

Title	受信装置への集積回路導入に関する研究
Author(s)	村田, 正
Citation	大阪大学, 1970, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/1641
rights	
Note	

# Osaka University Knowledge Archive : OUKA

https://ir.library.osaka-u.ac.jp/

Osaka University



## 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	ク イ	容	村	更		概										
第	1	章		緒			論									•••••		••••••		••••		3			
箆	2	音		F	E	$\tau$	を田い	へたざ	⇒信ぉ	と置い	ወእ	力刻										7			
Nı	٤	-4-		1	 	-	(L / 1) ·	-	C 10 30			.), цн	•									, 			
	2	•	1		緒			Ē			••••••					•••••		· · · · · ·			• ·	7			
	2	•	2		高	周	波埠	自幅者	5 ····			•••••		••••				•••••			• •	8			
		2	•	2	•	1	混	変調	特性	<u>.</u>	<b>.</b>	••••		•••••	• • • • • • • •		•••••			••••		8			
		2	•	2	•	2	雑	音	特	性		•••••			· • • • • • • •	<b>.</b>	•			• • • • • • • • •	1	9			
	2	•	3		周	波	数涯	星合著	<u>Е</u>	• • • • • • •	<b>.</b>	• • - • •	· · · · • • •	•••••		•••••	•••••				2	2			
		2	•	3	•	1	変	擙	利	得		•••••					••••				2	2			
		2	•	3	•	2	変	換	効	率		•••••		•••••				• • • • • •			2	6			
	2	•	4		局	部	発扬	長器				• • • • • • • • •	••••	·····		• • • • • • •	•••••		•••••		3	2			
		2	•	4	•	1	発	振	条	件											3	2			
		2	•	4	•	2	安	芡	Ē	度	· · · · •						• • • • • • • •				3	6			
	2	•	5		試	作	FE	Tチ	<u> </u>	+0;	検討	·					•••••	•••••		•••••	3	9			
	2	•	6		結		-	言		••••		····		••••			• • • • • • •	•••••	<b></b>	••••	4	2			
第	3	章		デ	1	ジ	タル	ICŽ	発振者	<u>무</u>		·····.	•••••				••••••	•••••			4	5			
	3	•	1		緒			言…				•••••••		• • • • • •	•••••	•••••					4	5			

	3	•	2		D	路	t	解	7	沂				•••							•••	•••	••••	••••			••••		••••		••	4	6
		3	•	2		1		路	方利	睈	式。	の	誘	導	•					• • • •							· • • •		••••	·····	••	4	6
		3	•	2	•	2	1]	11	ッ	ዞ	• •	サ	1	ク	v			• • •					. <b></b>				••••		• • • • •	• • • • • •		5	0
		3	•	2	•	3	近	似	解	l			· • • •				•••		• • •	• • •	••••			•••			,	••••	••••	· • · · •		5	2
	3	•	3		発	振条	件	Ł	ゲ	1	ン	•	パ	ラ	メ	_	- :	9(	K	関	け	۲,	53	ミ駒	的	]才	察		••••	••••		6	2
		3	•	3	•	1	発		振		条		件				•••			• • • •				• • • • •		· • • •		• • • • •				6	2
		3	•	3	•	2	ゲ	1	ン	•	パ	ラ	メ		9	Q	D∛	則	定	Ł	実	ミ馬	贠白	勺考	í 祭	Ę.	••••	••••				6	3
	3	•	4		高	周波	(発	振	時	R	対	す	る	検	討						•••			••••			••••					6	6
		3	•	4	•	1	発	振	可	能	最	高	周	波	数							• • •				• • • •	••••					6	6
		3	•	4	•	2	等		価		容		量		- • • •		••••					•••									• • •	6	8
	3	•	5		結			言									• • • •					••••		••••				•••••			•	6	8
第	4	章		結			論	•		•				• • • •				•••	•••		• • • •	•••					• • • •			· · · · · ·		7	1
				謝	ł		辞		••••	••••									• • •			•••	••••			••••		'-		•••••		7	3
				ĒC	1		号				• • • •		••••		••••			• • •	•••	•••		• • •	• • • •				••••			• • • • •		7	4
				文	-		献					,	• • • •		••••	• • •	••••		••••	••••		••••	••••		••••	••••			••••	••••		7	6
				付	-		録		· · · ·	••••	<b></b>				••••							• • •		••••			••••			•••••		8	8

### 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、同一ブロセスで、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,と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<sup>-1</sup> 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 -1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(SC IC, またはモノリンク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I C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 I C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ッキもきびしいため、歩留りが悪くなり、製造コストが増加 する傾向にある $\binom{(1)}{(5)}$ 

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ととが生ずる。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,バイボーラ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MOSIC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、とのリニア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 <sub>ス</sub>(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<sup>(16)</sup>

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、F ET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 ーチップとして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 高周波增幅器

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<sup>(12)</sup> 混変調ひずみ

-8-

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 $I_{DG}$ 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 $V_{DS} \ge V_{GS} - V_{p}$ なる飽和領域においては、

$$I_{\rm D} = I_{\rm DSS} \left( \frac{V_{\rm GS}}{V_{\rm p}} - 1 \right)^{\rm n}$$
 (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、Vcsと増幅すべき高周波入力信号電圧 esig であるから、ドレイン電流は直流電流 ID と交流信号成分電流 iD の和となる.

$$I_{\rm D} + i_{\rm D} = I_{\rm DSS} \left( \frac{V_{\rm GS} + e_{\rm sig}}{V_{\rm p}} - 1 \right)^{n'}$$
 (2.2)

この式において,通常 e<sub>sig</sub> ≪ V<sub>GS</sub> 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.

$$i_{\rm D} = g_{\rm m} \, e_{\rm sig} + \frac{1}{2!} \frac{\partial_{g\,\rm m}}{\partial \,V_{\rm G\,S}} \, e_{\rm sig}^2 + \frac{1}{3!} \frac{\partial^2 g_{\rm m}}{\partial \,V_{\rm G\,S}} \, e_{\rm sig}^3$$
$$+ \dots + \frac{1}{K!} \frac{\partial^{K-1} g_{\rm m}}{\partial \,V_{\rm G\,S} \,K^{-1}} \, e_{\rm sig}^K + \dots \qquad (2.3)$$

(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<sub>sig</sub> 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 調 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高潮波成 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,

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

 $= V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t$ +  $\frac{V_2 m}{2} \{\cos (\omega_2 + p) t + \cos (\omega_2 - p) t\}$  (2.4)

