

無線センサデバイスに向けた小型アンテナと
無線電力伝送技術に関する研究
(A Small Size Antenna and Wireless Power Transmission
Techniques for Wireless Sensor Devices)

2016 年 1 月

博士（工学）

岡部 謙志

豊橋技術科学大学

無線センサデバイスに向けた小型アンテナと 無線電力伝送技術に関する研究

論文要旨

センサデバイスと回路技術・無線技術を一体化した無線センサノードは、環境モニタリングやモノのインターネット等のワイヤレスセンサネットワークを構築するために注目されている。さらに、小型の無線センサノードは、ヒトの健康状態を管理するシステムの構築や、ヒトの脳とコンピュータを繋ぐブレインマシンインターフェイスシステムなど、ヘルスケア分野への応用に期待が高まっている。無線センサノードを構成する要素の1つとして、通信や無線電力伝送を行うためのアンテナがある。無線センサノードに向けたアンテナには、至る場所に埋め込みを可能にするために小型であること、長距離通信や無線電力伝送のために高利得であることが求められる。生体への埋め込みを目指したアンテナに対しては、埋め込んだ際に所望のアンテナ特性が得られる事、生体に対して低侵襲である事が重要となる。本論文では、上記の要求を満たすため、サファイアによる高利得なオンチップアンテナと、生体埋め込みに向けたパリレンフィルムによる薄膜なフレキシブルアンテナについて研究を行った。

無線センサノードのアンテナは、生体細胞への電波の吸収が少なく、自由空間での電波の損失が少ない低周波数を用いる事を想定している。本研究では、低周波数・小型・高利得のチップアンテナを目指して、サファイア基板によるアンテナを検討した。比誘電率が9.8のサファイア基板による波長短縮効果と、スパイラル状のアンテナ配線により、小型で低周波数のアンテナを実現する事が期待される。5mm×4mmの面積でアンテナ配線を7回巻にすることで、アンテナの共振周波数が360MHzとなった。サファイアチップアンテナの利得は-29.2dBiであり、シリコン基板によるアンテナに比

べて利得を12.9dB向上させる事ができた。さらに、送信回路チップと一体化したデバイスにより、10cmの距離で変調信号の送信を実現した。受信デバイスの受信感度が-70dBmであるとする、低周波数のアンテナにより、10mの距離においても信号を受信する事が可能となる。

生体埋め込みに向けたパリレンフィルムによるアンテナの設計では、生体埋め込み時の環境を想定して、生理食塩水を用いた設計方法について検討した。生体組織への埋め込みを想定してアンテナを設計する事は可能であるが、実際に生体組織を用いた測定は倫理的に困難である。そこで、生理食塩水中でのアンテナの特性の測定結果から、生体に埋め込んだ際のアンテナのリターンロス特性を推測する変換式を提案した。アンテナ周辺の物質の比誘電率に着目した変換式を用いる事により、生理食塩水中で得られた共振周波数が、生体組織でどのようにシフトするか見積もる事を可能にした。この変換式により、生体組織でのリターンロス特性の評価を、生理食塩水モデルで間接的に評価することが可能になる。また、生理食塩水モデルによる埋め込みアンテナを設計するにあたり、生理食塩水による共振周波数の変動を予測するために、アンテナ配線の長さから寄生容量を見積もる式を導出した。アンテナ配線の形状から求まる自己インダクタンスと、導出した寄生容量の式により、所望の共振周波数を持ったアンテナの設計が可能になる。導出した式から計算された共振周波数と、電磁界シミュレーションで算出された共振周波数の比較を行ったところ、共振周波数の誤差は3%以下であった。本研究で提案する設計方法により、生理食塩水中でのアンテナの共振周波数を見積もる事が可能となる。提案した薄膜アンテナの設計手法を用いて、厚さ10 μ mのパリレンフィルムアンテナを製作した。フレキシブルデバイスとして、曲げた状態における特性を評価したところ、アンテナを曲率半径1cmで曲げた状態で、共振周波数が3%ほどシフトする事が確認された。また、リターンロス特性の変換式を用いて、脳に埋め込んだ際の特性を見積もったところ、

脳へ埋め込んだ場合に共振周波数が1090MHzになると予測された。

最後に、頭部へ埋め込む無線神経インターフェイスの実現に向けて、無線電力伝送のためのフレキシブルレクテナを提案した。フレキシブルアンテナと整流器の設計において、デバイスを小型で実現させるために、アンテナと整流器の協調設計を検討した。巻き数比が1:3のオンチップトランスと、3nHのインダクタンスを持ったフレキシブルアンテナにより、外付けのインピーダンスマッチング素子を用いないレクテナを設計した。フレキシブルレクテナの製作では、厚さ5 μ mの薄膜フィルムに対するフリップチップボンディングを行った。異方性導電ペーストを用いて、圧力3N、硬化温度を100 $^{\circ}$ Cとすることで、回路チップとフレキシブルフィルムを一体化する事に成功した。製作したフレキシブルレクテナを用いた電力伝送実験においては、3cmから10cmの距離で、0.497%から0.1%の効率で電力を伝送する事が可能である。さらに、送受信アンテナ間で5cmの位置ずれが生じても、伝送効率を維持する事が確認された。薄膜フィルムへの回路チップの実装技術により、埋め込みに適するフレキシブルデバイスとして、今後の応用が期待される。

A Small Size Antenna and Wireless Power Transmission Techniques for Wireless Sensor Devices

Abstract

Various sensor devices using semiconductor technology have been developed to make our livelihood safe. Wireless sensor nodes including these sensors are expected to construct a wireless sensor network, which can be applied for the monitoring of motion and vital signs of humans, in a living environment, such as a building, and for detecting natural disasters. Furthermore, small sensor nodes with these technologies are expected to be used in implantable medical systems, such as a brain machine interface. Since wireless communication technology is required for remote sensing and wireless power transmission (WPT), sensor nodes should have an antenna. The antenna for the wireless sensor node is required to have a high-gain for long distance communication and WPT, and small size in order to allow embedding it to any place. Furthermore, the antenna implanted to the human body should function substantially as designed and, be a low-invasive. In this study, a high-gain on-chip antenna using a sapphire substrate and a thin-film flexible antenna for implantable devices were investigated to realize small size sensor nodes.

A low-frequency radio wave is suitable for long distance communication from human body because a high-frequency radio wave has high attenuation in free-space and biological tissues. The sapphire substrate was selected to realize a high-gain, small size, and low-frequency on-chip antenna. The wavelength shortening caused by the sapphire substrate with relative permittivity of 9.8 and the antenna line with spiral pattern would be expected to make the antenna smaller. The antenna has the area of 4mm×5mm, and the reactance part of input impedance of 0Ω at 360MHz when the number of turns is 7. The maximum gain of the fabricated antenna using sapphire substrates was -29.2dBi. The on-chip antenna using a sapphire substrate achieved a 12.9 dB higher gain than that using a silicon substrate and successfully induced signal transmission at a distance of 10 cm with a transmitter chip. The proposed antenna would achieve a long distance communication about over 10m with the receiver device, which has a sensitivity of more than -70dBm.

A thin film flexible antenna with parylene was investigated for realizing an implantable neural interface. Because it is difficult to measure the antenna characteristics using a biological tissue, the parylene film antenna is analyzed in a saline model that represents the brain tissue. This study proposed the equation to convert the return loss characteristics analyzed from saline model to biological tissue. The return loss characteristic of antenna in biological tissue could be evaluated by the conversion equation using the measured characteristic in saline model. In addition, a formula for estimating the parasitic capacitance of antenna in saline was derived by using antenna length and width as an argument. The resonance frequency calculated from the derived equation has less than 3% error compared with simulated resonance frequency. The proposed design method would estimate the resonance frequency of antenna in saline, it helps to design the antenna implanted to the biological tissue. In addition, a parylene film antenna was fabricated by using the proposed design technique. The resonance frequency of the flexible antenna was 890 MHz in the saline model, and it was estimated that the resonance frequency becomes 1090 MHz when the antenna is embedded in the head model.

A co-design method and a wafer-level packaging technique of a flexible antenna and a CMOS rectifier chip are proposed for use in a small-sized implantable system on the brain surface. The advantages of the proposed technique are that it does not require any off-chip matching components between the antenna and the rectifier. The on-chip transformer with a turn ratio of 1:3, and the flexible inductive antenna can help eliminate the need for using extra impedance matching components. In order to fabricate the flexible rectenna, a wafer-level packaging technique has been developed for mounting the CMOS rectifier chip on a thin film flexible antenna with flip-chip bonding. In demonstration of WPT with fabricated rectenna, the device has achieved the maximum efficiency of 0.497 % at a distance of 3cm, and indicated the tolerability against a misalignment. In conclusion, the proposed technologies would make a contribution to the realization of implantable flexible device with IC chip.

目次

| | |
|-------------------------------------|----|
| 第1章 序論..... | 1 |
| 1.1 ワイヤレスセンサネットワーク | 1 |
| 1.2 環境モニタリングデバイス | 2 |
| 1.3 医療応用に向けたデバイス | 3 |
| 1.4 本研究の目的 | 6 |
| 1.5 論文構成 | 9 |
| 参考文献..... | 10 |
| 第2章 小型センサノードを実現する要素技術 | 14 |
| 2.1 小型アンテナ | 14 |
| 2.1.1 アンテナの小型化に関する研究動向 | 14 |
| 2.1.2 人体埋め込みデバイスに向けたアンテナの研究動向 | 17 |
| 2.2 無線電力伝送技術 | 19 |
| 2.2.1 電波方式 | 20 |
| 2.2.2 電磁誘導方式 | 21 |
| 2.2.3 磁界共振方式 | 22 |
| 2.3 フレキシブルデバイスと回路機能の統合技術 | 23 |
| 2.3.1 フレキシブルトランジスタ | 23 |
| 2.3.2 シリコンチップとフレキシブルフィルムの集積化..... | 24 |
| 2.4 結言 | 26 |
| 参考文献..... | 27 |
| 第3章 サファイアチップアンテナ..... | 30 |
| 3.1 緒言 | 30 |
| 3.2 サファイアチップアンテナの設計..... | 31 |
| 3.2.1 シリコン基板を用いたオンチップアンテナ | 31 |

| | | |
|-------|--|----|
| 3.2.2 | 3.2.2 サファイア基板を用いたオンチップアンテナの検討 | 32 |
| 3.2.3 | 3.2.3 サファイアチップアンテナの電磁界解析 | 36 |
| 3.3 | 3.3 サファイアチップアンテナの製作..... | 39 |
| 3.3.1 | 3.3.1 製作プロセス | 39 |
| 3.3.2 | 3.3.2 評価基板の製作..... | 40 |
| 3.3.3 | 3.3.3 後工程..... | 41 |
| 3.4 | 3.4 アンテナの諸特性と信号送信実験..... | 43 |
| 3.4.1 | 3.4.1 リターンロス特性の測定..... | 43 |
| 3.4.2 | 3.4.2 放射特性の評価..... | 46 |
| 3.4.3 | 3.4.3 サファイアチップアンテナの配線パラメータの最適化..... | 53 |
| 3.4.4 | 3.4.4 スマートマイクロチップを想定した信号送信実験..... | 54 |
| 3.5 | 3.5 結言 | 56 |
| | 参考文献..... | 57 |
| 第4章 | 第4章 頭部埋め込みのための薄膜アンテナ設計 | 59 |
| 4.1 | 4.1 緒言 | 59 |
| 4.2 | 4.2 生体埋め込みアンテナの設計と評価方法 | 60 |
| 4.3 | 4.3 生理食塩水から脳モデルへのリターンロス特性の変換..... | 62 |
| 4.4 | 4.4 シミュレーション結果を用いた S_{11} 特性の変換..... | 69 |
| 4.5 | 4.5 生理食塩水モデルを用いたパリレンフィルムアンテナの設計 | 73 |
| 4.6 | 4.6 パリレンフィルムによる薄膜アンテナの特性 | 77 |
| 4.6.1 | 4.6.1 パリレンフィルムアンテナの設計と製作..... | 77 |
| 4.6.2 | 4.6.2 生理食塩水モデルによるアンテナ特性の評価..... | 79 |
| 4.7 | 4.7 結言 | 82 |
| | 参考文献..... | 83 |
| 第5章 | 第5章 フレキシブル無線電力伝送デバイス | 85 |
| 5.1 | 5.1 緒言 | 85 |

| | |
|-----------------------------------|-----|
| 5.2 フレキシブルレクテナの設計..... | 86 |
| 5.2.1 フレキシブルレクテナデバイスの概要 | 86 |
| 5.2.2 CMOS 整流器の設計 | 87 |
| 5.2.3 誘導性フレキシブルアンテナの設計 | 94 |
| 5.3 フレキシブルレクテナの製作工程..... | 97 |
| 5.3.1 フレキシブルアンテナの製作 | 97 |
| 5.3.2 フリップチップボンディングによるチップの実装..... | 99 |
| 5.3.3 フリップチップボンディング後の製作工程 | 101 |
| 5.4 無線電力伝送実験 | 103 |
| 5.4.1 フレキシブルアンテナの特性評価 | 103 |
| 5.4.2 無線電力伝送実験の評価..... | 105 |
| 5.5 結言 | 110 |
| 参考文献..... | 112 |
| 第6章 総括..... | 114 |
| 謝辞 | 118 |
| 研究業績..... | 119 |
| 付録 | 121 |
| サファイアチップアンテナ製作プロセスチャート | 121 |
| フレキシブルアンテナ・レクテナ製作プロセスチャート..... | 123 |
| 人体モデルの電気的特性..... | 125 |

第 1 章 序論

1.1 ワイヤレスセンサネットワーク

近年，半導体デバイスにおいて異種材料や微細加工技術を取り入れる事により，圧力・加速度の物理情報，光・温度・湿度・磁気やガスなど，様々な環境情報を取得することができるセンサデバイスが研究開発されている[1,2]．微細加工技術の発展に伴い，これらのセンサデバイスは非常に小型に製作できるようになり，今まで計測が困難であった微小空間でのセンシングを可能にする．また，これらのセンサデバイスの製作と半導体製造プロセスを統合することにより，信号処理回路や無線通信回路などの集積回路とセンサデバイスを一体化して，センサシステムの小型化・無線化を実現することが期待されている．センサデバイスと集積回路を一体化したデバイスは，環境情報モニタリングシステムやモノのインターネット（IoT : Internet of Things）のシステム構築を目指して注目が高まっている．また，これらのセンサデバイスは構造物や物だけでなく，人が身に付けたり体内に埋め込む事により，人間の健康状態を常時モニタリングするシステムや BMI（Brain Machine Interface）への応用に期待が高まっている[3-25]．

無線化されたセンサデバイスを構造物，農業地，もの，ヒトなどに多数に配置し，それぞれの環境から得られるセンサ情報を無線でやりとりして，遠隔でモニタリングするシステムの事をワイヤレスセンサネットワークと呼ぶ．図 1.1 に示すワイヤレスセンサネットワークを構築することによって，ビルや橋などの構造物の異常検出，農業における培地環境の制御，日常生活における人体の異常感知や遠隔での監視が可能となり，より安全な生活環境を実現することができる．

本章の 1.2 節では，環境モニタリングセンサとして報告されている，センサと回路とアンテナの小型パッケージを実現したセンサノードを紹介する．1.3 節では，ウェアラブルセンサや神経電位計測デバイスを例に挙げ，医療用のセンサノードに要求される技術を挙げる．1.4 節では，上記の実現されているセンサノードに対して，本研究の目指すスマートマイクロチップの構想と実現に向けたアプローチ方法を述べ，1.5 節で本論文の構成を示す．

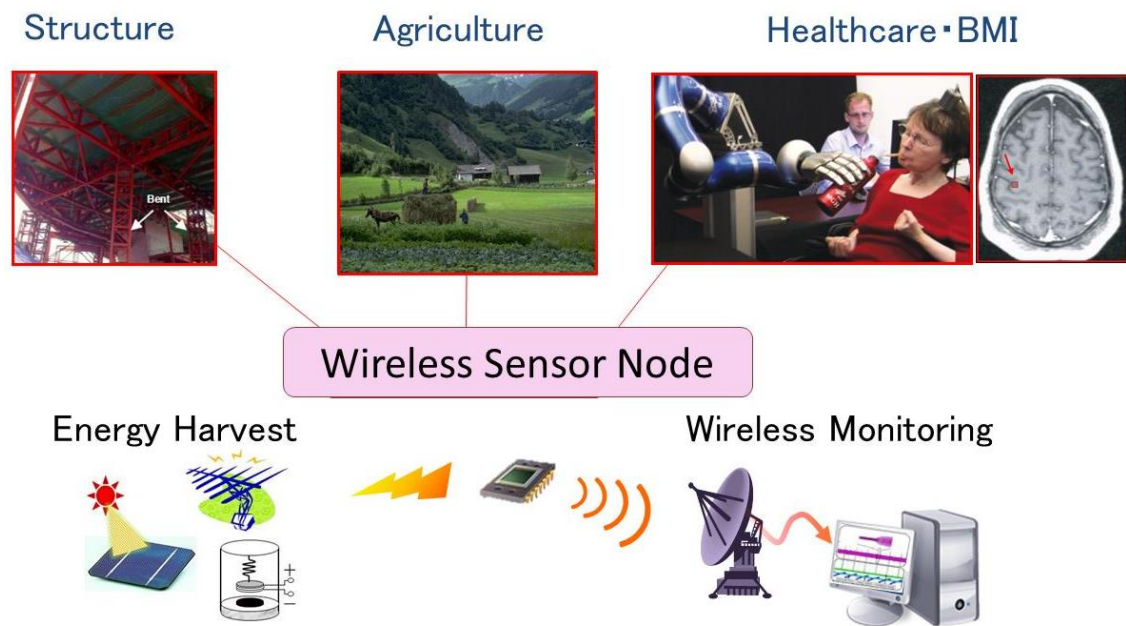


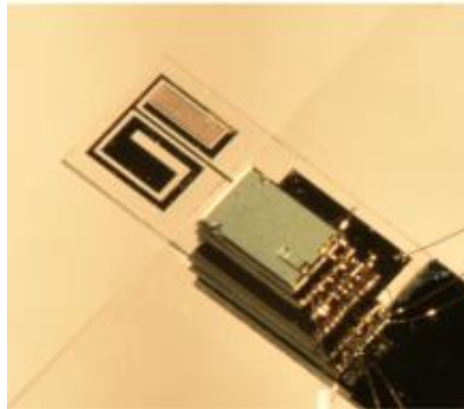
図 1.1 ワイヤレスセンサネットワークの構想[3-25]

1.2 環境モニタリングデバイス

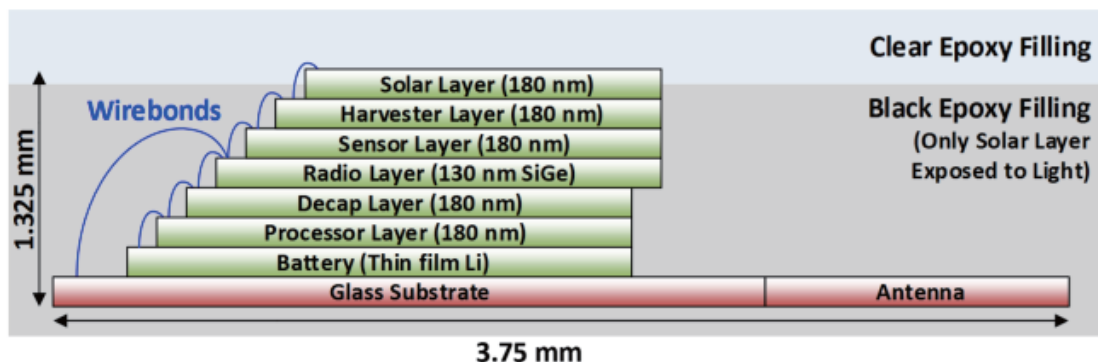
ワイヤレスセンサネットワークを構築するためにセンサノードには、自立電源としてのエナジーハーベスト、無線通信、小型・低消費電力化の技術が要求される。構造物などへの長期埋め込みにおいてバッテリー駆動によるセンサノードは、バッテリー交換などの手間がかかり、また埋め込む場所もメンテナンスが可能な範囲に限られてしまう。そのためセンサノード自体が発電機能を備えているか、外部から無線で電力を供給するシステムが求められている。またセンサノードには、外部へ情報を伝送するためにセンサデバイスだけでなく、信号処理回路、無線回路、アンテナなども集積化しなければならないため、センサノードが大きくなってしまふ。このような課題に対して、センサノードを小型で低消費電力に実現するための研究が盛んに進められている[7-10]。

文献[7]では、センサチップ、回路、アンテナをそれぞれのチップで製作し、チップを積層させてワイヤボンディングで接続する事により、小型かつ薄膜のセンサノードを実現している。図 1.2 に示すデバイスの写真では、太陽電池、温度センサ、無線回路、信号処理回路、バッテリー、アンテナが、それぞれ別の基板により製作されて積層パッケージングをされている。温度センサを搭載した本デバイスの実証実験では、7m 離れた距離からホーンアンテナで無線信号を受信できる事が確認されている。また文献[8]では、ビルなどの構造物の局所的な亀裂による危険性を察知するために、レーザー式の亀裂探知センサノードを開発している。ビルや橋などの構造物に向けたセンサネットワークの構築は、建物の危険をいち早く察知できるシステムを提供する事ができるとして期待される。

このような環境モニタリングを行うセンサノードをより実用的にするためには、デバイスの小型化だけでなく、多数の設置によるセンサノード間の無線通信，駆動する回路の低消費電力化，エネルギーハーベスト，さらには長距離で無線電力を供給する無線電力伝送（WPT：Wireless Power Transmission）の技術が重要になる。



(a) 積層された小型センサノード



(b) 小型積層センサノードの概要図

図 1.2 複数チップの積層パッケージによる小型センサノード[7]

1.3 医療応用に向けたデバイス

医療分野において、人体の日常生活における異常感知システムや、低侵襲な医療デバイス、脳の神経電位を計測して義肢の操作や脳に感覚情報の刺激を与える BMI の研究が盛んに行われている。衣類や腕時計などにセンシング機能を搭載した、人体に身に付けられるセンサノードのことをウェアラブルセンサと呼ぶ。衣類に組み込むためにフレキシブルな材料を基板としてセンサを開発する他、布に直接電極を編み込むことで電極を形成する研究が報告されている。ウェアラブルセンサの開発が進むことで、装着者の体温・エネルギー消費量・心拍数など、ヒトの内部状態をモニタリングする事が可能になる。さらにワイヤレスセンサネットワークを構築することで、装着者の位置情報・日

常行動・周囲の環境情報を集計するシステムを実現できる[11,12]. ウェアラブルセンサーノードにおいて、装着者の負担やストレスを低減するために小型、軽量、柔軟性、長時間駆動などの技術が必要となる.

低侵襲な埋め込み型の医療デバイスの実現に向けては、カプセル内視鏡や薬液投与デバイス、超音波治療デバイスが研究されている. 文献[13]では、薬液を封入した容器を体内に埋め込み、外部からエネルギーを与えることで任意に薬液を投与できる医療デバイスを実現している. また外部から超音波を与えて人体に注入した発光デバイスにエネルギーを伝送し、光で感作する物質を励起させて癌治療を行う低侵襲な埋め込みデバイスが提案されている[14]. これらの埋め込みデバイスに対して無線で電力を供給する技術が要求されており、超音波によってエネルギーを伝送する方法や、埋め込みデバイスにコイルを設けて、外部コイルから磁束を発生させて体内で発電を行う手法が検討されている[15,16].

近年では、脳機能の解明や脊髄損傷による肢体が不自由な患者のための BMI の実現に向けて、脳の神経電位を計測するための神経電極に関して盛んに研究されている[17]. 脳に直接電極を刺入する事により、神経細胞の活動によって発生する微弱な電位を直接的に記録し、脳から得られた情報からロボットアームやコンピュータのカーソルの操作を実現したという報告がなされている[19]. このような神経電極の研究においては、計測における空間分解能を向上させるための電極の多チャンネル化、埋め込みにおけるダメージを低減させるための小型化及び低侵襲化、また、長期脳波計測に向けたシステムの無線化が重要となる[20-25]. 低侵襲で無線駆動が可能な神経インターフェイスデバイスにより、図 1.3 に示す無線神経インターフェイスシステムを実現する事が可能となる. 頭部に低侵襲な神経電位計測デバイスを埋め込み、外部からの WPT により回路を駆動させて、小型アンテナから信号を外部に取り出し、義肢を制御するシステムである. 頭部に完全に埋め込む事により、電極埋め込み時に開口される頭蓋骨や硬膜を塞ぐことができるため、患者への感染症のリスクを低減させる事が可能となる.

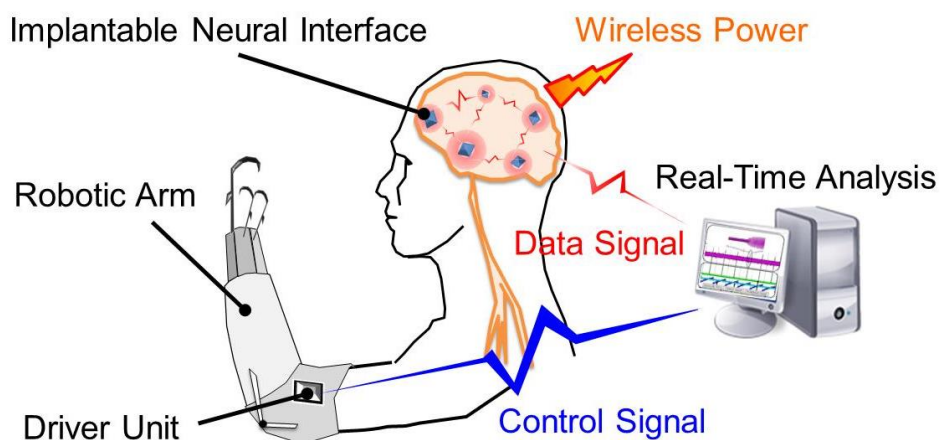
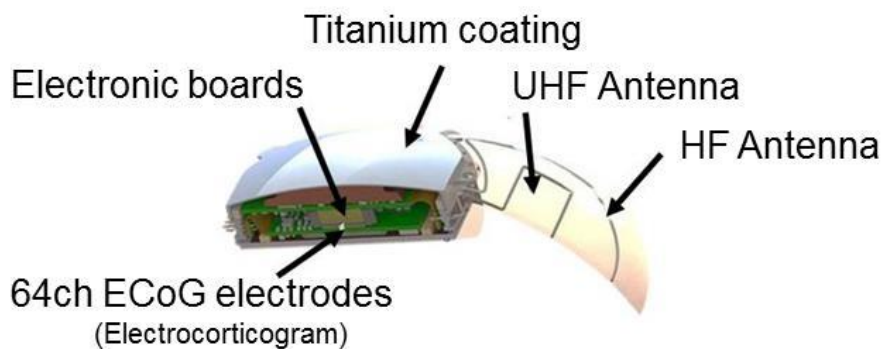
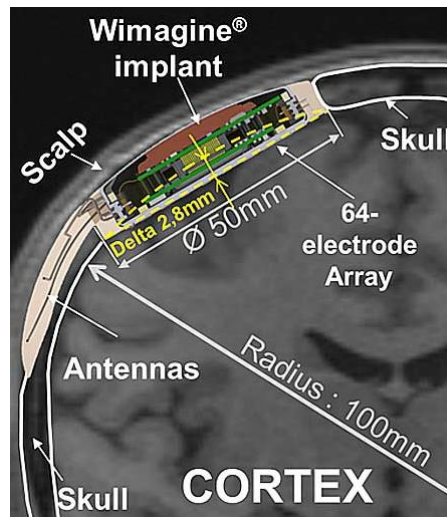


図 1.3 埋め込み型神経インターフェイスによる BMI システム

図 1.4(a)は、埋め込み神経インターフェイスの実現に向けて開発された、神経電極・駆動回路・信号処理回路・アンテナを一体化したデバイスである[24]。本デバイスは、頭蓋骨外部コイルから電磁誘導により電力を供給して回路を駆動させ、64chのアレイ電極によって大脳皮質の脳波を計測し、400MHzの無線周波数で外部に信号を取り出す事ができる。また、デバイスを埋め込む際は、図 1.4(b)に示すようにチタンで覆われた回路基板部分で頭蓋骨の開口部を塞ぎ、脳髄液の漏えいを防止している。頭蓋骨内部に完全埋め込む事を目指した無線神経インターフェイスには、更なるデバイスの小型化が必要であり、加えて、埋め込みデバイスに対する WPT の開発が重要となる。



(a) WIMAGINE の概要図



(b) WIMAGINE の埋め込み方法

図 1.4 長期脳波計測に向けた埋め込み神経インターフェイス：WIMAGINE[24]

1.4 本研究の目的

ワイヤレスセンサネットワークの構築、無線神経インターフェイスの実現において、センサノードの小型化及び WPT が重要であると述べた。我々の研究では、小型なワイヤレスセンサノードとして、図 1.5 に示すスマートマイクロチップ (SMC : Smart Micro Chip) を提案している[26-36]。SMC は、シリコン基板から作られるセンサデバイス、CMOS トランジスタで構成される増幅器・A/D コンバータ・無線回路、そして通信に必要なアンテナデバイスをワンチップに集積したモノリシックな小型ワイヤレスセンサノードである。SMC を実現する事で、構造物や環境の至る箇所に埋め込んで情報を収集するモニタリングシステムや、頭部に複数箇所埋め込む事で、脳の神経電位を多点で計測するシステムを構築する事が可能となる。

これまでに、CMOS 回路との集積化を目指して、シリコン基板を用いた温度センサや、シリコン結晶成長による刺入電極を研究してきた[26,27]。センサデバイスから得られる微弱な信号を増幅するために、接合型電界効果トランジスタ (J-FET : Junction Field Effect Transistor) を用いた低ノイズアンプが検討され、J-FET と CMOS-FET を集積するプロセスが開発された[28]。また、回路の低消費電力化を目的として、パルス幅変調 (PWM : Pulse Width Modulation) 信号を入力として駆動するリングオシレータや、デュアルパルスポジション変調 (DPPM : Dual-Pulse Position Modulation) 方式による無線回路を提案してきた[29-31]。そして、センサノードから得られた信号を外部へ送信するために、シリコン基板上の金属配線で構成される小型なオンチップアンテナを製作し、送信回路との一体化を行った[32-35]。シリコン基板を用いたオンチップアンテナの研究では、1.2mm×1.2mm の面積で、周波数 300MHz において-40dBi の利得を持ったアンテナを製作した[35]。これらのセンサデバイス、回路、アンテナを一体化した SMC を駆動させるために、電波による無線給電が検討された。無線給電により伝送される電力を貯蔵するために大容量のキャパシタが必要であったため、ディスクリート素子をチップに埋め込む実装方法が開発された。深堀エッチングによってシリコン表面に溝を形成し、ウェハ全体に振動を与える事でディスクリート素子を自動的にアライメントすることに成功した[36]。提案された実装技術を用いて、シリコンチップ上の電源回路と大容量コンデンサを一体化して、WPT デバイスが製作された[37,38]。製作された WPT デバイスは長さ 9cm ほどのアンテナを有しており、自由空間においてアンテナ間の距離を 1.3m とした時に、整流回路から 1.5V の電圧を出力する事に成功している[37]。また、SMC の回路を小型・低消費電力にするために、最先端の CMOS プロセス技術を用いて、増幅器、電源回路、コンパレータが製作された[39-41]。

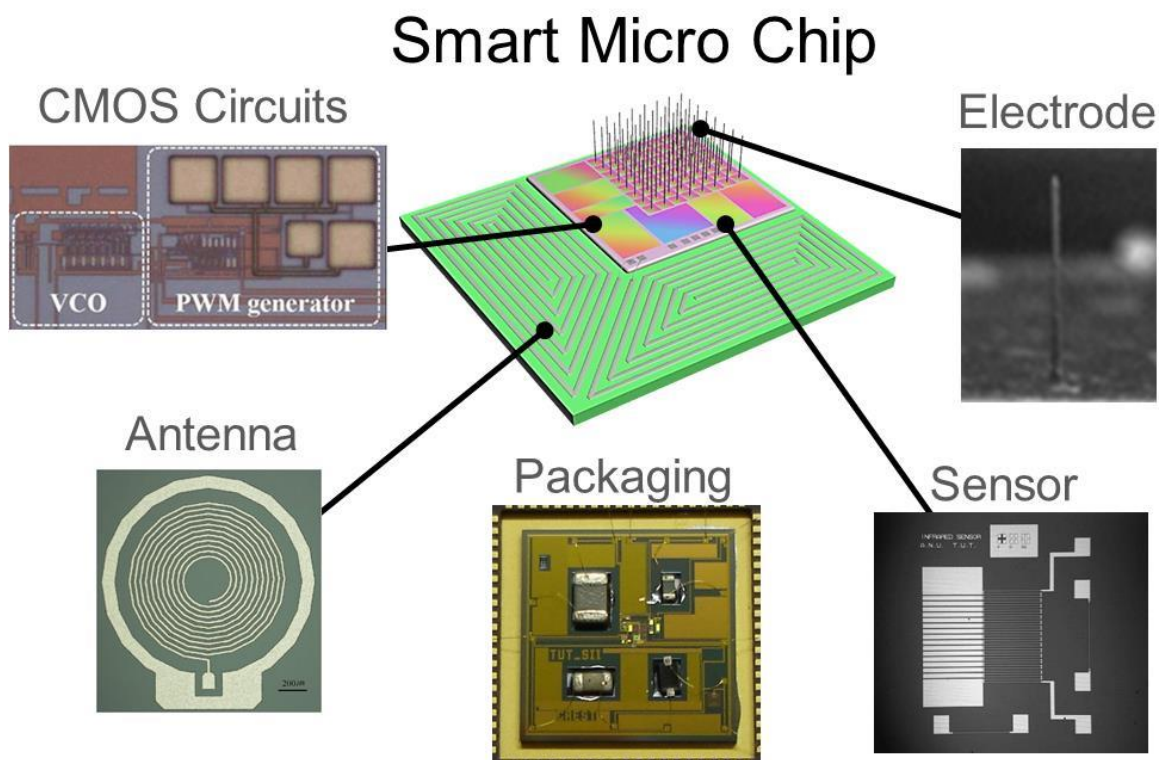


Fig 1.5 提案するスマートマイクロチップの構想

SMCを構成する要素の1つであるアンテナは、無線通信やWPTを行う重要な素子である。アンテナの設計は、要求されるサイズやアンテナの利得などを制約として、使用する環境に応じて最適な設計をする必要がある。本研究では、環境モニタリングシステム及びBMIシステムの構築に向けた小型センサノードを実現するために、サファイア基板を用いたチップアンテナとパリレンフィルムを用いた薄膜アンテナについて検討する。

サファイア基板は、アンテナ材料として誘電体損がシリコン基板よりも少ないことから、アンテナの高利得化が期待される。また、サファイアウェハ上にシリコン層を堆積させたシリコンオンサファイア(SOS: Silicon on Sapphire)基板を用いる事で、CMOS回路とアンテナデバイスの一体化が将来的に可能となる。提案する、SOS基板を用いた小型センサノードは、環境モニタリングやIoTのシステム構築する際に、構造物内やモノ等に埋め込む箇所で大きさに制約がある場合において有効であると考えられる。

また、パリレンフィルムを用いた薄膜アンテナは、厚さ数十 μm のフィルムを用いるため、柔軟性を有するデバイスを実現する。フィルムを用いてアンテナを大型化する事でアンテナ利得を向上させ、さらに、曲面を持ったモノや、ヒトの体内外に張り付けるフレキシブルなセンサノードに応用する事が可能となる。パリレンフィルムアンテナは、埋め込む箇所の制約として、薄膜が要求される場合や、デバイスの形状の柔軟性が要求する場合において有効なデバイスである。

以上に述べたサファイアチップアンテナを実現するにあたり，本研究では，

- ・電波法の規制が高周波数と比べて比較的厳しくなく，また，生体に対して電波の吸収量が低い 300MHz 帯の低周波数帯[42,43]
- ・構造物や生体への埋め込みを目指したチップサイズ
- ・数十 m の距離で通信が可能なセンサネットワークを構築するためのアンテナ利得

のアンテナを実現する事を念頭に置いて，設計及び製作を行う．

パリレンフィルムアンテナの応用例として，生体への無線埋め込みデバイスを想定し，

- ・生体埋め込み時に所望の周波数特性を持つアンテナの設計方法の確立
- ・生体組織への電波吸収が低く，アンテナの小型化が期待できる 800MHz 帯のアンテナ

の実現

- ・生体埋め込みデバイスへの WPT を目指した高利得アンテナの実現

を目的として，アンテナの設計及び製作に取り組んだ．また，埋め込みデバイスのためのアンテナを製作するあたり，以下の技術が必要であった．

- ・無線神経インターフェイスへの WPT に向けた薄膜アンテナと整流器の協調設計
- ・薄膜なフレキシブルデバイスと回路チップのパッケージング技術の確立

提案する設計・製作技術を確立する事により，将来的にワイヤレスセンサノードや無線神経インターフェイスへの応用に貢献できると考えられる．

1.5 論文構成

本論文では、SMC を構成する小型アンテナの実現に向けて、センサや回路とアンテナを一体化する事を目的として、半導体技術による小型・高利得オンチップアンテナについて検討する。埋め込みデバイスへの応用に向けては、薄膜なフレキシブル基板によるパリレンフィルムアンテナについて検討した。生理食塩水を用いた埋め込みアンテナの測定結果から、頭部埋め込み時のアンテナの特性を見積もる手法を提案する。また埋め込みデバイスへの WPT を目的として、フレキシブルレクテナの小型化のための設計方法の確立を行い、薄膜のフレキシブルデバイスと回路チップのパッケージング技術に関して検討した。本論文は全 6 章からなり、各章の構成は以下のとおりである。

本章では、研究背景としてワイヤレスセンサノード及び無線神経インターフェイスに向けて小型なセンサノードの必要性を述べた。

第 2 章では、本研究を遂行するにあたり、関連する研究成果の調査から従来までに達成されている技術を理解して、本研究の立ち位置を明確にする。

第 3 章では、WSN に向けたオンチップアンテナについて述べる。従来までのシリコン基板によるアンテナよりも高利得化を目指して、サファイア基板によるアンテナを製作する。また、送信回路チップと接続して無線信号送信実験を行い、SMC としての応用の可能性を示す。

第 4 章では、生体への埋め込みデバイスを想定し、フレキシブルフィルムによるアンテナの設計について検討する。生体埋め込み時におけるアンテナ特性の変化を、簡易な生理食塩水モデルにより見積もる手法を提案する。

第 5 章では、埋め込みデバイスへの WPT を目指して、フレキシブルアンテナと整流器の協調設計を試みる。またデバイス製作では異種基板の一体化を目的として、薄膜のフレキシブルアンテナと IC チップのフリップチップボンディングを用いたパッケージ方法を検討する。そして製作したフレキシブルレクテナを用いて、生理食塩水中での WPT の特性評価を行う。

第 6 章では、本研究により得られた結果及び今後の展望についてまとめ、本論文の総括とする。

参考文献

- [1] Stratulat, B. C. Serban, A. de Luca, V. Avramescu, C. Cobianu, M. Brezeanu, O. Buiu, L. Diamandescu, M. Feder, S. Z. Ali, and F. Udrea, "Low power resistive oxygen sensor based on sonochemical SrTi_{0.6}Fe_{0.4}O_{2.8} (STFO40)." *Sensors*, vol.15, no.7, pp.17495-17506, 2015.
- [2] M. Tanaka, "An industrial and applied review of new MEMS devices features," *Microelectronic eng.*, vol.84, no.5-8, pp.1341-1344, 2007.
- [3] F. L. Lewis, "Wireless sensor networks," *Smart Environments: Technologies, Protocols, and Applications*, New York, USA, (2004) pp.1-18.
- [4] K. Romer, and F. Mattern, "The design space of wireless sensor networks," *IEEE Wireless Comm.*, vol.11, no.6, pp.54-61, 2004.
- [5] S. K. Gharghan, R. Nordin, and M. Ismail, "Energy-efficient ZigBee-based wireless sensor network for track bicycle performance monitoring," *Sensors*, vol.14, no.8, pp.15573-15592, 2014.
- [6] Y. Zhang, W. Yang, D. Han, and Y. I. Kim, "An integrated environment monitoring system for underground coal mines—wireless sensor network subsystem with multi-parameter monitoring," *Sensors*, vol.14, no.7, pp.13149-13170, 2014.
- [7] H. Kim, G. Kim, Y. Lee, Z. Y. Foo, D. Sylvester, D. Blaauw, and D. Wentzloff, "A 10.6mm³ fully-integrated, wireless sensor node with 8GHz UWB transmitter," *Proc. IEEE Symp. VLSI Circuits (VLSIC)*, Kyoto, Japan, (2015) pp.C202-C203.
- [8] Y. H. Chee, M. Koplou, M. Mark, N. Pletcher, M. Seeman, F. Burghardt, D. Steingart, J. Rabaey, P. Wright, and S. Sanders, "PicoCube: A 1cm³ sensor node powered by harvested energy," *Proc. 45th Design Automation Conf. 2008*, New York, USA, (2008) pp.114-119.
- [9] H. S. Park, J. M. Kim, S. W. Choi, and Y. Kim, "A wireless laser displacement sensor node for structural health monitoring," *Sensors*, vol.13, no.10, pp.13204-13216, 2013.
- [10] G. Chen, H. Ghaed, R. U. Haque, M. Qieckowski, Y. Kim, G. Kim, D. Fick, D. Kim, M. Seok, K. Wise, D. Blaauw, and D. Sylvester, "A cubic-millimeter energy-autonomous wireless intraocular pressure monitor," *Proc. IEEE Int. Conf. Solid-State Circuits*, (2011) pp.310-311.
- [11] S. Hara, T. Tsujioka, T. Kanda, H. Nakamura, T. Kawabata, K. Watanabe, M. Ise, N. Arime, and H. Okuhata, "Development of a real-time vital data collection system from players during a football game," *Proc. IEEE Int. Conf. 15th IEEE E-health Networking, Applications and Services*, Lisbon, Portugal, (2013) pp.409-413.

- [12] T. Maekawa, Y. Kishino, Y. Yanagisawa, and Y. Sakurai. "Mimic sensors: battery-shaped sensor node for detecting electrical events of handheld devices," Proc. 10th Int. Conf. Pervasive Comp., Newcastle, United Kingdom, (2012) pp.20-38.
- [13] E. Meng, and T. Hoang, "Micro- and nano-fabricated implantable drug-delivery systems," Therapeutic Delivery vol.3, no.12, pp.1457-1467, 2012.
- [14] J. Zhou, A. Kim, S.H. Song, and B. Ziaie, "An ultrasonically powered implantable micro-light source for localized photodynamic therapy," Proc. 18th IEEE Int. Conf. Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS), Anchorage, Alaska, (2015) pp.21-25.
- [15] M. A. Suster, and D. J. Young, "Wireless recharging of battery over large distance for implantable bladder pressure chronic monitoring," Proc. 16th IEEE Int. Conf. Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS), Beijing, China, (2011) pp.1208-1211.
- [16] T. Sun, X. Xie, G. Li, Y. Gu, Y. Deng, Z. Wang, and Z. Wang, "An asymmetric resonant coupling wireless power transmission link for micro-ball endoscopy," Proc. Annual Int. Conf. IEEE Engineering Medicine and Biology, Buenos Aires, Argentina, (2010) pp.6531-6534.
- [17] M. A. L. Nicolelis, "Actions from thoughts," Nature, vol.409, pp.403-407, 2001.
- [18] L. R. Hochberg, M. D. Serruya, G. M. Friehs, J. A. Mukand, M. Saleh, A. H. Caplan, A. Branner, D. Chen, R. D. Penn, and J. P. Donoghue, "Neuronal ensemble control of prosthetic devices by a human with tetraplegia," Nature, vol.442, pp.164-171, 2006.
- [19] L. R. Hochberg, D. Bacher, B. Jarosiewicz, N. Y. Masse, J. F. Simeral, J. Vogel, S. Haddadin, J. Liu, S. S. Cash, P. Smagt, and J. P. Donoghue, "Reach and grasp by people with tetraplegia using a neurally controlled robotic arm," Nature, vol.485, pp.372-377, 2013.
- [20] J. P. Donoghue, "Connecting cortex to machines: recent advances in brain interfaces," Nature Neuroscience, vol.5, pp.1085-1088, 2002.
- [21] E. C. Leuthardt, C. Gaona, M. Sharma, N. Szrama, J. Roland, Z. Freudenberg, J. Solis, J. Breshears, and G. Schalk, "Using the electrocorticographic speech network to control a brain-computer interface in humans," J. Neural Eng., vol.8, pp.1-11, 2011.
- [22] S. Yamagiwa, M. Ishida, and T. Kawano, "Self-curling and -sticking flexible substrate for ECoG electrode array," Proc. 26th IEEE Int. Conf. Micro Electro Mechanical Syst. (MEMS), Taipei, Taiwan, (2013) pp.480-483.
- [23] M. Y. Cheng, W. T. Park, A. Yu, R. F. Xue, K. L. Tan, D. Yu, S. H. Lee, C. L. Gan, and M. Je, "A flexible polyimide cable for implantable neural probe arrays," Microsystem Technologies, vol.19, no.8 pp.1111-1118, 2013.

- [24] C. S. Mestais, G. Charvet, F. S. Starace, M. Foerster, D. Ratel, and A. L. Benabid, "Wimagine: wireless 64-channel ECoG recording implant for long term clinical applications," *IEEE Trans. Neural Syst. Rehabilitation Eng.*, vol.23, no.1, pp.10-21, 2015.
- [25] D. Fun, D. Rich, T. Holtzman, P. Ruther, J. W. Dalley, A. Lopez, M. A. Rossim, J. W. Barter, D. Salas-Meza, S. Herwik, T. Holzhammer, J. Morizio, and H. H. Yin, "A wireless multi-channel recording system for freely behaving mice and rats," *PLOS ONE*, vol.6, no.7, pp.1-9, 2011.
- [26] W. H. Lee, Y. T. Lee, H. Takao, K. Sawada, and M. Ishida, "Fabrication of thermoelectric sensor using silicon-on-insulator structure," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol.46, no.11, pp.7232-7236, 2007.
- [27] A. Fujishiro, H. Kaneko, T. Kawashima, M. Ishida, T. Kawano "In vivo neuronal action potential recordings via three-dimensional microscale needle-electrode arrays" *Sci. Rep.*, vol.4, no.2, pp.4868-4866, 2014.
- [28] H. Takao, Radhakrishna V., Y. Ito, F. Komakine, K. Serge, K. Sawada, and M. Ishida, "Low-noise fully differential amplifiers using JFET-CMOS integration technology for smart sensors," *IEEJ Trans. Electrical and Electron. Eng.*, vol.3, no.3, pp.274-280, 2008.
- [29] W. H. Lee, B. J. Gu, Y. Nishida, H. Takao, K. Sawada, and M. Ishida, "Oscillation-controlled CMOS ring oscillator for wireless sensor systems," *Microelectron. J.*, vol.41, no.12, pp.815-819, 2010.
- [30] W. H. Lee, J. W. Kim, H. Takao, K. Sawada, and M. Ishida, "Neo-transmitter using pulse width modulation(PWM) method for wireless smart sensors," *IEEJ trans. Sensors and Micromachines*, vol.128, no.1, pp.7-11, 2008.
- [31] B. J. Gu, W. H. Lee, K. Sawada, and M. Ishida, "RF transmitter using dual pulse position modulation method for low power smart micro sensing chip," *IEEJ Trans. Electrical Electron. Eng.*, vol.7, no.3, pp.337-341, 2012.
- [32] J. W. Kim, H. Takao, K. Sawada, and M. Ishida, "Development of radio frequency transmitters including on-chip antenna for intelligent human sensing systems," *IEEJ Trans. Electrical and Electron. Eng.*, vol.2, no.3, pp.365-371, 2007.
- [33] J. W. Kim, H. Takao, K. Sawada, and M. Ishida, "Integrated inductors for RF transmitters in CMOS/MEMS smart microsensor systems," *Sensors*, vol.7, no.8, pp.1387-1398, 2008.
- [34] W. H. Lee, H. Takao, K. Sawada, and M. Ishida, "CMOS RF transmitter using pulsewidth modulation for wireless smart sensors," *IEEE Trans. Compon. Pack. Manuf. Technol.*, vol.2, no.9, pp.1501-1509, 2012.
- [35] B. J. Gu, W. H. Lee, K. Sawada, and M. Ishida, "Wireless smart sensor with small size spiral antenna on Si-substrate," *Microelectron. J.*, vol.42, no.9, pp.1066-1073, 2011.

- [36] M. Sudou, H. Takao, K. Sawada, and M. Ishida, "Wafer-level integration technique of surface mount devices on a Si-wafer with vibration energy and gravity force," *IEEE Trans. Compon. Pack. Tech.*, vol.30, no.3, pp.457-463, 2007.
- [37] M. Sudou, H. Takao, K. Sawada, and M. Ishida, "A novel RF induced power supply system for monolithically integrated ubiquitous micro sensor nodes," *Sens. Actuator A-Phys.*, vol.145-146, pp.343-348, 2008.
- [38] M. Niino, T. A. Nguyen, W. H. Lee, K. Sawada, and M. Ishida, "Battery-free wireless tough driven transmitter with on-chip antennas for wireless sensor systems," *Proc. 16th IEEE Int. Conf. Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS)*, Beijing, China, (2011) pp.96-100.
- [39] H. Haibi, I. Akita, and M. Ishida, "A $27\text{-nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 0.015-mm^2 three-stage operational amplifier with split active-feedback compensation," *Proc. IEEE Asian Solid-State Circuits Conf. (A-SSCC2013)*, Singapore, (2013) pp.365-368.
- [40] I. Akita, S. Asai, and M. Ishida, "Low-power output-capacitorless low-dropout regulator with adjustable charge injection technique for on-off-keying transmitters," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol.53, no.4S, pp.04EE17-1-5, 2014.
- [41] T. Okazawa, I. Akita, and M. Ishida, "A digitally calibrated dynamic comparator using time-domain offset detection," *Analog Integr. Circuits Process.*, vol.81, no.3, pp.561-570, 2014.
- [42] 総務省 電波法, HP. URL:<http://law.e-gov.go.jp/htmldata/S25/S25HO131.html>.
- [43] L. Xu, M. Q. H. Meng, H. Ren, and Y. Chan, "Radiation characteristics of ingestible wireless devices in human intestine following radio frequency exposure at 430, 800, 1200, and 2400 MHz," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.57, no.8, pp.2418-2428, 2009.

