

氏 名	ふくしましほみ 福嶋美文
授与学位	工学博士
学位授与年月日	昭和 35 年 3 月 25 日
学位授与の根拠法規	学位規則第 5 条第 1 項
研究科，専攻の名称	東北大学大学院工学研究科 (博士課程) 電気及通信工学専攻
学位論文題目	ヘリカルストリップ進行波管に 関する研究
指導教官	東北大学教授 宇田新太郎
論文審査委員	東北大学教授 宇田新太郎 東北大学教授 永井健三 東北大学教授 小池勇二郎 東北大学教授 和田正信 東北大学助教授 上領香三

論文内容要旨

第一章 総論

種々の型の進行波管用遅波回路が報告されているが、広帯域の点では、らせん回路が最もすぐれていることは周知のところである。しかし、らせん回路は短い波長の遅波回路として精度をあげることが困難であり、取り扱える電力も小さい。このため精密加工が容易で取り扱える電力の大きい、くし歯型進行波管、カープ型進行波管等研究されて来たが、帯域濾波器特性を示し帯域幅の点で充分でなかつた。一方大電力用遅波回路の広帯域化にはかなりの努力がなされて来た。たとえば、らせん溝導波管、あるいはクローバ型の板を装荷した導波管等は板装荷導波管あるいは Disk-on-Rod 型導波管の広帯域化を計つたものであるが、そのいずれの型も位相速度ならびに結合インピーダンスは使用周波数によつて変化し、かつ帯域濾波器特性を示すから超広帯域増幅特性を得ることはできない。

また交叉型回路は基本波モードでは位相速度の周波数特性を示さないが、電子との結合は空間高調波によらなければならない。空間高調波の位相速度および結合インピーダンスは周波数特性を持つから、らせん回路ほどの広帯域特性は得られない。

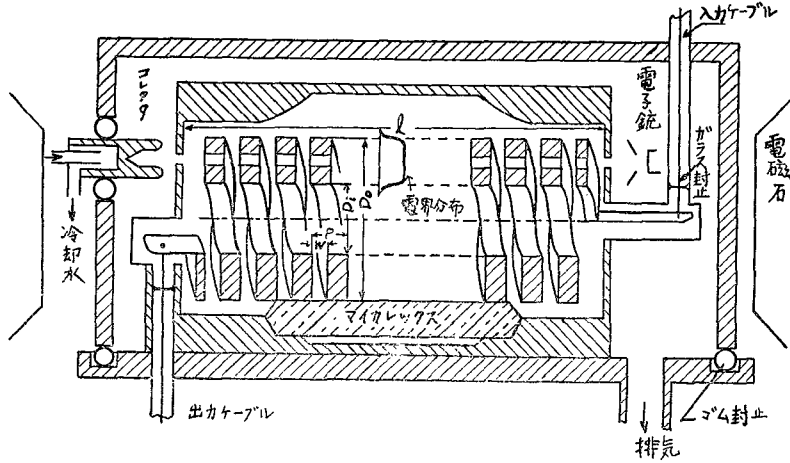
ここに提案するヘリカルストリップ進行波管は、つぎのような特徴を持ち、超広帯域大電力進行波管に適するものである。(a) 機械的に非常に堅ろうで表面積が大きく熱放散がよい。(b) 遅波回路の遅波特性は帯域濾波器特性を示さず遅波率は非常に広帯域にわたつて一定である。(c) 基本波を利用できるので結合インピーダンスの周波数特性がよい。(d) ヘリカルストリップ線路自体と入出力回路のマイクロストリップ線路または同軸線路とを直接接続できる。そのうえ両者の特性インピーダンスを等しくすることができるのでインピーダンス整合が簡単になる。

本論文においては、ヘリカルストリップ進行波管の理論ならびに設計法につき述べ、試作管の諸定数を測定し、理論値と測定値とを比較した。この結果ヘリカルストリップ進行波管の理論は実験結果とよく一致し、超広帯域進行波管として使用できることが実証された。すなわち電子流と回路波との結合による位相速度の測定から、一定の電子流加速電圧で、らせん進行波管以上の帯域幅 (2,000 MC~3,000 MC) がえられた。超広帯域増幅管用に設計すれば、さらに帯域幅を広げることも可能である。ヘリカルストリップ進行波管の理論ならびに設計法から、使用目的に適する設計法が可能となつた。ヘリカルストリップ進行波管は堅ろうで熱放散がよく、必要に応じて水冷にもできるため熱容量は非常に大きく、超広帯域大電力進行波管に適するものである。能動実験の結果、電子流を電界の存在する遅波回路の全断面に分布せしめ結合インピーダンスを高めれば、高出力がえられるものと推定できる。テーパースピード進行波管は電子流の平均直流速度に合わせて遅波回路の位相速度を遅減させ、電子流の効率を高めようとする新しいところみであり、この理論ならびに設計法は大電力進行波管の設計の基礎になるものと信ずる。遅波回路ならびにその他電極部品の設計加工法はヘリカルストリップ進行波管を試作するために調査研究したものである。

第二章 ヘリカルストリップ進行波管の理論

§ 2.1 ヘリカルストリップ進行波管の構造

第一図に示すように同軸ケーブルで加えた電磁波をマイクロストリップモードに変換し、外部導体とヘリカルストリップ線路の外周との空間に導き、さらにヘリカルストリップ線路の伝送モードに変換する。ヘリカルストリップ線路は扁平な断面をもつ導体をらせん状に巻き、互に隣合う導体の間隙を導体の長辺に比べて狭くしてある。電磁波と電子流とを結合させるために数ケの孔を導体に設け、その孔に電子流を流す。ヘリカルストリップ線路では電界はおもに互に隣合う導体の間隙に分布し、導体から半径方向に離れるにしたがつてきわめて急激に減少する。ゆえに隣



