

논문 2010-47IE-4-6

DF-DPD와 DPD-RGPR에 대한 성능 분석

(A Performance Analysis of DF-DPD and DPD-RGPR)

정진두*, 진용선**, 정정화***

(Jin-Doo Jeong, Yong-Sun Jin, and Jong-Wha Chong)

요약

본 논문은 결정 궤환 (Decision Feedback) 기반 차동 위상 검출 방식인 DF-DPD와 DPD-RGPR의 성능이 차동 복호 (Differential Decoding)를 갖는 동기 검출 (Coherent Detection) 방식의 성능에 근접한다는 것을 수치적으로 증명한다. M -ary DPSK에 대한 기존 차동 위상 검출 방식은 수신기 구조를 간단하게 만들지만, 참조 위상으로 활용되는 이전 심볼에서의 잡음 성분으로 인해 열화된 수신 성능을 갖는다. 기존 차동 검출 방식의 수신 성능을 향상시키기 위해 DF-DPD, DPD-RGPR 등을 포함하는 다중 심볼 차동 검출 방식들이 제시되었다. 하지만, 이러한 방식들의 검출 성능에 대한 분석 및 비교에 대한 연구는 거의 진행되지 않았다. 그러므로, 본 논문에서는 DF-DPD와 DPD-RGPR 등의 결정 궤환 기반 차동 위상 검출 방식들의 성능을 수치적으로 분석한다. 수치적 분석 결과, 결정 궤환을 갖는 차동 위상 검출 방식들은 차동 복호를 갖는 동기 검출의 성능에 근접할 수 있으며 향상된 성능을 갖는 비동기 검출 (Noncoherent Detection)에 활용될 수 있음을 볼 수 있었다. 하드웨어 복잡도를 고려하면, 검출 길이가 증가함에 따라 복잡도가 증가하는 구조에 기반한 DF-DPD 방식보다 반복적으로 갱신되는 참조 위상을 사용하는 검출 방식에 기반한 DPD-RGPR 방식이 구현에 더욱 효과적임을 알 수 있었다.

Abstract

This paper proposes a numerical analysis to prove that the performance of the differential phase detections (DPDs) with the decision feedback, such as the decision feedback DPD (DF-DPD) and the DPD with recursively generated phase reference (DPD-RGPR), approach the performance of the coherent detection with differential decoding. The conventional differential phase detection for M -ary DPSK can make the receiver architecture simple, while it can make the bit-error rate (BER) performance poor because of the previous noisy phase as a reference phase. To improve the BER performance of the conventional differential detection, multiple symbol differential detection methods, including DF-DPD and DPD-RGPR, have been proposed. However, the studies on the analysis and on the comparison of these methods have been little performed. Then, this paper mathematically intends to analyze and compare the performance of the DPDs with the decision feedback. The analysis results show that the DPDs with the decision feedback can have the performance equal to that of the coherent detection with differential decoding and be available for the noncoherent detection in the improved performance. Considering the hardware complexity, the DPD-RGPR with the simple detection process by using the recursively generated phase reference can be more simply implemented than the DF-DPD based on the architecture whose complexity increases according to the increasing detection length.

Keywords : DPSK, MS-DD, DF-DPD, DPD-RGPR, Performance Analysis

I. 서론

M -ary DPSK (M -ary Differential Phase Shift Keying)는 M -ary PSK (M -ary Phase Shift Keying)의 일종으로 심볼의 위상차를 이용하여 변복조하는 방법이다. M -ary DPSK는 복조할 때 이전 수신 신호를 기준 위상으로 사용하기 때문에 동기식 복조 방식에 비

* 학생회원, 한양대학교 전자통신전파공학부
(Hanyang University)

** 정회원, 국제대학교 정보통신과
(Kookje University)

*** 정회원, 한양대학교 융합전자공학부
(Hanyang University)

접수일자: 2010년8월3일, 수정완료일: 2010년12월7일

해 수신기의 구조를 간단히 할 수 있고 적은 비용으로 구현할 수 있다. 또한, 이동 통신 환경과 같이 수신 신호의 반송파 위상이 급격히 변화하는 환경에서는 동기식 복조 방식의 경우에는 동작 안정화에 비교적 긴 시간 (통상 수백~수천 심볼 기간)이 소요되는 PLL (Phase Locked Loop)을 사용해야 하므로 적합하지 않은 반면, DPSK방식은 2개의 심볼 만으로 복조가 가능하므로 이동 통신 환경에서는 적절한 선택이라 하겠다. 이런 장점으로 인해 M -ary DPSK는 미국의 TDMA (Time Division Multiple Access), 일본의 PHS (Personal Handyphone System) 등 이동 통신 분야에서 널리 적용되어 사용되고 있다. 하지만, 차동 복조를 할 경우에는 잡음 섞인 한 심볼 이전 신호를 기준 위상으로 사용하기 때문에 동기식 방식의 M -ary PSK 복조 방법에 비해 비트 오류 확률면에서 성능이 떨어지게 된다^[1~5]. 따라서, 이동통신 환경에서 강점을 갖는 차동 복조 방식을 사용하면서 차동 복조 방식이 동기식 방식에 비해 뒤떨어지는 비트 오류 성능을 개선하기 위해 이전에 수신된 여러 심볼을 이용하는 여러 가지 다중 심볼 차동 복조 방법 (MS-DD : Multiple Symbol Differential Detection)들이 제안되어 왔다. 이러한 방법들로는 ML-DD (Maximum Likelihood Differential Detection)^[6], Viterbi-DD (ML-DD using Viterbi algorithm)^[7], DF-DD (Decision Feedback Differential Detection)^[8~9], DPD-RGPR (Differential Phase Detection with Recursively Generated Phase References)^[10], UWB MSDD^[11] 등이 있다.

