マイクロ波 IC

日立製作所 中央研究所 前 田 稔

マイクロ波 IC は、マイクロ波機器の小形・軽量化、高信頼度化、経済化を目的に開発されたもので、この数年間に著しい発展をとげた。製造技術の面にはまだ問題が残されているものの、今後マイクロ波 IC の適用により新たな需要が開かれ、各分野での広い利用が期待されている。本文はマイクロ波 IC を分布定数型と集中定数型に大別し、基本的な構成素子の設計法、高周波限界、特徴などを中心に解説したものである。

1. ま え が き

マイクロ波機器の小形・軽量化、高性能化、高信頼度ををはかるために開発されたマイクロ波 IC は、この数年間に、半導体素子の性能向上ならびに薄膜 IC 技術の進歩を背景として著しい発展をとげ、マイクロ波回路の一分野として確固たる地位を占めるに至った。

マイクロ波 IC を回路構成素子に着目して分類すると、ストリップ線路を基本構造とする“分布定数型”と、波長にくらべて充分小さな素子を用いる“集中定数型”に大別できる。現在開発されているマイクロ波 IC の大部分は分布定数型で、その使用周波数帯も準ミリ、ミリ波領域にまで及んでいる。しかし、分布定数マイクロ波 IC は、マイクロ波でも比較的低い周波数帯では寸法が大きいという難点があるため、これに代るものとして集中定数マイクロ波 IC が登場し、注目を集めている。

マイクロ波 IC の応用回路の詳細については、電子通信学会ならびに IEEE より特集号が刊行されているので^{1)~3)}それらにゆずることにし、ここでは分布定数ならびに集中定数マイクロ波 IC の基本的な構成素子の設計法、高周波限界、特徴などを中心に解説する。

2. 構 成 技 術

マイクロ波 IC の具体例として、利得制御回路を備えた 1.7 GHz トランジスタ増幅器の基本回路を写真 1 に示す。この増幅器は、 $25 \times 25 \times 0.6 \text{ mm}^3$ のサファイア基板上に蒸着、メッキ、スパッタリング、エッチングなどにより形成されたマイクロストリップ線路、薄膜キャパシタ、薄膜抵抗などの受動回路素子と、外付けされた

写真 1 1.7 GHz 帯トランジスタ増幅器の回路構成

2 石のチップトランジスタならびに pin ダイオードにより構成されている。利得は 15 dB、帯域幅 (1 dB 低下) は 600 MHz、利得可変範囲は 14 dB である。この例により、マイクロ波 IC の構成に必要な材料、素子、技術の概略が理解されよう。本章では、分布定数ならびに集中定数マイクロ波 IC に共通する構成材料と薄膜技術について述べる。

2.1 構成材料

マイクロ波 IC の構成に必要な材料は、(1) 基板材料、(2) 導体材料、(3) 薄膜キャパシタに用いる誘電体材料、ならびに (4) 薄膜抵抗材料である。

基板材料には、低損失で誘電率が周波数と温度に対して一定であること、表面が平滑で化学的にも安定であること、機械的に強いこと、安価であることなどが要求される。これらの要求に近い材料としてアルミナが知られ、分布定数マイクロ波 IC に広く用いられている。しかし、集中定数マイクロ波 IC のように、微細な導体パターンあるいは多層構造の素子を用いる場合には厳しい

“Microwave Integrated Circuits” by Minoru Maeda (Central Research Laboratory, Hitachi, Ltd., Tokyo)

表面平滑度が要求されるため、サファイアあるいは石英基板が採用されている。石英基板は誘電率が小さいため、波長の短い準ミリ、ミリ波帯の分布定数マイクロ波 IC 用としても有望である。また、熱放散が問題となる大電力用としては、熱伝導度が金属と同程度であるベリリアが用いられている。表 1 は、これらの基板特性ならびに用途をまとめて示したものである⁴⁾⁵⁾。

表 1 マイクロ波 IC 用基板の特性⁴⁾⁵⁾

基 板	石 英	ベリリア	アルミナ	サファイア
項 目	SiO ₂	BeO	Al ₂ O ₃	Al ₂ O ₃
主 成 分	>99.9%	95~99%	97~99.5%	100%
外 観	透 明	白 色	白 色	透 明
誘 電 率	3.78~3.82	6.5~6.8	9.0~9.9	9.3~11.7
$\tan \delta \times 10^4$ (10 GHz)	1	1	2	1
表 面 粗 さ ($\mu\text{H max}$)	<0.1	1~2	1~2	<0.1
熱 伝 導 率 (W/cm ² ・°C)	0.01	2.5	0.3	0.4
用 途	準ミリ〜ミリ 波集中定数 IC	大電力用	〜Xバンド	〜Xバンド 集中定数 IC

