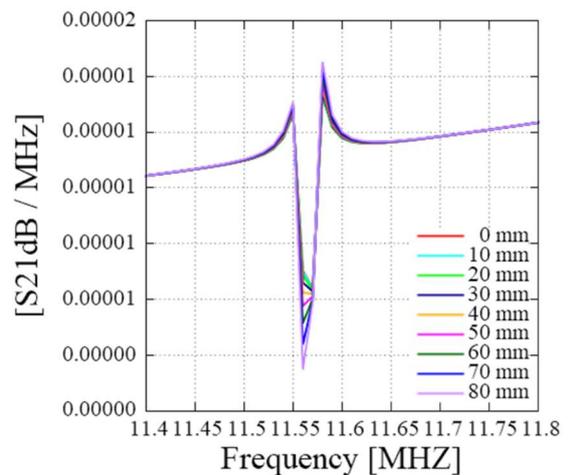


(d) ピーク部分の拡大図

図44 位置ズレがある場合の S21 の実測結果



(a) 位置ずれによるピーク強度変化

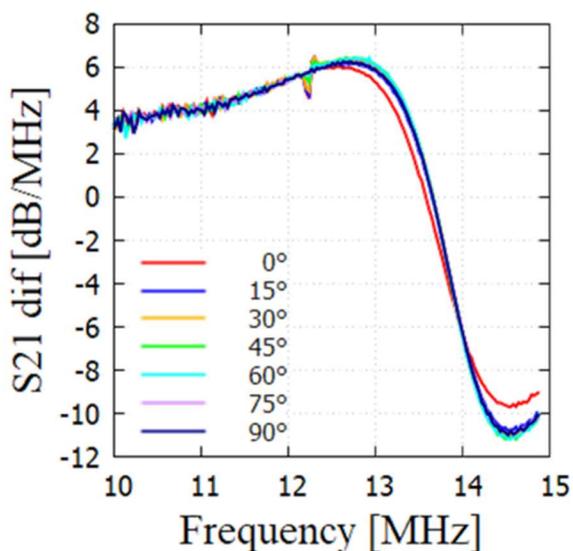


(b) (a) のピーク部分の拡大図

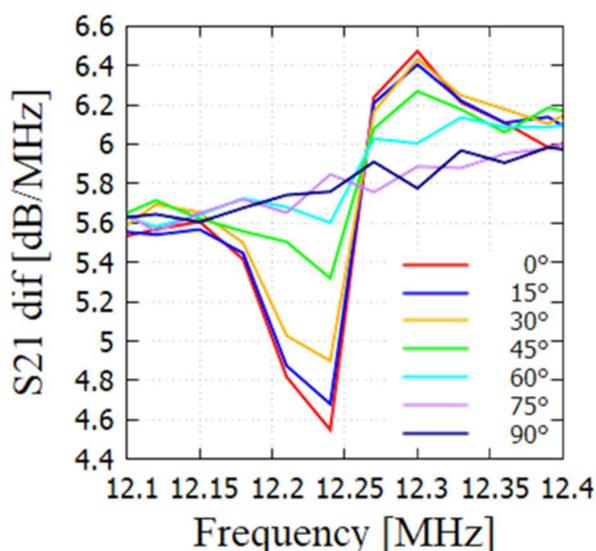
図45 位置ずれ (Z方向) がある場合のシミュレーション

4.4.3 ターゲットコイルの角度ずれが与える影響（検証 F）

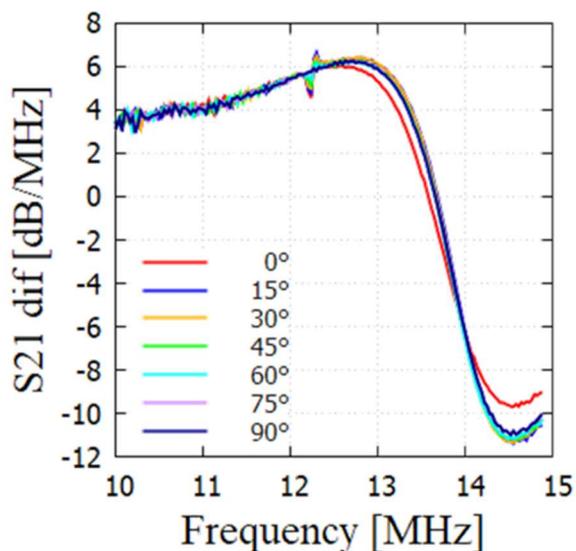
図 46 a, c は水平方向、垂直方向に回転ずれがある場合の S21 の実測結果であり、図 46 b, d はそれぞれのピーク部分を拡大したものである。位置ずれの時と同様に、損失が生じるピークの位置に変化はなく、ピークの強度だけが変化することが確認された。結果から分かるように、回転角度が大きくなるほど、位相ずれのピーク強度は小さくなり、図 39 b のシミュレーション結果とよく一致する。また、horizontal 方向、Vertical 方向のそれぞれで回転角度が 60° 以上になるとピークが消えてしまうことが確認された。これは、Coil2、Coil4 に対してターゲットコイルのループ面がずれることで、相互インダクタンスが小さくなることが原因であると考えられる。



