FET の混変調特性に関する一考察

東京芝浦電気株式会社 姫路工場

中 川 哲 昌

EET の混変調特性の改良を目的とし、従来の理論を基に高周波への若干の拡張を行ない、実測結果との対比を試みた。FET の低周波順方向伝達特性の入力バイアス依存性は、混変調に対しては理想的である。しかしながら、実測される混変調特性は、理論値よりかなり低い。これは従来の理論を高周波まで拡張し、順方向伝達アドミッタンスのサセプタンス分を考慮すると説明できる。

1. ま え が き

高周波用半導体素子の混変調特性は、高周波増幅における重要な要素であることは、いうまでもない。近年、FET が従来のバイポーラトランジスタに代って高周波増幅に用いられているのは、混変調特性がすぐれているためである。しかしながら、AGC をかけたときの FET の混変調特性は必ずしも良くない。ここでは、FET の混変調特性の改良を目的とし、従来の理論を基に FET の混変調特性について考察した。

2. 混変調特性の一般的表示

混変調は、衆知のように妨害波信号の変調波で受信搬送波が変調される現象をいう²⁾。いま、FET の瞬時のドレン電流 i_d をゲート・ソース間入力電圧 v_{gs} について展開する³⁾。

$$i_d = I_D + \frac{\partial i_d}{\partial v_{gs}} \cdot v_{gs} + \frac{1}{2!} \cdot \frac{\partial^2 i_d}{\partial v_{gs}^2} \cdot v_{gs}^2 + \frac{1}{3!} \cdot \frac{\partial^3 i_d}{\partial v_{gs}^3} \cdot v_{gs}^3 + \dots \quad (1)$$

ここに、 I_D : ドレン電流の直流分
入力電圧 v_{gs} は希望信号、妨害信号を同時に含むから、次のように表わせる。

$$v_{gs} = V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t \quad (2)$$

ここに、 V_1 : 希望信号の振幅
 V_2 : 妨害信号の振幅
 ω_1 : 希望信号角周波数
 ω_2 : 妨害信号角周波数
 t : 時間

図 1 ソース接地のFET
FET configuration of common source.

解析は図 1 に示すようなソース接地について考える。 ω_1 に同調したとき i_d は (1), (2) 式より、

$$i_d = \alpha \cdot V_1 \cos \omega_1 t \cdot \left\{ 1 + \frac{\gamma}{2\alpha} V_1^2 + \frac{3\gamma}{2\alpha} V_2^2 \right\} \quad (3)$$

$$\text{ここに、} \alpha \equiv \frac{\partial i_d}{\partial v_{gs}}, \quad \gamma \equiv \frac{1}{3!} \cdot \frac{\partial^3 i_d}{\partial v_{gs}^3}$$

混変調特性を論ずるとき、 V_2 が V_1 より大なる場合を考えるから、(3) 式は、

$$i_d = \alpha V_1 \cos \omega_1 t \cdot \left\{ 1 + \frac{3\gamma}{2\alpha} V_2^2 \right\} \quad (4)$$

(4) 式は ω_1 に同調しているとき、妨害信号 V_2 による振幅変調が行なわれることを意味する。 V_2 は次式で表わせるとする。

$$V_2 \rightarrow V_2 (1 + m_2 \cos pt) \quad (5)$$

ここに、 m_2 : 妨害信号の変調度

p : 妨害信号角周波数

(5) 式を用いて (4) 式は、

$$\begin{aligned} i_d &\doteq \alpha \cdot V_1 \left\{ 1 + \frac{3\gamma}{2\alpha} V_2^2 (1 + 2m_2 \cos pt) \right\} \cos \omega_1 t \\ &= \alpha \cdot V_1 \left(1 + \frac{3\gamma}{2\alpha} V_2^2 \right) \cos \omega_1 t \{ 1 + Km_2 \cos pt \} \quad (6) \end{aligned}$$

となる。ここに、

"A Study of FET's Cross-modulation" by Tetsuaki Nakagawa
(Himeji Works, Tokyo Shibaura Electric Co., Ltd., Himeji)

$$K = \frac{m_K}{m_2} = \frac{\frac{3\gamma}{\alpha} \cdot V_2^2}{1 + \frac{3\gamma}{2\alpha} \cdot V_2^2} \quad (7)$$