第1図 ヘリカルストリップ進行波管の構造
 (遅波回路の外径21.54 内径9.88
 ピッチ 3.31 間隙1.24 長さ59 単位mm)

合う間隙が互に結合することはきわめて少なく、間隙に沿って進行する位相速度は広い周波数にわたってほぼ光速に等しい。したがって軸方向の位相速度もまた周波数に関係なくほぼ一定となるから、電子流の速度をこれと等しくすれば、広い周波数にわたって電磁波と電子流との相互作用を有効に行なうことができる。

§ 2.2 位相速度と伝送インピーダンス

ヘリカルストリップ進行波管の遅波率 c/v_0 は電磁波が間隙に沿ってほぼ光速で進行すると考えると、大略つぎの計算式で求められる。

$$\frac{c}{v_0} = \frac{1}{p} \sqrt{4\pi^2 r^2 + p^2} \quad (2.1)$$

ヘリカルストリップ線路の伝送特性インピーダンスはマイクロストリップ線路の伝送特性インピーダンスに等しいと考えれば次式が求められる。

$$Z_0 = K' \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{W}{a_r} = K' 377 \frac{W}{a_r} \quad (2.2)$$

§ 2.3 電子流と作用する電磁界

つぎの仮定のもとに電子流と作用する電磁界を求め、続いて結合インピーダンスを計算する。(a) 電界の端の影響を無視する。(b) 電磁界は正弦波とする。(c) 電子流と回路波との結合は電界の存在する全面において行なわれる。(d) 遅波回路の平均半径に対しストリップの巾が小さい。(e) ピッチ角は小さい。

電磁界が Z 方向に $v_0 = 2\pi/\beta_0$ なる位相速度で伝搬するとすれば、電子流と作用する Z 方向の電界 E_z は次式で求められる。

$$E_z = E_0 e^{-j\beta_0 z} \quad (2.3)$$

電子流と電磁波とが結合できるのは間隙の間だけである。原点より m' 番目のピッチにおける電界は次式のようになる。

$$\left. \begin{aligned} E_z &= E_0 e^{-\beta_0 m' p} & m' p + W > z > m' p \\ E_z &= 0 & (m' + 1)p > z > m' p + W \end{aligned} \right\} \quad (2.4)$$

(2.4) 式を空間高調波に展開すれば次式になる。

$$\left. \begin{aligned}
 E_z &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n e^{-j(\beta_0 + \frac{2\pi n}{p})z} \\
 \beta_n &= \beta_0 + 2\pi n/p \\
 F_n &= E_0 \frac{W}{p} e^{j\frac{\beta_n W}{2}} \left(\frac{\sin \frac{\beta_n W}{2}}{\frac{\beta_n W}{2}} \right) \\
 M_n &= \frac{\sin \frac{\beta_n W}{2}}{\frac{\beta_n W}{2}}
 \end{aligned} \right\} \quad (2.5)$$

§ 2.4 結合インピーダンス

進行波管の結合インピーダンスは次式から計算できる。

$$\begin{aligned}
 K_n'' &= \frac{E_n^2}{2\beta_n P_z} \quad (2.6) \\
 P_z &= P \sin \theta = \left\{ a_r \int_0^W \frac{1}{2} R_c (E_z H_x^*) dz \right\} \sin \theta \\
 &= \frac{a_r W}{2Z_0} E_0^2 \sin \theta \\
 K_n'' &= \frac{Z_0}{\beta_n^2 a_r W \sin \theta} \times \left(\frac{W}{P} \right)^2 \times M_n^2 \quad (2.6)
 \end{aligned}$$

K_n'' は電界の存在する部分に電子流が全面分布するものとして計算した。しかし実際の管は遅波回路の一部にしか電子流を流すことができない。この影響を付加すれば

$$K_n = \frac{Z_0 \left(\frac{W}{P} \right)^2}{\beta_n^2 a_r W \sin \theta} \times \frac{S_b}{S} \times M_n^2 \quad (2.8)$$

基本波につき考える。

$$K_0 = \frac{\lambda_0^2 Z_0}{4\pi^2 a_r W} \cdot \frac{p}{\sqrt{4\pi^2 r^2 + p^2}} \left(\frac{W}{p} \right)^2 \left(\frac{S_b}{S} \right) M_0^2 \quad (2.9)$$

$\left(\frac{c}{v_0} \right)^2 \gg 1$ ならば

$$K_0 = \frac{\lambda_0^2 Z_0 W}{16\pi^4 a_r r^2} \left(\frac{S_b}{S} \right) \left(\frac{c}{v_0} \right) M_0^2 \quad (2.10)$$

$$K_0 = \frac{\lambda_0^2 Z_0 W a_r}{8\pi^2} \left(\frac{1}{S} \right)^2 \left(\frac{S_b}{S} \right) \left(\frac{c}{v_0} \right) M_0^2 \quad (2.11)$$

$$K_0 = \frac{\lambda_0^2 Z_0 W S_b}{32\pi^4 a_r^2 r^3} \cdot \frac{c}{v_0} M_0^2 \quad (2.12)$$

