

声表面波器件中叉指换能器及 外电路引起的附加相移特性

王耀俊 章 德

(南京大学声学研究所)

一般的声表面波器件是由与外电路相联接的两个叉指换能器组成,其中所要处理的信号都要经受电-声和声-电两次转换。叉指换能器的结构和外电路的特性对这些转换的效率和相位变化有着密切的联系。本文从声表面波叉指换能器交叉场等效电路模型出发,较详细地讨论了声表面波器件中输入、输出叉指换能器的设计参数(中心频率和叉指电极对数等)及外电路负载和匹配网络对信号的转换效率和相移(或延迟时间)的影响。本文还针对某些叉指换能器的实际例子,给出了详细的计算数据。文中所给出的公式和计算结果,可作为设计声表面波延迟线和振荡器的参考。

引 言

在电视、雷达和通讯系统中,往往需要一种频率固定、结构轻巧、时间延迟精度高达 $10^{-3}\mu\text{s}$ 的延迟线。声表面波延迟线具有体积小、频带宽等优点,在上述设备中具有相当大的应用潜力^[1]。但是,声表面波延迟线中所采用的压电晶体(如铌酸锂、石英)上声波速度的各向异性,换能器金属电极对声速的影响,以及外电路所引起的被延迟信号的相移,都会给高精度延迟线的设计带来一定的困难。另一方面,在设计由声表面波延迟线所组成的振荡器时^[2],又需要信号的位相可以变动,使振荡器的中心频率有一定的调整范围。因此,精确地估计和控制信号的相移(或延迟时间)在声表面波器件的设计中十分重要。

根据声表面波叉指换能器的等效电路模型,本文讨论了延迟线输入、输出叉指换能器的设计参数(中心频率、叉指电极对数和叉指孔径等)及外电路负载和匹配网络对信号相移(或延迟时间)的影响。文中给出的公式

和计算结果可作为设计声表面波延迟线和振荡器的参考。

一、声表面波延迟线

图1表示了具有匹配网络和负载电阻的声表面波延迟线的结构,其中 l 是输入、输出换能器中心之间的距离, R_0 和 R_L 分别为信号源内阻和外电路的负载电阻, W_0 是叉指换能器的孔径。

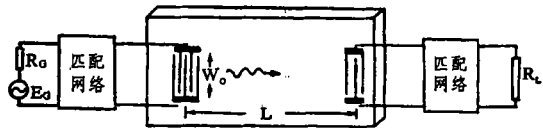


图1 声表面波延迟线的结构

从信号源至负载电阻上的信号的总的延迟时间,主要决定于:

1) 声表面波信号在两换能器中心之间传播所需的时间 τ_0 。显然, $\tau_0 = l/V_s$, 其中 V_s 为声表面波的速度;

2) 电信号通过匹配网络和输入换能器中变成声信号的相移角 ϕ_{in} 所对应的延迟时间 τ_{in} ;

3) 声信号在输出换能器中转换成电信号以及电信号通过匹配网络的相移角 ϕ_{out} 所引起的延迟时间 τ_{out} 。

声表面波延迟线总的延迟时间为:

$$\tau = \tau_0 + \tau_{in} + \tau_{out}$$

因为

$$\tau_{in} = \phi_{in} / \omega,$$

$$\tau_{out} = \phi_{out} / \omega,$$

式中, ω 是声表面波和电信号的角频率, 所以,

$$\tau = l / v_s + (\phi_{in} + \phi_{out}) / \omega = \tau_0 + \Delta\tau,$$

其中 $\Delta\tau = (\phi_{in} + \phi_{out}) / \omega$ 。

τ_0 可通过简单的计算求得, 附加延迟时间 $\Delta\tau$ 则决定于相移角 ϕ_{in} 和 ϕ_{out} 。为估计 ϕ_{in} 和 ϕ_{out} 之值, 必须先分析输入叉指换能器和输出叉指换能器的特性。

二、具有匹配网络和负载电阻的叉指换能器的分析

我们将用 Smith 等人建立的适用于叉指换能器“交叉场”的等效电路模型^[3], 来计算相移角 ϕ_{in} 和 ϕ_{out} 。为了使声表面波延迟线有小的插入损耗和小的波形畸变, 设计叉指换能器的中心频率 ω_0 通常与输入信号的频率相同。所以, 下面将分析叉指换能器中心频率处换能器的性能。

