

# 生体と電磁場の融合による非接触エネルギー伝送技術を用いた医療システムの開発とその展開

松木 英敏

医工学研究科 医工学専攻 治療医工学講座  
生体電磁波工学分野 教授  
E-mail: matsuki@ecei.tohoku.ac.jp



## 1. はじめに

近年、医療と工学の連携が重視され、治療診断装置、人工臓器など多くの成果を挙げている。電気工学においては、医療機器への電力供給問題は非常に重要である。低消費エネルギー化や非接触通信は今後の医療機器や福祉機器の発展に欠かせないものであり、ケーブルを使わずにエネルギーを送る—非接触エネルギー伝送は次世代の医療福祉機器開発における鍵となる。

エネルギーとして、特に電力を非接触で伝送する場合、高いエネルギー密度と効率を達成することが可能な磁場の利用が最も適している。また、磁場は、生体という特殊な環境化においても、ほとんど影響を受けることなく、また生体への影響が少ないとされる周波数帯を用いる事により深部まで磁氣的エネルギーを伝送することが可能である。我々は、この磁場を積極的に生体機器へ応用する事で、非接触エネルギー伝送を実現している。本稿では、ハイパーサーミア、機能的電気刺激、リアルタイム線量測定システムについて開発の現状とその展開について概説する。

## 2. ハイパーサーミア

ハイパーサーミアとは癌に対する温熱療法のことである。日本人の死亡要因で最も多いのは癌であり、一般的な治療法として外科療法、化学療法、放射線療法が挙げられる。ハイパーサーミアはそれらに次ぐ新しい治療法として注目されている。

温熱療法とはその名の通り熱で癌組織を壊死させる手法である。癌組織は血管の形成が不十分で血流による冷却効果が低いため、正常組織よりも温度に弱い。正常組織が  $44^{\circ}\text{C}$  で生存率が低下するのに対して、癌組織は  $42.5^{\circ}\text{C}$  で低下することが分かっている。

ハイパーサーミアにはいくつか種類があるが、本研究ではソフトヒーティング法[1,2]を採用している。本方式は体内に細長い小型発熱素子を埋め込んで、高周波磁界を用いて加温する。図 2-1 に発熱素子を示す。この発熱素子は比較的低い温度

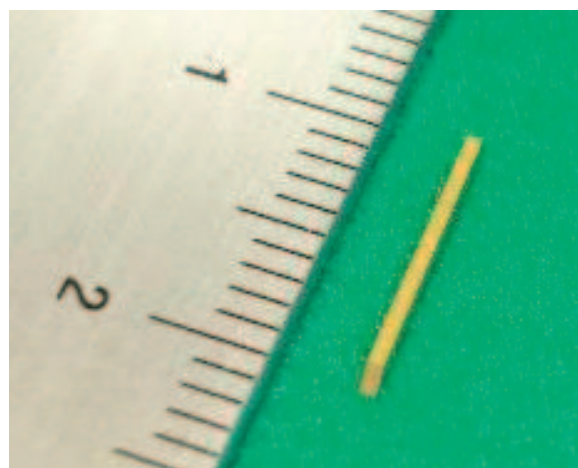


図 2-1. Heat element

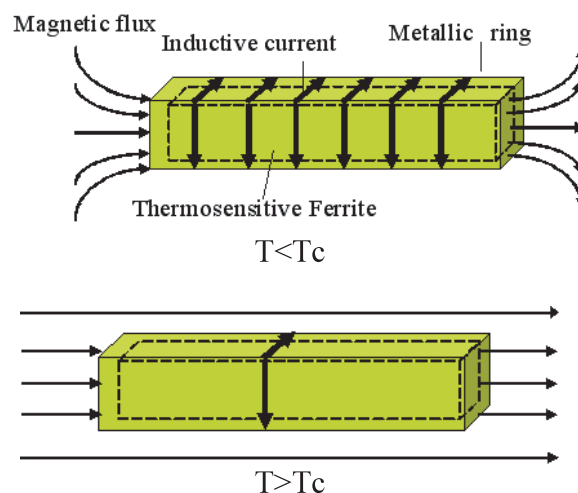


図 2-2. Principle of heating

のキュリー温度を持つ感温磁性体と金属環から成っている。発熱源はヒステリシス損と短絡電流損であり、それぞれ単独で発熱させたときよりも高い温度上昇が実現でき、低い励磁条件で高発熱を得ることが可能である。また、また、他のハイパーサーミアでは発熱量の調節を行う必要があり、ほとんどの加温方式では患部の温度計測を必要とする。しかし、本方式では患部の温度計測を不要とする大きな長所がある。発熱素子はキュリー温度（以下  $T_c$  とする）による壁温一定型の発熱をする。発熱原理について図 2-2 に示す。まず、温度が  $T_c$  に到達する前は感温磁性体のヒステリシス損と金属環の短絡電流損により発熱する。だが、温度が  $T_c$  をを超えてしまうと実効透磁率が急激に下がり磁束の集中効果がなくなるため、発熱が抑制され温度上昇が抑えられる。このため、設定したキュリー温度以上に上昇しないという、温度の自己制御性を発熱素子自身が持つため、患部を必要な部分だけ加温・壊死させることができ、かつ加熱しすぎることもない。つまり、安全な治療が可能となる。さらに、素子を埋め込みが可能な部位で、コイルからの励磁磁界が届く範囲内ならば、身体のだどこでも加温ができるので適用部位は非常に多い。

## 2. 1 多方向励磁を目的とした励磁コイル

発熱素子は磁場の向きに沿うように配置したときに最も効率よく発熱し、磁場に対して 90 度傾いていると最も効率が悪くなる。従って、人体の形状や治療部位、素子の配置によっては、従来のソレノイドコイルやスパイラルコイルだと的確に加温できない場合が存在する。そこで設置素子の位置や向きによらず加温できる多方向励磁が可能なコイルが必要となる。これを実現するために、磁場の向きに注目してシミュレーションを行い、加えて実際にコイルを作成して加温実験を行い、検証を行った。なお今回対象とした癌は皮膚癌や乳癌などの表在性のものである。