이러한 방법들은 검출 과정에서 다중 심볼들을 사용함으로써 차동 위상 검출 성능을 동기 검출 성능과 동일해지도록 공통된 목표로 삼는다. 각 방식들의 검출 규칙 (Detection Rule)은 유도되어 있으나, 궁극적인 목표인 동기 검출에 근접한 성능을 가짐을 보이지는 않았다. 게다가, 결정 궤환을 갖는 차동 위상 검출 방식들에 대한 분석 및 비교에 대한 연구는 거의 진행되지 않았다. 그러므로 본 논문에서는 DF-DD에 DPD (Differential Phase Detection)를 적용한 DF-DPD (Decision Feedback Differential Phase Detection)^[9]와 반복적으로 갱신되는 기준 위상을 이용하는 DPD-RGPR (Differential Phase Detection with Recursively Generated Phase Reference)^[10]에 대해 고찰하고, 이 방식들의 성능이 동기 검출 방식의 성능에 근접할 수 있음을 수치적으로 분석하고자 한다.

II. 결정 궤환 기반 차동 위상 검출 방식

1. 일반적 차동 위상 검출 방식

(DPD : Differential Phase Detection)

M -ary PSK 변조된 수신 신호를 정상적으로 복조하기 위해서는 수신기의 반송파 위상이 수신된 신호의 반송파 위상과 일치하여야 한다. 이와 같이, 수신된 신호의 반송파 위상과 수신기의 반송파 위상을 일치시키기 위해 PLL 등과 같은 반송파 복구 (carrier recovery) 기능을 사용한 위상 동기 시스템을 사용하여 복조하는 방법을 동기 검출 방식이라 한다. 이러한 동기 복조는 단일 가우시안 (Gaussian) 잡음 채널을 가정한다면 최적의 복조 방식으로 생각할 수 있다. 하지만, 복잡한 위상 동기 회로 부분이 필요하므로 수신기의 구조가 복잡해지고 구현이 어려워지게 된다. 반면, 차동 위상 복조 방식은 수신된 반송파 위상과 수신기의 반송파 위상 간의 동기를 필요로 하지 않는 복조 방법이다. 차동 위상 복조는 수신기의 반송파 위상 동기를 필요로 하지 않기 때문에 수신기의 구조가 비교적 간단해지고 적은 비용으로 구현할 수 있는 장점이 있다^[1~5].

M -ary DPSK는 차동 복조 (differential demodulation)를 수행하기 위해 변조부에서 사전에 전송될 위상 정보를 차동 위상 부호화 (differential phase encoding)하여 변조하는 방법이다. 차동 위상 부호화는 이전 심볼의 위상에 현재 심볼의 위상을 더하여 심볼 간의 위상차를 구하여 전송될 정보를 만든다.

M -ary DPSK 복조 과정에서 수신 위상 ψ_n 은 송신 위상 ϕ_n , AWGN (Additive White Gaussian Noise) 채널을 통해 삽입된 잡음 위상 η_n 및 위상 오프셋 θ 가 포함되어 있다. 잡음 섞인 수신 신호의 위상 ψ_n 은 그림 1

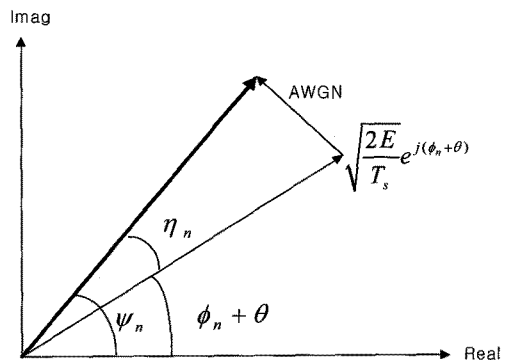


그림 1. 수신 신호에 대한 신호 성좌
Fig. 1. Signal constellation for received signal.

와 같이 나타낼 수 있고 식 (1)과 같이 표현될 수 있다.

$$\psi_n = (\phi_n + \eta_n + \theta) \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \Delta\psi_n(1) &= (\psi_n - \psi_{n-1}) \\ &= (\Delta\phi_n + \eta_n - \eta_{n-1}) \end{aligned} \quad (2)$$

식 (2)에서 $\Delta\psi_n(1)$ 은 현재 수신된 신호의 위상 ψ_n 과 바로 한 심볼 이전에 수신 위상 ψ_{n-1} 과의 위상 차이를 나타낸다. 일반적인 차동 위상 검출 방식은 식 (1)과 같이 현재 수신된 신호의 위상 ψ_n 을 구한 후에, 식 (2)와 같이 한 심볼 이전에 수신 위상 ψ_{n-1} 과의 차이 $\Delta\psi_n(1)$ 을 구하는 것이다. 식 (2)에서처럼, 위상 오프셋 θ 가 차동 위상 검출에 의해 제거됨을 알 수 있다. 이런 특성 때문에 차동 위상 검출 방식에서는 반송파 복구 과정이 생략될 수 있는 것이다.

차동 위상 결정 과정을 보면, 차동 위상 $\Delta\psi_n(1)$ 과 M 개의 기준 위상 $\Delta\phi_m|_{m=1,2,\dots,M} (=2(m-1)\pi/M)$ 중에서 $\Delta\psi_n(1)$ 와 $\Delta\phi_m$ 와의 차이의 절대값이 최소가 되는 차동 위상을 결정하게 된다. 이러한 과정을 나타내는 차동 위상 검출 방식의 결정식 (decision rule)은 식 (3)과 같다.

$$\Delta\bar{\phi}_n = \min_{\text{over } \Delta\phi_m} |\Delta\psi_n(1) - \Delta\phi_m| \quad (3)$$

여기서, $m = 1, 2, \dots, M$ 이고, $\Delta\bar{\phi}_n$ 는 $\Delta\psi_n(1)$ 으로부터 결정된 차동 위상이다.

