

卒業論文

整合回路一体型アンテナに関する研究

指導教官 新井 宏之 教授

平成15年2月28日提出

9944139 水谷 真理

要約

次世代地上波デジタルテレビジョン放送に使われる UHF 帯周波数において使用することを前提とした小型のアンテナの研究が進められている。一般的にアンテナを小型化した場合、帯域幅、利得、放射効率のいずれかの特性が劣化することが知られている。

そこで本論文では、UHF 帯で動作するアンテナに整合回路を装荷して、整合周波数を変化させることにより、アンテナの小型化を図り、整合回路一体型アンテナの帯域幅、利得の特性を測定することにより、整合回路を装荷することによるアンテナ特性の変化について検討を行った。

まず、2GHz モノポールアンテナに整合回路を装荷した整合回路一体型アンテナを製作し、整合周波数を 1.8GHz、1.4GHz に変化させた。整合周波数に関して、回路シミュレータによる解析値と実際に製作した整合回路一体型アンテナの実験値はほぼ一致し、設計どおりに製作できることが確認できた。1.8GHz 整合回路を装荷した場合、VSWR 2 の周波数範囲は約 1.75 ~ 1.81GHz の約 60MHz であった。また、1GHz モノポールアンテナに 600MHz 整合回路を装荷した。この整合回路には、整合周波数を可変にするために、可変容量ダイオードを使用した。この結果、整合回路を装荷した際、VSWR 2 の周波数範囲は約 584 ~ 701MHz の約 117MHz とかなり広がった。また 1GHz 逆 F 型アンテナに 600MHz 整合回路を装荷して整合周波数を変化させた。この時、VSWR 2 の周波数範囲は約 559.3 ~ 580.5MHz の約 20MHz であった。

次に 1.8GHz 整合回路一体型アンテナの帯域幅、利得を測定した。また、別途 1.8GHz モノポールアンテナ単体を製作して帯域幅、利得を測定し、整合回路一体型アンテナとの比較を行った。整合回路一体型アンテナのほうが、-10dB での帯域幅が約 47.5MHz 狭くなったが、利得は約 3dB 向上していた。また、1.4GHz、600MHz 整合回路一体型アンテナに関しても同様に帯域幅は狭くなるが、利得が向上するという結果が得られた。

以上より、整合回路一体型アンテナの特性に関して、アンテナ単体と比較して帯域幅は狭くなるが、利得が向上することが明らかになった。

目次

第1章 序論	1
1.1 地上デジタルテレビジョン放送	1
1.2 整合回路一体型アンテナ	4
第2章 アンテナ及び整合回路について	7
2.1 モノポールアンテナ	7
2.1.1 基本原理	7
2.1.2 入力特性及び入力インピーダンス	8
2.2 逆F型アンテナ	12
2.2.1 基本原理	12
2.2.2 入力特性	12
2.3 整合回路	16
2.3.1 LC回路を使用した整合方法	16
2.3.2 可変容量ダイオード	18
2.3.3 整合回路の設計	19
第3章 整合回路の装荷	21
3.1 モノポールアンテナへの装荷	21
3.1.1 2GHzモノポールアンテナへの装荷	21
3.1.2 1GHzモノポールアンテナへの装荷	24
3.2 逆F型アンテナへの装荷	26
3.2.1 1GHz逆F型アンテナへの装荷	26
3.3 整合回路一体型アンテナの利得測定	28
3.3.1 利得の測定方法	28
3.3.2 利得の測定結果	29
3.3.3 利得と帯域幅の関係	33

3.4	まとめ	36
第 4 章	結論	38
	謝辞	39
	参考文献	40

第 1 章

序論

1.1 地上デジタルテレビジョン放送

周波数 300MHz～3GHz 帯は UHF (Ultra High Frequency : 極超短波) と呼ばれ , 携帯電話・PHS・移動体衛星通信など様々な分野で用いられている . また , UHF テレビ放送もこの周波数帯を使用している . UHF テレビ放送に関しては , 関東・近畿・中京の 3 大広域圏では 2003 年末までに , その他の地域では 2006 年末までに地上デジタルテレビジョン放送が開始予定となっており , 2011 年のデジタル放送への完全移行 (アナログ放送終了) を予定している . 現在アナログ放送に使われている周波数帯 (UHF 帯 13～62ch) のうち , デジタルテレビジョン放送を UHF 帯 13～32ch (470MHz～590MHz) に導入することになっており , 33～62ch (590MHz～770MHz) は 13～32ch への導入が困難な場合のデジタルテレビジョン放送とその他のサービスとなっている .

地上波デジタルテレビジョン放送に関する方式の基本構成を図 1.1 に示す . 第 1 ブロックは映像・音声信号 , データを符号化する情報源符号化方式の部分である . 第 2 ブロックは符号化された信号を 1 つの信号の流れに統合する多重化方式の部分である . 第 3 ブロックは伝送路で生じるデータの誤りを検出し , それを元の正しいデータに訂正する誤り訂正方式の部分である . 最後の第 4 ブロックは , データを電波にのせて伝送する仕組み (変調) をつくる伝送路符号化方式の部分である . この方式では , 第 1 , 第 2 ブロックについては , 国際規格である MPEG-2 方式を採用している . 第 4 ブロックについては , 現行のアナログテレビ放送で用いている「1 つの電波 (キャリア) を変調する方式」ではなく , 数千の電波 (キャリア) を使用する OFDM (直交波周波数分割多重) と呼ばれる方式を採用しているため , ゴースト妨害に強いばかりでなく , 安定した移動受信が可能になる . 以下にこの方式の特徴を述べる .

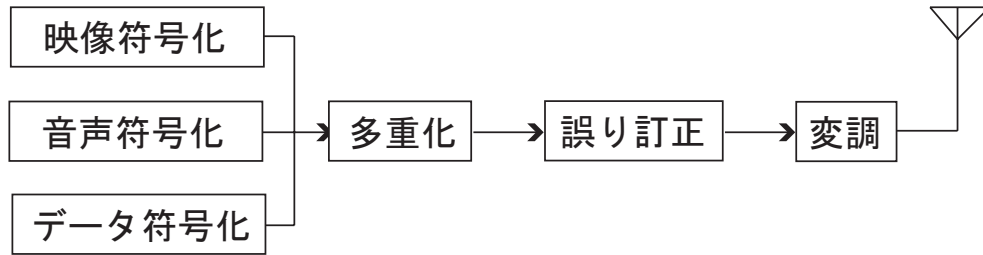


図 1.1：地上波デジタルテレビジョン放送の伝送方式の基本構成

1つ目の特徴はハイビジョン放送や多チャンネル放送が可能な点である。アナログテレビ放送では、1チャンネルあたり6MHzの周波数帯域幅で標準テレビ(SDTV)を1番組送っている。地上デジタルテレビでは、MPEG-2方式で圧縮すると、同じ6MHzの周波数帯域幅で、SDTVを3番組程度、ハイビジョン(高精細度テレビ:HDTV)番組を1番組送ることができる。

2つ目の特徴はゴースト妨害に強く、良好な受信が可能な点である。現行のアナログテレビ放送では、本来受信すべき電波(直接波)が建物や山などに反射し、多数の反射波が生じることが少なくない。これが、受信すべき電波と同時に受信されると、画面が幾重にも重なって見えるゴーストが発生し、画質が大幅に劣化する。これをゴースト妨害あるいはマルチパス妨害という。現在のアナログテレビ放送が、1つの電波(キャリア)を使って伝送するのに対して、地上デジタル放送では、デジタルデータを数千の電波(キャリア)に振り分けて伝送する。この時、多数のキャリアがお互いに干渉しないようにして一度に多重して送る。これをOFDM方式と呼び、信号を数千の電波(キャリア)を使って伝送する場合、1つの電波にのせるデータの数は極めて少なくてもよい。逆に、その分データを伝送する時間(有効シンボル長)は長くなる。有効シンボル長が長いという特徴を利用し、これに、ガードインターバルというデータ区間を付加する方法を組み合わせると、相当遅れてくる反射波の影響さえも受けにくくすることができる。すなわち、マルチパス妨害に強いという特徴が生じる。

3つ目の特徴は単一周波数中継(SFN)が可能な点である。反射波の周波数は直接波の周波数と同じである。したがって、マルチパス妨害に強いという特徴を利用すると、中継所の電波の周波数を親局の電波の周波数と同じにすることができる。すなわち、多段中継されるところでも、親局と同じチャンネルを使うことができるので、電波を有効利用できる。このように、中継所の電波の周波数を親局のそれと同じにする中継を、単一周波数中継(SFN: Single Frequency Network)という。

4つ目の特徴は携帯・移動時も良好な受信が可能な点である。現在のアナログテレビを、

走行中の車の中で見ると、映像が乱れることが多く、安定した受信が難しい。これは、いろいろな建物に反射した電波が、まちまちの遅延時間で到来するので、マルチパスが多くなるだけでなく、時間的にも変動するためである。さらに、電波の強さも変動するので、映像がとぎれることも少なくない。地上デジタルテレビ放送では、これを安定して受信できる。それは、マルチパス妨害に強い OFDM 方式を採用しているだけでなく、伝送時にデータが誤ってもそれを訂正する機能はもちろんのこと、インターリーブと呼ばれる方法を用いているからである。

5 つ目の特徴はさまざまな運用形態を随時組み合わせた放送が可能という点である。図に示すように、まず 6MHz の帯域を 14 個のセグメントに分け、うち 13 個を使う。この伝送方式では、キャリアの間隔、変調方式、ガードインターバル長、などの各パラメーターが数種類用意されている。これを組み合わせることにより、13 セグメントを使って最大 3 種類までの伝送特性が異なる放送を同時に伝送することができるようになっている。図 1.2 (a) の例では、伝送容量を最大にとれる 64QAM を 13 個すべてのセグメントで使用する場合である。この場合は、ハイビジョン信号を 1 番組伝送できる。標準テレビ (SDTV) の番組であれば、3 つ程度を同時に伝送することができる。ただし、変調方式が 64QAM であるため、移動受信はできない。また、図 1.2 (b) の例では、セグメントの一部に DQPSK 変調方式を使って携帯・移動体向けの SDTV 番組を伝送し、残りのセグメントでは 64QAM 変調方式を使って固定受信向けの SDTV 番組を伝送する場合である。このようにセグメントごとに変調方式や誤り訂正方式などを指定できるので、各種のサービスを柔軟に組み合わせて伝送することができる。13 セグメントのうち中央のセグメントは特別の扱いができるようになっており、独立してステレオ音声やデータを伝送できる。受信機としては、図 1.3 に示すように固定受信用の統合型受信機、移動体用受信機、ステレオ音声だけを受信できる音声受信機などが考えられる。

