

# 卒業論文

## UHF帯テレビ受信用自動整合アンテナに 関する研究

指導教官 新井 宏之 助教授

平成14年2月28日提出

9844134 丸山 将行

## 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 13 ~ 62ch の周波数 (471.25 ~ 769.75[MHz]) 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。そしてアンテナからの受信電力を効率よく受信機側に伝える為にはアンテナインピーダンスと伝送線路インピーダンスとの整合 (マッチング) が不可欠である。しかし小型アンテナにおいては単体で全ての帯域に整合を取るのは難しい。そこで本論文では UHF 帯 13 ~ 62ch において自動整合を目指したアンテナと一体型の整合器を製作し、300 ~ 600[MHz] までの整合を確認した。はじめに UHF 周波数帯において機能するアンテナについてその特性を測定した。その結果、リターンロスの最低値が 668[MHz] において -6.3[dB] である。VSWR に関しては、小型アンテナの最低値が約 2.88 で VSWR=3 とした時の帯域は約 4MHz で比帯域約 0.60 % であった。放射効率は 80 % 程度と高い。これらの測定によってアンテナの大きさは同じ周波数におけるダイポールアンテナの数百分の一であるが帯域特性が大きく下回っているという結果となった。次に測定したインピーダンスより、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、整合時の特性を測定によって明らかにした。整合前後の特性を比較すると利得は測定周波数の 548[MHz] において利得が増大することが分かった。リターンロスは -35.37[dB] となり、VSWR=3 とした時の帯域は約 25[MHz] で比帯域が約 4.6 % であった。指向性についてはほぼ変化はなかった。これを整合器装荷前と比較すれば VSWR=3 とした時の帯域は 6 倍以上に、リターンロスは -29[dB] の差となった。結果から帯域や利得の問題は整合器の装荷によってダイポール以上の値に改善することができたとと言える。最後に、このアンテナ回路を可変容量ダイオードの変化によって 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かめた。ただし、整合回路の一部を切り替える必要があり、そのための構成も実装しなくてはならない。今後の課題として、ひとつの構成における整合可能周波数帯を広くする工夫やアンテナ側でより帯域の広いアンテナを選択すること、あるいはその切り替え回路の MEMS スイッチ等小型素子を用いた試作、実験等が挙げられる。

# 目次

第1章 序論	1
1.1 デジタル放送	1
1.2 UHF帯アンテナ	2
第2章 UHF周波数用小型アンテナ	3
2.1 アンテナの特性	3
2.2 アンテナ効率の測定	6
第3章 アンテナ一体型整合回路について	9
3.1 インピーダンス整合について	9
3.1.1 インピーダンス整合	9
3.2 素子の選択について	10
3.3 微小ダイポールアンテナによる整合回路シュミレーション	10
3.3.1 LC1、LC2の回路による整合	14
3.3.2 LC3、LC4の回路による整合	15
3.3.3 LCC1、LCC2の回路による整合	15
3.3.4 LCC3、LCC4の回路による整合	18
第4章 整合回路の製作	20
4.1 整合回路の製作	20
4.2 整合回路一体型アンテナによる特性評価	22
4.3 2バラクタによる整合器一体化アンテナの実証	25
第5章 結論	31
謝辞	33



# 第 1 章

## 序論

### 1.1 デジタル放送

1994年に米国で始まった衛星デジタル放送は、1996年に日本やヨーロッパでもサービスが開始され、多チャンネル化を活かした放送が行なわれている。そして1998年9月に英国、続いて11月に米国で、地上波によるデジタル放送が始まり、本格的なデジタル放送の時代に突入した。我が国では1953年(昭和28年)に地上波のテレビ放送が始まって以来49年が経ち、日本国内で地上波のテレビ放送をしている無線局(中継局を含む)は、日本全国津々浦々まで番組を届けるために約15,000局設置されている。しかしながら、これだけの局数をもってしても民間放送については依然として全地域をカバーしてはいない。こういう状況の中で総務省(旧郵政省)は、テレビ放送用の周波数を有効利用し、多くの番組を楽しんでもらうために、地上波放送のデジタル化を推進している。また同省では、地上デジタル放送を、2003年までに3大広域圏(東京、大阪、名古屋)で、2006年までに全国で開始できるように準備を進めている。そして、地上デジタル放送が85%以上普及した時点(2010年頃)でアナログ放送を終了する予定である。なお、地上波放送用周波数について、NHK、民放、総務省で構成される全国地上デジタル放送推進協議会がまとめた報告書の中で述べられているが、それによると、現在アナログ放送に使われている周波数帯(VHF帯1~12chおよびUHF帯13~62ch)のうち、デジタル音声放送をVHF帯1~12chに、デジタルテレビジョン放送をUHF帯の13~32chに導入することになっている。なお、33~62chはデジタルテレビジョン放送(13~32chへの導入が困難な場合)とその他のサービスとなっている。地上波のデジタル放送には高画質化(ゴーストに強く、高精細度テレビジョン放送が可能)、多チャンネル化(現行のテレビ画質であれば、アナログ放送1チャ

ネル当たり3倍程度の番組が放送可能)、高機能化(通信との融合等)、移動体サービス、単一周波数中継などアナログ放送にはない様々なメリットが存在する。しかしデジタルならではの受信の障害として、マルチパス伝送路により直接波と反射波が干渉するフェージング、なかでも周波数に依存する周波数選択性フェージング (Frequency Selective Fading) が問題となる。これを解決する有効な手段として採用されたのが、直交周波数分割多重方式 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing:OFDM) の利用である。OFDMは情報を複数のサブキャリアに分けて低ビットレート化し、それらの並列伝送によりデータを伝送する方式であるマルチキャリア変調 (Multi-Carrier Modulation) を基本として改良したものである。1サブキャリアあたりの周波数帯域幅が狭い。これにより受信するアンテナ側も狭帯域のものが使用できる。

## 1.2 UHF 帯アンテナ

地上波デジタルテレビジョンの利用において現在実用が求められるのは携帯小型端末への実装である。しかしUHF帯テレビ受信用に使われるアンテナはVHF帯同様の八木・宇田アンテナが主となっておりLM、またはMH帯の8素子以上のアンテナが必要である。またパラボラアンテナや、受信条件の悪い所では、チャンネル専用の八木・宇田アンテナを2~4基合成し、それを各チャンネルごとに設けたり、スペースダイバーシチ受信を行ったりすることもある。これらはいずれも大型で、持ち運ぶことは実用上不可能である。このような現状を考えると携帯電話やPDA、ノートパソコン用のモデムカードなどへの実装にはよりいっそうの小型化が必要である。ここで、アンテナを小型化した際の帯域、効率、利得といった特性の関係は式(1.1)のようになり、そのいずれかを犠牲にするのはやむを得ない。

$$\frac{(\text{アンテナの体積})}{(\text{帯域}) \times (\text{利得}) \times (\text{効率})} = \text{定数値} \quad (1.1)$$

本論文では小型化されたアンテナを使用してその狭帯域な特性を用い、デジタルテレビジョン放送の帯域において整合を取れるような整合回路を試作しメモリーカードサイズの小型地板上にアンテナと一体化して実装させることを試みた。本論文全体の流れを以下に述べる。二章では使用した小型アンテナについてその特性を同周波数におけるダイポールアンテナと比較した。三章において整合回路を装荷し、実際に整合した時のアンテナ特性の変化について考察し、四章でその整合回路が整合可能な周波数範囲について述べた。

## 第 2 章

# UHF 周波数用小型アンテナ

UHF 周波数用の小型アンテナについてその特性を明らかにする。

### 2.1 アンテナの特性

本研究に使用した UHF 周波数帯用の小型アンテナの形状を示す。

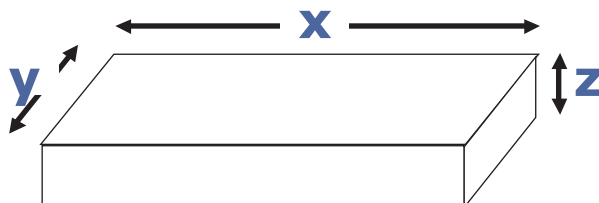


図 2.1 : 実験に用いたアンテナの形状 ( $x=3.0[\text{mm}], y=1.6[\text{mm}], z=1.5[\text{mm}]$ )

このアンテナは 300 ~ 500[MHz] の周波数帯を仕様とする UHF 周波数帯用小型アンテナである。直方体のセラミック誘電体の表面に薄い薄膜で逆 F アンテナ状にエッチングされているが詳しい形状は判別できない。長方形の形状の二端に導体との接触面があり、どちらか片方を受信機側に、もう片方を接地するようになっている。



図 2.2 : 実験に用いた小型アンテナ

図 2.2 に示したように  $3.0[\text{mm}] \times 16.0[\text{mm}] \times 1.5[\text{mm}]$  程度の大きさとなっていて、単純にダイポールアンテナをこの周波数帯で製作すると数十 [cm] の長さになるのと比べればこのアンテナは数百分の一の長さで実現していることになる。次に利得については指向性の測定の結果からダイポールの方が利得が高いことが分かった。図 2.3 に示した通り、測定した小型アンテナの利得は最大で  $-27[\text{dBd}]$  ほどある。しかし指向性の測定においては十分な遠方界による測定ができなかったため値の精度は低い。なお、ここで使用しているダイポールアンテナは ANRITU 社製の MP651A という  $0.47 \sim 1.7[\text{GHz}]$  までに対応した可変長のダイポールアンテナである。

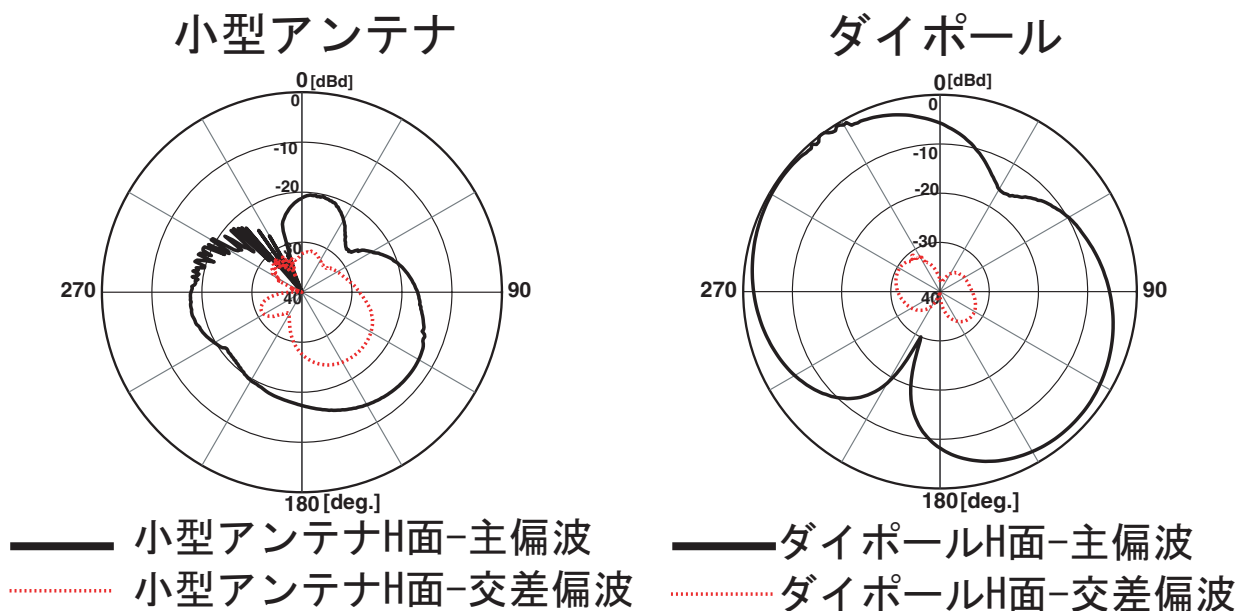


図 2.3 : 指向性の比較 (668[MHz])



