

講座「ミリ波・サブミリ波計測の基礎と応用」

2. ミリ波・サブミリ波素子技術の発展

2.2 増幅器・伝送素子

原 田 八 十 雄

(三洋電機(株)マイクロエレクトロニクス研究所)

(1994年11月28日受理)

Recent Progress in Millimeter- and Submillimeter-Wave Device Technologies - Amplifiers and Transmission Circuit Devices -

HARADA Yasoo

Microelectronics Research Center, Sanyo Electric Co. Ltd., Hirakata 573, Japan.

(Received 28 November 1994)

Abstract

Technology trends and the present status of mm-wave transistors and MMICs are reviewed. The low-noise performance of HEMTs and MMICs has been improved rapidly, lowering the noise figure to 1~2 dB for HEMTs and ~4 dB for MMICs at the 90 GHz band. High-power performance, however, has not been significantly improved, and the output power level is ~100 mW for HEMTs at the 90 GHz band and ~200 mW for MMICs at the 50 GHz band. Multilayer MMICs for size reduction in transmission circuit elements are also described.

Keywords:

MESFET, HEMT, MMIC, low noise amplifier, high power amplifier, cutoff frequency, maximum oscillation frequency, transmission circuit device,

1. はじめに

ミリ波半導体素子としては、従来より GaAs ショットキダイオードなどがよく使われているが、近年 GaAs 系ヘテロ(異種)接合形トランジスタの開発が、精密なフォトリソグラフィ技術の急速な進展と原子オーダーレベルの新結晶成長技術の開発・発展により、急速に進展しミリ波領域での性

能が大幅に向上している。この性能向上に加え、日本でも移動体通信における周波数の逼迫などへの対応からミリ波の有効利用の機運が高まり、開発目標周波数帯として50~64GHzが設定されたために(1993年)、ミリ波応用の促進・普及には欠かせない回路のモノリシック集積化への関心が高まっている。

MMIC (モノリシックマイクロ波 IC) は, Fig. 1 に示すように, GaAs や InP などの半絶縁性半導体基板上にトランジスタ, キャパシタ, インダクタ, 抵抗, 分布定数線路などを半導体プロセスで一体的に作製したもので, 小型, 無調整, 生産性の良さなどの特徴を有している. このためミリ波 MMIC は, ミリ波 HMIC (混成マイクロ波 IC) が有する基板と素子との配置精度の厳しさによる設計性・生産性の低下あるいは接続部での性能低下などを解消し得るものである. しかし MMIC の方が, 半導体プロセス技術や用いる材料などの制約により伝送回路素子での電力損失が増える傾向にあり, トランジスタの性能向上がミリ波 MMIC の実現には必須になる.

ここでは, 上記トランジスタとモノリシック集積回路技術の進展を紹介する.

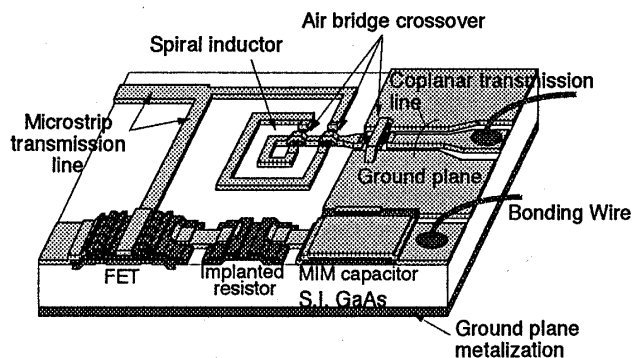


Fig. 1 Schematic structure of MMIC.

2. ミリ波トランジスタとモノリシック集積回路

Table 1 に, ミリ波ダイオードとトランジスタの用途と現状での適用周波数の目安を示す[1]. トランジスタの適用周波数が100GHz 近くまで高くなったのは, HEMT (高電子移動度トランジスタ)[2] の進展による[3]. また GaAsMESFET (金属・半導体接触電界効果トランジスタ) や HEMT に比べて $1/f$ 雑音小さい HBT (ヘテロ接合バイポーラトランジスタ) も開発され[4], 低雑音発振器などでの応用が期待されている.

