

トランジスタラジオのアンテナ回路の設計

Design of Antenna Circuit for Transistor Radio

久保田 峻*
Takashi Kubota

内 容 梗 概

フェライトアンテナ使用のトランジスタラジオの実用感度について、理論的考察を行ない、あわせて実験結果との比較を行ない、回路の諸定数（フェライトアンテナの初導磁率、直径、長さ、実効導磁率、インダクタンス増加率、コイルの巻幅、 Q 、トランジスタの雑音指数、セットの総合通過帯域幅）と実用感度との関係について考察を行ない、理論式が実験的に正しいことを確かめた。そして設計上実用的な実験式を導き出した。この結果、任意の実用感度を持つアンテナ回路の設計が可能となった。

1. 緒 言

トランジスタラジオの普及は今や目ざましいものであるが、そのほとんどは中波、短波、あるいは長波のいずれかの放送を受信するものであり、これらのアンテナ回路にはポータブル形とテーブル形とを問わずフェライトアンテナが用いられている。フェライトアンテナが特にトランジスタラジオに用いられる最大の理由は“cordless”にすることができるからである。すなわち従来据置形のラジオ受信機に用いられているアンテナの多くは空間電磁界の電界より信号エネルギーをとり出すもので空中高くアンテナを立てねばならないが、一方、空心形のループアンテナ、あるいはこれに磁心をそう入して改良されたところのフェライトアンテナは磁界より信号エネルギーをとり出すので空中高くアンテナを立てる必要はない。特に、フェライトのような強磁性体を磁心として磁束を集める作用を強めたフェライトアンテナはいっそうその性能が高められている。このような理由からフェライトアンテナは急速にその需要数を増してきたにもかかわらず、このフェライト棒を用いたアンテナ回路の理論の面ではいまだその完全な解明がなされていない。

フェライトアンテナを用いた回路解析については部分的には文献その他解析が行なわれているが、総合的にラジオの感度を設計する立場からは各種の設計計算式をつなぎ合わせる必要があり、また実用的でないことなどから今回筆者はトランジスタラジオを設計する立場から実用上最も必要な実用感度の点についてさらに深く調べてみた。

2. フェライトアンテナの感度と雑音

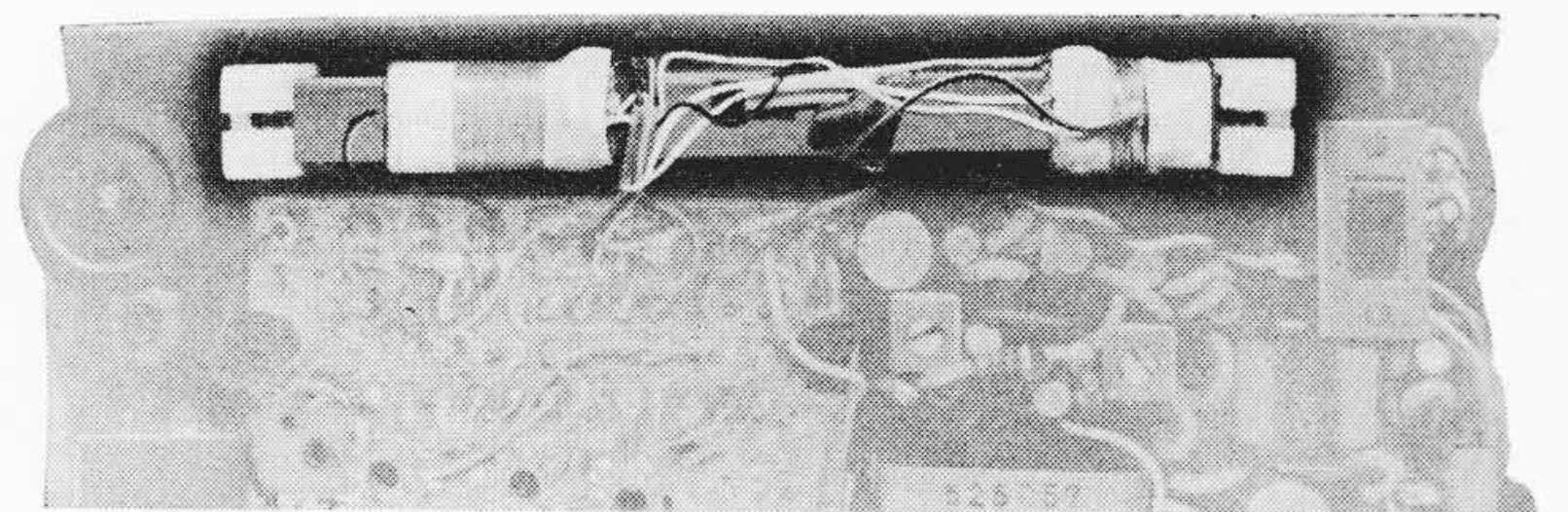
受信アンテナの実用上最も問題とすべき点は、空間に存在する信号エネルギーをいかに大きく取り出し、能率よく伝達するかということ、アンテナ回路から発生する雑音をいかに小さくするかということである。したがってここではフェライトアンテナの感度と雑音を支配する要因とそれらの関係について考察する。

