

## Q-CDMA 기지국 수신기 알고리즘 연구

正會員 李 泰 永\* 正會員 金 煥 宇\*

### A Study on the Algorithm for the Q-CDMA Base Station Receiver

Tae Young Lee\*, Whan Woo Kim\* *Regular Members*

#### 要 約

본 논문에서는 DS/CDMA 방식을 채택하는 Q-CDMA 시스템 역방향링크 송수신 모델에서 기지국 수신기의 구조 해석과 성능분석에 초점을 두고 시뮬레이션을 수행하였다. 수신기 알고리즘은 열악한 이동통신 채널환경하에서 신뢰성있는 데이터 전송을 위하여 많은 데이터를 고속으로 처리해야 하는 특징이 있다. Q-CDMA 방식의 적용에 따른 코드획득회로, 코드추적회로, 그리고 다경로에 따른 시간 다이버시티를 이용한 레이크 시스템을 이용한 복조회로를 연결시켜 동작하도록 하였다. 각 블럭별 회로의 모델에 따른 해석을 하고 AWGN환경과 다경로 페이딩 환경하에서 임의의 한 사용자에 대한 비트에러 확률을 구한다.

#### ABSTRACT

In this paper, we focus on the simulation of receiver algorithms for the Q-CDMA reverse link modem to analyze its structure and performance. Receiver algorithm is to be characterized by processing a large amount of data for reliable data transmission through poor mobile channel environment. According to Q-CDMA receiver scheme, we connect the code acquisition and code tracking models for despreading of input signals and the RAKE structure demodulator used to resolve the time diversity signal due to multipath propagation. And this connected system is under test. The bit error rates are found for an arbitrary user under the AWGN and multipath fading environments.

#### I. 序 論

\* 忠南大學校 電子工學科  
Department of Elec. Eng., Chungnam National University  
論文番號 : 94159  
接受日字 : 1994年 6月 16日

퀵 코드분할 다원접속방식은 채널 할당이나 데이터 변조등에 코드를 이용하고 역방향 링크에서의 여러가지 다이버시티의 이용으로 효율성을 갖춘 모

템으로 알려져 있다. 코드변조등의 특성으로 시스템은 많은 신호처리를 갖게 되었고, 이로부터 부담을 줄이기 위해 효율적인 모델구성의 문제가 제기 되었다. 그러나 오늘날 고속 신호처리 알고리즘개발 노력과 하드웨어기술의 발전에 따라 이와같은 어려움을 쉽게 극복하고 차세대 상용 이동통신망으로 자리를 잡을 것이라는 예견을 하고 있다. 본 논문은 쿼텁 CDMA시스템 역방향 링크 수신기에서 가장 기본이 되는 코드확지기, 코드추적기, 레이크 수신기의 기본 동작을 위한 한 가지 모델을 제시하고 이를 해석하였으며 컴퓨터 시뮬레이션으로 그 성능을 시험하였다.

## II. 기지국 수신단

### 2.1 이동국 변조기 구성

이동국 변조기는 DMS(Discrete Memoryless Source)의 정보원으로부터 나오는 2진의 출력신호를 부호율 1/3인 길쭉 부호화기로부터 부호화된 신호를 입력으로 갖는다. 부호화된 신호는 블록인터리버를 거쳐 Walsh 함수중 하나마다 배율을 갖는 64-ary 직교부호 변조를 한다. 이때 6비트로 이루어진 한 심볼은 64 Walsh chips에 걸쳐 있고, 심볼 상호간 상관에 직교성을 갖게되는 신호열이 된다. 이 신호가 다시 4 PN chips / Walsh chip의 비로 long PN코드 발생 시퀀스와 short PN 코드의 quadrature 확산을 받게된 후 대역제한 필터를 통과하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned}
 d(t) &= W_n(t)P_{ID}(t) \\
 s(t) &= LPF_1[d(t)(P_I(t)+jP_Q(t))] \\
 &= h(t) * [d(t)(P_I(t)+jP_Q(t))] \\
 &= \sum_{k=0}^{4T} h(kT_s)W_n(t-kT_s)[P_I(t-kT_s)+jP_Q(t-kT_s)] \\
 &= [W_nP_{Ih}(t)+jW_nP_{Iq}(t)] \quad (2.1.1)
 \end{aligned}$$

여기서  $P_I(t)=P_{ID}(t)P_I(t)$ ,  $P_{Iq}(t)=P_{ID}(t)P_Q(t)$   
 $W_nP_{Ih}(t)=h(t)*W_n(t)P_I(t)$   
 $W_nP_{Iq}(t)=h(t)*W_n(t)P_Q(t)$   
 $W_n(t)$ : n번째 심볼로 직교 부호 변조된 파형  
 $P_{ID}(t)$ : 사용자 고유의 PN 동기코드 발생 파형  
 $P_I(t)$ : I 채널 PN 송코드 발생 파형  
 $P_Q(t)$ : Q 채널 PN 송코드 발생 파형  
 $h(t)$ : 대역 제한 FIR 디지털 필터 함수

$$x(t) = Re[s(t)e^{j\omega_{carrier} t}] \quad (2.1.2)$$

$$= [W_nP_{Ih}(t)\cos(\omega_{carrier} t) - W_nP_{Iq}(t)\sin(\omega_{carrier} t)]$$

$T_s$ 는 PN 칩(chip)주기 ( $T_c$ )의 1/4에 해당한다. 송신 신호는 채널을 통하여 전송되는데 이에 대한 분석은 지역 등가신호 모델을 사용하였다. 이는 밴드패스 채널을 통과하는 송신신호를 반송파 주변에 중심을 두고 선형으로 변환되는 기저대역 스펙트럼으로 볼 수 있음에 기초한 것이다.

### 2.2 채널

이동 통신에서 고려되는 도심채널 환경은 다경로 페이딩인데 이것은 이동국의 송신신호열의 지연신호가 연속적으로 합성수신되는 지연분산 현상에 기인한다. 송신신호는 L개의 경로에 대하여 각각의 다른 경로손실과 위상진이를 겪은 후 합성되어 가산성 잡음과 합하여진다. 채널모델은 그림 1과 같고 출력 신호를 정리하면 다음과 같다.

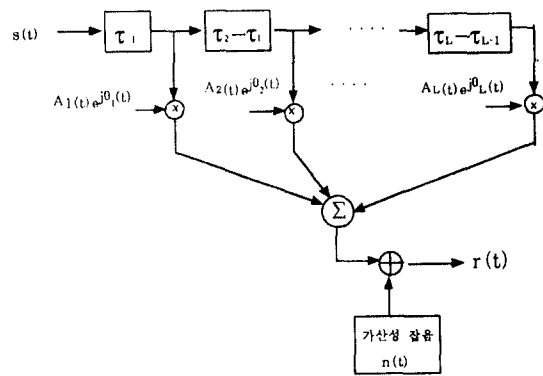


그림 1. 다경로 페이딩 채널모델  
 Fig 1. Multipath Fading Channel Model

$$\begin{aligned}
 r(t) &= \sum_{k=1}^L C_k(t) s(t-\tau_k) + n(t) \\
 &= \sum_{k=1}^L C_k(t) [W_nP_{Ih}(t-\tau_k) + jW_nP_{Iq}(t-\tau_k)] + n(t) \quad (2.2.1)
 \end{aligned}$$

여기서  $C_k(t)=A_k(t)e^{j\theta_k(t)}$   
 $A_k(t)$ : 경로별 손실,  $\theta_{sub} k$ : 위 상천이

2.3 기지국 수신입력

그림 2는 수신기의 전반적인 구성을 나타내고 있다.

