

博士論文

VHF/UHF 帯無線機用アナログ機能ブロックの
極低電力センサシステム応用に関する研究

(Application of Analog-functional Block
for VHF/UHF Radio to Ultralow-power Sensor Systems)

2017 年 9 月

立命館大学大学院理工学研究科
電子システム専攻博士課程後期課程

西川 久

立命館大学審査博士論文

VHF/UHF 帯無線機用アナログ機能ブロックの
極低電力センサシステム応用に関する研究

(Application of Analog-functional Block
for VHF/UHF Radio to Ultralow-power Sensor Systems)

2017 年 9 月

September 2017

立命館大学大学院理工学研究科
電子システム専攻博士課程後期課程

Doctoral Program in Advanced Electrical,
Electronic and Computer Systems
Graduate School of Science and Engineering
Ritsumeikan University

西川 久

NISHIKAWA Hisashi

研究指導教員 : 道関 隆国 教授

Supervisor : Professor DOUSEKI Takakuni

要旨

本論文では、VHF/UHF 帯無線機のアナログ機能ブロックを極低電力センサシステムに応用する方法として、アンテナ・マッチング手法、LC 発振器／スーパーヘテロダイン技術、および、アナログ FM 通信技術の応用法をまとめたものである。

具体的には、まず、アンテナ・マッチング手法の第 1 の応用例として、アンテナおよび送受信機間の電力伝送効率最適化手法を用いて、各種センサに非接触で電源を供給するための、UHF 帯を用いた近傍界遠方界両用無線電力伝送システムを提案した。本伝送システムの有効性を実証するために、受電機を搭載したバッテリーレスマルチコプターを用いて実験を行った。試作したマルチコプターは送電アンテナから 15 cm の高さで 20% の電力効率が得られ、連続して浮上することを確認した。また、アンテナ・マッチング手法の第 2 の応用例として、アンテナ周辺に金属が近づくとアンテナと送受信機間のマッチング状態が変化することを利用した非接触金属測長センサを提案した。本センサは、長さの異なる 4 本の金属棒長を同時に検出することが可能で、15 cm 長の金属物体を分解能 2 mm で検出できることを確認した。

次に、LC 発振器およびスーパーヘテロダイン構成の応用技術として、アナログ LC 発振器の持つ微小容量変化を周波数変化として出力し、スーパーヘテロダイン構成で周波数変化率を増幅することで、aF (アトファラッド, 10^{-18} ファラッド) レベルの極微小な容量変化を検出できる小型センサを提案した。本センサを用いて、木柱内の害虫を非侵襲で検出する害虫センサシステムと、非接触で人体内の心臓壁の動きをリアルタイムでモニタリングする心臓壁モニタリングシステムに適用して、その有用性を実証した。

最後に、アナログ FM 通信手法の応用技術として、信号処理に伝送遅延がなく、低電力の送信回路で構成できる FM 変調回路をピエゾ素子で駆動するバッテリーレス・ワイレス電子ドラムを提案し、ピエゾ素子の発電電力だけで発電信号波形を伝送遅延 700 μ s で送受信できることを確認した。

目次

1. 序論	1
1.1 無線機構成の歴史	1
1.2 VHF/UHF 帯無線機用アナログ機能ブロックの特徴	7
1.3 アナログ機能ブロック応用の開発経緯と本研究の位置づけ	10
1.4 本研究の目的, および, 課題	13
1.5 本論文の構成	13
2. VHF/UHF 帯無線機用アナログ機能ブロック構成	20
2.1 まえがき	20
2.2 アナログ送受信機構成	20
2.3 アンテナ・マッチング手法の特徴	21
2.4 LC 発振器/スーパーヘテロダイン構成の特徴	23
2.5 アナログ FM 送信回路の特徴	27
2.6 各アナログ機能ブロックの極低電力センサへの応用	28
2.6.1 アンテナ・マッチング手法の応用	29
2.6.2 LC 発振器/スーパーヘテロダイン構成の応用	30
2.6.3 アナログ FM 通信の応用	30
2.7 まとめ	32
3. センサ用無線電力伝送システム	34
3.1 まえがき	34
3.2 近傍電界と遠方電磁波を用いた移動体用無線電力伝送手法	35
3.2.1 電力伝送周波数の選定	35
3.2.2 送受電アンテナ構成	36
3.3 送電機構成	40
3.4 受電機構成	43
3.5 実験	51
3.6 まとめ	54

4. 非接触金属測長センサシステム	57
4.1 まえがき	57
4.2 VSWR を用いた金属測長原理	57
4.3 計測システム構成	58
4.4 複数の金属物を用いた金属長検出実験	60
4.5 VSWR モニタリングシステムの試作	62
4.6 投薬検知システムへの応用	64
4.7 まとめ	67
5. 微小静電容量変化検出センサシステム	69
5.1 まえがき	69
5.2 微小静電容量変化検出の原理	70
5.2.1 LC 発信回路を用いた静電容量変化一周波数変化変換原理	71
5.2.2 スーパーヘテロダインを応用した周波数変化率増幅原理	72
5.2.3 極微小静電容量変化検出器の試作	73
5.3 害虫センサシステム	75
5.3.1 害虫の検出原理	75
5.3.2 木材へのセンサの実装	76
5.3.3 検出システムの構築	79
5.3.4 実証実験	81
5.4 非接触心臓壁モニタリングシステム	82
5.4.1 心臓壁動作検出原理	82
5.4.2 心臓壁動作検出原理の検証	83
5.4.3 非接触心臓壁動作検出器の試作	85
5.4.4 実験	87
5.5 まとめ	91
6. バッテリレス・アナログ波形無線伝送システム	94
6.1 まえがき	94

6.2	電子ドラムのワイヤレス化に伴う問題点と解決法	95
6.3	バッテリーレス・アナログ送信機構成	96
6.3.1	圧電発電機構成	97
6.3.2	信号分離回路付電源回路構成.....	99
6.3.3	アナログ FM 送信機構成	100
6.4	マルチチャンネル受信機構成	102
6.5	実験	106
6.6	まとめ	108
7.	今後の課題	110
7.1	まえがき	110
7.2	アンテナ・マッチング手法応用技術の課題	110
7.2.1	センサ用無線電力伝送システムの課題	110
7.2.2	非接触金属測長検出システムの課題	111
7.3	LC 発振器／スーパーヘテロダイン構成応用技術の課題	111
7.3.1	害虫検出システム	111
7.3.2	非接触心臓壁モニタリングシステム	111
7.4	バッテリーレス・アナログ波形無線伝送システムの課題	112
7.5	まとめ	113
8.	結論	115

謝辞

本研究に関する発表文献リスト

第1章 序論

1.1 無線機構成の歴史

1864年にJ.C. Maxwellによって電気力線と磁力線が交差しながら空間を高速で伝搬する電磁波の存在が提唱され、1887年にはH.R. Hertzにより、誘導コイルと放電現象を通じた無線通信実験で電磁波の存在が実証された。1895年にG. Marconiによって、放電回路にアンテナを接続した送信系と、高周波を与えると導通するコヒーラ検知器を接続した受信アンテナ系の間で2.4 kmの無線通信が行われた(図1-1)。G. Marconiは1901年には大西洋横断の無線通信を成功させ、電磁波を利用した無線通信の商用化が始まった⁽¹⁾。当初はモールス信号のように電波を断続することで情報を伝達する手法であったが、1900年には、R.A Fessendenが周波数の異なる2波を混合するヘテロダインの原理を提案し、同原理を用いて、インタラプタで発生させた連続火花送信機を音声で振幅変調した無線電話通信実験を行った⁽²⁾。この音声の無線伝送の成功により、通信の応用範囲を一挙に拡大させた。当初の受信機では鉱石検波器が復調に使用されており、検波出力は微弱でクリスタルイヤホンを鳴らす程度の電力しか得られなかった(図1-2)。

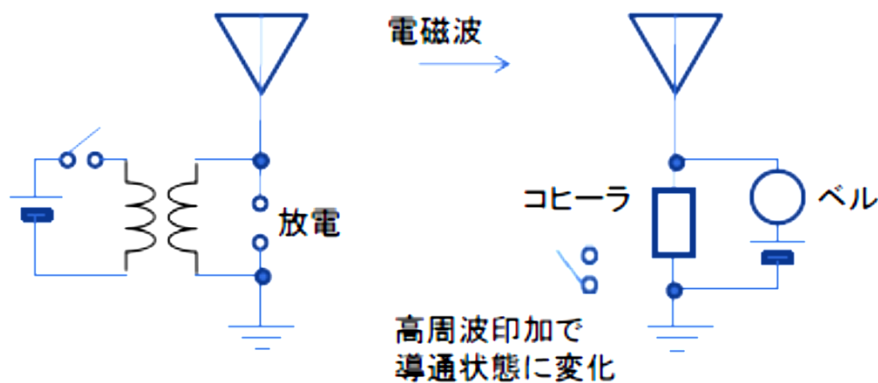


図 1-1 Marconi によるコヒーラを高周波検知に使用した通信実験

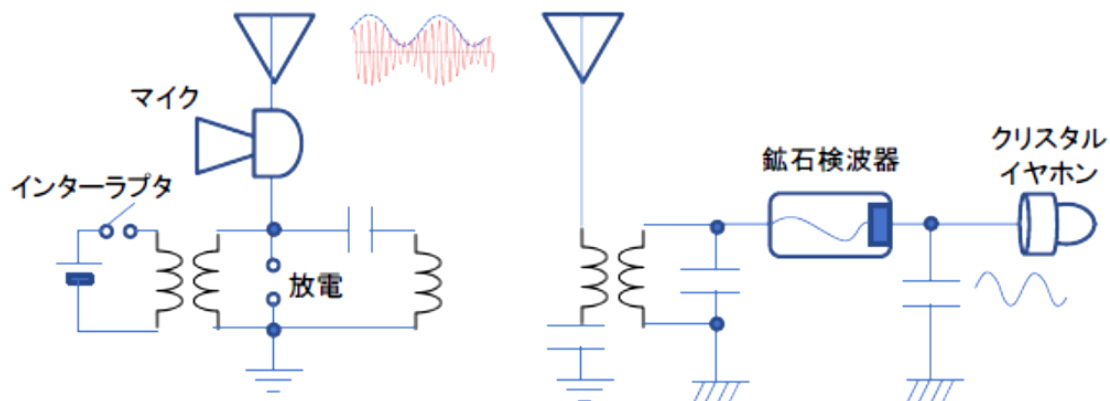


図 1-2 音声変調送信機と検波器で音声信号に復調する鉱石ラジオ

1904 年に J.A. Fleming により 2 極真空管が発明され、その後 1906 年に L.D. Forest が 3 極真空管に発展させた^③。3 極真空管の登場で、微弱な信号を増幅することが可能となり、通信機器の性能が改善された。出力レベルも向上し、スピーカを駆動することが可能となった (図 1-3)。ただ、当時は使用できる真空管の数量も限られていたため、検波に利用するとともに、同時に発振寸前まで正帰還をかけることで高い増幅率を確保する超再生方式が E. Armstrong によって考案された。

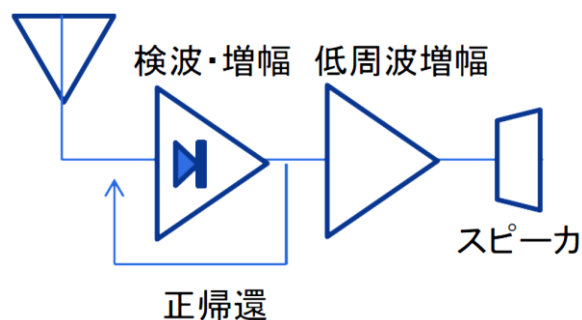


図 1-3 真空管を検波・増幅に使用した初期のラジオ受信機

当時の真空管は 3 極管構造で、後世の 5 極管のようなスクリーン及びサブレッサグリッドがなく、真空管内部の入出力間のシールド効果が十分でなかった。高いゲインを確保しようとする入出力間のフィードバックで発振する現象が多かった。また周波数特性自体も良くなく、高周波での十分な信号

増幅率を得ることができなかつた。改善方法として、1918年に先述の E. Armstrong は増幅過程で周波数変換を行うスーパーヘテロダイン方式を考案した⁽⁴⁾ (図 1-4)。アンテナからの受信信号 f_r (ω_1) はまず可能な範囲の高周波増幅を行う。増幅された信号は次段のミキサで別途設けられた局部発振器の信号 f_l (ω_2) と混合される。ミキサ内では、元の受信信号と局部発振器の周波成分に加えて、新たに高周波入力周波数 ω_1 と局部発振周波数 ω_2 の和と差の成分が生成される (式 1-1)。

$$\sin\omega_1 t \sin\omega_2 t = \frac{1}{2} \cos(\omega_1 - \omega_2) t - \frac{1}{2} \cos(\omega_1 + \omega_2) t \text{ ----- (1-1)}$$

ミキサ出力に設けられたフィルタを通じて、一般的には差の周波数成分のみを取り出し、中間周波数成分を得る。高周波増幅段と中間周波増幅段では扱う周波数が異なるため、互いに干渉することなくそれぞれ最大の増幅率が得られ、受信システムの感度を飛躍的に向上させることができた。中間周波数には、固定で比較的低い周波数帯が選ばれ、高性能なフィルタの製作が容易であるため、受信機の周波数選択性能の改善にも大きく寄与した。局部発振器には LC で構成された発振回路が用いられ、ダイヤル操作で C を可変することで発振周波数を変化させ、受信機を目的の受信周波数にチューニングする。このスーパーヘテロダイン構成は殆どの市販ラジオ受信機に採用され、真空管を 5 本使用した 5 球スーパーと称して多くの製品が世に出た。

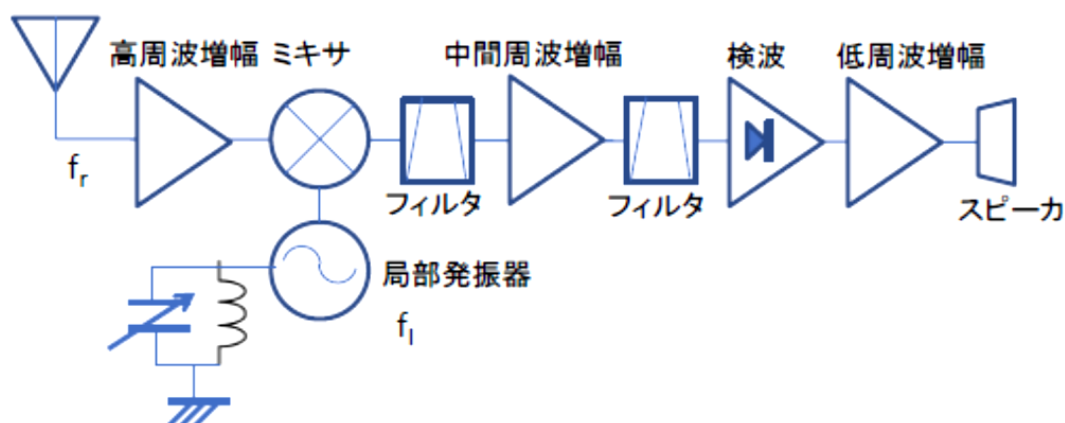


図 1-4 スーパーヘテロダイン構成の受信機

一方、高感度と多バンドを受信する必要がある通信分野においては、アメリカの通信機メーカーの Collins がミキサを 2 段使用したダブルコンバージョン方式を採用し、Collins 方式と称して通信機分野の標準構成となった⁽⁵⁾ (図 1-5)。第 1 ミキサの局部発振器に水晶を使用し、受信バンド毎に切り替える。第 2 ミキサの局部発振器には LC 発振器を使用し、L または C を可変させてチューニングを行う。第 2 局部発振器は周波数を低く設定することで LC 発振器の周波数安定度を高く保ち、また、精度よくダイヤルで周波数を読み取る仕組みを設ける。多バンドでの受信周波数は、安定な水晶発振器の周波数との和または差で決定され、バンドにかかわらず安定した精度で周波数を確定できることを特徴とする。

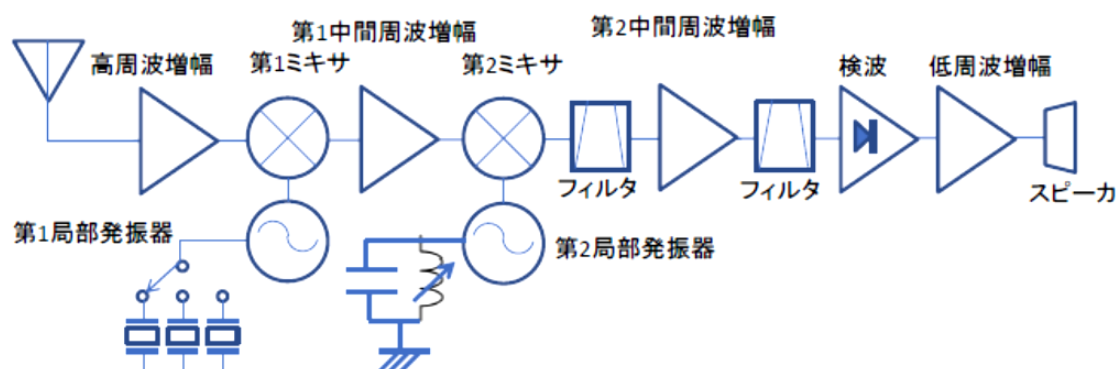


図 1-5 Collins 方式ダブルスーパーヘテロダイン構成の通信用受信機

アナログ技術の粋を集めた高性能無線通信機であるが、近年の半導体集積化技術の進歩で高速化・高集積化された PLL-VCO 技術、高速 AD コンバータ、DA コンバータ、およびマイクロプロセッサが、従来のアナログ回路を置き換えつつある。従来の局部発振用の LC 発振器は、周波数を MPU で自由に設定することができる PLL-VCO で置き換えられ、直接放送局を指定するだけで自動的に選局されるようになった (図 1-6)。デジタル的に制御することで、アナログ時代のダイヤルによる微妙な選局作業は不要となり、使用者の技量による差は完全になくなり、誰が使用しても最高の状態で機能を発揮できる。MPU で制御させることで、多チャンネルを自動でスキャンして、バンドの全体像を一瞬で把握するような機能を持つようになった。

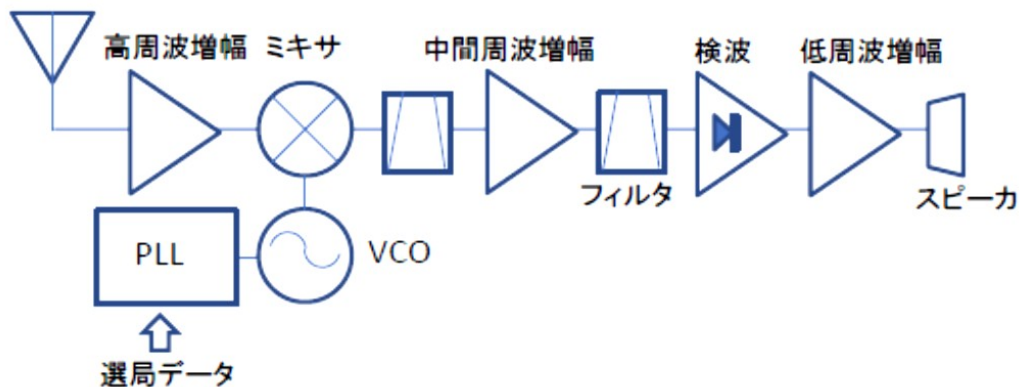


図 1-6 PLL-VCO を使用したダイヤルのない受信機

半導体の微細加工技術の向上で、AD コンバータと DA コンバータが処理できるスピードが飛躍的に向上している。昨今では、高周波増幅された受信信号を直接 AD 変換し、デジタルデータとして出力・記録できるソフトウェアラジオと呼ばれる受信機を実現させている (図 1-7)。このシステムでは、アナログ受信機で用いられてきた、検波、中間周波段、ミキサ及び局部発振器等のほとんどの構成要素が不要となっている。デジタル化は、回路の集積化に寄与し、機器は小型化され、また、アナログ部の排除で製造工程での調整作業も不要となり、簡便な製造ラインで安定した量産が可能となった。

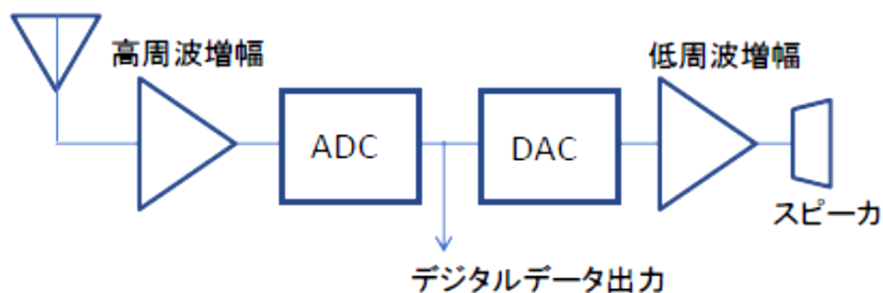


図 1-7 高速 ADC を利用したソフトウェアラジオ構成

無線通信では、一般には単一周波数のキャリアを変調して様々な情報の伝送を行う。変調は、伝送信号をもってキャリアの振幅を変化させる AM (Amplitude Modulation)、周波数を変化させる FM (Frequency

Modulation), および, 位相を変化させる PM (Phase Modulation) に大別される (図 1-8)。

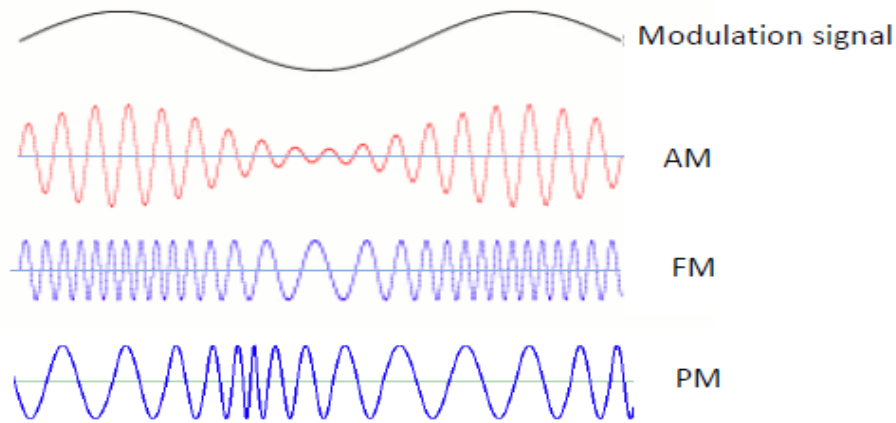


図 1-8 変調方式の種類

変調に用いる信号としては、AM ラジオ放送や FM 放送のようにキャリアにアナログ信号を直接重畳させるアナログ変調と、デジタル信号で処理を行うデジタル変調に分類される。昨今のデジタル変調では、AM と PM を組み合わせた QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 手法が用いられており、夫々のとりうる値を複数点設けることで、一つのキャリアでより多くの情報を伝送する手法がとられている (図 1-9)。現在では、組み合わせ総数が 64 の 64QAM が多く用いられており、より高密度な 128QAM も導入されつつある。

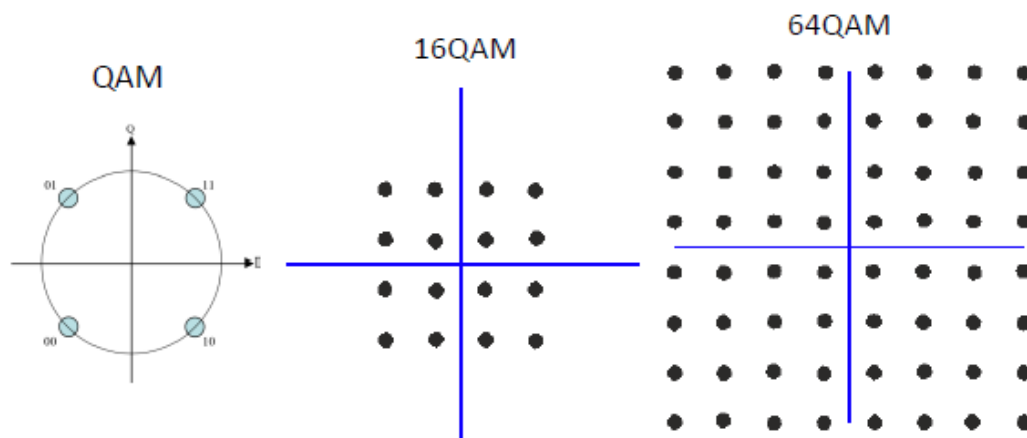


図 1-9 高密度デジタル変調の種類

さらに周波数が異なる複数のキャリアを近接して設け、夫々のキャリアを 64QAM 等で変調して並行伝送する OFDM (Orthogonal Frequency-division Multiplexing) 方式が地上デジタル放送や、無線 LAN で多用されている (図 1-10)。

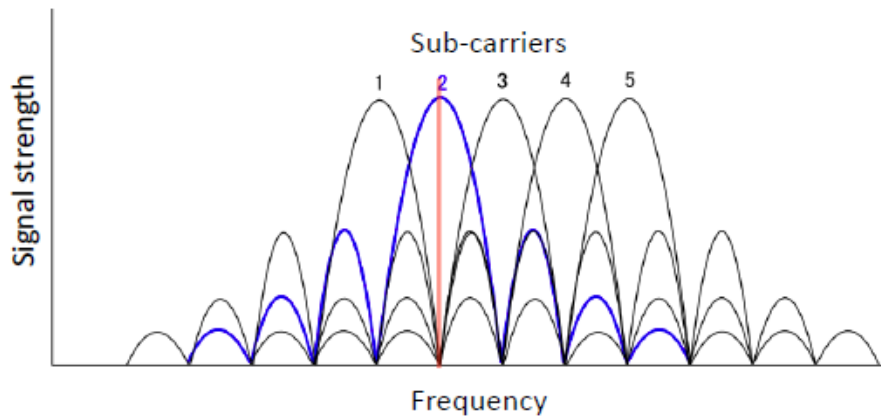


図 1-10 5本のサブキャリアを用いた OFDM のスペクトラム例

1.2 VHF/UHF 帯無線機用アナログ機能ブロックの特徴

VHF/UHF 無線機用アナログ機能ブロックの構成例を図 1-11 に示す。機能を大別すると、アンテナ・マッチング部、スーパーヘテロダイン周波数変換部、および、変復調部からなる。

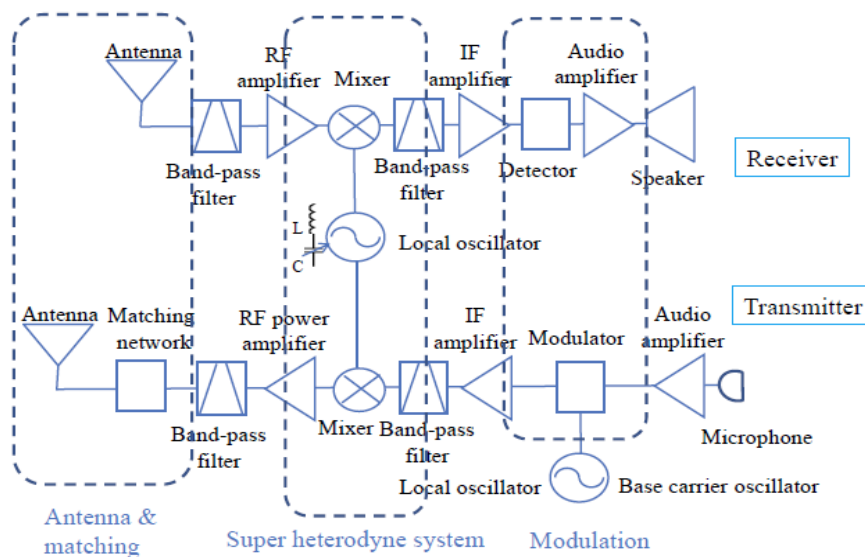


図 1-11 無線機用アナログ機能ブロック構成例

センサに応用する観点で送受信機アナログ機能ブロックの回路および動作を検討すると、各ブロックには下記の特徴がある。

①アンテナ・マッチング部は、送信エネルギーを効率よくアンテナに伝送するためにアンテナと送信機間のインピーダンスマッチングを行う。完全にマッチングがとれた状態では、送信機からのエネルギーが 100% アンテナに伝送され、結合部での反射は生じない。マッチング状態を示すパラメータとして VSWR があり、100%転送される理想状態を VSWR = 1 と表す。アンテナ近傍に人物や金属物が近づくと、エネルギーの吸収や転送現象が生じるため、マッチング状態に変化が生じ、VSWR 値が変化する。

② スーパーヘテロダイン周波数変換部では、周波数を変換するミキサと局部発振器で構成される。従来の局部発振器では LC を用いたアナログ発振器が用いられ、L または C の値を変化させることで発振周波数を可変とする。この発振器では微細な L または C の変化はそのまま微小な周波数の変化として現れる。周波数変換機能では、ミキサにより受信のキャリア周波数は低い中間周波数に変換されるが、変調されている信号の周波数に変化はない。この過程で、変調信号とキャリア信号の比で考えると、キャリアに対する変調信号の変化率が増大されることになる。

③アナログ変復調部は、入力した波形を回路内でそのままの形で必要な増幅を行った後にアナログ波形のまま処理されるため、基本的に信号処理のための入出力間の時間遅れが発生しない特徴がある。一方、デジタル処理を使用した通信機では、送信過程で AD 変換を行いつつデータを蓄積してパケットを構成し、グループ単位で送信する。受信ではパケットを論理回路で処理しながら DAC を用いて受信信号として出力する。この一連の処理に時間が必要で、入出力間で時間遅れが生じる(図 1-12)。デジタルテレビではアナログテレビに比べて 2 秒程度遅れて表示されるのは、このデータ処理時間およびデータ伸張処理を行うことが原因である。扱う波形の微細化に関する比較では、アナログ処理では全ての回路ブロックで時間的に連続した波形として扱うため、原理的にはどれだけ

でも微細な信号の変化でも表現することが可能である。一方、デジタル処理では、デジタイズする過程で単位時間ステップでのサンプリングとなるため、サンプリングクロック以下の微小な変化を表すことはできない（図 1-13）。デジタル処理とアナログ処理の各々の特徴を表 1-1 にまとめた。

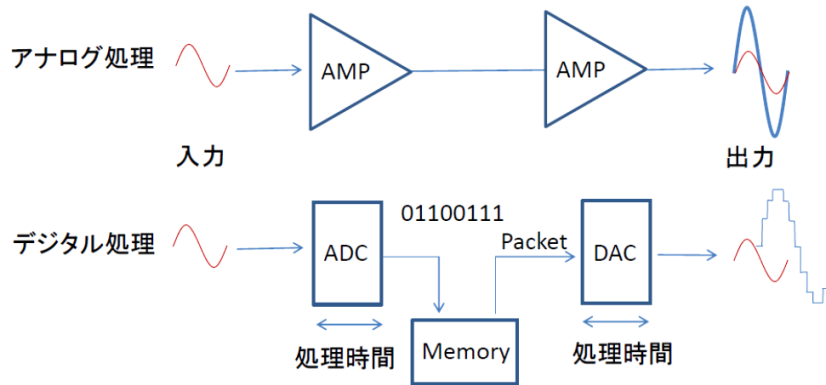


図 1-12 デジタル処理とアナログ処理の比較

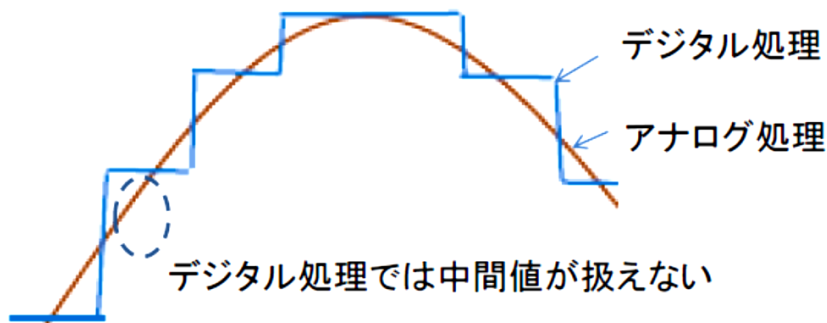


図 1-13 デジタル処理とアナログ処理での波形の扱い方の比較

表 1-1 デジタル回路方式とアナログ回路方式の特徴比較

パラメータ	デジタル方式	アナログ方式
微小信号の取り扱い	ステップでの処理で、微小変化を表現できない	連続した微小信号を取り扱える
伝送・処理遅延	遅延あり	遅延が生じない
データとしての蓄積	可	不可（専用のレコーダを要する）
伝送過程での歪	生じない	回路の特性によりひずみが発生する

1.3 アナログ機能ブロック応用の開発経緯と本研究の位置づけ

高周波を通信以外の目的に応用した例としては、1905年に N. Tesla による 150 kHz を用いた電離層反射を通じた無線電力伝送実験⁽⁶⁾が最初となる。この実験は成功とは云えず、その後数十年間は目立った進展はなかった。1964年になって、W.C. Brown が 2.4 GHz 帯のマイクロ波の遠方界エネルギーを用いてヘリコプターへの給電⁽⁷⁾に成功した。その後も各機関によりマイクロ波を用いた飛翔体への給電事例の報告⁽⁸⁻¹²⁾が続いている。これらはどれもマイクロ波の遠方界エネルギーを利用した電力伝送手法である。一方、近傍界エネルギーを利用した無線給電手法としては、1978年に Lawrence Berkley Lab.によって電気自動車への電磁誘導を利用した給電手法⁽¹³⁾が提言された。1981年には同原理を用いた非接触充電機構を備えた電動歯ブラシが発売⁽¹⁴⁾された。2010年には WPC により小規模の磁界結合による電力伝送の標準として Qi 規格⁽¹⁵⁾が制定され、小型電子機器で多用されつつある。他の近傍界の磁気結合を用いた応用として、1997年にソニー社が IC カードシステムである Fellica を実用化⁽¹⁶⁾し、著者は、翌 1998 年により簡便な回路で IC カードを動作させる手法⁽¹⁷⁾を提案した。2004年に日立社が 2.4 GHz を使用した RFID 用ミューチップ⁽¹⁸⁾を発表した。2007年になって MIT が近傍界エネルギーを効率的に伝送する磁気共鳴手法⁽¹⁹⁾を発表し、画期的に伝送効率を改善させた。現在では、数十 kHz から十数 MHz までの低い周波数帯を使用した近傍界エネルギー伝送においては、磁気共鳴方式が主流となっている。著者は、近距離から遠距離までの広範囲に渡る効率の良い無線給電方式として、UHF 帯の近傍界・遠方界の両者を利用した、無線給電手法を提案^(20,21)した。無線機のアナログ機能ブロックの無線給電以外の応用としては 2000 年代まで報告がない。著者は 2013 年にアンテナ・マッチング手法を応用した複数の金属物の長さを同時に検出することが可能な非接触金属長センサを提案⁽²²⁾した。また、2014 年に、ミキサと局部発振器用の LC 発振回路が持つ、微小容量変化が周波数の変化として現れる機能を利用し、10 aF までの容量変化を検出可能な超高感度な容量変化検出小型センサを

開発した。具体的な応用例として、木柱内の一匹のシロアリの移動を非侵襲で検出できることを実証^(23,24)した。また、2016年に、同システムの原理を利用して、人体内の心臓壁の動きを非接触で感知できるシステムの開発を行い、心電図では表せない実際の心臓壁の動きが検出⁽²⁵⁾できることを実証した。アナログ FM 変調を用いた通信手法は、原理的には伝送に遅延が生じず、極めて低電力で動作させることが可能である。著者は、2015年に、このアナログ波形伝送の特質を生かしたバッテリーレスで超低伝送遅延を持つ電子ドラムシステムを提案^(26,27)した。

無線機アナログ機能ブロック応用の開発経緯と本研究の位置づけを表 1-2 にまとめる。本研究の無線電力伝送手法は従来の方式とは異なり、至近距離から遠方に至る広い距離範囲の無線給電が可能となるため、今後飛躍的な増加が予測されるセンサ類への非接触給電を通じて、IoT の発展に寄与する可能性が高い。また、無線機アナログ機能ブロックのセンサ応用は、著者が初めて提案したものであり、高分解能なセンサを安価で実現できるため、産業・医療分野で大きく発展する可能性が高く、産業界に与える影響が大きい。

表1-2 VHF/UHF無線機アナログ機能ブロック応用の開発経緯と本研究の位置づけ

年次	無線給電			センサ応用			報告者
	近傍界利用	遠方界利用	遠方界利用	近傍界利用	遠方界利用	遠方界利用	
1905		LF帯電離層反射無線電力伝送実験(150 kHz)					N.Tesla (6)
1964		マイクロ波を用いたヘリコプターへの給電実験 (2.45 GHz)					W.C. Brown (7)
1975		マイクロ波を用いた長距離伝送実験 (2.388 GHz)					W.C. Brown, R. Dicknson (8)
1978	電磁誘導によるEVへの給電						Lawrence Berkley Lab. (13)
1981	電磁誘導を用いた電動歯ブラシへの給電 (50/60Hz)						Panasonic (14)
1987		マイクロ波機構式追尾式アンテナを用いて、飛行機へ給電実験 (2.45 GHz)					CRC Canada (9)
1992		マイクロ波フェーズドアレーアンテナを用いて、飛行機 (MILAX)へ給電実験 (2.411 GHz)					京都大学, 神戸大学, 他 (10)
1997	ICカード(オクトパス/Felica) 稼働						SONY (16)
1998	ICカード特許出願/取得 (US Pat.6021951)						西川 久 (17)
2004		マイクロ波を用いた携帯電話, 電気自動車, ワイヤレスセンサーへ給電 (2.4 GHz)					京都大学 (11)
2004		マイクロ波を用いた宇宙発電力の地球への伝送検討 (5GHz)					京都大学 (12)
2007	磁気共鳴方式無線給電提案						MIT (19)
2007		2.4 GHz帯ミニチューブ発表					日立 (18)
2010	電磁誘導 Qi規格制定						WPC (15)
2013				非接触金属長センサー方式発表 (IEEE Sensors 2013)			西川 久, 他 (21,22)
2014				微小容量検知方式発表 (IEEE Sensors 2014)			西川 久, 他 (23,24)
2015		UHF帯(430 MHz)を用いた近傍界・遠方界無線給電方式発表 (IEEE WPTC2015) マルチコアタに給電					西川 久, 他 (20,21)
2015					ワイヤレス電子ドラム発表 (Power MEMS 2015)		西川 久, 他 (26,27)
2016				心臓動作検出システム発表 (IEEE Sensors2016)			西川 久, 他 (25)

