

## 広帯域マイクロ波 PIN ダイオード減衰器の設計 II

今 井 弘\*

### Design of a Broadband Microwave PIN Diode Attenuator II

Hiroshi IMAI\*

(Received March 22, 1983)

This paper describes the design of a broadband microwave pin diode attenuator, which consists of a number of pin diodes mounted on metal posts as the shunt variable impedance elements in a rectangular waveguide.

Numerical calculations are carried out to obtain the design figures of the broadband 3 to 6-pin diode attenuators at the X band frequency. The design figures are decided for the following two cases, that is, the parallel susceptances of pin diodes are considered for  $m_i=0$  and  $m_i\neq 0$ . Comparisons of the dynamic ranges and bandwidths of both cases are discussed.

As an example of the performance, the 6-pin diode attenuator has a minimum dynamic range of 60.5 dB and a maximum bandwidth of 415 MHz for a given allowed VSWR of 1.2 in the case of  $m_i\neq 0$ . It is shown that the finite  $m_i$  reduces the dynamic range to 91.8-88.1% and the bandwidth to 29.6-32.2% in comparison with the case of  $m_i=0$  in the 1.1-1.5 given allowed VSWR range. And the effects of small parallel susceptances at the design frequency on the dynamic range, the bandwidth 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、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<sup>1)2)</sup>。

これらの減衰器において、pin ダイオードのリアクタンスはダイオードの装荷機構によって打消されるとして、ダイオードは順バイアス電流により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、pin ダイオードの抵抗値をテーパ状に変化させることによって入力側のみに整合させて、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、これらの抵抗値をテーパ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、矩形導波管内H面の中心に立てた金属ポストに pin ダイオードを装荷し、これら数個を設計中心周波数の管内4分の1波長で接続して構成する導波管形の減衰器である。一般に、pin ダイオードは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おり、減衰量は順バイアス電流による pin ダイオードの吸収量または反射量を制御して得られている。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それとともなって大きくなり、

\*電子工学科 (Department of Electronic Engineering)

入出力定在波比特性が悪化する。

筆者は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、3段形、4段形減衰器において、導波管内に装荷された 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帯域幅を得る帯域設計法を示し<sup>3)</sup>、3段形減衰器において実験し、この帯域設計法の有効性を示してきた<sup>4)</sup>。また、入出力側のサセプタンスが平衡していないこの3段形減衰器において、設計中心周波数での残留サセプタンス分が減衰器の特性に及ぼす影響について論じてきた<sup>5)</sup>。

本論文では、(1)pin ダイオードは、理想的に考えサセプタンスを無視し、コンダクタンスのみからなるとした場合と、(2)pin ダイオードを用い、サセプタンスを考慮しなければならない場合の3段形から6段形までの多段形減衰器の設計について述べる。まず、(1)の場合については多段形減衰器が取り得る減衰量域の範囲を検討し、減衰器を構成するに際して、十分な減衰量域が得られるに必要な段数を示した。(2)の場合についてはすでに設計値を示した3、4段形減衰器<sup>3)</sup>を除き、5、6段形減衰器の設計値を求めた。そして、5、6段形減衰器の許容定在波比を与えたときの減衰量域と帯域幅について(1)、(2)の場合を比較し、pin ダイオードのサセプタンスがこれらの量に与える影響について検討した。

さらに、入出力側の pin ダイオードのサセプタンスが互に平衡したときの3、4段形減衰器において、この導波管内に立てた金属ポストに装荷した pin ダイオードの設計中心周波数で打消し得ないで残留したそれぞれのサセプタンス分のみが減衰器の中心周波数、減衰量域周波数特性の傾きそして帯域幅に与える影響について検討した。

## 2 多段形減衰器の帯域設計法

多段形 pin ダイオード減衰器は矩形導波管 (WRJ-10) 内H面の中心に立てた金属ポストに pin ダイオード (s-3023) を装荷し、これらを設計中心周波数での管内4分の1波長または4分の3波長で数段接続して構成されている<sup>4)</sup>。また、この多段形 pin ダイオード減衰器の入出力定在波比特性改善のための帯域設計に用いる入力インピーダンス、減衰量などを与える一般式は、すでに四端子定数を用いて求め明らかにしてある<sup>3)</sup>。

### 2-1 PIN ダイオードのサセプタンス分

pin ダイオードは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て、減衰量は主としてダイオードの抵抗分の変化による吸収量または反射量の制御によって得られている。

図1の多段形減衰器の等価回路に示した pin ダイオ

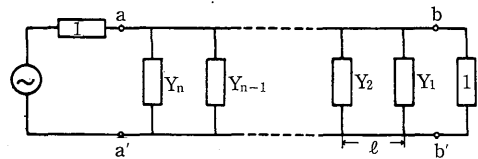


図1 多段形 pin ダイオード減衰器の等価回路

ドの規格化アドミタンス  $Y_i$  を

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

としたとき、減衰量は主にこのコンダクタンス  $G_i$  に依存しているが、サセプタンス  $B_i$  も減衰器の特性に大きな影響を与える。矩形導波管波に立てた金属ポストに装荷した pin ダイオードの場合、(1)式に示した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、次の実験式として与えられている<sup>3)</sup>。

$$\left. \begin{aligned} m_i &= S_i(f - f_d) + m_{i0} \\ S_i &= a_i G_i^{b_i} - c_i \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

ただし、 $f_d$  (9.4GHz) は設計中心周波数である。この(2)式中の係数  $a_i$ ,  $b_i$  そして  $c_i$  の値は、実験に用いた3段形減衰器の場合に具体的に求められている。それらの諸量は表1として示してある。