導体材料には、導電率が高いこと、基板との密着性が良いこと、雰囲気安定なこと、パターン製作が容易なことなどが要求される。しかし、真空蒸着により基板上に導体薄膜を形成する場合、単一導体材料でこれらの条件を満足することはできない。このため、導電性は悪いが密着性の良い材料を下地層とし、その上に導電性の良い材料を蒸着、メッキして線路導体を構成している。下地層の材料としては Cr、Ti など、導体層の材料としては Au、Cu などが知られている。組合せ方はいろいろあるが、その代表的なものは Cr-Au を連続蒸着した後、Au メッキを行なったものである。Cr 層は高抵抗層となるので、その膜厚は密着性をそこなわぬ程度まで薄くすることが望ましい。400 Å 以下であれば 10 GHz でも損失の増加は 1% 以下となり無視できる⁴⁾。

薄膜キャパシタの誘電体材料には、誘電率の再現性が良いこと、高周波損失が少ないこと、耐電圧が高いことなどが要求される。これらの条件を満たすものとして、SiO₂ が知られている。特に、高周波スパッタリングにより形成される SiO₂ 膜は、低損失で誘電率の再現性が良い⁶⁾ ことから、広く用いられている。その誘電率は約 4.0 である。

薄膜抵抗材料としては、マイクロ波 IC 用として特に開発されたものではなく、低周波の IC において開発されたもので安定性と再現性の良い Ta₂N がそのままマイクロ波 IC に使用されている。

2.2 薄膜技術

図 1 導体パターンの製造工程

薄膜技術の詳細については専門書⁷⁾にゆずることにしここではストリップ線路の製造工程を簡単に説明する。

マイクロ波 IC 用の導体パターンの形成には通常の IC におけるフォトリソ法が適用されている。図 1 に導体パターンの基本的な製造工程を示す。通常の IC と異なる点は膜厚が厚いことである。すなわち、マイクロ波帯では損失を極力小さくするため、膜厚を表皮深さの数倍にすることが必要で、一般に 10 μm 程度の厚い膜が用いられている。このため、エッチングの際にかなりのサイドエッチングを生じ、微細な導体パターンの寸法精度を悪くしている。これを避けるためにはサイドエッチングを考慮してマスク設計を行なうことが必要である。

3. 分布定数マイクロ波 IC

分布定数マイクロ波 IC と集中定数マイクロ波 IC を厳密に分けられないが、ここでは半波長程度のストリップ線路片を回路の基本構成素子とするものを分布定数型と呼ぶことにする。現在マイクロ波 IC と呼ばれているものの大部分はこの形式である。

3.1 ストリップ線路

マイクロ波 IC 用の線路として図 2 に示すようなもの

図 2 マイクロ波 IC 用線路

が提案されている。同図(b)のスロット線路は基板にフェライトを用いた非可逆回路の構成に適している点に、(c)の共平面ストリップ線路はビームリード型素子を外付けしやすい点に特徴がある。しかし、回路の量産性、安定性などの点から、(a)に示すマイクロストリップ線路が広く用いられている。

分布定数マイクロ波 IC は、線路の特性インピーダンス Z と線路波長 λ_g により設計できる。線路損失が問題となる回路の設計には減衰定数 α が必要となるが、 α は基板の表面粗さにも左右されるため、測定値を用いることが望ましい。

マイクロストリップ線路の Z と λ_g は、等角写像法、変分法、緩和法などにより求められるが、近似式として次式が報告されている⁸⁾。

$$Z = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (1)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (2)$$

$$Z_0 = \begin{cases} 60 \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) & \frac{w}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\frac{w}{h} + 2.43 - 0.44 \frac{h}{w} + \left(1 - \frac{h}{w}\right)^6} & \frac{w}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (3)$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{w} \right)^{-1/2} \quad (4)$$