単独のソレノイドコイルやスパイラルコイルの場合、励磁する際に主に用いられる磁場の向きは一定方向のものである。そこで二つのコイルを用いて多方向を励磁することを検討した。図 2-3 は多方向を励磁できるモデルの一つである。これは二つのソレノイドコイルの中心に発生する磁場が直交するように配置したもの（以下直交型とする）で、励磁電流と周波数は同じである。二つのコイルの励磁電流の位相差を 90 度にとると、コイ

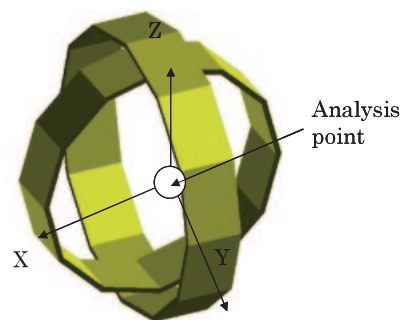


図 2-3. Simulation model of orthogonal type

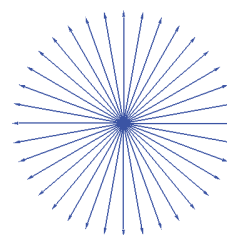


図 2-4. Result of orthogonal type's simulation (Same frequency)

ルの中心点で図 4 のように回転磁場が生じる。従って多方向を励磁していることが分かる。なお、図 2-4 は Coil 1 から発生する磁束密度を  $B_x$ 、Coil 2 から発生するものを  $B_y$  として以下の式から各時間ごとのベクトルを合成して求めた。

$$B_x = B_0 \sin \omega t \quad (1)$$

$$B_y = B_0 \sin(\omega t + \pi/2) = B_0 \cos \omega t \quad (2)$$

しかし直交型モデルだと実際に人体に設置するのは難しい。そこで図 2-5 のような同じ仕様のソレノイドコイルを二つ平行に並べたモデルについてシミュレーションを行った。本研究において、このモデルはプラズマを封じ込めるカusp磁場を形成するコイルが想定できるので、カusp型とした。これは腕や脚などにできた皮膚癌や乳癌などの患部に通して使用することを意図している。多方向磁場が発生する部分はコイル間中心面のコイルの内周近傍であり、ここに解析点をとった。図 2-6 に図 2-5 の解析点における結果を示す。これによりコイル間の中心面の淵、つまりコイル内周近傍で多方向の磁場が得られることが分かる。

二つのコイルを用いると多方向の励磁に対して有効である。しかし、同一周波数で二つのコイルを励磁する場合、電磁結合により相手側に電流が逆流し、電源が破損する恐れがあるなど、設計は

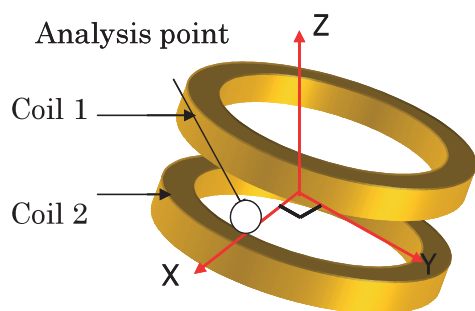


図 2-5. Simulation model of cups type

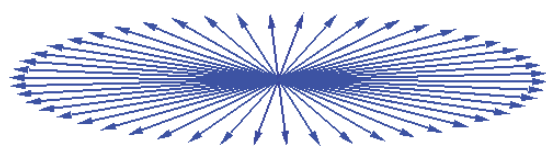
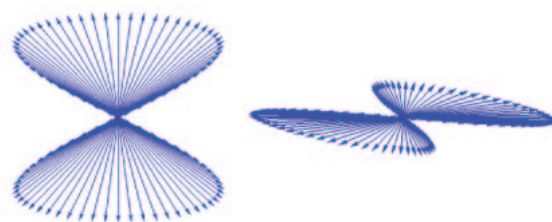


図 2-6. Result of cups type's simulation  
(Same frequency)

容易ではない．そこで二つのコイルを異なる周波数で駆動することを考える．このとき周波数ごとに設定した透過フィルタを用いれば電源の破損を防ぐことができる．続けて，今回は磁場の向きについても検討を行った．

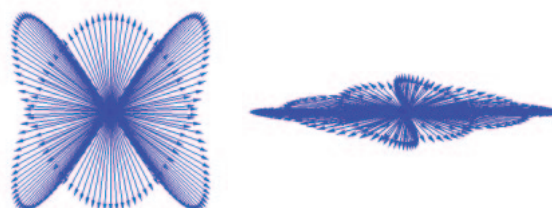
それぞれのコイルを異なる周波数で駆動した場合のシミュレーションを同一周波数で検討した場合と同じ手順で行った．解析点は図 2-3 と図 2-5 のものと同じである．シミュレーション結果の例として図 2-7 に周波数 100kHz と 200kHz の結果を，図 2-8 に 100kHz と 150kHz の結果を，図 2-9 に 130kHz と 200kHz の結果を直交型とカスプ型モデルの両方を示した．これらの結果より，周波数の組み合わせによっては 100kHz と 200kHz の組み合わせ（図 2-7）のように励磁できない範囲が存在するものの，解析点において，単独のコイルより多方向励磁が可能であることを確認できる．

以上のシミュレーション結果を踏まえて電磁結合が非常に小さい直交型モデルで実際に加温実験を行った．用いたコイルは直径が 55mm (Coil A) と 80mm (Coil B) のソレノイドコイルで図 2-10 のように配置して実験を行った．周波数は図 2-9 より多方向が励磁できる結果が得られたので，Coil A を 133kHz，Coil B を 193kHz とした．なお測定点（二つのコイルの中心点）において，それぞれのコイルで 3mT の磁束密度が得られるように電流値を設定した．キュリー温度が 70℃ の発熱素子を断熱材で包み，光ファイバー温度計で素子表面の温



(a) Orthogonal type (b) Cups type

図 2-7. Result of simulation at analysis point  
(Combination of 100 kHz and 200 kHz)