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、

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

この式の両辺を二乗して、V2について整理すると、

$$\left\{ \left( 1 + \frac{1}{2} m^2 \right)^2 (CMD)^2 - m^2 \left( 1 + \frac{m^2}{16} \right) \right\} V_2^4 + 2 \left( 1 + \frac{1}{2} m^2 \right) (CMD)^2 V_1 V_2^3 + 2 \left( 1 + \frac{1}{2} m^2 \right) (CMD)^2 V_1^2 V_2^2 + (CMD)^2 V_1^3 V_2 + (CMD)^2 \left( 1 + \frac{1}{2} m^2 \right) (CMD)^2 V_1 V_2^3 + (CMD)^2 V_1 V_2^3 + 2 \left( 1 + \frac{1}{2} m^2 \right) (CMD)^2$$

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。

$$A_{1}V_{2}^{4} + A_{2}V_{2}^{3} + A_{3}V_{2}^{2} + A_{4}V_{2} + A_{5} = 0$$
(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。

$$\frac{I_{\rm D}}{I_{\rm DSS}} = \left(\frac{V_{\rm GS}}{V_{\rm P}} - 1\right)^n \tag{2.8}$$

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<sup>(40)</sup> 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ビーダンス 整合をとるために、50 g 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.



MK 1 0 - 2

AGC



入力同調回路を含んだ高周波増幅回路 (a)

入力同調回路のない高周波増幅回路 (b)

**FET**高周波増幅回路の実験回路 図2.2



周波数(MHz)

図2.3 周波数変化による1% СМ F 不要信号電圧

-14-



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% C M F 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 f-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 $MH_{2}$ はなれた隣接チャネルにおける CMF特性は、f-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 X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 $kH_g$ 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 $(^{(12)}\sim(^{(15)})$ 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、100MHz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、 100MHz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 用いて測定した、入力共振回路を 共振回路を省いた図2・2(b)の回路を入れたままで測定すると、隣接チ ヤネル(12MH<sub>z</sub>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。



図2.6 高周波増幅回路のAGC特性と周波数特性

-18-

2 • 2 • 2 雑音特性

**FET**素子が発生する固有の雑音は<sup>(45)~(65)</sup>

- (1) 熱雑音
- (ロ) 散弾雑音(ショット雑音)
- (1) 過剰雑音(1/」 雑音)
- (二) 発生再結合雑音
- (水) 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,(小)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(お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。





-20-



図 2·8 信号源抵抗対雑音指数

-21-

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 調 器として用いると,高関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.

$$I_{\rm D} + i_{\rm D} = I_{\rm DSS} \left( \frac{v_{\rm GS}}{v_{\rm P}} - 1 \right)^{\rm n}$$
 (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,

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

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

となり,近似的に図 2・9 のように考えられる.図において Bm0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.

$$g_{\rm m0} = n \, \frac{I_{\rm DSS}}{V_{\rm P}} \tag{2.12}$$

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

$$g(\omega_{d}t) = g_{m} 0 \left( \frac{V_{GS} + V_{0} \sin \omega_{0} t}{V_{P}} - 1 \right)^{n-1}$$
(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 $\theta_0$ はこの場合、 $\theta_0 = \pi + 2\theta$  となる) $\theta$ は

$$\sin\theta = \frac{V_{\rm GS} - V_{\rm P}}{V_{\rm Q}} \tag{2.14}$$

とあらわすことができる.これを(2.13)式に代入すると,

$$g(\omega_0 t) = g_{\rm m} 0 \left(\frac{V_0}{V_{\rm P}}\right)^{n-1} (\sin \omega_0 t + \sin \theta)^{n-1} \qquad (2.15)$$

(68)(69) 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.

$$g(\omega_0 t) = g_0 + \sum_{i=1}^{\infty} \{g_i^i \sin(l\omega_0 t) + g_i^i \cos(l\omega_0 t)\}$$
(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,

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

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



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 ⇒ 2 と すると < 付録 3 > の (付・18)式より, (2・19)式となる.

$$g_{1} \doteq \frac{I_{\text{DSS}} V_{2}^{n-1}}{\pi V_{p}^{n}} (n-1) (\pi + 2\theta + \sin 2\theta) \qquad (2.19)$$

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 (66) 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

$$i_{\rm D} = g_0 V_1 \sin \omega_1 t + \frac{g_1}{2} V_1 \left\{ \sin \left( \omega_1 - \omega_0 \right) t \right\}$$

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

$$+\sin(\omega_1 + 2\omega_0) t$$
 +.... (2.20)

これより,変換コンダクタンス Bcは,

$$g_{c} = \frac{g_{1}}{2} - \frac{I_{DSS}V_{0}^{n-1}}{2\pi V_{P}^{n}} (n-1) (\pi + 2\theta + \sin 2\theta) \qquad (2.21)$$

となる.

(2·21)式の変換コンダクタンス g。を用いると、この混合器の変換利得 G。は、負荷として接続される中間周波のインピーダンスを ZIF とすると、

$$G_{\rm c} = g_{\rm c} \frac{r_{\rm d} \cdot Z_{\rm IF}}{r_{\rm d} + Z_{\rm IF}}$$
(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) -25式となる。

$$G_{c} = g_{c} \cdot Z_{IF}$$

$$= \frac{I_{D} s s V_{0}^{n-1}}{2 \pi V_{P}^{n}} (n-1) (\pi + 2\theta + \sin 2\theta) \cdot Z_{IF} \qquad (2.23)$$

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 $\eta$ について考察する、すなわち、この $\eta$ 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 = 2と考え,

$$\vec{I}_{\rm D} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\pi+\theta} I_{\rm DSS} \left( \frac{V_{\rm GS} + V_0 \sin \omega_0 t}{V_{\rm P}} - 1 \right)^{\rm n} d\omega_0 t$$
$$= \frac{I_{\rm DSS}}{2\pi} \left( \frac{V_0}{V_{\rm P}} \right)^{\rm n} \left( -\frac{\sin 2\theta}{n} + \frac{n}{n-1} \sin 2\theta + (n-1)(\pi+2\theta) \left\{ \frac{1}{n} + \frac{n \sin^2 \theta}{2} \right\} \right)$$
(2.24)