表1 (2)式で表わされる pin ダイオード (S-3023)  $D_1$ ,  $D_2$ , そして  $D_3$  の実験式の諸量

| ダイオード No. | $a_i$ | $b_i$  | $c_i$ |
|-----------|-------|--------|-------|
| $D_1$     | 1.161 | -0.896 | 0.405 |
| $D_2$     | 1.934 | -0.950 | 0.069 |
| $D_3$     | 3.681 | -0.535 | 2.16  |

この金属ポストに装荷された pin ダイオードの設計中心周波数でのサセプタンス分  $m_{i0}$  はダイオードの装荷機構 (金属ポストの直径など) および装荷位置などを調整することによって打消され、理想的には零になるようにする。しかし、実際にはこのサセプタンス分を完全に打消することができなくて、若干の  $m_{i0}$  を考慮しなければならない場合がある。このように、pin ダイオードは順バイアス電流によって、コンダクタンスだけでなくサセプタンスも(2)式にしたがって変化する。このサセプタンス分  $m_i$  は  $f_d$  より低い周波数では誘導性を示し、高い周波数では容量性を示す。

### 2-2 PIN ダイオードの配列

pin ダイオードのサセプタンス分は以上述べてきたように与えられる。本論文では、pin ダイオードのサセプタンスを無視した場合と考慮した場合として次の(1)、(2)について検討していく。

(1) サセプタンスを無視 ( $m_i=0$ ) し、pin ダイオード

は理想的にコンダクタンス  $G_i$  のみからなるとして、規格化アドミッタンス  $Y_i = G_i$  とした場合。

(2) サセプタンスを考慮 ( $m_i \neq 0$ ) し、サセプタンス分が(2)式と表1によって与えられる pin ダイオードを用い、規格化アドミッタンス  $Y_i = G_i(1+jm_i)$  とした場合。3段形から6段形までの減衰器において、規格化アドミッタンス  $Y_1, Y_2, \dots, Y_6$  は(1), (2)どちらの場合でも入出力定在波比特性を同一にするため、表2に示したように配列する。

表2 多段形 ( $n=3\sim 6$ ) 減衰器の規格化アドミッタンスの配列

|       | $m_i=0$                                                                                              | $m_i \neq 0$                                                                                                                                                         |
|-------|------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $n=3$ | $Y_1=G_1$<br>$Y_2=G_2=K_2G_1$<br>$Y_3=G_3=Y_1$                                                       | $Y_1=G_1(1+jm_1)$<br>$Y_2=G_2(1+jm_2)=K_2G_1(1+jm_2)$<br>$Y_3=G_3(1+jm_3)=Y_1$                                                                                       |
| $n=4$ | $Y_1=G_1$<br>$Y_2=G_2=K_2G_1$<br>$Y_3=G_3=Y_2$<br>$Y_4=G_4=Y_1$                                      | $Y_1=G_1(1+jm_1)$<br>$Y_2=G_2(1+jm_2)=K_2G_1(1+jm_2)$<br>$Y_3=G_3(1+jm_3)=Y_2$<br>$Y_4=G_4(1+jm_4)=Y_1$                                                              |
| $n=5$ | $Y_1=G_1$<br>$Y_2=G_2=K_2G_1$<br>$Y_3=G_3=K_3G_1$<br>$Y_4=G_4=Y_2$<br>$Y_5=G_5=Y_1$                  | $Y_1=G_1(1+jm_1)$<br>$Y_2=G_2(1+jm_2)=K_2G_1(1+jm_2)$<br>$Y_3=G_3(1+jm_3)=K_3G_1(1+jm_3)$<br>$Y_4=G_4(1+jm_4)=Y_2$<br>$Y_5=G_5(1+jm_5)=Y_1$                          |
| $n=6$ | $Y_1=G_1$<br>$Y_2=G_2=K_2G_1$<br>$Y_3=G_3=K_3G_1$<br>$Y_4=G_4=Y_3$<br>$Y_5=G_5=Y_2$<br>$Y_6=G_6=Y_1$ | $Y_1=G_1(1+jm_1)$<br>$Y_2=G_2(1+jm_2)=K_2G_1(1+jm_2)$<br>$Y_3=G_3(1+jm_3)=K_3G_1(1+jm_3)$<br>$Y_4=G_4(1+jm_4)=Y_3$<br>$Y_5=G_5(1+jm_5)=Y_2$<br>$Y_6=G_6(1+jm_6)=Y_1$ |

表2において、コンダクタンス比  $K_2, K_3$  はそれぞれ  $K_2=G_2/G_1, K_3=G_3/G_1$  である。また、設計中心周波数  $f_d$  でのサセプタンス分は  $m_{i0}=0$  とする。この  $m_{i0}$  が減衰器の特性に与える影響については、後に詳しく述べる。

多段形 pin ダイオード減衰器の帯域設計法は、図1に示した等価回路の規格化アドミッタンスを表2のように置き、すでに明らかにしてある一般式<sup>3)</sup>を用い、ダイオード素子間隔  $l$  は設計中心周波数  $f_d$  の管内4分の1波長とし、許容定在波比  $\rho_d$  を与え、所要の減衰量域  $\alpha_m$  (減衰量が0からある量  $\alpha$  までこの仮定した  $\rho_d$  を満足する領域またはこの  $\rho_d$  を満足する帯域幅  $\Delta f$  を得るように多段形減衰器のコンダクタンス比  $K_2, K_3$  を求める。

