

패킷 대역 확산 블럭 수신기의 성능분석

正會員 梁 大 雄* 正會員 姜 珉 求** 正會員 朴 性 卿**
 正會員 洪 大 植** 正會員 康 昌 彥**

Performance Analysis of the Packet DS/SS Receiver using the BSP Methods

Dae Woong Yang*, Min Goo Kang**, Seong Kyeong Park**,
 Dae Sik Hong**, Chang Eon Kang** *Regular Members*

要 約

이 논문에서는 주파수 편차가 발생하는 채널에서 패킷 직접 대역확산(Direct-Sequence Spread Spectrum) 블럭 수신기의 위상 반전 검출(Phase-jump detection) 오류 여부를 확인하는 PJED(Phase Jump Error Detector)의 성능을 고찰한다. 또한 정합 펄스 순간 추출기로 들어오는 신호들의 특성을 분석하여 기존의 방식보다 간단한 구조를 갖는 정합 펄스 순간 추출기를 제시한다. 이동통신 채널상에서 발생하는 주파수 편차는 패킷 DS/SS 블럭 수신기를 사용함으로써 효율적으로 추정, 보상할 수 있는데 SNR(Signal to Noise Ratio)이 감소할수록 위상 반전 검출의 오류가 발생하며 이러한 위상 반전 검출의 오류를 방지하기 위한 대안으로서, 이 논문에서는 위상의 선형성을 이용하는 PJED를 제안하고 또한 신호 처리 시간을 단축시키고 수신기의 구조를 간단하게 만드는 정합펄스 순간 추출기를 제안한다. 실험 결과, PJED를 패킷 DS/SS 블럭 수신기에 적용시킬 경우에는 PJED가 없는 수신기보다 동일한 BER에서 약 2dB 정도의 성능 개선을 보여준다. 또한 협대역 간섭 신호가 존재할 경우도 약 2dB 정도의 성능 향상을 나타낸다. 그리고 본 논문에서 제안한 단순한 구조의 정합펄스 순간 추출기를 사용하여도 정확한 정합 펄스 순간을 판단 할 수 있다.

ABSTRACT

This paper investigates the performance analysis of the packet DS/SS receiver with a PJED (phase-jump error detector) using the block signal processing(BSP) methods.

The conventional packet DS/SS block receiver has a high probability of mistaking the phase-jump detection, which causes the frequency estimation error. The conventional receiver uses a Matched-Pulse Timing Extractor which has a complicated structure. The proposed packet DS/SS

*陸軍通信學校

**延世大學校 電子工學科

Dept. of Electronic Eng. Yonsei University

論文番號 : 94 - 5

block receiver with the PJED which uses linearity of the phase has little probability of mistaking the phase-jump detection. The proposed Matched-Pulse Timing Extractor has the more simple structure but obtains the same performance in the exact matched-pulse timing as the conventional one does.

The simulation results show that the proposed receiver gives about 2dB improvement in the BER compared with the conventional receiver.

I. 서 론

사회가 발전함에 따라 방대한 양의 정보를 요구하게 되었고, 정보 체계의 다양화에 따라 여러 가지 방식의 정보 전송기술이 요구되어지고 있다. 그러나 제한된 주파수 자원의 고갈과 이로 인한 전송품질의 저하, 전파특성에 의한 보안유지의 취약성, 의도적 혹은 비의도적인 전파방해에 의한 혼신등의 문제가 있으므로 이를 보완하기 위한 통신 기법이 연구되었는데 그중의 하나가 대역확산 통신방식이다[1][2].

대역확산 통신 방식은 1950년대 중반 이후 연구가 계속되어 초기에는 하드웨어 및 비용의 문제로 인하여 그 사용범위가 극히 일부에 적용되어 왔으나 근래에 와서는 반도체 기술발달로 군사통신 이외에 이동통신, 위성통신에도 사용되고 있으며 점차 그 사용범위가 확대되고 있다[3]. 그런데 대역확산 통신방식의 장점들은 송신단에서 대역을 확산 시키기 위하여 사용한 의사잡음(Pseudo Noise, PN) 코드와 수신단의 국부발생 코드 간의 정확한 동기가 이루어 졌을 경우에만 가능하다. 따라서 정확한 동기는 대역확산 통신의 효율성을 결정짓는 아주 중요한 요인이다[4]. 그래서 정확한 동기를 얻는 동작중에 생기는 데이터 전송 효율의 저하를 막기 위해서 실시간 신호 처리가 아닌 블록 단위로 신호를 처리하는(Block Signal Processing) 방법을 대역 확산 통신에서 사용한다. 이러한 BSP 방법은 신호의 주파수 편차가 존재할 경우라도 주파수 보상을 통하여 신호를 정확히 검출할 수 있다. 본 연구에서는 주파수 편차가 존재하는 채널상에서 패킷 DS/SS 블럭 수신기의 성능을 개선시키기 위해서 PJED를 수신기의 주파수 추정기에 적용시켰다. 또한 BSP 방법 사용에 따르는 신호 처리 시간의 단축을 위해서 단순한 구조를 갖는 준동기식 수신기와 디지털 필터를 사용한 정합 필터 순간 추출기를 제안하였다. 이것은 기존의 방식이 90개의 데이터 중에서 30개만을 반복전송에 사용하였지만 여기서는 10개의 데이터를 2회 전송하여 20개의 데이터만

을 사용하였는데 실험결과 약 2dB의 성능향상을 보였다. 본 논문의 구성은 서론에 이어 제II 장에서는 본 논문에서 제시한 DS/SS 블럭 수신기를 연구하고, 제III 장에서는 제안한 수신기의 구조에 대한 실험 및 결과를 비교, 고찰하고 제IV 장에서 결론을 맺는다.