また、リターンロス、SWR、インピーダンスについては以下の様になった。

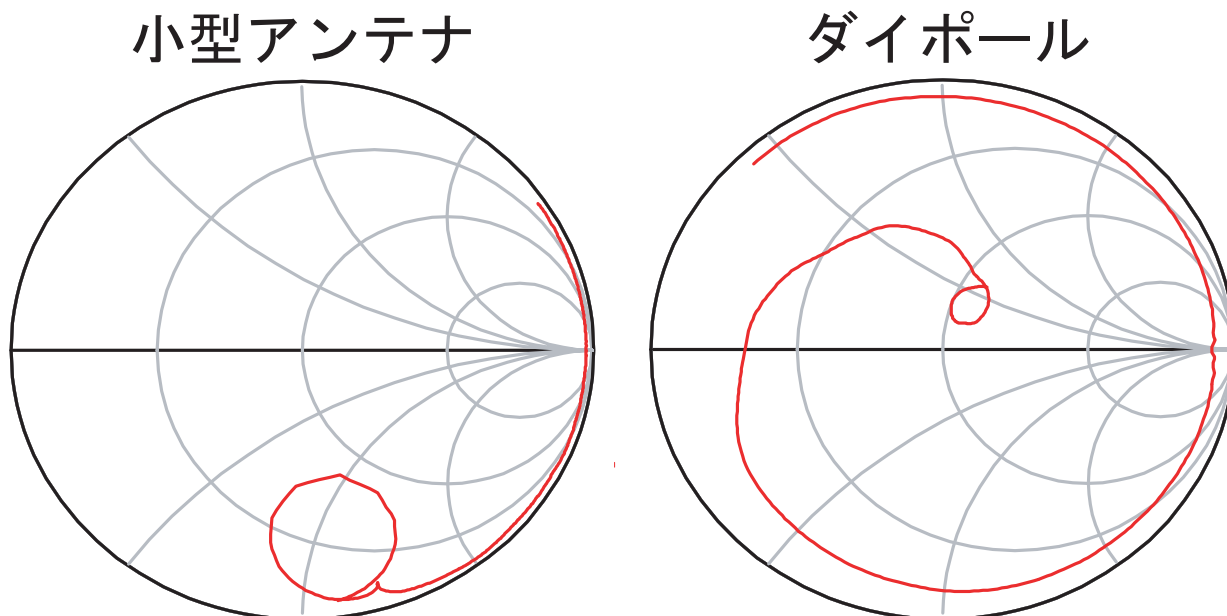


図 2.4 : スミスチャート上のインピーダンス比較 (300[MHz]~800[MHz])

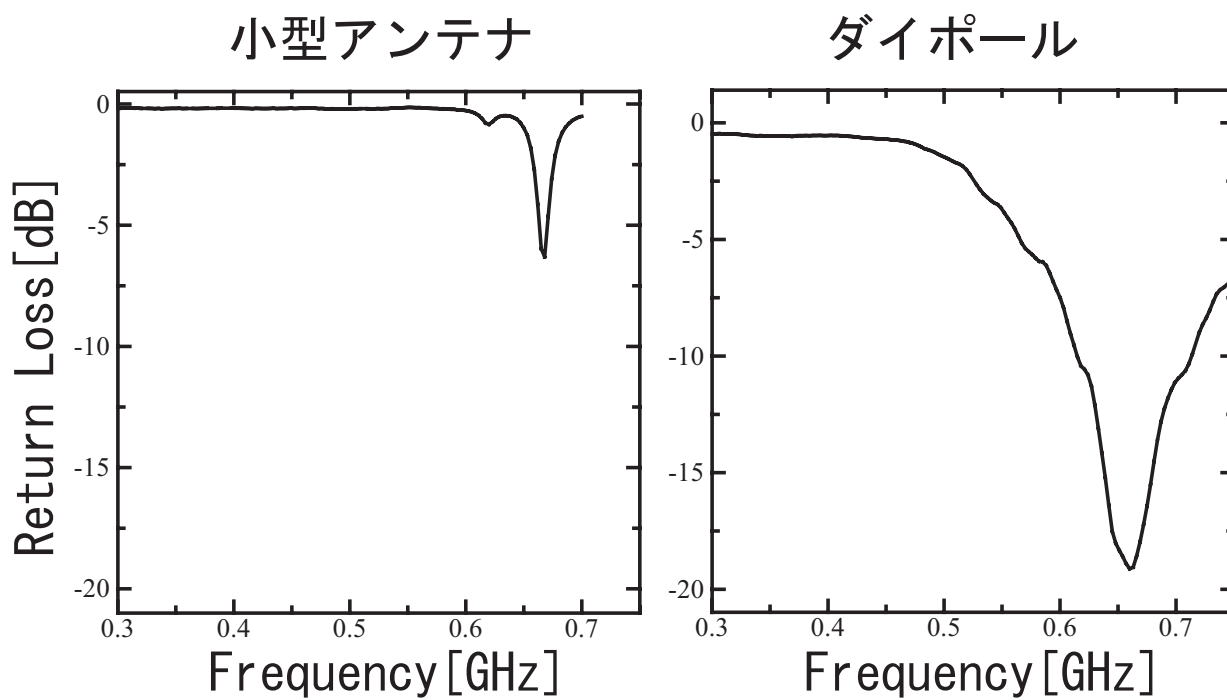


図 2.5 : リターンロスの比較 (668[MHz])

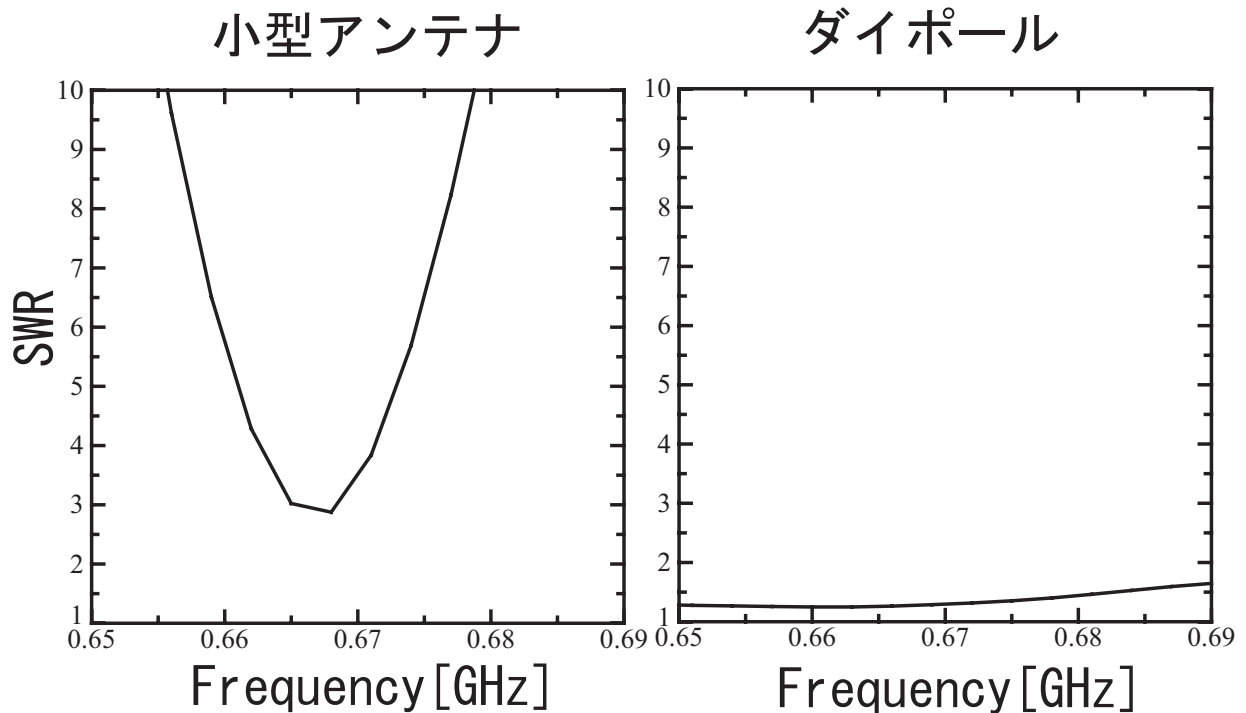


図 2.6 : SWR の比較 (668MHz)

使用したアンテナをダイポールアンテナと比較してみるとまず、小型アンテナのリターンロスの最低値が 668[MHz] において -6.3[dB] に対してダイポールアンテナが -19.1[dB] である。VSWR に関しては、小型アンテナの最低値が約 2.88 でダイポールアンテナが約 1.25、VSWR=3 とした時の帯域は前者が約 4[MHz] で比帯域約 6.0 % に対して後者は帯域が約 172[MHz] で比帯域が 25.7 % である。これらの特性は序章に示した通り、小型化と引き換えに起こる特性劣化でありこの様な特性のアンテナの整合を取る場合、一般の整合回路を用いてどこか一点の周波数において整合を取るだけでは 25[MHz] 程度のバンドで、UHF 帯全域において整合を取ることは不可能である。そこで次章からこのアンテナの帯域の中心周波数を動かしながら UHF のチャンネル周波数ごとに整合を取っていくことができるような整合回路について考察する。

## 2.2 アンテナ効率の測定

ここで、入力インピーダンスの測定から近似的に放射効率を測定する方法として Wheeler 法を採用した。この手法では図 2.7 に示した様に、地板上のアンテナに金属の箱 (形状は任意) を被せて、その入力インピーダンスの実部を測定する。この時の抵抗分はアンテナからの放射を含まないので損失抵抗  $R_l$  と見なせる。次に箱を取り除いて入力インピーダン

スを測定すると、抵抗分は放射抵抗  $R_r$  との和  $R_r + R_l$  となるので放射効率は式 (2.1) で表せる。

$$\eta = \frac{1}{1 + k \left( \frac{\lambda}{s} \right)} \quad (2.1)$$

なお、入力インピーダンスの測定の際の反射係数を、 $\Gamma_c$ (箱あり) $\Gamma_r$ (箱なし) とすれば、次のように放射効率を表せる。

$$\eta = 1 - \frac{1 - |\Gamma_c|^2}{1 - |\Gamma_r|^2} \quad (2.2)$$

箱の大きさは、箱によってアンテナ上の電流分布が変化しないように半径  $\lambda/2\pi$  以下が理想とされているが、箱の大きさで決まる共振周波数と測定周波数が一致しなければ、半径で  $10\lambda/(2\pi)$  程度のものが利用できることが実験的に明らかにされている。そこで  $\lambda/2\pi$  は 300 ~ 800 [MHz] の範囲においておよそ 6 ~ 15 [cm] なので、箱の寸法は縦 52 [mm]、横 23 [mm]、高さ 6 [mm] で半径 2.6 [cm] 以内の理想的な大きさといえる。箱は誘電体地板裏面の Ground 面に銅テープによって接地した。なお、入力インピーダンスの測定にはネットワークアナライザ (WILTRON 社製 MODEL360B) を用いた。このような方法によって測定したアンテナ効率を以下に示す。

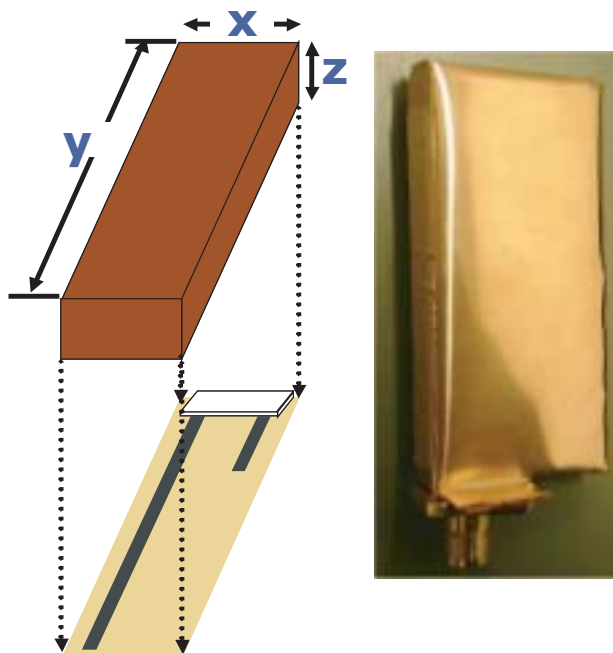


図 2.7 : Wheeler 法 ( $x=23$ [mm],  $y=52$ [mm],  $z=6$ [mm])

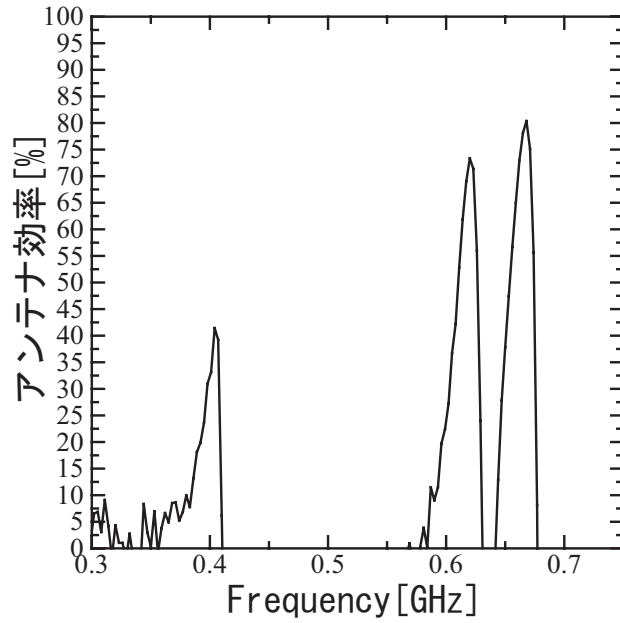


図 2.8 : アンテナの効率

図 2.8 からリターンロス最大時 (660MHz の時) の効率は約 82 % となっている。しかしこの測定法も効率が 80 % 以上と高いものに関しては  $R_r + R_l \cong R_r$  となり測定誤差が多くなる為にある程度効率が良いということしか言えない。これらの測定により、使用するアンテナは高効率、狭帯域であると言える。