なお、計算方法については文献(3)で詳しく論じたので、ここでは省略する。

### 3 多段形減衰器の帯域設計

ここでは、3段形 ( $n=3$ ) から6段形 ( $n=6$ ) までの多段形 pin ダイオード減衰器の帯域設計について述べる。

る。

3, 4段形減衰器では、帯域設計法にしたがい許容定在波比  $\rho_d$  に対するコンダクタンス比  $K_2$  での設計値、減衰量域  $\alpha_m$  と帯域幅  $\Delta f$  を求めるが、5, 6段形減衰器では、コンダクタンス比  $K_2$  に対する  $K_3$  の最適値を求めて設計値を得なければいけない。まず、設計中心周波数  $f_d$  でのサセプタンス分は  $m_{i0}=0$  とし、 $K_2$  に対して  $f_d$  において定在波比を最小にする  $K_3$  の値が求められた。

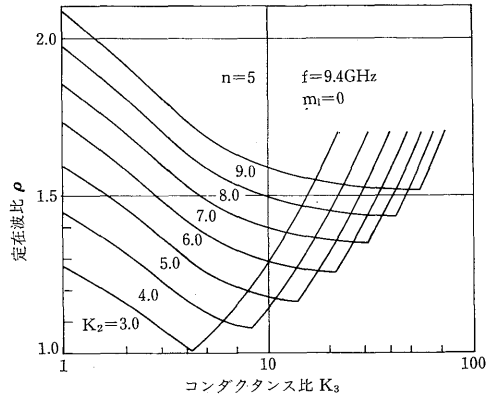


図2 設計中心周波数での  $K_2, K_3$  による定在波比  $\rho_d$  の変化

図2は、 $n=5$  のときの計算結果の一部で  $K_2$  に対して  $K_3$  を変化させたときの定在波比  $\rho$  の変化が示されている。図2に示されているように、 $K_2$  に対して  $K_3$  がある値を取るときに定在波比は最小となり、 $K_2, K_3$  の値が小さい程、これらの定在波比最小値は小さい。 $n=5, 6$  いずれの場合にも  $K_2$  は0.5毎に3.0~9.0の範囲

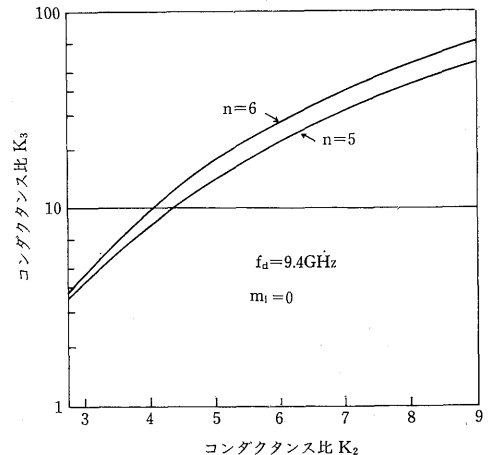


図3 5段形 ( $n=5$ ), 6段形 ( $n=6$ ) 減衰器の最小定在波比での  $K_2, K_3$  の関係

で取り、定在波比最小値を与える  $K_3$  の値、 $K_3$  の最適値が求められた。

図3はその結果で、 $f_d$  での  $K_2$  に対する  $K_3$  の最適値を与えている。5, 6 段形減衰器の設計はこのように与えられた  $K_2, K_3$  の値で行なわれる。

サセプタンスを無視し、 $m_i=0$  として pin ダイオードは理想的にコンダクタンス  $G_i$  のみからなるとした場合の多段形 ( $n=3\sim6$ ) 減衰器の減衰量域  $\alpha_m$  の範囲が、以上に述べたコンダクタンス比を用い、帯域設計法により許容定在波比  $\rho_d \leq 1.5$  において求められた。その結果が図4に示されている。実線はそれぞれ  $\alpha_m$  の最大値で、破線は最小値である。

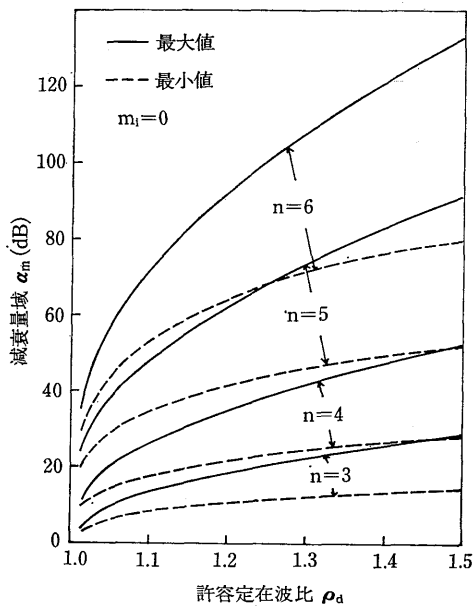


図4 許容定在波比  $\rho_d$  に対する多段形 ( $n=3\sim6$ ) 減衰器 ( $m_i=0$ ) の減衰量域  $\alpha_m$  の範囲

すでに明らかにしたように、帯域設計法においては許容定在波比  $\rho_d$  を与え、所要の減衰量域  $\alpha_m$  あるいは帯域幅  $\Delta f$  が得られるようにコンダクタンス比  $K_2, K_3$  を定めるが、この  $\alpha_m$  と  $\Delta f$  は一定の  $\rho_d$  のもとではほぼ逆比例の関係にある。すなわち、コンダクタンス比を大きくして、 $\alpha_m$  が大きくなると  $\Delta f$  は小さくなり、逆にコンダクタンス比を小さくすれば、 $\Delta f$  は大きくなるが  $\alpha_m$  は小さくなる。

