

# 小信号アドミッタンス計算による埋め込みチャンネルMOS キャパシタのC-V特性

三宅 雅保\*

## C-V Characteristics of Buried-Channel MOS Capacitors by Small-Signal Admittance Calculation

Masayasu MIYAKE

### ABSTRACT

Capacitance-voltage (C-V) characteristics of buried-channel MOS capacitors have been studied by small-signal admittance calculation. A numerical method for small-signal ac solutions of equations describing device electrical characteristics is presented. Using the method, the peculiar high-frequency C-V characteristics for buried-channel MOS capacitors are explained. It is found that the capacitance depends on measurement frequency in the accumulation region for buried-channel devices when the counter-doped layer is deep or the impurity concentration of the counter-doped layer is high. Depth profiles of various ac variables, such as current densities and carrier concentrations, are also calculated.

キーワード：C-V特性, 埋め込みチャンネルMOS, 小信号アドミッタンス, 交流解

Keywords: C-V characteristics, buried-channel MOS, small-signal admittance, ac solution

### 1. まえがき

MOSキャパシタの容量-電圧特性(C-V特性)は, MOSLSiプロセスの評価にとって重要である. この内, Si表面にpn接合を持つ埋め込みチャンネルMOSキャパシタの高周波C-V特性は, 反転領域で極小値を持つという特徴的な特性を示す. この物理的意味については, 既に報告したように, 少数キャリアが高周波信号に対応するゲート電圧の微小変化に対して, 総量は変化しないが, その深さ方向の濃度分布が変化するためであることを明らかにしている. [1], [2] そして, ポアソンの方程式を数値計算により解き, 定量的な数値計算の結果

を報告した. [3]

半導体の容量は, 通常, 表面ポテンシャルの微小変化に対する電荷密度の微小変化の比として計算する. 低周波容量の場合には, 常に平衡状態にあるので簡単であるが, 高周波容量は非平衡の状態を扱わなければならないので, ある仮定の下に計算する必要がある. 前回の報告では, 少数キャリアの擬フェルミポテンシャルが深さ方向に一定になるとして計算した. [3] 厳密にいうと, このような問題は電流が流れていることを考慮に入れて扱う必要があり, ポアソンの方程式の他に, 電流の式, 電荷連続の式を連立させて解かなければならない. これは, 一般的にはかなり複雑であるが, 正弦波小信号近似の下

\*電子・電気工学科

だと扱いがかなり簡単になり、数値計算により小信号アドミッタンスを求めることができるので、C-V特性を数値計算することができる。[4] 本報告は、小信号アドミッタンス計算による埋め込みチャンネルMOSキャパシタのC-V特性の数値計算について述べるものである。この数値計算により、擬フェルミポテンシャルが深さ方向に一定という仮定をおくことなく、埋め込みチャンネルMOSキャパシタ特有の高周波C-V特性を説明することができる。また、測定周波数をパラメータとして計算できるので、C-V特性の周波数依存性を計算することができる。さらに、電流密度の種々の成分、キャリア濃度等の種々の変数の交流成分の深さ方向分布を計算することができる。以下、小信号アドミッタンスの数値計算の方法を詳しく述べ、埋め込みチャンネルMOSキャパシタのC-V特性等の数値計算に適用した結果を述べる。

## 2. 小信号アドミッタンスの数値計算

### 2.1 MOSキャパシタにおいて解くべき方程式

図1にMOSキャパシタの構造を示す。ゲート電極に印加する電圧によって、MOSキャパシタの微分容量が変化する。面積は大きいとして、深さ方向のみに種々の量が増えるものとする。図のように、Si/SiO<sub>2</sub>界面を原点として、深さ方向にx軸をとると、半導体の電気的特性は次の方程式によって記述される。

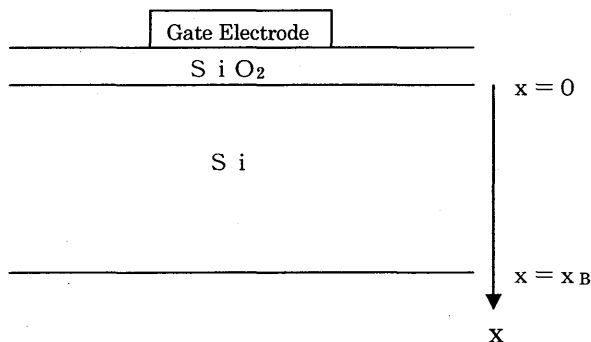


図1 MOSキャパシタの構造  
Fig. 1 Structure of a MOS Capacitor

(i) ポアソンの方程式

$$\frac{d^2V}{dx^2} = -\frac{q}{\epsilon_0\epsilon_s}(p-n+N) \quad (1)$$

ここで、Vは電位、pは正孔濃度、nは電子濃度、Nは不純物濃度である。ただし、Nはアクセプターるとき-、ドナーのとき+の符号をとるものとする。qは素電荷、 $\epsilon_0$ は真空の誘電率、 $\epsilon_s$ は半導体の比誘電率である。

(ii) 電荷連続の式

(a) 正孔に対する式

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -R_p - \frac{1}{q} \frac{dJ_p}{dx} \quad (2)$$

