トリプルランシットエコーと多重通過帯域を抑圧したテレビジョン受像機用弾性表面波フィルター

千葉大学工学部 山 口 正 恆
小 郷 寛

弾性表面波フィルターにおいて、トリプルランシットエコーや多重通過帯域を抑圧し、非対称な通過帯域特性を容易に実現できる、すだれ状電極の配列法を提案し、応用例としてテレビ受像機の映像中間周波回路に用いるフィルターの設計例を示した。設計例に従って YZ-LiNbO₃ 基板上にフィルターを試作し、これを白黒テレビ受像機に挿入して受像実験を行った。その結果、解像度 240~260 本で、7 段階以上の階調度をもつ良好な画像をえることができた。

1. ま え が き

近年、弾性表面波（以下、表面波と記す）を利用した素子が注目され種々の研究が行われている¹⁾。特に表面波フィルターは最も実用に近いもののひとつであるといわれており、その応用例として、テレビ受像機の映像中間周波回路に用いることを想定したフィルターの設計、試作に関していくつかの報告がある²⁾。

しかし設計の手順はまだ十分に確立されていないようである。特に非対称の通過帯域特性をえるために送受波器を 2 組以上用いたり、外部同調回路を付加したりして複雑な構造になっており、表面波素子をもつ小型、無調整、2 次元的構造などの特長を生かしていないものも多い。また、このフィルターをテレビ受像機に組み込む場合の周辺回路、あるいは送・受波器間を往復する多重反射エコーによるゴーストなどの問題については、画質を評価しながら検討されたものはない。

本研究は、外部付加回路を用いずに単純な構造で、ゴーストの原因となる多重反射エコーの少ない非対称フィルターの一設計法を示し、これを白黒テレビ受像機に挿入して、その受像特性を検討したものである。

すなわち、多重反射エコーのひとつでありゴーストの主因である TTE (Triple Transit Echo) を少なくし、電極配列の周期性に起因する多重通過帯域を抑圧するために、受波器には電極指間隔 d_2 の正規形（重み一定）

電極を用い、送波器には電極指間隔 $d_1(≠d_2)$ の重み付き電極を用いて 1 組の送・受波器のみで位相特性が直線である非対称フィルターの設計法を示した。

ついで LiNbO₃ 基板を用いて上述のフィルターを作製したところ、その特性は設計値よりもリップルやスプリアスレスポンスが増加したが、TTE は実験的には観測されず、白黒テレビ受像機には充分使用できるものと思われた。そこで 12 インチ白黒テレビ受像機の映像中間周波回路に試作フィルターを挿入して受像実験を行った。その結果、TTE によるゴーストは見られず、240~260 本の解像度がえられ、一般テレビ放送の受像にも画質の劣化はなかった。

この表面波フィルターは増幅素子とともに IC パッケージにマウントすれば小型で無調整の映像中間周波回路素子として、実用上かなりの可能性をもつものと思われた。

2. 表面波非対称フィルターの設計

フィルターの基本構造は、受波器には電極指間隔 $d = d_2$ の正規形電極、送波器には $d = d_1(≠d_2)$ の重み付き電極を用いたものである。

図 1 は電極の基本構造の種類（これらを 1 区間と記す）を示す。受波器用正規形電極は図 1 (a), (b) のような $d = d_2$ 、電極交差幅 $W = W_d$ の 2 種類の電極を中心間隔 $D = d_2$ で交互に配列して構成する。これらの電極は図 1 に示すような電圧 V を印加したときに電界方向が右向きまたは左向き（これらを正または負の極性で表わす）のいずれかとなる。送波器用重み付き電極は図 1

"An Elastic Surface Wave Filter for a Television Receiver with Suppressed Triple Transit Echo and Multiple Passband" by Matsune Yamaguchi and Hiroshi Kogo (College of Engineering, The University of Chiba, Chiba)

図1 電極の基本構造の種類
Basic electrode configuration.

