

残留側波形成用ろ波器の一設計法

武 部 幹

A Method of Designing Vestigial Sideband Forming Filter.

by

Tuyosi TAKEBE

Abstract

For the filter forming vestigial sideband (abbr. V. S. B), it is desired that its amplitude vs. frequency characteristic is point-symmetrical for carrier frequency in VSB and its delay characteristic is flat over all transmission band.

In this paper, a method of finding a transfer function which satisfactorily approximates the desired amplitude specifications is studied. Linear phase is realized in the next step by using phase corrector. In the approximation step, Tchebycheff polynomials are used. This method is explained and illustrated by an example as follows : a) Carrier frequency 4.6MC b) VSB 4.6 ± 0.7 MC.

1. ま え が き

テレビジョン信号や、高品質放送信号等、直流あるいは極めて低周波の成分を含む信号を搬送回線で伝送する場合には、残留側波伝送方式が用いられる。^{1), 2), 3)} このさい、残留側波形成用ろ波器に要求される特性は次の如くである。

- 1) 単側波 (SSB) 伝送帯域では振巾特性が平坦であること。
- 2) 残留側波 (VSB) 伝送帯域では、振巾一周波数特性が搬送周波数に関して点対称であること。
- 3) 減衰域で所要の減衰量を有すること。
- 4) SSBならびにVSB伝送帯域を通して遅延特性が平坦であること。

第2項は、ろ波器の遮断域の特性に対する要求であり、テレビ信号の場合、特に低周波の信号成分が大きく、この帯域の伝送規格が高周波帯域より厳格である。これが、此の問題の著しい特徴である。

H. W. Bode⁴⁾は、映像対称ろ波器について、通過域ならびに減衰域まで、直線位相を得る方法を与え、この方法による実験例⁵⁾もあるが、1) 減衰域の減衰量が15 dB程度しか取れない。2) 格子型回路で実現するため回路の調整が難しく、特に遮断域にて規定の特性を得ることが難しい。等の難点がある。また遮断域の振巾特性は、両側抵抗終端リアクタンスろ波器1段では、搬送周波数に対し、遮断周波数を如何に選んでも折り返し振巾特性が0.5 dB程度のハンプを生じ、2段縦続接続して、漸く良好な特性が得られる。この他、直線位相を得る動作特性ろ波器^{6), 7)}が発表されているが、いずれも位相に重点を置いて居り、遮断域ならびに減衰域の振巾特性は、この問題に適合しない。

それゆえ本文では、振巾特性にのみ注目して、前記の要求を満足する伝送関数を得る方法を検討し、位相特性は、位相等化器を用いることとした。以下これについて述べる。

2. 設 計 法

1 で述べた振巾特性を具体的に示すと第1図のようになる。SSB伝送帯域では、振巾特性は $1 \pm \varepsilon$ であり、減衰域では ε' 以下であることが要求され、 ε , ε' はそれぞれ方式設計より与えられる。残留側波帯域では、規準搬送周波数 $\Omega = 1$ における振巾が 0.5 , $\Omega = 1 \pm A$ の点における振巾が夫々 $0.5 \mp \alpha$ であれば良い。この条件さえ満足すれば、曲線の形は任意であるが、リアクタンス4端子網で実現し易いもの、すなわち有理分数での近似が成るべく容易なもの、したがって曲率の急激な変化のない曲線が妥当である。

適当と考えられるものとして、 $H = 1$ の連立チェビシェフ特性ろ波器2段の振巾特性がある。その反伝送関数を $S(A)$ とすると、2段の振巾特性は、

$$\left. \frac{1}{s(A)s(-A)} \right|_{A=i\Omega} = \left. \frac{1}{1+\varphi(A)\varphi(-A)} \right|_{A=i\Omega} = \frac{1}{1+|\varphi(i\Omega)|^2} \quad (1)$$

で与えられ、ここに特性関数 $\varphi(A)$ は

$$\left. \begin{aligned} \varphi(A) &= A \prod_{\nu=1}^{\frac{n-1}{2}} \frac{(A^2 + \omega_{2\nu}^2)}{(A^2 \omega_{2\nu}^2 + 1)} & (n: \text{奇数}), \\ \varphi(A) &= \prod_{\nu=0}^{\frac{n-2}{2}} \frac{(A^2 + \omega_{2\nu+1}^2)}{(A^2 \omega_{2\nu+1}^2 + 1)} & (n: \text{偶数}) \end{aligned} \right\}$$

と与えられる。 n の偶、奇いづれの場合も

$$\varphi\left(\frac{1}{A}\right) = \frac{1}{\varphi(A)} \quad (2)$$

となり、 $1/\Omega$ における振巾と、 Ω における振巾との和は、

$$\frac{1}{S(j\frac{1}{\Omega})S(-j\frac{1}{\Omega})} + \frac{1}{S(j\Omega)S(-j\Omega)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{|\varphi(j\Omega)|^2}} + \frac{1}{1 + |\varphi(j\Omega)|^2} = 1 \quad (3)$$

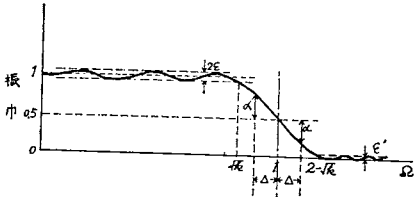
となり、対数周波数軸に関して正確に要求を満足する。

しかしながら、同期検波方式の場合には、VSB巾が狭いほど伝送帯域が節約出来て良いが、搬送波包絡線検波方式の場合には、直角成分歪よりの制限から、ある程度のVSB巾が必要となり、この際、上述の特性は、VSB帯域における算術周波数軸についての振巾の点対称性が悪くなる ($k=0.7$ で偏差 0.12 dB 程度) ので、この場合は適当な周波数変換を行って改善する。すなわち原周波数 ω の \sqrt{k} , 1 , $1/\sqrt{k}$ を新周波数 \sqrt{k} , 1 , $2-\sqrt{k}$ に対応させるような変換を行えば良く、これは (4) 式により達成される。(第2図参照)

