

# 弾性表面波非線形デバイス

## (表面波コンボルバ) について

中川 恭彦 (山梨大・工)

第14回非線形音響研究会 (1990. 7. 30)

### 1. まえがき

弾性表面波 (SAW; Surface Acoustic Wave) は, 半無限弾性体表面に沿って, 表面から一  
波長以内にその全エネルギーの90%以上を含んだ形で伝搬するため, 容易に非線形効果が生  
ずる. このような, SAWの非線形効果を用いた信号処理デバイスが数多く提案され, 盛んに  
研究されている[1]. 中でも, 情報を伝送するのに最低限度必要な帯域よりも, ずっと広い周  
波数帯に拡散させた信号を使用するスペクトラム拡散通信方式では, その構成素子として, S  
AWフィルタやSAWコンボルバの応用が期待されている.

本研究では, 多本数に分割された導波路上を伝搬する二つのSAWの非線形相互作用を利用  
した新しい型のSAWコンボルバを提案し, スペクトラム拡散通信への応用として, SAWフ  
ィルタを用いてMSK (Minimum frequency Shift Keyed) 変調を行い, 本コンボルバによって  
DPSK (Differential Phase Shift Keyed) 復調が行えることを示した. 以下にこのシステム  
の構成とその理論および実験的検討を行う.

### 2. 多本数分割導波路を用いたSAWコンボルバ

#### 2-1 理論

図1に多本数に分割された導波路を持つコンボルバ  
の概略図を示す. 構造は圧電基板 ( $Y-Z \cdot \text{LiNbO}_3$ ) 上に,  
幅と間隔が共に等しい  $N$  本から成る SAW 導波路を設  
け, SAW の送受信には, 正規形すだれ状電極 (IDT;  
Interdigital Transducer) を用いている. 図1にお  
いて,  $z$  方向に互いに反対方向に伝搬する二つの SA  
W (角周波数  $\omega$ , 波数  $\beta$ ),  $(\omega, -\beta)$  を伝搬させ  
れば導波路上の非線形相互作用により,  $x$  方向に角周  
波数  $2\omega$  の SAW が発生する[2]. 出力 IDT に得ら  
れる信号は, 入力 SAW のコンボルーション信号とな

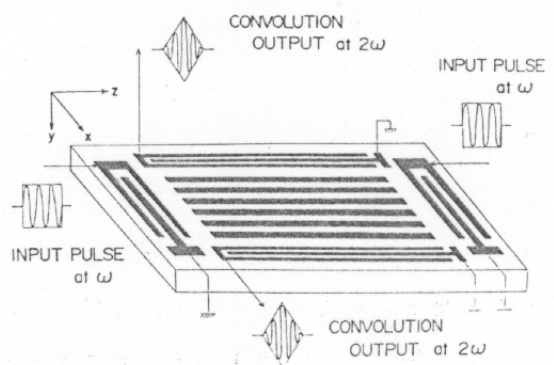


図1. コンボルバ概略図

7-882M  
 っている。

2-1-1 導波路上を伝搬するSAWの固有モード  
 解

図2に解析モデルを示す。n番目の導波路および導波路間の各領域を支配するスカラー波動方程式は、次式で与えられる。

$$\frac{\partial^2 \phi_{fn}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi_{fn}}{\partial z^2} + \left(\frac{\omega}{V_f}\right)^2 \phi_{fn} = 0, \quad X_{2n} \leq x \leq X_{2n+1}$$

$$\frac{\partial^2 \phi_{sn}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi_{sn}}{\partial z^2} + \left(\frac{\omega}{V_s}\right)^2 \phi_{sn} = 0, \quad X_{2n-1} \leq x \leq X_{2n}$$