ここで、 λ_0 は自由空間波長、 ϵ_r は基板の誘電率、 h は基板の厚さ、 w はストリップ導体幅である。 Z_0 は基板を取り除いたときの特性インピーダンス、 ϵ_{eff} は実効誘電率である。

図3は $\epsilon_r=9.5$ のアルミナ基板と $\epsilon_r=3.8$ の石英基

図3 マイクロストリップ線路の線路定数

板について上式により求めた特性インピーダンス Z ならびに波長短縮率 λ_g/λ_0 と w/h の関係である。 λ_g/λ_0 が小さなほど、すなわち実効誘電率 ϵ_{eff} が大きなほど回路を小形化できることを意味している。短縮率は、図3から明らかなように、アルミナ基板で約 0.4、石英基板で約 0.6 である。

特性インピーダンスは、線路幅 w を細くすれば高くなるが、製作精度と量産性を考慮すれば $w=0.03\sim0.05$ mm が限度で、 $h=0.5$ mm のアルミナ基板で $Z=110\sim130\Omega$ となる。一方、低インピーダンス線路の線路幅は半波長以下に制限される⁹⁾から、周波数 12 GHz とすると、 $w=4.6$ mm で $Z\approx10\Omega$ となる。したがって、この場合、回路の構成に使用できる特性インピーダンスは $10\sim130\Omega$ となる。

3.2 マイクロストリップ線路の高周波限界

マイクロストリップ線路の伝搬モードは低周波では近似的に TEM モードと見なせる。しかし、周波数が高くなるにつれて、① 線路不連続部からの放射、② 高次モードの伝搬、③ 分散特性などを無視できなくなるから、これらによりマイクロストリップ線路の高周波限界が定められる。

マイクロストリップ線路の開放端、曲りなどの不連続部からは線路幅、基板の厚さ、誘電率、周波数に応じて電力が放射されるから、この放射電力の大きさはマイクロストリップ線路の使用周波数の上限を定める目安になる。放射電力の大きさは不連続部の形状によっても異なるので、しばしば用いられる開放端を取り上げて考えよう。

いま、両端開放の半波長共振器において、放射電力と全電力の比が 0.1 となる周波数をひとつの限界周波数 f_{c1} とすれば、経験式¹⁰⁾から次のように導びかれる。

$$f_{c1} = \frac{0.204}{h(\text{mm})} \left(\frac{Z}{F(\epsilon_{\text{eff}})} \right)^{1/1.8} (\text{GHz}) \quad (6)$$

ここで、

$$F(\epsilon_{\text{eff}}) = \frac{\epsilon_{\text{eff}} + 1}{\epsilon_{\text{eff}}} - \frac{(\epsilon_{\text{eff}} - 1)^2}{2(\epsilon_{\text{eff}})^{3/2}} \ln \frac{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} + 1}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} - 1} \quad (6)$$

上式から、基板の厚さ h を小さくすれば限界周波数 f_{c1} を高くできることがわかる。

また、下面に接地導体を設けた誘電体基板内を表面波が伝搬することはよく知られている。最低次のモードは TM_0 モードで零周波数から伝搬域にあり、次に発生する TE_1 モードには遮断周波数が存在する。この遮断周波数 f_{c2} は次式で与えられる¹¹⁾。

$$f_{c2} = \sqrt{\frac{75}{\epsilon_r - 1}} \cdot \frac{1}{h(\text{mm})} (\text{GHz}) \quad (7)$$

上式から明らかなように、基板の誘電率 ϵ_r が大きいほ

図 4 マイクロストリップ線路の高周波限界

ど遮断周波数 f_{c2} は低下するが、基板の厚さ h を小さくすることによって低下を避けられる。

マイクロストリップ線路の伝搬モードは $\epsilon_r=1$ のときには TEM モードであるが、 $\epsilon_r>1$ のときには周波数が低くても誘電体表面波 TM_0 モードと結合するため、完全な TEM モードは存在しない。 TM_0 モードとの結合は周波数が高くなるにつれて大きくなり、線路定数に分散特性が顕著されるようになる。この分散特性を無視できる限界周波数 f_{c3} は経験的に次式で与えられる¹²⁾。

$$f_{c3} = \frac{0.955}{\sqrt[3]{\epsilon_r - 1}} \sqrt{\frac{Z}{h}} \quad (\text{GHz}) \quad (8)$$