위의 결정식에 대한 일반적인 차동 위상 검출기의 구조는 그림 2로 나타낼 수 있다

차동 복조 방식은 한 심볼 이전의 수신 위상 ψ_{n-1} 을 기준 신호로 사용하여 위상차를 구하기 때문에, M -ary PSK의 동기 복조 방식과는 달리 수신기에서 반송파의

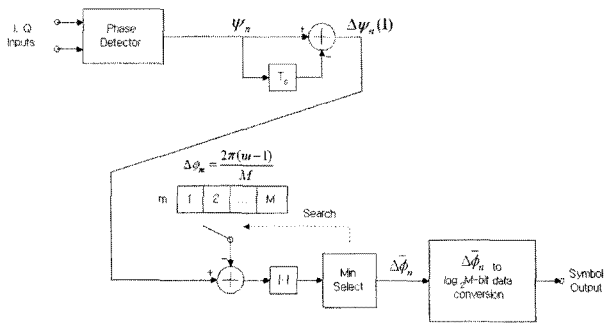


그림 2. 일반적 차동 위상 검출기의 구조
Fig. 2. Architecture of conventional differential phase detector.

위상 오프셋 θ 를 정확히 맞추는 필요가 없다. 따라서 이를 위한 위상 동기 루프 등과 같은 복잡한 동기 회로 부분이 없기 때문에 수신기의 구조가 훨씬 간단해지고 구현이 쉬운 장점이 있다. 하지만, 차동 복조 방식은 동기 복조 방식에 비해 보다 비트 오류 확률 면에서 성능이 떨어지게 된다. 이는 차동 복조에서는 잡음 섞인 이전 신호의 위상을 기준 위상으로 사용하기 때문이다.

2. DF-DPD

M -ary DPSK 신호에 대한 기존의 기본적인 차동 복조 방법은 동기 복조 방법과 비교하여 볼 때 비트 오류 확률 면에서 성능이 떨어진다. 이의 성능 향상을 위해, 기존의 차동 복조의 비트 오류 확률을 개선할 수 있는 연구가 기존에 진행되어 왔다. 그 중, 이전 한 심볼과 현재 심볼만을 이용하는 통상의 차동 복조와는 달리 수신된 L 개의 검출 길이 동안 이전 심볼과 현재 심볼을 모두 고려하여 성능을 개선하려는 다중 심볼 차동 복조 방법이 대두되었다^[5-6].

이러한 방법에는 ML-DD^[6], Viterbi-DD^[7], DF-DD^[8-9] 등이 있다. ML-DD는 최대 확률 시퀀스 근사 (Maximum Likelihood Sequence Estimation) 방법을 기반으로 L 개의 수신된 신호 위상로부터 $L - 1$ 개의 연속적인 심볼을 동시에 복조하는 방법이고, Viterbi-DD는 앞의 ML-DD를 Viterbi 알고리즘을 이용하여 구현을 단순화시킨 방법이다. DF-DD는 $L - 1$ 개의 복조된 신호를 케환시켜 한 심볼 한 심볼씩 복조하는 방법이다. 이런 각각의 방법은 L 값이 증가할수록 비트 오류 성능은 좋아지게 되고, L 값이 무한히 커지게 되면 이상적인 동기 복조의 성능에 근접하게 된다. $L = 1$ 인 경우에는 기본적인 차동 복조와 동일하다. 위의 방법들 중 ML-DD와 Viterbi-DD는 실제로 구현하기에는 너무 복잡하다는 단점이 있다. 따라서 비교적 구현이 쉬운 DF-DD에 DPD의 개념을 적용해 각 심볼의 위상차를 이용한 다중 심볼 차동 복조 방법인 DF-DPD^[9]와 DPD-RGPR^[10]가 제안되었다.

DF-DPD의 결정식은 다음 식과 같다^[9].

$$\Delta\bar{\phi}_n = \min_{\text{over } \Delta\phi_m} \sum_{l=1}^L \mu_l^2 \quad (4)$$

여기서, μ_l 은 l 번째 심볼 차동 위상 검출 장치에서의 위상 오류, $\Delta\bar{\phi}_n$ 은 현재 검출된 차동 위상을 나타낸다. 식 (4)은 심볼 차동 위상 검출 장치들의 누적 차동 위