ただし、 $\phi$ : スカラーポテンシャル、 $V$ : 伝搬速度、添字  $sn, fn$  は、各領域を表している。

式(1)の固有モード解は、それぞれ次式となる。

$$\phi_{fn} = \{A_{n-2} \cdot e^{k_{x1}x} + A_{n-1} \cdot e^{-k_{x1}x}\} e^{i(\omega t - \beta z)} + C.C. \quad (2)$$

$$\phi_{sn} = \{A_n \cdot \cos(k_{xs} \cdot x) + A_{n+1} \cdot \sin(k_{xs} \cdot x)\} e^{i(\omega t - \beta z)} + C.C. \quad (3)$$

$$k_{x1} = (\beta^2 - k_f^2)^{1/2} \quad k_{xs} = (k_s^2 - \beta^2)^{1/2}$$

ただし、 $A_{n-2}, A_{n-1}, A_n, A_{n+1}$ : 振幅、

$k_s = \omega/V_s, k_f = \omega/V_f$  である。

導波路境界での境界条件“変位および応力が連続”より、N本の導波路では4N元連立1次方程式が得られる。この方程式を解くことで分散特性および導波路上の横方向振幅分布が求まる。導波路上のSAWの横方向振幅は全SAWパワーが1W/mとなるように次式で規格化する。

$$P = \frac{C_s \omega \beta^3}{2} \int_{-\infty}^{\infty} E^2(x) dx = 1 \quad (W/m) \quad (4)$$

ただし、 $C_s$ : スティフネス定数、 $E(x)$ : 横方向振幅分布である。図3に分散特性、図4に横方向振幅分布の計算結果を示す。図3より、導波路本数が増えると速度変化が急峻となり、導波路と間隔の数の比によって一定値に近づく。図4では、導波路を分割することで横方向振幅分布にリップルが生じていることがわかる。

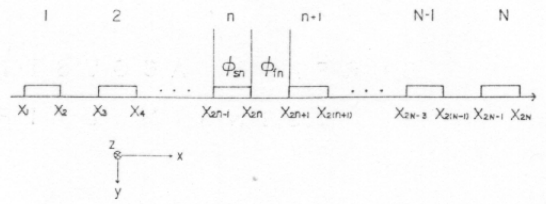


図2. 解析モデル

(1)

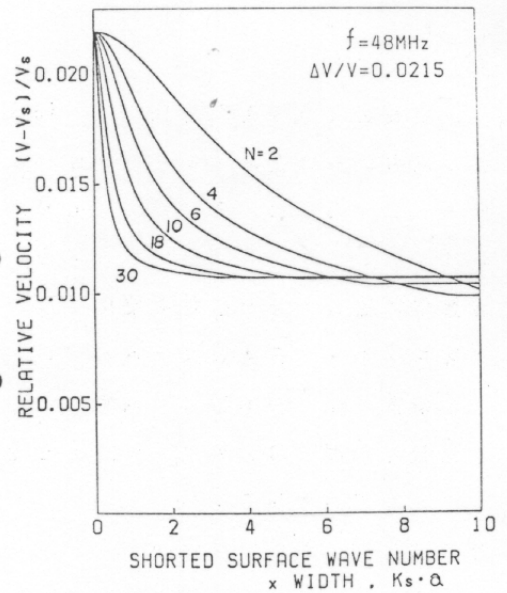


図3. 各導波路本数における分散特性

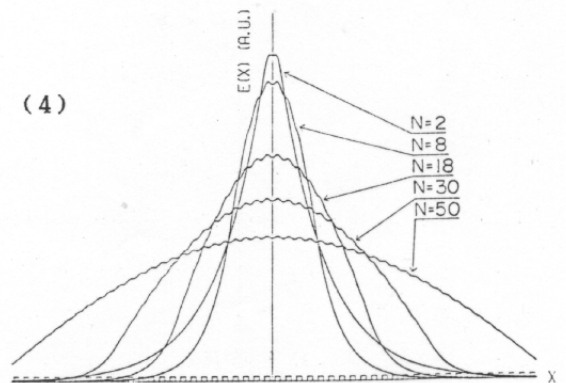


図4. 各導波路本数における横方向振幅分布

## 2-1-2 和周波数SAWの発生

スカラー波動近似された非線形波動方程式は、次式で表される。

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial z^2} - \frac{1}{V^2(\theta)} \frac{\partial^2 \phi}{\partial t^2} = \gamma \left( \frac{\partial^2 \phi}{\partial z^2} \right)^2 \quad (5)$$

