



学位請求論文

進行波型半導体分布結合ガイド
光変調器に関する研究

指導教官 多田邦雄教授

東京大学工学系研究科

電子工学専攻

0675 林 秀樹

目次

第 1 章 序論	1
1.1 本研究の背景と目的	1
1.2 本研究の内容と構成	2
1.3 進行波型分布結合ガイド光変調器	3
1.3.1 分布結合ガイド光変調器	3
1.3.2 集中定数型光変調器	8
1.3.3 進行波型光変調器	10
参考文献	14
第 2 章 n^+ 基板上の進行波型分布結合ガイド光変調器	16
2.1 序言	16
2.2 光変調器としての特性の解析	16
2.3 伝送線路としての特性の解析	19
2.3.1 準静的近似	19
2.3.2 境界要素法による空乏層境界の解析	21
2.3.3 解析結果と素子の設計	27
2.4 素子の試作	34
2.5 素子の特性	34
2.5.1 直流変調特性	34
2.5.2 高周波変調特性	38
2.6 結言	43
参考文献	45
第 3 章 半導体上のマイクロストリップ線の伝送特性	46
3.1 序言	46
3.2 無限幅近似による解析	46
3.3 基本伝送モードとモードチャート	49
3.4 計算結果(数値例)	54

3.5	新構造素子の提案	54
3.6	結言	58
	参考文献	62
第4章	半絶縁性基板上の進行波型分布結合ガイド光変調器	63
4.1	序言	63
4.2	設計指針	63
4.3	素子の作製	66
4.3.1	フォトマスク	66
4.3.2	作製プロセス(その1)	71
4.3.3	作製プロセス(その1)	80
4.4	素子の実装	88
4.4.1	マウントその1	88
4.4.2	マウントその2	88
4.5	素子の特性	92
4.5.1	直流変調特性	92
4.5.2	高周波変調特性	96
4.6	結言	108
	参考文献	109
第5章	結論	110
	謝辞	113
	研究発表	114

第1章 序論

1.1 本研究の背景と目的

光ファイバの低損失化、半導体レーザの室温連続発振を契機に発展し、現在、実用化の段階に達している光通信技術においては、光信号の変調はシステムに欠くことのできない重要な要素の1つである。現在の光通信で一般的なのは、半導体レーザの注入電流を変化させて出力光の強度変調を得る直接変調方式であるが、この方式では、緩和振動により安定変調出力が得られる帯域が制限されたり、高周波変調時に発振周波数が変動したり、スペクトル幅が広がったりする（チャープング）などの問題がある。緩和振動周波数については数年前までは1~2GHzであったのが、MQWレーザの進歩などにより、最近では、約30GHzにも達している[1]。また、後者の問題は分布帰還型レーザ等の進歩により、動的単一モード半導体レーザが実現されてきている。しかしながら、チャープングは直接変調時のキャリア密度や温度の変動に起因する本質的な現象であるから、十分には解決し得ないという可能性も否定できない。数値例をあげると、直接変調の場合、10Gbit/s変調時における波長変動が6~10Åであるのに対し、外部変調器（この例では吸収型変調器）を用いると、波長変動は一桁小さい0.8Å程度である[2]。したがって、並行して、高速・低消費電力・低挿入損失・高安定な外部光変調器を研究・開発する必要があるだろう。また、それにより、他の用途、例えばコヒーレント光通信や高速光情報処理等に大きな役割を果たすものと期待される。

外部光変調器の材料面では、LiNbO₃などの強誘電体を用いて、1次電気光学効果（ポッケルス効果）を利用した素子が最も多く研究されてきたが、光学損傷や特性ドリフトなどの実用上の重要な問題が完全には解決されていない。また、1次電気光学効果の大きさ自体、半波長電圧や変調電力対帯域幅比 $P/\Delta f$ に着目して比較すると、GaAsやInPはLiNbO₃と同程度に優れていると考えられている[3, 4]。これらの化合物半導体は比誘電率が低い等の理由で高速化にはむしろ有利な材料でもある。更に1次電気光学効果だけでなくフランツ-ケルディッシュ効果[5]、自由キャリア注入効果[6]およびそれに伴うバンドフィリング効果[7]、最近では量子井戸における量子閉じ込めシュタルク効果[8]など様々な現象が半導体では利用できるから、半導体レーザや電子デバイス等とのモノリシック集積化が原

理的に可能であることと相まって、GaAs、InPを中心とした化合物半導体による光変調器／光スイッチの研究は最近非常に活発化しつつある。

分布結合ガイド型（方向性結合器型）光変調器は、光変調器、 1×2 光スイッチ、光フィルタ、モード分離器などになり得る多機能な光導波路型デバイスであり、光回路素子のうち最も基本的なものの一つといえる。このタイプの光変調器として最初に実現されたものはGaAs積層ガイド型[9]であったが、その後、低スイッチング電圧、広帯域化等をめざしてGaAs系の種々の構造の並置ガイド型の素子が研究・試作されている[10～23]。また最近では長波長帯を考慮してInP系材料を用いたデバイスも種々研究されている[24～27]。

本研究の目的は、GaAs系分布結合ガイド型光変調器の高性能化を図ることである。筆者らはショットキー接触型ダブルヘテロ（DH）構造のGaAs系分布結合ガイド型光変調器を作製し、3 dB帯域幅1.5GHzを得ている[20]。一般に光変調器の高性能化というと、後で述べるように素子長の小型化、低駆動電力化（低スイッチング電圧化）、広帯域化が考えられるが、ここでは、広帯域化に主眼を置き、上記光変調器を進行波動作させることにより集中定数動作よりも広帯域であることを実証する。

1.2 本論文の内容と構成

本論文は、次の5章から成る。

第1章は序論であり、以下1.3において分布結合ガイド光変調器、集中定数型動作、進行波型動作等について簡単な解説を行なう。

第2章では、 n^+ 基板上の進行波型分布結合ガイド型光変調器の設計、試作、特性の測定について述べる。

第3章では、第2章の測定結果を踏まえ、半導体上のマイクロストリップ線路の伝送特性を複素誘電率を用いて計算し、高周波変調特性の改善について検討する。

第4章では、半絶縁性基板上の進行波型分布結合ガイド光変調器を提案し、そ

の設計、試作、特性の測定について述べる。

第5章は本論文全体の結論であり、本論文で得られた結果を総括する。

1.3 進行波型分布結合ガイド光変調器

本論に入る前に、ここでまず分布結合ガイド型光変調器、集中定数型および進行波型光変調器について簡単な解説を行なう。

1.3.1 分布結合ガイド型光変調器

複数の光導波路を波長のオーダー程度に近接して並べると、それぞれの導波光のエバネッセント電界に重なりが生じ、導波路間に光パワーの移行が起こる。これを分布結合、または方向性結合[28, 29]という。

図1.1のように2つの光導波路をガイド1、2とし、それらをz方向に伝搬する光電界を $E_1(z)$ 、 $E_2(z)$ 、各ガイドの位相定数を β_1 、 β_2 とすると、この分布結合の関係は次式のようにになる。

$$\begin{cases} \frac{dE_1(z)}{dz} = -j(\beta_1 + \kappa)E_1(z) + j\kappa E_2(z) \\ \frac{dE_2(z)}{dz} = j\kappa E_1(z) - j(\beta_2 + \kappa)E_2(z) \end{cases} \quad (1.3.1)$$

但し κ : 結合係数

$z = 0$ でガイド1にのみ光が入射した時の、各ガイドの出射端($z = L$)における光強度の分布は、式(1.3.1)を $|E_1(0)|^2 = P_0$ 、 $|E_2(0)|^2 = 0$ の初期条件で解くことにより、次式のようにになる。

$$\begin{cases} P_1 = P_0 \left[\cos^2 \left(\frac{\pi L}{2L_0} \sqrt{1+D^2} \right) + \frac{D^2}{1+D^2} \sin^2 \left(\frac{\pi L}{2L_0} \sqrt{1+D^2} \right) \right] \\ P_2 = P_0 \left[\frac{1}{1+D^2} \sin^2 \left(\frac{\pi L}{2L_0} \sqrt{1+D^2} \right) \right] \end{cases} \quad (1.3.2)$$

但し $L_0 = \pi / 2\kappa$ 、 $D = \Delta\beta / 2\kappa = (\beta_1 - \beta_2) / 2\kappa$

式(1.3.2)をグラフ化したものが図1.2である。この図では、ガイド1の出射端における光強度を、両ガイドの出射端における光強度の和で規格化している。2つのガ

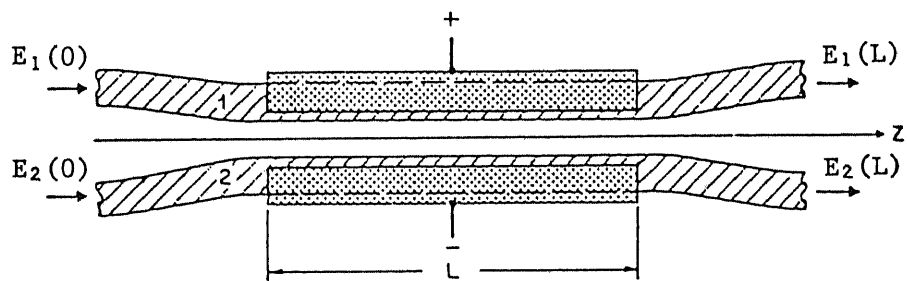


図1.1 分布結合ガイド型光変調器

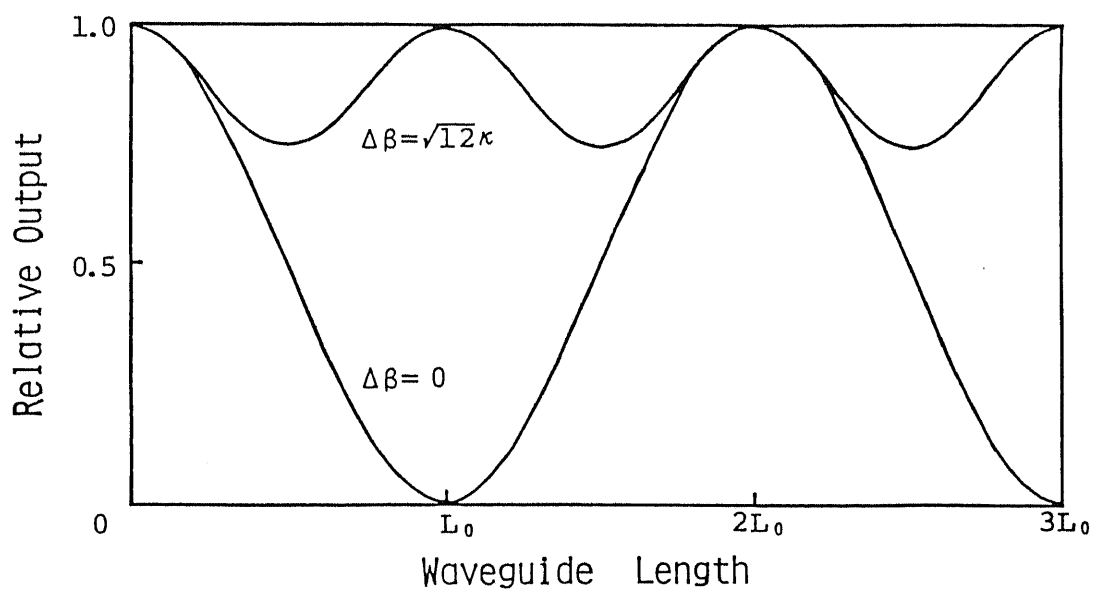


図1.2 分布結合ガイド型光変調器の
入射側導波路からの光パワー
出力の変化

イドの位相定数が等しい場合 ($\Delta\beta = 0$)、

$$L = (2n+1)L_0 \quad (n=0, 1, 2, \dots) \quad (1.3.3)$$

が成立するときを限り、ガイド1から入射した光パワーが全てガイド2に移行する。その意味で L_0 を最小完全結合長という。

次に、2つのガイド間の位相定数差 $\Delta\beta$ を変化させることにより、出射端における光強度分布を変化させることができる。電界を印加して、1次電気光学効果によって、 $\Delta\beta = \sqrt{12}\kappa$ とすると、ガイド1に入射した光がそのままガイド1から出射する。従って、ガイドの長さを L_0 に等しくとれば、印加電圧を変えて $\Delta\beta$ を0から $\sqrt{12}\kappa$ まで変化させることにより、光を100%スイッチさせることができる。

この光変調器の特性量を以下に示す。

i) 最小完全結合長 L_0

分布結合ガイドにおいて位相定数差 $\Delta\beta$ が0のとき、ガイド間の光パワー交換は、対称モード、反対称モードの合成により理解できる。対称モード、反対称モードの位相定数をそれぞれ β_+ 、 β_- とすると、簡単な考察から

$$L_0 = \frac{\pi}{\beta_+ - \beta_-} \quad (1.3.4)$$

が成立することがわかる。ガイドを伝搬する光はこの L_0 を周期として光パワーの交換を繰り返す。

ii) 100%スイッチング電圧 V_s

素子長 L_0 の光変調器に電圧を印加し、1次電気光学効果により位相定数差 $\Delta\beta$ を誘起したとき、

$$\Delta\beta = \sqrt{12}\kappa \quad (\kappa: \text{結合係数}) \quad (1.3.5)$$

となると、電圧を印加していないときに他のガイドに移行していた光が元のガイドに戻る。このときの電圧を100%スイッチング電圧という。

iii) 変調帯域幅 Δf

光変調器を純キャパシタンス C とみなし、これに負荷抵抗 R_L を並列に接続した図1.3のような等価回路を考える。発振器の出力インピーダンスを R_s とし、さらに $R_s = R_L = R$ の場合を考えると、3dB帯域幅 Δf は次式で与えられる。

$$\Delta f = \frac{1}{\pi R C} \quad (1.3.6)$$

以上3つの特性量は L_0 、 V_s は小さい方が、 Δf は大きい方が光変調器としては高

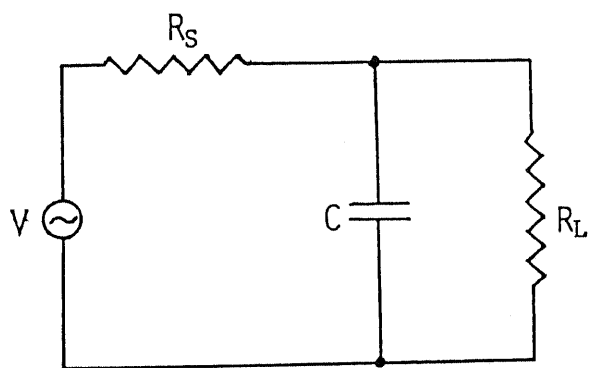


図1.3 (集中定数型) 光変調器の等価回路

性能と言え。 Δf を大きくするには、素子長 L を小さくして C を小さくすればよいが、一般に素子長を小さくするとスイッチング電圧 V_s が大きくなりがちである。

また、光変調器一般の性能指数としては次のようなものがあげられる。

i) 100% 変調電力対帯域幅比 $P / \Delta f$

100% 変調電力 P は

$$P = \frac{V_s^2}{8R} \quad (1.3.7)$$

と表されるから、これと (1.3.6) 式より 100% 変調電力対帯域幅比 $P / \Delta f$ は、

$$P / \Delta f = \frac{\pi C V_s^2}{8} \quad (1.3.8)$$

となる。これは小さい方が高性能といえる。

しかし、最近では

ii) 帯域幅対スイッチング電圧比 $\Delta f / V_s$ やその変形

$$F = \frac{R_L}{50 + R_L} \frac{\Delta f}{V_s} \lambda \quad (1.3.9)$$

がよく用いられる [30, 31]。これは大きい方が高性能といえる。

1.3.2 集中定数型光変調器

光変調器を図 1.4 のように構成したとき、これを集中定数型と呼ぶ。このとき印加電界 E による電気光学的位相差 Γ は、低周波のときは

$$\Gamma = \frac{\pi}{\lambda} n_o^3 r_{41} E L = a E L \quad (1.3.10)$$

となる。但し、 λ は波長、 n_o は光の屈折率、 r_{41} は 1 次電気光学係数である。しかし、変調周波数が GHz オーダーの高周波になると光の走行時間効果の影響を考えなければならない。光が素子を通過する時間 $\tau_d = L / c = L n_o / c_o$ (c_o : 真空中の光速、 c : 光波の群速度) の間に印加電界 $e(t)$ が相当に変化する場合は式 (1.3.10) の代わりに

$$\Gamma(t) = a \int_0^L e(t') dz = a c \int_{t-\tau_d}^t e(t') dt' \quad (1.3.11)$$

を考えなければならない。ここで、 $e(t') = E_m \exp(i\omega_m t')$ とすると、

$$\Gamma(t) = a c E_m \int_{t-\tau_d}^t \exp(i\omega_m t') dt' = \Gamma_o r \exp(i\omega_m t) \quad (1.3.12)$$

となる。但し、 $\Gamma_o = a c \tau_d E_m = a E_m L$ は $\omega_m \tau_d \ll 1$ のときの電気光学的位相差のピーク値であり、また

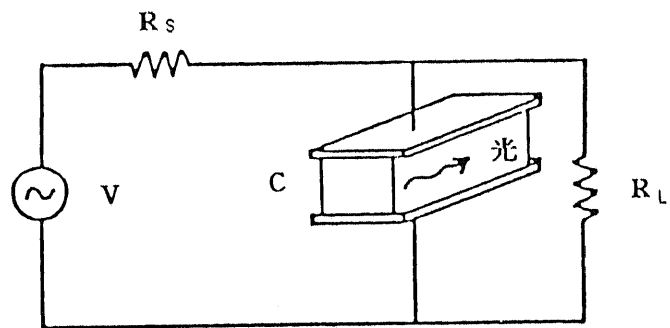


图 1.4 集中定数型光变调器

$$r = \frac{1 - \exp(-i\omega_m \tau_d)}{i\omega_m \tau_d} \quad (1.3.13)$$

は、光の走行時間が無限小とみなせないことから生じる電気光学的位相差のピーク値からの減少を表す係数である。また、この走行時間効果を考慮した高周波変調特性の計算例[20]を図1.5に示す。これはショットキー接触型DH構造光変調器の外部寄生素子を除いたパラメータを用いて計算したものである。試作した素子長(4mm程度)では約2GHz以上の周波数で走行時間の影響が現れ始めることがわかる。

ここで、最高変調周波数 f_{max} を $|r|^2 = 1/2$ となる周波数と定義すると、 $\omega_{max} \tau_d \approx 2.8$ となる。すなわち f_{max} と素子長の積は

$$f_{max} \cdot L \approx 1.4 c_0 / (\pi n_0) \quad (1.3.14)$$

となる。GaAs系の場合、波長 $1.06 \mu m$ で $n_0 = 3.48$ とすると $\Delta f \cdot L = 3.8 [GHz \cdot cm]$ となるが、この値は材料定数から決まる限界値であり、一般には式(1.3.6)のキャパシタンスによる帯域制限の方が先に効いてくる。

1.3.3 進行波型光変調器

走行時間による最高変調周波数の限界を克服する1つの方法に、進行波型電極を採用することが考えられる[32]。これは図1.6に示すように光波とマイクロ波の伝搬方向を一致させ、できるだけ両者の位相整合をとるものである。この場合の変調帯域を計算してみる。

時刻 t に $z=0$ で素子に入射する光の時刻 t' における位置は

$$z(t') = c(t' - t) = (c_0 / n_0) \cdot (t' - t) \quad (1.3.15)$$

であり、進行波変調電界を

$$e[t', z(t')] = E_m \exp[i(\omega_m t' - k_m z(t'))] \quad (1.3.16)$$

とすると、この波面に生じる電気光学的位相差は、次式のようになる。

$$\begin{aligned} \Gamma(t) &= \frac{\pi}{\lambda} n_0^3 r_{41} \int_0^L e[t', z(t')] dz \\ &= \Gamma_0 \frac{\exp[i\omega_m \tau (1 - c/c_m)] - 1}{i\omega_m \tau (1 - c/c_m)} \exp(i\omega_m t) \end{aligned} \quad (1.3.17)$$

ただし、 $a = \pi n_0^3 r_{41} / \lambda$ 、 $\tau = L / c$ 、 $\Gamma_0 = a E_m L$ 、 $c_m = c_0 / \sqrt{\epsilon_{reff}}$ 、 $= c_0 / n_m$ で、 ϵ_{reff} はマイクロ波の実効比誘電率、 n_m はマイクロ波の屈折率、

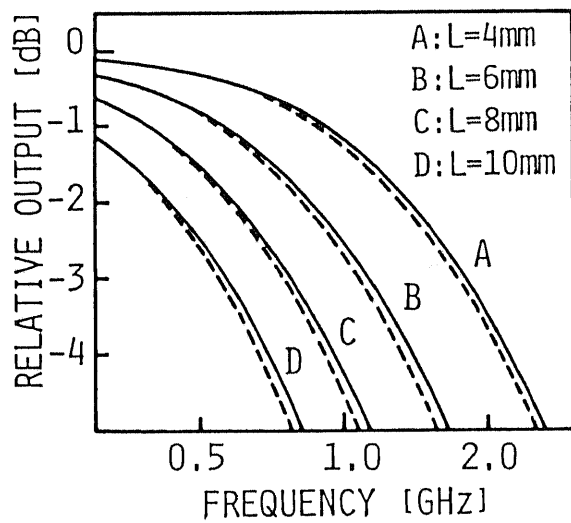


図 1.5 走行時間効果の高周波光変調特性に及ぼす影響（計算値）：点線が走行時間効果を考慮したとき、実線が考慮しないときの特性

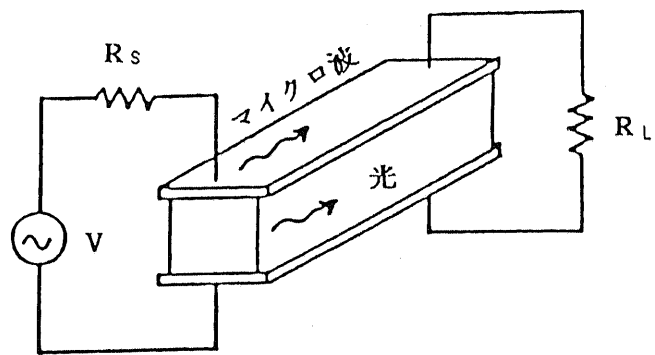


図1.6 進行波型光変調器

c_m はマイクロ波の位相速度である。前と同様、 $\omega_{max} \tau (1-c/c_m) = 2.8$ で最高変調周波数 f_{max} を定義すると、 $f_{max} \cdot L$ は、

$$f_{max} \cdot L = \frac{1.4 c_0}{\pi n_0 |1 - c/c_m|} = \frac{1.4 c_0}{\pi |n_0 - n_m|} \quad (1.3.18)$$

となる。上式より $n_0 = n_m$ のときは f_{max} が無限大となるが、実際には実現は難しい。しかし、式(1.3.14)と比べると $0 < n_m < 2n_0$ のとき、進行波型の方が素子長が等しい集中定数型よりは広帯域となることがわかる。

また100%変調電力 P は、

$$P = \frac{V_s^2}{8Z_0} = \frac{c_0 C V_s^2}{8\sqrt{\epsilon_{reff}} L} = \frac{c_0 C V_s^2}{8n_m L} \quad (1.3.19)$$

となる。但し、 Z_0 は進行波電極を伝送線路とみなしたときの特性インピーダンスである。式(1.3.18)、(1.3.19)より100%変調電力対帯域幅比 $P/\Delta f$ は、

$$P/\Delta f = \frac{\pi |n_0 - n_m| C V_s^2}{11.2 n_m} \quad (1.3.20)$$

となる。これと式(1.3.8)を比べると、素子長、空乏層容量が等しい場合、 $2.4n_m > n_0$ のときに $P/\Delta f$ は集中定数型よりも進行波型の方が小さくなることがわかる。したがって、 $1.06 \mu m$ で $n_0 = 3.48$ とすると $1.45 < n_m < 6.96$ ならば進行波型の方が素子長が等しい集中定数型よりは高性能となる。

一方、光波とマイクロ波の伝搬方向を反対向きにしたとき（これを逆方向伝搬[33]とよぶことにする）の光変調特性を考えてみる。このときは n_m に関する符号を反対にして考えればよく、

$$f_{null} = \frac{p c_0}{L (n_0 + n_m)} \quad (p = 1, 2, \dots) \quad (1.3.21)$$

のとき、光変調出力は極小となる。この周波数を測定することにより、 n_m の値を求めることができる。

進行波型光変調器を設計する場合、 n_m をいかに n_0 に近づけるかが問題となる。また、分布結合ガイド型光変調器を進行波動作させる場合には、構造上、2つの導波路電極と接地電極間の3線条の問題および近接した2つの上部電極の分離が避けられない。GaAs系の進行波型光変調器では位相変調器やMach-Zehnder干渉計型変調器の報告はあるが、分布結合ガイド型光変調器の報告はこれまでのところないのはこれらの理由によるものと思われる。これらに対する対策は後の各章で触れていくことにする。

第1章の参考文献

- [1] K. Uomi, T. Mishima and N. Chinone: Appl. Phys. Lett., **51** (1987) 78.
- [2] 雙田、中井、石川、今井 : 昭63電子情報通信学会春季全国大会 C-479.
- [3] N. Suzuki and K. Tada: Jpn. J. Appl. Phys., **23** (1984) 291.
- [4] N. Suzuki and K. Tada: Jpn. J. Appl. Phys., **23** (1984) 1011.
- [5] Y. Noda, M. Suzuki, Y. Kushiro and S. Akiba: Electron. Lett., **21** (1985) 1182.
- [6] O. Mikami and H. Nakagome: Electron. Lett., **20** (1984) 228.
- [7] K. Ishida, H. Nakamura, H. Matsumura, T. Kadoi and H. Inoue: Appl. Phys. Lett., **50** (1987) 141.
- [8] T. H. Wood, C. A. Burrus, R. S. Tucker, J. S. Wiener, D. A. B. Miller, D. S. Chelma, T. C. Damen, A. C. Gossard and W. Weigmann: Electron. Lett., **21** (1985) 693.
- [9] K. Tada and K. Hirose: Appl. Phys. Lett., **25** (1974) 561.
- [10] J. C. Campbell, F. A. Blum, D. W. Shaw and C. O. Bozler: Appl. Phys. Lett., **27** (1975) 202.
- [11] F. J. Leonberger, J. P. Donnelley and C. O. Bozler: Appl. Phys. Lett., **29** (1976) 652.
- [12] K. Hirose, K. Tada and H. Yanagawa: Jpn. J. Appl. Phys., **Suppl.16-1** (1977) 311.
- [13] J. C. Shelton, F. K. Reinhart and R. A. Logan: Appl. Opt., **17** (1978) 2548.
- [14] K. Tada and H. Yanagawa: J. Appl. Phys., **49** (1978) 5404.
- [15] H. Kawaguchi: Electron. Lett., **14** (1978) 387.
- [16] A. Carencó, L. Menigaux and P. Delpéch: Proceedings of the 4th European Conference on Optical Fibre Communication, Genoa (Sept. 1978).
- [17] 多田、川西、王 : 信学技報, **OQE83-32** (1983-07).
- [18] 多田、川西、王、土屋 : 信学技報, **OQE83-57** (1983-08).
- [19] J. Brandon, A. Carencó, L. menigaux and M. Rondot: Proceedings of the 2nd European Conference on Integrated Optics, Firenze, (Oct. 1983) 69.
- [20] K. Tada, H. Hayashi, M. Tsuchiya and H. Sakaki: Extended abstracts of the

- 17th conference on solid state devices and materials, Tokyo, (Aug. 1985) 83.
- [21] D. A. Andrews, E. G. Scott, A. J. N. Houghton, P. M. Rogers and G. J. Davies: J. Vac. Sci. Technol., B, **3**, (1985) 813.
- [22] H. Inoue, K. Hiruma, K. Ishida, H. Sato and H. Matsumura: Appl. Opt., **25** (1986) 1484.
- [23] H. Takeuchi, K. Nagata, H. Kawaguchi and K. Oe: Post-deadline papers technical digest of the 1st optoelectronics conference, Tokyo, (Jul. 1986) 14.
- [24] A. Carencio and L. Menigaux: Appl. Phys. Lett., **40** (1982) 653.
- [25] Y. Matsui, M. Ishino, T. Fujita and H. Serizawa: Extended abstracts of the 17th conference on solid state devices and materials, Tokyo, (Aug. 1985) 87.
- [26] M. Fujiwara, A. Ajisawa, Y. Sugimoto and Y. Ohta: Electron. Lett., **20** (1984) 790.
- [27] K. Okamoto, S. Matsuoka, Y. Nishiwaki and K. Yoshida: J. Appl. Phys., **56** (1984) 2595.
- [28] S. E. Miller: Bell Syst. Tech. J., **33** (1954) 661.
- [29] A. Yariv: IEEE J. Quantum Electron., **QE-9** (1973) 919.
- [30] R. G. Walker: IEEE J. Lightwave Tech., **LT-5** (1987) 1444.
- [31] S. Y. Wang, S. H. Lin and Y. M. Houn: Appl. Phys. Lett., **51** (1987) 83.
- [32] C. J. Peters: Proc. IEEE, **51** (1963) 147.
- [33] S. H. Lin, S. Y. Wang and Y. M. Houn: Electron. Lett., **22** (1986) 934.