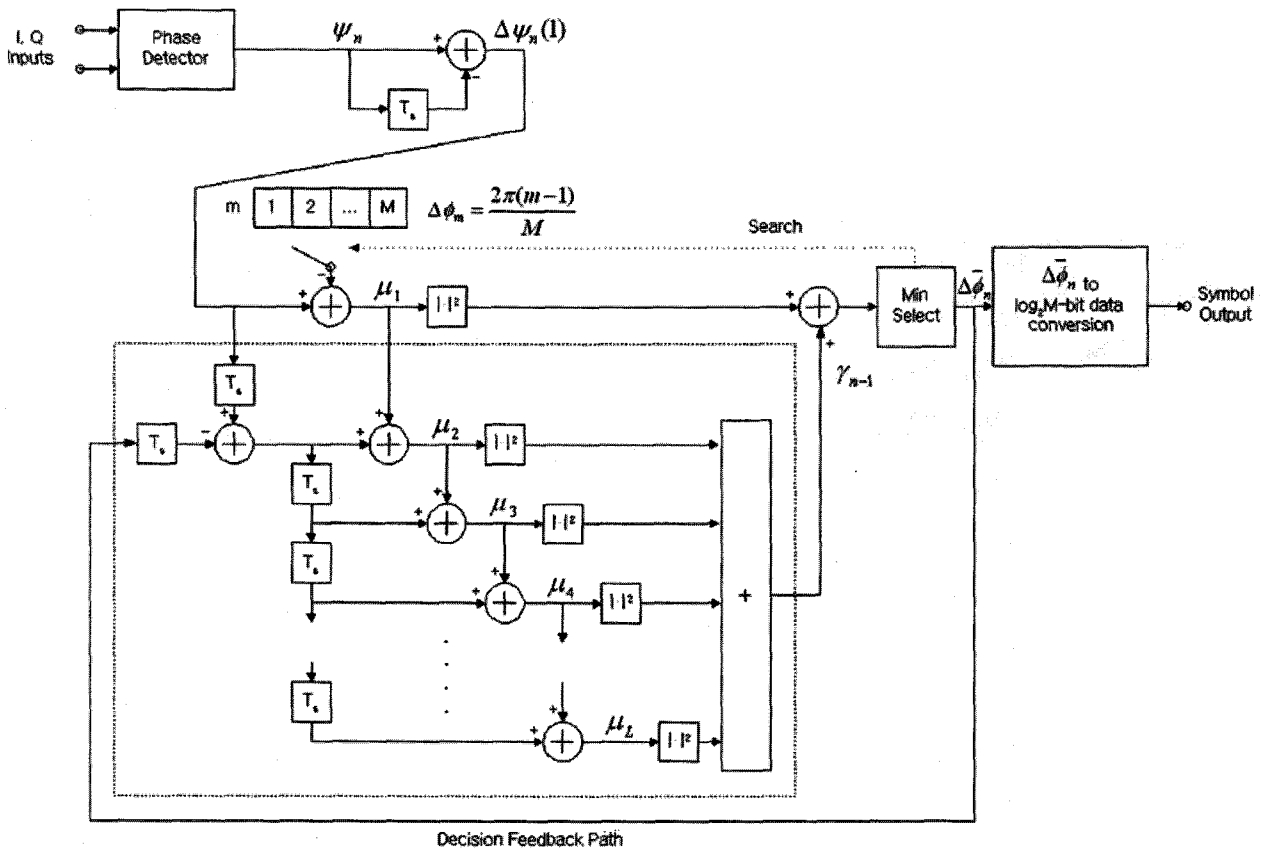


그림 3. DF-DPD의 구조
Fig. 3. Architecture of DF-DPD.

상 잡음들 $\mu_1, \mu_2, \mu_3, \dots, \mu_L$ 의 제곱의 합이 최소가 되도록 차동 위상을 검출하는 알고리즘이다.

현재 수신된 위상 ψ_n 과 l 번 이전에 수신된 위상 ψ_{n-l} 사이의 차이를 차동 위상 $\Delta\psi_n(l)$ 이라 하면, 차동 위상 성분 $\Delta\psi_n(l)$ 은 식 (5)처럼 표시될 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta\psi_n(l) &= \psi_n - \psi_{n-l} \\ &= (\psi_n - \psi_{n-1}) + (\psi_{n-1} - \psi_{n-2}) + \dots \\ &\quad + (\psi_{n-l+1} - \psi_{n-l}) \\ &= \left(\sum_{i=0}^{l-1} \Delta\psi_{n-i}(1) \right) \end{aligned} \quad (5)$$

식 (5)를 활용하여 l 번째 누적 차동 위상 잡음 μ_l 을 식 (6)와 같이 표현할 수 있다^[9].

$$\begin{aligned} \mu_l &= \left(\Delta\psi_n(l) - \Delta\phi_m - \sum_{i=1}^{l-1} \Delta\bar{\phi}_{n-i} \right) \\ &= \left((\Delta\psi_n(1) - \Delta\phi_m) + \sum_{i=2}^l (\Delta\psi_{n-i+1}(1) - \Delta\bar{\phi}_{n-i+1}) \right) \end{aligned} \quad (6)$$

DF-DPD의 구조는 식 (4)의 DF-DPD 결정식에 식 (6)를 사용하여 구현될 수 있다. 그러나, 식 (6)을 직접 사용하면 구현상 복잡하므로, 식 (5)을 이용하여 $\mu_1, \mu_2, \mu_3, \dots, \mu_L$ 를 순환적(recursive)으로 구현하면 보다 간단한 구조로 바꿀 수 있다.

식 (6)의 μ_l 을 식 (4)에 적용하여 전개하면 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} \mu_1 &= (\Delta\psi_n(1) - \Delta\phi_m) \\ \mu_2 &= (\Delta\psi_n(2) - \Delta\phi_m - \Delta\bar{\phi}_{n-1}) \\ &= (\Delta\psi_n(1) + \Delta\psi_{n-1}(1) - \Delta\phi_m - \Delta\bar{\phi}_{n-1}) \\ \mu_3 &= (\Delta\psi_n(3) - \Delta\phi_m - \Delta\bar{\phi}_{n-1} - \Delta\bar{\phi}_{n-2}) \\ &= \mu_2 + (\Delta\psi_{n-2}(1) - \Delta\bar{\phi}_{n-2}) \\ &\vdots \\ \mu_l &= \left(\mu_{l-1} + (\Delta\psi_{n-l+1}(1) - \Delta\bar{\phi}_{n-l+1}) \right) \end{aligned} \quad (7)$$

μ_l 은 식 (7)의 마지막 식과 같이 순환적 형태로 구현될 수 있다. 그러므로 DF-DPD의 구조와 관련된 결정

식은 식 (8)과 같다. 그림 3은 식 (8)에 기반한 DF-DPD의 구조를 보여 준다^[5, 9].

$$\begin{aligned} \Delta\bar{\phi}_n &= \min_{\text{over } \Delta\phi_m} \sum_{l=1}^L \mu_l^2 \\ &= \min_{\text{over } \Delta\phi_m} \sum_{l=1}^L \left[\mu_{l-1} + (\Delta\psi_{n-l+1}(1) - \Delta\bar{\phi}_{n-l+1}) \right]^2 \end{aligned} \quad (8)$$

수신 신호 검출에 활용되는 심볼의 개수 L 값이 증가함에 따라 DF-DPD의 BER 특성이 동기 검출 방식에 근접하게 된다. 그러나, 이 방식으로 구현하게 되면, 그림 3에서 보는 바와 같이, L 이 증가함에 따라 하드웨어도 증가하는 것을 볼 수 있다. DF-DPD 방식에서는 차동 위상 잡음의 누적 성분에 해당되며, 이것을 L 개 사용하여 결정식을 구성한 알고리즘이다.

