

# FDM 방식을 위한 다채널 디지털 수신기에 관한 연구

正會員 최 형 진\*, 전 영 희\*\*, 고 석 준\*\*\*

## A Study on Multichannel Digital Receiver for FDM

Hyung-Jin Choi\*, Young-Hee Jeon\*\*, Seok-Jun Ko\*\*\* *Regular Members*

※본 논문은 한국학술지능재단의 자유공모과제(95년 9월~96년 8월) 연구결과의 일부임을 밝히며 감사드립니다.

### 요 약

종전의 디지털 수신기는 기저대역신호를 샘플링하여 디지털신호처리를 하였다. 그러나 경제적인 고속 ADC의 등장으로 광대역의 신호대역을 고속으로 샘플링하여 충분한 정보를 이산데이터로 취할 수 있게 되었다. 이러한 기술적인 배경을 바탕으로 FDM 다중화되어 있는 광대역 입력신호에 Undersampling 개념을 적용하여 샘플링한 후에 Polyphase 개념을 적용한 DFT Analysis 필터를 이용하여 디지털영역에서 채널을 분리할 수 있다. 본 논문에서는 다중화된 수신신호를 IF단에서부터 직접 샘플하여 디지털 신호처리할 수 있는 수신기의 구조를 제시하고 수학적 분석과 알고리즘을 유도한 후 시뮬레이션을 통하여 이에 대한 성능검증을 수행하였다. 제시한 수신기는 아날로그나 디지털 FM 변조계열의 신호를 복조할 수 있다.

### ABSTRACT

A conventional digital receiver sampled a baseband signal and processed it digitally for demodulation. But now we can sample at sufficiently high speed a wideband signal to take enough discrete data values due to the advent of economic high-speed ADC. With this technical background, a wideband frequency-division-multiplexed signal can be undersampled and channelized in digital domain by DFT analysis filter using the theory of polyphase. In this paper, we propose a new digital receiver which can digitally process the multichannel received signal by sampling at IF band, develop a mathematical theory and algorithm, and analyze the performance by using C-language simulation. The proposed receiver can demodulate analog and digital FM signals.

### I. 서 론

무선통신을 위한 송수신기 회로에서 디지털 회로부가 차지하는 비중과 중요성은 날로 증대되고 있다. 기존의 아날로그 영역 처리기술을 디지털 회로부가 대신함으로써 시스템 잡음을 줄이고 동작영역을 늘릴 수 있을 뿐만 아니라 동시에 경제적으로 시스템을 구축할 수 있게 되었다. 특히 보다 향상된 성능을 갖

\*성균관대학교 전자공학과 부교수

\*\* (주)데이콤/종합연구소 연구원

\*\*\*성균관대학교 대학원 전자공학과 석사과정

論文番號:96306-0930

接受日字:1996年 9月 30日

는 ADC를 이용하여 FDM 전송방식의 송수신기를 IF영역에서부터 디지털 신호처리를 할 수 있게 됨에 따라 보다 저렴한 가격으로 기지국 장비를 구성할 수 있는 길을 열었다[1].

FDM(Frequency Division Multiplexing) 전송방식은 주어진 주파수대역을 분할하여 다수의 부대역에 채널을 할당하는 전송방식으로서 하나의 대역내에 주파수 분할된 다수의 채널이 존재한다. 이에 따라 FDM 수신기는 주로 다수의 아날로그 대역통과 필터를 사용해야하고 디지털 신호처리기술을 응용하기 위해서는 완전히 기저대역으로 하향변환된 신호를 ADC하여 디지털 이산신호로 바꾸어야 가능했다. 그러므로 다수의 채널이 존재할 경우는 동일한 수의 아날로그 필터와 ADC가 필요하므로, 이에따른 수신기 구조의 복잡성이 증가하게 되고 회로의 VLSI화가 어려워지며, 시스템을 구축하기 위해서는 상당한 경비가 소요되는 기술이다.