2.1 序言

本章では、ショットキー接触型DH構造デバイス[1~3]をそのまま進行波動作させた構造(マイクロストリップ線路構造)のデバイスについて述べる。

ショットキー接触型DH構造デバイスの概略図を図2.1に示す。一方のガイドのショットキー障壁に逆方向電圧を印加するとガイド層中に空乏層が伸び、そこでは主として1次電気光学効果、副次的には自由キャリア空乏効果により屈折率が增大して両光ガイド間の位相定数に差が生じ、両光ガイドからの出力光の割合が変化する。以上のような原理から、逆方向電圧Vによる光波の変調動作が行われる。このデバイスでは、上部クラッド層がエッチングで完全に除かれなくても変調動作が可能なので素子作製が容易である。また、上部電極での接触抵抗が原理的にはないショットキー接触で構成されているので、高周波変調特性の優れた素子が得られると期待される。

2.2 光変調器としての特性の解析

ショットキー接触型DH構造デバイスにおいて、波長 $1.06\mu\text{m}$ 、TE₀状態モードの光を仮定したときの特性の計算結果の一例を図2.2に示す。この計算は等価屈折率法を基にした方法[4]で行なったものである。同図はガイド層厚 $1.5\mu\text{m}$ 、上部クラッド層厚(=リッジ高) $0.5\mu\text{m}$ を固定し、リッジの幅 w とその間隔 d を変化させたときの最小完全結合長 L_0 とスイッチング電圧 V_s を示したものである。この図から L_0 と V_s が反比例的關係にあることがわかる。本研究では進行波型電極を採用して、素子長を多少大きくしてもスイッチング電圧を下げることを目指すことにする。

3線条の問題は上部電極を片方の導波路のみに装荷することにより回避を図った。しかし、片方のガイドの電極がない分布結合ガイド構造では、2本のガイドの位相定数にずれが生じる。すなわち零バイアスのとき電極のあるガイドの方が位相定数が小さい。逆方向電圧を大きくしていくとこの位相差は小さくなり、さらに大きくすると電極のあるガイドの方が位相定数が大きくなる。この不具合を解決するために反転 $\Delta\beta$ 構造[5]を採用することにする。加工精度に対しての消光比

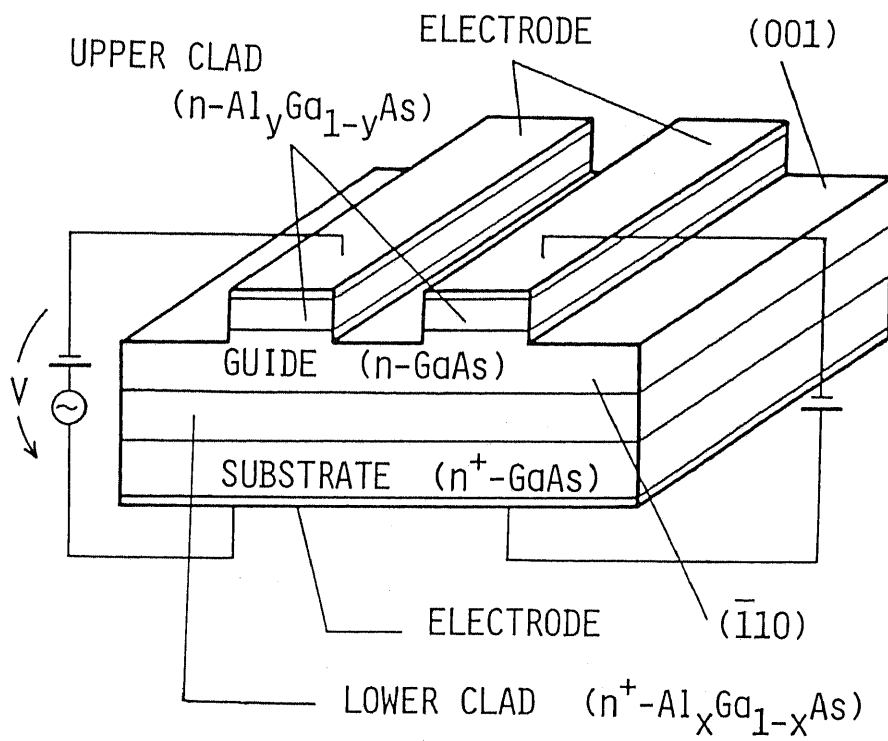


図 2.1 ショットキー接触型 DH 構造
分布結合ガイド光変調器

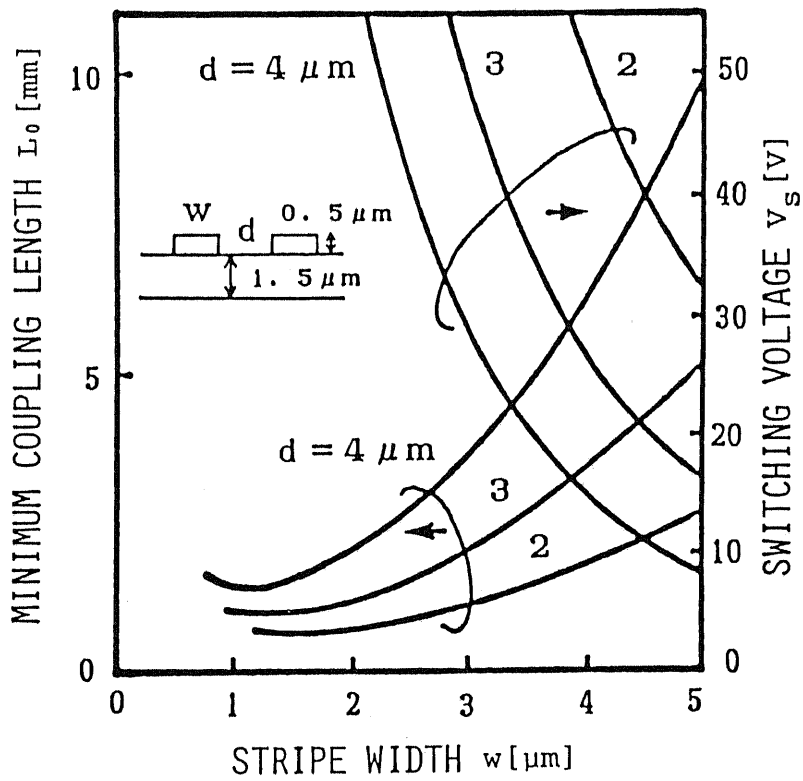


図 2.2 ショットキー接触型 DH 構造
分布結合ガイド光変調器の基
本特性の計算結果

の確保という観点も加えて考えれば、最小完全結合長の長い単一セクション構造を用いるよりも、むしろ反転 $\Delta\beta$ 構造を採用する方が得策であろう。図2.3は反転 $\Delta\beta$ 構造のスイッチング図であるが、素子長 L が最小完全結合長 L_0 の2倍のときだけは図中のA-B間で100%スイッチングが得られるので有利である（通常の反転 $\Delta\beta$ 構造はB-C間で100%スイッチングを実現する）ので、ここではこれを利用することにする。

この光変調器としての特性から上部クラッド層厚、リッジの高さともに $0.5\mu\text{m}$ 、リッジ幅 $5\mu\text{m}$ 、リッジ間隔 $3\mu\text{m}$ という値を選んだ。このとき、最小完全結合長 L_0 は 5mm 、100%スイッチング電圧 V_s は 17V となる。但し、 $L=2L_0$ の反転 $\Delta\beta$ 構造を採用するので、 $L=10\text{mm}$ 、 $V_s=8.5\text{V}$ となる。また、先に述べたように片方のガイドの電極は除いてあるので、 4.3V のバイアスをかけて2つの導波光間の速度整合をとる必要がある。

2.3 伝送線路としての特性の解析

2.3.1 準静的近似

伝送線路としての光変調器の解析は、ここでは準静的近似[6]を用いて扱うことにする。まず、その概要について述べる。

L 、 C をそれぞれ単位長さあたりの接地電極に対する上部電極のインダクタンスならびにそれらの間のキャパシタンスとする。 C はほとんど接合容量で決まる。このときの特性インピーダンス Z_0 は、

$$Z_0 = \sqrt{L/C} \quad (2.3.1)$$

であり、マイクロ波の伝搬速度 c_m は、

$$c_m = c_0 / n_m = 1 / \sqrt{LC} \quad (2.3.2)$$

である。光変調器を進行波動作させるためには、変調電極を分布定数線路とみなしたときの特性インピーダンス Z_0 、及びマイクロ波の屈折率 n_m を知る必要があり、それは光変調器の断面内の2次元静電界分布を求める問題に帰着する。電極間に V [V]の電位差をかけたときのポテンシャル分布を計算し、このときの電束密度 D_n を求めると、電極上の電荷 Q はガウスの定理

$$Q = \int \int_s D_n \cdot dS \quad (2.3.3)$$

より求まる。従って、単位長さあたりの接合容量 C は、 $C = Q/V$ で求められる。

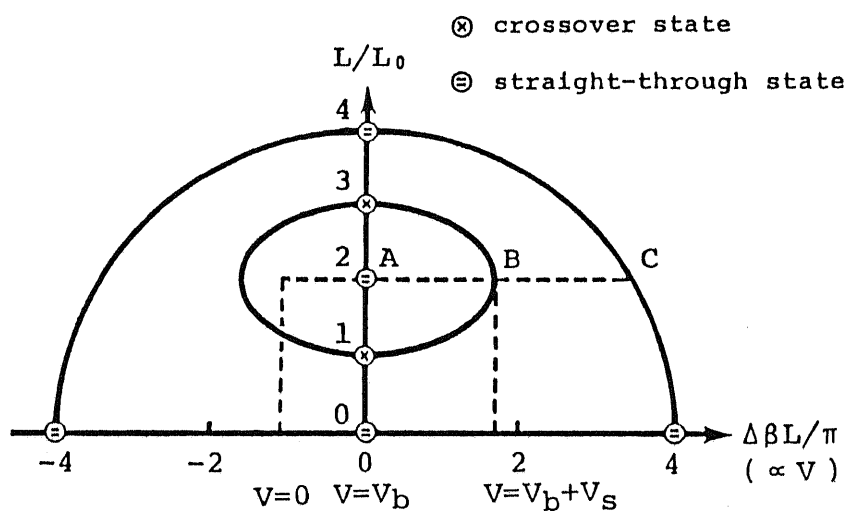


図 2.3 反転 $\Delta\beta$ 構造分布結合ガイド光変調器
 のスイッチング図

さらに、真空中に電極のみが存在するときのキャパシタンスを C_0 、実効比誘電率を $\epsilon_{r,eff}$ とすれば、マイクロ波の屈折率 n_m は、

$$n_m = \sqrt{\epsilon_{r,eff}} = \sqrt{C/C_0} \quad (2.3.4)$$

となり、真空中での光速を c_0 とすれば特性インピーダンス Z_0 は、

$$Z_0 = \sqrt{\epsilon \mu} / C = \sqrt{\epsilon_{r,eff}} / (c_0 C) \quad (2.3.5)$$

となる。

実際の計算は、境界要素法を用いて図2.4に示すような3媒質ポアソン場の解析を行うことにより空乏層境界を決定し[7,8]、電極上の電束密度 D_n を求めた。ここでその考え方について以下に記す。

2.3.2 境界要素法による空乏層境界の解析

(1) ラプラス場の解析

問題となる領域内でラプラスの方程式、

$$\nabla^2 u = 0 \quad (2.3.6)$$

を満足する解を求めるために、境界要素法[9]ではその領域の境界を一連の要素に分割するが、この問題に対する境界条件には次の2つの型がある。

i) 基本境界条件：境界上でポテンシャルが規定されるもの

ii) 自然境界条件：境界上でポテンシャルの外向き法線微分が規定されるもの

但し、それぞれの境界は上記の2つの境界条件のうちどちらか一方のみを満たすものとし、境界全体は2つの境界の和で表されるものとする。

式(2.3.6)を境界要素法で離散化してこれをマトリックス形式で表すと、

$$G U = H Q \quad (2.3.7)$$

となる。ここで G 、 H はそれぞれ各要素の座標値によって決まるグリーン関数及びその法線微分を数値積分により計算した係数を要素とするマトリックスであり、 U 、 Q はそれぞれ各要素での基本境界条件及び自然境界条件を要素とする列ベクトルである。境界条件の性質から式(2.3.7)の各行において U または Q のいずれか一方の要素のみが既知であり、両方の要素がともに未知である行はない。従って全ての未知数が左辺にくるように式(2.3.7)を書き直せば、

$$A X = F \quad (2.3.8)$$

の形となる。但し、 X は U 、 Q の要素のうち未知数となるものを集めた列

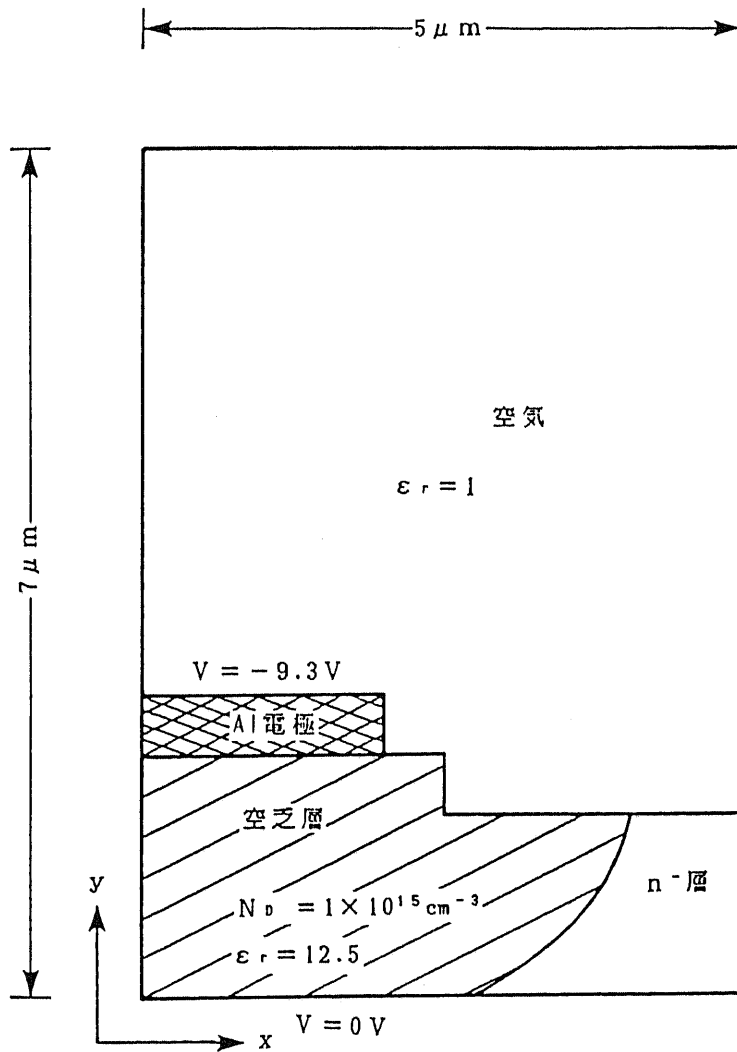


図 2.4 3 媒質ポアソン場の解析モデル

ベクトルである。式(2.3.8)をガウスの消去法で解くことによって境界の全要素におけるポテンシャルとポテンシャルの外向き法線微分がわかり、これにより領域内の全ての点におけるポテンシャルの値が求まる。

しかし、ポテンシャルの外向き法線微分の値は、角の点においてはどちらの辺について考えるかによって2つの大きく異なった値をとるので問題が生じることになる。この問題を避けるために、本研究では境界要素に線形要素を採用し、非常に近い位置にあってもそれぞれ別々の辺に属するような2点を考えられるようにした。

(2) ポアソン場の解析

図2.5のような3媒質からなる2次元領域を考える。各領域の支配方程式と媒質間境界 Γ_{12} 、 Γ_{23} 、 Γ_{31} での連続条件は、次のようになる。

$$\nabla^2 u^{(1)} = -\rho_1/\varepsilon_1 \quad \text{in } \Omega_1 \quad (2.3.9)$$

$$\nabla^2 u^{(2)} = -\rho_2/\varepsilon_2 \quad \text{in } \Omega_2 \quad (2.3.10)$$

$$\nabla^2 u^{(3)} = -\rho_3/\varepsilon_3 \quad \text{in } \Omega_3 \quad (2.3.11)$$

$$u_{12}^{(1)} = u_{12}^{(2)} \quad \text{on } \Gamma_{12} \quad (2.3.12)$$

$$u_{23}^{(2)} = u_{23}^{(3)} \quad \text{on } \Gamma_{23} \quad (2.3.13)$$

$$u_{31}^{(3)} = u_{31}^{(1)} \quad \text{on } \Gamma_{31} \quad (2.3.14)$$

$$\varepsilon_1 q_{12}^{(1)} = -\varepsilon_2 q_{12}^{(2)} + \sigma_{12} \quad (2.3.15)$$

$$\varepsilon_2 q_{23}^{(2)} = -\varepsilon_3 q_{23}^{(3)} + \sigma_{23} \quad (2.3.16)$$

$$\varepsilon_3 q_{31}^{(3)} = -\varepsilon_1 q_{31}^{(1)} + \sigma_{31} \quad (2.3.17)$$

ここで、 ε は誘電率、 ρ は電荷密度、 σ は界面電荷、 u 、 q はそれぞれ電位、電位の外向き法線微分、 Ω 、 Γ は領域、境界である。右下の二つの添字は媒質間の境界、肩数字はそれぞれの属する領域を表す。式(2.3.9)~(2.3.17)はポアソン方程式の特解 S が決まればそれぞれ以下のラプラス方程式の問題に変換できる。

$$\nabla^2 \phi^{(1)} = 0 \quad \text{in } \Omega_1 \quad (2.3.18)$$

$$\nabla^2 \phi^{(2)} = 0 \quad \text{in } \Omega_2 \quad (2.3.19)$$

$$\nabla^2 \phi^{(3)} = 0 \quad \text{in } \Omega_3 \quad (2.3.20)$$

$$\phi_{12}^{(1)} + S_{12}^{(1)} = \phi_{12}^{(2)} + S_{12}^{(2)} = u_{12} \quad \text{on } \Gamma_{12} \quad (2.3.21)$$

$$\phi_{23}^{(2)} + S_{23}^{(2)} = \phi_{23}^{(3)} + S_{23}^{(3)} = u_{23} \quad \text{on } \Gamma_{23} \quad (2.3.22)$$

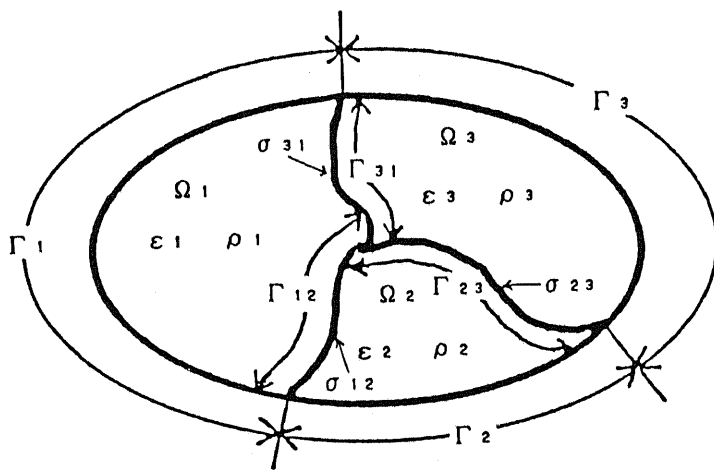


図 2.5 3 媒質から成るポアソン場

$$\phi_{31}^{(3)} + S_{31}^{(3)} = \phi_{31}^{(1)} + S_{31}^{(1)} = u_{31} \quad \text{on } \Gamma_{31} \quad (2.3.23)$$

$$\varepsilon_1 (\phi_{12}^{(1)} + S_{n12}^{(1)}) = -\varepsilon_2 (\phi_{12}^{(2)} + S_{n12}^{(2)}) + \sigma_{12} = Q_{12} \quad (2.3.24)$$

$$\varepsilon_2 (\phi_{23}^{(2)} + S_{n23}^{(2)}) = -\varepsilon_3 (\phi_{23}^{(3)} + S_{n23}^{(3)}) + \sigma_{23} = Q_{23} \quad (2.3.25)$$

$$\varepsilon_3 (\phi_{31}^{(3)} + S_{n31}^{(3)}) = -\varepsilon_1 (\phi_{31}^{(1)} + S_{n31}^{(1)}) + \sigma_{31} = Q_{31} \quad (2.3.26)$$

ここで、 ϕ 、 ϕ 、 S_n は、それぞれポアソン方程式の一般解、 ϕ の外向き法線微分、 S の外向き法線微分であり、次の関係を満たす。

$$\phi = u - S \quad (2.3.27)$$

$$\phi = q - S_n \quad (2.3.28)$$

式(2.3.18)～(2.3.20)を境界要素法で離散化してこれをマトリックス形式で表し式(2.3.21)～(2.3.26)の連続条件を使ってこれを連結すると、

$$\begin{pmatrix} H^1 & H_{12}^1 & -\frac{G_{12}^1}{\varepsilon_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & H_{31}^1 & \frac{G_{31}^1}{\varepsilon_1} \\ 0 & H_{12}^2 & \frac{G_{12}^2}{\varepsilon_2} & H^2 & H_{23}^2 & -\frac{G_{23}^2}{\varepsilon_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & H_{23}^3 & \frac{G_{23}^3}{\varepsilon_3} & H^3 & H_{31}^3 & -\frac{G_{31}^3}{\varepsilon_3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi^{(1)} \\ u_{12} \\ Q_{12} \\ \phi^{(2)} \\ u_{23} \\ Q_{23} \\ \phi^{(3)} \\ u_{31} \\ Q_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G^1 & H_{12}^1 & -G_{12}^1 & H_{31}^1 & -G_{31}^1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & G^2 & H_{23}^2 & -G_{23}^2 & H_{12}^2 & -G_{12}^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & G^3 & H_{31}^3 & -G_{31}^3 & H_{23}^3 & -G_{23}^3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi^{(1)} \\ S_{12}^{(1)} \\ S_{n12}^{(1)} \\ S_{31}^{(1)} \\ S_{n31}^{(1)} - \frac{\sigma_{31}}{\varepsilon_1} \\ \psi^{(2)} \\ S_{23}^{(2)} \\ S_{n23}^{(2)} \\ S_{12}^{(2)} \\ S_{n12}^{(2)} - \frac{\sigma_{12}}{\varepsilon_2} \\ \psi^{(3)} \\ S_{31}^{(3)} \\ S_{n31}^{(3)} \\ S_{23}^{(3)} \\ S_{n23}^{(3)} - \frac{\sigma_{23}}{\varepsilon_3} \end{pmatrix} \quad (2.3.29)$$

となる。 G^1 、 H^1 は Γ_1 に、 G_{12}^1 、 H_{12}^1 、 G_{12}^2 、 H_{12}^2 は Γ_{12} に関するものである。また特解 S 及びその法線微分 S_n は座標値により決まる定数である。これらの定数と u 、 q に対する境界条件を式(2.3.27)、(2.3.28)に代入すると ϕ 、 ϕ の既知量が得られる。ここで全ての未知数が左辺にくるように式(2.3.2

9)を書き直せば未知数に対する連立方程式が得られる。これをガウスの消去法により解き、この解を再び式(2.3.27)、(2.3.28)を用いてu、qに変換すると、全ての節点上のu、qが得られる。なお、電荷密度が一定な2次元領域の特解は、

$$S = -\frac{\rho(x^2+y^2)}{4\epsilon} \quad (2.3.30)$$

として与えられる。

しかし、この特解の外向き法線微分は境界要素の原点からの距離に比例するので、角となる線形要素の端節点に対しては定義できない。この問題を解決するために、各端節点間を3次スプライン曲線で補間することを仮定し、端節点におけるこの曲線の接線に対して特解の法線微分を定義した。

(3) 空乏層境界の決定

空乏層境界を決定するには、任意の初期形状から出発し、境界上の電位が電極上の電位に等しくなるか、電界が零になるまで形状を修正してゆけばよい。このような問題は一般に、評価関数の目標値に対する誤差を最小にしてゆく最小2乗問題として取り扱うことができるので、以下にその解法を示す。

目的関数をW、評価関数を F_j (uあるいは $\partial u/\partial n$)、評価関数の目標値を F_0 とすると、上記の問題は次式のように表される。

$$W = \sum_{j=1}^M \{F_j(\alpha_i) - F_0\}^2 \rightarrow \min. \quad (2.3.31)$$

ここで α_i は形状修正の座標値を表すもので、あらかじめ移動する方向を決めておけば α_i は初期形状からの移動量となる。

さてm回目の反復段階における評価関数を $F_j^{(m)}$ とすると、(m+1)回目の反復時において $F_j^{(m+1)}$ は次のようになる。

$$F_j^{(m+1)} = F_j^{(m)} + \Delta F_j^{(m)} \quad (2.3.32)$$

また、 $\Delta F_j^{(m)}$ は反復毎の修正量を $\Delta \alpha_i$ とすると近似的に、

$$\Delta F_j^{(m)} = \sum_{i=1}^M (\partial F_j / \partial \alpha_i) \Delta \alpha_i \quad (2.3.33)$$

となる。ここで、 $\partial F_j / \partial \alpha_i$ は感度係数である。

式(2.3.32)、(2.3.33)を式(2.3.31)に代入して $\Delta \alpha_i$ に対する停留条件を考えたと次式が得られる。

$$\sum_{j=1}^M (\partial F_j / \partial \alpha_k) [F_j^{(m)} - F_0 + \sum_{i=1}^M (\partial F_j / \partial \alpha_i) \Delta \alpha_i^{(m)}] = 0 \quad \text{for } k=1, M \quad (2.3.34)$$

この式を $A \mathbf{x} = \mathbf{b}$ とマトリックス表示すると、

$$A_{i,j} = A_{j,i} = \sum_{k=1}^M (\partial F_k / \alpha_i) (\partial F_k / \alpha_j) \quad (2.3.35)$$

$$\mathbf{x} = \begin{pmatrix} \Delta \alpha_1 \\ \Delta \alpha_2 \\ \vdots \\ \Delta \alpha_M \end{pmatrix} \quad (2.3.36)$$

$$\mathbf{b}_i = \sum_{k=1}^M (\partial F_k / \alpha_i) (F_0 - F_k) \quad (2.3.37)$$

となる。これを解いて $\Delta \alpha_i^{(m)}$ を求め、

$$\alpha_i^{(m+1)} = \alpha_i^{(m)} + \Delta \alpha_i^{(m)} \quad (2.3.38)$$

として $\Delta \alpha_i$ が十分小さくなるまで繰り返すことにより空乏層境界が得られる。

但し、感度係数は繰り返し毎に、節点 i を微少な仮想変位 δ_i だけ動かしたときの j 節点での評価関数の 1 次変化として次式で求めた。

$$\frac{\partial F_j}{\partial \alpha_i} = [F_j(\alpha_i + \delta_i) - F_j(\alpha_i)] / \delta_i \quad (2.3.39)$$

この感度係数は δ_i の値に対して非常に不安定であり [10]、 δ_i が 0.01 異なるだけで、繰り返し計算で動かされた空乏層境界が計算に際して設定した領域から飛び出してしまいうこともあった。

2.3.3 解析結果と素子の設計

さて、計算時の素子断面における節点配置を図 2.6 のようにする。境界条件は、電極上では $V = -10 \text{ V}$ (逆バイアス電圧と GaAs の (100) 面でのショットキー障壁 0.7 V の和)、DE 及び EF 上では $V = 0 \text{ V}$ として、それ以外の境界では電界が外へもれないとして $dV/dn = 0$ とした。また、半導体層と空気の界面、及び空乏層境界上では、電位および電束密度の法線成分の連続条件が課されている。また、 n^+ 層には空乏層は広がらないものとした。同図中の ● 印は固定節点であり、○ 印は空乏層境界の修正計算とともに移動する節点である。計算は BE 上のそれぞれの節点上の電位の $V = 0 \text{ V}$ からのずれが 1% 以内、即ち 0.1 V 以内になるまで繰り返した。

この手法を用いて電極上での電束密度 D_n を、逆バイアス電圧 9.3 V のもとで電極幅の変化に対して計算し、式 (2.3.3) ~ (2.3.5) によって処理した結果を図 2.7 に

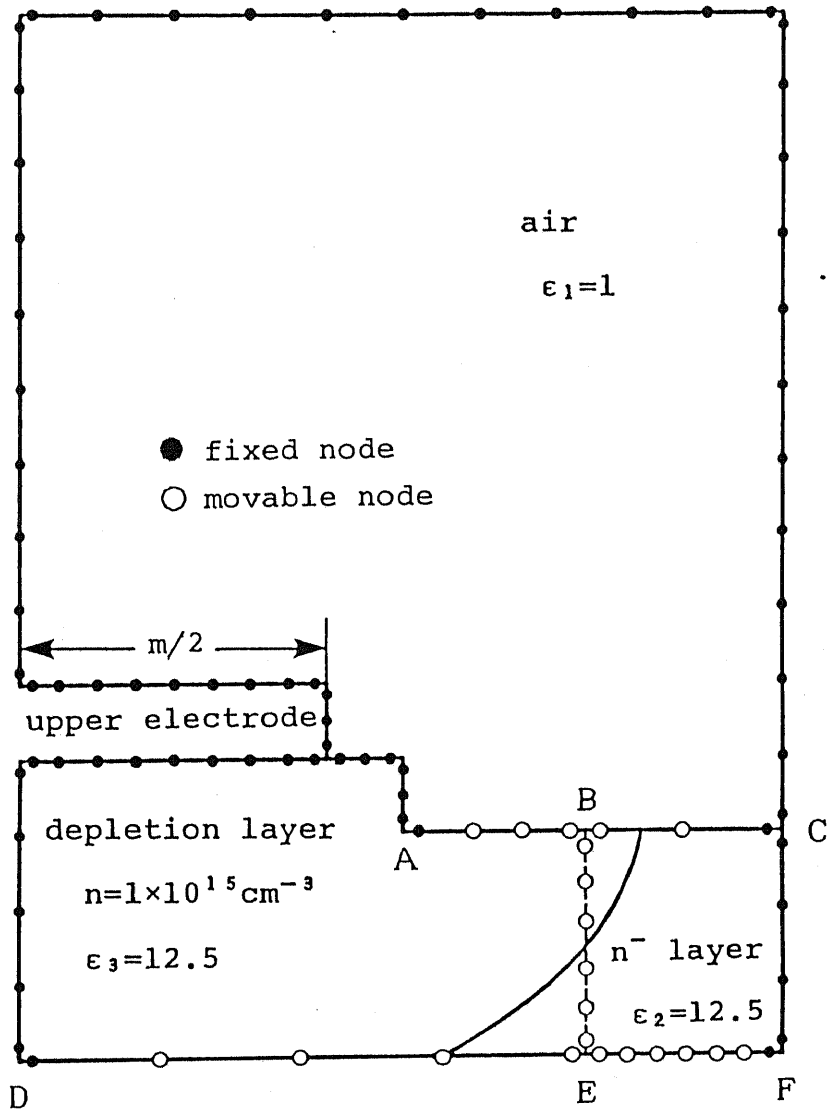


図2.6 空乏層境界決定のための節点配置

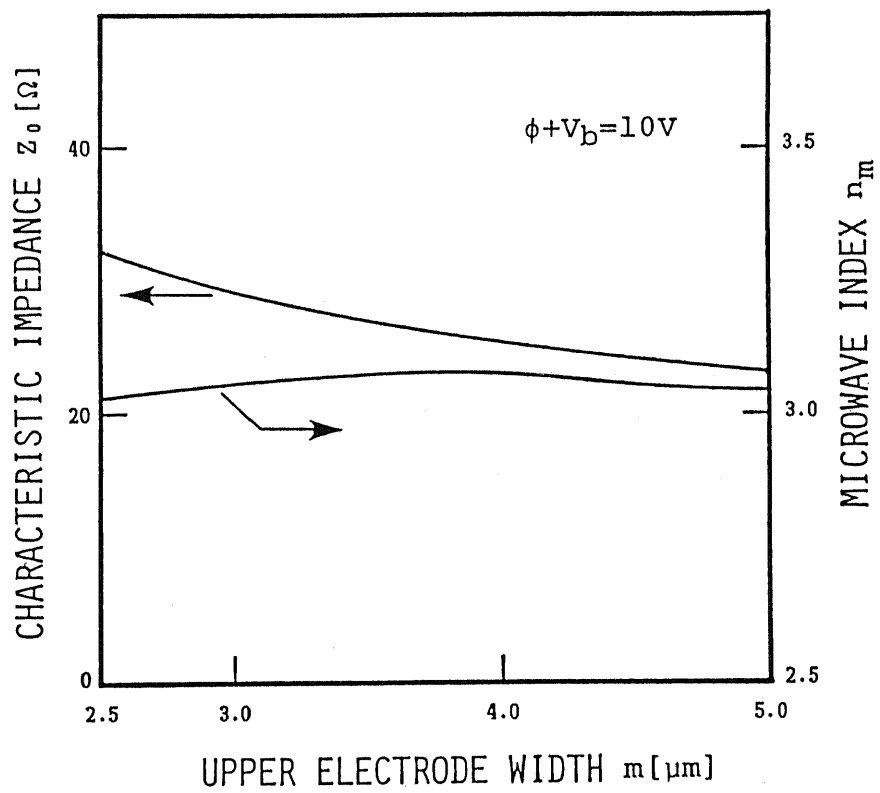


図2.7 上部電極幅を変化させたときの
伝送特性量

示す。また電極幅 $4\mu\text{m}$ のもとで電極間の印加電圧の変化に対して計算し処理した結果を図2.8に示す。ここで式(2.3.3)の積分は、電極上の節点群に対して台形公式を適用することにより近似を行った。

これらのグラフから

- i) マイクロ波の屈折率 n_m は電極幅 m の変化に対して、ほぼ一定の値をとる。
 - ii) マイクロ波の屈折率 n_m は逆バイアス電圧 V_b が小さくなると、大きくなり、GaAsの光波に対する屈折率を越える。
 - iii) 特性インピーダンス Z_0 は電極幅 m が狭くなると大きな値をとる。
 - iv) 特性インピーダンス Z_0 は逆バイアス電圧 V_b が小さくなると小さな値をとる。
- という関係が得られる。従って、この計算の範囲では電極幅を $2.5\mu\text{m}$ とするのが妥当であり、さらにこの計算結果を外挿して考えると電極幅を $1.5\mu\text{m}$ とするのがよいと思われる。しかし、フォトマスクの加工精度やフォトリソグラフィーの精度の点で制限があり、 50Ω にインピーダンス整合をとりつつ速度整合をとることは困難である。そこで、加工可能な電極幅として $4\mu\text{m}$ とした。このときの逆バイアス電圧 $V_b = 9.3\text{V}$ のもとでの特性インピーダンスは図2.7より $Z_0 = 25\Omega$ 、マイクロ波の屈折率は $n_m = 3.03$ となる。 $1.06\mu\text{m}$ で $n_o = 3.48$ とすると最高変調周波数は $f_{m,x} = 29.7\text{GHz}$ となる。但し、インピーダンスの不整合による影響は考えていない。

以上の議論では伝送線路として無損失と仮定している。しかし、上部電極の抵抗が零ではないため、伝送損失(導電損)が存在する。抵抗が存在するときの伝送損失 α は、

$$\alpha = (\sqrt{\omega^2 C^2 (R^2 + \omega^2 L^2)} - \omega^2 L C) / 2 \quad (2.3.40)$$

