

# 직교신호를 이용한 간섭 억제회로 설계

정회원 윤정식\*, 정정화\*\*

## Suppression Circuit Design of interference Using Orthogonal Signal

Jeoung-Sig Yoon\* and Jong-Wha Chong\*\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 디지털 무선통신에서 데이터 판정 오류의 원인이 되는 송수신 신호의 신호세력 차이에 의한 간섭(Interference)을 최소화시키는 새로운 방법을 제안하였다. 이 방법은 송수신 신호간의 위상차와 신호세력의 차이로 인하여 발생하는 간섭을 억제하기 위해서, 검출된 수신 신호의 위상에 따라 송신신호의 위상을 보상함으로써 송수신 신호가 항상 직교를 유지하도록 하는 방법이다. 수신신호의 위상잡음과 위상지연을 검출하기 위하여 기준 신호원으로 사용되는 VCO는 MOS회로로 구현하였고, 위상지연이 있는 신호를 얻기 위하여 화이트가우시안 노이즈(AWGN)를 통과시킨 신호를 사용하였다. 화이트가우시안 노이즈를 통과한 신호를 송신기의 변조기에서 위상지연과 위상잡음을 보상하였으며, 보상된 신호는 준직접변환 수신기와 QPSK 복조방식을 사용하여 데이터를 복원하였다. 변조기에서 보상된 송신 신호는 항상 수신 신호와 직교가 유지되므로 송수신기간의 간섭을 억제 할 수 있었으며, 또한 데이터의 판정오류 확률을 비교하였고, 모의 실험을 통하여 효용성을 입증하였다.

### ABSTRACT

This paper proposes a novel method of minimizing Interference which causes data decision error in digital wireless communications. In this method, in order to suppress ISI which is caused by the phase difference between the transmitted and received signal phases, the transmitted and received signals are always kept orthogonal by compensating the transmitted signal phase according to the detected received signal phase. A voltage control oscillator (VCO) which generates a reference signal for detecting the phase noise and the delay of the received signal was implemented by MOS circuits. To delay the phase of the signal, additive white Gaussian noise (AWGN) environment was used. The phase and delay of the signal transmitted through AWGN channel were compensated in the modulator of the transmitter and the compensated signal was demodulated using quasi-direct conversion receiver and QPSK demodulator. ISI suppression was achieved by keeping the orthogonality between the compensated transmitted signal and the received signal. The error probability of data decision was compared. By simulation the proposed system was proved to be effective in minimizing the ISI.

### I. 서 론

정보에 대한 인간의 욕구가 증대되고 무선 통신 기술이 발전함에 따라 이동통신 단말기는 새로운 필수품으로 인식되어가고 있다. 이러한 인식의 변화에 따라 디지털 이동통신 시스템은 깨끗한 통화품질과 다양한 이동통신서비스를 제공할 수 있다는 장점으로 급속히 발전해 오고 있다. 하지만 보다 좋

은 통화품질과 다양한 종류의 데이터통신, 화상통신과 같은 대용량 고속 정보전송 서비스를 제공하기 위하여 전송시스템의 개선뿐만 아니라 외부환경으로부터 전송데이터를 보호하여 데이터의 판정 오류를 최소화하는 시스템의 개발이 필수적이다. 특히 디지털 이동통신 시스템 중에서 최근에 가장 활발하게 연구가 진행되고있는 확산대역 기술은 무선 LAN등과 같은 무선통신에 많이 응용되고 있으며, 이러한

\* 경민대학 디지털 정보통신과(yoon101@kyungmin.ac.kr)  
 논문번호: 020015-0115, 접수일자: 2002년 1월 15일

\*\* 한양대학교 전자공학과

확산대역 기술은 mult-access, anti-multipath, anti-jamming 특성이 매우 우수한 장점이 있다<sup>[1]</sup>.

디지털 무선 통신 시스템에서 다중접속은 기본적으로 FDMA (frequency division multiple access, TDMA (time division multiple access), CDMA (code division multiple access) 세가지로 분류할 수 있다<sup>[2]</sup>. 그러나 FDMA와 TDMA방식은 용량이 주로 대역폭에 의해 제한되지만 CDMA방식은 이와는 달리 간섭에 의해 용량의 제한을 받는다. 따라서 CDMA방식은 채널을 증가시킬수록 많은 가입자를 수용할 수 있으므로 일정한 대역폭 내에 많은 채널을 수용하는 기술들이 제안되고 있다<sup>[2],[3]</sup>.

CDMA방식중 DS/SSMA (direct - sequence spread spectrum multiple access)시스템은 CCI (cascade of cochannel interference)에 대하여 가입자 용량에 제한을 받는 문제점을 갖고있으며, 이 CCI는 multiuser사이에서 발생하는 다중접속 간섭은 여러개의 전송 채널과 채널 지연으로 인해 발생하는 ISI를 포함하고 있다. 그래서 기존 협대역 CDMA 방식의 DS/SSMA 수신기에서는 시스템에서 요구하는 수준의 성능을 얻기 위하여 간섭 억압 필터를 사용하고 있다<sup>[1],[2]</sup>.

본 논문에서는 DS/SSMA와 같은 디지털 통신 시스템이 AWGN 채널을 통과할때 발생하는 CCI를 억제하여 사용자 용량과 BER (bit error rate)를 개선하는 간섭 억압회로 설계에 관한 것으로서, AWGN 채널을 통해 전송되어진 신호를 변조 또는 복조 할 때에 신호의 지연 및 오류요인을 최소화하여 데이터를 정확하게 인식하여 데이터 판별시 오류를 최소화하는 디지털 무선통신 시스템 설계방식을 제안하였다. 제안한 방식은 다중채널과 multi 사용자가 사용할 경우에도 인근 채널과 이웃 user와의 간섭을 억제하여 좋은 통화 품질을 유지할 수 있도록 한다.

제안된 시스템은 신호의 직교를 이용하여 송수신 신호가 같은 시스템 내에서 정밀한 직교를 유지할 수 있도록 시스템을 구성하였으며 직교여부를 판별하기 위해 위상 검출회로를 채택하였으며 시스템의 복잡도를 피하기 위하여 간단한 가산기를 추가함으로써 검출된 위상차를 간단하게 보상할 수 있도록 구성하였다.

