

氏 名	横 川 泉 二
授 与 学 位	工 学 博 士
学位授与年月日	昭 和 36 年 3 月 24 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	超短波用変成器に関する研究
指 導 教 官	東北大学教授 永 井 健 三
論 文 審 査 委 員	東北大学教授 永 井 健 三 東北大学教授 内 田 英 成 東北大学教授 虫 明 康 人 東北大学助教授 佐 藤 利 三 郎

論文内容要旨

1. 緒言

変成器は一つの伝送回路から他の異った伝送回路へのエネルギーの伝達過程に於て、何等エネルギーの反射、発散又は吸収することなく円滑な伝送を行わしめることを目的としている。本論文は特に超短波用変成器について研究を行ったものであり、超短波用変成器としては次のようなものがある。即ち、(1) 物理的に構造の異なる線路間、(2) 幾何学的寸法の異なる線路間にそれぞれ用いるもので、(1) の例が平衡不平衡変換器であり、(2) はインピーダンス変成器と言われるものである。これら変成器には送信系で用いるものと受信系で用いるものがあって構造上異った問題を有しており、この研究では受信系を対称として行った。超短波用の変成器は一般に大型となり又構造が複雑で経済的でないものが多く、受信系ではほとんど実用になっていない。そこで本研究では次のようにして諸問題を解決した。先づ平衡不平衡変換器に二重巻線を用い、これの有する大きな不平衡伝送の特性インピーダンスと光速の2倍近くの伝播速度より優れた広帯域の平衡不平衡変換器が作れることを確めた。これは構造が簡単で且つ非常に小型に作れ、しかも特性は従来のものに少しも劣らないものである。又インピーダンス変成器では動作特性関係に適当な近似式を用い、前もって動作特性を与えることから設計を行い、関数論的に解くことによって希望する特性を示すような回路網を決定した。このような設計法で得られた回路を実現するのに、超短波でも分布定数回路の用いられない数+MC帯では集中定数のインピーダンス及び容量で梯子型に組むことによって行い、又従来から用いられている1/4波長型のインピーダンス変成器には、先の二重巻線を用いると非常に小型になるばかりでなく、大きな変成比のものも作れ、同時に平衡不平衡変換も行うことが出来る。更に非常に広帯域のインピーダンス変成器を目的とするものにテーパ線路型インピーダンス変成器がある。この型の超短波での使用は大型となり過ぎるが、この場合にも二重巻線を採用すれば小型に製作することが出来、この方法によって十分目的にかなうものが得られることが実験によって確かめられた。

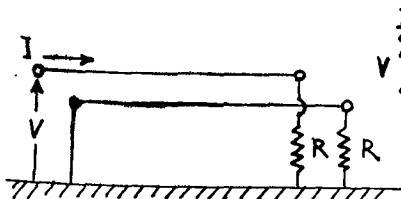
2. 平衡不平衡変換器

これは“Balun Transformer”と言う名でいろいろな型のもが用いられているが、その変換特性を知る尺度の一般的定義はなかった。本研究ではその尺度として、平衡度 B なるものを次のように定義した。即ち

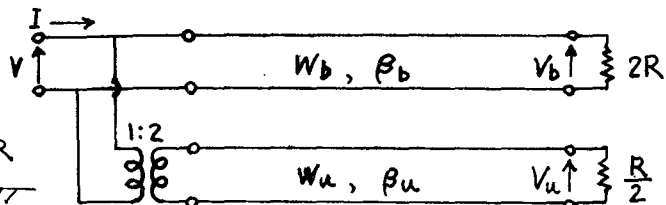
$$B = 10 \log_{10} \frac{p_b}{p_u} \quad (2-1)$$

である。ここで p_b は平衡伝送分の電力であり p_u は不平衡伝送分の電力である。(2-1)式で平衡側端子の負荷が完全に平衡していると、

$$B = 20 \log_{10} \left| \frac{V_b}{2V_u} \right| \quad (2-2)$$



第 2-1 図



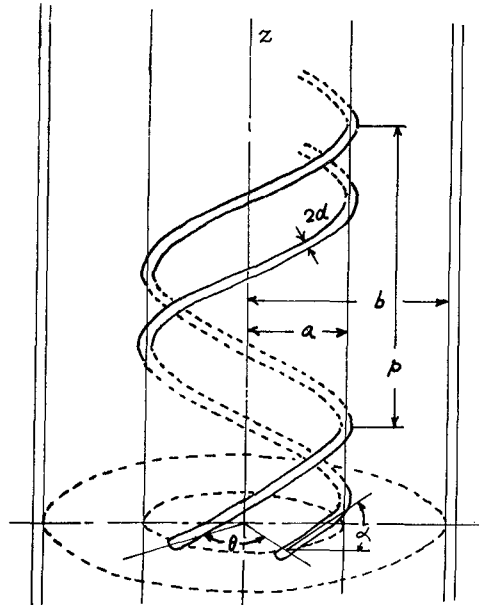
第 2-2 図

で与えられる。ここで V_b と V_u はそれぞれ平衡伝送及び不平衡伝送の電圧である。

今、第 2-1 図に示すような大地上の平行二本線路の一端を接地した場合、この入力インピーダンスの等価回路は平衡伝送と不平衡伝送に分けて考えると、第 2-2 図に示すようになる。従ってこの時の平衡度 B は $W_b=2R$ として、

$$B=20 \log_{10} \left| \cos^2 \beta_a l + \left(\frac{2W_u}{R} \right)^2 \sin^2 \beta_a l \right| \quad (2-3)$$

で与えられる。 W_b, W_u は各伝送の特性インピーダンスであり、 β_b, β_u は各伝送の位相定数である。これによると平衡度 B は不平衡伝送分によってのみ定められ、もし W_u が R より十分大きく、又線路長 l が不平衡伝送の伝播波長の $1/2$ にならないところでは十分大きな平衡度が得られる。二重巻螺線に於ける W_u と伝播速度 v_u は



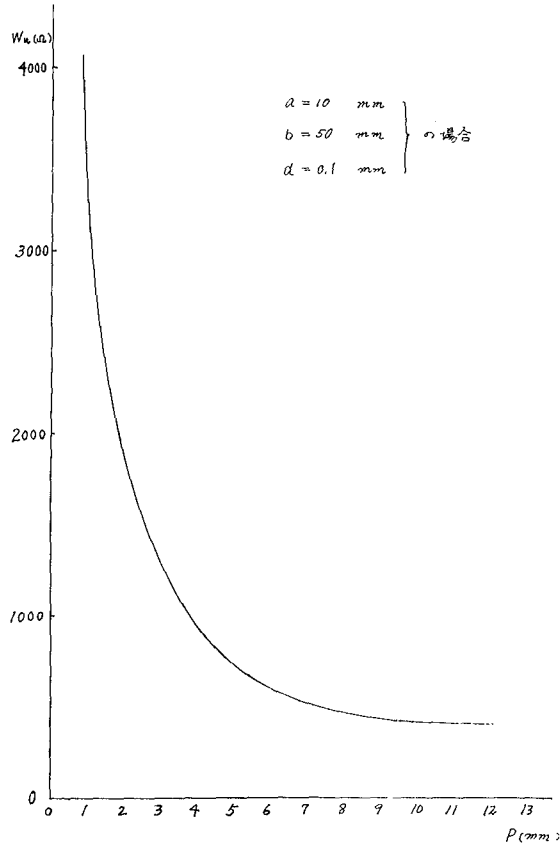
第 2-3 図

$$W_u = 60 \sqrt{\frac{\mu_s}{\epsilon_s}} \cdot \frac{C}{v_u} \cdot \frac{1}{\sin \alpha} \left(\ln \frac{b}{a} + \frac{\sin \alpha}{2 \cos \alpha} \ln \frac{1}{1 - e^{-4\pi d/p}} \right) \quad (2-4)$$

