

# 高精度電子デバイス電気特性解析装置

一番ヶ瀬 剛\* 賀屋 雅樹\*\*

## Electrical property analysis system for electronic elemental devices

Tsuyoshi Ichibakase\*, Masaki Kaya\*\*

### Abstract

Basic characteristics of the electronic devices are able to figure out from V-I characteristics. We built up the analysis system that was able to measure V-I characteristics of the elemental devices, in order to find the basic characteristic, the semiconductor junction characteristics, and the inner structures. Before designing of the system, we deliberated about high accuracy circuit, and tried to build up it. After this, we tried to apply this system to measuring the diodes and transistors, and tested the capability of this system. Conformation of the diodes and transistors differ a little from one to another, because of applications. Characteristics of conformation difference are able to be determined from V-I characteristics. From the V-I characteristics of the diodes and transistors, it was got a gratifying result of the semiconductor junction characteristics.

Keywords: V-I characteristics, transport properties, semiconductor device, optical device

### 1. はじめに

今日、多くの分野で使用されている電子デバイスは、デバイスに印加される電圧と電流特性を評価することで、その基本特性を理解することができる<sup>[1][2][3]</sup>。さらに、デバイスの置かれた温度、応力、光入射などの環境を変化させながら高精度に電圧と電流特性を評価することでデバイス内部の構造、欠陥などの情報も得ることができる。これらの解析方法は標準的な手法ではあるが、明確にデバイスの特性を把握できる。従来測定方法では、原理的なデータ収集に限られていたが、近年の測定装置の性能向上は著しいものがある。これらの高性能電圧測定器を使用し、コンピュータを用いた解析手法を導入して半導体接合モデルからの理論式<sup>[4][5][6][7][8][9][10][11][12]</sup>を適用して比較解析することで、デバイスの内部構造を詳細に解析することが可能になった<sup>[2][3][13]</sup>。

デバイスの V-I 特性(電流-電圧特性)を評価する方法は、印加する電圧・電流の範囲を通常動作の範囲に限定することで非破壊の評価方法となる<sup>[2][3][4]</sup>。従ってデバイスを破壊して解析する方法とは異なり、繰り返し評価が可能であり、同一のデバイスについて、デバイスの置かれた温度、応力、光入射などの環境を変化させながらの多角的な評価が可能で

ある。従ってデバイスの V-I 特性の評価からは多くの情報が得られる。これらの情報はデバイス内部の設計寸法に依存する情報が多い。例えば、抵抗値の場合を例にとっても、比抵抗が明らかな場合にはデバイス内部の寸法が推定できる。逆にデバイス内部の寸法が明らかな場合には、比抵抗を推定できる。このように、デバイスの V-I 特性を評価することで多くの情報を得ることができるが、正確な解析データを得るためには解析対象を測定する電圧・電流の範囲内で、精度の高い測定データ(電圧値、電流値)を、できるだけ多く取得する必要がある。測定データの量は、デバイスの特性を示す V-I 特性の関数を詳細に解析する場合、多いほうが解析に有利である。またデバイスによっては測定する際の温度環境の影響によって V-I 特性が変化する場合がある。特に微小なデバイスを対象とする場合、評価時にデバイスに流れる電流によってデバイス自体の温度が上昇する場合もある。従って、再現性を考慮すると、測定環境の変化が少ない短時間に多くのデータを収集する必要がある。

本研究の目的は電子デバイスの評価・解析に必要な電子デバイスの V-I 特性を、高精度で詳細に測定できるシステムを構築することである。これに加えて極めて微小な電流領域まで低ノイズで測定・解析が可能なシス

テムの構築を目標としている。この目的のために、高精度で詳細に測定できる方法について事前に検討した上で測定システムを構築した。また、構築したシステムを代表的な電子デバイスであるダイオードと、トランジスタのB-E(ベース-エミッタ)間の2種類のデバイス特性に適用し、構築した測定システムの再現性、測定精度の測定性能を検証した。

## 2. 測定システムについて

測定システムを構築する上で、次の3点について特に考慮してシステムの構築を行った。1)測定精度を上げるために、システムでのノイズ発生を極力除去し、測定でのノイズの混入を減らす。2)測定精度を上げる。このために測定で得られるデータの有効数字(測定値の桁数)をできるだけ多く取る。3)測定時間当たりの取得データ数を極力増やす。以上の3点は研究の目的から、特に重要であると考えた。図1に測定システムの構成を示す。