(a) Orthogonal type (b) Cups type

図 2-8. Result of simulation at analysis point  
(Combination of 100 kHz and 150 kHz)



(a) Orthogonal type (b) Cups type

図 2-9. Result of simulation at analysis point  
(Combination of 130 kHz and 200 kHz)

度を 10 分間測定した．また，測定点で多方向の励磁を確認するために，発熱素子の角度を変えて実験を行った．図 2-11 に結果を示す．なお比較のため，同じ条件で周波数を同一にし，電流位相差を 90 度にしたものを図 2-12 に，単独ソレノイドコイルで周波数を 200kHz，磁束密度を 0.5mT としたものを図 2-13 に示す．これらのグラフから異なる周波数を用いても同一の周波数と遜色なく発熱し，単独のコイルよりも多方向を励磁できていることが確認できる．

## 2.2 ハイパーサーミアのまとめ

多方向励磁が可能なコイルモデルを 2 種類（直交型，カスプ型）シミュレーションし，直交型に

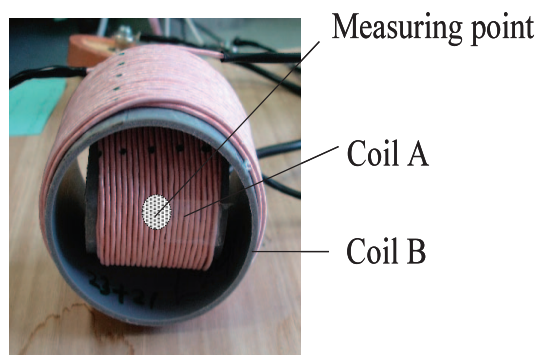


Fig. 2-10. Coil model of orthogonal type

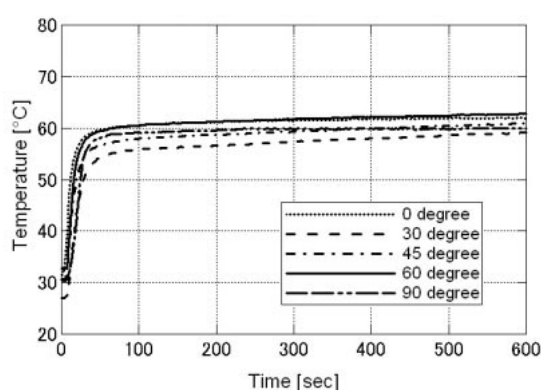


図 2-11. Temperature characteristic of the surface of the element excited by the orthogonal model coil (Frequency 133 kHz and 193 kHz)

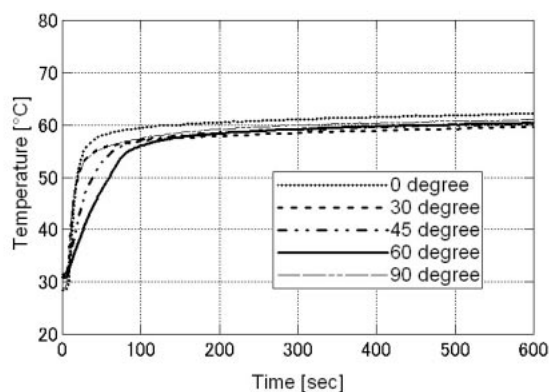


図 2-12. Temperature characteristic of the surface of the element excited by the orthogonal model coil. (Frequency 133 kHz)

において実験をした．これにより，二つのコイルを用いることで様々な方向に設置された発熱素子の加温が可能であることを確認した．従って二つのコイルを異なる周波数で駆動することは，電源の問題を回避できる上，単独のコイルコイルよりも多方向の励磁に有効であると言える．

今後は，カスプ型などの結合係数が大きなモデルで加温を確認する必要がある．これにより様々

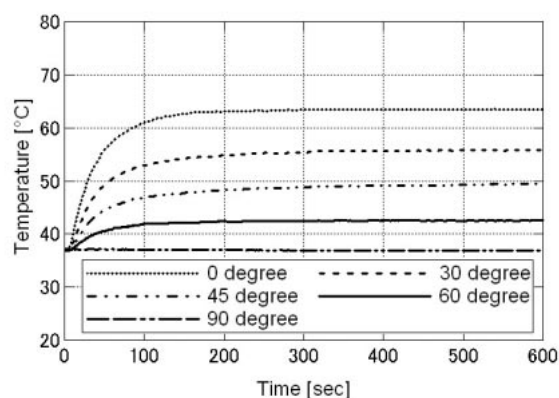


図 2-13. Temperature characteristic of the surface of the element excited by one solenoid coil (Frequency 200 kHz)

なコイル配置や別の形状での組み合わせが可能となる．そして実際に患部に設置でき，患部に合った最適なコイルモデルの実現が可能となり，治療に役立つと考えられる．

### 3. 機能的電気刺激

わが国の肢体不自由者数は，平成 13 年において約 180 万人おり，その数は増加傾向にある．これを受けて障害者の自立や社会参加を促す制度的取り組みが促進しているが，彼らに対する有効な治療法は確立されておらず，社会的自立は非常に困難な状況にある．このような患者への治療法として期待されているのが機能的電気刺激(FES: Functional Electrical Stimulation)である．これは電気刺激が筋収縮を誘発することを利用したものであり，介護負担の軽減や障害者の社会参加に大きく貢献するものと考えられている．FES を実現するために様々な刺激方式が考案されているが，刺激制度の高さや管理の容易さから，我々は直接給電法を採用している[3]．これは，体内(皮下 - 20 mm)に埋め込まれた小型刺激素子へ，近傍電磁界を用いて体外から給電および刺激命令信号を送信して四肢の筋肉・神経を刺激させる方式である(図 3-1)．

先行研究により，針状埋め込み素子( $0.7 \times 0.7 \times 10$  mm)に対する同時の給電・通信に成功している．しかし，直接給電法による FES 体内素子の正常動作は安全性の観点から不可欠な機能と言えるが，これについては未検討であった．また，低侵襲性のために，埋め込み素子の体積増加は望ましくない．本研究では，素子サイズを変えることなく，送受信機能を有する直接給電法 FES 用の体内素子アンテナを実現したので，これについて報告する．