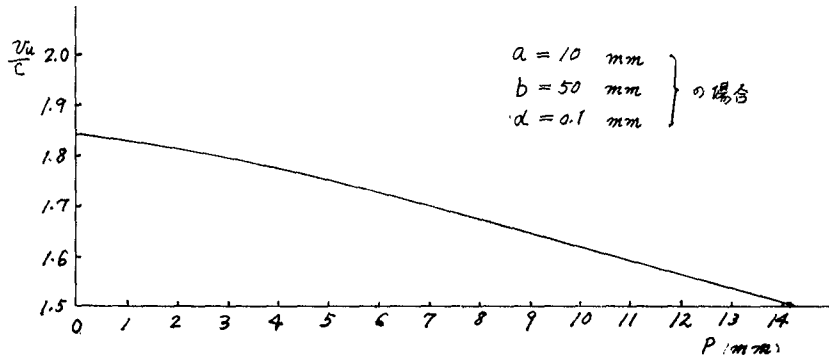
$$\frac{C}{v_u} = \left[1 + \cos^2 \alpha \frac{\frac{1}{2} \left\{ 1 - \left(\frac{a}{b} \right)^2 - \ln \frac{b}{a} \right\}}{\ln \frac{b}{a} + \frac{\sin \alpha}{2 \cos \alpha} \ln \frac{1}{1 - e^{-4\pi d/p}}} \right]^{1/2}$$

で与えられる。各記号は第 2-3 図に示すように、 a : 螺線導体の中心と Z 軸との距離、 b : 遮蔽導体の半径、 c : 光速、 d : 螺線導体の半径、 p : 螺線のピッチ、 α : 螺線角、 θ : 二巻線間の角度である。第 2-4 図に W_u の例を示し、第 2-5 図に v_u/c の値を示してあるが、これを見るとピッチが小であれば非常に大きい W_u が得られ、同時に伝播速度も光速の 2 倍近くなる。このことから二重巻螺線を用いると広帯域で十分大きな平衡度が得られる。例として単位は mm で $a=4$, $b=25$, $d=0.115$, $p=1$, $l=1000$ の二重巻螺線による Balun を試作し、実験した結果を第 2-6 図に示す。誘電体と端末の影響によって周波数が多少ずれているがすぐれた広帯域特性と良好な

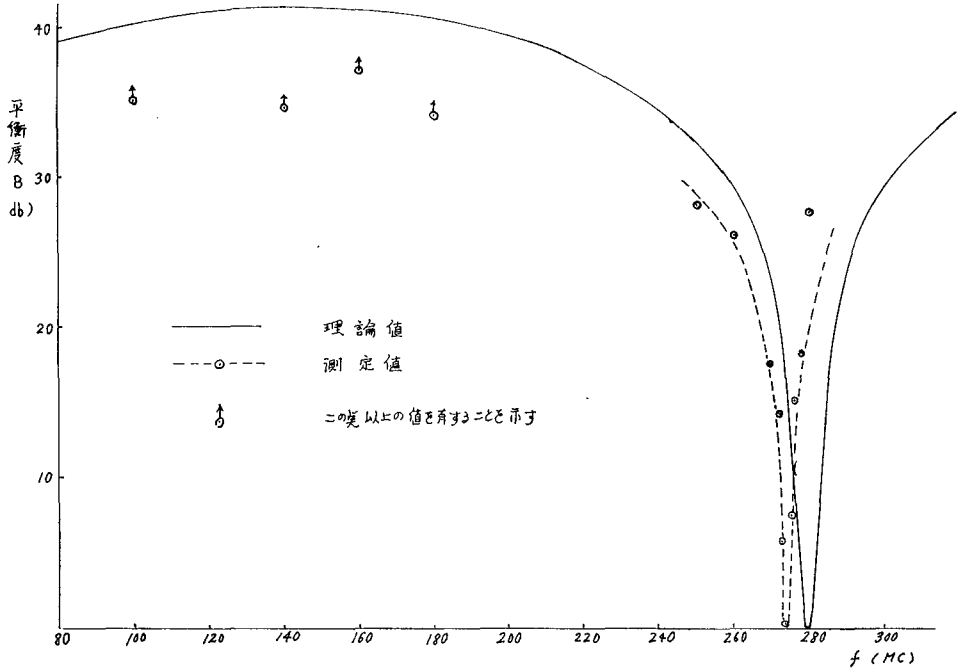
平衡度を有することが確かめられた。尚この時の螺線の巻かれたボビン長はわづかに 35mm の小さなものである。



第 2-4 図

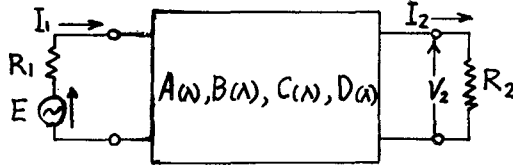


第 2-5 図



第 2-6 図

3. 動作特性関数による設計理論



第 3-1 図

(1) 動作特性関数

第3-1図に示すように R_1 なる内部インピーダンスの電源から $A(\lambda)$, $B(\lambda)$, $C(\lambda)$, $D(\lambda)$ なる四端子網を通して R_2 なる負荷に給電する場合、電源の供給し得る最大電力と負荷が吸収する電力の比を電力損失比と呼び、これを p_L とおけば

$$P_L = \frac{E^2/4R_1}{V^2/I^2} \equiv S(\lambda)S(-\lambda) \quad (3-1)$$

となり、(3-1)式で定義される $S(\lambda)S(-\lambda)$ を動作特性関数と言う。 $R = \sqrt{R_1 R_2}$, $k = \sqrt{R_2/R_1}$ とおけば $S(\lambda)$ は四端子パラメータを用いて

$$S(\lambda) = \frac{1}{2} \left\{ kA(\lambda) + R^{-1}B(\lambda) + RC(\lambda) + k^{-1}D(\lambda) \right\} \quad (3-2)$$

と表示することが出来る。ここで $H(\lambda)$ なる関数を

$$H(\lambda) = \frac{1}{2} \left\{ kA(\lambda) + R^{-1}B(\lambda) - RC(\lambda) - k^{-1}D(\lambda) \right\} \quad (3-3)$$

と定義すれば可逆の定理より

$$S(\lambda)S(-\lambda) - H(\lambda)H(-\lambda) = 1 \quad (3-4)$$

となる。この $S(\lambda)$ と $H(\lambda)$ を用いて四端子パラメータを次のように求めることが出来る。

$$\left. \begin{aligned}
 A(\lambda) &= \frac{1}{2k} \left\{ S(\lambda) + S(-\lambda) + H(\lambda) + H(-\lambda) \right\} \\
 B(\lambda) &= \frac{R}{2} \left\{ S(\lambda) - S(-\lambda) + H(\lambda) - H(-\lambda) \right\} \\
 C(\lambda) &= \frac{1}{2R} \left\{ S(\lambda) - S(-\lambda) - H(\lambda) + H(-\lambda) \right\} \\
 D(\lambda) &= \frac{k}{2} \left\{ S(\lambda) + S(-\lambda) - H(\lambda) - H(-\lambda) \right\}
 \end{aligned} \right\} \quad (3-5)$$

