

강한 광대역정규잡음 환경에서 GPS 상용 수신기 양자화기의 변환 손실 분석

유 승 수*, 김 선 용°

Conversion Loss for the Quantizer of GPS Civil Receiver in Heavy Wideband Gaussian Noise Environments

Seungsoo Yoo*, Sun Yong Kim°

요 약

본 논문에서는 강한 광대역정규잡음 환경에서 송신한 확산신호와 수신기에서 발생한 확산신호의 동기화에 따른 2비트 비균등 양자화기의 변환손실을 (conversion loss) 분석하고, 이를 통해 변환손실이 최소인 2비트 비균등 양자화기의 출력은 ± 1 , ± 3 이고, 양자화 간격은 재밍 대 신호 전력비로 근사화할 수 있음을 보인다.

Key Words : GNSS, anti-jamming, quantization, conversion loss, quantization step size

ABSTRACT

This paper has derived the conversion loss according to the synchronized condition between the transmitted and locally generated spreading signals for the civil global positioning system (GPS) receiver in the heavy wideband Gaussian noise environments. From this, the outputs of the 2-bit nonuniform quantizer, which has the minimum conversion loss, is set to ± 1 and ± 3 , while the quantization step size is approximated to the jamming-to-signal power ratio.

I. 서 론

최근 북한은 100 Km 이상 거리에서 범역측위체계를 (global positioning system, GPS) 교란할 수 있는 전자전 무기를 보유하고 있으며, 특히, 군사분계선 인근 2~3개 지역에 차량 탑재가 가능한 이동형 전파교란 장치를 배치한 것으로 알려져 있다^[1]. 이를 증명이라도 하듯 지난 2011년 3월 연평도 인근 및 수도권을 겨냥한 북한 해주 및 개성 인근으로 추정되는 지역에서 5~10분 간격으로 간헐적인 GPS 교란전파에 의한 GPS 수신 장애 현상이 발

생하였으며, 2010년 11월 연평도 포격 도발 당시 미군 대포병레이더에 대한 북한의 전자방해 공격, 2010년 8월 전남 홍도에서 충남 안흥에 이르는 서해안 일부 지역의 GPS 수신 장애 등 최근 북한의 GPS 교란에 의한 전자전의 심각성이 날로 증가하고 있다^[2].

지상 약 2만 Km 상공을 선회하는 GPS 위성에서 송신하는 전파가 경로 상 아무런 차폐물이 없는 지상에 도달하는 전력은 약 -130 dBm으로 수신 대역폭이 2 MHz인 일반적인 상용 GPS 수신기를 통해 수신되는 열잡음 수준인 약 -111 dBm 보다

※ 본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소가 지원하는 국방 위성항법 특화연구센터 사업 및 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업(2012R1A1A2012004944)의 지원을 받아 수행되었습니다.

♦ 주저자 : 건국대학교 전자공학부, kelvin@konkuk.ac.kr, 정회원

° 교신저자 : 건국대학교 전자공학부, kimsy@konkuk.ac.kr, 종신회원

논문번호 : KICS2012-05-239, 접수일자 : 2012년 5월 7일, 최종논문접수일자 : 2013년 8월 23일

상당히 낮은 수준으로 수신된다. GPS는 이를 극복하기 위해 통신 물리계층으로 직접수열확산대역 (direct sequence/spread spectrum, DS/SS) 기법을 사용하며, 상용 측위신호로 널리 사용하는 GPS L1 C/A (coarse/acquisition) 신호의 경우 약 30 dB의 처리 이득을 (processing gain) 갖도록 설계되어 있어 상관기를 통해 완벽한 역확산이 완료된 후 열잡음보다 약 11 dB 높은 신호 수신이 가능하다³⁾. 즉, 열잡음보다 11 dB 이상의 전력으로 전파교란 신호가 수신되는 경우 GPS L1 C/A 신호 수신에 불가능하다.