第2章 小型センサノードを実現する要素技術

2.1 小型アンテナ

本研究で提案するスマートマイクロチップは、回路チップとアンテナの一体化を目指した小型・薄型のセンサノードである。回路とアンテナを一体化する方法として、シリコン基板を用いて、両方のデバイスを同じチップ上に製作する方法が検討されている。ワンチップにアンテナと回路を搭載する事により、センサノードを小型・薄膜に実現する事が可能である。2.1.1 節では、数 mm 角のチップサイズのアンテナに焦点を当て、従来まで実現されている小型アンテナ及び埋め込み用のアンテナについて述べる。また、埋め込みデバイスに対するアンテナの研究として、生体組織を用いた小型アンテナの設計・評価が行われている。生体に埋め込むアンテナは、生体組織の影響によりアンテナの特性が変化してしまうため、生体モデルを用いて設計される。2.1.2 節では、生体に埋め込むアンテナの設計及び評価における課題を述べる。

2.1.1 アンテナの小型化に関する研究動向

シリコンや高誘電体材料を基板としたチップサイズのアンテナの動作原理は、大きく2種類に分けられる。RFID (Radio Frequency Identification) 等の非接触 IC カードに用いられている、コイルに電流を流して磁束を貫通させる電磁誘導方式と、ダイポールアンテナのように、空間に流れる変位電流を電波として遠方へエネルギーを伝送する電波方式がある。

電磁誘導方式は、アンテナの指向性が強く、通信するコイル間の距離が波長に比べ短い場合において、高効率の電力伝送を行う事ができる。また、送受信コイルの中心軸がずれてしまうことにより、効率が大きく低下してしまうため、数 mm 角のチップサイズでは、コイル同士のアライメントが困難になってくる。そのため電磁誘導方式は、積層パッケージにより近距離に配置した複数チップ間での通信やクロックの同期に応用する研究が進められている[1,2]。

電波方式は、電磁誘導方式に比べ通信距離を長く確保でき、また指向性が広いという特徴を持つ。図 2.1 に、報告されている電波型によるオンチップアンテナの周波数に対するアンテナ利得をまとめた[3-12]。アンテナの放射利得はアンテナの大きさに依存しており、使用する周波数の半波長ほど大きさのアンテナサイズによって、高い放射利得を得る事ができる[13]。しかしながら、チップサイズのアンテナでは大きさが数 mm 程度しかないため、高周波数でなければ高利得のアンテナを実現する事ができない。表 2.1 に周波数、波長及び 1m の距離における自由空間での損失をまとめる。周波数が高くなるほど波長が短くなるが、自由空間での損失が大きくなるため、長距離の通信シス

テムを構築する事が難しくなる。一方で、低周波数での無線通信は、自由空間での減衰が低いため長距離通信を目指すシステムにおいて優位であるが、波長が長くなるために大型のアンテナが必要となる。またアンテナのインピーダンスマッチングにおいて、大きなマッチング素子を必要とするため、システムの小型化が困難となる。また、高利得のアンテナを実現するためには、高抵抗の基板材料を選択する必要がある。アンテナ配線から放射される電波が、基板に吸収されることで放射効率が低下してしまう[3-6]。そのため、アンテナの放射効率を改善するために、不純物濃度が低い高抵抗シリコン基板や[7-9]、ガラス基板、誘電体基板が用いられる[10-12]。

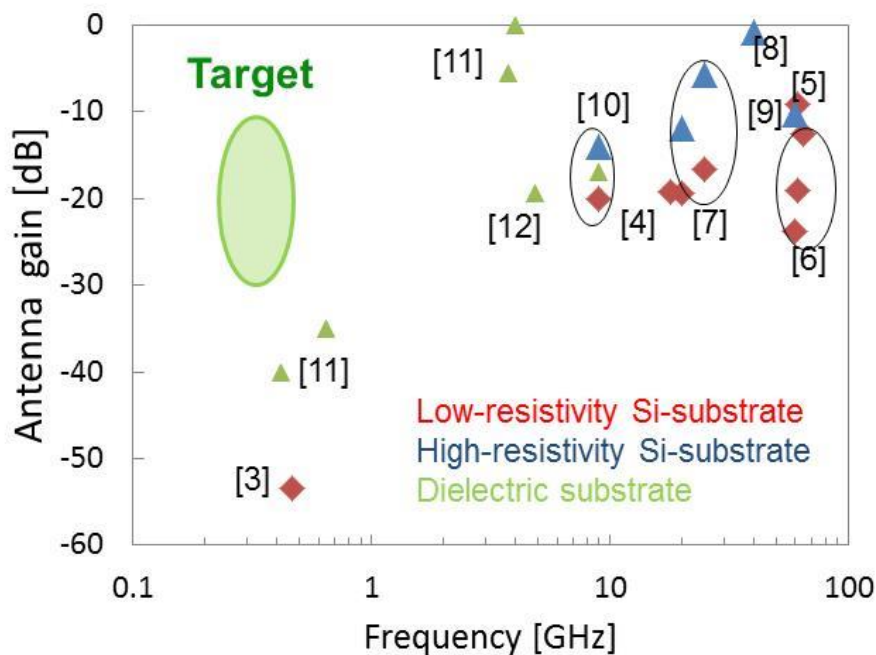


図 2.1 オンチップアンテナの周波数に対するアンテナ利得[3-12]

表 2.1 無線通信に使用される周波数帯の特徴

| 周波数 | 半波長 | 自由空間損失(1m) | 使用用途例 |
|---------|--------|------------|-----------|
| 300 MHz | 500 mm | 22.0 dB | キーレスエントリー |
| 900 MHz | 167 mm | 31.5 dB | 携帯電話 |
| 2.4 GHz | 63 mm | 40.0 dB | Bluetooth |
| 5 GHz | 30 mm | 46.4 dB | 無線 LAN |
| 10 GHz | 15 mm | 52.4 dB | チップ間通信 |
| 50 GHz | 3 mm | 66.4 dB | WPAN |

アンテナは受信及び送信素子として用いられるため、実際に使用する場面では、受信用低雑音アンプや送信用パワーアンプと接続する事になる。そのため、2つの素子間でのインピーダンスマッチングを考慮する必要がある。使用する周波数において、アンテナの入力インピーダンスのリアクタンス成分が零となるように設計される。ダイポールアンテナを例に挙げると、使用する周波数に対してアンテナの大きさを約半波長にすると、アンテナ配線の自己インダクタンスと空間の容量によってリアクタンス成分が零となる。このアンテナ配線を短くすると、アンテナ配線の誘導性及び容量性リアクタンス成分が減少し、アンテナの共振周波数が高周波側へシフトしてしまう。そのためアンテナを半波長よりも小型にする場合には、マッチング素子を用いてリアクタンス成分を打ち消す必要がある[14]。

低周波数のアンテナを小型化するにあたり、アンテナ配線をコイル状に形成してインダクタンスを増加させる方法、また基板に誘電体材料を用いて波長短縮効果を利用する手法が報告されている[10-12,15,16]。一般的にアンテナの配線を短縮する方法として、短縮コイルを用いる手法が知られている[14]。短縮コイルは、アンテナの入力インピーダンスの容量性リアクタンスを打ち消すために、インダクタンスを増加させる手段であり、直線の配線によって形成されるアンテナに比べて小型にアンテナを実現する事ができる。この技術は平面アンテナの小型化に用いられており、インダクタンスを増加させるために、スパイラル状やメアンダ形状のアンテナ配線を用いたアンテナが報告されている[15]。また誘電体材料を用いてアンテナを製作する事により、見かけ上の波長を短くすることができる[10-12,16]。誘電体物質中を進む電波の速度が空気中に比べて遅いため、同じ周波数において誘電体を通過する電波の波長が短くなる現象である。図 2.2 は、波長短縮効果を利用したアンテナのリターンロス特性を示しており、アンテナの共振周波数を 1200MHz から 870MHz までシフトさせる事ができている[16]。

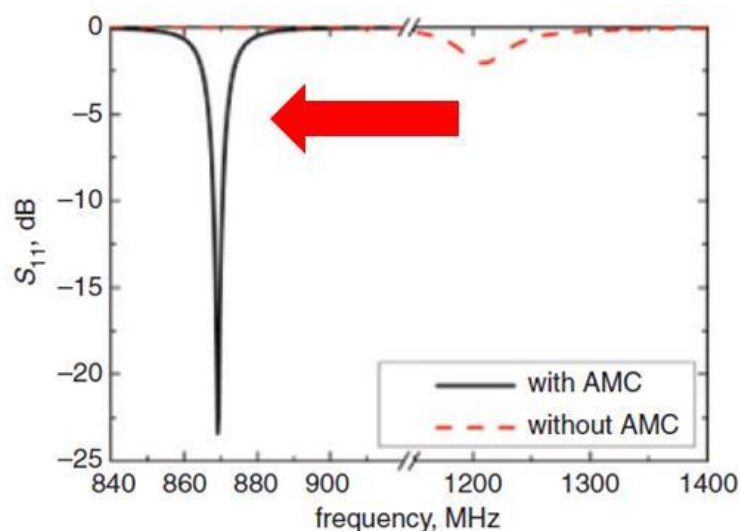


図 2.2 波長短縮効果を用いた低周波数アンテナの小型化[16]

以上に述べた手法は、使用する周波数に対してアンテナのリアクタンス成分を零にすることで、接続される回路とのインピーダンスマッチングのために用いられている。インピーダンスマッチングの考え方として、アンテナと整流器を一体化したレクテナを例に挙げて説明をする。一般的に整流器が容量性のリアクタンスを持つことから、アンテナとの間にインダクタを挿入する事で、デバイス間のインピーダンスマッチングを行う[17]。インピーダンスマッチング素子はデバイスの大型化をもたらすため、デバイスを小型で実現するためには、アンテナと整流器の協調設計が必要とされる。整流器の容量性リアクタンスに対して、アンテナのインピーダンスが複素共役になるように設計することで、2つの素子間にインピーダンスマッチング素子を挿入する必要がなくなる。アンテナと回路の協調設計において、整流器のリアクタンス成分を相殺する誘導性のアンテナが報告されており、周波数 868MHz でアンテナに 350Ω の誘導性リアクタンスを持たせている[18]。無線センサノードを設計するにあたって、アンテナと回路の協調設計を行う事で、システムをより小型に実現する事が可能となる。

センサノードの小型化に向けて、小型・薄膜のオンチップアンテナが検討されているが、長距離通信を実現するためには低周波数のアンテナが必要となる。高い比誘電率を持った基板と、自己インダクタンスを高めるアンテナパターンにより、アンテナの共振周波数を下げられる見込みがある。さらに、センサノードを小型にするためには、アンテナと接続する回路とのインピーダンスマッチングが重要である。そのため、オフチップによるインピーダンスマッチング素子を使用しない、アンテナと回路の協調設計が必要なる。

2.1.2 人体埋め込みデバイスに向けたアンテナの研究動向

生体への埋め込みデバイスに対して通信や電力伝送を行うために、細胞組織の電波の比吸収率 (SAR: Specific Absorption Rate) を考慮した埋め込みアンテナに関して研究が行われている。アメリカの政府機関である連邦通信委員会(FCC: Federal Communications Commission)では、人体から 20cm 以内に近接して使用する無線機器に対して SAR を 1.6W/kg までと規制している[19]。体内に埋め込んだアンテナから外部に電波を放射する場合において、電波の周波数に対する生体組織の吸収量を評価した研究が報告されている[20,21]。図 2.3 は、ヒトの腹部に埋め込んだアンテナから、外部へ放射される電界の強度を周波数ごとに解析した結果を示しており、高周波数の電波は、より生体細胞へ電波が吸収される結果となった。体内に埋め込まれるアンテナにおいては、電波吸収を考慮しながら、生体組織中に埋め込まれたアンテナの特性を解析して設計する必要がある。さらに埋め込む際のダメージを抑えるために、人体に対して低侵襲な小型アンテナが要求される。

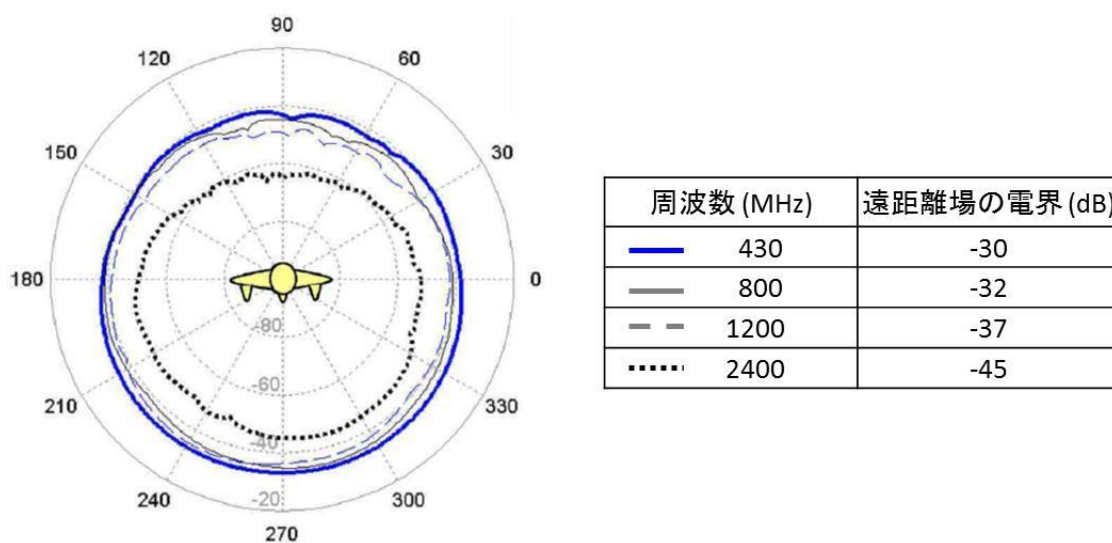
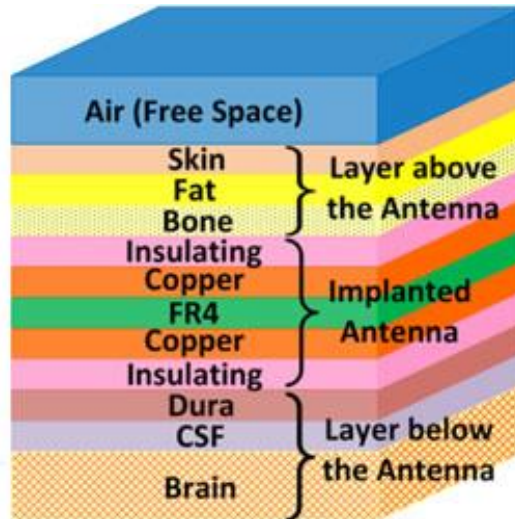
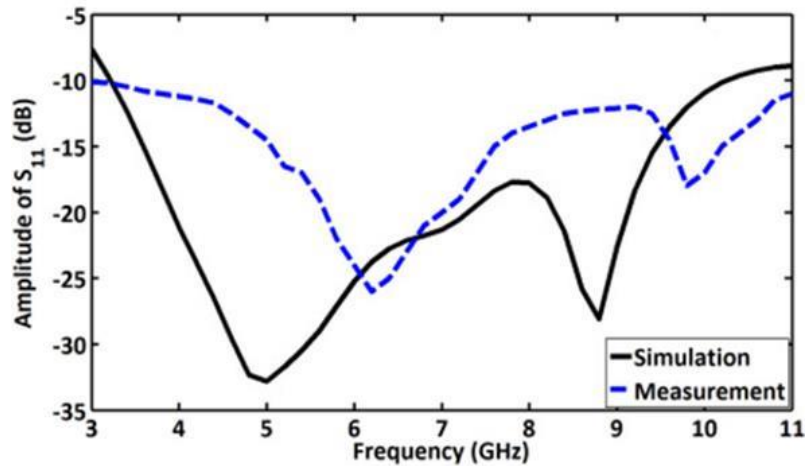


図 2.3 体内に埋め込まれたアンテナからの電界強度解析[20]

頭部に埋め込む神経電位計測デバイスの無線化を行うために、小型の超広帯域 (UWB : Ultrawideband) アンテナについて報告されている[22]. 頭部表面を構成する生体組織には、皮膚、脂肪、頭蓋骨、硬膜、脳脊髄液、大脳があり、それぞれの層において誘電率と伝導率が異なっている[23]. 自由空間で設計したアンテナを体内へ埋め込むと、生体組織によって特性が変動してしまうため設計が困難である. そのため文献[22]では、生体組織の電気パラメータを用いて図 2.4(a)に示す頭部組織のモデルを構築し、埋め込み時のアンテナの無線通信の性能を検討している. 使用する周波数帯域は 3GHz から 10.6GHz であり、リターンロス特性 S_{11} が -10dB 以上となるようにアンテナの形状を設計している. また、シミュレーションにより構築した生体モデルで設計したアンテナを評価するために、鶏や羊の皮膚や骨を用いて測定環境を再現した. しかしながら、図 2.4(b)に示すアンテナのリターンロス特性から見られるように、設計と測定において共振周波数が大きくずれてしまっている事が確認される. 埋め込みアンテナは、周囲の生体細胞の電気的特性の影響によって大きく特性が変化してしまう. そのため、設計の段階で埋め込んだ位置や取り巻く環境から、アンテナ特性の挙動を予測する事が重要である.



(a) 脳表面の生体組織モデル



(b) 埋め込みアンテナのリターンロス特性 S_{11}

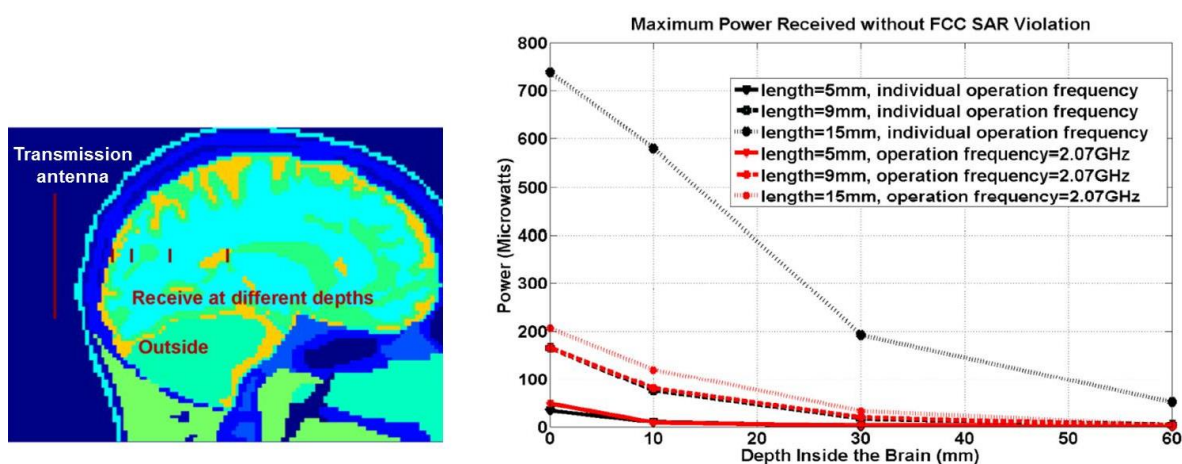
図 2.4 脳表面に埋め込む UWB アンテナの設計[22]

2.2 無線電力伝送技術

環境モニタリングセンサを駆動するにあたり、センサノードを駆動する電力の確保が重要となる。光、振動、温度勾配など環境エネルギーを利用することで、無線センサデバイスにエネルギーを供給する手法が検討されている。しかし自然エネルギーが発生する環境でしか発電ができないため、センサノードへ応用できる場面が限られてくる。そのため、自然エネルギーを用いたエナジーハーベスタではなく、意図的に無線電力を伝送することにより、センサデバイスに電力を供給する WPT に関して研究が進められている。本節では、主な WPT の 3 つの手法の研究例を挙げ、それぞれの特徴を述べる。

2.2.1 電波方式

電波を用いる電力伝送は、環境のワイヤレスセンサネットワークシステムのデータ伝送・電力伝送方式として注目をされている。この電波による手法の特徴は、スマートフォンや車のキーレスエントリーで馴染みのように、長距離での通信が可能な事である。そのため、構造物や環境にばら撒いたワイヤレスセンサデバイスに対して、長距離で電力伝送を行う事を目指して研究が進められている[18]。また文献[24]では、ヒトの頭部モデルを用いて、電波による電力供給を検討している。頭部から数 cm 離れた距離に電力伝送用のアンテナを配置し、脳表及び深部に受信アンテナを配置して WPT を行う。頭部への埋め込みデバイスに対する WPT において、FCC によって定められた RF 被曝量の規制値内の RF 照射条件下で、最大でどれだけの電力を受信できるかをシミュレーションにより算出している。図 2.5(b)に示すシミュレーション結果では、SAR が 1.6 W/kg の条件下で、脳表に埋め込まれたアンテナが 700 μ W の電力を受信する事が可能であると示した。しかし脳深部に対しては、細胞組織の電波の吸収量が大きくなり電力伝送量が低下している。また、高周波の無線周波数を使う事により細胞の電波吸収が大きくなるため伝送効率が低くなる。そのため、埋め込みアンテナを高利得で実現する事が課題となる。



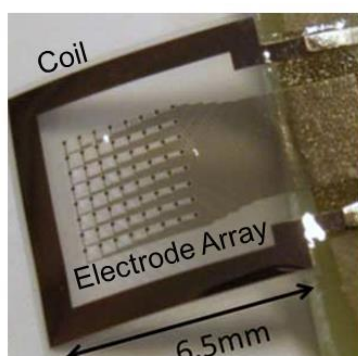
(a) ヒトの頭部モデル

(b) 頭部埋め込みアンテナの最大受信電力

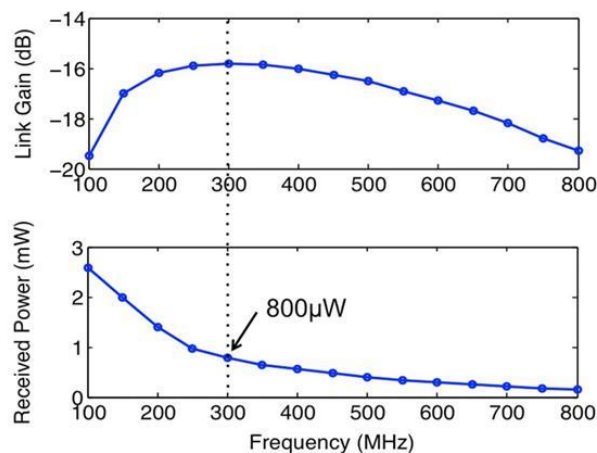
図 2.5 頭部へ埋め込んだアンテナに対する電波による WPT[24]

2.2.2 電磁誘導方式

埋め込みデバイスに対する WPT の方式として、2つのコイルを用いた電磁誘導による手法が多く研究されている[25,26]。送信コイルに電流を流すことで磁束を発生させ、受信コイルにその磁束が貫通する事により、ファラデーの電磁誘導の法則に従い磁束変化による起電力が生じる。2つのコイルによる WPT を用いたアプリケーションは多く普及しており、例えば固定電話の子機の充電装置や、電車の改札口で使用する RFID などがある。文献[26]では、図 2.6(a)に示すパリレンフィルムで製作したコイルを脳表面に埋め込み、磁界結合によって電力を伝送するシステムを検討している。図 2.6(b)は、厚さ 1cm 以上の脳組織を介したコイル間の WPT 効率と、頭部に埋め込んだコイルが受信可能な電力量を示しており、WPT 効率は最大で 2.5%ほどを実現すると見積もられている。電磁誘導方式の特徴は、近距離での通信においては高効率の電力伝送が可能であり、低周波数を使用するため、生体へ電波吸収によるダメージが低い事である。一方で、効率がコイル間の距離に大きく依存しており、コイル間の位置ずれによっても効率が大きく減少してしまう事が課題となる。ノイマンの公式に基づき、1次側のコイルから発生する磁束によって生じる2次側コイルの起電力の大きさ(\propto 相互インダクタンス)は、コイル間の距離、中心軸の位置ずれ、コイル面の角度のずれに依存している[27]。コイルの大きさに対して 10%の位置ずれが生じると、効率は 15%低下してしまうため、この電力伝送方式を用いる場合は、送受信のコイルの位置をしっかりと固定した状況でなければ伝送効率が維持できない。生体埋め込みデバイスへ高効率の WPT が期待できる電磁誘導方式であるが、埋め込んだコイルに対して送電側のコイルには精度の良い配置が要求される。そのため、この手法による WPT では、送受信コイルをしっかりと固定する WPT システムの構築、または送受信コイル間の位置ずれによる効率の低下を防ぐために、大面積の埋め込みコイルが必要となる。



(a) パリレンフィルムコイル

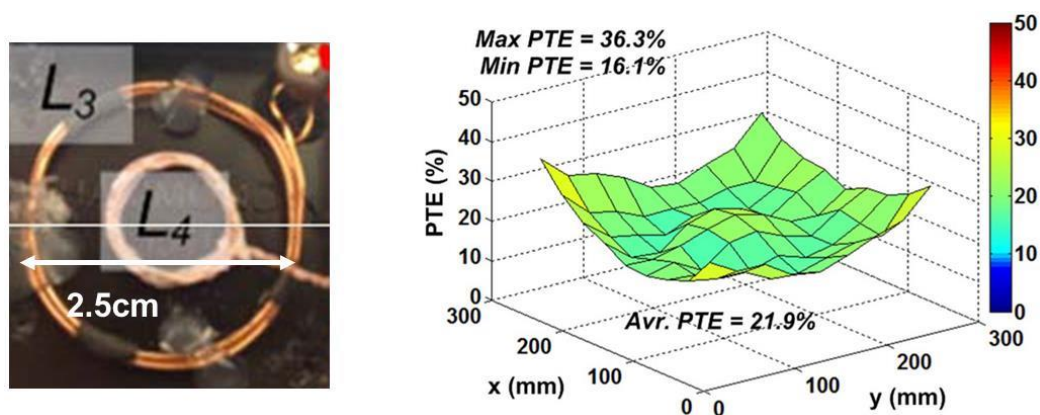


(b) 伝送効率と最大受信電力

図 2.6 電磁誘導方式による頭部埋め込みデバイスへの WPT[26]

2.2.3 磁界共振方式

磁界共振方式は、2007年2月にMIT (Massachusetts Institute of Technology) の Marin 氏らによって最初に報告された[28]。磁界共振とは、2つ以上のコイルの共振周波数を揃えて近傍に配置することにより、コイル近傍で磁界共振が生じ、コイル間でエネルギーを互いにやり取りする現象である。この手法により、4つのコイルを用いて2mの距離を40%の効率で電力伝送することに成功している。電磁誘導方式は、2つのコイル間の結合係数 k が高くなければ高効率のWPTを達成できないが、磁界共振方式は、コイル間の結合係数が低い場合においても、高いQ値を持ったコイルと共振器の周波数を揃えることにより、長距離で高効率なWPTを可能にする。このWPT方式は、停車している電気自動車への無線給電や、ラットの脳の神経電位を計測するデバイスへのWPT方式として期待が高まっている[29-31]。文献[29]では、図2.7(a)に示す2つの受信コイルをラットの背中に張り付け、ラットをケージの中に入れた状態で、磁界共振により高効率のWPTを行っている。図2.7(b)は、受信コイルの位置に対するWPTの効率を示しており、コイル間の距離が7cm離れた場合においても、16%以上のWPT効率を達成している。長距離・高効率かつ位置ずれ耐性が高い磁界共振方式であるが、伝送距離や位置の変化に対して、回路素子の最適値が変動してしまう。そのため、コイルの共振周波数の変動を検出するシステム、変動に対してキャパシタの値を切り替えるシステムなどが、高効率なWPTのために必要となる。また磁界共振方式では、高いQ値のコイル及び共振器を必要とするため、構造物や生体内に埋め込む場合は寄生容量による効率の低下が予想される。そのため寄生容量による影響を低減させるために、埋め込むコイルを厚膜のポリイミドでコーティングする必要がある[30]。しかしこのコーティングによりデバイスのサイズが大きくなってしまったため、埋め込みデバイスとしては侵襲性が高くなってしまった。頭部などの僅かな隙間しかない場所に埋め込むデバイスへ応用するためには、薄膜デバイスによりWPTを達成する事が望まれる。



(a) リード線による受信コイル

(b) ケージ内での伝送効率

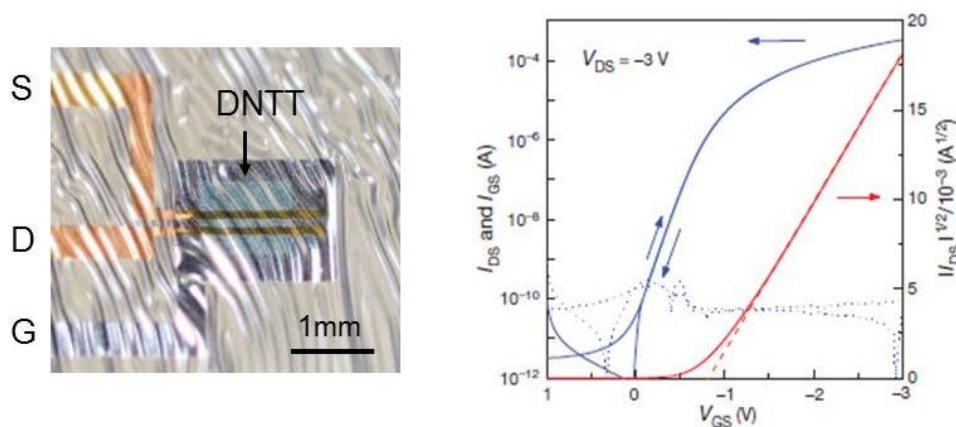
図 2.7 ラットに張り付けたコイルに対する磁界共振を用いた WPT[29]

2.3 フレキシブルデバイスと回路機能の統合技術

フレキシブルフィルムを用いる事により、薄膜で大型のパッシブ素子を実現する事が可能になる。フレキシブルデバイスは、ウェアラブルセンサや低侵襲な埋め込みセンサのアンテナ素子・平面電極としての応用に向けて多く研究されている。埋め込みセンサデバイスにおいて、フレキシブルデバイスに高機能な回路を如何にして小型に搭載するかが重要である。本節では、パッシブなフレキシブル素子と回路機能を統合する手法について述べる。

2.3.1 フレキシブルトランジスタ

フレキシブルなコイルやアンテナを、集積回路と一体化する手段として、フレキシブルトランジスタが注目されている。有機材料を用いる事で薄膜トランジスタ(TFT: Thin Film Transistor)によって、パッシブ・アクティブ素子を単一のフィルムで実現する事が可能となる。TFT は、フィルムに堆積させた有機半導体材料 (DNNT: dinaphtho[2,3-b:2',3'-f]thieno[3,2-b]thiophene) にアルミニウム酸化膜を成膜することで、トランジスタの構造を形成する[32]。生体吸収性材料を用いたフレキシブルトランジスタの研究では、アンテナと整流回路を搭載したフレキシブルな電力伝送デバイスを実現している[33]。図 2.8(a)に示す有機材料によるフレキシブルトランジスタは、数~数十 μm の薄膜フィルム上に製作する事が可能であるが、使用された有機半導体材料の電子の移動度が $1.6\text{cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$ と低いため、電気的特性において課題が残る。また、有機材料の成膜及びパターンニングにおいては、フレキシブルフィルムにダメージを与えないために、シャドウマスクを介して材料が蒸着される。そのため、蒸着時にマスクの裏側への回り込みによってパターン精度が悪くゲートサイズが数十 μm となり、回路の小型化が困難となる。また、図 2.8(b)に示すフレキシブルトランジスタの特性より、3V 程度の電源電圧を必要とすることから、消費電力が高くなってしまいう事が予想される。



(a) TFT デバイスの写真

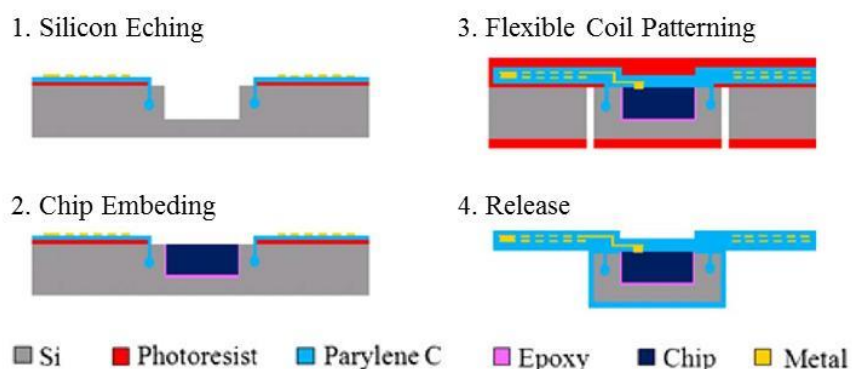
(b) TFT の I_{DS} - V_{GS} 特性

図 2.8 有機半導体材料を用いたフレキシブルトランジスタ [32]

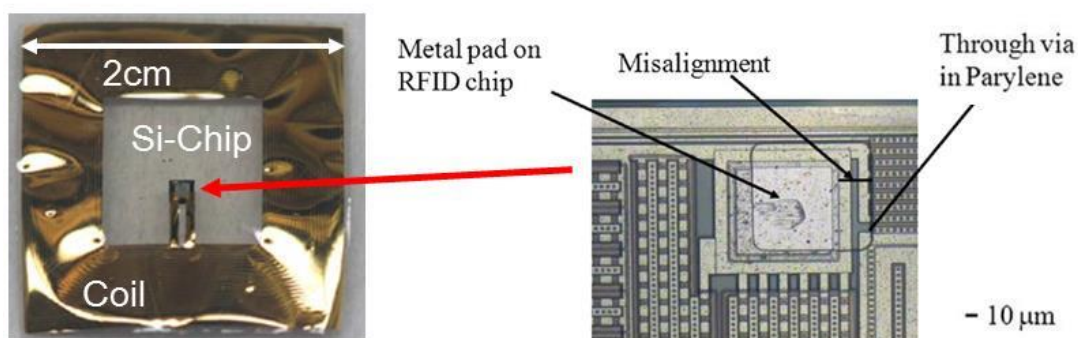
2.3.2 シリコンチップとフレキシブルフィルムの集積化

フレキシブルフィルムに回路機能を搭載するもう1つの手法として、コイルやアンテナなどのパッシブ素子を大面積のフレキシブル基板上に薄膜で形成し、高機能な回路をシリコンチップに小型で実現させて、それらを一体化させる研究が行われている[34-36]. このパッケージ技術により、体内への埋め込みに適したフレキシブルデバイスに、低消費電力・高機能な回路を搭載させる事が可能になる.

半導体プロセスにおける微細加工技術を用いて、支持基板のシリコンウェハにチップをセットする場所を予め製作する手法が提案されている[35]. 図2.9(a)に製作プロセスを示す. 土台のシリコン基板に、RIE (Reactive Ion Etching) によりチップサイズ溝を掘り、チップを埋め込んだ後に全体をパリレンでコーティングする. その後、電子ビーム蒸着でフレキシブル基板上にコイルを形成して、さらにパリレンでコーティングした後、裏面側からチップより一回り大きいエリアをRIEによりエッチングして加工する. この実装方法は、チップを埋め込んだ後にコイル配線との接続を行うため、フォトリソ工程において図2.9(b)に示すようにコンタクトがずれてしまう問題がある. 将来的に複数のチップを同じフィルム内に実装しようとする場合、チップの配置を高精度にしない限り、より大きなアライメントのずれが生じてしまう.



(a) フィルムとチップの一体化デバイスの製作工程



(b) 一体化したデバイス写真とコンタクトパッドのアライメントずれ

図2.9 微細加工技術によるフレキシブルフィルムとSiチップの一体化[35]

フレキシブルデバイスと回路チップの一体化技術として、フリップチップボンディングを用いた手法が報告されている[37]。フリップチップボンディングは、フィルム上のパッドとチップの bumps を対向させ熱圧着により接続することで、パッド間のずれを $1\mu\text{m}$ 程度に抑えられる高精度なパッケージ方法である。文献[36]では、フリップチップボンディングを用いる事で、眼球の裏側に電極を埋め込むデバイスを実現している。大きき $400\mu\text{m}\times 400\mu\text{m}$ のシリコンチップのパッドに $80\mu\text{m}$ の金 bumps を形成しており、ポリイミドフィルム上の配線に異方性導電材料 (ACP : Anisotropic Conductive Paste) を塗布して接続をする。接続の際には、チップの上から圧力を加え、熱を印加することでACPを硬化させる。フリップチップ実装により、チップ1つずつに対してアライメント精度の良い接続が可能となる。そのため、図2.10に示すフレキシブルデバイスは、フィルム上に複数チップを高精度に実装することに成功している。しかしながらフリップチップボンディングは、チップを接続する際に圧力と温度を印加するため、フレキシブルフィルムがプロセスに耐えられる条件を選ばなければならない。低侵襲な神経電位計測用の平面電極の研究では、厚さが $10\mu\text{m}$ 程度のフィルムで製作されている[37]。このフィルム電極とチップを一体化するためには、薄膜なフレキシブルフィルムに対するフリップチップボンディングのプロセス条件を検討する必要がある。

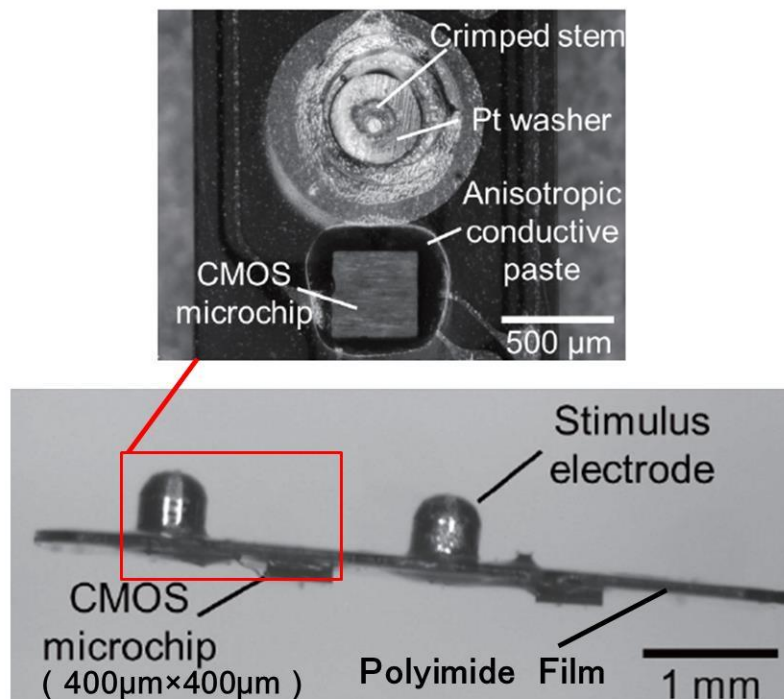


図2.10 フリップチップボンディングによるフィルムデバイスとチップの一体化[36]

2.4 結言

本章では、スマートマイクロチップ(SMC)を構成するアンテナを開発するにあたり、アンテナの小型・高利得化や人体に埋め込むアンテナの設計に関する研究に関して調査した。また、SMCを駆動させるためのWPT手法、及び低侵襲な埋め込みデバイスを目指したフレキシブルデバイスと回路機能の一体化の手法について検討を行った。

CMOS回路との一体化を目指したアンテナを製作するために、シリコン基板上の金属配線によるオンチップアンテナに関する研究が報告されている。高抵抗基板を用いる事によってアンテナの高利得化が期待でき、また、誘電体基板材料やアンテナ配線の形状によって低周波数のアンテナを実現する事ができる。

人体にアンテナを埋め込む際には、生体組織への電波の吸収を考慮して、低い周波数帯を使用する事が望まれる。さらに、高い比誘電率を持つ生体組織によって、人体に埋め込まれるアンテナは共振周波数が変動する。そのため、埋め込んだ際のアンテナ特性の変動を考慮した設計が必要であり、また、製作したアンテナを評価する実験系を検討する必要がある。

SMCを駆動させるための電源を確保するにあたっては、無線周波数での電力伝送が検討されている。電波を用いる事を検討した研究は、脳表面に埋め込んだ受信アンテナに対して、最大700 μ Wの電力を供給できる事を示した。また、コイルを用いた手法として、電磁誘導や磁界共振によるWPTの研究が報告されている。電磁誘導によるWPTは、電波を用いる手法に対して高効率であるが、伝送距離が短く、さらに、コイル同士の位置ずれによって効率が大きく低下してしまう問題がある。一方で、磁界共振による手法は、長距離かつ高効率のWPTを実現しており、コイル間の位置ずれに対しても高効率を維持する事が可能である。しかし、磁界共振によるWPTシステムを構築するためには、厚膜フィルムでコーティングされたコイルが必要となる。従って、デバイスを使用する状況に応じて伝送距離、効率、デバイスサイズを考慮してWPTの手法を選択しなければならない。本研究では、頭部へ埋め込むデバイスへ応用するために、電波によるWPTデバイスを薄膜で製作する事を検討する。

頭部へ埋め込むデバイスを製作するために、フレキシブルフィルムを用いたパッシブ素子が検討されている。そして、フレキシブルデバイスに回路機能を集積する手法として、フレキシブルトランジスタや、フィルムとシリコンチップを一体化するパッケージ技術の研究が報告されている。フレキシブルトランジスタは、単一のフィルム上にパッシブ・アクティブ素子を実現できる低侵襲なデバイスとしてポテンシャルを秘めているが、現状ではトランジスタのサイズと消費電力に課題が残る。そのため、本研究ではフィルムデバイスとシリコンチップを一体化する手法について検討を進めることとした。脳の形状に対応して柔軟に曲がる薄膜フィルムデバイスと、高機能な回路を搭載したシリコンチップを一体化するために、フリップチップボンディングを用いたプロセスの開発し、フレキシブルなWPTデバイスを製作する。

参考文献

- [1] N. Miura, T. Shidei, Y. Yuan, S. Kawai, K. Takatsu, Y. Kiyota, Y. Asano, and T. Kuroda, "A 0.7V 20fJ/bit inductive-coupling data link with dual-coil transmission scheme," Proc. IEEE Symp. VLSI Circuits (VLSIC), Honolulu, Hawaii, (2015) pp.201-202.
- [2] N. Cho, S. J. Song, S. Kim, S. Kim, and H. J. Yoo, "A 5.1- μ W UHF RFID tag chip integrated with sensors for wireless environmental monitoring," Proc. European Solid-State Circuits Conf. (ESSCIRC), Grenoble, France, (2015) pp.279-282.
- [3] Kenji Okabe, Wanghoon Lee, Yasoo Harada, Makoto Ishida, "Silicon based on-chip antenna using an LC resonator for near-field RF systems," Solid-State Electronics, Vol.67, pp.100-104, 2012.
- [4] K. T. Chan, A. Chin, Y. P. Chen, Y. D. Lin, T. S. Duh, and W. J. Lin, "Integrated antennas on Si, proton-implanted Si and Si-on-quartz," Proc. IEEE Int. Electron Devices Meeting, Washington, DC, (2001) pp.903-906.
- [5] Y. P. Zhang, L. H. Guo, and M. Sun, "High transmission gain inverted-F antenna on low-resistivity Si for wireless interconnect," IEEE Electron Device Lett., vol.27, no.5, pp.374-376, 2006.
- [6] Y. P. Zhang, M. Sun, and L. H. Guo, "On-chip antennas for 60-GHz radios in silicon technology," IEEE Trans. Electron Device, vol.52, no.7, pp.1664-1668, 2005.
- [7] A. B. M. H. U. Rashid, S. Watanabe, and T. Kikkawa, "Characteristics of Si integrated antenna for inter-chip wireless interconnection," Jpn. J. Appl. Phys., vol.43, no.4B, pp.2283-2287, 2004.
- [8] Y. P. Zhang, M. Sun, and W. Fan, "Performance of integrated antennas on silicon substrates of high and low resistivities up to 110 GHz for wireless interconnects," Microwave and Optical Tech. Lett., vol.48, no.2, pp.302-305, 2006.
- [9] T. Hirano, K. Okada, J. Hirokawa, and M. Ando, "Electromagnetic simulation modeling of silicon substrate for 60 GHz on-chip differential-feed dipole antenna," Appl. Phys. Lett., vol.103, no.12, 2013.
- [10] K. Takahagi, and E. Sano, "High-gain silicon on-chip antenna with artificial dielectric layer," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.59, no.10, pp.3624-3629, 2011.
- [11] F. Kuroki, Y. S. Takigawa, and S. Kashihara, "Radiation characteristics of integrated traveling-wave antenna etched on heavily-high permittivity substrate for size reduction," Proc. IEEE Radio and Wireless Symposium, Long Beach, CA, (2007) pp.169-172.
- [12] K. Mohit, V. R. Gupta, and S. K. Rout, "Dielectric resonator antenna for angle diversity," Proc. Int. Conf. Signal Processing and Comm. (ICSC), Noida, India, (2015) pp.80-82.
- [13] 進士 昌明, "小型・薄型アンテナと無線通信システム," 信学. 論(B), vol.J71-B, pp.1198-1205, 1988.

- [14] 吉本 猛夫, "基礎から学ぶアンテナ入門," CQ 出版社, 2007.
- [15] N. Kashyap, and V. Dinesh Kumar, "Archimedean spiral antenna loaded with dielectric plates," Conf. Pap. Antennas and Propag. (LAPC), Loughborough, UK, (2014) pp.740-743.
- [16] I. Y. Park, and D. Kim, "Artificial magnetic conductor loaded long-range passive RFID tag antenna mountable on metallic objects," Electron. Lett., vol.50, no.5, pp.335-336, 2014.
- [17] F. Mazzilli, P. E. Thoppay, N. Johl, and C. Dehollaini, "Design methodology and comparison of rectifiers for UHF-band RFIDs," Proc. IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp. (RFIC), Anaheim, CA, (2010) pp.505-508.
- [18] M. Stoopman, S. Keyrouz, H. J. Visser, K. Philips, and W. A. Serdijin, "Co-design of CMOS rectifier and small loop antenna for highly sensitive RF energy harvesters," IEEE J. Solid State Circuits, vol.49, no.3, pp.622-634, 2014.
- [19] L. David, and W. Kwok Chan, "Evaluating compliance with FCC guidelines for human exposure to radiofrequency electromagnetic fields," USA, 2001.
- [20] L. Xu, M. Q. H. Meng, H. Ren, and Y. Chan, "Radiation characteristics of ingestible wireless devices in human intestine following radio frequency exposure at 430, 800, 1200, and 2400 MHz," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.57, no.8, pp.2418-2428, 2009.
- [21] J. Kim, and Y. Rahmat-Samii, "Implanted antennas inside a human body: simulations, designs, and characterizations," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol.52, no.8, pp.1934-1943, 2004.
- [22] H. Baharami, S. A. Mirbozorgi, L. A. Rusch, and B. Gosselin, "Biological channel modeling and implantable UWB antenna design for neural recording systems," IEEE Trans. Biomed. Eng., vol.62, no.1, pp.88-98, 2015.
- [23] C. Gabriel, "Compilation of the dielectric properties of body tissues at RF and microwave frequencies: occupational and environmental health directorate, radiofrequency radiation division," Final Tech. Report, Brooks Air Force Base, Texas, USA, 1996.
- [24] Y. Zhao, L. Tang, R. Rennaker, C. Hutchens, and T. S. Ibrahim, "Studies in RF power communication, SAR, and temperature elevation in wireless implantable neural interfaces," PLOS ONE, vol.8, no.11, pp.1-11, 2013.
- [25] C. M. Nguyen, P. K. Kota, M. Q. Minh, S. Dubey, S. Rao, J. Mays, and J. C. Chiao, "Wireless power transfer for autonomous wearable neurotransmitter sensors," Sensors, vol.15, no.9, pp.24553-24572, 2015.
- [26] R. Muller, H. P. Le, W. Li, P. Ledochowitsch, S. Gambini, T. Bjorninen, A. Koralek, J. M. Carmena, M. M. Maharbiz, E. Alon, and J. M. Rabaey, "A minimally invasive 64-channel wireless μ CoG implant," IEEE J. Solid State Circuits, vol.50, no.13, pp.344-359, 2015.
- [27] M. Soma, D. C. Galbraith, and R. L. White, "Radio-frequency coils in implantable devices: misalignment analysis and design procedure," IEEE Trans. Biomed. Eng., vol.4, no.4, pp.276-282, 1987.