K は一般に混変調指数 (Cross-modulation factor) と呼ばれるものである。また m_K は変調度を表す。

一定の K に対して V_2 は高いほど混変調特性はすぐれていることになる。したがって、 K を一定にしたときの V_2 の大きさを混変調特性の良さの目安とすることが可能である。

(7) 式を V_2 について整理すれば、

$$V_2^2 = \frac{K}{3\left(1 - \frac{K}{2}\right)} \cdot \frac{\alpha}{\gamma} = \frac{K}{3} \cdot \frac{\alpha}{\gamma} \quad (8)$$

となる。ただし $K \ll 1$ である、

α, γ は前に定義したが、高周波まで拡張して考えると次のように表わされる。

$$\alpha = \frac{\partial i_d}{\partial v_{gs}} = |y_{fs}| \quad (9)$$

$$\gamma = \frac{1}{3!} \cdot \frac{\partial^3 i_d}{\partial v_{gs}^3} = \frac{1}{3!} \cdot \frac{\partial^2 |y_{fs}|}{\partial v_{gs}^2} \quad (10)$$

$|y_{fs}|$ は順方向伝達アドミッタンスで、次のようなものである。

$$y_{fs} = g_{fs} + j b_{fs}, \quad |y_{fs}| = \sqrt{g_{fs}^2 + b_{fs}^2} \quad (11)$$

g_{fs} はコンダクタンス部、 b_{fs} はサセプタンス部をそれぞれ表す。したがって(8)式は、

$$V_2^2 = 2 \cdot K \cdot \frac{|y_{fs}|}{\frac{\partial^2 |y_{fs}|}{\partial v_{gs}^2}} \quad (12)$$

となる。さらに g_{fs}, b_{fs} を用いて表示すれば、

$$V_2^2 = \frac{2K \cdot g_{fs}^2 \left\{ 1 + \left(\frac{b_{fs}}{g_{fs}} \right)^2 \right\}^2}{\left(\frac{b_{fs}}{g_{fs}} \right)^2 \left(\frac{\partial g_{fs}}{\partial v_{gs}} \right)^2 + g_{fs}^2 \left\{ 1 + \left(\frac{b_{fs}}{g_{fs}} \right)^2 \right\} \left(\frac{\partial^2 g_{fs}}{\partial v_{gs}^2} \right)^* + \left(\frac{\partial b_{fs}}{\partial v_{gs}} \right)^2 + b_{fs}^2 \left\{ 1 + \left(\frac{b_{fs}}{g_{fs}} \right)^2 \right\} \left(\frac{\partial^2 b_{fs}}{\partial v_{gs}^2} \right)^* - 2 \left(\frac{b_{fs}}{g_{fs}} \right) \left(\frac{\partial g_{fs}}{\partial v_{gs}} \right) \left(\frac{\partial b_{fs}}{\partial v_{gs}} \right)} \quad (13)$$

(13) 式は混変調特性を V_2 で評価するときの V_2 の一般的表示である。さらに特別な例について表示すれば、次のようになる。

(i) $b_{fs}/g_{fs} \approx 0$ のとき、(13) 式は、

$$V_2^2 = 2K \cdot \frac{g_{fs}}{\left(\frac{\partial^2 g_{fs}}{\partial v_{gs}^2} \right)} = 2K \cdot \frac{g_m}{\left(\frac{\partial^2 g_m}{\partial v_{gs}^2} \right)} \quad (14)$$

低周波においては、 $g_{fs} = g_m$ であるから、(14) 式は、 $b_{fs} \ll g_{fs}$ なる周波数での V_2 の表示である。この表示は従来から知られているものと一致する。

(ii) $b_{fs}/g_{fs} \approx 1$ のとき、(13) 式は、

$$V_2^2 = \frac{8K g_{fs}^2}{2g_{fs} \left\{ \left(\frac{\partial^2 g_{fs}}{\partial v_{gs}^2} \right) + \left(\frac{\partial^2 b_{fs}}{\partial v_{gs}^2} \right) \right\} + \left\{ \left(\frac{\partial g_{fs}}{\partial v_{gs}} \right) - \left(\frac{\partial b_{fs}}{\partial v_{gs}} \right) \right\}^2} \quad (15)$$