これらを含めて現在までに開発されている主なミリ波トランジスタを Fig. 2 に示す. HEMT は基本構造形 HEMT, 歪み格子形 P-HEMT および InP 基板上 HEMT の3種類が順次開発されており (図中最上層の n^+ GaAs は, 良好なオーミック接触を得る役割をなす), 高周波性能も順次向上している. HEMT が MESFET より高周波性能が優れるのは, 電流通路の違いによる. すなわち MESFET は, 電流の担い手である自由電子を発生させるために n 形不純物の添加が必要になり, 電流通路には電子と不純物イオンとが同時に存在する. これに対して HEMT は, Fig. 3(a) に示すように, 両者が空間的に離れているために電子は不純物散乱を受けずに高速走行でき (Fig. 4(a) も参照), 電子移動度 μ_e や電子飽和速度 v_s がより

Table 1 III-V compound semiconductor devices for mm-wave application.

△ : Poor, ○ : Good, ◎ : Excellent

Application Devices	Oscillator	High-power	Low-noise	Mixer	Rough freq. range [GHz]
Schottky-barrier diode	—	—	—	◎	>100
Gunn diode	○	◎	—	—	~100
Impatt diode	○	◎	—	—	50 ~100
MESFET	—	△	△	○	~50
HEMT or MODFET	○	○	◎	○	~100
HBT	○	○	△	△	30~50

