

# 혈류 진단을 위한 초음파 펄스 도플러 시스템에 관한 연구

## (A Study on Ultrasound Pulsed Doppler Systems for Sensing the Blood Flow)

金 成 律\*\*, 金 鎮 河\*, 朴 松 培\*

(Seoung Ryool Kim, Jin Ha Kim and Song Bae Park)

### 要 約

보통의 초음파 도플러 시스템은 게이트된 연속파(gated CW)를 사용하기 때문에 초음파 B스캐너와 같이 스캔할 수 있는 초음파 도플러 진단기는 많은 선형 고주파 증폭기를 필요로 한다. 제작이 어려운 고압 고주파 증폭기를 사용하지 않고 초음파 소자를 직접 임펄스로써 구동하는 펄스 도플러 시스템이 이론적으로 해석되었으며, 실험적으로 연구되었다. 설계된 시스템은 8 채널 기능을 갖고, 직각 검파(quadrature detection)를 사용하여 목표물의 운동방향을 알 수 있도록 하였으며, 감쇄영향을 보상할 수 있도록 하였다. 연구된 시스템은 주파수 축상에서 실시간으로 혈류진단을 할 수 있는 다중 채널 진단기의 가능성을 보이고 있다.

### Abstract

In the conventional pulsed doppler system, gated CW is used to excite a ultrasonic transducer so that a group of linear RF amplifiers are required to excite a ultrasonic array transducer in the scanning pulsed doppler system. A pulsed doppler system without linear high voltage RF amplifiers, which excites the transducer impulsively, is studied theoretically and experimentally. In this paper, an experimental 8-channel pulsed doppler system is implemented, which uses quadrature defection to detect the direction of motion and can compensate the attenuation effect. The designed pulsed doppler system shows the possibility of real time multichannel doppler flow meter.

### I. 서 론

초음파를 이용하여 혈관벽의 움직임이나 혈류속도를 측정하는 도플러 진단장치는 크게 연속파 도플러(CW doppler) 시스템과 펄스 도플러(pulse doppler) 시스

템으로 나눌 수 있다. 초기의 초음파 도플러 시스템은 대부분 연속파 도플러 시스템으로 1957년 Satomura<sup>[1]</sup>에 의해 혈류속도 측정방법이 발표된 이래 전자파 레이다에서와 유사한 신호처리 방법을 사용한 시스템들이 발표되었다. 연속파 도플러 시스템은 펄스 도플러에 비해 하드웨어적으로 비교적 간단하고 신호대 잡음비가 높으나 깊이 방향의 정보를 얻을 수 없는 큰 단점을 갖고 있다. 이러한 단점을 해결하기 위해 1970년 Baker<sup>[2]</sup>에 의해 펄스 도플러 시스템이 제안되어 현재는 거의 모든 도플러 진단기의 주류를 이루고 있다.

그러나 깊이 방향으로 여러 위치의 속도를 동시에

\*正會員, 韓國科學技術院 電氣 및 電子工學科 (Dept. of Elec. Eng., KAIST)

\*\*金星半導體(株) (Gold Star Semi. Co.)

接受日字: 1984年 3月 16日

측정할 수 있는 다중 채널 도플러 시스템의 개발은 최근의 일로써 보통 시리얼(serial) 신호처리를 하기 때문에 속도 해상도나 잡음특성이 좋지 않으며, 관찰되는 속도는 일정한 위치의 평균속도에 해당되기 때문에 난류는 관찰될 수 없다.<sup>3)</sup> 이에 본 연구에서는 병렬(parallel) 처리기능을 갖는 다중 채널 펄스 도플러 방식을 연구대상으로 하였다.

보통 초음파 도플러 시스템은 게이트된 연속파를 사용하기 때문에 B스캐너와 같이 스캔 기능을 갖기 위해서는 많은 고압의 광대역 선형 고주파 증폭기가 요구된다. 따라서 본 연구에서는 임펄스를 직접 초음파 소자에 인가하여 기존 B스캐너에 별도의 송수신 회로가 필요되지 않는 도플러 시스템을 설계하고 이의 이론적인 해석 및 실험을 수행하였다.

II 절에서는 도플러 이론 및 여러가지의 신호 송수신 방법을 기술하고 도플러 시스템이 갖는 특성 및 설계시의 제약조건을 설명한다. III 절에서는 설계된 시스템의 해석 및 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 기술한 후 초음파가 인체내에서 갖는 감쇄특성이 도플러 신호에 미치는 영향을 보인다. IV 절에서는 실험방법 및 실험결과를 기술하고 마지막으로 V 절에서는 결론을 맺는다.

II. 펄스 도플러 이론 및 특성

그림 1과 같이 움직이는 물체에 대해  $a(t) \cos \omega_0 t$ 의 신호가  $\theta_1$ 의 각도로 송신소자 TR<sub>1</sub>에서 방사된 후  $\theta_r$ 의 각도에서 수신소자 TR<sub>2</sub>에 의해 수신되었다면 수신신호  $r(t)$ 는 다음과 같이 주어진다.<sup>4)</sup>

$$r(t) = a \left( t - \frac{r_1 + r_2}{c} \right) \cos \omega_0 \left( t - \frac{r_1 + r_2}{c} \right) \quad (1)$$

여기에서  $c$ 는 초음파의 전파속도이고 회절에 의한 주파수 특성 변화는 무시한다.

