

論文博士

令和元年度

マイクロ波加熱用高出力小型固体発振器の
広帯域・高効率化に関する研究

令和2年3月

池 田 光

目次

第 1 章 序論.....	1
1.1 研究の背景.....	1
1.2 研究の位置づけ.....	5
1.2.1 マグネトロン発振器.....	6
1.2.2 増幅器型固体発振器.....	9
1.2.3 フィードバック型固体発振器.....	11
1.3 研究の目的と論文の構成.....	13
第 1 章の参考文献.....	15
第 2 章 周波数固定の高出力固体発振器の高効率化.....	17
2.1 非対称結合共振器.....	17
2.1.1 非対称結合共振器の設計.....	18
2.1.2 回路設計.....	20
2.1.3 回路試作.....	22
2.1.4 回路評価.....	24
2.1.5 50W 高効率 GaN-HFET 発振器.....	27
2.1.6 250W 高出力・高効率 GaN-HFET 発振器.....	30
2.2 F 級増幅器.....	33
2.2.1 GaN-HFET を用いた F 級増幅器の設計.....	33
2.2.2 回路設計.....	35
2.2.3 回路試作.....	36
2.2.4 回路評価.....	37
第 2 章の参考文献.....	38
第 3 章 高出力固体発振器の広帯域化.....	39
3.1 大電力周波数可変共振器.....	39
3.1.1 大電力周波数可変共振器の設計.....	40
3.1.2 回路設計.....	43
3.1.3 回路試作.....	44
3.1.4 回路評価.....	45
3.2 共振器レス帰還型固体発振器.....	47
3.2.1 共振器レス帰還型固体発振器の設計.....	47
3.2.2 回路設計.....	48
3.2.3 回路試作.....	49

3.2.4	回路評価.....	49
3.3	振幅条件と位相条件を独立制御したフィードバック型固体発振器	51
3.3.1	回路設計.....	51
3.3.2	回路試作.....	52
3.3.3	回路評価.....	52
3.4	フィードバック型固体発振器の位相可変	55
3.4.1	注入同期による周波数安定化と位相可変.....	55
3.4.2	回路設計.....	56
3.4.3	回路試作.....	56
3.4.4	回路評価.....	57
3.4.5	位相制御によるウィルキンソン合成.....	58
	第3章の参考文献	60
	第4章 電子レンジキャビティ内の電界強度分布.....	61
4.1	電磁界シミュレータを用いた電界強度分布の解析	61
4.1.1	電子レンジキャビティの構造.....	61
4.1.2	解析方法.....	63
4.1.3	解析結果.....	64
4.2	光センサを用いた電界強度分布の測定	66
4.2.1	光センサの構造.....	66
4.2.2	測定方法.....	67
4.2.3	測定結果.....	68
4.3	電化強度分布の解析結果と測定結果の比較	69
4.4	(参考) LED センサを用いた磁界強度分布.....	71
4.4.1	LED センサの構造	71
4.4.2	測定結果.....	72
	第4章の参考文献	73
	第5章 結論.....	74
	謝辞	76
	研究業績.....	77

第1章 序論

1.1 研究の背景

マイクロ波加熱は様々な分野や用途（食料加工，木材乾燥，ゴム加工，窯業，医療等）での利用が増加してきている．マイクロ波加熱は被加熱物を外部から熱で温めるのではなく，被加熱物を直接内部から温めるため，加熱速度が速く・均一に加熱できるメリットがある．さらにマイクロ波の電磁界振動で分子レベルに直接エネルギーを加えることが可能となる[1.1]．特に化学反応への応用では化学技術者と電磁波・マイクロ波工学者が分野の垣根を越えた議論ができる日本電磁波エネルギー応用学会(JEMEA) [1.2]が 2006 年に設立され，マイクロ波加熱による新たな化学反応の研究が活発に議論されている[1.3]．また，マイクロ波発振器に利用できる固体デバイスの開発が進んできた．

現在マイクロ波加熱に利用されているマイクロ波発振器の多くはマグネトロン発振器である．近年，固体デバイスの急速な進歩により，真空管は1960年代にトランジスタへ，撮像管は1980年代にCCDへ，ブラウン管は2000年代にプラズマや液晶へ，2010年代には有機ELへ，電球や蛍光灯は2000年代にLEDへと代わってきた．マグネトロンは量産されている最後の真空管である．マグネトロンを固体デバイスへ置き換えるために，マイクロ波加熱用固体デバイスの研究開発が盛んに行われてきた[1.4]．マグネトロン発振器と固体デバイス発振器の比較を表1.1に示す．表1.1より固体デバイス発振器は，電源電圧が数10Vと低くなり電源のアース接続が不要となる．また固体デバイス発振器を利用すれば，寿命が10万時間と長くなり，使用頻度が高い工場のラインで使用するマイクロ波加熱装置やコンビニエントストアにある電子レンジでは1年に1回のマグネトロン交換が不要となる．振動にも強くなり車や電車，飛行機への搭載が容易に可能となる．発振スペクトラムは基本波と高調波だけであるため，EMC対策も容易となる．さらにマグネトロン発振器では解決が困難であった均一加熱や特定箇所のみを加熱する集中加熱が固体デバイス発振器では実現可能となり，マイクロ波加熱利用の拡大が見込まれる．欧州ではAMPEREON社(旧NXP社)がマイクロ波加熱に関するRF Energy Allianceを2014年に設立して以来，多くの半導体メーカーと装置メーカーが加盟して活発な議論がなされている[1.5]．

表 1.1 マグネトロン発振器と固体デバイス発振器の比較

項目	マグネトロン発振器	固体デバイス発振器
電源電圧	数 kV	数 10V
電源効率	70-80%	60-70%
出力電力可変	PWM	連続/PWM
周波数/位相 可変	困難	可能
振動	弱い	強い
不要輻射対策	やや困難	容易
寿命	5,000 時間	100,000 時間
出力パワー	800-100kW	10-300W

マイクロ波加熱用固体デバイスや携帯電話基地局の電力増幅器用固体デバイスは当初シリコンLD-MOSFET(Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)が利用されていたが、利用周波数が2GHzを超える高周波になるとLD-MOSFETの性能が限界に近づいてきた。そこで、新たにワイドバンドギャップ(WBG)デバイス(GaN-HFET: Gallium Nitride Heterojunction Field Effect Transistor)が2000年代に登場し、研究開発が盛んに行われてきた。LD-MOSFETと比較して高利得・高効率であるGaN-HFETは高価であるが、2GHz帯以上の3Gおよび4G携帯電話基地局用電力増幅器の高効率化に貢献し、消費電力の削減と放熱フィンの削減によりRFユニットの小型・軽量化を実現した。その結果、従来の基地局のRFユニットは地上に設置して送信アンテナまで同軸ケーブルで接続していたが、RFユニットの小型・軽量化でアンテナの近くに設置できるようになった。そのため、接続ケーブルが短くなることで損失が減り、更なる低消費電力化を実現できている。一方、マイクロ波加熱用デバイスの周波数は2.4GHz帯であり、基地局の周波数とほぼ同じである。しかし、基地局に利用するデバイスの仕様は多値変調波を送信するため、平均電力は最大電力より10dB程度低く、デバイスの発熱量が少ない。マイクロ波加熱は飽和電力を連続で出力するため、通信用デバイスと比較して発熱量がとて多く、デバイスのチャンネル温度を下げる工夫が必要となる。通信用デバイスを加熱用途で使用するとデバイスのチャンネル温度が上がり、出力パワーと電力効率の低下が起こり、最悪の場合は熱破壊を起こしてしまう。そのため、通信用デバイスとは別にマイクロ波加熱用デバイスの開発が行われてきた[1.6]。

電子レンジはマイクロ波加熱の代表例である。図1(a)にマグネトロン発振器を用いた電子レンジの構成を示す。図1(a)より、電子レンジキャビティ内へ輻射されるマイクロ波はマグネトロン発振器が発振した周波数であり、周波数や位相、出力電力を可変することは困難である。そのため、電子レンジキャビティ内で反射したマイクロ波により定在波が立ち、部分的に加熱されることとなる。これを防ぐために被加熱物をターンテーブルに乗せて回転させる方法またはキャビティ内に設置した金属の羽を回転させて反射波の反射角度

を変える方法による機械的な制御で、定在波の腹と節の位置を変えている．しかし、この方法では高精度に制御ができず、加熱ムラ（たとえば、ピザを温めた時に一部は温まり、一部は冷たいまま）ができてしまう．

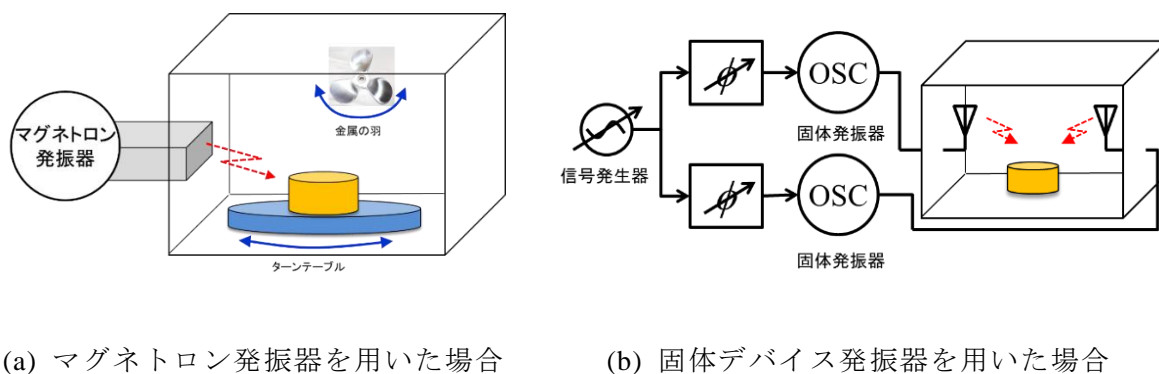


図 1.1 電子レンジの構成

図1(b)は固体デバイス発振器を用いた電子レンジの構成を示す．図1(b)より、2つのアンテナからマイクロ波が放射され、放射するマイクロ波の周波数と位相を変えることで定在波の位置を変えることができる．マイクロ波の加熱箇所を可変する原理を図1.2に示す．図1.2(a)は1つのアンテナからキャビティ内へ放射した時のイメージである．左から入射した波は右の壁で反射して、入射波と反射波が重なり合うことで定在波が起こる．定在波の間隔は入射波の波長に比例するため、入射周波数を可変すれば定在波の位置を変えることができる．図1.2(b)は2つのアンテナからキャビティ内へ同一周波数の波を放射した時のイメージである．左右から入射した波により、図1.2(a)と同様に定在波が起こる．定在波の位置は左右の入射波の相対位相で決定されるため、左からの入射波を基準に右の入射波の位相を可変することで定在波の位置を可変することができる．このように入射波の周波数と複数の入射波の相対位相を可変することでキャビティ内の電界強度を高精度に制御することが可能となる．実際には定在波による電界強度が高い場所は複数存在するが、周波数と位相を変えた複数のパターンを時分割で組み合わせることで集中加熱または均一加熱を実現することができる．なお、複数の入射波の周波数が同一周波数でない場合、複数波による定在波は起こらず、異なる周波数毎の電界分布の和となり、位相を可変しても電界分布は変化しない．このように放射する信号の周波数と位相を電氣的に制御することで、従来のターンテーブルや金属の羽をなくすことができる．これにより機械的制御から電氣的制御となり、より細やかにマイクロ波の加熱箇所を制御するインテリジェント加熱（均一加熱または集中加熱）[1.7,1.8]が実現できることとなる．電界強度を精度良く制御するためには電子レンジキャビティ内の電界分布を正確に把握することが必要となる．

マイクロ波加熱は家庭用の電子レンジの 1kW 程度から産業用の数 10kW、数 100kW と

大出力の用途だけでなく，数 10W から数 100W 程度の固体デバイス 1 個で出力できるマイクロ波発振器の用途もある．たとえば，マイクロ波温熱治療器[1.9]やポータブル加熱装置[1.10]である．

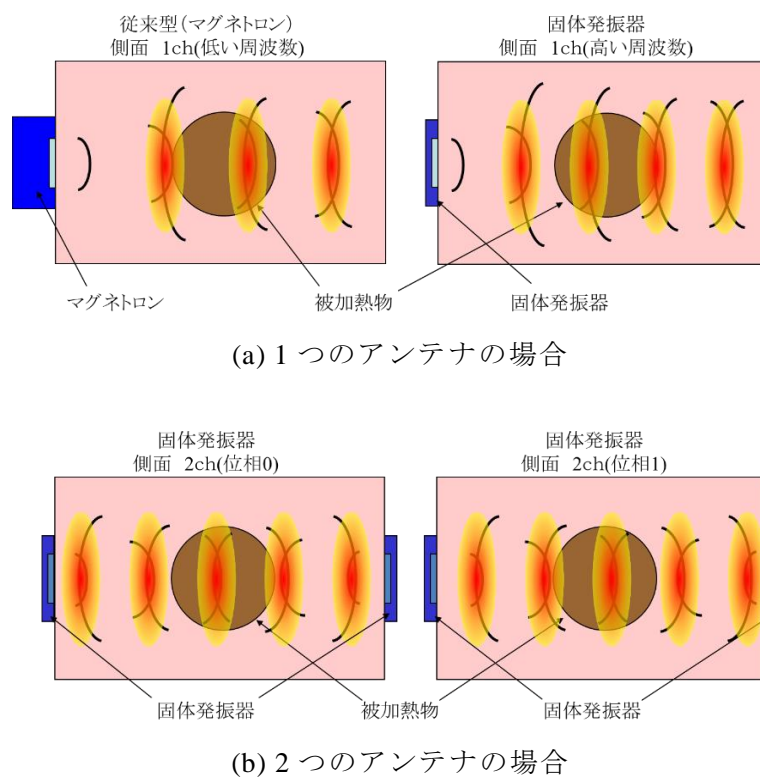


図 1.2 マイクロ波の加熱箇所を可変する原理

1.2 研究の位置づけ

マイクロ波加熱用固体デバイス発振器の有用性が確認できたので、固体デバイス発振器の構成を検討する。図1.3に固体デバイス発振器の構成を示す。図1.3(a)は従来の増幅器型固体発振器である。携帯電話等で使用する小信号発振器を用いて所望の発振周波数の信号を生成し、移相器を通して所望の通過位相に変換し、アッテネータを通して所望の信号レベルへ変換した後、電力増幅器で大電力へ増幅する構成である。本構成では多くの機能回路を用いているため、回路構成が複雑となり部品点数が多い。図1.3(b)は本研究のフィードバック型固体発振器である。図1.3(a)の電力増幅器の最終段デバイスのみを用いて、最終段デバイスの出力信号の一部を取り出し、フィードバック回路で発振条件を満たす振幅と位相に変換した信号を最終段デバイスの入力へ戻す構成である。詳細は後述するが、本研究のフィードバック型固体発振器の構成は明らかに従来の増幅器型固体発振器よりシンプルであることがわかる。

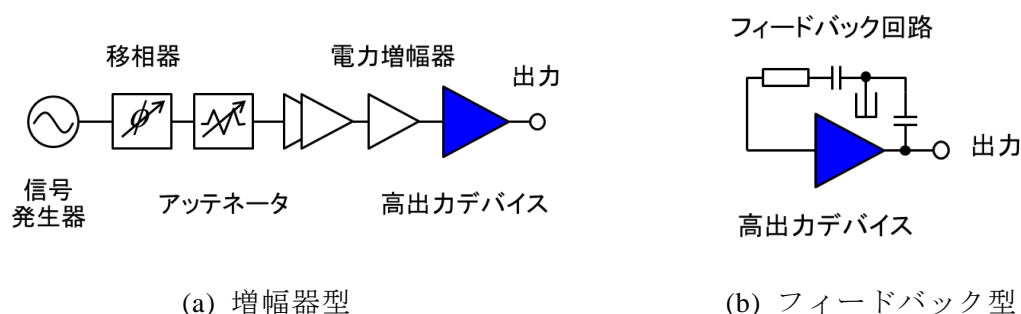


図 1.3 固体デバイス発振器の構成

マイクロ波加熱用固体デバイス発振器の増幅器型とフィードバック型の比較を表1.2に示す。従来の増幅器型固体発振器は高効率で周波数と位相可変が可能であるため多くの研究がなされてきた[1.7,1.8,1.11]。しかし回路規模が大きく、動作させるための制御も複雑であるというデメリットがあった。一方、フィードバック型固体発振器は回路がシンプルで制御も簡単であるが電力効率が増幅器型と比較して10%程度悪く、周波数と位相の可変が困難であるデメリットがあった[1.12-1.14]。そこで、本研究では今まで議論されてこなかったフィードバック型固体発振器の高効率化と発振周波数の広帯域化について研究する。さらにインテリジェント加熱用マイクロ波発振器として、フィードバック発振器が利用できることを実証する。

表 1.2 マイクロ波加熱用固体デバイス発振器の増幅器型とフィードバック型の比較

項目	増幅器型	フィードバック型
出力電力	10～250W	
電源効率	60～70%	50～60%
出力電力可変	可能(連続/PWM)	可能(PWM)
周波数可変	可能	困難
位相可変	可能	困難
発振器制御	複雑	簡単
回路規模/大きさ	大きい	小さい
寿命	100,000 時間	

1.2.1 マグネトロン発振器

現在使用されているマグネトロン発振器は真空管であり，構造は空洞共振器に高電圧(数 kV)を掛けて発振させている．そのため，電子レンジはアース線の接続が必要となり，自由に持ち運んで利用することが困難である．マグネトロンの写真を図 1.4(a)に示す．図 1.4(a)より，入出力端子は電源端子と出力アンテナだけの簡単な構造である．それ以外に放熱フィンや永久磁石があり，見えていないがアノードと空洞共振器，フィラメント等が入っている．マグネトロン発振器からマイクロ波の取り出す構造を図 1.4(b)に示す．マグネトロンの出力アンテナは導波管に挿入され，出力アンテナは同軸－導波管変換器の同軸プローブに相当する．2.4GHz 帯の導波管として，日本では矩形導波管 WR-430(利用周波数：1.72～2.61GHz，断面：109.22×54.61mm)が使用され，欧米では矩形導波管 WR-430 より小さい JIS 規格にない矩形導波管 WR-340(利用周波数：2.17～3.30GHz，断面：86.36×43.18mm)が利用されている．特に電子レンジでは小型化を実現するために矩形導波管 WR430 の高さ方向が半分(27.305mm)のハーフ導波管が利用されている．このようにマグネトロン発振器を利用する場合は導波管が必要となり，設置場所を取ってしまう．さらに導波管から加熱キャビティ内にマイクロ波を輻射する場合，単純に導波管を接続するだけでは輻射するマイクロ波がエッジ付近で乱れてしまい，反射波となってマグネトロン発振器側へ戻ってしまう．そのため，導波管からの輻射部分にテーパ等を付けてマイクロ波の乱れを緩和する工夫が必要となる．

一般の安価なマグネトロンの寿命は数千時間と短い，真空管の電極等の部品を交換して工業用マグネトロンとして寿命を延ばすことも可能であるが一般の 2 倍程度の寿命で固体デバイスの寿命には届かない．さらに振動に弱いため車や飛行機では耐震機能が必要となり，マイクロ波加熱の利用が制限されていた．また出力電力は，PWM(Pulse Width Modulation：パルス幅変調)を用いて出力信号のオン／オフ比で平均出力電力を可変している．PWM 制御時の出力信号をマックスホールドで測定したスペクトラムを図 1.5(a)に示

す．図 1.5(a)より，発振周波数が 50MHz 程度広がっていることがわかる．このため電子レンジから漏れた電波が 2.4GHz 帯無線 LAN を妨害して，通信ができなくなることがある．これはインバータ駆動による PWM 動作時にマグネトロン発振器の発振開始周波数と安定発振時の周波数が異なるためである．低い周波数で発振し，発振が安定すると 2.45GHz 付近の周波数となる．インバータ回路で PWM 動作を行う毎に周波数がスweepすることとなる．PWM 動作させずに連続発振も可能であるが，放熱が問題となる．一般的にマグネトロンは空洞共振器による自励発振であるため，電源電圧等の外部要因に対して周波数が変動するため安定せず，位相も制御することが困難であった．

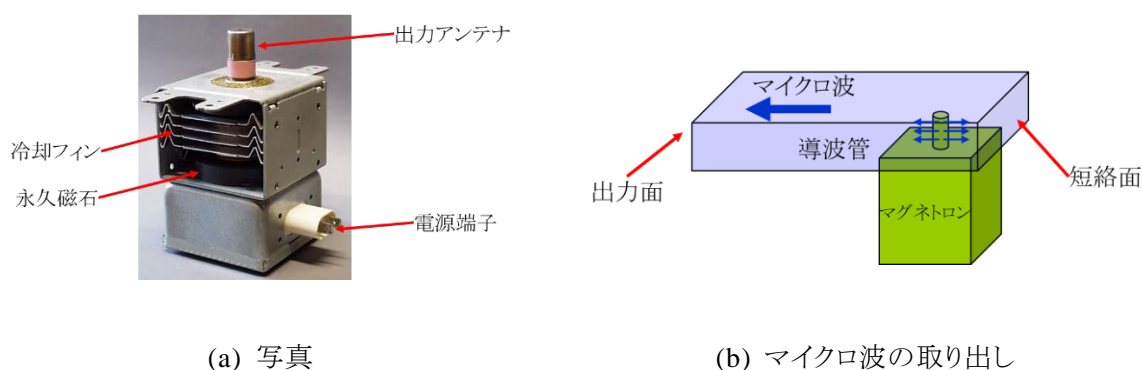
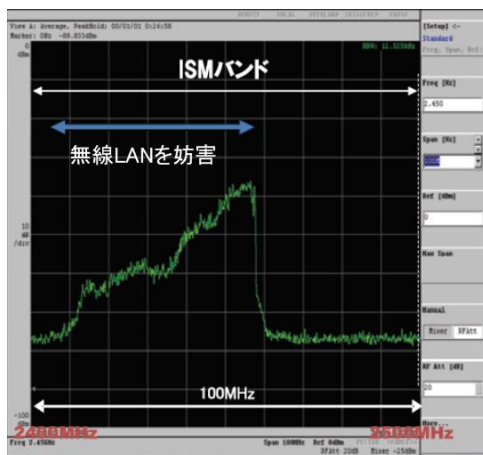


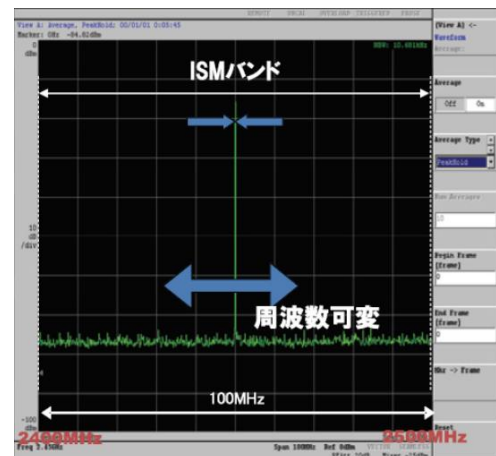
図 1.4 マグネトロン発振器

最近マグネトロンの信号出力部から基準信号を注入して同期させる研究が行われている[1.15]が，注入信号の電力はマグネトロン出力信号の電力の 1/100 程度と大きいため，注入信号を生成するために固体デバイスを用いた電力増幅器が必要となり，電力効率が悪くなる．しかし，現在の 2.4GHz 帯マイクロ波用固体デバイスの最大出力電力は 300W 程度であるため，大電力(数 kW 以上)での周波数および位相の制御を行う手法としては有用である．

固体デバイス発振器の出力信号スペクトラムを図 1.5(b)に示す．図 1.5(b)より，安定した 1 本のスペクトラムであることがわかる．前記したマグネトロン発振器の注入同期時の出力信号スペクトラムは図 1.5(b)のスペクトラムに近くなるが，注入同期信号による発振周波数の可変範囲は 1MHz 程度と狭く[1.15]，マグネトロンに実装されている空洞共振器の特性にもよるが， $\pm 5\text{MHz}$ 程度が限界と思われる．そのため 2.4GHz 帯の ISM (Industry Science and Medical)バンド(2.4~2.5GHz)の 100MHz を可変するのは困難である．マグネトロン発振器ではインテリジェント加熱は困難であるが，電子レンジ用として年間数千万台を生産しているため価格は 1,000 円以下と非常に安価である．固体デバイス発振器との比較では周辺回路(電源，放熱，アンテナ，制御等)が異なるため単純比較はできないが，現時点では 10 倍程度の価格差があり，加熱メリットと価格がトレードオフの関係となる．そのため，簡単な構成で小型かつ安価な固体デバイス発振器の実現が急務である．



