

4分の1波長接続 PIN ダイオード減衰器

今 井 弘*

Quarter-Wavelength Coupled PIN Diode Attenuator

Hiroshi IMAI*

(Received September 3, 1975)

The purpose of this paper is to describe the performance characteristics of a pin diode attenuator in the 10 GHz range, which consists of two pin diodes mounted in shunt with the waveguide and a quarter-wavelength waveguide. Particularly, the analytical evaluation of the attenuation and phase change is discussed and the extensive experimental results are presented in this paper.

The measured input VSWR at a center frequency of 9.4 GHz is 1.05. With a forward bias current of 1 mA, the attenuation becomes greater than 40 dB and the variation of the attenuation can be held to less than 2.5 dB over the 9.1 GHz to 9.6 GHz range. The measured results of the attenuation and phase change agree well with the calculated results.

1. まえがき

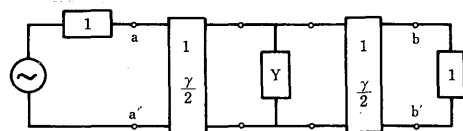
導波管に pin ダイオードを並列装荷した、1 段の resistive line 形減衰器の構成ならびにその特性については、すでに理論的、実験的に明らかにした。⁽¹⁾ pin ダイオードに逆バイアスを加えると i 層が障壁となって、 i 領域の抵抗 R_i は無限大になり、順バイアス電流を流すと伝導度変調によって、 R_i は変化する。このように pin ダイオードは主として i 領域の抵抗 R_i がバイアスに依存するが、リアクタンス分にはあまり大きい変化がない。したがって pin ダイオード減衰器はこのような順バイアス電流の増加にともなう、主として抵抗分が低下するインピーダンス変化を利用している⁽²⁾。

本論文では、1 段形で得られた減衰特性を改善するために、1 段形を n 段電気長 θ の伝送路で縦続接続したときの多段形減衰器の理論式を導き出し、特に、2 段形 4 分の 1 波長接続減衰器を試作し、理論的、実験的検討を加えた。

周波数 9.4 GHz において、1 段形では 30 dB の減衰量を得るのに 10 mA のバイアス電流を必要としたが、2 段形においては、それぞれの pin ダイオードのバイアス電流が $200 \mu\text{A}$ 、すなわち、バイアス電流の和が $400 \mu\text{A}$ で 30 dB 以上の減衰量を得る事が出来た。また、減衰量の周波数特性の改善も行なった。位相特性についても検討を加え、理論値、実験値の良い一致を見た。

2. 多段形減衰器の解析

図 1 に示すように、並列接続したアドミッタンス Y からなる 1 段形減衰器の入出力端子に電気長 $\theta/2$ の伝送路を接続した回路網 $a-a'$ 、 $b-b'$ 端子の F マトリックス F_1 は、全てのインピーダンスを伝送路の特性インピー



図—1 1 段形減衰器の等価回路

*電子工学科 (Department of Electronic Engineering)

ダンスで規格化して、次のように表わせる。

$$F_1 = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \frac{\gamma}{2} & \sinh \frac{\gamma}{2} \\ \sinh \frac{\gamma}{2} & \cosh \frac{\gamma}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cosh \frac{\gamma}{2} & \sinh \frac{\gamma}{2} \\ \sinh \frac{\gamma}{2} & \cosh \frac{\gamma}{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma + \frac{Y}{2} \sinh \gamma & \sin \gamma + \sinh^2 \frac{\gamma}{2} \\ \sinh \gamma + Y \cosh^2 \frac{\gamma}{2} & \cosh \gamma + \frac{Y}{2} \sinh \gamma \end{bmatrix} \quad (1)$$

ただし、 γ は伝搬定数で、 $\gamma = j\theta$

また、図1の $a-a'$ 、 $b-b'$ 端子よりなる四端子回路網を n 段縦続接続した回路網の F マトリックス F_n は映像パラメータ Z_1 、 γ_1 で表わして、

$$F_n = \begin{bmatrix} A_n & B_n \\ C_n & D_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh n\gamma_1 & Z_1 \sinh n\gamma_1 \\ \frac{1}{Z_1} \sinh n\gamma_1 & \cosh n\gamma_1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