$J_p$ は正孔電流密度、 $R_p$ は正孔の再結合率で(6)式で与えられる。

(b) 電子に対する式

$$\frac{\partial n}{\partial t} = -R_n + \frac{1}{q} \frac{dJ_n}{dx} \quad (3)$$

$J_n$ は電子電流密度、 $R_n$ は電子の再結合率で(6)式で与えられる。

(iii) 電流密度の式

(a) 正孔電流に対する式

$$J_p = -qD_p \frac{dp}{dx} - q\mu_p p \frac{dV}{dx} \quad (4)$$

$D_p$ は正孔の拡散係数、 $\mu_p$ は正孔の移動度である。

(b) 電子電流に対する式

$$J_n = qD_n \frac{dn}{dx} - q\mu_n n \frac{dV}{dx} \quad (5)$$

$D_n$ は電子の拡散係数、 $\mu_n$ は電子の移動度である。

(iv) 生成再結合を表す式

$$R_p = R_n = R = \frac{pn - n_i^2}{\tau_p(n + n_i) + \tau_n(p + n_i)} \quad (6)$$

$n_i$ は真性キャリア濃度、 $\tau_p$ は正孔のライフタイム、 $\tau_n$ は電子のライフタイムである。

### 2.2 数値計算の方法

(1) 直流バイアス電圧に対する解

直流バイアス電圧を印加して十分時間が経過したMOSキャパシタには電流は流れないから、このような状態は平衡状態となる。逆にいうと、C-V特性の測定においては、直流バイアス電圧を印加した後、平衡状態となるまで待つて容量を測定するのである。従って、この状態の解は簡単に求めることができる。解くべき方程式はポアソンの方程式のみとなる。平衡状態では、正孔濃度、電子濃度は次式のように電位Vの関数として表される。

$$p = n_i \exp\left(-\frac{qV}{kT}\right) \quad (7)$$

$$n = n_i \exp\left(\frac{qV}{kT}\right) \quad (8)$$

従って、ポアソンの方程式はVのみの方程式となり、既に報告しているように、差分法による数値計算によって

簡単に解を求めることができる。[3] 通常行う測定では、電位の基準は裏面電極にとり、この電位を0とするが、数値計算においては計算を簡単にするために、平衡状態において(7)、(8)式が成立するように電位Vの基準を定める。

(2) 微小交流電圧を重ねて印加した場合の解

容量を測定するときの通常の方法は、直流バイアス電圧に正弦波微小交流電圧を重ねて印加し、そのときの電流の値からアドミッタンスを求めるという方法である。この測定方法に従ってシミュレーションを行う。各変数は直流成分と正弦波応答をしている交流成分の和であるから、変数Aは次のようになる。

$$A = A_0 + A_1 e^{j\omega t} \quad (9)$$

ここで、 $A_0$ は直流成分、 $A_1$ は交流成分の複素振幅である。

電流密度に対しては、直流成分は0であるから、

$$J_{p0} = J_{n0} = 0 \quad (10)$$

となる。各変数を(9)式のように表して、(1)～(6)式に代入し、小信号近似をすると次のようになる。

$$\frac{d^2 V_1}{dx^2} = -\frac{q}{\epsilon_0 \epsilon_s} (p_1 - n_1) \quad (11)$$

$$j\omega p_1 = -R_1 - \frac{1}{q} \frac{dJ_{p1}}{dx} \quad (12)$$

$$j\omega n_1 = -R_1 + \frac{1}{q} \frac{dJ_{n1}}{dx} \quad (13)$$

$$J_{p1} = -qD_p \frac{dp_1}{dx} - q\mu_p p_1 \frac{dV_0}{dx} - q\mu_p p_0 \frac{dV_1}{dx} \quad (14)$$

$$J_{n1} = qD_n \frac{dn_1}{dx} - q\mu_n n_1 \frac{dV_0}{dx} - q\mu_n n_0 \frac{dV_1}{dx} \quad (15)$$

$$R_1 = \frac{n_0 p_1 + p_0 n_1}{\tau_p (n_0 + n_1) + \tau_n (p_0 + n_1)} \quad (16)$$

電界の直流成分を  $E_0$ 、交流成分の複素振幅を  $E_1$  とすると

$$\frac{dV_0}{dx} = -E_0 \quad (17)$$

$$\frac{dV_1}{dx} = -E_1 \quad (18)$$

$V_T = kT/q$  とおき、アインシュタインの関係および(17)、(18)式を使って(11)～(15)式を書き直すと

$$\frac{dE_1}{dx} = \frac{q}{\epsilon_0 \epsilon_s} (p_1 - n_1) \quad (19)$$

$$\frac{dJ_{p1}}{dx} = -j\omega q p_1 - qR_1 \quad (20)$$

$$\frac{dJ_{n1}}{dx} = j\omega q n_1 + qR_1 \quad (21)$$

$$\frac{dp_1}{dx} = -\frac{J_{p1}}{q\mu_p V_T} + p_1 \frac{E_0}{V_T} + p_0 \frac{E_1}{V_T} \quad (22)$$

$$\frac{dn_1}{dx} = \frac{J_{n1}}{q\mu_n V_T} - n_1 \frac{E_0}{V_T} - n_0 \frac{E_1}{V_T} \quad (23)$$