이러한 전파교란에 의한 GPS 수신 장애를 해결하는 기술이 항재밍 (anti-jamming) 기술이다. 항재밍 기술은 크게 항재밍 신호 설계 기술과 항재밍 수신기 설계 기술로 구분할 수 있다. GPS를 포함한 차세대 범역항법위성체계들은 (global navigation satellite system, GNSS) 상용 측위신호의 정확도와 신뢰도 향상을 위한 측위신호 체계를 도입하고 있으며, 여기에 항재밍 기능을 강화하는 추세이다^{3,4)}. 그러나 우리나라의 경우 독자적 GNSS를 보유하고 있지 않으며, 개발 논의부터 실제 체계 운용까지 약 10년 이상이 소요되는 GNSS 개발 특성 상 단 시일 내에 단순히 신호 설계 기술만으로 높은 수준의 항재밍 기술을 기대하기는 어렵다.

또 다른 항재밍 기술은 항재밍 수신기 설계 기술이다. 이는 다시 다중 안테나 기반 항재밍 수신기 설계 기술과 단일 안테나 기반 항재밍 수신기 설계 기술로 구분할 수 있다. 다중 안테나 기반 기술은 여러 개의 배열 안테나를 활용해 GNSS 신호를 수신함으로써 공간자원을 활용해 충분한 GNSS 수신 전력을 확보하고, 도달각 추정 기법 등을 활용한 GNSS 재밍신호의 수신 방향을 탐지하여 안테나 빔을 제어해 재밍신호를 억제할 수 있다. 단일 안테나 기반 기술은 다중 안테나를 통해 억제하지 못한 재밍신호의 제거 또는 수신 신호의 증강을 위한 신호처리 기법 등이며, 대표적인 수신 신호 증강을 위한 신호처리 기법은 동기 및 비동기 적산 기법이다. 이상과 같은 항재밍 수신기 설계에서 공통적으로 사용되는 요소는 무선신호 (radio frequency) 수신 전단 (front-end), 자동이득제어기 (automatic gain controller, AGC), 아날로그-디지털 (analog-to-digital, A/D) 변환기, 상관기 (correlator) 등이다³⁾. 본 논문에서는 이 가운데 A/D 변환기의 주요 요소 가운데 하나인 양자화기

설계에 초점을 맞춘다.

양자화기 설계에 관한 연구는 통신신호처리 전반에서 오랫동안 연구되어온 주제이며, 특히 DS/SS 기법의 항재밍 기술과 관련된 양자화기 설계에 관한 연구는 [5]-[7]이 대표적이다. 특히, [7]에서 2비트 비균등 양자화에 따른 최적 상위 비트 가중치가 3.5임을 보였으며, 이는 현재 상용 GPS 수신기에 반영되어 일반적인 L1 C/A 신호 수신기의 2비트 양자화기는 ± 1 , ± 3 양자화 가중치를 사용하고 있다. [7]에서는 최적 상위 비트 가중치를 결정하는 기준으로 변환 손실을 (conversion loss) 제시하였다. 변환 손실은 양자화기 내에서 신호전력 손실이 일어나는 양자화기와 상관기의 일부분인 곱셈기를 연결한 양자화기-곱셈기의 (quantizer-multiplier) 입력 신호 대 잡음 전력비에 대한 출력 신호 대 잡음 전력비의 비율로 정의된다. [6]에서는 [7]에서 유도한 변환 손실을 얻는 과정을 상세히 기술하였으며, 송수신 신호의 동기화에 대한 고려 없이 양자화기-곱셈기의 출력 신호 대 잡음 전력의 비만을 고려해 유도하였다. 따라서 본 논문에서는 송수신 신호의 동기를 고려한 양자화기-곱셈기의 변환 손실을 유도한다. 본 논문은 서론에 이어 최적 양자화 비트 가중치 결정을 위한 양자화기-곱셈기 신호 모형을 소개한다. 이어 3장에서는 신호 모형을 바탕으로 변환 손실을 유도하고, 다양한 정규잡음 환경에서 변환 손실을 보인다. 끝으로 4장에서는 결론을 맺는다.