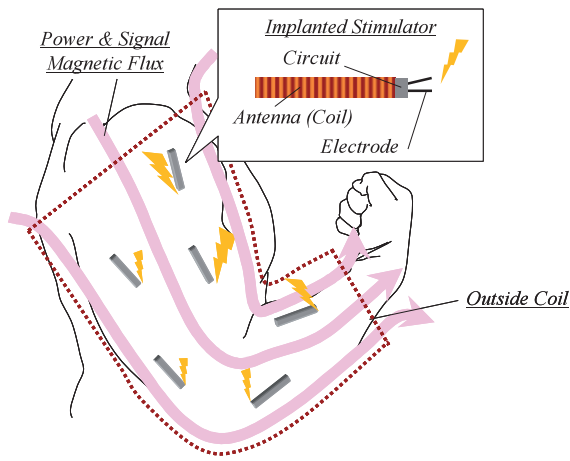


図 3-1. Direct Feeding Method

### 3.1 磁気結合型二重共振アンテナ

今まで、受信アンテナとして LC 並列共振アンテナが用いられていた(図 3-2). LC 並列共振回路では共振周波数において整合が取れ、かつインピーダンスが無限大となるため高い受信能力を発揮する。しかしながら、コイルに流れる電流は信号電圧に比例する( $I=V/(j\omega L)$ )ため、高い送信能力を有していなかった。

そこで、我々は磁気結合型二重共振(MCDR : Magnetic Connective Dual Resonance)アンテナを提案した。MCDR アンテナの簡易等価回路を図 3-3 に示す。直列共振系を図 3-2 のアンテナに磁氣的に接続することで、送信機能を実現した。このアンテナの動作原理について説明する。

送信時にはまず、 $L_p$  から発生した磁束が  $L_s$  に印加され、 $L_s$  に誘導電流が流れる。 $L_s$ ,  $C_s$  からなる回路は直列共振系であり、非常に  $Q$  が高い回路系であるため、誘導電流を共振させることで  $L_s$  に大きな電流を流すことができ、結果的に送信モードとして機能する。このとき、回路から見たインピーダンスは理想的には零となっており、回路から多くの電力が入力され、送信エネルギーとして使っている。一方受信時には、 $L_s$ ,  $C_s$ ,  $L_p$  と共振する  $C_p$  を選択することで、 $L_p$  間( $C_p$  間)に高い誘起電圧を発生させることができる。これにより高い受信能力も発揮することが出来る。

MCDR アンテナの回路側から見たインピーダンスを式(1)に示す。

$$Z(\omega) = \frac{j\omega L_p \{1 - \omega^2 C_s L_s (1 - k^2)\}}{1 - \omega^2 (C_p L_p + C_s L_s) + \omega^4 C_p L_p C_s L_s (1 - k^2)} \quad (1)$$

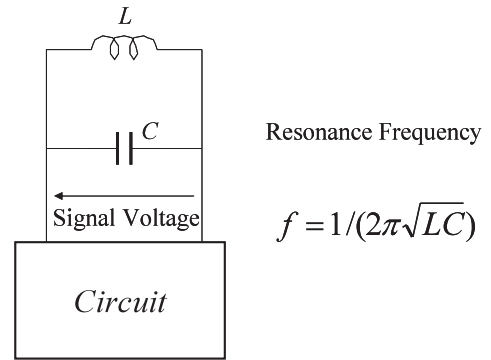


図 3-2. LC Parallel Resonance Receive Antenna

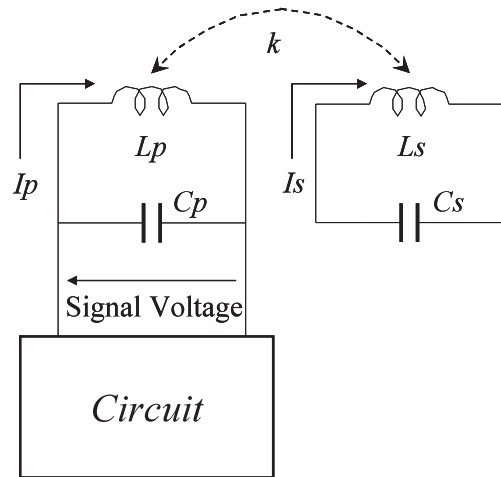


図 3-3. Structure of the MCDR antenna

式(1)を用いることで、送信周波数( $f_{io}$ )、受信周波数( $f_{oi}$ )を設定することが出来る。すなわち、インピーダンスが零、無限大になる周波数はそれぞれ式(2), (3)であらわされる。

$$f_{io} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_s L_s (1 - k^2)}} \quad (2)$$

$$f_{oi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_p L_p + C_s L_s \pm \sqrt{(C_p L_p - C_s L_s)^2 + 4 C_p L_p C_s L_s k^2}}{C_p L_p C_s L_s (1 - k^2)}} \quad (3)$$

上式より、送信周波数が 1 つ、受信周波数が 2 つ得られることがわかる。上式を用いることで、MCDR アンテナの設計が可能となる。

また、アンテナから発生する磁束は式(4)であらわされる。

$$\begin{aligned} \Phi &= (L_p - M) I_p + (L_s - M) I_s \\ &= \frac{L_s (1 - \omega^2 C_s M) - L_p (1 - \omega^2 C_s L_s)}{j\omega L_s \{1 - \omega^2 C_s L_s (1 - k^2)\}} \end{aligned} \quad (4)$$