제안된 논문의 구성은 제 II장에서 일반적인 송수신기의 구조에서 발생하는 간섭현상을 분석하였으며, 제 III장에서는 제안된 시스템이 적용되는 디지털 통신 시스템의 원리를 직교화, 상관기열 응답,

평균 오차, cotas 수신기를 설명하였고, 제 IV장에서는 본 논문에서 제안한 시스템을 구현하여 성능을 검증 할 수 있도록 하였으며, 제 V장에서 모의 실험을 통한 결과를 제시하였고, 제 VI장에서 결론 및 향후 연구 과제에 대하여 기술한다.

## II. 디지털 통신 시스템에서의 간섭 현상 분석

디지털 무선통신 시스템에서 비트오차의 원인으로는 심볼간 간섭(ISI)을 우선 으로 들 수 있다. 심볼간 간섭 현상은 통신 채널이 분산적(dispersive)인 경우에 주로 발생한다. 이러한 디지털 무선통신 시스템의 간섭 현상을 분석하기 위하여 전통적인 PAM 방식 전송시스템을 사용하였고 이 PAM 방식의 그림 1과 같다. 입력되는 2진 sequence  $\{b_k\}$ 는 symbol 0과 1로 구성되어있고 각각의 지속시간은  $T_b$  이다. PAM변조기는 2진 sequence를 임펄스 형태의 새로운 sequence로 변환시키고, 변환된 sequence의 크기  $a_k$ 는 다음 식 (1)과 같은 극 형태로 표현된다.

$$a_k = \begin{cases} +1, \text{심볼 } b_k \text{가 } 1\text{인 경우} \\ -1, \text{심볼 } b_k \text{가 } 0\text{인 경우} \end{cases} \quad (1)$$

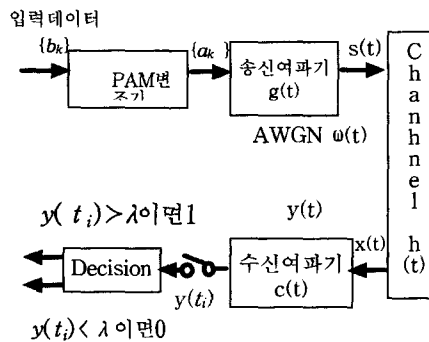


그림 1. 2진 PAM 데이터 전송 시스템

이렇게 발생된 임펄스의 sequence는 임펄스 응답이  $g(t)$ 인 송신 여파기에 인가되어 식 (2)로 변환된다.

$$s(t) = \sum_k a_k g(t - k T_b) \quad (2)$$

신호  $s(t)$ 는 임펄스 응답이  $h(t)$ 인 채널을 통과하여 전송되며, 또한 채널은 수신기의 입력신호에 화이트가우시안 잡음(AWGN)  $w(t)$ 를 부가하여 잡음성 신호  $x(t)$ 로 변환되어 임펄스 응답이  $c(t)$ 인 수신

여파기를 통과하게 된다. 수신 여파기의 출력  $y(t)$ 는 수신기의 여파기 출력에서 추출한 Clock, 또는 Timing신호에 의해서 송신기와 동기를 맞추어 표본화된다. 표본화된 각 표본의 크기를 한계치  $\lambda$ 와 비교하여  $\lambda$ 보다 크면 결정장치는 심볼을 0으로 결정하고  $\lambda$ 보다 작으면 심볼을 1로 결정하게 된다.  $\lambda$ 와 같다면 임의의 값으로 결정하게 된다. 수신 여파기의 출력은 식 (3)이 된다.

$$y(t) = \mu \sum_k a_k p(t - k T_b) + n(t) \quad (3)$$

여기서  $\mu$ 는 비례계수(scaling factor)이고 펄스  $p(t)$ 는 임의로 정의한다. 식 (3)에서  $n(t)$ 는 수신기 입력에서 채널 부가잡음  $w(t)$ 에 의해 수신여파기의 출력에 발생된 잡음이다. 일반적으로 이 잡음  $w(t)$ 는 평균이 영인 백색 가우시안 잡음으로 모델링된다. 수신여파기의  $y(t)$ 는  $t_i = i T_b$  ( $i$ 는정수값)에 표본화되어

$$\begin{aligned} y(t_i) &= \mu \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k p[(i-k) T_b] + n(t_i) \\ &= \mu a_i + \mu \sum_{k \neq i} a_k p[(i-k) T_b] + n(t_i) \end{aligned} \quad (4)$$

이 되고 식 (4)의 처음 항  $\mu a_i$ 는  $i$ 번째 전송된 비트의 영향을 나타낸다. 두 번째항은  $i$ 번째 비트를 디코딩하는 순간 전송된 다른 비트의 잔여영향을 나타낸다.

이와 같이 표본화순간  $t_i$ 의 전후에 존재하는 펄스로 인한 잔여영향을 심볼간 간섭(ISI)라 한다.

제안된 방법은 이러한 간섭을 억제하기 위하여 수신 신호에 영향을 주는 송신기의 출력을 이용하여 간섭을 억제시킨다. 디지털 대역통과 전송시스템의 모델을 그림 2에 나타내었다.

### III. 디지털 통신 시스템의 모델링

제안된 시스템을 구현하기 위해 그림 2와 같이 모델링된 디지털 대역통과 전송시스템을 사용하였다. 모델링된 전송 시스템은 입력 데이터  $m_i$  ( $i=1,2,\dots,M$ )를 변조된 신호  $s_i(t)$ 로 변환시키기 위하여 Gram-Schmidt 직교화를 이용하여 이산시간 동작과 연속시간 동작으로 분리하였다.

Gram-Schmidt 직교화는  $M$ 개의 에너지신호  $s_i(t)$ 를  $N \leq M$ 인  $N$ 개의 직교정규기준함수(orthonormal basis function)의 선형 조합으로 식 (5)와 같이 표현할 수 있다.

$$s_i(t) = \sum_{j=1}^N s_{ij} \phi_j(t), \quad \begin{cases} 0 \leq t \leq T \\ i=1,2,\dots,M \end{cases} \quad (5)$$

식 (5)의 전개식의 계수는 다음과 같이 정의된다.

$$s_{ij} = \int_0^T s_i(t) \phi_j(t) dt, \quad \begin{cases} 0 \leq t \leq T \\ i=1,2,\dots,M \end{cases} \quad (6)$$

식 (6)에서 실수 값을 갖는 기준함수  $\phi_1(t), \phi_2(t), \dots, \phi_N(t)$ 는 직교 정규(orthonormal)이다. 즉

$$\int_0^T \phi_i(t) \phi_j(t) dt, \quad \begin{cases} 1 & i=j\text{일때} \\ 0 & i \neq j\text{일때} \end{cases} \quad (7)$$