又入力インピーダンス Z_{in} は

$$Z_{in} = \frac{S(\lambda) + H(\lambda)}{S(\lambda) - H(\lambda)} \cdot R_1 \quad (3-6)$$

で与えられる。以上から希望する動作特性を与えるような $S(\lambda)S(-\lambda)$ を決定し (3-4) 式より $H(\lambda)H(-\lambda)$ を定めれば回路を構成することが出来る。

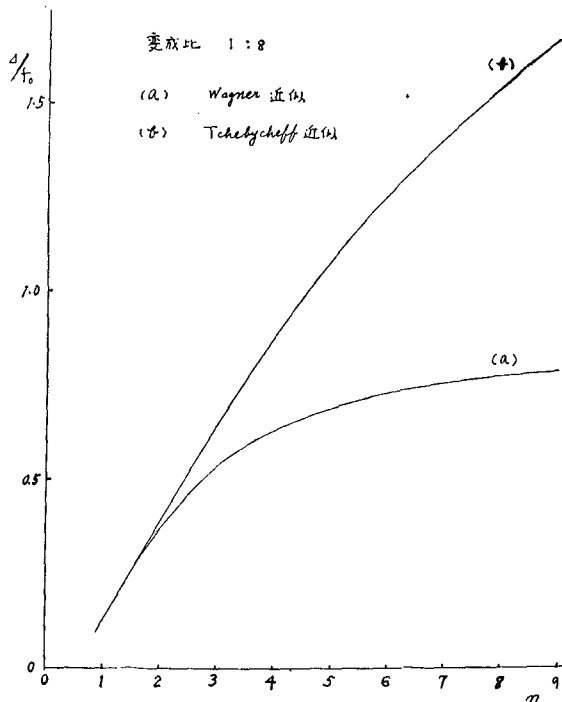
(2) 動作特性関数の近似法

動作特性関数から回路の設計を行う場合、適当な関数による近似を行う方が有利である。インピーダンス変成器では、通過域のみを対照とし希望する特性を最も少い回路素子で実現するような関係による近似を行えばよい。このような目的に対して、最大平坦特性を示す Wagner 近似と、波状特性を示す Tchebycheff 近似とがある。Wagner 近似は

$$S(\lambda)S(-\lambda) = 1 + \left(\frac{\lambda}{\lambda_c} \right)^n \quad (3-7)$$

で与えられるもので λ_c は遮断周波数である。Tchebycheff 近似は

$$S(\lambda)S(-\lambda) = 1 + \frac{\delta^2}{2} \left\{ 1 + T_n \left(\frac{\lambda}{\lambda_c} \right) \right\} \quad (3-8)$$



第 3-2 図

で与えられ δ^2 は通過域に於ける許容偏差で λ_c は遮断周波数、 $T_n\left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)$ は Tchebycheff の多項式である。これらはいずれも原型であって実際の設計に当っては適当な周波数変換を必要とする。インピーダンス変成器では大体以上の近似に限られこの他はこれらの近似式の変形で十分目的を達せられる。通過域に於ける許容偏差が多少認められる場合には Tchebycheff 近似の方が Wagner 近似より同じ回路素子数でより広帯域とすることが出来る。例として第3-2図に両近似の通過帯域巾 Δ を比較してある。ここでは $2n$ ケの素子数に対する Δ を中心周波数 f_0 で規準化してあり、通過域を $VSWR=1.2$ 以下とした場合である。

(3) 物理的実現性の必要十分条件

このように先に与えた動作特性を示すような回路が果して物理的に作れるかどうか検討する必要がある。二端子インピーダンスについては、一般に回路網はインダクタンス L 、容量 C 、抵抗 R で示され λ の有理関数で与えられる。又受動回路網を扱う限り L, C 及び R は負とならないので λ の正実関数である。従って二端子インピーダンスが物理的に実現出来るための必要十分条件は

(i) $Z(\lambda)$ は λ の有理関数であること、(ii) $Z(\lambda)$ は λ の正実関数であること。

である。四端子網では入力インピーダンス Z_{in} が λ の正実関数であることと、可逆の定理より $A(\lambda)D(\lambda)-B(\lambda)C(\lambda)=f(\lambda)$ が条件の一つである。 $f(\lambda)$ は周波数変換によって生れる項で一般には 1 である。従って四端子網での必要十分条件は

(i) Z_{in} は λ の正実関数であること、(ii) $A(\lambda)D(\lambda)-B(\lambda)C(\lambda)=f(\lambda)$

となる。以上が動作関数で設計する場合の判定条件となる。

4. 梯子型インピーダンス変成器

超短波帯でも数 + MC の周波数の低い帯域では従来から用いられている 1/4 波長型のインピーダンス変成器では線路長が長くなり実用出来ないので、集中定数を簡単な梯子型に構成して広帯域インピーダンス変成器を設計した。これはインピーダンスを順次高めて行くインピーダンス変成器より多少集中定数の回路を多用したものである。

(1) Wagner 近似

動作特性関数を

$$S(\lambda)S(-\lambda)=1+\delta^2(1+\lambda^2)^{2n} \quad (4-1)$$

とおく。 λ は複素周波数で δ は境界条件より定まる定数である。 n は回路の素子数を定め且つ通過帯域巾も定めるので希望の特性を有し回路素子を最小とするように定める。(4-1) 式より $S(\lambda)$ を求めるには

$$\lambda'=1+\lambda^2 \quad (4-2)$$

なる周波数変換を施し λ' について解いた根を λ'_{nh} とすれば

$$\left. \begin{aligned} \lambda'_{nh} &= r'_{nh}(-\sin\theta'_{nh} + j\cos\theta'_{nh}) \\ r'_{nh} &= \frac{1}{\sqrt[n]{\delta}}, \quad \theta'_{nh} = \frac{2h-1}{2n} \cdot \frac{\pi}{2} \end{aligned} \right\} \quad (4-3)$$

となる。但し $h=1, 2, 3, \dots, n$ である。これを (4-2) 式で λ 平面に根の変換を行えば、求むる根 λ_{nh} は

$$\left. \begin{aligned} \lambda_{nh} &= r_{nh}(-\sin\theta_{nh} + j\cos\theta_{nh}) \\ r_{nh} &= (1+r'^2_{nh}-2r'_{nh}\cos\theta'_{nh})^{\frac{1}{2}}, \quad \theta_{nh} = \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{r'_{nh}\sin\theta'_{nh}}{r'_{nh}\cos\theta'_{nh}-1} \end{aligned} \right\} \quad (4-4)$$

と与えられるから (4-1) 式は

$$S(\lambda)S(-\lambda) = \delta^2 \prod_{h=1}^{2n} (\lambda - \lambda_{nh})(\lambda - \lambda_{nh}^*) \quad (4-5)$$

