

2차 샘플링을 이용한 초음파 도플러 시스템에서 샘플링 주파수와 펄스 대역폭이 평균 주파수 측정에 미치는 영향

The Effect of Sampling Frequency and Pulse Bandwidth on Estimating Mean Frequencies in an Ultrasonic Doppler System using the Second-Order Sampling

안 영 복* 박 송 배*
(Young Bok Ahn, Song Bai Park)

요 약

2차 샘플링이 도플러 신호의 평균 주파수 측정에 미치는 영향에 대해서 분석을 하였다. 아날로그/디지털 변환기(analogue-to-digital converter)의 샘플링 주파수를 낮추기 위해 수신 신호를 f_0 대신에 $f_0/5$ 나 $f_0/9$ 의 낮은 주파수로 샘플링에서 도플러 신호를 얻을 수 있다. (f_0 는 송신 신호의 중심 주파수이다.) 일반적인 도플러 시스템에서 처럼 수신 신호가 협 대역이면 낮은 샘플링 주파수로 인해 발생하는 평균 주파수의 측정에 대한 오차는 무시할 정도로 작다는 것을 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 통해 증명하였다.

ABSTRACT

We analyze the effect of second-order sampling on estimating the mean frequency of the Doppler signal. In order to reduce the sampling frequency of analogue-to-digital converter, it is possible to obtain the Doppler signal by sampling the radio frequency echo signal with the low frequency of $f_0/5$ or $f_0/9$ instead of f_0 , where f_0 is the center frequency of the transmitted signal. The computer simulation and experiments show that if the narrowband signal is transmitted as is usual in the Doppler system, the error of the mean frequency estimates due to the low sampling frequency is negligible.

I. 서 론

초음파를 이용한 의료용 진단장치는 인체내부를 실시간으로 관찰할 수 있으며 무해하므로 매우

*한국과학기술원 전기및 전자공학과

유용한 진단장치로 지속적인 성능 향상이 진행되고 있다. 특히 초음파 펄스 도플러 시스템은 혈액내의 적혈구로부터 반사되는 초음파의 주파수 편이를 측정하여 혈류의 속도와 방향을 구하는 장치로서 심 기능 측정이나 순환기 계통의 질병을 진단하는데 매우 유용하게 사용되고 있다. 펄스 도플러 시스템에

는 임계대 임의의 한 점에서만 속도를 구할 수 있는 단일게이트 (single-gate), 빈이 진행되는 선을 따라 여러 점에의 농도에 속도를 구할 수 있는 다중게이트, 그리고 2차원 단면 내의 혈류의 분포를 칼라로 나타내는 2차원 도플러 시스템 등이 있다.

초기의 도플러 시스템의 큰 제한중 하나는 변환자에 대한 혈류의 속도 벡터의 방향을 측정할 수 없다는 것이었다. 이러한 제한은 1966년 McCleod에 의해 해결되었다. 그는 수신신호로부터 상측파대 (upper sideband)와 하측파대 (lower sideband)를 분리해 낼 수 있도록 직각위상 검파(quadrature detection)를 이용하였다¹⁰⁾. 지금까지 대부분의 펄스 도플러 시스템에서 사용하고 있는 이 방식은 직각 위상 변조에 의해 분리된 두 개의 동상 (in-phase) 성분 신호와 직각위상 (quadrature-phase) 성분신호를 샘플링하여 도플러 신호를 얻기 때문에 매우 큰 다이내믹 레인지를 갖는 아날로그 곱셈기와 저역 통과 필터가 두 개씩 필요하며 두 신호 채널의 이득과 위상의 평형 문제가 하드웨어 구현 시 심각하게 나타난다.

라디오 주파수 (radio frequency)대의 수신신호를 4f_s로 샘플링하여 도플러 신호를 얻는 2차 샘플링 방식¹¹⁾을 이용한 도플러 시스템이 1986년 Halberg 등에 의해 처음 제안되었다¹²⁾. 그러나 이 시스템은 단지 직각위상 검파기를 2차 샘플링하는 샘플 앤 홀더(sample and holder)로 대체하였기 때문에 두 신호 채널의 이득 및 위상의 평형문제는 그대로 남아 있으며 기본적으로 다중 게이트로는 부적합하다.