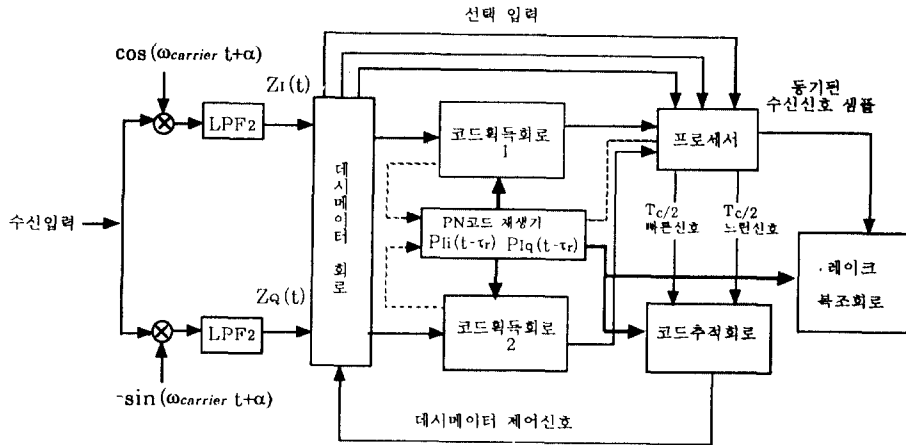


그림 2. 수신기의 전체 구성  
Fig 2. Receiver Structure

수신기의 입력은 안테나로부터 입력된 신호를 처리하여 기저대역으로 변환된 신호가 PN chip rate의 8배로 시간축에서 샘플된 이산화 신호이다. 다경로 환경에서 동작하는 수신기 복조회로 구성은 기본적으로 2단계로 나누어 볼 수 있다. 첫 단계는 수신신호에 동기화된 코드 재생성분을 PN칩 주기로 곱하여 역확산하고 채널의 지연이력(delay profile)에 따른 수신된 다경로 성분을 분해하는 것이다. 두번째는 분해된 다경로 신호를 심볼상관을 취한뒤 상관값을 종합하여 신호를 복원하는 것으로 이것은 단일경로 대신 복조기 구조에 따라 수신전력의 대부분을 이용할 수 있는 잇점이 있다. 첫 단계의 코드 재생성분의 상관은 먼저 재생기를 송신된 확산코드와 동기화하는 단계를 포함하는데 이는 코드 획득과 추적알고리즘으로 나누어 구현하여 효율성을 성취하게 된다. 수신신호는 비동기 수신에 따른 영향으로  $\alpha$  만큼의 위상편이를 갖은 후, FIR 정합 필터를 거치게 된다.

$$\begin{aligned}
 Z(t) &= LPF_2[r(t)e^{j\alpha}] \\
 &= h(-t) * \left( \sum_{k=1}^L C_k(t) e^{j\alpha} s(t - \tau_k) + n(t) e^{j\alpha} \right) \\
 &= h(-t) * \left( \sum_{k=1}^L C_k(t) e^{j\alpha} [W_n P_{Ih}^h(t - \tau_k) \right.
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &\left. + jW_n P_{Iq}^h(t - \tau_k) \right] + n(t) e^{j\alpha} \\
 &= \sum_{k=1}^L C_k(t) e^{j\alpha} W_n(t - \tau_k) [P_{Ih}(t - \tau_k) + jP_{Iq}(t - \tau_k)] \\
 &\quad * h(t) * h(-t) + n(t) e^{j\alpha} * h(-t)
 \end{aligned}$$

위에서

$$\begin{aligned}
 f(t) &= h(t) * h(-t) \\
 &= \sum_{k=0}^{L-1} h(mT_s) h(-t + mT_s) \text{로 놓으면} \\
 Z(t) &= \sum_{k=1}^L C_k(t) e^{j\alpha} [W_n P_{Ih}(t - \tau_k) + jW_n P_{Iq}(t - \tau_k)] \\
 &\quad * f(t) + n^*(t) \\
 &= \sum_{k=1}^L C_k(t) e^{j\alpha} [W_n P_{Ih}^f(t - \tau_k) + jW_n P_{Iq}^f(t - \tau_k)] \\
 &\quad + n_c(t) + jn_s(t)
 \end{aligned} \tag{2.3.1}$$

$$\begin{aligned}
 \text{여기서 } W_n P_{I_i}^f(t - \tau_k) &= [W_n(t - \tau_k) P_{I_i}(t - \tau_k)] * f(t) \\
 W_n P_{I_q}^f(t - \tau_k) &= [W_n(t - \tau_k) P_{I_q}(t - \tau_k)] * f(t) \\
 n^*(t) &= n_c(t) + j n_s(t) = n(t) e^{jx} * h(-t)
 \end{aligned}$$

로 전개할 수 있다.

### 2.4 코드 획득

코드 획득기 구성은 그림 3과 같다.

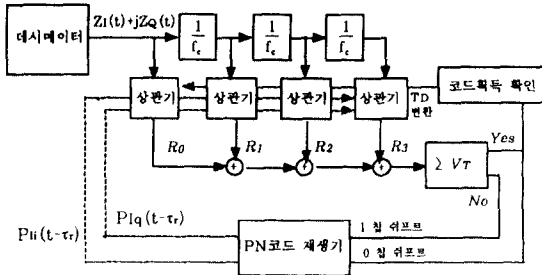


그림 3. 코드 획득기  
Fig 3. Code Acquisition System

확산대역 수신기의 주된 기능중의 하나는 수신 PN코드의 역확산이다. 이것은 국부 PN 코드 재생기를 동작하여 동기화한 뒤 이를 수신파형에 곱해 주는 것이다. 수신신호와 동기화된 PN코드의 곱은 원하는 역확산 기능을 수행한다. 이를 위해 가능한 짧은 시간 안에 PN코드 획득이 이루어져야 한다. 이동국은 기지국이 역방향 트래픽채널의 코드 초기획득시에 도움을 주기위해 프리앰블을 전송한다<sup>[2]</sup>. 프리앰블기간동안은 길썸부호화기에서 9600bps로 전송되는 192개의 0비트 프레임으로 전송되어  $W_0(t)=0$ 의 비트 스트림의 변조신호에 롱 PN 코드와 숏 PN코드 확산만 거친후 전송된다. 따라서 이 기간의 수신신호는 PN코드 특성만 나타나게 된다. 수신기에 입력되는 프리앰블 신호는 24576 PN chip (=96 Walsh심볼)으로 숏 PN코드 전 주기의  $\frac{3}{4}$ 에 해당한다. 수신기에 입력되는 프리앰블 신호는

$$Z(t)_{\text{preamble}} = Z_I(t) + j Z_Q(t) \quad (2.4.1)$$

$$= \sum_{k=1}^L A_k(t) e^{j\theta_k(t)} e^{jx} [P_{I_i}^f(t - \tau_k) + j P_{I_q}^f(t - \tau_k)] + n_c(t) + j n_s(t)$$

여기서

$$P_{I_i}^f(t) = P_{I_i}(t) * f(t), \quad P_{I_q}^f(t) = P_{I_q}(t) * f(t)$$

$$\begin{aligned}
 Z_I(t) &= \sum_{k=1}^L A_k(t) [\cos(\theta_k(t) + x) P_{I_i}^f(t - \tau_k) \\
 &\quad - \sin(\theta_k(t) + x) P_{I_q}^f(t - \tau_k)] + n_c(t)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Z_Q(t) &= \sum_{k=1}^L A_k(t) [\cos(\theta_k(t) + x) P_{I_q}^f(t - \tau_k) \\
 &\quad + \sin(\theta_k(t) + x) P_{I_i}^f(t - \tau_k)] + n_s(t)
 \end{aligned}$$

그림4는 그림3의 코드 획득 회로중 하나의 상관기의 구성을 보여준다.

