

INSTITUTE FOR NUCLEAR STUDY  
UNIVERSITY OF TOKYO  
Tanashi-Shi, Midori-Cho  
Tokyo, Japan

INS-TH-110

# S-Band 大電力固体増幅器の設計

東 條 栄 喜

小 林 季 一

吉 田 勝 英

1976.7.26.

The Design Study of The High Power Solid-state

Amplifier in S-Band

E. Tozjo, K. Kobayashi and K. Yoshida

Institute for Nuclear Study,

Univ. of Tokyo

Abstract

We have designed the 500W high power solid-state amplifier for the microwave system of INS electron linac. In this design study the output pulse power level of each module is set as possible as high, so the total number of elements is well reduced within the present microwave technics. In comparison with TWTAs highly stabilized and maintenance-free operations are expected with 5 years' MTF.

# 目 次

|                     |    |
|---------------------|----|
| ま え が き             | 1  |
| § 1. 大電力領域の設計条件     | 2  |
| 1.1) 大電力固体増幅器の役割    | 2  |
| 1.2) 固体回路技術上の製造条件   | 3  |
| 1.3) 線型加速器用増幅器の設計条件 | 4  |
| § 2. 大電力増幅器の基本設計    | 7  |
| 2.1) 安全領域の最大パルス出力   | 7  |
| 2.2) 振幅・位相の安定度      | 7  |
| 2.3) 波形歪みと位相誤差      | 7  |
| 2.4) 増幅素子のMTFと動作点   | 10 |
| 2.5) 電力合成と雑音指数      | 10 |
| § 3. 500 W 固体増幅器の設計 | 15 |
| 3.1) 設計パラメーター       | 15 |
| 3.2) 基本回路と電力合成      | 15 |
| 3.3) 経済性の検討         | 16 |
| 3.4) 2段階への分割計画      | 18 |
| あ と が き             | 20 |
| 文 献                 | 20 |

## ま え が き

核研電子シンクロトロンの入射器マイクロ波システムでは、'73-'74年度に主発振器の固体化を行ない、従来の進行波管発振器に比べて、発振出力・発振周波数の短時間・長時間安定度を共に大幅に向上させ、加速電子ビームの安定化に寄与した。<sup>1)</sup>

その後、引続き出力レベルの2桁高い中段増幅器（現在は進行波管を使用中）についても固体化の検討を続けてきたが、500W Class までの電力合成とその安定性・経済性等の諸点で、製作の現実性について一応の見通しが得られるに到ったので、以下に検討した事項について述べる。

## § 1. 大電力領域の設計条件

S - Band における数W class の固体増幅器は既に、加速器・レーダー関係の分野で日常的に使用され、安定な出力を供給している。しかしながら、この周波数帯で更に $\sim 2$ 桁高い、数100 W の class になると、加速器の分野ではまだ固体増幅器は電子管に代って用いられるまでにはなっていない。そこでまずここでは数100 W class の大電力固体増幅器を加速器マイクロ波系用に製作することの意義と、現在の時点で設計上制約される諸条件についてふれる。

### 1.1) 大電力固体増幅器の役割

マイクロ波領域での電力トランジスタ、或いはTrapezoid Diode などを用いた大電力増幅器が、進行波管・Klystron 等の相当電力増幅管に対して持つ利点は次のようなものである。

第1に、出力電力及び出力位相の安定度が電子管（特に進行波管）の場合よりも期待できることである。例えば、我々の線型加速器用マイクロ波源で用いられている1 KW class の進行波管の場合、パルス電源電圧の変動による位相変動 $\frac{\delta\phi}{\delta V}$ は $\sim 3\%$ である。対応する固体増幅器の位相変動は、例えばMSC社の3 GHz用モジュールで $\leq 1.6\%$ となる。 $\delta\phi$ は数値的には同程度であるが、後者の方が $\delta V$ を容易に減らさう。

第2に、固体増幅器の場合は駆動電圧がDC 30 $\sim$ 40 V程度で済むので、進行波管のように、数KV $\sim$ 10KVの高圧電源は不要であり、この点でも製作・動作は遥かに容易である。また、この駆動電圧に種々の変調をかけるためには、低電圧の方が一般に有利である。固体増幅器の総合効率を $\sim 20\%$ とみても、電源容量はピーク値で $\sim 2.5$  KW 平均値ではDuty倍下り、この程度の安定なDC電源は容易に得られる。

第3に、これに伴って増幅器全体の所要体積は著しく縮小されることは言うまでもない。しかも固体増幅器自体、年々所要出力の達成に必要な体積は縮小される傾向にある。従ってこれらの増幅器を多数個配置する必要がある場合、その差は決定的に大きくなる。

第4に、固体増幅器の場合は設計時にMTF (Mean Time to Failure) を十分高くとる（経済的に許せる範囲で）ことにより、電子管増幅器に比べて相対的に長時間手を加えずに運転させることができる。但し、MTFは従述するように、Duty Factor, Pulse幅, 素子の接合部温度などに依存するので、電子管増幅器と比肩しうるか、それ

以下のCostで所定の性能を発揮させねば、経済的に有意でなくなることは言うまでもない。この点については後に具体的設計の中で検討する。

さて、以上のような相対的に有利な諸点がある一方では、一定の問題点を固体増幅器は有している。その第1は、電力合成時の位相誤差或いは波形歪みの問題である。現在のところ、S-Bandで、増幅素子1個当たりが増幅できる安定なパルス出力は、トランジスタでは20Wである。従って数100W以上の出力レベルを達成するには、このような素子からなるModuleを多数個、何段かにわたって電力合成しなければならない。このため合成時にわずかの位相誤差があっても、終段での波形歪みに影響を与えるので、Module間の位相誤差はできるだけ少なく、又移相素子の精度も高いことが必要になる。更に終段になるほど、C級増幅の特性が顕著なため、波形の一定の歪みは免れなくなる。