II. 직접 대역 확산 블럭 수신기

1. 준동기식(Quasi-coherent) 수신기 및 디지털 정합 필터

DS/SS 블럭 수신기의 상세한 구조는 그림1와 같으며 전송 신호는 채널상에서 백색 잡음 신호 또는 고의성 간섭 신호등의 잡음 신호가 첨가된다. 특히 이동 통신채널상에서는 다경로 페이딩에 의한 주파수 편차 $\Delta\omega_1$ 가 발생한다. 따라서 수신 신호는 식(1)처럼 나타낼 수 있다.

$$S_r(t) = AD(t)C(t) \cos[(\omega_c + \Delta\omega_1)t + \phi] + N(t) \cos[(\omega_c + \Delta\omega_1)t + \theta] \quad (1)$$

여기서 A는 신호의 크기를 나타내고 C(t)와 D(t)는 각각 확산코드 신호와 데이터 신호를 나타내고 N(t)는 채널에서 첨가된 잡음 신호의 저역통과 신호이며 ϕ 와 θ 는 전송된 신호와 잡음 신호의 위상성분을 각각 나타낸다. 식(1)과 같은 수신 신호가 I-채널의 지역 통과 필터를 통과한 신호 $W_I(t)$ 는 식(2)와 같다.

$$W_I(t) \approx \frac{A}{2} D(t)C(t) \cos(\Delta\omega t + \alpha) + \frac{N(t)}{2} \cos(\Delta\omega t + \beta(t)) \approx \frac{A}{2} D(t)C(t) \cos(\Delta\omega t + \alpha) + N_I(t) \quad (2)$$

여기서 α 는 $\eta\phi$ 로써 전송된 신호와 수신부 발생신호 간의 위상차를 나타내며 β 는 $\eta\theta$ 로써 수신된 잡음

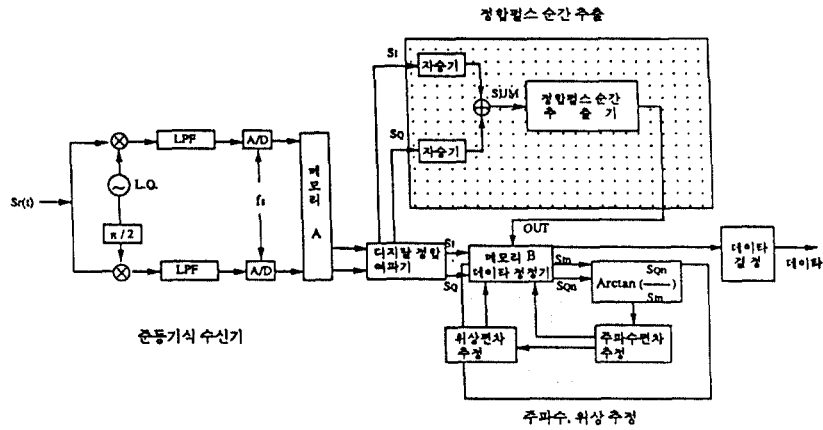


그림 1. DS/SS 블록 수신기의 구조
Fig. 1. A structure of DS/SS block demodulator

신호와 수신부 발생신호간의 위상차를 나타내며 $\Delta\omega$ 는 주파수 편차의 차이인 $\Delta\omega_1 - \Delta\omega_2$ 값을 갖는다. 같은 방법으로 Q-채널의 저대역 통과 필터를 통과한 신호 $W_Q(t)$ 는 식(3)과 같이 표현된다.

$$W_Q(t) \cong \frac{A}{2} D(t) C(t) \sin(\Delta\omega t + \alpha) + \frac{N_Q(t)}{2} \sin(\Delta\omega t + \beta(t)) = \frac{A}{2} D(t) C(t) \sin(\Delta\omega t + \alpha) + N_Q(t) \quad (3)$$

식(2)와 식(3)에 표현한 신호들은 A/D 변환기에서 칩률로 샘플링되고 양자화기에 의해서 n비트로 양자화 되어 디지털 값으로 변환된다. 식(4)에 I-채널 DMF (Digital Matched Filter)의 j번째 출력값 $S_I(j\delta)$ 와 식(5)에 Q-채널 DMF의 출력값 $S_Q(j\delta)$ 을 나타내었다[8].

