

帯域設計法によるマイクロ波3段形PINダイオード減衰器Ⅱ

今 井 弘*

Microwave 3-PIN Diode Attenuator by Band Design Method Ⅱ

Hiroshi IMAI*

(Received March 24, 1982)

The microwave pin diode attenuator consists of a number of pin diodes mounted on metal posts as electrically variable impedance elements in the rectangular waveguide.

Numerical calculations have been carried out to obtain the design figures of the broadband 3-and 4-pin diode attenuator, taking into account the parallel susceptances of pin diodes.

In the proposed design, conductance ratios are determined to realize a desired bandwidth or dynamic range of the attenuator for a given allowed VSWR.

This paper describes various performances of 3-pin diode attenuators which are constructed with some diode spacings (0.73 to 0.79λ) at the design frequency of 9.4GHz . It is shown that the measured values of bandwidth and dynamic range of the attenuator agree approximately with the calculated ones at conductance ratios of 4.0 and 5.0 . Therefore, the validity of the proposed design method for the microwave pin diode attenuator is shown and the effective length of the metal post is determined. And effects of small parallel susceptances at the design frequency on the bandwidth, the dynamic range and the center frequency of operation are examined by numerical calculations.

1 まえがき

マイクロ波周波数領域において、抵抗膜を機械的に可変させて減衰量を制御する可変抵抗減衰器が主として利用されてきたが、この周波数領域でのダイオードの発展により、pin ダイオードを可変素子とした小型、軽量の電流制御形の減衰器が構成できるようになってきた。

伝送路に pin ダイオードを並列装荷し、これらを数個

4分の1波長で接続して構成したストリップ線路形、リッジ導波管形減衰器についてはすでに報告されている^{(1), (2)}。

しかし、これらの減衰器において用いられている数個の pin ダイオードのリアクタンスはダイオードの装荷機構を調整することによって打消されるとして、pin ダイオードは順バイアス電流によって抵抗値のみが変化する可変抵抗素子として用いられている。そして、それらの

*電子工学科 (Department of Electronic Engineering)

抵抗値をテーパー状に変化させることによって入力側へのみ整合させて、減衰器の広帯域化がなされている。しかし、実際に減衰器を構成するに際して、それらの抵抗値をテーパー状にする条件があまり明確でない。

本論文で述べる多段形pinダイオード減衰器はpinダイオードを導波管内に並列装荷し、それらを間隔 l で接続して構成した導波管形減衰器である。これは可変素子として用いるpinダイオードに加える順バイアス電流によって吸収量または反射量を制御して減衰量を得ている。そのとき、順バイアス電流が増加して減衰量が大きくなると反射量も大きくなり、入出力定在波比特性が悪化する欠点を持っている。

これまでに、この減衰器の入出力定在波比特性悪化の欠点を改善するため、装荷されたpinダイオードのサセプタンス分を考慮し、許容定在波比を与え、所要の減衰量域または周波数帯域幅を得る帯域設計法を示し⁽³⁾、3段形減衰器においてダイオード素子間隔を 0.75λ として実験し、周波数帯域幅と減衰量域の測定値と計算値を比較検討し、この帯域設計法の有効性を示してきた⁽⁴⁾。そのとき、ダイオード素子間隔が中心周波数に与える影響について計算により調べ、pinダイオードを装荷している金属ポストの等価幅の概略値を求め、測定値と計算値を比較する場合には、この等価幅を考慮しなければいけないことを示した。また、設計中心周波数での若干のサセプタンスが中心周波数に与える影響についても少し述べた。

本論文では、3段形pinダイオード減衰器において、ダイオード素子間隔を 0.73λ から 0.79λ まで 0.01λ 毎に変化させて実験し、種々の検討を加えた。

まず、ダイオード素子間隔が周波数帯域幅と減衰量域に与える影響について検討し、すでに明らかにされている帯域設計法の有効性を確認した。次に、ダイオード素子間隔が中心周波数に与える影響について詳しく検討し、pinダイオードを装荷している金属ポストの等価幅を決定した。さらに、金属ポストで装荷されているpinダイオードの設計中心周波数でのサセプタンスが中心周波数、周波数帯域幅そして減衰量域に与える影響について計算した。その結果、帯域設計法によって多段形pinダイオード減衰器を構成する場合には、ダイオード素子間隔は金属ポストの等価幅だけでなく、設計中心周波数での残留サセプタンスによる等価幅も考慮して決定しなければいけないことを明らかにした。

2 3段形減衰器の構成と帯域設計法

図1-a, bは本論文で述べる3段形pinダイオード減衰器の等価回路と構成図である。

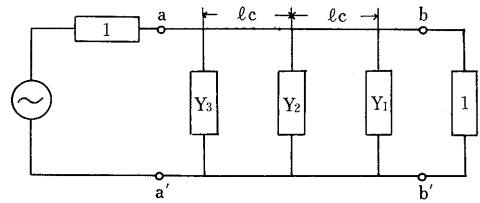


図1-a 3段形($n=3$) pinダイオード減衰器の等価回路図

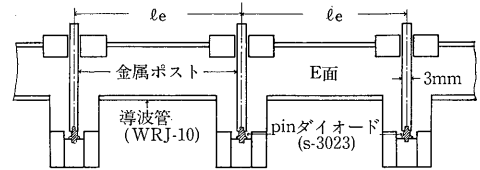


図1-b 3段形($n=3$) pinダイオード減衰器の構成図

多段形pinダイオード減衰器の帯域設計に用いる入力インピーダンス、減衰量などの一般式は図1-aと同様の多段形pinダイオード減衰器の等価回路において、すでに四端子定数を用いて求め明らかにした⁽⁵⁾。

