

UHF 送信管の諸問題

Some Problems Concerning UHF Transmitting Tubes

中田九州男* 久田 宏*
Kusuo Nakada Hiroshi Hisada

内 容 梗 概

電子走行時間がUHF送信管の動作に与える影響を検討し、それを軽減するための設計上の諸条件および付随して発生するインゼラ効果について考察した。さらに、大電力管の設計に有用な新しいスケーリング法について述べた。また、UHF送信管は動作部分の設計のほかに、導入部などの構造的設計が重要であるが、本報告では、同軸形導入部のインダクタンスおよび自己中和周波数の計算例を新しいタイプのUHF送信管4F16R, 5F60R, H5824について示した。

1. 緒 言

UHF (300~3,000 Mc/s)帯における各種通信の実用化は、わが国でも最近いよいよ活発になろうとしている。日立製作所ではセラミック封止を用いたUHF送信管各種を開発してUHF通信の実用化に寄与しつつあり、すでに列車無線電話、工業テレビジョンの無線伝送などの新しいUHF通信をはじめとして各種の用途に新形のUHF送信管が採用され、すぐれた性能を発揮している。

UHF帯で用いられる送信管には、グリッド制御管すなわち3極管および4極管のほかに、クライストロン、進行波管などがあり、その優劣についてはいまだに論議がくり返されているが、少なくとも周波数 1,000 Mc/s 以下ではグリッド制御管がほかの品種に比べて有利であると考えられる。特にこの範囲で用途の多い出力 1kW 以下の送信管としては、同軸構造の4極管がすでにきわめて安定に製作され、さらに高い周波数や大きい電力のものも同じ構造で設計が可能である。

このようなUHF 4極管の構造や製作については、セラミック封止技術を中心としてさきに報告した⁽¹⁾。ここでは電気的特性に関する設計上の諸問題について、UHF送信管4F16R, 5F60RおよびH5824に適用して検討した結果を報告する。

2. 電子走行時間と電極設計

2.1 電子走行時間とその影響

空間電荷を無視した平板電極系において、電極間の距離を d (m)、電極間電圧を V (volt)とすれば、電子走行時間 τ (sec)は電子の運動方程式を解くことによって次のように表わされる。

$$\tau = \sqrt{\frac{2m}{|e|}} d V^{-\frac{1}{2}} \dots\dots\dots(1)$$

ここに m : 電子の質量 9×10^{-31} kg

e : 電子の電荷 1.6×10^{-19} クーロン

動作周波数を f (c/s)としたとき、その周期 T ($= \frac{1}{f}$ sec)と τ との比

$$\frac{\tau}{T} = f \sqrt{\frac{2m}{|e|}} d V^{-\frac{1}{2}} \dots\dots\dots(2)$$

$$= 3.36 f d V^{-\frac{1}{2}}$$

f : Gc/s

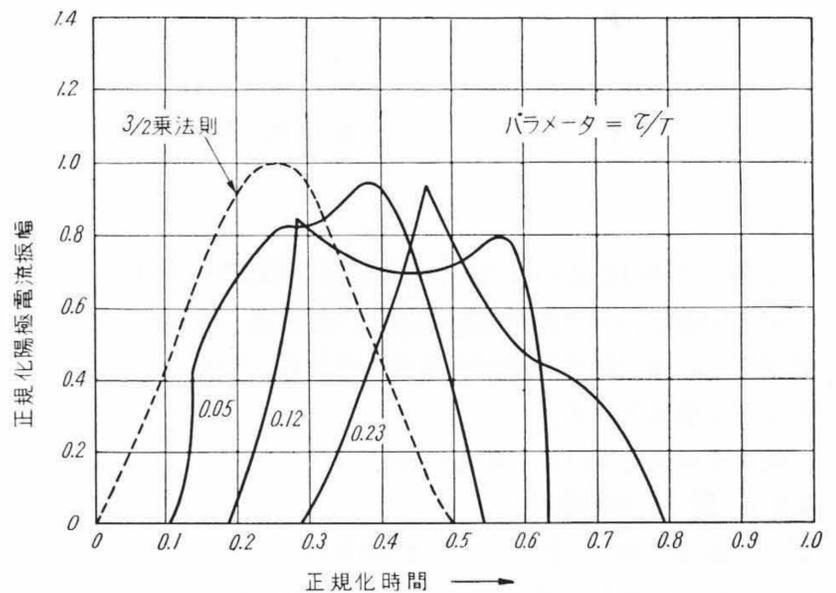
d : mm

V : volt

はグリッド制御管のUHF動作特性に関係する重要な因子である。

ことに、カソード・グリッド間では加速電界が弱いのでこの部分の

* 日立製作所茂原工場



縦軸は低周波の電流振幅で、横軸は動作周波数の周期で、それぞれ正規化されている。横軸原点は陽極電流の流れはじめる瞬間を示す

第1図 走行時間をパラメータにした陽極電流波形の一例⁽²⁾

電子走行時間が決定的役割を果す。

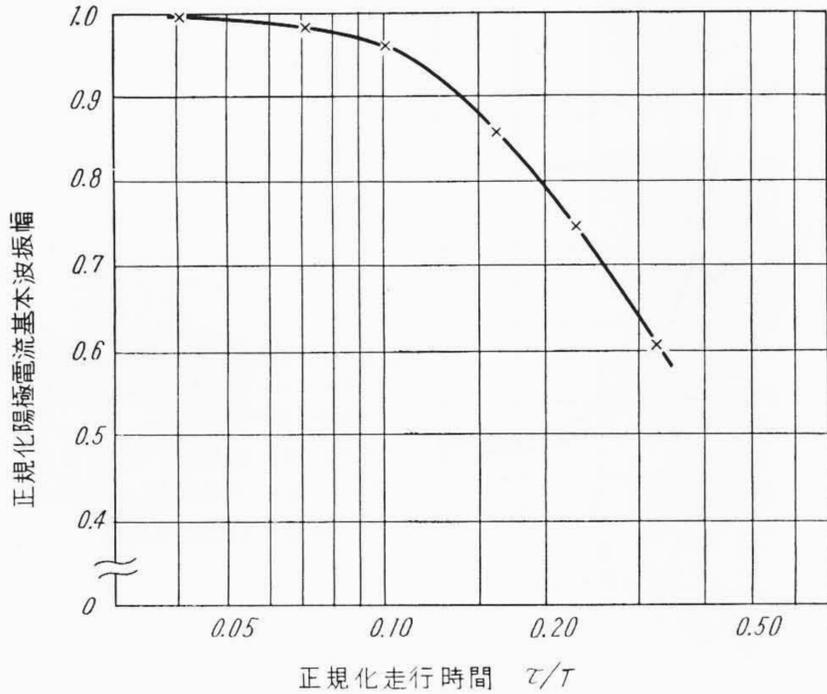
一般にはカソード・グリッド間の $(\tau/T)_{gk}$ の値が0.3を越えると電子走行時間の影響による能率の低下が顕著になるとみられている。 $(\tau/T)_{gk}$ と実用的な動作可能最高周波数についてはあとにスケーリングと関連して考察する。次に (τ/T) が大きくなるとどうして動作能率が下るのかについて若干検討してみる。

