

ネットワークアナライザを用いた 電界効果トランジスタの周波数特性測定

Frequency Characteristic Measurements of Field-Effect Transistors Using a Network Analyzer

山田 義春*

Yoshiharu Yamada

(2015年6月25日 受理)

キーワード：電界効果トランジスタ, 周波数特性, ネットワークアナライザ

1. はじめに

活性層に酸化半導体や有機半導体を用いたトランジスタは、シリコン系のトランジスタにはない特徴がある。例えば、酸化半導体は、透明性という点からディスプレイなどの応用展開がなされており、最近になってInGaZnOを用いた液晶駆動用トランジスタが実用化され、液晶ディスプレイの高精細化や低消費電力化に貢献している。また、有機トランジスタは、製造プロセスが比較的低温であり、柔軟性のあるプラスチック基板への印刷、塗布による大面積集積回路作成が可能のため、電子ペーパーやRFIDタグなどへの応用が期待されている。このため、応答速度の観点からは既存のシリコン系のトランジスタと比較すると小さいが、研究開発は盛んであり、当所でもこれらの実用化を目指した研究が行われている。

トランジスタがどの周波数まで動作するかによって情報処理能力が決定されるため、これらのトランジスタの応用範囲を広げ、より市場規模の大きい広範な製品で使用されるために重要となるのが、電流増幅率の遮断周波数などの周波数特性である。周波数特性は単に材料の移動度のみで決定されるのではなく、チャンネル長や寄生容量など構造にも依存するため、試料ごと

に簡便に素早く測定できることが望ましい。これまで、トランジスタの周波数特性測定には、カレントプローブ(磁氣的結合で交流電流を測定する素子)とオシロスコープを用いてゲート電流、ドレイン電流を直接測定する方法¹⁾を用いていたが、この方法は使用する計測器が多く、時間もかかるため簡便とはいえない。さらに、有機半導体などの新規材料のキャリア伝導機構の解明のために温度依存性などを測定するのにも不向きである。そこで、それらの目的に、より適しているネットワークアナライザを用いたトランジスタの周波数特性測定方法を検討した。本報告では、ネットワークアナライザを用いる測定の基礎を解説し、考案した方法で電界効果トランジスタの電流増幅率を測定した事例を紹介する。

2. ネットワークアナライザ

2.1 Sパラメータ

ネットワークアナライザとは、入射信号に対する反射信号、透過信号を測定し、振幅および位相が被測定物(DUT: Device Under Test)でどのように変化したのかを測定する測定器である。すなわち、ネットワークアナライザで測定されるのは回路の反射係数、透過係数であり、Sパラメータ²⁾と呼ばれる。これは、電気系技術者により馴染み深いZパラメータやHパラ

* 制御・電子材料科

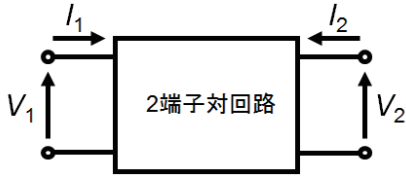


図1 2端子対回路

メータと同じく、二端子対回路³⁾の動作をモデル化するためのパラメータである。ZパラメータやHパラメータは多くの場合、低周波で用いられるパラメータであり、Zパラメータは、図1に示す2端子対回路において

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad Z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0}$$

$$Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad Z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0}$$

で定義され、インピーダンスで回路の特性を表している。Hパラメータは

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ V_2 \end{pmatrix}$$

$$H_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0} \quad H_{12} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1=0}$$

$$H_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{V_2=0} \quad H_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{I_1=0}$$

で定義され、トランジスタの増幅特性を表すの用いられている。本稿でも、電流増幅率である H_{21} とその周波数依存性に注目する。これらのパラメータを用いることで、回路の細部を考える必要がなくなり、分析が単純化されて動作の予測がやりやすくなる。しかし、周波数が高くなるとともに、これらのモデルは扱いにくいものになってくる。これは、数MHz以上に周波数が高くなってくると、ZパラメータやHパラメータの定義に必要な電流、電圧を直接測定することが困難になってくるからである。例えば、オシロスコープのプロブを回路に接続したとき、プロブの容量やオシロスコープの入力容量の影響によるインピーダンスの低下の影響が無視できなくなってきて正確な電圧の測定が困難になる。さらに、ZパラメータやHパラメータの定義に必要な完全なオープン($I_{1,2} = 0$)、完全なショート($V_{1,2} = 0$)の実現も困難になる。信号線路とGNDの間がつながっていないなくてもそこには浮遊容量が存在し、周波数が高くなるとその間のインピーダンスは低下してきて完全なオープンとは言えない状態になるからである。また、ショートの場合も、周波数