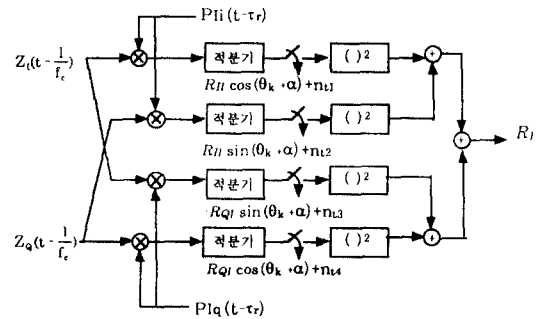


그림 4. 상관 회로 구성  
Fig 4. Structure of Correlator

그림 4 상관회로에서 tapped delay line의 지연입력들은 코드재생기의 코드신호와 각각 곱하여져 역확산 된다. 4개의 상관회로를 통하여 얻어지는 출력의 합에서 가장 큰 상관값은  $4T_c$  주기동안 다경로에 대하여 가장 강하게 수신되는 코드신호에 해당한다. 여기서  $l$ 칩만큼 지연된 입력파형의 신호처리를 살펴보면

$$\begin{aligned}
 Z_I(t - \frac{l}{f_c}) P_{I_i}(t - \tau_r) &= \sum_{k=1}^L A_k(t) P_{I_i}^f(t - \tau_k - \frac{l}{f_c}) P_{I_i}(t - \tau_r) \cos(\theta_k(t) + x) \\
 &\quad + I_{ii}(t) + n_{ci}(t)
 \end{aligned} \quad (2.4.2a)$$

여기서

$\tau$  : PN코드 재생기의 동기화를 위한 지연 위상

$$\begin{aligned}
 I_{ii}(t) &= \sum_{k=1}^L A_k(t) P_{Iq}^j(t - \tau_k - \frac{l}{f_c}) P_{Ii}(t - \tau_r) (-\sin(\theta_k(t) + \alpha)) \\
 n_{ci}(t) &= n_c(t - \frac{l}{f_c}) P_{Ii}(t - \tau_r) \\
 Z_Q(t - \frac{l}{f_c}) P_{Ii}(t - \tau_r) \\
 &= \sum_{k=1}^L A_k(t) P_{Ii}^j(t - \tau_k - \frac{l}{f_c}) P_{Ii}(t - \tau_r) \sin(\theta_k(t) + \alpha) \\
 &\quad + I_{qi}(t) + n_{si}(t) \tag{2.4.2b}
 \end{aligned}$$

여기서

$$\begin{aligned}
 I_{qi}(t) &= \sum_{k=1}^L A_k(t) P_{Iq}^j(t - \tau_k - \frac{l}{f_c}) P_{Ii}(t - \tau_r) \cos(\theta_k(t) + \alpha) \\
 n_{si}(t) &= n_s(t - \frac{l}{f_c}) P_{Ii}(t - \tau_r) \\
 Z_I(t - \frac{l}{f_c}) P_{Iq}(t - \tau_r) \\
 &= \sum_{k=1}^L A_k(t) P_{Iq}^j(t - \tau_k - \frac{l}{f_c}) P_{Iq}(t - \tau_r) (-\sin(\theta_k(t) \\
 &\quad + \alpha)) + I_{iq}(t) + n_{cq}(t) \tag{2.4.2c}
 \end{aligned}$$

여기서

$$\begin{aligned}
 I_{iq}(t) &= \sum_{k=1}^L A_k(t) P_{Ii}^j(t - \tau_k - \frac{l}{f_c}) P_{Iq}(t - \tau_r) \cos(\theta_k(t) + \alpha) \\
 n_{cq}(t) &= n_c(t - \frac{l}{f_c}) P_{Iq}(t - \tau_r) \\
 Z_Q(t - \frac{l}{f_c}) P_{Iq}(t - \tau_r) \\
 &= \sum_{k=1}^L A_k(t) P_{Iq}^j(t - \tau_k - \frac{l}{f_c}) P_{Iq}(t - \tau_r) \cos(\theta_k(t) + \alpha) \\
 &\quad + I_{qq}(t) + n_{sq}(t) \tag{2.4.2d}
 \end{aligned}$$

여기서

$$\begin{aligned}
 I_{qq}(t) &= \sum_{k=1}^L A_k(t) P_{Ii}^j(t - \tau_k - \frac{l}{f_c}) P_{Iq}(t - \tau_r) \sin(\theta_k(t) + \alpha) \\
 n_{sq}(t) &= n_s(t - \frac{l}{f_c}) P_{Iq}(t - \tau_r)
 \end{aligned}$$

역확산된 신호와 함께 통과된 신호들은 다시 적분기를 기치기로 수신 PN코드와 재생 PN코드 신호 사이에 상관 특성으로 억압된다. 여기서, 각 경로별 손실과 위상차이의 시간에 따른 변화량이 dwell 기간( $0 \leq T_b \leq T_c$ ,  $T_c$  : Walsh 심플주기) 동안 비교적 작은 slow 페이딩 채널 환경으로 가정하여 상수로 근사화하자. 이 경우, (2.4.2a) 식의 출력이 적분기를 통과하면

$$\begin{aligned}
 &\frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} Z_I(t - \frac{l}{f_c}) P_{Ii}(t - \tau_r) dt \\
 &= \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} [A_{kii}, P_{Ii}^j(t - \hat{\tau}_r) P_{Ii}(t - \tau_r) \cos(\theta_k + \alpha) \\
 &\quad + \sum_{k=1, k \neq i}^L A_k P_{Ii}^j(t - \tau_k - \frac{l}{f_c}) P_{Ii}(t - \tau_r) \cos(\theta_k + \alpha)] dt \\
 &\quad + \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} I_{ii}(t) dt + \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} n_{ci}(t) dt \\
 &= R_{Ii} \cos(\theta_k + \alpha) + R_{Ii} + R_{ii} + R_{ci}
 \end{aligned}$$

여기서

$$\begin{aligned}
 R_{Ii} &= \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} A_{kii}, P_{Ii}^j(t - \hat{\tau}_r) P_{Ii}(t - \tau_r) dt \\
 \text{when } -\frac{T_c}{2} &\leq \tau_r - \hat{\tau}_r \leq \frac{T_c}{2} \\
 R_{Ii} &= \frac{1}{T_b} \int_{\tau_r - \frac{T_c}{2}}^{\tau_r + \frac{T_c}{2}} A_k P_{Ii}^j(t - \tau_k - \frac{l}{f_c}) P_{Ii}(t - \tau_r) \\
 &\quad \cos(\theta_k + \alpha) dt \\
 R_{ii} &= \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} I_{ii}(t) dt, R_{ci} = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} n_{ci}(t) dt
 \end{aligned}$$