ここで、 $\gamma$ は媒質の2次、3次の弾性定数で決まる非線形係数である。式(5)に摂動法を適用し、フーリエ変換法で解くことで和周波数SAWの発生量 $P_{out}$ が求まる。

$$P_{out} = C_3 \cdot \omega \cdot \left( \frac{2\omega}{V_x} \right)^3 |\phi_x|^2 \quad (W/m^2) \quad (6)$$

$V_x$ : x方向の伝播速度

和周波数SAWの発生効率 $\eta$ とSAWコンボルバ効率 $F$ を、次式で定義する。

$$\eta = \frac{P_{out}}{\omega^2 \cdot P_1 \cdot P_2} \quad (W \cdot Hz^2)^{-1} \quad (7)$$

$$F = \frac{P_{out}}{P_1 \cdot P_2} \quad (dBm) \quad (8)$$

ただし、 $P_1$ 、 $P_2$ は、それぞれの入力パワーである。図5に $N=2$ の場合の発生効率の全導波路幅依存性、図6に速度差をパラメータとした発生効率の導波路本数依存性を示す。図5より、最大の発生効率を得るには、導波路幅と間隔を発生する和周波数SAWの波長の1/2の幅にすればよい。図6より、各速度差による効率は、導波路本数が多くなると増加するが $N=10$ 本付近で飽和し減少する傾向にある。また、速度差が大きくなると効率は、高くなるが本数による増加は減少する。

## 2-2 実験結果

図7に試料の概略図を示す。圧電基板(Y-Z-LiNbO<sub>3</sub>)上にAlまたはAgのストリップ線を設け導波路とした。

### 2-2-1 和周波数SAWの発生

2つの入力端子に、周波数48MHzのRFパルスを印

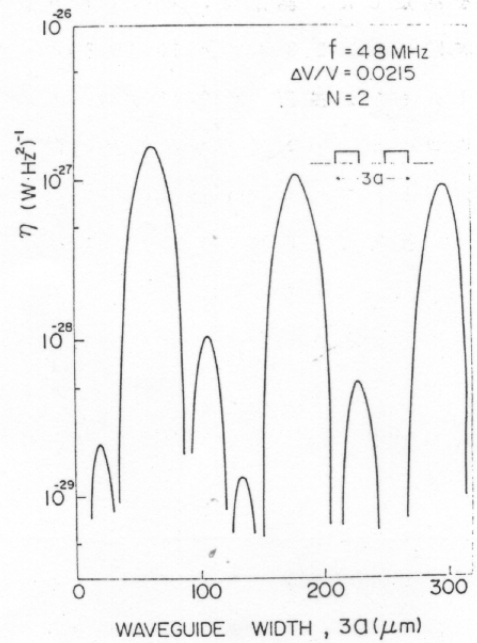


図5. 発生効率の導波路幅依存性 (N=2)

