

卒業論文

超再生検波方式における クエンチング発振に関する研究

指導教官 新井 宏之 教授

平成17年2月25日提出

0144098 中林 孝文

要約

近年，利便性の需要により近距離無線通信が多く利用されている．ここで主として利用される受信機の構成はスーパーヘテロダイン方式である．スーパーヘテロダイン方式はイメージ信号を除去でき，受信感度に優れている．ところが実際には，ガレージオープナーや，ホームセキュリティなど，アプリケーションによっては受信機に高い性能を要求しないものも数多く存在し，スーパーヘテロダイン方式ではオーバースペックになってしまう場合がある．このようなアプリケーションに対しては，スーパーヘテロダイン方式の採用が最適であると言えない．そこで，本論文では簡易な通信を行うアプリケーションに適した，回路構造が簡単で消費電力の低い検波方式である超再生方式についての検討を行った．本論文の目的は，[1] に提案されている超再生回路の再現と動作の確認，及び，感度の改善である．

超再生回路は帰還量が周期的に変化する正帰還により信号増幅を行う検波方式であり，構成素子数はわずかであるが，調整しただいかなりの高利得が実現できる．そのため，各パラメータの最適化が必要不可欠である．本論文では，超再生回路の基本的動作である，周期的な発振，非発振を制御しているクエンチング発振の周波数を調整することにより，感度の向上を図った．

まず，回路シミュレータにより直列帰還形の発振回路の設計を行った．それをマイクロストリップラインで実装し超再生回路に応用したうえで回路を構成し，その動作を確認した．自走周波数がゲートドレイン間のバイアス (V_{gs}) に依存して変化する様子が見られた．また，発振回路の V_{gs} にクエンチング発振を印加したところ，およそ 5.25GHz の発振がクエンチング発振の周期で生じたり，止まったりする様子が確認された．その発振スペクトルは 0.02GHz 程度の広がりを持っており，これにより超再生回路の選択度が悪くなっていると思われる．回路からの出力波形を見るとトランジスタの非線形性利用した自乗検波にはなっていなかったため，本論文ではダイオードを用いて一度整流した後，検波を行った．クエンチング発振周波数を最適化することで，トランジスタ 1 石で約 35dB の利得が得られた．この高利得が実現されるとき搬送波の周波数は 5.1GHz から 5.3GHz の間であり，搬送波の周波数が自走周波数近傍の周波数にあるときに感度が良くなることを確認した．

目次

第 1 章	序論	1
1.1	近距離無線通信	1
1.2	微弱無線通信	2
1.3	超再生方式	2
1.3.1	超再生方式と再生方式	2
1.3.2	超再生方式とスーパーヘテロダイン方式	4
1.3.3	論文構成	5
第 2 章	超再生回路設計	6
2.1	変調	6
2.1.1	振幅変調	6
2.1.2	周波数変調	8
2.2	発振回路理論	10
2.2.1	負性抵抗発振理論	10
2.2.2	反結合発振理論	11
2.3	高周波回路設計	13
2.3.1	マイクロストリップ線路	13
2.3.2	Sパラメータ	13
2.3.3	伝送線路における反射係数	15
2.3.4	整合とスミスチャート	18
2.4	超再生回路設計	20
2.4.1	バイアス線	20
2.4.2	発振回路	22
2.4.3	超再生回路	24
第 3 章	クエンチング発振による超再生回路の最適化	29
3.1	測定系	30
3.2	自走周波数	31

3.3	検波	34
3.3.1	ゲインのクエンチング発振周波数特性	34
3.3.2	受信感度	36
第4章	結論	37
	謝辞	38
	参考文献	39

第 1 章

序論

1.1 近距離無線通信

近年，近距離無線通信が目覚ましい勢いで普及している．無線 LAN や Bluetooth といった大容量データ通信を目的としたものをはじめ，従来からの近距離無線通信の用途である，キーレスエントリー，コードレスフォン，ホームセキュリティー，それに加え，現在，急速に実用化が進んでいる RFID など，簡易な情報通信のみを行う製品も着々とその数を伸ばしている．本論文ではこのような簡易通信を行うアプリケーションを想定し，低コストで十分実用性のある検波方式として超再生方式について検討を行った．

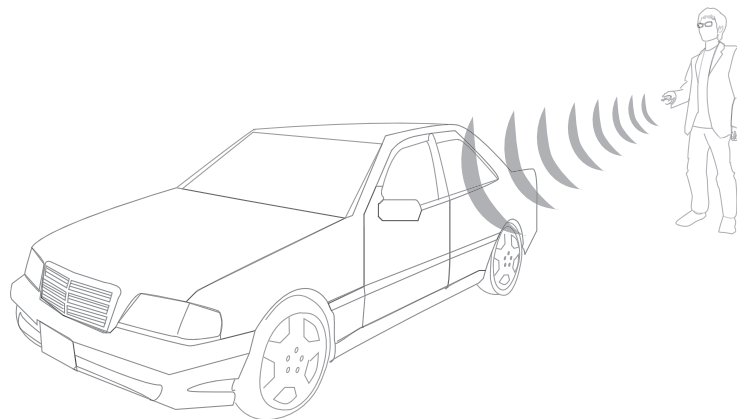


図 1.1: キーレスエントリー

1.2 微弱無線通信

近距離通信では，通信に必要な電力は比較的少なくても済み，微弱無線通信が可能である．微弱無線機器の最大の魅力は，無線局の免許が必要ないことであり，電波法施行規則第六条第一項で規定された範囲内 (図 1.2) であれば，自由に電波を送受信できる．

微弱無線の通信可能距離は見通しで数 m ~ 200m 程度，通信速度は数 100bps ~ 10kbps 程度と，近距離，低速の用途で使用される．データ転送速度はそれほど高くないが，電池寿命を長くとることができる点，通信方式や使用する周波数などが法律により限定されていない点，無線局としての免許や端末認証を取る必要がない点など，簡易な通信を行うアプリケーションに対して非常に魅力的である．これらにより，現在各社からさまざまなデバイスが販売されており，無線局の免許を必要としない「微弱な無線局」は日本国内で年間数百万台，全世界では年間数千万台程度が生産されている．[12]

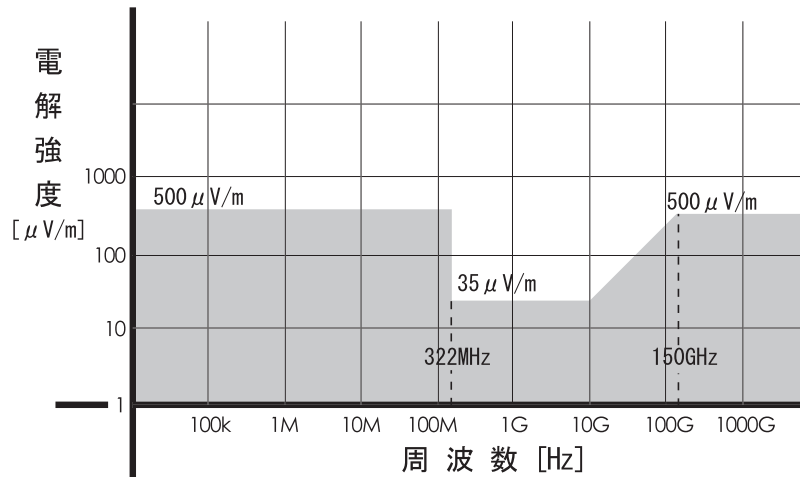


図 1.2: 微弱無線局の 3m の距離における電界強度の許容値

1.3 超再生方式

1.3.1 超再生方式と再生方式

超再生方式は，再生方式を改良した検波方式である．本節ではまず，再生方式について説明した後，超再生方式について説明する．

再生方式は，通信周波数 (Radio Frequency:RF) の増幅部分と，自乗検波により振幅変調信号 (Amplitude Modulation:AM) を復調する低域通過フィルタ (Low Pass Filter:LPF) などの検波部分からなり，ブロック図は図 1.3 のようになる．再生方式の RF 増幅回路は，高周波増幅した出力信号を選択性フィードバックにより入力側に同相で帰還する正帰還回路である．これにより，1 石で高利得を実現できるのが再生方式の最大の長所である．

ところで，正帰還回路では帰還する信号の割合である β と高周波増幅回路の増幅度 A の関係が $A\beta > 1$ になると，入力 \rightarrow 高周増幅回路 \rightarrow 帰還回路 \rightarrow 入力のループを巡るたびに信号が増幅され，発振してしまう．そこで， $A\beta \leq 1$ にとどめ発振寸前の正帰還の状態にすると単なる高周波増幅回路より高感度になる．しかし，この状態を維持するのは，電源電圧の変動や周囲温度の影響により困難である．

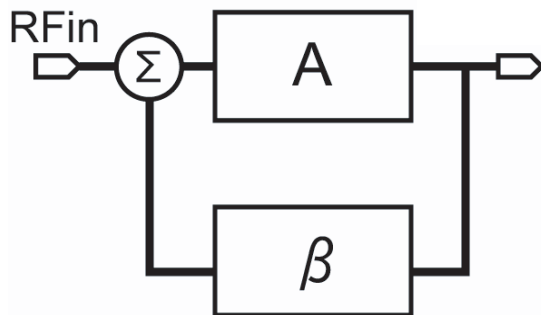


図 1.3: 再生方式

そこで，超再生方式では，発振状態と非発振状態を繰り返す構成をとる．これにより感度が最大の点，すなわち発振直前の状態を通過するので高感度が得られる．図 1.4 のように，再生方式の回路を発振状態にしておき，別の発振回路 (Quenching OSC) で再生検波回路の電圧を振れば発振状態と非発振状態を繰り返す．また，発振直前の状態にすることによって共振回路の Q が見かけ上大きくなり，選択度も向上する．[11]

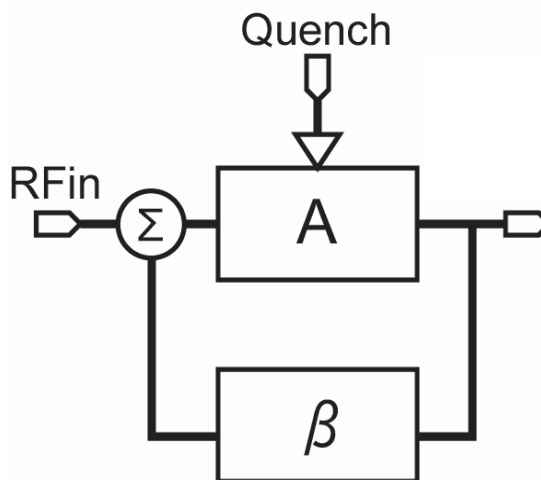


図 1.4: 超再生方式

1.3.2 超再生方式とスーパーヘテロダイン方式

一般的に使われているスーパーヘテロダイン方式は、検波の際に RF 信号を一旦、中間周波数に落としたうえで検波を行う。感度、選択性が良い反面、素子数が多く回路が大規模になり、コストがかかるといった短所も持ち合わせている。これに対し、超再生方式は RF 信号から直接信号周波数を得ることができる。素子数が少なく低コストであるだけでなく、能動素子数が少ないので消費電力を比較的小さくすることが可能である。スーパーヘテロダイン方式に比べノイズが大きく SN 比が悪いが、自動車キーレスエントリーシステムやガレージオープナーなどといった用途に限定すれば、スーパーヘテロダイン方式より適しているといえる。

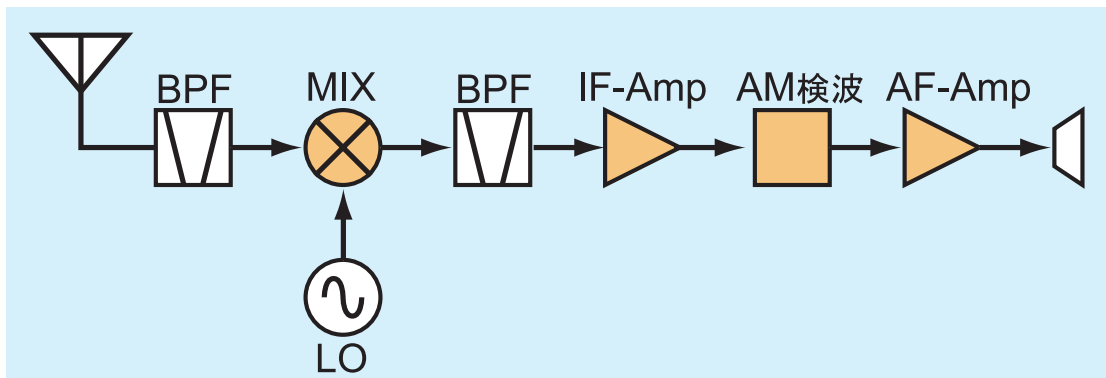


図 1.5: スーパーヘテロダイン受信機

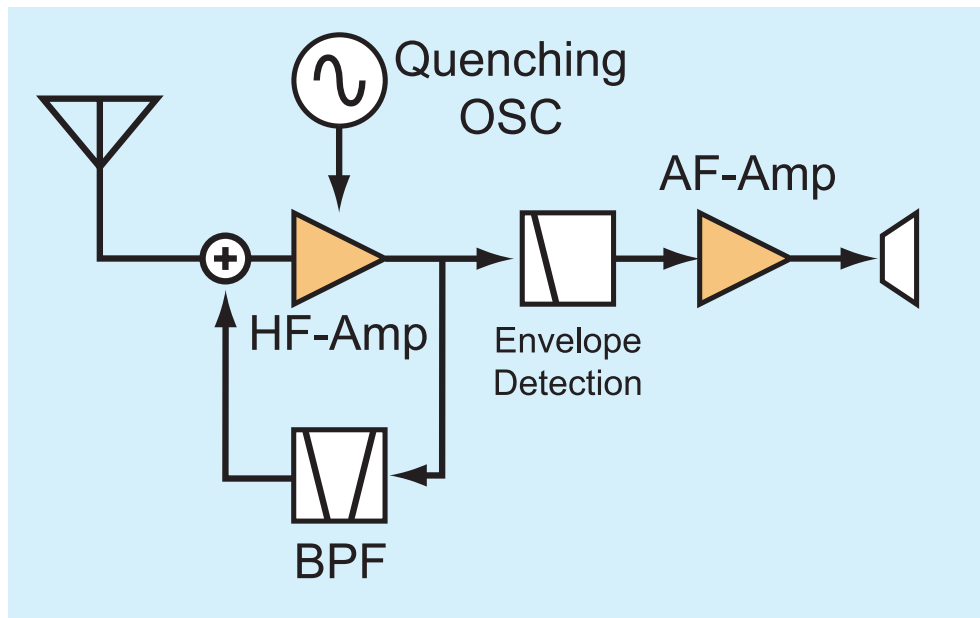


図 1.6: 超再生受信機

1.3.3 論文構成

本論文の構成について説明する．

第2章にて超再生回路の設計に必要な発振回路理論，高周波回路理論を述べ，更に試作した超再生回路について説明する．第3章にて試作した超再生回路の動作について述べる．ここでは，自走周波数がゲートドレイン間バイアスに依存し複雑な挙動を示したのでこれを示す．また，クエンチング発振周波数により感度の改善がなされたのでこれを示す．第4章で結論を述べる．