第2に、故障の際の代替用Moduleを一定数、つねに用意しなければならないことあるので、製作時にはこの点でも多額の費用が必要となり易い。しかしながら、これらの問題点は大電力固体素子の製造技術の進歩と共に徐々に解決しうる課題である。

## 1.2) 固体回路技術上の製作条件

- (1) 増幅素子の選定と性能。大電力用増幅素子としては、Trapatt Diode、電力トランジスタが考えられ、 $\leq 10 \mu\text{s}$ のパルス領域では、ダイオードの方がトランジスタより適しているとの報告もある<sup>2)</sup>が、我々は3GHz帯ですでにレーダー用に使用されていて、しかも我々自身の数W classの加速器用マイクロ波源に適した開発の経験をふまえ、電力トランジスタを中心に考察していく。(最近、国内でもTrapatt Diodeによる、100~200Wのパルス出力を達成した報告やパルス内特性の向上を図った報告があるが、<sup>3)</sup>量産までには到っていない。)

大電力のパルス出力を得るには、一増幅素子当りの連続波或いはLong Pulseでの入出力レベルが、所要のパルス幅、くり返しではどこまで安定に増加しうるかを検討しなければならない。その詳細は次節にまわし、ここではJohnsonによる、最大出力限界 $P_m$ のみを見積もっておく。<sup>4)</sup>

$$P_m = \frac{1}{X_c} \left( \frac{E_m U_s}{\omega_T} \right)^2 \quad \text{但し} \begin{cases} X_c: f_T \text{ での Impedance Level} \\ U_s: \text{Carrier の飽和速度} \\ E_m: \text{降伏電界} \\ W_T: \text{逆断周波数} \times 2\pi \end{cases}$$

ここに現在の平均的な値、 $E_m \cong 10^5 \left[ \frac{\text{V}}{\text{cm}} \right]$ 、 $U_s \cong 6 \times 10^6 \left[ \frac{\text{cm}}{\text{sec}} \right]$  及び、 $f_T \sim$

$6 \times 10^9 \text{ Hz}$ ,  $X_c \geq 5 [\Omega]$  を代入すれば,  $P_m \leq 50 \text{ [W]}$  である。通常, トランジスタのパルス出力は,  $\leq 10 \mu\text{s}$  の場合, 連続波出力の3倍以下にとられる。

② 電力合成効率。多数個の増幅素子を多段かつ多数個並列に結合して, 所要の出力レベルにまで電力合成すると, 単位増幅器当りの利得の $\sim 20\%$ は合成時の回路損失となるのが普通である。このことは本質的問題ではないにせよ, 経済的設計を行ううえで無視できない問題である。

③ PINダイオードの cut-off 特性の影響。前段側でPINダイオードを用いてパルス変調をかける場合, その立上り, 立下り特性が出力のパルス波形に影響を与えるので, 相応の留意が必要である。しかし現在すでに連続波の Power Switching Capability  $10 \sim 20 \text{ W}$ , Reverse Recovery Time  $5 \sim 15 \text{ ns}$ , Operating Temperature Range の広い素子が量産されているので, 増幅素子に比べれば困難な問題は少ないであろう。

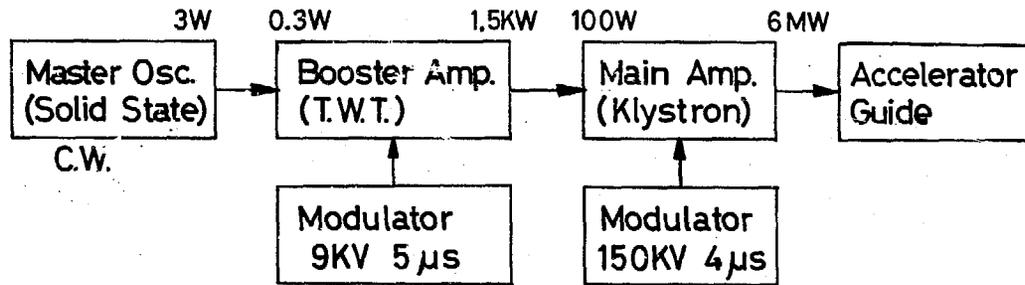
現在, 最も重要な問題は一増幅素子当りの安定な出力レベルをいかに引上げうるかにあり, 固体増幅器の製造経費の大半は増幅素子の費用で占められる。

### 1.3) 線型加速器用増幅器の設計条件

線型電子加速器のマイクロ波系では通常, 最終段の増幅用に大電力クライストロン(数MW $\sim$ 20MW)を用いるが, その飽和出力に必要な入力は50 $\sim$ 200Wである。そこで中段増幅器の所要出力は, 伝送回路損失分も含めて, これよりも高くとられる。Fig. 1は現在稼働中の核研電子シンクロトロン用入射器のマイクロ波系を示す。この構成では固体増幅器はBooster Amp用TWTの代りに用いられることになる。今回の設計目標値である $\sim$ 数100Wの出力電力は, 具体的にはこのシステムの構成に基づいてとられている。

次に出力電力の位相の安定度について考察しなければならないが, 電子ビームが加速管内でマイクロ波加速をうける際, 最適位相からのずれ $\delta\phi$ によるエネルギー変化 $\delta V$ を生じ, 両者は次式で関係づけられる。

$$\frac{\delta V}{V} \simeq \frac{1}{2} (\delta\phi)^2$$



The Block Diagram Of INS-Linac's M/W System

Fig. 1 Linac マイクロ波系のブロック図

この  $\delta\phi$  は終段増幅電力の、加速管内におけるマイクロ波位相に対するものであるから、もし前段増幅器の出力位相に、この程度の揺ぎがあれば、この揺ぎと  $\delta\phi$  が偶然打消し合う場合を除いて一般的には、 $\delta V$  は更に増大するであろう。そこで中段増幅器でも、マイクロ波位相の安定度は、上式で  $\frac{\delta V}{V}$  を指定した場合の  $\delta\phi$  を上限として、十分その範囲内に押えられねばならない。この位相の安定度は、Pulse 間の Phase Jitter, 温度変化による Phase Drift, Pulse 内の Phase Fluctuation (Trigger 電圧などによる) 等に分けて考察されねばならない。

