

彈性波 遲延線에서 接着劑의 두께에 依한 變換損失에 關하여

(A study on the Conversion Loss by the Thickness
of the Bonding Medium in the Elastic Delay Lines.)

金 宗 相* · 李 鎔 榮**

(Kim, Chong Sang and Lee, Jeon Young)

要 約

彈性波 遲延線의 振動子에서 電極과 遲延媒質사이의 接着劑의 두께를 考慮하여 變換損失을 計算하는 方法을 提案하며, 數值計算結果 接着劑의 두께가 振動子 두께의 1/100정도 以下로 하여야 하며 電極의 두께가 振動子 두께의 1/10정도 될 때 中心周波數의 移動이 생긴다. 接着劑의 두께를 振動子와 거의 같거나 그 以上으로 하면 周波數 帶域幅에서 凹凸 現象이 점점 커지게 된다.

Abstract

In this paper, the method of calculating conversion loss is proposed by considering the thickness of bonding medium between electrode and delay material in the vibrator of Elastic delay lines. As the result of computations using digital computer, it is shown that the thickness of bonding medium must be less than about 1/100 of the thickness of vibrator and when the thickness of electrode is about 1/10 of vibrator, the center frequency is shifted.

When the thickness of bonding medium is equal to or more than the thickness of vibrator, the fluctuations in frequency Bandwidth become larger and larger.

1. 緒 論

彈性波 遲延線은 約 10MHz 以上の 周波數에서 긴 遲延時間을 얻을 目的으로 使用되고 있다.

周波數가 높아지면 振動子의 두께가 얇아지며 電極物質의 두께를 無視할 수 없게되며 또한 振動子와 遲延媒質間의 接着劑의 두께를 無視할 수 없게 된다.

電極媒質의 두께에 의한 影響은 Reeder等⁽¹⁾에 依하여 解析되어져 있고, 接着劑에 대한 影響은 稻村⁽²⁾가 報告한 바 있으나 1~5MHz의 比較的 낮은 周波數에서 電極의 두께를 無視하고 解析을 行하였다.

그러나 本 論文에서는 높은 周波數에서도 利用할 수

있도록 電極의 두께, 接着劑의 두께를 모두 고려하여 一般的인 周波數 特性을 얻을 수 있는 方法을 提示하고, 여러 條件下에서의 周波數特性을 數值計算한 結果를 比較 檢討하여 여러가지 結論을 얻을 수 있었다.

本 研究의 數值計算의 프로그래밍의 正確성을 確認하기 위하여, Turzski의 實驗值⁽³⁾와 比較하기 위해 Turzski의 實驗條件과 같도록 프로그래밍의 data만을 變化시켜 代入한 結果 잘 一致함을 確認하였다.

2. 解 析

遲延線의 模型을 그림 1과 같이 생각한다. 그림 1에서는 送信側만을 表示하였으나 受信側도 同一한 特性을 갖고 있으므로 解析에는 조금도 支障이 없고 插入損失을 考慮할 때는 本 模型으로 解析한 다음에 dB로 表示하고 2 倍만을 곱하면 된다.

本 解析을 行함에 있어서 아래와 같은 假定을 한다

*正會員 **準會員. 서울大學校 工科大学 工教科
Department of Industrial Education, College
of Eng., Seoul National University.

接受日字: 1976年 9月 23日

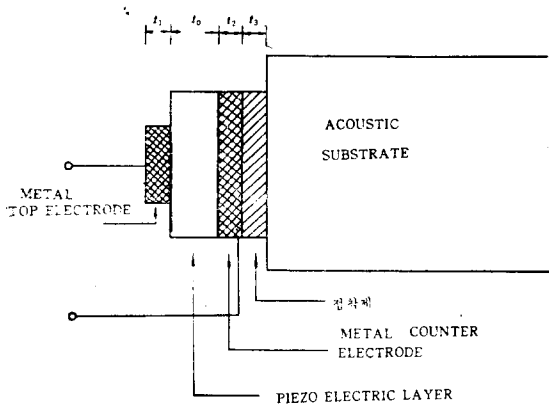


그림 1. Transducer의 Model

即 첫재, 한 모우드 만이 勵振된다.

이는 振動子의 切斷方向을 한 mode만이 勵振되도록 決定함으로서 可能하다.

두재, 振動子의 두께 方向만으로 傳播된다.

