

修士論文

ダイレクトコンバージョン受信機の
回路構成法の研究

指導教官 新井宏之 助教授

平成 14 年 2 月 12 日提出

横浜国立大学 工学研究科 電子情報工学専攻

00DD035 櫻澤 成彰

要約

現在、移動体通信への需要が増大し、これまで以上に通信品質、信頼性の向上が望まれている。また、利用者の増加によって、限られた周波数帯域を効率よく利用していくことが必要である。そのためには、所望する電波の到来方向を推定し、その方向へアンテナの指向性を向けることが一つの解決策である。

また、近年の携帯電話は小型化が求められているのに対してそのサービス内容はますます複雑化している。この流れにより現在、携帯電話に一般的に用いられている受信方式であるスーパーヘテロダイン方式が見直され始めている。スーパーヘテロダイン受信方式は雑音特性や安定性に優れているものの、回路の規模が大きくなってしまっているからである。

そこで近年注目されているのがダイレクトコンバージョン受信方式である。この方式はスーパーヘテロダイン方式と比べると中間周波数に対しての段フィルタやミキサを省略することができるため小型化、集積化に適している。

またダイレクトコンバージョン方式を用いて、アレーアンテナの各素子で受信された信号を変換しデジタル信号処理することにより、任意の方向にビームを形成する DBF(Digital Beam Forming)アンテナの研究が行われている。電波暗室内での実験においては受信環境の変化は無い為に受信強度は変化しないが、屋外で使用する場合には様々な要因により受信電界強度が変化するために可変増幅器が必要となる。

無線通信において、環境によって変化する受信電界強度を、増幅度利得を制御することによって受信機出力を一定に保つ回路が AGC 回路である。また、この回路を使用することにより混変調・相互変調を抑制することもできる。しかし、ダイレクトコンバージョン方式では IF 部を省くため高い周波数での増幅度制御が必要となるために、出来るだけ動作の速い AGC(自動利得制御)回路が必要である。

本研究では受信回路の小型化に向けてミキサ一体型自励発振アンテナと、マイクロ波回路シミュレータを用いてマイクロストリップ線路による AGC 回路の検討を行い、 $-15[\text{dBm}]$ から $20[\text{dBm}]$ の範囲で出力レベル $9 \pm 1[\text{dB}]$ の AGC 回路を設計した。

目次

1. 序論	2
1.1. はじめに	2
1.2. ダイレクトコンバージョンシステム	3
2. ミキサー一体型受信アンテナ	6
2.1. 設計	7
2.1.1. CPW の特性インピーダンス	7
2.1.2. ミキサー一体型受信アンテナの設計	8
2.2. 発振周波数の検討	10
3. 受信機回路の設計	18
3.1. マイクロストリップ線路による平面回路設計	18
3.2. 線形回路解析	19
3.2.1. S パラメータ	19
3.2.2. マイクロストリップ線路の特性インピーダンス	20
3.3. 素子の設計	22
3.3.1. マイクロストリップ線路の基本特性	22
3.3.2. フィルタ	23
3.3.2.1. Low Pass Filter	23
3.3.2.2. BPF	26
3.3.3. バイアス回路	29
3.3.4. 電力分配	31
4. AGC 回路	33
4.1. 検波方法と増幅回路	34
4.2. マイクロストリップ線路による設計	37
5. 結論	41
謝辞	42
参考文献	43

1. 序論

1.1. はじめに

現在、移動体通信への需要が増大し、これまで以上に通信品質、信頼性の向上が望まれている。また、利用者の増加によって、限られた周波数帯域を効率よく利用していくことが必要になってきた。そのためには、所望する電波の到来方向を推定し、そちらへアンテナの指向性を向けることが一つの解決法である。現在ダイレクトコンバージョン方式を用いて、アレーアンテナの各素子で受信された信号を変換しデジタル信号処理することにより、任意の方向にビームを形成する DBF(Digital Beam Forming)アンテナの研究が行われている。

受信機的设计においては屋外で使用する場合には距離、移動速度、周囲の建造物等の遮蔽物など様々な要因により受信電界強度が変化してしまう。受信機の A/D 変換においては振幅値をビット変換するため受信強度が変化するとエラーの原因となる。そのため受信強度を一定に保つ可変増幅回路が必要となる。無線通信において受信環境や移動によって変化する受信電界強度を、増幅度利得を制御することによって受信機出力を一定に保つ回路が AGC 回路であり、この回路を使用することにより混変調・相互変調を抑制することもできる。

ダイレクトコンバージョン方式とは、近年一般的に用いられている受信方式であるスーパーヘテロダイン方式が雑音特性や安定性に優れているものの回路の規模が大きいため、IF 段 (IF フィルタ、IF ミキサ) を省略して小型化・集積化を図ったものである。ダイレクトコンバージョン方式では IF 部を省くため受信周波数での回路が必要となる。

また回路の小型化のために、従来受信機内部であった周波数変換部をアンテナと一体にすることが有効である。能動回路を実装したアンテナはアクティブアンテナと呼ばれ、アンテナ自体が受信兼ミキサとなることで部品数を減らすことが可能となる。

本論では 2 章でコプレーナ線路によるミキサ一体型アンテナについて述べ、3 章でマイクロストリップ線路による受動回路の設計、4 章で AGC 回路の設計を説明し、5 章で結論とする。

1.2. ダイレクトコンバージョンシステム

無線通信において、通信技術の発展とともに受信方式も移り変わってきている。もっとも単純な方式はストレート方式と呼ばれ、高周波の増幅に正帰還をかける「再生増幅」を用いる(図 1-1)。この方式はもっとも単純な構成の場合にはトランジスタ 1 石でも実現できる。しかしこの方式は、高い受信感度を得るために増幅段を増やすと発振してしまうという欠点がある。

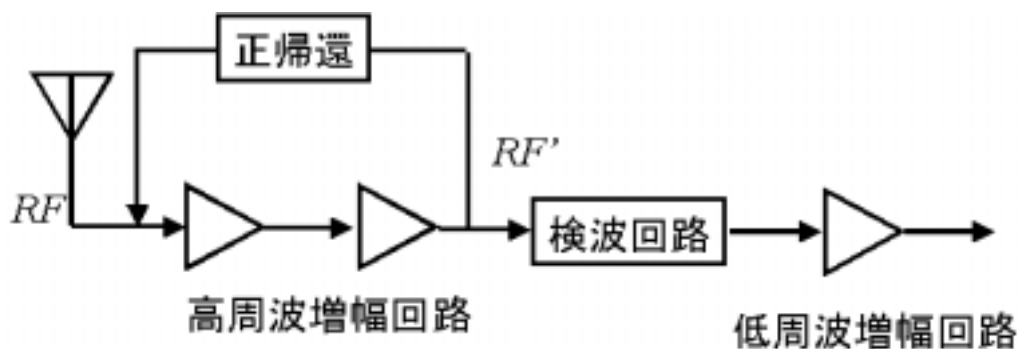


図 1-1 ストレート方式

そこで続いて登場した受信方式がスーパーヘテロダイン方式(図 1-2)であり、現在主流となっているものである。この方式は周波数変換回路を含み、受信信号周波数と局部発振周波数を混合して差の周波数を取り出す方式である。差の周波数を IF(Intermediate Frequency)と呼び、中間周波数増幅器で信号を増幅する。現在中波帯や短波帯のラジオでは 455[kHz]が、FM ラジオでは 10.7[MHz]が一般的に使用されている。この方式の利点は、受信周波数と処理される周波数が異なるため、回路の結合などで入力に戻るようなことがあっても受信機が発振してしまうようなことは無い。また、中間周波数に変換すると信号の周波数が低くなるので扱いやすく、高い増幅利得が得やすくなるという利点もある。しかも単一の周波数であるのでフィルタとして選択度の優れたものを使用できる。

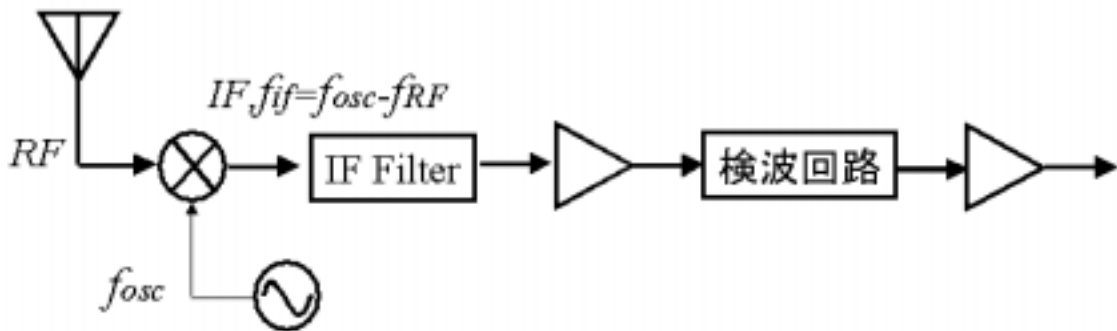


図 1-2 スーパーヘテロダイン方式

一方、現在の無線機の小型化傾向により、このスーパーヘテロダイン方式に対して小型化の点から注目されているのがダイレクトコンバージョン方式である。この方式は、スーパーヘテロダイン方式の IF 処理部を省略して IF フィルタや IF ミキサを減らし、部品を削減して受信機の小型化を狙うものである。将来複数の通信サービスが登場し、複数の周波数帯をもつマルチバンド携帯無線端末では、スーパーヘテロダイン受信機では各周波数に IF 段が必要となり、端末が大きくなることも考えられるためにダイレクトコンバージョン受信方式が適していると考えられる。

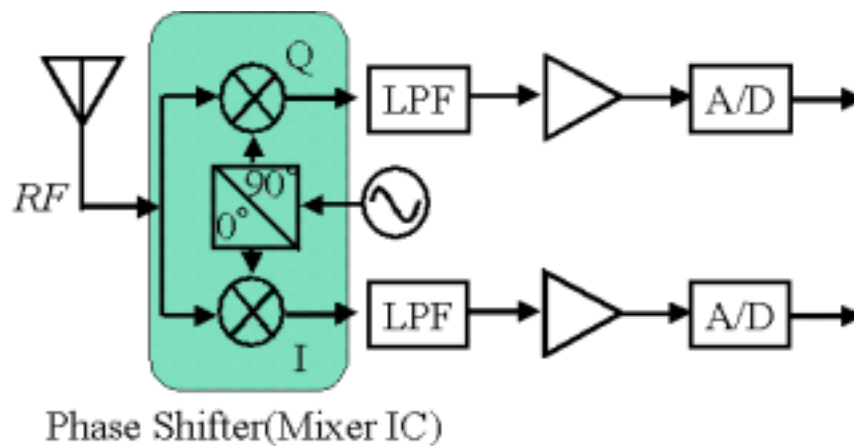


図 1-3 ダイレクトコンバージョン受信方式

この方式の実用化への課題は、位相シフトに使用されるローカル周波数 f_{LO} と受信信号周波数 f_{RF} が一致してしまったときに変調信号として周波数 0、すなわち DC 電圧が発生してしまうことへの対策と、高い周波数での AGC(自動利得

制御)である。スーパーヘテロダイン方式では IF 信号を使用していたために低い周波数での利得制御が可能であったが、ダイレクトコンバージョン方式では IF 段を省いたために AGC を含め、回路全体を高い周波数で動作させねばならない。

2. ミキサー一体型受信アンテナ

受信回路の小型化に最も有効な手段は素子数を減らすことである。無線通信速度の高速化とともに高周波数化している現在において、スーパーヘテロダイン方式よりもダイレクトコンバージョン方式の優れている点は IF 段を省略して回路素子を減らすことが出来る点であり、逆にダイレクトコンバージョン方式では回路を高い受信周波数で設計しなければならない。

ミキサー一体型受信アンテナは、アンテナ自体で周波数を下げることが可能なため、回路の小型化に有効である。

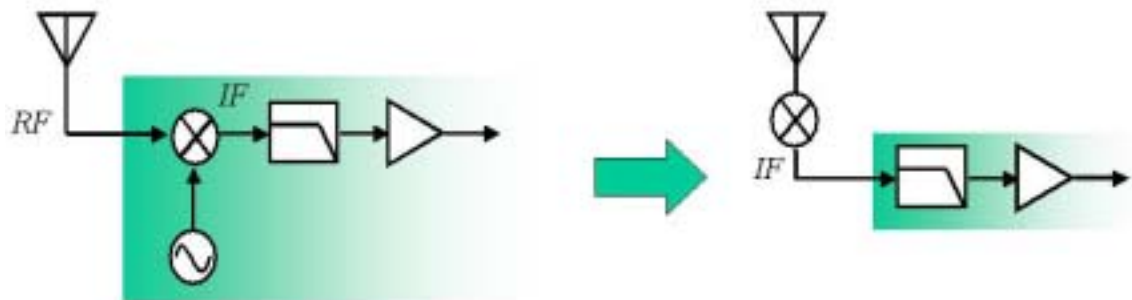


図 2-1 ミキサー一体型アンテナ

このアンテナを使用することで、受信機内部で行われていた周波数変換回路を省略することができ、回路全体の小型化につながる。

本論文では FET と誘電体基板を用いたミキサー一体型受信アンテナを提案し、コプレーナ線路(以下 CPW)で設計、検討を行う。なお誘電体基板は比誘電率 $\epsilon_r = 2.6$ 、厚さ 1.2[mm]のものを用い、解析には FDTD を使用した。

2.1. 設計

2.1.1. CPW の特性インピーダンス

CPW の断面構造は図 2-2 に示す。

特性インピーダンスは、使用する基板の比誘電率と厚さ及び導体の厚さと幅などで決定され、比誘電率の高い材質の基板を用いれば回路の小型化が実現できる。CPW の特性インピーダンスは比誘電率 ε_r 、厚さ h 、線路幅 s 、線路の加工時の幅 w によって決定される。

$$\text{まず、 } a = s/2, b = s/2 + w, k = a/b, k_1 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi a}{2h}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi b}{2\pi}\right)} \text{ とする。}$$