(2.12)式から結合インピーダンスを高めるには電子流の断面積を大きくし、平均半径、ストリップの幅を小さく設計することである。

第三章 ヘリカルストリップ進行波管の設計

§ 3.1 前進波増幅管の数値設計法

ヘリカルストリップ進行波管を設計するに必要な基本式をあげれば次の16式である。

$$x_0 = x_0(b_0, C_0, d, (QC)_0) \quad (3.1)$$

$$K_0 = \frac{\lambda_0^2 Z_0 W a_r}{8\pi^2} \left(\frac{1}{S}\right)^2 \left(\frac{S_b}{S}\right) \left(\frac{c}{v_0}\right) M_0 \quad (3.2)$$

$$Z_0 = Z_0(a_r/W) \quad (3.3)$$

$$C_0^3 = K_0 I_0 / 4U \quad (3.4)$$

$$(QC)_0 = \frac{1}{4C_0^2} \left(\frac{q\omega_p/\omega}{1 + \frac{q\omega_p}{\omega}} \right)^2 \quad (3.5)$$

$$\omega_p = \sqrt{\frac{e}{m} \cdot \frac{J_0}{\varepsilon_0 u}} \quad (3.6)$$

$$q = q(\beta_0, r_b/r_a) \quad (3.7)$$

$$J_0 S_b = I_0 \quad (3.8)$$

$$u = \sqrt{2 \frac{e}{m} U} \quad (3.9)$$

$$b_0 = \frac{u - v_0}{c v_0} \quad (3.10)$$

$$G = A + 54.6 C_0 x_0 N \quad (3.11)$$

$$\frac{dG}{db_0} = 0 \quad (3.12)$$

$$\xi = P_{out} / UI_0 \quad (3.13)$$

$$N = lf / U \quad (3.14)$$

$$S = 2\pi r a_r \quad (3.15)$$

$$\xi = \xi((QC)_0, C_0, \beta_0, r_b, b_0) \quad (3.16)$$

基本式の中で未知数は $x_0, b_0, C_0, (QC)_0, N, Z_0, f, v_0, S_b, S, W, u, a_r, r, I_0, U, q, \omega_p, J_0, G, r_a, r_b, l, P_{out}, \xi$ の25個である。このうち使用目的から f, P_{out}, G が与えられ、使用する電子銃、遅波回路の構造から $S_b/S, r_a, r_b$ が決められる。また遅波回路と入出力回路との結合を容易にすることから $Z_0 = 50\Omega$ と決めれば残りの諸定数は J_0, U をパラメーターとして決定できる。能率を最大にするときは (3.12) 式の代わりに $d\xi/db_0 = 0$ を使用すればよい。

§ 3.2 前進波増幅管の図表を利用した設計法

(3.1)式の x_0 は四次方程式の根であり、また (3.16)式も簡単な関数としてあらわすことはできない。(3.1)式の代わりに現在までに色々発表された図表を利用し、また (3.16)式の代わりに経験にもとづいて能率を仮定し設計する方法を述べる。設計は次の順序にしたがって行なう。

(a) 使用目的より与えられるものは周波数、周波数帯域巾、出力電力、増幅度の4種類のものである。(b) 電子銃の構造、透過率、集束磁石等より電子流の半径 r_b 、結合孔の半径 r_a を決める。工作技術ならびにヘリカルストリップの性質をそこねないという制限より S_b/S を決める。

(3.3)式から a_r/W が決まる。つぎに工作可能な範囲で間隙係数が大きくなるよう間隙 W を小さ

く選ぶ. W , a_r/W から a_r が求まる. (c) 経験より能率を仮定する. J_0 , U を選ぶ. (3.13) 式から I_0 , (3.8) 式から S_b , S_b/S から S , (3.15) 式から r が求まる. (d) v_0 の範囲を仮定する. (e) (3.2) 式から K_0 を v_0 の関数として計算する. (3.4) 式から C_0 を v_0 の関数として計算する. (3.5)式, (3.6)式, (3.7)式, (3.9) 式から $(QC)_0$ を v_0 の関数として計算する. (f) C_0 , $(QC)_0$ の値から利得または効率を最大にするための b_0 の値を進行波管の特性図から求め v_0 の関数としてグラフに描く. (g) (3.9)式, (3.10) 式から b_0 の値を v_0 の関数として計算し (f) で描いたグラフの上に重ねがきする. (h) 両曲線の交点が選定した電圧で利得または効率を最大にする b_0 , v_0 の値である. これらの値を使用し K_0 , C_0 , $(QC)_0$ の値を計算する. (i) (2.1) 式からピッチを計算する. 進行波管の特性図から x_0 の値を求める. (3.11)式より l を計算する. いじょうの計算から求めた定数が不適当ならばパラメータの選定がよくないので選びなおしてふたたび計算する.

§ 3.3 後進波発振管の発振周波数可変範囲

後進波の位相速度が v_{-1} が電子流の速度と一致したとき後進波結合が生ずる.

$$\frac{c}{u} \cdot \frac{2\pi f p}{c} = 2\pi - \beta_0 p \quad (3.17)$$

$$\frac{c}{u} \cdot \frac{2\pi f p}{c} = 2\pi - \sqrt{4\pi^2 r^2 + p^2} \cdot \frac{2\pi f}{c} \quad (3.18)$$

(3.18) 式を横軸周波数, 縦軸—ピッチの位相角にとつたグラフに描く. (3.18) 式の左辺は原点を通る直線であらわされ, 右辺は $(0, 2\pi)$ を通る直線となり, この両直線の交点が発振周波数を与える.