2차 샘플링을 아날로그/디지털 변환기 (analog-to-digital converter)로 직접 수행함으로써 전체 하드웨어를 간단히 하고 도플러 신호의 동상 성분과 직각위상 성분을 한개의 신호채널에서 같이 얻어 단일 프로그램으로 디지털 신호를 처리함으로써 채널간 평형 문제를 완전히 해결할 수 있는 시스템이 제안되었다^{13, 14)}. 이 시스템은 모두 디지털 회로로 구성되며 다중게이트나 2차원 도플러 시스템에도 사용될 수 있다.

본 논문에서는 2차 샘플링을 이용하여 도플러 신호를 얻어서 평균 주파수를 구할 때 발생하는

오차를 수학적으로 분석하였다. 단일 신호채널을 유지하면서 아날로그/디지털 변환기의 샘플링 주파수를 낮추기 위해 수신 신호를 4f_s 대신에 4f_s/5나 4f_s/9로 샘플링하는 방법을 제안하고 이에 따른 평균 주파수의 측정 오차를 시뮬레이션과 실험을 통해 분석하여 사용 가능성을 증명한다.

II. 단일 신호채널 펄스 도플러 시스템

직각위상 검파방식을 사용한 도플러 시스템의 구성도는 그림 1과 같다. 현재 대부분의 시스템에서 사용하고 있는 이 방식은 송신 신호와 같은 주파수를 가진 $\cos \omega_c t$ 와 $\sin \omega_c t$ 를 각각 수신신호에 곱해서 90°의 위상 차를 가진 기저대역 (base band) 신호를 얻은 후 속도를 측정하려는 위치에 해당하는 시간에서 신호를 샘플링하여 도플러 신호를 얻는 방식이다. 이 방식은 평균 주파수 측정에 오차를 발생시키지 않으나 하드웨어가 복잡하고 두 개의 아날로그 곱셈기와 저역 통과 필터에서 나오는 신호의 위상 차가 정확하게 90°로 유지되어야 하며 이득이 동일해야 한다. 또한 아날로그 곱셈기는 약 70 데시벨의 다이내믹 레인지론 가져야 하며 두 신호채널의 이득과 위상의 평형 문제가 하드웨어의 구현 시 심각하게 나타난다는 단점이 있다.

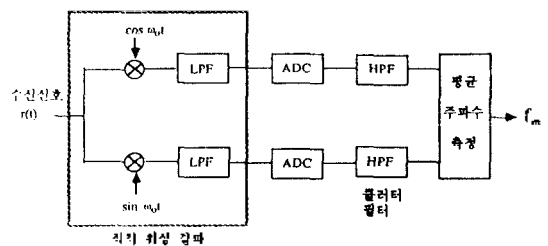


그림 1. 직각위상 검파방식을 이용한 펄스 도플러 시스템

2차 샘플링을 이용한 펄스 도플러 시스템이 1986년 Halberg 등에 의해 처음 제안되었으며 구성도는 그림 2와 같다¹²⁾. 이 시스템은 기존의 시스템에서 직각위상 복조기와 샘플 앤 홀더를 직각위상 2차 샘플러로 치환한 형태로써 하드웨어가 간단해진다는

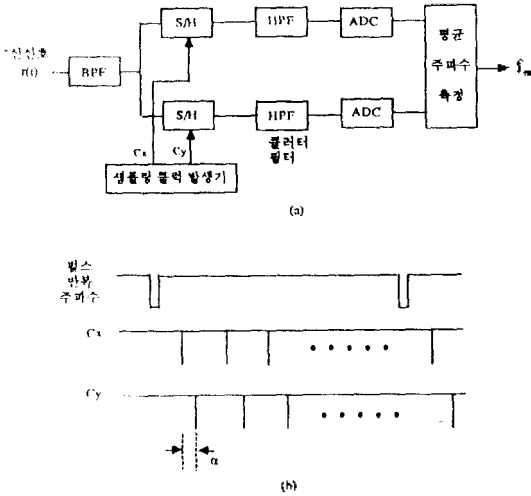


그림 2. (a) 2차 샘플링을 이용한 기존의 펄스 도플러 시스템의 구성도. (b) 펄스 반복 주파수 (PRF)와 샘플링 클럭.