- [28] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic', "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances," *Science*, vol.317, no.6, pp.83-86, 2007.
- [29] B. Lee, M. Kiani, and M. Ghovanloo, "A smart wirelessly-powered homecare for long-term high-throughput behavioral experiments," *IEEE Sensors J.*, vol.15, no.9, pp.4905-4916, 2015.
- [30] K. Eom, J. Jeong, T. H. Lee, J. Kim, J. Kim, S. E. Lee, and S. J. Kim, "A wireless power transmission system for implantable devices in freely moving rodents," *Med. Biol. Eng. Comput.*, vol.52, no.8, pp.639-651, 2014.
- [31] Mehdi Kiani, and Maysam Ghovanloo. "The circuit theory behind coupled-mode magnetic resonance-based wireless power transmission," *IEEE Trans. Circuits Systems I: Regular Pap.*, vol.59, no.9, pp.2065-2074, 2012.
- [32] M. Kaltenbrunner, T. Sekitani, J Reeder, T. Yokota, K. Kuribara, T. Tokuhara, M. Drack, R. Schwodiauer, I. Graz, S. B. Cogonea, S. Bauer, and T. Someya, "An ultra-lightweight design for imperceptible plastic electronics," *Nature*, vol.499, pp.458-465, 2013.
- [33] S. W. Hwang, X. Huang, J. H. Seo, J. K. Song, S. Kim, S. H. Ali, H. J. Chung, H. T. Fiorenzo, G. Omenetto, Z. Ma, and J. A. Rogers, "Materials for bioresorbable radio frequency electronics," *Adv. Mater.*, vol.25, pp.3526-3531, 2013.
- [34] L. Wang, T. Sterken, M. Cauwe, D. Cuypers, and J. Vanfleteren, "Fabrication and characterization of flexible ultrathin chip package using photosensitive polyimide," *IEEE Trans. Components, Packaging and Manuf. Tech.*, vol.2, no.7, pp.1099-1106, 2012.
- [35] W. Li, D. C. Rodger, E. Meng, J. D. Weiland, M. S. Humayun, and Y. C. Tai, "Wafer-level parylene packaging with integrated RF electronics for wireless retinal prostheses," *IEEE J. Micro Electro Mechanical Systems*, vol.19, no.4, pp.735-742, 2010.
- [36] T. Noda, K. Sasagawa, T. Tokuda, H. Kanda, Y. Terasawa, H. Tashiro, T. Fujikado, and J. Ohta, "Fabrication of fork-shaped retinal stimulator integrated with CMOS microchips for extension of viewing angle," *Sensors and Mater.*, vol.26, no.8, pp.637-648, 2014.
- [37] S. Yamagiwa, M. Ishida, and T. Kawano, "Self-curling and -sticking flexible substrate for ECoG electrode array," *Proc. 26th IEEE Int. Conf. Micro Electro Mechanical Syst. (MEMS)*, Taipei, Taiwan, (2013) pp.480-483.

第3章 サファイアチップアンテナ

3.1 緒言

本章では、無線センサノードを構成するアンテナを小型で実現するために、サファイア基板を用いたチップアンテナについて述べる。従来までの研究で用いていたシリコンチップによるアンテナは、低抵抗なシリコン基板による損失が大きく、利得を向上させる事が困難である[1-4]。アンテナの利得を向上させるために、高抵抗のシリコン基板や絶縁体基板を使用する手法が提案されており、低抵抗のシリコン基板によるオンチップアンテナと比較してアンテナ利得を向上させる事ができる[5-7]。また、アンテナの小型化を目指して、強誘電体材料による波長短縮効果を利用したアンテナや、アンテナ配線をスパイラル状・メアンダ状に形成する事で配線を短縮化する事ができる[8-11]。

本研究では、アンテナの利得を向上させる事を目的として、基板による損失を低減させるために絶縁体であるサファイア基板を用いたチップアンテナを提案する。使用する周波数として、生体細胞での電波の吸収が少なく[12]、また、電波法において規制が厳しくない300MHz帯を検討する[13]。周波数300MHzの電波の波長は1mとなるため、高利得なアンテナを実現するためには、大きさが半波長ほどの約50cm必要となる。アンテナの基板材料として選定したサファイア基板は、誘電体損失が低いため放射効率の向上が期待できる[14]。また、シリコン酸化膜よりも高い比誘電率を持っているため、波長短縮効果によってアンテナを小型にできると考えられる。また、アンテナの配線をスパイラル状に形成する事により、アンテナの配線長を短くすることを狙った。サファイア基板を用いた低周波数のアンテナの設計及び製作を行い、シリコン基板と比較する事によってサファイア基板によるアンテナ利得の向上を評価する。本研究の最後では、製作したサファイアチップアンテナの特性を評価するとともに、信号送信チップと接続して無線信号送信の動作の確認を行い、本アンテナデバイスのスマートマイクロチップ(SMC: Smart Micro Chip)への応用の可能性を示す[15]。サファイア基板で高利得な小型アンテナを実現できれば、サファイア基板上にシリコン層を堆積させたSOS(Silicon on Sapphire)基板を用いる事で、CMOS回路とアンテナを集積する事が可能となる。SOS基板を用いて数mm角のチップサイズで実現することで、IoT(Internet of Things)の構築に向けて、センサノードの大きさに制限がある場合に、あらゆるモノにセンサノードを組み込むことが容易になる。

3.2 サファイアチップアンテナの設計

3.2.1 シリコン基板を用いたオンチップアンテナ

シリコン基板で製作されるセンサデバイスや CMOS 回路とアンテナデバイスを 1 つの基板に集積して、ワンチップのセンサノードを実現するために、これまでにシリコン基板上の金属配線によるアンテナを製作した[1]. 図 3.1 に示す写真は、シリコン基板上にシリコン酸化膜を堆積させてアルミ配線を施したインダクタとキャパシタの並列接続によるオンチップアンテナである. 製作したオンチップアンテナは、大きさが 2.3mm×2.0mm の小型アンテナであり、共振周波数は 465MHz の低周波数である. しかし、アンテナの利得が -53.5dBi と低いため、SMC に用いるにはアンテナ利得の改善を検討しなければならない.

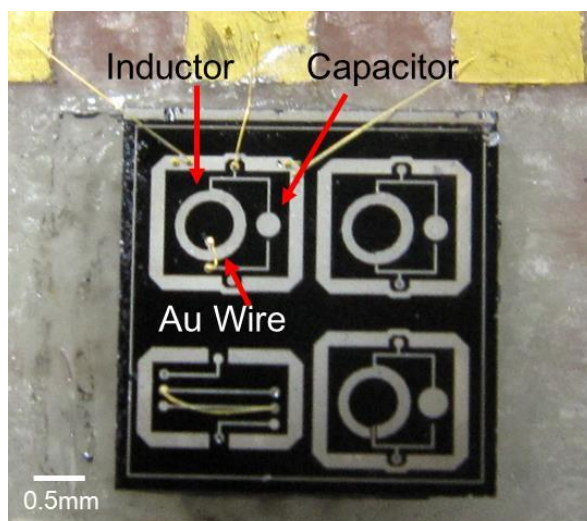


図 3.1 シリコン基板を用いた LC 共振型オンチップアンテナ[1]

シリコンで製作したオンチップアンテナの放射効率が低い原因として、低抵抗基板による電波の吸収が考えられる. 図 3.2 に、三次元電磁界シミュレーションソフト、HFSS (High Frequency Structure Simulator) を用いたシリコン基板上のダイポールアンテナの表面電流の解析結果を示す. シリコン基板上に絶縁体の酸化膜を挟んでダイポールアンテナモデルの配線を施し、2つのアンテナエレメントに差動信号を入力している. 信号を入力されたアンテナ素子に電流が流れ、空間に電波が放射されるが、この際に、シリコン基板上のアンテナ素子の周辺に表面電流が観測された. 使用したシリコン基板は、抵抗率が $3.38\Omega\text{ cm}$ の低抵抗基板であるため、アンテナから放射効率は基板の誘電体損によって大きく減少してしまう. そのため、オンチップアンテナの利得を向上させるために、低不純物濃度である高抵抗シリコン基板や、絶縁体基板を用いる手法が検討されている[5-10].

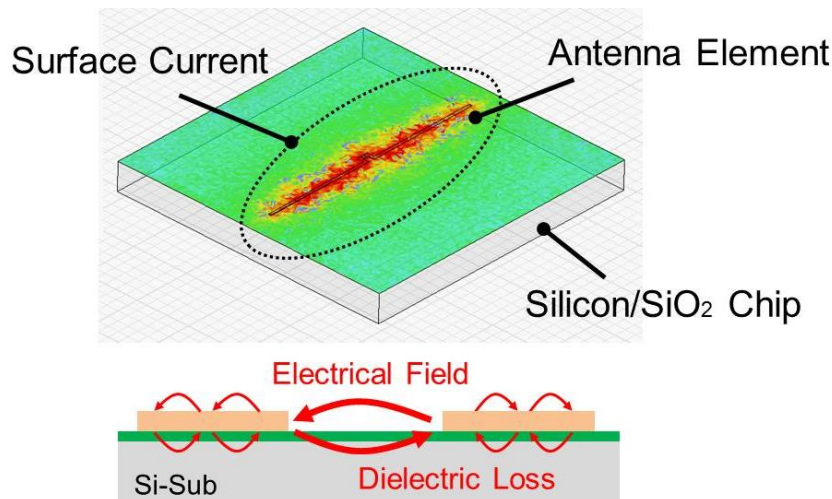


図 3.2 低抵抗シリコン基板による電波の吸収

3.2.2 サファイア基板を用いたオンチップアンテナの検討

高利得のオンチップアンテナの製作にあたり、高抵抗で比誘電率 ϵ_r が 9.8 であるサファイア基板を検討した。高周波数におけるガラス基板の誘電体損 $\tan\delta$ が 4.5×10^{-4} であるのに対して、サファイア基板は、 $\tan\delta$ が 0.7×10^{-4} の低損失な材料特性を有する[14]。そのため、高抵抗のシリコン基板やガラス基板と比べて、オンチップアンテナの高利得化が期待できる。また、サファイア基板上にシリコン層を堆積させた SOS (Silicon on Sapphire) 基板を用いる事で、CMOS 回路とアンテナを集積する事が可能となる。サファイア基板によるチップアンテナを用いた SMC の構想を図 3.3 に示す。本研究では、アンテナ配線をサファイア基板上に形成し、アンテナに信号を入出力するための回路を搭載したシリコンチップを、サファイアチップ上に張り付けて一体化を行う。

サファイア基板を用いる事でアンテナ利得の向上が期待されるが、一方で、これまでのシリコン基板を用いたオンチップアンテナとは異なる点がある。絶縁体であるサファイア基板は、基板とアンテナ配線間の寄生容量が形成されないため、アンテナの共振周波数が高くなる。シリコン基板及びサファイア基板にメタル配線を形成した場合の等価回路を図 3.4 に示す[16]。シリコン基板を用いる場合、シリコン基板とメタル配線を電極として酸化膜を挟むため、基板との間に酸化膜による寄生容量 C_{OX} が形成される。一方、絶縁体であるサファイア基板を用いる場合では、基板の抵抗 $R_{Al_2O_3}$ が非常に大きいため、メタル配線間には基板による寄生容量 $C_{Al_2O_3}$ が形成される。シリコン酸化膜による容量 C_{OX} に比べ、サファイア基板の容量 $C_{Al_2O_3}$ は非常に小さいために、アンテナ配線には大きな容量成分が得られない。特に低周波数のアンテナにおいては、本来、波長ほどの長さのアンテナが必要とされるため、チップサイズのアンテナの設計においてはインピーダンスマッチングが困難となる。そこで本アンテナの設計には、高誘電体基板に

よる波長短縮効果とスパイラル形状によるアンテナ配線により、低周波数の小型チップアンテナを設計する。

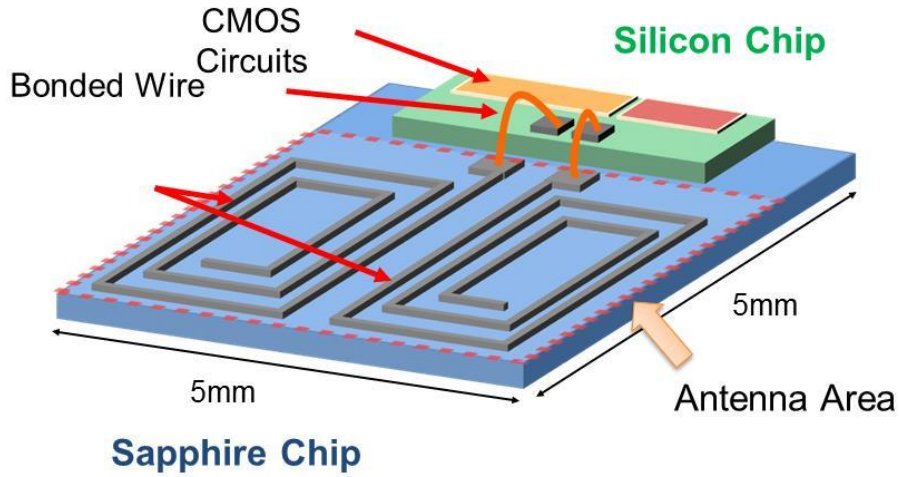


図 3.3 提案するサファイアチップアンテナを用いた SMC の構想

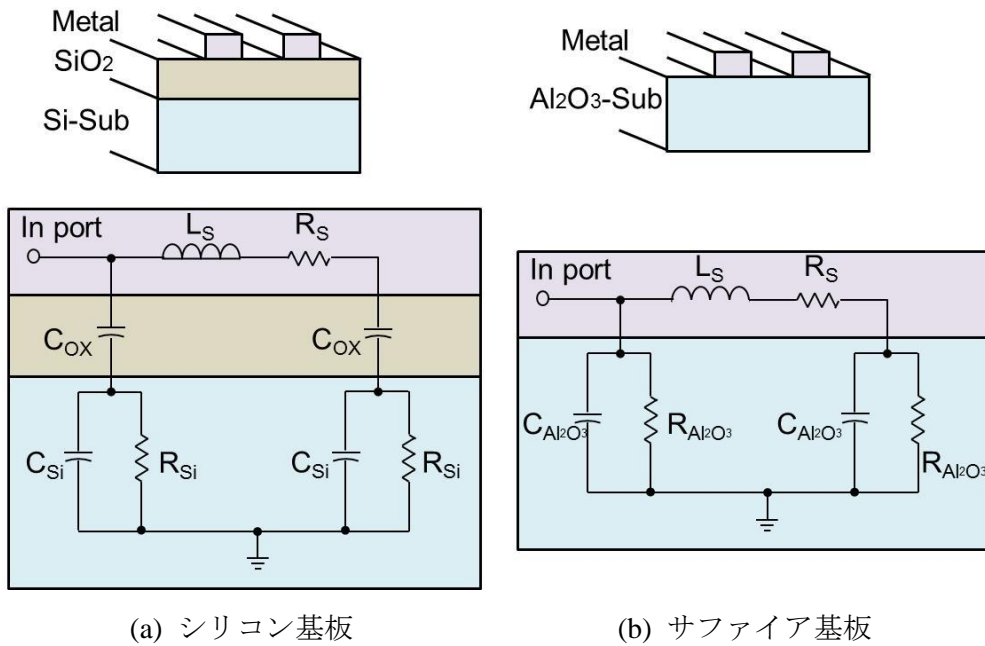


図 3.4 基板上的配線による等価回路[16]

誘電体基板を用いてアンテナを製作する事により、波長短縮効果が得られ、アンテナの配線長を短く設計する事ができると報告されている[8-10]. 真空中において周波数 $f[\text{Hz}]$ の電磁波の波長 $\lambda[\text{m}]$ は、

$$\lambda = \frac{c}{f} \tag{3.1}$$

で与えられる．ここで c [m/s]は真空中での光の速度である．比誘電率 ϵ_r ，比透磁率 μ_r の物質中を進む波を考えると式(3.1)は，

$$\lambda = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r} f} \quad (3.2)$$

となる．式(3.2)は，比誘電率 ϵ_r の物質中を進む電波の速度が，空気中に比べ $1/\sqrt{\epsilon_r}$ だけ遅くなり，周波数は同じでも波長が $1/\sqrt{\epsilon_r}$ だけ短くなるという事を示している．サファイア基板を用いてアンテナを製作することにより，サファイアの比誘電率 ϵ_r が 9.8 であるため，配線長をおよそ1/3に短縮することができる．

またアンテナ配線をスパイラル状に形成する事で，意図的にインダクタンスを増加させアンテナの共振周波数を下げる事ができる．300MHz のダイポールアンテナを形成するためには，片方のアンテナ素子の配線長 l [mm]は半波長の半分の約 250mm となる．このときアンテナ素子の半径 d [mm]が 1mm の円柱で形成されている時，そのインダクタンス L [nH]は，

$$L = 0.2l \left[\ln \left(\frac{2l}{d} \right) - 0.75 \right] \quad (3.3)$$

となる[17]．式(3.3)より，このアンテナのインダクタンスは 295nH となる．一方で同じ配線長，直径のワイヤによって形成される n 回巻のスパイラルコイルのインダクタンスは，

$$L = \frac{n^2 A^2}{30A - 11D_i} \quad (3.4)$$

で計算される[17]．式(3.4)において， D_i [mm]はスパイラルコイルの内径である．式(3.4)の A は，

$$A = \frac{D_i + n(d+s)}{2} \quad (3.5)$$

で表される．ここで， d [mm]はアンテナワイヤ線の直径， s [mm]はワイヤ間のギャップである．式(3.4)より，ワイヤ直径とギャップを 1mm としてスパイラルコイルの内径を 12mm，巻き数を 4 回巻とした場合にはアンテナの配線長は 250mm となり，スパイラルコイルのインダクタンスは 374nH となる．アンテナの共振周波数 f_0 [Hz]は，アンテナのインダクタンス L [H]とアンテナ素子間の容量 C [F]を用いて式(3.6)により求められる．

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.6)$$

式(3.6)により，アンテナ配線をスパイラル状に形成することで，インダクタンス L を増加させ共振周波数 f_0 を下げる事ができる．このコイルによるインダクタンスは，同じ周波数のアンテナを形成する場合において，コイルを巻くことにより配線長を短くすることができる事から短縮コイルと呼ばれる．

以上の波長短縮効果とスパイラルインダクタによるコイル短縮効果を用いて，サファイア基板を用いたアンテナを設計する．サファイア基板は絶縁体であるため，基板を

GND としてモノポールアンテナではなく、サファイア基板の表面に配線を施したダイポールアンテナをモデルとした。

アンテナ配線のレイアウトをするにあたり、SMC に対してのオンチップアンテナの制限として、アンテナ素子の占有面積を決める必要がある。SMC のサイズを $5\text{mm} \times 5\text{mm}$ と想定し、回路を搭載する面積を考慮して、アンテナ配線に使用できる領域を $5\text{mm} \times 4\text{mm}$ と決定した。左右対称のダイポールアンテナ配線を形成するために、アンテナの入力端を図 3.5 のように左右から中心の位置に置き、そこからアンテナ配線をスパイラル状に形成する。このアンテナパターンに使用するアルミ配線のパラメータは表 3.1 に示す通りである。配線の巻き数を増やす事でアンテナの配線長を調整して、電磁界シミュレーションで解析を行うことにより、目標とする周波数 300MHz のアンテナを設計した。

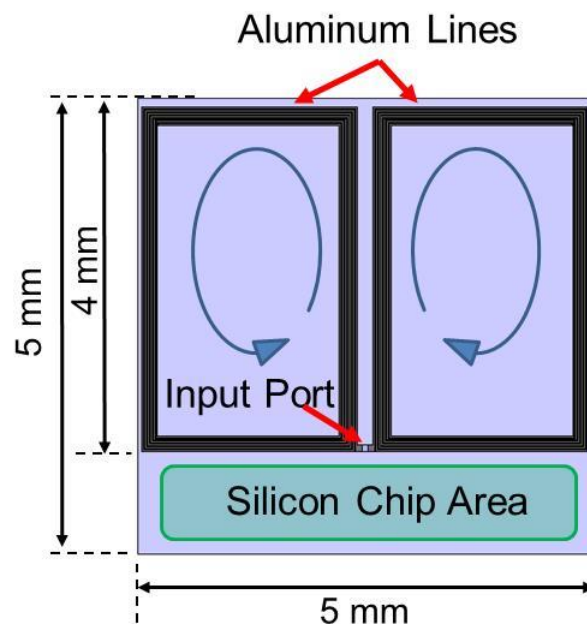


図 3.5 サファイアチップアンテナのレイアウト

表 3.1 アンテナ配線のパラメータ

| | |
|-----------|----------------------------------|
| アンテナ面積 | $5\text{ mm} \times 4\text{ mm}$ |
| 配線膜厚 | $1\text{ }\mu\text{m}$ |
| 配線幅 | $20\text{ }\mu\text{m}$ |
| 配線間隔 | $10\text{ }\mu\text{m}$ |
| 巻き数 (配線長) | 調整 |

3.2.3 サファイアチップアンテナの電磁界解析

三次元電磁界シミュレータ（HFSS）を用いて、設計されたアンテナの入力インピーダンス・共振周波数及びアンテナ利得の評価を行う。HFSSによるアンテナの解析モデルを図 3.6 に、また各種材料パラメータを表 3.2 にそれぞれ示す。最小スケールはアルミ配線の膜厚 $1\mu\text{m}$ であり、自由空間のサイズは 10mm としている。自由空間の立方体の中心にサファイア基板を配置し、2次元のアンテナパターンを読み込んだ後に各材料パラメータを設定する。解析する周波数範囲を 100MHz から 2GHz として、アンテナのリターンロス特性及び共振周波数を評価した。

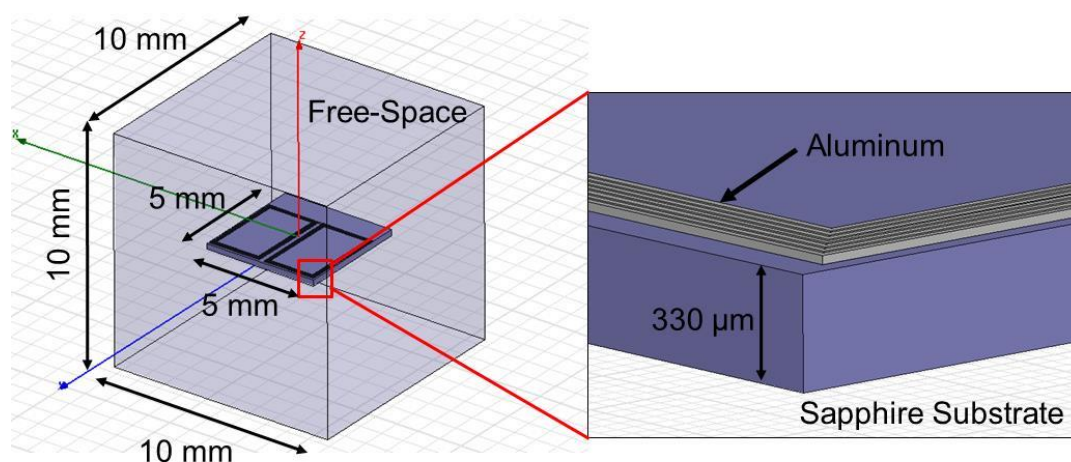


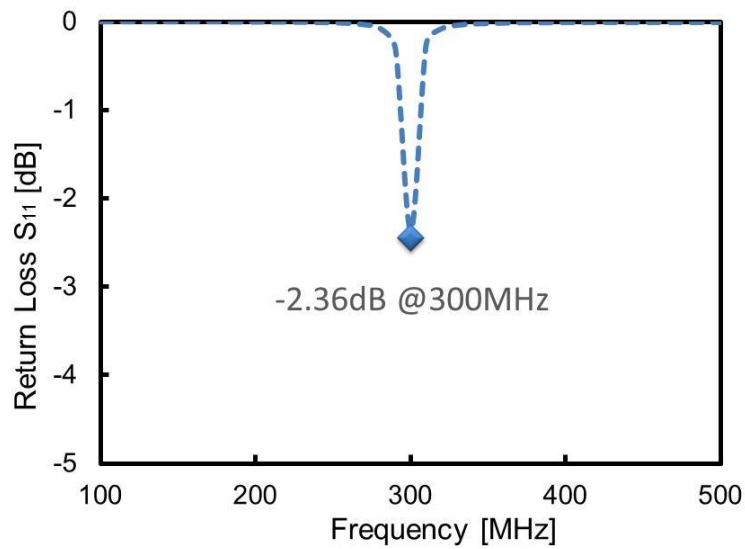
図 3.6 HFSS によるアンテナの解析モデル

表 3.2 HFSS 解析における材料パラメータ

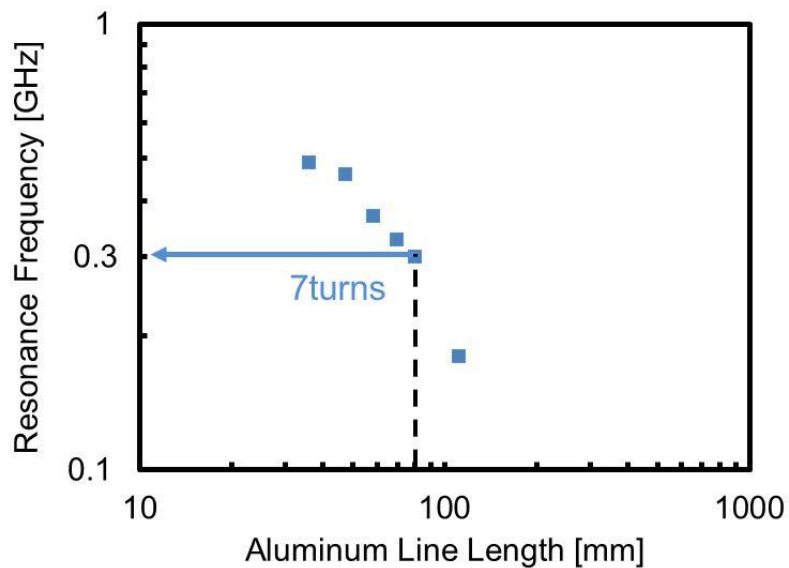
| 材料 | 自由空間 | サファイア基板 | アルミ配線 |
|------|---|---|--|
| 大きさ | $10\text{mm}\times 10\text{mm}\times 10\text{mm}$ | $5\text{mm}\times 5\text{mm}\times 0.33\text{mm}$ | $4\text{mm}\times 5\text{mm}\times 1\mu\text{m}$ |
| 導電率 | 0 S/m | 0 S/m | $38,000,000\text{ S/m}$ |
| 比誘電率 | 1 | 9.8 | 1 |
| 比透磁率 | 1 | 1 | 1 |

図 3.7 に示すグラフは、設計したオンチップアンテナの S パラメータ解析結果である。サファイア基板による波長短縮効果を考慮してアンテナ配線を 7 回巻で設計しており、この時のアルミ配線の長さは約 80mm となる。図 3.7(a) に示すように、周波数 300MHz でリアクタンス成分が 0Ω となり、リターンロス S_{11} が -2.36dB となった。このアンテナ配線の巻き数と配線長を変化させて、それぞれの巻き数でリターンロスがピークとなる

共振周波数を解析し、横軸に配線長の対数軸、縦軸に共振周波数をプロットしたグラフを 図 3.7(b)に示す。アンテナの配線長が長くなるに従い、アンテナのインダクタンスも高くなり、共振周波数が下がる事が確認できる。しかし、アンテナ配線を長くすることにより、配線抵抗が増加するため、その結果アンテナの入力インピーダンスが高くなってしまった。そのため、 50Ω 系に対しインピーダンスマッチングが取れず、リターンロス特性が悪くなっている。実部の抵抗を減らす工夫として、アンテナの配線幅を広く設計するか、金属めっきなどの厚膜プロセスにより、配線を厚くする方法が挙げられる。



(a) リターンロス特性 (7 turns)



(b) 配線長対共振周波数プロット

図 3.7 サファイアチップアンテナの S パラメータの解析結果

図 3.8 に示すグラフは、オンチップアンテナの放射特性の解析結果である。オンチップアンテナに入力する信号の周波数に対し、アンテナ利得をプロットしている。サファイア基板による放射特性は周波数 300MHz において、リアクタンス成分が除去されてインピーダンスマッチングが取れるため、放射利得のピークが観測される。解析の結果、サファイア基板で製作するオンチップアンテナの利得は、-30dBi ほどになると考えられる。また同じレイアウトを用いて、サファイア基板をシリコン基板に置き換えて同じように放射特性の解析を行った。共振周波数が基板材料の変更によりシフトしてしまうが、シリコン基板によるオンチップアンテナに比べて、サファイア基板を用いたオンチップアンテナは利得が 9dB ほど向上する見込みが得られた。

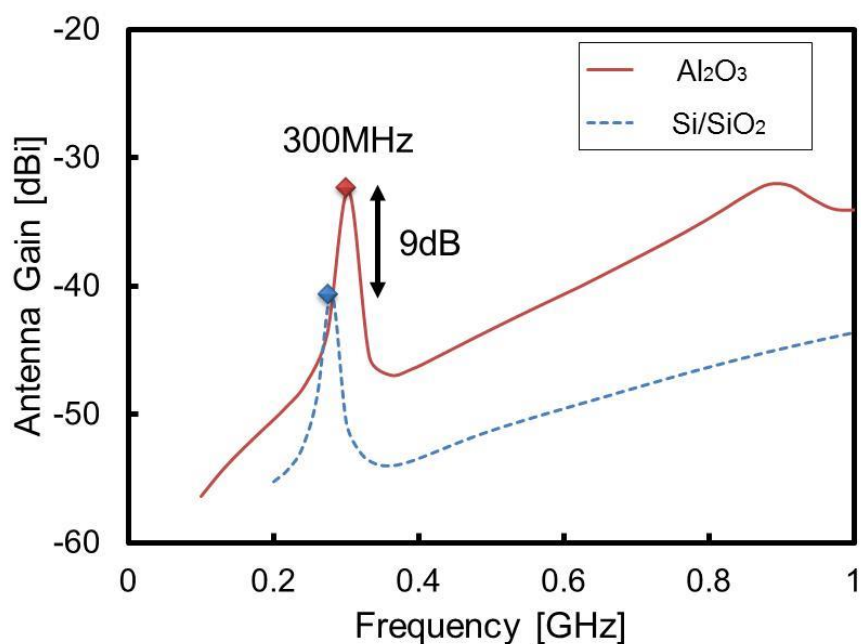


図 3.8 放射特性のシミュレーション結果

3.3 サファイアチップアンテナの製作

3.3.1 製作プロセス

アンテナを製作するにあたり、2inch の SOS ウェハ及びシリコンウェハを用いた。サファイア基板とシリコン基板によるアンテナの利得の差を測定するために、アンテナの製作では同条件でプロセスを行った。また今回は 2inch のウェハを扱うため、レイアウトマスクはアライナー用の等倍率で作成した。本プロセスでは、1 層のメタル配線によるオンチップアンテナ製作を行い、使用マスクは 1 枚、工程数は 9 工程である。まず SOS 基板及びシリコン基板の初期洗浄を施す。SOS 基板は、サファイア基板の上にトップシリコンが $0.2\mu\text{m}$ 程度堆積されているので RIE 装置によりトップシリコンを除去して、純サファイア基板にした。また、アンテナ特性の比較を行うシリコン基板のオンチップアンテナ製作するために、Wet 酸化によってシリコン酸化膜を $700\mu\text{m}$ 堆積させ、アンテナ配線とシリコン基板の絶縁を行う。その後、両ウェハにアルミスパッタ装置でアルミを $1\mu\text{m}$ 堆積させ、フォトリソグラフィにより配線パターンを形成した。製作したオンチップアンテナのウェハ写真及びチップ拡大写真を図 3.9 に示す。

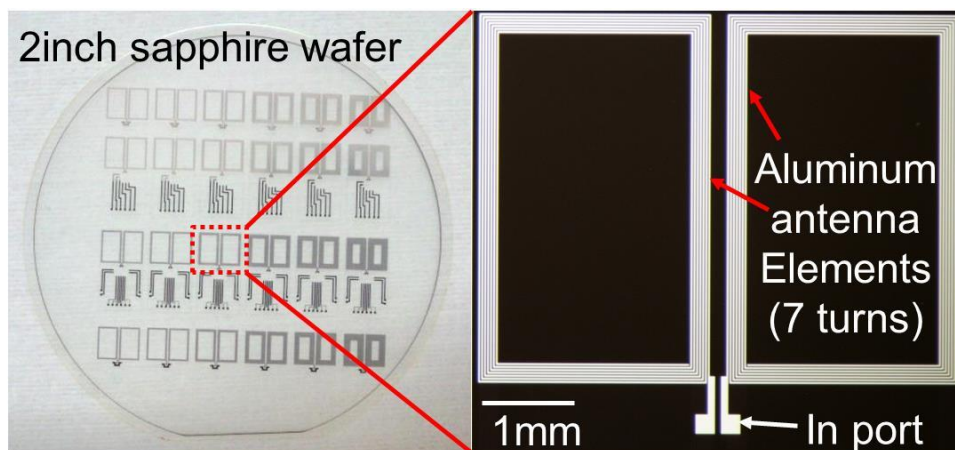
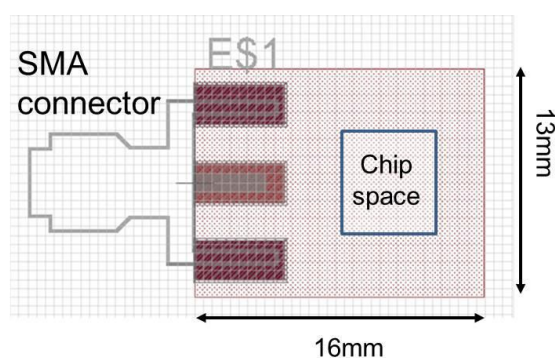


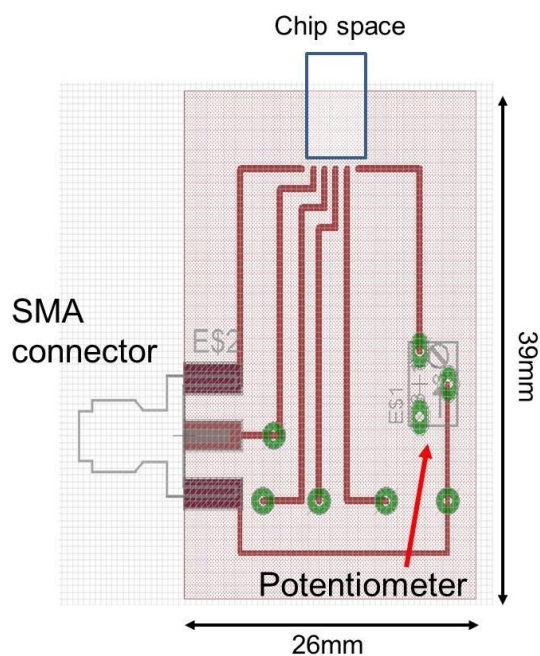
図 3.9 製作したウェハとチップ写真 (サファイア基板)

3.3.2 評価基板の製作

製作したオンチップアンテナの評価のために、放射特性の測定用基板、及び回路チップを用いた信号送信実験用の評価基板（PCB：Printed Circuit Board）を”Quick Circuit”で製作した。評価基板のレイアウト作成には”Eagle”を用いた。Eagle で作成したレイアウトを図 3.10 に示す。図 3.10(a)はアンテナの利得及び指向性を測定するための評価基板であり、同軸ケーブルにより無線信号を入力するための SMA コネクタを接続した。また図 3.10(b)は、製作したアンテナチップと、信号送信回路チップを接続させて、SMC を想定した実験のための評価基板である。



(a) 放射特性測定用 PCB



(b) 信号送信実験用 PCB

図 3.10 評価基板のレイアウト

3.3.3 後工程

製作したオンチップアンテナを評価するための後工程を行った。まず製作したウェハ上のアンテナデバイスを、ブレードダイシング装置を用いてチップサイズにダイシングした。評価用の PCB に SMA コネクタを半田で接続し、絶縁性の接着剤でアンテナチップを貼り付け、乾燥させて硬化させた。最後に手動ボールボンディング装置を用いて、アンテナチップのパッドと PCB のパッドを接続した。図 3.11 に示す写真は、パッケージング後の特性評価用のアンテナデバイスである。

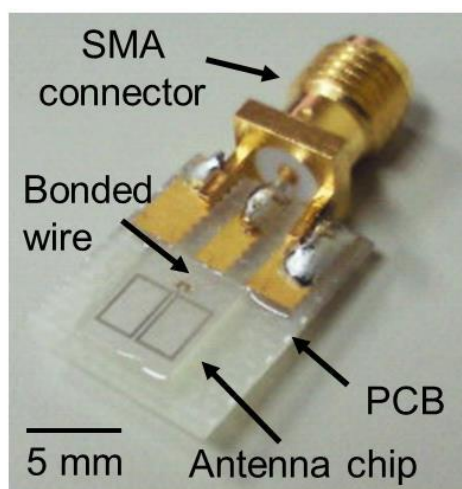
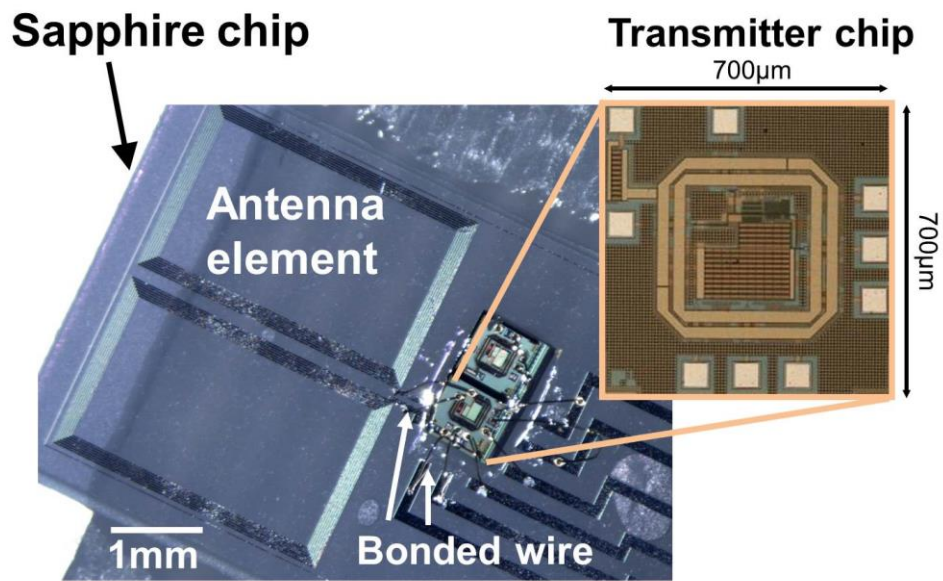
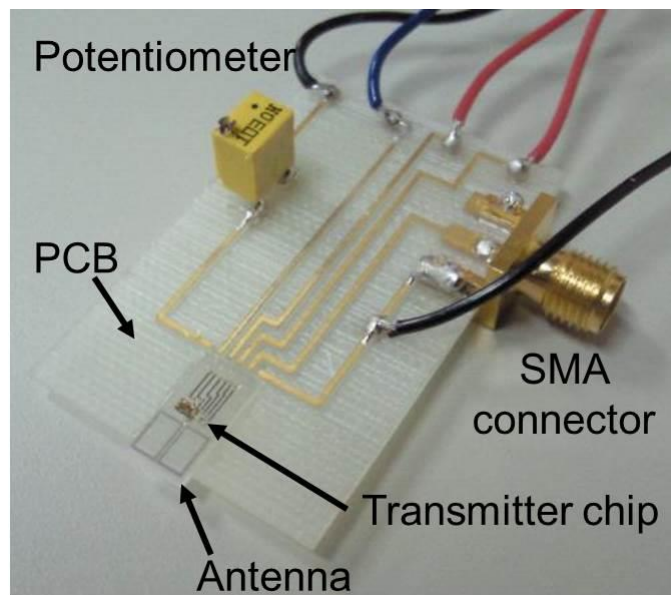


図 3.11 製作したアンテナの放射利得・指向性評価用パッケージング

同様にして、信号送信実験に用いるデバイスを組立てた。図 3.12 に、サファイアチップアンテナと送信回路チップを組立てた信号送信実験用のデバイスを示す。今回使用した信号送信回路のチップ面積は $700\mu\text{m} \times 700\mu\text{m}$ となっている。ダイシングをしたチップアンテナの上に、絶縁性の接着剤で回路チップをダイボンディングした。その後、ワイヤボンディングにより回路チップとアンテナを接続した。回路チップのパッド面積は小さく、またメタルが剥がれやすい状態であるため、1st ボンディングは回路チップ側で行い、2nd ボンディングをアンテナチップ側で行った。その後アンテナチップと送信回路チップを接続したデバイスを PCB に張り付け、電源装置、シグナルジェネレータ等に接続する配線と回路チップのパッドをボンディングで結線した。



(a) アンテナと送信回路チップのボンディング



(b) 信号送信回路デバイス

図 3.12 信号送信実験用デバイスのパッケージング

3.4 アンテナの諸特性と信号送信実験

3.4.1 リターンロス特性の測定

ウェハ状態のアンテナをプローバステーションにセットして、オンチップアンテナの GSG パッドに|Z|プローブ (Z040-K3N-GSG-300) を当て、同軸ケーブルをネットワークアナライザと接続して測定を行った。測定項目は入力インピーダンスとリターンロス (S_{11}) である。測定系は図 3.13 のように構成されており、測定に使用した装置を表 3.3 にまとめる。

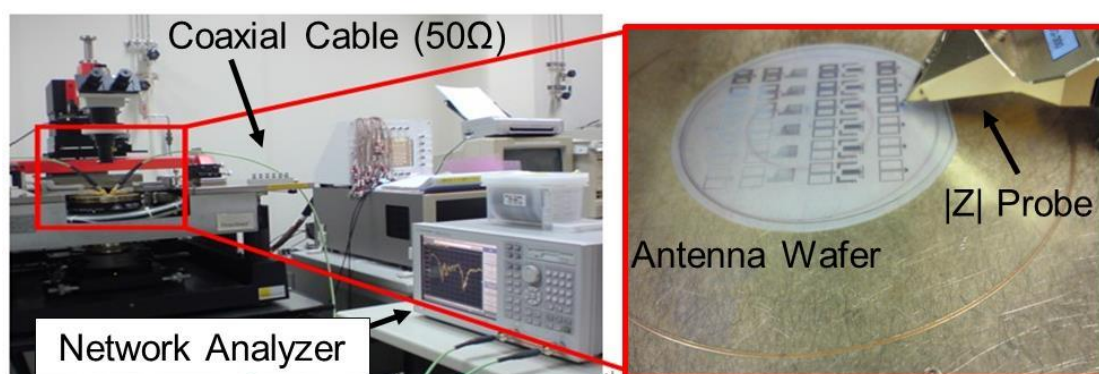


図 3.13 アンテナのリターンロス特性のオンウェハ測定

表 3.3 リターンロス特性評価に使用した装置

| Device name | Model | Maker | Complement |
|------------------|------------------|----------------------|-----------------|
| Z probe | Z040-K3N-GSG-300 | SUSS Micro Tec | - |
| Coaxial cable | 1814403-4 43/09 | TYCO ELECTRONICS | 50 Ω |
| Network analyzer | E5062A | Agilent Technologies | 300kHz – 3.0GHz |

オンチップアンテナのリターンロス特性を図 3.14 に示す。HFSS により、アンテナ配線の巻き数を 7 回巻にすることで共振周波数が 300MHz になるように設計したが、製作したデバイスの共振周波数は 360MHz であった。リターンロスは -3.58dB であり、シミュレーションによる値とほぼ同じ特性を得られたと言える。共振周波数が 300MHz に対して 20% も高い周波数で得られたが、共振周波数がシフトした原因として、製作プロセスによるアルミ配線の幅とギャップが設計値通りでない可能性があると考えた。

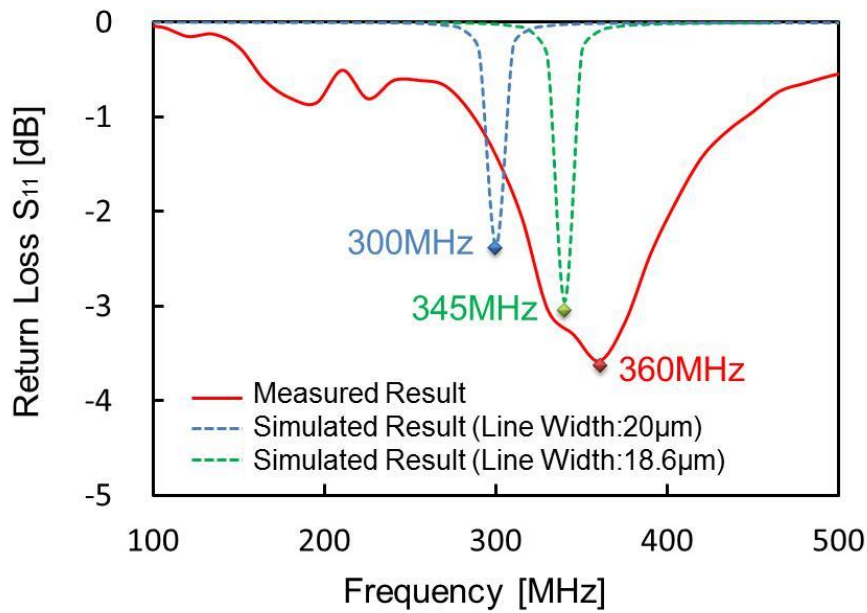


図 3.14 リターンロス特性のシミュレーションと実測値の比較

そこで、製作したオンチップアンテナの配線をレーザー顕微鏡で観測した。図 3.15 に示すように、アルミニウム配線の設計値は線幅 $20\mu\text{m}$ 、配線間隔 $10\mu\text{m}$ の設計値に対して、製作したデバイスは線幅 $18.6\mu\text{m}$ 、配線間隔が $11.4\mu\text{m}$ であった。配線が細くなった原因として、アルミニウムをパターニングする際に、エッチング時間が長くなってしまったことで、アルミニウム配線のサイドエッチングが進行したと考えられる。この線幅及び配線間隔が設計値と異なる事により、配線間での容量値が減少したためアンテナの共振周波数が高い方へシフトしたと考えられる。そこで、配線幅を $18.6\mu\text{m}$ に設定して電磁界シミュレーションで解析を行ったところ、共振周波数が 345MHz になる事が確認された。

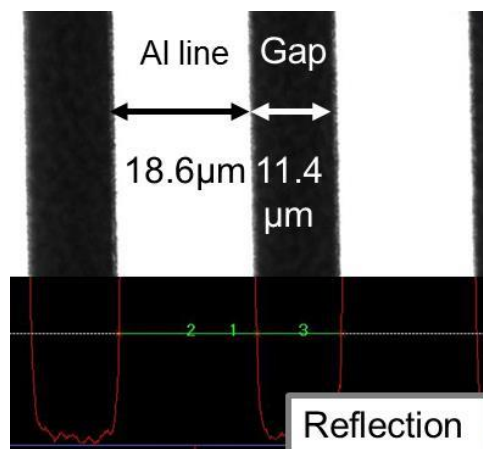


図 3.15 アンテナ配線間隔のレーザー顕微鏡測定

アンテナ配線の巻き数（配線長）を変更したアンテナパターンについて、リターンロス特性を測定した。図 3.16 に示すグラフは、それぞれの巻き数によるリターンロス特性をまとめたものであり、共振周波数が巻き数を増やす事により低周波数側にシフトしていることが確認できた。図 3.17 に、測定で得られたリターンロス特性の結果を、HFSS による配線長対共振周波数のグラフ上にプロットしたものを示す。それぞれの配線長において、設計値よりも共振周波数が高くなっている傾向が確認された。この原因は、アンテナ配線が製作プロセスにおいて設計値より細くなってしまったためであると考えられる。図 3.17 より、アンテナの配線長の変化に対して共振周波数のシフトが方対数グラフにおいて線形になっている事から、アンテナの共振周波数を設計する場合において配線長を決める目安となる。

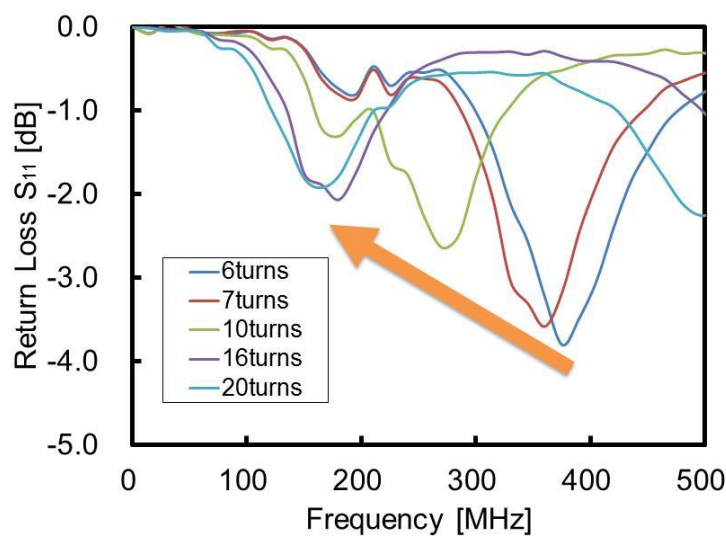


図 3.16 配線の巻き数の違いによるリターンロス特性

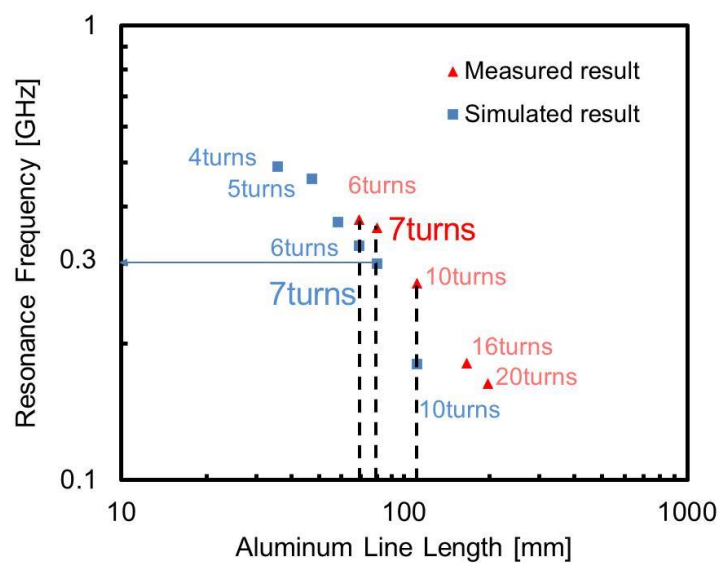


図 3.17 配線長対共振周波数特性の設計値と実測値の比較

3.4.2 放射特性の評価

製作したオンチップアンテナの放射特性の測定を電波暗室で行った。測定系は図 3.18 に示すように組んでおり、測定に使用した装置を表 3.4 にまとめる。シグナルジェネレータからオンチップアンテナに周波数 f [MHz]、電力 P_t [dBm]の正弦波を印加した。オンチップアンテナから距離 D [m]離れた地点に、受信アンテナとしてアンテナ利得 G_{Rx} [dBi]の半波長ダイポールアンテナを設置し、スペクトラムアナライザにより受信した電力 P_r [dBm]を読み取る。この測定によりオンチップアンテナのアンテナ利得 G_{Tx} [dBi]は式(3.6)から求める事ができる。

$$P_r - P_t = G_{Rx} + G_{Tx} + L. \quad (3.6)$$

ここで L [dB]はフリスの公式により求められる自由空間での減衰項であり、周波数 f [MHz]の場合、

$$L = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{4\pi D} \cdot \frac{300}{f} \right)^2 \quad (3.7)$$