초음파가 P'점에 도달하는 동안 물체가 움직인 거리는 거리  $r_1$ 에 비해 매우 작으므로  $r_1$  및  $r_2$ 는  $r_1 + vt \cdot \cos \theta_1$  및  $r_2 + vt \cdot \cos \theta_r$ 로 각각 근사시킬 수 있다.<sup>8)</sup> 위에서  $v$ 는 물체가 움직이는 속도이다. 따라서 수신된 신호  $r(t)$ 는 (1)식으로 부터

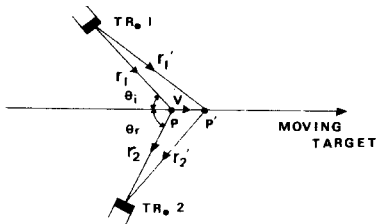


그림 1. 초음파 송수신 구조

Fig. 1. Geometry of ultrasonic transmitter and receiver.

$$r(t) = a \left\{ t - \frac{r_1 + r_2}{c} - \frac{vt \cdot (\cos \theta_1 + \cos \theta_r)}{c} \right\} \cos \omega_0 \left\{ t - \frac{r_1 + r_2}{c} - \frac{vt \cdot (\cos \theta_1 + \cos \theta_r)}{c} \right\} \quad (2)$$

로 주어진다. (2)식에서 도플러 각 주파수  $\Delta \omega$ 는  $\omega_0 \cdot \frac{v}{c} (\cos \theta_1 + \cos \theta_r)$ 로 나타남을 알 수 있다. 실제 혈류는 임의의 방향으로 흐를 수 있고, 송수신 소자 배열을 그림 1과 다르게 할 수 있으므로 이에 대한 검토가 이루어져야 한다. 여러가지 송수신 소자 배열에 대해서 속도검출의 민감성(sensitivity)과 펄스 반복 주파수(PRF: pulse repetition frequency)의 관점으로 비교된 결과가 그림 2에 나타나 있다.

System	Geometry	Relation equation	Sensitivity		PRF
			$v_x$	$v_y$	
a		$\Delta \omega_x = \omega_0 \frac{v}{c} (\cos \theta_1 + \cos \theta_r)$ $\Delta \omega_y = \omega_0 \frac{v}{c} (\sin \theta_1 - \sin \theta_r)$	good	bad	high
b		$\Delta \omega_x = \omega_0 \frac{v}{c} (\cos \theta_1 - \cos \theta_r)$ $\Delta \omega_y = \omega_0 \frac{v}{c} (\sin \theta_1 - \sin \theta_r)$	bad	bad	high
c		$\Delta \omega_x = \omega_0 \frac{v}{c} (\cos \theta_1 - \cos \theta_r)$ $\Delta \omega_y = \omega_0 \frac{v}{c} (\sin \theta_1 + \sin \theta_r)$	bad	high	good
d		$\Delta \omega_x = \omega_0 \frac{v}{c} (\cos \theta_1 + \cos \theta_r)$ $\Delta \omega_y = \omega_0 \frac{v}{c} (\cos \theta_1 + \sin \theta_r)$	good	good	low

그림 2. 여러가지 송수신 소자 배열에 대한 속도 검출 감도 및 PRF 비교

Fig. 2. Comparison of sensitivity and PRF in the different geometries of transmitter and receiver.

그림 2에서 a 시스템의 경우 입사각  $\theta_1$ 와 반사각  $\theta_r$ 이 거의 비슷하게 되면 y 방향의 움직임에 대한 도플러 주파수가 거의 관찰할 수 없게 된다. 그림 2(d) 시스템의 경우 도플러 주파수 감도가 좋고, 동일한 초음파 소자로서 송수신이 가능하기 때문에 시스템 구성이 간단하여 본 연구에서는 이 시스템을 채택하였다. 그림 2(d) 시스템의 단점인 펄스 반복 주파수의 제한은 최대 검출 가능 속도를 제한시키나 실제의 혈류 움직

임이 느리기 때문에 제한된 깊이에서는 크게 문제되지 않는다.

그림 2(d)와 같은 펄스 도플러 시스템을 설계할 때 고려되어야 할 점들은 다음과 같다.

- 1) 진단가능 깊이와 관찰가능 도플러 주파수의 펄스 반복 주파수와와의 관계
- 2) 깊이(range) 해상도 및 도플러 주파수 해상도
- 3) 신호대 잡음비에 대한 깊이 및 도플러 주파수 오차 초음파 B스캐너에서와 같이 펄스 반복 주파수 PRF는 최대 진단가능 깊이  $R_{max}$ 를 다음과 같이 제한시킨다.

$$R_{max} = \frac{c}{2} \cdot PRF \quad (3)$$

또한 최대 측정 가능한 도플러 주파수  $\Delta f_{max}$ 는 PRF에 의해 다음 식으로 제한된다.

$$\Delta f_{max} = \frac{2v_{max} \cdot f_0}{c} \leq \frac{PRF}{2} \quad (4)$$

여기에서  $f_0$ 는 초음파 신호의 반송 주파수이고  $v_{max}$ 는 물체의 최대 이동 속도이다. 식(3)과 식(4)에 의해

$$v_{max} \cdot R_{max} \leq \frac{c^2}{8f_0} = \text{constant} \quad (5)$$

의 관계식이 주어진다. (5)식에서 속도가 큰 흐름을 관찰하기 위해서는 진단 깊이를 줄여야 하고 진단 깊이를 늘리기 위해서는 최대 관찰가능 속도를 제한시켜야 함을 알 수 있다. 이는 인체 진단부위에 따라 PRF를 변경시킬 필요성을 나타내고 있다. 2) 항의 깊이 해상도  $\Delta R$ 은 송신되는 신호 펄스 폭  $T_a$ 에 의해 다음과 같이 제한된다.