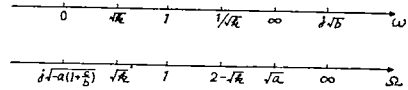
$$\left. \begin{aligned} A^2 &= -a \left(1 - \frac{c}{\lambda^2 - b} \right), \\ \Omega^2 &= a \left(1 + \frac{c}{w^2 + b} \right), \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

ここに、

$$a = \frac{(2 - \sqrt{k})^2(1 - k - k^2) + k^2}{1 - k(2 - \sqrt{k})^2},$$
$$b = \frac{(2 - \sqrt{k})^2 - (1 + k - k^2)}{1 - k(2 - \sqrt{k})^2},$$
$$c = -b - \frac{k\{1 - (2 - \sqrt{k})^2k\}}{(2 - \sqrt{k})^2(1 - k - k^2) + k^2},$$



第 1 図 要求される振巾特性



第 2 図 (4) 式で与えられる周波数変換

ここで反伝送関数を示して置く。遮断係数 k ならびに通過域、減衰域の要求を 2 段で十分に満足するような $H = 1$ の連立チェビシェフ特性ろ波器の伝送係数を $S_0(\lambda)$ ⁸⁾ とする。

$$S_0(\lambda) = \frac{g_0(\lambda)}{f_0(\lambda)} = A(\lambda - \lambda'_{\nu 0}) \prod_{\nu=1}^{n-1} \frac{(\lambda - \lambda'_{\nu 0})(\lambda - \bar{\lambda}'_{\nu 0})}{(\lambda - \lambda''_{\nu 0})(\lambda - \bar{\lambda}''_{\nu 0})}, \quad \left. \begin{array}{l} n: \text{奇数} \\ n: \text{偶数} \end{array} \right\} \quad (5)$$
$$= A \prod_{\nu=1}^{n-2} \frac{(\lambda - \lambda'_{\nu 0})(\lambda - \bar{\lambda}'_{\nu 0})}{(\lambda - \lambda''_{\nu 0})(\lambda - \bar{\lambda}''_{\nu 0})} \quad n: \text{偶数}.$$

この 1 段の振巾の二乗を $e^{-\alpha}$ で表はすと、 $\bar{\lambda}''_{\nu 0} = -\lambda''_{\nu 0}$ であるから

$$e^{-2\alpha} = S_0^2(\lambda) \cdot S_0^2(-\lambda)$$
$$= A^4 (\lambda^2 - \lambda_{00}^{\prime 2}) \prod_{\nu=1}^{n-1} \frac{(\lambda^2 - \lambda_{\nu 0}^{\prime 2})^2 (\lambda^2 - \bar{\lambda}_{\nu 0}^{\prime 2})^2}{(\lambda^2 - \lambda_{\nu 0}^{\prime \prime 2})^4}, \quad \left. \begin{array}{l} n: \text{奇数} \\ n: \text{偶数} \end{array} \right\} \quad (6)$$
$$= A^4 \prod_{\nu=0}^{n-2} \frac{(\lambda^2 - \lambda_{\nu 0}^{\prime 2})^2 (\lambda^2 - \bar{\lambda}_{\nu 0}^{\prime 2})^2}{(\lambda^2 - \lambda_{\nu 0}^{\prime \prime 2})^4} \quad n: \text{偶数}.$$

ここで (4) 式による変換を行うと

$$\lambda^2 - \lambda_{\nu 0}^{\prime 2} = -\frac{ac}{A_{\nu 0}^2 + a} \cdot \frac{A^2 - A_{\nu 0}^2}{A^2 + a}$$

ここで、

$$A_{\nu}^2 = -a \left(1 - \frac{c}{\lambda_{\nu 0}^2 - b} \right).$$

したがって

$$\frac{\lambda^2 - \lambda_{\nu 0}^{\prime 2}}{\lambda^2 - \lambda_{\nu 0}^{\prime \prime 2}} = \frac{(A_{\nu 0}^{\prime \prime 2} + a)(A^2 - A_{\nu 0}^{\prime 2})}{(A_{\nu 0}^{\prime 2} + a)(A^2 - A_{\nu 0}^{\prime \prime 2})} = c \frac{(A^2 - A_{\nu 0}^{\prime 2})}{(A^2 - A_{\nu 0}^{\prime \prime 2})}$$

となり，変換された e^{2a} は

$$\left. \begin{aligned} e^{2a} &= A^{\prime 4} \frac{(A^2 - A_{00}^{\prime 2})^2}{(A^2 + a)^2} \prod_{\nu=1}^{n-1} \frac{(A^2 - A_{\nu 0}^{\prime 2})^2 (A^2 - A_{\nu 0}^{\prime \prime 2})^2}{(A^2 - A_{\nu 0}^{\prime \prime 2})^4}, \quad n: \text{奇数}, \\ &= A^{\prime 4} \prod_{\nu=0}^{n-2} \frac{(A^2 - A_{\nu 0}^{\prime 2})^2 (A^2 - A_{\nu 0}^{\prime \prime 2})^2}{(A^2 - A_{\nu 0}^{\prime \prime 2})^4}, \quad n: \text{偶数}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

さてこの反伝送関数を $S_0^2(A)$ とすると，その零点，極はいづれも二重であり，能率の良い関数ではない。それゆえ，SSBおよびVSB帯域において此の振巾特性に近似し，減衰帯域で所要の減衰量を与えるように配置された減衰極を有する反伝送関数 $S(\lambda) = g(\lambda)/f(\lambda)$ を見出すことが問題となる。