で与えられる。シグナルジェネレータから出力電力 20dBm、周波数 360MHz の正弦波を出力しており、アンテナ間の距離を 1m とした。また受信アンテナとして使用する半波長ダイポールアンテナの利得は 2.14dBi である。式(3.7)から、自由空間での損失は、-23.56dB となる。従ってオンチップアンテナのアンテナ利得は式(3.6)より、

$$\begin{aligned} G_{Tx} &= (P_r - P_t) - (G_{Rx} + L) \\ &= P_r - 20 - (2.14 - 23.56) = P_r + 1.42 \end{aligned} \quad (3.8)$$

となる。式(3.8)より受信電力 P_r [dBm]を測定する事で、オンチップアンテナの利得 G_{Tx} を導出する。

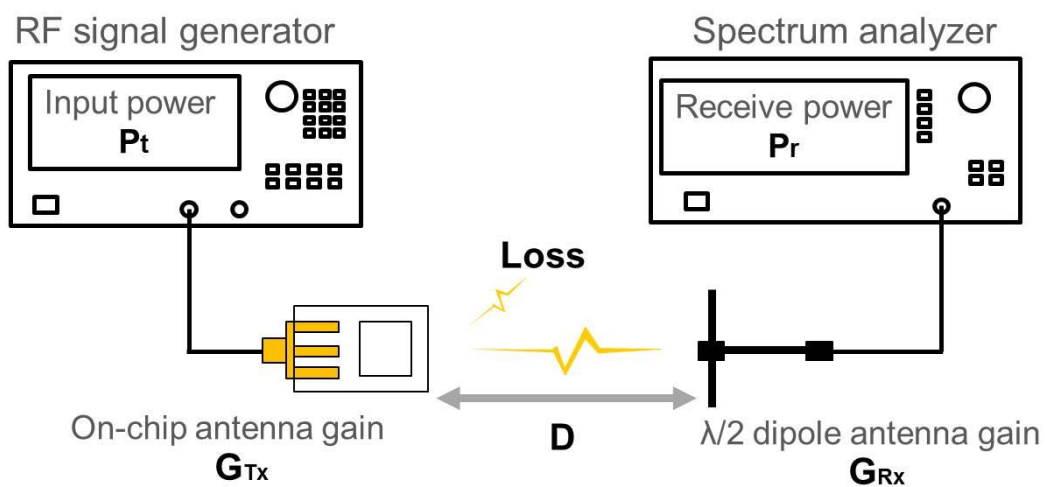
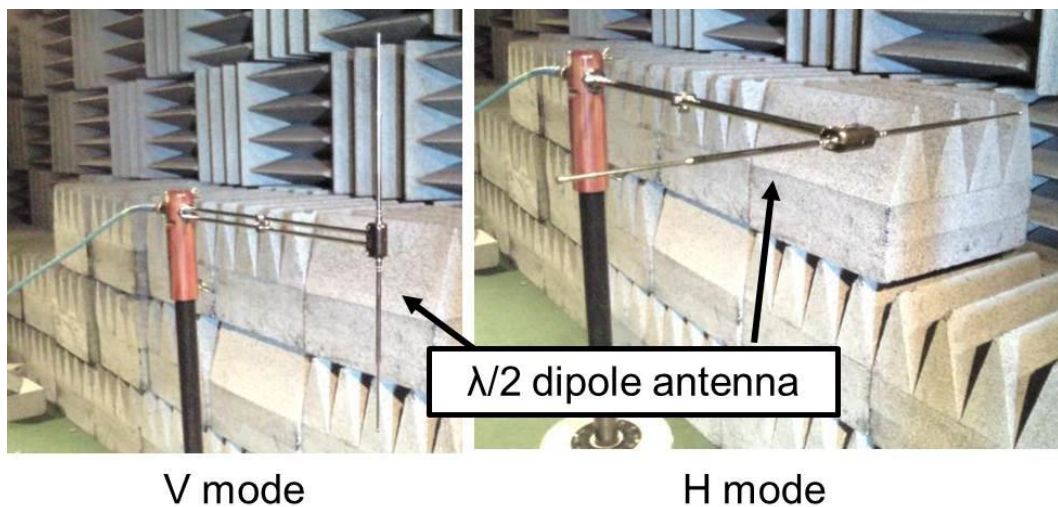


図 3.18 オンチップアンテナの放射特性の測定系

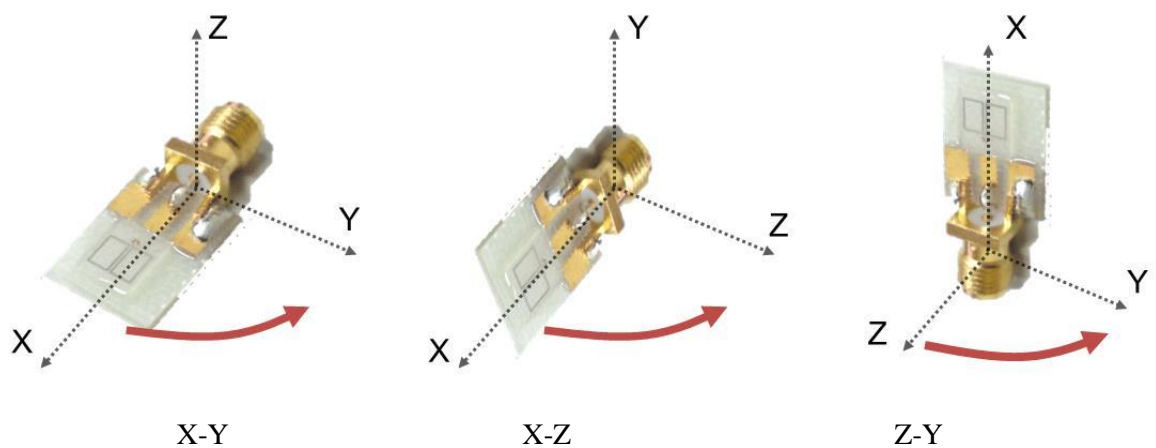
表 3.4 放射特性評価に使用した装置

| Device name | Model | Maker | Complement |
|----------------------------|--------------------|-----------------------|-----------------|
| Dipole antenna | MP534A | ANRITSU CORP. | 2.14 dBi |
| Antenna tripod | MB9A | ANRITSU CORP. | - |
| Device position controller | DM 3152AV1 | ANRITSU CORP. | - |
| Series signal generator | E4432B | HEWLETT PACKARD CORP. | 250kHz – 3.0GHz |
| Spectrum analyzer | 8590D | Agilent Technologies | 9kHz – 1.8GHz |
| Coaxial cable | 1814403-4 43/09 | TYCO ELECTRONICS | 50 Ω |

指向性の評価では、受信側のダイポールアンテナのモードを切り替えて、オンチップアンテナを回転させて受信電力を測定した。受信側の半波長ダイポールアンテナは図 3.19(a)に示すように、地面に対して垂直にエレメントを設置した V モード、エレメントを並行に設置した H モードで計測を行う。オンチップアンテナの回転方向の定義は図 3.19(b)に示す通りである。電波暗室内で、ポジションコントローラを用いてオンチップアンテナを 10 度ずつ回転させて、受信電力を測定しアンテナ利得を円形にプロットすることで指向性を評価した。



(a) 半波長ダイポールアンテナの受信モード



(b) オンチップアンテナの回転方向

図 3.19 受信アンテナのモードとオンチップアンテナの回転方向

図 3.19 に示した測定系により、オンチップアンテナを回転させてアンテナ利得及び指向性を測定した。図 3.20, 図 3.21, 図 3.22 にそれぞれの回転方向による指向性を示しており、またサファイア基板とシリコン基板の両方の指向性をプロットし、表 3.5, 表 3.6, 表 3.7 にアンテナ利得の最大値をまとめた。

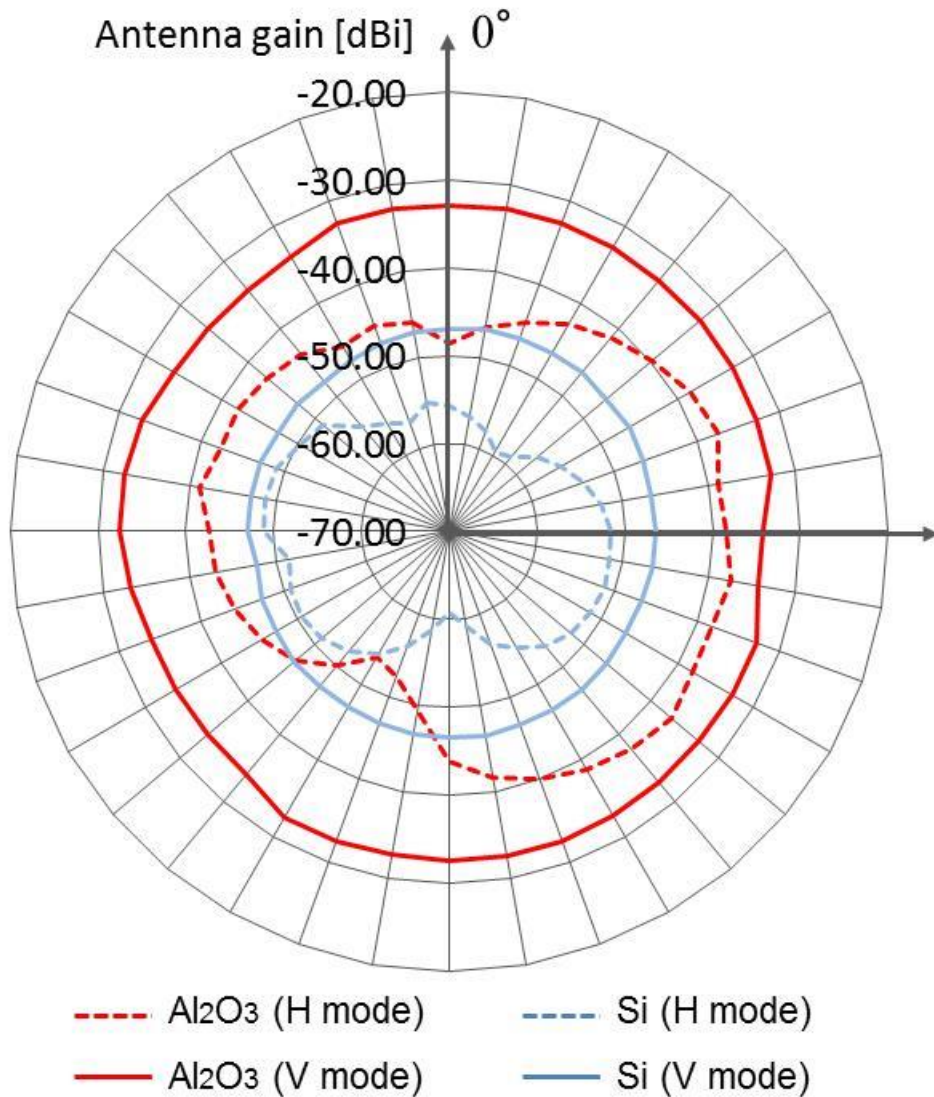


図 3.20 オンチップアンテナの指向性測定結果 (X-Y 回転)

表 3.5 アンテナ利得の最大値 (X-Y 回転)

| 基板 | アンテナ利得 | 角度 (Mode) |
|-------|-----------|--------------|
| サファイア | -32.3 dBi | 210°(V mode) |
| シリコン | -46.3 dBi | 60°(V mode) |

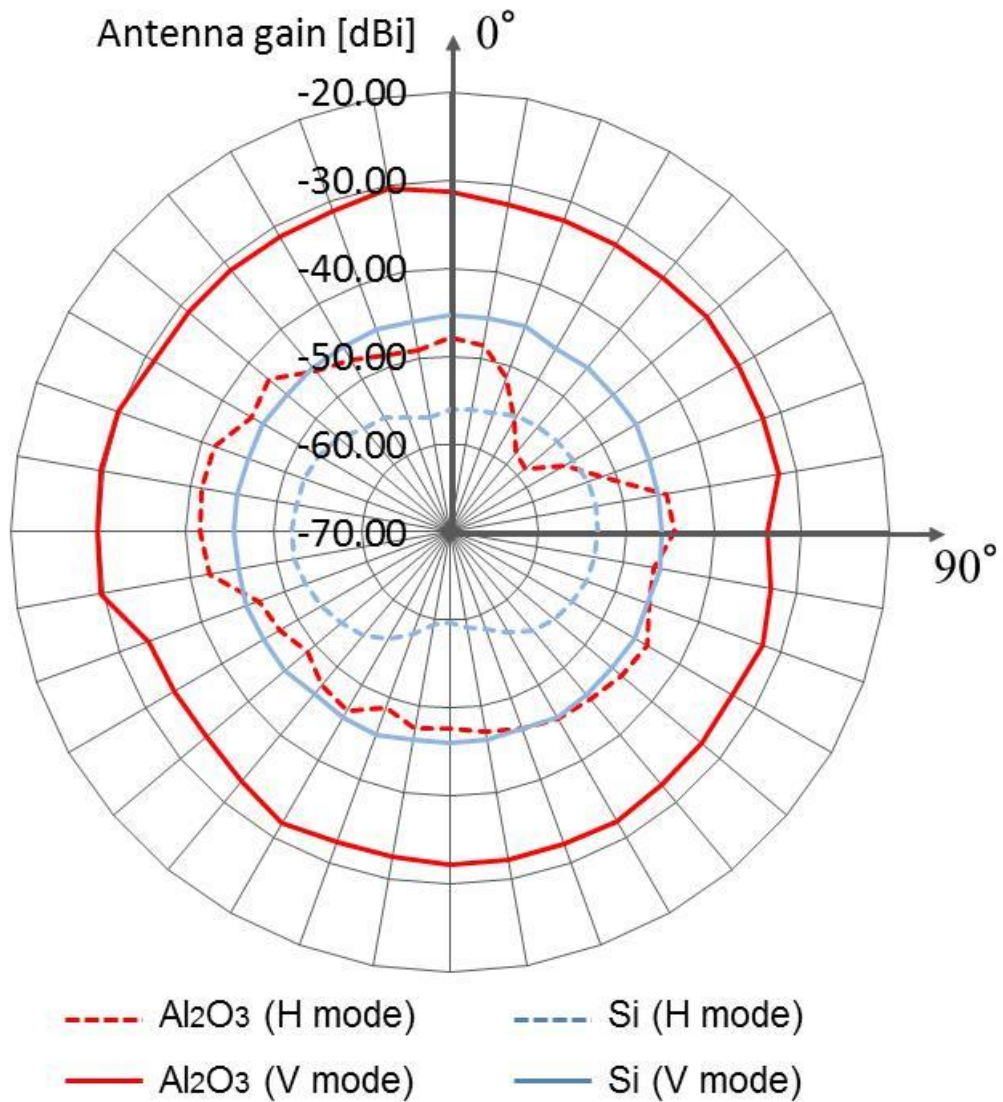


図 3.21 オンチップアンテナの指向性測定結果 (X-Z 回転)

表 3.6 アンテナ利得の最大値 (X-Z 回転)

| 基板 | アンテナ利得 | 角度 (Mode) |
|-------|-----------|--------------|
| サファイア | -29.6 dBi | 280°(V mode) |
| シリコン | -45.1 dBi | 20°(V mode) |

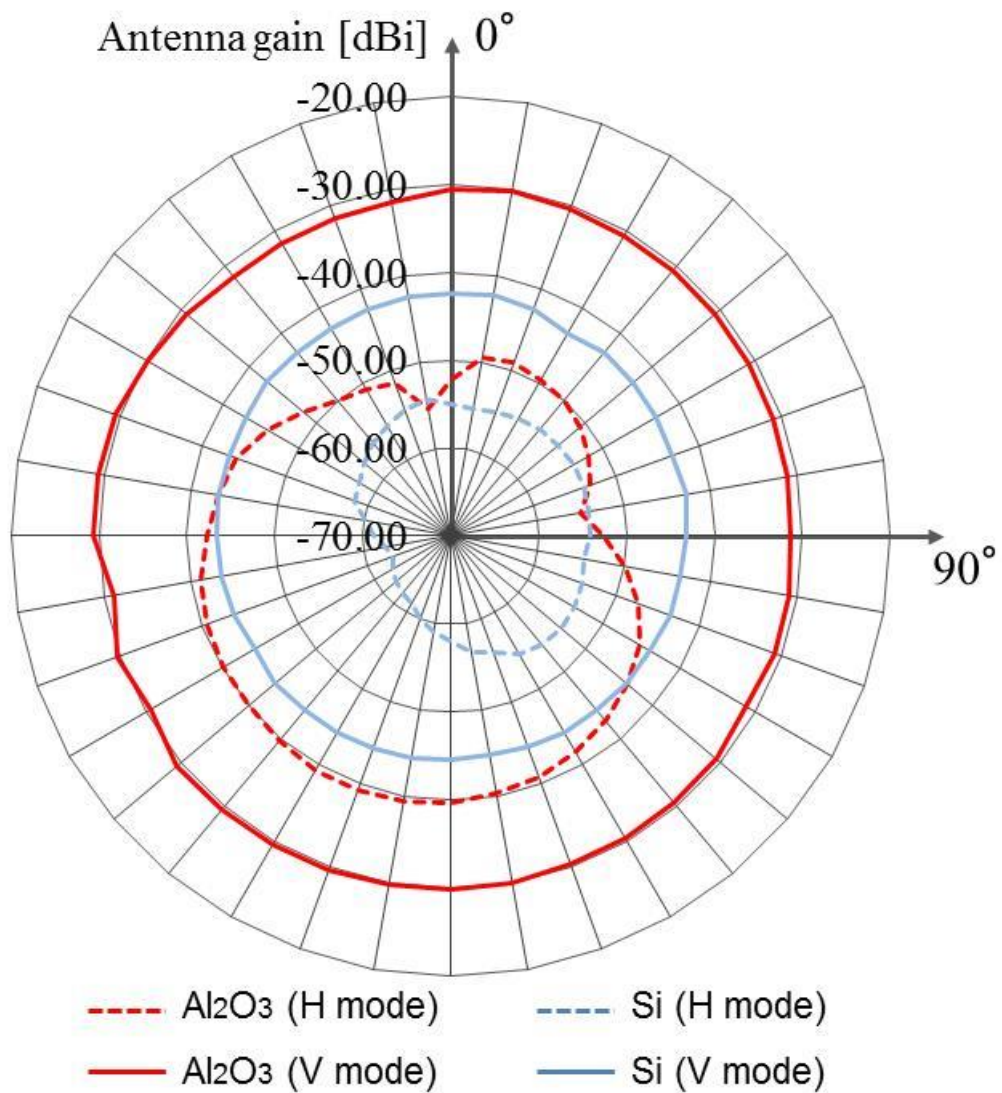


図 3.22 オンチップアンテナの指向性測定結果 (Z-Y 回転)

表 3.7 アンテナ利得の最大値 (Z-Y 回転)

| 基板 | アンテナ利得 | 角度 (Mode) |
|-------|-----------|--------------|
| サファイア | -29.2 dBi | 280°(V mode) |
| シリコン | -42.1 dBi | 10°(V mode) |

以上の測定結果から、製作したオンチップアンテナの最大利得は、サファイアチップアンテナで-29.2dBi (Z-Y spin, 280°, V-mode), シリコンチップアンテナで-42.1dBi (Z-Y spin, 10°, V mode)であった。この結果、従来までのシリコン基板を用いたオンチップアンテナに比べ、絶縁体であるサファイア基板を使うことにより、アンテナ利得が 12.9dB が向上したと言える。このオンチップアンテナの特性を表 3.8 にまとめる。得られたオンチップアンテナの利得を、第 2 章 1 節で示したオンチップアンテナの周波数対アンテナ利得特性のグラフにプロットしたものを図 3.23 に示す。今回製作したサファイアチップアンテナは、高抵抗シリコン基板によるアンテナ利得特性のラインよりも上に位置しており、目標とするオンチップアンテナを製作する事ができた。

表 3.8 サファイア基板で製作したオンチップアンテナの特性一覧

| | |
|-----------|-----------------------|
| 大きさ | 4 mm × 5 mm × 0.33 mm |
| 共振周波数 | 360 MHz |
| 入力インピーダンス | 190.5 - j74.7 Ω |
| リターンロス | -3.58 dB |
| アンテナ利得 | -29.2 dB |

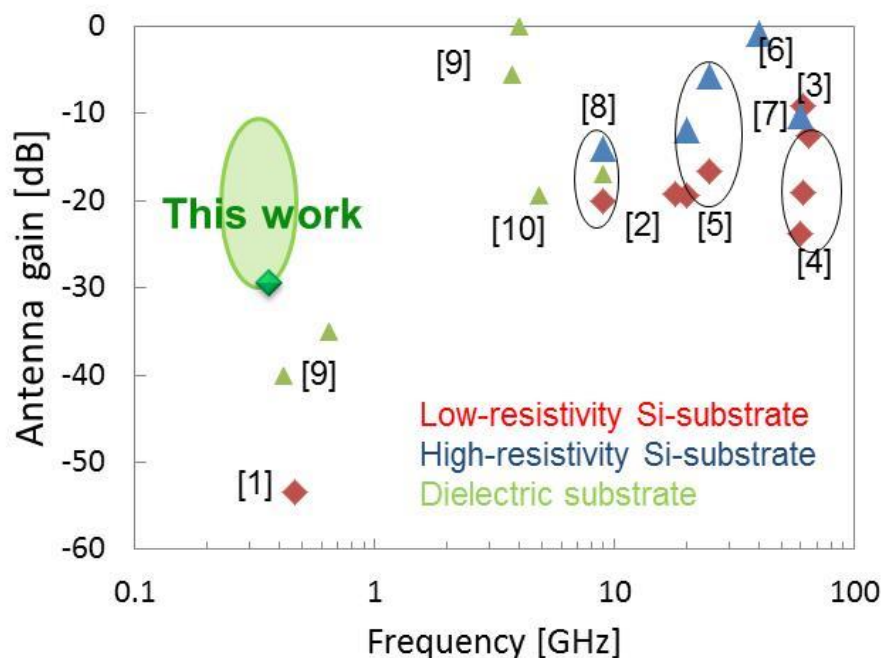


図 3.23 従来のオンチップアンテナと製作したオンチップアンテナの特性比較[1-10]

3.4.3 サファイアチップアンテナの配線パラメータの最適化

誘電体損の低いサファイア基板を用いる事で、 -29.2dB のアンテナ利得を持ったサファイアチップアンテナを実現した。配線のパラメータとして、幅 $20\mu\text{m}$ 、間隔 $10\mu\text{m}$ 、厚さ $1\mu\text{m}$ 、巻き数を7回巻のオンチップアンテナを製作したが、より高効率なオンチップアンテナを実現するためには、配線パラメータの最適値を解析する必要がある。限られたチップ面積でアンテナ利得を向上させるために、電磁界シミュレータ（EMPro : Electromagnetic Professional）を用いてオンチップアンテナの解析を行った。サファイアチップアンテナの制約条件として、面積を $4\text{mm}\times 5\text{mm}$ とし、アルミ配線の厚さを $1\mu\text{m}$ とした。表 3.9 に、配線の幅及び間隔をパラメータとして $10\mu\text{m}$ ずつ変化させたときの放射効率をまとめた。アンテナ配線の巻き数は、共振周波数が 300MHz 帯になるように調整されている。アンテナの配線幅が $40\mu\text{m}$ 、配線間隔が $10\mu\text{m}$ のときに、アンテナの放射効率が 4.39% で最も効率の良い結果となった。また、このときのアンテナ配線の巻き数は 8.5 回巻であり、共振周波数 333.7MHz においてアンテナ利得は -28.1dBi となった。配線幅を広くして電極の面積を大きくすることにより、アンテナの放射効率が向上する傾向が確認された。しかし、配線幅と配線間隔の広げる事によって、スパイラルインダクタの中心部分にまで配線を巻くこととなり、配線の自己インダクタンスが低下してしまう。そのため、配線幅と配線間隔の和が $50\mu\text{m}$ を越える場合は、アンテナの共振周波数を 300MHz 帯で設計する事が困難となる。高抵抗のシリコン基板 ($\sigma=1\text{k}\Omega$) を用いたオンチップアンテナの研究では、低抵抗のシリコン基板に比べて放射効率を 34 倍に高めたことを報告している[7]。電磁界シミュレーションの解析結果では、今回使用したサファイアチップアンテナは、低抵抗シリコン基板によるオンチップアンテナに比べ、放射効率を 41.5 倍まで向上させる事ができた。誘電体損の低いサファイア基板を用いる事によって、従来までのシリコン基板よりも高利得なアンテナを実現する事が可能となる。

表 3.9 オンチップアンテナの放射効率の解析結果

| 放射効率 [%] | | 配線幅 [μm] | | | | |
|---------------------------|----|-----------------------|-------|-------|-------|-------|
| | | 10 | 20 | 30 | 40 | 50 |
| 配線間隔 [μm] | 10 | 0.32 | 0.353 | 0.395 | 0.439 | 0.432 |
| | 20 | 0.271 | 0.327 | 0.361 | — | — |
| | 30 | 0.285 | 0.343 | — | — | — |
| | 40 | 0.309 | — | — | — | — |

3.4.4 スマートマイクロチップを想定した信号送信実験

製作したオンチップアンテナと送信回路チップを一体化した信号送信デバイスを用いて、自由空間でアンテナ間の距離を 10cm 離して信号送信実験を行った。図 3.24 に信号送信実験の実験系を示す。送信回路チップには電源として 1.8V が印加され、LDO (Low Drop Out) レギュレータにより安定した電源を回路に供給する。360MHz の搬送波と 2Mbps を想定した矩形波が入力され、パワーアンプから ASK (Amplitude Shift Keying) 信号が出力される。オンチップアンテナの先端から 10cm 離れた位置に受信用の半波長ダイポールアンテナを設置し、負荷抵抗に接続して印加される電圧をオシロスコープにより観測した。また受信した電力をスペクトラムアナライザにより測定した。

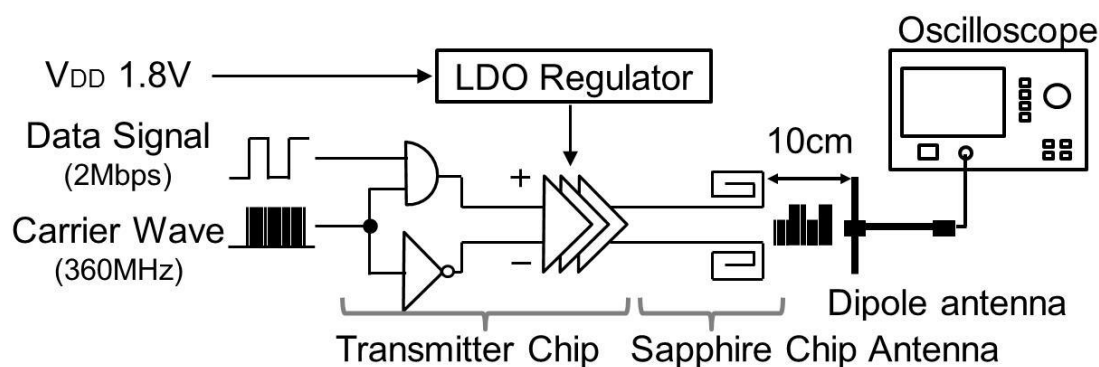


図 3.24 信号送信デモンストレーションの実験系

図 3.25 は、サファイアチップから送信された信号を、ダイポールアンテナで受信した際のオシロスコープによる観測波形である。受信した波形は、360MHz の搬送波に 2Mbps の信号が変調されており、「0」、「1」の電圧レベルの変化を読み取る事ができる。これにより、製作したオンチップアンテナと送信回路チップを一体化したデバイスはデジタル信号送信システムとして用いる事ができると言える。また、この時の送信デバイス全体の消費電力は 6.66mW (8.23dBm)、受信した信号の電力は 0.88 μ W (-30.5dBm)であった。Bluetooth のような一般的な受信デバイスにおいて受信感度は-70dBm 以上あるため[18]、今回製作した信号送信デバイスでは、式(3.7)より、距離を 10m に伸ばしても無線信号を受信できる事になる。

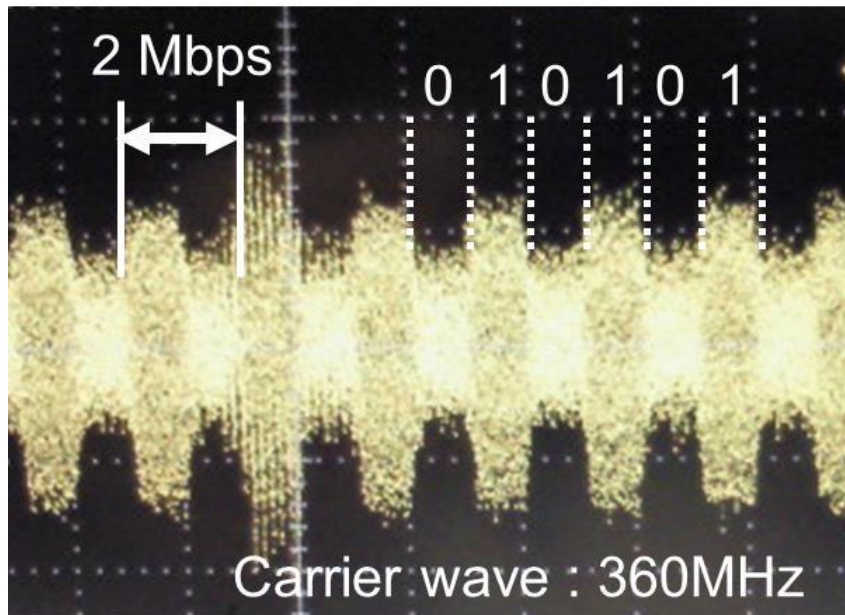


図 3.25 信号送信デモンストレーションによる信号受信波形

3.5 結言

本章では、スマートマイクロチップ (SMC) に向けた通信用のアンテナとして、周波数 300MHz の小型・高利得オンチップアンテナの実現を目的とした。

シリコン基板上に形成されたオンチップアンテナは、放射された電波が基板に吸収されるため、アンテナの利得が低くなってしまう。そこで本研究では、絶縁体基板であるサファイア基板を用いる事で、誘電体損の低い基板を用いてアンテナ利得を向上させることを検討した。

オンチップアンテナの設計にあたり、低周波数の小型アンテナの設計はインピーダンスマッチングが難しい事が課題となる。そこで、サファイア基板の高い比誘電率を用いて波長短縮効果によりアンテナ配線の短縮化を行い、またアンテナ配線をスパイラル状に形成する事で、アンテナのインダクタンス成分を増加させ共振周波数を下げる設計を行った。4mm×5mm の面積内でアンテナ配線の巻き数を調整して、アンテナの共振周波数を HFSS により解析したところ、配線長が 80mm、巻き数が 7 回巻の形状において、周波数 300MHz においてリアクタンス成分を除去する事ができた。また放射特性シミュレーションにより、サファイア基板を用いる事でシリコン基板を用いた物よりもアンテナ利得を 9dB 向上させる事ができると見積もられた。電磁界シミュレータにより設計されたレイアウトをもとに、サファイア基板とシリコン基板を用いてチップアンテナの製作を行った。

製作したサファイアチップアンテナのリターンロス特性を測定したところ、周波数 360MHz においてリターンロス S_{11} は -3.58dB であった。共振周波数が設計値の 300MHz からずれてしまった原因として、アンテナ配線の線幅が設計値 20 μ m に対して 18.6 μ m となってしまったためであると考えた。配線幅が細くなることによりアンテナ配線間の容量成分が減少し、共振周波数が高くなったと考えられる。またサファイア基板で製作したアンテナの利得は -29.2dBi であり、シリコン基板を用いたオンチップアンテナと比べ利得を 12.9dB 向上させる事ができた。製作したサファイアチップアンテナと回路チップをダイボンディングした信号送信デバイスを用いて、SMC を想定した信号送信実験を行った。送信デバイスから 10cm 離れた地点にダイポールアンテナを配置し、波形を観測したところ、2Mbps の ASK 変調信号の受信を確認した。

本研究では、サファイア基板を用いる事で従来のシリコン基板を用いた物よりも高利得のオンチップアンテナを実現した。SOS 基板を用いてアンテナデバイスをサファイア上に、CMOS 回路をシリコン層に材料を使い分けて製作することで、アンテナと回路を集積した無線センサノードをワンチップで製作する事が可能となる。センサノードを数 mm 角のチップサイズで実現することによって、ビルや橋などの構造物中に埋め込む際に省スペースに実装する事ができる。また、IoT の構築に向けて、センサノードの大きさに制限がある場合に、あらゆるモノにセンサノードを組み込むことが容易になる。

参考文献

- [1] Kenji Okabe, Wanghoon Lee, Yasoo Harada, Makoto Ishida, “Silicon based on-chip antenna using an LC resonator for near-field RF systems,” *Solid-State Electronics*, Vol.67, pp.100-104, 2012.
- [2] K. T. Chan, A. Chin, Y. P. Chen, Y. D. Lin, T. S. Duh, and W. J. Lin, “Integrated antennas on Si, proton-implanted Si and Si-on-quartz,” *Proc. IEEE Int. Electron Devices Meeting*, Washington, DC, (2001) pp.903-906.
- [3] Y. P. Zhang, L. H. Guo, and M. Sun, “High transmission gain inverted-F antenna on low-resistivity Si for wireless interconnect,” *IEEE Electron Device Lett.*, vol.27, no.5, pp.374–376, 2006.
- [4] Y. P. Zhang, M. Sun, and L. H. Guo, “On-chip antennas for 60-GHz radios in silicon technology,” *IEEE Trans. Electron Device*, vol.52, no.7, pp.1664–1668, 2005.
- [5] A. B. M. H. U. Rashid, S. Watanabe, and T. Kikkawa, “Characteristics of Si integrated antenna for inter-chip wireless interconnection,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol.43, no.4B, pp.2283-2287, 2004.
- [6] Y. P. Zhang, M. Sun, and W. Fan, “Performance of integrated antennas on silicon substrates of high and low resistivities up to 110 GHz for wireless interconnects,” *Microwave and Optical Tech. Lett.*, vol.48, no.2, pp.302-305, 2006.
- [7] T. Hirano, K. Okada, J. Hirokawa, and M. Ando, “Electromagnetic simulation modeling of silicon substrate for 60 GHz on-chip differential-feed dipole antenna,” *Appl. Phys. Lett.*, vol.103, no.12, 2013.
- [8] K. Takahagi, and E. Sano, “High-gain silicon on-chip antenna with artificial dielectric layer,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.59, no.10, pp.3624-3629, 2011.
- [9] F. Kuroki, Y. S. Takigawa, and S. Kashihara, “Radiation characteristics of integrated traveling-wave antenna etched on heavily-high permittivity substrate for size reduction,” *Proc. IEEE Radio and Wireless Symposium*, Long Beach, CA, (2007) pp.169-172.
- [10] K. Mohit, V. R. Gupta, and S. K. Rout, “Dielectric resonator antenna for angle diversity,” *Proc. Int. Conf. Signal Processing and Comm. (ICSC)*, Noida, India, (2015) pp.80-82.
- [11] N. Kashyap, and V. Dinesh Kumar, “Archimedean spiral antenna loaded with dielectric plates,” *Conf. Pap. Antennas and Propag. (LAPC)*, Loughborough, UK, (2014) pp.740-743.
- [12] L. Xu, M. Q. H. Meng, H. Ren, and Y. Chan, “Radiation characteristics of ingestible wireless devices in human intestine following radio frequency exposure at 430, 800, 1200, and 2400 MHz,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.57, no.8, pp.2418-2428, 2009.
- [13] 総務省 電波法, HP. URL:<http://law.e-gov.go.jp/htmldata/S25/S25HO131.html>.

- [14] H.Tamura, Y.Kogami, and K.Matsumura, "Improvement of the relative permittivity evaluation with a whispering-gallery mode dielectric resonator method," *IEICE Trans. on Electronics*, vol.E86-C, no.8, pp.1665-1671, 2003.
- [15] K. Okabe, I. Akita, and M. Ishida, "High-gain on-chip antenna using a sapphire substrate for implantable wireless medical systems," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol.53, no.4S, pp.04EL09-1-5, 2014.
- [16] Jaime Aguilera, Roc Berenguer, "Design and test of integrated inductors for RF applications," by, Kluwer Academic Publications, 2003.
- [17] Y. Lee, "Antenna Circuit Design for RFID Applications," Microchip Technology inc. 2003.
- [18] P. van Zeijl, J. W. T. Eikenbroek, P. P. Vervoort, S. Setty, J. Tangenherg, G. Shipton, E. Kooistra, I. C. Keekstra, D. Belot, K. Visser, E. Bosma, and S. C. Blaakmeer, "A bluetooth radio in 0.18- μm CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol.37, no.12, pp,1679-1687, 2002.

第4章 頭部埋め込みのための薄膜アンテナ設計

4.1 緒言

本章では、人体の頭部に埋め込む無線神経インターフェイスへの応用に向けて、生体組織への埋め込みアンテナの設計及び評価を簡易にするために、生理食塩水モデルによる設計方法について述べる。4.2節では、従来までの生体埋め込みアンテナデバイスの研究を例に挙げ、アンテナの評価方法における課題を述べる。4.3節及び4.4節では、生理食塩水モデルによる、生体組織でのアンテナ特性の間接的な評価方法を提案する。また、4.5節では、生理食塩水中でのアンテナの寄生容量を見積もる式を導出し、所望の共振周波数を持つ埋め込みアンテナの設計方法を検討する。そして4.6節では、実際にパリレンフィルムアンテナを製作し、リターンロス特性の変換、フレキシブルデバイスとしての曲げ特性の評価、放射特性の測定結果をまとめる。

埋め込みアンテナの設計において、生体組織に埋め込まれるアンテナは組織の電氣的影響を受け、共振周波数やリターンロス特性、放射特性が変化してしまう[1,2]。そのため埋め込みアンテナの設計においては、埋め込み時の特性変動を考慮した設計が重要となる。4.3節及び4.4節では、頭部への埋め込みアンテナの設計にあたり、生理食塩水モデルと生体組織によるアンテナ特性の関係性を解明することで、生体組織に埋め込まなくてもアンテナの特性を間接的に見積もることができる手法を提案する。提案する手法は、生体の比誘電率などのパラメータを用いた関数によって、生理食塩水モデルを用いたアンテナの周波数特性を、頭部に埋め込んだ際のアンテナの周波数特性へ変換する方法である。この手法により、埋め込みアンテナを研究する上で倫理的に困難であった生体組織でのアンテナ特性の評価を、簡易な生理食塩水モデルで評価することが可能になる。

上記の手法により、生理食塩水モデルから埋め込み時のアンテナ特性を推測する事が可能になれば、生理食塩水モデルでアンテナを設計することにより、埋め込みのアンテナを間接的に設計できる。生理食塩水モデルでのアンテナの設計では、生理食塩水にアンテナを浸した時のアンテナ配線間の寄生容量によって、アンテナの共振周波数が変動する事を考慮しなければならない。そこで4.5節では、アンテナ配線の長さ及び幅のパラメータを用いて、生理食塩水中での寄生容量をアンテナのサイズによる関数として式を立てた。寄生容量をアンテナのサイズから予測する事で、所望の共振周波数を持ったアンテナを設計する事ができる。

また、アンテナのリターンロス特性変換方法と、パリレンフィルムアンテナの設計方法を用いて、実際にアンテナデバイスを製作して評価する事により、提案する手法の妥当性を検討した。4.6節では、アンテナの諸特性及び、フレキシブルデバイスとして曲げた状態での特性の評価を行う。

4.2 生体埋め込みアンテナの設計と評価方法

生体へ埋め込むアンテナを実現するにあたって、設計及び評価方法に関して検討を行う。生体内は、自由空間と導電率や比誘電率が異なるため、アンテナデバイスを埋め込んだ際に共振周波数が変化する[1,2]。そのため、一般的に埋め込みアンテナは、図 4.1 に示す生体モデルを各生体組織の比誘電率や導電率のパラメータを用いて構築し、シミュレーションに組み込んで設計される[1-12]。最も簡易な生体モデルの再現方法として、単一の生体組織のレイヤから構成されたモデルが使われている[3]。生体組織の電気的特性に類似させた溶液である MSL2450 (Zurich, Switzerland) を用いて、頭部全体の生体組織の電気的特性を均一にして、埋め込みアンテナが設計される。MSL2450 は、周波数 2.45GHz 帯において、人間の筋細胞に近い電気的特性を持った溶液であり、導電率 σ が 2.01S/m、比誘電率 ϵ_r が 50.8 となっている。単一組織のモデルは、実際に製作したアンテナを評価する際に、水槽内に溶液を満たすことによって、簡易にシミュレーションと同じ測定系を再現する事が可能である。しかし、実際の頭部は電気的特性が均一ではなく、大脳、脳硬膜、脳脊髄液 (CSF : Cerebral Spinal Fluid)、頭蓋骨、脂肪、皮膚による、異なった導電率及び比誘電率を持った生体組織から構成される[13]。そのため、それぞれの模擬された生体組織を重ねて、多層レイヤで構築された頭部モデルを用いる事で、実際のモデルに近づけた環境でのアンテナ設計が行われている[4-6]。さらに、より詳細なモデルでの埋め込みアンテナを設計する方法として、生体組織を 3 次元の立方体に分割して構築された頭部モデルを用いて設計されている[1,7]。頭部を分割して、モデルで設計する事で、均一レイヤを用いた手法に比べて、より詳細なアンテナの解析が可能となる。しかし、立方体に分割された生体組織モデルによる設計は、小型のアンテナを解析する際に、分割される空間がアンテナのサイズに律速して細くなるため、多大な解析時間を必要とする。

次に、埋め込みアンテナの研究において、製作したアンテナを評価する手法が検討する必要がある。文献[8]では、ヒトの頭蓋骨のモデルを模型で再現し、生体組織を模擬した溶液で満たして評価系を組んでいる。また、より実際に使用する環境でアンテナを評価するために、動物の生体組織を重ねてモデルを構築する手法や、ラットや豚の頭部に埋め込んで測定する方法が検討されている[6,10,11]。動物を使用する測定方法は、生体モデルの組織の年齢や死後の経過時間により、電気的パラメータがシミュレーションと一致しない事、さらに、倫理的な課題が多くあるため、容易に測定をする実施することができない。そのため、簡易なモデルを用いた埋め込みアンテナの設計及び評価方法が必要となる。

最も簡易な設計、評価の手法として、上記に挙げた単一組織によるモデルを用いる手法が考えられる[1-3,9]。しかし、埋め込みアンテナは、周囲の生体組織の電気的特性に対して共振周波数が変化する。さらに、アンテナを埋め込む位置によっても共振周波数

が変化してしまう問題があり [12,13], 単一組織によるモデルでは, 埋め込みの位置の違いによる影響を考慮する事が困難となる.

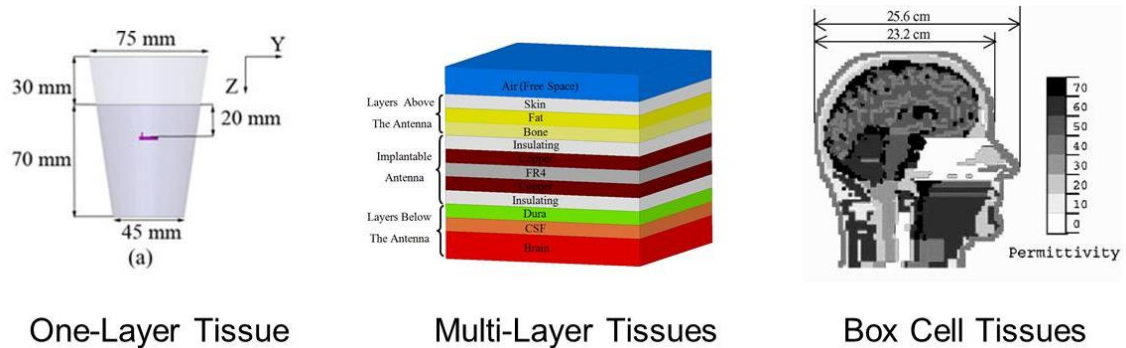


図 4.1 埋め込みアンテナの設計モデル[1,5,9]

本研究では, 埋め込みアンテナ設計及び評価方法において, 生理食塩水による単一組織モデルでの測定結果から, 頭部へ埋め込んだ際のアンテナのリターンロス特性を評価する手法を提案する. 提案する特性の変換手法は, アンテナ周辺の生体組織の比誘電率に着目した変換式を用いる. 図 4.2 に示す構図は, 生理食塩水及び脳モデルを用いた, アンテナ特性のシミュレーション結果と測定結果による対応図である. 生理食塩水モデルで設計したアンテナのリターンロス特性を, 関数 F を以って変換することにより, 脳に埋め込んだ場合のアンテナ特性の再現を行う. この関数 F がシミュレーション上で再現が可能になれば, 実際の測定においても, 生理食塩水モデルの測定結果から埋め込み時の特性を間接的に推測・評価する事が可能になる.