2.1.1 陽極電流波形に及ぼす τ の影響

周波数が低い場合には、C級増幅回路における陽極電流波形は流通角に対応した幅をもつ正弦波の一部に近い。ところが τ/T が無視できないほど高い周波数になると、作用空間内に電子密度の不均一が起り、そのため誘導電流を生じて陽極電流波形は正弦波とはほど遠いものとなる。またグリッド励振電圧に対する陽極電流の位相も遅れる。Sutherland⁽²⁾はこういう場合の陽極電流波形を3極管について理論的に検討し、電子計算機で数値的に求めている。第1図はその結果で、B級動作の場合の一例である。陽極回路に取出される出力は陽極電流波の基本波成分振幅に比例する。第1図をみても $(\tau/T)_{gk}$ が大きくなるにつれて陽極電流基本波成分が減少していく傾向が認められるが、第2図はこの関係を第1図と同様な場合について直接示したものである。第2図によると $(\tau/T)_{gk}$ の増大にしたがって陽極電流基本波成分振幅の急激な減少がみられ、 $(\tau/T)_{gk}=0.3$ の付近で振幅は低周波のときの半分になってしまう。動作能率を考えると実用的にはこのへんが限界である。

2.1.2 電子走行時間の実際例

電子走行時間の短縮がUHF送信管設計上の重要な条件である



第2図 走行時間と陽極電流基本波振幅の関係の一例⁽²⁾
 縦軸は低周波の場合の陽極電流基本波成分振幅で、横軸は周期で、それぞれ正規化されている。

ことは上述のとおりである。UHF送信管 4F16R, 5F60R および H5824 について $(\tau/T)_{gk}$ を計算して周波数との関係を示したのが第3図である。第3図の各直線の計算には(2)式の V として

$$V_g = V_{gm} + \frac{E_{C2}}{\mu} \text{ (volt) } \dots\dots\dots (3)$$

なる等価グリッド電圧をとった。ここに

- V_{gm} : 第1グリッドせん頭正電圧
- E_{C2} : 第2グリッド直流電圧
- μ : 第2グリッド増幅率

を表わす。各電極の電圧などとしては各管種のC級電行動作例に示されている数値を用いた。

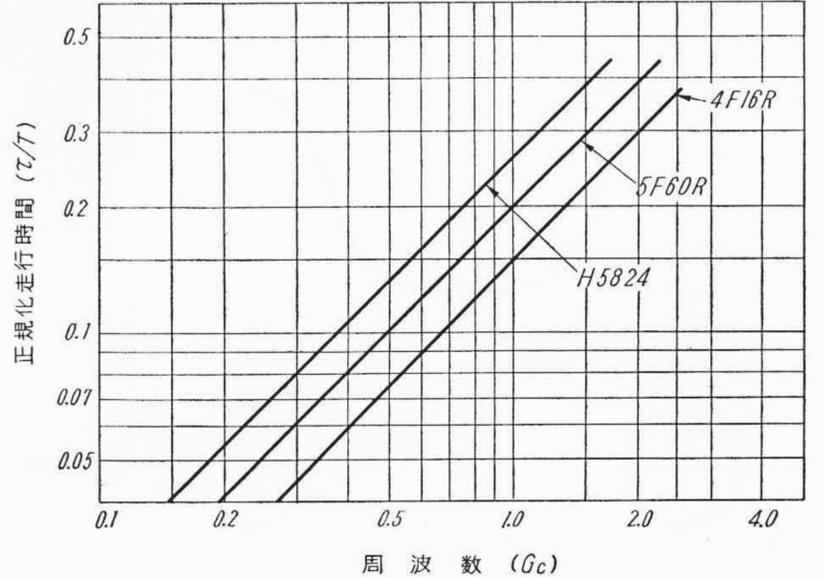
2.2 電子走行時間の短縮

UHF動作特性に大きな影響を及ぼすカソード・グリッド間の電子走行時間を短縮するには、(3)式で与えられる V_g を大きくするか、あるいはカソード・グリッド間隔 d_{gk} を小さくするかのどちらかである。

d_{gk} には管球製作時のカソード・グリッド相互の偏心、動作時の両者の熱膨脹差による間隔の変動、グリッドの温度上昇による変形および熱電子放射などがおもな原因となって最小値に実用上の限度がある。現在の技術では出力100W程度以上の同軸形電極構造のUHF送信管の d_{gk} は傍熱形カソードの場合で0.1mm、トリウムタングステンカソードでは0.3mmより小さくすることは危険であろう。

一方、 V_g を大きくするには(3)式によると μ を小さく設計し、 V_{gm} および E_{C2} の大きな動作条件を選ばよ。 V_{gm} は回路設計上所要出力およびそれに伴ってきまる陽極電流などの諸条件から球の正格子特性に基づいてきめられるが、一般に E_{C2} をこえることはできない。実際のUHF4極管では E_{C2} の $\frac{1}{2} \sim \frac{1}{10}$ 程度が多い。 V_{gm} を大きくすれば電子走行時間の短縮による陽極効率の改善は期待できる。しかしUHF増幅回路では一般に入力インピーダンスを高くとれないので、 V_{gm} を高めるには大きな励振電力を要し、電力利得が低下する。

μ を小さく設計しかつ E_{C2} の高い動作条件を選ぶということは、ともに第2グリッドの直流電界による電子の直流速度成分の増大を意味する。 E_{C2} を高めるとそれだけ陽極直流電圧との差 $(E_b - E_{C2})$ が少なくなり、したがって陽極交流電圧の振幅が小さくならざるを得ない。なぜならば陽極電圧が第2グリッド電圧に近く、あるいはそれ以下に低下すると、第2グリッド電流は急増し第2グリッド損