$f(A)$ は例えば1段で所要の減衰量を有する連立チェビシェフ特性ろ波器を参考にして選定し，これを次式で表わす。

$$f(A) = \prod_{\mu=1}^m (A^2 - A_{\mu}^{\prime \prime 2}). \quad (8)$$

SSBならびにVSB帯域において $S(A)S(-A)$ が e^{2a} に近似するように，すなわち

$$g(A)g(-A) = f(A)f(-A)e^{2a} \quad (9)$$

なるような $g(A)$ を見出すことが問題である。これは有理式で与えられた理想特性に対する，多項式による近似問題である。この問題は種々の直交多項式により解かれるが，本文ではチェビシェフ多項式級数による方法^{9), 10)}により試みた。

この方法の要点を簡単に述べる。近似帯域を $0 \sim \omega_c$ とする。

$$A = i\omega_c \sin \varphi \quad (10)$$

と置くと，チェビシェフ多項式は

$$\left. \begin{aligned} T_k &= \cos k\varphi, & k: \text{偶} \\ &= i \sin k\varphi & k: \text{奇} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

で表わされる。ここで， $Z = \exp(i\varphi)$ と置くと

$$A = \frac{\omega_c}{2} \left(Z - \frac{1}{Z} \right) \quad (12)$$

となり，

$$\left. \begin{aligned} T_k &= \frac{1}{2} \left(Z^k + \frac{1}{Z^k} \right), & k: \text{偶} \\ &= \left(Z^k - \frac{1}{Z^k} \right) & k: \text{奇} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

となる。今与えられた理想利得特性 \bar{a} をチェビシェフ多項式級数法で展開すると

$$\bar{\alpha} = \sum \bar{C}_k T_k = \sum \bar{C}_k \frac{1}{2} \left\{ Z^k + \left(-\frac{1}{Z} \right)^k \right\}, \quad k: \text{偶数.} \quad (14)$$

一方回路網の利得 α は、一般に次の如く表わされる。

$$2\alpha = \log K^2 \frac{(A_1'^2 - A^2)(A_2'^2 - A^2) \dots}{(A_1''^2 - A^2)(A_2''^2 - A^2) \dots} \quad (15)$$

これを Z 平面に変換すると

$$2\alpha = \log K_z^2 \left\{ \frac{\prod \left(1 - \frac{Z^2}{Z_\sigma'^2} \right)}{\prod \left(1 - \frac{Z^2}{1 - Z_\sigma''^2} \right)} \right\} \left\{ \begin{array}{l} Z \text{ を } \frac{1}{Z} \text{ で置き代えた} \\ \text{左と同様な形の有理関数.} \end{array} \right\} \quad (16)$$

ここで Z_σ は P_σ の写像で

$$P_\sigma = \frac{\omega_c}{2} \left(Z_\sigma - \frac{1}{Z_\sigma} \right) \quad |Z_\sigma| > 1 \quad (17)$$

で定義する。有効帯域、すなわち $|Z| = 1$ のときは

$$\alpha = \log \left| K_z^2 \frac{\prod \left(1 - \frac{Z^2}{Z_\sigma'^2} \right)}{\prod \left(1 - \frac{Z^2}{Z_\sigma''^2} \right)} \right| \quad (18)$$

今 $\bar{\alpha}$ が特に有限回路網の利得に対応している時は (14) 式、(16) 式において Z と $\frac{1}{Z}$ に関する関数とべき級数が有効帯域全般に亘って別々に等値することが出来る。すなわち

$$\sum C_k Z^k = \log K_z^2 \frac{\prod \left(1 - \frac{Z^2}{Z_\sigma'^2} \right)}{\prod \left(1 - \frac{Z^2}{Z_\sigma''^2} \right)} \quad (19)$$

今理想特性 $\bar{\alpha}$ に対して

$$\sum \frac{1}{2} \bar{C}_k Z^k = \log \bar{R}(Z) \quad (20)$$

により $\bar{R}(Z)$ を定義すると、有効帯域すなわち $|Z| = 1$ では

$$\sum C_k Z^k = \log \bar{R}(Z) \bar{R}(-Z) \quad k: \text{偶.} \quad (21)$$

α を $\bar{\alpha}$ に近似するとき、誤差は $\alpha - \bar{\alpha}$ である。

$$\alpha - \bar{\alpha} = \sum (C_k - \bar{C}_k) T_k$$

$$\sum (C_k - \bar{C}_k) Z^k = \log K_z^2 \frac{\prod \left(1 - \frac{Z^2}{Z_\sigma'^2} \right)}{\prod \left(1 - \frac{Z^2}{Z_\sigma''^2} \right)} \cdot \frac{1}{\bar{R}(Z) \cdot \bar{R}(-Z)} = -\log(1 + H(Z)) \quad (22)$$

有効帯域では

$$\alpha - \bar{\alpha} = -\log |1 + H(Z)| \quad (23)$$

で設計の誤差を評価出来る。今の場合は、 $\bar{\alpha}$ が

$$2\alpha = \log [f(A) \cdot f(-A)e^{2\alpha}] \quad (24)$$

と有理分数の対数で表わされ、これを多項式の対数

$$2\alpha = \log [g(A) \cdot g(-A)] \quad (25)$$

で近似しようとするのである。 $f(A) \cdot f(-A)e^{2\alpha}$ を Z 平面に変換し、(19) 式のような Z の関数 $\bar{R}(Z) \cdot \bar{R}(-Z)$ を求めると、