となる。

3. 混変調特性良好なる g_{fs} の v_{gs} 依存性

FET の混変調特性良好な、すなわち、 V_2 大なる g_{fs} の v_{gs} 依存性は、特に $b_{fs}/g_{fs} \approx 0$ のとき、次のように求められる。

(14) 式は、

$$\frac{\partial^2 g_m}{\partial v_{gs}^2} - A^2 g_m = 0 \quad (16)$$

ここに、 $A = \frac{\sqrt{2K}}{V_2}$

なる微分方程式であると考えられる。一般解は次のように考えられる。

$$g_m = C_1 \exp(A v_{gs}) + C_2 \exp(-A v_{gs}) \quad (17)$$

定数 C_1, C_2 は次の境界条件より求められる。

$$\begin{cases} \text{(i)} & v_{gs} = 0 \text{ で } g_m = g_{m0} \\ \text{(ii)} & v_{gs} = v_p \text{ で } g_m = 0 \end{cases} \quad (18)$$

ここに、 v_p は FET のピンチオフ電圧を表す。

$$C_1 = -\frac{g_{m0} \exp(-A v_p)}{2 \sinh(A v_p)} \quad (19)$$

$$C_2 = \frac{g_{m0} \exp(A v_p)}{2 \sinh(A v_p)} \quad (20)$$

したがって、(17) 式は、

$$g_m = g_{m0} \frac{\sinh \left\{ A v_p \left(1 - \frac{v_{gs}}{v_p} \right) \right\}}{\sinh(A v_p)} \quad (21)$$

となり、 V_2 が一定の K に対して一定となる g_m の v_{gs} 依存性を表す。この関係式を図示すれば図 2 のようになる。図 2 は $v_p = 2V$ 、 $K = 0.01$ (1%) の g_m の v_{gs} 依存

図 2 g_m のゲートバイアス依存性 ($K=0.01$)
Gate bias dependence of g_m . (at $K=0.01$)

性を g_{m0} および v_p により規格化して図示した例である。

さらに、 Av_p が充分小さいとき、すなわち V_2 が充分大きいとき (21) 式は次のように表わせる。

$$g_m = g_{m0} \left(1 - \frac{v_{gs}}{v_p} \right) \quad (22)$$

(22) 式は $b_{fs}/g_{fs} \ll 1$ における周波数での混変調特性の理想的な FET の g_m の v_{gs} 依存性を表わす。

4. FET の順方向伝達特性

4.1 FET の相互コンダクタンス

次に、低周波における順方向伝達特性、一般に相互コンダクタンス (g_m) と呼ばれる特性が、FET でどのようになるかを調べる。 g_m の v_{gs} 依存性を実測すると図 3 のようになる。図 3 には単一ゲート (single gate type) 接合形 FET (3SK22) と dual gate type (4 極) MOS FET (3SK35) の例を示した。この実測結果から考えると、単一ゲート接合形 FET は、ほぼ次の式に従うことが知れる⁴⁾⁵⁾。

図 3 g_m vs v_{gs} 実測

Gate bias dependence of g_m . (measured)

図 4 接合形 FET の高周波等価回路
Equivalent circuit of FET.

図 5 アドミッタンスパラメータの周波数依存性
Frequency dependence of admittance parameter.

$$g_m \approx g_{m0} \left(1 - \frac{v_{gs}}{v_p} \right) \quad (23)$$

(23) 式は、前に述べたように $b_{fs}/g_{fs} \ll 1$ なる周波数での理想的な混変調特性を示す関係式 (22) 式に一致する。

4.2 FET の高周波等価回路と順方向伝達特性

いま、接合形 FET の高周波等価回路と順方向伝達特性について考える。ソース接地の高周波等価回路は図 4 のようになる。これは図 5 に示す FET のアドミッタンスパラメータの実測結果より考えて、妥当な等価回路である。この等価回路より g_{fs} 、 b_{fs} を計算すると、

$$g_{fs} = \frac{g_m}{1 + \omega^2 C_s^2 R_s^2} \approx g_m \quad (24)$$

$$b_{fs} = - \left\{ \frac{\omega g_m C_s R_s}{1 + \omega^2 C_s^2 R_s^2} + \omega C_{rs} \right\} \approx - \omega (g_m R_s C_s + C_{rs}) \quad (25)$$