これより, 直流入力は供給電圧を VDDとすると,

$$P_{\rm B} = V_{\rm DD} \, \overline{I_{\rm D}} = \frac{V_{\rm DD} \, I_{\rm DSS}}{2 \, \pi} \left( \frac{V_{\rm o}}{V_{\rm p}} \right)^{\rm n} \left[ - \frac{\sin 2 \, \theta}{n} + \frac{n \sin^2 \theta}{n} \right]$$
$$+ \frac{n}{n-1} \sin 2 \, \theta + (n-1) \left( n+2 \, \theta \right) \left\{ \frac{1}{n} + \frac{n \sin^2 \theta}{2} \right\} (2.25)$$
$$\xi \not \approx \delta.$$

-26--

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

$$P_{\rm I} = \frac{V_{\rm I} I_{\rm DSS}}{2\pi} \left(\frac{V_{\rm 0}}{V_{\rm P}}\right)^n \left\{\frac{2n}{n+1}\cos\theta + (n-1)(\pi+2\theta)\sin\theta + \frac{n(n-1)}{2(n+1)}\sin\theta\sin2\theta\right\}$$

$$(2.26)$$

ただし、V<sub>I</sub>は中間周波出力電圧のピーク値である. 電力比ヵは、(2・25),(2・26)式より、

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

$$\times \frac{\frac{2n}{n+1}\cos\theta + (n-1)(\pi+2\theta)\sin\theta + \frac{n(n-1)}{2(n+1)}\sin\theta\sin2\theta}{-\frac{\sin2\theta}{2} + \frac{n}{n-1}\sin2\theta + (n-1)(\pi+2\theta)\left\{\frac{1}{n} + \frac{n\sin^2\theta}{2}\right\}}$$

$$(2.27)$$

ここでn = 2とおき、電気角 $\theta$ 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、

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

$$\times \frac{\frac{4}{3}\cos\theta + (\pi + 2\theta)\sin\theta + \frac{1}{3}\sin\theta\sin2\theta}{\frac{1}{2}\left\{\pi + 2\theta + 3\sin2\theta + 2(\pi + 2\theta)\sin^2\theta\right\}} = \frac{V_{\rm I}}{V_{\rm DD}} \eta'$$
(2.28)

また, (2.23)式より,

$$G_{c} = \frac{I_{\rm DSS}V_{0}Z_{\rm IF}}{2\pi V_{\rm P}^{2}} (\pi + 2\theta + \sin 2\theta) = \frac{I_{\rm DSS}V_{0}Z_{\rm IF}}{2\pi V_{\rm P}^{2}} G_{c}'$$
(2.29)

(2.28)式における $\eta'$ 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、 $\theta$ に対する $\eta'$ と $G_{c}$ 'の変化は図 2.10 となる、図 より明らかなように $\theta$ 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,

$$\boldsymbol{V}_0 = \boldsymbol{V}_{\rm GS} = \frac{\boldsymbol{V}_{\rm P}}{2}$$

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2dBで、よく 一致している.また、変換利得も約14dB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

-29-



図2・11 混合器の実験回路

-30-



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.

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

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

でなければならない. ここにおける「の値は,一般に複素量で,

$$\Gamma_{11} = R_{e} \Gamma_{11} + I_{m} \Gamma_{11}, \quad \Gamma_{12} = R_{e} \Gamma_{12} + I_{m} \Gamma_{12}$$

$$\Gamma_{21} = R_{e} \Gamma_{21} + I_{m} \Gamma_{21}, \quad \Gamma_{22} = R_{e} \Gamma_{22} + I_{m} \Gamma_{22}$$
(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<sub>F</sub> | であらわすと,

$$|Y_{A}| = \begin{pmatrix} y_{i} & y_{r} \\ y_{f} & y_{o} \end{pmatrix}$$
(2.33)

$$|Y_{\rm F}| = \begin{vmatrix} \frac{1+Z_1Y}{Z_1} - Y \\ -Y & \frac{1+kZ_1Y}{kZ_1} \end{vmatrix}$$
(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

$$|Y_{0}| = |Y_{A}| + |Y_{F}| = \begin{vmatrix} y_{1} + \frac{1 + Z_{1}Y}{Z_{1}} & y_{r} - Y \\ y_{f} - Y & y_{0} + \frac{1 + kZ_{1}Y}{kZ_{1}} \end{vmatrix}$$
(2.35)

 $|Y_{\rm F}|$ が完全なる無損失であるから,

$$Z_2 = k Z_1 = k j X, Y = j B$$
 (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、

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

$$\frac{X}{B} (y_i y_0 - y_r y_f) = \frac{1}{k X B} - \frac{k+1}{k}$$
(2.38)  
-33-
$$I_{m}(\Gamma) = 0 \pm \mathcal{D},$$

$$k X B = \frac{y_{i} + k y_{o}}{y_{i} + y_{o} + y_{r} + y_{f}}$$
(2.39)

(2.38), (2.39)より, 発振条件は次式で示される.

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

(1) 
$$y_i$$
,  $y_{\bullet} > 0$   $y_r + y_f > 0$   
(2)  $(y_r + y_f)^2 > 4 y_i y_0$   
(3)  $k_1 < k < k_2$ 
(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、

$$\omega^{2} = \frac{1+k\left\{1+\frac{L}{C}\left(y_{1}y_{0}-y_{r}y_{f}\right)\right\}}{LC} \qquad (2.42)$$

となる.

-34-



# 図2.14 帰還比と発振可能域

-35-

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,

$$1 \gg \frac{L}{C} (y_{i} y_{o} - y_{r} y_{f})$$

と考えられるから,発振周波数は,ほぼ √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.

$$\frac{d C_j}{d T} = -\frac{C_j}{2} \frac{1}{V + \phi d T}$$
(2.43)

ととで $C_j$ は接合容量、Vは実効ゲート電圧、 $\phi$ 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。

$$\frac{d \mu}{\mu} = -\frac{3}{2} \frac{d T}{T}$$
(2.44)

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130 $MH_z$  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 $1 \times 10^{-4}/C$ で、130 $MH_z$  において、13 $kH_z/C$ となる。

MK10-3



図2・15 コルビッツ形 **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ズするよう 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.