但し $\lambda_{nh}^* = r_{nh}(\sin \theta_{nh} + j \cos \theta_{nh})$ である。

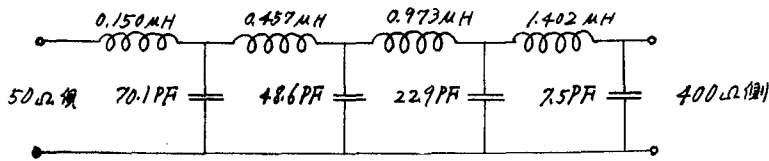
ここで先に述べた 物理的実現性の判定条件から λ 平面で虚軸を含む左半平面内の根を集めればよい。従って

$$S(\lambda) = \delta \prod_{h=1}^{2n} (\lambda - \lambda_{nh}) \quad (4-6)$$

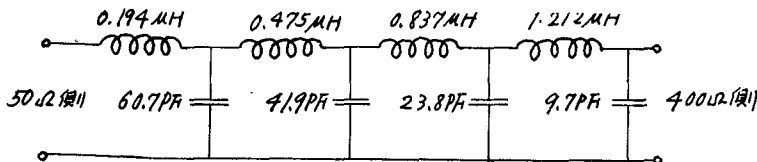
と定めることが出来る。次に $H(\lambda)$ は (3-5) 式と (4-1) 式より

$$H(\lambda) = \delta(1 + \lambda^2)^n \quad (4-7)$$

と求められる。 δ は $\lambda=0$ なる境界条件から $\delta = 1/2 \cdot (k-1/k)$ となる。以上によって (3-7) 式より入力インピーダンスが与えられるので梯子型回路で実現するには、O.Brune の連分数展開を行えばよい。設計例として $R_1=50\Omega$, $R_2=400\Omega$, $n=4$ としたとき、得られる回路は第 4-1 図に示すごときのもので、これを実験した結果は第 4-3 図に示す。



第 4-1 図



第 4-2 図

(2) Tchedycheff 近似

ω_1, ω_2 を遮断周波数, A を通過帯域巾, δ_2 を通過帯域内の許容偏差とすれば,

$$S(\omega')S(-\omega') = 1 + \frac{\delta^2}{2} + \frac{\delta^2}{2} T_{2n}(\omega') \quad (4-8)$$

とおけばよい。但し

$$\omega' = 2 \left\{ \frac{\omega^2 - \frac{1}{2}(\omega_1^2 + \omega_2^2)}{\omega_2^2 - \omega_1^2} \right\} \quad (4-9)$$

である。更に

$$\tilde{\omega} = \frac{\omega}{\sqrt{A}}, \quad P = \frac{1}{2} \left(\frac{2}{A} + \frac{A}{2} \right) \quad (4-10)$$

とおけば $\omega' = \tilde{\omega}^2 - P$ となって (4-2) 式に於ける周波数変換と同じ形となる。そこで (4-8) 式の根を $\omega'_{nh} = \mu'_{nh} + j\nu'_{nh}$ とすれば

$$\left. \begin{aligned} \mu'_{nh} &= \frac{1}{2} \left(2\sqrt{\frac{\alpha+1}{\alpha-1}} + 2\sqrt{\frac{\alpha-1}{\alpha+1}} \right) \cos \frac{2h-1}{2n} \cdot \pi \\ \nu'_{nh} &= \frac{1}{2} \left(2\sqrt{\frac{\alpha+1}{\alpha-1}} - 2\sqrt{\frac{\alpha-1}{\alpha+1}} \right) \sin \frac{2h-1}{2n} \cdot \pi \end{aligned} \right\} \quad (4-11)$$

となる。但し $\alpha^2 = 1 + \delta^2$ である。更に $\dot{\omega}_{nh} = r_{nh}(\cos \theta_{nh} + j \sin \theta_{nh})$ として根 $\tilde{\omega}_{nh}$ を求めれば

$$\left. \begin{aligned} r_{nh} &= \left\{ (\mu'_{nh} + P)^2 + \nu'^2_{nh} \right\}^{\frac{1}{4}} \\ \theta_{nh} &= \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{\nu'_{nh}}{\mu'_{nh} + P} \end{aligned} \right\} \quad (4-12)$$

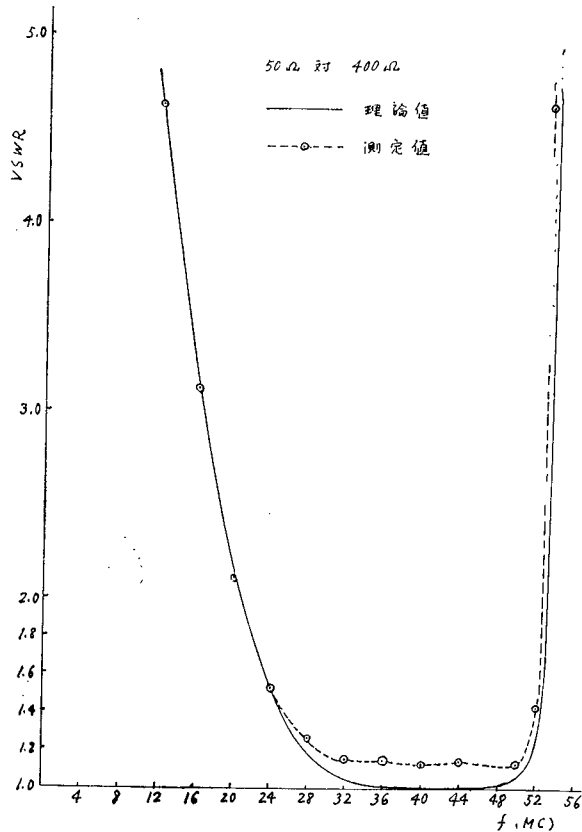
で与えられる。従って $\tilde{\lambda} = j\tilde{\omega}$ なる $\tilde{\lambda}$ 平面の虚軸を含む左半平面内の根を集めれば

$$S(\tilde{\lambda}) = 2^{n-1} \frac{\sqrt{\alpha^2 - 1}}{\sqrt{2}} \prod_{h=1}^{2n} (\tilde{\lambda} - \tilde{\lambda}_{nh}) \quad (4-13)$$

のようにして $S(\lambda)$ が求められる。一方 $H(\tilde{\lambda})$ は同様にして $H(\tilde{\lambda})$ についての根 $\tilde{\lambda}_{nh}$ を求めれば