となる。抵抗を変化させたときの減衰定数の変化を図2.9に示す。このグラフからみて表面電極の抵抗は、数 $k\Omega/m$ 以下にしないとGHzのオーダー以上では損失が大きくなることがわかる。抵抗を下げるには金属膜厚を大きくするか、パターン幅を広くすればよいが、高周波での表皮厚さはAlの場合、 1GHz で $2.6\mu\text{m}$ 、 10GHz で $0.8\mu\text{m}$ なので(式(3.3.2)参照)膜厚を $1\mu\text{m}$ 以上にしても半導体に電界がかからない恐れがある。そこでここではパターン幅を $10\mu\text{m}$ にした。

以上のことを考慮した素子構造及びその素子パラメータを図2.10中に示す。ただし、(b)図は反転 $\Delta\beta$ 構造として全体(結合部分 10mm)の約半分のみ示している。

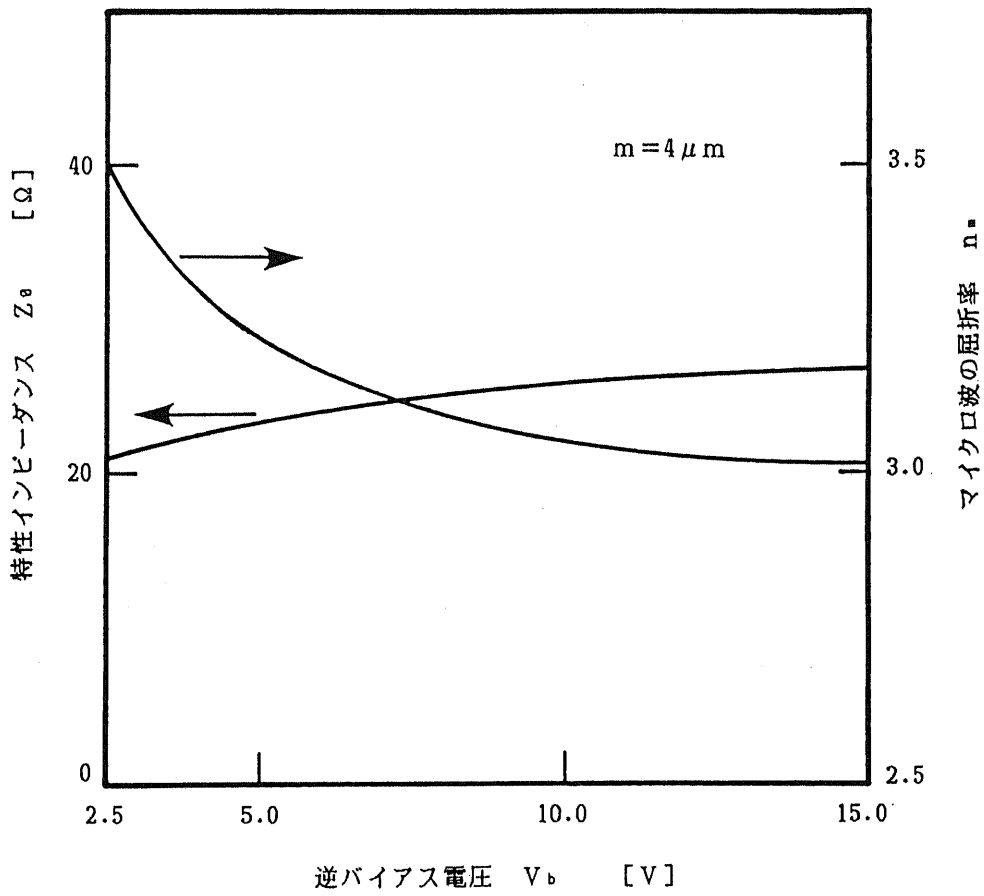


図 2.8 逆バイアス電圧を変化させたときの伝送特性量

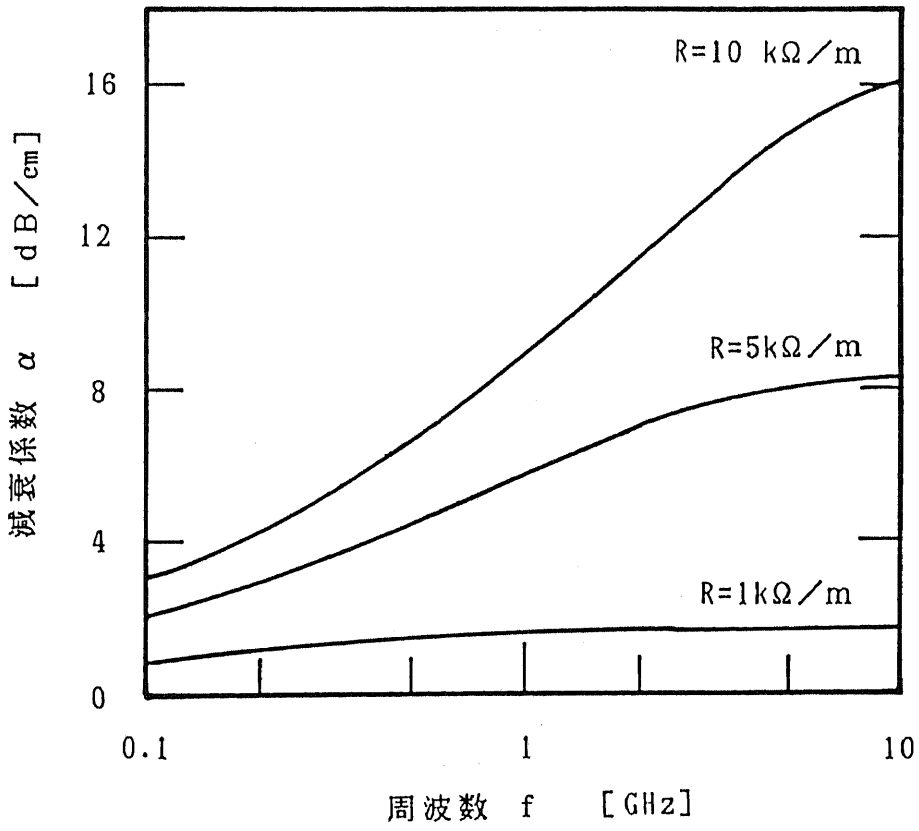


図 2.9 上部電極による導体損

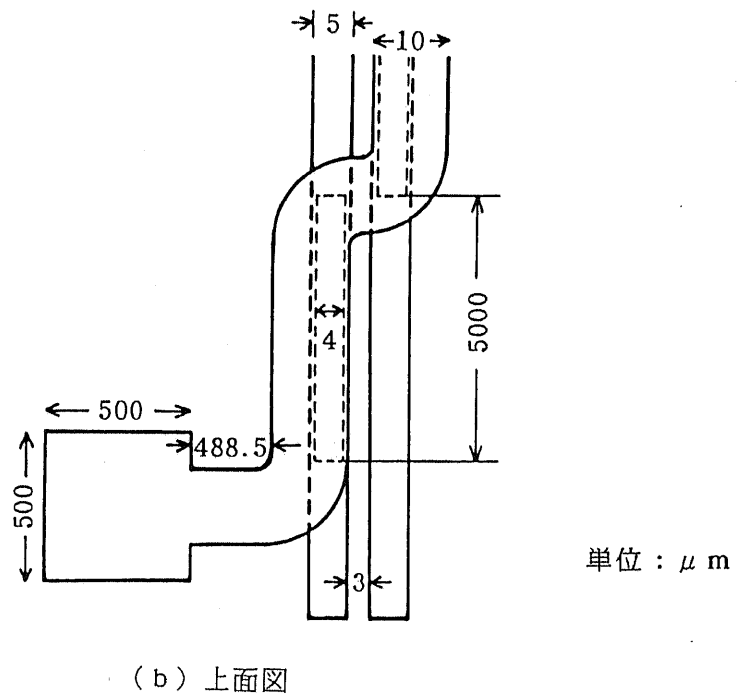
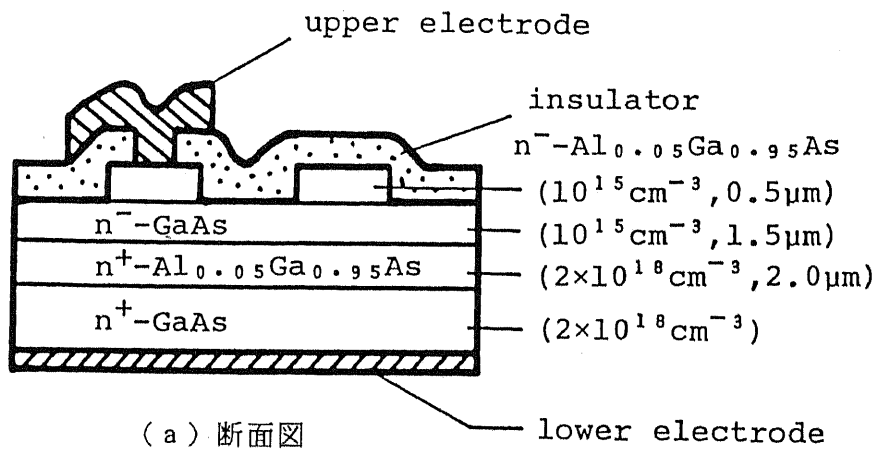


図 2.10 n^+ 基板上の進行波型分布結合
 ガイド光変調器の構造図

2.4 素子の試作

素子の試作には、 n^+ -GaAs基板 ($n \sim 2 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ 、厚さ $360 \mu\text{m}$) 上に L P E 法によって、 n^+ - $\text{Al}_{0.05}\text{Ga}_{0.95}\text{As}$ 下部クラッド層 (10^{17} cm^{-3} 、 $2 \mu\text{m}$)、 n -GaAs ガイド層 (undoped ($\sim 1 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$)、 $1.5 \mu\text{m}$)、 n - $\text{Al}_{0.05}\text{Ga}_{0.95}\text{As}$ 上部クラッド層 (undoped、 $0.55 \mu\text{m}$) の 3 層を成長させたウェハを用いた。作製プロセスは以下の通りである (図 2.11 参照)。

- (1) 裏面 (基板側) を $\text{H}_3\text{PO}_4 : \text{H}_2\text{O}_2 : \text{H}_2\text{O} = 1:1:10$ のエッチ液でエッチした後、Au-Ge-Ni合金 (重量比 88:12:5) を蒸着、窒素雰囲気中でアニール後さらに Au を蒸着する。
- (2) $\text{H}_3\text{PO}_4 : \text{H}_2\text{O}_2 : \text{H}_2\text{O} = 1:1:10$ で上部クラッド層が所定の厚さ ($0.5 \mu\text{m}$) になるようにエッチし、ポジ型フォトリソist OFPR-800 を用いてパターンニングを行った後、同じエッチ液で上部クラッド層をエッチし、ストリップ装荷型ガイドを形成する。
- (3) ネガ型フォトリソist ONNR-22 を塗布し、上部電極コンタクト用の窓あけをする。レジストは絶縁層として残す (厚さ約 $0.7 \mu\text{m}$)。
- (4) 表面に Al を蒸着する (厚さ約 $0.7 \mu\text{m}$)。OFPR-800 で上部電極のパターンニングを行い、 H_3PO_4 で Al 電極をエッチする。
- (5) ボンディングパッドぎりぎりに劈開して個々の素子に分離する。

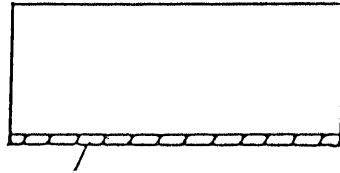
作製した素子の断面 SEM 写真を図 2.12 に示す。また、試作素子の電流 - 電圧特性を測定したところ、逆方向耐圧は 16 V 程度であった。

2.5 素子の特性

2.5.1 直流変調特性

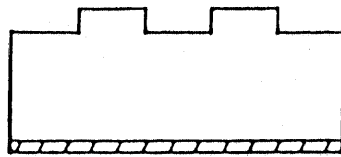
劈開した素子を図 2.13 のように実装する。試料台は銅ブロックであり、これに穴を 2 つあけて 2 本の同軸線路を通して接着剤で固定した。この線路は 1 本は入力用であり、もう 1 本には 50Ω 終端抵抗と直流阻止用の同軸キャパシタンス ($0.05 \mu\text{F}$) を接続した。ボンディングは行なわず、ボンディングパッドとのコンタクトは同軸線路の心線を曲げて上から押さえつけることでとった。また、この押さえつけで接地電極と銅ブロックとの間のコンタクトもとられる。

(1)

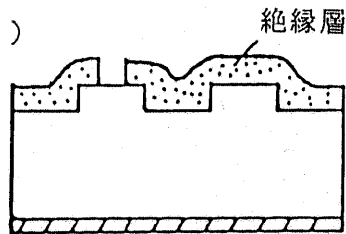


Au-Ge-Ni オーミック電極

(2)



(3)



(4)

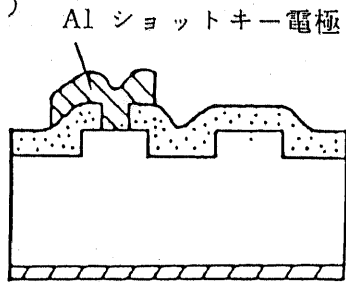
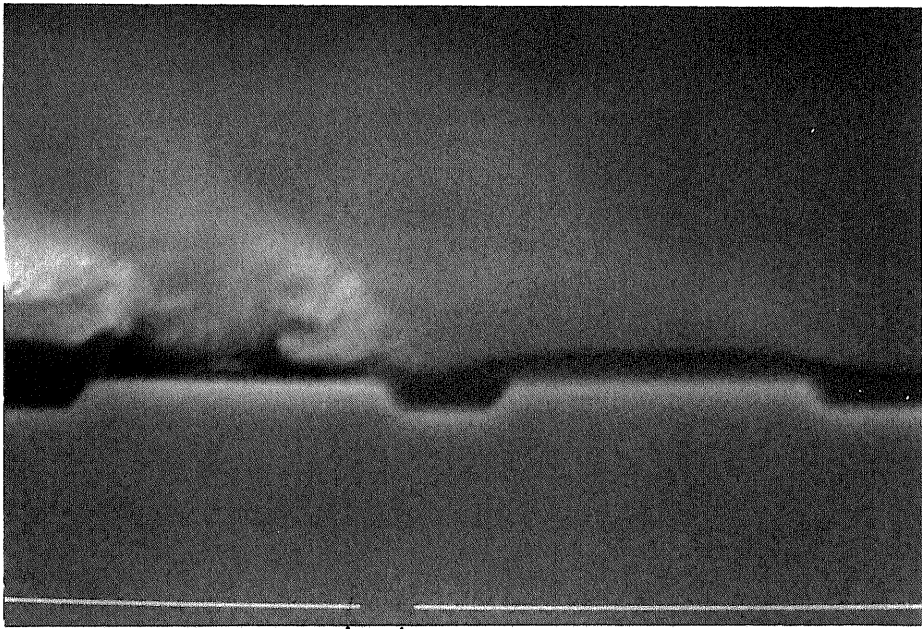
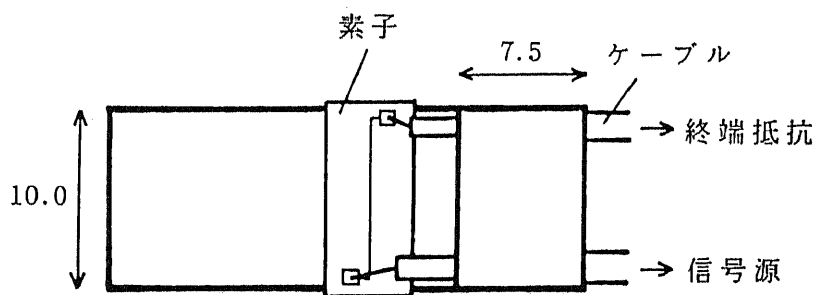


図 2.11 プロセスの概略図

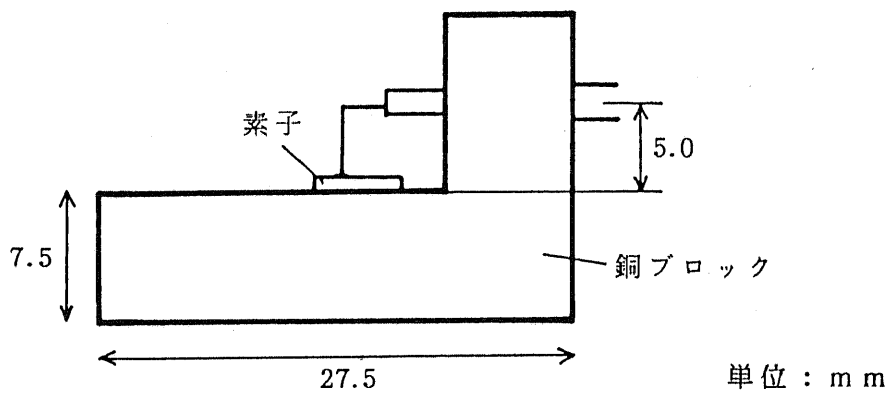


→ ←
1 μm

図2.12 素子の断面SEM写真



(a) 上面図



(b) 側面図

単位：mm

図2.13 素子の実装

直流光変調特性の測定系を図2.14に示す。光源はCW-YAGレーザ（波長1.06 μ m、出力約100mW）である。He-Neレーザは光学系のアラインメント用の補助光源である。YAGレーザ光を20倍の対物レンズで絞り、直径20 μ mのピンホールを通して雑音成分を除き、20倍の対物レンズで再び平行光に戻す。これを $\lambda/2$ 板を通してTEモードとした後、40倍の対物レンズで直径約5 μ mに絞って光変調器に直接端面結合した。光変調器の出射端面での近視野像を40倍の対物レンズで拡大し、この拡大像をSi-ビジコンで観察する。変調動作が確認できれば、片方の導波路からの像のみをスリットを用いてとりだしてフォトダイオードで受光する。

レジストを絶縁層とした素子の直流光変調特性を図2.15に示す。 I_1 は光を入射した導波路からの出射光であり、逆バイアスを加えると減少傾向を示すもののほとんど変化していない。 I_2 はもう一方の導波路からの出射光強度であり、その変化の様子も計算（4.3Vで \ominus 状態、12.8Vで \otimes 状態）よりもかなり緩やかになっている。形式的に消光比を計算してみると、0Vで4.5dB、16Vで2.6dBである。また、 I_2 のon/off比は6dBである。また、背景光が多く、チャネル導波路への閉じ込めが弱いように思われる。逆バイアス16Vより上は逆方向電流が10 μ Aを越えるので印加していない。挿入損失は約25dBと測定された。

2.5.2 高周波変調特性

高周波変調特性の測定系を図2.16に示す。光学系は2.5.1で使用したのと同じである。以下、高周波関係の実験装置について述べる。

i) 発振器

① YHP Function Generator 3310A

出力インピーダンス 50 Ω

周波数 0.0001Hz \sim 5.0MHz

出力波形…正弦波、方形波、三角波

最大出力 \sim 35V

② アンリツ 標準信号発生器 M-334B

出力インピーダンス 50 Ω

周波数 10 \sim 470MHz

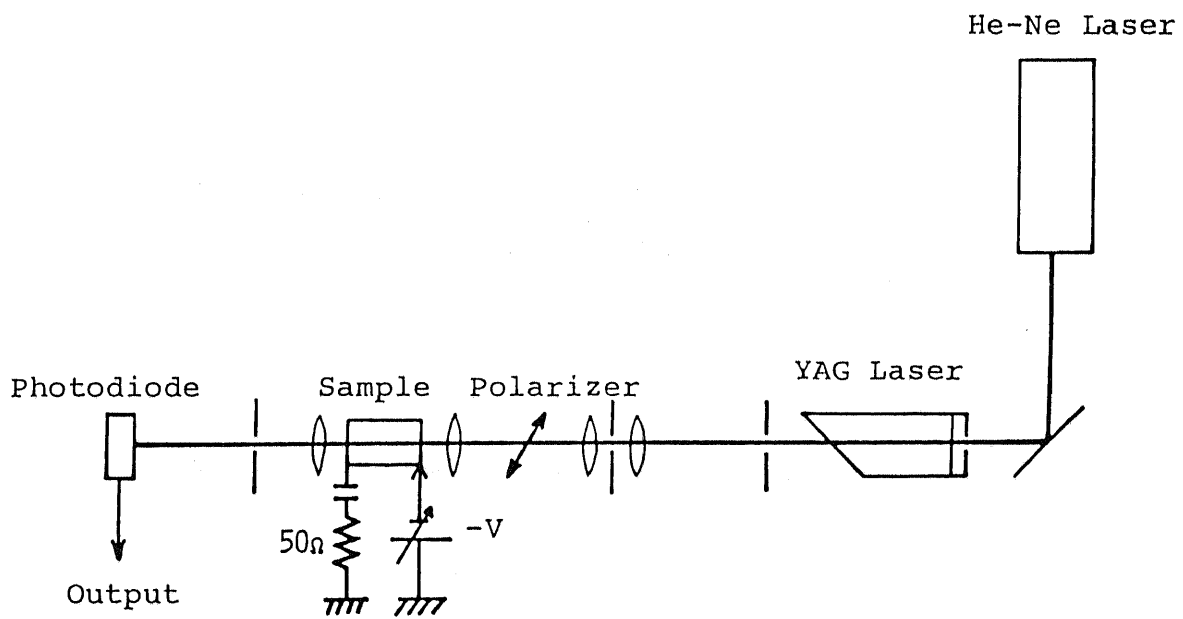


図 2.14 直流光変調特性の測定系

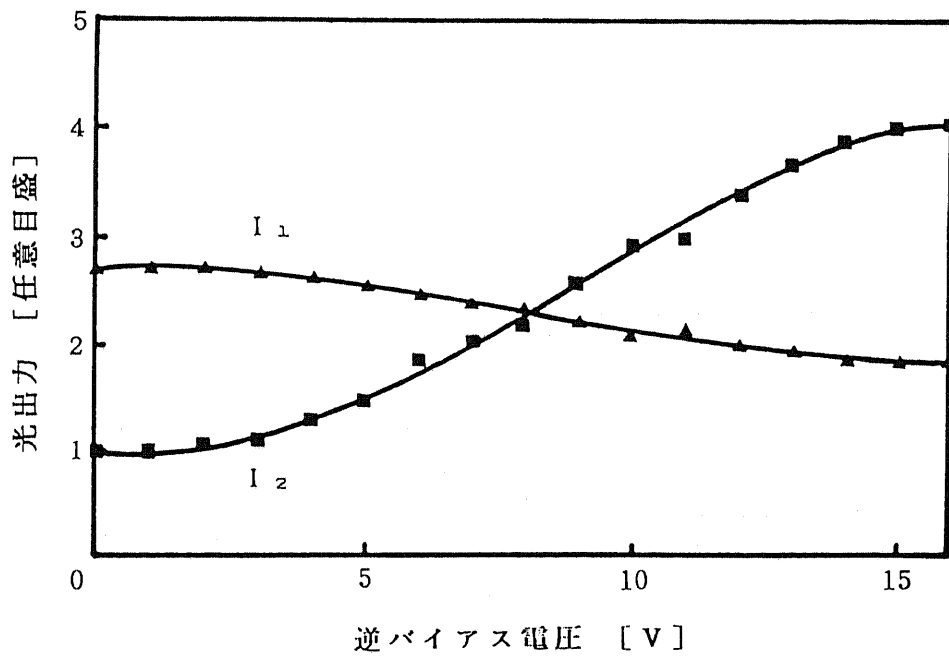


図 2.15 直流光変調特性

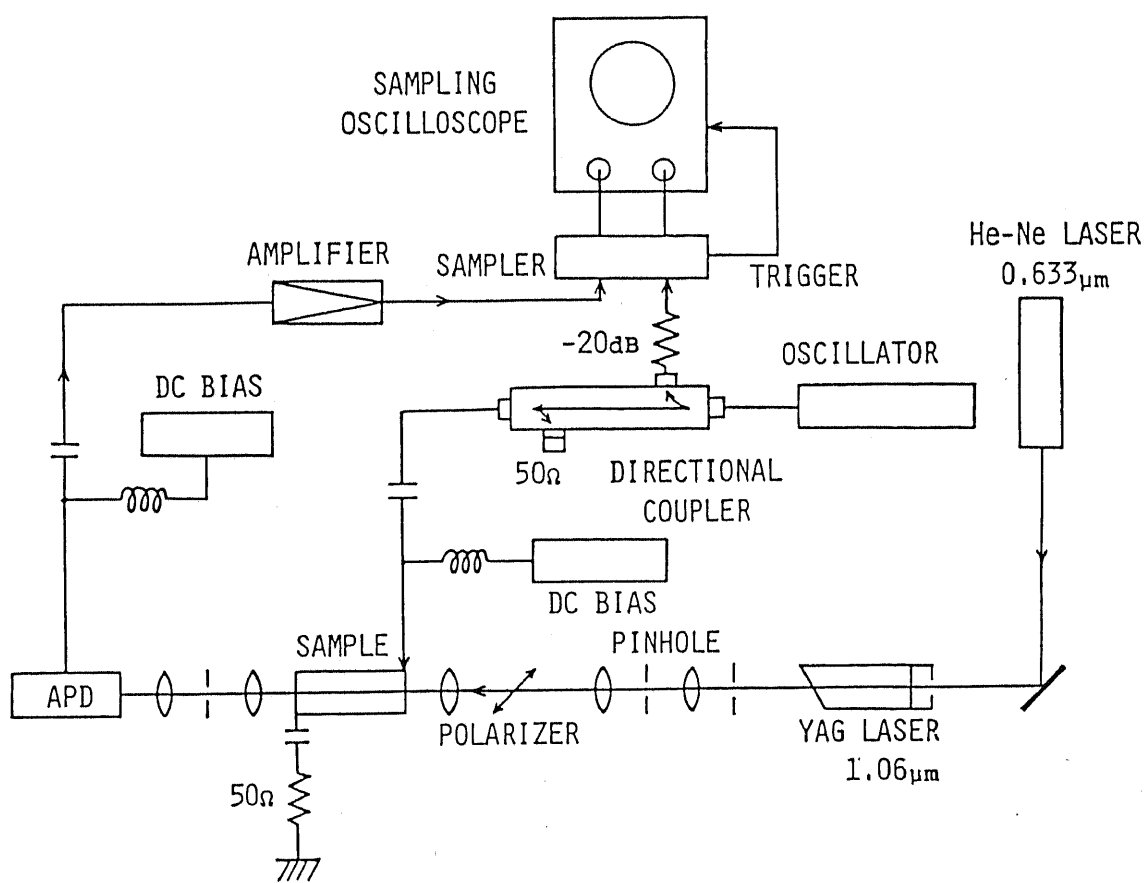


図 2.16 高周波光変調特性の測定系

最大出力 50 μ W

③ W i l t r o n Sweep Generator 6 1 0 D

出力インピーダンス 50 Ω

周波数 1~4 G H z

最大出力 20 m W

ii) 増幅器 (全て入出力インピーダンス 50 Ω)

① E I N モデル 5 0 0 L

周波数 2~500 M H z

利得 27 d B

② A v a n t e k S A U - 2 1 7 1 B

周波数 10 M H z ~ 1 G H z

利得 22 d B

③ H P 8 4 4 4 D

周波数 0.1 M H z ~ 1.3 G H z

利得 26 d B

④ H P 8 4 4 4 E

周波数 0.1 M H z ~ 1.3 G H z

利得 22 d B

⑤ W J W J - 6 6 1 4 - 5 0 2

周波数 1~4 G H z

利得 26 d B

iii) 方向性結合器 H P 7 7 8 D

周波数範囲 0.1~2 G H z で発振器からの信号を一部取り出して、サンプ
リングオシロスコープのトリガ信号とするため使用する。

iv) サンプリングオシロスコープ H P 1 8 1 A

出力波形観測用であり、周波数範囲 D C ~ 18 G H z である。サンプラー
を用いるため、入力は 1 V_{rms} 以下である必要がある。また、ストレージオ

シロスコープとしても用いることができる。

V) APD 日本電気 NDL1202

Si-APDで受光面積 0.045mm^2 、降伏電圧 215V 、端子間容量 2.0pF から計算される帯域幅は 3.2GHz である。

試作素子の光変調度の周波数特性を図2.17に示す。測定は直流逆バイアス 8V と 2V のrf正弦波を印加して行った。低周波側で応答が落ちているのは、APD回路に、光源のYAGレーザの低周波のふらつきを除くために $f_0=800\text{Hz}$ のハイパスフィルタを入れているためである。素子の3dB帯域幅は 300MHz という思わぬ低い値であった。この結果に対する検討は次章で行なうことにする。

2.6 結言

本章では、ショットキー接触型DH構造デバイスをもとに進行波動作させたマイクロストリップ線路構造のデバイスについて述べた。

3線条の問題は上部電極を片方の導波路のみに装荷することにより回避した。また、それにより生ずるスイッチング電圧増加の問題は素子長を最小完全結合長の2倍とする反転 $\Delta\beta$ 構造を採用することにより解決した。

境界要素法で光変調器の断面の2次元静電界分布を求め、それをもとに伝送線路としての特性解析を行なった。その結果、 50Ω にインピーダンス整合をとりながら光波の群速度とマイクロ波の位相速度を整合することは困難であることが明らかになった。

LPE法で成長したGaAsウェハを用いて素子を試作したが、その直流変調特性は完全なスイッチング特性は得られず、高周波変調特性も変調帯域幅 300MHz であり、集中定数動作させたとしたときの値よりも相当に悪かった。

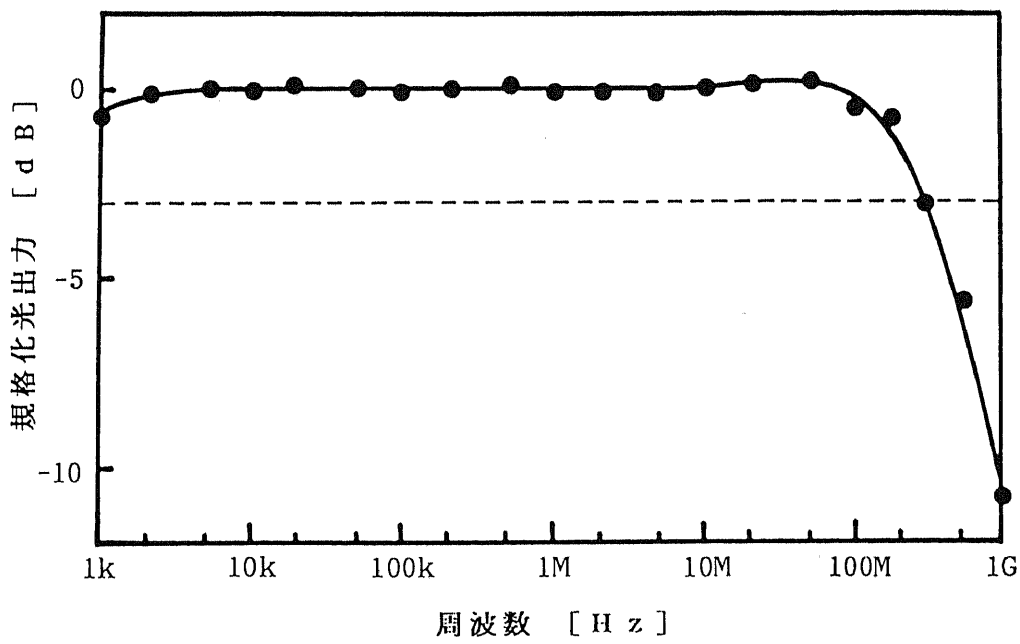


図 2.17 光変調器の周波数応答

第2章の参考文献

- [1]林秀樹：東京大学工学部電子工学科修士論文(1985).
- [2] K. Tada, H. Hayashi, M. Tsuchiya and H. Sakaki: Extended abstracts of the 17th conference on solid state devices and materials, Tokyo, (Aug. 1985) 83.
- [3]多田、川西、林：信学論(C), **J71-C** (1988) 709.
- [4] K. Tada, H. Yanagawa and K. Hirose: Trans. IECE Japan, **E61** (1978) 1.
- [5] H. Kogelnik and R. V. Schmidt: IEEE J. Quantum Electron., **QE-9** (1973) 919.
- [6]佐藤、中島：信学論(C), **J69-C** (1986) 1291.
- [7]小野、内藤：信学論(A), **J68-A** (1985) 708.
- [8]小野、内藤：信学論(C), **J69-C** (1986) 695.
- [9]C. A. ブレビア (神谷他訳)：境界要素法入門, 培風館 (1980).
- [10]油原敏哉：東京大学工学部電子工学科卒業論文(1987).