第3図 UHF送信管4F16R, 5F60RおよびH5824の周波数と電子走行時間の関係

失過大となるためである。しかしUHF4極管の場合、回路的条件から出力インピーダンスを高くすることは困難なので陽極交流電圧の振幅を比較的小さくとり、その代り電流を大きくするような条件を選ぶのがかえって有利であると考えられる。この考え方からいくと、第1グリッドと第2グリッドの線の位置をそろえる、いわゆる“目合わせ”を完全に、できるだけ第2グリッドに流れこむ電子流を減らし、さらに第2グリッドの熱的特性を改善すれば E_{C2} をある程度高くとることができて電子走行時間の短縮に役立つ。

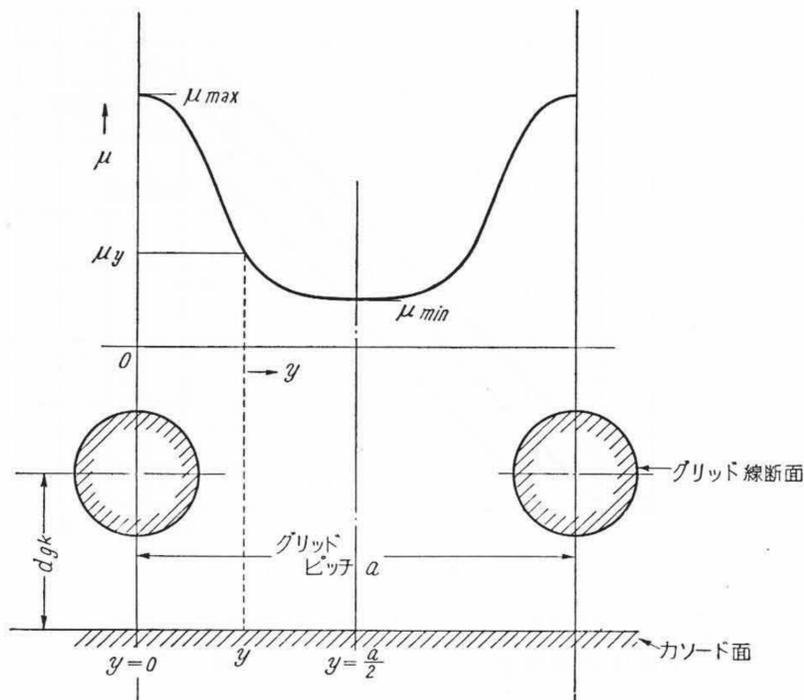
最後に μ を小さくするには第1グリッド線のピッチを荒くする必要がある。ところが、第1グリッドのピッチを荒くすると、あとで述べるインゼラ効果が現れて特性の直線性を悪くする。また、第1グリッドと第2グリッドの目合わせは、上述のように第2グリッド電流を少なくして損失過大になるのを防ぎ電子をビーム状に絞るためにぜひ必要であるが、それには第1グリッドと第2グリッドの線数は等しくなければならず、第1グリッドのピッチを荒くすれば必然的に第2グリッドのピッチも荒くなる。しかし第2グリッドのしゃへい効果によって入、出力の結合を減少するところに4極管の利点があり、グリッドのピッチを荒くすることはこのしゃへい効果を減ずる結果となってかまばしくない。したがって μ を小さくするにはもう一つの方法、つまり第1グリッド線を細くしなければならない。この場合にはグリッドの製作技術と、熱的特性が問題となる。すなわち、細い線をこまかいピッチで正しく配列し、かつ第2グリッドとの目を完全に合わせ、熱的にも負荷に十分耐えなければならない。4F16Rなどにみられる特殊銅合金グリッドの放電加工による製作⁽⁴⁾は、これらの条件をみたす一例である。

なお μ の値は普通5~20程度にとられることが多い。

2.3 UHF送信管のインゼラ効果

UHF送信管では電子走行時間を短縮するため d_{gk} を極力小さく設計する結果、いわゆるインゼラ効果の現われることがある。また、これを承知の上で d_{gk} を小さく設計することもある。たとえば許容陽極損失150Wの強制空冷管4F15R(4X150A)はUHF送信管として非常にすぐれた球で、広く使われているが、この場合 $d_{gk}/$ グリッドピッチの比は約1/2.2となっており、かなりひどいインゼラ効果が認められる。インゼラ効果によるグリッド電圧—陽極電流特性のすその非直線性は、これら送信管の主用途であるC級増幅の場合にはたいして問題にならないので、それよりも電子走行時間の短縮を重視してこのように小さな d_{gk} の設計がなされたのであろう。

インゼラ効果は特性曲線のすその曲りのほかに、特性定数の上では μ の低下となって現われる。一般にインゼラ効果のある場合の μ は、第4図に示すようにグリッドの1ピッチ間の各点で違った値



第4図 インセル効果のある場合の μ の分布⁽³⁾

をもっている。すなわち y 点の μ は次の式で与えられる⁽³⁾。

$$\mu_y = \frac{4\pi \frac{d_{jk} + d_{jp}}{a} \cdot \frac{\sinh 2\pi \frac{d_{gk}}{a}}{\cosh 2\pi \frac{d_{jk}}{a} - \cos 2\pi \frac{y}{a}} - 4\pi \frac{d_{gk}}{a}}{\ln \left\{ 1 + \frac{\sinh^2 2\pi \frac{d_{jk}}{a}}{\sin^2 2\pi \frac{R}{a}} \right\} - 4\pi \frac{d_{jk}}{a} \cdot \frac{\sinh 2\pi \frac{d_{gk}}{a}}{\cosh 2\pi \frac{d_{jk}}{a} - \cos 2\pi \frac{y}{a}}}$$

(平面3極管).....(4)

- ここに d_{gk} : カソード・グリッド間距離
- d_{jp} : グリッド・陽極間距離
- a : グリッドピッチ
- R : グリッド線半径

外部からは全体で総合された μ が観測され、この値は普通使われるインセル効果を考慮しない μ の計算式から求めた値よりずっと小さく出る。インセル効果がひどいほどこの差は大きい。