第 2 章

超再生回路設計

2.1 変調

情報を伝送するには変調と呼ばれる手段が必要である。変調とは、一般に搬送波(キャリア)と呼ばれる電磁波の、振幅や周波数、位相といったパラメータを信号によって変化させることである。元の情報を遠くに伝送したいがそのままの形では伝送できない場合や、元の情報をもっと高い周波数に移したい場合に変調の手段が用いられる。[5] [6]

超再生回路で検波が可能なのは、振幅変調 (Amplitude Modulation) と周波数変調 (Frequency Modulation) である。

2.1.1 振幅変調

振幅変調とは、変調信号によって、搬送波の振幅を変化させる方式である。変調信号は普通は音声や音楽といった可聴周波数の範囲のもので、AF(Audio Frequency) と呼ばれることもある。

いま、搬送波が $v_c = V_c \sin \omega_c t$ と表されるとする。ここで、 $\omega_c = 2\pi f_c$ であり、 f_c は搬送波の周波数である。AF を $v_m = V_m \sin \omega_m t$ とすると、変調された搬送波の信号は $(V_c + V_m)$ と $(V_c - V_m)$ の間の値を正弦波状に変化する。

$$v_{AM} = (V_c + V_m \sin \omega_m t) \sin \omega_c t \quad (2.1)$$

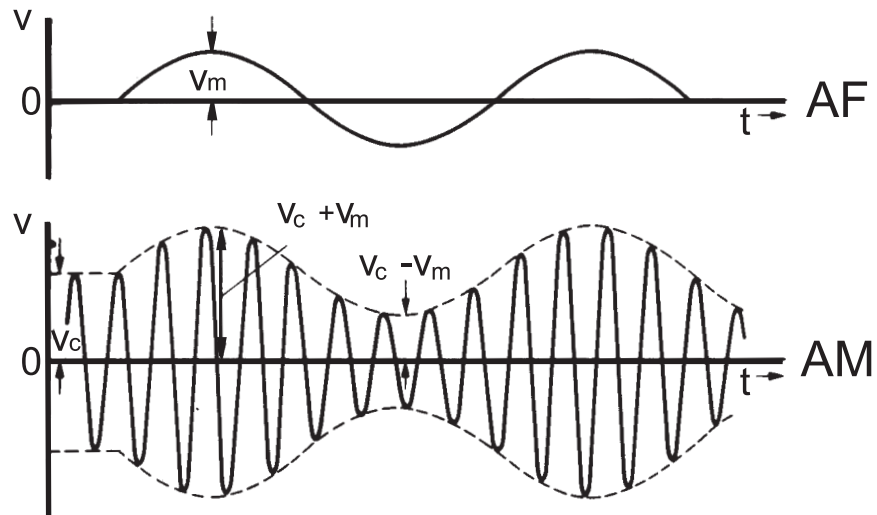


図 2.1: 振幅変調

振幅変調を利用したデジタル通信の方式に振幅シフトキーイング (Amplitude Shift Keying; ASK) がある。とくに、2 値の伝送においてはオンオフキーイング (On Off Keying; OOK) と呼ばれる。OOK では、変調信号としては、シンボル持続時間 T の間持続する低域パルスが用いられる。搬送波の周期は、シンボル持続時間よりも十分短いことが必要である。また、電信用語では、デジタル符号 0, 1 をそれぞれ、マーク (mark), スペース (space) と呼ぶこともある。

本論文では、この OOK を主なアプリケーションとして想定し超再生回路の特性を評価した。

$$\begin{aligned} \text{mark}(1) : s_1(t) &= A \cos 2\pi f_c t \\ \text{space}(0) : s_0(t) &= 0 \end{aligned}$$

(2.2)

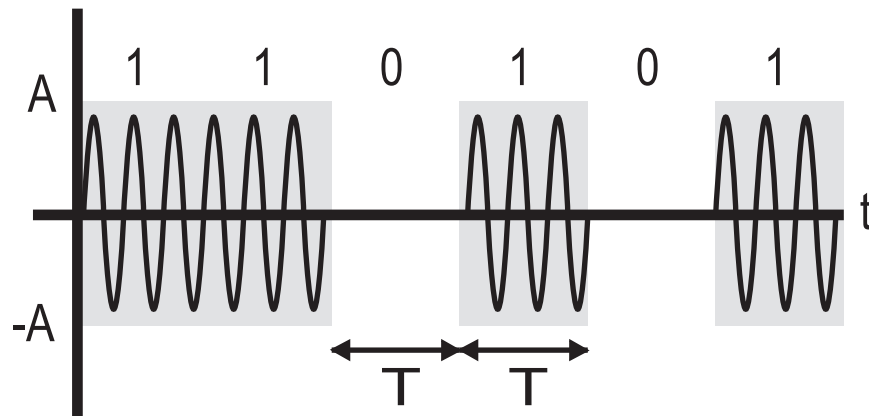


図 2.2: Amplitude Shift Keying

2.1.2 周波数変調

搬送波の周波数を変調信号に比例して変化させる方式を周波数変調という。FM波の振幅は変調された場合でも一定である。従って、FM波の電力は一定となる。変調時に、変調信号の振幅が正の方向に増加したときは搬送波の周波数は増加し、振幅が負の方向に増加したときは、減少する。FM波を表すために、瞬時搬送波を次式で表す。

$$v_c = V_c \sin \omega_i t \quad (2.3)$$

ここで、 f_i は瞬間周波数である。変調波による搬送波の周波数偏移 (Frequency Deviation) を Δf_c とすると、

$$v_{FM} = V_c \sin(\omega_c + 2\pi \Delta f_c \sin \omega_m t) \quad (2.4)$$

となる。

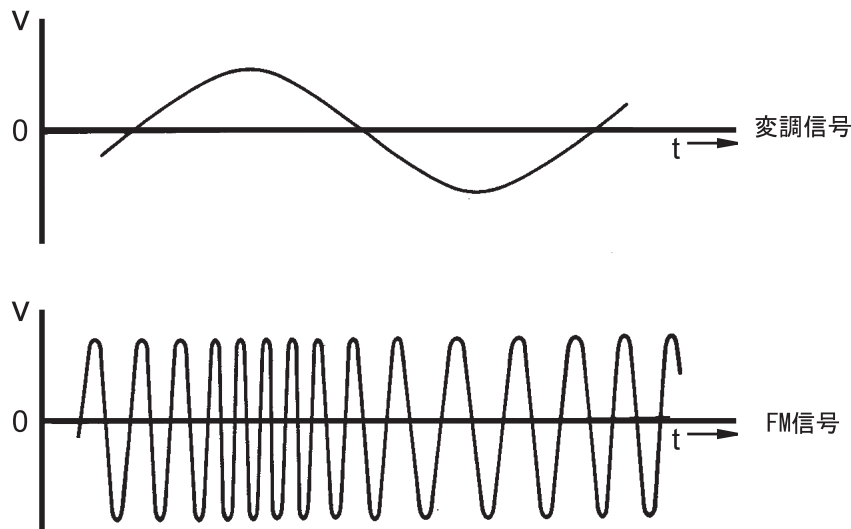


図 2.3: 周波数変調

周波数変調を用いた、デジタル通信に周波数シフトキーイング (Frequency Shift Keying; FSK) がある。FSKは、符号ごとに異なる搬送波パルスに対応させる方式であり、2値の場合、マーク、スペースにそれぞれ、周波数 f_1 、 f_0 が割り当てられる。

$$\begin{aligned} \text{mark}(1) &= A \cos 2\pi f_1 t \\ \text{space}(0) &= A \cos 2\pi f_0 t \end{aligned} \quad (2.5)$$

方形波をもちいた FSK の例を図 2.4 に示す。

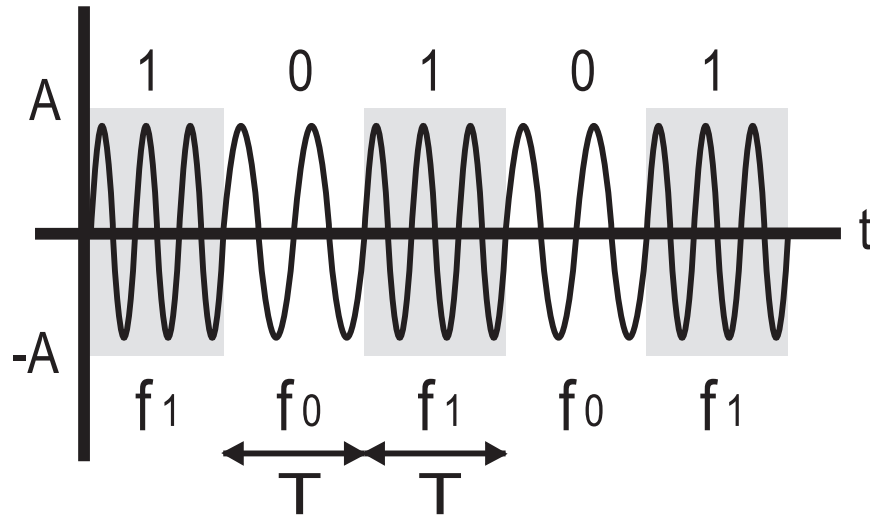


図 2.4: Frequency Shift Keying

超再生回路は、 Q が比較的高く得られるという特徴を生かして、スロープ検波によるFM検波を行うことが出来る。スロープ検波とは、共振回路の傾斜部分にFM変調波を加えることにより、周波数の変化を振幅の変化に変換することである。

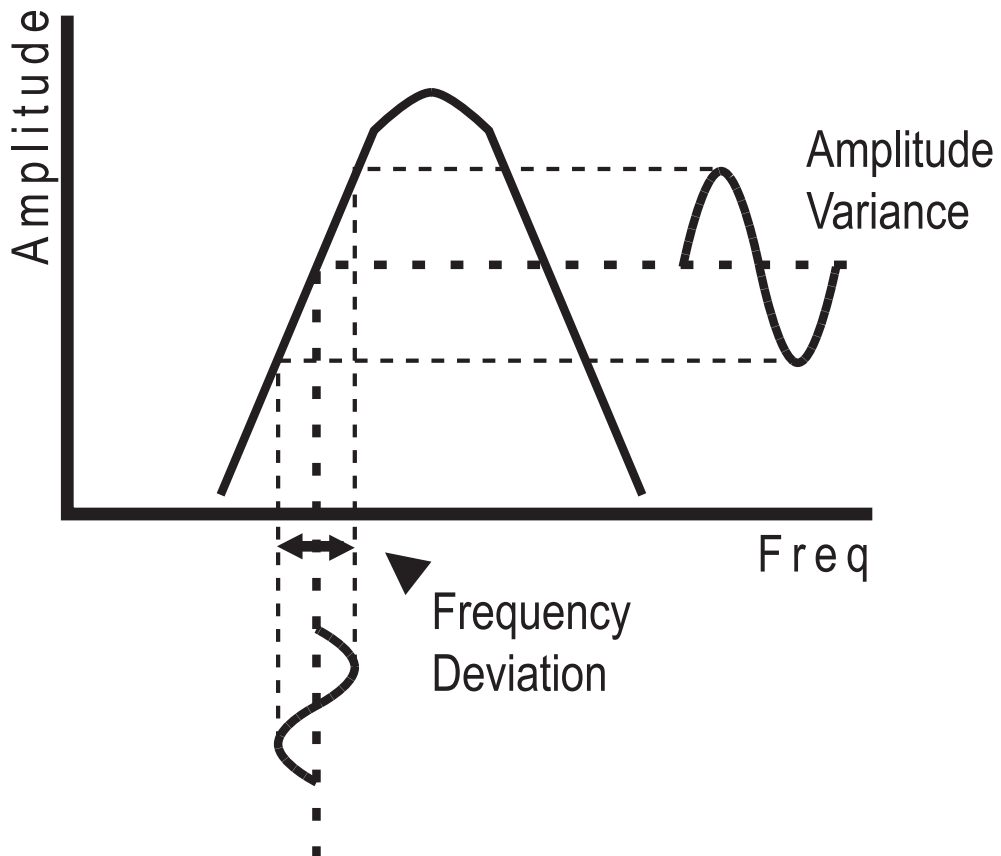


図 2.5: スロープ検波

2.2 発振回路理論

超再生回路は，1.3.1 小節で述べたとおり間欠発振回路である．これを設計する上で，発振回路理論は不可欠なものである．

回路が発振するためには，当然その回路で電力を発生するような機構になっていることが必要である．受動素子として使用されている抵抗体は正の抵抗値をもち電力を消費するが，もしも負の抵抗を持つならば電力を発生する．つまり，発振機能をもっていることができる．

