

I/Q 불균형이 고려된 DVB-S2 시스템의 심벌 오류 확률

정희원 임인철*, 원승찬*, 윤동원**, 박상규**

Symbol Error Probability of DVB-S2 System with I/Q Unbalances

Inchul Im*, Seungchan Won* Dongweon Yoon**, Sang Kyu Park** *Regular Members*

요약

90도 위상 천이기가나 필터와 같은 불완전한 시스템 요소에 의해 생성되는 I(inphase)축과 Q(quadrature)축 간의 불균형은 피할 수 없는 물리적 현상으로 동기 변/복조 시스템(coherent modulation/demodulation system) 구현에 있어서 성능 열화를 유발한다. 본 논문에서는 AWGN (additive white Gaussian noise) 채널 환경에서 수신기의 I/Q 불균형이 존재하는 경우, DVB(digital video broadcasting)-S2 시스템에서 사용되는 변조방식에 대한 정확하고 일반화된 심벌 오류 확률을 2차원 결합 가우시안 Q-함수(two-dimensional joint Gaussian Q-function)의 선형 결합(linear combination)의 형태로 유도한다.

Key Words : Symbol Error Probability, I/Q unbalance, DVB-S2, Two-dimensional modulation

ABSTRACT

The I/Q unbalance which is generated by non-ideal components such as a 90° phase shifter and I/Q filters is an inevitable physical phenomenon and leads to performance degradation when we implement a coherent two-dimensional (2-D) modulation/demodulation system. This paper provides an exact and general expression for the SEP(symbol error probability) of DVB-S2 system with I/Q phase and amplitude unbalance over AWGN channel. Coordinate rotation and shift techniques used to redefine a received signal are key mathematical tools. In conclusion, the derived result is expressed as a linear combination of the 2-D Gaussian Q-functions.

I. 서론

M-PSK(M-ary phase shift keying), QAM (quadrature amplitude modulation), 그리고 APSK(amplitude and phase shift keying)와 같은 고차 2차원 변조방식은 주파수 효율(spectral efficiency)이 좋기 때문에 현재 디지털 통신 시스템에서 널리 사용되고 있으며, 디지털 통신 시스템의 성능은 일반적으로 심벌 오류 확률(symbol error probability: SEP)이나 비트 오류 확률(bit error probability: BEP)을 사용하여 측정 된다.

최근에 임의의 2차원 신호화 방식의 심벌 오류

확률과 비트 오류 확률에 대한 많은 연구가 진행되었다. 특히 Craig는 [1]를 통해 AWGN 채널 환경에서 MPSK의 심벌 오류 확률을 복소 좌표계를 이용한 단일 적분형태로 간소화시켜 표현하였으며, [2], [3]에서는 Craig에 의해 유도된 결과를 확장시켜 임의의 2차원 신호화 방식의 오류 확률을 유도하였다. 그러나 [1], [2], [3]에서 제시한 결과들은 I/Q 축의 균형이 이루어진 환경으로 제한된다. 최근에 I/Q 축의 위상 불균형을 고려한 심벌 오류 확률이 새롭게 계산되었다^{[4],[5]}. 그리고 보다 최근에서야 [6]을 통해 위상 및 진폭 불균형이 고려된 임의의 2차원 변조기법의 심벌 오류 확률이 닫힌 형태의 수

* 삼성전자 정보통신총괄

** 한양대학교 전자통신컴퓨터공학부(skpark@hanyang.ac.kr)

논문번호 : KICS2007-01-028, 접수일자 : 2007년 1월 25일, 최종논문접수일자 : 2007년 8월 29일

식으로 유도되었다.

본 논문은 광대역 위성통신/방송 융합 서비스용 규격인 DVB-S2에서 사용되는 변조방식에 주목하였다^{[7], [8]}. 이 규격은 전송율을 높이기 위해 QPSK, 8PSK 뿐만 아니라 16APSK, 32APSK의 고차 변조 방식을 사용하고 있다. 그 중 QPSK, 8PSK에 대한 닫힌 형태의 오류 확률은 [9], [10]를 통해 소개되었지만, 16APSK나 32APSK에 대한 닫힌 형태의 오류 확률은 아직까지 제시되지 않았다. 본 논문에서는 AWGN 채널 환경에서 DVB-S2 시스템에서 사용되는 16APSK와 32APSK에 대한 정확하고 일반화된 심벌 오류 확률을 유도한다. [6]에서 유도된 방법이 새롭게 제시될 심벌 오류 확률을 위한 핵심적인 수학적 도구이며, 그 결과는 2차원 결합 가우시안 Q-함수의 선형 결합 형태로 표현된다. 유도되는 결과에는 90도 위상 천이거나 필터에 의해 발생할 수 있는 시스템 불균형의 영향도 포함되어 보다 실제적인 환경에서의 성능 기준을 제공할 수 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 [6]을 통해 새롭게 유도된 AWGN 채널 환경에서 I/Q 불균형이 존재하는 경우 임의의 2차원 신호점에 대한 일반화된 심벌 오류 확률 계산법을 설명한다. III장에서는 II장의 수치 해석 방법을 사용하여 DVB-S2의 변조방식 중 16APSK에 대한 평균 심벌 오류 확률을 계산하고, IV장에서는 이를 32APSK로 확장한다. V장에서는 유도된 수치해석 결과의 타당성을 검증하기 위하여 컴퓨터 모의실험 결과와 비교한다. 마지막으로 VI장을 통해 결론을 맺는다.

II. 임의의 2차원 신호점의 심벌 오류 확률

본 장에서는 [6]에서 새롭게 유도된 임의의 2차원 변조기법의 심벌 오류 확률 계산법을 설명한다.

반송파의 직교 성분을 생성하기 위해 사용되는 90도 위상 천이기는 원하는 직교 성분 $-\sin\omega t$ 대신에 $-\sin(\omega t - \phi_R)$ 을 생성함으로써 위상불균형을 발생시킬 수 있다. 그리고 I축과 Q축의 경로 상에 존재하는 필터 이득 α 와 β 역시 다를 수 있다. 이러한 불균형 현상들은 I/Q 평면상에서 수신 신호점의 변화를 유발한다.

신호 S_i 가 전송 되었을 때, AWGN 채널을 통과하고 수신기의 I/Q 불균형 요소들로 인해 왜곡된 신호 S_r 은 (1)과 같이 I축과 Q축 성분으로 나누어 표현된다^[6].

$$\begin{aligned} I &= \alpha(S_I + n_I) \\ Q &= \beta(S_Q + n_Q) \end{aligned} \quad (1)$$

여기서, $S_I = r_1 \cos \psi_1$, $S_Q = r_1 \sin(\psi_1 + \phi_R)$ 는 각각 전송된 신호 S_i 의 I/Q 성분이다. 이때 ψ_1 과 $r_1 = \zeta_1 \sqrt{E_s}$ 은 송신 신호의 위상과 진폭, E_s 는 평균 심벌 에너지, ζ_1 는 신호점의 위치에 따라 변하는 스케일링 인자를 나타낸다. ϕ_R 은 위상 불균형 정도를 나타내고, α 와 β 는 진폭 불균형을 나타내는 필터나 믹서의 이득이다. 식 (1)에서 n_I 와 n_Q 는 0 평균과 σ^2 의 분산을 갖는 I/Q축 상의 AWGN 성분이고, I/Q 사이의 상관관계수가 $\rho_{IQ} = \sin \phi_R$ 로 표현될 때^[11], $E[n_I n_Q] = \rho_{IQ} \sigma^2$ 이다.