2.1 フェライトアンテナの実効高さ

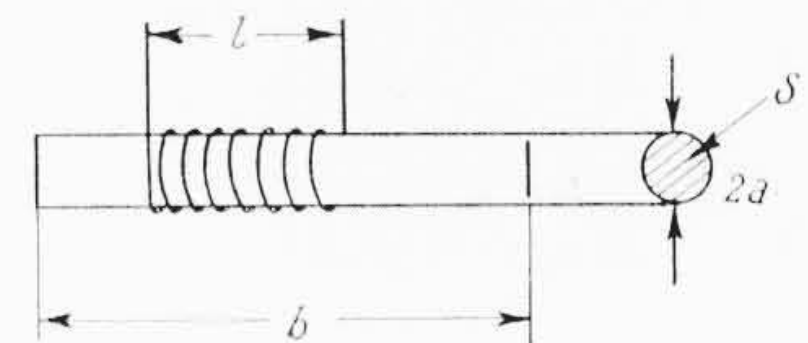
フェライトアンテナは空間電磁波中の磁界成分による電磁誘導現象を利用して、信号エネルギーを捕えるものであるが、磁界によって誘起されるフェライトアンテナも、ちょうど電界によって誘起される一般のアンテナの場合と同様な表現法を用いることができる。すなわち一般のアンテナでは誘起電圧は(1)式であらわされる。

$$V_A = h_e \cdot E \quad \dots\dots\dots (1)$$

ここで E : 空間電界強度 (V/m)
 V_A : アンテナに誘起される起電力 (V)
 h_e : アンテナの実効高さ (m)



第1図 最近の高感度フェライトアンテナの一例
(WH-859型3バンドトランジスタラジオ)



第2図 フェライトアンテナの原理図

そこで第2図に示すように、フェライトの丸棒の一部にコイルを巻いたアンテナについて考えると、その実効高さは(2)式であらわされる。ここで第2図において、下記の記号をとる。

a : フェライト棒の半径 (m)
 s : フェライト棒の断面積 (m^2)
 b : フェライト棒の長さ (m)
 l : コイルの巻幅 (m)

$$h_e = \frac{n \cdot s \cdot \omega \cdot \mu_{\text{eff}}}{c} \quad \dots\dots\dots (2)$$

ここで n : コイルの巻数
 s : フェライトコアの断面積 (m^2)
 ω : 信号の角周波数
 c : 電磁波の伝播(ば)速度 (m/s)
 μ_{eff} : フェライトの実効導磁率

一方、コイルのインダクタンスは(3)式であらわされる。

$$L = \frac{k n^2 \mu_0 \mu'_{\text{eff}} s}{l} \quad \dots\dots\dots (3)$$

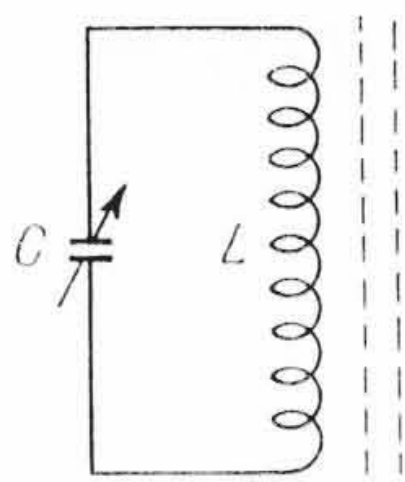
ここで L : コイルのインダクタンス (H)
 k : 長岡係数
 μ_0 : 真空中の導磁率 $4\pi \times 10^{-7}$
 l : コイルの巻幅 (m)
 μ'_{eff} : インダクタンスの増加率