II. 양자화기-곱셈기의 신호 모형

양자화기 전단에서의 기저대역 수신신호는 식 (1)과 같다.

$$r(t) = Ap(t) + n(t), \quad (1)$$

여기서, A 는 수신신호의 진폭, $p(t)$ 는 ± 1 값을 갖는 의사잡음 신호, $n(t)$ 는 평균 0, 분산 σ_n^2 인 정규분포를 갖는 잡음신호이다. DS/SS 기법에서 식 (1)처럼 수신된 신호는 양자화기와 상관기를 거치며, 상관기는 곱셈기와 적산기로 구분할 수 있다. [6]처럼 변환 손실을 유도하기 위해 양자화기와 상관기의 곱셈기를 함께 고려해야 하며, 양자화기-곱셈기의 출력은 식 (2)처럼 쓸 수 있다.

$$c(t) = \tilde{p}(t) \cdot Q_m[r(t)], \quad (2)$$

$$f(x) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi\sigma_i^2}} \left[\exp\left\{-\frac{(x-A)^2}{2\sigma_i^2}\right\} + \exp\left\{-\frac{(x+A)^2}{2\sigma_i^2}\right\} \right]. \quad (7)$$

$$E^2[c(t); \text{Synchronous case}] = \frac{1}{4} \left[\operatorname{erf}\left(\frac{-\Delta-A}{\sigma_i\sqrt{2}}\right) + \operatorname{erf}\left(\frac{-A}{\sigma_i\sqrt{2}}\right) + \operatorname{erf}\left(\frac{\Delta-A}{\sigma_i\sqrt{2}}\right) \right]^2, \quad (9)$$

$$\operatorname{Var}[c(t); \text{Asynchronous case}] = \frac{9}{4} + \operatorname{erf}\left(\frac{-\Delta+A}{\sigma_i\sqrt{2}}\right) + \operatorname{erf}\left(\frac{-\Delta-A}{\sigma_i\sqrt{2}}\right). \quad (10)$$

여기서, $\tilde{p}(t)$ 는 수신기에서 발생한 의사잡음 신호, $Q_m[\cdot]$ 는 m 비트 양자화기의 출력이며, $\tilde{p}(t)$ 와 $Q_m[r(t)]$ 는 서로 독립이다. $c(t)$ 의 평균과 분산은 각각 식 (3)과 식 (4)와 같다.

$$E[c(t)] = \sum_{n=-M}^{M-1} \left(n + \frac{1}{2}\right) \Pr\left\{c(t) = n + \frac{1}{2}\right\}, \quad (3)$$

$$\operatorname{Var}[c(t)] = E[c^2(t)] - E^2[c(t)], \quad (4)$$

여기서, $M=2^{m-1}$ 인 양자화 수준의 수를 의미하며, $\tilde{p}(t)$ 와 $Q_m[r(t)]$ 는 서로 독립이기 때문에 $E[c^2(t)]$ 는 식 (5)와 같다.

$$E[c^2(t)] = \sum_{n=-M}^{M-1} \left(n + \frac{1}{2}\right)^2 \Pr\left\{c(t) = n + \frac{1}{2}\right\}. \quad (5)$$

III. 변환 손실 (conversion loss)

변환 손실은 식 (6)과 같은 양자화-곱셈기의 입력 신호 대 잡음 전력비와 출력 신호 대 잡음 전력비의 비율로 정의된다^{5,7)}.

$$L_c \equiv \left[\frac{V_o/\sigma_0}{V_i/\sigma_i} \right]^2, \quad (6)$$

여기서, V_i 와 V_o 는 각각 양자화기-곱셈기의 입력 전압과 평균 출력 전압이며, σ_o 는 각각 양자화기-곱셈기 출력의 표준편차이다. 양자화기-곱셈기의 입력, 즉, 식 (1)과 같은 수신신호의 확률밀도함수는 식 (7)과 같다. 식 (7)로부터 양자화기-곱셈기 입력의 신호 대 잡음 전력의 비는 A^2/σ_i^2 임을 알 수 있다.

