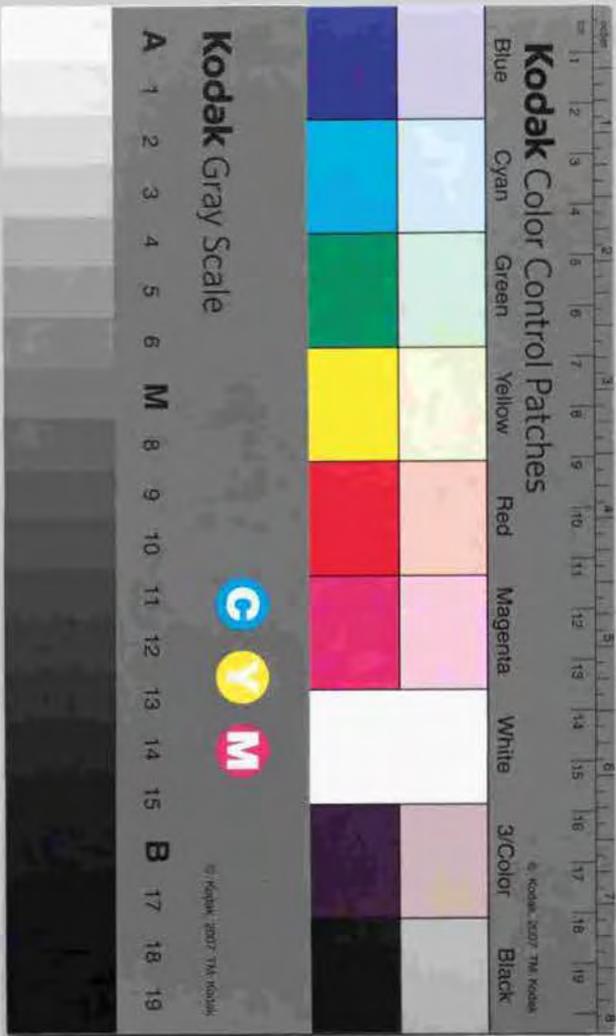


# TV受信機用固体周波数選択素子の 設計と高性能化

平成3年5月

小坂 康夫



①

TV受信機用固体周波数選択素子の設計と高性能化

平成9年5月

小松 康俊

## 目次

1. 序論	1
1.1 カラーTV受信機用RF-IF回路	2
1.2 RF-IF回路に要求される周波数安定度及び従来の安定化方法	7
1.3 固体素子を応用した周波数安定化と問題点	13
1.4 本論文の構成	16
参考文献	18
2. SAWフィルタを用いたVIF増幅回路の周波数特性安定化	19
2.1 SAWフィルタの原理と特長	19
2.2 SAWフィルタに要求される特性と解決すべき課題	28
2.3 新設計法によるSAWフィルタ特性の改善	38
2.4 試作フィルタの特性及びこれを搭載した受信機の特長	60
参考文献	74
3. 誘電体共振器を用いたBSコンバータの局部発振器の周波数安定化	76
3.1 衛星放送用BSコンバータの局部発振器	76
3.2 誘電体共振器を用いたMIC発振器	79
3.3 誘電体共振器の等価回路表示	84
3.4 等価回路を用いた発振器の設計	111
3.5 2層誘電体共振器によるMIC発振器の高安定化	138
参考文献	143
4. 結論	146
謝辞	150
発表論文リスト	151

## 1. 序論

本研究はカラーTV受信機のRF-I F回路に用いられる固体周波数選択素子を高性能化し周波数安定性の改善を意図したものである。RF-I F回路は受信アンテナと検波回路の間に位置し、アンテナで受信した多数のチャンネルを含んだ高周波信号から希望チャンネルを選局し、中間周波信号に変換、増幅する部分である。カラーTV受信機は主としてカラーTVを工業的に生産している企業において日々改良が図られていたが、1970年当時の一般消費者向け受信機の性能は放送基準から期待されるレベルに比べ不十分な点があった。

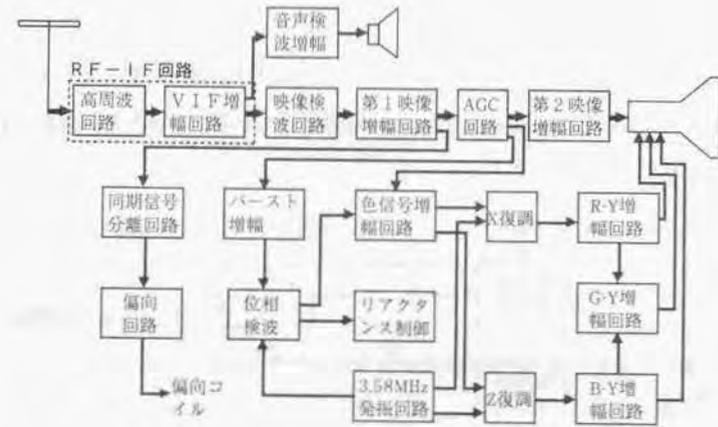


図1. 1 カラーTV受信機の回路ブロック構成

カラーTV受信機は図1. 1に示すように数多くの回路ブロック及びCRTから構成されており<sup>1), 4)</sup>、この中でRF-I F回路においては周波数安定度の温度変化、経時変化が問題であった。当時、周波数微調整のつまみはさすがに不要となっていたものの温度と時間の変化に伴う、RF-I F回路の周波数変動に起因する画質の低下は依然として問題になっていた。その理由は、周波数変動は主に回路内の同調回路を構成するコ

イルとコンデンサの変化に原因しており、周波数安定度を改善するためコイルとコンデンサの安定化、特にコイルの安定化が困難だったことにある。本研究は、RF-I F回路の周波数安定化をはかるために、固体素子を応用するという観点から固体素子の高性能化に検討を加えたものである。

### 1. 1 カラーTV受信機用RF-I F回路

RF-I F回路はチューナと映像中間周波(VIF)増幅回路から構成されている。さらに、1984年から衛星放送が開始され、普及してきたので衛星放送受信用パラボラアンテナに取り付けられているBSコンバータもRF部分に含ませて考えて良いであろう。

チューナはアンテナから入力された高周波信号を中間周波信号に変換する回路であり、高周波増幅器、混合器、局部発振器などから構成されている。チューナの回路構成を図1. 2に示す<sup>1-2)</sup>。

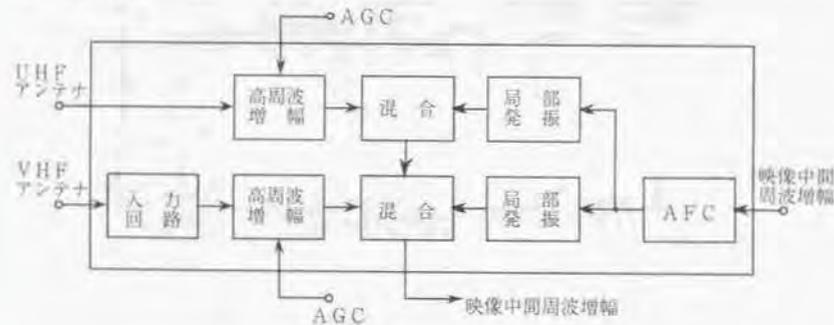


図1. 2 チューナの回路構成

VHF入力部につながる入力回路はFMラジオ放送などテレビ放送帯域に近接した信号による妨害を除去するための回路である。高周波増幅回路は混合器の大きな雑音指数による信号のSN比劣化を防ぐ回路である。高周波増幅回路は同調回路を持ち、希望受信チャンネルに応じて同調回路の共振周波数を変えられるようになっている。共振周波

数を変えるにはかつて同調回路のコイルを切り替えていたが現在では可変容量ダイオードの容量をバイアス電圧によって変化させる方法がとられている。このようなチューナを電子同調チューナという。また、受信信号レベルの変化を圧縮するためVIF増幅回路にあるAGC (Automatic Gain Control) 回路からの電圧によって利得が約20dB変化させられるようになっている。混合回路は高周波増幅回路で増幅した高周波信号と局部発振回路で発生した信号とをヘテロダイン検波して、中間周波信号を取り出す回路である。UHF帯の混合回路からの出力はVHF帯の混合回路へ入力される。局部発振回路はヘテロダイン検波に必要な信号を自励発振によって発生している。発振周波数は受信方式が上側スーパーヘテロダイン方式のため受信周波数より中間周波数分だけ高くなっている。受信チャンネルに応じて発振周波数を変えるために、従来は高周波増幅回路のコイルの切り替えに連動して発振器のコイルを切り替えていたが、電子同調チューナでは可変容量ダイオードのバイアス電圧を変える方法がとられている。また、最近では、1. 2. 1で述べるように内部に水晶発振器を持つシンセサイザ方式の局部発振器になっている。AFC回路は中間周波数が常に正しい周波数になるように局部発振回路の発振周波数を制御する回路であるが、水晶発振器を用いたシンセサイザ方式のチューナでは省略される。

VIF増幅回路はチューナから取り出された中間周波信号を映像検波に必要な電圧まで増幅すると同時に、映像受信回路の主要な周波数選択特性を決定する。カラーTVの回路にトランジスタが導入された初期のものであるが、VIF増幅回路の一例を図1. 3に示す。各増幅段にそれぞれ同調回路が含まれ全体として帯域特性を決定している。中間周波数は日本工業規格(JIS)により映像中間周波数は58.75MHz、音声中間周波数は54.25MHzと決められている。また、受信方式は局部発振周波数が搬送波周波数より高い上側スーパーヘテロダイン方式であるので、中間周波信号のスペクトルは送信側のスペクトルに対して反転する<sup>1-2)</sup>。周波数選択特性の詳細については次節でのべる。図1. 3に示すようにVIF増幅回路にもAGC回路が含まれ、60dBの利得変化幅を持ち、チューナでの20dBと併せて80dBの受信レベル変

化に対応している。VIF増幅回路は1970年代になってIC化されるようになり、帯域特性を決定するフィルタもコイルとコンデンサを使ったものから、本研究で取り上げるSAWフィルタに置き変わった。今後は、デジタル放送の出現によりVIF増幅回路にはデジタルICが用いられフィルタはデジタルフィルタになってゆくと考えられる。

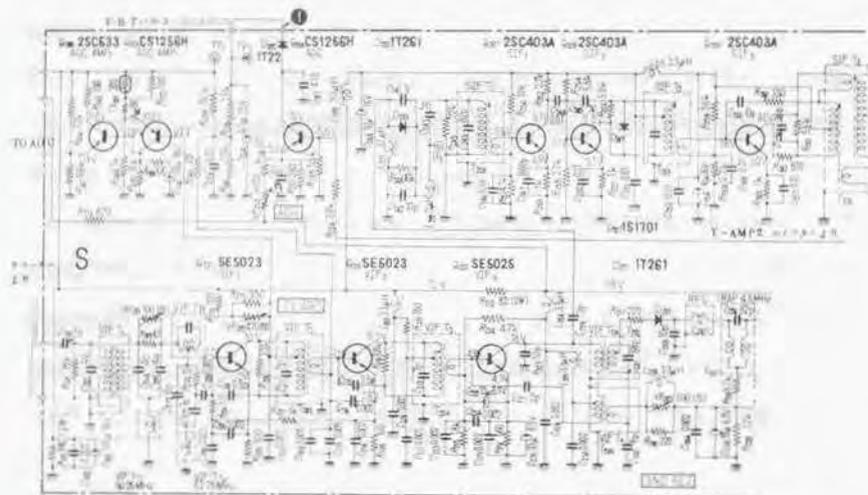


図1.3 VIF増幅回路例

BSコンバータは衛星放送受信機のパラボラアンテナに直接取り付けられ、放送衛星から送られ、パラボラアンテナで受信された12GHz帯の信号を1GHz帯の第1中間周波信号に変換する役目を持つ。12GHzの信号をそのまま伝送することは、同軸線を用いると減衰が大きく、導波管では経費がかかりすぎるなど一般家庭を対象とした受信システムとしては困難があるため、取り扱いやすい周波数に変換して屋内へ伝送する。BSコンバータの基本構成を図1.4に示す<sup>1-4)</sup>。

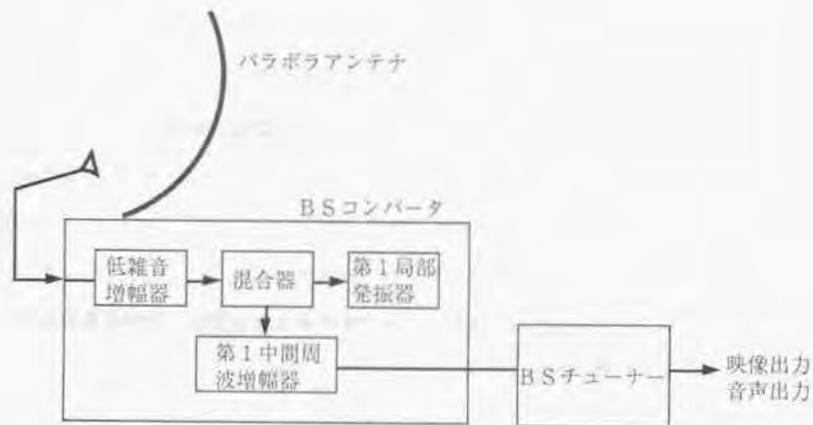


図1.4 BSコンバータの基本構成

基本構成はチューナと同様で低雑音増幅器で増幅した後混合器で周波数変換する。局部発振周波数は、パラボラアンテナから漏洩する局部発振信号が他の通信に妨害を与えないよう、放送番組中継用バンドと電波天文・宇宙研究用バンドの間の10.675~10.680GHzの5MHzに限定されている。従って、局部発振周波数が選局に必要な可変範囲を持たないためBSコンバータでは選局は行われず、パラボラアンテナからの信号はコンバータで一括変換され、第1中間周波信号が同軸線でBSチューナに送られそこで選局、増幅が行われる。BSコンバータの回路は研究の初期にあっては導波管を用いた立体回路で作製されていた。ガラスステフロン基板を用いたMIC(Microwave Integrated Circuit)も海外を中心に研究されていたが回路損失が多く、能動素子の雑音指数が大きいためコンバータ全体の雑音指数は7~9dBもあり実用にならなかった。そのため、導波管型の低損失性を生かしながら主要回路をMICに近い量産性をもって製作できる立体平面回路がNHKで開発された。イメージリカバリー方式を用いて雑音指数3.5dBを得、当時唯一の量産モデルとして受信実験用に数多く試作された。しかし、その後、GaAs FETを用いた低雑音増幅器が著しく進歩し、立体平面回路

よりもさらに量産性に優れたMIC回路が見直されるようになり、現在ではすべてのBSコンバータはMIC型になっている。特に、GaAs FETよりもさらに雑音指数の低いHEMTが開発されたためコンバータの総合雑音指数は1dB以下にまで下がっている。局部発振器には初めのうち水晶発振器と通信器が用いられていたが、その後、本研究で取り上げる誘電体共振器を用いた直接発振方式が用いられるようになった。また、最近では、増幅器の構成を簡略化するためGaAs MMIC (Monolithic MIC) も開発されている。これは整合回路をFETと一緒にGaAs基板上に形成するもので小型化、無調整化が可能になる。

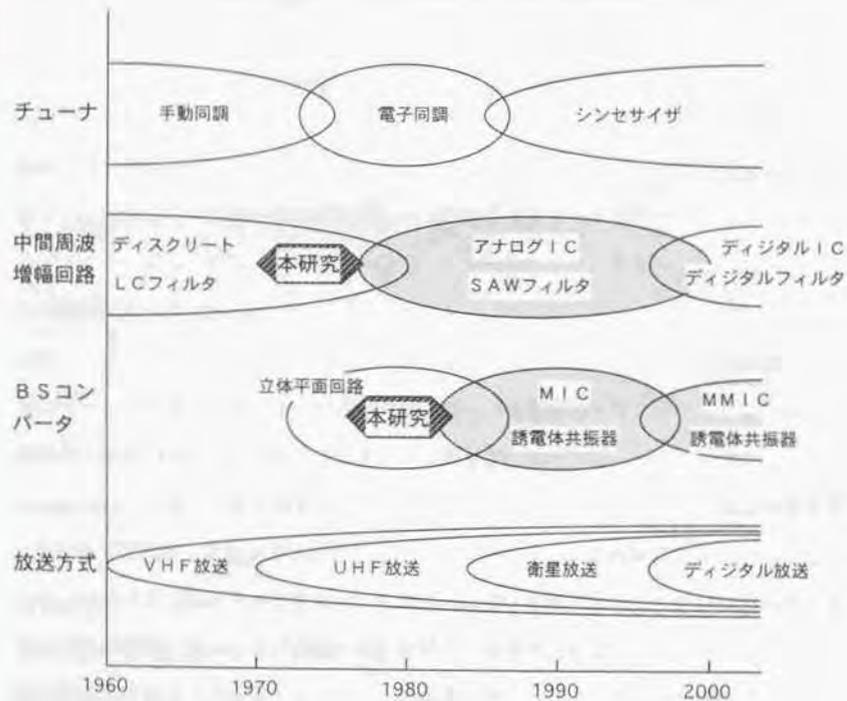


図1.5 放送方式の変遷とRF-IF回路の変遷

以上に述べたカラーTV受信機のRF-IF回路の変遷を図1.5に放送方式の変遷と共に示す。本研究は1.3に述べるように、VIF増幅回路へのSAWフィルタの応用とBSコンバータの局部発振器への誘電体共振器の応用を対象とするが、その位置づけについても図1.5に示す。VIF増幅器にあつてはアナログICの導入と共にSAWフィルタが広く用いられるようになり現在に至っている。本研究はSAWフィルタの普及に先駆けて行なわれ実用化の促進に貢献した。アナログ放送が続くかぎりSAWフィルタは使われ続けると考えられるが、デジタル放送になるとVIF増幅回路はデジタル信号処理回路になりSAWフィルタはもはや必要なくなってくる。図では2000年頃に放送がデジタル化されるようになってきているが、これは予想の域を出ない。また、BSコンバータにあつても、誘電体共振器を用いたMIC型局部発振器が立体平面回路に代わって主流の技術となったが、本研究はその先駆けをなし早期実用化に貢献した。誘電体共振器についてはMMICの時代になつても、デジタル放送になつてもBSコンバータの必須素子として使われ続けると考えられる。

## 1.2 RF-IF回路に要求される周波数安定度及び従来の安定化方法

本節ではチューナ、VIF増幅回路、BSコンバータについて要求される周波数安定度と従来の安定化方法について概説する。

中間周波信号はVIF増幅回路の最終段で検波されて映像信号となる。このとき妨害波の混入があると画像に異常現象が生じて画質が低下する。そこで、RF-IF回路を構成するチューナ、VIF増幅回路、BSコンバータでは多くの周波数選択素子を用いて妨害波を遮断している。しかし、これらの周波数選択素子と中間周波信号の周波数にずれが生じれば、妨害波は遮断されず、画像に異常が現れ画質が低下してしまう。このためチューナ、VIF増幅回路、BSコンバータのいずれに対しても周波数選択に関わる素子には厳しい周波数安定度が要求されている。要求のレベルはそれぞれについて異なっているので、周波数の安定化にはそれに応じた対策が必要である。また、周波数特性は温度によりまた時間により変化するため、この双方に対する安定度が要求される。

### 1. 2. 1 チューナ

チューナで周波数安定度を要求されるのは入力回路、高周波増幅回路、局部発振回路である。入力回路ではテレビ放送帯域外の信号を減衰させる必要がある。帯域外に高レベルな信号が存在すると増幅回路が飽和して歪みが生じる。テレビ放送帯域の近くで特に信号レベルの高いのは80MHz付近に存在するFMラジオ放送信号で、これを減衰させるためにトラップと呼ばれる狭帯域の帯域遮断フィルタが接続されている。入力回路の1例を図1. 6に示す<sup>1, 2)</sup>。高周波増幅回路では入出力に同調回路があり希望チャンネルを選択するように帯域通過特性を持っている。帯域特性の1例を図1. 7に示す<sup>1, 2)</sup>。

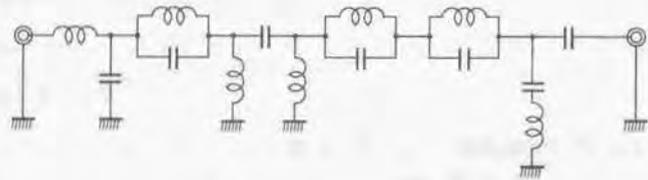


図1. 6 チューナの入力回路

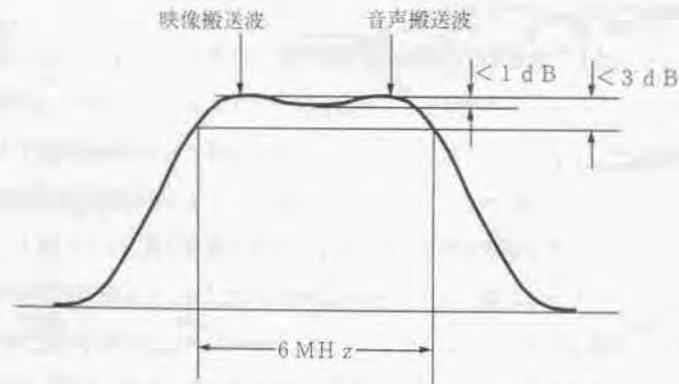


図1. 7 チューナの帯域特性

希望チャンネルに隣接するチャンネルからの妨害除去はVIF増幅回路に委ねられておりここではもっと離れたチャンネルの信号レベルを減衰させることが要求されている。通過帯幅も6MHzと広くとられている。入力回路と高周波増幅回路に対する周波数安定度の要求は比較的緩く $\pm 300\text{kHz}$ 程度の安定度があれば問題ない。中間周波における映像搬送波58.75MHzに対しては約 $\pm 5000\text{ppm}$ となる。この程度の周波数安定度は通常のコイル、コンデンサでも得ることができる。一方、局部発振周波数は、これがずれると中間周波信号全体の周波数がずれ、VIF増幅回路の周波数特性と合わなくなり、54.25MHzの音声搬送波が十分減衰せず55.17MHzの色副搬送波と干渉して920kHzのビートが発生し、画質が大きく低下する。このため局部発振周波数には $\pm 50\text{kHz}$ 以下という厳しい周波数安定度が要求されている。

この要求を満たすため従来からいくつかの回路方式が工夫されている。一つはAFC回路の使用である。図1. 8にAFC回路の1例を示す<sup>1, 2)</sup>。



図1. 8 AFC回路の構成

映像搬送波増幅回路は映像中間周波増幅回路(VIF増幅回路)から取り出した中間周波信号のうち、映像搬送波のみを選択増幅する狭帯域増幅回路である。リミッタは、映像搬送波の振幅を一定にする回路で、位相弁別回路により映像搬送波の周波数と正しい周波数との差に応じた電圧が発生する。この電圧を局部発振器の可変容量ダイオードに加え、正しい周波数になるようフィードバックをかける。AFCを用いる方式では位相弁別器の安定度が中間周波信号の安定度を決定する。これに対しもう一つの方式として、

AFC回路を用いず、チューナ内部に基準発振器を持ち、局部発振周波数を受信チャンネルに対応して定められた分周比で分周し、これと基準発振器の周波数を比較し、それらの周波数差が0になるように可変容量ダイオードの電圧を調整する、シンセサイザ方式がある。この方式を用いれば $\pm 100\text{Hz}$ 以下という高安定度が容易に得られる。従来は基準発振器を構成するための水晶振動子が高価であるためにシンセサイザ方式は家庭用の受信機には用いられていなかったが、近年になって水晶振動子が安価に入手できるようになったため急速に普及し、現在ではすべてのチューナがシンセサイザ方式になっている。

### 1. 2. 2 VIF増幅回路

VIF増幅回路は前述のように隣接チャンネルからの妨害を除去する役目を持つが、同時に放送方式に合わせ帯域内の周波数特性を決める役目も持っている。つまり、カラーTV放送では映像信号は残留側帯方式で送信されているので、映像搬送波の位置で6dB利得が低下するように傾斜特性を持たせる必要がある<sup>1, 2)</sup>。また、色信号も、全域を検波すると920kHzのビートが発生しやすくなるため、色副搬送波の位置で6dB利得を低下させる狭帯域受信方式と呼ばれる方式が採られている。音声中間周波信号に対しては映像中間周波信号と一緒に増幅するインターキャリア方式が広く用いられているが、この方式ではやはり920kHzのビートが発生しやすいため、VIF増幅回路中にトラップ回路を挿入し音声中間周波信号の利得を映像中間周波信号の利得より3.5dB以上低減させている。

チューナ回路で除去できない隣接チャンネルからの妨害については、上側隣接映像信号52.75MHzによる妨害は上側チャンネル信号が画面に現れるウィンドワイパー妨害になり、下側隣接音声搬送波60.25MHzによる妨害は希望チャンネルの映像搬送波との周波数差である1.5MHzのビートが画面に現れることになる。これらの信号は希望チャンネル帯域のすぐ近くにあるため、回路中に非常に狭帯域のトラップを挿入し、上側隣接映像信号のレベルを1.2dB以上、下側隣接音声信号の利得を3.3

dB以上、映像中間周波信号に比べ低減させている。帯域内の周波数特性と帯域外の妨害波除去の要求を取り入れた周波数特性を図1.9に示す<sup>1, 2)</sup>。

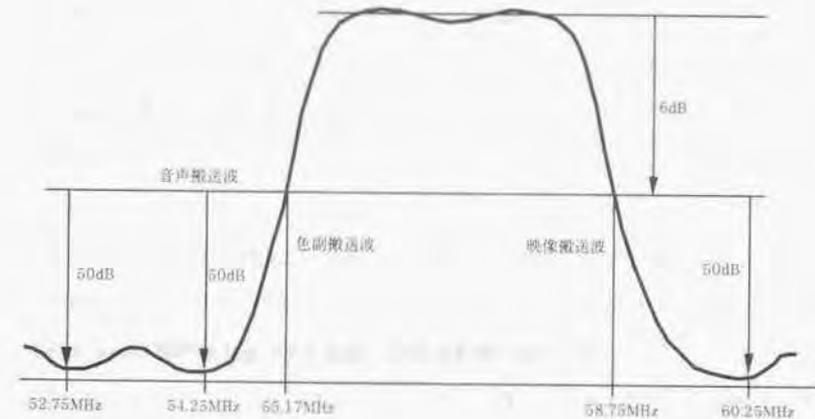


図1.9 VIF増幅回路の周波数特性

複雑な周波数特性を必要とするVIF増幅回路に対する周波数安定度の要求は基本的には局部発振器に対する要求と同じであり、 $\pm 50\text{kHz}$ 以下である。図1.3に示すように従来の帯域通過フィルタとトラップはコイルとコンデンサによる同調回路によって構成されており、周波数特性は両者で決定され、これらの素子を温度と時間に対し安定化することが必要である。通常、動作保証温度範囲としては $-20^{\circ}\text{C}$ ~ $60^{\circ}\text{C}$ が目安とされているので、例えば、60.25MHzの下側隣接音声搬送波用のトラップについてみると、直線的な温度変化を仮定した場合、 $21\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ 以下の温度係数に抑えなければならない。ところが通常用いられているコイルは $100\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ 程度の温度

係数を持っているため、コイルの温度係数と逆符号の温度係数を持つコンデンサと組み合わせ、同調回路、トラップの温度変化を抑える設計をしている。しかしながら、コイルのコアに用いられるフェライトやコンデンサに用いられる誘電体の材料自体のばらつきにより温度係数がばらつき、温度係数の補償が十分でなくなるという問題が生じる。また、経時的には、寒暖の変化や振動によりコイルのコアがずれるなどの原因で周波数ずれが生じる問題があり、コアの位置ずれを防ぐために動きにくくする特別な工夫もなされていたが十分ではなかった。

### 1. 2. 3 B Sコンバータ

チューナと同様にB Sコンバータでは局部発振器に厳しい周波数安定度が要求される。衛星放送の放送基準は地上放送とは独立に決められており、チャンネル配置、変調方式、1チャンネル当たりの帯域幅等は地上放送とは全く異なっている。そのため局部発振器に要求される安定度もチューナとは異なっている。衛星放送受信システムではB SコンバータとB Sチューナの双方で周波数変換が行われ、B Sコンバータ内の局部発振器を第1局部発振器、B Sチューナ内の局部発振器を第2局部発振器と呼んで区別している。第1、第2局部発振器を総合した周波数変動は $\pm 500\text{kHz}$ 以内と定められている<sup>(1)(2)</sup>。しかし、 $10\text{GHz}$ もの高周波を屋外の悪環境下において $\pm 500\text{kHz}$ 以内に制御することは極めて困難であり、第1局部発振器にはもっと緩い基準を設け、第2局部発振器にAFCを付して全体で $\pm 500\text{kHz}$ 以内に収まるように設計されている。第1局部発振器に許容される範囲は最大 $10.675\text{GHz} \sim 10.680\text{GHz}$ の $5\text{MHz}$ であるが、基準値としては技術的な可能性とマージンを見て $-30^\circ\text{C} \sim +50^\circ\text{C}$ の範囲で $\pm 1.5\text{MHz}$ と決められている。この基準は $\pm 500\text{kHz}$ よりは緩いがそれでも相当厳しいので、これを満たすために従来は水晶発振器と通信回路から構成される発振器が使用されていた。水晶発振器を用いることにより周波数安定度は満足されるが、水晶発振器の発振周波数があまり高くないので通信段数が多くなり回路規模、消費電力が大きい点が問題になっていた。

以上述べたように、RF-I F回路に要求される周波数安定度について1970年当時は、チューナではシンセサイザ方式により満足されることが知られていたが、V I F増幅回路、B Sチューナについては技術的解決が不十分な状態であった。

### 1. 3 固体素子を応用した周波数安定化と問題点

本節では、V I F増幅回路およびB Sコンバータの周波数安定度を民生用機器に見合ったコストで満足させるために、当時研究されていた固体周波数選択素子とその問題点について述べる。

前節で述べたようにチューナでは水晶振動子を用いたシンセサイザ方式で十分な周波数安定度が得られている。これは水晶振動子という固体素子がチューナの局部発振周波数の決定にとって支配的であり、しかも温度変化、経時変化が極めて小さいためである。このように固体素子を用いることによりV I F増幅回路、B Sコンバータについても周波数安定度を向上させることができればT VのRF-I F回路全体の周波数安定度は大きく向上する。この場合、周波数安定度が向上しても、そのために構成が複雑になり高価になっては民生用として実用化されるのが困難である。周波数安定度の向上とともに構成を簡略化できることが要求される。

V I F増幅回路については周波数安定度の高い固体振動子で構成されたフィルタを用いることが考えられていた。トラップ周波数が固体振動子によって決まるように設計できれば固体振動子の温度係数でトラップ周波数の温度係数が決まることになり、固体振動子の温度係数が小さくできれば周辺の素子によらず高い周波数安定度を保つことができる。しかも固体振動子は経時変化が小さいので時間的にも安定化が可能になる。固体振動子を応用したフィルタとしては、ヤーマン接続型等のフィルタ、エネルギー閉じこめ多重モードフィルタ、メカニカルフィルタ等が候補として挙げられる。弾性振動を応用した電子部品としてこれらのデバイスではいずれもコイルを使っても実現できない高いQ値と周波数安定度の実現が可能である。ヤーマン接続型のフィルタは周波数安定度は固体振動子で決まるが振動子の接続にトランスを使用するため構造が複雑である。これ

に対しエネルギー閉じ込め多重モードフィルタは振動子内部におけるモードの結合を利用するためトランスが不要でシンプルな構造が実現できる。エネルギー閉じ込め多重モードフィルタの1つとして、当時10、7MHzのFMチューナ用中間周波フィルタが2重モード振動子による帯域通過フィルタで実現され工業的にも大量生産されていた。しかし、このフィルタをTV用VIFフィルタに必要な50MHz付近で動作させるには振動子の厚みを35 $\mu$ m程度にする必要があり、その厚みを0.1%以下の寸法精度で歩留まりよく仕上げることは非常に困難であった。また、メカニカルフィルタは元々数10kHz~数MHzの周波数帯で用いられていたものであり、50MHz以上の周波数で動作するデバイスを開発することはこれも極めて困難であった。

これに対し、同じ固体素子ではあるが振動子とは原理の異なるSAWフィルタが1960年代の後半に登場した。SAWフィルタは、1965年に表面弾性波(Surface Acoustic Wave: SAW)を効率よく発生させる方法として発表されたInterdigital Transducer (IDT)<sup>1, 6)</sup>の持つ周波数選択性を利用するもので、当時ICの開発とともに開発が進みつつあったフォトリソグラフィ技術を利用して50~100MHzのフィルタを容易に実現することができたため、IDTの発明当初よりカラーTVのVIFフィルタへの応用に注目が集まっていた<sup>7, 10)</sup>。SAWフィルタをVIFフィルタへ応用する利点としては、IDTの周波数特性は基本的に比較的広帯域な帯域通過型であり、VIFフィルタに必要な帯域幅が容易に得られる、周波数特性に減衰極が存在しておりこれをトラップとして利用することができる、SAWの発生、伝搬に用いられる圧電材料に化学的に安定なものが多い、50MHz程度の周波数帯ではIDTの作製が容易でばらつきが少ないなどが挙げられる。特にトラップについてはトラップ用の高Qな同調回路が不要となり、構成が簡略化されるだけでなくトラップ周波数の温度係数が通過帯域の温度係数と本質的に等しいという利点がある。しかしながら、1970年当時、IDTに関しては等価回路や設計法の研究が進められていたものの、SAWフィルタはコイルとコンデンサで構成されるフィルタに比べ挿入損失が大きく、また、VIFフィルタに要求される複雑な周波数特性を誤差、ばらつきを含め0.1%以下の

精度で実現する厳密な設計手法が知られていなかった。IDTには、次章で述べるように単純なモデルや等価回路では表せないいくつかの効果が存在するため、設計値と実際のデバイス特性に違いが生じて、図1.9に示す周波数特性を実現することは容易でなかった。

SAWフィルタは、いくつもの魅力的な利点を持っておりVIFフィルタの固体化による周波数安定化のために極めて適したデバイスであるが、実用化されるためには低挿入損失の実現、設計の高精度化、不要な効果の抑制といった課題を解決することが必要であった。