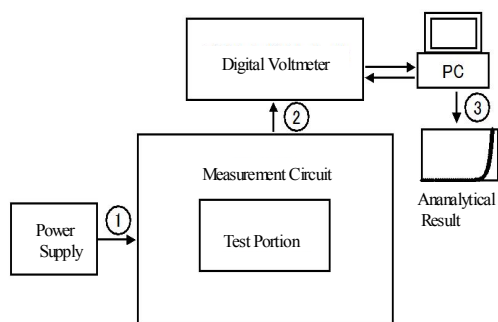


図1 測定システムの構成  
Fig.1 Block wiring diagram of the analysis system

測定システムは被測定物(試料デバイス)に電圧を印加する電源、計測対象物を含む測定回路、測定器であるデジタルボルトメータ、そしてデジタルボルトメータを制御するコンピュータ(パソコン)により構成される。

## 3. 測定システムの各構成要素

### 3.1 電源

電源は前記の、特に考慮して検討を行った項目の内、1)ノイズと3)測定時間当たりの取得データ数を極力増やすための設計を施して製作した。市販の電源でコンピュータの指示により電圧を発生させるもの、あるいはコンピュータで発生した基準電圧を直流増幅器で増幅する方法も考えられたが、この方法では連続した電圧を設定することができない。従って、印加電圧の間隔が制限される。

解析に必要な電圧範囲はデバイスによって任意であり、しかも解析区間のデータ数を増加させようとするとき可能な限り電圧間隔を小さく取る必要がある。また設定電圧の切り替え時にコンピュータおよび電源などから発生する矩形波および、電源の設定電圧切り替え時の急激な電圧変化は高周波成分を含むためにノイズ発生の原因となる。この2点を考慮すると市販の電源は好ましくない。電源の設定電圧を手動で調整する方法では、測定時間が必然的に自動測定よりも長くなり、3)の測定時間当たりの取得データ数が低下する。また、設定電圧が調整時に上下すると、履歴特性を含むデバイスでは正確な測定ができない。以上の事項を考慮して電源は最大電圧を設定すると電圧が連続的に変化する方式とし、必要とする電圧範囲に集中的にデータを測定する方法が最良であると考えた。この考察結果から電源装置はコンデンサの充放電を利用した、電圧が連続自動変化する電源を製作した。この方法では電圧が連続的に変化するので、コンデンサに流れる電流を選ぶことで、時間当たりの電圧変化を任意に選ぶことができる。従って測定するタイミング(時間間隔)を選ぶことで測定における設定電圧を詳細に分割できる。また電源部分から発生するノイズもこのコンデンサが吸収するため、測定に影響を及ぼさない程度に抑えることが可能である。図2に製作した電源の回路構成を示す。

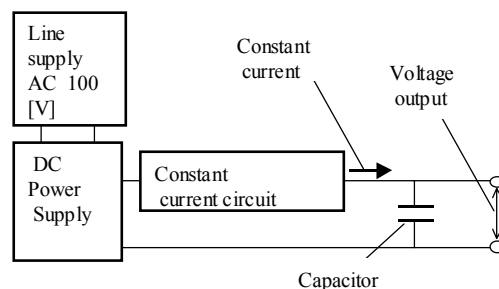


図2 製作した電源の回路構成  
Fig.2 Block wiring diagram of the voltage output circuit

DC電源から供給される電流が定電流回路を通過することでコンデンサに一定の電流が流れる。そして時間経過により一定の電荷がコンデンサに充電され、コンデンサの端子電圧が自動的にスイープ(変化)する。図3は、図3に示した定電流回路を示す。

電圧の自動上昇には図3(a)の回路を使用した。この回路はトランジスタのエミッタフォロアを使用した定電流回路である。基準

電圧を発生するダイオード D の電圧をトランジスタのエミッタ抵抗  $R_E$  に発生させて  $R_E$  の抵抗値を変えることで定電流の値を決める。コンデンサ C に定電流回路から供給される電荷に応じて、コンデンサの両端の電圧は直線的に上昇する。電圧の自動降下には図 3 (b) の回路を使用した。前記の電圧の自動上昇と同じ原理で、充電したコンデンサを定電流回路を通じて放電することにより、連続した電圧変化を得る事ができる。

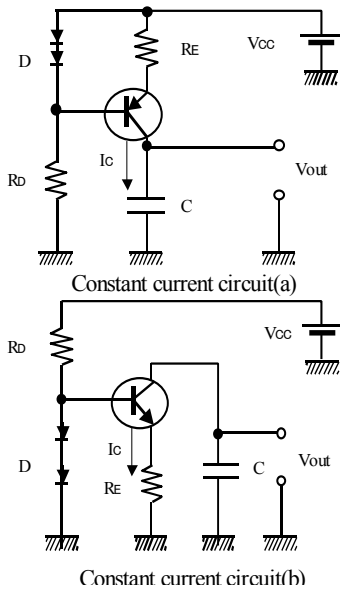


図3 定電流回路  
Fig.3 Constant current circuit.