장점이 있다. 그러나 이러한 구성은 다음과 같은 문제점을 가지고 있다. 먼저 수신 신호를 두 개의 다른 샘플 앤 홀더로 2차 샘플링하기 때문에 빠른 속도와 높은 정밀성 그리고 높은 동작 범위를 갖는 샘플 앤 홀더가 필요하다. 그리고 동상 성분과 직각 위상 성분을 두 개의 신호채널로 부터 얻기 때문에 소자간의 차이로 인한 오차가 발생할 수 있다. 또한 이 시스템은 단일게이트로만 사용될 수 있으며 다중 게이트로 사용하려면 수 개의 동일한 시스템을 병렬 운용하여야 한다.

한 개의 고속 아날로그/ 디지털 변환기를 이용하여 $4f_0$ 로 수신신호를 샘플링하여 동상 성분과 직각 위상 성분을 얻은 시스템이 그림 3과 같이 제안되었다¹⁾. 일의의 한 데이터를 동상 성분이라고 하면 그 다음에 샘플링된 데이터는 직각 위상 성분이라고 간주한다. 이 시스템은 한 개의 신호채널로 부터 도플러 신호의 동상 성분과 직각 위상 성분을 얻기 때문에 채널 사이의 평형문제가 발생하지 않으며 디지털 신호처리기를 이용하여 모든 신호를 디지털로 처리할 수 있다. 속도를 측정하고자 하는 연속된 샘플링 체적들에 대응하는 샘플링 값들을 순차적으로 처리할 수 있으므로 이 시스템은 다중게이트나 2차원 도플러 시스템에도 이용될 수 있다²⁾.

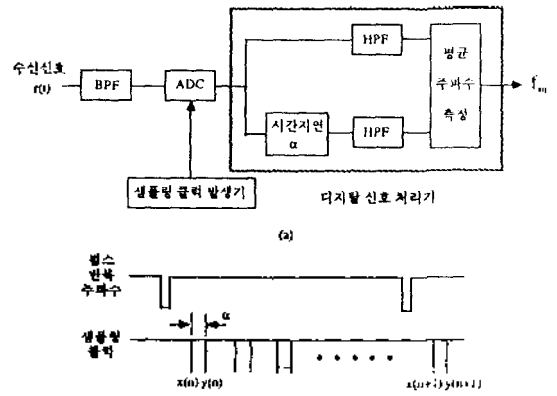


그림 3. (a) 단일 신호채널 펄스 도플러 시스템의 구성도. (b) 펄스 반복 주파수 (PRF)와 샘플링 클럭.

그러나 이 시스템은 한 개의 아날로그/ 디지털 변환기를 이용하여 수신신호를 $4f_0$ 로 샘플링하기 때문에 송신신호의 중심 주파수 $4f_0$ 가 높은 경우에 매우 빠른 아날로그/ 디지털 변환기가 요구된다. 혈관 벽이나 변환자의 움직임등으로 부터 발생하는 클러티 (clutter)의 다이내믹 레인지가 약 40 데시벨 이고 도플러 신호의 다이내믹 레인지가 약 30 데시벨 정도이므로 아날로그/ 디지털 변환기는 12 비트 (bit)의 해상도를 가져야 한다. 그러므로 f_0 가 3.5 MHz인 경우에 샘플링 주파수가 14 MHz이고 해상도가 12 비트인 아날로그/ 디지털 변환기가 요구되는데 이는 매우 비싸고 구하기도 어렵다. 두 개의 아날로그/ 디지털 변환기를 병렬로 사용하면 샘플링 주파수를 낮출 수 있으나 회로가 복잡해 지고 두 신호채널 사이의 평형문제가 계속 남게된다. 단일 신호채널을 유지하면서 아날로그/ 디지털 변환기의 샘플링 주파수를 낮추기 위해 $4f_0$ 대신에 $4f_0/5$ 나 $4f_0/9$ 로 수신신호를 2차 샘플링하여 이에 따른 오차를 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 통해 분석하여 사용 가능성을 증명한다.