따라서 I축과 Q축은 $E[I] = \alpha \zeta_1 \sqrt{E_s} \cos \psi_1$, $E[Q] = \beta \zeta_1 \sqrt{E_s} \sin(\psi_1 + \phi_R)$, $Var[I] = \alpha^2 \sigma^2$, $Var[Q] = \beta^2 \sigma^2$, $COV[IQ] = \alpha \beta \rho_{IQ} \sigma^2$ 을 갖는 결합 가우시안 분포를 따른다.

동기 2차원 변조기법을 사용하는 시스템에서 신호점들이 만들어내는 결정 영역은 I/Q 균형이 이루어진 상황에서의 정상도를 따른다. 규정된 변조기법을 사용하도록 설계된 통신 시스템의 송신기와 수신기는 사전에 결정 영역에 관한 정보를 공유하게 되고, 수신기에서는 공유된 결정 영역에 관한 정보를 이용하여 심벌이나 비트를 검출한다.

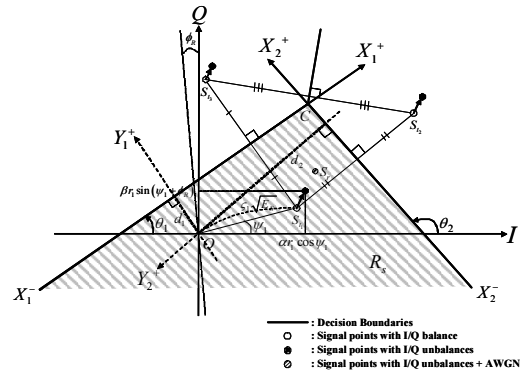


그림 1. I/Q 불균형 존재 시 세 개의 신호점에 대한 결정 경계와 결정 영역

그림 1은 3개의 송신 심벌 $S_i (i=1,2,3)$ 중에서 S_{i_1} 이 전송된 경우에 수신 신호 S_r 이 오류 없이 정확히 검출되기 위한 결정 영역을 보여준다. 그림 1의 음영지역 R_s 에 주목할 필요가 있는데, R_s 와 같

이 2개의 결정 경계로 이루어지는 결정 영역이 임의의 모양을 갖는 결정 영역을 구성하는 기본적인 형태이기 때문이다. 즉, 다각형 혹은 다변형의 임의의 결정 영역은 R_s 와 같은 기본적인 형태의 선형 결합으로 표현될 수 있다. 그리고 그림 1에서 보여주는 것처럼 2차원 변조된 신호들을 나타내는 정상도에서 I/Q 불균형은 수신된 신호점의 위치를 변화시킨다.

수신된 신호 S_r 이 그림 1의 음영지역인 $R_s = X_1^{-1}CX_2^{-1}$ 에 위치하게 되는 조건부 확률 $P\{S_r \in R_s | S_t = S_{t_i}\}$ 을 구하기 위하여, 우선 I축과 Q축을 θ_i 만큼 회전시킨다. 그리고 X_i 축을 Y_i 축을 따라 d_i 만큼 평행이동 시킨다⁶⁾.

$$\begin{bmatrix} X_i \\ Y_i + d_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_i & \sin\theta_i \\ -\sin\theta_i & \cos\theta_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix}, \quad i = 1, 2 \quad (2)$$

여기서 평행이동 거리 $d_i (i = 1, 2)$ 는 원점에서 X_i 축까지의 거리를 나타내고, X_i 는 변환된 좌표계에서의 I축을 의미한다. $P\{S_r \in R_s | S_t = S_{t_i}\}$ 를 구하기 위하여 요구되는 $d_i (i = 1, 2)$, $\theta_i (i = 1, 2)$, X_i 의 기울기 m_{X_i} 는 다음과 같이 구할 수 있다⁶⁾.

$$d_1 = \frac{\sqrt{E_s}|\zeta_1^2 - \zeta_3^2|}{2\sqrt{\zeta_1^2 + \zeta_3^2 - 2\zeta_1\zeta_3\cos(\psi_1 - \psi_3)}} \quad (3)$$

$$d_2 = \frac{\sqrt{E_s}|\zeta_1^2 - \zeta_2^2|}{2\sqrt{\zeta_1^2 + \zeta_2^2 - 2\zeta_1\zeta_2\cos(\psi_1 - \psi_2)}}$$

$$m_{X_1} = \frac{-(\zeta_1\sqrt{E_s}\cos\psi_1 - \zeta_3\sqrt{E_s}\cos\psi_3)}{\zeta_1\sqrt{E_s}\sin\psi_1 - \zeta_3\sqrt{E_s}\sin\psi_3} = \frac{-(\zeta_1\cos\psi_1 - \zeta_3\cos\psi_3)}{\zeta_1\sin\psi_1 - \zeta_3\sin\psi_3} > 0 \quad (4)$$

$$m_{X_2} = \frac{-(\zeta_1\sqrt{E_s}\cos\psi_1 - \zeta_2\sqrt{E_s}\cos\psi_2)}{\zeta_1\sqrt{E_s}\sin\psi_1 - \zeta_2\sqrt{E_s}\sin\psi_2} = \frac{-(\zeta_1\cos\psi_1 - \zeta_2\cos\psi_2)}{\zeta_1\sin\psi_1 - \zeta_2\sin\psi_2} > 0$$

$$\theta_i = \begin{cases} \tan^{-1}m_{X_i}, & \text{if } m_{X_i} > 0 \\ \pi + \tan^{-1}m_{X_i}, & \text{if } m_{X_i} < 0 \end{cases}, \quad i = 1, 2 \quad \text{for } \theta_i \leq \pi$$

$$\theta_i = \begin{cases} \pi + \tan^{-1}m_{X_i}, & \text{if } m_{X_i} > 0 \\ 2\pi + \tan^{-1}m_{X_i}, & \text{if } m_{X_i} < 0 \end{cases}, \quad i = 1, 2 \quad \text{for } \theta_i > \pi \quad (5)$$

식 (3)과 (5)를 사용하여 평행이동 거리 및 회전이

동 각도를 계산하고, 식 (2)를 통해 좌표계 변환된 후 새롭게 정의된 수신 신호벡터에서 Y_1 과 Y_2 는 (6)의 통계값들을 이용하여 표현되는 결합 가우시안 분포를 갖는다⁶⁾.