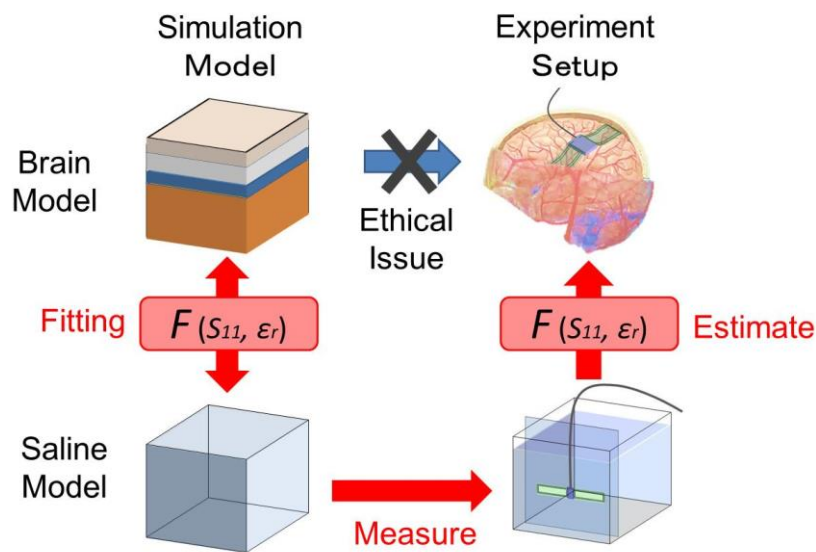


図 4.2 生理食塩水及び脳モデルによるシミュレーション結果と測定結果の対応

4.3 生理食塩水から脳モデルへのリターンロス特性の変換

埋め込み時のアンテナの特性を間接的に推測するために、まずシミュレーションにおいて生理食塩水モデルのアンテナの特性から、生体組織モデルによるアンテナの特性を導出できるように関数を決定する。このシミュレーションモデルにより、生体組織モデルの特性を予測する事が可能になれば、実測においても特性を見積もる事が可能になる。アンテナは、周囲の物質の比誘電率の変化によって、リターンロス特性が変化する事が報告されている[14]。そこで、生理食塩水モデルを用いたアンテナのシミュレーション結果や測定結果を、生体組織に埋め込んだ場合の結果として見積もるために、モデルの比誘電率の違いに着目した。比誘電率 ϵ_r の物質内にあるアンテナにおいて、比誘電率が増加することにより、アンテナの周波数特性にどのように影響を及ぼすか検討を行う。3章で述べたように、比誘電率 ϵ_r の物質内にアンテナが配置されているとき、電磁波の波長 λ は、

$$\lambda = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \frac{1}{f} \quad (4.1)$$

となる。ここで c は真空中での光の速度、 ϵ_r は比誘電率、 μ_r は比透磁率である。式(4.1)は、同じ周波数において誘電体に囲まれたアンテナの周辺では、波長が真空中に比べて $1/\sqrt{\epsilon_r}$ だけ短くなる事を示している。図 4.3 に示す比誘電率 ϵ_{r1} の物質 1 と比誘電率 ϵ_{r2} の物質 2 のモデルにおいて、短縮された波長 λ が一致するときは、たとえ周波数が異なっても、それぞれの物質内でアンテナとしての振る舞い方が一致すると考えられる。物質 1 中と物質 2 中での波長が同じになるとすると、式(4.1)により、

$$\lambda = \frac{c}{\sqrt{\mu_{r1}}} \cdot \frac{1}{f_1 \sqrt{\epsilon_{r1}}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_{r2}}} \cdot \frac{1}{f_2 \sqrt{\epsilon_{r2}}} \quad (4.2)$$

となる。ここで f_1 と f_2 は物質 1 内及び物質 2 内でそれぞれの物質内において、波長 λ が同じ長さになるときの周波数である。生体組織や水中において比透磁率は、ほぼ 1 であるとすると[15]、式(4.2)は、

$$f_1 = f_2 \times \sqrt{\frac{\epsilon_{r2}}{\epsilon_{r1}}} \quad (4.3)$$

となる。物質 1 と物質 2 におけるアンテナのリターンロス特性をそれぞれ $S_{11,1}(f)$ 、 $S_{11,2}(f)$ としたときに、異なる物質内においても波長 λ が同じであれば、アンテナが同じリターンロス特性を示すと考えると、

$$S_{11,1}(f_1) = S_{11,2}(f_2) \quad (4.4)$$

という関係が成り立つ。式(4.4)に式(4.3)を代入すると、

$$S_{11,1} \left(f_2 \times \sqrt{\frac{\epsilon_{r2}}{\epsilon_{r1}}} \right) = S_{11,2}(f_2) \quad (4.5)$$

が導出される。式(4.5)が意味する事は、物質 2 におけるアンテナのリターンロス特性 $S_{11,2}(f)$ は、物質 1 におけるアンテナのリターンロス特性 $S_{11,1}(f)$ の周波数軸を $\sqrt{\epsilon_{r2}/\epsilon_{r1}}$ 倍にスケーリングした結果と一致する事を示す。これにより物質 2 中でのアンテナの特性が評価できない場合でも、 $\sqrt{\epsilon_{r2}/\epsilon_{r1}}$ が既知であれば、物質 1 中でのアンテナの特性から算出事が可能となる。

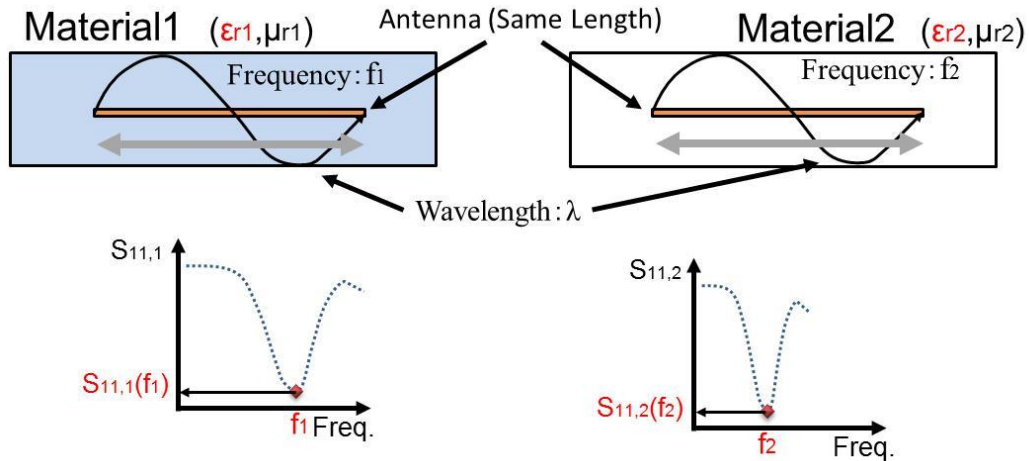


図 4.3 比誘電率が異なる物質中でのアンテナの振る舞い

式(4.5)を用いた周波数軸のスケーリングが、アンテナのリターンロス特性の変換において正しいかどうかを検証するために、電磁界シミュレーションを用いて確認を行った。シミュレーションをするにあたって、使用するモデルの導電率 σ を $2S/m$ とした。生体組織の導電率と比誘電率は組織ごとに異なっており、大脳や脳脊髄液の導電率は $0.5 \sim 2.5S/m$ の値となる。そのため、導電率が生体組織と近い特性を持った生理食塩水をモデルに使用する事を想定して導電率 σ を決定した。比誘電率 ϵ_r を 40, 50, 60, 70, 80 と変化させ、200MHz から 2GHz の周波数範囲でのリターンロス特性を算出する。それぞれの比誘電率におけるリターンロス特性を重ねたグラフを図 4.4 に示す。次に同図に示す ϵ_r が 50, 60, 70, 80 の時のリターンロス特性が、 ϵ_r が 40 の雰囲気中でどのように振る舞われるかを見積もるために、周波数軸を式(4.5)に従って変換した。図 4.5 に示すグラフは、周波数軸の変換を施したリターンロス特性である。同図に示されるように、共振周波数のピークが一致する事が確認された。この結果より、比誘電率が異なる物質における共振周波数を予測できていることが分かる。しかしながら、周波数軸に対して共振周波数の一致は確認されたが、リターンロス特性の大きさ S_{11} は異なっている。この S_{11} の大きさのずれに対して、フィッティングできる定数を模索したところ、 $\sqrt{\epsilon_{r2}/\epsilon_{r1}}$ 倍することによって、図 4.6 に示すように S_{11} の大きさがほぼ一致する事が確認された。

以上の計算をまとめると、物質2におけるアンテナのリターンロス特性は物質1でのアンテナのリターンロス特性 $S_{11,1}(f)$ と、それぞれの物質の比誘電率 ϵ_{r1} , ϵ_{r2} を用いて、

$$S_{11,2}(f) = \sqrt{\frac{\epsilon_{r2}}{\epsilon_{r1}}} \times S_{11,1}\left(\sqrt{\frac{\epsilon_{r2}}{\epsilon_{r1}}} \times f\right) \quad (4.6)$$

により、変換する事ができる。図 4.6 に示すリターンロス特性は、図 4.4 に示す比誘電率が異なる物質内でのリターンロス特性に対して、式(4.6)により、変換を行った特性である。

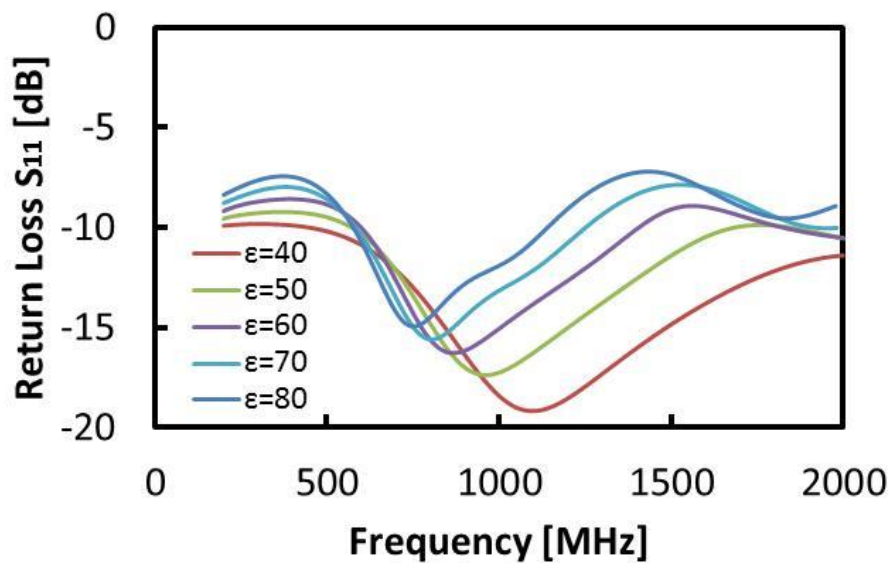


図 4.4 均一モデルにおける比誘電率 ϵ_r の変化によるリターンロス特性 ($\sigma=2S/m$ 固定)

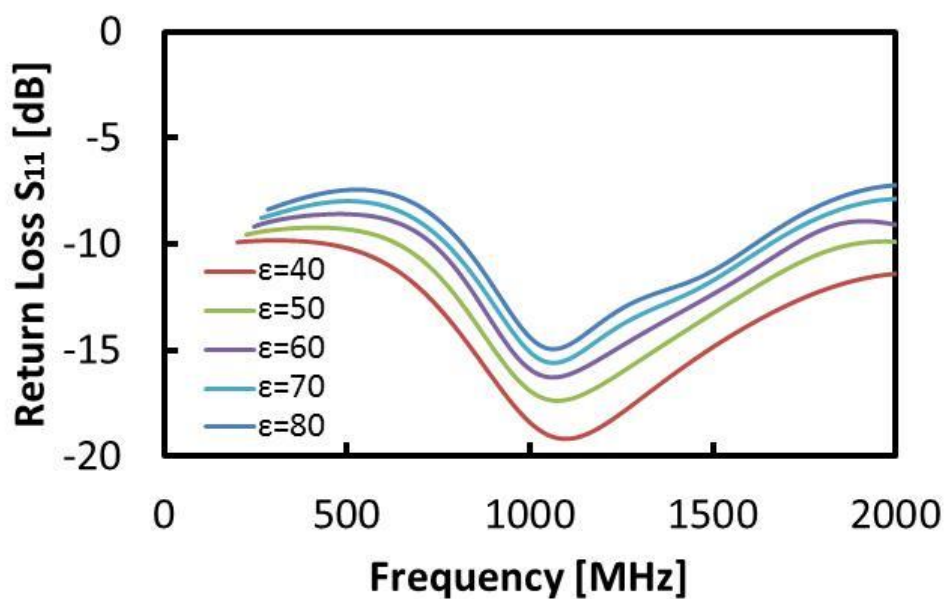


図 4.5 式(4.4)を用いて比誘電率 $\epsilon_r=40$ の物質中への周波数軸のスケーリングを行った時のリターンロス特性

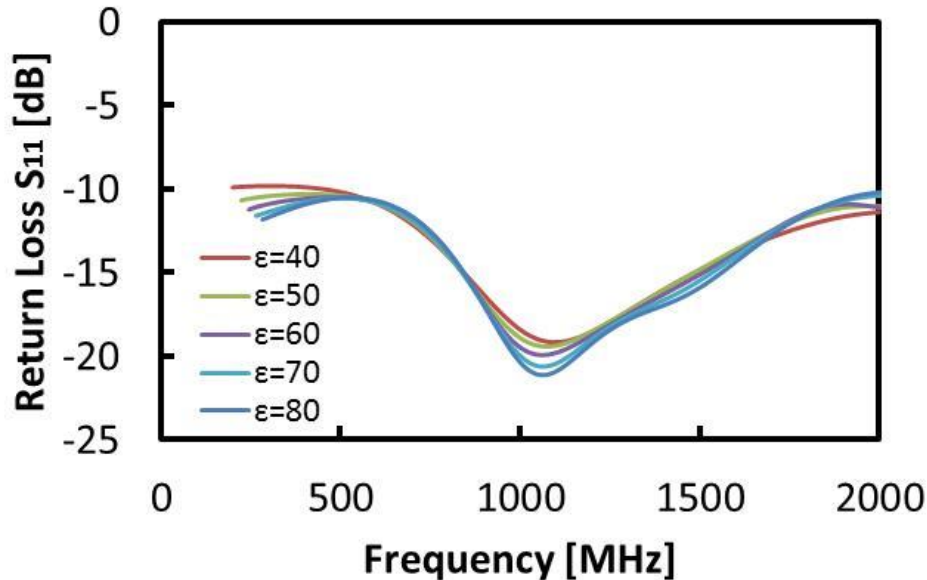


図 4.6 式(4.6)を用いたリターンロス特性の変換結果

生理食塩水モデルを用いたアンテナのシミュレーション結果や測定結果から、生体組織に埋め込んだ場合の特性を見積もるためには、比誘電率が電磁気学の観点で重要なパラメータとなる。単一のレイヤから構成される生理食塩水の比誘電率 $\epsilon_{r,saline}$ の値は、文献[16]を参考にした。比誘電率 $\epsilon_{r,saline}$ に対して、生体埋め込み時のアンテナ周辺の比誘電率を用いる事により、式(4.5)からアンテナのリターンロス特性を導出する事ができる。ここで注意しなければならない事は、多層生体組織における比誘電率 $\epsilon_{r,bio}$ の決め方である。ここで、図 4.7 に示すモデルを用いて多層生体組織の比誘電率の決め方を検討する。図 4.7(a)における、厚さと比誘電率 $\epsilon_{r,x}$ が異なる 3 種類の物質を挟んだ平行平板コンデンサのモデルにおいて、各物質がコンデンサの容量に寄与する量を考える。物質の厚さは異なるが、各層において均一な電束密度が発生するため、容量への寄与率は各物質の磁束を貫通する断面積 S_x に依存する。そのため、平行平板コンデンサの容量 C は、

$$C = \epsilon_0 \left(\sum_x \frac{S_x}{S} \cdot \epsilon_{r,x} \right) \frac{S}{d} \quad (4.7)$$

となる。ここで、 S は平行平板コンデンサの電極面積、 d は距離を示す。式(4.7)より、物質の厚さが厚いほど、その物質の電極間での比誘電率への寄与率が高くなると言える。

次に図 4.7(b)に示す、同じ厚さの比誘電率 $\epsilon_{r,x}$ が異なる 3 種類の物質中にある点電荷 $\pm Q$ について考える。点電荷 $\pm Q$ から距離 r_x だけ離れた位置における電束密度 D_x は、

$$D_x = \epsilon_0 \epsilon_{r,x} E_x = \frac{Q}{4\pi r_x^2} \quad (4.8)$$

で与えられる。ここで、 E_x は点電荷によって発生する電界を示す。そのため、距離 r_x 離れた地点において、電束密度は r_x^2 に反比例するため、各物質の点電荷間の容量 C_x は、

$$C_x \propto \frac{1}{r_x^2} \quad (4.9)$$

となる。従って、点電荷間での容量を算出するにあたって、電荷から距離が離れる物質ほど、比誘電率への寄与率が下がることになる。点電荷間の容量を C とすると、

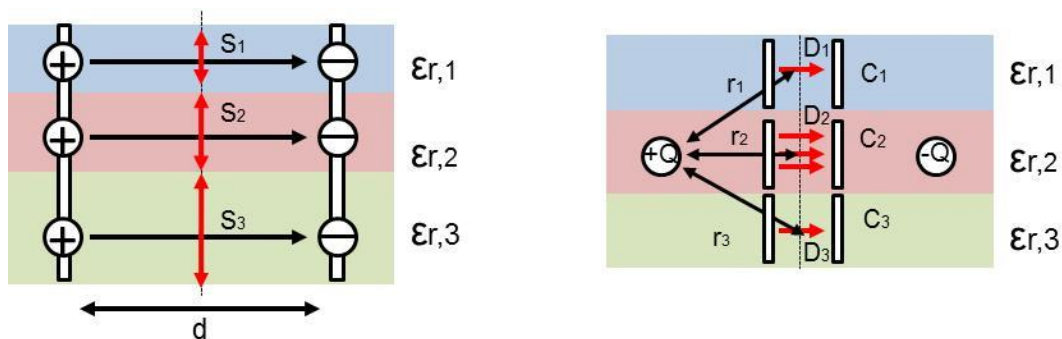
$$C = \epsilon_0 \left(\sum_x A_x \cdot \epsilon_{r,x} \right) \frac{S}{d} \quad (4.10)$$

と表される。ここで、 A_x は各物質の厚さ及び点電荷からの距離によって変化するパラメータであり、

$$\sum_x A_x = 1 \quad (4.11)$$

$$A_x \propto S_x \frac{1}{r_x^2} \quad (4.12)$$

の関係を持つ。式(4.10)の括弧内にあたる値は、比誘電率の異なる複数の物質の実効比誘電率 $\epsilon_{r,eff}$ を示すこととなる。



(a) 異なる厚さ、均一な電束密度

(b) 同じ厚さ、異なる電束密度

図 4.7 実効比誘電率を導出するコンデンサモデル

多層生体組織のモデルから実効比誘電率 $\epsilon_{r,eff}$ を導出するためには、各層の定数 A_x をしなければならない。式(4.12)より、 A_x は生体組織の層が厚いほど高くなり、また、アンテナの電極と近いほど高くなる。図 4.8 に示す、3 層のモデルを用いて定数 A_x の導出方法を示す。アンテナのモデルは、薄膜で形成されるダイポールアンテナを用いる。3 層の生体組織 ($i = a,b,c$) のモデルにおいて、ダイポールアンテナの中央 (破線上) の点 $P_{i,k}$ における電束密度は $D_{i,k}$ 、距離 $r_{i,j,k}$ 、電荷 q_j と式(4.8)を用いて、

$$D_{i,k} = \sum_j \frac{q_j}{4\pi r_{i,j,k}^2} \quad (4.13)$$

となる。従って、生体組織の i 層における破線上の電束密度 D_i は、

$$D_i = \sum_k D_{i,k} = \sum_j \sum_k \frac{q_j}{4\pi r_{i,j,k}^2} \quad (4.14)$$

となる。各生体組織 i での電束密度 D_i を導出する事で、2つのアンテナ電極間におけるそれぞれの生体組織の容量への寄与率 A_x は、(4.14)式により、

$$A_x = \frac{D_x}{\sum_i D_i} = \frac{\sum_j \sum_k \frac{q_j}{4\pi r_{x,j,k}^2}}{\sum_i \sum_j \sum_k \frac{q_j}{4\pi r_{i,j,k}^2}} \quad (4.15)$$

で求められる。

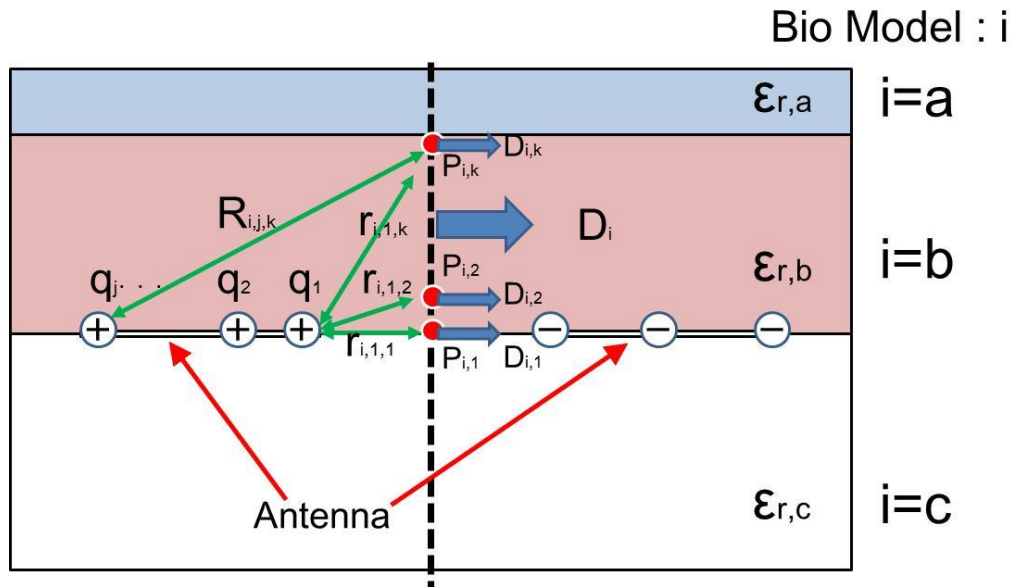


図 4.8 定数 A_x の計算モデル

図 4.9 は、今回検討するヒトの脳の生体組織モデルを表しており、大脳、脳脊髄液、脳硬膜、頭蓋骨、脂肪、皮膚により構成されている[16,17]. 表 4.1 に、式(4.15)を用いて算出した、埋め込み位置①から④における実効比誘電率を示す。このパラメータを用いて次節では、生理食塩水モデルの S パラメータから、アンテナを多層生体組織に埋め込んだ場合の S パラメータの導出する。

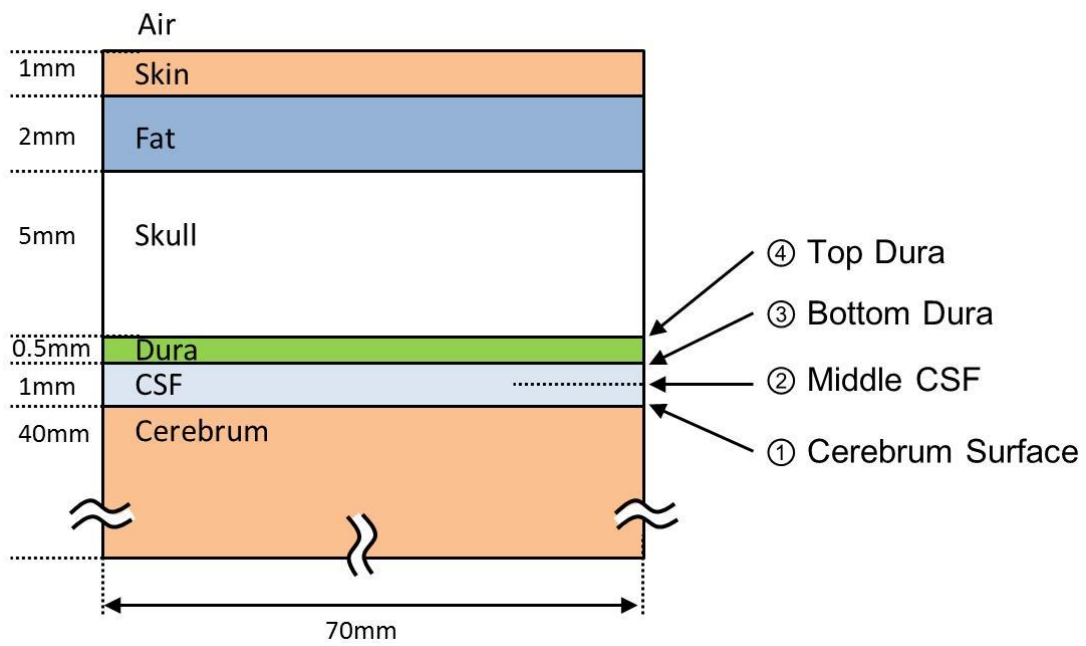


図 4.9 ヒトの頭部の多層モデル及びフレキシブルアンテナの埋め込み位置[17]

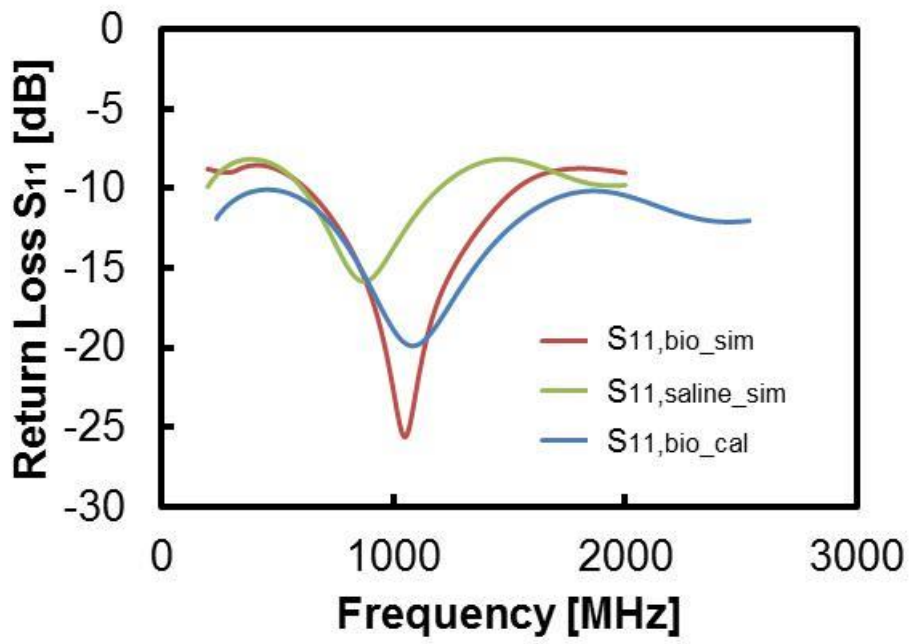
表 4.1 生体組織の埋め込み位置による実効比誘電率の定数 A_x

| 埋め込み位置 | A_{cere} | A_{CSF} | A_{dura} | A_{skull} | A_{fat} | A_{skin} | A_{air} |
|--------|------------|-----------|------------|-------------|-----------|------------|-----------|
| ① | 0.500 | 0.356 | 0.048 | 0.080 | 0.006 | 0.002 | 0.009 |
| ② | 0.259 | 0.485 | 0.113 | 0.127 | 0.007 | 0.002 | 0.010 |
| ③ | 0.146 | 0.356 | 0.242 | 0.238 | 0.008 | 0.002 | 0.011 |
| ④ | 0.098 | 0.162 | 0.242 | 0.478 | 0.009 | 0.003 | 0.010 |

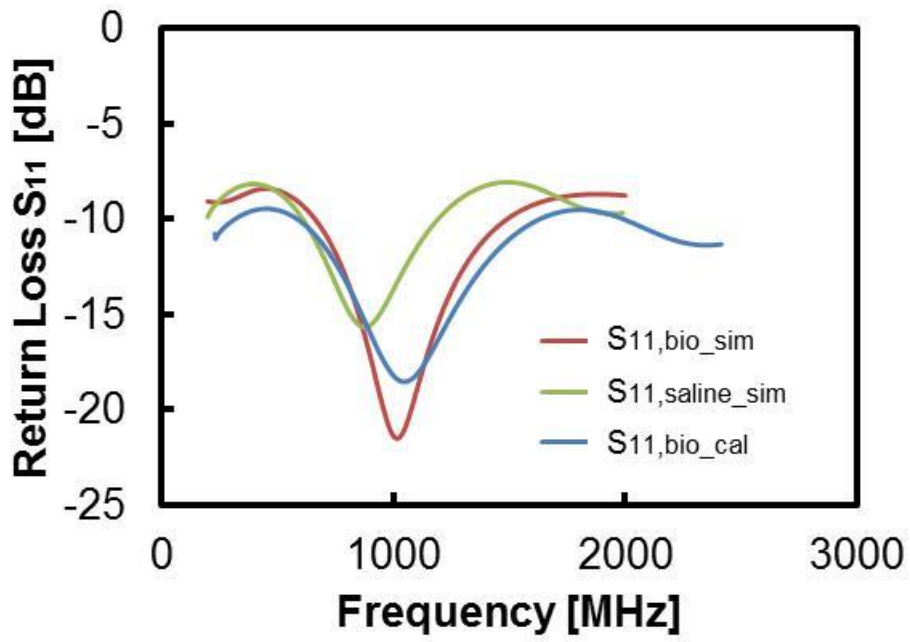
4.4 シミュレーション結果を用いた S_{11} 特性の変換

前節では、多層の生体組織モデルでのアンテナの特性を想定して、実効比誘電率を用いた変換方法を提案した。実効比誘電率 $\epsilon_{r,eff}$ はアンテナを埋め込む位置によって、表 4.1 に示す定数と生体組織の比誘電率により決定される。表 4.1 を見るとわかるように、埋め込み位置が異なる事により、定数 A_x が大きく変化している。そのため、アンテナを埋め込む位置が変わる事により、アンテナのリターンロス特性にどれほど影響を与えるか検証を行う。アンテナの埋め込み位置毎におけるアンテナのリターンロス特性をシミュレーションで算出し、多層の生体組織モデルでの変換結果と共振周波数の比較を行う事で、変換式の妥当性を評価する事を目的とする。

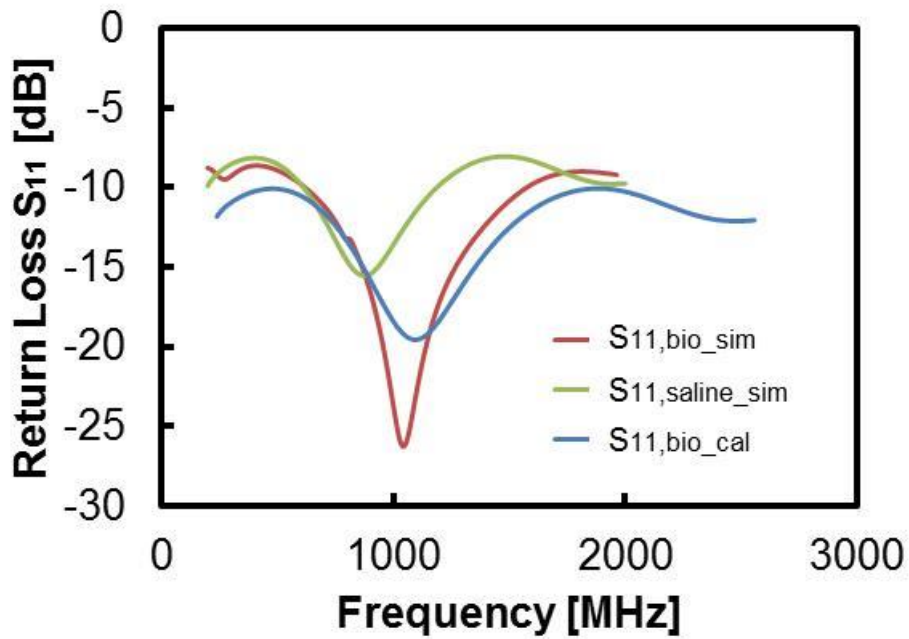
脳組織モデルは大腦皮質、脳脊髄液、脳硬膜、頭蓋骨、脂肪、皮膚により構成されており、本研究では、ヒトの頭部を検討して、それぞれの厚さを 40mm, 1mm, 0.5mm, 5mm, 2mm, 1mm としてシミュレーションを行った。この生体組織の電氣的パラメータである誘電率及び導電率は、文献[16,17]の値を参考にした。式(4.6)の変換式を用いて、図 4.9 に示した脳モデルでの S パラメータ (S_{11,bio_sim}) と、生理食塩水内での S パラメータ ($S_{11,saline_sim}$) をシミュレーションにより導出し、変換結果 (S_{11,bio_cal}) との比較を行う。脳モデルの埋め込み位置を①大腦表面、②CSF の中間、③硬膜の底面、④硬膜上の 4 ヲ所に分けて、それぞれのリターンロス特性を図 4.10(a)~(d)にまとめる。同図では、まず生理食塩水モデルによるアンテナのリターンロス特性 ($S_{11,saline_sim}$) を算出した。得られた生理食塩水でのリターンロス特性に対して式(4.6)を用いることで、脳組織モデルでのリターンロス特性に変換を行う (S_{11,bio_cal})。変換された周波数特性が、実際に脳組織モデルでのシミュレーション結果 (S_{11,bio_sim}) に対して、再現ができていないか確認を行った。



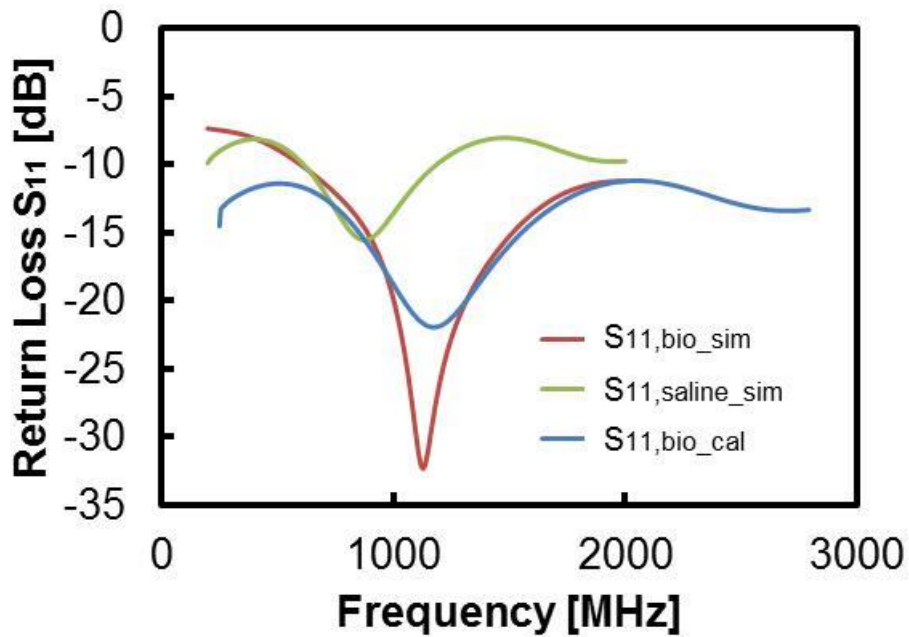
(a) ケース①：大脳表面



(b) ケース②：CSF の中間



(c) ケース③：硬膜の底面



(d) ケース④：硬膜上

図 4.10 シミュレーションによる生理食塩水モデルから脳モデルへの S_{11} 変換
 (S_{11,bio_sim} : 脳モデルのシミュレーション結果, $S_{11,saline_sim}$: 生理食塩水モデルのシミュレーション結果, S_{11,bio_cal} : 生理食塩水の特徴の S パラメータ変換結果)

図 4.10 の各リターンロス特性結果における，共振周波数とその時のリターンロスの大きさを表 4.2 にまとめた．生理食塩水モデルによる $S_{11, \text{saline_sim}}$ の結果は，生体モデルの特性 $S_{11, \text{bio_sim}}$ と比較して，共振周波数に数百 MHz 以上の誤差が見られる．生理食塩水の特性を S パラメータ変換した結果 $S_{11, \text{saline_cal}}$ は，脳モデルのシミュレーションの特性と共振周波数が近い値となっており， S_{11} のグラフの形状もほぼ一致することが確認された． S_{11} の大きさに誤差が生じた原因として考えられる要因は，今回用いた変換の関数において考慮していないパラメータが影響していると考えられる．共振周波数は，比誘電率の違いに起因する波長短縮効果の影響が考慮されているため，シミュレーション結果と変換結果において比較的に一致した．しかしながら，もう 1 つの重要な電気的パラメータである導電率に関して，今回の変換式では考慮されていない．そのためリターンロス特性において， S_{11} の大きさに差が出たと考えられる．また埋め込み位置による特性の違いとして，①大脳表面と④硬膜上の位置に埋め込んだ場合は，共振周波数が 100MHz 近く変動していることが確認された．この周波数の差は埋め込み位置による実効比誘電率の差により生じたものであると考えられる．そのため，埋め込み位置に対応して実効比誘電率を算出し，所望の共振周波数を持ったアンテナを設計する必要がある．

提案する変換式では，生理食塩水中での特性をもとに生体埋め込み時の予測を行っている．今回，生理食塩水モデルを用いた理由として，導電率が生体組織と近い値であるため使用した．自由空間中でのアンテナの特性から，埋め込み時の特性へ変換を行ったところ，リターンロス特性の大きさ及び共振周波数の変換結果は，頭部モデルのシミュレーション結果と大きく異なった．特性が大きく異なった原因として，自由空間と生体組織の導電率が大きく異なるためであると考えられる．本変換式では，導電率の変化に対する影響が考慮されていないため，導電率が大きく異なるモデル同士では変換ができないと考えられる．以上の検証により，今後は導電率のパラメータを変換式に導入する事で，埋め込み時の特性をより正確に予測する事が可能になると考えられる．

表 4.2 各モデルでの共振周波数時のリターンロス特性

| S11 , 共振周波数 | $S_{11, \text{saline_sim}}$ | | $S_{11, \text{bio_cal}}$ | | $S_{11, \text{bio_sim}}$ | |
|-------------|------------------------------|------|---------------------------|------|---------------------------|------|
| | [dB , | MHz] | [dB , | MHz] | [dB , | MHz] |
| ① 大脳表面 | -15.6 | 882 | -19.8 | 1072 | -25.4 | 1038 |
| ② CSF の中間 | -15.6 | 886 | -18.5 | 1036 | -21.5 | 1009 |
| ③ 硬膜の底面 | -15.4 | 884 | -19.5 | 1080 | -26.3 | 1042 |
| ④ 硬膜上 | -16.1 | 900 | -21.9 | 1154 | -32.3 | 1129 |

4.5 生理食塩水モデルを用いたパリレンフィルムアンテナの設計

4.4 節において、生理食塩水を用いて設計したアンテナのリターンロス特性を、式(4.6)により変換する事で、脳モデルでのアンテナの特性を推測できることを示した。本節では、生理食塩水モデルを用いて薄膜のダイポールアンテナを設計するにあたり、生理食塩水にアンテナを浸した時に、アンテナのサイズから寄生容量 C_p を算出する式を導出する。寄生容量は、アンテナ配線の膜厚 (MT: Metal Thickness), 幅 (MW: Metal Width), 長さ (ML: Metal Length) によって変動するパラメータである。この容量値を $C_p(ML, MW)$ として定式化する事により、所望の共振周波数を有するアンテナの設計が容易になる。

図 4.110 に示すパリレンフィルムアンテナのモデルパラメータにおいて、本研究では、配線の厚さ MT を 120nm と固定し、配線長 ML 及び配線幅 MW を、寄生容量 C_p を算出するための変数とした。ML を 14mm から 18mm まで 1mm 刻みに、また配線幅 MW を 1mm から 3mm まで 0.5mm 刻みに振った。合計 25 種類のアンテナパターンを電磁界シミュレーションにより解析し、共振周波数の値から寄生容量 C_p を算出する。配線長 ML と配線幅 MW による寄生容量の関数 $C_p(ML, MW)$ を導出する。

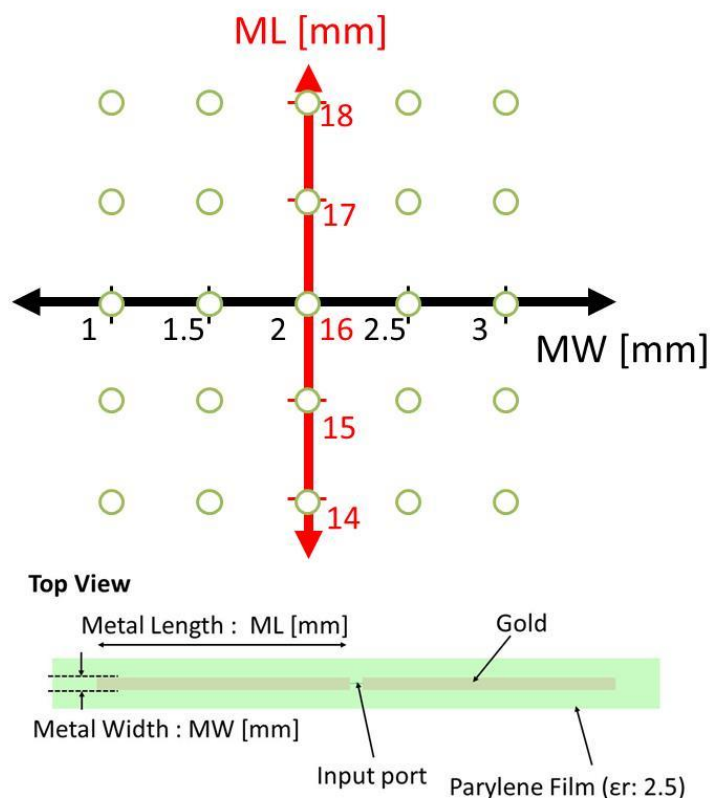


図 4.11 アンテナの寄生容量を定式化するためのパラメータ ML 及び MW の設定範囲

まずダイポールアンテナの配線パラメータ ML , MW , MT を決定したことにより, アンテナ配線の自己インダクタンスが算出される. 自由空間におけるプレーナ配線の自己インダクタ L [nH]は, アンテナの配線長 ML [mm], 配線幅 MW [mm], 配線厚さ MT [mm]を用いて,

$$L(ML, MW, MT) = 0.2 ML \left\{ \ln \left(\frac{2 \times ML}{MW + MT} \right) + 0.5 + \frac{MW + MT}{3 \times ML} \right\} \quad (4.16)$$

により, 算出される[18]. 式(4.16)によって求められる自己インダクタンス L を図 4.12 に示す. 配線幅 MW 及び配線長 ML の範囲においては, ML が長くなると自己インダクタンス L は大きくなり, MW に対しては反比例の関係であることが分かる.

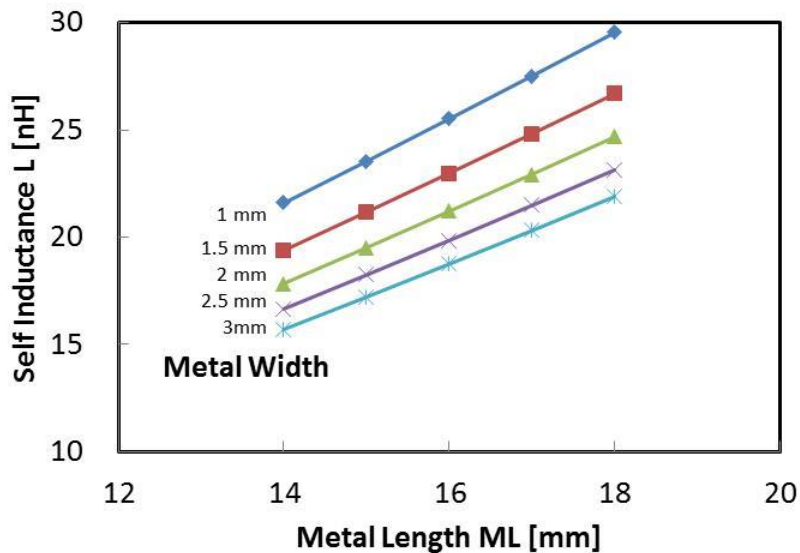


図 4.12 アンテナの配線パラメータに対する自己インダクタンス

次に, 配線のパラメータ ML , MW , MT を持ったパリレンフィルムアンテナを, 生理食塩水モデルを用いて解析し, 共振周波数 f_0 をシミュレーションにより算出した. 図 4.13 に示すグラフは, 配線長 ML 及び配線幅 MW に対する共振周波数をプロットしたグラフである. アンテナの配線長が長くなる, 又は配線幅が広くなるのに従い, アンテナの共振周波数は低くなっていくことがわかる. 本シミュレーションにより導出した共振周波数 f_0 と, 計算から求めた自己インダクタンス L を用いて, 実効的な寄生容量 C_p を計算する. 図 4.14 のグラフは, 配線長 ML 及び配線幅 MW に対する寄生容量の大きさを示している. 同図より, 配線幅が広くなることで寄生容量が大きく上昇することが確認できる.

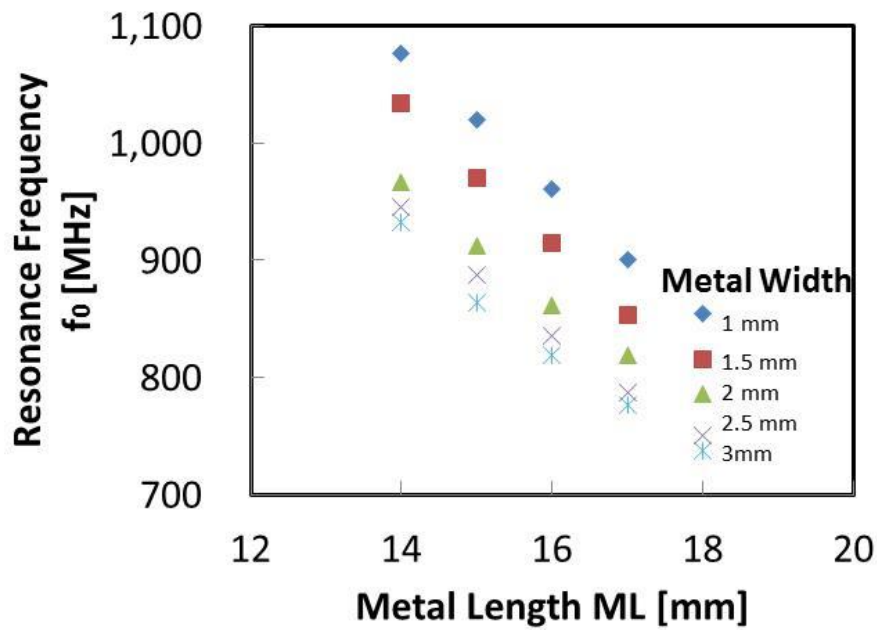


図 4.13 アンテナの配線パラメータに対する生理食塩水内での共振周波数

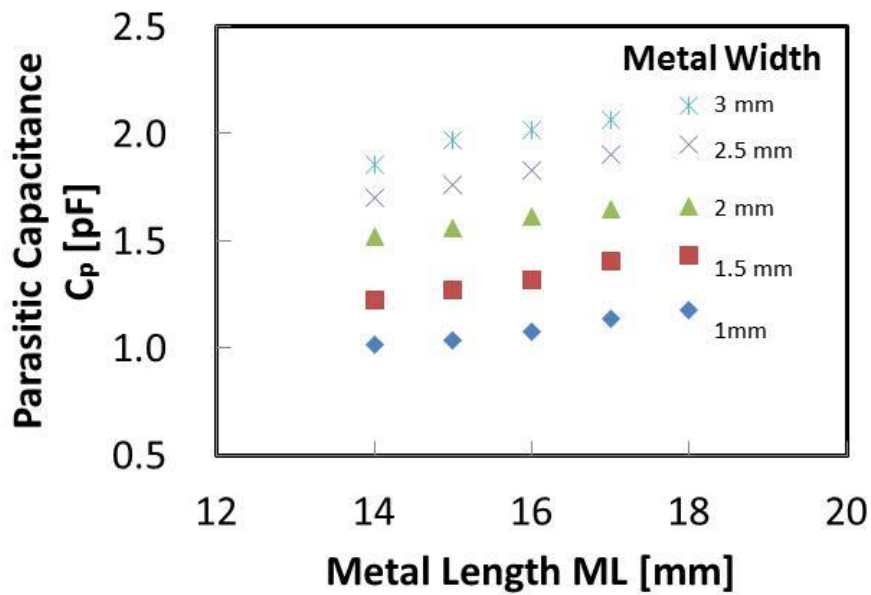


図 4.14 アンテナの配線パラメータに対する生理食塩水内での配線間容量

図 4.14 の結果をもとに、寄生容量 C_p を配線長 ML と配線幅 MW から算出するモデルを作成するために、最小二乗法によりフィッティングを行う。 ML と MW の 2 軸に対して寄生容量 C_p が値をとるため、 $ML=16\text{mm}$, $MW=2\text{mm}$ のときの寄生容量 $C_p(16\text{mm}, 2\text{mm})$ を基準として正規化し、それぞれの軸に対する最小二乗により式(4.17)を導出した。

$$C_p(ML, MW) = (0.0342 \times ML + 0.4552) \\ \times (0.2928 \times MW + 0.3957) \\ \times C_p(16mm, 2mm) . \quad (4.17)$$

従って、アンテナの共振周波数 f_{0_cal} は式(4.16)と式(4.17)より、

$$f_0(ML, MW) = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{-(ML, MW)} \times C_p(ML, MW)}} \quad (4.18)$$

と導出することができる。モデルとなる式(4.13)の妥当性を検証するために、同式を用いて算出された共振周波数 $f_0(ML, MW)$ と、シミュレーションにより求めた共振周波数 f_{0_sim} との比較を行う。表 4.3 に示すように、計算値とシミュレーション結果はほぼ一致しており、その誤差は最大で 2.73% である。以上より、本節にて導出した生理食塩水中のアンテナモデルである式(4.18)を用いることで、生理食塩水中のプレーナ型ダイポールアンテナの共振周波数を、アンテナ配線の長さから見積もる事ができるため、アンテナの形状による共振周波数の算出をすることができる。さらに、導出された生理食塩水モデルでのアンテナの特性を、式(4.6)により変換する事で、間接的に生体埋め込み時のアンテナの共振周波数を設計する事が可能となる。

表 4.3 定式化した寄生容量による共振周波数の計算値とシミュレーション結果の比較

| 配線長 ML [mm] | 配線幅 MW [mm] | 厚さ MT [μm] | 自己 L [nH] | 寄生 C [pF] | 共振周波数 f_0 [MHz] | | フィッティング誤 差[%] $\left \frac{f_{cal} - f_{sim}}{f_{cal}} \right \times 100$ |
|-------------------|-------------------|------------------|--------------|--------------|----------------------|--------|---|
| | | | | | Cal | Sim | |
| 10 | 1.5 | 0.12 | 23.54 | 0.760 | 1189.6 | 1167.5 | 1.86 |
| | 2.0 | | 21.17 | 0.958 | 1117.6 | 1107.2 | 0.93 |
| | 2.5 | | 18.24 | 1.353 | 1013.2 | 985.5 | 2.73 |
| 20 | 1.5 | | 33.64 | 0.972 | 880.2 | 881.5 | 0.15 |
| | 2.0 | | 30.47 | 1.224 | 824.1 | 824.0 | 0.01 |
| | 2.5 | | 26.51 | 1.729 | 743.4 | 747.4 | 0.54 |
| 25 | 1.5 | | 44.25 | 1.183 | 695.5 | 709.1 | 1.96 |
| | 2.0 | | 40.27 | 1.491 | 649.7 | 637.1 | 1.93 |
| | 2.5 | | 35.29 | 2.105 | 583.9 | 576.4 | 1.29 |

4.6 パリレンフィルムによる薄膜アンテナの特性

4.5 節において、ダイポールアンテナの配線形状から、アンテナの共振周波数を見積もる手法を提案した。また、4.3 節及び 4.4 節では、生理食塩水モデルで設計した埋め込みアンテナの特性から、実際に頭部へ埋め込んだ際の特性を予測する変換式を導出した。上記の提案手法に対して、本節では、実際にパリレンフィルムを用いて厚さ $10\mu\text{m}$ のアンテナを製作し、リターンロス特性の変換、放射特性の測定、及びフレキシブルデバイスとして曲げた状態での特性変化について評価を行う。

4.6.1 パリレンフィルムアンテナの設計と製作

4.5 節で提案した、薄膜のダイポールアンテナの設計方法を用いて、配線長 ML 、配線幅、配線膜厚がそれぞれ 16mm 、 2mm 、 120nm の値を持ったアンテナを製作する。式 (4.18)を用いて共振周波数を導出したところ、共振周波数は 868.4MHz となる。使用するフィルム材料は生体適合性に優れたパリレンを用いる。図 4.15 にパリレンフィルムアンテナの製作プロセスの断面図を示す。まず、シリコン基板にフレキシブル基板をリリースするために必要となる犠牲層の Ti 薄膜をスパッタリング法で 40nm 成膜する[図 4.15(a)]。次にパリレン薄膜を真空蒸着により、ウェハ全体に $5\mu\text{m}$ 成膜する[図 4.15(b)]。その後、パリレンフィルムの上に、アンテナ配線の材料となる Au 薄膜をスパッタで 120nm 堆積させる。その上から、 Au 薄膜をアンテナの形状にパターニングする際に使用する Ti メタルマスクを作成するために、 Ti 薄膜をスパッタリング法により 40nm 成膜する[図 4.15(c)]。感光性材料であるポジレジスト (ip3100) をウェハ表面に塗布して、アンテナ配線用のガラスマスクでパターニングを行う。その後、 CF_4 ガスを用いた異方性のドライエッチングにより、ハードマスク Ti 薄膜をアンテナ配線の形状にパターニングする[図 4.15(e)]。 O_2 プラズマアッシングでレジストを除去し、常温の王水 ($\text{NH}_3 : \text{HCL} = 1 : 3$) を用いて Au 薄膜をウェットエッチングする。その後ハードマスク Ti を CF_4 ガスによるドライエッチングで除去する[図 4.15(e)]。アンテナ配線を形成後、さらに真空蒸着でパリレン薄膜を $5\mu\text{m}$ 堆積し[図 4.15(f)]、 Ti メタルマスクを用いて、パリレンフィルムのパターニングと、アンテナの電極パッドの開口を行う[図 4.15(g)]。最後に、ウェハをアンモニア過酸化水素水に浸すことで犠牲層 Ti をウェットエッチングして、パリレンフィルムアンテナをリリースする。図 4.16 は、製作したパリレンフィルムアンテナの写真である。同軸ケーブルに導電性ペーストを用いて結線し、剥き出しになっている配線部分をエポキシ樹脂でコーティングする。