III. 2차 샘플링에 의한 도플러 신호의 검출

펄스 도플러 시스템에서 사용되는 송신 신호는 주기가 T 로 반복되는 펄스파로써 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$f(t) = \sum_{m=0}^{N-1} g(t-mT) \sin\{\omega_0(t-mT)\} \quad (1)$$

여기서 $g(t)$ 는 송신 신호의 모양이다, ω_0 는 변화자의 중심 주파수이며 N 은 펄스가 송신된 횟수이다.

초음파 변환자는 고정되어 있을 때 일정한 속도로 움직이는 한 개의 산란 입자로부터 반사된 수신 신호는 다음과 같이 얻어진다.

$$r(t) = \sum_{m=0}^{N-1} g(t-mT-kt) \sin\{\omega_0(t-mT-kt)\} \quad (2)$$

여기서 k 는 $2v/c$ 이고 v 는 입자대 초음파의 속도 (약 1540 m/sec)이다.

도플러 신호의 동상 성분 $x(n)$ 은 수신 신호를 T 의 주기로 샘플링하여 다음과 같이 구한다.

$$x(n) = r(t) \cdot \text{III}\left(\frac{t}{T}\right) \approx g(nkT) \sin(\omega_0 nkT) \quad (3)$$

여기서 $\text{III}(t/T)$ 는 주기 T 의 샘플링 함수이다.

그리고 직각 위상 성분 $y(n)$ 은 동상 성분을 샘플링한 다음 시간 지연 α 후에 샘플링해서 다음과 같이 얻는다.

$$y(n) = r(t) \cdot \text{III}\left(\frac{t-\alpha}{T}\right) \approx g(nkT + \alpha + k\alpha) \sin\{\omega_0(nkT + \alpha + k\alpha)\} \quad (4)$$

(4)식에서 $\alpha = (4l+1)/4f$ ($l=0, 1, 2, \dots$)이라고 가정하면 $\alpha \gg k\alpha$ 이므로 직각위상 성분은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$y(n) \approx g(nkT + \alpha) \cos(\omega_0 nkT) \quad (5)$$

α 가 매우 작은 값이므로 (5)식의 $g(\cdot)$ 는 1차 테일러 급수 전개에 의해 다음과 같이 근사적으로 표시될 수 있다.

$$g(nkT + \alpha) \approx g(nkT) + \alpha g'(t) \quad t = nkT$$

$$= g(nkT) + \alpha g'(nkT) \quad (6)$$

이것을 (5)식에 대입하면 직각위상 성분은 다음과 같은 근사적으로 얻어진다.

$$y(n) \approx \{g(nkT) + \alpha g'(nkT)\} \cos(\omega_0 nkT) \quad (7)$$

지금까지 도플러 신호로부터 평균 주파수를 구하기 위한 여러가지 방법이 제안되었으며 대표적으로 고속 푸리에 변환 (fast Fourier transform), 영점 교차(zero-crossing), 그리고 자기상관 (autocorrelation) 방식⁶⁾ 등이 있다. 이러한 측정 방식들의 성능을 비교한 여러 논문에서 자기상관 측정 방식이 잡음이나 신호의 대역폭에 따른 오차가 가장 작은 것으로 증명되었다⁶⁾. 따라서 본 논문에서는 2차 샘플링을 이용해서 얻은 도플러 신호로부터 평균 주파수를 얻기 위해 자기상관 방식을 이용한다.

복소 도플러 신호는 다음과 같이 정의한다.

$$z(n) = x(n) + jy(n) \quad (8)$$

(8)식으로부터 복소 도플러 신호 $z(n)$ 의 1차 지연 자기상관은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} R(T) &= \frac{1}{N-1} \sum_{n=0}^{N-2} z(n) z^*(n+1) \\ &= \frac{1}{N-1} \sum_{n=0}^{N-2} \{x(n)x(n+1) + y(n)y(n+1) \\ &\quad + j[x(n+1)y(n) - x(n)y(n+1)]\} \end{aligned} \quad (9)$$

