受信装置への集積回路導入に関する研究

村　田　　　正

昭和44年12月

受信装置への集積回路導入に関する研究

目　　　次

内　容　梗　概

内　容　梗　概

本論文は，受信装置における高周波入力部および発振回路へのＩＣ導入に関して，筆者が，大阪大学大学院工学研究科(通信工学専攻)在学中（昭和４０年４月～）に行なった研究の成果をまとめたものである．

第１章においては，従来行なわれてきたこの種の研究概要を系統的に記述し，本研究の関連性ならびに意義を述べ，本研究の必要性を明らかにした．

第２章では，ＦＥＴを用いた受信装置の入力部に関し，高周波増幅器の混変調ひずみ特性および周波数混合器の変換利得，変換効率を一般的に求め，実験結果と比較検討した．

局部発振器については，同一プロセスで，同一チップ上にＩＣ化することを考慮して，ＦＥＴ化を試み，その発振条件を一般的に求めるとともに，発振周波数の安定度について検討した．

また，これらの理論解析および実験結果を用い，可変容量ダイオードを使って，無接点チューナを試作した結果について，その諸特性を検討した。

第３章では，ディジタルＩＣの入出力特性を逆三角関数 $\tan^{-1}$ で近似表示することで，ディジタルＩＣ発振器の解析法を提案し，リミット・サイクルを用いて，近似表示の妥当性を検討するとともに，摂動法を用いて，この発振器の非線形微分方程式の周期解を求め，実験結果と比較検討した．同時に新しく定義したディジタルＩＣのゲイン・パラメータを用いて，発振条件を求め，このゲイン・パラメータが発振器に及ぼす影響や，その数値の測定により，このゲイン・パラメータに関する実験的考察を試みた．

第４章は，本論文のしめくくりとして，結論的な記述を行なった。

以上の各章を構成する研究内容は，すべて，筆者が，テレビジョン学会誌

電子通信学会誌（採録決定），電子通信学会半導体・トランジスタ研究会，電気四学会連合大会，電子通信学会全国大会，電気四学会関西支部連合大会等においてすでに発表したものである。

第１章　緒　　論

集積回路（Integrated Circuits．*IC*）は，主として軍事上，ミサイルなどの無線誘導機器内の半導体機器を小形化，軽量化，高信頼度化することを目的として，１９６０年代初頭に開発された。種々の半導体素子の開発とともに，*IC*の製造技術が急速に進展し，現在までに，半導体*IC*（*SCIC*，またはモノリシック*IC*，バイポーラ*IC*），混成*IC*（ハイブリッド*IC*），金属酸化物半導体*IC*（*MOSIC*）などの製造技術が確立されている。

また，使用途に関して，主として電子計算機などの論理回路に用いられるディジタル*IC*と，一般の電子回路に用いられるアナログ回路用のリニア*IC*とに分類され，製造されている．

ディジタル*IC*は，その動作が，開閉動作のみに限定されるものであり，要求される性能も比較的少ないため，製造にあたっては，その歩留りが良く製造コストが低減できる。

これに反し，リニア*IC*は，個々の要求性能が多いばかりでなく，許要される性能のバラツキもきびしいため，歩留りが悪くなり，製造コストが増加する傾向にある。[(1)〜(5)]

この現状においては，*IC*化に際し，利点として取り入れなければならないものは，小形，軽量という点ではなく，高性能，高信頼度に加えて，低価格という点になることはやむを得ない。

一方，受信装置をすべて*IC*化するに際しては，その受信装置内の回路で高周波回路や発振回路については，現在までに確立された*IC*製造技術でもって回路設計を行ない，*IC*を製造した場合，満足する特性が得られなく，*I*

C化による前記の諸特徴を有しないことが生ずる。ここにおいて，これらの回路をIC化するための，IC製造技術を研究する意義と，必要性が生ずる.

すなわち，高周波回路においては，バイポーラICで構成した場合，そのIC内の各エレメント間を分離するための誘電体分離層により存在する寄生容量が無視できなく，高周波特性に限界を生ずる．また，ビーム・リード法などを用いたハイブリッドICにおいても，当然各素子間に存在する寄生容量はさけられなく，高周波動作に制限を与える.

しかしながら，電界効果トランジスタ（FET）を用いたMOS ICで，この高周波回路を構成すると，FETの性質上，各エレメントを分離する必要がなく，寄生容量効果がなくなるために，高周波特性の良好なICを構成することが期待される．したがって，FETによる高周波回路のIC化に対する研究が必要とされる.[(6)〜(11)]

発振回路においては，リニアIC製造技術の不確定さと，歩留りの悪さによる特性の不均一性や，製造コストの増加により，このリニアICで発振器を構成することを困難にしている．これに反し，ディジタルICは，製造技術の固定化と，歩留りの良さによる比較的均一な特性を有するとともに，その製造コストも減少しているため，利用率が高く，他方面への応用について考察することは有益である．したがって，このディジタルICを用いて，発振器を構成する研究も異なった意味で，受信装置のIC化に対し意義を有する.[(82)(83)]

受信装置の入力部は，一般に，高周波増幅器，周波数混合器，局部発振器とを一体としたチューナ部で構成される．この入力部をIC化するには，高周波回路に対するIC化の考察とともに，一つのきょう体としてIC化される考察も必要である.

そこで，筆者は，より高周波特性の改善が期待できる*FET*素子を用いた高周波回路の*IC*化について考察するとともに，一つのきょう体，*FET*チューナとしての考察を行なうことを目的とした。

次に，受信装置に，各種の用途に応じて，用いられる発振器を*IC*化する際の考察を行なう。筆者は，前記*IC*化の主目的より考察して，ディジタル*IC*を用いて発振器を構成し，その解析法を提案し，実験結果との比較検討を行なう。また，この解析に際し，ディジタル*IC*に新しいパラメータを定義し，このパラメータの妥当性を検討すると同時に，この解析法の有用性についても言及する。

これらの，*FET*を用いた受信装置の入力部と，ディジタル*IC*を用いた発振器に関する考察は，各種受信装置の*IC*化に対し，有益なる理論的解決策を供与するとともに，これらの実験結果は，*IC*化の際のデータを提供する。

第２章　ＦＥＴを用いた受信装置の入力部

２・１　緒　　言

受信装置の入力部は，一般に，高周波増幅器，周波数混合器，局部発振器より構成され，いわゆる，第１周波数変換段，すなわち，チューナ部と呼ぶことができる．

このチューナ部は，それが設置される受信装置が小形化，軽量化，高信頼度化される傾向にある現在，それに伴なって，当然性能の改善が望まれる．この動向に対処するため，および，良好な高周波増幅器の混変調特性を得るため，その伝達特性が二乗特性に近いという特徴を有する*ＦＥＴ*をチューナ部に用いた場合の考察を行なう．[(12)〜(44),(76)〜(81)]

*ＦＥＴ*の伝達特性は，通常２の指数定数であらわされるとして扱われているが，その*ＦＥＴ*素子自体の物理的パラメータの相違や，動作条件の変化により，単に，２として取り扱うのは，一般的でない．[(16)]

そこで，*ＦＥＴ*の伝達特性が，n 乗に比例するとして一般性をもたせ，高周波増幅器の混変調ひずみ特性，および，周波数混合器の変換利得，変換効率を誘導する．

*ＦＥＴ*の混変調ひずみ特性については，文献（１２）を初め，数多くの論文が扱っているが，その内容は，定性的なものか，または，単なる測定にもとづく実験結果である．[(12)〜(15)]

受信装置の入力部であるチューナ部が*ＩＣ*化されるには，インダクタンスを除いたすべての素子が，一枚のチップとして*ＩＣ*化されることが望ましい．したがって，チューナ部内の高周波増幅器と周波数混合器とが，*ＦＥＴ*で構成された場合には，当然，局部発振器も*ＦＥＴ*化する必要がある．

すなわち，チューナ部がすべて*FET*化された場合，同一プロセスで，同一チップとして*IC*化することができ，より高周波特性のすぐれたチューナ部を提供し得る．これに伴ない，局部発振器を*FET*化した場合の利点を追求する．

本研究で取り扱う*FET*は，絶縁ゲート形（*MOS*）*FET*であっても，接合形*FET*であっても，理論解析上に相違はない．しかし，実験に関しては，入手の容易な，接合形*FET*のみについて測定を行ない検討を行なう．

最後に，可変容量ダイオード（バラクター）を用いて，無接点チューナを試作し，その諸特性について検討を行なう．

2・2　高周波増幅器

2・2・1　混変調特性

*FET*を高周波増幅器として用いると，ドレイン電流は原理的に，ゲートに加える電圧の二乗に比例するという特徴のため，ドレイン電流には，信号成分と直流分および信号の第2高調波成分のみ含み，他の成分は生じない．しかし実際には，ゲート電圧に対するドレイン電流の関係は完全な二乗特性でなく，ゲート電圧に対する相互コンダクタンスの変化も一定でないため，入力信号が2つの周波数を含む場合には，各成分の高調波以外に各成分の混合波を生じる．高調波は出力側の共振回路で除去されるためそれ自身直接にひずみの原因とならないが，高調波や混合波による変調積の周波数で帯域幅内にはいってくるものは，変調信号にひずみとなってあらわれてくる．

これまでの混変調ひずみに関する文献を参考にすると，[12] 混変調ひずみ

は量的には，1％の混変調ひずみ率（CMF）を生じるのに必要な不要信号の大きさによって示され，したがって，この不要信号の大きさが大きいほど，混変調ひずみ特性はすぐれているとされている．

まず，高周波増幅器として動作するFETのゲートバイアス電圧がV_{GS}であるとすると，ドレイン電流I_Dはドレイン電圧V_{DS}がピンチオフ電圧V_pよりも大きいとき，すなわち$V_{DS} \geq V_{GS} - V_p$なる飽和領域においては，

$$I_D = I_{DSS}\left(\frac{V_{GS}}{V_p} - 1\right)^n \tag{2.1}$$

となる．ここで，I_{DSS}はゲート電圧が零のときのドレイン飽和電流である．nは通常2として扱われているが実際にはデバイスの物理的パラメーター，および動作条件によって変わるもので，2に近い任意の数値をとりうる定数である．F.N.Trofimenkoff らによれば，nは1.57より2.7程度までの値をとりうると報告されている．[16]

ゲートにはいる実際の電圧は，V_{GS}と増幅すべき高周波入力信号電圧e_{sig}であるから，ドレイン電流は直流電流I_Dと交流信号成分電流i_Dの和となる．

$$I_D + i_D = I_{DSS}\left(\frac{V_{GS} + e_{sig}}{V_p} - 1\right)^{n'} \tag{2.2}$$

この式において，通常$e_{sig} \ll V_{GS}$であるから指数定数n'は，(2.2) 式のnとほとんど等しい値をもつものと考える．

ドレイン電流i_Dをテーラー展開することによって混変調ひずみ成分を求める．

$$i_D = g_m e_{sig} + \frac{1}{2!}\frac{\partial g_m}{\partial V_{GS}} e_{sig}^2 + \frac{1}{3!}\frac{\partial^2 g_m}{\partial V_{GS}^2} e_{sig}^3$$

$$+ \cdots\cdots + \frac{1}{K!}\frac{\partial^{K-1} g_m}{\partial V_{GS}^{K-1}} e_{sig}^K + \cdots\cdots \qquad (2\cdot3)$$

(2・3) 式において初項は入力波に比例する成分である．第２項は入力信号電圧 e_{sig} が正弦波のときは，定数と第２高調波で伝達特性の曲率に比例するため，第２高調波ひずみは伝達特性の最も線形な所で動作させると最小にできる．第３項は，第１と第２高調波を含んでいる．第１高調波成分は，入力と出力の間に比例する値となり入力波成分に加わる．第３高調波成分は，２つまたはそれ以上の信号が入力にはいったとき，相互変調ひずみおよび混変調ひずみの原因となる．

本研究においては，(2・3) 式のテーラー展開を行なうに当たって Cauchy の定理を適用することによって，第５項目以上の係数は第３項の係数に比較して非常に小さく，かつ収束するという条件を確かめた後，第３項までのみを取扱って，混変調ひずみ成分を求めた．なお，Cauchy の定理による収束条件については，＜付録２＞を参照されたい．

FET のゲートにはいる信号 e_{sig} は，

$$e_{sig} = V_1 \cos\omega_1 t + V_2 (1 + m\cos pt)\cos\omega_2 t$$

$$= V_1 \cos\omega_1 t + V_2 \cos\omega_2 t$$

$$+ \frac{V_2 m}{2}\{\cos(\omega_2 + p)t + \cos(\omega_2 - p)t\} \qquad (2\cdot4)$$

である．

(2・3) 式に，(2・4) 式の信号成分を代入して，基本波成分と不要信号成分との比をとると，混変調ひずみ ***CMD*** は次のようになる．この ***CMD*** の誘導は＜付録１＞を参照されたい．

$$CMD=\sqrt{\frac{m^2V_2^4\left(1+\frac{m^2}{16}\right)}{16\frac{(V_{GS}-V_P)^4}{(n-1)^2(n-2)^2}+\left(\frac{1}{2}V_1^2+V_1V_2+V_2^2+\frac{1}{2}m^2V_2^2\right)^2}} \qquad (2.5)$$

この式の両辺を二乗して，V_2について整理すると，

$$\left\{\left(1+\frac{1}{2}m^2\right)^2(CMD)^2-m^2\left(1+\frac{m^2}{16}\right)\right\}V_2^4+2\left(1+\frac{1}{2}m^2\right)(CMD)^2V_1V_2^3$$
$$+2\left(1+\frac{1}{2}m^2\right)(CMD)^2V_1^2V_2^2+(CMD)^2V_1^3V_2+(CMD)^2$$
$$\left\{\frac{1}{4}V_1^4+\left(\frac{4(V_{GS}-V_P)^2}{n^2-3n+2}\right)^2\right\}=0 \qquad (2.6)$$

この式の係数をそれぞれ，A_1，A_2，A_3，A_4，A_5とすると，次のような四次方程式となる．

$$A_1V_2^4+A_2V_2^3+A_3V_2^2+A_4V_2+A_5=0 \qquad (2.7)$$

これよりV_2の根を求めることによって，1％の*CMD*を生じる不要信号電圧の大きさが求められる.(39)

ところで，(2.1)式における指数定数nを求めるには，まず実験によってゲート電圧対ドレイン電流の静特性を求め，次に(2.1)式を変形した，

$$\frac{I_D}{I_{DSS}}=\left(\frac{V_{GS}}{V_P}-1\right)^n \qquad (2.8)$$

の両辺の対数をとることによって，回帰直線近似を行なってnの値を求めた。特定のV_{DS}におけるnが求まると，次のV_{DS}についても同様にして求め，これを(2.7)式に代入して1％の*CMF*を生じる不要信号の大きさV_2を理論的に求めた.(40) このようにして求められたnの値が，図2.1に示されている。

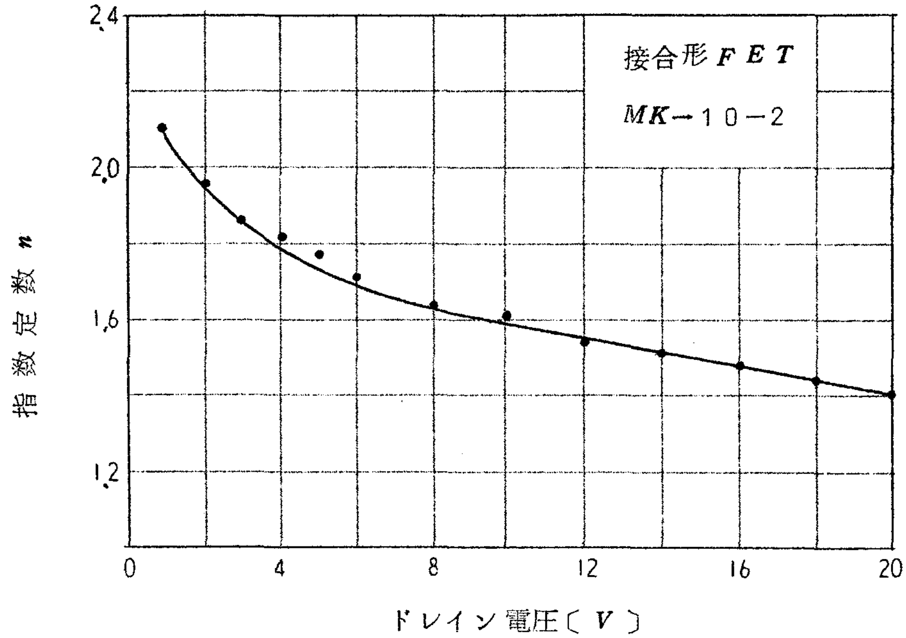
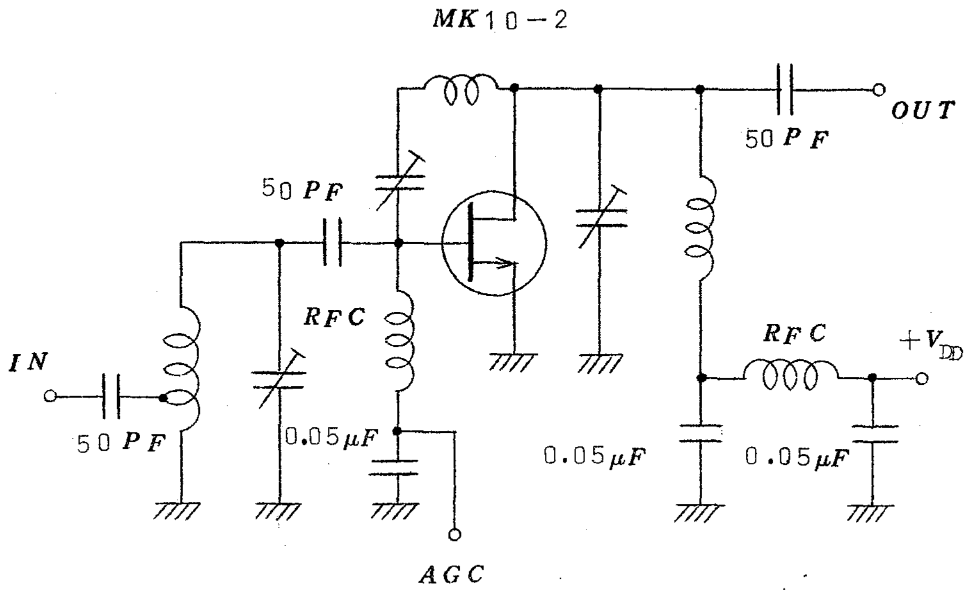


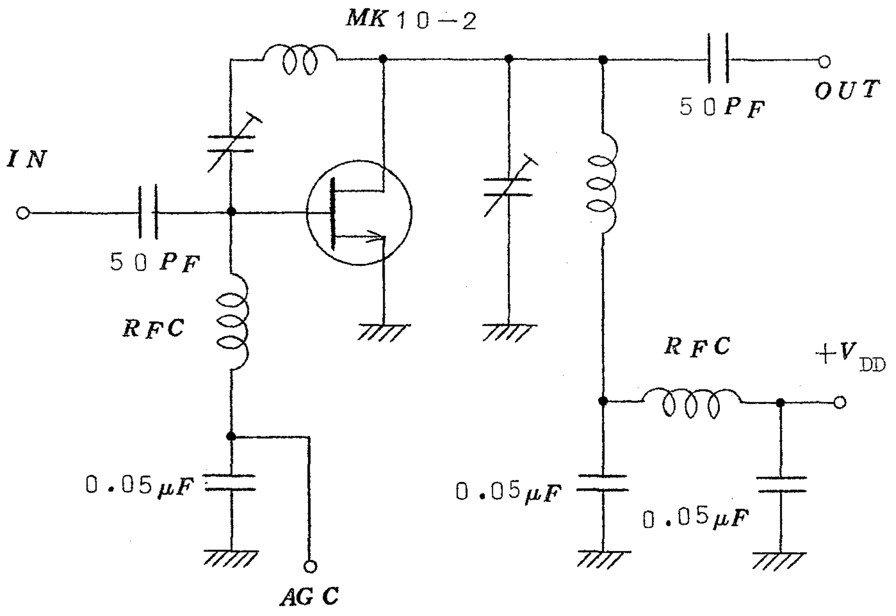
図 2・1　ドレイン電圧に対する指数定数の変化

次に，*FET*高周波増幅器の混変調ひずみを測定する方法について述べる．なお，測定回路は，図 2・2 のとおりである．

希望信号発振器と不要信号発振器および被測定増幅器のインピーダンス整合をとるために，50 Ω パッドを入れる．検波器の使用に際しては，その特性が最も線形である範囲を用いることにする．本実験では，検波器出力が 0.5 *V* となるための希望信号高周波入力電圧を動作点電圧とした．検波後 1 *kHz* の信号成分以外を除去するために，帯域通過フィルターを入れた．そして不要信号電圧が 10 *mV* となるように発振器の出力を調整した．図 2・3，図 2・4，図 2・5 はこれらの結果である．



(a)　入力同調回路を含んだ高周波増幅回路



(b)　入力同調回路のない高周波増幅回路

図２．２　FET高周波増幅回路の実験回路

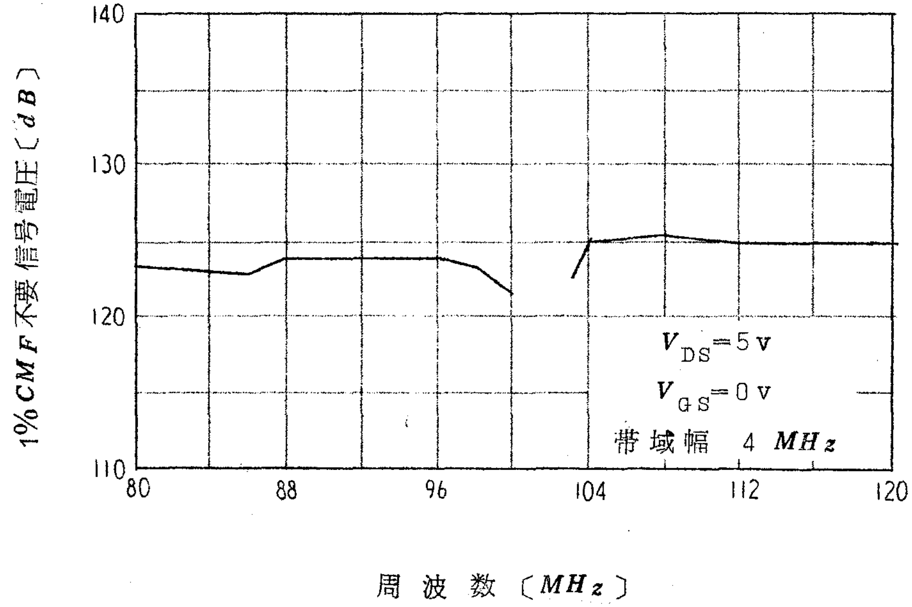


図２・３　周波数変化による１％CMF不要信号電圧

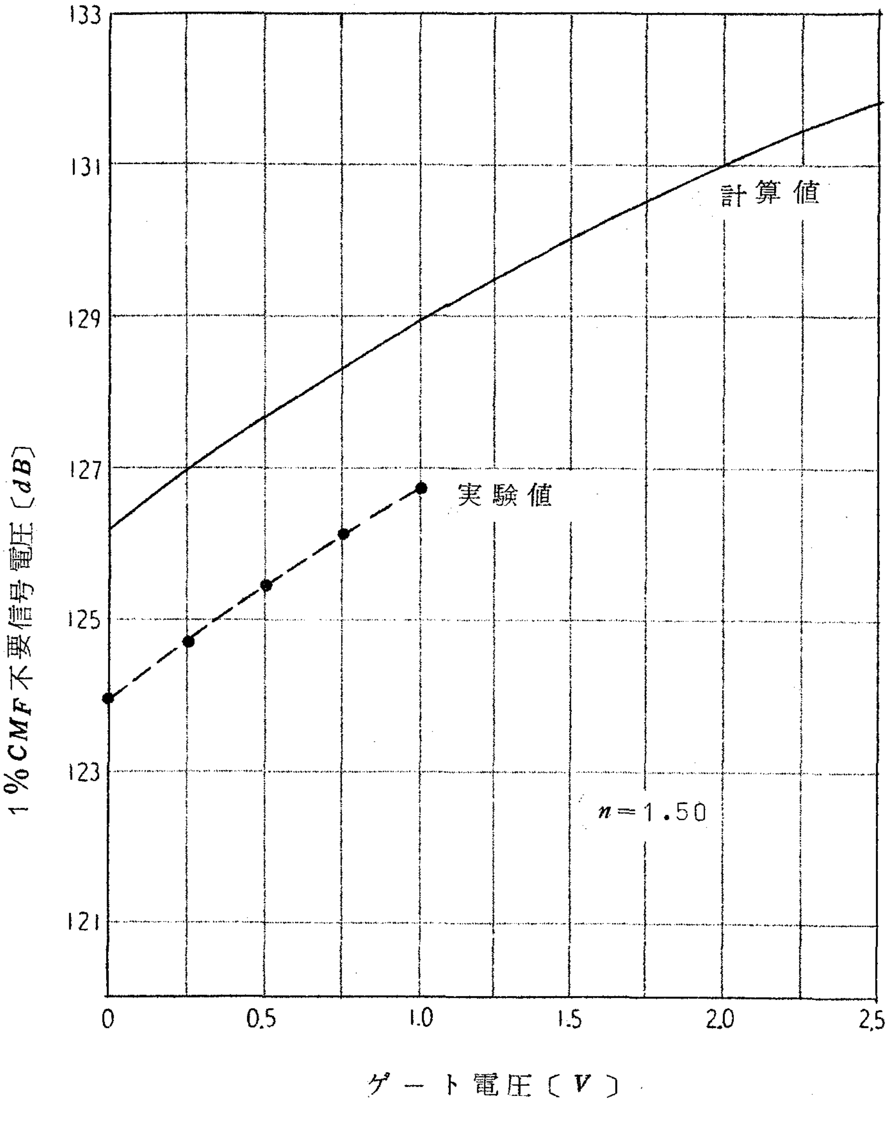


図2・4　ゲート電圧の変化による1%CMF不要信号電圧

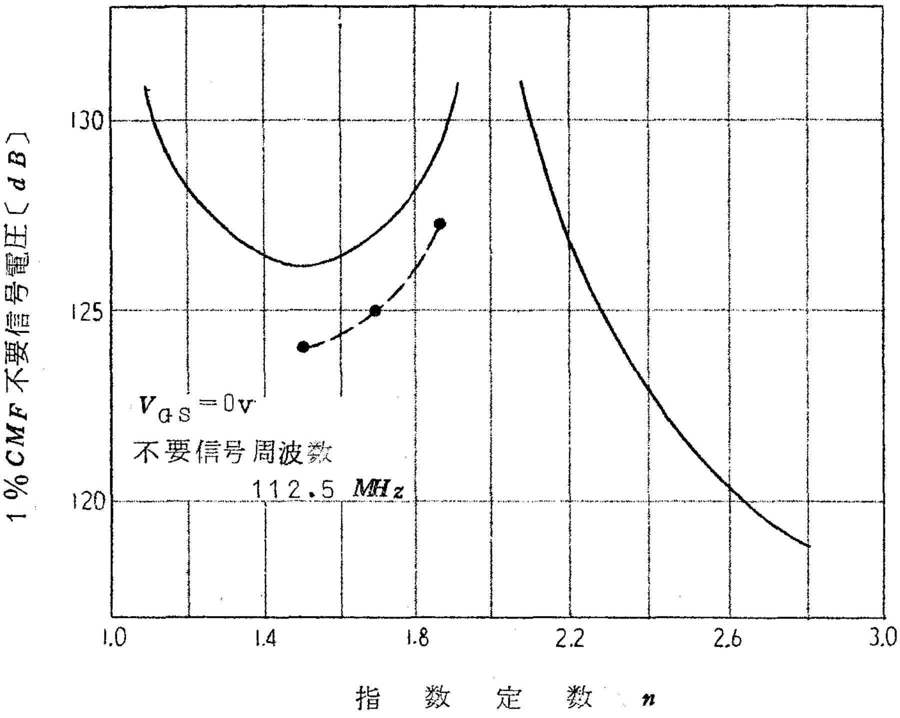


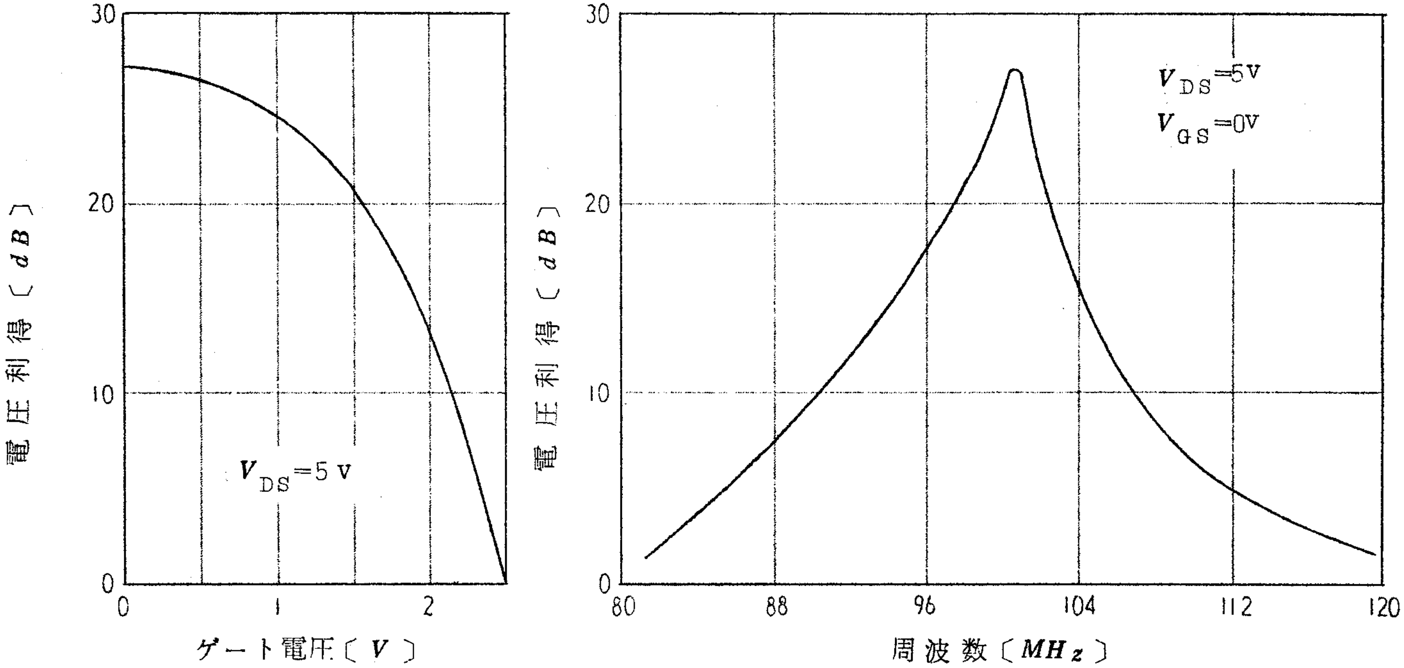
図2．5　指数定数 n の変化による1％CMF不要信号電圧

図より明らかなように，周波数に対するCMF特性はゲート回路に同調回路がない場合は帯域幅の部分を除いてはほぼ一定になる．また12MHzはなれた隣接チャネルにおけるCMF特性は，ゲート電圧が大きくなればなるほど，かつ同時に指数定数 n の値が1.5の点を最低値として，良くなっていく．したがって，FETチューナ~~ー~~を設計するにあたって，そのCMF特性を良くするには，まず実験と計算より n の値を求め，2に近い値でFETを使用するようにドレイン電圧を決定し，n ＝ 1.5の点はさけなければならないことが明らかとなった．

実験においては，m は V_2 なる不要信号電圧に対する1 kHzの変調信号電圧の比であって，他の多くの文献と同じく30％とした．(12)〜(15) また V_1 は

希望信号電圧の大きさであるが，理論計算においてもその大きさがバイアス電圧V_{GS}およびV_2よりもかなり小さければほとんどその影響はなかった。その範囲はだいたいV_1が１００mV　以下のときであった．なお，図２・４図２・５における計算値と実験値との約２bBの相違は，原因として，まずテーラー展開で第５項目以下を無視したということと，１００MH_z帯で充分な精度を有する発振器とか電圧計が得られないということによる．しかし，前者よりも後者のほうの原因が，より重要である．このことから，１００MH_z帯で１２０dB　もの高周波信号を取扱う場合，２～３dBの誤差は必至と思われる．

ところで，測定に用いた高周波増幅器のAGC特性および周波数特性は図２・２(a)の回路で測定され，図２・６(a)および(b)がその結果である．混変調特性の測定には，FET素子のみの混変調特性が得られるように入力共振回路を省いた図２．２(b)の回路を用いて測定した．入力共振回路を入れたままで測定すると，隣接チャネル（１２MH_z離調）周波数において１％CMFに対する不要信号電圧は１４０dBもの大電圧となり測定困難である．



（a）　AGC特性

（b）　周波数特性

図2・6　高周波増幅回路のAGC特性と周波数特性

2・2・2 雑音特性

FET 素子が発生する固有の雑音は,[45]~[65]

(イ) 熱雑音

(ロ) 散弾雑音(ショット雑音)

(ハ) 過剰雑音(1/f 雑音)

(ニ) 発生再結合雑音

(ホ) 高周波誘導雑音

に大別される.この中で,*FET* を高周波増幅器として使用した際に考慮する必要のあるものは,(イ)の熱雑音と,(ホ)の高周波誘導雑音である.