MESFET: Metal-Semiconductor Field Effect Transistor

HEMT: High Electron Mobility Transistor

MODFET: Modulation Doped Field Effect Transistor

HBT: Heterojunction Bipolar Transistor

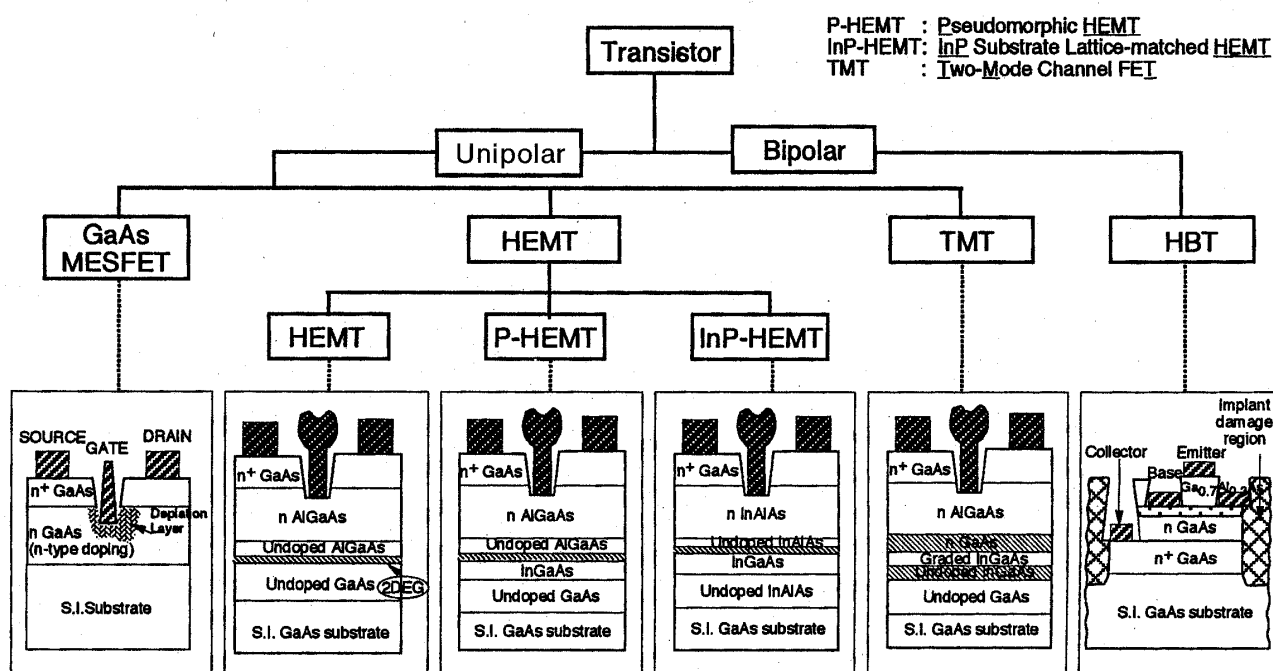


Fig. 2 mm-wave transistors.

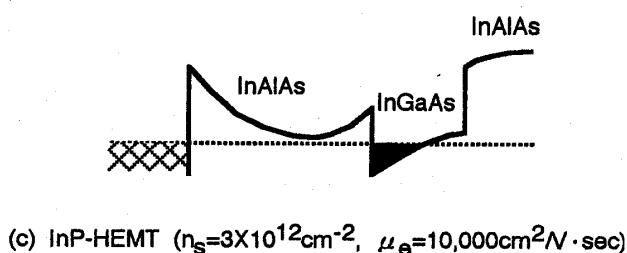
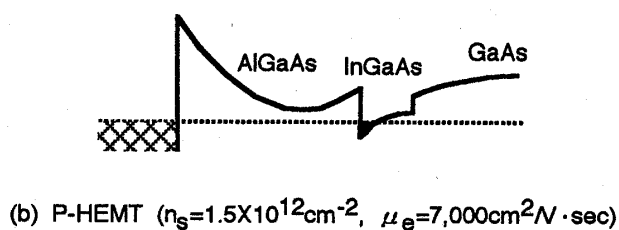
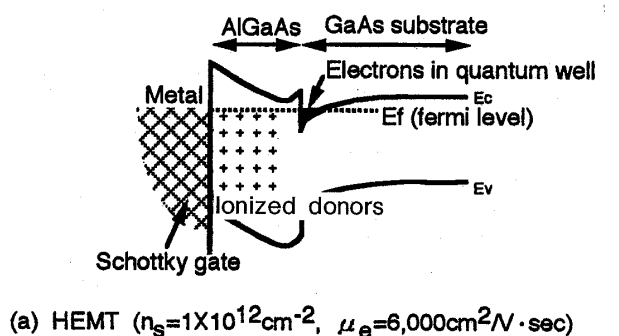


Fig. 3 Energy band structures of three types of HEMTs.

大きくなる。このような電子は、アンドープ高純度 GaAs 上に n 形 AlGaAs (AlAs と GaAs との混晶, Al 組成は約 25%, 禁止帯幅 E_g は GaAs より大) を結晶成長法により積層すると, GaAs の電子親和力が大きいため AlGaAs 中の自由電子が GaAs 中に引き寄せられ, かつ AlGaAs 中の不純物イオンとのクーロン力によりヘテロ接合界面近傍に引き寄せられることにより形成される (これを 2 次元電子ガス, 2DEG と呼ぶ)。

この電子は半導体材料固有の μ_e , ν_s を有し, MESFET や HEMT の性能指標である f_T (遮断周波数) と f_{max} (最大発振周波数) は, 次式で近似され, ν_s が大きい方がより優れた高周波性能が得られることを意味している。すなわち, トランジスタが高周波で動作するには, その周波数で大きな利得を持つことが必要になり, f_T はトランジスタの出力端子側が短絡された時求まる電流利得が 1, f_{max} は入出力端子がインピーダンス整合された時の有能電力利得が 1 (増幅器や発振器を実現できる限界) になる周波数を表す (定義)。