(4)식과 (7)을 (9)식에 대입하여 정리하면 $R(T)$ 의 실수 부분과 허수 부분이 각각 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} \text{Re} &= \frac{1}{N-1} \sum_{n=0}^{N-2} \{x(n)x(n+1) + y(n)y(n+1)\} \\ &= \frac{1}{N-1} \sum_{n=0}^{N-2} \{g(nkT)g((n+1)kT) \cos(\omega_0 kT) + E\} \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \text{Im} &= \frac{1}{N-1} \sum_{n=0}^{N-2} \{x(n+1)y(n) - x(n)y(n+1)\} \\ &= \frac{1}{N-1} \sum_{n=0}^{N-2} g(nkT) g\{(n+1)kT\} \sin(\omega_0 kT) + E_2 \end{aligned} \quad (11)$$

(10)식과 (11)식의 E_1 는 E_2 는 2차 샘플링을 이용하여 도플러 신호를 얻을 때 발생하는 오차이며 샘플링 간격 α 와 포락선 $g(t)$ 의 대역폭의 함수로서 다음과 같이 나타내어진다.

$$\begin{aligned} E_1 &= \frac{\alpha}{N-1} \sum_{n=0}^{N-2} [g(nkT) g\{(n+1)kT\} + g\{(n+1)kT\} \\ &\quad g'(nkT) + \alpha g'(nkT) g\{(n+1)kT\}] \\ &\quad \cos(\omega_0 nkT) \cos\{\omega_0(n+1)kT\} \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} E_2 &= \frac{\alpha}{N-1} \sum_{n=0}^{N-2} [g\{(n+1)kT\} g'(nkT) \sin\{\omega_0(n+1)kT\} \\ &\quad \cos(\omega_0 nkT) - g(nkT) g\{(n+1)kT\} \\ &\quad \sin(\omega_0 nkT) \cos\{\omega_0(n+1)kT\}] \end{aligned} \quad (13)$$

도플러 신호의 평균 주파수는 1차 자기상관 값의 위상으로 부터 얻어진다.

$$\begin{aligned} \hat{f}_m &= \frac{1}{2\pi T} \tan^{-1} \left\{ \frac{\text{Im}}{\text{Re}} \right\} \\ &= \frac{1}{2\pi T} \tan^{-1} \frac{\frac{1}{N-1} \sum_{n=0}^{N-2} g(nkT) g\{(n+1)kT\} \sin(\omega_0 kT) + E_1}{\frac{1}{N-1} \sum_{n=0}^{N-2} g(nkT) g\{(n+1)kT\} \cos(\omega_0 kT) + E_2} \end{aligned} \quad (14)$$

$\alpha=0$ 이면 (14)식에서 $E_1=E_2=0$ 가 되고 평균 주파수는 다음과 같다.

$$f_m = \frac{1}{2\pi T} \tan^{-1} \left\{ \frac{\sin(\omega_0 kT)}{\cos(\omega_0 kT)} \right\} = \frac{1}{2\pi T} \omega_0 kT$$

$$= \frac{2\alpha f_0}{c} \quad (15)$$

(15)식은 도플러 신호를 직각위상 검파방식으로 얻을 때 구해지며 2차 샘플링 방식에서는 $\alpha=0$ 가 될 수 없으므로 측정된 평균 주파수에 근본적인 오차가 존재한다.

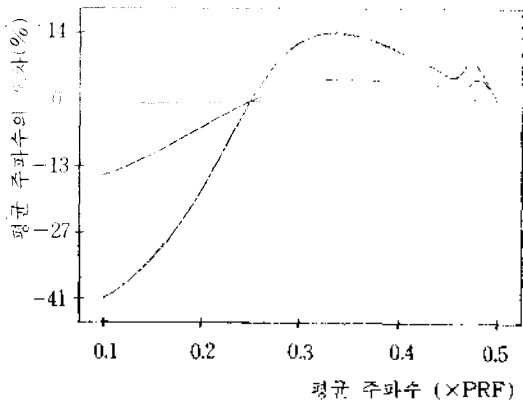
IV. 시뮬레이션에 의한 오차의 분석

2차 샘플링을 이용하여 얻어진 도플러 신호로부터 측정된 평균 주파수에는 샘플링 주파수 ($1/\alpha$)가 낮을수록 그리고 수신 신호의 대역폭이 넓을수록 커지는 오차가 존재한다는 것을 앞에서 보였다. 도플러 시스템에서 사용되는 초음파는 협대역 신호이므로 대역폭에 의한 오차는 매우 작으리라고 예상된다. 그러나 아날로그/디지털 변환기의 샘플링 주파수를 낮추기 위해 수신 신호를 $4f_0/5$ 나 $4f_0/9$ 로 2차 샘플링할 경우에는 낮은 샘플링 주파수로 인해 발생된 오차에 대한 정확한 분석이 필요하다.