図4には  $\alpha_m$  の範囲しか示していないが、 $\alpha_m$  最大値においては  $\Delta f=0$  で、 $\alpha_m$  最小値においては  $\Delta f$  は最大値をとる。たとえば、 $n=4,5$  の場合  $\rho_d=1.2$  として、コンダクタンス比  $K_2$ 、帯域幅  $\Delta f$  とともに減衰量域  $\alpha_m$  の

具体的な値の範囲を示すと、次の表3のようになる。

表3  $\rho_d=1.2$  とした、4 段形 ( $n=4$ ), 5 段形 ( $n=5$ ) 減衰器の  $K_2$  に対する  $\Delta f, \alpha_m$  の範囲

| $n$                    | 4         | 5         |
|------------------------|-----------|-----------|
| $K_2$                  | 3.98~4.72 | 4.53~5.42 |
| $\Delta f(\text{MHz})$ | 1450~0    | 1380~0    |
| $\alpha_m(\text{dB})$  | 21.5~35.0 | 41.5~62.2 |

このように、最大帯域幅での減衰量域は  $\rho_d$  一定のもとで最小値をとる。 $n=5$  の場合には、最大帯域幅  $\Delta f=1380$  MHz で  $\alpha_m=41.5$  dB であるが、 $n=4$  の場合には、 $f=1450$  MHz で  $\alpha_m=21.5$  dB となり、十分な減衰量域が得られない。また、pin ダイオードのサセプタンスを考慮し、サセプタンス分  $m_i$  が(2)式と表1によって与えられる  $n=3, 4$  の場合については、すでに文献(3)で詳しく論じた。したがって、本論文では主に5, 6 段形減衰器の設計値について述べていく。

pin ダイオードのサセプタンス分  $m_i$  が前章で述べた(1), (2)の場合、すなわち、 $m_i=0, m_i \neq 0$  の場合の5段形 ( $n=5$ ), 6 段形 ( $n=6$ ) 減衰器の設計値が  $K_3$  の最適値を用いて求められた。それらの結果が図5-a, b, 図6-a, bに示されている。

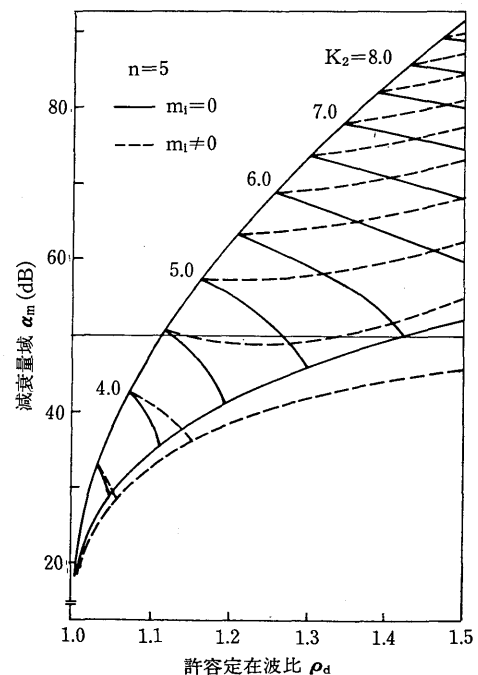


図5-a  $m_i=0, m_i \neq 0$  の5段形 ( $n=5$ ) 減衰器の減衰量域  $\alpha_m$

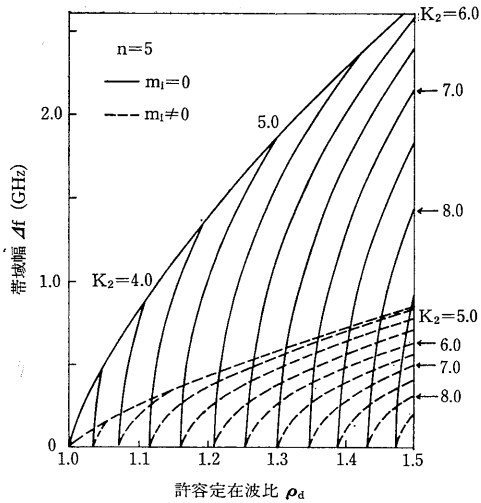


図5-b  $m_i=0$ ,  $m_i \neq 0$  の5段形 ( $n=5$ ) 減衰器の帯域幅  $\Delta f$

図5, 6に示されているように, 減衰量域  $\alpha_m$  と帯域幅  $\Delta f$  は, 許容定在波比  $\rho_d \leq 1.5$  において, コンダクタンス比  $K_2$  を0.5毎にとり計算された。実線はそれぞれ  $K_2$  一定とした,  $m_i=0$  の結果で, 破線は  $m_i \neq 0$  の結果を表わしている。

$m_i$  の違いにより,  $m_i=0$  と  $m_i \neq 0$  の両者を比較すると減衰量域の最大値は, 両者とも設計中心周波数でのサセプタンス分を  $m_{i0}=0$  としているため, 帯域幅の最小値  $\Delta f=0$  で同じ値を取る。また, 減衰量域の最小値は,  $m_i=0$  の場合に比べて  $m_i \neq 0$  の場合には若干小さくなっており, 両者の差は  $\rho_d$  の増加にともなって漸増していく。 $\rho_d=1.5$  で, 両者の差は  $m_i=0$  の場合の約12%となっている。一方, 帯域幅は減衰域の最小値で最大値を取り,  $m_i \neq 0$  の場合の帯域幅の最大値は  $m_i=0$  の場合の約30%に減少している。

