

# 卒業研究論文

## 無給電素子を用いた 指向性切替アンテナシステムの研究

研究報告者 太田 恵大

指導教員 泉 源

木更津工業高等専門学校 電子制御工学科



# 要約

近年、携帯電話やカーナビ、無線 LAN などマイクロ波帯での無線通信を用いたシステムが普及し浸透している。さらに、それらの機器は小型・薄型化、軽量化が進み、気軽に用いることのできる移動通信手段として更なる進化を遂げている。

移動無線通信は、固定無線通信や有線通信とは違い、干渉妨害や雑音妨害を受けやすく、さらに市街地における電波伝播は、ビルなどでの反射・散乱・回折の影響で多重波となり、電界強度や位相が時間的に変動してしまうという”フェージング”と呼ばれる現象が発生し、受信局の受信レベルはさらに大きく変動してしまう。このフェージングを抑制するために用いられるのがダイバーシチ受信という受信方式である。ダイバーシチは、複数のアンテナを用いるなどして、相関の低い信号を複数受信し、それらを選択または合成して受信波として利用する受信方式で、受信時に信号を安定して受信することができる。

本論文では、アンテナの指向性を連続的に変え、到来方向の異なる電波を受信する指向性ダイバーシチについて着目し、指向性切替アンテナシステムについて検討した。このシステムはモノポールアンテナに無給電素子を平行に配置して、それによって指向性を制御することで、ダイバーシチの構成上複数必要であった給電系を 1 つにすることができ、さらにそれによってシステムの小型化を図ることができる。また、制御部をプログラマブルなマイコンで製作すれば、使用条件による切り替え閾値を簡単に変更することができ、低消費電力化も図ることができる。

本論文の 1 章では、背景やシステムの理論など、2 章では、マイクロ波回路シミュレータにより指向性切替用高周波 SPDT スイッチ素子の設計・製作と評価、3 章では、FDTD 法により指向性切替アンテナの設計・製作と評価、4 章では、指向性の制御を行う制御装置の設計・製作と評価、5 章では、FET ミキサと FM 復調回路による受信機の設計・製作と、要素の接続と動作を行った。6 章には、まとめとこれからの課題について述べた。

結果、本研究において、2.4[GHz]で動作する高周波スイッチ、指向性を切り替えることのできるアンテナ、実効値を求めて指向性を制御する制御装置を製作し、単一のアンテナを用いるよりも利得が得ることのできる動作をすることを確かめた。

また、別に製作した FET ミキサ、FM 復調回路を接続して、トランシーバから送信した電波の到来方向を変化させることでそれを判断し、指向性を切り替える様子を確認することができた。

# 目次

目次.....	ii
1 序論.....	1
1.1 ダイバーシチ受信システム.....	1
1.2 指向性ダイバーシチとその特徴.....	2
1.3 指向性切替アンテナシステム.....	3
2 SPDT スイッチ.....	5
2.1 動作.....	5
2.2 設計.....	6
2.3 結果.....	8
2.4 考察.....	8
3 指向性切替アンテナ.....	10
3.1 動作.....	10
3.2 設計.....	11
3.2.1 FDTD 法.....	11
3.2.2 アンテナの構造.....	11
3.3 結果.....	12
3.4 考察.....	12
4 指向性制御装置.....	15
4.1 動作.....	15
4.2 設計.....	15
4.3 結果.....	16
4.4 考察.....	16
5 受信機.....	17
5.1 構成.....	17
5.2 FET ミキサ.....	17
5.2.1 動作.....	17
5.2.2 設計.....	17
5.2.3 結果.....	18
5.2.4 考察.....	18
5.3 FM 復調回路.....	20
5.3.1 動作.....	20
5.3.3 結果.....	22
5.4 要素の接続とシステム全体の動作.....	23
5.4.1 構成.....	23
5.4.2 結果と考察.....	23
6 結論.....	24
謝辞.....	25
参考文献.....	26

付録 A アンテナのシミュレーションモデル.....	28
付録 B アンテナシミュレーションの入力データ.....	29
付録 C アンテナの放射指向性測定結果.....	33
付録 D 制御装置の要素配置とプログラム.....	34



# 1 序論

## 1.1 ダイバーシチ受信システム

近年, 携帯電話やカーナビ, 無線 LAN などマイクロ波帯での無線通信を用いたシステムが普及し浸透しつつある. さらに, それらの機器は小型・薄型化, 軽量化が進み, 気軽に用いることのできる移動通信手段として更なる進化を遂げている.

移動無線通信は, 固定無線通信や有線通信とは違い, 干渉妨害や雑音妨害を受けやすく, さらに, 通信路が変化して電波伝搬状況が一定にならずに, 電波の受信レベルが大きく不規則に変わる場合が多い. しかも, 無線通信, 特に移動受信局の無線通信では, 市街地における電波伝搬はビルなどでの反射・散乱・回折の影響で多重波となり, 電界強度や位相が時間的に変動してしまうという”フェージング”と呼ばれる現象が発生し, 受信局の受信レベルはさらに大きく変動してしまう. このような要因によって, 移動無線通信では他の通信に比べ, 通信速度が低い, 安定して受信できないなどの問題が起こる.<sup>[1]</sup>

この様に多重波によって引き起こされるフェージングを抑制するために用いられるのがダイバーシチ受信という受信方式である. ダイバーシチは, 複数のアンテナを用いるなどして, 相関の低い信号を複数受信し, それらを選択または合成して受信波として利用することで, 多重波の遅延時間差を小さくして通信品質を劣化させない受信方式で, 受信時に信号を安定して受信することが可能となる.<sup>[2]</sup>

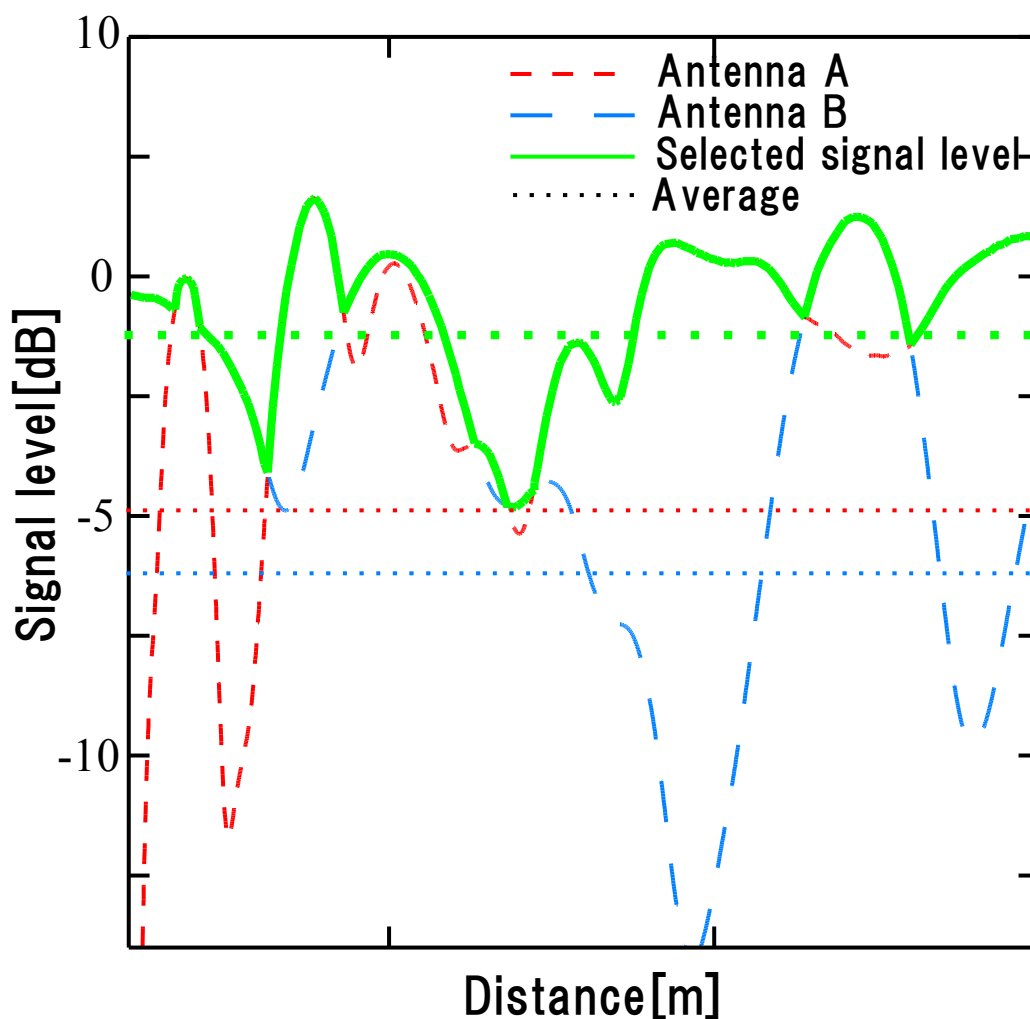


図 1:ダイバーシチ受信の例

図1に複数信号受信の例を示す。移動距離によって受信信号レベルが変動するが、それを選択受信することで、平均的な受信信号レベルを一般に3[dB]から6[dB]上昇させることができる。このダイバーシチを行わない場合との利得差を、ダイバーシチ利得と呼ぶ。

ダイバーシチ受信では、受信に使用しているアンテナ出力振幅(電力)の相関係数  $\rho$  が小さいほど受信レベルの異なる出力をより得ることができ、フェージングを軽減することができるので、ダイバーシチ利得が上がる。一般に  $\rho=0.5$  程度のアンテナ同士による構成が望ましい。 $\rho$  の変化によるダイバーシチ利得の変化量を  $\Delta G$  とすると、 $\Delta G$  は以下の式で与えられる。<sup>[2]</sup>

$$\Delta G = 10 \log(\sqrt{1 - |\rho|^2}) \quad [\text{dB}] \cdots \cdots \cdots (1)$$

受信信号の選択方法は、ある一定時間毎にすべてのアンテナからの信号を比較して最大のものを選択するという方法をとればよいが、より簡易なものとして、閾値を決めて受信電力が閾値を下回った場合のみ別のアンテナに切り替えることでもダイバーシチ効果を得ることができる。

ダイバーシチの構成には複数のアンテナを用いて位相差を生み出し小さな相関係数を実現するスペースダイバーシチや、複数の受信機を用いて受信偏波の向きを変えて相関係数を小さくする偏波ダイバーシチ、アンテナの放射パターンを相関が低くなる向きに切り替え複数の信号とする指向性ダイバーシチなど、さまざまなものが提案されているが、いずれの構成も給電系を受信信号の数分必要とし、それゆえに受信部の大きさはあまり小さくできないことが、欠点となっている。

## 1.2 指向性ダイバーシチとその特徴

図2に指向性ダイバーシチの一般的な構成を示す。 $x_1, x_2$  は可変リアクタのリアクタンス値で、このリアクタンスの有無や変化でアンテナの指向性を変化させる。<sup>[10]</sup> 単一指向性を持たせるには、4章で述べるような八木・宇田アンテナのように給電素子より短い導波器と給電素子より長い反射器を置くことで実現できるが、図2のように接続したリアクタンスを変化させると、同じ長さの素子でも、次の式で表される長さの素子と等価とみなされ、その指向性を変化する。

$$l = l_0(1 - \alpha x) \quad [\text{m}] \cdots \cdots \cdots (2)$$

ただし、 $l$  は寄生素子の長さ、 $l_0$  は給電素子の長さ、 $\alpha$  はアンテナ形状によって異なるパラメータ、 $x$  はリアクタンス値である。<sup>[3]</sup>

このようなアンテナ構成で、変化させる複数個の指向性の相関をなくすようにリアクタンスを調整すれば、受信レベルは安定することになる。可変リアクタには一般にバラクタ・バリキャップと呼ばれる可変容量ダイオードを用いるが、このダイオードは非線形変化をするので、それによる非線形歪を軽減するために逆直列バラクタ対を用いることがある。



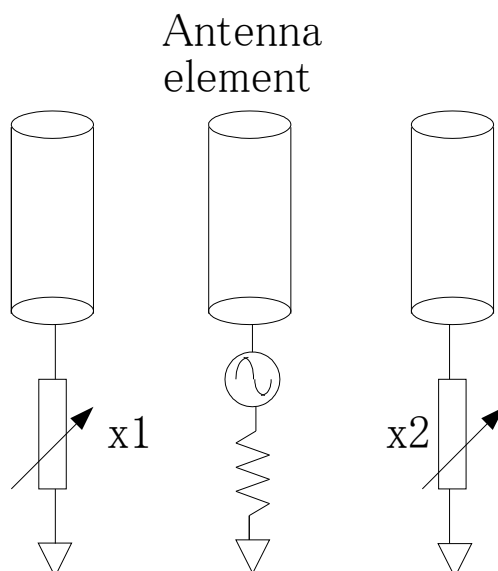


図 2: 指向性ダイバーシチの一般的な構成例

指向性ダイバーシチは、相関の十分低い信号を得ることが難しく、一般にスペースダイバーシチなどに比べてダイバーシチ利得は低くなりがちである。しかし、電子回路による制御が簡単であるという点や、アンテナの薄型化が容易であるという点、給電系を 1 つにできるという点で、小型化の進む移動通信には向いているといえる。<sup>[2]</sup>

これらの点を踏まえ、本研究では、指向性を切り替えることのできるアンテナを製作して、1 つの給電系でダイバーシチと同等の効果をj得て通信品質の向上することを目的に、アンテナシステムを設計・製作する。

### 1.3 指向性切替アンテナシステム

指向性切替アンテナシステムのブロック図を図 3 に、アンテナの構成とシステムとの接続図を図 4 に示す。アンテナは無給電素子を平行に配置したモノポールアンテナで構成されていて、指向性を切り替えるには、この無給電素子の GND への接地・非接地を変えれば、真ん中に置いた給電素子の指向性が、接地している素子のある方向へ傾いて、指向性が切り替わる。

