テレビジョン受信機用 FET チューナー

大阪大学 工学部 村 田 正
岡 部 信 郎
滑 川 敏 彦

電界効果トランジスタの伝達特性の指数定数は通常2として扱われているが、これを一般に n とし、高周波増幅器の混変調ひずみ、および、周波数混合器の変換利得を一般的に求め、実験値と比較した。同時にチューナーの IC 化を考慮して、局部発振器も FET で構成して、その周波数安定度について検討した。これらの理論および実験を FET チューナーの設計に適用することにより、従来のチューナーの諸特性を著しく改善できることが明らかとなった。

1. ま え が き

近年、テレビ受信機を小形、軽量、小電力でかつ、チューナーの機構を無接点化しようという傾向がますます高まっている。このような動向に対処するため、テレビ受信機のチューナーを改善することが求められている。

本研究では、この目的を得るために、小形、小電力でかつ、その伝達特性が二乗特性に近いという特徴を有する電界効果トランジスタ (FET) をテレビ受信機のチューナー部に用いた場合の混変調ひずみ (CMD) 特性、変換利得、局部発振器の温度特性を 100 MHz 帯において理論的および実験的に求めて検討した。

FET の混変調ひずみ特性については、文献 1) 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、単なる測定による実験結果である。

本文では、FET の伝達特性を指数定数 n によってあらわすことで一般性をもたせ、これから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理論値を求めて、実験結果と比較検討した。

局部発振器については、チューナー部において、高周波増幅器と周波数混合器が FET 化された場合、IC 化に際し、同一プロセスで、同一チップ上に製作することが可能な利点より FET 化を試み、それによる利点を追求した。

理論計算は、使用するデバイスの伝達特性が本文で扱ったものと同一形式であらわせるならば、絶縁ゲート形

(MOS) FET、接合ゲート形 FET の種類のいかんにかかわらず同様であるが、本文では、入手の容易な接合形 FET のみについて測定を行ない検討した。

最後に可変容量ダイオードを使って、無接点チューナーを試作しているが、その詳細については次の機会にゆずることにする。

2. 高周波増幅器

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つてくるものは、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¹⁾、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、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

"FET Tuner for Television Receiver" by Masashi Murata, Nobuo Okabe and Toshihiko Namekawa (Faculty of Engineering, Osaka University, Osaka)

とき、すなわち $V_{Ds} \geq V_{Gs} - V_P$ なる飽和領域においては、

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

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²⁾。

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。

$$I_D + i_d = I_{DSS} \left(\frac{V_{GS} + e_{sig}}{V_P} - 1 \right)^{n'} \quad (2)$$

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) 式の n とほとんど等しい値をもつものと考ええる。

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。

$$i_d = g_m e_{sig} + \frac{1}{2!} \frac{\partial g_m}{\partial V_{GS}} e_{sig}^2 + \frac{1}{3!} \frac{\partial^2 g_m}{\partial V_{GS}^2} e_{sig}^3 + \dots + \frac{1}{K!} \frac{\partial^{K-1} g_m}{\partial V_{GS}^{K-1}} e_{sig}^K + \dots \quad (3)$$

(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、(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認した後、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、

$$\begin{aligned} e_{sig} &= V_1 \cos \omega_1 t + V_2 (1 + m \cos p t) \cos \omega_2 t \\ &= V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t \\ &\quad + \frac{V_2 m}{2} \{ \cos (\omega_2 + p) t + \cos (\omega_2 - p) t \} \end{aligned} \quad (4)$$

である。

(3) 式に、(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。

$$CMD = \sqrt{\frac{m^2 V_2^4 \left(1 + \frac{m^2}{16} \right)}{16 \frac{(V_{GS} - V_P)^4}{(n-1)^2 (n-2)^2} + \left(\frac{1}{2} V_1^2 + V_1 V_2 + V_2^2 + \frac{1}{2} m^2 V_2^2 \right)^2}} \quad (5)$$