PN코드의 상관 특성으로  $R_{Ii}$ ,  $R_{ii}$ 는 충분히 작은 값으로 근사화하고 이를 잡음과 함께 정리하면

$$\begin{aligned}
 &\frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} Z_I(t - \frac{l}{f_c}) P_{Ii}(t - \tau_r) dt \\
 &= R_{Ii} \cos(\theta_k + \alpha) + n_{ii} \tag{2.4.3a}
 \end{aligned}$$

여기서  $n_{ii} = R_{Ii} + R_{ii} + R_{ci}$

마찬가지로 전개하면 (2.4.2b) 식은

$$\begin{aligned} & \frac{1}{T_D} \int_0^{T_b} Z_Q(t - \frac{l}{f_c}) P_{I_i}(t - \tau_r) dt \\ & = R_{Ii} \sin(\theta_k + \alpha) + R_{Qi} + R_{Qi} + R_{Si} \\ & = R_{Ii} \sin(\theta_k + \alpha) + n_{i2} \end{aligned} \quad (2.4.3b)$$

여기서

$$\begin{aligned} R_{Qi} &= \frac{1}{T_D} \int_0^{T_b} \sum_{k=1, \hat{\tau}_r \neq \tau_k + \frac{l}{f_c}}^L A_k P_{I_i}^f(t - \tau_k - \frac{l}{f_c}) P_{I_i}(t - \tau_r) \\ & \quad \sin(\theta_k + \alpha) dt \\ R_{Qi} &= \frac{1}{T_D} \int_0^{T_b} I_{Qi}(t) dt, \quad R_{Si} = \frac{1}{T_D} \int_0^{T_b} n_{Si}(t) dt \end{aligned}$$

$$n_{i2} = R_{Qi} + R_{Qi} + R_{Si}$$

(2.4.2c) 식의 적분기 통과출력은

$$\begin{aligned} & \frac{1}{T_D} \int_0^{T_b} Z_I(t - \frac{l}{f_c}) P_{I_i}(t - \tau_r) dt \\ & = R_{Qi} (-\sin(\theta_k + \alpha)) + R_{Ii} + R_{Ii} + R_{Qi} \\ & = R_{Qi} (-\sin(\theta_k + \alpha)) + n_{i3} \end{aligned} \quad (2.4.3c)$$

여기서

$$R_{Qi} = \frac{1}{T_D} \int_0^{T_b} A_{I_i} P_{I_i}^f(t - \hat{\tau}_r) P_{I_i}(t - \tau_r) dt$$

$$\text{when } -\frac{T_c}{2} \leq \tau_r - \hat{\tau}_r \leq \frac{T_c}{2}$$

$$\begin{aligned} R_{Ii} &= \frac{1}{T_D} \int_0^{T_b} \sum_{k=1, \hat{\tau}_r \neq \tau_k + \frac{l}{f_c}}^L A_k P_{I_i}^f(t - \tau_k - \frac{l}{f_c}) P_{I_i}(t - \tau_r) \\ & \quad (-\sin(\theta_k + \alpha)) dt \end{aligned}$$

$$R_{Ii} = \frac{1}{T_D} \int_0^{T_b} I_{Ii}(t) dt, \quad R_{Si} = \frac{1}{T_D} \int_0^{T_b} n_{Si}(t) dt$$

$$n_{i3} = R_{Ii} + R_{Ii} + R_{Si}$$

(2.4.2d) 변식의 적분기 출력은

$$\begin{aligned} & \frac{1}{T_D} \int_0^{T_b} Z_Q(t - \frac{l}{f_c}) P_{I_i}(t - \tau_r) dt \\ & = R_{Qi} \cos(\theta_k + \alpha) + R_{Qq} + R_{Qq} + R_{Sq} \\ & = R_{Qi} \cos(\theta_k + \alpha) + n_{i4} \end{aligned} \quad (2.4.3d)$$

여기서

$$\begin{aligned} R_{Qq} &= \frac{1}{T_D} \int_0^{T_b} \sum_{k=1, \hat{\tau}_r \neq \tau_k + \frac{l}{f_c}}^L A_k P_{I_i}^f(t - \tau_k - \frac{l}{f_c}) P_{I_i}(t - \tau_r) \\ & \quad \cos(\theta_k + \alpha) dt \end{aligned}$$

$$R_{Qq} = \frac{1}{T_D} \int_0^{T_b} I_{Qq}(t) dt, \quad R_{Sq} = \frac{1}{T_D} \int_0^{T_b} n_{Sq}(t) dt$$

$$n_{i4} = R_{Qq} + R_{Qq} + R_{Sq}$$

각각의 적분기를 통과한 신호의 출력이 제공기를 거쳐 그림4와 같이 합성하여 비동기 수신과 채널의 경로별 천이영향을 극복하게 된다. (2.4.3a)<sup>2</sup> + (2.4.3b)<sup>2</sup> 을 전개하면

$$\begin{aligned} & (R_{Ii} \cos(\theta_k + \alpha) + n_{i1})^2 + (R_{Ii} \sin(\theta_k + \alpha) + n_{i2})^2 \\ & = R_{Ii}^2 + 2 R_{Ii} (\sqrt{n_{i1}^2 + n_{i2}^2} \cos(\theta_k + \alpha + \delta_1)) \\ & \quad + n_{i1}^2 + n_{i2}^2 \end{aligned} \quad (2.4.4a)$$

$$\text{여기서 } \delta_1 = -\tan^{-1} \frac{n_{i2}}{n_{i1}}$$

(2.4.3c)<sup>2</sup> + (2.4.3d)<sup>2</sup> 을 전개하면

$$\begin{aligned} & (-R_{Qi} \sin(\theta_k + \alpha) + n_{i3})^2 + (R_{Qi} \cos(\theta_k + \alpha) + n_{i4})^2 \\ & = R_{Qi}^2 - 2 R_{Qi} (\sqrt{n_{i3}^2 + n_{i4}^2} \sin(\theta_k + \alpha + \delta_2)) \\ & \quad + n_{i3}^2 + n_{i4}^2 \end{aligned} \quad (2.4.4b)$$

$$\text{여기서 } \delta_2 = -\tan^{-1} \frac{n_{i4}}{n_{i3}}$$

역확산된 신호와 함께 통과된 신호들은 적분기를 거쳐 수신 PN코드와 재생 PN 코드신호사이에 상관 특성으로 억압된다. 억압된 신호는 출력이 제공기를 거쳐 합성되므로 비동기 수신과 채널의 경로별 위상 천이영향을 극복하게 된다.

$$\begin{aligned} R_I &= R_{Ii}^2 + R_{Qi}^2 + 2 R_{Ii} (\sqrt{n_{i1}^2 + n_{i2}^2} \cos(\theta_k + \alpha + \delta_1)) \\ & \quad - R_{Qi} (\sqrt{n_{i3}^2 + n_{i4}^2} \sin(\theta_k + \alpha + \delta_2)) + n_{i1}^2 + n_{i2}^2 \\ & \quad + n_{i3}^2 + n_{i4}^2 \end{aligned} \quad (2.4.5)$$

식(2.4.5)에서  $R_{Ii}$ ,  $R_{Qi}$  는 각각  $P_{I_i}(t)$ ,  $P_{I_i}(t)$  성분에 대한 상관값이고  $n_{i1}$ ,  $n_{i2}$ ,  $n_{i3}$ ,  $n_{i4}$ 는 등가 잡음인데

이는 채널 잡음과  $P_{R_i}(t)$ 와  $P_{I_i}(t)$ 의 동기화되지 않은 상관 출력 그리고  $P_{R_i}(t)$ 와  $P_{I_i}(t)$ 의 상관으로 억압되는 신호의 합으로 볼 수 있다. 식(2.4.5)에서 코드 간섭과 노이즈와 위상값이 상관특성에 영향을 줄을 알 수 있다. 결국 상관 출력단의 코드 획득 판단변수를 상관값  $R_{total}$ 로 쓰면 식(2.4.6)과 같이 얻어진다.

$$R_{total} = \sum_{i=0}^3 R_i = R_0 + R_1 + R_2 + R_3 \quad (2.4.6)$$

동기 확인 과정은 dwell 기간( $T_b$ )마다 상관된 출력을 집계값  $V_T$ 와 비교하여 그 값이  $V_T$ 보다 큰 경우, 수신된 PN코드 위상과 재생기 위상차가  $\pm \frac{1}{2}$  PN 칩안에 들어갈 것으로 간주하여 코드 획득 상태로 인식하게 된다.