## 第 3 章

# アンテナ一体型整合回路について

### 3.1 インピーダンス整合について

#### 3.1.1 インピーダンス整合

実際にアンテナを利用する際にアンテナの整合 (マッチング) は非常に重要となってくる。例えばアンテナインピーダンスにおいて  $VSWR=4$  だった場合反射係数  $\Gamma = 0.6$  となり、36% が反射電力となる。これは送信アンテナとして用いた場合、10[W] 送信した電力の内の 3.6[W] が送信機側に戻ってくることになり、その電力が送信機に悪影響を及ぼす場合がある。しかし返って来た電力はまた反射されてアンテナへと向かうのでその往復での伝送損失が大きく影響してくるのである。さてアンテナの整合方法について、低周波のアンテナではまずインピーダンスのリアクタンス成分を L (インダクタ) や C (キャパシタ) で打ち消した後、図 3.1 のトランスのようなインピーダンス編成器によって 50[ ] に整合するのが普通である。しかし高周波の場合は L や C の微小な変化によってインピーダンスが大きく変動してしまい正確にリアクタンス成分を打ち消すことは難しく、トランス等の部品も大きさの問題で同様の方法では実現は難しいので L と C の組み合わせによって回路を構成するのが一般的である。

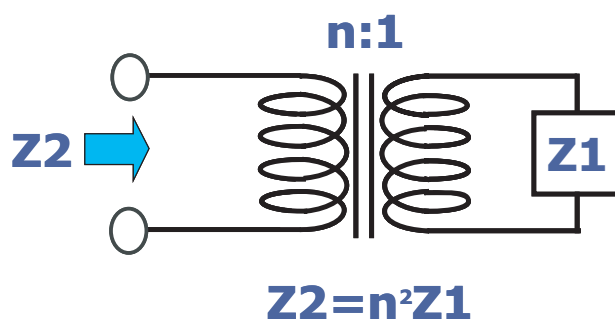


図 3.1 : トランスによるインピーダンス変成

## 3.2 素子の選択について

まず、整合回路を作るにもその整合可能範囲や使用する素子によってLCC、CLLなどの様な形の整合回路が考えられる。そこで本論文では、

1. 小型
2. 部品点数が少ない
3. 自動整合が取れる

と言う観点で回路を選択した。なお、ここで取り上げるCやLに関しては小型化のためにできるだけチップ部品で実現可能な値に設定している。小型化に関してはアンテナの地板が50[mm]×22[mm]と非常に小さいためにLを変化させるような装置は実装不可能で、また、Cを変化させるにしてもVC(バリキャップ)は動作部が必要となってしまう機械的なため信頼性に欠け、部品点数も多くなる。これよりバラクタダイオード(可変容量素子)を可変素子として選択した。次に2より部品点数の少ない2つまたは3つの素子で実現可能なLC整合回路を採用する。最後に、3について、バラクタは素子に印加する逆電圧の値によってその容量値を変化するためその電圧値を受信機側で制御すればアンテナ上は素子のみで自動整合回路を実現できるので信頼性も高くかつコンパクトに構成できる。

整合についての条件はVSWR=3以下を目指す。

## 3.3 微小ダイポールアンテナによる整合回路シュミレーション

微小ダイポールアンテナによるインピーダンス整合の例を示す。図3.2のような微小ダイポールアンテナの入力インピーダンスを起電力法によって計算する。アンテナ全長が半波長以下のダイポールアンテナでは以下のような式で精度良く計算できる。

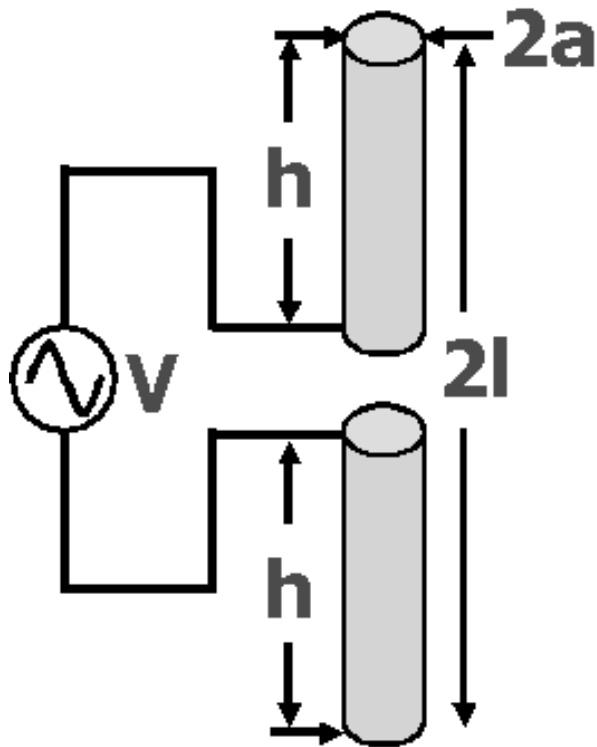


図 3.2 : 微小ダイポールの図

$$Z_i = R(kl) - j 120 \left( \ln \frac{l}{a} - 1 \right) \cot(kl) - X(kl) \quad (3.1)$$

$$R(x) = -1.636x + 28.24x^2 - 12.59x^3 + 8.985x^4 \quad (3.2)$$

$$X(x) = 9.748x + 13.23x^2 - 12.31x^3 + 6.934x^4 \quad (3.3)$$

さらに、 $l < \lambda/10$  のような微小ダイポールの入力インピーダンスは次式のように近似できる。

$$Z_i = 20(kl)^2 - j \frac{120}{(kl)} \left( \ln \frac{l}{a} - 1 \right) \quad (3.4)$$

ここでは共振周波数 500[MHz] の微小ダイポールアンテナを用いて 300 ~ 800[MHz] におい

て整合を取る方法について述べる。 まず微小ダイポールアンテナの定義として  $l < \lambda/10$  とあるのでダイポールの長さ  $\lambda = 3 \times 10^8 / (500 \times 10^6) = 0.6[\text{m}]$  となり  $\lambda/10 = 0.06[\text{m}]$  となるので今回はダイポールのパラメータを  $l = 0.05(\text{m})$  全長  $2l = 0.1[\text{m}]$ 、半径  $a = 0.001[\text{m}]$  と定義して解析を行った。 図 3.3 がそのインピーダンスの様子である。

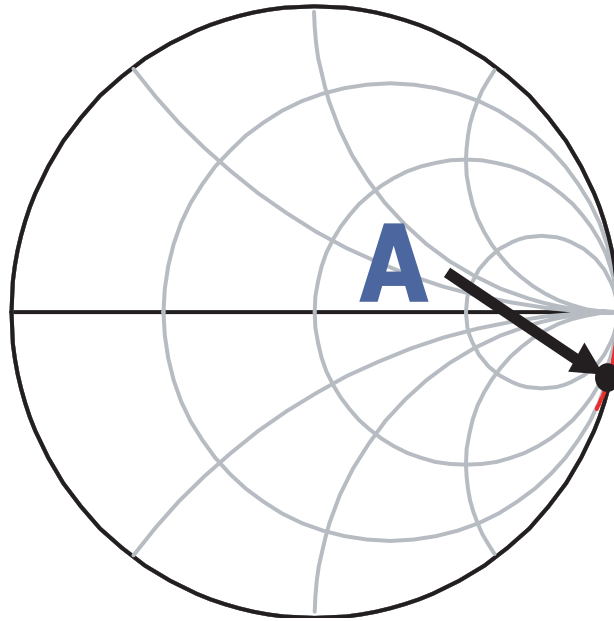


図 3.3 : 微小ダイポールのインピーダンス (点 A:500[MHz] におけるインピーダンス)

インピーダンスの特徴としては実数成分が小さく全体的に容量性が強いということがいえる。これらのインピーダンスをそれぞれの周波数において 50[ ] に整合するのだが、以下は全て 500[MHz] においてインピーダンスの整合に関して記述する。

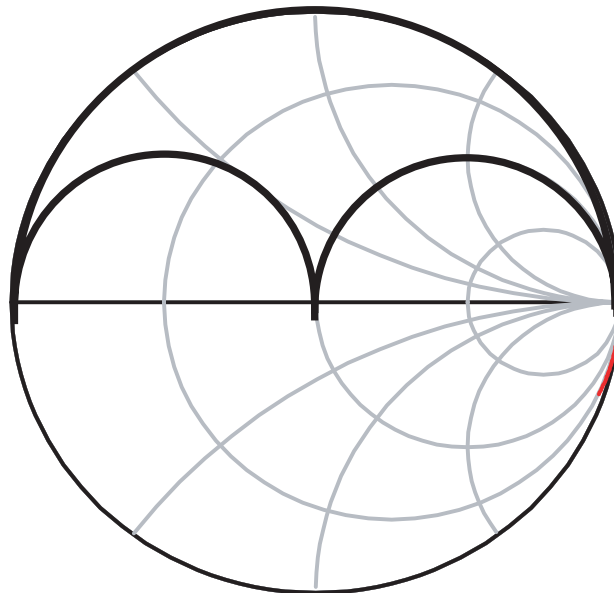


図 3.4 : 直列 C、並列 C で可能な整合範囲 (太線内)



# Parallel:C Serial:C

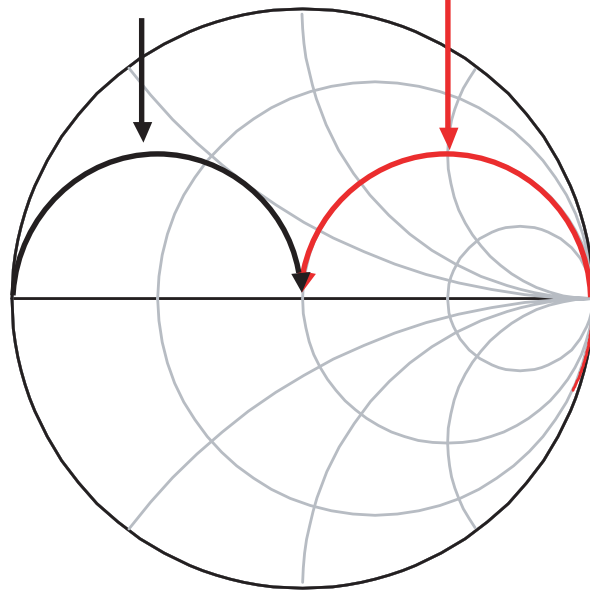


図 3.5 : 直列 C または並列 C のみで整合可能な範囲

最終的に直列 C と並列 C で整合を取れるようにするには図 3.4 のような範囲にある必要がある。そのためにはまず、直列 L や並列 L によってリアクタンス成分を L によって誘導性方向に移動させその後 C で整合するのが適当である。すなわち、最終的に図 3.5 に示した円上にインピーダンスが乗れば良いのである。このような方法で考えられる回路構成としては LC 型と LCC 型がある。LC 型の方が素子数が少なく C を変化させる際に比較的容易に実現できる。ここに LC の 2 素子、または LCC の 3 素子による整合回路を図 3.6、3.7 に示す。

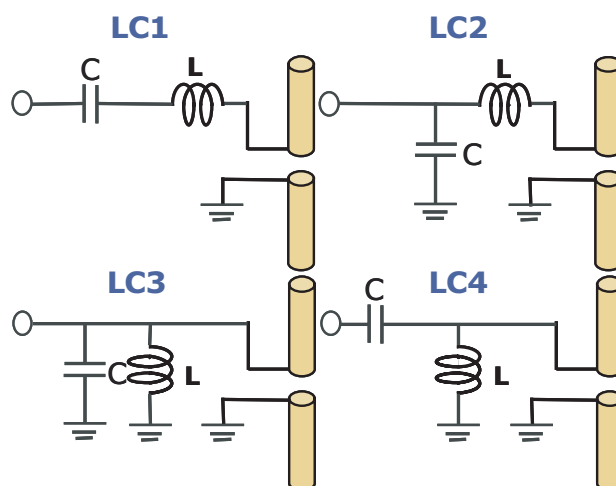


図 3.6 : LC 型の整合回路

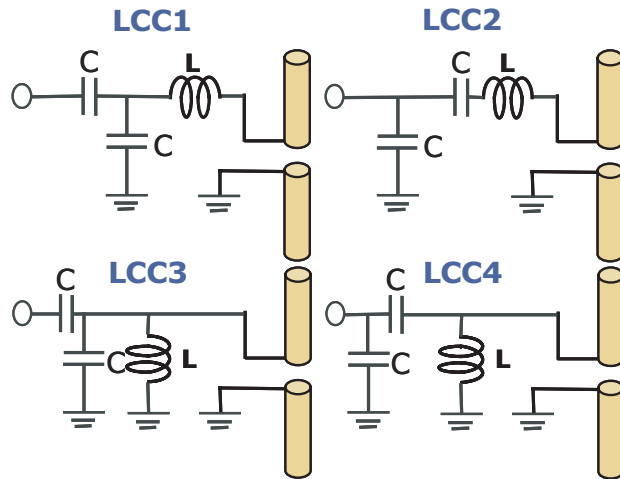


図 3.7 : LCC 型の整合回路

### 3.3.1 LC1、LC2の回路による整合

LC 整合回路 (LC1,LC2) のように直列 L を装荷後、残りを直列の C によって  $50[\Omega]$  へと移動させる方法について考える。図 3.8 を見ても分かるように直列 L から直列 C (図 3.6 の LC1) で整合を取るようになると直列 L の値は非常に大きくなり、値と大きさの比例するインダクタとしては実装の面でもあまり好ましくない。また、直列 L より並列 C (LC2) を用いて整合する場合には  $L=195.5[\text{nH}]$ 、 $C=17[\text{pF}]$  で整合できる