本研究の前半は、SAWフィルタの持つ優れた特徴に着目し、これをVIF増幅回路に応用して周波数安定化を図るため、設計の高精度化、不要な効果の抑制を目的として行われた。

次に、BSコンバータの局部発振器については、前節で述べたように約10GHzの周波数に対し80℃の温度範囲で $\pm 1.5$ MHz以下の温度変化に抑える必要があり、直線的な温度変化を仮定すれば温度係数は3.75ppm/℃以下でなければならない。この温度係数は水晶発振器と通倍回路を用いれば実現可能であるが、水晶振動子の高次モード振動を利用したとしても通倍数は極めて大きくなり、通倍回路の消費電力、回路規模とコストの点から約10GHzの局部発振周波数を直接、安定に発信する技術が望まれていた。

10GHzはマイクロ波帯の周波数である。マイクロ波発振器の周波数を安定化する方法として、従来より空洞共振器が用いられていた。しかし、10GHz程度の周波数では空洞共振器がかなり大きくなり、また、空洞共振器に用いられる熱膨張率の小さいインバーなどの金属が高価であり加工も容易でないために、空洞共振器をBSコンバータの周波数安定化素子として用いることは大きさやコストの点から難しかった。そこで、空洞共振器に代わる素子として誘電体共振器が考えられた。誘電体共振器は誘電率の大きな絶縁材料を円筒形、あるいは直方体に加工したもので、誘電率が高いために電界のエネルギーが集中して形状寸法と誘電率で決まる周波数で共振することを利用したデバ

イスである。材料としては加工のしやすさからセラミックが一般的に用いられる。誘電体共振器は導波管やマイクロストリップラインと結合させて狭帯域なフィルタを構成することができる。このフィルタを利用して空洞共振器を使った場合と同様に発振周波数の安定化を図ることができる。誘電体共振器は10GHz帯でも誘電率を大きくすることにより小型化でき、しかも安価なセラミック材料を使用できるため、MICで構成した発振器に応用できればBSコンバータの周波数安定化にとって実用化の可能性が高いデバイスといえる。しかし、1970年当時は導波管と誘電体共振器の結合が解析されて、共振周波数を近似的に計算する方法が示されていたものの、マイクロストリップラインと誘電体共振器の結合については解析的な検討がすすんでおらず、等価回路も導波管との結合から類推したものが用いられるのみで、実験を重ねた試行錯誤により設計を進めなければならなかった。等価回路には理論的根拠がなく、マイクロストリップラインと誘電体共振器の位置関係で結合係数がどのように変化するかも知られていなかった。そのため、誘電体共振器を用いて発振周波数の安定化する方法も理論的根拠を持って十分に検討することができず、GaAs-FETを用いた発振器を安定化する方法も、例えば、誘電体共振器を発振器の出力端に結合するなどの、空洞共振器の共振周波数にマイクロ波発振器の発振周波数を引き込む方法のアナロジーに止まっていた<sup>1)</sup>。また、能動素子の温度係数の影響も考慮することができず、1975年当時、誘電体共振器を用いた発振器ではまだ十分な周波数安定度が得られていなかった。

本研究の後半はカラーTV受信機のRF-IF回路の周波数安定化を図る研究の一環として、BSコンバータに応用できる安定化発振器を実現するため、誘電体共振器を用いた10GHz帯のマイクロ波発振器の周波数安定化を検討したものである。

#### 1.4 本論文の構成

本論文では、第2章でSAWフィルタを用いてVIF増幅回路の周波数特性を安定化する方法について論じる。SAWフィルタの簡単な紹介、フィルタの一般的特性とVIF増幅回路へ応用する場合に解決しなければならない問題、特に、挿入損の少ない

正規型IDTを基本構造とする場合において、周波数特性を劣化させるTTE (Triple Transit Echo) の抑制方法に関し、それまで負荷インピーダンスの影響を考慮しない単純なモデルでしか研究されていなかったのを、これを考慮し実用的な設計に応用できる方法について論じ、更に、サイドローブ低減に位相重み付け法を組み合わせ、コンピュータシミュレーションにより高精度に周波数特性を設計し、実際に試作したフィルタと要求される特性とを比較する。第3章では誘電体共振器を用いてBSコンバータの局部発振器の発振周波数を安定化する方法について論じる。マイクロストリップラインと結合した誘電体共振器の振る舞いを解析的に取り扱い、理論的に等価回路を導出し、誘電体共振器とマイクロストリップラインの結合係数を理論的に導き、等価回路を用いた発振器の設計法を示す。そして、誘電体共振器に適した発振器の構成として、出力として使用しないマイクロストリップラインに誘電体共振器を結合させる反射型の構成を提案する。さらに、誘電体共振器の温度係数と能動素子、周辺回路が発振周波数に与える影響について論じ、2種類の材料を積層した誘電体共振器により非常に安定度の優れた発振器を試作した結果について述べる。最後に第4章で以上の結果をまとめ、テレビ受像機のような民生用電子機器においては新しい考えに基づいたデバイスの導入がコストを上昇させずに性能を向上させるキーポイントであることを示す。

なお、第2章で論じる研究に基づいて実現されたカラーTV用VIFフィルタは、1978年にTV専用チューナにカラーTV用としては日本で初めて搭載され、SAWフィルタの実用性を示すことによりその後のSAWフィルタ普及の嚆矢となった。また、第3章で論じる研究に基づいて実現された安定化発振器はMIC型のコンバータに搭載され、1978年実験衛星「ゆり」からの放送電波を受ける実験に成功し、MIC型コンバータの実用性を示し、その後MIC型コンバータが立体平面回路型コンバータに取って替わる先駆けとなった。

## 参考文献

1. 1) 日本放送協会編：カラーテレビジョン (1961)
1. 2) 日本放送協会編：放送受信技術 (1982)
1. 3) 日本放送協会編：NHKテレビジョン技術教科書(下) (1970)
1. 4) 星野、宮沢：「衛星放送受信機と共同受信システム」、NHK技研月報、vol. 27, No. 6, pp. 36-42 (1984)
1. 5) 仁尾：「衛星放送用受信機の性能と受信画質向上の技術動向」、VIEW, vol. 2, No. 4, pp. 1-8 (1983)
1. 6) R. M. White, F. W. Voltmer: "Direct piezoelectric coupling to surface elastic waves," Appl. Phys. Lett, vol. 7, p. 314 (1965)
1. 7) J. Rypkema, et al.: "Engineering aspects of applications of surface wave filters in television I.F.'s," IEEE Trans. Consumer Electron., vol. CE-21, pp. 105-114 (1975)
1. 8) J. M. Deacon and J. Heighway: "SAW filters for TV receivers," IEEE Trans. Consumer Electron., vol. CE-21, pp. 390-395 (1975)
1. 9) J. A. Raalte: "A surface acoustic wave TV-IF filter," RCA Engineer Rep., RE-20-1-5 (1975)
1. 10) H. Abe, et al.: "A highly stabilized low-noise GaAs FET integrated oscillator with a dielectric resonator in the C band", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-26, pp.156-162 (1978)

## 2. SAWフィルタを用いたVIF増幅回路の周波数特性安定化

### 2.1 SAWフィルタの原理と特長

本節ではTV用VIFフィルタへの応用を中心にSAWフィルタの概要を述べる。

固体中を伝搬する弾性波には波の進行方向と変位方向が一致している縦波と、変位方向が伝搬方向に対して垂直である横波との2種類が存在する。この場合垂直方向は2方向あり、伝搬方向に平行な平面を仮定した場合に、この平面に垂直な変位を持つ横波をSV波 (vertical share wave)、平行な変位を持つ横波をSH波 (horizontal share wave)と呼んでいる。固体の内部ではこの3種の波は独立に伝搬する。ところが、固体表面では縦波(P波)と表面に垂直な変位を持つSV波が混合し、表面に沿って伝搬する表面弾性波 (Surface Acoustic Wave; SAW) と呼ばれる波が存在する。この波は1885年イギリスのレーリー卿によって最初に見いだされたのでレーリー波とも呼ばれている。図2、1(a)にレーリー波の伝搬の様子を示す。表面から1波長程度の領域にほとんどのエネルギーが集中している。固体表面に異なる材質の膜があったり、固体が圧電的な性質を持っている場合にはSH波にも表面に沿って伝搬するモードが存在することがその後の研究で明らかになったため、現在では固体の表面にエネルギーが集中して伝搬するこれらの波を総称してSAWと呼んでいる。

SAWは地震波として研究され、また、非破壊検査の分野で工学的に応用されたが、励振受信には長い間くさび形トランスデューサが用いられ効率が悪く、遅延線などが試作されたものの電子部品への応用はなかなか成功しなかった。ところが、1965年にR. M. White等によって、圧電体の上に形成された図2、1(b)のようなIDT (Interdigital Transducer) によってSAWが効率よく送受できることが見いだされた<sup>2, 1)</sup>。IDTに交流電圧を印加するとIDTの両端から外側へ向かって伝搬するSAWが発生する。また、逆にSAWがIDTへ入射するとIDTに電圧が発生する。電気信号とSAWの変換効率はIDTの電極歯ピッチ $d$ 、対数などによって決まる周波数特性を持ち、一対のIDTを向かい合わせて配置することにより周波数選択性を持つ

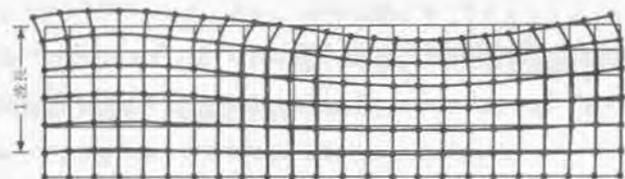


図2.1 (a) レーリー波の伝搬

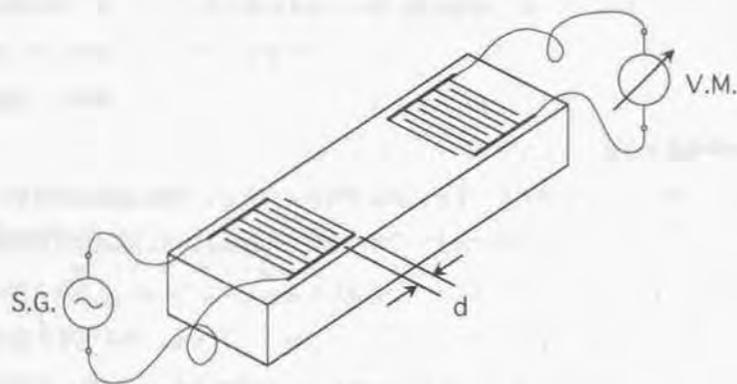


図2.1 (b) IDTによるSAWの送受信

デバイス、SAWフィルタ、を構成できる。IDTの作製には半導体の製造に用いられるフォトリソグラフィの技術を応用でき、数 $\mu\text{m}$ の幅の電極歯を高精度に加工することが可能である。

IDTを利用することにより、数100MHz帯のデバイスを実現することが可能になり、また、モノリシック構造のため単純で安定なデバイスを実現でき、IDTの発明以後SAWの工学的な応用研究が急速に進んだ。SAWを応用したデバイスはIDTの加工技術で動作周波数及び周波数精度が決まるという性質を持っているため、当時日進月歩で進んでいたフォトリソグラフィの技術に鑑みれば50MHz程度以上の周波数ではSAWデバイスが固体振動子を利用したデバイスに比べ有利になるように思われ、TV用VIFフィルタを始めとする高周波フィルタへの応用が盛んに研究された<sup>1, 7-9)</sup>。

SAWフィルタの特性の概要を表2.1に示す<sup>2, 3)</sup>。SAWフィルタはトランスパースル型帯域通過フィルタとしてTV用VIFフィルタ以外に、FMステレオチューナ用中間周波フィルタ<sup>2)</sup>、CBトランシーバ用フィルタ、通信機用フィルタとして応用が検討されてきた。また、トランスパースル型の他に共振器の構成も可能で、SAW共振器を用いるとフィルタだけでなく、能動素子と組み合わせて発振器を構成することもでき、民生用通信機用への応用が考えられてきた。これらのデバイスの中で、現在では、主にTV用VIFフィルタ、携帯通信器の送受信RFフィルタと第1IFフィルタが工業的に大量生産されている。

項 目	実用的性能
中心周波数	10MHz ~ 1.5GHz
最小挿入損失	1.0dB
最大比帯域幅	50%以上
サイドローブ抑圧	60dB以上
TTEレベル	-45dB以下
帯域内リップル	0.1dB以下

表2.1 SAWフィルタの特性

SAWフィルタに用いられる基板材料はIDTを動作させるため圧電性を有していることが必要である。圧電性を持つ材料の中で、圧電性単結晶、圧電薄膜、圧電セラミックスがSAWフィルタに使われている。これらの材料が実用的にSAWフィルタに使えるためには材料の特性として、IDTを形成するのに十分な表面平滑性を有すること、電気機械結合係数が大きいこと、伝搬路でのSAWの減衰が小さいこと、SAW速度の温度係数が小さいこと、信頼性が高くコストが低いことなどの条件を満たすことが必要である。ここで、電気機械結合係数は電気信号からSAWへの変換効率を示す係数である。電気機械結合係数が小さいとSAWを発生させるのに大きな電圧が必要になり、フィルタとして用いるときにインピーダンスが高く、挿入損失が大きくなるという問題が生じる。電気機械結合係数は圧電効果の大きさに依存し、材料固有の値であるが、結晶方位によって異なるため、SAWフィルタの基板の電気機械結合係数を表すには自由表面と導体で覆われた表面とのSAW速度の違いが用いられている。圧電体の表面が導体で覆われていると、圧電効果によって表面に発生した電界成分が短絡され、これによる圧電反作用は表面付近のSAWの伝搬速度を遅くするように働く。圧電効果が大きいほど伝搬速度の変化は大きいので、表面が導体で覆われていないときのSAW速度 $v_f$ と覆われているときのSAW速度 $v_m$ とから実効的な電気機械結合係数を定義することができる。これによりSAWにおける電気機械結合係数は

$$k^2 = \frac{2(v_f - v_m)}{v_f}$$

と定義される。

結晶	基板方位	伝搬方向	伝搬速度 (m/s)	電気機械結合係数 (%)	温度係数 (ppm/°C)
水晶	Y	X	3159	0.23	-22
	ST	X	3158	0.16	0
LiNbO <sub>3</sub>	Y	Z	3485	4.5	-85
	128° Y	X	4000	5.5	-72
LiTaO <sub>3</sub>	Y	Z	3230	0.74	-37
	X	112° Y	3295	0.64	-18

表2.2 SAWデバイスに用いられる単結晶材料の特性

SAWデバイスに用いられる圧電性単結晶材料として代表的なものを表2.2に掲げる<sup>2), 3)</sup>。このうちでTV用VIFフィルタに用いられているのはLiNbO<sub>3</sub>、LiTaO<sub>3</sub>である。これらの材料は化学的に安定でSAWデバイスに必要な特性をほとんど満たす優れた材料である。どちらの材料も異方性が大きく、使用される結晶方位は電気機械結合係数の大きい方位、あるいはSAW速度の温度係数の小さい方位に選ばれる。LiNbO<sub>3</sub>ではY板のZ方向伝搬(Y-Z LiNbO<sub>3</sub>)、または128°回転Y板のX方向伝搬(128° Y-X LiNbO<sub>3</sub>)が電気機械結合係数が大きいという理由で用いられ、LiTaO<sub>3</sub>ではX板の112° Y方向伝搬(X-112° Y LiTaO<sub>3</sub>)が温度係数が小さいという理由で用いられる。SAWフィルタの温度係数はSAW速度の温度係数と熱膨張係数とから決まり、Y-Z LiNbO<sub>3</sub>では-85 ppm/°C、128° Y-X LiNbO<sub>3</sub>では-75 ppm/°Cである。X-112° Y LiTaO<sub>3</sub>は温度係数は-18 ppm/°Cと小さいが電気機械結合係数は0.64%でLiNbO<sub>3</sub>の1/8である。また、LiTaO<sub>3</sub>は融点が高く結晶のコストが高いという問題がある。いずれの材料も大口径の単結晶が安定して供給され、現在では主に128° Y-X LiNbO<sub>3</sub>とX-112° Y LiTaO<sub>3</sub>がVIFフィルタ用に工業的に生産されている。SAWフィルタとして用いられているもう1つの単結晶材料に水晶がある。水晶は温度係数が0になる結晶方位を有するという優れた

特長があるものの電気機械結合係数が非常に小さく挿入損失を小さくするのが難しいためVIFフィルタ用としては用いられていない。

圧電薄膜材料としてはZnO/ガラス系がVIFフィルタ用として用いられている。一般的に圧電薄膜材料は薄膜とSAWの波長との関係、IDTの構成法の工夫により結合係数の値やSAWの伝搬特性を制御でき、また、安価なベース基板の上に膜を形成することによりコストを低くできることが特長である。一方で、良質の膜を量産性良く作製することが困難であり、基板との膨張係数の違いや密着性から信頼性、安定性に問題を残している。ZnOは通常RFスパッタ法により形成される多結晶膜であるが、c軸が基板に垂直に立つ特長があり面内で異方性のない圧電性を示す。電気機械結合係数は通常1%程度でVIF用には十分な値である。圧電薄膜としてはAlN等も研究されているが実用になっているのはZnOのみである。

圧電セラミックスは組成を変えることにより種々の特性を持つ材料が得られるという大きな特長があり、現在得られる最大の電気機械結合係数を持つ材料も圧電セラミックスで実現されている。しかもフィルタ作製に適した形状が成形により容易に得られる点も大きな特長といえる。しかし、気孔の存在による表面性の悪さと、材料特性の再現性の悪さはVIFフィルタへの応用を考える限り致命的で、研究としては相当進み、一時期実用化されたにもかかわらず、現在ではVIF用のSAWフィルタには用いられていない。

以上述べたようにVIF用SAWフィルタにはLiNbO<sub>3</sub>、LiTaO<sub>3</sub>、ZnOが用いられている。これらの材料はいずれ自然淘汰されると見られていたが、コストと性能に一長一短があり優劣が付けがたく依然として3者とも工業的生産に用いられている。

SAWフィルタの作製技術では図2.1に示すIDTを基板表面に金属で形成することが中心になる。励振されるSAWの基本周波数はSAWの伝搬速度と電極歯ピッチとの比ではほぼきまり、SAWの伝搬速度は多くの場合およそ3000m/sであるから50MHzの周波数のSAWを発生させるには電極歯ピッチ約60μmのIDTを作製しなければならない。このような微細電極を形成するには既に述べたように半導体技術

で用いられているリソグラフィ技術を応用することが最適である。半導体におけるリソグラフィでは何度もマスクあわせをする必要があるが、SAWフィルタの場合には多くの場合1度で済むため半導体におけるよりも単純である。半導体では微細化が進みリソグラフィにもフォトリソグラフィ、電子線リソグラフィ、X線リソグラフィといった種類があり微細化に応じて使用されている。SAWフィルタでは動作周波数が高くなると伝搬損失が増加し、実用的には周波数で1.5GHz、電極歯の幅でおよそ0.5μmが最小寸法とされているので現在最も広く用いられているフォトリソグラフィ技術で十分である。

IDTの電極材料、厚さは音響インピーダンス、熱膨張率、動作周波数、基板への付着力などを考慮して決められる。動作周波数が高くなるほど電極質量による2次的な負荷効果が大きくなり、この影響を抑えるために、軽く、比抵抗の小さい金属を薄く形成することが必要になる。このような理由で、成膜及びエッチング加工の容易さからアルミニウムが広く用いられており、普通100MHz程度までの周波数に対しては数100nm~2μmの厚さが選ばれている。金属薄膜は下地の状態にもよるが、薄くなるに従って比抵抗が高くなるので不必要に薄くすることはデバイス特性上好ましくない。下地に対する付着力を増すために、Cr、Ti等の付着力の強い金属を間に挟むことも行われている。

SAWフィルタの基本的な特性はIDTの形状、構造によって決定される。そのためIDTの設計はフィルタの設計にとって全てともいえるほど重要である。IDTの構造は電極歯の形状、配置、接続の仕方によって決定される。最も単純なIDTは、図2.1に示すように一様な長さで、一様なピッチの電極歯で構成されたIDTで正規型IDTと呼ばれている。正規型IDTを2つ対向させると最も単純なSAWフィルタが構成できる。このフィルタの伝達特性は、送信側のIDTにおける電気信号からSAWへの変換特性と受信側のIDTにおけるSAWから電気信号への変換特性の積によって得られるが、相反定理により、両方のIDTにおける電気信号からSAWへの変換特性の積によっても表される。IDTの変換特性は電気信号としてインパルス入力を

印可したときのSAW出力の時間応答をフーリエ変換することにより求められ、インパルス入力によるSAWの時間応答は三角関数で近似できる<sup>2, 5)</sup>。即ち、電極歯対数 $N$ の正規型IDTのインパルスレスポンスは $N$ 周期のsin関数で近似できる。これをフーリエ変換すれば、 $\sin(x)/x$ 型の関数が得られる。したがって、同一の正規型IDTを対向させたときのSAWフィルタの周波数特性は $(\sin(x)/x)^2$ の形をしている。同一の正規型IDTを対向させたときのSAWフィルタの周波数特性を図2. 2に示す。

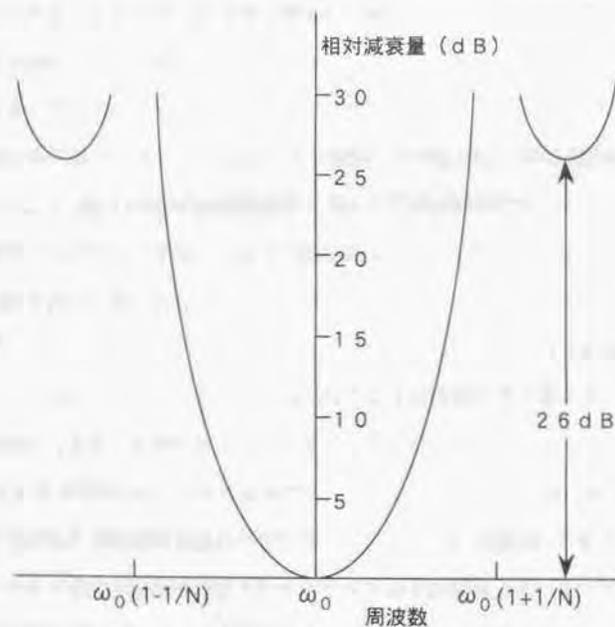


図2. 2 同一のIDTで構成されたSAWフィルタの特性

中心周波数は電極歯のピッチ $d$ とSAWの伝搬速度 $v_s$ から $f_0 = v_s/d$ となる。既に述べたようにSAWの速度は表面に導体がある場合とない場合で異なり、IDTは基板表面をある程度導体で覆うため、 $v_s$ の値は電極歯の幅と間隔の比によって $v_s$ と $v_{sa}$ の間で変化する。減衰極間の帯域幅 $2\Delta f$ は電極歯対数 $N$ によって決まり、 $2\Delta f = 2f_0/N$ となる。通過帯域の両側には最大2.6 dBのサイドローブがある。以上のことからわかるように、正規型IDTを用いる場合には電極歯のピッチと対数を変えることにより中心周波数と帯域幅を変えることができる。しかし、正規型IDTの基本的変換特性である $\sin(x)/x$ の関数形は変わらないので正規型IDTを使うSAWフィルタの周波数特性の設計には限界がある。

これに対しIDTの構造を変え種々の重み付けを行うことによってIDTのインパルス応答を変え、周波数特性の設計自由度を拡大する提案がなされている。その、代表的な方法がアポダイズ法と呼ばれる方法で電極歯の長さを順次変えることにより、インパルス応答を変える方法である<sup>2, 11)</sup>。

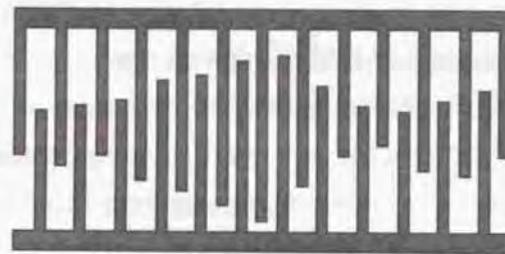


図2. 3 アポダイズ法で重み付けされたIDT

図2. 3にアポダイズ法で重み付けしたIDTを示す。要求される周波数特性を逆フーリエ変換することにより必要なインパルス応答は容易に求められるので設計の自由度は

大幅に拡大される。また、アボダイズ法で重み付けしたIDTから発生するSAWは波の幅が変化するためこれに対向するIDTはすべての波を受けられるように十分広い開口を持っている必要がある。また、フィルタの周波数特性は重み付けしたIDTとこれに対向するIDTの周波数特性の積で決まるため、重みづけしないIDTは十分広い帯域幅を持っているか、または重み付けの時に重み付けしないIDTの周波数特性を補正するように設計する必要がある。アボダイズ法を応用すれば任意のインパルスレスポンスを実現することができるので、TV用VIFフィルタのような複雑な帯域特性を要求されるフィルタには適している。ただ、アボダイズ法で重み付けしたIDTから発生したSAWは幅が変化するので平均するとSAWの発生効率が低下するため、対向する重み付けしない正規型IDTがある程度は広い帯域幅を必要とし電極間の対数を少なくしなければならず変換効率が低くなるためアボダイズ法を応用したSAWフィルタでは挿入損失が大きいのが欠点である。

## 2.2 SAWフィルタに要求される特性と解決すべき課題

2.1ではSAWフィルタを用いてTV用VIFフィルタを固体化し、周波数安定度を向上させる可能性が高いことを述べた。本節では実際にSAWフィルタをTV用VIFフィルタに応用する際に要求される特性と生じる問題点について論じる。

VIFフィルタに要求される周波数特性は図1.9に示すような複雑な特性である。ここで音声信号処理にインターキャリア方式を採用する場合、54.25MHzの音声トラップについては、-20dB程度に一旦レベルを下げ、音声信号を抽出した後-50dBまで2段階で減衰させる方式を採っている。従って、VIFフィルタとしては54.25MHzのレベルは-20dB程度に設定する。要求される周波数特性をまとめると表2.3のようになる。この表に示された特性の中で、上側隣接映像搬送波、音声搬送波、下側隣接音声搬送波については、減衰極の周波数とその周波数におけるレベルを示している。

映像搬送波：58.75MHz	レベル	-6dB
色副搬送波：55.17MHz	レベル	-6dB
上側隣接映像搬送波	周波数	52.75±0.05MHz
	レベル	-50dB以下
音声搬送波	周波数	54.25±0.05MHz
	レベル	-21~26dB
下側隣接音声搬送波	周波数	60.25±0.05MHz
	レベル	-50dB以下
低域側スプリアスレベル		-46dB以下
高域側スプリアスレベル		-46dB以下
群遅延時間変動		-50ns以下

表2.3 VIFフィルタに要求される特性

このような複雑な特性をSAWフィルタで実現するにはアボダイズ法による設計が適しているが、前述のようにアボダイズ法では挿入損失が大きくなるという問題がある。従来、コイルとコンデンサを用いたフィルタでは一般に挿入損失は非常に小さく、Q値を調整するために抵抗を挿入したとしても挿入損失3dB以下のVIFフィルタを実現するのは容易であった。従って、コイルとコンデンサを用いたフィルタでは挿入損失は特に問題とはならなかった。これに対しSAWフィルタはIDTがSAWに対し双方向性を有しているということもあり一般に挿入損失が大きい。つまり、送信側IDTの両方の端から等しいパワーのSAWが伝搬し、受信側のIDTではその一方しか捉えられず、また、相反定理により受信側IDTでもSAWパワーの1/2はIDTを通過してしまい捉えられないので、一対のIDTを用いたSAWフィルタには本質的に6dBの挿入損失が存在する。また、IDTはその構造上容量性のインピーダンスを有しており純抵抗で終端するとインピーダンス不整合のための挿入損失が発生する。これにアボダ

イズ法で重み付けしたIDTを用いると2.1で述べたようにさらに挿入損失が増加する。大まかにいって、VIFフィルタ程度の帯域幅の場合、正規型IDTを用いたフィルタでは10dB、アポダイズ型のIDTを用いたVIFフィルタでは約20dBの挿入損失が存在するのが普通である。挿入損失が大きくなるとレベルが低下する上に雑音指数の劣化を生じる。Rypkemaらによって報告されたVIF用SAWフィルタ<sup>1)</sup>は当時としては進んだ研究であったが、アポダイズ型IDTを用いておりインピーダンス不整合による損失も含め18.4dBの挿入損失と、これによる0.5dBの雑音指数劣化を見込んでいる。

挿入損失の増加を補償するためには増幅器を追加することが必要になる。SAWフィルタによる周波数特性の安定化を損なわずに損失を補償して雑音指数の劣化を防ぐには、増幅器は周波数特性の平坦な広帯域増幅器でしかも低雑音であることが必要である。しかし、1970年当時はICの性能が低く、50MHz帯の低雑音増幅器はまだディスクリット部品で回路が組み立てられており、増幅器の追加によりコストが上昇し民生用機器としてはSAWフィルタを応用するメリットが減殺されてしまう。増幅器の追加を最小限にとどめたいというコスト低減の要求に応えるためには、極力フィルタの挿入損失を低減させることが必要であり、アポダイズ型のIDTを採用することが困難であった。また、現在では低損失IDTとして知られている一方性IDTの実用的な設計方法は知られていなかった。挿入損失が大きいという欠点のためにSAWフィルタの採用がなかなか進まなかった。

挿入損失を低減するには、当時は正規型IDTを用いるのがもっとも有効であった。正規型IDTは設計の自由度がアポダイズ型IDTに比べ著しく小さいが、挿入損失10dB以下のフィルタは比較的容易に実現できる。したがって、本研究では低挿入損失を優先して実用的なVIF用SAWフィルタをいち早く実現するため、当時としては最も挿入損失を低減できる正規型のIDTを用い、制限された設計方法に工夫を加えることにより低挿入損失のVIFフィルタを実現することの検討を行った。

正規型IDTを用いたSAWフィルタは設計の自由度が小さいことから、TV用

VIFフィルタを実現するためには解決しなければならない多くの課題がある。まず、図2.2に示すような基本的周波数特性から生じる課題を整理すると、表2.3に示すTV用VIFフィルタの特性を実現するために挿入損失をできるだけ増加させずにIDTを変形して次の条件を満足させることが要求される。

- 1) 52.75MHz、60.25MHzに減衰極を一致させる。
- 2) 55.17MHz、58.75MHzをピークから-6dBに合わせる。
- 3) 54.25MHzに約-20dBの音声搬送波用トラップを設ける。
- 4) サイドローブレベルを46dB以下に低減する。

1)の条件についてはIDTの基本的性質から

$$f_0 = (52.75 + 60.25)/2 = 56.5(\text{MHz})$$

$$N = 2 \times 56.5 / (60.25 - 52.75) = 15.07$$

とすることにより実現できる。しかし、 $N$ が整数にならないので最も近い整数である15対の電極歯を持つIDTを用いても減衰極の周波数を厳密に合わせることはできず、帯域幅を微調整する手段が必要になる。

2)の条件については単一のIDTの周波数特性が $\sin(x)/x$  ( $x = \pi N(f - f_0)/f_0$ )であることから $N = 15.07$ をそのまま用いて計算すると、

$$\text{at } 55.17\text{MHz } x = -0.355\pi \quad \sin x/x = 0.805 = -1.88(\text{dB})$$

$$\text{at } 58.75\text{MHz } x = 0.600\pi \quad \sin x/x = 0.504 = -5.94(\text{dB})$$

となり、両者のレベルは一致しない。しかも、IDTを一つ使用することを考慮すると、58.75MHzのレベルは-6dBよりかなり低くなることが予想される。従って、

55.17MHzと58.75MHzのレベルについてはこれを一致させるだけでなくレベルの値も-6dBに調整する手段が必要になる。このレベルについては後段の増幅器を同調型とすることにより調整が可能である。これは簡単なestimationによって理解できる。

$N=15.07$ に対向するIDTの電極歯対数を仮に10とすると、 $N=15.07$ の場合と同様にして

$$\begin{aligned} \text{at } 55.17\text{MHz } x &= -0.235\pi \quad \sin x/x = 0.911 = -0.81(\text{dB}) \\ \text{at } 58.75\text{MHz } x &= 0.398\pi \quad \sin x/x = 0.759 = -2.40(\text{dB}) \end{aligned}$$

となり、これらを加え合わせると55.17MHz、58.75MHzのレベルはそれぞれ-2.69dB、-8.34dBとなる。これに図2.4に示すように58.75MHzのレベルに対し56.5MHzで-2.34dB、55.17MHzで-5.65dBのレベルを持つ同調回路を附加すれば総合特性は55.17MHz、58.75MHzの周波数で-6dBとなる。同調回路は中心周波数とQ値の2つのパラメータを調整できるので上述の同調回路は実現することが可能である。

同調回路の温度特性についてもestimationしてみる。56.5MHzから55.17MHzまでの周波数特性を直線近似すると2.49dB/MHzとなり、仮に同調回路が100ppm/°Cの周波数温度係数を持っていても55.17MHzにおけるレベル変動は0.014dB/°Cであり、-20°C~60°Cの80°Cの変化に対しても1.12dBであり、画像に対する影響はほとんどない。

次に3)の条件について、正規型のIDTを用いる場合には狭帯域のトラップを通過帯域の途中に設けることは困難であるが、54.25MHzのレベルが920kHzビートを生じない程度に減衰できていればトラップが形成できなくても音声信号を抽出したあとの増幅回路の周波数特性を変えることで対応できる。温度特性も2)の場合と同じで問題ない。