식 (6)의 첫 번째 항은 각각의 기준함수는

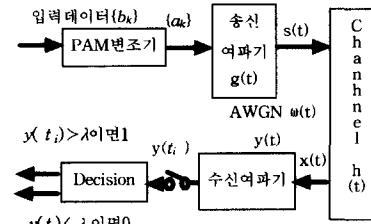


그림 2. 2진 PAM 데이터 전송 시스템

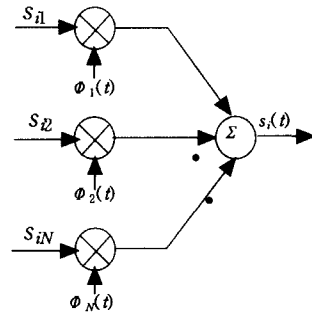


그림 3. 신호  $s_i(t)$ 를 생성하기 위한 장치

단위에너지를 갖고 있음을 정의하고, 두 번째항은  $\phi_1(t), \phi_2(t), \dots, \phi_N(t)$   $0 \leq t \leq T$ 에서 기준함수는 각각에 대해 서로 직교함을 의미한다. 식 (6)의 계수  $s_{ij}$ 는 그림 3의  $N$ 차원 벡터의  $s_i$ 의  $j$ 번째 요소로 볼 수 있다. 벡터  $s_i$ 의  $N$ 개의 요소가 주어졌을 때 식 (5)는 입력이  $s_{i1}, s_{i2}, \dots, s_{iN}$  때 신호  $s_i(t)$ 는 그림 3과 같은 방법으로 생성할 수 있다.

#### 1. 잡음이 부가된 모델링 시스템의 응답

그림 4에서  $N$ 개의 곱셈 적분기(상관기)의 입력이 그림 5에서처럼 전송신호  $s_i(t)$ 에 이상적인 AWGN 채널의 백색잡음  $w(t)$ 가 부가된 수신신호

$x(t)$ 라고 가정하면  $x(t)$  는 다음과 같이 식 (8)로 표현 될 수 있다.

$$x(t) = s_i(t) + \omega(t), \quad \begin{cases} 0 \leq t \leq T \\ i = 1, 2, \dots, M \end{cases} \quad (8)$$

여기에서  $\omega(t)$ 는 평균이 0이고 전력 스펙트럼 밀도가  $N_0/2$  인 백색가우시안잡음  $\omega(t)$ 의 표본함수이다. 또한  $j$ 번째 상관기의 출력은 식(9)와 같이 랜덤변수  $X_j$ 의 표본 값이다.

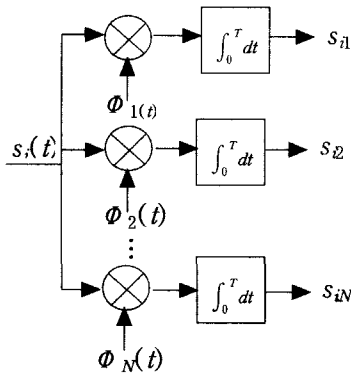


그림 4. 계수들의 집합  $\{s_{ij}\}$ 를 생성하기 위한 장치

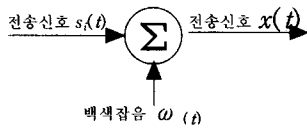


그림 5. 부가적 백색 가우시안 잡음 모델

$$x_j = \int_0^T x(t) \phi_j(t) dt = s_{ij} + \omega_j, \quad j = 1, 2, \dots, N \quad (9)$$

식 (9)의 첫 번째 성분  $s_{ij}$ 는 전송된 신호  $s_i(t)$ 에서 발생된 신호로서 식 (10)과 같이 결정된다.

$$s_{ij} = \int_0^T s_i(t) \phi_j(t) dt \quad (10)$$

식 (9)의 두 번째 성분  $\omega_j$ 는 확률변수  $W_j$ 의 표본이고 수신기의 입력잡음 때문에 발생되며, 식 (11)과 같이 정의한다.

$$\omega_j = \int_0^T \omega(t) \phi_j(t) dt \quad (11)$$

또한 표본함수를  $x'(t)$ 라고 정의하고  $x'(t)$ 를 다시 정리하면 식 (12)와 같다.

$$x'(t) = x(t) - \sum_{j=1}^N x_j \phi_j(t) \quad (12)$$

식 (8)과 (9),(12)를 이용하여 식 (13)과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} x'(t) &= s_i(t) + \omega(t) - \sum_{j=1}^N (s_{ij} + \omega_j) \phi_j(t) \\ &= \omega(t) - \sum_{j=1}^N \omega_j \phi_j(t) \\ &= \omega'(t) \end{aligned} \quad (13)$$

식 (13)에서 표본함수  $x'(t)$ 는 수신기 입력단의 잡음  $\omega(t)$ 에만 영향을 받으며 송신 신호  $s_i(t)$ 와는 아무런 관련이 없다는 것을 알 수 있다. 그러나 실제의 경우 수신기 잡음에 의한 불확실성 외에 신호 매개변수의 랜덤성으로 인한 불확실성이 존재한다. 일반적으로 이러한 불확실성의 원인은 전송 매체에서의 왜곡으로 발생된다. 신호 매개 변수 중 가장 랜덤성을 가지는 것은 신호의 위상이며, 특히 협대역(narrow-band) 신호에서는 랜덤성이 더욱 많이 발생된다. 이것은 신호의 전송거리가 다르고, 신호가 다중 경로를 통해 전송되므로 경로의 가변성 등으로 전파 매체에서의 지연이 빠르게 변할 때, 수신 신호의 위상이 빠르게 변하므로 수신기가 따라가지 못하게 된다. 이렇게 전파 매체에서 송신 신호의 위상이 빠르게 변화되어 전송되어 오는 신호를 수신기에서 위상동기를 이루지 못할 경우 잡음으로 처리되며, 또한 약한 수신 신호와 강한 송신 신호로 인한 신호세력의 차이로 약한 수신신호에 강한 송신신호는 중요한 또 다른 간섭 현상 요소로 작용하게 된다.