### 2.5 코드 추적

동기 획득 과정의 입력신호와 PN코드 재생기의 위상차가  $\pm \frac{1}{2}$  PN 칩 이내로 좁혀지면 PN코드의 추적이 시작되는데 그림 5는 코드 추적회로의 구성도이다.

본 논문은 비동기 수신된 입력신호가 FIR 정합 필터  $LPF_2$ 를 통과한 후 PN 칩주기의 8배로 업샘플링 이산시간신호 환경으로 주어질때 PN 칩주기에서 최적의 수신입력 샘플을 추출해 내는 방법으로 데시메이터를 사용한 추적회로로 설계하였다<sup>3)</sup>. 추적기는

프래임블 기간 뿐 아니라 직교심분 변조된 신호에 대하여서도 지속적으로 동기화를 위한 위상 추적 기능을 갖는 위상 검출회로가 구현되어야 한다. 추적기 구조는 delay lock 추적루프 구조를 이용한 방법으로 데시메이터에서 빠른 위상신호와 느린 위상의 입력을 동시에 입력받아 이를 기준 PN코드에 각각의 상관기를 기치므로 위상정보를 얻을 수 있는 구조로 구현하였다. 이 방법은 익히 알려진 방법으로 본 논문은 이 방법의 구현에서 퀴컴포넨트 구성 적용할 수 있는 위상 검출회로 구현과 추적기 구조 설계에 초점을 두었다. 그림 5의 수신 입력신호  $Z(t + \epsilon \frac{T_c}{2})$ 와  $Z(t - \epsilon \frac{T_c}{2})$ 에서  $\epsilon$ 값을 1 혹은 1 보다 작은 임의의 값으로 주어 위상검출특성을 얻도록 하였고  $\epsilon$ 을 1로 준 경우와 3/4로 준 경우에 대하여 동기 추적동작 환경을 설정하여 구현 하였다.  $\epsilon=1$ 인 경우(1-Δ DLL)에서 편의상  $\Delta = \frac{T_c}{2}$ 라 놓을때 데시메이션된 두개의 출력신호는

$$Z(t+\Delta) = \sum_{k=1}^L A_k(t) e^{j\theta_k(t)} e^{j\phi} [W_n P_{I_i}'(t - \tau_r + \Delta) + j W_n P_{R_i}'(t - \tau_r + \Delta)] + n_c(t + \Delta) + j n_s(t + \Delta) \quad (2.5.1a)$$

$$Z(t-\Delta) = \sum_{k=1}^L A_k(t) e^{j\theta_k(t)} e^{j\phi} [W_n P_{I_i}'(t - \tau_r - \Delta) + j W_n P_{R_i}'(t - \tau_r - \Delta)] + n_c(t - \Delta) + j n_s(t - \Delta) \quad (2.5.1b)$$

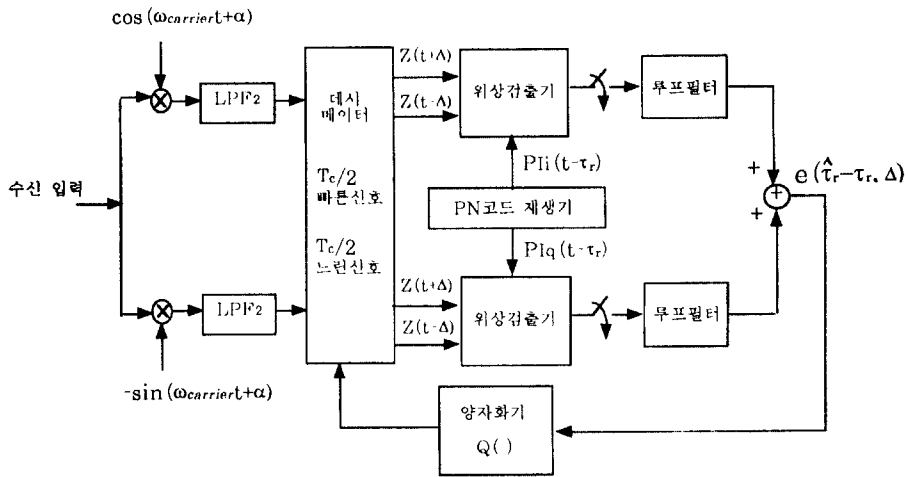


그림 5. 코드 추적 회로  
Fig 5. Code Tracking System

위 식(2.5.1a)와 (2.5.1b)에서 빠른 위상 신호  $Z(t+\Delta)$ 와 느린 위상의 신호  $Z(t-\Delta)$ 에 대하여 정리해 보면

$$Z_I(t+\Delta) = \sum_{k=1}^L A_k(t) [\cos(\theta_k(t)+\alpha)W_n P_{I_i}^f(t-\tau_s+\Delta) - \sin(\theta_k(t)+\alpha)W_n P_{I_q}^f(t-\tau_s+\Delta)] + n_c(t+\Delta) \quad (2.5.2a)$$

$$Z_Q(t+\Delta) = \sum_{k=1}^L A_k(t) [\sin(\theta_k(t)+\alpha)W_n P_{I_i}^f(t-\tau_s+\Delta) + \cos(\theta_k(t)+\alpha)W_n P_{I_q}^f(t-\tau_s+\Delta)] + n_s(t+\Delta) \quad (2.5.2b)$$

$$Z_I(t-\Delta) = \sum_{k=1}^L A_k(t) [\cos(\theta_k(t)+\alpha)W_n P_{I_i}^f(t-\tau_s-\Delta) - \sin(\theta_k(t)+\alpha)W_n P_{I_q}^f(t-\tau_s-\Delta)] + n_c(t-\Delta) \quad (2.5.3a)$$

$$Z_Q(t-\Delta) = \sum_{k=1}^L A_k(t) [\sin(\theta_k(t)+\alpha)W_n P_{I_i}^f(t-\tau_s-\Delta) + \cos(\theta_k(t)+\alpha)W_n P_{I_q}^f(t-\tau_s-\Delta)] + n_s(t-\Delta) \quad (2.5.3b)$$

그림 5의 코드추적기에서 위상검출기의 상세도는 그림 6과 같다.