$$E[Y_i] = \sqrt{E_s}(\beta\zeta_i\cos\theta_i\sin(\psi_1 + \phi_R) - \alpha\zeta_i\sin\theta_i\cos\psi_1) - d_i, \quad i = 1, 2$$

$$Var[Y_i] = \sigma^2(\alpha^2\sin^2(\theta_i) + \beta^2\cos^2(\theta_i) - \alpha\beta\sin\phi_R\sin(2\theta_i)), \quad i = 1, 2$$

$$\rho_{Y_1Y_2} = \frac{COV[Y_1Y_2]}{\sqrt{Var[Y_1]}\sqrt{Var[Y_2]}} = \frac{\sigma^2(\alpha^2\sin\theta_1\sin\theta_2 + \beta^2\cos\theta_1\cos\theta_2 - \alpha\beta\sin\phi_R\sin(\theta_1 + \theta_2))}{\sqrt{Var[Y_1]}\sqrt{Var[Y_2]}} \quad (6)$$

여기서 $Var[Y_i] = \sigma_{Y_i}^2$ 은 Y_i 의 분산, $\rho_{Y_1Y_2}$ 와 $COV[Y_1Y_2]$ 는 각각 Y_1 과 Y_2 의 상관계수와 공분산이다. 이제 그림 1에서 조건부 확률 $P\{S_r \in R_s | S_t = S_{t_i}\}$ 은 식 (7)을 이용하여 계산된다⁶⁾.

$$P\{S_r \in R_s | S_t = S_{t_i}\} = P\{Y_1 \leq 0, Y_2 \geq 0\} = \int_{-\infty}^0 \int_0^{\infty} f(y_1, y_2, \rho_{Y_1Y_2}) dy_2 y_1 = Q\left(\frac{E[Y_1]}{\sqrt{Var[Y_1]}}, -\frac{E[Y_2]}{\sqrt{Var[Y_2]}}; -\rho_{Y_1Y_2}\right) \quad (7)$$

여기서 $f(y_1, y_2, \rho_{Y_1Y_2})$ 는 Y_1 과 Y_2 의 결합 가우시안 확률 밀도 함수이고, $Q(a, b; \rho)$ 는 2차원 결합 가우시안 Q-함수이다¹²⁾.

최종적으로 전송된 신호 S_t 을 위한 심벌 오류 확률은 식 (8)과 같다⁶⁾.

$$P_{E, S_t} = (1 - P\{S_r \in R_s | S_t = S_{t_i}\}) \cdot P\{S_{t_i}\} \quad (8)$$

여기서 $P\{S_{t_i}\}$ 는 전송 신호에 대한 사전 확률을 의미한다.

III. DVB-S2 16APSK의 심벌 오류 확률

그림 2는 DVB-S2에서 사용되는 변조방식 중 16APSK의 정상도와 결정 영역을 나타낸다. 결정 영역의 모양은 I/Q 균형이 이루어진 상황에서 신호점의 위치에 의해 좌우되고, 결정 영역의 형태에 따라 다음의 2가지 종류로 분류할 수 있다²⁾.

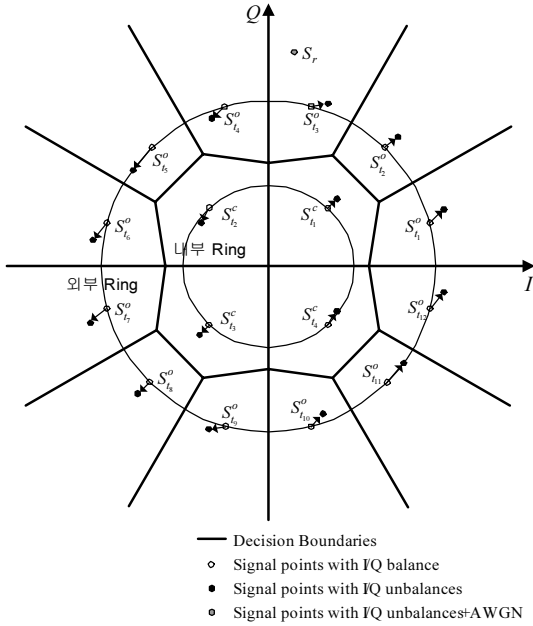


그림 2. DVB-S2 16APSK 성상도와 결정 영역

- 5각형의 닫힌 영역을 갖는 내부 링에 위치하는 4 개의 신호점 $S_{t_j}^c (j=1,2,3,4)$
- 3변형의 열린 영역을 갖는 외부 링에 위치하는 12개의 신호점 $S_{t_j}^o (j=1,2,\dots,12)$

여기서 I/Q 불균형이 고려되면 수신 신호점의 위치가 변하게 되는데, 이는 신호점에서 결정 경계까지의 거리를 변화시켜 시스템의 성능을 감퇴시킨다. 16APSK에 대한 평균 심벌 오류 확률을 계산하기 위하여 2장에서 유도된 수치해석 방법을 이용한다. 우선 분류된 2종류의 신호점에 대한 심벌 오류 확률을 나누어 계산한 후, 이들을 합산하여 16APSK의 평균 심벌 오류 확률을 얻는다. 단, 여기에서 16개의 전송 심벌에 대한 사전 확률은 동일한 것으로 가정하였다.

3.1 닫힌 영역을 갖는 16APSK의 심벌 오류 확률

그림 2에서 신호점 $S_{t_1}^c$ 에 대한 결정 영역은 그림 3에서 보여 지는 5각형 모양의 닫힌 형태를 띠게 된다. 전송 신호를 $S_{t_1}^c$ 로 가정할 때, 수신 신호 S_r 이 $S_{t_1}^c$ 의 결정 영역인 음영 지역 $R_1^c(C_1C_2C_3C_4C_5)$