(a) マグネトロン発振器



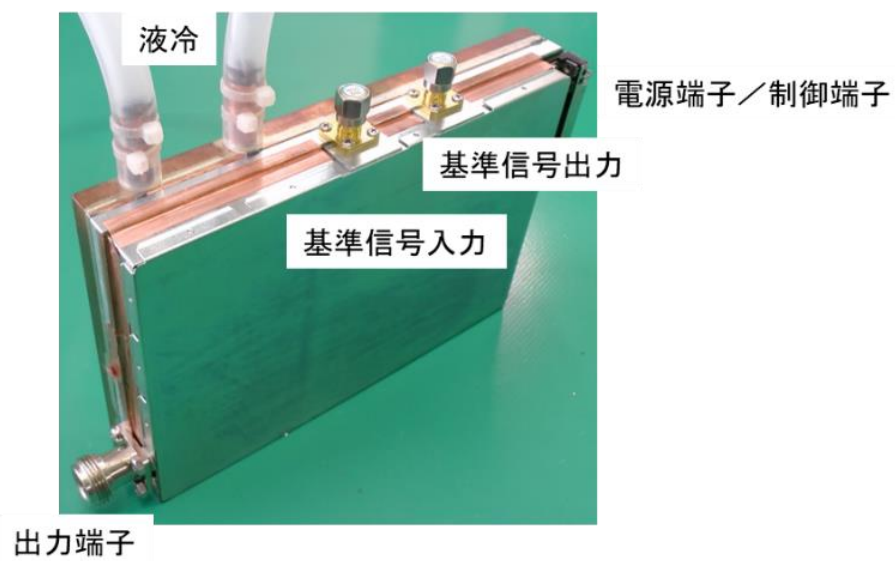
(b) 固体デバイス発振器

図 1.5 マイクロ波発振器の出力信号スペクトラム

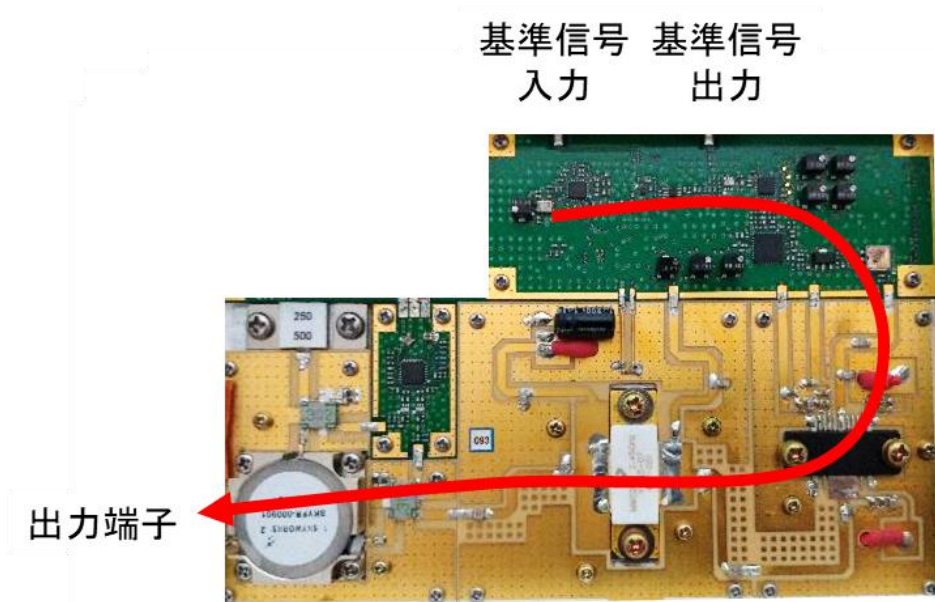
1.2.2 増幅器型固体発振器

従来の増幅器型固体発振器は図1.3(a)に示す構成であり，試作した増幅器型固体発振器の外観と回路基板の写真を図1.6に示す[1.11]．図1.6の増幅器型固体発振器はLD-MOSFETデバイスを用いた200W出力マイクロ波発振器で，電力効率が50%程度であるため，放熱機構に液冷を使用している．具体的な構成は，携帯電話や無線LANで使用する小信号VCOで2.4GHz帯ISMバンドの周波数(2.4～2.5GHz)を発振させ，水晶振動子を用いたリファレンス信号を入力したPLL(Phase Locked Loop)回路で周波数を所望の周波数にロックさせて安定な基準信号を作成する．その後，直交変調器を用いて変調信号であるIとQで位相を設定する．IとQの組合せ(I,Q)で基準信号の位相を，たとえば(1,0)=0°，(0,1)=90°，(-1,0)=180°，(-0.7,-0.7)=225°と調整する．アッテネータは出力電力の大きさを決定するために所望の値に設定する．増幅回路は全体で60dB(100万倍)増幅するため，出力信号が回り込まないように途中にアイソレータを挿入している．最後に200Wまで増幅してサーキュレータを通して出力する．出力部のサーキュレータは電力増幅器の負荷を安定させるためである．このように複数の回路ブロックで構成され，それぞれに使用する電源電圧も異なり，電源を投入する順番を制御する必要がある．さらに，位相やアッテネータの設定も必要となる．

図1.6の増幅器型固体発振器は複数のアンテナを用いたインテリジェント加熱に対応するため，上部の左側のSMAコネクタに2.4GHz帯信号を外部から注入して位相や振幅を制御できると共に，他方の右側のSMAコネクタから自身の2.4GHz帯信号を取り出し，他の固体デバイス発振器へ注入することができる構造となっている．そのため，増幅器型固体発振器は様々な加熱用マイクロ波発振器として利用可能であるが，大きくて複雑な制御が必要である欠点がある．



(a) 外観

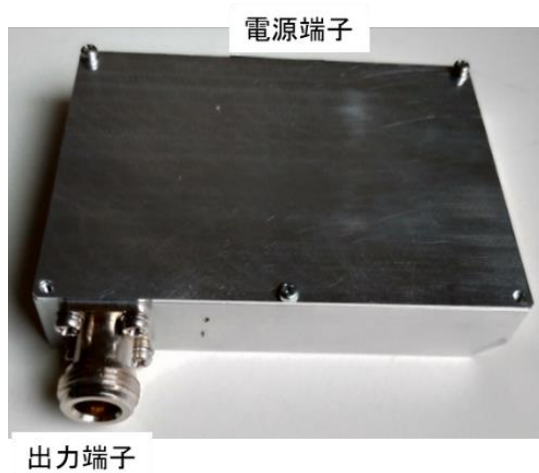


(b) 回路基板

図 1.6 試作した増幅器型固体発振器の写真

1.2.3 フィードバック型固体発振器

本研究のフィードバック型固体発振器は図1.3(b)に示す構成であり，試作した50W出力フィードバック型固体発振器の外観と回路基板の写真を図1.7に示す[1.17]．フィードバック型固体発振器のブロック図を図1.8に示す．図1.8より構成要素は電力増幅器とフィードバック回路の2つである．電力増幅器はポート1から入力した信号を増幅してポート2へ出力する役割である．フィードバック回路は電力増幅器の出力の一部を取り出して発振させたい周波数で発振条件を満たすようにループ振幅とループ位相を調整する役割である．フィードバック型固体発振器は図1.8のポート1とポート3を接続してポート2から出力する構造である．発振条件はBarkhausen Criteria[1.18]の振幅条件(式1.1)と位相条件(式1.2)である．式(1.1)の振幅条件は発振周波数でポート1の入力信号よりポート3の出力信号が大きいことを表している．式(1.2)の位相条件はポート1の入力信号とポート3の出力信号の位相が同じであり，正帰還となることを表している．



(a) 外観



(b) 回路基板

図 1.7 フィードバック型固体発振器の写真

従来のフィードバック型固体発振器として，LD-MOSFET を用いた固体デバイス発振器 [1.12,1.13] と GaN-HFET を用いた固体デバイス発振器 [1.14] が報告されている．表 1.2 より，これらの発振器は電力増幅器の効率は良いがフィードバック型固体発振器とした場合，電力増幅器の効率と比較して 10% 程度悪くなっている．しかし，フィードバック回路に関する検討がなされていない．さらに周波数可変や広帯域化の検討もなされていない．

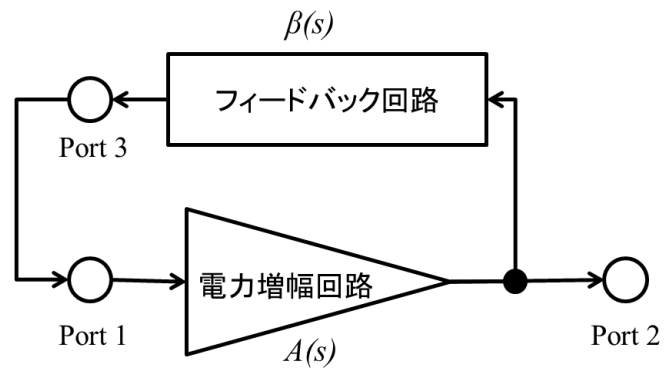


図 1.8 フィードバック型固体発振器のブロック図

$$|A(s) \cdot \beta(s)| \geq 1 \quad (\text{式 1.1})$$

$$\sum \Phi = 2\pi \times n \quad (n = 1, 2, \dots) \quad (\text{式 1.2})$$

1.3 研究の目的と論文の構成

本研究の目的は、電子レンジ等マイクロ波加熱に使用する高出力マイクロ波発振器について、従来のマグネトロン発振器を固体デバイスに置き換えることにより小型化・利用範囲の拡大を実現し、さらに広帯域・高効率化を図ることを目的とする。

本研究の研究対象と比較対象を図1.9に示す。破線で囲まれた内容が研究対象であり、第2章から第4章で報告する。

まず第2章で、高出力フィードバック型固体発振器の高効率化について述べる。図1.8に示したフィードバック型固体発振器の構成要素であるフィードバック回路と電力増幅器について研究を行った。フィードバック回路では電力増幅器の出力から一部の信号を取り出す結合回路と発振周波数のみを通過させる共振回路とを組み合わせた非対称結合共振回路でフィードバック回路へ流れる電力を最小にする研究を行った。電力増幅器では高出力時に電力効率が良くなる高調波処理回路としてF級増幅器の研究を行った。これらは高周波回路解析(ADSの線形解析と非線形解析)を用いて回路解析を行うと共に、試作機(200W出力LD-MOSFET発振器と50W出力GaN-HFET発振器、250W出力GaN-HFET発振器)を製作して実証検証を行い、解析結果と測定結果はよく一致し、従来の増幅器型と同じ電力効率が得られた。

次の第3章で、フィードバック型マイクロ波固体発振器の広帯域化について述べる。図1.8のフィードバック回路で決定される発振条件を満たす周波数を可変するための手法について研究を行った。フィードバック回路に流れる信号は大電力の信号となるため携帯電話や無線LANで使用されるVCO用バラクタダイオード(容量可変ダイオード)は耐圧が低くて利用できないため、周波数可変用のバラクタダイオードを直列に接続して耐圧と周波数可変範囲を両立する大電力周波数可変共振器の研究を行った。また共振器を使用せずに位相条件のみで発振周波数を決定する手法について研究を行った。さらに小信号ではあるがフィードバック回路の共振周波数とフィードバック位相を独立に可変できる回路で発振周波数の広帯域化の研究を行った。最後に位相を可変するために注入同期発振器について研究を行った。これらは高周波回路解析(ADSの線形解析と非線形解析)を用いて回路解析を行うと共に、試作機(20W出力GaN-HFET大電力周波数可変共振器を用いた発振器と、250W出力GaN-HFET共振器レス発振器、共振周波数とフィードバック位相を独立に可変した1mW出力HBT発振器、200W出力LD-MOSFET注入同期発振器)を製作して実証検証を行い、解析結果と測定結果はよく一致し、フィードバック型固体発振器の2.4GHz帯ISMバンド(100MHz)をカバーできる広帯域特性を得ることができた。

次の第4章で、電子レンジキャビティ内の電界強度分布を把握する手法について述べる。インテリジェント加熱を実現するためには電子レンジキャビティ内の電界強度分布を正確に知る必要がある。まず電子レンジキャビティの解析モデルを作成し、電磁界シミュレータ(EMProの有限要素法解析)を用いて、位相差のある2信号を用いた電子レンジキャビティ

内の電界強度分布の解析法および光センサを用いた測定法について研究した。解析結果と測定結果はよく一致し、研究開発した高出力固体デバイス発振器を実際に用いた場合のマイクロ波加熱の効果も把握できるようになった。

最後に第5章では結論として、本研究で得られた成果の要約と今後の展望について述べる。

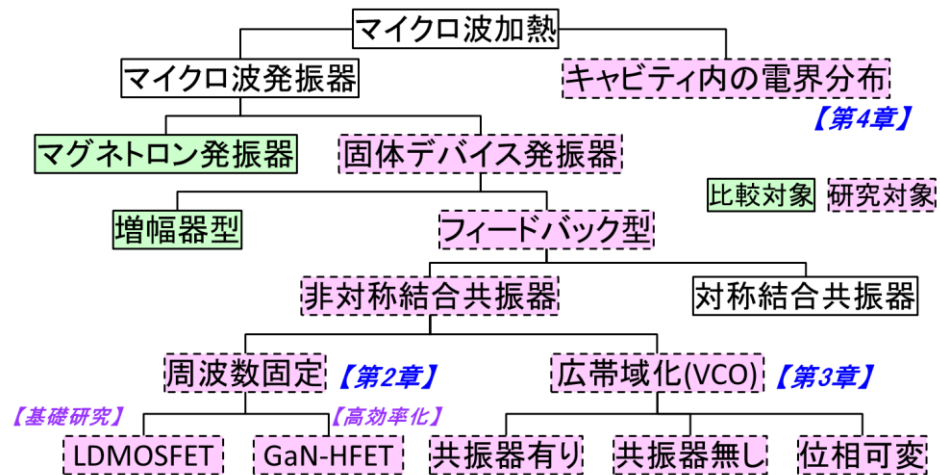


図 1.9 本研究の研究対象と比較対象

第 1 章の参考文献

- [1.1] 堀越智, ”パワー半導体デバイスを用いたマイクロ波加熱・エネルギー応用技術”, エレクトロヒート 2017, NO.215, pp.1-6.
- [1.2] 日本電磁波エネルギー応用学会(JEMEA): <https://www.jemea.org/>
- [1.3] 木嶋倫人, 真部高明, 秋本順二, ”リチウムイオン電池電極材料のための Fe₂O₃ ナノ粒子、SnO₂ ナノ粒子、Fe₂O₃/SnO₂ ナノ複合体のマイクロ波合成”, JEMEA 2018, 1A05, pp.44-45.
- [1.4] V. Yakovlev, “Computer modeling in the development of mechanisms of control over microwave heating in solid-state energy systems,” AMPERE Newsletter., vol. 89, pp. 18–21, 2016.
- [1.5] RF Energy Alliance: <https://rfenergy.org/>
- [1.6] RF Energy Cooking System, MACOM <https://www.macom.com/applications/industrial-scientific-and-medica/rf-energy/industrial-cooking>
- [1.7] V. V. Yakovlev, “Frequency control over the heating patterns in a solidstate dual-source microwave oven,” in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Phoenix, AZ, USA, May 2015, pp. 1–4.
- [1.8] K. Werner, “RF energy systems: Realizing new applications,” Microwave J., vol. 58, no. 12, pp. 22–34, 2015.
- [1.9] マイクロ波治療器(伊藤超短波株式会社): <http://www.itolator.co.jp/home-use/symptom/pain/>
- [1.10] 携帯型の電子レンジ(Wayv): <http://www.wayvtech.com/product-1#product>
- [1.11] H. Ikeda, T. Kamiyama, T. Nitta, T. Uno, M. Iwata, and K. Yahata, “1.2 kW power combiner unit using phase control for 2.4 GHz band,” in Proc. IEEE IMFEDK, Kyoto, Japan, Jun. 2015, pp. 1–2.
- [1.12] T. Shi and K. Li, “High power solid-state oscillator for microwave oven applications,” in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Montreal, QC, Canada, Jun. 2012, pp. 1–4.
- [1.13] T. Shi and K. Li, “High power solid-state DRO with power booster,” in Proc. EuMIC, 2012, pp. 461–464.
- [1.14] S. H. Kim, H. J. Kim, S. W. Shin, J. D. Kim, B. K. Kim, and J. J. Choi, “Combined power oscillator using GaN HEMT,” in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Baltimore, MD, USA, Jun. 2011, pp. 1–4.
- [1.15] S. Fujii, M. Maitani and Y. Wada, ”Injection Locked Magnetron Using a Cross-Domain Analyzer,” IEEE Microwave and Wireless components letters, Vol.26, 2016.
- [1.16] H. Ikeda and Y. Itoh, “A Novel Power Combining Technique for Microwave Generation with a Combination of Injection-Locked High Power Oscillator and Power-Adjustable High

Efficiency Amplifier,” TH3-IF-23, Asia-Pacific Microwave Conference, 2018.

- [1.17] 池田光, 伊藤康之, “非対称結合共振器をフィードバック回路に用いた 2.4GHz 帯 50W 出力高効率 GaN-HFET 発振器,” 信学誌 (C) , vol.J101-C NO.12, pp. 454-460, Dec. 2018.
- [1.18] E. Lindberg, “The Barkhausen criterion (observation?)” in Proc. IEEE Workshop Nonlinear Dyn. Electron. Syst., Dresden, Germany, May 2010, pp. 15–18.

第2章 周波数固定の高出力固体発振器の高効率化

本章ではマイクロ波加熱用高出力固体発振器の高効率化について述べる．フィードバック型固体発振器は電力増幅器とフィードバック回路で構成されるが、今までフィードバック回路に関する検討がなされていなかった[2.1-2.3]．本研究ではフィードバック型固体発振器の高効率化を実現するためにフィードバック回路と電力増幅器の設計手法について研究する．フィードバック回路の基礎検討は従来の増幅器型固体発振器と比較するために、同じ LD-MOSFET デバイスを用いて行う[2.4,2.5]．その後、LD-MOSFET デバイスより高効率が期待できる GaN-HFET デバイスを用いて LD-MOSFET デバイスで検討した高効率化手法の妥当性を 50W GaN-HFET デバイス[2.6]と 300W GaN-HFET デバイス[2.7]で実証する．最後に電力増幅器は高効率が期待される GaN-HFET を用いて F 級増幅器を検討する．

2.1 非対称結合共振器

フィードバック型固体発振器のフィードバック回路の役割は発振条件を満たす発振周波数を決定することである．具体的には発振させたい周波数のみで発振条件である(式 1.1)と(式 1.2)を同時に満たすことである．すなわち、発振させたい周波数のみを通過させ、発振させたい周波数で位相が正帰還となるように通過位相を調整することである．

一般的に希望する周波数のみを通過させる回路はバンドパスフィルタで実現できる．バンドパスフィルタは共振器と共振器を結合させる結合回路で構成される．1 個の共振器を用いたバンドパスフィルタを図 2.1 に示す．図 2.1 より通常はバンドパスフィルタを挿入する回路の入出力インピーダンスは等しいため、結合回路 1 と結合回路 2 の結合係数は同じ値を使用する．しかし、今回は図 1.3(b)の電力増幅器の出力からフィードバックへ取り出す信号はできる限り小さくする必要がある．なぜなら、多くの信号をフィードバック側へ取り出すと発振器の出力電力が下がり、電力効率が悪化するからである．そのためには共振器の電力増幅器の出力側の結合回路 1 の結合係数はできる限り小さくする必要がある．逆に共振器の電力増幅器の入力側へ戻す結合回路 2 の結合係数は大きくしてできる限り多くの信号を戻すことで、フィードバック回路での損失を最低限に抑えることができる．結合回路 1 は電力増幅器の出力電力の一部を取り出す結合容量とフィルタ動作を実現する共振器との結合容量を直列に接続した容量となる．そのため、結合回路 1 と結合回路 2 の容量は異なる値となる．この共振器を非対称結合共振器と表現する．

以上より、バンドパスフィルタの入出力の結合回路の結合係数を非対称にすることにより、フィードバック型固体発振器の高効率化が実現できることとなる．

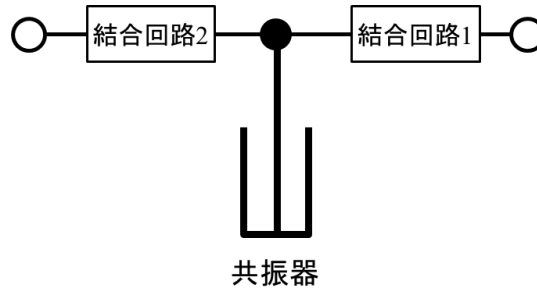


図 2.1 1 個の共振器を用いたバンドパスフィルタの構成

2.1.1 非対称結合共振器の設計

フィードバック回路の非対称結合共振器の特性を解析するために、共振器は大電力で利用できる誘電体同軸共振器を用い、結合回路には結合容量を用いる。フィードバック回路の解析回路を図 2.2 に示す。図 2.2 のポート 1～ポート 3 は回路解析に使用する。ポート 1 は電力増幅器の出力で、ポート 2 は発振器の出力で、ポート 3 はフィードバック回路の出力である。ここで、発振条件を満たすようにフィードバック回路の解析を行うためには、電力増幅器の特性が必要となる。使用する LD-MOSFET デバイス(NXP 製 MWO200)は小信号利得 15dB、効率が最大の P3dB(3dB 利得圧縮時の出力)動作で発振させる。(式 1.1)の発振動作時の電力増幅器の利得は $A(s)=(15-3)\text{dB}=12\text{dB}$ となるため、(式 1.1)を満足させるには、フィードバック回路 $\beta(s)$ ：ポート 1 からポート 3 への信号振幅(S_{31})は-12dB 以上とする必要がある。

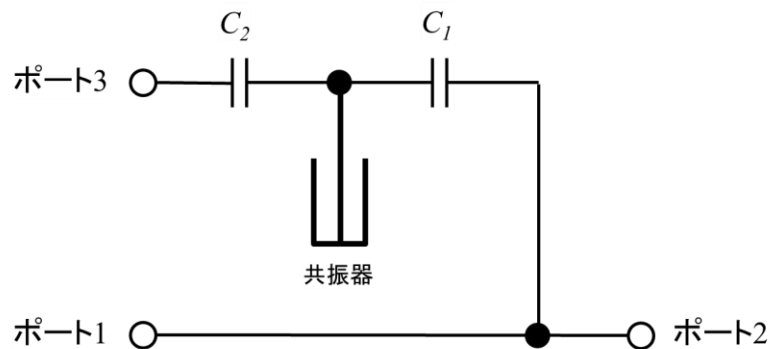
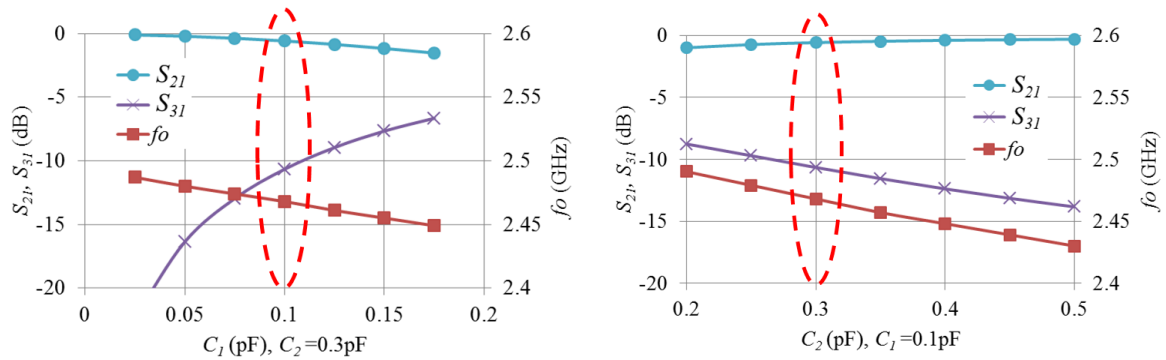


図 2.2 フィードバック回路の解析回路

フィードバック回路の結合容量 C_1 と C_2 を可変した場合の特性を計算する。図 2.3(a)に $C_2=0.3\text{pF}$ に固定し、 C_1 を $0.02\sim0.175\text{pF}$ まで可変した時の発振器の出力損失(S_{21})とループ利得(S_{31})、非対称結合共振器の通過帯域の中心周波数である選択周波数(f_0)を示す。図 2.3(a)

より、 C_1 が増加すると出力損失(S_{21})とループ利得(S_{31})が増加し、選択周波数(f_o)が低くなる
ことがわかる。振幅の発振条件 $S_{31} > -12\text{dB}$ より、 $C_1=0.1\text{pF}$ を選択する。

図 2.3(b)に $C_1=0.1\text{pF}$ に固定し、 C_2 を $0.2\sim0.5\text{pF}$ まで可変した時の S_{21} と S_{31} 、 f_o を示
す。図 2.3(b)より、 C_2 が減少すると出力損失(S_{21})とループ利得(S_{31})が増加し、選択周波数
(f_o)が高くなることが判る。発振条件 $S_{31} > -12\text{dB}$ より、 $C_2=0.3\text{pF}$ を選択する。この時、共
振周波数(f_o)が 2.47GHz となっているが 2.45GHz となるように共振器の共振周波数を調整
する。



(a) $C_2=0.3\text{pF}$ に固定し、 C_1 を可変した場合 (b) $C_1=0.1\text{pF}$ に固定し、 C_2 を可変した場合

図 2.3 フィードバック回路の特性 S_{21} , S_{31} , f_o

2.1.2 回路設計

設計したフィードバック回路と電力増幅器を組み合わせたフィードバック型固体発振器の構成を図 2.4 に示す．図 2.4(a)はブロック図であり，図 2.4(b)は解析用回路図である．回路解析は ADS (Keysight 製)のハーモニックバランス解析を用いた．LD-MOSFET デバイスの非線形モデルは HMT1003N をベースに MWO200 用に修正して使用した．共振器は先端短絡の 1/4 波長同軸共振器を用いた．

