

論文

J. of The Korean Society for Aeronautical and Space Sciences 46(12), 1049-1055(2018)

DOI:https://doi.org/10.5139/JKSAS.2018.46.12.1049

ISSN 1225-1348(print), 2287-6871(online)

유도비행체계 내부 통신채널 상태 검사를 위한 신호 품질 지시자 설계

홍언표*, 정상문**, 공민식**

Design of Signal Quality Indicator(SQI) for the Verification of the Communication Channel Condition in Guided Flight Systems

Eonpyo Hong*, Sangmoon Jeong** and Minsik Gong**

The 1st Research and Development Institute, Agency for Defense Development, Korea***

ABSTRACT

This paper proposes the Signal Quality Indicator (SQI) to certify the wired communication channels connected between sub-systems embedded in guided flight systems. The communication signals can be distorted due to the poor interconnections of wired channels, the interference from the signals passing through the adjacent routed channels, and additive white Gaussian noises. As the ways to find out the condition of the communication channels, we present the Hamming distance based SQI (H-SQI) and the Euclidean distance based SQI (E-SQI). Two SQIs are compared in terms of the SQI resolution performance and the required number of hardware resources for implementations. The E-SQI requires the 10 times FPGA resources and an additional analog-digital converter over the H-SQI in spite of its outstanding SQI resolution performance. Moreover, the H-SQI could have the enough SQI resolution performance to find out the channel condition by increasing the oversampling rate, so the H-SQI is the more adequate than the E-SQI for the SQI of the guided flight systems.

초 록

본 논문은 유도비행체계 내부 부체계들 사이에 연결된 유선 통신채널의 상태를 검사할 수 있는 신호 품질 지시자(SQI)를 제안한다. 유선 통신채널을 통해 전달되는 통신신호는 빈약한 통신채널 연결 상태, 전자기적 간섭신호, 부가 백색 가우시안 잡음 등에 의해서 왜곡이 발생할 수 있다. 통신채널의 상태를 검사하는 방법으로서, 해밍 거리 기반으로 수신신호 왜곡정도를 계산하는 H-SQI와 유클리디언 거리 기반으로 계산하는 E-SQI를 제안한다. 제안하는 두 SQI는 왜곡정도에 대한 분해성능인 SQI 분해성능과 필요 하드웨어 자원 양에 대하여 서로 비교하였다. E-SQI는 뛰어난 SQI 분해성능을 가짐에도 불구하고 H-SQI보다 약 10배의 FPGA 자원과 아날로그-디지털 변환기가 더 필요하다. 또한, H-SQI는 오버샘플링 비율을 증가시켜 채널상태를 확인할 수 있을 정도의 충분한 SQI 분해성능을 얻을 수 있으므로 H-SQI가 E-SQI보다 유도비행체계의 신호 품질 지시자로서 더 적절하다.

† Received : August 23, 2018 Revised : November 8, 2018 Accepted : November 21, 2018

* Corresponding author, E-mail : ephong77@add.re.kr

Key Words : Guided Flight System(유도비행체계), Hamming Distance based SQI(해밍거리 기반 신호 품질 지시자), Euclidean Distance based SQI(유클리드 거리 기반 신호 품질 지시자)

I. 서 론

유도비행체계는 비행경로를 스스로 계산하고 조정하여 탄두를 표적까지 운반하는 유도무기체계이다[1]. 유도비행체계의 주요 구성품은 항법장치, 탐색장치, 유도조종장치, 구동장치 등이 있다. 항법장치는 관성측정기를 이용하여 유도비행체계의 자세, 위치와 자세, 속도를 계산하고, 탐색장치는 표적을 추적하여 위치와 속도를 계산한다. 표적과 유도비행체계의 운동정보는 유도조종장치에 전달되어, 유도비행체계가 표적으로 비행하기 위한 유도명령을 계산하는 데 사용된다. 유도조종장치는 유도명령이 가능한 빠르고 안정되게 수행될 수 있도록 조종명령을 계산한다. 유도조종장치에서 계산된 조종명령은 구동장치로 전달되어 구동장치의 조종날개의 변위 또는 추력의 방향을 조절하여 유도비행체계가 표적으로 비행할 수 있게 된다.