이러한 기술환경에서 IF단에서 ADC하여 디지털 영역에서 모든 복조과정을 수행할 수 있다는 것은 상당한 잇점을 가지게 된다. 즉, 디지털회로 내지 디지털 신호처리의 영역을 IF단까지 확대하고 RF부는 단순한 신호증폭과 주파수변환만 수행하도록 그 범위를 극도로 축소시킨 것이다. 즉, RF Tuner 부분을 제외한 동조, 채널선택, 그리고 원 신호복구등의 모든 부분을 디지털 신호처리 기술을 이용할 수 있다. 이러한 기술이 가능하게된 직접적인 이유는 고성능의 ADC를 이용하여 IF 대역의 신호를 직접 샘플링할 수 있다는 데 근간을 둔다[1-4].

본 논문에서는 광대역 디지털신호를 IF단에서 샘플링하여 복조할 수 있는 디지털 다채널 수신기 구조를 제안하였다. 먼저 II절에서는 Undersampling 개념에 대해서 간략하게 소개하였다. III절에서는 디지털 신호처리 이론과 Polyphase 필터군, 그리고 이를 응용한 DFT 분석 필터군에 대한 이론적인 배경을 제시하였다. 또한 FM 변복조 이론에 대해서도 언급하였다. IV절에서는 수신기 블록을 구성하고 이에 대한 성능을 검증하였다.

## II. Undersampling 이론

Nyquist 샘플링이론은 정보신호원을 주파수 0 Hz

부터 시작되는 기저대역 신호로 가정한다. 그러나 통과대역신호의 경우는 고주파대역에서 일정대역만을 차지하고 있으므로 이신호가 갖는 최고 주파수에 대해 샘플링한다는 것은 잘못된 시각이다. Undersampling(IF sampling) 개념은 통과대역 신호파형의 샘플링율은 신호의 절대주파수가 아닌 신호의 대역폭에 대한 Nyquist 샘플링이론을 적용하는 것을 의미한다. 이러한 견지에서 신호원을 IF(Intermediate Frequency) 단에서 직접 샘플링할 수 있으며 또한 이를 통한 부가적인 하향변환을 동시에 수행할 수 있다.

그러나 Undersampling 이론을 적용하여 신호원을 샘플링하기 위해서는 aliasing과 주파수영역에서 정확하게 샘플링 지점을 정하지 못했을 경우에 일어나는 스펙트럼의 반전 등의 문제들을 고려해야한다. 그림 1은 샘플링 위치에따른 하향변환된 기저대역 스펙트럼을 보여주고 있다. 그림 1(a)는 대역제한된 원신호 스펙트럼을, 그림 1(b)는 n이 짝수일때 Undersampling 하여 기저대역으로 하향변환된 신호 스펙트럼을 나타내고 있다. 그림 1(c)는 n이 홀수일때 신호 스펙트럼이 반전되는 것을 보여주고 있다.

$f_L$ 에서  $f_H$ 까지의 대역을 샘플링 주파수  $f_s$ 로 완전하게 묘사하기위한 조건은 다음과 같다.

$$\frac{2f_H}{k+1} < f_s < \frac{2f_L}{k} \quad (1)$$

여기서 최대허용치 k는 아래와 같이 설정된다.

$$k < \frac{2f_L}{f_H - f_L} \quad (2)$$

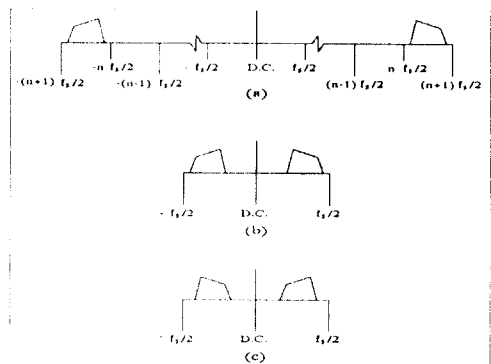


그림 1. Undersampling 개념  
Fig. 1 Concept of Undersampling

식(2)에서의 최대값  $k$ 가 최대 Undersampling rate 을 결정하게 된다. 만약  $k$ 가 짝수일 경우에는  $f_H$ 가 스펙트럼구간에서  $f_L$ 의 오른쪽에 위치하게 되어 온전한 원신호스펙트럼이 나타내게 되고,  $k$ 가 홀수일 때는  $f_H$ 가 스펙트럼구간에서  $f_L$ 의 왼쪽에 위치하게 되어 반전된 스펙트럼이 나타내게 된다.