最後に設計条件として留意されるべきことは、変調が容易かつ多様にできるべきことである。増幅するマイクロ波に種々の変調をかけ、加速電子ビームの性質を実験目的に応じて変えたり、また加速機構の研究を行なうには、中段増幅器の段階でもできることが望ましい。

## § 2. 大電力増幅器の基本設計

### 2.1) 安全領域の最大パルス出力

大電力領域では通常、パルス増幅を行なうので、連続波（又は Long Pulse）の増幅特性を、所定のパルス幅とくり返し周波数で動作させた場合、どこまで安定な出力が得られるかを電力トランジスタについて検討しなければならない。前節で見たように、現在の素子製造技術上、容易に達成しうる出力限界は $\sim 50\text{ W}$ と考えられるので、これ以下で最大限に出力レベルを高くとることが経済的見地から必要である。接合型トランジスタの安全動作領域は、①駆動電圧が1次降伏電圧より低いこと、②パルス幅が2次降伏トリガー時間より十分低いこと、③動作電力が接合部と周囲との温度差による熱的限界よりも低いこと、が必要である。②、③は独立ではないので印加パルス電力・接合部温度・パルス幅のくみ合せのなかで最大出力の得られる動作点を見い出すことが必要になる。Fig. 2はM S C社の電力トランジスタについての実例で、概念的に言えば動作点を Long Pulse 領域のA点から、Short Pulse 領域のB点に移して設計することになる。駆動電圧  $V_c$  は1次降伏電圧より低い範囲で最大限に引上げる必要である。

### 2.2) 振幅・位相の安定度

振幅の安定度は、①1パルス内の垂下・Ringing等に関する安定度、及び②駆動電圧・温度に関する安定度の両方について考えられねばならない。前者に関しては、パルス変調の際のPINダイオードの動作に大きく依存するが、近年、電力用PINダイオードのSwitching特性は、逐次改善されているので、 $\sim 10^{-5}$ 程度は可能であろう。

後者に関しては、特に温度に対する変り方に問題が生じ易い。今のところ我々は明確な実測データを持ちえないが、レーダーに汎用されているトランジスタ・モジュールの熱抵抗から判断すると、 $\leq 25^\circ/\text{C}$ の程度であると考えられる。<sup>5)</sup>

次に位相の安定度は、①Pulse間のPhase Jitter、②駆動電圧の変化に対する安定度、③RF駆動電力に対する安定度、に分けて考えられる。レーダー用増幅器における、これらに対する経験値は、①の場合 $\sim 1^\circ$ 、②の場合 $\leq 1.6^\circ/1\%$ 、③の場合 $\leq 0.5^\circ/1\%$ となっている。<sup>5)</sup>

これらはいずれも加速器用増幅器の場合にも許容範囲にある実現可能な値である。

### 2.3) 波形歪みと位相誤差

大電力増幅において起る波形歪みは、C級増幅にもとづく波形歪みと、Moduleの電

# The Example of Pout vs Pulse Width

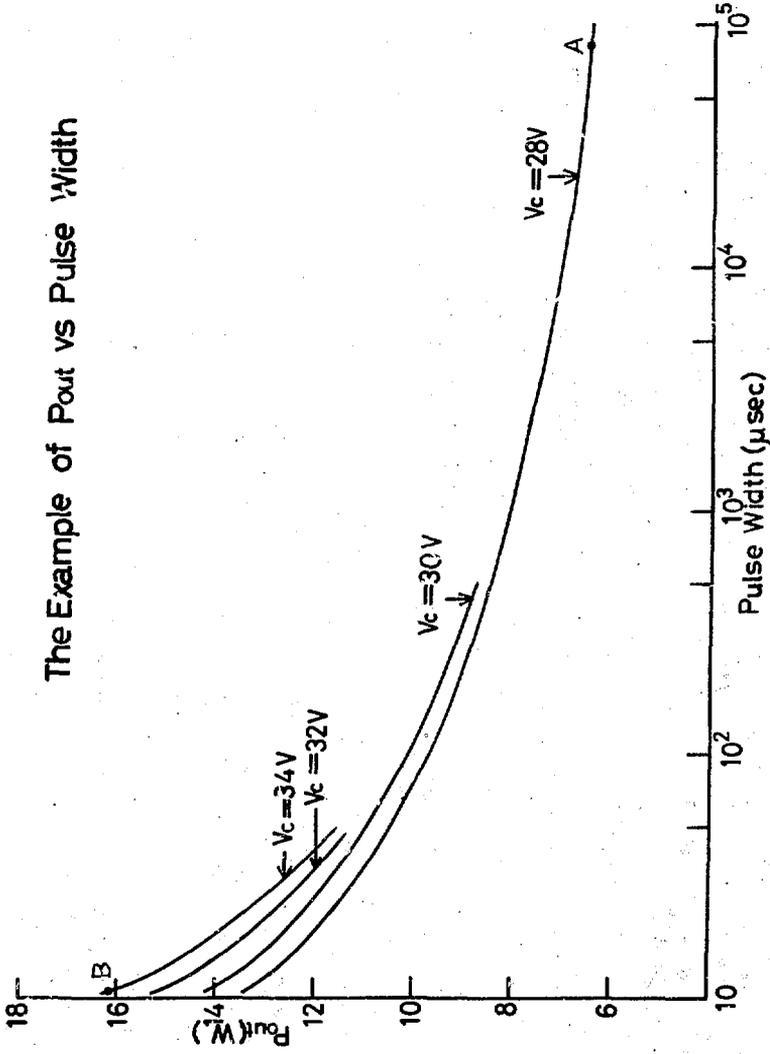


Fig. 2 電力用トランジスタの動作例 (AMPAC 3135-6)