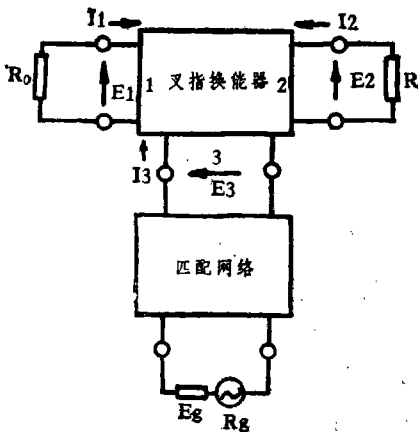


图2 输入叉指换能器的等效电路图

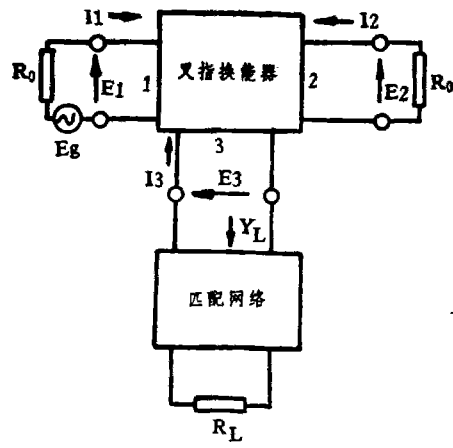


图3 输出叉指换能器的等效电路图

声表面波延迟线输入端的等效电路如图 2 所示。其中 1 和 2 表示声端对, 3 为电端对。 E_1, R_g 分别为信号源的电动势和内阻, R_0 为基体材料的机械特征阻抗, E_1, E_2 为声作用力(均已化为电学量), E_3 为电端对 3 的电压, I_1, I_2 为已换算为相应电学量的媒质质点速度, I_3 为电端对 3 的电流。根据交叉场模型, 换能器三端对方程可表示为矩阵形式:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = [Y] \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中 $[Y]$ 为叉指换能器的导纳矩阵。当信号频率 ω 与 ω_0 相差不大时, 导纳矩阵有如下较简单形式:

$$[Y] \doteq \frac{jG_0}{\delta} \begin{bmatrix} \frac{1}{N}, \frac{1}{N}, 4 \\ \frac{1}{N}, \frac{1}{N}, 4 \\ 4, 4, -16N + \delta \frac{\omega C_T}{G_0} \end{bmatrix} \quad (6)$$

其中 N 为叉指换能器的电极对数, C_T 为换能器的静态电容, G_0 为基体材料的特征声导

($G_0 = \frac{1}{R_0}$), δ 为信号频率 ω 与 ω_0 的相对偏差

量: $\delta = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$ 。

当 $\omega = \omega_0$ 时, 利用关系式 $E_1 = -R_0 I_1$, $E_2 = -R_0 I_2$ (且 $I_1 = I_2$), 从式(5)和(6)容易推

导得:

$$I_1 = - \frac{I_3}{4N(1+JQ_r)} \quad (7)$$

式(7)中 Q_r 为换能器的辐射 Q 值, $Q_r = \frac{\omega C_T}{\hat{G}_a}$ 而 \hat{G}_a 为中心频率处叉指换能器电端对输入电导 ($\hat{G}_a = \frac{4}{\pi} k^2 \omega_0 G_T N$, k^2 是基片材料的机电耦合系数)。

图3为输出换能器与匹配网络的等效电路。与输入换能器稍有不同,现在的信号源是叉指换能器所接收到的声表面波。然而,输出换能器的三端对方程和导纳矩阵可仍由(5)、(6)两式表示。利用关系式 $E_2 = -R_0 I_2$, $I_3 = -E_3 Y_L$, 从式(5)和式(6)能推导出 $\omega = \omega_0$ 时的电流方程式:

$$I_3 = -4N \frac{Y_L}{Y_L + j\omega_0 C_T} I_1 \quad (8)$$

$$I_1 = \frac{E_g \hat{G}_a (Y_L + j\omega_0 C_T)}{16N^2 (Y_L + j\omega_0 C_T + \hat{G}_a)} \quad (9)$$