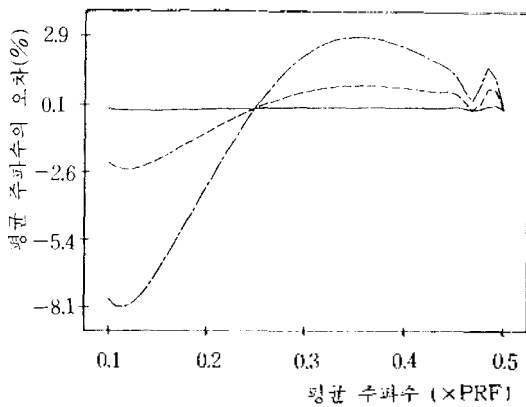
시뮬레이션에서 펄스의 포락선 $g(t)$ 는 가우스 함수 $\exp(-t^2/2\sigma^2)$ 로 가정하고 변환자의 중심 주파수는 3.5 MHz로 정한다. 그리고 평균 주파수의 오차는 다음과 같이 정의한다.

$$E_f = \frac{\hat{f}_m - f_m}{f_m} \times 100(\%) \quad (16)$$

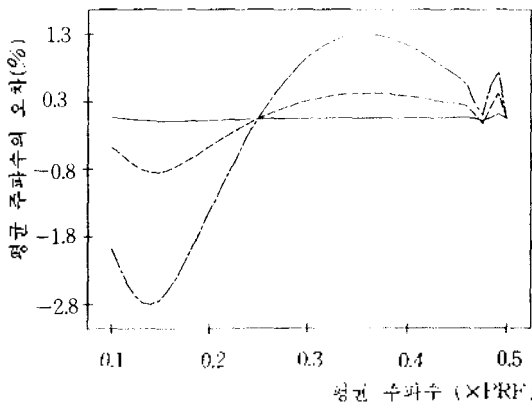
그림 4는 $g(t)$ 의 -3 데시벨 대역폭이 각각 460, 240, 160 KHz일 때 여러가지 샘플링 주파수에 따른 평균 주파수의 오차를 구한 것이다. 실선은 샘플링 주파수가 $4f_0$ 인 경우, 점선은 $4f_0/5$ 인 경우, 그리고 일점 쇄선은 $4f_0/9$ 인 경우에 측정된 오차를 나타낸다. 샘플링 주파수가 낮을수록 그리고 대역폭이 넓을수록 오차가 커지는 것이 그림 4에서 보여진다. 샘플링 주파수가 $4f_0$ 인 경우는 대역폭이 넓어도 오차가 거의 없다. $4f_0/5$ ($4f_0/9$)로 샘플링한 경우에 대역폭이 460 KHz 이면 오차는 10%(40%)가 넘게 되나 대역폭이 160 KHz 이면 오차는 1%(3%) 이내로 줄어든다. 따라서 수신 신호의 대역폭이 충분히 좁으면 샘플링 주파수를 $4f_0/9$ 로 해도 큰



(a)



(b)



(c)

그림 4. 송신신호의 대역폭이 460 KHz (a), 240 KHz (b) 160 KHz (c)인 경우의 평균 주파수의 측정 오차. 실선은 샘플링 주파수가 4f₀, 점선은 4f₀/5, 그리고 일점 쇄선은 4f₀/9인 경우이다.

오차가 발생하지 않는다. 그러므로 도플러 시스템에서 사용하는 수신 신호는 협대역이기 때문에 4f₀

대신에 4f₀/5나 4f₀/9로 샘플링하여 3% 정도의 오차를 감수하고 도플러 신호를 얻으면 아날로그/디지털 변환기과 같은 저역 통과 필터의 조파수의 크기가 크게 완화시킬 수 있다.