3. DPD-RGPR

DF-DPD는 기본적인 차동 복조의 비트 오류 성능을 개선하여 L 값이 증가할수록 동기 복조의 성능에 근접함을 알 수 있었다. 하지만, 검출 길이 L 값이 증가함에 따라 기존의 차동 위상 복조기에 비해 복잡도가 급격히 증가하여 실제 구현하기가 어려워지는 단점이 있다.

이러한 단점을 극복하기 위해 제안된 방식들 중 하나가 반복적으로 발생하는 기준 위상을 갖는 차동 위상 검출 방식 DPD-RGPR이다^[5, 10].

DPD-RGPR의 결정식은 식 (8)과 같다^[10].

$$\begin{aligned} \Delta\bar{\phi}_n &= \min_{\text{over } \Delta\phi_m} \left| \psi_n - \Delta\phi_m - \varphi_{n-1} \right| \\ \left(\varphi_{n-1} &= \frac{W(\varphi_{n-2} + \Delta\bar{\phi}_{n-1}) + \psi_{n-1} + 2K_{n-1}\pi}{W+1} \right) \end{aligned} \quad (9)$$

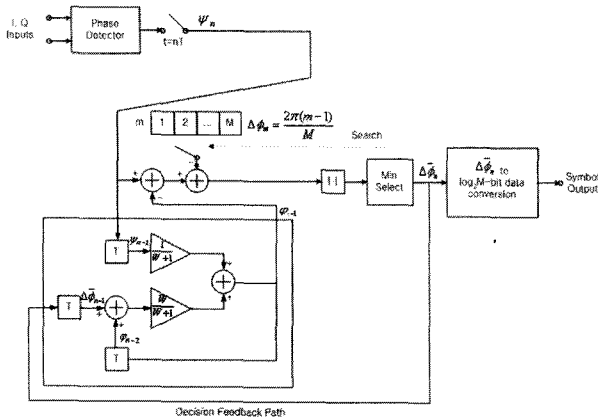


그림 4. DPD-RGPR의 구조
Fig. 4. Architecture of DPD-RGPR.

식 (9)에서의 W 는 DF-DPD에서의 검출 길이 L 에 대응되는 파라미터이다^[9-10].

식 (9)에서 볼 수 있듯이, DPD-RGPR 방식은 검출에 사용되는 참조 위상 φ_n 을 순환적 형태로 구하여 이에 대한 하드웨어 구현은 DF-DPD 방식에 비해 간단해졌음을 알 수 있다. 다시 말해, DPD-RGPR 방식은 참조 위상에 해당되는 φ_n 을 순환적 형태로 구하여 차동 위상 검출을 수행하는 알고리즘이다. 식 (9)에 기반한 DPD-RGPR의 구조는 그림 4와 같다.

III. 결정 제한 기반 차동 위상 검출 방식들에 대한 성능 분석

1. DF-DPD에 대한 성능 분석

DF-DPD의 검출 과정에는 식 (5)로 표현된 누적 차동 위상 잡음 μ 의 제곱의 합이 사용된다. 이것은 DF-DPD의 검출 과정이 μ 에 기반함을 의미한다. 그러므로, DF-DPD의 수치적 해석은 μ 를 고찰하는 것에서부터 시작된다. 이전 심볼까지의 검출 과정에 오류가 발생하지 않았다는 가정 하에, DF-DPD의 누적 차동 위상 잡음 μ 는 식 (2), (5), (6)를 활용하여 식 (10)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mu_l &= (\Delta\psi_n(1) - \Delta\phi_m) + \sum_{i=2}^l (\Delta\psi_{n-i+1}(1) - \Delta\bar{\phi}_{n-i+1}) \\ &= (\Delta\phi_n - \Delta\phi_m) + (\eta_n - \eta_{n-1}) + (\eta_{n-1} - \eta_{n-2}) \\ &\quad \dots + (\eta_{n-l+2} - \eta_{n-l+1}) + (\eta_{n-l+1} - \eta_{n-l}) \\ &= (\Delta\phi_n - \Delta\phi_m) + (\eta_n - \eta_{n-l}) \end{aligned} \quad (10)$$

식 (10)을 식(4)에 포함된 μ^2 에 대입하면 다음 식 (11)과 같다.

$$\begin{aligned} \sum_{l=1}^L \mu_l^2 &= \sum_{l=1}^L [(\Delta\phi_n - \Delta\phi_m) + (\eta_n - \eta_{n-l})]^2 \\ &= L(\Delta\phi_n - \Delta\phi_m)^2 + 2(\Delta\phi_n - \Delta\phi_m) \sum_{l=1}^L (\eta_n - \eta_{n-l}) \\ &\quad + \sum_{l=1}^L (\eta_n - \eta_{n-l})^2 \\ &= L(\Delta\phi_n - \Delta\phi_m)^2 + 2L(\Delta\phi_n - \Delta\phi_m) \left(\eta_n - \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \eta_{n-l} \right) \\ &\quad + \sum_{l=1}^L (\eta_n - \eta_{n-l})^2 \\ &= L \left[(\Delta\phi_n - \Delta\phi_m) + \left(\eta_n - \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \eta_{n-l} \right) \right]^2 \\ &\quad - L \left(\eta_n - \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \eta_{n-l} \right)^2 + \sum_{l=1}^L (\eta_n - \eta_{n-l})^2 \end{aligned} \quad (11)$$