ここで、ベクトル  $\mathbf{y}$  を次式で定義する。

$$\mathbf{y} = (J_{p1}, p_1, E_1, V_1, n_1, J_{n1}) \quad (24)$$

ここで、 $t$  は  $\mathbf{y}$  が列ベクトルであることを表す。

この表記を用いると(18)～(23)式は次式となる。

$$\frac{d\mathbf{y}}{dx} = \underline{A} \mathbf{y} \quad (25)$$

ここで  $\underline{A}$  は次の行列である。

$$\underline{A} = \begin{pmatrix} 0 & -j\omega q - \frac{n_0 q}{A^*} & 0 & 0 & -\frac{p_0 q}{A^*} & 0 \\ -\frac{1}{q\mu_p V_T} & \frac{E_0}{V_T} & \frac{p_0}{V_T} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{q}{\epsilon_0 \epsilon_s} & 0 & 0 & -\frac{q}{\epsilon_0 \epsilon_s} & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{n_0}{V_T} & 0 & -\frac{E_0}{V_T} & -\frac{1}{q\mu_n V_T} \\ 0 & \frac{n_0 q}{A^*} & 0 & 0 & j\omega q + \frac{p_0 q}{A^*} & 0 \end{pmatrix} \quad (26)$$

$$A^* = \tau_p (n_0 + n_1) + \tau_n (p_0 + n_1) \quad (27)$$

境界条件は次のようになる。

半導体と裏面電極の界面 ( $x = x_B$ ) で電位の基準であることから,

$$V_1(x_B) = 0 \quad (28)$$

オーミック接触であることからキャリア濃度は平衡状態の値となり,

$$n_1(x_B) = 0 \quad (29)$$

$$p_1(x_B) = 0 \quad (30)$$

半導体と絶縁膜との界面 ( $x = 0$ ) で

$$J_{n1}(0) = 0 \quad (31)$$

$$J_{p1}(0) = 0 \quad (32)$$

電束密度が連続であることから

$$\frac{\epsilon_s t_{ox}}{\epsilon_{ox}} E_1(0) + V_1(0) = V_{ac} \quad (33)$$

ただし,  $t_{ox}$  は  $SiO_2$  膜厚,  $\epsilon_{ox}$  は  $SiO_2$  の比誘電率,  $V_{ac}$  はゲート電圧の交流成分の複素振幅である.

以上のような境界条件のもとに (25) 式を解けばよい. そのためには,  $x$  軸をメッシュに分割し, 各メッシュ点で (25) 式が成立するように解ベクトル  $y$  を定めればよい. 行列  $A$  の要素は直流成分を含むだけであるから簡単に計算することができる. 問題は境界の解ベクトルが定まっていない点である. このような問題を解くために, shooting method と呼ばれる方法を用いる.  $x = x_B$  での  $y(x_B)$  は 3 つの成分は 0 とわかっているが, 残りの 3 つはわかっていない. このわかっていない成分の 1 つだけを 1 とし, 残りの 2 つを 0 とした次のような 3 つの一次独立のベクトルを考える.

$$y_1(x_B) = {}^t(1, 0, 0, 0, 0, 0) \quad (34)$$

$$y_2(x_B) = {}^t(0, 0, 1, 0, 0, 0) \quad (35)$$

$$y_3(x_B) = {}^t(0, 0, 0, 0, 0, 1) \quad (36)$$

例えば  $y_1(x_B)$  を出発点とし, (25) 式を用いればその点の微分係数を計算できるので, 一つ前の点の  $y_1$  を計算できる. これを繰り返していくと, 全てのメッシュ点と  $x = 0$  の境界での  $y_1$  を計算できる. しかし, これは  $x = 0$  の境界条件を満足しないので実際の解ではない. 同じことを  $y_2, y_3$  について計算する. 実際の解は 3 つの一次独立の解  $y_1, y_2, y_3$  の一次結合として表される. つまり, 実際の解は次式となる.

$$y = \beta_1 y_1 + \beta_2 y_2 + \beta_3 y_3 \quad (37)$$

$x = 0$  での解は

$$y(0) = \beta_1 y_1(0) + \beta_2 y_2(0) + \beta_3 y_3(0) \quad (38)$$

となるので,  $y(0)$  が  $x = 0$  での境界条件を満足するように,  $\beta_1, \beta_2, \beta_3$  を定めることができ, この値を用いた  $y$  が求める各メッシュ点および境界での解ベクトルである.  $\beta_1, \beta_2, \beta_3$  を求めるには,  $x = 0$  での境界条件を行列で表すと計算しやすい. ベクトル  $\beta$  を次式で定義する.

$$\beta = {}^t(\beta_1, \beta_2, \beta_3) \quad (39)$$

$y_1(0), y_2(0), y_3(0)$  を第 1 列, 第 2 列, 第 3 列の列ベクトルとする 6 行, 3 列の行列  $Y(0)$  を考えると,  $x = 0$  での境界条件は次のように表される.

$$\underline{C} \cdot \underline{Y}(0) \cdot \beta = c \quad (40)$$

ここで,

$$\underline{C} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \frac{\epsilon_s t_{ox}}{\epsilon_{ox}} & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (41)$$

$$c = {}^t(0, 0, V_{ac}) \quad (42)$$

である.