このとき特性インピーダンス Z_0 および実効比誘電率 ε_e は次のように求められる。

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_e}} \times \frac{K(k')}{K(k)} \quad (2.1)$$

$$\varepsilon_e = 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \times \frac{K(k')K(k_1)}{K(k)K(k_1')} \quad (2.2)$$

但し、

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \begin{cases} \left\{ \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \times \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) \right\}^{-1} & (0 \leq k \leq 0.7) \\ \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \times \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) & (0.7 \leq k \leq 1) \end{cases} \quad (2.3)$$

である。

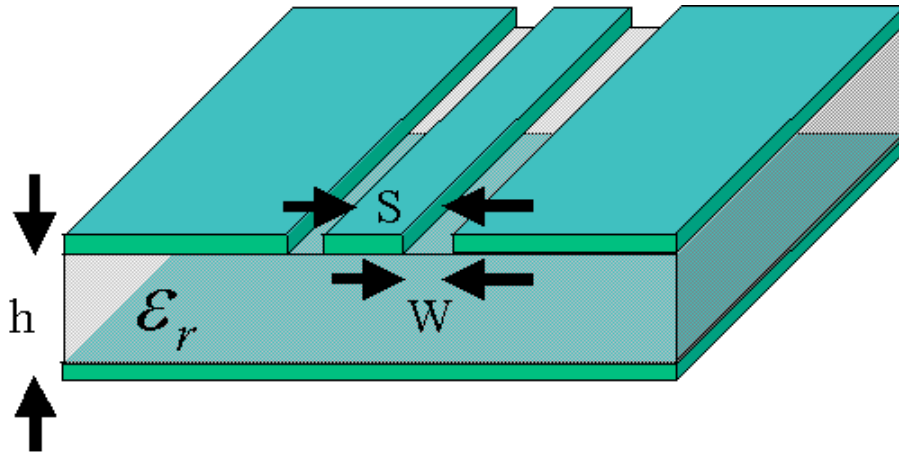


図 2-2 コプレーナ線路

2.1.2. ミキサ一体型受信アンテナの設計

作成したモデルを図 2-3 に示す。基板の上面に図のような十字の溝を掘り、その中央を剥いて FET(GaAS,FHX35LG)を設置する。ドレインおよびゲートには特性インピーダンス $50[\Omega]$ の開放端コプレーナ線路が結ばれ、ソースには局部発振のための反射係数と不安定領域を増大させるための短絡端線路が左右対称に結ばれている。この素子に DC バイアスを基板裏側からスルーホールを通してドレイン・ソース間に直接印加している。

この構造によりアンテナがある周波数で発振し、受信信号の周波数との変調で中間周波数の IF 信号を出力する。

なお、今回使用した基板において、線路幅 s を $3[\text{mm}]$ とすると加工刻み幅 $0.1 \sim 0.2[\text{mm}]$ のとき特性インピーダンスは $46.91 \sim 54.67[\text{mm}]$ となる。

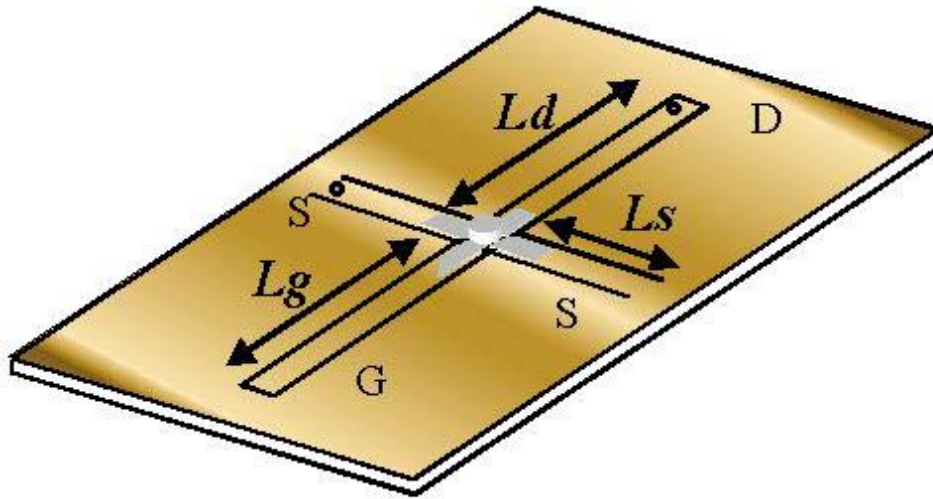


図 2-3 ミキサー体受信アンテナ

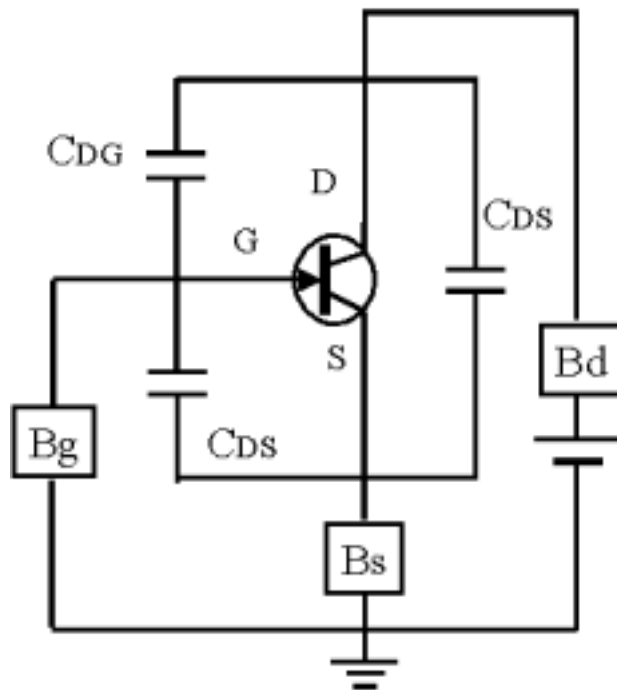


図 2-4 発振回路

ミキサとしてこの素子を実際に使用するためには次の条件が必要である。

所望の周波数が得られる
変換損が小さいこと
動作の安定性

についてはアンテナ部に金属棒を用い、受信周波数の約 $\lambda/4$ であるモノポール状の素子を設置することで IF レベルの向上がみられることが分かっている。また同時に素子を設置することで局部発振周波数が安定し、発振の Q 値が向上することも確認されている。

そこで、所望の IF 周波数を得るためにミキサの局部発振周波数、すなわちアンテナ本体の自己発振周波数を変化させることを検討する。

2.2. 発振周波数の検討

検討には電圧源法を適用した FDTD を使用し、FET を電圧等価式で置き換えて能動素子として解析した。マイクロストリップ線路-GND 間に 1 セルごとに電圧源を配置している(図 2-5)。また解析モデルは図 2-6 のようになっている。

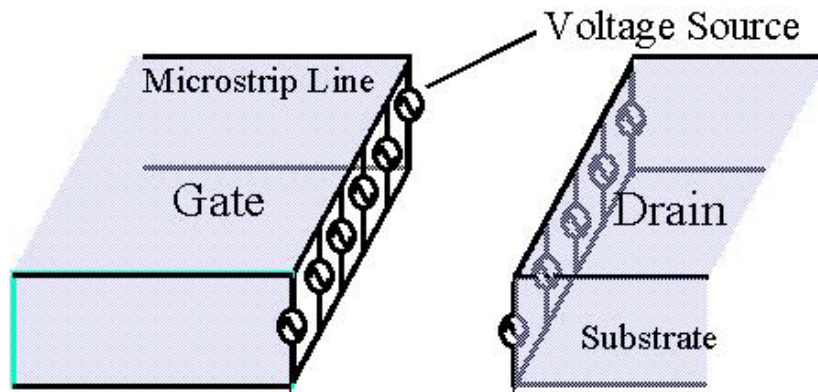


図 2-5 電圧源法による FDTD 解析(FET 部分)

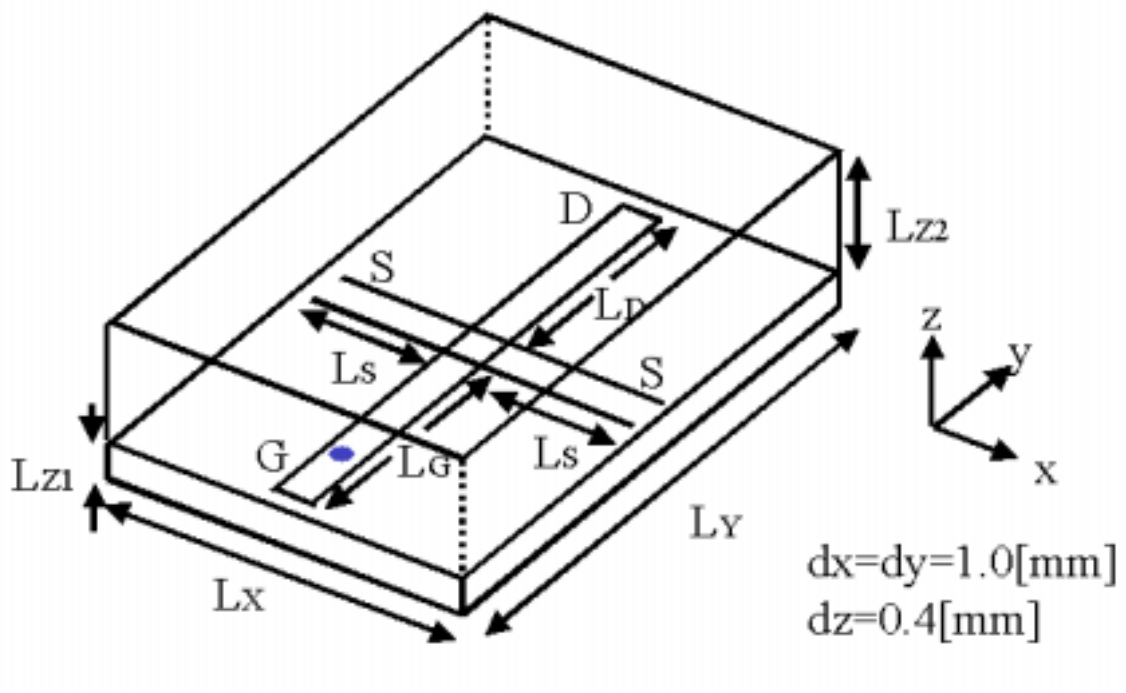


図 2-6 FDTD 解析モデル

($Lz1=25, Lz2=32, Lx=67, Ly=108, Ls=25$)

$L_D=L_G=43[\text{mm}]$ ときの発振周波数は $2.15[\text{GHz}]$ であった。素子の小型化のためにこの発振周波数を低くするための検討を線路長に注目して行った。

続いて、 L_d+L_g は一定で、FET とソース線路の位置を変化させたときの結果を示す。

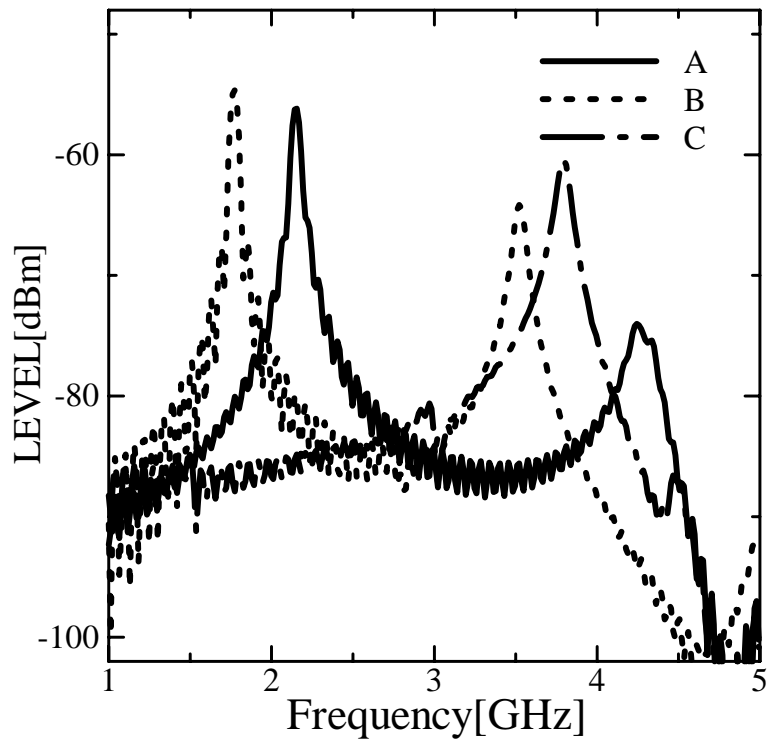


図 2-7 ゲート線路長と発振スペクトル

A: $L_d=L_g=43$ [mm], B: $L_d=23$ [mm], $L_g=63$ [mm], C: $L_d=53$ [mm], $L_g=33$ [mm]