(c), (d) のように $W \leq W_d$, $d = d_1$ で極性が正または負の電極を $D = d_1$ で配列して構成する。

表面波フィルターの設計には、送・受波器間の短絡伝達アドミタンス Y_{TS} を用いると便利である³⁾。すなわち、フィルターの挿入損失 IL は、

$$IL = -20 \log \left| \frac{(1/R_s + 1/R_0)Y_{TS}}{(1/R_s + Y_{in})(Y_0 + 1/R_0)} \right| \quad (\text{dB}) \quad (1)$$

ここで R_s は電源内部抵抗, R_0 は終端抵抗, Y_{in} , Y_0 は送・受波器の入・出力アドミタンスである。(1)式から直接フィルターの設計を行うのは困難であるが, IL の周波数特性は主に Y_{TS} のそれに依存する。したがって $|Y_{TS}|$ を所望の振幅特性 $S(f)$ に比例するように送受波器の各電極の W の比を決定し, しかる後に IL を最小にするように W の絶対長を定めればよい。

図2は図1の1区間の W を等価的に1本の直線で表わしたフィルターの構成図であり $\tilde{W}_m (|\tilde{W}_m| = W_d)$, $\tilde{W}_n$ は極性を含んだ値である。受波器は互いに符号の異なる電極を交互に配列した正規形電極であるので $\tilde{W}_0 = W_d$ とすれば、

$$\begin{aligned} \tilde{W}_{2k-1} &= \tilde{W}_{-(2k-1)} = -W_d, \\ \tilde{W}_{2k} &= \tilde{W}_{-2k} = W_d (k=1, 2, 3, \dots) \end{aligned}$$

となる。一方、送・受波器間の位相特性については一応直線にすることにする注)。上述の受波器と組合せて位相

図2 フィルターの構成
Configuration of the proposed filter.

図3 (2)式による非対称フィルターの合成 ($f_2/f_1=1.5$)
Synthesis of a filter by eq. (2). ($f_2/f_1=1.5$)

特性を直線にするためには送波器では $\tilde{W}_n = \tilde{W}_{-n}$ とすればよい。このときの主信号に対する Y_{TS} は $a_n = \tilde{W}_n / |\tilde{W}_{n, \max}|$, $|\tilde{W}_{n, \max}| = W_d$ とすれば δ 関数モデルによって⁴⁾,

$$\begin{aligned} Y_{TS}(f) &= 4\sqrt{f_1 f_2 c_{s1} c_{s2}} k_s^2 W_d e^{-jkL} \\ &\times \sin(\pi f/2f_1) \sum_{n=0}^N \varepsilon_n a_n \cos(n\pi f/f_1) \\ &\times (-1)^M \tan(\pi f/2f_2) \cos\{(M \\ &+ 1/2)\pi f/f_2\} \\ &= c^2 e^{-jkL} \cdot A(f/f_1) \cdot B(f/f_2) \quad (2) \end{aligned}$$

$\varepsilon_0=1$, $\varepsilon_n=2(n \neq 0)$, $c^2=4\sqrt{f_1 f_2 c_{s1} c_{s2}} k_s^2 W_d$ ここで k_s^2 は表面波に対する電気機械結合係数, $f_1 = v_s/2d_1$, $f_2 = v_s/2d_2$, $k=2\pi f/v_s$, v_s は表面波速度, L は送・受波器間の距離であり, $(2N+1)$ と $(2M+1)$ はおのおのの送・受波器の全区間数である(図2参照)。また c_{s1} , c_{s2} は送・受波器電極1区間の単位長あたりの静電容量であり, これは電極指幅と d との比を r_j (送波器では r_1 , 受波器では r_2) とすると⁵⁾,

$$\begin{aligned} c_{sj} &= \sqrt{\varepsilon_{11} \varepsilon_{33}} K(l)/K(\sqrt{1-l^2}) \\ l &= \cos\{\pi(1-r_j)/2\}, \quad j=1, 2 \end{aligned} \quad (3)$$