FET の高周波における雑音についての論文を参照して得られた雑音等価回路は,図2・7 に示すように書かれる.

図2・8 は,*FET* を用いた高周波増幅器の雑音指数を示す.計算値は前記近似より,雑音(イ)と(ホ)とを考慮した値であり,点線は実験値である.

計算値と実験値は,図より,ほぼよい一致を示していることがわかる.

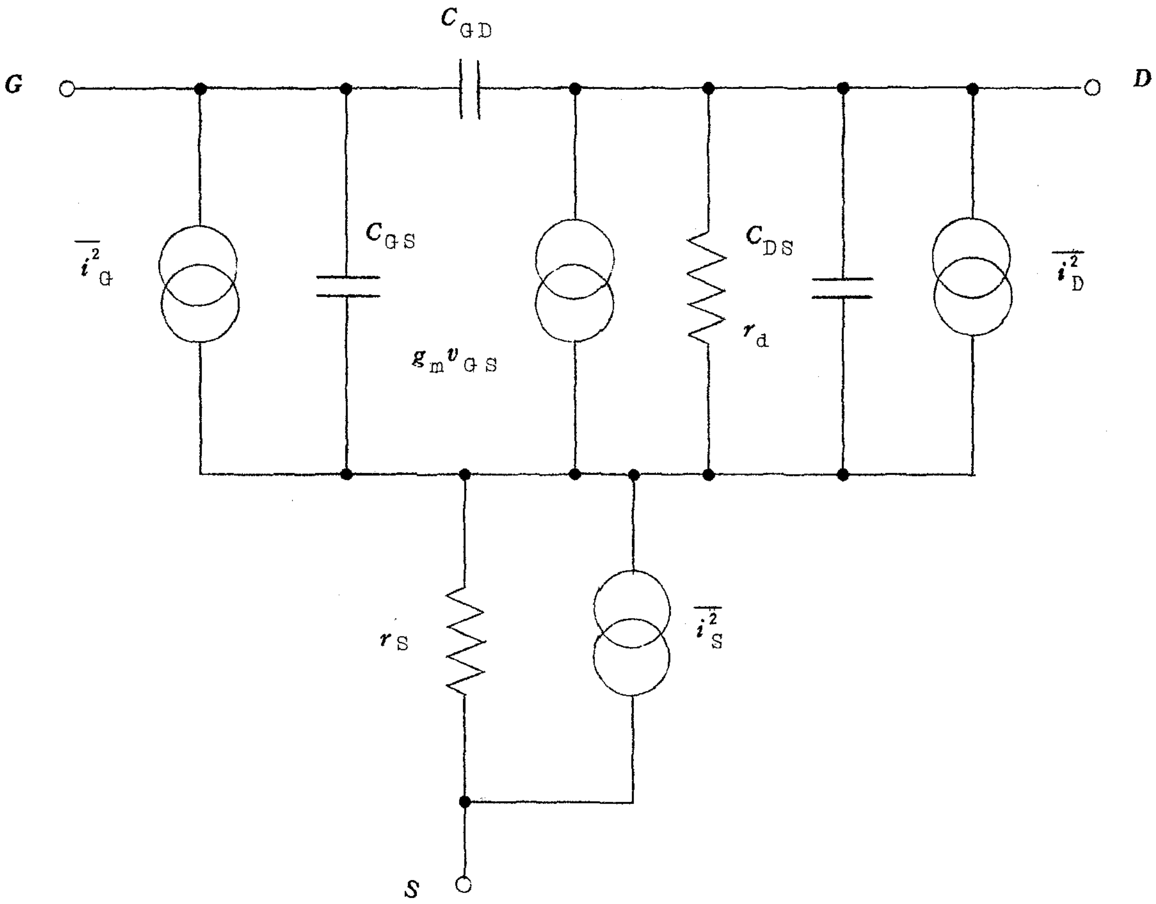


図２．７　*ＦＥＴ*の雑音等価回路

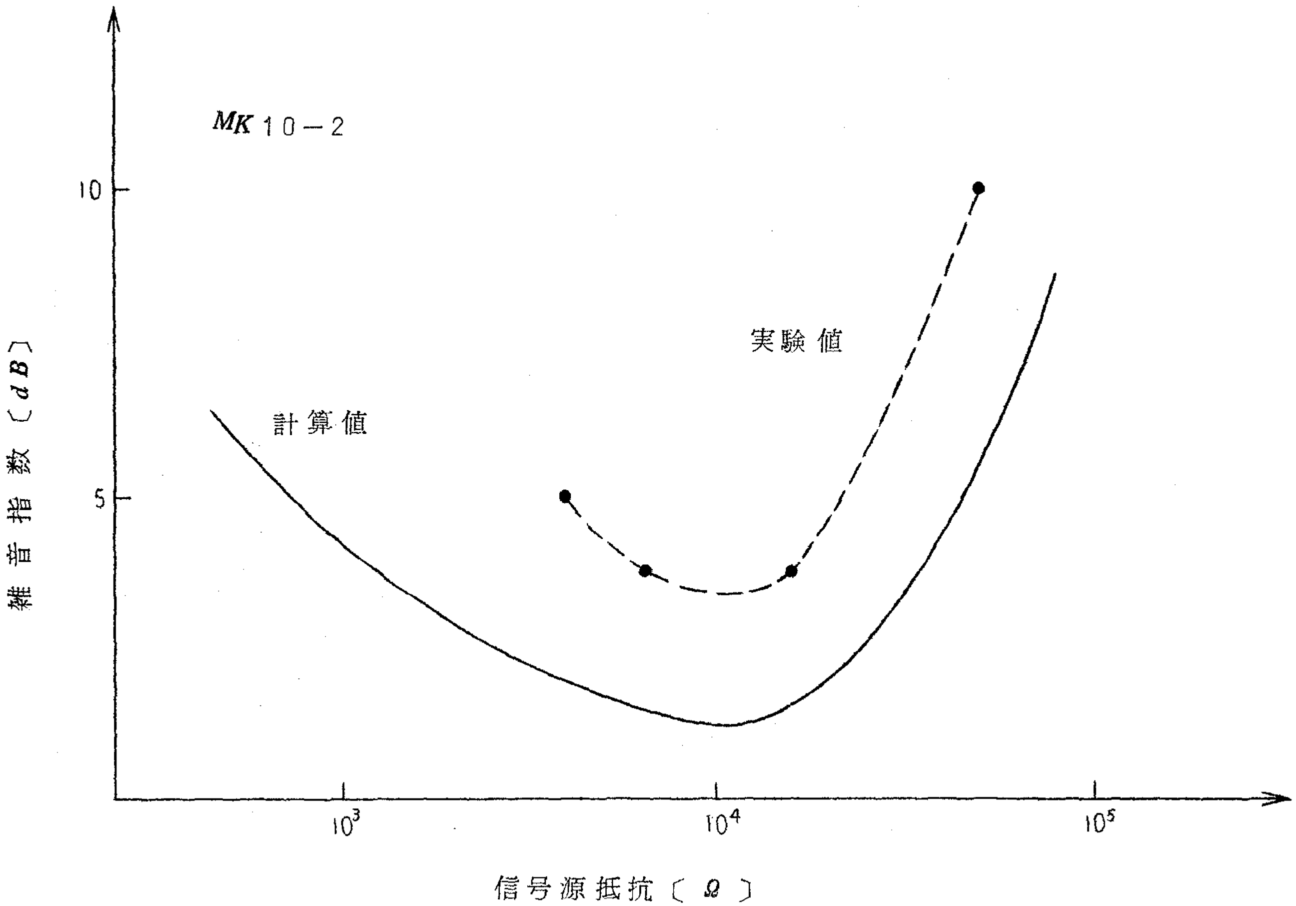


図2・8　信号源抵抗対雑音指数

2・3 周波数混合器

2・3・1 変換利得

FETが完全なる二乗であらわせる伝達特性を有する場合，周波数混合器として用いると，高~~周~~調波成分は二次までしかあらわれず，変換効率がよく，変換ひずみが少ない，などの非常に良好な混合器特性が得られるはずである．

しかしながら前述のように，伝達特性は，完全には二乗ではあらわせない．それゆえここでは，その伝達特性を(2.9)式と仮定して，FET混合器の解析と実験を行なった．

$$I_D + i_D = I_{DSS}\left(\frac{v_{GS}}{V_P} - 1\right)^n \tag{2.9}$$

ここで，nは前述と同様に，2に近い任意の数をあらわしている．v_{GS}はゲート電圧で，

$$v_{GS} = V_{GS} + V_1 \sin \omega_1 t + V_0 \sin \omega_0 t \tag{2.10}$$

とあらわされる．V_{GS}はゲート直流バイアス，V_1は入力信号電圧振幅，V_0は局部発振電圧振幅を示す．

一般に混合器においては，入力電圧が小さく，局部発振電圧を大きくして使用するから，

$$v_{GS} \fallingdotseq V_{GS} + V_0 \sin \omega_0 t \tag{2.11}$$

となり，近似的に図2・9のように考えられる．図においてg_{m0}はゲートの直流バイアスが零のときの相互コンダクタンスで，(2.12)式で示される．

$$g_{m0} = n\,\frac{I_{DSS}}{V_P} \tag{2.12}$$

任意の時刻 t における相互コンダクタンス $g(\omega_0 t)$ の変化について検討すると，(2.9)式より，

$$g(\omega_0 t) = g_{m0}\left(\frac{V_{GS}+V_0\sin\omega_0 t}{V_P}-1\right)^{n-1} \tag{2.13}$$

局部発振電圧が図２・９ のように，V_P でクリップされる場合，その電気角（一般に定義される流通角 θ_0 はこの場合，$\theta_0=\pi+2\theta$ となる）θ は

$$\sin\theta = \frac{V_{GS}-V_P}{V_0} \tag{2.14}$$

とあらわすことができる．これを(2.13)式に代入すると，

$$g(\omega_0 t) = g_{m0}\left(\frac{V_0}{V_P}\right)^{n-1}(\sin\omega_0 t+\sin\theta)^{n-1} \tag{2.15}$$

これより，混入している各種の信号はフーリエ級数展開より求められる．[68][69]

$$g(\omega_0 t)=g_0+\sum_{l=1}^{\infty}\{g_l\sin(l\omega_0 t)+g_l'\cos(l\omega_0 t)\} \tag{2.16}$$

g_0 は，$g(\omega_0 t)$ の平均の値をあらわす．いま考察しているのは混合器であるから，局発発振と信号との差周波数のみに注目すればよいから，$l=1$ の場合に相当する．(2.16)式より，

$$g_1=\frac{1}{\pi}\int_{-\theta}^{\pi+\theta} g(\omega_0 t)\sin\omega_0 t \; d\omega_0 t \tag{2.17}$$

$$g_1'=\frac{1}{\pi}\int_{-\theta}^{\pi+\theta} g(\omega_0 t)\cos\omega_0 t \; d\omega_0 t=0 \tag{2.18}$$

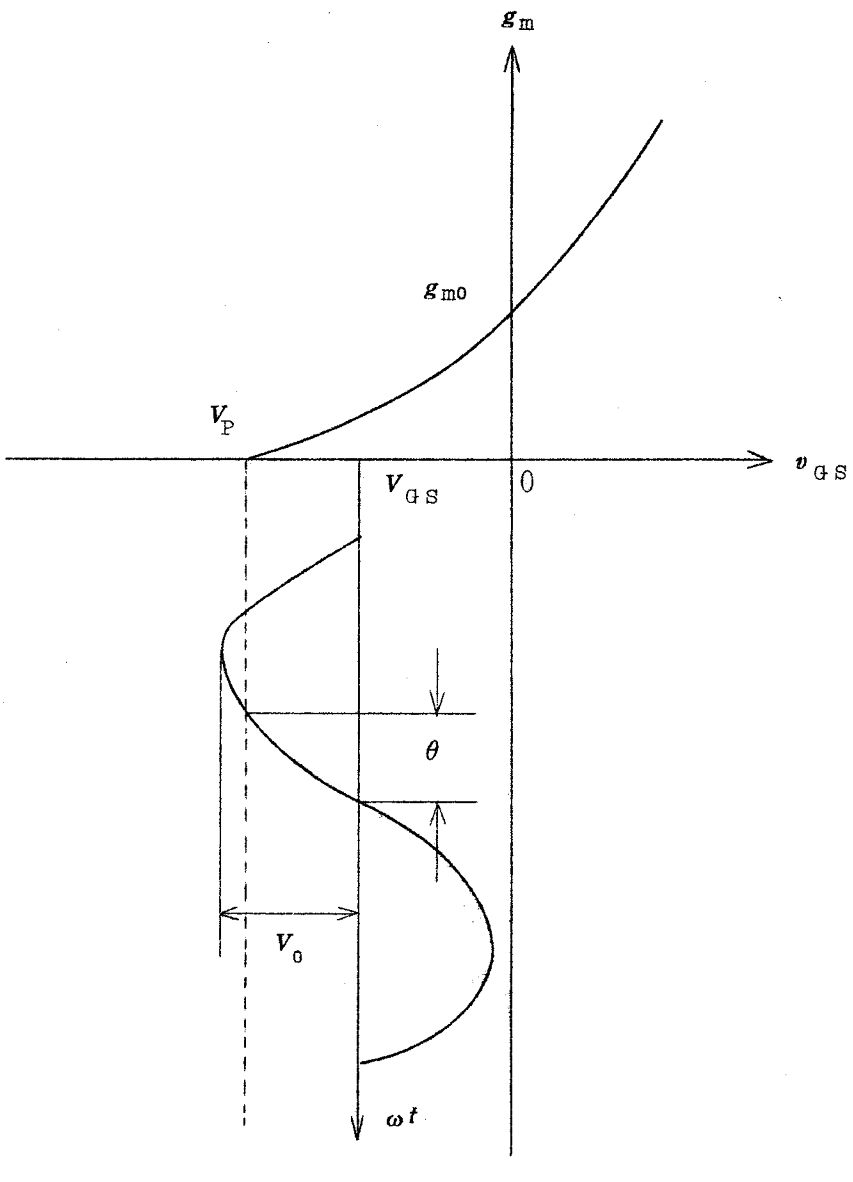


図２・９　局部発振注入状態

である．任意の n については，上式より計算できるが，ここでは $n\doteqdot 2$ とすると<付録3>の（付．18）式より，(2・19) 式となる．

$$g_1 \doteqdot \frac{I_{DSS} V_2^{n-1}}{\pi V_P^{n}} (n-1)(\pi+2\theta+\sin 2\theta) \tag{2・19}$$

混合器において，微弱入力信号 $V_1 \sin \omega_1 t$ を加えた結果として，任意の瞬間に流れるドレイン電流 i_D は，入力信号と $g(\omega_0 t)$ との積であるから[66]

$$i_D = g_0 V_1 \sin \omega_1 t + \frac{g_1}{2} V_1 \{\sin(\omega_1-\omega_0)t$$

$$+\sin(\omega_1+\omega_0)t\} + \frac{g_2}{2} V_1 \{\sin(\omega_1-2\omega_0)t$$

$$+\sin(\omega_1+2\omega_0)t\} + \cdots \tag{2・20}$$

これより，変換コンダクタンス g_c は，

$$g_c = \frac{g_1}{2} = \frac{I_{DSS} V_0^{n-1}}{2\pi V_P^{n}} (n-1)(\pi+2\theta+\sin 2\theta) \tag{2・21}$$

となる．

（2・21）式の変換コンダクタンス g_c を用いると，この混合器の変換利得 G_c は，負荷として接続される中間周波のインピーダンスを Z_{IF} とすると，

$$G_c = g_c \frac{r_d \cdot Z_{IF}}{r_d + Z_{IF}} \tag{2・22}$$

r_d は，*FET* のドレイン抵抗をあらわし，$r_d \gg Z_{IF}$ のときには，(2・23)

式となる．

$$G_c = g_c \cdot Z_{IF}$$

$$= \frac{I_{DSS} V_0^{n-1}}{2\pi V_P^n}(n-1)(\pi + 2\theta + \sin 2\theta) \cdot Z_{IF} \qquad (2.23)$$

2・3・2 変換効率

この混合器を移動用機器などに応用した場合，その変換利得も重要であるが，消費電力についても考察する必要があるから，直流入力 P_B と中間周波出力 P_I との電力比 η について考察する．すなわち，この η を大きくして動作させることが得策となる．

まず，FETの平均電流を求めると，前と同様に $n \fallingdotseq 2$ と考え，

$$\bar{I}_D = \frac{1}{2\pi}\int_{-\theta}^{\pi+\theta} I_{DSS}\left(\frac{V_{GS} + V_0 \sin\omega_0 t}{V_P} - 1\right)^n d\omega_0 t$$

$$= \frac{I_{DSS}}{2\pi}\left(\frac{V_0}{V_P}\right)^n \left[-\frac{\sin 2\theta}{n} + \frac{n}{n-1}\sin 2\theta \right.$$

$$\left. + (n-1)(\pi + 2\theta)\left\{\frac{1}{n} + \frac{n\sin^2\theta}{2}\right\}\right] \qquad (2.24)$$

これより，直流入力は供給電圧を V_{DD} とすると，

$$P_B = V_{DD}\bar{I}_D = \frac{V_{DD} I_{DSS}}{2\pi}\left(\frac{V_0}{V_P}\right)^n \left[-\frac{\sin 2\theta}{n}\right.$$

$$\left. + \frac{n}{n-1}\sin 2\theta + (n-1)(\pi + 2\theta)\left\{\frac{1}{n} + \frac{n\sin^2\theta}{2}\right\}\right] \qquad (2.25)$$

となる．

中間周波出力電力は，＜付録４＞より，やはり $n \doteqdot 2$ と考え，

$$P_{\mathrm{I}} = \frac{V_{\mathrm{I}}\, I_{\mathrm{DSS}}}{2\pi}\left(\frac{V_0}{V_{\mathrm{P}}}\right)^{n}\left\{\frac{2n}{n+1}\cos\theta\right.$$

$$\left. + (n-1)(\pi+2\theta)\sin\theta + \frac{n(n-1)}{2(n+1)}\sin\theta\sin 2\theta\right\} \tag{2.26}$$

ただし，V_{I}は中間周波出力電圧のピーク値である．

電力比 η は，(2.25)，(2.26) 式より，

$$\eta = \frac{P_{\mathrm{I}}}{P_{\mathrm{B}}} = \frac{V_{\mathrm{I}}}{V_{\mathrm{DD}}}$$

$$\times \frac{\dfrac{2n}{n+1}\cos\theta + (n-1)(\pi+2\theta)\sin\theta + \dfrac{n(n-1)}{2(n+1)}\sin\theta\sin 2\theta}{-\dfrac{\sin 2\theta}{\cancel{4}\; n} + \dfrac{n}{n-1}\sin 2\theta + (n-1)(\pi+2\theta)\left\{\dfrac{1}{n} + \dfrac{n\sin^2\theta}{2}\right\}} \tag{2.27}$$

ここで $n = 2$ とおき，電気角 θ の変化に対する電力比と変換利得について検討する．(2.27) 式より，

$$\eta_{n=2} = \frac{V_{\mathrm{I}}}{V_{\mathrm{DD}}}$$

$$\times \frac{\dfrac{4}{3}\cos\theta + (\pi+2\theta)\sin\theta + \dfrac{1}{3}\sin\theta\sin 2\theta}{\dfrac{1}{2}\{\pi + 2\theta + 3\sin 2\theta + 2(\pi+2\theta)\sin^2\theta\}} = \frac{V_{\mathrm{I}}}{V_{\mathrm{DD}}}\,\eta' \tag{2.28}$$

また，(2.23) 式より，

$$G_C = \frac{I_{DSS} V_0 Z_{IF}}{2\pi V_P{}^2} (\pi + 2\theta + \sin 2\theta) = \frac{I_{DSS} V_0 Z_{IF}}{2\pi V_P{}^2} G_C' \qquad (2 \cdot 29)$$

(2・28)式におけるη'と，(2・29)式におけるG_C'をそれぞれ効率，変換利得指数と呼ぶと，θに対するη'とG_C'の変化は図 2・10 となる．図より明らかなようにθを小さくするほど効率は上がるが，変換利得に比例するG_C'は減少する．したがって，この変換利得と効率とのかねあいが動作点設定に対して重要な問題となる．

また，(2・23)式にもどって考えると，変換利得を大きくするには，nの大きな範囲で*FET*を動作させることが望ましい．

局部発振電圧V_0について考えると，接合形*FET*においては，ゲート・ソース間を常に逆バイアスにして使わねばならないから制限され，$\theta = \pi/2$とした変換利得最大点における適正なバイアス点は，

$$V_0 = V_{GS} = \frac{V_P}{2}$$

となる．

一方，*MOS*形では，ゲート電圧は正，負いずれでも可能であるから，ドレイン損失を越えないかぎり充分大なる局部発振電圧により，大きな変換利得と効率が得られる．

実験回路は，図2・11で$\theta = \pi/2$なる動作点について行ない，図2・12に示す結果を得た．計算値と実験値との差は，最大でも約2 dBで，よく一致している．また，変換利得も約14 dBと混合器としては充分なる値が得られた．