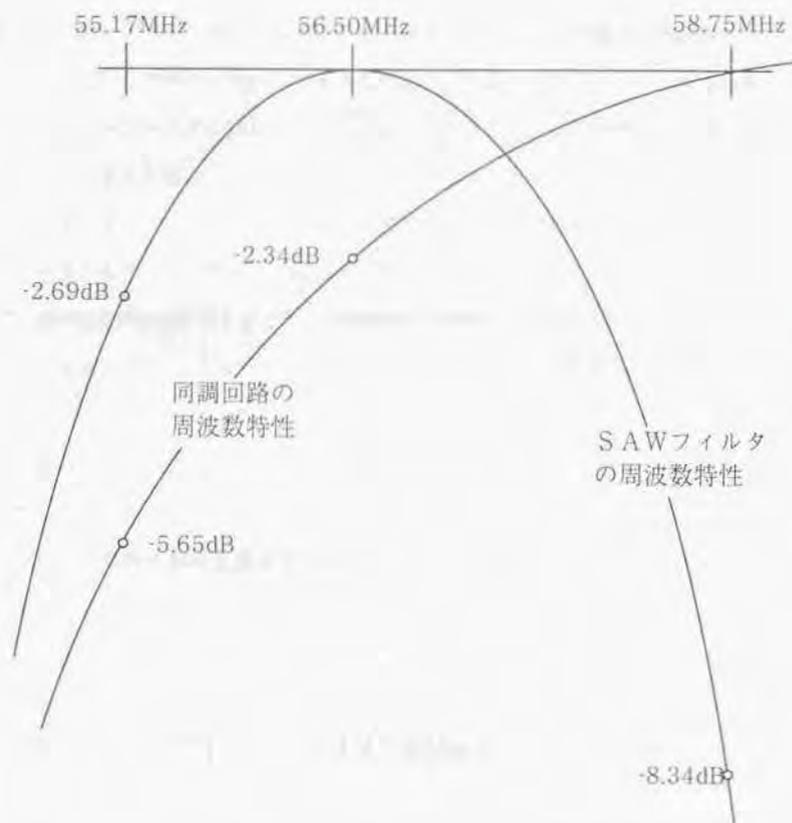


図2.4 同調回路によるSAWフィルタ周波数特性の調整

4)の条件は後段に同調回路を付加することによっても実現することは可能であるが、すでに同調回路は通過帯域特性を補正するために付加されており、さらにこれ以上の同調回路を付加するのはコストがかかりすぎるためSAWフィルタ自身で満たさなければならない。ただサイドローブレベルについては、TV信号は変調度が低く高域成分も

少ないので搬送波の側波帯レベルが低いためスプリアスレベルは-36 dB程度でも搬送波を減衰させるトラップの減衰量が5.0 dB以上あれば画像への影響は小さいとされている。それでも、正規型IDTを用いたSAWフィルタは高いサイドロープレベルを持っているので、-36 dBを実現するためには何らかの工夫が必要である。

以上述べた、基本的周波数特性に関わる課題のほかに、SAWフィルタを実現する上で考慮しなければならないいくつかの大きな問題点がある。中でも最も問題となるのはトリプルトランジットエコー (Triple Transit Echo, TTE) と呼ばれるIDT間の多重反射である。図2.5に示すように左側のIDTで発生したSAWは右側のIDTに到達して電気信号に変換されるが一部は反射して左側のIDTに達し、そこで再び反射されて左側のIDTで電気信号に変換される。反射波は伝搬路を3度通過するのでトリプルトランジットエコーと呼ばれる。一般に回路内にエコーが存在すると帯域内にリップルを生じる。図2.6にエコーパスが存在する最も単純な回路の例を挙げる<sup>2-3)</sup>。エコーパスを含めた伝送特性は

$$H_{total}(\omega) = H(\omega)(1 + \epsilon e^{-j\tau\omega})$$

$$\cong H(\omega)(1 + \epsilon \cos \tau\omega) e^{-j\epsilon \sin \tau\omega}$$

となり、振幅特性、及び位相特性に正弦波状のリップルを生じる。TTEは画面上にゴースト信号となって現れる。SAWの速度が3000 m/sの場合IDT間の距離が3 mmのとき約2  $\mu$ s遅れたゴーストが発生する。2.0インチの画面では横幅が約4.0 cmで水平のスキャン時間が約50  $\mu$ sであるからおよそ1.6 cmずれた位置にゴーストが発生する。これは画質の低下になるのでTTEはできる限り抑圧しなければならない。

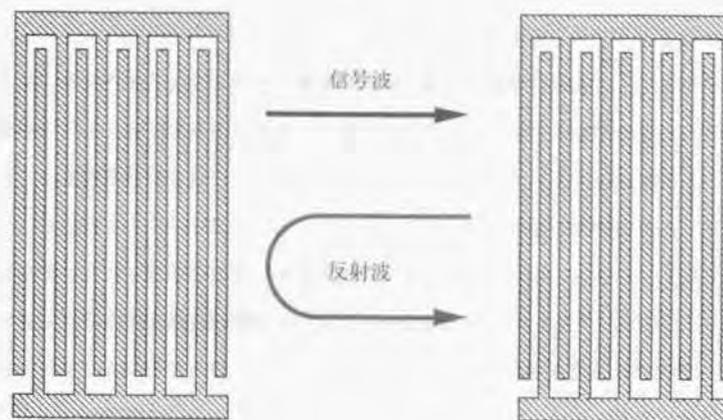


図2.5 Triple Transit Echo

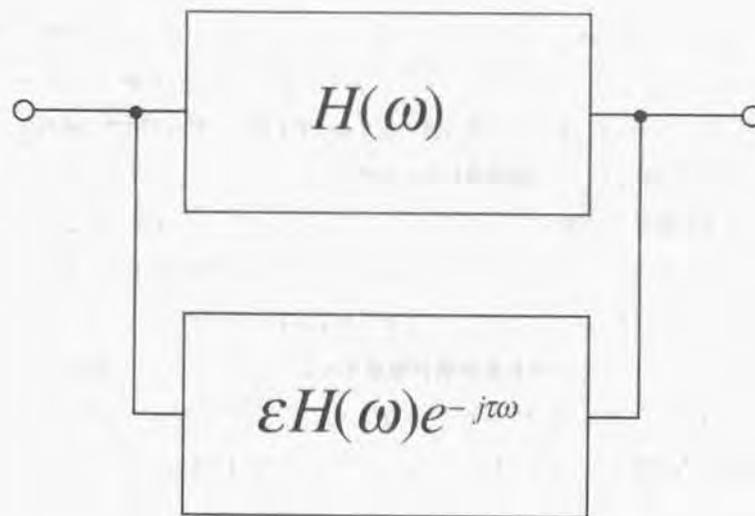


図2.6 エコーパスが存在する伝送回路

次に問題となるのがバルク波による高域側スプリアスレベルの上昇である。IDTはSAWを発生させると同時に横波、縦波といういわゆるバルク波も発生させる。バルク波の速度はSAWの速度よりも大きいのでSAWフィルタの中心周波数よりも高域側の周波数でバルク波が発生する。横波の速度がSAWの速度に近い場合SAWフィルタの通過帯域の近くでは横波が発生する。バルク波は通常結晶内部に向かって進行し、基板の裏面で反射して受信側のIDTに達しそこで電気信号に変換される。また、基板は異方性のある圧電体基板であるため進行方向によってバルク波の速度が変わることもあり、バルク波の周波数特性は複雑な様相を示し、再現性がない。従って、SAWフィルタにあっては通常バルク波を積極的に利用することは困難で、バルク波の影響はできるだけ取り除かなければならない。

第3の問題点は設計の周波数精度である。IDTの周波数特性は基本的には $\sin(x)/x$ の形をしているが、実際には電極歯の部分と電極歯間のギャップ部分とではSAWの速度が異なる効果<sup>5, 6)</sup>、電極歯の質量及び音響インピーダンスによる効果、IDTの中央付近と端の方では基板内部の電界分布がわずかに異なる効果といった効果があり、厳密には $\sin(x)/x$ からずれ中心周波数に対して非対称になり、また減衰極の周波数を決める実効的な電極歯対数も厳密には整数値でなくなってくる。これらの効果は総称して2次効果と呼ばれており、これらを取り込んだ精度の高い設計手法が必要である。

さらに温度特性が問題になる。表2, 3に示したように、周波数安定度は $\pm 50$  kHz以下が要求されている。中心周波数56.5MHzで考えると $\pm 50$  kHzは885 ppmになる。これを $-20^{\circ}\text{C} \sim 60^{\circ}\text{C}$ の80 $^{\circ}\text{C}$ に対してリニアに変化するとして、11 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ 以下の温度係数が要求される。2, 1で述べた単結晶材料の $\text{LiNbO}_3$ 、 $\text{LiTaO}_3$ はいずれもこの値を満足していない。特に $\text{LiNbO}_3$ は大きな温度係数を持っており周波数の温度安定度の点から問題である。

以上をまとめると、SAWフィルタをカラーTV用VIFフィルタへ応用するにはまず挿入損失が低くなければならず、低挿入損失を実現するためにはアポダイズ型ではな

く正規型IDTを基本構造とするSAWフィルタでカラーTV用VIFフィルタを実現しなければならない。そして、その場合の主要な課題は

- 1) TTEの抑圧
- 2) サイドロープの低減
- 3) 周波数特性、特に減衰極の周波数の正確な設計
- 4) バルク波に起因するスプリアスの低減
- 5) 温度特性の改善または対策

ということができる。

本研究ではこれらの課題を解決する方法について検討し、2, 3でIDTの設計にかかわる、TTEの抑圧、サイドロープの低減、正確な周波数特性の設計について論じ、2, 4で組立と実際のカラーTVへの搭載にかかわるバルク波によるスプリアスの低減と温度特性への対策について論じる。

### 2. 3 新設計法によるSAWフィルタ特性の改善

本節では階段型IDTの新たな設計法によるTTEの抑圧法とwithdrawal法によるサイドローブ低減法を組み合わせて、さらに等価回路を用いたコンピュータシミュレーションで正確な周波数特性を設計することによりSAWフィルタの主要な課題を解決する方法について論じる。

#### 2. 3. 1 TTEの抑圧

TTEは入出力IDT間の多重反射によって生ずるので、挿入損を低減すると一般にTTEレベルは悪化する。このため、正規型IDTを用いて挿入損失を低減しようとする場合にはTTEの抑圧は大きな問題となる。TTEの抑圧はIDTを用いたSAWフィルタ、SAW遅延線の研究が始まった初期から問題とされており、いくつかの抑圧法も提案されている<sup>2, 7, 2, 13-15)</sup>。また、圧電基板上に非圧電性薄膜を設け、電気機械結合係数を減少させることは挿入損失の増加を伴うもののTTEの抑圧には効果的であり、IDTを變形する他の方法とも組み合わせうる有効な方法である<sup>2, 16)</sup>。

西川等によって提案された階段型IDTを用いる方法<sup>2, 7)</sup>は正規型IDTを變形するもので挿入損の増加を抑えて効果的にTTEを補償、抑圧することができる。しかし、IDTにおける反射には、電極歯部分の音響インピーダンスの不整合による反射成分と電気的負荷を介してSAWが再放射される成分があるにもかかわらず、西川等の研究では再放射の成分が考慮されていない。このため電気機械結合係数の小さい材料が高インピーダンス負荷の場合には有効であるがLiNbO<sub>3</sub>のように電気機械結合係数の大きい材料を用いて低インピーダンス負荷を使用する場合には有効性は小さかった。再放射成分を考慮した場合にも階段型IDTが有効であるかないかはまだ検証されておらず、従って、再放射成分を考慮した階段型IDTの設計法も知られていなかった。

本研究では再放射成分を考慮した場合にも階段型IDTがTTEの抑圧に有効であるかを検証するために、新たに、ベクトル演算を用いることにより再放射成分を考慮した場合の階段型IDTの動作を解析した。その結果、TTEレベルを階段型IDTの階段

の幅の比と位相差で表す一般的な式を導くことができた<sup>2, 8)</sup>。ここでは、初めに再放射成分のある場合の解析法を示し、次にベクトル演算を用いた解析により、階段の幅と位相差を適当に選ぶことにより十分にTTEレベルを抑圧した階段型IDTを実現できることを示す。

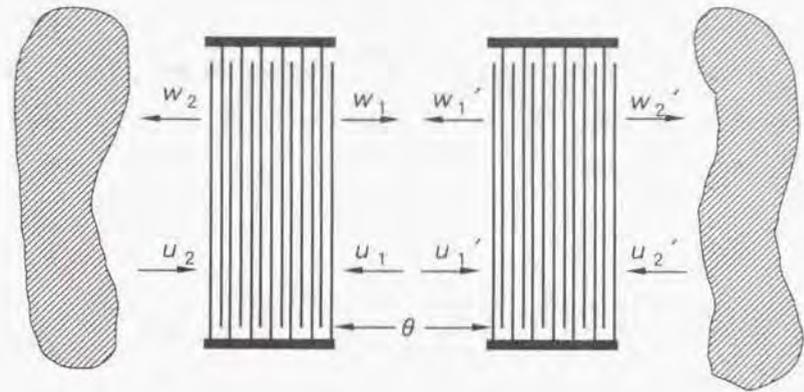


図2. 7 正規型IDTで構成されたSAWフィルタ

まず、単純な正規型IDTにおけるTTEについて再放射成分を考慮した場合の解析を示す。図2. 7に正規型IDTで構成されたSAWフィルタを示す。まず、左側のIDTに着目する。図2. 7に示すように、IDTの右、左から出てゆくSAW、入ってくるSAWを $w_1$ 、 $w_2$ 、 $u_1$ 、 $u_2$ とする。IDTの電極に印加される電圧を $V$ 、流れ込む電流を $I$ とする。これらの関係をSmithの表現にならって次のように表す<sup>2, 8)</sup>。

$$\begin{aligned} w_1 &= S_{11}u_1 + S_{12}u_2 + S_{13}V \\ w_2 &= S_{21}u_1 + S_{22}u_2 + S_{23}V \\ I &= S_{31}u_1 + S_{32}u_2 + S_{33}V \end{aligned} \quad (2.3.1)$$

係数  $S_{ij}$  は周波数、IDTの構造、基板の電気機械結合係数で決まる値である。右側のIDTについても同様な式が成り立つ。図2.7に示すように右側のIDTについては( )をつけて区別する。

一対のIDTでSAWフィルタを構成する場合には両方のIDTの間に存在するSAWのみに着目する。即ち、IDTの外側から入射するSAWは存在しないとする。これは、図2.7で  $u_1 = u'_1 = 0$  とおくことを意味する。この条件はIDTの外側に図2.7に示すように、ワックスのような良好なSAWの吸収材を置くことによって実現することができる。また、フィルタを考える場合は  $V, I$  の代わりに次式で定義される  $V_m, V_{out}$  を用いる方が便利である。ここで  $Y_{ex}$  は外部終端アドミッタンスである。

$$\begin{aligned} V_m &= \frac{1}{2} \left( V + \frac{I}{Y_{ex}} \right) \\ V_{out} &= \frac{1}{2} \left( V - \frac{I}{Y_{ex}} \right) \end{aligned} \quad (2.3.2)$$

(2.3.1)、(2.3.2)式に、IDTの外側から入射するSAWは存在しないという条件を考慮すると次式が得られる。

$$\begin{aligned} V'_{out} &= \left\{ \left( \frac{C'AB'e^{-2j\theta}}{1-AA'e^{-2j\theta}} \right) + D' \right\} V'_{in} + \frac{C'B'e^{-j\theta}}{1-AA'e^{-2j\theta}} V_m \\ V_{out} &= \frac{CB'e^{-j\theta}}{1-A'Ae^{-2j\theta}} V'_{in} + \left\{ \left( \frac{CA'B'e^{-2j\theta}}{1-A'Ae^{-2j\theta}} \right) + D \right\} V_m \end{aligned} \quad (2.3.3)$$

ここで  $A, B, C, D$  は左側のIDTについて

$$\begin{aligned} A &= S_{11} - \frac{S_{13}S_{31}}{S_{33} + Y_{ex}} \\ B &= \frac{S_{13}Y_{ex}}{S_{33} + Y_{ex}} \\ C &= \frac{-2S_{31}}{S_{33} + Y_{ex}} \\ D &= -\frac{S_{33} - Y_{ex}}{S_{33} + Y_{ex}} \end{aligned} \quad (2.3.4)$$

であり、 $A', B', C', D'$  は右側のIDTについて同様な関係にある。また、 $u, w$  の間には

$$\begin{aligned} u_1 &= w'_1 e^{-j\theta} \\ u'_1 &= w_1 e^{-j\theta} \end{aligned} \quad (2.3.5)$$

の関係がある。

入出力IDT間の伝達関数は(2.3.3)式で  $V'_m = 0$  として得られ、

$$\begin{aligned} V'_{out} &= \frac{C'B'e^{-j\theta}}{1-AA'e^{-2j\theta}} V_m \\ &= C'B'e^{-j\theta} \left( 1 + AA'e^{-2j\theta} + (AA'e^{-2j\theta})^2 + (AA'e^{-2j\theta})^3 + \dots \right) V_m \end{aligned} \quad (2.3.6)$$

となる。括弧内の第2項以下が多重反射の成分を表し第2項がTTEの項である。係数  $C'B'e^{-j\theta}$  はTTEを考慮しない近似で得られる伝達関数である。主信号に対するTTEの大きさを  $L_{TTE}$  とすると

$$L_{TTE} = |AA'e^{-2j\theta}|$$

$$= \left| \left( S_{11} - \frac{S_{13}S_{31}}{S_{33} + Y_{ca}} \right) \left( S'_{11} - \frac{S'_{13}S'_{31}}{S'_{33} + Y'_{ca}} \right) \right| \quad (2.3.7)$$

が得られる。ここで、括弧内の第1項はIDTにおける音響インピーダンスの不整合によって生じる反射成分で、第2項は負荷を介して再放射される成分である。これらの成分をそれぞれ  $R$ 、 $Q$  で表して、

$$L_{TTE} = |(R+Q)(R'+Q')|$$

$$= |RR' + RQ' + R'Q + QQ'| \quad (2.3.8)$$

と表すことにする。これが単純な正規型IDTで構成されるSAWフィルタについて、負荷による再放射成分まで考慮に入れたTTEレベルを表す式である。西川の式では  $R$ 、 $R'$  の項のみが考慮されており、 $Q$ 、 $Q'$  は考慮されていない。

さて、これまでの解析を拡張してベクトル演算を導入して階段型IDTの解析を行い、TTEの大きさを求める式の導出を行う。図2、8に階段型IDTを用いたSAWフィルタを示す。図では右側のIDTが階段状に  $n$  分割されている。各段は電極歯の幅、周期、対数は等しく、電極歯の長さと同向するIDTに対する距離が異なっている。この、電極歯の長さと同距離を、SAWの開口径と位相という観点から、 $a_1^2, \dots, a_n^2$ 、 $\theta_1, \dots, \theta_n$  と置く。但し、 $a_i^2$  は

$$\sum_i a_i^2 = 1 \quad (2.3.9)$$

で規格化する。

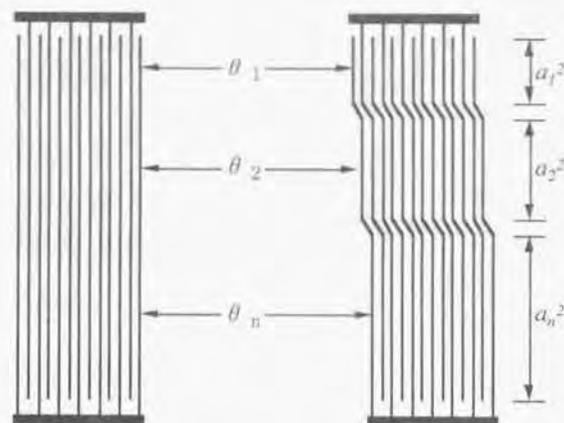


図2、8 階段型IDTで構成されたSAWフィルタ

図2、8の階段型IDTは  $n$  個の独立したIDTが電氣的に並列につながったものと見なすことができ、(2.3.1)と同様に各段について

$$w'_{1i} = S'_{11}u'_{1i} + S'_{12}u'_{2i} + S'_{13}a_iV'$$

$$w'_{2i} = S'_{21}u'_{1i} + S'_{22}u'_{2i} + S'_{23}a_iV' \quad (2.3.10)$$

$$I_i = S'_{31}a_iu'_{1i} + S'_{32}a_iu'_{2i} + S'_{33}a_i^2V'$$

が得られる。ここで、例えば第1式の3項で  $S'_{13}a_iV'$  と  $a_i$  が2乗の形になっていないのは  $i$  段目で発生するSAWのパワーが  $w_{1i}^2$  に比例するということから理解される。すべての段をまとめてベクトルで表示すると

$$\begin{aligned}\bar{w}'_1 &= S'_{11}\bar{u}'_1 + S'_{12}\bar{u}'_2 + S'_{13}\bar{a}V' \\ \bar{w}'_2 &= S'_{21}\bar{u}'_1 + S'_{22}\bar{u}'_2 + S'_{23}\bar{a}V' \\ I &= S'_{31}\bar{a}' \cdot \bar{u}'_1 + S'_{32}\bar{a}' \cdot \bar{u}'_2 + S'_{33}\bar{a}' \cdot \bar{a}V'\end{aligned}\quad (2.3.11)$$

となる。ここで

$$\bar{w}'_j = \begin{bmatrix} w'_{j1} \\ \vdots \\ w'_{jn} \end{bmatrix}, \quad \bar{u}'_j = \begin{bmatrix} u'_{j1} \\ \vdots \\ u'_{jn} \end{bmatrix}, \quad \bar{a} = \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix}, \quad j = 1, 2$$

$$I' = \sum_i I'_i$$

である。添字 t は転置を表す。

左右一対の I D T で構成されるフィルタも独立した n 個のフィルタが電氣的に並列に接続されたものと見なせ、各のフィルタの SAW の開口幅は  $a_1^2, \dots, a_n^2$  で表される。また、 $u, w$  についても左右の I D T の距離を位相差で表して、

$$\begin{aligned}\bar{u}_1 &= \Theta \bar{w}'_1 \\ \bar{u}'_1 &= \Theta \bar{w}_1\end{aligned}\quad (2.3.12)$$

$$\Theta = \begin{bmatrix} e^{-j\theta_1} & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & e^{-j\theta_n} \end{bmatrix}$$

と表現することができる。ここで単純な正規型の場合と同様 (2.3.2) のように、 $V, I$  の代わりに  $V_{in}, V_{out}$  を導入すると (2.3.3) 式に対応して、

$$V'_{out} = \{ \bar{C}'(E - AA')^{-1} A\bar{B}' + D' \} V'_{in} + \bar{C}'(E - AA')^{-1} \bar{B}V_{in} \quad (2.3.13)$$

が得られる。 $A$  はマトリックス、 $\bar{B}, \bar{C}$  はベクトル、 $D$  は定数で

$$\begin{aligned}A &= \Theta \left( S_{11} - \frac{S_{13}S_{31}}{S_{33} + Y_{es}} \bar{a}\bar{a}' \right) \\ \bar{B} &= \Theta \frac{S_{13}Y_{es}}{S_{33} + Y_{es}} \bar{a} \\ \bar{C} &= -\frac{2S_{31}}{S_{33} + Y_{es}} \bar{a} \\ D &= -\frac{S_{13} - Y_{es}}{S_{33} + Y_{es}}\end{aligned}\quad (2.3.14)$$

である。 $(\bar{\cdot})$  は右側の I D T、ここでは階段型 I D T、に対する係数を表す。

(2.3.13) で

$$V'_{in} = 0$$

と置くことにより、(2.3.6) に対応して、

$$\begin{aligned}V'_{out} &= \bar{C}'(E - AA')^{-1} \bar{B}V_{in} \\ &= \bar{C}'(E + AA' + (AA')^2 + \dots) \bar{B}V_{in}\end{aligned}\quad (2.3.15)$$

が得られる。これが再放射を考慮した階段型IDTの伝達特性を表す一般的な式である。

TTEレベル $L_{TTE}$ を求めるために(2.3.8)にならって $R$ 、 $R'$ 、 $Q$ 、 $Q'$ を導入すると

$$L_{TTE} = \left| \frac{\tilde{C}' AA' \tilde{B}}{\tilde{C}' B} \right| \quad (2.3.16)$$

$$= \left| RR' \frac{\tilde{a}' \Theta^2 \tilde{a}}{\tilde{a}' \Theta \tilde{a}} + (RQ' + R'Q) \tilde{a}' \Theta^2 \tilde{a} + QQ' (\tilde{a}' \Theta \tilde{a})^2 \right|$$

が得られる。(2.3.16)が再放射を考慮した階段型IDTのTTEレベルを表す式である。

特に $n=2$ の場合には

$$a_1 = \sin(\phi/2)$$

$$a_2 = \cos(\phi/2)$$

$$\theta = \theta_2 - \theta_1$$

と置くことができ、

$$L_{TTE} = \left| RR' \frac{\cos 3\theta + j \cos \phi \sin 3\theta}{\cos \theta + j \cos \phi \sin \theta} + (RQ' + R'Q)(\cos 2\theta + j \cos \phi \sin 2\theta) + QQ'(\cos \theta + j \cos \phi \sin \theta)^2 \right| \quad (2.3.17)$$

と表すことができる。 $R$ 、 $R'$ 、 $Q$ 、 $Q'$ は実験的にも、あるいは一定のモデルに基づいて計算からも求めることが可能である。しかし、これらの値は一般的に複素数となるため $L_{TTE}$ が最小となる条件を解析的に求めることは困難であり、通常は数値計算によって求めることになる。

一例として、 $R$ 、 $R'$ 、 $Q$ 、 $Q'$ についてEmtageの式を用いると<sup>3) 9)</sup>、 $Y-Z$

LiNbO<sub>3</sub>基板を用い、IDTの電極歯対数が15、10の場合、

$$RR' = -0.134$$

$$RQ' + R'Q = 0.190 - j0.185$$

$$QQ' = -0.0035 + j0.130$$

となり、これを(2.3.17)に代入し、 $\phi$ と $\theta$ を変化させて数値計算により $L_{TTE}$ の最小値を求めると

$$a_1^2 = 0.878$$

$$a_2^2 = 0.122$$

$$\theta = 0.718 \text{ rad}$$

の時に $L_{TTE}$ として $10^{-8}$ のオーダーの実用上十分な値が得られる。すなわち、(2.3.16)を用いることにより階段型IDTのTTEレベルを最小にする電極構造を決定することが可能になる。尚、 $S_0$ の値は周波数によって変化するので中心周波数からずれると $L_{TTE}$ は増大するが、VIFフィルタのような比較的狭帯域のフィルタの場合には帯域内で十分小さい $L_{TTE}$ が得られる。

以上をまとめると、

- 1) 階段型IDTを用いたSAWフィルタにおいて、再放射を考慮したTTEレベルを求める式が得られた。
- 2)  $Y-Z$  LiNbO<sub>3</sub>基板を用いたSAWフィルタの設計に、階段型IDTを用いることにより挿入損を大きく低減させずにTTEを抑圧できることが明らかになった。

本研究においてはTTEの抑圧方法として階段型IDTを採用することにした。

### 2.3.2 サイドローブの低減

次に、第2の課題であるサイドローブの低減について検討する。すでに述べたように同数の電極歯対を持つ正規型IDTで構成されるSAWフィルタは通過帯域に隣接して最大-26 dBのサイドローブレベルを有している。両方のIDTの電極歯対数を変えることにより一方のIDTのサイドローブと他方のIDTの減衰極を重ね合わせ、サイドローブレベルは理論上約-32 dBまで低減することができる。しかし、電気機械結合係数の大きい基板を用いる場合には、2.2で述べた2次効果のために、抵抗終端の場合には、電極歯対の数を変える方法によっても-28 dB程度にまでしか低減することができない。一方、既に述べたようにカラーテレビ受像器のVIFフィルターにおける遮断域減衰量、いわゆるスプリアスレベルは実用上最低でも-36 dB以下（望ましくは-46 dB以下）に抑えることが要求されており、8 dB以上の改善が必要である。既に、正規型IDTを基本とし、階段型IDTをTTE抑圧法として採用しているのでサイドローブレベルを低減する手法としてはこれらと両立することが必要条件となる。

IDT電極歯の交差幅を変えるアボダイズ法はサイドローブ低減法としても知られていたがアボダイズ法はIDTの振幅を変化させる振幅重み付けであり、サイドローブの低減にはIDTを重み付けすることが有効である。IDTの重みづけ法としては振幅重みづけ以外にも電極歯の位置を変化させる位相重み付けが考えられる。両者を統一して説明するため、図2.9(a)に振幅及び位相重み付けを行ったIDTを示す<sup>2-1)</sup>。

このようなIDTにインパルス信号を加えると電極歯の周期変化に対応して(b)の様な電位分布が発生し、それに伴って(c)様な振幅を持つSAWが発生する。これを上から見ると(d)のようにSAWのビーム幅はAに対応している。従って全体としてみるとSAWの振幅はAに比例し、周波数は $\Delta$ に反比例していると考えることができる。

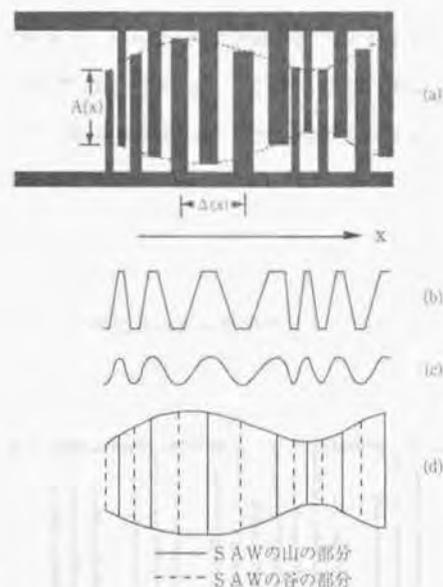


図2.9 振幅及び位相重み付けしたIDT

A、 $\Delta$ をxの関数として、 $A(x)$ 、 $\Delta(x)$ と置くとSAWは

$$CA(x) \cos 2\pi \left( \int \frac{dx}{\Delta(x)} \right)$$

と表せる。ここでCは比例定数である。周波数特性は $x = v_1 t$ と置いてフーリエ変換を行うことによってえられ、

$$\frac{C}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} A(x) \cos 2\pi \left( \int \frac{dx}{\Delta(x)} \right) \exp(-j\omega x/v_1) dx$$

で表される。アボダイズ法は $\Delta$ を一定とし、位相重み付けはAを一定とする方法である。

位相重み付けの単純な場合として電極歯を間引く withdrawal 法は 1973 年に Hartmann と後藤により独立に報告された<sup>2, 10, 11)</sup>。平林らは位相重み付けによる通過対域の平坦化について 1980 年に報告した<sup>2, 5)</sup>。位相重み付け法は正規型 IDT と同様、幅の一定な IDT を基本とし、2, 3, 1 で論じた階段型 IDT とも両立しうる方法であった。そこで、本研究では位相重み付け、中でも withdrawal 法を基本的考え方とする位相重み付け法を用いることによるサイドロープの低減を検討した。階段型 IDT と withdrawal 法を組み合わせるのは本研究が初めてである。

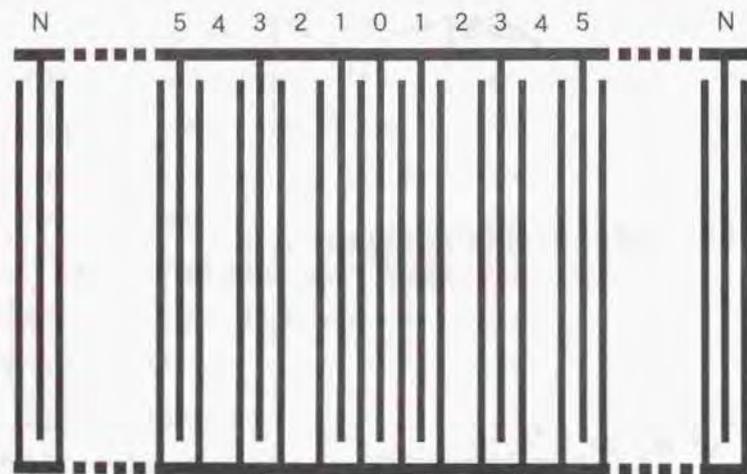


図 2. 10 withdrawal 法で重み付けした正規型 IDT

図 2. 10 に電極歯の一部を間引いた正規型 IDT を示す。IDT は左右対称とし中央の電極歯の番号を 0 とし左右に 1, 2, ..., N と番号をふる。図 2. 10 では 2, 4, ... の位置にある電極歯が抜き取られている。このような IDT の変換特性は電極歯による 2 次効果を見捨ると、中心周波数近傍では<sup>2, 5, 2, 13)</sup>

$$H(u) = H_c \frac{\sin u}{u} \sum_{n=0}^N \epsilon_n a_n \cos 2nu \quad (2.3.18)$$

と表すことができる。ここで、 $H_c$  は定数で、

$$\epsilon_0 = 1; (n=0)$$

$$\epsilon_n = 2; (n \neq 0)$$

であり、また、中心周波数近傍を考えているので次の関係がある。

$$u = \frac{\pi(\omega - \omega_0)}{\omega_0}$$

$$\omega_0 = \frac{2\pi v_s}{d}$$

ここで、 $v_s$  : SAW の速度、 $d$  : 電極歯対のピッチ、である。(2.3.18) は withdrawal 法で IDT に重み付けをする場合の基本的な式である。(2.3.18) 式の形はアポダイズ法の場合と同じであり、アポダイズ法では  $a_n$  に連続関数を当てはめるが、withdrawal 法では

$$a_n = 1 \quad n \text{ 番目の電極歯があるとき}$$

$$a_n = 0 \quad n \text{ 番目の電極歯がないとき}$$

とする。

次にどのように電極歯を抜き取ればサイドローブを低減できるかという問題になるが、ここでは後藤にならって位相重み付けしたフェイズドアレーアンテナの設計によく使われるテーラー分布を応用する<sup>2, 11)</sup>。図2. 11に実線で $R_s = 2.5$  dB、 $\bar{n} = 3$ の場合のテーラー分布を示す。ここで、 $R_s$ はサイドローブレベル、 $\bar{n}$ は中心周波数から $\bar{n} - 1$ 番目のサイドローブレベルは $R_s$ に等しく、それ以後、 $1/2$  dBで減少することを示すパラメータである。