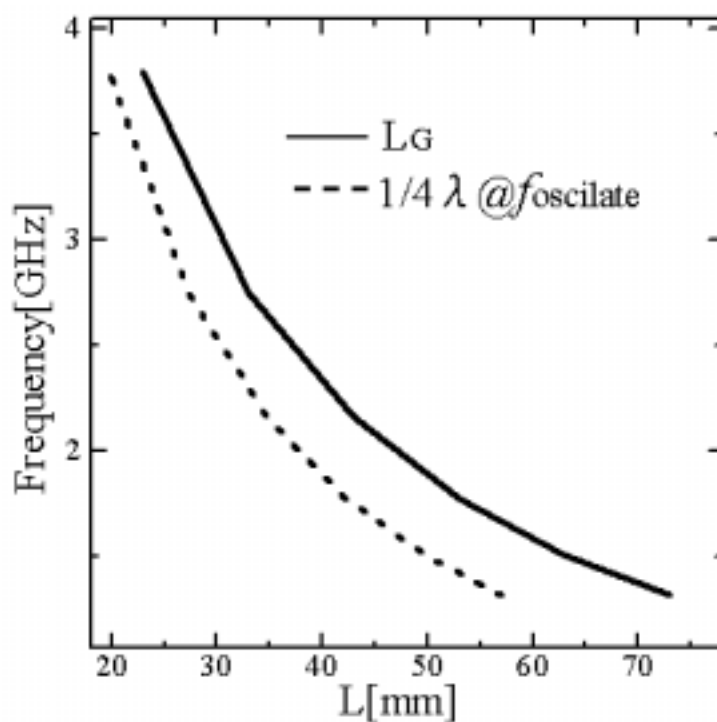


図 2-8 ゲート長と発振周波数

これらのグラフから、開放端であるゲート線路の長さ L_g が $\lambda/4$ の共振器として動作し、発振周波数に対して支配的であると分かる。

更に発振周波数を変化させるためには更にゲート線路を長くすることが有効であると考えられるが、直線的に長くするのは素子の小型化の点から望ましくない。そこで線路の開放端を折り曲げた構造を提案する。

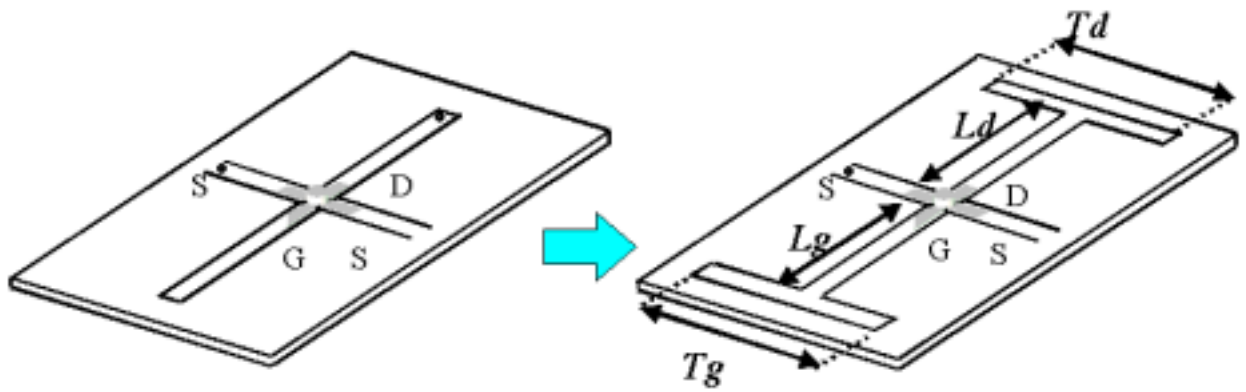


図 2-9 開放端 T 字型構造

線路の特性インピーダンスは変えず、先端を折り曲げ、左右の対称性を保つために L 字ではなく T 字構造を用いる。そこで先端のドレイン側およびゲート側を固定し、一方の T 型構造の長さ T_g を 45[mm]まで変化させて検討を行った。

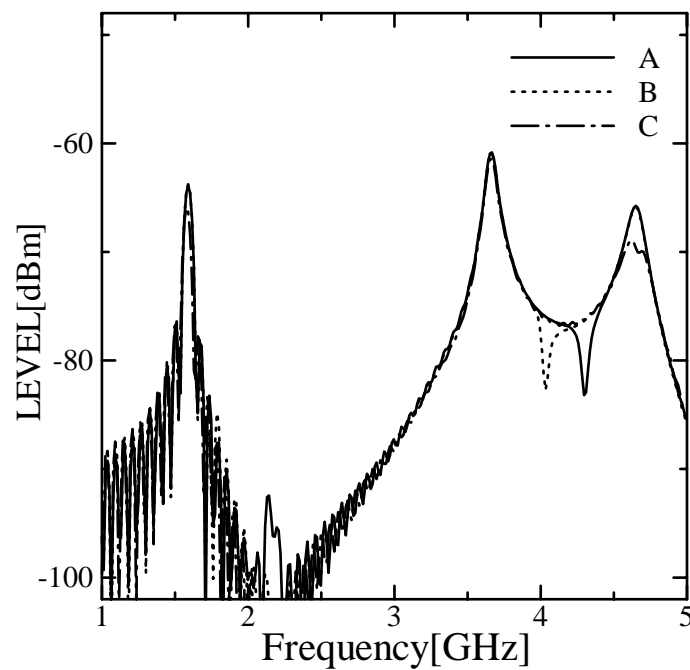


図 2-10 発振スペクトル

$T_g=45$ [mm](固定),A: $T_d=10$ [mm],B: $T_d=30$ [mm],C: $T_d=45$ [mm]

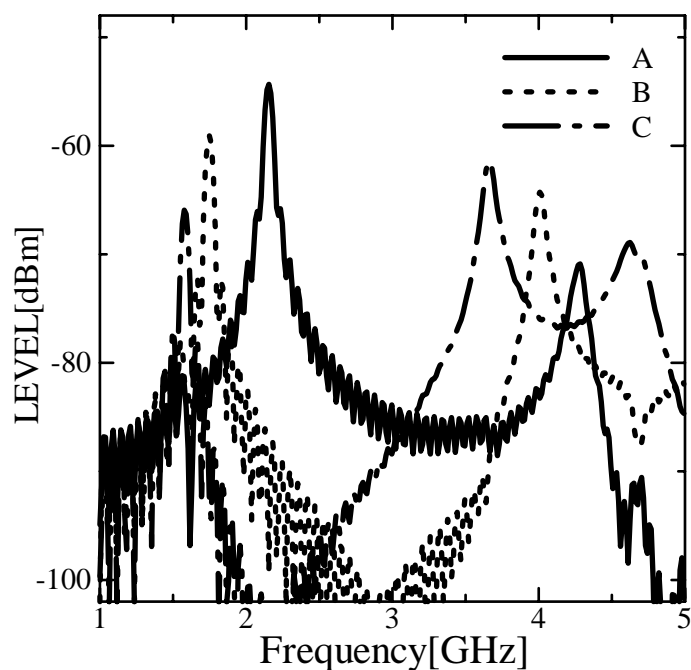


図 2-11 発振スペクトル

$T_d=45[\text{mm}]$ (固定),A: $T_g=10[\text{mm}]$,B: $T_g=30[\text{mm}]$,C: $T_g=45[\text{mm}]$

構造を変化させたことにより、高調波スペクトルが目立つ。また、ドレインの先端を変化させても周波数に影響が出ていないことが分かる。その一方で、ゲート線路を伸ばすことで明らかに発振周波数が低下していることがわかる。また、発振レベルが小さくなっていることが確認できる。

更に周波数を変化させるため、T字の先端を折り曲げる構造を提案した。

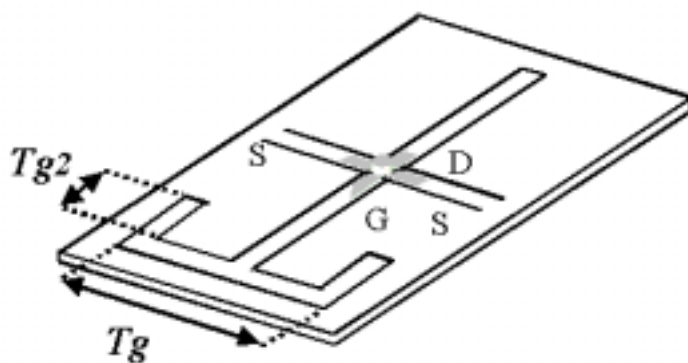


図 2-12 ゲート線路折り曲げ構造

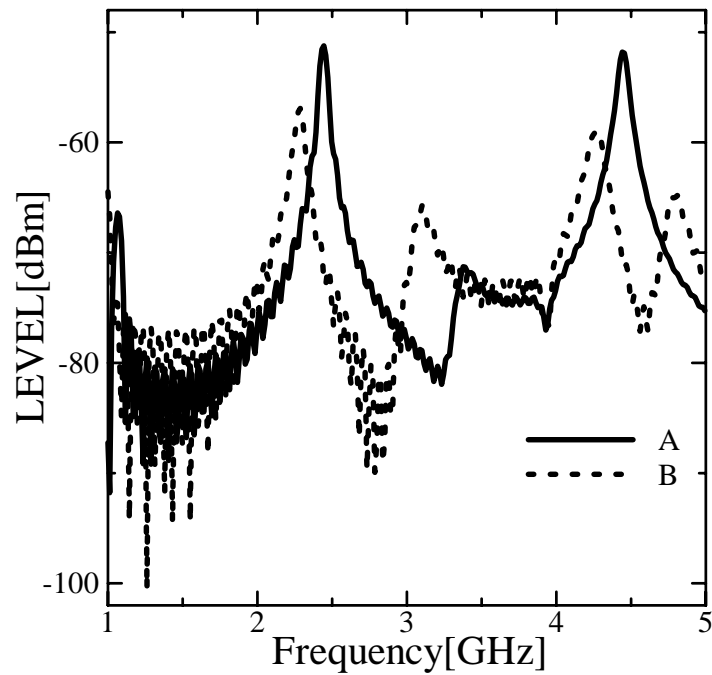


図 2-13 発振スペクトル

$T_g=45[\text{mm}]$ (固定)A: $T_g2=0[\text{mm}]$,B: $T_g2=10[\text{mm}]$

発振レベルに 5[dBm]程度の劣化がみられたが、発振周波数は T 字構造のみの場合よりも低くできることが確認できた。

以上の結果から次のことが発振周波数を低くすることに有効であることが分かった。

1. ドレイン・ゲート対称構造ではなく、ゲート線路を伸ばす
2. ゲート開放端を T 字型構造にする
3. T 字構造の先端を折り曲げる

これらの組み合わせることで発振周波数が低下することを実験により確かめた。

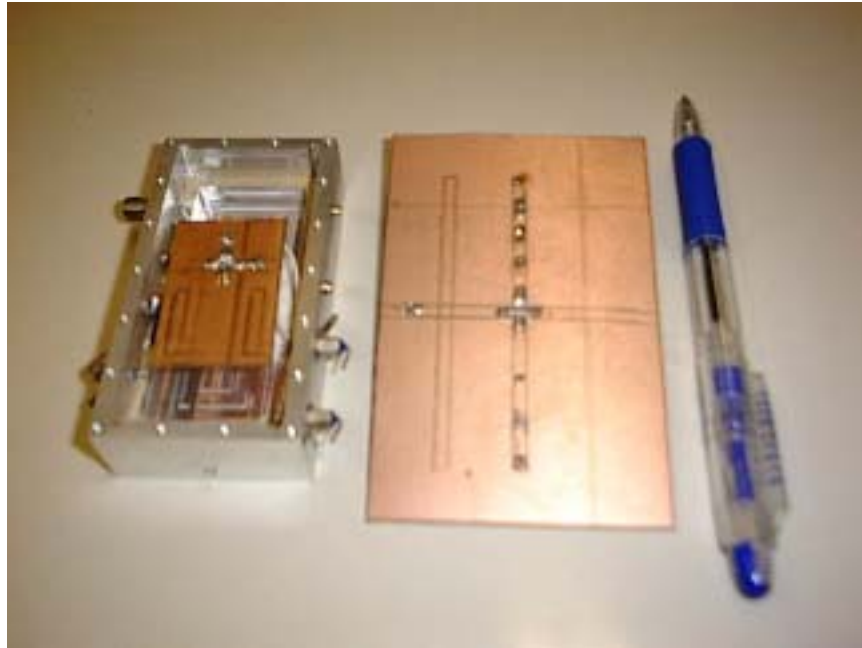


図 2-14 ミキサー一体型受信アンテナ

はじめに製作したミキサー一体型受信アンテナ(上図右)は縦 100[mm]で発振周波数は 2.4[GHz]であり、小型化したものは大きさを 40[%](縦 40[mm])、発振周波数 2.1[GHz]である。アンテナの寸法は受信する信号の周波数に依存し、ミキサの自励発振周波数はCPWの線路長により十分に变化させることが可能であると確かめられた。

3. 受信機回路の設計

3.1. マイクロストリップ線路による平面回路設計

マイクロストリップ線路はマイクロ波回路の設計によく使用される。これはマイクロストリップ線路の周波数特性は構造によって決定され、また、受動素子と伝送線路が同一基板で設計され小型の回路を設計出来るという利点を持つためである。

この章ではまず解析に S パラメータによる解析法について述べ、続いてマイクロストリップ線路の特性インピーダンス、基本特性について述べたあと各受動素子の設計について説明する。

各回路の設計にあたって、回路は誘電体基板を用いマイクロストリップ線路による検討を行った。設計は線形回路シミュレータ(Microwave Office)を主に使用した。

上面の導体が伝送線路で、下面の導体は GND である。マイクロストリップラインは面実装部品の実装に適しており、作成しやすいため基板上に分布定数回路の設計によく使用されている。以下に設計手順及び理論を述べる。なお、マイクロストリップ線路には比誘電率 $\epsilon_r = 3.6$ 、厚さ 1.0[mm]である。