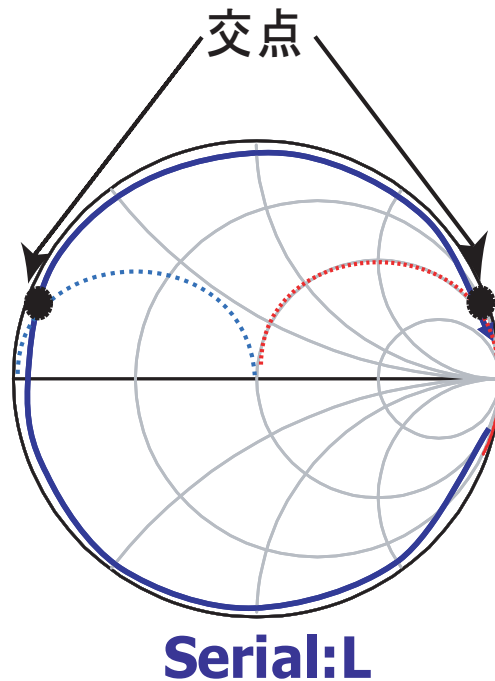


図 3.8 : 直列 L を装荷

### 3.3.2 LC3、LC4の回路による整合

LC3,LC4の場合は同様に考えて、図 3.9 から並列 C の円とも直列 C の円とも交わる点は、スミスチャート上では非常に分かりにくい。また、交点の値も L の値が非常に大きいか小さいかなので製作、実装が困難になってくる。

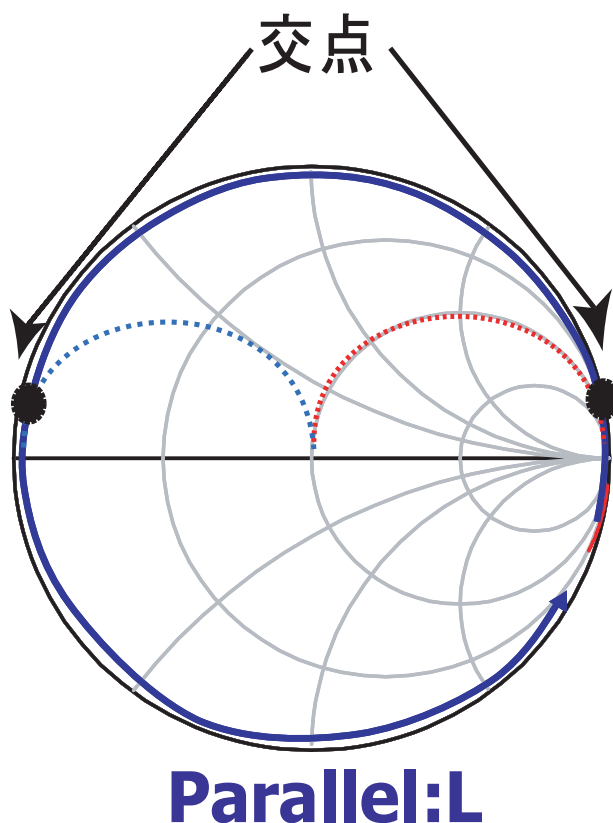


図 3.9 : 並列 L を装荷

そして、この LC 回路では周波数を上下した位置のインピーダンス (例えば 300[MHz]、800[MHz]) で整合を取ろうとすると図 3.5 の円上に乗るためには直列 L を変化させる必要がある。本研究では特定の限られた地板上に実装することが目的なので L の値を制御するような機構を組み込むことはできない。そこで、以下の議論には図 3.7 の LCC1 ~ LCC4 の様な LCC 回路を使用する場合について述べる。

### 3.3.3 LCC1、LCC2の回路による整合

まず LCC1 について考える。微小ダイポールの 500[MHz] におけるインピーダンス (A 点) は  $50 \times (0.115 - j11.955)$  である。これを図 3.5 範囲の中のリアクタンス 1.0 の B 点 ( $50 \times (0.115 - j11.0)$ ) へと直列 L によって移動させるにはリアクタンスの差が  $1.0 - (11.955) =$

12.96j より挿入する直列 C は以下のような値となる。

$$\omega = 2\pi f = 31.42 \times 10^8 \quad (3.5)$$

$$j\frac{\omega L}{50} = 12.955j \quad (3.6)$$

$$L = \frac{12.955 \times 50}{\omega} = 206.2[nH] \quad (3.7)$$

その時のインピーダンスは下図 3.10 の様になる。

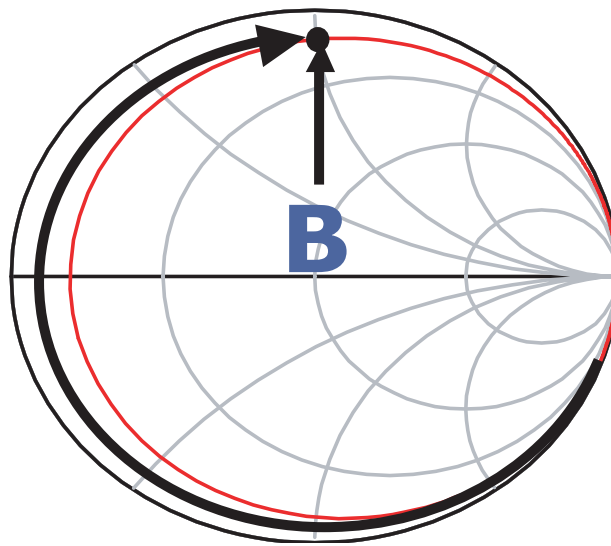


図 3.10 : 直列 L を装荷した時のインピーダンス (点 B:500[MHz])

次に並列 C により図 3.5 の直列 C の円上に移動させる。現在の値 (B 点) はアドミッタンスで  $50 \times (0.114 - j0.987)$  となっており、これを円上の C 点 ( $50 \times (0.114 - j0.323)$ ) に持っていくためにはそれらアドミッタンスの差  $-0.323 - (-0.987) = 0.664j$  を並列 C の値に換算すると以下の以下のような値となる。

$$-j\frac{1}{\omega C \times 50} = \frac{1}{0.664j} \quad (3.8)$$

$$C = \frac{0.664}{\omega \times 50} = 4.23[pF] \quad (3.9)$$

その時のインピーダンスは下図 3.11 の様になる。

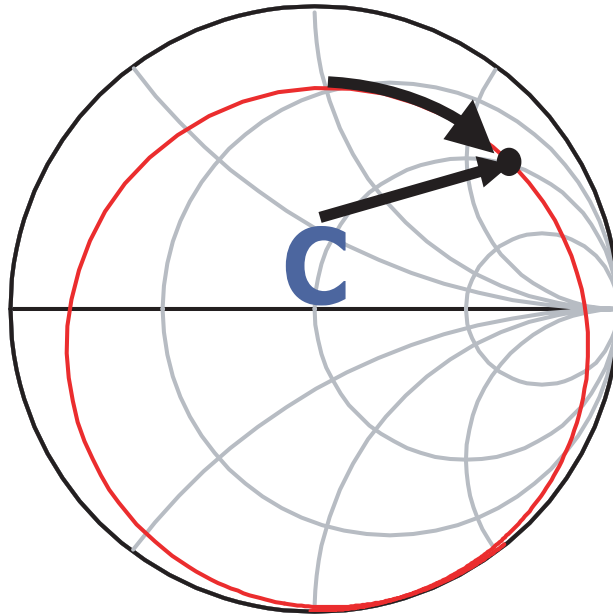


図 3.11 : 並列 C を装荷した時の値 (C 点:500[MHz])

最後に C 点でのインピーダンスを  $50[\Omega]$  (D 点) へと整合するにはそのリアクタンス差  $0 - 2.74 = -2.74j$  を直列 C に換算すると以下のような値になる。

$$j \frac{1}{\omega C \times 50} = -2.74j \quad (3.10)$$

$$C = \frac{1}{\omega C \times 50 \times 2.74} = 2.35[pF] \quad (3.11)$$

その時のインピーダンスは図 3.12 の様になる。

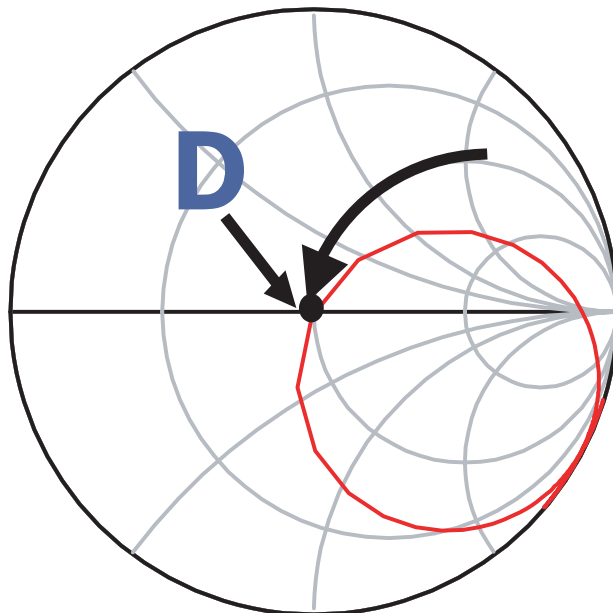


図 3.12 : 直列 C を装荷した時の値 (D 点:50[ $\Omega$ ])

### 3.3.4 LCC3、LCC4の回路による整合

並列Lを挿入したLCC3の回路でも同様にして適当な値の素子を装荷する。

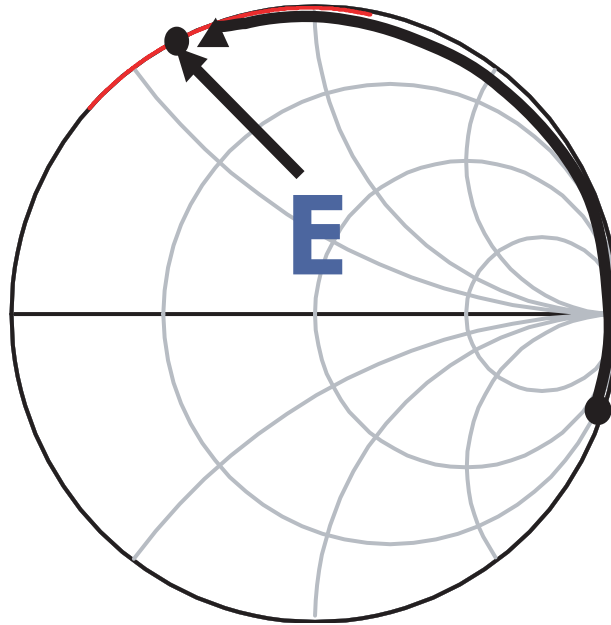


図 3.13 : 並列  $L = 10[\text{nH}]$  を装荷した時の値 (E 点:  $500[\text{MHz}]$ )

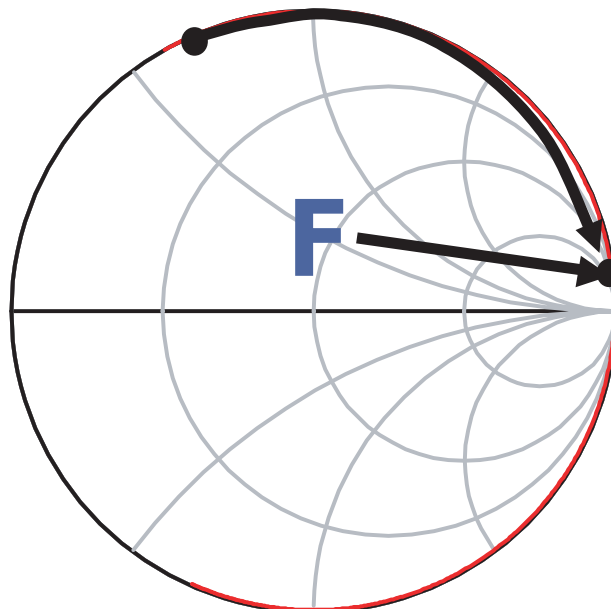


図 3.14 : 並列  $C = 9.42[\text{pF}]$  を装荷した時の値 (F 点:  $500[\text{MHz}]$ )