(3)式からコイルの巻数は

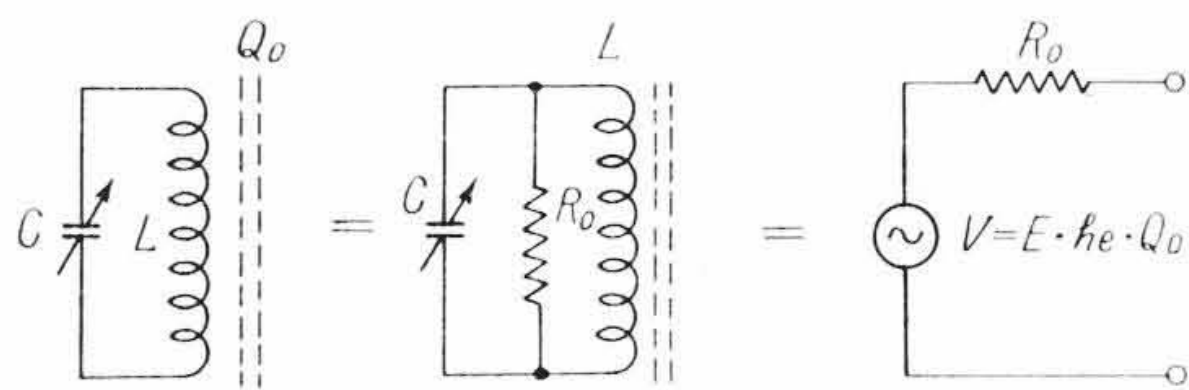
$$n = \sqrt{\frac{Ll}{k \cdot \mu_0 \cdot \mu'_{\text{eff}} \cdot s}} \quad \dots\dots\dots (4)$$

これを(2)式に代入すれば、実効高さは

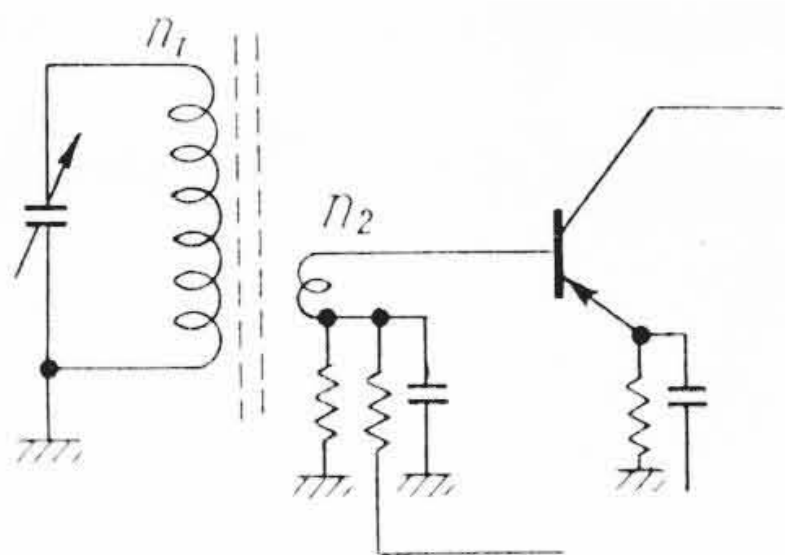
* 日立製作所横浜工場



第 3 図 アンテナ同調回路



第 4 図 アンテナ同調回路の等価回路



第 5 図 アンテナと入力トランジスタ回路との結合

$$he = \frac{\omega}{c} \sqrt{\frac{L \cdot l \cdot \mu_{\text{eff}} \cdot s}{k \cdot \mu_0}} \left(\frac{\mu_{\text{eff}}}{\mu'_{\text{eff}}} \right) \text{ (m)} \dots\dots\dots (5)$$

$$= \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\frac{L \cdot l \cdot \mu_{\text{eff}} \cdot s}{k \cdot \mu_0}} \left(\frac{\mu_{\text{eff}}}{\mu'_{\text{eff}}} \right) \text{ (m)} \dots\dots\dots (6)$$

として求められる。

2.2 フェライトアンテナの等価回路

第 1 節で述べたように、フェライトアンテナは磁界によってコイルに電磁誘導された信号を利用するのであるが、一般に第 3 図に示すようにコイルの両端にコンデンサを接続し、同調回路を形成させて信号出力を取り出す。すなわちアンテナコイルに誘起された信号が、 L と c の直列共振回路を流れるので、コイルに流れる信号電流を極大ならしめることができる。第 3 図の回路が共振しているとすると、その等価回路は共振時の純抵抗 R_0 を考慮して第 4 図のように表わすことができる。ここで R_0 は次の (7) 式であらわす値を持つ。

$$R_0 = \omega_0 L Q_0 \dots\dots\dots (7)$$

ここで ω_0 : 同調角周波数

L : アンテナコイルのインダクタンス (H)