力合成の際に生ずる波形歪みとの両方が考えられる。前者は動作原理上、不可避的であるが、後者はModule間の利得誤差・位相誤差を一定範囲内に押えることによって、所定の歪み率にとどめることができる。これを若干定量的に考察するために、Module毎の利得誤差率を $\alpha_n$ 、増幅出力の基準位相からのずれ定数を $\beta_n$ 、増幅波形を正弦波近似で表わせば、集中結合型の電力合成（これについては後述）の場合、終段合成電力 $P_{out}$ は次式の実数部で表わされる。

$$P_{out} = \eta \sum_{n=1}^N p_0 (1 + \alpha_n) e^{i(\omega t + \beta_n)}$$

$$= \eta P_0 e^{i\omega t} \sum_{n=1}^N (1 + \alpha_n) e^{i\beta_n}$$

ここに $\eta$ は合成効率、 $P_0$ は1Moduleの平均出力振幅、 $N$ はModuleの総数である。

$\omega t = \frac{n}{2} \pi$  ( $n = 1, 2, \dots$ ) の位相を基準にすると、

$$P_{out} = \eta P_0 \sum_{n=1}^N (1 + \alpha_n) \cos \beta_n \quad (\text{実数部で定義})$$

$|\alpha_n| \ll 1$ ,  $|\beta_n| \ll 1$ と想定しているから

$$P_{out} \approx \eta P_0 \sum_{n=1}^N (1 + \alpha_n) \left(1 - \frac{1}{2} \beta_n^2\right)$$

$$\approx \eta P_0 \sum_{n=1}^N \left(1 + \alpha_n - \frac{1}{2} \beta_n^2\right)$$

$$= \eta P_0 \sum_{n=1}^N (1 + \alpha_n), \quad r_n \equiv \alpha_n - \frac{1}{2} \beta_n^2$$

$$= \eta N P_0 (1 + r_0), \quad r_0 \equiv \frac{\sum_{n=1}^N r_n}{N}$$

$r_n$ は各Moduleでの振幅と位相のずれを関係づける歪み率であり、 $r_0$ は全系での平均歪み率を与える。そこで $r_0$ を或る設定値 $C$ 以下に押えるには、 $r_n \leq C$  即ち

$$\alpha_n \leq C + \frac{1}{2} \beta_n^2$$

が成り立たねばならない。 $\beta_n$ は更に1.3)に述べたように、加速電子ビームのエネルギー幅 $\frac{\delta V}{V}$ に影響を与えない範囲

$$\beta_n < \sqrt{2 \frac{\delta V}{V}}$$

で制限される。 $\beta_n$ は $\alpha_n$ に対し2乗の関係で効いているので、例えば $\beta_n = 2^\circ$  (即ち $\frac{\pi}{90}$  rad),  $C = 0.5\%$ ならば  $L_n \leq \frac{1}{200} + \frac{1}{1500} \sim \frac{1}{200}$  となり、 $C$ の値がそのまま

$\alpha_n$ を規定する。 $C \sim 0.1\%$ 、 $\beta_n = 2^\circ$ ならば $\alpha_n \leq \frac{1}{1000} + \frac{1}{1500} \sim 1.7 \times 10^{-3}$ となり $\alpha_n$ はCと $\beta_n$ の双方で規定される。いずれにしても、この程度の $\alpha_n$ 、 $\beta_n$ は技術的に可能であり、従ってModule毎の特性のずれに起因する波形歪みの問題は克服できると考えてよい。電力合成の際に移相素子を挿入してModule或いはModuleのGroup間の位相差を補正する場合にも、1 Moduleの位相と振幅のToleranceを予めこの程度にしておけば容易である。

#### 2.4) 増幅素子のMTFと動作点

接合トランジスタ増幅素子、或いはそのModuleのMTFは、増幅素子の形状・材質と動作条件によって決る。パルス増幅の場合、Duty FactorをD、接合部の温度を $T_j$ 、1パルス間の温度変化を $\Delta T_j$ 、Metal Filmの断面積をA、電流密度をJ、Metal Film内のMigrationの活性化エネルギーを $\phi$ とすれば、増幅素子のMTFは

$$MTF = \frac{CA}{J^2} \frac{\Delta T_j \cdot e^{\frac{\phi}{kT_j}}}{D}$$

で与えられる。<sup>6)</sup> CはFilmの特性に依存する実験的定数。従って連続波で用いる場合に比べて、パルス変調の場合は、パルス幅、くり返し周波数が小さいほどMTFは反比例して大きくなる。或る種のトランジスタを選定すれば、C、A、 $\phi$ 、 $\Delta T_j$ 等はほぼ一意的に決り、Jは $T_j$ 、Dに依存するので、設計上変えられる因子は結局、 $T_j$ とDである。そこで増幅するマイクロ波のパルス幅とくり返し周波数が予め設定されている場合には、MTFと $T_j$ の実測データによれば、個々の動作状態で、この函数関係からの若干のずれがあるので、 $T_j$ の設定の際は計算値からのずれを何%か考慮しなければならない。<sup>7)</sup> Fig. 3は次節での設計に用いたグラフで、この例ではMTFの実測値が計算値を上廻っている。

上式を用いたModuleのMTFは、駆動電源、内部接続回路、Modulator等を含めた全系のMTFではないが、最も基本的かつ決定的な役割をもつものである。

#### 2.5) 電力合成と雑音指数

これまで述べてきた諸特性をcoverし、所定の大電力を達成するためには、増幅素子を何個か用いた基本回路をModuleとしてつくり、このModuleを多数個電力合成することになるが、基本回路の構成は具体的素子の組合せで決めるので次節にまわし、Module単位の電力合成についてまず検討する。

