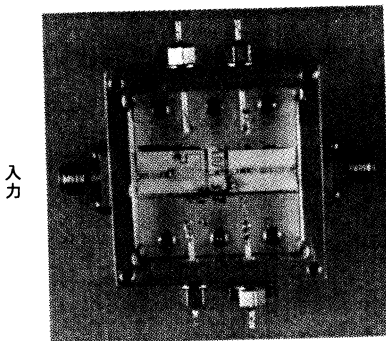
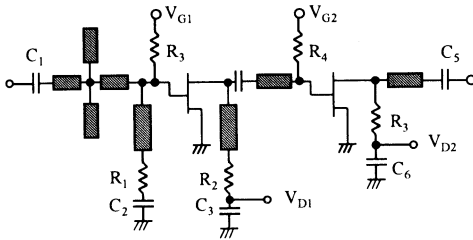


見本

失インピーダンス整合を実現している。このためマイクロ波ミリ波帯等価回路は(b)図で表される。このような増幅器構成の効果は f_{max} が 25 GHz 程度の GaAsFET を用いて、利得 8.6 dB、帯域 800 kHz - 9.5 GHz の特性が実現されたことにより初めて実証された。最初に試作された抵抗整合増幅器の写真と等価回路を図 5-8 に示す。 f_{max} が 250 GHz 程度のトランジスタを用いれば DC から 100 GHz 程度を増幅帯域とする増幅器の設計も可能である。



帯域: 800kHz-9.5GHz
利得: 8.6dB
飽和出力: 14dBm
GaAsFET f_{max} : 20GHz

図 5-8 抵抗整合増幅器の最初の試作例⁴⁾

5.6 分布型増幅器

これまで述べてきた増幅器はみな従属接続型に属するもので総合利得は $G_1 \cdot G_2 \cdots G_n$ といった積で表される。一段あたりの増幅利得が高い場合にはこのような従属接続型で何の問題も生じないが、周波数がトランジスタの実用上限周波数近くまで迫る場合には利得が低下し問題が生ずる。例えばトランジスタ 1 段あたりの利得が $G=1.1$ となったとする。このような増幅段を 5 段従属にしても総合利得は $1.1^5=1.6$ となりあまり利得を

見本

稼げない。もし総合利得が積でなく和で表せる増幅器形態があったとすると、利得は $1.1 \times 5 = 5.5$ となり大きな利得を得ることができるはずである。図 5-9 に示す分布型増幅器は古くから知られているもので、和により総合利得が表せられる増幅器である。図において入力端子に入力された信号は入力伝送線路を伝搬し最後に 50Ω 終端される。入力信号が各トランジスタの入力端子に到達すると増幅され出力電流を生じる。この出力電流は出力伝送線路上で 2 分配され、一方は左側の 50Ω 終端器の方向に進み、他方は出力端子に向けて進む。出力伝送線路の伝搬定数と、入力伝送線路の伝搬定数が等しくなるように容量 C_D を各トランジスタの出力側に付加し、

$$\frac{1}{\sqrt{L_a C_{gs}}} = \frac{1}{\sqrt{L_a (C_{ds} + C_d)}} \quad (5-14)$$

の関係を維持し、さらに両線路の特性インピーダンスを 50Ω に揃えるために

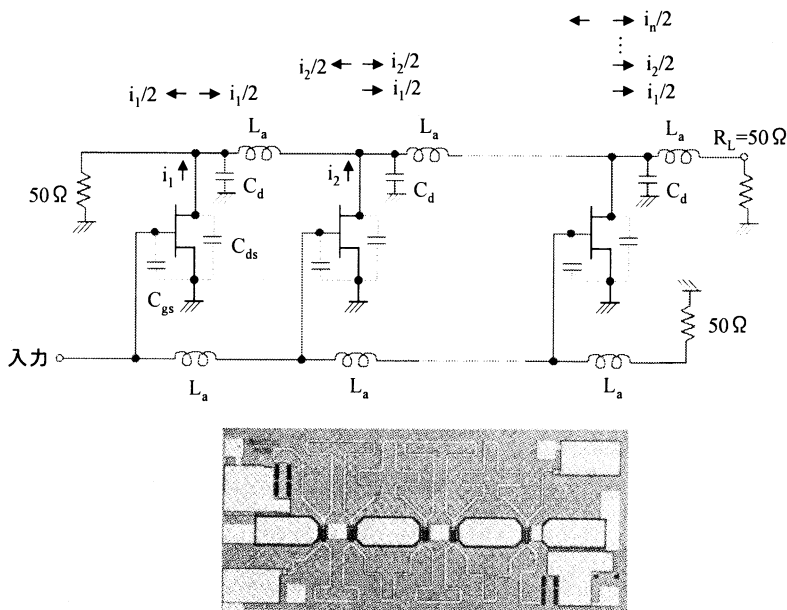


図 5-9 分布型増幅器の構成⁹⁾

$$\sqrt{\frac{L_a}{C_{gs}}} = \sqrt{\frac{L_a}{C_{ds} + C_d}} = 50\Omega \quad (5-15)$$