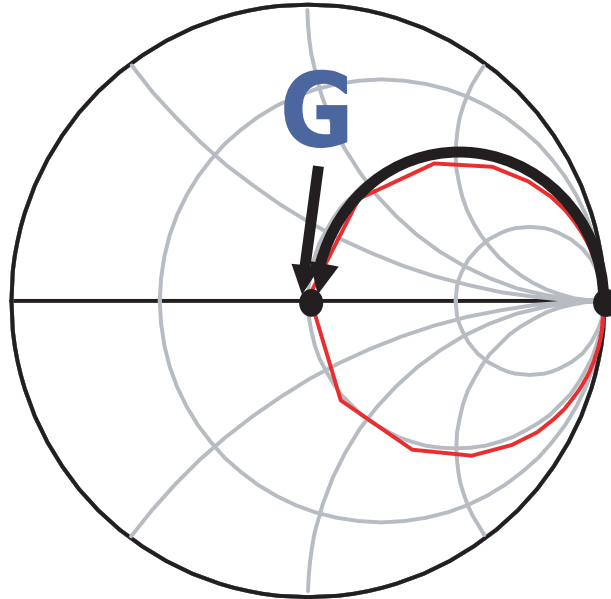


図 3.15 : 直列 C=0.18[pF] を装荷した時の値 (G 点:500[MHz])

以上のような値の3素子で整合できる計算になるが、この場合直列C、並列Cどちらを先に挿入した場合(LCC3,LCC4)でも直列Cの値の調整が0.01[pF]単位で調整しなくてはならない。1[pF]未満の値は本研究で用いるバラクタダイオードの精度や値域では不可能であることから残りの回路LCC1、LCC2において整合回路を作成するのが適当であると言える。

## 第 4 章

### 整合回路の製作

#### 4.1 整合回路の製作

前章の説明と同様に今回使用するアンテナ素子のインピーダンス特性を見てゆくと、実部の値は小さく概ね容量成分が大きいことから前章の説明通に従い LCC 整合回路を元に製作した回路形状を図 4.1 に示す。

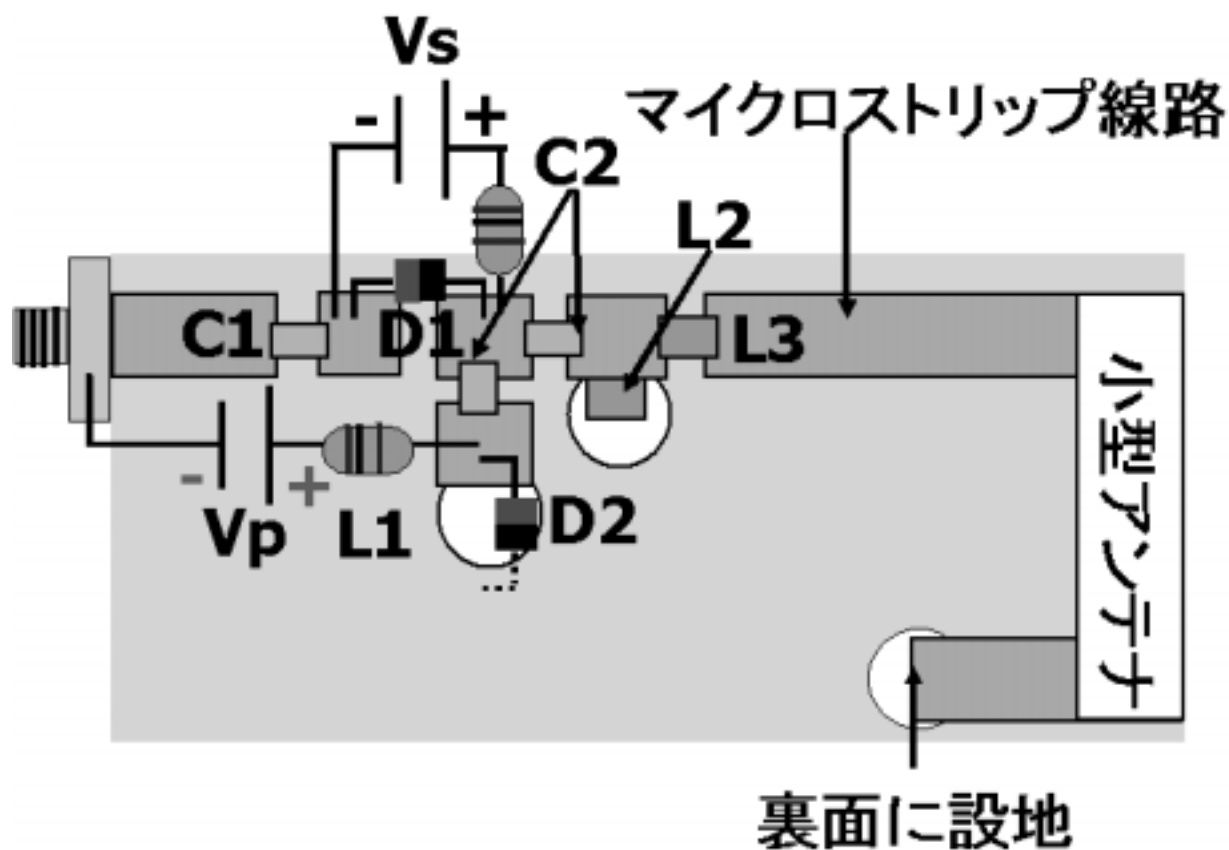


図 4.1 : 整合回路一体型アンテナの形状 (誘電体地板:比誘電率 2.6)



そしてマイクロストリップ線路を除く等価回路を図 4.2 に示す。

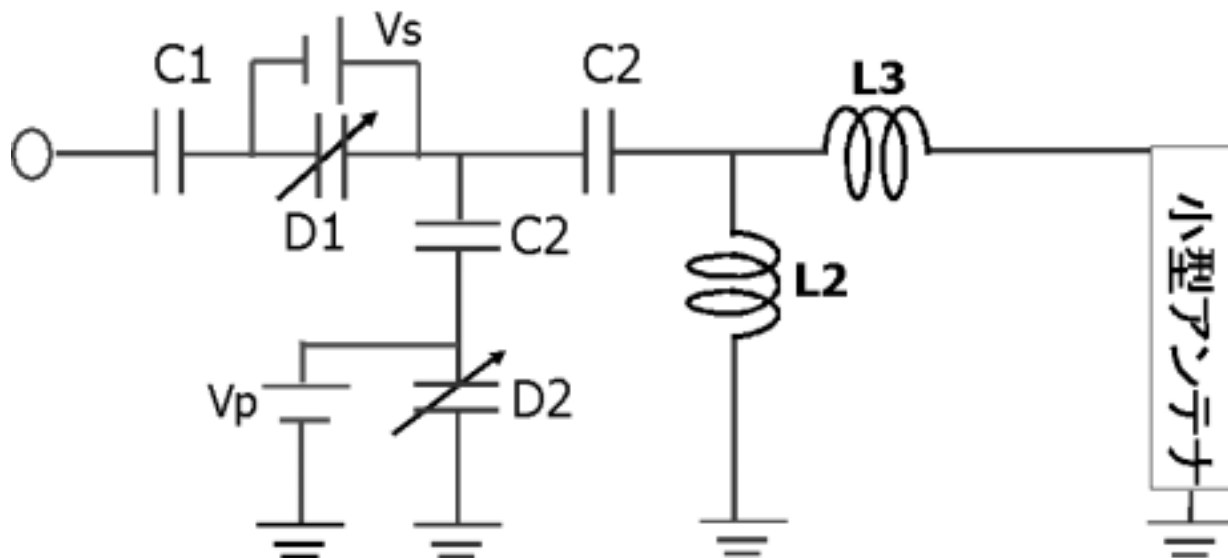


図 4.2 : 等価回路

(D1=バラクタダイオード:1SV125,D2=バラクタダイオード:1SV186,C1=チップコンデンサ:150[pF],C2=チップコンデンサ:10[pF],L2=チップインダクタ:10[nH],L3=チップインダクタ: 33[nH], $V_s=V_p$ =直流電源 [V])

LCC 整合回路との違いは以下の 2 点である。

1. 線路の影響を考慮している。
2. コンデンサの部分が電圧を可変できるバラクタになっている。

ことで、1 についてはアンテナを地板のなるべく端に置き、受信機はその反対端に来ることを想定しているので整合回路との間をつなぐ伝送線路として誘電体地板上のマイクロストリップラインを採用している。そして線路のインピーダンスは  $50[\Omega]$  となるように線路幅を約  $2.6[\text{mm}]$  としたが、実際にはその長さによってリアクタンスを含んでしまうのでその影響を考慮して製作した。2 については今までコンデンサを挿入するものとして考えて来たが、実際バラクタで同様の効果を得ようとするとチップコンデンサよりも素子内部のインダクタ成分の影響が大きいことや逆電圧をかける時、受信機への悪影響や他の素子の応答へ与える影響を無くするために DC カット用のコンデンサを付ける必要がある。さらに直流電源は交流に対して短絡の作用をすることも多いため、AC 阻止用のインダクタ

も加える必要がある。さらにそれらのL,Cの作用によって極性の反転が起こってしまうので各共振点にも注意して値を決めなくてはならない。このようにして作られた整合器一体型アンテナにおいて整合前後における特性の比較を行った。

## 4.2 整合回路一体型アンテナによる特性評価

まず、特性評価用に使用したマイクロストリップラインを除く等価回路図を以下に示す。(測定が難解なため、動作させるバラクタダイオードを1つにして行った)

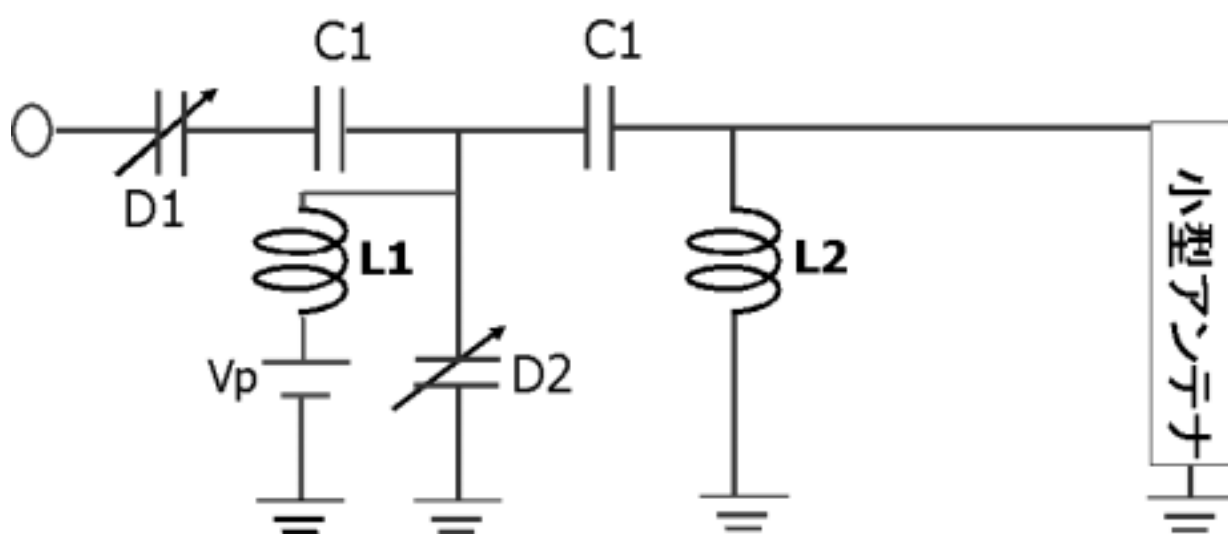


図 4.3 : 等価回路

(D1=バラクタダイオード :1SV125,C1=チップコンデンサ:10[pF],L1=インダクタ:100[ $\mu$  H],L2=チップインダクタ:10[nH],Vs=Vp=直流電源 [V]) この回路において整合時のアンテナ特

性を調べた。結果下図 4.4 に示した通り 548[MHz] において整合を取り、その時のインピーダンスの軌跡、リターンロス、VSWR、指向性を測定し同じ周波数時のダイポールアンテナと比較した。