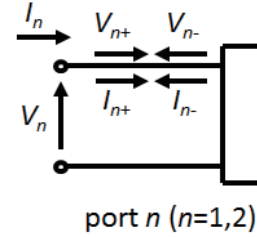


図2 進行波と反射波

が高くなると信号線路とGNDを接続する導体のインダクタンスが無視できなくなってきて完全なショートとは言えない状態になる。

このように、電圧、電流の測定は困難になり、ZパラメータやHパラメータを用いるのは適切でなくなるので、高周波でも測定が容易で、電圧、電流とも関係する量として電力が利用されている。Sパラメータは、回路に入っていく電力と回路から出てくる電力に注目するものである。電力で回路の特性を評価する場合、測定系と回路とのインピーダンスの関係が重要となり、ある決まったインピーダンスをもつ測定器で測定を行う必要がある。一般に、その基準インピーダンスとして 50Ω が使用されている。図2においてポート n ($n = 1, 2$)の電圧 V_n 、電流 I_n は回路に入っていく進行波 V_{n+}, I_{n+} と回路から出てくる反射波 V_{n-}, I_{n-} を使って表される。

$$V_n = V_{n+} + V_{n-}, \quad I_n = I_{n+} - I_{n-}$$

ここで、進行波に関係する a_n と反射波に関係する b_n を次のように定義する。

$$a_n = \frac{V_{n+}}{\sqrt{Z_0}} = I_{n+}\sqrt{Z_0}, \quad b_n = \frac{V_{n-}}{\sqrt{Z_0}} = I_{n-}\sqrt{Z_0}$$

式中の Z_0 はSパラメータの定義に必要な基準インピーダンスで通常 $Z_0 = 50 \Omega$ である。 a_n, b_n は絶対値の2乗が電力を表すことが分かる。Sパラメータはこの a_n, b_n を関係づけたもので、

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$$

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}$$

で定義され、対角成分が反射係数、非対角成分が透過係数を表すことが分かる。Sパラメータの測定はオープン、ショートでなく基準インピーダンスで終端することで行われるので高周波でもそれほど困難でない。さらに、ZパラメータやHパラメータなど他のパラメータ形式にも容易に変換できる。例えば、トランジ

スタの電流増幅率である H_{21} は、

$$H_{21} = \frac{-2S_{21}}{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}} \quad (1)$$

から求めることができる。

2.2 ネットワークアナライザの動作原理

実際に S パラメータを測定するネットワークアナライザの簡略化したブロック図⁴⁾を図3に示す。この図は S_{11} , S_{21} を測定する場合のスイッチ (SW) の配置であり、高周波 (RF) 信号源から出力された信号は SW0, SW1, 双方向性結合器1 を通ってポート1に到達し、DUTの入力端子に入力される。このとき、双方向性結合器1によって入力信号の一部が a_1 端子から取り出される。また、DUTの入力端子で反射された信号の一部が b_1 端子から取り出される。DUTを通過した信号は双方向性結合器2に入力され、その一部が b_2 端子から取り出される。そして、双方向性結合器2を通過した信号は、SW2 を通って Z_0 で無反射終端される。 a_1 , b_1 を測定しその比から S_{11} が、 a_1 , b_2 の比から S_{21} が求められる。また、 S_{12} , S_{22} は SW0, SW1, SW2 を逆に接続して、同様の測定から求められる。ネットワークアナライザは RF 信号源のパワー (振幅) と周波数範囲を決めたら自動で S パラメータの周波数特性を測定する装置である。

