

전기 임피던스를 측정할 때 외부 간섭을 제거하기 위한 대역확산 기술의 적용

論 文
55D-4-9

Rejecting Interference in Electrical Impedance Measurements by Using Spread Spectrum Technique

黃仁德[†] · 姜顯珏^{*}
(In-Duk Hwang · Hyun-Kag Kang)

Abstract - When we measure electrical impedance of a small object, such as an electronic component, external interference or jamming signal can be rejected by shielding the object. However, when we measure impedance of a large object, such as a human body, shielding is not easy and severe error due to the external interference could be introduced. In this paper, spread spectrum technique applicable to bioimpedance measurements for rejecting external interference without shielding is introduced. The improvement in signal-to-jamming ratio by the spread spectrum technique was experimentally confirmed.

Key Words : Bioimpedance, Impedance Analysis, Spread Spectrum, Jamming, Interference

1. 서 론

생체임피던스 (Bioimpedance) 분석은 EIT (Electrical Impedance Tomography), 체성분 분석 (Body composition analysis), ICG (Impedance cardiography) 등 여러 분야에 응용될 수 있는 기술이다[1-3]. 그러나 생체임피던스를 측정할 때 주변 환경으로부터 외부간섭(interference 즉 jamming)이 유입되면 측정된 임피던스에 오차가 발생할 수 있다. 통상적으로 크기가 작은 전자부품 등의 임피던스를 측정할 때에는 피측정체 (object)를 차폐시켜서 외부간섭의 영향을 제거할 수 있다. 그러나 인체와 같이 크기가 큰 물체에 대하여는 차폐가 어려우므로 외부간섭의 영향이 커지게 된다.

현대의 무선통신 기기에서는 대역확산(Spread Spectrum) 기술을 사용하여 외부간섭을 제거하고 주파수 효율을 높이고 있다[4]. 이러한 대역확산 기술을 이용하면 특별히 차폐시설을 설치하지 않고도 외부간섭의 영향을 제거할 수 있을 것으로 예상된다. 하지만 현재까지 대역확산 기술을 임피던스 측정에 적용한 경우는 없다.

그러므로 본 논문에서는 인체의 임피던스를 측정할 때 특별히 차폐시설을 설치하지 않고도 외부간섭의 영향을 제거할 수 있는 대역확산 기술을 이용한 임피던스 측정방법을 제안한다. 본 논문에서 제안하는 대역확산 임피던스 측정방법은 ①임피던스를 측정할 때 주변 환경으로부터 유입되는 외부간섭신호와 ②인체에 장착한 의료기구로부터 발생하는 외부간

섭신호의 영향을 제거할 수 있다. 본 논문에서는 먼저 대역확산방식으로 임피던스를 측정하는 원리를 정리하고 구현 내용과 실험 결과에 대하여 기술한다.

2. 이 론

임피던스가 Z 인 샘플의 임피던스를 측정하기 위해서는 그림 1에서와 같이 샘플에 전류 I 를 인가하고 이때 샘플에 유도되는 전압 V 를 측정하여 $Z=V/I$ 의 관계식을 사용하여 구한다. 기존방식으로 임피던스를 측정할 때에는 그림 1의 a)와 같이 샘플에 인가하는 전류의 파형은 정현파이며 따라서 유도되는 전압도 정현파이다. 이에 달리 본 논문에서 제안하는 대역확산 임피던스 측정 방식에서는 그림 1의 b)와 같이 대역확산된 파형의 전류를 인가하고 대역확산된 파형의 전압을 측정한다. 그림 2에는 기존의 방식과 대역확산 방식에 사용된 전류의 파형을 상세히 표현하였다. 기존의 방식에서는 그림 2의 a)와 같이 시간영역에서 연속적인 정현파(주파수 영역에서 임펄스 함수)를 사용한다. 그러나 대역확산 방식에서는 그림 2의 b)와 같은 파형을 사용한다. 그림에서 f_s 는 측정 주파수, f_c 는 의사잡음(Pseudo-noise)의 칩율(chip-rate)이다. 그림 2의 b) 파형은 의사잡음(대역확산) 부호가 101101..일 때의 예를 나타낸다. 대역확산 임피던스 측정에서는 칩 주기가 의사 잡음 부호에 따라 파형의 위상이 180도 바뀐다.