従って,  $\beta$  は次式により求まる.

$$\beta = (\underline{C} \cdot \underline{Y}(0))^{-1} \cdot c \quad (43)$$

以上述べた数値計算の方法を以下にまとめる.

(1) 与えられた直流バイアス電圧に対する解 (直流解) を計算する.

(2)  $y_1(x_B)$  を出発の値として, 順次各メッシュ点および表面での  $y_1$  を求める. 同様にして,  $y_2, y_3$  を求める.

(3) (43) 式を用いて  $\beta_1, \beta_2, \beta_3$  を求め, (37) 式を用いて, 各メッシュ点および裏面, 表面の境界での解ベクトルを求める. これで, 全ての点での交流成分の複素振幅を計算することができる.

以上が計算できればアドミッタンスの計算は簡単である. アドミッタンスの値は表面での解ベクトルだけで計算できる. 単位面積あたりのアドミッタンス  $Y$  は, 電流密度を  $J_{ac}$  とすれば, 次式で表される.

$$Y = \frac{J_{ac}}{V_{ac}} \quad (44)$$

$x=0$ で考えると,  $J_{n1}=0$ ,  $J_{p1}=0$ であるから,  $J_{ac}$ は変位電流のみとなり, 次のようになる.

$$J_{ac} = j\omega\epsilon_0\epsilon_{ox}E_1(0) \\ = j\omega\epsilon_0\epsilon_{ox} \frac{V_{ac} - V_1(0)}{t_{ox}} \quad (45)$$

従って,  $Y$ は

$$Y = j\omega\epsilon_0\epsilon_{ox} \frac{V_{ac} - V_1(0)}{t_{ox} V_{ac}} \quad (46)$$

ここで,  $V_1(0)$ 以外は実数なので, 単位面積あたりの容量 $C$ は

$$C = \frac{\epsilon_0\epsilon_{ox}}{t_{ox} V_{ac}} (V_{ac} - \text{Re}(V_1(0))) \quad (47)$$

となる. すなわち,  $C$ は $V_1(0)$ の値のみから計算できる.

### 3. 埋め込みチャンネルMOSキャパシタの数値計算結果

#### 3.1 数値計算の各パラメータ

計算する深さは, ゲート電圧が全く影響を与えない程度に十分深くとる必要がある. ここでは,  $1\mu\text{m}$ とした. また, 境界を除いたメッシュ点の数は $C-V$ 特性計算の際は499とした. これにより, 深さ $1\mu\text{m}$ を500分割することになる. ここでは, 等間隔メッシュを用いた. 従って, 隣り合うメッシュ点の間隔は $20\text{\AA}$ となる. 種々の変数の深さ方向分布を計算するとき, メッシュ点の数は199とした.

$\text{Si}$ 中の電子移動度 $\mu_n$ , 正孔移動度 $\mu_p$ は不純物濃度および電界によって異なるが, ここでは簡単のために, それらによらない定数とした.  $\mu_n=1000\text{ cm}^2/\text{Vs}$

$\mu_p=500\text{ cm}^2/\text{Vs}$ とした. ゲート電圧の交流複素振幅 $V_{ac}$ は $20\text{ mV}$ とした. なお, 温度は室温( $300\text{ K}$ )について計算した.

#### 3.2 高周波 $C-V$ 特性

ゲート酸化膜厚 $200\text{\AA}$ , 不純物濃度が $1 \times 10^{16}\text{ cm}^{-3}$ の $\text{p}$ 形 $\text{Si}$ 基板の表面に $\text{n}$ 形埋め込み層を持つMOSキャパシタの高周波( $1\text{ MHz}$ ) $C-V$ 特性の計算結果を図2に示す. この結果は埋め込み層の深さが $500\text{\AA}$ のものであり,  $\text{n}$ 形層の不純物濃度は,  $1 \times 10^{16}$

$\text{cm}^{-3}$ ,  $1 \times 10^{17}\text{ cm}^{-3}$ ,  $2 \times 10^{17}\text{ cm}^{-3}$ である. また, 電子のライフタイムと正孔のライフタイムは等しいとし, その値は $1\mu\text{ s}$ とした. 埋め込み層の不純物濃度が高くなるに従い,  $C-V$ 曲線は負方向にシフトしている. 図3は図2の反転領域付近の拡大図である. 図に示すように, ゲート電圧が増加するに従い, 反転領域で容量は極小値を持ち, その後徐々に増大するという埋め込みチャンネルMOSキャパシタ特有の特性を示す. このように, 以前のような擬フェルミポテンシャルが一定になるという仮定を設けることなく, 半導体の基本方程式だけからこの現象を説明することができた. 埋め込み層の不純物濃度が大きい方が極小値の存在が顕著に現れている. 図3の実線は以前報告した擬フェルミポテンシャルが一定という仮定の下に求めた結果である. [3] 両者はよく一致しており, 擬フェルミポテンシャルが深