第3章 半導体上のマイクロストリップ線路の伝送特性

3.1 序言

第2章では、ショットキー接触型DH構造デバイスをそのまま進行波動作させたマイクロストリップ線路構造のデバイスを試作し、その高周波変調特性を測定したが、集中定数動作させたとしたときの値よりも相当に悪かった。したがって、特性の解析・設計に用いた「準静的近似」が成り立っていないと考えられる。これは導電率の影響を無損失線路に対する微少な摂動とみなすことができないことに起因するものと思われる。本章ではこれを確かめるために、複素誘電率を用いてストリップ線路の伝送特性量を計算してみる。

一般のマイクロストリップ線路の伝搬特性を解析的に計算することは不可能に近い。そこでここでは長谷川の解析[1, 2]に習い、ストリップ幅が十分広く、界成分の幅方向の変化が無視し得るとする「無限幅近似」のもとに解析を進める。同様なモデルはGuckelらによっても用いられ伝送特性量の数値解析や等価回路表現が与えられているが[3]、電磁波伝搬の物理的機構は明らかにされていない。伝搬機構を明らかにすることは有限幅の線路に対する等価回路を設定する物理的基礎として有用と思われる。なお、有限幅の半導体線路に対する解析ではスペクトル領域におけるインミタンス行列を用いた方法[4, 5]などが報告されているが、ここではそれらについては触れない。

3.2 無限幅近似による解析

図3.1のようにx-z面に平行に複素誘電率 $\epsilon_i^* = \epsilon_i + \frac{\sigma_i}{j\omega}$ 、厚さ b_i の異なるn個の層が装荷されている平行平板線路を伝搬するTMモードについて考察する。電極幅が十分に広く、界成分のx方向の変化が無視し得るような理想化された場合(無限幅近似)を考えると、各層には電界成分 E_y 、 E_z 、磁界成分 H_x のみ存在し、 E_z 、 H_x の間には次の関係がある。

$$\begin{cases} \frac{\partial H_x}{\partial y} = -j\omega\epsilon_i^* E_z \\ \frac{\partial E_z}{\partial y} = \frac{-\gamma_i^2}{j\omega\epsilon_i^*} H_x \end{cases} \quad (3.2.1)$$

但し

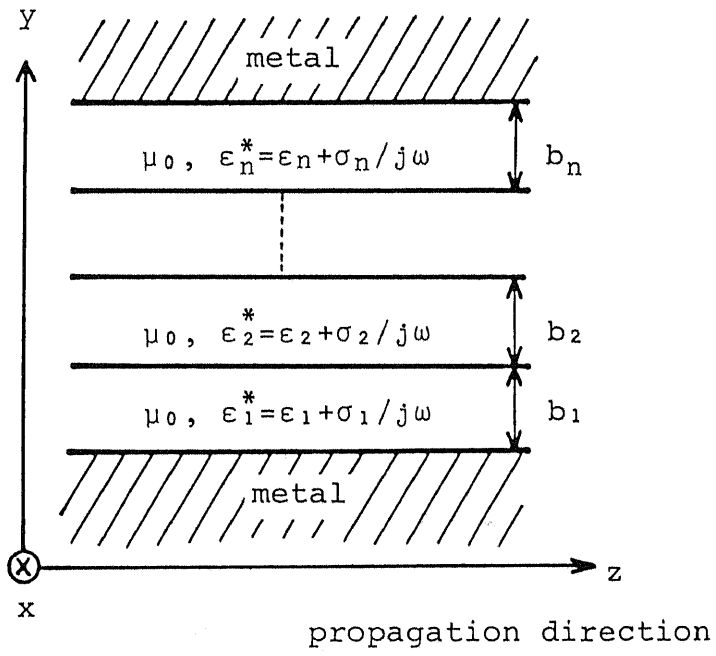


図 3.1 多層媒質を含む平行平板線路

$$\gamma^2 + \gamma_i^2 = -\omega^2 \varepsilon_i^* \mu_0 \quad (i = 1, 2, \dots, n) \quad (3.2.2)$$

ここで、 γ_i は各層のy方向の伝搬定数、 γ はz方向の伝搬定数である。(3.2.2)式は E_z 、 H_x のy方向分布が特性インピーダンス $Z_i = \frac{\gamma_i}{j\omega\varepsilon_i^*}$ 、伝搬定数 γ_i の伝送線路上の電圧・電流分布と同じことを意味している。したがって、図3.1の系を伝搬するTM波の横成分は、上下の金属を完全導体とみなせばn個の線路を縦続接続し両端を短絡した系の共振条件を求めることにより下のように求められる。

$$\sum_{i=1}^n Z_i t_i + \sum_{1 < j < k}^{nC_3} \frac{Z_j Z_k}{Z_j} t_i t_j t_k + \sum_{1 < j < k < l < m}^{nC_5} \frac{Z_j Z_k Z_l Z_m}{Z_j Z_l} t_i t_j t_k t_l t_m + \sum_{1 < j < \dots < p}^{nC_p} \frac{Z_j Z_k \dots Z_p}{Z_j Z_l \dots Z_{p-1}} t_i t_j \dots t_p = 0 \quad (3.2.3)$$

である。但し、 $t_i = \tanh \gamma_i b_i$ であり、また、 b_i は各層の厚さである。 p はnを超えない最大の奇数であり、 $\sum_{1 < j < \dots < p}^{nC_p}$ は数1, 2, ..., nからp個をとり小さい順に並べる配列(i, j, k, ..., p)の総数 nC_p 個に関する和を示す。

簡単な場合として $n = 2$ の場合を考える。すなわち、図2.10(a)でみて n^+ -GaAs基板と n^+ -AlGaAs層をまとめて第1層目と考え、また n^- -GaAs層と n^- -AlGaAs層をまとめて第2層目と考え、しかも空乏しているとして $\sigma_2 = 0$ と仮定する。この場合、(3.2.3)式は

$$Z_1 t_1 + Z_2 t_2 = 0 \quad (3.2.3')$$

のように簡単になる。(3.2.2)、(3.2.3')を連立して解くと、 γ_1 、 γ_2 、 γ が求まる。この γ を $\gamma = \alpha + j\beta$ とおけば、 α は減衰定数、 β は位相定数であり、

$$n_m = \frac{\beta c_0}{\omega} \quad (3.2.4)$$

よりマイクロ波の屈折率が求まる。

一方、 $V(z)$ 、 $I(z)$ を線路上の位置zにおける電圧・電流とすると伝送方程式

$$\begin{cases} \frac{\partial V(z)}{\partial z} = -Z I(z) \\ \frac{\partial I(z)}{\partial z} = -Y V(z) \end{cases} \quad (3.2.5)$$

を満たすZ、Yは、得られた γ_1 、 γ_2 、 γ を(3.2.1)式に代入して、界分布を求めることにより、

$$\begin{cases} Z = j\omega\mu_0 \frac{1}{\gamma_1} \tanh \gamma_1 b_1 + j\omega\mu_0 \frac{1}{\gamma_2} \tanh \gamma_2 b_2 \\ \frac{1}{Y} = \frac{1}{j\omega\varepsilon_1^*} \frac{1}{\gamma_1} \tanh \gamma_1 b_1 + \frac{1}{j\omega\varepsilon_2^*} \frac{1}{\gamma_2} \tanh \gamma_2 b_2 \end{cases} \quad (3.2.6)$$

となる。これより、

$$Z_0 = \sqrt{Z/Y} \quad (3.2.7)$$

が求まる。これは単位幅当りの値である（ Z 、 Y を計算するとき線路上の電流を単位長当りの周回積分で定義するため）ので、これから有限幅のマイクロストリップ線路に近似するには、線路の幅を a とすると $Z' = Z/a$ 、 $Y' = Ya$ とすればよく、 $Z'_0 = Z_0/a$ となる。

3.3 基本伝送モードとモードチャート

前節で述べた計算を計算機で数值的に解くことにより、TM基本波は半導体基板層の導電率 σ_1 と（角）周波数 ω に応じてきわめて異なった振舞いを示すことがわかった。それには次の3つの主要な物理的極限状態があると考えられる[1]。すなわち、① σ_1 小、 ω 大で半導体層を誘電体とみなせる状態、② σ_1 大、 ω 大で半導体層を金属壁面とみなせる状態、③ ω 小で半導体層が半導体として動作する状態である。この3つの極限形態をこの線路の基本伝送モードと定義し、それらをそれぞれ①半導体層中のTEMモード、②表皮効果モード、③遅波モードと名付ける。

各モードの限界（5%程度以内の誤差で正しいとみなせる範囲）および伝搬定数を特徴づけるには次の量を導入すると便利である。

$$\left. \begin{aligned} \text{誘電緩和周波数} : \omega_c &\equiv \sigma_1 / \epsilon_1 \\ \text{界面分極緩和周波数} : \omega_s &\equiv (\sigma_1 / \epsilon_2) \cdot (b_2 / b_1) \\ \text{表皮効果周波数} : \omega_\delta &\equiv 2 \cdot (\mu_0 \sigma_1 b_1^2)^{-1} \end{aligned} \right\} \quad (3.3.1)$$

ここに、 ω_c は界面の電荷分布が周波数に追従する上限周波数であり、また ω_δ は

$$\delta = \sqrt{2 / \omega \mu_0 \sigma_1} \quad (3.3.2)$$

とするとき、 $b_1 = \delta$ となる周波数である。さて、各モードについて以下に述べる。

①半導体層中のTEMモード

$\omega \gg \omega_c$ では半導体層を「損失のある誘電体」として考えることができ、このときは半導体層中を伝搬するTEM波が大部分の伝送エネルギーを運ぶ。このモードは低導電率側で重要である。伝搬定数とモード限界は次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} \gamma &\simeq j\omega \sqrt{\epsilon_1 \mu_0} + \omega_c \sqrt{\epsilon_1 \mu_0} \\ \text{モード限界} : \omega &\geq 1.5 \omega_c \end{aligned} \right\} \quad (3.3.3)$$

上式は「電氣的には誘電層（この場合は空乏層）はきわめて薄い」という近似のもとで成り立つ。この近似が成り立たないときには、基本モードは分散性のあるいわゆる「擬TEMモード」となる。その低周波（但し $\omega \gg \omega_c$ ）における位相定数 β は

$$\beta \cong \beta_0 \sqrt{C/C_0} \quad (3.3.4)$$

但し

$$\beta_0 = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}, \quad \frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}, \quad C_1 = \frac{\epsilon_1}{b_1}, \quad C_2 = \frac{\epsilon_2}{b_2}, \quad C_0 = \frac{\epsilon_0}{b} \quad (3.3.5)$$

で与えられる（ $b = b_1 + b_2$ ）。これは低周波における伝搬定数の値が2次元静電界問題として線路容量を求めることにより計算できるという、いわゆる「擬TEMモード」に対する「準静的近似」の方法による値と一致することを示している。しかし、周波数の増大とともに準静的近似は成り立たなくなり、表面波的振舞いが顕著となる。 $\omega \rightarrow \infty$ の極限では $\epsilon_1 > \epsilon_2$ なら $\gamma \rightarrow j\omega \sqrt{\epsilon_1 \mu_0}$ 、 $\epsilon_1 < \epsilon_2$ なら $\gamma \rightarrow j\omega \sqrt{\epsilon_2 \mu_0}$ となる。

②表皮効果モード

高導電率側には $\omega_c \gg \omega \gg \omega_\delta$ となる領域が存在し、その領域には、下部電極の存在が無視でき半導体層を不完全な金属壁面として内部インダクタンス L_i と表皮抵抗 R_s で取り扱うことのできる部分がある。この領域の限界はほぼ次式で与えられる。

$$\text{モード限界: } \omega \geq 4\omega_\delta \quad (3.3.6a)$$

$$\text{および } \omega \leq 10^{-2}\omega_{s\delta}, \quad \omega_{s\delta} \equiv \omega_{s\delta}^2 / \omega_\delta \quad (3.3.6b)$$

式(3.3.6a)は $\delta \leq \frac{1}{2}b_1$ と等価であり下部電極の存在が無視できる条件を示し、一方、式(3.3.6b)は $\omega \leq 10^{-1} \cdot (\sigma_1 / \epsilon_2) \cdot (b_2 / \delta)$ のように書き換えることができ、界面の電荷分布が周波数に十分追随し空乏層に十分な電界がかかるための条件である。このとき伝送エネルギーの大部分は空乏層を通して運ばれ、線路は空乏層を媒質とするTEM線路のように動作する。伝搬定数は

$$\left. \begin{aligned} \gamma &\cong j\omega \sqrt{\epsilon_2 \mu_0} \sqrt{\left\{ 1 + \frac{1}{2} \left(\frac{\delta}{b_1} \right) \right\} - j \frac{1}{2} \left(\frac{\delta}{b_1} \right)} \\ \gamma_1 &\cong \delta^{-1} \sqrt{2(\omega / \omega_{s\delta})} \exp(-j\pi/8) \\ \gamma_2 &\cong \gamma_m \left[1 - \frac{1+j}{4} \sqrt{\omega / \omega_{s\delta}} \right] \cong \gamma_m \end{aligned} \right\} \quad (3.3.7)$$

で与えられる。但し $\gamma_m = \sqrt{j\omega\mu_0\sigma_1}$ である。もし、 $b_2 \ll \delta$ となると壁面の内部インダクタンスが外部インダクタンスよりも優勢になり、伝搬は表面波的になる。

③ 遅波モード

低周波側では界面分極により二層構造の実効的誘電率が非常に増大する領域が存在する。この誘電率の増大はMaxwell-Wagner機構[6,7]として知られるものである。実効誘電率の値（低周波極限值）は

$$\varepsilon_{.0} = \varepsilon_2 \cdot (b/b_2) \simeq \varepsilon_2 \cdot (b_1/b_2) \quad (3.3.8)$$

で与えられる。電磁波伝搬の立場からはこのモードはTMモード表面波というべきものであり、伝搬定数は次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} \gamma &\simeq j\omega \sqrt{\varepsilon_{.0}\mu_0} \left[1 - j \frac{1}{2} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) \right] \\ \gamma_1 &\simeq \omega \sqrt{\varepsilon_{.0}\mu_0} \left[1 - j \frac{1}{2} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) \right] \\ \gamma_2 &\simeq \gamma_m \left[1 - j \frac{1}{2} \left(\frac{\omega}{\omega_s} \right) \right] \end{aligned} \right\} \quad (3.3.9)$$

但し

$$\omega_0 \equiv \left[\omega_s^{-1} + \left(\frac{2}{3} \right) \omega_\delta^{-1} \right]^{-1} \quad (3.3.10)$$

である。線形分散の保たれる領域の高周波側の限界は低導電率側では界面分極の緩和で、また高導電率側では表皮効果で定まり、モード限界は式(3.3.10)の ω_0 を用いて、

$$\omega \leq 0.3\omega_0 \quad (3.3.11)$$

で与えられる。

以上をまとめてモードチャートの形で表わしたものが図3.2である。3つのモード領域外の部分を遷移領域と呼ぶことにする。また式(3.2.6)を用いると各モードの等価回路は図3.3のようになる。

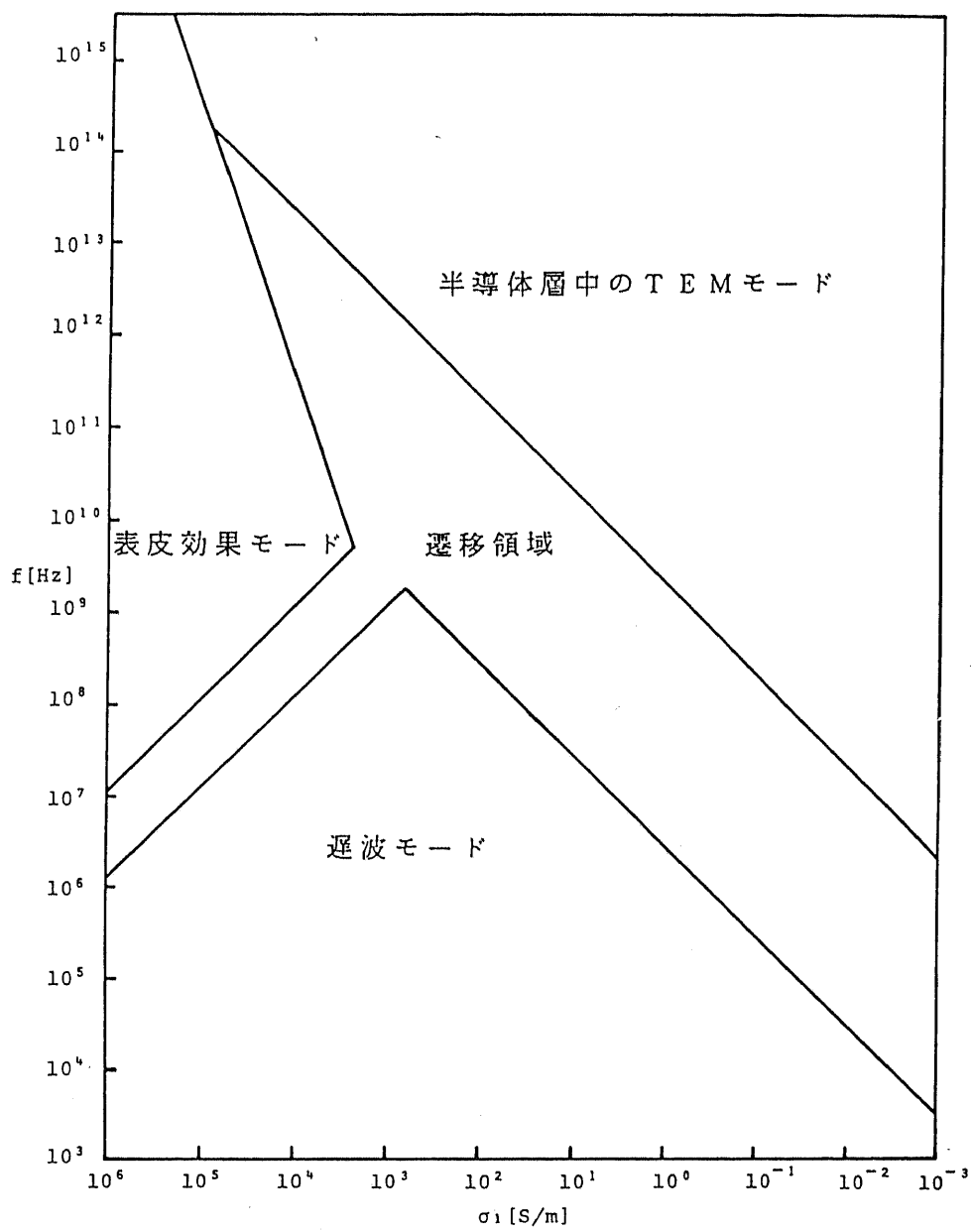
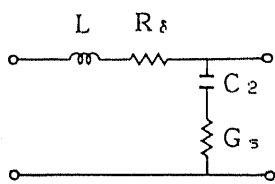


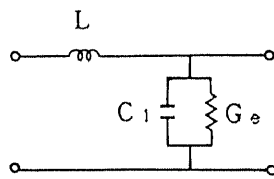
図 3.2 モードチャート

条件: $\varepsilon_{1r} = \varepsilon_{2r} = 12.5$, $\sigma_2 = 0$,

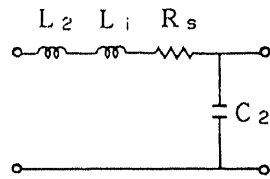
$b_1 = 300 \mu\text{m}$, $b_2 = 2 \mu\text{m}$



(1) 遅波モード



(2) 半導体層中の
TEMモード



(3) 表皮効果モード

$$L = \mu_0 \frac{b}{a} \approx \mu_0 \frac{b_1}{a}$$

$$L_2 = \mu_0 \frac{b_2}{a}$$

$$L_i = \mu_0 \frac{\delta}{2a}$$

$$C_1 = \epsilon_1 \frac{a}{b_1}$$

$$R_s = \frac{\omega^2 \mu_0^2 \sigma_1 b_1^3}{3a} = \frac{2}{3} \frac{b_1}{a} \left(\frac{b_1}{\delta} \right)^2$$

$$R_s = \omega L_i = \frac{1}{\sigma_1 \delta a} = R_{s0} \frac{1}{a}$$

$$R_{s0} \equiv \omega \mu_0 \left(\frac{\delta}{2} \right) \quad : \text{表皮層抵抗率}$$

$$C_2 = \epsilon_2 \frac{a}{b_2}$$

$$G_s = G_e = \sigma_1 \frac{a}{b_1}$$

図3.3 各モードの等価回路

3.4 計算結果 (数値例)

第2章の素子に近い条件として、 $\epsilon_{1r} = 12.5$, $\sigma_1 = 1.0 \times 10^5$ [S/m] ($n = 3 \times 10^{18}$ cm $^{-3}$ に相当), $b_1 = 300 \mu\text{m}$, $\epsilon_{2r} = 12.5$, $\sigma_2 = 0$ [S/m] (空乏している: $2 \mu\text{m}$ 厚ならば逆バイアス1.7V程度でパンチスルーする), $b_2 = 2 \mu\text{m}$ (n^- -GaAs層、 n^- -AlGaAs層をまとめて n^- 層と考える), 電極幅 $4 \mu\text{m}$ を用いて計算した結果 (a): 伝搬定数に関する情報、(b): 特性インピーダンス) を図3.4に示す。

図3.4(a)から $f < 1\text{GHz}$ の範囲では、 $n_m > 10$ となっており、Linらの報告[8]と一致している。また、 $f < 1\text{MHz}$ では、 $n_m = 43.4 = \text{const.}$ となり、遅波モードの影響で電磁波の速度が異常に遅くなることがわかる。比較のため、図中に $\sigma_1 = 0$ としたときの β や n_m の値を点線で示すが、異常に大きな n_m やその周波数依存性は第1層の導電率に起因していることが明らかである。

この n_m や減衰定数の周波数依存性を考慮して計算した第2章の光変調器の変調度の周波数依存性を図3.5に示すが、実験結果とよく一致している。この計算結果からわかることは、遅波モードの影響もさることながら、 n^+ 層での誘電体損の影響の方が大きいということである。

また、図3.4(b)から特性インピーダンスは複素数になり、しかもその周波数分散がかなり大きいことがわかる。

3.5 新構造素子の提案

結局、第2章の素子では遅波モードにおけるマイクロ波の屈折率の異常な増大や誘電体損が問題となった。これを避けるためには、基板として半絶縁性のものを用いる必要がある。この場合には、GaAsは誘電体と考えてよく、 LiNbO_3 と同様に「準静的近似」が使えるので設計も容易である。電極としてはコプレーナ電極を用いることとなる。しかし、コプレーナ電極では光電界と変調電界の重なりが小さいためマイクロストリップ線路構造の場合に比べ、スイッチング電圧が大きくなる。すなわち、pn接合やショットキー接触に高電界を印加して変調効率を良くするという「半導体らしさ」を放棄することにつながる。マイクロストリップ線路構造を用いて遅波モードの影響を避けるためには式(3.3.8)から推察されるように n^+ 層の厚さ b_1 を小さくすればよい。

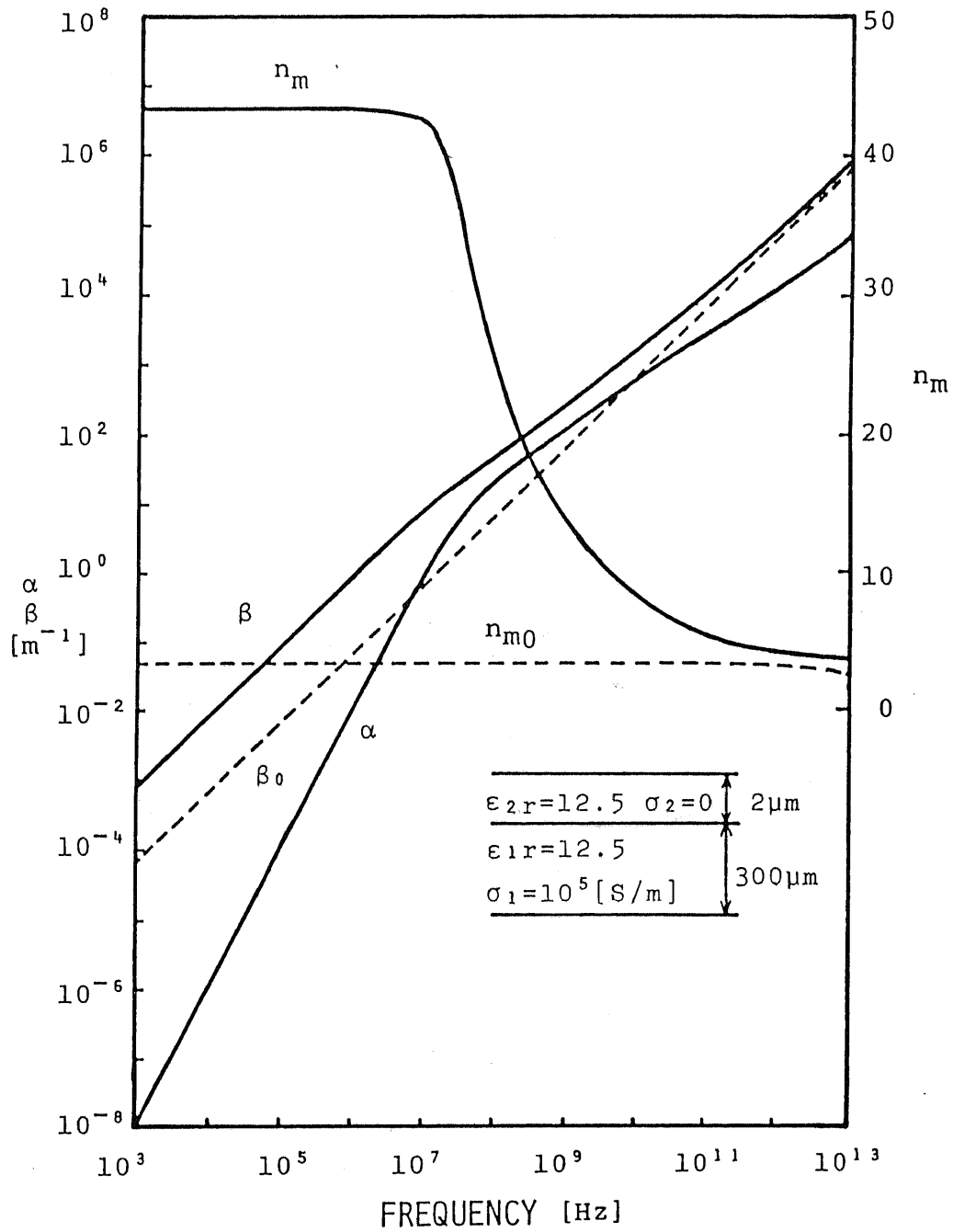


図3.4 伝送特性量の周波数特性の計算例

(a) 伝搬定数

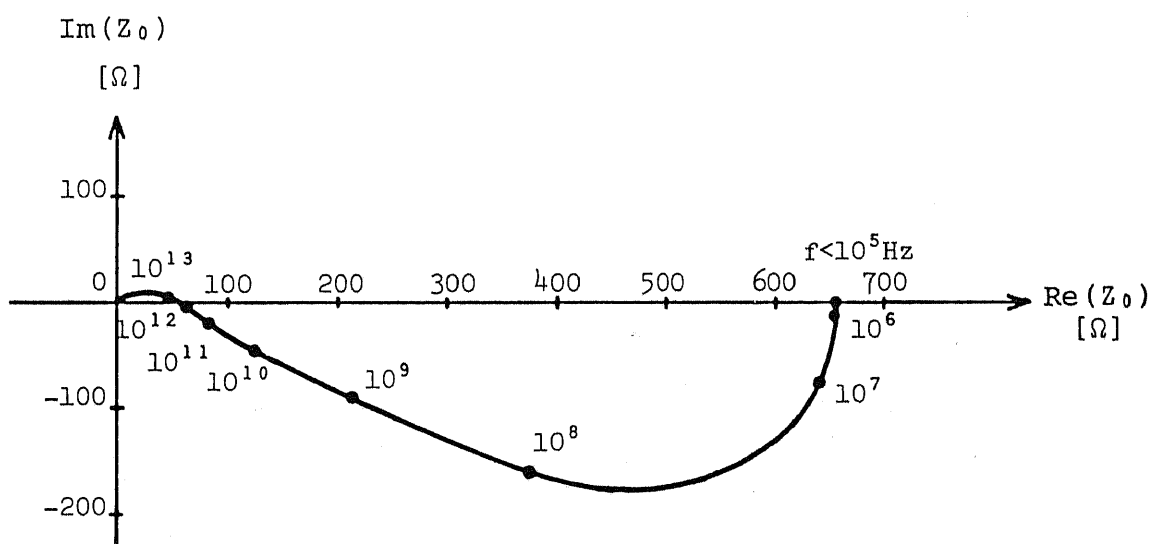


図3.4 伝送特性量の周波数特性の計算例

(b) 特性インピーダンス

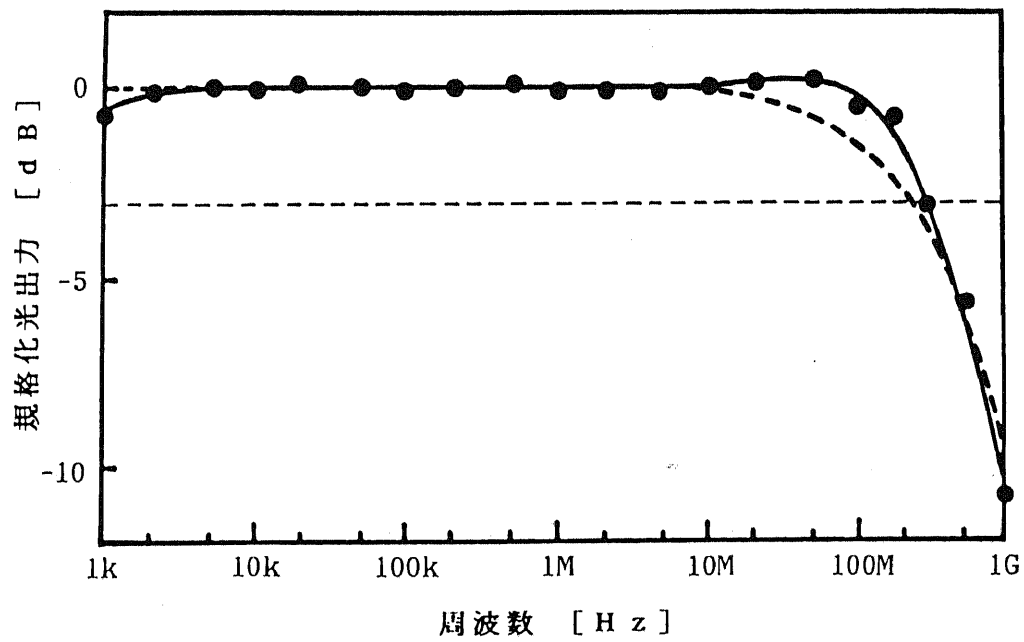


図3.5 第2章の素子の高周波変調特性の
実測値（実線）と計算値（破線）

図3.4と同じ計算を、 n^+ 層の厚さ b_1 を変化させて行なったときの低周波におけるマイクロ波の屈折率を図3.6に示す。図中の破線は $n_m = \sqrt{\epsilon_2 b_1 / b_2}$ の近似式を表わす。これからわかるように、光波とマイクロ波の速度整合をとるためには、やはり n^+ 層を薄くすればよいことがわかる。機械的強度を考えると実際の素子は図3.7のような構造にする必要がある。 n^+ 層は薄ければ薄いほど良いが、 n^+ 層と接地電極との間のシート抵抗を考慮して、 n^- 層、 n^+ 層ともに $2\mu\text{m}$ 厚とした時の伝送特性量の周波数特性を図3.8に示すが、マイクロ波の屈折率は5となり、最高変調周波数と素子長の積は $f_{m.x} \cdot L = 8.9 [\text{GHz} \cdot \text{cm}]$ となる。これは集中定数動作より2倍以上改善されたことを意味している。また、半導体による損失が前章のものより2桁程度改善されていることがわかる。さらに、特性インピーダンスも電極幅 $6\mu\text{m}$ の場合、 100GHz 程度まで 50Ω であり、周波数依存性はごく小さい。