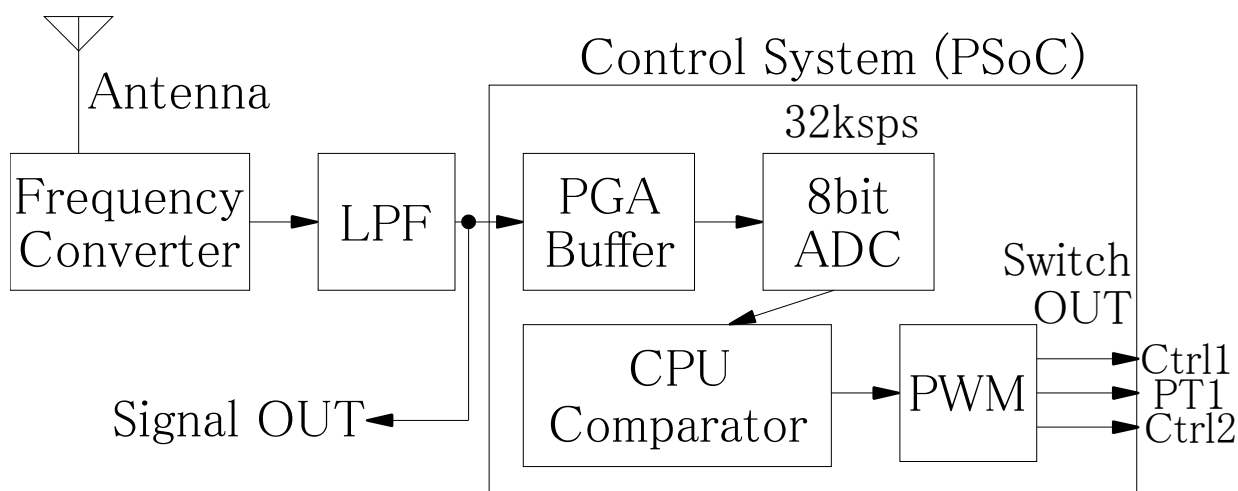


図 3: 指向性切替アンテナシステムのブロック図

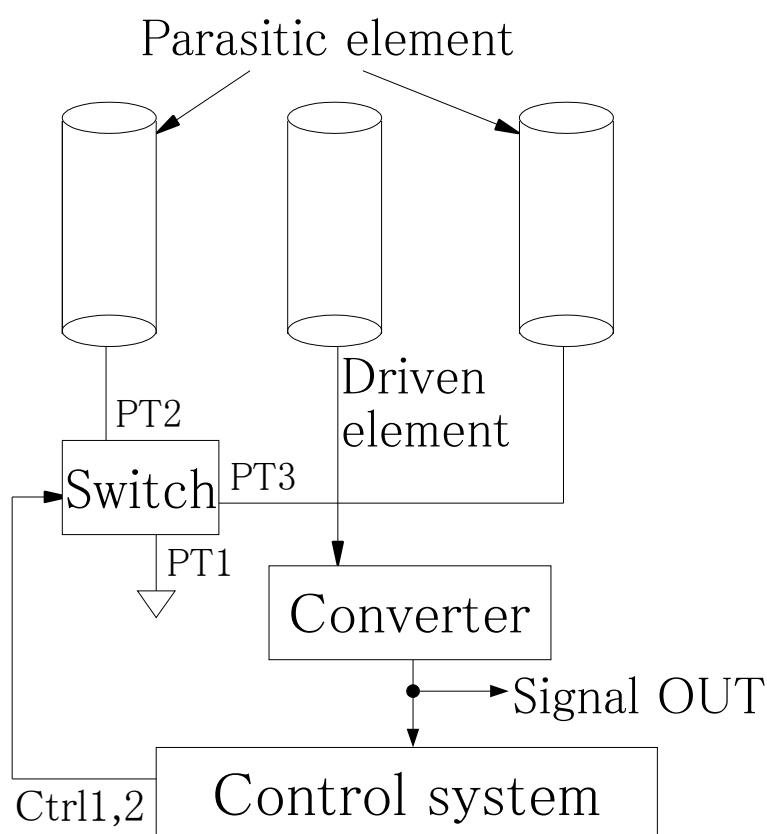


図 4:アンテナの構成とシステムとの接続図

動作の順序として、まずアンテナは初期設定の指向性で信号を受信する。それを次に FET ミキサと LPF で使用できる周波数帯に変換し、制御装置に取り込む。制御装置内ではバッファと A/D コンバータで信号を読み出して CPU でその実効値を計算し、決められた閾値より高いかどうか、指向性を切り替える必要があるかを判断して、スイッチにそれを送る。スイッチは制御装置の判断から、無給電素子の接地・非接地を変え、アンテナ素子の指向性を切り替える。

このシステムが要求されるのは、次の点である。まず、ダイバーシチ効果を得るために相関の低い信号を複数受信しなければならないから、アンテナにそれに見合うだけの指向性変化をさせること。また、制御装置のサンプリング速度と指向性切り替え速度は、ダイバーシチが有効である最大の移動速度に影響するため、なるべく高速であること。加えて、持ち運びをしながらの通信のために、システム全体が安価で小型、丈夫であることである。<sup>[2]</sup>

今回作るシステムは、携帯電話や GPS、ワンセグ TV などの比較的低速で移動する携帯通信端末で利用されることを想定し、小型・軽量化を図った。また、設計周波数は 2.4[GHz]とし、特性インピーダンスは全素子共に 50[Ω]とした。

本研究で製作したアンテナシステムは原理としてはダイバーシチ受信と同じだが、給電系が 1 つであったり、選択受信しかできないという点から、厳密に言えばダイバーシチ受信とは異なる。そこで、このシステムを”指向性切替アンテナシステム”と呼び、この論文内でシステム、またはアンテナシステムという単語は、これを示すものとする。

## 2 SPDT スイッチ

### 2.1 動作

SPDT スイッチとは Single Pole Double Throw スイッチの略で、単極双投スイッチと訳す 1 入力 2 出力のアナログスイッチである。基本的な高周波回路用スイッチの概念図と構成図を図 5 に示す。Ctrl1,2 の制御信号で、PT1-2 間、もしくは PT1-3 間の導通・非導通を切り替える。信号を導通・非導通とするのに PIN ダイオードを用いている。<sup>[4]</sup>

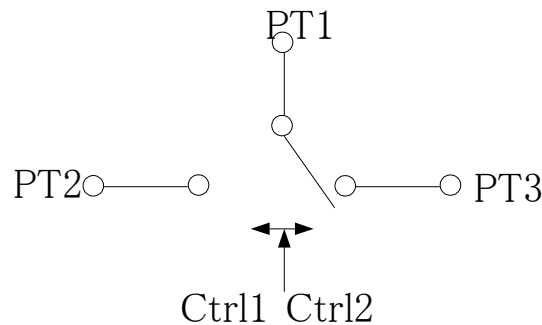


図 5:SPDT スイッチの概念図

PIN ダイオードは P-Intrinsic-N Diode の略で、PN 接合間に真性半導体層を挟むダイオードである。PIN ダイオードはその直流バイアスの方向によって、高周波交流に対し図 6 のような等価回路で表される。バイアスが順方向のときは(b)のように低抵抗とインダクタと等価で導通、逆方向のときは(c)のように高抵抗とコンデンサと等価で非導通と考えることができる。

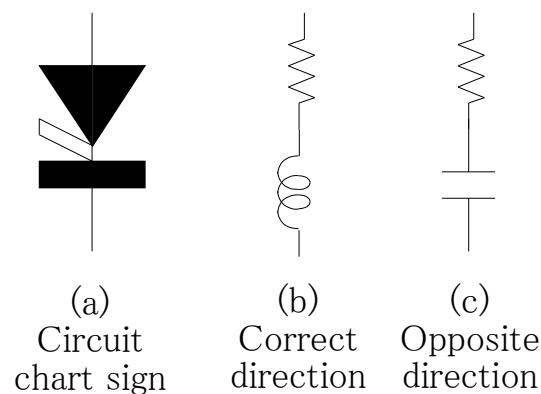


図 6:PIN ダイオードの回路図記号と等価回路

次にスイッチの諸特性について述べる。スイッチの特性の評価には S パラメータと呼ばれる散乱係数を用いる。S パラメータは入射波電力と反射波電力を用いて回路特性を表すもので、たとえば  $S_{12}$  であれば、Port1 に入力した入射波に対する Port2 に生ずる透過波の電力比を、 $S_{21}$  なら、Port2 への入射波に対する Port1 の透過波の電力比をそれぞれ周波数別にデシベルで表している。スイッチが ON している場合の S パラメータの周波数特性を挿入損失と呼ぶ。挿入損失はスイッチを通る際に信号起こる信号レベルのロスを示しており、 $-3[\text{dB}]$  より上であれば信号は減衰なく通過するとされる。また、スイッチが OFF している場合の S パラメータの周波数特性をアイソレーション特性と呼び、その周波数帯の信号がどれだけ減衰されたかを示している。ON 時の信号と  $10[\text{dB}]$  以上の差があれば OFF とみなされるが、その差は大きいほどよい。

## 2.2 設計

マイクロ波回路シミュレータ S-NAP を用いて図 7 のような SPDT スイッチ回路の設計・シミュレーションを行い、特性の数値解を求め、それを元に図 8 のような回路のスイッチを実際に製作した。SPDT スイッチは PIN ダイオードを用いてスイッチング動作を行うが、通信に使用する周波数帯は 2.4[GHz]を想定しているため、その周波数でスイッチングできるように自作コイルを用いた並列共振回路を挿入して、非道通の場合に特に周波数の整合をとる。非導通時の等価回路は図 6 で示したとおりなので、これに共振用のインダクタと、直流バイアスカット用のコンデンサを並列に接続する。並列共振の場合は以下の式でその条件が求められる。

$$Y = \frac{1}{R - j \frac{1}{\omega C}} + \frac{1}{j\omega L - j \frac{1}{\omega C}} \quad [\text{S}] \cdots \cdots (3)$$

(2)の  $Y$  が最小になるように  $L$  について式変形すると以下のようになる。

$$L = \frac{\omega^2 C_1^2 C_2 R^2 + C_1 + C_2}{\omega^2 C_1 C_2} \quad [\text{H}] \cdots \cdots (4)$$

コンデンサにはチップコンデンサを使用した。手持ちの素子の値が限られているため、インダクタをカットアンドトライで共振周波数が 2.4[GHz]となるように自作した。インダクタを自作する際は空芯コイルの設計データからインダクタの直径と長さを求めた。<sup>[5]</sup>

データから、コイルの長さを長くするとインダクタの値が下がり、共振周波数は上がることや、コイルの足の長さを短くすると、そのインダクタンスの値は上がり、共振周波数は下がることがわかる。結果、直径 0.2[mm]の線材を直径 0.5[mm]のシャープペンの芯に 4 巻き巻いて長さを 4[mm]とすることで 6.2[nH]のインダクタを製作し、共振回路として挿入した。

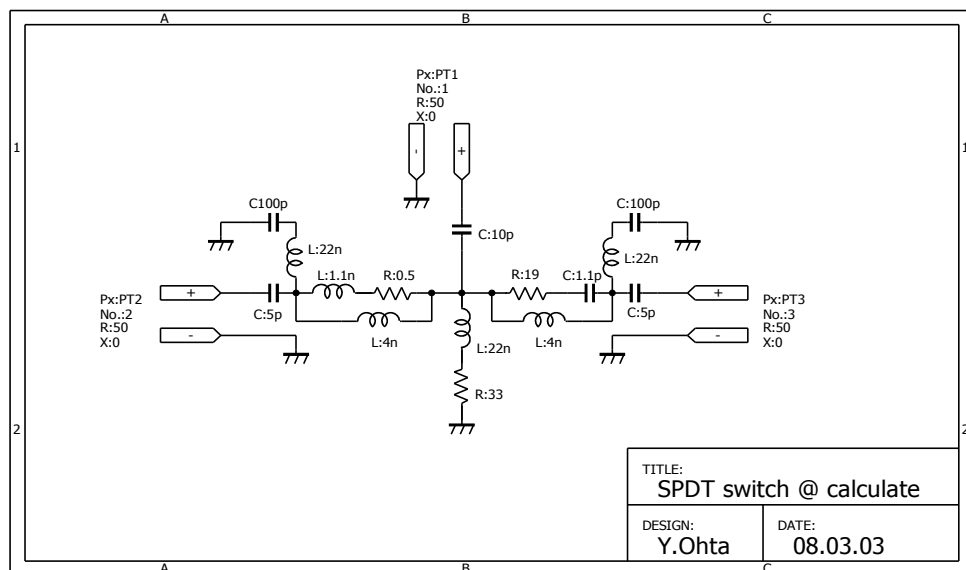


図 7:SPDT スイッチのシミュレーション時の回路図

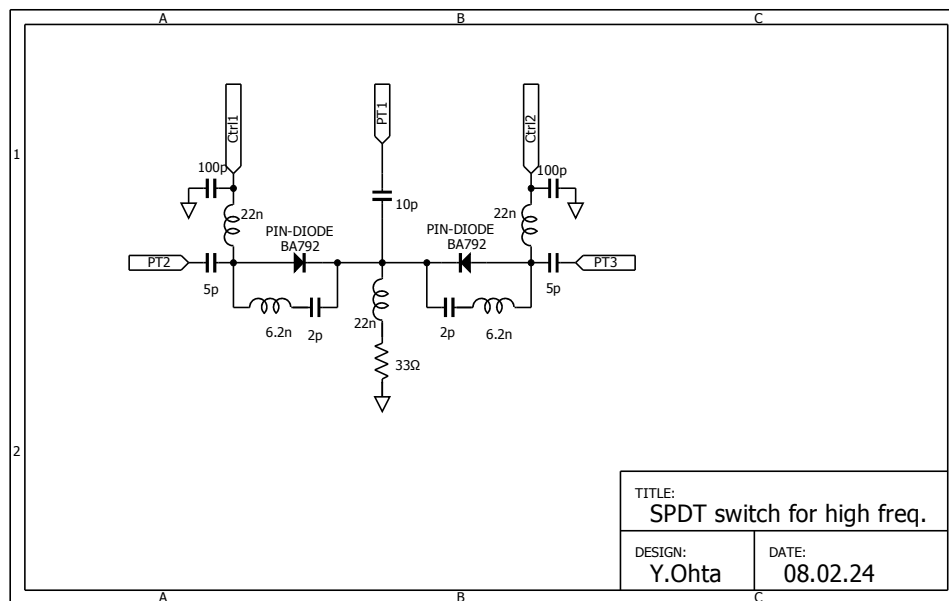


図 8:実際に製作した高周波 SPDT スイッチ回路図

図 8 の回路は Ctrl 端子からの制御入力による直流電圧で PIN ダイオードにバイアスをかけることで、Port1-2 間と Port2-3 間の導通・非導通を制御する。Port とダイオードの間には直流バイアスがかからないようコンデンサを挟み、Ctrl 端子からは直流のみが流れるようインダクタとコンデンサでできた 2 次の LPF を挟む。また、ダイオードに電流が流れすぎないように GND へは抵抗を入れる。<sup>[4]</sup>

PIN ダイオードには Philips 社のバンドスイッチングダイオード BA792 を使用した。

本研究では、誘電体厚 0.8[mm]、銅箔厚 18[ $\mu$ m]、比誘電率 2.55 の誘電体基板を用いてマイクロストリップ線路で回路を製作した。特性インピーダンスを 50[ $\Omega$ ]とするために web 上の Java script の計算ツールを用いてマイクロストリップラインのライン幅を 2.2[mm]とした。[11]誘電体基板上に搭載した素子とマイクロストリップ線路の概要図を図 9 に示す。基板の加工には、カッターとラジオペンチで銅箔をはがすという方法をとった。

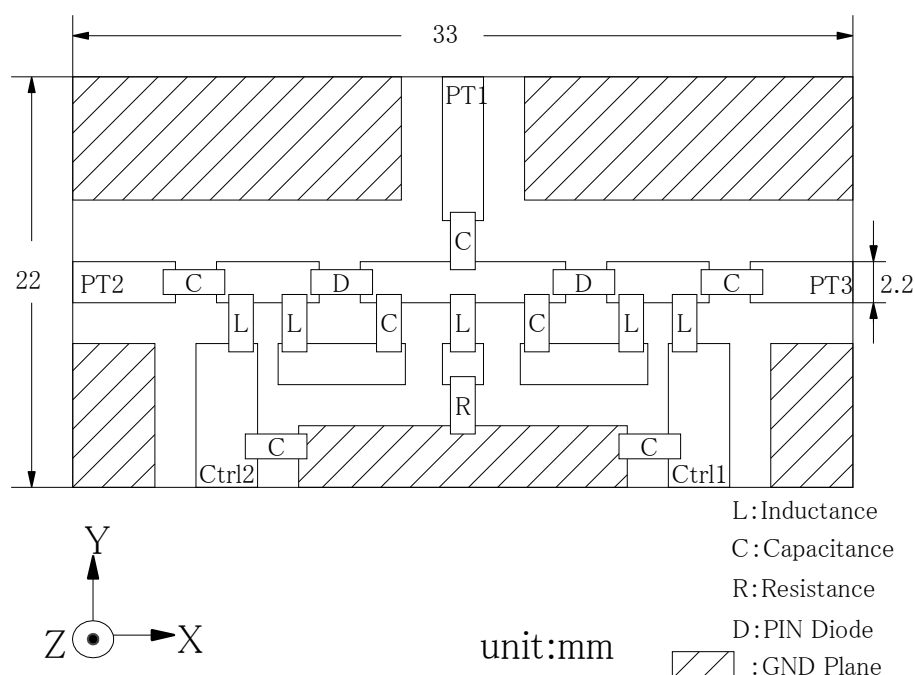


図 9:マイクロストリップ線路で実現した SPDT スイッチ

## 2.3 結果

完成したスイッチに $\pm 1$ [V]のバイアスをかけてネットワークアナライザでその挿入損失とアイソレーション特性を測定した. その結果を図 10 に示す. また, シミュレーション結果を図 11 に示す. 2.4[GHz]での挿入損失は $-3$ [dB]以内で, アイソレーション特性は $-20$ [dB]以上と, 共振周波数でスイッチングしていることが確認できる. また, シミュレーションの数値解もほぼ同程度の特性であるといえる.