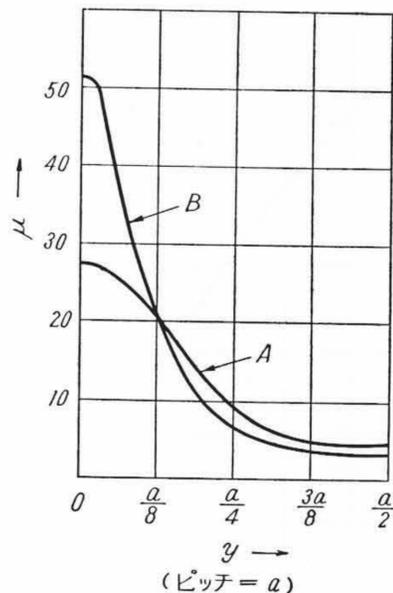
4極管の第2グリッド増幅率のインセル効果を調べるには、第2グリッドを3極管の陽極とみなして(4)式を適用して μ の変動を計算する。 μ はグリッド線の直下で最大、線と線の間で最小となる。それぞれの値を μ_{max} , μ_{min} とすると、インセル効果の程度を示す μ の波状率 W が次のように定義される。

$$W = \frac{\mu_{max} - \mu_{min}}{\mu_{max} + \mu_{min}} \dots\dots\dots(5)$$

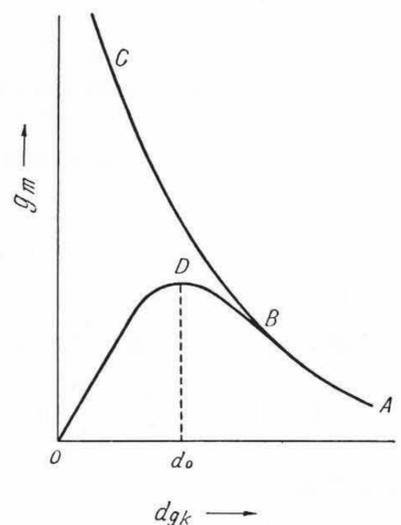
4F15R について1ピッチ間の μ の変動を実際に計算すると第5図曲線Aをうる。(4F15Rは円筒電極系であるが d_{gk} , d_{jp} が円筒の直径に比して十分小さいので平面電極系の式(4)をそのまま用いた。)この場合 $\mu_{max}=27$, $\mu_{min}=5.3$, $W=0.67$ 程度になっている。

ピッチ a が一定であれば d_{gk} が小さくなるほどインセル効果ははなはだしくなる、すなわち波状率 W が増大する。4F15R で d_{gk} だけが正常な寸法より10%小さくなった場合を仮定して計算を行うと $\mu_{max}=52$, $\mu_{min}=4.2$, $W=0.85$ となり、 μ の分布は第5図曲線Bのようになる。実際こういう条件の管球を作って測定した結果、第1表に示すように外部から観測される μ の平均値は低下した。

インセル効果のもう一つの影響は相互コンダクタンス g_m の低下となって現われる⁽⁴⁾。相互コンダクタンスは、インセル効果を考慮しない計算では第6図の曲線A—B—Cに沿って d_{gk}^2 に逆比例して高くなるはずである。ところが実際にはインセル効果のためにグリッド線に近い μ の高い部分が早くカットオフされ、有効カソード面



0 はグリッド線の中心を示す。Aはグリッド・カソード間隔正常なもの、Bは10%小のものの場合
第5図 4F15Rのインセル効果：グリッドの半ピッチ間の μ の分布を計算した例



第6図 グリッド・カソード間隔 d_{gk} と相互コンダクタンス g_m の関係⁽⁴⁾

第1表 4F15R の特性変化

	μ の平均値	g_m の平均値
正常な球	5.1	11.3 m $\bar{\nu}$
d_{gk} 10% 小	4.2	10.1 m $\bar{\nu}$

上表に示した値はそれぞれ数個の試作球の実測値の平均である。

積が減少するので、 g_m は D点で最高となったあとは d_{gk} が小さくなるほど低下する。4F15R では明らかにこの傾向が認められた。すなわち、第1表に示したとおり、 d_{gk} が10%小さい球の g_m の平均値は正常な球のそれより10%強低下している。 g_m が高ければ励振電圧は低くてすみ、電力利得の向上には有利であるが、電子走行時間のほうから d_{gk} の小さいことが要求されるので、 g_m だけを考えた最良点 d_0 に設計されるとは限らない。上記のように4F15Rの d_{gk} は d_0 よりかなり小さいところにある。 g_m と電子走行時間を考慮して、どこを最も有利な妥協点とするかはいろいろ見方があり、 d_{gk} の設計点もそれによって異なってくるが、詳細な理論的検討は今後に残された問題である。いずれにしても、やはりグリッドのピッチを細かくしてインセル効果を防ぎながら d_{gk} をできるだけ小さく作る方向に進むわけで、製作技術と材料の進歩にまつところが大きい。

4F16Rタイプはすでに報告⁽¹⁾したように、独得の製法と材料によりこの要求を実現している。4F16Rの d_{gk} は4F15Rのそれとほとんど等しいが d_{gk} /グリッドピッチの比は1/1.1に作られておりインセル効果はほとんど認められない。したがって直線性が良好でカットオフが良く、最近ふえつつあるテレビのサテライト局用送信機のように直線増幅を行う場合には、従来の球では得られないすぐれた性能を発揮する。

2.4 スケーリングによる設計

2.4.1 電子走行時間のスケーリング

実用的な設計においては理論的に求められる設計諸元の絶対値

第2表 各種のスケーリング

条 件	d	I_0	P_0	d	I_0	P_0
$V \propto f^2$ (波長縮尺)	一定	f^3	f^5	一定	$P^{\frac{3}{5}}$	P^1
$d \propto f^{-1}$ (完全縮尺)	f^{-1}	f^2	f^2	—	—	—
$d^2 \propto V^{\frac{5}{2}}$ (電力密度一定)	$f^{-\frac{5}{3}}$	$f^{\frac{4}{3}}$	一定	$P^{\frac{1}{2}}$	$P^{-\frac{2}{5}}$	一定
$d \propto V$	f^{-2}	f^1	f^{-1}	$P^{\frac{2}{5}}$	$P^{-\frac{1}{5}}$	$P^{\frac{1}{5}}$
$d^2 \propto V^{\frac{3}{2}}$ (電流密度一定)	f^{-3}	一定	f^{-4}	$P^{\frac{3}{10}}$	一定	$P^{\frac{2}{5}}$
$d^{\frac{3}{2}} \propto V$ (5F60Rのスケーリング)	f^{-4}	f^{-1}	f^{-7}	$P^{\frac{4}{15}}$	$P^{\frac{1}{3}}$	$P^{\frac{11}{15}}$
$d^2 \propto V$ (電圧縮尺)	—	—	—	$P^{\frac{1}{5}}$	$P^{\frac{1}{5}}$	$P^{\frac{3}{5}}$

よりも既存の品種の設計諸元を利用してこれからのスケーリング(いわゆる縮尺または倍尺)によって異なった動作条件の品種に対する設計諸元を求める方法が行われる。UHF送信管には特にこの方法が有効で、その基本式は2.1の式(2)から次のように求められる。すなわち(2)の両辺を二乗すると

$$\left(\frac{\tau}{T}\right)^2 = \frac{2m}{|e|} \cdot \frac{f^2 d^2}{V} \dots\dots\dots(6)$$