세재, 電極이나 接着劑 內에서 音響損失(acoustic loss)은 작다고 생각하여 無視한다.

本 模型의 振動子를 Mason의 等價回路로써 또 電極 및 接着劑를 傳送線路로써 代置하여 생각하면 그림 2 와 같은 等價回路가 얻어진다. 여기서 C_0 는 振動子의 clamped(一定變形)容量이고, Z_0, Z_1 및 Z_2, Z_3 는 振動子, 電極媒質, 接着劑의 音響 impedance이고, θ_0, θ_1 및 θ_2, θ_3 는 各 媒質中에서의 位相遲延이다.

또한 여기서 電氣-音響變換比 ϕ 는 아래와 같이 定義된다⁽¹⁾.

$$\phi^2 = \frac{\omega_0 C_0 k^2 A Z_0}{\pi} \quad (1)$$

여기서 A 는 transducer의 實效面積이며 k 는 振動子 媒質의 電氣-機械 結合係數이다.

또한 音響임피던스를 電氣的인 等價로서 바꾸면 아래와 같이 된다⁽¹⁾.

$$R_0 = \frac{AZ_0}{\phi^2} = \frac{\pi}{\omega_0 C_0 k^2} \quad (2)$$

同一한 方法으로

$$R_1 = \frac{AZ_1}{\phi^2}, R_2 = \frac{AZ_2}{\phi^2}, R_3 = \frac{AZ_3}{\phi^2} \quad (3)$$

또 C_0 는 x-cut板이라 할 때

$$C_0 = \frac{\epsilon_{11} A}{t_0} \quad (4)$$

勵振되는 周波數 f_0 는

$$f_0 = \frac{v_0}{2t_0} \quad (5)$$

同一하게 電極에서의 半波長 周波數 f_1, f_2 , 또 接着劑에서의 半波長 周波數 f_3 는

$$f_1 = \frac{v_1}{2t_1}$$

$$f_2 = \frac{v_2}{2t_2} \quad (6)$$

$$f_3 = \frac{v_3}{2t_3}$$

周波數 f_0 로 normalize 한 것의 逆數를 d_1, d_2, d_3 라 하면

$$d_1 = \frac{f_0}{f_1} = \frac{v_0 t_1}{v_1 t_0}$$

$$d_2 = \frac{f_0}{f_2} = \frac{v_0 t_2}{v_2 t_0} \quad (7)$$

$$d_3 = \frac{f_0}{f_3} = \frac{v_0 t_3}{v_3 t_0}$$

또한 normalize된 音響임피던스 비를 r_1, r_2, r_3, r_D 라 하면

$$r_1 = \frac{Z_1}{Z_0} = \frac{R_1}{R_0}$$

$$r_2 = \frac{Z_2}{Z_0} = \frac{R_2}{R_0} \quad (8)$$

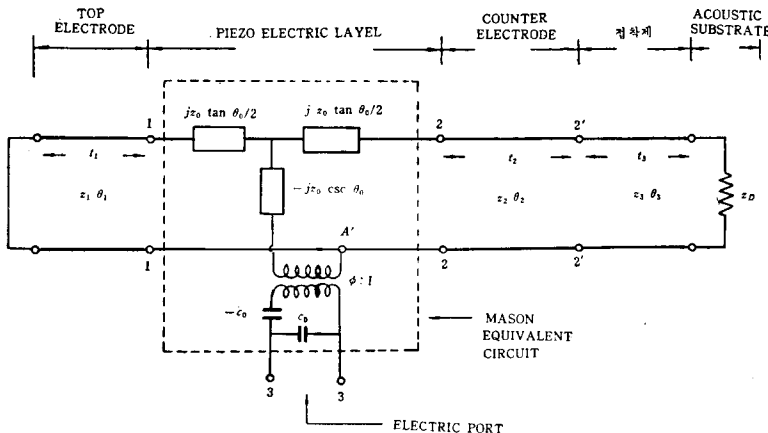


그림 2. Transducer의 等價回路

$$r_3 = \frac{Z_3}{Z_0} = \frac{R_3}{R_0}$$

$$r_D = \frac{Z_D}{Z_0} = \frac{R_D}{R_0}$$

위 等價回路上서 音響임피던스 Z 를 電氣的인 等價 R 로서 바꾸면⁽¹⁾ 電氣-音響 變成比 $1:\phi$ 는 $1:1$ 로 바뀐다. 그림 2의 振動子 部分에서의 3端子 方程式은