식 (11)에서 두 번째와 세 번째 항은 수신 위상 검출에 활용되는 참조 위상 $\Delta\phi_m$ 과 무관함을 볼 수 있다. 그러므로, 식 (11)을 DF-DPD의 결정식을 나타내는 식 (4)에 적용하면 다음 식 (12)를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}\Delta\bar{\phi}_n &= \min_{\text{over } \Delta\phi_m} \sum_{l=1}^L \mu_l^2 \\ &= \min_{\text{over } \Delta\phi_m} \left((\Delta\phi_n - \Delta\phi_m) + \left(\eta_n - \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \eta_{n-l} \right) \right)^2 \quad (12) \\ &= \min_{\text{over } \Delta\phi_m} \left| (\Delta\phi_n - \Delta\phi_m) + \left(\eta_n - \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \eta_{n-l} \right) \right|\end{aligned}$$

AWGN 채널을 통해 삽입된 잡음 위상 성분 η 의 기대값은 0이므로, 큰 검출 길이 L 에 대해서 식 (12)는 식 (13)으로 간략될 수 있다.

$$\begin{aligned}\Delta\bar{\phi}_n &= \min_{\text{over } \Delta\phi_m} \sum_{l=1}^L \mu_l^2 \\ &\cong \min_{\text{over } \Delta\phi_m} \left| (\Delta\phi_n - \Delta\phi_m) + \eta_n \right|\end{aligned} \quad (13)$$

식 (13)에서 검출된 차동 위상은 $\Delta\bar{\phi}_n$ 은 이전 위상 잡음 성분들이 아닌 단지 현재 잡음 위상 성분 η_n 에만 영향 받고 있고 있다. 이것은 충분히 큰 검출 길이 L 을 DF-DPD의 가진 DF-DPD의 성능은 현재 위상 잡음에만 영향 받는 동기 검출의 성능에 근접함을 뜻한다. 이것은 검출 길이 L 에 따른 BER (Bit Error Rate) 성능에 대한 시뮬레이션 결과를 보여주는 그림 5에서도 확인할 수 있다. 그림 5에서 제시된 시뮬레이션은 MATLAB을 통해 이루어졌으며, AWGN 채널에서

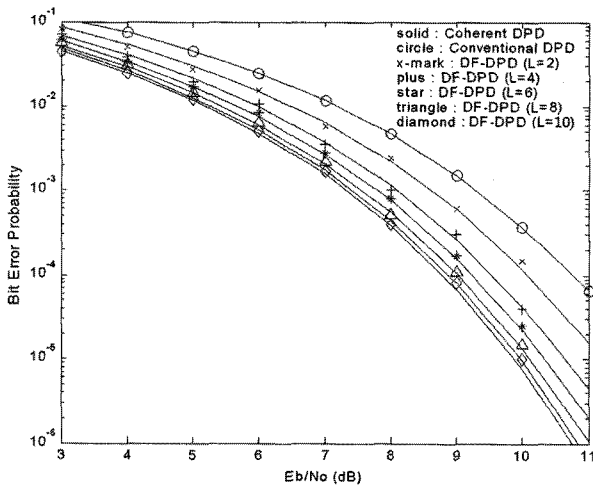


그림 5. DF-DPD의 BER 성능
Fig. 5. BER Performance of DF-DPD.

E_b/N_0 에 따른 DF-DPD의 BER 성능을 보여준다. 이때, 비교 분석을 위해 활용된 동기 검출에 대한 BER 성능은 식 (14)를 참조하였다^[1-4]. 10^{-6} BER에 대해 8 이상의 검출 길이 L 을 갖는 DF-DPD의 검출 성능은 동기 검출 방식의 성능에 0.3 dB 이내로 근접함을 그림 5로부터 볼 수 있다.

$$P_e = 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \left[1 - Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \right] \quad (14)$$

2. DPD-RGPR에 대한 성능 분석

현재 차동 위상 $\Delta\psi_n(1)$ 을 사용하는 DF-DPD와 달리 DPD-RGPR은 검출 과정 중에 현재 수신되는 위상 ψ_n 를 취한다. 식 (9)로 표현된 DPD-RGPR의 결정식을 DF-DPD에서처럼 현재 차동 위상 $\Delta\psi_n(1)$ 을 사용하도록 수정하면 식 (15)와 같다.

$$\Delta\bar{\phi}_n = \min_{\text{over } \Delta\phi_m} \left| \Delta\psi_n(1) - \Delta\phi_m + (\psi_{n-1} - \phi_{n-1}) \right| \quad (15)$$

식 (15)에서 $\psi_{n-1} - \phi_{n-1}$ 를 λ_{n-1} 로 대체하면, DPD-RGPR의 검출 과정에서의 참조 위상은 λ_{n-1} 로 표현될 수 있다. 식 (9)를 사용하면 참조 위상 λ_{n-1} 은 식 (16)과 같다.

$$\begin{aligned}\lambda_{n-1} &= \psi_{n-1} - \phi_{n-1} \\ &= \frac{W \left[\psi_{n-1} - \Delta\bar{\phi}_{n-1} - \phi_{n-2} \right] + 2K_{n-1}\pi}{W+1} \\ &= \frac{W \left[\Delta\psi_{n-1}(1) - \Delta\bar{\phi}_{n-1} + (\psi_{n-2} - \phi_{n-2}) \right] + 2K_{n-1}\pi}{W+1} \quad (16) \\ &= \frac{W \left[\Delta\psi_{n-1}(1) - \Delta\bar{\phi}_{n-1} + \lambda_{n-2} \right] + 2K_{n-1}\pi}{W+1}\end{aligned}$$

감쇠 요소인 $W/(W+1)$ 를 α 라 치환하면, 식 (16)은 식 (17)처럼 표현될 수 있다.