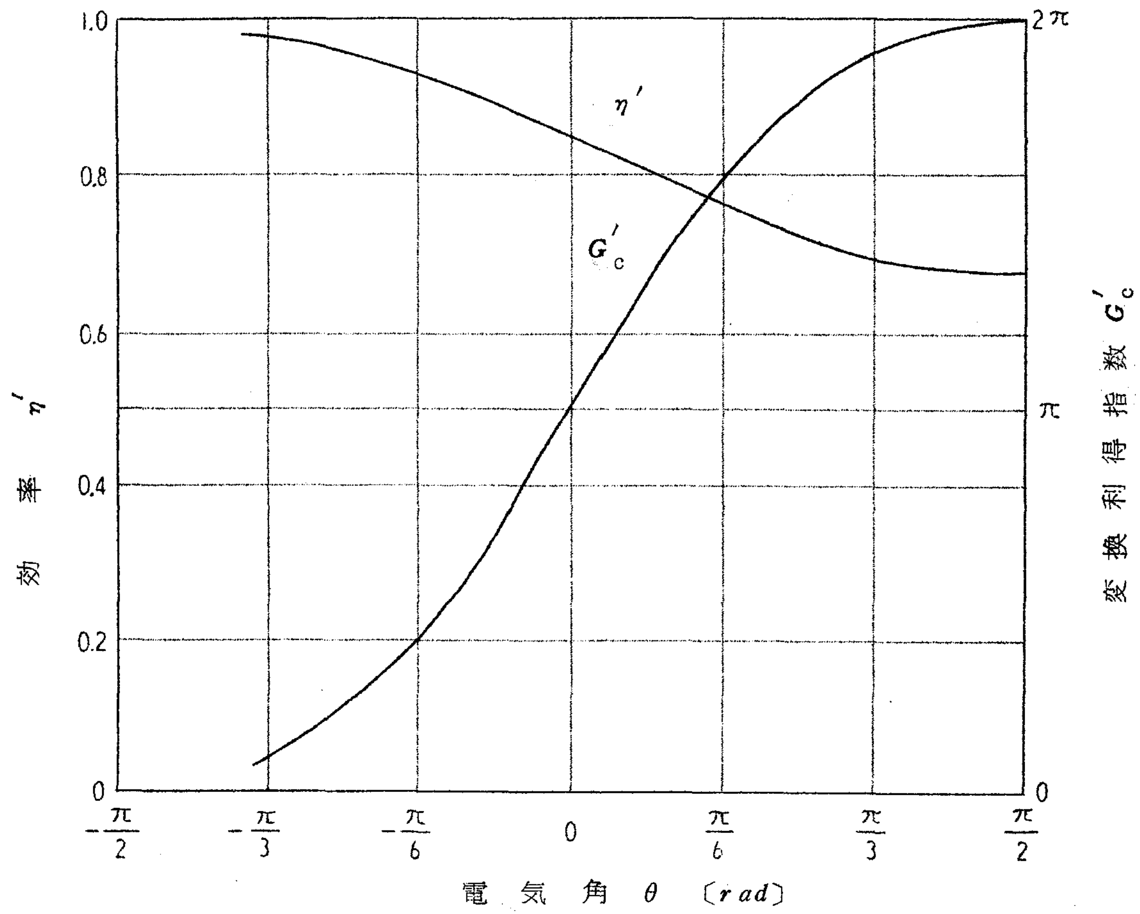


図2・10 電気角と効率，変換利得指数の関係

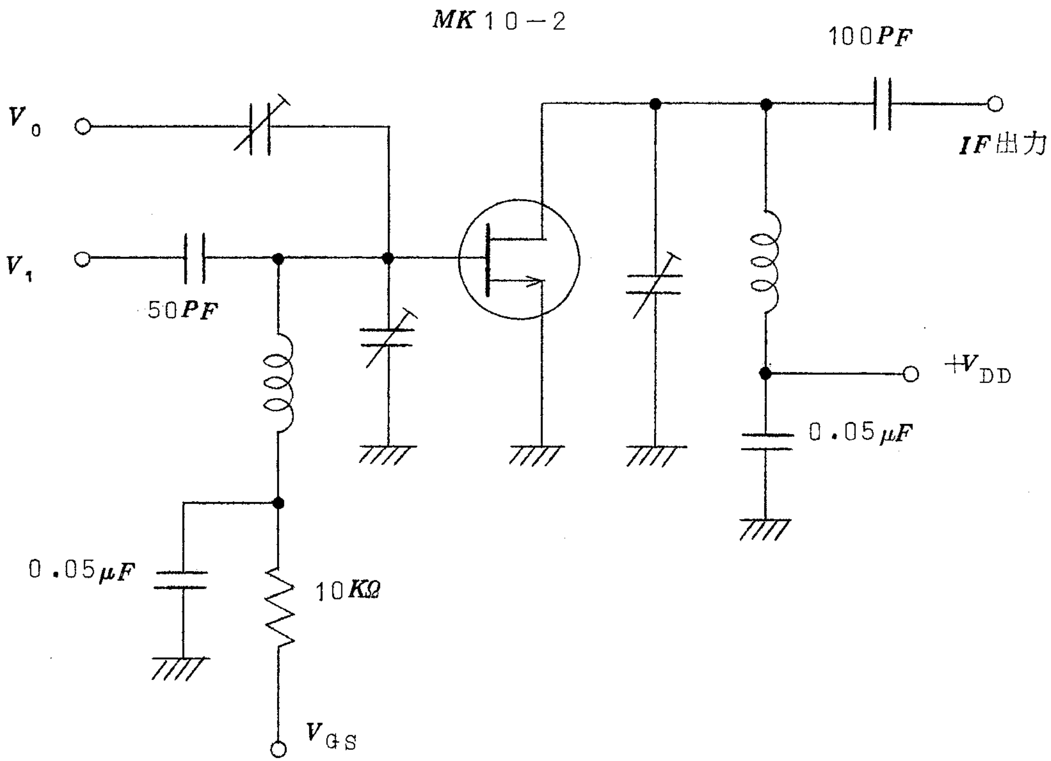


図2・11　混合器の実験回路

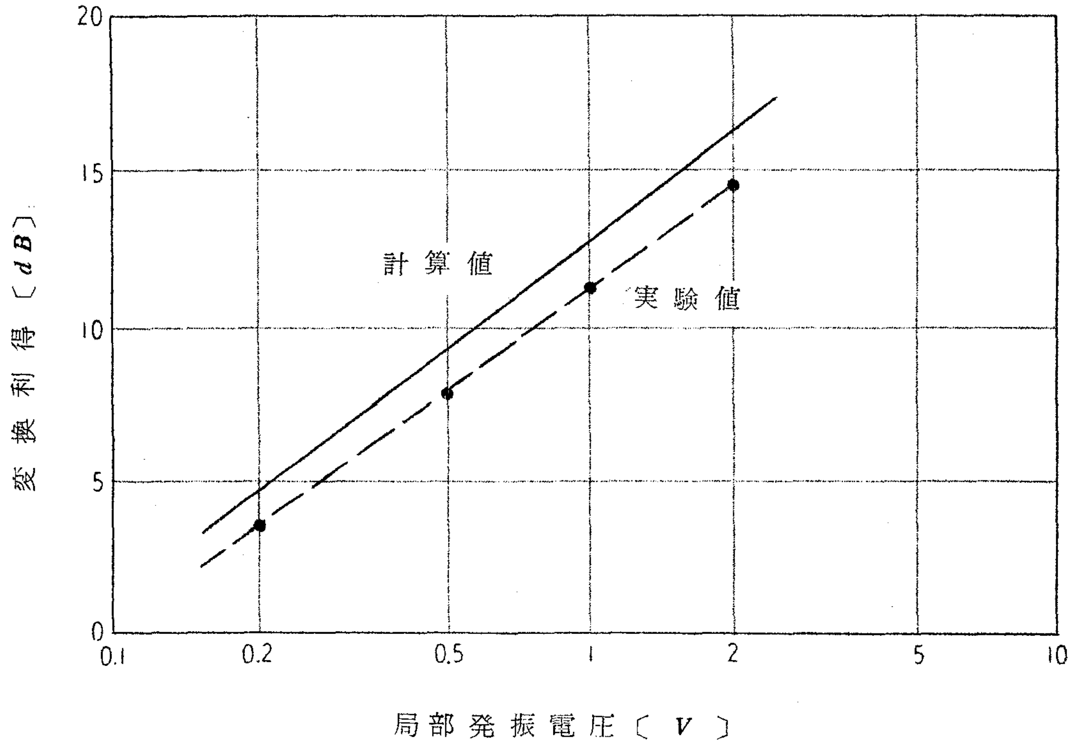


図2・12 変換利得特性

2・4 局部発振器

2・4・1 発振条件

まず，発振回路を4端子パラメーターとして解析する．

$$\begin{vmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \Gamma_{11} & \Gamma_{12} \\ \Gamma_{21} & \Gamma_{22} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \end{vmatrix} \tag{2.30}$$

ただし，$\theta_1 \phi_1$は入力，$\theta_2 \phi_2$は出力の電圧または電流をあらわす．$\Gamma_{11} \sim \Gamma_{22}$は4端子パラメーターで，発振回路においては，

$$\begin{vmatrix} \Gamma_{11} & \Gamma_{12} \\ \Gamma_{21} & \Gamma_{22} \end{vmatrix} = 0 \tag{2.31}$$

でなければならない．ここにおけるΓの値は，一般に複素量で，

$$\begin{aligned} \Gamma_{11} &= R_e\,\Gamma_{11} + I_m\,\Gamma_{11}, \quad \Gamma_{12} = R_e\,\Gamma_{12} + I_m\,\Gamma_{12} \\ \Gamma_{21} &= R_e\,\Gamma_{21} + I_m\,\Gamma_{21}, \quad \Gamma_{22} = R_e\,\Gamma_{22} + I_m\,\Gamma_{22} \end{aligned} \tag{2.32}$$

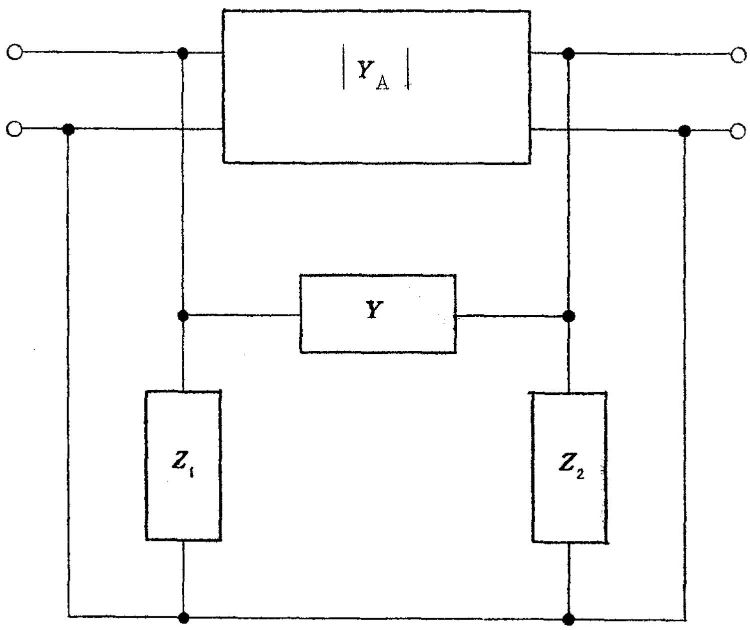


図2・13　Y形帰還FET発振器

FET発振回路を図2・13 のように，帰還回路が並列形である発振回路として，発振条件と発振周波数を求める．

FETと帰還回路のすべてを含んだYパラメーターの実数部を$|Y_A|$，虚数部を$|Y_F|$であらわすと，

$$|Y_A| = \begin{vmatrix} y_i & y_r \\ y_f & y_o \end{vmatrix} \tag{2.33}$$

$$|Y_F| = \begin{vmatrix} \dfrac{1+Z_1Y}{Z_1} & -Y \\ -Y & \dfrac{1+kZ_1Y}{kZ_1} \end{vmatrix} \tag{2.34}$$

ここでkは，$k=Z_2/Z_1$ である正の実数をあらわす．

全回路のYマトリックスを求めると

$$|Y_0| = |Y_A| + |Y_F| = \begin{vmatrix} y_i + \dfrac{1+Z_1Y}{Z_1} & y_r - Y \\ y_f - Y & y_0 + \dfrac{1+kZ_1Y}{kZ_1} \end{vmatrix} \tag{2.35}$$

$|Y_F|$が完全なる無損失であるから，

$$Z_2 = kZ_1 = k\,jX,\ \ Y = jB \tag{2.36}$$

とおくと，XおよびBは，L，Cで構成され，コルピッツ形の場合は，

$$X = -\frac{1}{\omega C},\ B = -\frac{1}{\omega L} \tag{2.37}$$

となる．(2・31)式より発振条件を求めると，まず$R_e(\Gamma)=0$より

$$\frac{X}{B}(y_i y_0 - y_r y_f) = \frac{1}{kXB} - \frac{k+1}{k} \tag{2.38}$$

$I_m(\Gamma) = 0$ より，

$$kXB = \frac{y_i + k\,y_o}{y_i + y_o + y_r + y_f} \tag{2.39}$$

(2・38)，(2・39) より，発振条件は次式で示される．

$$\frac{X}{B} = \frac{k^2 y_o + k\,(y_r + y_f) - y_i}{k\,(y_i + k\,y_o)(y_i\,y_o - y_r\,y_f)} \tag{2.40}$$

この式において，X/B は，帰還回路を構成する L，C の比を与えるからこの回路が発振器として動作するには，(2・40) 式の k が，正の 2 実根をもつことで，図 2・14において，X/B が斜線の部分にあればよい．これより発振条件を満足するには，次の 3 つが必要となる．

$$\left.\begin{array}{ll} (1) & y_i,\ y_o > 0 \quad y_r + y_f > 0 \\ (2) & (y_r + y_f)^2 > 4\,y_i\,y_o \\ (3) & k_1 < k < k_2 \end{array}\right\} \tag{2.41}$$

ただし，

$$k_1,\ k_2 = \frac{y_r + y_f \pm \sqrt{(y_r + y_f)^2 - 4\,y_i\,y_o}}{2\,y_o}$$

発振周波数については，(2・38)式と (2・39) 式より求められコルピッツ形ツ形であるから，

$$\omega^2 = \frac{1 + k\left\{1 + \dfrac{L}{C}\,(y_i\,y_o - y_r\,y_f)\right\}}{LC} \tag{2.42}$$

となる．

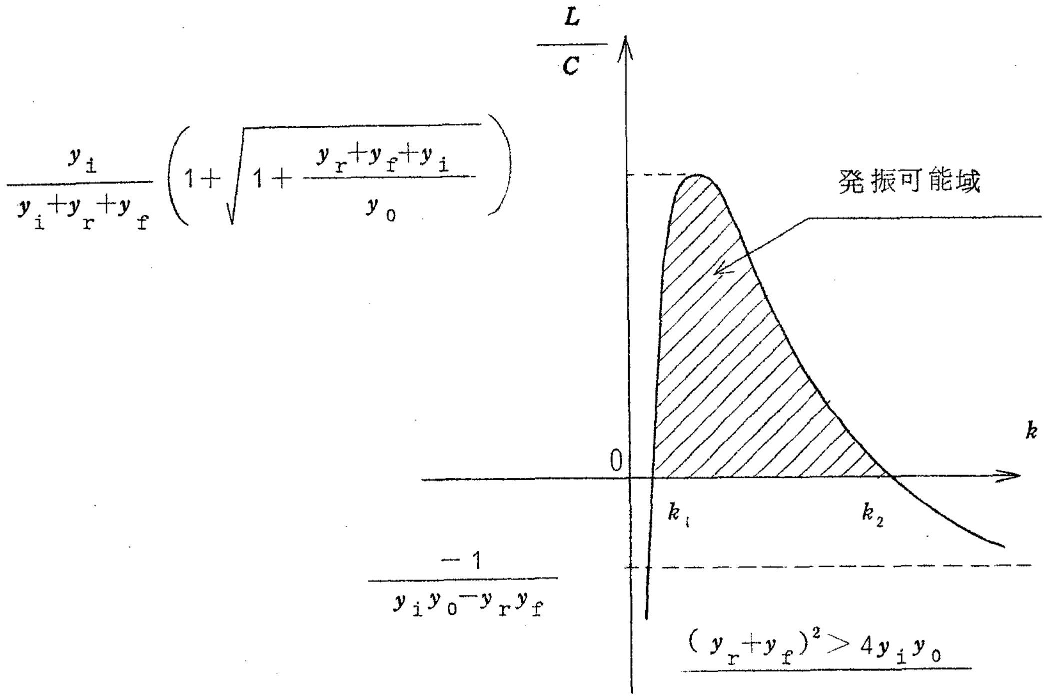


図2・14　帰還比と発振可能域

2・4・2 安 定 度

チューナ部における局部発振器は，発振器の出力変動よりも，周波数変動のほうが，重要な問題となる．しかるに，ここに解析した*FET*発振器においては（2・42）式からわかるように，

$$1 \gg \frac{L}{C}\left(y_i\, y_o - y_r\, y_f\right)$$

と考えられるから，発振周波数は，ほぼ$\sqrt{1/LC}$に比例する．

一方，温度変化に対する*FET*の等価容量の変動は，帰還回路の入力および出力容量の変動となり，発振周波数を変動させる．この変動の主な原因は，接合形*FET*においてはゲート容量の変化が顕著で，（2・43）式であらわされる．

$$\frac{dC_j}{dT} = -\frac{C_j}{2}\frac{1}{V+\phi}\frac{d\phi}{dT} \qquad (2\cdot43)$$

ここでC_jは接合容量，Vは実効ゲート電圧，ϕは拡散電位，Tは絶対温度をあらわしている．

また，*MOS*形*FET*においては，主としてチャネル内のキャリヤ移動度の変化により，（2・44）式であらわされる．

$$\frac{d\mu}{\mu} = -\frac{3}{2}\frac{dT}{T} \qquad (2\cdot44)$$

ここで，μはキャリヤ移動度をあらわす．

これら2式で明らかなように，*FET*の等価容量は負の温度係数をもちうる．したがって，帰還回路に接続する容量の温度係数は一般に正である

から，周波数を決定する全容量の温度係数を零にすることができ，[75] 安定な発振器を製作しうる．

実験は，図２．１５ の実験回路を用いて，発振周波数１３０MH_z で行ない，図２．１６ に示す温度特性を得た．図において(a)は負の温度係数となる一例で，(b)は正の温度係数となる一例である．(b)の場合における温度安定度は 1×10^{-4}／℃で，１３０MH_z において，１３ kH_z／℃となる．

*MK*１０－３

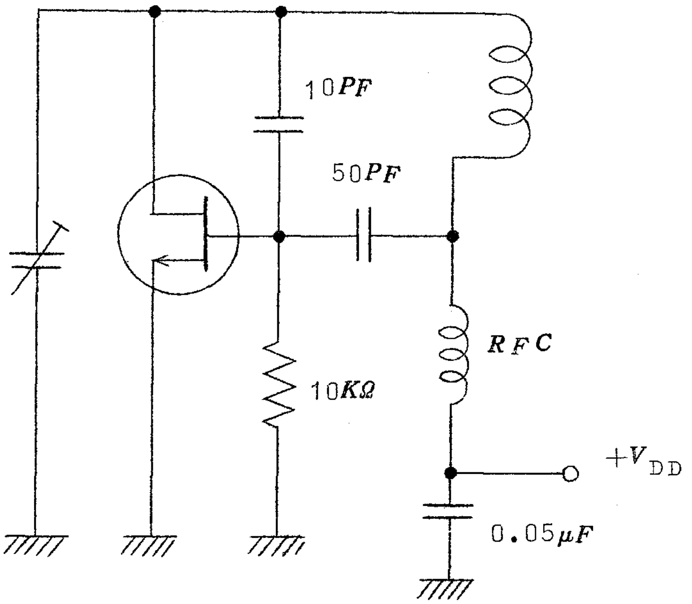


図２．１５　コルピッツ形*FET*発振回路

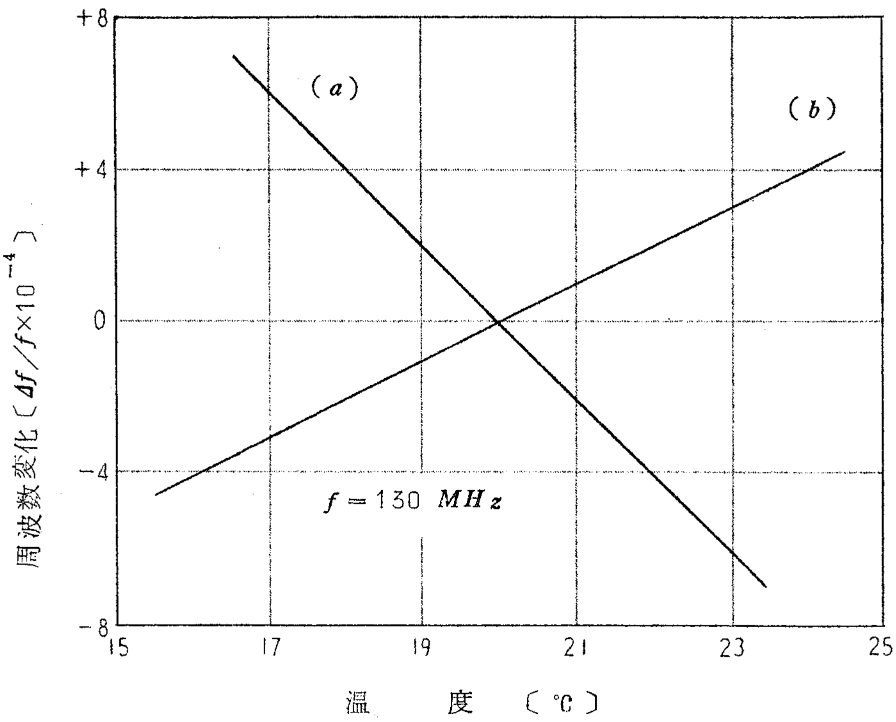


図2・16　局部発振器の温度特性

発振器の周波数安定化については，リアクタンス素子を付加したり，ブリッジ安定化を導入するような方法があるが，いずれも能動素子の温度変化による共振周波数のずれを少なくするためのものである．しかるに，ここに解析した*FET*発振器では，この能動素子の温度変化を積極的に取り入れて安定化を試みているから，上記の方法はいずれも不必要である．むしろこの*FET*発振器では，正，負の温度係数がうまくバランスするように，外付部品を選択することが重要となる．

可変容量ダイオードは，接合形*FET*と同様に負の温度係数を有するので*FET*発振器に応用すると，なおいっそうの利点となる．

2・5 試作FETチューナの検討

前記，高周波増幅器，周波数混合器，局部発振器の解析，および，実験結果を総合し，同調素子として可変容量素子であるバラクターを用いた無接点チューナの試作を行なった。(76)〜(78)

チャンネル選択機構は，その構造上，製作することが困難であるため，この試作においては，第2チャンネル（96〜102 MH_z）専用とし，同調周波数の微調整用として，バラクター，MV－6113 を用いた。

高周波増幅器および同波数混合器には，接合形FET，MK10－2 を用い，局部発振器には，同形のFET，MK10－3 を用いた。(79)

高周波増幅器の混変調特性，選択度特性，AGC特性などは，すべて，この試作FETチューナにおいても同様であった。(80)

この試作FETチューナの全回路図を，図2・17 に示し，写真1は，

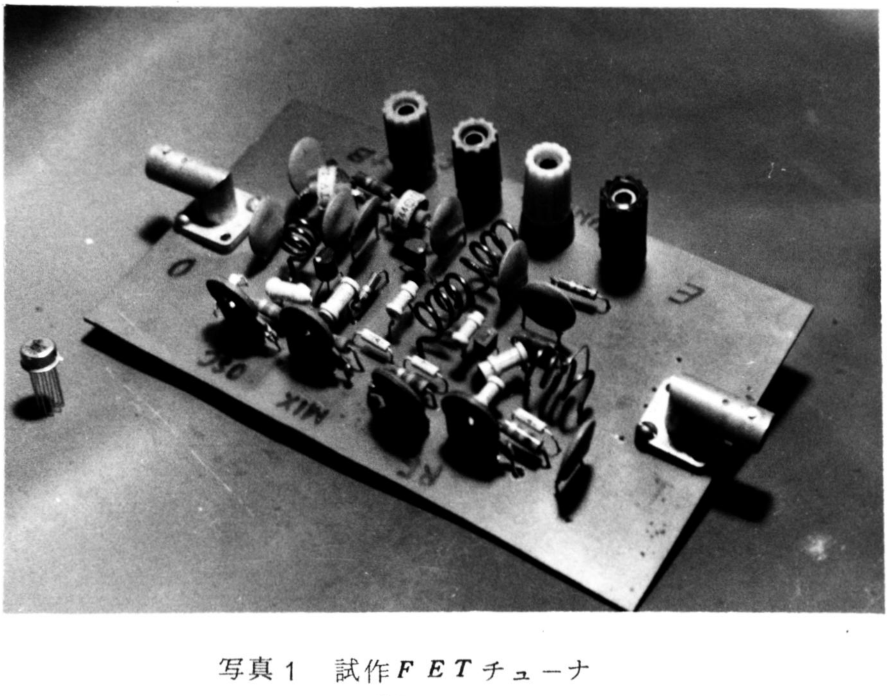


写真1　試作FETチューナ

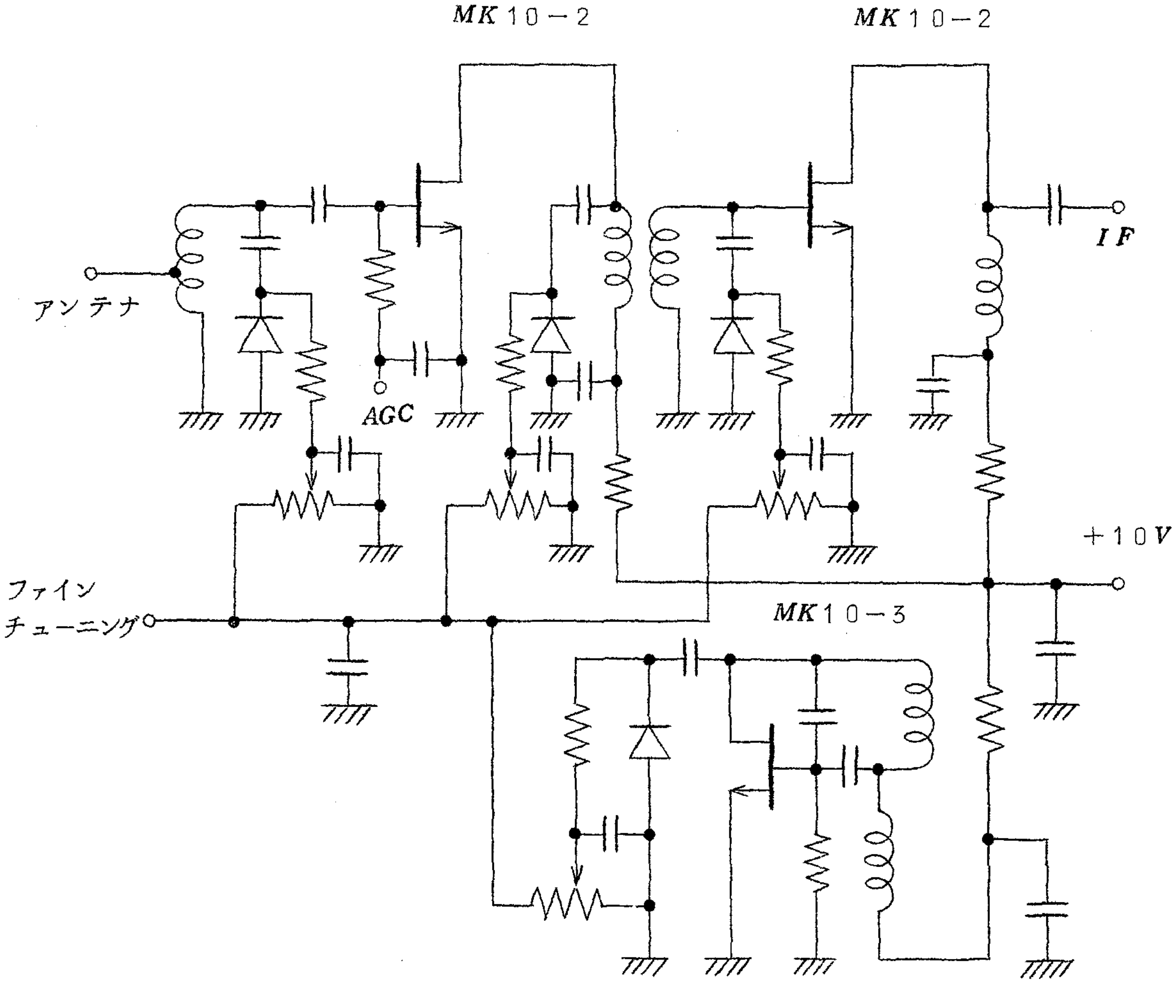


図２・17　FETチューナ回路

その構成図である。

この試作したFETチューナにより得られた特性を次に示す。これらの特性を検討すると，このFETチューナは，一般のバイポーラ・トランジスタを用いたチューナと同程度の性能を有するのみでなく，混変調ひずみ特性については，より優秀な特性を有していることがわかる。[81]

試作FETチューナの諸特性

設計周波数	96〜102 MH_z
中間周波数	22〜 28 MH_z
局発周波数	124 MH_z

使用半導体

高周波増幅器	MK 10−2
周波数混合器	MK 10−2
局部発振器	MK 10−3
周波数微調用	MV−6113

諸 特 性

総合利得	42 dB
雑音指数	6 dB
局発安定度	1.0×10^{-4}／℃
AGC範囲	40 dB

~~AGC範囲　　　40 dB~~

局発微調範囲　　±1.5 MH_z／10^V

2・6 結　　言

本章では，受信装置の入力部の *IC* 化を考慮して，*FET* を用いた高周波入力回路について検討を行なった．すなわち高周波増幅器の混変調特性の改善と，高周波入力部の高性能 *IC* 化を考慮して，高周波入力部をすべて *FET* で構成する場合についての検討を行なった．

一般に，*FET* の伝達特性は，入力信号の2乗に比例するとされているが，実際には，適当でないため，本章では，これを，入力信号の n 乗に比例するとして一般性をもたせて解析し，高周波増幅器の混変調特性と周波数混合器の変換利得を求めて，実験結果と比較検討した．この結果，高周波増幅器の混変調特性と，周波数混合器の変換利得は，*FET* をその伝達特性の指数定数 n が，できるだけ2に近い値で動作させれば，より良好な特性が得られるという，*FET* 高周波増幅器および周波数混合器の設計に際しての重要な指針を提供した．

局部発振器については，高周波増幅器と，周波数混合器とが *IC* 化された際，同様に，同一プロセスで，同一チップ上に *IC* 化できることを考慮して，*FET* 化を試み，その利点である安定度についてのべた．

最後に，これらの解析および実験結果を総合した．*FET* チューナを試作し，その性能を，一般のバイポーラ・トランジスタによるチューナの諸特性と比較検討した．この結果，ここに解析した *FET* チューナは，一般のトランジスタ・チューナと同程度か，または，それ以上の性能を有することが求められた．

尚，本章では，接合形FETについてのみの実験をのべたが，MOS形FETについては，高周波増幅器を＜付録5＞で，周波数混合器を＜付録6＞でつけ加えてのべた．

第３章　ディジタルＩＣ発振器

３．１　緒　　言

受信装置をすべて*IC*化する場合には，その受信装置の内部における各種の発振回路も，当然，*IC*化されなければならない．しかしながら，現存するモノリシック*IC*は，その性質上，内部にインダクタンスを形成することが困難である．したがって，インダクタンスを要する回路の*IC*化は，特別の*IC*化考察が必要であり，発振回路もこの例外でない．このモノリシック*IC*の欠点を除くために，インダクタンス以外をすべて*IC*化し，その後，インダクタンスを外付する方法とか，セラミック共振子などの圧電振動子を組み込んだ，ハイブリッド*IC*を作る方法などが考案されている[4][5]．

一方，比較的均一な特性を有し，その製造コストも低く，安易に入手できるディジタル*IC*を，この発振回路に応用することも考えられ，各種の変動に対しても安定に動作する発振器の構成を，研究することも必要である[95][96]．

このような，ディジタル回路用の素子を発振器に用いた報告例は２，３あるが，[82][83]単なる実験報告のみであり，理論的に解析されたものは皆無である．

そこで，筆者は，このディジタル*IC*を用いた発振器についての新しい解析法を提案するとともに，このディジタル*IC*発振器の実験により，本解析法の有用性をのべる．また，この発振器の高周波特性や，他の回路への応用などについても言及する[84][100]．

まず，発振器に用いるディジタル*IC*の入出力特性を，逆三角関数$\tan^{-1}$

で近似表示することにより，ディジタルICを用いた発振器の非線形微分方程式を立て，摂動法を用いて，近似解を求める．この逆三角関数 $\tan^{-1}$ による近似表示の妥当性について，リミット・サイクルの手法を用いて検討する.[85]