3.6 結言

本章では、第2章で試作したショットキー接触型DH構造デバイスをそのまま進行波動作させたマイクロストリップ線路構造のデバイスの高周波変調特性が集中定数動作させたときの値よりも相当に悪かった原因を検討するために、複素誘電率を用いてストリップ線路の伝送特性量を計算した。

計算はストリップ幅が十分広く、界成分の幅方向の変化が無視し得るという「無限幅近似」のもとに行なった。構造としては高導電率の半導体基板層と空乏した低導電率層の2層構造を仮定した。計算の結果、半導体基板層の導電率と周波数に応じて、半導体層中のTEMモード・表皮効果モード・遅波モードの3つの基本伝送モードが存在する様子が明らかになった。また、第2章の素子は遅波モードの影響を受けマイクロ波の屈折率が異常に大きくなっているが、変調帯域を制限しているのは n^+ 層による誘電体損であることも明らかになった。

この影響を避けるためには基板層の厚さを薄くすれば良いことを見だし、これを実現するための新しい構造の素子を提案した。無限幅近似による簡単な見積りでは、 n^+ 層・ n^- 層とも $2\mu\text{m}$ 厚のときマイクロ波の屈折率は 10GHz 程度まで分散がなく5程度であり、最高変調周波数と素子長の積は $f_{m.x} \cdot L = 8.9 [\text{GHz} \cdot \text{cm}]$ となる。これは集中定数動作より2倍以上改善され得ることになる。

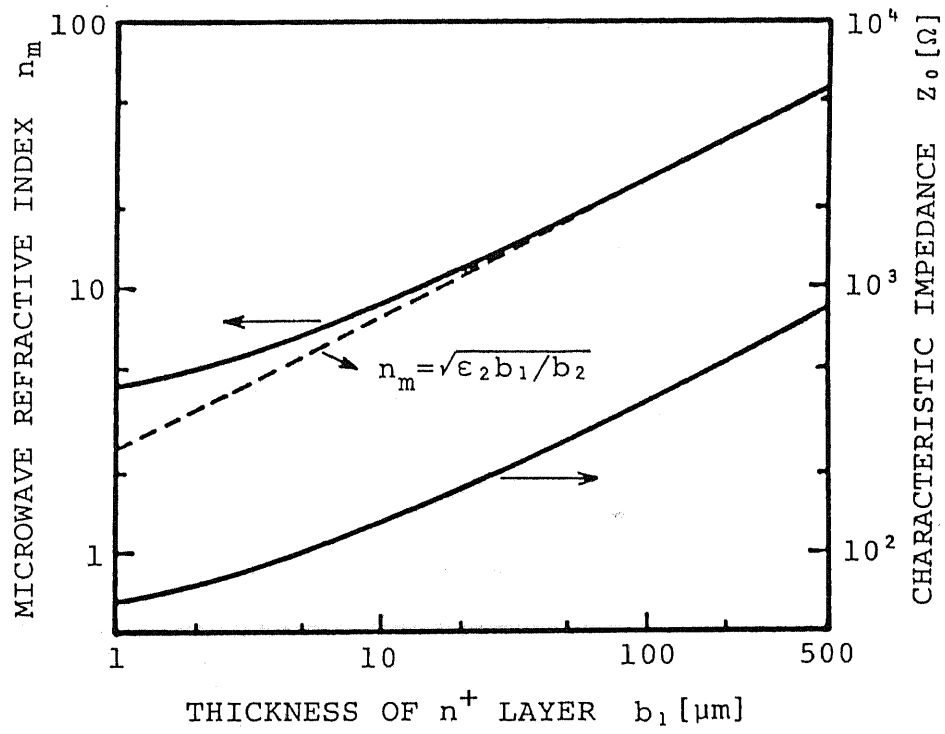


図 3.6 n^+ 層厚と低周波における伝送特性量との関係

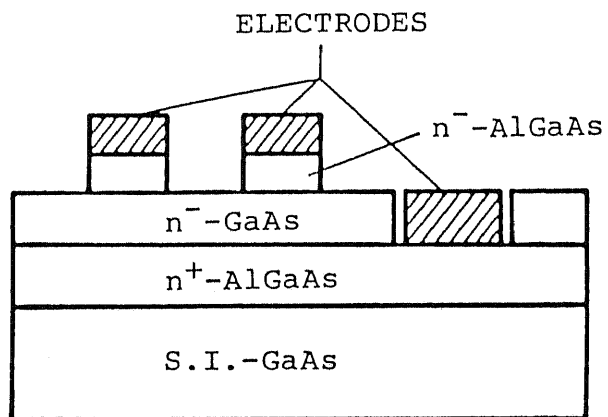


図3.7 新しい素子の構造の概念図

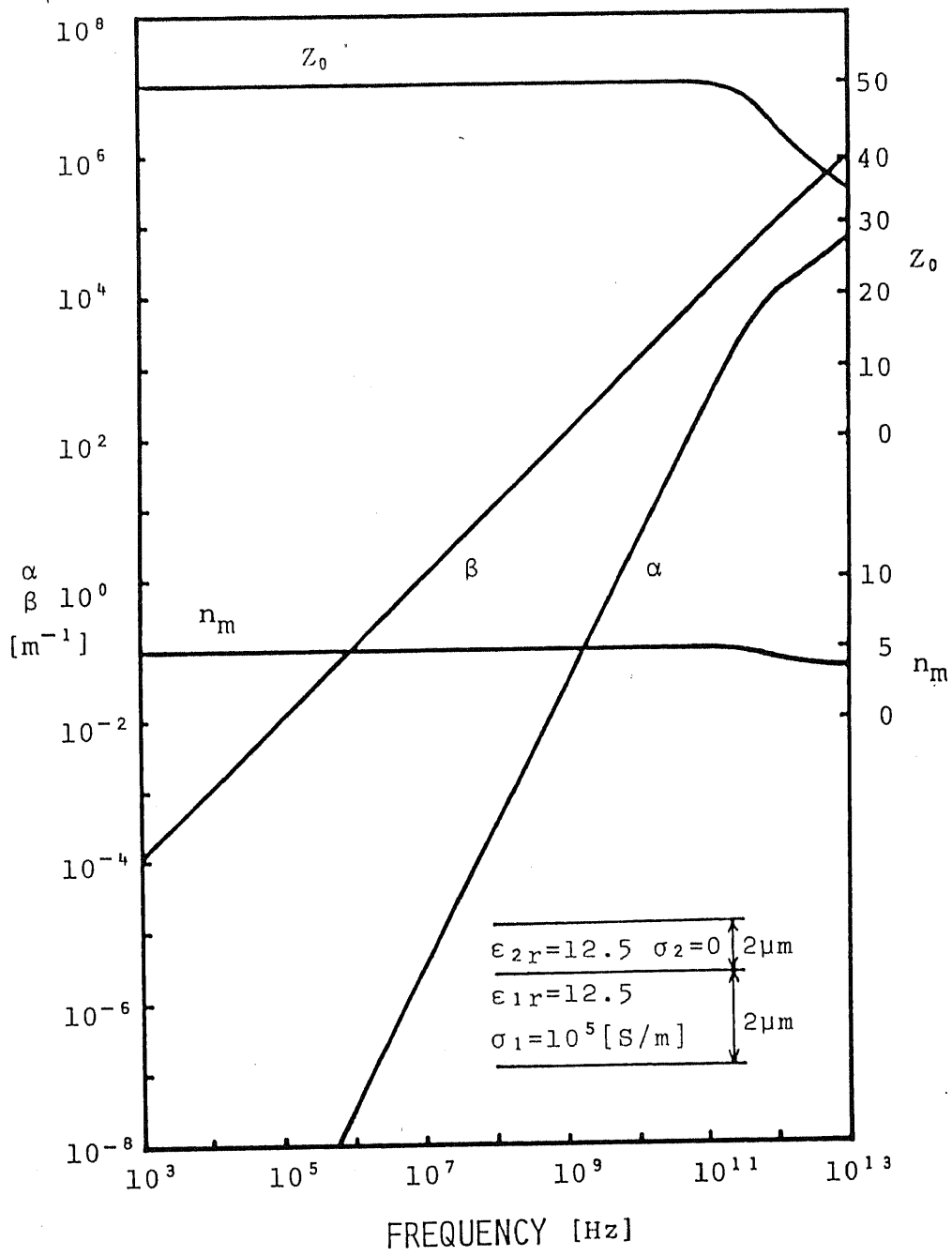


図3.8 伝送特性量の周波数特性の計算例
 (n^+ 層が薄い場合)

第 3 章の参考文献

- [1]長谷川英機：東京大学工学部電子工学科学位請求論文(1969).
- [2]長谷川、柳井：信学論(B), **J53-B** (1970) 567.
- [3] H. Guckel, P. A. Brennan and I. Palocz: IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, **MIT-15** (1967) 468.
- [4] T. Itoh: IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, **MIT-28** (1980) 733.
- [5] D. Remiens, P. Pribetich, P. Kennis and C. Seguinot: Appl. Opt., **26** (1987) 118.
- [6] G. Maxwell: "Electricity and Magnetism", **1**, Clarendon Press (1882).
- [7] K. W. Wagner: Arch. Electrotech, **2** (1914) 371.
- [8] S. H. Lin, S. Y. Wang and Y. M. Houng: Electron. Lett., **22** (1986) 934.

第4章 半絶縁性基板上の進行波型分布結合ガイド光変調器

4.1 はじめに

前章の計算から明らかなように、基板層の導電率が大きいとマイクロ波の屈折率が大きくなってしまふ。これを避けるためには、基板として半絶縁性のものを用いる必要がある。この場合には、コプレーナ電極を用いることになる。しかし、コプレーナ電極ではマイクロストリップ線路構造の場合に比べ、スイッチング電圧が大きくなる。そこで、本章では前章の結果から半絶縁性基板上に図4.1のような構造の素子を作製することを考える。

4.2 設計指針

まず、スイッチング電圧10V、素子長8mmを目標にした。これより $f_{max}=11$ GHzとなる。素子長(導波路長)と電極長は一致することが望ましいが、ボンディングパッドが素子の両端にあるので、実際には素子長>電極長となる。図4.2について、 $\kappa L_1=A$ 、 $\sqrt{\kappa^2+\delta^2}L_2=B$ とすると光電界分布 E_1 、 E_2 は

$$\begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos 2A \cos B - \frac{\kappa}{\sqrt{\kappa^2+\delta^2}} \sin 2A \cos B + j \frac{\delta}{\sqrt{\kappa^2+\delta^2}} \sin B \\ -j \left(\sin 2A \cos B + \frac{\kappa}{\sqrt{\kappa^2+\delta^2}} \cos 2A \sin B \right) \end{pmatrix} \quad (4.2.1)$$

となる。これより、 \otimes 状態、 \ominus 状態は次のようになる($I_1=|E_1|^2$ 、 $I_2=|E_2|^2$)。

$$\otimes \text{状態} \quad \delta=0, \kappa L_2=\pi/2 \text{とすると} \quad \frac{I_1}{I_2} = \tan^2 2\kappa L_1 \quad (4.2.2)$$

消光比20dB以上を得るには $L_1 \leq L_2/31.5$ であることが必要であり、 $L_2=8\text{mm}$ のとき $L_1 \leq 250\mu\text{m}$ である。

\ominus 状態 $E_2=0$ となればよく、このような δ は必ずある。

ボンディングパッドの下には容量低減および導波路との段差をなくすため、絶縁層(レジストあるいはポリイミド)を挿入する。100 μm 角、厚さ0.5 μm としたときの容量は0.73pFであるが、10GHzにおけるインピーダンスは22 Ω と低

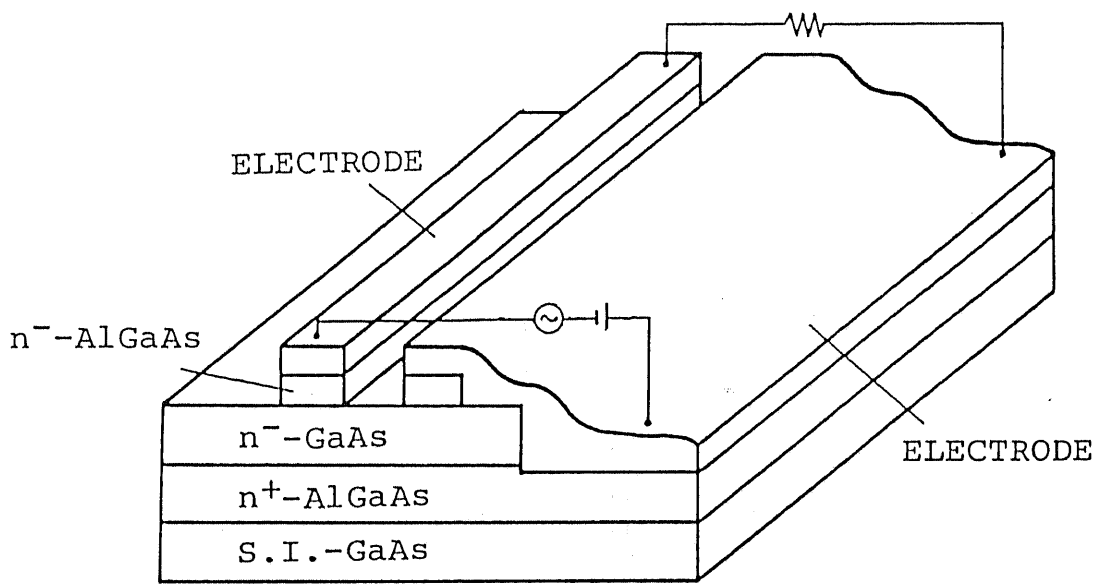


図4.1 半絶縁性基板上の進行波型分布結合
ガイド光変調器の概念図

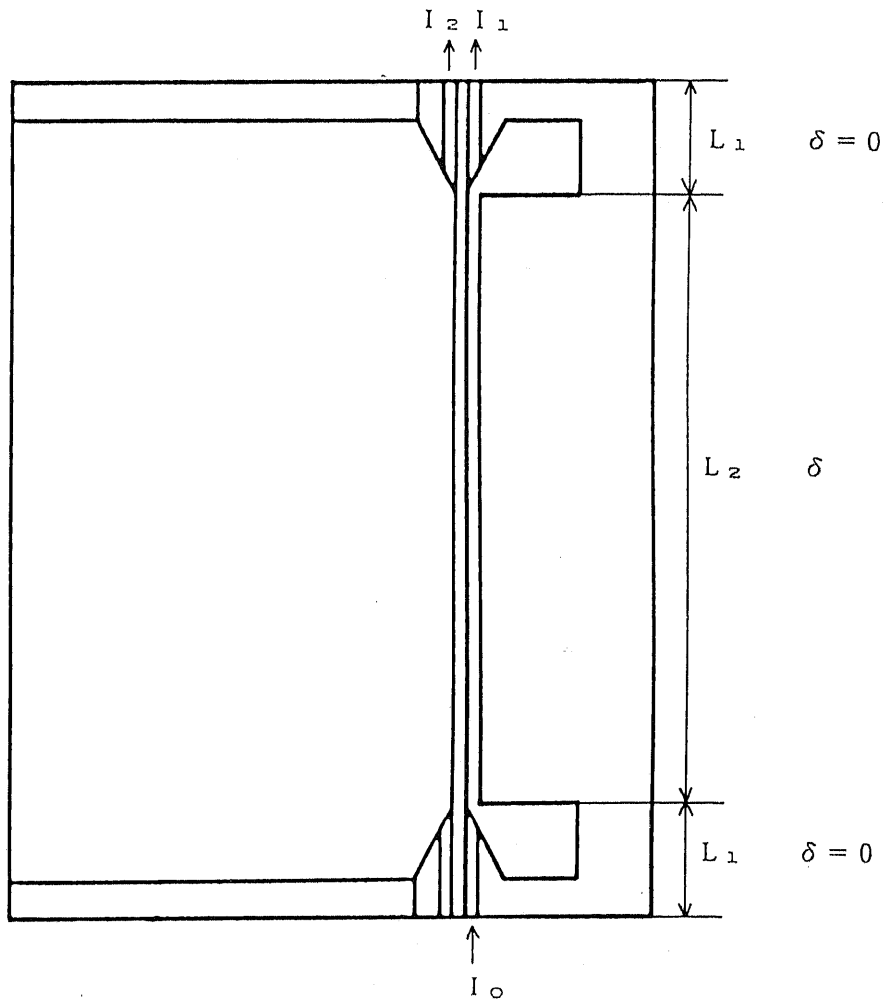


図4.2 3 セクション光方向性結合器

なくなってしまう。そこで、ボンディングパッドの下をエッチして、そこも絶縁物でうめることにする。

電極構造においては、3線条の問題を逃れるために図4.3のように一方の上部電極を接地電極に短絡することにした。このときの結合ストリップ線路の特性インピーダンスは

$$Z_0' = \frac{2}{\frac{1}{Z_{0o}} + \frac{1}{Z_{0e}}} \quad (4.2.3)$$

と表わされる[1]。但し、 Z_{0o} 、 Z_{0e} は結合ストリップ線路のそれぞれ奇モード、偶モードの特性インピーダンスである。さらに、(線路幅と誘電体層厚の比) > 1のような条件では、単一ストリップ線路の特性インピーダンスを Z_0 とすると、ほぼ $Z_{0o} = Z_0 - \Delta Z$ 、 $Z_{0e} = Z_0 + \Delta Z$ となるので、

$$Z_0' = Z_0 \left\{ 1 - \left[\frac{\Delta Z}{Z_0} \right]^2 \right\} \quad (4.2.4)$$

となり、結合ストリップ線路の特性インピーダンスは単一ストリップ線路の特性インピーダンスより若干小さくなるが、設計する際には単一ストリップ線路の特性インピーダンスをめどにして設計すればよい(例えば $Z_0 = 50 \Omega$ で $\Delta Z = 5 \Omega$ のとき $Z_0' = 49.5 \Omega$ である)。

以上のことを考慮した素子の構造を図4.4に示す。

4.3 素子の作製

4.3.1 フォトマスク

素子作製に必要なフォトマスクのパターンの概略図を図4.5に示す。5種類のフォトマスク(・は白黒反転マスクを示す)のうち、マスク2、3は電子ビーム露光装置(日本電子 JBX-5DS)で自作したものである。

- (1) マスク1・1 接地電極部とメサ部(導波路が形成される部分)を分ける。
- (2) マスク2 導波路を形成する。
- (3) マスク3 ボンディングパッドを形成する。
- (4) マスク4・4 最終的な電極パターンを形成する。
- (5) マスク5・5 マスク4と同じパターンに加え、金メッキ用のコンタクト窓を有している。

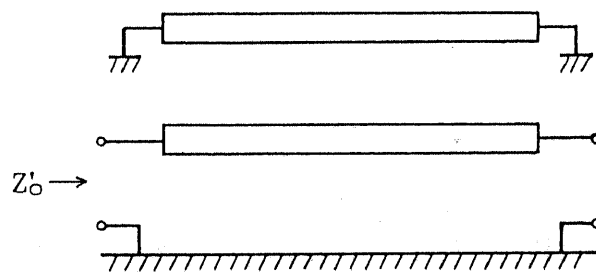
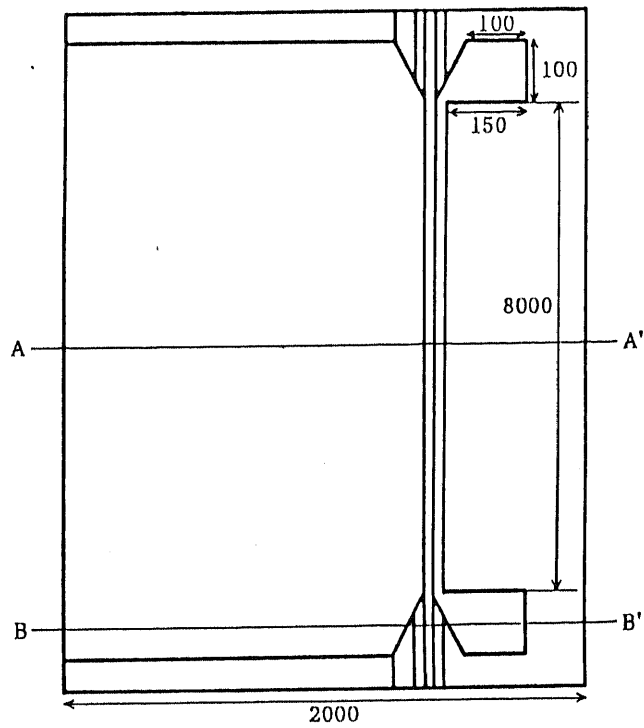
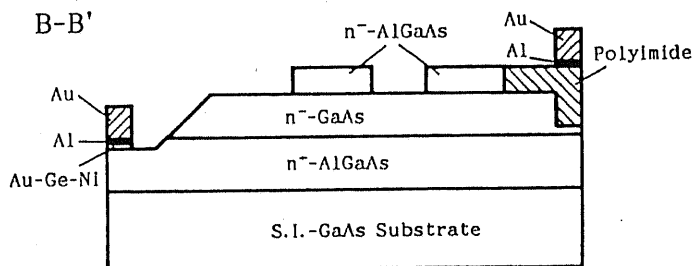
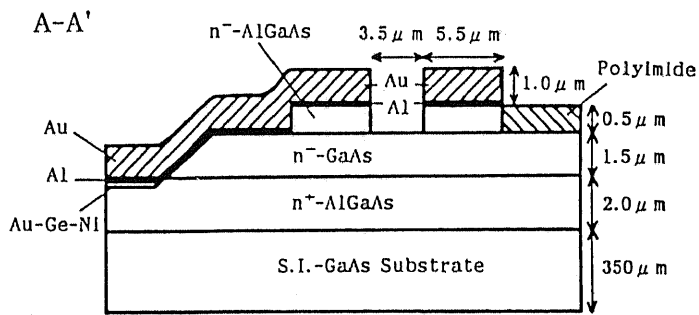


図 4.3 一方の信号ラインを接地した
結合ストリップ線路



単位: μm

(a) 上面図



(b) 断面図

図 4.4 素子の構造図

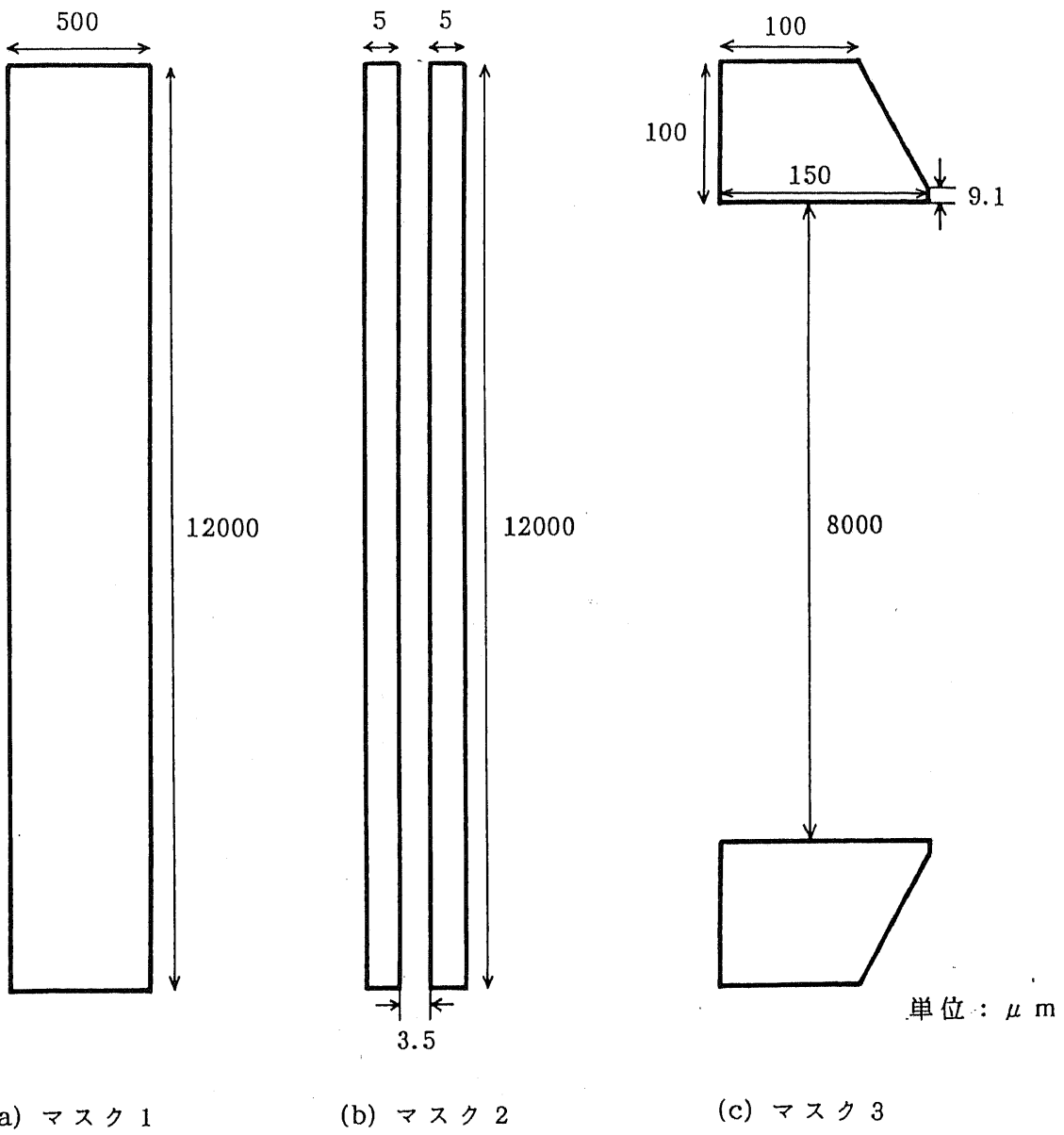
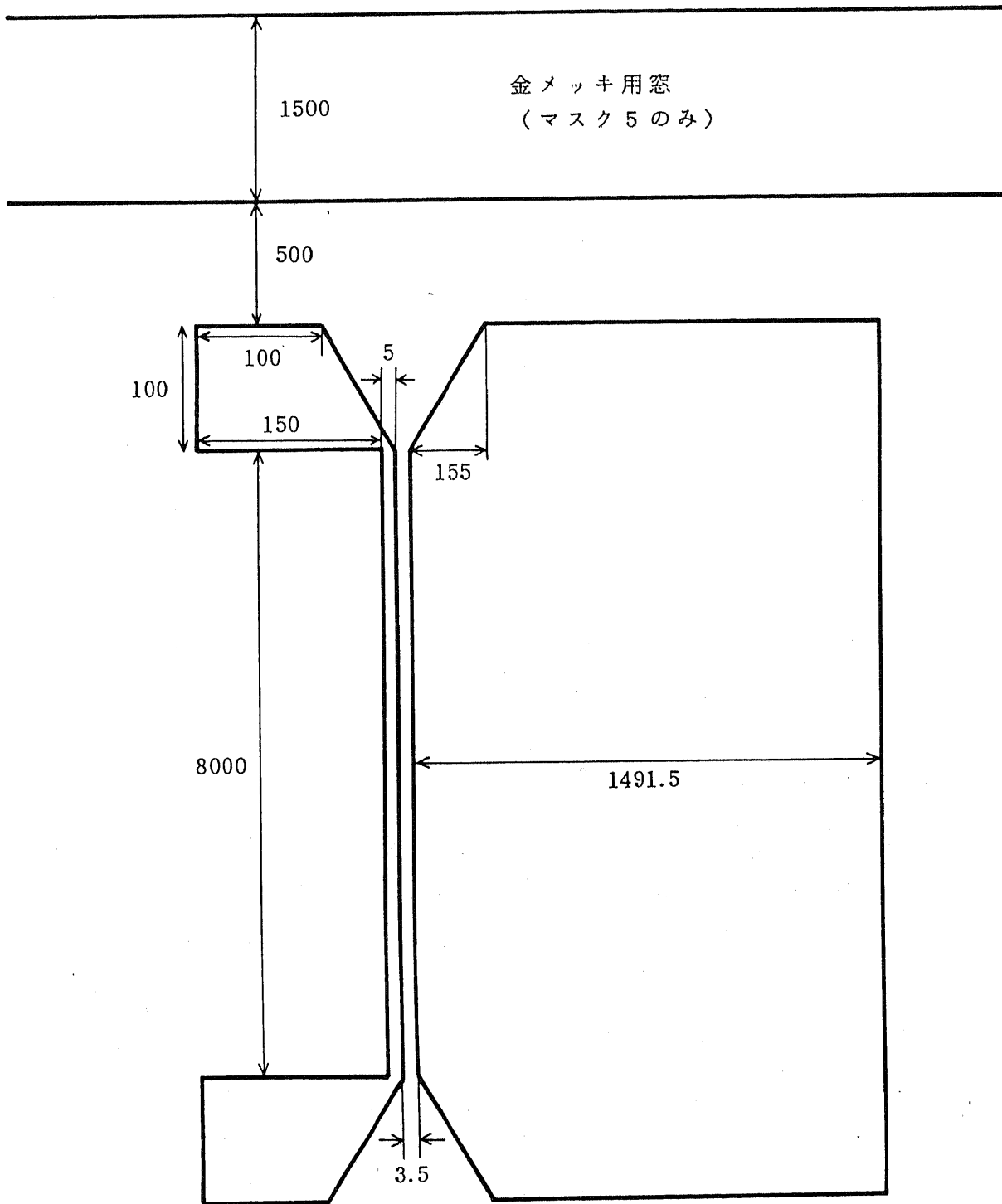


図 4.5 素子作製に使用したフォトマスク



金メッキ用窓
(マスク5のみ)

単位： μm

(d),(e) マスク4および5

図4.5 素子作製に使用したフォトマスク (続き)

4.3.2 作製プロセス (その1)

[1] 素子作製用基板

素子の試作には、半絶縁性GaAs基板（住友電工製：抵抗率 $10^6 \Omega \text{ cm}$ 以上、厚さ $400 \mu \text{ m}$ ）上にLPE法によって、 $n^+ \text{-Al}_{0.05} \text{Ga}_{0.95} \text{As}$ 下部クラッド層（ $\text{Sn}_{20} \text{Te}$ ドープ、 $n \sim 2 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ 、 $2 \mu \text{ m}$ ）、 $n \text{-GaAs}$ ガイド層（undoped（ $\sim 1 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ ）、 $1.5 \mu \text{ m}$ ）、 $n \text{-Al}_{0.05} \text{Ga}_{0.95} \text{As}$ 上部クラッド層（undoped、 $0.6 \mu \text{ m}$ ）の3層を成長させたウェハを用いる。

[2] 作製プロセス

素子作製プロセスの概略を図4.6に示す。この図に従い、各プロセスについて説明する。

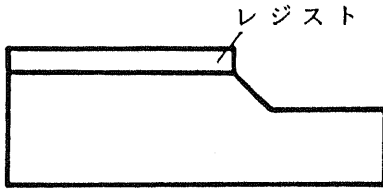
(0)前処理：トリクレン、アセトン、エタノールによる有機洗浄をした後、 H_2SO_4 に3min、 $\text{HCl}:\text{H}_2\text{O}=1:1$ に30sec浸して表面酸化物を除去する（それぞれ浸した後は水洗する）。 $\text{H}_3\text{PO}_4:\text{H}_2\text{O}_2:\text{H}_2\text{O}=4:1:50$ （体積比）のエッチ液（混合後30min、 25°C ）で $0.1 \mu \text{ m}$ （1min15sec）エッチする。

(1)メサ部の形成：ウェハにネガレジストONNR-22を6000rpmで塗布し、マスク1を用いて露光時間10secで露光する。現像、リンス1、リンス2の時間はそれぞれ40sec、60sec、60secである。 HCl に1min浸して表面酸化物を除去する。 $\text{H}_3\text{PO}_4:\text{H}_2\text{O}_2:\text{H}_2\text{O}=1:1:10$ （体積比）のエッチ液（混合後30min、 25°C ）で $2.0 \mu \text{ m}$ （4min30sec）エッチする。