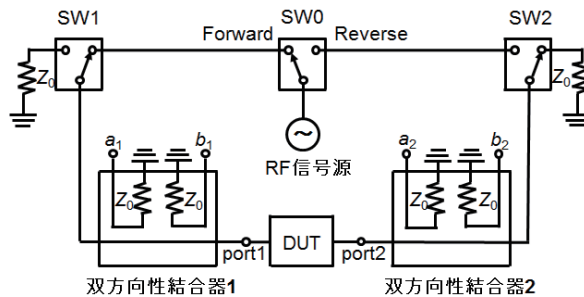


図3 ネットワークアナライザのブロック図⁴⁾

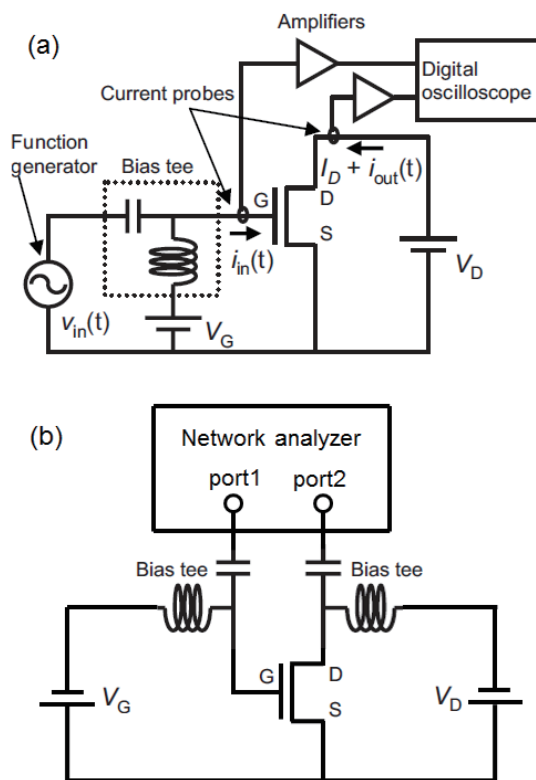


図4 (a) オシロスコープ¹⁾, (b) ネットワークアナライザを利用したトランジスタ測定回路

3. 電界効果トランジスタの測定

3.1 測定回路

次に、電界効果トランジスタの周波数特性測定回路について説明する。図4(a)はカレントプローブを利用して交流のゲート電流、ドレイン電流を電圧に変換して、オシロスコープで直接測定する回路である。図中のバイアスティ (Bias tee) はトランジスタに直流バイアスするために直流と交流の和を出力する素子である。これについては次節でもう少し説明する。図4(a)を見ると分かるように必要な素子、計測器が多く、また、オシロスコープは時間領域の計測器であるので周波数特性の計測には時間がかかる。さらに、カレントプローブを利用しているのは温度依存性測定なども困難である。図4(b)に、ネットワークアナライザを利用した測定回路を示す。直流バイアスのためのバイアスティと直流電源は必要であるが、図4(a)と比較して簡便で、高速に測定できる。それぞれバイアスティを通過してポート1がゲートに、ポート2がドレインに接続される。このような回路構成で S パラメータを測定して複素数である H_{21} に変換することで、ドレイン電流とゲート電流の振幅比 (増幅率) と位相差の周波

数特性が分かる。

3.2 低周波用バイアスティの作製

バイアスティは前述したように交流特性を測定するトランジスタに直流バイアスするための素子で、信号の周波数帯に応じて集中定数で構成したものと分布定数で構成したものが使い分けられている。本来高周波用の素子であるため、市販のものも多くは使用周波数帯の下限が 100 kHz 程度である。ここでは、応答速度が比較的小さい有機トランジスタにも広範囲な測定を可能とするため、低周波 (~10 kHz) まで使用可能な集中定数のバイアスティ (上限は ~10 MHz) を作製したのでこれについて説明する。