この式の両辺を二乗して、 V_2 について整理すると、

$$\begin{aligned} &\left\{ \left(1 + \frac{1}{2} m^2 \right)^2 (CMD)^2 - m^2 \left(1 + \frac{m^2}{16} \right) \right\} V_2^4 \\ &+ 2 \left(1 + \frac{1}{2} m^2 \right) (CMD)^2 V_1 V_2^3 \\ &+ \left(2 + \frac{1}{2} m^2 \right) (CMD)^2 V_1^2 V_2^2 + (CMD)^2 V_1^3 V_2 \\ &+ (CMD)^2 \left\{ \frac{1}{4} V_1^4 + \left(\frac{4(V_{GS} - V_P)^2}{n^2 - 3n + 2} \right)^2 \right\} = 0 \end{aligned} \quad (6)$$

この式の係数をそれぞれ、 A, B, C, D, E とすると、次のような四次方程式となる。

$$A V_2^4 + B V_2^3 + C V_2^2 + D V_2 + E = 0 \quad (7)$$

これより V_2 の根を求めることによって、1% の CMF を生じる不要信号電圧の大きさが求められる³⁾。

ところで、(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(1)式を変形した、

$$\frac{I_D}{I_{DSS}} = \left(\frac{V_{GS} - V_P}{V_P} \right)^n \quad (8)$$

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(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⁴⁾。このようにして求められた n の値が、図 1 に示されている。

次に、FET 高周波増幅器の混変調ひずみを測定する

図 1 ドレイン電圧に対する指数定数の変化
Variation of power-law exponent n versus drain-to-source voltage.

(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 FET 高周波増幅回路の実験回路

Measurement circuits of FET high frequency amplifiers.

方法について述べる。なお、測定回路は、図 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。この方法で、周波数、ゲート電圧、ドレイン電圧、指数定数 n の値をパラメーターとして混変調ひずみを測定した。

図 3、図 4、図 5 はこれらの結果である。

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 12 MHz 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、 $n=1.5$ の点はさなければならぬ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¹⁾。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、実験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

図 3 周波数による 1% CMF 不要信号電圧

1% cross modulation factor (CMF) undesired signal voltage versus frequency for $V_{DS}=5V$, $V_{GS}=0V$ and band width=4MHz.

図 4 ゲート電圧の変化による 1% CMF 不要信号電圧

1% CMF undesired signal voltage versus gate-to-source voltage for $n=1.50$.

図 5 指数定数 n の変化による 1% CMF 不要信号電圧

1% CMF undesired signal voltage versus power-law exponent n .

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 100 mV 以下のときであった。なお、図 4、図 5 における計算値と実験値との約 2 dB の相違は、原因として、まずテラー展開で第 5 項目以下を無視したということと、100 MHz 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

図 6 高周波増幅回路の AGC 特性と周波数特性

AGC characteristic and frequency characteristic of a high frequency amplifier.

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、100 MHz 帯で 120 dB もの高周波信号を取扱う場合、2~3 dB 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 (a) の回路で測定され、図 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 (b) の回路を用いて測定した。入力に共振回路を入れたままで測定すると、隣接チャネル (12 MHz 離調) 周波数において 1% CMF に対する不要信号電圧は 140 dB もの大電圧となり、測定困難である。

3. 周波数混合器

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わせない。それゆえここでは、その伝達特性を (9) 式と仮定して、FET 混合器の解析と実験を行った。

$$I_D + i_D = I_{DSS} \left(\frac{v_{GS}}{V_P} - 1 \right)^n \quad (9)$$

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、

$$v_{GS} = V_{GS} + V_1 \sin \omega_1 t + V_0 \sin \omega_0 t \quad (10)$$

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、

$$v_{GS} \approx V_{GS} + V_0 \sin \omega_0 t \quad (11)$$

図 7 局部発振注入状態

Injection state of local oscillator voltage.