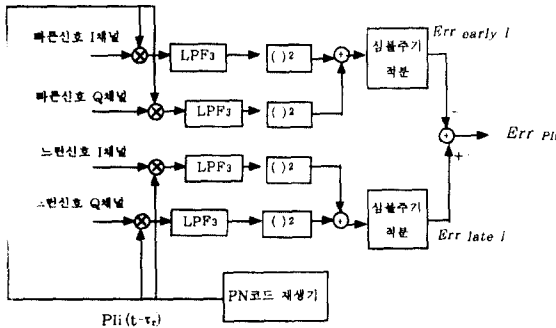


그림 6. 위상 검출기  
Fig 6. Phase Detector

채널에 대한 가정에서 경로별 손실과 위상편이 변화를  $T_w$  동안 상수로 근사화하여 처리하고, 그림 6과 같은 구조에서 지연 상단의 위상검출회로( $P_I(t)$ 의 성분)에 대한)는 식(2.5.4)과 같이 정리할 수 있다.

$$Err_{early I} = \frac{1}{T_w} \int_0^{T_w} \{LPP_3 [\sum_{k=1}^L A_k [\cos(\theta_k + \alpha)W_n P_{I_i}^f(t - \hat{\tau}_s + \Delta) P_{I_i}(t - \tau_s)] + R_{Ii+\Delta} + R_{Qi+\Delta}]^2 dt + \frac{1}{T_w} \int_0^{T_w} \{LPP_3 [\sum_{k=1}^L A_k [\sin(\theta_k + \alpha)W_n P_{I_i}^f(t - \hat{\tau}_s + \Delta) P_{I_i}(t - \tau_s)] + R_{Qi+\Delta} + R_{Si+\Delta}]^2 dt = R_{IE}(\hat{\tau}_s - \tau_s + \Delta) + n_{EI} \quad (2.5.4a)$$

여기서

$\hat{\tau}_s$  : 동기화된 수신신호 샘플의 지연위상

$\tau_s$  : PN 코드 재생기의 지연위상

$R_{IE}(\hat{\tau}_s - \tau_s + \Delta)$  : 빠른 신호에 대한 동기화된 I 채널 상관값

$n_{EI}$  : 빠른 신호 상관을 통하여 간섭과 잡음으로 남는 항의 합

마찬가지로 느린신호에 대해서도 정리하면

$$Err_{late I} = \frac{1}{T_w} \int_0^{T_w} \{LPP_3 [\sum_{k=1}^L A_k \cos(\theta_k + \alpha)W_n P_{I_i}^f(t - \hat{\tau}_s - \Delta) P_{I_i}(t - \tau_s)] - R_{Ii-\Delta} + R_{Qi-\Delta}\}^2 dt + \frac{1}{T_w} \int_0^{T_w} \{LPP_3 [\sum_{k=1}^L A_k \sin(\theta_k + \alpha)W_n P_{I_i}^f(t - \hat{\tau}_s - \Delta) P_{I_i}(t - \tau_s)] + R_{Qi-\Delta} + R_{Si-\Delta}\}^2 dt = R_{II}(\hat{\tau}_s - \tau_s - \Delta) + n_{LI} \quad (2.5.4b)$$

여기서

$R_{II}(\hat{\tau}_s - \tau_s - \Delta)$  : 느린 신호에 대한 동기화된 I 채널 상관값

$n_{LI}$  : 느린신호 상관을 통하여 간섭과 잡음으로 남는 항의 합

식(2.5.4)에서  $R_{Ii+\Delta}$ ,  $R_{Qi+\Delta}$ ,  $R_{Qi+\Delta}$ ,  $R_{Si+\Delta}$ ,  $R_{Ii+\Delta}$ ,  $R_{Ii-\Delta}$ ,  $R_{Qi-\Delta}$ ,  $R_{Si-\Delta}$ 는 LPP3에서 역압된 각각의 간섭신호와 잡음의 합으로 앞의 코드획득 회로와 유사하게 전개할 수 있다.

$$Err = Err_{late I} - Err_{early I}$$

$$= R_{II}(\hat{\tau}_s - \tau_s - \Delta) - R_{IE}(\hat{\tau}_s - \tau_s + \Delta) + n_{LI} - n_{EI} \quad (2.5.5)$$

여기서

$Err_{PI}$  :  $P_I(t)$ 에 대한 빠른신호와 느린신호에 대한 상관의 차로 얻어지는 위상편이



위와 같은 위상에러 상관값을  $P_{Iq}(t)$ 와 같은 과정을 통하여  $Err_{P_{Iq}}$ 로 구할 수 있다. 그림 6과 같은 구조에서 위상검출회로의 동작은  $P_{Ii}(t)$ 와  $P_{Iq}(t)$  각각에 대한 상관으로 검출되므로 두개의 같은 위상정보신호를 각각 독립적으로 처리하여 합성하므로 훨씬 신뢰성 있는 동기화 정보로 시스템을 동작하도록 한다. 위 각 상관출력은 루프필터( $L_p(t)$ )를 거쳐 위상에러 신호를 얻을 수 있다.

$$e(\hat{\tau}, -\tau, \Delta) = Err_{P_{Ii}} * L_p(t) + Err_{P_{Iq}} * L_p(t) \quad (2.5.6)$$

여기서

$Err_{P_{Iq}}$  :  $P_{Iq}(t)$  에 대한 빠른 신호와 느린 신호에 대한 상관의 차로 얻어지는 위상에러

식(2.5.6)의 에러 신호는 루프필터를 기점으로 채널 환경에 따른 코드 위상변화를 추적하게 된다. 루프 필터는 2차 버터워스 지역 통과 필터를 사용하였다. 추적 에러의 분산은  $\Delta$ 값이 작아짐에 따라 줄어든다. 데시메이터의 PN칩 속도에 상수 배로 임샘플된 신호를 추적하기 위하여 위상에러 신호의 상수화를 위한 양자화를 필요로 하게 된다. 본 논문에서는 입력인 에러신호를 일정레벨로 제한한 뒤 선형 양자화를 통과하도록 설계하였다.

### 2.6 레이크 수신기

본 논문에서는 다경로 신호의 간섭 영향을 극복하고 이를 이용하기 위한 방법으로 잘 알려진 레이크 시스템을 그림 7과 같은 구조로 설계하였다. 레이크 구조는 다른 지연시간을 갖는 여러 경로를 시간 다이버시티 신호로 이용하는 것이다.

데시메이터의 샘플 신호는 tapped delay line에서 PN코드로 칩주기의 지연간격으로 나뉘어진 후 PN 코드로 재생분과 곱하여 진다. 그림 7에서 이를 식으로 4개의 지연입력 항에서 보면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} Z_0(t) &= Z(t) \\ &= h(-t) * \left[ \sum_{k \neq 0} C_k(t) e^{j2\pi s(t - \frac{k}{f_c})} + C_{k=0}(t) e^{j2\pi s(t - \tau)} \right] \end{aligned} \quad (2.6.1a)$$

$$\begin{aligned} Z_1(t) &= Z(t - \frac{1}{f_c}) \\ &= h(-t) * \left[ \sum_{k \neq 0} C_k(t) e^{j2\pi s(t - \frac{k+1}{f_c})} + C_{k=0}(t) e^{j2\pi s(t - \tau)} \right] \end{aligned} \quad (2.6.1b)$$

$$\begin{aligned} Z_2(t) &= Z(t - \frac{2}{f_c}) \\ &= h(-t) * \left[ \sum_{k \neq 0} C_k(t) e^{j2\pi s(t - \frac{k+2}{f_c})} + C_{k=0}(t) e^{j2\pi s(t - \tau)} \right] \end{aligned} \quad (2.6.1c)$$