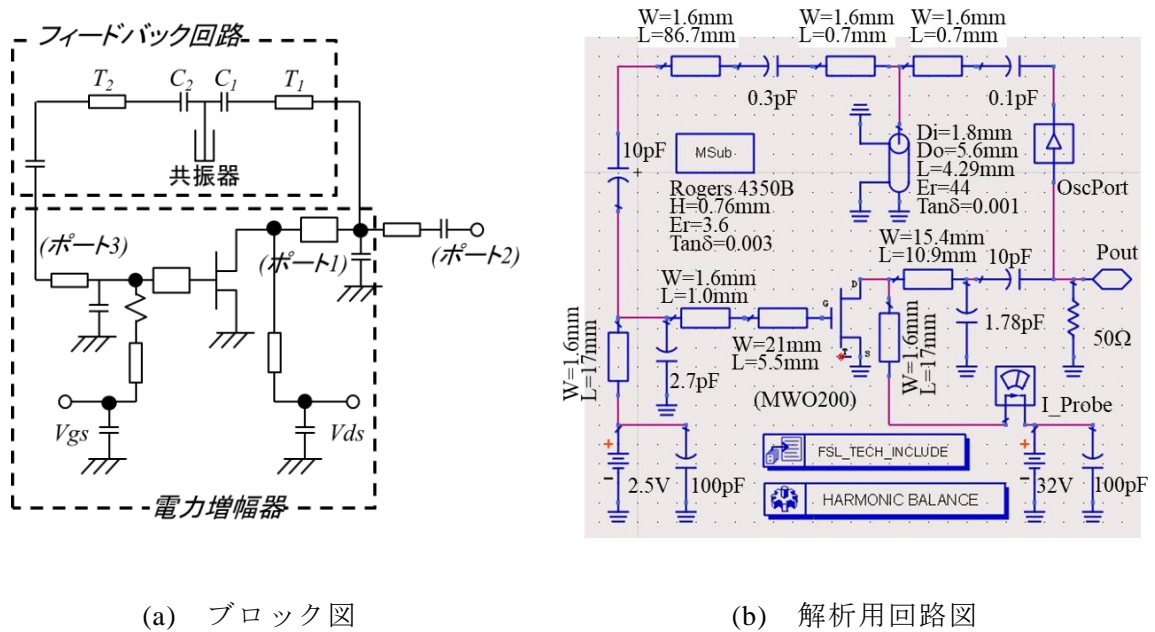


図 2.4 フィードバック型固体発振器の構成

まず，電力増幅器の特性を解析で求める．図 2.4(b)のフィードバック回路が無い電力増幅器だけで解析した結果を図 2.5 に示す．電力増幅器は高効率を実現できる F 級回路を採用する．F 級回路はデバイスの出力(ドレイン)端子で偶数次高調波短絡および奇数次高調波開放とする回路であるが，詳細は 2.2 節で述べる．電源電圧(V_d)は 32V，初期電流(I_{dq})は 900mA である．初期電流は増幅器の小信号利得が 15dB 以上となるように効率のよい B 級バイアスから電流を増加させて AB 級バイアスに設定する．図 2.5 より，小信号利得(Gain)は 15.9dB，P3dB 時の出力電力(P_{out})は 54.5dBm，ドレイン効率(η_d)は 53.6%である．

次にフィードバック型固体発振器の解析を行うために，図 2.4(b)の回路で，発振解析に必要な OSC-port を電力増幅器とフィードバック回路の結合部のフィードバック回路側に挿入する．位相条件は図 2.4(a)の伝送線路 T_2 の長さで調整した．発振特性の解析結果を図 2.6 に示す．図 2.6 より，発振周波数(f_o)は 2.465GHz，出力電力(P_{out})は 54.4dBm，ドレイン効率(η_d)は 50.9%である．発振特性は電力増幅器単体の出力電力およびドレイン効率とほぼ同じ値が得られたことがわかる．

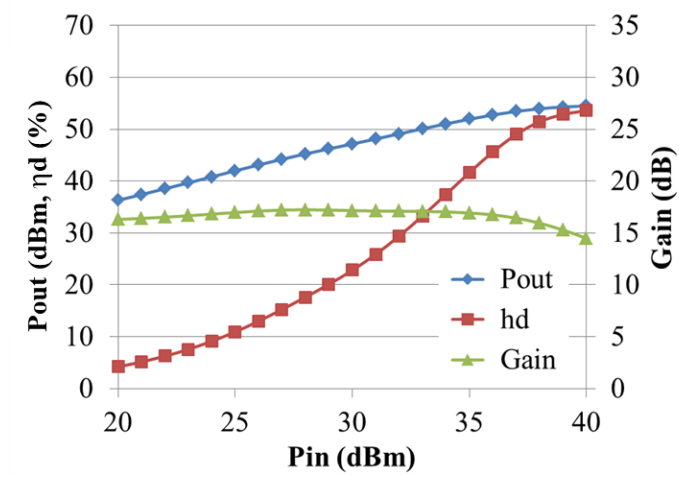


図 2.5 LD-MOSFET 電力増幅器の特性(解析)

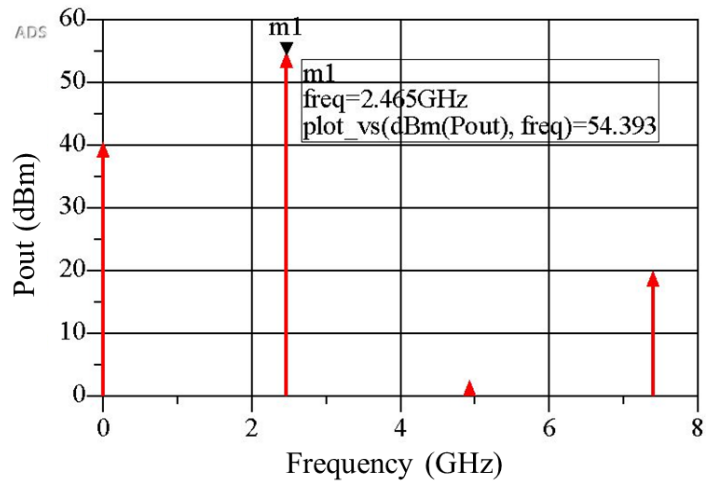


図 2.6 フィードバック型固体発振器の特性(解析)

2.1.3 回路試作

回路設計を基に試作したフィードバック型固体発振器の写真を図 2.7 に示す． V_o は発振器の出力である． T_1 と T_2 は伝送線路で， T_2 の伝送線路の長さで発振条件であるフィードバック位相を調整している． T_1 はできる限り短くすることで電力増幅器から共振回路を見た時のインピーダンスが高くなり，高アイソレーションとなる．誘電体同軸共振器とコンデンサは基板上にハンダで実装する．同軸共振器の中心ピンの接続に注意が必要である．また，先端短絡の $\lambda/4$ 波長同軸共振器の共振周波数の調整方法を図 2.8 に示す．まず同軸共振器の長さで共振周波数を調整するが結合度により共振周波数は変化するため，微調整が必要となる．図 2.8 の共振器の開放側の A 部を削ると共振器の容量が減って共振周波数が上がり，逆に図 2.8 の共振器の短絡側の B 部を削ると共振器のインダクタンスが増加して共振周波数が下がる．この方法で共振周波数を調整する．なおフィードバック回路を電力増幅器の出力へ付けることにより電力増幅器の負荷が若干変化する．そのため，電力増幅器の出力整合回路を再調整した．基板はロジャース製 4350B($60 \times 60 \times 0.76 \text{ mm}^3$)を使用する．同軸共振器は比誘電率 $\epsilon_r=44$ の $6 \times 6 \text{ mm}^2$ の方形同軸線路で無負荷 $Q=700$ である．電力増幅器の放熱は液冷装置を用いた．フィードバック回路の結合容量は解析で求めた $C_1=0.1 \text{ pF}$ と $C_2=0.3 \text{ pF}$ とした．

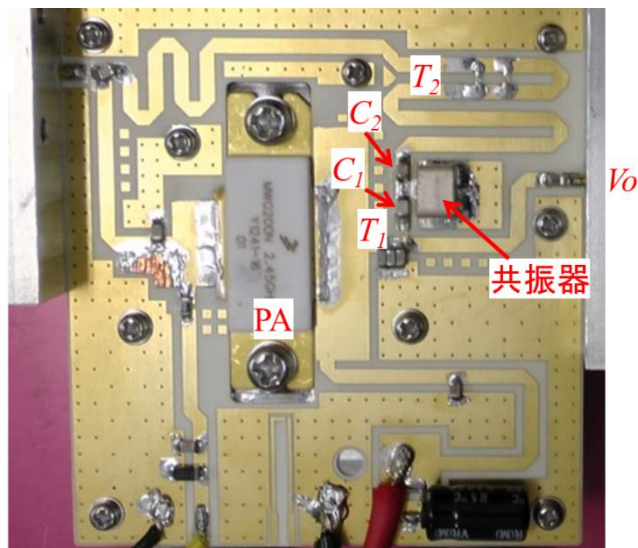


図 2.7 試作したフィードバック型固体発振器の写真

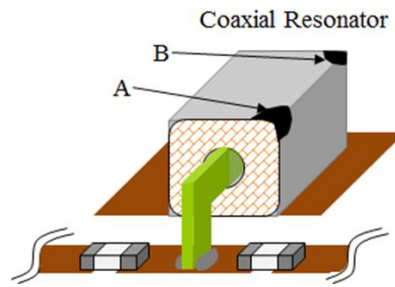


図 2.8 先端短絡の $\lambda/4$ 波長同軸共振器の共振周波数の調整方法

試作した電力増幅器単体の特性を図 2.9 に示す．図 2.9 より，小信号利得(Gain)が 15dB 以上，P3dB 時に出出力電力(Pout)が 53.9dBm，ドレイン効率(η_d)が 52%を得た．

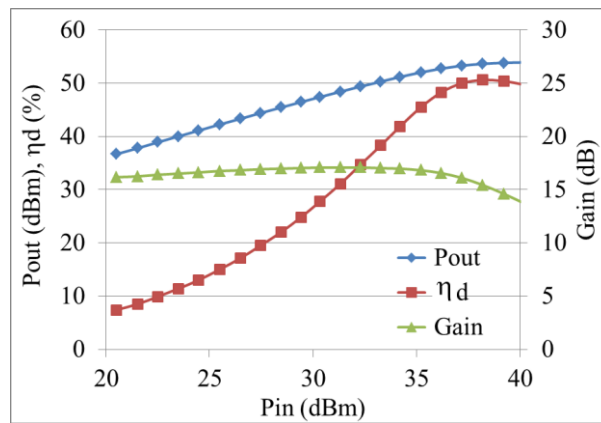


図 2.9 LD-MOSFET 電力増幅器の特性(実測値)

2.1.4 回路評価

電力増幅器とフィードバック回路を接続してフィードバック型固体発振器を試作した。試作したフィードバック型固体発振器の特性として、電源電圧(V_d)を 21~33V まで変化させた場合の発振器の出力電力(P_{out})とドレイン効率(η_d)、発振周波数(f_{osc})を図 2.10 に示す。電源電圧 32V で、発振周波数 2.45GHz、出力電力 210W、ドレイン効率 51%を得た。発振器のドレイン効率が電力増幅器のドレイン効率と比較した場合、1.5%低いことが、フィードバック回路へ -12dB の信号が漏れていることを考慮すると、試作したフィードバック型固体発振器は電力増幅器の効率と同等の効率が得られたと判断できる。電源電圧(V_d)を 25~32V の範囲で、出力電力は 140~210W となり、フィードバック型固体発振器のドレイン効率(η_d)は 50%を超えて最大値の 51%を得た。これにより、電源電圧(V_d)を可変することでドレイン効率(η_d)を極端に下げることなく出力電力を可変できることがわかる。ただし、電源電圧を変えると発振周波数が変化することに注意する必要がある。

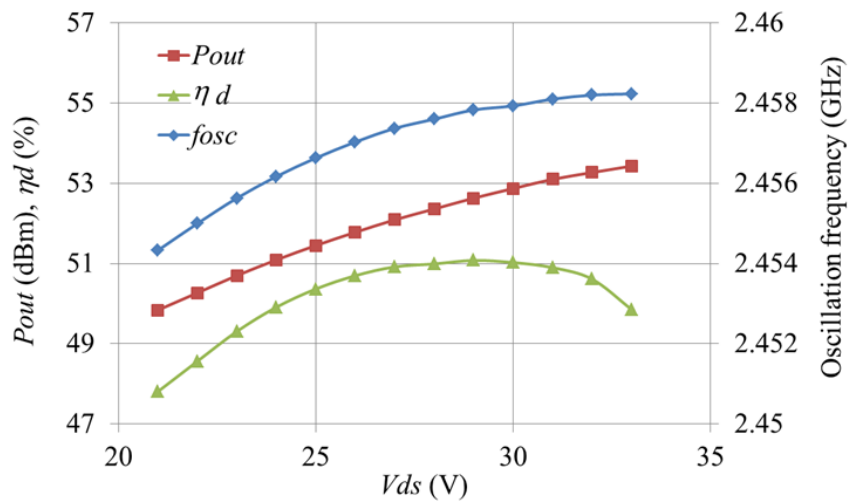


図 2.10 試作したフィードバック型固体発振器の特性

電源電圧 $V_d=32V$ 時の試作したフィードバック型固体発振器の出力スペクトラムを図 2.11 に示す. 安定したスペクトラムが得られている.

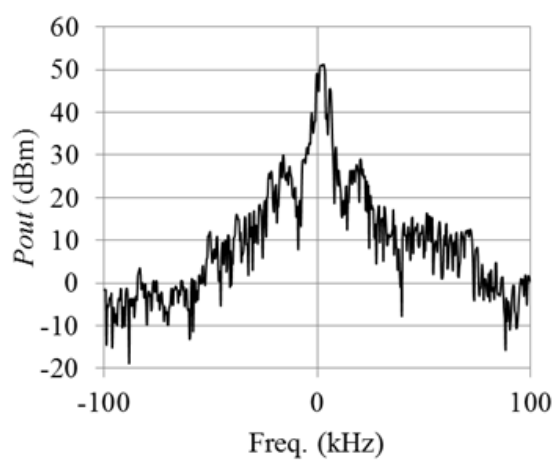
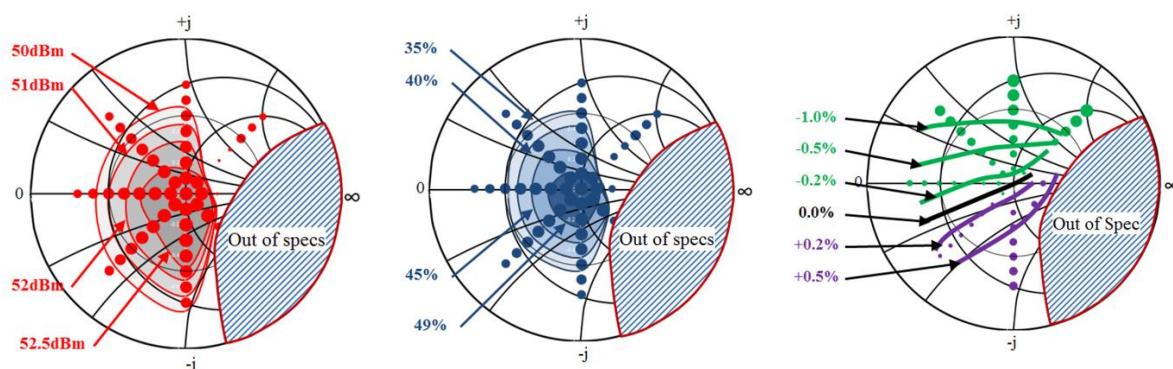


図 2.11 試作したフィードバック型固体発振器の出力スペクトラム($V_d=32V$)

次に試作したフィードバック型固体発振器の負荷変動特性を図 2.12 に示す．電源電圧は 32V である．図 2.7 の出力端子 V_o にロードプルチューナを接続して，出力電力とドレイン効率，発振周波数を測定した．図 2.12 より負荷変動により特性が変化し，発振停止や異常発振が起こるため，負荷が変化する環境で利用する場合はアイソレータ等の負荷変動対策が必要である．



(a) 出力電力

(b) ドレイン効率

(c) 発振周波数

図 2.12 試作したフィードバック型固体発振器の出力スペクトラム($V_d=32V$)

最後に，試作したフィードバック型固体発振器のゲート電圧をオン／オフした時の出力電力の時間特性を図 2.13 に示す．図 2.13 より，フィードバック型固体発振器の出力をオン／オフする PWM でマイクロ波出力電力を 10msec 以下で立上げ／立下げが可能であり，マイクロ波加熱の出力電力を可変する手段として利用できることがわかった．

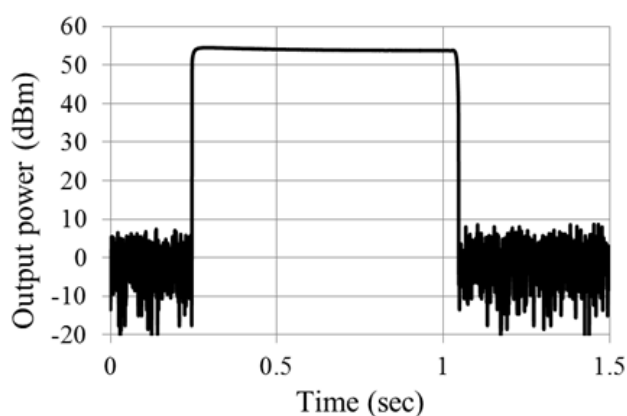


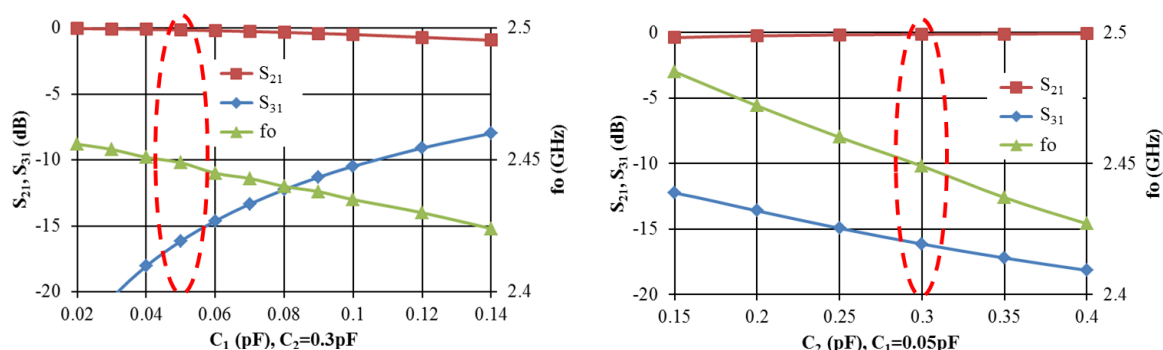
図 2.13 試作したフィードバック型固体発振器の出力電力のオン／オフ特性($V_d=32V$)

2.1.5 50W 高効率 GaN-HFET 発振器

前項でフィードバック型固体発振器の高効率化の手法として、非対称結合共振器により電力増幅器と同じ効率がフィードバック型固体発振器でも得られることがわかった。本節では LD-MOSFET デバイスより高効率である GaN-HFET への適応について研究する。電力増幅器の特性の比較を表 2.1 に示す。表 2.1 より、フィードバック型固体発振器の高効率化設計で重要な小信号利得と出力動作ポイントが異なるため、フィードバック回路の共振器の結合容量を再設計する。図 2.3 では $S_{31} > -12\text{dB}$ としたが、50W GaN-HFET では $S_{31} > -16 (18 - 2)\text{dB}$ となる。50W GaN-HFET のフィードバック回路の特性 S_{21}, S_{31}, f_o を図 2.14 に示す[2.6]。図 2.14 より、 $C_1=0.05\text{pF}$, $C_2=0.3\text{pF}$ が最適であることが分かった。

表 2.1 デバイスの特性比較

	出力電力	出力動作ポイント	ドレイン効率	小信号利得
200W LD-MOSFET [2.4, 2.5]	200W (53dBm)	P3dB	50%	15dB
50W GaN-HFET [2.6]	50W (47dBm)	P2dB	67%	18dB

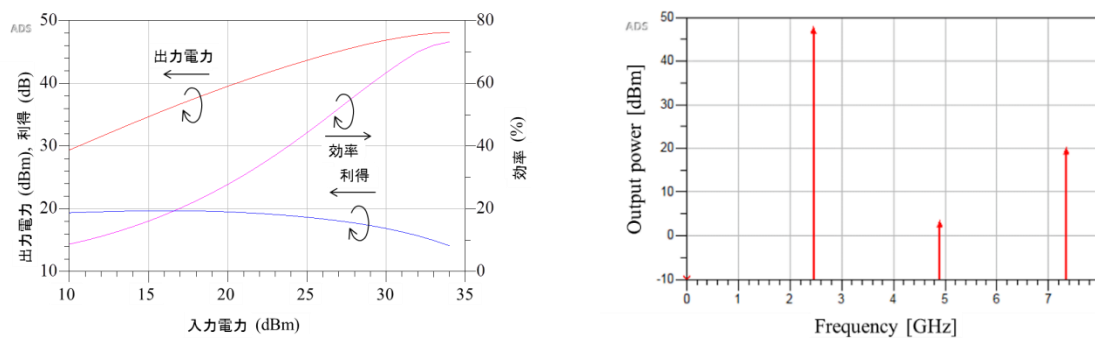


(a) $C_2=0.3\text{pF}$ に固定し、 C_1 を可変した場合 (b) $C_1=0.05\text{pF}$ に固定し、 C_2 を可変した場合

図 2.14 フィードバック回路の特性 S_{21}, S_{31}, f_o (50W GaN-HFET)

次にフィードバック回路の設計が完了したので、その値を用いて ADS で電力増幅器とフィードバック型固体発振器を解析した結果を図 2.15 に示す。GaN-HFET の非線形デバイスモデルは EEHEMT を用いてパラメータを 50W デバイスに合わせた。電源電圧(V_d)は +50V、バイアス電流は小信号利得を高くするために $I_{dq}=200\text{mA}$ と多くした。図 2.15(a)より、周波数 2.45GHz で、小信号利得は 18dB 以上、利得圧縮により利得が 16dB となった時に出力電力 47.7dBm (59W)、ドレイン効率 70%を得た。図 2.15(b)より、フィードバック型固体発振器の出力電力 47.6dBm (58W)、効率 66%、発振周波数 2.448GHz を得た。図 2.15(a)の電力増幅器の単体特性と比較して、フィードバック型固体発振器の出力は 0.1dB、効率は 4%低いがフィードバック回路の損失が -0.15dB であること及びフィードバック回路を

接続したことによる出力インピーダンスのずれを考慮すると妥当な値である．なお，電力増幅器の負荷インピーダンスは，フィードバック回路を接続したことにより，若干インピーダンスが変化する．そのため，フィードバック型固体発振器の出力と効率を改善するため，電力増幅器の整合回路を微修正した．



(a) 電力増幅器の入出力特性

(b) フィードバック型発振特性

図 2.15 50W GaN-HFET の ADS 解析結果

次に解析結果を基に試作機を作成した．試作したフィードバック型固体発振器の写真を図 2.16 に示す．フィードバック型固体発振器の負荷変動に対する影響を減らすためにサーキュレータを出力に挿入している．

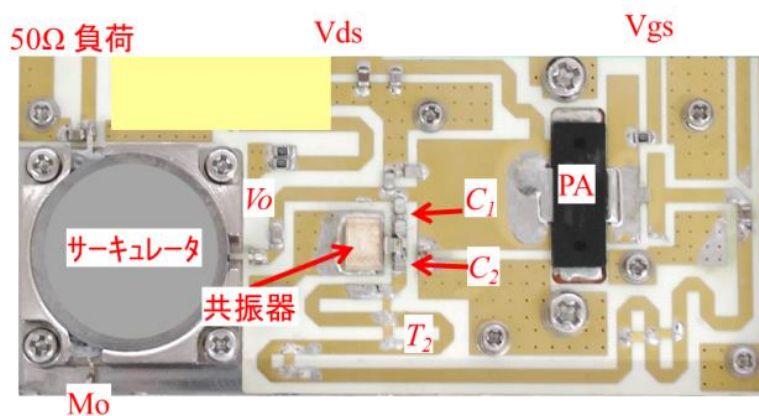
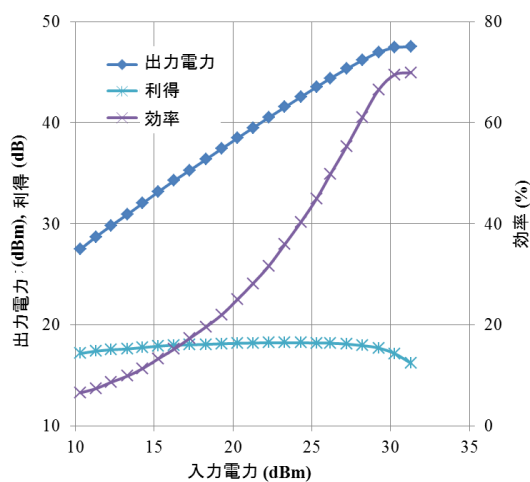
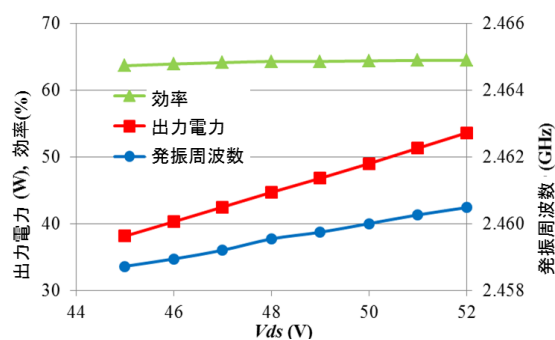


図 2.16 試作したフィードバック型固体発振器の写真 (50W GaN-HFET)

試作した 50W GaN-HFET の電力増幅器の特性とフィードバック型固体発振器の特性を図 2.17 に示す．図 2.17(a)より，周波数 2.45GHz で，小信号利得 18dB 以上，利得圧縮で利得 16dB となった時の出力電力 47.5dBm (56W)，ドレイン効率 70%を得た．この値はハーモニクバランス解析の結果とほぼ同じ値を得た．図 2.17(b)より，電源電圧+50V で出力電力 46.9dBm (49W)，効率 64%，発振周波数 2.46GHz を得た．電源電圧を上げると出力電力と発振周波数が上がる．効率は+45V から+52V でほぼ同じ 64%である．解析結果と比較するために出力に挿入したサーキュレータの損失 0.20dB を差し引くと，電源電圧+50V で出力 47.1dBm (51.3W)，効率 67%，発振周波数 2.46GHz となり，電力増幅器の値と比較して，出力電力が 0.4dB，効率が 3%低いが，フィードバック回路に信号が流れていることを考慮すると妥当な値である．発振周波数 2.46GHz の C/N は-80dBc/Hz @10kHz，-100dBc/Hz @100kHz で発振は安定している．