## 2.4 考察

2.4[GHz]で, スwitchング動作をしている様子が確認できた. ここから, アンテナシステムに用いるスイッチとして利用できることがわかった.

細かく値を見ると S-NAP でのシミュレーションと違ってくるが, それは, S-NAP が LE 版で素子の配置数に制限があり, マイクロストリップ線路のモデルを分布定数回路として挿入した回路を細かくモデリングしてシミュレーションすることができなかったためと考えられる.

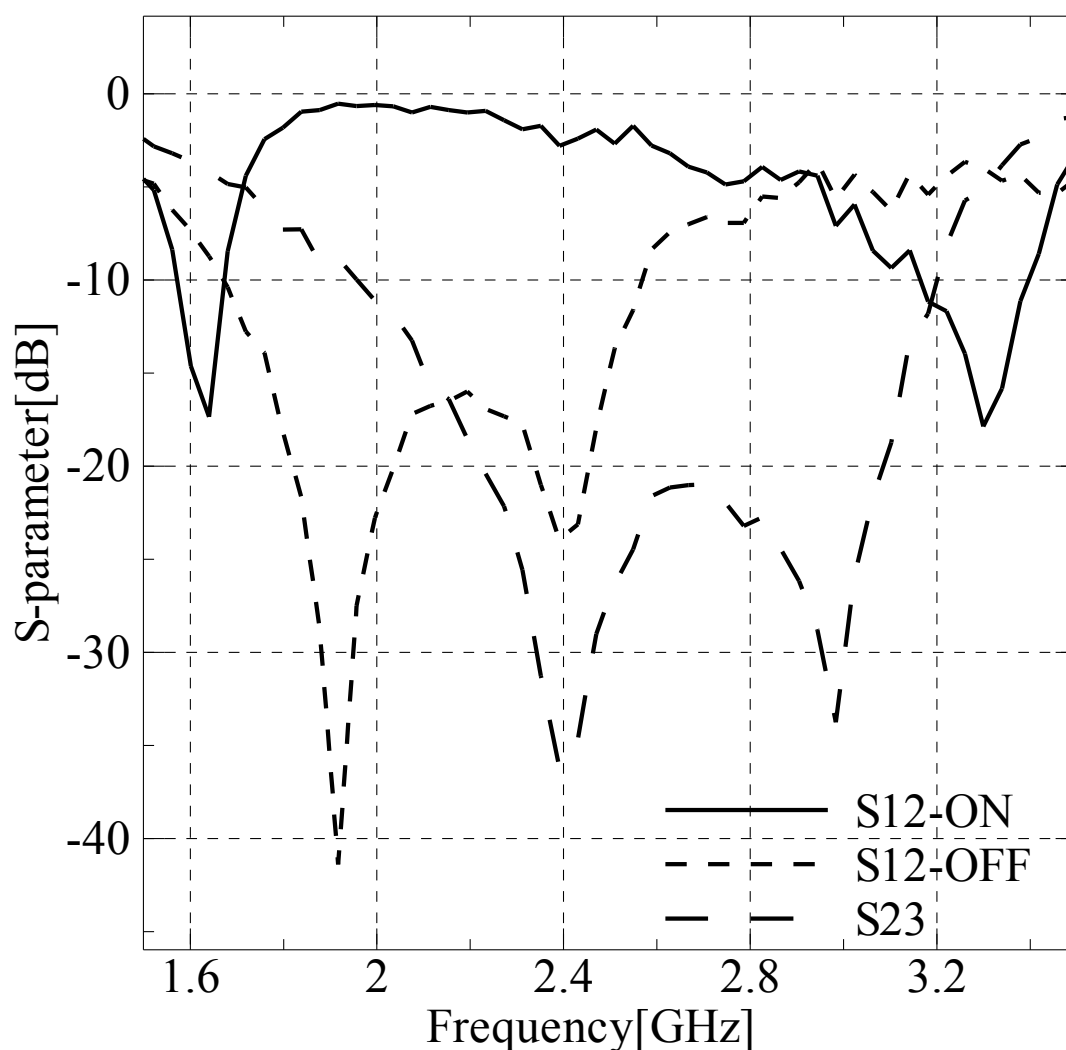


図 10:SPDT スwitchの挿入損失とアイソレーション特性

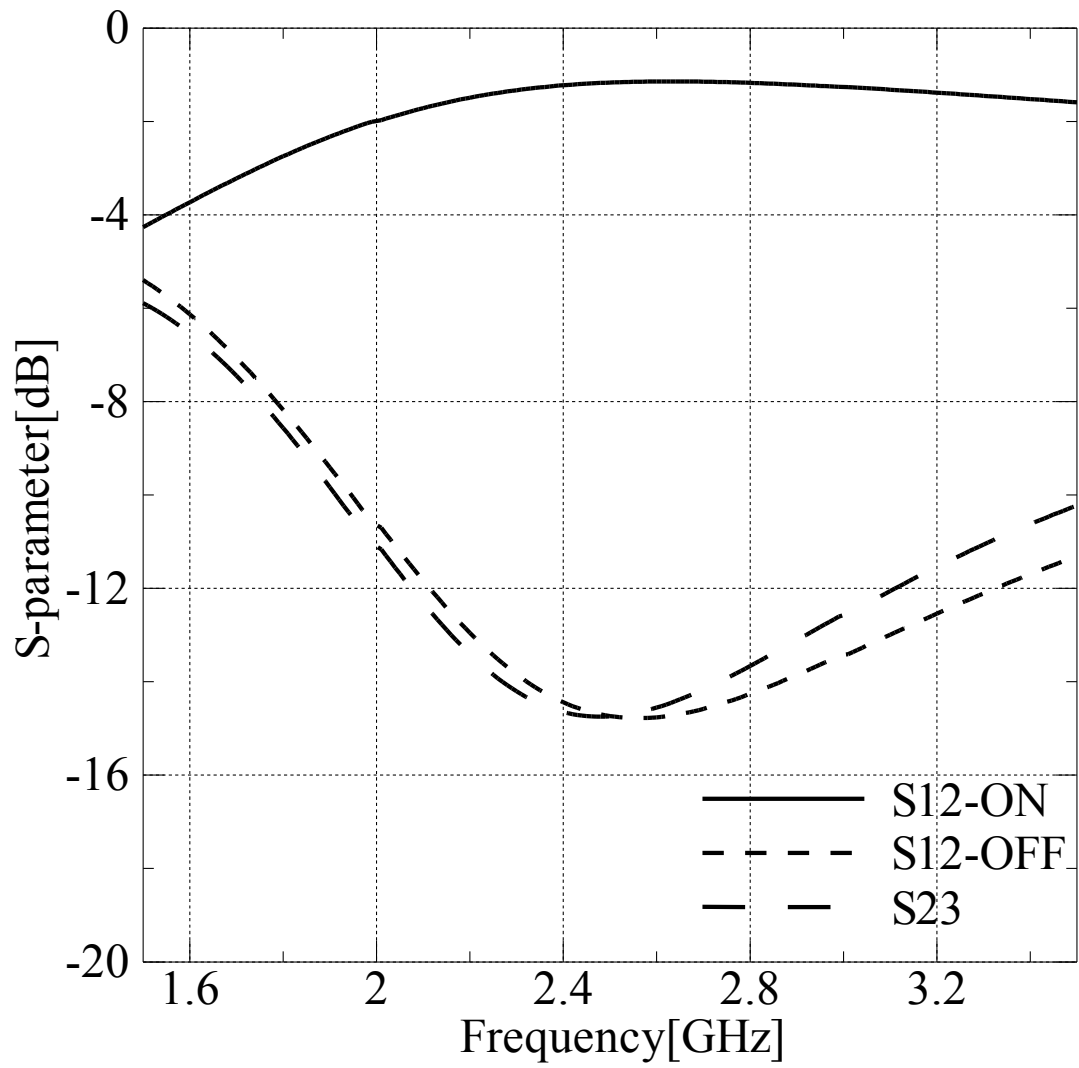


図 11:SPDT スイッチの挿入損失とアイソレーション特性(シミュレーション)

## 3 指向性切替アンテナ

### 3.1 動作

次に、アンテナの形状設計とシミュレーションを行い実際にアンテナを製作した。

アンテナは、そばに無給電の GND にショートした素子を配置すると、その配置した方向へ指向性が傾くことが知られている。また、棒型アンテナに関していえば、給電モノポールより長い素子は反射素子として、短い素子は吸収素子としての役割を果たしてアンテナの指向性を傾けることに寄与する。この現象を積極的に取り入れたアンテナに八木・宇田アンテナがある。八木・宇田アンテナの例を図 12 に示す。八木・宇田アンテナは、吸収素子として働く無給電接地ダイポールを複数素子並べて、その方角への単一指向性を十分にとることのできるアンテナである。八木・宇田アンテナは、テレビアンテナなどの単一指向性が必要となる固定無線通信に用いられる<sup>[1]</sup>

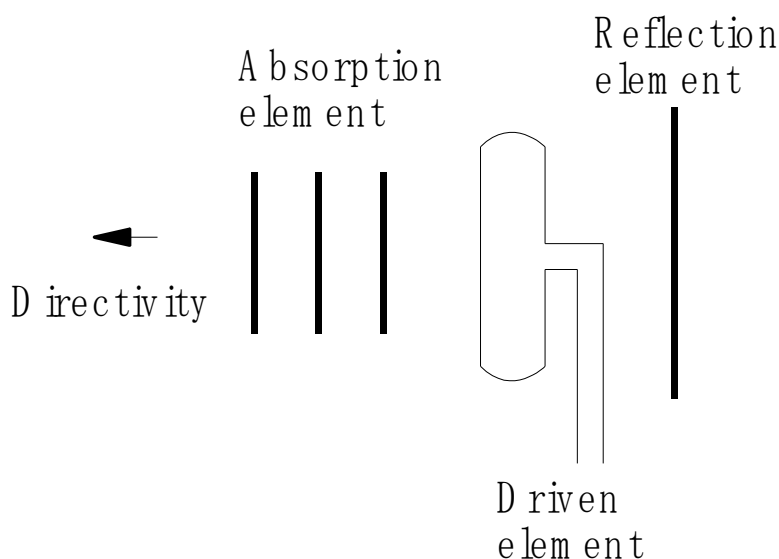


図 12:八木・宇田アンテナの例

今回これを利用して指向性を切り替える動作をさせる。また、指向性の切り替えには、180 度反対側に素子を配置して、スイッチで接地・非接地を切り替えればよい。

次にアンテナの特性評価にも、スイッチと同様 S パラメータを用いる。リターンロス特性は、アンテナの  $S_{11}$  を示すもので、入射した波に対する反射波の電力比のデシベル表示である。つまり、 $S_{11}$  が小さければ小さいほどその周波数帯の信号が空気中へ放射されており、マッチングがとれていることになる。さらに、 $S_{11}$  のピークは、その周波数で共振していることを示す。一般的に、リターンロスが  $-10[\text{dB}]$  以下で、90%以上の電波が空中に放射されていれば、そのアンテナはその周波数の信号で問題なく利得が得られるとされている。

また、放射指向性は、そのアンテナがどの方角からよく電波を受信するかを示すもので、スペクトラムアナライザのトラッキングジェネレータ(TG)から放射される電力と被測定アンテナの受信電力のデシベル比を最大値を  $0[\text{dB}]$  に正規化して表示している。単一の方角に指向性を持つアンテナの場合、以下の式で表される主ビーム *Front* とその反対側のビーム *Back* の比、FB 比 *FB* を求め、指向性その方向にどれだけ向いているかを示す。

$$FB = 20 \log_{10} \left( \frac{Front}{Back} \right) \quad [\text{dB}] \cdots \cdots (5)$$



## 3.2 設計

### 3.2.1 FDTD 法

FDTD 法とは Finite Difference Time Domain 法の略で、有限差分空間領域法と訳される、アンテナと周囲空間におけるすべての電磁界を、その時間変化も含めて近似する方法である。

具体的には、マクスウェルの時間差分方程式を、初期条件から時間をパラメータとして格子状の各空間点で逐次計算して行くものである。モデリングとして、解析領域を格子状にして空間点を配置し、点間の誘電率や透磁率を設定することでアンテナや媒質を設定する。こうして設定したすべての点において、電界・磁界の向きや大きさをすべて計算する。また、解析空間には吸収境界条件を定め、電波をそこで吸収させて十分収束させた状態で結果を求める。<sup>[2]</sup>

この計算方法のために、計算時間がかかりかかるが、その結果から、電流分布が得られ、給電点の波源にパルス波を用いれば結果をフーリエ変換することで広帯域のインピーダンス特性、リターンロス特性が求められ、他にもアンテナを囲う閉曲面を設定すれば放射指向性も求められるなど、一度の計算からさまざまな結果が得られる。また、このようなモデリングと計算手法のため、複雑な形状でも近似して解析することができ、同じアルゴリズムでどのような形状の物にも応用することができるのがこの FDTD 法の特徴である。<sup>[7]</sup>

この特徴や、ほかに用意した NEC というシミュレーションプログラムよりも結果が正確であるという点で、今回は FDTD 法を用いてアンテナ特性の解析を行った。

### 3.2.2 アンテナの構造

今回指向性を切り替えるときは、相関を低いもの同士で切り替える必要があるため、寄生素子の吸収・反射としての役割は固定ではない。また、薄型にするために誘電体基板を用いるので、設計を容易にするためにはアンテナの端から給電するようなモノポールアンテナが適当である。したがって、アンテナの形状は、同一長さのマイクロストリップアンテナをモノポール状に三本並べて、GND への導通、非導通で指向性を切り替えるようにした。製作したアンテナの構造を図 13 に示す。

アンテナは、基板加工機を用いてスイッチに用いたものと同じ誘電体基板をアンテナの形状に削り、側面にコネクタを半田付けするという手順で製作した。

また、FDTD 法を用いてアンテナのシミュレーションを行った。しかし、モデリングの際、精度を上げるために行った局所的な細分化によってモデリングが不完全となった可能性があるため、細分化は行わない場合のシミュレーションも行い、実際に製作したアンテナと、その特性の比較を行った。<sup>[6], [7]</sup>