### III. 이산 신호 처리(Discete Signal Processing)

디지털영역에서의 샘플링은 이산신호의 샘플링으로 원신호 샘플링율이 이산 샘플링에 의하여 변하지 않고 단지 원신호값들 중 샘플되는 값을 제외하고 나머지 값들을 영으로 놓는다. 이러한 이산 샘플링 함수를 다음과 같이 정의할 수 있다[5].

$$w_M(n) = \frac{1}{M} \sum_{\nu=0}^{M-1} W_M^\nu = \begin{cases} 1 & n=mM, m \text{은 정수} \\ 0 & \text{나머지} \end{cases} \quad (3)$$

여기서  $W_M = \exp(-j2\pi/M) = M\sqrt{1}$ 으로 1에 대한 서로 다른  $M$ 개의 근들 중의 하나를 나타낸다. 이러한 이산 샘플링 함수의 값은  $n$ 이  $M$ 의 배수이면 1이고 그렇지 않으면 0이므로 우함수적인 성질을 갖는 급수를 얻을 수 있다.

이산 샘플링이  $\lambda$ 라는 위상오프셋을 가질 경우에는 샘플링한 후에  $n=mM + \lambda$ 에 대한  $x(n)$  값만을 가지게 되며, 여기서  $m$ 은 정수이다.

$$w_M(n-\lambda) = \frac{1}{M} \sum_{\nu=0}^{M-1} W_M^{\nu(n-\lambda)} = \begin{cases} 1 & n=\lambda + mM, m \text{은 정수} \\ 0 & \text{나머지} \end{cases} \quad (4)$$

#### 3.1 신호의 Polyphase 표현

신호  $x(n)$ 을  $M$ 개의 서로 다른 이산 샘플된 신호들로 나누어 표현할 수 있는데 이 신호들 각각은 서로 다른 위상오프셋을 가지게 된다. 즉  $x(n)$ 은 이산적으로 샘플링된 서로 다른 신호들의 합으로 표현될 수 있는데, 단지 이들 각각은 서로 다른 위상오프셋을 갖게 된다[5]. 보다 일반적인 수식으로 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$x(n) = \sum_{\lambda=0}^{M-1} x_1^{(\lambda)}(n) = \sum_{\lambda=0}^{M-1} x(n) \cdot w_M(n-\lambda) \quad (5)$$

위와 같은 표현을 시간영역에서 신호  $x(n)$ 의 Polyphase 표현이라고 한다. 각각의 신호  $x_1^{(\lambda)}(n)$ 은  $x(n)$ 의 Polyphase 성분들로서 성분들의 수를 나타내는  $M$ 에 의존한다.

이를 주파수영역에서 표현하고자 할 경우에는 아래와 같은  $z$ 변환을 이용하면 된다[6].

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) \cdot z^{-n} \quad (6)$$

시간영역에서와 동일한 방법으로 주파수영역에서 신호를  $M$ 개 하부 신호들로 분리할 수 있다.

$$X(z) = \sum_{\lambda=0}^{M-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} x(mM + \lambda) \cdot z^{-(mM + \lambda)} \\ = \sum_{\lambda=0}^{M-1} z^{-\lambda} X_\lambda^{(p)}(z^M) \quad (7)$$

식(7)는  $z$ 변환  $X(z)$ 의 Polyphase 표현이라고 불리고,  $X_\lambda^{(p)}(z)$ 는 식(7)의 다항식들을 나타낸다.