次に，この発振器の発振条件を，筆者が，ディジタルICに新しく定義した．ゲイン・パラメータを用いて，リアプノフの定理より求める．またこのゲイン・パラメータが発振器に及ぼす影響と，そのパラメータの数値の測定により，このゲイン・パラメータに関する実験的考察を試みる.[84]

最後に，ディジタルICのゲイン・パラメータが，周波数の上昇につれて減少する点に注目し，この解析が，高周波発振時に対しどのように有効であるかを，最高発振可能周波数や，発振波形の観測より検討する.[96]

3．2 回 路 解 析

3．2．1 回路方程式の誘導

非線形能動素子であるディジタルICとして本研究では，NOR 理論ゲートを用いるものとし，この論理ゲートの入出力特性を（3.1）式のように逆三角関数を導入して近似的に表現する.[86]

$$A\frac{2}{\pi}\tan^{-1}\left\{\frac{\pi}{2}h(\quad)\right\} \tag{3.1}$$

（3.1）式は，入力xに対する出力yは（3.2）式となることを意味している．

$$y=A\frac{2}{\pi}\tan^{-1}\left(\frac{\pi}{2}hx\right) \tag{3.2}$$

ここで，xはバイアス項を含んだ入力であり，Aとhの積Kは，このディ

ジタルI Cの入出力特性に新しく導入したゲイン・パラメータであって，線形能動素子における増幅度に等価となる．実際の論理ゲートでは，hは入出力特性の接線の勾配であり，Aは振幅で，大振幅動作時においては供給電圧の半分の量となる．以下の解析においては，入力xのバイアス項はゼロとして取り扱っている．

ここで発振回路を，図3・1のように構成すると，帰還回路の伝達関数$F(S)$は（3.3）式となる．

$$F(S)=\frac{RCS}{LCS^2+RCS+1} \tag{3.3}$$

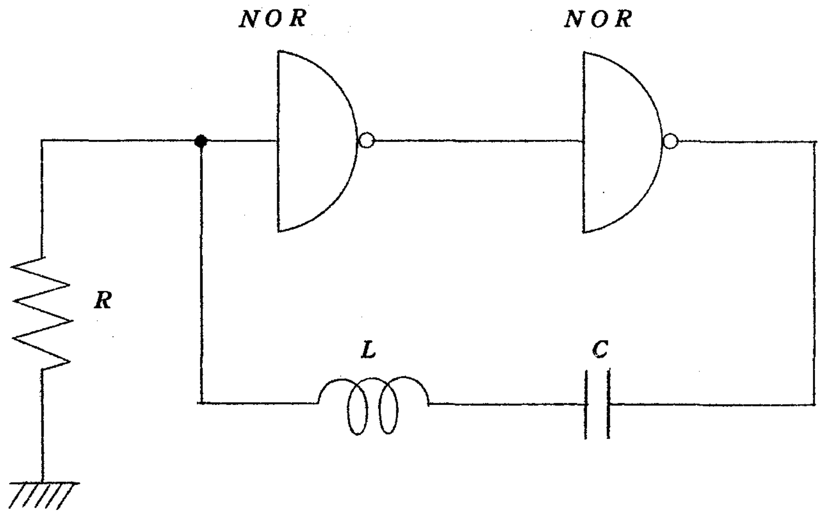


図3・1 発 振 回 路

ただし，L，CおよびRは，帰還回路を構成しているインダクタンス，容量および抵抗をあらわしている．（3.2）式および（3.3）式より図3.1の発振回路の等価回路として図3・2が導け，この発振器の回路方程式は

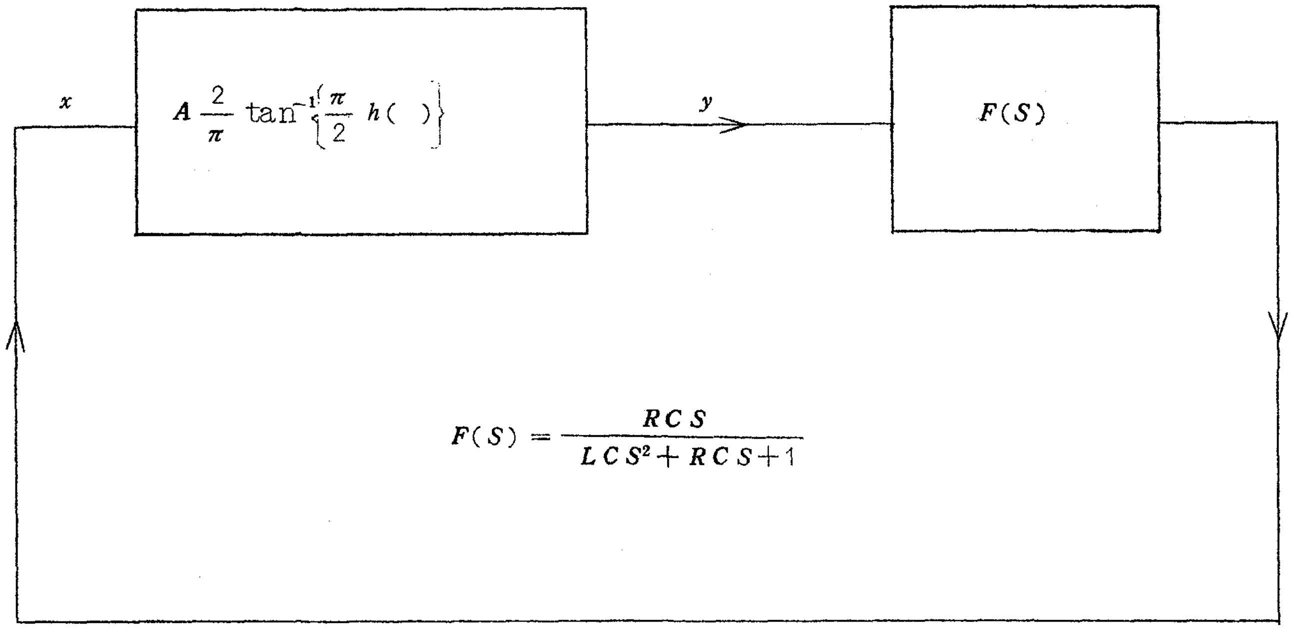

x
$A\dfrac{2}{\pi}\tan^{-1}\left\{\dfrac{\pi}{2}h(\ \ )\right\}$
y
$F(S)$
$F(S)=\dfrac{RCS}{LCS^2+RCS+1}$

図3.2 等 価 回 路

(3.4) 式であらわされる.

$$A\frac{2}{\pi}\tan^{-1}\left(\frac{\pi}{2}hx\right)\cdot\frac{RCS}{LCS^2+RCS+1}=x \tag{3.4}$$

(3.4) 式を微分方程式の形に書き改めると

$$\ddot{x}+\frac{R}{L}\left\{1-\frac{Ah}{\left(1+\frac{\pi}{2}h\right)^2x^2}\right\}\dot{x}+\frac{1}{LC}x=0 \tag{3.5}$$

(3.5) 式において

$$Ah=K,\ \frac{\pi}{2}hx=X,\ \frac{R}{L}=\varepsilon\omega_0,\ \frac{1}{LC}=\omega_0^2 \tag{3.6}$$

なる変換を行ない (3.7) 式のように書きかえる.

$$\ddot{X}+\varepsilon\omega_0\left(1-\frac{K}{1+X^2}\right)\dot{X}+\omega_0^2X=0 \tag{3.7}$$

ここで時間軸を $1/\omega_0$ で基準化すると

$$\ddot{X}+\varepsilon\left(1-\frac{K}{1+X^2}\right)\dot{X}+X=0 \tag{3.8}$$

(3.8) 式は，この発振回路の非線形微分方程式である．この方程式は，異なった，2つの独立するパラメータを有する非線形微分方程式であり，最近，two-parameter oscillator の two-parameter nonlinear differential equation として注目されだしたものであり，筆者とは全く独立に，P.R.Scott.JR.や，R.J.Mulholland により導びかれたものと同一である.(87)(88)

この2パラメータ非線形微分方程式は，X が小さい場合には，従来の van der Pol の微分方程式と一致するが，Van der Pol の式とは異な

って，Xの大きな範囲まで，十分実用になる式である。[93]

3・2・2　リミット・サイクル

この発振回路のリミット・サイクルを求めることにより，このディジタルICの入出力特性を $\tan^{-1}$ で近似したことの妥当性について検討する。[85]

(3.8) 式において

$$\ddot{X} = \frac{d^2 X}{d t^2} = \frac{d X}{d t} \frac{d}{d X}\left(\frac{d X}{d t}\right) \tag{3.9}$$

なる関係を用いると (3.8) 式は，(3.10) 式となる．

$$\frac{d}{d X}\left(\frac{d X}{d t}\right) = -\varepsilon \left(1 - \frac{K}{1+X^2}\right) - \frac{X}{\dot{X}} \tag{3.10}$$

ここで等傾線の傾きをGであらわすと

$$G = -\varepsilon \left(1 - \frac{K}{1+X^2}\right) - \frac{X}{\dot{X}} \tag{3.11}$$

となるから

$$\frac{d X}{d t} = -\frac{X}{G + \varepsilon \left(1 - \dfrac{K}{1+X^2}\right)} \tag{3.12}$$

(3.12) 式より，$K = 10$，$\varepsilon = 0.365$ としたリミット・サイクルを描くと，図 3・3 のようになる．

実験は，計算値と同様に，$K = 10$，$\varepsilon = 0.365$ となるように，L，C，Rの値を設定して行ない，写真 2 の結果を得た．

写真 2 の実験結果と対照してみると形状の相似があきらかであり，このディジタルICの入出力特性を逆三角関数 $\tan^{-1}$ で近似して考察することの妥当性が理解できる．

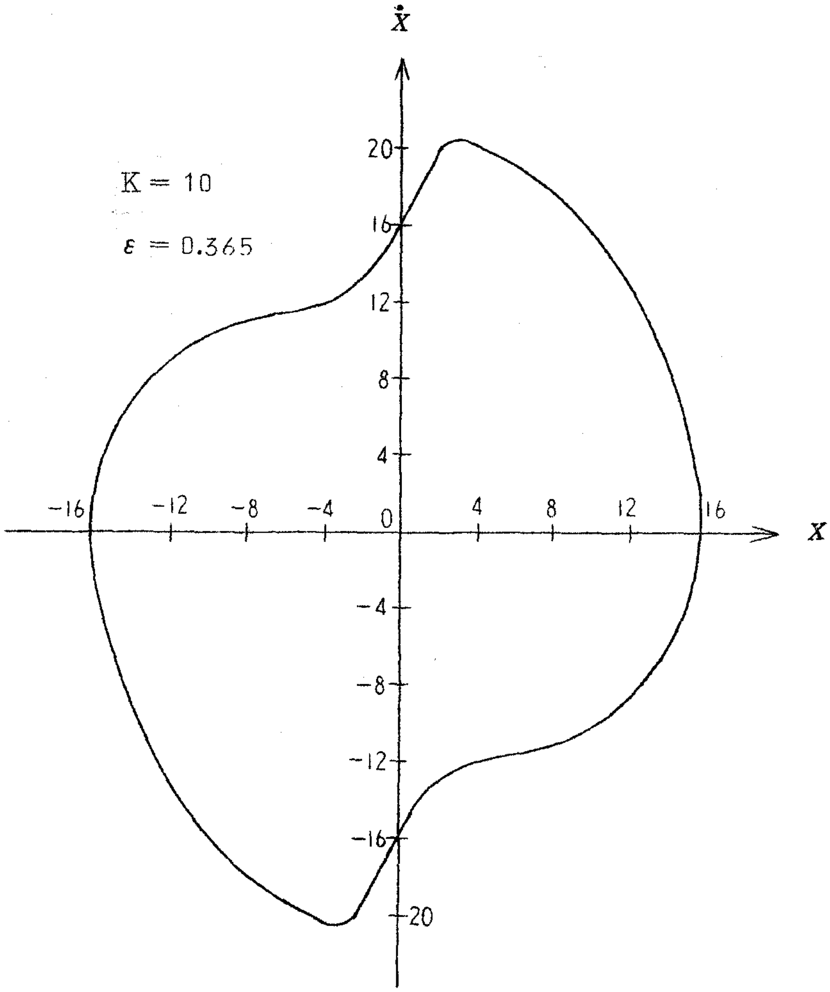


図 3・3　リミット・サイクルの計算値

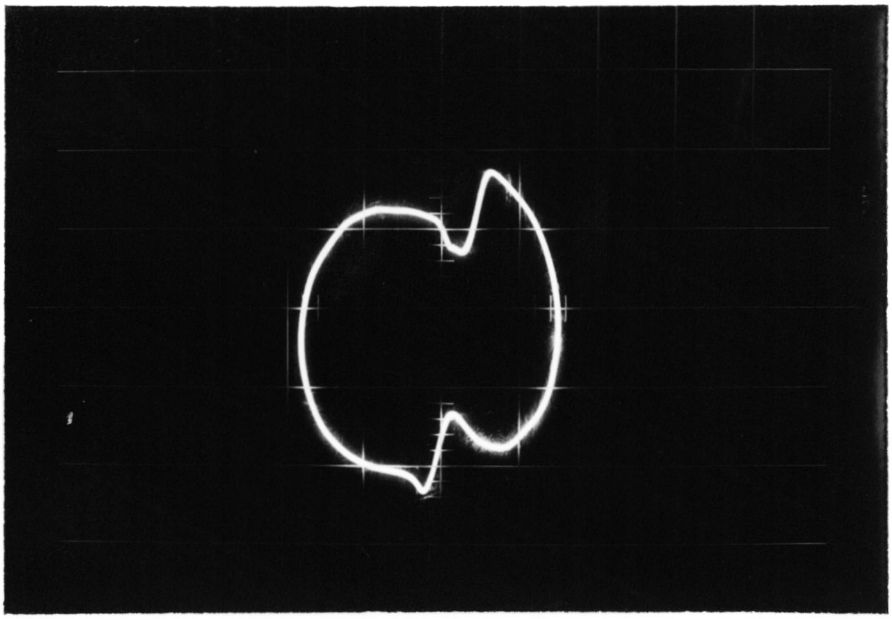


写真 2. リミット・サイクル
(*V.* 0.1*v/div*-.*H.* 1*v/div*)

3・2・3　近　似　解

一般に非線形微分方程式で数学的に解けるものは非常に少ない．そこで周期振動を解析し，計算して，現象を量的に説明するために摂動法を導入する．[(91)(92),(97)~(99)]

摂動法とは，$d^2x/dt^2 = f_1(t, x, dx/dt)$ の解が求められている場合に，十分小さいパラメータ ε に対して $d^2x/dt^2 = f_2(t, x, dx/dt, \varepsilon)$ の周期解の存在ならびにその性質を導き出す方法である．

そこで (3.8) 式に摂動法を導入して近似解を求める．[(92)]

(3.8) 式を再掲すると

$$\ddot{X} + \varepsilon \left(1 - \frac{K}{1 + X^2}\right)\dot{X} + X = 0 \qquad (3.13)$$

ここで

$$t = \frac{\theta}{\Omega} \qquad (3.14)$$

なる変数変換を行なうと(3.13)式は(3.15)式となる．

$$\Omega^2 \ddot{X} + \varepsilon \Omega \left(1 - \frac{K}{1 + X^2}\right)\dot{X} + X = 0 \qquad (3.15)$$

ただし

$$\dot{X} = \frac{dX}{d\theta} \quad , \quad \ddot{X} = \frac{d^2X}{d\theta^2}$$

であり，以下で用いるΩおよびXは次に示すようにεにより展開し，

$\varepsilon \fallingdotseq 0$より$\varepsilon^3$以上の項を省略して解析する．

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_0} = 1 + \varepsilon \Omega_1 + \varepsilon^2 \Omega_2 \qquad (3.16)$$

$$X = X_0 + \varepsilon X_1 + \varepsilon^2 X_2 \qquad (3.17)$$

これらの式において，右辺の第1項は母解であり，第2項，第3項はそれぞれ第1次，第2次修正項をあらわす．

(3.16)式および(3.17)式より

$$X^2 \fallingdotseq X_0^2 + 2\varepsilon X_0 X_1 + \varepsilon^2 (X_1^2 + 2 X_0 X_2)$$

$$\Omega^2 \fallingdotseq 1 + 2\varepsilon \Omega_1 + \varepsilon^2 (\Omega_1^2 + 2\Omega_2)$$

であるから，(3.15)式に代入，整理すると

$$\{1+X_0^2+2\varepsilon X_0X_1+\varepsilon^2(X_1^2+2X_0X_2)\}\{1+2\varepsilon\Omega_1+\varepsilon^2(\Omega_1^2+2\Omega_2)\}$$
$$(\ddot{X}_0+\varepsilon\ddot{X}_1+\varepsilon^2\ddot{X}_2)+(\varepsilon+\varepsilon^2\Omega_1)\{1+X_0^2-K+2\varepsilon X_0X_1+\varepsilon^2(X_1^2+2X_0$$
$$X_2)\}(\dot{X}_0+\varepsilon\dot{X}_1+\varepsilon^2\dot{X}_2)+\{1+X_0^2+2\varepsilon X_0X_1+\varepsilon^2(X_1^2+2X_0X_2)\}$$
$$(X_0+\varepsilon X_1+\varepsilon^2X_2)=0 \tag{3.18}$$

(3.18)式をεのべき順にまとめ，それぞれα，β，γとするとεを含まぬ項

$$\alpha=(1+X_0^2)\ddot{X}_0+(1+X_0^2)X_0 \tag{3.19}$$

εの1次の項

$$\beta=2\ddot{X}_0X_0X_1+(1+X_0^2)(\ddot{X}_1+2\Omega_1\ddot{X}_0)$$
$$+(1-K+X_0^2)\dot{X}_0+2X_0^2X_1+(1+X_0^2)X_1 \tag{3.20}$$

εの2次の項

$$\gamma=\ddot{X}_0(X_1^2+2X_0X_2)+2(\ddot{X}_1+2\Omega_1\ddot{X}_0)X_0X_1$$
$$+(\ddot{X}_2+2\Omega_1\ddot{X}_1+\Omega_1^2\ddot{X}_0+\Omega_2\ddot{X}_0)(1+X_0^2)$$
$$+(1-K+X_0^2)\dot{X}_1+2X_0X_1\dot{X}_0+\Omega(1-K+X_0^2)\dot{X}_0$$
$$+X_0(X_1^2+2X_0X_2)+2X_0X_1^2+X_2(1+X_0^2) \tag{3.21}$$

母解X_0は，$\alpha=0$より$\ddot{X}_0+X_0=0$の解となり

$$X_0=X_0'\cos\theta+X_0''\sin\theta$$
$$=X_0'\cos\omega t+X_0''\sin\omega t\quad(\omega=\omega_0\text{のとき}) \tag{3.22}$$

となるが，初期条件$t=0$のとき$\dot{X}_0=0$であるから

$$\ddot{X}_0''=0$$
$$X_0=X_0'\cos\omega t \tag{3.23}$$

となる．

次に，第1次修正項は，εの1次の項より$\beta=0$により求められるから(3.20)式に(3.23)式を代入すると

$$\left(1+X_0'^2\cos^2\omega t\right)\ddot{X}_1+\left(1+X_0'^2\cos^2\omega t\right)X_1$$

$$=2\Omega_1\left(1+X_0'^2\cos^2\omega t\right)X_0'\cos\omega t$$

$$+\left(1-K+X_0'^2\cos^2\omega t\right)X_0'\sin\omega t \qquad (3.24)$$

(3.24) 式を整理して

$$\ddot{X}_1+X_1=\frac{1}{1+X_0'^2\cos^2\omega t}\left[\frac{3}{2}\Omega_1X_0'\left(X_0'^2+\frac{4}{3}\right)\right.$$

$$\times\cos\omega t+\frac{1}{4}X_0'\left\{X_0'^2-4\left(K-1\right)\right\}\sin\omega t$$

$$\left.+\frac{1}{2}\Omega_1X_0'^2\cos 3\omega t+\frac{1}{4}X_0'^2\sin 3\omega t\right] \qquad (3.25)$$

上式の右辺の第 1 項は

$$\frac{1}{1+X_0'^2\cos^2\omega t}=\frac{2}{X_0'^2}\;\frac{1}{\dfrac{2+X_0'^2}{X_0'^2}+\cos 2\omega t}$$

となり

$$\frac{1}{\dfrac{2+X_0'^2}{X_0'^2}+\cos 2\omega t}=\frac{X_0'^2}{2+X_0'^2}-\left(\frac{X_0'^2}{2+X_0'^2}\right)^2\cos 2\omega t+\cdots\cdots$$

のように展開し，第 1 項のみを取ると

$$\frac{1}{1+X_0'^2}\fallingdotseq\frac{2}{2+X_0'^2} \qquad (3.26)$$

$\times\cos^2\omega t$

と書ける．したがって，(3.25) 式における右辺の第 1 項は (3.26) 式に示したごとく定数とみなすと，第 2 項以下の［　］内の永年項である $\sin\omega t$ および $\cos\omega t$ の係数をゼロとすればよい．

$\sin\omega t$ の係数より

$$X_0' = \pm 2\sqrt{K-1} \tag{3.27}$$

cos ωt の係数より

$$\Omega_1 = 0 \tag{3.28}$$

これより (3.25) 式は

$$\ddot{X}_1 + X_1 = \frac{2(K-1)^{\frac{3}{2}}}{2K-1} \sin 3\omega t \tag{3.29}$$

となる．これより第1次修正解は

$$X_1 = X_1' \cos \omega t + X_1'' \sin \omega t - \frac{(K-1)^{\frac{3}{2}}}{4(2K-1)} \sin \omega t \tag{3.30}$$

であり，初期条件 $t=0$ のとき $\dot{X}_1 = 0$ を代入すると

$$X_1'' = \frac{3(K-1)^{\frac{3}{2}}}{4(2K-1)} \tag{3.31}$$

ここで

$$P = \frac{(K-1)^{\frac{3}{2}}}{4(2K-1)} \tag{3.32}$$

とおくと

$$X_1 = X_1' \cos \omega t + 3P \sin \omega t - P \sin 3\omega t \tag{3.33}$$

と書ける．

第2次修正項は，ε の2次の項より $\gamma=0$ により求められる．

(3.21) 式を X_2 で整理すると

$$\begin{aligned}(1+X_0^2)\ddot{X}_2 + (2\ddot{X}_0 X_0 + 3X_0^2 + 1)X_2 \\ = -\{\ddot{X}_0 X_1^2 + 2\ddot{X}_1 X_0 X_1 + 2\Omega_2 \ddot{X}_0 (1+X_0^2) \\ + (1-K+X_0^2)\dot{X}_1 + 2X_0 X_1 \dot{X}_0 + 3X_0 X_1^2\}\end{aligned} \tag{3.34}$$

上式に（3．29）式および（3．33）式を代入して整理すると

$$\ddot{X}_2 + X_2 = \frac{-1}{2K-1}(B_1 + B_2 + B_3 + B_4 + B_5) \qquad (3 \cdot 35)$$

ただし

$$B_1 = 4(K-1)^{\frac{1}{2}}\cos\omega t\,(X_1'^2\cos^2\omega t + 9P^2\sin^2\omega t$$
$$+ P^2\sin^2 3wt + 6PX_1'\cos wt\,\sin wt - 6P^2\sin wt$$
$$\sin 3wt - 2PX_1'\sin 3wt\,\cos wt)$$

$$(3 \cdot 36-1)$$

$$B_2 = 4(K-1)^{\frac{1}{2}}\cos wt\left\{-(X_1'\cos wt + 3P\sin wt)^2\right.$$
$$+ 10P\sin 3wt(X_1'\cos wt + 3P\sin wt) - 9P^2\sin^2$$
$$\left.3wt\right\} \qquad (3 \cdot 36-2)$$

$$B_3 = -4\Omega_2(K-1)^{\frac{1}{2}}\cos wt\left\{1 + 4(K-1)\cos^2 wt\right\}$$

$$(3 \cdot 36-3)$$

$$B_4 = \left\{1 - K + 4(K-1)\cos^2 wt\right\}$$
$$\times(-X_1'\sin wt + 3P\cos wt - 3P\cos 3wt)$$

$$(3 \cdot 36-4)$$

$$B_5 = -4(K-1)\sin 2wt$$
$$\times(X_1'\cos wt + 3P\sin wt - P\sin 3wt)$$

$$(3 \cdot 36-5)$$

をあらわしている。

ここで永年項 $\sin wt$ および $\cos wt$ について注目する。（3・35）式において B_1，B_2，B_3，B_4，B_5 のそれぞれを $\sin wt$ のみの項，$\cos wt$ のみの項について整理すると $\sin wt$ の項は

$$
\left.
\begin{aligned}
B_1 &= 4(K-1)^{\frac{1}{2}} P X_1' \sin wt \\
B_2 &= -6(K-1)^{\frac{1}{2}} P X_1' \sin wt \\
B_3 &= B_4 = 0 \\
B_5 &= -2(K-1) X_1' \sin wt
\end{aligned}
\right\} \qquad (3.37)
$$

cos wt の項は

$$
\left.
\begin{aligned}
B_1 &= (K-1)^{\frac{1}{2}} (3X_1'^2 + 5P^2) \cos wt \\
B_2 &= -(K-1)^{\frac{1}{2}} (3X_1'^2 + 9P^2) \cos wt \\
B_3 &= -4\Omega_2 (K-1)^{\frac{1}{2}} (3K-2) \cos wt \\
B_4 &= 3P(K-1) \cos wt
\end{aligned}
\right\} \qquad (3.38)
$$

$$B_5 = -4P(K-1) \cos wt$$

永年項を消去すればよいから，（3・37）式の sinwt の係数の和と，（3・38）式の coswt の係数の和が共にゼロとなるようにX_1' および Ω_2 を定めればよい。

（3・37）式より

$$(K-1)^{\frac{1}{2}} X_1' \left\{ P + (K-1)^{\frac{1}{2}} \right\} = 0 \qquad (3\cdot39)$$

上式において，発振器であることにより$K>1$でなければならない（発振条件参照）から

$$X_1' = 0 \qquad (3\cdot40)$$

また（3・38）式より

$$(K-1)^{\frac{1}{2}} \left\{ 4P^2 + P(K-1)^{\frac{1}{2}} + 4\Omega_2 (3K-2) \right\} = 0$$

（3・41）

同様に，$K>1$ であるから

$$\Omega_2 = -\frac{4P^2 + P(K-1)^{\frac{1}{2}}}{4(3K-2)} \qquad (3\cdot42)$$

となり，（３・３２）式のPの値を代入すると

$$\Omega_2 = -\frac{(K-1)^3 + (2K-1)(K-1)^2}{16(2K-1)^2(3K-2)} \qquad (3\cdot43)$$

となる。

発振振幅は（３・１７）式であらわされているXであり，（３・２３）式，（３・２７）式，（３・３３）式および（３・４０）式を代入すると

$$X = 2\sqrt{K-1}\cos wt + \varepsilon\left\{\frac{3(K-1)^{\frac{3}{2}}}{4(2K-1)}\sin wt - \frac{(K-1)^{\frac{3}{2}}}{4(2K-1)}\sin 3wt\right\} \qquad (3\cdot44)$$

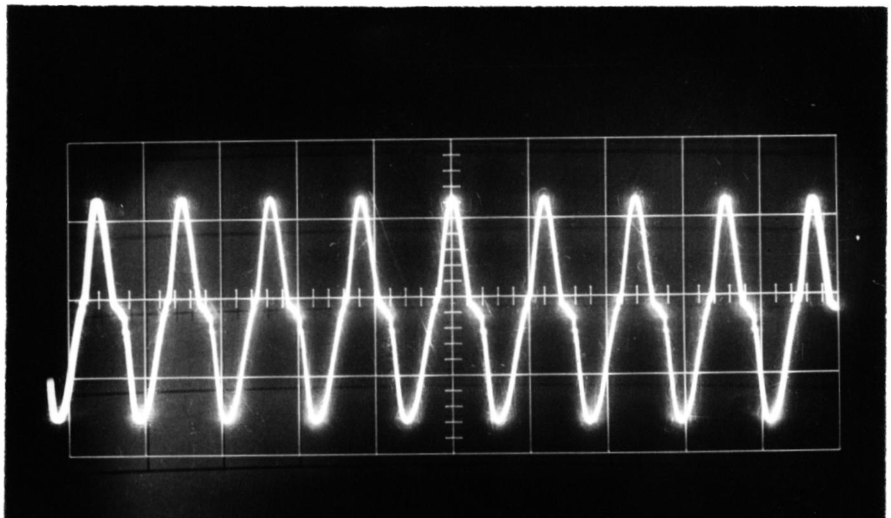


写真３　ディジタル*IC*の入力波形

（*V*. 1*v*/*div* *H*. 2*μs*/*div*）

と求まる。写真3は，$K=10$，$\varepsilon=0$，365における実験結果である。振幅はほぼ$2\sqrt{K-1}$に一致し，$\sin wt$と$\sin 3wt$による波形の変化が中心附近でみられる。また，（3・2）式よりデイジタル*IC*よりの出力波形は，（3・44）式に非線形項を乗じた形となり，写真4となる。振幅は同様に$2\sqrt{K-1}$にほぼ一致し，写真でみられる矩形は$\tan^{-1}$で近似した非線形項による波形である。