集中定数のバイアスティは図4にあるようにコンデンサ C とインダクタ L で構成される。図4でトラ

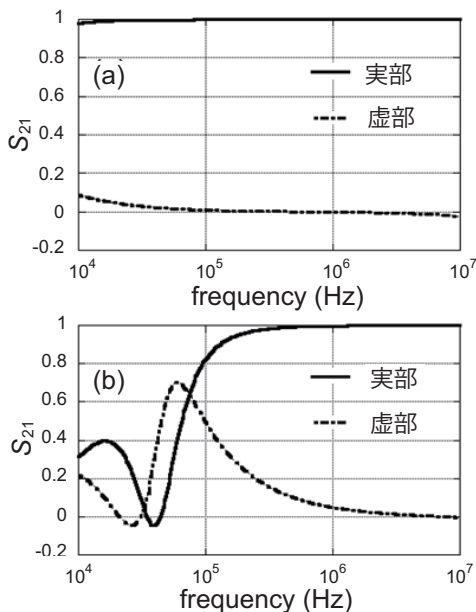


図5 (a)今回作製したバイアスティーと(b) ZX85-12Gの透過係数 S_{21}

ンジスタのゲートにねらい通りの直流と交流の和が印加されるためには C と L には次の条件が課される。 C は、直流をカットし、交流信号は通すので、使用する周波数帯で低インピーダンス ($\sim 0 \Omega$) であることが必要である。また、 L は、交流信号をカットし、直流は通すので使用する周波数帯で $Z_0 = 50 \Omega$ と比較して高インピーダンスであることが必要である。これらの C と L に対する条件はいずれも周波数が低くなるほど C と L が大きくなり満たせなくなる。ここでは、条件を満たすため、 $47 \mu\text{F}$ のコンデンサと 4.7 mH のインダクタを選択した。これらの素子に対して、 $f = 10 \text{ kHz}$ のとき、 $\omega L = 295 \Omega$, $1/\omega C = 0.34 \Omega$ である。これらの素子と、紙フェノール基板、基板加工機を利用してバイアスティーを作製した。ここで、図4には示されていないが、実際には直流電源に接続される回路のインピーダンスの影響を排除するためのバイパスコンデンサも挿入した。今回作製したバイアスティーの特性をネットワークアナライザ (KEYSIGHT E5071C) で測定した結果を図5(a)に示す。測定したのは交流を入力する端子をポート1に、直流と交流の和を出力する端子をポート2に接続したときの S_{21} (透過係数) であり、周波数に依存せず実数の1であることが理想である。作製したバイアスティーは測定範囲内で理想に近いことが分かる。比較対象として図5(b)に市販のバイアスティー、ZX85-12G (Mini-Circuits社、使用周波数帯下限 200 kHz) の特性を示す。下限以下では大きく変動しており、これは、バイアスティー内の C と L が直列共振しているためと考えられる。

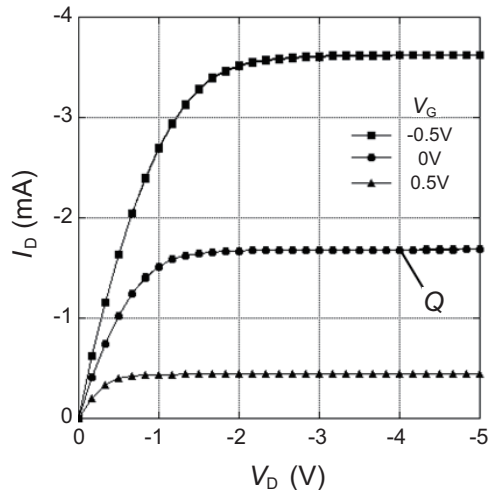


図6 JFET (2SJ105) の出力特性

3.3 電界効果トランジスタの測定例

$10 \text{ kHz} \sim 10 \text{ MHz}$ で使用可能なバイアスティーを利用して、実際に市販の電界効果トランジスタの測定を試みた。トランジスタは、現在有機トランジスタの研究でターゲットにしているものと遮断周波数の近い東芝製接合型FETの2SJ105を選択した。まず直流でソースを接地したときの2SJ105の出力特性の測定結果を図6に示す。周波数特性の測定は、作製したバイアスティーを用いて図6のQ点 ($V_G = 0 \text{ V}$, $V_D = -4 \text{ V}$) にバイアスして、ネットワークアナライザを図4(b)のように接続して $10 \text{ kHz} \sim 10 \text{ MHz}$ の周波数範囲で S パラメータを測定した。信号源の出力は 1 mW とした。このとき、交流電圧の実効値は $v^2/Z_0 = 0.001$ から、 $v = 0.22 \text{ V}$ である。

測定された4つの S パラメータを図7(a)~(d)に示す。図7(a)の S_{11} はゲート側からみた反射係数である。ほぼ実数の1であり、開放端の全反射のように振舞っていることが分かる。これはゲート・ソース間は容量だからであり、インピーダンスが大きく Z_0 と整合していないためである。高周波側では容量のインピーダンスが下がってきて位相がずれはじめている。図7(b)の S_{21} はゲート側からドレイン側への透過係数であり、ほぼ実数の -0.2 となっている。ドレイン側の交流電圧はゲート電圧によって変調されるドレイン電流がネットワークアナライザ内の Z_0 を流れることで発生している。 S_{11} から分かるように入力是全反射しているので、このエネルギーは直流電源由来である。負号は位相反転を表す。図7(c)の S_{12} はドレイン側からゲート側への透過係数であり、ほぼ0である。これは、図6のQ点は飽和領域であるのでドレイン電圧を変調してもゲート側に影響がほとんどないことを示している。図7(c)からは分かりにくいですが、 S_{12} は実際にはほ