양자화-곱셈기 출력의 신호 대 잡음 전력의 비는 식 (8)처럼 다시 적을 수 있다.

$$\frac{V_o^2}{\sigma_0^2} \equiv \frac{E^2[c(t); \text{Synchronous case}]}{\operatorname{Var}[c(t); \text{Asynchronous case}]}. \quad (8)$$

$m=2$, 즉 그림 1처럼 2비트 비균등 양자화기의 간격이 Δ 이고, 출력이 $\pm 1, \pm R$ 일 때, 식 (3)으로부터 양자화기-곱셈기 출력 신호 전력은 식 (9)처럼 유도할 수 있다. 여기서, $\operatorname{erf}(u) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^u e^{-t^2} dt$

인 오류함수이고 (error function), $\sigma_i = \sqrt{\sigma_i^2}$ 이다. 마찬가지로, 식 (3)으로부터 양자화기-곱셈기 출력 잡음 전력은 식 (10)처럼 유도할 수 있다.

식 (9)와 식 (10)을 활용해 식 (6)을 최적화 할 수 있는 R 을 도출하기 위해 양자화기-곱셈기 입력 신호 대 잡음 전력의 비가 -10 dB일 때 양자화 간

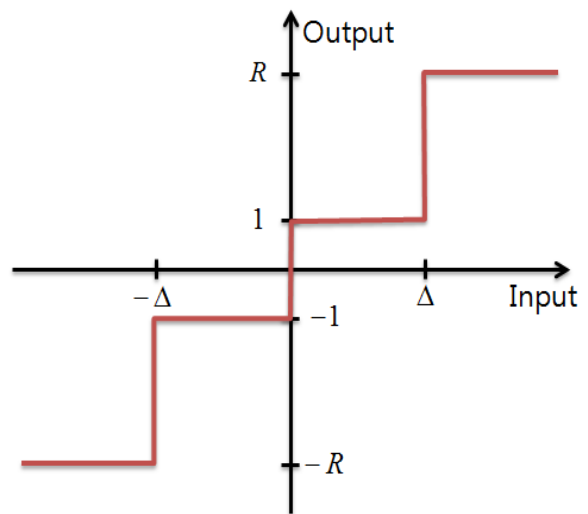


그림 1. 2비트 비균등 양자화기의 입출력
Fig. 1. Response of the 2-bit nonuniform quantizer

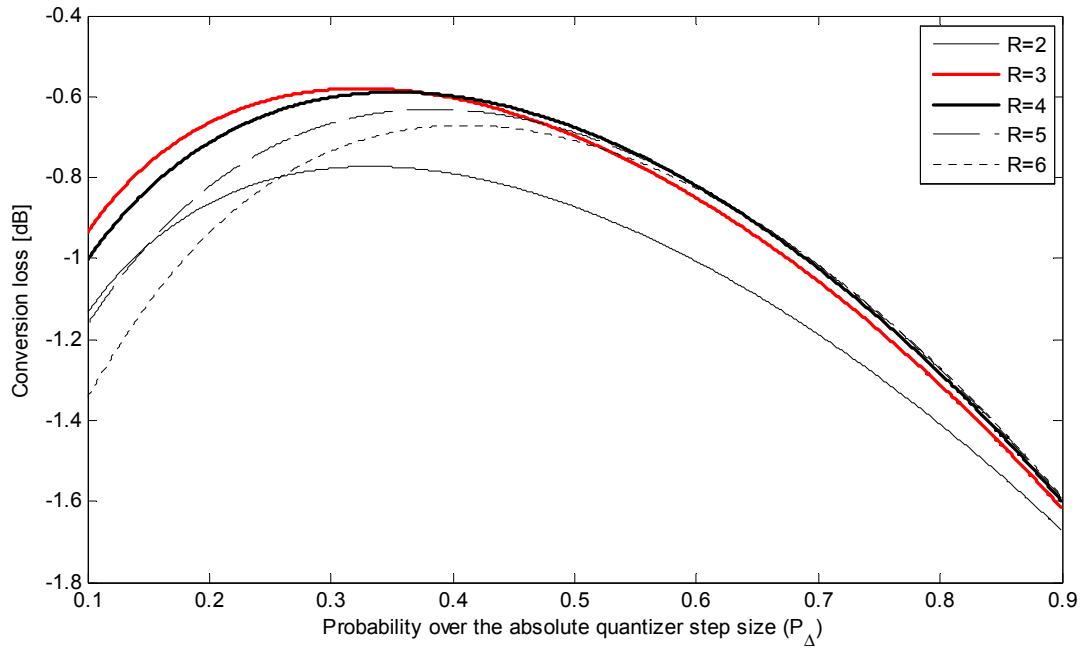


그림 2. 양자화 간격 Δ 를 넘는 확률 P_Δ 에 따른 변환 손실 L_c .

Fig. 2. Conversion loss (L_c) according to the probability over the absolute quantizer step size

격 Δ 를 넘는 확률 P_Δ 에 따른 변환 손실 L_c 를 도시하면 그림 2와 같다. 그림 2로부터 R 에 따른 최소 변환 손실 l_c 와 양자화 간격 Δ 를 넘는 확률 P_Δ 를 표 1처럼 정리할 수 있다. 그림 2에서 $R=3$ 일 때 변환 손실이 가장 낮으며, 특히 $R=3.4$ 일 때 약 -0.5495 dB로 최소가 된다. 본 논문에서 유도한 변환 손실과 [7]에서 제시한 변환 손실은 약간의 차이를 보이는데 이는 본 논문에서 식 (8)처럼 양자화