(a) 電力増幅器の入出力特性



(b) フィードバック型発振器の発振特性

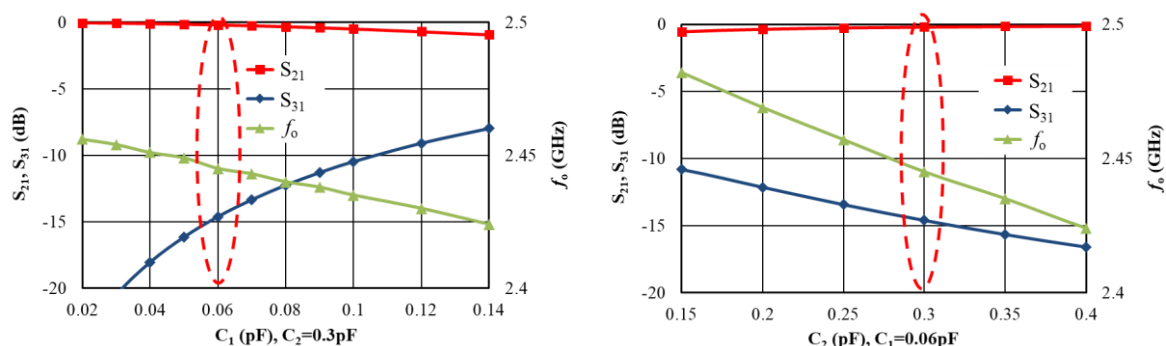
図 2.17 50W GaN-HFET の試作機の特性

2.1.6 250W 高出力・高効率 GaN-HFET 発振器

フィードバック型固体発振器の高効率化の手法が 50W GaN-HFET を用いた設計に有効であることが証明されたので，本節ではさらに出力電力が大きい 300W GaN-HFET への適応について研究する．電力増幅器の特性の比較を表 2.2 に示す．表 2.2 より，フィードバック型固体発振器の高効率化設計で重要な小信号利得と出力動作ポイントが異なるため，フィードバック回路の共振器の結合容量を再設計する．図 2.14 では $S_{31} > -16$ としたが，300W GaN-HFET では $S_{31} > -15$ (17 - 2)dB となる．300W GaN-HFET のフィードバック回路の特性 S_{21} , S_{31} , f_o を図 2.18 に示す[2.7]．図 2.18 より， $C_1=0.06\text{pF}$ ， $C_2=0.3\text{pF}$ が最適であることが分かった．

表 2.2 デバイスの特性比較

	出力電力	出力動作ポイント	ドレイン効率	小信号利得
200W LD-MOSFET [2.4, 2.5]	200W (53dBm)	P3dB	50%	15dB
50W GaN-HFET [2.6]	50W (47dBm)	P2dB	67%	18dB
300W GaN-HFET [2.7]	250W (54dBm)	P2dB	60%	17dB

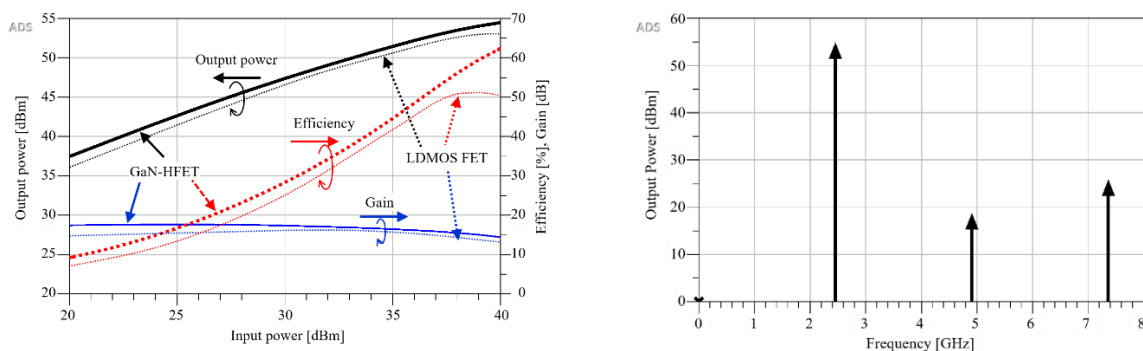


(a) $C_2=0.3\text{pF}$ に固定し， C_1 を可変した場合 (b) $C_1=0.06\text{pF}$ に固定し， C_2 を可変した場合

図 2.18 フィードバック回路の特性 S_{21} , S_{31} , f_o (300W GaN-HFET)

次にフィードバック回路の設計が完了したので，その値を用いて ADS で電力増幅器とフィードバック型固体発振器を解析した結果を図 2.19 に示す．GaN-HFET の非線形デバイスモデルは EEHEMT を用いてパラメータを 300W デバイスに合わせた．電源電圧は+50V，バイアス電流は小信号利得を高くするために $I_{dq}=800\text{mA}$ と多くした．図 2.19(a)より，周波数 2.45GHz で，小信号利得は 17dB 以上，利得圧縮により利得が 15dB となった時に出力電力 54.4dBm (275W)，ドレイン効率 62.3%を得た．さらに LD-MOSFET を用いた電力増幅器

との比較を示す．GaN-HFET は LD-MOSFET と比較して利得と効率が高いことが判る．図 2.19(b)より，フィードバック型固体発振器の出力電力 54.2dBm (263W)，効率 61.2%，発振周波数 2.453GHz を得た．図 2.18(a)の電力増幅器の単体特性と比較して，フィードバック型固体発振器の出力は 0.2dB，効率は 1.1%低いがフィードバック回路の損失が-0.15dB であること及びフィードバック回路を接続したことによる出力インピーダンスのずれを考慮すると妥当な値である．なお，電力増幅器の負荷インピーダンスは，フィードバック回路を接続したことにより，若干インピーダンスが変化する．そのため，フィードバック型固体発振器の出力と効率を改善するため，電力増幅器の整合回路を微修正した．



(a) 電力増幅器の入出力特性

(b) フィードバック型発振特性

図 2.19 300W GaN-HFET の ADS 解析結果

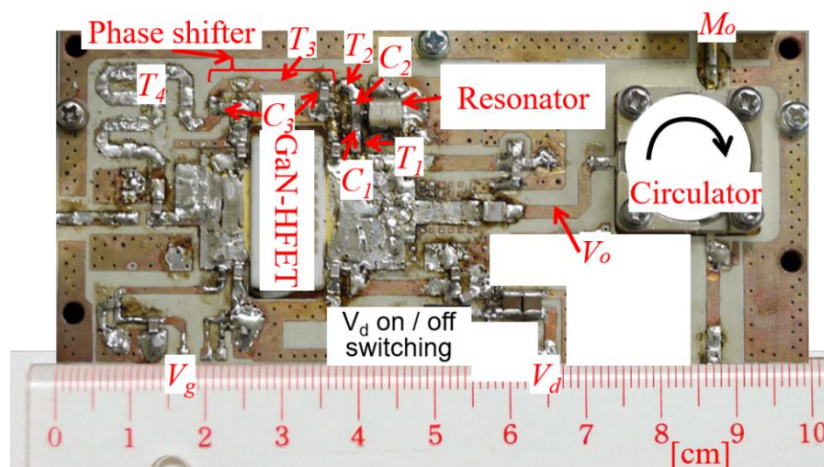


図 2.20 試作したフィードバック型固体発振器の写真（300W GaN-HFET）

次に解析結果を基に試作機を作成した．試作したフィードバック型固体発振器の写真を図 2.20 に示す．フィードバック型固体発振器の負荷変動に対する影響を減らすためにサーキュレータを出力に挿入している．

試作した 300W GaN-HFET の電力増幅器の特性とフィードバック型固体発振器の特性を図 2.21 に示す．図 2.21(a)より，周波数 2.45GHz で，小信号利得 17dB 以上，利得圧縮で利得 15dB となった時の出力電力 54.4dBm (275W)，ドレイン効率 62.7%を得た．この値はハーモニックバランス解析の結果とほぼ同じ値を得た．さらに解析値と測定値の比較を示す．小信号と飽和領域は良く一致している．図 2.21(b)より，電源電圧+50V で出力電力 54.2dBm (263W)，効率 61.3%，発振周波数 2.44GHz を得た．電源電圧を上げると出力電力と発振周波数が上がる．効率は+45V から+50V でほぼ同じ 60%である．解析結果と比較するために出力に挿入したサーキュレータの損失 0.20dB を差し引くと，電源電圧+50V で出力 54.4dBm (275W)，効率 63.5%，発振周波数 2.44GHz となり，電力増幅器の値と比較して，出力電力が同じで，効率が 2.4%高いが，フィードバック回路を付加することによる電力増幅器の負荷インピーダンスの変化を考慮すると妥当な値である．発振周波数 2.44GHz の C/N は -100dBc/Hz @100kHz で発振は安定している．

以上より，非対称結合共振器の結合容量を電力増幅器の特性に合わせて最適化する手法は LD-MOSFET デバイスだけでなく，GaN-HFET デバイスへも適応できることがわかった．

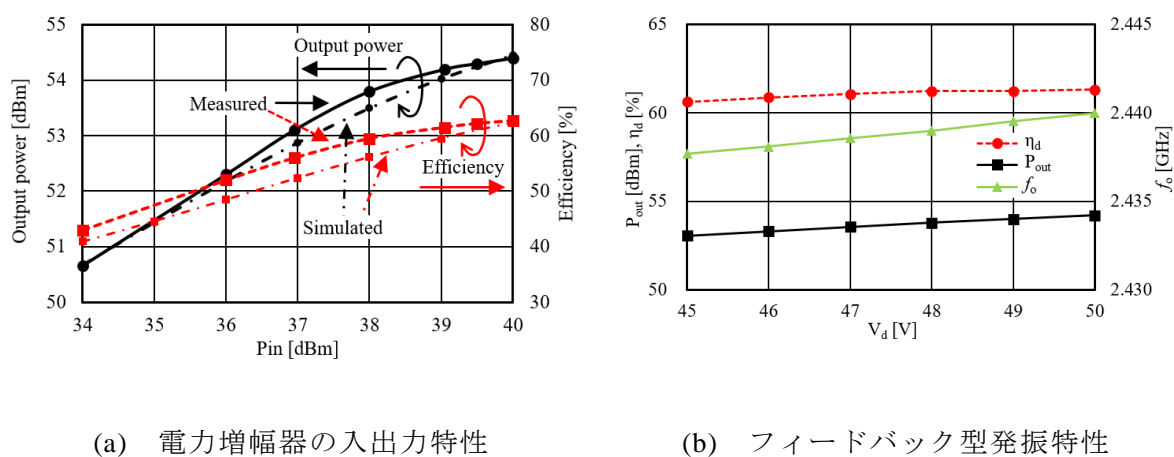


図 2.21 300W GaN-HFET の試作機の特性

2.2 F 級増幅器

フィードバック型固体発振器の高効率化を実現するためには電力増幅器の高効率化も重要である．電力増幅器の高効率化に関しては時間領域でのスイッチングによりアプローチする E 級増幅器[2.8]と周波数領域での高調波処理によりアプローチする F 級増幅器[2.9]および J 級増幅器[2.10]等がある．今回は高調波の負荷インピーダンスを処理する F 級増幅器について検討を行う．検討するデバイスは 50W GaN-HFET で行う．なぜなら，LD-MOSFET デバイスは 2.4GHz 帯の信号に対して 2 倍波である 5GHz 帯でほとんど利得がないため，高調波処理による効率の改善が小さいからである．

2.2.1 GaN-HFET を用いた F 級増幅器の設計

F 級回路はデバイスの出力(ドレイン)端子で偶数次高調波短絡および奇数次高調波開放とすることで高効率を実現する．理想的な F 級回路を実現した時の F 級増幅器のドレイン電圧とドレイン電流の関係を図 2.22 に示す．図 2.22 の破線円で示す場所のドレイン電圧とドレイン電流の重なりが無ければ，損失はなくなり効率 100%が実現できる．図 2.22 のドレイン電圧 V_d とドレイン電流 I_d をフーリエ級数に展開すると，(式 2.1)と(式 2.2)で表すことができる．

$$V_d = V_{max} \left(\frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \cos \omega t + \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega t - \frac{2}{5\pi} \cos 5\omega t + \dots \right) \quad (\text{式 2.1})$$

$$I_d = \frac{I_{max}}{\pi} \left(1 + \frac{\pi}{2} \cos \omega t + \frac{2}{3} \cos 2\omega t - \frac{2}{15} \cos 4\omega t + \dots \right) \quad (\text{式 2.2})$$

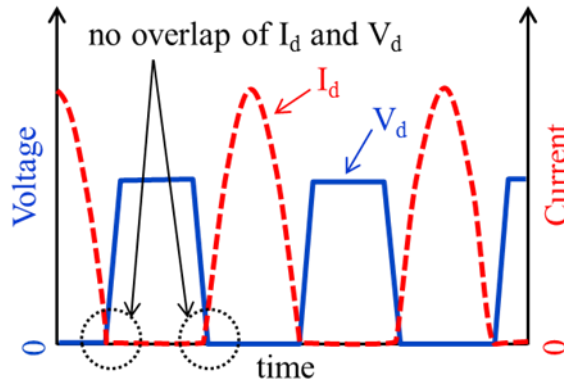


図 2.22 F 級増幅器のドレイン電圧とドレイン電流の波形

ドレイン電圧 V_d は(式 2.1)より，偶数次高調波の電圧がゼロであることから，偶数次高調波の負荷インピーダンスをゼロ(短絡)とすることで実現できる．ドレイン電流 I_d は(式 2.2)より，奇数次高調波の電流がゼロであることから，奇数次高調波の負荷インピーダンスを無限大(開放)とすることで実現できる．表 2.3 に F 級増幅器における高調波の負荷イン

ピーダンスに対する効率を示す[2.11]. 表 2.3 より, 高調波の負荷インピーダンスを考慮せずに A 級バイアスで増幅器を動作させた場合, 50%の効率となる. B 級バイアスで 2 倍波の負荷インピーダンスを開放とした場合, 71%の効率となり, すべての高調波のインピーダンスを前記 F 級動作の条件にした場合, 効率は 100%となる. ただし, 前記効率は損失が無い場合であり, 実際はデバイスおよび回路には損失があるため, 表 2.3 に示した効率より悪くなる.

表 2.3 F 級増幅器における高調波の負荷インピーダンスに対する効率

		電圧 高調波				
		fo	3fo	5fo	7fo	∞
電流 高調波	fo	50.0%(A 級)	57.7%	60.3	61.6%	63.7%
	2fo	70.7%(B 級)	81.7%	85.3%	87.1%	90.0%
	4fo	75.0%	86.6%	90.5%	92.3%	95.5%
	∞	78.5%	90.7%	94.8%	96.7%	100%(F 級)

2.2.2 回路設計

今回使用するデバイス GaN-HFET (MACOM 製 MAGE-102425-050S0P)は高耐圧で高速動作が可能なデバイス (3 倍波である 7.5GHz まで利得がある)であるため, 3 倍高調波まで負荷インピーダンスの処理を行う. 図 2.23 に電力増幅器の構成図を示す. 図 2.23 より, 出力の 2 倍波処理はドレイン電流を供給するチョーク回路を基本波に対して $\lambda/4$ となる伝送線路 T_{d1} を利用することで 2 倍波では $\lambda/2$ となり短絡を実現する. 基本波の整合と 3 倍波処理は出力整合回路である伝送線路 T_{d2} とコンデンサ C_{d1} で構成するローパスフィルタ特性で行う. その結果, f_0 と $2f_0$, $3f_0$ のインピーダンスは $2.6+j5.6\Omega$, $0.9-j4.1\Omega$, $3.7+j8.1\Omega$ となる. 入力整合回路は伝送線路 T_{g2} と T_{g3} , T_{g4} で構成するローパスフィルタ特性で基本波の整合と高調波を処理する. その結果, f_0 と $2f_0$, $3f_0$ のインピーダンスは $5.2+j12\Omega$, $3.5-j0.4\Omega$, $4.3+j0.5\Omega$ となる. なお, 電力増幅器の効率を良くするためには B 級または C 級バイアスで利用した方が良いが, フィードバック型固体発振器では AB 級バイアスを利用する必要がある. なぜなら, 小信号動作で発振条件を満足する必要があるからである.

ADS のハーモニックバランス解析で計算した入出力特性は図 2.15(a)である. 非線形デバイスモデルは EEHEMT を用いてパラメータを 50W デバイスに合わせた. 電源電圧は +50V, バイアス電流は小信号利得を高くするために $I_{dq}=200\text{mA}$ と多くした. 図 2.15(a)より, 周波数 2.45GHz で, 小信号利得は 18dB 以上, 利得圧縮により利得が 16dB となった時に出力電力 47.7dBm (59W), ドレイン効率 70%を得ている.

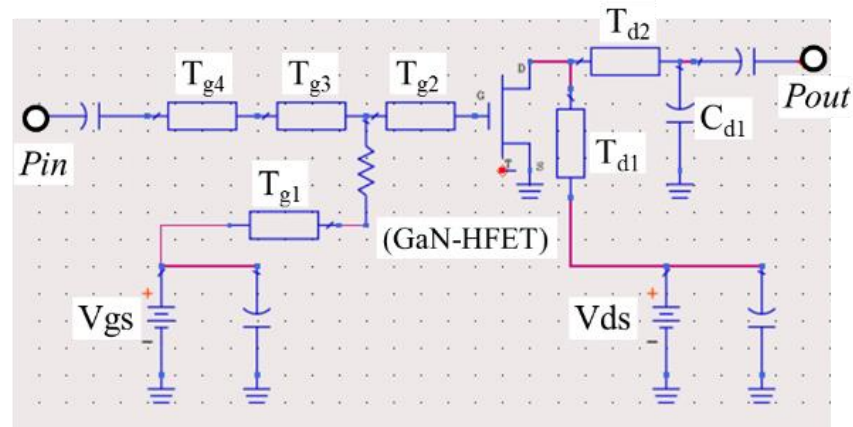


図 2.23 電力増幅器の構成図 (50W GaN-HFET)

図 2.24 に 59W 出力時の電流・電圧波形を示す. 図 2.24 より, 電圧波形と電流波形の重なりが少なくなり, 矩形に近づいていることが判る.

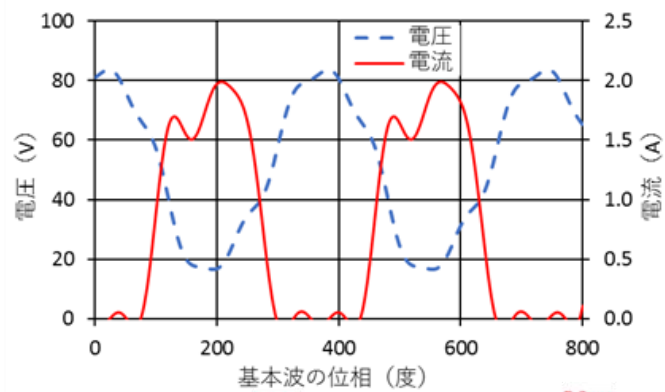


図 2.24 電力増

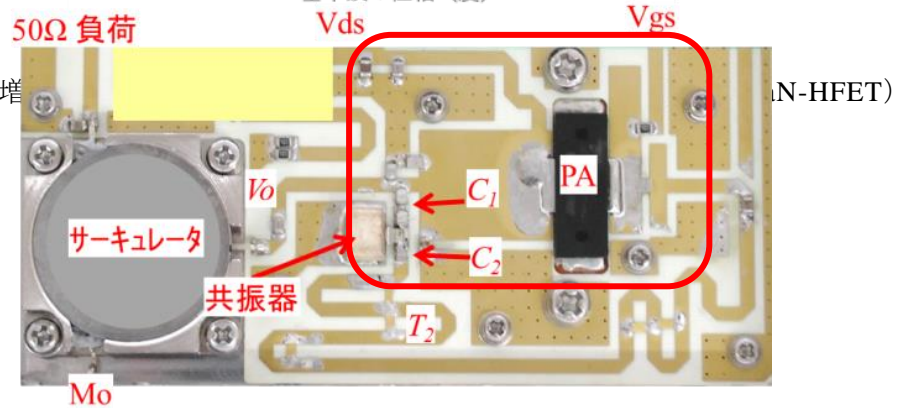


図 2.25 試作した F 級電力増幅器の写真 (50W GaN-HFET)

2.2.3 回路試作

試作した F 級電力増幅器の写真を図 2.25 に示す．図 2.25 の実線で囲まれた部分が F 級電力増幅器である．ドレイン電圧 V_{ds} を供給するチョーク回路を構成する伝送線路の長さを基本波に対して $\lambda/4$ となるように設計するが，GaN-HFET デバイスのドレイン端で 2 倍波がショーとなるように $\lambda/4$ より短めになっている．なぜなら，整合回路の部分とパッケージ内の電気長を考慮した設定となっている．出力整合回路だけでなく，入力整合回路も同様の高調波処理をローパスフィルタ型の整合回路で行っている．電力増幅器として評価するときはフィードバック回路を切り離して測定している．

2.2.4 回路評価

試作した電力増幅器の特性は図 2.17(a)である．ADS のハーモニックバランス解析とほぼ同じ値が得られた．高調波処理を行わないとドレイン効率(η_d)は 5%程度劣化し，65%の効率が得られた．今回の検討で高調波処理を行うことで電力増幅器の高効率化が図れることが実証できた．

第2章の参考文献

- [2.1] T. Shi and K. Li, “High power solid-state oscillator for microwave oven applications,” in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Montreal, QC, Canada, Jun. 2012, pp. 1–4.
- [2.2] T. Shi and K. Li, “High power solid-state DRO with power booster,” in Proc. EuMIC, 2012, pp. 461–464.
- [2.3] S. H. Kim, H. J. Kim, S. W. Shin, J. D. Kim, B. K. Kim, and J. J. Choi, “Combined power oscillator using GaN HEMT,” in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Baltimore, MD, USA, Jun. 2011, pp. 1–4.
- [2.4] H. Ikeda, Y. Itoh, “2.4 GHz-Band High Power and High Efficiency Solid-State Injection-Locked Oscillator Using Imbalanced Coupling Resonator.” IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), Honolulu, HI, USA, June 2017; pp. 1–4.
- [2.5] H. Ikeda, Y. Itoh, “2.4 GHz-band high power and high efficiency solid-state injection-locked oscillator.” IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 2018, 66, 3315–3322.
- [2.6] 池田光, 伊藤康之, “非対称結合共振器をフィードバック回路に用いた 2.4GHz 帯 50W 出力高効率 GaN-HFET 発振器,” 信学誌 (C) , vol.J101-C NO.12, pp. 454-460, Dec. 2018.
- [2.7] H. Ikeda, Y. Itoh, “A 2.4 GHz-Band 250 W, 60% Feedback-Type GaN-HFET Oscillator Using Imbalanced Coupling Resonator for Use in the Microwave Oven”, Journal of Applied Sciences, July, 2019.
- [2.8] M. Hayati, A. Lotfi, M. K. Kazimierczuk, and H. Sekiya, “Generalized design considerations and analysis of class-E amplifier for sinusoidal and square input voltage waveforms,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 62, no. 1, pp. 211–220, Jan. 2015.
- [2.9] J. Moon, S. Jee, J. Kim, J. Kim, and B. Kim, “Behaviors of class-F and class-F–1 amplifiers,” IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 60, no. 6, pp. 1937–1951, Jun. 2012.
- [2.10] A. Alizadeh and A. Medi, “Investigation of a class-J mode power amplifier in presence of a second-harmonic voltage at the gate node of the transistor,” IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 65, no. 8, pp. 3024–3033, Aug. 2017.
- [2.11] 石川亮, 黒田健太, 本城和彦, 津田邦男, 久田安正, “GaN HEMT を用いた SSPS 用 5.8GHz 帯 F 級高効率増幅器”, 信学技報, 技術レポート, SPS2008-04 (2008-07), pp. 1-6, 2008.