Q_0 : 同調回路の同調時の Q

また第 4 図の右端の回路中の V は (8) 式で表わされる。

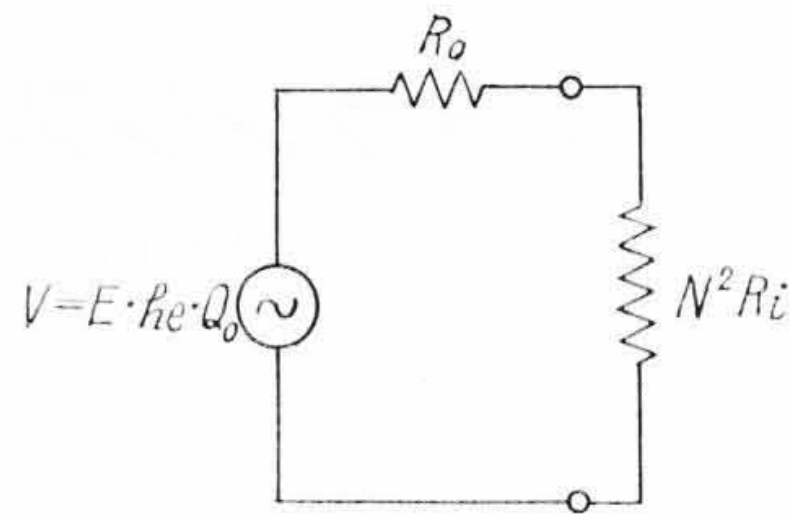
$$V = E \cdot he \cdot Q_0 \dots\dots\dots (8)$$

2.3 フェライトアンテナからトランジスタに供給される電力

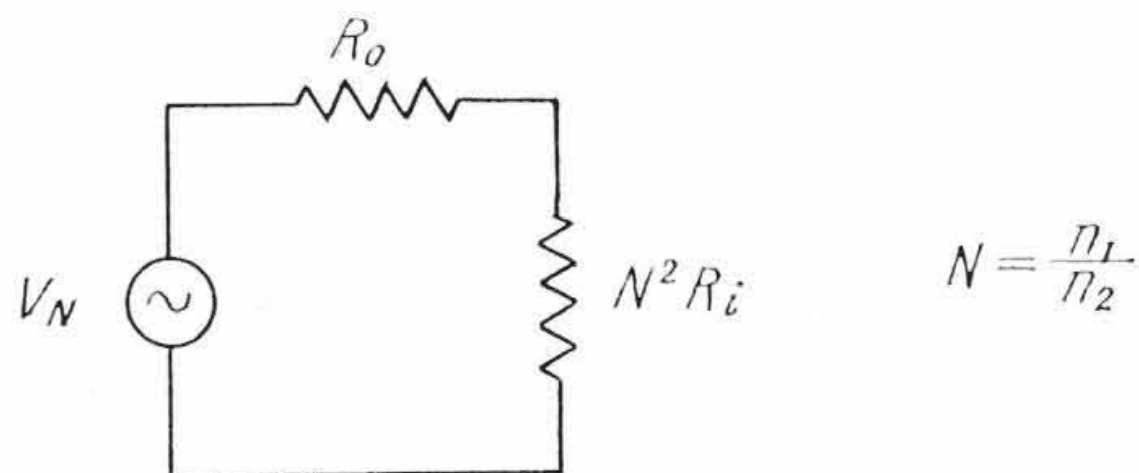
アンテナから真空管に信号を供給する場合には、一般に電圧増幅であるから、アンテナの出力電圧だけを問題にすれば良いが、トランジスタの場合には電力を問題にしなければならない。

トランジスタとフェライトアンテナの接続は一般に第 5 図に示すようになされる。トランジスタの入力インピーダンスは通常 1 k Ω 程度の低い値であるので、フェライトアンテナからの信号引出しは同調コイルの近傍に二次コイルを巻き、これと一次 (同調) コイルとで変成器を形成させて、電源側の共振抵抗と整合させて行なう。この場合トランジスタに供給される電力を算出すれば

$$P_s = \left(\frac{N^2 R_i}{N^2 R_i + R_0} \cdot V_A \right)^2 \times \frac{1}{N^2 R_i} \dots\dots\dots (9)$$



第 6 図 アンテナ回路の等価回路



第 7 図 等価熱雑音回路

ここで P_s : トランジスタに供給される電力 (W)

N : 一次コイルと二次コイルの巻線比

$$N = \frac{n_1}{n_2}$$

R_i : トランジスタの実効入力抵抗 (Ω)

となる。したがってアンテナ回路の等価回路は第 6 図のように表わされる。図でさらにインピーダンス整合を行ない、最大電力を供給する条件

$$N^2 R_i = R_0 \dots\dots\dots (10)$$

を求め、(9) 式に代入して、(5)、(7) 式の関係を代入することによって、

$$P_s = \frac{\omega_0 \cdot Q_0 \cdot l \cdot \mu_{\text{eff}} \cdot s}{4 k \mu_0 c_2} \left(\frac{\mu_{\text{eff}}}{\mu'_{\text{eff}}} \right) E^2 \dots\dots\dots (11)$$