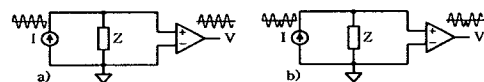


그림 1 임피던스 측정의 블록도. a) : 기존의 방식, b) : 본 논문에서 제안하는 대역확산 방식

Fig. 1 Block diagram of the impedance measurement. a) in conventional and b) in spread spectrum impedance measurements

[†] 교신저자, 學生會員 : 大田大學 電子工學科 副教授
E-mail : idhwang@dju.ac.kr

^{*} 正 會 員 : 大田大學 電子工學科 碩士課程
接受日字 : 2005年 12月 1日
最終完了 : 2006年 1月 5日

대역확산 임피던스 측정에서 외부간섭을 감소시키고 측정하고자 하는 전압만을 측정하는 원리는 그림 3을 이용하여 설명할 수 있다. 그림 3에 나타낸 벡터 위상 예민 검출기 (Vector Phase sensitive detector)의 구조 자체는 기존의 임피던스 측정에서 사용하는 것과 같다. 기존의 임피던스 측정을 수행하려면 동위상 (In-phase) 신호와 쿼드러춰 (Quadrature) 신호를 각각의 멀티플라이어에 인가하고 저역통과된 신호를 측정한다. 이때 기존방식에서는 입력단에 입력되는 외부간섭의 주파수가 I와 Q신호의 주파수와 비슷하면 외부간섭의 영향을 크게 받는다. 이에 반하여 대역확산 임피던스 측정을 수행할 때는 멀티플라이어에 인가하는 신호로 대역확산된 신호를 사용한다. 그러면 원하는 대역확산된 전압신호는 대역압축(despreading)되어 정확히 측정되지만 외부간섭은 대역확산되므로 저역통과 필터를 통과한 후의 외부간섭 신호의 전력은 감소하게 된다.

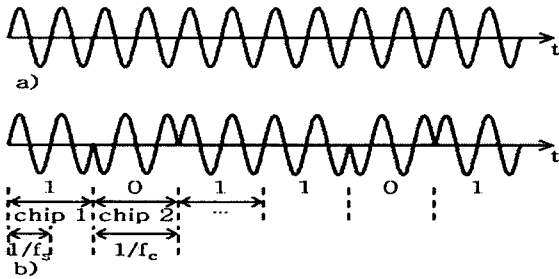


그림 2 a) 기존의 임피던스 측정에 인가된 전류의 파형과 b) 대역확산 임피던스 측정에 인가된 전류의 파형
 Fig. 2 Waveforms a) in conventional and b) in spread spectrum impedance measurements

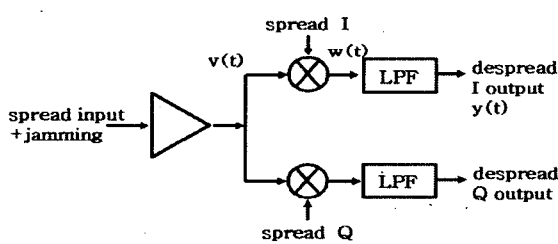


그림 3 대역확산 임피던스 측정 회로의 블록도
 Fig. 3 Block diagram of the spread spectrum detection

대역확산 방식이 기존의 방식보다 외부간섭의 영향을 감소시키는 것을 이론적으로 정리하면 다음과 같다. 편의상 대표적인 외부간섭으로 single-tone jammer를 가정한다. 대역확산방식에서 Lmultiplier의 입력신호는 수식 (1)로 정의되며 P_s는 신호전력, P_j는 재밍전력, f_s는 신호주파수, f_j는 재밍주파수, c(t)는 대역확산 코드파형으로 c(t) = ±1 의 값을 갖는다.

$$v_{ss}(t) = \sqrt{2P_s}c(t)\cos(2\pi f_s t + \phi) + \sqrt{2P_j}\cos(2\pi f_j t) \quad (1)$$

w_{ss}(t)가 Lmultiplier에서 확산신호 $\sqrt{2P_j}c(t)\cos(2\pi f_s t)$ 와 곱해진 후의 Lmultiplier의 출력 신호는 수식 (2)로 표현된다.

$$w_{ss}(t) = \sqrt{P_s P_j} [\cos\phi + \cos(4\pi f_s t + \phi)] + \sqrt{P_j P_j} c(t) \{ \cos[2\pi(f_j - f_s)t] + \cos[2\pi(f_j + f_s)t] \} \quad (2)$$

w_{ss}(t)가 LPF를 통과하여 고주파 성분들이 제거되면 고주파항을 무시하였을 때 w_{ss}(t)의 전력 스펙트럼밀도는 수식 (3)으로 표현되며 여기서 f_c = 1/T_c는 c(t)의 code rate 이다.