$$E_3 = \frac{E_g \hat{G}_a}{4N (Y_L + j\omega_0 C_T + \hat{G}_a)} \quad (10)$$

上面三式中, Y_L 表示加在输出换能器端对3的导纳(由匹配网络和负载组成)。

如果将导纳 Y_L 写成电导 G_L 和电纳 B_L 之和: $Y_L = G_L + jB_L$, 并令 $a = G_L / \hat{G}_a$, $b = (\omega_0 C_T + B_L) / \hat{G}_a$, 则式(10)也可写成:

$$E_3 = \frac{E_g}{4N(1+a+jb)} \quad (11)$$

三、不同的匹配网络和负载电阻时的相移

下面我们将讨论声表面波器件实际调试时常见的负载和网络结构: 负载阻(或信号源内阻)为纯阻, 而(1)换能器与负载直接相联(无匹配网络); (2)网络为与换能器静态电容并联调谐的电感; (3)网络为与换能器静态电容串联调谐的电感。上述三种不同的网络分别如图4a、4b、和4c表示。对这些基本结构

的分析也能推广, 用来计算更为复杂的负载和网络时换能器所引进的相移。

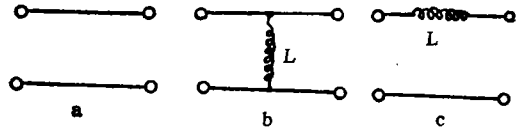


图4 叉指换能器与负载(或信号源内阻)之间的联接方式
a—直通; b—并联调谐电感; c—串联调谐电感

1) 没有网络时

对输入换能器, 我们有

$$I_3 = \frac{E_g}{R_g + \frac{1}{\hat{G}_a(1+jQ_r)}} \quad (12)$$

根据式(7)和式(12), 再考虑到 $E_1 = -R_0 I_1$, 不难写出端对1处的等效声压:

$$E_1 = \frac{2NE_g}{\sqrt{(1+R_g \hat{G}_a)^2 + (R_g \hat{G}_a Q_r)^2}} e^{-j\phi_{in}} \quad (13)$$

式中 ϕ_{in} 为端对1的声信号相对于电源信号的滞后相移角:

$$\phi_{in} = \text{tg}^{-1} \left(\frac{R_g \omega_0 C_T}{1 + R_g \hat{G}_a} \right) \quad (14)$$

对输出换能器, 考虑到(8)、(9)两式及 $I_3 = -E_3 Y_L$, 容易写出负载电阻上输出电信号的表达式:

$$E_3 = \frac{E_g \hat{G}_a R_L}{e^{-j\phi_{out}} 4N [(Q_r \hat{G}_a R_L)^2 + (1 + \hat{G}_a R_L)^2]^{1/2}} \quad (15)$$

式中 ϕ_{out} 为输出电信号相对于换能器所接收到的声表面波信号的相移, 且

$$\phi_{out} = \text{tg}^{-1} \left(\frac{R_L \omega_0 C_T}{1 + \hat{G}_a R_L} \right) \quad (16)$$

由(14)和(16)两式可知, 输入换能器和输出换能器的相移表达式相同, R_L 与 R_g 对相移的影响完全相同。

为了估计这种情况下相移的数量级以及外电路负载及信号源内阻对它的影响, 我们计算了 Y-Z LiNbO₃ 基片上叉指换能器(孔径 $\omega_0 = 0.75\text{cm}$) 相移的数值。计算中取 $f_0 = 50\text{MHz}$, 基片的机电耦合系数 $k^2 = 0.045$, 每

对叉指电极单位长度上具有的电容为 $4.6\text{pf}/\text{cm}^{[4]}$ 。图5为不同指对数 N 时相移角 ϕ 与负载阻 R_L (或信号源内阻 R_g) 的关系。计算表明, 对于所取的换能器参数, 负载阻若从 50Ω 变至 1000Ω , 一个换能器所引进的相移角将变化约 45° , 延迟线中两换能器所引进的相移角可达 90° 左右。图6为 $R_g = R_L = 50\Omega$ 情况下, 不同的指对数 N 时单个换能器所引进的延时随中心频率的变化情况。由图可知, 当 N 较小时, 延时随频率的变化很小, 可忽略不计。但当叉指对数较多时, 所引起的延时可超过 $10^{-3}\mu\text{s}$ 。可以预计, 对于叉指对数很多的振荡

