

真空管の実際的使用法

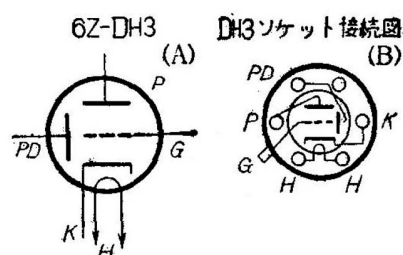
6Z-DH3 の巻

大井脩三

6Z-DH3 の構造と用途

6Z-DH3 は、従来の双二極真空管の改良型ともいべきもので、第 1 図のように二部極部を単極とした点が UZ-75 等と異なる。

6Z-DH3 は UZ-75 等と同様、二極部が直線検波特性を有し、且自動音量調節 (AVC) を簡単に行い得るのでスーパー受信機の第二検波器として広く用いられている。



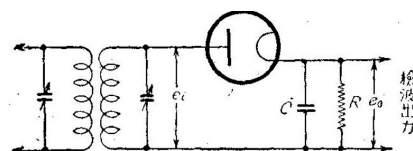
第 1 図

6Z-DH3 の規格

ヒーター電圧	6.3V
ヒーター電流	0.3A
(低周波増幅三極部)	
プレート電圧	250V
制御グリッド電圧	-2V
プレート電流	0.8mA
プレート抵抗	約 90kΩ
相互コンダクタンス	1100μV
増幅率	100
負荷抵抗	250kΩ
二極部プレート抵抗	約 2KΩ
最大入力電圧	50V

二極管検波器設計に用いられる用語の解説

直線検波とは 二極管検波器は信号入力電圧が小さい時は、一般の検波器の如く自乗検波特性を示すが、信号入力電圧が数ボルト以上となると直線検波特性を示し、歪の無い検波が出来る。直線検波とはたとえば、第 2 図の二極検波回路に於ては、プレート電圧対プレート電流特性は第 3 図の如く殆んど直線的となつているから、これに図のように変調中間周波電圧 (e_i) が加わ

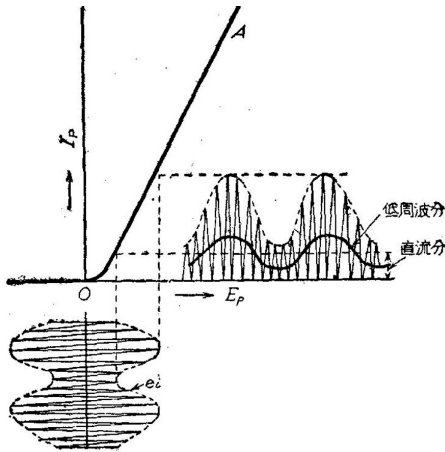


第 2 図

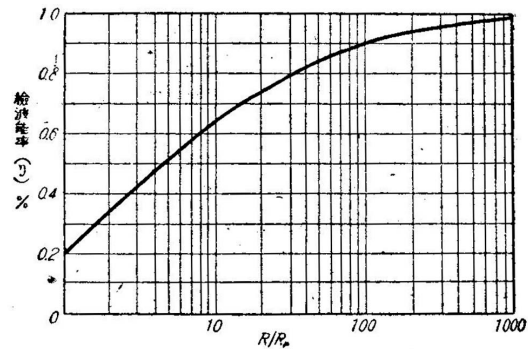
れば、検波された低周波電流も入力電圧に比例し、変調波の変調波形を忠実に再現し得る検波のことである。尚この場合検波電流中には低周波電流の外に中間周波分と直流分とが含まれており、このうちの直流分は自動音量調節に利用される。

検波能率とは 第 2 図で二極管のプレートと陰極間に加はる最大入力信号電圧を以て負荷抵抗 R に生ずる直流電圧を除いたものを二極管検波能率といい、二極管の負荷抵抗 (第 2 図 R) と二極管の内部抵抗 R_p 及び検波能率 η (イータ) との関係を示す。従来使用されている 75, 6B7 真空管の二極部の内部抵抗は実測で単一 二極管部で約 2KΩ, 2 個並列の場合約 1KΩ 程度とされている。二極管検波器を設計する場合は検波能率は 80% 以上になるよう負荷 R の

値を選ぶ必要がある．よつて直線検波の場合検波能率を 90% に設計するとすれば第 4 図より R/R_p は約 100 となる．故にこの場合 R_p を 2K Ω と仮定すれば負荷抵抗 R は $100 = R/2(K\Omega)$ より 200K Ω となる．



第 3 図



第 4 図

入力実効抵抗とは 二極管検波では，入力信号電圧の一週期の一部分で電流を通じ入力同調回路から吸収するため同調回路の実効 Q が減少する．二極管検波が入力同調回路に対して呈する等価抵抗を二極管検波の入力実効抵抗 (R_{eff}) という．この入力実効抵抗は η を 80% 以上にとれば近似的に

$$R_{eff} = \frac{R}{2\eta} = \frac{\text{負荷抵抗}}{2 \times \text{検波能率}}$$

となる．

しかして，検波能率は上述の如く大体 1 に近いので入力実効抵抗は負荷抵抗の 1/2 と見ることができる．

二極管検波の歪とは 二極管検波に於て歪 (非直線性歪) を減ずるためには上述の如く検波能率を 80% 以上になるよう負荷抵抗 R を選び，同時に二極管の入力電圧を尖頭値で 10V 程度にして直線検波を行う必要がある．