図 4 はこれらの限界周波数と基板の厚さとの関係を示すもので、放射損失の増加と TE_1 モードの発生は基板の厚さを小さくすることによって避けられるが、分散特性にはあまり効果ないことがわかる。同図において、 $\epsilon_r=10$ はサファイアあるいはアルミナに、 $\epsilon_r=4$ は石英に対応すると考えてよい。また、 f_{c1} と f_{c3} は特性インピーダンスにも依存するから、代表例として $Z=50\Omega$ の場合について示してある。 f_{c1} と f_{c3} は決定的な限界周波数とはいえないが、これらを越える周波数帯では線路の分散特性を考慮して設計したり、あるいは回路間の結合を極力小さくするようなパターン配置にするといい配慮が必要になる。

3.3 応用回路

分布定数マイクロ波 IC の応用回路例を写真 2～写真 4 に示す。写真 2 は 1.7 GHz のトランジスタ増幅器で、0.6 mm 厚のサファイア基板上に構成されている。キャパシタなどの受動回路素子はすべて薄膜化され、トランジスタだけが外付けされている。トランジスタは 4 石で、利得 26 dB、帯域幅 (1 dB 低下) 600 MHz、雑音

写真 2 1.7 GHz トランジスタ増幅器

写真 3 12 GHz 受信周波数変換器

写真 4 12 GHz バラクタ同調ガン発振器

指数 5.7 dB である。写真 3 は 12 GHz 受信周波数変換器と中間周波前置増幅器を $25 \times 25 \times 0.6 \text{ mm}^3$ のサファイア基板上に構成したものである。中間周波数は $600 \pm 150 \text{ MHz}$ で、総合雑音指数は 8 dB 以下である。写真 4 は $25 \times 25 \times 0.6 \text{ mm}^3$ のアルミナ基板上に構成した 12 GHz バラクタ同調ガン発振器である。同調範囲は $\pm 100 \text{ MHz}$ である。

これらの例から明らかなように、マイクロ波 IC の適用により従来の立体回路にくらべて著しく小形化される。しかし、マイクロ波 IC においては構造上外部から

の特性調整が困難であるから、精密な回路設計が重要である。このためには、

- (1) 計算機による回路設計 (CAD) 手法の確立
- (2) 開放端、曲り、T分岐のような線路不連続形状の解析と評価

などが必要になる。CAD については最適化手法を含む種々の方法が開発されている。しかし、不連続形状については最近2, 3の報告がある¹³⁾¹⁴⁾ものの、CAD に適用できるほど十分な基礎データはそろっていない。

4. 集中定数マイクロ波 IC

従来、集中定数素子の使用限界は 0.5~1.0 GHz とされてきた。しかし、薄膜技術の発展に伴い微小素子の製作が可能となり、使用周波数も Lバンドから漸次 S, Cバンドにまで広がりがつつある¹⁵⁾。

4.1 集中定数素子の設計

集中定数マイクロ波 IC の構成に用いられている代表的な素子を図5にまとめて示す。インダクタンスとしては、(a) スパイラルインダクタと (b) リボンインダクタが用いられている。リボンインダクタは数 nH 以下のものに、スパイラルインダクタはそれ以上のものに適している。スパイラルインダクタには角形と図5(a)に示した丸形のものがあり、前者は単位面積当りの素子値を大きくできる点に、後者は Q が多少高い点に特徴がある。これらの設計については2, 3の経験式が報告され、角形スパイラルインダクタについては次の設計公式¹⁶⁾が実験結果とよく一致することが報告されている。

$$L = 0.27 \frac{D^{8/3}}{p^{5/3}} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{q}{p}\right)^{5/3}} \quad (\text{nH}) \quad (9)$$

ここで、 p は導体幅、 q は導体間隔、 D は角形スパイラルの一辺の長さで、単位は mm である。また、丸形スパイラルインダクタについては次の設計公式が与えられている¹⁷⁾。

$$L = 49.6 \frac{n^2 a^2}{8a + 11c} \quad (\text{nH}) \quad (10)$$

図5 集中定数素子の形状

図6 角形スパイラルインダクタの寸法と素子値

ここで、

$$a = \frac{d_0 + d_i}{4} \quad (\text{mm})$$

$$c = \frac{d_0 - d_i}{2} \quad (\text{mm})$$

n は巻数である。図6は角形スパイラルインダクタについて計算した寸法と素子値の関係で、この結果からおよその素子寸法が理解されよう。リボンインダクタは次式から求められる¹⁸⁾。

$$L = 0.2 \times l \left[\ln \frac{l}{w \times t} + 1.193 + 0.2235 \frac{w \times t}{l} \right] \quad (\text{nH/mm}) \quad (11)$$