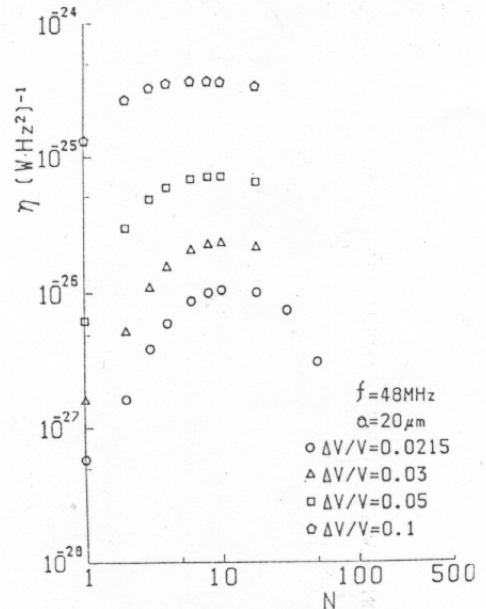


図6. 各速度差における発生効率の導波路本数依存性

加し、非線形相互作用により発生する和周波数SAWを測定した。測定は、すべて50Ω系で行った。導波路本数 $N=2,3,4,6,8,10,18,50$ 本、相互作用時間 $T=1\mu s$ で速度差 $0.0215(A1), 0.03(Ag)$ におけるSAWコンボルバ効率の全導波路幅依存性を図8に示す。ただし、すべてのIDTの挿入損を理想状態の-6dBとして換算し、内部コンボルバ効率として表している。ここで比較のために従来のコンボルバ(導波路幅 $a=700\mu m$ )を作製し、効率を測定した。図8より、効率は、理論値と傾向が一致し、従来のコンボルバよりも約15dB高くなっていることがわかる。

### 2-2-2 相互作用領域を長くした場合

相互作用時間 $T=10\mu s$ 、導波路本数6本、速度差 $0.0215$ 、送信IDTの中心周波数39MHz、受信IDTの中心周波数78MHzのコンボルバを作製した。図9に $T=6\mu s$ の出力波形、図10に $T=10\mu s$ の入出力特性を示す図9より、出力波形が菱形をしていることより、コンボルジョン信号であることがわかる。図10では、和周波数SAWが入力振幅の二乗の励振源より発生していることが確認できる。また、内部コンボルバ効率が約-60dBと高効率を得られた。

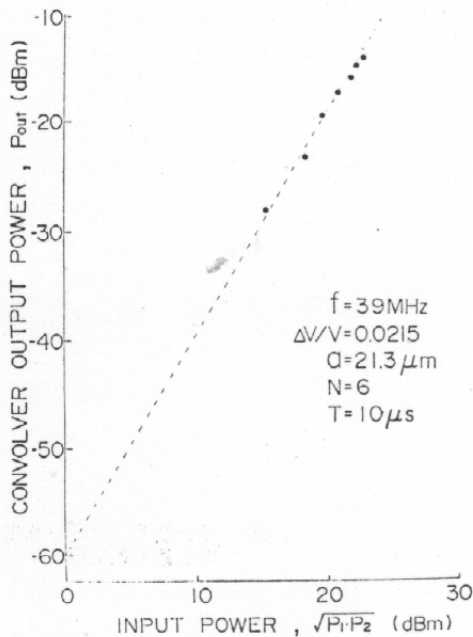


図10. 入出力特性 ( $T=10\mu s$ )