また，反結合（帰還形）発振回路でも，発振状態では回路内の任意の点からみたインピーダンスは必ず負性抵抗となっているので，負性抵抗発振理論でも説明できるが，反結合発振理論のほうが物理的にも分かりやすい．そこで，本節において，それらの概要を説明する．[7] [8] [9]

2.2.1 負性抵抗発振理論

共振回路にインパルスやステップ入力に加わると共振周波数の振動が生じる．しかし，共振回路には損失があるため，その振動は減衰していく．そこで等価的な負性抵抗を作り，共振回路の損失を補うように挿入すれば，振動を持続させることが出来る．

図 2.6 に示す並列共振回路の回路方程式は，

$$\frac{d^2v}{dt^2} + \frac{1}{C}\left(\frac{1}{R} - \frac{1}{\rho}\right)\frac{dv}{dt} + \frac{1}{LC}v = 0 \quad (2.6)$$

のような 2 階の線形微分方程式になる．ここで

$$\alpha = \frac{1}{C}\left(\frac{1}{R} - \frac{1}{\rho}\right), \beta = \frac{1}{LC} \quad (2.7)$$

とおくと，式 2.6 は

$$\frac{d^2v}{dt^2} + \alpha\frac{dv}{dt} + \beta v = 0 \quad (2.8)$$

と書ける．式 2.8 の微分方程式の一般解は，A，B を任意の定数として

$$v = Ae^{\lambda_1 t} + Be^{\lambda_2 t} \quad (2.9)$$

となる．ただし，

$$\lambda_1 = \frac{-\alpha}{2} + \sqrt{\frac{\alpha^2}{4} - \beta} \quad (2.10)$$

$$\lambda_2 = \frac{-\alpha}{2} - \sqrt{\frac{\alpha^2}{4} - \beta} \quad (2.11)$$

とおいた．

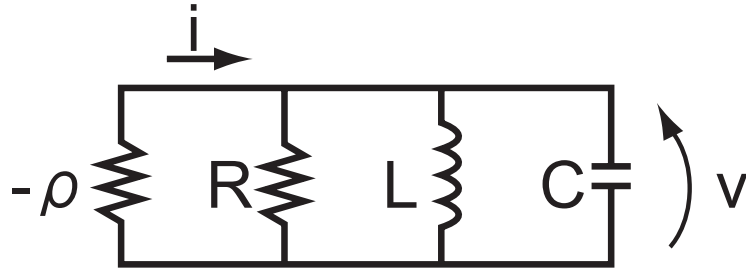


図 2.6: 並列共振回路

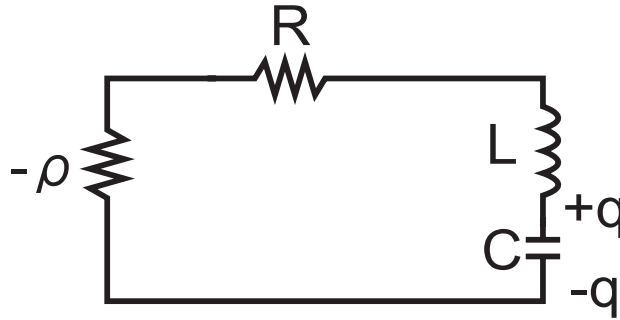


図 2.7: 直列共振回路

式 2.9 が時間とともに増幅していくためには， λ_1, λ_2 は共役複素数で，その実部が正であればよい．そこで，

$$\alpha < 0 \quad , \quad \frac{\alpha^2}{4} - \beta < 0 \quad (2.12)$$

の条件が必要である．このとき式 2.9 は

$$v = -2\sqrt{A^2 + B^2}e^{\frac{-\alpha}{2}t} \sin\left(\sqrt{\beta - \frac{\alpha^2}{4}}t - \tan^{-1}\frac{A}{B}\right) \quad (2.13)$$

と書け， v は振動しながら増大していく．やがて，負性抵抗は非線形領域に達し， $\alpha=0$ となわち， $R=\rho$ となる．このとき，一定振幅の正弦波となる．

直列共振回路の場合も，電荷 q を変数とする式 2.8 と同じ形の回路方程式が得られる．

2.2.2 反結合発振理論

図 2.8 に反結合発振回路の構成を示す．その構成は，利得 A の増幅器出力から帰還率 B で入力側に正帰還させている．

増幅回路の入力信号 V_{in} は

$$V_{in} = V_s + BV_{out} \quad (2.14)$$

となり、信号電圧に対する出力電圧の比は

$$\frac{V_{out}}{V_s} = \frac{A}{1 - AB} \quad (2.15)$$

となる。

ここで、 $AB > 1$ ならば、増幅回路内に存在するわずかな雑音でも回路を一巡する間に増幅され、雑音中の同相成分はしだいにその振幅を増大していく。そこで、電源スイッチを閉じた時点では $AB > 1$ が成立するように回路定数を選んでおくと発振が成長する。ここで、振幅が増大するに従って、 A が減少するようにしておけば最終的に $AB=1$ において持続振動となる。一般に発振条件は、

$$AB = Re[AB] + jIm[AB] = 1 \quad (2.16)$$

のみを考慮すればよく、以上から、

$$Re[AB] = 1 \quad (2.17)$$

$$Im[AB] = 0 \quad (2.18)$$

が振幅条件である。

再生回路や超再生回路では、式 2.15 において AB が 1 に近い値である場合、非常に高利得となることを利用している。

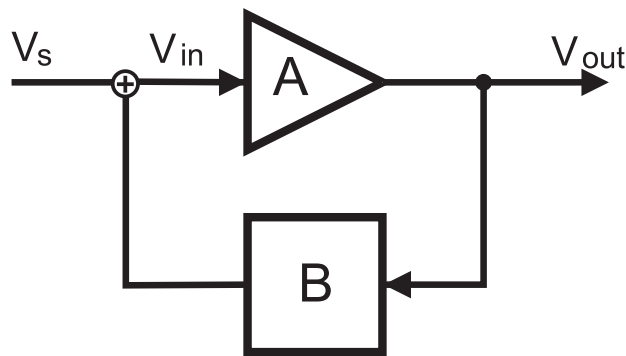


図 2.8: 反結合性発振回路

2.3 高周波回路設計

本節において高周波回路を設計する上で有用な事柄をいくつか紹介する。

2.3.1 マイクロストリップ線路

本論文では、マイクロストリップ線路を用いて回路を構成した。マイクロストリップ線路は図 2.9 に示すように比誘電率 ϵ_r の誘電体基板の下面はすべて導体として、上面に幅 W の線路を描き伝送線路とする。伝送線路の特性インピーダンス Z と線路内の波長 λ_g は次式で定義される等価誘電率 ϵ_e を用いて計算することが出来る。

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2\sqrt{1 - 10h/W}} \quad (2.19)$$

$$Z = \frac{Z_{air}}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (2.20)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (2.21)$$

ここで Z_{air} , λ_0 は自由空間での波動インピーダンスと波長である。また、上式より回路の小型化には比誘電率の高い材質の基板を用いることが有効であるといえる。

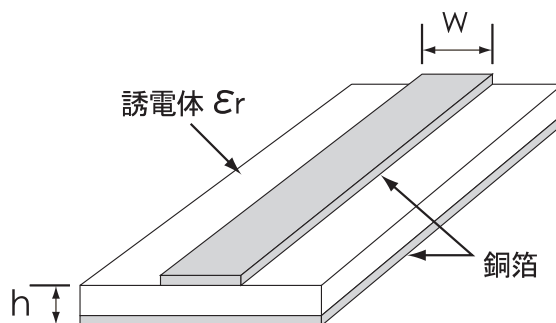


図 2.9: マイクロストリップ線路

2.3.2 Sパラメータ

一般の電気回路や電子回路では、回路の特性を表す為に Z パラメータ, Y パラメータ, h パラメータ等が使用されるが、これらは電圧と電流の関係により回路の特性を測定、評価することを前提としたものである。

しかし高周波においては測定用のプローブなどをプリントパターンに接触させると、そのプローブがスタブのように機能したり、接触させなくても、プリントパターン周辺の電

磁界を乱すようなものを近づければ回路の特性が崩れてしまうため電流や電圧を正確に測ることが出来ない。

そこで、高周波でも安定して正確に測定できる電力を用いて回路を評価する。回路に入っていく電力と、回路から出てくる電力を関係付けると、回路網をブラックボックスとして取り扱うことが出来、この関係はS(散乱)パラメータを用いて表現される。

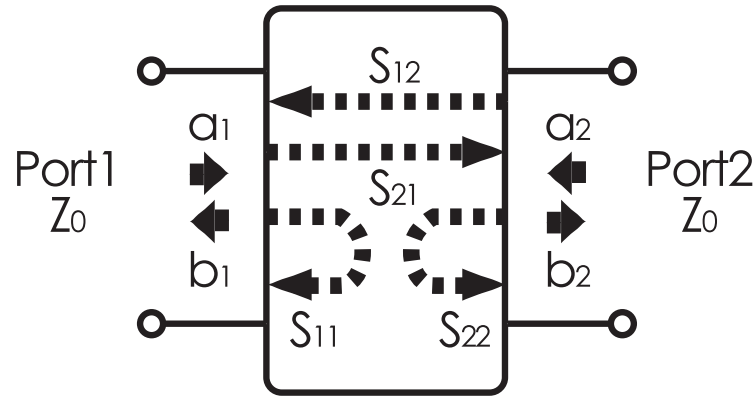


図 2.10: Sパラメータ

図 2.10 に示されるように、S 行列とは a_n と b_n の関係を定義したもので a_1 を入射電圧、 b_1 を入力反射電圧、 a_2 を出力入射電圧、 b_2 を出力反射電圧として次式で表現される。

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (2.22)$$

ここで、S 行列の各パラメータは、

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} \\ S_{21} &= \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} \\ S_{12} &= \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} \\ S_{22} &= \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} \end{aligned} \quad (2.23)$$

S_{11} はポート 2 を Z_0 で終端して、ポート 1 に波を入力したときに反射して戻ってくる割合、つまり反射係数を表す。

S_{21} はポート 2 を Z_0 で終端して、ポート 1 に波を入力したときにポート 2 に伝達される割合、つまり順方向の伝達係数を表す。

S_{12} は S_{21} の逆で、逆方向の伝達係数を表す。 S_{22} はポート 2 の反射係数を表す

2.3.3 伝送線路における反射係数

線路上の任意の点 z において負荷側を眺めたインピーダンス \dot{Z} を考える．これはその点の電圧 \dot{V} を電流 \dot{I} で除した値であるから，

$$\dot{Z} = \frac{\dot{V}}{\dot{I}} = Z \frac{\dot{V}_i e^{-\gamma z} + \dot{V}_\gamma e^{\gamma z}}{\dot{V}_i e^{-\gamma z} - \dot{V}_\gamma e^{\gamma z}} = Z \frac{1 + \dot{\Gamma}}{1 - \dot{\Gamma}} \quad (2.24)$$

$$\dot{\Gamma} = \frac{\dot{V}_\gamma e^{\gamma z}}{\dot{V}_i e^{-\gamma z}} \quad (2.25)$$

となる．ここで， γ は微小区間の伝送線路を考慮した際に用いる変数で伝搬定数とよばれる．伝送線路の分布定数を

$$Z = R + j\omega L \quad [\quad /m] \quad (2.26)$$

$$Y = G + j\omega C \quad [S/m] \quad (2.27)$$

としたときに

$$\gamma = \sqrt{ZY} \quad [m^{-1}] \quad (2.28)$$

と表され，一般に γ は複素数であるから，

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (2.29)$$

と置くことが出来る． $\exp(-\gamma l)$ を考えると，

$$\exp(-\gamma l) = \exp(-\alpha l - j\beta l) = \exp(-\alpha l) \exp(-j\beta l) \quad (2.30)$$

となり，振幅に関わる項は $\exp(-\alpha l)$ ，位相に関わる項は $\exp(-j\beta l)$ であるから， α ， β をそれぞれ減衰定数，位相定数と呼ぶ．[13] $\dot{\Gamma}$ は z の位置の反射波 ($\dot{V}_\gamma e^{\gamma z}$) と進行波 ($\dot{V}_i e^{-\gamma z}$) との比を表し，電圧反射係数と呼ばれる．このように，任意の点のインピーダンス \dot{Z} は，その点の反射係数と特性インピーダンスとが決めれば求まる．ここで式 2.24 の両辺を Z で除すと，

$$\frac{\dot{Z}}{Z} = \dot{Z}' = \frac{1 + \dot{\Gamma}}{1 - \dot{\Gamma}} \quad (2.31)$$

となり， \dot{Z}' は $\dot{\Gamma}$ だけの関数となる．この \dot{Z}' のことを正規化インピーダンスと呼ぶ．また，式 2.31 から $\dot{\Gamma}$ を求めると，

$$\dot{\Gamma} = \frac{\dot{Z}' - 1}{\dot{Z}' + 1} = \frac{\dot{Z} - Z}{\dot{Z} + Z} \quad (2.32)$$

となり，その点から負荷側を眺めたインピーダンスが分かれば反射係数が求まる．

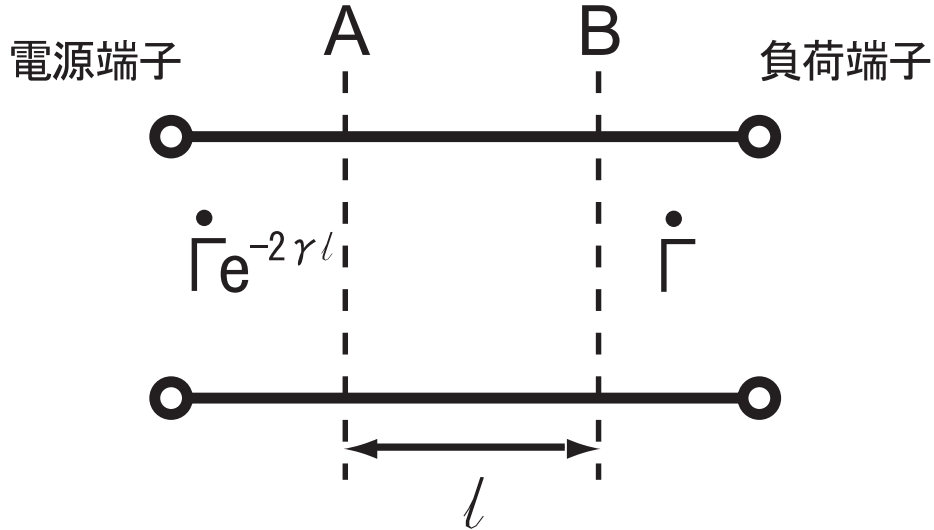


図 2.11: 線路上の反射係数

つぎに図 2.11 に示すように伝送線路上の任意の点 B における反射係数 $\dot{\Gamma}_B$ が分かっている場合, B 点よりも距離 l だけ電源側に近い点 A での反射係数 $\dot{\Gamma}_A$ を考える.