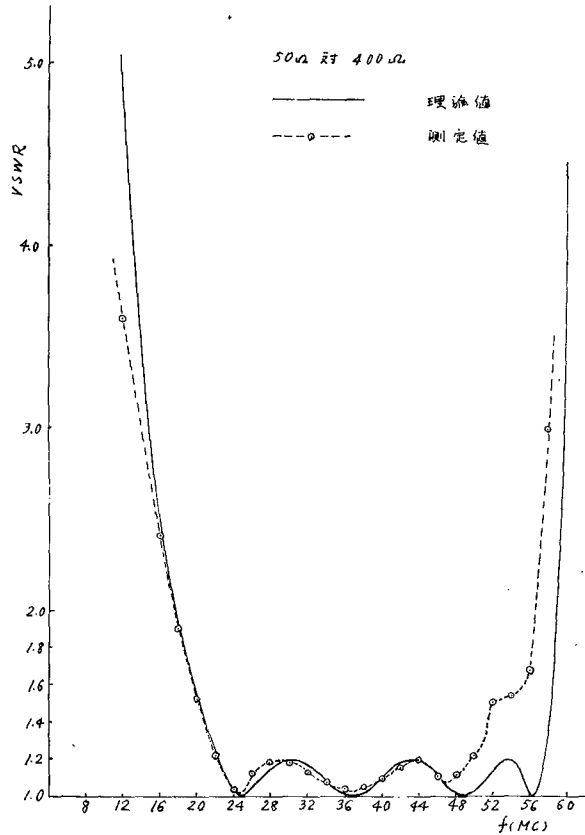
$$H(\lambda) 2^{n-1} \frac{\delta}{\sqrt{2}} \prod_{h=1}^{2n} (\tilde{\lambda} - \tilde{\lambda}_{nh}) \quad (4-14)$$

となるから Wagner 近似の場合と同様に回路を構成出来る。例として $R_1 = 50 \Omega$, $R_2 = 400 \Omega$,



第 4-3 図

$n=4$, 偏差は VSWR で 1.2 の場合について求めると 第4-2図 の如くなる. 実験した結果を第 4-4図に示す.



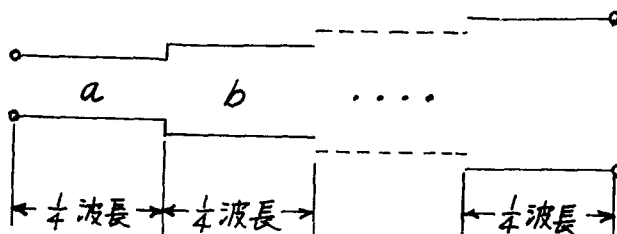
第 4-4 図

Tchebycheff 近似の場合, 周波数の高い方で理論値からずれているが, これは測定精度によるものである. しかしながら二つの実験例は理論とよく一致することを示している.

5. 1/4 波長型インピーダンス変成器

これは超短波用インピーダンス変成器として古くから用いられているもので第5-1図に示すように 1/4 波長の等長の線路の特性インピーダンス a, b, c, \dots を階段的に高めて行きインピーダンス変成を行うものである. 今

$$\lambda = j \tan \frac{\pi f}{2f_0} \quad (5-1)$$



第 5-1 図

なる周波数変換を施せば1/4波長線路を n 段縦続接続せる四端子パラメータ・マトリックス $[K]_n$ は一般に

$$[K]_n = \frac{1}{(\sqrt{1-\lambda^2})^n} \begin{bmatrix} A(\lambda) & B(\lambda) \\ C(\lambda) & D(\lambda) \end{bmatrix} \quad (5-2)$$

と表示出来、 $A(\lambda), D(\lambda)$ が λ の偶関数で $B(\lambda), C(\lambda)$ が奇関数となって集中定数に於ける四端子パラメータと同様の形となる。従つて

$$\left. \begin{aligned} P(\lambda) &= kA(\lambda) + R^{-1}B(\lambda) + RC(\lambda) + k^{-1}D(\lambda) \\ Q(\lambda) &= kA(\lambda) + R^{-1}B(\lambda) - RC(\lambda) - k^{-1}D(\lambda) \end{aligned} \right\} \quad (5-3)$$

とおけば

$$P(\lambda)P(-\lambda) - Q(\lambda)Q(-\lambda) = (1-\lambda^2)^n \quad (5-4)$$

となるから (5-3) 式と (5-4) 式から回路を決定出来る。

(1) Wagner 近似

$$S(\lambda)S(-\lambda) = 1 + \frac{K^2}{(1-\lambda^2)^n} \quad (5-5)$$

のように動作特性関数をえらべばよい。ここで K は境界条件より定まる定数である。すると

$$P(\lambda)P(-\lambda) = (1-\lambda^2)^n + K^2 \quad (5-6)$$

と与えられ $\lambda' = 1-\lambda^2$ なる周波数変換を行い梯子型の場合と同様に $P(\lambda)$ を決定することが出来る。 $Q(\lambda)$ は (5-4) 式より

$$Q(\lambda) = K \quad (5-7)$$

となり K は $\lambda=0$ なる条件から $K = \frac{1}{2} \left(k - \frac{1}{k} \right)$ と与えられ、四端子パラメータ又は入力インピーダンスを決めることが出来る。ここで知りたいのは各段の特性インピーダンスであり、これは (i) 係数比較法、(ii) マトリックス演算による法、(iii) Richards の鍵定理による法等で次数に応じた便利な方法で決めることが出来る。

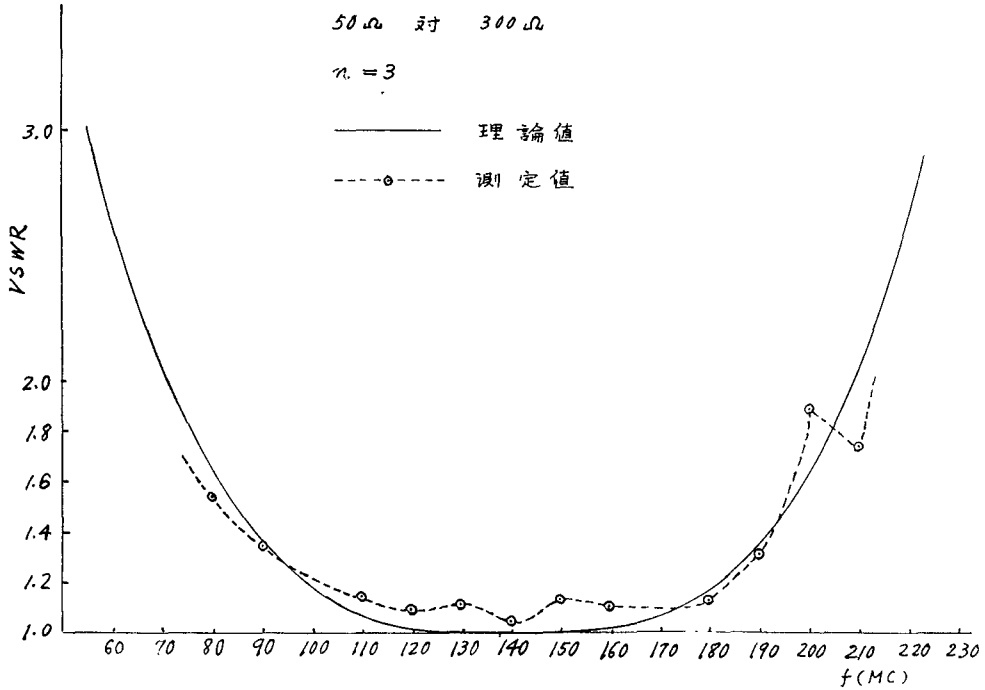
得られた特性インピーダンスを二重巻螺旋線で実現するには、第2-3図から特性インピーダンス W_b が

$$W_b \doteq 120 \sqrt{\frac{\mu_s}{\epsilon_s}} \ln \sqrt{\frac{1-\cos\theta}{2}} \cdot \frac{p}{\pi d} \quad (5-8)$$