$$S_I(j\delta) = \frac{1}{2} \hat{d}_I \sum_{k=1}^N C[(N-k)\delta] \hat{C}_I[(j-k)\delta] + \sum_{k=1}^N C[(N-k)\delta] \hat{N}_I[(j-k)\delta] = \frac{1}{2} \hat{d}_I R_I[(j-N)\delta] + R_{NI}[(j-N)\delta]$$

$$S_Q(j\delta) = \frac{1}{2} \hat{d}_I \sum_{k=1}^N C[(N-k)\delta] \hat{C}_Q[(j-k)\delta]$$

$$+ \sum_{k=1}^N C[(N-k)\delta] \hat{N}_Q[(j-k)\delta] = \frac{1}{2} \hat{d}_I R_Q[(j-N)\delta] + R_{NQ}[(j-N)\delta] \quad (5)$$

여기서 샘플링 주파수 f_s 는 $f_s = \frac{1}{\delta}$ 의 관계에 있으며, \hat{d}_I , $\hat{N}_I[(j-k)\delta]$, $\hat{N}_Q[(j-k)\delta]$ 값들은 $(j-k)\delta$ 에서 양자화기에 의해서 d_I , $N_I[(j-k)\delta]$, $N_Q[(j-k)\delta]$ 값들이 각각 양자화된 값들이고 $\hat{C}_I[(j-k)\delta]$ 과 $\hat{C}_Q[(j-k)\delta]$ 은 각각 $C[(j-k)\delta] \cos[\Delta\omega(j-k)\delta + \alpha]$, $C[(j-k)\delta] \sin[\Delta\omega(j-k)\delta + \alpha]$ 값들의 양자화된 값들이다. 정합(동기)이 이루어진 경우에는 비록 주파수 편차와 위상 편차가 있더라도 $R_I[(j-N)\delta]$ 는 큰 값을 갖게 되며 그렇지 않은 경우에는 작은 값을 갖게 된다. 이러한 성질을 이용하여 대역 확산 통신방식의 초기 동기를 맞추는데 DMF를 사용하기도 한다. 그러나 DS/SS 블록 수신기에서는 동기를 맞추기 위해서 DMF를 사용할 뿐만 아니라 동기가 이루어진 순간에 나오는 DMF의 출력값을 주파수 편차 추정 및 데이터 검출에 사용하였다.

2. 정합 펄스 순간 추출기

DMF의 출력값들은 정합펄스 순간 추출기로 보내어져서 펄스 칩이 정합된 순간을 찾게 된다. 그림2는 본 논문에서 제안한 정합 펄스 순간 추출기를 나타낸다.

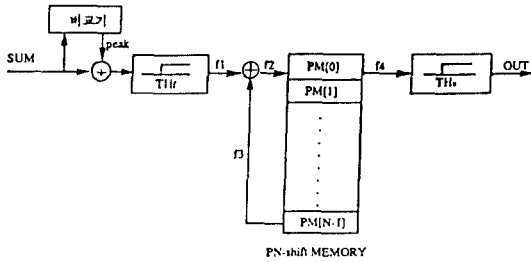


그림 2. 정합펄스 순간 추출기 구조
Fig. 2. A structure of the matched-pulse timing extractor

이 방법은 기존의 방식이 90개의 데이터중에서 30개만을 반복전송을 위해 사용한 것에 비하여 본 방식은 처음 10개의 데이터를 2회 반복 전송하여 20개를 사용하였기 때문에 정합 펄스 순간을 추출하는데 시간이 절약되며 정확하게 정합 순간을 추출할 수 있고 구조도 간단하다. peak 값과 PN-칩이 메모리 안에 PN 코드의 주기성을 나타내는 값들을 구하기 위한 신호의 재전송이 끝나고 나면 데이터의 검출을 위해서 처음부터 다시 SUM 값을 정합펄스 추출기에 보내게 된다. 이때 N_{iter} 을 반복횟수라 할때 PN-칩이 메모리 다음 단계에 $\frac{N_{iter}}{2}$ 값을 갖는 두번째 문턱값 THs를 설정한다. 두번째 문턱값 THs는 첫번째 문턱값을 넘는 SUM의 값이 주기성을 갖고 있는 값인지 여부를 나타내 준다.

3. PJED를 갖는 주파수 및 위상 추정기

정합 펄스 순간 추출기에 의해서 선택된 순간에만 DMF의 출력 값을 주파수 편차와 위상 편차 추정 및 데이터 정정을 위해서 메모리 B안에 저장되며 메모리 B안에 저장된 값은 식(6)과 식(7)처럼 나타낼 수 있다.

$$S_I(j_m \delta) = \frac{1}{2} \hat{d}_I R_I[(j_m - N)\delta] + R_{NI}[(j_m - N)\delta] \tag{6}$$

$$S_Q(j_m \delta) = \frac{1}{2} \hat{d}_I R_Q[(j_m - N)\delta] + R_{NQ}[(j_m - N)\delta] \tag{7}$$

여기서 $R[(j_m - N)\delta]$ 의 값은 주파수 및 위상 편차를 갖는 PN 코드가 정합을 이루었을 때의 자기 상관 함수의 값을 나타내며 N은 메모리의 크기를 나타내

고, 잡음과 PN 코드와 상관된 성분값 $R_{NI}[(j_m - N)\delta]$ 은 작은 임의의 값을 나타낸다.