たとえば,  $n=6$ ,  $\rho_d=1.2$  とすると,

- (1)  $m_i=0$  の場合,  $K_2=4.6 \sim 5.5$  で  
 $\alpha_m=64.0 \sim 92.5$  dB,  $\Delta f=1380 \sim 0$  MHz,
- (2)  $m_i \neq 0$  の場合,  $K_2=4.25 \sim 5.5$  で  
 $\alpha_m=60.5 \sim 92.5$  dB,  $\Delta f=415 \sim 0$  MHz

となり,  $m_i \neq 0$  の場合には,  $m_i=6$  の場合に比べて減衰量域は94.5%に, 帯域幅は30.1%に減少している。 $\rho_d=1.2$  の場合を例にとりて,  $m_i$  による減衰量域, 帯域幅の比較をしたが,  $\rho_d=1.2$  以外の場合も含めて, 2, 3の例を示すと表4のようになる。

この表4は, 6段形減衰器の設計値の一部で, 許容定在波比  $\rho_d$  を与えたとき, 減衰量域の最小値とそれに対応する帯域幅の最大値を得るコンダクタンス比  $K_2$  を表

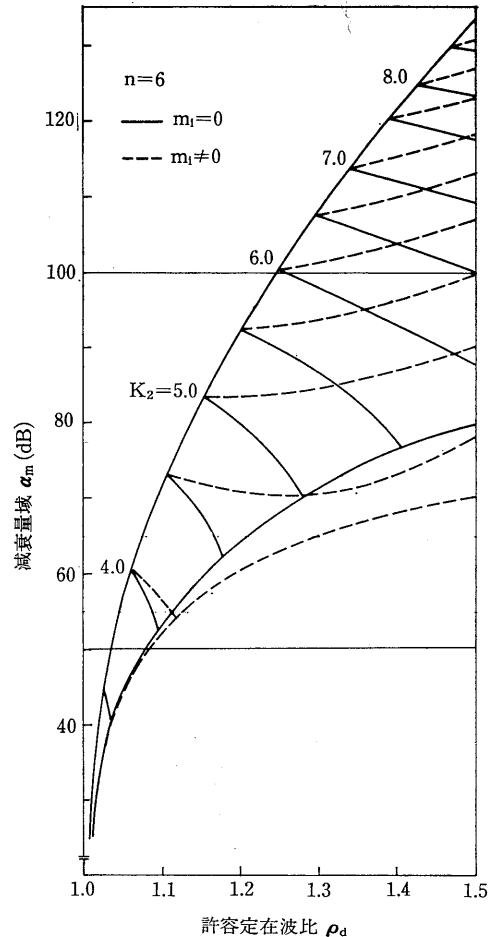


図6-a  $m_i=0$ ,  $m_i \neq 0$  の6段形 ( $n=6$ ) 減衰器の減衰量域  $\alpha_m$

表4 6段形 ( $n=6$ ) 減衰器の設計値の例

|              | $\rho_d$ | $K_2$ | $\alpha_m$ の最小値 | $\Delta f$ 最大値 |
|--------------|----------|-------|-----------------|----------------|
| $m_i=0$      | 1.10     | 4.05  | 53.5 dB         | 810 MHz        |
|              | 1.15     | 4.35  | 59.3            | 1110           |
|              | 1.20     | 4.60  | 64.0            | 1380           |
| $m_i \neq 0$ | 1.10     | 3.90  | 52.5(98.1%)     | 240(29.6%)     |
|              | 1.15     | 4.10  | 57.0(96.1)      | 330(29.7)      |
|              | 1.20     | 4.25  | 60.5(94.5)      | 415(30.1)      |

わしている。コンダクタンス比  $K_2$  は図3により求める。表4の括弧内はそれぞれ  $m_i=0$  を基準にしたときの割合である。

図5-a, 6-bにおいて,  $K_2$  一定とした場合,  $m_i=0$  に比べて  $m_i \neq 0$  の減衰量域が大きくなっている。これは許容定在波比の範囲内でのサセプタンスによる不整合の割合が増加して, 透過電力が減少するためである。

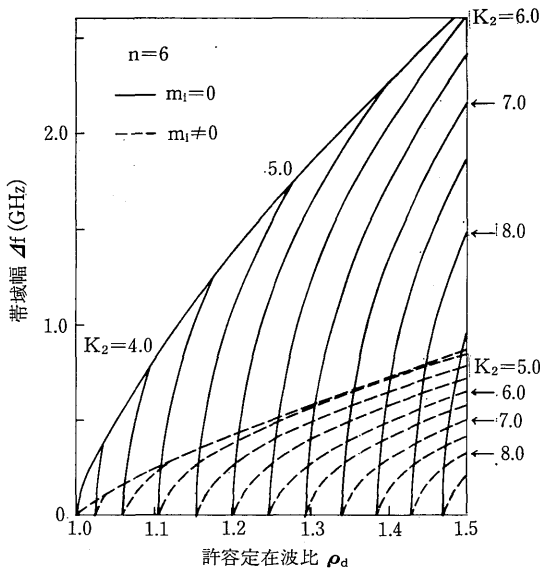


図 6-b  $m_i=0, m_i \neq 0$  の 6 段形 ( $n=6$ ) 減衰器の帯域幅  $\Delta f$

このように、矩形導波管内に立てた金属ポストに装荷した pin ダイオードのサセプタンスは減衰量域よりも帯域幅に大きな影響を与え、pin ダイオードを用いた場合には、理想的な場合に比べて帯域幅は約30%程度に減少している。したがって、多段形減衰器の広帯域化を図るためには、pin ダイオードの装荷機構を改良してサセプタンスの周波数特性の改善をしなければいけない。