と与えられるので p/d を定めることが出来る。例として $R_1=50\Omega$, $R_2=300\Omega$, $n=3$ としたときの特性インピーダンスとその規格及び得られたインピーダンス変成器の寸法を第5-1表に示す。但し $\theta=\pi$ とした。更に実験結果を第5-2図に示す。

第5-1表

	$W(\Omega)$	$d(\text{mm})$	$P(\text{mm})$	変成器の寸法 (mm)	
a	63.5	0.6	2.5	ボビン直径	20
b	127.0	0.275	2.5	ボビン長	60
c	245.0	0.10	2.5	(中心周波数)	(150 MC)



第 5-2 図

(2) 変形 Wagner 近似

これは離れた二つの周波数帯域にわたってインピーダンス変成を行うために Wagner 近似を変形したもので、中心周波数は両帯域の中間にとる。その動作特性関数は次のように与えればよい。

$$S(\lambda)S(-\lambda) = 1 + \frac{K^2(\lambda_1^2 + \lambda^2)^l}{(1 - \lambda^2)^n} \quad (5-9)$$

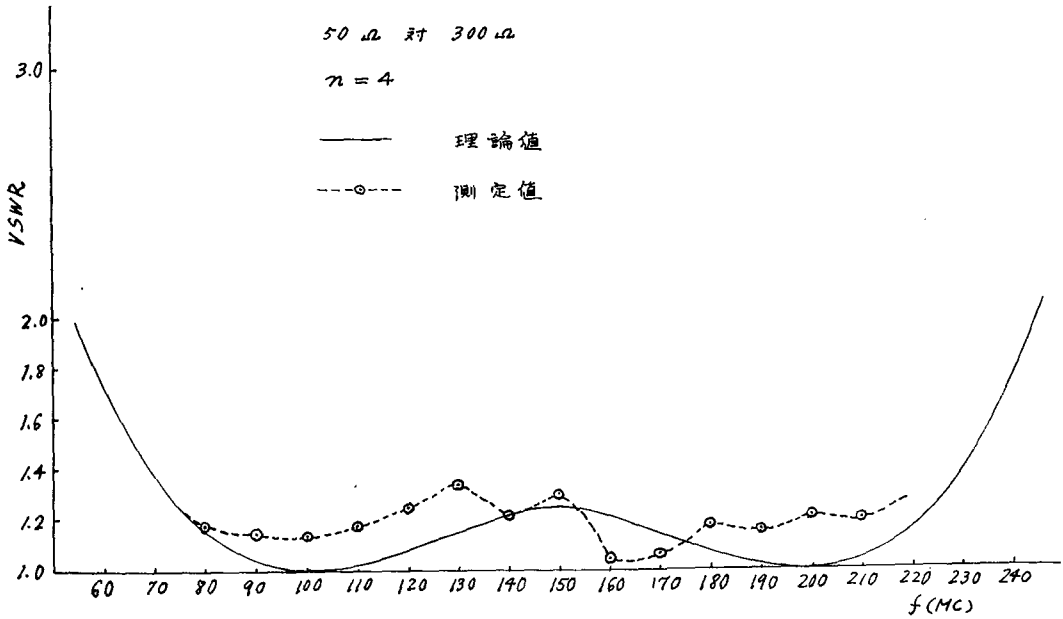
ここで λ_1 は一つの帯域の中心にえらび l は $l \leq n$ なるものであればよい。しかるとき

$$\left. \begin{aligned} P(\lambda)P(-\lambda) &= (1 - \lambda^2)^n + K^2(\lambda_1^2 + \lambda^2)^l \\ Q(\lambda)Q(-\lambda) &= K^2(\lambda_1^2 + \lambda^2)^l \end{aligned} \right\} \quad (5-10)$$

より $p(\lambda)$, $Q(\lambda)$ を決定し Wagner 近似と同様に回路を構成すればよい。例として $R_1 = 50\Omega$, $R_2 = 300\Omega$, $n = 4$, $f_0 = 140\text{MC}$, $f_1 = 100\text{MC}$ としたとき変成器の規格を第5-2表に示し、その実験結果を第5-3図に示す。

第 5-2 表

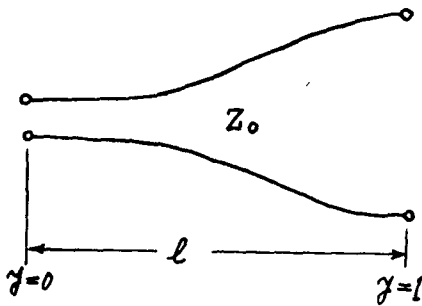
	W (Ω)	d (mm)	P (mm)	変成器の寸法 (mm)	
a	61.5	0.2905	2	ボビン直径	10
b	91.0	0.149	2	ボビン長	120
c	165.0	0.0805	2	(中心周波数)	(140 MC)
d	244.0	0.0414	2		



第5-3 図

以上二つの例で明らかのように非常に小型に作ることが出来、しかも理論との大体一致した結果が得られた。

6. テーパー線路型インピーダンス変成器



第6-1 図

第6-1図に示すようなテーパー線路は広帯域インピーダンス変成器として用い得ることは認められて来たが線路として遮断周波数の1波長程度まで必要とされ大型となるので二重巻螺旋線を用いたテーパー線路型インピーダンス変成器を試作した。この設計理論は、いろいろなされておられ、いづれにしても正確な解が得られないため適当な近似計算を行っているのがその全てである。この設計では、J. Willis & N.K. Sinha のものを一部参照した。

インピーダンス変成器のように通過域に於ける反射係数 Γ が非常に小さいところを対照とするときは、 $|\Gamma| \ll 1$ としてよく、このような条件で第6-1 図の出力端を完全整合させて入力端に於ける反射係数を求めれば

$$|\Gamma| = \frac{1}{2} \left| \int_0^l F(y) e^{-j2\beta l y} dy \right| \quad (6-1)$$

となる。但し

$$F(y) = \frac{d \ln Z_0}{dy} \quad (6-2)$$

で Z_0 は線路の特性インピーダンスで y の関数である。(6-1) 式において希望する $|\Gamma|$ を与えるような Z_0 を定めることが必要である。その一つの方法として三角関数の級数を用いて近似する方法がある。今正弦関数を例にとると、

$$F(y) = \sum K_n \sin n\pi y \quad (6-6)$$

とおくと

$$|\Gamma| = \sum \frac{K_n}{\pi} \left| \frac{4l/\lambda \cdot \cos 2\pi \frac{l}{\lambda}}{(4l/\lambda)^2 - n^2} \right| \quad (6-4)$$