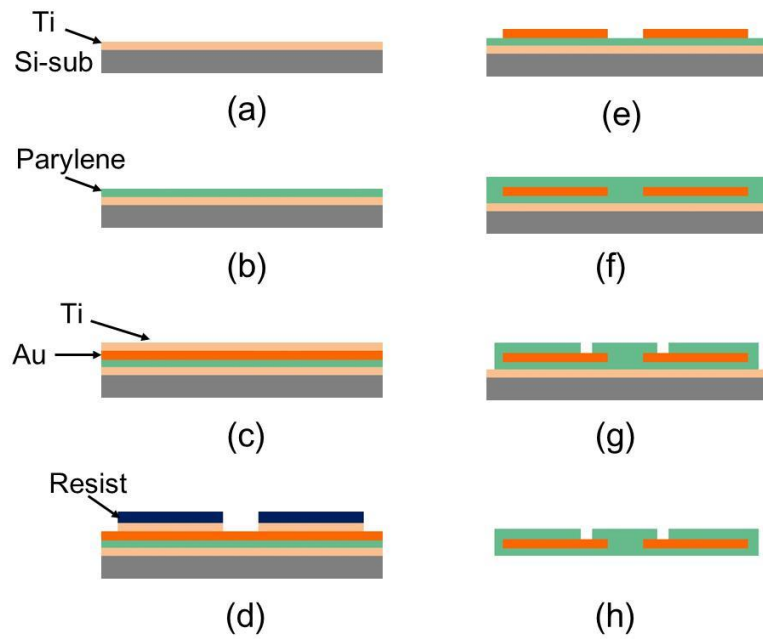


図 4.15 パリレンフィルムアンテナの製作プロセス断面図：
 (a) 犠牲層 Ti スパッタ, (b) パリレンフィルム蒸着, (c) Au/Ti スパッタ, (d) フォトリソグラフィ, (e) Au 配線パターンニング, (f) パリレンフィルム蒸着,
 (g) パッド開口, (h) 犠牲層エッチング

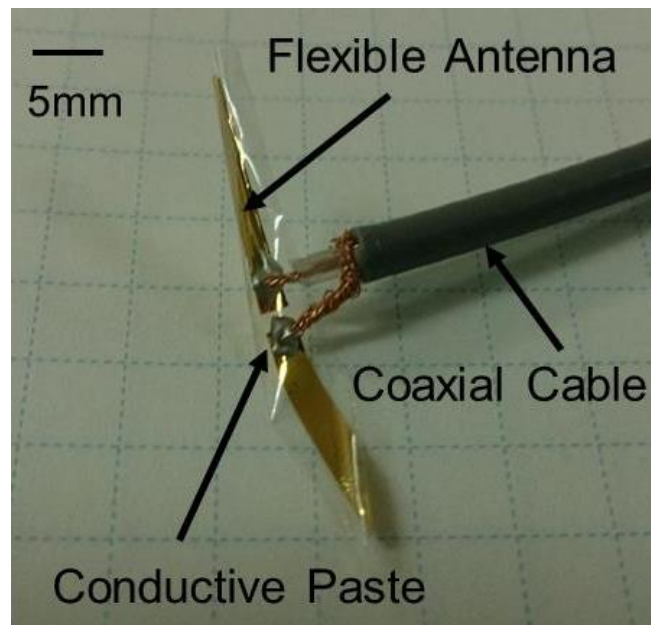


図 4.16 製作したパリレンフィルムアンテナ

4.6.2 生理食塩水モデルによるアンテナ特性の評価

製作したパリレンフィルムアンテナの特性を測定するにあたり、0.9wt%のNaClを溶解した生理食塩水を用いた。図4.17は、フレキシブルアンテナのリターンロス特性を測定する生理食塩水モデルである。フレキシブルデバイスとして曲げた状態でのアンテナの特性を評価するために、曲率半径 R を持たせたフィルム上に、製作したアンテナを固定した。図4.18に、生理食塩水中のパリレンフィルムアンテナのリターンロス特性を示す。アンテナを平坦にした状態において共振周波数が890MHzであるのに対し、曲率半径が1cmの場合では共振周波数が870MHzへ変化した。フレキシブルアンテナを曲げる事によって共振周波数が3%ほどシフトしたが、共振周波数に対する影響は少ないと考えられる。しかし、測定されたリターンロス特性をシミュレーション結果と比較したところ、高周波数の領域では一致しなかった。特性が一致しない原因として、フレキシブルアンテナのパッケージング方法に問題があると考えられる。フレキシブルアンテナと同軸ケーブルを接続する際に導線が剥き出しになるため、エポキシ樹脂を用いてコーティングすることで生理食塩水との絶縁を行った。そのため、アンテナと同軸ケーブル間の寄生容量が、リターンロス特性に影響を及ぼしたと考えられる。

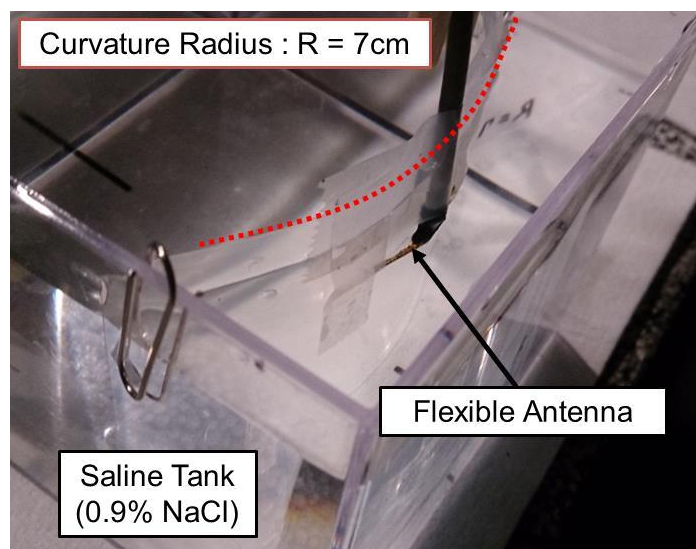


図 4.17 生理食塩水モデルを用いたフレキシブルアンテナの測定系

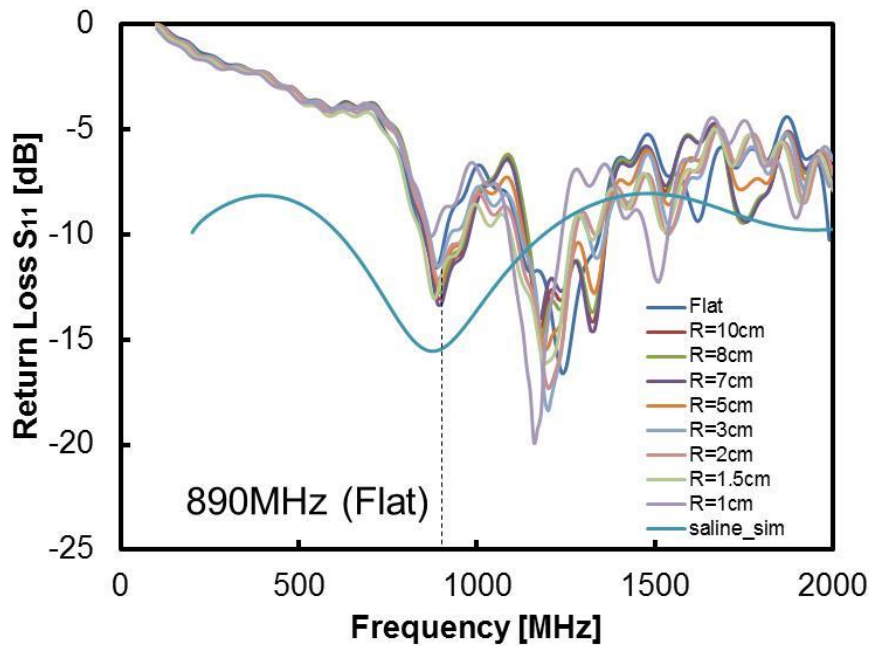


図 4.18 フレキシブルアンテナのリターンロス特性

次に、生理食塩水モデルを用いて測定されたリターンロス特性を、式(4.6)を用いて頭部へ埋め込んだ際の特性に変換した。図 4.19 に、リターンロス特性の変換結果を示す。製作したパリレンフィルムアンテナの生理食塩水中での共振周波数は、式(4.6)で変換する事により、890MHz から 1090MHz へシフトした。また、電磁界シミュレーションを用いた脳が多層モデルで解析したアンテナの共振周波数は、1038MHz であった。生理食塩水を用いた測定結果を変換する事で、多層の生体組織モデルで設計したアンテナの共振周波数に近い値を得る事ができた。しかし、リターンロス特性の大きさや、高周波数の領域における特性の不一致が課題として残る。そのため、特性の変換式において導電率 σ を考慮する事、また、測定において寄生成分を除去する測定方法の開発が必要になる。

最後に、製作したフレキシブルアンテナの放射特性の測定を行った。フレキシブルアンテナの放射特性のシミュレーション結果と測定結果を図 4.20 に示す。アンテナの Z 軸方向においてアンテナ利得のシミュレーション結果と測定結果は、それぞれ -19.19dBi と -20.21dBi となった。また、放射パターンはダイポールアンテナの放射形状を示しており、放射特性がほぼ一致する事が確認された。

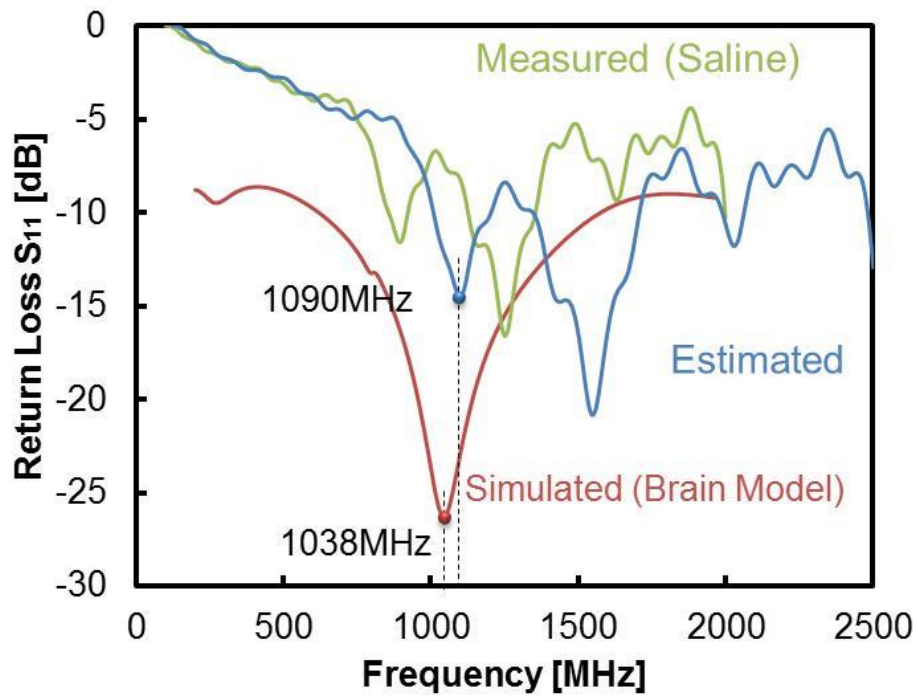


図 4.19 生理食塩水モデルで測定したリターンロス特性の変換結果

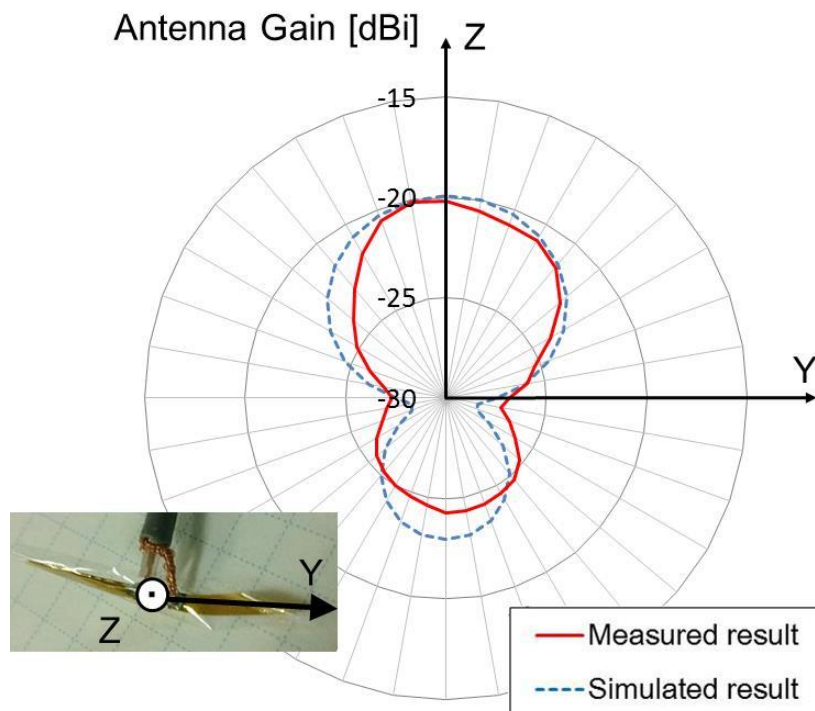


図 4.20 生理食塩水モデルによるフレキシブルアンテナの放射特性 (Z-Y 回転)

4.7 結言

本章では、埋め込みアンテナの設計にあたり、生理食塩水モデルと生体組織モデルによるアンテナ特性の関係性を解明することで、測定において生体組織に埋め込まなくても、アンテナの特性を見積もることができる S パラメータの変換方法を提案した。

脳組織モデルと生理食塩水モデルのアンテナ特性の関係が、誘電体によって生じる波長短縮効果に起因していると考え、それぞれ比誘電率を用いてリターンロス特性の周波数軸の変換を行った。提案する変換方法が妥当であるかを、電磁界シミュレーションを用いて検証を行った。その結果、誘電体が異なる物質におけるアンテナのリターンロス特性は、提案する式で変換する事により、ほぼ一致する事が確認された。また、多層の生体組織からなる脳モデルに関して、実効比誘電率を算出することにより、同じようにリターンロス特性を変換する事ができる。この変換方法を用いる事により、実験的に埋め込みが困難である人体モデルでの測定を、生理食塩水モデルで測定して得られる結果を変換する事により、人体モデルのアンテナの特性を見積もる事が可能になる。

次に、埋め込みのための薄膜のダイポールアンテナの設計を簡易にするために、アンテナ配線の長さや幅を引数として、寄生容量の定式化を検討した。アンテナ配線の形状から求まる自己インダクタンスと、モデル化した寄生容量の式により、アンテナの共振周波数を設計する事が可能になる。これにより計算された共振周波数と、電磁界シミュレーションにより算出された共振周波数の比較を行ったところ、共振周波数の誤差は 3%以下であった。

最後に、設計方法を用いて、パリレンフィルムを用いたフレキシブルアンテナを製作した。フレキシブルアンテナを曲げた状態に固定してリターンロス特性を測定したところ、曲率半径 1cm で曲げた状態で、共振周波数が 3%ほどシフトする事が確認された。また、リターンロス特性の変換式を用いて、脳に埋め込んだ際の特性を見積もったところ、脳へ埋め込んだ際に共振周波数が 1090MHz になると予測された。シミュレーションの結果と比較したところ、共振周波数の誤差が 52MHz 生じたが、アンテナのパッケージングと固定方法に原因があると考えられる。また、放射特性の評価では、製作したアンテナは -20.21dBi の利得を持っており、シミュレーションの結果とほぼ一致する事が確認された。

提案した設計方法を用いる事で、アンテナの共振周波数を簡易に見積もる事ができる。さらに、人体モデルでのアンテナのリターンロス特性の変換を行うことにより、埋め込みアンテナの設計をより簡易化する事ができた。本研究では、脳モデルとして、平面の有限の大きさのモデルを用いて解析を行ったが、実際の脳の形状は曲面を有している。今後は、モデルの妥当性の検証を行うとともに、比誘電率だけでなく生体組織の伝導率を考慮した変換式が必要であると考えられる。導電率のパラメータを考慮することで、アンテナ特性としてアンテナ利得や指向性を予測できるようになれば、生体への埋め込みアンテナの設計において、より有用な設計手段となる。

参考文献

- [1] J. Kim, and Y. Rahmat-Samii, "Implanted antennas inside a human body: Simulations, designs, and characterizations," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.52, no.8, pp.1934-1943, 2004.
- [2] S. H. Lee, J. Lee, Y. J. Yoon, S. Park, C. Cheon, K. Kim, and S. Nam, "A wideband spiral antenna for ingestible capsule endoscope systems: Experimental results in a human phantom and a pig," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol.58, no.6, pp.1734-1741, 2011.
- [3] M. L. Scarpello, D. Kurup, H. Rogier, D. Vande Ginste, F. Axisa, J. Vanfleteren, W. Joseph, L. Martens, and G. Vermeeren, "Design of an implantable slot dipole conformal flexible antenna for biomedical applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.59, no.10, pp.3556-3564, 2011.
- [4] H. Bahrami, B. Gosselin, and L. A. Rusch, "Design of a miniaturized UWB antenna optimized for implantable neural recording systems," *Proc. IEEE 10th Int. New Circuits and Systems Conf.*, Montreal, QC, Canada, (2012) pp.309-312.
- [5] A. Kiourti, C. W. L. Lee, J. Chae, and J. L. Volakis, "A wireless fully passive neural recording device for unobtrusive neuropotential monitoring," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol.63, no.1, pp.131-137, 2016.
- [6] H. Bahrami, S. A. Mirbozorgi, L. A. Rusch, and B. Gosselin, "Biological channel modeling and implantable UWB antenna design for neural recording systems," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol.62, no.1, pp.88-98, 2015.
- [7] Z. Duan, Y. X. Guo, M. Je, and D. L. Kwong, "Design and in vitro test of a differentially fed dual-band implantable antenna operating at MICS and ISM bands," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.62, no.5, pp.2430-2439, 2014.
- [8] D. B. Rodrigues, P. F. Maccarini, S. Salahi, T. R. Oliveira, P. J. S. Pereira, P. Limao-Vieira, B. W. Snow, D. Reudink, and P. R. Stauffer, "Design and optimization of an ultra wideband and compact microwave antenna for radiometric monitoring of brain temperature," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol.61, no.7, pp.2154-2160, 2014.
- [9] A. Kiourti, J. R. Costa, C. A. Fernandes, A. G. Santiago, and K. S. Nikita, "Miniature implantable antennas for biomedical telemetry: From simulation to realization," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol.59, no.12, pp.3140-3147, 2012.
- [10] T. Arima, H. Watanabe, K. Wake, H. Masuda, S. Watanabe, M. Taki, and T. Uno, "Local exposure system for rats head using a figure-8 loop antenna in 1500-MHz band," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol.58, no.10, pp.2740-2747, 2011.
- [11] E. Moradi, S. Amendola, T. Bjorninen, L. Sydanheimo, J. M. Carmena, J. M. Rabaey, and L. Ukkonen, "Backscattering neural tags for wireless brain-machine interface systems," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.63, no.2, pp.719-726, 2015.

- [12] A. Khaleghi, and I. Balasingham, "Improving in-body ultra wideband communication using near-field coupling of the implanted antenna," *Microwave and Optical Tech. Lett.*, vol.51, no.3, pp.585-589, 2009.
- [13] S. Gabriely, R. W. Lau, and C. Gabriel, "The dielectric properties of biological tissues: II. Measurements in the frequency range 10 Hz to 20 GHz," *Phys. Med. Biol.*, vol.41, no.11, pp.2251-2269, 1996.
- [14] P. Wang, and C. L. Brace, "Tissue dielectric measurement using an interstitial dipole antenna," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol.59, no.1, pp.115-121, 2012.
- [15] A. W. Guy, C. K. Chou, and B. Neuhaus, "Average SAR and SAR distributions in man exposed to 450-MHz radiofrequency radiation," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.32, no.8, pp.753-762, 1981.
- [16] D. H. Gadani, V. A. Rana, S. P. Bhatnagar, A. N. Prajapati, and A. D. Vyas, "Effect of salinity on the dielectric properties of water," *Int. J. Pure and Appl. Phys.*, vol.50, no.6, pp.405-410, 2012.
- [17] A. Drossos, V. Santomaa, and N. Kuster, "The dependence of electromagnetic energy absorption upon human head tissue composition in the frequency range of 300-3000 MHz," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.48, no.11, pp.1988-1995, 2000.
- [18] F. W. Grover, "Inductance calculations," Van Nostrand, Princeton, N.J., 1946. Reprinted by Dover Publications, 1962.

第5章 フレキシブル無線電力伝送デバイス

5.1 緒言

本章では、無線神経インターフェイスの実現に向けた電力伝送デバイスとして、デバイスを小型で実現させるために、フレキシブルアンテナと整流器の協調設計について検討を行う。またフレキシブルデバイスの製作において、厚さ $10\mu\text{m}$ の薄膜フレキシブルアンテナと CMOS 整流器チップの一体化により、デバイスの大部分がフレキシブルであるレクテナを実現させた。このフレキシブルレクテナを用いた無線電力伝送 (WPT : Wireless Power Transmission) の実験において、長距離かつアライメントフリーな WPT を達成した。

一般的に、整流器は入力される電力に対して非線形な入力インピーダンスを持つため、アンテナとのインピーダンスマッチングを行う事が困難である。そこで、整流器に入力される電力範囲を決定することで入力インピーダンスの変動範囲を見積もり、フレキシブルアンテナとオンチップトランスの設計を行う。また整流器は容量性のリアクタンスを持つため、インダクタ素子を挿入する事で電圧と電流の位相を揃えて、アンテナとのインピーダンスマッチングが行われている[1]。そこで、誘導性リアクタンスを有するアンテナの設計を行うことで、アンテナと整流器間のインピーダンスマッチング素子を減らす協調設計を行う。

また、頭部への埋め込みデバイスを製作するにあたり、フレキシブルアンテナと回路機能の統合について検討する。2章4節で述べたように、フレキシブルトランジスタによるアプローチがあるが、トランジスタのゲートサイズが $10\mu\text{m}$ 以上であるため回路面積が大きくなってしまいう事や、トランジスタの消費電力が高い事が課題となる[2,3]。別の手法として述べたシリコンチップとフレキシブルフィルムの一体化技術において、微細加工技術を用いた一体化手法を挙げたが、将来的に複数のチップを1つのフィルムデバイスに実装しようとした場合に、フレキシブルデバイスと各チップ間のパッド接続においてアライメント精度の問題が発生する[4,5]。別の手法として、フリップチップボンディングを用いて、フレキシブルフィルム上に回路チップを実装するパッケージング方法が検討されている。フリップチップボンディングによって、フィルムデバイスに対し高精度に回路チップを一体化する事が可能である[6]。しかしながら、今回フレキシブル基板として使用するパリレンフィルムは厚さ $10\mu\text{m}$ の薄膜であり、このフィルム厚さに対するフリップチップボンディングの実績は確認されていない。

本研究では、インピーダンスマッチング素子を減らすために、アンテナと整流器の協調設計について検討し、製作においては、厚さ $10\mu\text{m}$ のパリレンフィルムで製作するフレキシブルアンテナに対して整流回路チップをフリップチップボンディングすることで、小型で低侵襲なフレキシブルレクテナを実現する事を目的とする。

5.2 フレキシブルレクテナの設計

5.2.1 フレキシブルレクテナデバイスの概要

パリレンフィルムによるフレキシブルアンテナを用いた、ヒトの頭部へ埋め込む神経インターフェイスの概要を図 5.1 に示す。アンテナやコイルなどのパッシブ素子をフレキシブルフィルム上に形成し、高機能及び低消費電力が求められるアクティブ素子をシリコンチップ上に小型で実現する。これらの異種基板を一体化する事により、全体として柔軟なフレキシブルデバイスを実現する事ができる。今回、フィルム材料としてパリレンフィルムを使用した。パリレンフィルムは生体適合性の良い材料であり、真空蒸着によって成膜を行うため均一な厚さを持った薄膜デバイスを製作する事が可能である。また厚さ $10\mu\text{m}$ のパリレンフィルムデバイスは、脳表面の形状に対して柔軟に適應することができるため、埋め込みにおいて低侵襲なデバイスを実現できる[7]。本研究では頭部への埋め込みデバイスに対して、生体組織への電波の吸収量及びアンテナの大きさを考慮した 800MHz 帯の周波数を用いて、RF 電力による WPT を行うデバイスを提案する。外部から送電される RF 電力をフレキシブルアンテナにより受信し、回路チップの CMOS 整流器により RF-DC 変換を行うフレキシブルレクテナデバイスについて検討する。

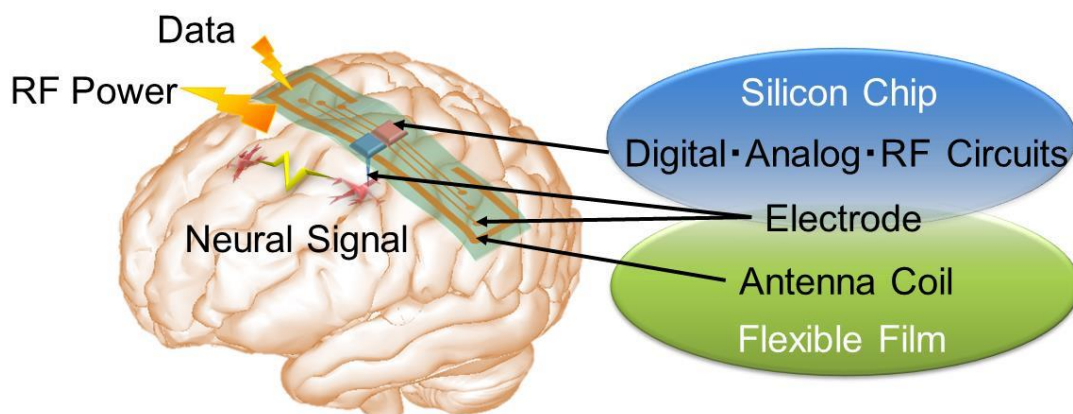
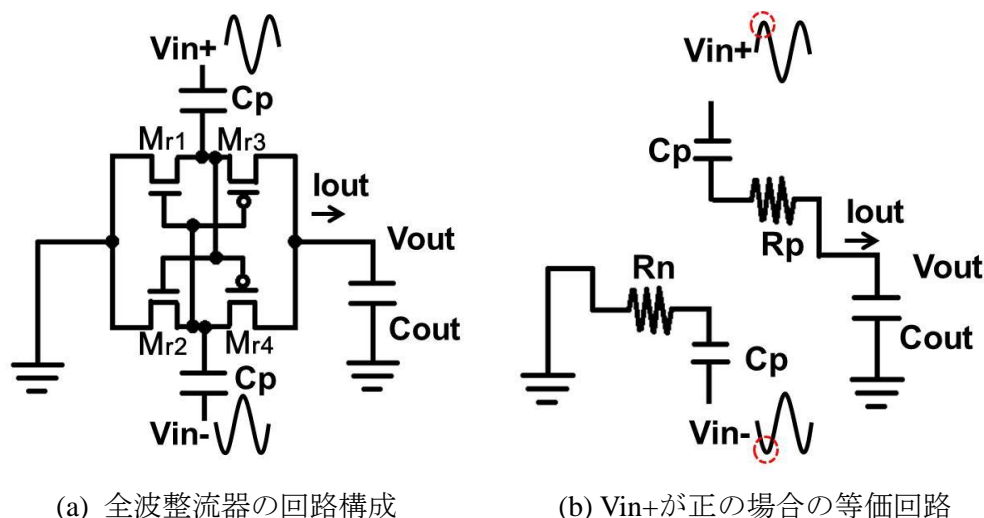


図 5.1 提案するフレキシブルアンテナと回路チップを搭載した埋め込みデバイスの構想

5.2.2 CMOS 整流器の設計

フレキシブルレクテナを設計するにあたり、まず CMOS 整流器の設計を行う。図 5.2 に示すのは CMOS 全波整流器の回路図である[8]。アンテナからキャパシタ C_p を介して、CMOS トランジスタのゲート端子及びドレイン端子 (V_{in+} , V_{in-} 端子) に交流電力が印加される。図 5.2(a)において、 V_{in+} に nMOS の閾値電圧以上の正の電圧が印加されると M_{r2} がオン状態となり、 M_{r4} がオフ状態となる。この時に差動入力端である V_{in-} に pMOS の閾値電圧以上の負の電圧が印加されるため M_{r1} がオフ状態となり、 M_{r3} がオン状態となる。そのため図 5.2(a)における整流器は図 5.2(b)に示すように、pMOS のオン抵抗 R_p を介して電流 I_{out} が V_{in+} 端子から容量 C_{out} に流れてチャージされる。また、入力波形の位相が反転した時は V_{in-} 端子から容量 C_{out} に流れてチャージされ、この動作が交互に繰り返されることにより、全波整流が可能となる。本研究では、CMOS 全波整流器を 3 段に接続する事により、チャージポンプの機能を有する全波整流器を用いた。



(a) 全波整流器の回路構成

(b) V_{in+} が正の場合の等価回路

図 5.2 使用した CMOS 全波整流器[8]

図 5.3 に、使用する CMOS 全波整流器の回路図を示す。2つの回路素子を接続する際は、整流器の入力端子とアンテナ素子の接続において、インピーダンスマッチングが重要となる。整流器とアンテナの入力インピーダンスが異なる場合、その素子間において入力される電流と電圧の反射が発生するため、アンテナで受信した電力を整流器に効率よく伝送する事ができなくなる。そのため、整流器の入力インピーダンスを見積もり、最適なアンテナを設計する事が重要となる。図 5.3 の 3 段の CMOS 整流器において、CMOS がオン状態になる電力が印加された時の等価回路を図 5.4 に示す。この等価回路において入力端に正弦波が入力された場合、図 5.4(a)と図 5.4(b)の状態が繰り返される。そのため、この整流器の入力インピーダンスは、図 5.5 に示すように nMOS のオン抵抗 R_n と pMOS のオン抵抗 R_p の直列接続が、3 段に並列に接続されたものとして考えられる。

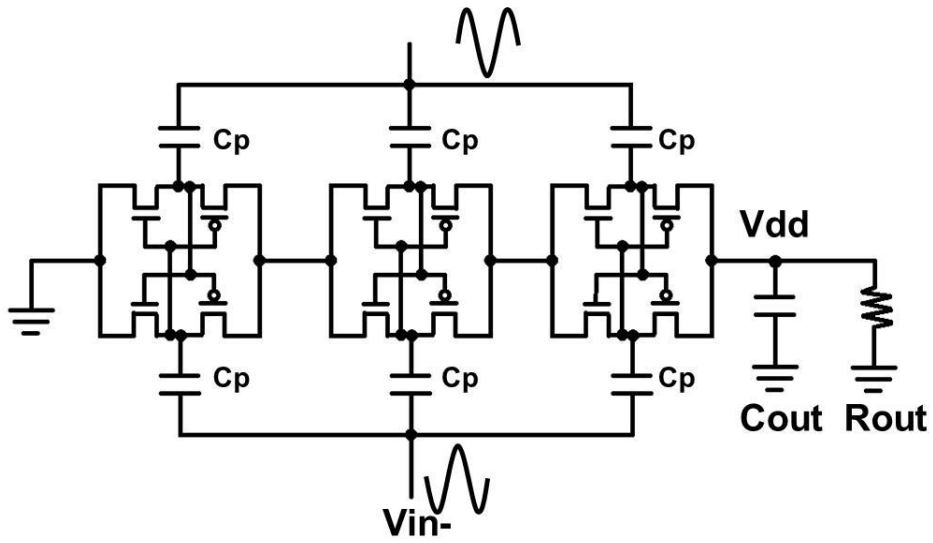
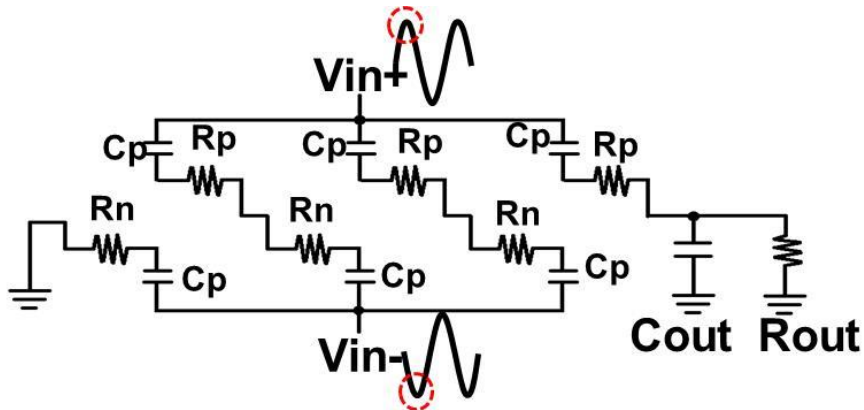
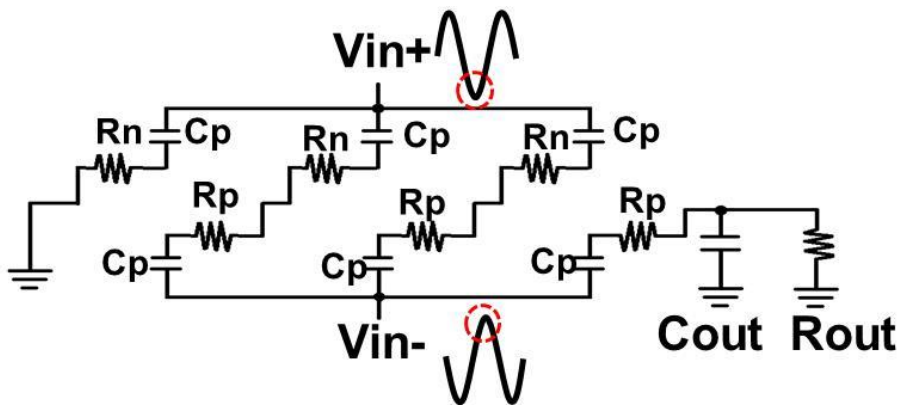


図 5.3 使用する 3 段の CMOS 全波整流器回路



(a) V_{in+} に正の電圧が印加された場合



(a) V_{in+} に負の電圧が印加された場合

図 5.4 3 段の CMOS 全波整流器の等価回路

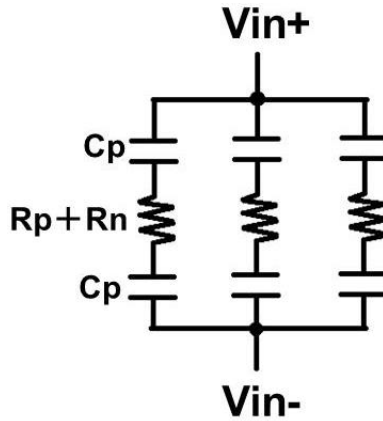


図 5.5 正弦波入力における 3 段の CMOS 全波整流器の等価回路

図 5.5 より，整流器の入力インピーダンスの実部 R_{RECT} は，

$$R_{RECT} = \frac{R_{on_n} + R_{on_p}}{3} \quad (5.1)$$

で与えられる．ここで R_{on_n} と R_{on_p} は n-MOS 及び p-MOS トランジスタのオン抵抗である．MOS トランジスタの ON 抵抗 $R_{on_n,p}$ は，

$$R_{on_n,p} = \frac{1}{\beta (V_{GS} - V_{TH})} \quad (5.2)$$

で表される．ここで V_{GS} は MOS のゲート-ソース間電圧， V_{TH} は MOS の閾値電圧である．また利得係数 β は，MOS のゲート長 L ，ゲート幅 W ，キャリアの移動度 μ ，ゲート酸化膜の単位容量 C を用いて，

$$\beta = \mu C \frac{W}{L} \quad (5.3)$$

と表される．MOS のゲート-ソース間に印加される電圧 V_{GS} は，アンテナから整流器へ入力される電力によって決定される．本研究で使用する MOS トランジスタの閾値電圧は約 350mV となっているため，整流器の入力端子に 350mV 以上の電圧が印加された場合を想定して，入力インピーダンスの算出を行う．nMOS 及び pMOS トランジスタのゲートサイズは W/L 比が 66.6 と 200 になるように設計した．

CMOS 整流器の入力端に十分な電圧が印加された場合，n-MOS と p-MOS の抵抗 R_{on_n} ， R_{on_p} は，式(5.2)で示す MOS トランジスタのオン抵抗で算出され，入力電圧に依存して変動する．十分な電圧が入力端に印加された場合，式(5.1)と式(5.2)より，整流器の入力インピーダンスの実部 R_{RECT} は 100 Ω から 650 Ω の間で変動する．整流器と 50 Ω 系のアンテナを接続する際に，高周波回路では一般的に，コイルとコンデンサを組み合わせによるインピーダンスマッチングが検討される．設計した整流器と 50 Ω 系のアンテナのインピーダンスマッチングには，30.54nH のインダクタンスと 1pF のキャパシタンスが必要となる．30nH のインダクタンスをシリコン基板上に製作するためには，およそ 350 $\mu\text{m} \times 350\mu\text{m}$ の大きさとなる[9]．しかし本研究では，インピーダンスマッチングを行

うためにインピーダンス変換トランスを用いた。将来的に、フレキシブルフィルムとシリコン基板上に、それぞれ、トランスの1次側コイルと2次側コイルを設ける事によって、フィルムデバイスと回路チップ間では磁束を介してエネルギーの伝送が行われる。トランスを用いてフィルムデバイスと回路チップの電氣的に接続が不要になることで、接続部分の電気抵抗を除去することができ、また、デバイスの製作工程においてバンプの形成や平坦化のプロセスを簡略化する事が可能になると考えた。

実部のインピーダンスマッチングを行うにあたり、トランスの1次側コイルと2次側コイルの巻き数比を1:nとすることで、整流器側から見たアンテナの抵抗値を n^2 倍にすることができる。本設計では1:3の巻き数比のトランスを用い、これにより50Ω系のアンテナの抵抗値 R_{ANT} は整流器側から見て450Ωとすることができる。

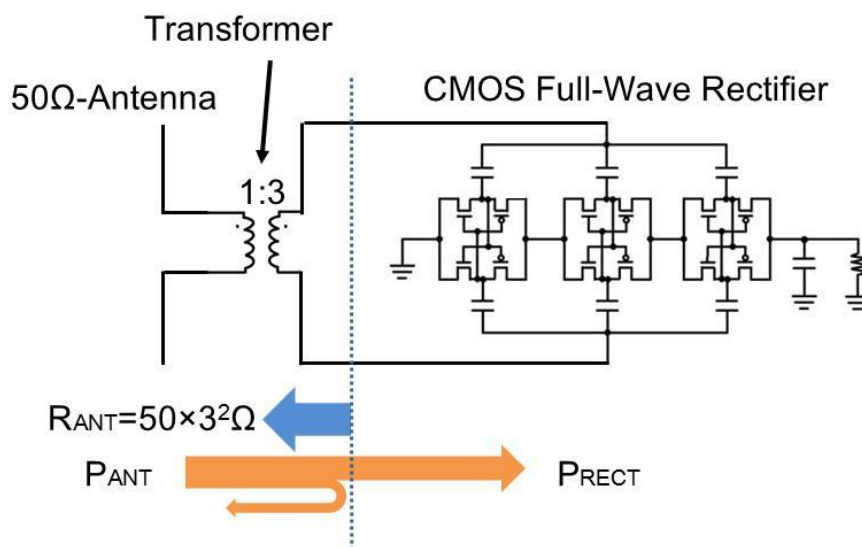


図 5.6 トランスを用いたレクテナの回路構成図

以上のようにして求められる整流器の抵抗値 R_{RECT} とアンテナの抵抗値 R_{ANT} を用いる事で、アンテナから整流器に入力される電力 P_{ANT} と整流器まで伝送される電力 P_{RECT} の比率 $P_{RECT}/P_{ANT}[\%]$ は、

$$\frac{P_{RECT}}{P_{ANT}} = \frac{4 \cdot R_{ANT} \cdot R_{RECT}}{(R_{ANT} + R_{RECT})^2} \quad (5.4)$$

で表される。以上の計算式を用いて、アンテナから整流器に入力される電力 P_{ANT} に対する CMOS 整流器の入力抵抗 R_{ANT} と、整流器まで伝送される電力 P_{RECT} との比率 $P_{RECT}/P_{ANT}[\%]$ を図 5.7 にプロットする。同図より、アンテナから整流器へ入力される電力 P_{ANT} の範囲が-10dBm から 5dBm の場合、アンテナから整流器には 80%以上の電力が伝送される。この効率のグラフのピーク値は、MOS トランジスタのオン抵抗 $R_{on,n,p}$ やインピーダンス変換トランスの巻き数比を変化させることにより、調整する事が可能である。そのため、受信アンテナが外部から受け取れる電力を見積もる事ができれば、その電力の大きさに応じてインピーダンスマッチングの設計が可能となる。

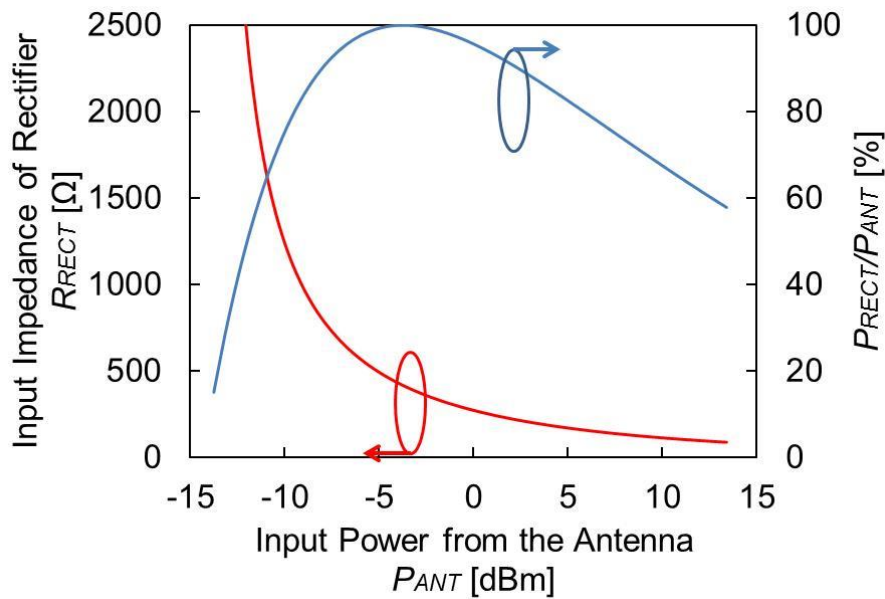


図 5.7 アンテナからの入力電力に対する整流器の抵抗と整流器への電力伝送効率

図 5.6 に示すレクテナを製作するにあたり、アンテナと整流器間において、通常はインピーダンスマッチング素子としてインピーダンス変換トランスの他に、インダクタ素子を使用される。本研究では、頭部に埋め込む無線電力伝送デバイスとして、低侵襲なデバイスを実現するために、オフチップのインピーダンスマッチング素子を用いない設計を検討した。整流器とアンテナのインピーダンスマッチングを考慮した回路図を図 5.8 に示す。提案するフレキシブルレクテナは、シリコンチップ上にインピーダンスマッチングのためのオンチップトランスを形成してある。また、整流器とアンテナのリアクタンス成分を相殺するために、フレキシブルアンテナのリアクタンスを誘導性となるように設計を行う。

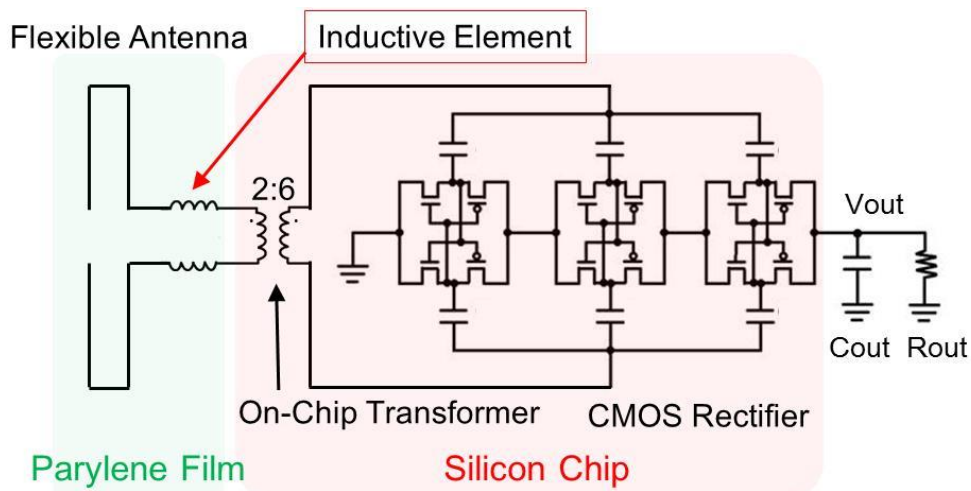


図 5.8 アンテナと整流器の共設計によるフレキシブルレクテナの回路図

まず、整流器とアンテナの抵抗値を揃えるために、巻き数比 1:3 のインピーダンス変換トランスが必要となる。デバイスを小型で実現させるために、シリコンチップ上に 1 次側コイルと 2 次側コイルを巻いたオンチップトランスを設計する。シリコンチップのサイズを小さくするために、オンチップトランスは 1mm×1mm 以下の面積で設計を行う。トランスを形成する 1 次側コイルと 2 次側コイルの設計において、巻き数比は 1:3 と決定しているため、その巻き数の値に関して検討をする。コイルは巻き数を増やすことにより、コイルの自己インダクタンスが高くなる。そのため自己共振周波数が低くなってしまったため、コイルとして機能する周波数帯が低くなってしまった。本研究では周波数を 825MHz で使用するため、コイルの自己共振周波数が所望の周波数よりも高くなるように、1 次側コイルと 2 次側コイルの巻き数を 2:6 と決めた。2 次側のコイルにおいて巻き数を 6、配線幅 4 μ m、配線間隔 3 μ m とすることで、自己共振周波数を 3GHz 以上にする事ができる。トランスの伝達特性の解析には電磁界シミュレーションの Momentum (Keysight Technologies, Inc.) を用いた。周波数 825MHz において、1 次側から 2 次側への伝送効率(S_{21})が最も高くなるようにコイルの外径を調整したところ、トランスの大きさは 800 μ m×800 μ m となった。図 5.9 に設計したオンチップトランスのレイアウトを示す。コイルは正方形に配線が巻かれて形成されており、多層メタル配線を用いて 1 次側コイルと 2 次側コイルの中心を揃えてレイアウトした。このトランスにおいて、アンテナ側のポートとなる 1 次側コイルに 50 Ω 系のポートを設定し、整流器側のポートとなる 2 次側コイルに 450 Ω 系のポートを設定して、伝達特性 S_{21} のシミュレーションを行う。図 5.10 に示す伝達特性のグラフでは、825MHz においてオンチップトランスの伝達特性 S_{21} はピークとなっており、この時 3.4dB の損失が発生する事が確認された。設計したトランス素子の S パラメータを整流器のレイアウトに組込んだうえで、アンテナと整流器のリアクタンス成分のインピーダンスマッチングを行う。