まず, 進行波は常に $\dot{V}_i e^{-\gamma z}$ のように表されるから, 点 A を $z=0$ とすると, 点 A の進行波は \dot{V}_i , 点 B の進行波は $\dot{V}_\gamma e^{-\gamma l}$ となり, また反射波は $\dot{V}_\gamma e^{\gamma l}$ となる. したがって,

$$\begin{aligned} \text{点 A の反射係数 } (\dot{\Gamma}_A) &= \frac{\dot{V}_\gamma}{\dot{V}_i} \\ \text{点 B の反射係数 } (\dot{\Gamma}_B) &= \frac{\dot{V}_\gamma e^{\gamma l}}{\dot{V}_i e^{-\gamma l}} = \frac{\dot{V}_\gamma e^{2\gamma l}}{\dot{V}_i} \end{aligned} \quad (2.33)$$

となり,

$$\text{点 A の反射係数 } (\dot{\Gamma}_A) = \text{点 B の反射係数 } (\dot{\Gamma}_B) \times e^{2\gamma l} \quad (2.34)$$

となる.

次に点 B を負荷端子として, ここに負荷インピーダンス Z_L を接続し, その点から電源に向かって距離 l にある点 (A 点) から負荷側をみたインピーダンス Z_l を求めてみる. まず, 受電端におけるインピーダンスは Z_L として分かっていますから, その点の反射係数 $\dot{\Gamma}_B$ は式 2.32 に $\dot{Z}' = Z_L/Z$ を代入すれば求まり,

$$\dot{\Gamma}_B = \frac{Z_L - Z}{Z_L + Z} \quad (2.35)$$

となる. したがって, 点 A での反射係数 $\dot{\Gamma}_A$ は式 2.34 から,

$$\dot{\Gamma}_A = \frac{Z_L - Z}{Z_L + Z} e^{-2\gamma l} \quad (2.36)$$

となり、これを式 2.31 の $\dot{\Gamma}$ に代入すると、

$$\frac{\dot{Z}_l}{Z} = \frac{Z_L(e^{\gamma l} + e^{-\gamma l}) + Z(e^{\gamma l} - e^{-\gamma l})}{Z_L(e^{\gamma l} - e^{-\gamma l}) + Z(e^{\gamma l} + e^{-\gamma l})} = \frac{Z_L + Z \tanh \gamma l}{Z + Z_L \tanh \gamma l} \quad (2.37)$$

として求まる。もし線路が無損失であれば、 $\gamma = jk_z$ とおいて、

$$\dot{Z}'_L = \frac{Z_L + jZ \tan k_z l}{Z + jZ_L \tan k_z l} \quad (2.38)$$

となる。簡単な場合として、先端短絡の場合 $Z_L = 0$ であるから、

$$\dot{Z}'_l = jZ \tan k_z l \quad (2.39)$$

となり、図 2.12 の実線のようになる。

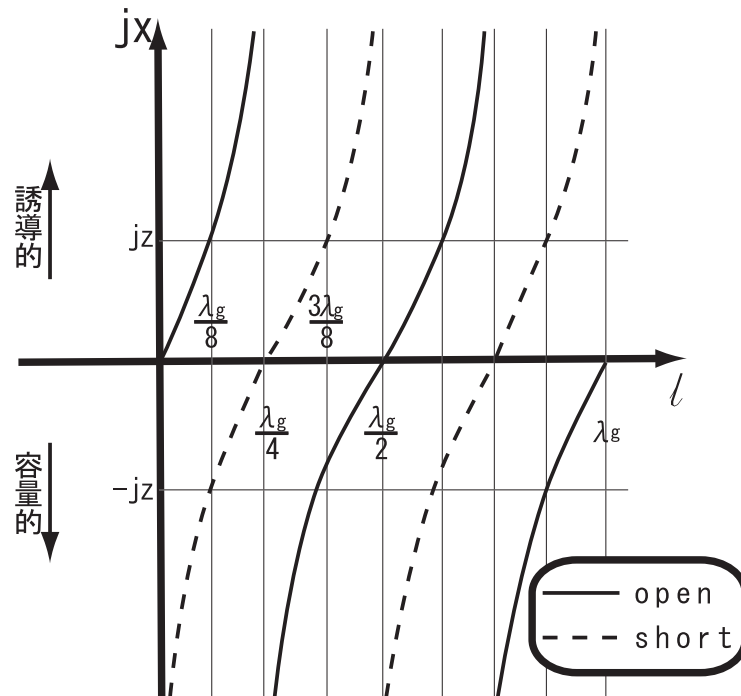


図 2.12: 先端短絡及び開放の分布線路のインピーダンスと長さの関係

このように $0 < l < \lambda_g/4$ のところではインダクタンスとなり、それを超すとキャパシタンスとなる。また、 $l = \lambda_g/4$ のところでは Z_t が無限大となる。

また、先端開放の場合は、

$$\dot{Z}'_l = -jZ \cot k_z l \quad (2.40)$$

となり、これを図示すると図 2.12 の破線のようになり、 $0 < l < \lambda_g/4$ のところでは容量性となる。このように、これらは長さによって誘導性にも容量性にもなることから、回路素子の一部分に L または C として用いられる。

2.3.4 整合とスミスチャート

次に Z_L が特性インピーダンス Z に等しい場合を考える。この場合、式 2.38 から常に長さ l に無関係に $Z_l' = 1$ 、つまり $Z_l = Z$ が成り立つ。よってこのような場合、どの点から負荷側をみても特性インピーダンスに等しい。このとき、式 2.32 から、 $\dot{\Gamma}$ は零であるから、反射波は存在しない。

このような場合、電源から送り出されたエネルギーは全て負荷抵抗に吸収され反射しない。このような状態を「整合」していると言う。

ところで、任意の負荷インピーダンスを接続し、任意の位置でのインピーダンスを求めるために式 2.37 を計算するのでは手間がかかるので、あらかじめ式 2.31 の $\dot{\Gamma}$ と Z' との関係を図表で示しておき、この図表を用いて求める方法がよく用いられる。これは、スミス図表と呼ばれる。

いま、増幅器などのエネルギーを供給するものがないとすると、負荷側から反射してくる反射波は進行波よりも増幅されることはなく、常に減少している。したがって反射係数の絶対値は 1 以下となる。また $\dot{\Gamma}$ の位相角を θ とすると、この θ はその点のインピーダンスによって 0 から 2π [rad] までの間で、任意に変化する。したがって、 $\dot{\Gamma}$ は図 2.13 のように半径 1 の円内の任意の点にあり、以下のように表せる。

$$\dot{\Gamma} = |\dot{\Gamma}| e^{j\theta} \quad (|\dot{\Gamma}| \leq 1, 0 \leq \theta \leq 2\pi) \quad (2.41)$$

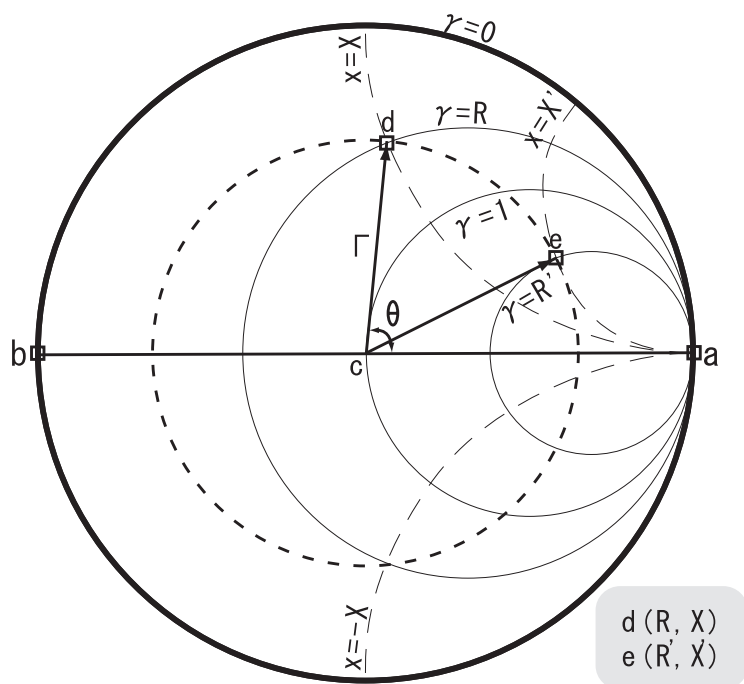


図 2.13: スミス図表

式 2.32 で $Z' = \gamma + jx$ とすると

$$|\dot{\Gamma}| = \left| \frac{(\gamma - 1) + jx}{(\gamma + 1) + jx} \right| = \sqrt{\frac{(\gamma - 1)^2 + x^2}{(\gamma + 1)^2 + x^2}}$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{x}{\gamma - 1} - \tan^{-1} \frac{x}{\gamma + 1} \quad (2.42)$$

となるので、 γ, x の値が例えば、 $\gamma = R, x = X$ と決まれば、 $|\dot{\Gamma}|, \theta$ が求まり、図 2.13 の円の中で R, X を記入する位置が分かる。これを同図の点 d とする。

x が同じ数値を拾って結ぶ軌跡は、同図の点 d を通る破線で示したようになる。そして $x > 0$ (Z' が誘導性) の値に対する点線の軌跡は常に \overline{ab} よりも上半分に描かれ、また $x < 0$ (Z' が容量性) の軌跡は常に \overline{ab} よりも下半分、 $x = 0$ (Z' が純抵抗) では \overline{ab} 上にくる。

整合状態は $Z' = 1, \dot{\Gamma} = 0$ のときで、中心点 c になる。

つぎに、この点より電源側に l だけ近づいた点では、式 2.34 から、反射係数は負荷点の反射係数の $e^{-2\gamma l}$ 倍となり、線路が無損失の場合 $e^{-j2kz l} = e^{-j4\pi l / \lambda_g}$ 倍となるので、これは図 2.13 の破線で示した円周上を点 d から時計方向に $4\pi l / \lambda_g$ だけ回転した位置 e 点に来ることになる。この点での γ, x の値が求めるインピーダンスとなる。

2.4 超再生回路設計

前述の通り，超再生回路は間欠発振回路であるとみなすことができる．本論文ではマイクロストリップ線路上に高移動度トランジスタ (High Electron Mobility Transistor:HEMT) である FHX76LP を配置した直列帰還形発振回路により，設計周波数 3GHz の超再生回路を構成した．図 2.14 に直列帰還形発振回路の構成を示す．HEMT のソースに容量性ショートスタブを有して負性抵抗を発生させる回路である．ゲート側には LC 形の共振回路を有し，ドレイン側に線路とオープンスタブからなる出力整合回路を設けて出力を取り出す構成となっている．

また，シミュレーションには Agilent 社製 Advanced Design System 2003C を用いた．

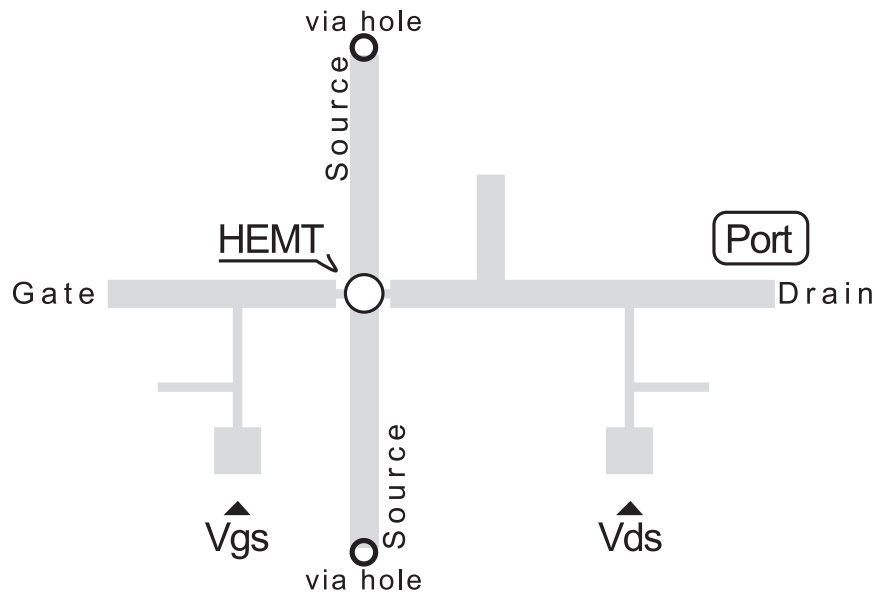


図 2.14: 直列帰還形発振回路

2.4.1 バイアス線

設計周波数においてバイアスラインが発振回路の特性に影響を与えてはならないし，また，高周波が電圧源などに流れ込むのも好ましくない．そこで，2.3.3 小節で述べた伝送線路の特性を利用する．