본 논문에서는 이러한 송수 신호 세력차이로 인하여 수신기에서 받게 되는 간섭을 최소화하는 방법을 제안하였다. 디지털 통신 시스템 설계에서 중요한 목적중의 하나는 낮은 오차 확률을 갖도록 하는 것이다. 2진 PSK나 4위상전이 키잉(Quadrphase-shift keying : QPSK)에서는 송신신호에 의해 전달되는 정보는 신호의 위상에 담겨지게 된다. 일반적으로 반송파의 위상은  $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$ , 네개의 동일한 간격으로 배치된 위상 중 하나를 취한다. 이러한 위상 집합에 대한 송신신호를 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$s_i(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos \left[ 2\pi f_c t + (2i-1) \frac{\pi}{4} \right], & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{기타} \end{cases} \quad (14)$$

여기에서 E는 심볼당 송신 신호에너지, T는 심볼 신호 지속시간,  $i=1,2,3,4$ 이며, 반송파  $f_c$ 는 고정된 정수  $n_c$ 에 대해  $n_c/T$ 와 같다.

### 2. 평균 오차확률

코히런트 QPSK 시스템의 수신기에 입력되어 지는 신호는 AWGN 채널을 통과하여 위상이 왜곡되어 수신신호  $x(t)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$x(t) = s_i(t) + \omega(t), \begin{cases} 0 \leq t \leq T \\ i = 1, 2, 3, 4 \end{cases} \quad (15)$$

여기서  $\omega(t)$ 는 평균이 0이고 전력 스펙트럼 밀도가  $N_0/2$ 인 백색 가우시안잡음의 표본함수이다. 관측벡터  $x$ 는 두 개의 요소  $x_1$ 과  $x_2$ 를 갖고있으며 각각은 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} x_1 &= \int_0^T x(t)\phi_1(t) dt \\ &= \sqrt{E} \cos\left[(2i-1)\frac{\pi}{4}\right] + \omega_1 \\ &= \pm\sqrt{\frac{E}{2}} + \omega_1 \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} x_2 &= \int_0^T x(t)\phi_2(t) dt \\ &= -\sqrt{E} \sin\left[(2i-1)\frac{\pi}{4}\right] + \omega_2 \\ &= \mp\sqrt{\frac{E}{2}} + \omega_2 \end{aligned} \quad (17)$$

평균심볼 오차를 구하기 위해 식 (14)에 삼각함수 항등식을 적용하여 송신신호  $s_i(t)$ 를  $0 \leq t \leq T$ 에 대해 다음과 같은 형태로 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} s_i(T) &= \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left[(2i-1)\frac{\pi}{4}\right] \cos(2\pi f_c t) \\ &\quad - \sqrt{\frac{2E}{T}} \sin\left[(2i-1)\frac{\pi}{4}\right] \sin(2\pi f_c t) \end{aligned} \quad (18)$$

평균 오차를 계산하기 위해 식 (18)을 고찰 해보면 코히런트 QPSK 시스템은 사실상 병렬로 동작하고, 인페이즈와 쿼드러처어인 두 개의 반송파를 이용하는 두 개의 코히런트 2진 PSK 시스템과 같다는 사실을 알 수 있다. 따라서, 코히런트 2진 PSK 시스템의 평균 비트오차확률에 대한 비트 오차율을 이용하면, 코히런트 QPSK 시스템의 각각의 채널의 평균 비트오차확률은 다음과 같음을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E/2}{N_0}}\right) \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}}\right) \end{aligned} \quad (19)$$

또하나 주목해야 할 사항은 코히어런트 QPSK 시스템의 인페이즈 및 쿼드러처어 채널의 비트오차는 서로 통계적으로 독립이라는 사실이다. 따라서, 두 채널의 조합된 동작으로부터 평균 정정판정 (correct decision) 확률은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_c &= (1 - P_e)^2 \\ &= 1 - \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}}\right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc}^2\left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}}\right) \end{aligned} \quad (20)$$

따라서, 코히어런트 QPSK 의 평균 심볼오차 확률은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_e &= 1 - P_c \\ &= \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}}\right) - \frac{1}{4} \operatorname{erfc}^2\left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}}\right) \end{aligned} \quad (21)$$

우변의 두 번째 항을 무시하면 식 (21)은 다음과 같이 근사화할 수 있다

$$P_e \approx \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E}{2N_0}}\right) \quad (22)$$

식(22)은 신호공간도를 이용하여 직관적으로 유도할 수 있다.

QPSK 시스템에서는 심볼당 2개의 비트가 존재하므로 심볼당 송신신호에너지는 비트당 신호에너지의 두배이다. 즉,

$$E = 2 E_b \quad (23)$$

따라서, 평균 심볼오차 확률을 비율  $E_b/N_0$ 를 이용하여 표현하면 다음과 같다.

$$P_e \approx \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (24)$$

입력 심볼을 위해 사용된 Gray 부호화에 대해, 식(19)과 (23)으로부터 QPSK의 비트오차는 정확히

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (25)$$

임을 알 수 있다. 이상의 결과로부터 코히어런트 QPSK 시스템은 코히어런트 2진 PSK 시스템과 같은 비트율, 같은 에 대해 동일한 평균 비트오차를 가짐을 알 수 있다. 그러나, 2진 PSK 시스템의 절반의 대역폭만을 필요로 한다. 바꾸어 표현하면, 동일한 와 동일한 평균 비트 오차확률에 대해 코히어런트 QPSK 시스템은 같은 채널대역폭을 통해 코

하이퍼트 2진 PSK 시스템의 두 배의 비트율로 정보를 전송할 수 있다.

(16)식과 (17)식에서 관측 가능한 요소  $x_1$ 과  $x_2$ 는 각각 평균이  $\pm\sqrt{E/2}$ 와  $\mp\sqrt{E/2}$ 이고 하나의 공통분산  $N0/2$ 를 갖는 독립적인 가우시안 랜덤변수의 표본 값이다. 그러나 동기 신호의 부적절한 검출은 송신 신호가 수신 신호에 영향을 주어 판정오차를 더욱 크게 한다. 이러한 판정오차를 최소화하기 위하여 송신신호를 감소시킬 수 없다. 따라서 근본적으로 수신신호의 오차 누적을 줄여 송신 신호의 영향을 감소시켜 판정에 미치는 영향을 감소시키는 것이 본 논문의 요지이다.