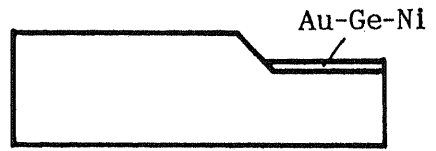
なお、順メサになるようなウェハの向きは次のようにして決める。ダミーのGaAs基板（もちろんプロセスに用いるウェハとの位置関係はわかっているものとする）を $\text{H}_2\text{SO}_4:\text{H}_2\text{O}_2:\text{H}_2\text{O}=1:8:8$ （体積比）のエッチ液に30sec浸す。すると基板裏面（as cut面か研磨して荒しておく必要がある）には図4.7のように楕円形のエッチピットができる。この場合、図のようにエッチピットの短軸に平行にストライプを設ければウェハ表面からみて順メサになる。

(2)オーミック電極の形成：Au-Ge-Ni合金（重量比88:12:5）を蒸着する（真空度 $2 \times 10^{-6} \text{ Torr}$ ）。ONNR-22を塗布し、マスク1を用いて露光する。これにより、メサ部のAu-Ge-Ni合金が露出するので、これを $\text{KI}:\text{I}_2:\text{H}_2\text{O}=4:1:40$ （重量比）のエッチ液でエッチする。ONNR-22を剥離した後、窒素雰囲気中でアニール（ 440°C 、

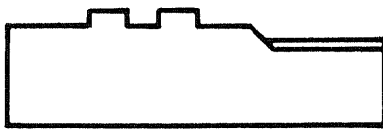
メサ形成



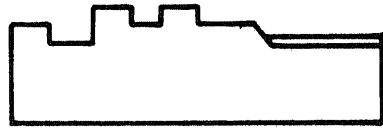
オーミック電極形成



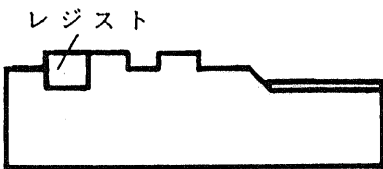
導波路形成



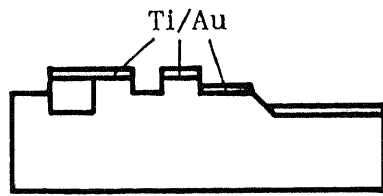
ボンディングパッド部の穴あけ



絶縁層形成



ショットキー電極形成



金メッキ

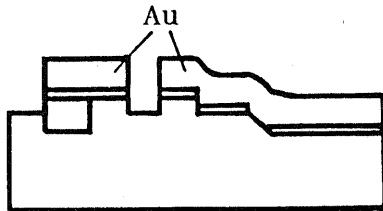


図4.6 作製プロセス(その1)の概略図

表面から見て順メサとなるストライプ

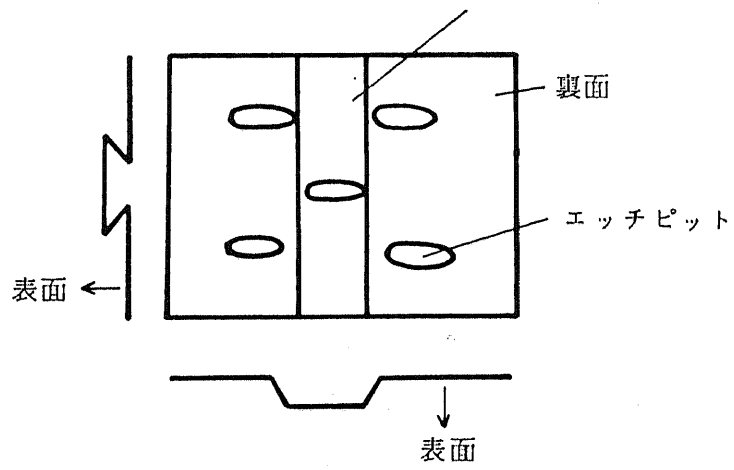


図4.7 順メサ方向の決め方

30sec) する。

- (3) 導波路の形成：ONNR-22を塗布し、マスク1を用いて露光し、メサ部を露出させる。ポジレジストOFPR-800を6000rpmで塗布し、マスク2を用いて露光時間10.5secで露光する。現像、リンスの時間はそれぞれ60sec、40secである。HClに1min浸して表面酸化物を除去する。H₃PO₄系エッチ液でAlGaAs層を0.5μm (1min7sec) エッチする。その後、ポジ・ネガ両レジストを剥離する。
- (4) ボンディングパッド部の窓あけ：ONNR-22を塗布し、マスク3を用いて露光し、ボンディングパッド部を露出させる。HClに1min浸して表面酸化物を除去する。H₃PO₄系エッチ液でGaAs層を1.4μm (3min30sec) エッチする。このエッチ液は攪拌律速なので、この場合のように液が入れ替わりにくいと、エッチレートが低下する(図4.8参照)。ネガレジストは剥離する。
- (5) 絶縁層の形成：OFPR-800を3000rpmで塗布し、マスク3を用いて露光する。180℃でポストベークし、ボンディングパッド部の絶縁層とする。
- (6) ショットキー電極の形成：OFPR-800を6000rpmで塗布し、マスク1'を用いて露光し、メサ部を露出させる。HClに1min浸して表面酸化物を除去する。電子ビーム蒸着により、Ti、Auを各500Å蒸着する(真空度 1×10^{-7} Torr)。OFPR-800を6000rpmで塗布し、マスク1を用いて露光する。接地電極部のAu、TiをそれぞれKI/I₂液、HF:H₂O=1:50液でエッチする。ポジレジストは剥離する。うまく剥離できない場合はアセトン綿棒につけて軽く拭き取る。OFPR-800を6000rpmで塗布し、マスク4を用いて露光する。Au、TiをそれぞれKI/I₂液、HF:H₂O=1:50液でエッチする。ポジレジストは剥離する。
- (7) 金メッキ電極の形成：OFPR-800を6000rpmで塗布し、マスク4'を用いて露光する。その後、全面にAuを1000Å程度蒸着する(真空度 2×10^{-6} Torr)。OFPR-800を6000rpmで塗布し、マスク5'を用いて露光する。その後、Auを2μm厚にメッキする(65℃、2.0mA/cm²で17min)。上のポジレジストをアセトンで剥離した後、OFPR-800を6000rpmで塗布し、マスク4を用いて露光する。KI/I₂液で露出したAu薄膜をエッチし、レジストを剥離する。

選択的金メッキ

上記のプロセスの中で、本素子作製のため新たに導入したプロセスは金メッキ

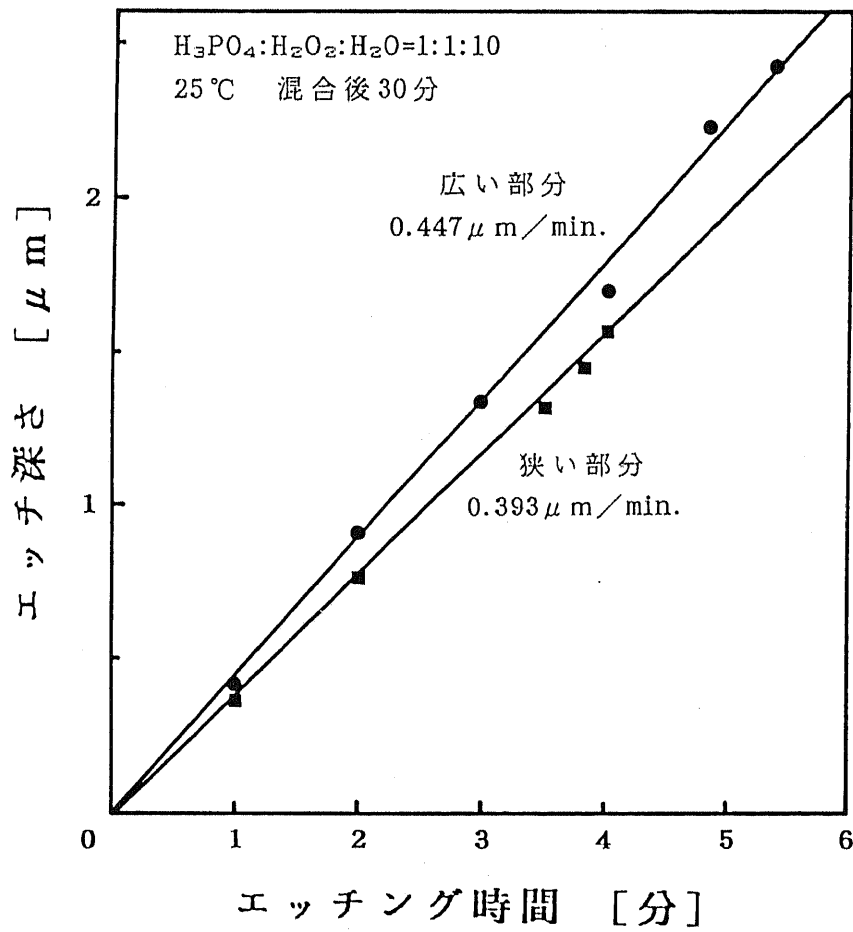


図4.8 リン酸系エッチャントによる
 GaAsのエッチレート

電極の形成である。ここで金メッキを用いたのは、上部電極による導体損を抑えるために電極膜厚を厚くしたかったためである。電極幅 $5.5\mu\text{m}$ の場合、上部電極による抵抗は $4.8/\text{電極厚}(\mu\text{m})[\text{k}\Omega/\text{m}]$ であるので、図2.9からみても電極厚としては $1.5\mu\text{m}$ 程度は必要である。

金メッキは市販の電解メッキ液（田中貴金属 テンペレックス400）で図4.9のように行なった。金層厚は電流密度と通電時間で制御される（液温 65°C のとき $1\text{mA}/\text{cm}^2$ で $17\text{分}/\mu\text{m}$ ）。

金メッキ柱を形成するには、ウェハ全面に金メッキを施し、フォトリソグラフィをマスクとしてエッチングを行なうのがプロセス的には簡単である。ところが、種々の濃度の KI/I_2 でエッチングしても金表面が変質して、ウェハ全面にわたってエッチするのは困難であった。また、アンダーカットも懸念される。

そこで、ここでは図4.10のような選択的金メッキ[2]を行なった。2つのレジスト層にはさまれた金属層を電極として（マスク5の窓領域をクリップではさむ）メッキを行なえば、レジストの窓領域のみメッキされる。本方法によって形成した金メッキ柱のSEM写真を図4.11に示す。アンダーカットのほとんどない金柱が得られている。

このプロセスを行なってみると、次のような問題があることがわかった。

- ・ L P E 基板はボートによる制限からその大きさが $13\times 15\text{mm}^2$ であり、またその周囲にはメルトがのっているため、実際にプロセスを行えるのは $10\times 12\text{mm}^2$ である。フォトリソグラフィを行なう際には、ウェハ周囲ではレジストが厚くなるのでプロセスを行ないにくい。
- ・ ネガレジストの剥離時にオーミック電極が剥がれ易い。
- ・ プロセス(6)で接地電極上のショットキー電極を除去した後レジストが剥離しにくい。
- ・ 金メッキのレートが速すぎ、上部電極同士が導通してしまう。また、高温であるため、上のレジストが変質してしまう。
- ・ ボンディングを行なうと（絶縁用の）ポジレジスト/G a A s 間で剥がれる。

以上のような問題があるのと M B E によるエピタキシャル成長が可能になった

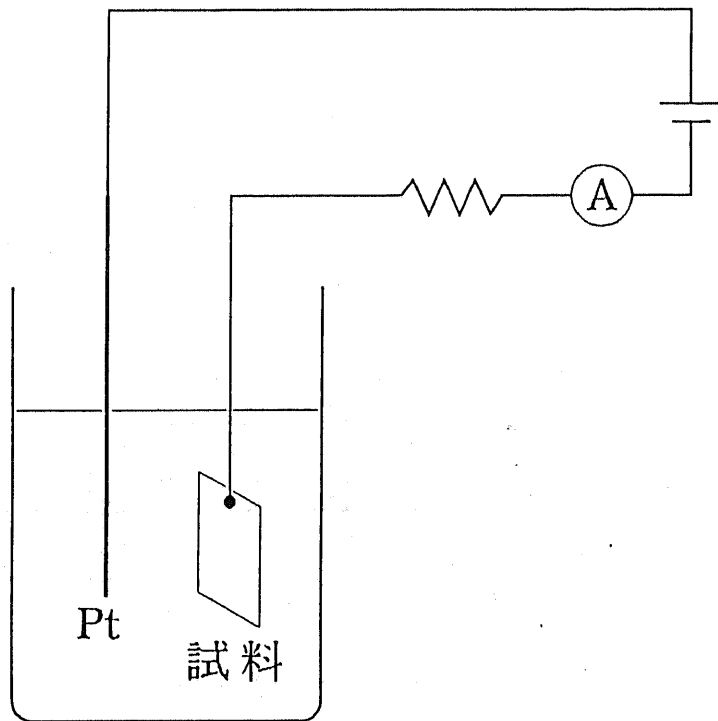


図4.9 金メッキの方法

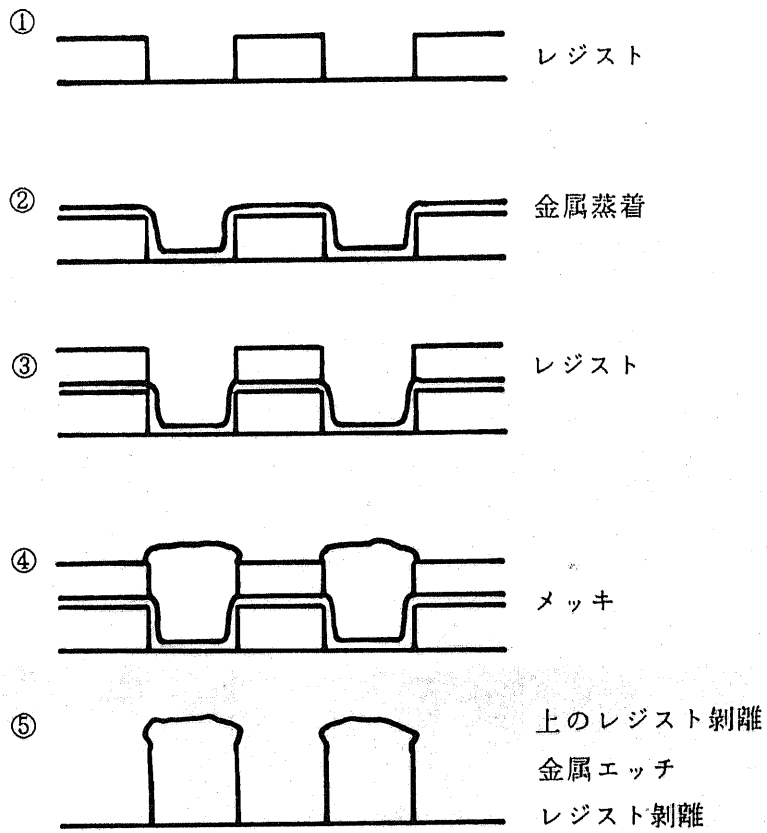


図4.10 選択的金メッキプロセス

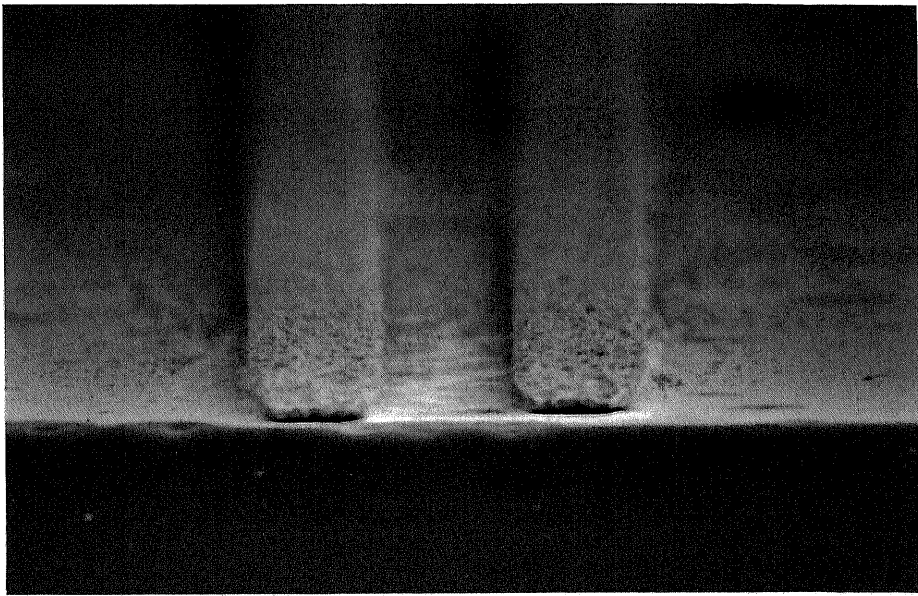


図4.11 金メッキ柱のSEM写真

ストリップ幅・間隔ともに $4\mu\text{m}$

高さ $1.3\mu\text{m}$

ことから、以下のようにプロセスを変更した。

4.3.3 作製プロセス (その2)

[1] 素子作製用基板

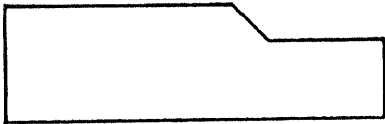
素子の試作には、半絶縁性GaAs基板 (昭和電工製: 抵抗率 $10^7 \Omega \text{ cm}$ 以上、厚さ $450 \mu \text{ m}$) 上にMBE法によって、n-GaAsバッファ層 (undoped (10^{15} cm^{-3} 以下)、 $0.1 \mu \text{ m}$)、 n^+ - $\text{Al}_{0.05}\text{Ga}_{0.95}\text{As}$ 下部クラッド層 (Siドーパ、 $n \sim 2 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ 、 $2 \mu \text{ m}$)、n-GaAsガイド層 (undoped、 $1.5 \mu \text{ m}$)、n- $\text{Al}_{0.05}\text{Ga}_{0.95}\text{As}$ 上部クラッド層 (undoped、 $0.5 \mu \text{ m}$)、n-GaAsキャップ層 (undoped、 $0.05 \mu \text{ m}$) の5層を成長させたウェハを用いる。但し、Alのフラックスと背圧の弁別が困難なので、ここでは $\text{Al}_{0.05}\text{Ga}_{0.95}\text{As}$ 層はGaAs 141.5 \AA 、 $\text{Al}_{0.05}\text{Ga}_{0.95}\text{As}$ 28.3 \AA の超格子構造で等価的に実現した。ウェハの大きさは $15 \times 17 \text{ mm}^2$ である。

[2] 作製プロセス

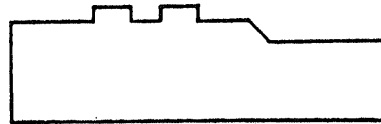
素子作製プロセスの概略を図4.12に示す。この図に従い、各プロセスについて説明する。

- (0) 前処理: ウェハ表面をエレクトロンワックスで覆い、HClに浸してMoブロック接着用のInを除去する。このままではウェハ裏面が凸凹なため、裏面をカーボランダム (#400) で厚さ $350 \mu \text{ m}$ 程度まで研磨する。トリクレン、アセトン、エタノールによる有機洗浄をした後、 H_2SO_4 に3min、 $\text{HCl}:\text{H}_2\text{O}=1:1$ に30sec浸して表面酸化物を除去する (それぞれ浸した後は水洗する)。 $\text{H}_3\text{PO}_4:\text{H}_2\text{O}_2:\text{H}_2\text{O}=4:1:50$ (体積比) のエッチ液 (混合後30min、 25°C) で $0.05 \mu \text{ m}$ (38sec) エッチする。
- (1) メサ部の形成: ウェハにポジレジストOFPR-800を6000rpmで塗布し、マスク1を用いて露光する。HClに1min浸して表面酸化物を除去する。 $\text{H}_3\text{PO}_4:\text{H}_2\text{O}_2:\text{H}_2\text{O}=1:1:10$ (体積比) のエッチ液で $2.0 \mu \text{ m}$ (4min30sec) エッチする。レジストは剥離する。
- (2) 導波路の形成: ネガレジストONNR-22を6000rpmで塗布し、マスク1を用いて露光し、メサ部を露出させる。OFPR-800を塗布し、マスク2を用いて露光する。HClに1min浸して表面酸化物を除去する。 H_3PO_4 系エッチ液でAlGaAs層を $0.5 \mu \text{ m}$ (1min7sec) エッチする。その後、ポジ・ネガ両レジストを剥離する。

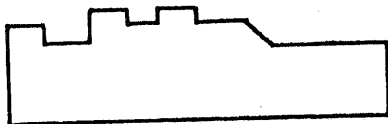
メサ形成



導波路形成



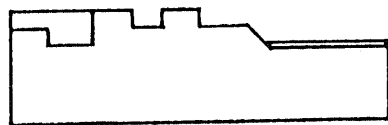
ボンディングパッド部の穴あけ



オーミック電極蒸着



絶縁層形成



ショットキー電極形成

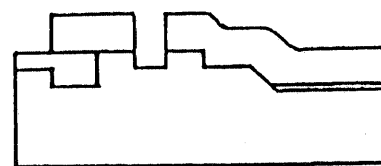


図 4.12 作製プロセス (その 2) の概略図

- (3)ボンディングパッド部の窓あけ：ONNR-22を塗布し、マスク3を用いて露光し、ボンディングパッド部を露出させる。HClに1min浸して表面酸化物を除去する。H₃PO₄系エッチ液でGaAs層を1.4μm（3min30sec）エッチする。ネガレジストは剥離する。
- (4)オーミック電極の形成：OFPR-800を塗布し、マスク1を用いて露光してメサ部を覆う。HClに1min浸して表面酸化物を除去する。Au-Ge-Ni合金（重量比88:12:5）を蒸着する（真空度 2×10^{-6} Torr）。OFPR-800を塗布し、マスク1'を用いて露光する。これにより、メサ部のAu-Ge-Ni合金が露出するので、これをKI:I₂:H₂O=4:1:40（重量比）のエッチ液でエッチする。OFPR-800を剥離した後、窒素雰囲気中でアニール（440℃、30sec）する。
- (5)絶縁層の形成：絶縁層としてはポリイミド樹脂（東レ製 セミコファインSP-413）を用いる。これは原液のままでは0.5μmの厚さにするのが難しいのでN-メチルピロリドン(NMP)を溶剤として1:1（体積比）に希釈した。図4.13に原液と希釈したポリイミドのスピンコート回転数と最終膜厚の関係を示す。希釈ポリイミドを7000rpmで塗布し150℃、5minのプリキュアを行う。OFPR-800を塗布し、マスク1を用いて露光する。これにより、ボンディングパッドのある導波路の外側（ボンディングパッド寄り）が一面ポリイミドで覆われることになる。OFPR-800の現像液でレジスト及びポリイミドを溶かす。この現像液はポリイミドのエッチ速度が速いのでサイドエッチに注意する。ポジレジストは酢酸n-ブチルで剥離する（アセトンで剥離するとキュアした時にポリイミド膜にクラックがはいる）。最後に窒素雰囲気中でキュア（200℃、30min+350℃、1hr）する。
- (6)ショットキー電極の形成：HClに1min浸して表面酸化物を除去する。電子ビーム蒸着により、Ti、Auを各500Å蒸着する（真空度 1×10^{-7} Torr）。OFPR-800を塗布し、マスク4を用いて露光する。Au、TiをそれぞれKI/I₂液、HF:H₂O=1:50液でエッチする。ポジレジストは剥離する。
- (7)金メッキ電極の形成：ONNR-22を塗布し、マスク4を用いて露光する。その後、全面にAuを1000Å程度蒸着する（真空度 2×10^{-6} Torr）。OFPR-800を3000rpmで塗布し、マスク5'を用いて露光する。その後、Auを2μm厚にメッキする（30℃、0.5mA/cm²で68min）。上のポジレジストをアセトンで剥離した後、

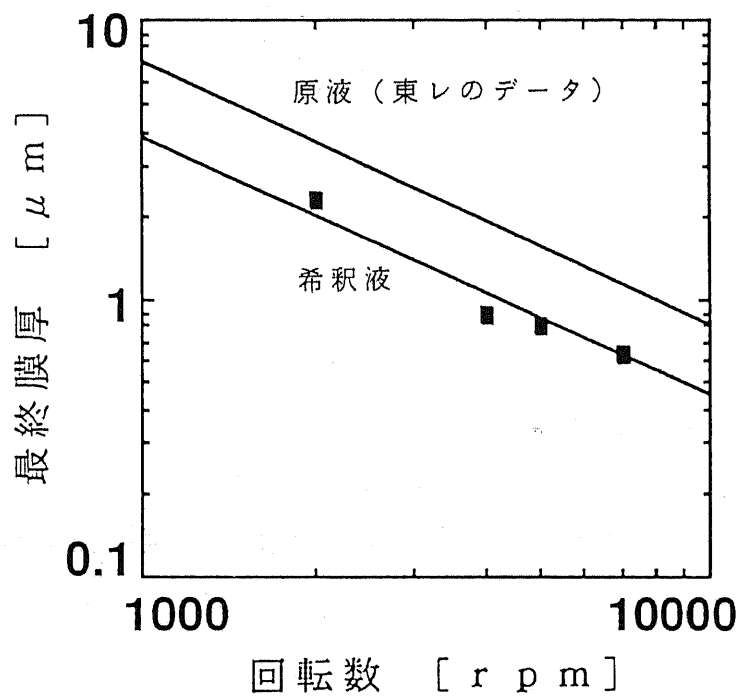


図4.13 スピンコート回転数とポリイミドの最終膜厚との関係

OFPR-800をで塗布し、マスク5を用いて露光する。KI/I₂液で露出したAuをエッチし、ポジレジストのみを剥離する。ネガレジストを残したのは下地のレジストを強引に剥離すると上部電極が剥がれ易かったので、ボンディング時の保護膜にしようと考えたからである。

このプロセスにしたがって素子作製を試みた。前記のプロセス（その1）の時の問題点はほぼ解決できたが、次のような問題が残った。

- ・ポリイミド膜をボンディングパッド以外の部分にもつけたので、ボンディングの際、ポリイミド/GaAs間で剥がれることはなくなったが、やはりボンディングしにくく、ボンディングを繰返し行うことにより、電極/ポリイミド間で剥がれてしまう。
- ・これは最初から残っていた問題であるが、（特に）細い方の上部電極（の下地）が剥がれ易くて断線を起こしたり、接地電極と接触して電流-電圧特性を測ってみると抵抗になってしまう。

前者については、後述するようにボンディングを行わないことで解決した。後者については、プロセス(6)を検討し直してみた。すなわち、導波路用のリッジを形成した半絶縁性GaAs基板に次の4通りの方法で上部電極を形成した。

- ① これまでの方法で、一面にTi/Auを蒸着した後ポジレジストでパターンニングし、ウェットエッチする。レジストは剥離する。
- ② ポジレジストでリッジ以外を覆うようにパターンニングしてクロルベンゼンで固めた後、一面にTi/Auを蒸着しアセトンでレジストを溶かす（リフトオフ法）。
- ③ ポジレジストでリッジ以外を覆うようにパターンニングしてから、一面にTi/Auを蒸着した後でリッジ部をポジレジストで覆いウェットエッチする。レジストは剥離する。
- ④ ネガレジストでリッジ以外を覆うようにパターンニングしてから、一面にTi/Auを蒸着した後でリッジ部をポジレジストで覆いウェットエッチする。ポジレジストのみ剥離する。

以上のプロセスの概要とその上部電極間の電流-電圧特性を図4.14に示す。①はTiが溶けきれていないためである。かといって、Tiが溶けきるのを待っている

プロセス

I - V 特性

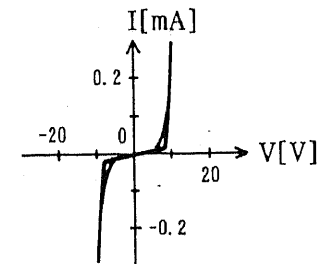
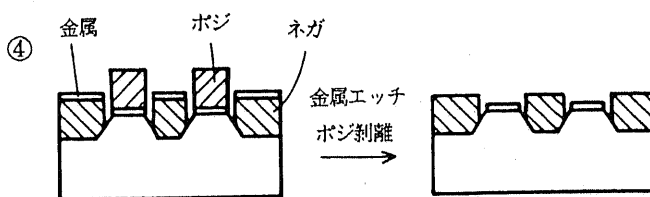
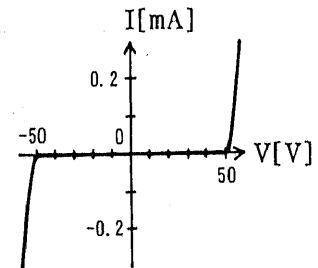
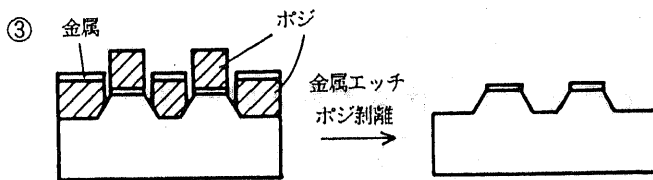
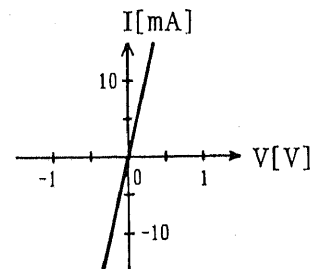
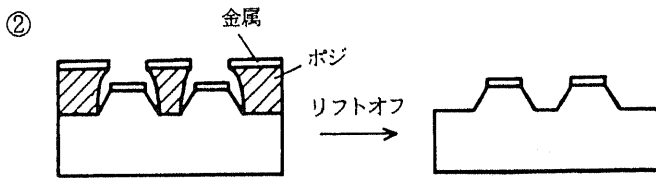
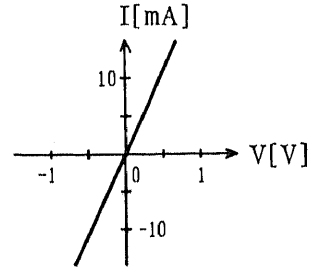
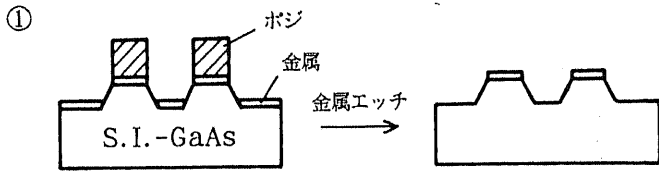


図4.14 上部電極形成プロセスとそのときの I - V 特性

とHFでGaAsが侵されてしまっていて電極が剥がれ易くなる。②はリッジ間のレジストが溶け出さないため電極間がつながっているためである。④は±30V程度までは頑張っていたが、いったん電流が流れ出すと図のように非常にleakyになる。したがって、上のプロセス(7)で残したネガレジストはやはり取り除いた方がよいことになる。

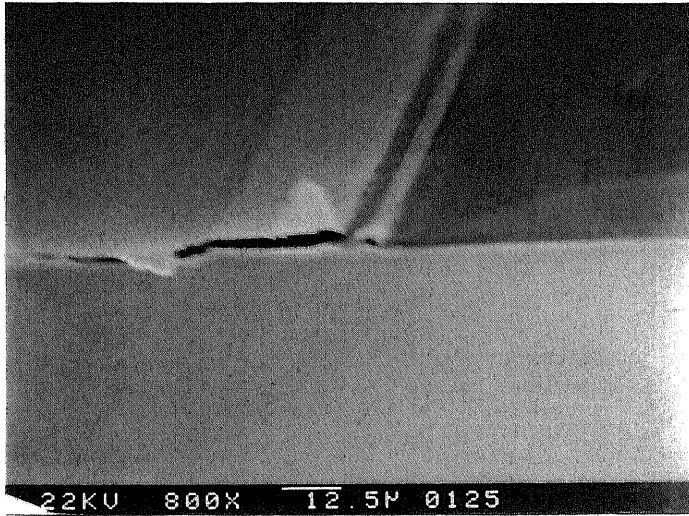
そこで上の③のプロセスを用いて本プロセスを行ってみたが、プロセス(5)までにはかなりウェハが汚れているせいか上部電極の下地が剥がれてしまった。これはGaAsとKI/I₂、HFの相性が良くないためと判断し、次のプロセスではAlを1μm程度蒸着した後マスク4でパターンニングし、H₃PO₄でエッチングして上部電極を形成した。しかし、サイドエッチが激しくやはり上部電極が剥がれてしまった。そこで、上部電極の下地をAlで形成し金メッキすることにした。この場合、プロセス(6)、(7)の次のようになる。