となる。ただし、 $\omega^2 C_s^2 R_s^2 \ll 1$ 、 $\omega = 2\pi f$ 、 f : 周波数、 C_s : ゲート・ソース間容量、 R_s : ゲート・ソース間ひろがり抵抗。

5. FET の混変調特性

FET の混変調特性の実測について次に述べる。測定系の系統図は図 6 に示す。測定手順の概要は次のようである。

(1) 希望信号 (30% 変調) を SG I より発生させ、テストアンプ通過後、減衰器で -40 dB (1/100) の減衰を行ない、検波波形を適当に増幅し、真空管電圧計 (V M) でその出力を、またオシロスコープにてレベルをチェックする。

(2) 希望信号 (無変調) を SG I より発生させ、同時に SG II より妨害信号 (30% 変調) を発生させ、テス

図 6 混変調特性測定系統図

Block diagram for measuring cross-modulation.

トアンプに入れる。このとき、テストアンプ通過後の減衰は 0 とし、オシロスコープと VM により前と同じ (希望信号のみ) レベルになるまで SG II の妨害信号の大きさ V_2 を調整する。 V_2 はテストアンプの入力端で高周波用真空管電圧計 (RFVM) で実効値を測定する。 V_1 は V_2 にくらべてほぼ無視できる程度とする。

この測定は、希望信号が 1% の変調を受けるときと等価な妨害信号の大きさを測定することになる。テスト回路は出力同調で最大感度において 10MHz の帯域幅をもつようにあらかじめ調整してある。希望信号周波数 f_d は 200MHz, 妨害波信号周波数 f_u は 250MHz である。

図 7 は種々の試料について AGC による gain reduction とともに V_2 がどのようなことになるかを測定したものである。試料は次のようなものである。

1. dual gate MOS FET⁶⁾ TA 7149
2. single gate MOS FET 東芝試作品
3. single gate J. FET 3 SK 22
4. bipolar transistor (Si planar TR) SE 5020

比較のバイポーラトランジスタは、forward AGC 方式で入力非同調にて測定したものである。FET はすべて入力非同調で行なった。また dual gate MOS FET の AGC は、第 2 ゲートよりかけたものである。この結果より、AGC なし のとき、FET では V_2 が 100~200mV

図 7 種々の FET の混変調特性

Cross-modulation characteristics of various type FET.

となっている。従来の理論からすれば、少なくとも 500 mV 程度となるはずであるが、実測結果ではそれより小さくなっている。

6. V_2 の数値的検討

g_m の v_{gs} 依存性が比較的理論に合う接合形 FET についての V_2 計算例を次に示す。

6.1 コンダクタンス部

接合形 FET では、ほぼ次の関係が成立する。

$$g_m = g_{m0} \left(1 - \frac{v_{gs}}{v_p} \right) \quad (26)$$

$$\frac{\partial g_m}{\partial v_{gs}} = -\frac{g_{m0}}{v_p} \quad (27)$$

$$\frac{\partial^2 g_m}{\partial v_{gs}^2} = 0 \quad (28)$$

6.2 サセプタンス部

(25) 式より、

$$b_{fs} = -\omega (R_s g_m C_s + C_{rs}) \quad (29)$$

$$\frac{\partial b_{fs}}{\partial v_{gs}} = -b_{fs} \left\{ \frac{1}{v_p} + \frac{\left(1 - \frac{v_{gs}}{v_p} \right)}{2(v_{gs} + V_0)} \right\} \quad (30)$$

$$\frac{\partial^2 b_{fs}}{\partial v_{gs}^2} = \frac{b_{fs}}{(v_{gs} + V_0)} \left\{ \frac{1}{v_p} + \frac{3 \left(1 - \frac{v_{gs}}{v_p} \right)}{2(v_{gs} + V_0)} \right\} \quad (31)$$

ここに、 V_0 : ゲート接合接触電位 (≈ 0.7 V)

(30), (31) 式の計算には次の仮定をする。

(a) ゲート接合は階段形とする。

したがって、

$$C_s = k(v_{gs} + V_0)^{-(1/2)} \quad (32)$$

$$k = \text{const.}$$

$$\frac{\partial C_s}{\partial v_{gs}} = \frac{C_s}{2(v_{gs} + V_0)} \quad (33)$$

$$\frac{\partial^2 C_s}{\partial v_{gs}^2} = \frac{3C_s}{4(v_{gs} + V_0)^2} \quad (34)$$