$$\begin{aligned} \bar{R}(Z) \cdot \bar{R}(-Z) &= \bar{K}_Z^2 \frac{\left\{ \prod_{\mu=1}^m \left(1 - \frac{Z^2}{Z_{\mu}''^2} \right)^2 \right\} \left(1 - \frac{Z^2}{Z_{00}'^2} \right)^2 \left\{ \prod_{\nu=1}^{n-1} \left(1 - \frac{Z^2}{Z_{\nu 0}'^2} \right)^2 \left(1 - \frac{Z^2}{Z_{\nu 0}''^2} \right)^2 \right\}}{\left(1 - \frac{Z^2}{Z_{-a}^2} \right)^2 \prod_{\nu=1}^{n-1} \left(1 - \frac{Z^2}{Z_{\nu 0}''^2} \right)^4} \quad (n \text{ 奇}) \\ &= \bar{K}_Z^2 \frac{\prod_{\mu=1}^m \left(1 - \frac{Z^2}{Z_{\mu}''^2} \right)^2 \left\{ \prod_{\nu=1}^{n-1} \left(1 - \frac{Z^2}{Z_{\nu 0}'^2} \right)^2 \left(1 - \frac{Z^2}{Z_{\nu 0}''^2} \right)^2 \right\}}{\prod_{\nu=1}^{n-1} \left(1 - \frac{Z^2}{Z_{\nu 0}''^2} \right)^4} \quad (n \text{ 偶}) \end{aligned} \quad (26)$$

これをべき級数に展開すると、

$$\bar{R}(Z) \cdot \bar{R}(-Z) = \bar{K}_Z^2 (1 + \bar{K}_1 Z^2 + \bar{K}_2 Z^4 + \dots) \quad (27)$$

一方、 $g(A) \cdot g(-A)$ は

$$g(A) \cdot g(-A) = \prod_{\nu=1}^n (A^2 - A_{\nu}^2)(A^2 - \bar{A}_{\nu}^2) \quad (28)$$

の如く表わすことが出来、これを Z 平面に変換したものは

$$\begin{aligned} g(A) \cdot g(-A) &\equiv \left\{ K_Z^2 \prod_{\sigma=1}^n \left(1 - \frac{Z^2}{Z_{\sigma}'^2} \right) \right\} \cdot \left\{ K_Z^2 \prod_{\sigma=1}^n \left(1 + \frac{1}{Z^2 Z_{\sigma}'^2} \right) \right\} \\ &= \left\{ R(Z) \cdot R(-Z) \right\} \cdot \left\{ R\left(-\frac{1}{Z}\right) \cdot R\left(\frac{1}{Z}\right) \right\} \end{aligned} \quad (29)$$

となり、これを整頓すると、

$$R(Z) \cdot R(-Z) = K_Z^2 (1 + K_1 Z^2 + K_2 Z^4 + \dots + K_n Z^{2n}) \quad (30)$$

と書くことが出来る。

今、

$$\left. \begin{aligned} K_k &= \bar{K}_k & k \leq n \\ \text{あるいは、} & & \\ K_k &= \bar{K}_k & k \leq n-2 \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

と置き、 K_{n-1} 、 K_n を調整し、近似誤差

$$\varepsilon = |1 + H(Z)| - 1 = \left| \frac{R(Z)R(-Z)}{R(Z)\bar{R}(-Z)} \right| - 1 \quad (32)$$

が、要求を満足する如く、 n 及び K_{p-1} , K_m を定めれば、(30) 式より逆に (28) 式を得ることが出来、設計が完了する。

3 設 計 例

包絡線検波テレビ伝送方式用のものとして、次のものを設計して見る。

搬送周波数帯域	4.6 MC	}
残留側波帯域	4.6 MC \pm 0.7 MC	
減衰域最小減衰量 b_s	50 dB	
SSB伝送帯域最大減衰量 b_p	0.05 dB	

これより遮断係数 $k = \frac{3.9}{15.3} = 0.74$ となる。

基準連立 Tcheby cheff 特性ろ波器を次のように選ぶ。

$$k = 0.74, \quad b_p = 0.009 \text{ dB}, \quad b_s = 27 \text{ dB}; \quad n = 5.$$

周知の手順⁸⁾に依り、 $S_0(\lambda)$ は次の如く与えられる。

$$S_0(\lambda) = A \frac{(\lambda - \lambda'_{0,0})(\lambda - \lambda'_{2,0})(\lambda - \bar{\lambda}'_{2,0})(\lambda - \lambda'_{4,0})(\lambda - \bar{\lambda}'_{4,0})}{(\lambda^2 - \lambda_{2,0}''^2)(\lambda^2 - \lambda_{4,0}''^2)} \quad (33)$$

ここに、

$$\left. \begin{aligned} \lambda'_{0,0} &= -1, \\ \lambda'_{2,0} &= -0.4934 \ 1807 + j \ 0.8697 \ 922, \\ \lambda'_{4,0} &= -0.1055 \ 6558 + j \ 0.9944 \ 123, \\ \lambda_{2,0}'' &= j \ 1.7560 \ 469, \\ \lambda_{4,0}'' &= j \ 1.2024 \ 145. \end{aligned} \right\}$$

VSB領域での振巾折り返し特性を調べてみると、 $\Omega = 0.93$ において振巾 1.015 (第3図) の山を生ずるので、この特性が充分理想特性に近いことが必要なのであるから、周波数変換を施す。

(4) 式より

$$a = 4.496969, \quad b = 2.75702, \quad c = -2.921564$$

を得る。これより e^{2a} を求めると

$$e^{2a} = S_0^2(A) S_0^2(-A) = A^4 \frac{(A^2 - A_{0,0}'^2)^2 (A^2 - A_{2,0}'^2) (A^2 - \bar{A}_{2,0}'^2)^2 (A^2 - A_{4,0}'^2)^2 (A^2 - \bar{A}_{4,0}'^2)^2}{(A^2 + a)^2 (A^2 - A_{2,0}''^2)^4 (A^2 - A_{4,0}''^2)^4} \quad (34)$$