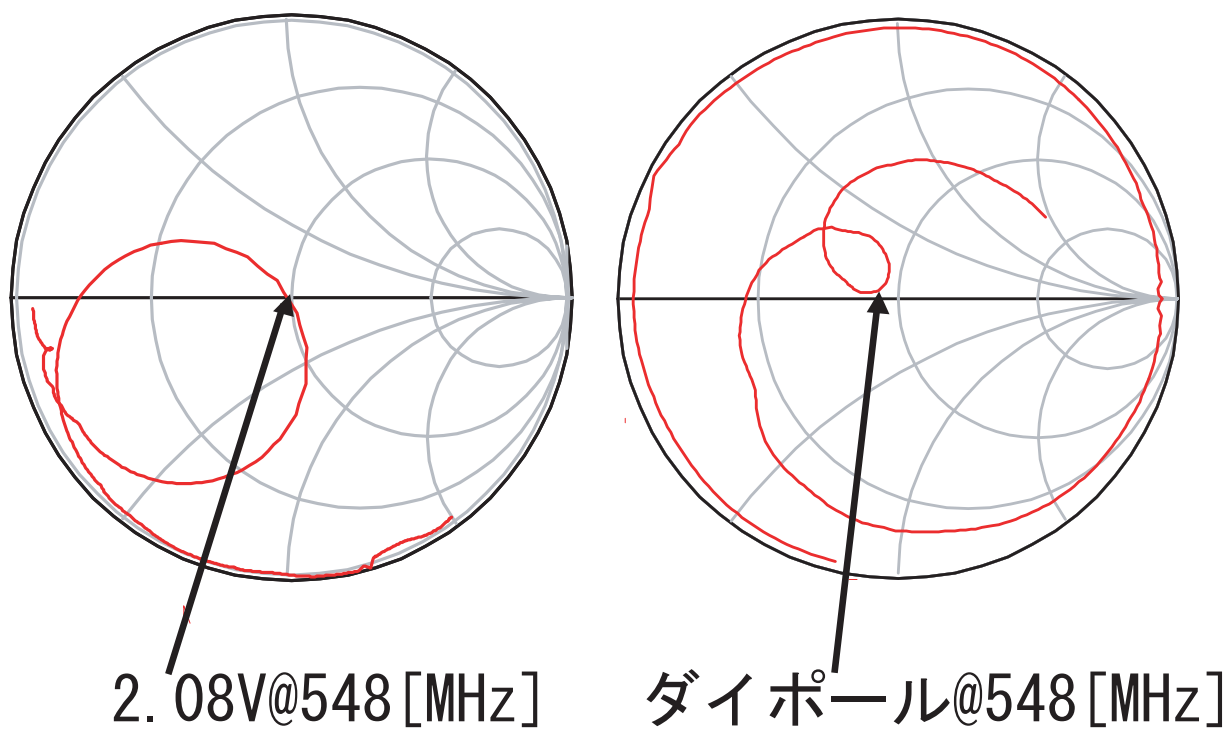


図 4.4 : 整合時のインピーダンス (300 ~ 800[MHz])

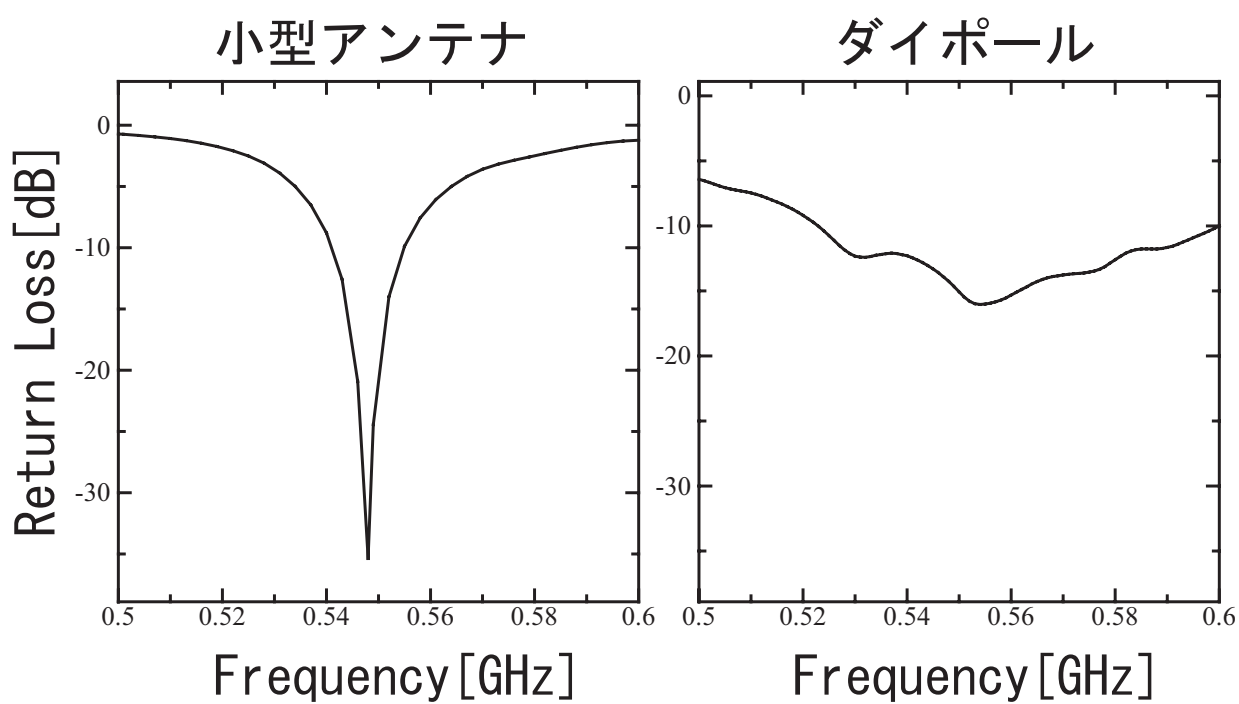


図 4.5 : 整合時のリターンロス (548[MHz])

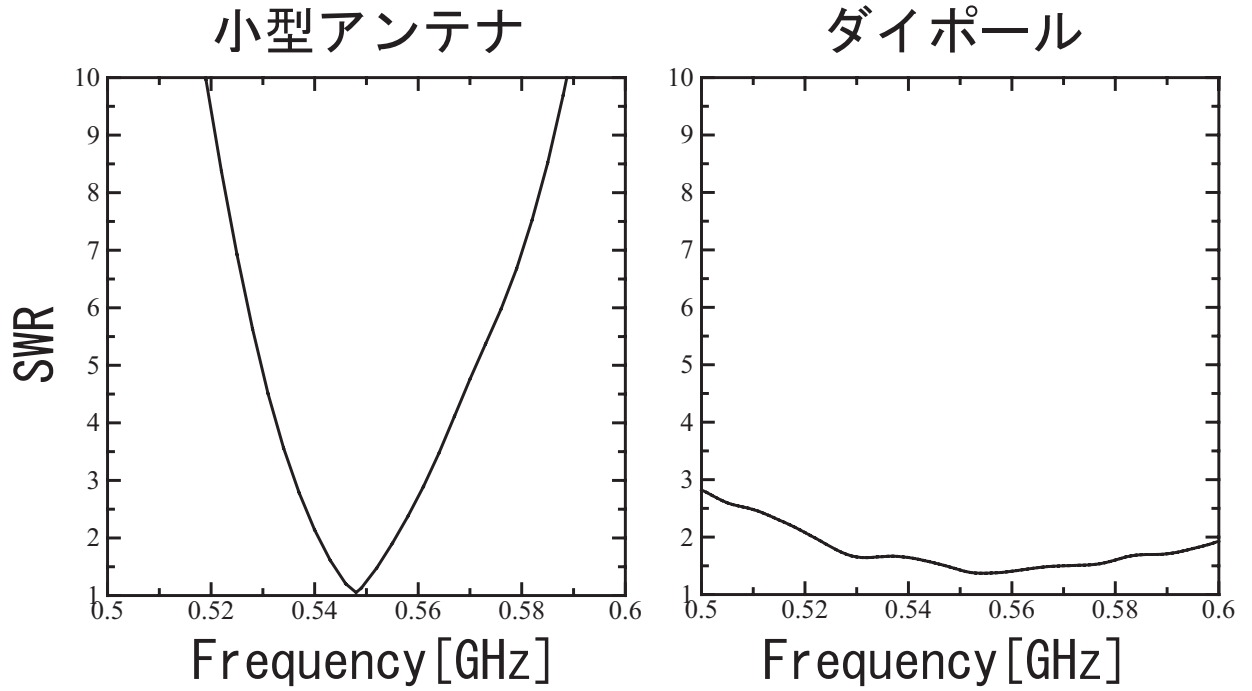


図 4.6 : 整合時の VSWR(548[MHz])

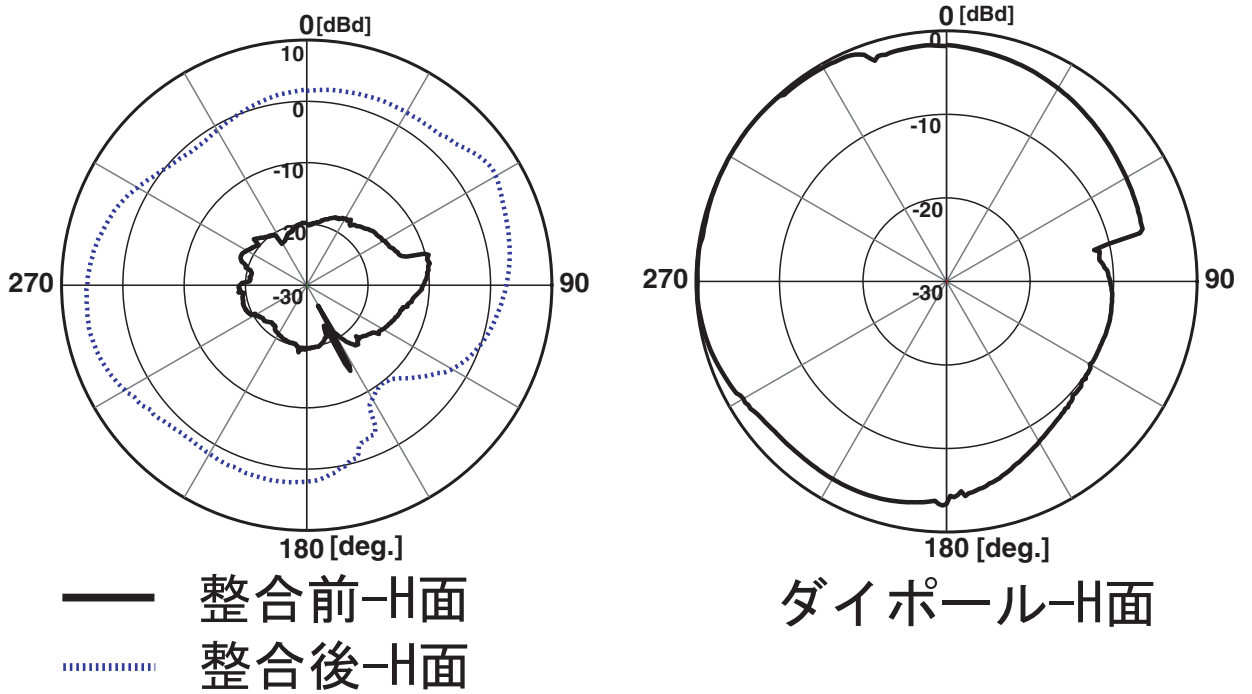


図 4.7 : 整合時の指向性 (548[MHz])

これから、利得は整合前よりも整合後の方が良くなっており、整合後は最大で同じ周波数におけるダイポール以上の7[dBd]になることが分かる。小型アンテナのリターンロスは測定周波数の548[MHz]において-35.37[dB]、ダイポールアンテナは-12.08[dB]である。VSWR=3とした時の帯域は、小型アンテナが約25[MHz]で比帯域が約4.6%、ダイポールアンテナが約146[MHz]で比帯域約26.6%であった。指向性についてはほぼ変化はない。さらにVSWR=2とした時の帯域は、小型アンテナが約14[MHz]で比帯域が約2.6%、ダイポールアンテナが約81[MHz]で比帯域約14.8%であった。ただし、指向性の測定に関してはアンテナのみの測定時と同様に値の誤差が大きい。

### 4.3 2 バラクタによる整合器一体化アンテナの実証

前章のバラクタ1つを動作させた回路によって整合時の特性の変化が分かった。そこで今度は2個のバラクタを動作させた回路によるUHFテレビ周波数帯の整合実験を行った。実験回路は以下のようにになっている。