図1-bに示したように、順バイアス電流によるインピーダンス可変素子として用いられているpinダイオード(s-3023)は矩形導波管(WRJ-10)内、H面の中心に金属ポストを立て、そこに装荷されている。3段形pinダイオード減衰器は、これらの3個のpinダイオードをダイオードの中心から中心までをダイオード素子間隔 l_e として構成されている。このように導波管内に並列装荷されたpinダイオードの任意の周波数でのコンダクタンス、サセプタンスは、順バイアス電流の増加にともなって増加していく。今、3段形pinダイオード減衰器に使用した3個のpinダイオードの規格化アドミッタンス Y_i を

$$\left. \begin{aligned} Y_i &= G_i + jB_i = G_i(1 + jm_i) \\ m_i &= B_i/G_i \quad i=1, 2, 3 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

とすると、規格化サセプタンス B_i と規格化コンダクタンス G_i の比 m_i は、次の実験式で与えられる⁽³⁾。

$$m_i = S_i(9.4 - f) + m_{i0} \quad (2)$$

$$S_i = a_i G_i^{b_i} - c_i \quad (3)$$

ただし、周波数 f の単位はGHzである。(2)式中の m_{i0} は設計中心周波数 $f_d = 9.4\text{GHz}$ でのサセプタンス分で、図1-bに示したpinダイオードの装荷位置および装荷機構の形状を調整することによってpinダイオードのサセプタンスを打消し、理想的には、 m_{i0} は零になるようにする。しかし、実際にはpinダイオードのサセプタンスを完全に打消すことができなくて、若干のサセプタンス

分が残っている。(3)式中の3個のpinダイオードに対する a_i, b_i そして c_i はすでに求めてある。

多段形pinダイオード減衰器の設計中心周波数での最適設計法⁽⁵⁾は、pinダイオードの規格化アドミッタンスの内、規格化サセプタンスは設計中心周波数において非常に小さい値にすることができるから、これを無視し、pinダイオードは規格化コンダクタンスのみからなるとした場合の入出力定在波比特性改善のための設計法である。最適設計法による3段形減衰器の場合には、それぞれの規格化アドミッタンスは

$$Y_1=G_1, Y_2=G_2=KG_1, Y_3=G_3=G_1$$

として、規格化コンダクタンスの比 $K=G_2/G_1$ は、すでに明らかにされている多段形pinダイオード減衰器の一般式を用い、所要の許容定在波比 ρ_d を満足する減衰量域 α_m , 0から α dBまでこの ρ_d を満足する領域、を最大にするように定める。

本論文で用いる3段形pinダイオード減衰器の場合、すなわち、pinダイオードのサセプタンス分が(2),(3)式で与えられて無視できない場合の帯域設計法⁽³⁾では、それぞれの規格化アドミッタンスは

$$\left. \begin{aligned} Y_1 &= G_1(1+jm_1) \\ Y_2 &= G_2(1+jm_2)=KG_1(1+jm_2) \\ Y_3 &= G_3(1+jm_3)=Y_1 \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

として、多段形pinダイオード減衰器の入力インピーダンス、減衰量などの一般式および(2),(3)式を用い、許容定在波比 ρ_d を与え、所要の減衰量域 α_m または周波数帯域幅 Δf を得るように規格化コンダクタンス比 K を定める。

3 3段形減衰器の測定結果

本論文において述べる3段形pinダイオード減衰器の構成は図1-bに示してある。図1-bに示したように、この減衰器において、ダイオード素子間隔 l_e は金属ポストに装荷したpinダイオードの中心から中心までとしている。 $l_e=0.75\lambda$ の場合については、すでに文献(4)において測定値と計算値を比較し、詳しく検討した。本論文においては、ダイオード素子間隔を $l_e=0.73\lambda$ から 0.79λ までの間で 0.01λ 毎に変化させて検討する。

文献(4)の場合と同様に、導波管内に並列装荷した3個のpinダイオードの規格化アドミッタンス Y_1, Y_2 そして Y_3 が、理想的には帯域設計法で示した(4)式を満足するように、順バイアス電流が与えられなければならないが、実際には3個のpinダイオードのサセプタンス分が異った値を取るため、 $m_1=m_3$ とすることができない。したがって、規格化コンダクタンスのみが(4)式を満足するように順バイアス電流が加えられた。すなわち、規格

化コンダクタンスが $G_1=G_3$ で、規格化コンダクタンス比 $K=G_2/G_1$ が所要の値となるように順バイアス電流を定める。 $l_e=0.73\sim 0.79\lambda$ で 0.01λ 毎に変えて構成したそれぞれの減衰器において $K=4.0, 5.0$ として、減衰量一定圧波比特性が測定された。とき、周波数は9.0GHzから9.75GHzまでの範囲で50MHz毎に、順バイアス電流は、 K を一定に保ちながら基準としたダイオード(等価回路では規格化アドミッタンス Y_1 のダイオード)において、 $0\mu A$ から $50\mu A$ まで変化させた。