となり、近似的に図 7 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、(12) 式で示される。

$$g_{m0} = n \frac{I_{DSS}}{V_P} \quad (12)$$

次に、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、(9) 式より、

$$g(\omega_0 t) = g_{m0} \left(\frac{V_{GS} + V_0 \sin \omega_0 t}{V_P} - 1 \right)^{n-1} \quad (13)$$

局部発振電圧が図 7 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、

$$\sin \theta = \frac{V_{GS} - V_P}{V_0} \quad (14)$$

とあらわすことができる。これを (13) 式に代入すると、

$$g(\omega_0 t) = g_{m0} \left(\frac{V_0}{V_P} \right)^{n-1} (\sin \omega_0 t + \sin \theta)^{n-1} \quad (15)$$

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⁵⁾⁶⁾。

$$g(\omega_0 t) = g_0 + \sum_{l=1}^{\infty} \{ g_l \sin(l\omega_0 t) + g_l' \cos(l\omega_0 t) \} \quad (16)$$

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、局部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。(16) 式より、

$$g_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\pi+\theta} g(\omega_0 t) \sin \omega_0 t \, d\omega_0 t \quad (17)$$

$$g_1' = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\pi+\theta} g(\omega_0 t) \cos \omega_0 t \, d\omega_0 t = 0 \quad (18)$$

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、 $n \approx 2$ とすると <付録 3> の (付・18) 式より、

(19)式となる。

$$g_1 \doteq \frac{I_{DSS} V_0^{n-1}}{\pi V_P^n} (n-1)(\pi + 2\theta + \sin 2\theta) \quad (19)$$

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⁵⁾、

$$\begin{aligned} i_D = & g_0 V_1 \sin \omega_1 t + \frac{g_1}{2} V_1 \{ \sin(\omega_1 - \omega_0) t \\ & + \sin(\omega_1 + \omega_0) t \} + \frac{g_2}{2} V_1 \{ \sin(\omega_1 - 2\omega_0) t \\ & + \sin(\omega_1 + 2\omega_0) t \} + \dots \end{aligned} \quad (20)$$

これより、変換コンダクタンス g_c は、

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

となる。

(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、

$$G_c = g_c \frac{r_d \cdot Z_{IF}}{r_d + Z_{IF}} \quad (22)$$

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、(23)式となる。

$$\begin{aligned} G_c &= g_c \cdot Z_{IF} \\ &= \frac{I_{DSS} V_0^{n-1}}{2\pi V_P^n} (n-1)(\pi + 2\theta + \sin 2\theta) \cdot Z_{IF} \end{aligned} \quad (23)$$

ここで、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 $n \doteq 2$ と考え、

$$\begin{aligned} \bar{I}_b &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\pi+\theta} I_{DSS} \left(\frac{V_{GS} + V_0 \sin \omega_0 t}{V_P} - 1 \right)^n d\omega_0 t \\ &= \frac{I_{DSS}}{2\pi} \left(\frac{V_0}{V_P} \right)^n \left[-\frac{\sin 2\theta}{n} + \frac{n}{n-1} \sin 2\theta \right. \\ &\quad \left. + (n-1)(\pi + 2\theta) \left\{ \frac{1}{n} + \frac{n \sin^2 \theta}{2} \right\} \right] \end{aligned} \quad (24)$$

これより、直流入力は供給電圧を V_{DD} とすると、

$$\begin{aligned} P_B = V_{DD} \bar{I}_D &= \frac{V_{DD} I_{DSS}}{2\pi} \left(\frac{V_0}{V_P} \right)^n \left[-\frac{\sin 2\theta}{n} \right. \\ &\quad \left. + \frac{n}{n-1} \sin 2\theta + (n-1)(\pi + 2\theta) \left\{ \frac{1}{n} + \frac{n \sin^2 \theta}{2} \right\} \right] \end{aligned} \quad (25)$$

となる。

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

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

$$\left. + (n-1)(\pi + 2\theta) \sin \theta + \frac{n(n-1)}{2(n+1)} \sin \theta \sin 2\theta \right\} \quad (26)$$

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、(25)、(26)式より、

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{P_I}{P_B} = \frac{V_I}{V_{DD}} \\ &\times \frac{\frac{2n}{n+1} \cos \theta + (n-1)(\pi + 2\theta) \sin \theta + \frac{n(n-1)}{2(n+1)} \sin \theta \sin 2\theta}{-\frac{\sin 2\theta}{2} + \frac{n}{n-1} \sin 2\theta + (n-1)(\pi + 2\theta) \left\{ \frac{1}{n} + \frac{n \sin^2 \theta}{2} \right\}} \end{aligned} \quad (27)$$