コンデンサからの出力電圧はエミッタフォロアによる出力回路に接続されており、出力電力を増幅することで最大約 2[A] の電流を流すことができる。電源は電圧をスイープさせるスイッチを手動でオンにすることで電圧がスイープを開始する。電源の主な性能は最大出力電圧 50[V]、最大出力電流 2[A]そして今回設定した電圧の変化速度は約 0.038[V/sec]である。図 4 に電圧自動上昇での電圧変化を示す。

### 3.2 測定器(デジタルボルトメータ)

測定システムでは測定器に Agilent 社の 34401[A]メータを使用した。3.1 で述べたように測定は、測定範囲内で連続的に変化する電圧に対応して測定値を自動測定する。

デジタルボルトメータとパソコンは RS-232 で接続されており、制御ソフトをパソコンにインストールすることで自動測定が可能となる。自動測定は制御ソフトにより、測定桁数、サンプリング間隔、測定データ数、測定開始

時間をデジタルボルトメータに設定することで行う。また、自動測定の予備実験からデジタルボルトメータとパソコンのデータのやり取りで測定に影響を与えるようなノイズ発生は観測されなかった。

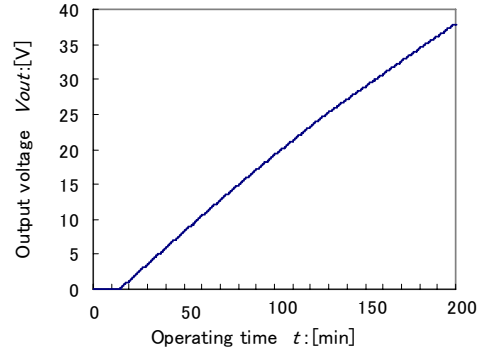


図4 電源の電圧変化特性  
Fig.4 Voltage vs operating time characteristic of the power supply .

デジタルボルトメータの入力インピーダンスはデフォルトでは 10MΩ であり、測定レンジによって 10GΩ に設定することができる。分解能は 4 桁、5 桁、6 桁に 1/2 を加えた分解能が選択可能である。測定精度を優先する場合には分解能を 6 桁に設定し、測定速度を優先した測定では分解能は 4 桁を用いる。電圧の測定での最大分解能は 100[mV]レンジで 100[nV]である。電流測定では最大分解能は 10[mA]レンジで 10[nA]である。デジタルボルトメータのサンプリング間隔は 0.4、0.5、0.6[sec]から選択可能である。

デジタルボルトメータは測定で得られるデータの有効数字(測定値の桁数)をできるだけ多く取るために、6 桁に分解能を設定している。分解能を 6 桁に設定した場合にはサンプリング時間は 0.6[sec]となる。

### 3.3 電子デバイス固定ボックス

計測対象である電子デバイスを固定するために、電子デバイス固定ボックスを製作した。電子デバイス固定ボックスは外部からの静電気の影響や、高周波ノイズを遮断するためにアルミホイルとアルミ板により静電シールドを施した。そして外光の進入を防ぐために黒色フェルトを用いた暗箱とした。電子デバイス固定ボックスと各デジタルボルトメータおよび電源に接続する配線には接続線を通じた誘導ノイズを遮断するためにシールド線を使用した。このほか、電子デバイス固定ボックスと各デジタルボルトメータ、電源、そして

パソコンはループを形成しないように集中アースを施した。

#### 4. 測定システムの構築

##### 測定システムに用いる測定回路の検討

測定システムに用いる、精度の高い測定を行うための測定回路を検証した。ここでは、図5の回路(a)、図6の回路(b)、そして図7の回路(c)での3つの測定回路について考察し、ダイオードを測定した上で、測定結果・考察から測定システムに適した測定回路を決定する。以下にそれぞれの測定回路についての考察を述べる。

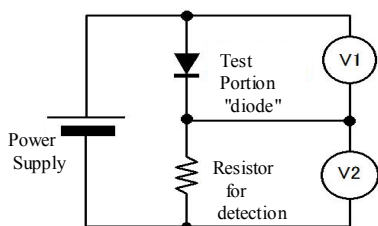


図5 回路(a)  
Fig.5 Test circuit(a).

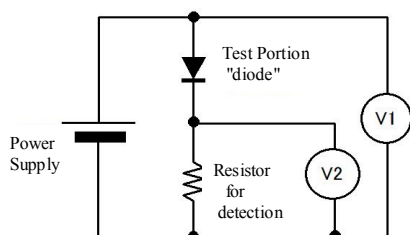


図6 回路(b)  
Fig.6 Test circuit(b).