고속으로 운동하는 유도비행체계가 표적으로 정확하게 비행하기 위해서는 유도비행체계 구성품 간의 정보 전달이 빠르고 정확해야 한다. 구성품들은 유선통신 채널을 통해서 서로 연결되어 있으며, 각 구성품에서 계산된 정보는 유선통신 채널을 통해 기지대역 신호로 변조되어 전달된다. 유선통신채널은 반사파에 의한 신호의 왜곡이 없도록 임피던스 매칭이 잘 되어 있어야 하고, 유선통신채널의 주변에서 발생하여 통신신호에 영향을 줄 수 있는 간섭신호도 없어야 한다. 하지만 유선통신채널은 PCB 패턴, 커넥터, 케이블 배선 등의 여러 종류의 도체 채널들의 연결로 구성되어 있다. 따라서 통신부품의 납땜 불량, 물리적 스트레스로 인한 PCB 패턴 손상, 커넥터에서 핀과 소켓의 접촉상태 불량 등에 의해 불완전한 임피던스 매칭이 쉽게 발생할 수 있고, 프로세서와 같은 고속 디바이스에서 발생하는 광대역 신호를 또한 전자기적인 간섭으로 인해 통신채널에 간섭을 유발할 수 있다.

유도비행체계 내부 구성품 간의 불완전한 통신채널은 유도비행체계의 기능과 성능에 영향을 준다. 따라서 통신채널의 상태는 유도비행체계 조립 과정에서 성능시험을 통해서 반드시 검사해야 하는 주요항목이다. 통신채널의 상태를 검사하기 위한 일반적인 방법으로는 오실로스코프와 같은

계측장비를 이용하여 신호의 파형을 측정하여 신호의 왜곡을 확인하는 것이다. 하지만, 유도비행체계가 조립된 상태에 있을 때는 통신채널을 계측장비를 이용하여 확인하는 하는 것은 사실상 불가능하다. 이 논문에서는 통신채널의 상태를 검사할 수 있는 방법으로서 수신신호의 왜곡정도를 확인할 수 있는 SQI(Signal Quality Indicator: 신호 품질 지시자)를 제안한다. SQI를 계산하는 계산로직을 통신 수신모듈과 함께 탑재하여 유도비행체계가 조립된 상태에서도 통신채널의 상태를 확인할 수 있게 한다.

유도비행체계의 내부 구성품 사이의 통신채널의 상태를 확인할 수 방법으로서 두 가지의 SQI 계산 방법을 제안한다. 첫 번째 SQI는 수신 신호와 예상 송신 신호에 대한 Hamming 거리를 이용한 신호 왜곡 정도를 알려주는 H-SQI(Hamming distanced based SQI)이고, 다른 방법은 Euclidean 거리를 이용한 E-SQI(Euclidean based SQI)이다. 두 SQI는 통신신호 품질 지시자로서 수치적인 분해 성능과 구현 시 필요한 하드웨어 자원 양의 관점에서 서로 비교할 수 있다. II장의 본론 중 2.1장에서는 유도비행체계의 통신 시스템 모델을 설명하고, 2.2장에서는 채널의 상태를 확인할 수 있도록 하는 두 SQI를 제안하고, 2.3장과 2.4장에서는 모의시험 결과와 구현 결과를 바탕으로 두 가지의 SQI 계산 방법의 장단점을 비교한다. 마지막으로 III장에서는 결론을 논의한다.

II. 본 론

2.1. 시스템 모델

유도비행체계의 주요 구성품은 유선 통신채널을 통해서 서로 연결된다. Fig. 1은 유도비행체계의 내부 구성품 간의 통신 시스템 모델을 설명하고 있다. 각 구성품은 인코더와 송신기로 구성되는 송신모듈과 수신기와 디코더로 구성되는 수신모듈이 포함된다.

인코더는 송신할 데이터를 프레임 단위로 만들고, 통신 중 발생할 수 있는 통신오류 확인 코드를 삽입한 후, 최종적으로 비트 스트림으로 출력한다. 널리 이용되는 인코딩 방식으로는 SDLC(Synchronous Data Link Control)가 있다[2].

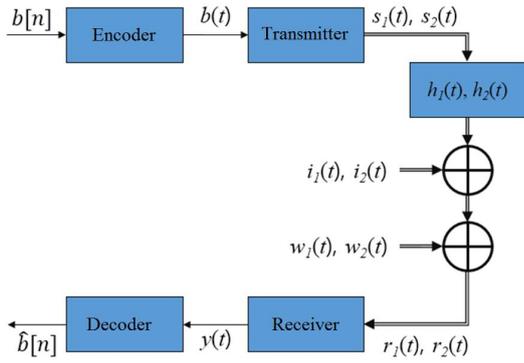


Fig. 1. The wired communication system model between two sub-systems embedded in guided flight systems