つぎに電子流の加速電圧を変えて後進波発振周波数を広帯域にわたつて変化させる場合を考える. 今電源装置, 電子銃等から使用可能な最低電子流速度を u_i 最高電子流速度を u_h とし, u_i , u_h で生ずる発振周波数を f_i , f_h とすれば次式が成立する.

$$\frac{f_h - f_i}{\frac{f_h + f_i}{2}} = \frac{2c \left(\frac{1}{u_i} - \frac{1}{u_h} \right)}{c \left(\frac{1}{u_i} + \frac{1}{u_h} \right) + 2\sqrt{1 + 4\pi^2 \left(\frac{r}{p} \right)^2}} \quad (3.19)$$

(3.19)式から発振周波数可変範囲を大きくするには r/p を小さく設計すればよい.

第四章 ヘリカルストリップ進行波管の特性測定

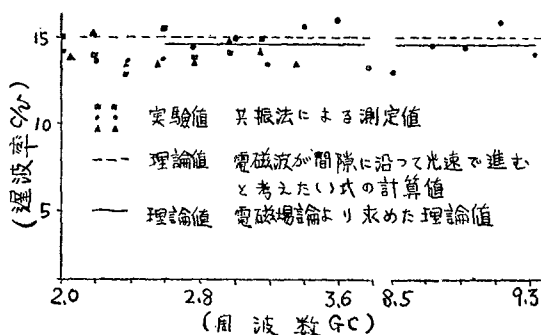
§ 4.1 受動実験

受動実験に使用したヘリカルストリップ進行波管の諸定数は, 遅波率(設計値)=14.8, 平均半径 10.2mm, ピッチ=4.29mm, ストリップの幅=7.5mm, 間隙=1.6mm, 中心周波数7,154 MC, 伝送特性インピーダンス=61Ωである.

ヘリカルストリップ進行波管の遅波率を受動実験で測定する方法を種々検討したが, 測定器の都合で共振法により測定した. すなわちヘリカルストリップ線路に短絡板, または外部導体を付して伝送共振器となし, その両端に信号発生器および出力検波器をそれぞれ疎に結合する. 信号発生器の周波数を変化し共振周波数 f_1, f_2, \dots, f_n'' を順次測定すれば遅波率は次式で計算できる.

$$\frac{c}{v_0} = \frac{1}{2l} \cdot \frac{c}{f_n'' - f_{n-1}''} \quad (4.1)$$

測定結果を第2図に示す.



第2図 ヘリカルストリップ進行波管の位相特性理論に受動測定値

§ 4.2 能 動 実 験

ヘリカルストリップ進行波管を第1図のように装置し電子流と回路波との結合を測定した。第一表に測定結果を示す。

第一表

前進波特性		後進波特性	
周 波 数	電子流加速電圧	周 波 数	電子流加速電圧
1,950MC	1,440 V	2,170MC	427 V
2,130 "	1,380 "	2,400 "	533 "
2,300 "	1,380 "	2,570 "	666 "
2,400 "	1,380 "	2,800 "	1,220 "
2,600 "	1,380 "	3,000 "	1,220 "
2,800 "	1,380 "	3,200 "	1,600 "
2,900 "	1,360 "	3,400 "	2,100 "
3,430 "	1,280 "	3,600 "	2,980 "
4,000 "	1,280 "		

前進波結合の実験から一定電子流加速電圧 1,380V で約 2,000MC ~ 3,000MC の帯域幅がえられた。この場合の利得は通過電力レベルにたいして約 3db であつた。(電子流半径2mm, コレタ電流 50mA) また後進波結合からも遅波率が広い周波数帯域にわたり一定であることがわかる。能動実験に使用した管の特性値を第二章, 第三章の計算式から計算すれば, $I_0=50\text{mA}$, 周波数 3,000MC, $S_b/S = \frac{1}{94}$ より $K_0=0.14\Omega$, $C_0=0.01$ 一管内波長の利得=0.3db, 8.6 波長となる。

今能動実験に使用した電子銃10ケを選波回路の断面に分布せしめれば, $S_b/S = \frac{1}{9.4}$, $I_0=500\text{mA}$ となりこれより $K_0=1.4\Omega$, $C_0=0.05$, 一管内波長の利得=1.4db となる。ゆえに増大波の受ける全損失を 20db と仮定すれば 20db の増幅に必要な遅波回路の長さは約 20cm となる。このように電子流を選波回路の全面に分布せしめれば, 実用しえるヘリカルストリップ進行波管を作ることができる。

第 五 章 テーバスピード進行波管

§ 5.1 緒 論

進行波管の出力飽和はつぎの原因により起ると考えられる。(a) 電子流のもつ運動のエネルギーがマイクロ波のエネルギーに変換され、それだけ電子流の速度が減少する。その結果電子流の速度と回路波の伝搬速度との同期がずれ、増幅作用がなくなることにより飽和が生ずる。(b) 電子流が回路波により集群されパルス状の完全集群に達して出力飽和が起る。これ等二つの原因が如何にあらわれるかは QC の値によつてかなり異なるが、実用の管においては第一の原因が支配的と考えられる。このことは古くから理論的、実験的に証明されている。進行波管の入力部、出力部に適した遅波回路を使用すべきことを提案している文献や、速度パラメータにテーパをつけることにより後進波発振を抑圧できるという文献がみうけられるが、遅波回路の位相速度を逡変し効率を改善しようとするここみは、いまだみうけられない。筆者は進行波管の出力飽和が回路波の増幅による電子流の速度低下にあると考え、遅波回路の位相速度を電子流の速度低下とともに低下せしめれば第一の原因から起る出力飽和をさけられるものとする。