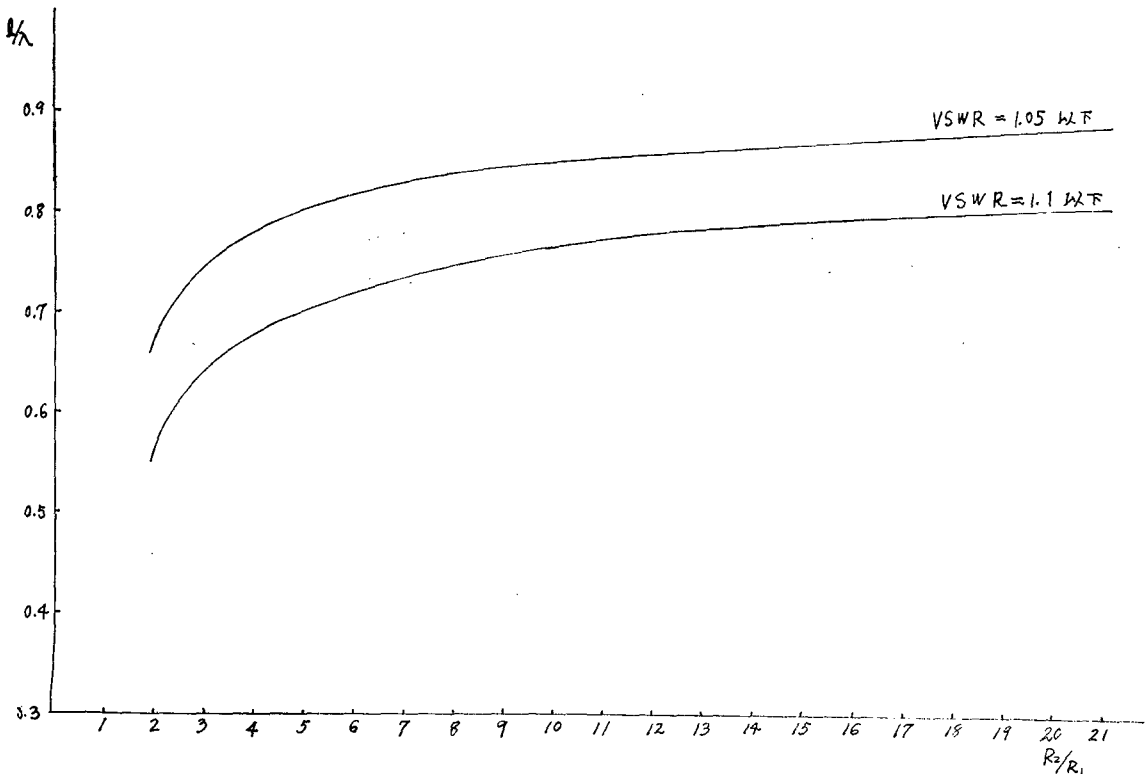
となる。ここで n は奇数のみをとればよい。 K_n は一義的に定めることが出来ないので希望する $|\Gamma|$ であると同時に最小の線路長となるように順次計算によって定めて行く。この時特性インピーダンスは

$$Z_0 = Ae \sum \frac{K_n}{n\pi} \cos n\pi y \quad (6-5)$$

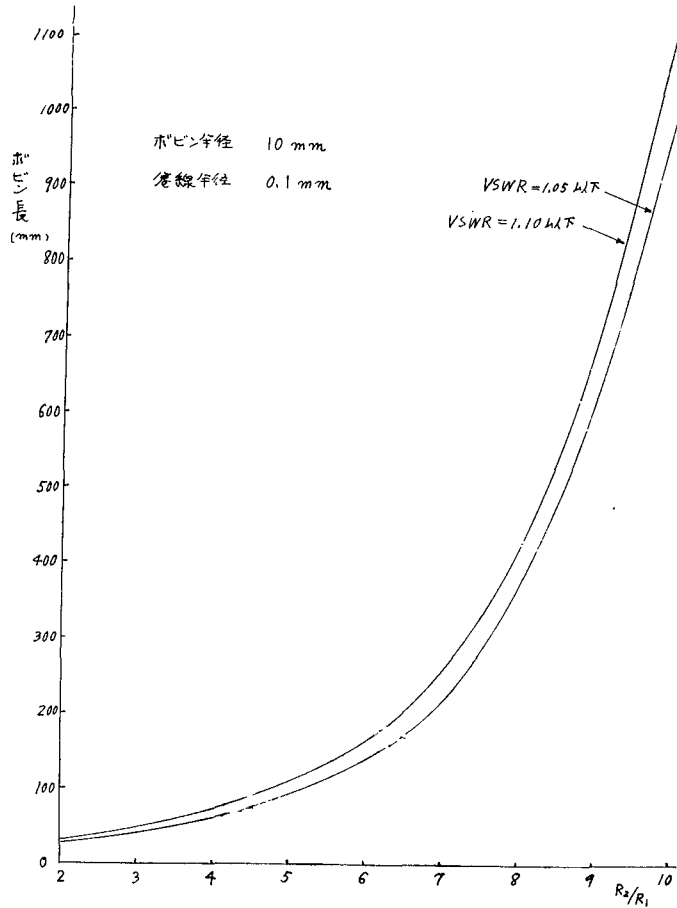
で与えられる。ここで A は積分定数である。これを二重巻螺線で実現するには

$$\frac{p}{d} = \pi e \frac{A}{120} e \sum \frac{K_n}{n\pi} \cos n\pi y \quad (6-6)$$

として二重巻螺線の規格が与えられる。このようにして得られるテーパー線路の物理的寸法を調べると(第6-2)図に変成比に対する必要な線路長を示したようになる。これによると VSWR で 1.05 以下なら遮断周波数の 0.9 波長必要であることがわかる。更にこれを二重巻螺線のポビン長にすると第6-3図に示すようになり、大体変成比として 1 対 10 位までが実用の範囲と思われる。