送信周波数において式(4)は発散するので、このことから MCDR アンテナの高い送信能力が説明できる。

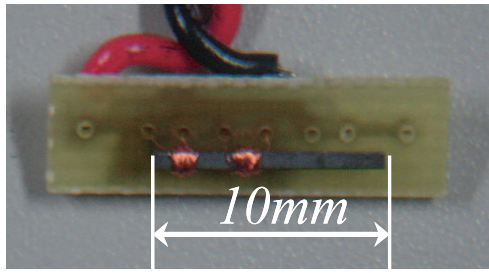


図 3-4. MCDR antenna

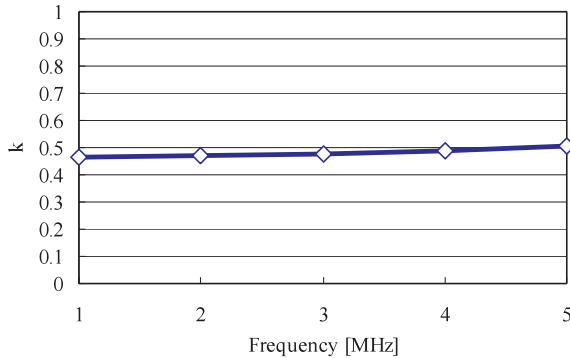


図 3-5. Coupling coefficient between  $L_p$  and  $L_s$

| Table. 3-1 Specification of MCDR Antenna |                |
|------------------------------------------|----------------|
| $L_p$ [uH]                               | 17.8 @ 1.6 MHz |
|                                          | 17.9 @ 2.0 MHz |
| $L_s$ [uH]                               | 26.1 @ 1.6MHz  |
|                                          | 26.2 @2.0 MHz  |
| $C_p$ [pF]                               | 280            |
| $C_s$ [pF]                               | 309            |

式(2), (3)を用いて MCDR コイルを設計した。目標とする周波数は送信周波数 2.0MHz, 受信周波数 1.6MHz とした。製作したコイルを図 3-4 に、コイル間の結合係数の周波数特性を図 3-5 に、設計仕様を Table. 3-1 に示す。  $L_p$  と  $L_s$  が大きく異なるのは、コイルを巻く位置によりフェライトの実効透磁率が異なるからである。また、インダクタンスは浮遊容量により周波数特性をもっている。それゆえ、測定される結合係数は周波数特性をもつ。式(1),(2),(3)に現れる  $k$  は、電気回路上での干渉を表す係数であるから、図 3-4 から得られる値を用いるべきである。以上から、  $C_p$ 、  $C_s$  を決定した。

製作した MCDR アンテナのインピーダンスの周波数特性を図 3-6 に示す。図 3-6 (a)はインピーダンスの大きさ、(b)はインピーダンスの位相である。また、実線は実測値、破線は理論値を示している。図 3-6 (a)より、インピーダンスの極値となる周波数

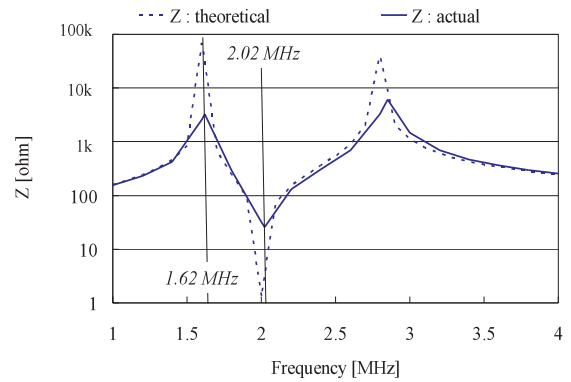


図 3-6. (a) frequency characteristics of impedance

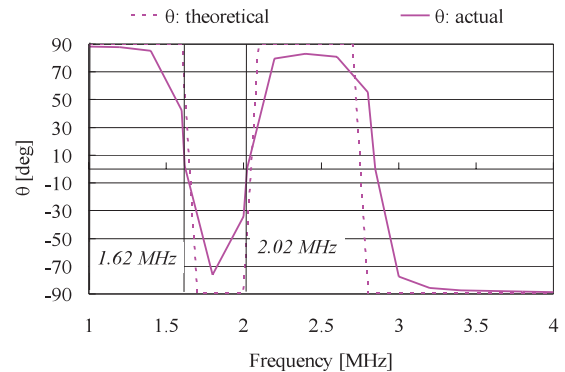


図 3-6. (b) frequency characteristics of phase

が実測値と理論値でほぼ一致していることが見受けられる。同様に図 3-6 (b)より、  $\theta = 0 \text{ degree}$  となる周波数もほぼ一致している。このことから、式(1),(2),および(3)によるアンテナの設計が可能であることがわかる。本測定により、送信周波数を 1.62 MHz 付近、受信周波数を 2.02 MHz 付近に決定できる。キャリア周波数の最終的な決定には、実際にボーレートと同等の周波数の信号を送信して決定を行う。ここで、高周波側の受信モードとなる周波数は理論値より実測値の方がやや高くなっている。これは、3 MHz 付近にコイルの自己共振周波数が存在しており、浮遊容量が大きく見えたために発生した差異と考えている。

以上よりで製作した MCDR アンテナを用いて通信実験を行った。変調方式は PSK(phase shift keying)であり、回路駆動電圧は 3.3 V とした。ボーレートは 115.2 kbps とし、キャリア周波数は送信周波数が 1.97 MHz, 受信周波数が 1.66 MHz とした。実験の様子を図 3-7 に示す。体外側の通信コイルとして、薄型ソレノイドコイルを用いた[4]。MCDR コイルは図 3-7 中にあるように最も通信が容易と