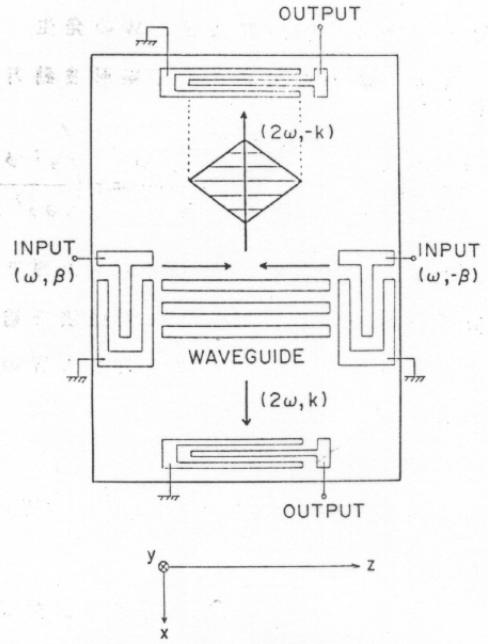


図7. 試料の概略図

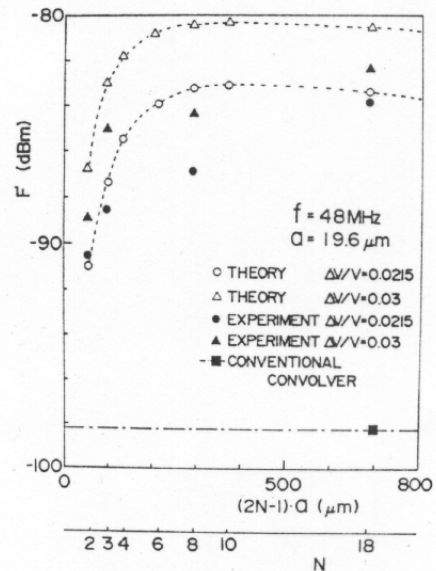


図8. SAWコンボルバ効率の全導波路幅依存性

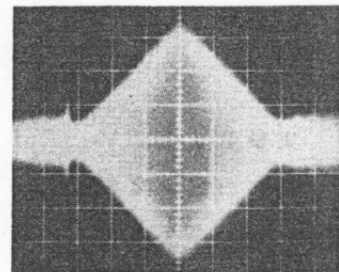


図9. コンボルジョン出力波形  
 $T=6\mu s$   
 $20mV, 1\mu s/div.$

### 3. SAWコンボルバを用いたスペクトラム拡散通信システム

図11に送信機の構成図を示す。DPSK変調は、信号列 $S_n$ が、 $S_n=0$ の信号の場合、その前の出力を反転させ $S_n=1$ の信号の場合その前の出力を保持する。この操作を繰り返すことで、ビットコード列 $b_n$ (周期 $T_b=1/f_b$ )を発生させる。この信号をチップコード発生器により、1ビットに対して0と1から成る $n$ 個チップコード $C_n$ (周期 $T_c=1/f_c; T_c=T_b/n$ )を発生させる。インパルス発生器により、その信号を正負のインパルスに変換しSAW-MSKフィルタに入力しMSK信号を発生させる。

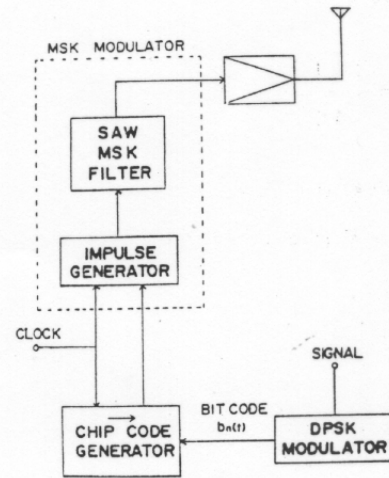


図11. 送信機の構成図

図12に受信機の構成図を示す。ここで、コンボルバは多本数に分割された導波路を持ち長さは連続する2つのビットコードの長さで、出力は2つに分けられ、片方の出力IDTは中央で、2のSAWの波長 $\lambda$ に対し $\lambda/2$ だけずらしてある。このコンボルバの一方に信号を入力し、もう一方に送信機のチップコードと時間的に反転させたMSK波形を参照用信号として入力する。したがって、コンボリューション出力信号は、2つの連続するビットコードの位相が、同相ならば $\Sigma$ 出力に出力され、 $\Delta$ 出力には出力されない。また、逆相の場合は、 $\Delta$ 出力のみに出力される。これによってDPSK復調が行える。

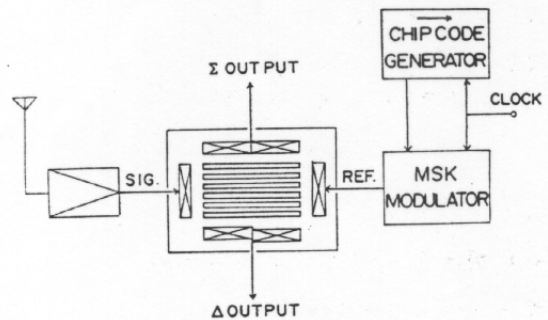


図12. 受信機の構成図

### 4. SAWフィルタを用いたMSK変調

MSKは2値デジタル信号の変調方式の1つで、信号の位相が常に連続となる位相連続FSK(Frequency Shift Keyed)の1つである。

#### 4-1 理論

図13にSAW-MSKフィルタの概略図を示す。このインパルス応答は、次式で与えられる。

$$h(t) = \begin{cases} [\cos(2\pi f_1 t) - \cos(2\pi f_2 t)] / 2, & 0 \leq t \leq 2T_c \\ 0, & |t - T_c| > T_c \end{cases} \quad (9)$$