ここで

$$\left. \begin{aligned} A'_{0,0} &= -1.7264 \ 322, \\ A'_{2,0} &= -0.4969 \ 7721 + i \ 0.9925 \ 9516, \end{aligned} \right\}$$

$$A'_{4,0} = -0.0985 \ 7119 + i \ 0.9999 \ 6482 ,$$

$$\sqrt{-a} = i \ 2.1206 \ 059 ,$$

$$A''_{2,0} = i \ 1.4991 \ 8582 ,$$

$$A''_{4,0} = i \ 1.1708 \ 6711 .$$

この場合の振巾折り返し特性をチェックすると、1.00005 以内におさまリ、充分理想特性に近いことがわかる。

次に $f(A)$ を選定するために、参考のため連立 Tchebycheff 特性ろ波器 1 段で所要の bs が得られるものを調べると、

$$n = 6 , \quad bs = 50 \text{ dB} , \quad b_p = 0.1 \text{ dB} ,$$

が得られ、この場合減衰極は

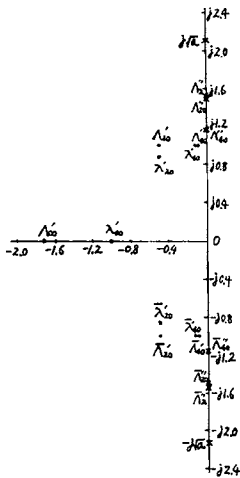
$$\Omega_1 = 3.7719 \ 48 , \quad \Omega_3 = 1.5034 \ 228 , \quad \Omega_5 = 1.1897 \ 53$$

にある。これと (34) 式を参考として、 $f(A)$ としては、特に VSB 領域の特性に重きを置くため、 $A''_{4,0}$ の位置に二重根を持ち、他に一つ

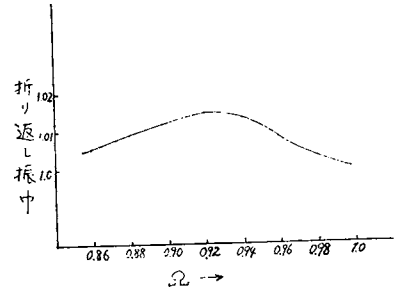
$$\Omega_2 = 1.53$$

に単純根を有するように選ぶ。

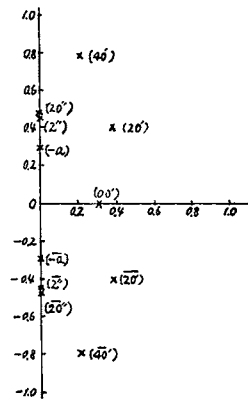
$S_0(\lambda)$, $S_0(A)$, $f(A)$ の零点、極の複素周波数平面上の位置を第 4 図に示す。



第 4 図 $S_0(\lambda)$, $S_0(A)$, $f(A)$ の零点、極の配置



第 3 図 VSB 領域における折り返し振巾特性



第 5 図 $\bar{R}(Z)$ の根 Z_σ の配置 (ただし図には $-(Z_\sigma)^{-1}$ の位置を示す。図の記号は Z の添数)

次に $f(A)f(-A)e^{2a}$ を $A = 2^{-1}\sqrt{k}^{-1}(Z - \frac{1}{Z})$ により、 Z 平面に写像すると

$$\bar{R}(Z)\bar{R}(-Z) = K_z^2 \frac{\left(1 - \frac{Z^2}{Z_{2,0}^2}\right)^2 \left(1 - \frac{Z^2}{Z_{0,0}^2}\right)^2 \left(1 - \frac{Z^2}{Z_{2,0}^2}\right)^2 \left(1 - \frac{Z^2}{Z_{2,0}^2}\right)^2 \left(1 - \frac{Z^2}{Z_{4,0}^2}\right)^2 \left(1 - \frac{Z^2}{Z_{4,0}^2}\right)^2}{\left(1 - \frac{Z^2}{Z_{2,0}^2}\right)^2 \left(1 - \frac{Z^2}{Z_{2,0}^2}\right)^4}$$

(35)

ここで

$$\begin{aligned} -\frac{1}{Z_2''} &= i\,0.4604\,3034 \\ -\frac{1}{Z_{0,0}'} &= i\,0.3052\,9148 \\ -\frac{1}{Z_{2,0}'} &= 0.3828\,0862 + i\,0.4033\,7656 \\ -\frac{1}{Z_{4,0}'} &= 0.4498\,5903 + i\,0.7237\,7708 \\ -\frac{1}{Z_{2,0}''} &= i\,0.4752\,8176 \\ -\frac{1}{Z_{-a}} &= i\,0.2985\,1520 \end{aligned}$$

これを第5図に示した。

$$\bar{R}(Z)\bar{R}(-Z) = \bar{K}_Z^2 \left(\frac{N}{D}\right)^2 \quad \text{の形であるから}$$

$$\frac{N}{D} = \frac{1 + \sum_{j=1}^6 h_j Z^{2j}}{1 + \sum_{i=1} e_i Z^{2i}} \tag{36}$$

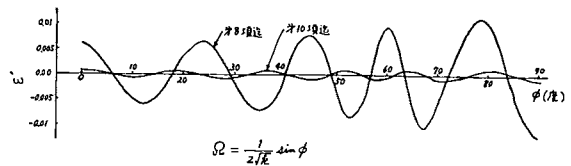
に展開し、これより (27) 式のべき級数を導いた。 \bar{K}_i は次式で求められる。

$$K_i = h_i - (\bar{K}_{i-3}e_3 + \bar{K}_{i-2}e_2 + \bar{K}_{i-1}e_1) \tag{37}$$