$$f_T \doteq g_m / 2\pi C_{gs} \doteq \nu_s / 2\pi L_g$$

$$f_{max} \doteq f_T / 2R_g \cdot g_d$$

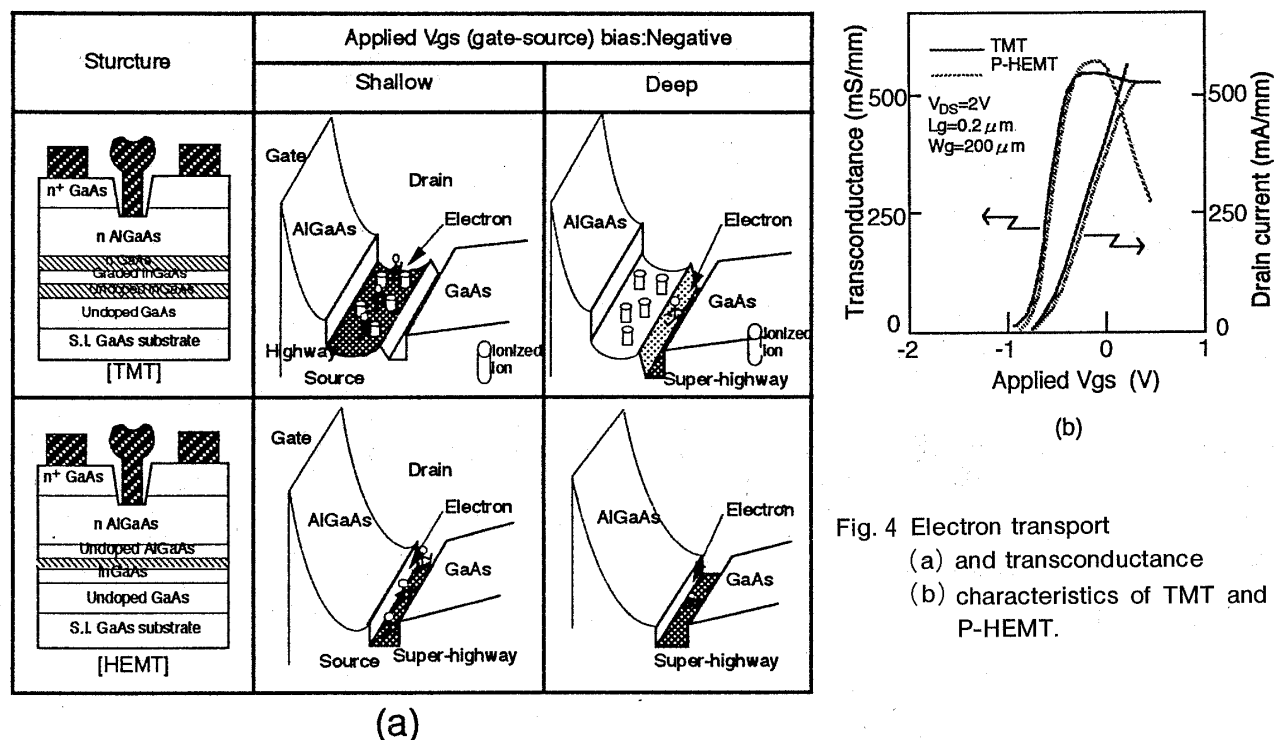


Fig. 4 Electron transport (a) and transconductance (b) characteristics of TMT and P-HEMT.

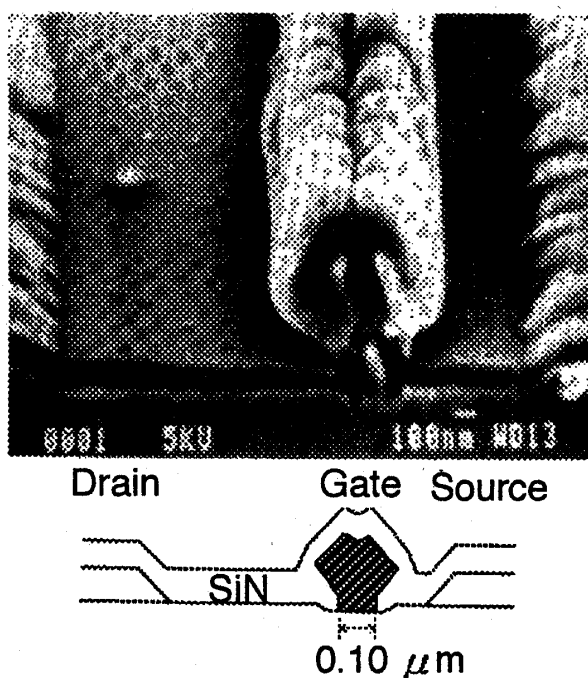


Fig. 5 Cross-sectional SEM view of 0.1 μm T-shaped gate.