$l_e=0.73\sim 0.79\lambda$ での減衰量一定在波比特性測定結果は、すでに述べた $l_e=0.75\lambda$ の場合と同様に、金属ポストなどの幅を考慮したそれぞれの場合の計算結果とかなり良く一致している。実験に用いた減衰器では、金属ポストに装荷したpinダイオードの中心から中心までをダイオード素子間隔 l_e としているため、金属ポストの幅およびpinダイオードの幅によって、 l_e は等価的に短くなる。一方、計算値は図1-aに示した等価回路でのダイオード素子間隔 l_e を用いた計算式より求めるため、金属ポストの幅などは考慮されていない。したがって、測定値と計算値を比較する場合には、金属ポストの幅などを考慮しなければいけない。このダイオード素子間隔の実験値 l_e と計算値 l_c の違いについては、後に金属ポストの等価幅の値として具体的に述べる。

これらの減衰量一定在波比特性は、 $l_e=0.75\lambda$ の場合と同様の性質を持っている。これらの特性より、定在波比の山を許容定在波比 ρ_d とした許容定在波比周波数特性およびそれぞれの ρ_d での減衰量域周波数特性が求められた。

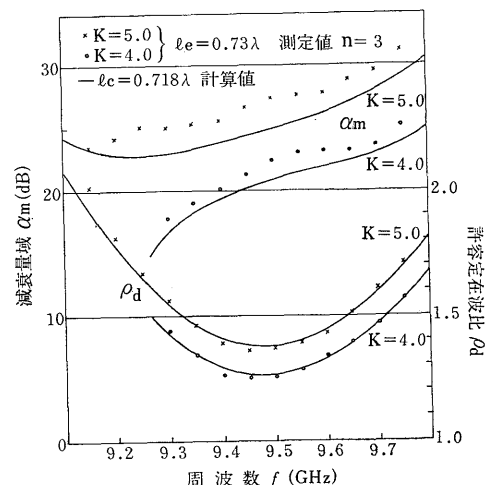


図2 ダイオード素子間隔 $l_e=0.73\lambda$ での許容定在波比および減衰量域周波数特性

図2はそれらの結果の一部で、○印、×印はそれぞれ $l_e=0.73\lambda$ で、 $K=4.0$ と 5.0 の測定値である。また、実線はそれぞれの場合の計算値で、ダイオード素子間隔の計算値は金属ポストの等価幅を考慮した $l_e=0.718\lambda$ となっている。図2において、許容定在波比 ρ_d の測定値と計算値は良く一致している。一方、減衰量域 α_m の測定値と計算値を比較すると、両者の誤差の平均値 $\Delta\alpha_{ec}$ は、 $K=4.0$ で $\Delta\alpha_{ec}=1.15\text{dB}$ 、 $K=5.0$ で $\Delta\alpha_{ec}=1.80\text{dB}$ となっているが、全体的に両者の傾向は良く一致している、他のダイオード素子間隔の場合も、 ρ_d と α_m の測定値と計算値は図2の場合と同程度に良く一致している。

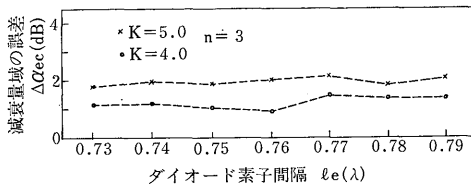


図3 各ダイオード素子間隔 l_e での減衰量域 α_m の測定値と計算値との誤差の平均値 $\Delta\alpha_{ec}$

図3で、 $l_e=0.73\lambda$ 以外のダイオード素子間隔の場合も含めた α_m の測定値と計算値との誤差の平均値 $\Delta\alpha_{ec}$ は、 $K=4.0$ で $\Delta\alpha_{ec}=1.22\text{dB}$ 、 $K=5.0$ で $\Delta\alpha_{ec}=1.95\text{dB}$ である。次に、ダイオード素子間隔が帯域設計法による減衰量域 α_m と周波数帯域幅 Δf に与える影響について述べる。

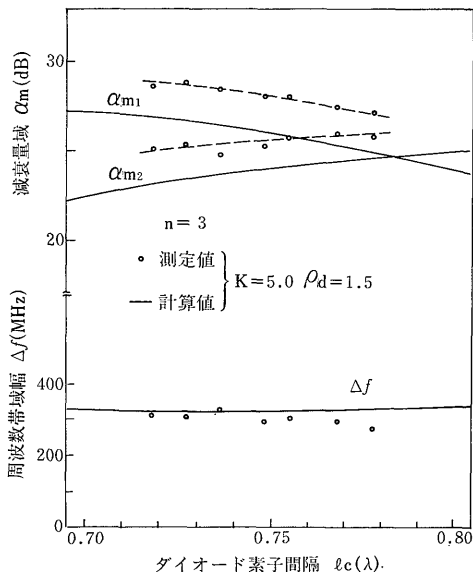


図4 ダイオード素子間隔 l_e に対する減衰量域 α_m と周波数帯域幅 Δf の関係

図4はその一例で、 $\rho_d=1.5$ 、 $K=5.0$ としたときの l_e に対する α_m と Δf を示している。図4において、実線は計算値で、 α_{m1} 、 α_{m2} は周波数帯域幅の上限値 f_{max} 、下限値 f_{min} での減衰量域である。○印は $l_e=0.73\sim 0.79\lambda$ での測定値を金属ポストの等価幅を考慮して図示したものである。 Δf の測定値は計算値より、平均して 22MHz (6.8%) 低くなっているが、ほぼ平坦な特性となっており、周波数帯域幅はダイオード素子間隔によって、あまり影響されないことが判る。 α_m の測定値は計算値より 2dB 程度大きくなっているが、全体的な傾向は良く一致している。しかし、 α_{m1} 、 α_{m2} はダイオード素子間隔によって異っている。 α_{m1} と α_{m2} の差、 $\Delta\alpha_m=\alpha_{m1}-\alpha_{m2}$ は図2に示した減衰量域周波数特性の傾きを示している。減衰器の α_m は α_{m1} 、 α_{m2} の内、小さい方で定まるから、 $\Delta\alpha_m$ は小さい程、減衰器の減衰量域特性が良いことになる。図4の場合、 $l_e=0.75\lambda$ ではなく、 $l_e=0.775\lambda$ で最良の特性になっているのは、金属ポストに装荷した pin ダイオードのサセプタンス分 m_{io} を完全に打消すことができなかったためである。これについては、5章で詳しく述べる。