第3章 高出力固体発振器の広帯域化

第2章でフィードバック型固体発振器の高効率化の手法が確立され、従来の増幅器型固体発振器と同等の高効率を得られた。今後インテリジェント加熱で利用するためには発振周波数の広帯域化が重要となる。従来の VCO は小信号トランジスタの負性抵抗と共振器を用いたコルピッツ発振器[3.1]やハートレー発振器[3.2]にバラクタダイオードを付加して発振周波数を可変する構成であるが、フィードバック型固体発振器には利用できない。

本章ではフィードバック型高出力固体発振器の周波数可変について研究する。フィードバック型固体発振器の発振周波数を変えるためには、発振条件である(式 1.1)と(式 1.2)を同時に満たすように周波数を可変する必要がある。ところが、大電力のフィードバック型発振器ではフィードバック回路に大信号が通過するため、従来の小信号用の低耐圧のバラクタダイオードを用いて共振周波数を調整することはできない。そのため、如何にして発振条件を満たす周波数を変えるかが課題となる。そこで、周波数を可変する3つの方法（「大電力周波数可変共振器」：(式 1.1)の振幅条件のみを可変して発振周波数を決定、「共振器レス帰還型固体発振器」：(式 1.2)の位相条件のみを可変して発振周波数を決定、「振幅条件と位相条件を独立に制御したフィードバック型固体発振器」：(式 1.1)と(式 1.2)の両方の条件を可変して発振周波数を決定）を研究する。最後に「フィードバック型固体発振器の位相可変」：注入同期による発振周波数の安定と位相制御を研究する。

3.1 大電力周波数可変共振器

フィードバック型固体発振器の周波数を可変する場合、大電力信号が通過するフィードバック回路の共振周波数と位相を可変する回路が必要である。しかし、大電力信号に対応した周波数可変共振器が無くて実現できていなかった。今回この問題を解決するために大電力周波数可変共振器を考案し、フィードバック高出力固体発振器に応用することにより有効性を確かめる。今回提案する大電力周波数可変共振器は市販されている周波数固定の大電力用共振器に多段構成の高耐圧バラクタダイオードを並列接続することにより、高耐圧で広帯域な周波数可変特性を実現する。フィードバック型固体発振器型用の固体素子として高出力 GaN-HFET を用い、また大電力周波数可変共振器として周波数固定のセラミックを用いた先端短絡の $\lambda/4$ 同軸共振器に多段構成の印加電圧 30V、容量変化比 1pF[30V]/16pF[0V]のバラクタダイオードを並列接続することで実現する。

従来の周波数固定の大電力用共振器を用いたフィードバック型固体発振器と大電力周波数可変共振器を用いた VCO の回路構成を図 3.1 に示す。図 3.1(a)は従来の周波数固定の大電力用共振器を用いたフィードバック型固体発振器であり、フィードバック回路 A と電力増幅回路 B から構成される[3.3]。フィードバック回路 A は電力増幅回路 B の出力(B)の一部を取り出し、発振周波数のみを通過させる共振器と伝送線路を通り、電力増幅回路の

入力(A)に信号を戻す回路である．いまフィードバック回路のループ特性を $\beta(s)$ ，電力増幅回路の増幅特性を $A(s)$ とする．フィードバック型固体発振器は発振条件[3.4]である振幅条件（式 1.1）と位相条件（式 1.2）を同時に満たす周波数で発振する．一方，図 3.1(b)の大電力周波数可変共振器を用いた VCO の動作は図 3.1(a)と基本的に同じであるが，共振器の構成が異なる．図 3.1(a)では周波数固定の大電力用共振器のみが用いられていたが，図 3.1(b)では周波数固定の大電力用共振器に多段構成の高耐圧バラクタダイオード C_3 を並列接続し，周波数を変化できるようにしている[3.5]．高耐圧バラクタダイオードの段数が多くなるほど大電力を信号で動作するようになるが，可変できる容量が少なくなるデメリットがある．

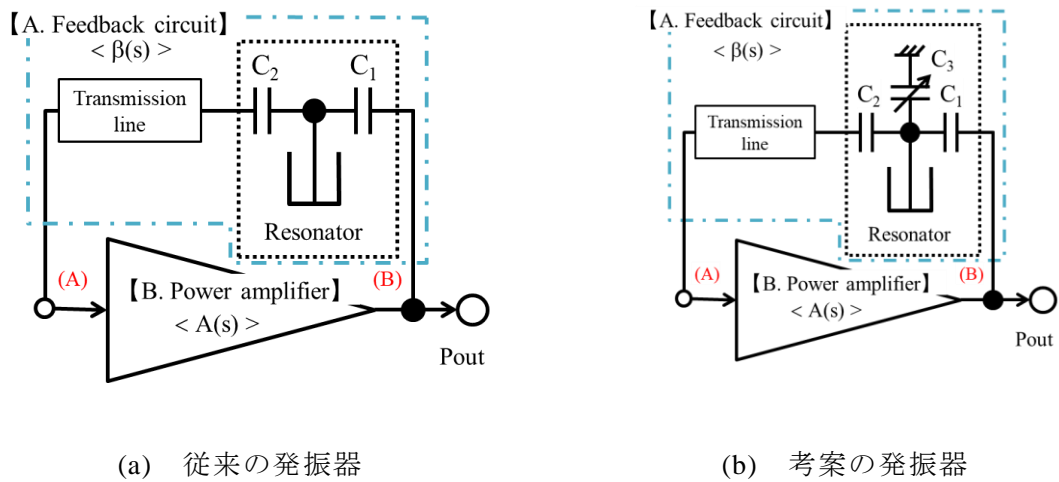


図 3.1 フィードバック型固体発振器の構成

3.1.1 大電力周波数可変共振器の設計

大電力周波数可変共振器の回路構成を図 3.2 に示す．周波数固定の大電力用共振器 (Resonator) に 1 段構成の高耐圧バラクタダイオード C_3 を並列接続した可変周波数共振器を図 3.2(a)，2 段構成の高耐圧バラクタダイオード C_3 を並列接続した可変周波数共振器を図 3.2(b)に示す． C_{Da} , C_{Db} はバラクタダイオード， C_1 , C_2 は結合容量， C_{3a} , C_{3b} は DC カットコンデンサ， V_{CC} はバラクタダイオードの制御電圧である．周波数可変範囲は 2.4~2.5GHz の ISM バンドとする．周波数固定の大電力用共振器として，誘電率 $\epsilon_r=38$ のセラミクスを用いた特性インピーダンス $Z_0=12.5\Omega$ の先端短絡の $\lambda/4$ 同軸共振器[3.6]を用いる．サイズは $4 \times 4 \times 4 \text{ mm}^3$ である．容量 C_3 を 0.15~0.3pF まで変化させた場合の図 3.1(b)の共振器全体の共振周波数と通過位相のシミュレーション結果を図 3.3 に示す．シミュレーションにおいて，周波数固定の大電力用共振器の同軸共振器と容量 C_3 は理想的な値を用いた．いま結合容量を $C_1=C_2=0.2\text{pF}$ とすると，図 3 より， C_3 を 0.185~0.29pF まで可変すれば，共振周波数を 2.4~2.5GHz まで可変できることがわかる．一方，通過位相は共振周波数を可変しても共振器単体では変化しないことがわかる．

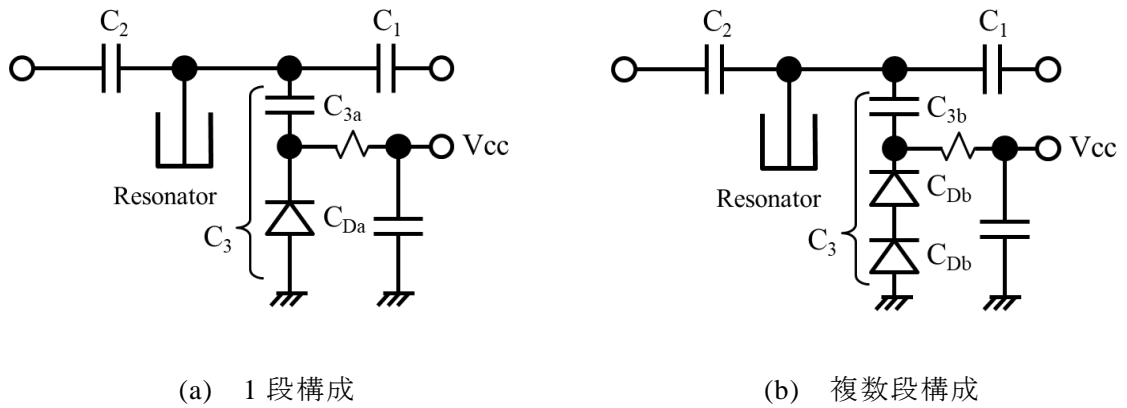


図 3.2 大電力周波数可変共振器の構成

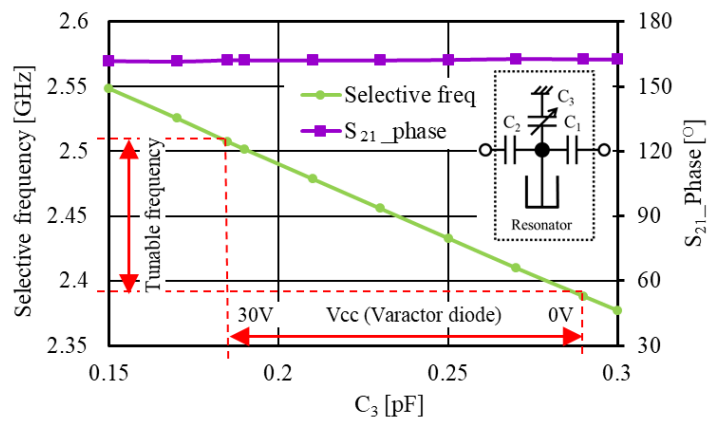


図 3.3 C_3 に対する共振器の特性

次に、 C_3 の可変容量 0.185~0.29pF を実現するために、図 3.2(a)と(b)における C_{3a} と C_{3b} をパラメータとして、 C_3 が 0.185pF@2.5GHz と 0.29pF@2.4GHz となるようにバラクタダイオードの容量(C_{Da} , C_{Db})を計算した結果を図 3.4 および表 3.1 に示す．またバラクタダイオード 1 個に掛かる電圧と伝送線路に掛かる電圧比も計算し、図 3.4 および表 3.1 に示す．図 3.4 の破線は図 3.2(a)の 1 段構成の場合で、実線は図 3.2(b)の 2 段構成の場合である．丸印(●)は $C_3=0.185\text{pF}$ となる場合で、四角印(■)は $C_3=0.29\text{pF}$ となる場合の C_{Da} または C_{Db} と電圧比である．図 3.4 より C_{3a} と C_{3b} は小さく、図 3.2(a)の 1 段構成より図 3.2(b)の 2 段構成の方がバラクタダイオードに掛かる電圧の割合は低く抑えられることがわかる． C_{3a} および C_{3b} は C_3 より小さくはできないため、ここでは $C_3=0.3\text{pF}$ を選択し、図 3.2(b)の 2 段構成のバラクタダイオードを採用する．

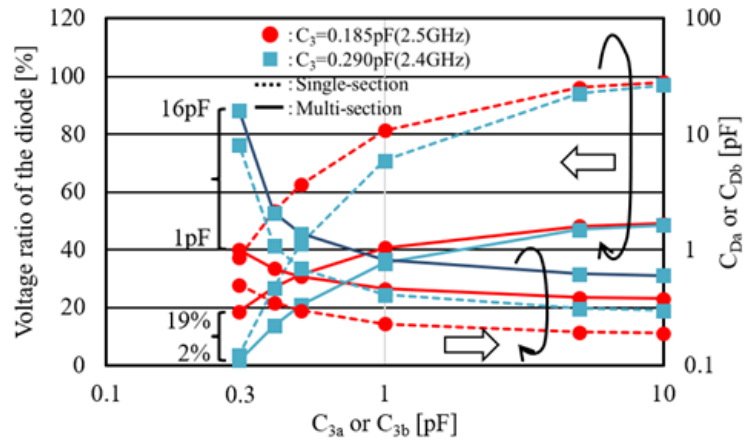


図 3.4 C_{3a} と C_{3b} に対する C_{Da} と C_{Db} およびダイオードに掛かる電圧

表 3.1 2.4GHz と 2.5GHz となるコンデンサ容量とダイオードに掛かる電圧

C_3 (Total C)	Single-section		Multi-section		Voltage ratio of diode
	C_{3a}	C_{Da}	C_{3b}	C_{Db}	
0.185pF (2.5GHz)	10	0.19			98%
			10	0.38	49%
	0.3	0.5			38%
			0.3	1	19%
0.29pF (2.4GHz)	10	0.3			97%
			10	0.6	49%
	0.3	8			4%
			0.3	16	2%

3.1.2 回路設計

フィードバック型固体発振器として動作させるためには電力増幅器とフィードバック回路が必要となる．第 2 章で設計した 50W 出力フィードバック型固体発振器をベースに，電力増幅器は 50W GaN-HFET を用いるが，バラクタダイオードの耐圧の関係で電源電圧 (V_{ds}) を 50V から 30V に下げて 20W 出力で設計する．この場合，電力増幅器の小信号利得は 17dB，P2dB で動作させるため，第 2 章の設計手法でフィードバック回路の結合容量を計算すると $C_1=0.06\text{pF}$ ， $C_2=0.3\text{pF}$ となった．大電力周波数可変共振器を用いた VCO の回路構成を図 3.5 に示す．図 3.5 より， V_{CC} でバラクタダイオードの容量を可変する．

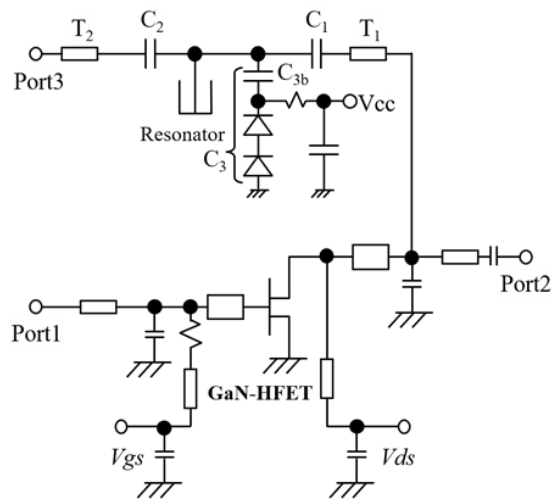


図 3.5 フィードバック型固体 VCO の構成

3.1.3 回路試作

前述した回路設計を用いて、VCO の試作を行った．VCO は負荷変動に弱いため、サーキュレータを出力に付けた．図 3.6 に試作したフィードバック型固体 VCO の写真を示す．基板は Rogers 製 4350B で、基板サイズは $90 \times 45 \times 0.76\text{mm}^3$ である．共振器は比誘電率 $\epsilon_r=38$ のセラミックを用いた $4 \times 4 \times 4\text{mm}^3$ の先端短絡の $\lambda/4$ 同軸共振器を使用した．高効率 GaN-HFET 増幅器には MACOM 製 MAGE-102425-050S0P を使用した．GaN-HFET は基板と同時にシャーシへハンダ付けしている．VCO の出力信号はサーキュレータを通り、モジュールの出力 Mo から出力する．増幅器の出力信号の一部を結合コンデンサ C_1 で取り出し、同軸共振器を通して、結合コンデンサ C_2 、伝送線路 T_2 を経て、増幅器の入力へフィードバックされる．通過位相は $V_{cc}=20\text{V}$ で 0 度なるように伝送線路 T_2 の長さを調整した．冷却には液冷を用いた．同軸共振器には 0.3pF の固定容量とバラクタダイオード(NXP 製 BB181) を 2 個直列接続した可変容量を付加した．フィードバック型固体 VCO に試作した電力増幅器は周波数 2.45GHz で、小信号利得 17.5dB 、利得圧縮で利得 15dB となった時の出力電力 43.4dBm (22W)、ドレイン効率 58% を得た．

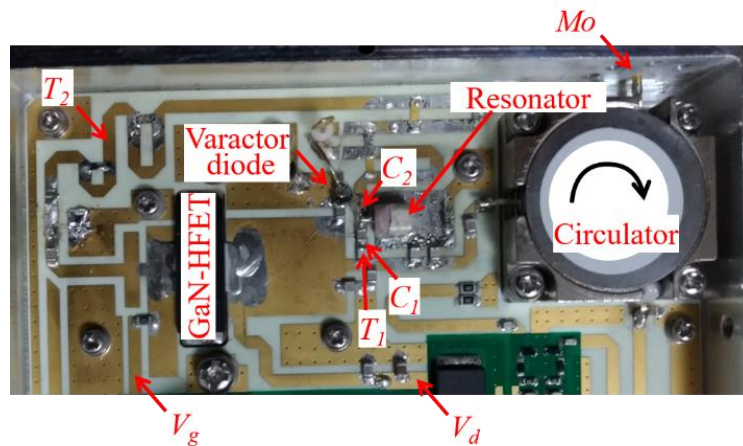
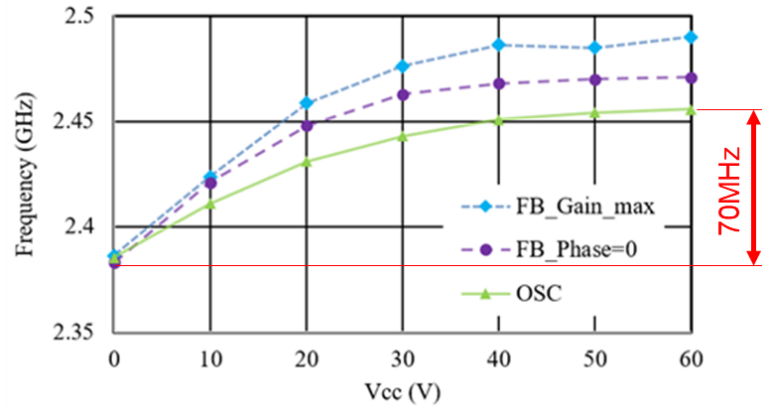


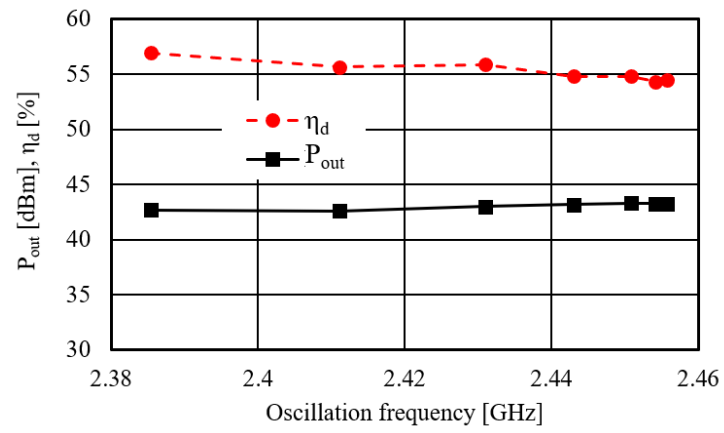
図 3.6 フィードバック型固体 VCO の写真

3.1.4 回路評価

試作したフィードバック型固体 VCO の特性を図 3.7 に示す．図 3.7(a)より，発振周波数は小信号で帰還特性を測定した結果と比較して低い周波数で発振していることがわかる．これは，高効率 GaN-HFET 増幅器の通過位相が P2dB 付近で遅れることが原因だと考えられる．発振周波数の可変範囲は 2.385~2.456GHz の 71MHz であり，振幅が最大の周波数の可変範囲(2.386~2.49GHz の 104MHz)より狭くなっているのは，シミュレーションで考察したのと同じループ位相が関係していると考えられる．VCO の発振周波数に対する出力電力と効率を図 3.7(b)に示す．図 3.7(b)より，発振周波数 2.385~2.456GHz において，出力電力 43dBm(20W)以上，効率 55%以上が得られた．周波数 2.456GHz で，C/N は-100dBc/Hz @100kHz で，安定した発振スペクトラムを示している．この値は従来の周波数固定のフィードバック型固体発振器と同じである．以上の結果より，今回提案した大電力周波数可変共振器を用いた VCO は，インテリジェント加熱等の周波数制御が必要とされる小型マイクロ波電源として有望である．



(a) 制御電圧 V_{CC} に対する特性



(b) 発振周波数に対する特性

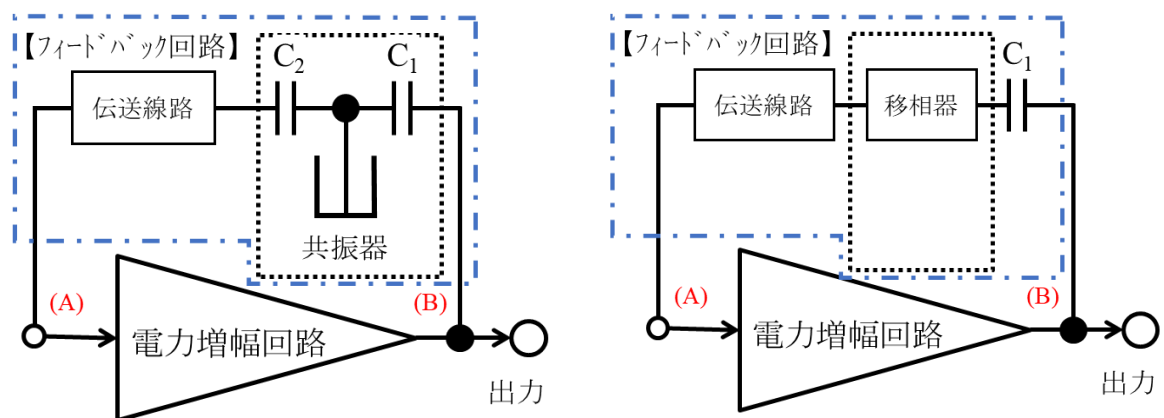
図 3.7 フィードバック型固体 VCO の特性

3.2 共振器レス帰還型固体発振器

フィードバック型固体発振器の発振周波数は(式 1.1)と(式 1.2)を同時に満たす周波数となる。3.1 節では共振器の共振周波数を変えて、振幅条件と位相条件を発振周波数に合わせた。本節では共振器を使用しないことで振幅条件を満たす周波数の広帯域化を図り、位相条件のみで発振周波数を決定する手法について研究する。

3.2.1 共振器レス帰還型固体発振器の設計

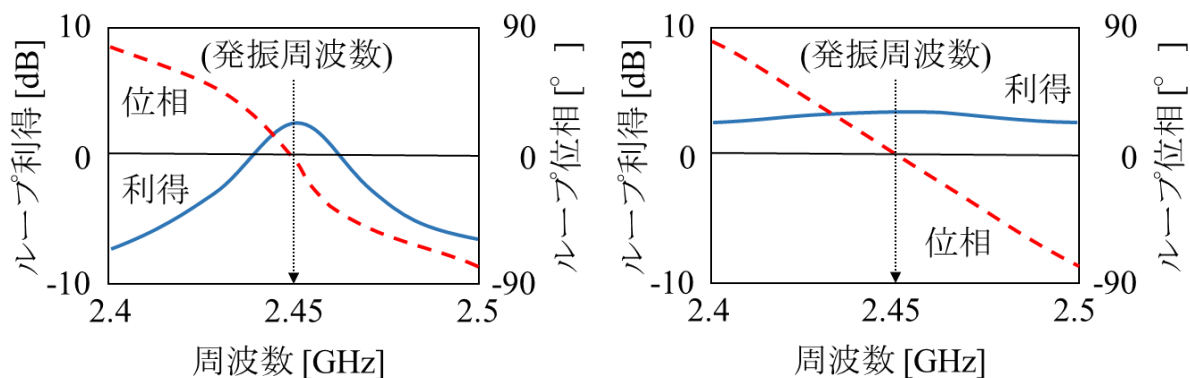
フィードバック型固体発振器のブロック図を図 3.8 に示す。図 3.8(a)は従来のフィードバック型固体発振器であり、電力増幅回路とフィードバック回路から構成される[3.7]。発振条件は電力増幅器回路の入力端(A)で(1)フィードバック信号の振幅が入力信号より大きく、(2)位相が同相となる 2 条件である。従来はフィードバック回路にある共振器で振幅条件を満たす周波数帯域を設定し、伝送線路で位相を調整していた。その結果、共振器の共振周波数で発振周波数が固定されていた。一方、図 3.8(b)の考案のフィードバック型 VCO は共振器の代わりに移相器を用い、発振の振幅条件を満たす周波数範囲を広げ、伝送線路と移相器で位相条件を決定している[3.8]。すなわち移相器で位相を可変することにより VCO のように発振周波数を変化させることができる。図 3.8 に示した各フィードバック型固体発振器のループ特性を図 3.9 に示す。図 3.9(a)は従来の共振器を用いたフィードバック回路、図 3.9(b)は共振器を用いないフィードバック回路の特性である。考案の VCO は振幅条件を満たす周波数範囲が広く、目標の 2.4~2.5GHz の全帯域でループ利得は 0dB 以上となっている。一方ループ位相特性は周波数が増加するにつれて単調に遅れている。そのため、位相条件が 0° となる周波数で発振周波数が決定されることがわかる。ただし、振幅特性が広帯域であるため、ループ位相の変化が大きいと 2 か所以上の周波数で発振条件を満たすことが考えられる。



(a) 従来のフィードバック型固体発振器

(b) 考案のフィードバック型固体 VCO

図 3.8 フィードバック型固体発振器のブロック図



(a) 従来のフィードバック型固体発振器 (b) 考案のフィードバック型固体 VCO

図 3.9 フィードバック型固体発振器のループ特性

3.2.2 回路設計

設計したフィードバック型 VCO の回路構成を図 3.10 に示す. VCO は図 3.8(b)と同じく電力増幅回路とフィードバック回路から構成する. 移相器に使用するバラクタダイオードの耐圧に対応するために, 移相器に入力する電力を 100mW (20dBm)以下にする必要がある. そのため, フィードバック回路は移相器の入力レベルを調整するための減衰器と反射型移相器, 伝送線路で構成する. 電力増幅回路はフィードバック回路の損失を考慮し, 2 段構成とする. また VCO の出力端には発振周波数や出力電力の負荷依存性を小さくするためにサーキュレータを付ける.