1.4 本研究の目的, および, 課題

本研究は, VHF/UHF 帯無線機のアナログ機能ブロックを高感度かつ低消費電力なセンサに応用するためのシステム構成法を主題とする。研究を進めるにあたり, 実用性を考慮し, 以下の点を課題として検討を行うこととした。

(1) アンテナ・マッチング手法応用技術

アンテナおよび送受信機間の電力伝送効率化手法を用いて, 近傍界・遠方界両用無線電力伝送システムを実現すること。

アンテナ周辺に金属が近づくとアンテナと送受信機間のマッチングが変化することを応用して, VSWR モニターによる非接触金属測長センサを実現すること。

(2) LC 発振器/スーパーヘテロダイン構成応用技術

LC 発振器の微小容量変化を周波数の変化で検出すると共に, スーパーヘテロダイン構成を用いて周波数の変化率を増幅することで aF レベルの極微小な容量変化を検出できる小型センサを実現すること。

(3) アナログ FM 通信応用技術

アナログ変調手法の特徴を利用して, 低電力で伝送遅延が極めて小さい電子ドラム用バッテリーレス・アナログ波形無線伝送システムを実現すること。

1.5 本論文の構成

本論文の構成を図 1-14 に示す。第 2 章では, 「VHF/UHF 帯無線機用アナログ機能ブロック構成」について述べる。第 3 章では, 「センサ用無線電力伝送システム」について述べる。第 4 章では, 「非接触金属測長センサシステム」について, 第 5 章で「微小静電容量変化検出センサシステム」について, また, 第 6 章では「バッテリーレス・アナログ波形無線伝送システム」についてそれぞれ述べる。第 7 章では研究全体に関する「今後の課題」について, また, 第 8 章で「結論」を述べる。

各章は以下のように構成されている。第2章では、無線機の歴史の流れの中で、現在では使用されなくなった無線機用アナログ回路に着目し、アナログ回路の特性を生かしたIoT時代に適した各種センサ応用の可能性を探る。

第3章では、各種センサシステムに対して電力をワイヤレスで伝送する手法を検討する。近傍界と遠方界の両エネルギーを利用するためのアンテナ構造と、小型に集積化された複合受電回転ユニットの構造について述べる。4機の複合受電回転ユニットを搭載したマルチコプターを試作し、実際の浮上実験を通じてUHF帯無線給電の実用性の検証を行う。

第4章では、アンテナと無線機のマッチング技術を応用した、非接触で複数の金属物の長さを計測する手法について述べ、応用として医薬の投薬確認・ガイドシステムとその他の工業分野への応用を検討する。

第5章では、スーパーヘテロダイン用の局部発振器を利用し、10 aFレベルまでの微小容量変化を検出できることを実証する。応用として、木柱内を移動する1匹のシロアリを検出することで有用性を検証し、また、人体内の心臓壁の動きに応じた容量変化を検出することで、心臓壁の動作を非接触で検出できることを併せて実証する。

第6章では、アナログ変調回路を用いた低伝送遅延のバッテリーレス送信機構成を述べ、新規に設計された小型受信機を電子ドラムに実装し、マルチチャンネル・マルチモード受信機と共に有用性の検証を行う。

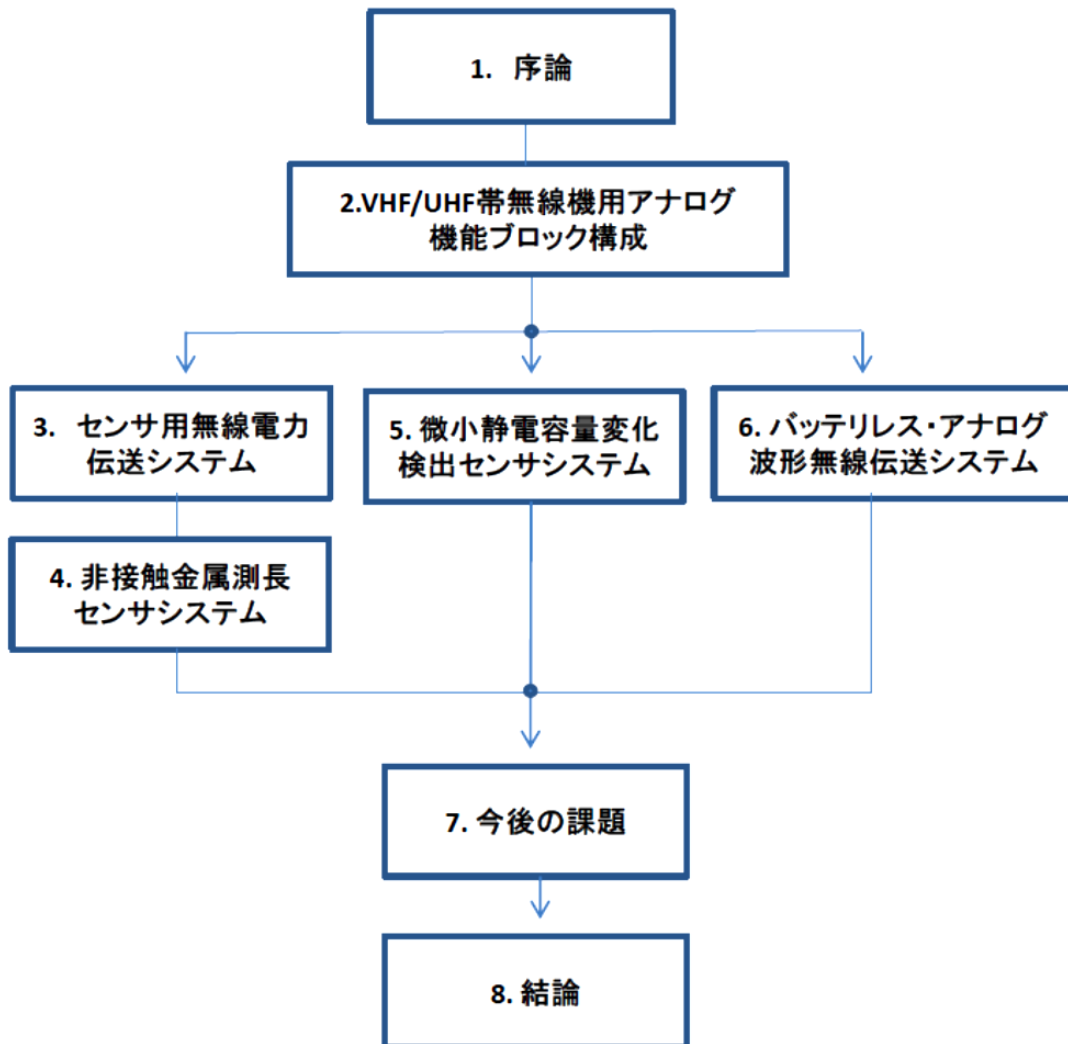


図 1-14 論文構成

参考文献

- (1) 井上伸雄, “情報通信技術はどのように発達してきたのか”, ベレ出版, pp. 68-72, 2016.
- (2) J.S. Belrose, “Reginald Aubrey Fessenden and Birth of Wireless Telephony”, IEEE Antenna’s and Propagation Magazine, Vol.44, No.2, pp. 38-47, Apr., 2002.
- (3) 小暮裕明, 小暮芳江, “無線工学の基本と仕組み” 秀和システム, pp. 95-98, 2012.
- (4) 小暮裕明, 小暮芳江, “無線工学の基本と仕組み” 秀和システム, pp. 214-215, 2012.
- (5) Collins Communication Equipment [On line]. Available at <http://www.collinsradio.org/cca-collins-historical-archives/the-equipment-of-collins-radio/the-grey-boxes/kwm-22a-transceiver/> (参照 July 18, 2017.)
- (6) N. Tesla, “The transmission of electric energy without wires, The thirteenth Anniversary Number of the Electrical World and Engineer”, March 5, 1904.
- (7) W. C. Brown, “The history of power transmission by radio waves”, IEEE Trans. On Microwave Theory and Tech., Vol. MTT-32, No.9, pp. 1230-1242, Sep., 1984.
- (8) R.M. Dickinson, “Performance of high-power, 2.388-GHz receiving array in wireless power transmission over 1.54 km”, in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 139-141, 1976.
- (9) G.W. Jull, “Summary report on SHARP(Stationary High Altitude Relay Platform) Part A – Technical feasibility of microwave-powered airplanes”, CRC report No. 1393, 1985.

- (10) 松本絃, 賀谷信幸, 藤田正晴, 藤野義之, 藤原暉雄, 佐藤辰男, “MILAX の成果と模型飛行機”, 第 12 回宇宙エネルギーシンポジウム講演集, pp. 47-52, 1992.
- (11) 篠原真毅, 松本絃, “マイクロ波を用いた電気自動車無線充電に関する研究”, 電子情報通信学会論文誌 C, Vol. J87-C, No.5, pp. 433-443, 2004.
- (12) T. Mitani, N. Shinohara, K. Hashimoto and H. Matsumoto, “Study on High-efficiency and Low-noise Wireless Transmission for Solar Power Station/Satellite”, The 2nd Joint International Conference on “Sustainable Energy and Environment (SEE 2006), A-006(0), 2006.
- (13) J.G. Bolger, F. Kirsten, “Investigation of the Feasibility of a Dual Mode Electric Transpotation System, Lawrence Berkley Laboratory Report, LBL. 6301, 1977.
- (14) パナソニック電動歯ブラシ 40 年史 [On line]. Available at <http://panasonic.jp/teeth/history/> (参照 July 18, 2017.)
- (15) Qi 電磁結合型非接触給電 [On line]. Available at <https://www.wirelesspowerconsortium.com/jp/about/benefits.html> (参照 July 18, 2017.)
- (16) ソニー Fellica [On line]. Available at <https://www.sony.co.jp/Products/fellica/usecase/index.html> (参照 July 18, 2017.)
- (17) H. Nishikawa (IBM), “Wireless IC card and IC card reader Communication system”, (US pat.6021951), 4/15/1998 filed.
- (18) 日立ニュースリリース [On line]. Available at <http://www.hitachi.co.jp/New/cnews/031204a.html> (参照 July 18, 2017.)
- (19) A.B. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J.D. Joannopoulos, P.H. Fisher, and M. Soljagic, “Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances”, Science, 317, pp. 83-86, 2007.

- (20) H. Nishikawa, Y. Kitai, T. Furukoshi, H. Yamaguchi, A. Tanaka, and T. Douseki, "UHF Power Transmission System for Multiple Small Self-rotating Targets and Verification with Batteryless Quadcopter having Rotors with Embedded Rectenna," IEEE WPTC conference, 講演番号 T1.1, 2015.
- (21) 西川久、山口裕之、西橋毅、田中亜実、道関隆国：「UHF 帯を用いた小型移動体への無線給電システム」, 電気学会論文誌 C, Vol.137, No.11, 2017. (発行予定)
- (22) H. Nishikawa, T. Yamanaka, H. Yoshioka, A. Tanaka, and T. Douseki, "Metal-length Sensor with Antenna Resonant Detector for Prescription Guidance of Oral Pill Medication," IEEE Sensors 2013 conference, pp. 1226-1229, 2013.
- (23) H. Nishikawa, T. Matsumoto, A. Tanaka, and T. Douseki, "Attifarad-level Capacitance Variation Detector Uses RF-Sensor with 98/100 MHz Oscillator/Local Superheterodyne Scheme for Wireless Pest Sensor," IEEE Sensors 2014 conference, pp. 1555-1558, 2014.
- (24) 西川久, 松本昂希, 田中亜実, 道関隆国：「VHF 帯 LC 発振器とスーパーヘテロダイン方式を用いた害虫検出のための微小容量変化検出器構成」, 電気学会論文誌 E, Vol. 136, No. 5, pp. 186-191, 2016.
- (25) H. Nishikawa, Y. Kambara, Y. Shimizu, K. Igarashi, A. Tanaka, and T. Douseki, "Contactless Direct Heart-motion Sensor using Femtofarad-level Capacitance-variation Detector with VHF-band LC-oscillator," IEEE Sensors 2016 conference, pp. 436-438, 2016.

- (26) H. Nishikawa, A. Yoshimi, K. Takemura, A. Tanaka, and T. Douseki, "Batteryless wireless transmission system for electric drum uses piezoelectric generator for play signal and power source," *Power MEMS 2015*, pp. 1405-1408, 2015.
- (27) 西川久, 清水裕也, 五十嵐啓, 田中亜実, 道関隆国: 「圧電素子を電源と信号源に用いたバッテリーレス・ワイヤレス電子ドラム構成」, *電気学会論文誌 E*, Vol. 137, No. 12, 2017. (発行予定)

第2章 VHF/UHF 帯無線機用アナログ機能 ブロック構成

2.1 まえがき

本章では、送受信機を構成するアナログ機能ブロックに着目し、そのアナログ回路動作の特徴を明確化すると共に、その特性を利用して、本来の通信機を構成する機能目的とは異なる各種センサへの応用についての検討を行う。先ず、第 2.2 節でアナログ送受信機の全体構成を述べ、第 2.3 節で送受信機とアンテナのマッチング手法の特徴について、第 2.4 節でスーパーヘテロダイン構成の特徴について、第 2.5 節でアナログ FM 送信機の特徴についてそれぞれ述べる。最後に第 2.6 節でこれらのアナログ機能ブロックをセンサに応用する手法について述べる。

2.2 アナログ送受信機構成

アナログ送受信機の構成例を図 2-1 に示す。本構成では、取り扱う送受信信号は音声とし、周波数変換を一回行う、シングルスーパーヘテロダイ構成^①とした。受信系では、アンテナで受信した信号をバンドパスフィルタで必要な周波数帯を選択し、その後高周波増幅の後にミキサで周波数変換を行う。得られた中間周波信号を更に狭帯域のフィルタを通じて十分な選択度を確保し、中間周波数増幅器で増幅後に検波される。復調された音声信号を低周波増幅器で電力増幅した後にスピーカで出力する。送信系では、送信すべき音声信号で変調された中間周波数信号を発振器が接続されたミキサに入力し、送信周波数の高周波信号を得る。その後に必要な送信電力となるまで増幅し、不要波除去フィルタおよびマッチングネットワークを通じてアンテナに供給する。周波数変換用の局部発振器には、LC 同調回路を持ったアナログ発振器を用い、L または C の値をアナログ的に変化させ、送受信周波数を可変できる構造である。

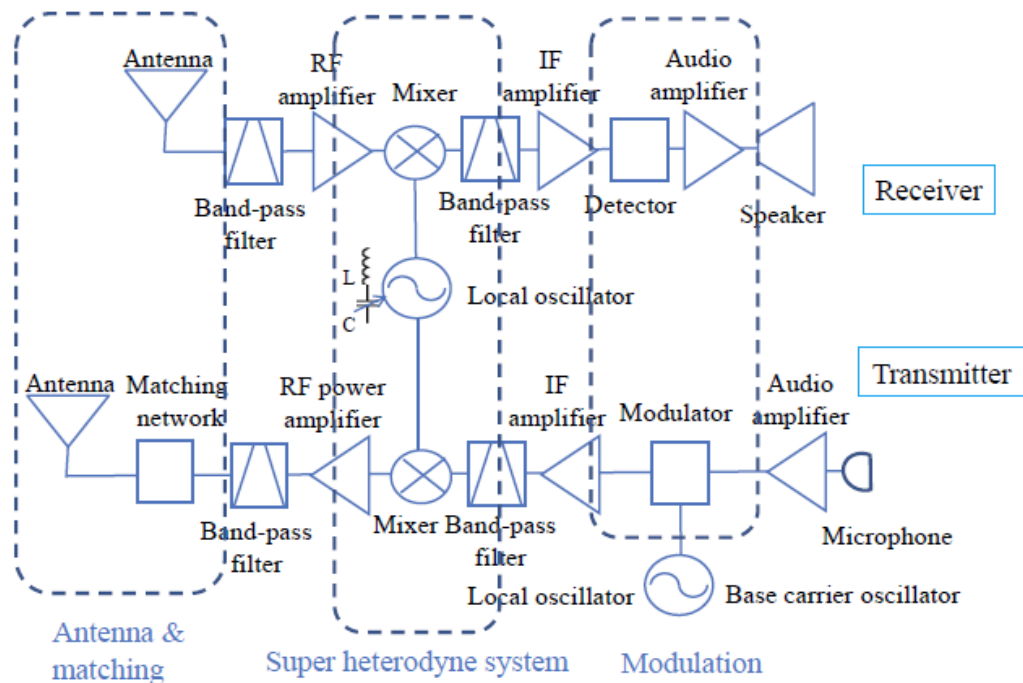


図 2-1 アナログ送受信機の構成

2.3 アンテナ・マッチング手法の特徴

送信機からの高周波エネルギーを効率よくアンテナから空間に輻射するためには、送信機、給電線、および、アンテナの各インピーダンスが一致している必要がある。アンテナと増幅器の整合手法を図 2-2 に示す。送信機出力には方向性結合器が挿入されており、給電線上に流れる高周波電流をモニタすることが可能である。通常、給電線に流れる電力の-20 dB~-30 dB が方向性結合器⁽²⁾のセンシング端子に現れる設定が使用される。ここでは送信機と給電線のインピーダンスは一致しているものとして、給電線とアンテナの関係について述べる。アンテナの給電点インピーダンス (Z_0) と給電線のインピーダンス (Z) が合致していれば、送信機からの電力は全てアンテナから空中に輻射され、電力の流れは送信機からアンテナ方向のみで、逆の方向には流れない。ところが、インピーダンスが不一致であれば、アンテナと給電線の接続点で反射波が生じ、この成分はアンテナから送信機に向けて流れることになる。これらの電力は方向性結合器の出力で検出され、図中の式により VSWR⁽³⁾として表される。式中の ρ は反射係数で、インピーダンスの差

異または発生電圧で計算される。VSWR 値としては、完全にマッチングがとれている状態では反射係数項がゼロになり、VSWR = 1 となる。アンテナの共振点からずれた周波数では、アンテナ側のインピーダンスが大きく変化し、VSWR 値は高い値を示す。

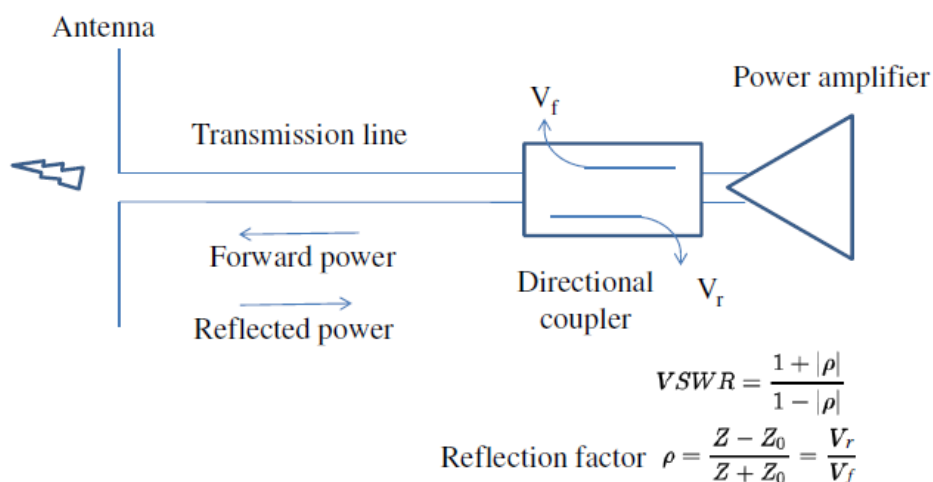


図 2-2 アンテナと増幅器の整合

実際のアンテナの VSWR 特性例を図 2-3 に示す。このアンテナは 183.6 MHz 用に設計・製作した逆 F 型アンテナで、目的周波数で VSWR はほぼ 1 に近い値を示し、周波数が共振点からずれるにしたがって急激に VSWR 値が悪化している様子が分かる。

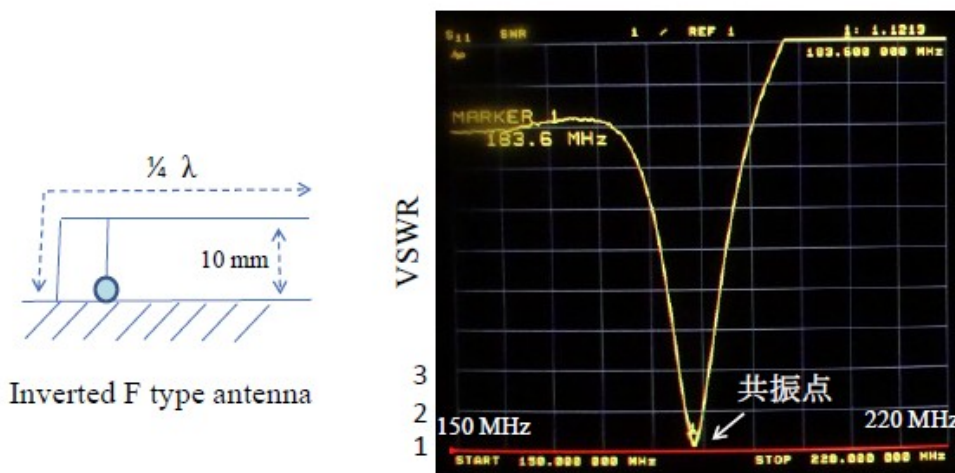


図 2-3 逆 F 型アンテナの VSWR 特性例

次に、アンテナエレメントに他の導電物体が近づいた時の VSWR への影響について述べる。一例として、金属棒間の結合を積極的に利用した八木アンテナ⁽⁴⁾の動作について説明する。八木アンテナの基本型として、給電線がつながった輻射器、後方に置かれた反射器、および、前方に置かれた導波器で構成される(図 2-4)。それぞれのエレメントは 1/2 波長の長さを基本とするが、反射器は長め、導波器は短めに設定され、夫々目的周波数に対してインダクティブ、キャパシティブな特性としている。輻射器から発射された高周波エネルギーは反射器と導波器にも影響し、夫々の特性の差から位相の異なる電流を誘起する。このため、遠方から見た輻射エネルギーとしては、前方は増強しあい、後方は打ち消しあって輻射を少なくする。結果としてアンテナ前方方向に輻射エネルギーを集約したビーム特性を得ている。ここで注目したい点は、例え金属線同士が接触していなくても、互いに近隣に置かれることによってカップリングが生じ、相手にエネルギーを転送する現象である。

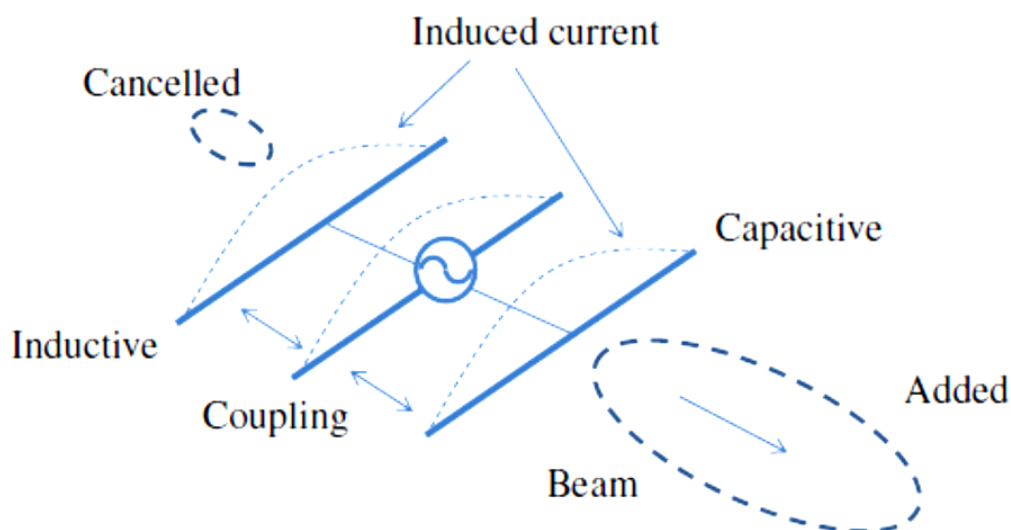


図 2-4 八木アンテナの基本構成

2.4 LC 発振器／スーパーヘテロダイン構成の特徴

受信機では、アンテナで捉えた微弱な信号をバンドパスフィルタで目的と

する周波数の信号を選択し、高周波増幅器で信号増幅を行う。この際に、一般に得られる増幅度は 20~30 dB 程度であり、それ以上のゲインを同一機器内で得ることは、浮遊容量を通じたフィードバックのために増幅器で発振現象を起こす可能性があり、実現は困難である。この理由で古来の受信機では得られる受信感度に限界があった。さらなる受信感度向上を目指して考案された周波数変換手法を用いたスーパーヘテロダイン構成の受信機を図 2-5 に示す。受信信号 (f_{input}) は高周波増幅されたのちにミキサに入力される。ミキサには別途ローカル発振器からの信号 (f_{local}) が入力され、これらの 2 信号はミキサ内で混合される。一般的には、ミキサ出力からバンドパスフィルタを通じて 2 信号の差分 ($f_{\text{input}} - f_{\text{local}}$) を取り出す。これにより高い周波数の受信信号が低い周波数 IF (Intermediate Frequency) に変換されたことになり、その後の信号増幅においては、高周波に比べてより高い増幅率を得ることが可能となる。

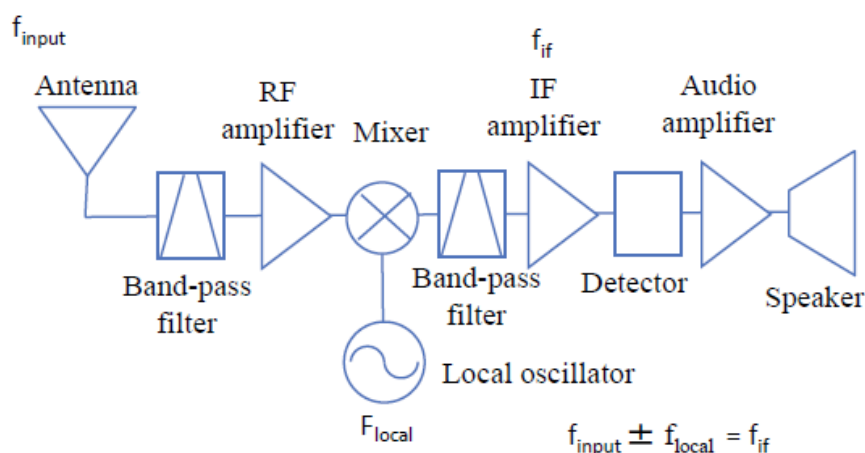


図 2-5 代表的なスーパーヘテロダイン受信機構成

図 2-6 に代表的なスーパーヘテロダイン構成受信機のレベルダイアグラムを示す。アンテナから入力された -100 dBm の微弱な信号 (RF = 900 MHz と仮定) は、まず高周波増幅回路で 20 dB 程度増幅される。次にミキサで中間周波数 (IF = 10.7 MHz と仮定) に変換され、IF 増幅器で 30 dB 程度増幅される。この時点で入力信号は 10.7 MHz で -25 dBm 程度の強度になっ

ている。その後 IF 信号は検波され、目的の信号（ここでは音声信号）に復調される。さらに音声信号はオーディオ増幅器で 30 dB ほど増幅され、スピーカを鳴らす。このシステムでは、RF、IF、および、オーディオ帯域の異なる周波数帯で発振現象を避けながら大きな増幅度を得ていることがわかる。受信機の総合ゲインとして 110 dB 以上の大きな増幅度が確保されている。

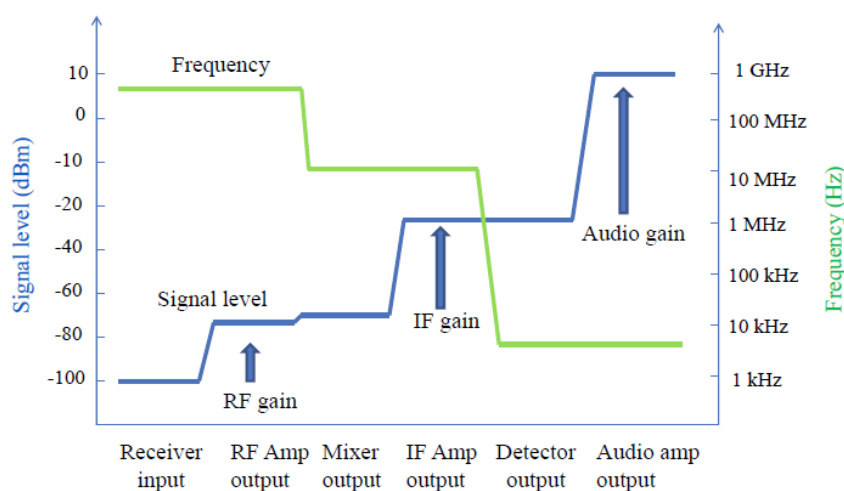


図 2-6 スーパーヘテロダイン受信機における周波数と信号レベルの関係

本システムでの周波数変換機構に着目し、主機能を果たすミキサ⁽⁵⁾の動作の詳細を図 2-7 で解説する。入力周波数を $f_1 = 100 \text{ MHz}$ 、ローカル発振器の周波数を $f_2 = 98 \text{ MHz}$ とすると、ミキサからの出力に原理的には 98 MHz, 100 MHz, 198 MHz, および、2 MHz の 4 種の成分が現れる。この中からバンドパスフィルタを通じて必要な 2 MHz 成分を取り出す。このプロセスで、100 MHz の信号は 2 MHz に変換されるが、差分を取り出すシステムであるので、元の 100 MHz に $\pm 1 \text{ kHz}$ の変調成分が含まれていた場合は、2 MHz の信号にもそのまま $\pm 1 \text{ kHz}$ の変調波として含まれる。変調による変化率として着目すると、ミキサによる周波数変換によって 50 倍に増幅されたことになる。この現象は、周波数を計測する装置にとって大きなシステムゲインとして寄与する。

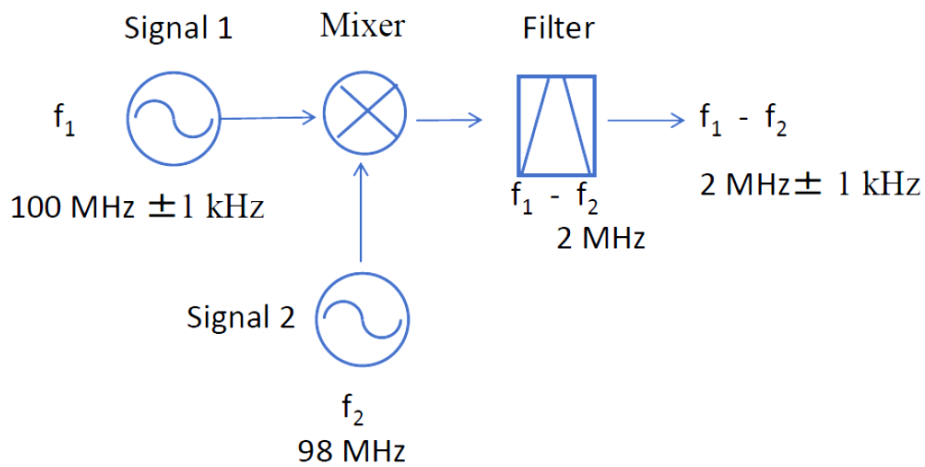


図 2-7 ミキサの動作原理

ミキサに使用する実際の回路例を図 2-8 に示す。(a)ではダイオードをブリッジ状に組んだバランス型回路を使用し、また(b)では FET を使用して同様にバランスされた構成となっている。このバランス構造により入力 f_1 およびローカル発振器信号 f_2 は出力に現れず、ミキサからは 2 波の和と差のみが出力される。これらの回路により、バンドパスフィルタの要求減衰特性が緩和され、システム設計を簡易にすることが可能となる。

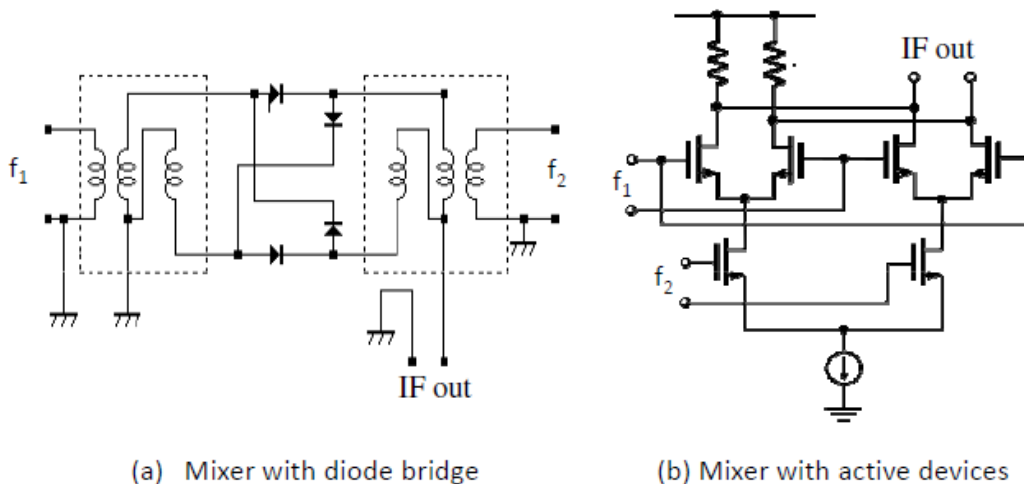


図 2-8 ミキサの具体的回路例

- (a) ダイオードをブリッジで構成したバランス型ミキサ
- (b) アクティブ素子を使用したバランス型ミキサ

スーパーヘテロダインシステムにはミキサ用のローカル発振器を設ける(図 2-9)。この発振器には、従来はラジオのダイヤルに直結した例にあるような LC 共振器を用いた自励発振回路が多用されてきた。現在では PLL が容易に利用できるため、マイコンと PLL の組み合わせで信号を発生させるようになっている。

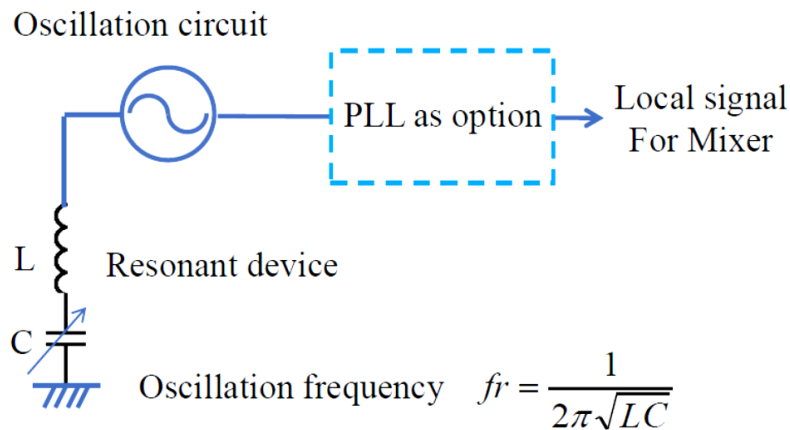


図 2-9 スーパーヘテロダイン受信機に使用するローカル発振器

従来から使用されてきた LC 発振回路⁽⁶⁾に着目すると、その発振周波数は LC の組み合わせの値によって決定される。一般に C の値が pF レベル以下の微小な値の場合は、キャパシタンスメータでは、接続するプローブの影響等で計測することができないが、対象のキャパシタを LC 発振回路の C として構成すれば、微弱な変化でも発振周波数の変化として明確にとらえることが可能となる。周波数変化はカウンタで正確かつ容易に計測が可能である。

2.5 アナログ FM 送信回路の特徴

打楽器のように、タイミングが重要な装置で音楽信号を無線伝送する際には、伝送遅延が生じるため一般のデジタル変調を用いた無線機器は適さない⁽⁷⁾。一方、旧来のアナログ方式の AM や FM 送受信機は、全ての伝送プロセスで信号をリアルタイムで扱うので、基本的に信号処理のための時間を要さず、電子ドラム等の無線化に適した通信方式である。

また、電子ドラムのパッドに内蔵されるピエゾ素子からの信号を演奏信号

と共に無線送信機の電源として利用することを考慮すると、送信機は限りなく省電力である必要がある。AM 送信機では、最低限の構成としては、トランジスタ 1 個をキャリア発振回路に、また、別のトランジスタ 1 個を変調のための増幅器に使用する構成が考えられる。一方 FM 送信機では、図 2-10 で示すようにトランジスタ 1 個のみで発振、変調器を構成することが可能であり、AM に比較して、更に省電力な送信機を実現することが可能となる。