を得る。これがフェライトアンテナからトランジスタに供給できる最大電力である。ここで注目すべきことは、従来の解析にはコイルの巻数およびコイルの同調インダクタンスがはいっていたのが、(11) 式に見るようにコイルの巻数とコイルの同調インダクタンスの両者の相関関係を加味することで除かれるということである。すなわちトランジスタに供給される電力はフェライトコアの実効導磁率、 Q および巻幅に比例し、長岡氏係数に反比例する。

2.4 アンテナ回路から発生する雑音

アンテナから発生する雑音はすべて熱じょう乱雑音と見ることができる。そして雑音電力は第 7 図のような等価熱雑音発生回路から計算される。アンテナ同調回路の共振時抵抗 R_0 から、アンテナ回路の熱雑音電圧は (12) 式であらわされる。

$$V_N = \sqrt{4 K T R_0 \Delta f} \dots\dots\dots (12)$$

ここで V_N : 熱雑音電圧 (V)

K : ボルツマン定数 $= 1.3804 \times 10^{-23}$ joule/ $^\circ\text{K}$

T : 絶対温度 ($^\circ\text{K}$)

Δf : 通過周波数帯域幅

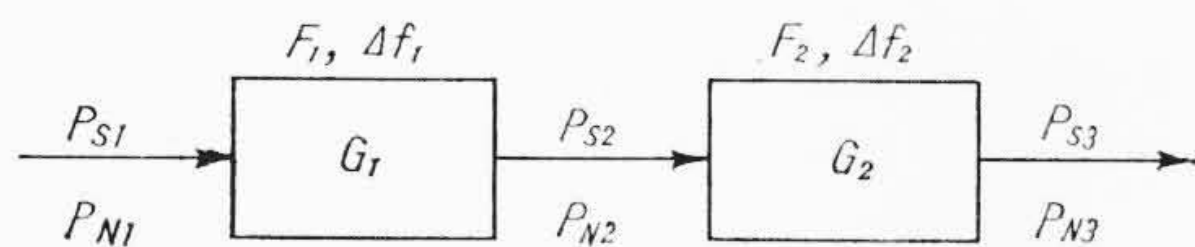
よってトランジスタに供給される熱雑音電力は (9) 式を得たと同様に (13) 式で与えられる。

$$P_N = \left(\frac{N^2 R_i}{N^2 R_i + R_0} V_N \right)^2 \frac{1}{N^2 R_i} \dots\dots\dots (13)$$

アンテナコイルとトランジスタが整合状態にあるときには (10)、(12) 式を (13) 式に代入して

$$P_N = K \cdot T \cdot \Delta f \dots\dots\dots (14)$$

を得る。すなわちアンテナコイルの絶対温度と通過周波数帯域幅によってのみ固有の値を示す。



第8図 増幅器の継続による雑音指数

3. セットに組み込まれた場合のS/Nおよび実用感度

前章において、フェライトアンテナから取り出しうる信号電力とアンテナから発生する雑音電力を考察したが、本章では実際のセットに組み込んだ場合に最終的に問題とすべきS/Nおよび実用感度について論ずる。

3.1 受信機の雑音指数

アンテナ回路に結合されるトランジスタの雑音指数を F_1 とし、その増幅度を G_1 、雑音通過帯域幅を Δf_1 とする。

これに雑音指数 F_2 、増幅度 G_2 、雑音通過帯域幅 Δf_2 なる増幅器(第8図)のように縦続接続すると考える。

この場合に初段の入力側に現われる雑音電力 P_{N1} は(14)式より

$$P_{N1} = K T \Delta f_1 \dots \dots \dots (15)$$

となる。この際、初段の出力側に P_{N2} なる雑音が現われたとすると、入力信号電力を P_{S1} 、出力信号電力を P_{S2} とすれば次のようになる。

$$G_1 = \frac{P_{S2}}{P_{S1}} \dots \dots \dots (16)$$

ゆえに雑音指数は

$$F_1 = \frac{P_{S1}/P_{N1}}{P_{S2}/P_{N2}} = \frac{P_{N2}}{G_1 K T \Delta f_1} \dots \dots \dots (17)$$

となる。これより初段出力側の雑音電力 P_{N2} は

$$P_{N2} = G_1 K T \Delta f_1 F_1 \dots \dots \dots (18)$$

となる。上記(18)式で表わされた雑音電力 P_{N2} は入力側の雑音電力と増幅器内部で発生した雑音電力の和であるが、これを分離して表わすと

$$P_{N2} = G_1 K T \Delta f_1 + (F_1 - 1) G_1 K T \Delta f_1 = G_1 P_{N1} + (F_1 - 1) G_1 K T \Delta f_1 \dots \dots \dots (19)$$