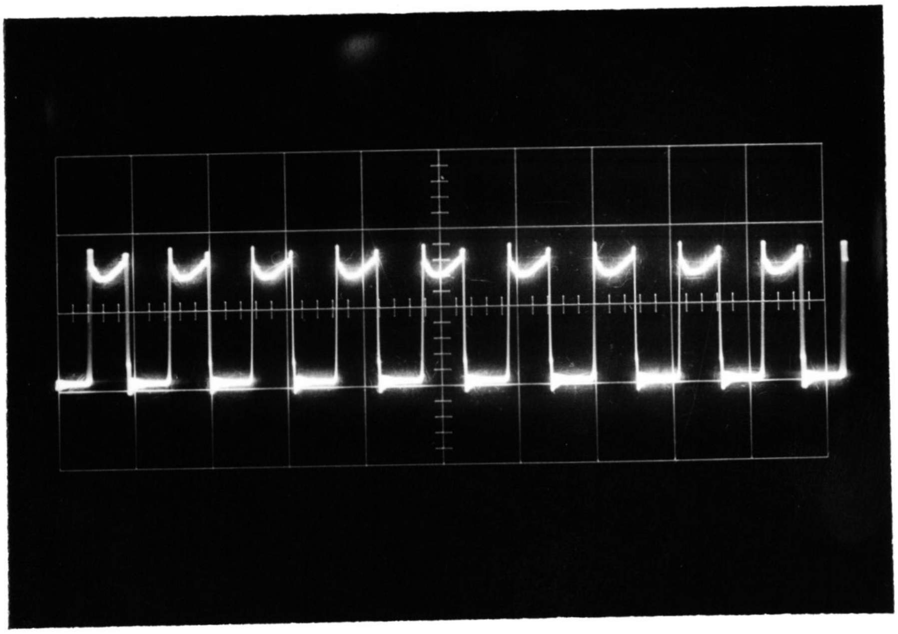


写真4　デイジタル*IC*の出力波形

（*V*. 2*v*/*div*. *H*. 2*μs*/*div*）

発振周波数wは，（3・16）式，（3・28）式，（3・43）式より

$$w=w_0\left\{1-\varepsilon^2\frac{(K-1)^3+(2K-1)(K-1)^2}{16(2K-1)^2(3K-2)}\right\}$$

（3・45）

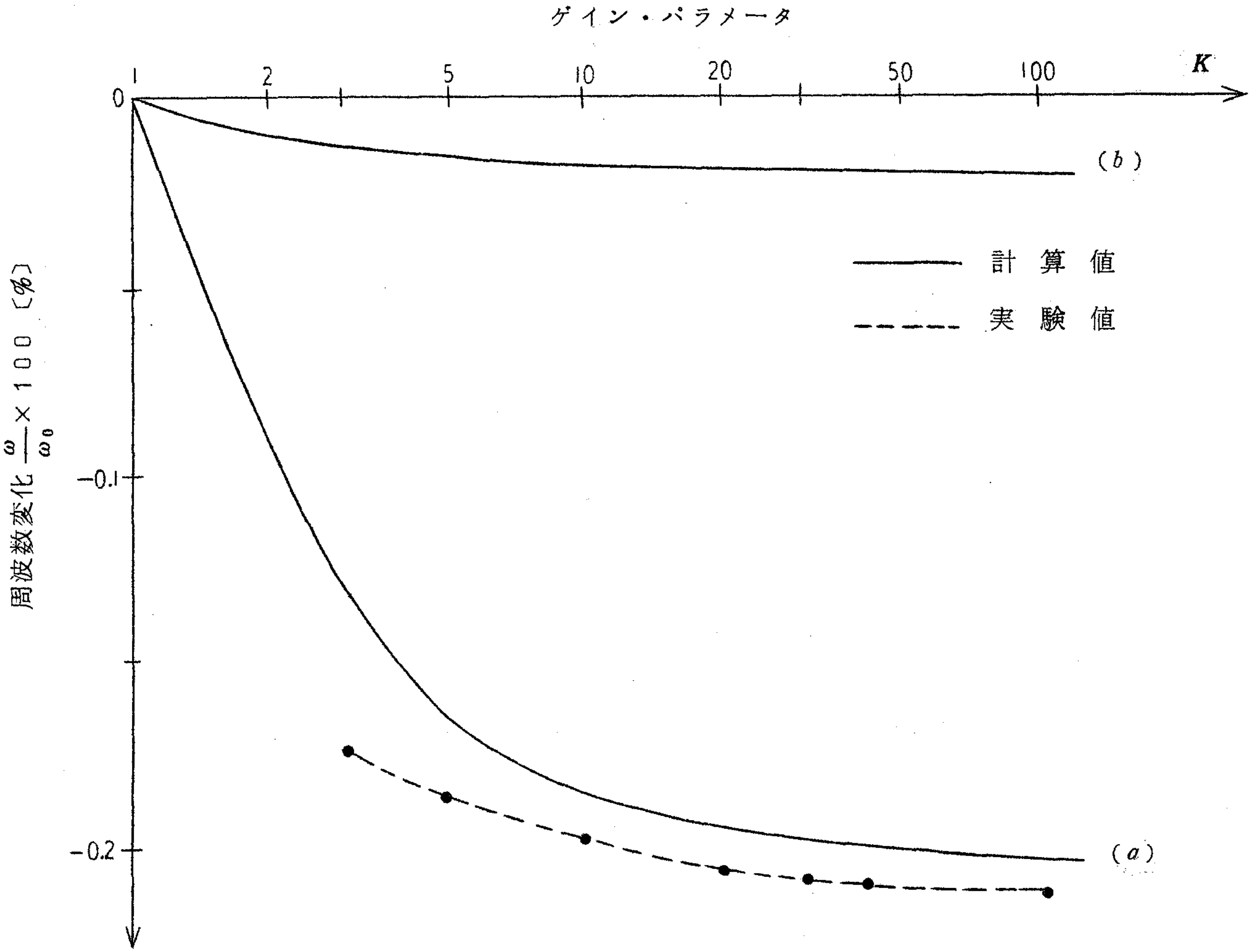


図3・4　ゲイン・パラメータと発振周波数の関係

となる。(3・45)式より，$\varepsilon=0.365$および$\varepsilon=0.1$とした計算値を図3・4(a)および(b)に示す。$\varepsilon=0.1$の場合，(3・45)式においても明らかであるが，$w \fallingdotseq w_0$に近くゲイン・パラメータKの変化にはほとんど無関係となる。すなわち，帰還回路のQを大きくすると，$\varepsilon^2 \fallingdotseq 0$となり，図3・4(b)に示すように発振周波数$w$は帰還回路の共振周波数$w_0$とほぼ等しくなることを示している。図3・4の点線は，$\varepsilon=0.365$とした実験結果である。計算値と実験値との偏差は近似解法による誤差と，測定に際しての誤差と思われるが，ほぼ満足する結果を得た。すなわち，このNOR回路を二段用いた発振回路では，一段のゲイン・パラメータは約20であり二段で約400となる。これに適当な減衰器を入れ，ゲイン・パラメータを100として発振させると，帰還回路の共振波数が297.5 KHzのとき，測定された発振周波数は296.85 KHzであった。この偏差は約0.22％となる。

ここで，(3・45)式においてゲイン・パラメータを大きくすると

$$\lim_{K \to \infty} w = w_0\left(1-\frac{3}{192}\varepsilon^2\right) \tag{3・46}$$

となり，ゲイン・パラメータの大きい範囲での動作は，発振周波数を一定値に近ずけることがわかる。

3・3　発振条件とゲイン・パラメータに関する実験的考察

3・3・1　発振条件

前記解析においては，ゲイン・パラメータKが発振を開始するのに十分な値を持つと考えていたが，ここでは，この発振器が発振を開始するために必要なゲイン・パラメータの大きさについて，リアプノフの安定理論を

用いて検討する。(84)

いま，図3・1の発振回路において，ある任意の時間における入力X_2を，他の入力X_1の時間微分値に等しい，すなわち，$X_2=\dot{X}_1$とおくと(3・8)式より

$$\dot{X}_2=-\{\varepsilon(1-\frac{K}{1+X_1^2})X_2+X_1\} \qquad (3\cdot47)$$

の関係が成立する。ここでリアプノフ関数$V(X)$を

$$V(X)=X_1^2+X_2^2 \qquad (3\cdot48)$$

とおくと，$\dot{V}(X)$は

$$\dot{V}(X)=-\frac{2\varepsilon X_2^2}{1+X_1^2}\{X_1^2-(K-1)\} \qquad (3\cdot49)$$

となる。すなわち(3・49)式は$|X_1|<\sqrt{K-1}$であれば$\dot{V}(X)>0$となり，リアプノフの定理より原点の近傍では不安定を意味する。いいかえれば，この発振回路において発振を開始させるための必要条件はゲイン・パラメータKの値を1以上とすることである。

また，$K\fallingdotseq1$と考えると，(3・8)式において$\dot{X}$の項が小さくなり，この発振器が正弦波発振を起こすことを示す。(3・44)式においても，発振幅Xは$K\fallingdotseq1$の場合には

$$X\fallingdotseq2\sqrt{K-1}\ \cos wt \qquad (3\cdot50)$$

となり，正弦波発振を示す。これは実験においても確かめられた。

3・3・2 ゲイン・パラメータの測定と実験的考案

新しく定義したディジタルICのゲイン・パラメータについてのべる。

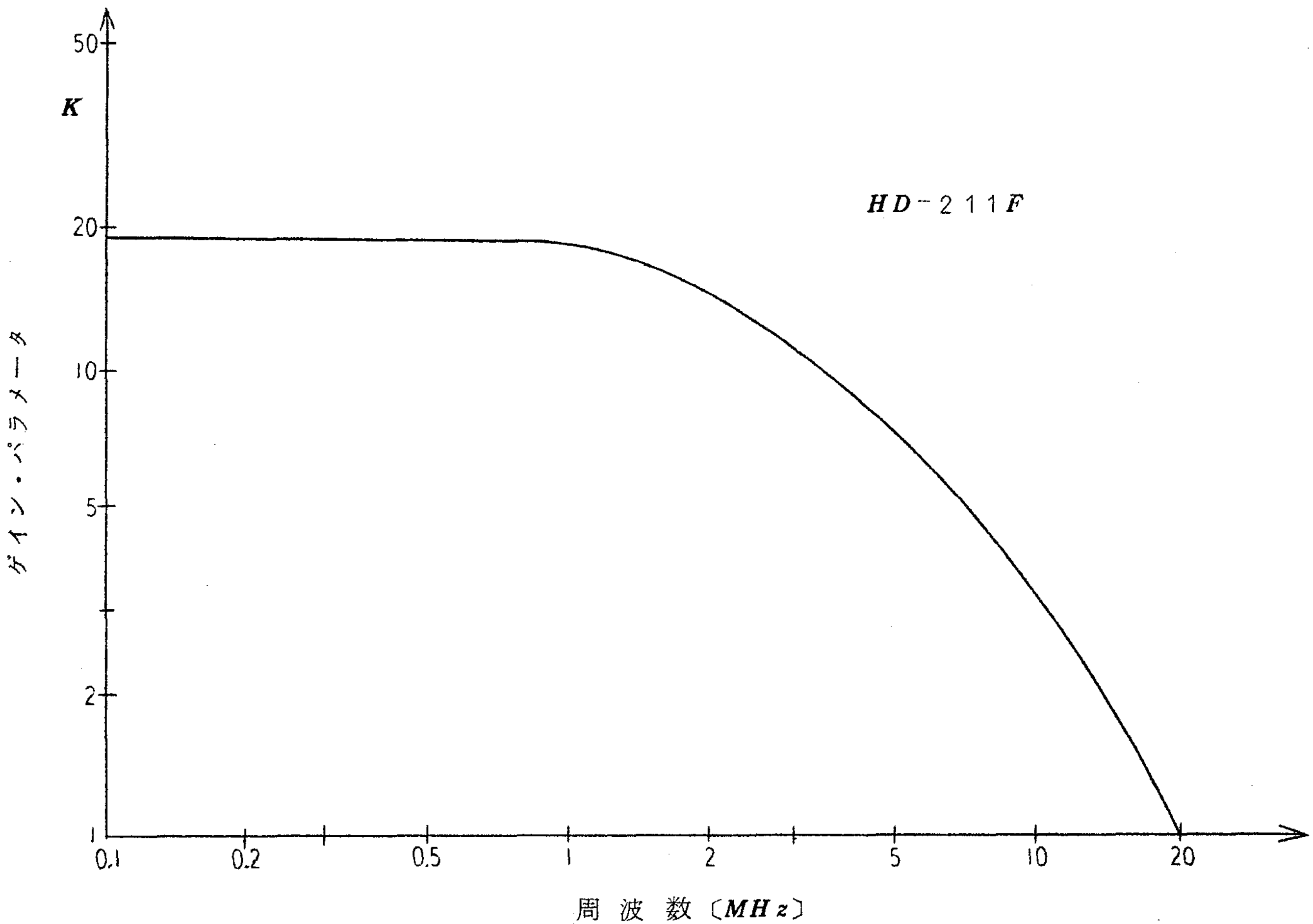


図3・5　ゲイン・パラメータの周波数特性

このパラメータKは前記定義よりも明らかであるが，線形能動素子における増幅度に相当するものであり，量的には．入力と出力との比で定まる．また，このパラメータKは，デイジタル*IC*の伝達時間とは密接な関係を持ち，発振器の高周波動作に制限を与える．

実験に用いたデイジタル*IC*の周波数変化に対するゲイン・パラメータの測定値を図3・5に示す．このゲイン・パラメータの測定は，測定する個々の*NOR* 回路の入力に，一定の出力電圧を有する三角波を加え，*IC*出力を観測により求め，周波数変化は，三角波のくり返し時間を変えて行なった．写真5は，5*MHz*における入出力特性であり，この時のゲイン・

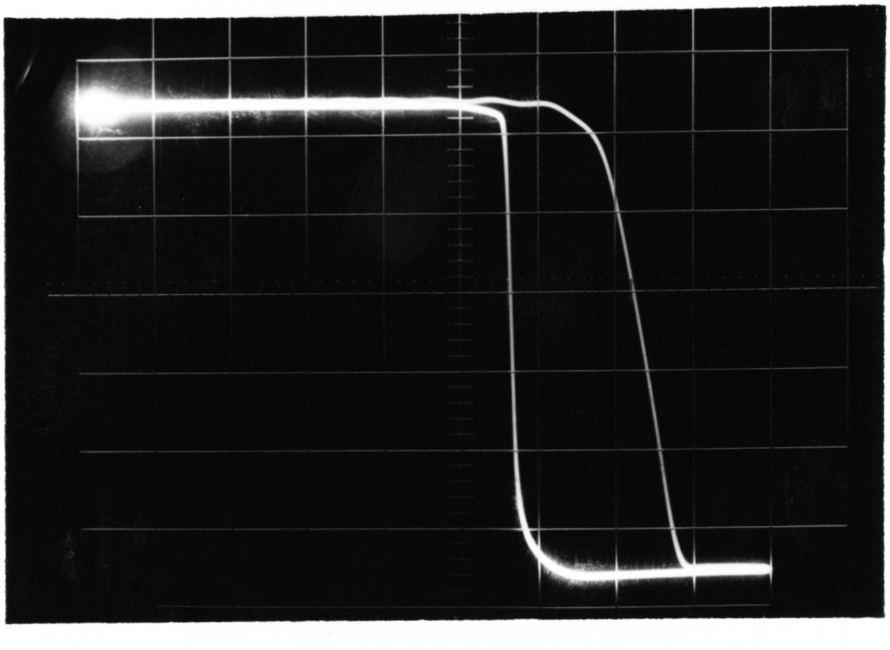


写真5　5*MHz* の入出力特性

(*V*. 0.5*v*/*div*. *H*. 0.5*v*/*div*)

パラメータは約６である。また，*NOR* 回路個々のゲイン・パラメータの偏差については，１０個の素子，４０個の*NOR* 回路について測定したが，ほとんど差がなく，*I C* としての特徴である特性の均一性が十分に認められた。

また，このゲイン・パラメータの変化による発振周波数の変化は，前掲の図３・４に示すように，*K* の小さい範囲では大きく線形に変化するが，*K* の比較的大きな範囲では飽和する。この線形な変化範囲は，周波数変調回路に利用できる可能性を持つが，この範囲は*K* の小さな範囲での動作であるため，発振が不安定となる上に，周波数の変化幅についてもあまり期待できない。

３・４　高周波発振時に対する検討

３・４・１　最高発振周波数

前記各解析においては，このデイジタル*I C* 発振器は，発振可能なる比較的低周波において動作させるものとし，また，その実験による検討においても約３００*KHz* の周波数で行なった。したがって，ここでは図３・５に示されているような，ゲイン・パラメータが減少する高周波における動作について検討する。(84)

この解析および実験に用いたデイジタル*I C* は，*NOR* 回路一段のゲイン・パラメータが低周波では約２０であり，その素子の伝達時間と密接な関係をもち，１*MHz* をこえると周波数とともに徐々に減少し，約２０*MHz* で１となる。したがって，前記発振条件の解析より，この*NOR* 回路を二段用いた発振回路では約２０*MHz* までの発振が可能であるといえる。しかしながら，実際の実験では，最高発振周波数は約１８ *MHz* であった。この

18*MHz*におけるNOR 回路二段の測定されたゲイン・パラメータは図3・5より約2・6であり，発振条件による限界周波数の解析結果とは少少異っている。この原因は，発振条件の解析にはあらわれていない高周波損失などによるものと考えられる。写真6は，18*MHz*の発振波形である。

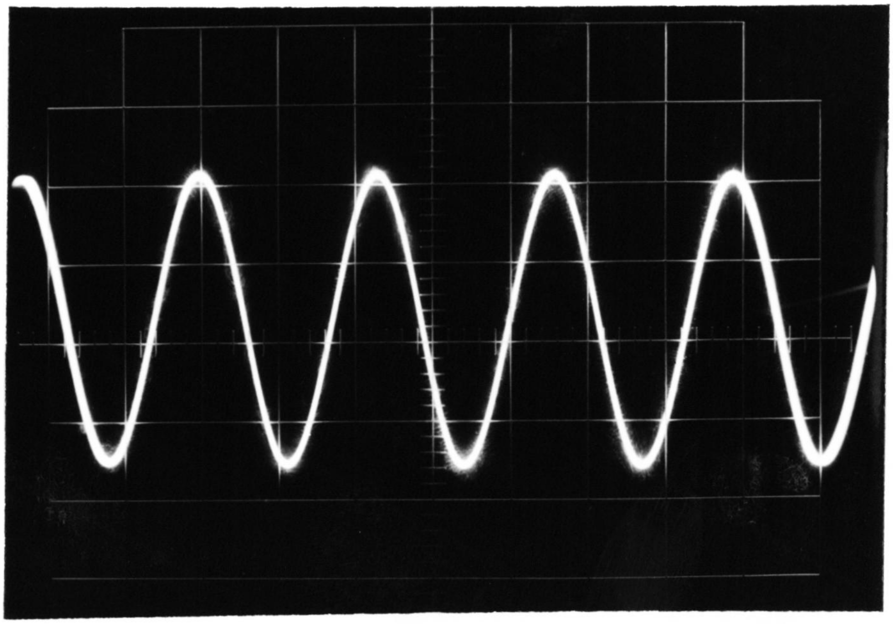


写真6　18*MHz* 発振波形

（*V*．0.05*v*/*div*．*H*：0.02*μs*/*div*）

ゲイン・パラメータが1に近いため，入力，出力ともに正弦波に近い発振波形が得られる。発振出力はやはり$2\sqrt{K-1}$を満足していると考えると，この時の*K*の値は約1.003である。

このようにデイジタル*IC*発振器の高周波発振時に対する考察は，ほとんど用いられるデイジタル*IC*のゲイン・パラメータに対する考察となる

ことが明らかである。それ以外の考察は，一般の高周波発振器と同一である。したがって，高周波発振の限界は，その発振器に用いられるデイジタルICのゲイン・パラメータの値のみに関係すると言っても過言ではなく，使用する素子の選択が重要となる。

3・4・2 等価容量

発振周波数が帰還回路の共振周波数より下がる原因は，前記解析に示すごとくゲイン・パラメータによる影響であるが，これを等価的に容量と仮定して解析することが可能である。すなわち，この発振回路に用いられたデイジタルICの入力端と出力端との間を等価容量C_eとすると(3・45)式より

$$\cancel{C_e \fallingdotseq} \; C_e = \frac{C}{\varepsilon^2}\,\frac{8(2K-1)^2(3K-2)}{(K-1)^3+(2K-1)(K-1)^2} \tag{3・51}$$

これより，ゲイン・パラメータが増加することは等価容量を増加させるといえ，図3・4に示されたように発振周波数を降下させる結果となる。いいかえれば，より高い周波数を発振させるには，発振可能なる範囲において，できる限りゲイン・パラメータの小さな範囲で動作させるとともに，帰還回路の損失を少なくするように設計することが望ましい。(96)

3・5 結　　言

本章では，受信装置のIC化に際して，一つの障害となっている発振回路のIC化に関して，発振回路にデイジタルICを用いた場合の考察を行なった。

非線形能動素子であるデイジタルICの，入出力特性を逆三角関数$\tan^{-1}$

と近似表示する新しい解析法は，リミット・サイクルを用いての妥当性の検討と，発振波形および発振周波数の観測より確かめられ，その有用性が認められた。(84)，(96)

また，ここに得られた，このデイジタルＩＣ発振器の非線形微分方程式は，異なった，２つの独立するパラメータを有する方程式であり，新しい分野として，最近，注目されている two-parameter oscillator の two-parameter nonlinear differential equation と呼び，(93) この新しい分野の研究に，大きく貢献するものである。加えて，この２パラメータ非線形微分方程式は，従来の van der Pol の式とは異なり，小振幅だけでなく，大振幅動作においても実用できるものであり，弛張発振器などの非線形発振器の解析にも有用である。

このデイジタルＩＣ発振器においては，用いられるデイジタルＩＣのゲイン・パラメータの値により，発振可能か否か，および，発振可能最高周波数が限定されることになり，設計に対して，重要なファクターを提供する。

発振周波数についても，用いられるデイジタルＩＣのゲイン・パラメータの値により変化するが，帰還回路を水晶発振子などの，高いQを有する素子で構成すれば，発振する周波数は，その振動子固有の周波数に近くなる。すなわち，安定な発振器を提供することになるが，やはり，ゲイン・パラメータの変化による発振周波数の変化は，微小であるが，存在する。したがって，この発振器を，カラーＴＶ受信機の色副搬送波発振器として用いると，位相同期を容易に行なうことが可能である。(100)，(101)

また，本章では，帰還回路として，直列共振回路を用いたが，これに換えて，並列共振回路や，ウィーン・ブリッジ回路などを用いても，同様の

結果が得られた。(86)

加えるに，本章では，入力xのバイアス値をゼロとしたものについてのべたが，バイアス項の考慮した場合の発振条件および，電源電圧の変化に対する発振周波数の変化を，それぞれ，<付録7>および<付録8>に示した。また，このデイジタルIC発振器を同期させるための同期特性を<付録9>に，カラー復調回路への応用例を<付録10>に示した。参考として，$\tan^{-1}$近似のグラフと実際のデイジタルICの入出力特性を<付録11>に示した。

第４章　結　　論

本研究は，受信装置への集積回路導入に関して，その受信装置の高周波入力部のIC化と，その受信装置内の発振回路のIC化とについて考察したものであり，この研究により得られた成果を述べると次のようになる。

第２章においては，受信装置の高周波入力部をすべてFETで構成する場合について，FETの伝達特性の仮定より，高周波増幅器の混変調ひずみ特性，および，周波数混合器の変換利得の一般解を求め，個々の回路の実験結果と比較検討した。これより，高周波増幅器の混変調ひずみ特性と，周波数混合器の変換利得特性とを改善するには，FETの動作点を，その伝達特性の指数定数nが，できるだけ，２に近い値となるように選択することであり，これによると，高周波増幅器と，周波数混合器とを縦続した場合，良好な混変調ひずみ特性と，十分な利得とを得ることができる。

一方，FETで構成した局部発振器は，発振周波数の変化については，正，負いずれの温度係数をも持ち得るため，適切なる動作点の設計により，高安定な発振器を構成でき，高周波増幅器および周波数混合器とともに，同一プロセスで，同一チップ上にIC化し，すべてIC化したFETチューナを実現することができる。

筆者の試作したFETチューナは，この全IC化，FETチューナの製造への重要なる基礎資料を提供する。

第３章においては，受信装置のIC化に際して，一つの障害となっている発振回路のIC化について，発振回路にデイジタルICを用いた場合の考察を行なった。

デイジタルICを用いた発振回路の解析法に対して，本研究で得られた，

入出力特性の逆三角関数近似法は非常に有効であり，その近似の良否は，リミット・サイクルの比較よりも明らかである。

このtwo-parameter oscillatorと呼ばれる，ディジタルIC発振器の非線形微分方程式は，two-parameter nonlinear differential equationと呼ばれ，この新しい分野の研究に大きく貢献するものである。

この2パラメータ非線形微分方程式は，従来のvan der Pol式とは異なり，小振幅だけでなく，大振幅動作においても適用され，弛張発振器などの非線形発振器の解析にも有用である。

本研究において新しく定義したディジタルICのゲイン・パラメータは，発振可能か，否か，および，最高発振可能周波数を規定するものであり，このディジタルIC発振器の解析においては欠くことのできないパラメータである。

このデイジタルIC発振器は，帰還回路の構成いかんにより，安定な発振周波数を有する発振器となり得るため，カラーTV受信機の色同期回路用発振器のIC化などに十分応用される利点を持つ。

また，このデイジタルIC発振器の帰還回路を，並列共振回路や，ウィーン・ブリッジ回路などに置き換えた場合にも，本研究の解析法が用いられ，同様の結果が得られた。

謝　　　　辞

本研究は，大阪大学教授，青柳健次博士，ならびに，同大学教授，滑川敏彦博士の御指導のもとに，大学院における研究テーマとして，受信装置への集積回路導入に関し，青柳研究室と滑川研究室とにおいて遂行された研究を主体とするものである。両教授の終始変らぬ適切な御指導，御鞭撻に対して，ここに深甚なる感謝の意を表わす次第である。

また，筆者の大学院在学中，通信工学および電子工学一般に関して御指導，御教示をいただきました，大阪大学工学部熊谷三郎名誉教授，笠原芳郎教授，板倉清保教授，菅田栄治教授，中西義郎助教授，手塚慶一助教授，熊谷信昭助教授，および，大阪大学基礎工学部牧本利夫教授，藤沢和男教授，ならびに，大阪大学産業科学研究所加藤金正教授，松尾幸人教授に深謝する。

本研究の遂行にあたって，終始御協力をいただいた，鈴木敬三，岡部信郎両氏，ならびに，種々有益な御討論をいただいた青柳研究室関係の諸氏，および，滑川研究室の諸氏に厚く御礼申し上げます。

加えて，理論計算および実験に協力いただいた，小新井宏行，玉川允敏，宇川彰，太田正彦の各氏に感謝する。

主 な 記 号

V_P ： FETのピンチ・オフ電圧

V_I ： 中間周波出力電圧

$\bar{I}_D$ ： FETの平均ドレイン電流

P_B ： 直流入力電力

P_I ： 中間周波出力電力

CMD ： 混変調ひずみ

CMF ： 混変調ひずみ率（%）

k ： インピーダンス比

n ： FETの直流指数定数

n' ： FETの交流指数定数

V_{GS} ： FETの全ゲート入力電圧

e_{sig} ： FETのゲート入力信号電圧

i_D ： FETのドレイン電流の交流成分

g_m ： FETの相互コンダクタンス

$g(\omega_0 t)$ ： 任意時間におけるFETの相互コンダクタンス

g_c ： FETの変換コンダクタンス

G_c ： 混合器の変換利得

G_c' ： 混合器の変換利得指数

θ ： 局部発振電圧のクリッピング・レベル（電気角）

η ： 変換効率

η' ： 基準化変換効率

V_1 ： 希望信号電圧

V_2 ： 不要（妨害）信号電圧

V_0 ： 局部発振電圧

$m\cos pt$ ： 変調信号（m%AM変調）

r_d ： FETのドレイン飽和抵抗

C_j ： FETのゲート接合容量

T ： 絶対温度

$Ah=K$ ： デイジタルICのゲイン・パラメータ

$F(s)$ ： 帰還回路の伝達関数

ω_0 ： 帰還回路の固有共振周波数

G ： 等傾線の傾き

εt ： 帰還回路の尖鋭度Qの逆数

Ce ： デイジタルIC発振器の等価容量

$V(X)$ ： リアプノフ関数

文　　　献

(1) Motorola, " Integrated Circuit Engineering."(日本語訳) 近代科学社，昭和４２年。

(2) 菅田栄治，原留美吉，「混成集積回路」 工業調査会，昭和４３年。

(3) 伝田精一，「集積回路技術」工業調査会，昭和４３年。

(4) 滑川敏彦，「線形集積回路 ー電子回路からみたリニヤ集積回路」生産と技術，昭和４２年，pp３１〜３５。

(5) 滑川敏彦，「リニアＩＣの現状とその動向」エレクトロニクス，昭和４３年１１月，pp１〜５。

(6) 菅野卓雄，「電界効果トランジスタの最近の進歩」エレクトロニクス，Vol.11，No.９，昭和４１年９月，pp９〜１０。

(7) 山本真一郎，滝沢茂，「接合型ＦＥＴとその応用」エレクトロニクス，Vol.１１，No.９，昭和４１年９月，pp４１〜４２。

(8) Leonce J. Sevin, Jr., " Field Effect Transistors " McGraw Hill Book Co. １９６５，pp５１〜５７。

(9) C.T.Sah, " Characteristic of the Metal−Oxide − Semiconductor Transistor." ＩＥＥＥ Trans. ED, July １９６４，pp３２４〜３４５。

(10) Donald L, Wollesen, " FET vs Bipolar Transistor Characteristics." IEEE WESCON 1966, 11/1。

(11) R.Q.Lane, " The Comparative Performance of FET and Bipolar Transistors at VHF." IEEE J. of Solid−State Circuits, Vol. 1, No.1, Sep. １９６６,

pp35～39。

(12) Sam Weaver and Donald Wilcox, "Solutions to the Cross Modulation Problems.", IEEE Trans. BTR−13, No.2, July 1967 pp9～17。

(13) Walt Doesschate Jr., "AM Cross Modulation in Transistor RF Amplifier.", IEEE Trans. BTR−12, No.3, July 1966。

(14) James S. Sherwin, "Knowing the cause helps to cure distortion in FET Amplifiers." Electronics, Vol.39, No.25, Dec. 1966, pp99～100.