(6') ショットキー電極の形成: HClに1min浸して表面酸化物を除去する。Alを0.1μm蒸着する(真空度 2×10^{-6} Torr)。OFPR-800を塗布し、マスク4を用いて露光する。AlをH₃PO₄でエッチする。ポジレジストは剥離する。

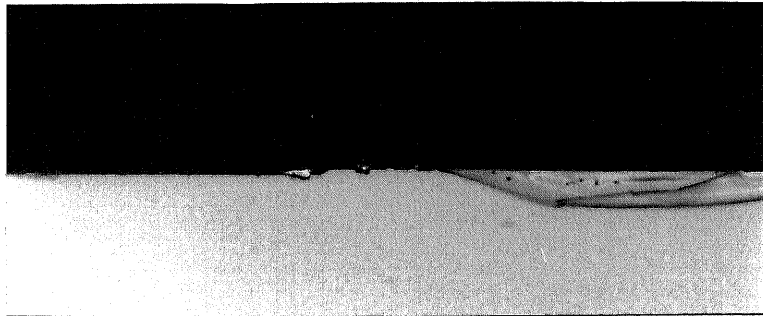
(7') 金メッキ電極の形成: OFPR-800を塗布し、マスク4'を用いて露光する。その後、全面にAuを1000Å程度蒸着する(真空度 2×10^{-6} Torr)。OFPR-800を300rpmで塗布し、マスク5'を用いて露光する。その後、Auを1μm厚にメッキする(30°C、0.5mA/cm²で34min)。上のポジレジストを酢酸n-ブチルで剥離した後、OFPR-800を塗布し、マスク5を用いて露光する。露出したAu薄膜をKI/I₂液でエッチし、ポジレジストを剥離する。

このプロセスによって、動作可能な素子を作製することができるようになった。作製した素子の断面写真を図4.15に示す。写真左側及び右側でめくれているのはそれぞれAu電極、ポリイミド膜である(これらはGaAsと異なり劈開できない)。写真をみるとわかるように上部電極が断線なく、しかも接地電極と分離されている。

完成した素子はできるだけボンディングパッドに近いところで劈開する。しかし、ウェハ厚が350μm程度あるので、実際に劈開してみると図4.2のL₁としては平均400μm程度であった。



(a) 断面SEM写真（800倍）



(b) 断面写真（200倍）



(c) 上面写真（200倍）

図4.15 素子の写真

4.4 素子の実装

ここでは素子の実装（マウント）について述べる。素子が首尾よく作製できたとして、次に問題となるのはいかに効率よく素子にマイクロ波を供給できるかである。マウントに要求されるのは

- ① 特性インピーダンスをケーブルや素子に合わせる。
- ② 対物レンズで光を供給できる。

である。これらの条件を満たすように工夫して、何種類かのマウントを製作した。ここではそのうちの2つについて述べる。

4.4.1 マウントその1

マウントの構造図を図4.16に示す。テフロン製のプリント基板を真鍮のブロックにネジ止め（このネジは表面の接地電極を裏面とつなぐ役目も持っている）する構造になっている。このプリント基板は厚さ1.6mm、比誘電率2.53であるので、特性インピーダンスを50Ωにするためのストリップ幅は5.80mmである。マウント幅が8mmなのでこれでは太すぎる。そこで裏面の銅箔を剥して基板を研磨した（研磨後の厚さ0.40mm）後に金を蒸着し、表裏面とも金メッキした。これにより50Ωのストリップ幅は1.75mmとなる。また、図中のストリップの長さLは12.0mmである。終端側にはチップ抵抗（50Ω）、チップキャパシタ（0.047μF）をハンダ付けした。

素子は接着剤でマウントに固定し、図のようにワイヤボンディングした。前述のようにボンディングの成功率が低いので2つのボンディングパッドともボンディングできた素子が多かったのと、その時点でプロセス的に完成された素子が多かったことから、このマウントで光学測定を行なうには至らなかった。片方のボンディングパッドにボンディングできた素子をのせた本マウントの反射特性を図4.17に示す。これは後でも述べるネットワークアナライザによる測定結果である。素子が断線していることもあって反射が多い。

4.4.2 マウントその2

マウントの構造図を図4.18に示す。上と同じテフロン製のプリント基板を用いている。このマウントの特徴はテーパ・ストリップラインを用いていることであ

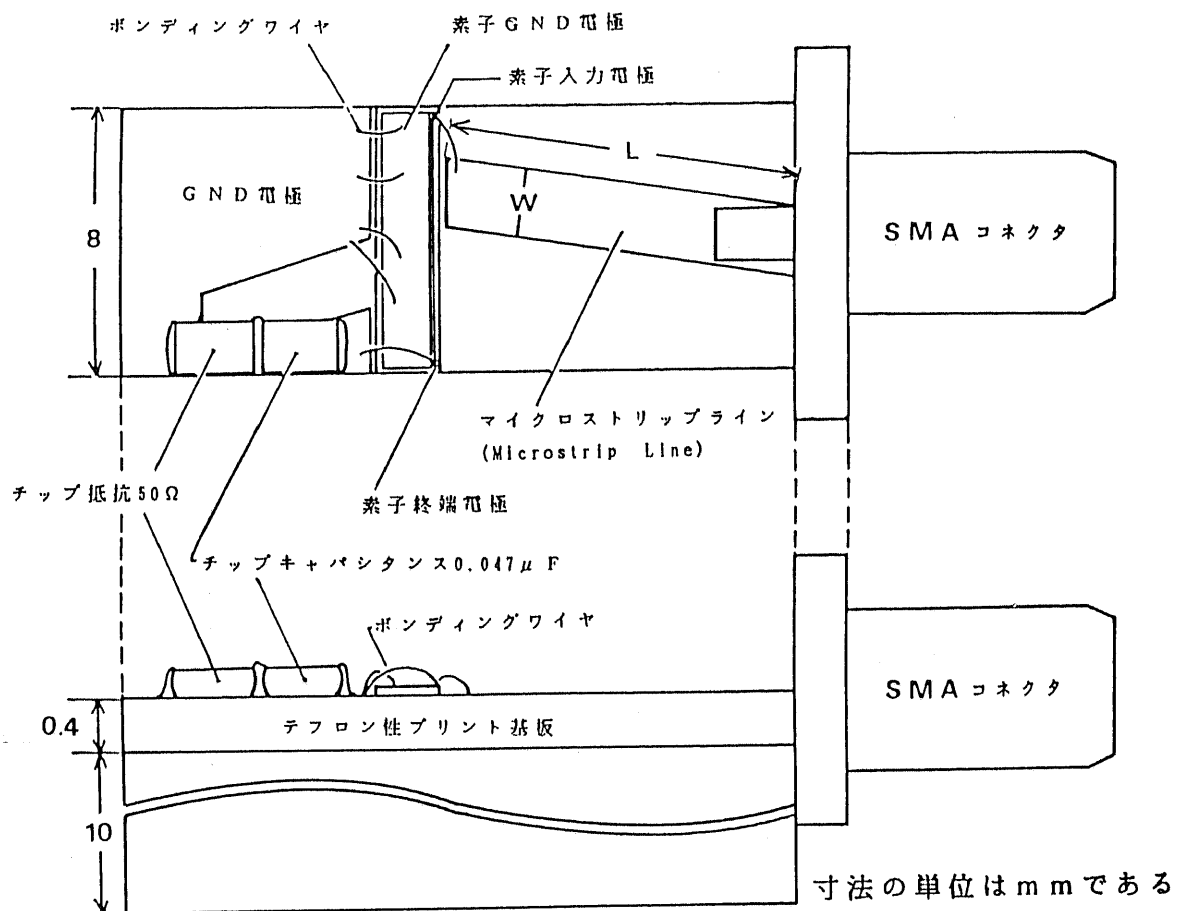


図 4.16 マウント (その 1) の構造図

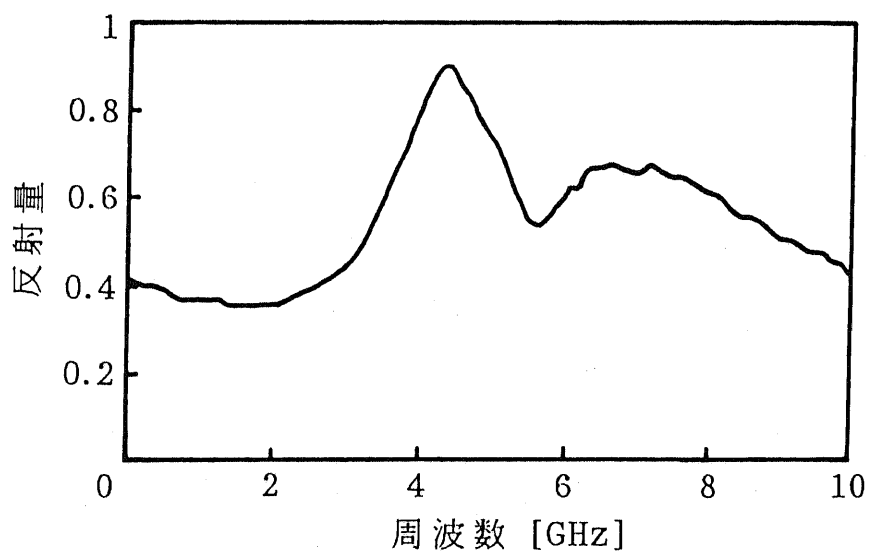


図4.17 マウント（その1）の反射特性

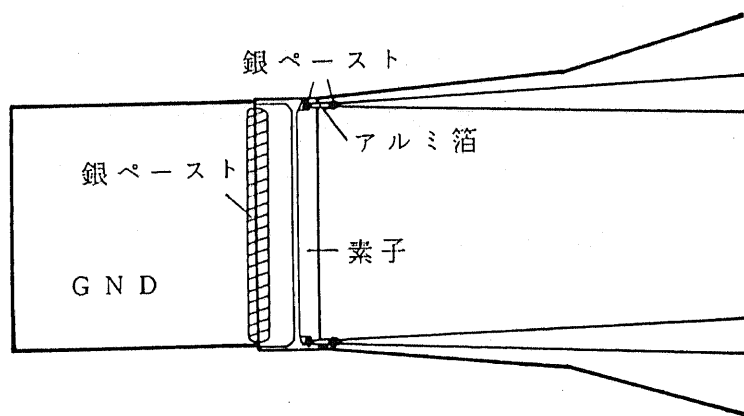
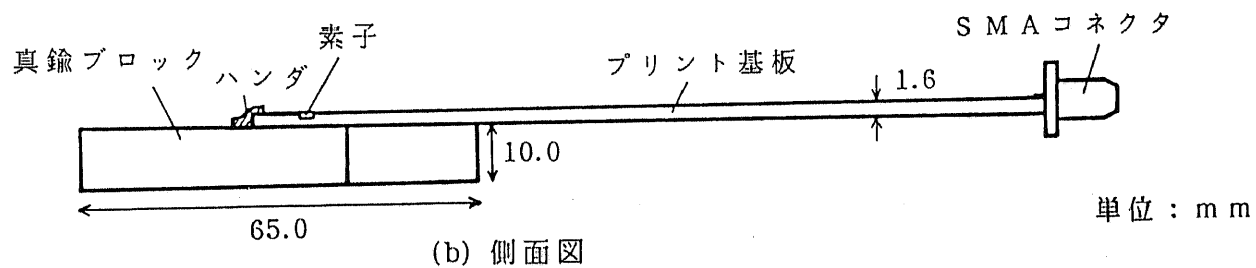
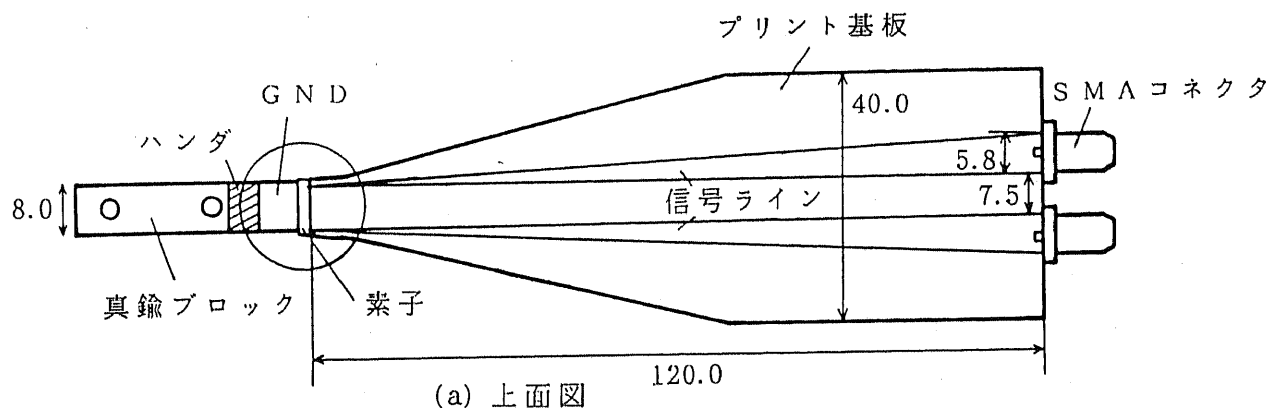


図4.18 マウント (その2) の構造図

る。このテーパ・ストリップラインはコネクタ側では幅5.8mmで特性インピーダンス50Ωである。素子に近づくにつれ高インピーダンスになるが、サイズのボンディングパッドと同程度になるので50Ωラインから急にボンディングワイヤになるよりはスムーズにマイクロ波が伝搬することが期待される。

もう1つの改良点はボンディングをやめたことである。これは上に述べた理由（インピーダンスの急変）とともに、ボンディングにより元々低い歩留まりがさらに低くなるからである。その代わりに図4.18の拡大図のようにした。すなわち、くさび状にしたアルミホイル（テーパ・ストリップとサイズを合わせる）を接着剤で固定し、両端を銀ペーストで固定する。ボンディングパッドの方は実体顕微鏡の下で銀ペーストをつけるが、細心の注意を払うと銀ペーストをボンディングパッドと同じ大きさ程度にすることができる。接地電極のコンタクトも銀ペーストでとった。

2つのテーパ・ストリップラインを導線で結び50Ω終端したときの反射特性を図4.19に示す。ところどころ反射が大きくなるのは入射側のストリップラインで定在波が立つためである。しかし、この特性のうち反射の小さな周波数で測定すれば問題ないと判断し、このマウントを用いることにした。

このマウントに完成した素子を実装したときの電流－電圧特性を図4.20に示す。典型的なショットキーダイオードになっているが、逆方向耐圧が11V程度とあまり大きくとれなかった。これはプロセスに起因する半導体表面の汚れのためと考えられる。

4.5 素子の特性

4.5.1 直流変調特性

上記の素子の直流変調特性を第2章と同じ測定系で測定した。その結果を図4.21に示す。この図より次のことがわかる。

⊗状態： 0Vで消光比11.2dB

⊖状態： 10.4Vで消光比13.7dB

⊗状態については、0Vで厳密に達成されていると断言はできないが、劈開端面からボンディングパッドまでの距離が4～500μmあることを考慮する理論とほぼ

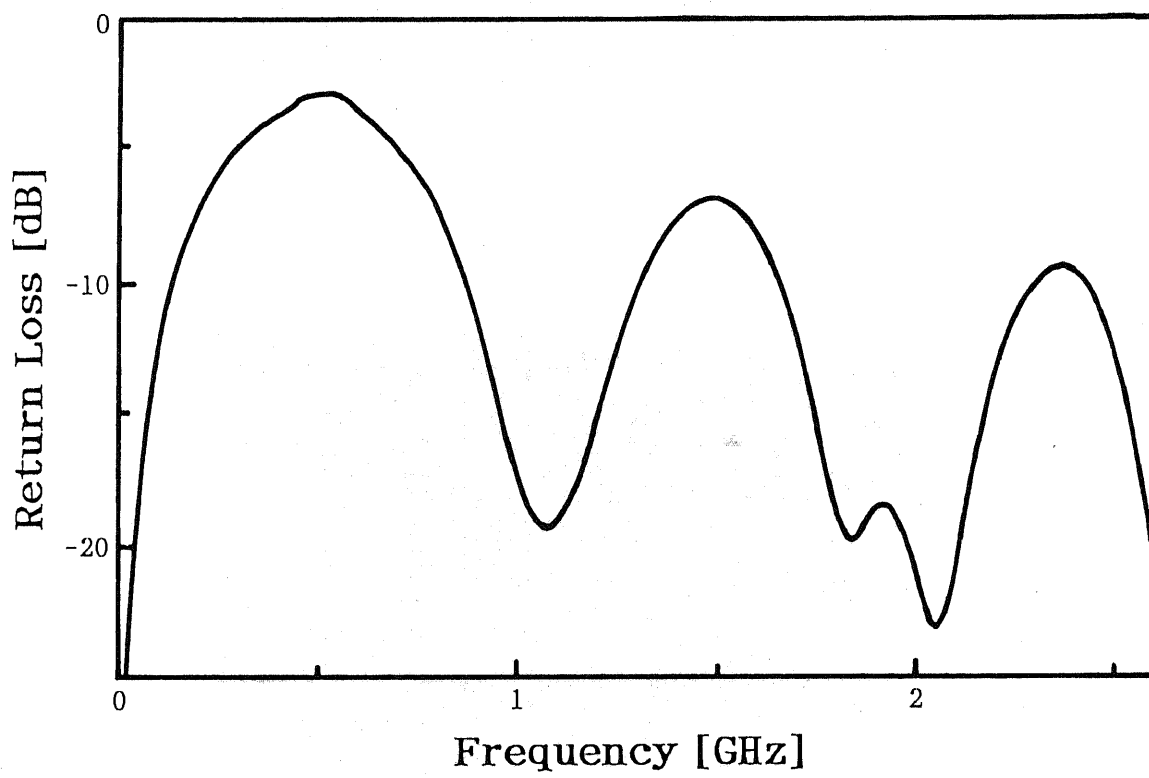
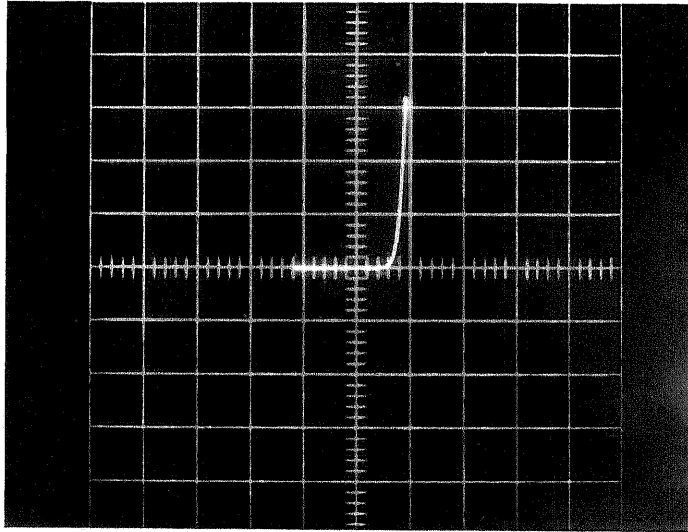
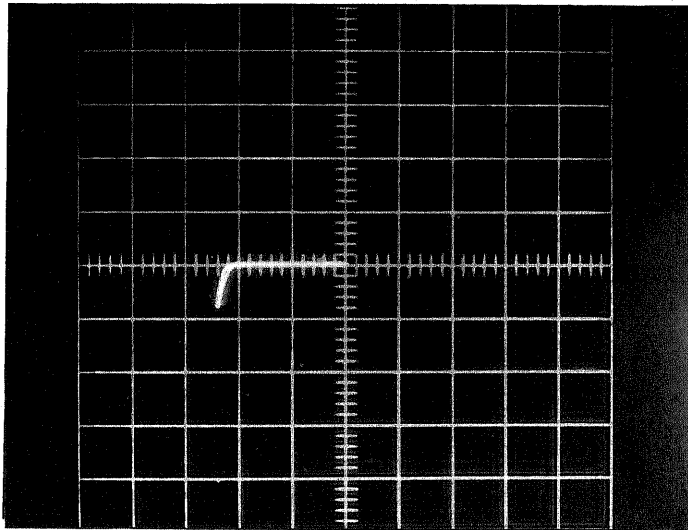


図4.19 素子なしでのマウント（その2）の反射特性



(a) 順方向 縦軸 : 0.1mA/div.
横軸 : 1V/div.



(b) 逆方向 縦軸 : 0.1mA/div.
横軸 : 5V/div.

図 4.20 マウント (その 2) に装着したときの
素子の I - V 特性

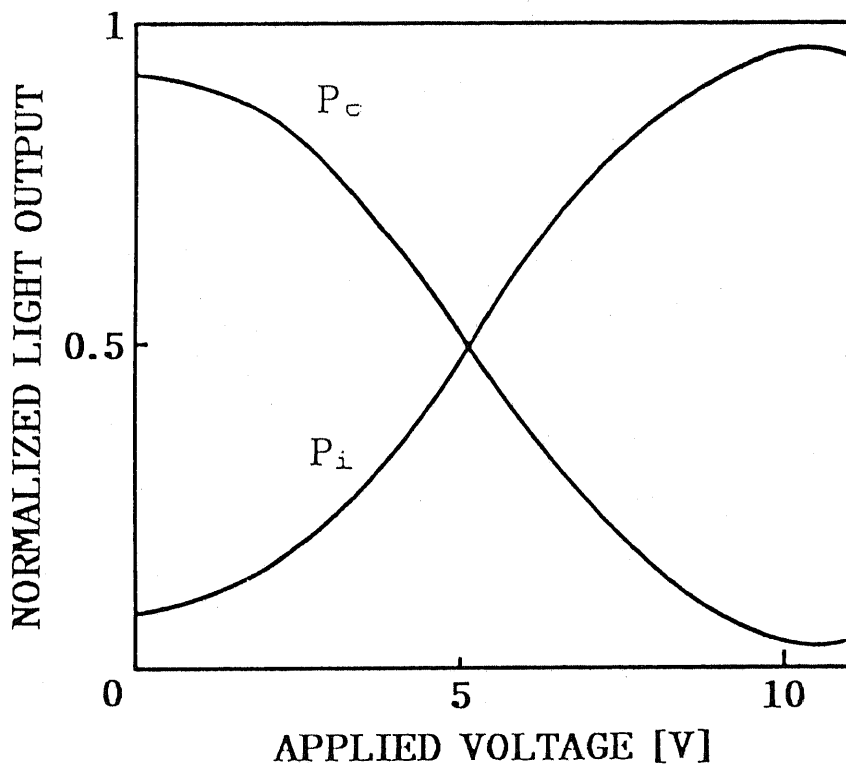


图 4.21 直流光变调特性

一致し、最小完全結合長が設計どおり約 8 mm になっているといえる。⊖状態が 10 V 強で達成されていることから設計どおりの素子が作製できたと考えられる。⊖状態は理論上はもっと大きい（例えば 20 dB 以上）はずだが、背景光などの影響でこの程度の値となった。⊗状態の理論（14～16 dB）とのずれもこれで説明できる。

また、挿入損失は 20.9 dB であった。これは結合損失、導波損失、フレネル反射損失の和と考えられる。

- ・導波損失…自由キャリア吸収自体は 0.1 dB 程度、電極による吸収は上部クラッド層が $0.5 \mu\text{m}$ なので 0.7 dB 程度である [3]。支配的なのは散乱損失で 3 dB 強 [4] であり、合計 4 dB 程度である。
- ・フレネル反射損失（GaAs 端面）… 3.2 dB。これは下の計算による。
$$1 - \left(\frac{n_{\text{GaAs}} - 1}{n_{\text{GaAs}} + 1} \right)^2 = 0.693 \rightarrow 1.59 \text{ dB / facet}$$
- ・フレネル反射損失（光学部品）… 2.0 dB。その内訳はレンズ：0.6 dB（1 個当たり）、波長板：0.4 dB、ND フィルタ：0.4 dB である。
- ・結合損失…全挿入損失から上の 3 つを引いたもので 11 dB 強である。但し、導波路のアスペクト比に起因するモード形状ミスマッチによる結合損失は 3 dB 程度と見積られる [5]。

4.5.2 高周波変調特性

A P D による直接測定

引き続き上記の素子の高周波変調特性を第 2 章と同じ測定系で測定した。測定条件は逆方向バイアス 5 V、rf 信号 400 mV_{rms} である。このときの 1 GHz における入力波形と A P D 出力波形を図 4.22 に示す。また、逆方向伝搬 [7] 時の周波数応答を図 4.23 に示す。この測定では発振器の性能から 4 GHz までしか測っていないが、極小値をもつ様子が現われていない（3 dB 低下の周波数 1.9 GHz から計算すると極小値は 4.3 GHz と概算される）。また、A P D の特性から考えると 3 GHz 以上の応答は実際よりも小さめに出ていると思われる。

A P D による直接測定では、この素子の同方向伝搬時の変調帯域幅や逆方向伝搬の次の極小値が測れないので、次に述べる Swept Frequency 法 [6] を用いて測定した。

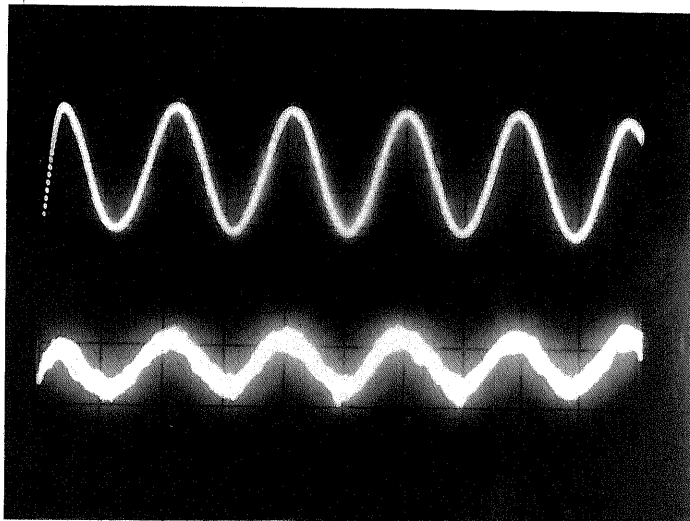


図4.22 変調信号とAPD出力

縦軸	変調信号(上) :	0.2V/div.
	APD出力(下) :	10mV/div.
横軸		0.5ns/div.

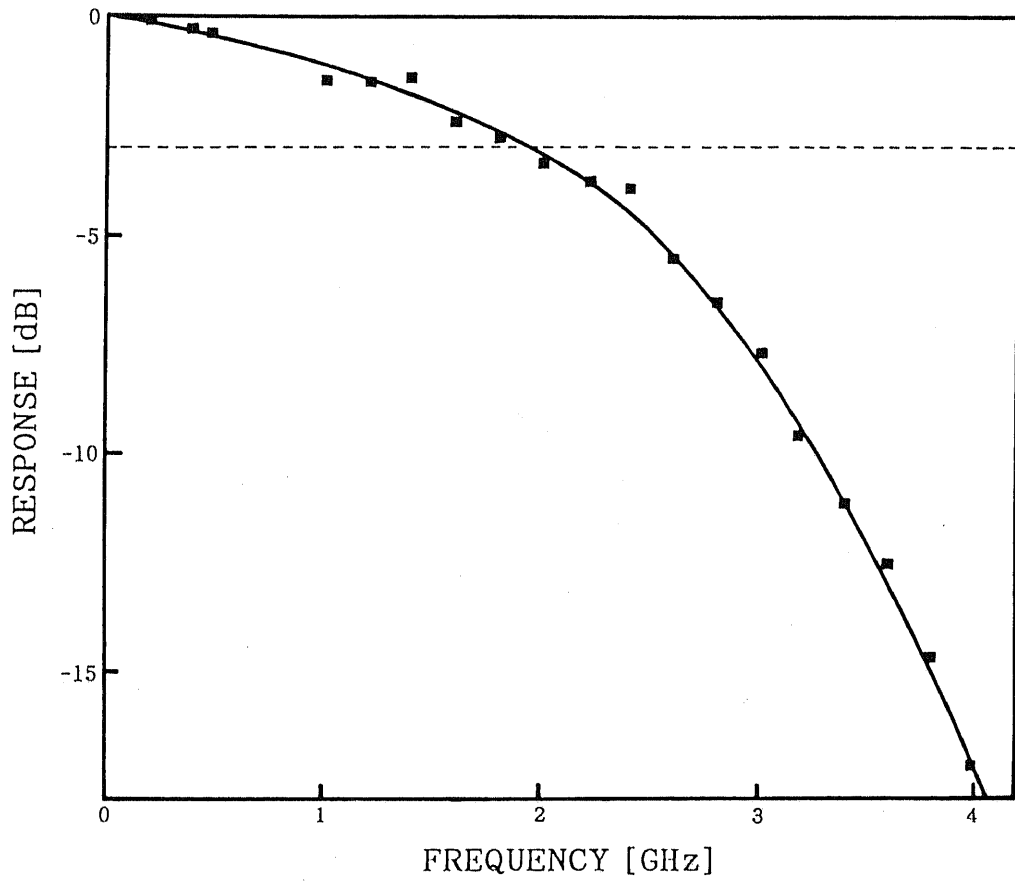


図4.23 直接測定による逆方向伝搬時の
高周波光変調特性

Swept Frequency 法

(1) 原理

光変調器が、低周波 (ω_1) の正弦波で振幅変調された ω_m の r f 正弦波で変調されているとする。このときの駆動電圧 $V_d(t)$ は

$$V_d(t) = (1/4) V_d (1 + \cos \omega_1 t) \cos \omega_m t \quad (4.5.1)$$

と表わされる。但し、 V_d は r f 駆動電圧の p-p 値である。このときの変調光出力 $I(t)$ は次のようになる (分布結合ガイド型光変調器の場合、厳密には $\sin^2 X$ の形にはならないが同様の結果は得られる)。

$$\begin{aligned} I(t) &= I_0 \sin^2 \left[\frac{\pi V_d(t)}{2 V_\pi} \right] \\ &= \frac{1}{2} I_0 \left[1 - \cos \left[\pi \frac{V_d(t)}{V_\pi} \right] \right] \\ &= \frac{1}{2} I_0 \left[1 + \cos \left\{ \frac{1}{4} M(\omega_m) \pi \frac{V_d}{V_\pi} (1 + \cos \omega_1 t) \cos \omega_m t + \phi_0 \right\} \right] \end{aligned} \quad (4.5.2)$$

但し、 I_0 は d c 光出力、 V_π は半波長電圧、 ϕ_0 は光学的バイアス (これは印加電圧により任意に設定できる) である。また、 $M(\omega_m)$ は光変調器の周波数特性を表わす項、すなわちこれから測定したい項である。上式は、公式

$$\begin{aligned} \cos(z \cos \phi) &= J_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(z) \cos 2n \phi \\ \sin(z \cos \phi) &= 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n-1} J_{2n-1}(z) \cos(2n-1) \phi \end{aligned} \quad (4.5.3)$$

を用いると

$$\begin{aligned} I(t) &= \frac{1}{2} I_0 \{ 1 + \cos \phi_0 \cos [\Gamma(\omega_m) (1 + \cos \omega_1 t) \cos \omega_m t] \\ &\quad - \sin \phi_0 \sin [\Gamma(\omega_m) (1 + \cos \omega_1 t) \cos \omega_m t] \} \\ &= \frac{1}{2} I_0 (1 + \cos \phi_0 J_0 [\Gamma(\omega_m) (1 + \cos \omega_1 t)] \\ &\quad + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \{ \cos \phi_0 J_{2n} [\Gamma(\omega_m) (1 + \cos \omega_1 t)] \cos 2n \omega_m t \\ &\quad + \sin \phi_0 J_{2n-1} [\Gamma(\omega_m) (1 + \cos \omega_1 t)] \cos(2n-1) \omega_m t \}) \end{aligned} \quad (4.5.4)$$

となる。但し、 J_m は m 次のベッセル関数であり、

$$\Gamma(\omega_m) = \frac{1}{4} M(\omega_m) \pi \frac{V_d}{V_\pi}$$

である。(4.5.4) 式の第 2 項は低周波 (ω_1) 成分であって、(4.5.1) 式のように駆動信号 (ω_m) 成分は含まれていない。これは、光変調特性の非線型性によりもたらされたものである。ここで、 $V_d \ll V_\pi$ のときは

$$J_0 [\Gamma(\omega_m) (1 + \cos \omega_1 t)] \doteq 1 - \frac{1}{4} \Gamma^2(\omega_m) (1 + \cos \omega_1 t)^2$$

$$= 1 - \frac{1}{4} \Gamma^2(\omega_m) \left(\frac{3}{2} + 2 \cos \omega_1 t + \frac{1}{2} \cos 2\omega_1 t \right) \quad (4.5.5)$$