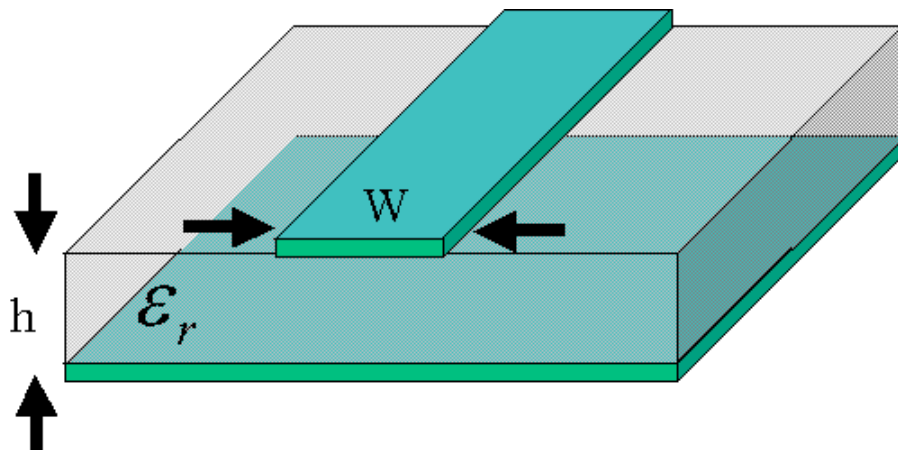


図 3-1 マイクロストリップ線路(断面)

3.2. 線形回路解析

3.2.1. S パラメータ

低周波回路では波長が長いため、一般的には時間的要素は無視できる。従って、信号入力端と出力端では同じ信号だと考えることができ、集中定数という考え方をする。しかし高周波回路では波長が短くなっていくため、時間的要素が無視できず、入力端・伝送線路・出力端での信号が必ずしも同一とはならないという分布定数という考え方をを用いる。

また、高周波回路の検討においては線路上の電流と電圧の関係から特性インピーダンスと呼ばれるものがあり、次のように計算される。

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.4)$$

Z_0 は線路の単位長あたりの R、L、G、C で決まり、これらは伝送線路の構造と寸法によって決まるので伝送線路問題を考えるのに便利である。線路の損失、つまり R 及び G が小さければ特性インピーダンスは L と C の比によって定義される。ゆえに、50[] の抵抗素子と特性インピーダンス 50[] の線路は扱いが異なる。マイクロストリップ線路の特性インピーダンスについては後述する。

また、高周波になると、電圧や電流を測定することが困難になることや、理想的な開法・短絡状態を創ることが困難になってくる。Z 行列や Y 行列ではこれらを表記・測定することが難しいために、回路網特性の表記として S パラメータ表記を用いる。

S パラメータは以下のように表記される。

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

a_1 、 a_2 は入射電圧、 b_1 、 b_2 は反射電圧である。この式から $a_2=0$ とすれば S_{11} 及び S_{21} が、 $a_1=0$ とすれば S_{12} と S_{22} が求まる。前者は反射特性を表し、後者は通過特

性を示す。

このように、S パラメータを用いることで容易に各素子及び回路全体の特性を調べることが出来る。本論文においては S パラメータに注目して検討を行っている。

3.2.2. マイクロストリップ線路の特性インピーダンス

マイクロストリップ線路の特性インピーダンスは比誘電率 ϵ_r 、厚さ h 、線路幅 w 、によって決定される。但し線路幅 w と基板の厚み h の比によって特性インピーダンス Z_0 および実効比誘電率 ϵ_e の計算式が異なる。

$w \leq h$ のとき

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_e}} \cdot \ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right) \quad (2.6)$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \ln\left\{\frac{1}{\sqrt{1+12h/w}} + 0.04 \cdot \left(1 - \frac{w}{h}\right)^2\right\} \quad (2.7)$$

$w \geq h$ のとき

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \left\{ \frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \cdot \ln\left(\frac{w}{h} + 1.444\right) \right\}^{-1} \quad (2.8)$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+12h/w}} \quad (2.9)$$

今回マイクロストリップ線路に使用した基板の比誘電率は 3.6 であり、これを考慮すると特性インピーダンスは下図のように変化し、基板の厚さ $h = 1.0[\text{mm}]$ のとき線路幅は約 $2.2[\text{mm}]$ となる。

また、これらの式は使用する周波数のパラメータは含まれていないが、特性インピーダンスは R 及び G が小さければ特性インピーダンスは L と C の比で示

されるので、当然高い周波数では変化する。しかしその変化量は大変小さく、使用した誘電体基板で $50[\Omega]$ の特性インピーダンスを得るとき、厳密には線路幅は $1[\text{GHz}]$ で $2.199[\text{mm}]$ 、 $5[\text{GHz}]$ で $2.171[\text{mm}]$ となるため、設計においては無視できる。

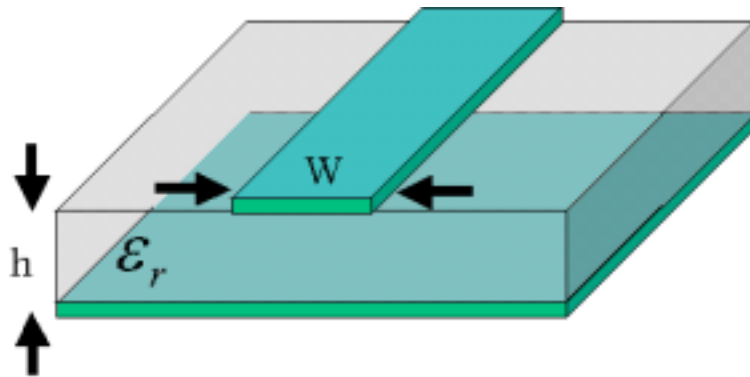


図 3-2 マイクロストリップ線路(断面)

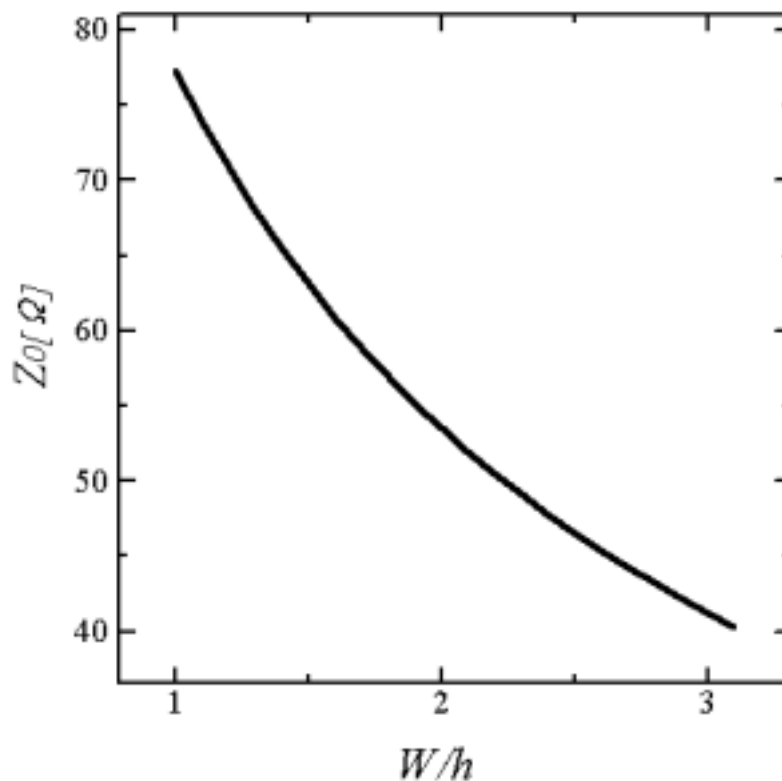


図 3-3 比誘電率 3.6 の基板における線路幅とインピーダンス特性

3.3. 素子の設計

分布定数回路にはチップ部品がよく使用される。これは低周波では正常に動作するが、例えばチップ抵抗は周波数が高くなるにつれて純粋な R の動作とは異なる特性を示し、チップコンデンサ・インダクタにも同様なことが言える。

チップ部品は抵抗・コンデンサ・インダクタを等価的に表現したものであって、チップ抵抗であっても高周波ではコンダクタンス成分やインダクタンス成分がみられる。

受信機には増幅回路やフィルタ回路が必須であり、高周波を扱う。そのため理論的な回路をチップ部品で実装した場合、ある周波数で減衰域を設定した Low Pass フィルタにおいても高周波域では信号が通過してしまうこともある。

ストリップ線路やマイクロストリップ線路を用いたとき、周波数特性は単純に構造で決定される。また、受動素子と伝送線路が同一基板で設計され、線路長を短く出来るという利点もある。

3.3.1. マイクロストリップ線路の基本特性

特性インピーダンスに基づいた線路幅の決定法については上記のとおりであるが、線路間のギャップによる不連続や線路幅の違いによる不連続接合、共振線路の周波数特性など、単純な構成の組み合わせにより複雑な回路を実現できる。

等価回路を考えたとき、開放端では電流は零になると考えられる。そのため電荷は開放端に集中する。そのために開放端では容量成分が付加すると考えられる。その発展として、ギャップ不連続では T 型の容量モデルとして表される。また、以下に幾つかの代表的な不連続接合の等価回路モデルを示す。

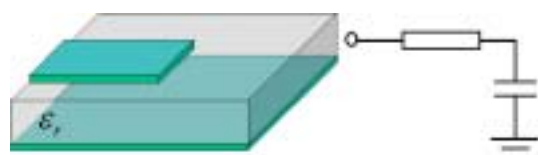


図 3-4 開放端線路モデル

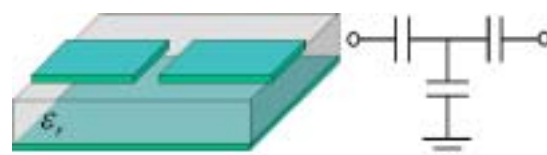


図 3-5 ギャップ不連続線路モデル

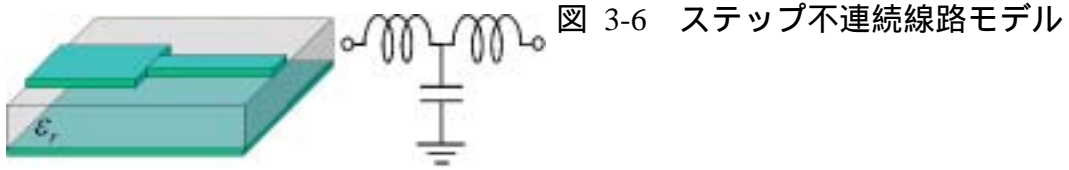


図 3-6 ステップ不連続線路モデル

これらの応用として次のような線路を考えることが出来る。

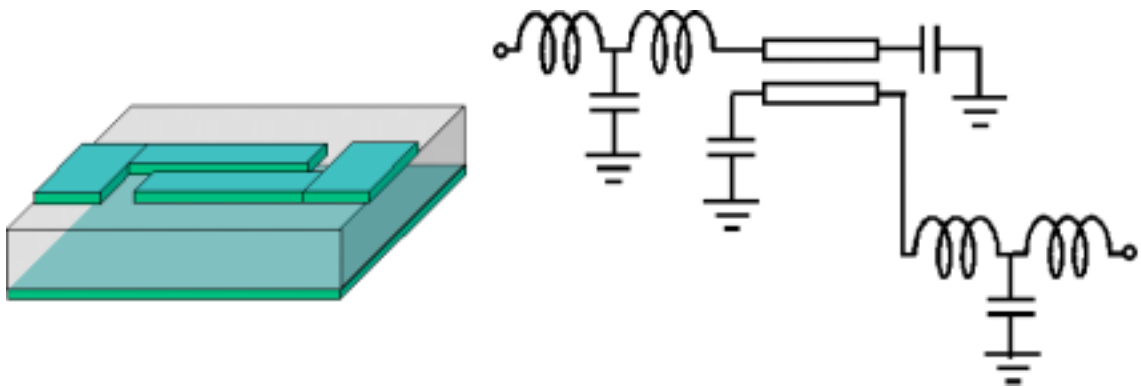


図 3-7 スリット線路モデル

図 3-7 はバイアス電圧を分離するための DC カットとして使用することの出来るスリット線路構造の一例である。構成要素は開放端、結合線路、不連続結合であり、このような基本的構造の構築によって更に複雑な回路を設計出来る。

3.3.2. フィルタ

受信回路にはノイズや 2 次・3 次の高調波を含め様々な周波数が含まれる。その中から所望の周波数を選択するために Low Pass フィルタや Band Pass フィルタといった各種のフィルタが用いられる。AGC 回路の設計は 4[GHz]で設計を行うため、共に設計周波数は 4[GHz]とする。

3.3.2.1. Low Pass Filter

集中定数素子では理想的に減衰域が存在するがストリップ線路やマイクロストリップ線路では、周波数が高くなると応答の繰り返しが存在する。またこの特性も、理想伝送線路では繰り返しは同じ周波数応答が存在するがマイクロス

トリップ線路では不連続が存在するために全く同じではない。

比較的簡単にストリップ線路やマイクロストリップ線路で実現できるLPFにステップインピーダンスフィルタがある。これはインピーダンスの異なる線路を組み合わせた回路で、遮断周波数特性は鋭くはないが線路長が短く、回路に組み込みやすい。

ステップインピーダンスLPFにはマイクロストリップ線路の次の特性を用いる。

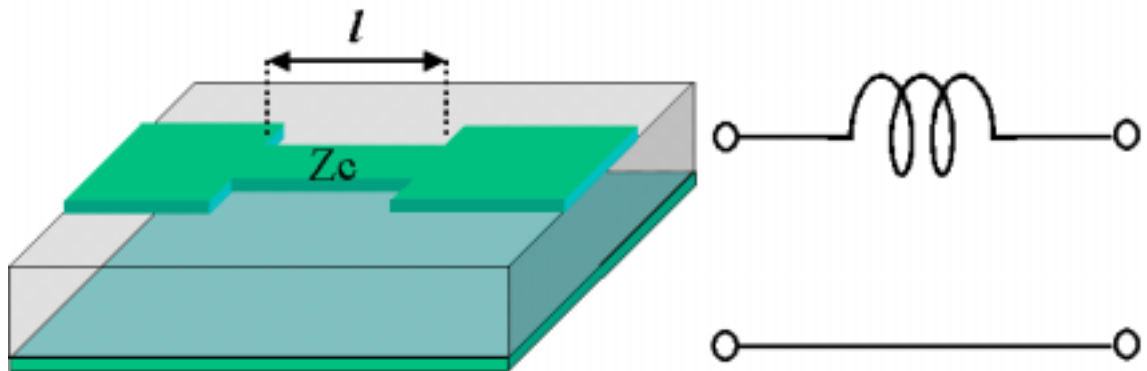


図 3-8 マイクロストリップ線路(直列 L)

$$L = \frac{2Z_c}{\omega} \tan \frac{\theta}{2} \approx \frac{Z_c l}{f \lambda_g} \quad (2.10)$$