ここで K は第1種完全楕円積分, ε_{11} は表面波伝搬方向の, ε_{33} は基板に垂直方向の誘電率である。

(2)式では、波源は Tancrell らが仮定したもの⁴⁾とは異なり、各電極指の中心に δ 関数的に存在すると仮定している。一般に波源は広がりをもって分布しているが、文献6)によれば、上述の位置に δ 関数波源を仮定すれば $f_1=f_2=f_0$ であるときの $Y_{TS}(f)$ は $0.3f_0 \leq f \leq 1.5f_0$ の周波数範囲で実験値とよく一致することがわかっている。

(2)式から明らかなように、 $Y_{TS}(f)$ の位相特性は e^{-jkL} で表わされる直線となり、振幅特性は a_n によ

注) テレビ送信機の現システムを考えると、位相特性を直線にすることが伝送ひずみを最小にはしないが、ここでは一応位相特性を直線とした。このようにしても受信実験では特に問題はなかった。

図4 (2)式による非対称フィルターの合成 ($f_2=f_1=f_0$)
Synthesis of a filter by eq. (2). ($f_2=f_1=f_0$)

て制御される。

非対称な通過帯域特性をもつフィルターを合成するには、(2)式で、たとえば $f_2/f_1=1.5$ として、図3 (模式的に表わしてある) のような $A(f/f_1)$ と $B(f/f_2)$ の周期性を利用すればよい。 $B(f/f_2)$ は図3 (a) のような振幅特性をもつから、 a_n を適当に定めて $A(f/f_1)$ を図3 (b) のような特性にすれば $|Y_{TS}(f)|$ はこれらの積として図3 (c) のような特性となる。

$f_2=f_1(=f_0)$ としても一応非対称な通過帯域を実現する電極配列が考えられる。たとえば受波器用電極で $\tilde{W}_0=W_d$, $\tilde{W}_{2k-1}=\tilde{W}_{-(2k-1)}=0$, $\tilde{W}_{4k-2}=\tilde{W}_{-(4k-2)}=-W_d$, $\tilde{W}_{4k}=\tilde{W}_{-4k}=W_d (k=1, 2, 3, \dots)$ とすると、 $B(f/f_0)$ は図4 (a) のような特性になるから、 $A(f/f_0)$ の特性を図3 (b) と同じく図4 (b) のような特性とすれば $|Y_{TS}(f)|$ は図4 (c) のような特性となる。

しかし図3 (c) と図4 (c) をくらべると、図4 (c) の場合には $A(f/f_0)$ と $B(f/f_0)$ の周期性によって、 f_0 を中心として必ずその上側と下側に通過帯域が現われる。これらは互いにグレイティングローブに相当する多重通過帯域であり⁷⁾、両通過帯域に対する IL には極端な差がない。必ずいずれか一方が容易に抑圧できない不要通過帯域となるので、一般の表面波フィルターのように $f_2=f_1$ とすることは不利である。

一方、 $f_2 \neq f_1$ としても図3 (c) に示すように $f=f_2$ 以外の高調波に相当する $f=3f_2, 5f_2, \dots$ にも通過帯域が現われる。しかし、これらの通過帯域に対する IL は前に述べた波源の広がりによって、実際には $f=f_2$ の通過帯域に対する IL よりかなり大きくなるので、一般にはあまり問題にならない。 r_j を適当に選ぶと高調波に対する励振効率が変わり⁸⁾、より抑圧できるかもしれないが、ここでは特に r_j に対する考慮はしなかった。

次に(1)式の Y_{in} , Y_0 のコンダクタンス分については⁹⁾、

$$G_{in}=4f_1c_{s1}k_s^2W_d\sin^2(\pi f/2f_1)$$

$$\times \left\{ \sum_{n=0}^N \varepsilon_n a_n \cos(n\pi f/f_1) \right\}^2 \quad (4)$$

$$G_0=4f_2c_{s2}k_s^2W_d\tan^2(\pi f/2f_2) \times \cos^2\{(M+1/2)\pi f/f_2\} \quad (5)$$

またサセプタンス分については G_{in} , G_0 のヒルベルト変換と、純電気的な静電容量の和であるから、

$$B_{in}=2\pi f c_{s1} W_d \sum_{n=0}^N |\varepsilon_n a_n| - \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{G_{in}(\xi)}{f-\xi} d\xi \quad (6)$$

$$B_0=2\pi f c_{s2} W_d (2M+1) - \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{G_0(\xi)}{f-\xi} d\xi \quad (7)$$