となり、異なった電子管の間でも電子走行時間による影響、たとえば能率の低下などが一定の割合で起るためには $\frac{\tau}{T}$ が一定でなければならない。すなわち無次元のパラメータとして

$$K = \left(\frac{\tau}{T}\right)^2 = \frac{2m}{|e|} \cdot \frac{d^2 f^2}{V} \dots\dots\dots(7)$$

なる値を定義したとき、 K が定数となるよう d 、 f 、 V の関係を適当に選ばば電子走行時間に関するスケーリングが行われる。しかし d 、 f 、および V を変化させるとこれらの要素とともに電流密度と電力密度が変化し、設計上の制限を与える。これらをそれぞれ I_0 および P_0 とすると、 d および V との関係はChild-Langmuirの式によって与えられる。すなわち

$$I_0 = \frac{4\epsilon_0}{9\sqrt{2|e|}} \cdot \frac{V^{\frac{3}{2}}}{d^2} (A/m^2) = K_1 \cdot \frac{V^{\frac{3}{2}}}{d^2} \dots\dots\dots(8)$$

$$P_0 = VI_0 = K_1 \frac{V^{\frac{5}{2}}}{d^2} (W/m^2) \dots\dots\dots(9)$$

スケーリングによって既存の品種から新しい品種を設計しようとする場合その目的は大別すると次の二つになる。

- (1) 動作周波数を高くすること
- (2) 電力を大きくすること

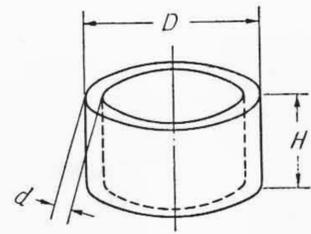
これらの目的に対して基本式(7)における d 、 f 、 V の組合せをいろいろ変化させた場合の、周波数に対する電極間隔、電流密度および電力密度の変化を(8)(9)式によって求め、比較したのが第2表である。また、電力 P に対してはかりに電極寸法がすべて d に比例して変化するものとすれば

$$P = K_2 P_0 d^2 \dots\dots\dots(10)$$

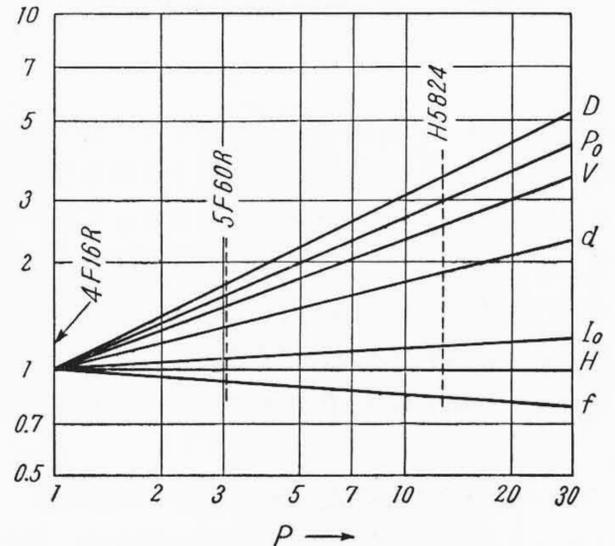
として表わされるから、これを用いて諸元の電力に対する変化を求め、第2表の右3行に示す。

当然ながら電極間隔 d は大きいほど製作が容易であり、電流密度 I_0 、電力密度 P_0 は小さいほど材料的、構造的に設計が楽である。したがって第2表のいろいろなスケーリングの中で、製作技術に応じて適当な方法を選ぶわけで、たとえば、動作周波数を高くするために、 d と I_0 の変化の妥協点として電力密度が一定の $d^2 \propto V^{\frac{5}{2}}$ に相当する方法が提案されている⁽⁵⁾。

これに対し電力を大きくしようとするれば製作技術上当然電極間隔を大きくしなければならず、 d を大きく代えても f があまり変わらないようなスケーリングが望ましい。第1表における $d^{\frac{3}{2}} \propto V$ の条件は4F16R(許容陽極損失115W)から5F60R(同350W)をス



第7図



第8図 4F16Rを基準とした5F60RおよびH5824の諸元の変化

ケーリングによって設計する際に用いたもので、これによると f は d の4乗根に逆比例する、つまり電極間隔を2倍にしても周波数は $2^{-\frac{1}{4}} = 0.84$ 倍にしか下らぬことになり周波数をほとんど下げないで大幅に電力を増加させることができる。

2.4.2 電子走行時間に無関係な部分のスケーリング

ここまでは考察の便宜上電極寸法はすべて d に比例するものとしたが、電子走行時間に関するかぎり d は電子流の方向の長さ、つまり電極間隔だけに適用すべきもので、そのほかの寸法は別の要素によって制限される。

$d^{\frac{3}{2}} \propto V$ の条件では電極間隔がかなり大きくできるので、電極間静電容量に関する制限が楽になるから電極面積をできるだけ大きくして、電流密度や電力密度を電力に関して第1表の値よりさらに下げることができる。

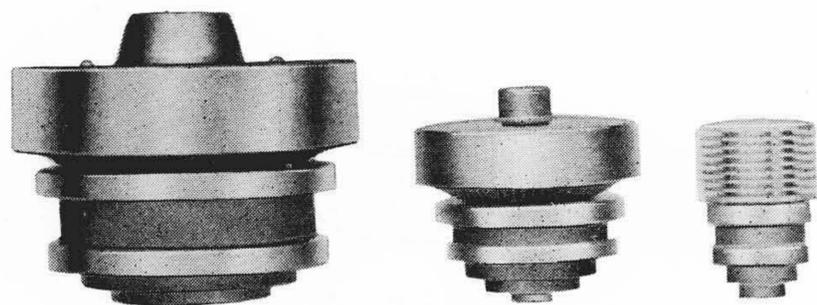
同軸形円筒構造の場合、電極の高さ H (第7図)に関しては軸方向の高周波電位の変化が無視できる程度でなければならない。したがって電極の高さが波長に対して一定の割合になること、つまり、 $H \propto f^{-1}$ がスケーリングの一つの条件になる。

また、電極の直径 D に対しては製作誤差によって円周上に電界の不均一が生じると高周波の波がのることになるので実用上限度があるとされているが、理論上は制限がないはずである。したがってここでは $D^2 \propto P$ を条件として電力密度を下げるようにする。