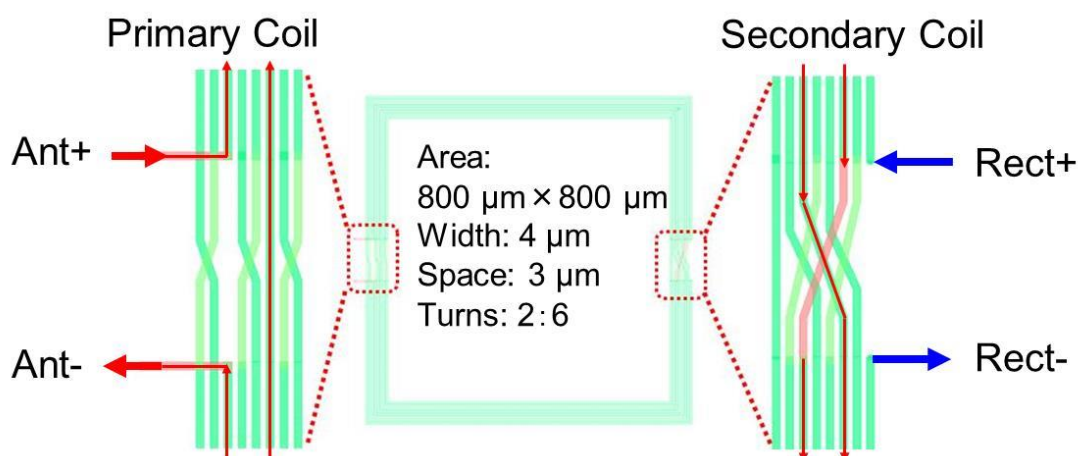


図 5.9 設計したオンチップトランスのレイアウト

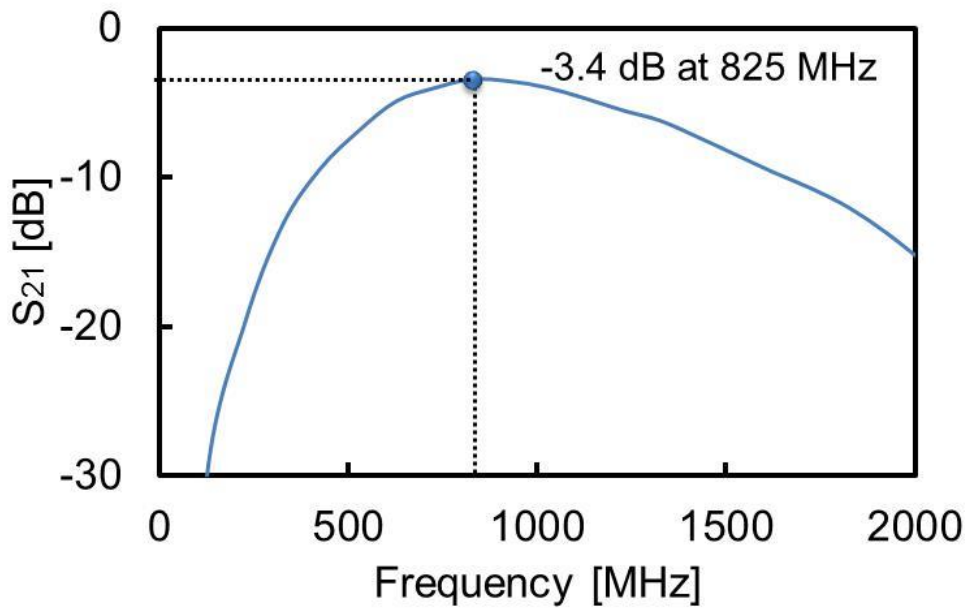


図 5.10 設計したオンチップトランスの伝達特性 S_{21}

図 5.8 に示すように、CMOS 整流器の入力端子にはキャパシタが接続されているため、入力インピーダンスは容量性のリアクタンスを持つ。そのため、電流と電圧の位相差により力率が低下してしまい、整流器へ入力される有効電力が低くなってしまふ。この位相ずれを補償するために、入力端子に対して直列にインダクタンス素子を入れる事で、整流器側の容量性リアクタンスを打ち消す事ができる。本研究では、実部のインピーダンスマッチングのために巻き数比 1 : 3 のオンチップトランスを設計したが、これをリアクタンス成分のインピーダンスマッチングにおいても利用する事により、インピーダンスマッチングに要求されるインダクタンスを小さくすることを検討した。図 5.11 に横軸に時間、縦軸にアンテナから整流器へ入力される電流及び電圧の波形を示す。シミュレーションにより、トランスの 1 次側に 3.4nH のインダクタンス素子を設ける事で、アンテナから入力される電流と電圧の位相が一致した。本研究では図 5.8 に示すように、このインダクタンス素子をアンテナのパターンによって形成する事で、インピーダンスマッチング素子を減らす事を検討した。

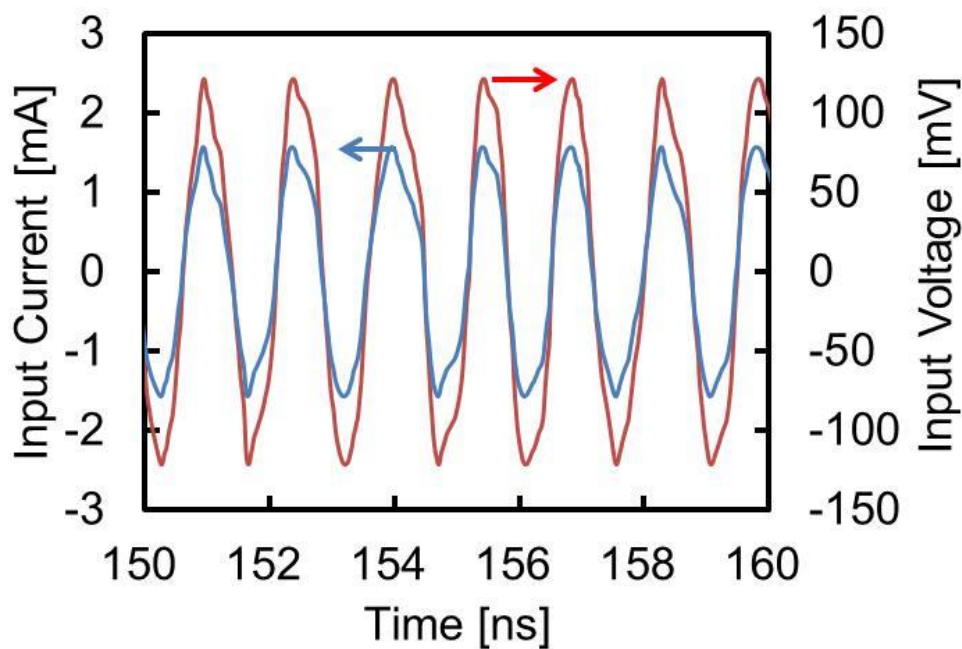


図 5.11 インダクタンス 3.4nH をアンテナ側に挿入した際のアンテナから整流器へ入力される電圧と電流波形

5.2.3 誘導性フレキシブルアンテナの設計

前節で述べたように、インピーダンスマッチング素子を減らすアンテナと整流器の共設計を目的として、誘導性リアクタンスを持つフレキシブルアンテナについて検討する。フレキシブルアンテナの設計には、薄膜フィルム内に平面で実現可能なダイポールアンテナのモデルを用いる。また頭部に埋め込む事を想定して生理食塩水モデルを用いて解析をする。アンテナの配線材料には、厚さ 120nm の金配線を用いる。配線幅 1mm としたとき、式(4.13)よりアンテナの配線長を 21.3mm にする事で共振周波数を約 825MHz にする事ができる。しかし、フレキシブルアンテナ設計において、インダクタンス成分を持たせることにより整流器とのインピーダンスマッチングを図るため、アンテナの配線レイアウトを折り返すことにより、誘導性アンテナの設計を行う。

フレキシブルアンテナと整流器チップの一体化による、フレキシブルアンテナのレイアウトを図 5.12 に示す。アンテナの基板を形成するパリレンフィルムは、面積が 27mm×5mm であり、厚さはわずか 10 μ m の薄膜フィルムとなっている。アンテナ配線は、厚さ 120nm、幅 1mm の金配線が、図 5.12 に示すようにレイアウトされている。電磁界シミュレーションで解析した入力インピーダンス特性を図 5.13 に示す。フレキシブルアンテナの入力インピーダンスは 825MHz において、46.3+j15.1 Ω と誘導性リアクタンスの示しており、約 3nH のインダクタンス成分を持つことが確認された。設計した誘導性のアンテナにより、オフチップによるインピーダンスマッチング素子を使用す

ることなく、CMOS 整流器とのインピーダンスマッチングが可能となる。CMOS 整流器チップの面積は $2.5\text{mm} \times 1.5\text{mm}$ 、厚さは $400\mu\text{m}$ である。チップ面積は設計したフレキシブルレクテナ全体の面積の 3% ほどしかなく、デバイスのほとんどの部分がフレキシブルであると言える。

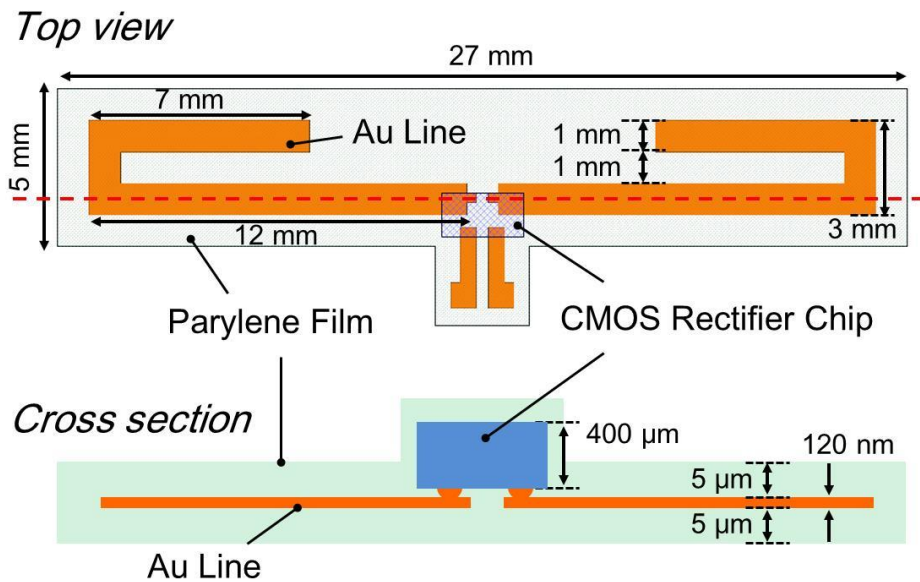


図 5.12 設計したフレキシブルレクテナデバイスのレイアウト

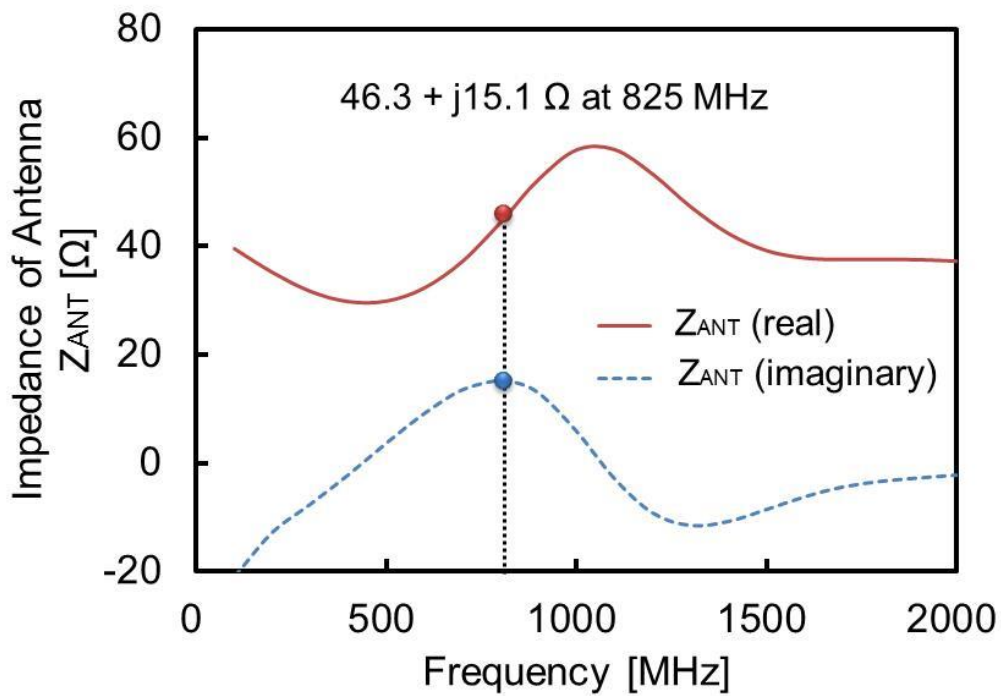


図 5.13 設計したフレキシブルアンテナの入力インピーダンス特性

フレキシブルアンテナの放射特性のシミュレーション結果を図 5.14 に示す。生理食塩水に浸したフレキシブルアンテナの Z 軸へのアンテナゲインは-20.9dBi となった。フレキシブルアンテナと 10cm 離れた位置から、半波長ダイポールアンテナにより電力伝送をすると、式(3.7)よりアンテナ間の電力伝送効率は、自由空間で約-30dB と見積もる事ができる。

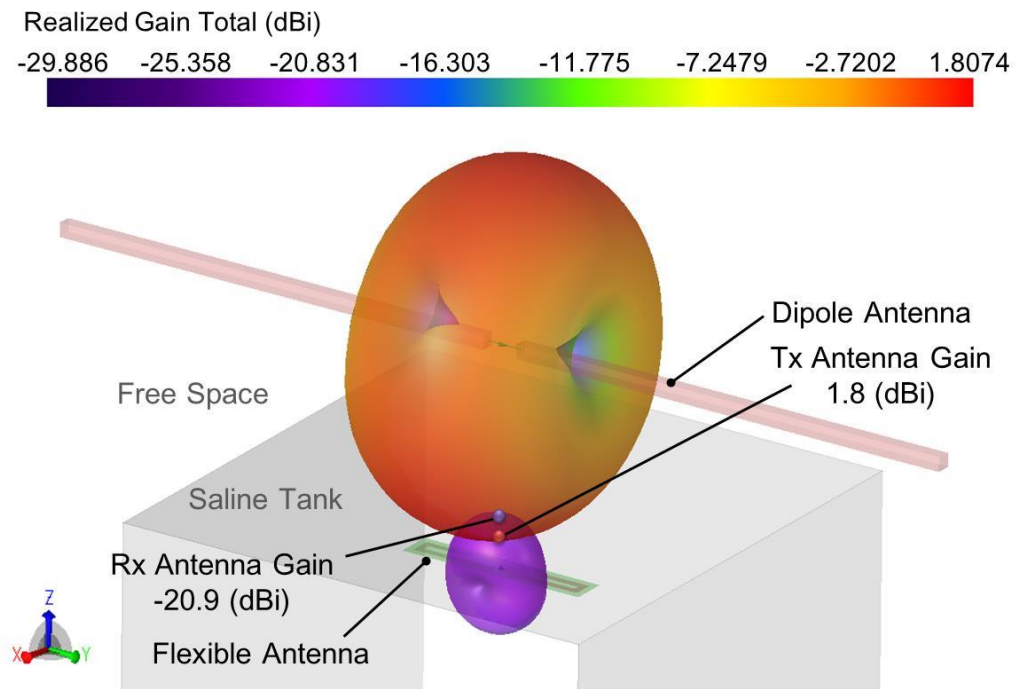


図 5.14 電磁界シミュレーションによるアンテナの放射特性

5.3 フレキシブルレクテナの製作工程

本節では、フリップチップボンディングを用いたフレキシブルアンテナと CMOS 整流器チップの一体化プロセスについて述べる。2章で述べたように、フィルムデバイスとシリコンチップの一体化の手法として、微細加工技術を用いる方法とフリップチップボンディングを用いる方法がある。本研究では、将来的に複数のシリコンチップが同一フィルム上に集積化される事を考慮して、アライメント精度に優れるフリップチップボンディングを用いて一体化を検討した。厚さ $5\mu\text{m}$ のフィルムに対するフリップチップボンディングの実績は報告されておらず、そのため本節では、ボンディングの圧力及び温度のプロセス条件について検討を行う。

5.3.1 フレキシブルアンテナの製作

まずフレキシブルアンテナの製作を行う。図 5.15 に示すのは、チップをボンディングする直前までのフレキシブルアンテナの製作プロセスの断面図である。本製作において、厚さ $280\pm 25\mu\text{m}$ の 2inch のシリコンウェハをフレキシブルデバイスのハンドリング基板として用いた。まず、シリコン基板にフレキシブル基板をリリースするために必要となる犠牲層を、厚さ 40nm の Ti 薄膜をスパッタリングにより成膜する[図 5.15(a)]。次にフレキシブルフィルムとなるパリレン薄膜を真空蒸着により、ウェハ全体に $5\mu\text{m}$ 成膜する[図 5.15(b)]。その後、パリレンフィルムの上に、アンテナ配線の方法となる Au 薄膜をスパッタで 120nm 堆積させる。その上から、Au 薄膜をアンテナの形状にパターンニングする際に使用する Ti メタルマスクを作成するために、厚さ $40\mu\text{m}$ の Ti 薄膜をスパッタにより成膜する[図 5.15(c)]。感光性材料であるポジレジスト (ip3100) をウェハ表面に塗布して、アンテナ配線用のガラスマスクでパターンニングを行う。その後、 CF_4 ガスを用いた異方性のドライエッチングにより、ハードマスク Ti 薄膜をアンテナ配線の形状にパターンニングする[図 5.15(d)]。ハードマスク Ti をパターンニング後、 O_2 プラズマアッシングによりレジストを除去する。その後、常温の王水 ($\text{NH}_3 : \text{HCL} = 1 : 3$) を用いて Au 薄膜をウェットエッチングする事により、ハードマスク Ti の形状にパターンニングする[図 5.15(e)]。その後ハードマスク Ti を CF_4 ガスによるドライエッチングで除去する[図 5.15(f)]。図 5.16 に示すのは、フリップチップボンディングのチップ接続テストを行うためのウェハ写真であり、パリレンフィルム上に金配線が形成されている。テストウェハの配線パターンを用いて、厚さ $5\mu\text{m}$ のパリレンフィルムに対するフリップチップボンディングプロセス条件の導出と電氣的接続の確認を行う。

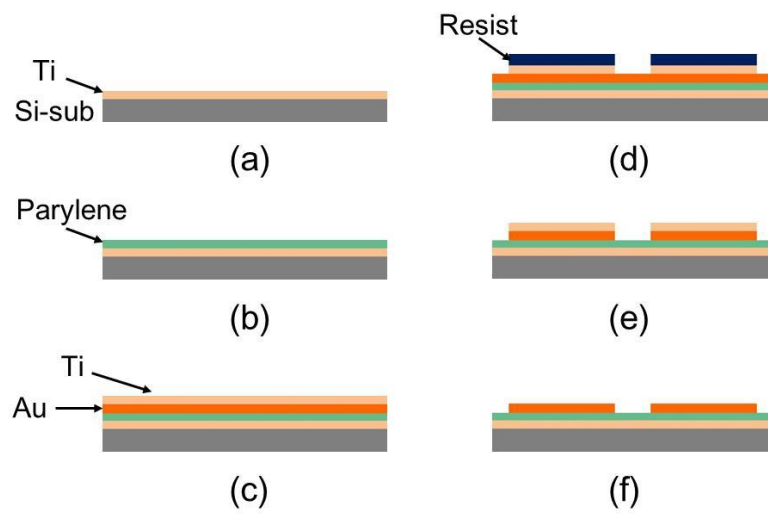


図 5.15 フレキシブルアンテナの製作プロセスの断面図：
 (a) 犠牲層 Ti スパッタ, (b) パリレンフィルム蒸着, (c) Au/Ti スパッタ, (d) フォトリソグラフィ (アンテナ配線), (e) Au 配線パターンニング, (f) ハードマスク Ti 除去

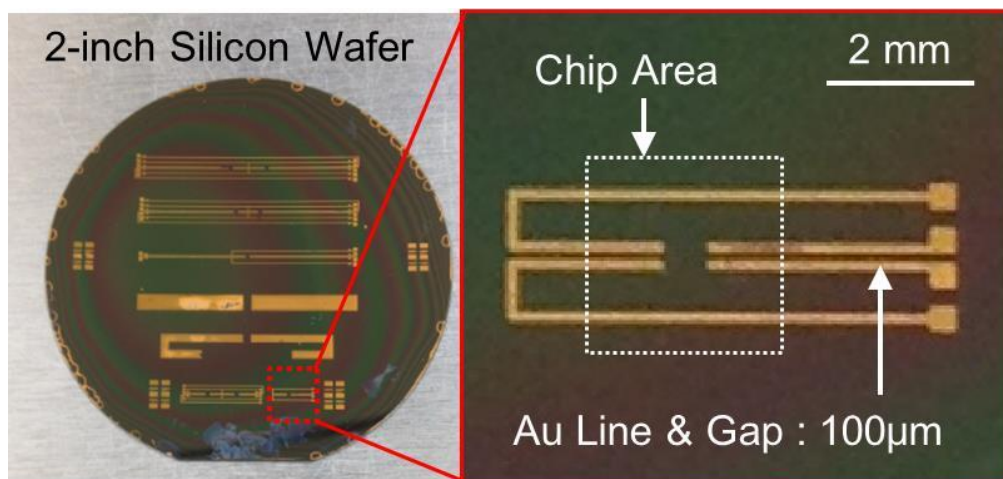
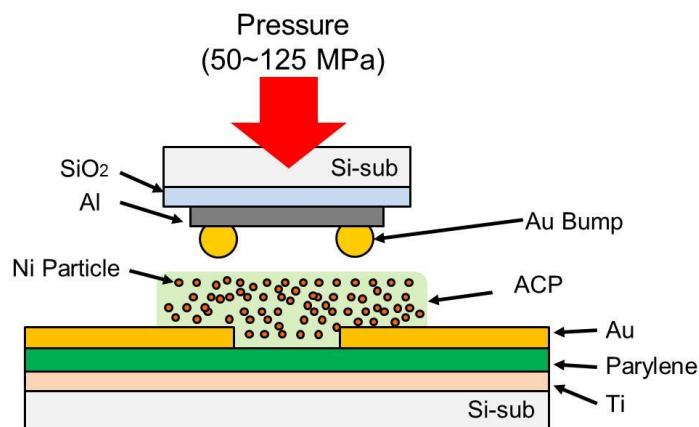


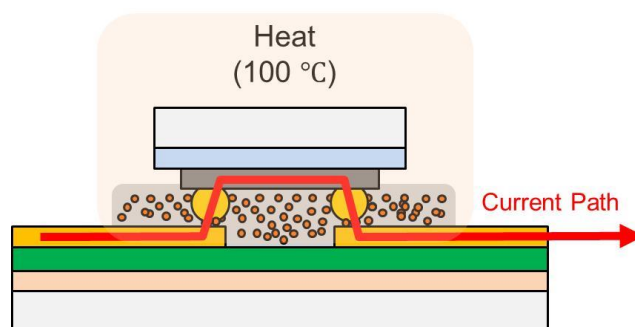
図 5.16 フリップチップボンディングのテスト接続に使用するウェハ

5.3.2 フリップチップボンディングによるチップの実装

図 5.16 に示すテストウェハを用いて、フリップチップボンディングのプロセス条件及び、電気的接続の確認を行う。フリップチップボンディングに使用するテストチップは、シリコン基板上に酸化膜を堆積させてアルミ配線で製作し、 $2.5\text{mm}\times 2.5\text{mm}$ サイズにダイシングをしたものを用いる。本研究では、フリップチップボンディング工程において、フレキシブルフィルム上の配線とシリコンチップの配線を接続する際に、異方性導電ペースト（ACP：Anisotropic Conductive Paste）を接着剤として用いた[10]。使用した ACP の型番は TAP0402E（Kyocera）であり、熱を印加する事によって硬化する高分子材料に、直径 $2\mu\text{m}$ のニッケル粒子が含まれており、ニッケル粒子を介して、接続したいパッド同士を電気的に接続する事ができる。ACP によるフリップチップボンディングのメカニズムを図 5.17 に示す。テストチップ側のパッドにボールボンダーを用いて金バンプを形成する。フレキシブル基板のパッドに ACP を塗布し、図 5.17(a) に示すように、テストチップを上から圧力を印加して接着する。その後、圧力を印加した状態で基板を加熱して ACP を硬化させる。図 5.17(b) に示すように、フレキシブル基板とテストチップの配線同士は、垂直方向にのみ電気的に導通される。



(a) ACP 塗布後のチップ圧着工程



(b) 加熱による ACP の硬化工程

図 5.17 ACP を用いたフリップチップボンディングのメカニズム

テストチップをフレキシブル基板上にフリップチップボンディングで接続した写真を図 5.18 に示す。フリップチップボンディングによる PAD の位置合わせは、装置校正により位置ずれを $2\mu\text{m}$ に抑える事ができるため、高精度のパッド間接続を実現する事が可能である。今回使用したテストチップのパッド径と間隔は共に $100\mu\text{m}$ で設計を行っている。テストチップを用いて、接着時の圧力条件の違いによるパッド間での電気的特性を測定した。図 5.19 に示すグラフは、接着時の圧力を 50, 75, 100, 125MPa と変化させた時の電氣的に接続されるパッド間の接続抵抗値, 及び隣り合うパッド間の絶縁抵抗値の測定結果である。接続抵抗は、圧力が高くなるにつれて下がる傾向が確認されており、どの圧力条件においても 50Ω 以下となった。また絶縁特性としては、圧力が高いほど絶縁抵抗が低くなっているが、 $100\text{M}\Omega$ 以上の絶縁性を得る事ができるため、パッド間の距離が $100\mu\text{m}$ の場合において十分に絶縁できると期待される。

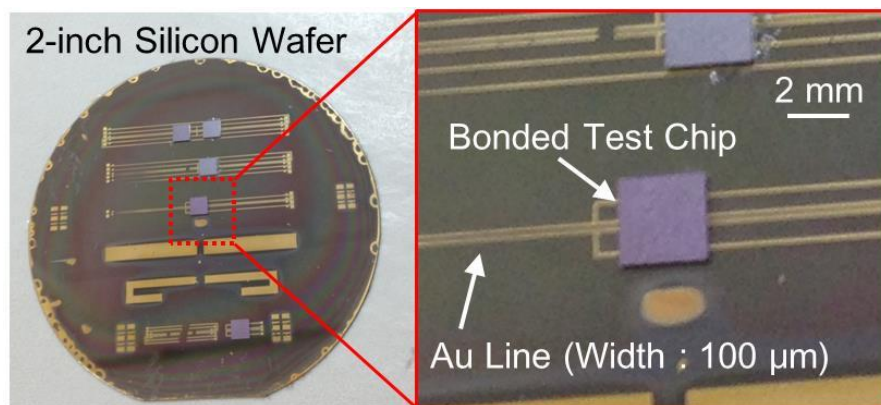


図 5.18 テストチップを用いたフリップチップボンディング後の写真

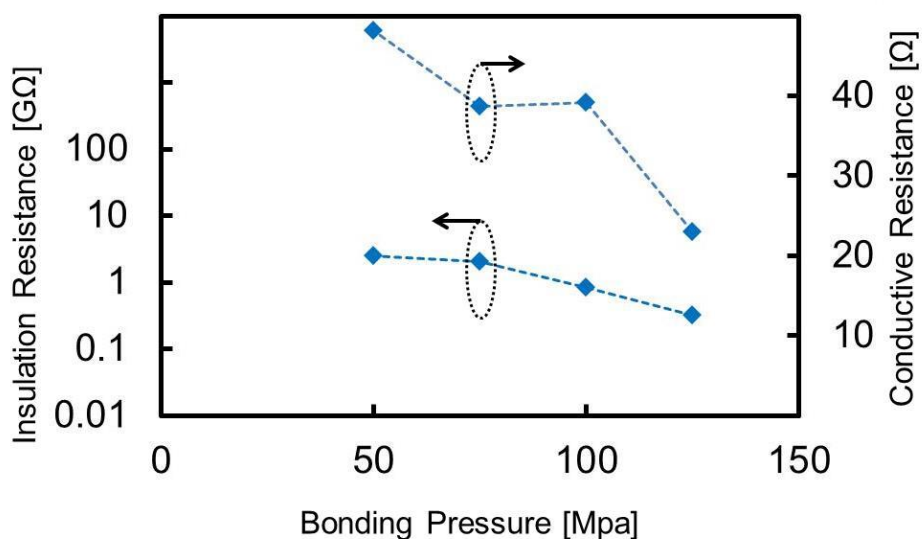


図 5.19 フリップチップボンディング時の圧力に対する電氣的特性

5.3.3 フリップチップボンディング後の製作工程

5章 3.2 節でテストチップを用いたフリップチップボンディングのプロセス条件を参考に、温度及び圧力条件を表 5.1 のように決定した。チップのピックアップ圧力は、ボールボンダーにより製作したチップ上の金バンプの高さをフラットにするために、ボンディング時の圧力よりも高く設定した。また ACP の硬化させるための昇温工程では、ステージ上にセットしたパリレンフィルムに熱ダメージを与えないために、耐熱以下となるようにステージ温度を 75°C に設定した。

表 5.1 フリップチップボンディング工程の接着条件

| | |
|--------------|-------------|
| チップのピックアップ圧力 | 200MPa (8N) |
| ボンディング圧力 | 75MPa (3N) |
| 接着時間 | 120 sec |
| コレット温度 | 100°C |
| ステージ温度 | 75°C |

フリップチップボンディング後のフレキシブルレクテナの製作プロセスの断面図を図 5.20 に示す。CMOS 整流器チップをフリップチップボンディング後[図 5.20(a)], 配線と回路チップを生体組織から保護するために、真空蒸着で厚さ 5 μm のパリレンフィルムを堆積させた[図 5.20(b)]. パリレンによってコーティングされたフレキシブルフィルム上のコンタクトパッドを開口するために、再び Ti メタルマスクを用いて、パリレンフィルムを O₂ アッシングによりドライエッチングした[図 5.20(c)]. この際にパリレンフィルムを図 5.12 のフレキシブルレクテナデバイスの形状にパターンニングする。最後に、ウェハをアンモニア過酸化水素水に浸すことで犠牲層 Ti をウェットエッチングし、フレキシブルレクテナが支持層のシリコンウェハからリリースされる。

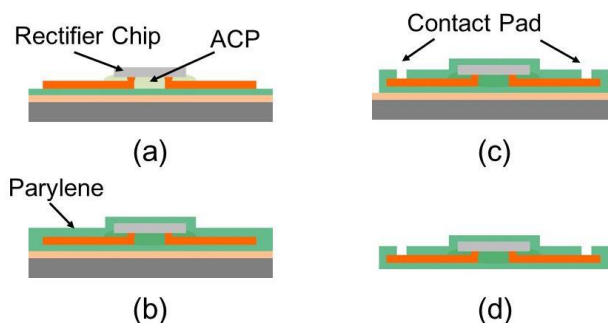
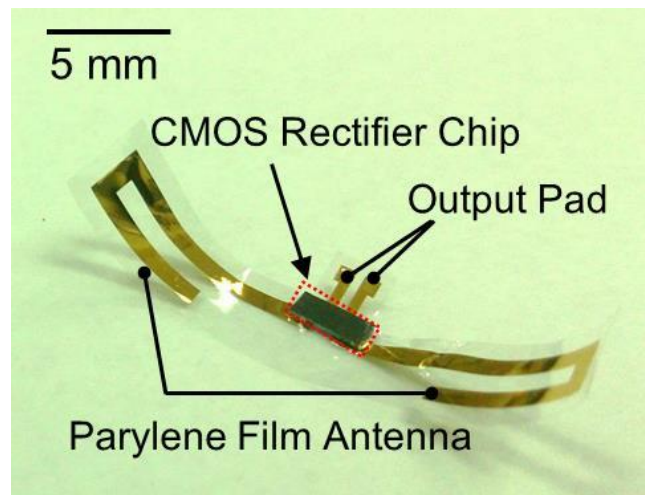
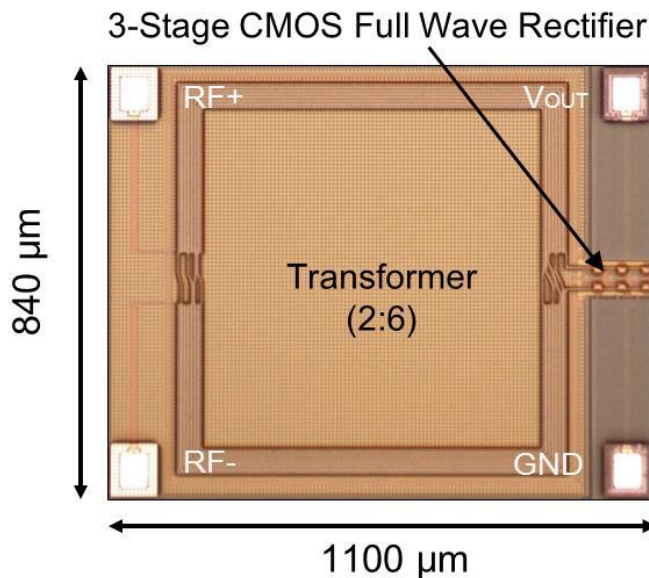


図 5.20 フリップチップボンディング後の製作プロセスの断面図：
 (a) フリップチップボンディング, (b) パリレンフィルム蒸着,
 (c) パッド開口, (d) 犠牲層エッチング

図 5.21 に示す写真は、支持基板からリリースしたフレキシブルレクテナデバイスと、CMOS 整流器チップ及びオンチップトランスの顕微鏡写真である。リリース後の写真のように金配線によるアンテナ配線が厚さ $10\mu\text{m}$ のパリレンフィルム内に形成されており高い柔軟性を示した。フィルム内の出力パッドには、図 5.21(b)で示す整流器チップの V_{out} 端子と GND 端子が接続されており、アンテナに入力された RF 電力を整流し直流電力が出力される。また、今回設計したオンチップトランスと CMOS 整流器は、 180nm の標準 CMOS プロセスによって $840\mu\text{m}\times 1100\mu\text{m}$ の面積で製作された。



(a) 製作したフレキシブルレクテナデバイス



(b) CMOS 整流器とオンチップトランスのチップ写真

図 5.21 フリップチップボンディングにより製作したフレキシブルデバイス

5.4 無線電力伝送実験

5.4.1 フレキシブルアンテナの特性評価

フレキシブルレクテナの特性を評価するにあたり、まずフレキシブルアンテナ単体の特性評価を行う。製作したフレキシブルアンテナを同軸ケーブルに接続し、第3章のサファイアチップアンテナの測定系と同様に電波暗室内でアンテナ特性の測定を行う。ここで、図 5.22 に示すように、フレキシブルアンテナを脳表面へ埋め込んだ際の影響を想定して、0.9wt%の NaCl を溶解した生理食塩水にアンテナを浸した状態で各種測定を行った。周波数 825MHz における入力インピーダンスは $41.2+j44.3\Omega$ となっており、製作したフレキシブルアンテナが誘導性リアクタンスを有していることが確認できた。次に、フレキシブルアンテナの放射特性を図 5.23 に示す。半波長ダイポールアンテナと生理食塩水に浸したフレキシブルアンテナの距離を 1m として、フレキシブルアンテナを Z-Y 回転させた時のアンテナ利得を測定した。アンテナの放射特性の測定結果は、シミュレーションと同様にダイポールアンテナの放射形状となる事が確認された。また Z 軸方向に対して、アンテナ利得の測定結果とシミュレーション結果はそれぞれ -20.5dBi と -20.9dBi となり、ほぼ一致する事が確認された。しかし、アンテナを 180° 回転させたときの利得は、測定結果がシミュレーションよりも約 1dB 低い結果となった。アンテナ利得に誤差が生じた原因として、フィルムアンテナを固定する際に使用したプラスチック板や水槽の誘電体損が影響したと考えられる。そのため、フレキシブルアンテナの特性を正確に評価するためには、アンテナのシミュレーションにおいて実験系の影響を考慮する必要がある。

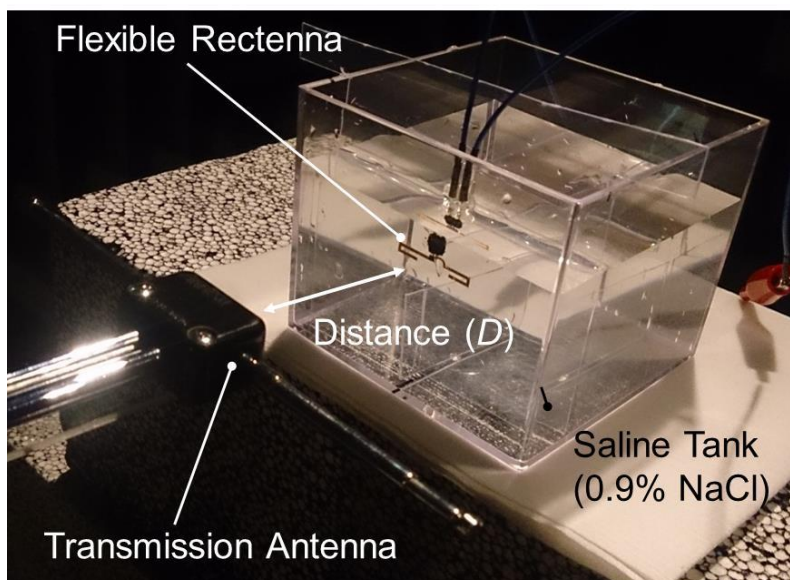


図 5.22 脳表面への埋め込みを想定した生理食塩水モデルによるアンテナ特性の測定系

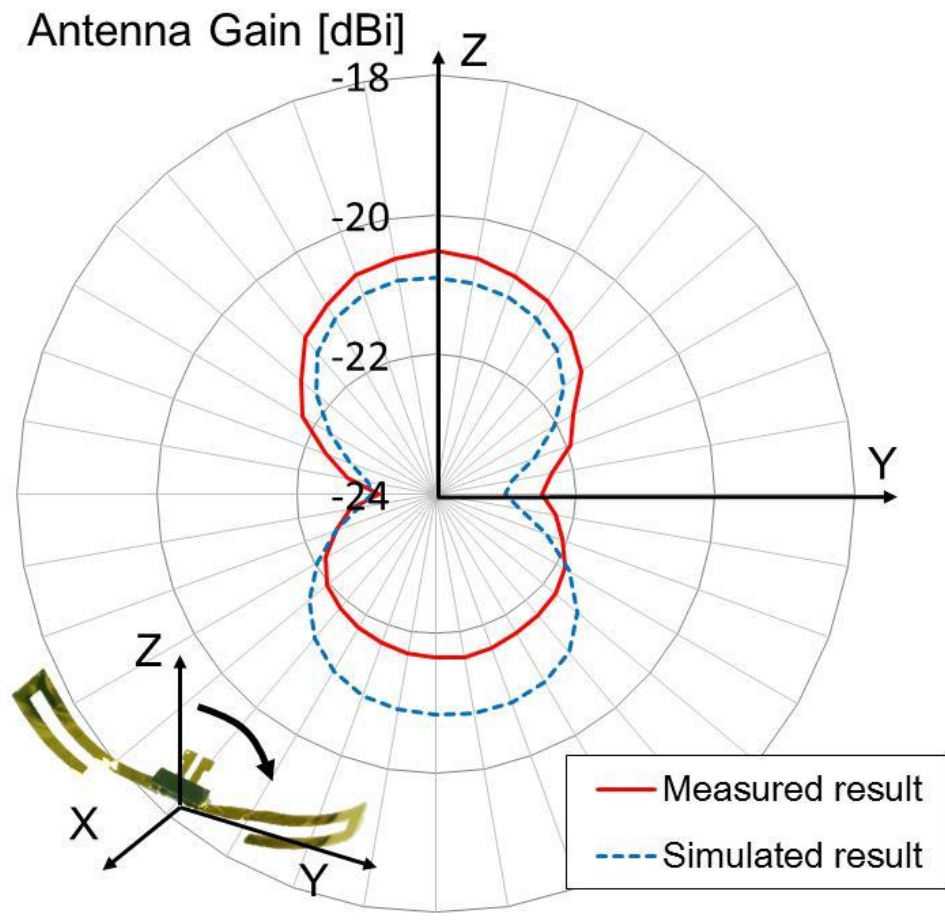


図 5.23 生理食塩水モデルによるフレキシブルアンテナの放射特性 (Z-Y 回転)

5.4.2 無線電力伝送実験の評価

本節では、CMOS 整流器チップとフレキシブルアンテナを一体化したフレキシブルレクテナを用いて、無線電力伝送実験を行う。無線電力源として周波数 825MHz の電波を半波長ダイポールアンテナにより送電し、整流器から得られる DC 出力を観測する。図 5.22 に示すように、頭部への埋め込みを想定して、生理食塩水にフレキシブルレクテナを浸して電力伝送を行う。WPT の評価として、アンテナ間の距離、位置ずれ及び周波数特性の測定を行った。

図 5.24 に波形は、アンテナ間の距離 D を 10cm 離れた時の電力伝送実験における整流器の出力電圧である。測定時には、送信アンテナから出力される電力を 18dBm としており、整流器の出力端には負荷抵抗 R_{out} 、蓄電用の容量 C_{out} として 17.3k Ω の抵抗と 100 μ F のキャパシタが接続されている。出力波形に示されるように、送信アンテナから電波が送信されてから整流器の出力端の容量が充電され始め、約 18 秒後に出力電圧 V_{out} が 970mV まで昇圧された。この WPT の実験結果により、フレキシブルアンテナと CMOS 整流器チップが電氣的に接続されて機能していることが確認できた。出力電圧と負荷抵抗により RF-DC 変換効率を算出し、WPT システムとしての評価を行う。

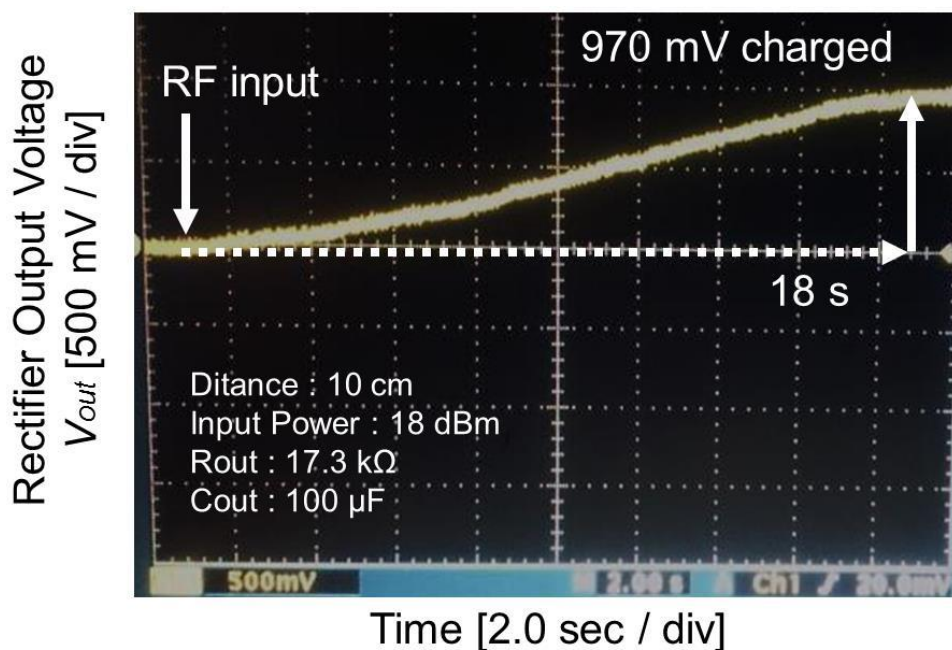


図 5.24 フレキシブルレクテナを用いた WPT における整流器の出力電圧波形

生理食塩水に浸したフレキシブルレクテナと送信アンテナ間の距離 D に対する、WPT 効率の特性を評価する。図 5.25 及び図 5.26 に示すグラフは、送信アンテナから放射される電波の電力 P_{IN} に対する、整流器の出力電圧 V_{out} と WPT システム全体の伝送効率 η をプロットしたものである。今回の評価において、アンテナ間の距離 D は 3cm, 5cm, 10cm, 15cm として測定を行っている。整流器の出力端の出力抵抗 R_{out} は、変換効率 η が最大となるように調整を行う。また、蓄電のための容量として $100\mu\text{F}$ のキャパシタが出力端に接続されている。図 5.25 に示す出力電圧の特性で見られるように、整流器の出力電圧 V_{out} は入力電力 P_{IN} のデシベル表記に対して線形な特性となった。入力電力 P_{IN} の増加に従い出力電圧は上昇し、アンテナ間の距離 D が短いほどレクテナに入力される電力が大きくなるため、出力電圧が高くなっている。測定において、整流器の出力電圧 V_{out} が、MOS トランジスタの絶縁破壊を引き起こさないように 1.5V 以下の範囲で測定を行っている。

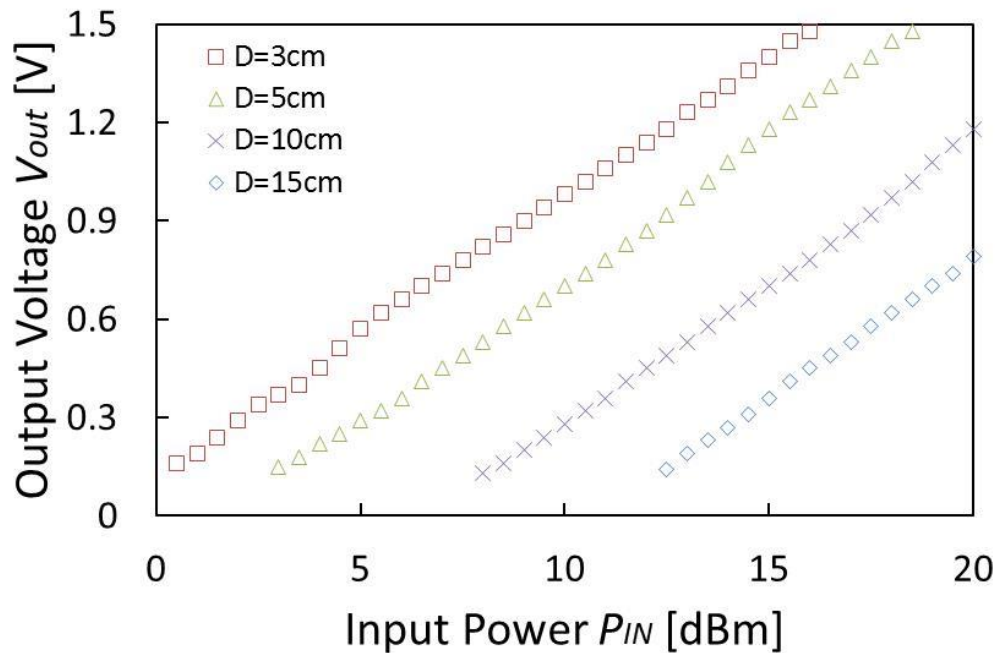


図 5.25 入力電力 P_{IN} 及びアンテナ間の距離 D に対する整流器の出力電圧 V_{out}

図 5.26 に示す WPT の電力伝送効率 η の特性において、アンテナ間の距離 D が短いほど伝送効率が高い事が確認できる。この測定では距離 D が 3cm, 送信アンテナからの電力 P_{IN} が 8dBm のときに伝送効率 η が 0.497% と最大になった。

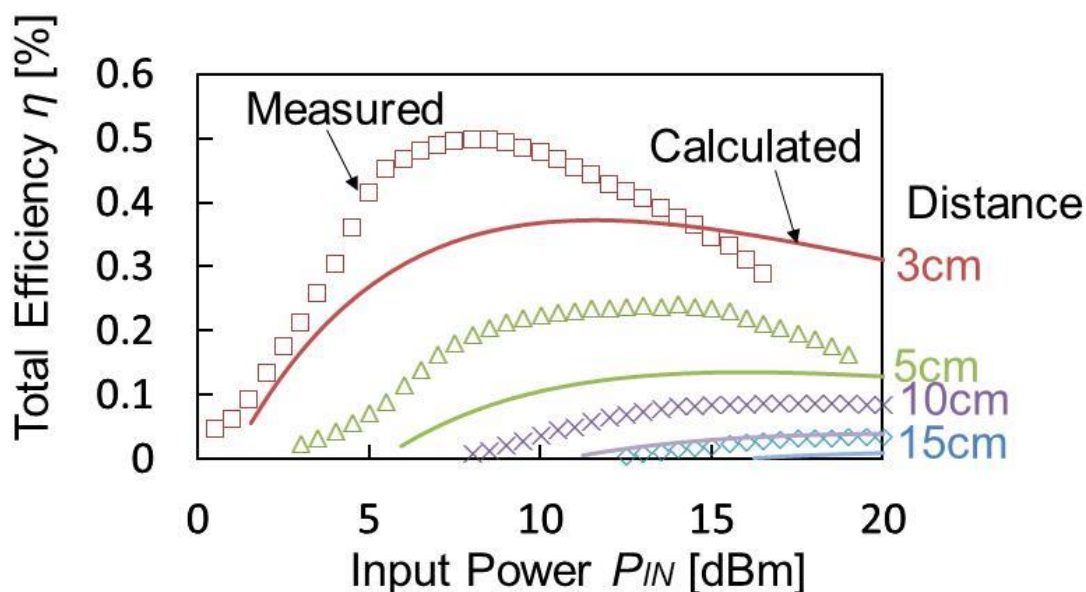


図 5.26 入力電力 P_{IN} 及びアンテナ間の距離 D に対する電力伝送効率 η

図 5.26 の伝送効率の実線で描かれている特性は、この WPT システムの伝送系を図 5.27 に示すようにブロック化して、それぞれの利得及び損失の組み合わせにより算出した伝送効率特性である。システムの電力伝送効率 η [dB]は送信アンテナから送られる電力 P_{IN} [dBm]に対する、整流器から取り出される DC 電力 P_{OUT} [dBm]の比であり、次式で算出する。

$$\begin{aligned} \eta &= P_{OUT} - P_{IN} \\ &= G_{TX} + L_{SPACE} + G_{RX} + L_{TRANS} + L_{MATCH} + \eta_{RECT}. \quad (5.5) \end{aligned}$$

式(5.5)において、 G_{TX} [dBi]は送信アンテナの利得、 G_{RX} [dBi]はフレキシブルアンテナの利得、 L_{SPACE} は式(3.7)に示したフリスの公式による自由空間損失[dB]、 L_{TRANS} [dB]は設計したオンチップトランスの損失、 L_{MATCH} [dB]はフレキシブルアンテナと整流器のインピーダンスミスマッチングによる損失、 η_{RECT} [dB]は CMOS 整流器の効率である。この式により算出された電力伝送効率 η の最大値は、距離 D が 3cm、送信アンテナからの電力 P_{IN} が 10dBm のときに 0.36%となる。以上の結果より、計算と測定による電力伝送効率は、一致した特性を示している事が確認された。伝送効率 η の特性が入力電力 P_{IN} に対して図 5.26 に示す形状にプロットされる理由として、式(5.5)中の伝達特性 L_{MATCH} が同様の形状の電力依存性(図 5.10)を持つためであると考えられる。また、効率の測定値が計算値よりも高くなる原因として、送受信のアンテナが近傍界に位置しているためであると考えられる。周波数 825MHz における波長は 32.3cm であるため、2つのアンテナは波長よりも短い位置に配置されてある。そのため、送受信アンテナ間のリンクゲイ