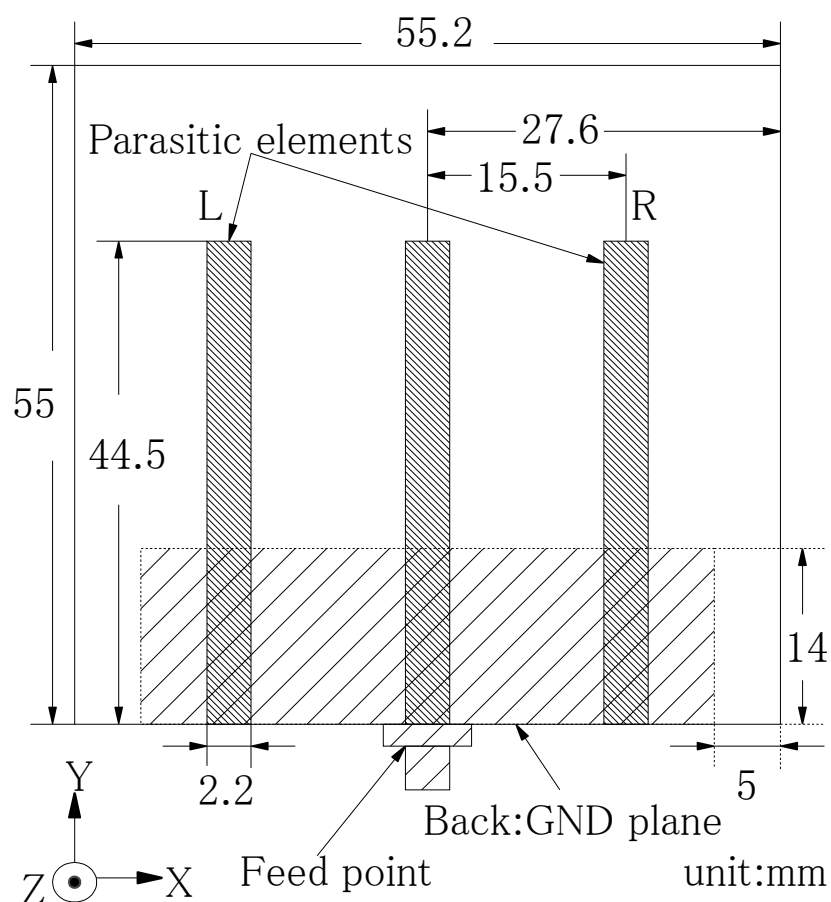


図 13:製作したアンテナの構造

### 3.3 結果

アンテナの特性は、ネットワークアナライザを用いてリターンロス特性を測定し、また、スペクトラムアナライザを用いて放射指向性を測定した。指向性の測定は、以下の図 14 のような環境で、他の電波の干渉や、壁からの反射の影響を受けないよう体育館にて行った。

シミュレーション、実測それぞれのリターンロス特性は図 15、放射指向性は図 16 のようになった。

### 3.4 考察

リターンロス特性を見るとわかるように、実測とシミュレーションではアンテナの共振周波数は違っている。これは、シミュレーション時のアンテナモデルのモデリングが不十分であったからだと推測される。しかし、所望していた値と近い値であったため、この形状のものでもアンテナとして使用できることがわかった。

アンテナの放射指向性をみると、シミュレーションと実測では最大で左接地時に 15[dB]、右接地時に 20[dB]のずれが見られるが、接地箇所を変えることで、指向性を切り替えることができることがわかった。

また、アンテナ指向性の主ビームは、水平方向から  $15^{\circ}$  上方であった。また、FB 比  $FB$  は、実測で -5.17[dB]、シミュレーションで 0.32[dB]であった。

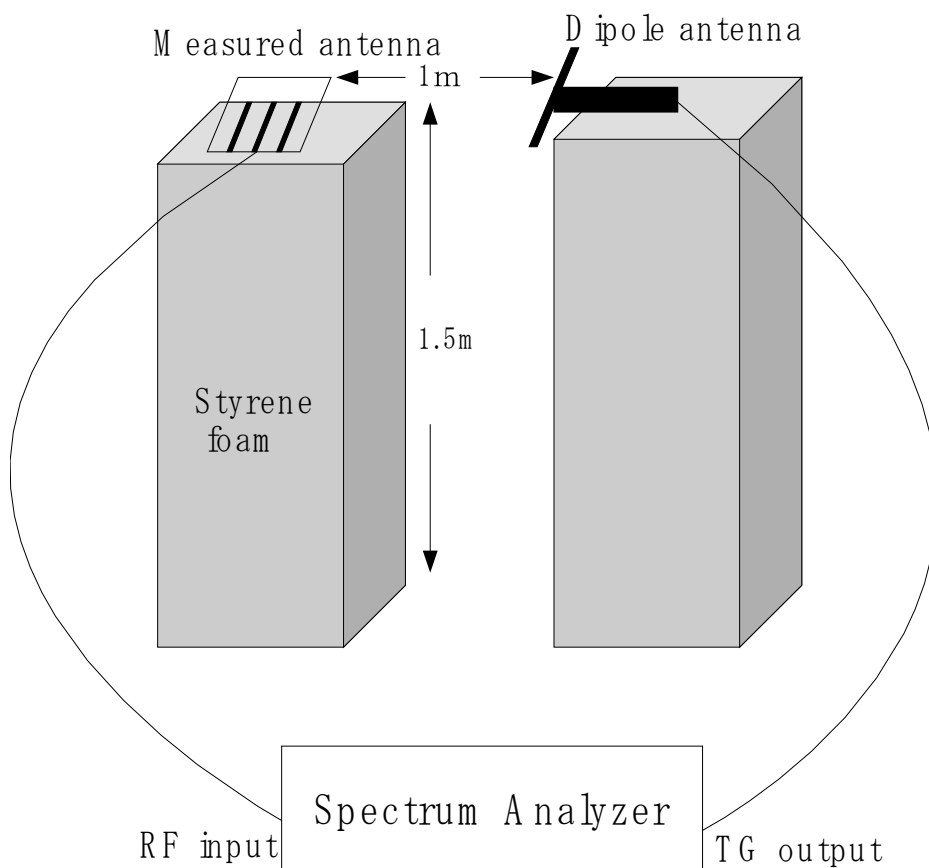


図 14:放射指向性特性測定環境

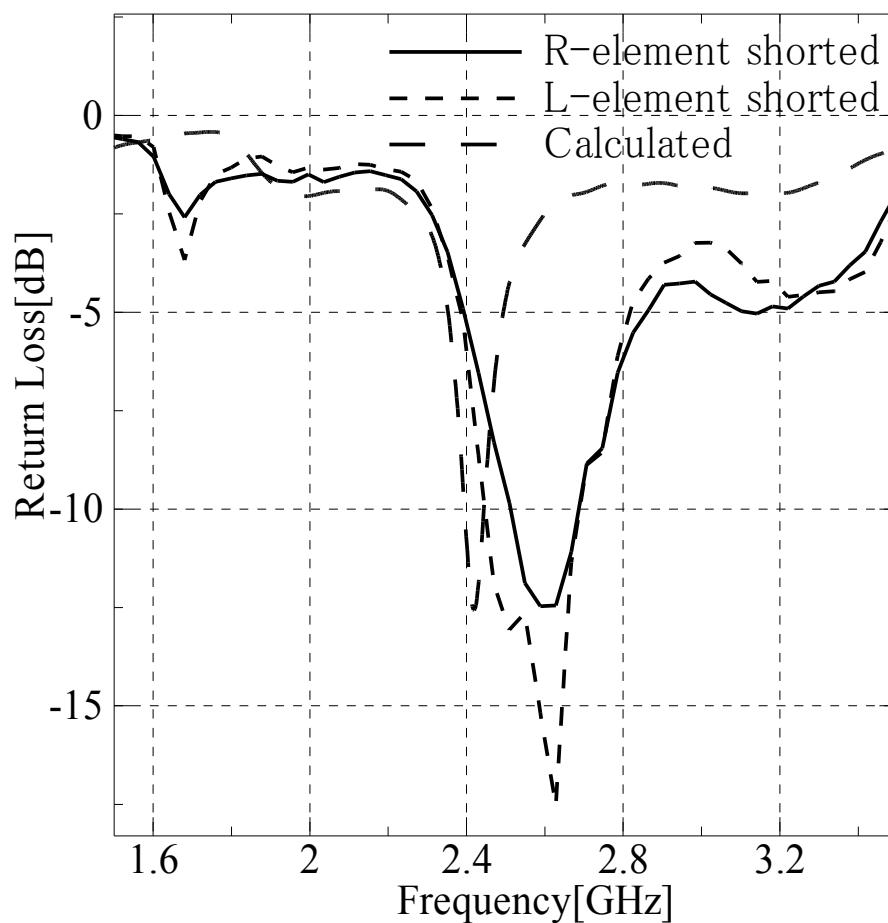
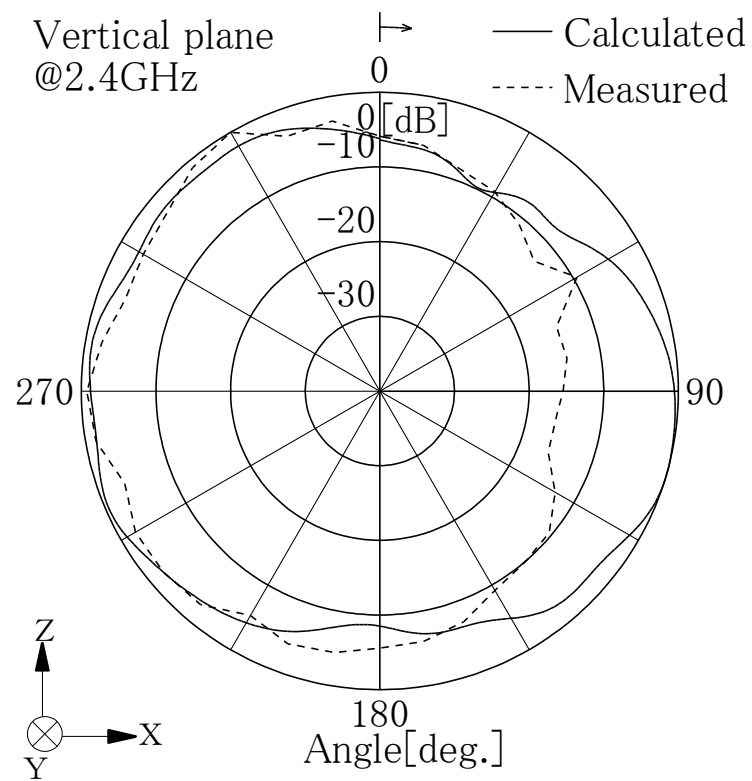
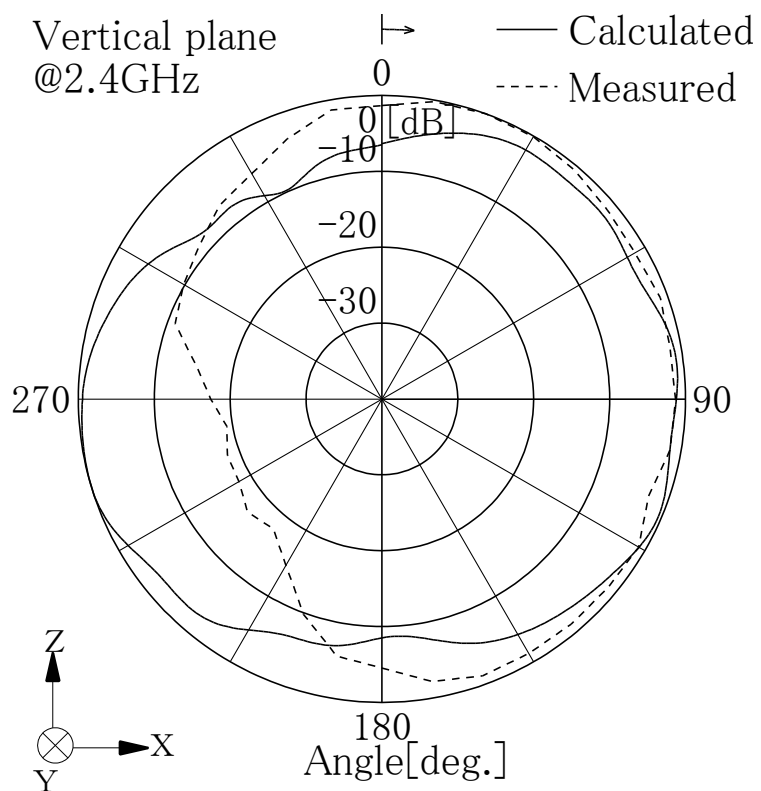


図 15:アンテナのリターンロス特性



(a)左側を接地した場合



(b)右側を接地した場合

図 16:アンテナの放射指向性

## 4 指向性制御装置

### 4.1 動作

指向性制御装置のブロック図を図 17 に示す。この装置はその名のとおり指向性を制御する装置で、その入力を受信信号で、SPDT スイッチに常にバイアスを供給している。信号を受信中は、受信信号を A/D コンバータで取り込み、その実効値を計算する。実効値があらかじめ定めた閾値より低ければ、他方に指向性を切り替える、つまり+1[V]と-1[V]のバイアスを逆にして出力する。

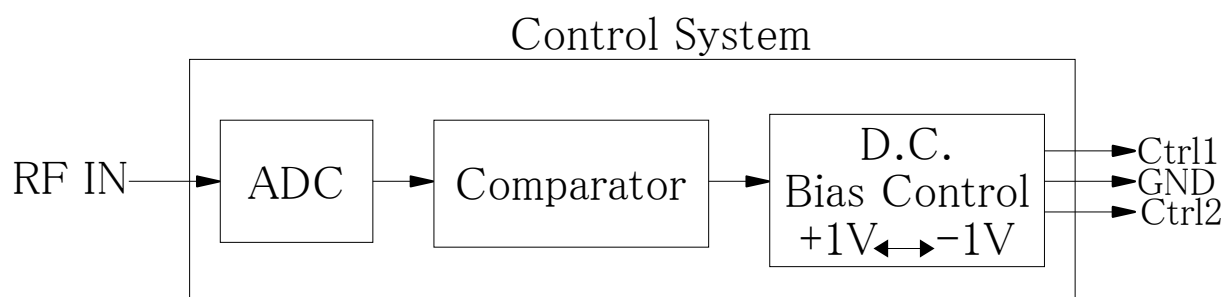


図 17: 指向性制御装置のブロック図

### 4.2 設計

本研究では移動受信局での使用を前提としているため多くの点で気をつけるべき事項がある。まず、実行値を求めなければならない信号は高周波信号であること、また、バイアスの切替速度が早ければ早いほど、移動受信の移動速度を上げることができることから、高速動作することが求められる。さらに、移動受信という点から、低消費電力・小型高性能であることが望ましい。しかし、動作自体は複雑なものではなく、また閾値をそれぞれの状況で変えなければならないことから、プログラマブルなマイコンがよいと考えられる。今回は、入手性や組み込み可能な回路の点から、PSoC マイコンを用いた。

PSoC とは Programmable System on Chip の略で、アナログブロック、デジタルブロックと呼ばれる枠の中に、あらかじめ用意された LPF(Low Pass Filter)や PGA(Programmable Gain Amplifier)などの構成要素を並べて接続し、その動作を C 言語かアセンブラ言語で定義することで、普段ならマイコンの周辺回路として存在する部分までマイコンの中に入れることのできるマイコンである。構成要素には LPF、A/D コンバータ、PWM 出力と今回必要とされるものがあり、CPU の最大動作周波数も 24[MHz]とマイコンの中ではかなり高く、使用するには十分な能力を備えている。<sup>[8]</sup>

本研究で製作した PSoC の内部構成を以下の図 18 に、周辺回路図を図 19 に示す。

PGA は Programmable Gain Amplifier の略で、ゲイン調整可能な増幅器である。今回はゲインを 1 としてバッファとしての役割を果たした。Delsig8 は 8 ビットの  $\Delta$ - $\Sigma$  型 A/D コンバータで、PSoC 内の A/D コンバータでは最速のサンプリング速度を持つ。この結果は 2 の補数で出力され、その値から CPU で実効値を求め、閾値と比較するようプログラムする。そこで判断した結果を PWM8 のパルス幅変化に反映する。デューティ比 100% なら Vdd, 0% なら GND を出力するアナログ電圧源とできる。バイアスには  $\pm 1V$  以上が必要であるから、RefMux が出力する AGND(=Vdd/2)を中点電位として仮想の GND とすることで、正負の電圧として扱う。