샘플링 간격 α에 따른 위치에 대한 해상도는 다음과 같이 구해진다.

$$\Delta z = c \cdot \alpha = c \cdot \frac{4l+1}{4f_0}, \quad l=0, 1, 2, \dots \quad (17)$$

f₀가 3.5 MHz이고 l이 2인 경우 위치에 대한 해상도는 약 1mm이며 이 정도는 펄스 도플러 시스템에서 큰 문제가 되지 않는다.

V. 실험

2차 샘플링의 간격이 평균 주파수의 측정 결과에 미치는 영향을 알아보기 위해 중심 주파수가 3.375 MHz인 원반형 (disk type) 변환자를 사용하여 건강한 남자의 대동맥으로 부터 도플러 신호를 얻었다. 그림 3의 시스템을 사용하여 실험을 하였다. -3 데시벨 대역폭이 160 KHz인 대역 통과 필터 (band pass filter)를 사용하여 수신신호의 대역폭을 좁게 하였으며 12 비트 아날로그/디지털 변환기 (CAS-1220-20, Analog Device)를 사용하여 수신신호를 13.5 MHz(4f₀)로 샘플링하였다. 데이터는 5KHz의 펄스 반복 주파수(pulse repetition frequency)로 60번의 펄스에 대해서 빔 축을 따라 1, 024개씩 얻어졌다. 얻어진 데이터를 SUN-4/370 워크스테이션으로 넘겨서 여러가지 샘플링 주파수에 따라 자기상관 측정방식을 이용해 평균 주파수를 계산하였다.

그림 5(a)는 60개의 데이터로 부터 구해진 평균 주파수를 나타낸다. 실선, 점선, 그리고 일점 쇄선과 샘플링 주파수 사이의 관계는 그림 4에서와 같다. 세 가지 샘플링 주파수에 대해서 평균 주파수를 측정한 결과들은 거의 차이가 없다. 그러므로 13.5 MHz 대신에 2.7 MHz (4f₀/5)나 1.5 MHz(4f₀/9)로 샘플링할 수 있는 아날로그/디지털 변환기를 사용해서 도플러 신호를 얻어도 측정된 평균 주파수

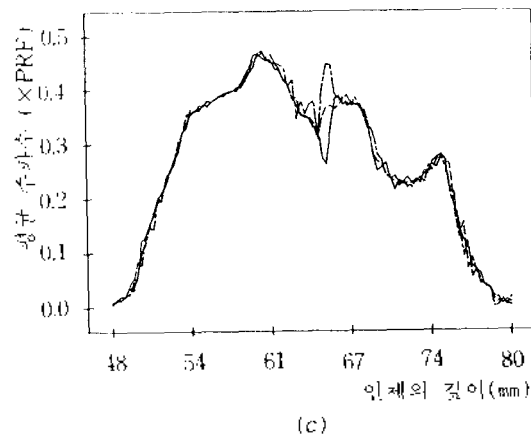
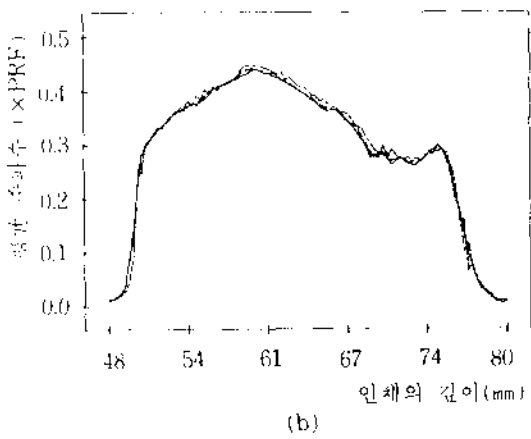
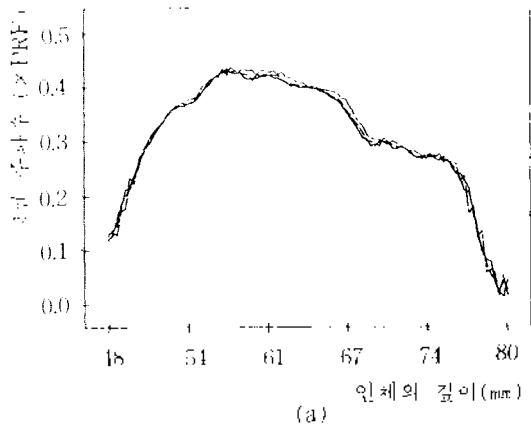


그림 5. 실험에 의해 인체로부터 얻은 60(a), 30(b), 8(c)개의 데이터를 이용해 측정된 평균 주파수. 실선은 샘플링 주파수가 4 f_s, 점선은 4f_s/5, 그리고 밀점 채선은 4f_s/9인 경우이다.