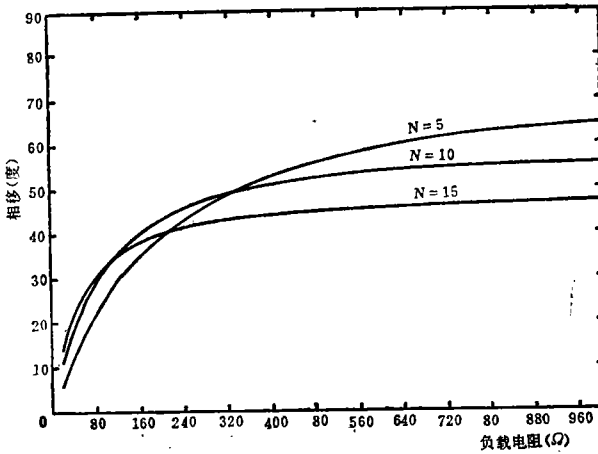


图5 LiNbO₃基片上无调谐电感时输入、输出端的相移与外电阻负载(或信号源内阻)的关系($f_0=50\text{MHz}$, $\omega_0=0.75\text{cm}$)

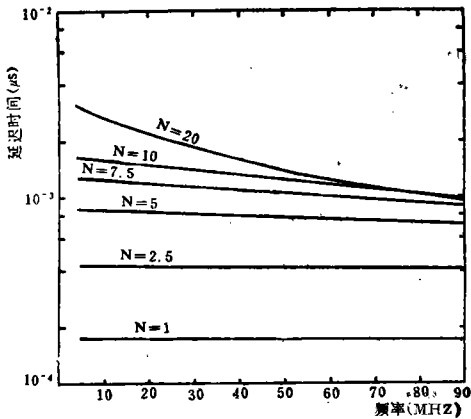


图6 LiNbO₃基片上无调谐电感时输入、输出端所引起的附加延迟时间与频率和叉指电极对数的关系($\omega_0=0.75\text{cm}$, $R_g=R_L=50\Omega$)

器, 换能器所引进的相移将较大, 特别是中心频率较低时更为显著。

2) 电阻与并联调谐电感

对输入换能器,

$$I_3 + I_L = \frac{E_g}{R_g + \frac{1}{(1/j\omega_0 L + j\omega_0 C_T + \hat{G}_a)}} \quad (17)$$

式中 I_L 是流过调谐电感的电流。当电感与换能器静态电容 C_T 在中心频率 ω_0 处调谐时,

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C_T}$$

因此, 式(17)变为

$$I_3 + I_L = \frac{E_g \hat{G}_a}{(1 + \hat{G}_a R_g)} \quad (18)$$

不难得到

$$I_L = -\frac{jQ_r}{1 + jQ_r} I_3 \quad (19)$$

将式(19)代入式(18), I_3 可表示为:

$$I_3 = \frac{E_g \hat{G}_a (1 + jQ_r)}{1 + \hat{R}_g \hat{G}_a} \quad (20)$$

利用公式(7)及 $E_1 = -R_0 I_1$, 能求得

$$E_1 = \frac{4NE_g}{1 + R_g \hat{G}_a} \quad (21)$$

由此, E_1 和 E_g 之间无相移, 即

$$\phi_{in} = 0$$

对于输出换能器, 并联调谐时负载导纳为

$$Y_L = \frac{1}{R_L} + \frac{1}{j\omega_0 L} \quad (22)$$

其中

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C_T}$$

将式(22)代入(8)、(9)两式, 并考虑到 $I_3 = -E_3 Y_L$, 则负载电阻 R_L 上的电压可写为

$$E_3 = \frac{E_g R_L \hat{G}_a}{4N(1 + R_L \hat{G}_a)} \quad (23)$$

同样, E_3 和 E_g 处于同相位, 即

$$\phi_{out} = 0$$

3) 电阻和串联调谐电感

为降低声表面波器件的插入损耗, 实际

调试中经常使用串联电感与叉指换能器静态电容调谐。这时，为计算方便，需将叉指换能器的导纳表示为阻抗 Z ：

$$Z = \hat{R}_a + \frac{1}{j\omega_0 C'_T}$$

其中辐射阻：

$$\hat{R}_a = \frac{1}{\hat{G}_a(1+Q_r^2)}$$

电容： $C'_T = C_T(1+Q_r^{-2})$ 。

这样，串联调谐电感数值将为：

$$L' = \frac{1}{\omega_0^2 C_T(1+Q_r^{-2})} \quad (24)$$

对输入换能器，串联调谐时，可求得

$$I_3 = \frac{E_g \hat{G}_a(1+Q_r^2)}{1 + R_g \hat{G}_a(1+Q_r^2)} \quad (25)$$

组合(7)和(25)两式，并利用关系式 $E_1 = -R_0 I_1$ ，不难求得

$$E_1 = \frac{2NE_g \sqrt{1+Q_r^2}}{\hat{G}_a R_g(1+Q_r^2) + 1} e^{-j\phi_{in}} \quad (26)$$