以上、ダイオード素子間隔を変化させたときの許容定在波比周波数特性、減衰量域周波数特性について述べ、減衰量域の誤差について評価した。さらに、帯域設計法による許容定在波比一定のもとでの減衰量域、周波数帯域幅についても述べ、帯域設計法の有効性を示した。

4 金属ポストの等価幅

3 段形 pin ダイオード減衰器は金属ポストに装荷した pin ダイオードの中心から中心までをダイオード素子間隔 l_e としているため、金属ポストの幅、 0.067λ ($3\text{mm}\phi$) および pin ダイオードの幅、約 0.045λ (2mm) によって、 l_e は等価的に短くなる。ここでは、減衰器の中心周波数 f_0 によって、ダイオード素子間隔の実験値 l_e と計算値 l_c の違いについて述べ、金属ポストの等価幅を求める。

図2の許容定在波比周波数特性を見れば判るように、中心周波数 f_0 は設計中心周波数 $f_d=9.4\text{GHz}$ より高い方に約 85MHz ずれている。

図5の×印、○印そして△印はそれぞれ $l_e=0.73\lambda$ 、 0.75λ として 0.77λ での $K=5.0$ の場合の許容定在波比周波数特性測定値で、ダイオード素子間隔が長くなるにしたがって、 f_0 は低くなっていくことが判る。実線で示したそれぞれの計算値は金属ポストの等価幅を考慮した結果で、これらの測定値と計算値はそれぞれ良く一致している。 l_e を変化させたときの減衰器の f_0 は、図5に一部示した許容定在波比周波数特性から求められる。

$l_e=0.70\sim 0.80\lambda$ において、 $K=4.0$ と 5.0 の f_0 の計算値

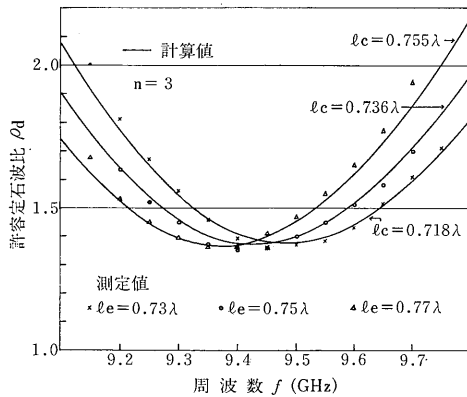


図5 ダイオード素子間隔の違い($l_e=0.73, 0.75$ そして 0.77λ) による許容定石波比周波数特性

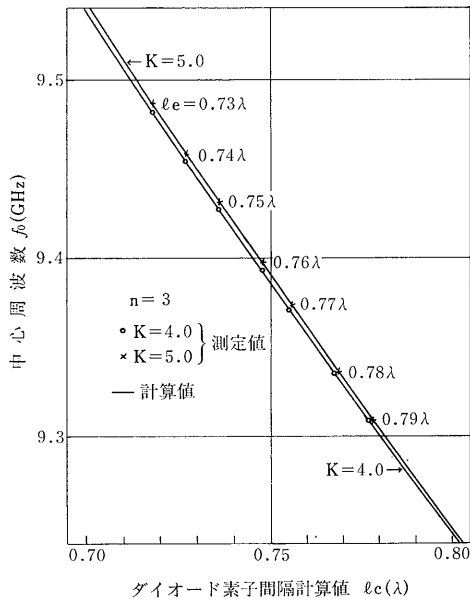


図6 ダイオード素子間隔 l_e に対する中心周波数 f_0 の関係

を求め、その結果は図6の実線で示した。次に、 $l_e = 0.73 \sim 0.79\lambda$ での減衰器において、 $K=4.0$ と 5.0 の f_0 の測定値を求め、それらの結果は図6の○印と×印でそれぞれ示した。これらの f_0 の測定値は周波数一致する計算結果上に図示されている。 f_0 の測定値は、金属ポストの幅によってダイオード素子間隔が短くなり、 l_e と同じ値の l_c での f_0 の計算値より高くなっている。例えば、 $l_e=0.75\lambda$ の場合、 f_0 の測定値は $K=4.0$ と 5.0 でそれぞれ $f_0=9.428, 9.432\text{GHz}$ で $l_e=0.75\lambda$ での計算値 $f_0=9.386, 9.391\text{GHz}$ より、それぞれ $42, 41\text{MHz}$ づつ高くなっており、 $l_c=0.736\lambda$ の計算値に一致している。こ

れらのダイオード素子間隔を変えたときの結果より、 f_0 はダイオード素子間隔を短くすると高い方に、長くすると低い方に、 $29.3\text{MHz}/0.01\lambda$ 移動することが判る。また、 $l_e=0.75\lambda$ において、 f_0 の計算値は $f_d=9.4\text{GHz}$ より 11.5MHz 低くなっている。これは、 f_d において金属ポストに装荷したpinダイオードのサセプタンスを完全に打消すことができなくて、若干の誘導性のサセプタンス分($m_{10}=m_{30}=-0.05, m_{20}=-0.15$)を計算上考慮しているためで、ダイオード素子間隔を等価的に $\Delta l_s=0.39 \times 10^{-2}\lambda$ だけ長くしていることになる。この f_d での若干のサセプタンス分は f_0 だけでなく、 α_m と Δf にも影響を与えるが、これらのことについては、次の5章で詳しく述べる。