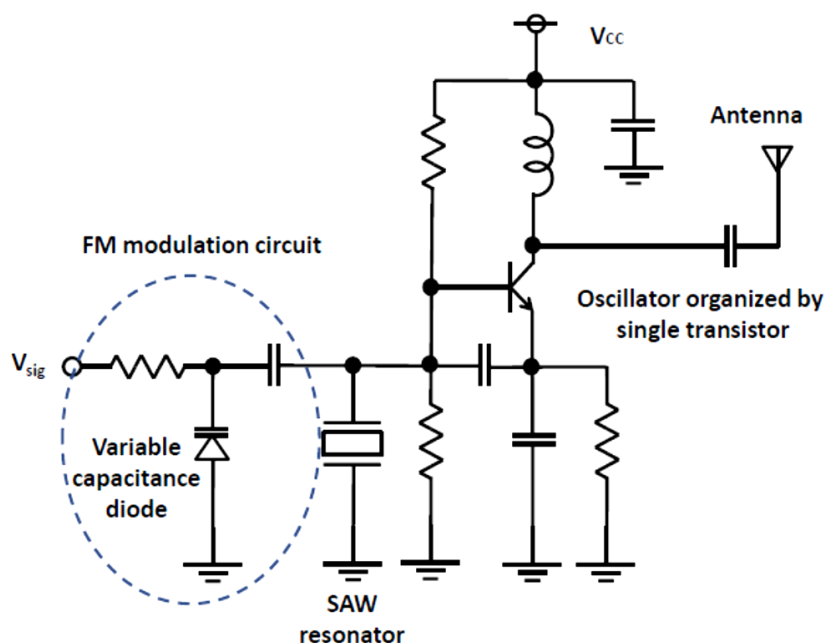


図 2-10 トランジスタ数を抑えたアナログ FM 送信機例

2.6 各アナログ機能ブロックの極低電力センサへの応用

通信機のアナログ機能ブロックと、本研究でそれらを応用して開発したセンサ類を図 2-11 にまとめた。アンテナ・マッチング部は非接触金属測長センサ及び無線電力伝送システムに、LC 発振器/スーパーヘテロダイン構成は微小静電容量変化検出センサシステムに、および、アナログ変復調部はバッテリーレス・アナログ波形無線伝送システムにそれぞれ応用した。夫々の詳細を 2.5.1 から 2.5.3 で述べる。

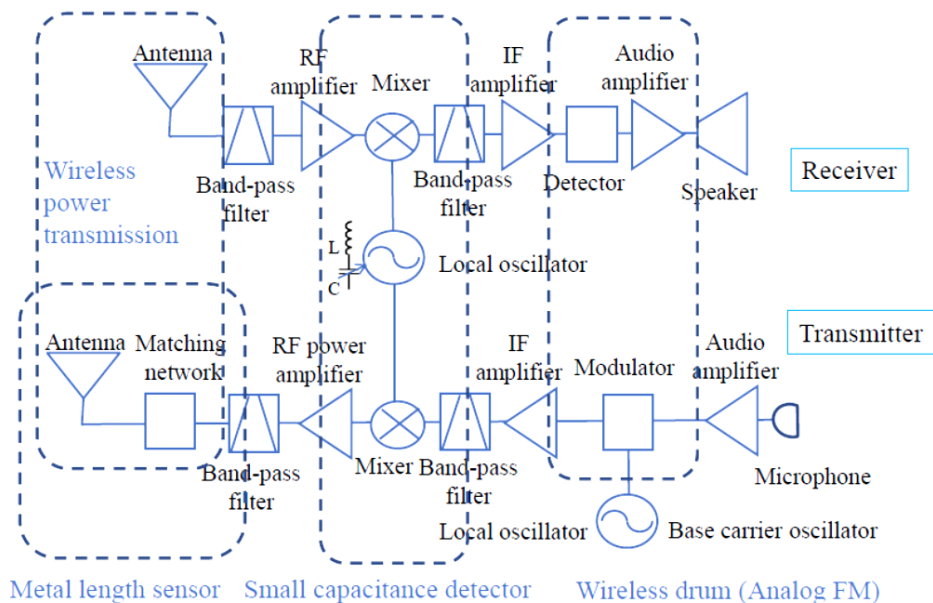


図 2-11 無線機アナログ機能ブロックのセンサへの応用

2.6.1 アンテナ・マッチング手法の応用

通信機の効率を改善するために、送信機からの電力をアンテナから 100% 輻射し、また、アンテナで受信した電力をロスなく受信機初段のアンプに伝達するためにマッチング手法が用いられる。無線電力伝送においても全く同様の目的を持っており、送電機の電力を如何にロスなくアンテナに供給し、アンテナからは目的方向に効率よく輻射するかが重要である。また、受電においても、空間のエネルギーを効率よくアンテナで捉え、ロスなく整流回路に伝達するかが課題となる。効率的なアンテナ構成、および、マッチング手法を用いた無線電力伝送手法を第 3 章で述べる。

アンテナの近傍に別の長さを持った金属を近づけると、アンテナと金属棒間に結合が生じ、エネルギーが転送される。金属棒の長さが送信周波数の $1/2\lambda$ のときに金属棒上で共振が生じ、エネルギー転送が最大となる。アンテナからエネルギー輻射が大きくなることを意味し、進行波電力が増加するとともに、反射成分が少なくなる。つまり、VSWR 値が低下することを意味する (図 2-12)。ここで、送信周波数を変化させながら VSWR 値をモニ

タすると、近傍に置いた金属棒の共振周波数において VSWR 値が低下・最低値を示し、周波数からの逆算で金属棒の長さを推定することが可能となる。第 4 章で本研究の詳細を述べる。

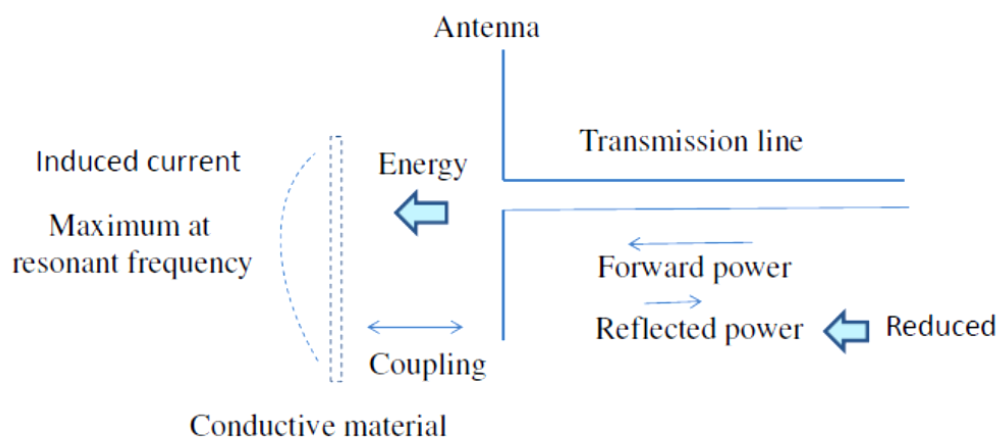


図 2-12 アンテナ周辺に金属物体がある場合の VSWR への影響

2.6.2 LC 発振器／スーパーヘテロダイン構成の応用

ミキサの局部信号に使用する LC を用いたアナログ発振器において、C に計測対象の微小キャパシタンスを付加する構成を用いると、対象物の微小なキャパシタンスの変化が発振周波数の変化として現れる。このとき、発振回路出力をスーパーヘテロダイン手法を用いてより低い周波数に変換すると、元の発振回路で観測されるべき周波数変化は低い周波数でも同値の変化成分として観測され、実質的な変化率としては大きく増幅されたことになる。この機能を用いると、低周波用の簡易な周波数カウンタでも高精度で周波数変化、つまりキャパシタンス変化を捉える高感度計測装置が実現できる。aF レベルまで検出感度を向上させた機器の開発について、および、本センサを用いた木柱内の外注センサシステムと、非接触で心臓壁の動作を検出するセンサシステムの詳細を第 5 章で述べる。

2.6.3 アナログ FM 通信の応用

アナログ FM 変調方式ではトランジスタ 1 個と可変容量ダイオード 1 個を組み合わせた消費電力が mW クラスの送信機が実現でき、かつアナログ

故に伝送遅延が限りなくゼロの通信システムの構築が可能である。これらの特質を利用し、電子ドラムのパッド内に設けた圧電素子の発電出力を、演奏動作の検出信号に利用すると共に、無線送信機の電源としても活用する研究を行った。第6章で、具体的な超低伝送遅延のバッテリーレス・アナログ波形無線伝送システムを電子ドラムに適用した例について述べる。

2.7 まとめ

VHF/UHF 無線機用アナログ機能ブロックをセンサシステムに適用する場合の特徴について述べた。以下に得られた結果を要約する。

- (1) アンテナ・マッチング手法応用では、本来無線機とアンテナ間の電力伝送効率を最大化する目的で用いられるマッチング理論が、無線電力伝送システムの効率化にも応用することが可能である。送受電アンテナ形状およびマッチングの最適化を通じて、近傍界と遠方界の両エネルギーを利用した無線給電手法が可能となる。また、同マッチング手法で、アンテナに金属物が接近するとマッチング状態が変化することで VSWR 値に変化が生じる現象を応用して、非接触で複数の金属物体の長さを瞬時に計測することが可能となる。
- (2) LC 発振器／スーパーヘテロダイン構成では、アナログ LC 発振器は微小な容量変化を周波数の変化として出力する特徴を応用し、さらにスーパーヘテロダイン構成による周波数変化率増幅作用を併用することで、極微小な静電容量変化の検出が可能となる。
- (3) アナログ FM 通信方式では、原理的に信号処理過程で伝送遅延が生じず、特に送信機では極めて低電力な回路構成が可能である。これらの特徴を生かして、Bluetooth や Zigbee 等のデジタル通信では実現できない、電子打楽器への超低遅延のバッテリーレス・アナログ波形無線伝送システムが可能となる。

参考文献

- (1) J.S. Belrose, “Reginald Aubrey Fessenden and Birth of Wireless Telephony”, IEEE Antenna’s and Propagation Magazine, Vol.44, No.2, pp. 38-47, 2002.
- (2) Directional coupler [Online]. Available at https://product.tdk.com/info/ja/documents/data_sheet/rf_coupler_hhm22137a2_ja.pdf (参照 July 18, 2017.)
- (3) Antenna Handbook, The American Radio Relay League, pp. 3-1~3-15, 1984.
- (4) Antenna Handbook, The American Radio Relay League, pp. 6-14~6-22, 1984.
- (5) 上野伴希, 「無線機 RF 回路実用設計ガイド」, 総合電子出版, 2004.
- (6) 電子情報通信学会 「知恵の森」 1 群-7 編-4 章, pp. 1-9.

第3章 センサ用無線電力伝送システム

3.1 まえがき

様々な機器・物体にセンサを取り付け、インターネットを介して情報を収集する需要が高まっている。今後 IoT (Internet of things) の普及に伴い、センサの数が飛躍的に増加すると予測される。これらのセンサには、物理的に電源線の結線ができず、またバッテリーの交換が困難なアプリケーションが多く、非接触で電力を供給する無線電力伝送技術が重要となる。

主な無線電力伝送方式としては、磁力エネルギーを利用した磁界結合と磁気共鳴方式が、また、電波を介して伝送する電磁波方式がある。磁界結合方式には、対面して設置した 2 個のコイルを用い、送電側のコイルを周波数 50 Hz や 60 Hz の AC 電源で駆動する近接型電磁誘導方式⁽¹⁾があり、主に数 cm 以内の近距離で小型電子機器を充電する用途に用いられている。磁気共鳴方式は、数十 kHz から 13.56 MHz の範囲の近傍界エネルギーが利用され、電気自動車の充電等で数 m までの中距離で大電力の伝送^{(2)・(6)}に用いられる。遠方界の電磁波エネルギーを利用したものでは、一般にはマイクロ波を用いて数 m 以上の長距離の電力伝送^{(7)・(8)}に用いられている。IoT で使用される多数のセンサへの無線給電を考慮すると、単一伝送方式で直近から遠距離までの広い範囲に置かれたセンサ類に給電することが必要となる。

本研究では、送受信機とアンテナ間の伝送効率を最大化するために用いるアンテナ・マッチング手法を応用し、UHF 帯で近傍界の電界成分と遠方界の電磁波成分の両エネルギーを利用できる、近傍界・遠方界両用無線電力伝送手法を実証した。送電アンテナには、広い面積での静電結合に有利で、かつ遠方界に対する高輻射ゲインを持つ 4 連パッチアレイアンテナを用いた。実証用受電機として、ダイポールアンテナを回転ユニットのプロペラに貼付し、整流回路及び駆動モータを一体化して自ら回転するレクテナ・モーター一体型回転ユニットを提案した。回転ユニットを 4 個搭載したマルチコプターを試作し、送電アンテナから 15 cm の距離で浮上し、20%の電力伝送効率を得られることを確認した。

本章の構成を以下に示す。第 3.2 節で遠方電磁波に加えて近傍電界を積極

的に利用できる移動体用無線電力伝送手法について述べ、第 3.3 節では送電機構成を、第 3.4 節では受電機構成を述べる。連続動作が実現できる整流部の放熱構造についても述べる。第 3.5 節では本送受電構成の有効性を確かめるために試作したマルチコプターの浮上実験について述べる。

3.2 近傍電界と遠方電磁波を用いた移動体用無線電力伝送手法

3.2.1 電力伝送周波数の選定

小型移動回転体としてマルチコプターを想定すると、一般にマルチコプターの浮上開始時の消費電力はホバリング時の 2 倍程度の電力を要するので、無線電力伝送を行うには近距離で大電力が必要となる。本研究では、近距離でも大電力を得る手法として、遠方界と共に近傍界のエネルギーも利用できる周波数の選定を行う。

微小ダイポールアンテナを駆動したとき、距離 R と電磁界の強度を図 3-1(a)に示す⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。 k は $2\pi/\lambda$ で表される定数で、強度は、 $kR=1$ のときの値を 0 dB として表記してある。空間に存在するエネルギーとしては、距離の 3 乗に反比例する静電界成分、距離の 2 乗に反比例する誘導電磁界成分、および距離に反比例する電磁波成分で構成される。各成分は距離が波数分の 1 より小さい近傍界では電界成分が支配的であり、距離が波数分の 1 より大きいときは電磁波成分が支配的となる。

周波数 500 MHz 用のアンテナ長が 30 cm のダイポールアンテナからの放射エネルギーを、ANSYS の HFSS⁽¹¹⁾を使用してシミュレーションした結果を図 3-1(b)に示す。条件として、空気の比誘電率 ϵ を 1.0、誘電正接 $\tan\delta$ を 0 とした。図中で横軸は送電アンテナからの距離を、縦軸は送電アンテナから放射された空間エネルギーを電界強度の二乗で表記し、距離 0 でのエネルギーを 1 として規格化してある。距離が $\lambda/2\pi$ に等しい 9.5 cm を境界に、近傍界では電磁波成分が低下するが、電界成分が支配的である。一方、遠方界では電磁波成分が支配的となり、電力はフリリスの公式⁽¹²⁾として知られているように距離の二乗に反比例していることがわかる。遠方界と近傍界の境

界は送電周波数の波長で決まるので、両エネルギーを活用するためには、周波数は低いほど有利になる。一方、小型移動回転体の受電アンテナを 15 cm のダイポールとし、アンテナの短縮率 0.5 と想定すると、使用可能な周波数は 500 MHz 近辺となる。本研究では電力伝送用の周波数として、送電用のパワーアンプ IC の入手が容易なことも考慮して 430 MHz を採用した。

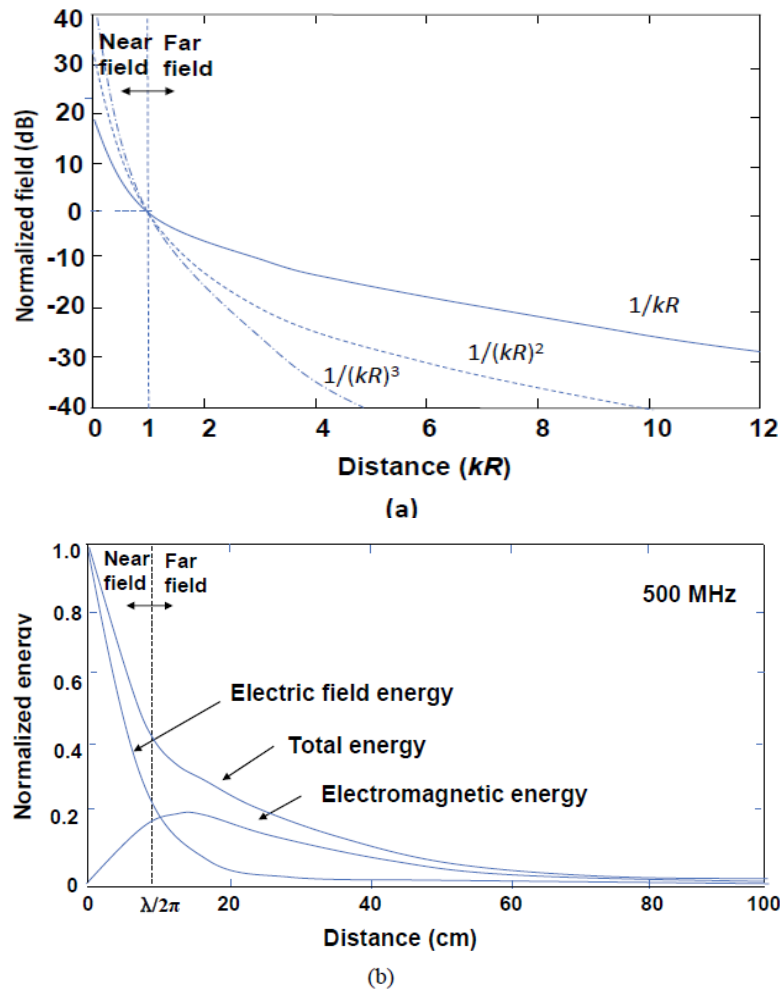


図 3-1 微小ダイポールアンテナから発射される空間エネルギーの距離依存性
 (a)規格化されたエネルギー分布
 (b)シミュレーションにより求めた 500 MHz の 1/2 波長ダイポールからの距離に応じたエネルギー分布

3.2.2 送受電アンテナ構成

送受電に各々ダイポールアンテナを使用した無線電力伝送方式では、近傍界でアンテナ間を効率的に結合するには、互いにエレメントを対向させて偏

波を合致させる必要があり、移動・回転する対象物または複数の受電対象に電力伝送するシステムには適さない。解決策として、送電側に広い輻射面積を持つパッチアンテナを用いた。パッチアンテナは一辺が 1/2 波長の正方形で構成され、430 MHz では 34 cm × 34 cm 程度の大きさとなる。上方に置かれた十数 cm の大きさの複数の小型受電体を想定すると、受電アンテナが物理的に送電アンテナに対面することで、近傍界で相互結合を得ることが容易となる。

HFSS を用いて、遠方界にて 430 MHz にチューニングしたパッチアンテナとダイポールアンテナ間の S21 (伝送損失) をシミュレーションした結果を図 3-2 に示す。シミュレーションの空間条件としては、空気の比誘電率 ϵ を 1.0、誘電正接 $\tan\delta$ を 0 とした。パッチアンテナは一辺 19.5 mm の完全導体下に誘電率 4.3 の誘電体を置いた。ダイポールアンテナは 1 mm 直径で 32 mm 長の完全導体とした。ダイポールアンテナはパッチアンテナからの遠方界の電磁波を受電すると共に、近傍界の静電エネルギーを受電可能なことがわかる。

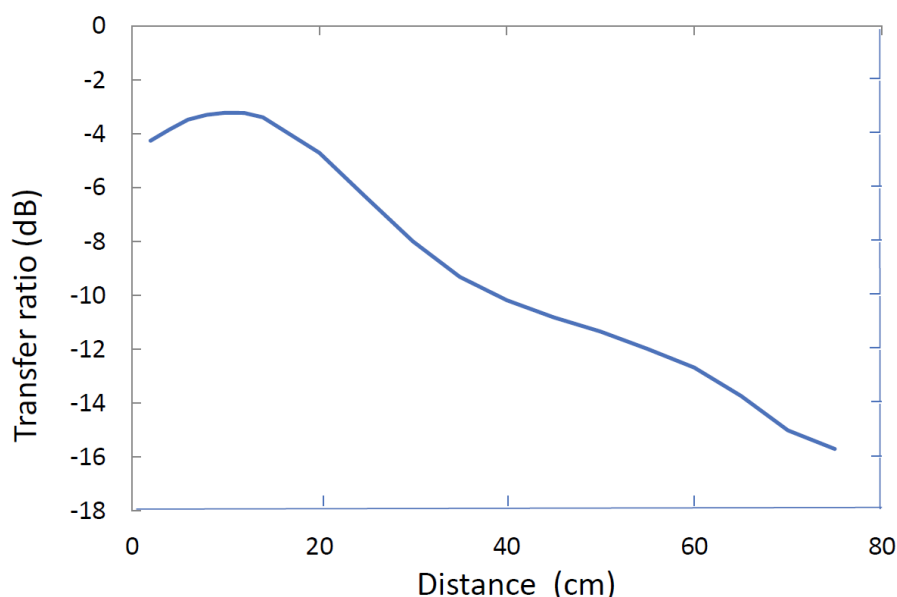


図 3-2 パッチアンテナとダイポールアンテナ間の電力伝送特性

送受電アンテナ間の距離が数 cm までの直近近傍界での伝送効率の低下がみられるが、原因としては、両アンテナが接近することでアンテナ相互間の

キャパシタンスが増加し、各々のアンテナと給電線のマッチングにずれが生じるためである。この近接状態での伝送効率低下を VSWR で評価したモデルを図 3-3 に示す。送電アンテナと受電アンテナが離れて配置されている場合は、それぞれのアンテナと給電線間の整合がとれており (VSWR = 1)、アンテナ素子と給電線間の電力伝送率は 100 % である。一方、両アンテナ素子が接近すると、相互間のキャパシタンスが増加することで、アンテナ素子のインピーダンスの低下と共振周波数に変化が生じ、両アンテナの VSWR が劣化する。結果として、アンテナと給電線間で反射波が生じ、電力伝送効率が低下する。

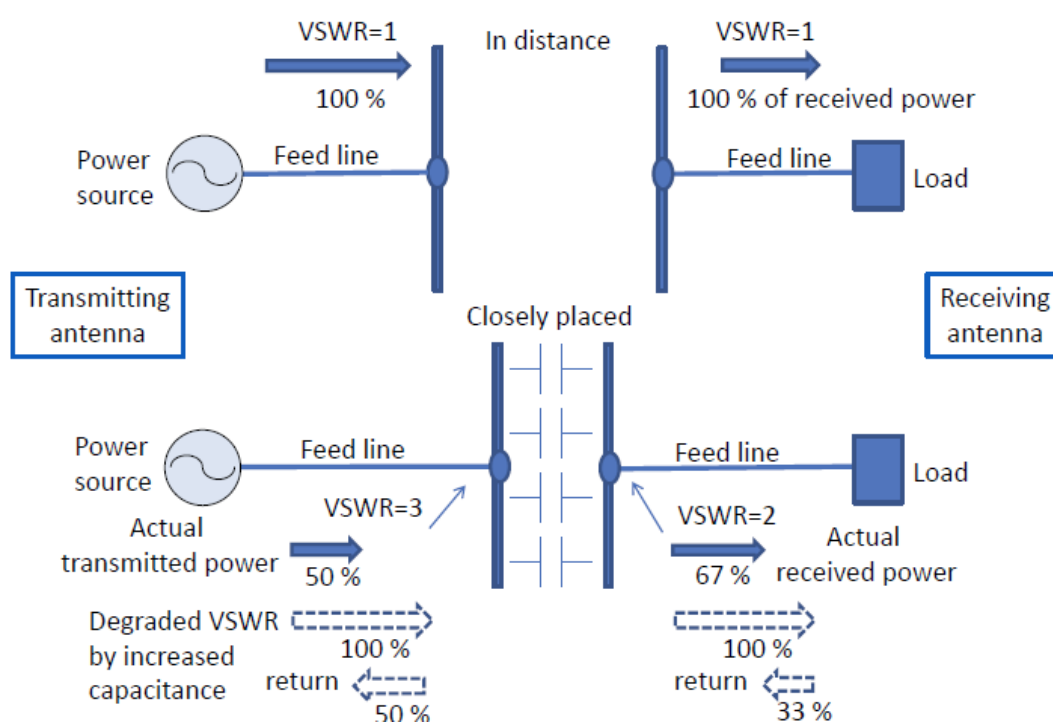


図 3-3 送受電アンテナを近接させたときに、両アンテナ間のカップリング容量増加による VSWR の変化と電力伝送効率の低下理由

パッチアンテナを送電に、ダイポールアンテナを受電に用い、両アンテナを接近させた場合の VSWR 値の変化を HFSS シミュレータで検証した (図 3-4)。シミュレーション条件は図 3-2 のデータを得たときと同一とした。両アンテナとも互いに接近することで VSWR が急激に悪化することがわかる。

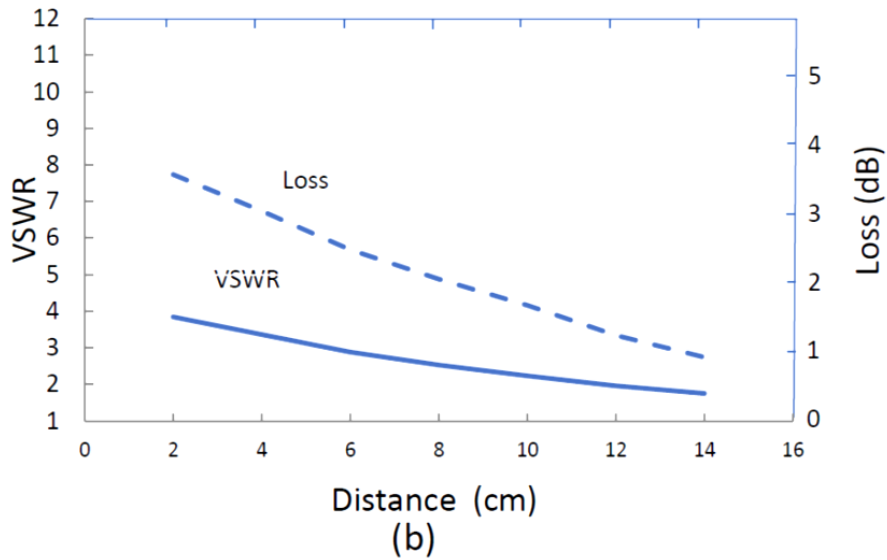
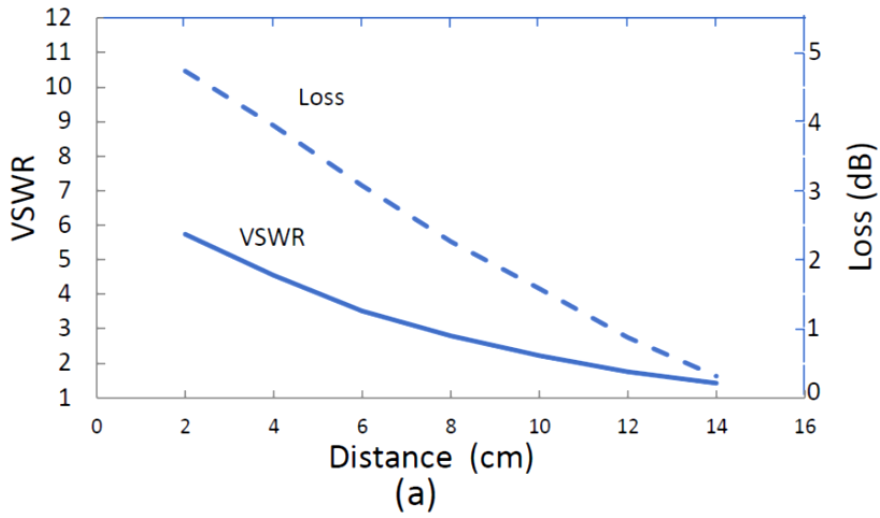


図 3-4 VSWR の距離依存性

(a)送電アンテナ

(b)受電アンテナ

図 3-2 で示した伝送効率のうちの直近部分と、理想状態を図 3-5 に拡大表示し、各距離における VSWR の劣化による反射損失を矢印の長さで表した。近距離エリアでの伝送効率の低下は、VSWR の劣化、つまり送受アンテナと給電線の反射損失の増加が主要因であることがわかる。

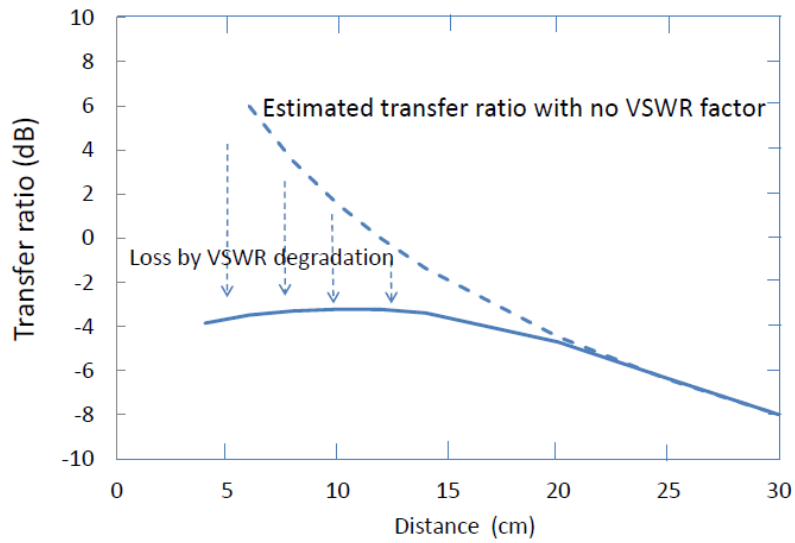


図 3-5 電磁界シミュレーションにより求めた電力伝送特性の距離依存性

3.3 送電機構成

本研究では移動する複数の対象物に対して電力伝送を行うことを前提にパッチアレイアンテナを採用した（図 3-6）。

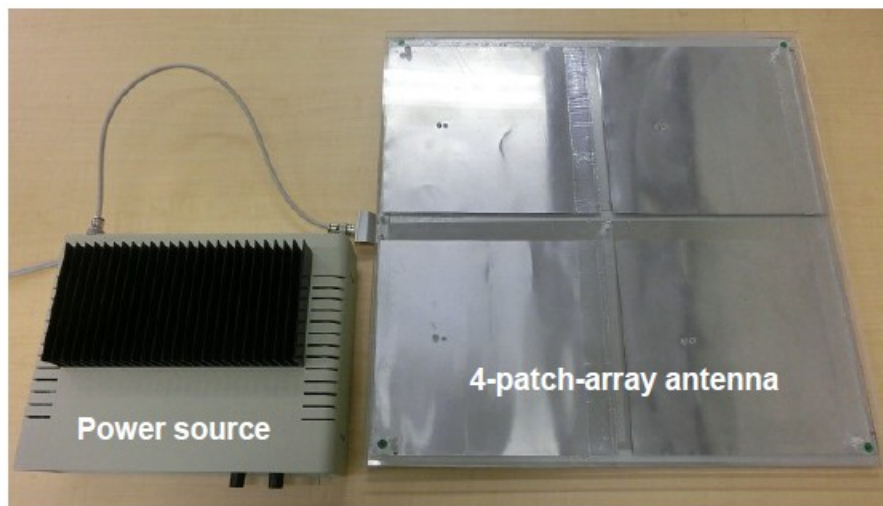


図 3-6 430 MHz/30 W 送電機とパッチアレイアンテナの写真

送電機用高周波電源の構成を図 3-7 に示す。16 MHz の基本クロックを基に、PLL/VCO で 430 MHz の信号を生成し、3 段の電力増幅段を通じて 30 W の高周波出力を得る。

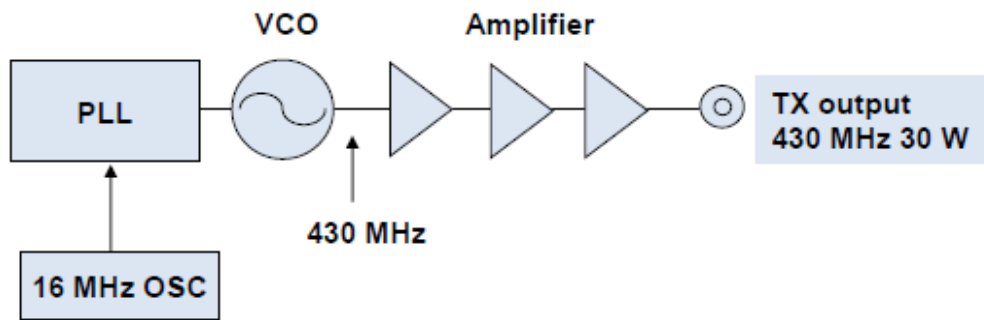


図 3-7 RF 電源のブロック図

4連パッチアレイアンテナの遠方界放射ゲインのシミュレーション結果を図 3-8 に示す。比較のために標準のダイポールアンテナと単体パッチアンテナの特性も示した。単体ダイポールアンテナと単体パッチアンテナではピークゲインで 8 dB の差があり，更にパッチを 4 連アレイ化するとダイポールアンテナ比で 10.5 dB のゲインを有することがわかる。同一の送信電力とすると，4 連パッチアレイアンテナはダイポールアンテナに比べてピークゲイン方向で 3 倍程度の送電距離が得られる。

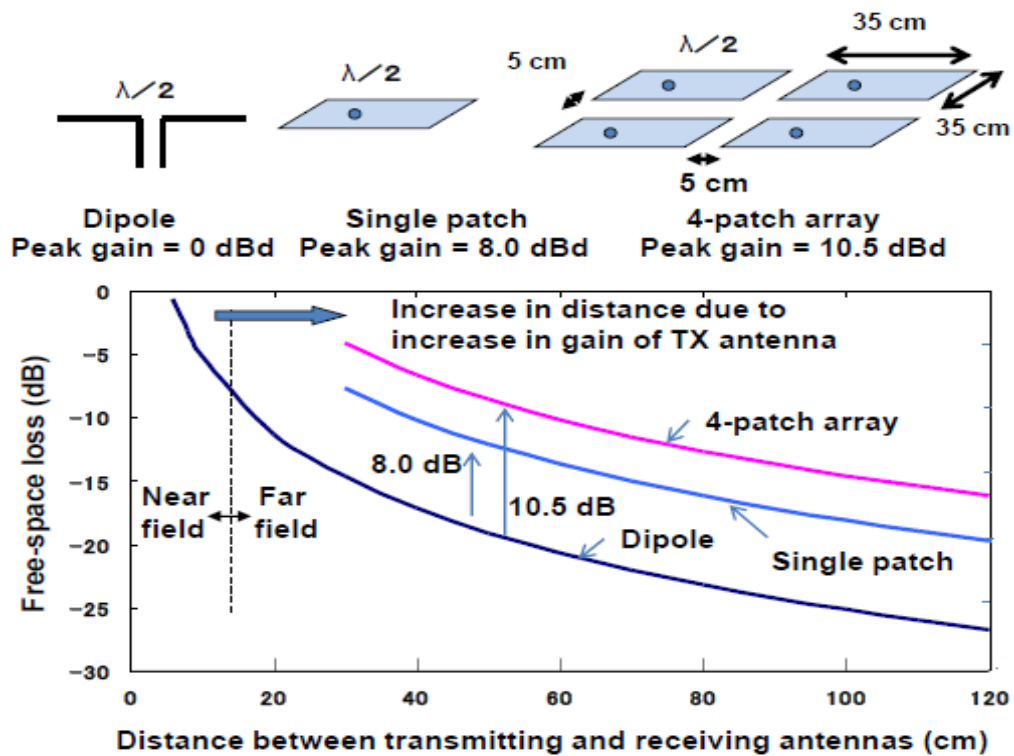


図 3-8 電波伝搬の自由空間損失と，各アンテナのゲインによる改善

図 3-9(a)に試作した 4 連パッチアレイアンテナの写真を示す。一般に 430 MHz 用のパッチエレメントの一边は $1/2$ 波長の 34.9 cm であるが、パッチエレメントとグランド面の上に誘電体としての図 3-9(b)に示すアクリル板を挟むことで短縮効果が得られる。アクリルの比誘電率 ϵ を 3.0, 誘電正接 $\tan\delta$ を 0 としてエレメントの一边 r を計算すると、 $r = 34.9 / \sqrt{3.0} = 20.15 \text{ cm}$ となる。

実測の結果、一边が 20.1 cm で 430 MHz にて VSWR が最低となり、計算値とほぼ一致した。アクリル板の挿入によってエレメントの一边を 58% まで短縮できた。図 3-9(c)はパッチアレイアンテナのインピーダンスマッチング手法を示したものである。各パッチエレメントは 50Ω の給電特性が得られる個所 A, B, C, D に給電点を設け、4本の等距離の 50Ω 同軸ケーブルを用いて E 点で並列に接続することでインピーダンスが 12.5Ω になる。パッチアレイアンテナの入力 (F 点) での入力インピーダンス 50Ω と E 点でのインピーダンス 12.5Ω とのマッチングを行うため、 $1/4$ 波長の 25Ω 線路を接続した。図 3-10 に 4 連パッチアレイアンテナの放射特性と入力の VSWR の測定結果を示す。放射特性は主ビーム方向で約 12 dBi のピークゲインを有している。VSWR は 430 MHz で 1.3 が得られた。