#### 3.2 이산신호의 변조 표현

$z$ 변환의 독립변수  $z$ 에  $W_M^k$ 를 곱함으로써  $z$ 변환  $X(z)$ 를 변조할 수 있다. 이때 변조된  $z$ 변환  $W_k^{(m)}(z)$ 는 다음과 같다[5].

$$W_k^{(m)}(z) = X(z \cdot W_M^k), \quad k = 0, 1, 2, \dots, M-1 \quad (8)$$

만약  $z$ 를  $\exp(j\Omega)$ 로 대체하고 DtFT(Discrete time Fourier Transform) 형태의 변환을 고려한다면,  $z$ 변수에다  $W_M^k$ 를 곱하여 변조한다는 것은 Fourier 변환에서 정규화된 주파수  $\Omega$ 를  $2\pi k/M$ 만큼 이동시키는 것과 동일한 결과를 가져온다.

$$X_k^{(m)}(e^{j\Omega}) = X(e^{j\Omega} \cdot e^{-j2\pi k/M}) = X(e^{j(\Omega - 2\pi k/M)}) \quad (9)$$

변조항은 시간영역에서의 효과를 고려함으로써 보다 더 쉽게 이해될 수 있는데, 먼저  $z$ 변환에 대한 변조이론을 이용하면 식(6)로부터 대응되는 항을 얻을 수 있다.

$$W(z \cdot W_M^k) \leftrightarrow (W_M^{-k})^n \cdot x(n) \\ = x(n) \cdot \exp(j2\pi kn/M) \\ = x(n) \cdot \cos(2\pi kn/M) + jx(n) \cdot \sin(2\pi kn/M) \quad (10)$$

### 3.3 Polyphase 신호와 변조성분과의 관계

신호의 Polyphase 성분은 특정한 샘플링함수를 원 신호에 곱해서 얻을 수 있다. 주파수상에서 샘플링함수의 주기와 동일한  $2\pi/M$ 마다 원신호와 동일한 형태의 스펙트럼을 얻을 수 있으나, M개 Polyphase 성분들의 위상응답은 다르다. 이러한 관계를 수식상으로 보다 명확하게 표현할 수 있다.

$$z^{-k} X_k^{(p)}(z^M) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X_k^{(m)} \cdot W_M^{jk} \quad (11)$$

다시 말하면, 신호의 Polyphase 성분들은 DFT(Discrete Fourier Transform)을 이용하여 변조성분들로부터 얻을 수 있다.

### 3.4 DFT Analysis Filter

Polyphase Decomposition의 기본 아이디어를 설명하기 위해서 먼저 하나의 디지털 필터를 가정한다. 일차적으로 필터는 무한대의 임펄스 응답을 갖는 IIR 필터로 가정하였다[5-8].

$$H(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n) \cdot z^{-n} \quad (12)$$

하나의 IIR 필터 전달함수를 지연성분이 각기 다른 M개의 Polyphase 형태로 전달함수를 분해할 수 있다.

$$H(z) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} h(nM) z^{-nM} + z^{-1} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} h(nM+1) z^{-nM} + \vdots + z^{-(M-1)} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} h(nM+M-1) z^{-nM} \quad (13)$$

앞서 적용한 방식과 동일하게 식(13)의 개별항들은 새롭게 정의될 수 있다.

$$H(z) = \sum_{k=0}^{M-1} z^{-k} E_k(z^M) \quad (14)$$

그리고  $E_k(z^M)$ 를  $\sum_{n=-\infty}^{n=\infty} e_k(n) z^{-n}$ 로 정의하고 이를 다시 시간영역에서의 임펄스응답,  $e_k(n) = h(nM+k)$ ,  $0 \leq k \leq M-1$ 으로 표현할 수 있다.

또한  $H_k(z) = H_0(z \cdot \exp(-j2\pi k/M))$ 의 등식을 이용해서 위식을 보다 일반적인 형태를 갖는 Uniform Filter Bank로 얻을 수 있다. 즉,  $\{h(n)\}$  임펄스 응답열이 M개의  $e_k(n)$ 으로 부여된  $H_k(z) = \sum_{n=0}^{M-1} \exp(+j2\pi kn/M) z^{-n} E_0(z^M)$ 를 얻을 수 있다.