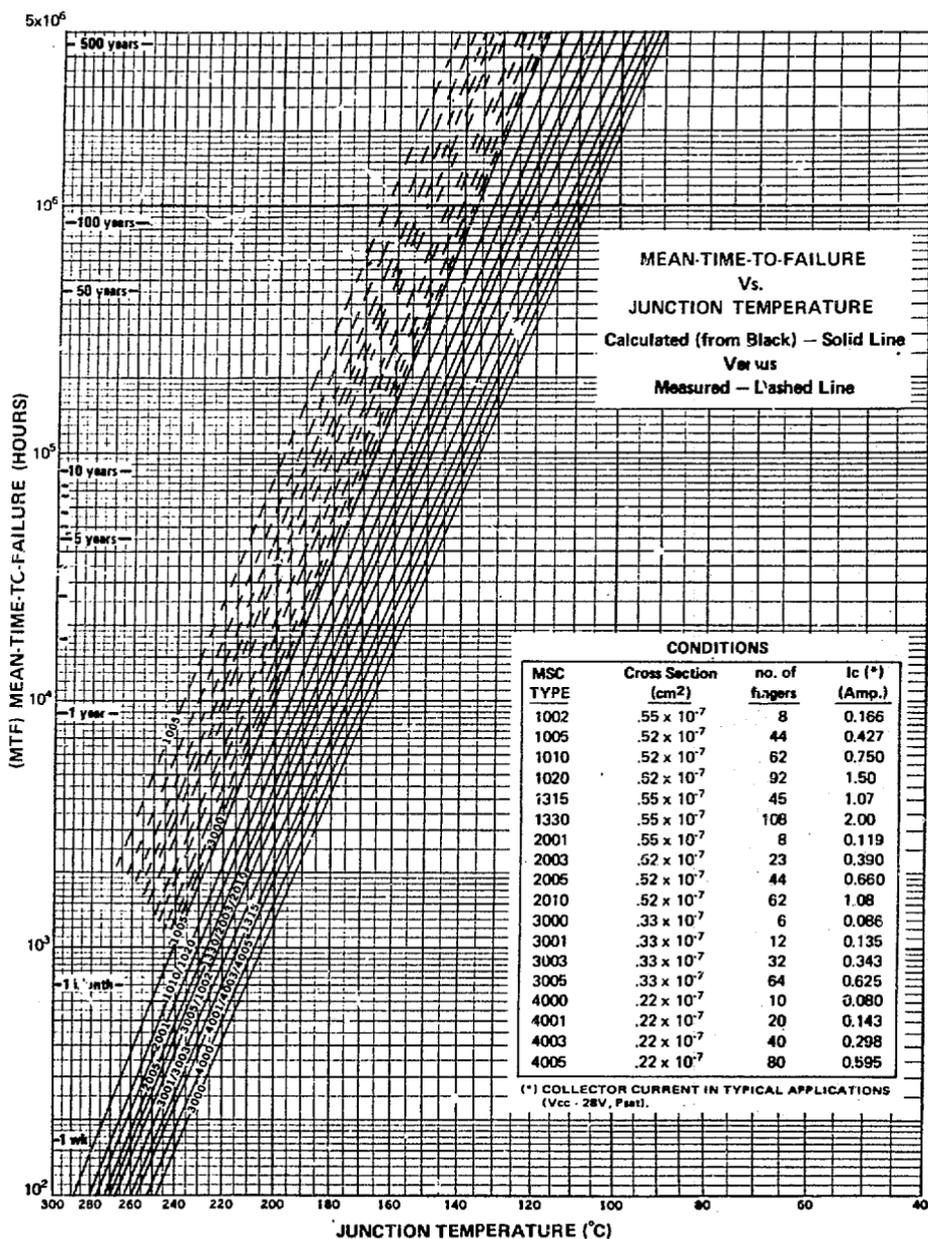


Fig. 3 接合部温度とMTFの関係 (MSC社)

これまでに確立している、トランジスタの Module の場合の電力合成法は大別して、伝送線路方式と集中結合方式の2種がある。前者の場合、入力を  $p$ 、各伝送区間の損失を  $L = \frac{P_i}{P_o}$ 、 $G = \frac{1}{L}$  で表わすと、 $N$  番目の Module からの出力は

$$P_{out} = p \sum_{i=1}^N G^i$$

となる。言うまでもなく、 $P_{out}$  は  $N$  に対し非線型的である。後者の場合は出力をほぼ一点に結合する方式であり、

$$P_{out} = N G P$$

と表わされる。(Fig. 4 参照)

我々の具体的設計では  $N \sim 10$  の程度であり、数KWの場合に比べれば  $N$  は小さく、しかも Module の最大出力に余裕がないので伝送線路・合成回路部分の損失をできるだけ減らさねばならないことから後者を採用して近似することとし、Module の配置をできるだけ入出力端に関し対称化した。

次に全系の Noise Figure に関しては、 $N$  段からなる多段増幅器の場合には、よく知られているように、

$$F = F_1 + \sum_{i=2}^N \frac{F_i - 1}{G_{i-1} \cdots G_1}$$

で与えられる。ここに  $F_i$ 、 $G_i$  は各段増幅器の Noise Figure と Gain である。Fig. 5 に示した我々の Module の設計では  $N = 3$  であるが、この程度でも初段の増幅器は低雑音・高利得のものを配置する事が必要であろう。