SDLC는 프레임 시작과 끝의 고유 식별 코드로서 8 비트로 구성된 비트열 0x7e를 사용한다. 값이 1인 비트가 연속적으로 5개 발생하면 비트 값 0을 비트열에 삽입하여 고유 식별 코드 0x7e가 데이터 비트 열 중에 존재하지 않도록 한다. 데이터 전송 중 발생할 수 있는 통신오류에 대한 확인 방법으로는 CRC(Cyclic Redundancy Checksum)가 이용된다[2]. N_f 의 비트로 구성된 비트열 $b[n]$, ($n=0, 1, \dots, N_f-1$)에 대한 인코더 출력 신호는 식 (1)과 같이 표현된다.

$$b(t) = \sum_{n=0}^{N_f-1} b[n]u(t/T_b - n) \quad (1)$$

여기서 $u(t)$ 는 사각함수로서 $0 \leq t < 1$ 일 경우는 1이고, 그 외의 경우는 0의 값을 가지며, T_b 는 비트 전송 주기이다.

송신기는 비트 열이 유선 통신채널을 통해 전송될 수 있도록 전기적인 신호로 변환한다. 대표적인 송신 방식에는 RS-422로 알려진 EIA-422가 있다[3]. EIA-422는 비트 스트림에 해당하는 신호와 그 신호와 비교하여 위상이 반대인 신호를 생성하여, 두 개의 전송선을 통해서 전달하는 차동신호 전송방식이다. 일반적으로 간섭신호는 주변 전자회로에서 발생하는 전자기적인 신호 유입으로 발생하는 신호이기 때문에 서로 이웃한 두 전송선로에는 거의 동일한 형태와 양이 유입된다. 차동신호는 수신단에서 두 전송선에 있는 신호의 차이를 이용해서 디코딩하므로 간섭신호를 상쇄시켜 제거할 수 있다. EIA-422는 통신채널의 길이가 1.2km일 때는 100kbps까지, 1.2m일 때는 10Mbps까지 데이터 통신이 가능한 것으로 알려져 있다. 유도무기체계에서 일반적으로 코딩

방식으로 SDLC 방식을, 송신방식으로는 EIA-422를 널리 적용하고 있는 점을 고려하여 이 논문에서도 동일한 방식을 가정하였다[4].

EIA-422로 변환되는 두 전송선로에 흐르는 차분 신호 중 양(+)의 통신선로에 흐르는 신호를 $s_1(t)$ 라고 정의하고, 음(-)의 통신선로에 흐르는 위상 반대 신호를 $s_2(t)$ 로 정의하자. 인코딩된 신호 $b(t)$ 에 대하여, $s_1(t)$ 과 $s_2(t)$ 는 식 (2)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} s_1(t) &= A \cdot b(t), \\ s_2(t) &= A \cdot (1-b(t)) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서, A 는 송신기의 출력 전압 레벨이다.

통신 채널은 선로의 임펄스 응답으로서 표현할 수 있다[5,7]. 양(+)의 전송선로의 임펄스 응답을 $h_1(t)$ 이라고 하고, 음(-)의 전송선로의 임펄스 응답을 $h_2(t)$ 라 정의하면, 두 전송선로의 임펄스 응답은 식(3)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} h_1(t) &= g_{1,1}\delta(t-t_{1,1}) + g_{1,2}\delta(t-t_{1,2}) + \dots, \\ h_2(t) &= g_{2,1}\delta(t-t_{2,1}) + g_{2,2}\delta(t-t_{2,2}) + \dots \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 $g_{1,k}$ 는 양의 전송선로를 통해 $t_{1,k}$ 만큼 지연되어 입력되는 신호의 이득이고, $g_{2,k}$ 는 음의 전송선로를 통해 $t_{2,k}$ 만큼 지연되어 입력되는 신호의 이득이다. 선로의 임피던스 변화가 없어 반사 신호가 없다면, $h_1(t) = h_2(t) = \delta(t)$ 가 된다. $\delta(t)$ 는 임펄스 함수로서, $t=0$ 이면 1이고 $t \neq 0$ 이면 0으로 정의된다.

데이터 전달을 방해하는 요소로는 간섭신호와 잡음신호가 있다. 간섭신호는 유선통신 채널에 다른 신호가 영향을 주어 유선통신 채널에 흐르는 통신신호를 왜곡시키는 신호를 말한다. 양(+)의 통신선로에 영향을 주는 간섭신호를 $i_1(t)$ 라고 하고, 음(-)의 통신선로에 영향을 주는 간섭신호를 $i_2(t)$ 라고 정의하자. $i_1(t)$ 과 $i_2(t)$ 는 임펄스 형태 또는 정현파 형태 등 다양한 형태를 가질 수 있다. 잡음 신호는 전자부품 등에서 발생하는 대표적인 통신 방해요소로서, 통신신호의 전력과 잡음신호의 전력의 비율로 정의되는 신호 대 잡음 비 (SNR)는 통신시스템의 성능을 평가하는 기준으로 널리 사용된다. 두 전송선에 더해지는 잡음신호 $w_1(t)$ 와 $w_2(t)$ 는 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 부가 백색 가우시안 랜덤 프로세스로

표현된다[5].