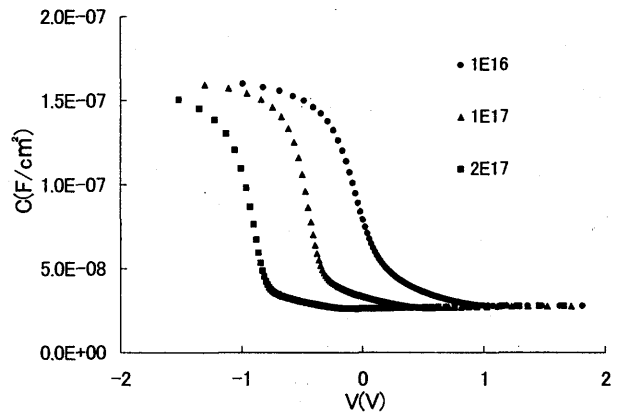


図2 高周波 $C-V$ 特性 ( $\text{n}$ 形層の深さ $500\text{\AA}$ )

Fig. 2 High-frequency  $C-V$  characteristics

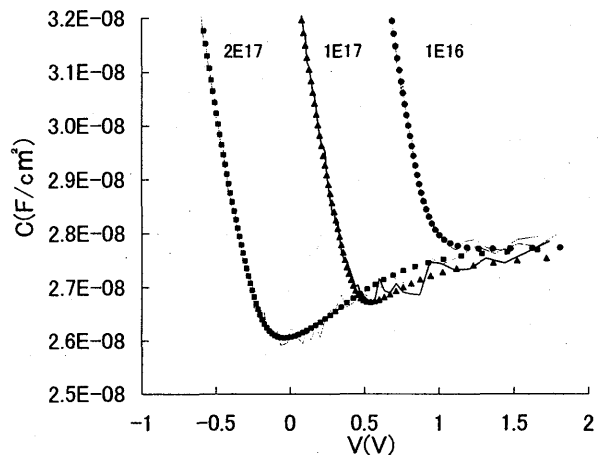


図3 図2の反転領域付近の拡大図

Fig. 3 The inversion region of  $C-V$  characteristics in Fig. 2

さ方向に一定という仮定は、容量を求める上では正しいものであることがわかる。図4は、埋め込み層の深さが $1000\text{\AA}$ 、不純物濃度が $1 \times 10^{16}\text{cm}^{-3}$ 、 $5 \times 10^{16}\text{cm}^{-3}$ 、 $1 \times 10^{17}\text{cm}^{-3}$ のときの高周波C-V特性である。実線は、図3と同様に以前の方法で計算した値である。不純物濃度がそれほど大きくないときは両者はほぼ一致しているが、 $1 \times 10^{17}\text{cm}^{-3}$ と大きくなると、負のゲート電圧の領域、すなわち、蓄積領域で両者は大きく異なっていることがわかる。すなわち、この領域で、アドミタンス法で計算した容量の値は酸化膜容量よりかなり小さくなっている。この現象については次の周波数依存性の項で詳しく考察する。図5は、図4に示す特性の反転領域付近の拡大図である。不純物濃度が $1 \times 10^{17}\text{cm}^{-3}$ の蓄積領域に近い部分を除いて、本報告での値と以前の方法の値は非常によく一致している。

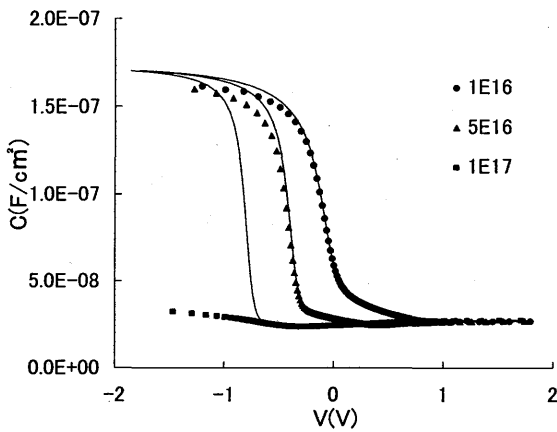


図4 高周波C-V特性 (n形層の深さ $1000\text{\AA}$ )  
Fig. 4 High-frequency C-V characteristics

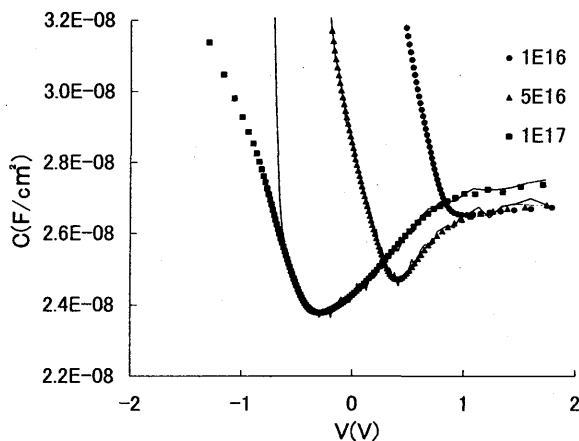
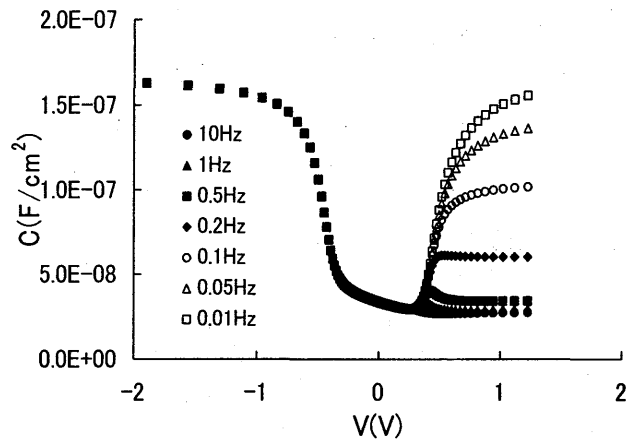