이 논문에서 제안한 위상 반전 오류 검출기(PJED, Phase-jump error detector)의 주파수 추정 방식은 다음과 같다. 식(6)과 식(7)의 값을 아크 탄젠트 회로로 통과시켜서 식(8)와 같은 위상 성분을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} A(i) &= \arctan \left[\frac{S_Q(i)}{S_I(i)} \right] \\ &= \arctan \left[\frac{R_Q(i) + R_{NQ}(i)}{R_I(i) + R_{NI}(i)} \right] \\ &= \arctan \left[\frac{\hat{c} \left(\frac{R_Q(i)}{\hat{c}} + \frac{R_{NQ}(i)}{\hat{c}} \right)}{\hat{c} \left(\frac{R_I(i)}{\hat{c}} + \frac{R_{NI}(i)}{\hat{c}} \right)} \right] \tag{8} \\ &= \arctan \left[\frac{\sum_{k=1}^N \sin[\Delta\omega(j_m - k)\delta + \alpha] + \hat{R}_Q(i\delta)}{\sum_{k=1}^N \cos[\Delta\omega(j_m - k)\delta + \alpha] + \hat{R}_I(i\delta)} \right] \\ &\approx \Delta\omega(i)\delta + \alpha + \alpha_n(i) \end{aligned}$$

여기서 $j_m - N$ 는 N의 정수값이기 때문에 $j_m - N = p \times N$ 관계가 성립하고 이때 $i = p(i, p = 1, 2, 3 \dots)$ 이며 \hat{c} 는 $\hat{c} = C/\hat{c}$ 값으로써 정합이 이루어진 순간에 얻어진 값이다.

왜곡된 위상 $A(i)$ 와 $A(i)$ 의 추정치 $A^*(i)$ 을 그림3은 보이고 있다. 이 때 $A^*(i)$ 값들은 패킷 길이가 짧기 때문에 $A^*(i)$ 의 증가는 시간의 변화에 따라서 거의 일정하다. 따라서 $A^*(i)$ 의 기울기는 주파수 편차 $\Delta\omega$ 에 일치하기 때문에 $\Delta\omega$ 는 $A^*(i)$ 값들을 가지고 LMS (Least Mean Square) 방법으로 추정하게 된다. 식(4)의 $R_I[(j_m - N)\delta]$ 값 중 $\hat{c}_I[(i_m - k)\delta]$ 값은 식(9)로 변형되고 식(5)는 식(10)으로 변형된다.

$$\hat{c}_I[(j_m - k)\delta] = \hat{c}_I[(j_m - k)\delta] \cos[(\Delta\omega - \Delta\omega_1)(j_m - k)\delta + \alpha] \tag{9}$$

$$\hat{c}_Q[(j_m - k)\delta] = \hat{c}_Q[(j_m - k)\delta] \sin[(\Delta\omega - \Delta\omega_1)(j_m - k)\delta + \alpha] \tag{10}$$

여기서 $\Delta\omega_2$ 을 $\Delta\omega_2 = \Delta\omega - \Delta\omega_1$ 이라 하고 임의로 작은 값을 ϵ 이라고 할때 기존의 블럭 수신기에서는

$\Delta\omega_2 > \epsilon$ 이면 주파수 추정 과정의 전 과정을 반복한다. $\Delta\omega_2$ 를 추정하여 식(9)과 식(10)을 다시 변형시킨다. 추정치 $\Delta\omega_n (n=1, 2, 3 \dots)$ 이 $\Delta\omega_n < \epsilon$ 을 만족할때까지 전 추정 과정을 반복한다. 그러나 처음 LMS과정에서 히득 요소값을 ϵ 값과 근사한 값으로 적용시키면 처음 한번의 과정으로 $\Delta\omega_2 = \Delta\omega - \Delta\omega_1$ 값이 ϵ 값에 근사한 값으로 접근시킬 수 있다. 또한 SNR 값이 작고 여러번 반복하게 되면 식(8)에서 반복 횟수에 따라서 $\Delta\omega(i)\delta$ 값이 작아진다. 그러나 잡음의 영향에 의한 왜곡된 위상 성분 $\alpha_n(i)$ 은 변화하지 않는다. 그리하여 상대적으로 잡음의 영향이 커지게 되며 추정치 $\Delta\omega_n$ 을 추정하는데 오류를 범하게 된다.