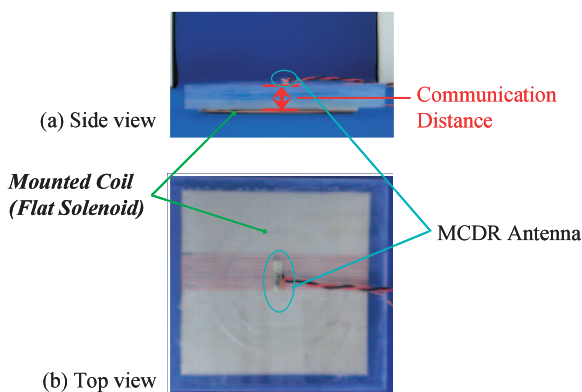


図 3-7. Communication Experiment

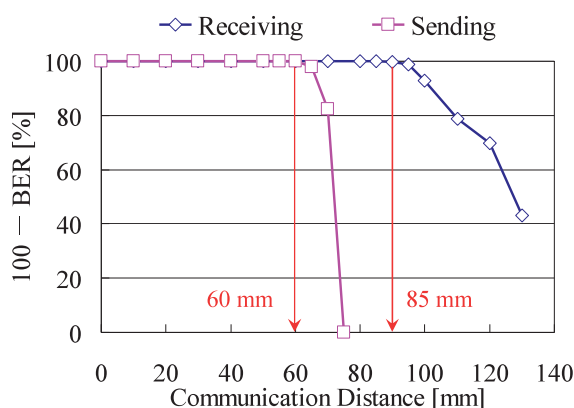


図 3-8. Experimental results

なるような位置・角度にて測定している。実際の FES の使用を想定した場合、体内コイルと体外コイルの位置ずれや角度ずれが問題となるが、体内素子の小型化の観点から、これらの問題は体外側のユニットにおいて解決すべき問題であるため、今回はこれらを考慮していない。以上の条件の下、図 3-7 中の通信距離(MCDR アンテナと薄型ソレノイドとの距離)を変化させていき 10000 bit 送信したときの bit error rate (BER)が 0 % であるときに通信可能であると判定した。

通信結果を図 3-8 に示す。結果より、体外から体内への通信(Receiving)では 85 mm、体内から体外への通信(Sending)では 60 mm の通信距離にて誤りなく通信が可能であった。すなわち、双方向通信が可能な通信距離として 60 mm という結果が得られたことになる。本実験における通信距離とは、実際の使用における素子の体内埋め込み深さに相当するものである。体内埋め込み深さとして約 20 mm までを想定しているため、今回の 60 mm という通信距離は直接給電法による FES にとって非常に有効な値であった。

### 3.2 機能的電気刺激のまとめ

受信能力が高い LC 並列共振回路系に直列共振系を磁氣的に接続することで、高い送信能力が付加された MCDR アンテナを実現することが出来た。また、インピーダンスを解析することで、周波数の設計が可能であり、製作および実験により設計法の有効性・アンテナの通信能力の有効性確認した。MCDR アンテナに関して、周波数に対するインダクタンスの最適化、あるいは結合係数の最適化を行うことが出来れば、今後更なる通信能力の強化が見込める。

直接給電法において、体内素子のアンテナが果たすべき機能は「通信」と「受電」である。しかしながら、受電用の磁場は通信にとってはノイズとなるため、通信能力を低下させる。今後は、受電用磁場中における通信能力について検討し、解決していく必要がある。

また、体外側のコイル・アンテナに関しては解決すべき事項が多い。四肢全体に埋め込まれた素子に対して給電・通信を行える wearable なデバイスの設計は、本研究の最大の課題である。

### 4. リアルタイム体内線量測定システム

放射線治療はがん治療法の 1 つで、主に他の癌治療法と併用して行われる。放射線治療の特徴として、外科療法や化学療法に比べ侵襲が少なく、癌の治癒を目的とする根治治療から痛みを和らげる緩和治療まで幅広い治療が可能である。放射線治療には外部照射法と小線源治療法という 2 つの種類の治療法があり、本研究では外部照射法に着目している。外部照射法では線源を体外に配置し、外部から体内の腫瘍へ放射線を照射し治療を行う。近年、CT (Computed Tomography) や MRI (Magnetic Resonance Imaging) などの画像診断装置の進歩により、腫瘍のサイズや位置を正確に測定できるようになり、PET (Positron emission tomography) を用いることで、腫瘍の性質、悪性度を知ることができるようになった。それゆえ照射精度は依然と比べ向上しているが、いまだ過剰照射による副作用といった問題が起きている。その原因は治療時において患部付近の実際の照射線量がわからないことにあり、目標線量が正確に照射されているかどうかを知るため、実際に体内の照射線量を測定する必要がある。現在存在する唯一の体内線量測定システムに、Sicel 社が開発した

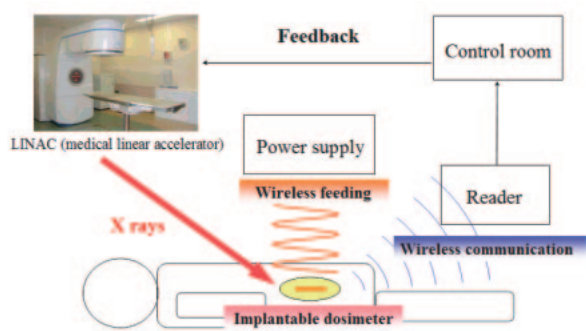


図 4-1. Real-time internal radiation dose measurement system.

DVS (Dose Verification System) がある[5]. 線量測定のための検出器に RADFET を用いており、直径 2 mm、長さが 18 mm となっている。DVS は治療後でないと線量を測定することができないため、過剰照射を防ぐことができない。そのため、放射線治療時にリアルタイムで体内の腫瘍付近の線量を測定するシステムが必須となる。そこで我々は図 4-1 にあるリアルタイム体内線量測定システムを提案する。体内埋め込み可能な線量計を腫瘍付近に留置し、線量計に含まれる X 線検出器を用いて照射線量を測定する。得られた線量データをワイヤレス通信システムを用いてリアルタイムで体外へ伝送する。体外で受信したデータを用いることで、過剰照射することなく正確な放射線照射が可能となる。本システムでは X 線検出器として CdTe (cadmium telluride) 検出器を用いており、ワイヤレス通信システムとして、1 対のコイル間の電磁結合を用いた磁場による通信を採用している[4,6,7]。また通信と同様に、体内回路を駆動させるため磁場を用いてワイヤレスで給電を行う。本報告では、磁場によるワイヤレス通信システムについて検討を行い、通信能力について評価した。

リアルタイム体内線量測定システムは体内埋め込み可能な線量計、ワイヤレス通信システム、ワイヤレス給電システムで構成される。放射線治療時において、LINAC (medical Linear Accelerator) のような外部照射機器を用いて X 線を照射した際、体内の線量計に含まれる CdTe 検出器を用いて体内の腫瘍付近の照射線量を測定する。CdTe 検出器から出力された微小信号を増幅、デジタルデータ化し、ワイヤレス通信システムにより体外へ線量データの伝送を行う。線量データの測定および伝送は、放射線治療時にリアルタイムで行われる。体外で受信した線量データをコントロールルームから外部照射機器へフィードバックすることで、