ここで C_{gs} はゲート・ソース間入力容量, g_m は順方向伝達コンダクタンス, L_g はゲート長, R_g はゲート金属抵抗, g_d はドレイン出力コンダクタンスである.

MESFET の f_T の目安は, $f_T \approx [9.5/L_g \text{ (単位 } \mu m)] \text{ GHz}$ になる [5]. HEMT の 2DEG 走行層

に, GaAs より μ_s が大きい InGaAs (GaAs と InAs との混晶, In 組成約 22%) を採用すると, μ_s が約 1.5 倍, 2DEG 濃度 n_s も約 3 倍大きくできる. その上 E_g の小さい InGaAs 層が GaAs 層でサンドイッチされた構造になるので 2DEG の量子井戸形状は三角形から凹形になり (Fig. 3 (b), (c)), 走行電子が量子井戸外にオーバーフローする割合が抑制され前記 g_d も小さくなり, f_T および f_{max} も向上する. このような指針で開発されたのが P-HEMT および InP-HEMT で, 前者で $f_T = 250 \text{ GHz}$ ($L_g = 0.15 \mu m$) [6], 後者で $f_{max} = 405 \text{ GHz}$ (同左) [7] が報告されている.

TMT (2 モード・チャネル・FET) は MESFET と P-HEMT の 2 つの電流通路を有し, 低雑音, 高出力応用への展開が期待できる [8]. 動作原理と g_m 特性を Fig. 4 に示すが, n 形 GaAs 層が MESFET の電流通路と HEMT の 2DEG 供給層の 2 役を果たす. TMT のゲート印加電圧を深くすると HEMT モードだけの動作をし P-HEMT と同様な低雑音性能が得られ, 浅くすると MESFET モードだけの動作をする. よって印加電圧が浅い状態で, 大きな RF 信号が入力されると信号レベルに応じていずれかの動作モードに自動的に切り換わる. このため g_m 特性は, 各 FET の

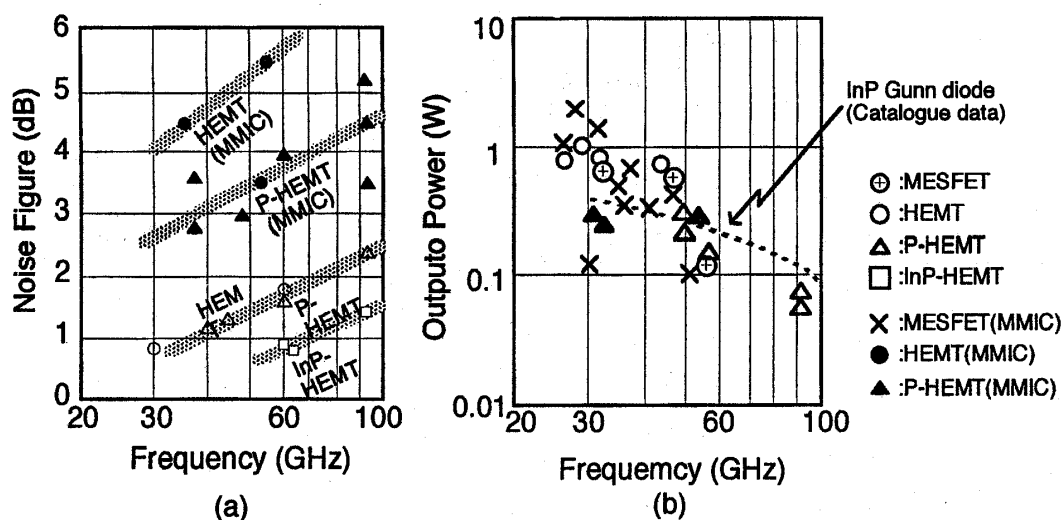


Fig. 6 Low-noise (a) and high-power (b) characteristics of MESFETs, HEMTs and MMICs [11].