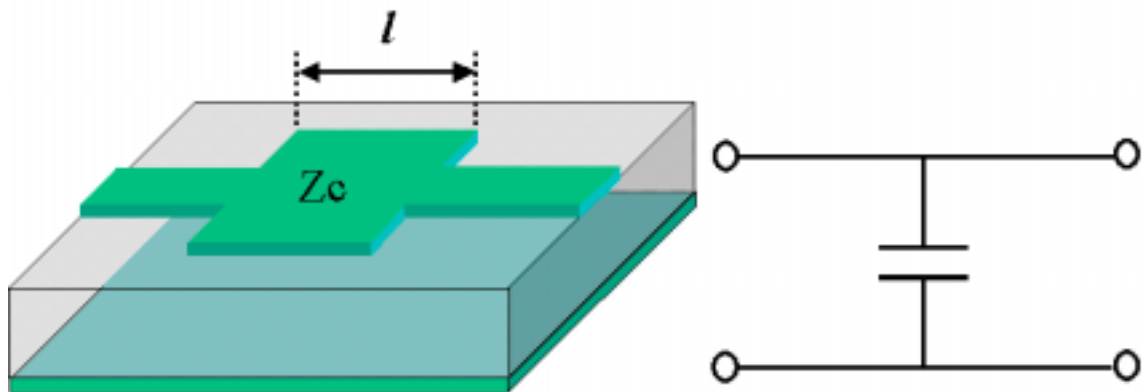


図 3-9 マイクロストリップ線路(並列 C)

$$C = \frac{1}{\omega Z_c} \sin \theta \approx \frac{l}{f \lambda_g Z_c} \quad (2.11)$$

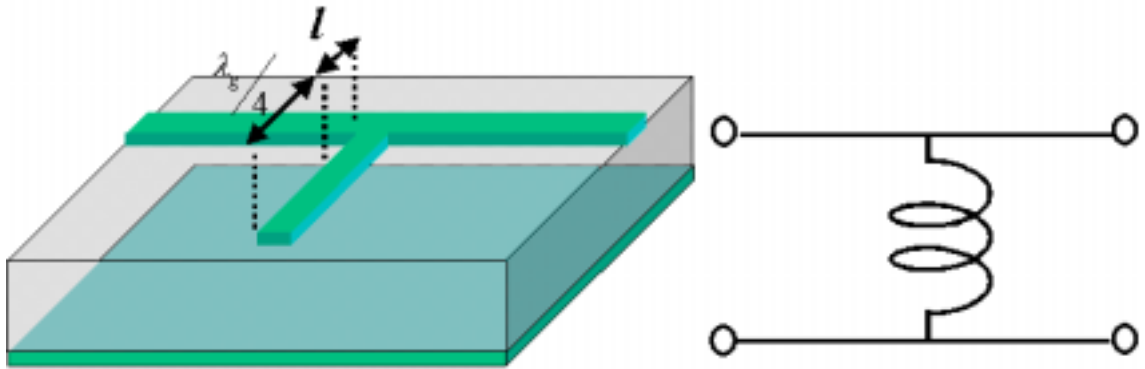


図 3-10 マイクロストリップ線路(並列 L)

$$L = \frac{Z_c}{\omega} \tan \theta \approx \frac{Z_c l}{f \lambda_g} \quad (2.12)$$

これらを組み合わせることにより LPF が実現できる。

4[GHz]以下を減衰させる LPF をマイクロストリップ線路により設計した。しかし、さらに高いが通過してしまう特性があったために 2 次の高調波である 8[GHz]帯も減衰させるよう最適化を行った。

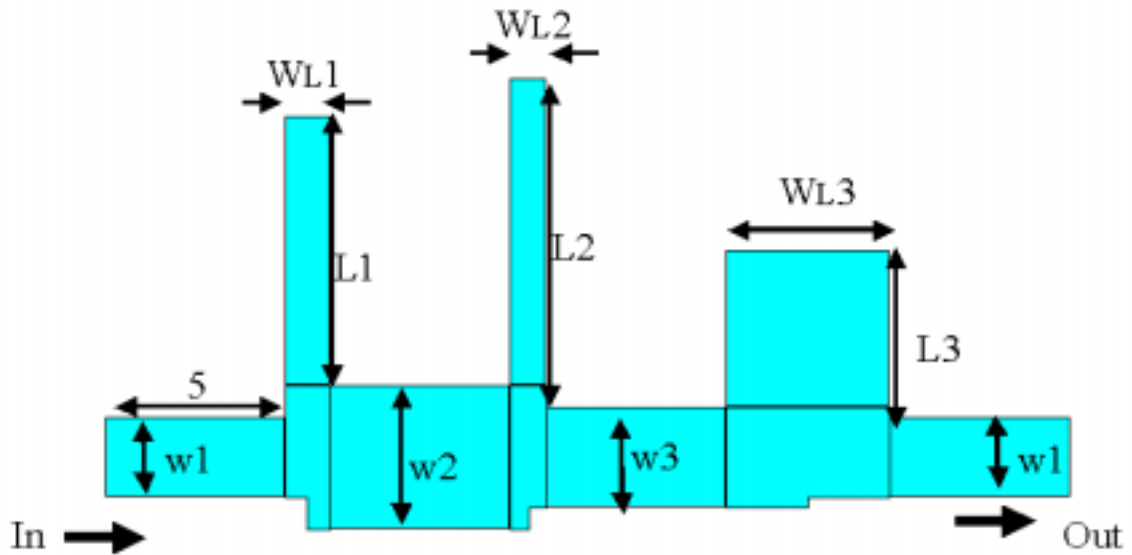


図 3-11 LPF

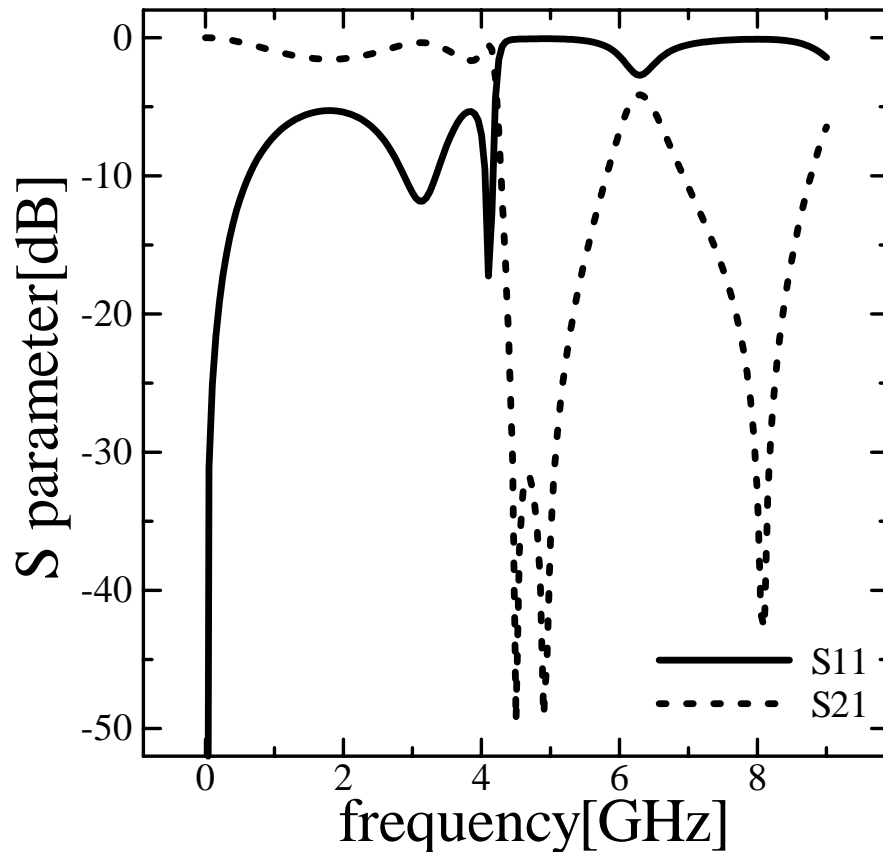


図 3-12 S パラメータ特性

$w1=2.2[\text{mm}], w2=5.04[\text{mm}], w3=3.0[\text{mm}]$
 $L1=8.41[\text{mm}], L2=9.16[\text{mm}], L3=4.71[\text{mm}]$
 $WL1=1.26[\text{mm}], WL2=1.01[\text{mm}], WL3=4.71[\text{mm}]$

3.3.2.2. BPF

マイクロストリップ線路を用いた BPF にはよく分布結合線路が用いられる。マイクロストリップ線路はその構造上、近接した複数の線路があると互いに電磁誘導を生じて他の線路に結合してしまう。通常このような特性は予想しない変調信号を生じることがあるため、特にデジタル回路においては障害以外の何物でもない。しかし、マイクロ波回路等ではこの性質を逆に利用してフィルタが設計出来る。マイクロストリップ線路は波長による長さ（形状）の関係により性質が決定できるため、単純な構造で BPF の設計が可能となる。

まず、結合線路の特性を示す。

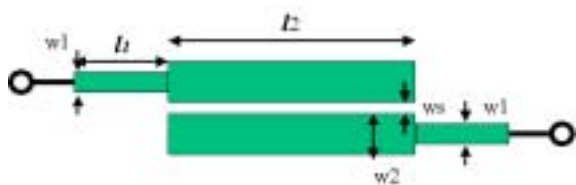


図 3-13 結合線路モデル

$l_1=10[\text{mm}]$, $w_1=2.2[\text{mm}]$,
 $w_2=4.4[\text{mm}]$, $w_s=0.2[\text{mm}]$

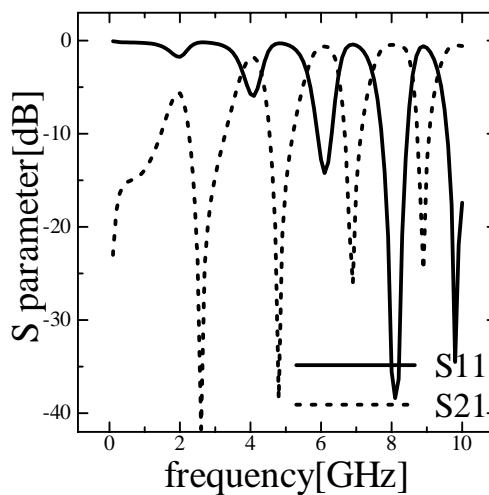


図 3-15 $l_2=42[\text{mm}]$

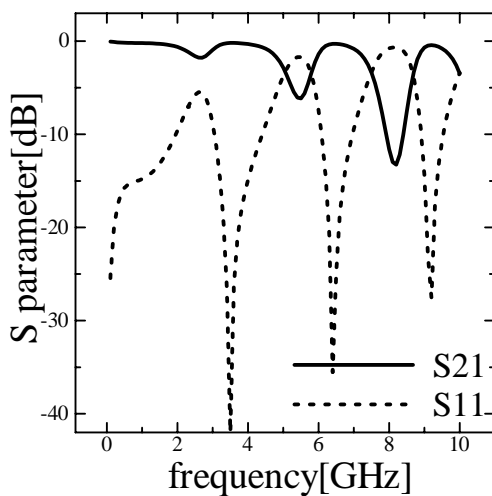


図 3-14 $l_2=31[\text{mm}]$

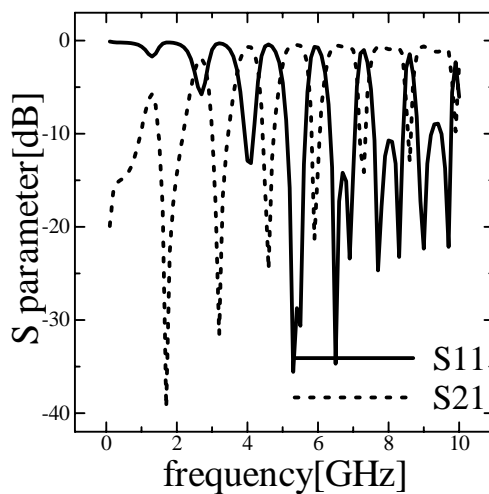


図 3-16 $l_2=64[\text{mm}]$

線路の長さにより通過域が変化していくことがわかる。このままでも BPF として動作はするが特性は良くない。設計周波数 4[GHz]で S11 を 10[dB]以下、S21 を 3[dB]以上となるよう反射結合線路の段数を増やし次のような BPF を設計した。