#### 4 サセプタンス分 $m_{i0}$ の影響

多段形 pin ダイオード減衰器に用いられる pin ダイオードのサセプタンス分  $m_i$  は(2)式と表 1 によって表わされる。これらの  $m_i$  は順バイアス電流によって変化するコンダクタンス  $G_i$  と周波数  $f$  に依存しており、減衰器の特性に大きな影響を与える。前章では、(2)式において設計中心周波数  $f_d$  でのサセプタンス分は理想的な場合と仮定して  $m_{i0}=0$  とし、 $m_i$  が減衰量域、帯域幅に与える影響について詳しく検討した。しかし、実際には、このサセプタンス分  $m_{i0}$  を打消すことができなくて、若干の  $m_{i0}$  が残留する。

この残留サセプタンス分  $m_{i0}$  が、3 個の pin ダイオードを用い矩形導波波 (WRJ-10) で構成した 3 段形減衰器の特性に与える影響についてはすでに詳しく検討した<sup>5)</sup>。しかし、この場合に入出力側の規格化アドミッタンス  $Y_1, Y_3$  のサセプタンス分は不平衡で  $m_1 \neq m_3$  となっている。したがって、サセプタンス分が不平衡の状態では、残留サセプタンス分  $m_{i0}$  が 3 段形減衰器の中心周波数、減衰量域そして帯域幅に与える影響について検討

したことになる。このサセプタンス分の不平衡は、これらの特性に大きな影響を与えている。

本論文では、サセプタンス分は平衡 ( $m_1=m_3$ ) しているとして、残留サセプタンス分  $m_{i0}$  のみが減衰器に与える影響について、3 段形 ( $n=3$ )、4 段形 ( $n=4$ ) 減衰器において検討する。

表 2 で示した規格化アドミッタンスの配列で(2)式で与えられている  $m_i$  と  $m_{i0}$  は次のようにする。

$$n=3 \text{ では, } m_1=m_3, m_{10}=m_{30}$$

$$n=4 \text{ では, } m_1=m_4, m_{10}=m_{40}$$

$$m_2=m_3, m_{20}=m_{30}$$

ここで、 $m_1, m_2$  は表 1 の  $D_1, D_2$  の値を取る。サセプタンス分をこのようにして、コンタクトダンス比を  $K_2=4.0$  とした場合、 $m_{i0}$  を変化させて許容定在波比  $\rho_d$ 、減衰量域  $\alpha_m$  の周波数特性が計算された。

図 7 は、 $n=3, K_2=4.0$  で  $Y_1, Y_3$  の  $f_d$  でのサセプタンス分が  $m_{10}=m_{30}$  で、 $Y_2$  の  $m_{20}$  を変化させたときの結果の一部である。

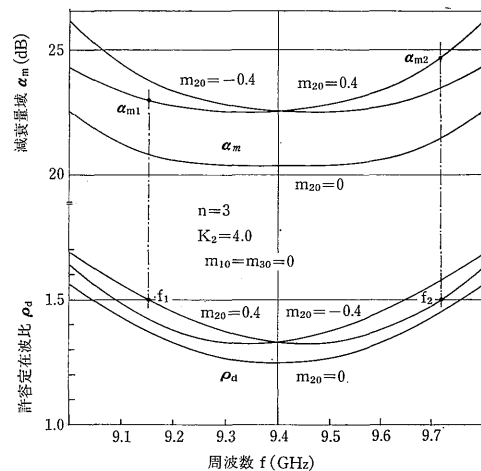


図 7 減衰量域  $\alpha_m$ 、許容定在波比  $\rho_d$  の周波数特性

図 7 に示されているように、全ての  $m_{i0}$  が零の場合、許容定在波比周波数特性は  $f_d$  に関して対称で、減衰器の中心周波数  $f_0$  は設計中心周波数  $f_d$  に一致し、 $f_0=f_d=9.4$  GHz になるが、 $m_{20}$  が容量性で  $f_0>f_d$ 、誘導性で  $f_0<f_d$  となる。次に、 $\rho_d$  を定めたとき、帯域幅  $\Delta f=f_1-f_2$  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。また、減衰量域周波数特性も全て  $m_{i0}$  が零の場合、 $f_d$  に関して対称で  $\Delta\alpha_m=\alpha_{m1}-\alpha_{m2}=0$  であるが、 $m_{20} \neq 0$  の場合には傾きを持つ特性となり、 $\alpha_m \neq 0$  となっている。

このように、 $m_{i0}$  は減衰器の中心周波数、減衰量域そ

して帯域幅に影響を与え、特に、帯域幅の特性を悪化させる。以下、

- (1) 減衰器の中心周波数  $f_0$  と設計中心周波数  $f_d$  の差,  
 $\Delta f_0 = f_0 - f_d$ ,
  - (2)  $\rho_d$  一定にしたときの周波数上限値  $f_1$ , 下限値  $f_2$  での減衰量域  $\alpha_{m1}$ ,  $\alpha_{m2}$  の差,  $\Delta\alpha_m = \alpha_{m1} - \alpha_{m2}$ ,
  - (3)  $\rho_d$  一定にしたときの帯域幅,  $\Delta f = f_1 - f_2$ ,
- について検討していく。