양(+)의 전송선로의 수신신호 $r_1(t)$ 과 음(-)의 전송선로 수신신호 $r_2(t)$ 는 식 (4)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{cases} r_1(t) = h_1(t) * s_1(t) + i_1(t) + w_1(t) \\ r_2(t) = h_2(t) * s_2(t) + i_2(t) + w_2(t) \end{cases} \quad (4)$$

여기서 *은 합성곱 (또는 콘볼루션) 연산자이다. EIA-422 수신기는 수신된 신호 $r_1(t)$ 와 $r_2(t)$ 를 식 (5)와 같이 디지털 신호 $y(t)$ 로 변환시킨다.

$$y(t) = L(r_1(t) - r_2(t)) \quad (5)$$

여기서 $L(v)$ 은 하드리미터 함수로서 $v \geq 0$ 이면 $L(v) = 1$ 이고, $v < 0$ 이면 $L(v) = 0$ 으로 정의된다. 디코더는 최대 가능성 검출방식을 기반으로 하여 비트 스트림 $\hat{b}[n]$ 을 디코딩한다[6]. 식 (5)에 식 (4)을 대입하면 식 (6)과 같이 표현된다.

$$y(t) = L(h_1(t) * s_1(t) + i_1(t) + w_1(t) - h_2(t) * s_2(t) - i_2(t) - w_2(t)) \quad (6)$$

식 (6)에 식 (2)을 대입하면 식 (7)이 된다.

$$y(t) = L(Ah_1(t) * b(t) + Ah_2(t) * b(t) - Ah_2(t) + i_1(t) - i_2(t) + w_1(t) - w_2(t)) \quad (7)$$

식 (7)은 식 (8)과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$y(t) = L(A(h_1(t) + h_2(t)) * b(t) - Ah_2(t) + i_1(t) - i_2(t) + w_2(t) - w_2(t)) \quad (8)$$

최대 가능성 검출 방식을 적용하면 수신된 비트 데이터는 식 (9)과 같이 디코딩 된다[6].

$$\hat{b}[n] = \sum_{k=0}^{N_b-1} y(nT_b + kT_s) \begin{cases} \geq \frac{1}{2} \\ < \frac{1}{2} \end{cases} \quad (9)$$

여기서 T_s 는 샘플주기이고, $N_b = T_b/T_s$ 은 오버샘플링 비율이다. $N_b/2$ 는 데이터 1 비트에 해당하는 신호의 샘플 개수의 절반으로서, 디코더에서 수신비트가 0 또는 1인지 판단하는 기준이 된다.

식 (9)에 식 (2)와 식 (8)을 대입하고, 식 (4)에서 전송선로를 이상적인 채널 모델 $h_1(t) = h_2(t) = \delta(t)$ 로 하고 양의 전송 선로와 음의 전송 선로

에 유입되는 간섭 신호가 동일하며 ($i_1(t) = i_2(t)$), 백색 잡음이 없는 것으로 가정한다면 ($w_1(t) = w_2(t) = 0$) 식 (9)는 식 (10)과 같이 표현할 수 있어 수신 비트열이 송신 비트열과 동일함을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{b}[n] &= \sum_{k=0}^{N_b-1} L(2A \cdot b(nT_b + kT_s) - A) \begin{cases} \geq \frac{1}{2} \\ < \frac{1}{2} \end{cases} \quad (10) \\ &= b[n] \end{aligned}$$

2.2 신호 품질 지시자

본 절에서는 통신채널의 상태를 확인할 수 있는 신호 품질 지시자를 설명한다. 신호 품질 지시자는 통신채널을 통과하면서 발생하는 통신신호의 왜곡 정도로 정의된다. 유도비행체계에서 통신채널은 구성품과 구성품 사이에 연결된 유선 통신선로로서 주로 케이블로 구성되고, 케이블을 통과하는 통신신호는 전자파에 의한 신호간섭과 불완전한 임피던스 매칭 등에 의해 신호왜곡이 발생시킬 수 있다. 신호 품질 지시자는 유도비행체계 내부의 불완전한 통신채널의 상태를 검사할 수 있도록 하여 설계의 문제점을 식별하고 이를 보완할 수 있도록 한다.