図5 図4の反転領域付近の拡大図  
Fig. 5 The inversion region of C-V characteristics in Fig. 4

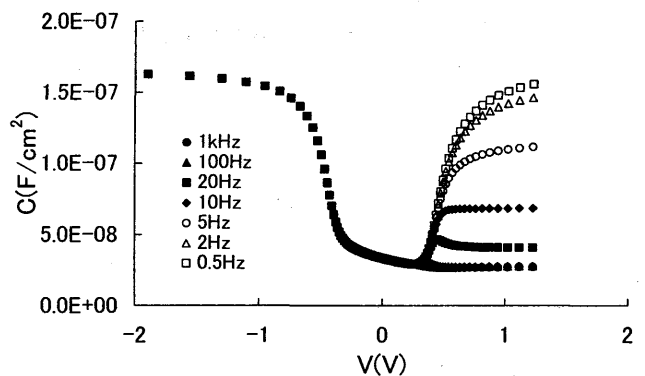
### 3. 3 C-V特性の周波数依存性

(1) キャリヤのライフタイムによる周波数依存性の変化

C-V特性の測定周波数による違いを計算した結果を図6に示す。埋め込み層の深さは $500\text{\AA}$ 、埋め込み層の不純物濃度は $1 \times 10^{17}\text{cm}^{-3}$ である。図6 (a)はキャリヤのライフタイムを $1\mu\text{s}$ としたとき、図6 (b)は $0.01\mu\text{s}$ としたときである。ライフタイムが $1\mu\text{s}$ のときは、 $10\text{Hz}$ 程度より高い周波数で高周波C-V特性となる。周波数が低くなるにつれて反転領域の容量が増大し、 $0.01\text{Hz}$ 程度で低周波特性を示すようになる。ライフタイムが $0.01\mu\text{s}$ と小さくなると、高周波特性を示す限界の周波数は $1\text{kHz}$ 程度と高くなり、低周波特性を示す限界の周波数も $0.5\text{Hz}$ 程度と高くなる。これは、ライフタイムが小さいと生成再結合率が大きくなり、キャリヤの増減が速いゲート電圧の変化にも追従するようになるためである。



(a)  $\tau = 1\mu\text{s}$



(b)  $\tau = 0.01\mu\text{s}$

図6 C-V特性の周波数による違い  
Fig. 6 Dependence of C-V characteristics on measurement frequency

(2) 蓄積領域のC-V特性の周波数依存性

通常のC-V特性では、蓄積領域から空乏領域において周波数依存性は現れず、強い蓄積状態では、容量の値は酸化膜容量に一致する。しかし、図4に示したように、埋め込みチャンネルの度合いが強いと高周波容量は酸化膜容量より小さくなる。蓄積領域でこのように通常とは異なるC-V特性を示す構造のMOSキャパシタのC-V特性の周波数依存性を図7に示す。周波数は10kHzから1MHzまでの範囲を示す。この範囲では、ゲート電圧の正の領域、すなわち反転領域では周波数依存性は現れず、高周波特性を示す。一方、ゲート電圧が負の領域、すなわち蓄積領域においては周波数依存性が現れていることがわかる。10kHz程度では容量は酸化膜容量に一致し、通常の蓄積領域の特性であるが、周波数が高くなるにつれて容量が減少し、1MHzではかなり小さくなっていることがわかる。このように、埋め込みチャンネルの度合いが大きいと、蓄積領域においても周波数依存性が現れる。その周波数領域は反転領域で見られる周波数依存性よりかなり高い周波数で見られることがわかった。ここで蓄積領域とは、p形基板にとって蓄積という意味であり、表面のn形層にとっては正孔が蓄積しているので反転領域である。このとき、n形層の深さが浅いあるいは不純物濃度があまり高くないときは、n形層全体が反転してp形のようになるので、半導体の容量が非常に大きくなるのである。しかし、n形層の深さが深いあるいは不純物濃度が高い場合には、全体が反転しないで、表面付近だけがp形のようになる。そのような場合には、正孔は常に裏面電極から供給されるわけではなく、生成再結合の速さが影響するようになる、つまり測定周波数に十分追従できなくなり、図7のような周波数依存性が現れる。