ここで、 l はストリップ導体の長さ、 w は幅、 t は厚さで、単位は mm である。

キャパシタとしては、図5(c)に示した楕形のギャップキャパシタと(d)のサンドイッチ型の薄膜キャパシタが利用されている。前者は数 pF 以下の小容量に適し、しかも単純な製作工程で形成できる。後者は大容量にも適用できるが、製作工程が複雑なため、積層セラミックのチップキャパシタでしばしば代用されている。ギャップキャパシタの容量値はギャップ間隔と対向長で決定され、ギャップ間隔 30 μm のとき対向長 1 mm 当りの容量はサファイア基板で 0.06 pF、石英基板で 0.03 pF である。SiO₂ 薄膜キャパシタの容量値は SiO₂ の膜厚と電極面積により定まるが、容量値と製作歩留りの点から 1 μm 前後の膜厚が用いられている。このとき、電極面積 1 mm² 当りの容量は 35.4 pF である。

4.2 素子の損失と高周波限界

集中定数素子を用いる際に注意すべき事項は素子の損失と高周波限界である。図7は素子の Q の周波数特性¹⁹⁾である。比較のため、50 Ω 半波長マイクロストリ

図 7 集中定数素子の Q

図 8 素子値と限界周波数の関係

ップ線路共振器の Q もあわせて示してある。ギャップキャパシタの Q は示されていないが、集中定数素子の中では最も高 Q である。 SiO_2 薄膜キャパシタの損失は上下電極を構成する導体膜の表面抵抗によるものである。表面抵抗は $f^{1/2}$ に比例するため、キャパシタの Q は $f^{-3/2}$ に比例して変化している。同じ理由により、インダクタの Q は $f^{1/2}$ に比例して増大している。インダクタの Q が高周波で低下する理由は明らかにされていない。図 7 から、

- ① 4～5 GHz まではインダクタの損失が支配的であること。
- ② 損失の点では分布定数マイクロストリップ線路素子の方が有利であること。

などがわかる。

集中定数素子の高周波限界は形状、寸法にもとづく寄生リアクタンス成分により定められる。2～3 nH 以下のリボンインダクタと SiO_2 薄膜キャパシタについて

は、少なくとも 12 GHz まで集中定数素子とみなせることが報告されている¹⁹⁾。しかし、 SiO_2 薄膜キャパシタについても、電極寸法が大きくなれば形状効果は無視できないので注意を要する。また、スパイラルインダクタは周波数が高くなると導体間の分布容量により並列自己共振を、ギャップキャパシタは櫛形の歯に付随するインダクタンス成分により直列自己共振を起すから、使用周波数はそれらの自己共振周波数以下に限られる。しかし、自己共振周波数に近づくと見掛け上の素子値は大きく変化するから、集中定数素子と見なせる限界周波数は自己共振周波数よりさらに低くなる。図 8 はこの 2 素子について実験的に求めた素子値と限界周波数の関係である¹⁵⁾。

4.3 応用回路

集中定数マイクロ波 IC の代表例として、写真 5 に 2.25 GHz の高出力トランジスタ増幅器を示す²⁰⁾。この増幅器は 4 段で構成され、初段から 3 段目までは $2.1 \times 2.9 \times 0.15 \text{ mm}^3$ のサファイア基板上にスパイラルインダクタ、リボンインダクタならびに SiO_2 薄膜キャパシタにより構成されている。最終段では、入力回路だけがサファイア基板上に構成され、トランジスタは熱伝導度の良いベリリアブロック上にマウントされている。ま

写真 5 2.25 GHz 集中定数化高出力トランジスタ増幅器²⁰⁾ 写真 6 2.25 GHz トランジスタ増幅器の基本パターン²⁰⁾

た、出力回路のインダクタには $130\text{ }\mu\text{m}\phi$ の金線が用いられている。利得は 35 dB、出力 6 W、3 dB 帯域幅 6%、効率 26% である。写真 6 は前記増幅器の基本回路で、 $19\times 25\text{ mm}$ の基板上に 36 個同時に形成されている。