-38-

### 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<sup>(76)~(78)</sup>

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 $MH_2$ )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<sup>(79)</sup>

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,





図 2 · 17 FET チューナ回路

40-

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。<sup>(81)</sup>

試作FETチューナの諸特性

設計周波数	96~1	0	2	М	$H_{z}$
中間周波数	2 2~	2	8	М	$H_{z}$
局発周波数	1	2	4	М	$H_{\mathrm{z}}$

使用半導体

高周波増幅器	MK = 1 = 0 = 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 - 6 1 1 3

諸特性

総合利得	4 2 <b>d B</b>
雜音指数	6 d B
局発安定度	$1 \cdot 0 \times 1 \ 0^{-4} / C$
A G C 範 囲	4 0 <i>d B</i>
	41

#### AGC節囲 4-0 d B

局発微調範囲 ± 1.5 MH<sub>∞</sub>/10<sup>v</sup>

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 デイジタル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<sup>(4)(5)</sup>

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<sup>(95)</sup>(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<sup>(82)(83)</sup>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<sup>(84)(100)</sup>

**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<sup>-1</sup> -45で近似素示することにより,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<sup>-1</sup> 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<sup>(85)</sup>

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, リアブ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<sup>(84)</sup>

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<sup>(96)</sup>

### 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.<sup>(86)</sup>

$$A\frac{2}{\pi}\tan^{-1}\left\{\frac{\pi}{2}h\left(\ldots\right)\right\}$$
(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.

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

ここで、 \*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IC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.

$$F(S) = \frac{R C S}{L C S^{2} + R C S + 1}$$
(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



# 図3.2 等価回路

(3.4) 式であらわされる.

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

(3.4)式を微分方程式の形に書き改めると

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

(3.5)式において

$$Ah = K, \ \frac{\pi}{2} h x = X, \ \frac{R}{L} = \varepsilon \omega_0, \ \frac{1}{LC} = \omega_0^2$$
 (3.6)

なる変換を行ない(3.7)式のように書きかえる.

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

ここで時間軸を 1/ω0で基準化すると

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

(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.<sup>(87)(88)</sup>

との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 (85) ルICの入出力特性をtan<sup>-1</sup>で近似したことの妥当性について検討する.

(3.8)式において

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

なる関係を用いると(3.8)式は, (3.10)式となる.

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

ここで等傾線の傾きをGであらわすと

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

となるから

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

(3.12)式より,K = 10, $\varepsilon = 0$ ,365 としたりミット・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<sup>-1</sup> 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. 0.1v/div-.H.1v/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、 $d^2 x/dt^2 = f_1(t, x, dx/dt)$ の解が求められている場合に、十分小さいパラメータをに対して $d^2 x/dt^2 = f_2(t, x, dx/dt)$ 。 6 )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。

そとで(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

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

ととで

$$t = \frac{\theta}{\varrho} \tag{3.14}$$

なる変数変換を行なうと(3・13)式は(3・15)式となる。

$$\mathcal{Q}^{2} \overset{\bullet}{X} + \varepsilon \ \Omega \ \left(1 - \frac{K}{1 + X^{2}}\right) \overset{\bullet}{X} + X = 0 \qquad (3.15)$$

ただし

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

であり、以下で用いるQおよびXは次に示すように $\varepsilon$ により展開し、 $\varepsilon \Rightarrow 0$ より $\varepsilon^3$ 以上の項を省略して解析する、

$$\varrho = \frac{\omega}{\omega_0} = 1 + \varepsilon \ \varrho_1 + \varepsilon^2 \ \varrho_2 \tag{3.16}$$

$$\mathbf{X} = \mathbf{X}_0 + \boldsymbol{\varepsilon} \, \mathbf{X}_1 + \boldsymbol{\varepsilon}^2 \, \mathbf{X}_2 \tag{3.17}$$

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

$$\boldsymbol{X}^{2} \doteq \boldsymbol{X}_{0}^{2} + 2 \boldsymbol{\varepsilon} \boldsymbol{X}_{0} \boldsymbol{X}_{1} + \boldsymbol{\varepsilon}^{2} \left( \boldsymbol{X}_{1}^{2} + 2 \boldsymbol{X}_{0} \boldsymbol{X}_{2} \right)$$

$$\mathcal{Q}^2 = 1 + 2 \varepsilon \mathcal{Q}_1 + \varepsilon^2 (\mathcal{Q}_1^2 + 2 \mathcal{Q}_2)$$

であるから, (3.15) 式に代入,整理すると

$$\{ 1 + X_{0}^{2} + 2 \varepsilon X_{0}X_{1} + \varepsilon^{2}(X_{1}^{2} + 2X_{0}X_{2}) \} \{ 1 + 2 \varepsilon g_{1} + \varepsilon^{2}(g_{1}^{2} + 2g_{2}) \}$$

$$(\ddot{X}_{0} + \varepsilon \ddot{X}_{1} + \varepsilon^{2} \ddot{X}_{2}) + (\varepsilon + \varepsilon^{2}g_{1}) \{ 1 + X_{0}^{2} - K + 2 \varepsilon X_{0}X_{1} + \varepsilon^{2}(X_{1}^{2} + 2X_{0}) \}$$

$$(\dot{X}_{0} + \varepsilon \dot{X}_{1} + \varepsilon^{2} \dot{X}_{2}) + \{ 1 + X_{0}^{2} + 2 \varepsilon X_{0}X_{1} + \varepsilon^{2}(X_{1}^{2} + 2X_{0}X_{2}) \}$$

$$(X_{0} + \varepsilon X_{1} + \varepsilon^{2}X_{2}) = 0 \qquad (3.18)$$

(3.18) 式を $\varepsilon$ のべき順にまとめ、それぞれ $\alpha$ 、 $\beta$ 、 $\gamma$ とすると $\varepsilon$ を含 まぬ項

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

Eの1次の項

$$\beta = 2 \tilde{X}_0 X_0 X_1 + (1 + X_0^2) (\ddot{X}_1 + 2 \varrho_1 \tilde{X}_0) + (1 - K + X_0^2) \dot{X}_0 + 2 X_0^2 X_1 + (1 + X_0^2) X_1 \quad (3.20)$$
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  
  

$$\gamma = \ddot{X}_{0} (X_{1}^{2} + 2X_{0}X_{2}) + 2 (\ddot{X}_{1} + 2g_{1}\ddot{X}_{0}) X_{0}X_{1}$$

$$+ (\ddot{X}_{2} + 2g_{1}\ddot{X}_{1} + g_{1}^{2}\ddot{X}_{0} + g_{2}\ddot{X}_{0}) (1 + X_{0}^{2})$$

$$+ (1 - K + X_{0}^{2}) \dot{X}_{1} + 2X_{0}X_{1}\dot{X}_{0} + g (1 - K + X_{0}^{2}) \dot{X}_{0}$$

$$+ X_{0} (X_{1}^{2} + 2X_{0}X_{2}) + 2X_{0}X_{1}^{2} + X_{2} (1 + X_{0}^{2})$$
(3.21)
母解 X\_{0},  $\alpha = 0 \pm 9 \ddot{X}_{0} + X_{0} = 0 \oslash$ 

$$X_0 = X_0' \cos \theta + X_0'' \sin \theta$$

$$= X_0' \cos \omega t + X_0'' \sin \omega t \quad (\omega = \omega_0 \mathcal{O} \geq \mathfrak{Z})$$
 (3.22)