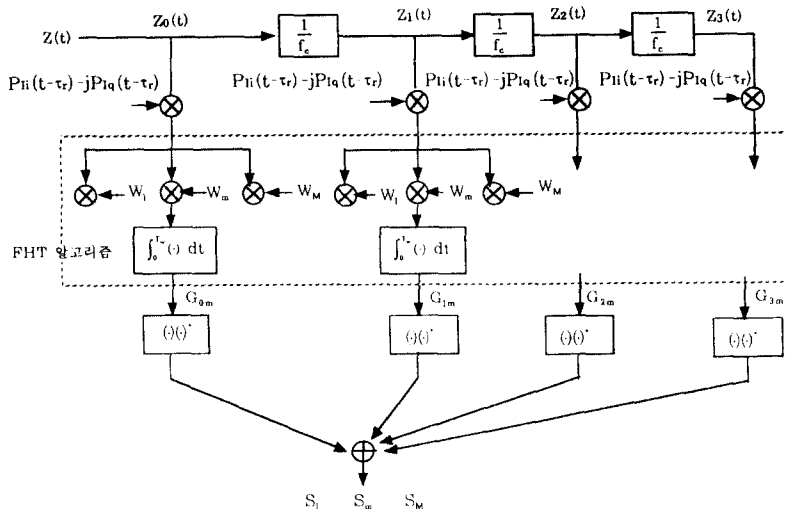


그림 7. 레이크 복조회로  
Fig 7. RAKE demodulator

$$Z_3(t) = Z(t - \frac{3}{f_c})$$

$$= h(-t) * [ \sum_{k \neq f_{c\tau} - 3} C_k(t) e^{j2\pi s(t - \frac{k+3}{f_c})} ]$$

$$+ C_{f_{c\tau}-3}(t) e^{j2\pi s(t - \tau_r)} \quad (2.6.1d)$$

식 (2.6.1)에서의 각 신호는 tapped delay line을 통하여 그 지연구간(delay span)안의 동기화된 PN 코드 성분을 각 탭 브랜치의 신호성분으로부터 나누어 본 것이다. 각 탭의 입력신호에 동기화된 PN코드를 곱하여 역확산 한다. 첫단계는 수신기가  $P_{li}(t) + jP_{lq}(t)$ 로 곱하여진 송신신호에 다시 PN코드의 공액 복소값  $P_{li}(t) - jP_{lq}(t)$ 을 곱하는 처리에 해당한다. 이 과정에도 경로별 손실과 위상천이 변화를  $T_w$  동안 상수로 처리하고, 식(2.6.1a)의 첫 항을 정리하면

$$G_{0m} = \int_0^{T_w} Z_0(t) [P_{li}(t - \tau_r) - jP_{lq}(t - \tau_r)] W_m(t - \tau_r) dt$$

$$= \int_0^{T_w} C_{f_{c\tau}} e^{j2\pi s(t - \tau_r)} * h(-t) [P_{li}(t - \tau_r) - jP_{lq}(t - \tau_r)]$$

$$W_m(t - \tau_r) dt + \sum_{k \neq f_{c\tau}} \int_0^{T_w} C_k e^{j2\pi s(t - \frac{k}{f_c})} * h(-t)$$

$$[P_{li}(t - \tau_r) - jP_{lq}(t - \tau_r)] W_m(t - \tau_r) dt$$

여기서  $f_c = \frac{1}{T_c}$

위의  $S(t - \frac{k}{f_c})$  항을 전개하면

$$G_{0m} = \int_0^{T_w} C_{f_{c\tau}} e^{j2\pi s} [W_n P_{li}^f(t - \tau_r) + jW_n P_{lq}^f(t - \tau_r)]$$

$$[P_{li}(t - \tau_r) - jP_{lq}(t - \tau_r)] W_m(t - \tau_r) dt$$

$$+ \sum_{k \neq f_{c\tau}} \int_0^{T_w} C_k e^{j2\pi s} [W_n P_{li}^f(t - \frac{k}{f_c}) + jW_n P_{lq}^f(t - \frac{k}{f_c})]$$

$$[P_{li}(t - \tau_r) - jP_{lq}(t - \tau_r)] W_m(t - \tau_r) dt \quad (2.6.2)$$

식(2.6.2)에서 Walsh 심볼  $W_m(t - \tau_r)$ 의 동기화는 PN코드 재생기의 코드 위상에 동기화된다. 위의 PN 코드 역확산은 대역제한필터의 영향을 받는다. 대역제한 저역필터의 영향을 근사화하여 결국 integrate and dump filter출력은

$$G_{0m} \approx \int_0^{T_w} C_{f_{c\tau}} e^{j2\pi s} [1 + 1] W_n(t - \tau_r) W_m(t - \tau_r) dt$$

$$+ \sum_{k \neq f_{c\tau}} \int_0^{T_w} C_k e^{j2\pi s} [ (P_{li}(t - \frac{k}{f_c}) P_{li}(t - \tau_r) + P_{lq}(t - \frac{k}{f_c})$$

$$P_{lq}(t - \tau_r) + j(P_{lq}(t - \frac{k}{f_c}) P_{li}(t - \tau_r) - P_{li}(t - \frac{k}{f_c})$$

$$P_{lq}(t - \tau_r)) W_n(t - \frac{k}{f_c}) W_m(t - \tau_r) dt$$

$$\approx \begin{cases} 2C_{f_{c\tau}} T_w e^{j2\pi s}, & \text{if } m=n \\ 0 & \text{if } m \neq n \end{cases} \quad (2.6.3)$$

$$S_m = \sum_{k=0}^3 G_{km} G_{km}^* = \sum_{k=f_{c\tau}-3}^{f_{c\tau}} (2C_k T_w e^{j2\pi s}) (2C_k^* T_w e^{-j2\pi s})$$

$$= 4 T_w^2 \sum_{k=f_{c\tau}-3}^{f_{c\tau}} |C_k|^2 \quad (2.6.4)$$

식(2.6.4)의  $S_m$ 은 64개의 각각 심볼의 상관값이되며 이상관값에서 가장 큰 출력을 송신심볼로 판단하게 된다. 본 알고리즘은 이를 FHT(Fast Hadamard Transform)을 이용한 구조를 갖는 고속신호처리 알고리즘을 도입하였다. FHT 알고리즘은 기존의  $N^2$  ( $N^2=2^6$ )의 계산량을  $N \log_2 N$  ( $=2^6 * 6$ )으로 줄이므로 대략 10.67배 빠른 처리 이득을 갖는다.