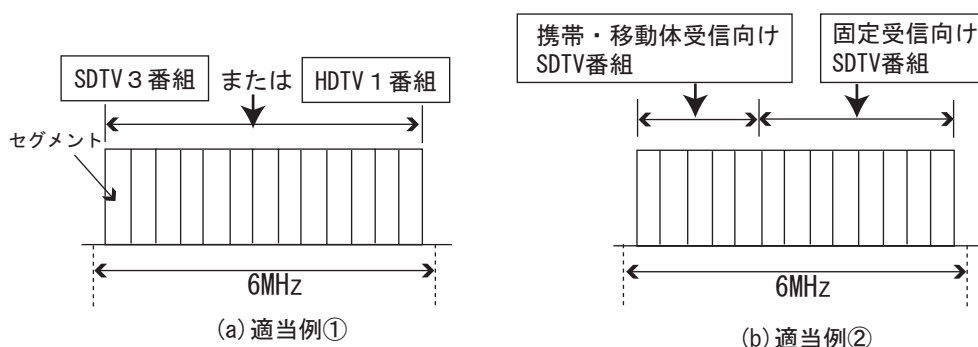


図 1.2 : 地上波デジタルテレビ放送の適用例

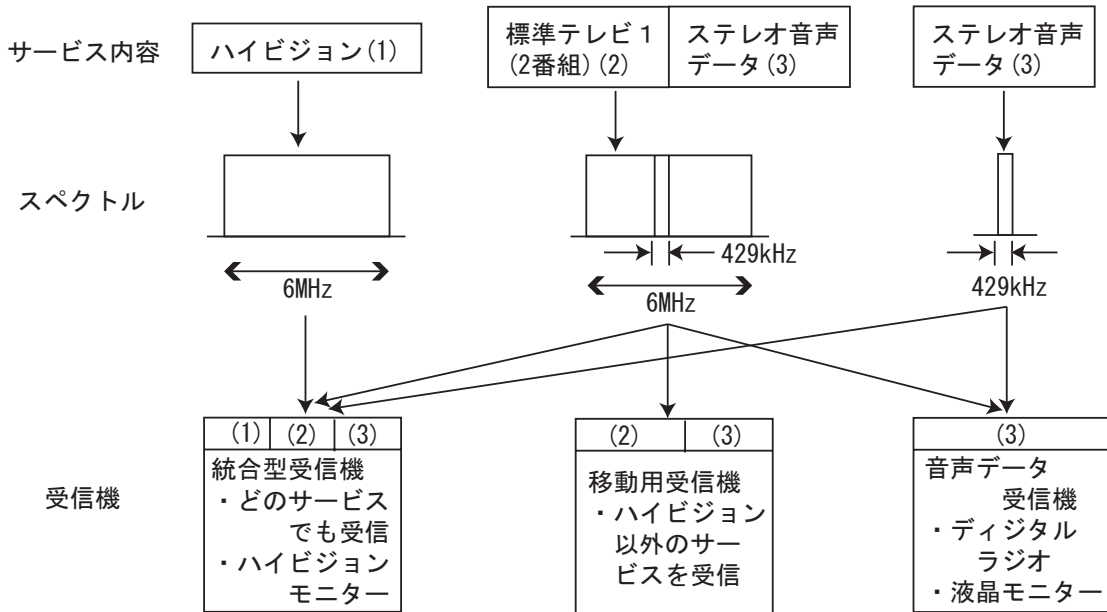


図 1.3 : 地上波デジタルテレビ放送のイメージ図

1.2 整合回路一体型アンテナ

地上デジタルテレビジョン放送に関して、携帯小型端末への実装が一般的に要求されている。しかし一般的に UHF 帯テレビ受信用に使用されるアンテナは小型端末に実装するには大きくなってしまふ。電波を送受信するアンテナの大きさは波長に依存し、波長は周波数が高くなるに従って短くなり、周波数が低くなるに従って長くなる。周波数 $f[Hz]$ と波長 $\lambda[m]$ の関係は、真空中の光速 $c[m/s]$ とすると、次式で表される。

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (1.1)$$

式 (1.1) より、波長の短い電波を受信するためには、アンテナもそれに合わせて小さくなり、波長の長い電波を受信するためには、アンテナもそれに合わせて大きくなるということになる。

小型アンテナを実現する 1 つの方法として、整合回路がある。アンテナに整合回路を装荷して、整合周波数を変化させることにより、そのアンテナの使用周波数よりも低い周波数で使用することができ、アンテナの小型化につながる。

整合回路に関して、[7] ではインピーダンスが変化した時、その変化に対応できる自動整合システム及び整合回路方式を提案している。ここで自動整合システムとは、図 1.4 に示したように給電側とアンテナ間に接続されている整合回路を使用し、自動的にインピーダ

ンスの整合を行い，常にアンテナへの入出力電力を最大に伝送するシステムのことである．しかし [7] における解析では，線路及び可変容量コンデンサの損失が考慮されていない．

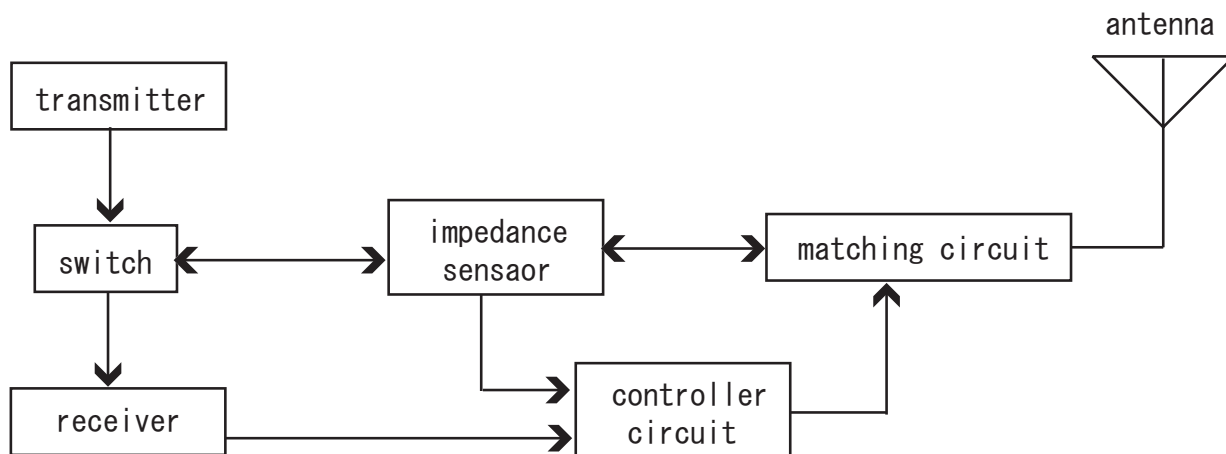


図 1.4 : 自動整合システムのブロック図

また，[6] では UHF 周波数帯において機能するアンテナを用いて，最適な整合回路構成でメモリーカード 地板上にアンテナと共に実装した整合器一体型のアンテナを製作し，アンテナ回路を可変容量ダイオードの変化によって地上波デジタルテレビジョン放送に使用される UHF 周波数帯全体において自動整合が可能であることを確認している．しかし [6] では UHF 周波数帯において機能する市販の小型化されたアンテナを用いているため，整合回路一体型アンテナの性能を評価することが困難である．

よって本論文では，所望の周波数帯で動作するアンテナよりも高い周波数帯で動作する小型のアンテナを，そのアンテナに整合回路を装荷することによってそのアンテナの使用周波数帯より低い周波数で使用できるようにする検討を行い，アンテナ部も自作することによってその特性を検討した．また，検討した周波数帯は，UHF 帯のなかでも特に地上デジタルテレビジョン放送で使用する周波数帯及び，主に携帯電話などに使用される約 2GHz までの周波数帯に対して検討を行った．整合回路は，比誘電率 = 3.47，厚さ = 1.2mm の基板上にマイクロストリップ線路を形成し，チップコンデンサ，チップコイルを実装することにより設計及び製作を行った．また，整合回路に可変容量ダイオードを使用することにより，整合できる周波数範囲を可変とした．

アンテナの帯域幅，利得等に関して，次のような式が成り立つ．

$$\frac{(\text{アンテナの電気的体積})}{(\text{帯域}) \times (\text{利得}) \times (\text{効率})} = \text{定数値} \quad (1.2)$$

よって，一般的にアンテナを小型化した場合，帯域幅，利得，放射効率のいずれかの特性

が劣化することが知られている．整合回路の特性を評価するために，本論文では整合回路一体型アンテナの帯域幅，利得の特性を測定することにより，整合回路を装荷することによるアンテナ特性の変化について検討を行った．

本論文の構成を以下に示す．第2章では製作したアンテナについての基本原理とその特性を述べ，整合回路の設計方法を説明する．第3章では実際に製作した整合回路をアンテナに装荷した整合特性を示し，整合回路一体型アンテナの利得の測定方法，測定結果を示して，整合回路一体型アンテナの特性を考察する．第4章で本論文の結論を述べる．

第 2 章

アンテナ及び整合回路について

本章では，本研究で用いたモノポールアンテナ，逆 F 型アンテナについてそれぞれの基本原理を述べ，製作した各アンテナの入力特性・入力インピーダンスを示す．次に，整合回路の基本原理について述べ，整合回路の設計方法を説明する．

2.1 モノポールアンテナ

実用的なアンテナの中で，最も基本的なアンテナは「ダイポールアンテナ」である．また本研究で使用した「モノポールアンテナ」は「ダイポールアンテナ」と並んで，アンテナの基本型のひとつであり「モノポールアンテナ」は「ダイポールアンテナ」の半分を切り出したものと見なすことが出来る．身の回りにあるものとしては，AM 放送のアンテナ，トランシーバーや携帯電話のアンテナがある．AM 放送用のアンテナは 100m 以上の高さには達するが，携帯電話では 10cm 程度以下の長さで済む．ここではモノポールアンテナの基本原理と，実際に製作したモノポールアンテナの入力特性及び入力インピーダンスを示す．

2.1.1 基本原理

図 2.1 は，無限導体板の上方 $z = h$ の位置の電流 J を表している．導体表面での境界条件は $z = 0$ での電界接線成分が 0 になることである．無限導体板を取り除いて導体板に対称な $z = -h$ に， J とは逆方向に流れるイメージ電流 J' があると考えれば，境界条件を満たすこととなり，導体板がある状態と同じになる．電流 J を z 軸と平行であるとすると，イメージ電流も同方向となり，イメージ電流を考えたモノポールアンテナは半波長ダイポールアンテナと等価とみなせる．しかし，モノポールアンテナがダイポールアンテナと等価

とみなすためには、無限に広がる地板が必要であるが現実には困難であるので、有限の大きさの地板を用いなければならない。

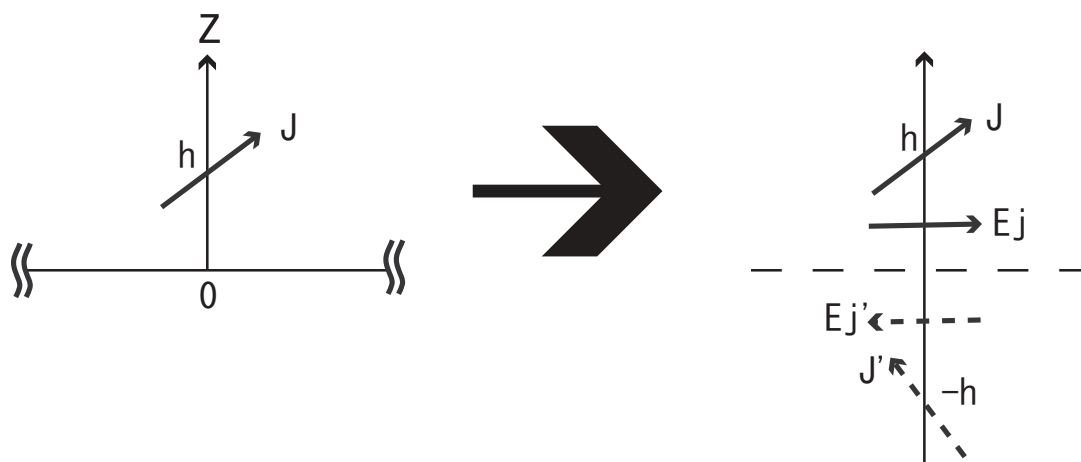


図 2.1 : イメージ電流

2.1.2 入力特性及び入力インピーダンス

今回製作したモノポールアンテナは、 $3/4\lambda$ モノポールであり、2GHz,1.8GHz,1.4GHz,1GHz,600MHzの計6つである。2GHz,1GHzのモノポールアンテナは整合回路を装荷するために製作したものであり、1.8GHz,1.4GHz,600MHzのモノポールアンテナは整合回路を装荷したものと特性を比較するために製作した。

2GHz,1.8GHz,1.4GHzの形状を図2.2に、1GHz,700MHz,600MHzの形状を図2.3に示す。例として製作した2GHzモノポールアンテナを図2.4に示した。また、2GHz,1.8GHz,1.4GHzの入力特性を図2.5に、1GHz,600MHzの形状を図2.6に示す。また、2GHzモノポールアンテナの入力インピーダンスのスミスチャート表示を図2.7に示し、1GHzモノポールアンテナの入力インピーダンスのスミスチャート表示を図2.8に示す。

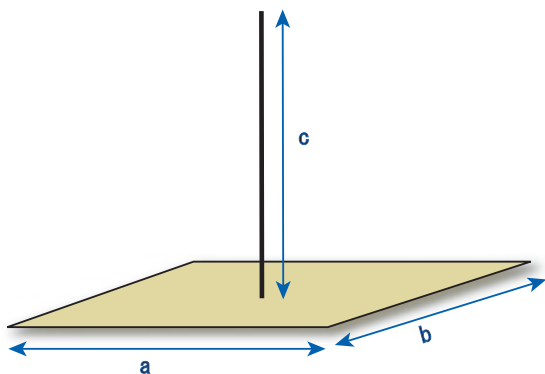


図 2.2 : モノポールアンテナ形状
(2GHz , 1.8GHz , 1.6GHz)