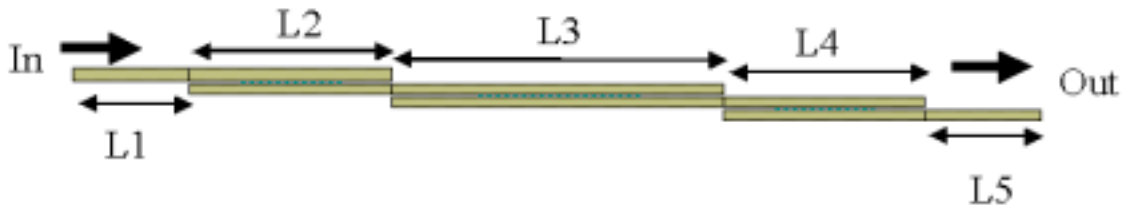


図 3-17 結合線路による BPF

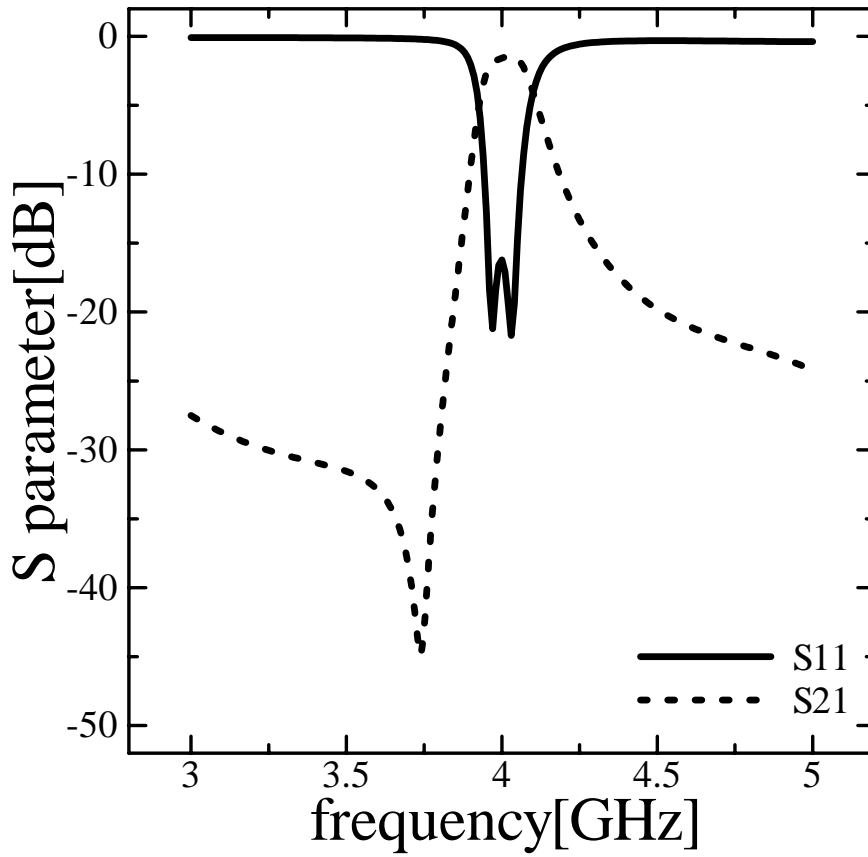


図 3-18 BPF の S パラメータ特性

$L1=10.00$ [mm]、 $L2=17.36$ 、 $L3=28.66$ 、 $L4=17.31$ 、 $L5=10.00$

結合線路の段数を増やすことにより通過域の周波数特性が鋭くなるが、伝送損失も大きくなるため線路をあまり多くすることはよくない。

3.3.3. バイアス回路

AGC には FET を使用した増幅器を用いる。安定した増幅を得るためには DC バイアスを供給しなければならない。しかし信号レベルは FET に供給する直流電圧に比べれば大変小さく、信号に影響なく直流を送らねばならない。また、DC 供給側に高周波信号や、高周波入力側に DC が入力されると測定装置や測定装置を破損する恐れも有る。そのため考慮したバイアス供給回路が必要となり、通常、スタブのインピーダンス変換を用いた回路が使用される。

まず、スタブのインピーダンス特性について説明する。スタブには通常オープンスタブとショートスタブがある。

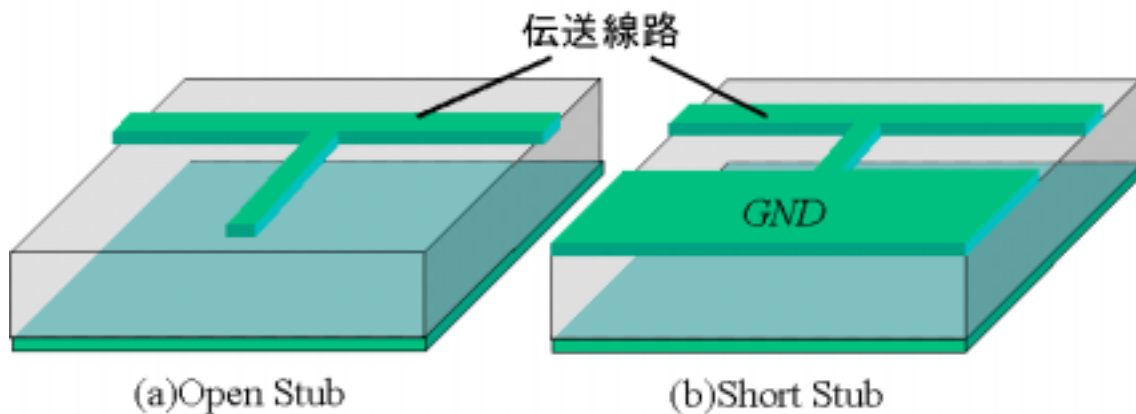


図 3-19 オープンスタブとショートスタブ

これらの入力インピーダンス特性はスタブ長によって決定され、次の式で求められる。

$$Z_{in} = -jZ_0 \cot \beta l \quad \text{Open Stub} \quad (2.13)$$

$$Z_{in} = -jZ_0 \tan \beta l \quad \text{Short Stub} \quad (2.14)$$

ただし β は位相定数 (Phase Constant $2\pi/\lambda_g$) であり、 l はスタブ長である。つまりスタブは長さによりキャパシタもしくはインダクタという特性を持つ。またその長さが $\lambda_g/4, 3\lambda_g/4, 5\lambda_g/4, \dots$ のとき、オープンスタブの入力インピーダン

ス Z_{in} は 0、ショートスタブの入力インピーダンス Z_{in} は無限大となる。
この特性を利用すると次のような回路が設計出来る。

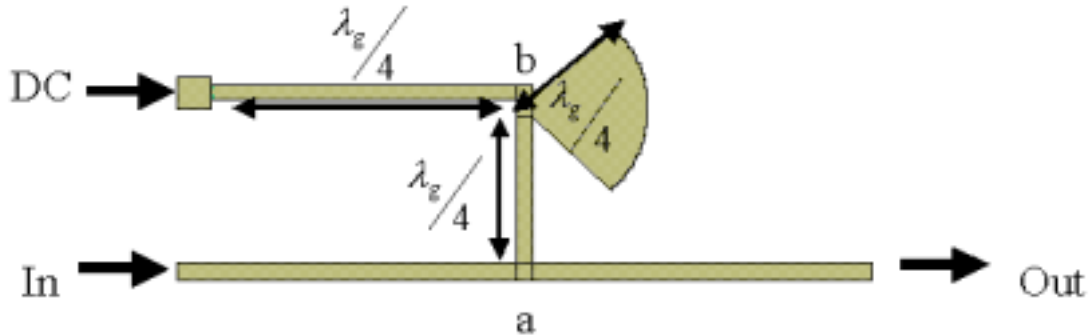


図 3-20 DC バイアス回路

扇形の開放線路は接点 b からみると短絡とみなせるのでマイクロ波 DC 側には流れない。伝送線路との接続点 a からみると $\lambda_g/4$ の線路が接続されているために逆に開放とみなされるために信号には影響は少ない。また、DC バイアス側の特性インピーダンスを高くするために、伝送線路側には伝送線路に比べ細い線路が使用され、DC 下源にはインピーダンスを低くするために太めの線路が採用される。

以下に設計したバイアス供給回路の S パラメータ特性を示す。

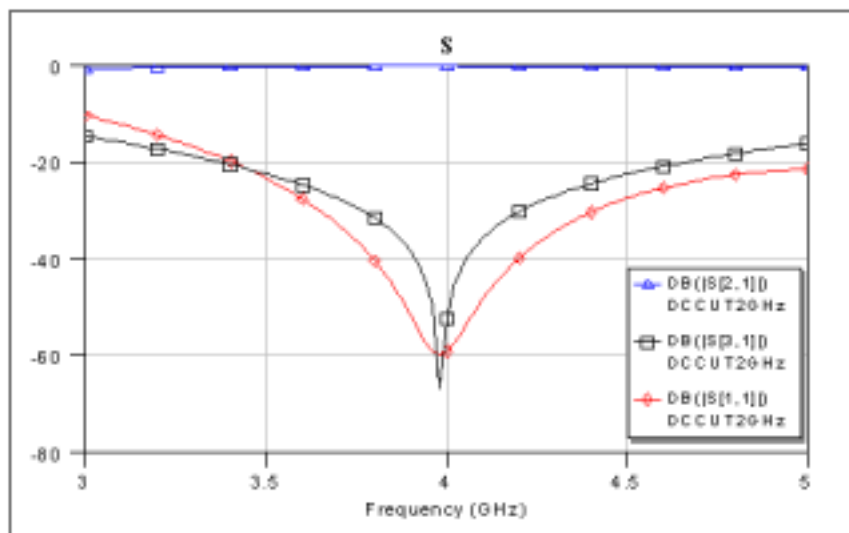


図 3-21 バイアス回路の S パラメータ(入力ポート 1、出力 2、DC3)

3.3.4. 電力分配

AGC 回路には、増幅器の出力を AD 変換回路への出力と Gain Control のための検波回路への出力が必要である。電力分配器は E.J.Wilkinson の提案した分配器がもっとも基本である。

例として特性インピーダンス $R(g)$ からの入力電力を特性インピーダンス $R(L)$ をもつ 2 個の出力に分配するときを挙げる。

特性インピーダンス W の変成器(長さ $\lambda_g/4$)を通して出力されるとすると、負荷側のインピーダンスは 2 個であるから $W^2/2R(L)$ となる。これを入力側の $R(g)$ と整合をとると $W = \sqrt{(2R(g)R(L))}$ となる。さらに出力側に吸収抵抗 $2Z_0$ を接続し、各素子間の相互結合等を抑える。

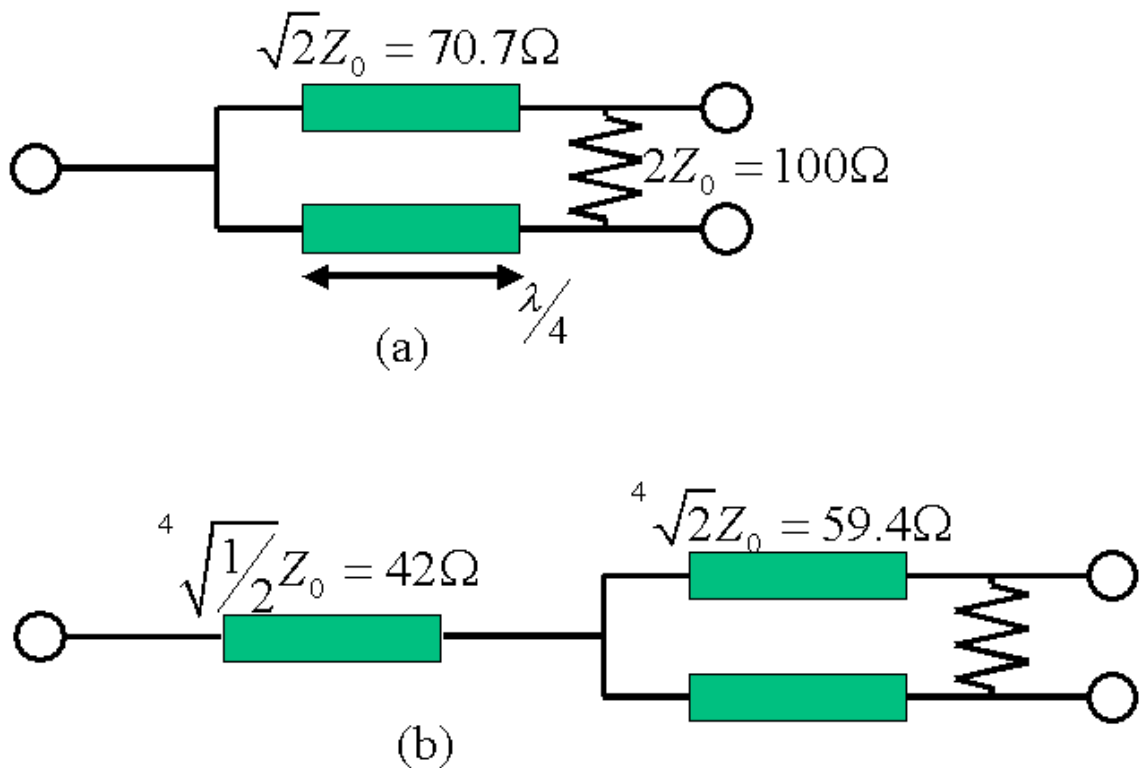


図 3-22 最も単純な電力分配器モデル

平面的に余裕があれば下図(b)のように、入力側へ更に $\lambda_g/4$ 線路を設けることで特性を向上させることもできる。ただしこのモデルはあくまで理論のみの場合である。分配部分はT字のモデルを用いているが、ここではY字型でもU字型でもよく、シミュレータや実験で確認することが望ましい。