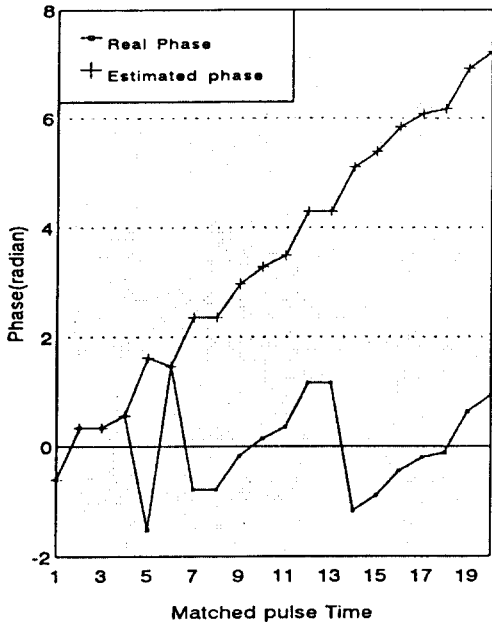


그림 3. 실제위상 $A(i)$ 와 추정위상 $A^*(i)$
 (주파수편차 = $0.0625 \times f_D$, SNR = -14dB일 경우)
 Fig. 3. Real phase $A(i)$ and estimation phase $A^*(i)$
 (the case of the freq. offset = $0.0625 \times f_D$, SNR = -14dB)

따라서 이 논문에서는 주파수 추정기에서 PJED를 사용하여 $\Delta\omega_n$ 값을 임의의 ϵ 값보다 작아질때까지 반복적으로 구해나가지 않고 $\Delta\omega_n$ 값이 비록 ϵ 값보다 크더라도 $A(i)$ 값들이 $-\frac{\pi}{2}$ 에서 $\frac{\pi}{2}$ 까지의 범위를 갖지 않으면 주파수 추정 과정을 중지하고 $-\frac{\pi}{2}$ 에서

$\frac{\pi}{2}$ 까지의 범위를 갖게되면 다시 위상 도약을 시켜서 $\Delta\omega_n$ 을 추정한다. PJED의 작동 원리는 다음과 같다. 첫째, $A(i-1)$ 와 $A(i)$ 차이가 작을 때는 $A(i) = A(i-1)$ 값으로 하여 준다. 이렇게 함으로써 잡음 또는 양사화에 따른 위상의 근소한 변화가 주파수 편차로 인하여 생기는 $A^*(i)$ 값들의 전체 기울기에 영향을 작게 미치게 할 수 있다. 둘째, 일정 구간(window)의 $A^*(i)$ 의 처음값과 마지막값의 부호를 확인한다. 만일 부호가 반대이면 그 구간안에 위상 반전 부분이 있는 것으로 판단하여 PJD로 신호를 보낸다. 부호가 같다면 그 구간안에는 위상 반전이 없는 것으로 판단하여 그 구간 안의 값들을 같은 부호로 변환시켜 준다. 이때 구간은 계속적으로 패킷안에서 천이된다. 이와같이 동작하는 PJED가 위상 반전 오류를 검출하는 모습을 그림4에 나타내었으며 그림3과 그림4의 f_D 는 데이터율을 나타내며 샘플링 주파수 f_s 의 $1/63$ 이고 주파수 편차값은 데이터율 f_D 의 $1/16$ 이다. 주파수 편차 추정이 끝나면 위상 편차를 추정해야 하며 추정해야 할 위상 편차의 식은 식(11)와 식(12)처럼된다.

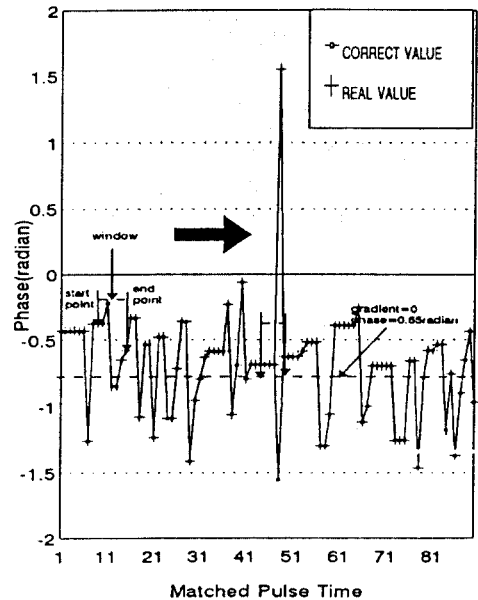


그림 4. PJED의 동작 모습
 (SNR = -14dB, 주파수 편차 = $0.0625 \times f_D$ 일 경우)
 Fig. 4. The operation state of the PJED
 (the case of SNR -12dB and the freq. offset $0.0625 \times f_D$)

$$S_{I_n}(i) = \frac{1}{2} \hat{d}_I R(i) \left\{ \sum_{k=1}^N \cos(\alpha) + \hat{R}_I(i) \right\} \quad (11)$$

$$S_{Q_n}(i) = \frac{1}{2} \hat{d}_I R(i) \left\{ \sum_{k=1}^N \sin(\alpha) + \hat{R}_Q(i) \right\} \quad (12)$$

식(11)와 식(12)은 초기 위상 편차를 추정하기 위해서 다시 아크 탄젠트 회로에 입력되어 식(13)처럼 된다.

$$\alpha_e = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \arctan \left[\frac{S_{Q_n}(i)}{S_{I_n}(i)} \right] \quad (13)$$

여기서 M는 패킷의 데이터 수를 나타내고 α_e 을 α 의 추정된 값으로 하면 식(11)와 식(12)으로부터 데이터 d_I 을 구할 수 있다.