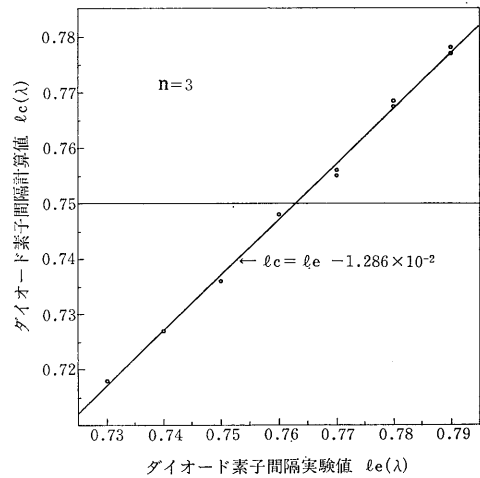


図7 ダイオード素子間隔の計算値 l_c と測定値 l_e の関係

図7は図6に示したダイオード素子間隔の計算値 l_c 実験値 l_e の関係を示したものである。実線はこれらの l_c と l_e に最小二乗法を適用して求めた直線で

$$l_c = l_e - 1.286 \times 10^{-2} \quad (5)$$

である。この結果から、 l_e と l_c の違いは $\Delta l = l_e - l_c = 1.29 \times 10^{-2}\lambda$ となる。この Δl はpinダイオードを装荷している金属ポストの幅、 0.067λ ($3\text{mm}\phi$)とpinダイオードの幅、 0.045λ (2mm)によるもので、主として、金属ポストによってダイオード素子間隔が等価的に $1.29 \times 10^{-2}\lambda$ だけ短くなったことを表わしている。したがって、金属ポストの等価幅としては、 $\Delta l_p = 1.29 \times 10^{-2}\lambda$ となる。導波管中に立てた金属ポストは、 l_e を等価的に $\Delta l_p = 1.29 \times 10^{-2}\lambda$ 、金属ポスト直径の 19.3% 短くし、 f_0 を 37.8MHz 高い方にずれさせる作用をしている。

以上述べてきたことから、中心周波数 f_0 と設計中心周波数 f_d を一致させた減衰器を構成するためには、ダイオ

ード素子間隔 l_e を金属ポストの等価幅 Δl_p と f_d での誘導性または容量性の若干のサセプタンス分による等価幅 Δl_s を考慮して決定しなければいけない。本論文で検討している3段形 pin ダイオード減衰器の場合に、 $f_o = f_d$ とするためには、金属ポストの等価幅 $\Delta l_p, f_d$ での誘導性の若干のサセプタンス分による等価幅 Δl_s を考慮して、ダイオード素子間隔は $l_e = 0.75\lambda$ より

$$\begin{aligned}\Delta l_{ps} &= \Delta l_p - \Delta l_s = (1.29 - 0.39) \times 10^{-2} \lambda \\ &= 0.9 \times 10^{-2} \lambda\end{aligned}\quad (6)$$

だけ長くしなければいけない。

5 サセプタンス分 m_{i0} の影響

本論文で述べている3段形 pin ダイオード減衰器の3個の pin ダイオードのサセプタンス分 m_i は(2),(3)式の実験式で与えられる。これらの m_i は、順バイアス電流によって変化する規格化コンダクタンス G_i と周波数 f に依存しているが、設計中心周波数 f_d でのサセプタンス分 m_{i0} によっても、その特性が変化する。これらの pin ダイオードの m_i はそれぞれ異った値を取るため、(4)式の入出力両側の規格化アドミッタンス Y_1, Y_2 のサセプタンス分は $m_1 \neq m_3$ となっている。

ダイオード素子間隔 $l_e = 0.75\lambda$ 、規格化コンダクタンス比 $K = 5.0$ の場合に、 f_d での m_{i0} を種々変化させたときの許容定在波比周波数特性、減衰量域周波数特性が計算された。

図8は f_d での、規格化アドミッタンス Y_1, Y_2 のサセプタンス分が $m_{10} = m_{30} = 0$ で、 Y_2 のサセプタンス分 m_{20} を変えたときの計算結果の一部である。実線はこれまでに述べた実験に対応した $m_1 \neq m_3$ の結果で、破線

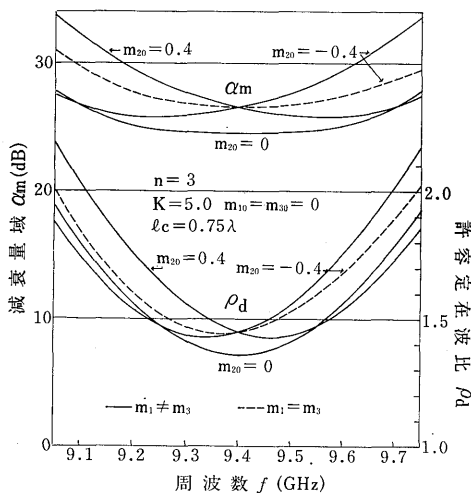


図8 設計中心周波数 f_d でのサセプタンス分 m_{i0} を変えたときの許容定在波比および減衰量域周波数特性

は入出力両側のサセプタンス分を等しく置いた。 $m_1 = m_3$ の結果である。

図8の許容定在波比周波数特性を見ると、中心周波数は、全ての m_{i0} が零 ($m_{10} = m_{20} = m_{30} = 0$) の場合、設計中心周波数に等しく、 $f_o = f_d = 9.4\text{GHz}$ となっているが、 $m_{20} \neq 0$ の場合は、容量性 ($m_{20} > 0$) になると $f_o > f_d$ となり、誘導性 ($m_{20} < 0$) になると $f_o < f_d$ となっている。また、許容定在波比 ρ_d の最小値は $m_{20} \neq 0$ の場合は $m_{20} = 0$ の場合に比べて大きくなっている。 ρ_d を定めたときの周波数帯域幅 Δf は、 m_{20} が容量性、誘導性どちらの場合でも、 $m_{20} = 0$ の場合に比べて、狭くなっている。