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。(27)式より、

$$\begin{aligned} \eta_{n=2} &= \frac{V_I}{V_{DD}} \\ &\times \frac{\frac{4}{3} \cos \theta + (\pi + 2\theta) \sin \theta + \frac{1}{3} \sin \theta \sin 2\theta}{\frac{1}{2} \{ \pi + 2\theta + 3 \sin 2\theta + 2(\pi + 2\theta) \sin^2 \theta \}} = \frac{V_I}{V_{DD}} \eta' \end{aligned} \quad (28)$$

また、(23)式より、

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

(28)式における η' と、(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 8 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、(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

図 8 電気角 θ と効率、変換利得指数の関係
Relation between electrical angle θ and efficiency η' , index number of conversion gain G_c' .

図 9 混合器の実験回路
Measurement circuit of a FET mixer.

図 10 変換利得特性
Plot of conversion gain as a function of local oscillator voltage.

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 9 で $\theta = \pi/2$ なる動作点について行ない、図 10 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。

4. 局部発振器

まず、発振回路を 4 端子パラメーターとして解析するため、マトリックス表示すると⁷⁾、

$$\begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_{11} & \Gamma_{12} \\ \Gamma_{21} & \Gamma_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \end{bmatrix} \quad (30)$$

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、

図 11 Y 形帰還
FET 発振器
FET oscillator by
Y type feedback.

$$\begin{vmatrix} \Gamma_{11} & \Gamma_{12} \\ \Gamma_{21} & \Gamma_{22} \end{vmatrix} = 0 \quad (31)$$

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、

$$\begin{cases} \Gamma_{11} = R_e \Gamma_{11} + I_m \Gamma_{11}, & \Gamma_{12} = R_e \Gamma_{12} + I_m \Gamma_{12} \\ \Gamma_{21} = R_e \Gamma_{21} + I_m \Gamma_{21}, & \Gamma_{22} = R_e \Gamma_{22} + I_m \Gamma_{22} \end{cases} \quad (32)$$

FET 発振回路を図 11 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、

$$|Y_A| = \begin{vmatrix} y_i & y_r \\ y_f & y_0 \end{vmatrix} \quad (33)$$

$$|Y_F| = \begin{vmatrix} \frac{1+Z_1 Y}{Z_1} & -Y \\ -Y & \frac{1+k Z_1 Y}{k Z_1} \end{vmatrix} \quad (34)$$

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、

$$|Y_0| = |Y_A| + |Y_F| = \begin{vmatrix} y_i + \frac{1+Z_1 Y}{Z_1} & y_r - Y \\ y_f - Y & y_0 + \frac{1+k Z_1 Y}{k Z_1} \end{vmatrix} \quad (35)$$

$|Y_F|$ が完全なる無損失であるから、

$$Z_2 = k Z_1 = k j X, \quad Y = j B \quad (36)$$

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、

$$X = -\frac{1}{\omega C}, \quad B = -\frac{1}{\omega L} \quad (37)$$

となる。(31) 式より発振条件を求めると、まず $R_e(\Gamma) = 0$ より、

$$\frac{X}{B} (y_i y_0 - y_r y_f) = \frac{1}{k X B} - \frac{k+1}{k} \quad (38)$$

$I_m(\Gamma) = 0$ より、

$$k X B = \frac{y_i + k y_0}{y_i + y_0 + y_r + y_f} \quad (39)$$

(38)、(39) 式より、発振条件は次式で示される。

図 12 L/C 比と発振可能域
 L/C ratio and oscillation limit.

$$\frac{X}{B} = \frac{-k^2 y_0 + k(y_r + y_f) - y_i}{k(y_i + k y_0)(y_i y_0 - y_r y_f)} \quad (40)$$

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、(40)式の k が、正の2実根をもつことで、図12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。

$$\left. \begin{array}{l} (1) \quad y_i, y_0 > 0 \quad y_r + y_f > 0 \\ (2) \quad (y_r + y_f)^2 > 4 y_i y_0 \\ (3) \quad k_1 < k < k_2 \end{array} \right\} \quad (41)$$