III. 실험 및 결과 분석

이 장에서는 직접 대역 확산 블록 수신기의 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 분석해본다. 시뮬레이션 파라미터들은 표1과 같다. 그림5은 본 논문에서 제안한 정합펄스 순간 추출기의 타당성을 보여주는데 여기서 보면 PN-칩이 메모리안의 값들은 SNR(Signal to Noise Ratio)이 낮고 주파수 편차가 크더라도 I 채널, Q-채널의 DMF 출력값을 사승한 값을 더한 값이

표 1. 시뮬레이션 파라미터들

Table. 1. simulation parameters

| 변 조 | DS/BPSK |
|-------------------------|-----------------------|
| PN 코드의 길이 | 63 bits M-sequence |
| PN 코드의 칩율 f_{ch} | f_s |
| 패킷 길이 | 90 데이터 |
| 데이터율 f_b | $\frac{1}{63} f_s$ |
| LPF의 대역폭 | f_s |
| 초기 위상 편차 $\Delta\alpha$ | $-0.5(\text{radian})$ |
| 주파수 편차 Δf | $\frac{1}{16} f_b$ |
| 주파수 임계치 ϵ | $\frac{1}{10^4} f_b$ |
| 첫번째 문턱값 TH_1 | 0.6 |
| 두번째 문턱값 TH_2 | $\frac{N_{ber}}{2}$ |
| 반복 횟수 N_{ber} | 10 |

여기서 f_s 는 샘플링 주파수이다.

기 때문에 PN 코드의 주기성이 PN-칩이 메모리 안에 충분히 나타난다. 따라서 제안한 정합펄스 추출기는 기존의 정합펄스 추출기에 비하여 구조는 간단하면서 정확한 정합 펄스 순간을 나타내 줄 수 있다.

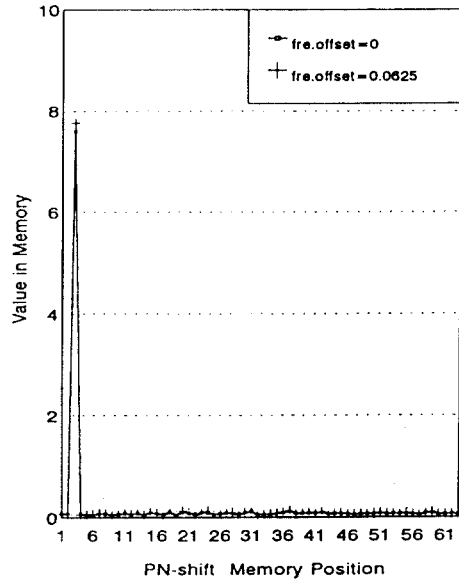


그림 5. 정합펄스 순간 추출기의 PN-칩이 메모리안 평균 값(SNR = -14dB)

Fig. 5. The average value in the PN-shift memory of the matched-pulse timing extractor

그림6는 PJED을 갖는 블록 수신기의 경우 SNR이 -12dB이하에서는 주파수 편차 추정에러가 1% 미만으로써 시의 주파수 편차를 추정함을 보여주며 SIR (Signal to Interference Ratio)이 -5dB 일때도 SNR이 -12dB이하에서 주파수 편차 추정에러가 1%미만이 됨을 알 수 있다. 그러나 PJED를 갖지않는 경우에는 SNR이 -10dB이하가 되어야 1%미만으로 떨어지게 되므로 약2dB의 성능향상을 나타내었다.

그림7는 SNR 대 BER의 특성을 나타낸다. 여기서 알 수 있듯이 BER이 10^{-4} 일 경우 PJED을 갖는 블록 수신기는 갖지 않는 블록수신기때 보다 약 2dB 정도의 성능 향상을 가진다. 또한 간섭 신호가 존재하는 경우라도 BER이 10^{-4} 일때 PJED을 갖는 블록 수신기는 갖지 않는 블록 수신기때 보다 약 2dB 정도의 성능 향상을 나타내어 패킷 데이터 통신을 사용할 경

우 전력제한 환경에서 보다 좋은 성능을 나타냄을 알 수 있다.

그림8은 주파수 편차 추정에러가 1%미만을 되는 지점인 SNR이 -12dB일 경우에 주파수 편차가 작을 수록 BER값이 작아짐을 알 수 있으나 주파수 편차가 클 경우에는 PJED을 갖는 블럭 수신기의 경우는 PJED을 사용하지 않는 블럭 수신기 보다 성능이 향상 됨을 보여 준다.