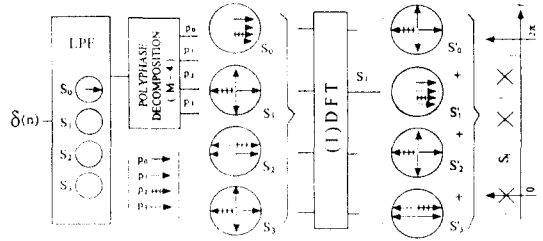


그림 2. DFT Analysis Filter  
Fig. 2. DFT Analysis Filter

그림 2는 필터링과정을 블록도와 주파수축에서 스펙트럼으로 보여주고 있다. 입력을 시간축에서의 임펄스로 가정하여 필터의 임펄스응답을 구하였고, Polyphase 성분이 4개인 경우에 대해서 설명하고 있다. 그림에서  $p_0, p_1, p_2, p_3$ 는 각 Polyphase 성분을 나타내고 점선으로된 블록안의 각기 다른 화살표로 스펙트럼상에서 임펄스로 나타내었다. 그리고 각 주파수대에서의 스펙트럼은  $S_0, S_1, S_2, S_3$ 로 표시하였다. 그림에서 위는 동일한 스펙트럼군에서 각 성분이 갖는 위상을 나타내고 있고, x 축 방향이 위상이 0인 지점이며 반시계방향의 양의 회전방향이다. 여기서 첫 번째 블록의 LPF는 원형필터이며, 각 주파수대역에서의 스펙트럼의 존재유부와 위상을 주파수축에서의 임펄스로 나타내었다. Polyphase Decomposition과 (1)DFT 블록 사이에 있는 스펙트럼은 각 Polyphase 성분이 갖는 스펙트럼군과 위상을 중첩시켜서 보여주고 있다.  $p_0$  성분이 가지는 스펙트럼은 위상의 변동없이 재생된 형태를 가지는 반면에,  $p_1$  성분은 시간축에서 지연성분에 의해서  $2\pi n \times 1/4$  만큼씩 회전된 위상성분들을 가지게 된다. 또한  $p_2$ 는  $2\pi n \times 2/4$  만큼,  $p_3$ 는  $2\pi n \times 3/4$  만큼 회전된 위상을 가진다. 각 스펙트럼은 원형 스펙트럼에 비해 1/4의 크기이다. 이들 성분을 (1)DFT 입력으로 가해서 출력을 얻을 수 있는데, 각 출력단은  $2\pi n \times 1/4$  만큼 주파수축상에서 천이된 BPF

를 나타낸다.

### 3.5 FM 변복조

FM 변조방식은 반송파신호의 반송파 위상정보를 변조하는 방식의 하나로서, 정보신호를 적분하여 위상정보로 입력한다[9].

톤 신호  $m(t) = A_m \cos(2\pi f_m t)$ 를 정보신호로 가정할 경우에,  $m(t)$ 에 따라 변하는 순간주파수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} f_i(t) &= f_c + K_f A_m \cos(2\pi f_m t) \\ &= f_c + \Delta f \cos(2\pi f_m t) \end{aligned} \quad (15)$$

여기서  $\Delta f = K_f A_m$ 는 최대 주파수편이,  $K_f$ 는 주파수 감도상수, 그리고  $f_c$ 는 반송 주파수를 나타낸다. FM 변조된 반송파 정현신호  $s(t)$ 는 아래와 같다.

$$s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + \beta \sin(2\pi f_m t)] \quad (16)$$

여기서  $\beta = \Delta f / f_m$ 는 변조 지수(modulation index) 또는 최대 위상편이를 나타낸다.

변조된 정현파를 I채널과 Q채널로 나누어 표현하면 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} S_I(t) &= A_c \cos[\beta \sin(2\pi f_m t)] \\ S_Q(t) &= A_c \sin[\beta \sin(2\pi f_m t)] \end{aligned} \quad (17)$$

이 대역폭을 사용하여 FM 변조된 신호를 수신단에서 디지털로 변환시킬 경우에 Nyquist 이론을 만족하도록 샘플링율을 정할 수 있다.