수신 신호의 왜곡 정도를 계산하는 가장 일반적인 방법으로 송신신호 $s_1(t)$, $s_2(t)$ 과 수신신호 $r_1(t)$, $r_2(t)$ 의 유클리디언 거리 $D_U(t)$ 를 식 (11)과 같이 계산하는 것이다[6].

$$D_U(t) = \frac{|s_1(t) - r_1(t)| + |s_2(t) - r_2(t)|}{2} \quad (11)$$

하지만, $s_1(t)$ 와 $s_2(t)$ 는 수신부에서 알 수 없으므로 식 (9)와 같이 수신신호 $r_1(t)$, $r_2(t)$ 에서 수신비트 $\hat{b}[n]$ 로 디코딩 한 후에 역으로 송신신호에 대한 예상신호 $\hat{s}_1(t)$ 와 $\hat{s}_2(t)$ 를 만들어서 식 (11)을 계산한다[6]. 샘플주기가 T_s 일 때, k 번째 샘플신호의 유클리디언 거리는 $D_U(kT_s)$ 로 표현할 수 있다. 비트 열 $b[n], n = 0, 1, \dots, N_f - 1$ 에 대하여, n 번째 비트 $b[n]$ 은 N_b 개의 샘플로 구성된다. 이에 따라 n 번째 비트의 유클리디언 거리 $\lambda_U[n]$ 는 샘플의 유클리디언 거리의 합으로 계산된다.

$$\lambda_U[n] = (D_U(nT_b) + D_U(nT_b + T_s) + \dots + D_U(nT_b + (N_b - 1)T_s)) / N_b \quad (12)$$

통신신호 품질 지시자는 프레임을 구성하는 비트들의 유클리디언 거리 중의 가장 큰 값인 식 (13)과 같이 선택된다.

$$E-SQI = \max\{\lambda_U[0], \lambda_U[1], \dots, \lambda_U[N_f - 1]\} \quad (13)$$

식 (13)의 E-SQI는 시스템의 복잡도가 크게 증가하는 문제를 갖는다. 식 (10)의 유클리디언 거리를 계산하기 위해서 수신된 아날로그 값을 그대로 처리해야 하므로 고속의 아날로그-디지털 변환기(A/D converter)가 필요하고, 또 식 (11), (12), (13)를 계산하기 위한 디지털 로직이 증가하기 때문이다. 복잡도 증가를 피하기 위한 방법으로서, 유클리디언 거리를 대신할 수 있는 해밍거리를 사용하는 H-SQI를 또한 제안한다. 해밍거리는 수신신호 $r_1(t)$, $r_2(t)$ 를 사용하지 않고, 수신기의 디지털 출력신호 $y(t)$ 를 이용한 거리로서, 식 (14)과 같이 표현된다.

$$D_H(t) = |\hat{b}(t) - y(t)| \quad (14)$$

여기서 $y[k]$ 는 $y(t)$ 의 샘플 값 $y[k] = y(kT_s)$ 로 정의된다. 프레임의 n 번째 비트 데이터에 대한 해밍거리는 식 (15)와 같다.

$$\lambda_H[n] = (D_H(nT_b) + D_H(nT_b + T_s) + \dots + D_H(nT_b + (N_b - 1)T_s)) / N_b \quad (15)$$

H-SQI는 식 (16)과 같이 표현된다.

$$H-SQI = \max\{\lambda_H[0], \lambda_H[1], \dots, \lambda_H[N_f - 1]\} \quad (16)$$

H-SQI는 디지털 신호 $y(t)$ 는 디지털 신호로서 아날로그-디지털 변환기가 필요하지 않다. 또한 식 (13)과 같이 해밍거리를 구하는 방법은 식 (13)의 유클리디언 거리와 비교하여 매우 단순하다.

제안하는 신호 품질 지시자는 1 비트 심볼 내에 있는 잡음샘플들의 절댓값에 대한 평균값 중에서 프레임 내의 비트 심볼 중 가장 큰 값으로 정의된다. 본 논문에서 제안하는 E-SQI와 H-SQI의 차이는 잡음샘플의 얻는 방법에서 비롯된다. E-SQI는 수신기를 통과하기 전에 얻은 잡음샘플을 이용하지만, H-SQI는 수신기에서 작동되는 식 (5)에 의해서 양자화된 잡음샘플을 이용한다. H-SQI는 식 (9)와 (15)에서 알 수 있듯이 값이 1인 잡음샘플의 수가 비트 샘플의 수의 절반

($N_b/2$)보다 작을 때 비트에러가 발생하지 않는다. 따라서, 시스템의 동작보장 수준(sensitivity)에 해당하는 H-SQI의 값은 0.5 이하가 되고, 그 값이 0에 가까울수록 링크마진(Link Margin)은 증가한다.