3. 모델링된 Costas 수신기

디지털 무선 전송 시스템을 구현하기 위해 현재 사용되고있는 Costas 수신기의 블록도를 그림 6에 도시하였다. Costas 수신기는 입력신호  $A\cos(2\pi f_c t + \theta)m(t)$ 와 서로 쿼드러처 위상인 독립적인 국부발진기로 공급되는 두 개의 동기 검파기로 구성된다. 위쪽 경로의 수신기는 동상 검파기 또는 I 채널이라고 하고, 아래쪽 경로는 쿼드러처 위상 또는 Q 채널이라고 한다. 이 두 개의 검파기는 국부발진기가 반송파와 동기를 유지하도록 함께 결합되어 부궤환 시스템을 이룬다<sup>[5]</sup>. 채널 출력은 원래의 이 신호  $m(t)$ 를 포함하는 반면, Q 채널 출력은 Q 채널의 쿼드러처 영효과(Quadrature null effect)로 인해 0임을 알 수 있다. 이 Costas 수신기는 국부 발진기(VCO)위상 이  $\theta$

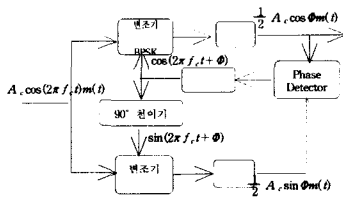


그림 6. Costas 수신기의 블록도

라디안만큼 벗어났을 때 그림 6 에서와 같이 위상 판별기(phase detector)에서 I 신호와 Q 신호의 출력을 결합하여 직류 제어 신호를 추출하여 전압제어 발진기에서 국부 위상 오차를 자동으로 수정할 수 있다.

그러나 Costas 수신기는 인근 다른 주파수로 인한 영향에는 대처할 수 없는 문제점이 있으며, 특히 송신기가 수신기와 한 장치에 내장 되어있는 경우 송신 출력은 수신 신호에 영향을 주어 수신 신호의 판정 오차를 유발하게 된다.

IV. 무선 수신기의 구조

1. 슈퍼 헤테로다인(Superheterodyne) 수신기

현재 사용되고 있는 대부분의 무선 수신기는 슈퍼 헤테로다인 구조로 구성되어 있다. 따라서 제한된 방식을 적용하기 위하여 슈퍼헤테로다인 방식을 사용한 디지털 통신 단말기의 무선 수신기를 자세하게 분석하여 적절한 수신기를 선택하여 사용하고자 한다. 슈퍼 헤테로다인 수신기는 안테나에서 수신된 신호는 듀플렉서(duplexer)에 의해 발신 주파수 및 이미지(image) 주파수와 분리되고 저 잡음 증폭기(LNA : low Noise Amplifier)에 의해 증폭된다. 저 잡음 증폭기에서 증폭된 신호는 표면 탄성파(SAW : Surface Acoustic Wave) 필터로 이미지 주파수를 다시 제거한 다음 1차 믹서(Mixer)에 입력된다. 1차 믹서에 의해 IF대역으로 낮아진 신호는 필터를 거쳐 IF증폭기에 입력된다. IF 증폭기에서 증폭된 신호는 2차 믹서에 의해 기저대역(Base Band) 주파수로 변환되고 저역 통과필터(LPF:Low Pass Filter)를 거치고, ADC(Analog to Digital Converter)를 통해 디지털 데이터로 복원되어 원래의 정보를 판정하게 된다. 이러한 슈퍼 헤테로다인 구조는 IF증폭기를 설계하기가 쉽기 때문에 무선 수신기의 일반적인 구조로 널리 이용되어 왔다<sup>[5]</sup>. 그러나 이 슈퍼 헤테로다인 구조는 1차 믹서에 입력되는 주파수합성기(Local Oscillator)에서 채널을

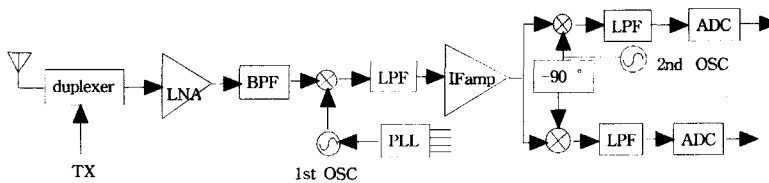


그림 7. Superheterodyne 수신기

선택하기 때문에 채널 간격이 좁은 무선 시스템의 경우 주파수 합성기의 위상 잡음 특성이 좋아야 한다. 이러한 위상 잡음 특성을 만족시키기 위하여 대부분의 디지털 이동 통신에서는 Q값이 높은 코일과 배랙터 다이오드(Varactor Diode)를 이용한 LC 공진 회로를 사용하여 필요한 주파수를 발진시켜 위상 잡음 특성을 만족시킨다. 위상 잡음 특성을 만족시키기 위하여 높은 Q값을 가진 코일이라 하더라도 MOS회로로 구성된 발진기는 Q값이 1정도이므로 위상 잡음이 좋지 않다. 또한 채널이 좁은 통신 시스템에서 위상 잡음을 줄이기 위해서 PLL내의 주파수 분주(N분주)값 N이 상당히 커야 하고 N값이 클수록 PLL 루프대역이 작아진다. 일반적으로 PLL의 위상 잡음을 줄이기 위해서는 루프대역을 크게 하여야 하고, 좁은 채널 선택을 위해서는 루프대역이 작아야 하는 trade-off관계가 있어 MOS회로로 위상 잡음을 충분히 제거할 수 있는 PLL회로를 구현하기에는 문제점이 있다.

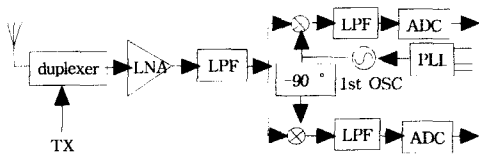


그림 8. 직접변환 수신기

### 2. 직접 변환구조(Direct Conversion)

슈퍼 헤테로다인 구조와는 다른 시스템으로 직접 변환구조(Direct Conversion)방식을 고려할 수 있다. 직접 변환구조 방식은 캐리어 주파수와 동일한 주파수로 국부 발진을 시켜 IF단으로 주파수를 낮추는 과정 없이 수신된 무선 신호를 RF대역에서 기저 대역으로 직접 변환시키는 방식이다. 직접 변환구조 방식은 낮은 캐리어 주파수를 사용하는 시스템에서는 IF단의 주변회로가 없기 때문에 단말기의 크기를 감소시키고 전력 소모를 줄일 수 있는 구조이지만, 수신된 RF신호와 국부발진 주파수가 같기 때

문에 국부발진에서 발생된 주파수가 다시 안테나로 방사되어 다시 입력되는 잡음신호에 의해 발생되는 저주파 에러가 생기며 캐리어 주파수가 높은 주파수를 사용하는 시스템으로 갈수록 국부발진 주파수가 높아 실제 구현하기가 어려운 문제점을 갖고 있다. 따라서 일반적으로 FSK(Frequency Shift Keying) 변조 방식을 이용하는 디지털 통신 방식 외에는 사용되지 않는다. 또한 직접 변환구조 방식은 슈퍼헤테로다인 방식과 마찬가지로 RF대역에서 채널 선택이 되므로 국부발진기의 위상 특성이 아주 좋아야 하기 때문에 일반적인 MOS회로로 이러한 주파수 합성기를 구현하는 데는 어려움이 있다 [6][7][8].