$$\Delta R = \frac{c \cdot T_a}{2} = \frac{c}{2B} \quad (6)$$

(6)식에서 B는  $\frac{1}{T_a}$ 로 주어지는 송신 신호 주파수 대역폭이다. 펄스 도플러 시스템에서, III장에서 설명될 지역통과 처리를 하지 않는다면 도플러 주파수 해상도  $\delta f$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\delta f = \alpha \cdot B \quad (7)$$

여기에서  $\alpha = 2v/c$ 이고 (7)식은 수신신호 대역폭이 III장에서와 같은 신호처리를 할 경우  $\alpha$ 만큼 줄어들게 되므로 쉽게 유도된다. 따라서 수신된 신호를 게이트(gate)하여 차단주파수가  $B_L$ 인 지역 여파기를 통과시킨 뒤 도플러 주파수 해상도는 다음과 같이 증가된다.

$$\delta f' = \alpha \cdot B_L \quad (8)$$

3) 항의 신호대 잡음비에 대한 깊이-도플러 오차의 관계식은 논문[5]에서 다음과 같이 유도되어 있다.

$$\delta T \cdot \delta f_a = \frac{1}{4B \cdot T_a \cdot (S/N)} \quad (9)$$

(9)식에서  $\delta T$ 는 시간측정의 RMS 오차이고  $\delta f_a$ 는 도플러 주파수 측정의 RMS 오차이다. S/N비는 수신기 입력에서의 신호대 잡음비로써 관찰하고자 하는 물

체의 반사도와 제한된 송신출력에 의해 결정되어 버린다. 따라서 깊이-도플러 오차를 줄이기 위해서는 제한된 최대 순간출력하에서 송신 신호의 대역폭과 신호 깊이를 늘려야 한다. 보통 마이크로파 레이더(microwave radar)에서는 부호화된 신호를 사용하여 대역폭 급신호깊이를 크게 하고 있으나 인체의 경우 초음파 전파시 위상 썸그러짐(phase dispersion) 현상때문에 이용이 어렵다.

### III. 시스템 구성 및 해석

II 절에서 설명된 여러가지 관계식을 고려하여 설계하고자 하는 시스템의 사양을 표 1과 같이 정하였다.

표 1. 설계된 시스템의 사양

Table 1. Specifications of designed system.

Transducer center frequency	2MHz
Transducer focal point	2cm
Transducer lateral resolution	2mm
Pulse repetition frequency	10KHz
Maximum detectable depth	7.7cm
Maximum detectable velocity	1.9m/sec (5KHz)
Frequency resolution	250Hz
Range resolution	1.2mm

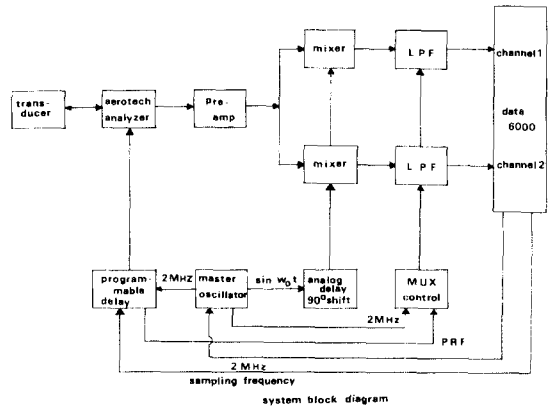


그림 3. 구성된 시스템의 블록 다이어그램

Fig. 3. Block diagram of implemented system.

실험을 위해 그림 3과 같이 구성된 시스템에서 초음파 소자에 임펄스를 가하면 그림 4와 같은 신호가 발생된다. 다시 동일 초음파 소자에 의해 수신한 후 저잡음 증폭기를 거쳐서 위상검파를 한다. 지역 여파기를 통과시킨 후 Data 6000 파형기록기에 의해 A/D변환하여 PDP 11/23 컴퓨터로 입력시켜서 신호처리 하

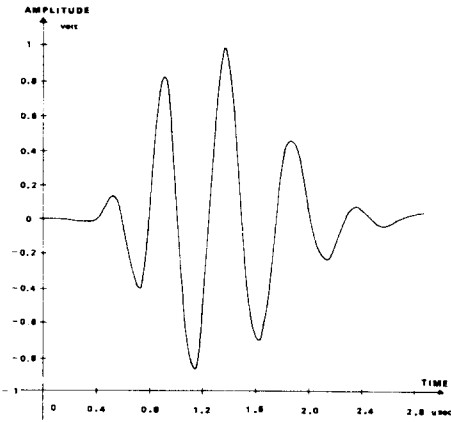


그림 4. 초음파 소자의 임펄스 응답 특성  
Fig. 4. Impulse response of ultrasonic transducer.

도록 하였다. 그림 5와 같이 신호  $a(t) \cos \omega_0 t$ 가 초음파 소자에서 주기적으로 발사된다 하면 송신신호  $e(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$e(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a(t-nTr) \cos \omega_0(t-nTr) \quad (10)$$

(10)식에서  $Tr$ 은 펄스간의 간격이다. 그림 6과 같이 움직이는 물체에 대해서  $n=0$ 일 때의 수신신호  $r_0(t)$ 는

$$r_0(t) = a \left\{ t - \frac{2(R_0-vt)}{c} \right\} \cos \omega_0 \left\{ t - \frac{2(R_0-vt)}{c} \right\}$$

으로 주어진다.