となる。したがって(19)式右辺第1項は入力側の雑音電力成分であり、第2項は増幅器内部で発生した雑音電力成分を表わすことになる。

同様に第2段目の出力段での雑音電力を求めれば、

$$P_{N3} = G_2 P_{N2} + (F_2 - 1) G_2 K T \Delta f_2 \dots \dots \dots (20)$$

ここで $G_2 P_{N2}$: 第2段目の入力側の雑音電力成分

$(F_2 - 1) G_2 K T \Delta f_2$: 第2段目の増幅器内部で発生する雑音電力成分

(18), (20)式より

$$P_{N3} = G_1 G_2 K T \Delta f_1 F_1 + (F_2 - 1) G_2 K T \Delta f_2 = \left\{ F_1 + \frac{(F_2 - 1)}{G_1} \frac{\Delta f_2}{\Delta f_1} \right\} G_1 G_2 K T \Delta f_1 \dots \dots \dots (21)$$

となる。一方信号電力は第2段目の出力側では

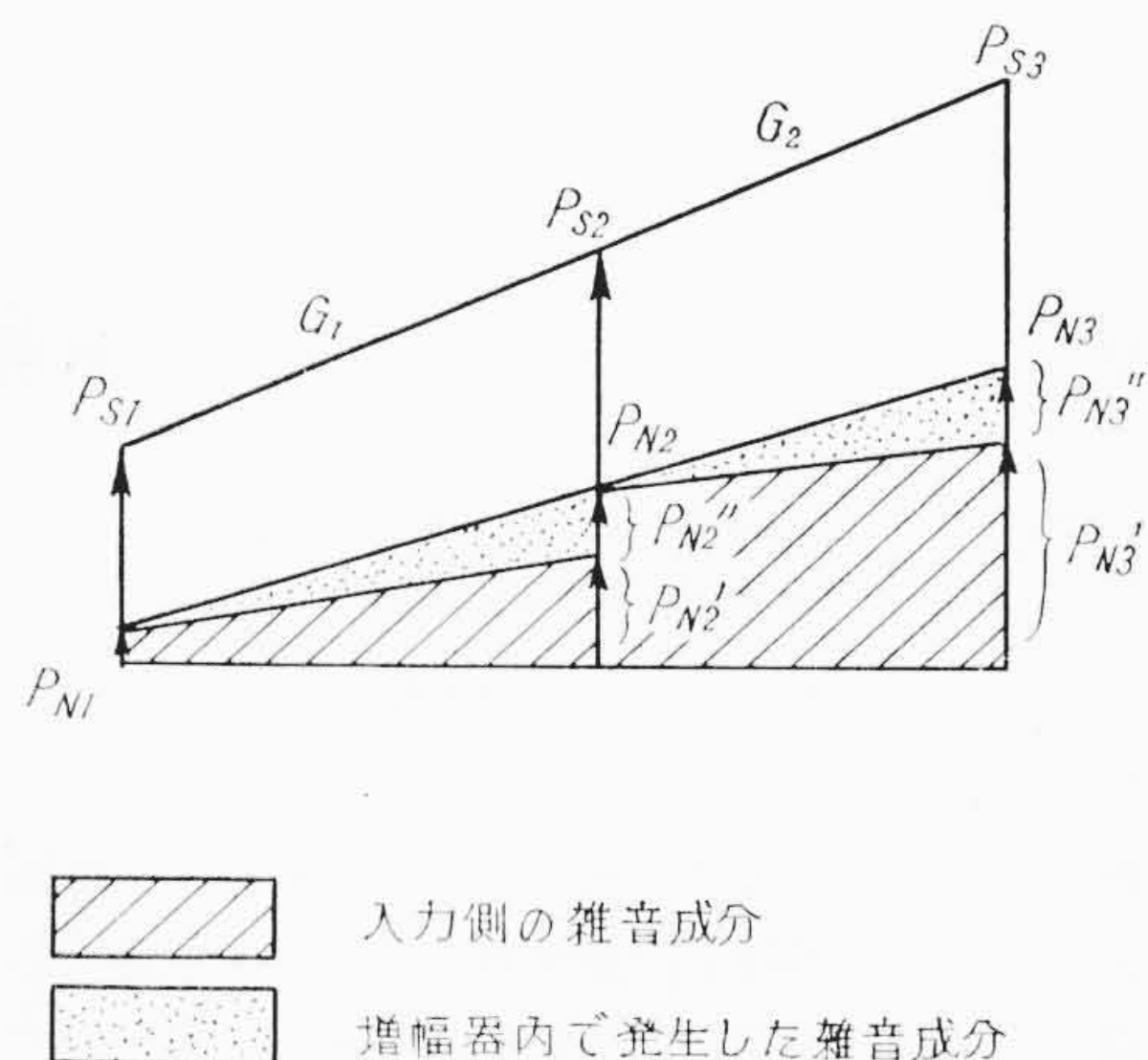
$$P_{S3} = G_1 G_2 P_{S1} \dots \dots \dots (22)$$