### 3. 준직접변환(QDC : Quasi Direct Conversion) 수신기

이러한 슈퍼 헤테로다인 구조와 직접 변환구조의 단점을 보완한 구조를 사용하는 시스템으로 준직접변환(QDC : Quasi Direct Conversion)구조가 있다[9]. QDC수신기의 구조는 RF대역에서 1차 믹서에 사용되는 주파수를 고정 국부발진기를 사용하고 2차 믹서에서 채널을 선택하는 구조로 설계되므로 1차 국부발진에서는 주파수가 고정되어 있어 PLL 루프 대역을 크게 설계할 수 있다. 따라서 PLL 위상 비교기(PD : Phase Detector)에서 비교되는 주파수를 높일 수 있으므로 MOS회로로 구현되는 VCO의 위상 잡음을 억제할 수 있다.

또한 2차 믹서에 사용되는 국부발진기는 주파수가 낮기 때문에 VCO의 위상 잡음이 작으므로 디지털 통신에서 요구하는 위상잡음 특성을 만족시키기 비교적 쉽다. 그러나 준직접변환구조는 이미지 제거를 위해 믹서와 국부발진기 두 개를 사용하므로 직접변환 방식에 비해 전력 소모가 다소 큰 단점이 있다[4].

본 논문에서 제안된 시스템은 앞서 분석한 세종류의 시스템에 모두 적용할 수 있으며 각 시스템의 특성에 따라 위상 잡음을 억제할 수 있는 시스템

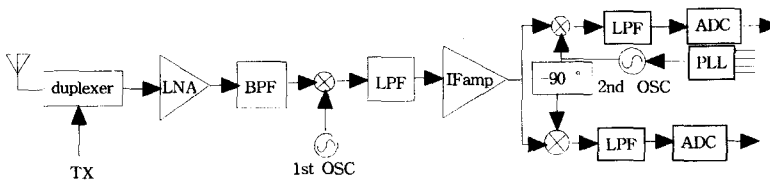


그림 9. 준직접변환 수신기

로 모든 디지털통신 시스템에서 위상잡음을 억제하기 위하여 높은 PLL주파수를 사용하게되는 것을 개선하고, 또한 송신신호와 수신신호의 신호크기의 차이로 인해 수신신호의 복원이 송신신호의 영향을 받아 심볼간 간섭이 발생하여 판정오차가 생기는 것을 억제 할 수 있는 시스템이다.

그림 10에 본 논문에서 제안한 심볼간 간섭억제 기본 블록도를 도시하였다. 전송매체를 통과하여  $\theta$  만큼 위상이 지연되어 수신기에 도달한 신호는  $\text{Accos}(2\pi fct + \theta)$ 가되어 수신된다. 수신된 신호는 송신기의 위상측정로직에서 지연된 위상  $\theta$ 를 측정하고 차분 위상 검출기에서 지연된 위상신호  $\theta$ 를 추출하여 코사인파 생성기에서 생성된 코사인파  $A_c \cos(2\pi f_c t)$ 와 합하여  $A_c \cos(2\pi f_c t + \theta)$ 를 출력하고 송신기의 위상차 검출기에 의해 출력된 위상차  $\theta$ 는 코사인파 생성기에서 생성된 코사인파신호  $A_c \cos(2\pi f_c t)$ 와 더해져서  $A_c \cos(2\pi f_c t + \theta)$ 를 출력하게 되고  $\theta$ 만큼 지연되어 생성된 신호는 인페이즈 (I)신호  $m_1$ 과 곱하여  $\sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t + \theta)$  신호가, 쿼드러쥬어(Q)신호  $m_2$ 와 곱하여  $\sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t + \theta)$  신호로 출력된다. 각각의 인페이즈(I)신호와 쿼드러쥬어(Q)신호는 합해져서 식 (1.18)과 같은 출력을 송신하게 된다.

$$s(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t + \theta) + \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t + \theta) \quad (26)$$

식 (26)로 표현되는 송신신호와 수신신호  $A_c \cos(2\pi f_c t + \theta)$ 를 비교해 보면 송수신신호는 위상차  $\theta$ 를 갖는 완전한 직교함수가 된다. 지연 위상이 보정된 코사인파와  $\text{Accos}(2\pi fct + \theta)$ 는  $90^\circ$  위상차에 의해 사인파  $\text{Accos}(2\pi fct + \theta)$ 로 변환되어 각각 동상과 직교상 채널에 평형변조기 (Balanced Modulator)에 의해 변조된다. 변조에 사용되는 코사인파는 수신기에서 수신된 신호의 반송파가 잡음채널을 통과하면서 발생한 위상변화의 변화분을 차분 위상 검출기에서 검출하여 변화분 만큼 위상 누적기에서 코사인파에 더해져 보상하여 송신되는 신호와  $90^\circ$ 의 위상차를 유지하면서 송신되어 한 시스템 내에서 송수신 신호의 위상차를 항상  $90^\circ$ 를 유지하여 전송채널의 잡음이나 인접 심볼간의 간섭(ISI)으로부터 보호되어 정보신호의 판정오류를 최소화할 수 있다. 이렇게 송신신호와 수신신호의 위상을 채널 지연에 의한 위상지연을 보상해준 결과 송신 신호에 의한 수신신호가 위상지

연에 영향을 받지 않고 항상 직교함수로 표현되므로 수신기의 데이터 판별에 오류 현저하게 억제시켜 정확한 판정을 할 수 있다. “V. 시뮬레이션”에서 그림10에대한 상세한 동작설명을 하였다.

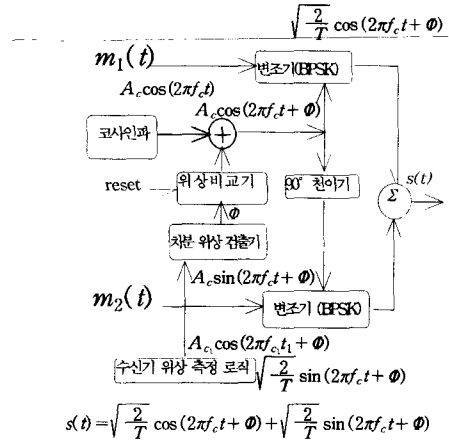


그림 10. 제안된 시스템의 수신기 블록도

### V. 시뮬레이션

그림 10에서 제안된 시스템의 시뮬레이션을 위해 위상검출 회로를 그림 11과 같이 구성하였다. 수신기에 입력된 신호  $si(t)$ 는 위상차 검출 회로를 통해 기준신호  $\text{Accos}(2\pi fct)$ 와 비교하여 위상차  $\theta$ 를 출력하게 된다.