(2)~(7) 式を(1)式に代入すれば、与えられた a_n に対して IL を最小にする W_d を決定できる。

3. TTE (Triple Transit Echo) の抑圧

送・受波器間を往復する多重反射エコーのうちで、テレビ画面上のゴーストや通過帯域内のリップルを増加させる主な原因となるのは TTE である。これは送波器から放射された表面波が受波器で反射されて送波器に戻り、再び送波器で反射されて受波器に達するものである。TTE 信号に対する短絡伝達アドミタンス Y_{TS3} を1区間の送・受波器で考えると¹⁰⁾、

$$Y_{TS3}(f)=c^2e^{-jk(3L)}\sin(\pi f/2f_1)\sin(\pi f/2f_2) \times 4R^2\cos(\pi f/f_1)\cos(\pi f/f_2) \quad (8)$$

主信号に対する Y_{TS1} は、

$$Y_{TS1}(f)=c^2e^{-jkL}\sin(\pi f/2f_1)\sin(\pi f/2f_2) \quad (9)$$

表面波の反射の原因は音響インピーダンスの不整合など種々考えられるが、(8)式ではこれらの反射は等価的に各電極指の中心で生ずると仮定し¹¹⁾、その反射係数を R としている。 Y_{TS3} は小さなほどよいが、(9)式の Y_{TS1} の減少も少なくしなければならない。 $f=f_2$ にお

図5 TTE 信号の抑圧
TTE suppression.

いて $p=d_1/d_2=f_2/f_1$ とすると, (8), (9)式は,

$$Y_{TS3}(f_2) = -4R^2c^2e^{-jk(3L)} \sin(p\pi/2)\cos(p\pi) \quad (10)$$

$$Y_{TS1}(f_2) = c^2e^{-jkL} \sin(p\pi/2) \quad (11)$$

$|Y_{TS3}|$ と $|Y_{TS1}|$ によって TTE 信号と主信号に対する相対的な IL を求めることができる. 図5は p を変化したときのこれらの IL の相対的な増減を示す. 図5より明らかのように, 主信号に対する IL を小さく保ちながら TTE 信号に対する IL を充分大きくするには $p=0.5$ または $p=1.5$ とするのが適当であることがわかる.

4. フィルターの設計例

図6は一般の白黒テレビ受像機の映像中間周波回路の総合帯域特性の例であり, 帯域幅 BW は画面の大きさにもよるが通常 3.5 MHz 位に設定されている¹²⁾⁽¹³⁾. (2)式の a_n を決定するためには, この特性を関数で近似すると都合がよいので, ここではフィルターの所望の特性 $S(f)$ として, 比較的滑らかで近似のやさしい次式のような近似関数を用いた (図6参照).

$$\left. \begin{aligned} S(f) &= 0 & (f \leq 22.25 \text{ MHz}, f \geq 28.25 \text{ MHz}) \\ S(f) &= \left\{ \pi + \pi \frac{f-23.17}{0.92} + \sin\left(\pi \frac{f-23.17}{0.92}\right) \right\} / 2\pi & (22.25 \text{ MHz} \leq f \leq 24.09 \text{ MHz}) \\ S(f) &= 1 & (24.09 \text{ MHz} \leq f \leq 25.25 \text{ MHz}) \\ S(f) &= \left\{ \pi + \pi \frac{26.75-f}{1.5} + \sin\left(\pi \frac{26.75-f}{1.5}\right) \right\} / 2\pi & (25.25 \text{ MHz} \leq f \leq 28.25 \text{ MHz}) \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

(12)式で映像中間周波数 $f_c=26.75$ MHz, 音声中間周波数 $f_s=22.25$ MHz, 下側チャンネル音声中間周波数 $f_{as}=28.25$ MHz としている. また (12)式では $S(f_s)=0$ としているが, 厳密な設計では図6に示すように $S(f_s) \approx 0.05$ (-26 dB) 程度となるような近似関数を用いた.