$a=35\text{cm}, b=36.5\text{cm}$
 2.0GHz : $c=11.0\text{cm}$
 1.8GHz : $c=12.3\text{cm}$
 1.4GHz : $c=15.9\text{cm}$

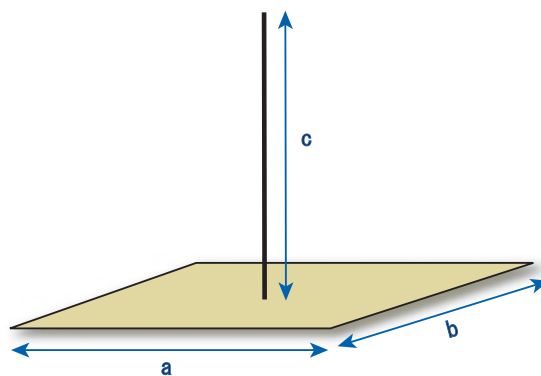


図 2.3 : モノポールアンテナ形状
(1GHz , 600MHz)

$a=b=30\text{cm}$
 1GHz : $c=22.6\text{cm}$
 600MHz : $c=38.2\text{cm}$



図 2.4 : 2GHz モノポールアンテナ

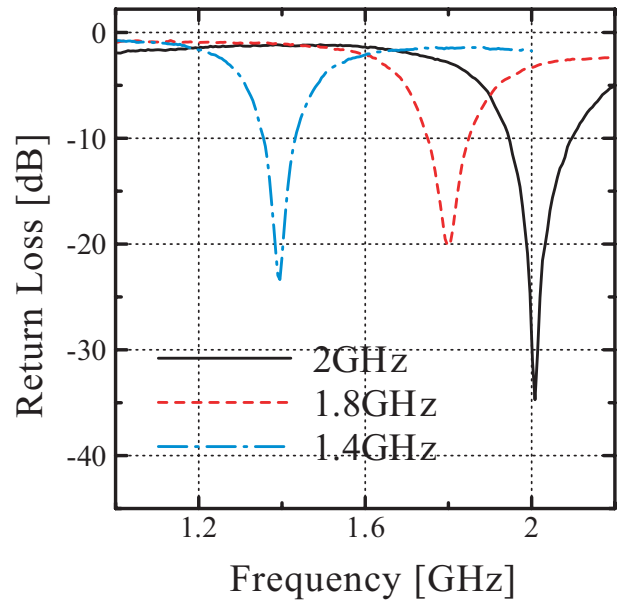


図 2.5 : モノポールアンテナ入力特性 (2GHz , 1.8GHz , 1.6GHz)

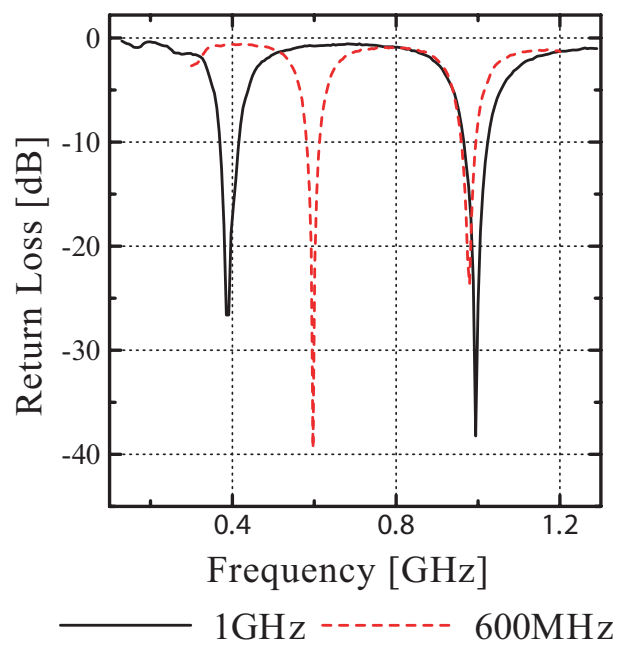


図 2.6 : モノポールアンテナ入力特性 (1GHz , 600MHz)

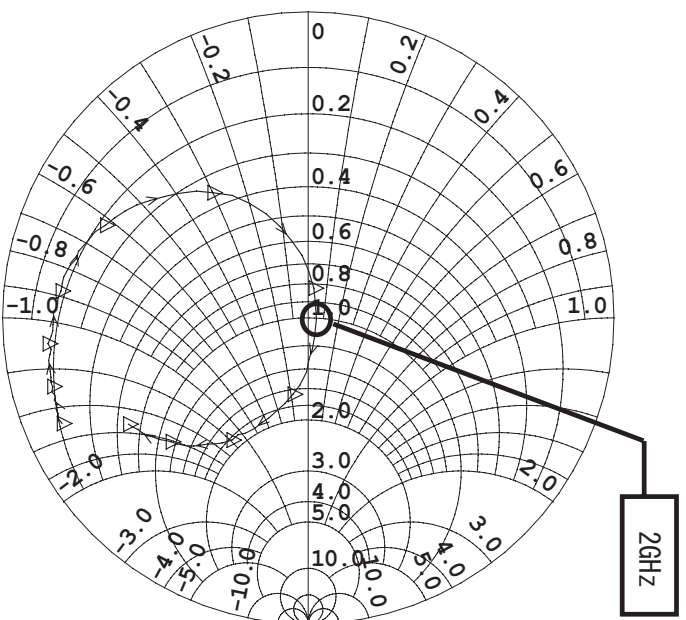


図 2.7 : 2GHz モノポールアンテナ入力インピーダンス

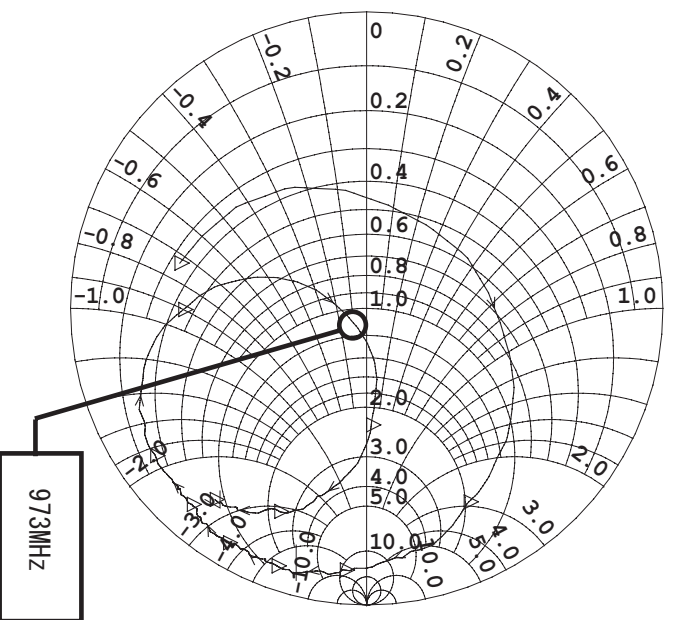


図 2.8 : 1GHz モノポールアンテナ入力インピーダンス

2.2 逆 F 型アンテナ

逆 F 型アンテナは小型薄型のアンテナであり，移動体通信用アンテナとして利用される．ここでは，逆 F 型アンテナの基本原理を述べ，実際に製作した逆 F 型アンテナの入力特性及び入力インピーダンスを示す．

2.2.1 基本原理

モノポールアンテナを，図 2.9(a) のように先端を折り曲げ，低姿勢化したものは L 型アンテナと呼ばれる．さらに L 型アンテナを低姿勢化すると，給電点でのインピーダンスマッチングが取りにくくなるので，給電点付近に短絡部を設けたものを逆 F 型アンテナと呼ぶ．この逆 F 型アンテナをさらに低姿勢化してインピーダンスマッチングを取るために，折り曲げた地板に平行な部分を板状にしたものを板状逆 F 型アンテナと呼ぶ．

電流の流れる経路が長くなれば，アンテナの共振周波数が下がり，アンテナが小型化される，このためには図 2.10 のように短絡板の部分を短くすればよい．短絡板の長さを短くするにつれて電流は図 2.10 のように曲がって，経路が長くなり，共振周波数が低下する，また，板状逆 F 型アンテナが放射する偏波は広角に放射するため利得は低下する．式 (1.2) より，板状逆 F 型アンテナは利得を犠牲にして小型化したアンテナであるといえる．今回製作した逆 F 型アンテナは 2 短絡モデルであり，1 短絡モデルよりも整合が取りやすくなっている [5]．

2.2.2 入力特性

共振周波数 1GHz, 600MHz の逆 F 型アンテナの形状は図 2.11 のようになっており，それぞれの入力特性を図 2.13 に示す．また製作した 1GHz 逆 F 型アンテナを図 2.12 に、入力インピーダンスのスミスチャート表示を図 2.14 に示す．