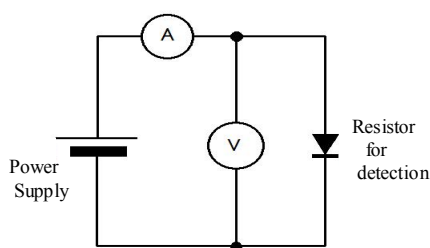


図7 回路c  
Fig.7 Test circuit(c).

##### ・ 回路(a)

図5に示す回路(a)は、測定対象であるダイオードの電圧をデジタルボルトメータ V1(以後 V1 と表記する)、検出抵抗に印加する電圧をデジタルボルトメータ V2(以後 V2 と表記する)で測定する。ダイオードの電圧は V1 で直接測定するが、電流は V2 で測定される電圧と検出抵抗から求める。この回路はデジタルボルトメータの入力インピーダンスがダイオード及び検出抵抗より十分大きい場合に適用が

可能である。利点は各電圧を直接測定できるために、測定レンジを最も感度の良い範囲に選択できることである。従って最も検出感度の高い測定が可能である。欠点として、デジタルボルトメータの入力インピーダンスが被測定物(ダイオード及び検出抵抗)に対して無視できなくなった場合に誤差を生じる。特にダイオードは印加する電圧に対して見かけの抵抗値が変化する能動素子であるため、ダイオードへ流れる電流が減少した領域で誤差を生じる可能性がある。

##### ・ 回路(b)

図6に示す回路(b)は、V1 が測定対象であるダイオードと検出抵抗に印加する電圧を測定し、V2 が検出抵抗に印加する電圧を測定している。ダイオードに印加する電圧は、V1 で測定される電圧から V2 で測定される電圧の差をとることにより求めることができる。ダイオードに流れる電流は V2 で測定される電圧と検出抵抗より求める。

この方法の利点は、回路(a)で述べているダイオードへ流れる電流が減少した領域で誤差を生じる可能性を回避できる点にある。しかし欠点として、測定レンジを最も感度の良い範囲に選択できない点にある。ダイオードに流れる電流が増加する領域ではシリコンダイオードに加わる電圧は 0.6V 程度となる。この時の V1、V2 電圧は接近してくる。従って V1、V2 の電圧の差は各デジタルボルトメータの最小桁での演算値を使用することになる。仮にデジタルボルトメータの最小桁が有効表示桁を外れた場合には演算値は大きな誤差を含む。

##### ・ 回路(c)

図7に示す回路(c)では、ダイオードに印加される電圧をデジタルボルトメータ V で測定し、ダイオードに流れる電流をアンペアメータ A で測定する。このアンペアメータ A はデジタルボルトメータをアンペアメータとして使用したものである。この方法は回路構成が単純であり理解しやすいが、電流の測定に課題がある。デジタルボルトメータの測定は電圧測定を基本としており、電流の測定も内部に保持した標準抵抗に発生する抵抗両端の電圧測定から電流を換算している。メータは測定範囲を広げるために比較的小さな抵抗値を標準抵抗として設定している。このため、測定する対象ごとに適切な検出抵抗を選ぶ事ができない。従って測定レンジを最も感度の良い範囲に選択できない。

## 4.2 回路(a)、(b)、(c)でのダイオードの測定

実際に測定回路ごとに V-I 特性に差が現れるかを回路(a)、(b)、(c)でダイオードを測定して確認した。検出抵抗の値は  $1\text{k}\Omega$  とし、デジタルボルトメータの入力インピーダンスは  $10\text{M}\Omega$  に設定している。ここではデジタルボルトメータに流れる電流をほぼ 0 とする。サンプリング間隔は  $0.6[\text{sec}]$  であり、 $-2[\text{V}]$  から  $10[\text{V}]$  まで電圧をスイープさせながら測定した。測定データ数は 500 点である。

### 4.3 測定結果および考察

測定結果を図 8 に示す。縦軸はダイオードに流れる電流であり、対数で表示している。横軸はダイオードに印加する電圧である。

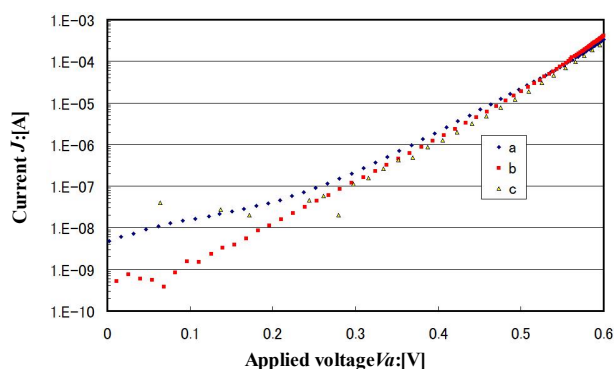


図8 測定回路(a)、(b)、(c)の測定結果

Fig.8 Applied voltage vs current characteristic of the three test circuits.