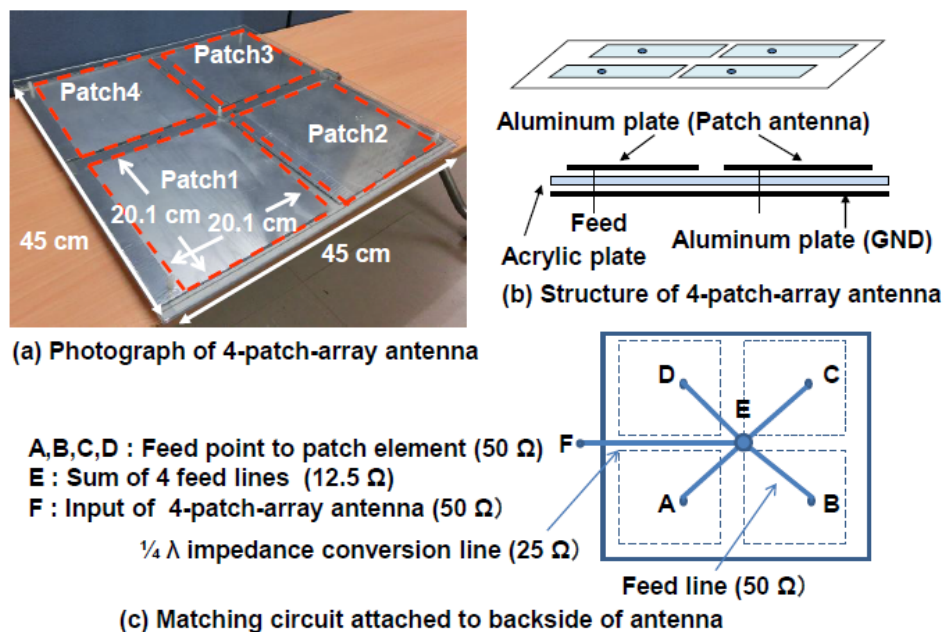


図 3-9 送電用 4 連パッチアレイアンテナの構造

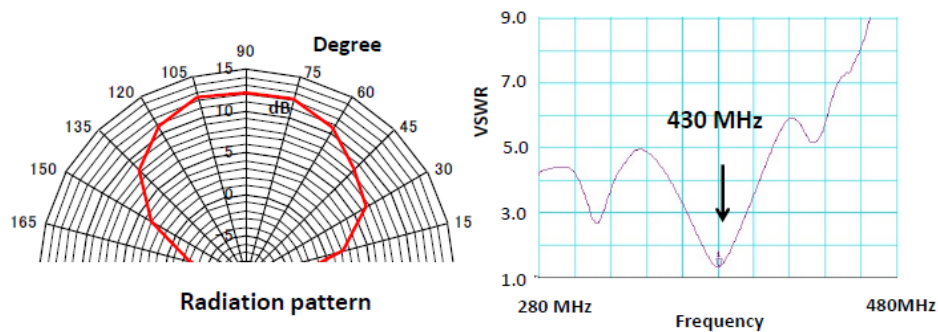


図 3-10 4 連パッチアレイアンテナの放射パターンと VSWR 特性

3.4 受電機構成

駆動モータが回転側に設置された自己の駆動力で回転・移動する物体に給電を行う場合、給電用の結線が回転により固定軸に巻き付くために有線での給電は原理的にできない。このため図 3-11(a)に示すように金属リングとブラシを通じての給電手法が用いられる。この構造では場所が固定か、または移動範囲が限定される。さらに、電気接点が常に擦りあいながら接触しているため、摩擦による摩耗が生じるため定期的に接点を交換しないと信頼性が低下する。解決策として、図 3-11(b)に示すような無線電力伝送を用いて非接触でモータ電源を供給すれば、機械的な接触子がないためにメンテナンスフリーとなり、移動範囲の自由度も向上する。

無線電力伝送用の受電機として、レクテナと駆動モータを一体化し、固定した軸の周囲をユニット全体が自らの駆動力で回転するレクテナ・モーター一体型回転ユニットを試作した (図 3-12)。アンテナには重量と設置スペースの制約から広い設置面積を必要としないダイポール構造を採用し、アンテナは専用のスペースを必要としないようにプロペラの裏側に装着した。整流ユニットは中央の小型フレキシブル基板上に搭載した。浮上に必要な駆動力を確保するため、および回転ユニットの機械的バランスを保つために 2 個のモータを設け、固定シャフトに付けた中央のギアの周りをユニット全体が回転する構造とした。ユニットの全長は 15 cm で、総重量は 5.85 g である。

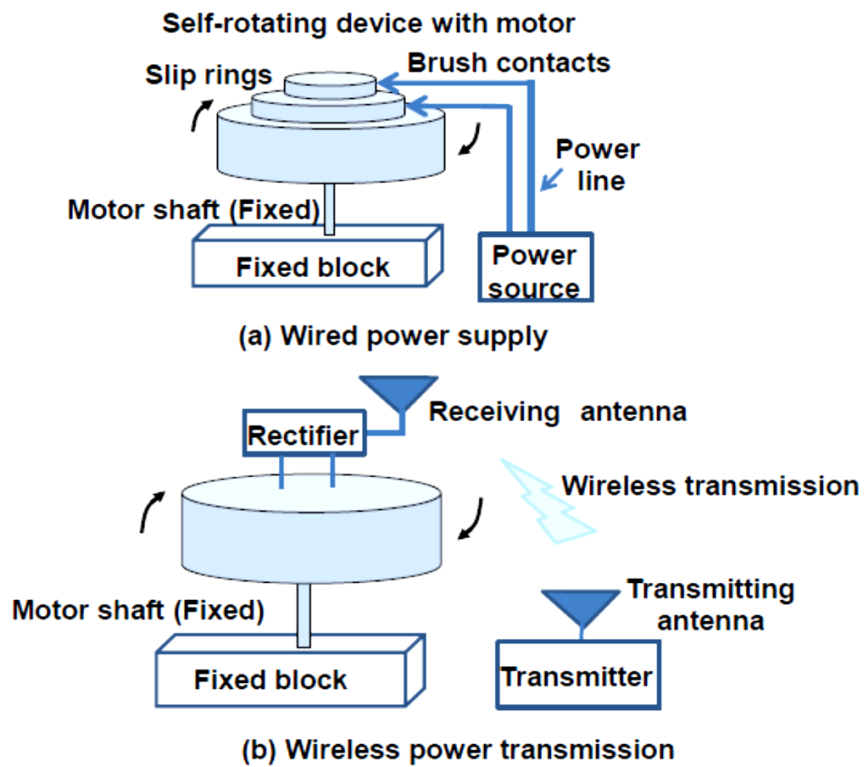


図 3-11 自己の駆動力で回転する物体への有線および無線による給電手法

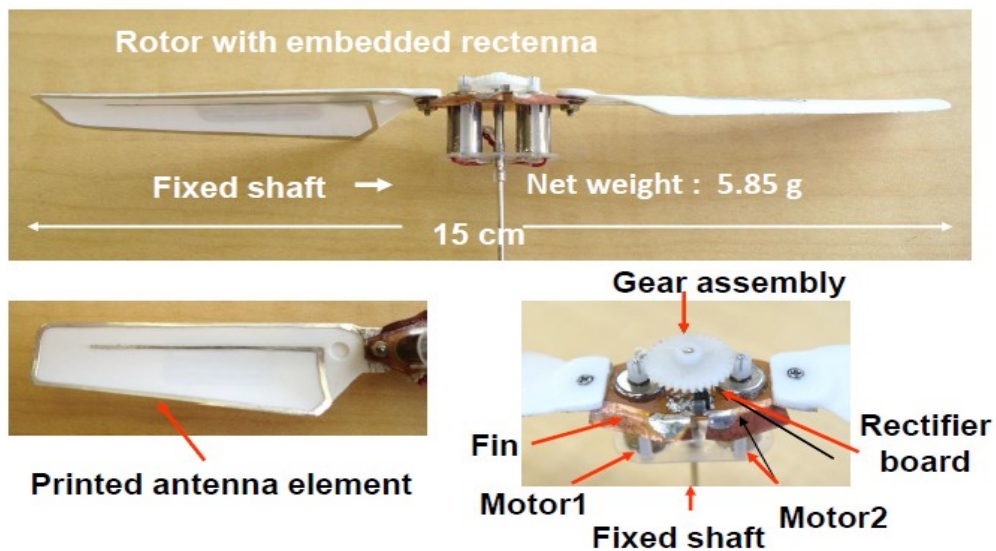


図 3-12 レクテナと駆動モータを一体化したレクテナ・モーター一体型回転ユニットの写真

アンテナはプロペラのサイズに収まるように折り返し形状のダイポールアンテナ構造とし、プロペラの裏面に張り付けた。アンテナエレメントには幅 1.5 mm、厚さ 0.1 mm のアルミ箔を使用し、軽量ながら表面積を広く確保することで高周波のロスを軽減し、アンテナの放射効率の低下を防止した。作成したダイポールアンテナの放射特性を評価した結果を図 3-13 に示す。標準ダイポールアンテナの 0° におけるゲインが 2.1 dBi であるのに対し、提案アンテナのゲインは 0° で 1.8 dBi であり、標準のダイポールアンテナに比較して約 0.3 dB の低下に抑えた。

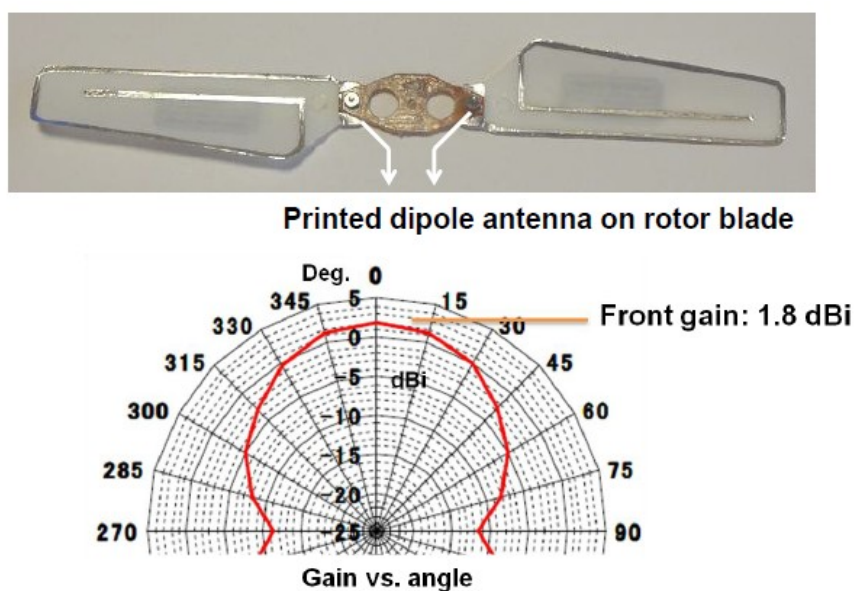


図 3-13 プロペラに実装されたダイポールアンテナと放射パターン測定結果

本システムの受電アンテナは送電アンテナ直近から遠方までの広い距離範囲で効率よくエネルギーを受電する必要がある。遠近両状態での受電効率を最適化するため、単体受電アンテナのエレメント全長を変化させながらアンテナ間の伝送損失を Ansoft の HFSS でシミュレーションを行った(図 3-14)。シミュレーション条件は、空気の比誘電率 ϵ を 1.0, 誘電正接 $\tan\delta$ を 0 とし、パッチアンテナエレメントを 0 mm 厚の完全導体、ダイポールアンテナは 0.1 mm 厚で 1.5 mm 幅の完全導体のエレメントとした。アンテナエレメント長 32 cm の受電アンテナは送電距離 30 cm では低い損失を示すが、送電アンテナ

ナ直近では伝送損失が急激に増加する。一方，エレメント長 36 cm の受電アンテナは送電アンテナ直近で伝送損失の劣化を抑えることができるが，遠方での損失が大きい。以上より，本システムには近傍および遠方の双方で平均的に効率の良いエレメント長 34 cm の受電アンテナを採用した。

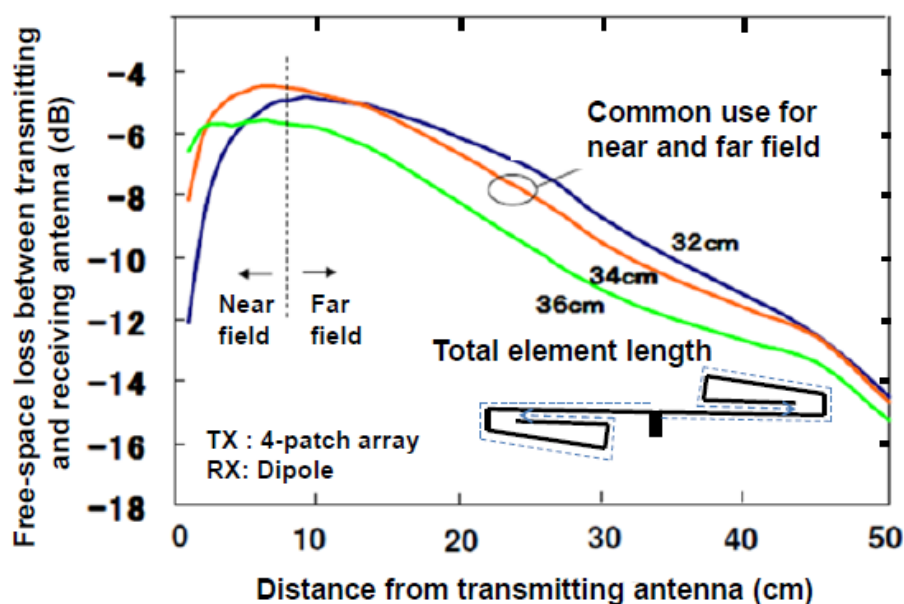


図 3-14 受電ダイポールアンテナのエレメント長を変化させた場合の電力伝送損失の距離依存性

整流ユニットのブロック図を図 3-15 に，整流ユニットをフレキシブル基板に実装した写真を図 3-16 に示す。整流ユニットは，マッチング回路，整流素子および共振回路とキャパシタで構成されたフィルタからなる。整流ユニットは，整流素子 1 個を用いた半波整流で，430 MHz で高インピーダンス特性を持つ並列共振回路で高周波成分を低減して直流成分を生成する。整流ユニットのサイズは 5.3 mm × 11.0 mm であり，試作したフレキシブル基板の中央に実装した。基板の左右の穴にはモータを，両端のパッドにはアンテナエレメントを貼り付けたプロペラが取り付けられるようにした。また，アンテナエレメント側には整流素子を冷却するための銅箔のフィンを取り付けた (図 3-15)。

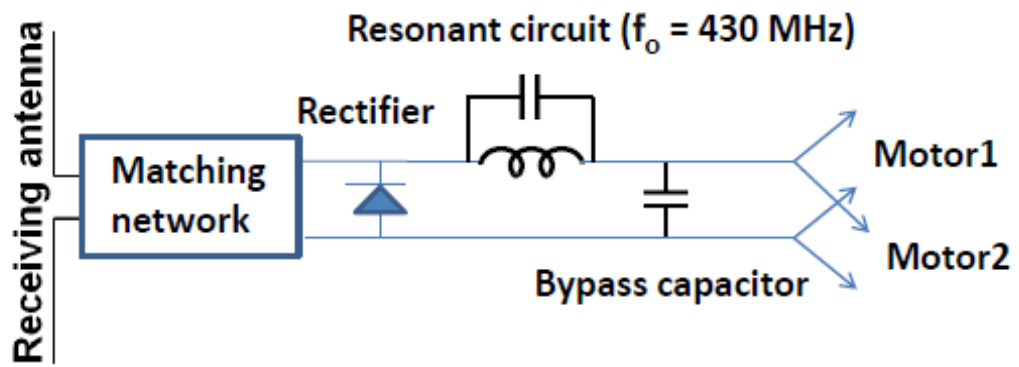


図 3-15 整流ユニットのブロック図

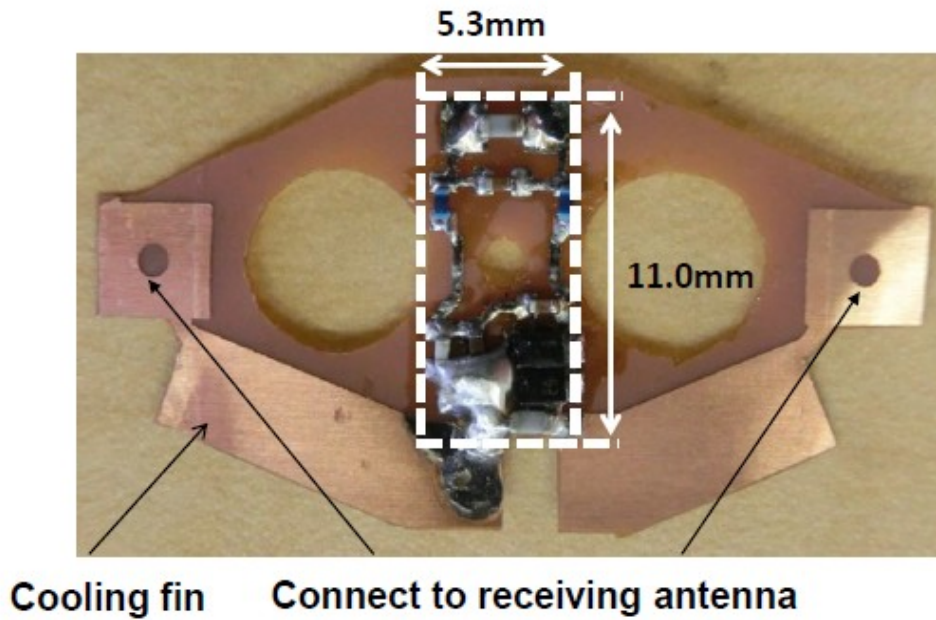


図 3-16 整流ユニットを実装したフレキシブル基板の写真

図 3-17 にレクテナ・モーター一体型回転ユニットを構成する部品の写真を、表 3-1 に各部品の重量を示す。フレームは機械精度を保つために 3D プリンタで作成し、モータ、ギアおよびプロペラは市販の模型ヘリコプタ⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾から取り外して流用した。モータ及びプロペラを取り外す前のヘリコプタでは、2 個のモータに対して約 1.5 W の電力を与えると浮上することを確認したので、モータ 1 個あたりの消費電力として 0.75 W が必要となる。

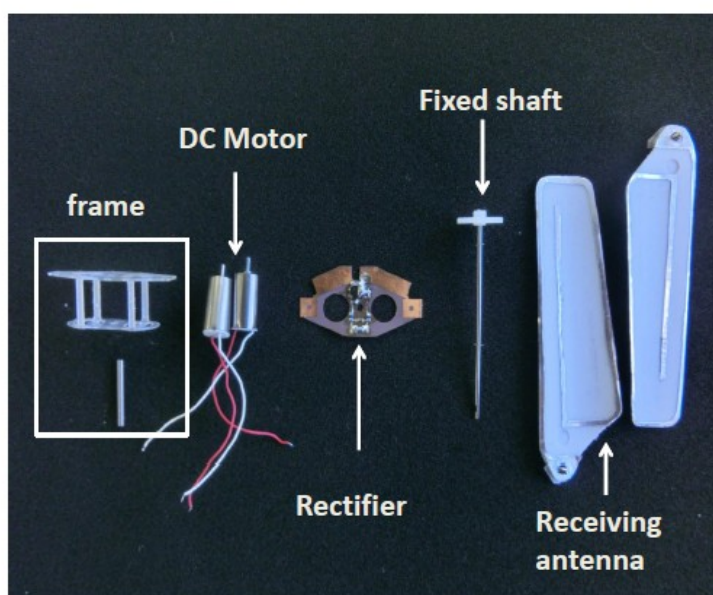


図 3-17 レクテナ・モーター一体型回転ユニットを構成する部品の写真

表 3-1 各部品の重量

Parts	Weight (g)
Printed circuit board (Rectifier)	0.24
Fin	0.03
Base frame	0.11
Motor (2 units)	2.80
Gear (2 pieces)	0.03
Shaft	0.40
Hold pipe	0.11
Screw (2 pieces)	0.25
Nut (2 pieces)	0.24
Propeller	1.64
Total	5.85

レクテナ・モーター一体型回転ユニット 1 個あたりの浮力を図 3-18 に示す浮力測定装置で評価した。装置は、棒の中心を支点とする天秤はかり構造で、片側には回転ユニットを取り付け、回転ユニットの下側に送信アンテナを設置するとともに、棒の反対側は電子はかりの天板に接触させた。回転ユニットが受電して浮力が生じると棒ではかりの天板を押し等価の浮力が計測できる。430 MHz で 30 W の電力を送電アンテナに印加し、送電アンテナから一体型回転ユニットまでの距離を 10 cm から 50 cm まで 10 cm おきに変化させながら浮力を計測した結果を図 3-19 に示す。10 cm の距離で 8.5 g の浮力が得られた。

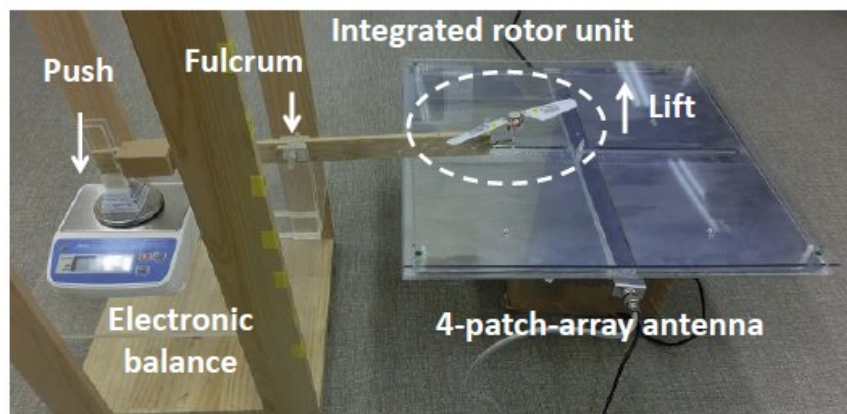


図 3-18 一体型回転ユニットの浮力測定装置の写真

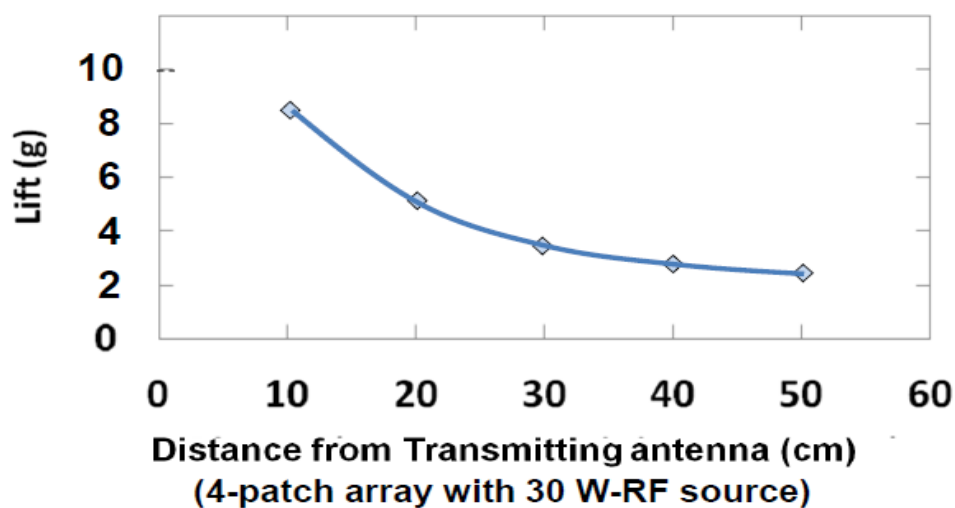
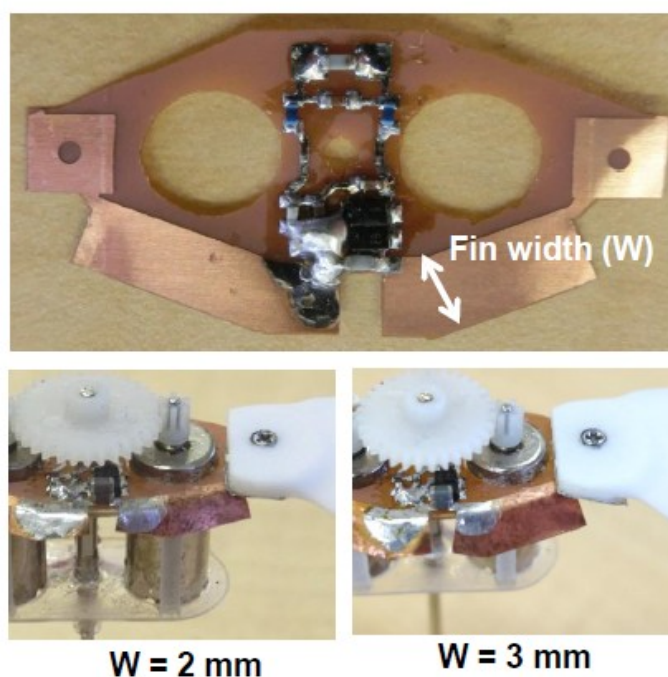


図 3-19 送信アンテナと一体型回転ユニット間の距離に対する浮上能力の評価結果

本受電機を構成する整流回路には高周波の大電流が流れるため、整流用ダイオードに発熱が生じて整流出力が低下し、回転動作が停止する。この問題を解決するため、ダイオード端子の近辺に小さな熱伝導体を付加することで放熱を行った。回転ユニットは自身の回転で空気流を発生しているため、小さな熱伝導体のみで放熱が可能となる。図 3-20 に放熱フィン構造を示す。銅箔で作成した放熱用小型フィンフレキシブル基板のアンテナエレメント側に付加し、フレキシブル基板端からはみ出す部分は下に折り曲げて装着した。

フィンの効果を確認するためにフィン幅を 1 mm から 3 mm まで 1 mm 刻みで変化させた時の動作時間を計測した結果を図 3-21 に示す。本実験では高周波電源の最大動作可能時間から検証時間を 200 秒以内とした。フィン幅を 3 mm とすることで急激に動作時間が長くなったが、これは空間に突き出す部分の面積が広くなり、空気流をフィンの両面に流すことで放熱効果が大きく改善したと考えられる。フィンの重量は 0.03 g であり、レクテナ・モーター一体型ユニット自体の重量 5.85 g に対して無視できる。



Integrated rotor unit with various cooling-fin width

図 3-20 異なる幅の放熱用フィンを装着した整流回路の写真

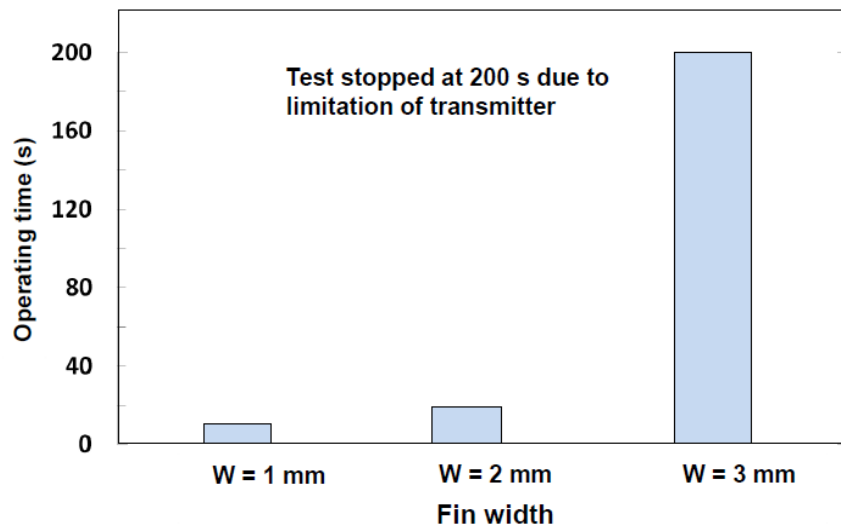


図 3-21 フィン幅と回転ユニットの動作時間の関係

3.5 実験

複数の小型移動回転体への無線電力伝送手法を実証するため、レクテナ・モーター一体型回転ユニットを搭載したバッテリーレス・マルチコプターを試作した（図 3-22）。マルチコプターは本回転ユニット 4 個と、レーザーカッタで加工したスタイロフォーム製のリングフレームで構成される。

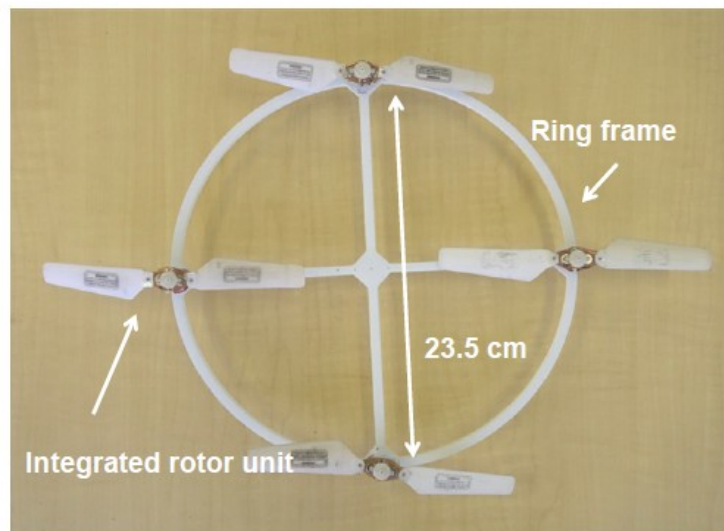


図 3-22 レクテナ・モーター一体型回転ユニット 4 個を搭載したマルチコプターの写真

マルチコプターの浮力と送電距離の関係を、実測した回転ユニット単体の浮力(図 3-19)から計算した結果を図 3-23 に示す。計算では、受電アンテナ間の相互影響がないと仮定した。マルチコプターを構成する回転ユニット、および、リングフレームの重量は、それぞれ、23.4 g と 3.45 g であり、マルチコプターの総重量は 26.85 g となる。図 3-23 より、マルチコプターが浮上可能な最大距離は 15 cm となる。

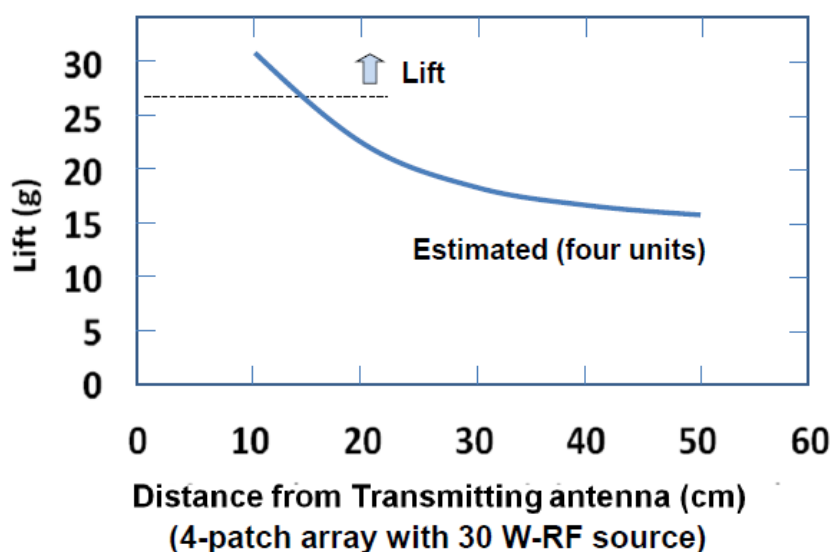
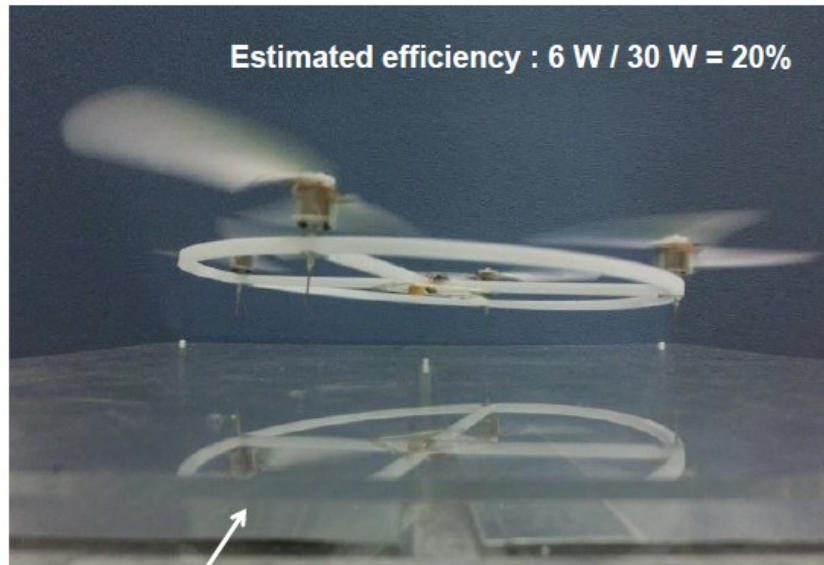


図 3-23 送信アンテナとマルチコプター間の距離に対する浮上能力の検討

マルチコプターに送電アンテナから 430 MHz で 30 W の電力を無線電力伝送した浮上実験の様子を図 3-24 に示す。浮上距離は送電アンテナ上約 15 cm であった。この結果は図 3-23 で検討した浮上能力予測値と一致している。また、マルチコプターの消費電力は、駆動モータに必要な消費電力 (0.75 W) より 6 W である。電力伝送効率は、送電電力 30 W とマルチコプターの浮上時の消費電力 6 W より計算すると 20% となり、伝達特性としては約 7 dB の減衰となる。一方、図 3-2 で示した空間伝達特性から 15 cm の距離の減衰は 4 dB である。実験の値と 3 dB の差があるが、要因としては、プロペラの回転により送電アンテナとの偏波が一致しない角度範囲で伝送効率の低下が生じることと、受電整流器の変換損失が原因である。



4-patch-array transmitting antenna driven by 30 W of RF source

図 3-24 無線電力伝送を用いたバッテリーレス・マルチコプターの
浮上実験の写真

3.6 まとめ

本章では、数 cm から数 m までの広い距離範囲に点在する小型センサユニットに電力を供給する無線電力伝送方式として、送電側をパッチアレイアンテナで、また受電側をダイポールアンテナで構成する UHF 帯無線電力伝送方式について述べた。本研究を通じて得られた主要な結果を以下に要約する。

- (1) UHF 帯を用いることで、近傍界と遠方界の両エネルギーを積極的に利用することが可能で、広い距離範囲をカバーする無線電力伝送に適することを示した。
- (2) 4 連パッチアレイアンテナは、広い輻射面積を持つため、近接して分布する受電機との密な静電結合が得られると共に、遠方界に対して 12 dBi の輻射ゲインを持っており、近傍界・遠方界の両者をカバーする送電アンテナに適することを示した。
- (3) プロペラ部にアンテナ、整流器、および、駆動モータを装着した、一体型回転ユニットの構造は、有線での給電ができない自己回転するモジュールへの給電が可能となることを示した。
- (4) 複数のセンサに対する電力伝送を想定して、バッテリーレス・マルチコプターを用いて評価を行った。マルチコプターは送電アンテナから 15 cm の高さで連続してホバリングが可能で、この状態での電力伝送効率は 20% となることを示した。

参考文献

- (1) K. Tashiro, H. Wakiwaka, and Y. Uchiyama, “Theoretical Design of Energy Harvesting Module or Wireless Power Transmission Receiver Using Magnetic Field of 0.2 mT at 60Hz,” *Journal of Energy and Power Engineering*, vol. 7(2013), pp. 740-745, 2013.
- (2) A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljaic, “Wireless Power Transfer via Strongly Couple Magnetic resonances,” *Science Express*, Vol. 317, pp. 83-86, 2007.
- (3) A. Karalis, J. D. Joannopoulos, and M. Soljaic, “Efficient Wireless Non-radiative Mid-range Energy Transfer,” *Annals of Physics*, Vol. 323, pp. 34-48, 2008.
- (4) T.C. Beh, M. Kato, T. Imura, and Y. Hori, “Wireless Power Transfer System via Magnetic Resonant Coupling at Fixed Resonance Frequency –Power Transfer System Based on Impedance Matching-,” *World Electric Vehicle Journal*, vol.4, pp. 744-753, Nov. 2010.
- (5) 嶋村耕平, 山川将人, 小柴公也, 小泉宏之, “磁気共振型電力伝送による小型飛翔体への定電力給電,” *信学技報 WPT2014-30* (2014-6), pp. 35-38, 2016.
- (6) Borg Media [On line]. Available at <https://www.borg.media/wirelessdrone-2016-9-30/> (参照 July 18, 2017.)
- (7) 松本紘, 賀谷信幸, 藤田正晴, 藤野義之, 藤原暉雄, 佐藤辰男, “MILAXの成果と模型飛行機,” 第12回宇宙エネルギーシンポジウム講演集, pp. 47-52, 1992.
- (8) 日本電業工作(株) MiRAC [On line]. Available at <http://www.den-gyo.com/solution/solution12.html> (参照 May 10, 2017.)
- (9) 足立三郎: 「電磁波工学」, pp.41-42, コロナ社, 日本, 1983.
- (10) 三輪進, 加来信之: 「アンテナおよび電波伝搬」, p.19, 東京電機大学出版局, 日本, 1999.