図 2.15 において，点 B から左側を見込んだとき $L2$ が線路内波長 λ_g の 4 分の 1 になっていれば $1/4\lambda_g$ 線路の性質から点 B でのインピーダンスが零になる．すると点 A，すなわち発振回路側からバイアスライン側を見込んだときの $1/4\lambda_g$ 線路は先端がインピーダンス零であるからショートスタブとみなすことができ，点 B でのインピーダンスが無限大になる．この特性から設計周波数はバイアスライン側に進入できない．また，わずかに進入した電力が存在した場合でも，点 B から左のスタブがインピーダンス零であるため全てそちら側

に流れ，バイアス側には漏れない．

また，線路幅 W_b は高インピーダンス化のため狭いほうが良い．今回は基板加工機の都合から 0.8mm とした．

高周波線路側から見込んだ S パラメータについてのシミュレーション結果を図 2.16 に示す．

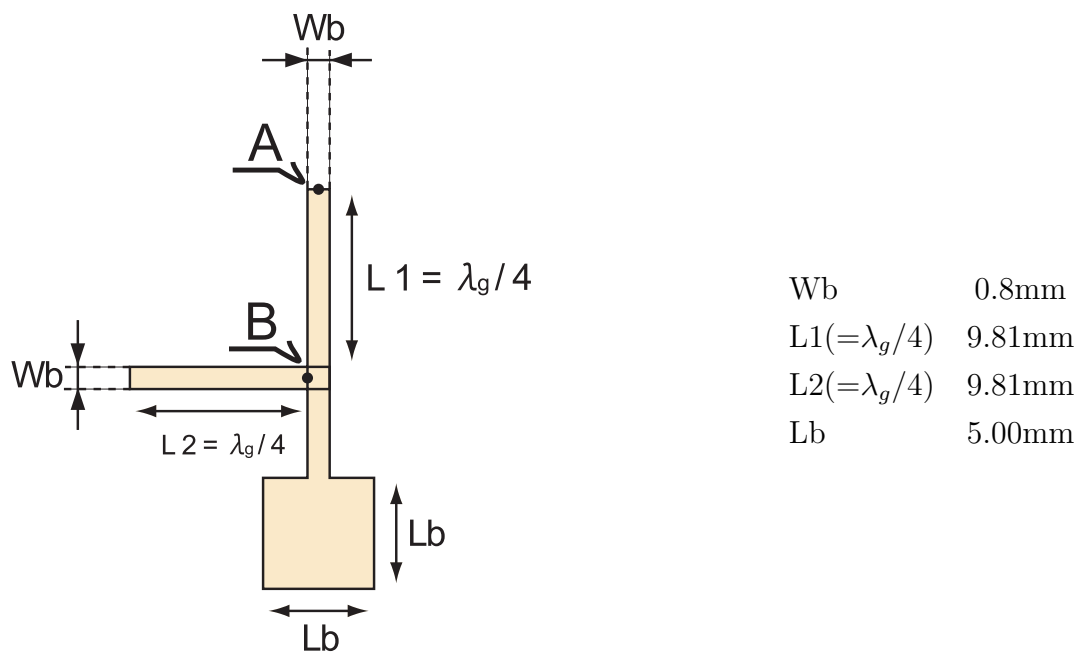


図 2.15: バイアス線

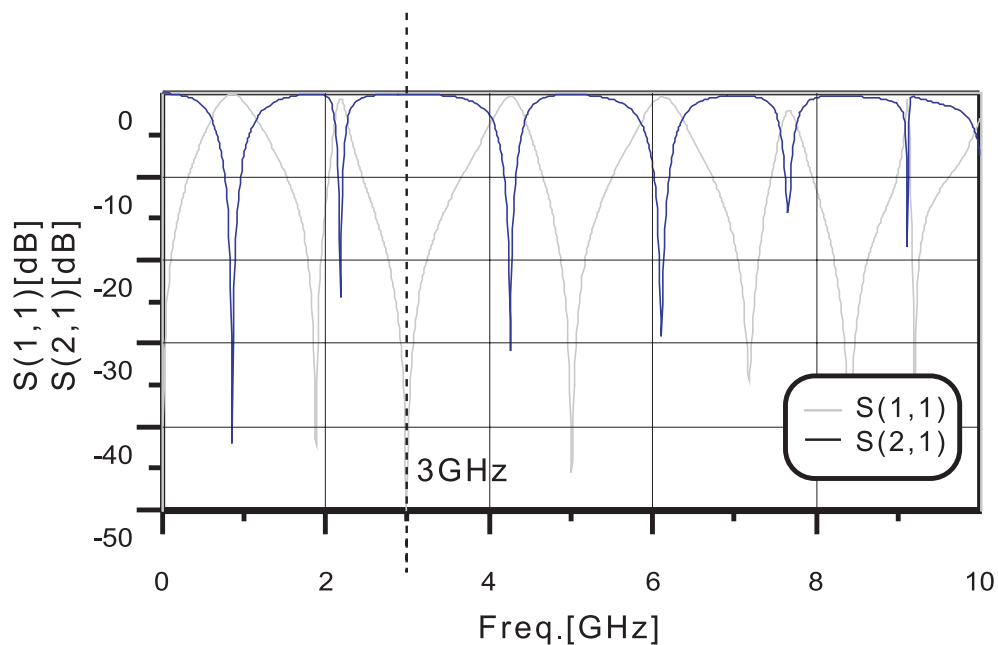


図 2.16: バイアス線路の反射特性と通過損失

S(1,1)	-48.5dB
S(2,1)	-0.075dB

表 2.1: 3GHz での特性

反射がほとんどなく，通過損失もほぼ 0 となっている．このことから，このバイアス線を発振回路に付加しても，設計周波数でほとんど影響は受けないと思われる．

2.4.2 発振回路

発振回路部分 (図 2.17) の設計を，まず S パラメータを用いたシミュレーションにより行った．この際，各線路の長さを ADS の最適化シミュレーションにより設計周波数 3GHz において，負性抵抗 ($-50+0j[\]$) が実現されるよう決定した．これを用いて小信号解析により，帰還，共振回路の設計を行った後，ハーモニックバランス法による大信号解析により出力整合回路の設計を行った．

ハーモニックバランス法は，非線形回路をシミュレートする周波数領域の解析手法である．アナログ RF の問題は，周波数領域で扱うほうが自然であるので，この方法が良く用いられる．従来のトランジェント解析よりも計算時間が少ないなどのメリットがある．

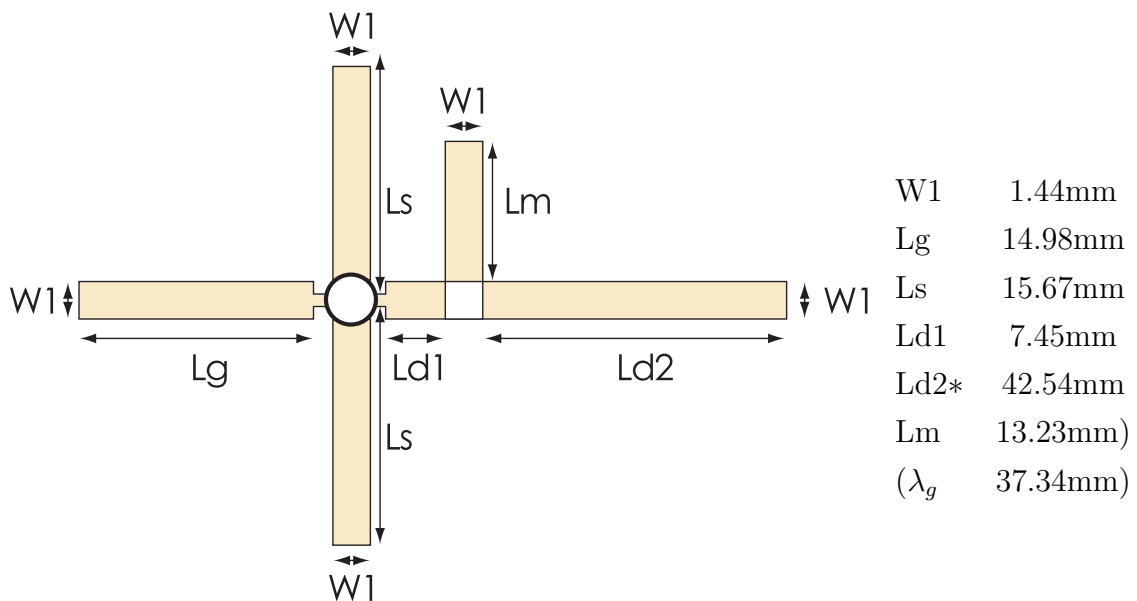


図 2.17: 発振回路部

* Ld2 はバイアス線部の大きさの都合で長くとってある．

続いて， Lg ， $Ld2$ を 2 等分にする位置にバイアス線を付加した．ループゲインの解析結果を図 2.18 に示す．

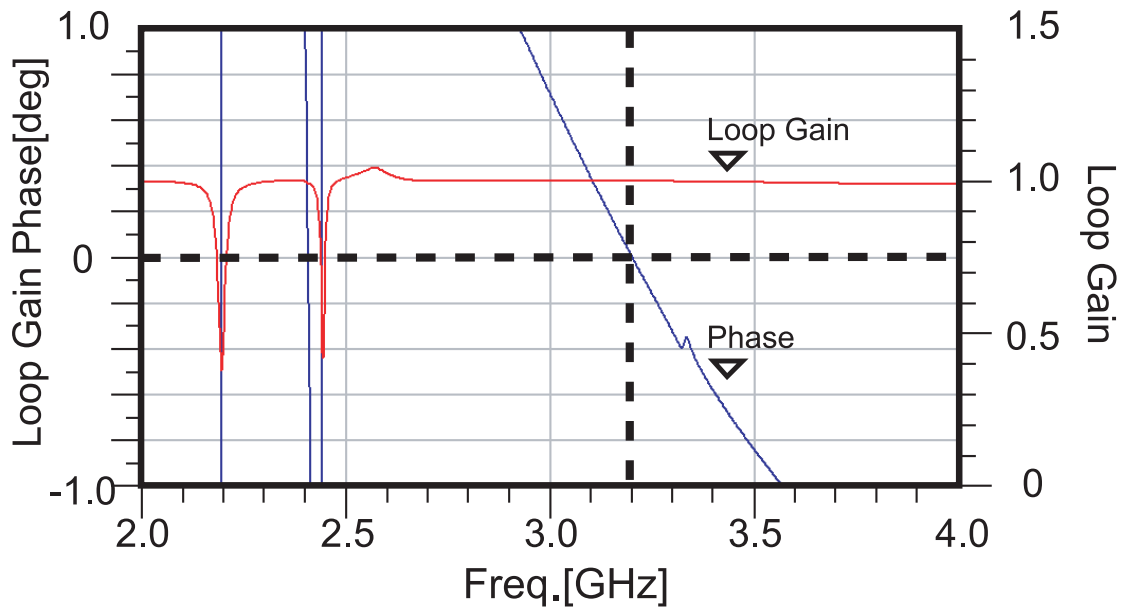
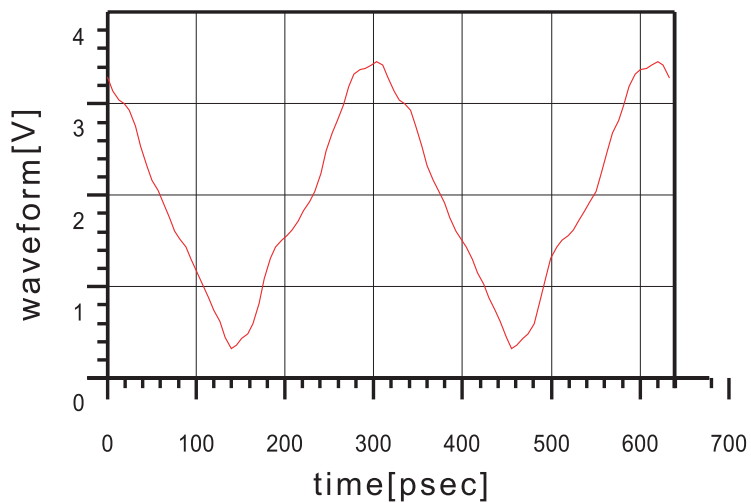


図 2.18: ループゲイン

3.2GHzで、帰還位相差が0[deg]、利得が1以上となっているので、この周波数での発振が見込まれる。このときのバイアス及び発振波形は以下に示すようになった。



発振周波数	3.14GHz
V _{ds}	1.24V
V _{gs}	-0.15V

図 2.19: 発振波形

以上の設計に基づき、発振回路を試作した。

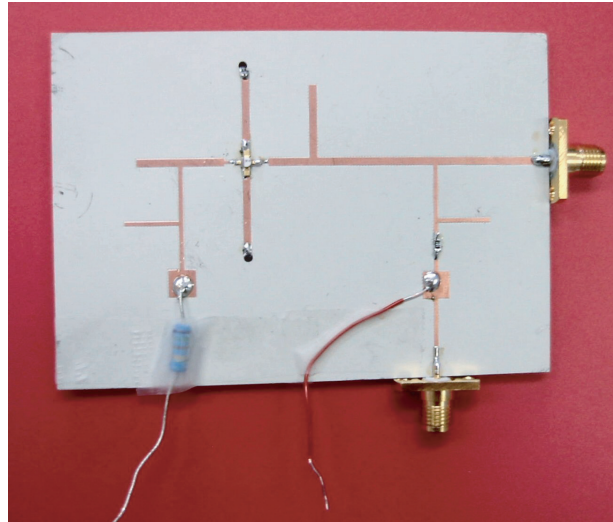


図 2.20: 試作した回路

2.4.3 超再生回路

続いて、発振回路の超再生化を行った。本論文の超再生回路の動作について説明する。本論分で設計した超再生回路では、図 2.21 の RFin より、RF を入力しパルス幅変調 (Pulse Width Modulation: PWM) に変換を行う。