以下に回路ごとの測定結果・考察を述べる。

#### ・回路(a)

回路(a)と回路(b)の測定結果を比較すると設定電圧の低い  $0.3[\text{V}]$  以下の領域で、回路(a)の電流値が大きい。これは前述の回路(a)の説明で述べているように、ダイオードに流れている電流だけではなく、V1 に流れている電流も検出抵抗に流れているのではないかと考えられる。そして、設定電圧が  $0[\text{V}]$  に近づくとつれて、ダイオードの見かけ上の抵抗が大きくなるために、電流が V1 の内部を通過し、検出抵抗に流れてしまうことで図のように電流が増加しているのではないかと考えられる。

#### ・回路(b)

設定電圧が  $0.2[\text{V}]$  以上の電圧では、電圧が増加すると電流が指数関数的に増加している。しかし、 $0.2[\text{V}]$  付近から電圧が低くなる

と、電流は  $0.2[\text{V}]$  以上で見られるような設定電圧に対する電流の増加傾向を示していない。また、 $0.1[\text{V}]$  以下では電流はほとんど一定となる。これはダイオードの見かけ上の抵抗が非常に大きくなることで、測定回路上に印加している電圧がほとんどダイオードに印加されてしまうことが原因と考えられる。ダイオードに電圧のほとんどが印加されることで、検出抵抗に流れる電流は減少し、検出抵抗に発生する電圧がデジタルボルトメータの検出感度以下となり、デジタルボルトメータが検出抵抗に発生する電圧を正しく検出できていないと考えられる。

#### ・回路(c)

$0.3[\text{V}]$  以下になると測定値がプラスやマイナスの値をとり、安定した測定値が得られていない。図 4.3 中では縦軸を対数表示しており、マイナスの値は表示されていない。明らかに  $0.3[\text{V}]$  以下の低電圧では、デジタルボルトメータの測定限界に達しており正確な値を測定していないと考えられる。

以上の各測定回路による測定結果を考察する。一般的に知られているダイオード特性では、約  $0.6[\text{V}]$  を境として電圧に対する電流値が大きく変化する。このために電圧が低い領域で、微小な電流を安定して測定できる方法が最適であると考えられる。

回路(c)の測定方法は、前述の問題が顕著に出ており本研究での測定方法としては妥当ではない。また回路(a)と回路(b)の測定結果を比較した場合には、正確な電流値は回路(b)の測定値が妥当であると考えられることが、測定による検証で確認できた。従って、本研究の目的を考慮すると3つの測定回路の中で回路(b)が最も適している。また、回路(b)を使用した場合には電流が  $10[\text{nA}]$  以下では測定値が一定であり正確な測定値を示していないと考えられる。従って、回路(b)を使用した測定方法の電流値の測定限界は約  $10[\text{nA}]$  程度であると考えられる。

以上の検証結果から、本研究では回路(b)を測定回路として本測定システムに用いる。

## 4.4 測定システムの構築

製作した電源、デジタルボルトメータや周辺装置、そして4.1の測定回路の検証結果などから、図9に示す測定システムを構築した。

測定システムでは、電源から計測対象であるダイオードに電圧を印加する。そしてV1、V2により印加される電圧、検出抵抗に発生す

る電圧を測定する。測定した電圧は V1、V2 と接続された PC1、PC2 に記録され、測定データをパソコン PC3 に移動してコンピュータソフトにより測定データをグラフ化・解析する。

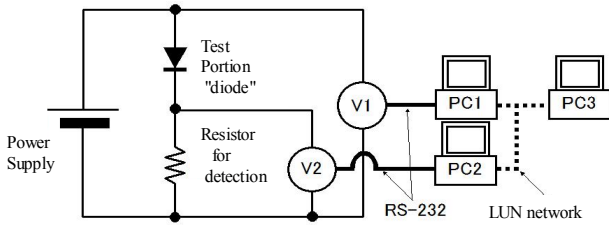


図9 測定システムの構成および回路図  
Fig.9 Figure of the measurement system.