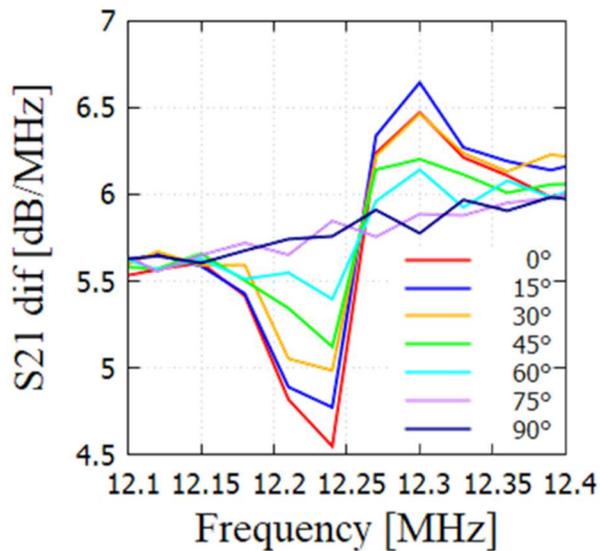
(a) Horizontal 方向に回転



(b) ピーク部分の拡大図



(c) Vertical 方向に回転



(d) ピーク部分の拡大図

図 46 角度ズレがある場合の S21 の実測結果

4.5 考察

4.5.1 臨床での体内線量測定システムの実現可能性

磁界共振を利用した SCMR による電力伝送は、コイルの結合係数と Q 値の積で表される「kQ 積」が大きいほど、伝送効率 (S21) が向上することが知られている。しかし、生体内にコイルを留置することやターゲットコイルが動くことを考慮すると、結合係数と Q 値は何かしらの影響を受けると予想される。したがって、本章では「生体から受ける影響」と「ターゲットコイルの位置・角度ずれによる影響」に焦点を当てた検証を行った。

前述のように、SCMR による電力伝送は磁界共振を利用したものであり、生体のような誘電体から受ける影響は小さいと予想されたが、実測は予想に反した結果となった。これは、誘電体を与える影響に関する先行研究での周波数に対して、本研究で使用された周波数が高く、予想よりも誘電体による吸収が生じやすかったためと考えられる。一方で、誘電体が Q 値に与える影響は予想通りであり、ピークの強度は少し小さくなっただけである。また、位相ずれのピークは十分に検出可能であったため、生体中の深部 15 cm でも体内線量測定システムは実現可能であると言える。