기-곱셈기 출력의 신호 전력을 상관 동기가 일치할 때의 신호 전력을 적용했으며, 입력 신호 대 잡음 전력의 비를 -10 dB로 가정했기 때문이다.

일반적인 상용 수신기의 경우 양자화 후 표본의 크기는 정수로 취급해 연산을 수행하기 때문에 $R=3$ 으로 설정한다. 즉, 양자화기의 출력은 ± 1 , ± 3 으로 설정되며, 양자화를 위한 양자화 간격 Δ 는 이를 넘는 양자화기 입력신호의 확률이 0.3251 이 되도록 설정한다. 양자화 간격은 입력 신호 진폭 A 에 따라 이를 넘는 확률이 0.3251 이 되도록 설정했을 때 변환 손실이 최소가 되며, 이를 설계하기 위해 그림 3처럼 $R=3$ 일 때, 정규화 된 양자화 간격 Δ/A 에 따른 변환 손실을 도시할 수 있다. 그림 3처럼 입력 양자화기-곱셈기 출력 신호 대 잡음 전력 비가 -3 dB일 때, $\Delta/A=1.7$ 에서 변환 손실이 -1.2290 dB, 그리고 잡음 전력비가 각각 -10 dB, -30 dB, -100 dB일 때, 각각 9.9 , 29.8 , 99.6 에서 변환손실이 각각 -0.5896 dB, -0.5528 dB, -0.5496 dB로 각각 잡음 전력비에 따라 변환 손실이 최소가 됨을 확인할 수 있으며, 입력 양자화기-곱셈기 출력 신호 대 잡음 전력비가 커짐에 따라 이 크기와 Δ/A 가 거의 유사해짐을 확인할 수 있다. 따라서 Δ 는 양자화기-곱셈기의 입력 신호 대 잡음 전력비로 근사해 결정할 수 있다. [4]처럼

표 1. R 에 따른 최소 변환 손실 l_c 와 P_Δ

Table 1. Minimum Conversion Loss and the Probability over the Absolute Quantizer Step Size According to the Quantizing Weighting Factor

R	P_Δ	l_c
2	0.3325	-0.7724
3	0.3251	-0.5796
4	0.3527	-0.5887
5	0.3840	-0.6309
6	0.4089	-0.6709
7	0.4283	-0.7039
8	0.4430	-0.7306
9	0.4549	-0.7522
10	0.4640	-0.7701