図6 映像中間周波回路の総合帯域特性の例

Desired frequency response for a B/W television IF.

表1 (2), (12), (13)式によって決定された a_n
 a_n determined by eqs. (2), (12) and (13).

n	a_n	n	a_n
0	1.000	17	3.267×10^{-2}
1	-3.269×10^{-2}	18	-3.221×10^{-2}
2	-8.990×10^{-1}	19	-2.296×10^{-3}
3	8.157×10^{-2}	20	3.646×10^{-2}
4	6.370×10^{-1}	21	-1.559×10^{-2}
5	-9.016×10^{-2}	22	-1.673×10^{-2}
6	-3.142×10^{-1}	23	1.793×10^{-2}
7	5.656×10^{-2}	24	-4.348×10^{-3}
8	4.148×10^{-2}	25	-1.053×10^{-2}
9	-5.023×10^{-4}	26	1.322×10^{-2}
10	1.109×10^{-1}	27	1.819×10^{-3}
11	-4.934×10^{-2}	28	-9.980×10^{-3}
12	-1.368×10^{-1}	29	2.851×10^{-3}
13	7.151×10^{-2}	30	2.582×10^{-3}
14	8.259×10^{-2}	31	-3.004×10^{-3}
15	-6.190×10^{-2}	32	1.844×10^{-3}
16	-1.125×10^{-2}		

$$a_n = a_{-n}$$

$S(f)$ として用いるべきである.

表1には (2)式で $N=32$, $M=5$, $f_2/f_1=1.5$, $f_2=25.25$ MHz および,

$$|Y_{TS}(f)| \propto S(f) \quad (13)$$

として $a_n = a_{-n}$ ($n=0, 1, 2, \dots, 32$) を最小自乗近似法によって決定した場合の値を示す. a_n を決定する場合に M を増加すると IL は減少するが¹⁴⁾, (13)式を成立させるために N もかなり大きくしなければならない. 設計例で用いた N, M では自乗誤差は $\epsilon = \int \{S(f) - Y_{TS}(f)\}^2 df / \int S^2(f) df \approx 6 \times 10^{-5}$ となった.

次に上述の a_n と (1)~(7)式を用い, 基板として YZ-LiNbO₃ (Y-cut, Z-propagation) を用いることを想定して, W_a に対する $IL(f_2)$ の変化を $R_s=R_0=50 \Omega$ の場合について計算したところ $W_a \approx 80$ mm で $IL(f_2)$ は最小値 22.5 dB になった. なお5章で述べるように, 電極パターン作製上の都合で $r_1=1/3$, $r_2=1/2$ としたので, (3)式の c_{s1}, c_{s2} の計算にはこの値を用いた.

一方, 表1の a_n は(13)式に従って決定された値であるが Y_{in}, Y_0 も (4)~(7)式に示すように周波数依存性をもつので, $IL(f)$ と $|Y_{TS}(f)|$ の周波数特性は厳密には一致しない. そこでこの差を (TTE は無視して考える),

$$\Delta IL(f) = -20 \log \left| \frac{(1/R_s + 1/R_0)Y_{TS}(f)}{\{1/R_s + Y_{in}(f_2)\} \{Y_0(f_2) + 1/R_0\}} - IL(f) \right| \quad (14)$$

によって定義して計算を行ったところ, $22 \text{ MHz} \leq f \leq$

28 MHz では $|AIL| \leq 0.2$ dB ($W_d = 6.45$ mm, 5 章の実験で用いた値) および $|AIL| \leq 1.2$ dB ($W_d = 80$ mm, $IL(f_2)$ が最小になる値) となった。また AIL は f に関してゆるやかな関数であり, $W_d = 80$ mm でもリップルが増加することにはなかった。この結果から W_d が 5 章の実験で用いた値のように短いときには TTE を無視すれば $IL(f)$ と $|Y_{Ts}(f)|$ の周波数特性は同じであると考えてよいことがわかった。しかし IL が小さなときには, $IL(f)$ のスカート特性は $|Y_{Ts}(f)|$ のそれとは若干異なってくる。