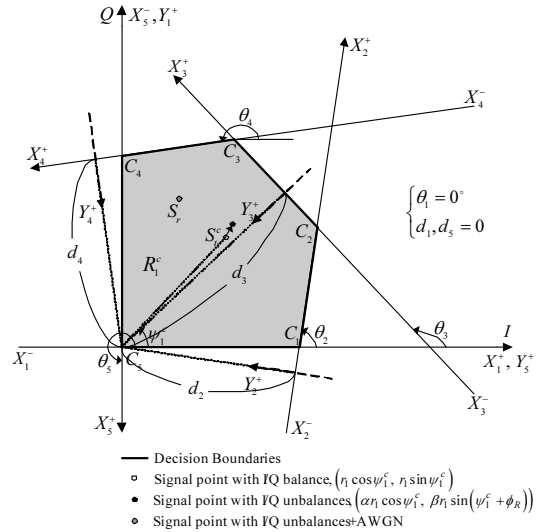


그림 3. 닫힌 영역을 갖는 16APSK 신호점의 결정 영역 및 좌표 변환법

에 존재하게 되는 조건부 확률 $P\{S_r \in R_1^c | S_t = S_{t_1}^c\}$ 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 & P\{S_r \in R_1^c | S_t = S_{t_1}^c\} \\
 &= P\{S_r \in R_{X_1^+ C_1 X_2^+} | S_t = S_{t_1}^c\} - P\{S_r \in R_{X_2^+ C_2 X_3^+} | S_t = S_{t_1}^c\} \\
 &\quad - P\{S_r \in R_{X_3^+ C_3 X_4^+} | S_t = S_{t_1}^c\} - P\{S_r \in R_{X_4^+ C_4 X_5^+} | S_t = S_{t_1}^c\} \\
 &\quad + P\{S_r \in R_{X_5^+ C_5 X_1^+} | S_t = S_{t_1}^c\} \\
 &= P\{Y_1 \leq 0, Y_2 \leq 0\} - P\{Y_2 \leq 0, Y_3 \geq 0\} \\
 &\quad - P\{Y_3 \leq 0, Y_4 \geq 0\} - P\{Y_4 \leq 0, Y_5 \geq 0\} \\
 &\quad + P\{Y_5 \geq 0, Y_1 \geq 0\} \\
 &= Q\left(\frac{E[Y_1]}{\sqrt{\text{Var}[Y_1]}}, \frac{E[Y_2]}{\sqrt{\text{Var}[Y_2]}}; \rho_{Y_1 Y_2}\right) \\
 &\quad - Q\left(\frac{E[Y_2]}{\sqrt{\text{Var}[Y_2]}}, -\frac{E[Y_3]}{\sqrt{\text{Var}[Y_3]}}; -\rho_{Y_2 Y_3}\right) \\
 &\quad - Q\left(\frac{E[Y_3]}{\sqrt{\text{Var}[Y_3]}}, -\frac{E[Y_4]}{\sqrt{\text{Var}[Y_4]}}; -\rho_{Y_3 Y_4}\right) \\
 &\quad - Q\left(\frac{E[Y_4]}{\sqrt{\text{Var}[Y_4]}}, -\frac{E[Y_5]}{\sqrt{\text{Var}[Y_5]}}; -\rho_{Y_4 Y_5}\right) \\
 &\quad + Q\left(-\frac{E[Y_5]}{\sqrt{\text{Var}[Y_5]}}, -\frac{E[Y_1]}{\sqrt{\text{Var}[Y_1]}}; \rho_{Y_5 Y_1}\right)
 \end{aligned} \tag{9}$$

여기서 $Y_i (i=1,2,3,4,5)$ 는 5번의 좌표 변환을 통해 재 정의된 수신 신호 벡터들에서 Q축 성분을 의미하며, 다음과 같은 결합 가우시안 분포를 갖는다.

$$E[Y_i] = \beta r_1 \cos \theta_s \sin(\psi_i^c + \phi_R) - \alpha r_1 \sin \theta_s \cos \psi_i^c - d_i, \quad i = 1, 2, 3, 4, 5$$

$$Var[Y_i] = \sigma^2(\alpha^2 \sin^2(\theta_s) + \beta^2 \cos^2(\theta_s) - \alpha \beta \sin \phi_R \sin(2\theta_s)), \quad i = 1, 2, 3, 4, 5$$

$$\rho_{Y_i Y_h} = \frac{COV[Y_i Y_h]}{\sqrt{Var[Y_i]} \sqrt{Var[Y_h]}}$$

$$= \frac{\sigma^2(\alpha^2 \sin \theta_s \sin \theta_h + \beta^2 \cos \theta_s \cos \theta_h - \alpha \beta \sin \phi_R \sin(\theta_i + \theta_h))}{\sqrt{Var[Y_i]} \sqrt{Var[Y_h]}}$$

$$i = 1, 2, 3, 4, 5, \quad h = i + 1 + \left\lfloor \frac{i+1}{6} \right\rfloor \text{ mod } 6 \quad (10)$$

여기서 $r_1 = \zeta_1 \sqrt{E_s}$ 은 내부 링의 반경, ψ_i^c 는 전송 신호 $S_{t_i}^c$ 의 위상, ϕ_R 은 위상 불균형 정도, α 와 β 는 진폭 불균형을 나타내는 필터나 믹서의 이득이다. 그리고 θ_i ($i = 1, 2, 3, 4, 5$)와 d_i ($i = 1, 2, 3, 4, 5$)는 좌표 변환에 사용 되는 회전이동 각도와 평행이동 거리를 의미하며, 식 (3)과 (5)를 이용하여 계산된다. $\lfloor x \rfloor$ 는 x 보다 크지 않은 최대 정수를 나타낸다. 따라서 신호점 $S_{t_i}^c$ 에 대한 심벌 오류 확률은 식 (8)과 (9)로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_{E, S_{t_i}^c}^c = (1 - P\{S_r \in R_1^c | S_t = S_{t_i}^c\}) \cdot P\{S_{t_i}^c\} \quad (11)$$

여기서 $P\{S_{t_i}^c\}$ 은 사전 확률을 의미하는데, 전송 가능한 16개의 사전 확률을 동일한 것으로 가정하였기 때문에 그 값은 1/16이다.

5각형의 닫힌 결정 영역을 갖는 나머지 3개의 신호점 $S_{t_j}^c$ ($j = 2, 3, 4$)도 동일한 방법으로 계산되며, 결론적으로 16APSK의 내부 링에 존재하는 4개의 신호점들에 대한 평균 심벌 오류 확률은 다음과 같이 표현된다.

$$P_E^c = \sum_{j=1}^4 [(1 - P\{S_r \in R_j^c | S_t = S_{t_j}^c\}) \cdot P\{S_{t_j}^c\}]$$

$$= \frac{1}{16} \sum_{j=1}^4 \left[1 - Q\left(\frac{E[Y_1]}{\sqrt{Var[Y_1]}}, \frac{E[Y_2]}{\sqrt{Var[Y_2]}}; \rho_{Y_1 Y_2}\right) + Q\left(\frac{E[Y_2]}{\sqrt{Var[Y_2]}}, -\frac{E[Y_3]}{\sqrt{Var[Y_3]}}; -\rho_{Y_2 Y_3}\right) + Q\left(\frac{E[Y_3]}{\sqrt{Var[Y_3]}}, -\frac{E[Y_4]}{\sqrt{Var[Y_4]}}; -\rho_{Y_3 Y_4}\right) + Q\left(\frac{E[Y_4]}{\sqrt{Var[Y_4]}}, -\frac{E[Y_5]}{\sqrt{Var[Y_5]}}; -\rho_{Y_4 Y_5}\right) - Q\left(-\frac{E[Y_5]}{\sqrt{Var[Y_5]}}, -\frac{E[Y_1]}{\sqrt{Var[Y_1]}}; \rho_{Y_5 Y_1}\right) \right] \quad (12)$$