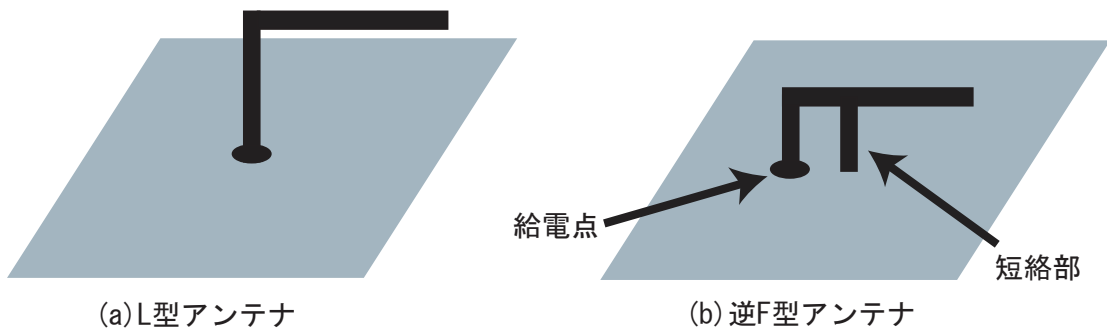


図 2.9 : L 型アンテナと逆 F 型アンテナ

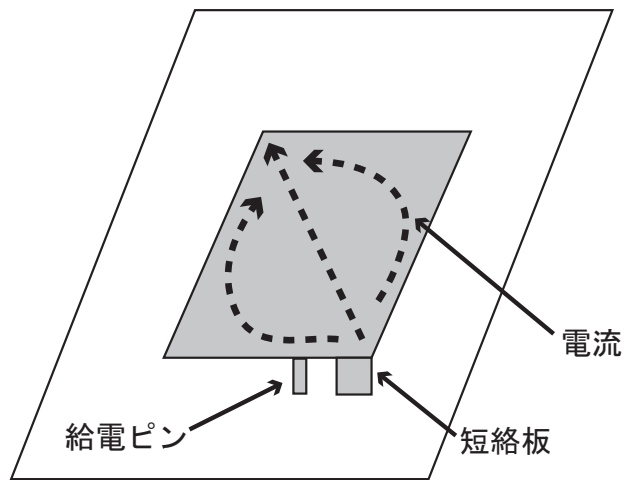


図 2.10 : 板状逆 F 型アンテナ

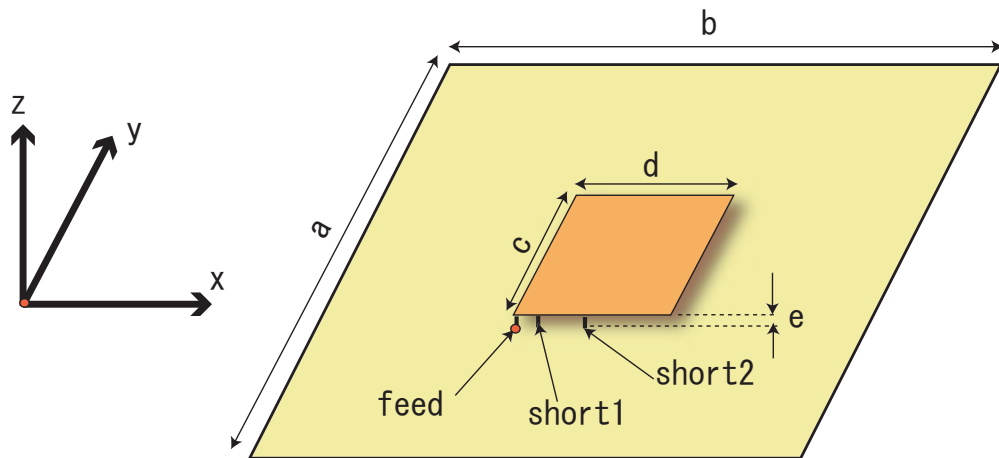


図 2.11 : 逆 F 型アンテナ形状

$a=b=160\text{mm}$,

1GHz : $\text{feed}=(x=0,y=0)$, $c=d=40\text{mm}$, $e=10\text{mm}$,

$\text{short1}=(x=3,y=0)$, $\text{short2}=(x=14,y=0)$

600MHz : $\text{feed}=(x=-15,y=-15)$, $c=d=55\text{mm}$, $e=13\text{mm}$,

$\text{short1}=(x=8,y=0)$, $\text{short2}=(x=13,y=0)$

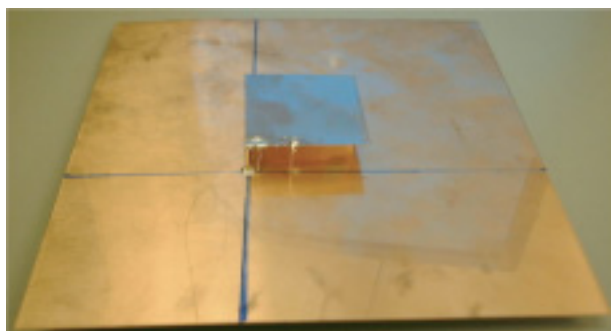


図 2.12 : 1GHz 逆 F 型アンテナ

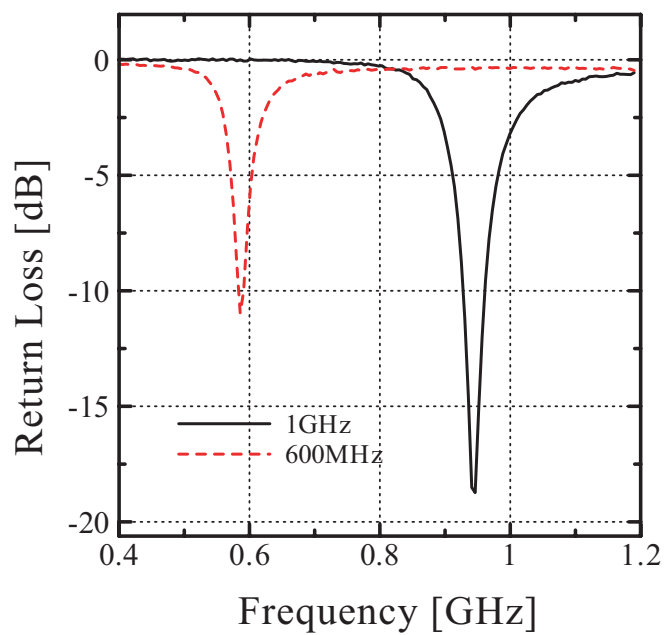


図 2.13 : 逆 F 型アンテナ入力特性

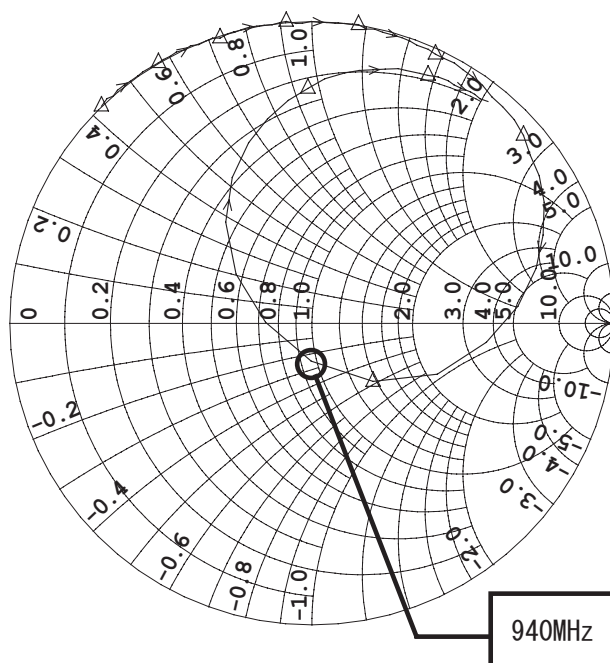


図 2.14 : 1GHz 逆 F 型アンテナ入力インピーダンス

2.3 整合回路

ここでは、LC回路を使用した整合方法を説明し、整合周波数帯を可変にするために使用した可変容量ダイオードを紹介する。また、実際に整合回路を設計する方法について述べる。

2.3.1 LC回路を使用した整合方法

アンテナを使用する際、電力をいかに効率よく伝達するかが重要になる。電力を効率よく伝達する為には、インピーダンス整合を行う必要がある。ここでインピーダンスとは特性インピーダンスのことを指す。整合をとる時に有用なのが、スミスチャートである。スミスチャートを使用することによって、インピーダンス変換を幾何学的に求めることが出来る。スミスチャートはインピーダンスと反射係数との関係を図表化したもので、直列回路(素子)の取り扱いに適している。並列回路(素子)を取り扱う場合にはアドミタンスと反射係数との関係を図表化したアドミタンスチャートを使用する。また、スミスチャートとアドミタンスチャートを重ね合わせて書いたものがイミタンスチャートである。

LC回路を使った整合方法について説明する。スミスチャートにおいて、50 の点はスミスチャート円の中心であり、正規化インピーダンスが $1.0 + 0.0j$ の点である。この中心点に所望の周波数点を近づけるようにして整合を行う。

例として、1GHzで 25Ω の抵抗を 50Ω にマッチングする回路を設計する。 25Ω のインピーダンスを正規化すると、 $0.5 + 0j$ となる。この点を中心に移動するには、図のようにすればよい。 25Ω の点Aから点Bまで移動するには、等レジスタンス線上を時計回りに動けばよいから、直列インダクタを使用する。さらに点Bから 50Ω の点Cまで移動するには、等コンダクタンス線上を時計回りに動けばよいから、並列コンデンサを使用する。コンデンサやコイルの値は次のように求める。まず、点Aから点Bへの移動について、点Aと点Bのインピーダンスはそれぞれ $0.5 + 0.0j$ と $0.5 + 0.5j$ であるから、リアクタンスの変化分は、

$$AB = 0.5j - 0.0j = 0.5j \quad (2.1)$$

となる。ここから、式(2.2)が求まる。

$$j\frac{\omega L}{50} = 0.5j \quad (2.2)$$

今 $f=1\text{GHz}$ であるから、直列Lの値は、次のようになる。

$$L = \frac{0.5 \times 50}{\omega} = \frac{0.5 \times 50}{2\pi f} = \frac{25}{2\pi \times 1.0 \times 10^9} = 3.97887\text{nH} \quad (2.3)$$

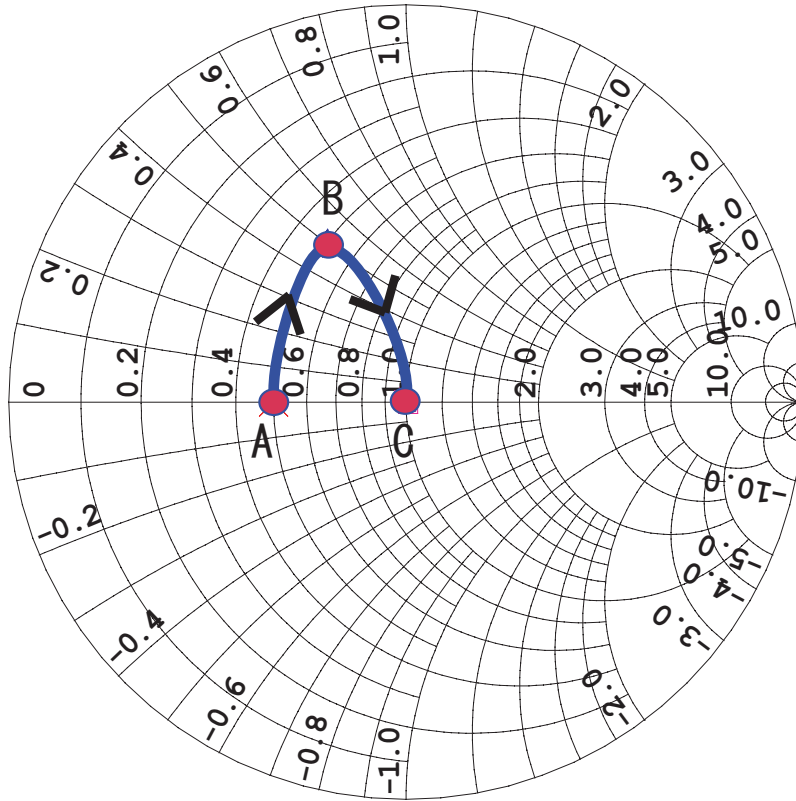


図 2.15 : 25Ω を 50Ω に整合

次に点Bから点Cへの移動について、点Bと点Cのアドミタンスはそれぞれ $1.0 - 1.0j$ と $1.0 + 0.0j$ であるから、サセプタンスの変化分は、

$$BC = 0.0j - (-1.0j) = 1.0j \quad (2.4)$$

となる。ここから、式(2.5)が求まる。

$$-j \frac{1}{\omega C \times 50} = \frac{1}{1.0j} \quad (2.5)$$

今 $f=1\text{GHz}$ であるから、並列 C の値は、次のようになる。

$$C = \frac{1.0}{\omega \times 50} = \frac{1.0}{2\pi f \times 50} = \frac{1.0}{2\pi \times 1.0 \times 10^9 \times 50} = 3.18309\text{pF} \quad (2.6)$$

よって、25Ω を 50Ω に整合させる整合回路は図 2.16 になる。

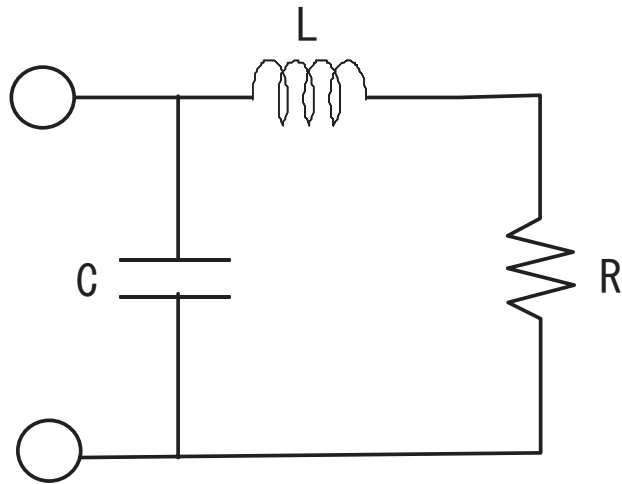


図 2.16 : 25Ω から 50Ω への整合回路
 $R=25\Omega$, $L=3.97887\text{nH}$, $C=3.18310\text{pF}$

2.3.2 可変容量ダイオード

整合周波数帯を可変にするために使用した可変容量ダイオードは SONY 製「1T413」であり、超小型のフラットパッケージ、直列抵抗が小さい、容量変化比が大きい、漏洩電流が小さいという特徴がある。構造はシリコンエピタキシャルプレーナ型ダイオードであり、その形状を図 2.17 に示す。また、電気的特性は表 2.1 に、ダイオード容量と印加電圧特性を図 2.18 に示す。このように電圧を 1V ~ 4V 印加すると、ダイオード容量は約 15pF ~ 5pF 変化する。

表 2.1 : 電気的特性 (T=25)

項目	記号	測定条件	最小値	標準値	最大値	単位
逆電流	I	$V = 15[V]$			10.0	nA
ダイオード容量	C_1	$V = 1[V], f = 1[MHz]$	15.0		17.5	pF
	C_4	$V = 4[V], f = 1[MHz]$	5.1		6.1	pF
容量変化比	C_1/C_4		2.5	2.9		
直列抵抗	R	$V = 1[V], f = 470[MHz]$			0.40	Ω