5. フィルターの作製とその特性

d_1, d_2 は基板として YZ-LiNbO₃ を用いることにしたので, $v_s = 3,488$ m/s, $f_2 = 25.25$ MHz, $f_2/f_1 = 1.5$ から算出される $103.6 \mu\text{m}$ と $69.1 \mu\text{m}$ を目標値とし, 電極パターン作製の都合上 $r_1 = 1/3$, $r_2 = 1/2$ とした。また 4 章で述べたように, $W_d \approx 80$ mm のとき IL は最小になるが, これは LiNbO₃ を用いる場合やや非現実的な値であり, 手持ちの基板の大きさを考慮して $W_d \approx 6.45$ mm とした。

表 1 の a_n に従って文献 15) の方法を用いて電極パターンを作製し, フォトエッチング法によってこれを YZ-LiNbO₃ 基板上に形成した。

図 7 は作製したフィルターの 50 Ω 系での IL 実測値と, (1)~(7) 式による計算値である。通過帯域は実測値と計算値で 2 MHz 程度異なっているが, これについては後で述べる。 Y_{in}, Y_0 については (4)~(7) 式で $k_s^2 \approx 4.82\%$ であるために $B_{in} \gg G_{in}$, $B_0 \gg G_0$ であり, さらにこれらのサセプタンス分は電極の静電容量によるものがほとんどである。送・受波器の静電容量の実測値

はおおの 12 pF および 21.5 pF であり, 計算値は 7.6 pF と 17.3 pF であった。

図 7 での実測値は計算値にくらべて通過帯域内のリップルや遮断域のスプリアスレスポンスが増加している。これは表面波の回折などの影響に加えて¹⁶⁾, 主にフォトマスク作製やエッチング工程に生ずる電極交差幅や電極指幅のばらつきなどの技術的な問題に起因すると思われる。また, 電気的インピーダンスの整合状態による TTE 信号によってリップルが生ずることがある ((14) 式および図 7 の計算値では 2 次効果である TTE の影響は考えていない)。しかし, TTE 信号を RF パルス法によって測定したところ, 主信号よりも 40 dB 以上減衰していると思われる, 観測できなかった。さらに TTE 信号によるリップルの場合は, 表面波の伝搬距離 (図 2 の L) の 2 倍が干渉距離になり, 図 7 でのリップルよりはるかに周期が短くなる¹⁷⁾。

静電容量の実測値と計算値の差は, 浮遊容量の影響のほかに, (3) 式で c_{s1}, c_{s2} を簡単な式で近似していることにもよると考えられる。

通過帯域での IL は大きい, これは基板の都合で W_d を短くしたためである。しかし W_d を現実的な 10 mm 以内で IL を減少させるには, 送・受波器の電極数を増加して設計を行ったり, 基板の選択も充分考慮しなければならない。たとえば $\epsilon_{11} \approx \epsilon_{33} \approx 800$, $k_s^2 \approx 2.3\%$ の圧電磁器を用いると, 上述の a_n と $W_d \approx 4.5$ mm で $IL(f_2) \approx 28$ dB になる。

前に述べたように, 通過帯域はフォトマスク作製時の写真縮小の都合で設計値 ($f_c = 26.75$ MHz) より上昇し $f_c = 28.8$ MHz となったので, チューナーの局部発振周波数を加減してこれを補償することにした。このために各トラップの減衰は設計値と厳密には比較できない。一応 $f_c = 28.8$ MHz からの周波数差でトラップ周波数を仮定してみると, 図 7 より下側チャンネル音声搬送波 ($f_{as} = f_c + 1.5$ MHz) トラップは -24.7 dB, 音声搬送波 ($f_s = f_c - 4.5$ MHz) トラップは -20.2 dB, 上側チャンネル映像搬送波 ($f_c - 6$ MHz) トラップは -40 dB 以下となった。

試作フィルターのリップルやスプリアスレスポンスの増加, 各トラップの減衰量は図 6 で示した総合帯域特性やその近似特性 (設計値) を充分満足しているとはいえないが, IL を増幅器によって補償すれば白黒テレビ受像機には使用できるものと思われた。

6. 受 像 実 験

手持ちの白黒 12 インチテレビ受像機の一部を改造して, その映像中間周波回路へ試作フィルターを挿入し

図 7 試作フィルターの周波数特性
Frequency response of the prepared filter.