$$\lambda_{n-1} = \alpha \lambda_{n-1} + \alpha \left(\Delta\psi_{n-1}(1) - \Delta\bar{\phi}_{n-1} \right) \quad (17)$$

수신 심볼들의 검출이 올바르게 이루어졌다면, 식 (1)과 식 (2)에 의해 식 (17)은 식 (18)로 나타낼 수 있다.

$$\lambda_{n-1} = \alpha \lambda_{n-1} + \alpha (\eta_{n-1} - \eta_{n-2}) \quad (18)$$

식 (18)을 식 (7)과 같은 순환적 형식으로 확장하면 식 (19)와 같다.

$$\begin{aligned}
 \lambda_{n-1} &= \alpha \lambda_{n-1} + \alpha (\eta_{n-1} - \eta_{n-2}) \\
 &= \alpha [\alpha \lambda_{n-2} + \alpha (\eta_{n-2} - \eta_{n-3})] + \alpha (\eta_{n-1} - \eta_{n-2}) \\
 &= \alpha^2 \lambda_{n-2} + \alpha (\eta_{n-1} - \eta_{n-2}) + \alpha^2 (\eta_{n-2} - \eta_{n-3}) \\
 &= \alpha^2 [\alpha \lambda_{n-3} + \alpha (\eta_{n-3} - \eta_{n-4})] \\
 &\quad + \alpha (\eta_{n-1} - \eta_{n-2}) + \alpha^2 (\eta_{n-2} - \eta_{n-3}) \\
 &= \alpha^3 \lambda_{n-3} + \alpha (\eta_{n-1} - \eta_{n-2}) + \alpha^2 (\eta_{n-2} - \eta_{n-3}) \\
 &\quad + \alpha^3 (\eta_{n-3} - \eta_{n-4}) \\
 &\quad \vdots \\
 &= \alpha^k \lambda_{n-k} + \sum_{i=1}^{k-1} \alpha^i (\eta_{n-i} - \eta_{n-i-1})
 \end{aligned} \tag{19}$$

식 (11)에서 감쇠 요소와 관련된 d^k (여기서, $0 < a < 1$) 은 고려 가능한 상대적으로 큰 k 에 대해 0에 가깝게 근접하므로, 식 (11)에서의 첫 번째 항은 무시할 정도로 작은 값이 된다고 볼 수 있다. 그러므로 식 (19)는 식 (20)으로 근사화될 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \lambda_{n-1} &\cong \alpha (\eta_{n-1} - \eta_{n-2}) + \alpha^2 (\eta_{n-1} - \eta_{n-2}) + \\
 &\quad \dots + \alpha^{k-1} (\eta_{n-k+1} - \eta_{n-k})
 \end{aligned} \tag{20}$$

검출 길이와 관련된 상당히 큰 W 에 대해 감쇠 요소 α 는 1에 가깝기 때문에, d^p 와 d^{p+1} (여기서, $1 \leq p \leq k-2$)는 거의 같은 값이 된다. 그러므로 식 (20)은 식 (21)로 표현될 수 있다.

$$\lambda_{n-1} \cong \eta_{n-1} - \alpha^{k-1} \eta_{n-k} \tag{21}$$

식 (21)에서 d^{k-1} 는 0에 가까운 값이기 때문에 식 (21)의 두 번째 항은 무시될 수 있으므로, 식 (21)은 식 (22)로 나타낼 수 있다.

$$\lambda_{n-1} = \psi_{n-1} - \varphi_{n-1} \cong \eta_{n-1} \tag{22}$$

식 (2)와 식 (22)에 의해 DPD-RGPR에서의 참조 위상 φ_n 은 식 (23)으로 표현된다.

$$\begin{aligned}
 \varphi_{n-1} &= \psi_{n-1} - \eta_{n-1} \\
 &= \psi_n - \Delta\psi_n(1) - \eta_{n-1}
 \end{aligned} \tag{23}$$

식 (2)와 식 (23)을 식 (9)로 표현된 DPD-RGPR의 결정식에 적용하면 식 (24)를 얻을 수 있다.

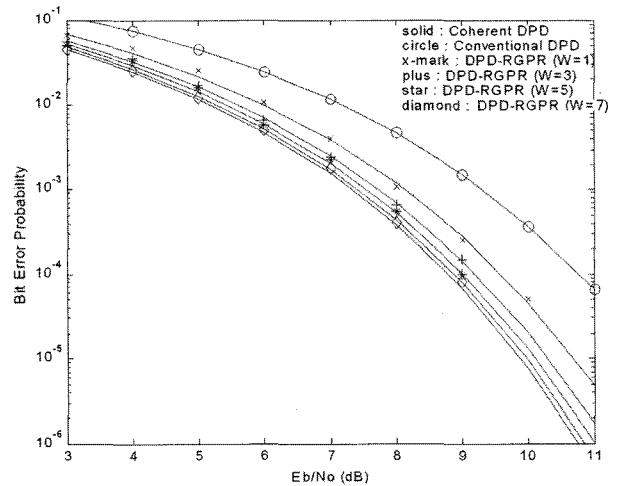


그림 6. DPD-RGPR의 BER 성능
Fig. 6. BER Performance of DPD-RGPR.

$$\begin{aligned}
 \Delta\bar{\phi}_n &= \min_{\text{over } \Delta\phi_m} |\psi_n - \Delta\phi_m - \varphi_{n-1}| \\
 &= \min_{\text{over } \Delta\phi_m} |\Delta\psi_n(1) - \Delta\phi_m + \eta_{n-1}| \\
 &= \min_{\text{over } \Delta\phi_m} |(\Delta\phi_n - \Delta\phi_m) + \eta_n|
 \end{aligned} \tag{24}$$