発振回路は、発振周波数の信号を選択的に増幅する回路であるため、理想的には発振回路の自走周波数が感度が最大になる周波数ということになる。増幅された信号はバイアスラインを通ることで RF と分離することが出来るが、これはバイアスラインが設計の発振周波数周辺の信号を通さないバンドストップフィルタとして機能することによる。

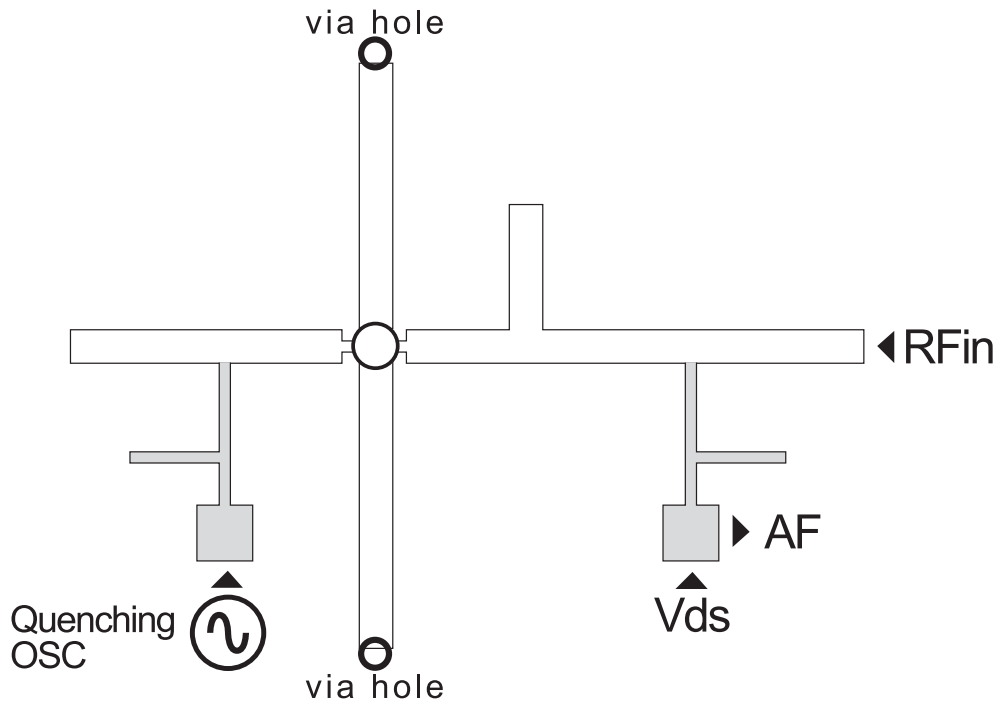


図 2.21: 超再生回路

この発振回路での RF の増幅度は，クエンチング信号により V_{gs} を振ることで周期的に変化する．そのため，この回路の出力波形はシグナルダイアグラム (図 2.22) の Envelope のように発振と非発振を繰り返すものとなる．この出力波形の立ち上がりは RF の振幅に依存するものであり，入力電圧すなわち AM 信号の振幅が大きいほど立ち上がりは早くなる．また，FET の非線形特性を利用することにより，出力波形は負の方向の電圧を生じないため整流の必要も無くなる．これを PWM 信号と見なし LPF を通すことで AF を得ることが出来る．

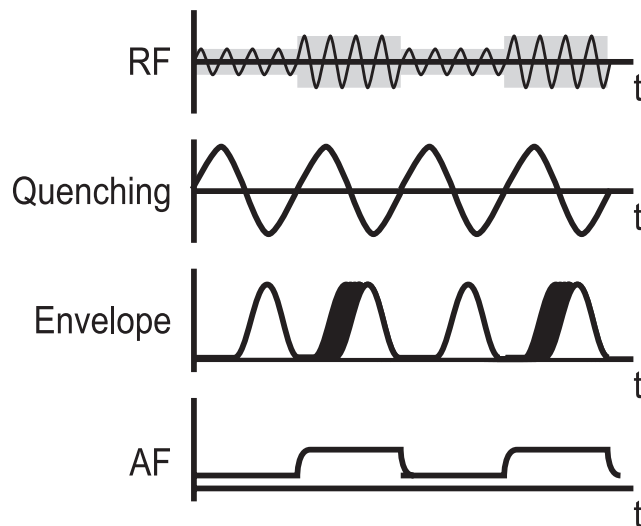


図 2.22: シグナルダイアグラム

発振回路を超再生回路に変更するために、発振回路では直流電圧を印加していた V_{gs} を交流に代えた。ここで、回路自体は発振回路とまったく変わらない。

超再生回路の出力は、ドレイン側のバイアスラインの先に付加した抵抗 $R(=100 \Omega)$ での電圧降下をタップし、図 2.24 の LPF を通し、検波出力をオシロスコープで確認できるようにした。

実際に確認した出力波形は、図 2.23 のようになり、発振と非発振を繰り返しているものとなった。

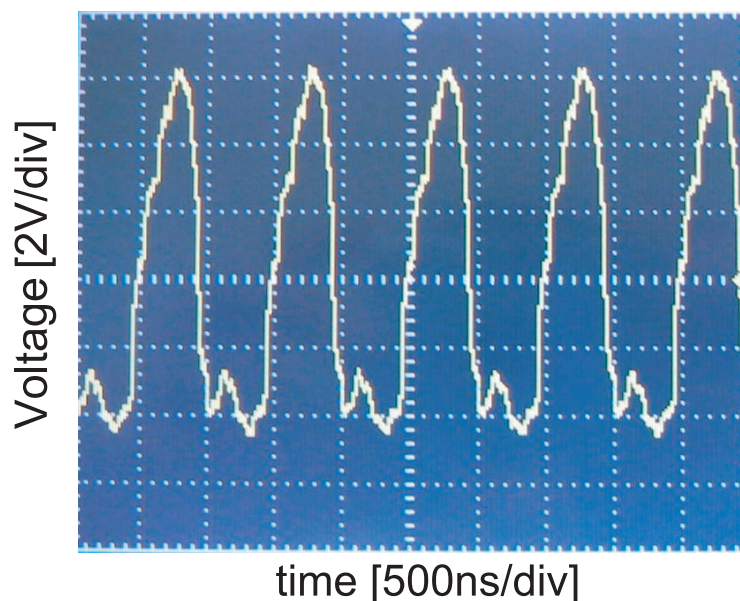


図 2.23: 発振波形

ここで、バイアスラインの先に付ける LPF の設計についても述べておく。PWM 信号を復調する場合、ベースバンドの信号周波数を 1kHz とするとそれ以上の周波数をカットする LPF が必要となる。ここでは、多少余裕を持って 100kHz 以下では損失が少ないように設計した。

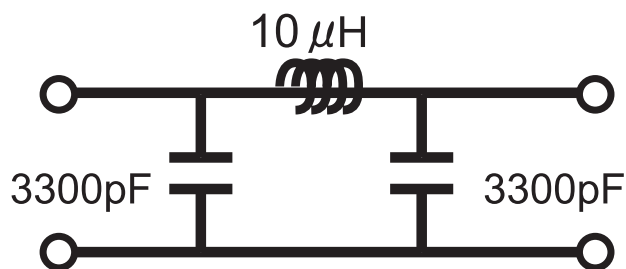


図 2.24: ローパスフィルタ

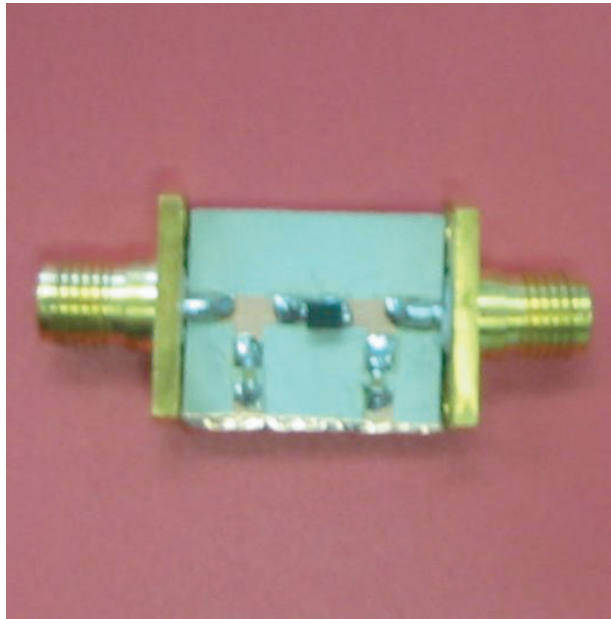


図 2.25: 試作したローパスフィルタ

LPFのSパラメータ特性の設計値を図2.26, 2.27に示す。図2.26を見ると, 所望信号が含まれる100kHz以下ではS21が-0.002dB以内と通過損失が低く設計されており, 図2.27で更に高周波の特性まで見ると, 高周波では一様に反射係数が高く, 通過損失が大きく設計できていることが分かる。

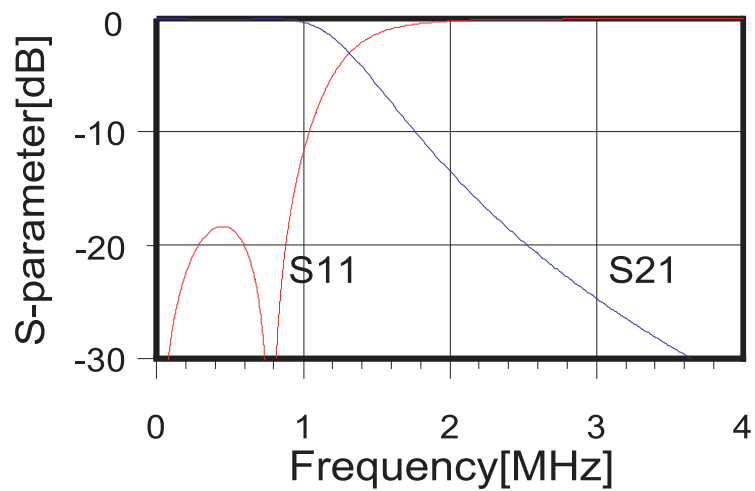


図 2.26: ローパスフィルタの狭帯域特性 (Sim)

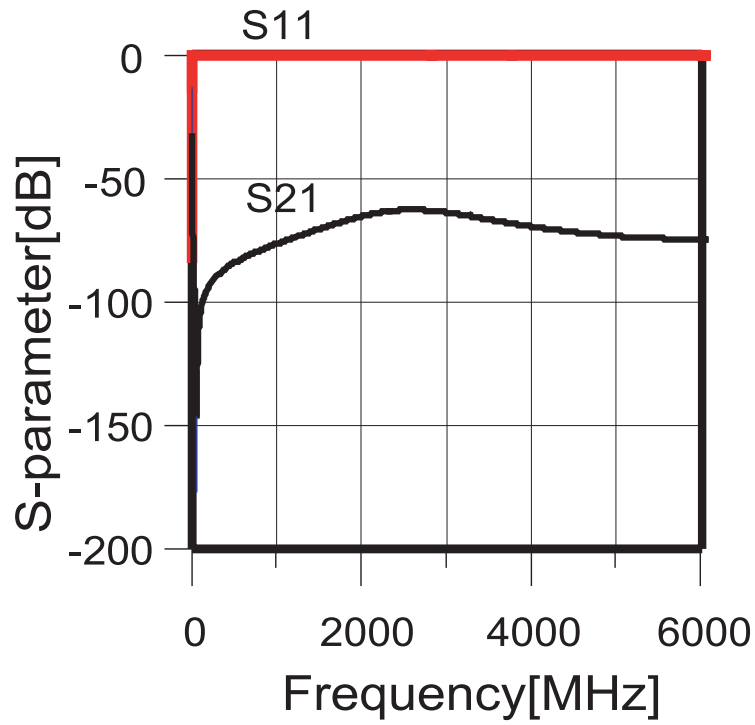


図 2.27: ローパスフィルタの広帯域特性 (Sim)

試作した LPF の周波数特性を図 2.28 に示す．高周波では，通過損失 5dB が実現され，低域通過が行われている．

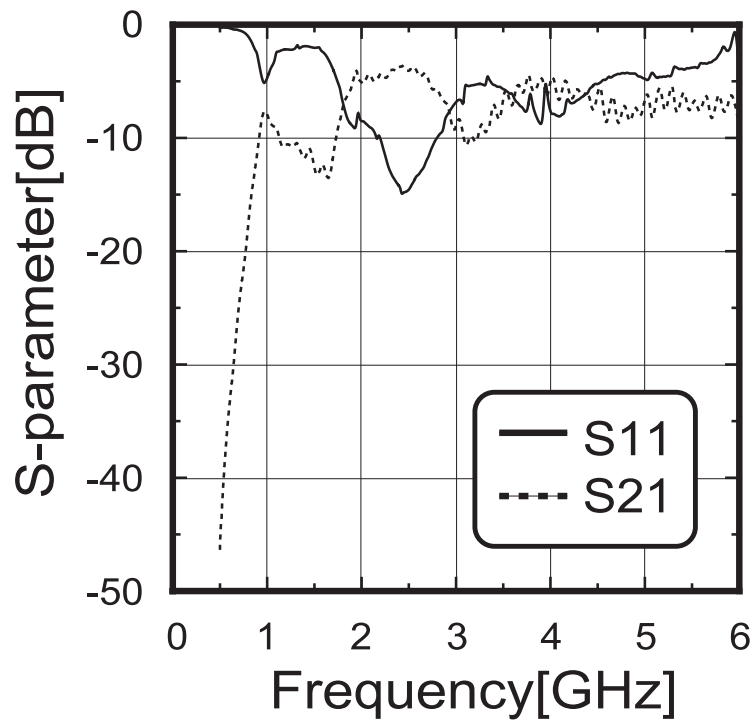


図 2.28: 試作した LPF の周波数特性

第 3 章

クエンチング発振による超再生回路の最適化

本章において、クエンチング発振周波数を調整することで試作した超再生回路の最適化を行った。まず、発振が起こる電圧と止まる電圧を測るため、自走周波数とクエンチング発振の関係を測定した。続いて、検波出力電圧のクエンチング発振周波数特性を測定し、最も利得の高いクエンチング発振周波数での受信感度を測定した。本論文ではデジタル変調によるアプリケーションを想定し、RF は 1kHz の矩形波による 100 % 変調で OOK 信号、入力電力 -60dBm として測定を行った。また、検波の定義を、矩形波が定常的に観察されることとする。