### III. 시뮬레이션 및 성능 분석

본 시뮬레이션 내용은 역방향 링크 트래픽 채널 모델로 TR45 규격을 참조하여 수행하였다. 시뮬레이션 내용은 단일 사용자의 송신신호가 다경로 페이딩 채널과 가산성 잡음(AWGN) 환경을 기친 경우의 수신신호를 복조하는 수신기의 특성과 분석에 초점을 두었다. 발생 PN 룭코드의 발생다항식의 식 (3.1)과 같다.

$$P_{10}(t) = X^{12} + X^{35} + X^{33} + X^{31} + X^{27} + X^{26} + X^{25} + X^{22} +$$

$$X^{21} + X^{19} + X^{18} + X^{17} + X^{16} + X^{10} + X^7 + X^6 + X^5$$

$$+ X^3 + X^2 + X^1 + 1 \quad (3.1)$$

PN 룭코드는 사용자의 ESN(Electronic Serial Number)에 따라 마스킹하여 발생시퀀스 출력열의 천이량을 다르게 하는데 마스킹 포맷은 랜덤발생시커 적용하였다. Quadrature 확산을 위한 쏫 코드 발생다항식은 식(3.2)와 같다.

$$P_i(t) = X^{15} + X^{13} + X^9 + X^8 + X^7 + X^5 + 1$$

$$P_q(t) = X^{15} + X^{12} + X^{11} + X^{10} + X^6 + X^5 + X^4 + X^3 + 1 \quad (3.2)$$

PN 쏫코드 확산시퀀스발생은 같은 한 채널안에 2개의 코드 위상을 전송하므로 코드획득과 추적에 보다 더 신뢰성 있는 코드 위상정보를 얻을 수 있는 수신기 구현을 가능케 한다. 채널은 광대역 확산시스템의 채널모델로 탭간 지연을 설정하여 전체 지연 구간에서 3개의 주요한 다경로로 근사화되도록 설계하였다.

그림 1에서  $\tau_1$ (일정 전파지연시간)은 랜덤하게 발생하여 고정시키고  $\tau_3 - \tau_1 \approx 1.5 \mu\text{sec}$ ,  $\tau_{10} - \tau_3 \approx 13 \mu\text{sec}$ 로 할당하여 구현하였다<sup>2)</sup>. 경로별 계수는 복소 가우시안 랜덤발생신호에 감쇄 계수를 곱하여 구현하였다. 동기화 회로에서 코드획득 회로는 비교적 낮은 SNR에서도 동작특성이 우수한 serial search방식을 이용하였고 실험적 데이터로부터 임계값을 적용하였다. 수신기 delay span 입력으로부터 동기화되는 코드 획득신호는 다경로에 따른 합성 신호의 PN 코드 성분이 가장 크게 합성되는 신호에 동기화된다. 코드획득 알고리즘은 획득기가 프리앰블기간 동안만 동작하도록 프리앰블 종료 검출기를 두었고, 일단 코드 획득이 이루어진 후엔 코드 위상으로부터 심볼동기를 확인하면서 코드 추적회로가 동작하도록 설계하였다. 루프 필터는 2차 버터워스 LPF로 bilinear 변환을 이용  $\frac{\pi}{2}$ 에서 차단주파수를 갖는 디지털 필터로 구현하였다. 코드 추적회로는 데이터 변조신호가 전송되는 경우에도 지속적으로 코드의 위상을 효율적으로 추적하게 된다. 코드 추적기의 특징은 2개의 위상검출회로 출력이 각각 루프 필터를 거쳐 위상정보를 합성하는 구조로 구현한 것이다. 보조회로는 코드위상에서 프리앰블종료와 심볼동기화를 확인하기 위한 프로세싱단을 두었다. 레이크복조단은 tapped delay line 각각의 지연신호가 상관기 맵크를 거쳐 4개의 핑기(브랜치)의 수를 갖고 각각 독립적인 상관회로를 거치도록 하였다. 그림8은 BER 특성곡선으로 SNR에 따라 시스템의 성능을 보여주고 있다.

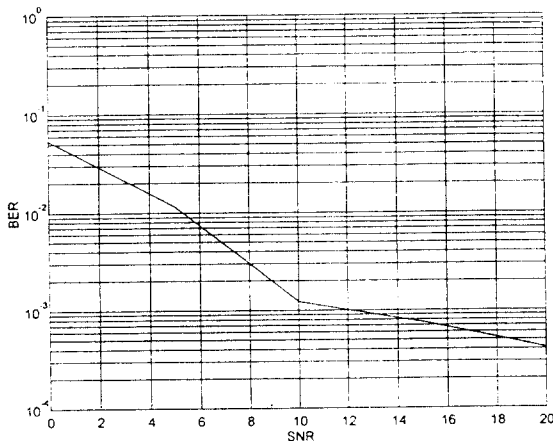


그림 8. BER을 통한 성능 분석  
Fig 7. BER vs SNR performance

코드 획득회로는 비교적 낮은 SNR에 대하여도 0dB 정도에서도 적절한 임계값 조정에 따라 코드위상을 검출하는 특성을 보였다. SNR이 일정레벨 (보통 5 dB정도)이하로 낮아질 경우 코드 추적기의 위상에러 검출회로가 충분히 성능을 발휘하지 못하므로 타이밍 지터의 영향과 함께 보조회로 상관출력 저하로 에러율이 커짐을 알 수 있었다. 시뮬레이션은 UNIX상의 C로 코딩하였고 사용된 필터는 DFDP(Digital Filter Design Package)를 이용하여 설계하였다.

#### IV. 결 론

본 논문은 각 기능블럭별 분석과 특성을 이해하고 이를 CDMA시스템을 적용하기 위한 방법으로 수신기 블럭별 알고리즘을 구현하였다. 또한 Q-CDMA시스템의 역방향 링크에서 비동기 수신과 다경로 페이딩에 따른 간섭의 영향을 극복하기 위한 수신기 회로 구성과 함께 임의의 한 사용자에게 대한 시뮬레이션에서 그 성능을 알아 보았다 페이딩 특성등의 채널환경과 가산성 잡음환경에서의 성능저하를 보완하기 위한 수신기 구성은 먼저 코드동기화 회로가 충분히 낮은 신호대 잡음비에서도 신뢰성있는 동작이 보장되어야 한다. 이와 함께 개선된 신호처리 알고리즘을 통하여 처리속도와 보조 신호품질 향상이 이루어져야 한다. 본 논문을 통하여 보다 더 신뢰된 코드동기화 구조에 대한 다양한 방법의 알고리즘 연구와 더 효율적인 복조기 구성에 대한 연구가 모색되어야 한다. 본 내용을 통하여 더 연구되어야 할 것으로 각기 다른 채널 적용에 따라 보다 더 효율적인 코드 획득 및 추적회로 구현과 여러 사용자의 사용자 송수신기의 전체 동작 환경에 따른 성능분석에 대한 연구를 진행해야 한다.

#### 참 고 문 헌

1. URS GROB, ARNOLD L.WELTI, ERNST ZOLLINGER, ROLAND KUNG and HANS KAUFMANN, "Microcellular Direct Sequence Spread Spectrum Radio System Using N-Path RAKE Receiver," *IEEE J. Selc. Areas Commun.*, vol. 8 No. 5, pp. 772-780. June 1990.
2. TIA, TR 45, February 11, 1993.
3. 최안나, 신경훈, "직접시퀀스 확산대역 부호추적 시스템의 전디지탈 방식 설계 및 시뮬레이션," 통

신정보 합동 학술대회 논문집, 1993년 4월.

4. Rodger E. Ziemer and Roger L. Peterson, Digital Communications and Spread Spectrum systems, Macmillan, 1985.



李 泰 永(Tae Young Lee) 정회원  
1967년 11월 2일생  
1993년 2월 : 충남대학교 전자공학과 졸업(공학사)  
1993년 3월 ~ 현재 : 충남대학교 전자공학과 석사과정 중  
※주관심분야: 이동통신



金 煥 宇(Whan Woo Kim) 정회원  
1954년 9월 20일생  
1977년 2월 : 서울대학교 전자공학과 졸업(공학사)  
1979년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학석사)  
1988년 6월 : 미국 University of Utah(공학박사)

1979년 4월 ~ 현재 : 충남대학교 전자공학과 교수  
※주관심분야: 신호처리, 이동통신, 디지털통신