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} = -j \begin{pmatrix} R_0 \cos \theta_0 & R_0 \csc \theta_0 & \frac{1}{\omega C_0} \\ R_0 \csc \theta_0 & R_0 \cot \theta_0 & \frac{1}{\omega C_0} \\ \frac{1}{\omega C_0} & \frac{1}{\omega C_0} & \frac{1}{\omega C_0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{pmatrix} \quad (9)$$

여기서

$$\theta_0 = \frac{\pi f}{f_0} \quad (10)$$

遲延線 끝쪽의 電極의 normalize된 임피던스 z_1 은 아래와 같다.

$$z_1 = -\frac{V_1/I_1}{R_0} = jr_1 \tan \theta_1 \quad (11)$$

이는 傳送線에서 끝 端子가 短絡된 것을 意味한다. 여기서

$$\theta_1 = \frac{\pi f}{f_1} = \frac{\pi d_1 f}{f_0} \quad (12)$$

그림 2의 2'-2'에서 오른쪽으로 본 normalize된 임피던스

$$z_2' = r_3 \frac{r_D \cos \theta_3 + jr_3 \sin \theta_3}{r_3 \cos \theta_3 + jr_D \sin \theta_3} \quad (13)$$

여기서

$$\theta_3 = \frac{\pi f}{f_3} = \frac{\pi d_3 f}{f_0} \quad (14)$$

그림 2의 2-2에서 오른쪽으로 본 normalize된 임피던스

$$z_2 = r_2 \frac{z_2' \cos \theta_2 + jr_2 \sin \theta_2}{r_2 \cos \theta_2 + jz_2' \sin \theta_2} \quad (15)$$

여기서

$$O_2 = \frac{\pi f}{f_2} = \frac{\pi d_2 f}{f_0} \quad (16)$$

트랜스듀서의 入力임피던스 z_{in} 은

$$z_{in} = \frac{V_3}{I_3} = z_{33} + \frac{1}{j\omega C_0} + \frac{P(f)}{R_0(\omega C_0)^2} \quad (17)$$

여기서 z_{33} 은 電氣導線의 임피던스이며 두번째 항의 $\frac{1}{j\omega C_0}$ 은 振動子の 容量에 依한 리액턴스이고 세번째

項은 放射임피던스가 된다.

(16)式的 $P(f)$ 는 計算結果 아래와 같이 된다.

$$P(f) = \frac{2j(1 - \cos \theta_0) + (z_1 + z_2) \sin \theta_0}{(1 + z_1 z_2) \sin \theta_0 - j(z_1 + z_2) \cos \theta_0} \quad (18)$$

放射임피던스 Z_0 는

$$z_0 = R_0 + jX_0 = \frac{P(f)}{R_0(\omega_0 C_0)^2} \quad (19)$$

또한 트랜스듀서의 放射 Q 를 Q_r 이라 하면

$$Q_r = \frac{1}{\omega_0 C_0 R_0} \quad (20)$$

그런데 $Z_{33} = R_{33} + jX_{33}$ 에서 $R_{33} = 0.1 \sim 2 \text{ Ohm}$, $X_{33} = 0.1 \sim 1 \text{ nH}^{(3)}$ 로서 1GHz이상에서는 R_{33} 은 R_0 와 같거나 혹은 더 크다.

入力側 端子 3-3로부터 振動子쪽으로 본 入力임피던스 Z_{in} 은 아래와 같이 된다.

$$z_{in} = z_{33} + \frac{1}{j\omega C_0} + z_0 \quad (21)$$

또 非同調 變換損失 $Tu(f)$ 는 信號源으로부터 供給되는 電力을 放射임피던스의 實數部에서 흡수되는 電力으로 나눈 것으로서 아래와 같이 表示된다.

$$Tu(f) = \frac{(R_0' + R_{33} + R_0)^2 + (X_{33} + X_0 - \frac{1}{\omega C_0})^2}{4R_0' R_0} \quad (22)$$

여기서 R_0' 는 信號源의 內部抵抗을 나타낸다.