$$f_1 = f_0 - 1/4T_c \quad f_2 = f_0 + 1/4T_c \quad (10)$$

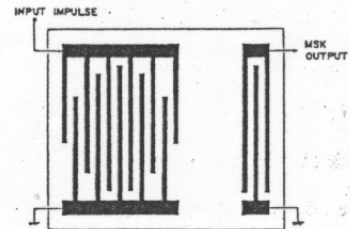


図13. SAW-MSKフィルタの概略図

ここで、 $f_0$ は、 $2T_c$ 時間中に奇数の半周期を生じるよう  
に次式で示される。

$$f_0 = \frac{2m+1}{4T_c} \quad (11)$$

$h(t)$ の継続時間は、 $2T_c$ でインパルスの間隔は $T_c$ である。  
 $n$ 番目と $n+1$ 番目のチップコードのフィルタ出力は、

$$h_n(t) = (-1)^{C_n} \{ \cos [2\pi f_1 (t-t_n)] - \cos [2\pi f_2 (t-t_n)] \} / 2 \quad (12)$$

$$h_{n+1}(t) = (-1)^{C_{n+1}} \{ \cos [2\pi f_1 (t-t_n)] + \cos [2\pi f_2 (t-t_n)] \} / 2 \quad (13)$$

$$t_{n+1} = t_n + T_c \leq t \leq t_n + 2T_c = t_{n+1} + T_c \quad (14)$$

式(14)の時間間隔のSAW-MSKフィルタ出力は、

式(12),(13)の和より、

$$h_{MSK}(t) = h_n(t) + h_{n+1}(t) = \begin{cases} (-1)^{C_{n+1}} \cos [2\pi f_1 (t-t_n)] & , C_n = C_{n+1} \\ (-1)^{C_{n+1}} \cos [2\pi f_2 (t-t_n)] & , C_n \neq C_{n+1} \end{cases} \quad (15)$$

したがって、MSK波形は連続するチップコードの関  
係により、 $f_1$ または $f_2$ の2つの値の1つをとる。

図14に $m=10$ とした場合のインパルス応答、図15に圧  
電基板( $128^\circ Y-X \cdot LiNbO_3$ )上にアボダイズされた  
 $f_0=49MHz$ 、 $m=10$ のSAW-MSKフィルタを作製  
し、そのインパルス応答波形を示す。

#### 4-2 マッチドフィルタを用いたMSK変調

アボダイズしたMSK電極と符号化電極とから構成  
されるMSKマッチドフィルタ[3]の概略図を図16に  
示す。符号系列 $a_n$ の長さ $n$ の有限長系列として、M  
SK変調波のマッチドフィルタ出力は、その判定遅延  
時間 $t_{\square}$ を適当に与えれば、

$$g_{MSK}(t) = h_n(t_m - t) = h(t) * \sum_{n=0}^{N-1} a_n^* \delta(t - nT_c)$$

ここで、 $a_n^* = a_{N-n-1}$  すなわち $a_n^*$ は、 $a_n$ を時間

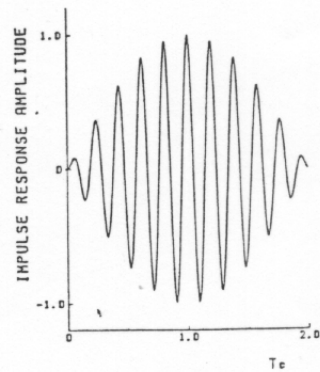


図14. SAW-MSKフィルタのインパルス応答

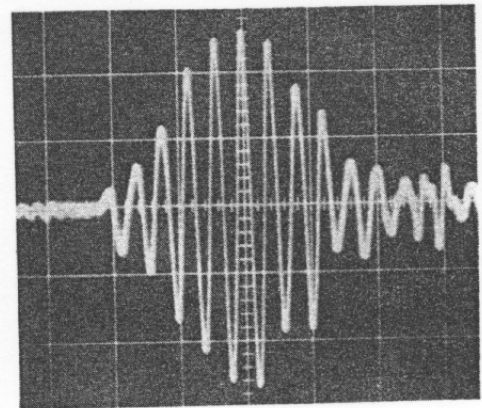


図15. インパルス応答波形  
10mV, 50ns/div.