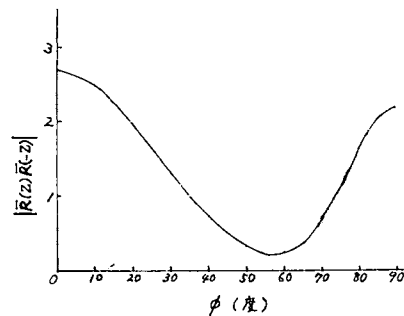
$$\begin{aligned} \text{但し,} \quad h_i &= 0 \quad i \geq 7 \\ \bar{K}_0 &= 1 \quad K_j = 0 \quad j < 0 \end{aligned}$$

K_i の値は次の如くである。

$$\begin{aligned} \bar{K}_1 &= 0.5063\,9408\,5 \\ \bar{K}_2 &= 1.0162\,2750\,6 \\ \bar{K}_3 &= 0.0458\,6802\,3 \\ \bar{K}_4 &= 0.3140\,6709\,0 \\ \bar{K}_5 &= -0.1519\,1389\,6 \\ \bar{K}_6 &= 0.0975\,5956\,4 \\ \bar{K}_7 &= -0.0494\,7199\,7 \\ \bar{K}_8 &= 0.0214\,7030\,0 \\ \bar{K}_9 &= -0.0083\,5293\,8 \\ \bar{K}_{10} &= 0.0029\,2279\,7 \end{aligned}$$



第6図 べき級数 $\sum K_i Z^{2i}$ の n 項以上切り捨てによる誤差



第7図 帯域内の $\bar{R}(Z)\bar{R}(-Z)$

$R(Z)$ として

$$\left. \begin{aligned} K_i &= \bar{K}_i & i \leq n \\ &= 0 & i > n \end{aligned} \right\} \quad (38)$$

として、 $n=8$ ならびに $n=10$ に取った時、

$$\epsilon' = |R(Z)R(-Z)| - |\bar{R}(Z)\bar{R}(-Z)|$$

は、第6図に示すようになる。

$\epsilon' = |\Sigma K_i Z^{2i}|$ $i > n$ であり、且つ K_i が速やかに収斂しているから、 $|Z|=1$ の範囲では、一般にこのように、包絡線が急激な変動をしないと考えられる。

しかし近似誤差 $\epsilon = \left| \frac{R(Z)R(-Z)}{\bar{R}(Z)\bar{R}(-Z)} \right| - 1$ を考えると、 $\bar{R}(Z)\bar{R}(-Z)$ は第7図に示す如くで、このため、 $\phi=55^\circ$ 附近の ϵ' は拡大されて ϵ に現われることになる。このことは、(14)式においては

$$\bar{a} = \bar{Z} \bar{C}_k \cos k\phi \quad k: \text{偶}$$

と、フーリエ展開を行っているのであるから文献(10)に述べられてある如く、帯域変換法を用いて、

$$\left. \begin{aligned} C_k &= C_k & k \leq n \\ &= 0 & k > n \end{aligned} \right\} \quad (39)$$

の時、等リップルに近づけることが出来るが、(38)式の K_i を選んだ時は、(39)式は成立しない。したがって K_i の二、三項を調整して、 ϵ を等リップルに近づけることが必要になる。しかし、実際問題なのは、振巾特性の誤差 ϵ_A で、これは $f(A)f(-A)$ を Z 平面に写したものを $f(Z)f(-Z)$ とすると、

$$\begin{aligned} \epsilon_A &= \left| \frac{f(Z)f(-Z)}{R(Z)R(-Z)} \right| - \left| \frac{f(Z)f(-Z)}{\bar{R}(Z)\bar{R}(-Z)} \right| \\ &= \left| \frac{f(Z)f(-Z)}{R(Z)R(-Z)} \right| \cdot \left\{ \frac{1}{|1+H(Z)|} - 1 \right\} \\ &\approx (\text{理想振巾特性}) \times (-\epsilon) \end{aligned} \quad (40)$$

となる。したがって帯域の上端では近似は悪くて良い。このことを考慮して K_9 迄取り、 K_8 、 K_9 を調整して、次の如く定めた。

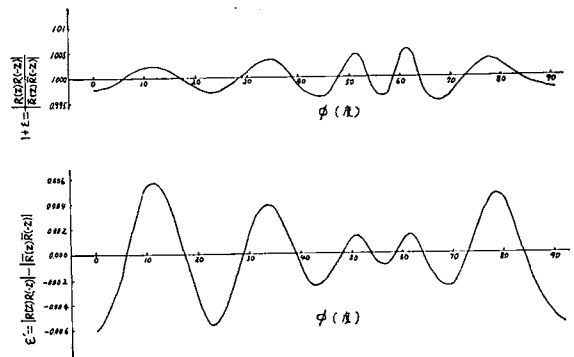
$$\begin{aligned} K_i &= \bar{K}_i & i \leq 7 \\ K_8 &= 0.0189 \ 1750 \ 4 \\ K_9 &= -0.0097 \ 5293 \ 8 \end{aligned}$$