以上の考察から同軸形円筒構造の場合に対して電力を大幅に増加させるためのスケーリングの条件が次のように与えられる。

- (1) $\frac{d^2 f^2}{V} = \text{一定}$
 - (2) $d^{\frac{3}{2}} \propto V$
 - (3) $H \propto f^{-1}$
 - (4) $D^2 \propto P$
-(11)

これらの条件から得られる設計諸元の変化を電力を横軸にとって示すと第8図のようになる。4F16Rを基準とすると5F60RおよびH5824の設計諸元は第8図にそれぞれ示した位置に相当し、



左から H 5824(1,500W), 5F60R(350W), 4F16R(115W)

カッコ内は許容陽極損失

第9図 同軸円筒構造のUHF送信管

あとの二品種において電力が大幅に増加しているにもかかわらず最高周波数はあまり下らず、電極間隔は十分増加し電流密度はあまり増加していないことがわかる。このスケーリングでは電力の増加に対して電極の高さはあまり増加せず直径のほうが大幅に増加するので、第9図の写真からもわかるように電力が大きくなるにつれて全体の形が平たくなっていく。これは電極の伝導による冷却効果の点で有利であり、 P_0 のある程度の増加が許される原因になる。

2.4.3 スケーリングからみたUHF送信管の設計限界

本来スケーリングによる設計では諸元は相対的にきまってくるので基本条件に関する絶対値を正確に求めることは困難である。しかし一応の目安として実際の設計について計算すると次のように設計限界を与える数値が得られる。

4F16Rの場合、公称最高周波数1215 Mc/sにおいて $K = \left(\frac{\tau}{T}\right)^2$ の値は0.033程度である。実際の動作可能限界はもっと高く、おそらく2,000 Mc/s程度と考えられているが、この場合で K は約0.1となる。これは文献(2)に報告されている電子走行時間に対する解析可能な範囲の限界とほぼ一致し、これ以上の K の値ではB級動作において高周波の1サイクルの間にカソードを出た電子が次のサイクルまでカソード・グリッド空間に残ることになるので、実用上動作可能の限界を与える数値と考えてよい。

電極の軸方向の長さ H としてはカソードの塗布長(電子放射部分)をとると最短波長に対し約 $\frac{1}{20}$ である。この場合電極面の軸方向の電位分布は最大振幅に対し最小振幅が95.1%、平均振幅が98.1%となる。これに対しては従来 $\frac{\lambda}{8}$ あるいは $\frac{\lambda}{16}$ が限界とされている。

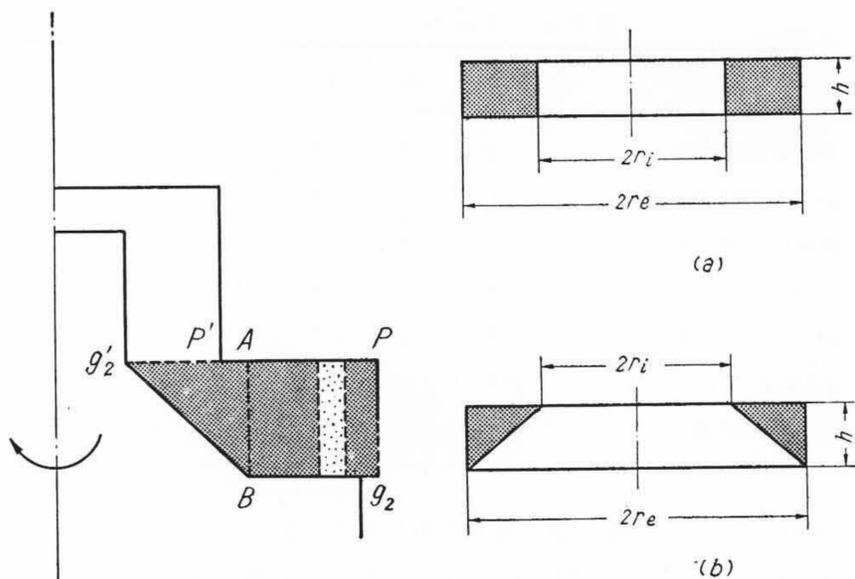
電極の直径に対しては前述のように理論上制限はないはずであるが、実用上 $\frac{\lambda}{3}$ 以下にすることが望ましいといわれている⁽⁵⁾。われわれの場合、もっとも大きいH5824において D として陽極の直径をとると約 $\frac{\lambda}{6}$ である。このスケーリングによってさらに大電力の品種を設計した場合に D が $\frac{\lambda}{3}$ をこえることになるが、 $\frac{\lambda}{3}$ という値が円周長と波長が等しくなるということ以外にどの程度の根拠があるかは疑問である。

3. UHF送信管の構造設計

3.1 UHF送信管の構造的特長

UHF送信管は普通空洞共振器と組み合わせて使われるため、回路的にみると球の内部と外部の区別が明確でない。したがって電極の支持体、導入部分、端子などの形状を回路に適合した、高周波的に有利な形状に設計する必要がある。これは、電子走行時間、静特性そのほか電子管本来の設計に劣らぬ重要な点である。一般的な条件をあげると次のとおりである。

- (1) 導入部分の自己インダクタンスが小さいこと
- (2) 入、出力のしゃへいが完全であること
- (3) 外囲器絶縁物の誘電体損失が少ないこと



第10図 同軸構造の出力部

第11図 回転体の断面

(4) 表皮効果によるロスを防ぐこと

このうち(3)を満足するにはガラスの代りに低損失のセラミックを用いることが有効であるし(4)は直径の大きい扁平な形状とし部品の表面をなめらかに仕上げればよい。最近のUHF送信管の構造では、これらの条件がよく満足されている。(1), (2)について次に若干考察する。

3.2 同軸形導入部の自己インダクタンス

導入線インダクタンスがグリッド制御管の高周波動作の障害となることはよく知られている。直径1mm長さ1cmの導体のインダクタンスは $6 \times 10^{-9} H$ であり、これが1,000 Mc/sで呈するインピーダンスは約40Ωに達する。導入線インダクタンスを減らすために最近のUHF送信管はほとんど例外なく同軸形端子構造となっている。この構造はインダクタンスがきわめて小さくできるばかりでなく、空洞共振器と組み合わせるにも都合がよい。このような同軸形導入部をもつUHF送信管の出力回路自己インダクタンスの計算例を次に示す⁽⁶⁾。