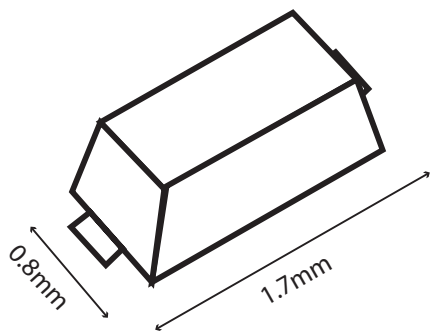


図 2.17 : ダイオード形状

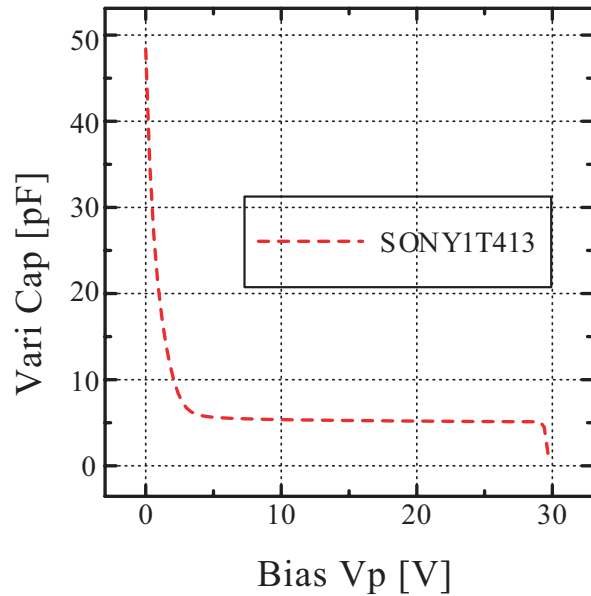


図 2.18 : ダイオード容量と印加電圧特性

2.3.3 整合回路の設計

整合回路の設計に使用した解析ソフトは Applied Wave Research, Inc 社の回路および電磁界のシミュレータ「Microwave Office 2002」である。

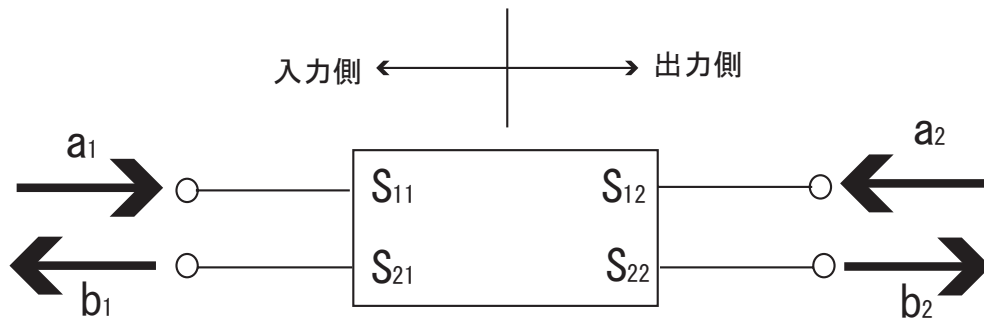


図 2.19 : Sパラメータ

ここで、波の反射や伝送等の現象を取り扱うのに使用される S パラメータについて説明する。S パラメータは電力表示であり、入力端子と出力端子を特性インピーダンス Z_0 (高周波では通常 50Ω) で終端した時のパラメータである。S パラメータを持った 4 端子の高周波回路や高周波素子の入力側に入射波として a_1 を入力した場合に、入力側に反射してくる波を b_1 、出力側に透過していく波を b_2 とする。また出力側に反射してくる反射波を b_2 と

し，入力側に透過する波を b_1 とすれば，次式が成り立つ．

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$b_1 = S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 \quad (2.8)$$

$$b_2 = S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 \quad (2.9)$$

式 (2.8)，(2.9) を用いて各パラメータを求めると次のようになる．

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad (\text{入力反射係数}) \quad (2.10)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad (\text{伝送特性}) \quad (2.11)$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad (\text{アイソレーション特性}) \quad (2.12)$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad (\text{出力側反射係数}) \quad (2.13)$$

このように S パラメータからはいろいろな特性がわかる．

製作したアンテナをネットワークアナライザで測定し， S_{11} を求めた．得られた S_{11} を回路シミュレータに取り込み，スミスチャートを確認しながら，コンデンサ，インダクタの値を変化させて，所望の周波数における整合を取っていく．このようにして設計した整合回路を製作し，アンテナに装荷した．

第 3 章

整合回路の装荷

本章では前章で説明した整合回路を製作し，実際にモノポールアンテナ，逆 F 型アンテナに装荷し，その入力特性及び利得の測定結果を検討した．

特性の評価に用いる電圧定在波比 VSWR(Voltage Standing Wave Ratio) は，

$$VSWR = \frac{\text{入射波} + \text{反射波}}{\text{入射波} - \text{反射波}} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (3.1)$$

である．ここで， Γ は反射係数であり，式 (3.2) のように表される．

$$|\Gamma| = 10^{\frac{S_{11}}{20}} \quad (3.2)$$

3.1 モノポールアンテナへの装荷

モノポールアンテナに設計した整合回路を装荷した結果を示す．2GHz モノポールアンテナと 1GHz モノポールアンテナに整合回路を装荷した．1GHz モノポールアンテナに装荷する整合回路には，整合周波数を可変にするための可変容量ダイオードを用いて検討を行った．

3.1.1 2GHz モノポールアンテナへの装荷

2GHz モノポールアンテナには 1.8GHz, 1.4GHz 整合回路を装荷した．その整合回路図を図 3.1 に示す．また製作した 1.8GHz 整合回路を図 3.2 に示す．シミュレーションによる解析値と実験値の入力特性を図 3.3, 3.4 に示した．整合周波数に関して図 3.3 より設計値は 1.80GHz，実験値は 1.78GHz であった．また 3.4 より設計値，実験値ともに 1.41GHz であっ

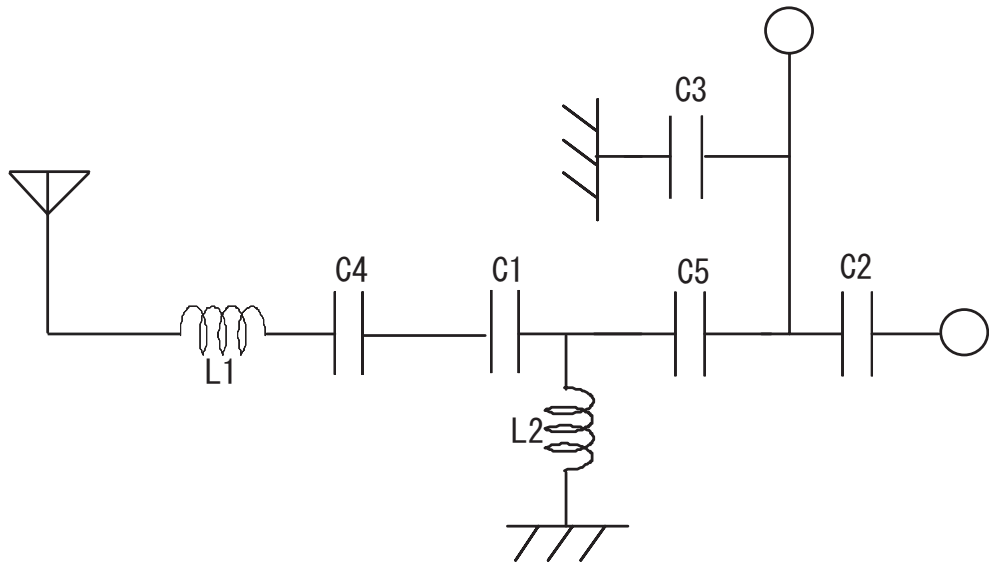


図 3.1 : 2GHz モノポールアンテナ整合回路図 (1.8GHz,1.4GHz)

$C1=C2=C3=1000\text{pF}$, $C5=10\text{pF}$

1.8GHz : $C4=0.5\text{pF}$, $L1=1.5\text{nH}$, $L2=47\text{nH}$

1.4GHz : $C4=1.0\text{pF}$, $L1=2.7\text{nH}$, $L2=2.7\text{nH}$



図 3.2 : 2GHz モノポールアンテナ 1.8GHz 整合回路写真

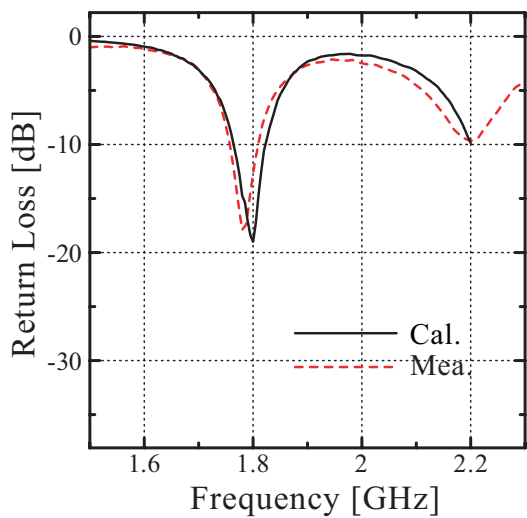


図 3.3 : 解析値と実験値 (1.8GHz)

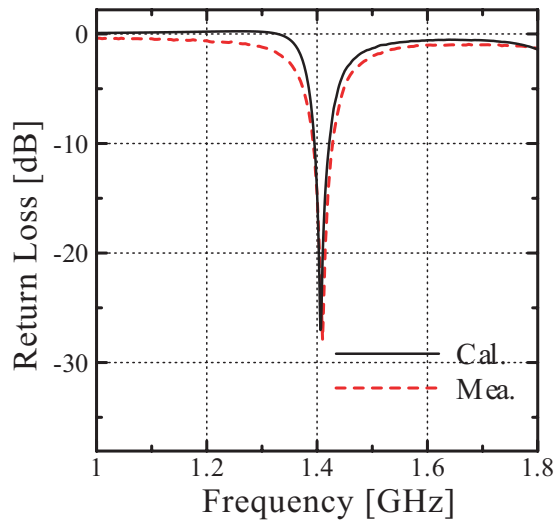


図 3.4 : 解析値と実験値 (1.4GHz)

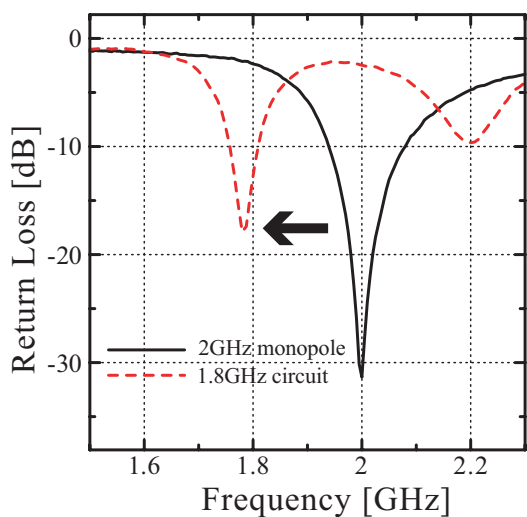


図 3.5 : 入力特性変化 (1.8GHz)

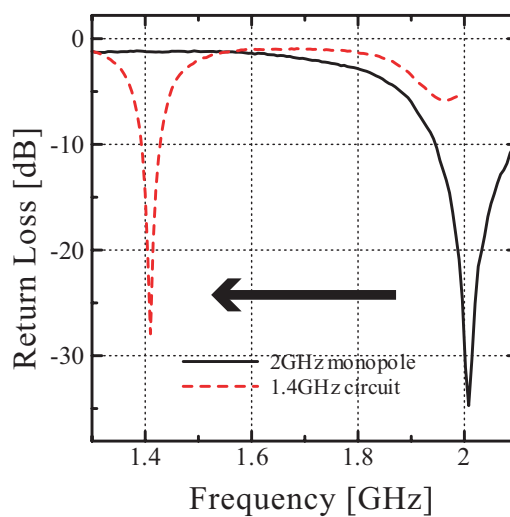


図 3.6 : 入力特性変化 (1.4GHz)

た．また，整合回路を装荷した時の入力特性の変化をそれぞれ図 3.5, 図 3.6 に示す．1.8GHz 整合回路を装荷した場合，VSWR 2 の周波数範囲は約 1.75 ~ 1.81GHz であった．また，1.4GHz 整合回路を装荷した場合，VSWR 2 の周波数範囲は約 1.392 ~ 1.428GHz であった．

3.1.2 1GHz モノポールアンテナへの装荷

1GHz モノポールアンテナに装荷した 600MHz 整合回路を図 3.7 に示す．シミュレーションによる設計値と実験値の入力特性を図 3.8 に示した．整合周波数に関して図 3.8 より設計値，実験値ともに 576MHz であった．また，整合回路を装荷した時の入力特性の変化を図 3.9 に示す．