ここで、(1)式の四端子定数と Z_1 、 γ_1 との関係は、

$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= \sqrt{B_1/C_1} \\ \gamma_1 &= \cosh^{-1} A_1 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

n 段縦続接続した回路網の減衰量 α 、位相量 Θ は(2)式の四端子定数を用いて、次のように表わせる。

$$\alpha = 20 \log_{10} \left| \frac{A_n + B_n + C_n + D_n}{2} \right| \quad (\text{dB}) \quad (4)$$

$$\Theta = \angle (A_n + B_n + C_n + D_n) \quad (\text{radian}) \quad (5)$$

ここで、 $I_n = (A_n + B_n + C_n + D_n)/2$ とおくと、(1)(2)そして(3)式を用いて、

$$\begin{aligned} I_n &= \cosh n\gamma_1 + \frac{1}{2} \left(Z_1 + \frac{1}{Z_1} \right) \sinh n\gamma_1 \\ &= \left\{ \left(1 + \frac{n}{2} Y \right) e^{(n-1)\gamma} + F(Y, \gamma) \sinh \gamma \right\} e^\gamma \quad (6) \end{aligned}$$

また、 $n = 2$ の場合には、

$$I_2 = \left\{ (1 + Y) e^\gamma + \frac{Y^2}{2} \sinh \gamma \right\} e^\gamma \quad (7)$$

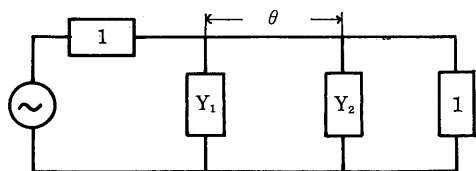
と表わすことができる。

しかし、(6)(7)式を用いて、多段形減衰器の減衰量、位相量を求める場合には、入出力端子に付加した電気長 $\theta/2$ の伝送路を考慮して、(6)(7)式の括弧外の e^γ は省略して計算しなければならない。

3. 2 段形減衰器

3-1 同一特性のダイオードの2段接続

図2に示す等価回路のように、同一の規格化アドミタンス、 $Y_1 = Y_2 = Y$ を持つ pin ダイオードを電気長 θ 、規格化アドミタンス1の伝送路で接続した場合の減衰量、位相量は(4)(5)式および(7)式の括弧外の e^γ を省略した



図一2 2段形減衰器の等価回路

式より次のように表わせる。

$$\begin{aligned} \alpha &= 20 \log_{10} |I_2| \\ &= 10 \log_{10} \left[(1+G)^2 (\cos \beta l - B \sin \beta l)^2 \right. \\ &\quad \left. + \left\{ B \cos \beta l + \left(1+G + \frac{G^2 - B^2}{2} \right) \sin \beta l \right\}^2 \right] \quad (8) \end{aligned}$$

$$\Theta = \tan^{-1} \frac{B \cos \beta l + \left(1+G + \frac{G^2 - B^2}{2} \right) \sin \beta l}{(1+G)(\cos \beta l - B \sin \beta l)} \quad (9)$$

ただし、 $\theta = \beta l = \frac{2\pi}{\lambda} l$

λ : 波長

l : ダイオード間の距離

$Y = G + jB$

G : 規格化コンダクタンス

B : 規格化サセプタンス

3-2 異った特性のダイオードの2段接続

図2において、2つの異った規格化アドミタンス Y_1 、 Y_2 を持つ pin ダイオードを電気長 θ 、規格化アドミタンス1の伝送路で接続した場合の F マトリックス F'_2 は、 $\theta = \beta l$ を用いて、

$$F'_2 = \begin{bmatrix} A'_2 & B'_2 \\ C'_2 & D'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \beta l & j \sin \beta l \\ j \sin \beta l & \cos \beta l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_2 & 1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

ただし、 $Y_1 = G_1 + jB_1$ 、 $Y_2 = G_2 + jB_2$

G_1 、 G_2 : 規格化コンダクタンス

B_1 、 B_2 : 規格化サセプタンス

したがって、異った特性を持つ2段形減衰器の減衰量、位相量は(4)(5)式および(10)式より求めることができる。

4. 4分の1波長接続2段形減衰器の構成

考察を簡単にするため、同一特性を持つダイオードが2段接続された場合について考えて見る。すでに明らかのように、設計中心周波数においては、pin ダイオードのサセプタンス B が非常に小さい値を示す⁽¹⁾ことを考慮して、理想的に考えて $B = 0$ とすると、(8)式より

$$|I_2|^2 = (1+G)^2 \cos^2 \beta l + \left(1+G + \frac{G^2}{2} \right) \sin^2 \beta l \quad (11)$$