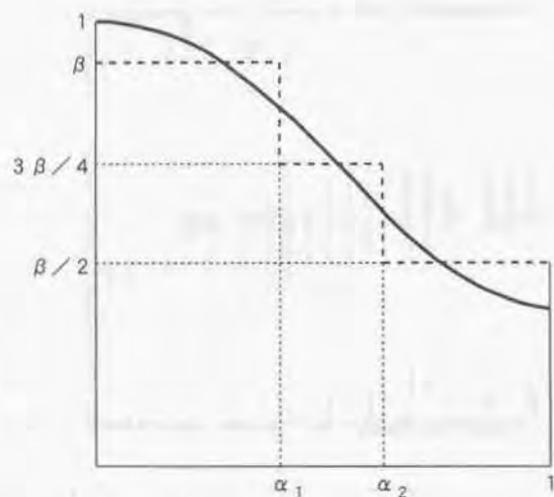


図2. 11 テーラー分布とその3段階近似関数

テーラー分布は連続関数であるが、 $a_n$ は連続的でないので何らかの形で近似しなければならない。そこで電極歯の密度という考え方を導入する。即ち、電極歯を全く取り去らない状態を1 ( $= \beta$ ) とし、4本毎に1本取り去る時の密度を $3/4$  ( $= 3\beta/4$ )、

3本毎に1本取り去る時を $2/3$  ( $= 2\beta/3$ ) 等々とする。こうした方法で近似した例を図2. 11に破線で示す。ここで $x = n/N$ であり、 $0 < x < \alpha_1$ の時は電極歯を取り去らず、 $\alpha_1 < x < \alpha_2$ では4本に1本取り去り、 $\alpha_2 < x < 1$ では2本に1本取り去るのである。明らかにこれは非常に粗い近似である。したがってテーラー分布で予想されるサイドローブの状態をそのまま実現することはできない。しかしながらサイドローブの低減効果はある程度期待できると期待される。後藤は入出力のIDTをそれぞれ異なった密度分布で近似し、近似のために生ずるサイドローブレベルの上昇を互いに相殺するようにし、 $n \approx 50$ の場合にサイドローブレベル $-50$  dB以下という値を得ている。

以上述べたように、withdrawal法は電極歯の長さが一定であり正規型IDTと同一の挿入損失を実現することが可能である上に、前章で述べたリップル抑圧法とも両立し極めて有効性が高い。したがって、本研究ではサイドローブ低減法としてwithdrawal法を採用することにした。

しかし、これをカラーテレビ受像器のVIFフィルタに適用する場合にはいくつかの問題点がある。第1に、帯域幅の要求から電極歯対の数が15~20で連続的な分布関数を近似するには少なすぎる。つまり、 $3/4$ とか $2/3$ といった電極歯の密度が実際に意味を持つには4本毎に1本取り去るとか3本毎に1本取り去るといった状態が少なくとも数回繰り返されなければならない。ところが上述の対数ではとてもこのような状態は実現できない。高々、2本に1本取り去る操作を2、3回繰り返せるだけである。これではテーラー分布のような連続関数への近似は極めて粗いものでしかない。第2に、サイドローブの低減と同時にトラップの周波数を合わせなければならない。withdrawal法を用いると電極歯が抜き取られるので、個々の電極歯部分で発生したSAWがIDT全体で相殺して生じる減衰極の周波数が変化する。第3に実際のデバイスでは2次効果が無視できないので(2.3.18)式の特性からのずれが問題になってくる。従って、基本思想としてwithdrawal法を用いても厳密な設計には別の手法を取り入れる必要がある。そのひとつとして等価回路を用いた数値計算によるシミュレーションがある。1970年当時大型計算機による科学計算が使いやすくなってきたので、計算機を用いたさらに厳

密な設計法を検討した。

### 2. 3. 3 等価回路を用いたコンピュータシミュレーション

ここでは、正確な周波数特性の設計を可能にする、等価回路を用いたコンピュータシミュレーションについて検討する。

等価回路モデルとしては振動子の等価回路モデルとして知られるMasonの等価回路を並べたSmithの等価回路が知られていた<sup>2, 8)</sup>。図2. 1 2にSmithの等価回路を示す。

(a) はIDTに電圧を印加したときに生ずる電界分布である。これを(b) または(c) のように近似することによりin-line field model, crossed-field modelの2種類のモデルが存在する。それぞれのモデルはIDTに印加される交流電圧により基板内に振動を生ずる際の振動方向と振動を発生させる電界とが平行であるか垂直であるかによって使い分けられている。これらはMasonのバルク振動子の等価回路における厚み振動、伸び振動に対応している。両者のうちcrossed-field modelによる等価回路はIDTによるSAW発生の周波数特性を比較的良好に説明できSAWフィルタのシミュレーションに広く用いられていた。しかし、ここでは階段型IDTによるTTEの抑圧、withdrawal法によるサイドロープレベル低減を始めトラップ周波数、トラップレベルの設計まで高い精度が要求されているため、SAW発生のメカニズムを単純化して扱い、電極歯の影響などの2次効果も考慮されていないSmithの等価回路は、中心周波数の精度、帯域特性の非対称性、TTEレベル、サイドロープレベルなどがVIFフィルタの設計に使うには要求される精度から見ても不十分であった。

Smithの等価回路を改良しようとする試みはいくつか提案されており、特に電極歯の影響について、基板上に電極歯の存在する部分と電極歯間とで音響インピーダンスが異なるために生じる2次効果を、インピーダンスの異なる受動的な伝送回路を挿入することで表現する手法は大きな効果があった<sup>2, 9)</sup>。2次効果を取り込んだmodified crossed-field modelによる等価回路を図2. 1 3に示す。しかし、依然としてSAWの発生モデルをcrossed-field modelで近似しているため周波数特性の非対称性をVIFフィルタに必要なレベルまで表現するにはまだ精度が不十分であった。(現在では、エネルギー蓄積効果などを取り込んだ精度の高い等価回路が提案されているが、当時はこれらの研

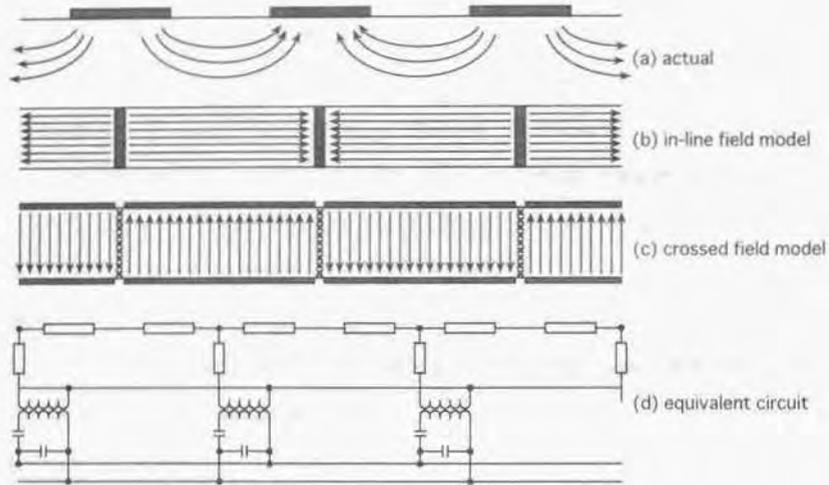


図2.12 Smithの等価回路

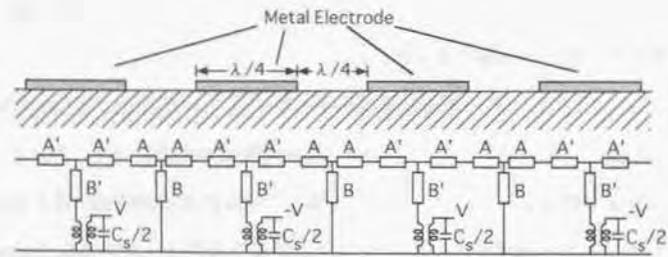


図2.13 2次効果を取り込んだ等価回路

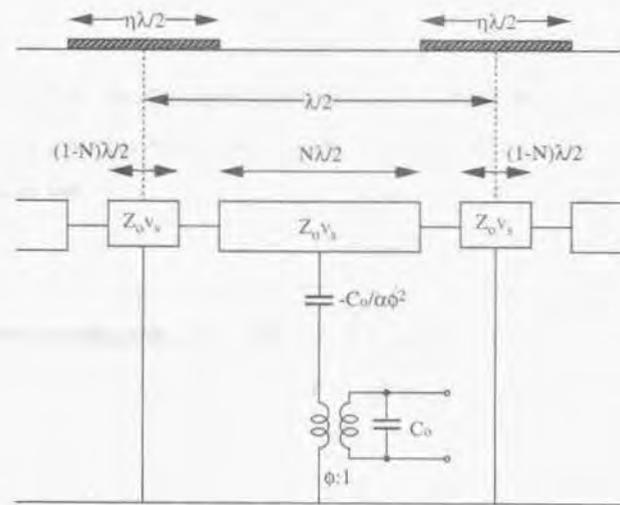


図2.14 Milsomの等価回路

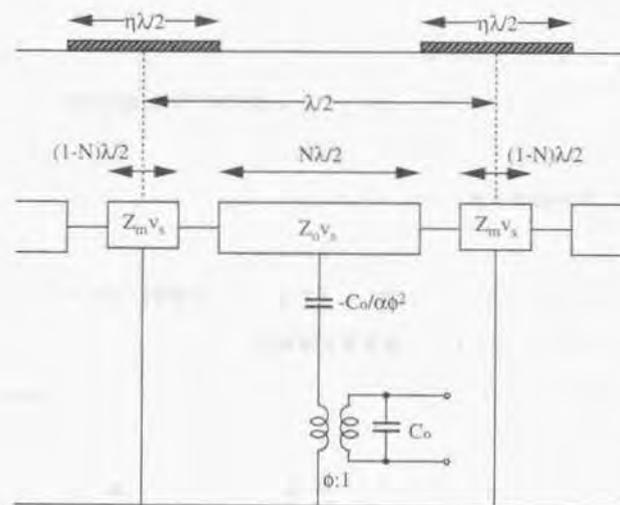


図2.15 コンピュータシミュレーションに用いた等価回路

究が未熟であった。)

Milsomの発表した等価回路はCrossed-field ModelとIn-line Modelとを折衷したもので、図2.14に示す、 $\eta$ 、 $N$ 、 $\phi$ 、 $a$ のパラメータを合わせ込んだものである<sup>2, 17)</sup>。パラメータを実験結果にあわせ込む実験式に近い方法で、物理的な根拠が弱いためにあまり注目されなかったが、LiNbO<sub>3</sub>などの電気機械結合係数の大きな基板を使用した場合の周波数特性の非対称性もよく近似することができた。本研究では実用可能なSAWフィルタの設計法を求めることが中心であるため、等価回路自身の物理的考察はひとまず置いて、Milsomの等価回路に音響インピーダンスの不整合を取り込んだ等価回路を用いることとし、パラメータは実験的に合わせ込んだ。

今回用いた等価回路を図2.15に示す。 $Z_0$ 、 $Z_m$ はそれぞれ電極間の間と下の伝送線インピーダンスである。 $\eta$ は電極間の幅を表す係数である。伝送線の長さを表す係数 $N$ 、直列の負性容量を表す $a$ 、 $C_0$ はすべて $\eta$ によって変化するのでこれらの係数は実験的に求めた。この等価回路を用いて、階段型IDT、withdrawal法を取り込んだシミュレーションプログラムを作成し、TV用VIFフィルタを設計した。サイドロープの低減については計算による試行錯誤により最適化した。シミュレーションの精度はレベルに関し1.1dB以内、周波数に関し0.1%以内で十分な精度が得られている。

本節で得られた結果をまとめると、挿入損失の低いカラーTV用VIFフィルタを実現するために、正規型IDTを基本とするSAWフィルタにおいて、TTEの抑圧、サイドロープの低減、正確な周波数特性の設計法について検討し次の様な結果を得た。

- 1) TTEを抑圧するために、従来電気機械結合係数の小さい基板にしか適用できなかった階段型IDTを、負荷からの再放射を含めた設計法により高結合基板にも適用できるようにした。
- 2) サイドロープ低減のため、IDTの重み付け法として階段型IDTと両立するwithdrawal法について電極歯対数の少ないIDTへの適用を検討した。
- 3) 周波数特性をコンピュータシミュレーションを用いて正確に設計するためIDT

の等価回路について検討し、当時は物理モデルの研究が未熟であったため、2次効果を取り込んだ等価回路をさらにパラメータフィッティングすることにより、レベルについては1.1dB、周波数については0.1%以内の高精度な等価回路を得た。

- 4) 以上の、階段型IDT、withdrawal法を組み合わせ、等価回路を用いたコンピュータシミュレーションにより、正規型IDTを基本とするSAWフィルタをTV用VIFフィルタとして設計することを可能にした。

#### 2. 4 試作フィルタの特性及びこれを搭載した受信機の特

本節では、2、3で述べた設計の基本方針に基づいて、実際のフィルタを設計した具体的な設計方法及び他の課題の解決方法について述べる。設計に当たっては、初めにwithdrawal法によりサイドローブを低減したIDTをコンピュータシミュレーションにより設計し、その後、電極歯対数に合わせてTTEレベルを低減するための階段型構造を設計した。基板材料はY-Z LiNbO<sub>3</sub>を想定した。

まず要求仕様に基づいて52.75、60.25MHzに減衰極を持つIDTを設計した。この場合、映像搬送波58.75MHz、色副搬送波55.17MHzにおけるレベルを問題にしなければならないが正規型IDTを基本にしている以上帯域内レベルについての設計自由度が少ないので、既に述べたように後段の増幅器を同調型とすることにより補正することとし、差し当たりこれらのレベルについては考慮せずに設計した。

減衰極だけを考えると単純な正規型IDTでは電極歯対数が15.07になる。従って、電極歯対数15のIDTを用いても両方の減衰極の周波数を同時に合わせるには微調整が必要である。また、withdrawal法によるサイドローブ低減法を採用する場合、3/4、2/3といった電極歯密度は採用できないため、1と1/2の2段階の密度ごく粗い近似を行った。図2.16にテーラー分布に合わせた2段階の密度分布を示す。図から横軸0.5付近に密度分布の変化点を持つべきであることがわかる。そこで、図2.16の密度分布に近い分布の中から、52.75MHzと60.25MHzに減衰極を持ち、しかもサイドローブレベルが低くなるIDT構造をコンピュータシミュレーションで求めると、図2.17、図2.19、図2.21に示すIDTが得られる。図2.17及び図2.21では電極歯を取り去った後にダミーの電極歯を置いてあるがこの方法で2次効果の影響を微妙に変えることができ帯域特性、減衰極の位置を微調整することができる。2.3、3で検討した等価回路はこのような微妙な設計に、非常に有効である。図2.17、図2.19、図2.21のIDTの変換特性を図2.18、図2.20、図2.22に示す。

さて、これらのIDTを一方のIDTとする時、もう一方のIDTを設計する際は

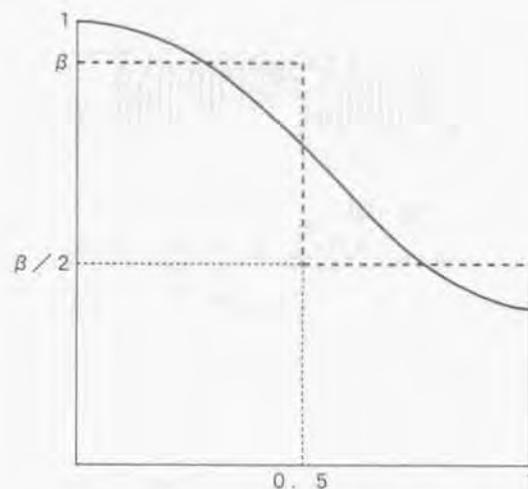


図2.16 テーラー分布とその2段階近似

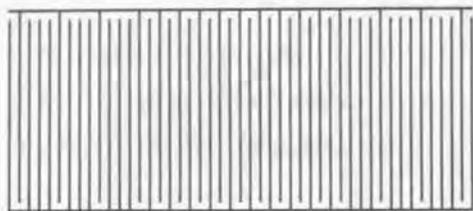


図2. 17 withdrawal法で設計されたIDT-1

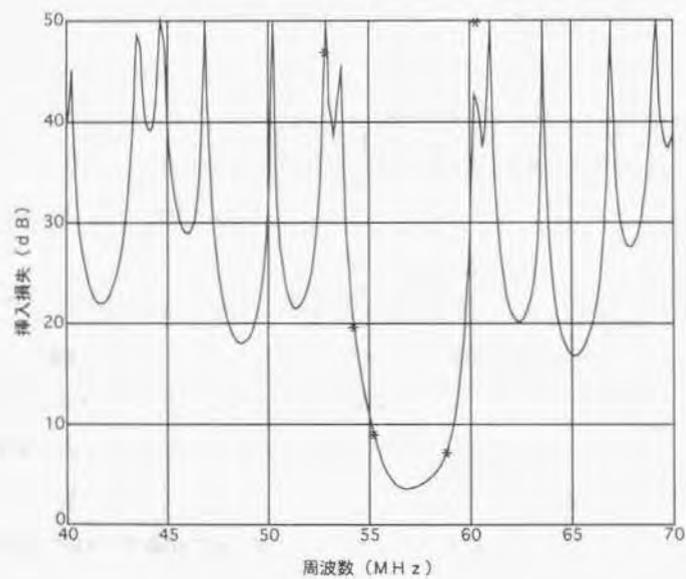


図2. 18 IDT-1の周波数特性

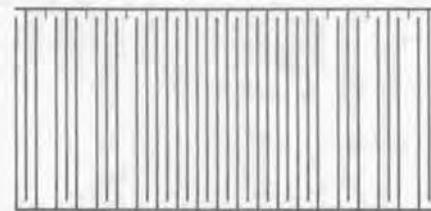


図2. 19 withdrawal法で設計されたIDT-2

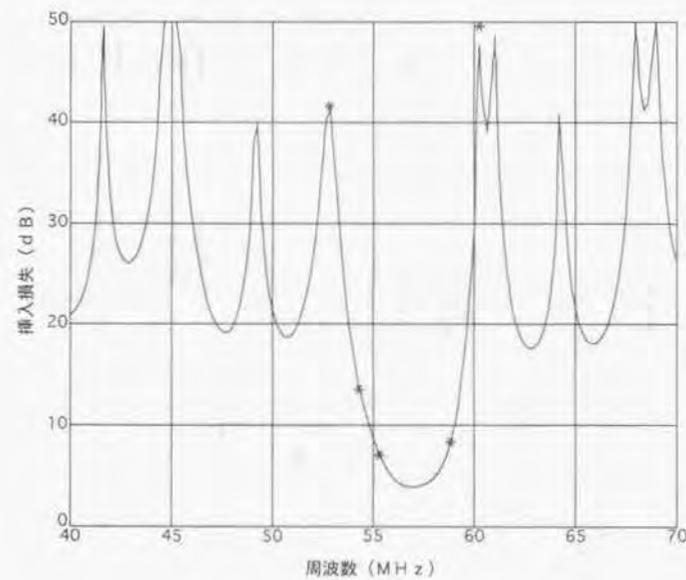


図2. 20 IDT-2の周波数特性

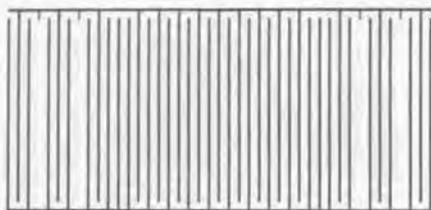


図2. 21 withdrawal法で設計されたIDT-3

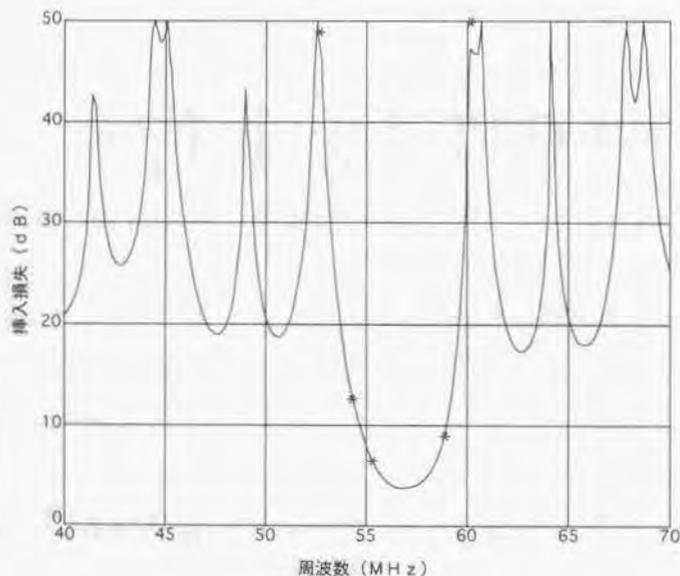


図2. 22 IDT-3の周波数特性

withdrawal法と同時に一方のIDTの減衰極が他方のIDTのサイドローブピークに重なるようにすれば全体のサイドローブレベルを下げる事ができる。また、図2. 18、図2. 20、図2. 22を見ると58.75MHzのレベルは既にピークから5dB程度下がっているため、もう一方のIDTでは帯域幅を広めにとって58.75MHzにおけるレベルの低下をできるだけ少なくする方が後段の同調回路が設計しやすい。これらの点を考え合わせてコンピュータにより適当なIDTを求めると、図2. 23、図2. 25が得られる。これらのIDTの変換特性は図2. 24、図2. 26に示すようになる。

図2. 17、図2. 19、図2. 21と図2. 23、図2. 25のIDTから適当な組み合わせを選ぶと図2. 27～図2. 29に示すフィルタ特性が得られる。図からわかるように帯域内リップルを除きほぼ設計仕様を満足する特性を得ることができた。

帯域内リップルの低減は2.3.1で示した階段型IDTによる。図2. 28、2.29に示すIDTの電極歯対数は15、10であるから2.3.1の例に示したとおり計算上は、

$$\text{階段型IDT幅比} = 0.878 : 0.122$$

$$\text{位相差} = 0.718 \text{ rad}$$

で $10^{-5}$ のTTEレベルがえられる。この結果をもとに図2. 28に示すフィルタを階段型で設計した場合のシミュレーション結果を図2. 30に示す。帯域内リップルが非常に低減されているのがわかる。しかし、TTEレベルは-40dB程度であり、完全になくなっているわけではない。これは解析の際に使用した反射係数が等価回路から求まる値と多少異なっているからである。-40dBはTTEレベルとして画質にほとんど影響を与えないため今回の設計はこのレベルでとどめた。

以上の設計に基づき実際にSAWフィルタを試作した。基板はY-Z LiNbO<sub>3</sub>を使用した。CZ法で引き上げられた単結晶に分極処理を施し、ラウエ法により結晶軸

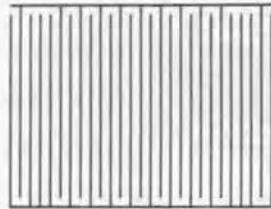


図2. 23 withdrawal法で設計されたIDT-4

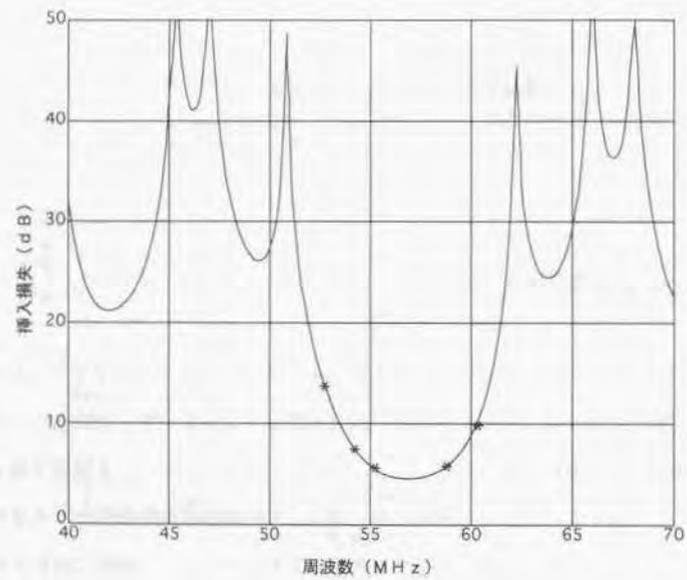


図2. 24 IDT-4の周波数特性

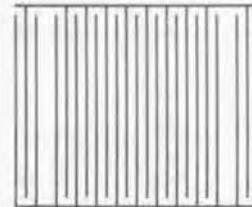


図2. 25 withdrawal法で設計されたIDT-5

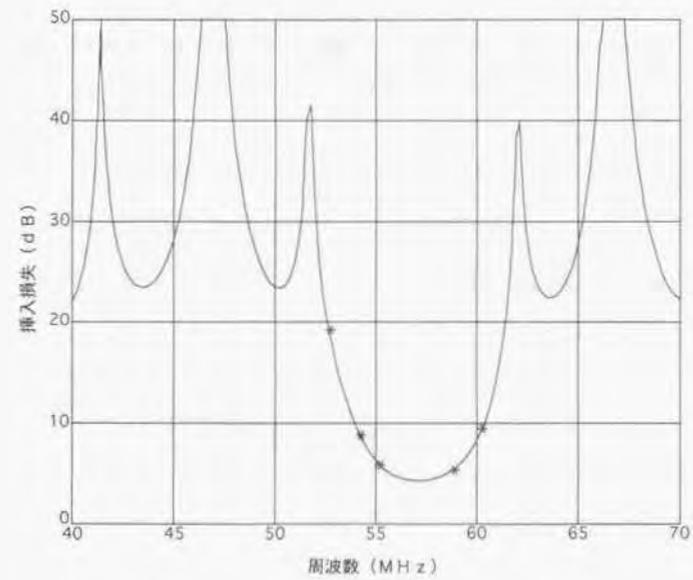


図2. 26 IDT-5の周波数特性

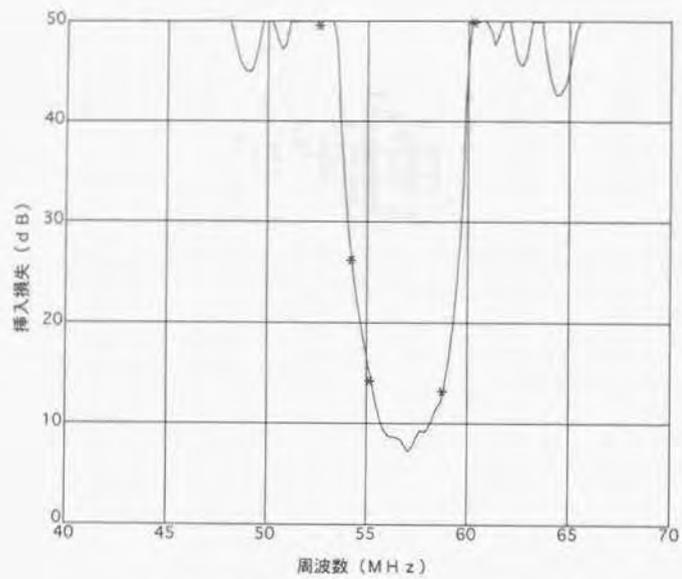


図2. 27 IDT-1とIDT-4で構成した SAWフィルタの周波数特性

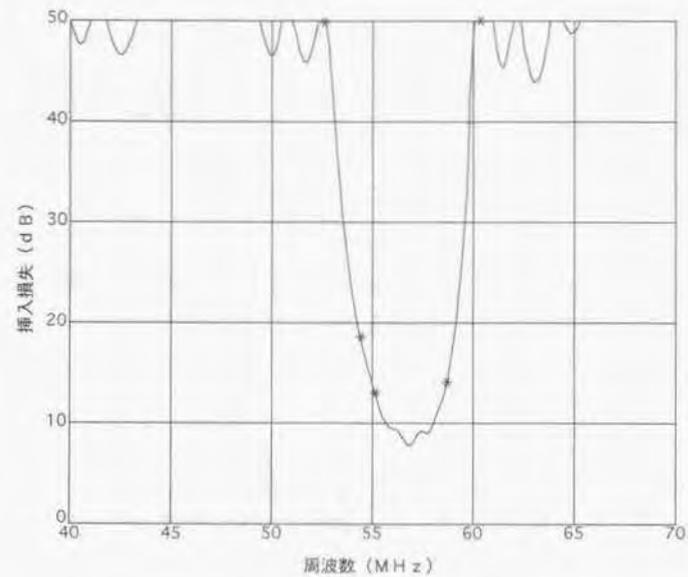


図2. 28 IDT-2とIDT-5で構成された SAWフィルタの周波数特性

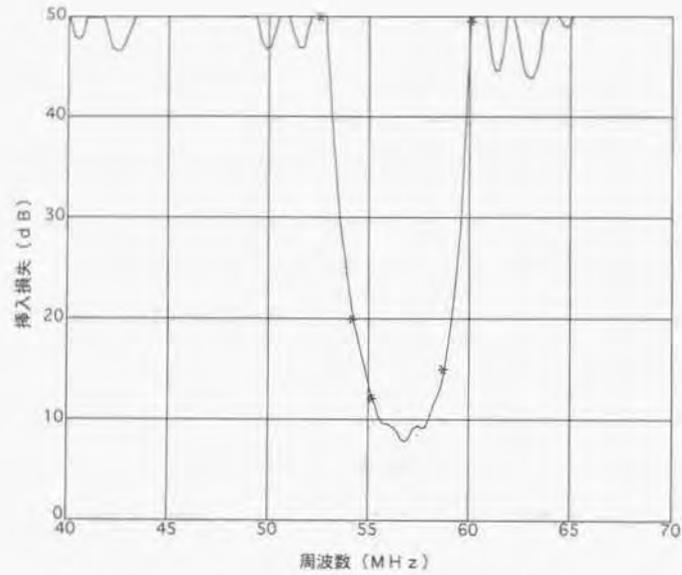


図2. 29 IDT-3とIDT-5で構成された SAWフィルタの周波数特性

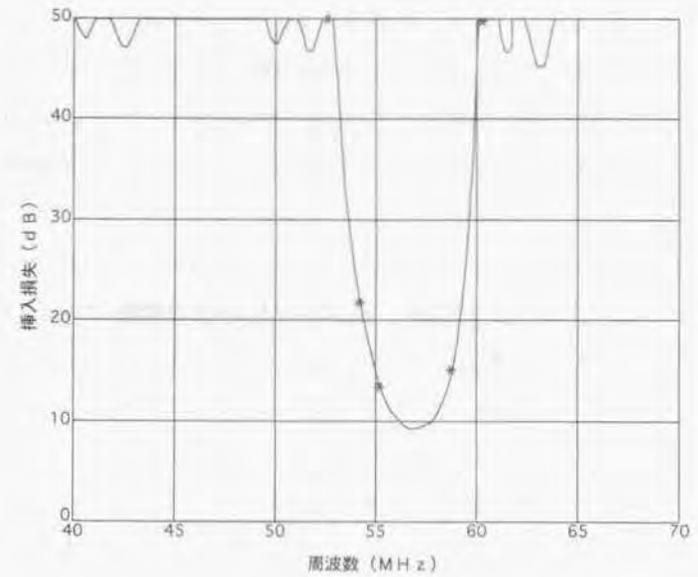


図2. 30 IDT-2とIDT-5で構成された SAWフィルタに階段型IDTを応用してTTEを抑圧したフィルタの周波数特性

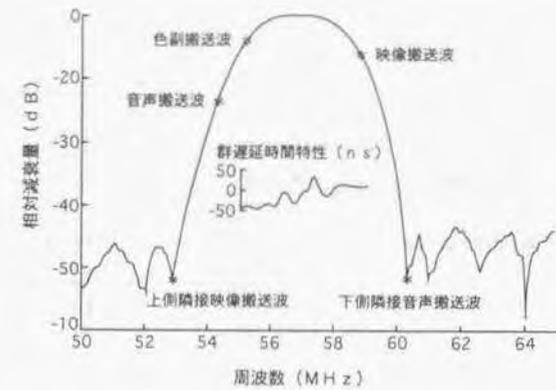


図2. 31 試作フィルタの周波数特性

を決めスライス、ポリッシュした。表面にCr-A1電極を蒸着し通常のフォトリソグラフィ手法でIDTを形成した。チップを切断する際に結晶端面からの反射波が妨害にならないようSAWの進行方向に対して斜めに切断した。チップの寸法は3mm×4mmでそれまでに報告されたTV-VIF用フィルタでは最小である。チップはトランジスタに用いられている金属型のパッケージTO-5にマウントした。Y-Z LiNbO<sub>3</sub>ではバルク波によるスプリアス応答が中心周波数より10%高域側になる。今回のフィルタでは6.2MHz付近にバルク波の信号が現れ高域側スプリアスレベルを劣化させる。バルク波を減衰させるために裏面にV字型の溝を多数掘り<sup>7, 12)</sup>、音響インピーダンスの整合を考慮した接着剤を使用してマウントすることによりバルクスプリアスレベルを抑えた。

試作したフィルタの振幅特性及び群遅延特性を図2, 3に示す。フィルタは純抵抗終端でも挿入損失が小さくなるように、入出力とも中心周波数におけるIDTのインピーダンスの絶対値に等しい抵抗で終端した。挿入損失は1.1dBでそれまでに報告されたTV-VIF用フィルタでは最も小さい。帯域内リップルは0.5dB以下、群遅延特性上のリップルも±4.5ns以下でTTEは良好に抑圧されている。表2, 4に要求特性との比較を示す。

	目標値	設計値	実測値
挿入損失	1.0dB以下	1.0, 3dB	1.1dB
映像搬送波レベル(58.75MHz)	-6dB	-6.1dB	-7.2dB
音声搬送波レベル(5.17MHz)	-6dB	-4.1dB	-4.7dB
上側隣接映像搬送波レベル(52.75MHz)	-40dB以下	-40dB以下	-38dB
下側隣接音声搬送波レベル(60.25MHz)	-40dB以下	-50dB以下	-41dB
低域側スプリアスレベル	-36dB以下	-38dB	-36.6dB
高域側スプリアスレベル	-36dB以下	-36dB	-33.2dB
群遅延時間リップル	±50ns以下	-	±4.5ns