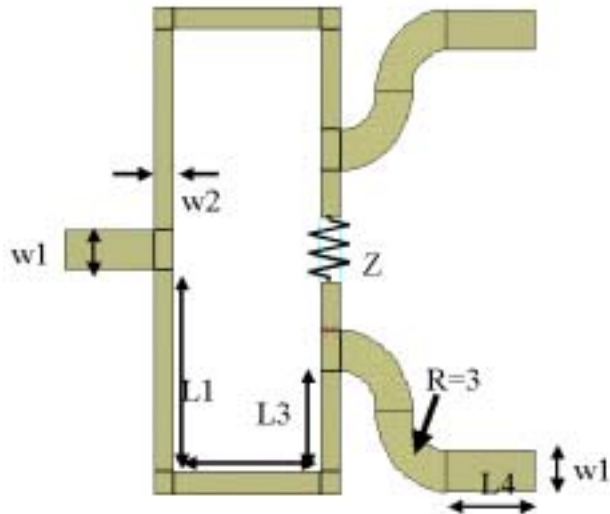


図 3-23 ウィルキンソン型電力分配器

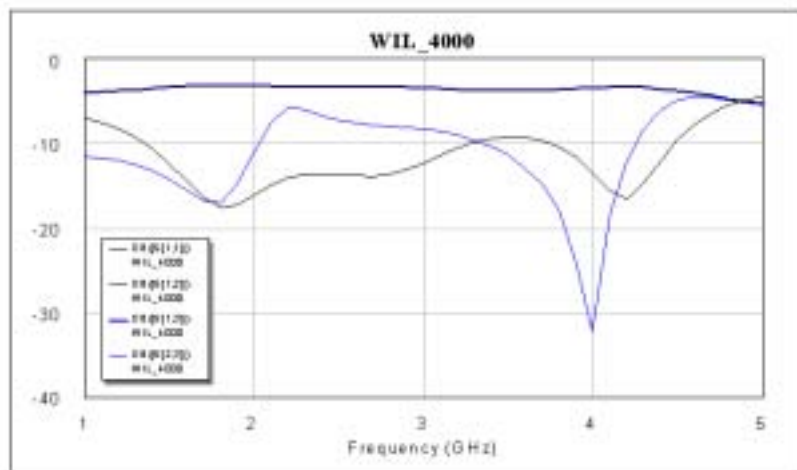


図 3-24 S パラメータ特性

$Z=100[\Omega]$, $w1=2.2[\text{mm}]$, $w2=1.1535[\text{mm}]$, $L1=10[\text{mm}]$, $L2=8.1816[\text{mm}]$, $L3=5[\text{mm}]$

4. AGC 回路

無線通信においては移動や周囲の建造物など、受信環境により受信電界強度は変化し続ける。この変化を、増幅度利得を制御することによって RF、IF 等の受信機への入力信号レベルを一定に保つ増幅回路が AGC(Automatic Gain Control-自動利得制御)回路である。

受信回路の A/D 変換においては振幅値によりビットの割り当てを行うため、受信強度が異なるとエラーの原因となり得る。また、この回路を用いることにより混変調・相互変調を抑制することも出来る。

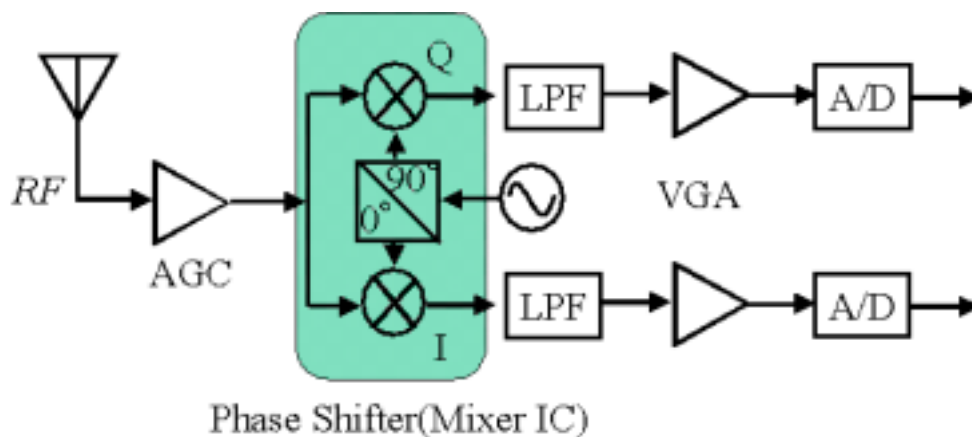


図 4-1 ダイレクトコンバージョン受信方式と AGC 増幅器

AGC 回路の入出力特性は理想的には下図のようになる。

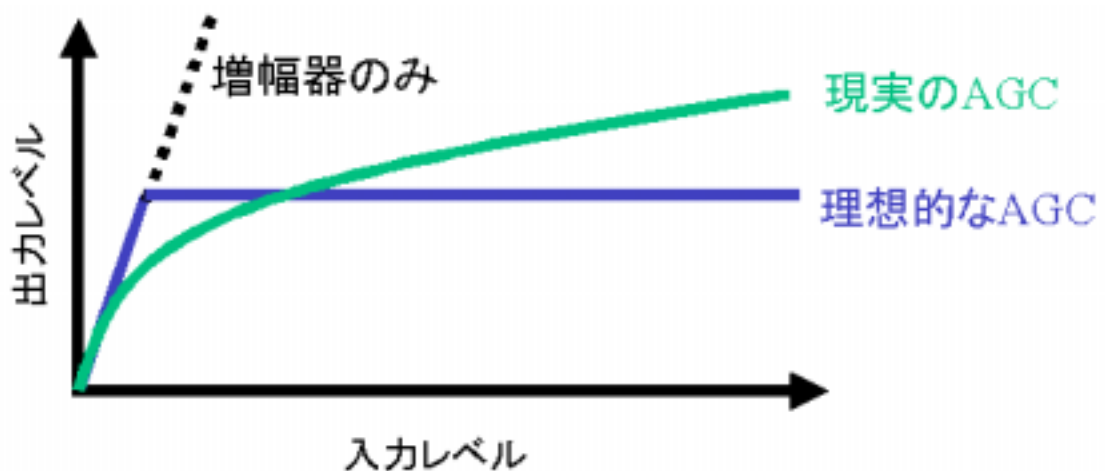


図 4-2 AGC の入出力特性

通常、増幅器の入力レベルにたいして比例して出力レベルは大きくなって信号処理部へ渡される(上図黒破線)。しかしこれでは突然大きなレベルの信号が入力された際に予想外の変調や、受信機本体の破損の原因ともなる。そこで、信号処理部へ渡される増幅器の出力レベルは常に一定であることが望ましい(上図青実線)。受信電界強度は受信機周辺の建造物や距離、移動などにより刻々と変化するために理想的な AGC 特性は得られにくい(上図緑実線)。

4.1. 検波方法と増幅回路

AGC 検波のブロック図は以下のようになる。

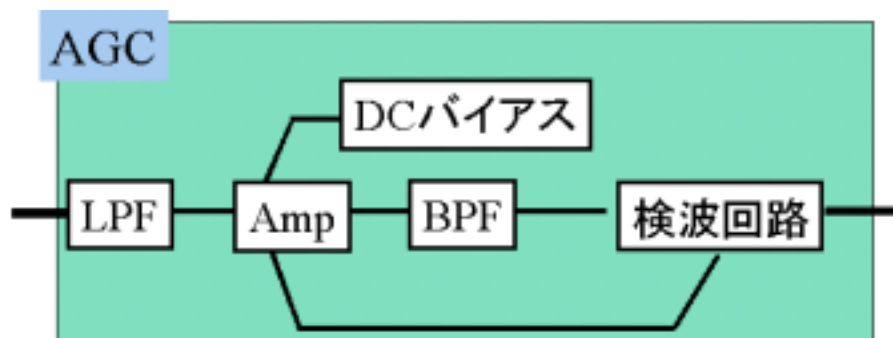


図 4-3 AGC 回路の構成

増幅器および検波回路以外は既に前章で述べた。ここでは検波の方法について検討する。

増幅利得を制御するには、バイポーラトランジスタ増幅器の場合はコレクタ電流の制御による利得変化を、FET を使用した増幅器の場合はゲート電圧による相互コンダクタンス g_m の変化等で行う。

AGC 回路には利得の制御方法により大きく分けて二つの方式が考えられる。

- Forward AGC(図 4-4 右)
トランジスタの電圧制御を高電圧を用いて行う方法で、入出力特性の直線性のよいに優れ、信号特性がよい。最大利得の得られる電圧値から高電圧側に推移させることで増幅度制御を行う。安定性が良いが、高い制御電圧が必要となる。
- Reverse AGC(図 4-4 左)
この手法は最大利得を得られる電圧から低電圧側に推移させることで増幅度制御を行う。制御電圧は低くてよいが、トランジスタ動作の安定性が劣る。

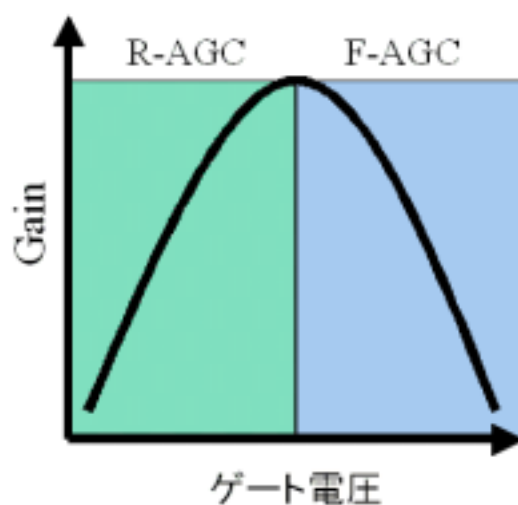


図 4-4 制御方法とゲート電圧操作範囲

いずれの手法も、通常の入力レベルの時は最大利得で増幅器を動作させ、あるレベルを超えた入力があった場合に AGC 動作、すなわち増幅利得を低いレベルに落とすという方法である。本研究においては、ダイオードの整流作用を用い、順方向電流による動作抵抗を使用する。

ダイオードによる検波を考えたとき、AGC 回路の構成は次のようになる。

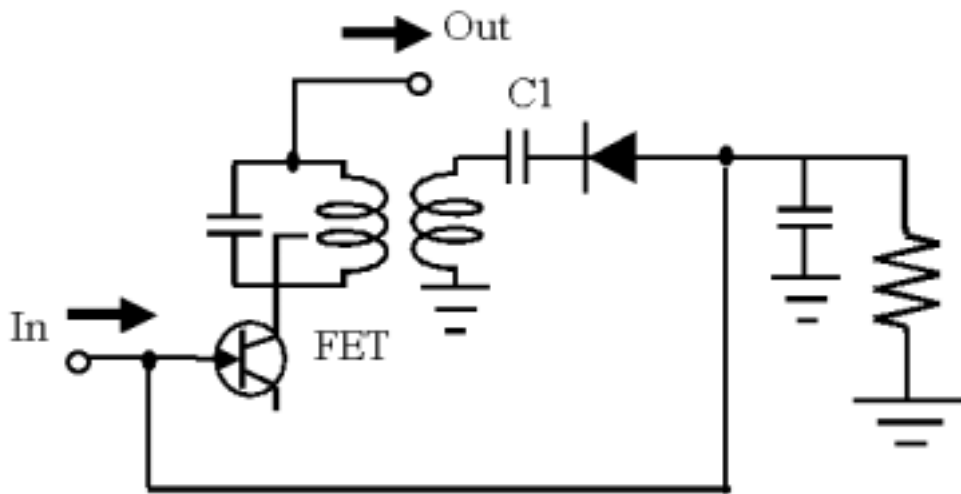


図 4-5 AGC 回路 1

検波用ダイオードに注目する。ダイオードの整流作用により負の半波のみを取り出し、検波すると同時に AGC 電圧として利用することができる。検波出力決定用の抵抗の値を調整することで検波電圧の大きさを決定できる。また、C をダイオードに直列に挿入することで無駄な DC 成分は検波回路に影響を及ぼさない。並列に接続された C は無駄な高周波成分を排除し検波を鋭くする動作をする。

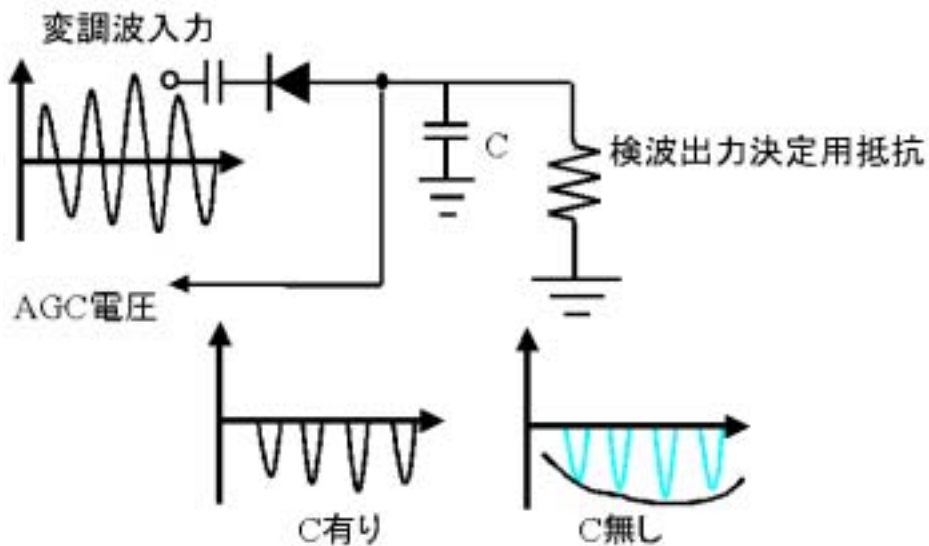


図 4-6 AGC 回路 2

この図は負の半波を取り出してゲート電圧の操作を行うものであるが、ダイオードの向きを逆にして正の半波を取り出して AGC 電圧として用いることもできる。これは FET の動作電圧により選択できる。

またダイオードには、逆方向電圧が低く、順方向電圧の立ち上がり電圧が小さいことが必要とされる。逆方向電圧が高いと検波の信頼性や効率、FET への負担といった点から好ましくない。また順方向電圧については、立ち上がり電圧が高いと小信号の検波が行えないだけでなく、高周波数での受信電界強度の変化に対して回路内での処理が遅れてしまうという影響がでる。