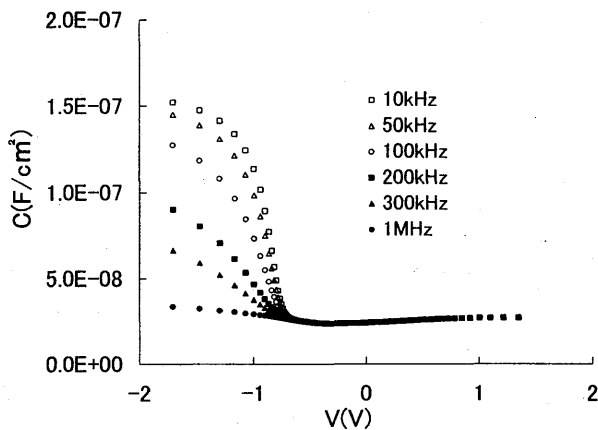


図7 C-V特性の周波数による違い  
Fig. 7 Dependence of C-V characteristics on measurement frequency

3. 4 各変数の交流成分の深さ方向分布

図4に高周波C-V特性を示すMOSキャパシタの電流密度の交流成分の絶対値の深さ方向分布を図8、図9に示す。これは、n形層の深さが1000Å、不純物濃度が $5 \times 10^{16} \text{cm}^{-3}$ のもので、ゲート電圧が0.49Vで反転状態である。図8は周波数が1MHzと高周波特性を示す場合で、図9は周波数が0.01Hzと低周波特性を示す場合である。

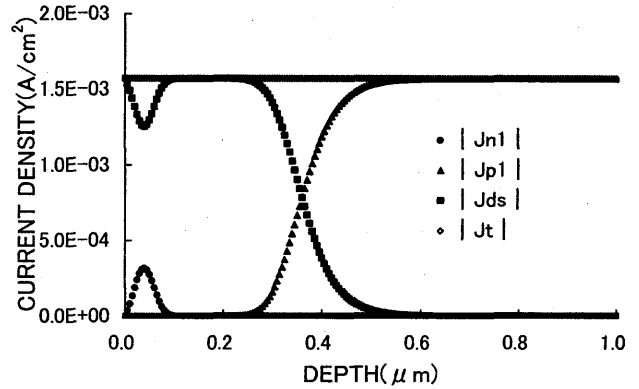


図8 電流密度の深さ方向分布 (高周波)  
Fig. 8 Depth profiles of current densities (High-frequency)

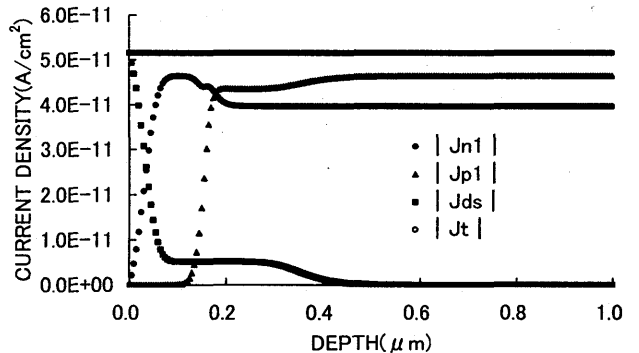


図9 電流密度の深さ方向分布 (低周波)  
Fig. 9 Depth profiles of current densities (Low-frequency)

波特性を示す場合である。黒丸印が電子電流密度、黒三角印が正孔電流密度、黒四角印が変位電流密度、白丸印が全電流密度である。いずれも全電流密度は深さ方向に一定となっており、数値計算が正しいことを示している。高周波の場合には、裏面に近い方は正孔電流だけであり、表面に近づくと5500Å付近から減少し、3000Å付近で正孔電流成分はほとんどなくなる。一方、表面の埋め込み層で電子電流の成分のピークが見られる。これらの2つの電流成分の和を補うように変位電流成分が見られ、全電流が一定となっている。低周波の場合には、裏面に近い方でも電子電流の成分があり、表面付近でやや増大し表面で0に向かって減少している。

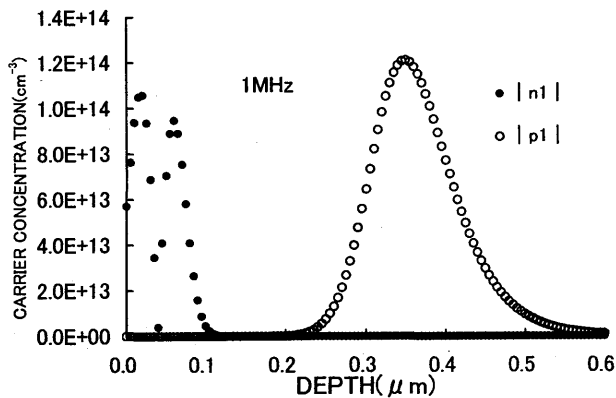


図10 キャリヤ濃度の深さ方向分布 (高周波)  
Fig. 10 Depth profiles of carrier concentrations (High-frequency)

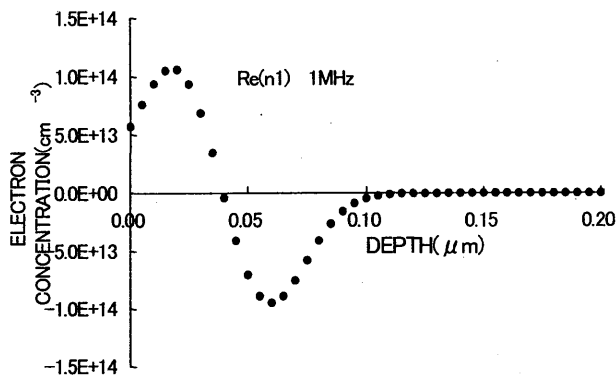


図11 電子濃度の実数部分の深さ方向分布 (高周波)  
Fig. 11 Depth profiles of real part of electron concentration (High-frequency)