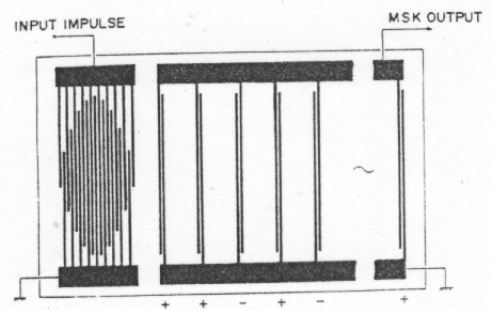


図16. MSKマッチドフィルタの概略図

反転した系列である。このマッチドフィルタに与える系列は、鋭い自己相関を持つ系列を用いる。

しかし、MSKマッチドフィルタを作製する場合、基板の伝搬特性による波形の遅延や歪みの影響が大きく現れてくる。この原因は、符号化電極とMSK電極上ではSAWが電界短絡効果によって、電極下の速度が低下するため、SAWの周波数が低下し波長が長くなる。そのため、SAWが符号化IDTに達した時に、そのサンプリング間隔とのずれを生じ、振幅変動が現れる。そのため、図17に示すように符号化IDTのサンプリング間隔 $L_s$ を速度低下に対応するために、次式のように与える。

$$L_s = [ \{ (2m-3) \tau v + 4 \} l_m + (2m+1) l_g ] / 2 \quad (17)$$

ここで、 $\tau v$  は、 $V_f$ を自由表面での伝搬速度、 $V_s$ を金属膜下での速度として、次式のようなものである。

$$\tau v = V_f / V_s \sim 1 + k^2 / 2 \quad (18)$$

$k^2$  は、基板材料の電気機械結合係数である。

式(17)で補正されたMSKマッチドフィルタとして、圧電基板(128°Y-X-LiNbO<sub>3</sub>)上にアボダイズされた $f_0=49\text{MHz}$  $m=19$ のMSK電極と符号化電極(符号“111100010011010”)を作製した。

図18にこのMSKマッチドフィルタの出力波形、図19に自己相関応答出力波形を示す。図18では、サンプリング間隔の補正が製作上の誤差によって、振幅変動が生じた。

### 5. SAWコンボルバを用いたDPSK復調

図12における、コンボルバの概略図を図20に示す。コンボルバは、多本数に分割された導波路で、 $2T_b$ 時間の長さを持つ。出力は2つに分けられ、 $\Delta$ 出力IDTは中央で $2\omega$ のSAWの波長 $\lambda$ に対し $\lambda/2$ だけずらしてあり $\Sigma$ 出力IDTは、正規形IDTをそれぞれ中央で2つに分けている。

DPSK復調をするには、連続する2つの信号の比較を行えばよい。導波路上の2つのビット信号のコン



図17. 符号化IDTの寸法

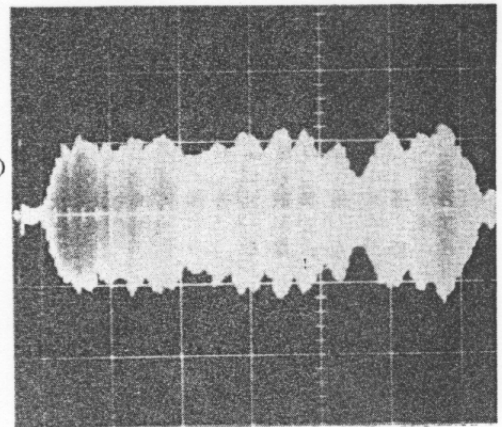


図18. MSKマッチドフィルタ出力波形  
0.1V, 0.5 $\mu$ s/div.