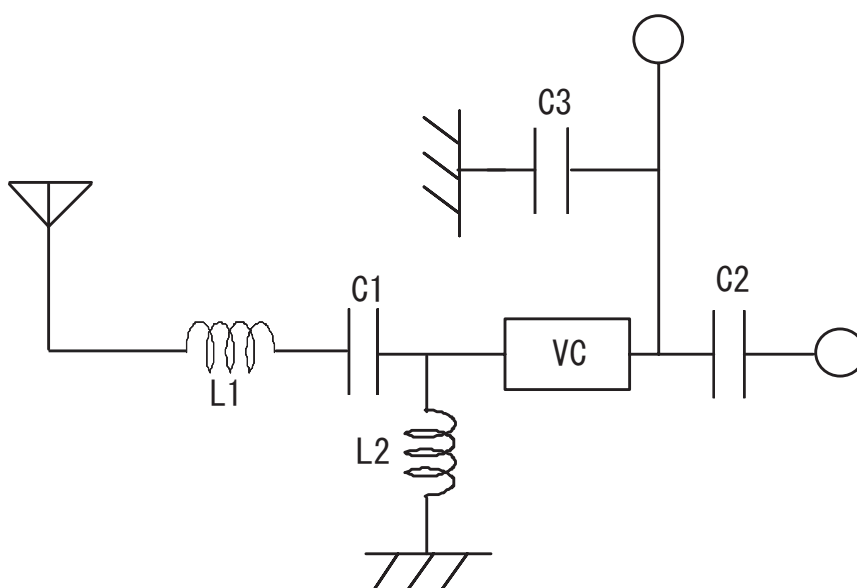


図 3.7 : 1GHz モノポールアンテナ整合回路図 (600[MHz])

$C1=C2=C3=1000\text{pF}$, $L1=10\text{nH}$, $L2=12\text{nH}$, VC : 可変容量ダイオード

可変容量ダイオードによって整合周波数を可変にした結果，VSWR 2 の周波数範囲は約 584 ~ 701MHz であった．

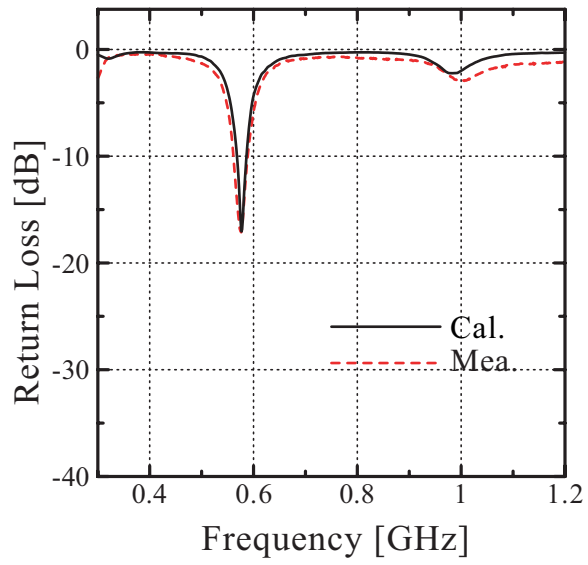


図 3.8 : 解析値と実験値 ($V_p = 0V$)

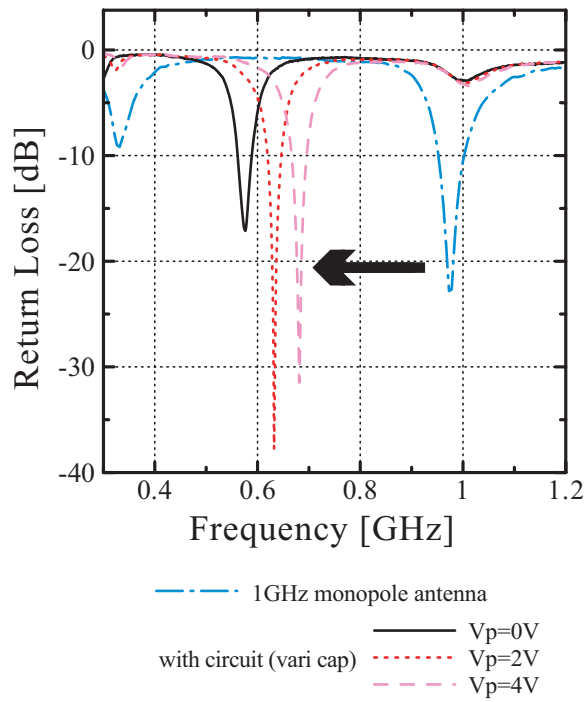


図 3.9 : 600MHz 整合回路入力特性

3.2 逆F型アンテナへの装荷

1GHz 逆F型アンテナには 600MHz の整合回路を装荷した。整合周波数を可変にするために可変容量ダイオードを整合回路に組み込んだ。

3.2.1 1GHz 逆F型アンテナへの装荷

1GHz 逆F型アンテナには 600MHz 整合回路を装荷した。その整合回路図を図 3.10 に示す。シミュレーションによる設計値と実験値の入力特性を図 3.11 に示した。整合周波数に関して図 3.11 より設計値では 580MHz、実験値では 565MHz であった。また、整合回路を装荷した時の入力特性の変化を図 3.12 に示す。整合回路を装荷した時、可変容量ダイオードによって整合周波数を可変にした結果 VSWR 2 の周波数範囲は約 559.3 ~ 580.5MHz であった。

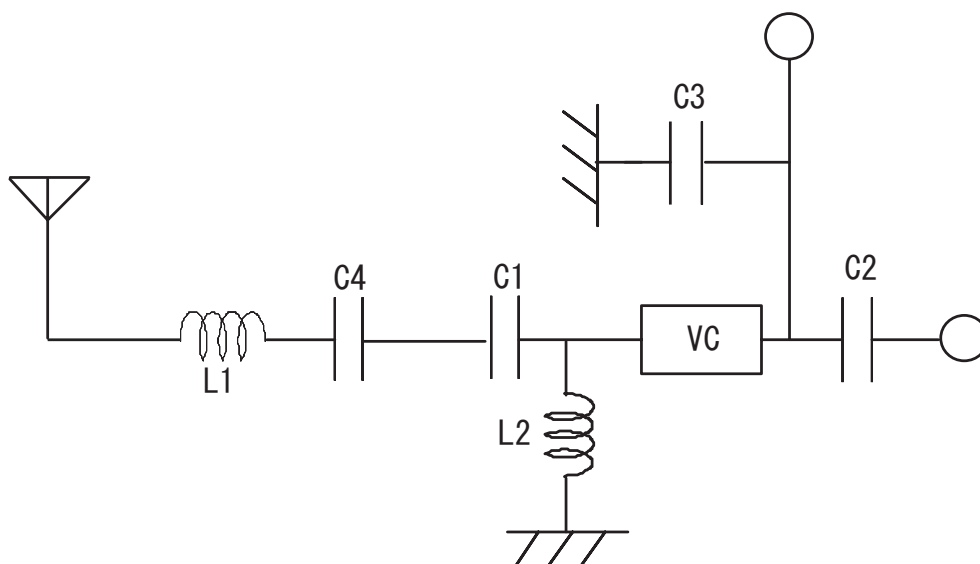


図 3.10 : 1GHz 逆F型アンテナ整合回路図 (600MHz)

$C1=C2=C3=1000\text{pF}$, $C4=1\text{pF}$, $L1=3.3\text{nH}$, $L2=47\text{nH}$, VC : 可変容量ダイオード

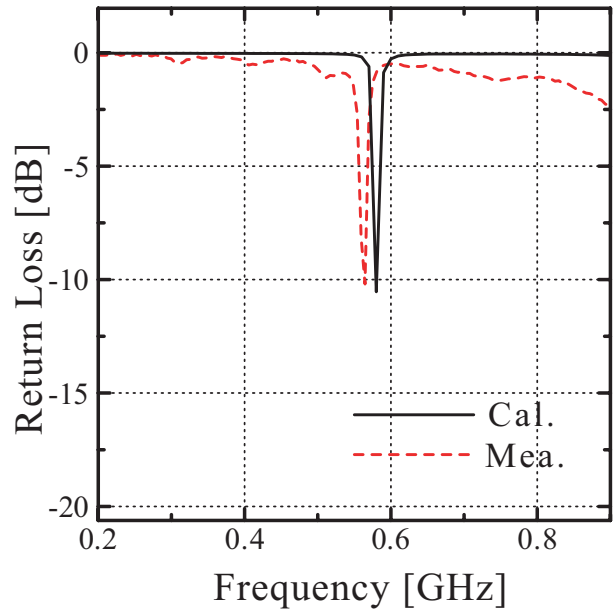


図 3.11 : 解析値と実験値 ($V_p = 0V$)

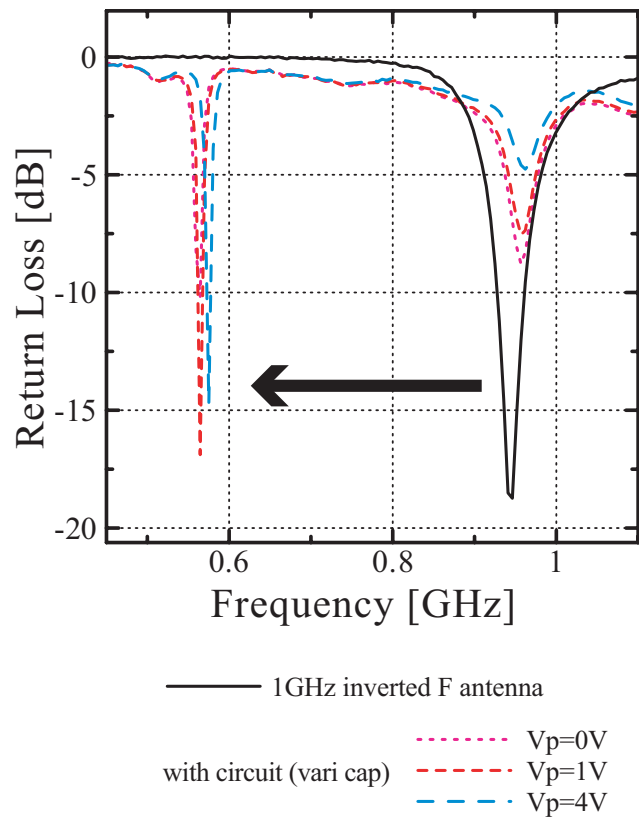


図 3.12 : 入力特性変化 (逆 F 型アンテナ 600MHz)

3.3 整合回路一体型アンテナの利得測定

電波暗室内において整合回路一体型アンテナの利得測定を行った。ここでは、利得の測定方法とその結果を述べ、帯域幅と利得の関係について考察する。

3.3.1 利得の測定方法

利得はアンテナの性能を評価する値としてよく用いられるものである。増幅器では入力した電力がどれだけ大きくなるかを表すのが利得であるが、アンテナでは入力された電力は増幅されない。したがって、基準となるアンテナを用いた時に比べて、どれだけ特定の方向に電力を集中できるかを表す値がアンテナの利得となる。

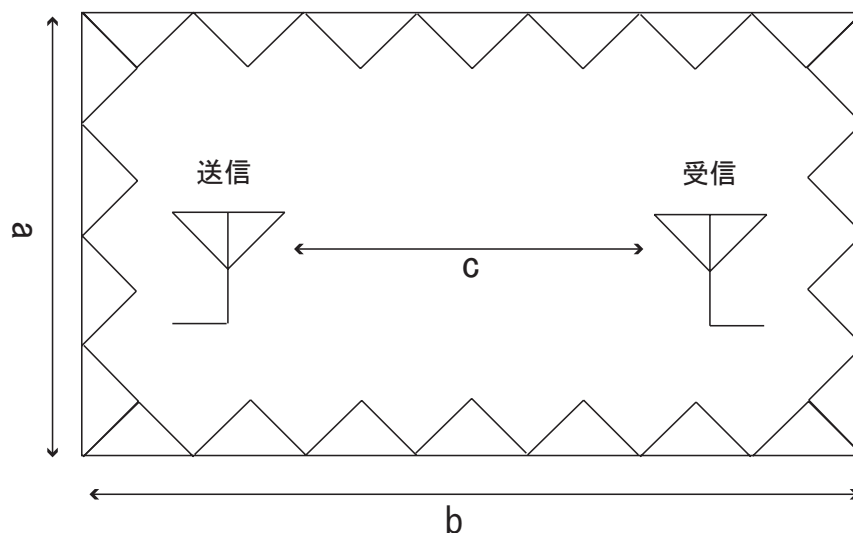


図 3.13 : 電波暗室

$a=5\text{m}$, $b=10\text{m}$, $c=4\text{m}$

図 3.13 に示したように、電波暗室は、大きさ $10\text{m} \times 5\text{m} \times 4\text{m}$ で、送受信間距離は 4m である。送信側のアンテナに関して、周波数 1GHz 以上の場合にはログペリアンテナ (LDP-118A) を使用し、 1GHz 未満の場合には 1GHz 標準ダイポールを用いた。受信側に、測定したいアンテナまたは整合回路を装荷したアンテナを用いて、ある周波数帯でどのように利得が変化するかを測定した。