表2, 4 カラーTV用SAWフィルタの要求特性及び実測値

映像搬送波5.8, 7.5MHz、色副搬送波5.5, 1.7MHzのレベルについては、5.2, 7.5, 6.0, 2.5MHzのトラップを中心に設計したので目標値からずれているが、後段の増幅器における調整可能範囲である。高域側スプリアスレベルは-3.3dB程度で目標値に及ばなかった。これは前述のようにバルク波の影響によるものでまだ抑圧が十分でなかったせいである。バルク波は6.0, 2.5MHzのトラップにも影響を与え、設計では50dB以上の減衰が4.0dB程度に止まっている。

このフィルタを実際にTVセットに組み込んで特性を評価した。その際、チューナとSAWフィルタの間に増幅器を1段挿入し、LiNbO<sub>3</sub>の温度係数-85ppm/°Cを補償するためAFCの周波数判別器に用いられるコンデンサにこの値を補償する温度係数のものを使用した。その結果、SN比、隣接妨害特性、群遅延特性ともに良好な特性を示した。映像信号、色信号もアンプの調整で良好な特性を示し、帯域内リップルによるゴースト像は見られなかった。

本節の結果をまとめると、階段型IDTとwithdrawal法を組み合わせ、等価回路を用いたコンピュータシミュレーションによる設計法により、Y-Z LiNbO<sub>3</sub>を基板に用いてカラーTV用VIFフィルタを設計試作し、要求される特性をほぼ満足する性能を得た。また、実際にカラーTVに搭載する実験においても良好な特性を得た。

このフィルタは実際に一定数量製作され実際の商品に日本で最初に搭載され、SAWフィルタが信頼性を含め実用性のあることを実証し、これ以降、SAWフィルタがTV用VIFフィルタのみならずVTR用、あるいは携帯電話用と広く実用される嚆矢となった。なお、本研究が行われた時期以降、ICの研究開発による低雑音増幅器の性能改善がめざましく、TV用VIFフィルタの挿入損失の許容値が緩くなり、これ以降のSAWフィルタの設計では設計自由度の大きいアポダイズ法が用いられている。

参考文献

2. 1) 小松, 岩田: 「弾性表面波の応用」 応用物理, vol. 41, No. 2, p. 73-78 (1972)
2. 2) 柳沢, 小松: 「FMおよびTV用SAW-IFフィルタ」 電子通信学会超音波研究会資料, US75-40, pp. 83-90 (1975)
2. 3) 電子材料工業会編: 表面波デバイスとその応用 日刊工業新聞社 (1978)
2. 4) P. Hartmann, et al.: "Intrinsic compensation of sidelobes in dispersive acoustic delay line," Elec. Lett. vol. 5, p. 219(1969)
2. 5) M. Hirabayashi, Y. Komatsu and M. Kanamaru: "Surface acoustic wave filters with phase weighted transducers for the output circuit of a consumer VTR," JJAP, vol. 20, Supplement 20-3, pp.89-92(1981)
2. 6) W. S. Jones, et al.: "Second order effects in surface wave devices," IEEE Trans. Sonics and Ultrasonics, vol. SU-19, No.3, pp. 368-377(1972)
2. 7) 西川: 「狭帯域弾性表面波フィルターの多重反射エコー抑圧について」 日本音響学会講演論文集, 3-5-11 (1974)
2. 8) W. R. Smith, et al.: "Analysis of interdigital surface wave transducers by use of an equivalent circuit model," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-17, p.856(1969)
2. 9) P. R. Emtage: "Description of interdigital transducers," J. Appl. Phys., vol. 43, pp. 4486-4489(1972)
2. 10) C. S. Hartmann: "Weighting interdigital surface wave transducers by selective withdrawal of electrodes," Ultrasonic Symp. Proc., pp.423-426(1973)
2. 11) 後藤: 「電極を節減した正規型表面波フィルタ」 電気通信学会超音波研究会資料 US73-34 (1973)
2. 12) 笠輪: 「弾性表面波機能素子」 通研実用化研究報告 23巻, 7号, p. 1307 (1974)

2. 13) M. F. Lewis: "Triple transit suppression in surface acoustic-wave devices," Electron. Lett., vol. 8, p553 (1972)
2. 14) M. T. Wauk: "Suppressions of spurious triple-transit signals in acoustic surface wave delay lines," Appl. Phys. Lett., vol. 20, p481 (1972)
2. 15) F. G. Marshal: "New technique for the suppression of triple transit signals in surface acoustic-wave delay lines," Electron. Lett., vol. 8, p311 (1972)
2. 16) M. Hirabayashi, Y. Komatsu and M. Kanamaru: "Electromechanical coupling constants of acoustic wave on lithium niobate covered with silicon dioxide," J. J Appl. Phys., vol. 22, pp.1366-1367 (1983)
2. 17) R. F. Milsom, M. Redwood: "Interdigital piezoelectric Rayleigh-wave transducer: an improved equivalent circuit," Electron. Lett., vol. 7, pp.217-218 (1971)
2. 18) Y. Komatsu and Y. Yanagisawa: "A surface acoustic wave filter for color TV receiver VIF," IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-24, pp.230-233 (1977)

### 3. 誘電体共振器を用いたBSコンバータの周波数安定化

本章ではBSコンバータの局部発振器を、誘電体共振器を用いたMIC発振器で構成することにより周波数の安定化を図る方法について論じる。

#### 3.1 衛星放送用BSコンバータの局部発振器<sup>3.1-3)</sup>

本節ではBSコンバータの概要および局部発振器に要求される性能について述べ、誘電体共振器で安定化したMIC発振器を局部発振器に応用する可能性について論じる。

BSコンバータは第1章で述べたように、パラボラアンテナで受信された放送衛星からの12GHz帯の信号を1.0~1.3GHzの第1中間周波信号に変換して、BSチューナーへ伝送する。図3.1にアンテナからBSチューナーまでの基本構成を、表3.1にBSコンバータ、BSチューナーの主要な定格、性能を示す。

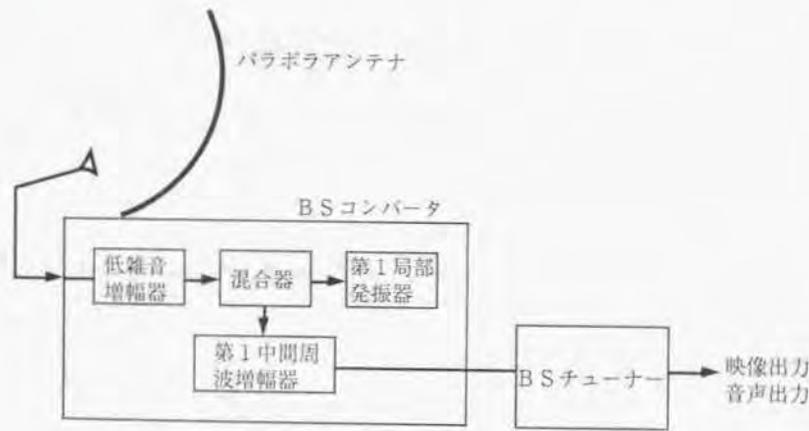


図3.1 BSコンバータの基本構成

BSコンバータ入力レベル	-80±10dBm
BSコンバータ雑音指数	4dB以下
BSコンバータ総合利得	48±4dB
第1局発変動	10.678GHz±1.5MHz (-30~50℃)
第1局発漏洩	-60dBW以下
イメージ抑圧	30dB以上
BSコンバータ動作電源範囲	DC16V (-12%~+10%)
BSコンバータ出力構造	F型コネクタ
接続ケーブル、標準長	受信用JISケーブルTVEFCX (10, 20, 30m)
BSチューナー入力レベル	-43 (-18~+15) dBm
第2中間周波数	134.26MHzまたは402.78MHz
第2局発変動	AFC付、第1局発と総合して±500kHz
第2局発漏洩	BSチューナー入力端で-55dBm以下

表3.1 BSコンバータ、チューナーの主要性能

局部発振器の出力は混合器で低雑音増幅器からの信号と混合される。中間周波信号への高い変換効率を得るには局部発振器の出力は混合器のミキサダイオードをスイッチングするのに十分なレベルが必要であり、出力は10dBm (=10mW) と決められている。信号レベルが高いので局部発振器の信号がアンテナの外へ漏洩するのを完全に防ぐのは困難であるため、漏洩した局部発振器の信号が他の通信などの妨害にならないよう、電波天文学とFPU業務に割り当てられた周波数帯の隙間10.675GHz~10.680GHzの5MHzの間に中間周波数が定められ、10.678MHzとされている。アンテナからの漏洩レベルは-60dBW (=1μW) 以下に抑えるよう決められているが、それでも局部発振器の周波数がこの5MHzの範囲を逸脱することは許されない。一方、混信保護に必要な帯域外特性から要求される周波数変動は第1、第2局部発振器を合わせて±500kHzである。しかし、BSコンバータは屋外に設置されるため周囲温度の変動による周波数変動を抑えるのが難しいと予想されるので、BSコンバータ内の第1局部発振器には±1.5MHzの変動を許容し、BSチューナー内の第2局部発振器でAFCにより変動を吸収し±500kHzに収めるようにしている。BSコンバータは屋外に設置されるので保証すべき温度範囲を-30~50℃とし、この範囲で±1.5MHzを保証する。

BSコンバータ内の局部発振器の安定度を保障するため、衛星放送の研究が始まった当初から水晶発振器と通信回路による方式が用いられてきた。±1.5 MHzの変動は±140 ppmに相当し80℃の温度範囲で直線的な温度変化を仮定すると3.5 ppm/℃となる。水晶発振器では1 ppm/℃以下に温度変化を抑えることは容易でありこの方法により温度特性は十分満足される。ところが、水晶振動子の基本モードの周波数は振動子の厚みに反比例し、周波数が高くなるに従って厚みは薄くしなければならぬ。必要な精度を保持して量産できる周波数は研磨加工技術から20 MHz程度であり、局部発振器に必要な周波数とは約500倍の違いがある。従って、局部発振器に必要な周波数を得るには基本モードの10数倍の高次モードを用いても、さらに4~5段の通信回路が必要とされる。そのため、第1章でも述べたように回路規模と消費電力が大きくなり、コストも高くなるという問題がある。

回路規模と消費電力を小さくするには10.678 GHzを直接発振させる方式が有利であるが、従来より知られていた10 GHz帯の直接発振方式は導波管と空洞共振器を用いる大型のもので、サイズとコストの面から非現実的であった。これに対し、1970年代に入って導波管の代わりに高い誘電率を持つ基板上に形成したマイクロストリップラインを用いるMIC (Microwave Integrated Circuit) 型の発振器の研究が盛んに行われるようになった。MICは基板の高い誘電率による波長短縮効果及びマイクロストリップによる幅方向へのエネルギー閉じ込め効果により回路を小型軽量化できると同時にフォトソグラフィ技術を用いて工業的量産が容易になる可能性を持っていた。初期には、ガンダイオードを用いたMIC発振器の研究もなされていたが<sup>2, 4)</sup>、GaAs FETの性能改善と共に3端子素子の持つ設計自由度の大きさから発振用能動素子としても次第にGaAs FETが採用されるようになった<sup>2, 3)</sup>。

MICと組み合わせる周波数安定化素子として、空洞共振器は構造的にMICと合体させることが不可能ではないものの<sup>1, 8)</sup> 10 GHz帯ではサイズが大きく、また、熱膨張率の小さなインバーなどの金属を使う必要があるためコストも高いことが問題であった。そこで、高誘電率の材料をブロック状に加工した誘電体共振器が周波数安定化素子

として注目されることになった<sup>3, 6)</sup>。誘電体共振器は1960年代の後半になって注目されてきたマイクロ波帯の回路素子で、マイクロストリップラインの近傍に置くだけでラインと容易に結合し、導波管と結合した空洞共振器と同様な共振現象を生じるので、これを利用することによりMIC発振器を安定化できる可能性を持っている。

このように、MICと誘電体共振器を用いてGaAs FET発振器が安定化できれば実用的なBSコンバータの局部発振器として最適である。しかしながら、発振条件の最適化を含めた設計法、特に発振器を安定化するために誘電体共振器をどのようにマイクロストリップラインと結合させたらよいかは明らかになっていなかった。そのために、BSコンバータ用局部発振器として実用に足るMIC発振器は実現されていなかった。

本研究では、BSコンバータの局部発振器として十分実用に足る安定なMIC発振器を実現することを目的とし、3.3節で共振器を設計に取り入れることができる高精度な等価回路を、3.4節で誘電体共振器による発振周波数の安定化についての解析的な取り扱い、誘電体共振器に適した発振器の構成を、また、3.5節では発振周波数の高安定化を達成するための誘電体共振器の構造について検討する。

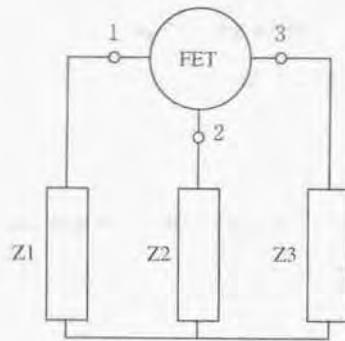
### 3.2 誘電体共振器を用いたMIC発振器

本節では、これまでに報告されたMIC発振器とそこに用いられている誘電体共振器による周波数安定化方法及びその問題点について検討を行い、研究の課題を明確にする。

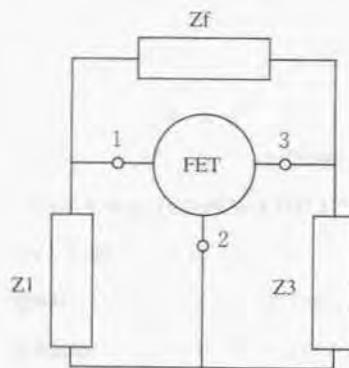
トランジスタを用いたマイクロ波帯の発振回路は帰還素子の構成により、直列帰還型と並列帰還型に分けられる<sup>3, 7)</sup>。図3.2にFETを用いた発振回路の構成を示す。

(a)が直列帰還型、(b)が並列帰還型である。FETの端子1、2、3はそれぞれソース、ドレイン、ゲートのいずれかを示している。直列帰還型では各端子に接続されたインピーダンスZ1、Z2、Z3が全体として帰還回路を構成している。出力はこれらのインピーダンスの1つを負荷インピーダンスとして取り出される。負荷インピーダンスは通常ソース、あるいはドレイン端子に接続される。負荷インピーダンス以外のインピーダンスは素子での損失をできるだけ少なくし出力を大きくするため、純リアクタ

ンスとしている。並列帰還型ではFETの2番目の端子が接地されており帰還は $Z_f$ を通じて行われる。通常、ソースまたはドレイン端子を接地し、ドレインまたはソース端子から出力を取り出す。



(a)



(b)

図3.2 発振回路構成  
(a) 直列帰還型  
(b) 並列帰還型

MIC発振器ではマイクロストリップラインにより回路が形成され、伝送路であるマイクロストリップラインを先端開放あるいは先端短絡とすることによりリアクタンス素子として使用することができるので集中定数素子のリアクタンスは帰還回路には特に用いない。ただ、マイクロストリップラインで構成したリアクタンス素子は周波数による変化が大きいため広帯域で用いることができないため、直流バイアスを供給するためのライン、負荷抵抗に直流バイアスが流れ込むのを防止するためのコンデンサなどには集中定数素子が用いられる。

発振器ではFETは大振幅動作をしており、発振器の設計には本来大振幅動作時のパラメータが必要である。しかし、大振幅パラメータは周波数と振幅の2つの変数の関数であるために測定が困難であり、また、取り扱いが非常に複雑になる。一方、小信号パラメータを用いて発振器を設計すると、取扱いは容易であるが、実際に大振幅動作をしたときにパラメータが変化し、出力が減少するだけでなく発振そのものが停止する場合もある。この問題を解決するために、小信号パラメータと負荷特性を併用して設計する方法が採られる<sup>3, 5-9)</sup>。例えば、図3.2(a)の直列帰還型を例にとると、 $Z_3$ を負荷インピーダンスに選ぶ場合は、 $Z_1$ 、 $Z_2$ を純リアクタンスとして、3番目の端子からFET側を見たインピーダンスの実数部が負で最大になるように、FETの小信号パラメータを用いて $Z_1$ 、 $Z_2$ の値を求める。次に、求めた $Z_1$ 、 $Z_2$ を持つ回路を実際に作製し、3番目の端子に接続するインピーダンスを変えながら実際に発振させ、リーケ線図を求める。そして、求めたリーケ線図に基づいて $Z_3$ を決め、最終的な回路を設計する。この方法では、リーケ線図を求めるために試験発振回路を実際に作製しなければならないという欠点があるものの、大振幅パラメータを用いずに安定した発振器を設計する方法として広く用いられている。

誘電体共振器によるMIC発振器の安定化の研究は初めガンダイオードを用いた発振器について行われた<sup>3, 4)</sup>。ガン発振器のチューニングスタブに誘電体共振器を結合し、試行錯誤で結合を変えながら6.3GHzの発振周波数において40kHz/°Cの温度係数を得ている。その後、GaAs FETの性能が向上し、発振器に使用しても十分

な出力が得られるようになり、GaAs FETを用いた発振器を誘電体共振器で安定化する方法が種々研究された。

阿部等の方法<sup>2, 4-10)</sup>は誘電体共振器を出力マイクロストリップラインに結合するもので、5.81 GHzの発振に対し0~50℃で±340 kHzの安定度が得られている。この方法では誘電体共振器が帯域遮断フィルタとして動作するために誘電体共振器とマイクロストリップラインの結合を強くすると出力が減少する。また、バイアス変動に伴いヒステリシス現象を示すという問題点もある。

Plourde等の方法<sup>3, 11)</sup>はトランジスタのコレクタとエミッタに接続された2本のマイクロストリップラインの両方にまたがって誘電体共振器を結合させ、2本のマイクロストリップラインの間に帯域通過フィルタを構成するものである。この方法では誘電体共振器が2本のマイクロストリップラインと結合するため本質的に負荷Q値が低くなり安定度が劣化する。4 GHzの発振に対し、オープンで温度を安定化することにより0.7 ppm/℃を得ている。

Saito等は<sup>3, 20)</sup>トランジスタの代わりにGaAs FETを用いているが基本構成はPlourde等の方法と同じであり、同じ問題がある。また、負荷Q値を高くするためSaito等は誘電体共振器を金属の筐体に収納しているため構造が複雑になっている。6 GHzの発振で0~50℃で10 ppm以下の安定性を得ている。

Alley等の方法<sup>3, 21)</sup>はコレクタに接続されたマイクロストリップラインに誘電体共振器を結合して安定化すると同時に別のマイクロストリップラインを誘電体共振器に結合して出力を取り出すもので、発振器の安定化については阿部等の方法と同じであるが、負荷Q値が低くなる問題のほか、出力レベルも低くなるという問題がある。Alley等はこの発振器をセンセライザのVCOとして用いており、温度安定性はreferenceの発振器で決まっている。

石原等の方法<sup>3, 21)</sup>はGaAs FETのゲートとドレインに接続した、出力として使用しない2本のマイクロストリップラインの両方に誘電体共振器を結合させ、2本のマイクロストリップラインの間に誘電体共振器による帯域通過フィルタを構成したもの

で、8.9~14.1 GHzの発振に対し-20~60℃で±150 kHzの安定度を得ている。この方法では2本のマイクロストリップラインに誘電体共振器が結合しており負荷Q値が低下する。また、Plourde等の方法と同様にマイクロストリップラインの長さや誘電体共振器の結合位置とを2本のマイクロストリップラインに対して同時に決めなければならない。従って、誘電体共振器の結合位置を最適化することが困難である。

以上のように、これまでに報告された発振器は誘電体共振器を出力ラインに結合するかあるいは帰還回路に帯域フィルタとして使用するものでこれらは従来の空洞共振器と導波管による安定化法のアナロジーに由来する考えと思われる。しかし、空洞共振器を導波管に結合する場合にはQ値が高い反面結合係数を大きく取れないのに対し、誘電体共振器をマイクロストリップラインに結合する場合にはQ値はあまり高くないものの結合係数を大きくできるという空洞共振器とは異なる特徴を持っており、上述の構成は誘電体共振器の特長を生かした構成とはいえ、もっと誘電体共振器の特長を生かした、例えば誘電対共振器からの反射を利用する構成も考えられる。

これらの構成法について定量的な検討を行うには誘電体共振器を解析的に取り扱うため等価回路で表示することが必要であるが、誘電体共振器をマイクロストリップラインに結合する方法については、結合の位置、ラインからの距離についてはそれまで実験的な試行錯誤により求められており、等価回路も用いられているが、実験を説明するのに都合が良いという程度で、解析的な検討に基づいたものではなかった。設計法を議論するためには解析の根拠に基づいた等価回路が不可欠である。

以上をまとめると、これまでに誘電体共振器を用いてMIC発振器を安定化する方法についていくつかの研究はあるが、発振器の設計に不可欠な誘電体共振器の等価回路が解析的根拠をもって導出されていない、Q値はあまり高くないものの結合係数を大きくできるという誘電体共振器の特長を生かした構成とはいえないという問題点がある。

次節以降これらの問題点について検討する。

### 3. 3 誘電体共振器の等価回路表示<sup>3-12)</sup>

誘電体共振器を用いてMIC発振器を安定化するそれまでの研究においては前節で述べたように発振器の設計に共振器の等価回路が便宜的に使われていた。誘電体共振器がマイクロストリップラインと結合すると帯域遮断フィルタとして働き、その振る舞いはちょうど導波管に直列に結合した空洞共振器と同様であるため、同じ形の等価回路が用いられている。しかし、この等価回路は単なる見かけ上の類似性に基づいているだけで、理論的根拠が無く、誘電体共振器とマイクロストリップラインがどの領域で結合しているか、結合係数はどのように変化するか、マイクロストリップラインの伝搬定数は誘電体共振器との結合により影響を受けるかといった問題には全く答えられていなかった。また、共振器の結合位置等はすべて試行錯誤的に決めるしかなかった。そのため、これまでは発振器の設計のみならず誘電体共振器を用いたデバイスの設計は理論的根拠を持って十分な精度で行われることができなかった。

本節では発振器の設計の基礎となる、理論的根拠を持った誘電体共振器の等価回路を求めるため、3. 3. 1で新たな概念を導入して解析を行い、3. 3. 2で解析の結果得られた等価回路及び結合係数を実験により検証する。また、十分な結合に必要なマイクロストリップラインの長さについても検討する。

#### 3. 3. 1 解析

既に述べたように誘電体共振器とマイクロストリップラインの結合はこれまで空洞共振器と導波管との結合のアナロジーで扱われてきた。しかし、この2つの結合は2つの点で大きく異なっている。第1に空洞共振器と導波管は電磁界で結合しているのに対し、誘電体共振器はマイクロストリップラインと主に磁界で結合している<sup>3-10)</sup>。即ち、マイクロストリップラインの伝搬モードの磁界分布と誘電体共振器の磁界分布は大きく重なっているのに対し、両者の電界分布はほとんど重なっていない。一般に、電気回路においては、磁界結合した共振回路の結合係数は相互インダクタンスで表される。誘電体共振器とマイクロストリップラインの結合も磁界結合であるので、相互インダクタンス

の概念で表すことができると考えられる。しかしながら、マイクロストリップラインの電磁界は伝搬モードでラインに沿って分布しており共振器の磁界のように集中していない。そのため、誘電体共振器とマイクロストリップラインはラインに沿って分布的に結合していると考えられる。この点が小さい窓で導波管と結合している空洞共振器との第2の違いである。これまでも誘電体共振器とマイクロストリップラインの結合に関する報告があったが<sup>2), 22), 23)</sup>、いずれも結合エネルギーを誘電体共振器の内部でのみ積分しているため結合係数の値が不正確で等価回路の根拠を示すには至っていない。そこで、ここでは誘電体共振器とマイクロストリップラインの分布的な結合を表現するために、新たに分布相互インダクタンスという概念を導入する。即ち、マイクロストリップラインの微小区間を考えこの区間でラインと鎖交する、誘電体共振器の共振モードに伴う磁束により電磁誘導でラインに起電力が生じるという考えである。この考え方により精度の高い解析が初めて可能になった。

図3. 3にマイクロストリップラインとそれに結合した誘電体共振器を示す。

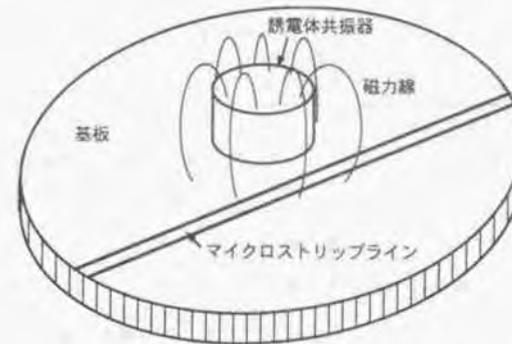


図3. 3 マイクロストリップラインと結合した誘電体共振器

図3.3の構造について解析するに当たって次の仮定を置く。

1. マイクロストリップの幅は誘電体共振器に比べて十分小さい。
2. マイクロストリップラインはTEMモードのみを伝搬している。
3. 誘電体共振器は $TE_{012}$ モードのみが強く励振されている<sup>3), 4), 2), 12)</sup>。
4. 誘電体共振器は $L_0$ ,  $C_0$ ,  $R_0$ の直列共振回路で表される。
5. 誘電体共振器とマイクロストリップラインは分布相互インダクタンスで結合している。

これらの仮定を置くことにより、図3.3は図3.4のように表すことができる。

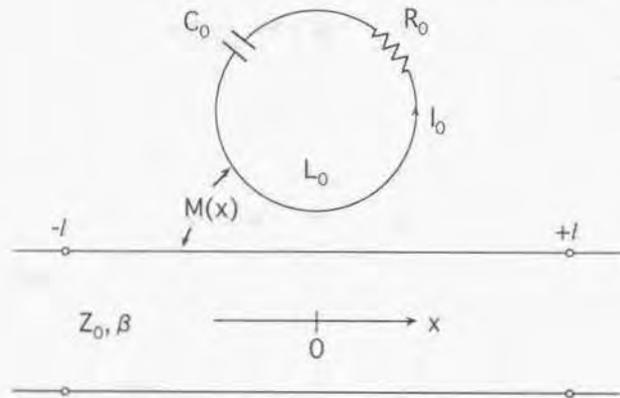


図3.4 分布相互インダクタンスで表した誘電体共振器の等価回路

ここで $M(x)$ は $x$ における単位長さ当たりの相互インダクタンスである。図から誘電体共振器の、マイクロストリップラインと結合しない場合の共振周波数と $Q$ 値はそれぞれ

$$\omega_0 = 1/\sqrt{L_0 C_0}$$

$$Q_0 = \omega_0 L_0 / R_0$$

で与えられる<sup>3), 14)</sup>。仮定3にあるように $TE_{012}$ モードのみを考えているので、誘電体共振器の磁界分布は共振器の中心からマイクロストリップに下ろした垂線に対し対称である。この垂線とマイクロストリップとの交点を $x$ 軸の原点に選べば $M(x)$ は $x$ に関して偶関数になる。

さて、解析は相互インダクタンスによる磁界結合に基づいて行うが、議論を簡単にするために、 $M(x)$ は $-l \sim +l$ の範囲でのみ値を持ち、その外では0であると仮定する。結合は誘電体共振器の近傍で集中して生じ $x$ 軸に沿って漸減してゆくと考えられるのでこの仮定は不自然ではない。図3.4に示すように、マイクロストリップラインに流れる電流を $I(x)$ 、共振回路に流れる電流を $I_0$ とすると相互インダクタンス $M(x)$ によりマイクロストリップラインの微小区間 $\Delta x$ には

$$e\Delta x = -j\omega M(x)I_0\Delta x$$

の起電力が発生する。従って、この微小区間の伝送線の等価回路は図3.5のように表せる。

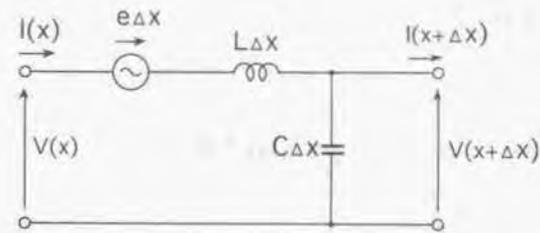


図3.5 分布相互インダクタンスによる起電力を考慮した伝送線の微小区間等価回路

$V(x)$ 、 $I(x)$ は図3.5より、

$$\begin{aligned} V(x) &= V(x+\Delta x) + j\omega LI(x)\Delta x + j\omega M(x)I_0\Delta x \\ &= V(x+\Delta x) + j\omega(LI(x)\Delta x + M(x)I_0\Delta x) \\ I(x) &= I(x+\Delta x) + j\omega CV(x+\Delta x)\Delta x \end{aligned}$$

と表すことができる。ここで $L$ 、 $C$ は伝送線の単位長さ当たりのインダクタンス、容量である。これから $I(x)$ に関する次の微分方程式が得られる。

$$\frac{d^2 I(x)}{dx^2} = -\omega^2 LC \left( I(x) + \frac{M(x)I_0}{L} \right) \quad (3.3.1)$$

また、 $M(x)$ は $-l \sim +l$ の外側で0であると仮定しているから、相反定理より

$$j\omega \int_{-l}^{+l} M(x)I(x)dx + \left( j\omega L_0 + \frac{1}{j\omega C_0} + R_0 \right) I_0 = 0 \quad (3.3.2)$$

が得られる。(3.3.2)を(3.3.1)に代入し、 $\beta^2 = \omega^2 LC$ と置くと、

$$\frac{d^2 I(x)}{dx^2} = -\beta^2 (I(x) - KM(x)) \quad (3.3.3)$$

が得られる。ここで、

$$K = j \frac{G}{LL_0} \cdot \frac{\omega}{\omega_0} \int_{-l}^{+l} M(x)I(x)dx \quad (3.3.4)$$

$$G = \frac{Q_0}{1 + jQ_0(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)} \quad (3.3.5)$$

である。(3.3.3)はよく知られた強制振動の微分方程式であり、一般解は次の式で与えられる。

$$\begin{aligned} I(x) &= A \exp(-j\beta x) + B \exp(j\beta x) \\ &+ \frac{j\beta K}{2} \left[ \int_{-l}^x M(x) \exp(j\beta x) dx \right] \exp(-j\beta x) \\ &- \frac{j\beta K}{2} \left[ \int_{-l}^x M(x) \exp(-j\beta x) dx \right] \exp(j\beta x) \end{aligned} \quad (3.3.6)$$

(3.3.6)と(3.3.4)より、 $K$ が次のように求まる。

$$\begin{aligned} K &= j \left\{ A \int_{-l}^{+l} M(x) \exp(-j\beta x) dx + B \int_{-l}^{+l} M(x) \exp(j\beta x) dx \right\} \left/ \left[ \frac{LL_0\omega_0}{G\omega} \right. \right. \\ &+ \frac{\beta}{2} \int_{-l}^{+l} \left[ \left\{ \int_{-l}^x M(x) \exp(j\beta x) dx \right\} M(x) \exp(-j\beta x) \right. \\ &\left. \left. - \left\{ \int_{-l}^x M(x) \exp(-j\beta x) dx \right\} M(x) \exp(j\beta x) \right] dx \right] \end{aligned} \quad (3.3.7)$$

さらに $M(x)$ が偶関数であることを考慮すると $K$ は次のように書き表せる。

$$K = \frac{2j\eta(A+B)}{\gamma + j\beta\delta} \quad (3.3.8)$$

ここで、

$$\gamma = (LL_0/G) - (\omega_0/\omega)$$

$$\eta = \int_0^l M(x) \cos(\beta x) dx$$

$$\delta = \int_{-l}^l \left\{ \int_{-l}^x M(x) \sin(\beta x) dx \right\} M(x) \cos(\beta x) dx \\ - \int_{-l}^l \left\{ \int_{-l}^x M(x) \cos(\beta x) dx \right\} M(x) \sin(\beta x) dx$$

である。(3.3.8)を用いて、一般解(3.3.6)は

$$I(x) = \left[ A - \frac{\beta\eta(A+B)}{\gamma + j\beta\delta} \int_{-l}^x M(x) \exp(j\beta x) dx \right] \exp(-j\beta x) \\ + \left[ B + \frac{\beta\eta(A+B)}{\gamma + j\beta\delta} \int_{-l}^x M(x) \exp(-j\beta x) dx \right] \exp(j\beta x) \quad (3.3.9)$$

と表すことができる。これが  $I(x)$  の一般解である。第1項は  $x$  の+方向へ進行する波、第2項は  $x$  の-方向へ進行する波を表す。

(3.3.9)を用いると  $-l$  と  $+l$  を参照面として定義される2ポート回路のSパラメータを次

のようにして求めることができる。 $S_{11}$ 、 $S_{21}$ を求める場合は  $+l$  において入射波がないと仮定する。そうすると(3.3.9)の第2項が  $x = +l$  で0となるから、

$$B + \frac{\beta\eta(A+B)}{\gamma + j\beta\delta} \int_{-l}^l M(x) \exp(-j\beta x) dx = 0 \quad (3.3.10)$$

となり、(3.3.10)から  $A$  と  $B$  の比を求めることができ、

$$\frac{B}{A} = \frac{-\frac{2\beta\eta^2}{\gamma + j\beta\delta}}{1 + \frac{2\beta\eta^2}{\gamma + j\beta\delta}} \quad (3.3.11)$$

が得られる。(3.3.11)を(3.3.9)に代入すると  $S_{11}$ 、 $S_{21}$  を求めることができ、

$$S_{11} = -\frac{B}{A} \exp(-2j\beta l) = \frac{\frac{2\beta\eta^2}{\gamma + j\beta\delta}}{1 + \frac{2\beta\eta^2}{\gamma + j\beta\delta}} \exp(-2j\beta l) \quad (3.3.12)$$

$$S_{21} = \frac{A - \frac{\beta\eta(A+B)}{\gamma + j\beta\delta} \int_{-l}^l M(x) \exp(j\beta x) dx}{A} \exp(-j2\beta l) \\ = \frac{1}{1 + \frac{2\beta\eta^2}{\gamma + j\beta\delta}} \exp(-j2\beta l) \quad (3.3.13)$$