同調 變換 損失은 動作周波數에서 리액턴스 성분을 挿入함에 依하여 리액턴스 成分을 相殺시킴으로 (21)式으로부터 아래와 같이 간단히 된다.

$$T_t(f) = \frac{(R_0' + R_{33} + R_0)^2}{4R_0' R_0} \quad (23)$$

非同調 變換損失 $Tu(f)$ 는 電氣的인 要素와 音響의 인 要素가 包含되어 있으므로 이를 各各 $M_e(f)$, $M_a(f)$ 라 하면

$$Tu(f) = M_e(f) \cdot M_a(f) \quad (24)$$

여기서 音響의 인 變換損失은 아래와 같다.

$$M_a(f) = \frac{R_0' \left(\frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}{R_0} = \frac{4}{K_a R_0 r_D (\omega C_0)^2} \quad (25)$$

그런데 여기서 R_0' 는 $t_1 = t_2 = t_3 = 0$ 라 假定할 때의 r_0 로서 다음과 같다.

$$R_0' = \frac{4k^2}{\pi r_D} \frac{1}{\omega C_0} \quad (26)$$

3. 數值 計算 및 結果

여러가지의 條件을 갖는 彈性波 遲延線을 考慮하여 數值計算을 行하여 봄으로써 共通의인 現象을 結論으 示 1

構造 CASE	振動子	電極	接着劑	遲延 媒質	振 動 設計中心 周波數
I	LiNbO ₃ X-cut	Ag	에폭시 수 와	fused SiO ₂	SH 500MHz
II	"	"	에폭시 수 와	"	"
III	PZT-7A	"	에폭시 수 와	"	10MHz
IV	"	"	에폭시 수 와	"	"
V	LiNbO ₃ X-cut	Au	없다	MgO·Al ₂ O ₃	6.141 GHz