3.3.2 利得の測定結果

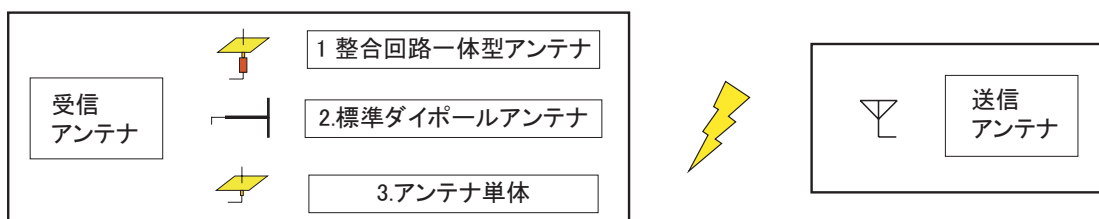


図 3.14 : 利得測定

表 3.1 : 送信・受信アンテナ

受信アンテナ	送信アンテナ
モノポールアンテナ	
1.8GHz	
整合回路一体型アンテナ (2GHz モノポールアンテナ)	ログペリアンテナ
標準ダイポールアンテナ (1.7GHz ~ 2.1GHz)	
モノポールアンテナ単体 (1.8GHz)	
1.4GHz	
整合回路一体型アンテナ (2GHz モノポールアンテナ)	ログペリアンテナ
標準ダイポールアンテナ (1.4GHz)	
モノポールアンテナ単体 (1.4GHz)	
600MHz	
整合回路一体型アンテナ (1GHz モノポールアンテナ)	標準ダイポールアンテナ (1GHz)
標準ダイポールアンテナ (600MHz)	
モノポールアンテナ (600MHz)	
逆 F 型アンテナ	
600MHz	
整合回路一体型アンテナ (1GHz 逆 F 型アンテナ)	標準ダイポールアンテナ (1GHz)
標準ダイポールアンテナ (600MHz)	
モノポールアンテナ単体 (600MHz)	

利得の測定は，

1. モノポール（または，逆 F 型）アンテナに整合回路を装荷し所望の周波数 f_1 での整合をとった整合回路一体型アンテナ
2. 周波数（帯） f_1 で動作する標準ダイポールアンテナ
3. f_1 で共振するモノポール（または，逆 F 型）アンテナ単体

の 3 つのアンテナを受信側に用いて，その結果を比較した．それぞれ測定に用いたアンテナを表 3.1 に示す．

まず，2GHz モノポールに 1.8GHz 整合回路一体型アンテナの利得の測定結果を図 3.15 に示す．また，2GHz モノポールアンテナに整合回路を装荷時 VSWR 2 を図 3.15 の 2 つの縦線の区間に示した．

次に，2GHz モノポールに 1.4GHz 整合回路一体型アンテナの利得の測定結果を図 3.16 に示す．また，図 3.16 において 2 つの縦線の区間は，2GHz モノポールアンテナに整合回路を装荷時 SWR 2 を示している．

また，1[GHz] モノポールアンテナに 600[MHz] 整合回路を装荷し，可変容量ダイオードの印加電圧を 1[V] とした時の利得の測定結果を図 3.17 に示す．この時，VSWR 2 を図 3.17 の 2 つの縦線の区間に示した．また，1[GHz] モノポールアンテナに整合回路を装荷時 VSWR 2 を図 3.17 の 2 つの縦線の区間に示した．図 3.18 に可変容量ダイオードの印加電圧を変化させたときの利得の変化を示し，VSWR 2 を図 3.18 の 2 つの縦線の区間に示した．

また，1GHz 逆 F 型アンテナに 600MHz 整合回路を装荷し，印加電圧 0V の時の利得の測定結果を図 3.19 に比較する．比較のための標準ダイポールには周波数 600MHz で動作するものを用いた．また，1GHz モノポールアンテナに整合回路を装荷時 VSWR 2 を図 3.19 の 2 つの縦線の区間に示した．

以上，図 3.15，3.16，3.17 より整合回路一体型アンテナは VSWR 2 の時，モノポールアンテナ単体よりも利得が向上していることがわかった．しかし，逆 F 型アンテナでは利得が低下している．これは，逆 F 型アンテナの地板が小さかったので，回路による影響があったのだと考えられる．

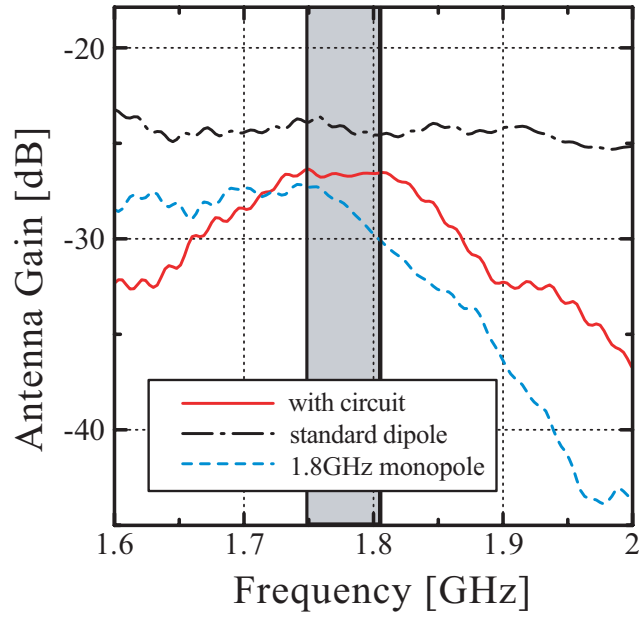


図 3.15 : 1.8GHz 整合回路利得

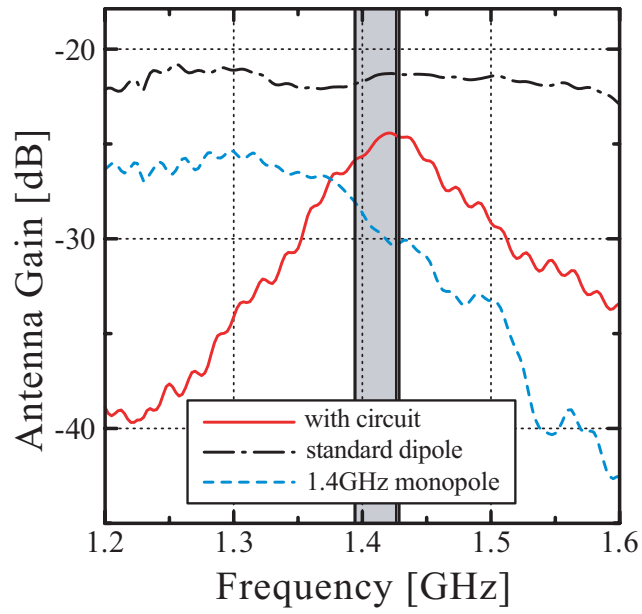


図 3.16 : 1.4GHz 整合回路利得

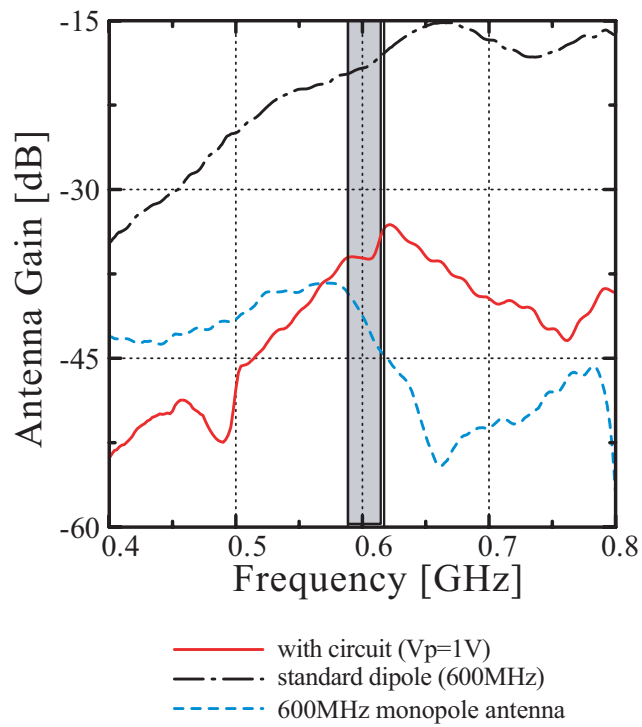


図 3.17 : モノポールアンテナ 600MHz 整合回路利得

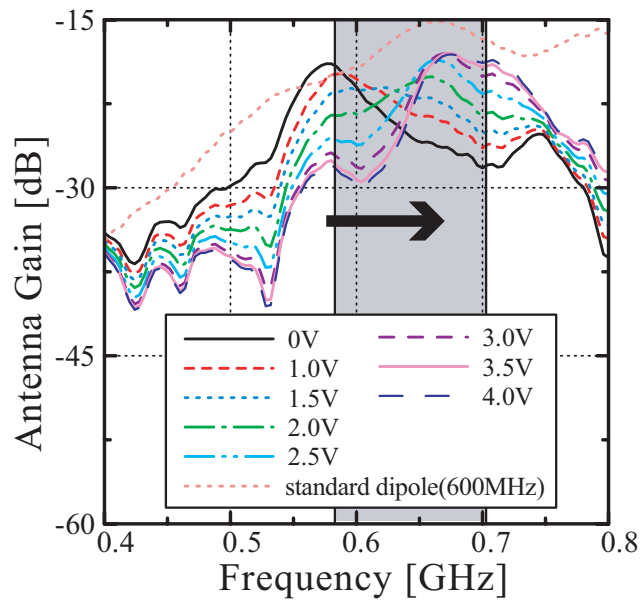


図 3.18 : バイアスによる利得の変化

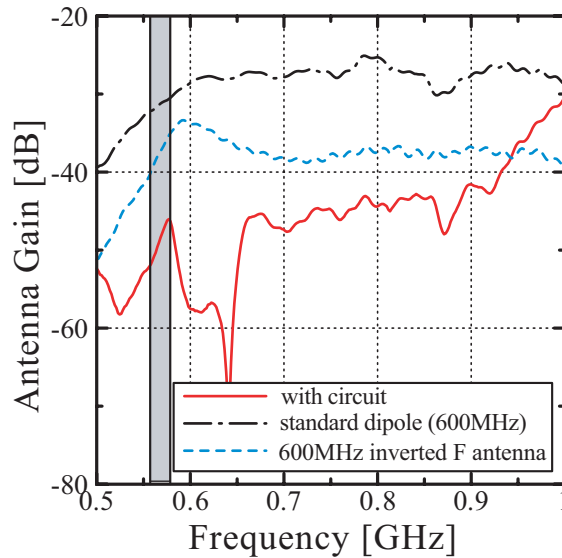


図 3.19：逆 F 型アンテナ 600MHz 整合回路利得

3.3.3 利得と帯域幅の関係

式 (1.2) で示したように，一般的にアンテナを小型化した場合，帯域，利得，放射効率のいずれかの特性が劣化することが知られている．ここでは，整合回路を装荷してアンテナを小型化した場合，どの特性が劣化するのかを考察する．

まず，2GHz モノポールアンテナに整合回路を装荷し，1.8GHz で動作する整合回路一体型アンテナと，1.8GHz モノポールアンテナの入力特性を図 3.20 に示す．図 3.20 と図 3.15 より，それぞれの-10dB での帯域幅と利得の関係を表 3.2 に示す．

表 3.2：帯域幅と利得 (1.8GHz)