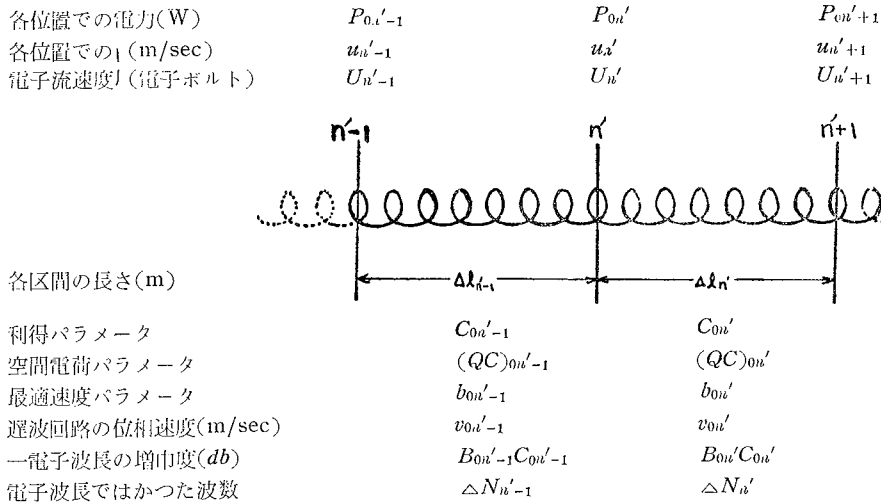
§ 5.2 テーバスピード進行波管の設計

つぎの仮定のもとに軸上の位相速度を考える。(a) 遅波回路を微小区間に分割し、この区間内では小信号理論が成立すると考える。

(b) 回路波の増幅電力は電子流の平均直流速度低下により供給されると考える。

最近のリニアアクセレータの研究では粒子速度分布が問題になつている。つぎの段階に電子流の集群および速度分布を考慮に入れて精度の向上をはかりたい。

第 3 図



各位置および各区間での諸量を第3図のように定める。この n' 番目の区間の位相速度 $v_{0n'}$ を決めるには電子流の速度 $u_{n'}$ で利得が最大になるよう $C_{0n'}$, $(QC)_{0n'}$, $b_{0n'}$ を決める。

$b_{0n'}$, $C_{0n'}$, $u_{n'}$ から $v_{0n'}$ が計算できる。

$$v_{0n'} = \frac{u_{n'}}{1 + C_{0n'} b_{0n'}} \quad (5.1)$$

$v_{0n'}$ から n' 番目の遅波回路の構造がきまる。

つぎに n' 番目の区間を通過した電子流の速度は $U_{n'+1}$ になる。

$$U_{n'+1} = U_n' - (P_{0n'+1} - P_{0n}') / I_0 \quad (5.2)$$

$$P_{0n'+1} = P_{0n}' \times 10^{\frac{1}{10} B_{0n}' C_{0n}' \Delta N_n'} \quad (5.3)$$

この計算を順次すすめて行けば各位置の位相速度，遅波回路の構造が求められる。

§ 5.3 テーバスピード・ヘリカルストリップ進行波管

テーバスピード進行波管の理論を利用してテーバスピード・ヘリカルストリップ進行波管を設計する。ヘリカルストリップ進行波管の位相速度を変化させる方法としては (a) ピッチを変化させる方法，(b) 平均半径を変化させる方法，の二つの方法がある。

つぎにピッチを変化させ位相速度を逡変させる一例を説明する。進行波管の電力レベルは入力端の近傍で分配損失を受け減小し，入力端から出力端の方へ行くにしたがつて増幅作用により，しだいに上昇する。この入力端の近くの部分は普通の方法で設計し，これに続く遅波回路の位相速度を電子流の速度にあわせて逡減させる。この部分の位相速度を決めるために遅波回路を微小区間に分割する。この微小区間の入力端での電子速度 U_n' で利得が最大になるように位相速度およびピッチを決める。それにはまずピッチを除く諸定数を § 3.2 (a)~(c) の方法で定める。つぎに各区間入口の電子速度 U_n' を仮定し，この電子速度で利得が最大になるよう b_{0n}' ， v_{0n}' を求め続いて P_{0n}' を § 3.2 (d)~(i) の方法で求める。微小区間の入出力端の電子速度からその区間での増幅度が計算される。

$$G_{0n}' = 10 \log_{10} \frac{P_{n'+1}'}{P_n'} = 10 \log_{10} \frac{P_n' + I_0 (U_{n'+1}' - U_n')}{P_n'}$$