図8は,  $m_{i0}$  による  $\Delta f_0 = f_0 - f_d$  の変化を示している。

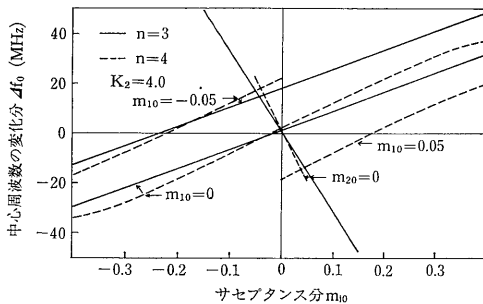


図8  $m_{i0}$  による中心周波数  $f_0$  の変化,  $\Delta f_0 = f_0 - f_d$

実線は  $n=3$ , 破線は  $n=4$  の結果で, 両者は同じ傾向を示している。 $m_{10}$  と  $m_{20}$  は  $f_0$  を互に逆の方向へ変化させ,  $m_{20}=0$  で誘導性の  $m_{10}$  では  $f_0 > f_d$  となり,  $m_{10}=0$  で誘導性の  $m_{20}$  では  $f_0 < f_d$  となる。容量性ではこれらの逆になる。 $\Delta f_0$  の変化は,  $m_{10}$ ,  $m_{20}$  それぞれ 0.1 当り,

$n=3$  では, 32.7 MHz/ $m_{10}$ , 7.8 MHz/ $m_{20}$

$n=4$  では, 41.3 MHz/ $m_{10}$ , 9.9 MHz/ $m_{20}$

であり,  $m_{10}$  が  $f_0$  に及ぼす効果は  $m_{20}$  に比べて約 4 倍となっている。その理由は, 3 段形減衰器を例にとって説明すると, pin ダイオードは互に  $\lambda/4$  で接続されているため, 入力側から見て  $\lambda/2$  に離れている  $m_{10}$  と  $m_{30}$  は同じ性質を表わし,  $\lambda/4$  に離れている  $m_{20}$  は  $m_{10}$  とは逆の性質となるためである。たとえば,  $m_{i0}$  が全て誘導性となると, 入力側から見て  $m_{10}$  と  $m_{30}$  はやはり誘導性に見え,  $m_{20}$  だけが容量性に見える。したがって, 誘導性の  $m_{10} = -0.05$  を持つ場合には,  $m_{20}$  も誘導性の値で  $m_{10}$  の約 4 倍になる  $m_{20} = -0.2$  付近で  $\Delta f_0 = 0$  となり, 減衰器の中心周波数  $f_0$  と設計中心周波数  $f_d$  が一致する。

図9は,  $\rho_d = 1.5$  のときの  $m_{i0}$  による  $\Delta\alpha_m = \alpha_{m1} - \alpha_{m2}$  の変化を示している。

実線は  $n=3$ , 破線は  $n=4$  の結果で,  $\Delta\alpha_m$  は減衰量域周波数特性の傾きを示す。減衰器の減衰量域は  $\alpha_{m1}$

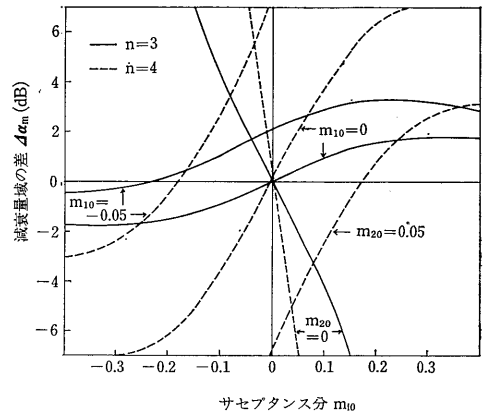


図9  $m_{i0}$  による減衰量域周波数特性の傾き,  $\Delta\alpha_m$

または  $\alpha_{m2}$  の小さい方で定まるから,  $\Delta\alpha_m$  は小さい程, 一般的に減衰量域特性が良いことになる。この場合も  $\Delta f_0$  の変化と同じように,  $m_{20}=0$  で誘導性の  $m_{10}$  では  $\Delta\alpha_m > 0$  で, 周波数の増加とともに  $\alpha_m$  が増加していく傾きを持ち,  $m_{10}=0$  で誘導性の  $m_{20}$  では  $\Delta\alpha_m < 0$  で,  $\alpha_m$  が減少していく傾きを持つ。容量性ではこの逆になる。 $m_{10}$  と  $m_{20}$  は  $\Delta\alpha_m$  を互に逆の方向へ傾かせる作用をする。その変化分を  $m_{i0}=0$  付近で調べてみると,  $m_{10}$ ,  $m_{20}$  それぞれ 0.1 当り,

$n=3$  では, 4.2 dB/ $m_{10}$ , 0.9 dB/ $m_{20}$

$n=4$  では, 14.2 dB/ $m_{10}$ , 3.6 dB/ $m_{20}$

となり, この場合も  $m_{10}$  が  $\Delta\alpha_m$  に及ぼす効果は  $m_{20}$  に比べて,  $\Delta f_0$  の場合と同様に約 4 倍となっている。誘導性の  $m_{10} = -0.05$  を持つ場合には, やはり  $\Delta f_0$  の場合と同じ理由によって  $m_{20}$  も誘導性の値で,  $m_{10}$  の約 4 倍