(T_c : the duration of a spreading code symbol)

$$W_{ss}(f) = P_s P_j \cos^2 \phi \delta(f) + \frac{P_s P_j}{4f_c} \left\{ \text{sinc}^2 \left[\frac{f - (f_j - f_s)}{f_c} \right] + \text{sinc}^2 \left[\frac{f + (f_j - f_s)}{f_c} \right] \right\} \quad (3)$$

또한 LPF를 이상적이라고 가정하고 LPF의 차단주파수 f_o ≪ f_c이면 LPF의 출력은 수식 (4)와 같아지며 이때의 신호 대 재밍비는 수식 (5)로 표현할 수 있다.

$$Y_{ss} = z P_s P_j \cos^2 \phi + \frac{P_s P_j}{f_c} f_o = S + J \quad (4)$$

$$SJR_{ss} = \frac{P_s \cos^2 \phi}{P_j} \frac{f_c}{f_o} \quad \text{for } f_o \ll f_c \quad (5)$$

그러나 기존의 표준방식에서는 Lmultiplier의 입력신호가 수식 (6)과 같이 표현되고 이 신호가 Lmultiplier에서 $\sqrt{2P_j} \cos(2\pi f_s t)$ 와 곱해진다.

$$v_{con}(t) = \sqrt{2P_s} \cos(2\pi f_s t + \phi) + \sqrt{2P_j} \cos(2\pi f_j t) \quad (6)$$

또한, LPF의 전달함수를 다음의 수식 (7)과 같다고 할 때 LPF의 출력신호는 수식 (8)와 같이 표현된다.

$$H(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_o}\right)^2}} e^{-\theta}, \quad \theta = \tan^{-1} \left(\frac{f}{f_o} \right) \quad (7)$$

$$Y_{con} = P_s P_j \cos^2 \phi + \frac{P_s P_j}{2 \left[1 + \left(\frac{f_j - f_s}{f_o} \right)^2 \right]} \quad (8)$$

그러므로 SJR은 수식 (9)와 같이 나타나며 f_o ≪ f_j - f_s 일 때의 SJR은 수식 (10)과 같이 표현할 수 있다.

$$SJR_{con} \approx 2 \frac{P_s \cos^2 \phi}{P_j} \left[1 + \left(\frac{f_j - f_s}{f_o} \right)^2 \right] \quad (9)$$

$$SJR_{con} \approx 2 \frac{P_s \cos^2 \phi}{P_j} \left(\frac{f_j - f_s}{f_o} \right)^2 \quad \text{for } f_o \ll f_j - f_s \quad (10)$$

따라서 기존의 표준방식에 대하여 대역확산방식에 의한 SJR의 향상비는 수식 (11)와 같이 표현된다.

$$\frac{SJR_{ss}}{SJR_{con}} \approx \frac{f_s f_o}{2(f_j - f_s)^2} \quad (11)$$

3. 실험 및 결과

대역확산 방식과 기존 방식의 두 가지로 임피던스를 측정하기 위하여 측정 주파수를 발생시키는 디지털주파수합성기 (DDFS; Digital Direct Frequency Synthesizer), DDFS의 신호를 받아서 object에 전류를 인가하기 위한 전압원, object에 흐르는 전류와 인가된 전압의 동위상 성분과 쿼드러춰 성분을 측정하기 위한 벡터 위상 예민 검출기, AD변환기, 이들을 제어하기 위한 마이크로프로세서로 구성된 시스템을 구현하였다. 대역확산 신호를 발생시키기 위해서 길이가 31인 의사잡음 코드를 사용하였다.

대역확산 방식과 기존방식을 비교하기 위하여 의도적인 재밍신호를 인가하면서 임피던스를 측정한 결과는 그림 4와 같

다. 피측정체로는 1kΩ의 저항을 사용하였고 임피던스를 측정하기 위하여 피측정체에 인가하는 신호의 주파수는 74kHz, 피크전압은 100mV로 하고, 재밍신호는 주파수를 74.5kHz, 피크전압을 10mV로 하였다. AD변환기의 샘플율은 40kHz(샘플주기: 25μs), 위상 예민 검출기의 저역통과 필터의 차단 주파수는 100Hz로 하였다. 멀티플라이어의 앞에 위치한 버퍼의 이득은 5, 저역통과 필터의 DC이득은 10이다. 그림 4의 a)는 기존방식의 임피던스 측정방법을 사용하여 전압을 측정한 결과를 나타낸다. 재밍신호와 측정신호의 주파수 차이가 500Hz 이므로 재밍신호에 의한 오차는 500Hz의 주파수(그림 4의 a에서 오차의 진동 주기는 80샘플 즉, 2ms이다)로 진동한다. 그러므로 기존방식의 임피던스 측정방법을 사용하면 위상 예민 검출기의 출력을 샘플링하는 시점에 따라 상당히 큰 오차(이 경우 약 0.1V)가 발생할 수 있다. 그림 4의 b)는 대역확산방식으로 전압을 측정한 결과를 나타낸다. 그림으로부터 대역확산방식을 사용하면 측정값에 진동이 없음을, 다시 말하여, 재밍신호에 의한 오차가 매우 작음을 확인 할 수 있다.