ただし、

$$k_1, k_2 = \frac{y_r + y_f \pm \sqrt{(y_r + y_f)^2 - 4 y_i y_0}}{2 y_0}$$

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

$$\omega^2 = \frac{1 + k \left\{ 1 + \frac{L}{C} (y_i y_0 - y_r y_f) \right\}}{LC} \quad (42)$$

となる。

一般に、チューナー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(42)式からわかるように、

$$1 \gg \frac{L}{C} (y_i y_0 - y_r y_f)$$

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、(43)式であらわされる。

$$\frac{dC_j}{dT} = -\frac{C_j}{2} \frac{1}{V + \phi} \frac{d\phi}{dT} \quad (43)$$

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。

図 13 局部発振器の温度特性
Change in local oscillator frequency against temperature.

また、MOS 形 FET においては、主としてチャネル内のキャリア移動度の変化により、(44)式であらわされる。

$$\frac{d\mu}{\mu} = -\frac{3}{2} \frac{dT}{T} \quad (44)$$

ここで、 μ はキャリア移動度をあらわす。

これら2式で明らかのように、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⁸⁾、安定な発振器を製作しうる。

実験は、発振周波数 130MHz で行ない、図 13 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 $1 \times 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$ で、130 MHz において、13 kHz/ $^{\circ}\text{C}$ となる。

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。

5. む す び

以上のような解析および実験結果を、FET チューナーの設計に適用することによって、混変調ひずみ特性、変換利得、局部発振器の周波数安定度を、従来のチューナ

図 14 FET チューナー回路図

Automatic tuning FET tuner with three voltage variable capacitance diodes.

一に比較して著しく改善できることが明らかとなった。

なお著者らは、現在、可変容量ダイオードを使うことによって、チューナーの無接点化を行なっているが、ローチャンネルではバイポーラトランジスタのチューナーと同程度以上の性能が得られた。

本研究を進めるにあたり、日頃、終始変わらぬご指導を賜ります 本学 青柳健次教授に厚くお礼申しあげるとともに、卒業研究として実験に協力して下さい玉川充敏氏および、宇川彰氏に心から感謝いたします。

(昭和 44 年 1 月 7 日受付)

[参 考 文 献]

- 1) S. Weaver and D. Wilcox: Solution to the Cross Modulation Problems, IEEE Trans., **BTR-13**, 2 (1967) 9-17
- 2) F.N. Trofimenkoff, et al: Theory and Application of the Field Effect Transistor, Proc. IEE, **11**, 12 (1964) 1981-1992
- 3) 岡部, 村田, 滑川: FET 高周波増幅器の混変調歪特性に関する考察, 昭 43 年信学全大予, 852
- 4) 岡部, 村田, 滑川: FET チューナに関する研究 (その 1), 昭 43 年電気四学会関西支部連大予, 17-2
- 5) L. S. Read: An Analysis of High Frequency Transistor Mixer, IEEE Trans., **BTR-9**, 1 (1963) 72-78
- 6) 村田, 岡部, 滑川: FET チューナに関する研究 (その 2), 昭 43 年電気四学会関西支部連大予, 17-3
- 7) A.J. Cote, Jr.: Matrix Analysis of Oscillators and Transistor Applications, IEEE Trans., **CT-5**, 3 (1958) 181-188
- 8) 村田, 岡部, 滑川: FET 周波数変換器に関する一考察, 昭 43 年信学全大予, 843

<付 録 1>

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

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

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

上式を(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、まず、第1項は、

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

次に第3項は、

$$\begin{aligned} & \frac{n(n-1)(n-2) I_{DSS}}{3! V_P^3} \left(\frac{V_{GS}}{V_P} - 1 \right)^{n-3} \left[\frac{1}{4} V_1^3 \right. \\ & \times 3 \cos \omega_1 t + \frac{3}{2} V_1 V_2 \{ V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_1 t \} \\ & + \frac{3}{2} m V_1 V_2^2 \{ \cos(\omega_1 + p)t + \cos(\omega_1 - p)t \} \\ & + \frac{3}{8} m^2 V_1 V_2^2 \{ 2 \cos \omega_1 t + \cos(\omega_1 + 2p)t \\ & \left. + \cos(\omega_1 - 2p)t \} \right] \quad (\text{付} \cdot 4) \end{aligned}$$