となる。したがって(10), (21), (22)式から縦続接続した場合の雑音指数は次のように求められる。

$$F = \frac{P_{S1}/P_{N1}}{P_{S3}/P_{N3}} = F_1 + \frac{(F_2 - 1)}{G_1} \frac{\Delta f_2}{\Delta f_1} \dots \dots \dots (23)$$

以上のことを図で説明すると第9図のようになる。

$$P_{N1} = K T \Delta f_1$$



第9図 増幅器の信号と雑音の関係

$$P_{N2}' = G_1 K T \Delta f_1$$

$$P_{N2}'' = (F_1 - 1) G_1 K T \Delta f_1$$

$$P_{N3}' = G_2 P_{N2}$$

$$P_{N3}'' = (F_2 - 1) G_2 K T \Delta f_2$$

$$P_{S2} = G_1 P_{S1}$$

$$P_{S3} = G_2 P_{S2}$$

さてここで(23)式についてみると、一般に次のことがいえる。すなわち

$$\begin{cases} \Delta f_2 \leq \Delta f_1 \\ G_1 \gg 1 \\ F_1 \geq F_2 \end{cases}$$

であるから、(18)式はほとんど $F = F_1$ としてもよい。これは増幅器全体の雑音指数は一般に初段の増幅器の雑音指数にほとんど等しいことを意味する。

3.2 受信機の信号対雑音比

受信機の雑音指数は前節に述べたように、初段の雑音指数とほとんど一致するから初段、雑音指数を F_1 とし、受信機の出力側に現われる雑音電力を入力側に換算すると、

$$P_N = F_1 K T \Delta f \dots \dots \dots (24)$$

となる。ゆえに受信機の信号対雑音比は(11), (24)式より

$$\frac{P_S}{P_N} = \frac{\omega_0 Q_0 l \mu_{\text{eff}} s}{4 k \mu_0 F_1 K T \Delta f c_2} \left(\frac{\mu_{\text{eff}}}{\mu'_{\text{eff}}} \right) E^2 \dots \dots \dots (25)$$

を得る。

ところでスーパーヘテロダイン方式の受信機では高周波回路、中間周波回路、低周波回路で帯域幅がそれぞれ異なっている。以下にそれぞれに分けて考える。

高周波回路における S/N は

$$\left(\frac{P_S}{P_N} \right)_{RF} = \frac{\omega_0 Q_0 l \mu_{\text{eff}} s}{4 k \mu_0 F_1 K T \Delta f_{RF} c^2} \left(\frac{\mu_{\text{eff}}}{\mu'_{\text{eff}}} \right) E^2 \dots \dots \dots (26)$$

ここで $\left(\frac{P_S}{P_N} \right)_{RF}$: 高周波回路における S/N

Δf_{RF} : 高周波回路における帯域幅

中間周波数回路における S/N は次のようになる。

$$\left(\frac{P_S}{P_N} \right)_{IF} = \left(\frac{P_S}{P_N} \right)_R \cdot \frac{\Delta f_{RF}}{\Delta f_{IF}}$$

ここで $\left(\frac{P_S}{P_N} \right)_{IF}$: 中間周波数回路における S/N

Δf_{IF} : 中間周波数回路における帯域幅

また、低周波回路における S/N は次のようにあらわされる。

$$\left(\frac{P_S}{P_N} \right)_{AF} = m^2 \left(\frac{P_S}{P_N} \right)_{IF} \cdot \frac{\Delta f_{RF}}{\Delta f_{AF}}$$

ここで $\left(\frac{P_S}{P_N}\right)_{AF}$: 低周波回路における S/N

Δf_{AF} : 低周波回路における帯域幅

m : 信号の変調度

以上の結果から、受信機の低周波出力側での信号対雑音比を算出すると、

$$\left(\frac{P_S}{P_N}\right)_{AF} = \frac{\omega_0 Q_0 l \mu_{eff} s m^2}{4 k \mu_0 F_1 K T \Delta f_{AF} c^2} \left(\frac{\mu_{eff}}{\mu'_{eff}}\right) E^2 \dots\dots\dots (29)$$