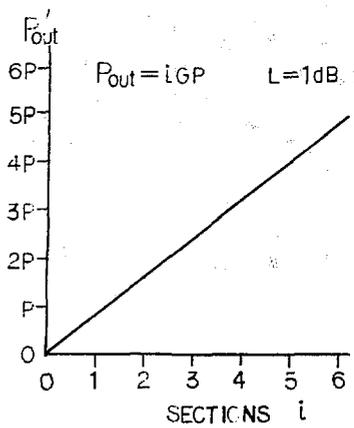
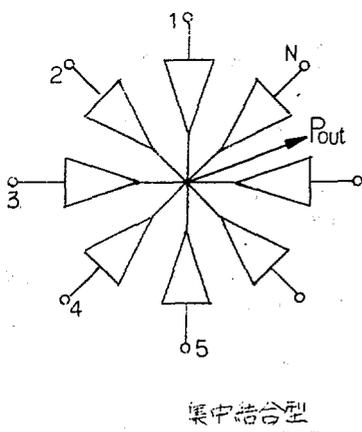
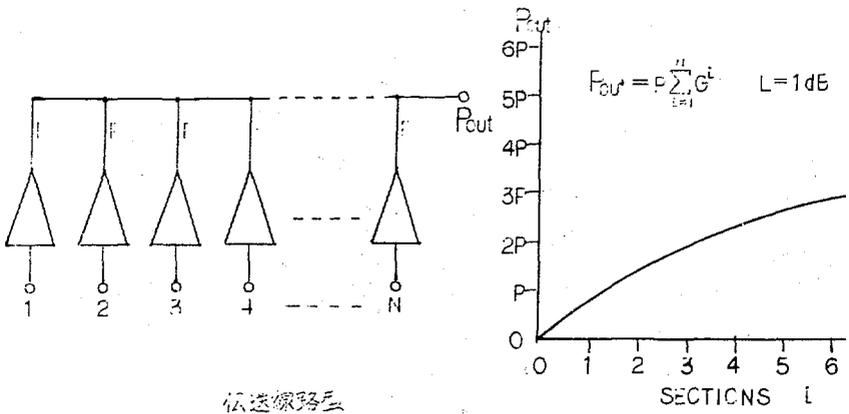
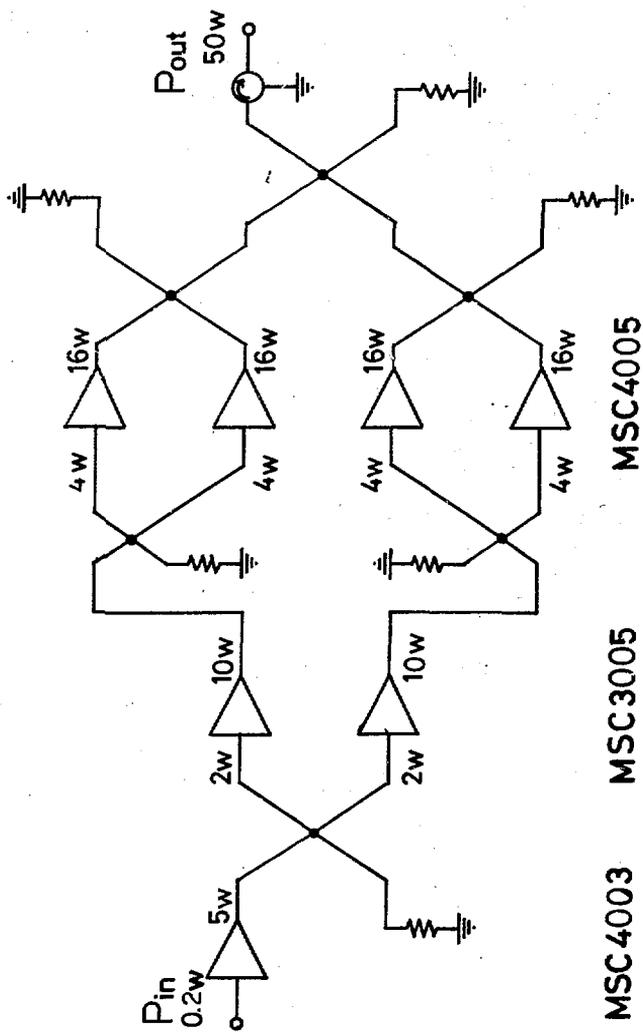


Fig. 4 電力合成の型



MSC4003    MSC3005    MSC4005

Fig. 5 Moduleの基本回路

### § 3. 500 W 固体増幅器の設計

以上に述べてきた検討事項に基づき、我々は線型電子加速器用のマイクロ波系中段増幅器として、500 W class の固体増幅器の設計パラメーター、基本回路等について以下のよう

#### 3.1) 設計パラメーター

|              |   |                       |
|--------------|---|-----------------------|
| 総合出力         | $\geq 500 \text{ W}$  | 但し3段増幅のModuleを12ヶ用いる。 |
| 総合入力         | $\sim 2.8 \text{ W}$  | 但しModule 当りの入力0.2 W   |
| 総合利得         | 22.5 dB   |                       |
| 平坦パルス幅       | 5 $\mu\text{s}$   |                       |
| Duty         | $\sim 1.0 \times 10^{-4}$   |                       |
| 電力合成効率       | $\geq 80 \%$  | 但し集中結合方式で近似           |
| 総合効率         | $> 20 \%$   |                       |
| Module 間位相誤差 | $\leq 2^\circ$  |                       |
| パルス間位相変動     | $< 1^\circ$   |                       |
| パルス間振幅変動     | $\leq 10^{-3}$  |                       |
| パルス内振幅垂下率    | $\leq 2 \times 10^{-3}$   |                       |
| 増幅周波数帯域      | $2758 \pm 5 \text{ MHz}$  |                       |
| 所要体積         | $\leq 150_{\text{H}} \times 420_{\text{W}} \times 300_{\text{D}}$ | (駆動電源・変調電源も含む)        |