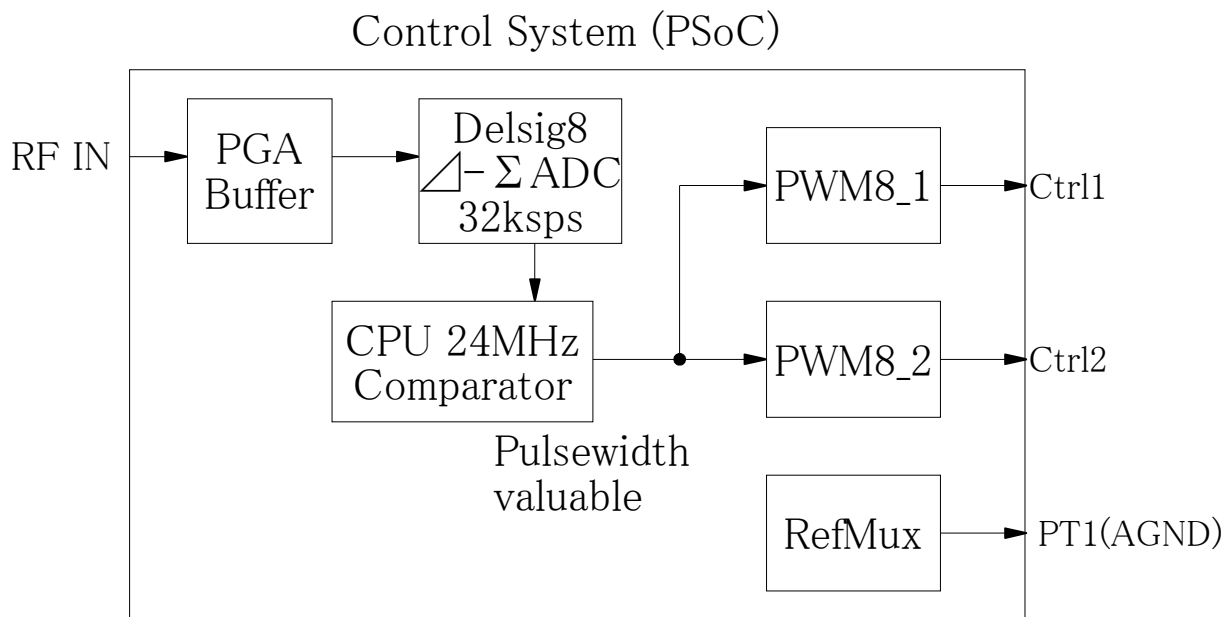


図 18:制御装置の内部構成図

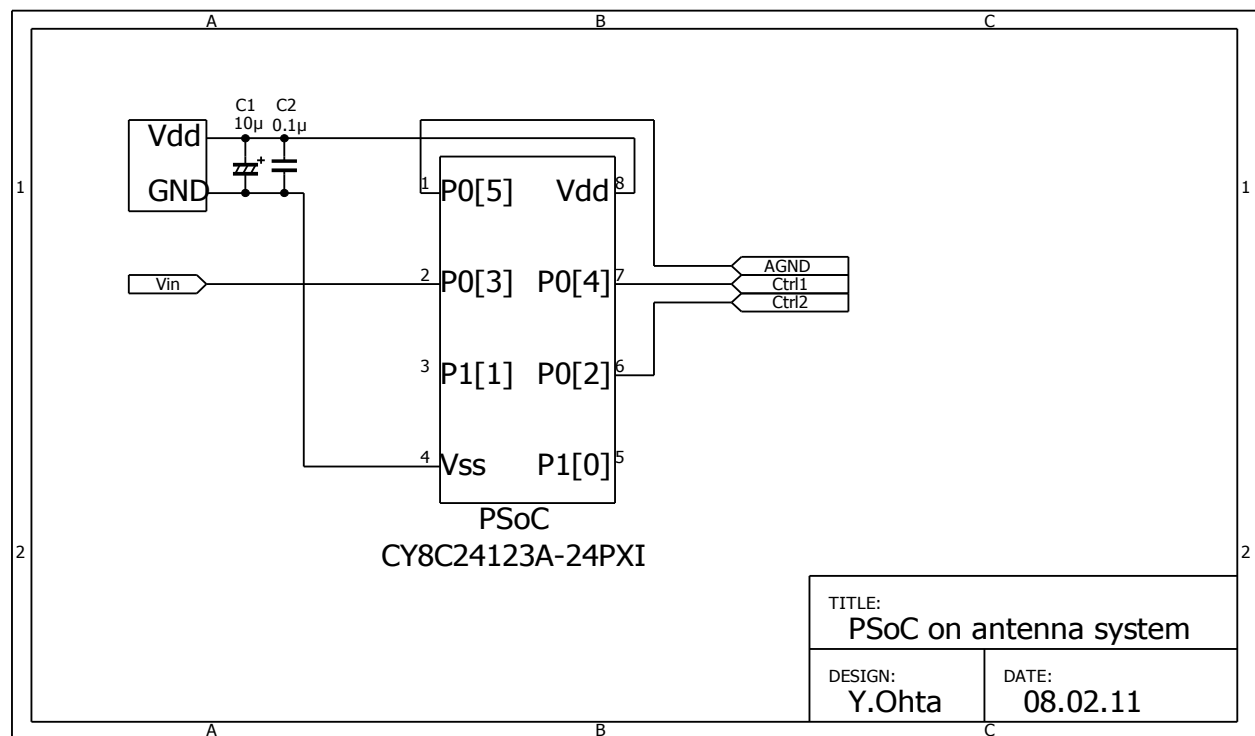


図 19:制御装置の周辺回路図

## 4.3 結果

Vin にファンクションジェネレータから正弦波を入力したところ、実効値が閾値を下回ったところで Ctrl1 と Ctrl2 が入れ替わるように動作した。また、PSoC の消費電流は、Ctrl 出力の入れ替わる時が最大で、約 100[mA]であった。

## 4.4 考察

結果から、Vin に入力された信号は、正しく A/D 変換が行われ、それを処理して実効値と閾値の比較を出力できていることがわかる。

## 5 受信機

### 5.1 構成

受信機は、アンテナで受信した信号を、処理できる周波数の信号に変換して出力するものである。本研究では、2.4[GHz]と設計したアンテナの使用周波数を、使用する周波数帯の信号に変換する。最終的に、制御装置が読み込める周波数まで変換する必要がある。PSoC 内で用いた A/D コンバータ Delsig8 の最高サンプリング速度は 32[kSPS]であるから、サンプリング定理より、最低でも 16[kHz]程度まで変換する必要がある。そこで、今回は FET ミキサと FM 復調回路の 2 つを製作した。

### 5.2 FET ミキサ

#### 5.2.1 動作

FET ミキサとは、あるアンテナからの信号 RF(Radio Frequency)と、別の局部発振器の信号 LO(Local Oscillator)とをミキシングすることで、その和か差の周波数の信号 IF(Intermediate Frequency)を得ることができる周波数変換機である。LO を FET のいずれかの電極に印加することにより、FET の相互コンダクタンスやドレインコンダクタンスの非線形特性を利用して、加減算が行われる。FET へのバイアスのかけ方によって能動モードと抵抗モードに分けることができる。FET を通常のトランジスタのエミッタ接地のようなバイアスのかけ方をすると能動モードとなり、FET は利得を持ち出力 IF は RF に対して増幅される。ドレイン電圧を 0[V]にして使用すると抵抗モードとなり、信号は減衰するが、ドレイン特性の原点近傍の線形領域での動作をするために低ひずみ、低雑音で分離される。<sup>[13]</sup>

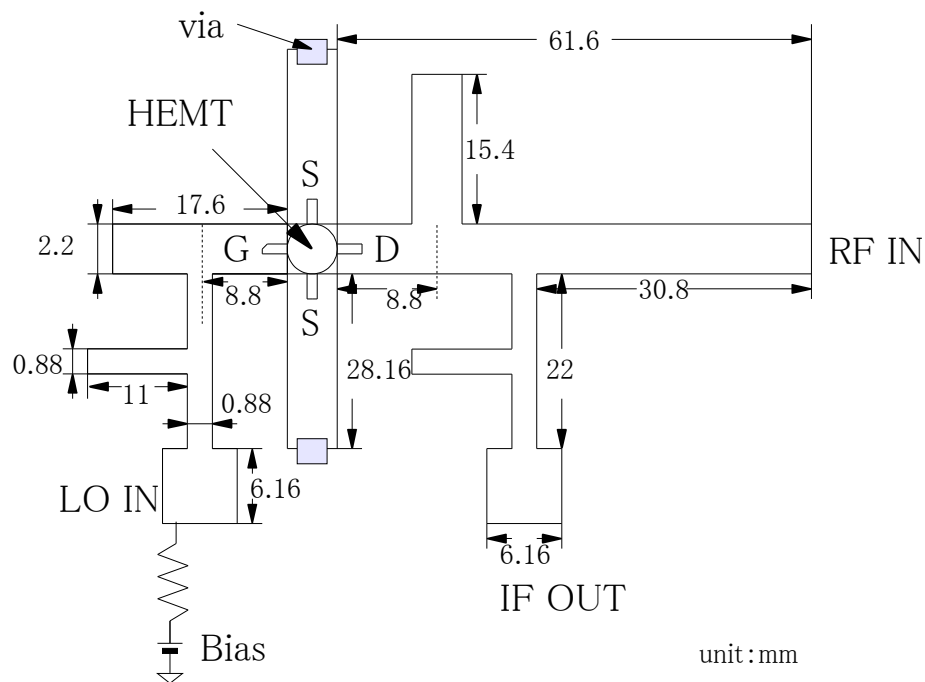


図 20:FET ミキサ構成図

#### 5.2.2 設計

今回設計した FET ミキサを図 20 に示す。今回は FET に富士通の FHX35X という HEMT(High Electron Mobility Transistor)を用いた。また、ミキサのモードはドレインに RF を入力する抵抗モードを用いた。ゲートには 0.5[V]のバイアスを加えて使用する。端子のないマイクロストリップ線路は整合を取るためのスタブであり、ビア(via)はその場所で、裏の総 GND 面に接地している部分である。

スタブの長さのパラメータ  $\lambda_g$  は以下の式で求められ、それを適用した値でスタブを製作した.

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad [\text{m}] \cdots \cdots \cdots (6)$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2\sqrt{(1 - 10 \frac{h}{w})}} \cdots \cdots \cdots (7)$$

ただし,  $\epsilon_r$  は比誘電率,  $h$  は基板高さで,  $w$  はライン幅である. 製作手順は, SPDT スイッチ基板の製作と同様, 誘電体基板を用い, 基板の加工には, カッターとラジオペンチで銅箔をはがすという方法をとった.

さらに, ただミキシングするだけでは高調波などのノイズの影響が無視できない. そこで, LPF を出力に取り付けることでその影響を抑える. LPF は 1 次の RC フィルタを用いた. LPF のカットオフ周波数  $f_c$  は,

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad [\text{Hz}] \cdots \cdots \cdots (8)$$

で求められる. 今回はミキシング出力が最大で 100[MHz] となるように使用するから, カットオフ周波数を約 120[MHz] にして,  $R$  と  $C$  をそれぞれ 15[Ω] と 88[pF] とした.

## 5.2.3 結果

実際に, RF に, FM トランシーバで出力した 1.285[GHz] をトランスバータで周波数変換して作った 2.425[GHz] の信号, LO に局発の 2.503[GHz] の信号を入力し, IF の周波数成分をスペクトラムアナライザで計測したところ, IF からミキシングされた 78[MHz] の信号が出力された. このときの LPF を通す前と通した後の結果を図 21 に示す. さらに, 1[kHz] の信号波をもちいてトランシーバで FM 変調をかけると, トランシーバの出力に現れるスプリアスと同じ周波数変調がミキシング出力にも現れた. このときのトランシーバの出力を図 22 に, ミキシング結果を図 23 に示す.

## 5.2.4 考察

実験結果から, 入力した RF と LO の差の周波数を正しく出力していることがわかる. また, RF に FM 変調をかけても, その変調は IF にも出力されており, IF を処理することで RF と同様の通信ができることがわかる.

また, LPF を通す前と通した後を比較すると, RF, LO, IF 以外の信号はほとんど出力されず, 最大で 15[dB] 程度高調波を抑えることができた.