$n$ 번째 펄스에 대해서는 물체가  $nvTr$ 만큼 이동하여 있으므로 수신된 신호  $r_n(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_n(t) = a \left\{ t - \frac{2(R_0-nvTr-vt)}{c} \right\} \cos \omega_0 \left\{ t - \frac{2(R_0-nvTr-vt)}{c} \right\} \quad (11)$$

(11)식에서  $\alpha=2v/c$ 로 놓고 정리한 후  $n$ 에 대해서 합한 수신신호  $r(t)$ 는 다음과 같다.

$$r(t) = \sum_{n=0}^{\infty} r_n(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a \left\{ (1+\alpha) \left( t - \frac{nTr}{1+\alpha} \right) \right\} \cos \omega_0 \left\{ (1+\alpha) \left( t - \frac{nTr}{1+\alpha} \right) \right\} \quad (12)$$

(12)식에서 일정한 시간지연  $2R_0/(1+\alpha)c$ 는 무시 되

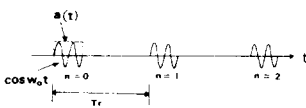


그림 5. 송신신호  
Fig. 5. Transmitted signal.

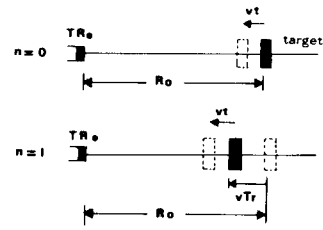


그림 6. 움직이는 물체에서의 초음파 신호 반사  
Fig. 6. Ultrasonic signal reflected at moving target.

었다. (12)식에서  $\alpha \omega_0 t$ 에 의한 위상변화는  $nTr/(1+\alpha)\omega_0$ 에 의한 위상변화보다 매우 작기 때문에 위상 검파기에서  $nTr/(1+\alpha)\omega_0$ 의 위상변화에 의한 출력이 나타난다. (12)식에서  $Tr$ 을 주기로 수신된 신호를 관찰하면  $nTr$ 점에서 도플러에 의한 위상차는

$$\omega_0 nTr - \omega_0 \frac{nTr}{1+\alpha} = \frac{\alpha}{1+\alpha} \omega_0 nTr \quad (13)$$

으로 주어진다. 따라서 위상검파된 신호를  $Tr$ 을 주기로 샘플링하면  $\alpha/(1+\alpha)\omega_0$ 의 신호를 샘플링한 결과가 되어

$$\Delta \omega = \frac{\alpha}{1+\alpha} \omega_0 \approx \alpha \omega_0; (\alpha \ll 1)$$

에 해당되는 도플러 신호를 검출할 수 있다. (12)식을 임펄스 합 기호를 사용하여 표시하면 다음과 같다.

$$r(t) = a \{ (1+\alpha)t \} \cos \{ \omega_0(1+\alpha)t \} \cdot \text{III} \left( \frac{1+\alpha}{Tr} t \right) \quad (14)$$

여기에서  $\times$ 는 컨벌루션(convolution) 기호이고,  $\text{III}(at) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t-n/a)$ 으로 임펄스 함수  $\delta(t)$ 의 합기호이다. (14)식에서 편의상  $n=0$  대신  $n=-\infty$ 를 취하였다. (14)식에 푸리에 변환(Fourier transform)을 취하면  $r(t)$ 의 푸리에 변환  $R(\omega)$ 는 다음 식으로 주어진다.

$$R(\omega) = \frac{1}{2} \left\{ A \left( \frac{\omega - \omega_0 - \alpha \omega_0}{1+\alpha} \right) + A \left( \frac{\omega + \omega_0 + \alpha \omega_0}{1+\alpha} \right) \right\} \cdot \text{III} \left\{ \frac{\omega}{(1+\alpha)\omega_r} \right\} \quad (15)$$

(15)식에서  $\omega_r$ 은 펄스 반복 각 주파수이다. 그림 3과 같이 구성된 시스템에서 움직임의 방향을 측정하기 위해서는 직각검파(quadrature detection)를 해야 한다.  $R(\omega)$ 에서  $\omega_0$ 를 중심으로 오른쪽 및 왼쪽에 있는 주파수 성분의 검파후 주파수 성분을 각각  $R_A(\omega)$ ,  $R_B(\omega)$ 라 하면 이들은 다음 식으로 주어진다.<sup>6)</sup>

$$R_A(\omega) = R_p(\omega) - j \text{sgn}(\omega) \cdot R_q(\omega) \quad (16-a)$$

$$R_B(\omega) = R_p(\omega) + j \text{sgn}(\omega) \cdot R_q(\omega) \quad (16-b)$$

여기에서  $R_p(\omega)$ ,  $R_q(\omega)$ 는 각각  $R(\omega)$ 가 동위상(in phase), 90°차위상(quadrature phase)로써 검파된 성분이고

$$\text{sgn}(\omega) = \begin{cases} 1, & \omega \geq 0 \\ -1, & \omega < 0 \end{cases}$$

이다.