이러한 신호를 디지털 영역에서 복조하기 위한 FM 복조루프는 종전의 아날로그 방식을 그대로 이용할 수 없다. Discriminator 구조를 이용하여 주파수 정보를 이끌어낼 수도 있으나 불완전한 채널특성으로 인해 반송파 크기변조가 일어날 경우에, 즉 수신신호의 크기에 대한 미분이 영이 아닐 때, Hard-limiter가 비선형적인 동작특성을 나타내게 되고 이로 인한 스펙트럼의 왜곡이 발생하게 된다.

이러한 상황을 극복하기 위하여 AM에 둔감한 arctangent 구조를 이용하는 것이 좋다[8]. 수신단에서 FM 변조된 신호로부터 정보를 구하기 위해서 I와 Q성분으로 신호를 복조하여 두 정보신호로부터 위상정보를

이끌어 낼 수 있다. I(n)부분은 Cosine의 정보를, Q(n)부분은 Sine항의 정보를 싣고 있으므로 위상정보는 두 신호성분을 Arctangent 취함으로써 구할 수 있다.

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{Q(n)}{I(n)} \right) \quad (18)$$

이 위상정보를 미분함으로써 원하는 주파수정보를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \omega &= \frac{d\theta}{dn} = \frac{1}{1 + \left( \frac{Q(n)}{I(n)} \right)^2} \cdot \frac{[I(n)Q'(n) - Q(n)I'(n)]}{I(n)^2} \\ &= \frac{I(n)Q'(n) - Q(n)I'(n)}{I(n)^2 + Q(n)^2} \end{aligned} \quad (19)$$

연속시간에서의 미분을 Two-Sample Backward Difference 방식을 이용하여 이산시간에서의 차분으로 대체할 수 있다. 즉 연속시간에서의 변수 t를  $nT_s$ 로 대체시키고, 다시  $nT_s$ 를 n으로 나타내면 다음과 같은 수식을 그대로 얻을 수 있다.

$$\dot{x}(t) \Rightarrow [x(n) - x(n-1)]/T_s \quad (20)$$

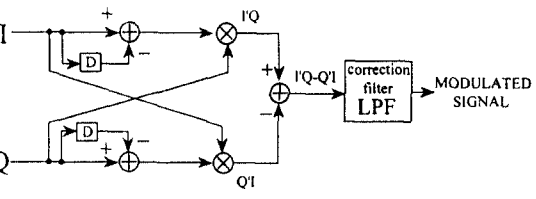


그림 3. 등가 ATAN 구조를 이용한 디지털 FM 복조기  
Fig. 3 Digital FM demodulator using equivalent ATAN structure

식(19)에서 제시한 결과수식을 바탕으로 FM 복조기를 설계할 수 있다. 이 알고리즘을 이용한 복조기를 그림 3에서 볼 수 있다. 이 루프의 장점으로는 Lookup Table을 이용하여 ATAN 계산을 하지 않아도 된다는 것이다. 그리고 ATAN 계산을 차분기구조로 대체함으로써 처리시간을 단축할 수 있다. 그러나 차분기를 통한 방식은 잡음에 대한 영향이 조금 크다는 단점이 있다.

### 3.6 AFC Loop

RF단과 IF단 사이에서 상향변환과 하향변환이 이루어지는 과정에서 기지국과 단말기가 갖고 있는 각 주파수단 오실레이터의 주파수 불확실성 때문에 상당한 주파수 오프셋이 발생한다. 각 주파수단 오실레이터의 불확실성에 의해 생기는 주파수 오프셋은 크게는 수백 kHz에 달하므로, 반송파 복구 루프를 사용하여 이러한 주파수 오프셋을 보상해야 한다.

AFC 루프의 종류는 FDD(Frequency Difference Detector)에 따라 여러가지가 있는데 가장 널리 사용되는 방식으로는 BQ(Balanced Quadrucorrelator)가 있다[11-13]. 본 논문에서는 ADC에 의해 샘플(Nyquist Rate)된 디지털 신호를 이용하는 Costas 루프(Balanced Quadrucorrelator)와 지수형 Costas에  $\tan^{-1}$ 구조(지수형 Tan-Lock Loop)를 결합시킨 루프를 제시하였다[13].