このような点から、シリコン・ダイオードよりも立ち上がり電圧の低い小信号検波用シリコン・ショットキ・バリア・ダイオード等が望ましく、大電圧信号に対しては線路のインピーダンスを調整してダイオードの破損を防ぐことが必要となる。

4.2. マイクロストリップ線路による設計

以上の回路をマイクロストリップ回路で設計した。設計周波数は 4[GHz]である。FET は NE3210S01(NEC 製)、ダイオードは ISS286(HITACHI)を使用した。

BPF は LPF に比べ寸法が大きいために LPF で代用し、入力側への DC を抑えるためにチップコンデンサを実装した。また、ドレインとゲートに直流電圧を印加した。ゲート電源は AGC 電圧が低いときに増幅度を最大にするよう調整する。大信号入力時はゲート電圧の平衡が崩れ、増幅度利得が低下する。

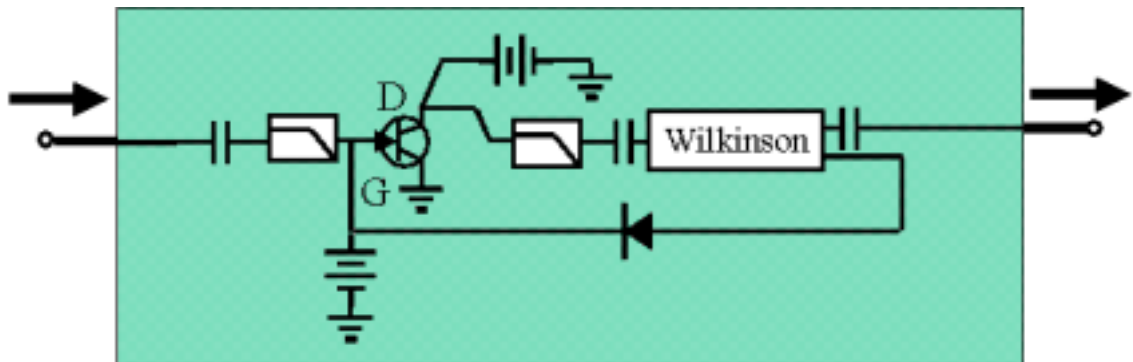


図 4-7 AGC 回路ブロック

この構成で回路を実装した場合、フィルタ等で伝送ロスが生じる。LPF の 4[GHz]での S_{21} は-1.3[dB]であり、電力分配器でのロスは-3[dB]であるからこれらの素子での伝送ロスは $(-1.3) \times 2 + (-3) = -5.6$ [dB]となる。これに製作誤差や整合の不一致等も含めると、増幅器に求められる増幅度は 10[dB]以上が必要となる。線形回路シミュレータでは増幅度を補うために、2 段の増幅回路も検討した。下図に増幅器単体、AGC、増幅器と AGC の 2 段増幅回路の解析結果を示す。

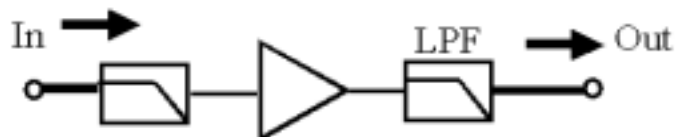


図 4-8 FET アンプと LPF

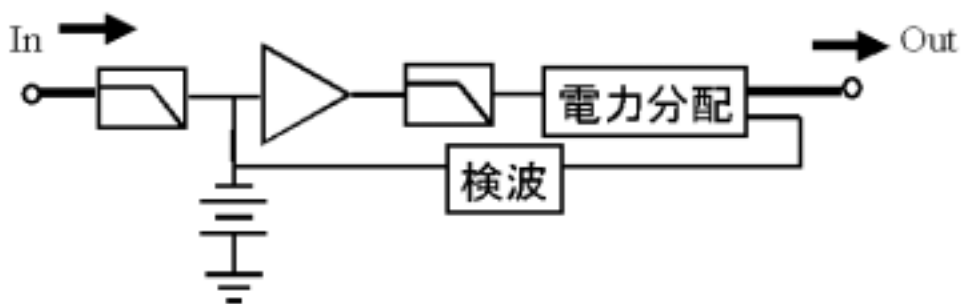


図 4-9 AGC 増幅器と LPF

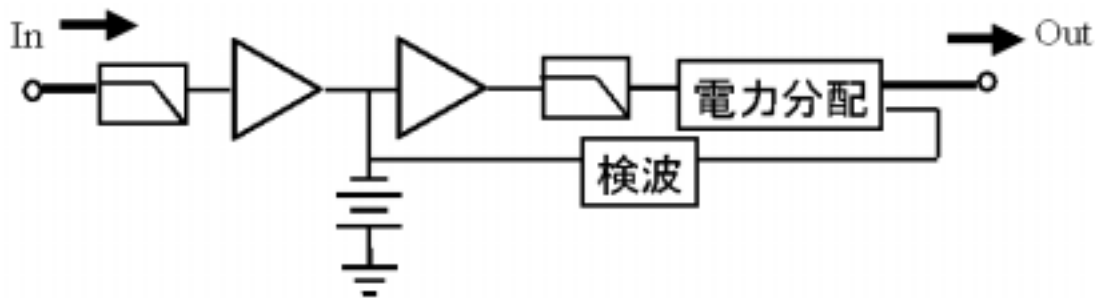


図 4-10 増幅 2 段 AGC 回路

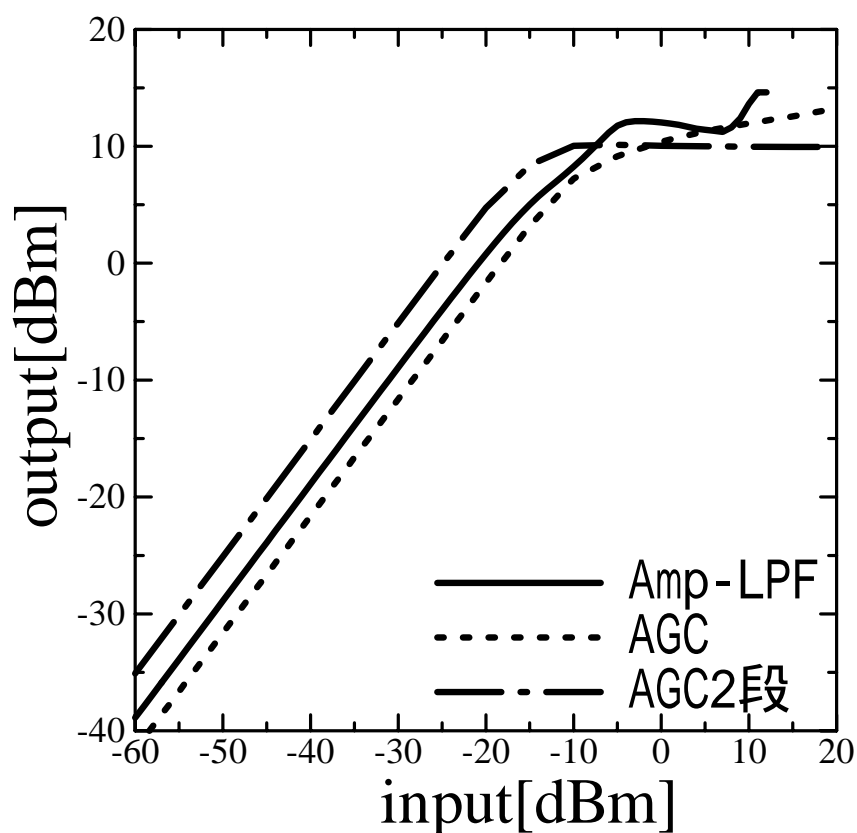


図 4-11 入出力特性(解析結果)

増幅器にLPFを接続しただけのものは明らかに大信号入力時の出力が乱れている。AGC回路を挿入した回路では、大信号入力時の出力特性が滑らかな曲線を描き、AGC効果が現れていることが分かる。しかし検波段で電力分配回路を用いているために全体的に出力レベルが低下している。AGC回路を2段直列に接続した場合、利得の増加が見られているが、なにより大信号入力時の出力特性が平坦となり、AGC特性が明らかに見られた。

実際に作成した AGC 回路(増幅 1 段)を示す。

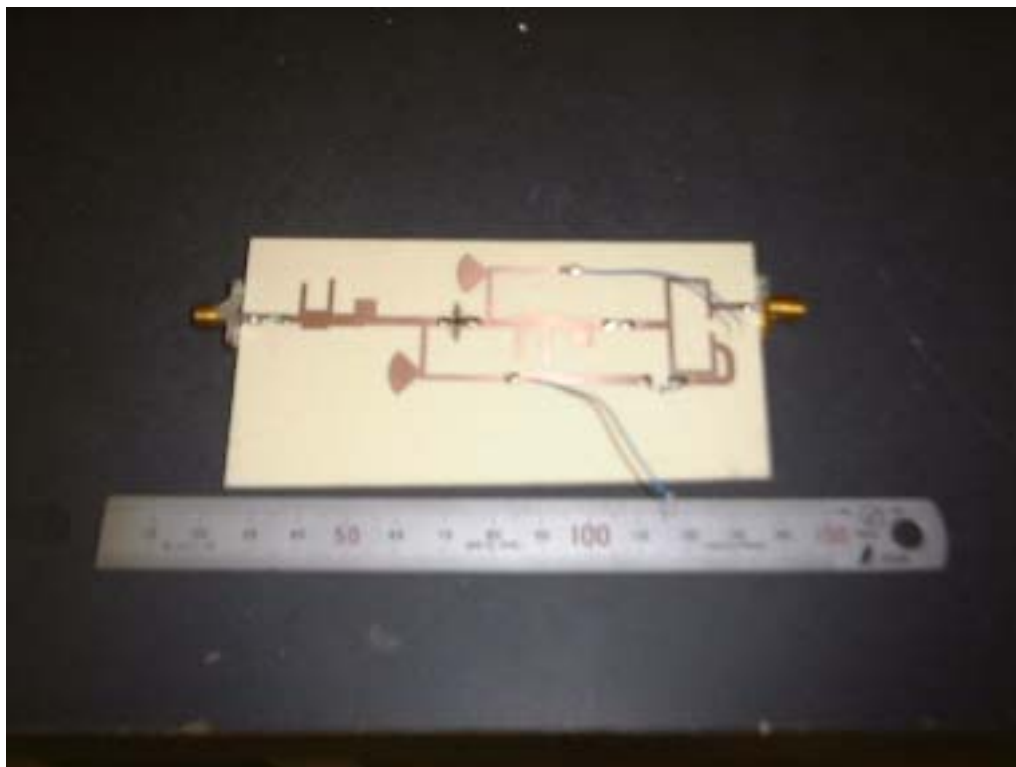


図 4-12 作成した AGC 回路

LPF、バイアス回路をそれぞれ 2 つ、これに増幅用 FET、電力分配器を含め、線路長は約 100[mm](2 以下)となった。

5. 結論

本研究では、無線通信における受信回路の小型化に注目した。現在主流であるスーパーヘテロダイン受信方式に比べ部品点数が少ないダイレクトコンバージョン受信方式に向けての回路の構成を検討した。

ダイレクトコンバージョン受信方式では回路内部に中間周波数を用いないため、高周波での処理が要求されるが、混変調や相互変調等の問題あり高周波での設計は難しい。そこで、IF 段を受信機内部ではなくアンテナと一体化させるミキサ一体型自己励発振アンテナを提案し、所望の中間周波数を得るために発振周波数の検討を行い、自由に周波数を選択できることを示し、大きさを 50[%] 以下に小型化できることを確認した。

また、無線通信においては受信環境や受信端末の移動などにより受信電界強度が常に変化するため、受信電界強度を一定に保つ AGC(自動利得制御)回路の検討を行った。回路を小型化するためにマイクロストリップ線路での設計を行った。回路に必要な受動素子である LPF、BPF、DC バイアス回路、電力分配器、FETAmp の設計を線形回路シミュレータにて行い、ダイオードによる検波で AGC 動作させる回路を設計した。

謝辞

本研究を進めていく上で、熱心な御指導を下された新井宏之助教授に深く感謝致します。また受信機的设计、製作へのアドバイスをいただいた新井研究室の森康平氏をはじめ研究全般でお世話になった新井研究室の諸先輩方に深く感謝致します。

参考文献

- [1] Jenshan Lin、 Tatsuo Ito、 "Active Integrated Antennas"、 IEEE Trans、 microwave techniques、 vol42、 no12、 DEC、 1994

- [2] 森康平、 "寄生共振器を用いたアクティブアンテナ"、 電子情報通信学会論文誌、 B Vol.J82-B、 No.9、 pp.1722-1729、 1999

- [3] 堤 毅、 賀谷 信幸、 中條 渉、 島影 尚、 王 鎮、 "半波長スロットと FET 発振器を用いたコプレーナ給電アクティブアンテナの実験"、 信学技報、 AP95-17、 pp9-14、 May 1995

- [4] A.David Oliver、 "Microwave and Optical Transmission"、 JOHN WILEY & SONS、 1992

- [5] Ksi Chang、 "Handbook of microwave and components vol.1"、 WILEY interscience、 1989

- [6] 高山洋一郎、 "マイクロ波トランジスタ"、 電子情報通信学会編、 1998

- [7] 川崎繁男、 中谷彰文、 "マイクロ波平面回路の CAD 設計 1-受動回路"、 リアライズ社、 1996

- [8] 鈴木憲次、 "高周波回路の設計・製作"、 CQ 出版社、 1992

- [9] 鈴木憲次、 "ラジオ & ワイヤレス回路の設計・製作"、 CQ 出版社、 1999

- [10] 小西良弘、 "マイクロ波技術講座第 3 巻"、 ケイラボ出版、 2001

- [11] 小西良弘監著、 "通信用フィルタ回路の設計とその応用"、 総合電子出版社、 1994