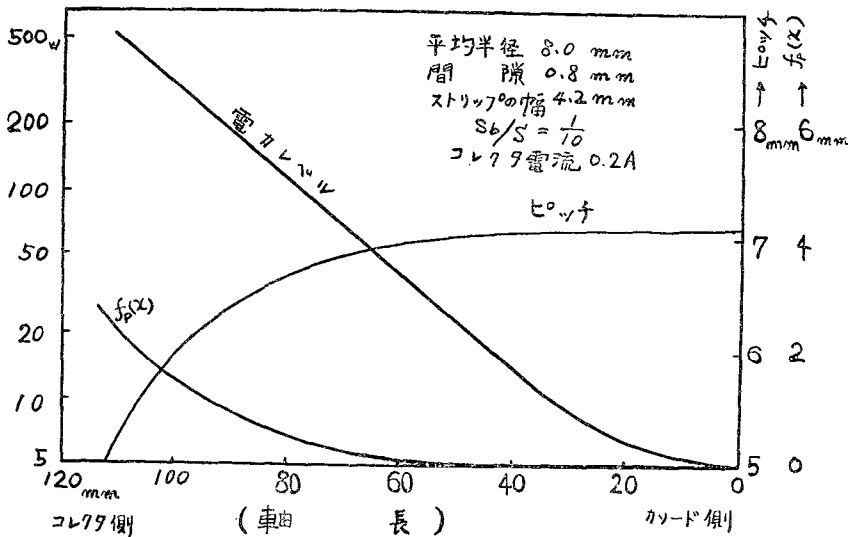
この増幅度をえるための回路長が計算できる。

$$x_{0n}' = x_{0n}' \{ C_{0n}', b_{0n}', (QC)_{0n}' \}$$

$$\Delta G_{0n}' = 54.6 x_{0n}' C_{0n}' f / u_n'$$

$$\Delta l_n' = G_{0n}' / \Delta G_{0n}'$$

以上の方法で計算すれば第4図になる。

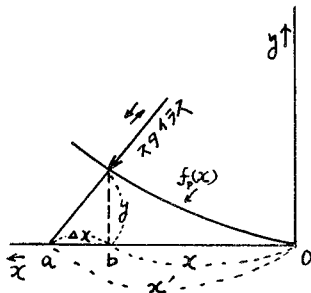


第4図 テーバスピードヘリカルストリップ進行波管の各位置での電力レベル，ピッチと遅波回路を切削するためのスタイラス做い曲線

§ 5.4 テーパスピード・ヘリカルストリツプ進行波管の製法

テーパスピード・ヘリカルストリツプ進行波管の遅波回路を製作するにはテーパピッチのネジを作らねばならない。テーパピッチのネジを製作する方法としては、つぎの三方法がある。

(a) スピンドルの回転数を計算し親ネジの回転数を数値制御する。(b) 油圧倣い旋盤のスタイラスを旋盤の軸に垂直に取り付け、スタイラスの動きを軸方向に変換させバイトを動かせる。スタイラスを曲線にそつて倣わせ、旋盤の親ネジとスピンドルとを連動させて一定速度でバイト台を送れば、バイト台とバイトとの運動が加わりテーパピッチのネジを切ることができる。(c) 油圧倣いの旋盤のスタイラスは油圧駆動軸方向にしか動けない。



第5図 テーパピッチネジの製法

方法であるが、其の機構を作るのが容易でない。ゆえに(c)の方法で製作した。

今スタイラスを倣せる曲線を $f_p(x)$ 、スピンドルが一回転するときのバイト台の送りを p_s 、バイトの刃先の送りを p_x とすれば次式が成立する。

$$p_x = \frac{p_s}{1 + \frac{df_p(x)}{dx} \cot \theta'}, \quad \tan \theta' = \frac{y}{4x}$$

今ピッチの形状が与えられたとき、いかなる曲線を倣せればよいかを計算する。

$$f_p(x) = \tan \theta' \left\{ p_s \int_0^x \frac{dx}{p(x)} - x \right\}$$

一例として §5.3 で計算したテーパスピード・ヘリカルストリツプ進行波管の遅波回路を製作する場合のスタイラス倣曲線を計算し第4図に示した。

第六章 遅波回路その他電極部品の設計ならびに加工法

§ 6.1 遅波回路の加工

遅波回路の製作には寸法により、らせん回路のごとく巻き込むことも可能であるが、加工精度の点で矩形ネジの切削法が適している。中空ネジであるから材質によりハンダ付け可能な場合は芯取り棒をハンダ付けし角ネジ加工を行ない、結合孔を放電加工機で加工した。結合孔の加工法はこの他に高速高密度電子流を使用する方法、電鋳法を使用する方法、銅パイプを集めてダイスびきする方法等がある。

§ 6.2 マイクロ波入出力回路

ヘリカルストリツプ線路の帯域幅は非常に広いから、入出力回路ならびにモード変換器はその性質をそこねないように非常に広帯域でなければならぬ。このため入出力回路には同軸ケーブルを使用した。モード変換方法としては同軸ケーブルで加えた電磁波をマイクロストリツプ線路に伝送し、さらにヘリカルストリツプ線路と外部導体との間隙に導きヘリカルストリツプ線路の伝送モードに変換する方法を実用化した。マイクロ波入出力同軸ケーブルの外部導体には内径

3.2mm の銅管を、内部導体ならびに絶縁体には同軸ケーブル RG55U の内部導体ならびに絶縁体を使用した。マイクロ波入出力回路の真空封止は同軸ケーブルとマイクロストリップ線路との接続点に近いところで行なった。非磁性の同軸封止は市販されていないのでネオプレンゴム封止とモリブデンガラス封止との二つを試作した。真空封止を含めた入出力回路のそう入損失は 10.5GC に於て約 2~3db である。また入出力ケーブルを含めたヘリカルストリップ線路の全損失は 10.5GC において約 13db である。

§ 6.3 水冷コレクタの設計

大電力進行波管ではコレクタ損失が大きくなるので水冷コレクタを設計した。熱交換が一様に行なわれると考えれば次式が成立する。

$$P_c = kQ'(T_c - T_w) \quad (6.1)$$

$$P_c = \frac{1}{R} - k(T_c - T_o) \quad (6.2)$$

(6.1)式, (6.2)式より T_c を消去する。

$$-\frac{1}{Q'} = -\frac{k}{P_c}(T_c - T_w) - R \quad (6.3)$$

コレクタの形状として同心半球面状の熱交換面を考え、内部球面 (半径 r_1) を集電面、外部球面 (半径 r_2) を水冷面と考えれば、この二球面間の熱抵抗は

$$R = \frac{R_0}{2\pi} \left(\frac{1}{r_1} - \frac{1}{r_2} \right)$$

となる。 $r_1 = 10^{-3}m$, $r_2 = 3 \times 10^{-3}m$, 材質を銅とすれば熱抵抗は 1sec deg/cal となる。コレクタ損失 60W, 冷却水温 20°C の場合集電面の温度を 72°C にするのに必要な水量を計算すれば 0.24g/sec となり、この水量を内径 4mm の管で流せば冷却水の流速は 1.9cm/sec となる。