제시하고 있는, 지수형 BQ형식에 DTL(Discrete Tan-lock loop)를 적용한 AFC루프의 기본 알고리즘은 수신신호( $r(t)$ )와 한 주기 지연된 신호의 공액항과의 곱셈으로써 주파수 오차( $x(t)$ )를 계산하는 것이다. 이를  $x(t)$ 에 대해서 다시 전개하면 다음과 같다[14].

$$x(t) = r(t) \cdot r^*(t-T) \tag{21}$$

위 식에서 AFC루프의 출력을 반대극성의 값이 되도록 하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x(t) = r(t-T) \cdot r^*(t) \tag{22}$$

식 (22)는 BQ에서 사용되었던 알고리즘  $Im[\dot{r}(t) \cdot r^*(t)]$ 에서 복소수값 전체를 정보로 사용하며, 미분항은 샘플주기만큼의 지연으로 변형시킨 형태와 같다. 그림 4는 이러한 알고리즘을 AFC루프에 적용하여 사용한 등가회로를 보여주고 있다.

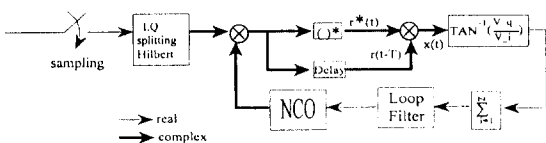
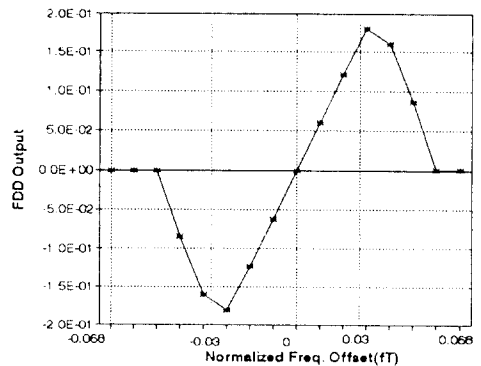
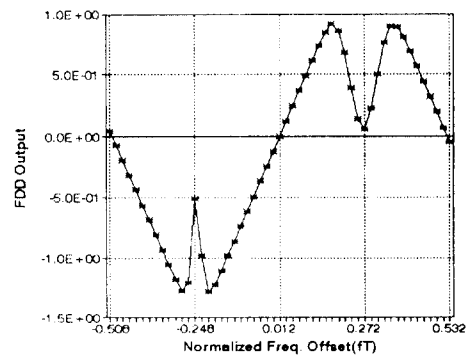


그림 4. 지수형 주파수 검출기  
Fig. 4 Exponential type frequency detector

그림 5(a)에서는 BQ가 갖는 FDD의 특성곡선을 보여주고 있는데 암필터에 의해 루프의 대역이외에는 나타나지 않게 된다. 그림 5(b)에서는 지수형 DTL구조로써 선형영역이  $\pm 180\text{kHz}$ 까지 넓어졌다는 것을 보여주고 있다. 일반적인 주파수 오프셋 검출기는 사인파에 대한 선형 근사화( $\sin\psi \approx \psi$ )에 의해 주파수 오프셋  $\psi$ 를 검출하므로 선형 영역이  $-12^\circ \sim 12^\circ$ 내외에 불과하다. 그러나,  $\tan^{-1}(\frac{\sin\psi}{\cos\psi}) \approx \psi$ 의 식을 이용하여 주파수 오프셋을 얻어내므로, 선형 영역이  $-50^\circ \sim 50^\circ$ 로 넓어지므로 보다 우수한 포착 성능을 가질 수 있다.