3.1 열린 영역을 갖는 16APSK의 심벌 오류 확률

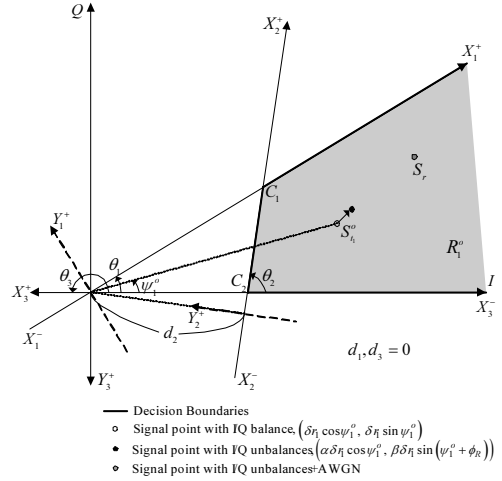


그림 4. 열린 영역을 갖는 16APSK 신호점의 결정 영역 및 좌표 변환법

그림 2에서 신호점 $S_{t_i}^o$ 에 대한 결정 영역은 그림 4에서 보여 지는 3변형 모양의 열린 형태를 갖게 된다. 전송 신호를 $S_{t_i}^o$ 로 가정할 때, 수신 신호 S_r 이 $S_{t_i}^o$ 의 결정 영역인 음영 지역 $R_1^o = X_1^+ C_1 C_2 X_3^-$ 에 존재하게 되는 조건부 확률 $P\{S_r \in R_1^o | S_t = S_{t_i}^o\}$ 은 다음과 같다.

$$P\{S_r \in R_1^o | S_t = S_{t_i}^o\}$$

$$= P\{S_r \in R_{X_1^+ C_1 X_2^-} | S_t = S_{t_i}^o\} - P\{S_r \in R_{X_2^- C_2 X_3^-} | S_t = S_{t_i}^o\}$$

$$= P\{Y_1 \leq 0, Y_2 \leq 0\} - P\{Y_2 \leq 0, Y_3 \geq 0\}$$

$$= Q\left(\frac{E[Y_1]}{\sqrt{Var[Y_1]}}, \frac{E[Y_2]}{\sqrt{Var[Y_2]}}; \rho_{Y_1 Y_2}\right) - Q\left(\frac{E[Y_2]}{\sqrt{Var[Y_2]}}, -\frac{E[Y_3]}{\sqrt{Var[Y_3]}}; -\rho_{Y_2 Y_3}\right) \quad (13)$$

여기서 Y_i ($i = 1, 2, 3$)는 3번의 좌표 변환을 통해 재 정의된 수신 신호 벡터들에서 Q축 성분들을 의미하며, 다음과 같은 통계량을 갖는 결합 가우시안 분포를 나타낸다.

$$E[Y_i] = \beta \delta r_1 \cos \theta_s \sin(\psi_i^o + \phi_R) - \alpha \delta r_1 \sin \theta_s \cos \psi_i^o - d_i, \quad i = 1, 2, 3$$

$$Var[Y_i] = \sigma^2(\alpha^2 \sin^2(\theta_s) + \beta^2 \cos^2(\theta_s) - \alpha \beta \sin \phi_R \sin(2\theta_s)), \quad i = 1, 2, 3$$

$$\rho_{Y_i Y_{i+1}} = \frac{COV[Y_i Y_{i+1}]}{\sqrt{Var[Y_i]} \sqrt{Var[Y_{i+1}]}} = \frac{\sigma^2(\alpha^2 \sin \theta_i \sin \theta_{i+1} + \beta^2 \cos \theta_i \cos \theta_{i+1} - \alpha \beta \sin \phi_R \sin(\theta_i + \theta_{i+1}))}{\sqrt{Var[Y_i]} \sqrt{Var[Y_{i+1}]}} \quad (14)$$

$i = 1, 2$

여기서, δ 는 내부 링과 외부 링 사이의 링 비율이다. 그리고 $\theta_i (i=1,2,3)$ 와 $d_i (i=1,2,3)$ 는 좌표 변환에 사용되는 회전이동 각도와 평행이동 거리를 의미하며, 식 (3)과 (5)를 이용하여 계산된다. 따라서 신호점 $S_{t_i}^o$ 에 대한 심벌 오류 확률은 식 (8)과 (13)을 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_{E, S_{t_i}^o} = (1 - P\{S_r \in R_1^o | S_t = S_{t_i}^o\}) \cdot P\{S_{t_i}^o\} \quad (15)$$

3변형의 열린 결정 영역을 갖는 나머지 11개의 신호점 $S_{t_j}^o (j=2,3,\dots,12)$ 도 동일한 방법으로 계산되며, 결론적으로 16APSK의 외부 링에 존재하는 12개의 신호점에 대한 평균 심벌 오류 확률은 다음과 같이 표현된다.

$$P_E^o = \sum_{j=1}^{12} \left[(1 - P\{S_r \in R_j^o | S_t = S_{t_j}^o\}) \cdot P\{S_{t_j}^o\} \right] = \frac{1}{16} \sum_{j=1}^{12} \left[1 - Q\left(\frac{E[Y_1]}{\sqrt{Var[Y_1]}}, \frac{E[Y_2]}{\sqrt{Var[Y_2]}}; \rho_{Y_1 Y_2}\right) + Q\left(\frac{E[Y_2]}{\sqrt{Var[Y_2]}}, -\frac{E[Y_3]}{\sqrt{Var[Y_3]}}; -\rho_{Y_2 Y_3}\right) \right] \quad (16)$$

최종적으로, 16APSK의 평균 심벌 오류 확률은 식 (12), (16)을 이용하여 다음과 같이 계산된다.

$$P_E = P_E^c + P_E^o = \sum_{j=1}^4 \left[(1 - P\{S_r \in R_j^c | S_t = S_{t_j}^c\}) \cdot P\{S_{t_j}^c\} \right] + \sum_{j=1}^{12} \left[(1 - P\{S_r \in R_j^o | S_t = S_{t_j}^o\}) \cdot P\{S_{t_j}^o\} \right] \quad (17)$$

IV. DVB-S2 32APSK의 심벌 오류 확률

그림 5는 DVB-S2에서 사용되는 32APSK의 성상도와 결정 영역을 보여준다. 32APSK의 경우에

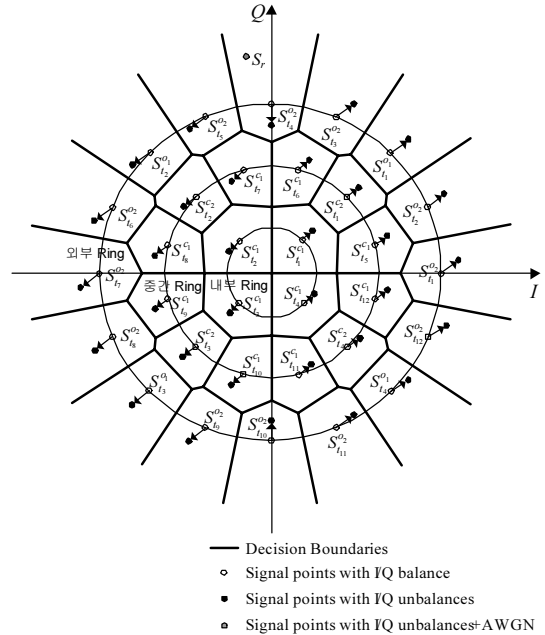


그림 5. DVB-S2 32APSK 성상도와 결정 영역

는 그림 5에 나타나는 것처럼 3개의 링에 나누어 신호점이 분포한다. 이 경우 역시 결정 영역의 모양에 따라 크게 닫힌 영역과 열린 영역으로 분류되지만, 세부적으로 다시 다음의 4가지 종류로 나눌 수 있다.