しかし，かようにしても，二極管の交流負荷と直流負荷の比によつて無歪許容最大変調度 m' というものが決定される．即ち m' は

$$\text{無歪最大許容変調度} = \frac{\text{変調周波数に対する二極管負荷インピーダンス}}{\text{直流に対する二極管負荷抵抗}}$$

なる式で表されるから，変調度が深まつた時に歪を生じない為には交流負荷を出来るだけ大きくする必要がある．

二極管検波回路の各部の数値の決め方

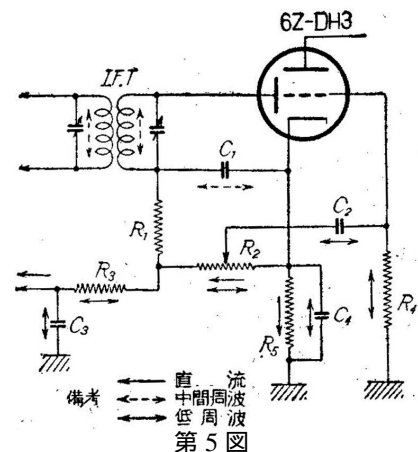
以上述べたことを基礎として第 5 図の回路に於ける各部の数値の決め方に就て述べてみよう．

R_2, R_4 第 5 図 R_2 は二極管検波の負荷抵抗であり，変調中間周波電圧を検波した場合は， R_2 中には図のように直流分と低周波分とが通ずるため，直流負荷であると共に R_2, R_3, R_4 の合成よりなる並列負荷でもある．

この R_2 の値は検波能率を高めるためには大きくした方がよいが，あまり大きくすると変調度の高い電波で歪を生ずるおそれがある．即ち，第 5 図に於て C_1 の変調中間周波数に対するリアクタンスを非常に大きいとして省略し，更に C_2, C_3 のリアクタンスが低周波に対して無視出来るものとするれば，直流負荷は R_2 と R_3 であり，交流負荷は R_2 と R_3 と R_4 との並列合成抵抗 R' となる．よつてこの場合の無歪最大許容変調度 m' は R' を R_2, R_3, R_4 の並列合成抵抗

$$m' = \frac{R'}{R_2}$$

となる．



第 5 図

よつて今、 $R_2 = 0.5M\Omega$ 、 $R_3 = 1M\Omega$ 、 $R_4 = 1M\Omega$ とすれば $m' = 0.5$ 即ち 50% となり、100% 変調とすれば 50% は歪となる。故に変調の深い電波に対しても歪を生じない為には R_3 、 R_4 を出来るだけ大きくする必要があるが、 R_3 は A.V.C 回路の時定数の関係で定まりあまり大きく出来ないから R_4 のグリッドリークを R_2 の数倍大きくすることが望ましい。故に R_4 は $1M\Omega$ 以上を使用する。

R_1 これは中間周波に対する塞流用であるから普通 10mH 位のコイルのリアクタンスと同程度の $10K\Omega$ 内外のものを使用する。

R_5 R_5 はここを通ずる陰極電流による電圧降下を利用して DH3 の三極部の制御グリッドにバイアス電圧を加えるものであるから $5K\Omega$ 程度のものを使用すればよい。

C_1 これは中間周波数に対してのリアクタンスは無視出来る程度に小さくしてこれをよく通し一方低周波数に対しては大なるリアクタンスを与えるようにする。なお C_1 と R_2 との積即ちこの回路の時定数があまり大き過ぎると変調波が加つた場合歪を生ずるから、一般に $0.001\mu F \sim 0.0003\mu F$ 位とする。

C_2 これは結合コンデンサーの働きをするものであるから R_4 に生ずる低調波電圧の周波数特性を良好にするため $0.01\mu F \sim 0.006\mu F$ が用いられる。

C_4 C_4 は低周波電流の側路になるものである故低周波電流中の最低周波数に対する C_4 のリアクタンスが R_5 の値よりも小なことが必要である。5 ~ $10\mu F$ を使用する。

R_3, C_3 R_3, C_3 は A.V.C 回路のフィルターである。即ち第 5 図に於て検波電流中に含まれている交流分 (低周波) が前後に影響するのを防ぐためのものである。この場合 R_3 と C_3 との積である時定数が小さいと A.V.C 電圧が変動して音質が悪くなるおそれがあり、又一方この値が大き過ぎると早い周期のフェーディングに A.V.C が追従出来なくなり、又空電等で A.V.C の動作が一時停止し不自然な音となることがある。故に一般に $R_3(M\Omega) \times C_3(\mu F)$ の値は 0.1 ~ 0.2 位とするのがよいから $R_3 = 1M\Omega \sim 2M\Omega$ 、 $C_3 = 0.1\mu F \sim 0.05\mu F$ 位とする。(この項終り)

(『無線と実験』1949年2月号。旧漢字は新漢字に変更した。仮名遣いは原文のまま)