となる。\$S\_{11}\$、\$S\_{22}\$は回路の対称性から、

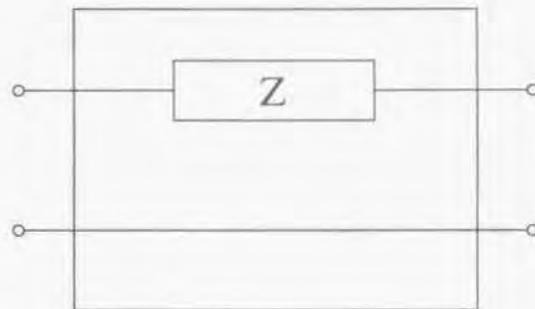
$$\begin{aligned} S_{11} &= S_{22} \\ S_{21} &= S_{12} \end{aligned} \quad (3.3.14)$$

とすることができる。従って、\$-l\$と\$+l\$を参照面として定義される2ポート回路を考える限り、誘電体共振器とマイクロストリップラインが結合した効果は次の散乱行列を持つ回路が\$x=0\$の位置に挿入された場合と等しい。

$$[S] = \begin{pmatrix} \frac{2\beta\eta^2}{\gamma + j\beta\delta} & \frac{1}{1 + \frac{2\beta\eta^2}{\gamma + j\beta\delta}} \\ \frac{1}{1 + \frac{2\beta\eta^2}{\gamma + j\beta\delta}} & \frac{2\beta\eta^2}{\gamma + j\beta\delta} \end{pmatrix} \quad (3.3.15)$$

この散乱行列を持つ2ポート回路は図3.6に示すように、次の値のインピーダンスが直列に接続された回路である。

$$Z = Z_0 \frac{4\beta\eta^2}{\gamma + j\beta\delta} \quad (3.3.16)$$



$$Z = Z_0 \frac{4\beta\eta^2}{\gamma + j\beta\delta}$$

図3.6 (3.3.15)の散乱行列を持つ2ポート回路

\$Z\$についてさらに詳しく調べてみる。\$\omega\_0\$の近傍の周波数のみを考えると(3.3.5)より\$G\$は

$$\begin{aligned} G &= \frac{Q_0}{1 + jQ_0(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)} \\ &\equiv \frac{Q_0}{1 + j2Q_0 \frac{\Delta\omega}{\omega_0}} \end{aligned}$$

と表される。ここで、

$$\Delta\omega = \omega - \omega_0$$

である。

これから、

$$\begin{aligned}\gamma &= \frac{LL_0\omega_0}{G\omega} \\ &= \frac{LL_0\omega_0 \left(1 + j2Q_0 \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)}{Q_0\omega} \\ &\equiv \frac{LL_0}{Q_0} \left(1 - \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right) \left(1 + j2Q_0 \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right) \\ &\equiv \frac{LL_0}{Q_0} \left(1 - \frac{\Delta\omega}{\omega_0} + j2Q_0 \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)\end{aligned}$$

が得られ、従ってZは次のように表される

$$Z = Z_0 \frac{4k_n^2 Q_0}{1 - \frac{\Delta\omega}{\omega_0} + j2Q_0 \left(\frac{k_n^2 \delta}{2\eta^2} + \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)} \quad (3.3.17)$$

ここで、

$$k_n = \eta / \sqrt{LL_0/\beta}$$

である。

ここで、 $\omega_0$ 、 $Q_0$ の代わりに次のパラメータを新たに導入する。

$$\omega'_0 = \omega_0 \left(1 - \frac{k_n^2 \delta}{2\eta^2}\right)$$

$$Q'_0 = Q_0 \left/ \left(1 + \frac{k_n^2 \delta}{2\eta^2}\right) \right. \quad (3.3.18)$$

$$\Delta\omega' = \omega - \omega'_0$$

そうすると、

$$\frac{k_n^2 \delta}{2\eta^2} + \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{\Delta\omega'}{\omega'_0} \quad (3.3.19)$$

となるから、(3.3.18)と(3.3.19)を(3.3.17)に代入して

$$Z = Z_0 \frac{4k_n^2 Q'_0}{1 - \frac{\Delta\omega'}{\omega'_0} \frac{1}{1 + \frac{k_n^2 \delta}{2\eta^2}} + j2Q'_0 \frac{\Delta\omega'}{\omega'_0}} \quad (3.3.20)$$

が得られる。分母の第2項 $(\Delta\omega'/\omega'_0)/(1 + k_n^2 \delta/2\eta^2)$ は分母の他の項に比べて小さいのでこれを無視すると結局Zとして、

$$Z = Z_0 \frac{4k_n^2 Q_0'}{1 + j2Q_0' \frac{\Delta\omega}{\omega_0'}} \quad (3.3.21)$$

が得られる。

このインピーダンスを直列に持つ回路の等価回路は図3.7のように表せる。 $\phi$ はトランスの巻き線比である。 $\phi$ としては $Q_0'$ を含まない値であることが望ましい。図3.7よりRe, Ce, Leのうち1つは任意に決めることができるのでReを $Q_0'$ に等しいと置くと $\phi$ として $Q_0'$ を含まない形が得られる。そして $\phi^2$ は次の式で与えられる。

$$\phi^2 = 4k_n^2 Z_0 = 4\omega \left[ \int_0^1 (M(x)/\sqrt{L_0}) \cos(\beta x) dx \right]^2 \quad (3.3.22)$$

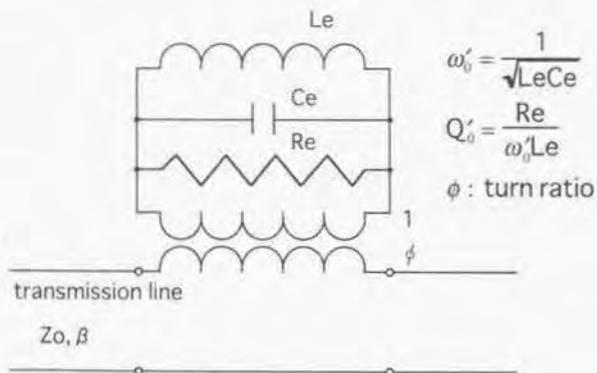


図3.7 マイクロストリップラインに結合した誘電体共振器の等価回路

$\phi$ は等価回路では巻き線比であるが(3.3.22)における $\phi^2$ はインピーダンスの次元を代表しているとも見られる。この場合 $\phi^2$ は誘電体共振器とマイクロストリップラインの間の分布相互インダクタンスの平均値とも言ふべき量である(以下、平均相互インダクタンスと呼ぶ)。(3.3.18)は誘電体共振器がマイクロストリップラインと結合することによる共振周波数の低下、及びQ値の低下を表している。

さて、ここまでの議論では $M(x)$ は $-j$ と $+j$ でのみ値を持ちその外では0であると仮定してきたが、 $j$ を十分大きな値にとっても差し支えない。この場合の極限として(3.3.22)の積分の上限を $\infty$ で置き換える。これによって一般的な場合に適用できる式が与えられる。

$$\phi^2 = 4\omega \left[ \int_0^{\infty} (M(x)/\sqrt{L_0}) \cos(\beta x) dx \right]^2 \quad (3.3.22')$$

(3.3.22)における $M(x)$ と $L_0$ は次のようにして誘電体共振器の共振モードにおける電磁界分布より求めることができる。マイクロストリップラインに発生する起電力はマイクロストリップラインと鎖交する磁界によるが、磁界は常に電界を伴っており、この電界のマイクロストリップライン上のラインと平行な成分、即ち $x$ 成分はMaxwellの方程式から $M(x)$ と次の関係があることが示される。

$$E_x = -j\omega M(x) I_0 \quad (3.3.23)$$

さらに、誘電体共振器に蓄えられるエネルギーの時間平均は等価回路のインダクタンスに蓄えられるエネルギーの時間平均に等しいから、このエネルギーを $W$ とおくと

$$W = L_0 J_0^2 / 2 \quad (3.3.24)$$

が得られる。(3.3.23)と(3.3.24)を(3.3.22)に代入すれば、

$$\phi^2 = \frac{2\omega}{W} \left[ \int_0^{\pi} (E_x / j\omega) \cos(\beta x) dx \right]^2 \quad (3.3.25)$$

となる。 $W$ と $E_x$ は誘電体共振器の共振モードの電磁界分布から求めることができる<sup>3.1.2)</sup>。

$\phi^2$ を、空洞共振器と導波管の結合を表す場合に用いられる外部Qを用いた式と比較すると、よく知られている結合係数 $\beta_0$ が求められる<sup>3.1.5)</sup>。

$$\begin{aligned} \beta_0 &= Q_0 / Q_{ext} = Q_0 \phi^2 / 2Z_0 = 2k_n^2 Q_0 \\ &= \frac{\omega Q_0}{Z_0 W} \left[ \int_0^{\pi} (E_x / j\omega) \cos(\beta x) dx \right]^2 \end{aligned} \quad (3.3.26)$$

以上述べたように、

- 1) 誘電体共振器とマイクロストリップラインとの結合を解析するにあたり、空洞共振器と導波管との結合とのアナロジーよりむしろ違いに着目し、新たに分布相互インダクタンスという考え方を導入した。
- 2) 分布相互インダクタンスを用いて解析した結果、等価回路を導出することができ、結合係数を誘電体共振器とマイクロストリップラインのパラメータで表す式が初めて得られた。

このように誘電体共振器の等価回路が得られたので、誘電体共振器を用いた発振器の定量的な設計及び解析が初めて可能となった。

### 3.3.2 実験

3.3.1の解析を検証するために実際に誘電体共振器とマイクロストリップラインを用いて実験を行った。実験に用いた装置を図3.8に模式的に示す。

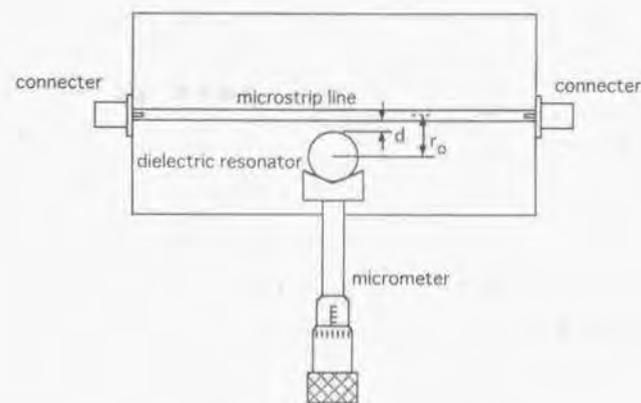


図3.8 結合係数測定実験装置

使用した基板は厚さ0.62mmの両面を金でメタライズされたアルミナ基板である。マイクロストリップラインは特性インピーダンスが50Ωになるようフォトエッチングにより作製した。誘電体共振器は円筒形に作製した。マイクロストリップラインと誘電体共振器の距離はマイクロメータで制御できるようになっている。これにより±20μmの精度で距離を決めることができる。測定時にはマイクロメータの軸は影響のないところまで引っ込めた。誘電体共振器は35.2と103の2種類の誘電率について寸法を変えたものを各2個ずつ形個用意した。これらの材料は焼結性が良く、吸湿が少なくマイクロ波帯でのQ値の大きい材料の中から、高誘電率の2種類を選んだものである。表3.2に今回使用した誘電体共振器の誘電率と形状を一括して掲げる。

Sample No.	誘電率 $\epsilon_r$	直径 Dmm	高さ Lmm	理論共振周波数(GHz)
1	35.2	4.850	1.311	13.765
2	35.2	4.860	1.809	12.373
3	103	3.992	1.707	8.421
4	103	4.000	2.558	7.503

表3. 2 実験に用いた誘電体共振器

実験では誘電体共振器とマイクロストリップラインの距離を種々変えて結合の状態を測定した。誘電体共振器は $TE_{018}$ モードで共振させ、そのときの $S_{11}$ 、 $S_{21}$ を共振周波数の前後で測定したが、 $S_{11}$ は結合が弱くなると絶対値が小さくなりコネクタ部における不要な反射の影響で精度が低下する。 $S_{21}$ もコネクタ部におけるインピーダンス不整合の影響は受けるが $S_{11}$ に比べて影響が小さく、以下に示すように校正が容易であるので $S_{21}$ を用いて結合係数を求めた。

図3. 8のコネクタ部分及び誘電体共振器と結合している部分をそれぞれ2ポート回路で表すと図3. 9のようになる。

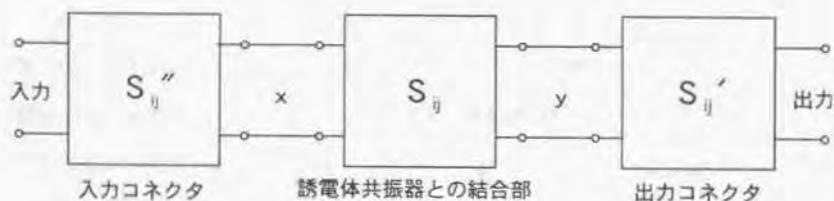


図3. 9 入出力コネクタを含む、2ポート回路による表現

$S_{ij}$ は誘電体共振器とマイクロストリップラインの結合を表す散乱行列で(3.3.15)で表される。 $S_{ij}''$ と $S_{ij}'$ は入出力コネクタ部分を表現する散乱行列である。誘電体共振器の中心からマイクロストリップラインへ下ろした垂線がマイクロストリップラインと交わる点

から入出力コネクタまでの長さを $x$ 、 $y$ とすると、図3. 9における入力から出力までの全体の透過率 $S_{21}$ は、コネクタ部における反射が小さいとして、近似的に次のように表される。

$$S_{21} \equiv \frac{S_{ij}'' S_{ij}' \exp(-\beta(x+y))}{(1 - S_{22} S_{11}' \exp(-2\beta y))(1 - S_{22}'' S_{11} \exp(-2\beta x))} \quad (3.3.27)$$

ここで、 $\beta$ はマイクロストリップラインの伝搬定数である。誘電体共振器が存在しない場合の透過率は(3.3.27)において $S_{11} = S_{21} = 0$ 、 $S_{22} = 1$ と置いて得られ、

$$S_{21} \equiv S_{ij}'' S_{ij}' \exp(-\beta(x+y)) \quad (3.3.28)$$

となる。(3.3.27)と(3.3.28)の比をとれば

$$\begin{aligned} \frac{S_{21}}{S_{21}'} &= \frac{S_{ij}}{(1 - S_{22} S_{11}' \exp(-2\beta y))(1 - S_{22}'' S_{11} \exp(-2\beta x))} \\ &\equiv S_{ij} (1 + S_{22}'' S_{11} \exp(-2\beta x) + S_{22} S_{11}' \exp(-2\beta y)) \end{aligned} \quad (3.3.29)$$

が得られる。今回の測定では $S_{11}'$ 、 $S_{22}'' \equiv 0.05$ であり、 $S_{11}$ 、 $S_{22}$ は0.8以下であるので(3.3.29)より誤差は8%以下になる。 $S_{11}$ 、 $S_{22}$ がさらに小さければ誤差は小さくなる。すなわち、 $S_{ij}$ を測定する方法では弱い結合に対して精度が良くなる。

(3.3.15)、(3.3.16)、(3.3.21)より、共振周波数における $S_{ij}$ の値は

$$|S_{21}|_{\omega=\omega'_0} = \frac{1}{(1+2Q'_0 k_n^2)} \quad (3.3.30)$$

で与えられ、 $\phi^2$ は

$$\phi^2 = 4k_n^2 Z_0 = \frac{2Z_0(1-|S_{21}|_{\omega=\omega'_0})}{Q'_0 |S_{21}|_{\omega=\omega'_0}} \quad (3.3.31)$$

から求められる。 $Q'_0$ を求めるには次のようにする。(3.3.21)において

$$\frac{\Delta\omega'}{\omega'_0} = \frac{1}{2Q'_0}$$

と置くと(3.3.15)、(3.3.16)より

$$|S_{21}|_{\omega=\omega'_0(1\pm 1/2Q'_0)} = \left| \frac{1}{1+(1\mp j)Q'_0 k_n^2} \right| \quad (3.3.32)$$

となり、これから

$$\frac{|S_{21}|_{\omega=\omega'_0}}{|S_{21}|_{\omega=\omega'_0(1\pm 1/2Q'_0)}} = \sqrt{\frac{|S_{21}|_{\omega=\omega'_0}^2 + 1}{2}} \quad (3.3.33)$$

がえられる。したがって、共振周波数における $S_{21}$ の値より(3.3.33)で与えられるレベル比だけ $S_{21}$ が上昇する周波数を共振周波数の前後で求めればその周波数差から $Q'_0$ を求めることができる。共振周波数における $S_{21}$ が非常に小さい、即ち深い遮断特性を持つ場合にはよく知られているように3 dB変化する周波数差が $Q'_0$ を与える。

以上のようにして実測から(3.3.31)を用いて求めた $\phi^2$ と(3.3.25)を用いて解析的に求めた $\phi^2$ を図3. 10~3. 13に示す。○が実験値で実線が計算値である。 $\phi^2$ を解析的に求める方法は文献3. 12のAppendixに詳細に示されており、その方法によった。図では誘電体共振器とマイクロストリップラインの距離は実用的な表し方としてマイクロストリップの端から誘電体共振器の端までの距離を採用している。図3. 10~3. 12までは理論と実験がよく一致しているが図3. 13は理論と実験の一致が悪い。このサンプルのVSWRを測定した結果を図3. 14に示すが、共振周波数の近くに別の共振モードがありこのモードの影響によって $\phi^2$ の実測値がずれたと考えられる。従って、図3. 13の結果は複数の共振モードの共振周波数が近いときは単一のモードの結合係数を正確に求めることが難しいことを示しているもので、共振モードが孤立している場合には解析と実験は十分良好な一致を示しているといえる。

図3. 10~12から誘電体共振器とマイクロストリップラインが接しているときは $\phi^2$ は0.4~0.9の値が得られ、(3.3.26)より $Q'_0$ が2000の時には $\beta_0 = Q'_0 \phi^2 / 2Z_0$ は1.0~1.8と結合係数としてはかなり大きな値になる。

ここで、誘電体共振器と結合するマイクロストリップラインの長さの影響について付け加える。結合部分の長さが変化した場合の $\phi^2$ の変化は(3.3.25)式の積分の上限を $l$ とし、 $l$ をパラメータとして $\phi^2$ の変化を求めることによって求めることができる。結果を図3. 15に示す。図から $l=3\lambda/4$ すなわち結合の長さが $3\lambda/2$ 以上あれば $l=\infty$ とほぼ等しい $\phi^2$ が得られることが分かる。

本節で得られた結果をまとめると

- 1) 誘電体共振器とマイクロストリップラインの結合を解析するため、空洞共振器と導波管との結合とのアナロジーよりむしろ違いに着目し、新たに分布相互インダクタンスという考え方を導入した。分布相互インダクタンスを用いて解析した結果、等価回路を導出することができ、結合係数を誘電体共振器とマイクロストリップラインのパラメータで表す式が初めて得られた。
  - 2) 解析の結果を検証するために2種類の誘電体共振器を用いて実験を行い、理論と実験のよい一致が得られ、等価回路が理論的根拠を持つことが裏付けられた。
  - 3) 誘電体共振器と結合するマイクロストリップラインの長さの影響について調べ、結合の長さが $3\lambda/2$ 以上あれば十分であることが分かった。
- となり、発振器の設計および解析に必要な等価回路パラメータ、結合長が得られ誘電体共振器を用いたMIC発振器の理論的な設計、解析が可能になった。

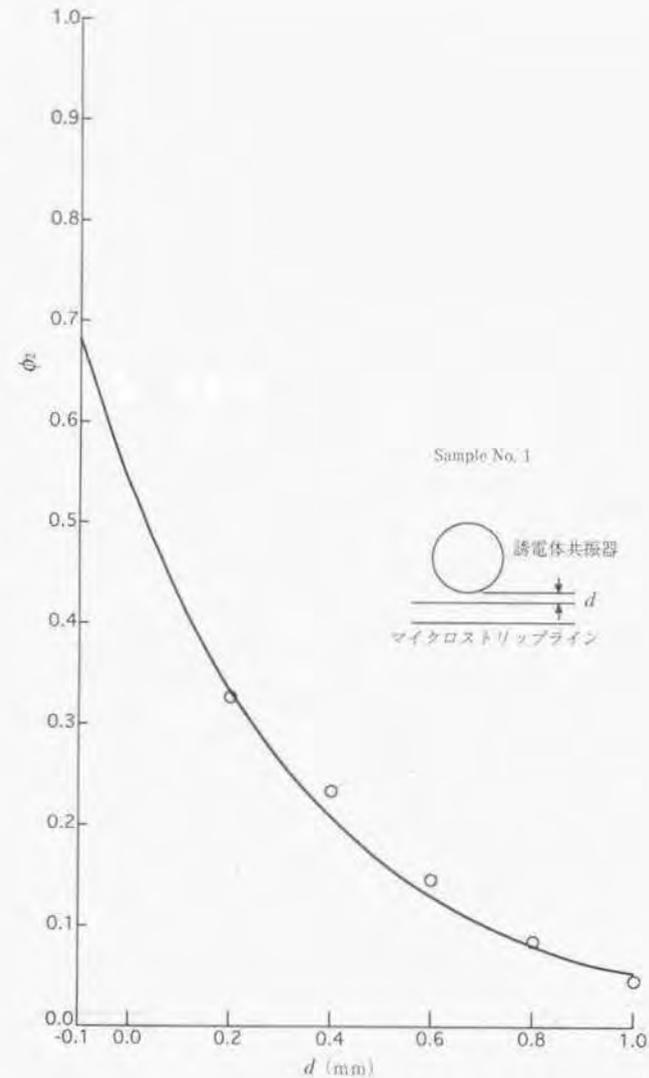


図3. 10 誘電体共振器とマイクロストリップラインの結合 Sample No.1

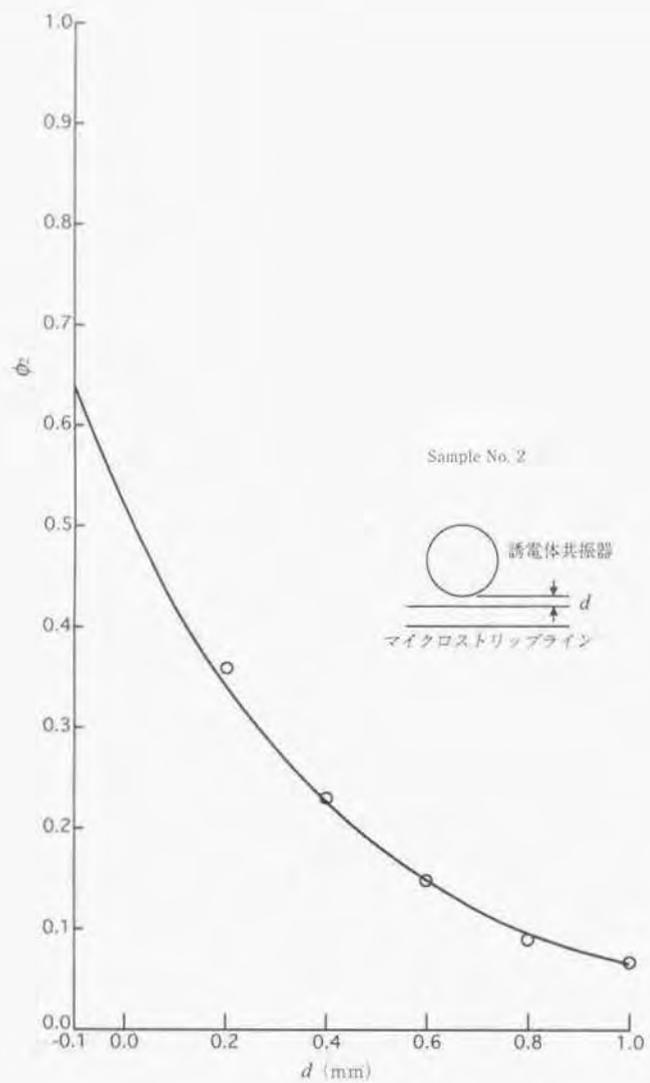


図3. 1 1 誘電体共振器とマイクロストリップラインの結合 Sample No.2

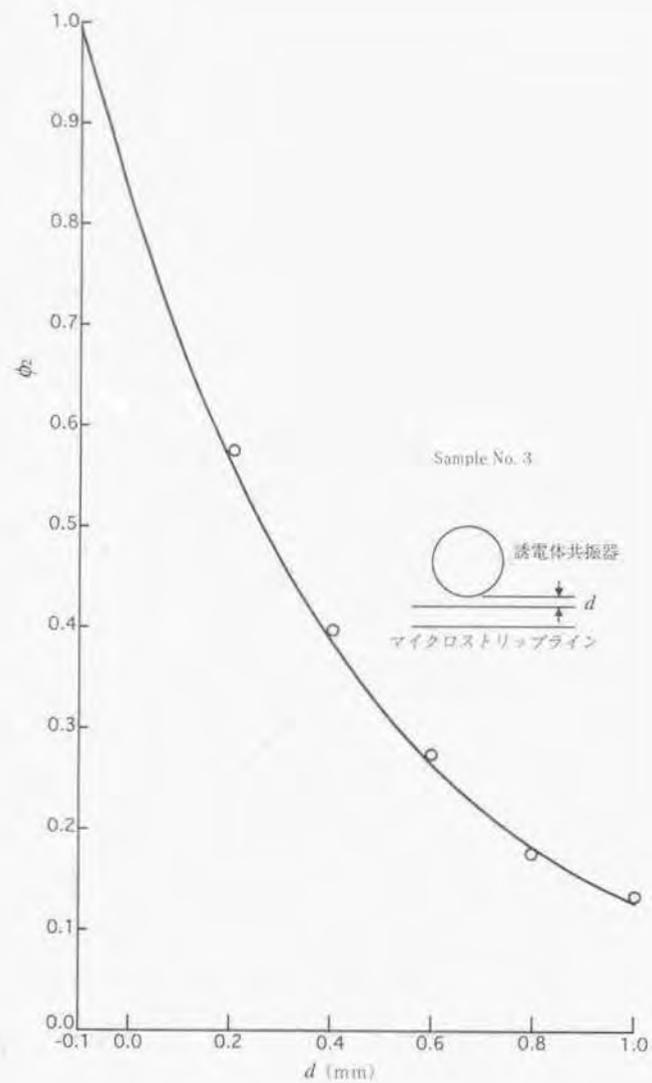


図3. 1 2 誘電体共振器とマイクロストリップラインの結合 Sample No.3

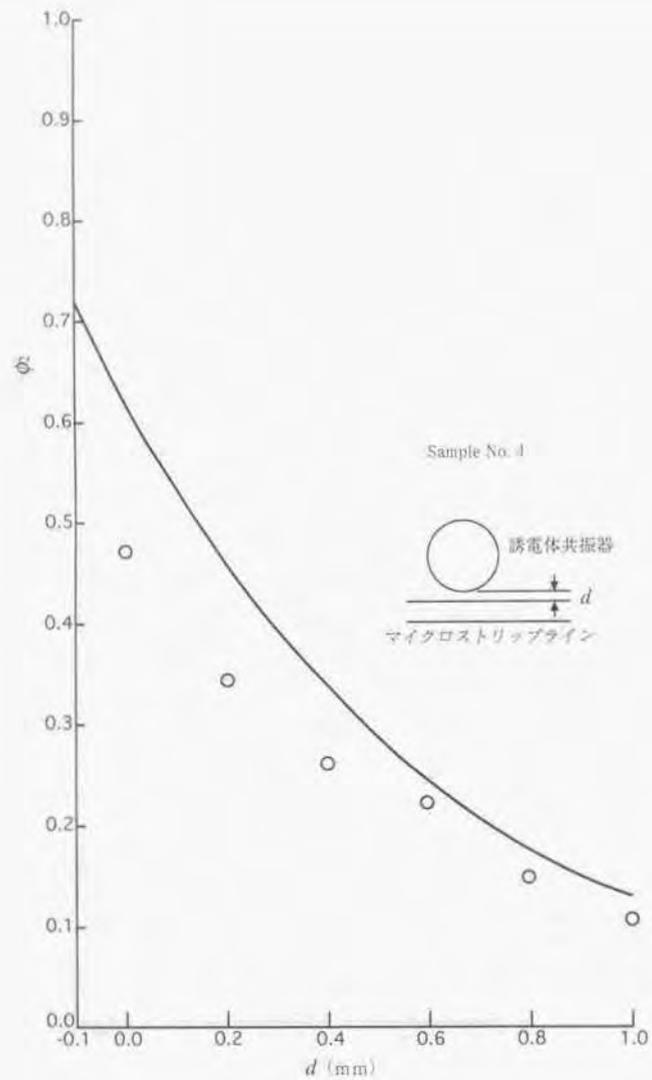


図3.13 誘電体共振器とマイクログリップラインの結合 Sample No.4

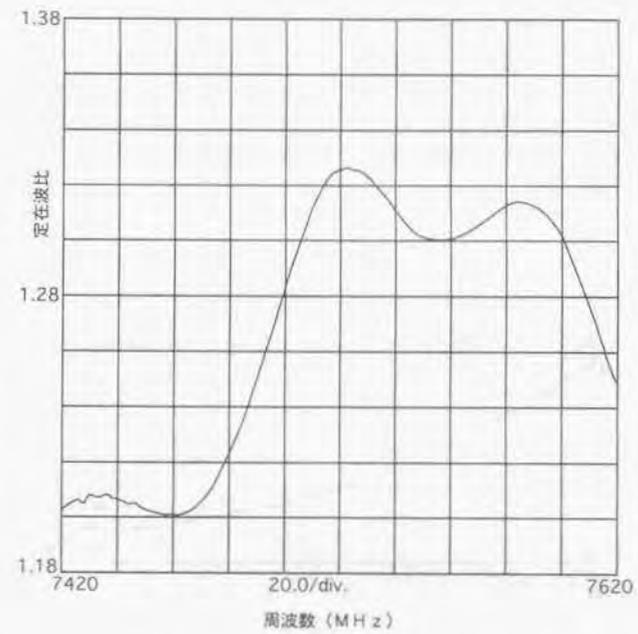


図3.14 Sample No.4の誘電体共振器の共振周波数付近における定在波比

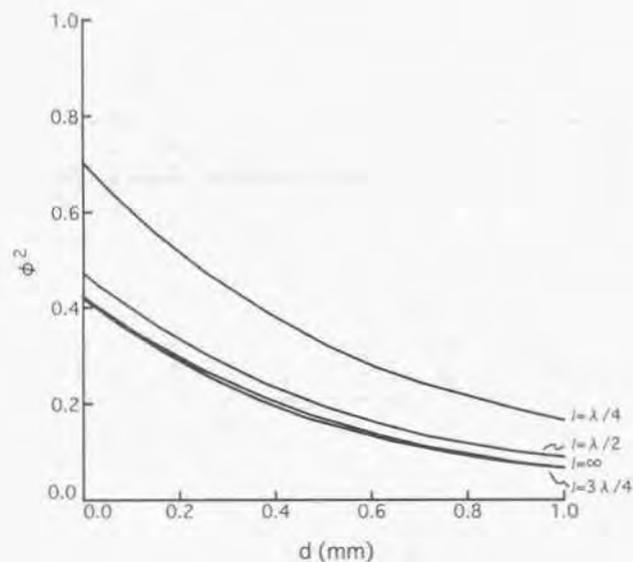


図3.15 結合長をパラメータとする  $\phi^2$  と  $d$  の関係

### 3.4 等価回路を用いた発振器の設計

本節では3.4.1で前節で導出した等価回路を用いて発振周波数の安定化に及ぼす誘電体共振器の影響を解析的に検討するが、その際に誘電体共振器で安定化するのに適した新たなMIC発振器の構成を提案し、従来からの構成と比較検討する。3.4.2ではこの検討結果に基づき実際に発振器を設計、試作し、解析結果との比較を行い、BSコンバータの局部発振器に必要な安定度を得る条件を求める。

#### 3.4.1 新たな発振器の構成と周波数安定度の解析

3.2節で述べたように、従来、誘電体共振器を用いて、GaAs FETを用いたMIC発振器を安定化する方法としては、空洞共振器と導波管のアナロジーから誘電体共振器を出力側のマイクロストリップラインと結合させて帯域遮断フィルタとして使用する方法<sup>3, 10)</sup>や誘電体共振器をフィードバック回路のフィルタ素子として使用する方法<sup>3, 11, 19, 20)</sup>が知られている。中でも阿部等による誘電体共振器を出力側のマイクロストリップラインに結合する構成<sup>1, 10)</sup>では構造が簡単で負荷Q値を低下させず高い安定度が得られている。しかし、誘電体共振器が帯域遮断フィルタとして働くため発振出力の低下をもたらすほかバイアス変動に伴うヒステリシス現象を生じるといふ本質的欠点がある。また、並列帰還型構成を用いているが、直流を遮断して適切な帰還インピーダンスを再現性よく実現することが1.0GHz帯では困難である。

前節の実験例で示したように誘電体共振器の場合にはQ値は比較的低いが高い結合係数が容易に得られ、結合部での高い反射率が得られる。そこでここでは誘電体共振器の持つ高結合という特徴を生かし、新たに、出力として使用しないマイクロストリップライン、例えばドレイン端子を出力として使用する場合のゲート端子に接続するマイクロストリップラインに誘電体共振器を結合させることにより発振周波数を安定化する方法を提案する。低周波の水晶発振器では水晶振動子は通常出力以外の帰還回路に含まれることから<sup>3, 25)</sup>、この方法は導波管と空洞共振器を用いるマイクロ波回路というよりは低周波水晶発振器からの発想によるものである。この方法には帯域遮断に起因する出力