5. 測定システムの検証実験

構築したシステムを代表的な電子デバイスであるダイオードとトランジスタの接合特性に適用した。そして測定システムの測定の検出能力を検証した。検証は、測定データからPN接合デバイスの評価に用いられる理想係数  $n$  を求めて、これを評価することで行った。 $(n$  については詳細を 5.1 で述べる)。測定では、PN接合構造を持つダイオードとトランジスタの2種類のデバイスを測定した。

5.1 PN接合特性の解析・評価方法

PN接合での拡散モデルでは、次に示す式の  $n$  を1とした特性に従うことが知られている。

$$J = J_0 \cdot \left\{ \exp\left(\frac{e}{nkT}V\right) - 1 \right\} \dots (1)$$

ここで各係数は次の通りである。

$J$ : 電流 [A]、 $V$ : 電圧 [V]、 $J_0$ : 逆方向飽和電流 [A]、 $e$ : 電荷素量 [C]、 $k$ : ボルツマン定数 [J/K]、 $T$ : 絶対温度 [K]、 $(e=1.602 \cdot 10^{-19}$  [C]、 $k=1.381 \cdot 10^{-23}$  [J/K]、 $T=300$  [K]とする。)

$n$  は理想係数と呼ばれており、この  $n$  は V-I 特性より求めることが可能である。この  $n$  は供試ダイオードが理想的なダイオードにどの程度近いかを判断する目安となり、良好な Si ダイオードでは 1.03 程度のものが得られる<sup>[14]</sup>。また、 $n$  によってデバイスに流れる電流は拡散電流が支配的であるか、再結合電流が支配的であるか推定できる。 $n$  が 1 に近いと拡散電流が電流成分に多く含まれ、 $n$  が 2 に近いと再結合電流が電流成分に多く含まれるとされている。実験では  $n$  を求めることで測

定するダイオード、トランジスタ B-E 間のデバイス特性を評価する。

以下に、PN接合の理想係数である  $n$  の計算方法について説明する。まず、式(1)を以下のように変形する。

$$\ln J = \ln \left[ J_0 \left\{ \exp\left(\frac{e}{nkT}V\right) - 1 \right\} \right]$$

$$\ln J = \ln J_0 + \ln \left\{ \exp\left(\frac{e}{nkT}V\right) - 1 \right\}$$

ここで

$$\ln \left\{ \exp\left(\frac{e}{nkT}V\right) - 1 \right\} \text{ 中の } \exp\left(\frac{e}{nkT}V\right) \text{ 項}$$

は、表1のように  $V$  と  $n$  の値によって大きさを変える。表1から、 $V=0.3$  [V]以上の値では

理論式の  $(-1)$  が  $\exp\left(\frac{e}{nkT}V\right)$  の項にほとんど

影響を及ぼさないと考えて、 $n$  を求める際の測定値の値は  $V=0.3$  [V]以上の値を用いることで  $(-1)$  を 0 と近似する。

表1  $V$  と  $n$  による  $\exp(eV/nkT)$  値

Table 1. $\exp(eV/nkT)$ on $V$ and $n$				
$V$ [V]	$V=0.01$	$V=0.1$	$V=0.2$	$V=0.3$
$n=1$	1.472	47.799	2284.744	109208.5
$n=2$	1.213	6.914	47.799	330.467

$V$ [V]	$V=0.4$	$V=0.5$
$n=1$	5220054	249513338
$n=2$	2284.744	15795.991

理論式を近似式で表すと次の関係が得られる。

$$\ln J = \ln \left\{ \exp\left(\frac{e}{nkT}V\right) \right\} + \ln J_0$$

$$\ln J = \frac{e}{nkT}V + \ln J_0 \dots (2)$$

式(2)の  $\ln(J)$  は、図10に示すように、 $V$  に対して傾きが  $\frac{e}{nkT}$ 、切片が  $\ln(J_0)$  の直線で表すことができる。

傾き  $\frac{e}{nkT}$  が  $\frac{J \text{ の変化量 }}{V \text{ の変化量}}$  であるから  $n$  を求

めるための以下の関係が成立する。

$$\frac{e}{nkT} = \frac{\log J_b - \log J_a}{V_b - V_a}$$

$n$ についてまとめると以下の式(3)が導かれる。この式(3)と測定データから  $n$  の値を求める。

$$n = \frac{e}{kT} \cdot \frac{V_b - V_a}{\log J_b - \log J_a} \dots (3)$$

以上の関係を図 10 に示す。

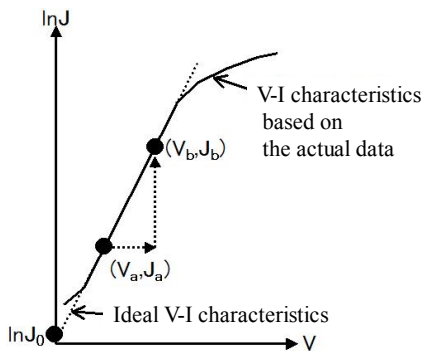


図10 V-I特性のモデル図

Fig.10 Figure of the V-I characteristics model.