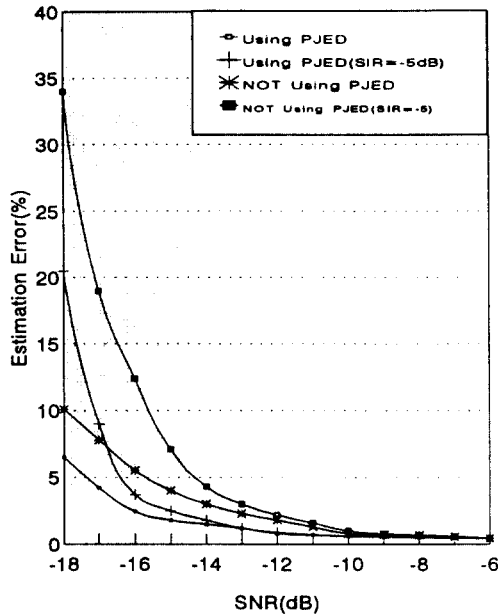


그림 6. SNR 대 주파수 편차 추정 에러(%)
(주파수 편차가 $0.0625 \times f_D$ 일 경우)
Fig. 6. SNR ver The estimated error freq. offset(%)
(the case of the freq. offset $0.0625 \times f_D$)

IV. 결 론

이 논문에서는 패킷 통신에서 효율성을 갖는 DS/SS 블럭 수신기의 위상 반전 검출 에러를 효과적으로 줄일 수 있는 위상 반전 오류 검출기(PJED)와 단순한 구조를 갖는 정합펄스 순간 추출기 구조에 관하여 연구 고찰 하였다. 실시간 신호 처리가 아닌 블럭 단위로 신호를 처리하는 방법(BSP)를 이용한 패킷 DS/SS 블럭 수신기는 메모리를 이용하여 블럭 단위로 데이터를 처리함으로써 실시간의 신호를 전송할

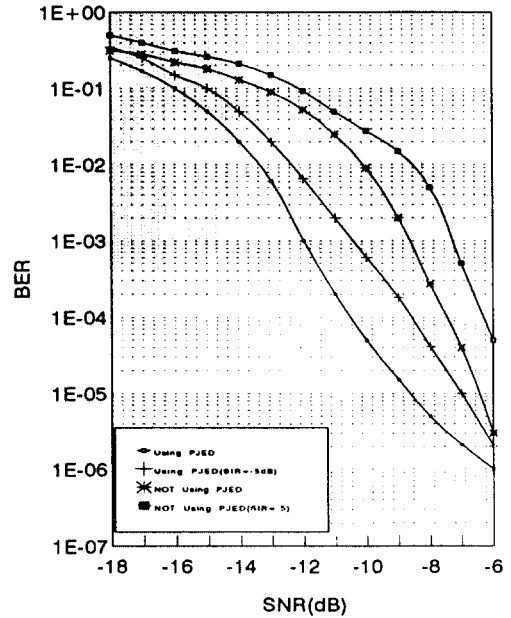


그림 7. SNR 대 BER의 특성
(주파수 편차가 $0.0625 \times f_D$ 일 경우)
Fig. 7. SNR ver BER characteristics
(the case of the freq. offset $0.0625 \times f_D$)

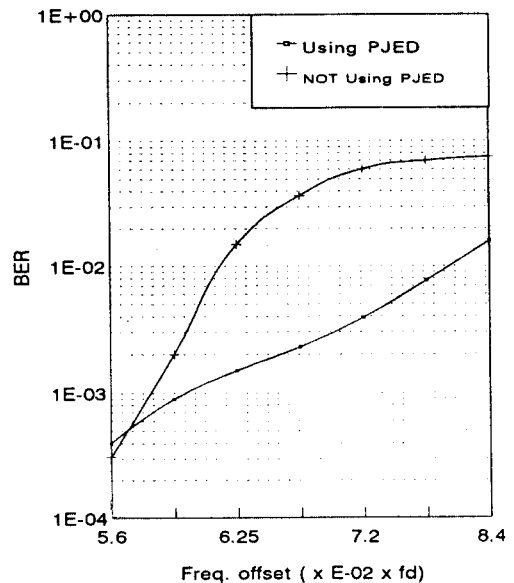


그림 8. 주파수 편차 대 BER의 특성
(SNR = -12dB일 경우)
Fig. 8. The freq. offset ver BER characteristics
(the case of SNR -12dB)