	帯域幅 [MHz]	利得 [dB]	利得	帯域幅 × 利得
整合回路	52.5	-26.7	0.0461	2.42
モノポールアンテナ	100.0	-29.61	0.0331	3.31

同様に，2GHz モノポールアンテナに整合回路を装荷し，1.4GHz で動作する整合回路一体型アンテナと，1.4GHz モノポールアンテナの入力特性を図 3.21 に示す．図 3.21 と図 3.16 より，それぞれの-10dB での帯域幅と利得の関係を表 3.3 に示す．

表 3.3 : 帯域幅と利得 (1.4GHz)

	帯域幅 [MHz]	利得 [dB]	利得	帯域幅 × 利得
整合回路	35.0	-24.9	0.0571	2.00
モノポールアンテナ	77.0	-28.1	0.0392	3.02

1GHz モノポールアンテナに整合回路を装荷し，600MHz で動作する整合回路一体型アンテナと，600MHz モノポールアンテナの入力特性を図 3.22 に示す．図 3.22 と図 3.17 より，それぞれの-10dB での帯域幅と利得の関係を表 3.4 に示す．

表 3.4 : 帯域幅と利得 (モノポールアンテナ 600MHz)

	帯域幅 [MHz]	利得 [dB]	利得	帯域幅 × 利得
整合回路	29.0	-36.1	0.0157	0.45
モノポールアンテナ	31.0	-40.7	0.0092	0.28

1GHz 逆 F 型アンテナに整合回路を装荷し，600MHz で動作する整合回路一体型アンテナと，600MHz 逆 F 型アンテナの入力特性を図 3.23 に示す．図 3.23 と図 3.19 より，それぞれの-5dB での帯域幅と利得の関係を表 3.5 に示す．

表 3.5 : 帯域幅と利得 (逆 F 型アンテナ 600MHz)

	帯域幅 [MHz]	利得 [dB]	利得	帯域幅 × 利得
整合回路	11.0	-49.6	0.0033	0.04
逆 F 型アンテナ	32.7	-34.2	0.0195	0.64

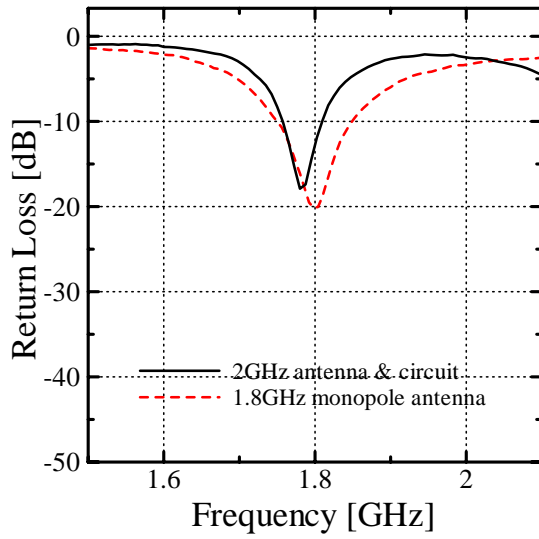


図 3.20 : 入力特性比較 (1.8GHz)

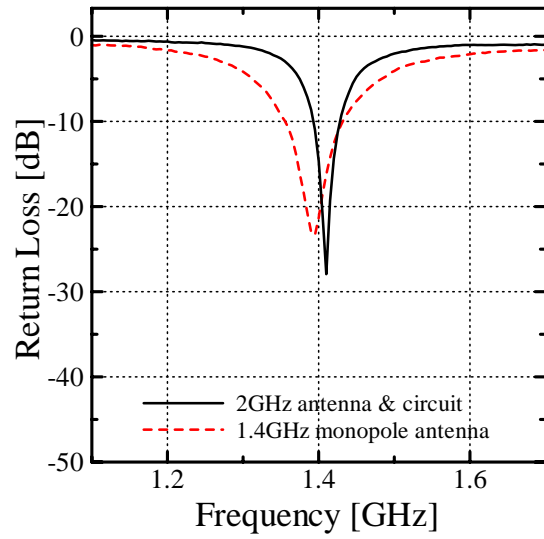


図 3.21 : 入力特性比較 (1.4GHz)

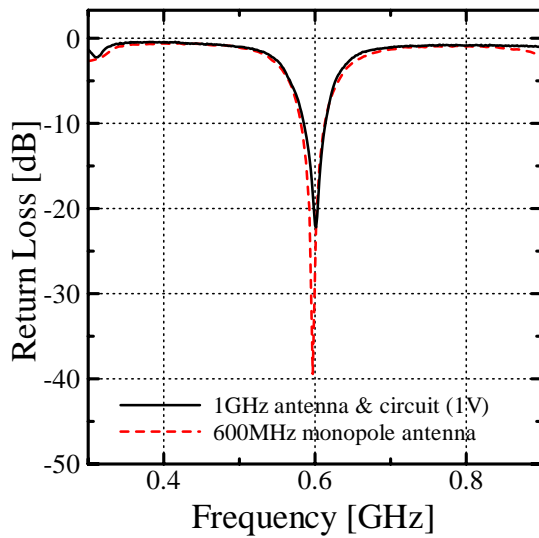


図 3.22 : 入力特性比較
(モノポールアンテナ 600MHz)

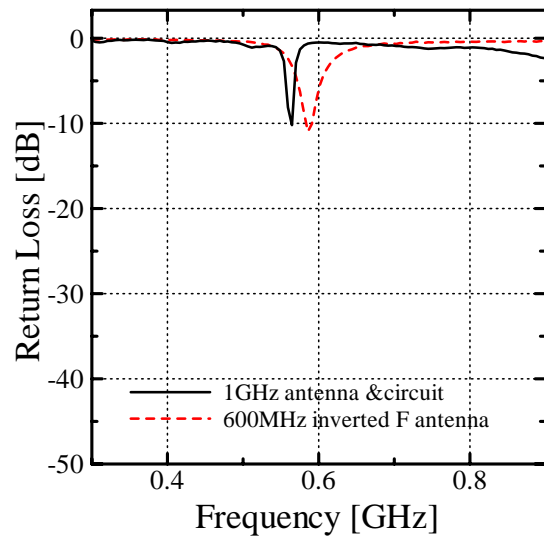


図 3.23 : 入力特性比較
(逆 F 型アンテナ 600MHz)

3.4 まとめ

第3章で得られた結果をまとめる．整合回路装荷前後の整合周波数の変化を表3.6に示した．

表 3.6 : 整合周波数の変化

	装荷前	装荷後
2GHz モノポールに 1.8GHz 整合回路装荷	2[GHz]	1.78[GHz]
2GHz モノポールに 1.4GHz 整合回路装荷	2[GHz]	1.41[GHz]
1GHz モノポールに 600MHz 整合回路装荷	994.2[MHz]	600[MHz]
1GHz 逆 F 型に 600MHz 整合回路装荷	940.4[MHz]	564.4[MHz]

また，帯域幅と利得の関係をを表3.7に示した．

表 3.7 : 帯域幅と利得の関係

	帯域幅 [MHz]	利得 [dB]	利得	帯域幅 × 利得
2GHz モノポールと 1.8GHz 整合回路	52.5	-26.7	0.0461	2.42
1.8GHz モノポールアンテナ	100.0	-29.61	0.0331	3.31
2GHz モノポールと 1.4GHz 整合回路	35.0	-24.9	0.0571	2.00
1.4GHz モノポールアンテナ	77.0	-28.1	0.0392	3.02
1GHz モノポールと 600MHz 整合回路	29.0	-36.1	0.0157	0.45
600MHz モノポールアンテナ	31.0	-40.7	0.0092	0.28
1GHz 逆 F 型と 600MHz 整合回路	11.0	-49.6	0.0033	0.04
600MHz 逆 F 型アンテナ	32.7	-34.2	0.0195	0.64

2GHz モノポールアンテナに 1.8GHz, 1.4GHz 整合回路を装荷した際の帯域幅と利得を掛けたものはそれぞれの周波数のモノポールアンテナと約 1.0 ほどの差になり，アンテナを整合回路によって小型化すると利得は良くなるが，帯域幅が狭くなるということがわかった．ここで帯域幅と利得を掛けた値の約 1.0 ほどの差は，式 (1.2) より，放射効率の差または，電気的体積の違いであると考えられる．また 1GHz モノポールアンテナに 600MHz 整合回路を装荷した際，帯域幅と利得を掛けた値が整合回路を装荷したアンテナのほうが大きくなっている．これは，1.8GHz, 1.4GHz モノポールアンテナと比べて，600MHz モノ

ポールアンテナの帯域幅が狭いことが原因だと考えられる。しかしアンテナを整合回路によって小型化すると帯域幅が狭くなるが、利得は向上するという点では、上記と同じ結果が得られた。逆 F 型アンテナの場合は、整合回路一体型アンテナの利得が逆 F 型アンテナ単体の利得を下回っている。これは、整合回路を装荷した際の放射効率がかなり大きいものになってしまったからだと考えられる。また利得を測定する際、送信アンテナ方向に回路パターンを向けた場合と逆方向に向けた場合とでは、利得の測定値に差が出たことから、回路パターンでの放射や地板が小さかったため電波が回路パターンに回りこんできた影響なども考えられる。

第 4 章

結論

本論文では、UHF 帯で動作するアンテナに整合回路を装荷して、整合周波数を変化させることにより、アンテナの小型化を図り、整合回路一体型アンテナの帯域幅、利得の特性を測定することにより、整合回路を装荷することによるアンテナ特性の変化について検討を行った。整合回路にはチップ LC 素子を用いた。

まず、2GHz モノポールアンテナを製作し、整合回路を装荷して整合周波数を 1.8GHz、1.4GHz に変化させた。1.8GHz 整合回路を装荷した場合、VSWR 2 の周波数範囲は約 1.75 ~ 1.81GHz の約 60MHz であり、1.4GHz 整合回路を装荷した場合、VSWR 2 の周波数範囲は約 1.392 ~ 1.428GHz の約 36MHz であった。また、1GHz モノポールアンテナに 600MHz 整合回路を装荷した。この整合回路には、整合周波数を可変にするために、可変容量ダイオードを使用した。この結果、整合回路を装荷した際、VSWR 2 の周波数範囲は約 584 ~ 701MHz の約 117MHz とかなり広くなった。また、モノポールアンテナだけではなく、1GHz 逆 F 型アンテナに整合回路を装荷させて、整合周波数を 600MHz に変化させた。この時、VSWR 2 の周波数範囲は約 559.3 ~ 580.5MHz の約 20MHz であった。どの整合回路においても設計値ほぼ同じ整合周波数を得られた。

次に 2GHz モノポールアンテナに 1.8GHz 整合回路を装荷し、帯域幅、利得を測定した。また、1.8GHz モノポールアンテナを製作して帯域幅、利得を測定し、整合回路を装荷したアンテナとの比較を行った。整合回路を装荷したアンテナのほうが、帯域幅は狭くなったが、利得は向上していた。それぞれの (帯域幅) × (利得) の値を求めると、整合回路一体型アンテナのほうが小さい値になった。式 (1.2) より、アンテナの電氣的体積の差もしくは放射効率の違いが原因であると考えられる。

謝辞

本研究を進めるにあたり，熱心な御指導，的確なアドバイスを下さった新井宏之教授に深く感謝致します。

研究生活全般に渡って丁寧に御指導下さった M1 の溝呂木上氏に深く感謝致します。
最後に研究生活を共に過ごした新井研究室の皆様に深く感謝致します。

参考文献

- [1] 新井宏之, “新アンテナ工学”, 総合電子出版社
- [2] 市川裕一, 青木勝, “GHz 時代の高周波回路設計”, CQ 出版
- [3] トランジスタ技術, 2000 年 10 月号, pp.299-305, CQ 出版
- [4] NHK 技研だより, 1998 年 10 月, NHK 放送技術研究所
- [5] 村松慎太郎, “平面逆 F 型アンテナの可変整合法に関する研究”, 横浜国立大学 電子情報工学科 卒業論文, 2001
- [6] 丸山将行, “UHF 帯テレビ受信用自動整合アンテナに関する研究”, 横浜国立大学 電子情報工学科 卒業論文, 2002
- [7] 手塚昌伸, 水澤丕雄, 野口啓介, 別段信一, 片木孝至, 今西康人, “アンテナ自動整合システムにおける整合回路,” , 電子情報通信学会論文誌 , Vol. J85-B, No.11, Nov. 2002.