- 5각형의 닫힌 영역을 갖는 12개의 신호점 $S_{t_j}^c (j=1,2,\dots,12)$
- 6각형의 닫힌 영역을 갖는 4개의 신호점 $S_{t_j}^{o2} (j=1,2,3,4)$
- 3변형의 열린 영역을 갖는 4개의 신호점 $S_{t_j}^{o1} (j=1,2,3,4)$
- 4변형의 열린 영역을 갖는 12개의 신호점 $S_{t_j}^{o3} (j=1,2,\dots,12)$

32APSK의 평균 심벌 오류 확률을 얻기 위해, 분류된 4가지 종류의 신호점에 대한 심벌 오류 확률을 개별적으로 우선 계산한다. 이후 그 결과를 선형 결합하여 최종적으로 32APSK의 평균 심벌 오류 확률을 얻을 수 있다. 이 경우도 역시 전송 가능한 32개 심벌들 간의 사전 확률은 동일한 것으로 가정하였다.

4.1 닫힌 영역을 갖는 32APSK의 심벌 오류 확률

32APSK에서 닫힌 결정 영역을 갖는 신호점의 평균 심벌 오류 확률은 16APSK의 경우를 확장하여 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned}
 P_E^c &= \sum_{k=1}^2 P_E^{c_k} = \sum_{k=1}^2 \sum_{l=j=1}^U [(1 - P\{S_r \in R_j^c | S_i = S_j^c\}) \cdot P\{S_j^c\}] \\
 &= \frac{1}{32} \sum_{k=1}^2 \sum_{l=j=1}^U \left[1 - Q\left(\frac{E[Y_1]}{\sqrt{\text{Var}[Y_1]}}, \frac{E[Y_2]}{\sqrt{\text{Var}[Y_2]}}; \rho_{Y_1 Y_2}\right) \right. \\
 &\quad \left. - Q\left(-\frac{E[Y_1]}{\sqrt{\text{Var}[Y_1]}}, -\frac{E[Y_n]}{\sqrt{\text{Var}[Y_n]}}; \rho_{Y_1 Y_n}\right) \right. \\
 &\quad \left. + \sum_{i=2}^{n-1} Q\left(\frac{E[Y_i]}{\sqrt{\text{Var}[Y_i]}}, -\frac{E[Y_{i+1}]}{\sqrt{\text{Var}[Y_{i+1}]}}; -\rho_{Y_i Y_{i+1}}\right) \right]. \tag{18}
 \end{aligned}$$

여기서 $k=1$ 이면 5각형의 닫힌 결정 영역을 의미하고, 그림 5에서 이 경우에 속하는 신호점은 $S_{t_j}^{c_{k=1}} (j=1,2,\dots,12)$ 들로 12개이기 때문에 $U=12$ 이다. 또한, 닫힌 영역의 모양이 5각형이면 각 신호점에서 심벌 오류 확률 계산을 위하여 5번의 좌표 변환이 발생하기 때문에 이 경우 $n=5$ 이다. $k=2$ 이면 6각형의 닫힌 결정 영역을 의미하고, 신호점 $S_{t_j}^{c_{k=2}} (j=1,2,3,4)$ 들이 이 경우에 속하게 된다. 즉, 6각형의 닫힌 결정 영역을 갖는 신호점이 4개가 존재하기 때문에 이 경우에는 $U=4$ 이다. 또한 6각형의 닫힌 영역을 갖는 신호점의 심벌 오류 확률 계산을 위해서는 6번의 좌표 변환이 요구되기 때문에 이 경우 $n=6$ 이 된다.

이때, $Y_i (i=1,2,\dots,n)$ 사이의 결합 가우시안 분포 통계량은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 k=1 \text{ 일 때,} \\
 E[Y_i] &= \begin{cases} \beta r_1 \cos \theta_i \sin(\psi_j^{c_k} + \phi_R) - \alpha r_1 \sin \theta_i \cos \psi_j^{c_k} - d_i, \\ i=1,2,\dots,n, j=1,2,3,4 \text{ for inner ring} \\ E[Y_i] = \beta \delta_1 r_1 \cos \theta_i \sin(\psi_j^{c_k} + \phi_R) - \alpha \delta_1 r_1 \sin \theta_i \cos \psi_j^{c_k} - d_i, \\ i=1,2,\dots,n, j=5,6,\dots,U \text{ for middle ring} \end{cases} \\
 \text{Var}[Y_i] &= \sigma^2 (\alpha^2 \sin^2(\theta_i) + \beta^2 \cos^2(\theta_i) - \alpha \beta \sin \phi_R \sin(2\theta_i)), \\ &\quad i=1,2,\dots,n \\
 \rho_{Y_i Y_h} &= \frac{\text{COV}[Y_i Y_h]}{\sqrt{\text{Var}[Y_i]} \sqrt{\text{Var}[Y_h]}} \\ &= \frac{\sigma^2 (\alpha^2 \sin \theta_i \sin \theta_h + \beta^2 \cos \theta_i \cos \theta_h - \alpha \beta \sin \phi_R \sin(\theta_i + \theta_h))}{\sqrt{\text{Var}[Y_i]} \sqrt{\text{Var}[Y_h]}}, \\ &\quad i=1,2,\dots,n, \quad h=i+1 + \left\lfloor \frac{i+1}{n+1} \right\rfloor \text{ mod } n+1
 \end{aligned}$$

$k=2$ 일 때,

$$\begin{aligned}
 E[Y_i] &= \beta \delta_1 r_1 \cos \theta_i \sin(\psi_j^{c_k} + \phi_R) - \alpha \delta_1 r_1 \sin \theta_i \cos \psi_j^{c_k} - d_i, \\ &\quad i=1,2,\dots,n, j=1,2,\dots,U \\
 \text{Var}[Y_i] &= \sigma^2 (\alpha^2 \sin^2(\theta_i) + \beta^2 \cos^2(\theta_i) - \alpha \beta \sin \phi_R \sin(2\theta_i)), \\ &\quad i=1,2,\dots,n \\
 \rho_{Y_i Y_h} &= \frac{\text{COV}[Y_i Y_h]}{\sqrt{\text{Var}[Y_i]} \sqrt{\text{Var}[Y_h]}} \\ &= \frac{\sigma^2 (\alpha^2 \sin \theta_i \sin \theta_h + \beta^2 \cos \theta_i \cos \theta_h - \alpha \beta \sin \phi_R \sin(\theta_i + \theta_h))}{\sqrt{\text{Var}[Y_i]} \sqrt{\text{Var}[Y_h]}}, \\ &\quad i=1,2,\dots,n, \quad h=i+1 + \left\lfloor \frac{i+1}{n+1} \right\rfloor \text{ mod } n+1 \tag{19}
 \end{aligned}$$

여기서 $r_1 = \zeta_1 \sqrt{E_s}$ 은 내부 링의 반경, δ_1 은 내부 링과 중간 링 사이의 링 비율, $\psi_j^{c_k}$ 는 전송 신호 $S_{t_j}^{c_k} (k=1,2, j=1,2,\dots,U)$ 의 위상, ϕ_R 은 위상 불균형 정도, α 와 β 는 진폭 불균형을 나타내는 필터나 믹서의 이득이다. 그리고 $\theta_i (i=1,2,\dots,n)$ 와 $d_i (i=1,2,\dots,m)$ 는 좌표 변환에 사용되는 회전 이동 각도와 평행 이동 거리를 의미하며, 식 (3)과 (5)를 이용하여 계산된다.