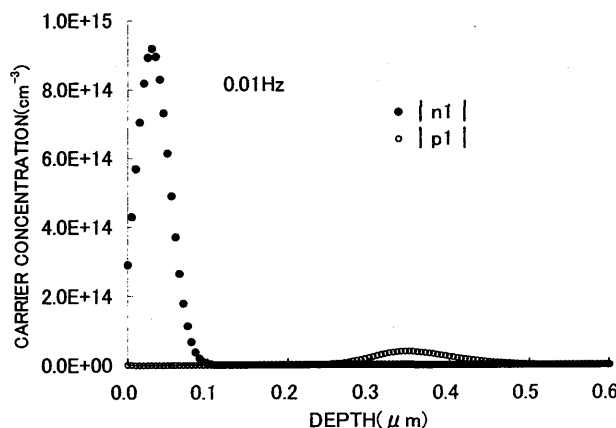


図12 キャリヤ濃度の深さ方向分布 (低周波)  
Fig. 12 Depth profiles of carrier concentrations (Low-frequency)

次に、キャリヤ濃度の交流成分の深さ方向分布について述べる。MOSキャパシタの構造は、これまで電流成分の深さ方向分布について述べたものと同一である。また、ゲート電圧も0.49Vと反転状態で図8、図9と同じである。図10は、高周波(1MHz)におけるキャリヤ濃度の交流成分の絶対値の深さ方向分布を示すものである。黒丸印が電子濃度の絶対値、白丸印が正孔濃度の絶対値である。正孔濃度は3500Å付近にピークを持つ分布となっている。電子濃度は正孔濃度よりやや小さいピーク濃度を持ち、1000Åより浅い領域のn形層に分布している。また、電子濃度の絶対値は2つのピークを持っていることがわかる。この物理的意味を考察する。図11は、電子濃度の交流成分の実数部分を深さの関数として表したものである。なお、虚数部分は実数部分に比べて非常に小さく、絶対値は実数部分の絶対値に等しい。図に示すように、2つのピークは符号が異なっていて、浅い方が正、深い方が負の符号であることがわかる。これは、ゲート電圧が微量増加すると、n形層の電子は浅い部分では増加し、深い部分では減少することを示す。すなわち、深い部分の電子は浅い部分に向かって移動し、再分布することを示している。また、図11の電子濃度の実数部分の積分値は0であり、電子の総量は変化しないことを表す。このように、少数キャリアである電子は高周波のゲート電圧の変化に対して、総量は変化しないで分布が変化する。以前の報告で定性的な考察を述べたように、[1]、[2]この現象が反転領域で極小値を持つという埋め込みチャンネルMOSキャパシタ特有の高周波C-V特性の原因である。図12に、低周波(0.01Hz)でのキャリヤ濃度の交流成分の絶対値の深さ方向分布を示す。低周波での反転状態では、表面付近の電子濃度の交流成分が3500Å付近の正孔濃度の交流成分より非常に大きくなるのがわかる。これは平衡状態が保たれるため、電子濃度変化が測定周波数に追従して非常に大きくなるためである。

以上のように、種々の変数の交流成分の深さ方向分布を数値計算することができた。

#### 4. まとめ

表面にpn接合を持つ埋め込みチャンネルMOSキャパシタのC-V特性を、小信号アドミッタンス計算により調べた。ポアソンの方程式、電荷連続の方程式、電流密度の方程式を、正弦波小信号近似の下で数値計算で簡単に解く方法について述べた。これを用いて、埋め込みチャンネルMOSキャパシタの小信号アドミッタンスを計算し、高周波C-V特性を求めた。その結果、反転領域で容量が極小値を持つ特有のC-V特性を説明することができた。また、C-V特性の測定周波数による違いを計算し、埋め込みチャンネルMOSキャパシタでは埋め込み



層の深さが深いか不純物濃度が高いときには、蓄積領域でも周波数依存性が現れることを明らかにした。これは、埋め込み層全体が反転しないため、多数キャリアでも生成再結合の機構が影響するためである。さらに、電流密度、キャリア濃度等の種々の変数の交流成分の深さ方向分布を明らかにした。

#### 参考文献

- [1] 三宅雅保, "埋め込みチャンネルMOSキャパシタのC-V特性", 福山大学工学部紀要, 25, 1 (2001)
- [2] 三宅雅保, "埋込みチャンネルMOSキャパシタの高周波C-V特性", 電子情報通信学会論文誌, J85-C, No. 6, 462 (2002)
- [3] 三宅雅保, "埋め込みチャンネルMOSキャパシタの高周波C-V特性", 福山大学工学部紀要, 27, 21 (2003)
- [4] A. G. Fortino and J. S. Nandan, "An efficient numerical method for the small-signal AC analysis of MOS capacitors," IEEE Trans. Electron Devices, ED-24, 1137(1977)