- (11)HFSS manual [On line]. Available at
<http://www.ansys.com/Products/Electronics/ANSYS-HFSS>
(参照 Feb. 03, 2017.)
- (12)H. T. Friis, “A Note on a Simple Transmission Formula,” Proceedings of the IRE and Waves and Electrons, Vol.34, pp. 254-256, 1946.
- (13)KYOSHO, “3ch マイクロ IR ヘリコプター,” [On line]. Available at
<http://www.kyosho.com/jpn/products/rc/detail.html?productid=109895>,
(参照 Feb. 03, 2017.)
- (14)KYOSHO, “3ch 赤外線コントロールヘリコプター,” [On line]. Available at
<http://kyoshoshop-online.com/kyosho/goods/?ggcd=54010>,
(参照 Feb. 03, 2017.)
- (15)H. Nishikawa, Y. Kitai, T. Furukoshi, H. Yamaguchi, A. Tanaka, and T. Douseki, “UHF Power Transmission System for Multiple Small Self-rotating Targets and Verification with Batteryless Quadcopter having Rotors with Embedded Rectenna,” IEEE WPTC conference, 講演番号 T1.1, 2015.
- (16)西川久, 古越隆浩, 山口裕之, 田中亜実, 道関隆国, “UHF 帯を用いた小型・軽量の複数回転物体への同時無線給電手法,” 第 32 回「センサ・マイクロマシンと応用システム」シンポジウム, 講演番号 28pm1-B-4, 2015.
- (17)西川久, 山口裕之, 西橋毅, 田中亜実, 道関隆国: 「UHF 帯を用いた小型移動体への無線給電システム」, 電気学会論文誌 C, Vol. 137, No. 11, 2017. (発行予定)

第4章 非接触金属測長センサシステム

4.1 まえがき

一般に使用されている金属センサには、磁気の変化で検出する方法⁽¹⁾や、レーダーを照射して反射波を検出する手法⁽²⁾が用いられている。これらは金属の存在を検知するものであり、正確なサイズまで計測することはできない。長さを計測する方法としては、物理的にメジャーを当てての計測や、可動のミラーとレーザー光を使用した計測システム⁽³⁾がある。しかしながら、工業分野では常にメジャーを当てることが不可能なことが多く、対象物との間に不透明な材料がある場合にはレーザー手法は使用できず、また、一般家庭では高価なレーザーシステムを使用することはできない。非接触で金属物体の長さを精度よく計測する方法があれば、工業生産ラインで金属製品の寸法をモニタする応用や、異なる長さの金属線を埋め込んだIDカードの読み取り手法、および、加工工程によりサイズが変化する金属物体の状態のモニタ等が可能となる。

本章では、アンテナ・マッチング手法の応用例として、金属物が送受信機のアンテナに近付くと、マッチング状態に変化が生じることと、金属物体はその長さに応じた共振周波数を持つことに着目し、非接触で近傍に置いた金属物体の長さを検出する手法について述べる。本章の構成を以下に示す。第4.2節ではVSWRを用いた金属測長原理について、第4.3節では計測システム構成について、第4.4節では複数の金属物を用いた金属長検出実験について、第4.5節では機器の製作と実証実験について、および、第4.6節では葉投与検知システムへの応用について述べる。

4.2 VSWRを用いた金属測長原理

金属物体はその長さが1/2波長となる周波数、またはその奇数倍の周波数で定在波が発生し、電流が多く流れる共振状態となる。その共振する周波数のうちの最も低い周波数 $f(\text{MHz})$ がわかれば、金属物の長さ $L(m)$ は式(4-1)で計算される。

$$L = 1/2 \times K \times 300/f \quad \text{----- (4-1)}$$

ここで K は金属物体の構造や材料で決定される波長短縮率である。

2本の金属物 A および B が近隣に対向して置かれた場合、それらは高周波の電磁波的に結合される。この現象によって、金属物 A に高周波電源を接続して電磁波エネルギーを発生させると、物理的に接触していない金属物 B に高周波電流が誘起される。誘起される電流は、高周波電源の周波数が、金属物 B の共振周波数と合致したときに最大となる。その共振状態では、信号源の高周波エネルギーが最も多く金属物 B に転送される。高周波信号源側で VSWR をモニタすれば、この共振状態で最も数値が下がることになる。信号源の周波数を変化させながら VSWR をモニタすれば、金属物 B の共振周波数に相当する点で明確な落ち込みが観測されることになる。得られた共振周波数のうちの最も低いものを使用し、対象物の寸法を計算する。ただ、奇数倍の周波数でも物体の変化を見る目的では問題なく使用できる。

4.3 計測システム構成

考案した VSWR モニタシステムの構成を図 4-1 に示す。機器は、可変周波数発振器、VSWR 検出用ブリッジ回路、および、PC に接続された計測制御回路で構成される。計測対象の金属物をセンシング用アンテナの上方に置き、確実な電磁結合を得る。計測された VSWR 軌跡は PC 画面上に表示する仕組みとなっている。

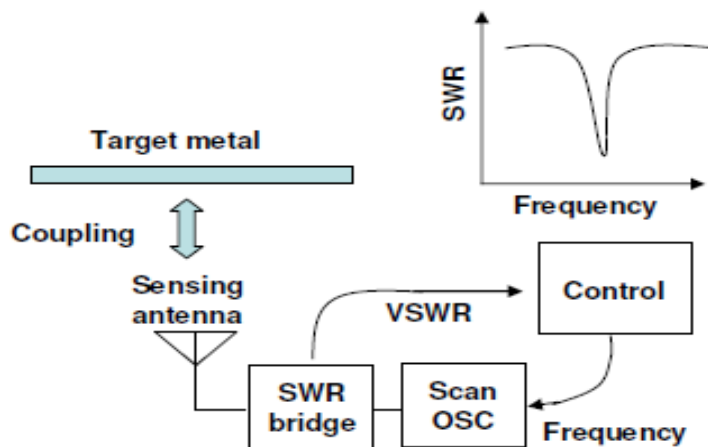


図 4-1 VSWR 計測システムのブロック図

本システムでは、検出感度を高めるためにセンシング用アンテナと計測対象物の間は効率よく結合させる必要がある。図 4-2 にアンテナから輻射されたエネルギーの近傍から遠方に至るまでの分布を示す。対象物はセンシング用アンテナの直近に置かれるため、近傍界の電界成分が支配的なエネルギーであり、これに対して効率的な静電結合が求められる。一方、センシングアンテナが近隣で稼働する電子機器からの不要なノイズを拾わないためには、遠方界の電磁波成分とはできるだけ結合しないことが重要となる。

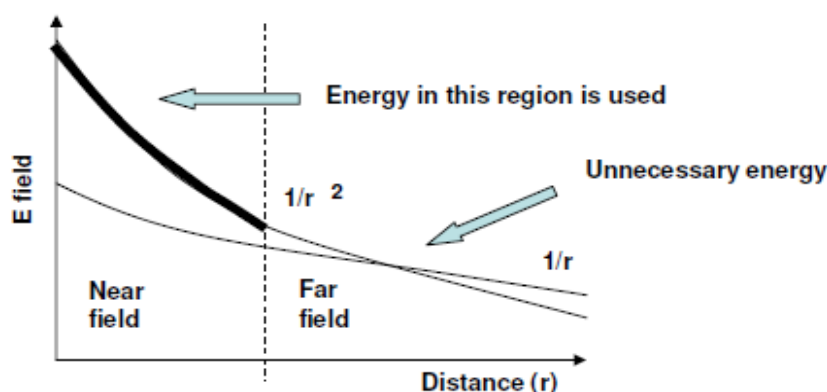


図 4-2 近傍界及び遠方界におけるエネルギー分布

これらの目的に合ったアンテナとして、2組の平面エレメントに対し互いに逆位相で給電線を接続した平面アンテナを開発した（図 4-3）。具体的な構造としては、夫々の平面エレメントのペアは互いに対角となるように配置し、中央で短い電線を用いて接続されている。これらの短い2本の接続線に対して、バランを通じて同軸ケーブルが接続されている。同軸ケーブルの反対側には VSWR 検出装置が接続される。

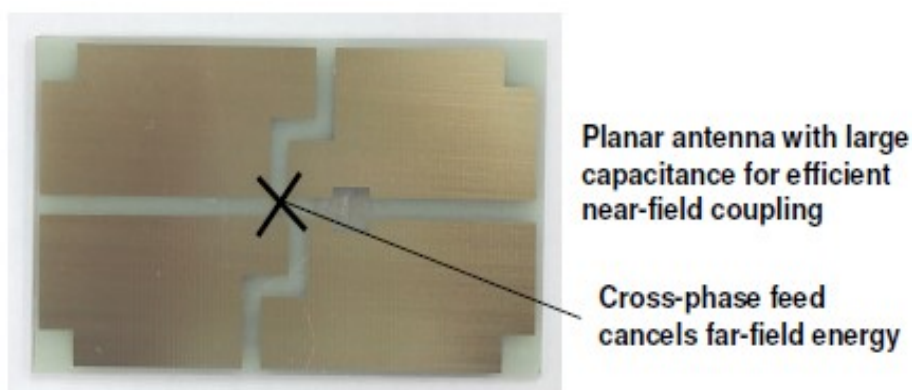


図 4-3 広い平面エレメントを持ったセンシング用アンテナの写真

本アンテナは広い面積ゆえに計測対象物と強い静電結合が得られる。一方、遠方の電磁界成分に対しては、エレメントペアが逆接続されているために電磁結合はキャンセルされる。結果として近傍界には強い結合を、遠方界に対しては結合が弱く、ノイズを拾いにくいアンテナとなっている。本アンテナと一般的なダイポールアンテナの結合特性の比較実測結果を図 4-4 に示す。ダイポールアンテナで送信された 900 MHz の信号を 2 種のアンテナで受信し、アンテナ間の距離に応じた伝達減衰特性に換算した。直近の近傍界では本アンテナのほうが 2 dB 強く結合するが、遠方界では本アンテナのほうが 20 dB 程度低い結合度を示している。したがって、本アンテナは対象物と隣接結合して VSWR を計測する目的に適し、かつ遠方界からの不要ノイズを低減する性能を持つことがわかる。

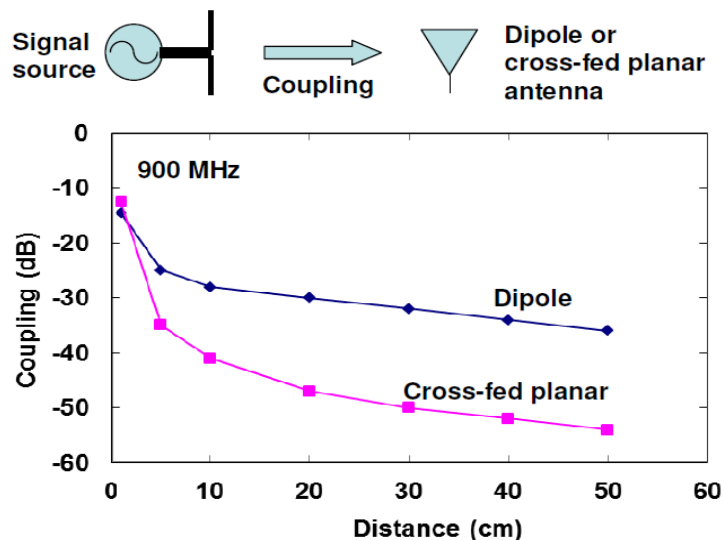


図 4-4 アンテナ間相互結合の距離依存性

4.4 複数の金属物を用いた金属長検出実験

原理的には検出対象はどのような長さでも可能であるが、実際には信号源のスキャンできる周波数レンジで制限される。本実験では 600 MHz~1100 MHz の範囲の信号源を使用したため、対象物が直線の線状のものとする、検出可能なサイズは 13 cm~25 cm 程度となる。このサイズは様々な省スペースでの応用には大きすぎるため、エレメントを折り返し

た構造の小型模擬金属片を試作して実証実験を行った。この構造はセンシングアンテナとの間に大きなキャパシタンスを持ち、強い電界結合を期待できる。実験では4個の僅かに長さの異なる折り返しエレメントをプリント基板状に作成し、実験用の計測対象とした。これらはエレメント長の違いから、夫々異なった共振周波数を持つ。センシング用アンテナをネットワークアナライザに接続し、スキャン周波数を 500 MHz~1200MHz に設定した。縦軸は底辺を 1.0 とした VSWR 値を表示させた。センシングアンテナ上に何も置かない状態の VSWR 特性を図 4-5(a)に示す。VSWR 値は全周波数帯に渡って最高値を示しており、センシング用アンテナ自体はこの周波数範囲において共振を持たないことが確認された。このことは全周波数帯でのシステムの検出感度を保つ意味で重要である。例えば、非常に Q 値の低い金属体の場合では VSWR のディップは小さく、センシングアンテナ自体に僅かでも自己共振によるディップが存在すると、それに隠れて検出ができない場合がある。4 個の模擬金属物をセンシングアンテナ上に置いた場合の VSWR 特性を図 4-5(b)に示す。はっきりした 4ヶ所のディップが観測され、本検出手法は異なる長さの複数の金属物を 1 回のスキャンで検出する能力を持つことが確認された。

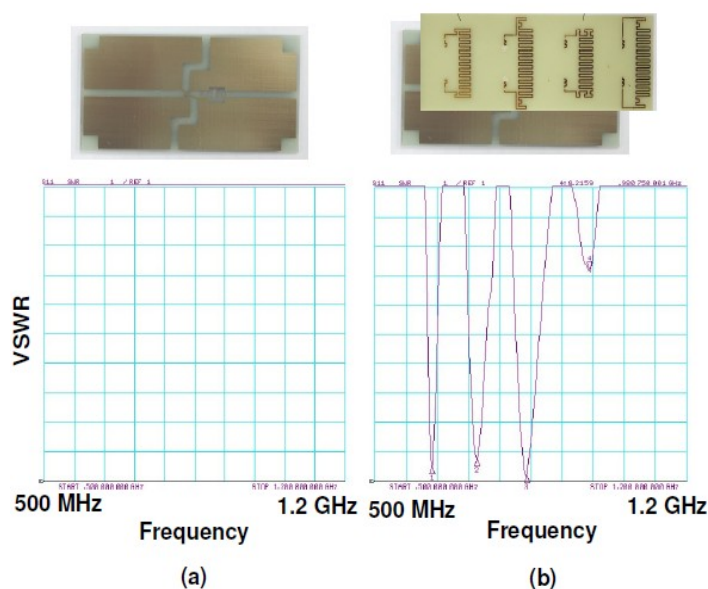
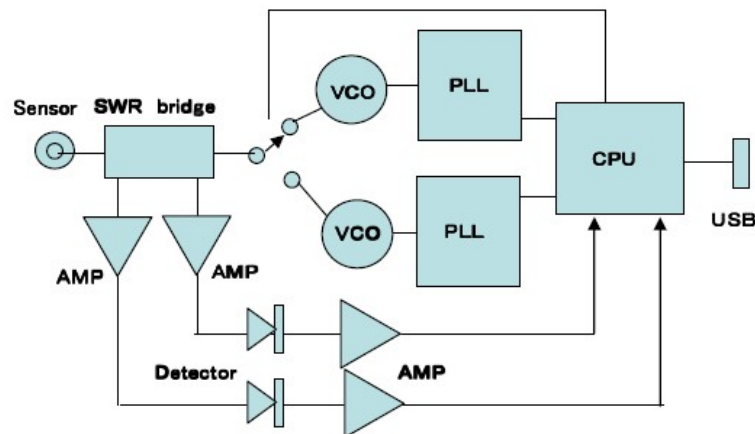


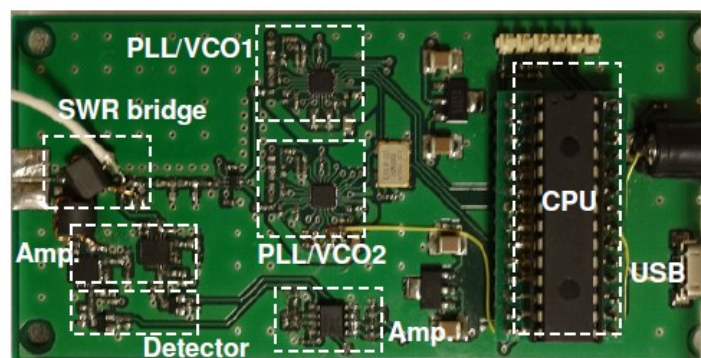
図 4-5 複数の小型模擬金属物をアンテナ上に置いた場合の VSWR の変化
 (a)金属物がない場合 (b)4 個の金属物を置いた場合

4.5 VSWR モニタリングシステムの試作

試作した VSWR モニタリングシステムを図 4-6 に示す。基板には、2 組の VCO+PLL が搭載されており、夫々 600 MHz~850 MHz および 850 MHz~1100 MHz の信号を発生し、2 組を切り替えることにより 600 MHz~1100 MHz の広範囲をカバーする信号源が構成されている。これらの出力は SWR ブリッジに供給され、SWR ブリッジはセンシング用アンテナに接続される。SWR ブリッジは進行波と反射波を検出し、直流増幅器で増幅されたのち CPU 内の ADC でデジタル信号に変換される。CPU は進行波と反射波のデジタルデータから VSWR 値を計算し、結果を USB を通じて PC に送信する。PC では得られたデータ群から VSWR カーブを画面にグラフ表示する。



(a)



(b)

図 4-6 試作した VSWR モニタリングシステム

(a)ブロック図 (b)試作基板の写真

本システムにセンシングアンテナを装着し、試作した模擬金属物を近接させたときの VSWR 計測結果を図 4-7(b)中の青いラインで示す。図 4-5(b)で示した、ネットワークアナライザを使用した予備実験時と同様にディップが観測され、試作したシステムは正しく VSWR を計測していることがわかる。次に、模擬金属物のプリントパターンの両端を赤線の箇所を切断して VSWR の変化を観測した (図 4-7(a))。まず、片方を切断したときの VSWR を図 4-7(b)のピンクのラインで示す。エレメント総長が短くなった分で 20 MHz ほど共振周波数が高くなっている。次にもう片方も切断した際の VSWR を同図中の緑のラインで示す。切断した分、さらに 20 MHz ほど高い周波数にシフトしていることがわかる。この実験を通じて、本システムは被測定物の長さの変化したことを VSWR の変化として明確に捉えられることが実証できた。約 4 mm の切断で 10 MHz の変化がみられ、波形からその半分の変化でもディップ点の確認が可能のため、本センサの検出感度としては、2 mm 以下の感度が得られることがわかる。

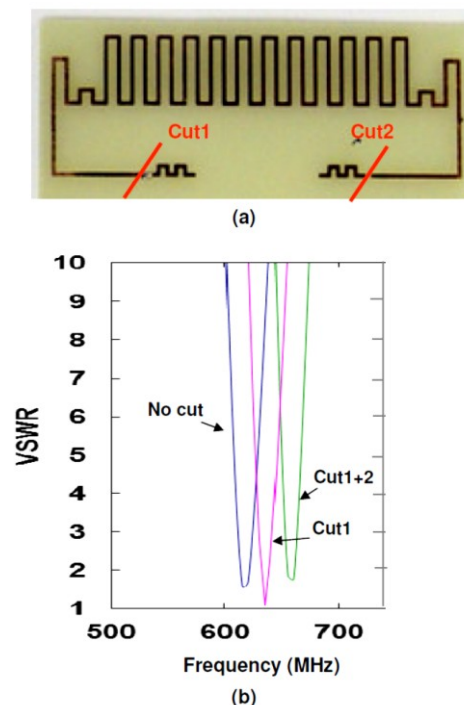


図 4-7 被測定物の長さ変化による VSWR の変化

(a) 模擬金属物の両端を切断 (b) VSWR の変化

4 個の模擬金属物の端，合計 8 か所を順番に切断していったときの VSWR を通じて得られる共振周波数の変化を図 4-8 に示す。切断により当該模擬金属物の共振周波数のみが増加しており，他の被測定物の共振周波数には影響を与えていない。したがって，本検出システムは複数の被測定物の変化を分離して検知することが可能である。

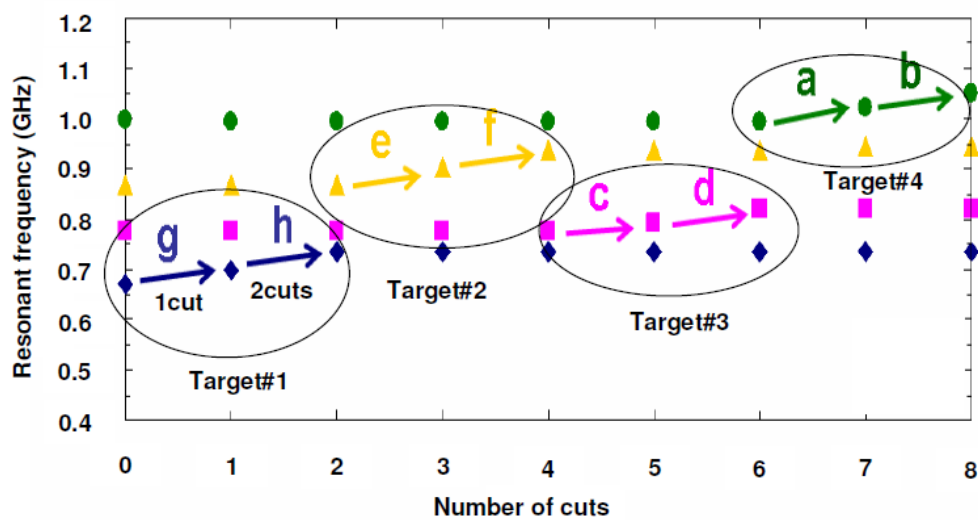


図 4-8 4 個の模擬金属物の両端 8 ヶ所を切断した場合の共振周波数変化

4.6 投薬検知システムへの応用

医療用薬剤は様々なパッケージに入って提供されているが，その中でも最も一般的なものに，フォイルに透明なエンボス状に加工されたプラスチックを熱圧着された，ブリスタパックと呼ばれる容器に収納されているものがある。患者はブリスタパックのフォイルを破って内部の錠剤を取り出す。破る箇所に金属線を蒸着加工等で設けておけば，錠剤を取り出すことにより金属線が切断されてその総線長が変化する（図 4-9）。このブリスタパックを VSWR 計測システムの上に保管するようにしておけば，患者がいつでもどれだけの薬を飲んだかを VSWR の変化でモニタすることが可能となり，飲み忘れや過剰摂取に対して注意を促すことができる。

投薬検知システムを実証するため、センシングアンテナ、VSWR モニタ、および、PC ソフトを組み合わせたシステムを構築した (図 4-10)。ブリスタパックはプリント基板の上に構成した 4 個の折り返しパターンの線條で模擬した。線條の両端を切断対象とすると、合計 8 個の錠剤接種を模擬することが可能である。PC ソフトウェアは、各切断をタイムスタンプと共にモニタし、あらかじめ設定された正しい摂取量と時間であればそれを記録し、飲み忘れがあれば「薬を飲む時間です」とアナウンスする。また、過剰摂取があれば「今は薬を飲む時間ではありません」と知らせる。要求に応じて、これまでの摂取履歴をアナウンスさせることもプログラムされている。

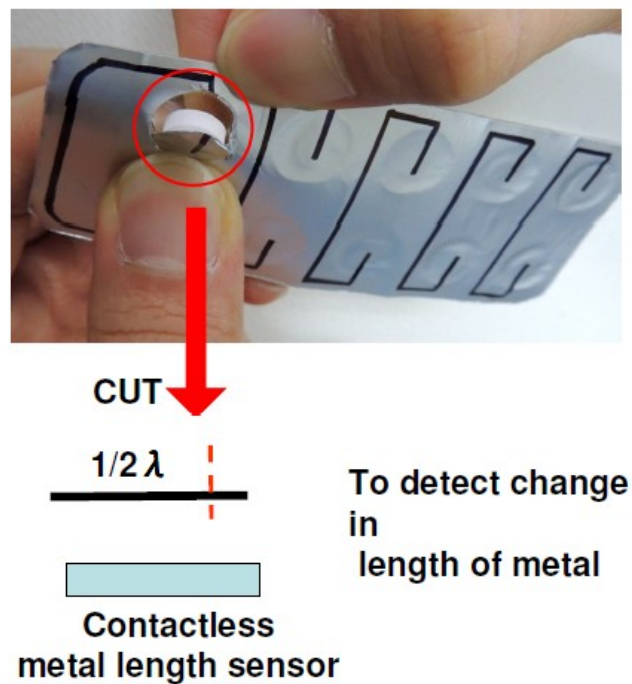


図 4-9 錠剤投薬検出への応用例

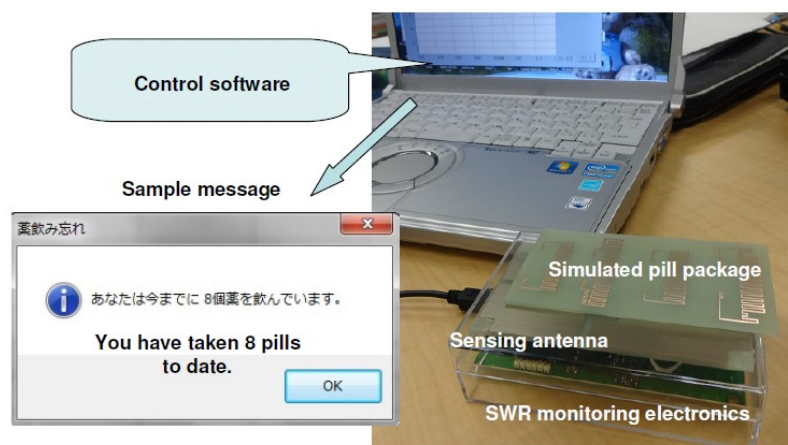


図 4-10 投薬検知システムの写真

4.7 まとめ

本章では、送受信機とアンテナが接続されている状態で、アンテナ周辺に金属が近づくと、それまでのマッチング状態に変化が生じることを応用し、VSWR 値をモニタすることで複数の金属長を同時に非接触で計測できる金属測長センサを提案した。実証を通じて得られた主要な結果を以下に要約する。

- (1) 周波数をスキャンする信号源、VSWR モニタ、およびセンシング用アンテナを組み合わせたシステムで、センシングアンテナに近くに置いた金属物体の共振周波数を検出し、その共振周波数から金属物の長さを計算するセンサの仕組みを実証した。
- (2) 一回の計測で、センサは異なる複数の金属物体の共振周波数を検出し、それぞれの周波数から物体の長さを算出する。計測精度としては、15 cm 長の物体に対して 2 mm であることを示した。
- (3) センシング用アンテナには、目標の近傍界にのみに結合し、計測のノイズ源となる遠方界に対して結合しない特性のアンテナを開発し、その実用性を実証した。
- (4) 応用例として、錠剤のブリスタパックに線條を設け、錠剤の取り出しによって線條が切断される構造を用いた、投薬検知システムの動作検証を行った。本センサは、8 個の錠剤それぞれの取り出しを個別に認識できることを確認した。

参考文献

- (1) K. Tashiro and H. Wakiwaka, "Detection of a tiny metal wire using induction gradiometer," *J. Jpn. Soc. Appl. Electromagn. Mech.*, Vol. 17, No. 2, pp. 354-359, 2009.
- (2) Y. Yamaguchi, M. Mitsumoto, A. Kawakami, M. Sengoku, and T. Abe, "Detection of Objects by Synthetic Aperture FM-CW Radar," *IEICE Trans. B-II Vol. J74-B-II*, No. 7, pp. 413-420, 1991.
- (3) I. Nitta and K. Komori, "Study on three-dimensional measuring instrument using laser distance meter," *JSME No. 06-6*, pp. 153-154.
- (4) H. Nishikawa, T. Yamanaka, H. Yoshioka, A. Tanaka, and T. Douseki, "Metal-length Sensor with Antenna Resonant Detector for Prescription Guidance of Oral Pill Medication," *IEEE Sensors 2013 conference*, pp. 1226-1229, 2013.

5 章 微小静電容量変化検出センサシステム

5.1 まえがき

近年、害虫による木造建築物の損傷被害が増加しており、築年数 10~20 年の木造住宅のおよそ 1/3 が何らかのシロアリによる被害を受けているというデータが報告されている⁽¹⁾。シロアリ等の害虫は木材の内部を食餌しながら移動するため、構造物の外観からは判断することが困難で、対策が手遅れとなってしまうことが多い。実際に疑わしき柱を切断してみれば一目瞭然ではあるが、人が住んでいる住宅ではそれも適わず、木材を非侵襲で内部の様子を確認する手法が求められる。これまで発表されている木材内部の害虫を検出する方法として、害虫の食餌音を検出するアコースティック・エミッション (AE) 方式⁽²⁾や、レーダーを用いた検出方法⁽³⁾がある。前者は食餌時以外に検出が困難で、防音対策が進む現在の住宅では応用が難しく、また後者は高価な高周波の検出装置が必要となる。本研究では、木材内の害虫の動きによる静電容量の変化に着目し、高精度でかつ安価な検出システムの開発を行った⁽⁴⁾⁽⁵⁾。一般的に害虫の誘電率は木材の誘電率より高く、害虫が木材内部を移動すると、木材の両端から計測される静電容量に僅かな変化が生じる。この静電容量を LC 発振器の LC 直列共振回路の容量 (キャパシタ, C) の一部となるように構成すると、害虫の移動による容量の変化を発振周波数の変化で捉えることが可能であることを実証した。

また、心臓疾患患者は定期的に心臓の状態をモニタする必要がある。医師は聴診器や脈波、および、心電図を用いて簡易診断を行うが、これらの診断は心臓の動きをあくまでも代替えの現象から予測するものである。重症の患者に対しては、実際の心臓の動作を詳細に観察するためにエコーや CT スキャンが用いられる。しかしながら前者は高価な装置であり、後者は放射線による被ばくが懸念されるため頻繁に検査を行うことができない。比較的軽度の患者に対しては、簡易に心臓の動作を直接監視する診断装置が望まれる。心臓が収縮・伸長を行う際には、心臓壁の厚さ及び内部の血液量が変化する。このとき物体構成の変化により総合の誘電率が変化し、体外から計測した浮遊容量が変化することになる。1 MHz 以下の発振器を利用して心拍をモニタ

する手法が発表⁽⁴⁾されているが、周波数を電圧に変換して振幅差をもって心拍を検出しているため検出感度に限界があり、使用周波数が低いので大きなセンサパッドを必要とする。また、ミリ波等を用いた検出手法⁽⁵⁾も提案されているが、高い周波数帯であるため人体の表面の観測となり、心臓壁の動作検知とは云えない。本章では VHF 帯の LC 発振器を用いて、微小容量の変化を周波数カウンタで直接数値を検出する方法を述べる。本センサシステムは 100 aF 程度までの変化を検出できる感度を有し、心拍数のみならず直接心臓壁の動きを検出することが可能である。実験では、医療に使用できるレベルの人間の心臓の動作を捉えられることを実証した。

本章の構成としてでは、第 5.2 節で微小容量変化の検出原理及び検出装置の開発について、第 5.3 節ではシロアリ検出の実証実験結果を、また、第 5.4 節で人体内の心臓壁動作検出の実証実験結果を述べる。

5.2 微小静電容量変化検出の原理

一般のキャパシタンスメータ等の容量測定器では、 $p(10^{-12})F$ レベルの検出が限界であったが、本研究では、アナログ LC 発振回路とスーパーヘテロダイン構成を用いれば、 $a(10^{-18})F$ レベルまでの検出が可能となることを実証した。アナログ発振回路では、発振周波数は LC 値の組み合わせで決定され、アナログ回路動作故に微細な容量変化は、そのまま発振周波数の微小な変化となって現れる。周波数は周波数カウンタを用いれば $1/10^{8-10}$ 程度の精度で計測が可能で、この仕組みを利用すれば、発振周波数の変化をモニタすることで、微小な容量の変化を捉えることが可能となる。また、スーパーヘテロダイン受信機にはミキサを用いて周波数を変換する仕組みが用いられている。この変換プロセスでは、周波数としては和または差の 1 次式で表され、原信号に含まれる周波数の変化量はそのまま、原信号周波数のみがシフトダウンされる。この特質から、スーパーヘテロダイン構成では、周波数変化率を等価的に増幅する効果が得られることになる。本研究では、LC 発振器およびスーパーヘテロダイン構成の変化率増幅作用の組み合わせで、 $10 a(10^{-18})F$ までの超微小容量変化を検出するシステムを開発した。

5.2.1 LC 発振回路を用いた静電容量変化一周波数変化変換原理

微小静電容量の変化を検出するための LC 発振回路構成を図 5-1 に示す。センシング部は直列に接続される誘導 (L) と容量 (C) による共振回路で構成され、その容量と並列に C_0 の容量を持ったセンシングパッドとグラウンドパッドを接続する。本回路では、両パッド間の静電容量が僅かに変化した際に C_0 が C' となり、発振周波数が変化する。元の発振周波数を f_r とすると、

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+C_0)}} \quad \text{----- (5-1)}$$

で表される。さらにパッド間の容量 (ΔC) が増加した場合の周波数 $f_{r'}$ は、

$$f_{r'} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+C')}} \quad \text{----- (5-2)}$$

と定まる。容量変化による周波数変化量 Δf は、

$$|\Delta f| = |f_r - f_{r'}| \doteq \left| f_r \frac{C' - C_0}{C + C_0} \right| \quad \text{----- (5-3)}$$

で表される。LC 発振器の発振周波数をモニタすることで、その周波数の変化から対象の微小な容量の変化が検出できる。

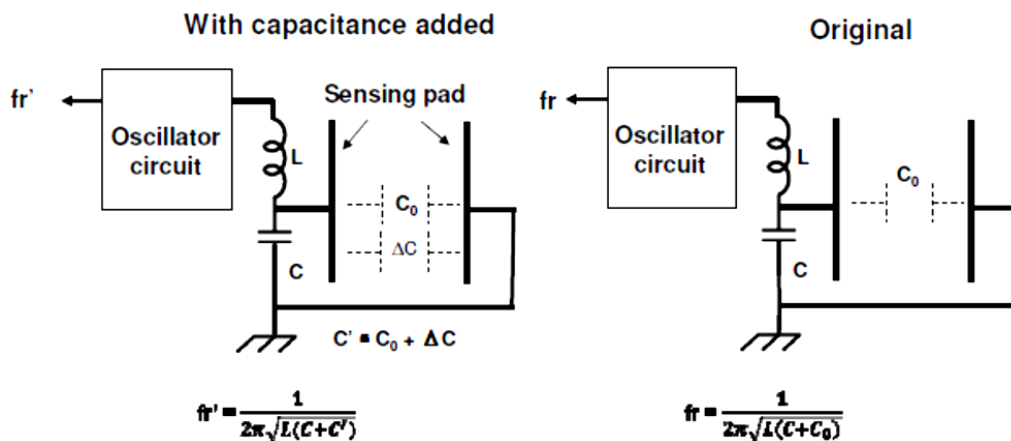


図 5-1 微小容量検出用パッドを付加した VHF 帯 LC 発振回路構成

微小な静電容量変化を高感度で検出するにはLC発振器のCを極力小さくする必要はあるが、周波数検出回路を簡素化するためには可能な限り低い周波数の発振が望まれる。本提案の回路構成ではパッドを含めて最低限 1~2 pF の浮遊容量が存在する。この浮遊容量を基準に L を可変させながら発振可能な周波数を求める実験を行い、周波数の下限が 100 MHz 付近であることを確認した。実際の LC 発振回路には $L = 1.5 \mu\text{H}$ 及び $C = 1.0 \text{ pF}$ を使用し、VHF 帯の 98 MHz で発振することを確認した。パッドを含む寄生容量は逆算から $C_0 = 0.8 \text{ pF}$ と計算される。当該 LC 発振器での容量変化量と周波数の変化量の関係を図 5-2 に示す。容量変化値 2 pF, 1 pF 及び 0.5 pF の点は実測値で、さらに微小な容量では実測自体が困難なため、理論式から算出した。10 aF の容量変化によって約 300 Hz の周波数の変化が生じることが推測される。従って、98 MHz の発振周波数をヘルツオーダまで計測すると、10 aF レベルの容量変化を検出できることがわかる。

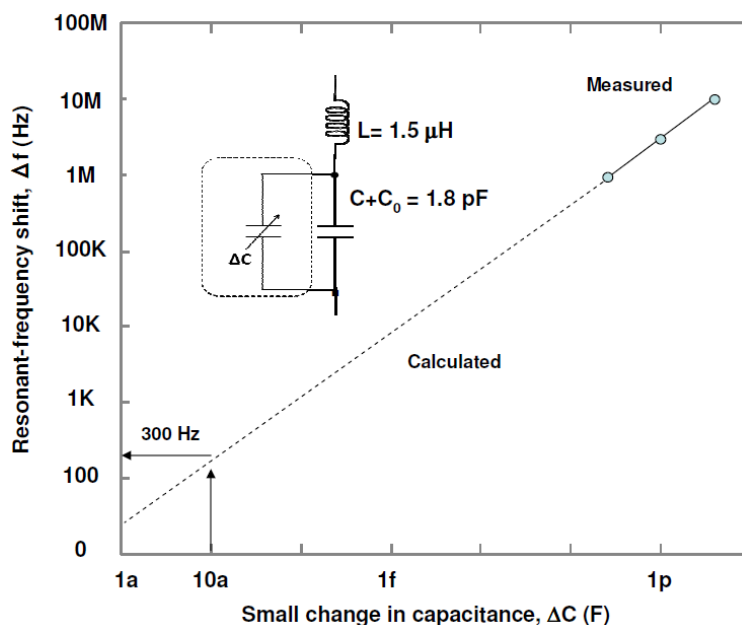


図 5-2 微小キャパシタンスの変化に対する発振周波数の変化の関係

5.2.2 スーパーヘテロダインを応用した周波数変化率増幅原理

98 MHz の信号を 1 Hz でカウントするには消費電力の大きな高速素子が必要となり、バッテリー動作を目標とする本機器には適切ではない。対策案で

あるスーパーヘテロダイン方式による周波数変化率増幅の原理を図 5-3 に示す。VHF の LC 発振器では数十 kHz のドリフトが生じる。ヘテロダイン後の周波数は、ドリフト分より十分高く、かつ CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) カウンタで容易に計測できる周波数として 2 MHz を選択した。98 MHz の発振信号と 100 MHz の局部発振信号がミキサにより混合され、ローパスフィルタを通じて差分の 2 MHz を得る。このシステムでは 2 信号の差で 2 MHz 成分を作成するため、元の 98 MHz に周波数変化量が含まれている場合は、その変化量はそのまま 2 MHz にも同値で含まれることになる。例えば 98 MHz における 300 Hz の変化は約 0.0003% の変化率であるのに対して、2 MHz における 300 Hz は約 0.015% の変化率になり、当該システムは周波数変換を通じて変化率を約 50 倍に増幅する。

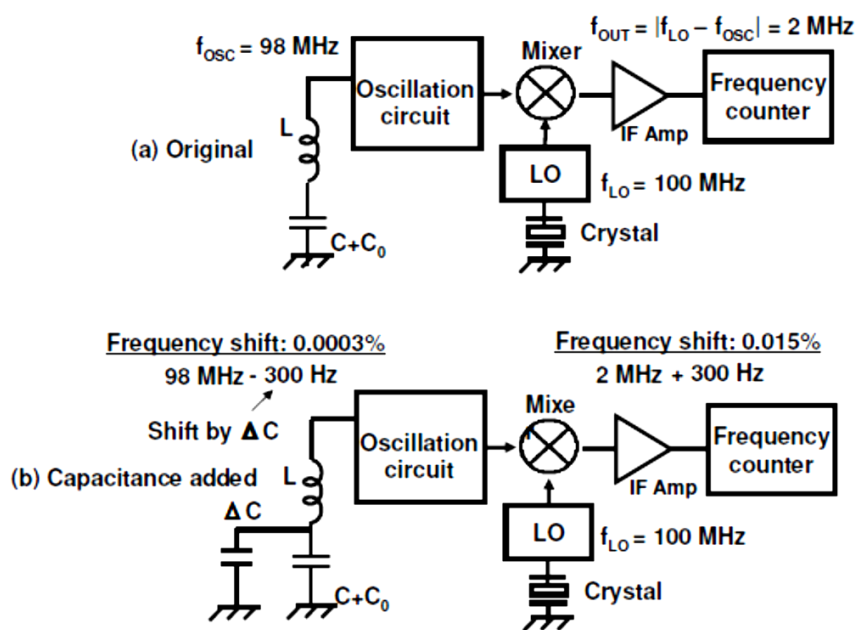


図 5-3 スーパーヘテロダイン方式による周波数変化率増幅の原理

(a)追加容量なし (b)追加容量あり

5.2.3 極微小静電容量変化検出器の試作

VHF 帯 LC 発振器及びスーパーヘテロダイン方式を応用した極微小静電容量変化検出器の写真を図 5-4 に示す。100 MHz 付近の周波数を直接数 Hz オーダまで計測するためには、高速クロック動作が可能な CPLD (Complex