g_m 特性が重ね合った平坦部を広く有する形状になり、信号歪みの少ない電力増幅器が実現可能になる。また、低雑音と高出力応用とで素子断面構造を変える必要もなく、半導体ウェハ内に両素子を容易に集積化できる特長も有する。

なお、これらの FET に採用されている L_g は、Fig. 5 に示すように、 $0.1\mu\text{m}$ レベルに近づいている。この写真で断面が T 字形になっているのは前記 R_g 低減のためである。

HBT[4] は、GaAs などの化合物半導体の ν_s が Si より大きいためにコレクタ走行時間を短くできることや AlGaAs (エミッタ)/GaAs (ベース)、InAlAs/InGaAs などのヘテロ接合を利用することで電子注入効率が大きくなることなどを利用して npn 形 Si バイポーラトランジスタが有する高速で負荷駆動能力が大きい特長をミリ波領域でも実現しようとするものである。現在活発な研究開発が進められており、近年、 $f_T = 175\text{GHz}$ [9]、 $f_{\text{max}} = 218\text{GHz}$ [10] が達成されて低雑音発振器や高出力電力増幅器などでの応用が期待されている。

Fig. 6(a) に公表されているミリ波 HEMT および MMIC 増幅器の低雑音特性を示す [11]。60GHz 以上では、P-HEMT と InP-HEMT が優れた特性を有し、90GHz 帯で前者は 2dB 台、後者も 1dB 台の低雑音特性が得られている [12]。更に MMIC でも P-HEMT を用いて 90GHz 帯で

4dB 前後の低雑音特性 (利得: 3~21dB) も得られている [13,14]。

Fig. 6(b) に同様な高出力特性を示す [11]。低雑音特性と比べると両 HEMT の高出力化の進展は遅く、90GHz 帯では 0.1W 以下で [15]、市販されている InP ガンダイオードの出力を上回るには到っていない。また MMIC でも 50GHz で 0.2W 台である [16]。より一層の高出力化には、ソース・ドレイン間の降服電圧の向上や HEMT の並列動作→出力合成に必要なミリ波領域での高精度な CAD・測定技術の確立などが必要である。なお、現状の InP-HEMT は、高信頼化の課題が残っているために低雑音および高出力用 MMIC にはまだ採用されていない。

上述のようなミリ波 HEMT および MMIC は米国が軍用の開発実績により最も進んでいる。欧州がこの次で、60GHz 以下の MMIC が立ち上がり始めたところで、日本は更に遅れ気味である (MMIC の周波数帯: 40~50GHz)。