正確な放射線照射が可能となる。体内から体外へデータ伝送を行うのと同時に、体内に埋め込まれた線量計を駆動させるため、ワイヤレス通信システムと同様に体外からコイルを用いて磁場によりワイヤレスで給電を行う。線量計は CdTe 検出器、体内コイル、体内回路からなり、注射器やカテーテルを用いて目標部位に留置する。ワイヤレス通信システムに関して、患者の腹腔内、筋肉層、脂肪層を考慮し少なくとも 200 mm の通信距離が必要とされる。

#### 4. 1 CdTe 検出器

本システムでは、X 線検出器として半導体検出器である CdTe 検出器を使用している。CdTe 検出器はショットキーバリアダイオード構造となっており、エネルギー分解能が向上している。CdTe 検出器以外にも半導体検出器として Ge 検出器、Si 検出器があるが、それらは漏れ電流や雑音を低減するため常に低温で使用しなければならない。それに対し CdTe 検出器は常温で使用できるため、体内埋め込み用線量計の X 線検出器に適している。放射線が検出器に照射されると、接合部において電子・正孔対が発生し、それぞれが電位差によって移動し電流が流れる。CdTe 検出器の出力を測定するため図 4-2 のような I-V 変換回路を使用し、照射距離 100cm、線量率を 1Gy/min から 6Gy/min と変化させて I-V 変換回路の出力電圧を測定した。その結果を図 4-3 に示す。図 4-3(b)は図にある出力パルスの 1 つを拡大した波形である図 4-3(a)より、CdTe 検出器からの出力は周期的なパルスであり、出力電圧値 1.8 V と I-V 変換回路の帰還抵抗 30 kΩ より最大瞬間電流値は 60 μA であることが確認された。

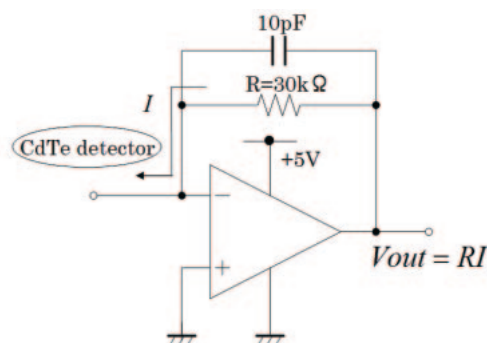
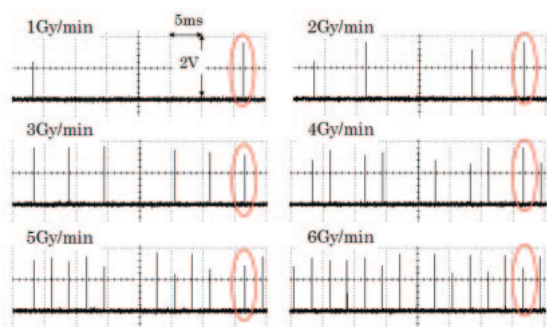
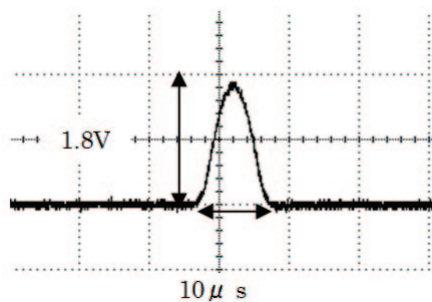


図 4-2. Current-to-voltage converter circuit.



(a) Current waveforms at each dose rate.



(b) Expanded view of one current pulse.

図 4-3. Current waveform from the CdTe detector.

## 4.2 ワイヤレス通信システムの通信能力評価

図 4-4 はワイヤレス通信システムの概略図となっている。ワイヤレス通信システムは 1 対の通信用コイルと変復調回路で構成される。通信用コイルを図 4-5 に示した。体内コイルとして、長さ 10 mm, 1 辺 0.7 mm のフェライトコアに 100 turns のコイルを巻いたソレノイドコイルを作成した。これは線量計をカテーテルで留置することを想定した形状で、CdTe 検出器を含めても埋め込み可能なサイズとなっている。また体外コイルとして、縦 135 mm, 横 240 mm, 厚さ 0.8 mm の平面フェライトコアに左右それぞれ 7 turns のコイルを巻いたクロスコイルを作成した<sup>2)</sup>。体内コイルに比べ非常に大きなコイルとなっており、受信感度を高くしている。またコイルを左右分離して同方向に巻くことで、ノイズキャンセル能力を付加している。今後磁場を用いたワイヤレス給電システムを作成した場合、電力伝送磁場がノイズとして通信用コイルに悪影響を及ぼすことが予想されることから、ノイズを軽減することを目的としている。

通信用コイル、変復調コイルを用いて、ワイヤレス通信システムの通信能力評価を行った。実験環境の概略図を図 4-6 に示す。変調方式として

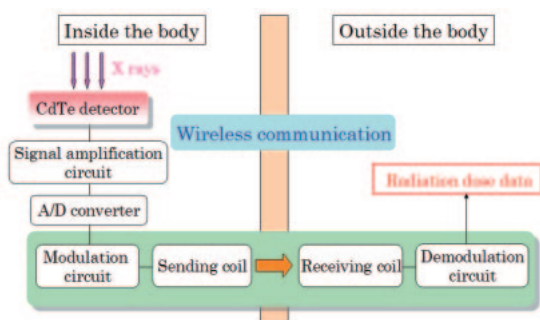


図 4-4. Wireless communication system.