에는 거의 오차가 없다. 그림 4(a)와 (b)는 각각 데이터의 갯수를 30개와 8개로 줄여서 평균 주파수

를 계산한 것이다. 데이터의 갯수가 줄어도 샘플링 주파수에 의한 평균 주파수의 측정 오차는 매우 작으므로 2차원 도플러 시스템과 같이 데이터의 갯수가 적은 경우(약 8~16개)에도 샘플링 주파수를 낮추어 도플러 신호를 얻을 수 있다.

VI. 결 론

2차 샘플링을 이용해서 얻어진 도플러 신호로부터 평균 주파수를 측정할 때 샘플링 주파수의 수신 신호의 대역폭에 의해 발생하는 오차를 분석하였다. 이 오차는 샘플링 주파수가 낮을수록 그리고 수신 신호의 대역폭이 넓을수록 커진다. 사용되는 아날로그/디지털 변환기의 샘플링 주파수에 대한 조건을 완화하기 위해서 수신신호를 4f_s 대신에 4f_s/5나 4f_s/9로 샘플링하였으며 시뮬레이션과 실험을 통해 일반적인 도플러 시스템에서 사용하는 최대역 신호에서 낮은 샘플링 주파수로 인해 발생한 평균 주파수의 측정오차가 무시할만 하다는 것을 보였다.

참 고 문 헌

1. F. D. McCleod, "A directional Doppler flow meter", Digest 7th conf. Med. Biol. Engrg., Stockholm, Sweden, 1967.
2. L. I. Halberg and K. E. Tiele, "Extraction of blood flow information using Doppler shifted ultrasound", Hewlett-Packard J., Vol. 6, pp. 35-40, 1986.
3. D. A. Linden, "A discussion of sampling theorems", Proc. IRE, pp. 1,219-1,219, 1959.
4. A. R. G. Hokes, R. Reneman, and P. A. Peronneau, "A multigate pulsed Doppler system with serial data processing", IEEE Trans. Sonics Ultrason., Vol. SU-28, no. 4, pp. 242-247, 1981.
5. K. Namekawa, C. Kasai, M. Tsukamoto, and A. Koyano, "Realtime blood flow imaging system utilizing auto-correlation techniques", in Proc. 3rd Conf. World Fed. Ultrason. Med. Biol., R. A. Lersky and P. Morley, Eds. Elmsford, NY: Pergamon, 1982, pp. 203-208.
6. G. H. V. Leeuwen, A. P. J. Hocks, and R. S. Reneman, "Simulation of real-time frequency estimatos

for pulsed Doppler systems", *Ultrason. Imaging*, Vol. 8, pp. 252~271, 1986.

7. V. B. Ahn, Y. G. Kim, and S. B. Park, "New multigate pulsed Doppler system using second order sampling", *Electron. Lett.*, 1988, 18, Vol. 24, No. 17, pp. 1,091~1,093.

8. 김영삼, "초음파 펄스 도플러에서 2차 샘플링 및 프루드 앤드 스타어링과 주사운동 보상에 관한 연구", KAIST 박사 학위 논문, 1988.

9. 박재현, 김중조, 김영삼, "간헐 샘플링된 초음파 펄스 도플러 시스템에 관한 연구", *의공학회 논문지*, Vol. 10, No. 1, 1989.

- ▲안 영 복(정회원) 1962년 3월 18일생
- 1984년 2월 : 건국대학교 전자공학과졸업(공학사)
- 1987년 2월 : 한국과학 기술원 전기및 전자공학과 졸업(공학석사)
- 1987년 2월~현재 : 한국 과학 기술원 전기및전자공학과 박사과정

▲박 승 배 제8권4호 참조