主発振器の場合と同様に増幅帯域は極めて狭いので整合は容易である。所要体積は進行波管増幅器の場合の $\sim 1/50$ 以下となる。

#### 3.2) 基本回路と電力合成

S - Band で電力増幅用に汎用されているMSC社の接合トランジスタを3種類用い、Fig. 5 に示したように合計7個の素子で構成されるModuleを設計した。3種の素子の動作設定点及び使用個数は下表の通りである。初段のMSC-4003の部分では可能な限りHigh Gain, Low Noiseとなるような、パルス動作点を選んだ。また終段のMSC-4005は276 GHz<sub>2</sub>では標準駆動電圧28VでC.W.出力7.6~8.0 Wが得られるが、35V動作ではパルス出力16Wと想定しており、かなり控え目な値にとっている。この設定値はMSC社の技術資料をもとにして決めたものであるが、<sup>6)</sup>現在その検証実験を進めており、場合によっては更に出力レベルを上げる事も可能であろう。

|             | 初 段                  | 中 段              | 終 段             | 計  |
|-------------|----------------------|------------------|-----------------|----|
|             | M S C - 4 0 0 3      | M S C - 3 0 0 5  | M S C - 4 0 0 5 |    |
|             | C.W.定格 / パルス動作点      | C.W. 定格 / パルス動作点 | C.W.定格 / パルス動作点 |    |
| 入力レベル(W)    | 0.3 / 0.2            | 1.0 / 2          | 1.0 / 4         |    |
| 出力レベル(W)    | 3.2 / 5              | 4.9 / 10         | 7.6 / 16        |    |
| 動作電圧(V)     | 28 / 35 <sup>1</sup> | 28 / 35          | 28 / 35         |    |
| Module 当り個数 | 1                    | 2                | 4               | 7  |
| 総 数         | 12                   | 24               | 48              | 84 |

この動作点に対応する接合部温度  $T_j$  を正確に求める事は今のところできないが、ほぼ同じ素子と回路構成を持つ 3.1 ~ 3.5 GHz 用の M S C 社の Module の例では、Long Pulse (1 ms) Duty 30% で 32 W 出力、Operating Time  $8.8 \times 10^5$  hrs に対する典型的  $T_j$  は ~ 125 °C である。これに対し我々の設計では Short Pulse (5  $\mu$ s), Duty  $1 \times 10^{-4}$ ; M T F ~  $4.4 \times 10^4$  hrs (5 年) で出力レベル 50 W なので 2.4) で示した M T F, D,  $T_j$  の関係式から推算しても、上記の動作点は安定に保持できると考えられる。

次に電力合成に関しては、2.5) で述べた通り、回路損失をできるだけ減らして集中結合方式に近づけることとし、Fig. 6 のように Module 2 個づつ結合して最後に 3-way Hybrid で結合する予定である。但し、この Fig. 6 では各 Module を平面的に示してあるが、実際の製作時には 4 個づつ垂直に配置することもできる。

### 3.3) 経済性の検討

前項で述べた 500 W 固体増幅器 (モジュール 12 個、増幅素子総数 84) の場合と、現在稼働中の進行波管増幅器の場合の、全製造費・維持費を比較すると下表のようになる。

| < 固体増幅器 >   |              | < 進行波管増幅器 > |              |
|-------------|--------------|-------------|--------------|
| 増幅素子 (84 ケ) | 700 万円 / 5 年 | 管 球         | 140 万円 / 1 年 |
| モジュール製造費等   | 300 万円       | 維 持 費       | 10 万円 / 1 年  |

低圧直流電源 }  
パルス変調器 }

.80 万円

高圧直流電源 }  
パルス変調器 }

350 万円

計

1,080 万円 (5年)

計

350 + (150 × 年数) 万円

固体増幅器は製造当初に上記の費用を必要とするが、MTF ≥ 5年と設計されるので約5年間は維持費も殆んどゼロですむ。(この間の万一の故障に必要な予備用モジュールについては次項に述べる方式をとるので計上していない。)もし、増幅素子のMTFを5年よりも短かく、例えば3~4年に設定すれば、一素子当りのGainも幾分高くでき、従って500Wの実現に必要な素子の総数は減らしうるが、接合部温度が上り、MTF以内の時間帯でも故障率が増加し易いので、結局当初経費は幾分下げられるものの数年間以上の時間帯では逆に経費が高くなる事も起りうる。

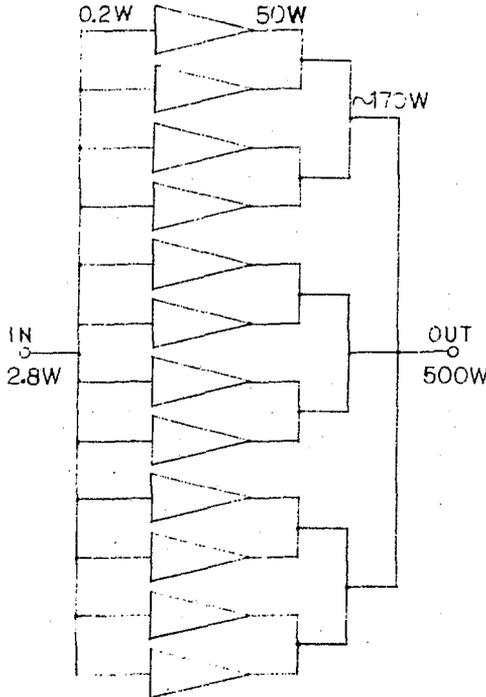


Fig. 6 500Wの電力合成

なお、 $3\text{GHz}$ 帯の電力トランジスタの最大安定出力は年々向上しているの、一般的傾向としては、必要経費を下げられる見通しがある。

一方、進行波管増幅器の場合は、製作・稼動当初は固体増幅器の半額弱ですむが、5年後には積算経費はひとしくなる。これ以後の比較は、前提条件が変わっていくため単純には結論づけられないが、固体増幅素子の現実の動作時間は通例、MTFの予想値よりかなり長いので、取替費はそれだけ低下し、その場合には進行波管増幅器よりもそれだけ有利になる。両者の関係をグラフに示したものがFig. 7である。