次に、図8の減衰量域周波数特性は、全ての m_{i0} が零の場合、 f_d に関して対称な特性となっているが、 m_{20} が容量性または誘導性で、 $m_{20} \neq 0$ の場合、傾きを持つ特性となっている。この減衰量域周波数特性の傾きは、図8に示した $m_{20} = -0.4$ の $m_1 \neq m_3$ と $m_1 = m_3$ の結果を比較して見ると、 m_{i0} よりも入出力両側のサセプタンスの不平衡 ($m_1 \neq m_3$) に主に起因していることが判る。

以下、 m_{i0} を種々変化させたときの f_o と f_d の差、 $\Delta f_o = f_o - f_d, m_{i0} = 0$ のときの周波数帯域幅 Δf_{max} を基準にした Δf の変化分、 $\Delta(\Delta f) = \Delta f - \Delta f_{max}$ および減衰量域周波数特性の傾きを示すために、 ρ_d を定めたときの Δf の上限値 f_{max} 、下限値 f_{min} での減衰量域 α_{m1}, α_{m2} の差、 $\Delta\alpha_m = \alpha_{m1} - \alpha_{m2}$ について述べていく。

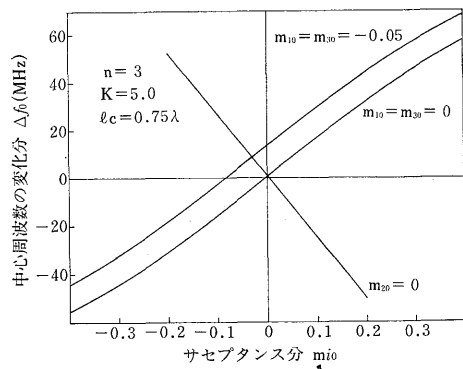


図9 設計中心周波数 f_d でのサセプタンス分 m_{i0} による中心周波数 f_o の変化、 $\Delta f_o = f_o - f_d$

9図は $K = 5.0$ で $m_{10} = m_{30} = 0$ と -0.05 一定とし、 m_{20} を変化させたとき、 $m_{20} = 0$ で $m_{10} = m_{30}$ を変化させたときの $\Delta f_o = f_o - f_d$ の結果である。 $m_{10} = m_{30} = 0$ の場合、 $m_{20} = -0.2 \sim 0.2$ で Δf_o はほぼ直線的な変化 (約 $16\text{MHz}/m_{20} = 0.1$) を示し、誘導性の m_{20} によって f_o は f_d より低く、容量性の m_{20} によって f_o は f_d より高くなる。また、 $m_{20} = 0$ の場合、 $m_{10} = m_{30} = -0.2 \sim$

0.2で Δf_0 はほぼ直線的な変化(約26MHz/ $m_{10}=m_{30}=0.1$)を示し、誘導性の $m_{10}=m_{30}$ によって f_0 は f_d より高く、容量性の $m_{10}=m_{30}$ によって f_0 は f_d より低く、前者の $m_{10}=m_{30}=0$ の場合とは逆の特性となっている。すなわち、3個のpinダイオードの m_{i0} の内、 $m_{10}=m_{30}$ と m_{20} は f_0 に対して逆の作用をし、誘導性の $m_{10}=m_{30}$ は f_0 を f_d より高くし、誘導性の m_{20} は f_0 を f_d より低くする。また、容量性の場合はその逆になる。したがって、 $m_{10}=m_{30}=-0.05$ と誘導性にした場合、 Δf_0 は $m_{10}=m_{30}=0$ の場合より全体的に約13MHz高くなっている。このとき、 $m_{10}=m_{30}=-0.05$ 、 $m_{20}=-0.08$ で $\Delta f_0=0$ 、 $f_0=f_d$ となっている。

ここで、減衰器全体のサセプタンスを考えると、入力側から見た場合、1.5 λ 離れた Y_1 の誘導性のサセプタンス分は誘導性に、0.75 λ 離れた Y_2 の誘導性のサセプタンス分は容量性に見える。したがって、入出力両側の Y_1, Y_3 の誘導性のサセプタンス分と Y_2 の誘導性のサセプタンス分が互に打消し合うことになり、 $m_{10}+m_{30}=-0.1$ をほぼ打消し合う $m_{20}=-0.08$ のところで f_0 は f_d に一致し、 $\Delta f_0=0$ となっている。

入力側から見て、減衰器全体のサセプタンスが誘導性の場合には $f_0 > f_d$ となり、容量性の場合には $f_0 < f_d$ となる。本論文で述べてきた3段形減衰器の場合には、 $m_{10}=m_{30}=-0.05$ 、 $m_{20}=-0.15$ で、入力側から見た減衰器全体のサセプタンス分は容量性となり、 $K=5.0$ では $\Delta f_0=-10.5$ MHz、すなわち、 $f_0=9389.5$ GHzとなっている。