3.1 測定系

以下，全ての測定は特に断りのない限り図 3.1 に示す構成のシステムで行った．復調信号は，ドレイン側のバイアスラインに挿入された抵抗 $R(=100\ \Omega)$ で生じる電圧降下をタップし，低域のみ通過させた信号をオシロスコープで観察することで確認できる．使用した機材は以下の通り．

スペクトラムアナライザ ANRITSU MS2668C(周波数範囲：9kHz-40GHz)

シグナルジェネレータ (SG) Agilent E4438C

ファンクションジェネレータ (FG) NF WF1946

オシロスコープ Tektronix TDS2012

直流電源 (Power Source:PS) KENWOOD PW18-1.8AQ

方向性結合器 HP 86205A(300kHz-6GHz)

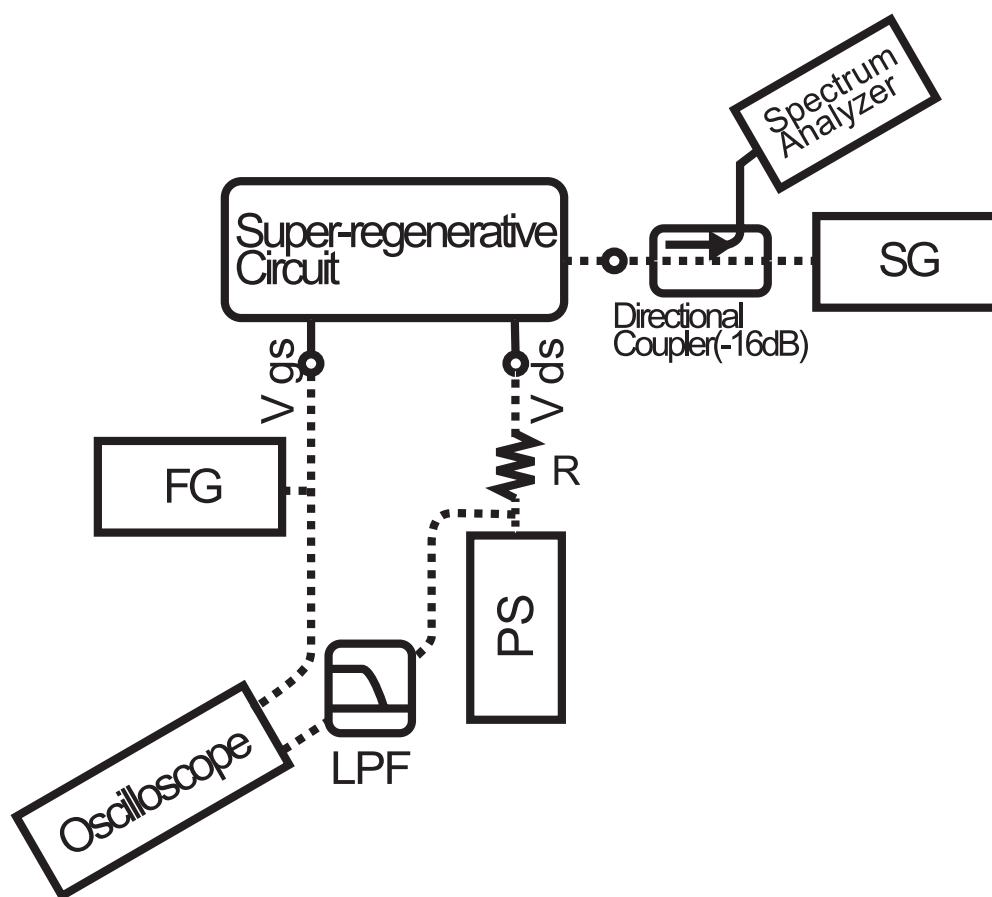


図 3.1: 測定システム

3.2 自走周波数

RFの存在しない状態での発振周波数，すなわち自走周波数がバイアス電圧 V_{gs} に対しての依存性を示すこと，また V_{gs} を連続的に変化させたときに発振が止まる点と再び発振し始める点異なることが確認された．直流電源によるバイアス値を変化させたときの，自走周波数の変化の様子を図 3.2 に示す．このとき，ドレインソース間バイアスは， $I_{ds}=7mA$ ， $V_{ds}=1.3V$ で固定とした．

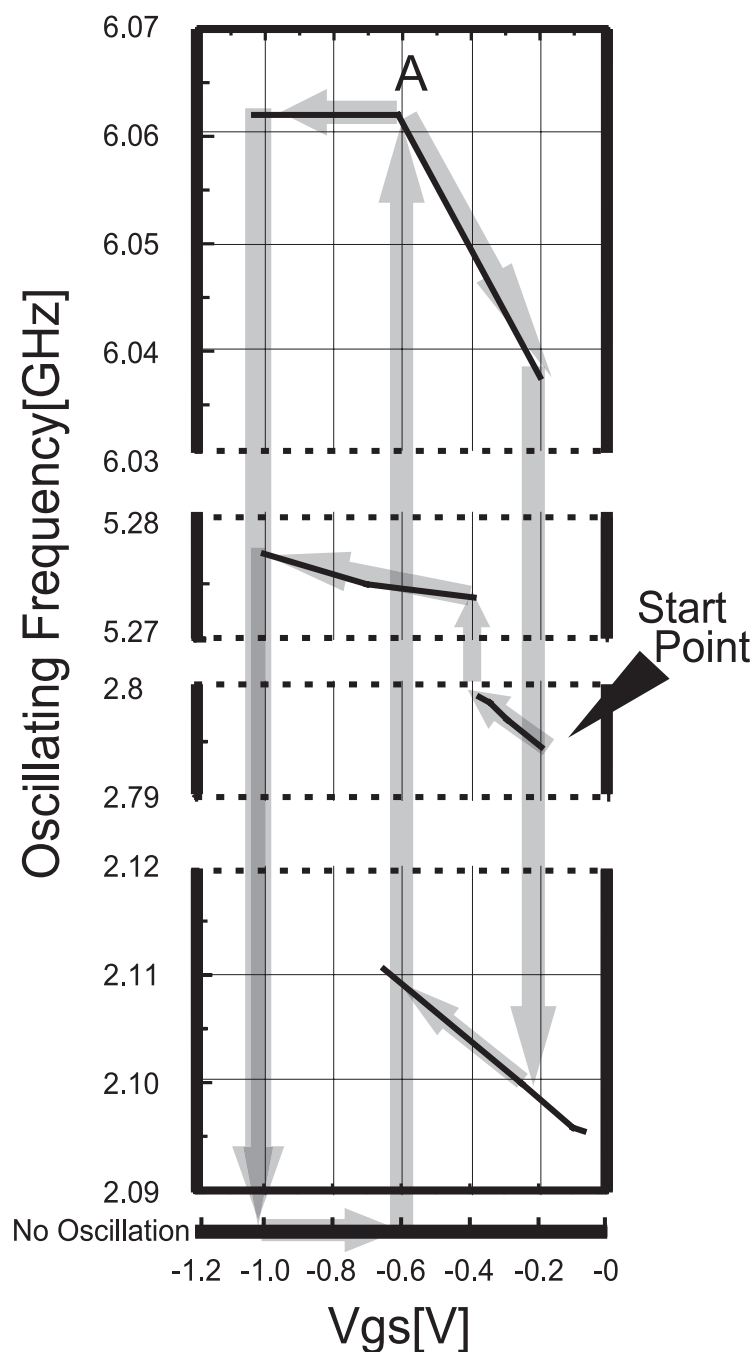


図 3.2: 自走周波数の V_{gs} 静特性

始め V_{gs} を $-0.2V$ (Start Point) で印加し測定したところ $2.794GHz$ で発振していた．そこから， V_{gs} を深くしていくと， $-0.389V$ において発振周波数の急激に変化し起こり $5.267GHz$ での発振となった．更に V_{gs} を深くしていくと $-1.05V$ の点で発振が停止した．ここから V_{gs} を浅くしていくと， $-0.613V$ で $6.062GHz$ の周波数で再び発振した．この点を A とすると，A 点から V_{gs} を深くしていく反時計回りのループで，発振と非発振が繰り返されることが分かる．また，A 点から V_{gs} を浅くしていく時計回りのループで発振周波数の急激な変化が観察された．発振周波数は V_{gs} が深いほど高くなる傾向が見られた．

次に， V_{gs} を交流に代えた場合，すなわちクエンチング発振が V_{gs} に印加されているときの自走周波数のスペクトラムを図 3.3, 3.4 に示す．このとき，ドレインソース間バイアスは， $I_{ds}=7mA$ ， $V_{ds}=1.3V$ で固定とし，またゲートソース間バイアス (クエンチング発振) は発振周波数 $1MHz$ ， $V_{p-p}=1.1V$ の正弦波とした．ただし，ここでは発振器の出力ポートに DC カット用のコンデンサを取り付け，直接スペクトラムアナライザをつないで測定を行った．

主として $5.260GHz$ 付近での発振が見られた．図 3.4 にみられるような発振周波数の揺らぎは，HEMT がゲート電圧に依存性のある寄生容量を持ち共振点が微妙にずれる為であると思われる．また，超再生回路は自走周波数周辺の信号を増幅し，検波する回路であるため，自走周波数の広がりや復調可能な RF の帯域を広げてしまい，選択度が悪くなってしまふと思われる．

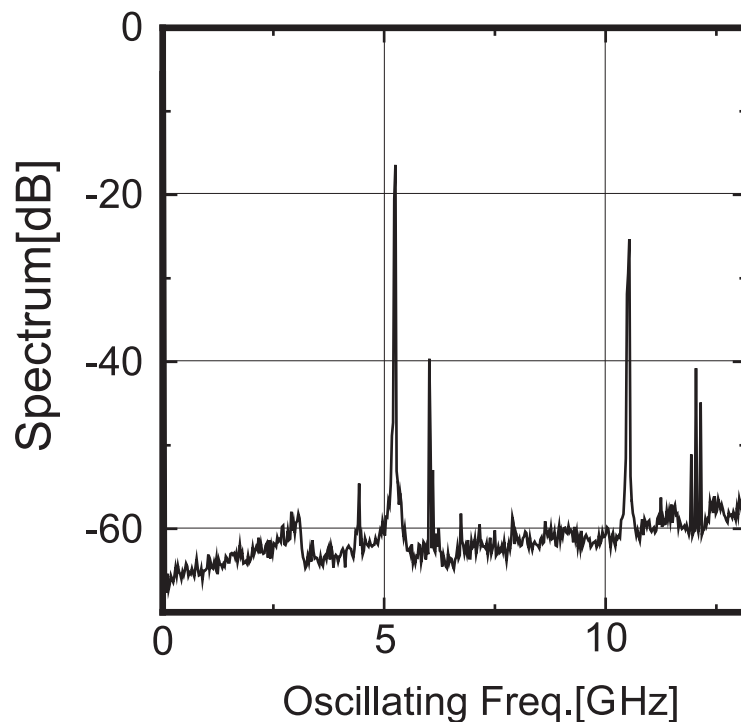


図 3.3: 自走周波数の V_{gs} 特性 (クエンチング発振)

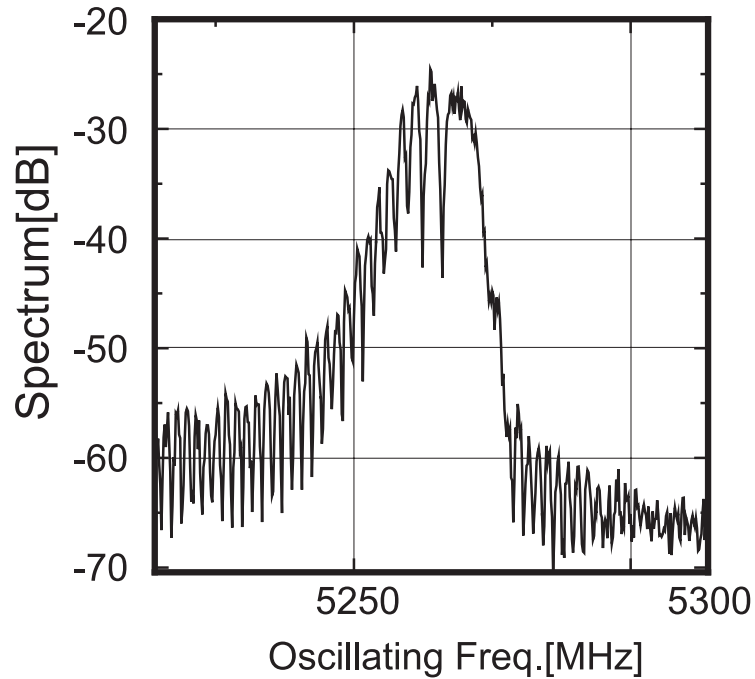


図 3.4: 5.26GHz 周辺の発振周波数の広がり

また，設計周波数から大きくはずれた 5.26GHz 付近での発振が起こってしまう原因は，シミュレーション結果から，その周波数帯でも発振が起こりやすい状況が起きているためだと思われる．発振回路での帰還によるループゲイン及び帰還時の位相差を，搬送波を 1GHz から 10GHz の間で変化させ解析した結果を図 3.5 に示す．搬送波が 5.68GHz であるとき，ループゲインは約 20 倍，帰還位相差はほぼ 0deg. となり，この付近で発振が起こりやすい状況であると言える．