4.2 열린 영역을 갖는 32APSK의 심벌 오류 확률

32APSK에서 열린 결정 영역을 갖는 신호점의 평균 심벌 오류 확률은 식 (20)과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 P_E^o &= \sum_{l=1}^2 P_E^{o_l} = \sum_{l=1}^2 \sum_{j=1}^V [(1 - P\{S_r \in R_j^o | S_i = S_j^o\}) \cdot P\{S_j^o\}] \\
 &= \frac{1}{32} \sum_{l=1}^2 \sum_{j=1}^V \left[1 - Q\left(\frac{E[Y_1]}{\sqrt{\text{Var}[Y_1]}}, \frac{E[Y_2]}{\sqrt{\text{Var}[Y_2]}}; \rho_{Y_1 Y_2}\right) \right. \\
 &\quad \left. + \sum_{i=2}^{m-1} Q\left(\frac{E[Y_i]}{\sqrt{\text{Var}[Y_i]}}, -\frac{E[Y_{i+1}]}{\sqrt{\text{Var}[Y_{i+1}]}}; -\rho_{Y_i Y_{i+1}}\right) \right] \tag{20}
 \end{aligned}$$

여기서 $l=1$ 이면 3변형의 열린 결정 영역을 의미하고, 그림 5에서 이 경우에 속하는 신호점은 $S_{t_j}^{o_{l=1}} (j=1,2,3,4)$ 들로 4개이기 때문에 $V=4$ 이다. 또한, 열린 영역의 모양이 3변형이면 각 신호점에서 심벌 오류 확률 계산을 위하여 3번의 좌표 변환이 발생하기 때문에 이 경우 $m=3$ 이다. $l=2$ 이면 4변형의 열린 결정 영역을 의미하고, 신호점 $S_{t_j}^{o_{l=2}} (j=1,2,\dots,12)$ 들이 이 경우에 속하게 된다.

즉, 4변형의 열린 결정 영역을 갖는 신호점이 12개 존재하기 때문에 이 경우에는 $V=12$ 이다. 또한 4변형의 열린 결정 영역을 갖는 신호점의 심벌 오류 확률 계산을 위해서는 4번의 좌표 변환이 요구되기 때문에 이 경우 $m=4$ 가 된다. $Y_i(i=1,2,3)$ 사이의 결합 가우시안 분포 통계량은 다음과 같다.

$$E[Y_i] = \beta\delta_2 r_1 \cos\theta_i \sin(\psi_j^{o_i} + \phi_R) - \alpha\delta_2 r_1 \sin\theta_i \cos\psi_1^{o_i} - d_i, \quad i=1,2,\dots,m, j=1,2,\dots,V$$

$$Var[Y_i] = \sigma^2(\alpha^2 \sin^2(\theta_i) + \beta^2 \cos^2(\theta_i) - \alpha\beta \sin\phi_R \sin(2\theta_i)), \quad i=1,2,\dots,m$$

$$\rho_{Y_i Y_{i+1}} = \frac{COV[Y_i Y_{i+1}]}{\sqrt{Var[Y_i]} \sqrt{Var[Y_{i+1}]}}$$

$$= \frac{\sigma^2(\alpha^2 \sin\theta_i \sin\theta_{i+1} + \beta^2 \cos\theta_i \cos\theta_{i+1} - \alpha\beta \sin\phi_R \sin(\theta_i + \theta_{i+1}))}{\sqrt{Var[Y_i]} \sqrt{Var[Y_{i+1}]}} \quad (21)$$

여기서 δ_2 은 내부 링과 외부 링 사이의 링 비율, $\psi_j^{o_i}$ 는 전송 신호 $S_j^{o_i}(l=1,2, j=1,2,\dots,V)$ 의 위상을 의미한다.

최종적으로, 32APSK의 평균 심벌 오류 확률은 식 (18), (20)을 이용하여 다음과 같이 계산된다.

$$P_E = P_E^c + P_E^o \quad (22)$$

V. 수치해석과 모의실험 결과 비교

식 (17)과 (22)가 본 논문에서 수치해석을 통해 유도된 DVB-S2 16APSK와 32APSK에 대한 평균 심벌 오류 확률이다. 그 결과의 타당성을 검증하기 위하여 컴퓨터 모의실험 결과와 비교해 보았다. 컴퓨터 모의실험은 몬테카를로법을 이용하였는데, 전송 가능한 송신 심벌을 무작위로 발생시킨 후 I/Q 불균형을 겪고 AWGN 채널을 통과하여 수신된 심벌 중 오류를 발생시킨 심벌의 개수를 셉하여 평균 심벌 오류 확률을 측정하였다. 여기서 위상 불균형은 $\phi_R=5^\circ$, 진폭 불균형은 $\alpha=1, \beta=1.1$ 로 고려되었는데, 이 수치는 동기 2차원 변/복조 시스템 구현 시 일반적으로 사용되는 값이다¹³⁾.

16APSK나 32APSK와 같이 신호점이 여러 개의 링에 나뉘져 존재하는 경우에는 링 비율 역시 평균 심벌 오류 확률에 영향을 미친다. 링 비율이 바뀌면 신호점들 사이의 유클리언 거리도 변하기 때문이다. 16APSK의 경우는 채널 용량이 최대가 되는

12[dB]의 비트에너지 대 단축 잡음 전력 밀도 비 (E_b/N_0)를 기준으로, 32APSK의 경우는 14[dB]를 기준으로, 평균 심벌 오류 확률을 최소화 시키는 최적의 링 비율을 컴퓨터 모의실험을 통해 산출하여 적용하였다. 그리하여 16APSK에서는 $\delta=2.47$, 32APSK에서는 $\delta_1=2.43, \delta_2=3.83$ 가 사용되었다.

그림 6, 7은 16APSK와 32APSK의 평균 심벌 오류 확률에 대한 I/Q 불균형의 영향을 보여준다. 또한 수치해석과 시뮬레이션 결과가 일치하기 때문에 유도된 수치해석 결과의 타당성은 증명된다.