#### 3.4) 2段階への分割計画

上述のように、現状では500Wの固体増幅器を1段階で製作しようとするれば、進行波管増幅器の製作費の2倍強を直ちに必要とする。しかも設定したMTFの範囲内に於ても、万一の故障に備え予備用Moduleを用意しなければならない。この難点を克服するために、500Wの出力レベルを達成する際に330W+170Wとして2段階に分け、まず終段クライストロンの駆動に最低限必要と思われる330Wを達成し、一定の期間を置いてのち170W分を追加合成することが有意であると思われる。Module単位で電力合成するため、固体増幅器ではこのような2分割が原理的に可能であり、場合によっては500Wに合成したのちも第2段階の170W分をそのまま予備用Moduleとして位置づけることもできよう。

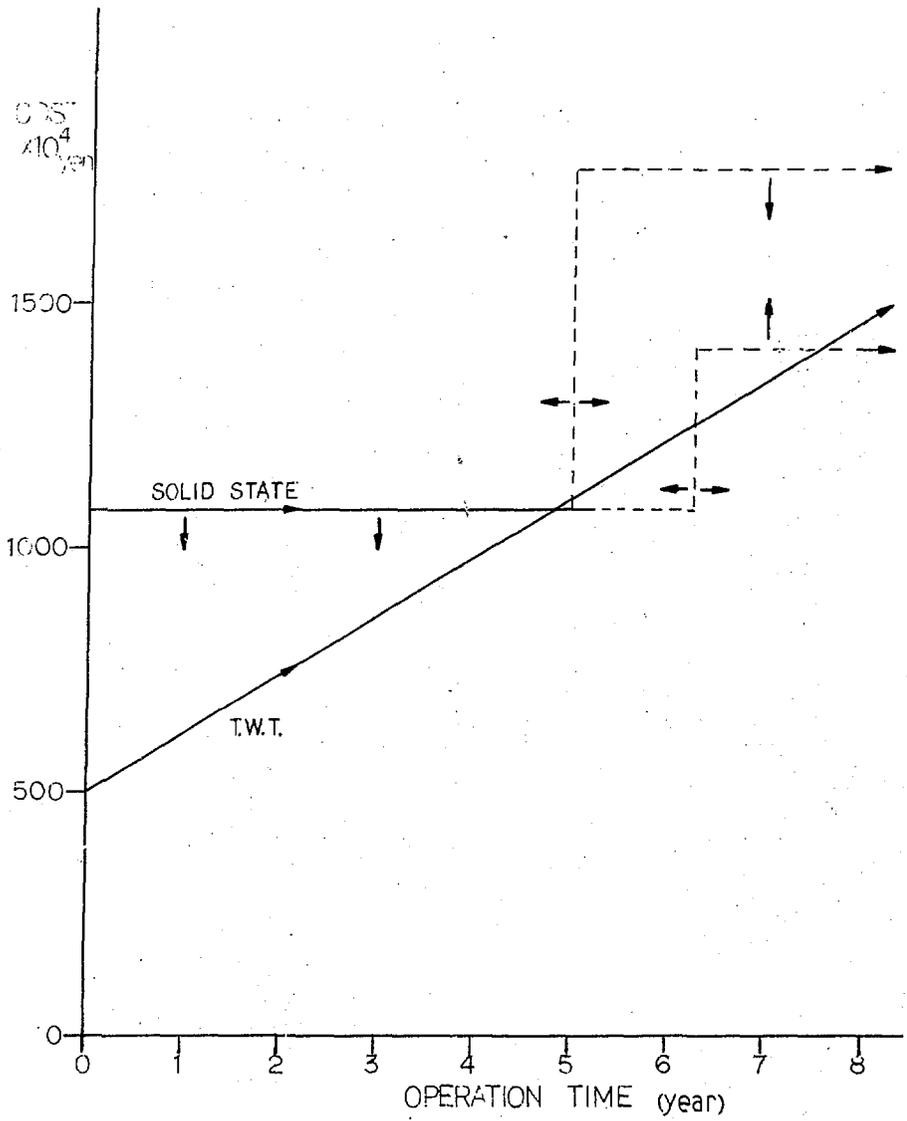


Fig. 7 運転時間と予想経費

## あ と が き

以上で500 W classのS-Band大電力固体増幅器設計に必要な基本的事柄の検討を終る。目下のところ、国内の加速器用マイクロ波増幅器としての開発例は、この大電力領域にはないので、ここではまだ安全出力レベル、電力合成法、安定性、経済性等の諸点を検討したにとどまり、多段増幅の際の各段間の整合回路の問題や、PINダイオードを用いたパルス変調上の諸問題についての立入った検討はできなかった。これらの諸点は今後、基礎実験を進める中で引続き解決していく方針である。

本稿をまとめるに当って伯東株式会社の中島史靖氏、RCA研究所の吉田幸市氏に御世話になったことに感謝する。

## 文 献

- 1) 東 條：入射加速器用S-Band固体主発振器；INS-TH-88 (1974)
- 2) J.W.Rush & D.M. Colle：A look at reliability；Tubes and Solid State；Microwave J. 15, 17 (1972)
- 3) 黒田他： $N^+PP^+$ 形 $S_i$ トラパットダイオード；S.51年度電子通信学会全国大会予稿集 2-18  
荻田他：注入同期形TRAPATT増幅器の同期特性；電子通信学会論文誌J59-B 6, 333 (1976)
- 4) E.O.Jhonson：Physical Limitations on Frequency and Power Parameters on Transistors；RCA Rev. June (1965) 163
- 5) S.Lazer：Solid-state Power Amplifiers for S-band Phased Array Radar；MSC Special Report (1975)
- 6) W.E. Poole et al：Electromigration in Microwave Power Transistors；MSC Technical Paper (1973)
- 7) J.R. Black：Electromigration—A Brief Survey and Some Recent Results；IEEE ED-16, 4, 338 (1969)