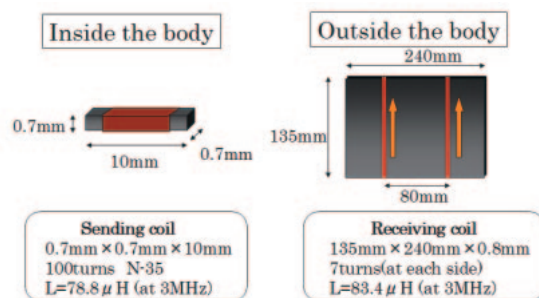


図 4-5. Signal transmission coils.

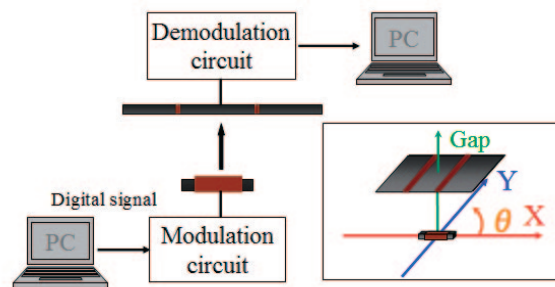


図 4-6. Measurement circuit of communication area.

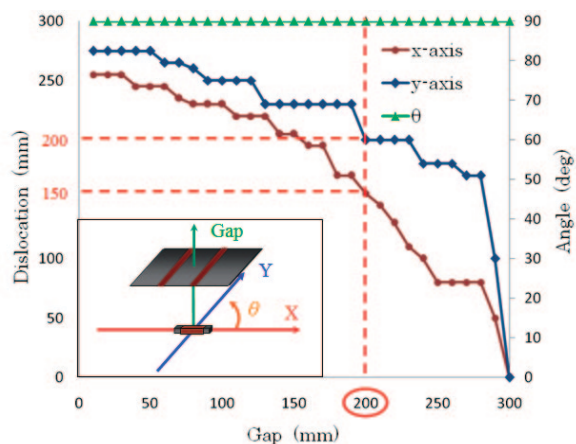


図 4-7. Communication area (characterized by dislocation and rotation).

BPSK (Binary Phase Shift Keying) を採用し、搬送波周波数を 3 MHz、通信速度を 115.2 kbps とした。線量データを模擬した 10000 bit のデータを PC で作成・出力し、体内コイルを用いてワイヤレスでデータ伝送を行う。体外コイルでデータの受信・復調を行い、PC に再び取り込み BER (Bit Error Rate) を計算する。BER が 0% であるところを通信可能範囲としている。ある通信距離における X 軸方向、Y 軸方向、回転方向における許容位置ずれ・角度ずれの値を測定し、通信可能範囲の測定を行った。

測定した通信可能範囲を図 4-7 に示す。X 軸方向、Y 軸方向への位置ずれがない、つまり体外コイルが原点に存在するとき、通信距離は 300 mm となっている。リアルタイム体内線量測定システムでは通信距離 200 mm が必要とされるが、実験より通信距離 200 mm において、X 軸方向へは 150 mm、Y 軸方向へは 200 mm の位置ずれが許容できるという結果が得られた。また角度ずれに関しては 90 度まで許容でき、X 軸、Y 軸の対称性からどの角度においても通信が可能という結果が得られた。以上のことから、今回作成したワイヤレス通信システムを用いることで、通信距離 200 mm において線量データの伝送が可能であることが確認された。

#### 4.3 リアルタイム体内線量測定システムのまとめ

本報告では、体内で得られた線量データを体外へ伝送するためのワイヤレス通信システムについて検討を行った。ワイヤレス通信として 1 対のコイル間の電磁結合を用いた磁場による通信を採用し、体内コイルとしてカテーテルで留置可能なサイズであるソレノイドコイルを、また体外コイルとして体内コイルに比べ大きな平面フェライトコアを用いたクロスコイルを作成した。変調方式として BPSK を採用し、PC と作成した通信用コイルを用いて通信能力の評価を行った。結果、本システムに必要とされる通信距離 200 mm を実現することができ、今回作成したワイヤレス通信システムを用いることで、体内で得られた線量データを体外へ伝送可能であることが確認された。

リアルタイム体内線量測定システムの課題として、線量情報の取得のための体内回路の検討、埋め込まれた線量計を駆動させるためのワイヤレス給電システムの構築がある。具体的には、放射線治療時に線量は X 線検出器である CdTe 検出器を用いて測定するが、検出器から出力される信号は図

4-3 より微小なため増幅回路が必要となる。正確な線量測定が要求されるため、精度の面から増幅回路の検討を行っていく必要がある。またワイヤレス給電システムに関して、通信と同様に磁場を用いて給電を行うが給電距離が 200 mm と大きいいため、線量計を駆動させるのに必要となる磁束密度を実現するための最適なコイル設計について検討を行うのと同時に、体内回路の消費電力の低減化についても検討を行っていく必要がある。

#### 文 献

- [1] Murakami K and Matsuki H. *Thermosensitivity magnetism applied engineering*. Baifu-kan, Tokyo, 48-50, 1993.
- [2] Matsuki H. *Bioelectromagnetic Engineering*. Corona Publishing Co. LTD, Tokyo, 125-128, 1999.
- [3] Sato F, Nomoto T, Matsuki H, and Satoh T. A New Contactless Power-Signal Transmission Device for Implanted Functional Electrical Stimulation (FES). *IEEE Trans Magn* **40**, 2964-2966, 2004.
- [4] Jinguuji N and Matsuki H. Transcutaneous Signal Transmission System Using Cross Coils. *J Magn Soc Jpn* **22**, 745-748, 1998.
- [5] Scarantino CW, Ruslander DM, Rini CJ, Mann GG, Nagle HT, and Black RD. An implantable radiation dosimeter for use in external beam radiation therapy. *Med Phys* **31**, 2658-2671, 2004.
- [6] Tanahashi M, Watanabe K, Sato F, and Matsuki H. Signal Transmission System for High Frequency Magnetic Telemetry for an Artificial Heart. *IEEE Trans Magn* **37**, 2921-2924, 2001.
- [7] Somekawa T, Takura T, Sato F, Matsuki H, and Sato T. Prototype of Full-duplex Communication for Implantable Signal Transmission System of Magnetic Eight-Figure Coil. *J Magn Soc Jpn* **31**, 2007.