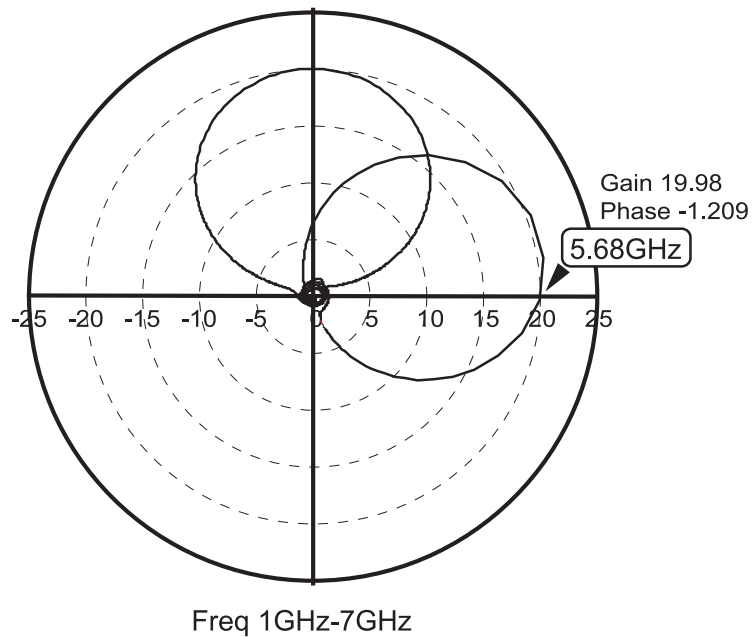


図 3.5: ループゲインと位相

3.3 検波

検波の特性を測定するために、検波出力が観察されるまでクエンチング発振と、RF の調整を試みた。しかし、LPF を通した出力波形は図 3.6 のようになり、ベースバンド信号のみを取り出すことが出来なかった。これは、バイアスライン先での出力波形が自乗検波出力になっていない、つまり PWM 信号になっていないためだと思われる。このため、本論文ではバイアスライン先端からの出力をダイオードで整流してから、LPF を通すことで検波を実現した。使用したダイオードは高速スイッチング用 1SS108 である。検波された信号は図 3.7 のようになり、矩形波が観察された。このとき、クエンチング発振は peak to peak 電圧が 1.1V で 0.6MHz の正弦波、RF はキャリア周波数が 5.266GHz であった。

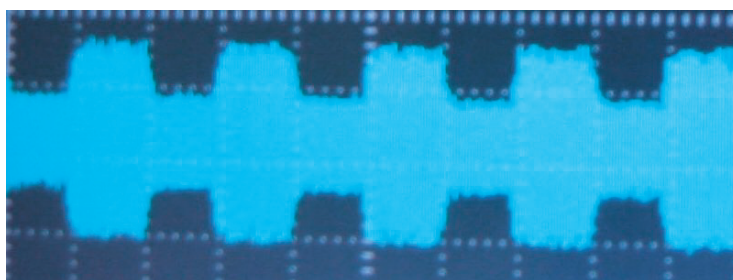


図 3.6: LPF 通過波形

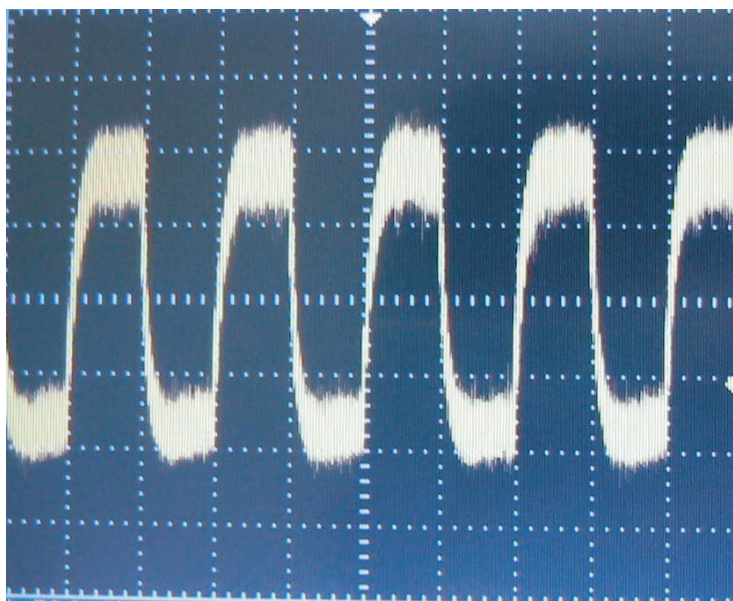


図 3.7: ダイオード + LPF 通過波形

3.3.1 ゲインのクエンチング発振周波数特性

検波出力の peak to peak 電圧がクエンチング発振周波数によって変化する様子を測定しゲインを求めた。RF は 5.266GHz とし、またクエンチング発振の peak to peak 電圧は 1.1V

で固定とした。

また、ゲインは以下の式に従って算出した。ここで、右辺の第一項は方向性結合器による損失分を考慮したものである。

$$Gain = 1.5 + 20 \log_{10} \frac{V_{out}}{V_{in}} [dB] \quad (3.1)$$

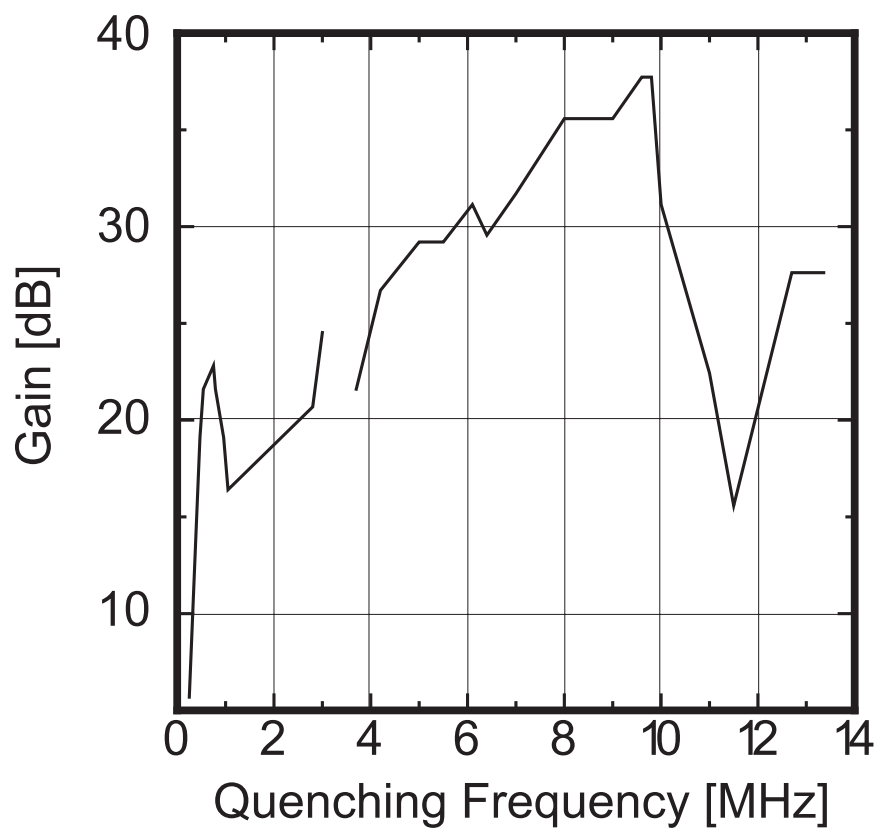


図 3.8: ゲイン-クエンチング発振周波数特性

クエンチング発振が 9.7MHz 付近で印加されているとき、38dB と最も高いゲインが得られた。クエンチング発振周波数が 3.0MHz から 3.7MHz では検波が安定せず、ゲインを求めることが出来なかった。

3.3.2 受信感度

クエンチング発振周波数が最適値 9.7MHz で印加されているときの，超再生回路の感度が最大になる搬送波周波数を決定するために，搬送波周波数による検波出力電圧の変動を測定することによりゲインを求めた．ここでゲインの算出は 3.1 式に従って行った．

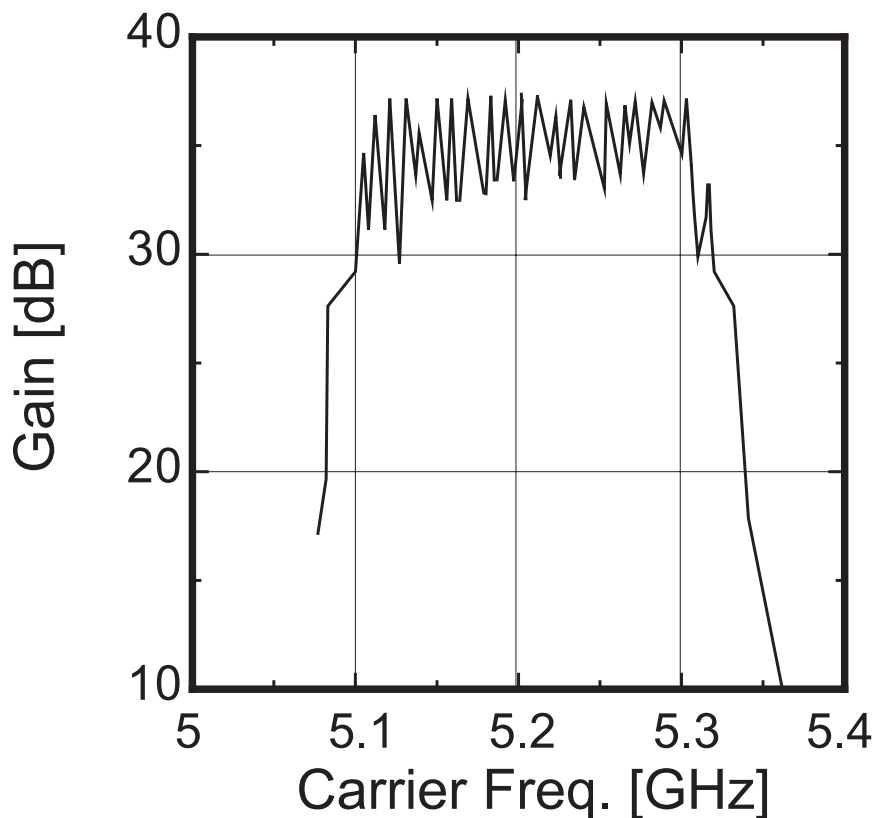


図 3.9: 受信感度

結果は図 3.9 のようになり，搬送波が 5.1GHz から，5.3GHz の間にあるときに最も感度が良くなることが分かる．超再生方式での検波範囲は自走周波数に近いものであることから，小節の結果と比較しても，この周波数はほぼ理論どおりであるといえる．

第 4 章

結論

本論文では従来提案されている構成の超再生回路を再現し、その動作を確認した。また、クエンチング発振周波数を調整することにより、感度の高い点を求めた。

自走周波数がゲートソース間のバイアス電圧に対して複雑な挙動を示し、発振時のスペクトラムが広がりを持つことを確認した。また発振が止まる電圧値と再び発振が起こる電圧値が異なることを確認した。次に検波のための LPF を設計した。続いて検波を行ったが、バイアスライン先端からタップした電圧がマイナス側にも増幅されていたため、ダイオードを用いて整流しなければ検波出力は得られなかった。回路の出力ポートで発振と非発振がクエンチング発振の周期毎に繰り返される様子を確認した。更に超再生回路の増幅度を制御するクエンチング発振の周波数と利得の変化を測定した。クエンチング発振が 9.7MHz 付近で印加されているときにゲインが最大となり、約 35dB を実現した。この最も感度の高い状態でクエンチング発振のパラメータを固定しておいて、搬送波の周波数を変化させたところ、5.1GHz から 5.3GHz の間で感度が最大となった。感度は、RF が超再生回路の自走周波数に近い周波数の搬送波を持つとき高くなることが確認された。以上によりクエンチング発振周波数に対して、試作した超再生回路の動作が最適化されたと言える。

さらに、クエンチング発振について波形、DC オフセット、振幅値の調整により感度が上がる可能性がある。また、フィルタの特性を最適化することも重要な要素のひとつである。

謝辞

本研究を進めるにあたり、丁寧に御指導下さった新井宏之教授に深く感謝致します。
また、常に適切なアドバイスをして下さった青山洋光先輩に感謝致します。
最後に研究生活を共に過ごした新井研究室の皆様にも深く感謝致します。

参考文献

- [1] 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, pp.2198-2202, September 2002.
- [2] R. Feick, O. Rojas, “Modeling And Simulating Of The Superregenerative Receiver, ” *IEEE TRANSACTIONS ON CONSUMER ELECTRONICS*, Vol.43, No.2, pp.88-102, May 1997.
- [3] P. Favre, “A 2-V 600- μ A 1-GHz BiCMOS Super-Regenerative Receiver for ISM Applications, ” *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, Vol.33, No.12, pp.2186-2195, December 1998.
- [4] 川崎, “マイクロ波平面回路の CAD 設計,” リアライズ, 1996
- [5] 滑川, 奥井, “通信方式,” 森北出版株式会社, 1990
- [6] F.R コナー, 高原 訳, “変調入門,” 森北出版株式会社, 1985
- [7] 滑川, 高橋, “電子回路 2,” 森北出版株式会社, 1993
- [8] 平野, “基礎アナログ電子回路,” コロナ社, 1989
- [9] 柄元, 真々田 “アナログ回路 2,” オーム社, 1987
- [10] 尾崎, 金田, 谷口, 横山, “電子回路 アナログ編,” 共立出版株式会社, 1989
- [11] 鈴木, “ラジオ&ワイヤレス回路の設計・製作,” CQ 出版社 1999
- [12] 小池, “微弱無線機器の動作/設計例と最新デバイスの使い方,” トランジスタ技術 pp.258-265 October 1999
- [13] 手代, 米山, “新ミリ波技術,” オーム社 1999
- [14] 小西, “マイクロ波技術講座 第 6 巻,” 日刊工業新聞社 2002

[15] 新井宏之, “新アンテナ工学,” 総合電子出版社, 1996