であるので、低周波成分の規格化振幅 a は近似的に

$$\begin{aligned} a &= \frac{1}{2} \cos \phi_0 \Gamma^2(\omega_m) \\ &= \frac{\pi^2}{32} \cos \phi_0 M^2(\omega_m) \left(\frac{V_d}{V_\pi} \right)^2 \end{aligned} \quad (4.5.6)$$

となり、低周波成分は $M^2(\omega_m)$ に比例する。

以上のことから、光学的バイアス ϕ_0 と駆動電圧を一定に保っていれば、低周波成分の振幅の $r f$ 周波数による変化が光変調器の高周波応答に対応していることがわかる。

ここまでの解析は低周波の正弦波による $r f$ 信号の強度変調を考えてきたが、(4.5.1)式の代わりにパルスによる変調

$$V_d(t) = (1/2) V_d u(\omega_1, t) \cos \omega_m t \quad (4.5.7)$$

を考えても得られる結果は同じである。但し、 V_d は $r f$ 駆動電圧の $p-p$ 値、 $u(\omega_1, t)$ は繰返し周波数 $\omega_1 / 2\pi$ 、デューティ50%のパルス列である。この方法の利点としては次のことがあげられる。

- (1) 制御信号が一定振幅の低周波信号であり、これは精確に測定するのが容易である。
- (2) 測定が光検出器の周波数応答に影響されない、すなわち、遅い光検出器でもよい。
- (3) $r f$ 信号の誘導に影響されにくい。

(2)測定方法

まず、新たに使用した機器について述べる。

- ① YHP社 Sweep Oscillator 8620C
 RF Plug-in 86240B
 出力インピーダンス 50Ω
 周波数 2.0~8.4GHz
 最大出力 +13dBm (20mW)

定格は以上のとおりであるが、実際にはSweep Oscillatorの目盛りがついている0~10GHzの信号が得られる。

② Y H P 社 F u n c t i o n G e n e r a t o r 3 3 1 0 A

出力インピーダンス 50Ω

周波数 0.0001Hz ~ 5.0MHz

出力波形 正弦波、方形波、三角波

③ P A R 社 L o c k - i n A m p l i f i e r モデル121

周波数 1.5Hz ~ 150kHz

信号感度 1μV ~ 0.5V

これらの機器を用いた測定系のブロック図を図4.24に示す。ここで用いた光検出器はごく普通のSi-フォトダイオードである。測定条件は以下のとおりである。

- ・ 逆方向バイアス 0.5V (順方向でのターンオンを防ぐため)
- ・ r f 信号 400mV_{rms} (各周波数で、サンプリングオシロスコープを用いて校正した)
- ・ 低周波信号 振幅1.0V、繰返し周波数2kHz、デューティ50%のパルス列 (一部はロックインアンプの参照信号とする)

(3) 測定結果

まず、素子を装着したマウントの反射・透過特性を測定した。反射特性は上記のYHP社掃引発振器とHP社のネットワークアナライザ(モデル8410S)を用いて、50Ω終端したときの入力コネクタからみた反射を測定した。透過特性はマウントの構造上、このネットワークアナライザでは測定できないので、出力コネクタに終端の代わりにサンプリングオシロスコープを接続して、その出力を入力振幅で規格化したもので代用した。したがって、これには(素子つき)マウントの他にケーブルによる損失も含まれている。その結果を図4.25,26に示す。これらは入出力端子を交換しても大差なかった。

同方向伝搬、逆方向伝搬時の周波数応答を図4.27に示す。これは、極小点付近の減衰を補償した結果である。3dB帯域幅として9.1GHzが得られた。マイクロ波の屈折率は同方向伝搬の3dB低下の点、逆方向伝搬の極小の点から式(1.3.18), (1.3.21)を用いて次のように計算される。

$$n_m = \begin{cases} 5.24 (4.3 \text{ GHz}) \\ 5.09 (8.75 \text{ GHz}) \\ 5.32 (9.1 \text{ GHz}) \end{cases}$$

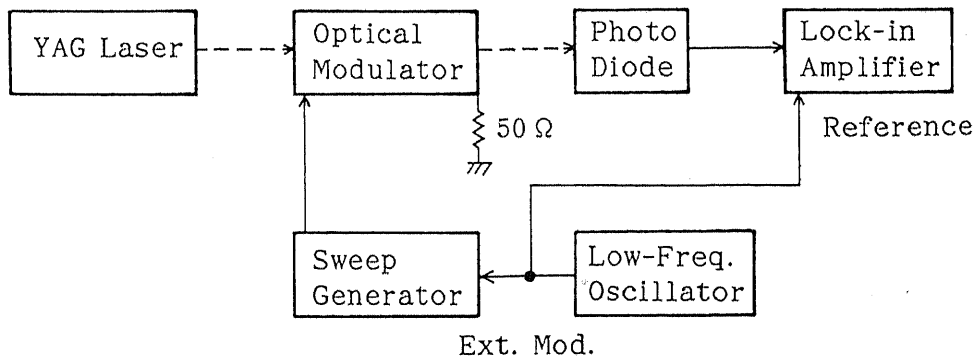


図 4.24 Swept Frequency法のブロック図

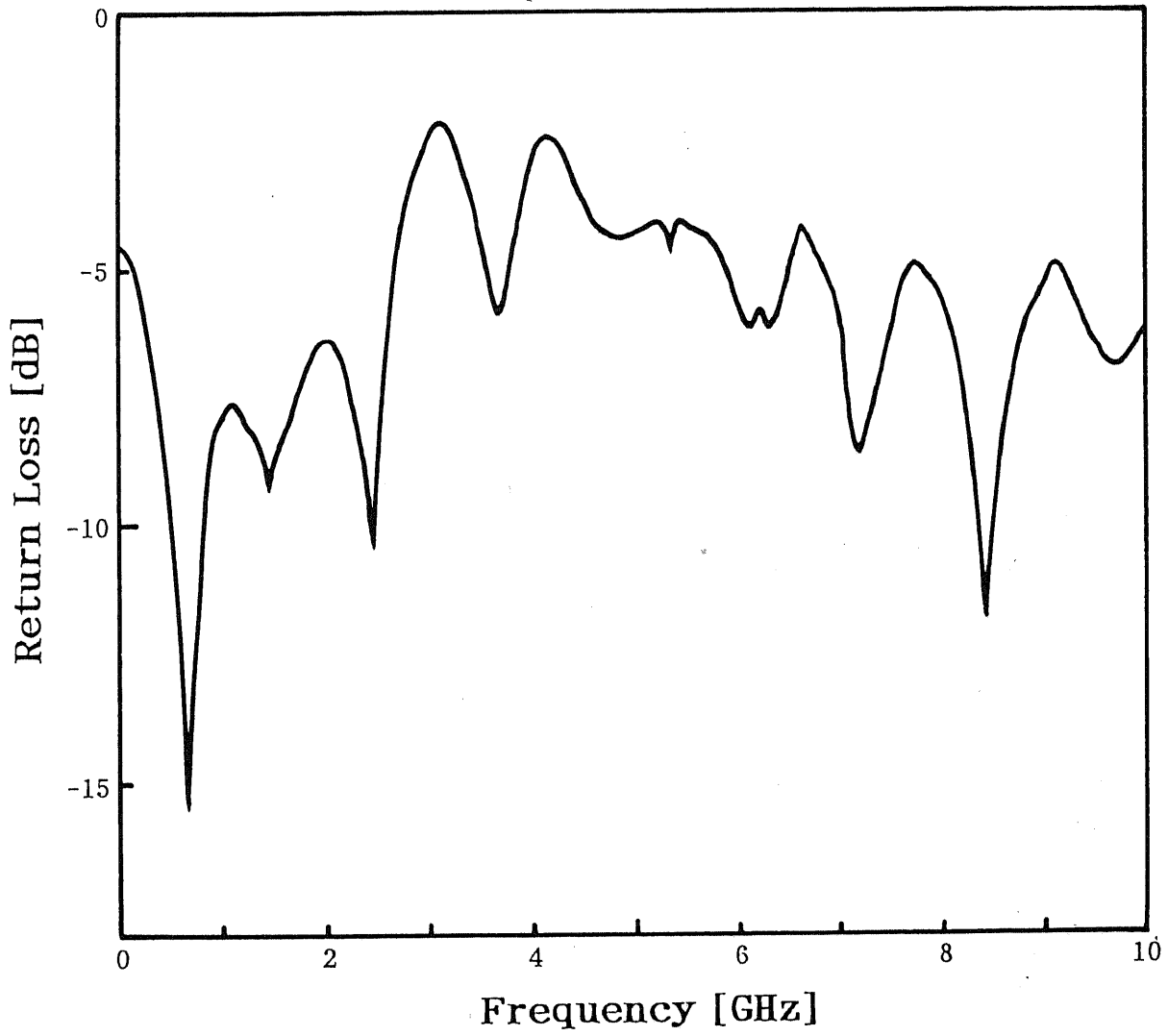


図4.25 素子装着時のマウント（その2）の反射特性

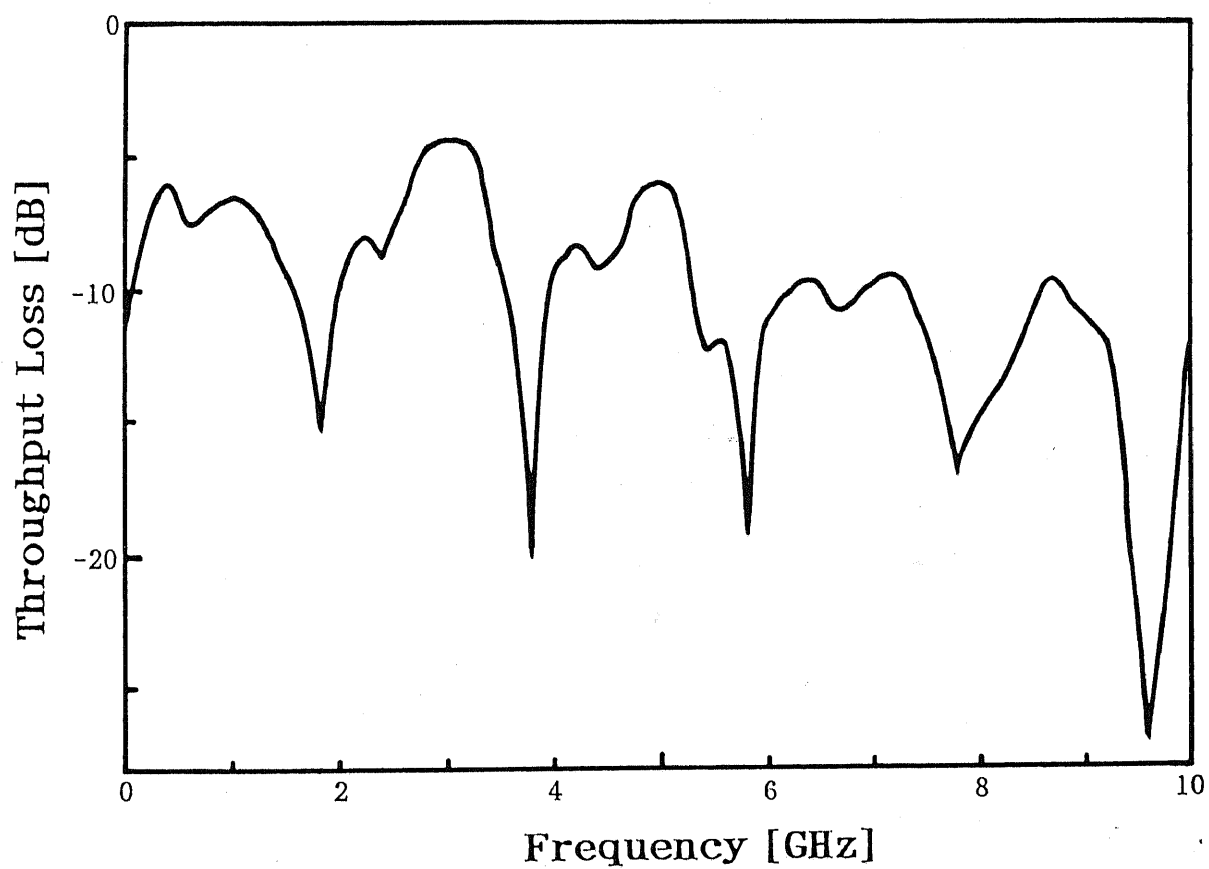


図4.26 素子装着時のマウント（その2）の透過特性

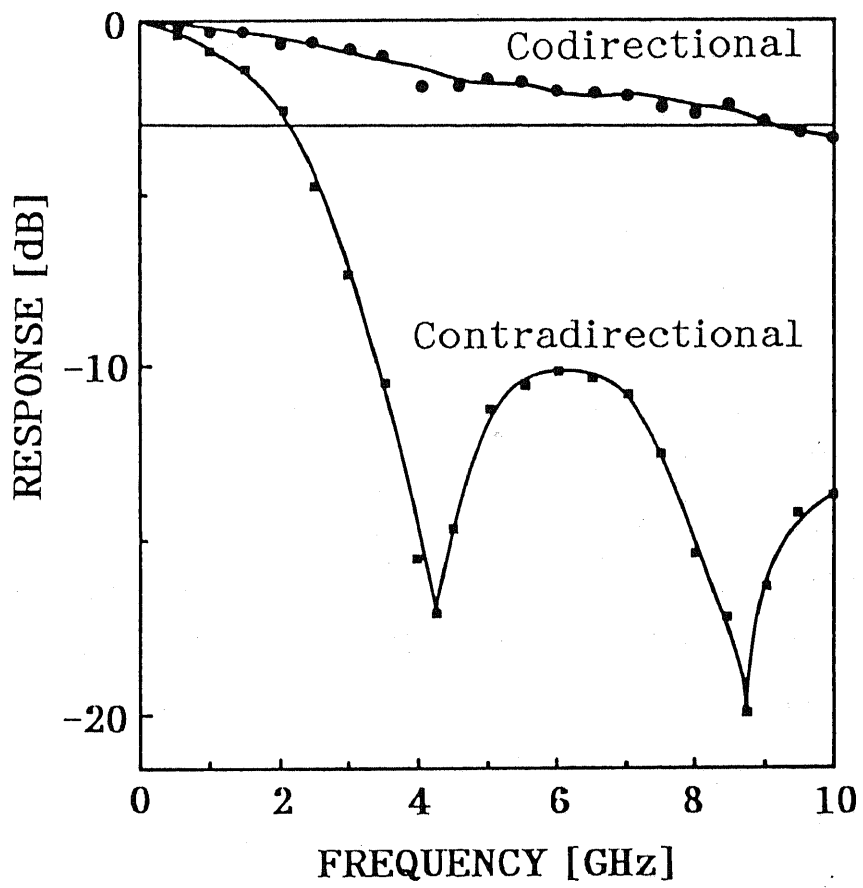


図4.27 Swept Frequency法による高周波
光変調特性の測定結果

これらの結果から、この周波数帯では n_m の分散は小さいと考えてよいと思われる。

変調帯域幅 9.1 GHz、スイッチング電圧 10.4 V であるから、性能指数として帯域幅スイッチング電圧比を用いると $\Delta f / V = 0.875 \text{ GHz} / \text{V}$ となる。これを集中定数型のショットキー接触ダブルヘテロ構造素子 ($\Delta f = 1.5 \text{ GHz}$ 、 $V = 18.4 \text{ V}$) と比べると $\Delta f / V = 0.0815 \text{ GHz} / \text{V}$ ということから 10.7 倍の改善ということになる。表 4.1 に種々のデバイスの性能指数を示すが、これらと比べても遜色がない。

変調帯域幅の設計値と実測値との差の理由としてはいくつか考えられる。

- ① 設計は無限幅近似のもとに行なったが、図 3.6 を見るとわかるように n^+ 層厚が n^- 層厚に比べて十分厚いといえなくなってくると近似の精度が悪くなる。電極幅が n^- 層厚に比べて十分広いといえなくなると電極端部の電気力線が曲がってくることから同様のことが当然のことながら起こってくる。今後は有限幅のマイクロストリップ線路に対する解析が必要となろう。
- ② Swept Frequency 法は逆バイアス 0.5 V のもとで測定を行なったが、設計は n^- 層が空乏しきつたと仮定している。この測定はもう一方の非線型特性領域で行なうべきであるが、今回は素子の耐久性の問題から測定できなかった。しかし、前述したように 1.7 V 程度でパンチスルーするので 0.5 V の印加電圧でかなり空乏層が伸びている。実際、図 4.23 と図 4.27 の逆方向伝搬の特性を比べてみると多少後者の方が広帯域側にシフトしているがほぼ同じ特性である。
- ③ n^+ 層厚を $2 \mu\text{m}$ としたが、図 4.4 からわかるように等価的な n^+ 層厚 (電気力線の経路長) は $10 \mu\text{m}$ 近くある。したがって、図 3.6 から読み取れるように n_m も 10 近くになる。しかし、電気力線の一部は空気中にも漏れ出すので実際のマイクロ波の屈折率 n_m' は
$$n_m' = \sqrt{\frac{1 + n_m^2}{2}} \quad (4.5.8)$$
となる。上式から $n_m' = 5.2$ となる n^+ 層厚を算出すると $b_1 = 6.5 \mu\text{m}$ となる。このことを利用すると、 $b_1 = 2 \mu\text{m}$ として図 3.8 の挿入図の構造が可能となったとすると、 $n_m' = 3.6$ となって光波の屈折率 n_0 にかかなり近づくことになる。

今後、この素子で改良を加えるべき点はボンディングパッド周辺であろう。ボンディングの必要がないのなら、マイクロストリップ線路構造にしてコネクタと

表 4.1 種々の光変調器の性能指数

Author	REF.	λ [μ m]	MOD. TYPE	R_{term} [Ω]	MODE	V_{π} [V]	f_0 [GHz]	F [GHz/V]
Izutsu et al. (1980)	8	0.63	LINbO ₃ Y-Branch T.W. M.Z.	50	Push-pull	8.8	11.2	1.27
Alferness et al. (1983)	9	1.32	LINbO ₃ T.W. D.C.	50	Push-pull	4.5	7.2	1.60
Buchmann et al. (1985)	10	1.3	GaAs Homo Junction Y-Branch Lumped M.Z.	∞	Push-pull	18.5	5	0.27
Becker (1984)	11	0.85	LINbO ₃ Y-Branch Lumped M.Z.	50	Push-pull	4	2.75	0.69
Wang et al. (1987)	12	1.3	GaAs/AlGaAs T.W. Phase Mod.	50	Single Sided	38 11	37.5 (calculation) 16	0.99 1.45
Gee et al. (1983)	13	0.83	LINbO ₃ Y-Branch T.W. M.Z.	50	Push-pull	7	17	2.43
Wood et al. (1985)	14	0.85	GaAs/AlGaAs MQW Electro Absorption	∞	-	10	2.95	0.30
Noda et al. (1986)	15	1.55	InGaAsP/InP Bulk Electro Absorption	50	-	6	3.8	0.63
This Work		1.06	GaAs/AlGaAs T.W. D.C.	50	Single Sided	10.4	9.1	0.88

Key T.W. = Traveling Wave
M.Z. = Mach-Zehnder Interferometer
D.C. = Directional Coupler

直接接続できる構造にすべきである。今回はレンズによる端面結合で実験を行なったため、マウントの構造に制限が課されたが、光ファイバを用いれば十分実現可能である。

4.6 結言

本章では半絶縁性基板上の進行波型デバイスについて述べた。3線条の問題は一方の上部電極を接地電極と短絡することで避けた。ショットキー電極形成の際、下地としてAlを用い、その上に選択的金メッキ法により厚さ1 μ m以上のAu層を形成することにより、断線なくしかも接地電極と接触しない上部電極を形成することに成功した。また、素子の実装においてはテーパ・ストリップラインを用い、素子との接続はアルミ箔と銀ペーストを用いることによってワイヤボンディング不要となった。

以上の工夫により、光変調特性の測定が可能となり、スイッチング電圧10.4V、変調帯域幅9.1GHzが得られた。これらの値を以前の集中定数型デバイスと比べると、性能指数にして10倍以上改善されたことになる。

第4章の参考文献

- [1] T. G. Bryant and J. A. Weiss: IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, **MTT-16** (1968) 1021.
- [2] 三井康郎: 東京大学工学部電子工学科学位請求論文(1986).
- [3] 林秀樹: 東京大学工学部電子工学科修士論文(1985).
- [4] K. Tada and T. Ishikawa: Technical digest of the 1st optoelectronics conference, Tokyo (Jul. 1986) A3-1.
- [5] S. Y. Wang and S. H. Lin: IEEE J. Lightwave Technol., **6** (1988) 758.
- [6] S. Uehara: Appl. Opt., **17** (1978) 68.
- [7] S. H. Lin, S. Y. Wang and Y. M. Houn: Electron. Lett., **22** (1986) 934.
- [8] M. Izutsu, H. Haga and T. Sueta: Trans. IECE Japan, **E-63** (1980) 817.
- [9] R. C. Alferness, C. H. Joyner, L. L. Buhl and S. K. Korotky: IEEE J. Quantum Electron., **19** (1983) 1339.
- [10] P. Buchmann, H. Kaufmann, H. Melchior and G. Guekos: Appl. Phys. Lett., **46** (1985) 462.
- [11] R. A. Becker: IEEE J. Quantum Electron., **20** (1984) 723.
- [12] S. Y. Wang, S. H. Lin and Y. M. Houn: Appl. Phys. Lett., **51** (1987) 83.
- [13] C. M. Gee, G. D. Thurmond and H. W. Yen: Appl. Phys. Lett., **43** (1983) 998.
- [14] T. H. Wood, C. A. Burrus, R. S. Tucker, J. S. Wiener, D. A. B. Miller, D. S. Chelma, T. C. Damen, A. C. Gossard and W. Weigmann: Electron. Lett., **21** (1985) 693.
- [15] Y. Noda, M. Suzuki, Y. Kushiro and S. Akiba: IEEE J. Lightwave Technol., **LT-4** (1986) 1445.

第5章 結論

本論文は、既に変調帯域幅1.5GHzを得ているGaAs系ショットキー接触形ダブルヘテロ構造分布結合ガイド形光変調器を大幅に高速化することを目的に行なった進行波型デバイスの試作・研究をまとめたものである。

第2章では、変調帯域幅を広げるために、GaAs系ショットキー接触型ダブルヘテロ構造分布結合ガイド型光変調器をそのまま進行波動作させ、光波とマイクロ波の速度をできるだけ近付けることを考えた。結合ストリップ線路となるのを防ぐため、上部電極は2つある光導波路のうち的一方のみに装荷した。これにより、無バイアス時に2つの光導波路間に位相定数差が生じ、両方の光導波路上に電極がある場合に比べ、バイアス電圧が余分に必要となるが、素子長が最小完全結合長の2倍の反転 $\Delta\beta$ 構造を採用することにより、その影響を小さくした。この光変調器の断面に境界要素法を適用して2次元ポテンシャル問題を解き、特性インピーダンスとマイクロ波の屈折率を求めた。その結果、単一モードとなる光導波路幅（上部電極幅）では、光波とマイクロ波との速度整合と、 50Ω インピーダンス整合を両立させることは困難であることが明らかとなった。

n^+ -GaAs基板上にLPE法により、 n^+ -AlGaAs下部クラッド層、 n^- -GaAsガイド層、 n^- -AlGaAs上部クラッド層を成長したウェハにマイクロストリップ線路を形成した素子を作製し、特性を測定したが、変調帯域幅は約300MHzであり、集中定数動作より性能が劣っていた。

第3章では、その原因を解明するために、無限幅近似した多層構造のマイクロ波伝搬特性を複素誘電率を用いて計算した。

計算はストリップ幅が十分広く、界成分の幅方向の変化が無視し得るという「無限幅近似」のもとに行なった。構造としては高導電率の半導体基板層と空乏した低導電率層の2層構造を仮定した。計算の結果、半導体基板層の導電率と周波数に応じて、半導体層中のTEMモード・表皮効果モード・遅波モードの3つの基本伝送モードが存在する様子が明らかになった。また、第2章の素子は遅波モードの影響を受けマイクロ波の位相速度が光波の3分の1以下になっているが、

実際に変調帯域を制限しているのは n^+ 層による誘電体損であることも明らかになった。

この計算の中から、遅波モードの影響を避けるためには n^+ 層の厚さを薄くすれば良いことを見だし、これを実現するための新しい構造の素子を提案した。無限幅近似による簡単な見積りでは、 n^- 層、 n^+ 層ともに $2\mu\text{m}$ 厚とするとマイクロ波の屈折率は 10GHz 程度まで分散がなく5程度であり、光波の屈折率3.5に近づくので、最高変調周波数と素子長の積は $f_{\text{max}} \cdot L = 8.9 [\text{GHz} \cdot \text{cm}]$ となる。これは集中定数動作より2倍以上改善されうることになる。さらに、特性インピーダンスの周波数依存性もごく小さいことが明らかになった。

第4章では、第3章で提案した素子の具体化を図った。具体的な素子構造として以下の点に注意した。

素子長はスイッチング電圧 10V を目標に 8mm とした。これより $f_{\text{max}} = 11\text{GHz}$ となる。素子長(導波路長)と電極長は一致することが望ましいが、ボンディングパッドが素子の両端にあるので、実際には素子長 $>$ 電極長となる。消光比 20dB 以上を得るには、電極長 8mm のとき、素子長は両端でそれぞれ $250\mu\text{m}$ までの「切りしろ」が許される。

ボンディングパッドの下には容量低減および導波路との段差をなくすため、絶縁層(レジストあるいはポリイミド)を挿入する。 $100\mu\text{m}$ 角、厚さ $0.5\mu\text{m}$ としたときの容量は 0.73pF であるが、 10GHz におけるインピーダンスは 22Ω と低くなってしまふ。そこで、ボンディングパッドの下をエッチして、そこも絶縁物でうめることにした。

電極構造においては、3線条の問題を避けるために一方の上部電極を接地電極に短絡することにした。このときの結合ストリップ線路の特性インピーダンスは、(線路幅と誘電体層厚の比) > 1 のような条件では、単一ストリップ線路の特性インピーダンスより若干小さくなるが、設計する際には単一ストリップ線路の特性インピーダンスをめどにして設計すればよいことが明らかになった。

以上のことを考慮した素子を、半絶縁性GaAs基板上にMBE法によって、 n^+ -AlGaAs下部クラッド層、 n^- -GaAsガイド層、 n^- -AlGaAs上部クラッド層の3層を成長させたウェハ上に作製した。

本素子作製のため金メッキ電極の形成プロセスを新たに導入した。金メッキ柱を形成するには、ウェハ全面に金メッキを施し、フォトレジストをマスクとしてエッチングを行なうのがプロセス的には簡単である。ところが、種々の濃度の KI/I_2 でエッチングしても金表面が変質して、ウェハ全面にわたってエッチするのは困難であった。また、アンダーカットも懸念される。そこで、ここでは選択的金メッキを行なった。2つのレジスト層にはさまれた金属層を電極としてメッキを行なえば、レジストの窓領域のみメッキされる。本方法によって、アンダーカットのほとんどない金柱が得られた。

プロセス上で種々の問題が生じたが、結局ショットキー電極形成の際、下地としてAlを用い、その上に選択的金メッキ法により厚さ $1\mu m$ 以上のAu層を形成することにより、断線なくしかも接地電極と接触しない上部電極を形成することに成功した。また、素子の実装はプリント基板マウント上に行い、テーパ・ストリップ線路を介して同軸線路系に接続した。テーパ・ストリップ線路と素子との接続はアルミ箔と銀ペーストを用いることによってワイヤボンディング不要となった。

以上の工夫により、光変調特性の測定が可能となり、スイッチング電圧 $10.4V$ が得られた。Swept Frequency法の導入により高周波変調特性の測定可能周波数が $10GHz$ 程度にまで上がり、変調帯域幅 $9.1GHz$ が得られた。これらの値を以前の集中定数型デバイスと比べると、性能指数にして10倍以上改善されたことになる。

この素子は化合物半導体の進行波型分布結合ガイド光変調器としては初めてのものであり、これまで報告されている他の種類の光変調器の性能指数と比較しても見劣りせず、プロトタイプの素子として十分な性能を備えていると結論できる。

謝辞

本研究を行うにあたり、懇切なご指導を賜り数多くの適切な助言をいただいた多田邦雄教授に深く感謝いたします。

また、中野義昭講師、村井徹助手、初山恵理秘書はじめ多田研究室の方々には御世話になり心より感謝申し上げます。

石川卓哉氏にはMBEによるGaAsウェハの成長で、羅毅氏にはLPEによるGaAsウェハの成長で、岡田至崇氏にはフォトマスクの製作で、油原敏哉氏には電子ビーム蒸着で、それぞれ大変お世話になりました。磯島隆史氏・日本大学理工学部の高橋芳浩氏・卒論生の大澤武郎氏には高周波測定で、多大なる協力をいただきました。以上の方々には特にお世話になりました。この場を借りて、深謝いたします。

梁永陞氏（現、台湾・工業技術研究院）、長春物理研究所の李玉善講師には、在室中、公私ともどもお世話になりました。

菅野研、西永研、大越・菊池研、神谷研の方々には実験器具、測定器具で、また、工作室の渋谷武夫助手には試料合作製等でお世話になりました。

また、本論文完成の機会を与えて頂いた積水化学工業株式会社の中西収応用電子研究所所長、新貝健応用電子研究所所長代理（現工業資材部門技術・開発室長）はじめ応用電子研究所の関係各位に深く感謝致します。

最後に、長年の間、著者の研究生生活を支えてくれた両親に感謝します。

研究発表

本研究に関する発表

(1) 学会誌論文

1. H.Hayashi and K.Tada: "GaAs Traveling-Wave Directional Coupler Optical Modulator", Applied Physics Letters に投稿準備中.

(2) 国内大会

1. 林秀樹、多田邦雄: 「GaAs系進行波形分布結合ガイド光変調器の解析」 電子情報通信学会創立70周年記念総合全国大会 968 (1987年3月).
2. 林秀樹、多田邦雄: 「GaAs系進行波型分布結合ガイド光変調器の解析」 第35回応用物理学関係連合講演会 30p-ZH-6 (1988年3月).

本研究に関する以外の発表

(1) 学会誌論文

1. 多田邦雄、川西悟基、林秀樹: 「GaAs系ダブルヘテロ構造分布結合ガイド形光変調器」 電子情報通信学会論文誌(C) vol.J71-C pp.709-719 (1988年5月).

(2) 国内大会

1. 多田邦雄、林秀樹、田部久仁男: 「ショットキーヘテロ構造分布結合ガイド型光変調器の解析と設計」 第45回応用物理学学会学術講演会 13p-L-9 (1984年10月).
2. 多田邦雄、林秀樹、菊池満、土屋昌弘、榊裕之: 「ショットキーヘテロ構造分布結合ガイド型光変調器の試作」 第32回応用物理学関係連合講演会 30a-ZD-3 (1985年3月).
3. K.Tada, H.Hayashi, M.Tsuchiya and H.Sakaki: "GaAs-(AlGa)As Double-Hetero-structure Coupled-Waveguide Optical Modulator/Switch with Schottky Contact", Extended Abstracts of 17th Conference on Solid State Devices and Materials, B-1-7, Tokyo, August 1985.
4. 多田邦雄、林秀樹、河村浩光、中野義昭: 「1次電気光学効果を用いたGaAs系クロス型光スイッチの特性解析」 第33回応用物理学関係連合講演会 4a-L-4 (1986年4月).
5. 岡田至崇、林秀樹、中野義昭、多田邦雄: 「キャリア注入型光変調器/スイッチ用ヘテロ接

合バイポーラトランジスタの試作」 昭和62年電子情報通信学会半導体・材料部門全国大会
339 (1987年11月)。

(3) 学会研究会

1. 多田邦雄、林秀樹、土屋昌弘、榊裕之：「GaAs系ショットキーヘテロ構造分布結合ガイド型
光変調器」 電子通信学会技術研究報告 OQE85-36 (及びMW85-27) (1985年6月)。