式中

$$\phi_{in} = \text{tg}^{-1} Q_r$$

可见，这时相移与外电路负载无关，图7表示了Y-Z LiNbO₃基片上输入换能器串联调谐时所引入的附加延迟时间随中心频率 ω_0 及叉指数 N 的变化情况，实际上， τ 与频率有线性关系。

对于输出换能器，利用公式(11)、(24)以及换能器负载阻抗相应的导纳形式，可推导出

$$E_3 = \frac{E_g}{4N \sqrt{(1+a)^2 + b^2}} e^{-j\phi_{out}} \quad (27)$$

其中

$$\phi_{out} = \text{tg}^{-1} \left(\frac{b}{1+a} \right) \quad (28)$$

而

$$a = \frac{R_L \omega_0 C_T Q_r (1+Q_r^{-2})^2}{R_L^2 \omega_0^2 C_T^2 (1+Q_r^{-2})^2 + 1}$$

$$b = \frac{Q_r [R_L^2 \omega_0^2 C_T^2 (1+Q_r^{-2})^2 - Q_r^{-2}]}{R_L^2 \omega_0^2 C_T^2 (1+Q_r^{-2})^2 + 1}$$

对负载电阻 R_L 上的电信号，则还应考虑附加

相移

$$\phi'_{out} = \text{tg}^{-1} \frac{1}{R_L \omega_0 C_T (1+Q_r^{-2})} \quad (29)$$

这时，总的相移应为 $\phi_{out} + \phi'_{out}$ 。

图8为Y-Z LiNbO₃基片上 $f_0 = 50\text{MHz}$ 串联调谐时输出换能器所引起的相移角 ϕ_{out} 与换能器叉指数及负载电阻的关系。由图可知，相移角 ϕ_{out} 随 R_L 的增大将改变符号，相移角可能为零，这相应于叉指换能器被调谐且阻抗匹配。图9代表相应的延迟时间的变化，图中虚线表示换能器所引入的延迟时间为正值，而实线表示所引入的延迟时间为负值。

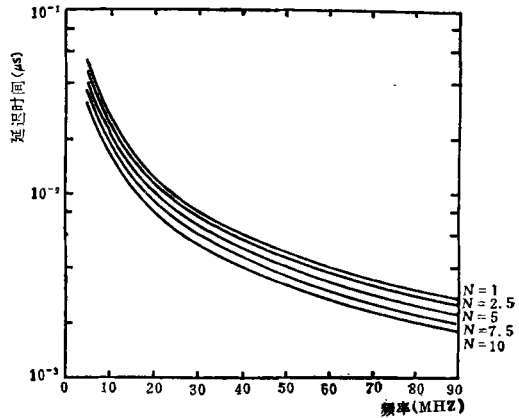


图7 LiNbO₃基片上串联调谐的输入换能器所引起的附加延迟时间与频率和叉指数的关系 ($\omega_0 = 0.75\text{cm}$)

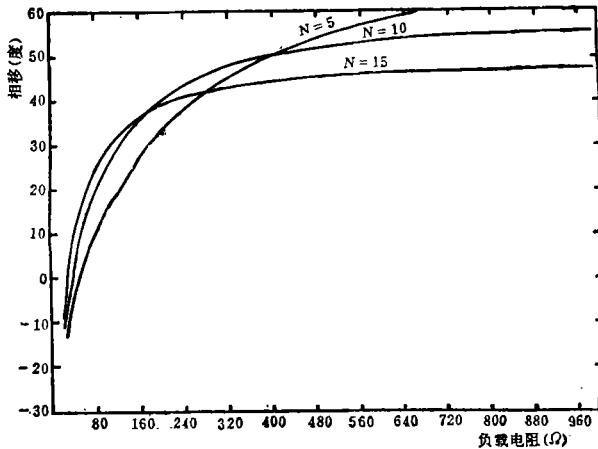


图8 LiNbO₃基片上串联调谐的输出换能器引起的附加相移 ϕ_{out} 随负载电阻 R_L 和电极对数 N 的变化关系 ($\omega_0 = 0.75\text{cm}$, $f_0 = 50\text{MHz}$)