となる。上式における Q_0 はアンテナ同調回路自体の Q として表わしてあるが、アンテナを受信機内に収容した場合、あるいはさらにその受信機を他の特殊な場所に置いたりした場合には金属などの近接効果によって損失が増加し、 Q が低下するのが普通である。しかしこの場合でもアンテナ回路自体の Q が最初から低い値であったものとして上式をそのまま用いてさしつかえない。すなわち実用状態におけるアンテナ回路の Q を Q_m とすれば、

$$\left(\frac{P_S}{P_N}\right)_{AF} = \frac{\omega_0 Q_m l \mu_{eff} s m^2}{4 k \mu_0 F_1 K T \Delta f_{AF} c^2} \left(\frac{\mu_{eff}}{\mu'_{eff}}\right) E^2 \dots\dots\dots (30)$$

と (29) 式と同じ形であらわされる。

3.3 受信機の実用感度

前節で求めた (30) 式から電界強度 E を求めると

$$E = \sqrt{\frac{8 F_1 K T \Delta f_{AF} \cdot \left(\frac{P_S}{P_N}\right)_{AF} c^2 \times 10^{-7}}{s l \mu_{eff} Q_m f_0 m^2 \left(\frac{\mu_{eff}}{\mu'_{eff}}\right)}} \dots\dots\dots (31)$$

となる。

さてここで実用感度を考えると、それは受信機の低周波出力の S/N が 20 dB となるときの入力信号強度、すなわち電界強度で表わされる。よって (31) 式中信号対雑音比に下記の値を入れ、さらに以下の実際の数値を選んで代入すると (32) 式を得る。

$$S/N \quad 20 \text{ dB} \rightarrow \left(\frac{P_S}{P_N}\right)_{AF} = 100$$

$$m = 0.3 \quad (30\% \text{ 変調})$$

$$T = 293^\circ \text{K} \quad (20^\circ \text{C})$$

$$K = 1.38 \times 10^{-23} \quad (\text{joule}/^\circ \text{K})$$

$$f_0 = 1 \text{ Mc/s}$$

$$c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$$

$$E = 18.0 \sqrt{\frac{F_1 \Delta f_{AF}}{s \cdot l \cdot \mu_{eff} \cdot Q_m \left(\frac{\mu_{eff}}{k \mu'_{eff}}\right)}} \dots\dots\dots (32)$$

ただし式中の記号の単位は E : mV/m Δf_{AF} : kc/s
 s : cm² l : cm

(32) 式が求める実用感度の理論式である。この式から明らかなように、実用感度を向上させるためには、フェライトコアの断面積を大とし、同調コイルの巻幅を広くし、実効導磁率の大なるすなわち長さの大なるフェライトコアを用い、同調回路の Q を大とし、かつ初段のトランジスタの雑音指数の小なるものを使用せねばならない。また総合帯域幅は狭小である方が実用感度は向上するが、一方音質の向上とは矛盾する要素をもつため、音響特性との関連において決定せねばならない。

3.4 実験との比較

前項で得られた理論式を用いてポケット形トランジスタラジオの実用感度を計算したところ

$$\text{計算値 } E = 0.64 \text{ (mV/m)} \quad (56 \text{ dB})$$

を得た。また実験結果からは

$$\text{実験値 } E = 0.56 \text{ (mV/m)} \quad (55 \text{ dB})$$

を得た。すなわち誤差は 1 dB であった。

4. 結 言

フェライトアンテナを用いた実用感度の計算式を理論的に導き出し、実験値との比較を試みた。この結果実用感度を導き出す数式として $S/N=20 \text{ dB}$ の実用感度は

$$E = 18 \sqrt{\frac{F \Delta f_{AF}}{s \cdot l \cdot \mu_{eff} \cdot Q_m \left(\frac{\mu_{eff}}{k \mu'_{eff}}\right)}}$$

にて得られることを導いた。

これによってトランジスタラジオのアンテナ回路をかなりの精度を持って設計することができるようになった。

終わりに本研究を遂行するにあたり終始ご指導、ご助言を賜った日立製作所中央研究所北川部長および研究室の方々、戸塚工場徳永氏に深謝の意を表わす次第である。

参 考 文 献

- (1) 関英男：雑音（岩波全書）

Vol. 22

日 立 造 船 技 報

No. 3

- ・ 超大形油送船の横強度に関する研究（第 2 報、実験結果の解析）
- ・ プロペラ後流の速度場について（第 2 報）
- ・ 機械室用通風機の騒音について
- ・ YND 鋼の工作および溶接に関する研究
- ・ 放電加工改良の基礎的研究（Ⅱ）

——加工作用の検討（その 2）——

- ・ 鋼板の常温曲縁加工に対するショットブラスト加工の影響について
- ・ 外径研削時間算定基準の研究
- ・ ドリル穴あけ上の諸問題について
- ・ 重荷重、極低速摩擦条件下における潤滑について
- ・ 若戸大橋塔柱架設工事概要報告

…………… 本誌に関する照会は下記に願います ……………

日 立 造 船 株 式 会 社 技 術 研 究 所
 大阪市此花区桜島北之町