(11)式で示される $|I_2|^2$ は2つのダイオード間の距離が $\lambda/4$ のとき最大値をとる。したがって、このとき減衰量 α を最大とすることができる。また、ダイオード間の距離が零あるいは $\lambda/2$ のときに $|I_2|^2 = (1+G)^2$ となり最小となる。すなわち、この場合には2段形の減衰量は1段形減衰器がそれぞれ独立して動作したときの減衰量の

和として与えられることになる。

バイアス電流零のとき、理想的に考えてコンダクタンス分 $G=0$ とすると、

$$|I_2|^2 = (\cos \beta l - B \sin \beta l)^2 + \{B \cos \beta l + (1 - \frac{B^2}{2}) \sin \beta l\}^2 \quad (12)$$

(12) 式を βl で微分して $\partial |I_2|^2 / \partial \beta l = 0$ より、 $|I_2|^2$ が最小となる l の値は

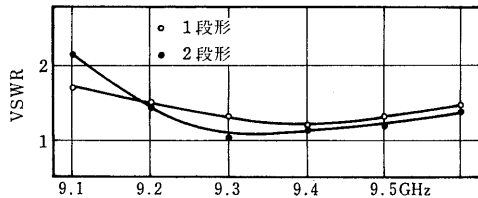
$$l = \frac{\lambda}{4} \left\{ 1 + \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \left(\frac{4B}{B^2 - 4} \right) \right\} \quad (13)$$

ただし、 $\tan^{-1}(4B/B^2 - 4)$ は主値を取るものとする。

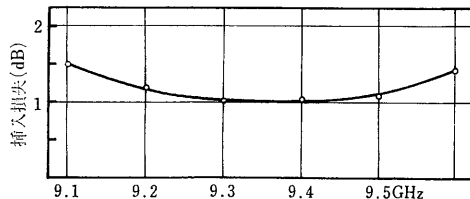
今、使用している pin ダイオード (S-3023) は零バイアス状態において、サセプタンスは $|B| < 1$ と考えてよい。したがって B が非常に小さい値を取るものとして、零バイアス時において (13) 式より $l \approx \lambda/4$ となり、 $|I_2|^2$ はこのとき最小となる。すなわち、2つのダイオードを 4 分の 1 波長で接続すればバイアス電流が流れたとき、 $G \neq 0$ のときの減衰量を最大にし、さらに、零バイアス時、 $G=0$ のときに挿入損失を最小とすることができる。

5. 2 段形減衰器の特性およびその検討

2 段減衰器は、すでに明らかにした導波管に pin ダイオードを並列装荷した 1 段減衰器を 2 個、前章で述べた理由によって、4 分の 1 波長の導波管 (WRJ-10) で接続して構成した。上記のように構成した 4 分の 1 波長接続 2 段形 pin ダイオード減衰器の諸特性およびその検討について述べる。



図—3 バイアス電流零のときの入力定在波比



図—4 バイアス電流零のときの挿入損失

この減衰器の入力定在波比およびバイアス電流零のときの挿入損失を図 3、図 4 に示す。入力定在波比は 9.2 GHz から 9.6 GHz の周波数範囲で、1 段形と同様の 1.5 以下におさえることができ、中心周波数 9.4 GHz 附近では 1 段形よりむしろ良い結果、1.05 を得ている。図 4 に

おいて、1 段形の挿入損失がすでに述べた挿入損失の値⁽⁴⁾より減少しているのは、今回、測定法の精度を上げたためである。2 段形の挿入損失が設計中心周波数 9.4 GHz からはずれるにしたがって増加する主な原因は 4 章で述べた挿入損失最小の条件を満足しなくなるからである。すなわち、9.4 GHz より低い周波数では、ダイオード間の距離が等価的に 4 分の 1 波長より短くなり、高い周波数では反対に等価的に長くなるからである。

2 段形減衰器を構成している 2 つの pin ダイオードの規格化コンダクタンス G_1 、 G_2 規格サセプタンス B_1 、 B_2 の測定値を表にまとめて見ると次のようになる。