2.3 모의시험

앞서 설명한 EIA-422에 기반을 둔 유선 데이터 전송 시스템에 대하여 모의시험을 실시하였다. 채널 특성에 의한 왜곡 신호와 간섭에 의한 왜곡 신호는 잡음 신호에 모두 포함시켜서 고려할 수 있으므로, $h_1(t) = h_2(t) = \delta(t)$, $i_1(t) = 0, i_2(t) = 0$ 로 가정하였고 독립항등 분포를 갖는 백색 가우시안 잡음만을 신호 왜곡 요소로 고려하였다. 비트 열의 비트 개수는 100으로 가정하였다.

시스템의 성능을 평가하기 위하여 신호 대 잡음 비(SNR)의 변화에 따른 프레임 에러 비율(FER)의 변화는 Fig. 2와 같음을 확인하였다. FER은 데이터를 복원하기 전에 유효 신호 대역의 밖에 있는 잡음을 제거하는 채널 필터의 사용 여부에 따라 크게 달라진다. 또, 채널 필터가 사용되었더라도 신호 대역폭 대비 몇 배로 샘플링을 하는가, 즉, 오버샘플링 비율을 얼마로 하는가에 따라 그 성능이 크게 변한다. 채널 필터를 사용하지 않는 경우("FER wo CF (N = 32)"), SNR이 5 dB보다 작을 때는 프레임 에러율이 1에 머물다가 6 dB부터 개선되기 시작해서 폭포 형태로 떨어지기 시작한다. SNR이 10 dB일 때, 10 프레임 중 1 프레임의 비율로 에러가 발생한다. 채널 필터를 사용하지 않을 때는 잡음이 신호에 그대로 남아있게 되므로 오버샘플링 비율을 변화시키더라도 FER의 성능이 동일한 특징을 보인다. 또한, 오버샘플링 비율이 1일 때("FER wi CF (N = 1)")도 잡음이 엘리어싱되어 그대로 남

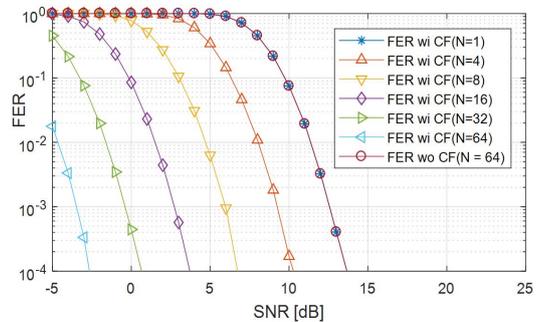


Fig. 2. FER performance with respect to the SNR according to the oversampling rate $N = 1, 4, 8, 16, 32, 64$

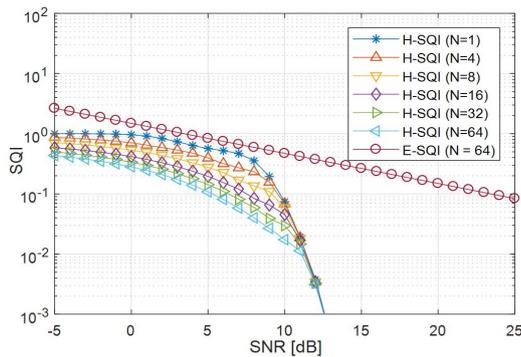


Fig. 3. H-SQI and E-SQI resolution performance over the SNR the according to the oversampling factor $N = 1, 4, 8, 16, 32, 64$

아 있기 때문에 채널 필터를 사용하지 않았을 때와 동일한 FER 성능을 보인다. 하지만, 채널 필터를 사용하고 오버샘플링 비율을 증가시키면 (“FER w/ CF ($N = 4$)”) FER이 크게 개선되기 시작한다. FER 성능 0.01(100 프레임 중 1 프레임의 에러 비율)을 얻기 위해서는, $N = 4$ 일 때는 신호 대 잡음비는 8 dB가 필요하지만, $N = 8$ 일 때는 약 5 dB만으로 가능하다. 모의실험 결과 오버샘플링 비율을 2배씩 늘릴 때마다 신호 대 잡음비는 약 3 dB씩 개선되는 경향을 보임을 확인하였다. 구현 관점에서 오버샘플링 비율을 높이는 것은 채널 필터를 사용해야 하므로 필요한 하드웨어 자원량이 증가하게 되고, 높은 주파수로 샘플링을 해야 하므로 전력 사용량이 증가하게 된다.