### 5.2 ダイオードの測定

PN 接合構造を持つダイオードを、再現性を確認するために連続して3回測定した。サンプリング間隔は 0.6[sec]であり、-2[V]から 10[V]まで電圧をスイープさせながら測定した。測定データ数は 500 点である。測定結果を図 11 に示す。

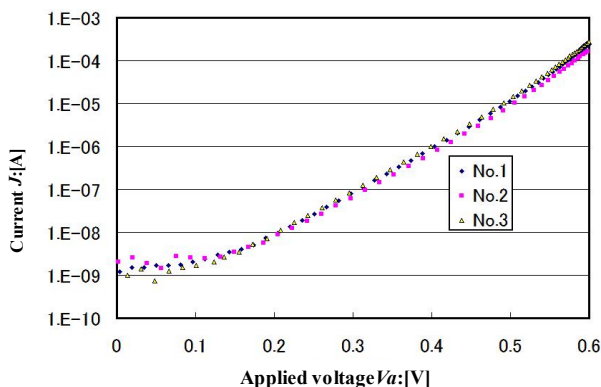


図11 ダイオードのV-I特性(順方向)

Fig.11 V-I characteristics of the diode.

縦軸は電流を対数でとり、横軸がダイオードに印加される電圧である。連続した3回の測定で V-I 特性はデバイスへの通電による温度変化に原因があると考えられる印加電圧に

対する電流の僅かなシフトが見られるが、後述する  $n$  の値がほぼ同じ値となることから特性カーブはほぼ一致していると考えられる。しかし測定系の検出限界とした 0.2[V]以下では電流に多少のばらつきが見られた。

測定結果から特性カーブがほぼ一致していることが確認でき、今回想定した測定精度をほぼ満足する再現性が得られた。

式(3)に測定値の2点 ( $V_b, J_b$ )、( $V_a, J_a$ )を用いて  $n$  の値を求めた。また、式(2)を使って逆方向飽和電流  $J_0$  も決定した。測定データ No.1 ~ No.3 の  $n$ 、 $J_0$  の計算結果を表 2 に示す。 $n$  を求める際の測定値は、式(2)を導く条件である  $V=0.3$ [V]以上の測定範囲で V-I 特性が直線的であると考えられる 0.3~0.5[V]の範囲の測定値を用いた。

表 2 ダイオードの  $n$  と  $J_0$  の計算結果

Table 2.  $n$  and  $J_0$  of the diode

測定データ	$n$	$J_0$ [A]
No. 1	1.563	$5.096 \times 10^{-11}$
No. 2	1.579	$4.315 \times 10^{-11}$
No. 3	1.563	$5.653 \times 10^{-11}$

表 2 の結果では、3回の測定で  $n$  はほぼ 1.56 を示している。このことから、測定したダイオードが PN 接合の拡散電流と再結合電流を含む特性を示すことがわかる。さらに、3回の測定で  $n$  の値がほぼ同じ値を示すことから、本測定システムの測定での再現性が高いことを示している。また、ダイオードでは使用目的に合わせて逆耐電圧、最大許容電流を確保するための内部構造に設計がされており、このために接合特性が理想的な PN 接合特性に従わないのではないかと考えられる。

### 5.3 トランジスタ B-E 間の測定

小信号増幅用のプレーナトランジスタの B-E (ベース~エミッタ)間にはほぼ理想的な PN 接合が使用されているため、 $n$  は理想的な 1 に近い値になると考えてこの V-I 特性を測定した。測定では再現性を確認するために連続して3回測定した。サンプリング間隔は 0.6[sec]であり、-2[V]から 10[V]まで電圧をスイープさせながら測定した。測定データ数は 500 点である。測定結果を図 12 に示す、縦軸は電流を対数でとっており、横軸がダイオードに印加される電圧である。連続した3回の測定で V-I 特性はダイオードの場合と同じようにデバイスへの通電による温度変化に原因すると考えられる印加電圧に対する電流値の僅かなシフトが見られるが、特性カーブ

はほぼ一致している。また、0.3[V]以下では電流に多少のばらつきがあり、電流はほぼ一定であるのでこの付近が検出限界であると考えられる。

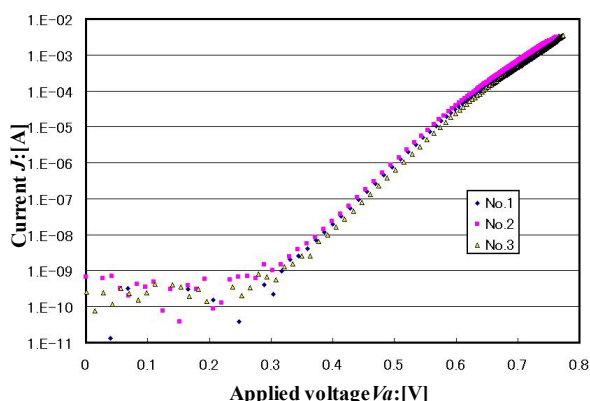


図12 トランジスタB-E間のV-I特性(順方向)  
Fig.12 V-I characteristics of the transistor.