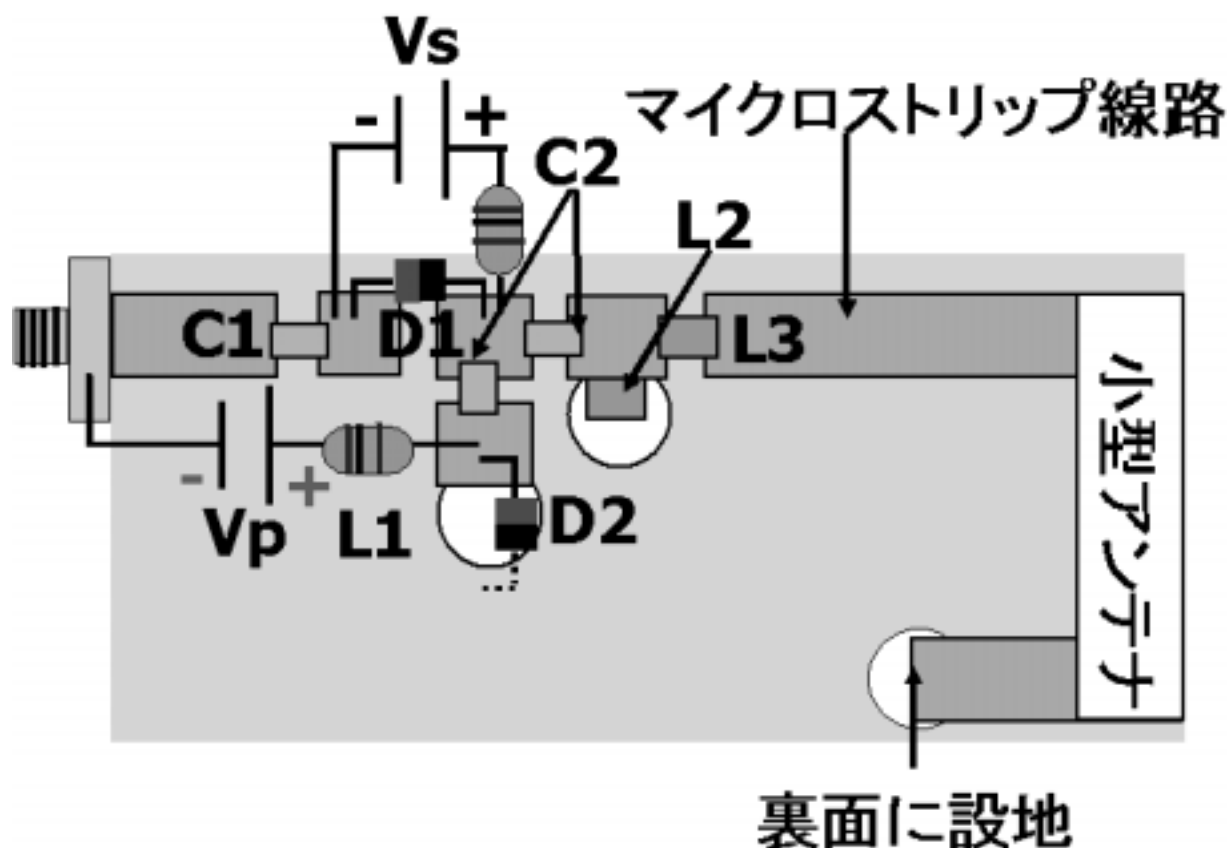


図 4.8 : 整合回路一体型アンテナの形状 (誘電体地板:比誘電率 2.6)

そしてストリップ線路を除く等価回路は以下のようにになっている。

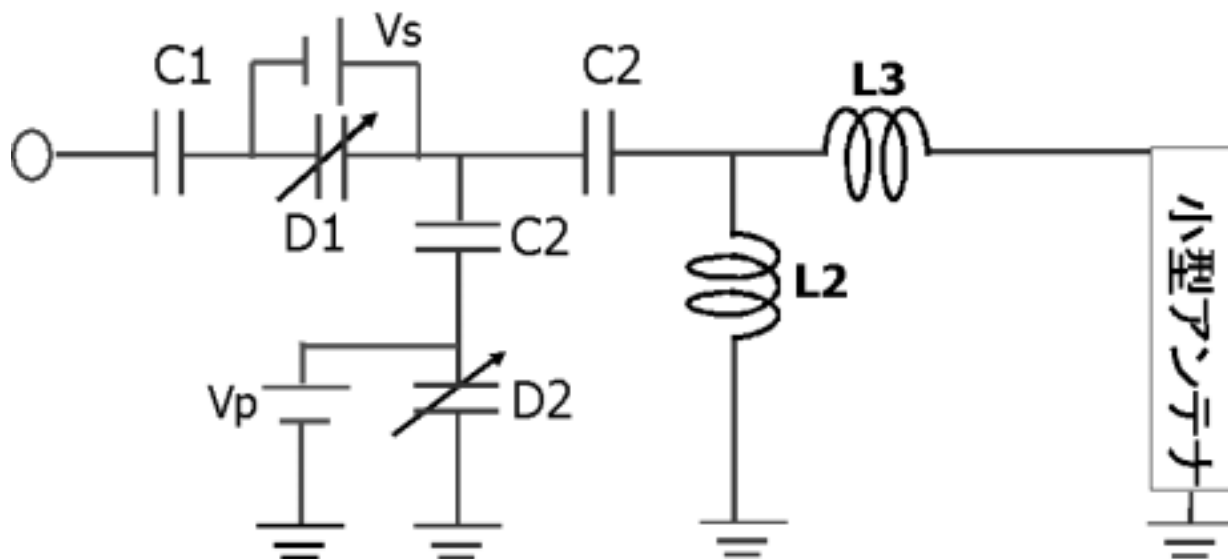


図 4.9 : 等価回路

(D1=バラクタダイオード:1SV125,D2=バラクタダイオード:1SV186,C1=チップコンデンサ:150[pF],C2=チップコンデンサ:10[pF],L2=チップインダクタ:10[nH],L3=チップインダクタ: 33[nH], $V_s=V_p$ =直流電源 [V])

図 4.9 のような回路においてバラクタダイオードに電圧を掛けない時の 300 ~ 800 [MHz] でのインピーダンスは下図 4.10 のようになっている。

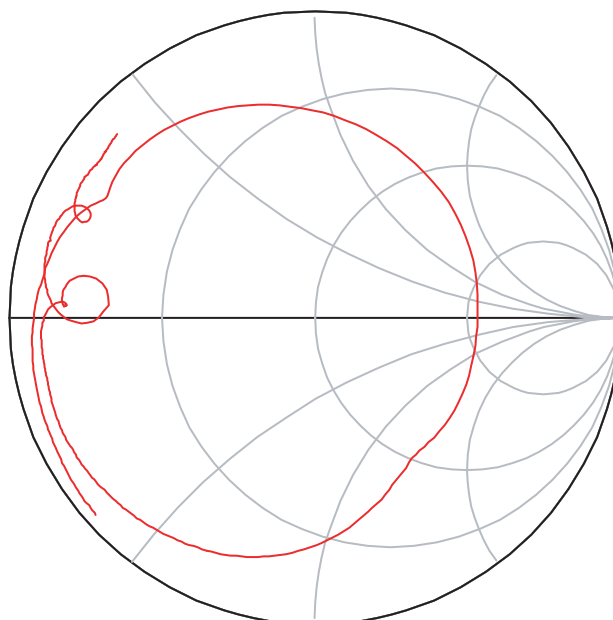


図 4.10 : 回路全体のインピーダンス (300 ~ 800 [MHz])

アンテナインピーダンスの所望の周波数部分を直列、並列のLによって前章図 3.4 の C2 による整合範囲にもってきた後、バラクタの容量値の変化によって各周波数における整合を実現する。ここで気をつけないといけないのが、それぞれのバラクタダイオードには可変範囲が決まっていることである。

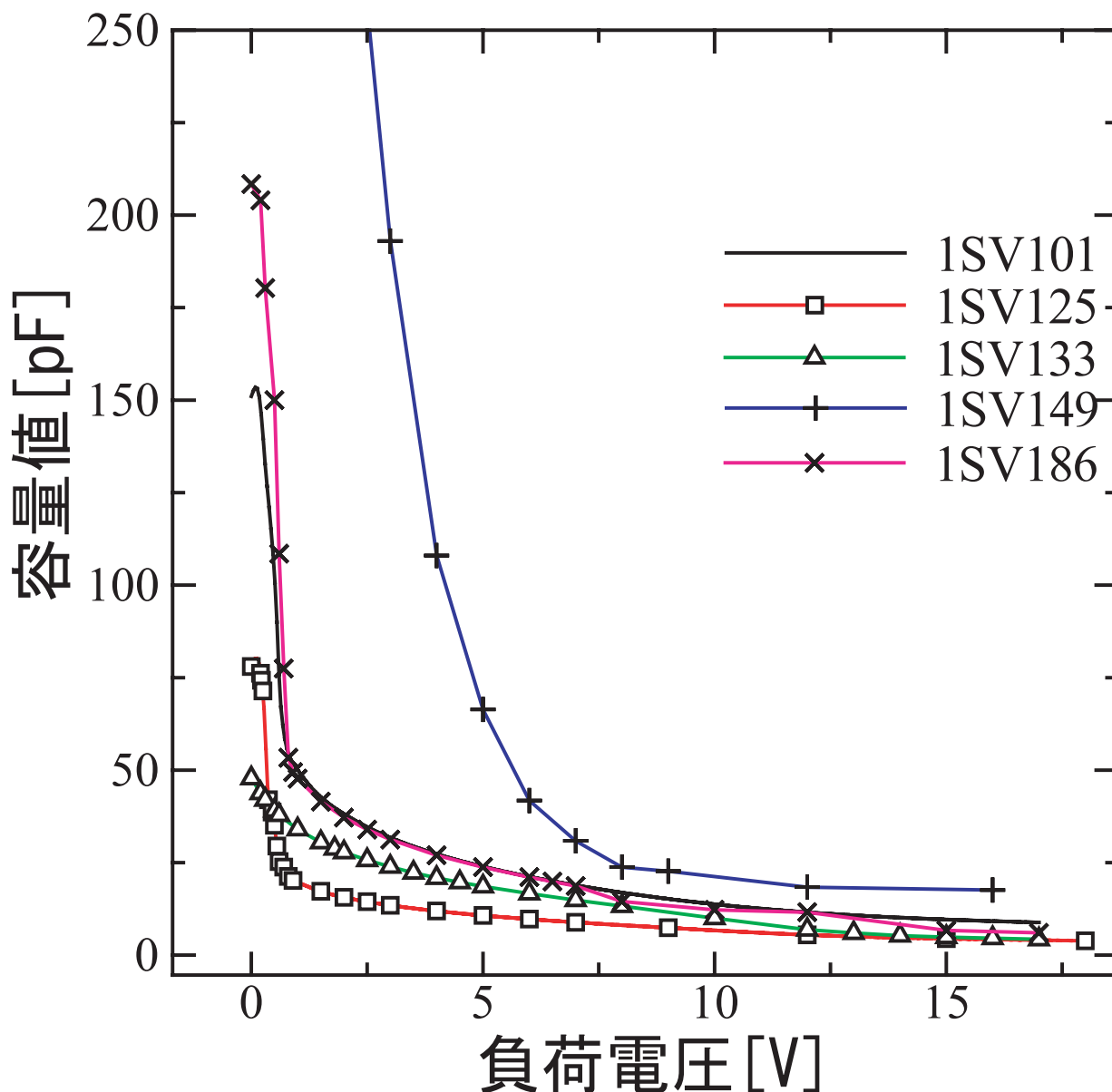


図 4.11：使用可能な可変容量ダイオードの特性

ここで選択した2つのバラクタは図 4.11 より、直列にはより小さな値の出るもの、並列には変化の大きいものとしてそれぞれ 1SV125、1SV186 を選択した。以下に直列 C(D1)、並列 C(D2) の変化によるインピーダンスの変化を示す。

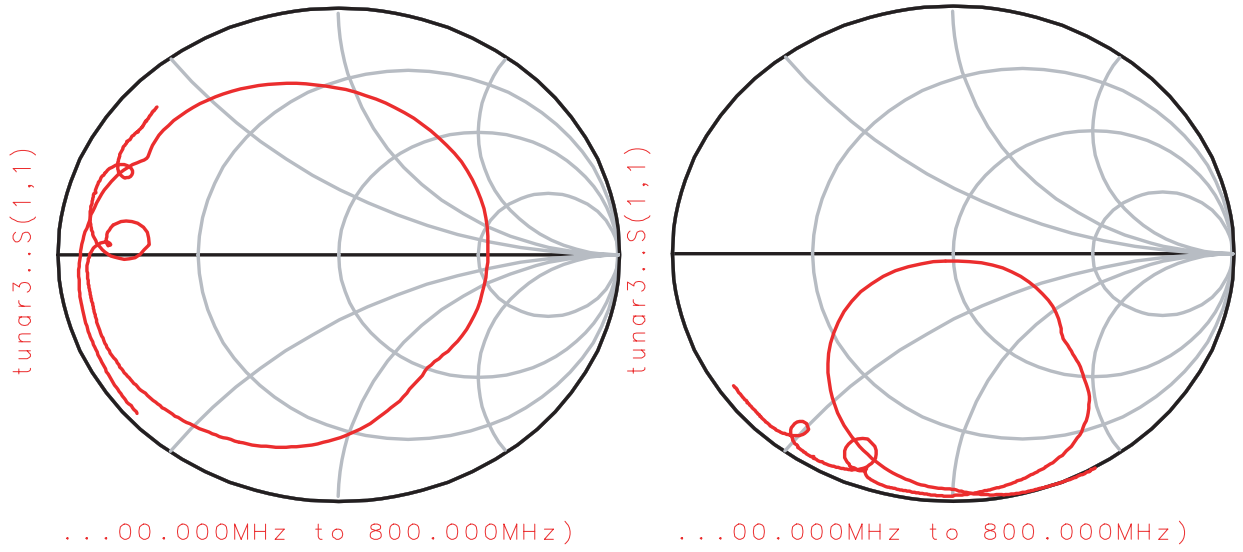


図 4.12 : インピーダンス変化の様子 1  
 (左:初期値 ( $V_s=0[V], V_p=0[V]$ ) | 右:440[Hz]( $V_s=8.59[V], V_p=2.9[V]$ ))