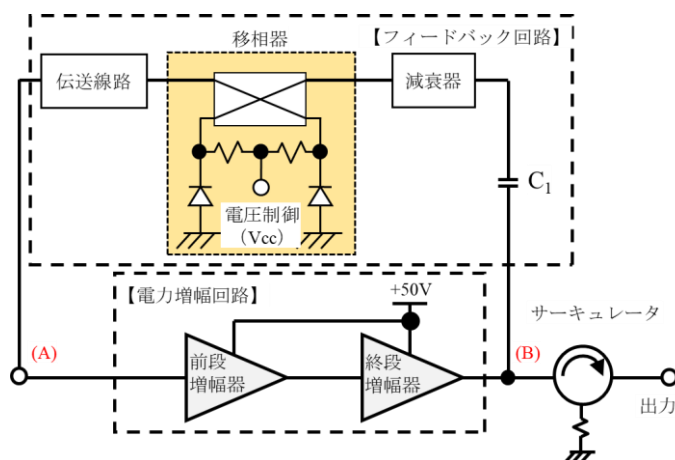


図 3.10 設計した共振器を用いないフィードバック型 VCO の構成

3.2.3 回路試作

試作したフィードバック型 VCO の外観写真を図 3.11 に示す．VCO を構成する電力増幅回路および移相器は厚さ 0.76mm の Rogers 製 4350B 基板上に作成し，各機能ブロックは同軸コネクタを介してフレキシブルケーブルで接続した．電力増幅回路は前段増幅器と終段増幅器から構成され，前段には MACOM 製 MAGX-27-15 GaN-HFET，終段には MAGE-102425-300S GaN-HFET を用い，周波数 2.4～2.5GHz で線形利得が 30dB 以上と効率が最大となる P3dB で出力 250W(54dBm)以上の特性が得られた．なお電源電圧は+50V，初期電流 $I_{dq1}=800\text{mA}$ (後段)， $I_{dq2}=40\text{mA}$ (前段)である．反射型移相器は 3dB 結合器(Electro-Photonics 製 Q3XA-2500R)とバラクターダイオード(東芝製 1SV239)で回路を構成した．

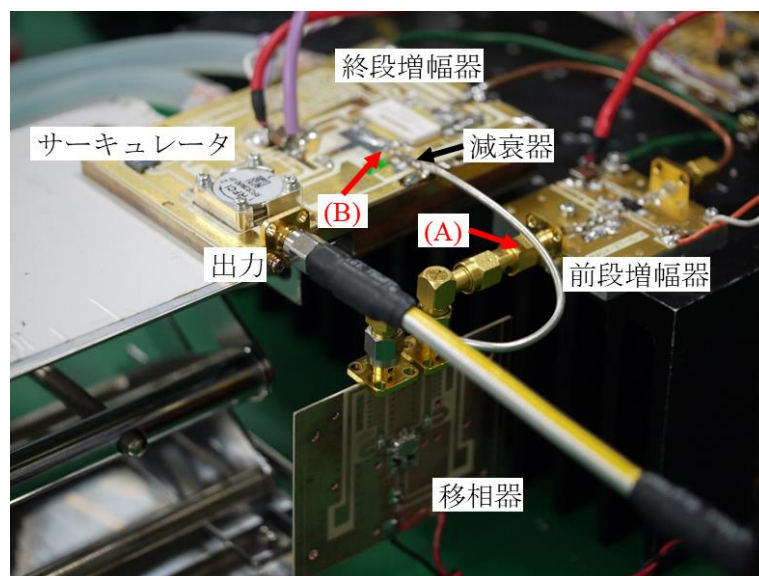


図 3.11 試作した共振器を用いないフィードバック型 VCO

3.2.4 回路評価

試作したフィードバック型 VCO の小信号ループ特性の測定結果を図 3.12 に示す．P3dB 動作で発振させるためにループ利得が+3dB となるように減衰器を調整し，ループ位相が移相器のバラクターダイオードの制御電圧 $V_{cc}=4\text{V}$ で 2.45GHz の位相が 0° となる様に伝送線路長を調整した．その結果， $V_{cc}=0\text{V}$ 時に 2.432GHz で， $V_{cc}=8\text{V}$ 時に 2.470GHz でループ位相が 0° となった．

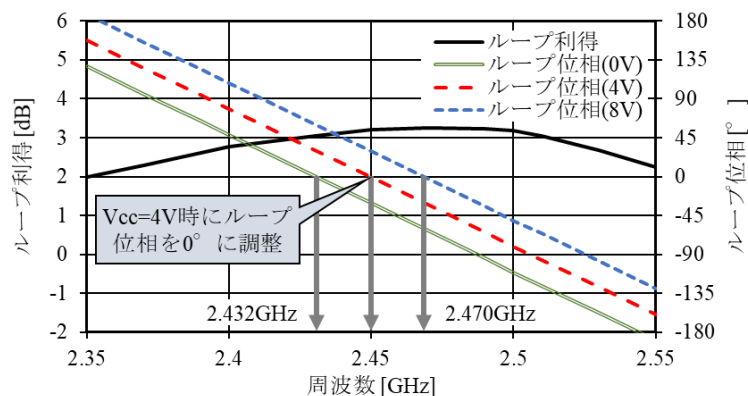


図 3.12 試作したフィードバック型 VCO の小信号ループ特性

試作したフィードバック型 VCO の発振周波数、出力電力および効率の測定結果を図 3.13 に示す. 図 3.13 より, 制御電圧 $V_{CC}=0\sim 8V$ で発振周波数 2.42~2.46GHz, 出力電力 250W (54dBm)以上, 効率 60%以上(移相器の制御電力を含む)が得られた. 共振器を用いた従来のフィードバック型固体発振器の特性は発振周波数 2.45GHz, 出力 54.2dBm, 効率 61%であった. これと比較すると出力および効率を同程度に保ちながら, 周波数可変範囲を 36MHz に広げることができた. また試作した移相器の可変位相は 50° であるため, 36MHz しか発振周波数を可変できなかった. 図 3.12 のループ利得は 2.4~2.5GHz で発振条件を満足しているため, 位相可変範囲を広げることができれば, 発振周波数可変範囲を 2.4~2.5GHz の 100MHz まで広げることができると考えられる. 位相雑音は $\pm 100kHz$ 離調で, $-97dBc/Hz$ であり, 従来の共振器ありの $-100dBc/Hz$ と比較して 3dB 劣化しているが加熱用途では問題とならない.

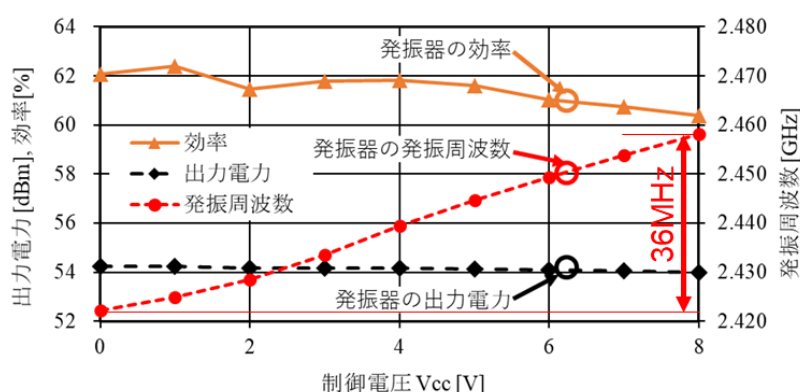


図 3.13 試作したフィードバック型 VCO の特性

3.3 振幅条件と位相条件を独立制御したフィードバック型固体発振器

3.1 節では発振周波数を可変するためにフィードバック回路にある共振周波数を変えて実現し，3.2 節ではフィードバック回路に共振器を使用せずに移相器でフィードバック位相を変えて実現した．両者とも周波数可変範囲が目標の $2.4\sim 2.5\text{GHz}$ の 100MHz を可変することができなかった．本節ではフィードバック回路の共振器の共振周波数とフィードバック位相を独立に可変できる回路を組み込んで発振周波数の可変範囲を広げることを研究する．実証検証は小信号のフィードバック型固体発振器で行う．

3.3.1 回路設計

フィードバック型広帯域 VCO の回路図を図 3.14 に示す[3.11]. VCO は共振器, 移相器, 伝送線路, 減衰器から構成されるフィードバック回路と 2 段増幅回路から構成される．発振条件は 2 段増幅回路の入力部(A)で，フィードバック信号の振幅が 2 段増幅回路の入力の信号より大きく，位相が同相となる 2 条件である．まず振幅の条件を満たす条件下で共振器の共振周波数を変化させる．次に位相条件を満たすように移相器の移相量を変化させ，最終的にフィードバック型固体発振器の発振周波数を決める．

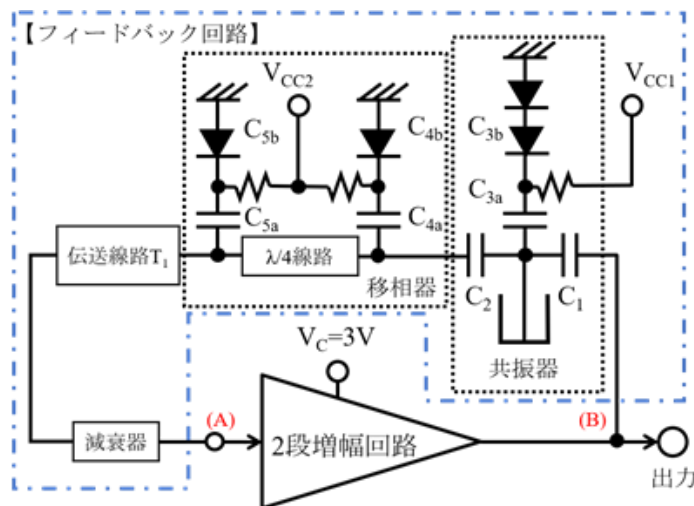


図 3.14 フィードバック型広帯域 VCO の回路図

図 3.14 に示す共振器は同軸共振器とスタック構成のバラクタダイオード C_{3b} 、固定容量 C_1, C_2, C_{3a} から構成される．フィードバック型固体発振器の効率等の特性を左右する C_1 と C_2 は参考文献[3.3]に示す $C_1=0.05\text{pF}$, $C_2=0.3\text{pF}$ に固定する． C_{3a} と C_{3b} はバラクタダイオードの可変範囲から発振周波数の帯域に合わせて決める．発振周波数はバラクタダイオードの容量 C_{3b} を変化させるが，その場合，フィードバック回路の通過位相（フィードバック位相）が変化する．したがって移相器により位相条件を満たすように通過位相を変化させる．移相器に用いられている固定容量 C_{4a}, C_{5a} はバラクタダイオード C_{4b}, C_{5b} の可変範囲を調整するために用いる．伝送線路 T_1 は通過位相のオフセットのために用い，減衰器は 2 段増幅回路の利得調整に用いる．上記の回路素子は $2.4\sim 2.5\text{GHz}$ 100MHz 以上の発振周波数

帯域が得られるように設計した。

3.3.2 回路試作

フィードバック型広帯域 VCO の外観写真を図 3.15 に示す。比誘電率 $\epsilon_r=4.4$ の FR-4 基板上にチップ部品をハンダ付けすることにより回路を構成した。共振器には先端短絡 1/4 波長同軸共振器、容量変化比 1pF[30V]/16pF[0V]のバラクタダイオード BB181(NXP 製)を用いた。移相器にも同じバラクタダイオードを用いた。伝送線路 T_1 はセミリジッドケーブルとマイクロストリップ線路で構成し、減衰器は抵抗で π 型アッテネータを構成した。2 段増幅器回路には 0.35 μm の SiGe HBT（東芝製 SiGe HBT : MT4S102T）を用いた。回路のサイズは 18 x 30 x 1.2 mm³ である。

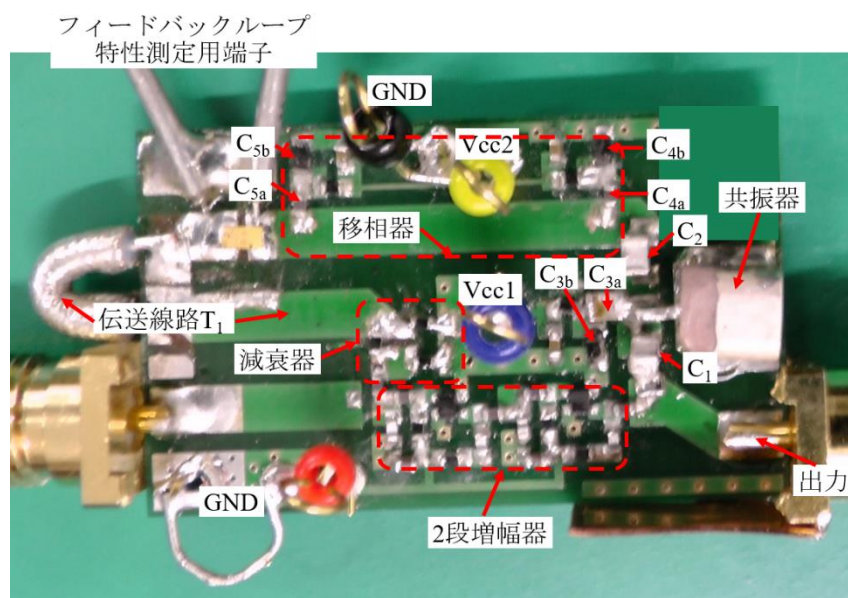


図 3.15 フィードバック型広帯域 VCO の外観写真

3.3.3 回路評価

図 3.14, 3.15 に示すように、共振器のバラクタダイオードの制御電圧を V_{cc1} 、移相器のバラクタダイオードの制御電圧を V_{cc2} とする。 V_{cc2} 固定で V_{cc1} を変化させた場合の発振周波数の測定値を図 3.16 に、 V_{cc1} 固定で V_{cc2} を変化させた場合の発振周波数の測定値を図 3.17 に示す。 V_{cc2} 固定で V_{cc1} を小さくした場合、また V_{cc1} 固定で V_{cc2} を小さくした場合は可変容量が大きくなり発振周波数が低くなる。 V_{cc1} で発振の振幅条件を満たす周波数を変化させると通過位相も変化するので、発振の位相条件を満たすように V_{cc2} を変化させる。

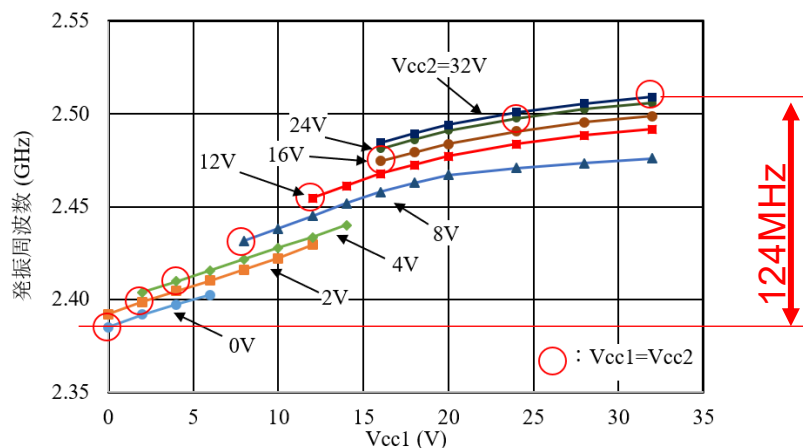


図 3.16 V_{cc2} 固定で V_{cc1} を変化させた場合の発振周波数

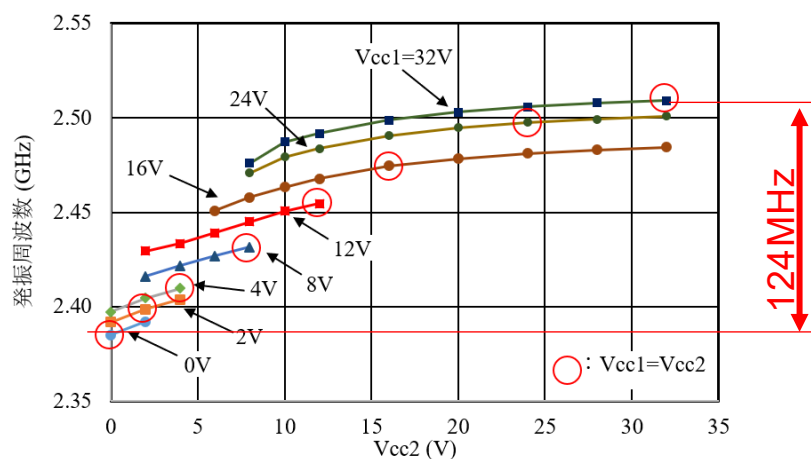


図 3.17 V_{cc1} 固定で V_{cc2} を変化させた場合の発振周波数

このようにして 2.4~2.5GHz 100MHz 以上の発振周波数を変化できているのがわかる。図 3.16, 3.17 の丸印は $V_{cc1}=V_{cc2}$ の点であり、それぞれ 0, 12, 32V の場合のループ利得およびループ位相の測定値を図 3.18 に示す。測定は図 3.15 のフィードバックループ特性測定用端子を用いてネットワークアナライザで行った。位相がゼロの周波数で利得がゼロ以上で発振条件を満足しているのがわかる。なお、減衰器の値はフィードバック型固体発振器の振幅条件となる共振器の結合容量 C_1 , C_2 を参考文献[3.3]に合わせたため、増幅器の利得も 18dB にする必要があり、2 段増幅回路の利得 28dB とフィードバック回路の損失 2dB より 8dB とした。また、 $V_{cc1}=V_{cc2}=0, 12, 32V$ で発振周波数は 2.385GHz, 2.455GHz, 2.509GHz, 出力電力は -6.4dBm, -4.3dBm, -4.6dBm を得た。位相雑音は 300kHz 離調点で -100dBc/Hz @ 2.455GHz であった。

本結果より、フィードバック型固体発振器のフィードバック回路の共振周波数とフィー

ドバック位相を独立に変化できる広帯域 VCO を提案し、フィードバック回路の共振周波数とフィードバック位相を独立に変化させることにより、2.4~2.5GHz の 100MHz 以上の周波数可変範囲を実現できることを示した。今後は大電力のフィードバック型広帯域 VCO に応用する予定である。

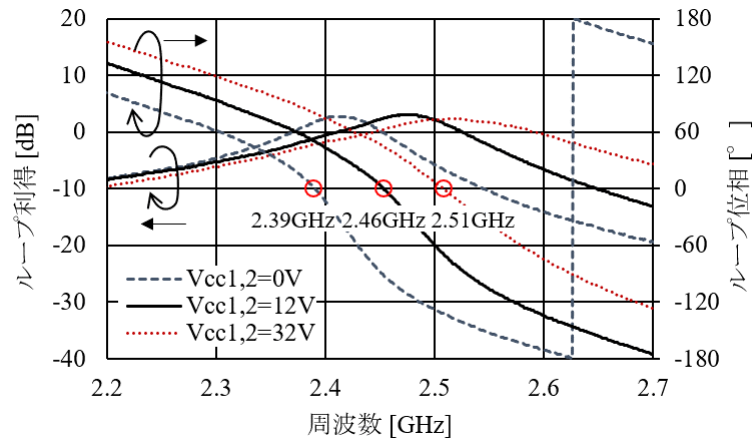


図 3.18 ループ利得およびループ位相の測定値

3.4 フィードバック型固体発振器の位相可変

本節ではフィードバック型固体発振器の出力信号の位相を可変する手法について研究する．出力信号の位相は 1 波だけで位相変調を掛けた場合，通信ではデータを送ることができる．しかし，マイクロ波加熱では電磁界強度なので何も変化が起こらない．ところが，2 波以上の信号をキャビティ内で同時に輻射すると定在波が起こり，電磁界の強弱の場所ができる．これを利用してインテリジェント加熱が実現できる．前節の周波数可変と組み合わせることでより緻密な加熱制御が可能となる．2 波以上の信号に対して位相を規定するためには基準信号が必要となるため，基準信号を設けてフィードバック型固体発振器を同期させて発振周波数の安定化と位相可変を実現する．

3.4.1 注入同期による周波数安定化と位相可変

注入同期機能を有するフィードバック型固体発振器のブロック図を図 3.19 に示す[3.9, 3.10]．フィードバック回路と電力増幅器，注入信号で構成される．フィードバック型固体発振器の構成は 2.1 節で述べたフィードバック型固体発振器を用いて注入信号を電力増幅器の入力 V_{in} へ注入する．

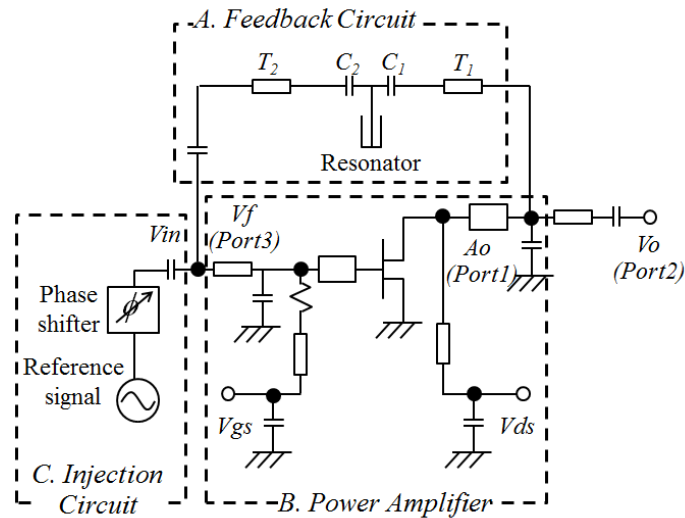


図 3.19 注入同期機能を有するフィードバック型固体発振器のブロック図

3.4.2 回路設計

フィードバック回路と電力増幅器の設計は 2.1 節を参照して欲しい．注入信号は目標周波数である 2.4~2.5GHz を信号発生装置で発生させ，移相器で所望の位相に設定した後に，電力増幅器の入力側へ注入する．フィードバック型固体発振器のフィードバック回路への結合度が大きいとフィードバック信号が注入信号側へ漏れてループ利得が下がるため，0.1pF と極めて結合度を小さくして，フィードバック型固体発振器の特性に影響を与えないように設定する．

3.4.3 回路試作

試作した注入同期機能を有するフィードバック型固体発振器の写真を図 3.20 に示す．図 3.20 の V_{in} に 0.1pF の結合コンデンサを介して注入信号をフィードバック回路に挿入する．

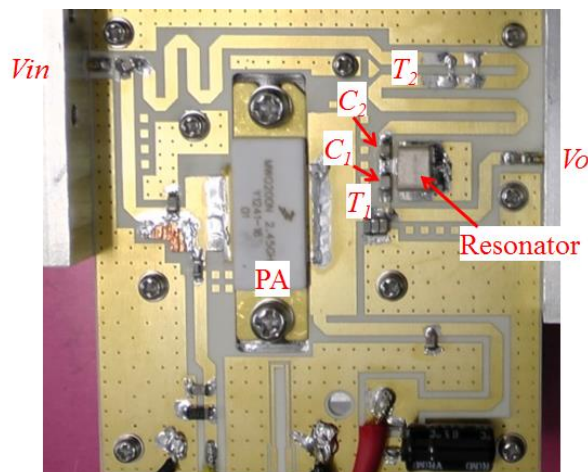
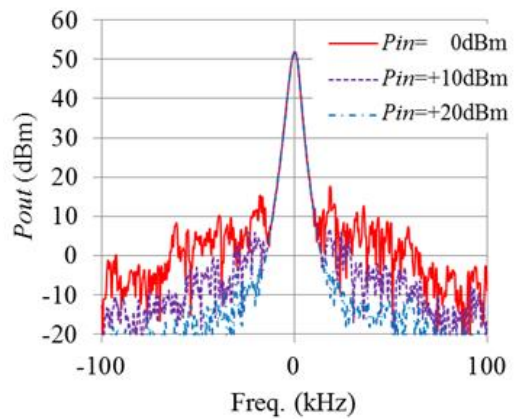


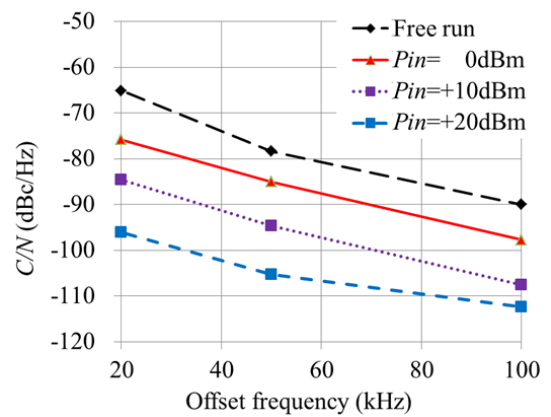
図 3.20 試作した注入同期機能を有するフィードバック型固体発振器の写真

3.4.4 回路評価

試作した注入同期機能を有するフィードバック型固体発振器の注入信号の大きさ P_{in} を変えた場合の発振特性を図 3.21 に示す．図 3.21(a)のスペクトラムは，図 2.11 の注入同期信号がない場合と比較すると安定していることがわかる．図 3.21(b)より，注入信号 P_{in} の大きさを大きくすると発振スペクトラムの位相雑音が良くなることがわかる[3.9, 3.10]．発振スペクトラムの位相雑音はマイクロ波加熱に影響しない．



(a) 発振スペクトラム

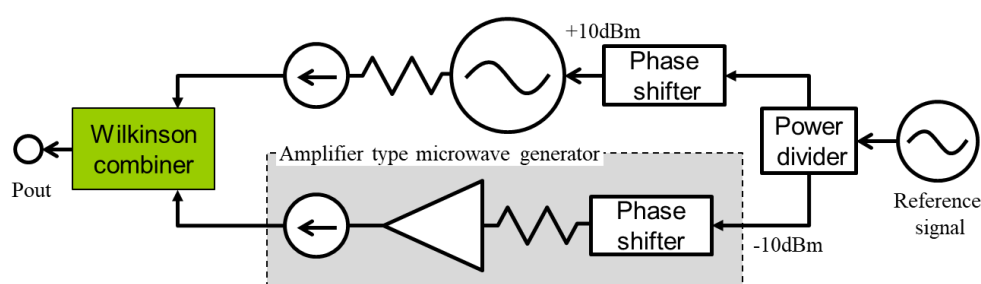


(b) 位相雑音特性

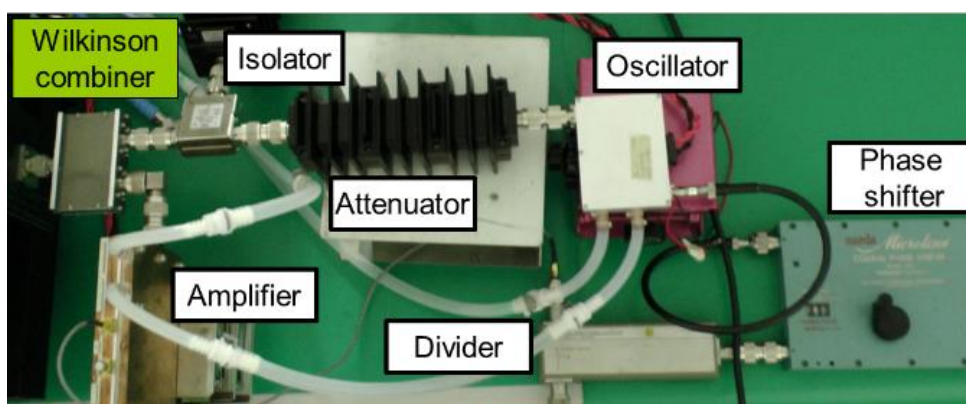
図 3.21 試作した注入同期機能を有するフィードバック型固体発振器の特性

3.4.5 位相制御によるウィルキンソン合成

本節で試作した注入同期機能を有したフィードバック型固体発振器と増幅器型固体発振器を用いて，ウィルキンソン合成器の入力にそれぞれ信号を入力して合成出力信号の特性を測定した[3.12]．測定回路を図 3.22 に示す．フィードバック型固体発振器は大電力を送信すると空間から注入同期されてしまうため，シールドケースに入れて増幅器型固体発振器からの信号の影響を無くして実験を行った．増幅器型固体発振器は内蔵された移相器を用いて位相を可変する．フィードバック型固体発振器は基準信号の位相は移相器を通して可変した後に注入同期で行う．



(a) ブロック図



(b) 測定系の写真

図 3.22 ウィルキンソン合成器を用いた 2 信号合成の測定回路

位相の異なる2信号を入力した場合のウィルキンソン合成器の2合成出力特性を図3.23に示す。増幅器型固体発振器の位相を可変した場合とフィードバック型固体発振器の位相を可変した場合と共に計算値と同じ特性を示している。このことは注入同期で位相可変が可能であることを実証している。すなわち、フィードバック型固体発振器はインテリジェント加熱用マイクロ波電源として利用可能であることがわかった。

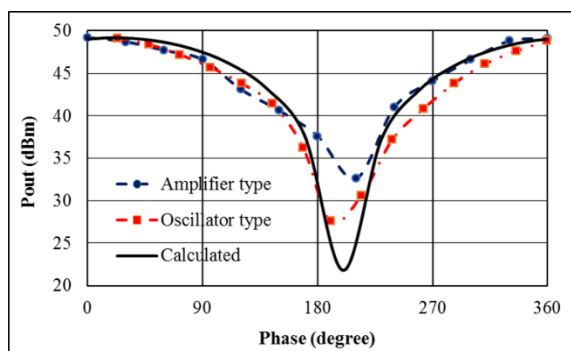


図 3.23 位相の異なる2信号を入力したウィルキンソン2合成の特性

第3章の参考文献

- [3.1] 池田光, 伊藤康之, “チップ部品の寄生成分を用いたインダクタレスコルピッツ VCO”, IEICE Teran., Vol.J102-C, No.8, pp.233-240, 2019.
- [3.2] H. Ikeda and Y. Itoh, “Triple-Band SiGe HBT Clapp and Hartley Oscillators Using Stacked Element-Selective Transistors”, Hikari Journal, Contemporary Engineering Sciences, Vol. 12, 2019, no. 4, 241 – 249.
- [3.3] 池田光, 伊藤康之, “非対称結合共振器をフィードバック回路に用いた 2.4GHz 帯 50W 出力高効率 GaN-HFET 発振器,” 信学誌 (C) , vol.J101-C NO.12, pp. 454-460, Dec. 2018.
- [3.4] E. Lindberg, “The Barkhausen criterion (observation?)” in Proc. IEEE Workshop Nonlinear Dyn. Electron. Syst., Dresden, Germany, May 2010, pp. 15–18.
- [3.5] 池田光, 伊藤康之, “大電力周波数可変共振器を用いた 2.4GHz 帯 20W GaN-HFET VCO”, IEEJ Trans., Vol.140 No.3, pp.348-353, 2020.
- [3.6] 誘電体同軸共振器: <http://daiken-chem.co.jp/en/q3-top/q3-seihin.html#tem>.
- [3.7] H. Ikeda, Y. Itoh, “A 2.4 GHz-Band 250 W, 60% Feedback-Type GaN-HFET Oscillator Using Imbalanced Coupling Resonator for Use in the Microwave Oven”, Journal of Applied Sciences, July, 2019.
- [3.8] 池田光, 伊藤康之, “共振器を用いない 2.4GHz 帯 250W フィードバック型高効率 VCO,” 信学誌(C), vol.J102-C NO.10, pp. 292-293, Oct. 2019.
- [3.9] H. Ikeda, Y. Itoh, “2.4 GHz-Band High Power and High Efficiency Solid-State Injection-Locked Oscillator Using Imbalanced Coupling Resonator.” IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), Honolulu, HI, USA, June 2017; pp. 1–4.
- [3.10] H. Ikeda, Y. Itoh, “2.4 GHz-band high power and high efficiency solid-state injection-locked oscillator.” IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 2018, 66, 3315–3322.
- [3.11] 池田光, 伊藤康之, “共振周波数とフィードバック位相を独立に変化できるフィードバック型広帯域 VCO の提案,” 信学誌(C), Vol.J103-C, No.04, 2020.
- [3.12] H. Ikeda and Y. Itoh, “A Novel Power Combining Technique for Microwave Generation with a Combination of Injection-Locked High Power Oscillator and Power-Adjustable High Efficiency Amplifier,” TH3-IF-23, Asia-Pacific Microwave Conference, 2018.