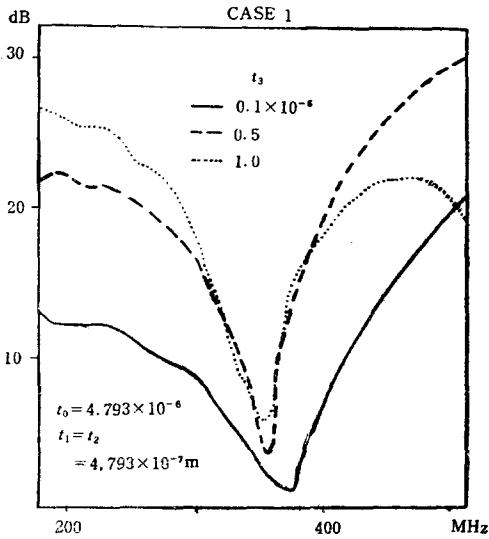


그림 3. Untuned Conversion Loss

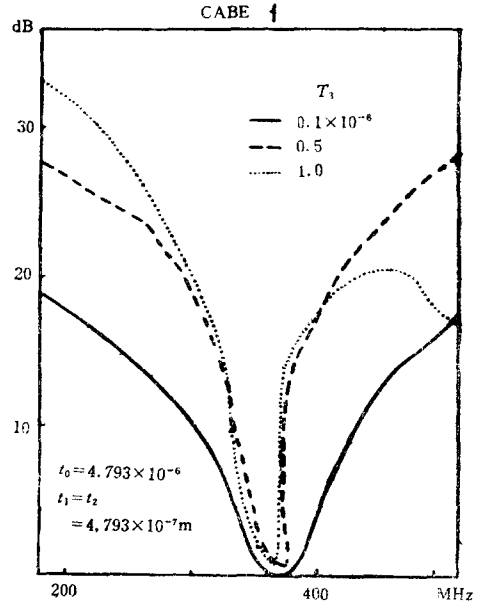


그림 4. Acoustic Conversion Loss

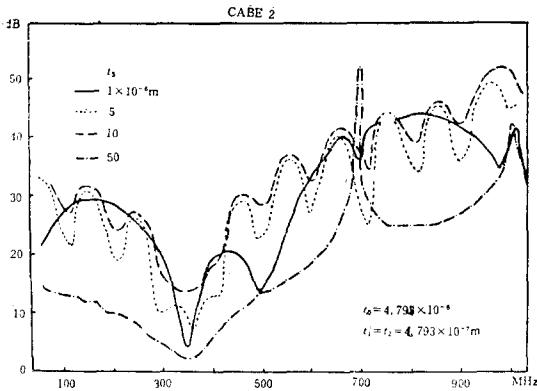


그림 5. Tuned Conversion Loss

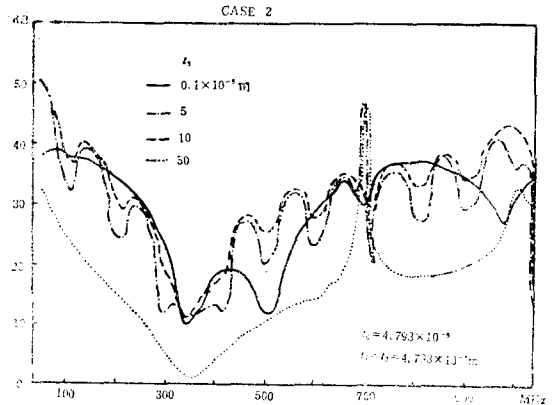


그림 6. Acoustic Conversion Loss

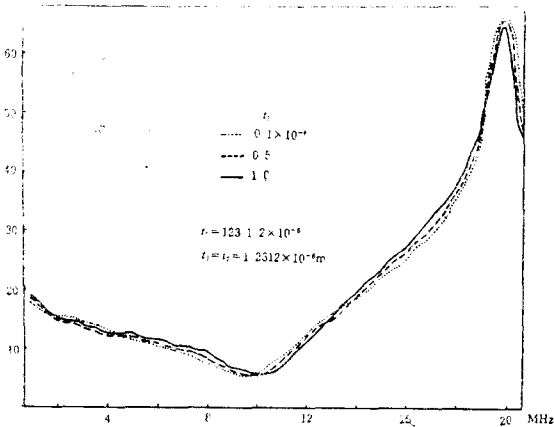


그림 7. Tuned Conversion Loss

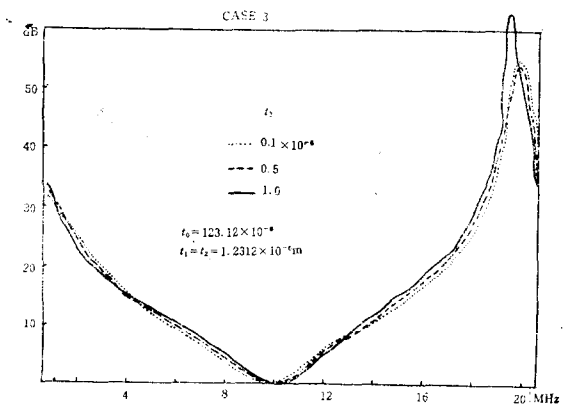


그림 8. Acoustic Conversion Loss

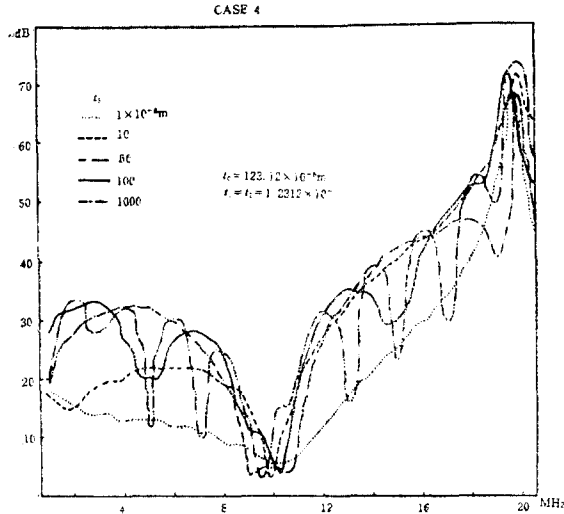


그림 9. Untuned Conversion Loss

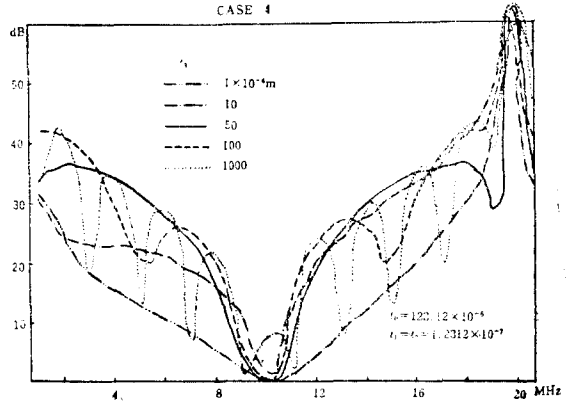


그림 10. Acoustic Conversion Loss

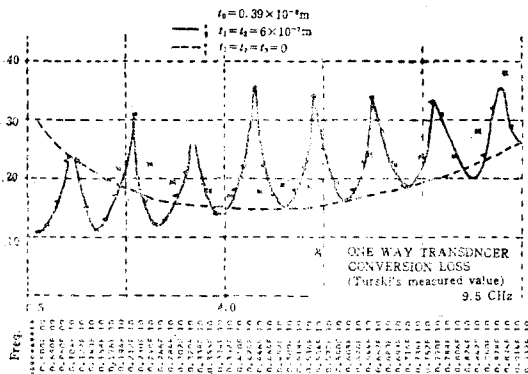


그림 11. Untuned Conversion Loss

로 하였다.