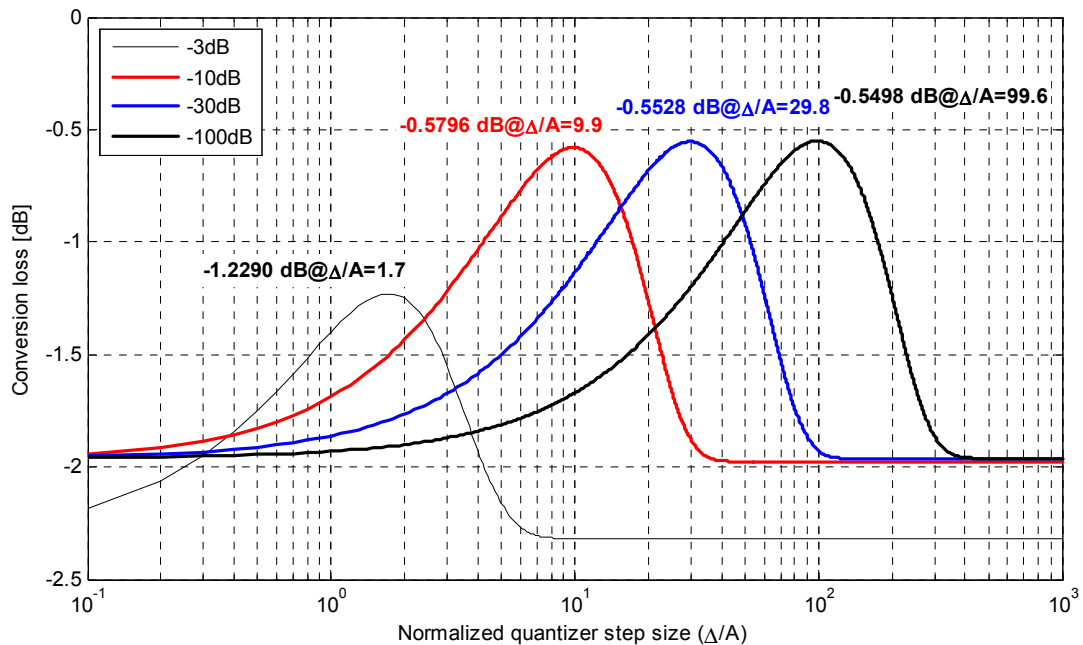


그림 3. 정규화된 양자화 간격 Δ/A 에 따른 변환 손실 L_c

Fig. 3. Conversion loss L_c according to the normalized quantizer step size Δ/A

DS/SS의 처리이득을 활용하는 많은 GNSS 수신 신호는 일반적으로 열잡음에 비해 10 dB 이상 낮게 설계되어 있기 때문에 상기 조건에 의한 양자화 간격을 일반적인 GNSS 상용 수신기의 양자화 간격으로 설계해 활용할 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 강한 광대역 정규잡음환경에서 범역측위시스템 민간용 수신기의 2비트 비균등 양자화기의 주요 성능지표 가운데 하나인 변환 손실을 (conversion loss) 유도하기 위해 일반적인 양자화기-곱셈기를 중심으로 한 기저 대역 수신 모형을 보이고, 정규 분포를 갖는 잡음이 신호와 함께 수신되었을 때, 양자화기-곱셈기의 입력과 출력 신호 대 잡음 전력비를 유도하였다. 특히, 양자화기-곱셈기 출력 신호 전력을 유도하기 위해 수신 신호와 수신기에서 발생한 확산 신호의 동기가 정확히 맞는 경우를 고려하였으며, 이를 바탕으로 변환 손실을 유도하고, 이를 분석하였다. 2비트 비균등 양자화기는 양자화기-곱셈기 입력 신호 전력 대 잡음비가 -10 dB이고, 상위 비트 가중치가 3.4일 때, 약 -0.5495 dB의 최소 변환 손실을 보임을 확인하였다. 일반적으로 2 비트 비균등 양자화기에서 상위 비트의 가중치는 수신기의 복잡도를 줄이기 위해 정