測定結果から特性カーブがほぼ一致していることが確認でき、ダイオードの場合と同じように今回想定した測定精度をほぼ満足する再現性が得られた。測定データ No. 1～No. 3の  $n$  と  $J_0$  の計算結果を表3に示す。 $n$  を求める際の測定値はV-I特性が直線と見て問題ないと考えられる0.4～0.5[V]の範囲の測定値を用いた。

表3 トランジスタB-E間の  $n$  と  $J_0$  の計算結果  
Table 3.  $n$  and  $J_0$  of the transistor

測定データ	$n$	$J_0$ [A]
No. 1	1.014	$4.628 \times 10^{-15}$
No. 2	1.013	$5.601 \times 10^{-15}$
No. 3	1.019	$3.388 \times 10^{-15}$

表3より、 $n$ の値は3回の測定でほぼ1であり、測定したトランジスタのB-E間PN接合のV-I特性はほぼ理想的なPN接合特性を示しているのではないかと考えられる。

## 6. むすび

電子デバイスは、デバイスに印加される電圧と電流特性を評価することで、その基本特性を理解することができる。本研究の目的は電子デバイスの解析評価が可能な、デバイスのV-I特性を高精度で詳細に測定できるシステムを構築することである。この目的のために、高精度で詳細に測定できる方法について事前に検討し測定システムを構築した。また、構築したシステムを代表的な電子デバイスであるダイオードとトランジスタの接合特性に適用してその性能を検証した。そして、構築したシステムをダイオードとトランジスタのV-I特性に適用した評価・解析結果から、今

回想定した測定精度をほぼ満足する特性カーブの再現性が得られた。さらに、接合部分の僅かな温度変化と考えられる印加電圧に対する電流値の僅かなシフトも検出できた。また、測定したデバイスのPN接合の評価に用いられる理想係数  $n$  の評価から、測定システムはPN接合構造のデバイス特性を確認できる精度と再現性で測定ができていたことが確認できた。また、 $n$  を評価することでダイオードとトランジスタB-E間の接合特性の特性差を確認することができた。

以上の実験結果・考察から、研究目的である電子デバイスのV-I特性を高精度で詳細に測定できる測定システムを構築することができた。今後、本システムにデバイスの置かれた温度、応力、光入射などの環境を変化させる機構を付加することで更なる評価・解析能力の向上が期待できる。

## 参考文献

- [1] 河東田隆：半導体評価技術，産業図書株式会社，2003，第8版
- [2] 一番ヶ瀬 剛：「II-VI族化合物半導体ITO-ZnSe-CdTe-ZnTe センサの電気特性」，電学論 E, 126, 12, pp. 665-661 (2006-12)
- [3] 一番ヶ瀬 剛：「II-VI族化合物半導体ITO-ZnSe-CdTe-ZnTe センサの電気特性」，電学論 E, 126, 12, pp. 655-661 (2006-12)
- [4] Anderson, R.L. (1960a). Germanium Gallium Arsenide Contacts. Ph.D. Thesis, Syracuse Univ., Syracuse, New York.
- [5] Anderson, R.L. (1960b). Junctions between Ge and GaAs. *Proc. Int. Conf. Semicond., Prague, 1960 (Czech. Acad. Sci.)*, p. 563.
- [6] Anderson, R.L. (1960c). Germanium-Gallium arsenide heterojunctions. *IBM J. Res. Develop.* 4, 283
- [7] Anderson, R.L. (1962). Experiments on Ge-GaAs heterojunctions. *Solid-State Electron.* 5, 341.
- [8] Perlman, S.S. (1964). Heterojunction photovoltaic cells. *Advan. Energy Convers.* 4, 184.
- [9] Perlman, S. S., and Feucht, D. L. (1964). p-n heterojunctions. *Solid-State Electron.* 7, 911.
- [10] Van Opdrop, C., Kanerva, H. K. J. (1967). Current-Voltage characteristics and capacitance of isotype heterojunctions. *Solid-State Electron.* 10, 401
- [11] Donnelly, J. P. (1965). Studies of Ge-GeAs and Ge-Si Heterojunctions. Ph.D. Thesis, Carnegie Inst. of Technol., Pittsburgh, Pennsylvania.
- [12] Donnelly, J. P., and Milnes, A. G. (1965). The capacitance of double saturation nGe-nSi heterojunctions. *Proc. IEEE* 53, 2109.
- [13] 一番ヶ瀬 剛：「分光感度応答電流を使用した接合特性解析の方法と応用」，電学論 E, 127, 1, pp. 14-18 (2007-1)
- [14] 古川清二郎：半導体デバイス，株式会社コナ社，1985，初版第4刷発行