Programmable Logic Device) (6)等が必要であり、周波数カウンタ部分だけで約 300 mW の大電力が必要となり、電池で動作させる携帯機器には適さない。導入したスーパーヘテロダイン方式では、VHF の発振周波数を数 MHz までシフトダウンすることで、周波数カウンタ機能を装置制御用の PIC (Peripheral Interface Controller) 内に搭載することが可能となった。ヘテロダイン用ミキサ回路(7)(8)は 20 mW 程度の消費電力であり、直接カウント方式に比較して約 280 mW の電力削減が得られ、電池動作が容易となった。試作したセンサは、発振器 (OSC), 周波数変換器 (Mixer), 局部発振器 (LO), IF アンプ, 10 MHz クロック動作の PIC マイコンにプログラムされた周波数カウンタによって構成されている。検出器のサイズは 85 mm×50 mm×15 mm で、全ての電子回路を搭載した一枚の小型プリント基板とバッテリーを内蔵している。周波数計測は毎秒 1 回行われ、1 Hz の分解能を持っている。無線通信機には、計測に使用する VHF 帯に影響を与えないために、十分に周波数の離れた 2.4 GHz 帯で、1 mW 出力の Zigbee 方式を採用した。装置には充電可能な 200 mAH のリチウムイオン電池が搭載されており、約 4 時間の動作を確保している。電源及び信号線等の一切の外部結線を必要としない完全な独立ユニットとなっており、結線を通じた誘導による計測結果への影響を排除したシステム構成とした。完成した検出装置は 10 aF レベルの極微小容量変化を検出する感度を有している。

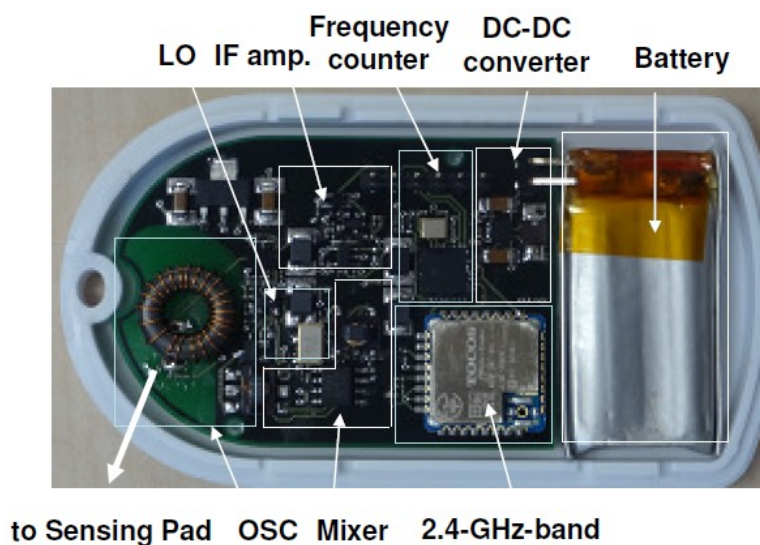


図 5-4 試作した極微小静電容量変化検出器の写真

5.3 害虫センサシステム

5.3.1 害虫の検出原理

一般的に害虫の誘電率は木材の誘電率より高く、害虫が木材内部を移動すると、木材の両端から計測される静電容量に僅かな変化が生じる。この静電容量を LC 発振器の LC 直列共振回路の容量 C の一部となるように構成すると、害虫の移動による容量の変化を発振周波数の変化で捉えることが可能である。木柱内に害虫が存在することによって静電容量がどれくらい変化するかを検証する。図 5-5 に示すように、害虫を $1\text{ mm} \times 1\text{ mm} \times 6\text{ mm}$ の大きさ、比誘電率 $\epsilon_{\text{(pest)}}$ を 25°C の水と同等の $78.3^{(9)}$ と仮定する。木柱は 100 mm 角で、密度 0.4 g/cm^3 及び含水率 5% として比誘電率 $\epsilon_{\text{(wood)}}$ を $2.0^{(10)}$ と設定した。両端に置かれたパッド間の静電容量を計算する。害虫が存在しない場合の容量 C_0 は、真空の誘電率を 8.85×10^{-12} とすると、

$$C_0 = \frac{2.0 \times 8.85 \times 10^{-12} \times 6.0 \times 10^{-6}}{100 \times 10^{-3}} = 1.062 \times 10^{-15} \quad \text{----- (5-4)}$$

害虫が存在する場合の各容量 C_1 , C_2 , C_3 は、

$$C_1, C_3 = \frac{2.0 \times 8.85 \times 10^{-12} \times 6.0 \times 10^{-6}}{49.5 \times 10^{-3}} = 2.145 \times 10^{-15} \quad \text{----- (5-5)}$$

$$C_2 = \frac{78.3 \times 8.85 \times 10^{-12} \times 6.0 \times 10^{-6}}{1.0 \times 10^{-3}} = 4157 \times 10^{-15} \quad \text{----- (5-6)}$$

合成容量 C_a は C_1 , C_2 , C_3 の各容量の直列となり、

$$\frac{1}{C_a} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \quad C_a = 1.072 \times 10^{-15} \quad \text{----- (5-7)}$$

以上より、害虫による容量の変化 ΔC は、

$$\begin{aligned} \Delta C &= C_a - C_0 = 1.072 \times 10^{-15} - 1.062 \times 10^{-15} \\ &= 0.010 \times 10^{-15} = 10 \times 10^{-18} \quad \text{----- (5-8)} \end{aligned}$$

となり、害虫の存在を検出するには 10×10^{-18} (10 aF レベル) の分解能が必要であることがわかる。

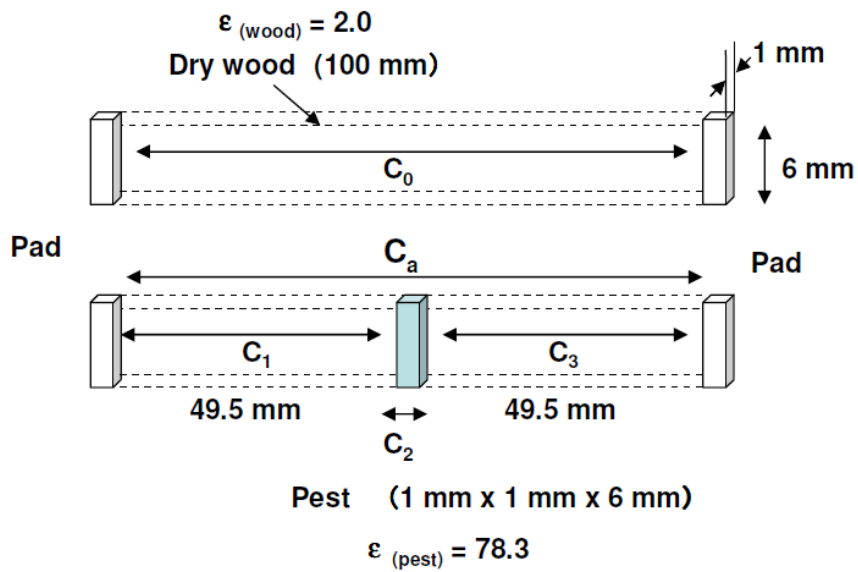


図 5-5 害虫が存在するときとしないときの静電容量の比較

5.3.2 木材へのセンサの実装

極微小静電容量変化検出器を木柱に装着した構造を図 5-6 に、実際の写真を図 5-7 に示す。検出回路、センシングパッド (45 mm × 12 mm)、シールドリングを対象木柱に装着し、グラウンドパッド (45 mm × 12 mm) を木柱の反対側に設置して、両パッド間に木柱を置いたときの静電容量を計測する仕組みとなっている。センシングパッドは検出器内の共振回路用 L と C の接続点に結線し、グラウンドパッド及びシールドリングは検出器のグラウンドに結線されている。シールドリングの必要性については詳細を後述する。木柱の上部には害虫が移動するための水平な溝を設けてあり、害虫が両パッド間を移動した際に、パッド間の容量変化としてとらえるシステムとなっている。なお、この実験では、観測を容易にする目的で害虫が溝を水平に移動する構造としているため各パッドは垂直に設置した。

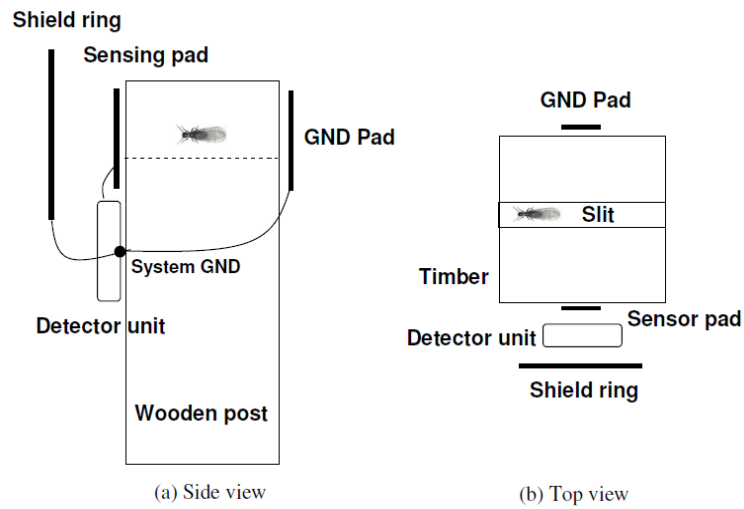


図 5-6 極微小静電容量変化検出器を木柱に設置するときの構造図

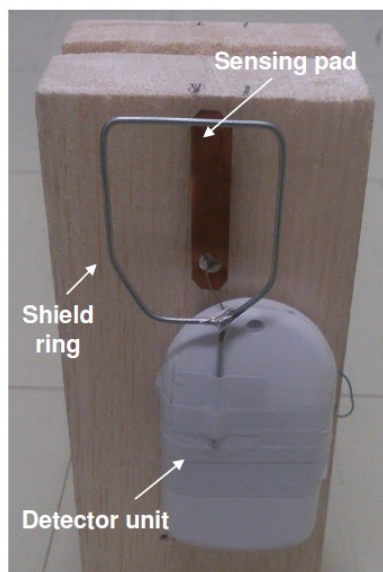


図 5-7 極微小静電容量変化検出器を木柱にセットした写真

本微小容量変化検出器は容量変化に対して非常に高感度であるため、検出器から 3 ~ 5 m 離れた場所で人物が手を動かすだけで発振周波数に kHz オーダの変化が生じる。木柱内部の害虫の動きを正確に検出するためには、外部環境の変化による容量変化を何らかの方法で遮断する必要がある。本研究では、検出器の外部に金属によるシールド材を取り付け、周囲の影響を排除する構造を導入した。一辺あたりの長さが 200 mm のメッシュ型とスリッ

ト型の 2 種類のシールドリングを検出器から 80 mm の位置に設置し、検出器と人体との距離による周波数変化の比較結果を図 5-8 に示す。この 2 種類のシールド構造体は使用している線材の総線長は同一であるが、スリット型よりメッシュ型のほうがより高いシールド効果を発揮する。

装置のより簡便な設置を目的とし、さらに小型のシールド構造物の検証を行った。メッシュ型のシールドリングの枠の一つ分に相当する小型のリングを用い、大型シールドメッシュと同等の効果を維持するために、センサパッドから 30 mm の距離まで近付けて設置した。このときの人体による周波数変化の影響度の比較結果を図 5-9 に示す。シールドリングを小型化する代わりに、センサパッドにループを近接して設置することにより、大型シールドと同等以上の効果が得られる。

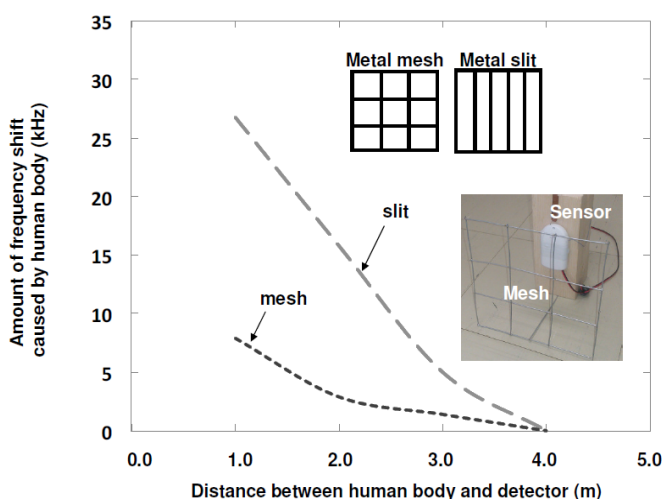


図 5-8 メッシュ型とスリット型のシールドリングの効果比較

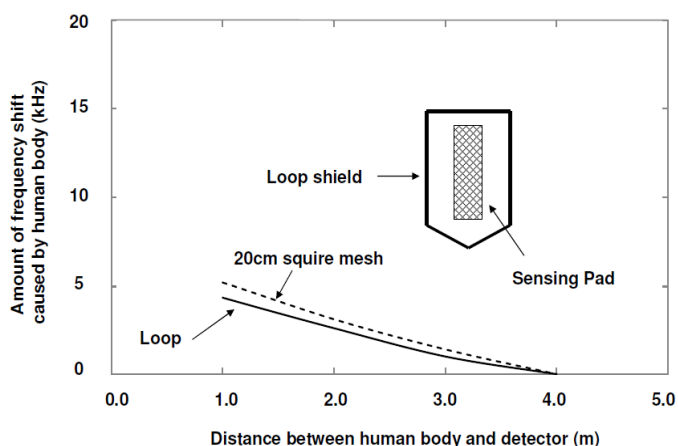


図 5-9 最適化した小型シールドの効果

5.3.3 検出システムの構築

害虫センサシステムの写真を図 5-10 に示す。本システムは、容量の検出を行う検出器及びシールドリングを装着したサンプル木材、検出器よりワイヤレスで送出されるデータを受信する受信機、受信した情報を検証及びモニタに出力する PC で構成されている。検出システムから 20～30 m の距離までワイヤレスでデータを送信することが可能で、システムの設置場所から離れた場所で検出結果のモニタを行うことができる。

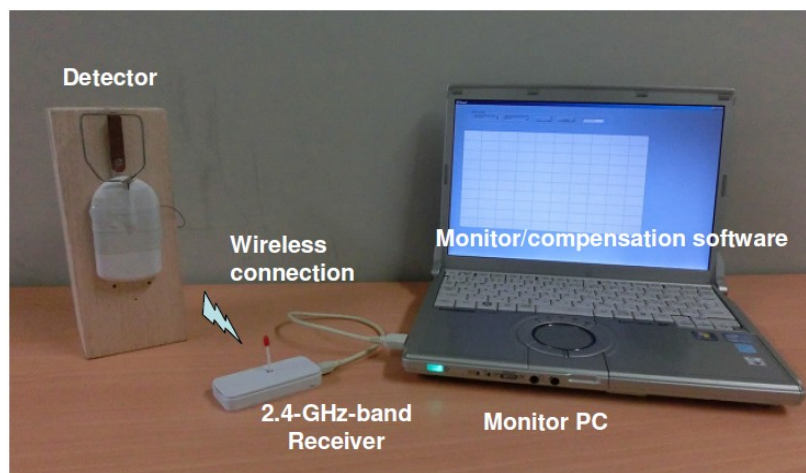


図 5-10 害虫センサシステムの写真

本システムでは、LC を用いた自励発振器を用いているため、電源投入時や周囲温度の変化によって共振周波数を決定している L や C の絶対値及び発振用トランジスタの特性が変化する可能性がある。一般には L は温度と共にインダクタンスが増加する傾向があるため、温度上昇と共にキャパシタンス値が減少する特性の C を用いて温度補償を行っている。またこれらの部品にエポキシ樹脂を充填して、熱容量を増加させることで温度による急激な変化を抑えるように実装している。これらの対策を講じてもある程度の周波数ドリフトは避けられないため、PC 内で常に周波数をモニタし、ゆっくり変化する周波数ドリフトを検出して、データ処理にてドリフト分をキャンセルする機構を開発した。この補正プロセスでは、害虫による急激な周波数変動には対応しない時定数に設定してあり、害虫の動きの検出感度に影響を与え

ることではない。図 5-11 にこの補正機構の仕組みを、実際の害虫の検出状況におけるドリフト補正前後のデータを図 5-12 に示す。この補正動作検証では、特にドリフトの大きなパワーオン時のデータを使用した。それでもドリフトを抑えながら害虫の移動によるピークを明確に捉えている。害虫不在時のノイズ分が低減された結果、検出時の S/N が向上している。なお、図 5-12 の実験では、アリが活動しない季節であったため、代替えとしてダンゴムシを使用した。

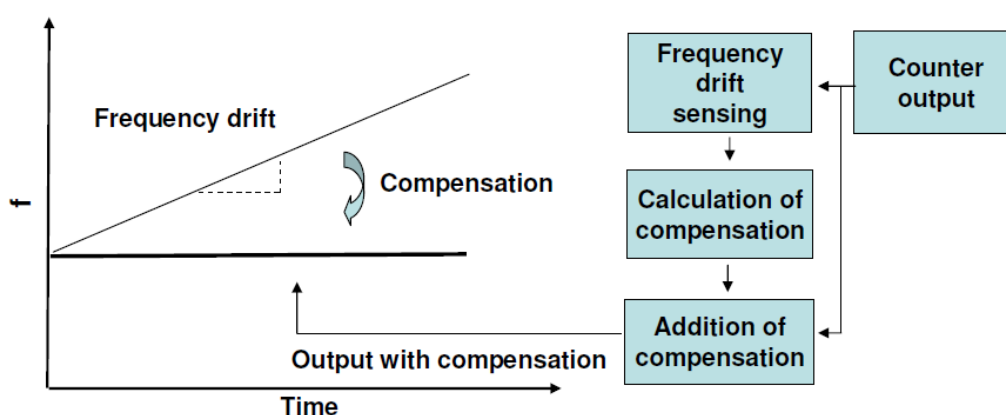


図 5-11 ドリフトを PC ソフトウェアで自動補正する仕組み

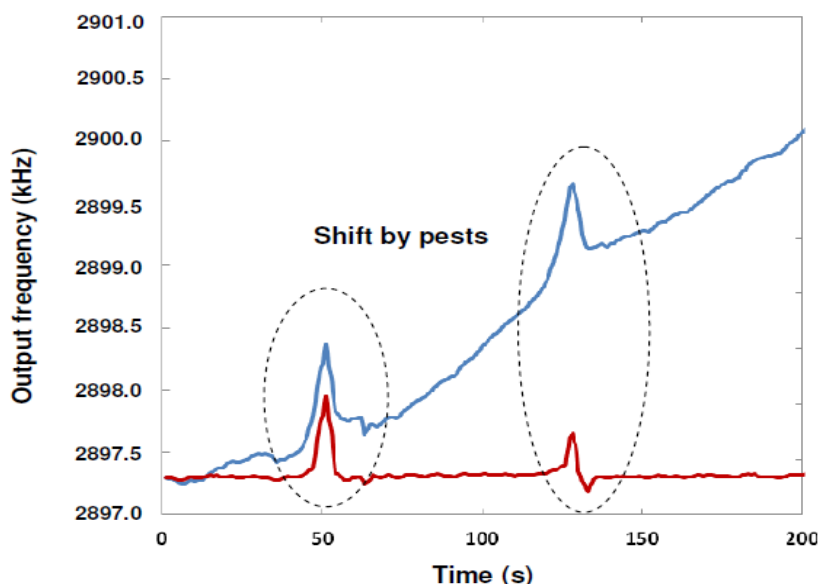


図 5-12 2 匹の害虫が通った時の検出波形とドリフト補正前後のデータ

なお、図 5-3 に示すように、当システムでは差のヘテロダインを用いているため、害虫による発振周波数の低下は、カウンタ部では周波数上昇のピークとして表れる。

5.3.4 実証実験

本システムの有効性を実証するために、害虫としてアリを用いて木材内を移動したことを検出する実証実験を行った。実験装置の写真を図 5-13 に示す。検出システムを装着した木柱及び無線受信機を接続した PC で構成され、アリを検出した際にアラーム音が鳴り、ディスプレイ上に検出情報が表示される。木柱の溝にはアリを入れてあり、溝の中を自由に往来できる。本システムの検出動作を確認するために、溝の上部にカメラを固定し、アリの動きをタイムスタンプと共に録画した。アリがパッド間を通過した瞬間のタイムスタンプと、PC から得られる周波数変化の関係を検証した。実際のアリが木材内を移動したときの周波数変化を図 5-14 に示す。アリの通過により約 150 Hz の周波数変化が生じ、このタイミングが実際にアリの通過と合致していることをカメラのタイムスタンプで確認した。本システムにおける周波数の変化量から、アリ一匹の存在による容量変化は 5 aF 程度と推測される。平均的なアリとシロアリは同等な体積を持つため⁽¹¹⁾、比誘電率が同等と仮定すると周波数変化量は同等となることが予想される。

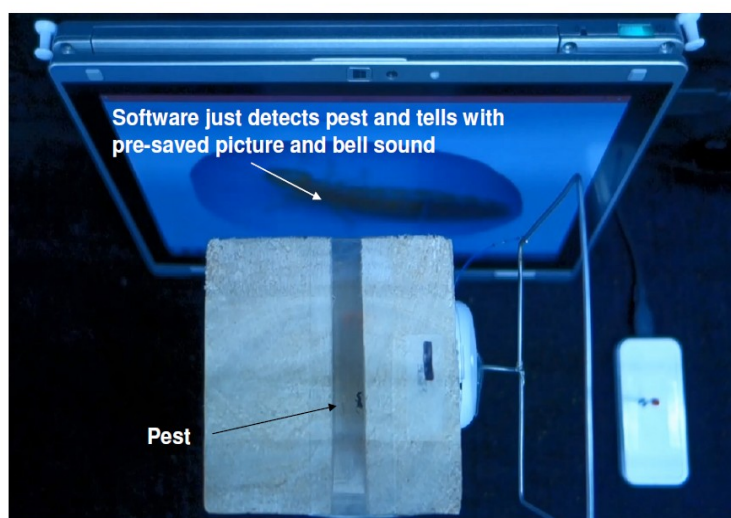


図 5-13 動く害虫の検出評価実験の写真

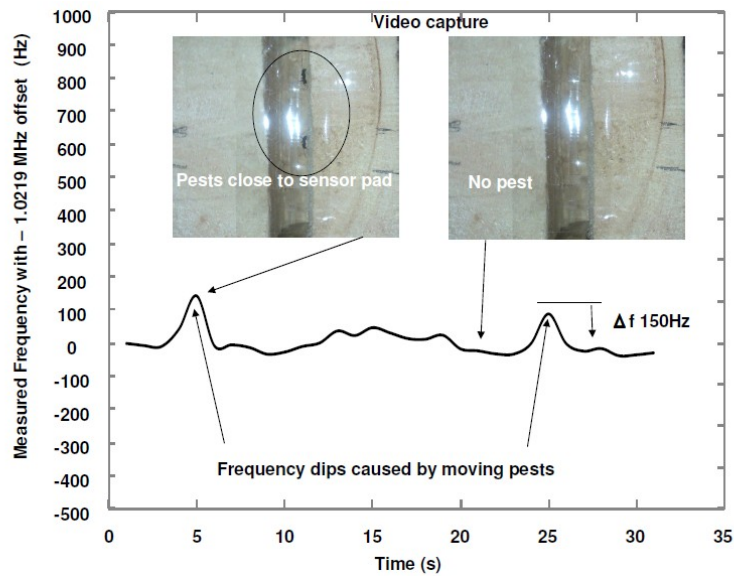


図 5-14 木柱内を移動する害虫を周波数の変化で検出した評価結果

5.4 非接触心臓壁モニタリングシステム

5.4.1 心臓壁動作検出原理

LC 発振器にセンサパッドを付加して人体の近傍に置くと、心臓の動きによって浮遊容量が C_0 から C_0' に変化し、発振器の発振周波数が Δf 変化する(図 5-15)。本システムはこの周波数の変化で心臓壁の動きを検出する。

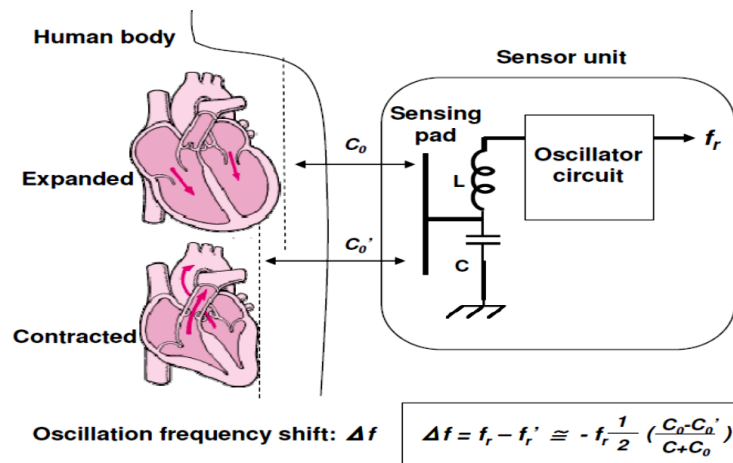


図 5-15 発振器の周波数変化から心臓壁の動きを検出する原理

心臓の動きによる浮遊容量の変化量を予測するため、図 5-16 の示す人体のモデル⁽¹²⁾を用いた。センサパッドは30 mm × 45 mm で、人体の表面から20 mm の箇所に置くものとした。システムの仮想グランドとして、心臓の反対側に同様のメタルパッドを置いた。計算結果から、心臓の伸張時には容量が0.396 pF に、また収縮時には0.356 pF になることがわかった。検出システムでは上記の変化量である43 fF を検知する必要があり、分解能を100 ステップとすると、検出感度は0.43 fF が必要となる。

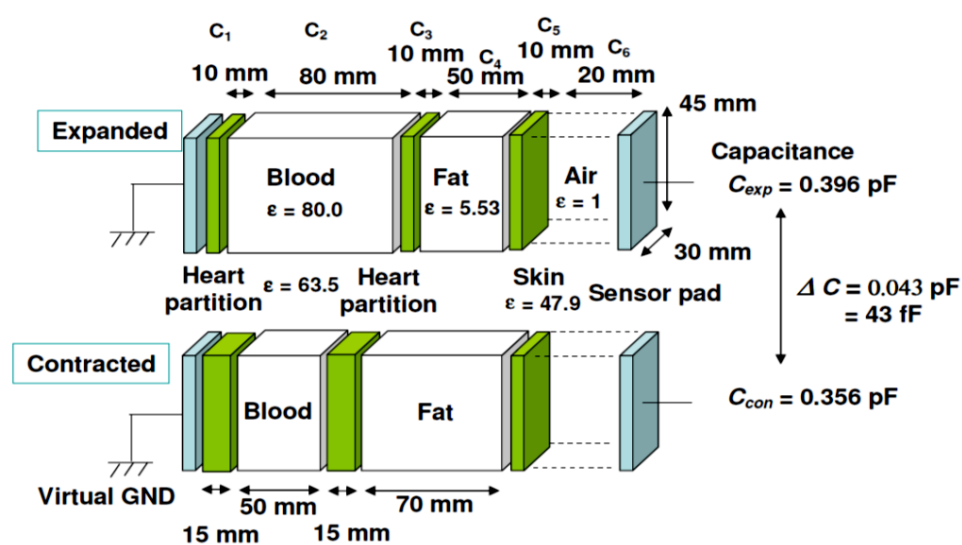


図 5-16 心臓の伸張／収縮時の容量モデル

5.4.2 心臓壁動作検出原理の検証

実際の98 MHz で発振するLC発振器のCに小容量のC₀を付加してC+C₀とした際の発振周波数の変化を計測した(図5-17)。グラフの横軸は追加した容量、つまり容量の変化量ΔCを示し、縦軸はその時に変化した周波数Δfを表示している。3個の丸点で示しているデータは実測値で、それ以下のキャパシタは既存のものでは存在しないので、理論式から算出した。本検出器の最小感度は心臓動作検出に必要な0.43 fFを十分カバーしていることがわかる。

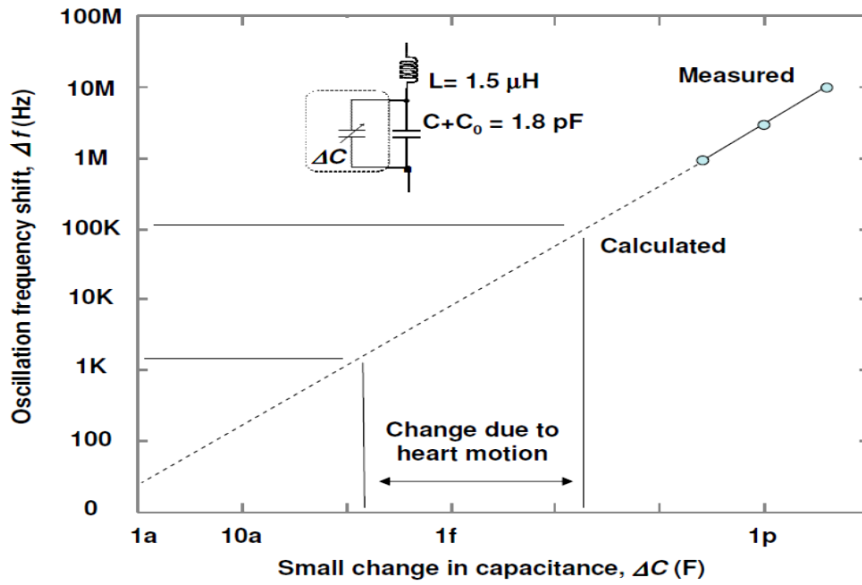


図 5-17 微小容量変化に対する発振周波数変化の関係

人体の近傍に本センサを置いたときの周波数変化をスペクトラムアナライザを用いて確認した（図 5-18）。センサパッドを自由空間に置いた際には発振波形は 98 MHz 付近のシングルキャリアとして観測されるが、人体の胸に近づけた際には 160 kHz 程度の周波数のシフトが観測された。この計測期間中に対象の人物は呼吸を止めていたので、この周波数シフトは心臓の動きによるものと判断した。

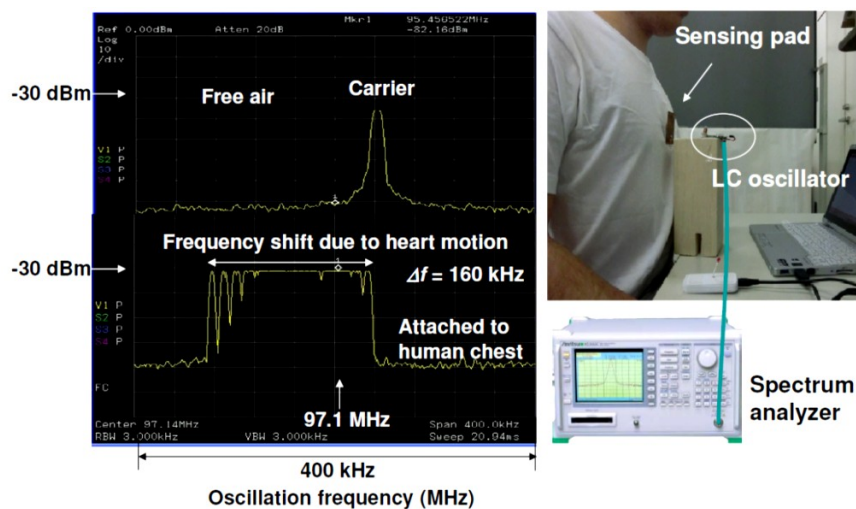


図 5-18 センサを自由区間および人体近くに置いた場合の発振周波数の変化

5.4.3 非接触心臓壁動作検出器の試作

微小容量検出器そのものは 10 aF まで検出する感度持っているが、心臓動作検出にはそこまでの感度を必要としない。本章で述べる検出器は第 5.2 節のものから以下の改造を行った。

- ① センサ用パッドのサイズをより人体と結合させるために
11 mm×45 mm から 30 mm×45 mm に大きくした。
- ② 共振回路用のインダクタ及びキャパシタを人体用の大きなパッドに対応するように調整した。
- ③ 周波数カウンタの分解能を 1 秒あたり 1 カウントから 100 カウントまで上げて、心臓動作の検出を可能なスピードとした。

本検出器は、98 MHz の LC 発振器と、100 MHz の局部発振器を持ったミキサで構成されており、周波数カウンタへは 2 MHz の信号が入力される。また、電池および 2.4 GHz の無線データ通信機を内蔵しているため、一切の結線をせずに心臓動作を PC 画面上で確認できる (図 5-19)。

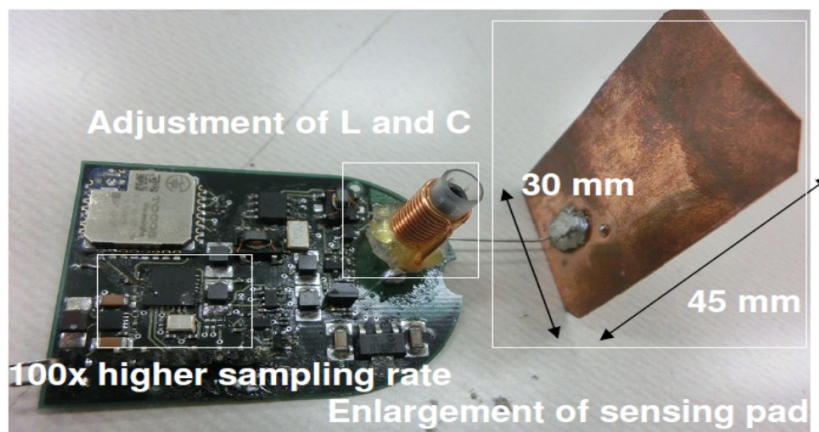


図 5-19 非接触心臓壁動作検出器の写真

試作した検出器の動作を確認するために、水を入れた紙パックの近くにおいて検出の様子をモニタした (図 5-20)。センサパッドと紙パック間の距離に応じた周波数変化を計測した結果を (図 5-21) に示す。計測結果と共に、

容量モデルの計算から得られる予測値を丸印で同グラフ上に示す。相互距離に応じて周波数は大きく変化しており、システムが基本的に動作していることが確認された。実測と計算値を比較すると、特に近接の状態では実測値が大きくなっている。この原因として、計算では限られた2次元断面を想定しているが、実測ではセンサパッド周辺の3次元の場所も浮遊容量に加算されているものと考えられる。

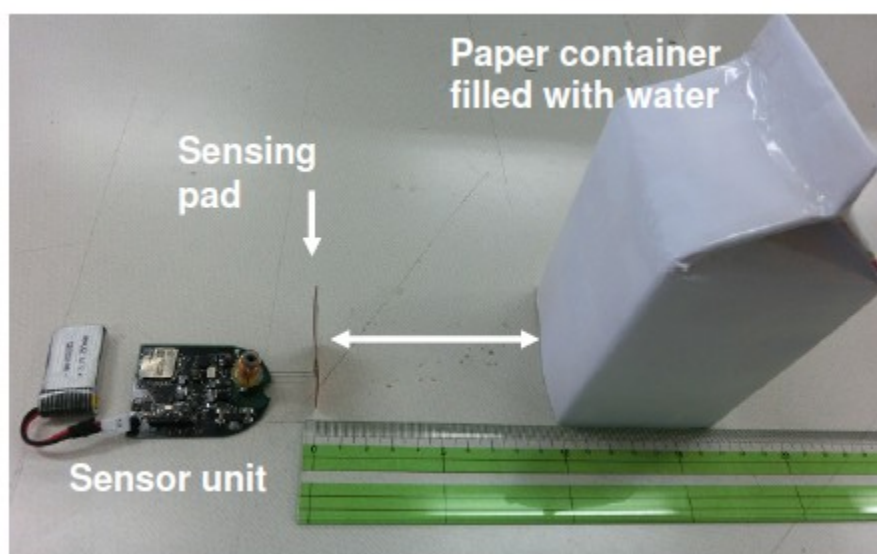


図 5-20 発振周波数シフトの距離依存性をセンサパッドと水の入った紙パック間で評価する測定装置の写真

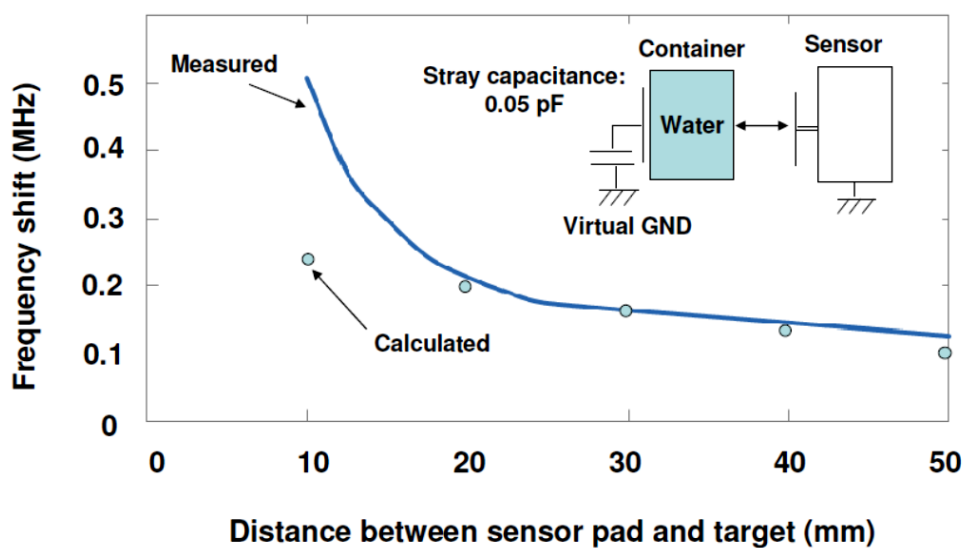


図 5-21 発振周波数シフトの距離依存性

5.4.4 実験

試作した心臓壁動作検出器を検証用聴診器と共に実際の人体近くに置き、検出能力の確認を行った(図 5-22)。計測中は、対象の人物は完全に息を止め、呼吸による動きやその他の動作による影響を排除した。聴診器の信号と本センサからの検出出力結果を図 5-23 に示す。聴診器からの信号(図 5-23 中の灰色ライン)とセンサの出力(図 5-23 中の黒色ライン)では、両者とも 15 秒間の間に 18 回のピークを示し、両者のパルス間隔も高精度で一致している。以上より、本心臓壁動作検出器は正しく心臓の動きを捉えていると判断される。人体上で心臓の動作を検出するために最適の場所を検証するために、センサを人体の数か所に着けて実験を行った。正面の胸の上方および背中中央の上方で感度よく心臓の動きを捉えられていることがわかる(図 5-24)。