수로 설정하며, 본 논문에서는 최소 변환 손실을 보이는 3.4에 가장 가까운 3으로 설정해 다양한 양자화기-곱셈기 입력 신호 전력 대 잡음비에 대한 정규화된 양자화 간격에 따른 변환 손실로부터 양자화기-곱셈기의 입력 신호 대 잡음 전력비가 커짐에 따라 이 크기와 Δ/A 가 거의 유사해짐을 확인하였으며, 이로부터 양자화기-곱셈기의 입력 신호 대 잡음 전력비가 -10 dB 이상일 때, Δ 는 양자화기-곱셈기의 입력 신호 대 잡음 전력비로 근사해 결정할 수 있음을 보였다. 본 논문은 정규 잡음과 2비트 비균등 양자화기만을 고려하였으며, 추후에는 정규 잡음 외 연속과 재밍, 스펙트럼 일치형 재밍 등 다양한 간섭에 따른 N 비트 비균등 양자화기에 대한 설계 및 분석을 수행할 예정이다.

References

[1] H. Kim, "Distance over 100km... North Korea GPS jamming, electronic war," *Hankookilbo*, Retrieved Sep., 9, 2011, from <http://news.hankooki.com/lpage/society/201109/h2011090617295721950.htm>.

[2] S. Yoo and K. Kim, "North Korea GPS jamming radio waves launched in the metropolitan area in South Korea," *Dongailbo*, Retrieved Mar., 7, 2011, from

http://news.donga.com/3/all/20110307/35356067/1.

- [3] E. Kaplan and C. J. Hegarty, *Understanding GPS Principles and Applications*, 2nd Ed., Artech House, Nov. 2005.
- [4] S. Yoo, G. Jee, and S. Y. Kim, "Next generation GNSS technology trends," *J. Korea Inform. Commun. Soc. (KICS)*, vol. 28, no. 7, pp. 25-36, July 2011.
- [5] F. Amoroso and R. A. Monzingo, "Adaptive A/D converter for improved DS/SS jam resistance," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 34, no. 3, pp. 810-816, July 1998.
- [6] F. Amoroso and J. L. Bricker, "Performance of the adaptive A/D converter in combined CW and Gaussian interference," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 34, no. 3, pp. 209-213, Mar. 1986.
- [7] F. Amoroso, "Adaptive A/D converter to suppress CW interference in DSPN spread-spectrum communications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 31, no. 10, pp. 1117-1123, Oct. 1983.

유 승 수 (Seungsoo Yoo)



2004년 2월 건국대학교 전자공학부 공학사
 2005년 2월 건국대학교 전자정보통신공학부 공학석사
 2010년 8월 건국대학교 전자정보통신공학부 공학박사
 2010년 9월~2011년 8월 건국

대학교 BK21 핵심사업단 박사후과정
 2011년 9월~현재 건국대학교 전자공학부 강의교수, 조교수
 <관심분야> 이동통신, 통신신호처리, 무선측위, GNSS.

김 선 용 (Sun Yong Kim)



1990년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 학사(최우등)
 1993년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사
 1995년 8월 한국과학기술원 전자전산학과 박사

1995년 4월~1996년 3월 동경대학교 생산기술연구소 박사연구원
 1996년 9월~1998년 12월 한국전자통신연구원 초빙연구원
 1996년 3월~2001년 8월 한림대학교 정보통신공학부 전임강사, 조교수
 2001년 8월~현재 건국대학교 전자공학부 조교수, 부교수, 교수
 1990년 IEEE Korea Section 학생논문대회 우수상 받음.
 1992년~1993년 IEEE Communication Society 장학금 받음.
 대한전자공학회, 한국통신학회 정회원, IEEE 선임회원
 <관심분야> 통계학적 신호처리, 이동통신, 통신이론.