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。

$$\begin{aligned} \text{CMD} = & \frac{\frac{1}{3!} \frac{\partial^2 g_m}{\partial V_{GS}^2} \sqrt{\left(\frac{3}{2} m V_1 V_2^2 \right)^2}}{\sqrt{(V_1 g_m)^2 + \left(\frac{1}{3!} \left(\frac{\partial^2 g_m}{\partial V_{GS}^2} \right)^2 \left(\frac{3}{4} V_1^3 \right. \right.} \\ & \left. \left. + \left(\frac{3}{8} m^2 V_1 V_2^2 \right)^2 \right)^2} \right. \\ & \left. * \frac{3}{2} V_1 V_2 + \frac{3}{2} V_1 V_2^2 + \frac{3}{4} m^2 V_1 V_2^2 \right)^2} \quad (\text{付} \cdot 5) \end{aligned}$$

上式において、

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

となるので、これを代入すると、

$$\begin{aligned} \text{CMD} = & \sqrt{\frac{(m V_1 V_2^2)^2 + \left(\frac{1}{4} m^2 V_1 V_2^2 \right)^2}{16 \frac{V_1^2 (V_{GS} - V_P)^4}{(n-1)^2 (n-2)^2} + \left(\frac{1}{2} V_1^3 + V_1 V_2 \right.} \\ & \left. * \frac{3}{2} V_1 V_2 + \frac{1}{2} m^2 V_1 V_2^2 \right)^2} \quad (\text{付} \cdot 6) \end{aligned}$$

これより V_1 を消去すると、(5) 式となる。

<付 録 2>

(3) 式の級数におおのの値を代入すると、

$$\begin{aligned} i_D = & g_m e_{sig} + \frac{1}{2!} \frac{\partial g_m}{\partial V_{GS}} e_{sig}^2 + \frac{1}{3!} \frac{\partial^2 g_m}{\partial V_{GS}^2} e_{sig}^3 \\ & + \dots + \frac{1}{K!} \frac{\partial^{K-1} g_m}{\partial V_{GS}^{K-1}} e_{sig}^K + \dots \quad (3) \\ = & n \frac{I_{DSS}}{V_P} \left(\frac{V_{GS}}{V_P} - 1 \right)^{n-1} e_{sig} \\ & + \frac{1}{2!} \frac{n(n-1) I_{DSS}}{V_P^2} \left(\frac{V_{GS}}{V_P} - 1 \right)^{n-2} e_{sig}^2 \end{aligned}$$

$$+ \frac{1}{K!} n(n-1) \cdots (n-K-1) \frac{I_{DSS}}{V_P^K} \times \left(\frac{V_{GS}}{V_P-1} \right)^{n-K} e_{sig}^K + \cdots \quad (\text{付} \cdot 7)$$

(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、

$$\begin{aligned} \Sigma &= \frac{1}{3!} n(n-1)(n-2) \frac{I_{DSS}}{V_P^3} \left(\frac{V_{GS}}{V_P-1} \right)^{n-3} e_{sig}^3 \\ &+ \frac{1}{5!} n(n-1)(n-2)(n-3)(n-4) \frac{I_{DSS}}{V_P^5} \\ &\times \left(\frac{V_{GS}}{V_P-1} \right)^{n-5} e_{sig}^5 \\ &+ \cdots + \frac{1}{K!} n(n-1) \cdots (n-K-1) \frac{I_{DSS}}{V_P^K} \\ &\times \left(\frac{V_{GS}}{V_P-1} \right)^{n-K} e_{sig}^K + \cdots \quad (\text{付} \cdot 8) \end{aligned}$$

奇数次の一般項 a_{2K+1} は、

$$\begin{aligned} a_{2K+1} &= a_{K-1} \\ &\times \frac{(n-2K+1)(n-2K)}{2K(2K+1)} \left(\frac{e_{sig}}{V_{GS}-V_P} \right)^2 \quad (\text{付} \cdot 9) \end{aligned}$$