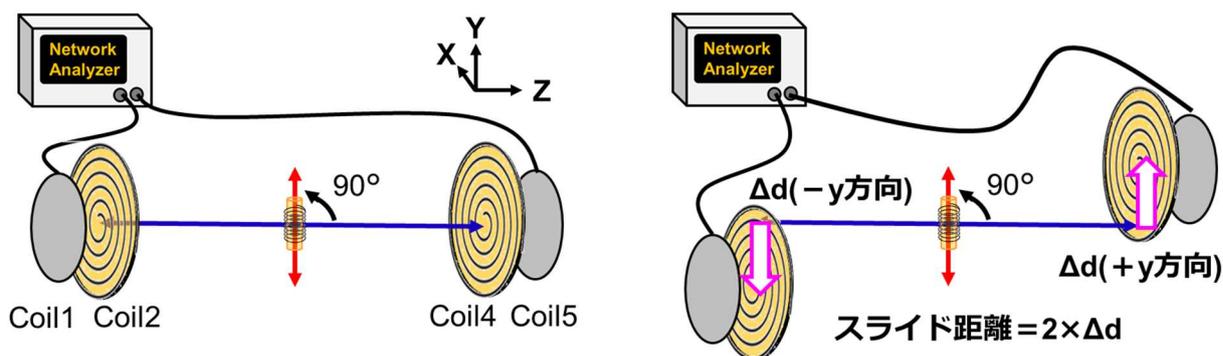
一方で、ターゲットコイルの位置・角度ずれによる影響については、位置ずれと角度ずれに関して別々に検証を行った。位置ずれが有る場合でも生じるピークの位置に変化はなく、ピークの強度だけが変化することが確認された。また、生体内で想定されるターゲットコイルの動く範囲を考慮すると、位置ずれには十分に対応できると考えられる。角度ずれに関しても、位置ずれの時と同様に、ピークの位置に変化はなく、ピークの強度だけが変化することが確認された。しかし、回転角度が大きくなるほどピーク強度は小さくなり、回転角度が 60° 以上になるとピークが消えてしまうことが確認された。したがって、臨床現場で使用するためには、全ての角度で測定システムを実現させる必要がある。

4.5.2 角度ずれへの対処方法

現在の体内線量測定システムでは、位置ずれに関しては十分に対応できるが、角度ずれに関しては一定の条件下でしか使用できないことが判明した。これは、ターゲットコイルが 90° 回転した場合、コイルのループ面を貫く磁束が極端に減少するからだと考えられる。臨床現場では、体内に留置するコイル線量計の角度は制御できないため、全ての角度で測定できるシステムを構築する必要がある。一方で、SCMR による電力伝送は、全てのコイルの中心軸が揃い、全てのコイルのループ面が平行になる理想的な条件でなくても、利用することが可能である。このような場合、コイルの理想的な条件下よりも伝送効率が落ちることが分かっている。これは、コイルの配置の変化により、空気中を伝搬する電磁波の方向も変化することが原因だと考えられる。つまり、体外のコイル (Coil1、Coil2、Coil4、Coil5) の配置をずらすことで、ターゲットコイル (Coil3) を貫く磁束の向きを変えられる可能性がある。

そこで、ターゲットコイルのピークが検出されない図 47 a のような 90° の角度ずれがある場合から、送信側コイル (Coil1、Coil2) と受信側コイル (Coil4、Coil5) がそれぞれ同じ距離だけ遠ざかるようにスライドさせていった (図 47 b)。体外コイルの配置に変更がない場合は、図 48 a のように位相ずれによるピークは確認されなかった。しかし、体外コイル

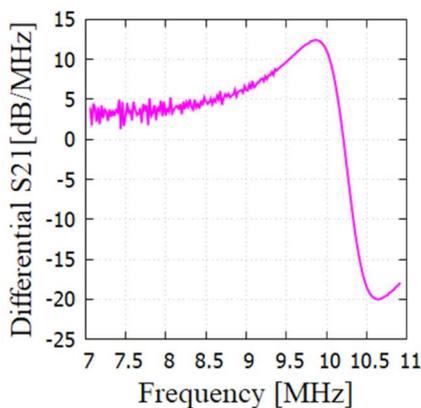
の配置をずらしていくと、スライドする距離が大きくなるほど、ピークが顕著に表れることが確認された (図 48 b, c, d)。したがって、体外コイルの配置をスライドさせるだけで、角度ずれに関して十分に対応できると考えられる。そこで、実臨床では、図 49 のようにカウチを挟んで上下にコイルを配置し、kV-CT 画像・透視画像からコイルの向きを把握した後に、体外コイルの配置の微調整を行うことで、コイル線量計がどの角度を向いている場合でも「体内線量測定システム」は実現可能である。