ここで、集中定数マイクロ波 IC の特徴と問題点をまとめると次のようになる。

(1) 寸法：小形な点に最大の特徴がある。しかし、分布定数素子と異なり、素子寸法が周波数に依存しないから、周波数が高くなるにつれて寸法上の利点は小さくなる。

(2) 使用周波数領域：周波数が高くなると寄生リアクタンス成分の影響を無視できないが、回路機能によっては Xバンドまで利用されよう²⁰⁾。

(3) 帯域特性：分布定数素子にくらべてリアクタンススロープが小さいから、広帯域回路の構成に有効である。

(4) 経済性：製作工程が同数であれば、コストは回路面積にほぼ逆比例するから、小形であることは経済性の点でも有利といえる。しかし、分布定数マイクロ波 IC にくらべると、製作工程が多く、しかも高精度のマスク、薄膜技術が必要とするから、製造技術の面に今後の問題が残ろう。

(5) 能動素子：トランジスタなどはチップのままで使用されよう。したがって、チップ状態での高周波特性の評価方法の確立ならびに信頼性と歩留りの向上も重要である。

4.4 集中定数マイクロ波 IC サーキュレーター

集中定数マイクロ波 IC の一分野として集中定数サーキュレーターも見逃すことができない。これはフェライト基板の片面に網目状のストリップ導体を薄膜 IC 技術により形成し、適当な外部回路を付加して構成するものである。まだ、実用化までには後で述べるような問題があるが、今後マイクロ波帯サーキュレーターの一形態として重要性が増すものと考えられる。

写真 7 は 1.7 GHz の開発例²¹⁾で、20 dB 帯域幅 500 MHz、挿入損失 1.0 dB 以下、VSWR 1.2 以下である。図 9 はこれまでに開発されたマイクロ波 IC 化集中定数サーキュレーターに用いられているフェライト径と周波数の関係を、分布定数型のマイクロストリップサーキュレーターと比較して示したものである¹⁵⁾。同図から明らかのように、集中定数化により面積比で 1/20 程度まで小形化できる。また、帯域幅は単調調のもの約 10%、広帯域化回路を 1 段付加して双峰特性としたもので 25%~30% である。実用化に際しての問題点としては、

(1) 網目状の導体パターン交差部の構成にクロスオーバー配線技術が必要で、このため製作工程が複雑

写真 7 1.7 GHz 集中定数マイクロ波 IC サーキュレーター

図 9 集中定数サーキュレーターのフェライト直径

になること

(2) 低磁界動作のサーキュレーターが主で、飽和磁化の低いフェライトを使用するため、フェライトのキュリー温度が低く動作温度範囲が狭いことなどがある。

5. む す び

マイクロ波 IC の特徴は、これまで立体回路という言葉で象徴されてきた大形で取り扱いにくく、高価なマイクロ波回路を、より小形で取り扱いやすい、より信頼性の高い、より経済的な機器に変えたことである。実用化に際してはまだ製造技術の面に問題が残されているものの、マイクロ波 IC の適用により新たな需要が開かれ、マイクロ波機器が各分野に広く利用されるのもそう遠くないであろう。

最後に、本稿をまとめるに当たって御援助いただいた当所芳根部長、北分室長に深謝する。

(昭和 48 年 7 月 9 日受付)