일반적으로 위상검출 회로에는 PLL기술을 이용하는 것이 보편적이나 PLL에서는 VCO의 위상 잡음 특성이 전체 시스템의 위상 잡음 성능을 결정하기 때문에 선택에 신중하게 선택하여야 한다. IS-95-A CDMA(Code Division Multiple Access) 이동통신 방식의 채널간격은 1.23MHz로써 AMPS (Advanced Mobile Phone System)방식을 사용하는 아나로그 셀룰라 이동통신 방식에서 사용하는 채널 간격 30KHz보다 매우 크다. 따라서 IS-95-A CDMA을 사용하는 디지털 이동통신 방식수신기의 위상 잡음 특성은 AMPS방식을 사용하는 아나로그 셀룰라 이동통신의 조건인 25KHz offset에서 약 90dBc/Hz 이하 보다 완화되어 채널 주파수 885KHz 밖에서는 -42dBc/30KHz, 1.98MHz 밖에서는 -54dBc/30KHz를 만족하면 된다[4]. 디지털 통신에서는 이와 같이 완화된 조건에 따라 비교적 위상 잡음 성능이 좋지 않은 MOS 링 VCO로 구성되어 위상 검출기를 설계할 수 있다.



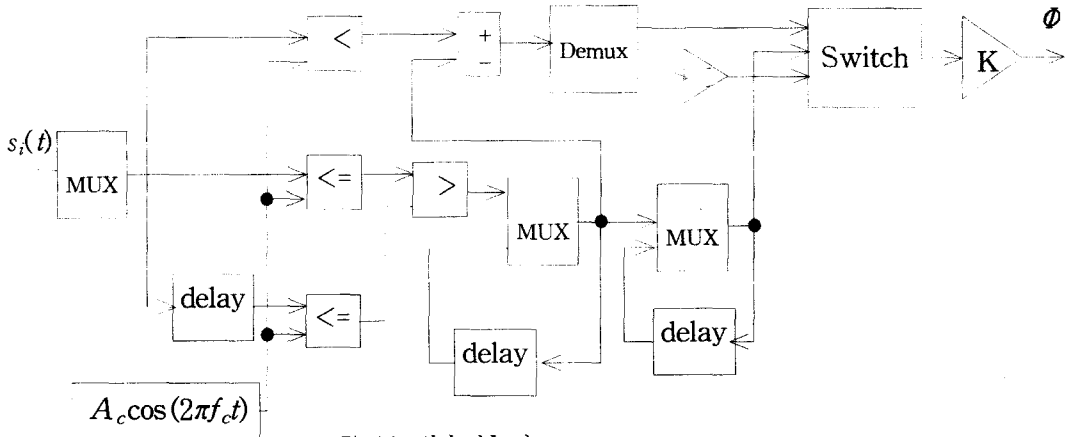


그림 11. 위상 검출 회로

위상 검출기에 의해 검출된 위상 오차는 위상 누적기에 쌓이게되므로 일정한 기준에 의해 reset 시켜 누적된 위상 변화분이 데이터판정에 오류를 증가시키는 방향으로 작용하는 것을 억제하여야 한다. reset의 기준은 시스템의 특성에 따라 설정되어야 하나  $\pi/4$  를 초과할 경우 오히려 데이터 판정에 오류를 증가시키게 되므로  $\pi/4$ 를 초과하지 않도록 설정되어야 한다. 위상 누적기의 reset의 기준값이 설정되면 이 기준값에 다달을때까지 위상의 변화분을 누적시킨 다음 설정된 기준값을 초과하는 순간 누적된 위상변화를 reset 시켜 위상 누적분을 0로 만들어 처음부터 다시 위상의 오차가 기준값을 초과 할 때까지 위상오차를 누적시켜 보상한다. 이렇게 누적, 삭제를 반복함으로써 항상 송수신 신호의 위상차를  $90^\circ$  를 유지할 수 있다. reset시킬 때에는 데이터 판정의 오류가 필연적으로 발생되므로 시스템에서 수용할 수 있는 범위 내에서 기준값을 설정하여야 하며 시스템이 설계 마진이 좁을 경우 reset 을 자주 하여야 하나 이reset의 발생 횟수가 국부발진기의 주파수보다 클 경우 시스템의 하드웨어 및 소프트웨어의 부담만 가중 시켜 역효과가 발생된다.

위상오차의 기준값을 0로 하면 위상오차를 누적시키지 않고 수신된 신호에서 검출된 위상오차만을 기준으로 위상보정을 하게된다.

그림 12는 본 논문에서 제안된 시스템의 동작원리를 플로우차트로 상세하게 도시한 것으로 제안된 시스템의 잡음채널을 통과한 송신 신호가 잡음의 영향으로 원래의 송신신호보다 위상이 변해서 일정한 위상오차를 가지고 수신기에 도착하게 된다.

수신기에 입력된 수신신호는 수신기에서 수신기의 코사인생성기에서 생성된 코사인파와 비교하여

위상차 검출기에서 변화값을 검출한다. 검출된 값은 비교기에서 시스템에 맞게 설정된 기준값과 비교하고 위상 누적기에 누적된다. 이때 검출된 위상차 값이 설정된 기준값보다 크게 되면 누적된 위상차 값을 무시하고 위상차 누적기를 0으로 세팅하여 코사인파와 더한다. 또한 위상차 값이 설정된 누적 위상차 기준값 보다 적으면 누적된 위상차 값을 코사인파와 더하게 된다. 위상차 값이 더해진 코사인파는  $-90^\circ$  천이기에 에서  $-90^\circ$  위상이 바뀌어  $\sin(2\pi fct + \theta)$ 가된다. 또한 누적된 위상차값이 더해진 코사인파는 그대로 누적 위상차값을 가진  $\cos(2\pi fct + \theta)$ 가 되어  $\sin(2\pi fct + \theta)$ 와 합해진다. 합해진 파는 수신 신호와 완벽한  $90^\circ$  의 위상차를 갖고 송신된다.