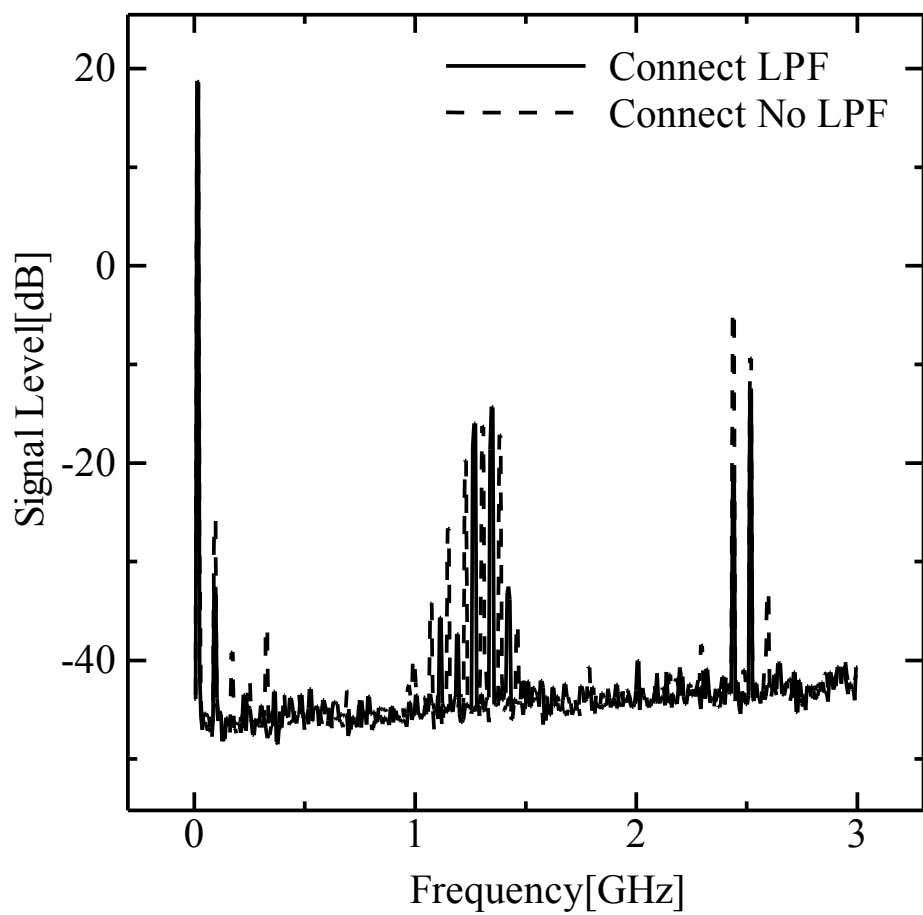


図 21:FETミキサの出力

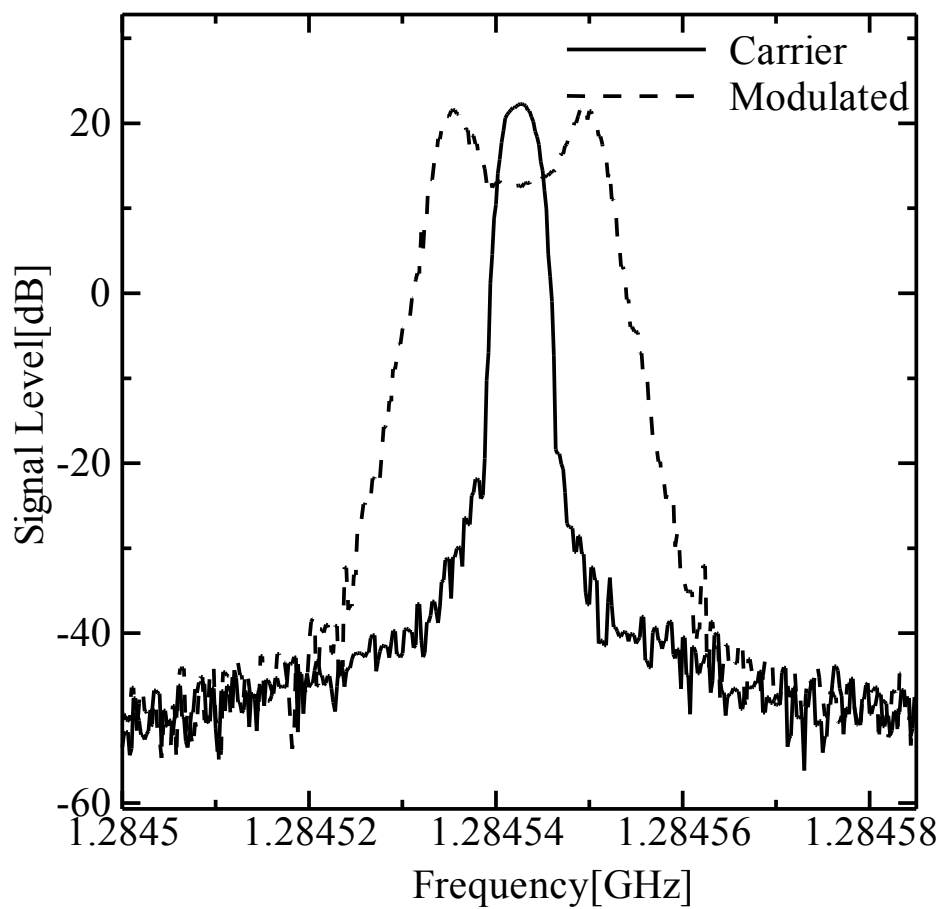


図 22:トランシーバの変調出力

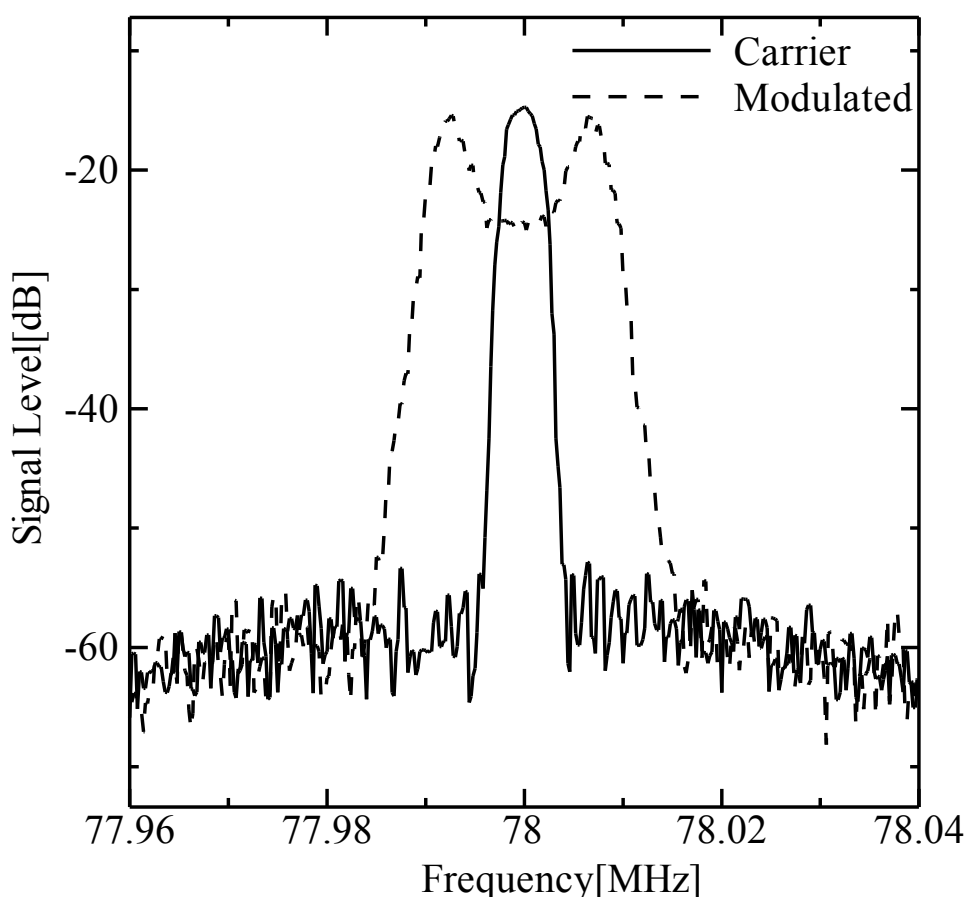


図 23:FET ミキサの変調出力

## 5.3 FM 復調回路

### 5.3.1 動作

FET ミキサの出力でも、50～70[MHz]と周波数が高く、PSoC ではまだ読み取れないので、FM 変調のかかったこの被変調波を復調回路を用いて AF(Audio Frequency)波として取り出す必要がある。

FM 変調のかかった信号を検波するには、スロープ検波が一般的に良く用いられる。図 24 のような共振特性を持った LC 同調回路に FM 波を入力することで、周波数の変化  $\Delta f$  が振幅の変化  $\Delta v$ 、つまり AM 変調になって現れる。AM 変調は、振幅の変調なので、トランジスタやダイオードで振幅の変調を正負で非対称にしてコンデンサで平滑化すれば、信号波が得られる。

今回はこの FM, AM 検波を、超再生検波方式を用いて行う。ただ単に信号を検波するのではなく、正帰還をかけて発振ぎりぎりの状態に保つことで共振回路の感度を高めるのが再生検波方式であるが、発振しやすく調整が難しいという欠点がある。超再生検波は、別回路でクエンチング発振と呼ばれる発振を行い、検波回路を発振と非発振の状態を常に切り替えることで、常に感度の高い検波を行うことができる検波方式で、ノイズが発生しやすいが比較的安定して検波が行えるうえ、周波数の選択範囲がかなり広くとれるという特徴を持つ。<sup>[12]</sup>

また、AF 検波出力は微小な信号であるので、オーディオ帯域のアンプを用いて、PSoC でも読み取れる電圧まで増幅するとともに、LPF の効果を持たせ、搬送波の信号やノイズが残らないようにする。

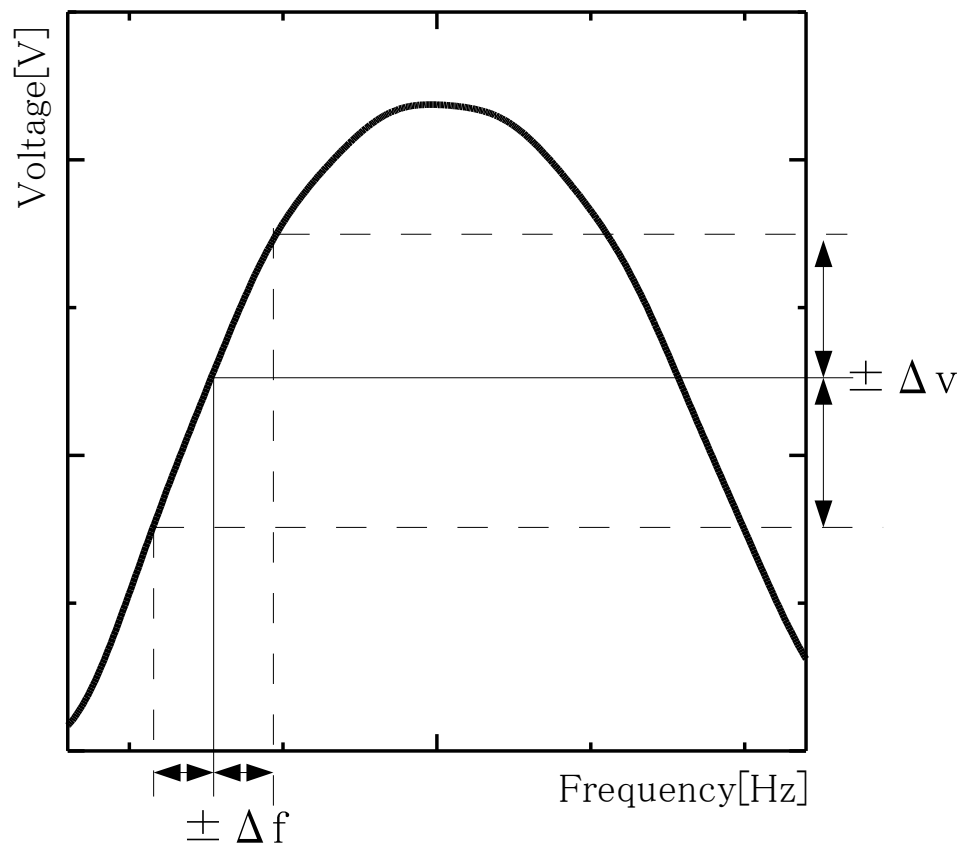


図 24:周波数変調と振幅変調の変換

### 5.3.2 設計

以下に設計した FM 復調回路図を示す.

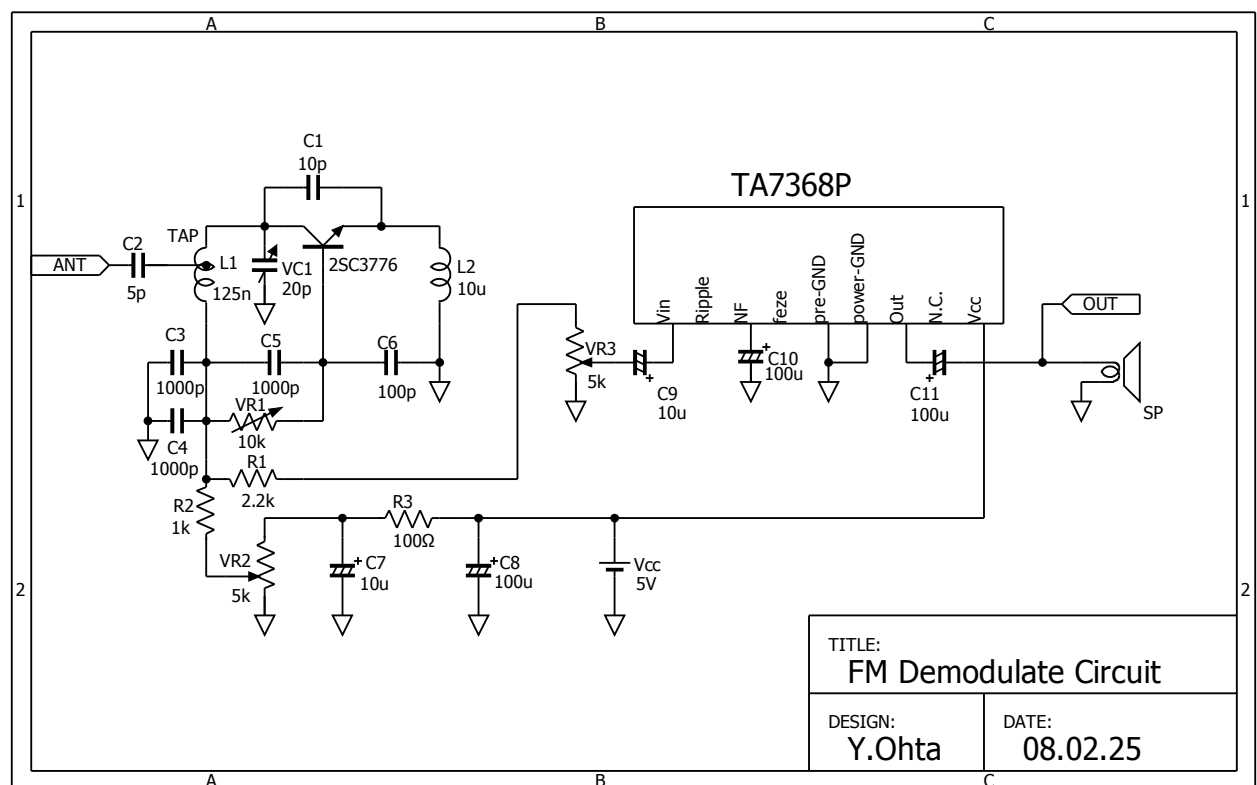


図 25:FM 復調回路

トランジスタとL2, C3～6で構成するクエンチング発振によって, VC1とL1によって構成する共振回路のQを上げ, FMを検波し, AM変調になった信号を, トランジスタのベース・エミッタ間の非線形性を用いて2乗検波してAF波として取り出す. 取り出したAF波はオーディオパワーアンプICのTA7368Pを通して増幅され, OUT端子から出力される.

クエンチング発振周波数を, 検波回路の電源電圧VR2で変え, また共振回路の同調周波数をVC1で変えることでチューニングを行う. また, R3, C7は電源用のデカップリングフィルタである.<sup>[12]</sup>

このままでは, 復調波にクエンチング発振の信号もノイズとして出力されてしまうため, OUTのあとにFETミキサと同様にカットオフ周波数 $f_c=15.9[\text{kHz}]$ のRC1次LPFを $R=1[\text{k}\Omega]$ ,  $C=0.01[\mu\text{F}]$ として接続した.

### 5.3.3 結果

ANT端子に約80[cm]の銅線を接続し, チューニングを行ったところ, 78.0[MHz]でbay-FMなど, 一般のFM放送を聞くことができた. また, トランシーバで1[kHz]の変調をかけた2.425[GHz]の信号を, FETミキサを通した後, ANT端子に入力すると, OUT端子から復調された1[kHz]のAF波が出力された. この結果を図26に示す.

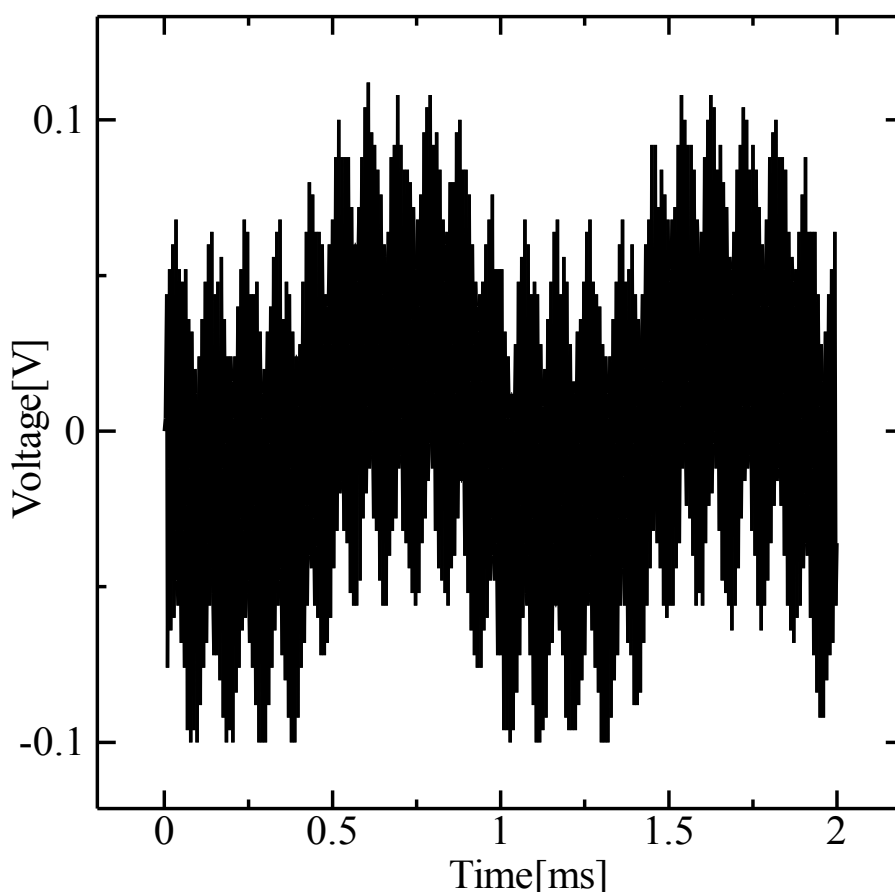


図 26:FM 復調回路の復調出力

### 5.3.4 考察

結果から, 回路が正しくFM検波を行って復調動作を行っていることがわかる. また, FETミキサからの信号も復調できたことから, この回路とFETミキサで受信機として動作させることができることがわかる.