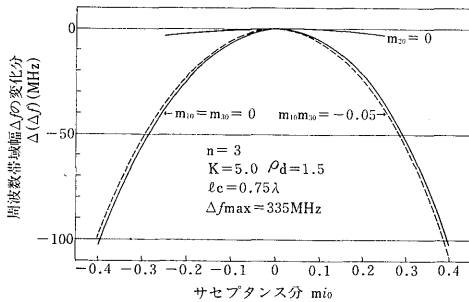


図10 設計中心周波数 f_d でのサセプタンス分 m_{i0} による周波数帯域幅 Δf の変化、 $\Delta(\Delta f) = \Delta f - \Delta f_{max}$

$m_{i0}=0$ の周波数帯域幅 Δf_{max} を基準にして、 m_{i0} を変化させたときの Δf の変化分、 $\Delta(\Delta f) = \Delta f - \Delta f_{max}$ について調べた。図10は $K=5.0$ 、 $\rho_d=1.5$ としたときの結果である。このとき、全ての m_{i0} を零とした周波数帯域幅は $\Delta f_{max}=335$ MHzである。 $m_{10}=m_{30}=0$ の場合、

$\Delta(\Delta f)$ は $m_{20}=0.2$ で -21.0 MHz(-6.3%)、 $m_{20}=0.4$ で -103.0 MHz(-30.7%)である。 $m_{10}=m_{30}=-0.05$ の場合、 $\Delta(\Delta f)$ はそれぞれ -24.5 MHz(-7.3%)、 -108.0 MHz(32.2%)となっており、 $m_{10}=m_{30}=0$ に比べて m_{20} が容量性の場合、 $\Delta(\Delta f)$ は $m_{20}=0.2$ で1.0%、 $m_{20}=0.4$ で1.5%減少しているが、 m_{20} が誘導性の場合には、逆にそれぞれは同程度に増加している。一方、 $m_{20}=0$ の場合は $m_{10}=m_{30}=0.2$ ($m_{10}+m_{30}=0.4$)で $\Delta(\Delta f)=-2.0$ MHz(-0.6%)である。このように、 Y_2 の m_{20} は Δf に大きく影響し、 Δf を減少させるが、入出力両側の Y_1, Y_3 の $m_{10}=m_{30}$ は Δf をほとんど減少させないことが判る。本論文で述べてきた3段形pinダイオード減衰器では、 $\Delta f_{max}=335$ MHzに比べて、 $\Delta(\Delta f)=-13.0$ MHzで Δf は3.9%減少している。

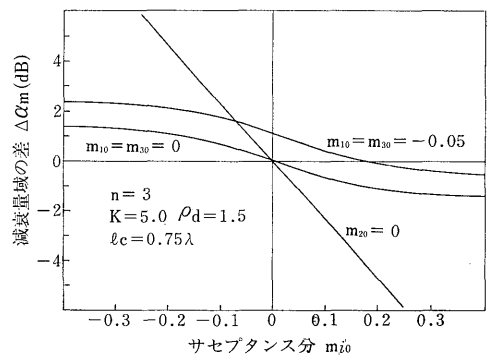


図11 設計中心周波数 f_d でのサセプタンス分 m_{i0} による減衰量域周波数特性の傾きを示す $\Delta\alpha_m$ の変化

ダイオード素子間隔を変えたときの減衰量域周波数特性の傾きについては3章で述べたが、ここでは m_{i0} を変化させて、 ρ_d 一定のときの Δf の上限値 f_{max} 、下限値 f_{min} での α_{m1} 、 α_{m2} の差、 $\Delta\alpha_m = \alpha_{m1} - \alpha_{m2}$ について述べる。図11は $K=5.0$ 、 $\rho_d=1.5$ とした $m_{10} \neq m_{30}$ の場合の $\Delta\alpha_m$ の結果である。 $m_{20}=0$ として、入出力両側のサセプタンス分 $m_{10}=m_{30}$ を変化させた場合、 $m_{10}=m_{30}=-0.2 \sim 0.2$ で $\Delta\alpha_m$ は直線的な変化(2.3dB/ $m_{10}=m_{30}=0.1$)を示し、 $m_{10}=m_{30}$ が誘導性では $\Delta\alpha_m > 0$ 、容量性では $\Delta\alpha_m < 0$ となる。すなわち、減衰量域周波数特性は誘導性の $m_{10}=m_{30}$ によって周波数の増加とともに α_m が増加する傾きを示し、容量性の場合には逆に周波数とともに減少する傾きを示す。 $m_{10}=m_{30}=0$ または -0.05 一定として m_{20} を変化させた場合、 $\Delta\alpha_m$ の変化は図11に示したように、 $m_{20}=0$ の場合と異って直線的ではない。 $m_{20}=-0.2 \sim 0.2$ での $\Delta\alpha_m$ の変化は約0.3dB/ $m_{20}=0.1$ で、 $m_{20}=0$ とした前者に比べて、減衰量域周波数特性の傾きに与える影響は小さい。本論文で述

べてきた3段形pinダイオード減衰器では、 $\Delta\alpha_m=2.0\text{dB}$ となり、減衰量域周波数特性は周波数とともに α_m が増加する傾きとなっている。