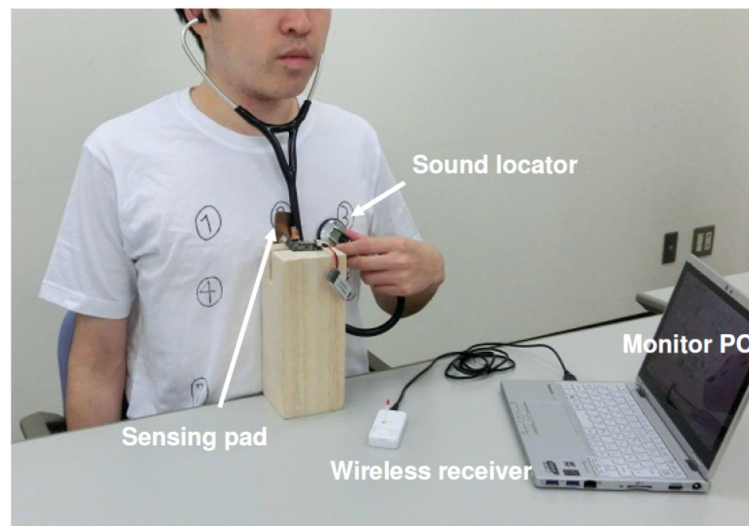


図 5-22 心臓壁動作検出器の評価写真

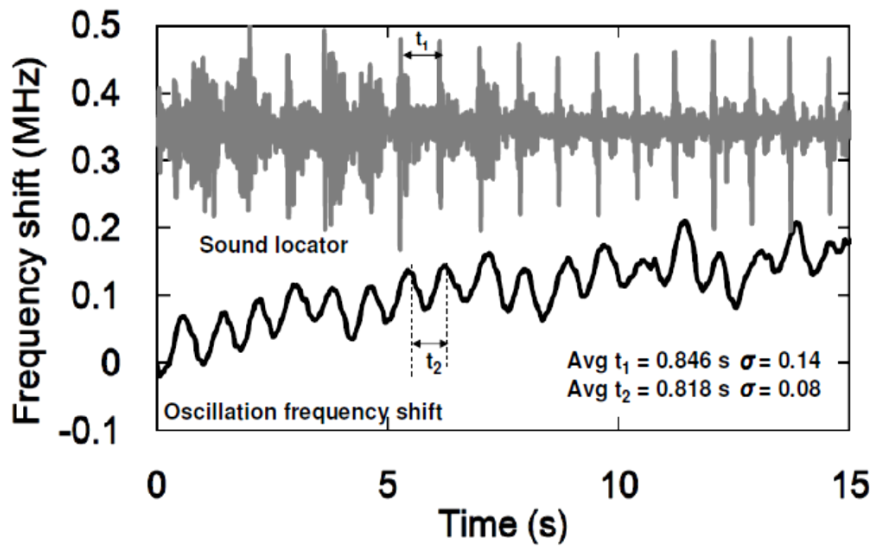


図 5-23 心臓壁動作検出器出力特性

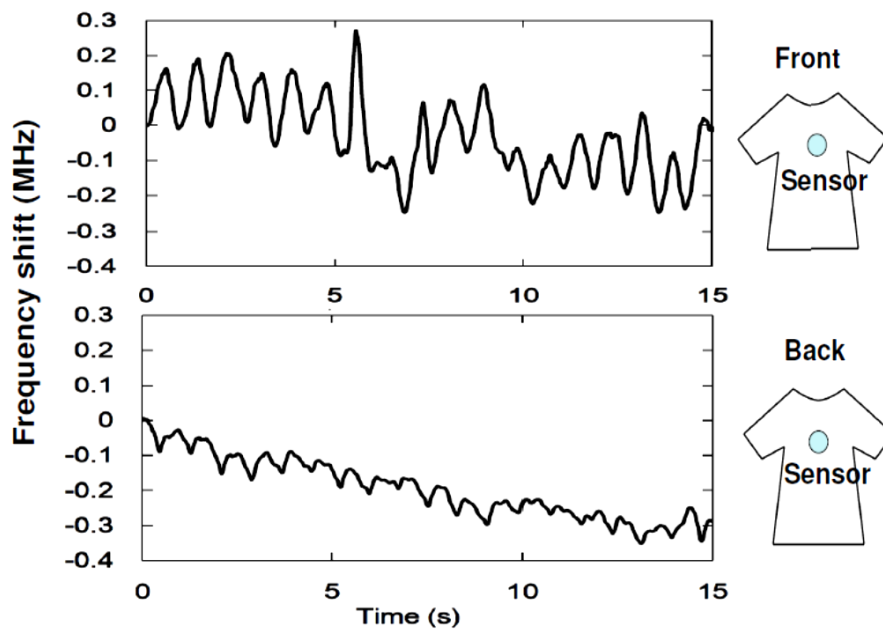


図 5-24 正面および背中での心臓壁動作検出結果

実際の医師の診断や、長時間の連続モニタ時には患者は呼吸をしているため、センサから得られる波形には心臓の動きと呼吸の動作による変化が重畳されている。より明確にこの2者を検証するためには、得られた波形から心臓の動作と呼吸による動きを分離する必要がある。一般に心臓の鼓動は1 Hz

以上の周期で、一方呼吸の周期は 0.3 Hz 程度を示す。この周波数の違いに着目し、FFT プロセスを利用してデータの分離を試みた (図 5-25)。センサのデータは 100 Hz (10 ms) の周期で出力される。心拍の 1 周期を 800 ms とすると、1 サイクルで 80 個のデータを得られることになり、目視で心臓の動きを捉えるには十分な分解能を持っている。しかしながら、FFT プロセスで明確に周波数分離を行うには 4000 以上のデータを必要とする。そこで、10 ms 間隔を直線補間して 50 個のデータを計算で作成し、心拍 1 周期あたり 4000 個のデータとする。計測データすべてにこの補間を施し、FFT プロセスにてデータ分離を行う。この結果心臓の動作による波形と呼吸による波形は分離して観測できることになる。

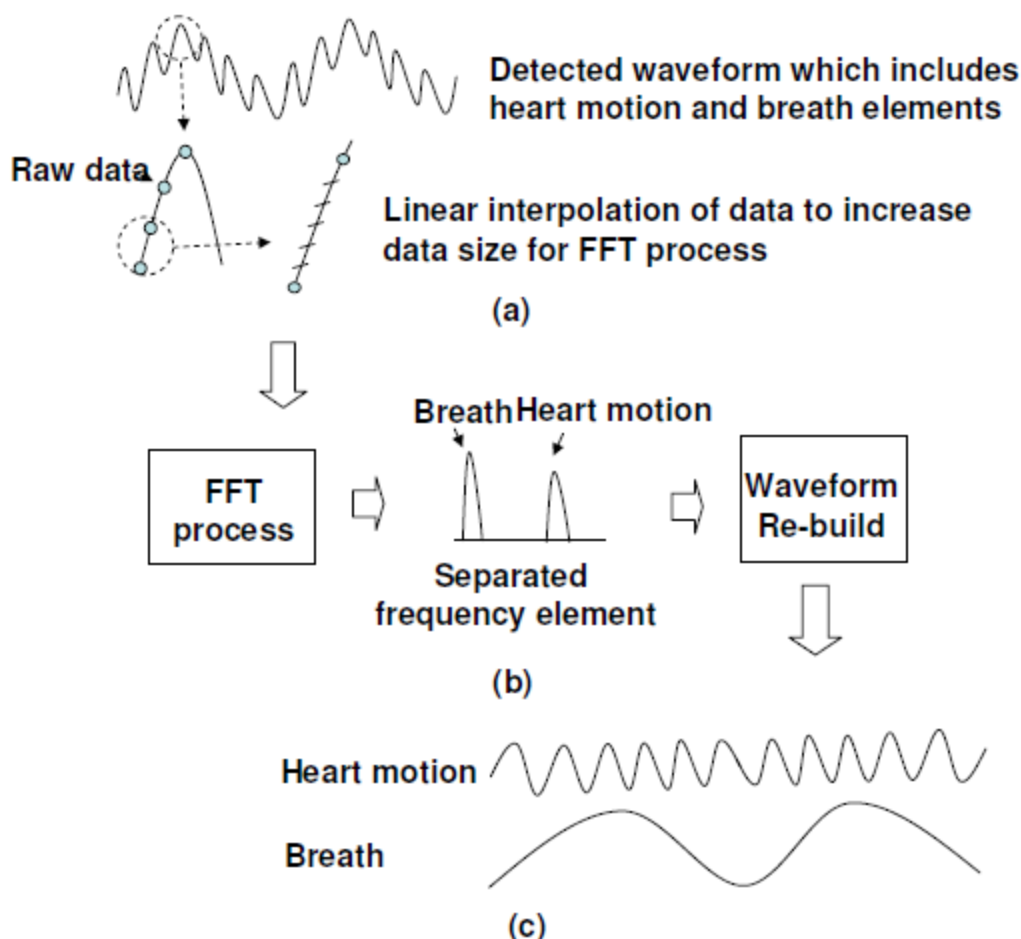


図 5-25 心臓壁動作と呼吸による波形を FFT 処理で分離する方法

(a)センサで計測した波形 (b)分離再現された波形

実際に呼吸をしている状態で検出された波形を図 5-26 (a)に示す。波形では、呼吸によるゆっくりとしたカーブに、心臓の動きである早い周期の信号が重畳されていることが確認できる。この波形に図 5-25 で述べた分離プロセスを加えると、図 5-26 (b)に示すように心臓と呼吸を明確に分離した波形が得られた。

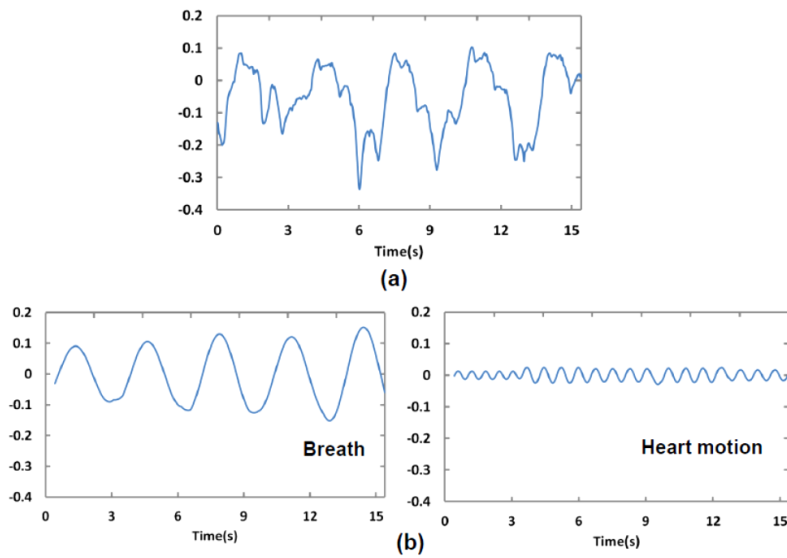


図 5-26 FFT による心臓および呼吸による波形分離

(a)計測波形,

(b)分離波形

5.5 まとめ

アナログLC発振回路とスーパーヘテロダイン構成は、極微小な容量変化を周波数の変化で検出、更にスーパーヘテロダイン構成で変化率を増幅することで、極めて高感度な微小静電容量変化検出システムが実現できることを実証した。これらの研究を通じて得られた主要な結果を以下に要約する。

(1) 木柱と害虫の誘電率の差に着目し、害虫の動きによって生じる微小な静電容量の変化を、VHF帯LC発振器の発振周波数の変化で検出が可能なことを実証した。また、効率的なシールド手法及びワイヤレスデータ伝送を組み込むことで、実用的な害虫の検出システムを実現した。本システムで木材内部の害虫を非侵襲で検出することが可能となり、木造住宅におけるシロアリ被害を早期に発見し、致命的な被害となる前に予防処置が可能となる。

(2) VHF帯のLC発振器を用いた微小容量変化検出器とセンサパッドを組み合わせた非接触心臓壁動作検出器は、人体外から心臓の動作を検出することが可能である。FFTプロセスを利用した波形分離手法は、検出器からの出力を明確に心臓と呼吸所以の波形に分離することを確認した。心電図とは異なり、本センサは実際の心臓壁の動きを捉えるため、医療分野でMRI、CT、および、エコー診断の簡易版としての応用が期待される。

参考文献

- (1) 中島正夫「全国の住宅建築を対象としたしろあり被害アンケート調査」, 日本建築学会大会学術講演梗概集 , pp. 409-410, 2002.
- (2) Y. Yanase et. al.,: "Development of AE Sensor Using PVDF Film for Detecting Termite Attack - Application of PVDF Film Inserted between Construction Members of Wooden House", The Society of Materials Science, Japan, Vol. 49, No.4, pp. 401-405, 2000.
- (3) K. Shigeno et. al., : "The Detection of Termites Using Electromagnetic Radiation", The 2011 IEICE Communications Society Conference, p. 249, 2011.
- (4) J.H. Oum et. al., : "Non-contact heartbeat and respiration detector using capacitive sensor with Colpitts oscillator", IET Electronics Letters Vol.44, Issue2, pp. 87-88, 2008.
- (5) 若山真都・江崎裕志・荒井郁男, 他 : 「FM-CW レーダを用いた心拍の非接触計測」, 電子情報通信学会技術研究報告, pp. 13-16, 1987.
- (6) ザイリンクス社 CPLD XC9572XL データシート [On line]. Available at http://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds057.pdf
(参照 July 18, 2017.)
- (7) NXP 社 ミキサ SA612A データシート [On line]. Available at http://www.nxp.com/documents/data_sheet/SA612A.pdf
(参照 July 18, 2017.)
- (8) SITime 社 100MHz 発振器 SiT8008 データシート [On line]. Available at <http://www.sitime.com/products/datasheets/sit8008/SiT8008-datasheet.pdf>
(参照 July 18, 2017.)
- (9) 松浦健二 : 「シロアリ」, p 13, 岩波書店, 2013.
- (10) 岡野健・祖父江信夫 : 「木材科学ハンドブック」, pp. 243-244, 朝倉書店, 日本, 2013.
- (11) 松浦健二 : 「シロアリ」, p 13, 岩波書店, 2013.

- (12) A. Takei, K. Murotani, S. Yoshimura, and H. Kanayama, "Finite element analysis for microwave frequency electromagnetic fields using numerical human models", Japan Society for Simulation Technology, Vol.4, No3, pp. 81-95, 2012.
- (13) H. Nishikawa, T. Matsumoto, A. Tanaka, and T. Douseki, "Attifarad-level Capacitance Variation Detector Uses RF-Sensor with 98/100 MHz Oscillator/Local Superheterodyne Scheme for Wireless Pest Sensor", Proceedings of IEEE SENSORS 2014 conference, pp. 1555-1558, 2014.
- (14) 松本昂希・西川久・田中亜実・道関隆国 : 「スーパーヘテロダイン方式を用いた微小容量変化検出器」, 平成 27 年度電気学会センサ・マイクロマシン部門総合研究会, pp. 1-4, 2015.
- (15) 西川久・松本昂希・田中亜実・道関隆国 : 「VHF 帯 LC 発振器とスーパーヘテロダイン方式を用いた害虫検出のための微小容量変化検出器構成」, 電気学会論文誌 E, Vol.136, No. 5, pp. 186-191, 2016.
- (16) H. Nishikawa, Y. Kambara, Y. Shimizu, K. Igarashi, A. Tanaka, and T. Douseki, "Contactless Direct Heart-motion Sensor using Femtofarad-level Capacitance-variation Detector with VHF-band LC-oscillator", IEEE SENSORS 2016, Proceedings of IEEE SENSORS 2016 conference, pp. 436-438, 2016.

第6章 バッテリレス・アナログ波形無線 伝送システム

6.1 まえがき

近年、様々な機械的な動作をする機器に電子回路を組み込んで、その機能を電氣的に疑似合成する手法が用いられる。電子楽器もその一例で、代表的なものとして電子オルガン、電子ピアノ、および、電子ドラムなどが挙げられる。これらの楽器では、演奏者の動作を多くのセンサで検知し、その演奏動作に見合う音をシンセサイザで電氣的に合成する。結果の音はアンプを通じてスピーカから発生させるため、音量を自由に調整することが可能であり、住宅事情によってはヘッドホンを用いて無音の演奏も可能となる。電子ドラムでは演奏用の入力素子としてパッドやシンバルで構成され、それぞれに1~2個のセンサが用いられている。1セットのドラムでは十数個の検出信号を電線でシンセサイザまで結線する必要があり、設置時に煩雑な組み立て作業を要するとともに分解することも容易でない。このため実使用としては固定設置の練習用に限定されており、多くの配線は美観上でも好ましくない。センサからの信号伝送を無線化できれば、電子ドラムを自由に移動させることが可能となり、コンサート等の演奏場面でも電子ドラムを用いることが容易となる。しかしながら多くのセンサに取り付ける無線送信機の電源に電池を用いると、定期的な交換作業が煩雑になる。また、打楽器では演奏動作から実際に音が発生するまでの時間を1 ms以下にしないと奏者に違和感を与えるため、一般に多用されているデジタル無線通信ではA/D・D/A変換の信号処理を含めて5-10 msの伝送遅延が生じる⁽¹⁾⁽²⁾ため使用できない。

本論文では、これらの問題点や要求事項を解決する手法として、アナログFM通信技術を応用した低電力で低レイテンシの通信手法を用い、バッテリレス・アナログ波形伝送システムを提案し、電子ドラムに適用した事例を述べる⁽³⁾⁻⁽⁶⁾。具体的には、第6.2節で電子ドラムのワイヤレス化に伴う問題点を、第6.3節でバッテリレス・ワイヤレス送信機構成を、第6.4節でマルチチャンネル受信機構成を、また第6.5節で試作した電子ドラムシステムの評価結果を述べる。

6.2 電子ドラムのワイヤレス化に伴う問題点と解決法

電子ドラムのパッドをスティックで叩くと、その力が内部の圧電素子に伝わり電気信号が発生される⁷⁾。この電気信号は配線を通じてシンセサイザに伝達され、シンセサイザでは電気信号をトリガーにしてアコースティックドラムを模した音が生成される仕組みとなっている。1セットの電子ドラムでは複数のパッドとシンバルから構成され、全システムで約 16-20 本の配線が必要である(図 6-1)。



図 6-1 従来の電子ドラムとパッド構造の写真

これらの信号結線を実線化した基本通信ブロックを図 6-2 に示す。1 台のドラムシステムではこの無線機が 16-20 個必要であり、送信機の動作電源にバッテリーを使用した場合、大量の電池を定期的に交換する必要がある。手間と費用的にもまた演奏会では中断を余儀なくされるため、運用上で好ましくない。

ドラムを代表とする打楽器の信号を伝送する際には、奏者が不自然感を持たないために伝送遅延を限りなくゼロにする必要がある。一般に多用されているデジタル通信方式は信号処理時間のために遅延が生じるので使用できない。そこで、原理的に遅延が発生しないアナログ FM 変調方式を用いることになるが、この場合は送信機と受信機は 1:1 の構成となり、ドラムシステムでは送信機と同数の受信機とアンテナが必要となる。現行のシンセサイザに受信機を内蔵すると、シンセサイザが複雑で大きくなりすぎる。

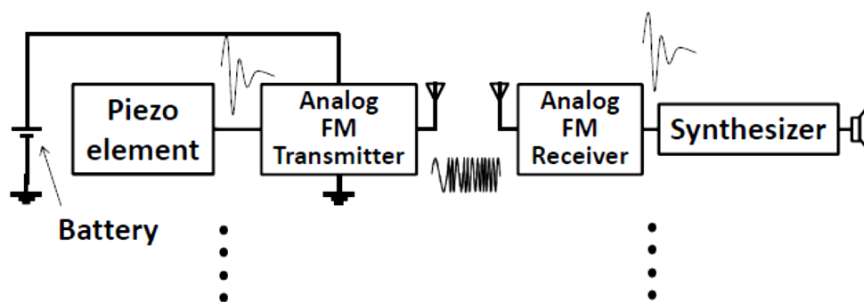


図 6-2 電子ドラムの結線を無線送受信機で置き換えた場合の構成

これらの問題を解決する方法として、①圧電発電機をドラムパッドに内蔵することでバッテリーレス化を図り、電池交換を不要にした。②送信機にアナログ FM 方式を用いることで伝送遅延を極力低減させた。③複数の送信信号を 1 本のアンテナで受信し、FFT でチャンネル分離し復調するマルチチャンネル受信機構成で受信機の数 を 1 台に抑えた。

6.3 バッテリレス・アナログ送信機構成

バッテリーレス・アナログ送信機は、圧電発電機、信号分離回路付電源回路、および、FM 送信機で構成される（図 6-3）。圧電発電機の出力は整流回路に電力を供給^⑧するとともに、シンセサイザ駆動用信号としても利用するために、分離回路を通じて整流回路の影響を排除した変調信号を得て無線送信機に供給する。以下では、圧電発電機構成、信号分離回路付電源構成、および、FM 送信機構成を述べる。

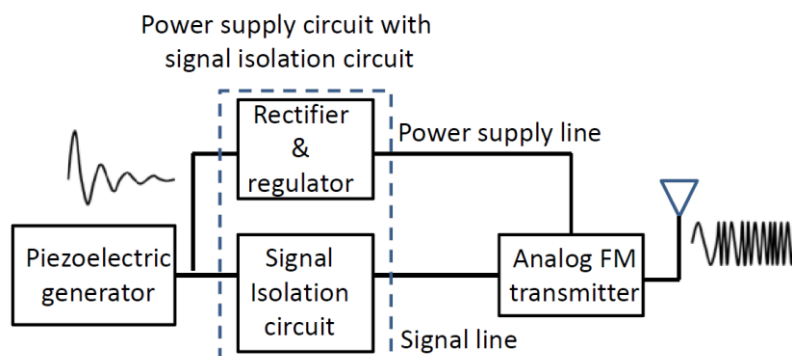


図 6-3 圧電発電機の出力をシンセサイザ用音声信号と送信機の電源に利用したバッテリーレス・アナログ送信機構成

6.3.1 圧電発電機構成

市販のドラムパッドに用いられている圧電素子はシンセサイザを駆動するための信号源として利用されているので発電電力は小さい。本研究では圧電素子の出力を音楽信号と共に送信機の駆動電源にも利用するため、より発電能力の高い圧電発電機を用いた。圧電発電機はスタイロフォームで作成した台座の上に取り付け、スティックでパッドを叩いた時の振動を受け取る構造とした。この際にスティックが直接圧電発電機に衝撃を与えないように2 mm厚のシリコンシートをパッドと発電機の間に着した(図 6-4(a)(b))。パッドを叩いたときの代表的波形を図 6-4(c)に示す。シンセサイザは、最初の1~2サイクル部分の波形をトリガーとして利用するため、それ以降の波形は音源再生には関与しない。

圧電発電機をドラムパッドに装着した状態でどのような発電電力が得られるかを評価した。評価装置を図 6-5 に示す。ドラムスティックに200 g、350 g および 700 g の重りを取り付け、発電電力を計測した。圧電発電機の負荷としてブリッジ型の全波整流回路を接続し、整流回路の出力に無線送信機用電源回路のインピーダンスを想定した1.2 k Ω を付加した。

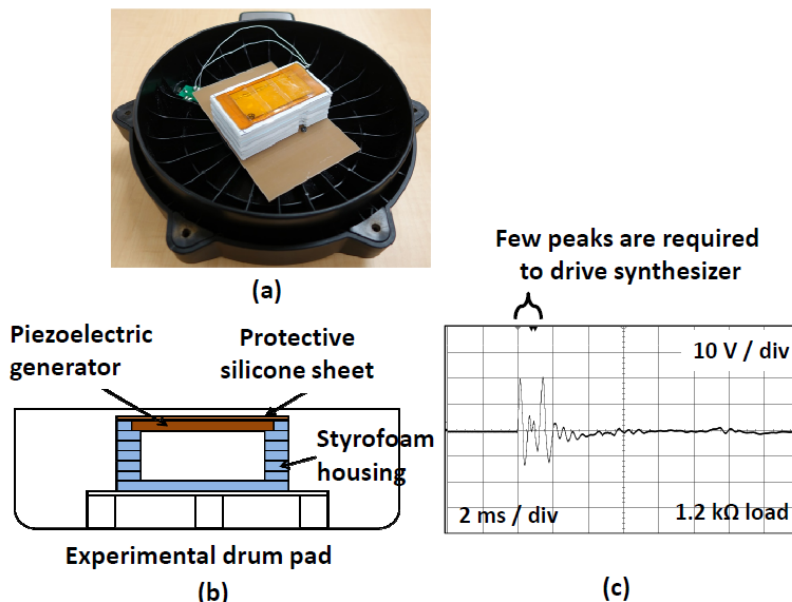


図 6-4 圧電発電機を組み込んだドラムパッドの構成
(a)試作したドラムパッドの写真 (b)断面図 (c)出力波形

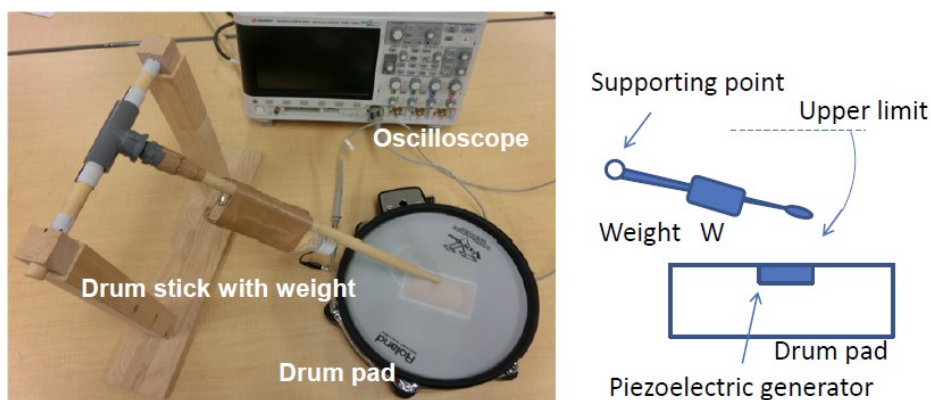


図 6-5 圧電発電機の出力量を計測した評価装置

評価した整流回路及び出力波形を図 6-6 に示す。圧電発電機の出力量は 10 V p-p 以上の波形が得られ、叩く強さに応じて変化しており、シンセサイザを駆動するアナログ信号として適している。また、全波整流された波形では 1.2 k Ω 負荷に対して 4 V~6 V のピーク電圧が発生しており、後段に蓄積コンデンサおよび安定化電源回路を用いれば、2 V の電源電圧で、数 mA 以下の電流で動作する送信回路を安定して駆動できることがわかる。

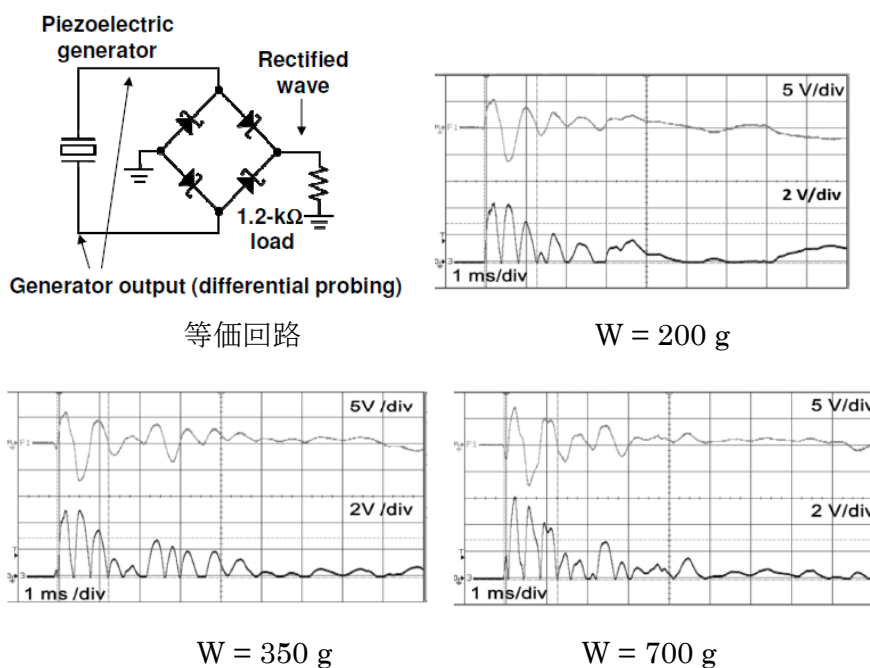


図 6-6 圧電発電機の出力量の計測結果

6.3.2 信号分離回路付電源回路構成

電源回路としては電力利用効率を考慮すると全波整流回路が必須であり、ブリッジ型の全波整流回路が唯一の選択肢となる。整流回路の負荷の片側が接地されている場合には、ブリッジ整流回路のマイナス側を接地する必要がある。このため取り出せる音楽信号は整流回路の動作により負側が切り取られた半波整流波形となってしまう、このままでは信号として使用することができない（図6-7）。

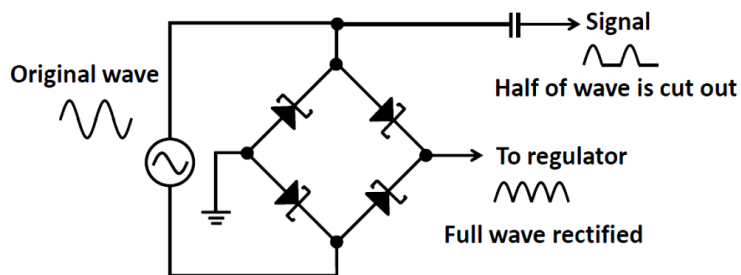


図6-7 圧電発電機の実出力にブリッジ整流回路を付加した場合の出力波形

解決策として、圧電発電機の実出力を絶縁トランス及びDC遮断コンデンサを用いて各々電位が独立に設定できる分離回路を構成する。この回路の追加により、圧電発電機出力にブリッジ整流回路を直結した状態でも信号波形に影響を受けない音楽信号を取り出すことが可能となる（図6-8）。

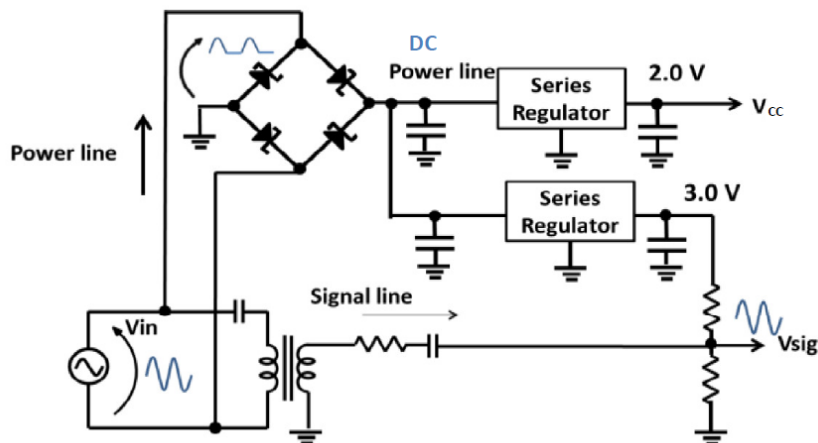


図6-8 シンセサイザ用音声信号と送信用電源回路の信号分離手法

整流回路の後にシリーズレギュレータを通じて後段の送信機を駆動するために安定化された 2.0 V を得る。FM 送信機の変調が正しく動作するように、変調回路用バイアス用の 3.0 V を得る電源構成とした。圧電発電機の出力が電源と音楽信号に正しく分離されるかを確認する実験を行った。図 6-9 に圧電発電機からの入力信号を (V_{in})、送信機用電源 (V_{cc})、および、FM 送信機用音楽信号 (V_{sig}) を示す。送信機用電源 V_{cc} は 3 ms の間 2.0 V を維持しており、無線送信機を駆動するために十分な電力が得られていることがわかる。音楽信号 V_{sig} は圧電発電機からの入力信号 V_{in} に DC バイスが重畳されており、3 ms の間で波形が再現されていることがわかる。

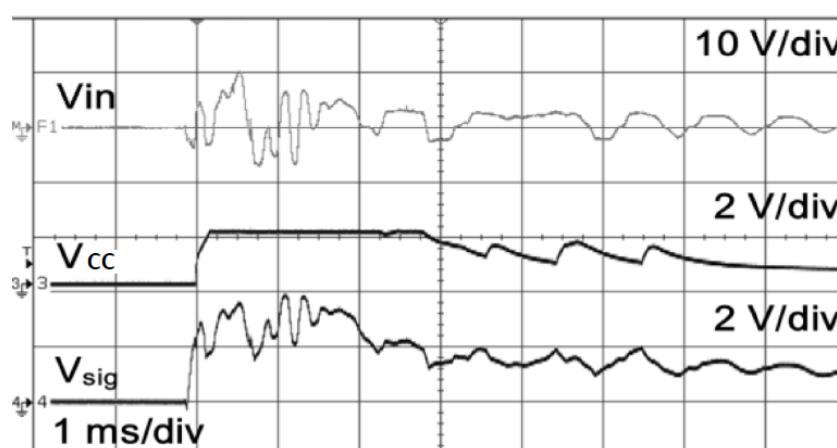


図 6-9 圧電発電機によるレギュレータ出力と
シンセサイザ用音声信号の測定波形

6.3.3 アナログ FM 送信機構成

アナログ FM 送信機の回路図を図 6-10 に示す。FM 送信機は、315MHz の SAW 共振子を用いたコルピッツ発信回路を構成している。SAW 共振子に並列に接続した可変容量ダイオードで直接アナログ FM 変調をさせる構成とした。DC バイアスされた音楽信号 V_{sig} は、2 V を中心に 1-3 V の間で変化するので、可変ダイオードの直線領域を使用することになり、歪の少ない FM 変調を実現している。本送信機の消費電力は 2.7 mW である。

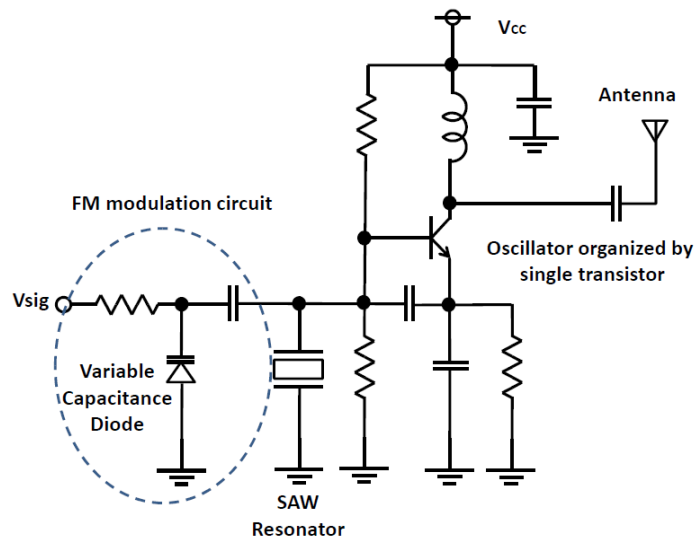


図 6-10 FM 送信機の回路図

試作した送信機モジュールの写真を図 6-11 に示す。モジュールサイズは 2.3 cm×3.5 cm であり、信号分離回路付電源回路、および、送信回路をプリント基板上に全て搭載した。送信機モジュールにはプラグを付加し、ドラムパッドにあるシンセサイザ用信号ジャックに装着できるようにした。

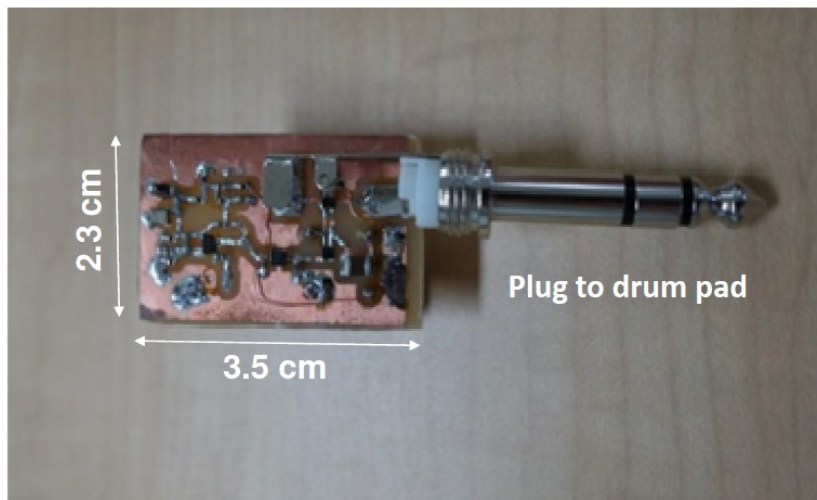


図 6-11 製作した FM 送信機モジュールの写真

6.4 マルチチャネル受信機構成

アナログ FM 変調方式を用いた無線化電子ドラムの受信機では、各パッドから送信される信号を時間遅延なく同時に受信する必要があるため、信号数に応じた複数の受信機が必須となる。ひとつのハードウェアで複数の送信信号を受信できるマルチチャネル受信機の構成を図 6-12 に示す。315 MHz 帯の複数の周波数の信号をひとつのアンテナで同時に受信し、ミキサで中間周波数帯に変換した後、AD 変換を行い、その後 FFT 処理を通じて複数の周波数成分に分離する。それぞれのチャンネル成分は個別の FM 用ディスクリミネータ（周波数弁別器）で復調し、マルチチャネルの受信出力が得られる。受信できるチャンネル数は、受信機のバンドパスフィルタのバンド幅 f_{BPF} と、チャンネル間の周波数間隔 Δf_{ch} で決定される。