この数列の和の収束性を調べると、

$$\begin{aligned} \lim_{K \rightarrow \infty} \frac{a_{2K+1}}{a_{2K-1}} &= \lim_{K \rightarrow \infty} \frac{(n-2K+1)(n-2K)}{2K(2K+1)} \left(\frac{e_{sig}}{V_{GS}-V_P} \right)^2 \\ &= \lim_{K \rightarrow \infty} \frac{4K-2K-2}{4K+1} \left(\frac{e_{sig}}{V_{GS}-V_P} \right)^2 = \left(\frac{e_{sig}}{V_{GS}-V_P} \right)^2 \quad (\text{付} \cdot 10) \end{aligned}$$

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、

$$\lim_{K \rightarrow \infty} \frac{a_{2K+1}}{a_{2K-1}} = \left(\frac{e_{sig}}{V_{GS}-V_P} \right)^2 < 1 \quad (\text{付} \cdot 11)$$

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、 $n \div 2$ を代入して各項の係数を求めると、

$$\begin{aligned} \Sigma &= \frac{1}{3!} n(n-1)(n-2) \frac{I_{DSS}}{V_P^3} \left(\frac{V_{GS}}{V_P-1} \right)^{n-3} e_{sig}^3 \\ &\times \left\{ 1 + \frac{1}{10} \left(\frac{e_{sig}}{V_{GS}-V_P} \right)^2 \right. \\ &\left. + \frac{1}{35} \left(\frac{e_{sig}}{V_{GS}-V_P} \right)^4 + \cdots \right\} \quad (\text{付} \cdot 12) \end{aligned}$$

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 >

(15) 式より $g(\omega_0 t)$ は、

$$g(\omega_0 t) = g_{m0} \left(\frac{V_0}{V_P} \right)^{n-1} \sin^{n-1} \omega_0 t \left(1 + \frac{\sin \theta}{\sin \omega_0 t} \right)^{n-1} \quad (\text{付} \cdot 13)$$

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

$$\left| \frac{\sin \theta}{\sin \omega_0 t} \right| \leq 1 \quad (\text{付} \cdot 14)$$

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、

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

とおき、フーリエ係数を求めると、

$$\begin{aligned} g_1 &= \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\pi+\theta} g(\omega_0 t) \sin \omega_0 t \, d\omega_0 t \quad (\text{付} \cdot 16) \\ &= \frac{A}{\pi} \int_{-\theta}^{\pi+\theta} \left\{ \sin^n \omega_0 t + (n-1) \sin \theta \sin^{n-1} \omega_0 t \right. \\ &\quad \left. + \frac{(n-1)(n-2)}{2!} \sin^2 \theta \sin^{n-2} \omega_0 t + \cdots \right\} d\omega_0 t \\ &= \frac{A}{\pi} \left[-\frac{\sin^{n-1} \omega_0 t \cos \omega_0 t}{n} \right. \\ &\quad - \frac{(n-1) \sin \theta \sin^{n-2} \omega_0 t \cos \omega_0 t}{n-1} \\ &\quad - \cdots \left. \right]_{-\theta}^{\pi+\theta} + \frac{A}{\pi} \left\{ \frac{n-1}{n} \int_{-\theta}^{\pi+\theta} \sin^{n-2} \omega_0 t \, d\omega_0 t \right. \\ &\quad \left. + \frac{(n-1)(n-2) \sin \theta}{n-1} \int_{-\theta}^{\pi+\theta} \sin^{n-3} \omega_0 t \, d\omega_0 t + \cdots \right\} \quad (\text{付} \cdot 17) \end{aligned}$$

ここで、 $n \div 2$ と考えると、

$$\begin{aligned} g_1 &\div \frac{A}{\pi} \left[-\frac{\sin 2\omega_0 t}{2n} - \sin \theta \cos \omega_0 t + \frac{n-1}{n} \omega_0 t \right]_{-\theta}^{\pi+\theta} \\ &= \frac{A}{n\pi} (n-1)(\pi+2\theta+\sin 2\theta) \\ &= \frac{I_{DSS}}{\pi V_P} \left(\frac{V_0}{V_P} \right)^{n-1} (n-1)(\pi+2\theta+\sin 2\theta) \quad (\text{付} \cdot 18) \end{aligned}$$