とする。このとき出力端子における電流の総和 I_{out} は次式のように表される。

$$I_{out} = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^n i_n = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^n g_m v_n \quad (5-16)$$

出力端子に負荷抵抗 R_L を接続すると、出力電圧 V_{out} は

$$V_{out} = I_{out} R_L = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^n g_m R_L v_n \quad (5-17)$$

(5-17)式において無損失伝送線路では $v_1 = v_2 = \dots = v_n$ であるので電圧利得 G_V は

$$G_V = \frac{V_{out}}{v_1} = \frac{ng_m R_L}{2} \quad (5-18)$$

$g_m R_L$ はトランジスタ 1 段当たりの電圧利得であるから n 個のトランジスタを従属接続した場合と、分布型増幅器構成とした場合での電圧利得が等しくなる条件を求めると、

$$(g_m R_L)^n = \frac{ng_m R_L}{2} \quad (5-19)$$

より、

$$g_m R_L = \exp\left\{\frac{\ln(n/2)}{n-1}\right\} \quad (5-20)$$

となる。 $n=6$ とすると、 $g_m R_L=1.25$ (1.9 dB) となる。すなわち、6 個のトランジスタを用いる場合、1 段当たりの利得が 1.9 dB 以下のときには分布型増幅器が有利になり、逆に 1.9 dB 以上のときには従属接続型増幅器が有利となる。

各トランジスタの出力端子にこの条件を満たすように設計すると、図 5-9 において右側に進行する出力電流波は各トランジスタの出力端子において次々に加算されてゆく。伝送線路上は全て 50Ω となっているため、

電圧波と電流波の比（ 50Ω ）を保った状態で電圧振幅も増大して行く。

このような分布型増幅器設計においては、入力および出力伝送線路の遮断周波数に十分注意を払わなければならない。理想分布定数線路には遮断周波数がないが、分布型増幅器で用いられる線路はL、Cなどの集中定数素子を用いて疑似的に線路を構成するために遮断周波数が存在する。疑似分布定数線路を構成する単位要素は逆L型回路でありその映像パラメータは(5-12)式で表されている。ここで伝達定数は $\theta = \alpha + j\beta$ で表され、 $1 - \omega^2 LC < 0$ のときには $\alpha = 8.69 \sinh^{-1}(\omega^2 LC - 1)^{1/2}$ 、 $\beta = \pi/2$ となり減衰定数 α が大きくなり遮断域となる。疑似伝送線路はこのような単位逆L回路が複数従属接続されるので、線路全体としても

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5-21)$$

を遮断周波数の目安と考えることができる。ゲート幅の大きいトランジスタを用いると C_{gs} が大きくなり、(5-15)式より 50Ω を保つためにLも大きくしなければならない。結果として伝送線路の遮断周波数を大幅に低下させてしまい分布型増幅器本来の広帯域特性が実現できない。このように分布型増幅器においては能動素子の周波数特性だけでなく、疑似分布定数線路の設計が極めて大切なものとなる。

一方出力電力に関しても分布増幅器には制約がある。すなわち、分布型増幅器においては伝送線路特性インピーダンスを 50Ω としているため出力が増大してゆく後段ほど電圧および電流の振幅が大きくなり、GaAs系のマイクロ波FETの通常のドレイン耐圧である20V程度には比較的容易に達してしまう。図5-10には特性インピーダンスを 1Ω 、 10Ω 、 50Ω とした場合の伝送電力と尖頭電圧の関係を示している。特性インピーダンスを 50Ω とした場合、伝送電力が1Wで尖頭電圧は20Vに達してしまう。すなわちGaAs系のMMICでは1W出力以上の分布型増幅器は実現できないことになる。しかしながら140V程度の耐圧が実現できるGaN系FETでは50W程度の出力電力が分布型増幅器で実現できる可能性がある。なお、低インピーダンス系にすればGaAsでも高出力化が計れるが、線路の直列抵抗成分による損失が大きな問題となる。