以上述べてきた $\Delta\alpha_m$ は入出力両側のサセプタンス分が不平衡($m_1 \neq m_3$)の場合の結果で、図8に示したように、入出力両側のサセプタンス分が平衡($m_1 = m_3$)した場合には、 m_{20} が $\Delta\alpha_m$ に与える影響はさらに小さくなる。 $m_{10}=m_{30}=0$ 、 $m_{20}=-0.4$ の場合で $m_1 \neq m_3$ 、 $m_1 = m_3$ の $\Delta\alpha_m$ はそれぞれ1.3dB、-0.4dBである。

6 む す び

本論文では、ダイオード素子間隔 $l_e=0.73\sim 0.79\lambda$ で構成した3段形pinダイオード減衰器において実験的、理論的検討が加えられた。

1) 許容定在波比および減衰量域周波数特性の測定値と計算値を金属ポストの影響を考慮して比較検討し、両者はかなり良く一致していることを示した。減衰量域 α_m については測定値と計算値との誤差の評価もした。さらに、ダイオード素子間隔が帯域設計法による帯域幅 Δf 、減衰量域 α_m に与える影響について、測定値と計算値を比較検討し、帯域設計法の有効性を確認した。このとき、ダイオード素子間隔によって Δf はほとんど変化しないが、減衰量域周波数特性の傾きはpinダイオードの設計中心周波数 f_d でのサセプタンス分 m_{i0} だけでなく、ダイオード素子間隔によっても生じることを示した。

2) 減衰器の中心周波数 f_0 はダイオード素子間隔を短かくすると高い方に、長くすると低い方に29.3MHz/0.01 λ 移動することが判った。 f_0 の測定値と計算値を比較して、pinダイオードが装荷されている0.067 λ (3mm ϕ)の金属ポストの等価幅 $\Delta l_p=1.29\times 10^{-2}\lambda$ を求めた。金属ポストはダイオード素子間隔 l_e を等価的に $\Delta l_p=1.29\times 10^{-2}\lambda$ 、金属ポスト直径の19.3%短かくし、 f_0 を37.8MHz高い方にづれさせていることが判った。また、この減衰器の f_d での誘導性サセプタンス分 m_{i0} は f_0 を低くし、ダイオード素子間隔を等価的に長くしている。したがって、 f_0 を f_d に一致させるためには、ダイオード素子間隔 l_e は金属ポストの等価幅 Δl_p 、 f_d での若干の誘導性のサセプタンス分による等価幅を考慮して、 $\Delta l_{ps}=\Delta l_p-\Delta l_s$ だけ長くしなければならないことが判った。

3) f_d でのpinダイオードのサセプタンス分 m_{i0} の内、 m_{20} は誘導性から容量性に変るにしたがって f_0 を高

い方に直線的に約16MHz/ $m_{20}=0.1$ 変化させ、誘導性の m_{20} によって $f_0 < f_d$ となり、容量性の m_{20} によって $f_0 > f_d$ となる。また、 $m_{10}=m_{30}$ は逆に f_0 を低い方に直線的に約26MHz/ $m_{10}=m_{30}=0.1$ 変化させ、誘導性の $m_{10}=m_{30}$ によって $f_0 > f_d$ となり、容量性の $m_{10}=m_{30}$ によって $f_0 < f_d$ となる。すなわち、 $m_{10}=m_{30}$ と0.75 λ 離れた m_{20} は f_0 に対して逆の作用をすることが判った。入力側から見ると、誘導性の $m_{10}=m_{30}$ が0.75 λ 離れた誘導性の m_{20} によってほぼ打消されるところで $f_0=f_d$ となることが判った。

m_{20} は Δf に大きく影響し、 Δf を減少させるが、 $m_{10}=m_{30}$ の影響は小さく、 Δf をほとんど減少させないことが判った。たとえば、 $m_{10}=m_{30}=0$ 、 $m_{20}=0.2$ で6.3% Δf を減少させるが、 $m_{10}=m_{30}=0.2$ 、 $m_{20}=0$ ではわずか0.6%の減少にとどまる。

$m_{10}=m_{30}$ が減衰量域周波数特性の傾きを示す $\Delta\alpha_m$ に与える影響は大きく、 $\Delta\alpha_m$ を直線的に2.3dB/ $m_{10}=m_{30}=0.1$ だけ変化させる。 $m_{10}=m_{30}$ が誘導性では $\Delta\alpha_m > 0$ 、容量性では $\Delta\alpha_m < 0$ となる。すなわち、誘導性では減衰量域周波数特性は周波数の増加とともに α_m が増加する傾きを示し、容量性では逆に減少する傾きを示す。また、 m_{20} による $\Delta\alpha_m$ の変化は約0.3dB/ $m_{20}=0.1$ で減衰量域周波数特性の傾きに与える影響は小さい。

今後の問題として、入出力両側のサセプタンスが平衡($m_1 = m_3$)したとき、 m_{i0} が減衰器の特性に与える影響について検討していく。

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) Hunton, J. K and Ryals, A. G.: Microwave Variable Attenuators and Modulators Using PIN Diodes, IRE Trans. Microwave Theory Tech., 10, 4 (1962) 262~273.
- (2) Gray, D. A.: Absorption Modulators for Simple or Complex Microwave Modulation, Hewlett-Packard Journal, 16, 3, (1964). 1~8.
- (3) 今井弘: 広帯域マイクロ波PINダイオード減衰器の設計, 中部工大紀要, 15-A, (1979) 59~66.
- (4) 今井 弘: 帯域設計法によるマイクロ波3段形PINダイオード減衰器, 中部工大紀要, 17-A, (1981) 35~42.
- (5) 今井 弘: マイクロ波PINダイオード減衰器の設計, 中部工大紀要, 12-A, (1976) 56~61.