第10図において p, g_2 はそれぞれ陽極および第2グリッドの端子(リング) p', g_2' はそれぞれの有効電極部分の下端を示す。出力部導入線インダクタンスとしては、 $p p' g_2' g_2$ で囲まれる多角形の管軸に対する回転体の自己インダクタンスをとる。すなわち、陽極と第2グリッドを切離して考えずに両方含めた出力回路として取扱う。計算にはまず $p p' g_2' g_2$ なる多角形を矩形 $P A B g_2$ および三角形 $A B g_2'$ に分けてそれぞれの回転体の自己インダクタンスを求めてから直列に加える。第11図(a)の矩形断面回転体の自己インダクタンスは、

$$dL = \mu_0 \frac{H_n dx dy}{H_1 \cdot 2\pi x}$$

$H_n = H_1 =$ 回転軸のまわりの円に接線方向の磁界の強さ

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \int_{x=r_i}^{x=r_e} \int_{y=0}^{y=h} \frac{dx dy}{x} = \frac{\mu_0 h}{2\pi} \ln \frac{r_e}{r_i}$$

$\mu_0 = \frac{4\pi}{10^7} (H/m)$ を代入すると

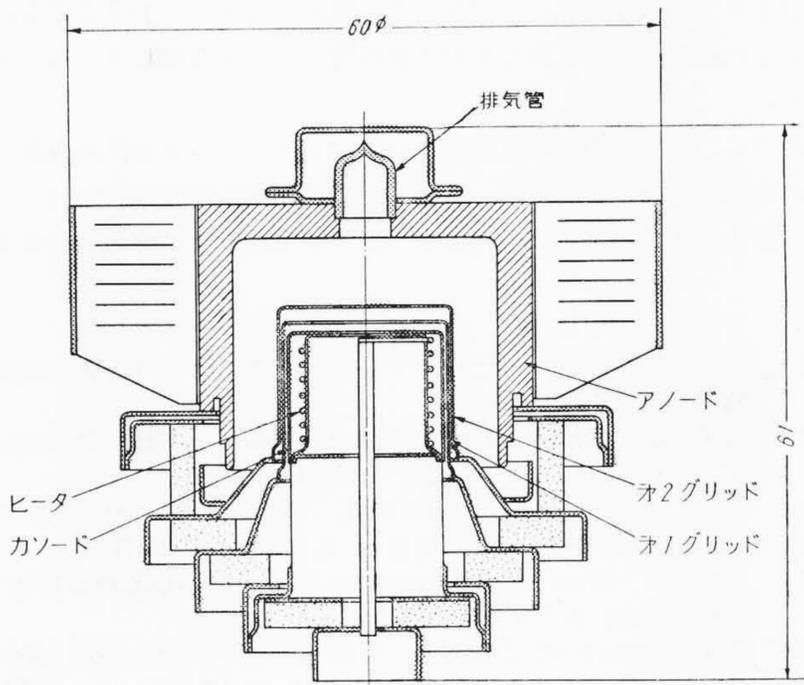
$$L = 2 \times 10^{-7} h \ln \frac{r_e}{r_i} (H) \dots \dots \dots (12)$$

$h: m$

同様に第11図(b)の三角形断面回転体の自己インダクタンスは

$$L = 2 \times 10^{-7} h \left(1 - \frac{r_i}{r_e - r_i} \ln \frac{r_e}{r_i}\right) (H) \dots \dots \dots (13)$$

となる。実例として第12図に断面を示す5F60Rの出力部自己インダクタンスを計算すると $L = 1.04 \times 10^{-9} H$ となる。入力部分についても、グリッドとカソードの導入部を一緒にして上とまったく同



第12図 UHF送信管5F60R断面図

様のやり方で計算することができる。5F60Rでは $1.05 \times 10^{-9}H$ を得た。同軸形でない場合の例として4F15Rの入力部について往復線路の自己インダクタンスの計算式を適用すると、 $3.2 \times 10^{-9}H$ となる。4F15Rはカソード導入線に 1.3ϕ の線を4本並列に接続してインダクタンスの減少を図った設計になっているが、それでも同軸形に比べると約3倍のインダクタンスをもっていることがわかる。

3.3 UHF送信管の自己中和⁽⁷⁾

UHF帯の増幅回路では入力側と出力側のわずかな結合によっても、不要の帰還による障害が起るので球の設計には入、出力のしゃへいを十分考慮しなければならない。4極管は第2グリッドのしゃへい効果によって3極管に比べると結合が非常に小さいという利点がある。

管内における入、出力の結合は

- (1) 電極支持部、導入線部の結合
- (2) 電極有効部分の結合

の二つに分けられる。(1)は構造をくふうすることによって十分小さな値にすることが可能である。たとえば第2グリッドの導入部を円錐状の金属板で作し、下端をリング封止して完全に接地すれば、結合は無視できる値に減少する。これに反して(2)はグリッドの網目を通しての静電および電磁結合であり原理上0にすることはできない。

電磁結合と静電結合は位相が逆で周波数特性が異なるため、特定の周波数で相殺する。これを自己中和周波数といい、UHF送信管設計上の重要な指標の一つである。超短波送信管の自己中和周波数に関しては文献(7)に小松氏の詳しい報告がある。以下はそれに基づいた計算の一例である。

4極管の自己中和周波数 f_N (c/s)は次式で与えられる。

$$f_N = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{M C g_2 p \frac{C g_1 p_2}{C p g_1}}} \text{ (c/s) } \dots\dots\dots (14)$$

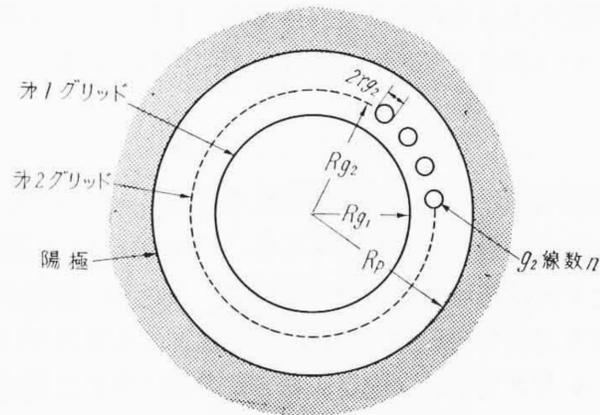
ここに、 M : 入、出力間の電磁結合(相互インダクタンス)(H)

C : それぞれの電極間の静電容量(F)

C は幾何学的形状、および寸法がわかれば比較的簡単に計算できるが、 M をいかにして求めるかが問題となる。文献(7)によると、グリッド線に流れる高周波電流のために生ずる磁界とグリッド線上に分布した電荷による等電位線との形式上の相似を利用して、静電界の解法として一般的に用いられる等角写像法によって鎖交磁束、したがって相互インダクタンスが求められることが示されている。

第3表 相互インダクタンス、静電容量、自己中和周波数(計算値)