第4章 電子レンジキャビティ内の電界強度分布

電子レンジは、均一加熱や局所加熱を実現するインテリジェント加熱が盛んに検討されている[4.1]。インテリジェント加熱を実現するためには、固体素子を用いた小型のマイクロ波発振器が必要不可欠であり、国内外で盛んに研究されている[4.2]。インテリジェント加熱はマイクロ波発振器の周波数および位相を可変することで電界強度が高い位置が変化することを利用して、複数の加熱パターンを時分割で組み合わせる制御により所望の加熱が実現できる。また被加熱物の加熱箇所を特定するためには、電子レンジキャビティ内の電界分布を正確に把握する必要がある。電界分布は電磁界解析で求める[4.3]以外に、キャビティ内に挿入した非加熱物の温度上昇分布より電界強度を測定する方法[4.4]や複数のLEDの発光強度で磁界強度分布を観測する方法[4.5]が提案されている。しかし、これらの測定では電磁界の強弱は判るが数値化が難しいという問題があり、また直線偏波を用いた電子レンジキャビティ内の電界の向きについては測定されていなかった。

本章では電子レンジキャビティ内の電界強度分布を把握するために、有限要素法を用いた電磁界解析による電界強度計算と光センサを用いた電界強度測定を行い、比較することで電磁界解析の精度を把握してインテリジェント加熱の実現に向けた研究を行う。検証は電界分布を変化させてそれぞれで測定した結果と比較するため、2つアンテナから同一周波数・同一電力で相対位相のみを変化させて行った。最後に参考のために、一般的に利用されているLEDの発光強度で磁界の強弱を知る簡易測定結果とも比較する。

4.1 電磁界シミュレータを用いた電界強度分布の解析

電子レンジキャビティ内の電界強度分布を把握するために電磁界解析ツールとしてEMPro2019（Keysight 製）の有限要素法を利用して、電子レンジキャビティ内 X, Y, Z 軸の3軸方向の電界強度を解析する。

4.1.1 電子レンジキャビティの構造

電子レンジキャビティの構成を図4.1に示す[4.4]。図4.1の電子レンジキャビティのサイズは幅330mm、奥行き306mm、高さ240mmであり、下部の一部が円錐状に窪んだ構造をしている。マイクロ波を輻射するアンテナとして、上下面の中央に円形パッチアンテナを配置する。上下のアンテナに給電するマイクロ波信号は出力電力と位相が可変できる固体素子を用いたマイクロ波発振器[4.6]を使用する。発振周波数は2,430MHzで、上部のアンテナ1へ入力する信号は5W出力で位相を固定し、下部のアンテナ2へ入力する信号は5W出力で位相を 0° 、 90° 、 180° 、 270° に変化させる。

マイクロ波を輻射するアンテナの構造を図4.2(a)に示す。使用する円形のパッチアンテナは円形平板の中心からX軸方向に12mmオフセットした位置に給電する構造で、直線偏

波を X 軸方向と Z 軸方向へ輻射する．大電力に耐えられるように誘電体基板ではなく 0.4mm 厚の銅板を空間ギャップで構成している．自由空間におけるアンテナの入力インピーダンスの計算値を図 4.2(b)に示す．図 4.2(b)より, 2.4GHz 帯の ISM バンド(2.4~2.5GHz)で $VSWR < 2$ を実現している．上下のアンテナはオフセット方向が同じで，上下対称の位置に設定している．

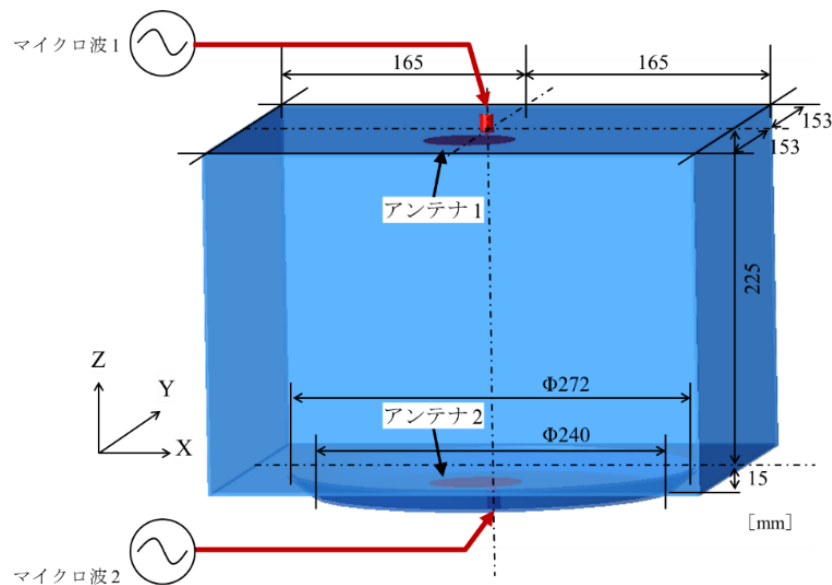
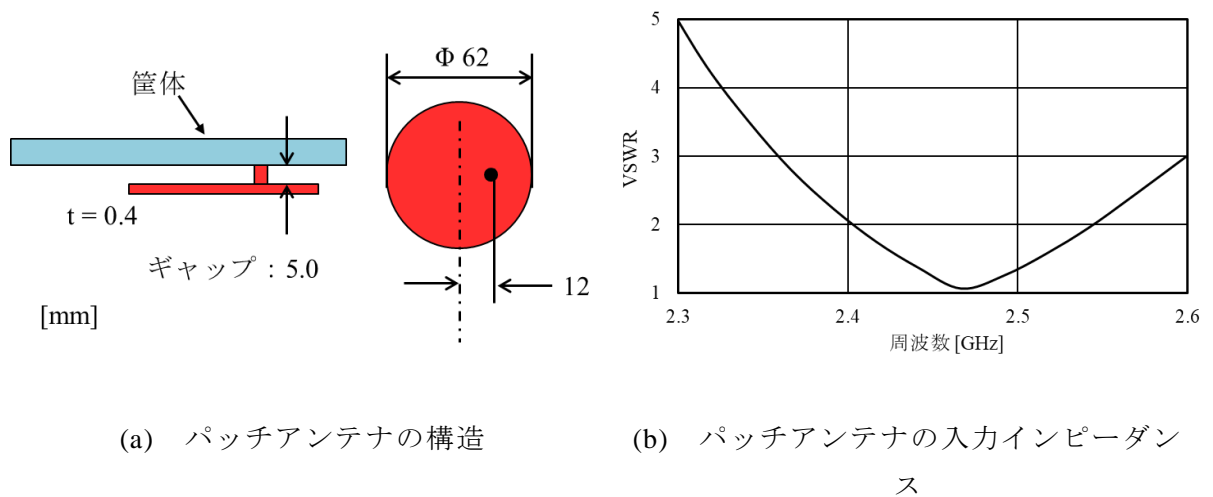


図 4.1 電子レンジキャビティの構成



(a) パッチアンテナの構造

(b) パッチアンテナの入力インピーダンス

図 4.2 パッチアンテナ

4.1.2 解析方法

電子レンジキャビティの電界強度の測定範囲を図 4.3 に示す．測定範囲はキャビティの奥行き方向（Y 軸）の中央の[A]面で，高さ方向（Z 軸）は底面から 45～165mm の範囲で，幅方向（X 軸）は中央から左右に 150mm の範囲である．測定面積は 300 x 120mm である．光センサは 3 方向で測定するためキャビティの端までは測定できない．アンテナ 1 とアンテナ 2 へ供給するマイクロ波信号は出力電力を 5W に設定し，位相はマイクロ波 1 側の移相器を 0° に固定し，マイクロ波 2 側の移相器を 0° ， 90° ， 180° ， 270° に可変して測定を行う．

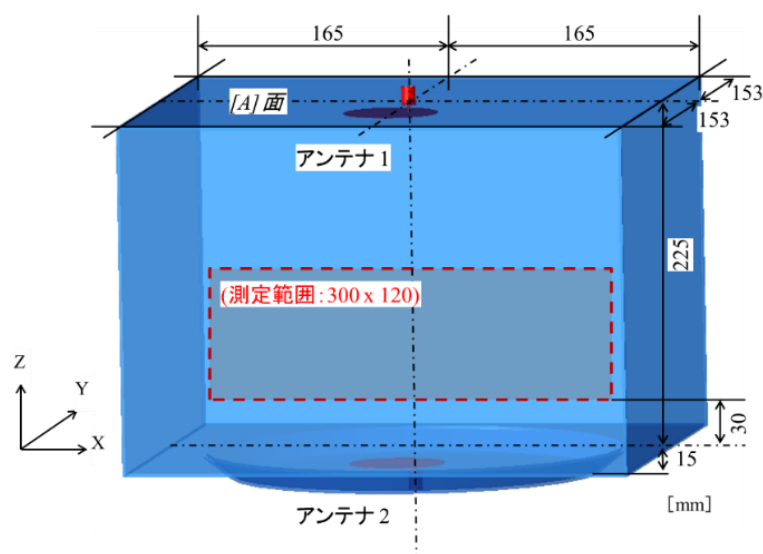


図 4.3 電子レンジキャビティの電界強度の測定範囲

4.1.3 解析結果

電磁界解析は市販のシミュレータ EMPro2019 の有限要素法を使用した．有限要素法のメッシュ分割は自動生成を使用し，キャビティ内部にある 2 個のアンテナは同軸線路で外部と接続する．電磁界解析は 2 つのアンテナを含めたキャビティ内全体で行い，外部に出した同軸線路から入力する信号の振幅と位相を設定して電界分布を計算する．アンテナ 1 とアンテナ 2 へ入力する信号の周波数は 2,430MHz，入力電力は 5W，アンテナ 1 側の位相を 0° に固定し，アンテナ 2 側の位相を 0° ， 90° ， 180° ， 270° に変化させて解析した．電界分布は図 4.3 の[A]面を手前から観測する．

アンテナ 1 の移相器を 0° ，アンテナ 2 の移相器を 270° に設定した場合の[A]面の電界強度分布の解析結果を図 4.4 に示す．横軸は X 軸，縦軸は Z 軸，キャビティの上面と底面の位置を示し，左右はキャビティの側面である．図 4.4(b)は X 軸方向の電界強度，(c)は Y 軸方向の電界強度，(d)は Z 軸方向の電界強度を示し，図 4.4(a)は(b)～(d)の 3 軸の電界強度をベクトル合成した電界強度を示す．図 4.4(a)の電界強度は 1,000V/m 以上を得ている．図 4.4(c)の Y 軸方向の電界強度は極端に弱いが，アンテナから輻射される Y 軸方向の電界成分が無いことから説明がつく．

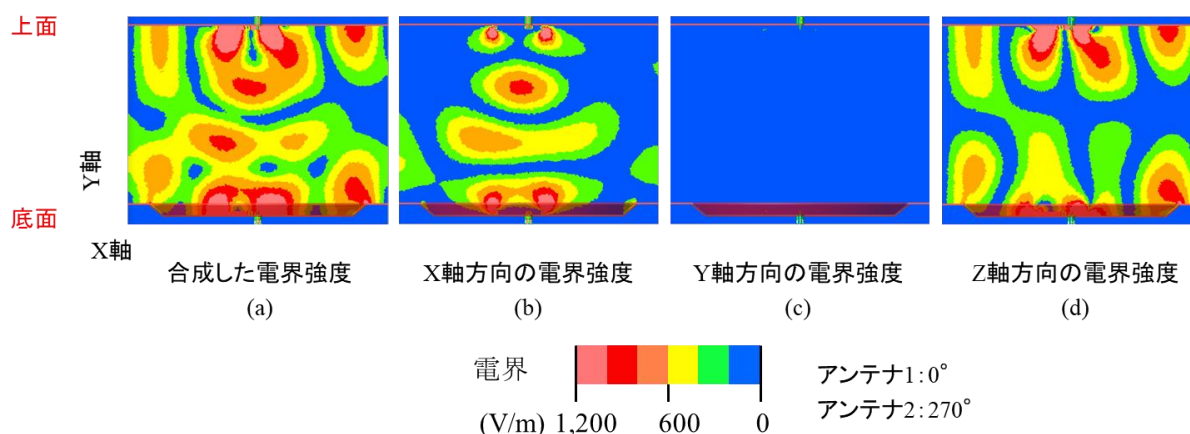


図 4.4 アンテナ 1 を 0° ，アンテナ 2 を 270° に設定した場合の電界強度分布の解析結果

次に、アンテナ 1 の移相器を 0° 、アンテナ 2 の移相器を 0° 、 90° 、 180° 、 270° に設定した場合の 3 軸の電界強度をベクトル合成した電界強度分布を図 4.5 に示す。図 4.5 より、位相が反転する(a)と(c)または(b)と(d)は電界の強い位置と弱い位置が逆転していることがわかる。定在波が立つ位置が輻射される信号の位相によって変わるからである。上下のアンテナの位置を上下対称に設置し、直線偏波の電界の向きを合わせたことで、上下方向に平行の電界分布が現れている。また、キャビティ内で反射が起こるため、左右方向にも定在波が現れていることがわかる。上下の中央部の電界強度が強い箇所はアンテナの輻射部分である。

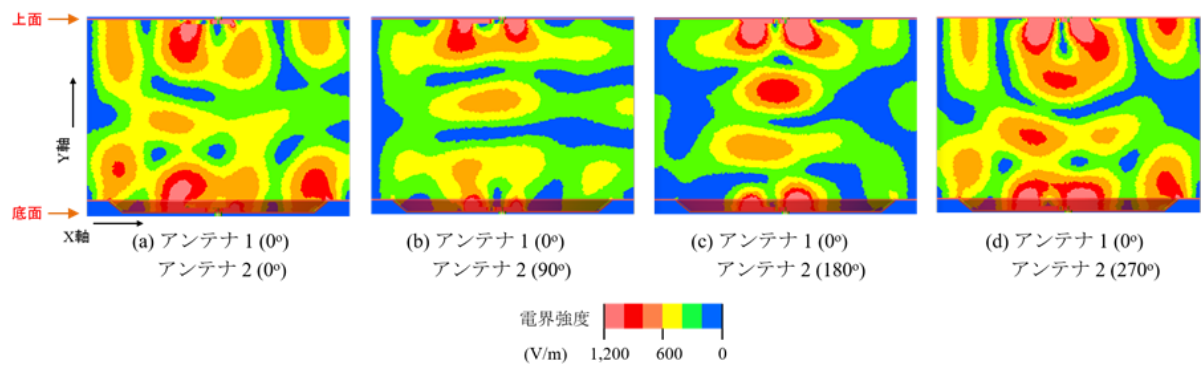


図 4.5 アンテナ 1 を 0° 、アンテナ 2 を 0° 、 90° 、 180° 、 270° に設定した場合の合成した電界強度分布の解析結果

4.2 光センサを用いた電界強度分布の測定

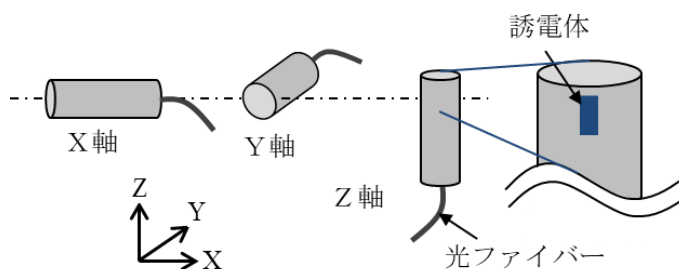
光センサは一軸方向のみの電界強度しか測定できないため、X, Y, Z 軸の電界をそれぞれ測定する。

4.2.1 光センサの構造

電界強度を測定する光センサ[4.7]を図 4.6 に示す。図 4.6(a)は電界測定用光センサの写真である。大きさは $6 \times 6 \times 24\text{mm}^3$ である。図 4.6(b)は光センサの測定できる電界の向きを示している。今回使用する光センサは一方向電界のみを測定する仕様のため、全体の電界強度は X, Y, Z 軸の 3 軸方向に光センサの向きを変えて 3 回測定し、得られた 3 方向の電界をベクトル合成した値を測定位置の電界強度とする。光センサによる電界強度測定の方法は、誘電体に電界をかけると電界の強さに比例して屈折率が変化するポッケルス効果を利用し、光センサに接続した光ファイバーの反射光の変化で電界強度を測定する方法である。光センサ部の誘電体は小さく、光センサに接続するケーブルは光ファイバーを使用するため、キャビティ内の電界を乱すことなく測定が可能である。光センサの固定は発泡スチロールを使用して電界への影響を最低限に抑えている。また、各アンテナの出力電力は光センサの測定範囲($0.5 \sim 25,000\text{V/m}$)を超えない様に決定する。



(a) 光センサの写真



(b) 光センサの電界測定

図 4.6 光センサ

4.2.2 測定方法

電子レンジキャビティに内に輻射するマイクロ波発振器の構成を図 4.7 に示す．マイクロ波発振器は一つの基準信号発生器と，移相器，アッテネータ，電力増幅器で構成される 2 つの電力増幅部で構成される．電力増幅部は入力された基準信号の位相と振幅レベルを所望の値に設定した後，電力増幅器で増幅する．電子レンジキャビティのアンテナ 1, 2 へ供給するマイクロ波 1, 2 の出力電力は同じとし，位相はマイクロ波 1 側の移相器を固定し，マイクロ波 2 側の移相器を所望の値に設定する．基準信号発生器の信号を分配して利用する理由は，アンテナ 1 とアンテナ 2 から輻射された信号がキャビティ内で反射を繰り返して，電界の強い場所と弱い場所ができる定在波を発生させるためである．アンテナ 1 とアンテナ 2 から輻射される周波数が異なると，各々の周波数の反射による定在波は立つが，2 つの周波数が独立するため，一方の位相を可変しても電界分布は変化しないためである．

図 4.7 のアンテナ 1 側とアンテナ 2 側の出力の相対位相を 5W 出力で測定するのは困難であるため，3.3.5 項で報告したウイルキンソン合成器[4.8]を利用してアンテナ 1 側とアンテナ 2 側の位相関係をあらかじめ調整する．ウイルキンソン合成器の入力にアンテナ 1 側とアンテナ 2 側の出力を接続し，基準信号発生器の周波数を 2,430MHz に，各出力電力を 5W に，アンテナ 1 側の移相器を 0° に設定して，アンテナ 2 側の移相器の設定値を可変して，ウイルキンソン合成器の出力が最大となる移相器の設定値をアンテナ 2 側の位相が 0° と定義して実験を行った．

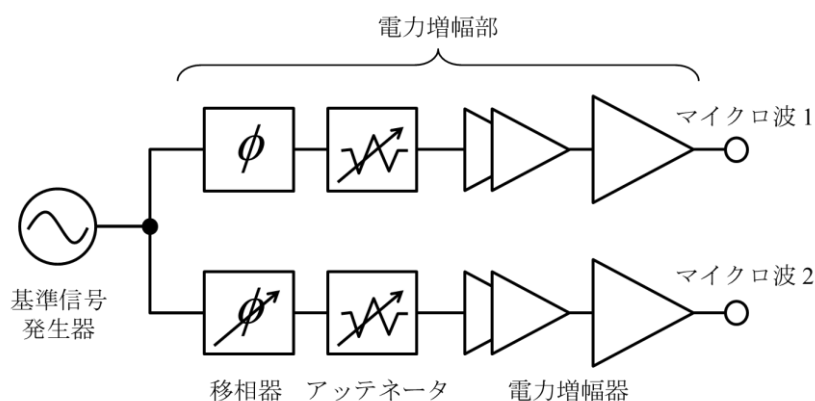


図 4.7 マイクロ波発振器の構成

4.2.3 測定結果

電子レンジキャビティ内の電界分布を光センサで測定する．光センサは光ファイバーで電子レンジキャビティの外にある測定機に接続して電界強度を測定する．アンテナ 1 の移相器を 0° ， アンテナ 2 の移相器を 270° に設定した場合の[A]面の電界強度の測定結果を図 4.8 に示す．図 4.8(b)は X 軸方向の電界強度，(c)は Y 軸方向の電界強度，(d)は Z 軸方向の電界強度を示し，図 4.8(a)は(b)～(d)の 3 軸の電界強度をベクトル合成した電界強度を示す．図 4.8(a)の電界強度は $1,000\text{V/m}$ 以上を得ている．図 4.8(b)の X 軸方向の電界強度が強く，図 4.8(c)の Y 軸方向の電界強度は解析結果と同じで弱いことがわかる．

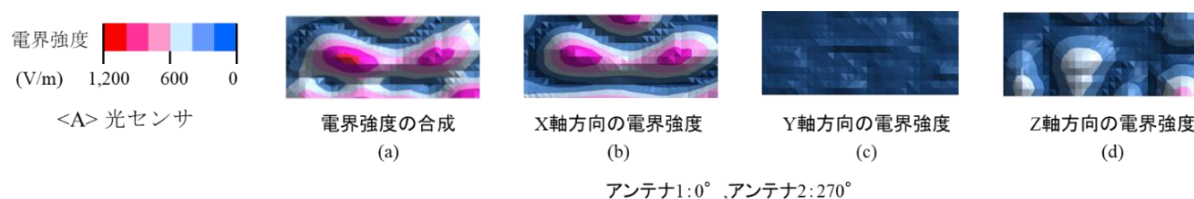


図 4.8 アンテナ 1 を 0° ， アンテナ 2 を 270° に設定した場合の電界強度分布の測定結果

次に，アンテナ 1 の移相器を 0° ， アンテナ 2 の移相器を 0° ， 90° ， 180° ， 270° に設定した場合の 3 軸の電界強度を合成した電界強度を図 4.9 に示す．図 4.9 より，図 4.5 の解析結果と同様に図 4.9(a)と(c)または(b)と(d)は電界の強い位置と弱い位置が逆転していることがわかる．



図 4.9 アンテナ 1 を 0° ， アンテナ 2 を 0° ， 90° ， 180° ， 270° に設定した場合の電界強度分布の測定結果

4.3 電界強度分布の解析結果と測定結果の比較

電磁界解析の解析結果と光センサによる X, Y, Z 軸の測定結果を比較する．アンテナ 1 を 0° ，アンテナ 2 を 270° に設定した場合の電界強度分布の解析結果と光センサの測定結果の比較を図 4.10 に示す．図 4.10 より，図 10の破線で囲まれた部分が測定範囲である．図 4.10 の<A>とを比較すると電界強度と電界分布の両方ともよく一致していることがわかる．

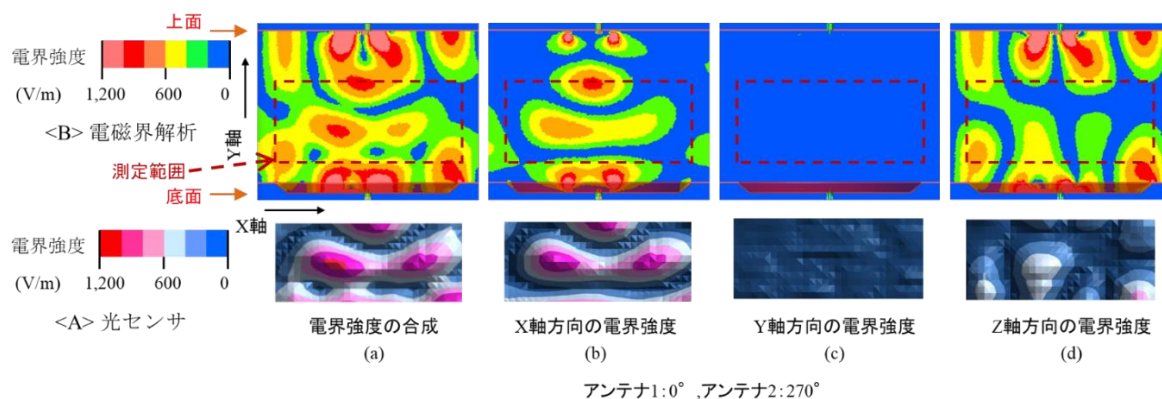


図 4.10 アンテナ 1 を 0° ，アンテナ 2 を 270° に設定した場合の電界強度分布の比較

アンテナ 1 を 0° , アンテナ 2 を 0° , 90° , 180° , 270° に設定した場合の電界強度分布の解析結果と光センサの測定結果の比較を図 4.11 に示す. 図 4.11 の破線で囲まれた部分が測定範囲である. 図 4.11 の<A>とを比較すると, アンテナ 1 の移相器を 0° , アンテナ 2 の移相器を 180° と 270° の場合は電界強度と電界分布が良く一致している. しかしアンテナ 2 の移相器が 0° と 90° の場合, 電界分布は良い一致を示しているが電界強度の値は若干異なっている. これは電磁界解析における電子レンジキャビティのモデルの精度や光センサの影響が考えられる.