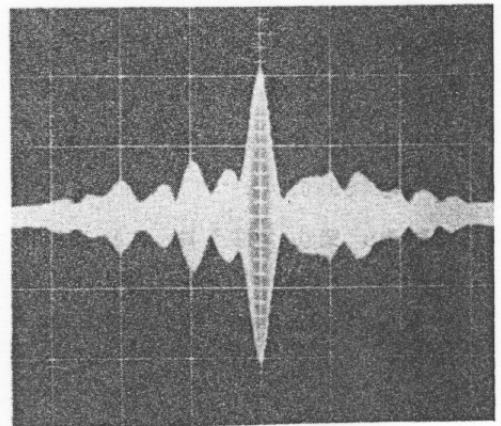


図19. 自己相関応答出力波形  
10mV, 1 $\mu$ s/div.

ポリューションで発生する2のSAWが、それぞれ、 $\Sigma$ 出力IDTで同相ならば、出力が有り、逆相なら出力は無い。 $\Delta$ 出力IDTでは、その逆である。したがって、2つの連続するビットコードの位相によって、同相ならば $\Sigma$ 出力に出力され、逆相の場合は $\Delta$ 出力に出力され、DPSK復調が行える。図21に2つの連続する信号が同相のMSK波形を入力した場合の出力波形を示す。(a)が $\Sigma$ 出力(b)が $\Delta$ 出力である。これより、連続する2つの信号が同相である場合、 $\Sigma$ 出力のみに相関波形が出力されることが確認できる。

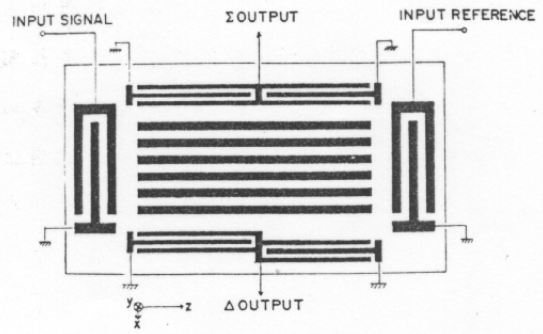


図20. コンボルバ概略図

## 6. まとめ

多本数分割導波路を用いた新しい型のSAWコンボルバを提案し、その理論および実験的検討を行った。その発生効率は、

- (1) 分割した一本の導波路を発生する和周波数SAWの波長の $1/2$ とした場合が高い。
- (2) 導波路本数 $N$ を多くすることで増加し、8-10本で最大となる。
- (3) 速度差が大きいほど高い。
- (4) 従来のコンボルバよりも約15dB高い。

そして、本コンボルバを用いたスペクトラム拡散通信システムの構成を示し、本コンボルバによってDPSK復調が可能であることを示した。

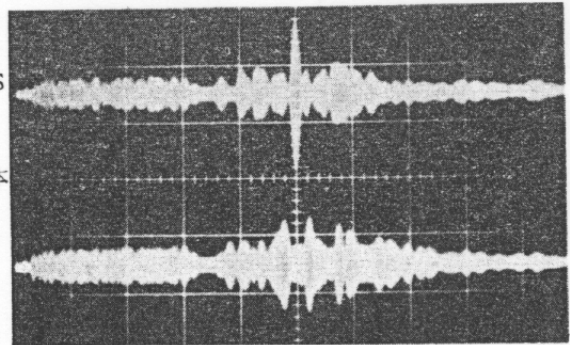


図21. 出力波形 0.1V, 2 $\mu$ s/div.  
(a)  $\Sigma$ 出力  
(b)  $\Delta$ 出力

## 参考文献

- [1] Goll, J.H. et al : IEEE Trans. Sonic & Ultrason., SU-28, 3, PP. 195-205 (1981)
- [2] 中川, 小野 : 信学論 (C), J67-C, 3, PP. 310-317 (昭 59-03)
- [3] 富永, 柴山 : 信学論 (C), J68-C, 12, PP. 1044-1052 (昭 60-12)