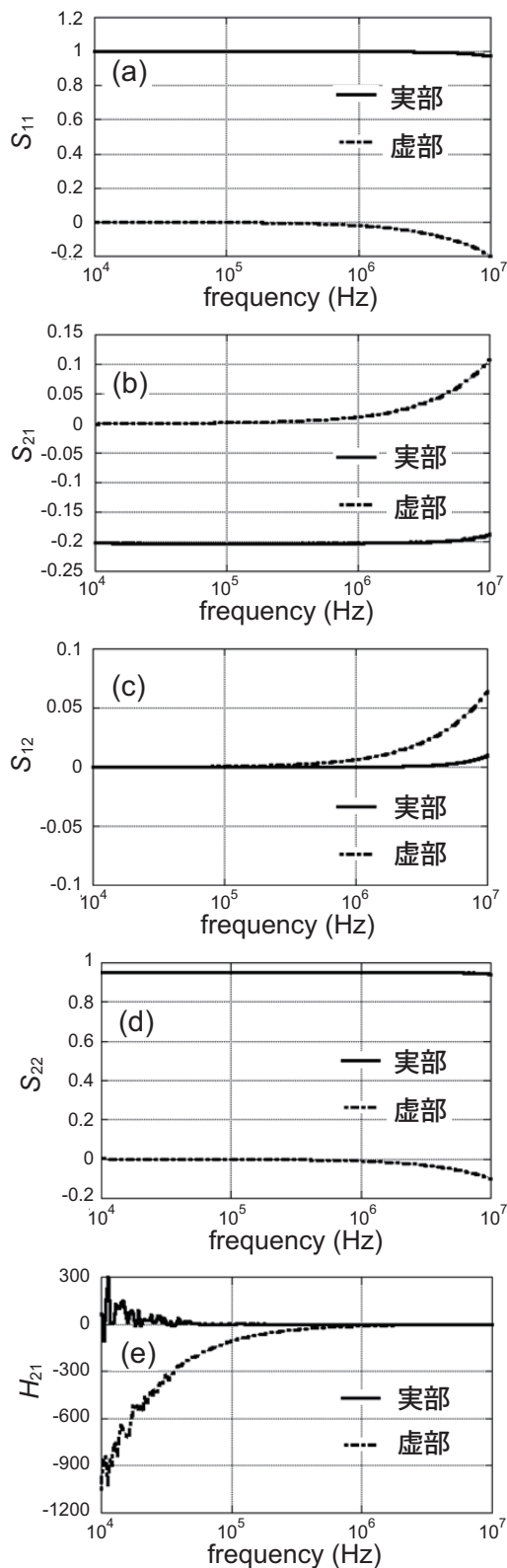


図7 JFET (2SJ105) の S パラメータと H_{21}

ば純虚数であり、位相が 90° ずれている。図 7(d) の S_{22} はドレイン側からみた反射係数であり、ほぼ実数の 0.95 である。ドレイン・ソース間のインピーダン

スも Z_0 と整合していないためほとんど反射しているが、ゲートからの容量と異なり抵抗であるので、一部は FET 内で散逸していることを意味している。

図 7(a)~(d) の S パラメータを (1) 式に代入して計算された H_{21} を図 7(e) に示す。定義から分かるようにこれはドレイン側の負荷をショートしたときの電流増幅率を示しており、その周波数依存性である。低周波側の、特に実部が乱れているが、これは低周波側で、(1) 式の分母が非常に小さい値になっていき、わずかなノイズの影響も大きくなってしまいうためである。特に S_{12} のノイズの影響が大きいと考えられ、実際には低周波側の実部はほぼ 0 と考えられる。このため、現状では増幅率の非常に大きい領域の精密な測定は難しい。この点をのぞくと、 H_{21} はほぼ負の純虚数となっており、ドレイン電流はゲート電流にたいして 90° 遅れており、虚部の値が増幅率を示している。ネットワークアナライザを利用した方法で、図 4(a) の回路を用いた場合よりも周波数範囲は広がり、精度も向上して、測定時間も短縮することができた。

4. おわりに

酸化物や有機物など新規材料によるトランジスタの周波数特性測定の高速度化、簡便化などを目指し、これまでのカレントプローブとオシロスコープを利用した測定から変更してネットワークアナライザを利用した測定を試みた。また、研究途上で十分高速でない試料にも対応するため、使用周波数帯 10 kHz~10 MHz 程度のバイアスティーの作製を行った。これらから、現在有機半導体がターゲットにしている周波数範囲で電流増幅率の周波数依存性を高速に測定できるようになった。さらに、この測定法は、カレントプローブを利用しないので、低温測定や、オートプローバを利用した測定などにも対応可能であると考えている。今後、この測定法を用いて有機トランジスタなどの物性測定を行っていく予定である。

参考文献

- 1) M. Kitamura and Y. Arakawa: Appl. Phys. Lett., 95 (2009) 023503.
- 2) 小西良弘：マイクロ波回路の基礎とその応用，(1990) 総合電子出版者。
- 3) 石橋幸男：アナログ電子回路，(1990) 培風館。
- 4) 市川古都美，市川裕一：高周波回路設計のための S パラメータ詳解，(2008) CQ 出版社。