	4F16R	5F60R	H5824
$M(\mu H)$	5.76	5.25	3.57
$C_{g_2 p}(\mu F)$	1.03	2.07	2.46
$C_{g_1 p}(\mu F)$	0.029	0.056	0.061
$C_{g_1 g_2}(\mu F)$	7.2	13.6	15.7
f_N (Mc/s)	4140	3100	3350



第13図 4極管の静電容量計算モデル

グリッドは一般に管軸方向の支柱とそれに巻いたグリッド線とからなるが、巻線のほうは相互インダクタンスに寄与しない。4F16Rタイプの場合にはグリッドは軸方向に並んだグリッド線だけであるからこれを全部支柱とみなして計算する。その結果第3表に示す値が得られた。

相互インダクタンスを減少させるには支柱(4F16Rタイプの場合にはグリッド線そのもの)の本数を多くすることが有利である。第3表によっても線数の多くなるにつれて M の減少がみられる。

一方、(14)式に現われる C は、各電極有効部分間の静電容量に先端部分の容量を加えたものである。導入線部分の容量は外部回路に含まれるので自己中和周波数の計算には関係しない。有効部分容量を求めるには、よく知られた3極管の静電容量計算式を用いる。すなわち、第1グリッドを3極管のカソードに、第2グリッドをグリッドに対応させると、第13図に示す記号を用いて

(1) $C_{g_1 g_2} =$

$$\frac{2\pi \epsilon_0 L \ln\left(\frac{Rp}{Rg_2}\right)}{\frac{1}{n} \ln\left(\frac{Rg_2}{nrg_2}\right) \ln\left(\frac{Rp}{Rg_1}\right) + \ln\left(\frac{Rg_2}{Rg_1}\right) + \ln\left(\frac{Rg_2}{Rg_1}\right) \ln\left(\frac{Rp}{Rg_2}\right)}$$

(2) $C_{p g_1} = C_{g_1 g_2} \frac{\frac{1}{n} \ln\left(\frac{Rg_2}{nrg_2}\right)}{\ln\left(\frac{Rp}{Rg_2}\right)}$

(3) $C_{p g_2} = C_{g_1 g_2} \frac{\ln\left(\frac{Rg_2}{Rg_1}\right)}{\ln\left(\frac{Rp}{Rg_2}\right)}$

..... (15)

となる。また、先端容量は簡単な幾何学的形状で近似して求める。4F16RタイプUHFの送信管についての静電容量の計算結果は自己中和周波数とともに第3表に示すとおりである。なお目下のところ、装置の関係で実測値との比較は行うまでに至っていない。

3.4 そのほかの構造的な問題

スケーリングの項ですでに述べたとおり、最高周波数と電極寸法は一定の比例関係を保たねばならない。ということは電力一定で周波数を高めるにも、周波数一定で電力を増大させるにも結局電力/体積比は増大する。すなわち体積当りの発熱量が増大する。各電極に

生ずる多量の熱をいかに早く冷却体(ラジエータなど)の部分まで運び去るかが、冷却体そのものの効率向上とともに重要な問題である。セラミックはガラスに比べて熱伝導度が高いのでこの問題の解決に役立つ。同軸円筒構造のUHF送信管で、外囲器兼電極間絶縁物にセラミックを使うことはすでに常識となっているが、より高い要求に応えるにはセラミック材料および封止技術のいっそうの進歩が必要である。

そのほか、電力密度の増大を消化するための高能率冷却器の設計、グリッド温度の上昇を押える支持体構造、材料など、UHF送信管の構造について検討すべきところは多く残されている。

4. 結 言

UHF送信管のはらむ問題は非常に多方面にわたっている。ここでは、われわれの最近検討したうちのごく一部について述べたにすぎない。たとえば電流密度の増大とカソード材料、構造の問題、グリッド温度と材料の物理的、機械的特性などは本報告では全然ふれなかったがUHF送信管の進歩にとって非常に重要な問題である。UHFテレビ、FM放送の開始もほど遠くなく、UHF帯の利用範

囲はますます広がっていくであろう。質的、量的に向上する要求に応えるため新しいすぐれたUHF送信管が次々と登場してくるに違いない。

終りに、日頃ご指導、ご協力をいただいている日立製作所茂原工場の各位に感謝する。なお、各種の計算は実習生川崎(電機大)、宮崎(東大)両氏の努力に負うところが大きく、ここに感謝の意を表す。

参 考 文 献

- (1) 中田, 久田, 小田原: セラミック封止送信管, 日立評論別冊 34, p. 79 (昭 35-2)
- (2) A. D. Sutherland: Large-Signal Theory of UHF Triodes. IRE Trans. ED-6, No. 1, p. 35 Jan. 1959
- (3) 小池勇二郎: 電子管電極構造論, 学術文献普及会(昭 26-9)
- (4) 原島治, 近藤徹: 超短波真空管, 電気書院(昭 25-3)
- (5) J. Dain: Ultra-High-Frequency Power Amplifiers. Proc. I. E. E. Part B No. 24, Nov. 1958
- (6) Papenhuyzen et Zijlstra: Une triode d'émission pour télévision jusqu'à 220 Mc/s. L'Onde Électrique p. 743. 1958-11
- (7) 小松包治: 超短波送信管の管内帰還と自己中和周波数について, 電通誌 42 No. 4 p. 427(昭 34-4)



新 案 の 紹 介

登録新案 第516249号

盛 武 賢

コ ー ル カ ッ タ 用 ジ ブ 先 端 の ガ イ ド ロ ー ラ 給 油 装 置

構 造, 作 用

1. 軸2に設けた孔2a内を滑動するピン7にグリスニップル8を固定する。
2. 軸2にふた9およびバネ受け10をねじばめし、ピン7とバネ受け10との間にバネ11を介在させる。
3. 軸2およびピン7にそれぞれ油路2b, 7aを設ける。給油時以外(コールカッタ運転中)にはグリスニップル8は軸2内におさめられているが、給油時にはふた9を取り除くとピン7はバネ11により一定量押し上げられるので、グリスニップル8は自動的に軸2外に突出する。するとピンの油路7aは軸の油路2b

に一致してインナレースの油路3aに連通する。そこでグリスガンによりグリスニップル8を介してガイドローラ4に良質のグリスを供給する。

効 果

1. コールカッタの運転中にグリスニップルの損傷するおそれは全然ない。
2. ふたのゆるむのが防止されて脱落する心配は全くない。
3. ガイドローラに炭塵などの混入しない良質のグリスを簡易に、迅速に、かつ高圧のもとに供給することができる。(野 村)