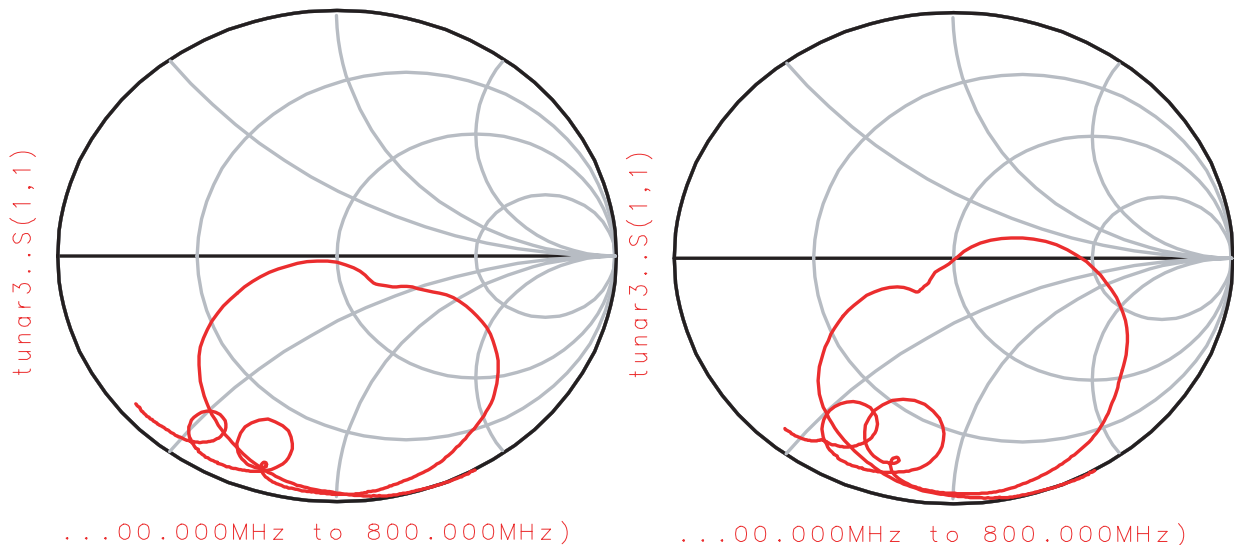


図 4.13 : インピーダンス変化の様子 2  
 (左:450[MHz]( $V_s=4.0[V], V_p=7.3[V]$ ) | 右:470[MHz]( $V_s=1.49[V], V_p=9.94[V]$ ))



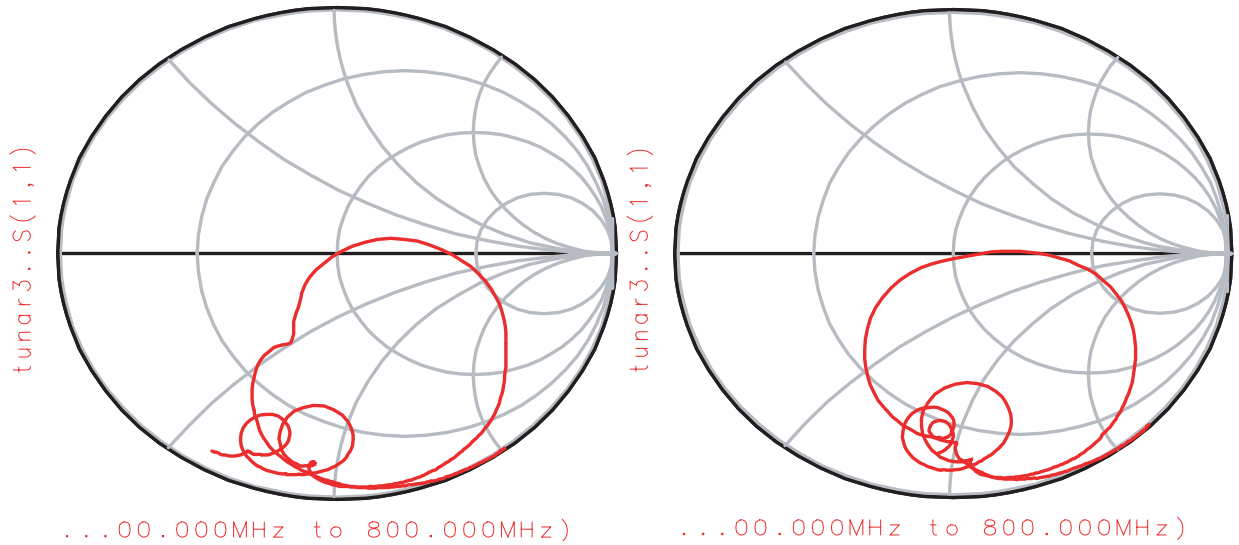


図 4.14 : インピーダンス変化の様子 3

(左:480[MHz]( $V_s=2.69[V]$ , $V_p=10.54[V]$ ) | 右:500[MHz]( $V_s=1.8[V]$ , $V_p=15.4[V]$ ))

このように  $L_2=22[nH]$ 、 $L_3=47[nH]$  においては 432[MHz] ~ 500[MHz] の約 70[MHz] の範囲において整合が取れるが目標とする 300 ~ 800[MHz] 全体をカバーするにはまだ到っていない。これはバラクタの可変範囲が影響するもので、いくつかの原因が考えられる。まず一つは今回バラクタに印加した電圧は最大で 18.45[V] であったことである。バラクタの容量は電圧に反比例する形で小さくなっており、今回使用した素子の定格電圧が 25[V] であったことからもう少し電圧を印加して容量の可変範囲を大きくし、回路全体の整合範囲を広くすることも可能である。また、今回は手に入る範囲内で最良の特性のバラクタを使用した。より可変範囲の広く、より小さい値 (1[pF] 未満) を示す素子を用いれば整合範囲は飛躍的に改善される。しかし、それでも目的の周波数帯全体をカバーするのが難しい場合は回路のインダクタ部 ( $L_2$ 、 $L_3$ ) を適切な値に取り換えることによって回路の整合可能周波数帯を遷移させる方法が考えられる。 $L_2$ 、 $L_3$  を交換することによって整合を取れた周波数帯を表 4.1 にまとめた。

表 4.1 : 直列 L(L3)、並列 L(L2) の変化による整合範囲の変化

周波数範囲	回路に付けた L	
	直列 L(L3)	並列 L(L2)
315 ~ 336MHz	47nH	68nH
340 ~ 357MHz	47nH	47nH
357 ~ 372MHz	22nH	68nH
366 ~ 390MHz	10nH	47nH
392 ~ 425MHz	10nH	33nH
432 ~ 500MHz	10nH	22nH
492 ~ 550MHz	68nH	15nH
558 ~ 588MHz	68nH	10nH
561 ~ 615MHz	10nH	10nH

上の表 1 の様に 315 ~ 615[MHz] を整合する為には L2、L3 を 9 段階に交換する必要性があった。目標は 800[MHz] までであったが 10[nH] 未満のインダクタが必要のため実験はしていない。しかし特性の良いバラクタを使用することで不要となる。インダクタ部の切り替えの手段について図 4.15 のような構成の MEMS スイッチ等の小型素子による実現が課題である。

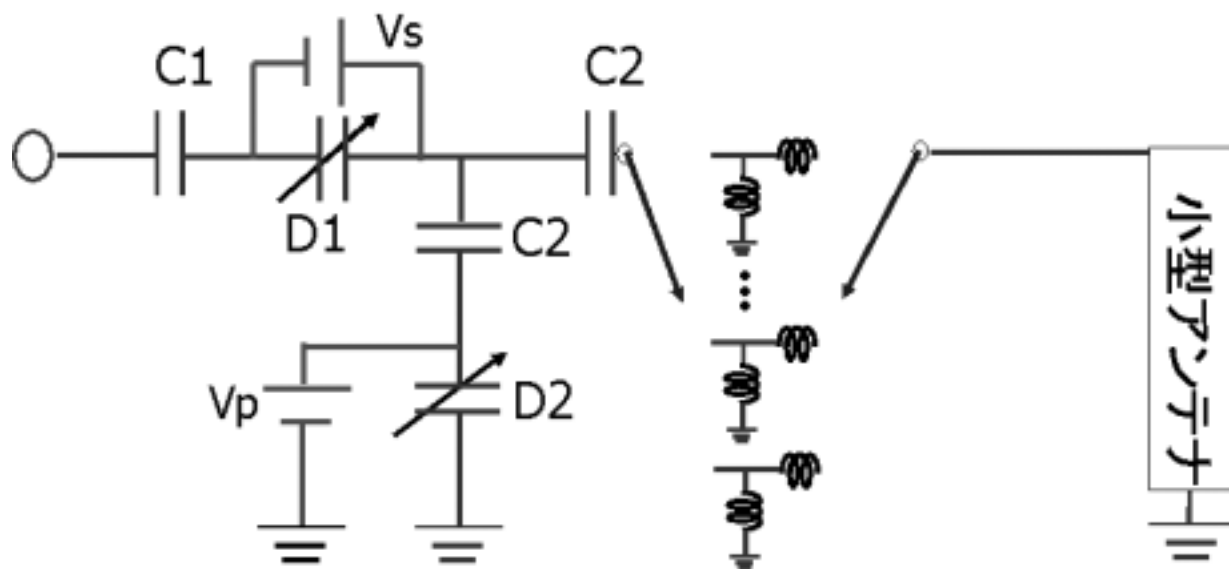


図 4.15 : インダクタ部切り替え回路の等価図

## 第 5 章

### 結論

UHF 周波数帯において使用することを前提とした小型アンテナ一体型自動整合アンテナについて、その回路構成について考察し、製作した。はじめに UHF 周波数帯において機能するアンテナについてその特性を測定し、実際にこの周波数帯においての利用に適するかを解析した。結果ダイポールアンテナとの比較において以下の様なことが分かった。

- 小型アンテナのリターンロスの最低値が 668[MHz] において -6.3[dB] に対してダイポールアンテナが -19.1[dB] である。
- VSWR に関しては、小型アンテナの最低値が約 2.88 でダイポールアンテナが約 1.25、VSWR=3 とした時の帯域は前者が約 4[MHz] で比帯域約 0.6 % に対して後者は帯域が約 172[MHz] で比帯域が 25.7 % であった。

これらの測定によってアンテナの大きさは数百分の一であるが帯域特性が大きく下回っているという結果となった。次に測定したインピーダンスより、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、整合時の特性を測定によって明らかにした。

- 小型アンテナのリターンロスは -35.37[dB]、ダイポールアンテナは -12.08[dB] である。VSWR=3 とした時の帯域は、小型アンテナが約 25[MHz] で比帯域が約 4.6 %、ダイポールアンテナが約 146[MHz] で比帯域約 26.6 % であった。
- さらに VSWR=2 とした時の帯域は、小型アンテナが約 4[MHz] で比帯域が約 2.6 %、ダイポールアンテナが約 81[MHz] で比帯域約 14.8 % であった。

これらを整合器装荷前後で比較すれば、帯域は 6 倍以上に、リターンロスは -29[dB] の差となった。総じて言えば、帯域や利得の問題は整合器の装荷によってダイポール以上の値

に改善することができた。さらに整合後の帯域について地上波デジタルテレビの一チャンネルが6MHzであるため、VSWR=3とした時約4チャンネルが、VSWR=2とした時約2チャンネルが整合できていたと言える。最後に、このアンテナ回路をバラクタダイオードの変化によって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かめた。ただし、ひとつの回路構成において完全整合可能な(VSWR=1にできる)周波数範囲は30~80[MHz]であるため、例えば今回の実験において315[MHz]~615[MHz]までを整合するために約9段階に整合回路の一部を切り替える必要があり、そのための構成も実装しなくてはならない。今後の課題として、ひとつの構成における整合可能周波数帯を広くする工夫やアンテナ側でより帯域の広いアンテナを選択すること、あるいはその切り替え回路のMEMSスイッチ等小型素子を用いた試作、実験等が挙げられる。

# 謝辞

本研究を進めるにあたり、恵まれた研究環境と数々の貴重なご意見、御指導を頂きました新井宏之助教授に深く感謝致します。

また研究生生活全般に渡って御指導下さった D3 の森康平氏に深く感謝致します。

最後に研究生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、1996.
- [2] 電子情報通信学会、アンテナ工学ハンドブック、オーム社、1997.
- [3] トランジスタ技術 2001 年 6 月号 p302 ~ 304、CQ 出版、2001
- [4] トランジスタ技術 2001 年 4 月号 p326 ~ 327、CQ 出版、2001
- [5] NHK テレビ技術教科書 (上)、日本放送出版協会、1989
- [6] NHK テレビ技術教科書 (下)、日本放送出版協会、1989
- [7] NHK カラーテレビ受信技術、日本放送出版協会、1991