図 8 実験に用いた白黒テレビ受像機の改造および付加回路の系統図

B/W television receiver used in the experiment

た。図 8 は改造および付加した回路の系統図である。一般の受像機の映像中間周波回路は 3～4 段のスタガー増幅器で構成されており、その利得は 60～70 dB である。試作フィルターを用いればスタガー増幅する必要がないので、簡単のために帯域幅 40 MHz、利得 30 dB の広帯域増幅器を用い、図 8 のような構成にした。また 5 章で述べたように、フィルターの IL は 37～39 dB あるので、これを補償するために検波回路のあとに 30 dB の増幅器を付加した。

受像実験は手持ちの映像信号発生器と、一般のテレビ放送電波を用いて行った。

写真 1、**写真 2** は映像信号発生器 (2 チャンネル出力) を用いた場合の水平映像信号とその受像画である。写真 1 では写真 2 の V-bar (縦線) に該当する信号から 1.5～5 μ s 遅れてリング状の信号が見られ、写真 2 でもゴースト状の映像がわずかに見られる。これはフィルターの TTE によるものではなく、主として検波回路の高周波成分除去およびピーキング用の容量とインダクタンスのためである。

解像度は 240～260 本程度であり、階調度は 7 段階以

(V: 0.5 V/div, H: 10 μ s/div)

写真 1 映像信号発生器の再生水平映像信号

Reproduced horizontal video signal of the color bar generator.

写真 2 写真 1 の信号の画像

The picture for the video signal shown in Photo 1

写真 3 一般テレビ放送受像画

The received picture of the general television service.

上えられており、一般用 12 インチ白黒テレビ受像機には充分であると思われた。

写真 3 は一般テレビ放送の受像画面であり、表面波フィルターによる画質の劣化はほとんど認められなかった。

7. む す び

本研究において、TTE や多重通過帯域を抑圧できるテレビ受像機の映像中間周波回路用フィルターの一設計法を述べた。設計例に従って YZ-LiNbO₃ 基板を用いてフィルターを作製し、これを 12 インチ白黒テレビ受像機に挿入して受像実験を行った。その結果、フィルターの挿入損失を補償する増幅器を付加すれば、解像度 240～260 本の良好な画像をえることができ、表面波フィルターを用いる場合に最も問題となると考えられる TTE によるゴーストも認められなかった。

フィルターの損失は増幅器によって補償したが、これはできるだけ少ないほうがよい。このためには電極交差幅を考慮しながら送・受波器の電極数を増加して設計を行ったり、基板の選択にも充分考慮を払わなければなら

ない。また YZ-LiNbO_3 の周波数の温度係数 TCF は数十 ppm/°C 以上あり、実用上充分とはいえないので²⁾、TCF の小さな圧電磁器や ST cut 水晶の使用を検討しなければならないかもしれない。

カラーテレビ受像機に応用する場合には、リップルやスカート特性を、より厳密に制御しなければならない。すなわち、設計法では挿入損失の周波数特性から直接電極交差幅を決定したり、作製においては特に所望のリップルやスプリアスレスポンス特性を実現するために電極交差幅の比 (a_n) から考えると、0.1% 以上の精度をもつ電極を要するかもしれない。

本研究を行うにあたり、実験に御協力いただいた小池庄司、菅原功、伊藤公一の諸君に感謝する。

(昭和50年3月31日受付、昭和50年6月24日再受付)