第 6-2 図

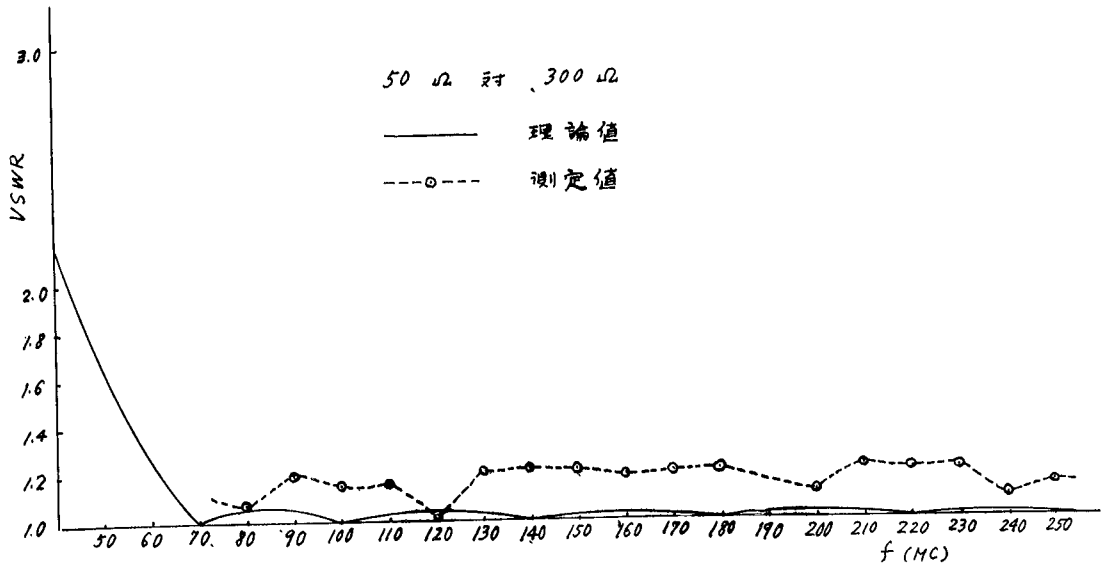


第 6-3 図

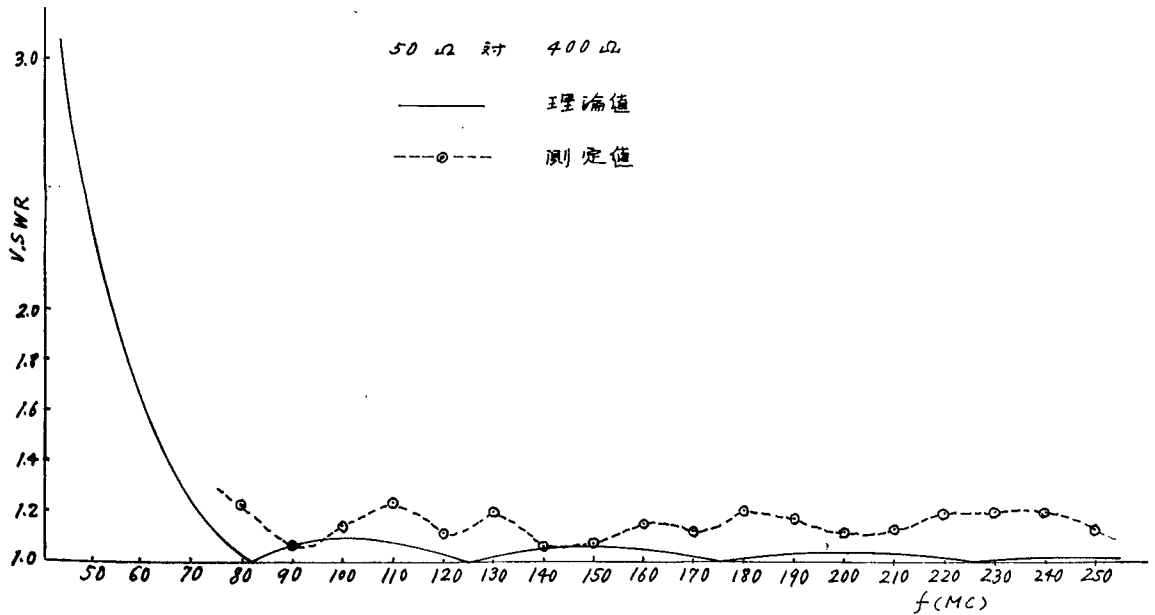
例として $R_1=50\Omega$, $R_2=300\Omega$ 及び $R_1=50\Omega$, $R_2=400\Omega$ の二つの場合について遮断周波数を 80MC にとって設計すれば第6-1表に示すようになり、実験結果は第6-4図及び第6-5図に示す通りである。実験では理論との良好な一致は見られなかったがこれは工作精度によるものである。しかし小型で大体 VSWR が 1.2 以下に納り非常に広帯域インピーダンス変成器として用い得ることが分る。

第 6-1 表

50Ω : 300Ω (mm)		50Ω : 400Ω (mm)	
巻線の直径	0.4	巻線の直径	0.4
ボビンの直径	20.0	ボビンの直径	20.0
ボビンの長さ	310.0	ボビンの長さ	510.0



第 6-4 図



第 6-5 図

7. 結 論

以上超短波用変成器に関する研究の概要を述べたがここで結論的に言えることは次のような事柄である。

(1) 二重巻螺線はすぐれた平衡度と非常に広帯域特性を有し従来の Balun に比し何等劣るものではないこと。しかもその構造は簡単で且つ非常に小型に作れ、すぐれた Balun として十分実用出来る。

(2) 超短波帯でも数十MCあたりでは適当な広帯域インピーダンス変成器がなかったが集中定数の回路素子で梯子型に組むことによって作ることが出来た。この設計に当っては、動作特性関数に適当な近似を与え、関数論的に容易に設計が出来る。試作実験した結果はよく理論との一致が見られた。

(3) 従来大型となるために実用出来なかった多段の1/4波長型インピーダンス変成器を二重巻螺線の回路素子を用い十分小型にすることが出来た。しかも二重巻螺線の有する広範囲の特性インピーダンスから、大きな変成比のものも任意に作れ、同時に平衡不平衡変換を行えるものは、従来のものに見られない特長である。この設計も動作特性関係から行い、試作実験の結果、大体理論との一致が得られた。

(4) 非常に広帯域特性を有するテーパー線路型インピーダンス変成器を二重巻螺線を用いた回路構成とすることによって小型で実用的なものを作ることが出来た。試作品の実験結果はVSWRが1.2以下で十分広帯域な特性のものが得られた。

終りに本研究に対し御指導いただいた永井教授並びに佐藤助教授両先生に深く感謝の意を表すると共に、御指導いただいた永井助教授、斎藤助教授他永井研究室の諸兄に厚く御礼申し上げる次第である。

文 献

- (1) O.M. Woodward: "Balance Measurement on Balun Transformer", Electronics, Sep. 1953.
- (2) P. I. Richards: "Resistor-Transmission-Line Circuit", IRE, Sep, 1946.
- (3) 池野信一: 「同軸変成器の設計法」, 昭和28年, 電気三学会連合大会.
- (4) J. Willis & N.K.Sinha: "Non-Uniform Transmission Lines as Impedance Transformer", PIE E, March, 1956.
- (5) 永井健三, 佐藤利三郎: 「遮蔽型螺線々路の電磁界並びに伝播定数」, 昭和32年, 電気通信学会全国大会.

審査結果要旨

本論文は数十メガサイクルから数百メガサイクルにいたる超短波帯用のインピーダンス変成器に関する研究であつて、これを小形軽量に考案設計し、理論と実験との一致を確かめたものである。

超短波変成器は従来平行線あるいは同軸線を使った分布定数線路の組合せが考えられ、従つてその大きさがぼう大となり、小型軽量を必要とする用途に対しては実用的でなかった。著者は二重巻螺線が優れた平衡度と広帯域性とを有し、かつ非常に小形に製作できる点に着目して、これを変成器素子として使用することを考えた。

従来 $1/4$ 波長のインピーダンス変成器は大形であるが、二重巻螺線を回路素子とすることによって充分小形とすることができ、また大きな変成比のものまで作製することができた。実験の結果は実用に供しうるものである。この設計には後述の動作特性関数を使った理論が用いられてある。

次に広帯域特性を有するテーパー線路形インピーダンス変成器は古くから理論計算は行なわれてきたが、やはり大形となる。これに対しても二重巻螺線を用いて順次螺線間隔を広げる構成とすることによって小形で実用的なものを作ることができた。試作品による実験結果では充分広帯域特性が得られた。VSWR 特性も良好であった。

数十メガサイクル帯では分布定数の回路素子は特に大形となる。著者は集中定数素子を梯子形に組み、広帯域にわたるインピーダンス変成器を作ることができた。この設計に当つては動作特性関数に適当な近似を与え、関数論的設計によつて如何に多段の場合でも容易に設計ができた。試作変成器の実験結果は理論値とよく一致した。

以上を要するに著者は二重巻螺線を超短波領域に利用する考えを導入して、小形軽量でかつ優れた特性の超短波用変成器の試作に成功した。なお数十メガサイクル帯でも関数論的な設計により、集中定数素子を梯子形に組み充分実用できる変成器を得たもので、通信工学上特に超短波領域における変成器設計上寄与するところが少なくない。

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。