(15) Gerald E. Theriault, "Cross Modulation and Modulation Distortion of RF Transistors." IRE Trans. BTR−8, July 1962, pp8～12。

(16) F.N. Trofimenkoff, et al, "Theory and Application of the Field Effect Transistor." Proc. IEE, Vol.11, No.12, 1964, pp1981～1992。

(17) J.B. Compton, "High Frequency Power Field−Effect Transistors." IEEE WESCON, 1966, 8/2。

(18) Roy C.Hejhall, "Field Effect Transistor RF Amplifier Design Techniques." IEEE WESCON, 1966, 8/3。

(19) Donald L. Wollsen, "Field Effect Transistor Design Techniques at Broadcast Frequencies." IEEE WESCON, 1966, 8/4。

(20) R. Dawson, R.Ahrons and N.Ditrick, "Under standing and Using the Dual-gate MOSFET". The Electronic Engineer, Sept. 1967, pp36~39。

(21) K.E.Lyon, "FETs in Communication Circuit Applications." IEEE Trans. BTR. pp79~83。

(22) J.S.Sherwin, "Gain insight into FET amplifiers." Electronic Design, June 7, 1966, pp40~45。

(23) Texas Instruments, "Solid-State Communications." McGraw-Hill Book Co. New York, 1966, pp67~83。

(24) R.Q.Lane, "Semiconductor High-frequency (0.5~5GHz) Amplifier Design." IEEE, WESCON, 1966, ss 22/1。

(25) J.B.Compton, "Junction FET High-frequency Applications." IEEE, WESCON, 1966, ss22/3。

(26) Fred L.Mergner, "P-i-n diode and FETs' improve f-m reception. "Electronics, Vol. 39, Aug. 22.1966。

(27) W.Gosling, "Design of Small Signal Amplifiers using Field Effect Transistors." Electronic Engineering, Sep. 1966, pp568~571。

(28) A. van der Ziel and J.W.Ero, "Small-Signal, High-Frequency Theory of Field-Effect Transistors." IEEE Trans. ED, April 1964, pp128~135。

(29) Perer M.Norris, "High-Gain, High-Frequency

Amplifiers." Electro-Technology, Jan. 1966, pp 40〜43。

(30) W.Fischer, "Equivalent Circuit and Gain of MOS Field Effect Transistors." Solid-State Electronics, Pergamon Press. Vol.9, 1968, pp 74〜81。

(31) W.Gosling and C.Eng., "Amplifiers using bipolar and unipolar transistors with limited drain-source voltage." Proc. IEE Vol.113, No.10, Oct. 1966, pp1580〜1586。

(32) G.G.Bloodworth and C.Eng., "Four-terminal operation of m.o.s.transistors." Proc. IEE Vol. 113, No.10, Oct.1966, pp1587〜1595。

(33) 西川一成,「MOS-FETの高周波回路への応用」, エレクトロニクス, Vol. 11, No. 9, 昭和41年9月. p33。

(34) Dick Alford, Floyd Garrett and L.J.Sevin, "Germanium Field-Effect Transistors." IRE Trans. BTR-8, Nov. 1962, pp106〜119。

(35) Zdenek Lukes, "Cheracteristics of the Metal-Oxide-Semiconductor Transistor in the Common-Gate Electrode Arrangement." Solid-State Electronics, Pergamon Press, Vol.9, 1966. pp21〜27。

(36) M.Akgun and M.J.O.Strutt, "Cross Modulation

and Nonlinear Distortion in RF Transistor Amplifiers." IRE Trans. ED, Oct. 1959, pp457～467。

(37) Robert F. Pfeifer and C. T. Sah, "A Distortion Analysis of the MOS Transistor." IEEE Trans. BTR. pp187～192。

(38) Harry Thanos, "Crossmodulation in Transistorized TV Tuners." IEEE Trans. BTR. Tuly 1967, pp41～51。

(39) 岡部・村田・滑川, 「FET高周波増幅器の混変調ひずみ特性に関する考察」電子通信学会全国大会予稿852, 昭和43年。

(40) 岡部・村田・滑川, 「FETチューナに関する研究（その1）」電気四学会関西支部連合大会予稿17－2, 昭和43年。

(41) J.S. Sherwin, "The FET as an Amplifier." WESCON66, Tech. Papers, Part6, 1966, pp1～8。

(42) David N. Leonald, "Improve FM performance with FETs." Electronic Design, Vol.15, No.5, March 1, 1967, pp63～67。

(43) Jakob S. Vogel, "Nonlinear Distortion and Mixing Processes in Field-Effect Transistors." Proc. IEEE Vol.55, No.12, Dec. 1967, pp2109～2116。

(44) James E. Solomon, "It's what's up front that counts." Electronic Design, March 29, 1966,

pp4 0〜4 5。

(45) H. Fukui, "Available Power Gain, Noise Figure, and Noise Measure of Two-Ports and Their Graphical Representations." IEEE Trans. CT−1 3, No.2, June 1 9 6 6. pp1 3 7〜1 4 2。

(46) R.B.Adler and H.A.Haus, "Network Realization of Optimum Amplifier Noise Performance." IRE Trans, CT, Sep. 1 9 5 8, pp1 5 6〜1 6 1。

(47) Albert van der Ziel,「雑音」(日本語訳)近代科学社(3版)pp1 9 8〜2 4 4, 昭和3 6年。

(48) J.T.Wallmark, "Field-Effect Transistors" Prentice-Hall Inc Englewood Cliffs, New Jersey, 1 9 6 6。

(49) S.R.Hofstein and F.P.Heiman, "The Silicon Insulated-Gate Field-Effect Transistor." Proc. IEEE, Sep. 1 9 6 3, pp1 1 9 0〜1 1 9 4。

(50) W.Shockley, "A Unipolar Field−Effect Transistor," Proc. IRE, Nov. 1 9 5 2, pp1 3 6 5〜1 3 7 4.

(51) G.C.Dacey and I.M.Ross, "Unipolar Field-Effect Transistor." Proc. IRE, Aug. 1 9 5 3, pp9 7 0〜9 7 9。

(52) M.Shoji, "Analysis of High-Frequency Thermal Noise of Enhancement Mode MOS Field-Effect Transistors." IEEE Trans. on Electron Devices,

June, 1966, pp520～524。

(53) Albert van der Ziel, "Gate Noise in Field-Effect Transistors at Moderately High Frequency." Proc. IEEE, Mar. 1963, pp461～467。

(54) G.D.Johnson, "Design amplifiers for lownoise." Electronic Design, Nov. 8, 1966, pp54～63。

(55) H.Wallman, A.B.Machee and C.P.Gadsden, "A Low-Noise Amplifier." Proc. IRE, June 1948, pp700～708。

(56) Von Hans H.Meinke, "Rauschanpassung in transistorierten Empfangsantennen." NTZ, Heft 6, 1969, pp319～324。

(57) A.G.Jordan and N.A.Jordan, "Theory of Noise in Metal Oxide Semiconductor Devices." IEEE Trans. ED, March 1965, pp148～156。

(58) S.M.Bozic, "Noise in the Metal-Oxide-Semiconductor Transistor." Electronic Engineering, Jan. 1966, pp40～41。

(59) H.T.Friis, "Noise Figures of Radio Receivers." Proc. IRE, July 1944, pp419～422。

(60) A. van der Ziel, "Theory of Shot Noise in Junction Diodes and Junction Transistors." Proc. IRE, Nov. 1955, pp1639～1646。

(61) C.T.Sah, "Theory of Low-Frequency Generation

Noise in Junction-Gate Field-Effect Transistors." Proc. IEEE July 1964, pp795~814.

(62) Richard L. Petritz, "On the Theory of Noise in P-N Junctions and Related Devices." Proc. IRE, Nov. 1952, pp1440~1456.

(63) H.C.Montgomery, "Transistor Noise in Circuit Applications." Proc. IRE, Nov. 1952, pp1461 ~1471.

(64) E.Keonjian and J.S.Schaffner, "An Experimental Investigation of Transistor Noise." Proc. IRE, Nov. 1952, pp1456~1460.

(65) I.Flinn, G.Bew and F.Berz, "Low Frequency Noise in MOS Field Effect Transistors." Solid-State Electronics, Pergamon Press, Vol.10, 1967, pp833 ~845.

(66) R.G.Meyer and M.Eng, "Signal processes in transistor mixer circuits at high frequencies." Proc. IEE, Vol.114, No.11, Nov.1967, pp1605 ~1612.

(67) D.R.von Recklinghausen, "Theory and Design of FET Converters." IEEE Trans. BTR, April 1966, pp43~50.

(68) L.S.Read, "An Analysis of High Frequency Transistor Mixer." IEEE Trans. BTR-9, No.1

１９６３，pp７２〜７８。
（69）　村田・岡部・滑川，「ＦＥＴチューナに関する研究（その２）」電気四学会関西支部連合大会予稿１７−３，昭和４３年。
（70）　B．Chatterjee and B．N．Chatterjee，“Amplitude Stabilized Transistorized Low Frequency Oscillator.” Int.J.Electronics，Vol.２２，No．５，１９６７，pp４１３〜４１９。
（71）　平井秀敏，「行列による自励発振の解析」電気学会雑誌，Vol．８７−６，No．９４５，昭和４２年，pp１１９７〜１２０６。
（72）　Donald L.Hester，“The Nonlinear Theory of a Class of Transistos Oscillators.”“IEEE Trans．CT，Vol.１５，No．２，June １９６８，pp１１１〜１１８。
（73）　J．B．Oakes，“Analysis of Junction Transistor Audio Oscillator Circuits．” Proc．IRE Aug．１９５４，pp１２３５〜１２３８。
（74）　A．J．Cote，Jr.，“Matrix Analysis of Oscillators and Transistor Applications．” IEEE Trans．CT−５，No.３，１９５８，pp１８１〜１８８。
（75）　村田・岡部・滑川，「ＦＥＴ周波数変換器に関する一考察」電子通信学会全国大会予稿８４３，昭和４３年。
（76）　Peter M．Norris and Paul Heidenreich，” Hyper Abrupt Tuning Diode Theory and Application to AM Radio．” IEEE Trans．BTR−９，No．２，July １９６７，pp８７〜９１。

(77) L.W.Read and L.A.Weldon, "Receiver Tuning Using Variable Capacitance Diode." IEEE Trans. BTR−9, No.3, Nov. 1963, p27。

(78) A.Vogt, G.Meyerdierks and G.Grocholl, "Abstimmung mit Kapazitätsdioden in allen Fernseh-Frequenzbereichen." Radioschau, Heft11, 1968, pp 572〜575。

(79) 村田・岡部・滑川，「FETチューナに関する一考察」電子通信学会半導体・トランジスタ研究会資料，（1969−1），昭和44年1月。

(80) 村田・岡部・滑川，「テレビジョン受信機用FETチューナ」テレビジョン学会誌（1969−7）昭和44年7月。

(81) Shuichiro Oka and Yoshio Isobe, "Electrical Tuning−Tuner for VHF TV." Japan Electronic Engineering, No.13, 1967, pp19〜21。

(82) C.H.Byers, "Power your oscillator with ECL." Electronic Design, Aug.16, 1968, pp70〜71。

(83) G.Richwell, "Build an IC logic clock with a couple of NAND gates." Electronic Design, Aug. 16, 1968, p82。

(84) 村田・太田・鈴木・滑川，「ディジタルICを用いた発振器の一考察」電子通信学会論文誌A，（採録決定）。

(85) 村田・太田・鈴木・滑川，「リミット・サイクルを用いた非線形発振器の解析に関する一考察」電気四学会東海支部連合大会予稿，

3 a－B－7，昭和４４年。

(86) 太田・鈴木・村田・滑川，「デイジタルＩＣを使った発振器の実験」電気四学会連合大会予稿２０８３，昭和４４年。

(87) P.R.Scott, JR., "Large Amplitude Operation of the Nonlinear Oscillator." Proc. IEEE letters, Dec. 1968, pp2182～2183。

(88) R.J.Mulholland, "One-Parameter Independent Bound for a Two-Parameter Oscillator." Proc. IEEE letters, July 1969, p1296。

(89) J.Groszkowski, "Frequency of Self-Oscillation." Pwn-Polish Scientific Pub. Warszawa, 1964, pp 181～184。

(90) C.Hayashi, "Nonlinear Oscillations in Physical Systems." McGraw-Hill, New York, 1964, pp13～45。

(91) 杉山昌平，「非線形振動」広川書店，昭和４１年，pp１０２～１１０。

(92) 村田・太田・鈴木・滑川，「デイジタルＩＣ発振器の解析」電子通信学会全国大会予稿８０５，昭和４４年。

(93) R.J.Mulholland, Private communication on Two-Parameter Oscillator. Oct. 1969。

(94) von Gerhard Funk, "Modifizierte Hamming-Codes." A.E.Ü. Band 23, 1969, Heft 7, pp343～348。

(95) J.Fagot, "L'ingénieur et l'industriel face aux problémes que pose la nouvelle technologie des

circuits électroniques." L'onde Electrique, Vol. 49, fasc.5, Mai, 1969, pp509〜514。

(96) M.Murata and T.Namekawa, "An Analysis of the Oscillator Consisting of Digital Integrated Circuits." Tech.Rep.of Osaka Univ. Vol.20. April 1970（掲載決定）。

(97) 清水辰次郎,「非線形振動論」培風館, 東京, 昭和40年3月, pp3〜14, pp122〜123。

(98) 武藤三郎, 山内紀克「非線形回路演習」朝倉書店, 東京, 昭和43年12月, pp10〜11。

(99) 増淵正美,「最適制御理論」オーム社, 東京, 昭和41年6月, pp102〜105。

(100) 村田、滑川,「デイジタル化色信号復調回路に関する一考察」電気四学会連合大会予稿2253, 昭和44年。

(101) Roger L Weber and Tzu Tsong Fu, "Color Command-A Digital Method for Extracting the Color Information from the NTSC Signal." IEEE Trans. BTR-14, No.2, July 1968, pp52〜58。

(102) 村田正,「高周波におけるFETとバイポーラ・トランジスタの比較に関する研究」大阪大学大学院修士論文, 昭和42年3月。

<付録 1>

(2・1)式より g_m および $\partial^2 g_m/\partial V_{GS}^2$ は，

$$g_m = n\frac{I_{DSS}}{V_P}\left(\frac{V_{GS}}{V_P} - 1\right)^{n-1} \qquad (付・1)$$

$$\frac{\partial^2 g_m}{\partial V_{GS}^2} = n(n-1)(n-2)\frac{I_{DSS}}{V_P^3}\left(\frac{V_{GS}}{V_P} - 1\right)^{n-3} \qquad (付・2)$$

上式を(2・3)式に代入して，帯域幅内にはいる不要信号周波数成分について，第1項と第3項を求める。まず，第1項は，

$$n\frac{I_{DSS}}{V_P}\left(\frac{V_{GS}}{V_P} - 1\right)^{n-1} \cdot V_1\cos\omega_1 t \qquad (付・3)$$

次に第3項は，

$$\frac{n(n-1)(n-2)I_{DSS}}{3!\,V_P^3}\left(\frac{V_{GS}}{V_P} - 1\right)^{n-3}\Big[\frac{1}{4}V_1^3 \times 3\cos\omega_1 t$$

$$+\frac{3}{2}V_1V_2\{V_1\cos\omega_1 t + V_2\cos\omega_1 t\}$$

$$+\frac{3}{2}mV_1V_2^2\{\cos(\omega_1 + p)t + \cos(\omega_1 - p)t\}$$

$$+\frac{3}{8}m^2V_1V_2^2\{2\cos\omega_1 t + \cos(\omega_1 + 2p)t$$

$$+\cos(\omega_1 - 2p)t\}\Big] \qquad (付・4)$$

これより，基本波信号成分と不要信号成分の比を求めると，混変調ひずみ CMD が求められる。

$$\mathrm{CMD}=\frac{\frac{1}{3!}\frac{\partial^2 gm}{\partial V_{GS}^2}\sqrt{\left(\frac{3}{2}mV_1V_2^2\right)^2}}{\sqrt{\frac{(V_1 gm)^2+\left(\frac{1}{3!}\right)^2\left(\frac{\partial^2 gm}{\partial V_{GS}^2}\right)^2\left(\frac{3}{4}V_1^3\right.}{+\left(\frac{3}{8}m^2V_1V_2^2\right)^2}}} *$$

$$*\frac{}{\left.+\frac{3}{2}V_1^2V_2+\frac{3}{2}V_1V_2^2+\frac{3}{4}m^2V_1V_2^2\right)^2}$$

（付・5）

上式において,

$$\frac{\partial^2 gm}{\partial V_{GS}^2}=\frac{g_m}{(V_{GS}-V_P)^2}(n-1)(n-2)$$

となるので，これを代入すると,

$$\mathrm{CMD}=\sqrt{\frac{(mV_1V_2^2)^2+\left(\frac{1}{4}m^2V_1V_2^2\right)^2}{16\frac{V_1^2(V_{GS}-V_P)^4}{(n-1)^2(n-2)^2}+\left(\frac{1}{2}V_1^3+V_1^2V_2\right.}} *$$

$$*\frac{}{\left.+V_1V_2^2+\frac{1}{2}m^2V_1V_2^2\right)^2}\qquad(付・6)$$

これよりV_1を消去すると，（2・5）式となる。

＜付録2＞

（2・3）式の級数におのおのの値を代入すると,

$$i_D=g_m e_{sig}+\frac{1}{2!}\frac{\partial g_m}{\partial V_{GS}}e_{sig}^2+\frac{1}{3!}\frac{\partial^2 g_m}{\partial V_{GS}^2}e_{sig}^3+\cdots\cdots+\frac{1}{K!}\frac{\partial^{k-1}g_m}{\partial V_{GS}^{k-1}}e_{sig}^k+\cdots\cdots\qquad(2\cdot3)$$

$$=n\frac{I_{DSS}}{V_p}\left(\frac{V_{GS}}{V_p}-1\right)^{n-1}e_{sig}$$

$$+\frac{1}{2\,!}\frac{n(n-1)I_{DSS}}{V_p{}^2}\left(\frac{V_{GS}}{V_P}-1\right)^{n-2}e_{sig}{}^2$$

$$+\frac{1}{K\,!}n(n-1)\cdots\cdots(n-K-1)\frac{I_{DSS}}{V_P{}^K}$$

$$\times\left(\frac{V_{GS}}{V_p}-1\right)^{n-K}\times\cancel{\left(\frac{V_{GS}}{V_P}-1\right)^{n-K}}e_{sig}{}^K+\cdots\cdots\cdots\cdots \qquad (付・7)$$

（付・7）式より混変調ひずみに関係のある第3項以上の奇数項のみの和を求めると，

$$\Sigma=\frac{1}{3\,!}n(n-1)(n-2)\frac{I_{DSS}}{V_P{}^3}\left(\frac{V_{GS}}{V_P}-1\right)^{n-3}e_{sig}{}^3$$

$$+\frac{1}{5\,!}n(n-1)(n-2)(n-3)(n-4)\frac{I_{DSS}}{V_P{}^5}$$

$$\times\left(\frac{V_{GS}}{V_P}-1\right)^{n-5}e_{sig}{}^5$$

$$+\cdots\cdots+\frac{1}{K\,!}n(n-1)\cdots\cdots(n-K-1)\frac{I_{DSS}}{V_P{}^K}$$

$$\times\left(\frac{V_{GS}}{V_P}-1\right)^{n-K}e_{sig}{}^K+\cdots\cdots\cdots\cdots \qquad (付・8)$$

奇数次の一般項 a_{2K+1} は，

$$a_{2K+1}=a_{2K-1}$$

$$\times\frac{(n-2K+1)(n-2K)}{2K(2K+1)}\left(\frac{e_{sig}}{V_{GS}-V_P}\right)^2 \quad\cdots\cdots \qquad (付9)$$

この数列の和の収束性を調べると。

$$\lim_{K\to\infty}\frac{a_{2K+1}}{a_{2K-1}}=\lim_{K\to\infty}\frac{(n-2K+1)(n-2K)}{2K(2K+1)}\left(\frac{e_{sig}}{V_{GS}-V_P}\right)^2$$

$$=\lim_{K\to\infty}\frac{4K-2K-2}{4K+1}\left(\frac{e_{sig}}{V_{GS}-V_P}\right)^2=\left(\frac{e_{sig}}{V_{GS}-V_P}\right)^2$$

(付.10)

一般的に．高周波増幅器では$V_{GS}-V_P > e_{sig}$なる条件が成立するため，

$$\lim_{K\to\infty}\frac{a_{2K+1}}{a_{2K-1}}=\left(\frac{e_{sig}}{V_{GS}-V_P}\right)^2 < 1 \qquad (付・11)$$

となって．Cauchy の定理を満足するため，収束することが明らかである．

（付・8）式に，$n \fallingdotseq 2$ を代入して各項の係数を求めると，

$$\Sigma=\frac{1}{3!}n(n-1)(n-2)\frac{I_{DSS}}{V_P{}^3}\left(\frac{V_{GS}}{V_P}-1\right)^{n-3}e_{sig}{}^3$$

$$\times\left\{1+\frac{1}{10}\left(\frac{e_{sig}}{V_{GS}-V_P}\right)^2\right.$$

$$\left.+\frac{1}{35}\left(\frac{e_{sig}}{V_{GS}-V_p}\right)^4+\cdots\cdots\right\} \qquad (付・12)$$

したがって，$e_{sig}=V_{GS}-V_P$と仮定しても第５項目は第３項目の１/１０であるため．***CMF*** の計算に際し第５項目以下を無視しても，それほど大きな誤差にならないことが明らかである．

＜付録３＞

（2・15）式より$g(\omega_0 t)$は，

$$g(\omega_0 t)=g_{m0}\left(\frac{V_0}{V_P}\right)^{n-1}\sin^{n-1}\omega_0 t\left(1+\frac{\sin\theta}{\sin\omega_0 t}\right)^{n-1}$$

（付・13）

と書ける．上式で$-\frac{\pi}{2}\leq\theta\leq\frac{\pi}{2}$であるから，

$$\left|\frac{\sin\theta}{\sin\omega_0 t}\right|\leq 1 \qquad (付・14)$$

となるから，（付・13）式は一般二項定理により展開可能である．いま，

$$A = g_{m0}\left(\frac{V_0}{V_P}\right)^{n-1} \qquad （付・15）$$

とおき，フーリエ係数を求めると，

$$g_1 = \frac{1}{\pi}\int_{-\theta}^{\pi+\theta} g(\omega_0 t)\sin\omega_0 t\, d\omega_0 t \qquad （付・16）$$

$$= \frac{A}{\pi}\int_{-\theta}^{\pi+\theta}\{\sin^n\omega_0 t + (n-1)\sin\theta\,\sin^{n-1}\omega_0 t$$

$$+ \frac{(n-1)(n-2)}{2!}\sin^2\theta\,\sin^{n-2}\omega_0 t + \cdots\cdots\}\, d\omega_0 t$$

$$= \frac{A}{\pi}\Big[-\frac{\sin^{n-1}\omega_0 t\cos\omega_0 t}{n}$$

$$-\frac{(n-1)\sin\theta\,\sin^{n-2}\omega_0 t\cos\omega_0 t}{n-1}$$

$$-\cdots\cdots\Big]_{-\theta}^{\pi+\theta} + \frac{A}{\pi}\Big\{\frac{n-1}{n}\int_{-\theta}^{\pi+\theta}\sin^{n-2}\omega_0 t\, d\omega_0 t$$

$$+\frac{(n-1)(n-2)\sin\theta}{n-1}\int_{-\theta}^{\pi+\theta}\sin^{n-3}\omega_0 t\, d\omega_0 t + \cdots\cdots\Big\}$$

（付・17）

ここで，$n \fallingdotseq 2$ と考えると，

$$g_1 \fallingdotseq \frac{A}{\pi}\Big[-\frac{\sin 2\omega_0 t}{2n} - \sin\theta\cos\omega_0 t + \frac{n-1}{n}\omega_0 t\Big]_{-\theta}^{\pi+\theta}$$

$$= \frac{A}{n\pi}(n-1)(\pi + 2\theta + \sin 2\theta)$$

$$= \frac{I_{DSS}}{\pi V_P}\left(\frac{V_0}{V_P}\right)^{n-1}(n-1)(\pi + 2\theta + \sin 2\theta)$$

（付・18）

となる。

＜付録４＞

中間周波出力電力 P_I は，電圧，電流のピーク値をそれぞれ V_I ， I_I とすると，

$$P_I = \frac{V_I \cdot I_I}{2} \qquad (付・19)$$

と書ける。（２・９）式より I_I を求めると，

$$I_I = \frac{1}{\pi}\int_{-\theta}^{\pi+\theta} I_{DSS}\left(\frac{V_{GS}+V_0\sin\omega_0 t}{V_P}-1\right)^n \sin\omega_0 t\, d\omega_0 t$$
$$= \frac{I_{DSS}}{\pi}\left(\frac{V_0}{V_P}\right)^n \int_{-\theta}^{\pi+\theta} \sin^{n-1}\omega_0 t\left(1+\frac{\sin\theta}{\sin\omega_0 t}\right)^n d\omega_0 t$$

＜付録３＞と同様に，一般二項定理により展開できる。同様に，$n \fallingdotseq 2$ とすると，

$$I_I \fallingdotseq \frac{I_{DSS}}{\pi}\left(\frac{V_0}{V_P}\right)^n \Big[-\frac{\sin^n\omega_0 t\cos\omega_0 t}{n+1}$$
$$-\sin\theta\sin^{n-1}\omega_0 t\cos\omega_0 t$$
$$-\frac{n\sin^2\theta}{2}\cos\omega_0 t\Big]_{-\theta}^{\pi+\theta}$$
$$+\frac{I_{DSS}}{\pi}\left(\frac{V_0}{V_P}\right)^n \left\{\frac{n}{n+1}\int_{-\theta}^{\pi+\theta}\sin^{n-1}\omega_0 t\, d\omega_0 t\right.$$
$$\left.+(n-1)\sin\theta\int_{-\theta}^{\pi+\theta} d\omega_0 t\right\}$$
$$=\frac{I_{DSS}}{\pi}\left(\frac{V_0}{V_P}\right)^n\left\{\frac{2n}{n+1}\cos\theta+(n-1)(\pi+2\theta)\sin\theta\right.$$
$$\left.+\frac{n(n-1)}{2(n+1)}\sin\theta\sin 2\theta\right\} \qquad (付・20)$$