3. 伝送回路素子

ミリ波回路のモノリシック化において、ミリ波帯固有の問題はないと考えられるが、設計精度・測定確度の向上は不可避である。

ミリ波 MMIC で使用する線路 (基本平面導波路) は、マイクロ波帯と同様なマイクロストリッ

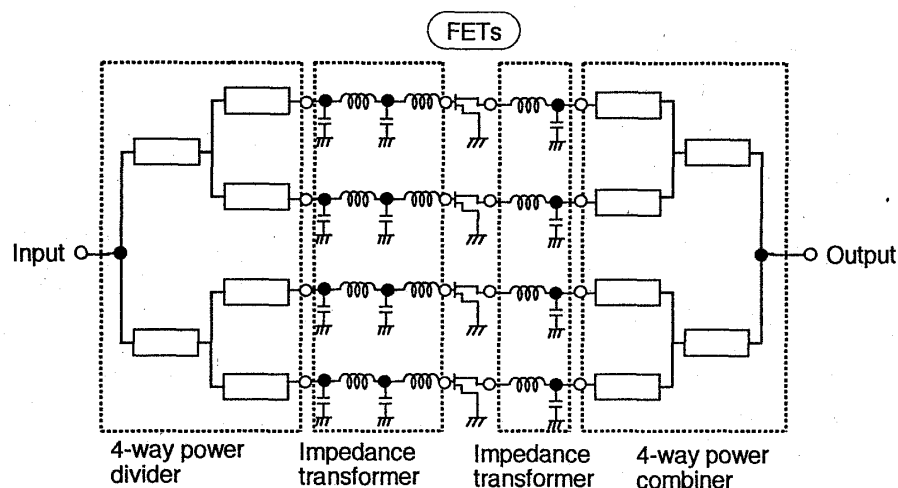
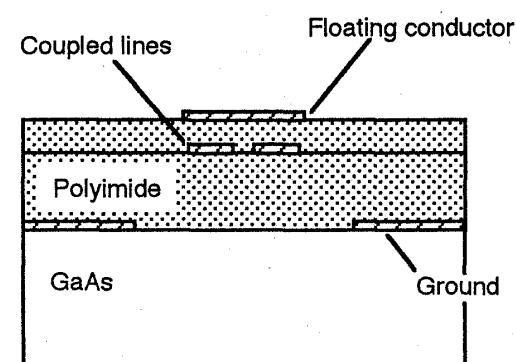


Fig. 7 Circuit configuration of a high-power amplifier using power dividers/combiners [17].

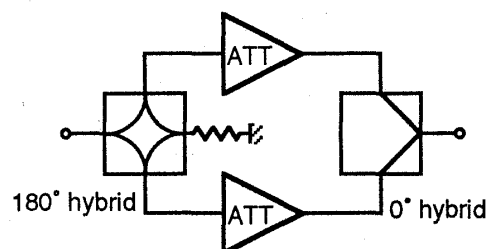
プ線路とコプレーナ線路である (Fig. 1 参照).
そして、ミリ波帯でも重要な伝送回路素子はウィルキンソン形電力合成・分配器, 方向性結合器および90度 (ブランチライン形)/180度 (ラットレース, 位相反転形) ハイブリッド回路[17]である. 信号の合成・分配はもとより増幅器, ミキサ, 変復調器, 移相器などの基本回路構成に幅広く利用されている.

このうち電力合成・分配器は, 高出力電力増幅器には欠かせない素子である. すなわち, 電力増幅器で取扱得る電力は FET の総ゲート幅に比例するが, これが mm 程度 (ミリ波信号の 1/8 程度) まで長くなると入力信号が FET 電極上に一様に分布しなくなり, 振幅と位相のずれが生じ, 出力や利得の低下要因になる. そこでこれを避けるために, Fig. 7 に示すような[18], 電力分配・結合器を用いて複数の単位 FET を並列に配置する回路構成を採用する. またミリ波帯ミキサでは, 共振特性を利用した良好なフィルタ特性が得難く, モノリシック化では極力フィルタ数を減らすことが望ましい. このため90度/180度ハイブリッド回路素子を用いたバランス形の回路構成が通常採用される.

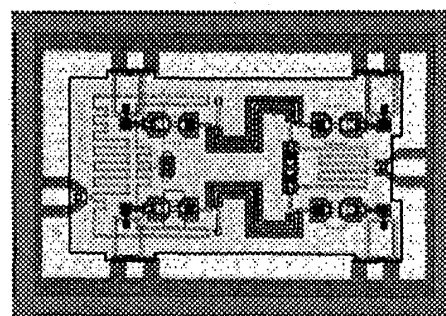
上記伝送回路素子は通常 1/4 あるいは 3/4 波長の線路を複数使用して構成される. このため, 波長の短いミリ波帯と言えども本素子の面積は大きくなり, かつ電力損失も生じるので数をむやみに



(a)



(b)



(c)

Fig. 8 Multilayer MMICs: Directional coupler (a), and circuit configuration (b) and microphotograph (c) of a balanced modulator [21].