## 5.4 要素の接続とシステム全体の動作

### 5.4.1 構成

今回製作した素子を接続し、トランシーバを用いて作った送信系から送信した信号を受信させた。図 27 に要素の接続と送信系の構成図を示す。

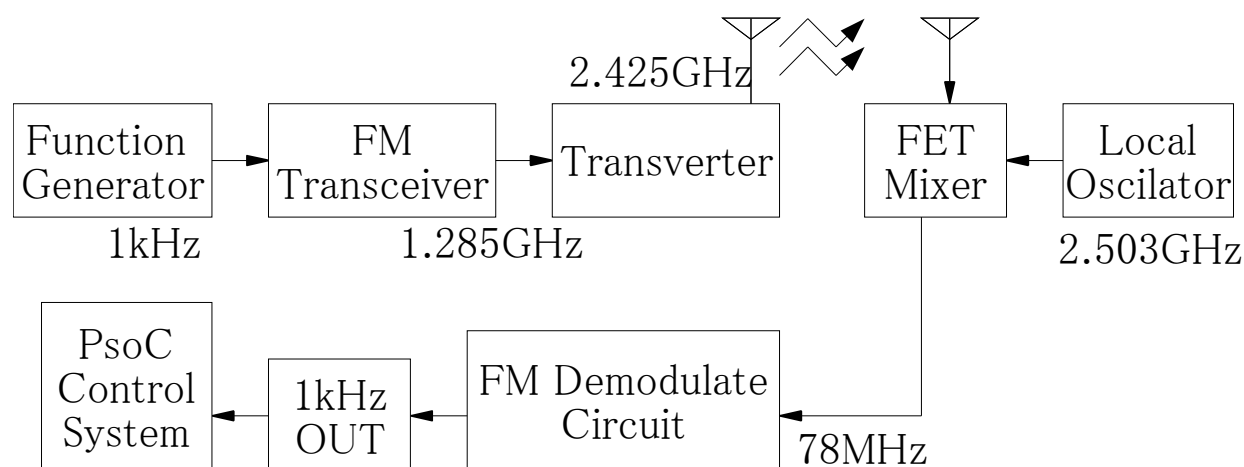


図 27:要素の接続と送信系の構成

ファンクションジェネレータから発せられた AF 波は、FMトランシーバによって 1.285[GHz]に FM 変調され、トランスバータによって 2.425[GHz]に周波数変換された後、送信用のパッチアンテナから送信される。製作した指向性切換アンテナはこれを受信し、LO と共にミキサにかけて 78[MHz]の FM 波とし、FM 復調回路によって復調され、PSoC で読み込める周波数となる。PSoC はこれにより、実行値を得ることが可能となり、その実効値を正しく計算して切替を行う。

### 5.4.2 結果と考察

実際にこの接続で制御装置を動作させ、送信アンテナの放射角度を変えたところ、バイアスが切り替わり、復調した信号波の実効値にあわせて指向性が変化している様子が確認できた。これにより、移動通信時にこのアンテナシステムを用いれば、利得の向上を図ることができることがわかる。

問題点として、出力のノイズが大きいこと、PSoC の消費電流が大きいこと、システム全体の大きさが大きくなってしまったことが挙げられる。

## 6 結論

本研究では、無線通信をより快適にするために考案されたダイバーシチ受信方式の中で、利得が得やすく一般的なスペースダイバーシチ受信方式に対して、給電系を少なくすることが可能なため、部品数が少なく、小型化、軽量化に有効であると考えられる指向性ダイバーシチ受信方式の受信システムを、指向性切替アンテナにより製作し、その特性を調べた。

受信システムに必要な要素として、指向性切替アンテナ、SPDT スイッチと制御装置をシミュレーションソフトを適切に用いて設計・製作し、さらに、FET ミキサと FM 復調回路を製作して、アンテナシステムを構成したところ、受信周波数 2.4[GHz]において指向性制御を行っている様子を確認することができた。また、これにより、移動通信に本システムを用いることで、単一のアンテナを用いるより利得を得ることが可能であるといえる。

# 謝辞

本研究を進めるにあたり、親切なご指導と的確なアドバイスを賜った泉 源准教授に深く感謝します。  
また、研究生生活をともにすごした泉研究室の皆様にも深く感謝します。

# 参考文献

- [1]新井宏之:”新アンテナ工学-移動通信時代のアンテナ技術-”, 総合電子社
- [2]藤本京平:”図解移動通信用アンテナシステム”, 総合電子社
- [3]Yimin Zhang, Kazuhiro Hirasawa, Kyohei Fujimoto : ” Opened Parasitic Elements Nearby a Driven Dipole”, IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. AP-34, NO. 5, p.711-p.713, MAY 1986
- [4]トランジスタ技術, CQ 出版社, 2001 年 1 月号 p.294-p.303, 2001 年 2 月号 p.284-p.292
- [5]森栄二:”LC フィルタの設計&製作”, CQ 出版社
- [6]山本大輔:”有限地板上アンテナ特性の FDTD 解析法に関する研究”, 横浜国立大学 新井研究室 修士論文, 2001
- [7]山下栄吉, 銭永喜:”FDTD 法によるマイクロ波平面回路・アンテナ特性の解析”, リアライズ社, 1996
- [8]桑野雅彦:”はじめての PSoC マイコン”, CQ 出版社, 2004
- [9]N.B.Buchanan, V.F.Fusco, J.A.C.Stewart : ” A 7.5-GHz Super Regenerative Detector”, IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, Vol. 50, NO. 9, p.2198-p.2202, SEPTEMBER 2002
- [10]松本拓洋, 桑原義彦:”パラサイト素子切換型ビーム走査アンテナと RBF ニューラルネットワークを用いた二次元到来方向推定”, 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J88-B, No. 8, pp. 1500-1508, 2005
- [11]I-Laboratory <RF & Microwave Design Tool Library> Microstrip Line Calculator  
[http://www1.sphere.ne.jp/i-lab/ilab/tool/ms\\_line.htm](http://www1.sphere.ne.jp/i-lab/ilab/tool/ms_line.htm)
- [12]鈴木憲次:”ラジオ・ワイヤレス回路の設計・製作”, CQ 出版社, 1999
- [13]大木茂:”デジタルビームホーミング用ダイレクトコンバージョン受信機の研究”, 横浜国立大学 新井研究室 学士論文, 2001



## 本研究で使用したソフトウェア

- [1]fdtd.exe Version 4.6:FDTD 法電磁解析プログラム
- [2]S-NAP-Pro LE 版 Windows Version 3.43A Total version 6.0:マイクロ波回路・電磁界解析ソフトウェア
- [3]NEC4 Version 5.5.4:数値電磁界解析プログラム
- [4]DrawP Version 2.1:tcl-tk 放射指向性パターン描画ソフト
- [5]APchart for Windows Version 2.33:アンテナ指向性専用 2 次元グラフ作成ソフト
- [6]OpenOffice.org Version 2.3:オープンソースオフィスソフトウェア
- [7]BSch3V 080112 版:フリー回路図エディタ
- [8]gnuplot Version 4.2:関数・数値データ 2・3 次元プロットソフトウェア
- [9]plot32 Version 1.35:科学用 2 次元グラフ作成アプリケーション
- [10]PSoC Designer Version 4.4:PSoC マイコンプロジェクト開発アプリケーション
- [11]PsoC Programmer Version 2.33.0.1:PSoC マイコン書き込みソフトウェア

## 本研究で使用した実験機器

- [1]Agilent Technology ベクトルネットワークアナライザ E5071A JP1KJ00166
- [2]アンリツ スペクトラムアナライザ MS2651B MT41488
- [3]KENWOOD 直流安定化電源 PR18-3A 6040114
- [4]METRONIX 直流安定化電源 6455A 826522
- [5]マキ電機 トランスバータ UTV-2400 99012481
- [6]ICOM トランシーバ IC- $\angle$ 1 シリアル不明
- [7]株式会社衛星通信・放送システム研究所 2.5[GHz]局部発振器 S-0808-03
- [8]PSoC MiniProg PsoC Programmer Cypress Microsystems 064695133
- [9]日本 LPKF 基板加工機 LPKF ProtoMatC60 2N10090101
- [10]パソコン WinXP 自作 CPU Pentium4 2.4GHz 504MB memory 76.3GB HDD  
Win95 FUJITSU FMV-DESK POWER S II 167 CPU pentium133kHz 16MB memory 2GB HDD

## 付録 A アンテナのシミュレーションモデル

今回シミュレーションを行ったアンテナのシミュレーションモデルを以下に示す.

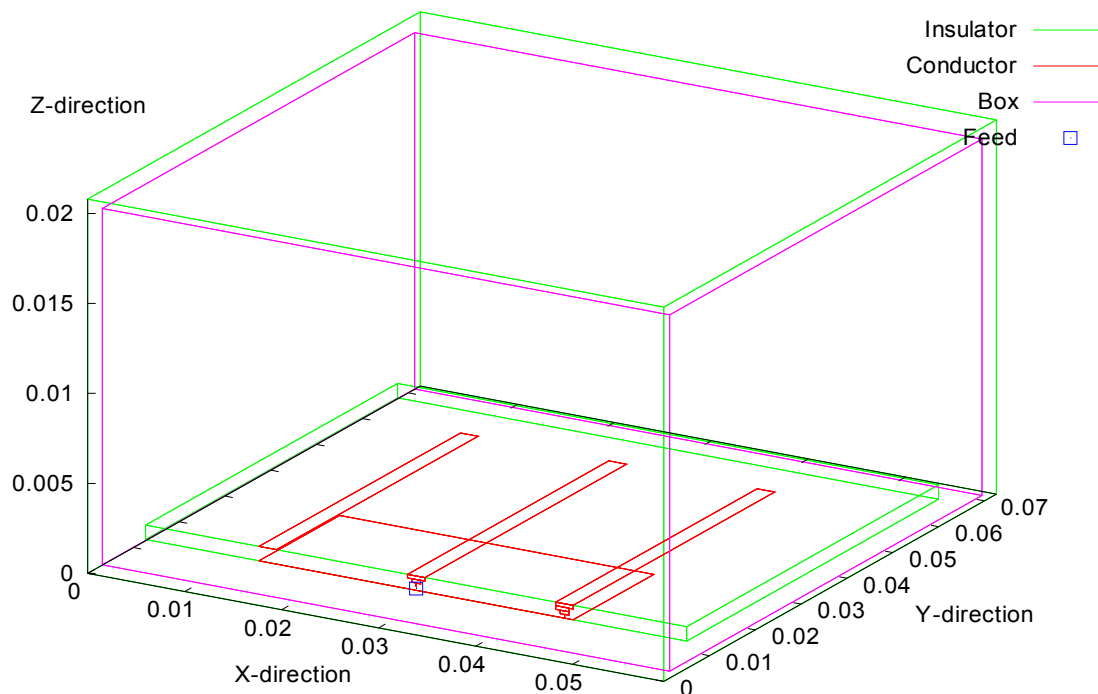


図 28:アンテナシミュレーションモデル

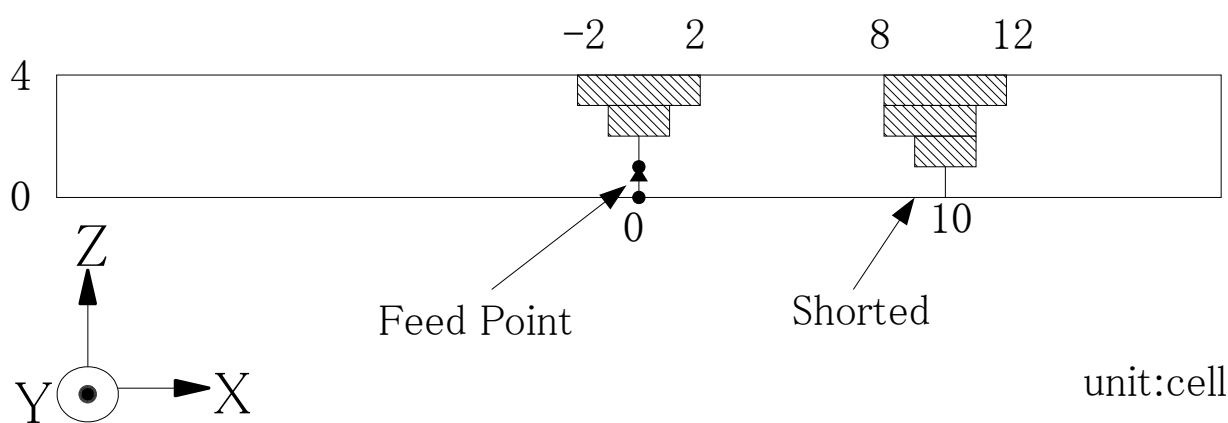


図 29:シミュレーションモデルの接地面の拡大

## 付録 B アンテナシミュレーションの入力データ

以下にアンテナシミュレーションを行った際のプログラムへの入力データを示す.

```
001: #注意
002: #←先頭にこれがあるか、改行のみの行はコメントとして扱われる。
003: #sw_right.conf アンテナ FDTD 法での解析のサンプル
004: # $\lambda=125[\text{mm}]$ とした場合のモノポールアンテナ3本で片側を接地.
005:
006: Display_Progress 1
007: #進捗状況の表示
008: #1 ステップ毎の給電電圧値, 応答電流値を画面に出力.
009:
010: Output_Model gnuplot
011: #解析モデルの出力
012: #gnuplot でワイヤフレームモデルを表示するためのファイルを出力.
013:
014: Time_Steps 13000
015: #タイムステップ数
016: #タイムステップ数=イタレーション(繰り返し, 反復)回数の設定.
017:
018: ABC PML
019: ABC_Layers 8
020: Conductivity_Distribution 4.0
021: Max_Reflection_Coefficient -120.0
022: #吸収境界の設定
023: #吸収境界として PML を選択し,
024: #層数 8, 導電率・導磁率変化次数 4, 垂直入射時の反射係数-120dB に設定.
025:
026: Input_Char 1
027: Input_Char_Freq_Start 1e+9
028: Input_Char_Freq_End 10e+9
029: Input_Char_Freqs 4001
030: #入力インピーダンス, リターンロスの計算
031: #入力インピーダンスを 0.5~6.5GHz まで 4001 分割して計算するように設定.
032: #また, 50  $\Omega$  の線路と接続した場合のリターンロスも併せて計算.
033:
034: Pattern 1
035: Pattern_Freq_Start 2.4e+9
036: Pattern_Freq_End 5e+9
037: Pattern_Freqs 2
```