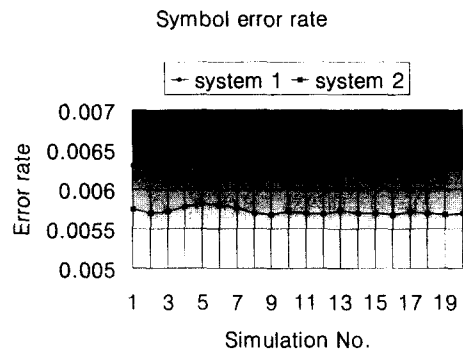


그림 12. 비교 결과

이러한 송수신 신호의 직교함수는 서로간의 심볼간 간섭을 억제하게 되어 데이터의 판정오류를 최소화 할 수 있다. 심볼간 간섭현상을 백색 가우시안 노이즈 환경에서 검증하기 위하여 MATLAB과 PSPICE를 이용하여 시뮬레이션을 하였다.

채널의 위상 지연을 구현하기 위하여 MATLAB 상에서 AWGN 환경으로 구현하였으며, Phase Detector를 구현하기 위하여 PSPICE를 이용하여 MATLAB에서 통합 환경으로 시뮬레이션을 하였다. 위상 지연환경은 각각 1 라디안 간격으로, 심볼 데이터는 5천개 심볼을 전송하여 데이터의 판정 오차를 확인하였고, 일반적인 QPSK 송수신기와 그 결과를 비교하였다. 비교 결과를 그림 13 에 도표로 나타내었다.

그림 13에서 시스템 1은 기존의 방식을 사용했을 경우이며 시스템 2는 제안된 시스템을 사용했을 경우로서 제안된 시스템이 위상의 지연 및 위상잡음이 약 10% 정도 개선되었으며, 모의 시험이 진행될수록 기존 시스템에 비해 제안된 시스템이 점점 안정적인 동작을 하고 있음을 보여주고 있다. 즉 제안한 방식이 회로적으로 매우 안정적이라는 것을 알 수 있었고, 효율적이라는 것을 증명 할 수 있었다.

### VI. 결론

본 연구에서는 디지털통신용 송수신기에서 발생되는 심볼간 간섭현상을 억제하는 시스템을 구현하였다. 심볼간 간섭현상(ISI)을 억제회로를 구현하기 위하여 여러 가지 송신기 및 수신기의 구조에 관해 분석하였고, 이중 디지털 통신용 통신기중 QPSK 및 QAM 방식에 적용하기에 적합한 준직접 변환방식 수신기 구조를 채택하였다. 제안한 방식은 준 직접 변환 방식외에도 슈퍼헤테로다인 방식과 직접 변환 방식에도 적용할 수 있다. 구현된 심볼간 간섭현상(ISI) 억제회로를 채택한 송신기는 위상차  $\theta$ 를 추출하기 위하여 일반적으로 PLL회로에서 많이 사용되는 위상검출 회로를 사용하였으며, 고속 동작과 저잡음, 이미지 제거를 위한 I, Q 신호를 위해 VCO는 차동 지연 소자를 이용한 4단 링구조를 채택하였다. 위상 지연차에 의한 특성을 분석하기 위하여 위상지연요인을 1 라디안 간격으로 세밀하게 조정하여 위상 지연에 따른 특성을 정밀하게 추적하였다. 제안된 시스템을 시뮬레이션 결과 제안된 방식을 적용하지 않은 기존의 시스템에 비해 위상잡음 및 위상지연으로 인한 간섭현상이 현저하게 개선되었으며, 에러율을 측정해본 결과 BER이 약 10% 정도 개선되었고, 에러의 누적으로 인한 에러 증폭이 없어 시간적으로 매우 안정적인 동작을 하고있음을 알 수 있다. 또한 이 방법은 간단한 설계를

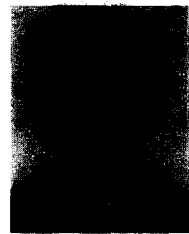
통해 쉽게 구현 할 수 있어 회로 증가에 대한 H/W 부담이 없다, 본 논문에서 제안하고 시뮬레이션한 디지털 무선 통신 시스템은 기존의 무선 통신 시스템에 쉽게 적용할 수 있으며 향후 IF단의 단일 칩 구현에도 적용할 수 있는 가능성을 제시하였다.

### 참 고 문 헌

- [1] M. K. Simon, J. K. Omura, R. A. Scholtz, and B. K. Levitt, "Spread Spectrum Communications", vols. 1-2. Rockville, MD:Computer Science, 1985.
- [2] W. C. Y. Lee, "Overview of cellular CDMA," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 40, pp. 291-302, May 1991.
- [3] K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, L. A. Weaver Jr., and C. E. Wheatley III, "On the capacity of a cellular CDMA System," IEEE Trans. Veh. technol., vol. 40, no. 2, pp303-312, May 1991.
- [4] TIA/EIA/IS-95-A, "mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wide-band Spread Spectrum Cellular System", 1994.
- [5] Ferrel G. Stremler, "Introduction to Communication Systems", AddisonWesley, 1990, 3rd ed.
- [6] J Min, A Rofougaran, H. Samuelli, and A. A. Abdi, "An all-CMOS Architecture for a Low-Power Frequency-Hopped 900MHz Spread Spectrum transceiver," in Proc. IEEE Custom Integrate. Circuits Conf., 1994, pp.379-382.

윤 정 식(Jeoung-Sig Yoon)

정희원



1973년 2월 : 한양대학교 전자공학과 졸업

1993년 2월 : 한양대학교 산업대학원 전기 및 전자공학과 졸업

1983년 : 삼성전기 주임연구원

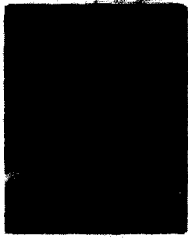
1996년 3월 : 현대전자 산업전자연구소 책임연구원

1999년 2월~현재 : 경민대학 디지털 정보통신과 전임강사

<주관심 분야> 컴퓨터 네트워크, 유선통신, 무선통신, 위성통신

정 정 화(Jong-Wha Chong)

정회원



1975년 2월: 한양대학교 전자공  
학과 졸업

1977년 2월: 한양대학교 대학원  
전자공학과(석사)

1981년 3월: 일본 와세다대학교  
대학원 전자공학과  
(박사)

1986년 6월~1987년 9월: 미국 Berkeley 대학 박사  
후 과정,

2000년 10월~현재: 한양대학교 정보통신 대학 교수.

<주관심 분야> HW/SW Co-design, High Speed  
wireless LAN system, MPEG encoder/  
decoder chip design