따라서  $R_A(\omega)$ 는 양의 도플러 주파수, 즉 물체가 접근할 때의 도플러 주파수를 나타내고,  $R_B(\omega)$ 는 음의 도플러 주파수, 즉 물체가 멀어질 때의 도플러 주파수이다. (16)식에 의해 시스템을 구성하는 방법에는 그림 7과 같이 2가지 방법이 있다. 그림 7(b)와 같이 시간 영역에서  $-j \text{sgn} \cdot R_q(\omega)$ , 즉 힐버트 변환(Hilbert transform)을 수행하기 위해서는 광대역 90° 위상 지연기가 필요되므로 실제제작에 어려움이 따른다. 그림 7(a)와 같이 주파수 영역에서 신호처리를 하게 되면 간편하게 되므로 본 연구에서는 이 방법을 채택하였다.

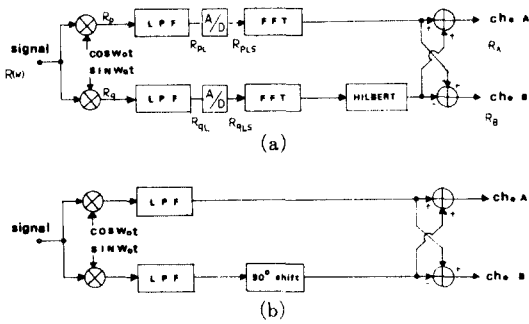


그림 7. 방향정보를 갖는 속도의 검출 방법

- (a) 주파수 축상에서의 검출
- (b) 시간축상에서의 검출

Fig. 7. Detection methods of velocity with direction.

- (a) Detection in frequency domain.
- (b) Detection in time domain.

그림 7(a)에서 고속 푸리에 변환(FFT)은 입력 데이터 속도가 10KHz 정도의 저속이기 때문에 마이크로 프로세서와 하드웨어를 이용하면 실시간으로 가능하다. 위상검파기후의 주파수 스펙트럼은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} R_p(\omega) &= F[R(t) \cdot \cos \omega_0 t] \\ &= \frac{1}{4} \left\{ A \left( \frac{\omega - 2\omega_0 - \alpha\omega_0}{1 + \alpha} \right) + A \left( \frac{\omega + \alpha\omega_0}{1 + \alpha} \right) \right\} \cdot \\ &\quad \text{III} \left\{ \frac{\omega}{(1 + \alpha)\omega_r} \right\} + \frac{1}{4} \left\{ A \left( \frac{\omega - \alpha\omega_0}{1 + \alpha} \right) \right. \\ &\quad \left. + A \left( \frac{\omega + 2\omega_0 + \alpha\omega_0}{1 + \alpha} \right) \right\} \cdot \text{III} \left\{ \frac{\omega}{(1 + \alpha)\omega_r} \right\} \end{aligned} \quad (17-a)$$

$$\begin{aligned} R_q(\omega) &= F[R(t) \cdot \sin \omega_0 t] \\ &= \frac{1}{4} \left\{ A \left( \frac{\omega - 2\omega_0 - \alpha\omega_0}{1 + \alpha} \right) + A \left( \frac{\omega + \alpha\omega_0}{1 + \alpha} \right) \right\} \cdot \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\text{III} \left\{ \frac{\omega - \omega_0}{(1 + \alpha)\omega_r} \right\} - \frac{1}{4} \left\{ A \left( \frac{\omega - \alpha\omega_0}{1 + \alpha} \right) \right. \\ &\quad \left. + A \left( \frac{\omega + 2\omega_0 + \alpha\omega_0}{1 + \alpha} \right) \right\} \cdot \text{III} \left\{ \frac{\omega - \omega_0}{(1 + \alpha)\omega_r} \right\} \end{aligned} \quad (17-b)$$

저역 여파기를 이용하여 고주파 성분을 제거하면 (17)식의 각 성분은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} R_{PL}(\omega) &= \frac{1}{4} \left\{ A \left( \frac{\omega + \alpha\omega_0}{1 + \alpha} \right) \text{III} \left( \frac{\omega - \omega_0}{(1 + \alpha)\omega_r} \right) \right. \\ &\quad \left. + A \left( \frac{\omega - \alpha\omega_0}{1 + \alpha} \right) \text{III} \left( \frac{\omega + \omega_0}{(1 + \alpha)\omega_r} \right) \right\} \end{aligned} \quad (18-a)$$

$$\begin{aligned} R_{qL}(\omega) &= \frac{1}{4} \left\{ A \left( \frac{\omega + \alpha\omega_0}{1 + \alpha} \right) \text{III} \left( \frac{\omega - \omega_0}{(1 + \alpha)\omega_r} \right) \right. \\ &\quad \left. - A \left( \frac{\omega - \alpha\omega_0}{1 + \alpha} \right) \text{III} \left( \frac{\omega + \omega_0}{(1 + \alpha)\omega_r} \right) \right\} \end{aligned} \quad (18-b)$$

$R_{PL}$ ,  $R_{qL}$ 을 PRF로써 샘플링하게 되면 샘플링된 신호  $R_{PLS}$ ,  $R_{qLS}$ 는 (18)식으로부터 다음과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} R_{PLS}(\omega) &= R_{PL}(\omega) \times \text{III} \left( \frac{\omega}{\omega_r} \right) \\ &= \frac{1}{4} \left\{ \left( A \left( \frac{\omega + \alpha\omega_0}{\alpha} \right) + A \left( \frac{\omega - \alpha\omega_0}{\alpha} \right) \right) \cdot \right. \\ &\quad \left. \text{III} \left( \frac{\omega}{\alpha\omega_r} \right) \right\} \times \text{III} \left( \frac{\omega}{\omega_r} \right) \end{aligned} \quad (19-a)$$

$$\begin{aligned} R_{qLS}(\omega) &= R_{qL}(\omega) \times \text{III} \left( \frac{\omega}{\omega_r} \right) \\ &= \frac{1}{4} \left\{ \left( A \left( \frac{\omega + \alpha\omega_0}{\alpha} \right) - A \left( \frac{\omega - \alpha\omega_0}{\alpha} \right) \right) \cdot \right. \\ &\quad \left. \text{III} \left( \frac{\omega}{\alpha\omega_r} \right) \right\} \times \text{III} \left( \frac{\omega}{\omega_r} \right) \end{aligned} \quad (19-b)$$