これより，

$$P_I = \frac{V_I\, I_{DSS}}{2\pi}\left(\frac{V_0}{V_P}\right)^n \left\{ \frac{2n}{n+1}\cos\theta + (n-1)(\pi+2\theta)\sin\theta \right.$$

$$\left. + \frac{n(n-1)}{2(n+1)}\sin\theta\sin 2\theta \right\} \qquad (付・21)$$

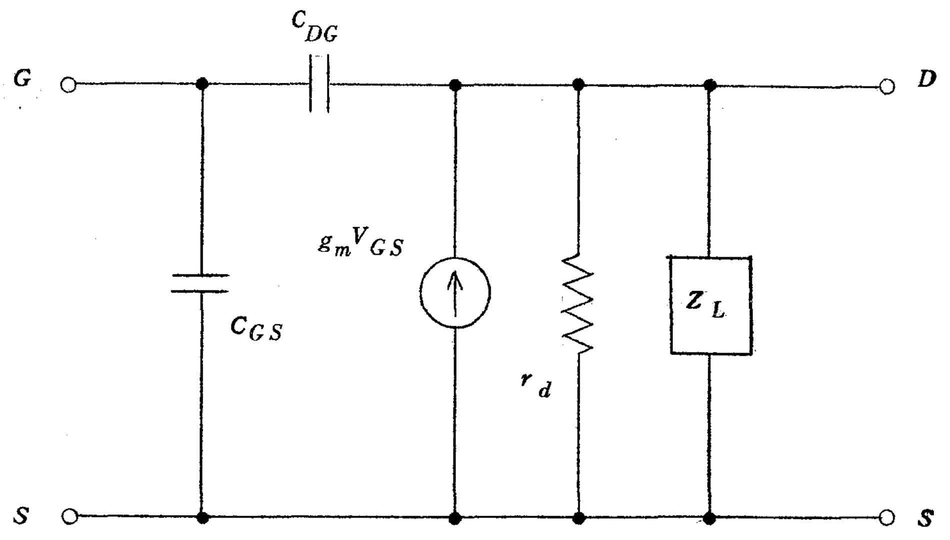
となる。

＜付録５＞

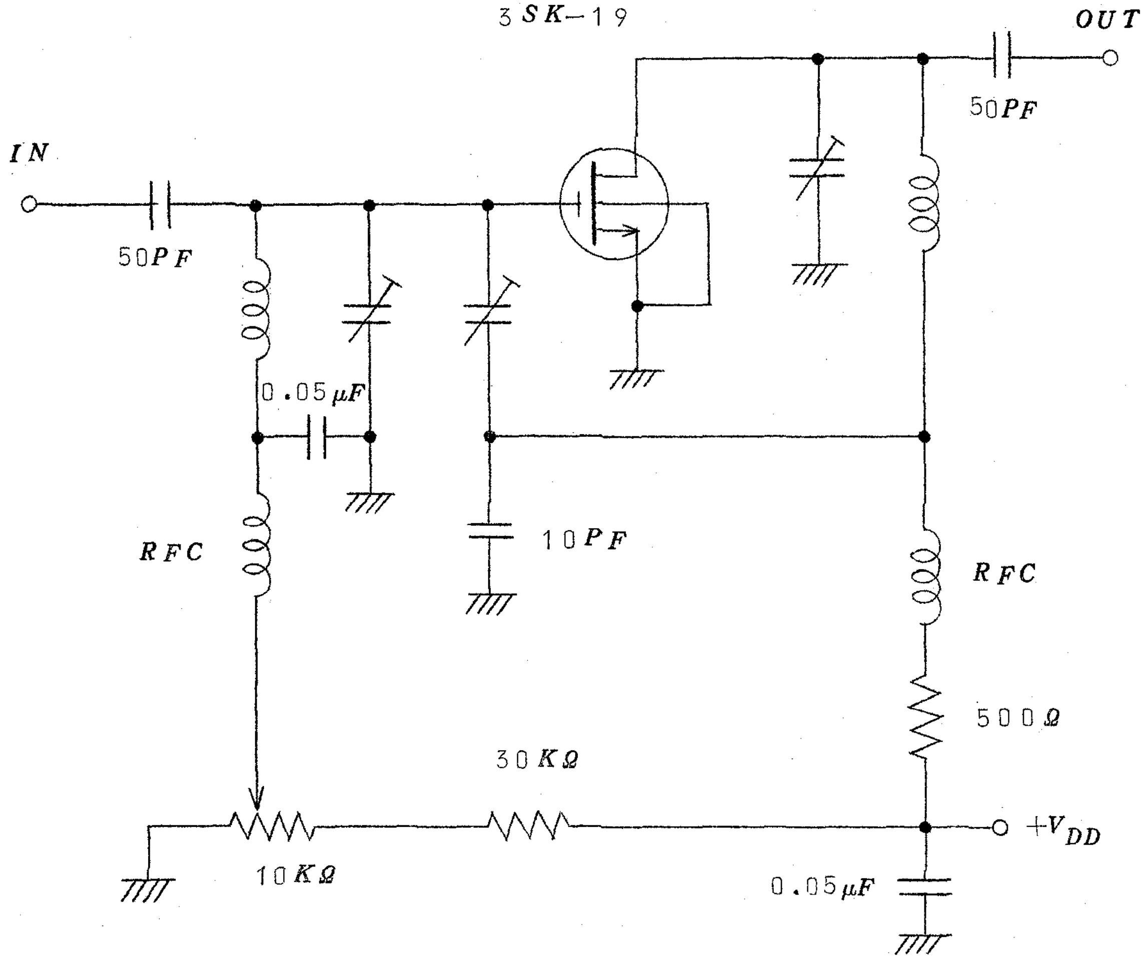
***MOS*形*FET*を使った高周波増幅器（102）**

(1)　ソース接地形増幅器

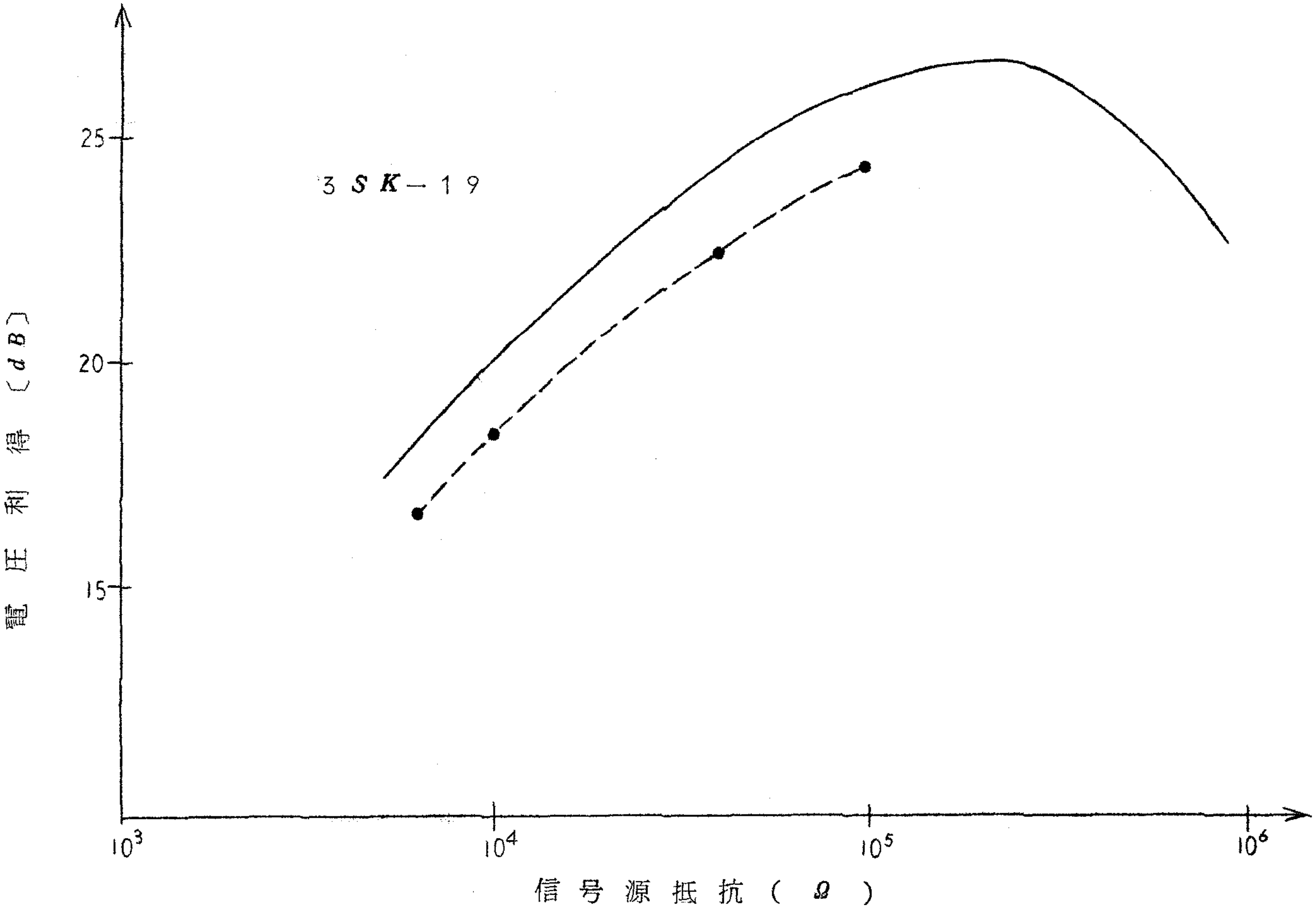
MOS*形*FET を使った高周波増幅器をソース接地形とすると，その等価回路は，図付－1のようになる。実際の実験回路は，図付－2であり，電圧利得と雑音指数の実験結果を図付－3および図付－4にそれぞれ示す。



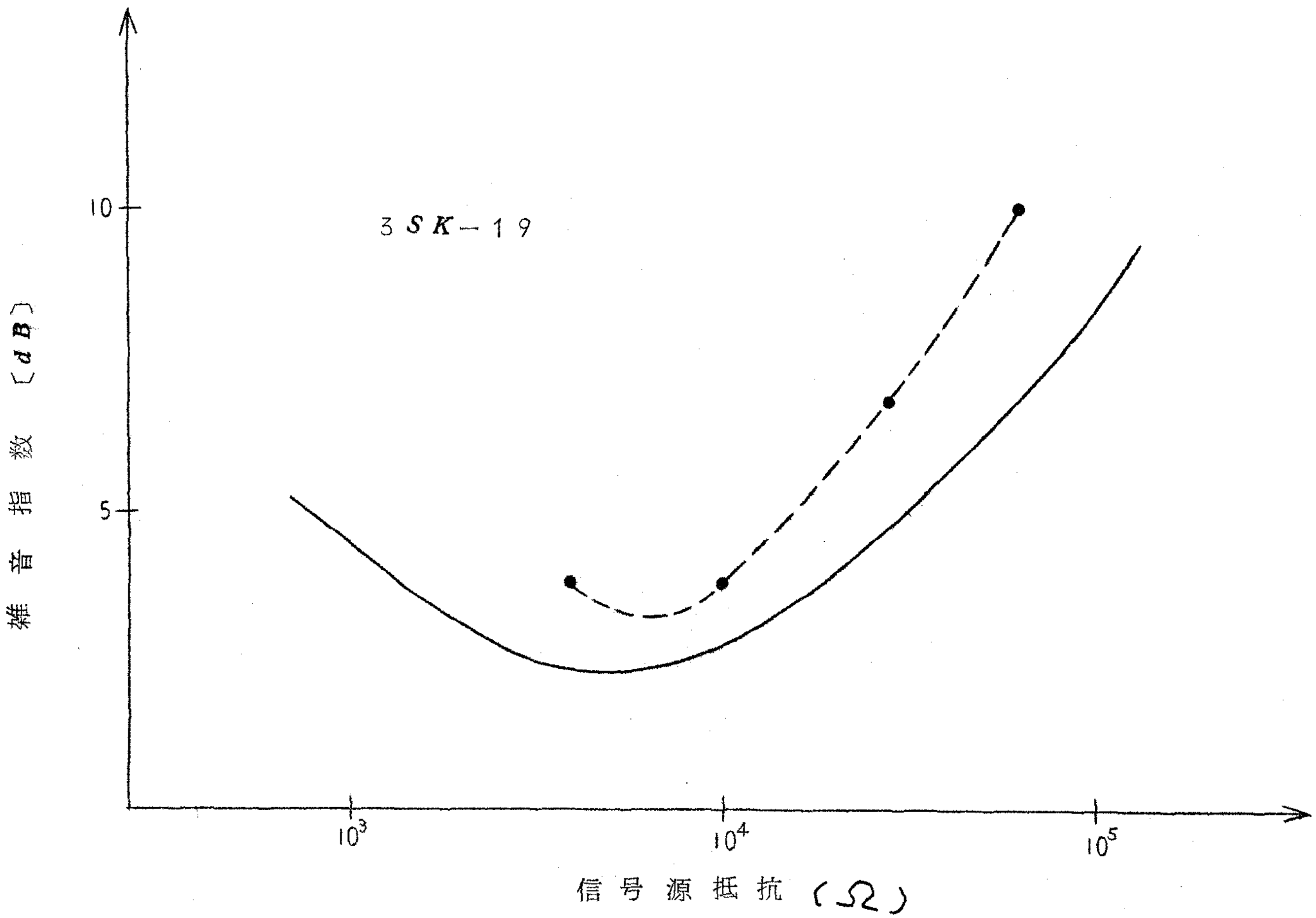
図付－1　ソース接地形増幅器の等価回路



図付−２　ソース接地形ＭＯＳ形ＦＥＴ高周波増幅器



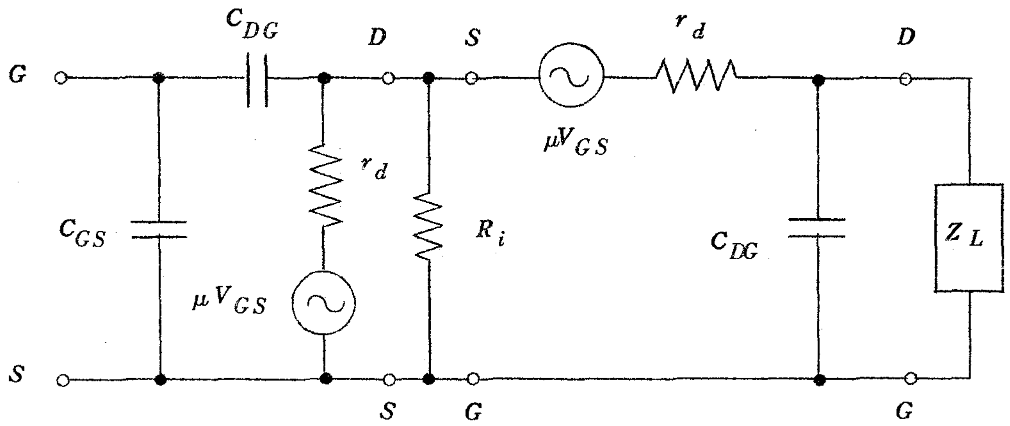
図付－3　ソース接地形増幅器の電圧利得特性



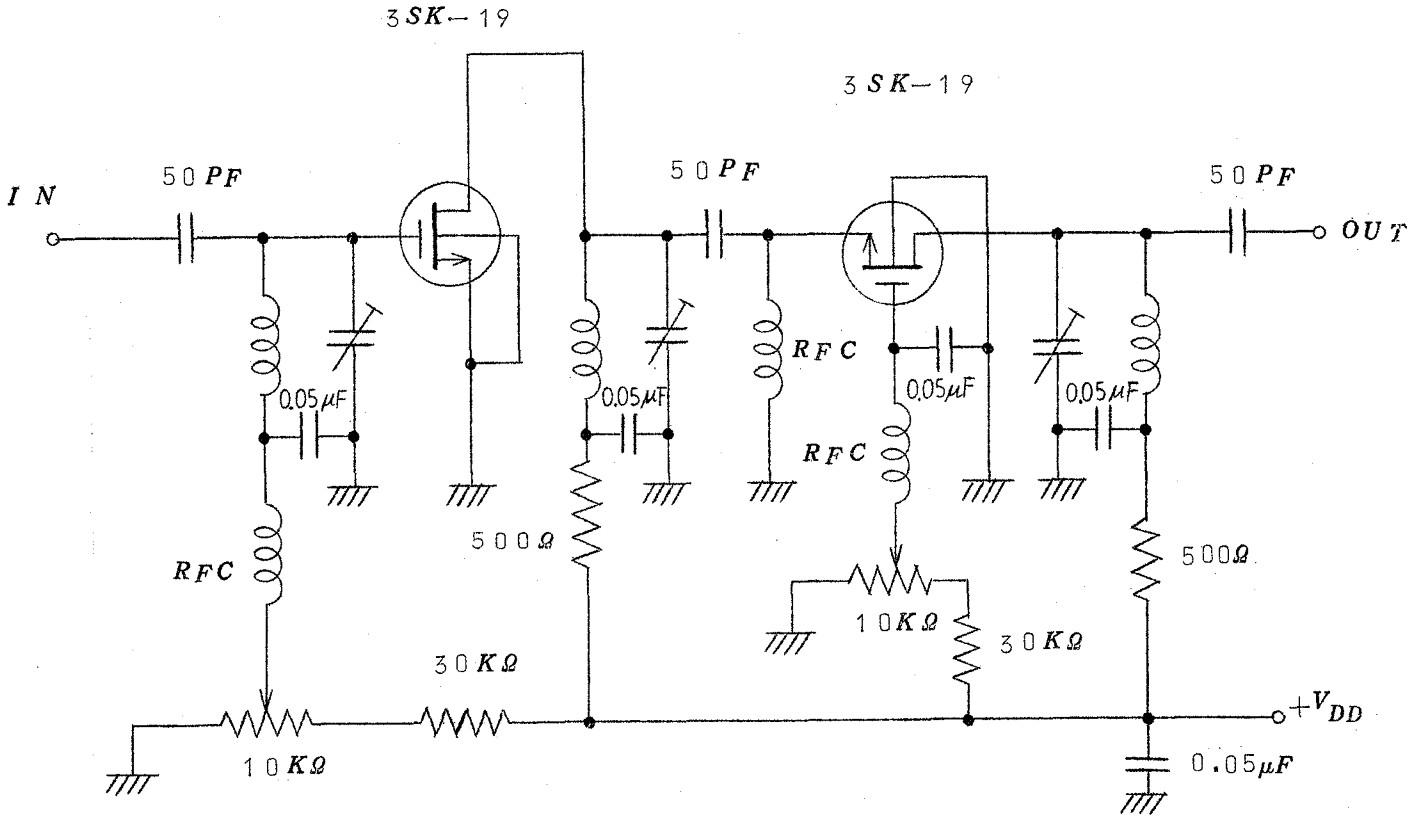
図付－４　ソース接地形増幅器の雑音指数特性

(2)　カスコード形増幅器

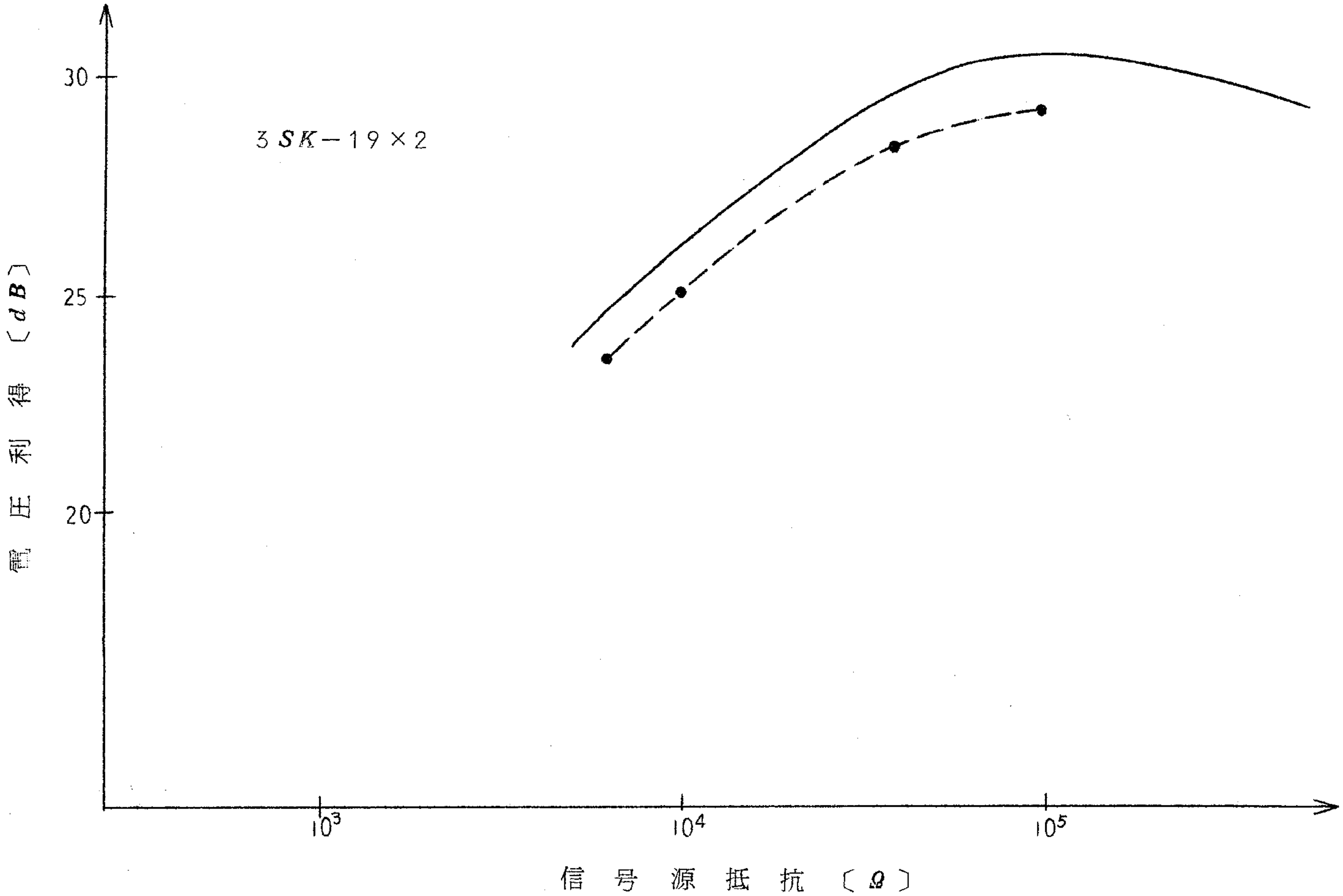
カスコード回路（Wallman 回路）に**MOS**形 **FET**を用いた場合の等価回路は，図付－5のようになる。その実験回路は，図付－6であり，電圧利得と雑音指数の実験結果を図付－7および図付－8にそれぞれ示す。



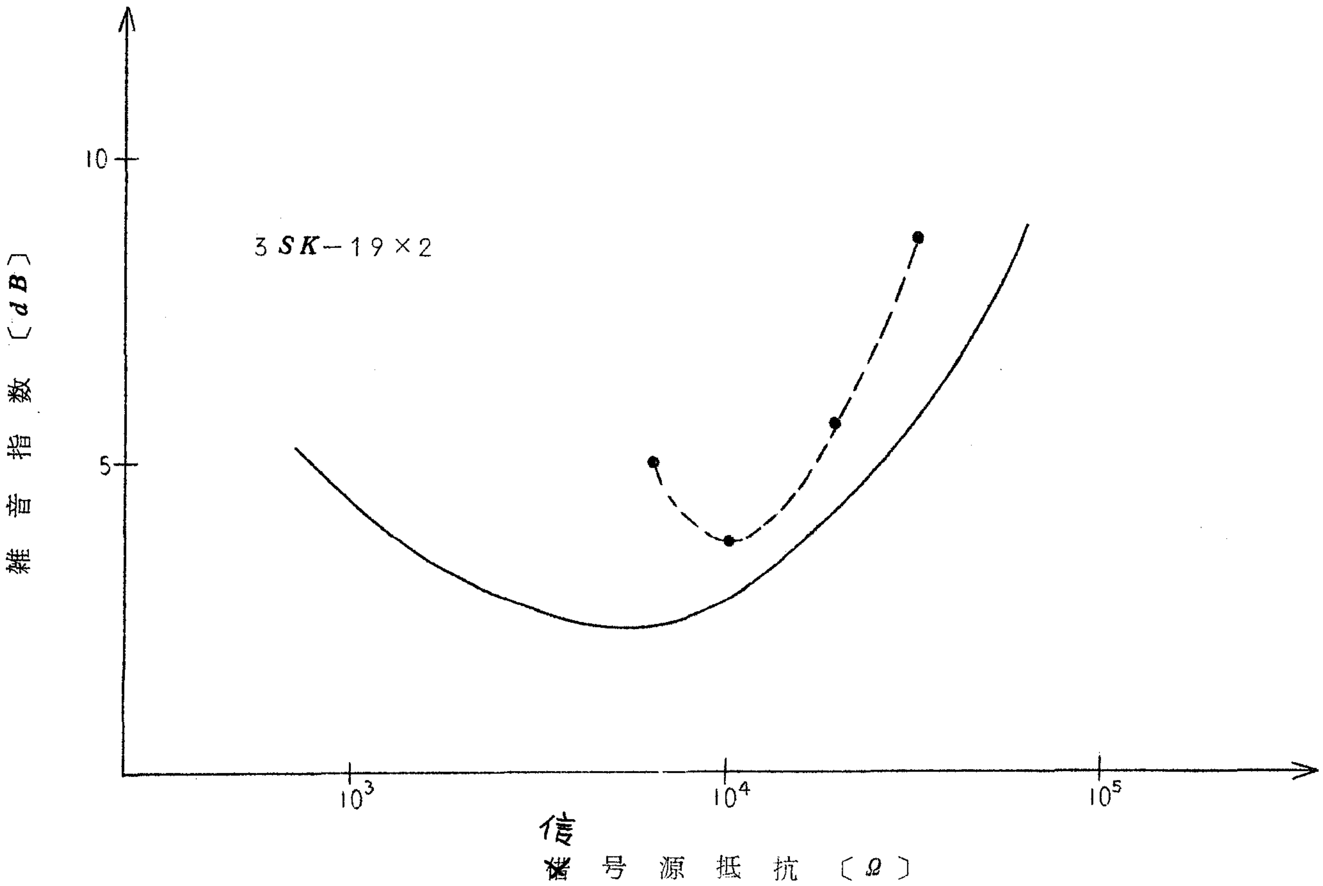
図付－5　カスコード形増幅器の等価回路



図付ー６　カスコード形MOS形FET高周波増幅器



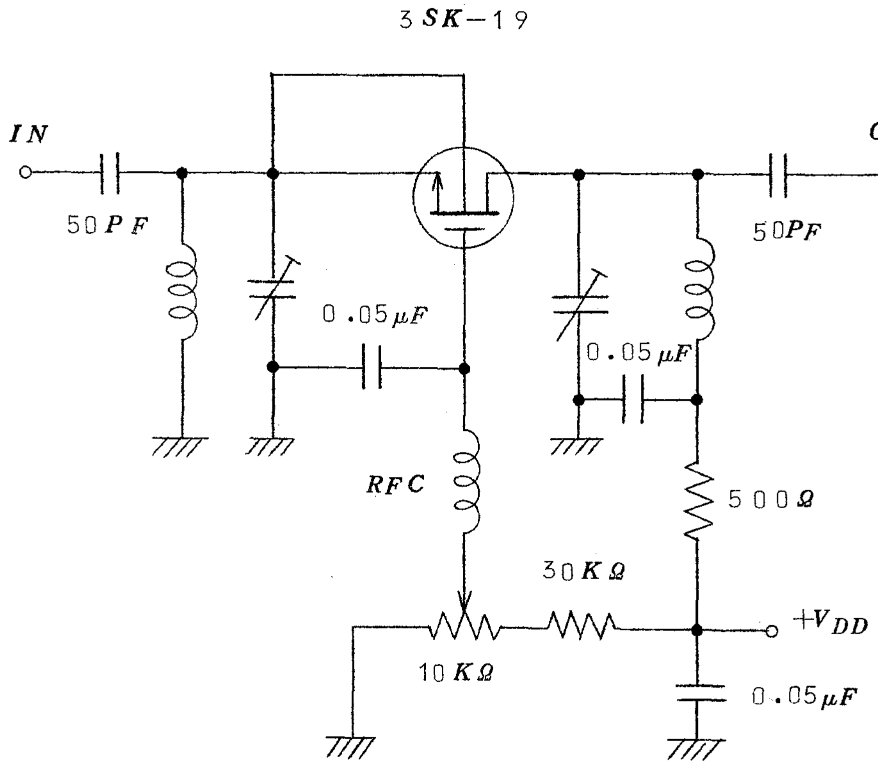
図付－7カスコード形増幅器の電圧利得特性



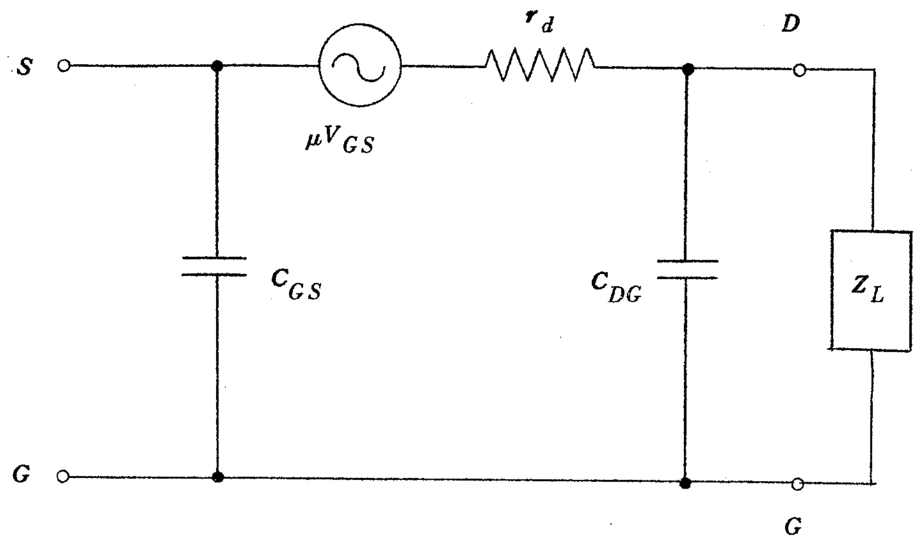
図付−8　カスコード形増幅器の雑音指数特性

(3) ゲート接地形増幅器

MOS形 ***FET***をゲート接地形として用いた実験回路は，図付－９であり，その等価回路は，図付－１０となる。この場合の電圧利得ならびに雑音指数特性は，前記２回路に比較して悪く，あまり利用できる構成ではない。



図付－９　ゲート接地形***MOS***形 ***FET***高周波増幅器

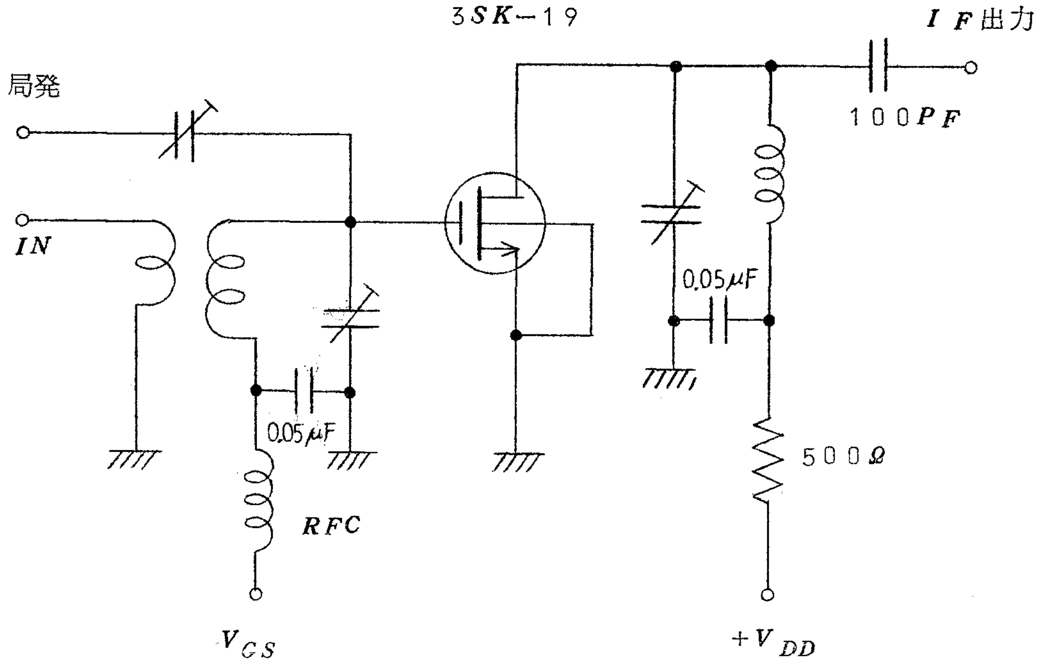


図付－１０　ゲート接地形増幅器の等価回路

＜付録６＞

***MOS*形*FET*を使った周波数混合器**(102)

周波数混合回路に，***MOS*形*FET***を用いた回路は，図付－１１であり，実験結果は，***MOS*形の特長が発揮され，変換利得１６***dB***，雑音指数８***dB***という値が得られた。



図付−11　MOS形FET周波数混合器

＜付録7＞

入力xに，バイアス項Bを考慮した場合の発振条件.