038: Pattern\_Rotate (0.0, 0.0, 0.0)  
 039: Pattern\_Center (0, 0, 0)  
 040: /Pattern\_Distance 100  
 041: Pattern\_Current\_Box (-37, -17, -17) (37, 37, 20) +Z  
 042: #放射パターンの計算  
 043: #2.4GHzと5.0GHzの2周波数における放射パターンを計算するように設定.  
 044: #この時, Z軸が  $\theta$  軸と一致し, X軸が  $\phi=0[\text{deg.}]$ となっている.  
 045: #アンテナ中央を座標原点とし, 100[m]離れた位置での放射パターンを計算する指定となっている.  
 046: #近傍電磁界の観測位置は, 吸収境界から内側1セル.  
 047:  
 048: Freq\_Domain\_Distribution 1  
 049: Freq\_Domain\_Distribution\_Freq\_Start 2.4e+9  
 050: Freq\_Domain\_Distribution\_Freq\_End 5e+9  
 051: Freq\_Domain\_Distribution\_Freqs 2  
 052: Freq\_Domain\_Distribution\_Plane (-20, 0, 4) (20, 20, 4)  
 053: #周波数領域における電磁界分布, 電流分布の計算  
 054: #計算するフラグは立っていないが, 2.4GHzと5.0GHzの2周波数で,  
 055: #周波数領域での電磁界分布・電流分布を計算するための指定.  
 056: #計算する位置は X=0[セル]の YZ 面で, X,Z= $\pm 62, +50$ [セル]の範囲内の分布を算出する.  
 057: #(X,Yの数値はBoxサイズのオーバーすると計算不可)  
 058:  
 059: Time\_Domain\_Distribution 0  
 060: Time\_Domain\_Distribution\_Term 100  
 061: Time\_Domain\_Distribution\_Plane (-39, -19, 4) (39, 39, 4)  
 062: Time\_Domain\_Distribution\_Plane (0, -19, -19) (0, 39, 22)  
 063: Time\_Domain\_Distribution\_Plane (-39, 8, -19) (39, 8, 22)  
 064: #時間領域における電磁界分布の計算  
 065: #計算するフラグは立っていないが, 0ステップから100ステップまで,  
 066: #時間領域での電磁界分布を出力するための指定.  
 067: #電磁界分布を出力する位置は TDD\_Plane(0)のカッコ内で指定したセルの範囲内の分布を算出.  
 068:  
 069: CalFeed 1 (0, 0, 0) (0, 0, 1) +Z 1 0 30.0e+9 1.0 50.0  
 070: #給電  
 071: #X=0, Y=0, Z=0~1の間の電界に給電を与える. 方向は+Z方向で,  
 072: #給電部として指定した場所の電界を強制的に上書きする.  
 073: #入力波形は単極ガウシアンパルスで30GHzまでのスペクトルを含んでいる.  
 074: #パルスのピーク値は1.0[V], 50[ $\Omega$ ]の抵抗を装荷, 応答電流の収束を早める設定.  
 075:  
 076: Cell\_Size\_X -40 -20 0.010  
 077: Cell\_Size\_X -20 -12 0.00145

078: Cell\_Size\_X -12 -8 0.00045  
 079: Cell\_Size\_X -8 -2 0.00225  
 080: Cell\_Size\_X -2 2 0.00045  
 081: Cell\_Size\_X 2 8 0.00225  
 082: Cell\_Size\_X 8 12 0.00045  
 083: Cell\_Size\_X 12 20 0.00145  
 084: Cell\_Size\_X 20 40 0.010  
 085:  
 086: Cell\_Size\_Y -20 0 0.010  
 087: Cell\_Size\_Y 0 16 0.00275  
 088: Cell\_Size\_Y 16 20 0.00275  
 089: Cell\_Size\_Y 20 40 0.010  
 090:  
 091: Cell\_Size\_Z -20 0 0.010  
 092: Cell\_Size\_Z 0 4 0.0002  
 093: Cell\_Size\_Z 3 23 0.010  
 094: #セルサイズ  
 095: #Cell\_Size\_X X1 X2 S で x の X1 から X2 までの範囲のセルサイズを S とする.  
 096: #範囲指定することで, 局所的に細分化することができる.  
 097:  
 098: Area (-40, -20, -20) (40, 40, 23)  
 099: #解析空間  
 100: #解析空間を真空とし, カッコ内のセルで確保.  
 101:  
 102: #以下は指定した媒質の形状設定  
 103: #Air は空気の範囲で, Area をそのまま写している. Copper は銅箔, Insulator は絶縁体  
 104: #Line→線(下から上), Plane→面(左下から右上), Cube→立体(左下から右上)  
 105:  
 106: Air            Cube        (-40, -20, -20) (40, 40, 23)  
 107: #伝搬媒質の指定  
 108:  
 109: Copper        Plane        (-2, 0, 4)        (2, 16, 4)  
 110: #真ん中の素子  
 111:  
 112: Copper        Plane        (8, 0, 4)        (12, 16, 4)  
 113: Copper        Plane        (-8, 0, 4)        (-12, 16, 4)  
 114: #両脇の素子  
 115:  
 116: Copper        Plane        (-2, 0, 4)        (2, 0, 3)  
 117: Copper        Plane        (-1, 0, 3)        (1, 0, 2)

118: Copper      Line          (0, 0, 2)          (0, 0, 1)  
 119: #端面  
 120:  
 121: Copper      Plane          (8, 0, 4)          (12, 0, 3)  
 122: Copper      Plane          (8, 0, 3)          (11, 0, 2)  
 123: Copper      Plane          (9, 0, 2)          (11, 0, 1)  
 124: Copper      Line          (10, 0, 1)          (10, 0, 0)  
 125: #接地, 非接地の切り替え  
 126:  
 127: Insulator    Cube (2.55, 1.0, 0.0016) (-20, 0, 0) (20, 20, 4)  
 128: Insulator    Cube (2.55, 1.0, 0.0016) (-11, 0, 0) (11, 6, -4)  
 129: Copper      Plane          (-11, 0, -4)          (11, 6, -4)  
 130: #スイッチ基板の誘電体と銅箔面  
 131:  
 132: Copper      Plane          (-12, 0, 0)          (12, 7, 0)  
 133: #GND

## 付録 C アンテナの放射指向性測定結果

以下に、アンテナの放射指向性測定結果について、両素子ともに開放した場合の放射指向性の実測値を示す。

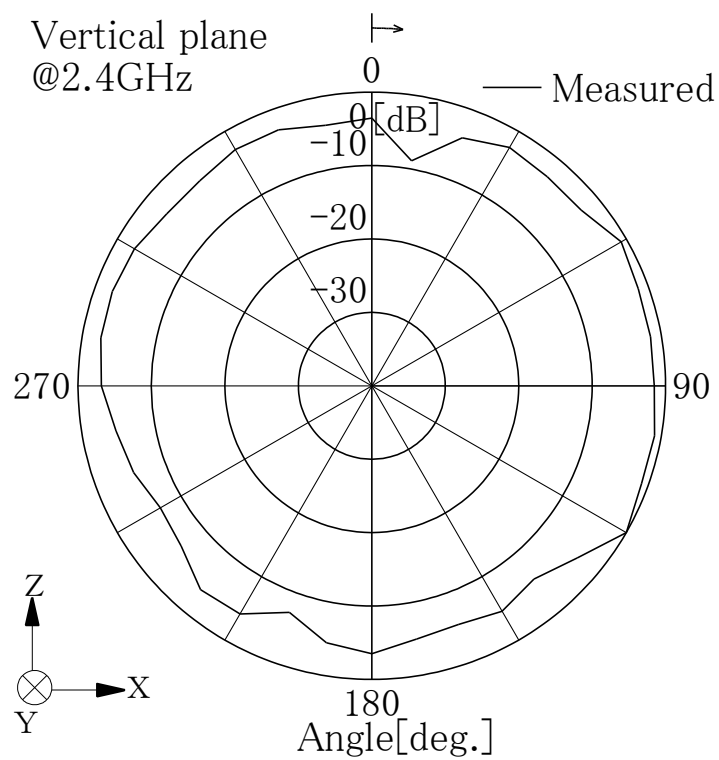


図 30: 寄生素子 2 素子を開放した場合の指向性

## 付録 D 制御装置の要素配置とプログラム

以下に PSoC 内の各ブロックの割り当てとモジュールの設定, PSoC に組み込んだプログラムを示す. 使用した PSoC Designer のバージョンは 4.4 で, 使用した PSoC は 8PIN DIP タイプの CY8C24123A-24PXI である.

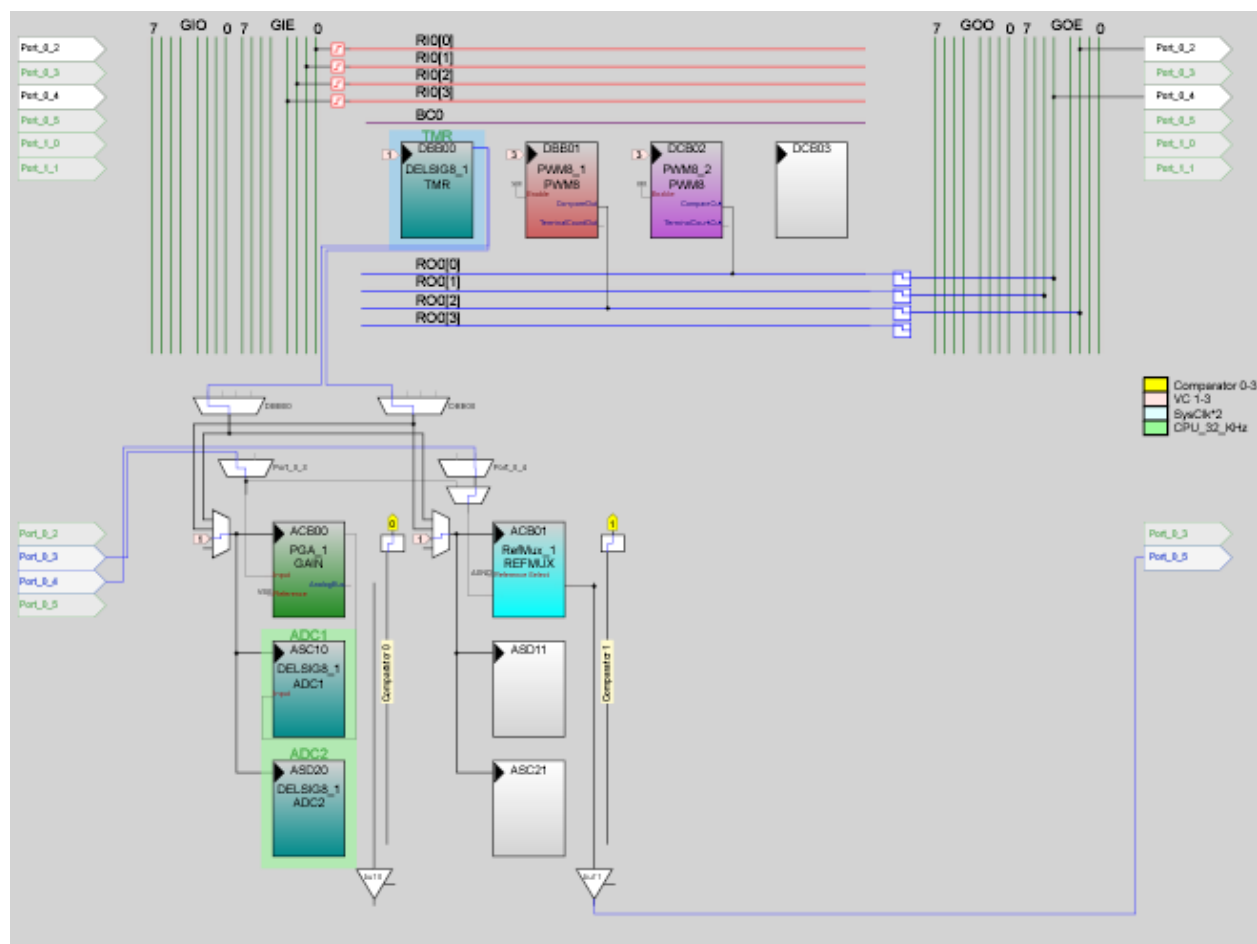


図 29:PSoC ブロックの割り当てと配線図

表1:Port 設定

Name	Port	Select	Drive	Interrupt
Port_0_2	P0[2]	GlobalOutEven_2	Strong	Disable
Port_0_3	P0[3]	StdCPU	High Z Analog	Disable
Port_0_4	P0[4]	GlobalOutEven_4	Strong	Disable
Port_0_5	P0[5]	AnalogOutBuf_1	High Z Analog	Disable
Port_1_0	P1[0]	StdCPU	High Z Analog	Disable
Port_1_1	P1[1]	StdCPU	High Z Analog	Disable



表2:PSoC モジュール設定

Global Resources	基本設定
Power Setting	5.0V/24MHz
CPU_Clock	SysClk/1
32k_Select	Internal
PLL_Mode	Disable
Sleep_Timer	512_Hz
VC1=SysClk/N	3
VC2=VC1/N	1
VC3 Source	SysClk/1
VC3 Divider	1
SysClk*2 Disable	No
Analog Power	SC On/Ref Low
Ref Mux	{Vdd/2}±{Vdd/2}
Op-Amp Bias	Low
A_Buff_Power	Low
SwitchModePump	OFF
Trip Voltage	4.81V[5.00V]
LVD ThrottleBack	Disable
Watchdog Enable	Disable
User Module Parameters	各モジュール設定
DELSIG8_1	
TMR Clock	VC1
Input	ACB00
ClockPhase	Nomal
Polling	Enable
PGA_1	
Gain	1.000
Input	AnalogColumn_InputMUX_0
Reference	VSS
AnalogBus	Disable
Ref Mux_1	
Reference Select	AGND
PWM8_1	
ClockPhase	VC3
Enable	High
CompareOut	Row_0_Output_2
TeminalCountOut	None
Period	255
PulseWidth	0
CompareType	Less Than Or Equal
InteruptType	Terminal Count
ClockSync	Use SysClk Direct
InvertEnable	Nomal
PWM8_2	
ClockPhase	VC3
Enable	High
CompareOut	Row_0_Output_0
TeminalCountOut	None
Period	255
PulseWidth	255
CompareType	Less Than Or Equal
InteruptType	Terminal Count
ClockSync	Use SysClk Direct
InvertEnable	Nomal

```

01: //-----
02: // C main line:PSoC main program
03: //-----
04:
05: #include <m8c.h>          // part specific constants and macros
06: #include "PSoCAPI.h"     // PSoC API definitions for all User Modules
07: #include<math.h>         // for sqrt()
08:
09: #define REP 100           // Average
10:
11: int a=0,b=255,temp=0;
12: int i;
13: float ad=0.0;
14:
15: void main()
16: {
17:     M8C_EnableGInt;          // CPU Interrupt
18:
19:     PWM8_1_Start();          // Start the PWM8
20:     PWM8_2_Start();          // Start the PWM8
21:     PGA_1_Start( PGA_1_HIGHPOWER );          // Start the PGA for buffer
22:     RefMux_1_Start( RefMux_1_LOWPOWER );      // Start the RefMux
23:
24:     DELSIG8_1_Start( DELSIG8_1_HIGHPOWER );    // Start the ADC
25:     DELSIG8_1_StartAD();
26:     while(1){                // Infinity Loop
27:         PWM8_1_WritePulseWidth(a);            // PulseWidth Specification
28:         PWM8_2_WritePulseWidth(b);
29:         ad=0.0;                // A/D result
30:         for(i=0;i<REP;i++){
31:             while(!DELSIG8_1_flsDataAvailable()); // Get result
32:             DELSIG8_1_ClearFlag();
33:             ad = (float)DELSIG8_1_cGetData();
34:             if(ad<0.0){
35:                 ad=(0.0-ad);                // Convert to RMS
36:             }
37:             ad+=(ad/50)*(ad/50);
38:         }
39:         ad = (float)sqrt(ad/REP);
40:         if(ad<0.05){                // Comparete

```

```
41:         temp = a;                                // If RMS is small, change PulseWidth
42:         a = b;
43:         b = temp;
44:     }
45: }                                                    // Infinity Loop
46: }                                                    // main
```