となるが、初期条件 t = 0のとき $X_0 = 0$ であるから

$$\vec{X}_{0}'' = 0$$
  
 $X_{0} = X_{0}' \cos \omega t$  (3.23)

となる。

次に,第1次修正項は,  $\epsilon$ 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  $(1 + X_0^{\prime 2} \cos^2 \omega t) \dot{X}_1 + (1 + X_0^{\prime 2} \cos^2 \omega t) X_1$ = 2 Q<sub>1</sub> (1 + X\_0^{\prime 2} \cos^2 \omega t) X\_0' \cos \omega t + (1 - K + X\_0^{\prime 2} \cos^2 \omega t) X\_0' \sin \omega t (3.24)

(3.24) 式を整理して

$$\begin{aligned} \mathbf{\ddot{x}_{1}} + \mathbf{x_{I}} &= \frac{1}{1 + \mathbf{x_{0}'^{2} \cos^{2} \omega t}} \left[ \frac{3}{2} g_{1} \mathbf{x_{0}'} \left( \mathbf{x_{0}'^{2}} + \frac{4}{3} \right) \right. \\ &\times \cos \omega t + \frac{1}{4} \mathbf{x_{0}'} \left\{ \mathbf{x_{0}'^{2}} - 4 \left( \mathbf{K} - 1 \right) \right\} \sin \omega t \\ &+ \frac{1}{2} g_{1} \mathbf{x_{0}'^{2}} \cos 3 \omega t + \frac{1}{4} \mathbf{x_{0}'^{2} \sin 3 \omega t} \right] \end{aligned} (3.25)$$

上式の右辺の第1項は

$$\frac{1}{1+X_0^{\prime 2}\cos^2\omega t} = \frac{2}{X_0^{\prime 2}} \frac{1}{\frac{2+X_0^{\prime 2}}{X_0^{\prime 2}} + \cos 2\omega t}$$

となり

$$\frac{1}{\frac{2+X_0^{\prime 2}}{X_0^{\prime 2}}+\cos 2\omega t}=\frac{X_0^{\prime 2}}{2+X_0^{\prime 2}}-\left(\frac{X_0^{\prime 2}}{2+X_0^{\prime 2}}\right)^2\cos 2\omega t+\cdots$$

のように展開し,第1項のみを取ると

$$\frac{1}{1+X_0^{\prime 2}} \stackrel{\div}{=} \frac{2}{2+X_0^{\prime 2}}$$
(3.26)

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 wt および cos wt の係数をゼロとすればよい。

sin wt の係数より

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

cos wtの係数より

$$g_1 = 0 \tag{3.28}$$

これより (3.25) 式は

$$\mathbf{x}_{1} + \mathbf{x}_{1} = \frac{2(K-1)^{\frac{3}{2}}}{2K-1} \sin 3\omega t \qquad (3.29)$$

となる. これより第1次修正解は

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

であり、初期条件 
$$t = 0$$
 のとき $X_1 = 0$  を代入すると  
 $X_1'' = \frac{3(K-1)^2}{4(2K-1)}$ 
(3.31)

とこで

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

とおくと

$$X_1 = X_1' \cos \omega t + 3P \sin \omega t - P \sin 3\omega t \qquad (3.33)$$

と書ける。

第 2 次修正項は,  $\epsilon$ 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

$$(1 + X_{0}^{2}) \dot{X}_{2} + (2 \dot{X}_{0} X_{0} + 3 X_{0}^{2} + 1) X_{2}$$

$$= - \{ \dot{X}_{0} X_{1}^{2} + 2 \dot{X}_{1} X_{0} X_{1} + 2 \rho_{2} \dot{X}_{0} (1 + X_{0}^{2}) + (1 - K + X_{0}^{2}) \dot{X}_{1} + 2 X_{0} X_{1} \dot{X}_{0} + 3 X_{0} X_{1}^{2} \}$$

$$(3.34)$$

$$-56-$$

上式に(3.29)式および(3.33)式を代入して整理すると

$$\ddot{X}_2 + X_2 = \frac{-1}{2K - 1} \left( B_1 + B_2 + B_3 + B_4 + B_5 \right) \quad (3.35)$$

ただし

$$B_{1} = 4 (K-1)^{\frac{1}{2}} \cos \omega t (X_{1}^{\prime 2} \cos^{2} \omega t + 9 P^{2} \sin^{2} \omega t + P^{2} \sin^{2} \omega t + P^{2} \sin^{2} 3 w t + 6 P X_{1}^{\prime} \cos w t \sin w t - 6 P^{2} \sin w t \sin 3 w t - 2 P X_{1}^{\prime} \sin 3 w t \cos w t )$$

 $(3 \cdot 36 - 1)$ 

$$B_{2} = 4 (K-1)^{\frac{1}{2}} \cos wt \left\{ -(X_{1}' \cos wt + 3P \sin wt)^{2} + 10P \sin 3wt (X_{1}' \cos wt + 3P \sin wt) - 9P^{2} \sin^{2} 3wt \right\}$$

$$B_{3} = -4\Omega_{2} (K-1)^{\frac{1}{2}} \cos wt \left\{ 1+4 (K-1) \cos^{2} wt \right\}$$

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

 $B_4 = \{ 1 - K + 4 (K - 1) \cos^2 wt \}$ 

 $\times$  (-X<sub>1</sub>' sin wt + 3 P cos wt - 3 P cos 3 wt)