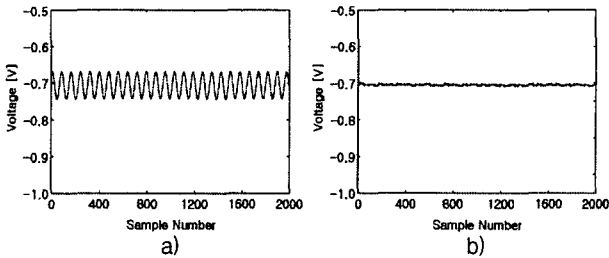


그림 4 재밍신호가 있을 때 a) 기존방식에 의한 전압측정 결과와 b) 대역확산방식에 의한 전압측정 결과
 Fig. 4 Output voltages measured a) in conventional mode, and b) in SS mode ($f_j=74.5\text{kHz}$, $f_s=74\text{kHz}$, $f_o=100\text{Hz}$, and $f_c=37\text{kHz}$)

측정 주파수를 74.0kHz로 고정하고 재밍신호의 주파수를 변화시키면서 위의 실험을 수행하여 얻은 결과를 표 1에 정리하였다. 재밍신호의 주파수가 측정주파수에 가까워질수록 기존방식에서의 SJR이 감소하는데 비하여 대역확산 방식에서의 SJR은 큰 차이가 없으며 따라서 대역확산 방식을 사용하면 SJR이 크게 향상됨을 알 수 있다. 재밍신호의 주파수가 74.5kHz일 때는 대역확산방식의 SJR이 기존방식의 SJR보다 약 22dB 향상되었다.

4. 결 론

임피던스를 측정할 때 차폐를 하지 않고도 외부간섭(재밍신호)의 영향을 감소시킬 수 있는 대역확산 임피던스 측정방법을 제안하였다. 생체 임피던스 측정은 통상 1 kHz 내지 1 MHz 범위에서 측정되며 가능한 한 넓은 주파수 범위에서 정확하게 측정되어야 하므로[2] 주변 환경으로부터 유입되거나 인체에 장착한 의료기구로부터 발생하는 다양하고 예측이 어려운 외부간섭신호의 영향을 제거하기 위해서는 대역확산 방식의 측정이 필요하다.

제안한 대역확산 임피던스 측정방법을 실제로 구현하여 기존의 방식에서보다 SJR을 크게 향상시킬 수 있음을 보였다.

본 논문에서 제안한 대역확산 기술을 이용한 임피던스 측정 기술은 최근 연구 및 응용이 활발한 인체의 임피던스 측정에 유용하게 응용될 수 있을 것으로 예상된다.

표 1 대역확산방식에 의한 SJR 향상

Table 1 Jamming frequency and SJR improvement ($f_s=74\text{kHz}$, $f_o=100\text{Hz}$, and $f_c=37\text{kHz}$)

재밍 신호 [kHz]	대역확산방식의 SJR_{ss} [dB]	기존방식의 SJR_{con} [dB]	$SJR_{ss} - SJR_{con}$ [dB]
74.1	33.98	5.92	28.06
74.2	36.31	9.68	26.63
74.5	38.40	16.61	21.79
75.0	37.24	22.36	14.88
76.0	33.49	28.23	5.26
78.0	24.27	34.27	-10.0

참 고 문 헌

[1] Boone, K. G., and Holder, D. S.: 'Current approaches to analogue instrumentation design in electrical impedance tomography', *Physiol. Meas.*, 1996, 17, pp. 229-247.
 [2] Riu, P. J., Rosell, J., Lozano, A., and Pallas-Areny, R.: 'Multi-frequency static imaging in electrical impedance tomography: Part 1 instrumentation requirements', *Med. & Biol. Eng. & Comp.*, 1995, 33, pp. 784-792.
 [3] S. Grimnes and O.G. Martinsen, *Bioimpedance & Bioelectricity Basics*, Academic Press, 2000.
 [4] R. E. Ziemer and W. H. Tranter, *Principles of Communication*, John Wiley & Sons, 4th edition, 1995.