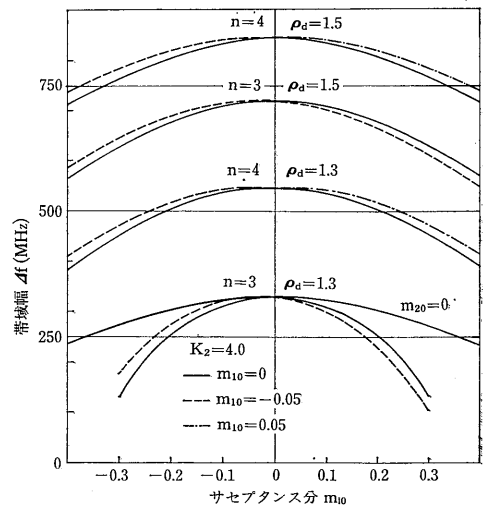


図10  $m_{i0}$  による帯域幅  $\Delta f$  の変化

の  $m_{20} = -0.2$  付近で  $\Delta\alpha_m = 0$  となり、減衰量域周波数特性の傾きがなくなる。

図10は、 $\rho_d$  一定としたときの  $m_{i0}$  による帯域幅  $\Delta f = f_1 - f_2$  の変化を示している。

図10に示したように、 $m_{i0}$  の増加とともに  $\Delta f$  は減少していく。 $m_{10}$  と  $m_{20}$  が  $\Delta f$  に与える影響を調べると、 $n=3$ 、 $\rho_d=1.3$  で示したように、 $m_{10}=m_{20}=0$  での  $\Delta f$  の最大値に比べて、 $\Delta f$  はそれぞれ

$m_{10}=0$  のとき、 $m_{20}=-0.1$  で 20 MHz (6.1%),  
 $m_{20}=-0.3$  で 200 MHz (60.6%),  
 $m_{20}=0$  のとき、 $m_{10}=-0.1$  で 5 MHz (1.5%),  
 $m_{10}=-0.3$  で 54 MHz (16.4%),

減少している。このように、 $m_{20}$  が  $\Delta f$  を減少させる効果は  $m_{10}$  に比べて約4倍になっている。 $m_{10}$  が  $\Delta f$  に及ぼす影響は  $m_{20}$  に比べて小さく、 $m_{10} \neq 0$  で  $m_{20}$  が変化する場合は、 $m_{12}=0$  で  $m_{20}$  が変化する特性と同じ傾向を持ち、 $m_{10}$  の誘導性、容量性の値によって  $\Delta f$  の最大値が若干ずれる特性となっている。誘導性で  $m_{10} = -0.05$  の場合には、 $\Delta f$  の最大値は誘導性の方へ  $-0.03$  だけずれている。また、容量性の場合はこの逆になっている。

以上述べてきたように、 $m_{10}$  は中心周波数  $f_0$ 、減衰量域周波数特性の傾き  $\Delta\alpha_m$  にそして  $m_{20}$  は帯域幅  $\Delta f$  に大きな影響を与えることが判った。

## 5 むすび

3段形から6段形までの多段形 pin ダイオード減衰器の設計値がすでに有効性を示した帯域設計法を用いて求められた。また、金属ポストに装荷した pin ダイオードの残留サセプタンスのみが減衰器の特性に与える影響について、3、4段形減衰器で検討した。

1) 5、6段形減衰器において、設計中心周波数  $f_d$  での定在波比が最小となるように、コンダクタンス比  $K_2$  に対する  $K_3$  の最適値が求められた。この最適値  $K_3$  を用い、サセプタンスを無視 ( $m_i=0$ ) し、pin ダイオードはコンダクタンス  $G_i$  のみからなるとした場合の多段形 ( $n=3\sim6$ ) 減衰器の減衰量域の範囲が帯域設計法により求められ、実用的に40 dB 以上の減衰域を得た

めには、5段形以上で減衰器を構成しなければいけないことを示した。

2) サセプタンスを無視 ( $m_i=0$ ) し、pin ダイオードはコンダクタンス  $G_i$  のみからなるとして、規格化アドミタンスを  $Y_i=G_i$  とした場合とサセプタンスを考慮して  $Y_i=G_i(1+jm_i)$  とした場合の5、6段形減衰器の減衰量域の帯域幅が比較検討された。その結果、pin ダイオード (s-3023) のサセプタンス分は、 $m_i=0$  の場合に比べて許容定在波比  $\rho_d=1.1\sim1.5$  の範囲で6段形減衰器の減衰量域の最小値を98.1~88.1%に、帯域幅を29.6~32.3%に減少させる。サセプタンスは減衰量域よりも帯域幅に大きな影響を与えることが判った。

3) 3、4段形減衰器において、入出力側のサセプタンスは互に平衡しているとして、設計中心周波数  $f_d$  での残留サセプタンス分  $m_{i0}$  のみが減衰器の特性に与える影響について検討した。その結果、 $m_{i0}$  は中心周波数  $f_0$  を  $f_d$  より移動させ、減衰量域周波数特性に傾き  $\Delta\alpha_m$  を生じさせそして帯域幅  $\Delta f$  を減少させる。 $m_{10}$  が  $f_0$  と  $\Delta\alpha_m$  に及ぼす効果は  $m_{20}$  の約4倍になっており、逆に、 $m_{20}$  が  $\Delta f$  を減少させる効果は  $m_{10}$  の4倍になっていることが判った。

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) Hunton, J. K. and Rayls, A. G.: "Microwave Variable Attenuators and Modulators Using PIN Diode", IRE Trans. Microwave Theory and Tech., MTT 10, 4, pp. 266~273 (1962).
- (2) Gray, D. A.: "Absorption Modulators for Simple or Complex Microwave Modulation", Hewlett-Packard Journal, 16, 3, pp. 1~8 (1964).
- (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, pp. 59~66 (1979).
- (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, pp. 35~42 (1981).
- (5) 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Ⅱ, 中部工大紀要, 18-A, pp. 59~66 (1982).