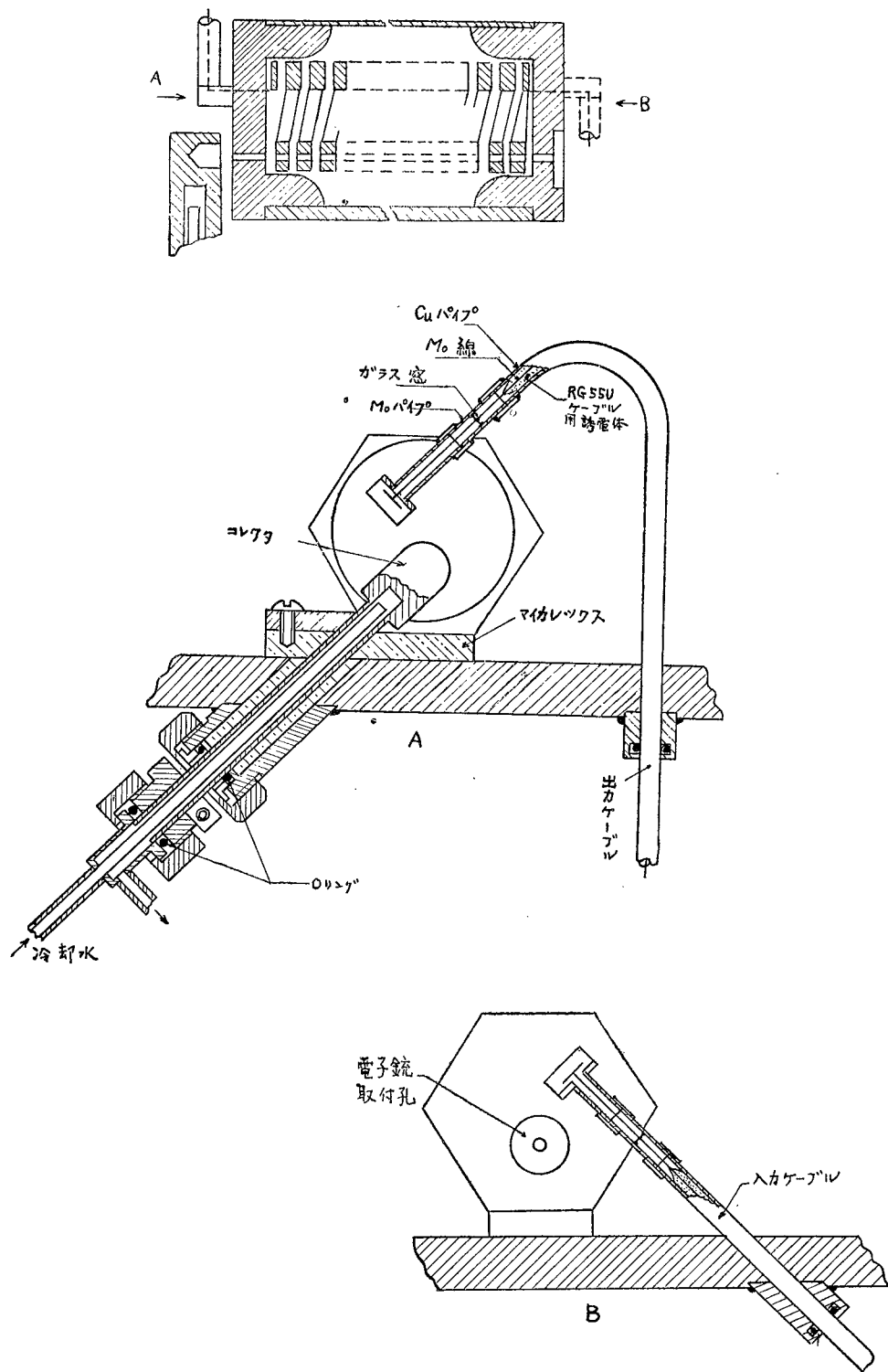
§ 6.4 陰極の設計製作

ヘリカルストリップ進行波管の陰極に適したカソードの市販品がなく最初ブラウン管用カソードを利用したが、その後ニッケル板よりしぼつて試作した。炭酸塩被覆には静電塗装法を使用し、炭酸塩を粉碎混合するためのボールミルを検討した。電子銃は平行電子銃を使用し電流密度は約 1A/cm² である。

第七章 結 語

超広帯域大電力進行波管に使用できるヘリカルストリップ進行波管を提案し其の特性を解析した。理論値と実験値とはよく一致し、この種の進行波管が超広帯域進行波管として実用できることがあきらかになつた。又設計法により使用目的に適したヘリカルストリップ進行波管の設計が確立した。テーパスピード進行波管は効率を高めるための新しいところみである。