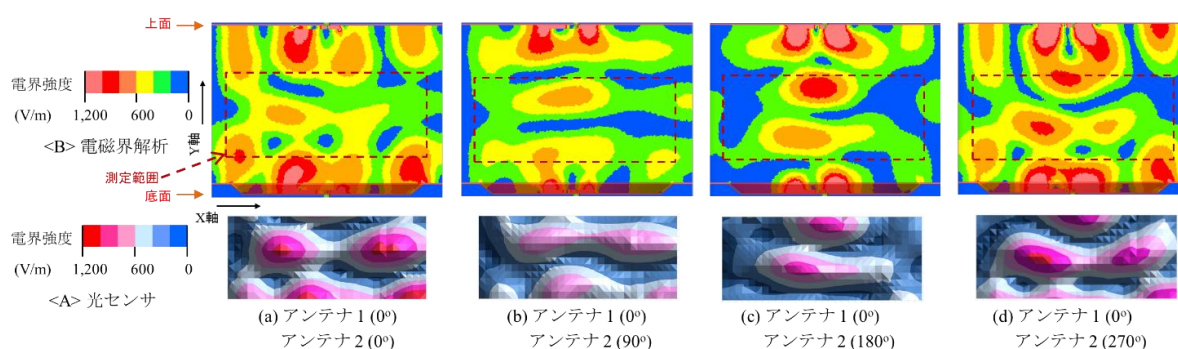


図 4.11 アンテナ 1 を 0° , アンテナ 2 を 0° , 90° , 180° , 270° に設定した場合の電界強度分布の比較

本研究の結果から, 電子レンジキャビティ内の電界分布は有限要素法を用いた市販のシミュレータで精度よく解析できることがわかった. 今後, 解析結果と測定結果の差の原因を検討すると共に, 電磁界解析を用いて電子レンジキャビティ内に被加熱物を入れた場合の電磁界分布の解析および測定を行う予定である.

4.4 （参考）LED センサを用いた磁界強度分布

LED センサは複数の LED を並べているため，一目瞭然で磁界の強弱の可視化が可能である．そのため，一般的に電磁界強度を確認するために利用されている．

4.4.1 LED センサの構造

LED センサの構造を図 4.12 に示す．図 4.12 より，微小ループアンテナで受信した信号を整流器で整流して LED へ電流を流すことで LED が発光する．アンテナが受信した磁界強度が大きいと整流される電力が大きくなるため，LED の発光は強くなる．また，図 4.12 より LED センサは基板に配置された LED 付き微小ループアンテナがすべて負荷となり，キャビティ内の負荷条件が異なることが懸念される．しかし，一瞬にして磁界分布が見られるのは有用である．

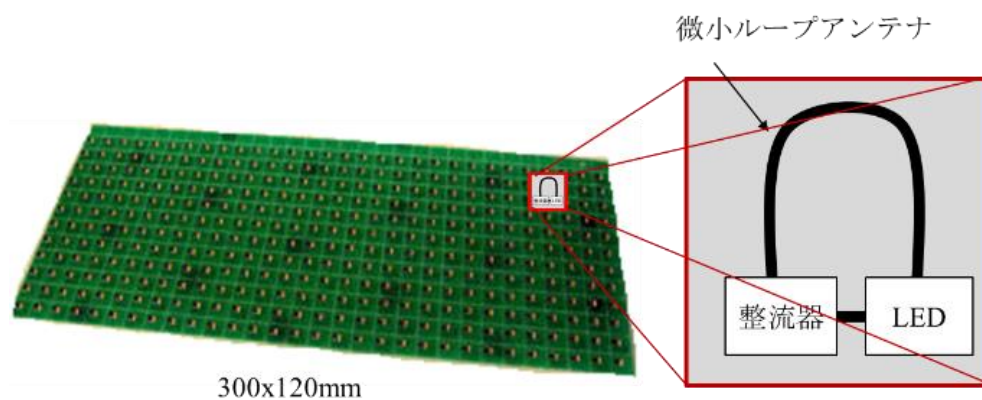


図 4.12 LED センサの構造

4.4.2 測定結果

4.2 節と同様にマイクロ波を 2 つのアンテナより輻射し，図 4.3 に示す測定範囲の位置に LED センサを置いて測定する．測定範囲と図 4.12 の LED 板は同じ大きさである．LED センサの測定結果と解析結果，光センサの測定結果を図 4.13 に示す．図 4.13<C>が LED センサによる測定結果である．図 4.13<A>の光センサおよびの電磁界解析の電界分布の結果とは少し異なる結果である．残念ながら，本結果より LED センサは磁界を測定するため，電界分布を測定することはできないが，測定が容易なため電磁界分布の変化を見るためには有用である．

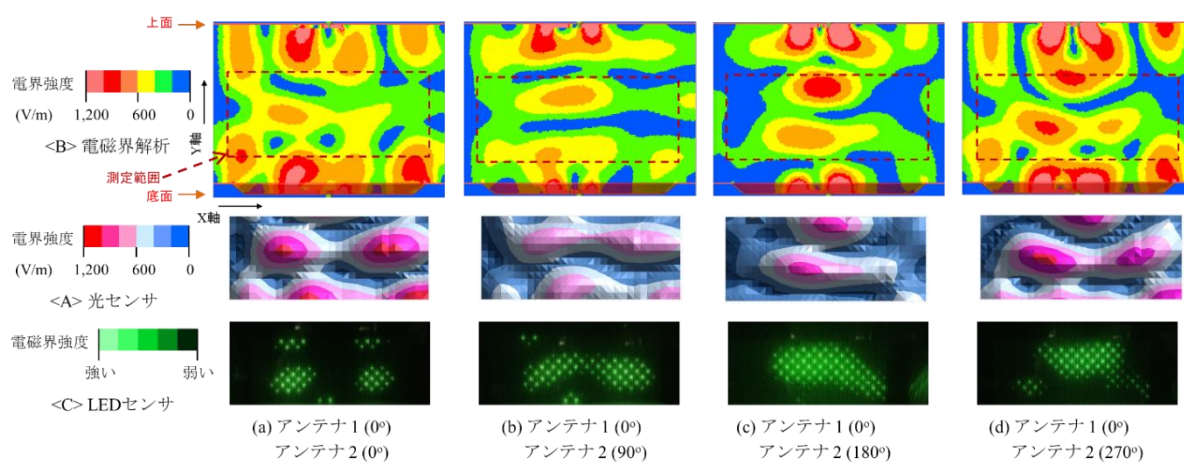


図 4.13 LED センサによる電界分布の結果と比較

第 4 章の参考文献

- [4.1] K. Werner, “RF Energy Systems: Realizing New Applications,” *Microwave J.*, vol. 58, no 12, pp. 22-34, 2015.
- [4.2] 堀越智, “パワー半導体デバイスを用いたマイクロ波加熱・エネルギー応用技術”, *エレクトロヒート* 2017, NO.215, pp.1-6.
- [4.3] V. Yakovlev, “Computer Modeling in the Development of Mechanisms of Control over Microwave Heating in Solid-State Energy Systems,” *AMPERE Newsletter*, Issue 89, pp. 18-21, 2016.
- [4.4] 秋友克哉, 須賀良介, 池田光, 橋本修, ” パッチアンテナを上下に配置した電子レンジの給電条件制御による温度分布変化, ” *信学技報*, MW2013-123, pp.135-140.
- [4.5] K. Iyomasa, T. Shiode, K. Yamanaka, K. Mori, H. Fukumoto, T. Ishizaki, Y. Ysukahara and Y. Wada, “High Efficiency Chemical Reactions Induced by Concentrated Microwave Heating Using Gan Amplifier Modules,” *Technical Report, J. Jpn. Petrol. Inst.* Vol.61, No.2, 2018.
- [4.6] H. Ikeda, T. Kamiyama, T. Nitta, T. Uno, M. Iwata, and K. Yahata, “1.2 kW power combiner unit using phase control for 2.4 GHz band,” in *Proc. IEEE IMFEDK*, Kyoto, Japan, Jun. 2015, pp. 1–2.
- [4.7] 大沢隆二, “光電界センサ/光電圧プローブによる ESD 評価,” *信学技報, PEM*, 2018-07-26.
- [4.8] H. Ikeda and Y. Itoh, “A Novel Power Combining Technique for Microwave Generation with a Combination of Injection-Locked High Power Oscillator and Power-Adjustable High Efficiency Amplifier,” TH3-IF-23, *Asia-Pacific Microwave Conference*, 2018.

第 5 章 結論

本研究は電子レンジ等マイクロ波加熱に使用する高出力マイクロ波発振器について、従来のマグネトロン発振器を固体デバイスに置き換えることにより小型化・利用範囲の拡大を実現し、さらに広帯域・高効率化を図ることを目的とし、高出力固体発振器の高効率化と広帯域化の研究を行った。高出力固体発振器の高効率化については、(1)非対称結合共振器および(2)GaN-HFET を用いた F 級増幅器を考案し、従来のマグネトロンを超える効率を得た。さらに高出力固体発振器の広帯域化については、(1)大電力周波数可変共振器および(2)共振器レス帰還回路、(3)フィードバック回路の共振周波数とフィードバック位相を独立に可変できる回路、(4)注入同期による位相可変を考案し、2.4GHz 帯 ISM バンド(100MHz)をカバーできる広帯域特性を得ることができた。またインテリジェント加熱においては、電子レンジキャビティ内の電界強度分布を正確に知る必要があるため、電磁界解析を用いて、位相差のある 2 信号を用いた電子レンジキャビティ内の電界強度分布の解析法および光センサを用いた測定法を提案した。これにより研究開発した高出力固体発振器を実際に用いた場合のマイクロ波加熱の効果も把握できるようになった。以下、各章ごとに本論文を要約した。

第 1 章は序論であり、まず研究の背景としてマイクロ波加熱が様々な用途で利用が増加してきている。マイクロ波発振器として現在利用されているマグネトロン発振器(真空管)を、近年急速に進歩した固体デバイスを使用した固体デバイス発振器へ置き換えることにより、マグネトロン発振器では困難であったインテリジェント加熱(均一加熱や集中加熱)が実現できるようになる。固体デバイス発振器には構成が複雑であるが広帯域発振で高効率な増幅器型固体発振器と簡単な構成であるが固定発振で効率が悪いフィードバック型固体発振器がある。固体デバイス発振器を普及させるためにはコストが重要であり簡単な構成で、制御が容易な固体デバイス発振器の実現が要望されている。そこで、フィードバック型固体発振器の高効率化と広帯域化を本研究の目的とすることと、論文の構成について述べた。

第 2 章はフィードバック型固体発振器の高効率化の研究成果についての章であり、非対称結合共振器による高効率化の設計手法を第 2.1 節で述べ、F 級増幅器による高効率化の設計手法を第 2.2 節で述べた。第 2.1 節では非対称結合共振器によりフィードバック型固体発振器の高効率化が実現できることを回路解析で確認した後、フィードバック型固体発振器を試作して実証した。実証は LD-MOSFET デバイスと GaN-HFET デバイスの両方で実施し、非対称結合共振器の設計手法を確立した。第 2.2 節では電力増幅器の高効率化を増幅器の入出力整合回路に高調波処理回路を付加することにより増幅器の電力効率が向上することを回路解析で確認した後、GaN-HFET 増幅器を試作して実証した。

第3章はフィードバック型固体発振器の広帯域化の研究成果についての章であり，大電力周波数可変共振器による広帯域化の設計手法を第3.1節で述べ，共振器レスフィードバック回路による広帯域化の設計手法を第3.2節で述べ，フィードバック型固体発振器の広帯域化を実証するため，発振条件であるループ特性の振幅条件と位相条件を独立に可変するVCOの設計手法を第3.3節で述べ，注入同期による位相可変の実現について第3.4節で述べた．第3.1節ではフィードバック回路に流れる信号は大信号であるため，バラクタダイオードを多段に直列接続した大電力周波数可変共振器でフィードバック型固体発振器の発振周波数が広帯域に可変できることを回路解析で確認した後に，20W出力VCOを試作して実証した．第3.2節ではフィードバック回路にある共振器の代わりに移相器を設置することにより広帯域化できることを回路設計で確認した後に，250W出力VCOを試作して実証した．第3.3節では周波数可変共振器と移相器をフィードバック回路に設けて共振周波数とループ位相を独立に可変することで広帯域化できることを回路設計で確認した後に，小信号HBT増幅器で発振器を試作して実証した．第3.4節では注入同期回路を付加することによりフィードバック型固体発振器の位相が1万分の1の電力で可変できることを試作で実証した．

第4章は電子レンジキャビティ内の電界強度分布測定の研究成果についての章であり，電磁界解析による電界強度分布の計算を第4.1節で述べ，光センサを用いた電界強度分布の測定を第4.2節で述べ，両者の測定結果に関する比較および考察を第4.3節に述べた．さらに参考としてLEDセンサによる電界強度分布の測定を第4.4節で述べた．第4.1節ではKeysight製EMProの有限要素法を用いて電子レンジキャビティの上下2か所に設置したアンテナから位相の異なる信号を入力して電界分布を変化させ，キャビティ内部の電界強度分布の変化を計算した．第4.2節では電磁界解析と同じ条件で光センサを用いてX, Y, Z軸方向に分けて電界強度を測定した．第4.3節では電磁界解析と光センサで測定した電界強度分布を電界の向きと電界強度の分布について考察した．

以上のように本研究で検討した高出力固体発振器の広帯域・高効率化の技術は，単にマイクロ波加熱だけではなくスーパーやシンセサイザ等のマイクロ波発振源として広く応用できるものであり，商品化が期待される．現在固体デバイスの最大出力は300W程度であり，更なる高出力化も検討されているが電力効率も同時に向上しないとデバイスに熱が集中して放熱が課題となる．そのため300W出力デバイスを用いた250W出力の発振器を複数個用いて出力合成または空間合成することが良いと思われる．まずは250W出力以下の発振器を利用する装置から固体デバイス発振器の搭載を検討したい．また，固体デバイス発振器と電界強度分布の見える化を合わせることでインテリジェント加熱を実現した電子レンジの商品化を実現したい．

謝辞

本研究をまとめるにあたり，終始懇切なご指導，ご鞭撻を賜りました湘南工科大学工学部教授伊藤康之博士に感謝の意を表します．また論文をまとめるに際し，御助言，ご教示頂きました同教授水谷光博士，同教授加保貴奈博士，同准教授森貴彦博士に深く感謝致します．

本研究の機会を与えて頂いたパナソニック株式会社インダストリアルソリューションズ社技術本部の藤井英治本部長，中務公彦部長，事業開発センターの上田哲三所長，辻村歩部長ならびに本研究に関するアドバイスや実証実験のサポートを頂いたマイクロ波加熱応用プロジェクトのメンバおよび株式会社パナソニックシステムネットワークス開発研究所の関係各位に感謝します．

研究業績

論文

1. H. Ikeda, H. Kosugi and T. Uwano, “A low distortion and high efficiency paralleled power amplifier without an isolator in wide range of load impedances”, IEICE Trans., E80-C(6), pp.763-767, 1997.
2. H. Ikeda and Y. Itoh, “2.4 GHz-band high power and high efficiency solid-state injection-locked oscillator.” IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 2018, 66, 3315–3322.
3. H. Ikeda and Y. Itoh, “PCB-Based Cross-Coupled Differential VCOs Using a Novel LC-Tank Comprised of the Chip Inductors”, IEICE Trans., E101.C(10), pp.744-750, 2018.
4. 池田光, 伊藤康之, “非対称結合共振器をフィードバック回路に用いた 2.4GHz 帯 50W 出力高効率 GaN-HFET 発振器”, IEICE Trans., Vol.J101-C, No.12, pp.454-460, 2018.
5. 池田光, 服部新太郎, 中田将大, 伊藤康之, “共振器をチップインダクタのみで構成したキャパシタレスハートレー発振器”, IEICE, Trans., Vol.J102-C, No.5, pp.196-197, 2019.
6. 池田光, 伊藤康之, “チップ部品の寄生成分を用いたインダクタレスコルピッツ VCO”, IEICE Teran., Vol.J102-C, No.8, pp.233-240, 2019.
7. 池田光, 伊藤康之, “共振器を用いない 2.4GHz 帯 250W フィードバック型高効率 VCO”, IEICE Trans., Vol.J102-C, No.10, pp.292-293, 2019.
8. H. Ikeda and Y. Itoh, “A 2.4GHz-Band 250W, 60% Feedback-Type GaN-HFET Oscillator Using Imbalanced Coupling Resonator for Use in the Microwave Oven”, Journal of Applied Sciences, July, 2019.
9. H. Ikeda and Y. Itoh, “Triple-Band SiGe HBT Clapp and Hartley Oscillators Using Stacked Element-Selective Transistors”, Hikari Journal, Contemporary Engineering Sciences, Vol. 12, 2019, no. 4, 241 – 249.
10. 池田光, 伊藤康之, “大電力周波数可変共振器を用いた 2.4GHz 帯 20W GaN-HFET VCO”, IEEJ Trans., Vol.140 No.3, pp.348-353, 2020.
11. 池田光, 伊藤康之, “共振周波数とフィードバック位相を独立に変化できるフィードバック型広帯域 VCO の提案”, IEICE Trans., Vol.J103-C, No.04, 2020.
12. K. Ogawa, H. Ikeda, T. Ishizaki, K. Hashimoto, Y. Ota, “25 GHz dielectric resonator oscillator using an AlGaAs/GaAs HBT”, IEEE, Electronics Letters, Vol. 26, pp. 1514-1516, 1990.
13. 石崎俊雄, 池田光, 吉川嘉茂, 上野伴希, “ディジタル携帯電話用 GaAsFET 電力増幅器の位相特性の解析”, IEICE Trans., C-1(11), pp.414-421, 1993.
14. T. Yokoyama, T. Kuniyama, H. Fujimoto, H. Takehara, K. Ishida, H. Ikeda and O. Ishikawa, “High-Efficiency Low Adjustment Channel Leakage GaAs Power MMIC for 1.9GHz Digital

Cordless Phones”, IEEE Trans., MTT, pp.2523-2528, 1994.

15. T. Ishizaki, H. Ikeda, Y. Yoshikawa, T. Uwano, “Analysis of phase characteristics of a GaAs FET power amplifier for digital cellular portable telephones”, Electronics and Communications in Japan, Part 2, Vol. 77, pp. 1-9, 1994.
16. T. Matsuoka, M. Orihashi, M. Sagawa, H. Ikeda and K. Misaizu, “Compensation of Nonlinear During Transmission Based on the Adaptive Predistortion Method.”, IEICE Trans., E80-C(6), pp.782-787, 1997.

国際会議

1. H. Ikeda, T. Ishizaki, Y. Yoshikawa, T. Uwano and K. Kanazawa, “Phase distortion mechanism of a GaAs FET power amplifier for digital cellular application”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), 1992, pp.541-544.
2. H. Ikeda, Y. Yoshikawa, K. Matsui, H. Kosugi, Y. Ohta and T. Uwano, “A 3.2W high efficiency GaAs power amplifier module in 4.7V operation for GSM”, 43-6, Asia-Pacific Microwave Conference, pp.643-646, 1994.
3. H. Ikeda, H. Kosugi and T. Uwano, “A Low Distortion and High Efficiency Parallel-Operation Power Amplifier Combined in Different Phases in Wide Range of Load Impedances”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), 1996, pp.535-538.
4. H. Ikeda, T. Kamiyama, T. Nitta, T. Uno, M. Iwata, and K. Yahata, “1.2 kW power combiner unit using phase control for 2.4 GHz band,” in Proc. IEEE IMFEDK, Kyoto, Japan, Jun. 2015, pp. 1–2.
5. H. Ikeda, Y. Itoh, “2.4 GHz-Band High Power and High Efficiency Solid-State Injection-Locked Oscillator Using Imbalanced Coupling Resonator.” IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), Honolulu, HI, USA, June 2017; pp. 1–4.
6. H. Ikeda and Y. Itoh, “A Novel Power Combining Technique for Microwave Generation with a Combination of Injection-Locked High Power Oscillator and Power-Adjustable High Efficiency Amplifier,” TH3-IF-23, Asia-Pacific Microwave Conference, 2018.
7. T. Ishizaki, H. Ikeda, T. Uwano, M. Hatanaka, H. Miyake, “A Computer Aided Accurate Adjustment of cellular Radio RF Filters”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), pp. 139–142, 1990.
8. H. Masato, M. Maeda, H. Fujimoto, S. Morimoto, M. Nakamura, Y. Yoshikawa, H. Ikeda, H. Kosugi and Y. Ota, “Analogue/Digital dual power module using ion-implanted GaAs MESFETs”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), 1995.
9. K. Ishida, H. Ikeda, H. Kosugi, M. Nishijima and T. Uwano, “A high efficiency and low distortion GaAs power MMIC design in the wide band impedance range by extended use of load-pull method”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), 1999, pp.775-778.
10. T. Kishigami, T. Fukagawa, M. Hasegawa, T. Asanuma and H. Ikeda, “A study on the experimental sector switched antenna by DOA estimation for mobile video transmission”, VTC 2000-Spring Tokyo, pp.1040-1045, 2000.
11. K. Sato, M. Fujise, S. Shimazu, H. Ikeda and H. Moribe, “Propagation study of ITS multiple service road-vehicle communication using FOF technology”, Asia-Pacific Microwave

Conference, pp.481-484, 2000.

12. M. Iwata, T. Kamiyama, T. Uno, K. Yahata and H. Ikeda, "First pass design of a high power 145W, high efficiency class-J GaN power amplifier using waveform engineering", IEEE PAWR 2013, pp.7-9.

国内会議

1. 池田 光, 小川 晃一, 石崎 俊雄, 橋本 興二, 太田 順道, "25GHz 帯低位相雑音 HBT 発振器", 信学会, 秋季大会, C-349, 1989.
2. 池田 光, 石崎 俊雄, 上野 伴希, "高精度設計 MIC フィルタを用いた無調整 Ku 帯アップコンバータ", 信学会, 秋季大会, C-45, 1990.
3. 池田 光, 吉川 嘉茂, 小杉 裕昭, 石崎 俊雄, "ディジタル自動車電話用電力増幅器の位相特性", 信学会, 春季大会, C-55, 1991.
4. 池田 光, 佐藤 勝善, 藤瀬 雅行, 清水 聡, 森部 英隆, "ROF による ITS マルチサービス路車間通信実験システム(4): アンテナダイバーシチ効果", 信学会, 総合大会, A-17-36, 2000.
5. 池田 光, 幸長 俊郎, "2.4GHz 帯高効率高出力 GaN-HFET 発振器", 第 11 回日本電磁波エネルギー応用学会シンポジウム, 2B06, 2017.
6. 阪 博, 田中 年秀, 池田 光, "Ku バンド小型地球局用低雑音コンバータ", 電子通信学会光・電波部門全国大会, pp. 1-113, 1986.
7. 藤田光宏, 石崎俊雄, 池田光, 藤野貴司, "携帯電話用超小型プレナー線路有極フィルタ", 信学会, 秋季大会, C-90, 1991.
8. 吉川嘉茂, 池田 光, 辻本ゆかり, 石崎 俊雄, " $\pi/4$ シフト QPSK 信号の非線形増幅によるスペクトラムの非対称な広がり解析", 信学会, 秋季大会, C-43, 1992.
9. 大谷 寧生, 黒田 秀秋, 田中 宏, 中嶋 正寿, 池田 光, "26GHz 帯加入者系無線アクセスの降雨減衰", 信学会, 総合大会, B-1-11, 2000.
10. 高橋 和晃, 藤田 卓, 堀合 孝宣, 矢吹 博幸, 池田 光, 井上 真杉, WU Gang, 長谷 良裕, "ミリ波広帯域無線アクセスネットワーク ver. 3(2) ミリ波送受信部", 信学会, 総合大会, B-5-282, 2000.
11. 藤田 卓, 高橋 和晃, 堀合 孝宣, 矢吹 博幸, 池田 光, 井上 真杉, WU Gang, 長谷 良裕, "ミリ波広帯域無線アクセスネットワーク装置-無線部の開発", 信学会, 技術研究報告. SSE, 交換システム 100(192), 141-146, 2000.
12. 秋友 克哉, 須賀 良介, 池田 光, 橋本 修, "パッチアンテナを上下に配置した電子レンジの給電条件制御による温度分布変化", 信学会, 技術研究報告, 2013 113 135-140.