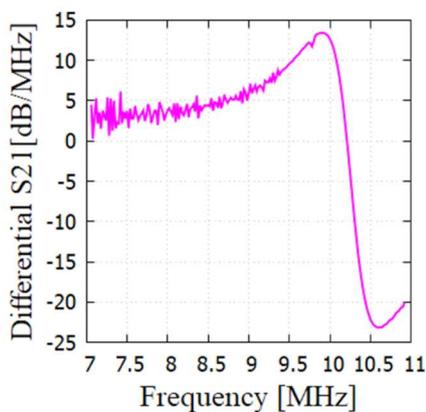
(a) 角度ずれが 90° ある場合

(b) (a) の状態から体外コイルの配置を変更

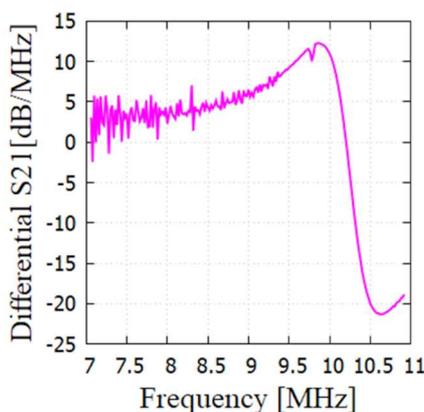
図 47 角度ずれへの対処法



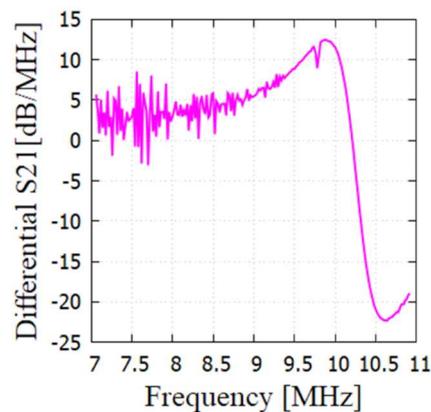
(a) スライドがない場合



(b) 160 mm スライド



(c) 200 mm スライド



(d) 240 mm スライド

図 48 体外コイルをスライドさせた場合の実測結果

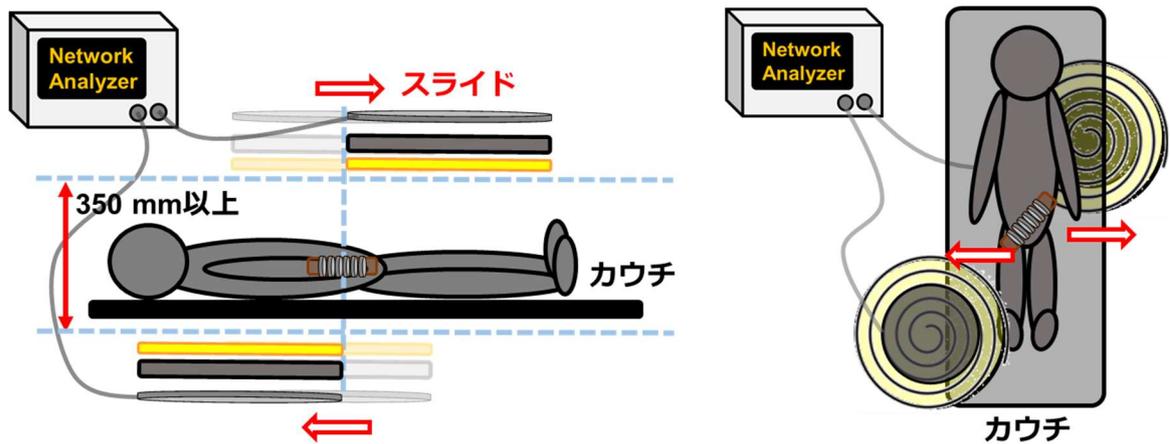
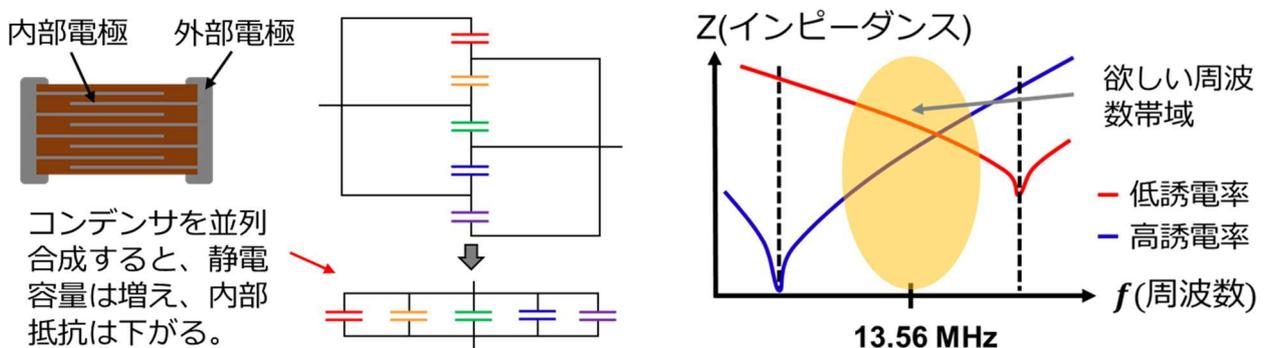