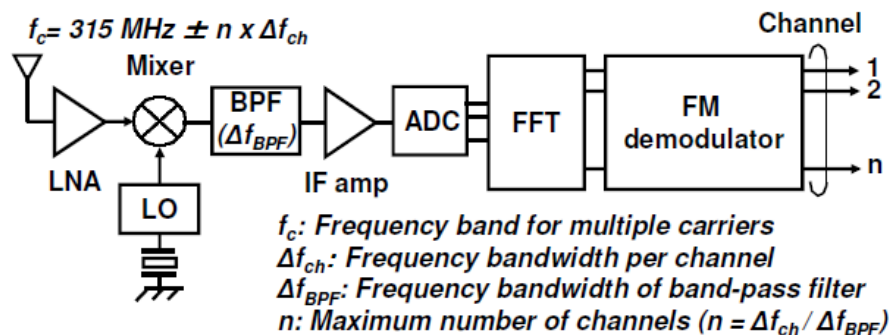


図 6-12 FFT を周波数分離に使用したマルチチャネル受信機構成

FFT を用いたマルチチャネル受信の基本動作を以下に示す。周波数 1 MHz と 3 MHz のキャリアを用いて、2 つのアナログ信号(周波数 30 kHz)で FM 変調した波形を図 6-13 (a)および図 6-13(b)に示す。2 つの変調波形を合成した波形を図 6-13(c)に示す。図 6-14 にタイムステップ 4 μs で FFT 処理した結果を示す。キャリア周波数が 1 MHz と 3 MHz を中心にそれぞれ変化していることがわかる。それぞれの周波数成分は周波数(f)を電圧(V)に変換するディスクリミネータ ($V=2(f-f_{ca})$ 、ただし f_{ca} はキャリア周波数)を通して復調すると元の変調信号が得られることがわかる (図 6-15(a)(b))。

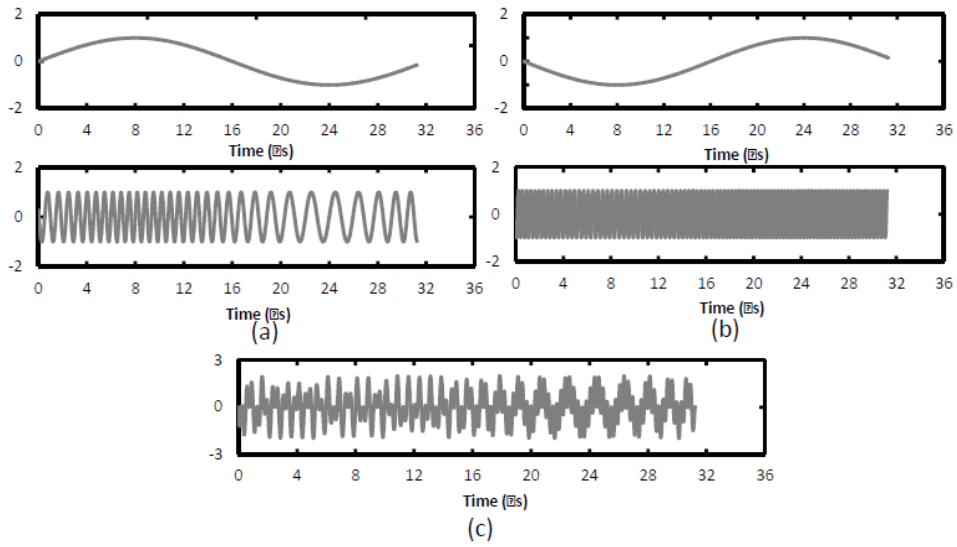


図 6-13 FM 変調の例

(a)周波数 1 MHz の変調波 (b)周波数 3 MHz の変調波 (c)合成波

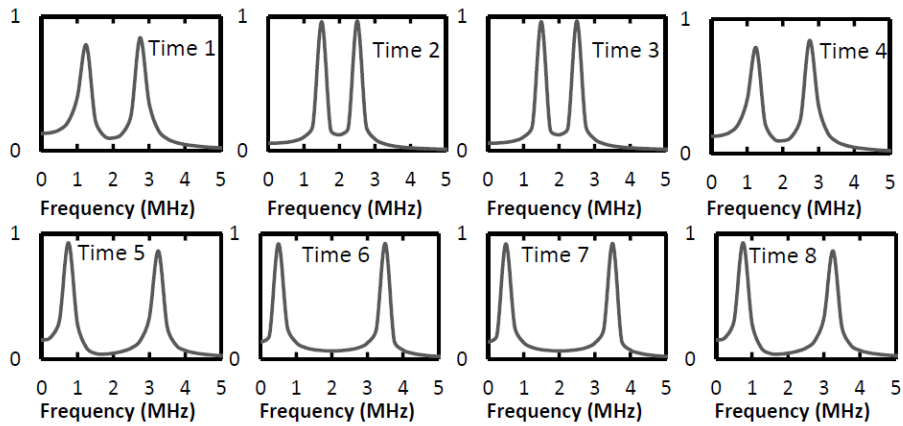


図 6-14 4μs のタイムステップで FFT 処理した結果

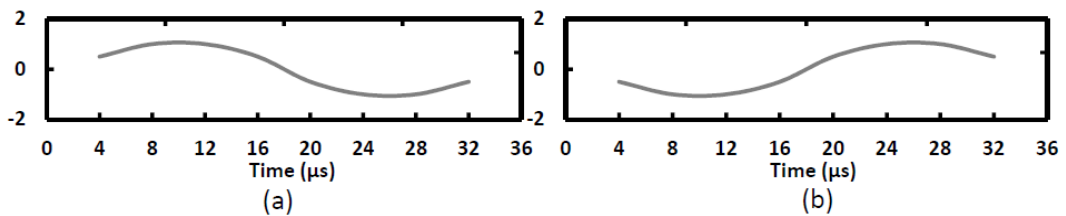


図 6-15 復調された波形

(a)キャリア周波数 1 MHz (b)キャリア周波数 3 MHz

試作したマルチチャンネル FM 受信機の構成を図 6-16 に示す。受信機は微弱な電波を高感度に受信するためダブルコンバージョン構成とし、315 MHz 帯から 1 MHz に変換し、可変利得増幅器で受信信号の振幅を 1 V まで増幅した。得られたアナログ信号は AD 変換器でデジタル信号に変換され、FPGA で構成した FFT で処理し、受信信号に応じた複数の周波数成分に分離される。本機では、AD 変換と FFT を IF 周波数帯で行っているため、処理の時間は必要な伝送遅延に対して無視できる。分離された各成分は FPGA 内に構成された FM 用ディスクリミネータで電圧のデジタルデータに復調され、DAC を通じてアナログ受信波形が出力される。本システムの最大受信可能なチャンネル数は、第 2IF のバンド幅を 1MHz 幅にセットしたので、チャンネル間隔が 25 kHz の場合は理論上最大 40 チャンネルの信号を同時に受信することが可能である。本受信機では搭載されている DAC の出力数制限から最大受信可能チャンネルは 16 に設定されている。

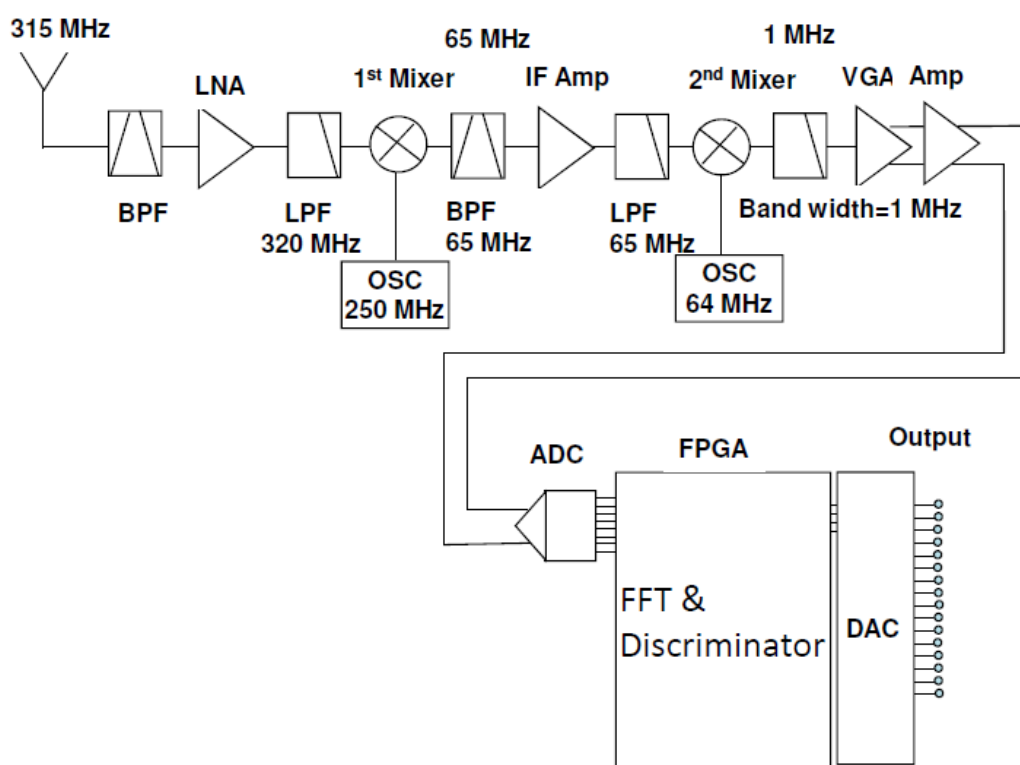


図 6-16 マルチチャンネル受信機のブロック図

試作したマルチチャンネル受信機ボードの写真を図 6-17 に示す。ボードサイズは 67 mm×70 mm である。

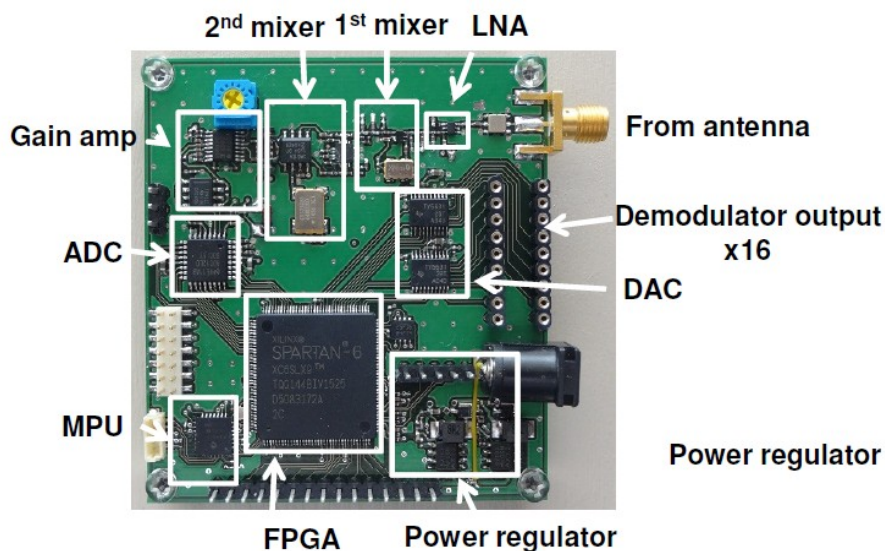


図 6-17 試作したマルチチャンネル受信機ボードの写真

マルチチャンネル受信機と同等の機能を持つ受信機をシングルチャンネル受信機 (12.5 cm²) 16 台で構成した場合の面積比較を図 6-18 に示す。マルチチャンネル受信機では高周波アナログ部と電源回路が 1 個で済むので、機能の実装面積は 1/16 に縮小できる。一方、マルチチャンネル受信機では ADC, FPGA(FFT & Demodulator), および、DAC が付加されるので、シングルチャンネル受信機のデモジュレータ部を 1/2 程度にしか削減できない。全体の面積としてマルチチャンネル受信機構成はシングルチャンネル受信機構成に比べて面積の削減効果は 1/5 程度となる。今回使用した ADC, FPGA 及び DAC は組み立ての容易さから QFP パッケージのものを用いたが、BGA タイプを使用すると、この部分の面積を半分程度にすることが可能で、シングルチャンネル受信機に対して面積を 1/10 程度に削減できる。

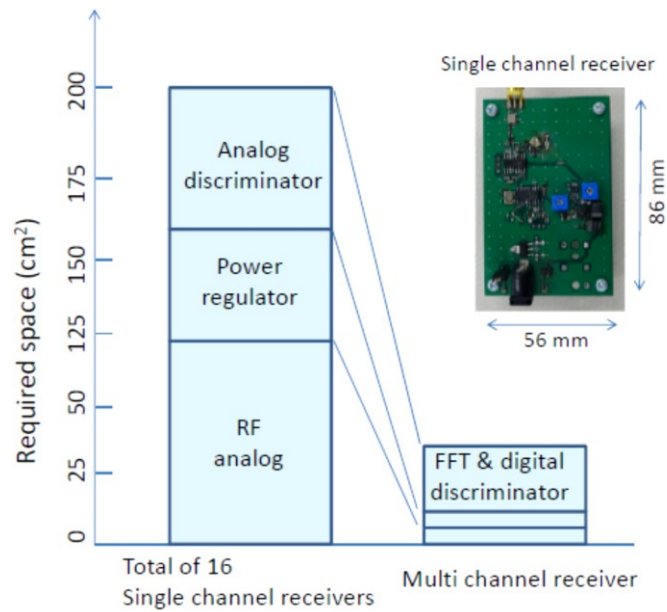


図 6-18 マルチチャンネル受信機と 16 台のシングルチャンネル受信機の面積比較

6.5 実験

送信周波数 314.5 MHz と 315.5 MHz の 2 台の送信機を各ドラムパッドに取り付け、マルチチャンネル受信機で各信号を受信する実験システムを図 6-19 に示す。受信機の DAC 出力にオシロスコープを接続し、ドラムパッド内の圧電素子の出力と DAC 出力を観測した。

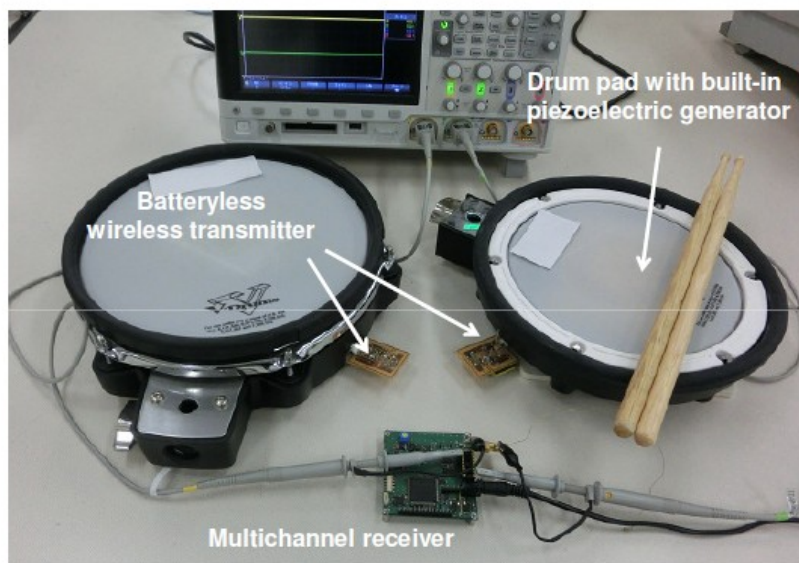


図 6-19 2 個の電子ドラムパッドを用いた無線送信試験の写真

まず、314.5 MHzの送信機を用いて音楽信号を伝送した場合の送受信波形を図6-20に示す。ドラムパッドの出力波形と受信波形の伝送遅延は700 μ sであり、打楽器に必要な伝送特性のレイテンシ1 ms以下を満足していることがわかる。

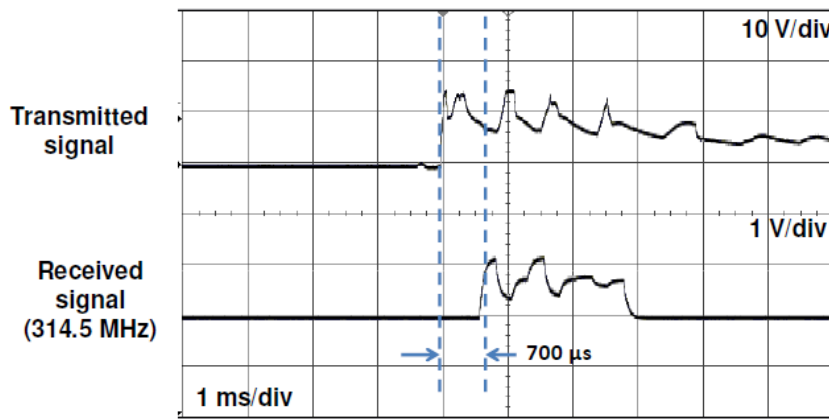


図 6-20 ワイヤレス電子ドラムのパッド出力と 314.5 MHz で無線伝送後の受信波形

次に、2個のドラムパッドを同時に叩いたときの信号を無線伝送した受信波形を図6-21に示す。マルチチャンネル受信機は送信機からの信号を正しく受信・分離していることがわかる。これらの信号は、シンセサイザでドラム音に復元されることを確認した。

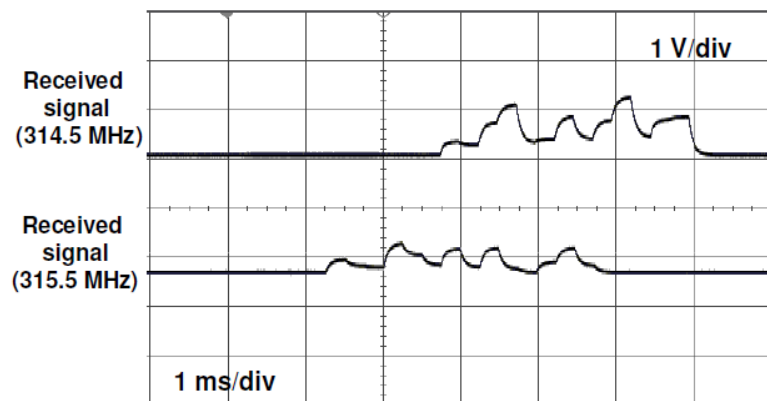


図 6-21 FM 送信機を装着した 2 個のドラムパッドを同時に叩いたときのマルチチャンネル受信機で受信した波形

6.6 まとめ

アナログFM変調を用いた送受信システムでは、信号処理による時間遅延が生じないので、デジタル通信方式に比較して極めて小さい伝送遅延のシステムの構築が可能である。また、極省電力な送信回路の構成が可能で、バッテリーレス機器の通信システムに適する。本研究で得られた、圧電発電機を送信機の動作電源とシンセサイザ用信号源に用いたバッテリーレス・ワイヤレスドラム、および、複数の送信機からの信号を1台の受信機で受信できるマルチチャンネル受信機について、主要な結果を以下に要約する。

- (1) アナログ FM 変調方式を用いた送受信システムは、伝送遅延が $700 \mu\text{s}$ であることが確認され、打楽器に必要とされる 1 ms 以下の伝送性能を持つことを確認した。
- (2) 送信機の消費電力は 2.7 mW であり、電力供給量が限られるバッテリーレス機器における無線伝送に適することを実証した。
- (3) 電源・信号分離回路の工夫によって双方の電位を独立させることで、一つのピエゾ発電素子の出力を送信機の動作電源と送信すべきアナログ音楽信号に共用する手法を実現した。
- (4) 受信機では、FFT 手法を応用して、複数のセンサからの異なるチャンネルで送られてくる通信信号を、一つのアンテナで受信するマルチチャンネル同時受信機構を実現した。

参考文献

- (1) Wireless Microphone System [Online]. Available at http://www.jstage.jst.go.jp/article/ieiej/31/11/31_858/_pdf
(参照 May 27, 2017.)
- (2) Digital Signal Processing in RF Applications [Online]. Available at <http://cas.web.cern.ch/CAS/Sweden-2007/Lectures/Web-versions/Schilcher-1.pdf> (参照 May 27, 2017.)
- (3) H.Nishikawa, A.Yoshimi, K.Takemura, A.Tanaka, and T.Douseki, “Batteryless wireless transmission system for electric drum uses piezoelectric generator for play signal and power source”, Power MEMS 2015, Journal of Physics: Conference Series 660(2015)012100, 100_0128, pp. 1-5, 2015.
- (4) K.Takemura, A.Yoshimi, H.Nishikawa, A.Tanaka, and T.Douseki, “Batteryless 900-us-Latency FM Transmitter Powered by Piezoelectric Generator for Wireless Electronic Drum.” Proceedings of IEEE SENSORS 2015 Conference, pp. 1413-1416, 2015.
- (5) 西川久、西橋毅、清水裕也、田中亜実、道関隆国、「圧電素子を電源と信号源に用いたバッテリーレス・ワイヤレス電子ドラム構成」、第33回 センサ・マイクロマシンと応用システムシンポジウム, 24am2-C-3, 2016.
- (6) 西川久、清水裕也、五十嵐啓、田中亜実、道関隆国：「圧電素子を電源と信号源に用いたバッテリーレス・ワイヤレス電子ドラム構成」、電気学会論文誌 E, Vol. 137, No. 12, 2017. (発行予定)
- (7) Electronic Drums [Online]. Available at <http://pwc.theclarkwebsite.com/piezos.php> (参照 July 14, 2016.)
- (8) S.Wang, K.H.Lam, C.L.Sun, K.W.Kwok, H.L.W.Chan, M.S.Gue, and X.Z.Zhao, “Energy harvesting with piezoelectric drum transducer”, Applied Physics Letters 90, 113506, pp. 1-3, 2007.

第7章 今後の課題

7.1 まえがき

VHF/UHF 帯無線機用アナログ機能ブロックの応用において、本来の通信目的以外に、各種センサとしての応用が可能なことを述べた。

本章では、本研究を通じて明らかになった各応用システムについての課題について考察する。具体的には、①センサ用無線電力伝送システムでは、更なる電力伝送効率の向上と、水平方向の給電範囲の拡大を必要とする。②非接触金属測長センサシステムでは、更なる精度の向上と、工業分野への具体的応用検証を行う必要がある。③微小静電容量変化検出センサシステムでは、実用化に向けて、害虫センサでの周囲の影響を更に低減することと、心臓壁動作検出器の立体化を通じて医療と工業分野への効用範囲を広げる必要がある。④バッテリーレス・アナログ波形無線伝送システムでは、より限られたバンド内で通信できるチャンネル数の向上と、伝送信号の品質を向上させる課題がある。

以下に、上記課題を解決する手法を考察する。

7.2 アンテナ・マッチング手法応用技術の課題

7.2.1 センサ用無線電力伝送システムの課題

本研究では、送電アンテナ上の垂直方向に存在するセンサに対する給電を実証したが、実用化に向けては水平方向により広く点在するセンサに対する給電を可能にする必要がある。具体的手法としては、送電アンテナの各パッチ間の位相操作機能を用いた輻射ビーム方向可変機構を導入し、水平方向に移動する受電体への追尾型電力供給システムの構築を行うものとする。更に、送電側の送電電力の高出力化と共に、受電側では、受電アンテナ構造およびマッチング手法を改良することで電力変換効率を改善させる必要がある。また、本研究では 400 MHz 帯での実証を行ったが、900 MHz 帯等の異なる周波数帯での最適化条件も追求し、無線電力伝送の応用範囲の拡大を目指す。本システムの応用先として、ホテルやイベント会場等で人間に追従して案内する浮上型の移動ロボットの実現に向けて無線給電の研究を継続する。

7.2.2 非接触金属測長センサシステムの課題

本研究では 15 cm 長の金属棒に対し 2 mm の精度を確認した。錠剤の投薬検出には十分な感度ではあるが、工業分野でセンサとして応用するには少なくとも 1 mm 以下の精度が要求されるため、更なる検出分解能の向上を必要とする。具体的手法としては、周波数スキュアの分解能を向上させ、更にスキュア速度を速めて計測時間の短縮を図る。また、工業用センサ以外にも、数本の金属パターンをカードにプリントし、各線長を個別にプログラムすることで識別 ID とし、IC チップや磁気記録機能が不要なシンプルかつ安価な ID カードシステムが実現できることを実証する。

7.3 LC 発振器／スーパーヘテロダイン構成応用技術の課題

7.3.1 害虫検出システム

実証用に製作したセンサは、高感度故に計測対象物の周辺に動きがあると、計測データに重畳されてしまう現象がある。本研究ではシールドリングの応用でほぼ実用に近い領域まで周囲の影響を低減したが、製品化に向けては周囲の影響を完全に削減する必要がある。センサには電池を搭載し、現時点では 4 時間の動作が可能となっているが、実用化を考慮すると 12 時間までバッテリー運用を可能とする必要がある。具体的には、シールド用金属の構造を見直し、センサパッドと周囲の人物の動きを完全に遮断する手法の研究を行う。現在の検出回路では約 50 mA の電流を消費しているが、部品変更により 15 mA 以下となるように回路各部の消費電流を低減させる。本センサを用いて、各種製造ラインでの異物混入検出分野での研究を行い、また、人または動物等の検出用の防犯分野にも展開させるものとする。

7.3.2 非接触心臓壁モニタリングシステム

本研究では 1 個のセンサを用いて、人体の一方向から心臓壁動作を検出した。CT や MRI の簡易代替えとして実際の医療現場で実用化するには、心臓の動作を立体的に捉える必要がある。方法としては、センサをより小型化し

て、複数のセンサを人体の胸周りに装着し、時刻同期のとれた複数のデータを取得する。更に、夫々のデータを連携して解析し、立体的な動作として目視できるソフトウェアの開発を行う必要がある。医療以外の応用として、自動車運転者の体調を常時モニタする目的で、シートベルトまたは座席の背もたれにセンサを埋め込み、異常の兆候を事前に検知する手法の研究を行う。また、人体内で心臓以外の臓器の動作を検出することにも挑戦する。

7.4 バッテリレス・アナログ波形無線伝送システムの課題

実証実験を通じて発見した改善課題として、送信機の不要輻射の低減と受信波形の高分解能化があげられる。前者の理由としては、送信機の電源電圧が安定するまでの間に SAW 発振回路の周波数が分散するため、送信チャンネル間隔が 500 kHz 以下では相互で混信する。電源電圧が安定してから発振動作を開始し、また一定電圧以下に低下したら発振動作を停止する制御回路を追加することで不安定な動作領域を抑え、チャンネル間隔を 25 kHz ステップまで縮小する。後者の対策としては IF 周波数を高く設定し、ADC を高速化すると共に FFT の周期を 10 倍まで向上することで波形品質を改善する。今回は特定のパッドにバッテリレス・ワイヤレスセンサを装着して実験を行ったが、センサを電子ドラム内の全パッドへ装着し、ドラムシステム全体のワイヤレス化を図る。また、本原理を他の打楽器にも応用していく。

7.5 まとめ

本章では、本研究を通じて明らかになった各種センサシステムの今後の課題を考察した。以下に考察した内容をまとめる。

- (1) アンテナ・マッチング手法応用としては、現在の送電機は送電アンテナのビーム角外の対象物への給電ができない。送電アンテナに位相操作機能を持ったアンテナを導入し、給電可能な方向角の拡大を図る。また更なる伝送効率の向上を図る必要があり、マッチング手法の改善と、他の周波数帯での給電実験を通じて伝送効率を向上させる。非接触金属長検出センサでは、工業分野での実用化のためには少なくとも1mm以下の検出精度を必要とする。センサの周波数スキャンのレゾリューションと速度を向上することで、検出精度0.5mm以下を目標に改善を図る。
- (2) LC 発振器／スーパーヘテロダイン構成を応用した微小容量変化検出センサでは、害虫検出システム動作時に周囲の人物の動きの影響を完全には排除しきれていない。また、動作時間が4時間程度であり、更なる長時間運用とする必要がある。解決法として、シールド手法の拡充を図ることで周囲との結合を完全に遮断すること、および、回路の省電力化で12時間まで動作可能時間を延長させる。心臓壁動作検出システムでは、現時点では単方向からの心臓壁の動作検出であるが、より詳細な解析のためには立体的な動作を検出する必要がある。複数個のセンサを用いて、複数のデータを連動で解析する手法を導入し、動作を立体的に捉えることを可能とする。その他の応用として、自動車運転者の健康モニタ、および、心臓以外の臓器の動作検出に発展させるものとする。
- (3) アナログ FM 通信応用では、本研究で用いた試作送信機は、パワーオ

ン時にバンド外の不要輻射を発生させるために隣接したチャンネル間の混信が認められた。また、ADC/FFT プロセスで完全なアナログ波形の復調で分解能が不足している。送信機の立ち上がり時に不要輻射の低減機構を導入して隣接チャンネルへの妨害をなくし、使用できる通信チャンネルの拡大を図ると共に、受信機内の ADC と FFT の周期を 5 倍まで向上させることで、伝送波形の品質改善を行う。

高周波を応用した各種センサシステムで得られた技術基盤を応用して、より実用化・商品化に向けた研究・開発活動を継続し、社会の安全・安心・利便性の向上に寄与していくものとする。

第 8 章 結論

本論文では、本来無線送受信機の通信性能向上を目的に開発されてきた各アナログ機能ブロックに着目し、回路の適正化とセンシング機構を組み合わせることで高感度な各種センサとして応用できることを述べた。以下に、アンテナ・マッチング手法、LC 発振器とスーパーヘテロダイン構成手法、および、アナログ FM 通信手法の応用について、本研究で得られた主要な結果を要約する。

- (1) アンテナ・マッチング手法の第 1 の応用例として、UHF 帯の近傍界と遠方界の両エネルギーを積極的に活用することにより、一波長以下の近距離から遠方までの広い範囲に給電可能な無線伝送システムを示した。実証実験として、駆動モーター一体型の小型回転体を搭載したマルチコプターを用いて、送電用パッチアレイアンテナ上 15 cm の距離で 20% の伝送効率を確認し、本方式は近距離から遠距離に点在する複数のセンサへの非接触給電に適することを証明した。(第 3 章)

第 2 の応用例として、アンテナ周辺に別の金属体が近づくとマッチング状態に変化が生じる原理を用いて、非接触で複数の金属物の長さを同時に計測できることを実証した。本センサは 15 cm 長の金属棒の長さを 2 mm の精度で検出が可能で、一つの応用として、ブリスタパックに収納された錠剤の取り出しを配線の切断で検知する方法を提案した。(第 4 章)

- (2) LC 発振回路／スーパーヘテロダイン構成の応用として、アナログ LC 発振器は微小なキャパシタンスの変化を発振周波数の変化として捉えることができ、また、スーパーヘテロダインの周波数変換過程で周波数変化率を増幅する作用と組み合わせて、 $a(10^{-18})$ F レベルの極めて微小なキャパシタンスの変化を観測するシステムが実現できた。本微小静電容量変化センサシステムを用いて以下の実験を行った。

木柱と害虫の誘電率の差に着目し、害虫の動きによって生じる微小な静電容量の変化を、微小容量変化検出器とセンサパッドを組み合わせたセン

サシステムで検出することが可能である。本システムの実証実験では、非接触・非侵襲で木柱内を移動する一匹のアリを検出することが可能であることを実証した。本システムは木造住宅におけるシロアリ被害を早期に発見し、致命的な被害となる前の予防処置に貢献する。

心臓の動作に応じた血液の移動等で人体内の組成構造が変化する。この動きによる誘電率の変化に着目し、微小容量変化検出器とセンサパッドを組み合わせた心臓壁動作検出システムを開発した。検出波形には心臓壁の動作に加えて呼吸による動作も含まれる。2 波形を分離観測するためにFFT プロセスを用いて波形分離を行い、それぞれを独立で観測できるシステムの実現性を実証した。(第5章)

- (3) アナログFM通信の応用として、圧電発電機を送信機の動作電源とセンササイザ用信号源に利用したバッテリーレス・アナログ波形無線伝送システムを提案し、電子ドラムの無線化に応用した。アナログFM変調方式は、原理的に信号処理に時間を必要とせず、また、極めて省電力の送信機の構成が可能である。本センサシステムの実証実験では、ドラム演奏時に伝送遅延700 μs で音楽信号を伝送できることを確認した。受信機では、異なる周波数の複数の送信機からの信号を1台の受信機で受信できるマルチチャンネル受信機を提案し、その有効性を実証した。(第6章)

謝辞

本研究をまとめるにあたり、ご指導とご助言を賜った、立命館大学工学部電子情報工学科 道関隆国教授に感謝の意を表します。また、ご助言をいただきました立命館大学工学部電子情報工学科 久保博嗣教授、および、藤野毅教授に感謝申し上げます。

立命館大学工学部電子情報工学科 田中亜実特任助教、および、道関研究室の学生の皆様には、研究活動で一方ならぬご協力をいただきました。皆様には、ここに深く感謝の意を表したいと存じます。また、株式会社日本ジー・アイ・ティーの中川義徳氏には、HFSSをはじめ、各種シミュレーションにご協力をいただきました。御礼を申し上げますと共に、技術力の高さに敬意を表したいと存じます。

高度経済成長期に大学生活を過ごし、当時の風潮として一日も早く社会で働くことを目標としていました。長年に渡る企業人としての活動に一区切りを迎える年代となって人生を振り返ると、学生時代に十分な勉学や研究活動を行わなかったことに悔恨の念が生じました。併せて、企業を運営する上で、蓄積した高周波技術を後進に伝授する必要性を急務とを感じるようになりました。そんな折に、立命館大学後期博士課程へ入学する機会をいただき、今日まで研究活動を続けてまいりました。本研究を通じて、消える運命にあったアナログ機能ブロックの優れた特質をセンサに再活用することで、本来の通信目的以外の機器にも応用できることを提唱できました。今後も人類が長年に渡って蓄積してきた技術が無駄にすることなく、後世に伝授することに貢献できれば幸いです。

本研究に関する発表文献リスト

1. 学術論文誌

- (1) 西川久, 松本昂希, 田中亜実, 道関隆国: 「VHF 帯 LC 発振器とスーパーヘテロダイン方式を用いた害虫検出のための微小容量変化検出器構成」, 電気学会論文誌 E, Vol. 136, No. 5, pp. 186-191, 2016
- (2) 西川久, 清水裕也, 五十嵐啓, 田中亜実, 道関隆国: 「圧電素子を電源と信号源に用いたバッテリーレス・ワイヤレス電子ドラム構成」, 電気学会論文誌 E, Vol. 137, No. 12, 2017. (発行予定)
- (3) 西川久, 山口裕之, 西橋毅, 田中亜実, 道関隆国: 「UHF 帯を用いた小型移動体への無線給電システム」, 電気学会論文誌 C Vol. 137, No. 11, 2017. (発行予定)

2. 国際会議

- (1) H. Nishikawa, T. Yamanaka, H. Yoshioka, A. Tanaka, and T. Douseki, “Metal-length Sensor with Antenna Resonant Detector for Prescription Guidance of Oral Pill Medication”, Proceedings of IEEE Sensors 2013 conference, pp. 1226-1229, 2013.
- (2) H. Nishikawa, T. Matsumoto, A. Tanaka, and T. Douseki, “Attifarad-level Capacitance Variation Detector Uses RF-Sensor with 98/100 MHz Oscillator/Local Superheterodyne Scheme for Wireless Pest Sensor”, Proceedings of IEEE SENSORS 2014 conference, pp. 1555-1558, 2014.
- (3) H. Nishikawa, Y. Kitai, T. Furukoshi, H. Yamaguchi, A. Tanaka, and T. Douseki, “UHF Power Transmission System for Multiple Small Self-rotating Targets and Verification with Batteryless Quadcopter having Rotors with Embedded Rectenna,” IEEE WPTC conference, 講演番号 T1.1, 2015.
- (4) H. Nishikawa, A. Yoshimi, K. Takemura, A. Tanaka, and T. Douseki, “Batteryless wireless transmission system for electric drum uses

- piezoelectric generator for play signal and power source”, Power MEMS 2015, Journal of Physics: Conference Series 660(2015)012100, pp. 1-5, 2015.
- (5) K. Takemura, A. Yoshimi, H. Nishikawa, A. Tanaka and T. Douseki, “Batteryless 900- μ s-Latency FM Transmitter Powered by Piezoelectric Generator for Wireless Electronic Drums”, Proceedings of IEEE SENSORS 2015 conference, pp. 1405-1408, 2015.
- (6) H. Nishikawa, Y. Kambara, Y. Shimizu, K. Igarashi, A. Tanaka, and T. Douseki, “Contactless Direct Heart-motion Sensor using Femtofarad-level Capacitance-variation Detector with VHF-band LC-oscillator”, IEEE SENSORS 2016, Proceedings of IEEE SENSORS 2016 conference, pp. 436-438, 2016.
- (7) H. Nishikawa, K. Igarashi, T. Nishihashi, Y. Shimizu, R. Suematsu, A. Tanaka, and T. Douseki, “Programmable Multimode, Multichannel Universal Wireless Receiver with FFT-based Multicarrier Demodulator for Batteryless Wireless Sensors”, IEEE SENSORS 2016, Proceedings of IEEE SENSORS 2016 conference, pp. 1679-1681, 2016.

3. 国内会議

- (1) 西川久, 古越隆浩, 山口裕之, 田中亜実, 道関隆国, “UHF 帯を用いた小型・軽量の複数回転物体への同時無線給電手法,” 第 32 回「センサ・マイクロマシンと応用システム」シンポジウム, 講演番号 28pm1-B-4, 2015.
- (2) 西川久, 西橋毅, 清水裕也, 田中亜実, 道関隆国, 「圧電素子を電源と信号源に用いたバッテリーレス・ワイヤレス電子ドラム構成」, 第 33 回センサ・マイクロマシンと応用システムシンポジウム, 24am2-C-3, 2016