식 (24)는 DPD-RGPR의 검출 과정에서의 위상 잡음은 현재 수신된 위상 잡음 η_n 에만 영향 받음을 보여준다. 그러므로, DPD-RGPR의 성능은 현재 위상 잡음에만 영향 받는 동기 검출의 성능에 근접한다고 볼 수 있다. 이것은 검출 길이 또는 감쇠 요소 관련 파라미터인 W 에 따른 BER 성능에 대한 시뮬레이션 결과를 보여주는 그림 6에서도 확인할 수 있다. 그림 6에서 제시된 시뮬레이션은 MATLAB을 통해 이루어졌으며, AWGN 채널에서 E_b/N_0 에 따른 DPD-RGPR의 BER 성능을 보여준다. 이 때, 비교 분석을 위해 활용된 동기 검출에 대한 BER 성능은 식 (14)를 참조하였다^[1~4]. 10^{-5} BER에 대해 5 이상의 W 를 갖는 DPD-RGPR의 검출 성능은 동기 검출 방식의 성능에 0.3 dB 이내로 근접함을 그림 6으로부터 볼 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 DF-DPD와 DPD-RGPR로 대표되는 결정 궤환을 갖는 차동 위상 검출 방식들의 성능이 차동 복호를 갖는 동기 검출의 성능에 근접함을 수치적으로 분석하였다. DF-DPD의 성능 분석은 결정식의 기반인 누적 차동 위상 잡음을 중심으로 이루어졌다. DPD-RGPR에 대해서는 검출 과정에서 순환적으로 생

성되는 참조 위상을 수치적으로 누적 차동 위상 잡음으로 해석하여 성능 분석을 하였다. 분석 결과, 8 이상의 검출 길이 L 을 갖는 DF-DPD와 5 이상의 W 에 대한 DPD-RGPR의 성능은 차동 복호를 갖는 동기 검출의 성능에 0.3 dB 이내로 근접하였다. 이것은 DF-DPD와 DPD-RGPR은 향상된 성능을 갖는 이동통신용 비동기 검출 방식으로 활용될 수 있음을 뜻한다. 하드웨어 구현 측면에서 보면, 순환적으로 생성되는 참조 위상에 기반하여 하드웨어 복잡도가 검출 길이 관련 파라미터의 영향을 적게 받는 DPD-RGPR 방식이 검출 길이의 증가에 따라 복잡도가 증가하는 DF-DPD보다 나은 방식이라고 말할 수 있다. 그리고, AWGN 채널에서의 분석 방법을 다중경로 페이딩 (Multipath Fading) 채널에 대한 분석으로 확장하는 것이 향후 연구과제라고 할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] Bernard Sklar, Digital Communications: Fundamentals and Applications, Prentice Hall, 1988.
- [2] John G. Proakis, Digital Communications, McGraw-Hill, 1995.
- [3] Theodore S. Rappaport, Wireless Communications: Principles and Practice, IEEE Press, 1996.
- [4] 조성준, Norihiko Morinaga, Toshihiko Namekawa, "잡음 및 간섭파에 의한 M상 DPSK 시스템의 오율 특성," 전자공학회논문지, 제16권, 제5호, 12-17쪽, 1979년 10월
- [5] 김창근, 정정화, "결정 궤환 구조를 갖는 차동 위상 검출기의 고속 데이터 처리를 위한 VLSI 설계," 전자공학회논문지 제39권 SD편, 제5호, 74-86쪽, 2002년 5월.
- [6] Dariush Divsalar and Marvin K. Simon, "Multiple-Symbol Differential Detection of MPSK," IEEE Transactions on Communications, vol. 38, no. 3, pp. 300-308, March 1990.
- [7] F. Adachi and M. Sawahashi, "Viterbi-Decoding Differential Detection of DPSK," Electronics Letters, vol. 28, pp. 2196-2197, November 1992.
- [8] Franz Edbauer, "Bit Error Rate of Binary and Quaternary DPSK Signals with Multiple Differential Feedback Detection," IEEE Transactions on Communications, vol. 40, no. 3, pp. 457-460, March 1992.
- [9] F. Adachi and M. Sawahashi, "Decision Feedback Differential Phase Detection of M-ary DPSK Signals," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 44, no. 2, pp. 203-210, May 1995.
- [10] Ruey-Yi Wei and Mao-Chao Lin, "Differential Phase Detection Using Recursively Generated Phase References," IEEE Transactions on Communications, vol. 45, no. 12, pp. 1504-1507, December 1997.
- [11] Dazhong Mu, Zhengding Qiu and Xiong Zhang "Improved Noncoherent Demodulation Based on MSDD for Block Differential UWB Comm.," in Proc. of NSWCTC 2010, pp. 11-14, Nov. 2010.

— 저 자 소 개 —



정 진 두(학생회원)
 1998년 한양대학교 전자공학과
 학사 졸업.
 2000년 한양대학교 전자통신전과
 공학부 석사 졸업.
 <주관심분야 : 디지털통신, 신호
 처리>



진 용 선(정회원)
 1978년 한양대학교 전자공학과
 학사 졸업.
 1991년 한양대학교 전자공학과
 석사 졸업.
 2001년 한양대학교 전자공학과
 박사 졸업.

1978년~1979년 전자통신연구원 연구원
 1980년~1987년 LG전자연구소 선임연구원
 1988년~1996년 Texas Instrument 연구소
 책임연구원
 1997년~현재 국제대학 정보통신과 교수
 <주관심분야 : 디지털통신시스템, 정보통신, 신호
 처리>



정 정 화(정회원)
 1975년 한양대학교 전자공학과
 학사 졸업.
 1977년 한양대학교 전자공학과
 석사 졸업.
 2004년 와세다대학교 전자통신
 공학과 박사 졸업.

1981년~현재 한양대학교 융합전자공학부 교수
 <주관심분야 : 통신, CAD, 영상처리, 반도체>