図 49 臨床での測定体系

4.5.3 線量測定可能なコイル線量計の作成

本研究の最終目的は、臨床で実現可能な「体内線量測定システム」を開発することである。これまでは、「コイル線量計の周波数を無線測定できるシステム」に重点を置いた検証が行われており、実際に放射線を照射する実験は行われてこなかった。そのため、使用するコンデンサは低誘電率の積層セラミックコンデンサであった。したがって、図 33 のような照射前後の位相ずれピークのシフト量から、照射線量を求めるには、チタン酸バリウムを誘電体とした高誘電率のコンデンサを使用する必要がある。一方で、コイル線量計の位相ずれピークを明瞭に検知するには Q 値が重要であり、コンデンサの内部抵抗が小さくする必要がある。積層セラミックコンデンサは積層数が増えるほど、並列化されるため、静電容量 (C) が増え、内部抵抗 (R) が下がることが分かっている (図 50 a)。そのため、コンデンサの積層数が多く静電容量が大きいものほど、コイル線量計に適していると言える。しかし、静電容量が大きいコンデンサは周波数帯域の関係から、欲しい周波数帯域に位相ずれピークを生じさせることはできない (図 50 b)。したがって、臨床でコイル線量計を使用するためには、内部抵抗が低く、静電容量が小さいコンデンサを自作する必要がある。



(a) 積層コンデンサの合成

(b) 周波数とインピーダンスの関係

図 50 積層セラミックコンデンサの周波数特性

5. 謝辞

本研究の機会を与えていただき、本論文作成にあたり多大なご指導を賜りました、北海道大学大学院保健学科院・石川正純教授に深く御礼申し上げます。また、研究に関する助言をいただきました北海道大学大学院医理工学院・博士課程3年の宮田賢人氏に心から感謝申し上げます。また、研究に協力していただいた研究室の皆様に厚く御礼申し上げます。

6. 参考文献

- Awai, I. *et al.* (2013) ‘水中のワイヤレス給電に関わるいくつかの新しい現象 Miscellaneous Electromagnetic Phenomena in Wireless Power Transfer under Water’, 電子情報通信学会論文誌, (11), pp. 1284–1293.
- Dick, J. *et al.* (2011) ‘Modification of an implantable MOSFET dosimeter to act as a fiducial marker’, *IEEE Sensors Journal*, 11(10), pp. 2591–2597. doi: 10.1109/JSEN.2011.2144581.
- Hashi, S. *et al.* (2008) ‘Wireless magnetic motion capture system using multiple LC resonant magnetic markers with high accuracy’, *Sensors and Actuators, A: Physical*, 142(2), pp. 520–527. doi: 10.1016/j.sna.2007.09.011.
- Hoang, Q. T., Hete, B. F. and Gaumond, R. P. (1993) ‘Comments on “Radio-frequency coils in implantable devices: misalignment analysis and design procedure”.’, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 40(7), p. 715.
- Hu, H., Bao, K. and Georgakopoulos, S. V. (2017) ‘Miniaturized wireless power transfer systems using 3-D strongly coupled magnetic resonance’, *2017 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Proceedings*, 2017-Janua(5), pp. 1299–1300. doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8072692.
- Inguibert, C. and Messenger, S. (2012) ‘Equivalent displacement damage dose for on-orbit space applications’, *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 59(6), pp. 3117–3125. doi: 10.1109/TNS.2012.2221477.
- Johnson, G. H. *et al.* (1996) ‘A review of the techniques used for modeling single-event effects in power MOSFET’s’, *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 43(2 PART 1), pp. 546–560. doi: 10.1109/23.490900.
- Kozicki, M. *et al.* (2020) ‘Clinical radiotherapy application of N-vinylpyrrolidone-containing 3D polymer gel dosimeters with remote external MR-reading’, *Physica Medica*, 69(November 2019), pp. 134–146. doi: 10.1016/j.ejmp.2019.11.014.
- Lee, H. Y. *et al.* (2016) ‘Sensitivity-Enhanced LC Pressure Sensor for Wireless Bladder Pressure Monitoring’, *IEEE Sensors Journal*, 16(12), pp. 4715–4724. doi: 10.1109/JSEN.2016.2533262.
- Li, X., Tsui, C. Y. and Ki, W. H. (2014) ‘A 13.56MHz wireless power transfer system with reconfigurable resonant regulating rectifier and wireless power control for implantable medical