여기에서  $\omega_0$ 는  $\omega_r$ 의 정수배로 가정하였고,  $\text{III}(\omega / (1 + \alpha)\omega_r) \times \text{III}(\omega / \omega_r) = \text{III}(\omega / \alpha\omega_r) \times \text{III}(\omega / \omega_r)$ 의 성질을 이용하였으며 이 과정을 이해하기 쉽게 그림 8에 도시하였다. (18-a)식에서 우변의 두번째항  $A(\omega - \alpha\omega_0 / (1 + \alpha)) \cdot \text{III}(\omega + \omega_0 / (1 + \alpha)\omega_r)$ 가  $\text{III}(\omega / \omega_r)$ 와 컨벌루션되어 (19-a)식의  $|A(\omega - \alpha\omega_0) / \alpha| \cdot \text{III}(\omega / \alpha\omega_r) \times \text{III}(\omega / \omega_r)$ 가 되는 과정이 나타나 있다.  $(1 + \alpha)\omega_r$ 의 주기로 나타나는 그림 8(a)와 같은 임펄스가 그림 8(b)와 같은  $\omega_r$ 주기의 임펄스와 컨벌루션되면 그림 8(c)와 같이  $\alpha\omega_r$ 의 주기로 임펄스가 나타나며 그림 8(a)의 포락선  $A(\omega - \alpha\omega_0) / (1 + \alpha)$ 가  $\alpha / (1 + \alpha)$ 만큼 축소되어  $A(\omega - \alpha\omega_0) / \alpha$ 로 나타남을 알 수 있다. (19)식에서  $\text{III}(\omega / \omega_r)$ 가 컨벌루션되는 것은 신호가 주파수 축상에서  $\omega_r$ 을 주기로 반복되어 나타남을 의미한다. (19)식의 신호를 그림 7(a)와 같이 신호처리하면 채널 A 및 채널 B에서 나타나는 신호  $R_A$ ,  $R_B$ 는 각각 다음과 같이 표시된다.

$$\begin{aligned} R_A &= R_{PLS}(\omega) - j \text{sgnd}(\omega) R_{qLS}(\omega) \\ &= \frac{1}{2} \left\{ \left( A \left( \frac{\omega + \alpha\omega_0}{\alpha} \right) + A \left( \frac{\omega - \alpha\omega_0}{\alpha} \right) \right) \cdot \right. \end{aligned}$$

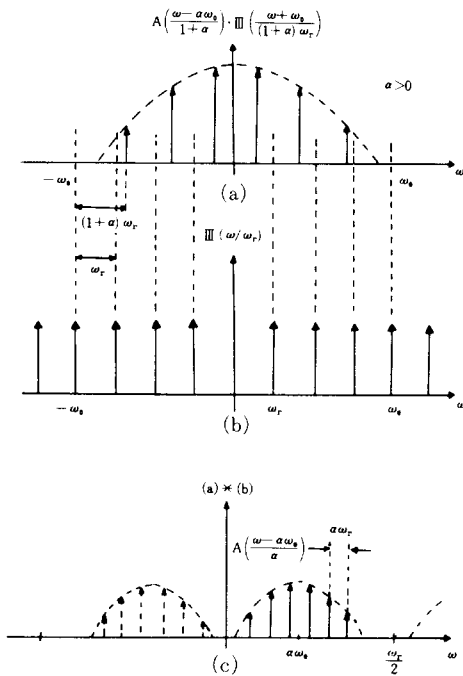


그림 8. 수신된 신호의 샘플링 과정 ( $\omega_0 = n \omega_r$ )  
Fig. 8. Sampling process of received signal.

$$\text{III} \left( \frac{\omega}{\alpha \omega_r} \right) \times \text{III} \left( \frac{\omega}{\omega_r} \right) \quad (20-a)$$

$$R_B = R_{qLS}(\omega) + j \text{sgnd}(\omega) \cdot R_{qLS}(\omega) = 0 \quad (20-b)$$

(20)식  $\text{sgnd}(\omega)$ 는 디지털 힐버트 변환으로 다음과 같이 주어진다.

$$\text{sgnd}(\omega) = 1, \quad m \omega_r \leq \omega < \frac{2 \cdot m + 1}{2} \omega_r$$

$$= 0, \quad \frac{2m - 1}{2} \omega_r \leq \omega < m \omega_r$$

여기에서  $m$ 은 정수이다.

관찰하고자 하는 신호를 나타내는 식인 (20)식은  $a$ 가 양일 때를 가정해서 유도되었으나  $a$ 가 음이면  $R_A, R_B$ 가 바뀌어 나타나게 되어  $A$  채널은 접근하는 물체에 대한 도플러 신호,  $B$  채널은 멀어지는 물체에 대한 도플러 신호가 나타난다.