テレビジョン

〔参考文献〕

- 1) Special issue on microwave integrated circuits, IEEE J., SC-8, 1 (1973)
- 2) Special issue on microwave integrated circuits, IEEE Trans., MTT-19, 7 (1971)
- 3) マイクロ波集積回路特集, 信学誌, 52, 11 (1969)
- 4) M. Caulton: Film technology in microwave integrated circuits, Proc. IEEE, 59, 10 (1971) 1481-1489
- 5) 白幡, 堀切: マイクロ波集積回路の設計法, 三菱電機技報, 46, 11 (1972) 1239-1244
- 6) 前田, 生島: マイクロ波集積回路に用いる集中定数素子の検討とその応用, マイクロ波研資料, MW 72-3 (1972)
- 7) たとえば R. W. Berry, P. M. Hall and M. T. Harris: Thin Film Technology, Van Nostrand, Princeton (1968)
- 8) M. V. Schneider: Microstrip line for microwave integrated circuits, Bell System Tech. J., 48 (1969) 1421-1444
- 9) M. V. Schneider, et al: Microwave and millimeter wave hybrid integrated circuits for radio system, Bell System Tech. J., 48 (1969) 1703-1726
- 10) E. J. Denlinger: Radiation from microstrip resonators, IEEE Trans., MTT-17, 4 (1969) 235-236
- 11) C. P. Hartwig, et al: Frequency dependent behavior of microstrip, 1968 G-MTT International Microwave Symposium, Detroit, Michigan (1968) 110-116
- 12) O. P. Jain, et al: The dispersive behavior of microstrip transmission lines, Proc. 1971 European Microwave Conference, Stockholm (1971) C3/5
- 13) P. Silvester and P. Benedek: Microstrip discontinuity capacitance for right-angle bends, T junction, and crossings, IEEE Trans., MTT-21, 5 (1973) 341-346
- 14) I. Wolff, et al: Calculation method for microstrip discontinuities and T-junctions, Electron. Lett. 8, 7 (1972) 177-179
- 15) 前田: 集中定数マイクロ波 IC の動向, 昭 48 連大, No. 224
- 16) H. G. Dill: Designing inductors for thin-film applications, Electronics Design, Feb. 17 (1964) 52-59
- 17) F. E. Terman: Radio Engineer's Handbook, McGraw-Hill, New York (1943) 47
- 18) M. Caulton, et al: Hybrid integrated lumped-element microwave amplifier, IEEE Trans., MTT-16, 7 (1968) 397-404
- 19) R. E. DeBrecht: Impedance measurement of microwave lumped elements from 1 to 12 GHz, IEEE Trans., MTT-20, 1 (1972) 41-48
- 20) M. Caulton, et al: Status of lumped elements in microwave integrated circuits—present and future, IEEE Trans., MTT-19, 7 (1971) 588-599
- 21) 生島, 前田: 1.7 GHz 帯集中定数サーキュレータ, 信学会マイクロ波研資料, MW 73-39 (1973)

テレビジョン学会雑誌投稿規定 (昭和 48 年 4 月 6 日一部改定)

1. 投稿者は原則として本学会会員にかぎる。
2. 本学会所定の原稿用紙に, 別に定める「テレビジョン学会雑誌執筆のしおり」に従って執筆し, 正副 2 部提出する。ただし, 副はコピーでも差支えない。原稿用紙および執筆のしおりは申込みにより送付する。
3. 投稿欄は論文, 資料, これすばんでんすの各欄とする。論文, 資料欄の長さは原則として刷上がり 6 ページ以内(表題, 図・表, 文献等を含む), これすばんでんす欄は 2 ページ以内とする。1 ページは 375 字詰本会原稿用紙で約 6 枚。

なお, 各欄の内容はつぎのとおりとする。

論文: テレビジョン技術に関係のある独創的な研究成果の報告。

資料: 独創的な研究でなくても, 新しい結果であって, テレビジョン技術に関連して会員の参考となるようなデータ, 設計資料, 施設計画資料, 試験報告等をまとめたもの。

これすばんでんす: 読者の自由投稿のページであり, 研究がまだ論文の形としてまとまっていないが, 新しい着想を公表し, 優先性を主張するために速報するもの。新しい生産技術, 現業技術を紹介するもの。あるいは既発表論

文への討論や学会に対する建設的意見を発表するもの。

4. 投稿の内容はなるべく本会員多数のために理解しやすく, かつ未公表のものにかぎる。他の著作権を侵した場合は投稿者の責任とする。

5. 投稿原稿は本会編集委員会で査読し, 不適当と認めたものは掲載しない。この場合, 原稿は投稿者に返送する。また, 編集委員会が原稿の一部改正を適当と認めたときは, そのむね投稿者に通知し, 訂正のうえ掲載する。

6. 図面トレースの作成は投稿者の負担とする。

7. 掲載された投稿について別刷を希望する場合は, 別に定める料金により作成する(例: 6 ページ 50 部で 15,400 円, 100 部で 16,900 円)。投稿の際, 希望部数を申出ること。ただし, 別刷の作成は 50 部以上とする。

8. 原稿用紙, 執筆のしおりの申込み, 原稿の送付先

▽ 105 東京都港区芝公園 3-5-8 機械振興会館内
社団法人 テレビジョン学会
TEL 東京 03-432-4678