devices', *IEEE Symposium on VLSI Circuits, Digest of Technical Papers*, pp. 1–2. doi: 10.1109/VLSIC.2014.6858366.

Marsolat, F. *et al.* (2013) 'A new single crystal diamond dosimeter for small beam: Comparison with different commercial active detectors', *Physics in Medicine and Biology*, 58(21), pp. 7647–7660. doi: 10.1088/0031-9155/58/21/7647.

Noda, T., Nagashima, T. and Sekiya, H. (2016) 'A design of inductively coupled wireless power transfer system with coupling coil optimization', *INTELEC, International Telecommunications Energy Conference (Proceedings)*, 2016-Sept(1), pp. 1–6. doi: 10.1109/INTLEC.2015.7572277.

Papaioannou, G. *et al.* (2005) 'Temperature study of the dielectric polarization effects of capacitive RF MEMS switches', *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53(11), pp. 3467–3473. doi: 10.1109/TMTT.2005.857336.

Rondelli, G. and Vicentini, B. (1999) 'Localized corrosion behaviour in simulated human body fluids of commercial Ni-Ti orthodontic wires', *Biomaterials*, 20(8), pp. 785–792. doi: 10.1016/S0142-9612(98)90233-2.

Sample, A. P., Meyer, D. A. and Smith, J. R. (2011) 'Analysis, experimental results, and range adaptation of magnetically coupled resonators for wireless power transfer', *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(2), pp. 544–554. doi: 10.1109/TIE.2010.2046002.

Son, C. and Ziaie, B. (2006) 'Electret based wireless micro ionizing radiation dosimeter', *Proceedings of the IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, 2006(January), pp. 610–613. doi: 10.1109/memsys.2006.1627873.

Srour, J. R., Marshall, C. J. and Marshall, P. W. (2003) 'Devices', 50(3), pp. 653–670.

Theilmann, P. T. and Asbeck, P. M. (2009) 'An analytical model for inductively coupled implantable biomedical devices with ferrite rods', *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 3(1), pp. 43–52. doi: 10.1109/TBCAS.2008.2004776.

Tuan, N. T. *et al.* (2016) 'Self-resonant structures of normal-mode helical antennas embedded in dielectric and magnetic materials', *International Conference on Advanced Technologies for Communications*, 2016-Janua(1), pp. 627–632. doi: 10.1109/ATC.2015.7388406.

Venning, A. J. *et al.* (2005) 'Investigation of the PAGAT polymer gel dosimeter using magnetic resonance imaging', *Physics in Medicine and Biology*, 50(16), pp. 3875–3888. doi: 10.1088/0031-9155/50/16/015.

Wang, R. *et al.* (2017) 'Research on the efficiency of wireless power transfer system based on multi-auxiliary transmitting coils', *Proceedings - 2017 4th International Conference on Information Science and Control Engineering, ICISCE 2017*, pp. 1677–1681. doi: 10.1109/ICISCE.2017.350.

Waters, B. H. *et al.* (2014) 'Optimal coil size ratios for wireless power transfer applications', *Proceedings - IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 1(1), pp. 2045–2048. doi: 10.1109/ISCAS.2014.6865567.