(20)식을 보면  $A(\omega)$ 가  $a$ 배만큼 축소되어  $a\omega_0$ 를 중심으로 나타나므로  $A(\omega)$ 에 의해 도플러 주파수 해상도가 결정된다. 본 연구에서는 다수의 출력 증폭기 대신 B스캐너에서와 같은 스위칭 방법에 의해 임펄스로 초음파 소자를 구동하는 방법을 사용하므로  $A(\omega)$ 는 그림 4와 같은 초음파 소자의 임펄스 응답이 된다.  $A(\omega)$ 의 대역폭을 줄이면 깊이(range) 해상도가 저하됨으로 깊이 해상도를 저하시키지 않으면서 도플러 주

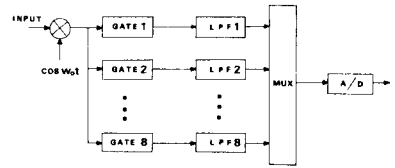


그림 9. 도플러 주파수 해상도를 증가시키기 위한 다중 채널화  
Fig. 9. Multichannel processing method to increase the resolution of doppler frequency.

파수 해상도를 높이기 위해, 그림 9와 같이 위상 검파기 출력을 8개의 채널로 나눈후 각각의 채널에 저역 여파기를 통과시키도록 하였다. 사용된 저역 여파기는 차단 주파수가 50KHz인 2차 여파기로서 도플러 주파수 해상도를 2.5KHz에서 250Hz로 증가시킨다. 앞에서 설명된 신호처리 과정을 종합하기 위해 그림 10에 각 과정에서 시간축 및 주파수축의 신호 변화 모양이 나타나 있다.

초음파가 인체내부를 통과할 때 거리 및 주파수에 비례해서 감쇠가 일어나기 때문에 깊이에 따라 중심주파수가 이동한다.

이러한 영향을 수식으로 표시하면 다음과 같다.

$$R(\omega) = E(\omega) \cdot e^{-\alpha|\omega|t} e^{-j\frac{\omega t}{v}} \quad (20)$$

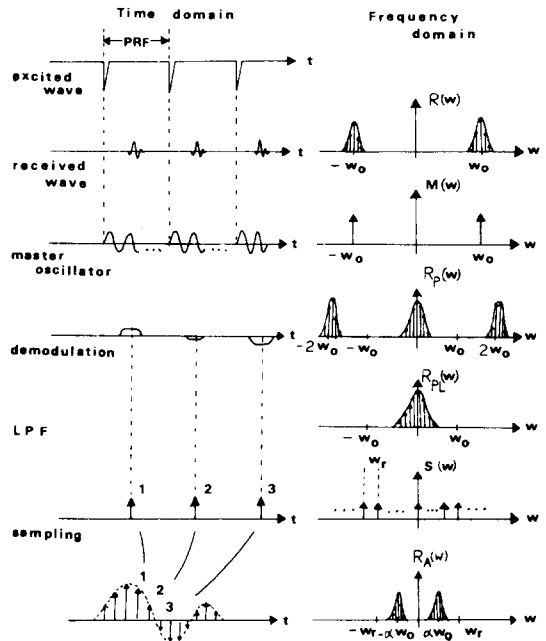


그림 10. 신호처리 과정의 주파수 스펙트럼 변화  
Fig. 10. Frequency spectrums during signal processing.

(20)식에서  $E(\omega)$ 는 초음파 소자에서 여기된 신호이고  $R(\omega)$ 는 깊이  $l$ 에서의 초음파 신호이다. 감쇄상수  $\alpha(\omega)$ 는 인체의 경우 보통 주파수에 비례한다고 가정하여  $\alpha \cdot \omega$ 로 놓는다. 평균 감쇄상수  $\alpha$ 를 0.64 dB/MHz cm로 놓고 시뮬레이션을 통하여 감쇄에 의한 도플러 주파수 이동을 구해 보면 도플러 주파수 4 KHz, 전파 거리 16cm일 때 160Hz로 나타난다. 깊이에 따라 중심 주파수 이동이 거의 선형적으로 변하기 때문에 도플러 주파수 계산시 거리에 따라 보상하도록 하였다. 초음파의 주파수에 따른 감쇄영향을 고려하여 앞에서 설명된 해석방법에 의해 컴퓨터 시뮬레이션을 수행한 결과가 그림11에 나타나 있다. 그림11에서 도플러 주파수가 계단식으로 나타나는 것은 디지털로써 푸리에 변환하기 위해 신호가 샘플링되어 처리되기 때문이다.

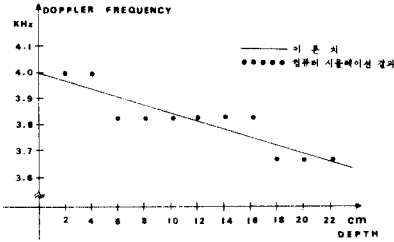


그림11. 감쇄 영향에 따른 도플러 주파수의 변화  
Fig. 11. Deviation of doppler frequency due to attenuation effects.

IV. 실험 및 결과

그림3 과 같은 시스템을 구성한후 고속 A/D 변환기인 Data 6000에 의해 자료를 수집한 후 그림7 (a)와 같이 신호처리를 하도록 하였다. 속도측정을 위해 그림12와 같은, 실험장치를 구성하였다. 원판은 스텝 모터(step motor)에 의해 구동되고 초음파 소자의 2cm 전방에서 45°각도로 물체가 초음파와 만나도록 제작되었다. 이에 대한 실험결과가 그림13에 나타나 있다.