 $(3 \cdot 36 - 4)$ 

$$B_{5} = -4 (K-1) \sin 2wt$$

$$\times (X_{1}' \cos wt + 3P \sin wt - P \sin 3wt)$$

 $(3 \cdot 36 - 5)$ 

をあらわしている。

ここで永年項sinwt およびcoswtについて注目する、(3・35)式に おいて $B_1$ ,  $B_2$ ,  $B_8$ ,  $B_4$ ,  $B_5$ のそれぞれをsinwtのみの項, coswtのみの項について整理するとsinwtの項は

$$B_{1} = 4 (K-1)^{\frac{1}{2}} P X'_{1} \sin wt$$

$$B_{2} = -6 (K-1)^{\frac{1}{2}} P X'_{1} \sin wt$$

$$B_{3} = B_{4} = 0$$

$$B_{5} = -2 (K-1) X'_{1} \sin wt$$

$$(3.37)$$

cos wi の項は

$$B_{1} = (K-1)^{\frac{1}{2}} (3X_{1}^{\prime 2} + 5P^{2}) \cos wt$$

$$B_{2} = -(K-1)^{\frac{1}{2}} (3X_{1}^{\prime 2} + 9P^{2}) \cos wt$$

$$B_{3} = -4\Omega_{2} (K-1)^{\frac{1}{2}} (3K-2) \cos wt$$

$$B_{4} = 3P (K-1) \cos wt$$

$$B_{5} = -4P (K-1) \cos wt$$
(3.38)

永年項を消去すればよいから、(3・37)式の $\sin wt$ の係数の和と、(3・38)式の $\cos wt$ の係数の和が共にゼロとなるように $X_1'$  および $\Omega_2$ を定めればよい。

(3・37)式より

$$(K-1)^{\frac{1}{2}} X'_{1} \left\{ P + (K-1)^{\frac{1}{2}} \right\} = 0 \qquad (3.39)$$

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

$$X_1' = 0 \tag{3.40}$$

また(3・38)式より

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

 $(3 \cdot 41)$ 

同様に, K>1であるから

$$\Omega_2 = -\frac{4P^2 + P(K-1)^{\frac{1}{2}}}{4(3K-2)}$$
(3.42)

となり, (3・32)式のPの値を代入すると

$$\Omega_2 = -\frac{(K-1)^3 + (2K-1)(K-1)^2}{16(2K-1)^2(3K-2)}$$
(3.43)

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

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

singwt }





写真3 デイジタルICの入力波形 (V. 1ッ/div H. 2µs/div)

と求まる。写真3は、K = 10、 $\epsilon = 0$ 、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sin3*wt*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<sup>-1</sup> で近 似した非線形項による波形である。



発振問波数wは、(3・16)式、(3・28)式、(3・43)式より

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

 $(3 \cdot 45)$ 



凶 3・4 ゲイン・パラメータと発振局波数の関係

-61-

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

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

$$\dot{X}_{2} = -\{\varepsilon(1 - \frac{K}{1 + X_{1}^{2}}) X_{2} + X_{1}\}$$
(3.47)

の関係が成立する。ここでリアプノフ関数V(X)を

$$V(X) = X_1^2 + X_2^2 \tag{3.48}$$

とおくと、 $\dot{V}(X)$ は

$$\dot{V}(X) = -\frac{2 \varepsilon X_2^2}{1 + X_1^2} \{ X_1^2 - (K-1) \}$$
(3.49)

となる・すなわち(3・49)式は $|X_1| < \sqrt{K-1}$ であれば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 ≒ 1 と考えると. (3・8) 式において 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 ≒ 1 の場合には

$$X = 2\sqrt{K-1} \cos wt \qquad (3.50)$$

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 笑** 

新しく定義したデイジタルICのゲイン・パラメータについてのべる。





-64-

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の局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、局波数変化は、三角波のくり返し時間を変えて行 なった。写真5は、5MHz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. 0.5v/div. H. 0.5v/div)

-65-

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、IC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 高局波発振時に対する検討

3·4·1 最高発振問波数

前記各解析においては、このデイジタルIC発振器は、発振可能なる比較的低局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300KH2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局波における動作について検討する.<sup>(84)</sup>

この解析および実験に用いたデイジタルICは,NOR 回路一段のゲイン・バ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、1MHzをこえると周波数とともに徐々に減少し、約20MHz 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20MHz 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18MHz であった。この 18MHz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、18MHzの発振波形である。



写真 6 18MH z 発振波形

 $(V. 0.05 v / div. H: 0.02 \mu s / div)$ 

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 $b_2\sqrt{K-1}$ 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 I C 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 I C 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Ceとすると(3・45) 式より

$$C_{e}^{\ell * \# \# C} = \frac{8 (2K-1)^{2} (3K-2)}{(K-1)^{3} + (2K-1)(K-1)^{2}}$$
(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。<sup>(96)</sup>

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

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。<sup>(84)</sup>・(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、発振可能最高局 波数が限定されることになり、設計に対して、重要なフアクターを提供す 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.<sup>(100)</sup>・(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×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<sup>-1</sup>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。

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<sub>1</sub> : 中間周波出力電圧
- In: FETの平均ドレイン電流
- P<sub>B</sub> : 直流入力電力
- P<sub>1</sub>: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* : *F E T* の直流指数定数
  - n': FET の交流指数定数
- V<sub>cs</sub>: FET の全ゲート入力電圧
- e<sub>sig</sub> : FET のゲート入力信号電圧
  - *i*<sub>n</sub> : *FET* のドレイン電流の交流成分
  - g<sub>m</sub> : FET の相互コンダクタンス
- g(wot): 任意時間におけるFETの相互コンダクタンス
  - 8. : FET の変換コンダクタンス
  - G<sub>c</sub> : 混合器の変換利得
  - G: : 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

V1 :希望信号電圧

- V<sub>2</sub> : 不要(妨害)信号電圧
- Vo : 局部発振電圧
- mcospt : 変調信号(m%AM変調)
- r<sub>d</sub> : FETのドレイン飽和抵抗 C<sub>j</sub> : FETのゲート接容量
- *T* : 絶対温度
- Ah = K : FH = V P P P
- F(s): 帰還回路の伝達関数
- ωo : 帰還回路の固有共振問波数
- G : 等傾線の傾き
- *ct* : 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 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.