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、

$$P_I = \frac{V_I \cdot I_I}{2} \quad (\text{付} \cdot 19)$$

と書ける。(9) 式より I_I を求めると、

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

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

$$\begin{aligned} I_I &\div \frac{I_{DSS}}{\pi} \left(\frac{V_0}{V_P} \right)^n \left[-\frac{\sin^n \omega_0 t \cos \omega_0 t}{n+1} \right. \\ &\quad \left. - \sin \theta \sin^{n-1} \omega_0 t \cos \omega_0 t \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -\frac{n \sin^2 \theta}{2} \cos \omega_0 t \Big]_{-\theta}^{\pi+\theta} + \frac{n(n-1)}{2(n+1)} \sin \theta \sin 2\theta \Big\} \quad (\text{付} \cdot 20) \\
& + \frac{I_{DSS} \left(\frac{V_0}{V_P} \right)^n}{\pi} \left\{ \frac{n}{n+1} \int_{-\theta}^{\pi+\theta} \sin^{n-1} \omega_0 t \, d\omega_0 t \right. \\
& \left. + (n-1) \sin \theta \int_{-\theta}^{\pi+\theta} d\omega_0 t \right\} \quad \text{これより,} \\
& = \frac{I_{DSS} \left(\frac{V_0}{V_P} \right)^n}{\pi} \left\{ \frac{2n}{n+1} \cos \theta + (n-1)(\pi+2\theta) \sin \theta \right. \\
& \left. + \frac{n(n-1)}{2(n+1)} \sin \theta \sin 2\theta \right\} \quad (\text{付} \cdot 21) \\
& \text{となる.}
\end{aligned}$$

テレビジョン 8 月号 予定目次

- 【随 想】** テレビ技術分野の拡大……………国際電電 新川 浩
【講 演】 宇宙開発……………ヒューズ L. A. ハイランド
【展 望】 透過形二次電子とその応用……………東芝 宮代 彰一
【解 説】 電子写真材料……………東海大 坂田 俊文
【論 文】 テープノイズの VTR の SN 比におよぼす影響……………NHK 村松 珊吾・横山 克哉
 損失ある共振素子を用いた伝送線路の特性……………富士通 徳永 靖夫
 同軸線路と二重同軸線路とで構成されるハイブリッド回路……………北大 永井 信夫・小野幸次郎
【資 料】 YRB 方式 3 ビジコンカラーカメラ……………朝日放送 西川 淳・恩地 実・井上 治男
 テレビジョン第 1 チャンネル用パラボラアンテナの妨害波抑圧効果
 ……………八木アンテナ 高橋 章・松尾 吉章, 北海道放送 沼田 耕介

日本工学会 第 26 回見学会

日本工学会主催で、下記により見学会を催します。この見学会は傘下各学協会所属会員の方々に、気軽に見学していただくのを目的としています。奮ってご参加下さい。

記

日 時 9 月 18 日 (木) 14:00~15:30 A 班
 15:00~16:30 B 班

見 学 先 NHK 放送センター見学 (東京都渋谷区神南町25)
 この放送センターは、現在考えられるかぎりの、あらゆる合理性、近代性を備えた世界最新鋭の番組制作工場

順 路 国電渋谷駅または原宿駅、小田急代々木八幡駅下車、徒歩約 10 分
 定 員 A 班 50 名、B 班 50 名とし、定員内先着順に参加証をお届けします。
 A、B 班の申込数に著しく不同ある場合は、希望班を変更する場合があります。ご諒承下さい。

集 合 A 班 14:00 同放送センターの見学者受付に集合のこと。
 B 班 15:00

申込期限 8 月 15 日 はがきに第 26 回見学会申込と書き、住所、氏名、所属学協会、勤務先、希望班名を記入、日本工学会 (東京都港区芝罘平町35、日本造船学会内) 電話 (502) 2049 まで申込むこと。