수 없고 메모리라는 부속물을 갖고 있다는 단점을 갖고 있으나 주파수 편차가 심하게 발생하는 이동 통신 채널상에서는 효율적으로 전송 데이터를 복원시킬 수 있음을 알 수 있다. 그런데 기존의 블럭 수신기의 주파수 추정 과정에서는 SNR이 감소할수록 위상 반전 검출의 오류가 생기며 이로 인하여 주파수 추정을 정확히 할 수 없다. 또한 기존의 블럭 수신기에서 사용하는 정합펄스 순간 추출기는 구조가 매우 복잡하고 신호를 처리하는데 많은 시간을 소요한다. 따라서 본 논문에서는 위상 반전 검출의 오류를 방지하기 위한 방안으로써 위상의 선형성을 이용하는 PJED를 제안한다. 또한 신호 처리 소요 시간을 단축시키고 수신기의 구조를 간단하게 만드는 정합펄스 순간 추출기를 제안하였고, 이렇게 제안한 PJED를 패킷 DS/SS 블럭 수신기안에 사용할 경우에는 SNR이 낮은 값에서도 PJED가 없는 수신기보다 같은 BER에서 약 2dB 정도의 성능 개선이 이루어진다. 또한 협대역 간섭 신호가 존재할 경우에도 약 2dB 정도의 성능 향상을 갖고 있다. 그리고 본 논문에서 제안한 단순한 구조의 정합펄스 순간 추출기으로도 기존의 정합 펄스 추출기만큼의 정확한 정합 펄스 순간을 판단 할 수 있다. 앞으로의 연구 과제로써 본 논문에서 제안한 수신기 구조의 자세한 수학적 해석과 PJED 알고리즘의 수학적 해석이 제시되어야 하며 다른 채널 환경하에서의 블럭 수신기의 성능 분석이 행해져야 한다.

참 고 문 헌

1. R. L. Pickholtz, D. L. Schilling, and L. B. Milstein, "Theory of Spread Spectrum Communications-A tutorial," *IEEE Trans. Commun.*, vol.

COM-30, pp. 855-884, May 1982.
 2. Rodger E. Ziemer and Roger L. Peterson, *Digital Communications and Spread Spectrum Systems*, Macmillan Publishing Company, 1985.
 3. George R. Cooper and Clare D. McGillem, *Modern Communications And Spread Spectrum*, McGraw-Hill, Inc. 1986.
 4. Charles E. Cook, "An Introduction to Spread Spectrum," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-31, pp. 8-16, 1983.
 5. Yu T. Su, "Rapid Acquisition Algorithms Employing PN Matched Filters," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 36, No. 6, pp. 724-733, June 1988.
 6. Marvin K. Simon, Jim K. Omura, Robert A. Scholtz and Barry K. Levitt, *Spread Spectrum Communications*, vol. I, II, III, Computer Science Press, 1985.
 7. M. D. Srinath and P. K. Rajasekaran, *An Introduction to Statistical Signal Processing with Application*, John Wiley & Sons, Inc. 1979.
 8. G. L. Turin, "An Introduction to Matched Filters," *Proc. IEEE*, vol. 64, No. 7, pp. 1092-1112, July 1976.
 9. Akihiro Kajiwara, Masao Nakagawa and Masafumi Hagiwara, "Direct-Sequence Spread-Spectrum Demodulator Using Block Signal Processing," *IEICE Trans.*, vol. E 74, No. 5, pp. 1108-1114, May 1991.
 10. 오영식, 조형래, 홍대식, 강창언, "페이딩과 멀티톤 채널하에서 시간 다이버시티를 이용한 FH/MFSK 시스템의 성능 분석," 한국통신학회논문지, 제17권, 3호, pp. 260-267, 1992년 3월



梁 大 熊(Dea Woong Yang) 正會員
 1966年 4月 3日生
 1989年 2月: 陸軍士官學校(工學士)
 1992年 2月: 延世大學校 大學院 電
 子工學科(工學碩士)
 1992年 3月~現在: 陸軍通信學校
 教官



姜 珉 求(Min Goo Kang) 正會員
 1963年 11月 5日生
 1986年 2月: 延世大學校 電子工學
 科(工學士)
 1985年 12月~1987年 1月: 三星半
 導體通信(株) 通信研
 究所
 1989年 2月: 延世大學校 大學院 電
 子工學科(工學碩士)
 1991年 2月: 延世大學校 大學院 電子工學科(工學博士)



朴 性 卿(Seong Kyeong Park) 正會員
 1962年 8月 10日生
 1985年 2月: 金烏工科大学(工學士)
 1989年 2月: 延世大學校 大學院 電
 子工學科(工學碩士)
 1992年 3月~現在: 延世大學校 大
 學院 電子工學科 博士
 過程



洪 大 植(Dae Sik Hong) 正會員
 1961年 1月 4日生
 1983年 2月: 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1985年 2月: 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
 1990年 8月: Purdue University 졸업(Ph.D)
 1990年 9月~1991年 7月: Purdue University Post-Doctoral Resear Associate
 1991年 8月~현재: 연세대학교 전자공학과 조교수
 ※주관심분야: 신경회로망 및 정보통신 등임



康 昌 彦(Chang Eon Kang) 正會員
 1938年 8月 26日生
 1960年: 延世大學校 電氣工學科(工學士)
 1965年: 延世大學校大學院 電氣工學科(工學碩士)
 1969年: 美國미시간주립大學校大學院 電氣工學科(工學碩士)
 1973年: 美國미시간주립大學校大學院 電氣工學科(工學博士)
 1967年~1973年: 美國미시간주립大學校 工業研究所 先任 研究員
 1973年~1981年: 美國노던일리노이大學校 電氣工學科 助 教授, 副教授
 1982年~現在: 延世大學校 電子工學科 教授
 1987年~1988年: 本 學 會 副 會 長
 1989年~1990年: 本 學 會 會 長