-77-

- (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。
- (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,

pp40~45。

- (45) H. Fukui. "Available Power Gain, Noise Figure, and Noise Measure of Two-Ports and Their Graphical Representations." IEEE Trans. CT-13. No.2. June 1966. pp137~142.
- (46) R.B.Adler and H.A.Haus. "Network Realization of Optimum Amplifier Noise Performance." IRE Trans. CT. Sep. 1958, pp156~161.
- (47) Albert van der Ziel,「雑音」(日本語訳)近代科学社(3
   版) pp198~244,昭和36年。
- (48) J.T.Wallmark. "Field-Effect Transistors"
  Prentice-Hall Inc Englewood Cliffs. New Jersey,
  1966。
- (49) S.R.Hofstein and F.P.Heiman, "The Silicon Insulated-Gate Field-Effect Transistor." Proc. IEEE, Sep. 1963, pp1190~1194.
- (50) W.Shockley, "A Unipolar Field-Effect Transistor," Proc. IRE, Nov. 1952, pp1365~1374.
- (51) G.C.Dacey and I.M.Ross, "Unipolar Field-Effect Transistor." Proc. IRE. Aug. 1953, pp970~979.
- (52) M.Shoji, "Analysis of High-Frequency Thermal Noise of Enhancement Mode MOS Field-Effect Transistors." IEEE Trans. on Electron Devices,

-81-

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.
- 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-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-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,「ディジタル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-
- (94) von Gerhard Funk, "Modifizierte Hamming-Codes." A.E.Ü. Band 23, 1969, Heft 7, pp343~348.
- (95) J.Fagot, "L'ingénieur et lindustriel face aux problémes que pose la nouvelle technologie des

circuits electroniques. " 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) 増湖正美、「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-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>

$$(2 \cdot 1) \overrightarrow{\mathrm{d}} \cancel{\mathrm{d}} \cancel{\mathrm{$$

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,

$$n \frac{I_{DSS}}{V_{P}} \left( \frac{V_{CS}}{V_{P}} - 1 \right)^{n-1} \cdot V_{1C} \cos \omega_{1} \iota \qquad ( \ddagger \cdot 3 )$$

次に第3項は,

$$\frac{n(n-1)(n-2)I_{DSS}(\frac{V_{GS}}{V_P}-1)^{r-3}\left(\frac{1}{4}V_1^3\times 3\cos\omega_1 t\right)}{\frac{1}{2}V_P^3} \left(\frac{1}{4}V_1^3\times 3\cos\omega_1 t\right) + \frac{3}{2}V_1V_2\left\{V_1\cos\omega_1 t+V_2\cos\omega_1 t\right\} + \frac{3}{2}mV_1V_2^2\left\{\cos(\omega_1+P)t+\cos(\omega_1-P)t\right\} + \frac{3}{8}m^2V_1V_2^2\left\{2\cos\omega_1 t+\cos(\omega_1+2P)t\right\} + \cos(\omega_1-2P)t\right\}$$

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。

$$CMD = \frac{\frac{1}{3!} \frac{\partial^2_{gm}}{\partial V_{GS^2}} \sqrt{\left(\frac{3}{2}mV_1 V_2^2\right)^2}}{\sqrt{\frac{\left(V_{1gm}\right)^2 + \left(\frac{1}{3!}\right)^2 \left(\frac{\partial^2_{gm}}{\partial V_{GS^2}}\right)^2 \left(\frac{3}{4}V_1^3\right)^2}}{+ \left(\frac{3}{8}m^2 V_1 V_2^2\right)^2}} * \frac{\frac{1}{4} \left(\frac{3}{8}m^2 V_1 V_2^2\right)^2}{\frac{1}{2} \left(\frac{3}{4}V_1^3 + \frac{3}{2}V_1^2 V_2 + \frac{3}{2}V_1 V_2^2\right)^2}}\right)}$$

$$(15)$$

上式において、

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

となるので、これを代入すると、

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

$$* \frac{(\ddagger \cdot 6)}{+V_1V_2^2 + \frac{1}{2}m^2V_1V_2^2)^2}$$

これより11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,

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

$$+ \frac{1}{2!} \frac{n(n-1) I_{DSS}}{V_p^2} (\frac{V_{CS}}{V_p} - 1)^{n-2} e_{sig}^2$$

$$+ \frac{1}{k!} n(n-1) \cdots (n-K-1) \frac{I_{DSS}}{V_p K}$$

$$\times (\frac{V_{45}}{V_p} - 1)^{n-K} \times \frac{V_{CS}}{V_p} e_{sig}^K + \cdots (f \cdot 7)$$

$$(f \cdot 7)$$

$$(f \cdot 7)$$

$$(f \cdot 7)$$

$$(f \cdot 7)$$

$$= \frac{1}{3!} n(n-1) (n-2) \frac{I_{DSS}}{V_p^3} (\frac{V_{CS}}{V_p} - 1)^{n-3} e_{sig}^3$$

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

$$\times (\frac{V_{CS}}{V_p} - 1)^{n-5} e_{sig}^5$$

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

$$\times (\frac{V_{CS}}{V_p} - 1)^{n-K} e_{sig}K + \cdots$$

$$(f \cdot 8)$$

奇数次の一般項<sup>a</sup>2K+1は,

$$a_{2K+1} = a_{2K-1} \\ \times \frac{(n-2K+1)(n-2K)}{2K(2K+1)} \left(\frac{e_{sig}}{V_{GS} - V_{P}}\right)^{2} \dots (\text{fr} 9)$$

この数列の和の収束性を調べると。

$$\lim_{K \to \infty} \frac{a_{2K+1}}{a_{2K-1}} = \lim_{K \to \infty} \frac{(n-2K+1)(n-2K)}{2K(2K+1)} \left(\frac{e_{sig}}{V_{GS}-V_P}\right)^2$$
$$= \lim_{K \to \infty} \frac{4K-2K-2}{4K+1} \left(\frac{e_{sig}}{V_{GS}-V_P}\right)^2 = \left(\frac{e_{sig}}{V_{GS}-V_P}\right)^2$$
(5).10)

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

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

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 = 2 を代入して各項の係数を求めると、

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

$$\times \left\{ 1 + \frac{1}{10} (\frac{e_{sig}}{V_{GS} - V_P})^2 + \frac{1}{3!5} (\frac{e_{sig}}{V_{GS} - V_P})^4 + \dots \right\}$$
(ff · 12)

したがって、 $e_{sig} = V_{CS} - V_P と 仮定しても第5項目は第3項目の1/10$ 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>

 $(2 \cdot 15)$ 式より  $g(\omega_{0t})$ は、

$$\mathcal{G}(\omega_0^t) = \mathcal{G}_{m_0}\left(\frac{V_0}{V_p}\right)^{n-1} \sin^{n-1} \omega_0 t \left(1 + \frac{\sin \theta}{\sin \omega_0 t}\right)^{n-1}$$

と書ける。上式で 
$$-\frac{\pi}{2} \le \theta \le \frac{\pi}{2}$$
 であるから、  
 $\left| \frac{\sin \theta}{\sin \omega_0 t} \right| \le 1$  (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、

$$A = \mathcal{G}_{m_0} \left(\frac{V_0}{V_p}\right)^{n-1} \tag{(15)}$$

とおき、フーリエ係数を求めると、

$$g_{1} = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\pi+\theta} g(\omega_{0}t) \sin \omega_{0} t \, d\omega_{0}t \qquad (\text{ft} \cdot 16)$$