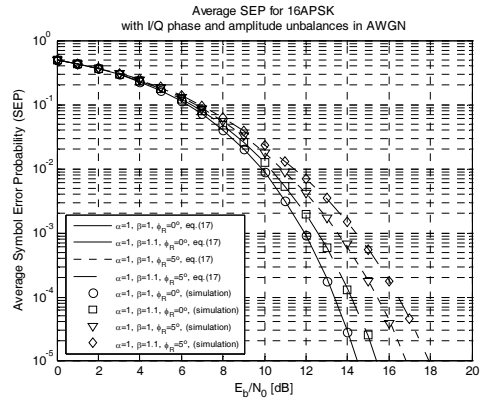


그림 6. AWGN 채널 환경에서 I/Q 위상 및 진폭 불균형 존재 시 16APSK의 평균 심벌 오류 확률

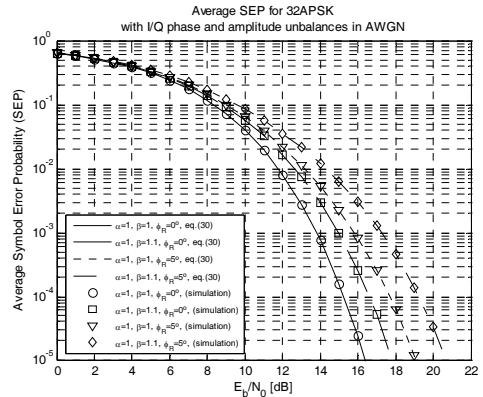


그림 7. AWGN 채널 환경에서 I/Q 위상 및 진폭 불균형 존재 시 32APSK의 평균 심벌 오류 확률

VI. 결론

본 논문에서는 AWGN 채널 환경에서 DVB-S2 시스템이 불완전한 기기의 사용으로 인해 I/Q 불균형을 겪게 되는 경우의 심벌 오류 확률을 정확한 closed form으로 유도하였다. 식 (17), (22)에 보여

진 그 결과는 I/Q 불균형이 존재하는 보다 현실적인 환경에서 DVB-S2 시스템의 성능 평가를 위한 이론적 기준을 제시할 것으로 기대된다. [6]을 통해 소개된 계산법을 적용하여 수신 신호를 변환된 좌표계 상의 벡터로 재 정의하고 이를 통계적으로 분석한 결과로 유도된 새로운 수식은 2차원 결합 가우시안 Q-함수의 선형 결합 형태로 보여 졌다. 임의의 신호점에 의해 형성되는 결정영역은 닫힌 형태와 열린 형태로 일반화되므로, 본 논문에서 유도된 결과 역시 이 두 가지 형태의 결정영역에 대한 심벌 오류 확률로 구분되어 표현된 후 최종적으로 이들을 선형 결합하여 얻어졌다. 마지막으로 새롭게 제시된 수치해석 결과를 컴퓨터 모의실험과 비교해 봄으로써 이론적 타당성을 검증하였다.

참 고 문 헌

- [1] J. W. Craig, "A new, simple and exact result for calculating the probability of error for two-dimensional signal constellations," in Proc. IEEE MILCOM '91, pp. 25.5.1-25.5.5, Boston, 1991.
- [2] L. Xiao and X. Dong, "A New Approach to Calculating the Exact Transition Probability and Bit Error Probability of Arbitrary Two-Dimensional Signaling," in Proc. IEEE GLOBECOM '04, vol. 2, pp. 1239-1243, Nov. 2004.
- [3] Leszek Szczecinski, Sonia Aissa, Cristian Gonzalez, Marcos Bacic, "Exact Evaluation of BER for Arbitrary Modulation and Signaling in AWGN Channel," in Proc. IEEE GLOBECOM '05, vol. 3, pp. 1234-1238, Nov. 2005.
- [4] S. Park and D. Yoon, "An alternative expression for the symbol error probability of MPSK in the presence of I/Q unbalance," IEEE Trans. Commun., vol. 52, issue 12, pp. 2079-2081, Dec. 2004.
- [5] J. Lee, D. Yoon and S. Park, "Further Result on the Symbol Error Probability of MPSK in the presence of I/Q unbalance," IEEE Trans. Commun., vol. 52, issue 12, pp.2079-2081, Dec. 2004.
- [6] J. Lee, D. Yoon, K. Hyun, "Exact and General Expression for the Error Probability of Arbitrary Two-Dimensional Signaling with I/Q Amplitude and Phase Unbalances," IEICE Trans. Commun., vol. E89-B, No. 12, pp. 3356-3362, Dec. 2006.
- [7] "Digital Video Broadcasting; Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting , Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications," European Telecommunications Standards Institute EN 302 307 v1.1.1
- [8] "Digital Video Broadcasting (DVB) User guidelines for the second generation system for Broadcasting , Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2)," European Telecommunications Standards Institute TR 102 376 v1.1.1
- [9] J. Lassing, E. G. Strom, E. Agrell and T. Ottosson, "Computation of the Exact Bit Error Rate of Coherent M-ary PSK with Gray Code Bit Mapping," IEEE Trans. Commun., vol. 51, pp. 1758-1760, Nov. 2003.
- [10] D. Yoon, "New expression for the SER of M-ary PSK," IEICE Trans. Commun., vol. E88-B, No. 4, pp. 1672-1676, 2005.
- [11] M. K. Simon and D. Divsalar, "Some new twists to problems involving the Gaussian probability integral," IEEE Trans. Commun., vol. 46, pp. 200-210, Feb. 1998.
- [12] M. Abramowitz and I. A. Stegun, Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables, National Bureau of Standards Applied Mathematics Series: U.S. Department of Commerce, 1982.
- [13] C. Rorabaugh, Simulating Wireless Communications Systems: Practical Models in C++, Prentice-Hall, 2004.

임 인 철 (Inchul Im)

정회원



2005년 2월 한양대학교 전자전기
컴퓨터공학부 공학사
2007년 2월 한양대학교 전자통신
컴퓨터공학과 공학석사
2007년 3월~현재 삼성전자 정보
통신총괄 무선사업부 연구원
<관심분야> 디지털 통신, OFDM

시스템

원 승 찬 (Seungchan Won)

정회원



2004년 2월 한양대학교 전자전기
컴퓨터공학부 공학사
2007년 2월 한양대학교 전자통신
컴퓨터공학과 공학석사
2007년 3월~현재 삼성전자 정보
통신총괄 통신연구소 연구원
<관심분야> 디지털 통신, OFDM

시스템

윤 등 원 (Dongweon Yoon)

정회원



1989년 2월 한양대학교 전자통신
공학과 공학사
1992년 2월 한양대학교 전자통신
공학과 공학석사
1995년 8월 한양대학교 전자통신
공학과 공학박사
1995년 3월~1997년 8월 동서대

학교 정보통신공학과 조교수

1997년 9월~2004년 2월 대전대학교 정보통신공학과
부교수

2004년 3월~현재 한양대학교 전자통신컴퓨터공학부
부교수

<관심분야> 디지털 통신, 무선통신

박 상 규 (Sang Kyu Park)

정회원



1974년 2월 서울대학교 전기공학
과 공학사

1980년 5월 듀크대학교 전기공학
과 공학석사

1987년 5월 미시건대학교 전기공
학과 공학박사

1987년 3월~현재 한양대학교 전
자통신컴퓨터공학부 교수

<관심분야> 디지털 통신, 확산대역통신, MIMO,
OFDM 시스템