バイアス電流	G_1	B_1	G_2	B_2
1 μ A	0.209	0.059	0.331	0.053
2	0.310	0.086	0.387	0.048
5	0.507	0.114	0.514	0.046
7	0.733	0.105	0.666	0.028
10	0.912	0.147	0.737	0.061
20	1.564	0.299	1.170	0.096
50	3.052	0.685	2.300	0.329
70	3.967	1.102	2.946	0.472
100	5.299	1.861	3.929	0.966
200	8.238	4.656	6.020	2.171

表—1 9.4GHz における規格化アドミッタンスの値

周波数	G_1	B_1	G_2	B_2
9.1GHz	0.284	-0.431	0.185	-0.571
9.2	0.253	-0.317	0.142	-0.378
9.3	0.178	-0.200	0.289	-0.358
9.4	0.084	0.059	0.279	0.066
9.5	0.127	0.323	0.108	0.176
9.6	0.160	0.493	0.147	0.417

表—2 バイアス電流零のときの規格化アドミッタンスの値

表 1 は周波数 9.4 GHz において、バイアス電流を 1 μ A から 200 μ A まで変化させたときの測定値であり、表 2 はバイアス電流を零にして、周波数が 9.1 GHz から 9.6 GHz まで 0.1 GHz ごとの測定値である。これらの値を、たとえば (8)(9) 式に代入することによって 2 段形減衰器の減衰量、位相量を求めることができる。

以上述べてきた諸特性を持つ 4 分の 1 波長接続 2 段形減衰器の周波数 9.4 GHz における減衰特性を、1 段形の測定値と比較して、図 5 に示す。図 5 の 2 段形のバイアス電流は 2 つの各ダイオードの電流の和をとって図示してある。したがって、各ダイオードにはそれぞれの 2 分の 1 のバイアス電流が流れている。図中の計算値は前述したように、(4)(10) 式に表 1 の規格化コンダクタンスの値を

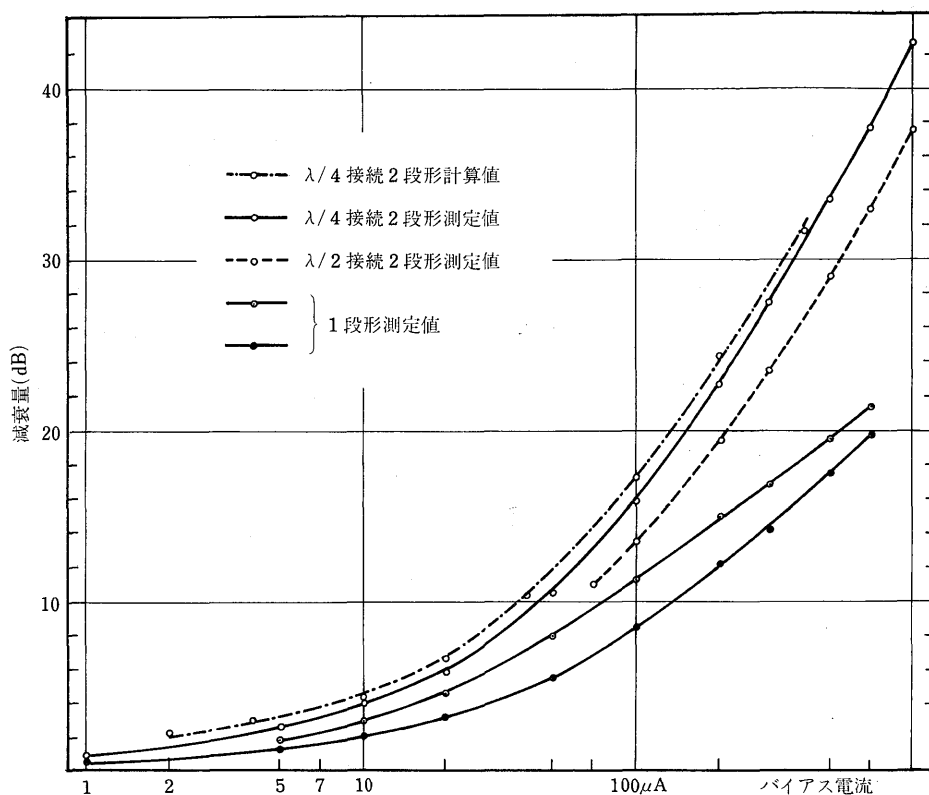


図-5 9.4GHz における減衰特性

それぞれ代入して求めたものである。測定値とこの計算値との差は全体にわたって、約1dB程度となっており、これは主としてアドミタンス、 $Y_2 = G_2 + jB_2$ 測定時の誤差が原因と考えられる。図からも判るように、1段形の場合20dBの減衰量を得るのに周波数 9.4GHz において、500 μ A 以上のバイアス電流を必要としたが、この2段形では同じ減衰量を得るのに、バイアス電流の和が 150 μ A、したがって各ダイオードのバイアス電流は 75 μ A で十分である。