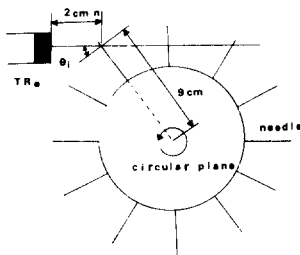


그림12. 도플러 주파수 측정을 위한 실험장치  
Fig. 12. Experimental set-up for doppler frequency measurement.

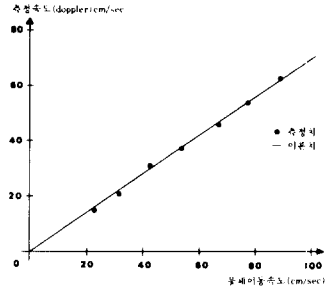


그림13. 물체의 속도 측정 결과  
Fig. 13. Measured velocity of moving target.

그림13은 원판의 회전속도를 변화시키면서, 도플러 스펙트럼의 중심 주파수에 해당하는 속도를 표시한 것이다. 기울기가  $\cos \theta_1$  ( $\theta_1=45^\circ$ )를 나타내면서 실제속도와 거의 일치함을 보이고 있다. Data 6000에 의해 얻어진 128개 데이터를 컴퓨터에 의해 그림7 (a)와 같은 신호처리한 후의 양채널에서 나오는 신호 최대값이 표2에 나타나 있다. 채널간의 차가 위상검파기 오차로 인하여 도플러 주파수 증가에 따라 줄어들고 있다. 그림14에는 A, B 양쪽 채널의 도플러 주파수 스펙트럼이 나타나 있다.

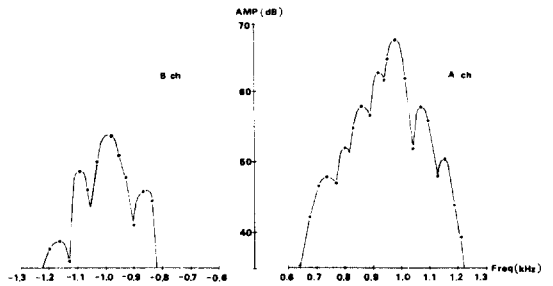


그림14. 관찰된 도플러 주파수 스펙트럼  
Fig. 14. Measured doppler frequency spectrum.

표 2. 채널간의 신호크기 차  
Table 2. Amplitude differences between channels.

No. Doppler shift	Channel A (forward)	Channel B (receding)	Difference (B - A)
1 390	48.96dB	69.32	20.36
2 546	49.75	69.60	19.85
3 820	45.27	60.98	15.71
4 976.5	54.50	67.07	12.43
5 1210	51.0	61.8	10.8
6 1406	56.11	64.81	8.7
7 1640	59.20	65.47	6.27

물체가 일정한 방향으로 움직이기 때문에 주파수 스펙트럼이 한 곳에 모여 있으나 여러 방향으로 움직일 경우에는 퍼져서 나타나므로 주파수 스펙트럼은 혈류 진단의 중요한 정보가 된다.

## V. 결 론

초음파 소자를 직접 임펄스로써 여기시켜서 도플러 주파수를 측정할 수 있는 실험용 8 채널 펄스 도플러 시스템이 설계 제작되었다. 시스템의 동작을 이론적으로 해석하였으며, 컴퓨터에 의해 시뮬레이션하여 시스템의 성능을 예측하고 그 결과가 실험결과와 일치하고 있음을 보였다. 채널을 분리하여 지역 여파기를 통과시킴으로써 도플러 주파수 해상도를 증가시켰다.

또한 직각검파를 사용하여 움직이는 물체의 방향을 알 수 있도록 하였고 도플러 신호처리를 주파수 영역에서 하여 디지털 신호처리가 가능하도록 하였다.

본 연구는 주파수 영역에서 실시간으로 혈류의 속도 분포를 측정할 수 있는 다중 채널 펄스 도플러 진단기가 가능함을 보이고 있다.

본 연구결과는 과학기술처에서 시행한 특정 연구개발 사업의 연구결과임을 밝힌다.

## 參 考 文 獻

[1] S. Satomura, "Ultrasonic doppler method for inspection of cardiac functions,"

*Journal of Acoustic Society of America*, vol. 29, pp. 1181-1185, 1957.

- [2] D.W. Baker, "Pulsed ultrasonic doppler blood flow sensing," *IEEE Trans. on Sonics and Ultrasonics*, vol. SU-17, no.3, pp. 170-185, July, 1970.
- [3] A.P.G. Hoeks, R.S. Reneman, and P.A. Peronneau, "A multigate pulsed doppler system with serial data processing," *IEEE Trans. on Sonics and Ultrasonics*, vol. SU-28, no.4, pp. 242-247, July, 1981.
- [4] S.R. Kim, *A Study on Ultrasound Doppler Systems*. KAIST MS Thesis, 1984.
- [5] C.P. Jethwa, et al., "Blood flow measurement using ultrasonic pulsed random signal doppler system", *IEEE Trans. on Sonics and Ultrasonics*, vol. SU-22, no. 1, pp. 1-10, January, 1975.
- [6] A. Papoulis, *The Fouries Transform and Its Applications*. McGraw-Hill, NY, Chap. 7, 1962.
- [7] K.A. Dines, *Measurement and Reconstruction of Ultrasonic Parameter for Diagonostic Imaging*. Purdue Univ., Ph. D. Thesis, 1976.
- [8] L.E. Kinsler, *Fundamental of Aconstics*. John Willey & Sons, Chap. 6, 1962.