多くできない。例えば、上図に示した増幅器において、伝送回路素子での電力損失をカバーするために増幅器全体の利得を上げようとするれば、単位FETはFETを2個直列接続した構成にする必要がある。しかし、このためにFET間の整合回路が追加され更にチップ寸法を大きくすることになる(この整合回路の改良報告例もある[19])。よってミリ波MMICにおいても、特に実用化を考慮した場合には、伝送回路素子の寸法低減が重要になる。

しかし、ミリ波帯よりこの必要性が強いと思われるマイクロ帯でもこれに関する研究開発が始まったばかりである。Fig. 8は、このアプローチの一つであるMMICの3次元化、すなわち多層化MMIC[20]の開発例を示したもので、方向性結合器の断面構造並びにこれを用いた40GHzバランス移相器の回路構成とチップ写真である[21]。多層化MMICは、GaAs表面にトランジスタを形成し、その上に誘電体薄膜や金属を積層して分布定数線路や伝送回路素子などを構成するもので、線路の小型化と周波数分散の低減、立体配線による伝送回路素子(受動回路素子)の小型化などが可能になる特徴を有しており、現在ミリ波帯への適用も検討されている。

4. おわりに

ミリ波HEMTとMMICの性能が急速に向上している。高出力特性も向上しているがテンポは緩く、更に高出力化を図るための素子構造の改良やCAD・測定技術の高精度化などの必要性がクローズアップされてきた状況にある。ミリ波MMICも電力合成・分配器などの伝送回路素子を多用するが、このサイズ低減も今後重要になる。

参考文献

- [1] A. Colquhoun *et al.*, IEEE GaAs IC Symp. Digest, 3 (1992).
- [2] T. Mimura *et al.*, J. App. Phys., **19**, L225 (1980).
- [3] H. Tokuda, US-Japan Workshop (P-231) Digest, 11-1 (March 1994, Univ. Tsukuba).
- [4] K. Honjo, US-Japan Workshop (P-231) Digest, 12-1 (March 1994, Univ. Tsukuba).
- [5] C. Y. Chang *et al.*, GaAs High-Speed Devices, Phy. Tech. and Circuit Appl. (John Wiley & Sons, Inc. 1994), p365.
- [6] U. K. Mishra *et al.*, IEDM Tech. Digest, 101 (1989).
- [7] P. C. Chao *et al.*, IEEE Trans. Electron Device Lett., **11**, 59 (1989).
- [8] M. Sawada *et al.*, IEEE Trans. Electron Device Lett., **14**, 354 (1993).
- [9] T. Ishibashi *et al.*, DRC Tech. Digest, VII B-3 (1990).
- [10] P. M. Asbeck *et al.*, IEEE Trans. Electron Devices, ED-36, 2032 (1989).
- [11] 相川正義：理科学研究所公開フォーラム予稿集，ミリ波の技術とその応用（1994年3月仙台），p61.
- [12] K. H. G. Gu *et al.*, IEEE MTT-S Digest, 595 (1990).
- [13] H. Wang *et al.*, IEEE MTT-S Digest, 803 (1992).
- [14] H. Hoshinaga *et al.*, IEEE MTT-S Digest, 583 (1992).
- [15] P. M. Smith *et al.*, Microwave J., No.5, 71 (1990).
- [16] Y. Shigemitsu *et al.*, IEEE DaAs IC Symp. Digest, 105 (1991).
- [17] 宮内一洋他，通信用マイクロ波回路（電子情報通信学会編 1981年），p58.
- [18] J. L. B. Walker, High-Power GaAs FET Amplifiers (Artech House, Inc. 1993), p133.
- [19] A. Iida *et al.*, MWE'92 Microwave Workshop Digest, 317 (1992).
- [20] T. Tokumitsu *et al.*, MWE'91 Workshop Digest, 363 (1992).
- [21] 馬場清一他，電子情報通信学会論文誌，**J77-C-I**, 617 (1994).