신호 품질 지시자의 성능은 신호에 더해진 잡음의 양이 얼마인지 수치적으로 알려 주는 분해성능으로 정의할 수 있다. 즉, 잡음이 얼마만큼 더해졌는지 수치적으로 정밀하게 나타내주는 성능을 의미한다. Fig. 3은 오버샘플링 비율과 SNR의 변화에 따른 E-SQI와 H-SQI의 분해성능을 보여주고 있다. E-SQI의 SQI가 SNR의 변화에 따라 선형적인 특성을 보이고 있어서 성능 면에서 가장 좋음을 알 수 있다. SQI의 값이 1이면 SNR은 5 dB이고, 0.1이면 25 dB로 선형적인 관계를 가지고 있으며, 이 관계로부터 SQI로부터 SNR의 추정이 가능하다. E-SQI는 오버샘플링 비율에 상관없이 동일한 성능을 보인다.

H-SQI는 SNR의 변화에 따라 부분적인 선형성만을 보이고 있기 때문에 E-SQI와 비교하여 분해성능이 떨어진다. 오버샘플링 비율이 1인 H-SQI (H-SQI ($N=1$) in Fig. 3)의 경우에,

SNR이 0 dB 미만의 영역에서 SQI는 1로서 동일한 값을 가지게 있다. 따라서 SNR이 0 dB 미만 영역에 있을 때는 계산된 SQI의 값으로부터 SNR이 0 dB 미만임만 확인할 수 있고 정확한 SNR의 추정은 불가능하다. SNR이 0 dB 이상이고 8 dB 미만일 때는 SQI가 단조롭게 감소하는 경향을 보이고 있으므로 계산된 SQI로부터 SNR의 추정이 가능하다. 하지만, SNR이 10 dB 이상일 때는 SQI가 폭포 형태로 급격하게 감소하다가 거의 0이 됨으로써 SNR 추정이 불가능하게 된다. 하드리미트 함수에 의해서 잡음이 완전히 0으로 양자화 되기 때문이다. 오버샘플링 비율을 증가시킬수록 단조감소를 보이는 SNR 영역이 증가하게 되어 H-SQI의 분해성능은 개선이 된다. $N = 64$ (H-SQI ($N=64$) in Fig. 3)일 때를 살펴보면 SNR이 -5 dB일 때도 단조감소 특성을 보이고 있어 SNR의 추정이 가능하다. 즉, H-SQI = 0.407이면, SNR = -4 dB이 되고, H-SQI = 0.316이면, SNR은 -1 dB이 된다. 하지만, 오버샘플링 비율을 증가시키더라도 SNR이 11 dB 이상일 때는 잡음의 수준이 너무 낮기 때문에 0으로 양자화 되어 H-SQI의 분해성능은 전혀 향상되지 않는다. 따라서 H-SQI는 E-SQI 만큼의 뛰어난 SQI 분해성능을 얻을 수는 없지만, 11 dB 이하의 SNR에서 오버샘플링 비율을 증가시켜 유도비행체계의 채널상태를 확인할 수 있을 정도의 충분한 SQI 분해성능을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

제안하는 SQI를 이용하여 유도비행체계의 통신시스템의 링크마진을 계산할 수 있다. 만약 $N = 8$ 이고, 시스템 동작보장 조건이 $FER \leq 0.01$ 이라면, Fig. 2로부터 수신 신호의 SNR은 5 dB 이상이어야 함을 알 수 있다. 유도비행체계에 H-SQI ($N = 8$) 방식을 적용하였고 H-SQI의 값이 0.06이 나왔다면 Fig. 3으로부터 SNR은 10 dB라는 것을 구할 수 있다. 따라서 현재의 SNR 값 10 dB에서 동작보장 SNR 값 5 dB를 뺀 5 dB가 링크마진이 된다. 이와 같은 SQI를 이용하여 유도비행체계 통신채널의 SNR과 링크마진을 구할 수 있다.