即 表 1과 같은 5가지 경우를 생각하여 數值計算을 行하였다.

또한 計算에 필요한 數值(Data)는 表 2와 같이 하였다.

표 2

CASE	Z_0 [$\times 10^8 \text{kg} / \text{s} \cdot \text{m}^2$]	$Z_1 = Z_2$ [$\times 10^6 \text{kg} / \text{s} \cdot \text{m}^2$]	k	Z_3 [$\times 10^6 \text{kg} / \text{s} \cdot \text{m}^2$]	Z_D [$\times 10^6 \text{kg} / \text{s} \cdot \text{m}^2$]	ϵ_{11} (F/m)	$v_1 = v_2$ m/s	v_3 m/s
I	22.6	21.9	0.6834	1.22	8.3	3.63×10^{-10}	2,090	1,100
II	22.6	21.9	0.6834	0.9	8.3	3.63×10^{-10}	2,090	1,000
III	18.714	21.9	0.67	1.22	8.3	7.437×10^{-9}	2,090	1,100
IV	18.714	21.9	0.67	0.9	8.3	7.437×10^{-9}	2,090	1,000
V	22.6	28.4	0.6834	—	22.6	3.63×10^{-10}	1,470	—

은 t_3 를 case III의 경우보다 아주 크게 할 때는 t_3 를 t_3 (t_0 의 $\frac{1}{100}$)와 같게 될 때까지는實用할 수 있으나 아주 크게 하여 t_3 를 $10t_3$ (t_0 의 約 10倍) 정도 되게 하면 周波數 帶域에서 凹凸이 심하게 되어實用할 수 없게 된다.

case V는 Turski의 實驗值⁽³⁾와 比較하기 위한 것으로서 그림 11로부터 t_1 및 t_2 가 t_0 의 $\frac{1}{10}$ 程度될 때, 中心周波數가 낮은 周波數 쪽으로 조금 移動됨을 알 수 있으며 또한 t_1 및 t_2 가 t_0 에 比하여 클 때 周波數 帶域幅의 凹凸이 생김을 알 수 있다.

4. 檢 討

위 計算의 프로그래밍의 正確性을 確認하기 위하여 Turski의 實驗值⁽³⁾와 同一한 實驗條件을 Data로 넣어 計算한 결과 그림 11과 같이 잘 一致함으로 本 研究의 프로그래밍이 正確하며 本 研究의 解析方法에 異常이 없음을 알 수 있다.

5. 結 論

彈性波 遲延線을 設計할 때 可及的 아래 條件을 만족토록 하여야 한다.

(1) 電極의 두께를 振動子 두께의 約 $\frac{1}{100}$ 程度以下되게 하여야 한다.

約 $\frac{1}{10}$ 程度가 될 때는 中心周波數의 移動이 생긴다.

(2) 接着劑의 두께도 振動子 두께의 約 $\frac{1}{100}$ 程度以下되게 하거나 혹은 10倍以上 되게 크게 한다.

만약 그렇지 못할 경우는 歪波數 帶域幅이 좁아지며 接着劑의 두께를 振動子와 거의 같거나 크게 할 경우는 凹凸이 생겨實用化되기 어렵다.

參 考 文 獻

- (1) Thomas M. Reeder, Donald K. Wislow: Characteristics of Microwave Acoustic Transducers for Volume wave Excitation; IEEE MTT-17 No.11, Nov. 1969. p.927~941
- (2) 稻村隆弘: 壓電形 超音波 遲延線의 特性に 及ぼす 接着層의 效果: 研究實用化 報告 第18卷 5號. 1969. p.1329~1337
- (3) Zygmund Turski, Lester A. Kraus, Hochung Huang; Propertie of an X-cut Single Crystal Lithium Niobate Transducer; IEEE SU-22, No. 6. Nov. 1975 p.402~406