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

$$+\frac{(n-1)(n-2)}{2!}\sin^2\theta\sin^{n-2}\omega_0t+\cdots^{k-2}d\omega_0t$$

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

$$\frac{(n-1)\sin\theta\sin^{n-2}\omega_0t\cos\omega_0t}{n-1}$$

$$-\cdots\cdots \int_{-\theta}^{\pi+\theta} + \frac{A}{\pi} \left\{ \frac{n-1}{n} \int_{-\theta}^{\pi+\theta} \sin^{n-2}\omega_0 t \, d\, \omega_0 t \right.$$
$$+ \frac{(n-1)(n-2)\sin\theta}{n-1} \int_{-\theta}^{\pi+\theta} \sin^{n-3}\omega_0 t \, d\, \omega_0 t + \cdots\cdots \right\}$$
$$(4t:17)$$

ここで, 1=2 と考えると,

$$\begin{aligned} \mathcal{G}_{1} &= \frac{A}{\pi} \Big[ -\frac{\sin 2 \omega_{0} t}{2 n} - \sin \theta \cos \omega_{0} t + \frac{n-1}{n} \omega_{0} t \Big]_{-\theta}^{\pi+\theta} \\ &= \frac{A}{n \pi} (n-1) (\pi + 2\theta + \sin 2\theta) \end{aligned}$$

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

(付・18)

となる。

-92-

<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、

$$P_I = \frac{V_I \cdot I_I}{2} \tag{(19)}$$

と書ける。(2・9)式より $I_I$ を求めると、

$$I_{I} = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\pi+\theta} I_{DSS} \left( \frac{V_{CS} + V_{0} \sin \omega_{0} t}{V_{P}} - 1 \right)^{n} \sin \omega_{0} t d\omega_{0} t$$
$$= \frac{I_{DSS}}{\pi} \left( \frac{V_{0}}{V_{P}} \right)^{n} \int_{-\theta}^{\pi+\theta} \sin^{n-1} \omega_{0} t \left( 1 + \frac{\sin \theta}{\sin \omega_{0} t} \right)^{n} d\omega_{0} t$$

<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 = 2 とすると

$$I_{I} = \frac{I_{DSS}}{\pi} \left(\frac{V_{0}}{V_{P}}\right)^{n} \left(-\frac{\sin^{n} \omega_{0} t \cos \omega_{0} t}{n+1} - \sin \theta \sin^{n-1} \omega_{0} t \cos \omega_{0} t\right)$$

$$- \frac{n \sin^{2} \theta}{2} \cos \omega_{0} t \Big]_{-\theta}^{\pi+\theta}$$

$$+ \frac{I_{DSS}}{\pi} \left(\frac{V_{0}}{V_{P}}\right)^{n} \left\{\frac{n}{n+1} \int_{-\theta}^{\pi+\theta} \sin^{n-1} \omega_{0} t d \omega_{0} t\right\}$$

$$+ (n-1) \sin \theta \int_{-\theta}^{\pi+\theta} d \omega_{0} t \Big\}$$

$$= \frac{I_{DSS}}{\pi} \left(\frac{V_{0}}{V_{P}}\right)^{n} \left\{\frac{2 n}{n+1} \cos \theta + (n-1) (\pi+2\theta) \sin \theta$$

$$+ \frac{n}{2} \frac{(n-1)}{(n+1)} \sin \theta \sin 2\theta \Big\} \qquad (4j \cdot 20)$$

これより.

$$P_{I} = \frac{V_{I} I_{DSS}}{2\pi} \left(\frac{V_{0}}{V_{P}}\right)^{n} \left\{\frac{2n}{\frac{3}{2}+1} \cos\theta + (n-1)(\pi+2\theta) \sin\theta + \frac{n}{2} \left(\frac{n-1}{n+1}\right) \sin\theta \sin2\theta \right\}$$
(\overline(\text{theta}) - 2 \overline(\text{theta}) - 1 \overline(

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。



図付ー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

-95-





-96-



-97-

(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-6 カスコード形MOS形FET 高周波増幅器







-101-

(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,図付ー9であ り,その等価回路は,図付ー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。



3 SK-19

図付ー9 ゲート接地形 MOS形 FET 高周波 増幅器



図付ー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<sup>(102)</sup>

周波数混合回路に, MOS形 FETを用いた回路は, 図付ー11であり, 実験結果は, MOS形の特長が発揮され, 変換利得16dB, 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,

$$y = A \frac{2}{\pi} \tan^{-1} \left\{ \frac{\pi}{2} h (x + B) \right\}$$
 (\(\phi \cdot 2 2)\)

これより、two-parameter 非線形微分方程式をめると、

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

3・3・1 と同様に,発振条件を求めるためにリアブノフ関数を取ると, -104-

$$\dot{X}_{2} = -\left[ \epsilon \left\{ 1 - \frac{K}{1 + (X_{1} + B)^{2}} \right\} X_{2} + X_{1} \right] \quad (\ddagger \cdot 24)$$

であるから、 P(X) は

$$\dot{V}(X) = -\frac{2 \epsilon X_2^2}{1 + (X_1 + B)^2} \left\{ (X_1 + B)^2 - (K - 1) \right\}$$
(\(\delta \cdot 25))

となる。これより,発振するためには,

$$\left| X_1 + B \right| < \sqrt{K-1} \tag{\text{tr} 26}$$

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、 $(X_1 + B) < 3 \ge 250$ 、バイアス項Bが3以上の場合には、 発振しない。

<付錄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IC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 付ー12となる。すなわち、全くランダムな変化を示している。<sup>(86)</sup>





-106-
<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問波数の関係を、図付 -13に示す。<sup>(100)</sup>



図付一13 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、図付ー14であらわされるが、この図中の点線で囲んだ部分がディ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、図付ー15に示すとおりである. (100)

ディジタル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,図付ー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・



図付ー14 カラー信号復調回路

-109-



図付-15 ディジタル化ゲート・パルス発生回路

-110-





<付録11>



解析に用いたtan ゴ近似のグラフを,図付-17に示し,実際の素子,  $H_{D-211F}$ , NAND/NORゲートの入出力特性を, 図付-18に示

図付-17 tan-1 近似のグラフ



入力電圧 x 〔 y 〕



-113-