2.4 구현

제안하는 H-SQI와 E-SQI를 구현 관점에서 장단점을 비교하기 위하여 오버샘플링 비율을 변화시켜 가면서 H-SQI와 E-SQI를 FPGA(Field Programmable Gate Array)에서 구현해 보았다. 각 SQI는 VHDL(VHSIC Hardware Description Language)로 설계한 후, Xilinx사의 FPGA인

Table 1. Comparison of the required hardware resources of H-SQI and E-SQI according to the oversampling factor N

		A/D Converter	FPGA resource		
			LUT	LUT RAM	FF
H-SQI	$N = 1$	0	15	0	34
	$N = 4$	0	20	2	40
	$N = 8$	0	21	2	45
	$N = 16$	0	22	2	54
E-SQI	$N = 32$	0	25	3	71
	$N = 64$	0	28	5	104
	$N = 1$	1	196	0	135
	$N = 64$	1	254	50	183

Artix-7계열의 xc7a15tcs324로 선정 한 후 Vivado 2017.4를 이용하여 Synthesis 및 Place & Routing 을 실시하였다. E-SQI의 구현에는 12-비트 아날로그-디지털 변환기가 적용된 것으로 고려하였다.

H-SQI와 E-SQI의 구현에 사용된 FPGA 자원의 종류에는 LUT과 LUTRAM, FF가 있다. LUT는 look-up table 기반의 조합회로 자원이고, LUTRAM은 look-up table기반의 RAM이며, FF는 Flip-Flop을 의미한다. Table 1은 H-SQI와 E-SQI의 오버샘플링 비율에 따른 필요한 자원의 양을 보여주고 있다. E-SQI는 식 (11)과 같이 수신신호를 디지털 신호로 변화해야 하므로 1개의 아날로그-디지털 변환기가 필요하지만, H-SQI는 식 (14)와 같이 수신기의 신호를 직접 이용하기 때문에 아날로그-디지털 변화기가 필요하지 않다. $N = 64$ 일 때 H-SQI와 E-SQI가 필요로 하는 자원 양의 비교에서 E-SQI가 H-SQI에 비해 약 10배 정도 더 많은 자원이 필요하다. 이 결과로부터 E-SQI는 H-SQI에 비해 신호 품질 지시자로서의 성능인 분해성능에서는 더 뛰어나지만 이를 구현에는 약 10배의 자원이 필요함을 알 수 있다. 오버샘플링 비율의 변화에 따른 H-SQI의 구현에 필요한 자원의 양은 오버샘플링 비율이 높아짐에 따라서 필요한 자원의 양은 선형적으로 증가하였다. 오버샘플링 비율도 SQI의 분해성능과 필요자원의 양 측면에서 상충관계(trade-off)임을 알 수 있다.

III. 결 론

본 논문에서는 유도비행체계의 구성품 간의 통신 채널의 상태를 검사할 수 있는 신호 품질 지시자를 제안하였다. 신호 품질 지시자는 최대 가능성 검출기에 의해서 생성된 예상 송신신호와 수신기에서 받은 수신신호의 차이로서 표현되는데, 차이를 구하는 방법으로서 해밍 거리를 이용하는 신호 품질 지시자 H-SQI와 유클리디언 거리를 이용하는 E-SQI를 제안하였고, 두 SQI를 SQI 분해성능과 필요 하드웨어 자원 양 측면에서 서로 비교하였다. E-SQI는 H-SQI보다 좋은 SQI 분해성능을 가짐에도 불구하고 약 10배의 FPGA 자원과 아날로그-디지털 변환기가 추가적으로 필요하다. 또한, H-SQI는 오버샘플링 비율을 증가시켜 채널상태를 확인할 수 있을 정도의 충분한 SQI 분해성능을 얻을 수 있으므로 H-SQI가 E-SQI보다 유도비행체계의 신호 품질 지시자로서 더 적절하다.

References

- 1) Jackson, P. B., "Overview of Missile Flight Control Systems," *Johns Hopkins APL Technical Digest*, Vol. 29, No. 1, 2010, pp.9~24.
- 2) Huang, T., He, P., Ren, Q., and Li, D., "Study of Reliable Link Information Frame in Field Bus Communication," *Proc. of the 17th IEEE Instru. and Measu. Tech. Conf.*, 2002, pp.308~310.
- 3) EIA-422 Standard, "Electrical Characteristics of Balanced Voltage Digital Interface Circuits", *Electronic Industries Alliances(EIA)*, 1994.
- 4) HG1700 Inertial Measurement Unit, *Honeywell, Phoenix*, 2016, pp.1~2.
- 5) Kalet, I., and Shamai, S., "On the Capacity of a Twisted-Wire Pair: Gaussian Model," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol. 38, No. 3, 1990, pp.379~383.
- 6) Sklar, B., "Digital Communications: Fundamentals and Applications", *Prentice Hall, New Jersey*, 2001, pp.104~131.
- 7) Johns, D. A., and Essig, D., "Integrated Circuits for Data Transmission Over Twisted-Pair Channels," *IEEE Trans Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 32, No. 3, 1997, pp. 398~406.