低下がない、また、ヒステリシス現象が抑制される、リーケ線図を用いる負荷インピーダンスの最適化が容易であるという特長がある。

ゲート端子に接続するマイクロストリップラインに誘電体共振器を結合する場合、誘電体共振器を使用しない場合と同様にラインの先端を開放しておく誘電体共振器の共振周波数を外れた広い周波数範囲で反射率の高い状態が続くため、共振周波数以外の周波数でも発振する可能性が高い。このような不要な発振を避けるためにはマイクロストリップラインの先端を特性インピーダンスで終端する構成が考えられる。この構成ではゲート端子から誘電体共振器側を見た等価回路は図3.16のようになり、スミス線図で表したインピーダンスは図3.17のようになる。

この構成では共振周波数近傍でのみ反射率が高いため共振周波数近傍以外での不要な発振を抑えられることが期待される。誘電体共振器を結合させるマイクロストリップラインの先端を終端するこの構成はその後の報告や実際の製品に多く採用され、現在のBSコンバータのほとんどは、ゲート端子に接続され先端を終端したマイクロストリップラインに誘電体共振器を結合させる、この構成の局部発振器を使用している。また、最近のさらに高い周波数を用いるハイビジョン用の2.2GHz帯のダウンコンバータの試作にもこの方式の局部発振器が用いられている<sup>3), 22)</sup>。

発振器の構成は直列帰還型とする。直列帰還型ではソース端子に接続されるリアクタンスを先端開放のマイクロストリップラインで実現でき、高い精度が容易に得られればらつきも少ないからである。直列帰還型発振器の構成を図3.18に示す。GaAs FETのゲート、ソース、ドレインの各端子にはそれぞれマイクロストリップラインが接続され、ゲートに接続されるマイクロストリップラインに誘電体共振器が結合され、出力はドレイン側のマイクロストリップラインから取り出される。図示はされていないが誘電体共振器の上部には上下に可動な金属円板があり、位置を変えることにより誘電体共振器の共振周波数を微調できるようになっている。誘電体共振器とマイクロストリップラインの結合は共振器とラインとの距離を変えることにより調節する。ゲート側のラインは先端がチップ抵抗により無反射終端されている。ソース側のラインは先端が開放

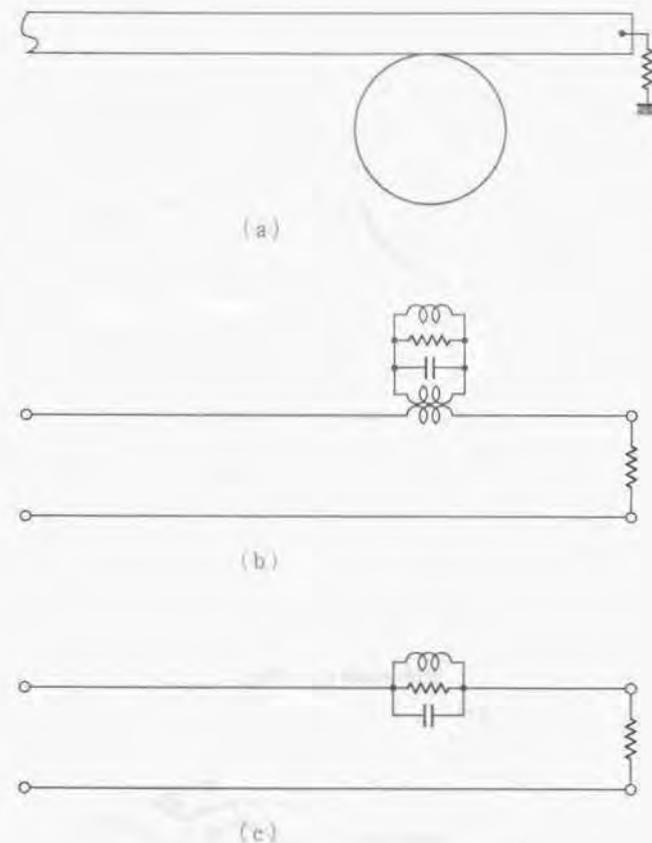


図3.16 先端を終端したマイクロストリップラインと結合した誘電体共振器の等価回路  
(a) 実体図、(b) 等価回路  
(c) 簡易型等価回路

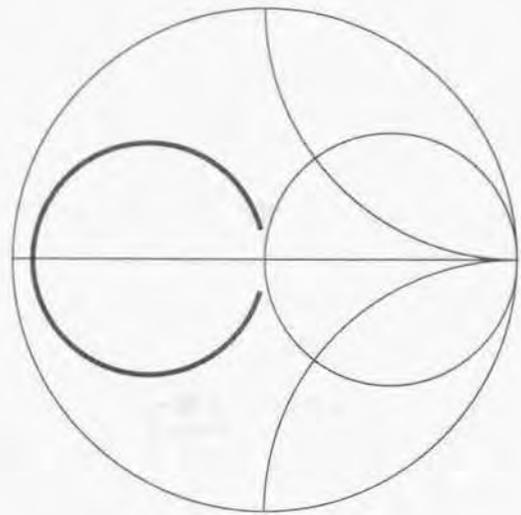


図3.17 ゲート端から見た誘電体共振器のインピーダンス

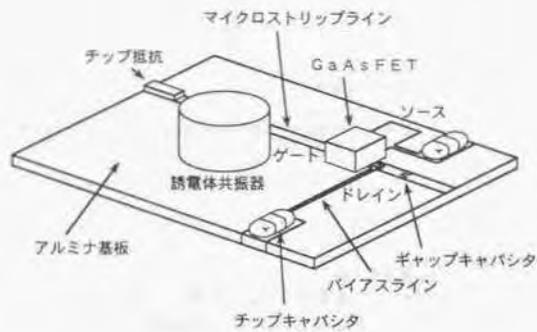


図3.18 誘電体共振器で安定化した発振器

されリアクタンス素子として働いている。GaAs FETへの電力供給は高インピーダンスのバイアスラインを通じて行われる。

直列帰還型発振器の回路的表現を図3.19に示す。

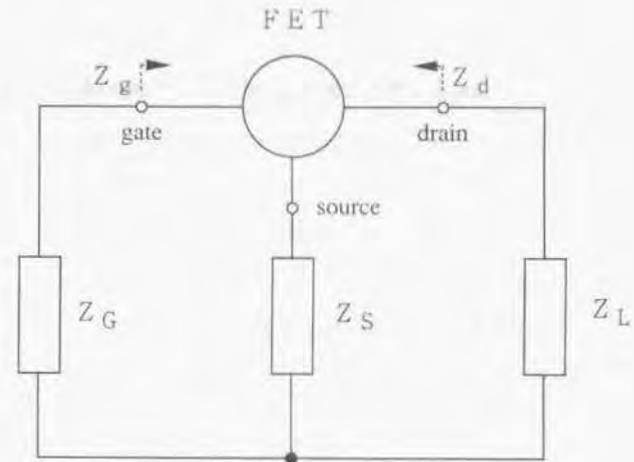


図3.19 直列帰還型発振回路

FETのゲート端子に接続するインピーダンス $Z_G$ に誘電体共振器との結合が含まれている。発振している状態では $Z_d$ とドレイン端子からFETを見たインピーダンス $Z_d'$ 、また、 $Z_G$ とゲート端子からFETを見たインピーダンス $Z_g'$ との間に次の関係がある。

$$\begin{aligned} Z_d + Z_d' &= 0 \\ Z_G + Z_g' &= 0 \end{aligned} \quad (3.4.1)$$

$Z_d$ および $Z_g'$ は動作振幅に対して実数部即ち抵抗分が大きく変化する。発振していると

きにはFETは大振幅動作をしており $Z_g$ および $Z_e$ の抵抗分の絶対値(能動素子なので抵抗分はマイナス値をとる)はFETの小信号パラメータから求めた値に比べて小さくなる。 $Z_g$ および $Z_e$ の抵抗分が動作振幅の増加に反比例して減少するときは、最大の発振出力を得るために $Z_g$ と $Z_e$ の抵抗分はFETの小信号パラメータから求めた $Z_g$ および $Z_e$ の抵抗分に比べ絶対値で1/3になっている必要があるとされている<sup>3, 4)</sup>。抵抗分が動作振幅に対して大きく変化するのに対して虚数部即ちリアクタンス分はFETに接続されるインピーダンスの周波数特性を反映する。それで、(3.4.1)の実数部を振幅条件、虚数部を周波数条件と呼ぶことにする。

以上述べた、本研究で新たに提案した、ゲート側のマイクロストリップラインと結合した誘電体共振器で安定化した直列帰還型発振器について、発振周波数の安定化、発振出力、ヒステリシス現象に関し、阿部等による出力側マイクロストリップラインに誘電体共振器を結合させた発振器とのさらに詳細な比較検討を行う。

初めに発振周波数の温度変化について解析する。この解析は阿部等によっても行われているが誘電体共振器の結合位置までのドレイン端からの距離を固定しており、また、結合係数の定義に誤りがあるので、ここで改めて詳しく解析する。発振条件は(3.4.1)で与えられ、ゲート側インピーダンスの条件を用いると次の式で表される。

$$Z_g + Z_e = 0 \quad (3.4.2)$$

$Z_g$ は受動素子のみで構成されているので温度や周波数の変化に対し変化すが振幅の変化に対しては変化しない。一方 $Z_e$ は温度と振幅の変化に対しては変化すが周波数に対しては変化が緩やかである。ここでは、考慮する周波数範囲を誘電体共振器の共振周波数近傍に限定し、振幅の変化は微小で無視できるとすると、 $Z_g$ を温度と周波数の関数、 $Z_e$ を温度の関数とおいて次のように表すことができる。

$$Z_g(T + \Delta T, \omega + \Delta\omega) = Z_g(T, \omega) + \Delta Z_g + \frac{\partial Z_g}{\partial \omega} \Delta\omega \quad (3.4.3)$$

$$Z_e(T + \Delta T) = Z_e(T, \omega) + \Delta Z_e$$

ここで $\Delta Z_g$ と $\Delta Z_e$ は温度による変化分を表す。考慮する温度範囲が広いので温度に対する変化は線形近似が成り立たない場合も考慮し一般的な増分の形で表現する。

温度と周波数が変化しても(3.4.2)は発振しているかぎりなりたつから、(3.4.3)を(3.4.2)に代入して、

$$\frac{\partial Z_g}{\partial \omega} \Delta\omega + \Delta Z_g + \Delta Z_e = 0 \quad (3.4.4)$$

が得られる。前述のように(3.4.4)の実数部分が振幅条件、虚数部分が周波数条件を表す。(3.4.4)の各項についてさらに詳しく調べてみる。まず、 $Z_g$ は3.3で求めた等価回路から図3.20のように表される。



図3.20 ゲート端から誘電体共振器を見た等価回路

左端の点から見た反射率 $\Gamma$ は

$$\Gamma = \frac{R}{R + 2Z_0(1 + jQ(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega))} e^{-j2\beta l} \quad (3.4.5)$$

となる。

インピーダンス  $Z_G$  は

$$Z_G = Z_0 \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (3.4.6)$$

で与えられるので、 $\partial Z_G / \partial \omega$  は

$$\frac{\partial Z_G}{\partial \omega} = \frac{2Z_0}{(1 - \Gamma)^2} \frac{\partial \Gamma}{\partial \omega} \quad (3.4.7)$$

となる。(3.4.7)における  $\partial \Gamma / \partial \omega$  をさらに詳しく調べて見る。式の展開を分かりやすくするため

$$\Gamma = \Gamma_0 e^{-j2\beta l} \quad (3.4.8)$$

とおく。ここで、

$$\Gamma_0 = \frac{R}{R + 2Z_0\{1 + jQ(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)\}} \quad (3.4.9)$$

である。そうすると  $\partial \Gamma / \partial \omega$  は

$$\begin{aligned} \frac{\partial \Gamma}{\partial \omega} &= \frac{\partial \Gamma_0}{\partial \omega} e^{-j2\beta l} - j2\Gamma_0 e^{-j2\beta l} \frac{\partial \beta l}{\partial \omega} \\ &= -j2 \frac{RZ_0Q(1/\omega_0 + \omega_0/\omega^2)}{[R + 2Z_0\{1 + jQ(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)\}]^2} e^{-j2\beta l} - j2\Gamma_0 e^{-j2\beta l} \frac{\partial \beta l}{\partial \omega} \\ &= -j2\Gamma \left[ \frac{Z_0Q(1/\omega_0 + \omega_0/\omega^2)}{R + 2Z_0\{1 + jQ(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)\}} + \frac{\partial \beta l}{\partial \omega} \right] \quad (3.4.10) \end{aligned}$$

で与えられ、これを(3.4.7)に代入して  $\partial Z_G / \partial \omega$  は

$$\frac{\partial Z_G}{\partial \omega} = -j \frac{4Z_0\Gamma}{(1 - \Gamma)^2} \left[ \frac{Z_0Q(1/\omega_0 + \omega_0/\omega^2)}{R + 2Z_0\{1 + jQ(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)\}} + \frac{\partial \beta l}{\partial \omega} \right] \quad (3.4.11)$$

となる。周波数範囲を共振周波数近傍に限定すると、

$$|Q(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)| \ll 1$$

と仮定することができ、(3.4.9)より  $\Gamma$  は

$$\Gamma \cong \frac{R}{R + 2Z_0} e^{-j2\beta l}$$

と置くことができるので

$$\begin{aligned}
\frac{\Gamma}{(1-\Gamma)^2} &= \frac{R}{R+2Z_0} \frac{e^{-j2\beta l}}{\left(1 - \frac{R}{R+2Z_0} e^{-j2\beta l}\right)^2} \\
&= \frac{R(R+2Z_0)e^{-j2\beta l}}{\{R(1-e^{-j2\beta l})+2Z_0\}^2} \\
&= \frac{R(R+2Z_0)}{\{(R+2Z_0)2j\sin\beta l + 2Z_0\cos\beta l\}^2} \quad (3.4.12) \\
&\equiv -\frac{R(R+2Z_0)}{4(R+Z_0)^2 \sin^2\beta l} \left(1 + j \frac{2Z_0 \cos\beta l}{(R+Z_0)\sin\beta l}\right)
\end{aligned}$$

が得られる。ここで、

$$|(R+Z_0)2\sin\beta l| \gg 2Z_0\cos\beta l$$

を仮定した。さらに、

$$\frac{Z_0 Q}{\omega_0(R+2Z_0)} \gg \frac{\partial\beta l}{\partial\omega}$$

とすれば結局(3.4.11)、(3.4.12)より

$$\left.\frac{\partial Z_G}{\partial\omega}\right|_{\omega=\omega_0} \equiv j \frac{2Z_0^2 R Q}{\omega_0(R+Z_0)^2 \sin^2\beta l} \left(1 + j \frac{2Z_0 \cos\beta l}{(R+Z_0)\sin\beta l}\right) \quad (3.4.13)$$

が得られる。

一方、 $\Delta Z_G$ についてみると(3.4.5)を参照して(3.4.6)を展開すれば

$$\Delta Z_G = \frac{2Z_0}{(1-\Gamma)^2} \left( \frac{\partial\Gamma}{\partial\omega_0} \Delta\omega_0 + \frac{\partial\Gamma}{\partial\beta l} \Delta\beta l + \frac{\partial\Gamma}{\partial R} \Delta R + \dots \right) \quad (3.4.14)$$

となる。括弧内の第1項に比べ他の項は無視でき、(3.4.5)より分かるように $\Gamma$ が $\omega$ と $\omega_0$

を $(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)$ の形で $\Gamma_0$ に含み、また、 $\partial\beta l/\partial\omega_0 = 0$ であるから第1項は、

$$\frac{\partial\Gamma}{\partial\omega_0} \Delta\omega_0 = j2\Gamma \frac{Z_0 Q (1/\omega_0 + \omega_0/\omega^2)}{R+2Z_0 \{1 + jQ(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)\}} \quad (3.4.15)$$

で与えられる。したがって(3.4.11)を参照すれば、

$$\begin{aligned}
\Delta Z_G &\equiv \frac{2Z_0}{(1-\Gamma)^2} \cdot \frac{\partial\Gamma}{\partial\omega_0} \Delta\omega_0 \\
&\equiv \left. \frac{\partial Z_G}{\partial\omega} \right|_{\omega=\omega_0} \Delta\omega_0
\end{aligned}$$

となるから、これを(3.4.4)に代入して、

$$\left.\frac{\partial Z_G}{\partial\omega}\right|_{\omega=\omega_0} \Delta\omega - \left.\frac{\partial Z_G}{\partial\omega}\right|_{\omega=\omega_0} \Delta\omega_0 + \Delta Z_G = 0 \quad (3.4.16)$$

が得られる。周波数条件は(3.4.16)の虚数部分を取り、

$$\Delta\omega - \Delta\omega_0 + \frac{\text{Im}(\Delta Z_g)}{\text{Im}\left(\frac{\partial Z_g}{\partial\omega}\bigg|_{\omega=\omega_0}\right)} = 0 \quad (3.4.17)$$

となるので(3.4.17)に(3.4.13)を代入して、結局

$$\begin{aligned} \Delta\omega &= \Delta\omega_0 - \frac{\text{Im}(\Delta Z_g)}{\text{Im}\left(\frac{\partial Z_g}{\partial\omega}\bigg|_{\omega=\omega_0}\right)} \\ &= \Delta\omega_0 + j \frac{(R+Z_0)^2}{RQ} \cdot \frac{\omega_0 \sin^2 \beta l}{2Z_0^2} \text{Im}(\Delta Z_g) \\ &= \Delta\omega_0 - \frac{(R+Z_0)^2}{RQ} \cdot \frac{\omega_0 \sin^2 \beta l}{2Z_0^2} \Delta X_g \end{aligned} \quad (3.4.18)$$

が得られる。ここで

$$j\Delta X_g = \text{Im}(\Delta Z_g)$$

である。3.3で求めた等価回路より平均相互インダクタンス $\phi^2$ を用いて、 $R$ の代わりに $R = \phi^2 Q$ において発振周波数の変化率を求めると $\omega \equiv \omega_0$ であるから、

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = \frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} - \phi^2 \left(1 + \frac{Z_0}{\phi^2 Q}\right)^2 \cdot \frac{\sin^2 \beta l}{2Z_0^2} \Delta X_g \quad (3.4.19)$$

となる。

この結果は、阿部等によって、誘電体共振器を出力側のマイクロストリップラインに結合させた場合<sup>3, 10)</sup>の解析と結合係数に対する依存性については一致する。これは、図3.2における $Z_1$ と $Z_3$ あるいは図3.19における $Z_0$ と $Z_L$ の対称性により理解できる。しかし、阿部等の解析は誘電体共振器とドレイン端子との距離を $1/2$ 波長に限定しており、適用範囲が限定される。また、結合係数を一端開放型の空洞共振器と同じに定義しているために結合係数 $\beta_0$ の値が2倍になっている。また、(3.4.19)の結果は $Z_0/\phi^2 Q \ll 1$ とした上 $(1+Z_0/\phi^2 Q)^2 \approx (1+2Z_0/\phi^2 Q)$ と近似するとTsironisによって得られた結果<sup>3, 16)</sup>に結合係数に対する依存性については一致する。しかし、近似が粗い上にTsironisは誘電体共振器とゲート端子との距離の影響については無視しているので解析的には不十分である。

さて、誘電体共振器により、上記その他の回路素子に起因する周波数変化がどれほど抑えられたかを調べるため誘電体共振器のない場合について発振周波数の変化を求めてみる。この場合にも基本的には(3.4.4)を用いる。誘電体共振器のない場合には誘電体共振器を置く位置でラインを開放端とするため $\Gamma_0 = 1$ と置けるので、

$$\Gamma = e^{-j2\beta l} \quad (3.4.20)$$

となり、 $\partial Z_g/\partial\omega$ として

$$\begin{aligned}
\frac{\partial Z_G}{\partial \omega} &= \frac{2Z_0}{(1-\Gamma)^2} \cdot \frac{\partial \Gamma}{\partial \omega} \\
&= \frac{2Z_0}{(1-e^{-j2\beta l})^2} \cdot \left( -j2e^{-j2\beta l} \frac{\partial \beta l}{\partial \omega} \right) \\
&= \frac{-j4Z_0}{(e^{j\beta l} - e^{-j\beta l})^2} \cdot \frac{\partial \beta l}{\partial \omega} \\
&= j \frac{Z_0}{\sin^2 \beta l} \cdot \frac{\partial \beta l}{\partial \omega} \\
&= j \frac{Z_0}{\sin^2 \beta l} \cdot \frac{\beta l}{\omega}
\end{aligned} \tag{3.4.21}$$

が得られる。一方、 $\Delta Z_G$ は温度による変化を表すが、 $\beta l$ の変化で表すと

$$\begin{aligned}
\Delta Z_G &= \frac{2Z_0}{(1-\Gamma)^2} \cdot \frac{\partial \Gamma}{\partial \beta l} \Delta \beta l \\
&= -j2 \frac{2Z_0 \Gamma}{(1-\Gamma)^2} \cdot \beta l \left( \frac{\Delta \beta}{\beta} + \frac{\Delta l}{l} \right) \\
&= j \frac{Z_0}{\sin^2 \beta l} \cdot \beta l \left( \frac{\Delta \beta}{\beta} + \frac{\Delta l}{l} \right)
\end{aligned} \tag{3.4.22}$$

となり、従って(3.4.4)は

$$j \frac{Z_0 \beta l}{\sin^2 \beta l} \left( \frac{\Delta \omega}{\omega} + \frac{\Delta \beta}{\beta} + \frac{\Delta l}{l} \right) + \Delta Z_G = 0$$

となる。括弧内の第1項に比べ第2、3項は無視でき、周波数条件として

$$\frac{\Delta \omega}{\omega} = - \frac{\sin^2 \beta l}{Z_0 \beta l} \Delta X_G \tag{3.4.23}$$

が得られる。

(3.4.19)の右辺第2項と(3.4.23)との比

$$\begin{aligned}
\xi &\equiv \frac{\phi^2 \left( 1 + \frac{Z_0}{\phi^2 Q} \right)^2 \cdot \frac{\sin^2 \beta l}{2Z_0}}{\frac{\sin^2 \beta l}{Z_0 \beta l}} \\
&= \frac{\phi^2}{2Z_0} \left( 1 + \frac{Z_0}{\phi^2 Q} \right)^2 \cdot \beta l
\end{aligned} \tag{3.4.24}$$

が誘電体共振器による、 $\Delta X_G$ に起因する発振周波数変動の抑圧比を示す。

以上の解析結果より誘電体共振器をゲート側即ち入力側のマイクロストリップラインに結合させる構成と出力側のマイクロストリップラインに結合させる構成とでは誘電体共振器の共振周波数への発振周波数の引き込みの結合係数に対する依存性は変わらないことがわかった。そこで、次に発振出力と周波数の安定性の面から両者を比較してみる。

(3.4.24)の $\xi$ は $\phi^2$ に対する変化については、 $\phi^2 Q = Z_0$ で最小値を取る。この条件 $\phi^2 Q = Z_0$ は結合係数で表すと $\beta_0 = 1/2$ となり結合係数が比較的小さいときに誘電体共振器の共振周波数への引き込みが強くなる。出力側のマイクロストリップラインに誘電体共振器を結合させる構成でも同様に $\phi^2 Q = Z_0$ の時に最も引き込みが強くなる。しかし、ゲート側即ち入力側のマイクロストリップラインに誘電体共振器を結合させる場合には $\beta_0 = 1/2$ では誘電体共振器の結合による反射率は

$$|\Gamma| = \frac{\beta_0}{\beta_0 + 1} = \frac{1}{3}$$

となり、 $1-|\Gamma|^2 = 0.89$ 、すなわちゲート端から発生する発振パワーの約90%が終端抵抗と誘電体共振器で損失となりドレイン端からの出力パワーが減少する。従って、結合係数を十分大きくして誘電体共振器による反射を大きくする必要がある。この場合には(3.4.19)から誘電体共振器の共振周波数への発振周波数の引きこみが弱くなるので発振周波数の変動 $\Delta\omega$ を低減するには誘電体共振器の共振周波数変動 $\Delta\omega_0$ を最小化するのでなく(3.4.19)の右辺第1項と第2項が相殺し合うように設計しなければならないが、誘電体共振器からの反射が大きいために終端抵抗におけるインピーダンス不整合に起因する不要な反射の影響を受けにくく、また、出力パワーの損失が少ない発振器を構成できる。一方、出力側のマイクロストリップラインに誘電体共振器を結合させる場合には $\beta_0 = 1/2$ では出力パワーの1/2が誘電体共振器で消費され負荷へ供給される出力がその分低下する。出力を増加させるには結合係数をさらに小さくする必要があるが、この場合には周波数安定度が劣化するだけでなく発振が不安定になる。すなわち、結合係数を小さくすると誘電体共振器による反射が小さくなり、負荷側に設けた直流遮断用のコンデンサなどからの不要な反射の影響を受けやすくなるからである。

ヒステリシスについては、阿部等によりヒステリシスのない周波数安定化範囲は $\sqrt{\beta_0}$ に比例することが示されており、この点でもゲート側のマイクロストリップラインに誘電体共振器を結合させる構成の方が結合係数を大きくできるので有利である。

以上の考察で明らかのように、Qが比較的低い誘電体共振器を用い手周波数を安定化させる発振器においては誘電体共振器をゲート側即ち入力側のマイクロストリップラインに結合させる構成で、(3.4.19)の右辺の第1項と第2項が相殺し合うように設計するのが、出力側のマイクロストリップラインに結合させる構成に比べて発振出力、ヒステリシス抑圧の点で極めて有利であることが示された。

### 3.4.2 発振器の設計と試作

3.4.1で、BSコンバータ用の局部発振器としては入力側のマイクロストリップラインに誘電体共振器を結合させる構成が優れていることが明らかになったので、実際に発振器を設計、試作して理論の検証を行った。目標とする発振周波数は11.66 GHzとした。この周波数は衛星からの試験放送電波を第2中間周波を用いずに受信するため仮に決めたものであり、実際のBSコンバータの第1中間周波数とは異なっている。使用したGaAs FETの静特性を図3.21に示す。

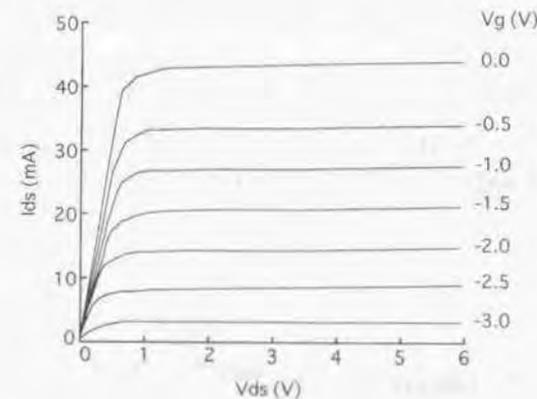


図3.21 GaAs FETの静特性

このGaAs FETで、ソースを接地し、ゲートをポート1、ドレインをポート2とした場合の11.66 GHzにおける小信号Sパラメータは以下の値であった。

$$S_{11} = 0.757 \angle 150.0^\circ$$

$$S_{12} = 0.097 \angle 73.3^\circ$$

$$S_{21} = 1.216 \angle 5.5^\circ$$

$$S_{22} = 0.746 \angle -90.6^\circ$$

使用した誘電体共振器は誘電率2.9、8、直径5.58mm、高さ2.24mmでQ値は2000である。誘電体共振器はゲートに接続するマイクロストリップラインに接するように置いた。平均相互インダクタンス $\phi^2$ は0.41である。Q値は2000であるのでゲート端から共振器を見たときの反射損失は図3.7および3.20より

$$-20 \log_{10} |\Gamma| = -20 \log_{10} \frac{\phi^2 Q}{\phi^2 Q + 2Z_0} = 1.0(\text{dB})$$

となり、1dBであったので、上記のSパラメータから $Z_d$ の負性抵抗分の絶対値が最大となるようにゲート及びソースに接続されるインピーダンスを求めると

$$Z_G = 4.74 - j40.1(\Omega)$$

$$Z_S = j47.4(\Omega)$$

となり、このときの $Z_d$ の値は、

$$Z_d = -51.7 - j100(\Omega)$$

となる。FETパッケージのソース端子の幅が広いのでソースに接続するラインの幅を広げ特性インピーダンスを30 $\Omega$ とし、ゲートに接続するラインは50 $\Omega$ とした。このとき、先端開放のソース側ライン長 $l_s$ とゲート・共振器間ライン長 $l_g$ は次のように求められる。

	電気長 (mm)	実長 (mm)
$l_s$	10.55	3.48
$l_g$	16.51	6.16

小信号パラメータに基づいた設計では得られた $Z_d$ にあわせて $Z_L$ を設計することになるが、大振幅動作時には $Z_d$ が異なってくるので、実際の動作状態での $Z_d$ を求めるため負荷特性を測定しリーケ線図を求めた。そのため、ドレイン端子に単純な50 $\Omega$ ラインを接続した試験発振器を作製した。この時、GaAs FETに電源を供給するバイアスラインも作り付けた。それは、バイアスラインの影響により $Z_G$ 、 $Z_S$ の値が若干変化する可能性がありそれによる影響も含めて $Z_d$ を求めるためである。負荷特性の測定では整合器を用いて負荷を変化させ、それぞれの負荷値に対する出力パワーと発振周波数を測定した。結果はスミス線図上にプロットし、リーケ線図を求めた。reference planeはドレイン端とした。

誘電体共振器をゲート端から6.15mm、6.65mm、7.15mmと変化させて、得られたリーケ線図を図3.22～図3.24に示す。ゲート端から6.15mmの位置が小信号パラメータによる最適設計に近い位置であるが、リーケ線図で見ると6.65mmの方が出力パワーが大きく、発振する負荷の範囲も広いことがわかる。これは大振幅動作と小振幅動作の違い及び、バイアスラインの付加の影響によるものである。今回は6.65mmの位置で試作を行うことにした。

以上のように負荷特性に基づいて発振器の負荷インピーダンスの値が求められたので、図3.23のM1のポイントで試作を行った。目的のインピーダンスを実現する簡便な方法はマイクロストリップラインの適当な位置に直列に挿入する形で集中定数のインダクタンスまたはキャパシタンスを挿入する方法である。M1のインピーダンスに対しては必要なリアクタンス値が $\pm 35\Omega$ となり、必要なインダクタンス、キャパシタンスの値は0.48nH、0.39pFとなる。0.48nHのインダクタンスは直径25 $\mu\text{m}$ のリードワイヤで0.62mmに相当し、比較的容易に実現できるので、インダクタンスを用いることにした。実際にはドレインバイアスの電圧が負荷にかかるのを防ぐため直流を遮断する必要があるため、図3.25の構造を用いた。