この時の近似誤差、 ϵ' 及び ϵ は第8図に示す如くで、 ϵ は0.006以内におさまっている。

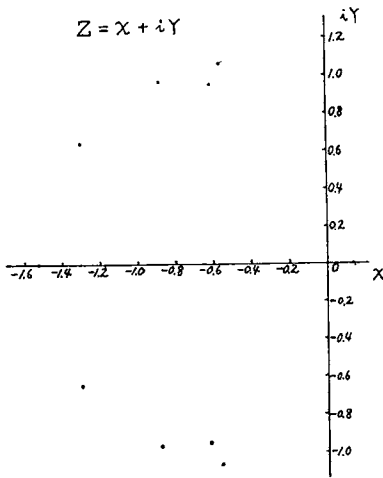
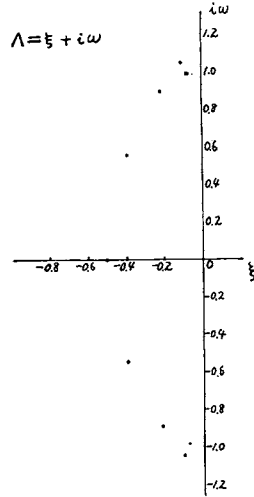
以上で $R(Z)R(-Z)$ が求まったからこれを因数分解する。

$$\frac{K_i}{K_9} = \hat{K}_i \text{ と置き}$$

$$\sum_{i=0}^9 \hat{K}_i Z^{2i} = - \prod_{i=1}^9 (Z_{oi}^2 - Z^2) \quad (41)$$



第8図 近似誤差 ϵ および ϵ' を示す曲線

第9図 $R(Z)$ の根 Z_σ の配置第10図 $g(A)$ の根 A_σ の配置

ここに

$$Z_{\sigma 1} = -1.5246 \ 45812$$

$$Z_{\sigma 2} = -0.6128 \ 1364 + i \ 0.9495 \ 2218$$

$$Z_{\sigma 3} = \bar{Z}_{\sigma 2}$$

$$Z_{\sigma 4} = -0.8855 \ 8431 + i \ 0.9639 \ 5874$$

$$Z_{\sigma 5} = \bar{Z}_{\sigma 6}$$

$$Z_{\sigma 6} = -1.3012 \ 0656 + i \ 0.6405 \ 6980$$

$$Z_{\sigma 7} = \bar{Z}_{\sigma 6}$$

$$Z_{\sigma 8} = -0.5650 \ 6061 + i \ 1.0599 \ 6698$$

$$Z_{\sigma 9} = \bar{Z}_{\sigma 8}$$

これを第9図に示す。

$Z_{\sigma i}$ を A 平面に写像すると

$$A_1 = -0.5049 \ 54$$

$$A_2 = -0.0772 \ 92 \pm i \ 0.9840 \ 37$$

$$A_4 = -0.2143 \ 31 \pm i \ 0.8872 \ 80$$

$$A_6 = -0.3967 \ 57 \pm i \ 0.5493 \ 28$$

$$A_8 = -0.1008 \ 01 \pm i \ 1.0430 \ 99$$

結局伝送係数は次式となる。

$$S(A) = A \frac{(A + a_0)(A^2 + 2a_1A + \rho_1^2)A^2 + 2a_2A + \rho_2^2(A^2 + 2a_3A + \rho_3^2)(A^2 + 2a_4A + \rho_4^2)}{(A^2 + \rho_2'^2)(A^2 + \rho_{4,0}'^2)^2} \quad (43)$$

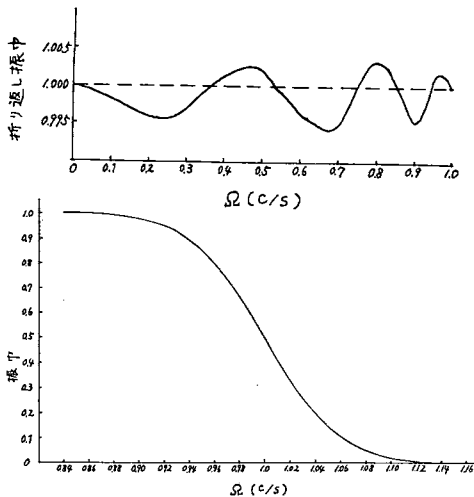
ここに

$$\begin{aligned}
 a_0 &= 0.5049 \ 5404 \\
 2a_1 &= 0.1545 \ 8404 & \rho_1^2 &= 0.9743 \ 0327 \\
 2a_2 &= 0.4286 \ 6236 & \rho_2^2 &= 0.8332 \ 0322 \\
 2a_3 &= 0.7935 \ 1336 & \rho_3^2 &= 0.4591 \ 7737 \\
 2a_5 &= 0.2016 \ 0288 & \rho_4^2 &= 1.0982 \ 1552 \\
 \Omega_2'' &= 1.53 & \Omega_{4,0}'' &= 1.1708 \ 6711
 \end{aligned}$$

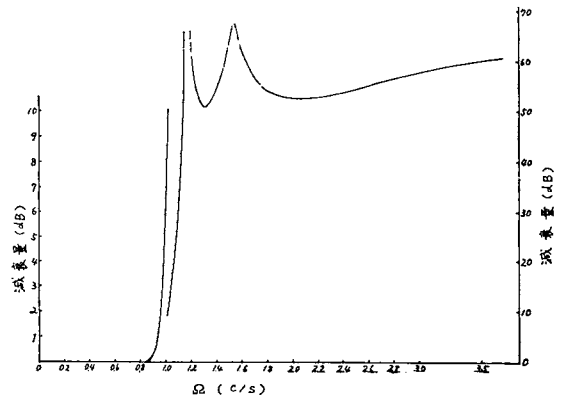
VSB振巾特性、並びに折り返し特性を、第11図、減衰量を、第12図、に示す。 $S(A)$ を電流減衰量として回路を構成すると、次のようになる。

$$\begin{array}{lll}
 l_2 \ 1.1221 \ 2 & c_1 \ 0.4800 \ 0 & c_6 \ 0.8202 \ 0 \\
 l_4 \ 0.3896 \ 5 & c_3 \ 0.6735 \ 8 & c_7 \ 1.2441 \ 6 \\
 l_6 \ 0.8893 \ 3 & c_4 \ 1.8720 \ 3 & c_8 \ 0.2929 \ 7 \\
 l_8 \ 1.4581 \ 3 & c_5 \ 0.7984 \ 8 & c_9 \ 1.3689 \ 8
 \end{array}$$