終りに臨み本研究に終始御指導と御鞭撻とを賜つた東北大学の諸先生方に深甚の謝意を表する次第である。



第6図 水冷コレクタ及び入出力回路

記 号 表

<p>A : 初期損失(db)</p> <p>a_r : ストリップの幅(m)</p> <p>B : 1CN当りの利得(db)</p> <p>b_n : 速度パラメータ</p> <p>C : 利得パラメータ</p> <p>C_n : 利得パラメータ</p> <p>c : 光速(m/s)</p> <p>d : 損失パラメータ</p> <p>E_0 : 基準電界強度(v/m)</p> <p>E_z : 電界強度(v/m)</p> <p>e : 電子の電荷(c)</p> <p>F_n : 電界のデimeンションをもつ係数(v/m)</p> <p>f : 周波数(c/s)</p> <p>f_D : 倣い旋盤のスタイラス倣い曲線</p> <p>G : 利得(db)</p> <p>H : 磁界強度(AT/m)</p> <p>I_0 : 電子流の全直流電流(A)</p> <p>J_0 : 直流電子流密度(A/m²)</p> <p>j : 虚数単位</p> <p>K_n : 結合インピーダンス(Ω)</p> <p>K' : インピーダンス補正係数</p> <p>k : 1Kcal仕事量(Jule/Kcal)</p> <p>l : 遅波回路の軸長(m)</p> <p>m : 電子の静止質量(kg)</p> <p>$m' = 1, 2, 3, \dots$</p> <p>N : 電子流中にのる波の波数</p> <p>$n = 0, \pm 1, \pm 2$ 基本波および空間高調波の次数</p> <p>$n' = 1, 2, 3, \dots$ $n'' = 1, 2, 3, \dots$</p> <p>P : 電力流(w/m²)</p> <p>P_c : コレクタ損失(w)</p> <p>P_0 : 軸上の電力(w)</p> <p>P_{out} : 出力電力(w)</p> <p>p : ピッチ(m)</p> <p>Q' : 冷却水量(kg)</p> <p>QC (QC)_n : 空間電荷パラメータ</p> <p>q : プラズマ周波数補正係数</p> <p>r : 平均半径(m)</p> <p>r_n : 結合孔の半径(m)</p> <p>r_b : 電子流の半径(m)</p> <p>r_1, r_2 : 水冷球形コレクタの半径(cm)</p> <p>R : 熱抵抗 secdeg/Kcal, R_0: 1m³の熱抵抗sec deg m/Kcal m²</p> <p>S : 遅波回路の断面積(m²)</p> <p>S_b : 電子流の断面積(m²)</p> <p>Te, Tc, Tw : 水冷コレクタの熱発生源の温度, コレクタと冷却水との接触面の温度, 冷却水温°C</p> <p>t : 時間</p> <p>U : 電子流加速電圧(v)</p> <p>u : 電子流の速度(m/s)</p> <p>v_0 : 遅波回路の伝搬速度(m/s)</p> <p>W : 間隙(m)</p>	<p>x_0 : 増大波の増大定数(ネーパ/m)</p> <p>Z_0 : ヘリカルストリップ線路の伝送特性インピーダンス(Ω)</p> <p>$\hat{\Gamma}_n$: 遅波回路の位相定数(rad/m)</p> <p>ϵ_0 : 真空の誘電率</p> <p>θ : ピッチ角(rad)</p> <p>λ_0 : 波長(m)</p> <p>ω_D : プラズマ角周波数(rad/s)</p> <p>$\omega = 2\pi f$ (rad/s)</p>
---	--

審査結果要旨

進行波管はマイクロ波帯における増巾発振管として開発されたもので、その広帯域性が特徴である。しかし、大電力でしかも周波数帯域中の広いものは未だ見あたらない。

本研究は、大電力進行波管の遅波回路として超広帯域ヘリカルストリップを用いた新しい進行波管について述べたもので、その広帯域特性を理論および実験によつて明らかにし、従来の進行波管では実現し得なかつた超広帯域特性を示す事を実証している。又テーパ・スピード進行波管を考案し、進行波管の出力飽和の一因を取り除き能率を高めた。これは新しいころみで大電力進行波管の能率改善の基礎となるものと考えらる。

第1章より第2章までは、著者の工夫になる超広帯域ヘリカルストリップを用いた新規な進行波管について、その特性を理論的に解析したものである。

従来の大電力進行波管においては高周波回路の遅波率並に結合インピーダンスが周波数とともに変化し、かつ帯域濾波器特性を示すから超広帯域特性を得る事は困難であつた。著者の新考案の進行波管は(1)遅波率は帯域濾波器特性を示さず非常に広い周波数帯域にわたつて一定である。(2)基本波を利用出来るので結合インピーダンスの周波数特性が良い。(3)精密機械加工が容易で機械的並びに熱的に非常に丈夫であり大電力進行波管として使用できる。(4)遅波回路の伝送特性インピーダンスを入出力回路の特性インピーダンスと等しくし直接接続出来るのでインピーダンスの整合が容易である等、従来の進行波管に見られない特徴を持つている。

第3章は、第2章で解析した特性式を利用しヘリカルストリップ進行波管の設計法を明らかにしたものである。

第4章では、受動並びに能動特性を測定しこの新しい進行波管が超広帯域特性を有し実用し得る事を実証している。

第5章では、進行波管の出力飽和の原因を取り除いて能率を改善する新方式を提案し、これを利用したテーパ・スピードヘリカルストリップ進行波管の設計について述べている。

以上要するに本論文は新規な着想になる広帯域大電力進行波管の基礎的研究をなし、その設計の指針を与えたもので電子工学上有益な貢献と見られる。

よつて、本論文は工学博士の学位論文として合格と認める。