ンが設計値よりも高くなったため、測定において効率が向上したと考えられる。また、4章 4.6.2 節において、アンテナデバイスを曲げる事でリターンロスが-13dB から-9dB に変化する事を示した。しかしながら、このリターンロスの変化による全体の効率への影響は非常に少なく、受信アンテナから整流器へ十分に電力が伝送される。そのため、製作したレクテナデバイスを曲げる事によって、全体への効率に対して、ほぼ影響を与えないと考えられる。

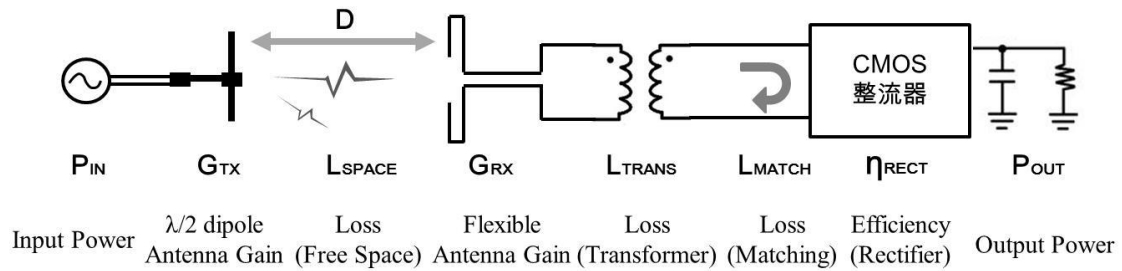


図 5.27 WPT の伝送系のブロック図

図 5.28 に示すグラフは、WPT システムの伝送効率 η の周波数特性及び送信アンテナと受信アンテナの位置ずれに対する特性を示す。送信アンテナから伝送される電波の周波数を、775MHz から 875MHz まで 5MHz 刻みに伝送効率 η を測定した。その結果、825MHz に効率のピークが観測され、820MHz から 830MHz の周波数範囲においては、825MHz の効率と比較すると 10%程低減することが確認された。また共振周波数から 25MHz 以上ずれた周波数帯では、825MHz の効率と比較すると 80%程低減してしまう。周波数によって効率に大きく影響を与える要因は、形状が固定されたフレキシブルアンテナの利得 G_{RX} 、トランスの伝達特性 L_{TRANS} 、リアクタンス成分の周波数依存による変動によって生じるインピーダンスミスマッチング L_{MATCH} 、整流器の周波数に対する効率 η_{RECT} の特性が考えられる。周波数のずれに対して効率を維持する場合には、これらのパラメータを周波数に対して調整できるシステムが必要となる。

次に、送受信アンテナの位置ずれに対する測定結果の考察を行う。図 5.28 に示すフレキシブルアンテナと電力送信アンテナの配置で、位置ずれに対する電力伝送効率の評価を行う。アンテナ間の距離を 5cm に固定して、電力伝送アンテナを水平方向に 5cm、また、垂直方向に 50cm ずらしたとき、それぞれの伝送効率 η の最大値は 0.24%、0.21%、0.15%となった。フレキシブルレクテナのサイズが 27mm×5mm に対して、1.85 倍となる 50mm の位置ずれが生じると、位置ずれが無い場合の効率と比較して 15%ほど低減してしまう。一方で、同じサイズのコイルを用いた電磁誘導における電力伝送においては、コイルの大きさに対し 10%の位置ずれが生じると、位置ずれが無い場合の効率と比較して 15%ほど低減してしまう[11]。電波による WPT において、フレキシブルアンテナの放射特性が図 5.23 に示したようにダイポールアンテナ状の放射特性を有しているが、

全方位に対して 2dB 程度しか利得が変化しないため、位置や角度のずれに対して効率を維持することが可能である。しかしコイルを用いた電磁誘導方式では、磁束の貫通によって受信コイルに電力を供給するため、コイル間の距離だけでなく横方向のシフトやコイル面の角度によって効率が大きく影響を受けてしまう。以上のことから、電波による電力伝送は電磁誘導方式に比べてアンテナ間の位置ずれに耐性があると言える。

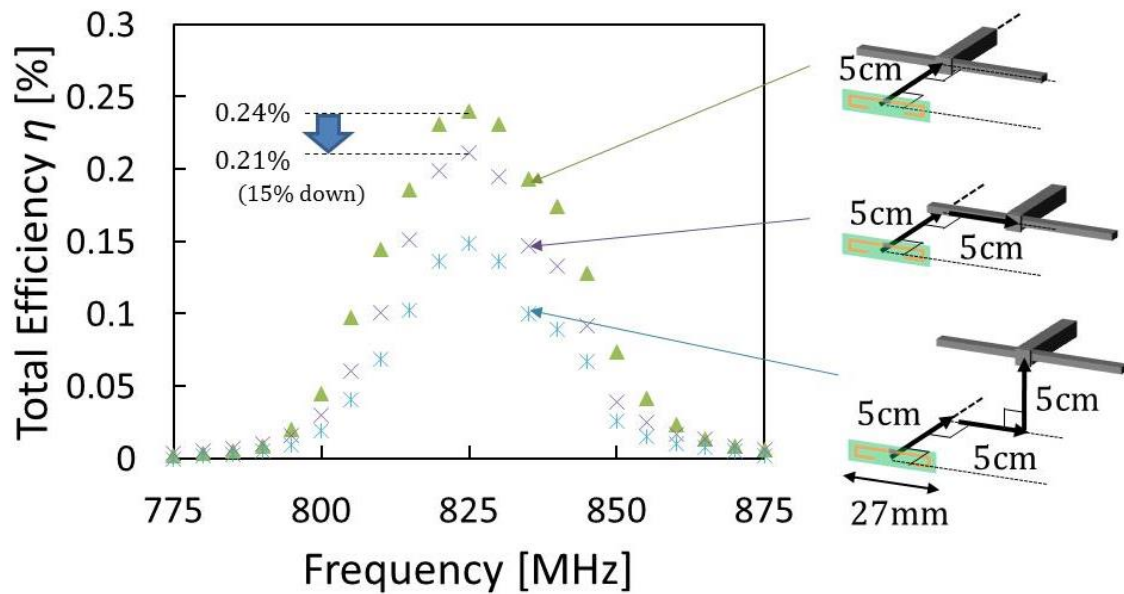


図 5.28 アンテナ位置ずれと周波数に対する電力伝送効率 η

製作したフレキシブルレクテナは、アンテナ間の距離を 5cm、入力電力 10dBm とした時に、 $22\mu\text{W}$ の電力を出力する事が可能となる。また、この際に得られる出力電流は $27\mu\text{A}$ 程度である。文献[15]で報告されているバッテリーを有する神経インターフェイスデバイスの研究では、バッテリーを充電する際に数十 μA オーダーの電流が必要となる。そのため、製作したフレキシブルレクテナは、埋め込み神経インターフェイスを実現に向けて、バッテリーを充電するのに十分な WPT の効率を達成していると言える。

埋め込みを想定した WPT システムの他の研究との比較表を表 5.2 に示す。この表では伝送方式、埋め込みアンテナのサイズ、アンテナの距離及びアンテナ間の電力伝送効率をまとめた。本研究で用いた電波による手法は、電磁誘導や磁界共振によるものと比較して効率が劣ってしまうが、伝送距離を延ばす事が可能であり、また位置ずれに対して効率を高く維持する事ができる。また製作したデバイスは $10\mu\text{m}$ の薄いフレキシブルフィルムであるため、脳表面に低侵襲に埋め込む事が可能である。

表 5.2 埋め込みを想定した WPT デバイスの性能比較表[12-14]

| | 本研究 | | [12] R. Muller, et al. | [13] S. Xuming, et al. | [14] K.. Eom, et al. |
|----------------------|------------|---------|---------------------------|---------------------------|--------------------------|
| 伝送方式 | 電波 | | 電磁誘導 | 電磁誘導 | 磁界共振 |
| デバイスサイズ | 27mm×5 mm | | 6.5mm×6.5mm | 5mm×5mm | 直径 19mm |
| デバイス厚さ | 10 μ m | | > 5 μ m | > 20 μ m | > 250 μ m (コイルのみ) |
| 動作周波数 | 825MHz | | 300MHz | 118MHz | 2.45MHz |
| 伝送距離 | 5cm | 10cm | 1.6cm | 4cm | 6cm |
| 伝送効率(アンテナ間) | -23.6dB | -29.6dB | -17.3dB | -26dB | -9dB |
| 位置ずれ耐性 (効率 15%低下) | 50 mm | | NA | NA | NA |

5.5 結言

本章では、埋め込み神経インターフェイスの実現に向けて、無線電力伝送のためのフレキシブルレクテナを提案した。生理食塩水モデルで設計したフレキシブルアンテナと CMOS 整流器をフリップチップボンディングによって接続する事で、薄膜のレクテナデバイスを実現する事を目的とした。

アンテナと整流器の設計において、外付けのインピーダンスマッチング素子を使用しないレクテナの協調設計を行った。CMOS で構成される整流器の入力インピーダンスを見積もり、アンテナとのインピーダンスマッチングをするために、巻き数比 1 : 3 のオンチップトランスを設計した。また整流器の容量性リアクタンスを打ち消すために、誘導性リアクタンスを持ったアンテナを検討した。

フレキシブルアンテナの設計には、頭部への埋め込みを想定して生理食塩水によるモデルを用いて設計を行った。設計したフレキシブルアンテナは 825MHz において誘導性リアクタンスを持つことをシミュレーションにより確認した。誘導性のアンテナにより、外付けのインダクタンス素子を用いない、体内埋め込みが可能な小型レクテナを実現できた。

フレキシブルレクテナの製作において、厚さ 5 μ m の超薄膜なパリレンフィルムに対し、フリップチップボンディングにより整流回路チップを実装する手法を提案した。テストチップを用いてボンディング時の圧力及び温度の条件を検証し、また 100 μ m 角のパッドでの電氣的接続を確認した。そしてフリップチップボンディング後に、さらにパ

リレンコーティングしフィルムをパターンニングしてシリコン基板からリリースする事で、フレキシブルレクテナを製作する事ができた。小型かつ高機能な回路を実現できるシリコンチップを、フリップチップボンディングによってフレキシブルアンテナと集積化する事に成功した。フレキシブルレクテナは、一部硬い基板を含むが、全体として柔軟な埋め込みデバイスのためのパッケージ方法を確立する事ができた。

製作したフレキシブルレクテナの特性評価にあたり、まずフレキシブルアンテナ単体の特性を評価した。生理食塩水モデルにおけるアンテナ特性の評価において、アンテナは $j44.3\Omega$ の誘導性リアクタンスを有する事が確認された。またシミュレーションにより見積もったアンテナ利得は、測定結果と比較してほぼ同じ特性を示した。

最後に、整流回路チップとフレキシブルアンテナを一体化したデバイスを用いて WPT を行った。生理食塩水に浸したレクテナに対し、外部から無線電力を供給する事により蓄電用の容量が充電されることを確認した。アンテナ間の距離に対する電力伝送効率の特性は、各伝送系の利得及び損失から算出される効率にから見積もる事ができる。また周波数に対する効率の特性として、設計した 825MHz において最大の効率を示す事が確認された。位置ずれに対する測定結果では、送受信アンテナの中心軸から 5cm 横にずれた場合において、効率はあまり減少しない事が確認された。

本研究で製作した電波による WPT のためのフレキシブルレクテナは、超薄膜フィルム上に回路チップをフリップチップボンディングで実装することで低侵襲なデバイスとなった。また WPT の効率の測定結果から、電磁誘導による手法と比べて長距離かつアライメントフリーで WPT を行う事ができ、埋め込みデバイスに対する無線電力伝送への応用が期待される。

参考文献

- [1] F. Mazzilli, P. E. Thoppay, N. Johl, and C. Dehollaini, "Design methodology and comparison of rectifiers for UHF-band RFIDs," Proc. IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp. (RFIC), Anaheim, CA, (2010) pp.505-508.
- [2] S. W. Hwang, X. Huang, J. H. Seo, J. K. Song, S. Kim, S. H. Ali, H. J. Chung, H. T. Fiorenzo, G. Omenetto, Z. Ma, and J. A. Rogers, "Materials for bioresorbable radio frequency electronics," Adv. Mater., vol.25, pp.3526-3531, 2013.
- [3] M. Kaltenbrunner, T. Sekitani, J Reeder, T. Yokota, K. Kuribara, T. Tokuhara, M. Drack, R. Schwodiauer, I. Graz, S. B. Cogonea, S. Bauer, and T. Someya, "An ultra-lightweight design for imperceptible plastic electronics," Nature, vol.499, pp.458-465, 2013.
- [4] L. Wang, T. Sterken, M. Cauwe, D. Cuypers, and J. Vanfleteren, "Fabrication and characterization of flexible ultrathin chip package using photosensitive polyimide," IEEE Trans. Components, Packaging and Manuf. Tech., vol.2, no.7, pp.1099-1106, 2012.
- [5] W. Li, D. C. Rodger, E. Meng, J. D. Weiland, M. S. Humayun, and Y. C. Tai, "Wafer-level parylene packaging with integrated RF electronics for wireless retinal prostheses," IEEE J. Micro Electro Mechanical Systems, vol.19, no.4, pp.735-742, 2010.
- [6] T. Noda, K. Sasagawa, T. Tokuda, H. Kanda, Y. Terasawa, H. Tashiro, T. Fujikado, and J. Ohta, "Fabrication of fork-shaped retinal stimulator integrated with CMOS microchips for extension of viewing angle," Sensors and Mater., vol.26, no.8, pp.637-648, 2014.
- [7] S. Yamagiwa, M. Ishida, and T. Kawano, "Self-curling and -sticking flexible substrate for ECoG electrode array," Proc. 26th IEEE Int. Conf. Micro Electro Mechanical Syst. (MEMS), Taipei, Taiwan, (2013) pp.480-483.
- [8] K. Kotani, A. Sasaki, and T. Ito, "High-efficiency differential-drive CMOS rectifier for UHF RFIDs," IEEE J. Solid-State Circuits, Vol.44, pp.3011-3018, 2009.
- [9] S. S. Mohan, M. D. M. Hershenson, S. P. Boyd, and T. H. Lee, "Simple accurate expressions for planar spiral inductances," IEEE J. Solid State Circuits, vol.34, no.10, pp.1419-1424, 1999.
- [10] M. J. Yim, and K. W. Paik, "Recent advances on anisotropic conductive adhesives (ACAs) for flat panel displays and semiconductor packaging applications," Int. J. Adhesion and Adhesives, vol.26, no.5, pp.304-313, 2006.
- [11] M. Soma, D. C. Galbraith, and R. L. White, "Radio-frequency coils in implantable devices: misalignment analysis and design procedure," IEEE Trans. Biomed. Eng., vol.34, no.4, pp.276-282, 1987.
- [12] R. Muller, H. P. Le, W. L. P. Ledochowitsch, S. Gambini, T. Bjorninen, A. Koralek, J. M. Carmena, M. M. Maharbiz, E. Alon, and J. M. Rabaey, "A minimally invasive 64-channel wireless μ CoG implant," IEEE J. Solid-State Circuits, vol.50, no.1, pp.344-359, 2015.

- [13] X. Sun, Y. Zheng, Z. Li, X. Li, and H. Zhang, "Stacked flexible parylene-based 3D inductors with Ni₈₀Fe₂₀ core for wireless power transmission system," Proc. 26th IEEE Int. Conf. Micro Electro Mechanical Syst. (MEMS), Taipei, Taiwan, (2013) pp.849-852.
- [14] K. Eom, J. Jeong, T. H. Lee, J. Kim, J. Kim, S. E. Lee, and S. J. Kim, "A wireless power transmission system for implantable devices in freely moving rodents," Med. Biol. Eng. Comput., vol.52, no.8, pp.639-651, 2014.
- [15] J. Masuch, M. Delgado-Restituto, D. Milosevic, and P. Baltus, "Co-integration of an RF energy harvester into a 2.4 GHz transceiver," IEEE J. Solid-State Circuits, vol.48, no.7, pp.1565-1574, 2013.

第6章 総括

ワイヤレスセンサネットワークの構築，無線神経インターフェイスの実現において，センサノードの小型化及び無線電力伝送（WPT：Wireless Power Transmission）が重要である．無線センサノードに向けたアンテナには，至る場所に埋め込みを可能にするために小型であること，長距離通信や無線電力伝送のために高利得であることが求められる．生体への埋め込みを目指したアンテナに対しては，埋め込んだ際に所望のアンテナ特性が得られる事，生体に対して低侵襲である事が重要となる．本研究では，上記の要求を満たす事を目的として，サファイアによる高利得なオンチップアンテナと，生体埋め込みに向けたパリレンフィルムによる薄膜なフレキシブルアンテナについて研究を行った．各研究において得られた成果及び将来展望を本章にまとめる．

第1章では，環境モニタリングシステム，モノのインターネット，またヘルスケアデバイスやブレインマシンインターフェイス（BMI：Brain Machine Interface）を実現するにあたり，小型の無線センサノードの必要性を述べた．これまでのセンサデバイス，CMOS回路，アンテナをワンチップに集積したスマートマイクロチップ（SMC：Smart Micro Chip）に関する研究成果，及び本研究の目的を述べた．

第2章では，スマートマイクロチップ（SMC：Smart Micro Chip）を構成するアンテナを開発するにあたり，アンテナの小型・高利得化や人体に埋め込むアンテナの設計に関する研究に関して調査した．また，SMCを駆動させるためのWPT手法，及び低侵襲な埋め込みデバイスを目指したフレキシブルデバイスと回路機能の一体化の手法について検討をした．

第3章では，スマートマイクロチップに向けた通信用のアンテナとして，搬送波周波数300MHzの小型・高利得のオンチップアンテナについて検討した．絶縁体であるサファイア基板を用いる事で，基板で生じる損失を低減させてアンテナ利得を向上させることを図った．サファイア基板の比誘電率は高いため，波長短縮効果により，アンテナ配線の短縮化をすることが可能である．また，スパイラル状のアンテナ配線により，アンテナ配線の自己インダクタンスを高めることで，インピーダンスマッチングを図った．4mm×5mmの面積内で，アンテナ配線の巻き数を調整して共振周波数を解析したところ，7回巻（80mm）の時に周波数300MHzにおいて，リアクタンス成分を零にすることが可能である．製作したサファイアチップアンテナのアンテナの利得は-29.2dBiであり，シリコン基板を用いたオンチップアンテナと比べて，利得が12.9dB高くなったことを確認した．サファイアチップアンテナと回路チップを接続した送信デバイスを用いて，SMCを想定した信号送信実験を行った．送信デバイスから10cm離れた地点にダイポールアンテナを配置し，受信した波形を観測したところ，2Mbpsの変調信号を確認した．上記の結果より，本サファイアチップアンテナはSMCのための小型アンテナとして応用が期待される．

第4章では、生体埋め込みデバイスに向けたアンテナを設計するにあたり、生理食塩水を用いたモデルでの設計方法を提案し、生体に埋め込んだ際のアンテナのリターンロス特性の変化を予測する変換式を示した。脳組織モデルと生理食塩水モデルのアンテナの特性が、誘電体によって生じる波長短縮効果に関係していると考えた。ある比誘電率を持った物質1中のアンテナのリターンロス特性に対して、比誘電率を用いた変換を行うことにより、比誘電率の異なる物質2中のアンテナのリターンロス特性を予測できる事を示した。また、多層の生体組織からなる脳モデルに関して、実効比誘電率を考慮することにより、アンテナのリターンロス特性を予想できることを確認した。この変換方法を用いる事により、実験的に埋め込みが困難である人体での測定を、生理食塩水モデルで測定して得られた結果を変換する事で、人体でのアンテナの特性を見積もる事が可能になる。

上述で得られた変換式を用いることで、生理食塩水モデルでアンテナを設計・製作する事により、埋め込みアンテナの特性を見積もる事が可能になる。そこで、生理食塩水中でのアンテナの設計において、共振周波数を見積もる手法を提案する。頭部への埋め込みを目指した、薄膜のダイポールアンテナの設計において、生理食塩水による共振周波数の変動を予測するために、アンテナ配線の長さや幅を引数として寄生容量を見積もる式を導出した。アンテナ配線の形状から求まる自己インダクタンスと、導出した寄生容量の式により、所望の共振周波数を持ったアンテナを設計する事が可能になる。これにより計算された共振周波数と、電磁界シミュレーションにより算出された共振周波数の比較を行ったところ、共振周波数の誤差は3%以下であった。

提案した設計方法を用いて、厚さ10 μm のパリレンフィルムを用いたフレキシブルアンテナを製作した。フレキシブルデバイスとして、曲げた状態での特性を評価したところ、アンテナを曲率半径1cmで曲げた状態で、共振周波数が3%ほどシフトする事が確認された。また、リターンロス特性の変換式を用いて、脳に埋め込んだ際の特性を見積もったところ、脳へ埋め込んだ場合に共振周波数が1090MHzになると予測された。シミュレーションの結果と比較したところ、共振周波数の誤差が52MHz生じたが、アンテナのパッケージングと固定方法に原因あると考えられる。また、放射特性に関しては、シミュレーションと測定結果がほぼ同じアンテナ利得を示すことを確認した。

本研究で提案した設計方法を用いる事で、アンテナの共振周波数を容易に見積もる事が可能となる。さらに人体モデルへのリターンロス特性の変換を行うことにより、埋め込みアンテナの特性を予測する事ができる。今後は、この変換関数で他の電気パラメータとして伝導率を変数とすることで、さらにアンテナ特性として、アンテナ利得や指向性を見積もれるようになると期待される。

第5章では、頭部へ埋め込む無線神経インターフェイスの実現に向けて、無線電力伝送のためのフレキシブルレクテナを提案した。生理食塩水モデルで設計したフレキシブルアンテナと、CMOS整流器をフリップチップボンディングによって接続する事で、薄膜のレクテナデバイスを実現する事を目的とした。デバイスを小型に実現させるために、

外付けのインピーダンスマッチング素子を必要としないアンテナと整流器の協調設計を行った。オンチップトランスによりアンテナと整流器の実部のインピーダンスマッチングを図った。さらにリアクタンス成分のインピーダンスマッチングにおいて、フレキシブルアンテナに 3nH のインダクタンス成分を設ける事で、外付けのインピーダンスマッチング素子を用いない設計を行った。

フレキシブルレクテナの製作において、厚さ 5 μ m の薄膜フィルムに対するフリップチップボンディングにより、アンテナと整流器の一体化を検討した。フィルムの上にアンテナ配線を施し、その上から整流器チップを圧着して熱で樹脂を固める事により、フレキシブルアンテナと一体化することに成功した。製作したフレキシブルデバイスは、一部硬い基板が使われてはいるが、デバイスの大部分がフレキシブルフィルムから構成されている。このパッケージ技術により、薄膜なフレキシブルデバイスに対して高いアライメント精度で回路チップを搭載する事を可能にした。また、製作したフレキシブルレクテナの評価においては、生理食塩水にデバイスを浸して無線電力を伝送することにより、整流器の出力端子から直流電力が取り出すことに成功した。この実験から得られた電力伝送効率は、3cm から 10cm の距離において、0.5%から 0.1%の効率で電力を伝送する事が可能である。送信アンテナと受信アンテナ間の位置ずれに対する測定結果として、デバイスサイズが 27mm \times 5mm であるのに対し、50mm の位置ずれが生じても、大きく効率が低下することは無かった。フレキシブルレクテナデバイスの設計・製作において、小型で設計するためのアンテナと整流器の協調設計、及びフリップチップボンディングによる薄膜デバイスに対するチップの実装技術の確立により、埋め込みに適するフレキシブルな WPT デバイスとして、今後の応用が期待される。

以上の研究から得られた知見と技術の今後の将来展望として、まず、サファイア基板による高利得かつ小型のチップアンテナが、無線センサノードのアンテナとして応用が期待される。サファイア基板の種類として、サファイア基板の上に薄膜のシリコン層を堆積させた SOS (Silicon on Sapphire) がある。SOS 基板を用いる事により、アンテナを形成する範囲のシリコンを除去してアンテナを形成し、シリコン層の部分で CMOS 回路を製作する事が可能である。そのため、高利得のアンテナと CMOS 回路のワンチップ化を可能にすることから、小型かつ薄膜の無線センサノードを実現する手法として期待される。センサ、回路、アンテナのワンチップ化を可能にする SOS 基板によるセンサノードは、チップサイズの大きさを有するため、大きさの限られた埋め込み箇所や、IoT (Internet of Things) を構築する際に、小さなモノに対してセンサノードを実装する手段とし有効である。

生理食塩水のアンテナの特性結果から、埋め込み時の特性を見積もる変換式は、今後の生体への埋め込みデバイスに向けたアンテナ設計に貢献ができると考えている。生理食塩水での測定結果から、実際に埋め込んだ際のアンテナの振る舞いの予測が可能になる事で、生体埋め込み用アンテナの実験的評価を簡易なモデルで行う事ができる。生理食塩水によるアンテナの特性の変換は、埋め込みデバイスのアンテナの設計に貢献でき

と考えている。今後は、今回使用した平面の脳モデルの妥当性を検証し、実際にアンテナが曲がった場合の特性の影響について検証する必要がある。また、本研究で提案したアンテナ特性の変換において、比誘電率だけでなく、伝導率などのパラメータを導入することで、更に精度のよいアンテナ特性の見積もりが可能になると期待される。

生体への埋め込みデバイスに対して、本研究では長距離・アライメントフリーを目指して、電波による WPT を検討した。高周波数を扱う電波方式による WPT は、生体組織への電波の吸収量が多いため伝送効率が悪くなる。生体埋め込みデバイスに対して、より高い伝送効率で WPT を実現する手法として、磁界共振方式が期待される。磁界共振方式は設計において、生体内外に配置されるコイルと共振器の共振周波数を一致させなければならない。生理食塩水モデルによる寄生容量を見積もる式により、生体へ埋め込んだコイルの寄生容量を算出する事が可能になれば、磁界共振方式による WPT システムの設計において、寄生容量を設計パラメータに含めることで効率の最適設計が可能になると期待される。

薄膜のフレキシブルデバイスとシリコンチップの一体化技術の応用として、生体の活動電位をセンシングする平面電極とシリコンチップによる増幅器の一体化デバイスや、本研究で目指した大型のアンテナと高機能な回路チップの組み合わせによる、埋め込みデバイス等の実装技術として応用できると考えている。また、フリップチップボンディングの高精度なアライメントによって、1枚のフィルムデバイスへ多数のチップを実装が可能となる。今後は、提案したプロセスにおける歩留りの向上、接続部分の機械的な接着及び電気的な評価が必要であると考えられる。

また、生体への長期埋め込みデバイスの開発に向けて、経年劣化によるデバイスの評価が必要になると考えられる。今回、アンテナデバイスを製作するにあたり、生体適合性の良いパリレンを使用した。しかし、パリレンフィルムを数 μm の薄さにすることで、経年劣化によってイオンを透過してしまい、アンテナデバイスが機能しなくなる可能性がある。今後は、埋め込みによるデバイスの耐久性の評価や、他のフィルム材料の検討が必要になる。

さらに、フレキシブルアンテナデバイスとセンサデバイスの集積化に向けて、センサデバイスの材料がアンテナの特性に影響を与える可能性を考慮する必要がある。センサデバイスに高誘電体材料を使用する場合は、アンテナの周波数特性が変化する事が考えられる。異種材料によるアンテナの特性への影響をシミュレーションで解析する事で、より精度の良いアンテナの解析をする事ができる。

シリコン基板によるセンサや回路と大面積の薄膜アンテナを有するセンサノードは、高効率な無線通信及び電力伝送を可能にする。提案した一体化技術は大部分が薄膜のフレキシブルフィルムで構成されているため、曲率を持ったモノにセンサノードを貼り付ける、また、センサノードを生体内へ埋め込む手段として有効である。

本研究で達成した技術が、今後のスマートセンシングデバイスの設計及び製作に対し有益な知見を与えられる事を期待して、本論文の総括とする。

謝辞

本研究を遂行するにあたり、研究を行う機会と懇切丁寧な御指導並びに御助言を賜りました豊橋技術科学大学教授・工学博士 石田 誠先生に心から感謝の意を表します。

本研究を遂行するにあたり、研究方針及びデバイス設計、製作、評価の御助言並びに御指導、討論の場における懇切丁寧な御助言を賜りました豊橋技術科学大学助教・博士（工学） 秋田 一平先生に深く感謝致します。

本研究における討論の場で大変有益な御助言を賜りました豊橋技術科学大学教授・工学博士 澤田 和明先生に深く感謝致します。

本論文の審査にあたり、懇切丁寧な御指導及び御助言を賜りました豊橋技術科学大学教授・工学博士 大平 孝先生に深く感謝いたします。

本研究における討論の場で大変有益な御助言を賜りました豊橋技術科学大学准教授・博士（工学） 河野 剛士先生に深く感謝致します。

実験を遂行するにあたり、デバイス製作時におけるプロセスの有益な御指導、御助言を賜りました豊橋技術科学大学 技術専門職員 足木 光昭先生、高瀬 博行先生並びに飛沢 健先生に心から感謝致します。

本研究の成果を報告するにあたり、数々の御支援を頂きました豊橋技術科学大学石田研究室秘書 門井 久美様、並びに澤田研究室秘書 豊田 留美子様に深く感謝いたします。

本研究を遂行するにあたり、プロセスにおいて適切な御指導と、御助言を賜りました豊橋技術科学大学博士後期課程3年 山際 翔太氏に謹んで感謝の意と敬意を表します。

本研究を遂行するにあたり、多大な協力を頂きました豊橋技術科学大学博士後期課程3年 本間 浩章氏並びに高橋 聡氏に謹んで感謝の意と敬意を表します。

本研究における討論の場で有益な御助言並びに御協力を頂きました豊橋技術科学大学 石田・澤田・河野・村上研究室の先生方並びに学生諸氏に深く感謝致します。

最後に、本研究を迎えるにあたり、勉学への御理解と御援助をして頂いた両親に感謝の意を表します。

2016年2月 岡部 謙志

研究業績

論文

1. Kenji Okabe, Wanghoon Lee, Yasoo Harada, and Makoto Ishida, “Silicon Based On-Chip Antenna using an LC Resonator for Near-Field RF systems,” Solid-State Electrons, vol.67, no.1, pp.100 - 104, 2012 .
2. Kenji Okabe, Ippei Akita, and Makoto Ishida, “High-gain on-chip antenna using a sapphire substrate for implantable wireless medical systems,” Japanese Journal of Applied Physics, vol.53, no.4S, 04EL09 (5 page), 2014.
3. Kenji Okabe, Horagodage Prabhath Jeewan, Shota Yamagiwa, Takeshi Kawano, Makoto Ishida, and Ippei Akita, “Co-Design Method and Wafer-Level Packaging Technique of Thin-Film Flexible Antenna and Silicon CMOS Rectifier Chips for Wireless-Powered Neural Interface Systems,” Sensors, vol.15, pp.31821-31832, 2015.

国際会議

1. Kenji Okabe, Ippei Akita, and Makoto Ishida, “An Implantable Wireless Medical System with a High-Gain On-Chip Antenna Using Sapphire Substrate,” The 45th Int. Conf. Solid State Devices and Materials (SSDM2013), PS-11-8, Fukuoka, Japan, pp.370-371, 2013.
2. Kenji Okabe, Ippei Akita, and Makoto Ishida, “Design of a Flexible Antenna Using Parylene Film for Implantable Sensor Nodes on Brain Surface,” The 7th Asia-Pacific Conference on Transducers and Micro/Nano Technologies (APCOT 2014), Daegu, Korea, 2014 (2 page).
3. Kenji Okabe, Ippei Akita, Shochi Asai, and Makoto Ishida “A Flexible Antenna Using a Parylene Film for Wirelessly-Powered Neural Recording Devices,” The 46th Int. Conf. Solid State Devices and Materials (SSDM2014), Tsukuba, Japan, pp. 972-973, 2014.
4. Kenji Okabe, Ippei Akita, Shota Yamagiwa, Takeshi Kawano, and Makoto Ishida “A Thin Film Flexible Antenna with CMOS Rectifier Chip for RF-Powered Implantable Neural Interfaces,” The 18th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (Transducers 2015), Alaska, USA, pp. 1751-1754, 2015.

国内会議

1. 岡部 謙志, 秋田 一平, 石田 誠, “スマートマイクロチップの実現に向けた オンチップアンテナの製作と評価,” 第4回 集積化MEMS シンポジウム 2012, pp.36-39, 福岡, October, 22-24, 2012.
2. 岡部 謙志, 秋田 一平, 石田 誠, “体内埋め込み医療デバイスに向けたオンチップアンテナの製作と評価,” 第5回 集積化 MEMS シンポジウム, 7AM2-E-7, 仙台, November, 5-7, 2013.
3. 岡部 謙志, 秋田 一平, 石田 誠, ” 体内埋め込みに向けた小型オンチップアンテナ,” 電子情報通信学会 集積回路研究会(ICD), 信学技報, Vol. 113, No. 419, pp.13, 京都, January, 28-29, 2014.
4. 岡部 謙志, 秋田 一平, 石田 誠, ”無線神経インターフェイスに向けたパリレンフィルムアンテナの設計,” 第75回応用物理学会, pp. 12,452, 北海道, September, 17-20, 2014.
5. 岡部 謙志, 秋田 一平, 浅井 翔地, 石田 誠, “ワイヤレス神経インターフェイスに向けた無線電力伝送用パリレンフィルムアンテナ,” 第6回 集積化MEMS シンポジウム, 島根, October, 20-22, 2014.
6. 岡部 謙志, 秋田 一平, 山際 翔太, 河野 剛士, 石田 誠, “埋め込み神経インターフェイスに向けた低侵襲フレキシブルレクテナの開発,” 第7回 集積化MEMS シンポジウム, 新潟, October, 28-30, 2015.
7. 岡部 謙志, 秋田 一平, 石田 誠, “生理食塩水を用いた頭部埋め込みアンテナの特性評価方法の提案,” 2016年電子情報通信学会総合大会, 福岡, March, 15-18, 2016.

付録

サファイアチップアンテナ製作プロセスチャート

| No | 工程 | 条件 | 時間 | 備考 |
|----|----------------|--|--|----------------------------------|
| | 使用ウェハ | シリコン基板 n 型<100>, 2inch 280±25μm, 2~6Ωcm SOS 基板 2inch, 260μm Top silicon 0.2μm | | |
| 1 | 初期洗浄 | 王水 boil (HNO ₃ : HCl=1 : 3) Over flow APM boil (NH ₄ OH : H ₂ O ₂ : H ₂ O=1 : 1 : 6) Over flow HPM boil (HCl : H ₂ O ₂ : H ₂ O=1 : 1 : 6) Over flow DHF 希フッ酸 Over flow スピンド乾燥 | 10min 10min 10min 10min 10min 10min 15sec 10min | |
| 2 | 初期酸化 | OX1 : 1000°C Wet Dry anneal N ₂ | 180min 10min 10min | (比較用シリコンウェハのみ) 酸化膜厚測定 (500nm) |
| 3 | Top Si 除去 | Si 系 RIE SF ₆ :10sccm Pressure:1.0Pa Power:100W | 4min | SOS 基板のみ |
| 4 | Al スパッタ 前洗浄 | HPM boil (HCl : H ₂ O ₂ : H ₂ O=1 : 1 : 6) Over flow | 10min 10min | |

| | | | | |
|---|----------|---|---|---------------------------------|
| | | DHF 希フッ酸 Over flow スピンド乾燥 | 15sec 10min | |
| 5 | Al スパッタ | ターゲット : 1%Si-Al APC:0.5Pa Ar:50sccm オリフィス:38% | 16min | プリスパッタ 1min (目標 : 1000nm) |
| 6 | フォトリソ | 塗布前ベーク : 160°C OAP 塗布 : 1st 500rpm 2nd 3000rpm レジスト塗布(ip3100、15cp) : 2nd 500rpm 3rd 3000rpm プリベーク : 110°C 露光(ステッパー) 現像(NMD-3) リンス(超純水) ポストベーク : 120°C | 90sec 5sec 30sec 5sec 25sec 90sec 300msec 33sec 32sec 300sec | |
| 7 | Al エッチング | METAL 系 RIE アルミエッチング BCL ₃ :40sccm, CHF ₃ :6sccm Cl ₂ :8sccm, O ₂ :1sccm Pressure:2.0Pa Power:80W | 12min | レジストを焦がさないために 3min で 4 セット行う |
| 8 | レジスト除去 | 東京応化 O ₂ アッシャー | 40min | |
| 9 | 残ガス除去 | Over flow スピンド乾燥 | 2min | |

フレキシブルアンテナ・レクテナ製作プロセスチャート

| No | 工程 | 条件 | 時間 | 備考 |
|----|---------------------|--|---|---------------------------|
| 1 | 使用ウェハ | シリコン基板 n 型<100>,2inch 280±25μm, 2~6Ωcm | | |
| 2 | 犠牲層 Ti スパッタ | Target : Ti GAS Vac : 1.0Pa Power : 150W | 20min | プリスパッタ : 5min |
| 3 | パリレン コーティング | パリレン N ダイマー : 19g (5μm) | | 干渉膜厚系で膜厚チェック |
| 4 | パリレン 表面処理 | O ₂ : 40sccm Power : 150W (プラズマモード) | 60sec | |
| 5 | Au スパッタ (主配線材料) | Target : Ti GAS Vac : 1.0Pa Power : 150W | 20min 3sets | プリスパッタ : 5min |
| 6 | Ti スパッタ (ハードマスク) | Target : Pt GAS Vac : 1.0Pa Power : 150W | 20min | プリスパッタ : 5min |
| 7 | フォトリソ | 塗布前ベーク : 100°C OAP 1st 500rpm 2nd 3000rpm ip3100 1st 500rpm 2nd 3000rpm プリベーク : 100°C 露光 : Light Int.=20.0 現像 : NMD3 リンス : DIW ポストベーク : 100°C | 90sec 5sec 25sec 10sec 25sec 90sec 30sec 30sec 5min | |
| 8 | Ti パターニング | CF ₄ : 40sccm Power : 150W (RIE モード) | 12min | 時間を刻む (5min,5min,2min) |
| 9 | レジスト除去 | O ₂ : 40sccm Power : 150W (RIE モード) | 600sec | |
| 10 | Au エッチング | 王水 boil (HNO ₃ : HCl=1 : 3) | 3min | |

| | | | | |
|----|-------------------|--|---------------------------------|---|
| | | Over flow | 10min | |
| 11 | レジスト除去 | O ₂ : 40sccm Power : 150W (RIE モード) | 10min | |
| 12 | Ti 除去 | CF ₄ : 40sccm Power : 150W (RIE モード) | 12min | 時間を刻む (5min,5min,2min) |
| 13 | フリップチップ ボンディング | ピックアップ圧力 : 8N ボンディング圧力 : 3N ステージ温度 : 100°C コレット温度 : 75°C | 2min | ACP : TAP0402E (アンテナだけの場合は省く) |
| 14 | パリレン コーティング | パリレン C ダイマー : 9g (5μm) | | パリレンコーター |
| 15 | パリレン 表面処理 | O ₂ : 40sccm Power : 150W (プラズマモード) | 60sec | |
| 16 | Ti スパッタ | Target : Ti GAS Vac : 1.0Pa Power : 150W | 20min | プリスパッタ : 5min |
| 17 | レジスト塗布 | 塗布前ベーク : 100°C AZ5218 1st 500rpm 2nd 3000rpm プリベーク : 100°C | 90sec 5sec 30sec 90sec | スピンコーター |
| 18 | スプレーコート | AZ5218 : シンナー (10cc : 40cc) | | レシピ No.55, 2 回実行 |
| 19 | フォトリソ | 露光制御 : 積算 光量 : 180mj/cm ² 時間 : 0 モード : 2nd 現像 : NMD3 リンス : DIW ポストベーク : 100°C | 100sec 30sec 5min | プロジェクションアライナー レシピ No.50 ワーク厚 : 4inch+2inch 525μm+280μm |
| 20 | Ti パターニング | CF ₄ : 40sccm Power : 150W (RIE モード) | 12min | 時間を刻む (5min,5min,2min) |
| 21 | パリレン エッチング | O ₂ : 40sccm Power : 150W (RIE モード) | 600sec ×5set | クーリングを挟む |
| 22 | リリース (+Ti 除去) | APM boil (NH ₄ OH : H ₂ O ₂ : H ₂ O=1 : 1 : 6) Over flow | 5min 10min | エタノールで少し剥がしてから |

人体モデルの電気的特性

大脳(Cerebrum)

| Frequency (MHz) | Conductivity σ (S/m) | Relative Permittivity ϵ_r |
|-----------------|--------------------------------|---------------------------------------|
| 207 | 0.44 | 47.0 |
| 227 | 0.46 | 45.6 |
| 249 | 0.47 | 44.6 |
| 273 | 0.48 | 43.6 |
| 300 | 0.49 | 42.8 |
| 329 | 0.50 | 41.9 |
| 360 | 0.51 | 41.1 |
| 395 | 0.52 | 40.5 |
| 433 | 0.53 | 39.8 |
| 475 | 0.54 | 39.5 |
| 521 | 0.57 | 38.9 |
| 571 | 0.58 | 38.3 |
| 626 | 0.60 | 37.9 |
| 687 | 0.62 | 37.8 |
| 753 | 0.62 | 37.2 |
| 826 | 0.68 | 36.9 |
| 906 | 0.66 | 37.8 |
| 993 | 0.76 | 36.4 |
| 1090 | 0.75 | 37.0 |
| 1194 | 0.86 | 36.5 |
| 1310 | 0.94 | 35.3 |
| 1436 | 0.98 | 35.8 |
| 1574 | 1.00 | 36.3 |
| 1612 | 1.00 | 36.9 |
| 1696 | 1.04 | 36.7 |
| 1783 | 1.08 | 36.6 |
| 1875 | 1.11 | 36.6 |
| 1972 | 1.15 | 36.3 |

脳脊髄液 (CSF : Cerebro Spinal Fluid)

| Frequency (MHz) | Conductivity σ (S/m) | Relative Permittivity ϵ_r |
|-----------------|--------------------------------|---------------------------------------|
| 215 | 2.28 | 70.53 |
| 238 | 2.29 | 70.14 |
| 263 | 2.29 | 69.67 |
| 291 | 2.3 | 69.22 |
| 322 | 2.3 | 69.2 |
| 356 | 2.3 | 69.08 |
| 374 | 2.31 | 69.02 |
| 435 | 2.32 | 68.97 |
| 481 | 2.32 | 68.73 |
| 533 | 2.33 | 68.59 |
| 589 | 2.35 | 68.53 |
| 651 | 2.36 | 68.51 |
| 720 | 2.37 | 68.41 |
| 797 | 2.4 | 68.37 |
| 881 | 2.42 | 68.33 |
| 974 | 2.45 | 68.15 |
| 1080 | 2.49 | 67.94 |
| 1190 | 2.53 | 67.73 |
| 1320 | 2.59 | 67.67 |
| 1460 | 2.65 | 67.71 |
| 1610 | 2.73 | 67.66 |
| 1780 | 2.83 | 67.42 |
| 1970 | 2.94 | 67.14 |

硬膜(Dura)

| Frequency (MHz) | Conductivity σ (S/m) | Relative Permittivity ϵ_r |
|-----------------|--------------------------------|---------------------------------------|
| 215 | 0.71 | 55.24 |
| 238 | 0.73 | 54.79 |
| 263 | 0.73 | 54.15 |
| 291 | 0.74 | 53.27 |
| 322 | 0.76 | 52.7 |
| 356 | 0.77 | 52.23 |
| 394 | 0.78 | 51.67 |
| 435 | 0.8 | 51.03 |
| 481 | 0.81 | 50.36 |
| 533 | 0.84 | 50.13 |
| 589 | 0.85 | 49.96 |
| 651 | 0.87 | 49.59 |
| 720 | 0.89 | 49.12 |
| 797 | 0.92 | 48.63 |
| 881 | 0.97 | 48.46 |
| 974 | 1.01 | 48.21 |
| 1080 | 1.06 | 47.75 |
| 1190 | 1.12 | 47.47 |
| 1320 | 1.18 | 47.21 |
| 1460 | 1.23 | 46.84 |
| 1610 | 1.31 | 46.51 |
| 1780 | 1.43 | 46.17 |
| 1970 | 1.55 | 45.83 |

頭蓋骨(Skull)

| Frequency (MHz) | Conductivity σ (S/m) | Relative Permittivity ϵ_r |
|-----------------|--------------------------------|---------------------------------------|
| 227 | 0.1901 | 28.24 |
| 249 | 0.1946 | 27.31 |
| 273 | 0.1998 | 26.43 |
| 300 | 0.2056 | 25.86 |
| 329 | 0.2093 | 25.35 |
| 360 | 0.215 | 24.72 |
| 395 | 0.2216 | 24.1 |
| 433 | 0.2275 | 23.43 |
| 475 | 0.2344 | 22.95 |
| 521 | 0.2438 | 22.62 |
| 571 | 0.2525 | 22.23 |
| 627 | 0.263 | 21.84 |
| 687 | 0.276 | 21.54 |
| 757 | 0.2885 | 21.08 |
| 797 | 0.2926 | 20.78 |
| 838 | 0.2947 | 20.63 |
| 881 | 0.3078 | 20.4 |
| 926 | 0.3075 | 20.25 |
| 974 | 0.3154 | 20.04 |
| 1025 | 0.3377 | 19.9 |
| 1078 | 0.3362 | 18.71 |
| 1133 | 0.3443 | 18.84 |
| 1192 | 0.3585 | 18.59 |
| 1254 | 0.3655 | 18.67 |
| 1318 | 0.3828 | 18.56 |
| 1386 | 0.3984 | 18.43 |
| 1458 | 0.4019 | 18.44 |
| 1533 | 0.4172 | 18.35 |
| 1612 | 0.4326 | 18.41 |
| 1696 | 0.4481 | 18.31 |
| 1783 | 0.4648 | 18.33 |
| 1875 | 0.4855 | 18.18 |
| 1972 | 0.4982 | 18.04 |

脂肪(Fat)

| Frequency (MHz) | Conductivity σ (S/m) | Relative Permittivity ϵ_r |
|-----------------|--------------------------------|---------------------------------------|
| 227 | 0.03877 | 5.415 |
| 273 | 0.0401 | 5.257 |
| 300 | 0.04178 | 5.218 |
| 360 | 0.04281 | 5.11 |
| 433 | 0.04502 | 5.028 |
| 475 | 0.04652 | 4.999 |
| 521 | 0.0479 | 4.941 |
| 571 | 0.0493 | 4.941 |
| 627 | 0.05132 | 4.877 |
| 687 | 0.051 | 4.862 |
| 753 | 0.052 | 4.87 |
| 826 | 0.052 | 4.83 |
| 906 | 0.053 | 4.782 |
| 993 | 0.054 | 4.725 |
| 1089 | 0.055 | 4.754 |
| 1192 | 0.056 | 4.59 |
| 1254 | 0.0565 | 4.495 |
| 1318 | 0.057 | 4.426 |
| 1386 | 0.0588 | 4.662 |
| 1458 | 0.06 | 4.438 |
| 1533 | 0.0608 | 4.49 |
| 1612 | 0.0609 | 4.465 |
| 1696 | 0.063 | 4.446 |
| 1783 | 0.0666 | 4.508 |
| 1875 | 0.0677 | 4.503 |
| 1972 | 0.0719 | 4.445 |

皮膚(Skin)

| Frequency (MHz) | Conductivity σ (S/m) | Relative Permittivity ϵ_r |
|-----------------|--------------------------------|---------------------------------------|
| 228 | 0.52 | 45.94 |
| 274 | 0.53 | 44.36 |
| 329 | 0.54 | 43.07 |
| 395 | 0.56 | 42.04 |
| 475 | 0.58 | 41.2 |
| 572 | 0.6 | 40.51 |
| 687 | 0.64 | 40.07 |
| 826 | 0.68 | 39.64 |
| 993 | 0.71 | 39.52 |
| 1080 | 0.72 | 39.95 |
| 1190 | 0.76 | 39.7 |
| 1320 | 0.8 | 39.31 |
| 1460 | 0.86 | 39.09 |
| 1610 | 0.92 | 38.77 |
| 1780 | 0.99 | 38.43 |
| 1970 | 1.08 | 38.16 |

生理食塩水(Saline)

| Frequency (MHz) | Conductivity σ (S/m) | Relative Permittivity ϵ_r |
|-----------------|--------------------------------|---------------------------------------|
| 100 | 1.36 | 73.5 |
| 200 | 1.56 | 73.5 |
| 300 | 1.68 | 73.4 |
| 400 | 1.78 | 73.4 |
| 500 | 1.86 | 73.3 |
| 600 | 1.93 | 73.3 |
| 700 | 1.99 | 73.2 |
| 800 | 2.04 | 73.1 |
| 900 | 2.09 | 73.1 |
| 1000 | 2.14 | 73.0 |
| 1100 | 2.18 | 72.9 |
| 1200 | 2.21 | 72.8 |
| 1300 | 2.25 | 72.7 |
| 1400 | 2.28 | 72.6 |
| 1500 | 2.31 | 72.5 |
| 1600 | 2.34 | 72.4 |
| 1700 | 2.37 | 72.3 |
| 1800 | 2.40 | 72.2 |
| 1900 | 2.42 | 72.1 |
| 2000 | 2.45 | 72.0 |

参考文献

- [1] S. Gabriely, R. W. Lau, and C. Gabriel, "The dielectric properties of biological tissues: II. Measurements in the frequency range 10 Hz to 20 GHz," *Phys. Med. Biol.*, vol.41, no.11, pp.2251-2269, 1996.
- [2] A. Drossos, V. Santomaa, and N. Kuster, "The dependence of electromagnetic energy absorption upon human head tissue composition in the frequency range of 300-3000 MHz," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.48, no.11, pp.1988-1995, 2000.
- [3] D. H. Gadani, V. A. Rana, S. P. Bhatnagar, A. N. Prajapati, and A. D. Vyas, "Effect of salinity on the dielectric properties of water," *Int. J. Pure and Appl. Phys.*, vol.50, no.6, pp.405-410, 2012.