本回路は $S_0^2(\lambda)$ を1段で回路構成した場合に比べ L 1ケ C 1ケ少い。



第11図 VSB帯域振巾特性ならびに折り返し振巾特性



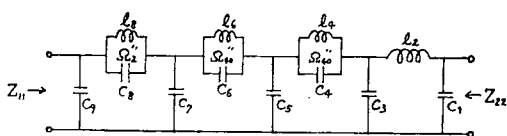
第12図 基準低域ろ波器の減衰特性

これを impedance 75Ω , $f_0 = 4.6 MC$ として、試作してみた。素子値は

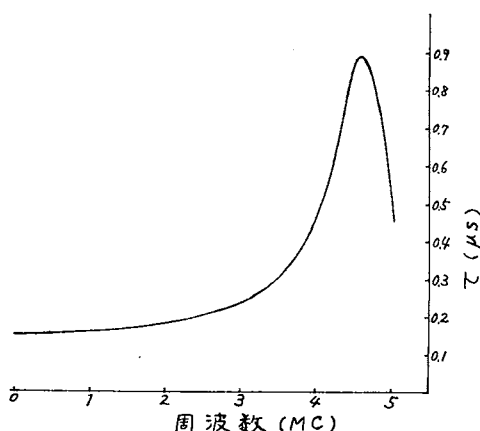
$$\begin{array}{lll}
 l_2 \ 2.9118 \ 1 \ \mu H & c_1 \ 221.43 \ pf & c_6 \ 378.38 \ pf \\
 l_4 \ 1.0111 \ 0 \ " & c_3 \ 310.73 \ " & c_7 \ 573.95 \ " \\
 l_6 \ 2.3077 \ 4 \ " & c_4 \ 863.61 \ " & c_8 \ 135.15 \ " \\
 l_8 \ 3.7837 \ 3 \ " & c_5 \ 368.35 \ " & c_9 \ 631.54 \ "
 \end{array}$$

又遅延特性は、第14図の如くである。壺形カーボニルコアを用いた L の Q は約200で、これにより f_0 で約 $0.6 db$ の loss を生ずる。但しこれは、遅延等化を行えば、様な loss となり、歪にはならない。時間の余裕がなくて、遅延等化は行わなかった。

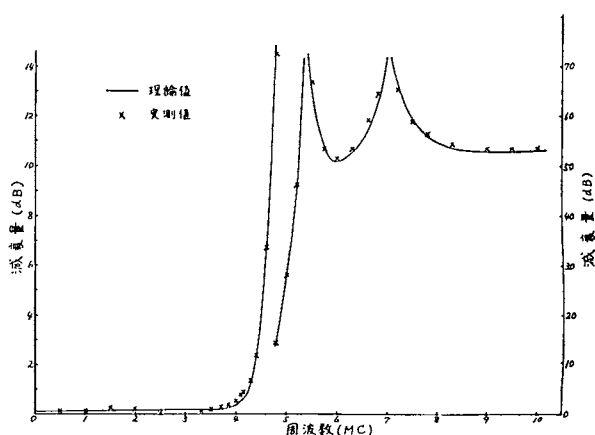
実験結果を第15図に示す。理論値（素子損失の影響含む）と実測値との差は、通過域、並びに遮断域において約 $\pm 0.2 \text{ dB}$ であるが、電流減衰量は、動作減衰量に比べて素子の偏差により特性に大きい影響を受けるので、 $S(A)$ を動作減衰量とするような回路構成をすれば、この偏差は小さく出来る。



第13図 構成回路



第14図 遅延特性 (理論値)



第15図 試作ろ波器の電流減衰量特性

4 む す び

振巾特性に注目した残留側波形成用ろ波器の一設計法を述べた。本方法は高次方程式の因数分解等かなり計算労働を伴うが、今後電子計算機の活用により労力の節減が可能となる。また遅延歪が著るしく大きい場合は、これの等化に多数の位相等化区間が必要となるので、利得と位相の同時近似ならびにその回路構成について今後検討すべきものと思われる。

本研究は主として筆者が電々公社通信研究所在職中ならびに同所に研修中に行った。御指導頂いた矢崎元伝送課長、相田調査役、種々御教示頂いた田代国男氏に厚くお礼申し上げます。

文 献

- 1) J. W. Rieke & R. S. Graham: "The L3 Coaxial System (Television Terminals)" B. S. T. J. 32, No. 4 (1953)
- 2) 青木, 吉崎, 村松: "同軸テレビジョン端局装置" 通研成果報告 No. 1096 (1958. 01)
- 3) 電々公社技師長室調査課 "搬放用残滓側帯波伝送方式技術資料" 昭 29. 09.
- 4) H. W. Bode & R. L. Dietzold: "Ideal Wave Filter" B. S. T. J14, p 215 (1935)
- 5) C. F. Floyd & R. L. Corke: "The Design of Linear-Phase Low-Pass Filters" P. I. E. E. Pt III. A. No. 20, P777. (1952, 04105)
- 6) 例へば B. J. Bennett: "Synthesis of Electric Filters with Arbitrary Phase Characteristics" I. R. E. Conventional Record Part 5 p 19. (1953)
- 7) 岸: "遅延の平坦なる波回路網の一形式" 信学誌 42, No. 3 (1959)
- 8) 喜安: "ろ波器減衰量のチェビシェフ近似について" 電試彙報 8, No. 4.
- 9) S. Darlington: "Network Synthesis using Jchebycheff Polynomial Series" B. S. T. J. 31, No.4. (1952)
- 10) 黒沢, 田代: "等化器の一構成法について" 通研成果報告 No.997. (1957. 05)