〔参 考 文 献〕

- 1) R. M. White: Surface Elastic Waves, Proc. IEEE, **58**, 8 (1970) 1238
- 2) たとえば A. J. DeVries, et al: Characteristics of Surface-Wave Integratable Filters, IEEE Trans., **BTR-17**, 1 (1971) 16
- 3) K. Sugiyama and S. Yoshikawa: Design of Acoustic Surface Wave Filters Using Phase-Coded Transducers, 1973 IEEE Ultrasonic Symposium Proc. (1973) 445
- 4) R. H. Tancrrell and M. G. Holland: Acoustic Surface Wave Filters, Proc. IEEE, **59**, 3 (1971) 393
- 5) B. A. Auld: Acoustic Fields and Waves in Solids, Vol. 2, Wiley-Interscience (1973) 173
- 6) 山口, 後藤, 小郷: 単位すだれ状電極の等価波源, 音響学講論 2-6-5 (昭 49.10)
- 7) W. H. Haydl: Multiple-Bandpass and Narrow-Bandpass Surface Wave Filters, 1973 IEEE Ultrasonic Symposium Proc (1973) 460
- 8) C. C. Tseng: Frequency Response of an Interdigital Transducer for Excitation of Surface Elastic Waves, IEEE Trans., **ED-15**, 8 (1968) 586
- 9) D. P. Morgan: Log-periodic Transducers for Acoustic Surface Waves, Proc. IEE, **119**, 1 (1972) 55
- 10) 山口, 小郷: 弾性表面波を用いた VSB フィルタの設計法, テレビ全大 (1975)
- 11) 西川: 狭帯域弾性表面波フィルタの多重反射エコー抑圧について, 音響学講論 3-5-11 (昭 49.6)
- 12) 日本放送協会編: 新テレビジョン技術教科書, 日本放送出版協会 (1968) 109
- 13) 林: 白黒およびカラーテレビジョン技術, 電気書院 (1967) 50
- 14) 稲村, 小高, 吉川: 弾性表面波素子のチューニング方法とその限界, 信学超音波研資, **US 73-4** (1973.6)
- 15) 山口, 小郷: 符号化電極を用いた広帯域弾性表面波変換器, 信学論誌, **58-A**, 1 (1975) 76
- 16) 後藤, 山口, 小郷: 回折を考慮した弾性表面波フィルタの設計, 信学マイクロ波研資, **MW 73-83** (1973.9)
- 17) 佐藤, 山之内, 柴山: 弾性表面波フィルタのトリプル・トランシット・エコーに関する考察, 信学超音波研資, **US 73-25** (1973.10)

テレビジョン 4 月特集号「不可視情報の画像化技術」予定目次

【ふぉーかす】 何でも見てやろう	東大 尾上 守夫
1. 不可視情報の画像化技術	静大 西田 亮三
2. 材料とデバイス	
2-1 センサー	東芝 宮尾 亘
2-2 けい光材料	東芝 成田 一夫
2-3 光学部品と材料	東京光学機械 油 大作
2-4 イメージンテンシファイアー	東芝メディカル 恒岡 卓二, 東芝
2-5 不可視光線用撮像デバイス	浜松テレビ 柳沢 卓司
2-6 感 材	富士フィルム 鈴木 義二
3. 画像化の限界	
3-1 低照度撮像の限界	東芝 白水 俊次
3-2 赤外線検出器の限界	富士通 植田 陽一
3-3 X 線撮像の限界	東大 竹中 栄一, 電通大 長谷川 伸
3-4 電子顕微鏡の解像限界	日立 菰田 孜
4. イメージングシステム	
4-1 赤外イメージングシステム	キャノン 秋間 秀明
4-2 a) X 線ビーム走査による X 線観測	東大 桐谷 滋
b) コンピューター体軸断層撮影	放医研 飯沼 武
4-3 RI イメージングシステム	放医研 松本 徹・飯沼 武
4-4 超音波イメージングシステム	武蔵工大 井出 正男
5. 不可視情報画像化の話題	
5-1 投影からの立体像再生	東大 岩下 正雄
5-2 電波映像技術	北大 青木 由直
5-3 超音波ホログラフィー	東大 尾上 守夫
5-4 物理探査における地質情報の画像化	東大 石井 吉徳
5-5 捜査鑑識における不可視情報の視覚化	科警研 荒居 茂夫
5-6 生体情報の画像化	北大 吉本 千禎