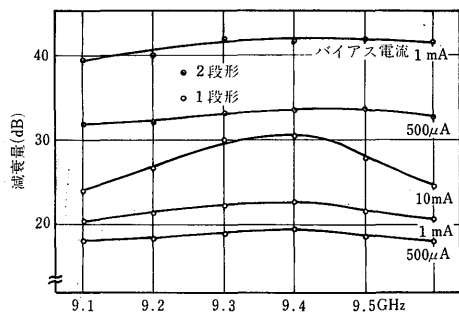


図-6 減衰量一周波数特性

図6に減衰量の周波数特性を示す。図において2段形はバイアス電流 1mA、1段形ではそれぞれ 500 μ A、1mAと10mAの場合を示してある。周波数が9.1GHzから9.6GHzの範囲において、1段形ではバイアス電流が 500 μ Aのとき 18.1dB から19.6dBまで1.5dB変化し、2段形では32dBから33.7dBで1.7dB変化している。また、1段形では 30dB 以上の減衰量を得るには、中心周波数附近9.3GHzから9.45GHzの範囲で10mAのバイアス電流を必要としたが、2段形では周波数が 9.1GHz から 9.6GHzの広い範囲におたって500 μ Aのバイアス電流で 32dB 以上の減衰量を得ている。

さらに、零バイアス時における位相特性を周波数 9.1GHzから9.6GHzの範囲で図7に示した。図中において2段形および1段形の各位相特性はそれぞれ9.4GHzにおける位相を基準にして示してある。図中の計算値は(5) (10)式に表2の規格化コンダクタンス、規格化サセプタンスの値をそれぞれ代入して求めたものである。位相特性の測定値と計算値は比較的よく一致しており、各周波数における両者の差は減衰量のときの誤差と同様、アドミタンス測定時の誤差が主な原因と考えられる。

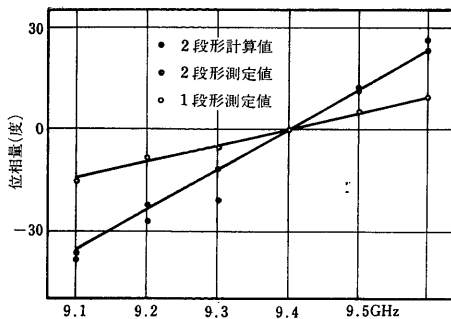


図-7 位相量一周波数特性

以上、示してきたように、測定値と計算値の良い一致は、1段形と同様、2段形においても計算式の有効性を示している。

6. 結 言

1段形pinダイオード減衰器の減衰特性改善のため、1段形を電気長 θ で n 段縦続接続したときの多段形pinダイオード減衰器の計算式を導き出した。4分の1波長接続2段形pinダイオード減衰器を中心周波数9.4GHzで設計し、理論的実験的検討を加え、計算値、測定値の良い一致を得た。pinダイオード減衰器の減衰量はダイ

オードのバイアス電流を変化させて制御しているが、4分の1波長接続2段形の減衰量は、1段形減衰器が2個それぞれ独立に動作したとき、すなわち、ダイオード間の距離が零あるいは2分の1波長のときに比較して、バイアス電流が、200 μ Aで3.34dB、1mAで4.1dBの改善となっている。

減衰量の周波数特性はバイアス電流が増加するにしたがって劣下していく。すなわち、各周波数における減衰量の変動が大きくなっていく。1段形では約20dBの減衰量で変動が約2dBであるが、4分の1波長接続2段形では、バイアス電流500 μ A、減衰量32dB以上で1.6dBの変動、1mA、39.5dB以上で2.6dBの変動である。このように、減衰量の周波数特性の改善が大幅になされた。

本研究は、本学特別研究費の援助によって行なったもので、関係各位に心から感謝致します。

参考文献

- (1) 今井弘：中部工大紀要 第10巻A p.47 1974年12月
- (2) H.A. Watson: Microwave Semiconductor Devices and Their Circuit Applications, Chapt. 9. McGraw-Hill Book Company, New York, 1969.