(3・2)式にバイアス項を加えると，

$$y = A\frac{2}{\pi}\tan^{-1}\left\{\frac{\pi}{2}h(x+B)\right\} \qquad (付・22)$$

これより，two−parameter 非線形微分方程式をめると，

$$\ddot{X} + \varepsilon\left\{1 - \frac{K}{1+(X+B)^2}\right\}\dot{X} + X = 0 \qquad (付・23)$$

3・3・1と同様に，発振条件を求めるためにリアプノフ関数を取ると，

$$\dot{X}_2 = -\left[\varepsilon \left\{ 1 - \frac{K}{1+(X_1+B)^2} \right\} X_2 + X_1 \right] \qquad \text{(付・24)}$$

であるから，$\dot{V}(X)$ は

$$\dot{V}(X) = -\frac{2\varepsilon X_2^2}{1+(X_1+B)^2} \left\{ (X_1+B)^2 - (K-1) \right\} \qquad \text{(付・25)}$$

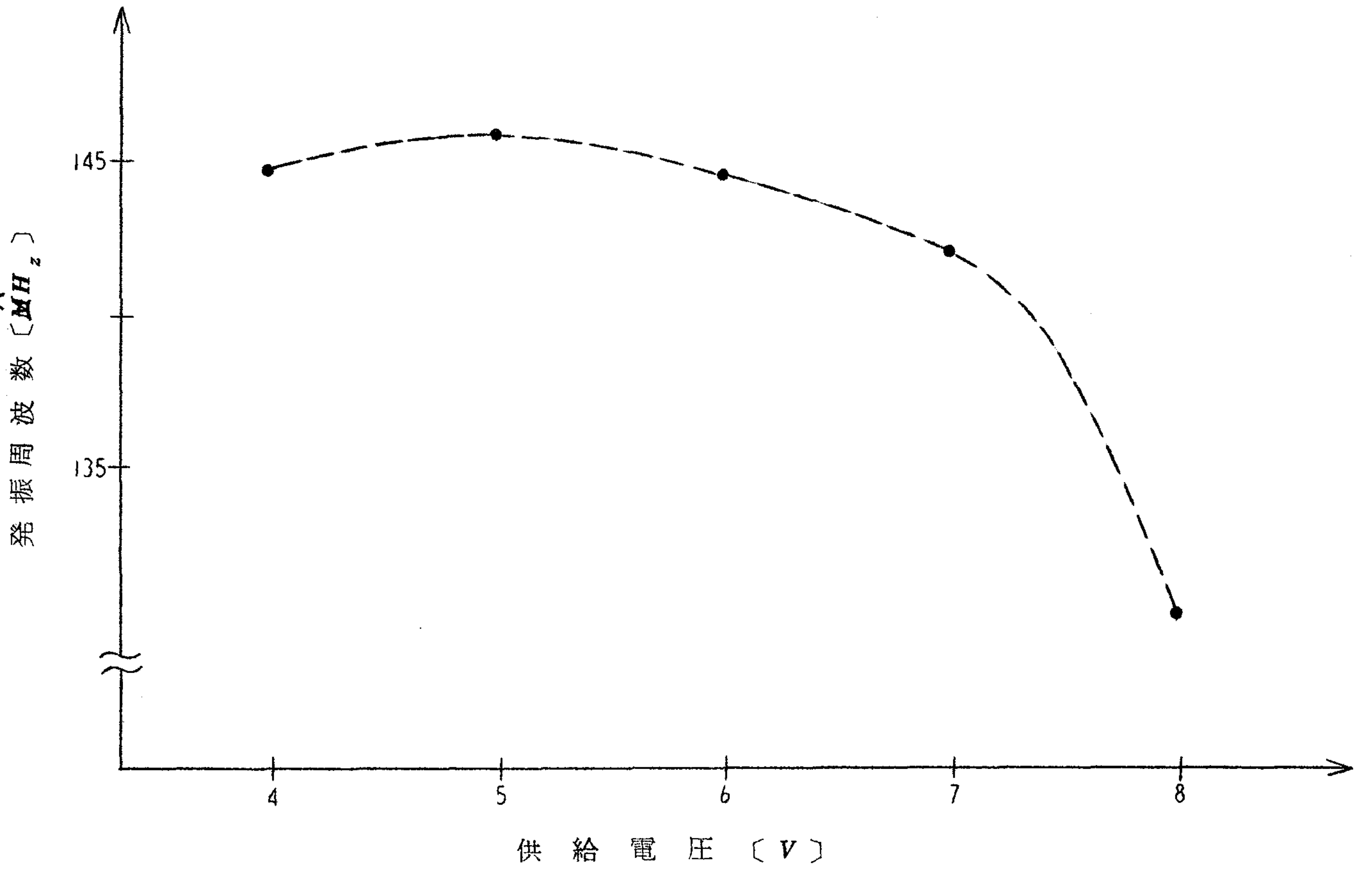
となる。これより，発振するためには，

$$\left| X_1 + B \right| < \sqrt{K-1} \qquad \text{(付・26)}$$

である。すなわち，バイアス項が大きくなるにしたがって，発振に必要なるゲイン・パラメータは当然大きくする必要がある。例えば，$K=10$ の場合には，$(X_1+B) < 3$ となり，バイアス項 B が 3 以上の場合には，発振しない。

＜付録 8 ＞

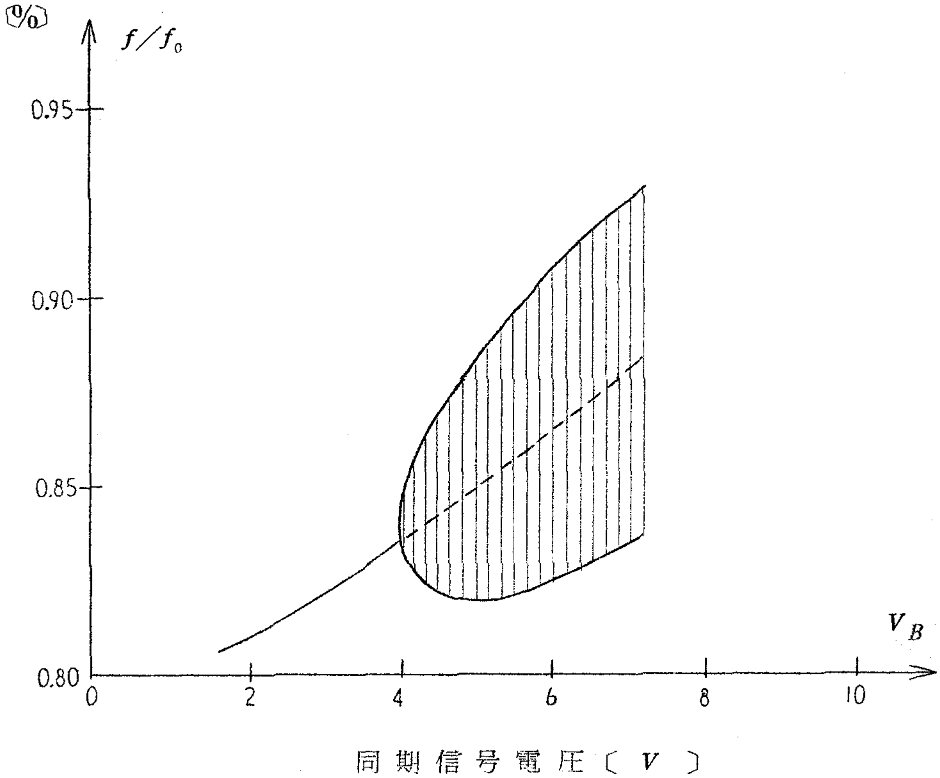
ゲイン・パラメータは，定義より，供給電圧の変化によっても変化する。したがって，供給電圧を変化させることによっても，デイジタル *I C* 発振器の発振周波数を変化することが可能である。しかしながら，この供給電圧の変化に際し，入力のバイアス電圧を変化させないように考慮しないと，ここで考察した解析法は用いられない。ちなみに，バイアス電圧に注意を払わないで，供給電圧を変化させた場合の発振周波数の変化を示すと，図付－12となる。すなわち，全くランダムな変化を示している。(86)



図付－１２　供給電圧に対する発振周波数の変化

＜付録９＞

ディジタル**ＩＣ**発振器を同期させる場合，ディジタル**ＩＣ**の入力ゲートに同期用電圧を加える。この同期用信号電圧と発振周波数の関係を，図付－１３に示す。[100]



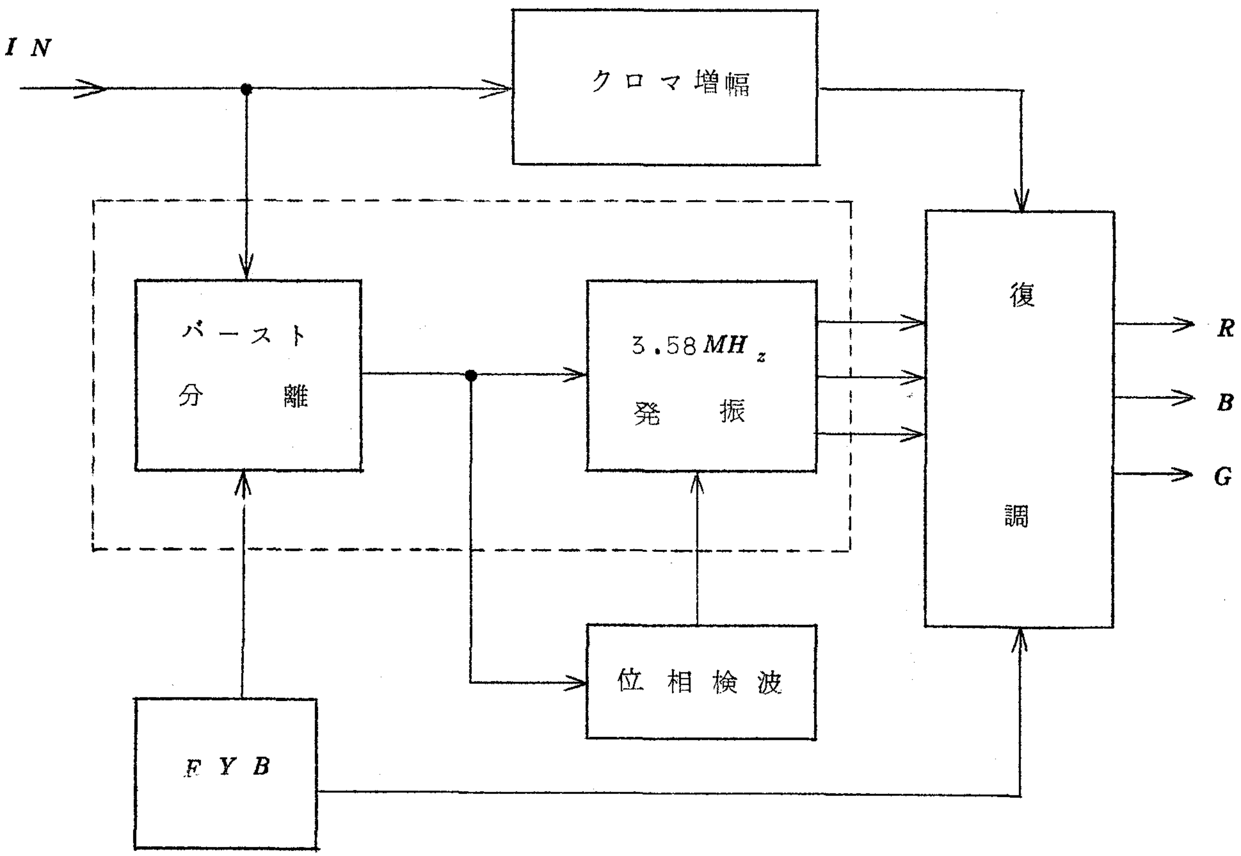
図付－１３　同期特性

<付録１０>

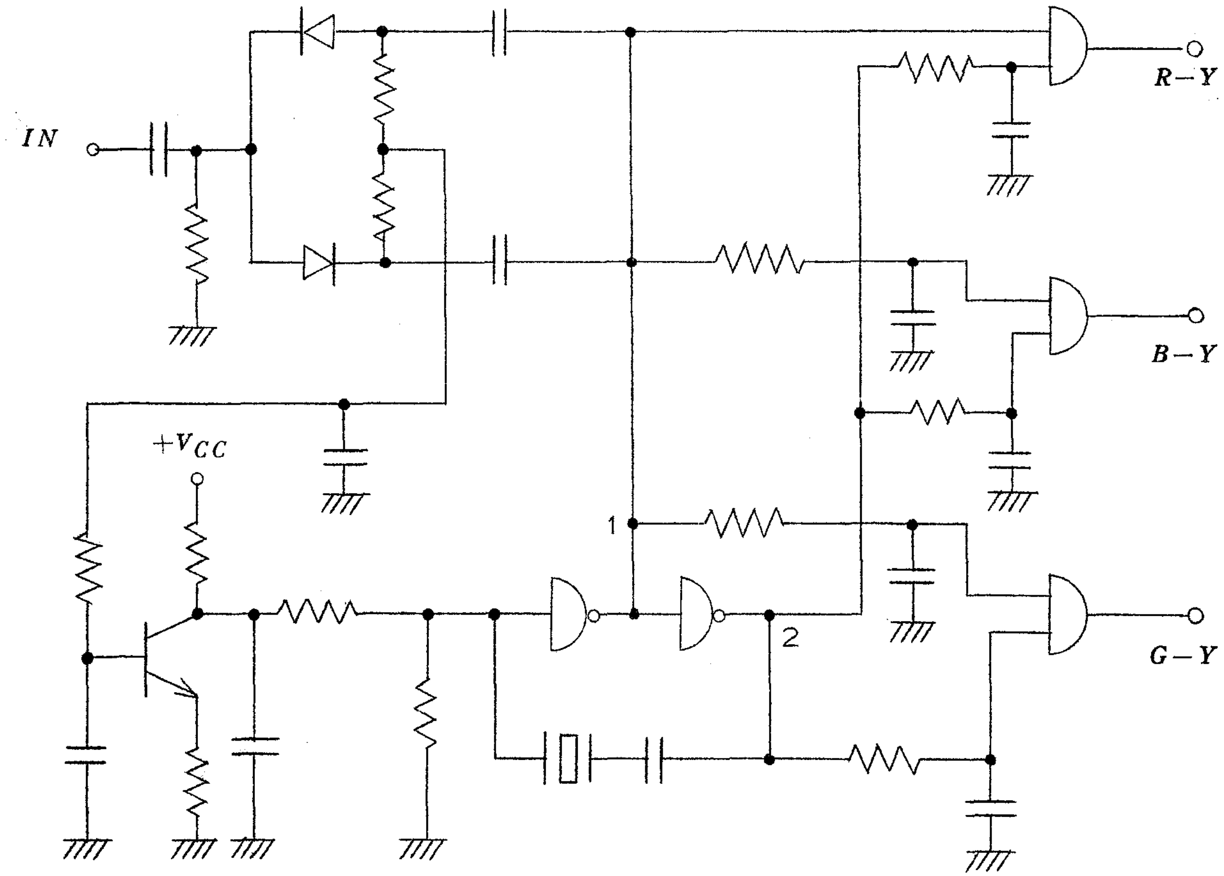
デイジタル ***IC*** 発振器をカラー ***TV*** の色信号復調回路に応用することを考察する。

カラー信号の復調回路は，図付−１４であらわされるが，この図中の点線で囲んだ部分がデイジタル化が可能であり，このデイジタル ***IC*** 発振器を，色副搬送波発振器に用いた一例が，図付−１５に示すとおりである。（100）

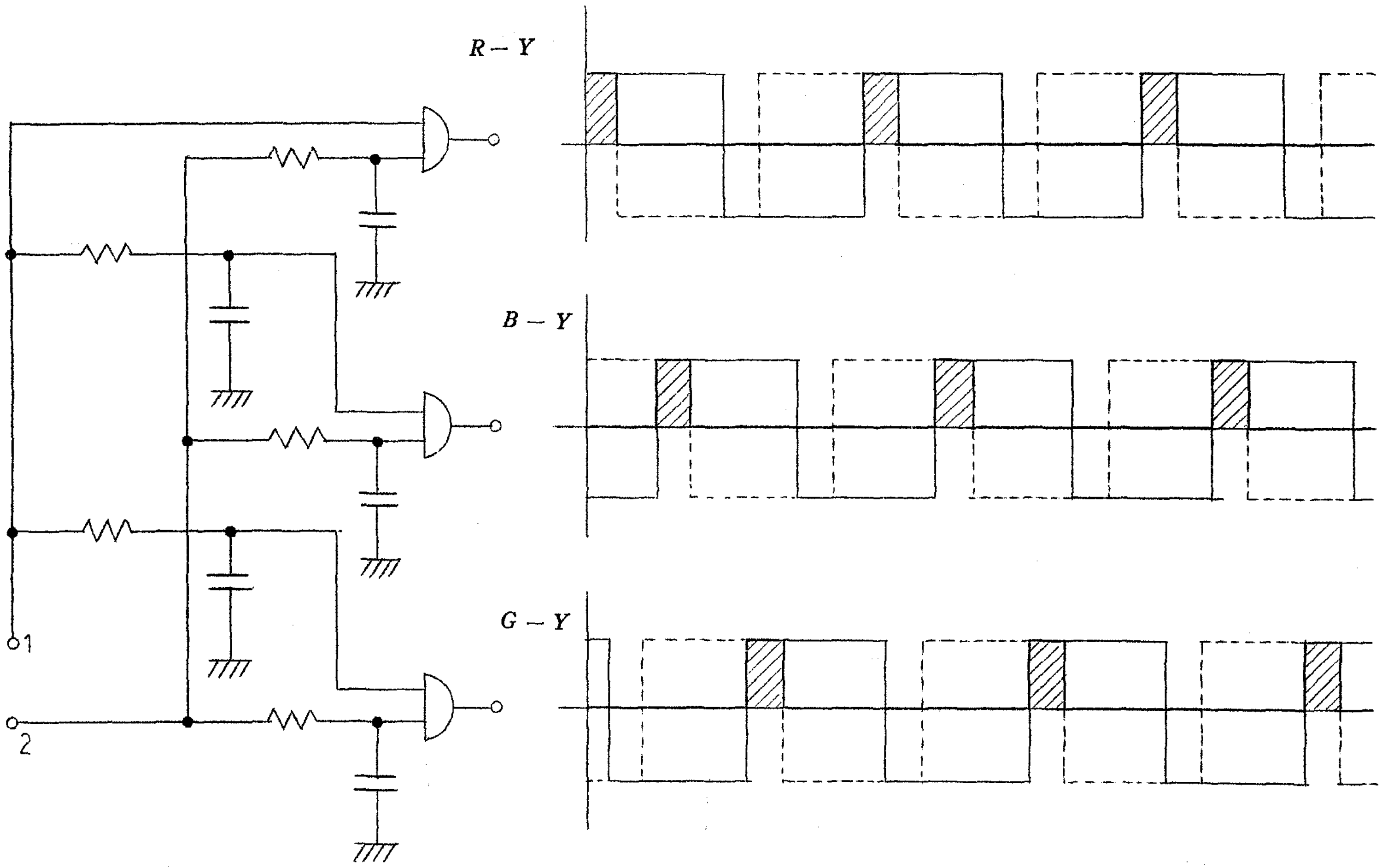
デイジタル ***IC*** 発振器より１８０度ずつ位相の異った波形を取り出し，適当な遅延を施こして，***AND*** ゲートに加え，復調回路に必要なるゲート・パルスを発生させる。この様子を，図付−１６に示す。
これより得られるゲート・パルスは，比較的幅が広く取れることと，完全な矩形パルスであること，などにより，効率，クロストークなどに優れた復調回路が構成できる。



図付－１４　カラー信号復調回路



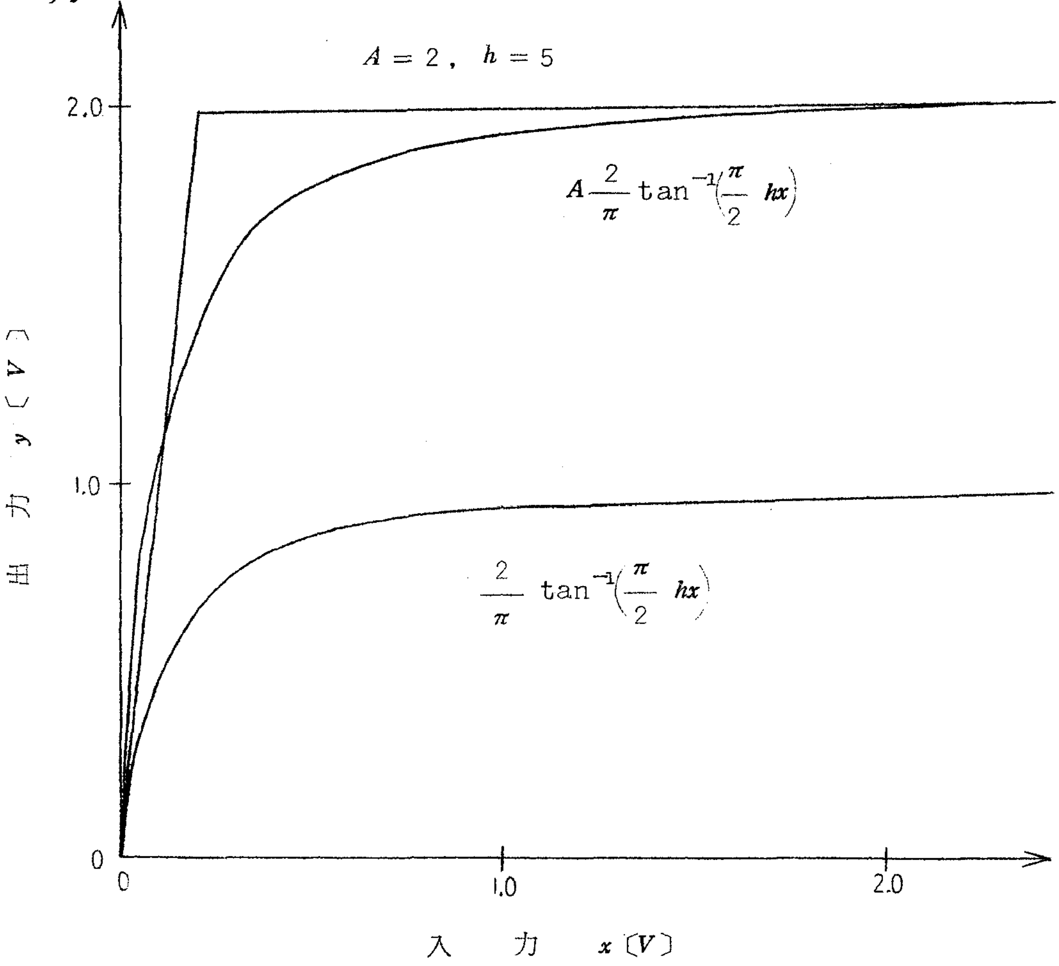
図付−15　デイジタル化ゲート・パルス発生回路



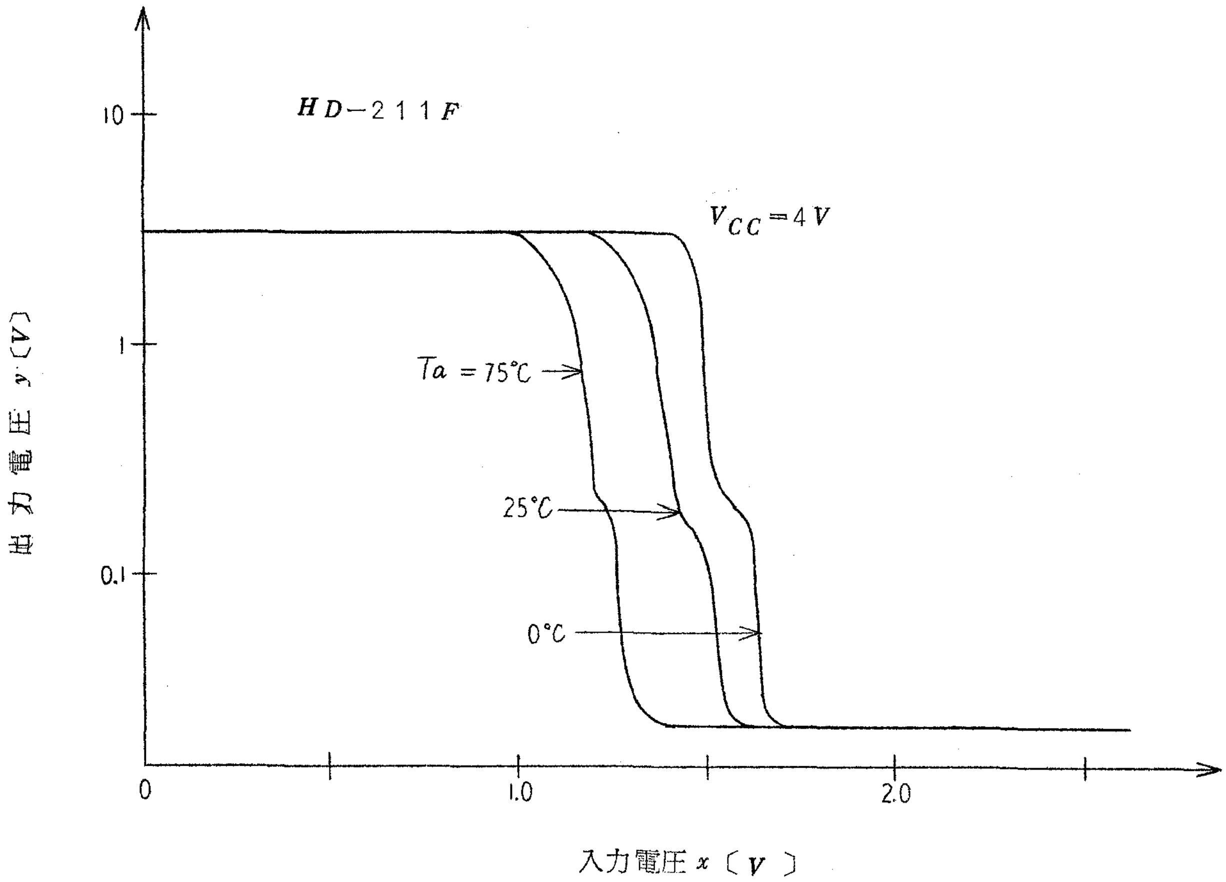
図付－１６　ゲート・パルス発生回路

＜付録１１＞

解析に用いた$\tan^{-1}$近似のグラフを，図付−１７に示し，実際の素子，*HD*−２１１*F*，*NAND/NOR*ゲートの入出力特性を，図付−１８に示す。



図付−１７　$\tan^{-1}$近似のグラフ



図付－１８　デイジタル *IC* の入出力特性