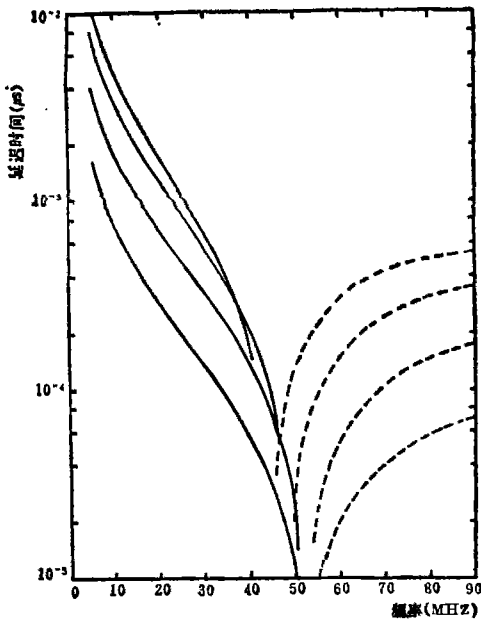


图9 LiNbO₃ 基片上串联调谐的输出换能器所引起的附加延迟时间随频率和电极对数的变化关系($\omega_0=0.75\text{cm}$, $R_L=50\Omega$)
线表示延时为正值; ——表示延时为负值

四 结 论

根据本文的分析和计算, 我们可得出如下结论:

1) 对于负载(或信号源阻抗)为电阻而

(上接第13页)

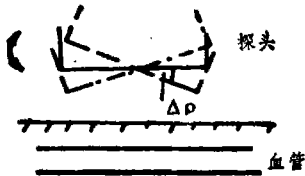


图7. 在开关K置“2”时调节方法

确位置时, 该表头输出为零。而当偏差角 $\Delta\xi = +5^\circ$ 与 -5° 时, 实测得该表头输出分别为 $+0.247$ 千赫与 -0.574 千赫, 由于标准值为零, 因此调节起来是很敏感的。

在实际使用时, 这二步的调节与测量距离调节依次进行。

2. 本方法有些地方尚待改进, 即: 1) 使

不用匹配网络的情况, 输入、输出换能器均引进附加相移和延迟时间, 而其数值则决定于负载电阻(或内阻)和换能器的结构。

2) 输入、输出换能器并联调谐时, 不产生附加相移和延时。

3) 处于串联调谐时的输入换能器所引进的附加相移, 仅决定于换能器的辐射Q值, 而与外负载电阻无关。

4) 处于串联调谐时的输出换能器所引进的相移与换能器参数和负载电阻的关系较复杂。当负载电阻 R_L 与叉指换能器辐射阻相等时, 输出换能器所引进的相移为零。

最后, 推广本文所给出的基本分析可以计算中心频率时输入、输出换能器具有任意负载阻抗和匹配网络时所引进的相移和延迟时间。

本工作曾得到吴文虬副教授的帮助, 在此谨表示谢意。

参 考 文 献

- [1] Morgan, D. P., Ultrasonics, 11 (1973) 111
- [2] Calvin, R. D., Microwave Journal, 23 (1980) No.11, 22
- [3] Smith, W. R., 等, IEEE Trans, MTT-17 (1969) 856
- [4] Engan, H., IEEE Trans, ED-16 (1969) 1014

用时, 调节步骤较多, 诚然, 即使如此, 能做到不增加线路而实现定量测速, 这终究还是值得的; 2) 与许多定量测速方法一样, 本法的测量适用范围限于较浅的平直血管。

参 考 文 献

- [1] 新真人等: “超声波流量计の定量化への試み——入射角の影響を除去する方式——” (日)《电子医学》, V.11., NO.3, P.P.22-25, 1976.
- [2] Woodcock, J. P: “Development of the ultrasonic flowmeter”. Ultrasound in Med. & Biol. V.2, No.1, pp.11~18, 1975, 10
- [3] 叶国凡、王威琪: “单边带直接分离式双向多普勒血流测量”。《医疗器械》, V.6, No1, pp.8~14, 1982. 1.
- [4] 古平国泰等: “非亲血的脑血流量测定装置の開発”。(说明书)。1979.3.