(b) R_s, C_{rs} は v_{gs} に依存しない。

この仮定は、接合形 FET の場合はほぼ妥当である。また 200MHz における g_{fs}, b_{fs} は図 5 より、

$$\left. \begin{aligned} g_{fs} &= 7 \text{ m}\Omega \\ b_{fs} &= -1.8 \text{ m}\Omega \end{aligned} \right\} \quad (35)$$

程度である。 $v_p = 2\text{V}$, $K = 0.01$ として (13) 式を計算すると、

$$V_2 = 340 \text{ mV} \rightarrow \text{実効値 } 240 \text{ mV} \quad (36)$$

であり、3SK22 の実測値 120 mV と比較すると、かなり異なるが、従来の理論から予想される値よりも実測値に近いものと考えられる。おおざっぱな近似を使ったため精度はあまり期待できないが、さらにくわしく計算するには g_{fs} , b_{fs} の v_{gs} 依存性をくわしく知る必要がある。

7. 考 察

混変調特性の良さを、一定の混変調度における妨害信号の大きさ V_2 で評価すると、次のようなことがわかる。

- ① AGC なしの場合、FET は従来のバイポーラトランジスタにくらべて、 V_2 で 1 桁程度大きく、混変調特性は良好である。
- ② AGC ありのとき、FET の混変調特性は single gate type より dual gate type のほうが良好である。
- ③ 従来のバイポーラトランジスタでも、forward AGC 方式の場合、AGC の深いところでは single gate FET より良好になる。

FET は $b_{fs}/g_{fs} \ll 1$ なる周波数では g_m の v_{gs} 依存性は直線的であり、混変調特性は理想的な素子と予想される。しかしながら、使用周波数が高い場合は、必ずしも混変調特性は良くならない。この理由は、高周波での混変調特性は順方向伝達特性でサセプタンス部の寄与があるためと考えられる。したがって、混変調特性の良好な FET 設計の指針としては、次のようなことがいえる。

- (1) 使用目標周波数で $b_{fs}/g_{fs} \ll 1$ となるように、遮断周波数を上げ、高周波特性を良くする。
- (2) g_m の v_{gs} 依存性は、

$$g_m \approx g_{m0} \left(1 - \frac{v_{gs}}{v_p} \right)$$

となるように設計する。普通の場合、接合形 FET ではこの関係に非常に近い。

以上は素子に関してのみ注目したが、混変調特性は実際の場合、回路によっても変わる。特に FET は、入力インピーダンスが高いため、入力回路の設計には注意する必要がある。

8. む す び

以上、FET の混変調特性に関し、一定混変調を起こす妨害信号の大きさ V_2 を評価の目安とし、理論的な導出、特に高周波まで考慮した V_2 の導出と、FET における V_2 の実測結果の対比を試みた。使用周波数において $b_{fs}/g_{fs} \ll 1$ であれば、FET は混変調特性が理想的な素子である。しかしながら、 $b_{fs}/g_{fs} \ll 1$ とならない周波数では、 V_2 はより小さく (混変調特性は悪い) なる。定量的な取扱いは不十分な点はあるが、設計に関する指針は得られた。拙稿が何かの参考になれば幸いである。

終りに当り、種々ご討論をいただいた東芝半導体製品開発グループ 藤沼主務、同企画グループ 漆原主事、また測定においてご協力いただいた東芝姫路工場応用技術課 和泉田主事に深謝の意を表します。

(昭和 44 年 12 月 9 日受付・昭和 45 年 6 月 23 日再受付)

〔参 考 文 献〕

- 1) Harry Thanos: IEEE Trans., **BTR-9** (1963) 41
- 2) たとえば鈴木五郎、ほか：トランジスタ高周波回路、日刊工業新聞社 (1968)
- 3) B.G. Dammers, et al: Application of the Electronic Valve in Radio Receivers and Amplifiers, IV (1950) 317
- 4) L.J. Sevin: Field-Effect Transistor, McGraw-Hill Book Co. (1965)
- 5) 中川哲昌：昭44年電気四学会連大予
- 6) 藤沼功一、ほか：東芝レビュー、**23**, 6 (1968)