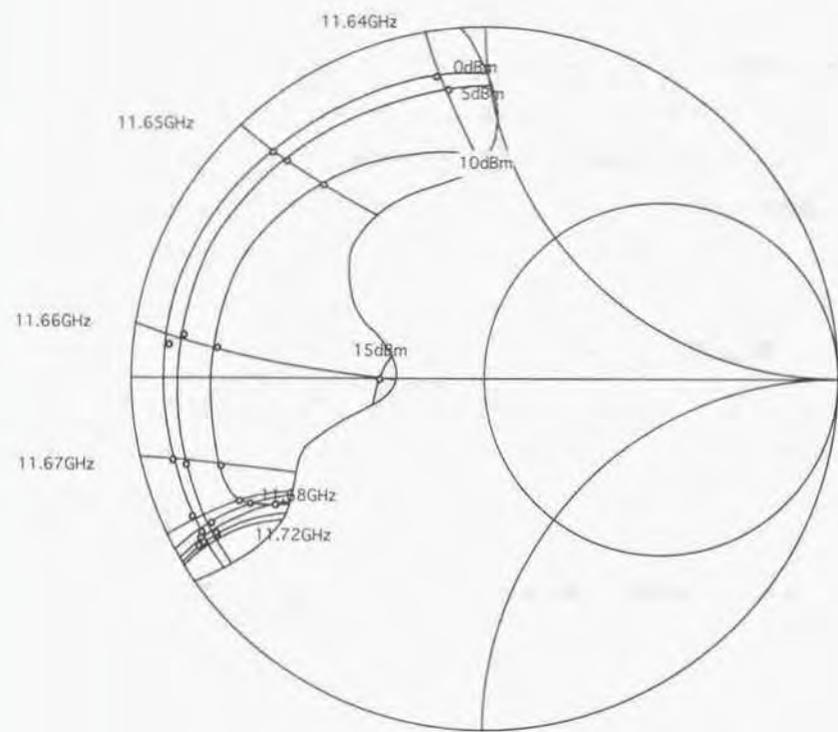


図3. 2 2 リーク線図  $L_g=6.15\text{mm}$

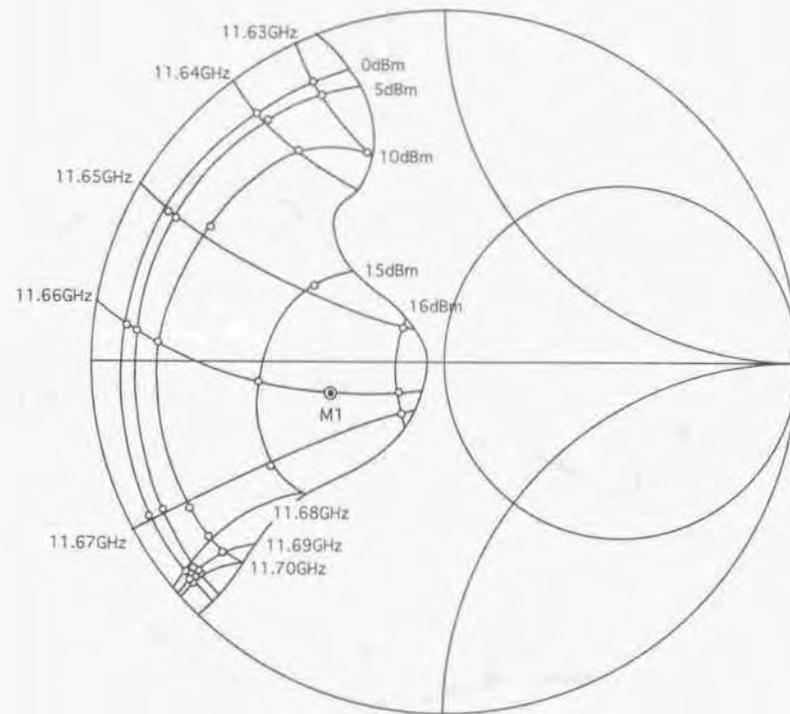


図3. 2 3 リーク線図  $L_g=6.65\text{mm}$

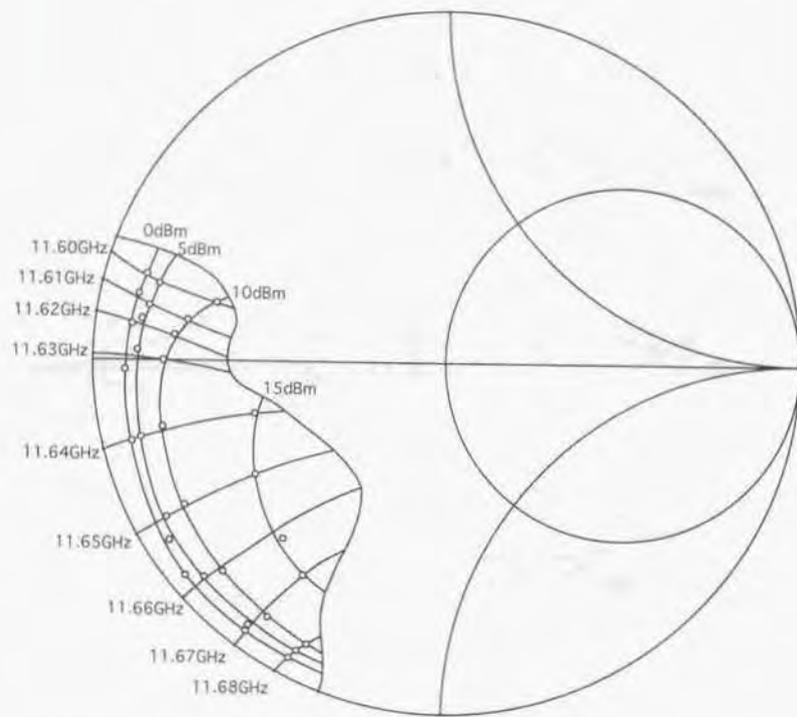


図3. 24 リーク線図  $L_g=7.15\text{mm}$

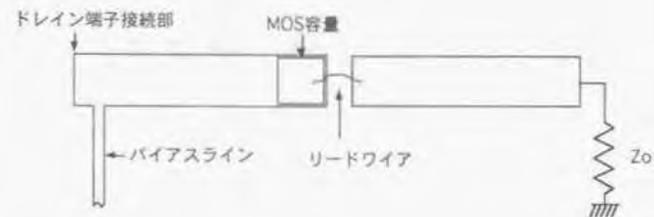


図3. 25 インダクタンスを用いたドレイン側インピーダンス

この構造におけるインダクタンスの実測と計算値を図3. 26に示す。

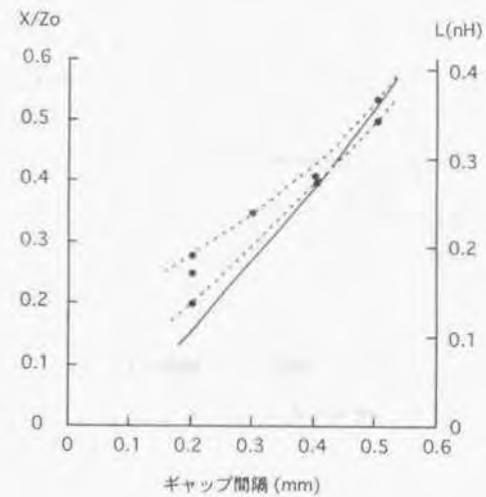


図3. 26 ギャップ間隔に対するインダクタンスの変化

破線は測定値の上限と下限を示し、実線はリード線の長さがギャップ間隔と同じであると仮定したときのインダクタンスの計算値である。ギャップ間隔の広い方で測定値と計算値との一致がよい。ギャップ間隔の狭い方ではMOS容量の高さやリード線のループ、接続位置の影響で一致が悪くなったと考えられる。

インダクタンスを用いて負荷インピーダンスを構成した発振器のリーケ線図を図3. 27に示す。50Ωで11.66GHz、16dBmの出力が得られ設計どおりの発振特性が得られた。

目的とする周波数と出力を持った発振器を試作することができたので、発振周波数の温度変化について検討する。3.4.1で示したように、(3.4.19)より発振周波数の変化は誘電体共振器の共振周波数変化とその他の回路素子に起因する周波数変化の和の形に表されることがわかる。その他の回路素子に起因する周波数変化は(3.4.19)の右辺第2項で表され、(3.4.18)、(3.4.19)より $\Delta\omega - \Delta\omega_0$ を $\phi^2(1 + Z_0/\phi^2 Q)^2$ に対してプロットすればほぼ直線的な関係が得られるはずである。そこで、 $\phi^2$ を変えた場合の発振周波数の温度変化を測定し予め測定しておいた誘電体共振器の共振周波数の温度変化と比較した。 $\omega$ と $\omega_0$ を温度 $T$ の関数として

$$\begin{cases} \Delta\omega(T) = \omega(T) - \omega(20^\circ\text{C}) \\ \Delta\omega_0(T) = \omega_0(T) - \omega_0(20^\circ\text{C}) \end{cases}$$

とおき、 $T = -20^\circ\text{C}$ 、 $60^\circ\text{C}$ の場合について測定した。結果を図3. 28に示す。良好な直線関係が得られており(3.4.19)の関係が成立していることを示している。

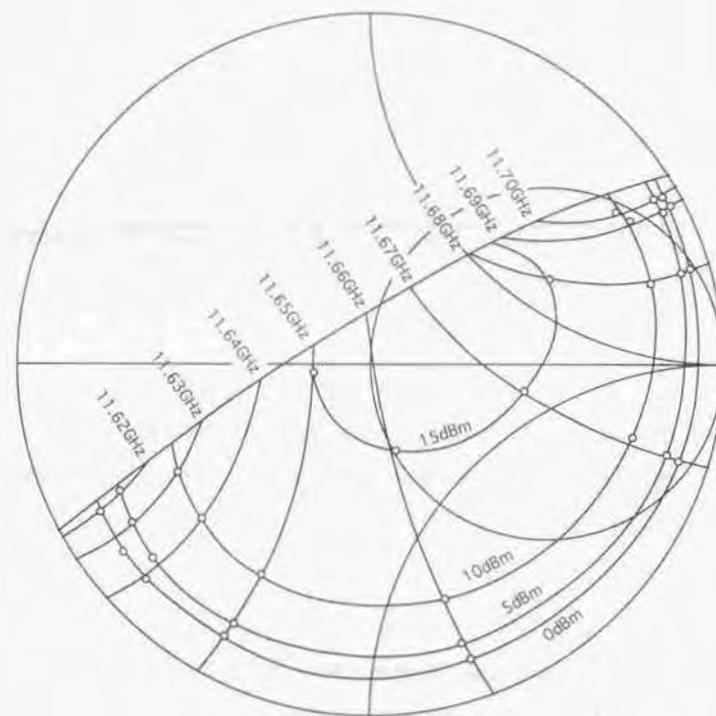


図3. 27 ドレインにインダクタンス負荷を接続した発振器のリーケ線図

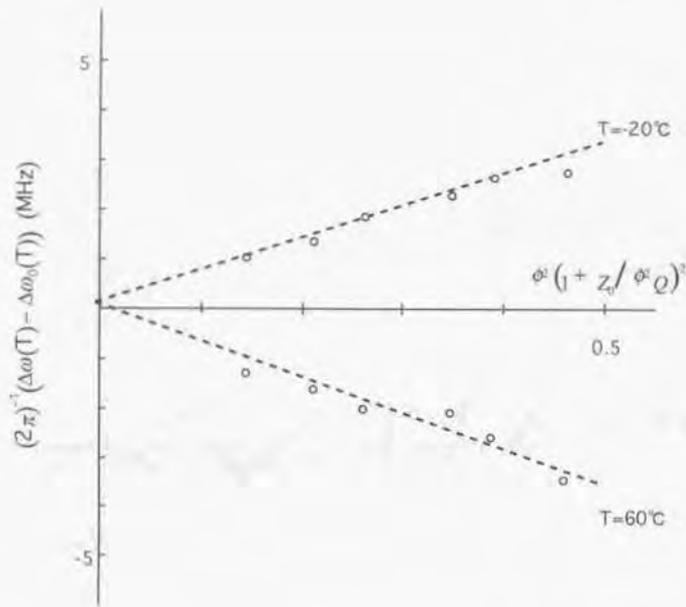


図3. 28 誘電体共振器のQ値、平均相互インダクタンスと発振周波数の温度係数との関係

次に、誘電体共振器により上記その他の回路素子に起因する周波数変化がどれほど抑えられたかについては、(3.4.24)で与えられるので、今回の発振器の値を用いると、 $\beta l = 4.35$ 、 $\phi^2 = 0.41$ 、 $Q = 2000$ 、 $Z_0 = 50$ となり、次のように

$$\xi = \frac{\phi^2}{2Z_0} \left(1 + \frac{Z_0}{\phi^2 Q}\right)^2 \cdot \beta l \approx 0.02$$

2%以下に抑圧されることがわかる。

しかし、誘電体共振器で安定化しない発振器では、発振周波数は数100 ppm/°C以上の温度係数を持っているのが普通であるので、誘電体共振器で安定化しても数ppm/°Cの温度変化が残ってしまう。一方、要求される温度変化は-30~50°Cの範囲で±1.5 MHzであるので、直線的な温度変化を仮定すると3.5 ppm/°C以下である。従って、今回実験に用いた誘電体共振器では十分な抑圧比が得られているとはいえず、発振器の $\Delta X_0$ に起因する周波数変動を補償するように誘電体共振器の共振周波数の温度係数及び平均相互インダクタンス $\phi^2$ を設計し、制御することが必要である。

本節の結果をまとめると

- 1) 誘電体共振器はQ値が比較的低い代わりに高い結合係数が容易に得られ、この特長を活かして、トランジスタの入力側のマイクロストリップラインに誘電体共振器を結合させる、新たなMIC発振器の構成を提案した。
- 2) この構成と、従来の出力側のマイクロストリップラインに誘電体共振器を結合させる方式とを解析により比較し、発振出力、発振の安定性、ヒステリシス特性に関してここで提案した方式が優れていることを示した。
- 3) これらの結果を検証するために、実際に発振器を設計、試作し、負荷特性を用いて発振器が高い精度で設計試作できること、誘電体共振器の共振周波数への発振周波数の引き込みと結合係数の関係が解析と一致することを確認した。また、解析結果を用いて誘電体共振器によって発振周波数変動が2%以下に抑圧されていることを示した。

### 3.5 2層誘電体共振器によるMIC発振器の高安定化<sup>9, 17)</sup>

3.4では解析により誘電体共振器を用いて発振周波数を安定化したMIC発振器の温度などによる発振周波数変化は誘電体共振器の共振周波数変化 $\Delta\omega_0$ とその他GaAs FETなどのパラメータの変化に起因する周波数変動、これを $\Delta\omega_1$ と置く、との和で表されることを示した。そして、 $\Delta\omega_0 = 0$ であっても誘電体共振器のQ値が2000程度では後者の周波数変動 $\Delta\omega_1$ をBSコンバータに必要な範囲に抑えるには十分でないことも示した。

本節では以上の解析結果を実験によって検証し、誘電体共振器の設計を最適化することにより高安定な発振器が得られることを示す。

誘電体共振器を用いてMIC発振器を安定化するには上述のように誘電体共振器の共振周波数の温度変化 $\Delta\omega_0$ を、 $\Delta\omega_1$ を補償して全体としての温度変化が最小になるように設計しなければならない。補償の割合は誘電体共振器とマイクロストリップラインとの結合係数に依存するので設計には結合係数も十分考慮しなければならない。また、 $\Delta\omega_1$ の温度変化はおおむね直線的であるので、 $\Delta\omega_0$ の温度変化も直線的でなければならない。

これらの要求を満たす可能性のある誘電体共振器材料に斜方晶ペロブスカイト構造のCa、Sr、Ba3元系のジルコン酸セラミックがある。このセラミック材料は組成比により11GHzで30~35の誘電率及び3000以上のQ値を有する。また、組成を変えることにより誘電率の温度係数を $-50 \sim +50 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ の範囲で変化させることができ、従って誘電体共振器の共振周波数の温度係数を大きく変えることができる。このセラミックを用いて $\Delta\omega_1$ を補償するように $\Delta\omega_0$ を調整し安定化を図ったMIC発振器の発振周波数の温度変化を図3.29に示す。用いられたセラミックの組成は $\text{Ca}_{0.98}\text{Sr}_{0.01}\text{Ba}_{0.01}\text{ZrO}_3$ である。 $-20 \sim 60^\circ\text{C}$ の範囲で $\pm 300 \text{ kHz}$ という安定度が得られているが、温度変化は直線的でなく湾曲した温度変化が得られている。得られた発振周波数の安定度はBSコンバータに使用するには十分であるが、さらに安定度を向上させることができれば設計の余裕度が大きくなるだけでなく、AM変調方式を用いた衛星通信にも応用することが可能になる。

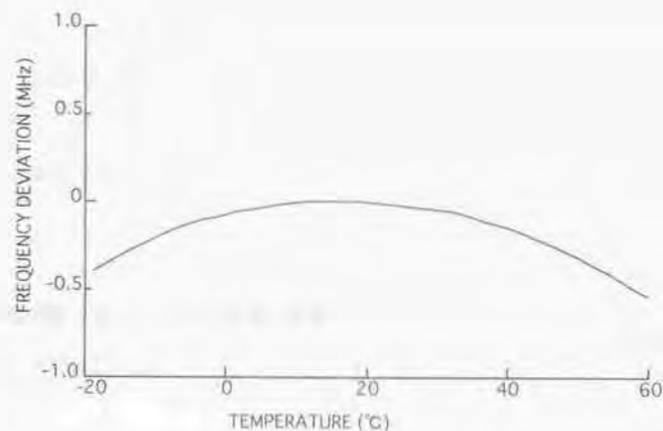


図3.29 単一材料からなる誘電体共振器を用いた発振器の発振周波数の温度変化

これまでの議論よりこの湾曲した変化は、このセラミックの誘電率の温度変化が直線からずれて湾曲しているために共振周波数の温度変化が直線的でないことによると考えられる。従って、共振周波数の温度変化をさらに直線的にできればさらに発振周波数を安定化できると期待される。しかし、このセラミックの組成を変化することによって誘電率の温度変化の湾曲の度合いを変えることができないため、このセラミックを用いては十分直線的な温度変化を実現することはできなかった。

ところが、各種のセラミック材料を検討して行く中で、湾曲の様子が結晶構造によって変わることが見いだされた。従って、直線的な温度変化が実現できなくても、もし湾曲の向きが互いに反対の材料が見つければ両方の湾曲を補償して直線的な温度変化を得ることが期待される。検討の結果、立方晶構造を持つジルコン酸セラミックが、前述のセラミックとは逆に湾曲した温度変化を持っていることが判明した。そこで、斜方晶構

造と立方晶構造の2種類のセラミックを2層積層した誘電体共振器を作製し、2層構造の誘電体共振器の $\Delta\omega_0$ が $\Delta\omega_1$ を補償するようにセラミックの組成を調整した。得られた誘電体共振器は $\text{Ca}_{0.99}\text{Sr}_{0.01}\text{Zr}_{0.99}\text{Ti}_{0.01}\text{O}_3$ の組成を持つ斜方晶のセラミックと $(\text{Sr}_{0.46}\text{Ba}_{0.49})\text{Zr}_{0.99}\text{Ti}_{0.01}\text{O}_{2.918}$ の組成を持つ立方晶セラミックから構成されている。斜方晶セラミックは誘電率が3.0、Q値は3000であり、立方晶セラミックは誘電率3.5、Q値は1400である。図3.30に上述の斜方晶セラミック、立方晶セラミックのみで作製された誘電体共振器、及び、それらを2層積層した構造の誘電体共振器の共振周波数の温度変化率をしめす。2層誘電体共振器によりほぼ直線的な温度変化が得られている。

2層誘電体共振器を用いて周波数安定化を図ったMIC発振器の発振周波数の温度変化を図3.31に示す。誘電体共振器の共振周波数の直線的な温度変化がGaAs FETなどによる温度変化を補償して、 $-20\sim 60^\circ\text{C}$ の範囲で $\pm 8.5\text{ kHz}$ というこれまでにない安定度が得られている。発振周波数は3.4で試作した発振器と同じ11.66 GHzである。出力は1.4 mWで、コンバータの局部発振器としては十分なレベルである。

本節で得られた結果をまとめると、2層誘電体共振器を用いた実験により、MIC発振器の発振周波数の温度変化が、誘電体共振器の共振周波数の温度変化 $\Delta\omega_0$ と他の回路素子に起因する温度変化 $\Delta\omega_1$ との和で表されること、 $\Delta\omega_1$ は誘電体共振器によっては十分に抑圧されないので $\Delta\omega_0$ と $\Delta\omega_1$ が補償し合うように設計しなければならないこと、また、 $\Delta\omega_1$ は温度に対しほぼ直線的であるので誘電体共振器の材料と構造を変えて $\Delta\omega_0$ を温度に対し直線的にすることにより発振周波数の極めて高い安定度が得られることが検証でき、誘電体材料を選択することによりこれまでにない高安定な発振器が得られた。

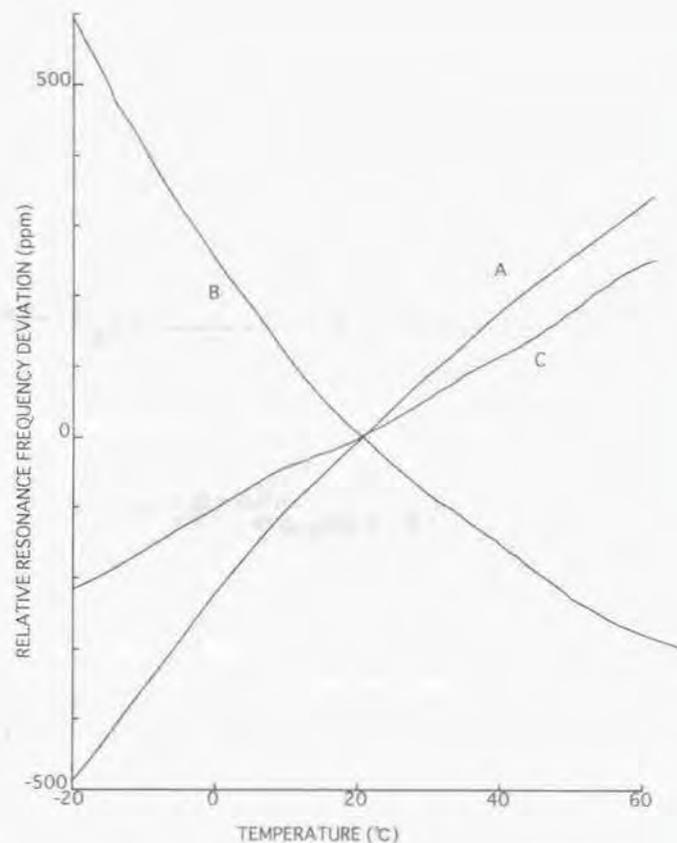


図3.30 2種類の材料からなる誘電体共振器及び2種類の材料を積層した誘電体共振器の共振周波数の温度変化  
(A) 斜方晶セラミック  
(B) 立方晶セラミック  
(C) 積層型

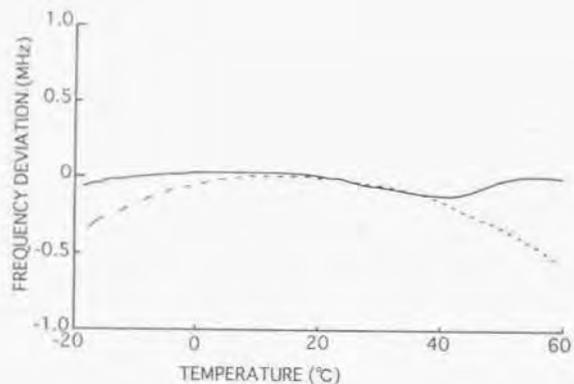


図3.31 2層構造の誘電体共振器を用いた発振器の発信周波数の温度変化  
 実線：2層構造誘電体共振器  
 破線：単層構造誘電体共振器 (図3.27)

参考文献

3. 1) 星野、宮沢：「衛星放送受信機と共同受信システム」、NHK技研月報、vol. 27, No. 6, pp. 36-42 (1984)
3. 2) 仁尾：「衛星放送用受信機の性能と受信画質向上の技術動向」、VIEW, vol. 2, No. 4, pp. 1-8
3. 3) 仁尾：「衛星放送受信機と受信システム」、NHK技研月報、vol. 26, No. 8, pp. 289-301 (1983)
3. 4) J. Cohen, M. Gilden: "Temperature stability of an MIC Gunn-effect oscillator", IEEE Trans. Microwave Theory Tech. (Short Papers.), vol. MTT-21, pp.115-116 (1973)
3. 5) M. Maeda, K. Kimura, H. Kodera: "Design and performance of X-band oscillators with GaAs Shottky gate field-effect transistors", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-22, pp.661-667 (1975)
3. 6) J. W. Gewartowsky: "The effect of series resistance on avalanche diode (IMPATT) oscillator efficiency", Proc. IEEE (Lett.), vol.56, pp.1139-1140 (1968)
3. 7) J. Gonda: "Large signal transistor oscillator design", in 1972 IEEE G-MTT Int. Microwave Symp. Dig. Tech. Papers, pp.110-112 (1972)
3. 8) 曾根、高山：「6GHzドレイン接地GaAsFET安定化発振器」、信学会半導体部門全国大会予稿集、p. 178 (1977)
3. 9) 阿部、高山、青野：「XバンドGaAsMESFET安定化発振器」、信学会半導体部門全国大会予稿集、p. 179 (1977)
3. 10) H. Abe, et al.: "A highly stabilized low-noise GaAs FET integrated oscillator with a dielectric resonator in the C band", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-26, pp.156-162 (1978)
3. 11) O. Ishihara, et al.: "A highly stabilized GaAs FET oscillator using a dielectric resonator feedback circuit in 9.14 GHz", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-28, pp.817-824 (1980)

3. 1 2) Y. Komatsu, Y. Murakami: "Coupling coefficient between microstrip line and dielectric resonator", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-31, pp.34-40 (1983)
3. 1 3) P. Skalicky: "Coupling coefficient between dielectric resonator and microstrip line", Electron. Lett., vol. 17, pp.99-100 (1981)
3. 1 4) S. B. Cohn: "Microwave bandpass filters containing high-Q dielectric resonators", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-16, pp.218-227 (1968)
3. 1 5) E. L. Ginston: Microwave Measurements, New York: McGraw-Hill (1957)
3. 1 6) C. Tsironis, V. Pauker: "Temperature stabilization of GaAs MESFET oscillators using dielectric resonators", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-31, pp.312-314 (1983)
3. 1 7) Y. Komatsu, et al.: "A frequency-stabilized MIC oscillator using a newly developed dielectric resonator", in IEEE MTT-S Symp. Dig., pp.313-315 (1981)
3. 1 8) D. S. James, et al.: "Stabilized 12GHz MIC oscillators using GaAs FET," Proc. 5th European Microwave Conf. pp.296-300 (1975)
3. 1 9) J. K. Plourde, et al.: "A dielectric resonator oscillator with 5ppm long term frequency stability at 4 GHz," 1977 MTT-S Dig., pp.273-276 (1977)
3. 2 0) T. Saito, et al.: "A 6 GHz highly stabilized GaAs FET oscillator using a dielectric resonator," 1979 IEEE MTT-S Dig., pp.197-199 (1979)
3. 2 1) G. D. Alley and H. C. Wang: "An ultra low noise microwave synthesizer," 1979 IEEE MTT-S Dig., pp.147-149 (1979)
3. 2 2) 今井、中北: 「2.2GHz帯衛星放送受信用低雑音ダウンコンバーター」、NHK技研R&D、No. 18、pp. 36-46 (1992)
3. 2 3) Y. Garault and P. Guillon: "Coupling coefficient between a microstrip transmission line and a dielectric resonator disk for application to bandpass filters," Proc. 5th Colloquium on Microwave Communication(vol. IV,

Microwave Circuits and Devices MT-19), pp. 115-164 (1974)

3. 2 4) P. Skalicky: "Coupling coefficient between dielectric resonator and microstrip line," Electron. Lett., vol. 17, pp. 99-100 (1981)
3. 2 5) B. Parzen: Design of crystal and other harmonic oscillators, John Wiley & Sons (1983)

#### 4. 結論

本論文は1970年より1983年にかけてカラーTV受信機のRF-IF回路の固体周波数選択素子の高性能化による周波数安定化について研究した結果をまとめたものである。

固体素子を用いて回路の周波数特性の安定化を図る方法として、SAWフィルタによるVIFフィルタと誘電体共振器で安定化したMIC型発振器によるBSコンバータの局部発振器がある。しかし、SAWフィルタについては、原理的にはアボダイズ法により周波数特性は非常に広い自由度を持って実現できることが知られていたが、アボダイズ法によって実現したSAWフィルタは本質的に大きい挿入損失を持ち、増幅器の増加とS/Nの劣化が問題になっていた。また、IDTの周波数特性における2次効果を設計に取り込む方法の研究が不十分で精度の高い等価回路が知られていなかった。また、誘電体共振器については、MIC発振器の安定化に実験により試行錯誤的に用いられていたものの、マイクロストリップラインとの結合について理論的根拠を持った等価回路がなく、結合係数も実験的にしか求められず、発振回路の理論に基づいた設計ができなかった。そのために、発振器の設計を最適化する方法がなく、BSコンバータの局部発振器として設計上十分な余裕を持った性能の発振器が得られていなかった。

本研究ではこれらの問題の解決に取り組み、以下のような結果を得、固体素子を高性能化することによりカラーTV受信機のRF-IF回路の周波数安定度を向上させることができた。

##### <SAWフィルタ>

1. 挿入損失の低減を優先するため正規型IDTを基本とし、正規型IDTの欠点であるTTEの低減、サイドロープの低減について研究した。TTEの低減については、階段型IDTを負荷からの反射も含めて解析することにより、 $\text{LiNbO}_3$ のような電気機械結合係数の大きい基板についても適用できる設計法を見いだした。サイドロープの低減については階段型IDTと両立できるwithdrawal法を組み合わせ、

電極歯対数の少ないIDTへのwithdrawal法の適用についてコンピュータシミュレーションを用いて検討した。

2. IDTの2次効果を設計に取り込むため、IDTの等価回路について研究し、in-line modelとcrossed-field modelの中間的モデルに、電極歯が存在することによる音響インピーダンスの変化を取り込んだ等価回路を採用した。
3. 上記のように階段型IDTとwithdrawal法を組み合わせコンピュータシミュレーションにより周波数特性を高精度に設計することにより、カラーTVのVIFフィルタを設計し、世界最小の挿入損失1dBを持つVIFフィルタを実現した。
4. 本研究において設計試作されたSAWフィルタは、TV用VIFフィルタとして国内で初めて商品に搭載されてSAWフィルタの実用性を実証し、その後SAWフィルタが広く応用される嚆矢となった。

##### <誘電体共振器>

1. 発振器の理論的な設計を可能にするため、マイクロストリップラインと誘電体共振器の結合について解析し、誘電体共振器の等価回路を導出すると共に結合係数を理論的に導き、実験によって理論を検証した。
2. 誘電体共振器の等価回路を用いて、出力として使用しないマイクロストリップラインに誘電体共振器を結合する、MIC発振器の新たな構成を提案し、発振周波数の温度変化を解析し、この温度変化が誘電体共振器の共振周波数の温度変化と他の回路素子に起因する温度変化との和で表され、後者の、他の素子に起因する温度変化が誘電体共振器により抑圧されることを明らかにした。
3. 新たな構成の発振器について設計し、実際に試作して設計法が有効であることおよび発振周波数の温度変化が誘電体共振器の共振周波数の温度変化と他の回路素子に起因する温度変化との和で表されることを検証した。その結果、誘電体共振器のQ値が十分大きくないため両者の温度変化が補償しあうように設計する必要があることが示された。

4. 発振周波数の温度変化の解析結果に基づき、2種類のセラミック材料を用いて共振周波数の温度変化がほぼ直線的な誘電体共振器を用いたMIC発振器を試作し、発振周波数の温度変化が $-20 \sim 60^\circ\text{C}$ で $\pm 8.5 \text{ kHz}$ という世界で最も高い安定度を実現した。
5. 本研究に基づき設計された発振器は試作コンバータに搭載され、実験衛星「ゆり」からの放送電波の受信実験に使用された。

本研究におけるSAWフィルタの実用化および商品搭載を先駆けとして、SAWフィルタの実用化は急速に進み、現在ではカラーTV受信機のVIFフィルタはすべてSAWフィルタが使用されるまでになっている。この間、高周波回路技術の進歩により高利得低雑音の増幅器が容易に実現でき、SAWフィルタの挿入損失を補償できるようになったため、挿入損失を低減するために設計が制限されることは少なくなり正規型IDTよりアポダイズ型IDTが広く用いられるようになったが、withdrawal法で間引いた電極の後にダミーの電極を挿入して2次効果を微妙に変えるなどここで用いられたいくつかの方法は現在でも有効に使用されている。SAWフィルタの応用は通信機器にも広がっており1.5GHzまでの広い周波数領域で利用できる高周波素子として今後も広く利用されると思われる。

一方、BSコンバータの局部発振器にもすべて誘電体共振器で安定化したMIC発振器が使用されており、そのほとんどは本研究で提案した構成が用いられている。その理由としては、本論文で論じた等価回路と結合係数の実測からも分かるように、誘電体共振器は結合係数を大きくしやすく反射型の設計が可能であり、それによって負荷特性の実測による精度の高い設計が可能になることにある。

また、本研究成果の今後の応用可能性については、階段型IDTは最近研究が盛んになっている共振器型のSAWフィルタにおいてQ値を調整し帯域幅を微妙に調整する方法として有効であると考えられ、本研究で提案した構成を用いたMIC発振器は次世代の衛星放送である2.2GHz、4.4GHz帯のダウンコンバータの開発に有効であると

考えられる。

最後に、本研究の意義について述べると、カラーTV受信機のような民生用機器においては性能と同時にコストが重要であり、性能向上と同時にコストの低減が要求される。例えば、本研究で対象としたRF-I F回路の場合、コストを度外視すればコイルの改良、空洞共振器の利用、水晶発振器の利用によっても周波数の安定化は達成できたであろう。しかし、コスト低減の要求があるために新たな手段を求めざるを得なくなる。ここに、新たな技術の開発が民生用機器の改良に触発される契機が存在する。そして、新たな技術の開発が新たなデバイスの出現をもたらすこともしばしばある。本研究は、カラーTVが商品化された初期の時代に、RF-I F回路の周波数安定化を目的として新たなデバイスの導入を試み、固体周波数選択素子としてSAWフィルタ、誘電体共振器の設計法を研究し、これらの高性能化を達成した。民生用機器の改良に触発された新技術開発の一例となるものである。

## 謝辞

本研究をまとめ本論文を作成するに当たり、懇切なるご指導とご鞭撻を賜りました、東京大学電子情報工学科鳳 紘一郎教授に心から感謝の意を表します。

本研究をまとめるに当たり、有益なご助言とご指導を賜りました、東京大学羽鳥光俊教授、岡部洋一教授、高野 忠教授、浅田邦博教授、中野義昭助教授に厚く御礼申し上げます。

本論文の作成に当たり、多大なるご援助を賜りました、ソニー株式会社渡辺誠一取締役、林 豊副理事に厚く御礼申し上げます。特に、林副理事には論文作成の当初より懇切なご助言をいただき深く感謝いたします。

本研究の遂行に当たり、ご援助、ご助言を賜りました、牧野好美元中央研究所副所長、小寺洋一郎長、山田敏郎元部長、柳沢 弦元課長に感謝いたします。柳沢元課長には本研究の一部で共同研究者としてご協力をいただき感謝いたします。

本研究の遂行に当たり、共同研究者としてご協力いただき、数多くの有益なご助言ご助力をいただきました平林 誠課長、村上義和課長、山ノ井 博課長、金丸正二課長、乙部 孝課長、山口 剛課長に御礼申し上げます。特に、平林課長、村上課長は本研究に関わるテーマで主導的に研究を遂行され、本研究の遂行に大きな力となりましたことを深く感謝いたします。

## 発表論文リスト

### <主著論文>

- 1) Y. Komatsu and Y. Yanagisawa: "A surface acoustic wave filter for color TV receiver VIF," IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-24, pp.230-233 (1977)
- 2) Y. Komatsu and Y. Murakami: "Coupling coefficient between microstrip line and dielectric resonator," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-26, pp.34-40 (1983)

### <共著論文>

- 1) M. Hirabayashi, Y. Komatsu and M. Kanamaru: "Surface acoustic wave filters with phase weighted transducers for the output circuit of a consumer VTR," J. J. Appl. Phys., vol. 20, Supplement 20-3, pp.89-92 (1981)
- 2) M. Hirabayashi, Y. Komatsu and M. Kanamaru: "Electromechanical coupling constants of surface acoustic waves on lithium niobate covered with silicon dioxide," J. J. Appl. Phys., vol. 22, pp.1366-1367 (1983)

### <国際会議>

- 1) Y. Komatsu, Y. Murakami, T. Yamaguchi, T. Otobe and M. Hirabayashi: "A frequency-stabilized MIC oscillator using a newly-developed dielectric resonator," Proc. IEEE Microwave Symp., pp.313-315 (1981)

### <技術報告>

- 1) 柳沢、小松: 「FMおよびTV用SAW-IFフィルタ」 電子通信学会超音波研究会資料、US75-40 (1975)

### <レビュー>

- 1) 小松、岩田: 「弾性表面波の応用」 応用物理 第41巻、pp. 73-78 (1972)
- 2) Y. Komatsu: "Color TV IF SAW filter," IEEE Tokyo Section Denshi Tokyo, vol. 17 (1978)