(a) BQ



(b) ATAN구조를 갖는 지수형 AFC

그림 5. AFC루프의 FDD 특성곡선  
Fig. 5 FDD characteristic curve of AFC loop

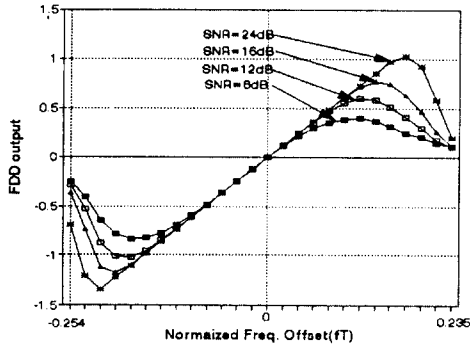


그림 6. SNR에 따른 S-curve  
Fig. 6 S-curve versus SNR

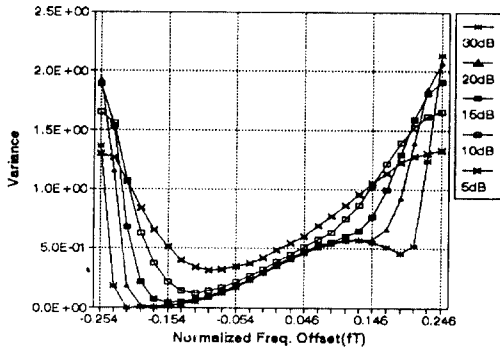


그림 7. 주파수 오프셋에 따른 분산  
Fig. 7 Variance versus frequency offset

그림 6은 SNR값이 작아질수록 S-curve의 선형영역이 줄어들어가는 것을 나타내며, 그림 7에서는 선형영역에서 분산값이 작아지는 것을 보여주고 있다. 그림 7을 자세히 살펴보면 선형영역의 밑부분쪽에서 분산이 작는데 이것은 AFC구조가 차분기구조로 1샘플 지연된 신호와의 차이값을 이용하므로 샘플링 주파수에 비해 반송파 주파수와 주파수 오프셋값의 합이 작을수록 정확한 에러값을 나타낸다는 것을 의미한다.

#### IV. 다채널 디지털 수신기 설계

언급한 수신요소기술을 바탕으로 기존의 FDM 망에 적용가능한 디지털 수신기를 설계하였다. 이에 대한 블록도를 그림 8에 나타내었다. 제시한 디지털 수

신기 구조는 IF단으로 하향변환된 신호에 Undersampling 개념을 적용하여 한꺼번에 디지털영역에서의 신호처리를 가능하게 한다. 이는 기존의 수신기 구조가 모든 채널을 일단 기저대역으로 하향변환한 후에 샘플링한 것과는 달리 모든 채널을 단번에 디지털영역으로 옮겨놓고 난 후에 채널분리를 한다는 점에서 크게 다르다. 제시한 구조는 A/D 변환기를 제외하면 크게 채널선택부, 복조부, 그리고 AFC 블록 등의 세 부분으로 나누어질 수 있다. 각 블록이 수행하는 역할을 살펴보면 다음과 같다.

먼저 채널선택부에서는 디지털영역에서 다중화된 상태로 입력되는 FDM 신호를 각 채널로 분리하여 복조단으로 보내는 역할을 한다. 수신단에서 Hilbert 변환을 이용하여 I, Q로 분리된 신호성분을 입력으로 받는데, 이는 출력단에서의 FM 복조를 I, Q 성분을 이용하여 복조하기 때문이다. 이 부분은 수신기구조 내에서 Polyphase 필터군에 해당되는데 Polyphase Decomposition 이라는 개념이 이용되며, 이는 내부적으로 LPF와 DFT로 구성되어 있다. 즉, 개념적으로는 하나의 LPF를 원형필터로 삼아 지수함수를 이용하여 원하는 대역으로 상향변조시켜서 필터링을 할 수 있다는 것이다. 이렇게 생성된 필터들은 대역폭과 주파수 상에서의 위치를 제외하고 원 LPF와 동일한 특성을 가지게 된다. 이 방식이 가지는 이점으로는 앞장에서도 살펴보았듯이 하나의 필터를 가지고 재생산하는 것이기 때문에 BPF 설계가 용이하고 디지털영역에서 이러한 재생산이 쉽게 이루어진다는 것이다. 여기서 사용되고 있는 원형필터는 FIR 필터를 사용하기 때문에 지연 측면에서나 연산수가 증가한다는 단점이 있으나 고속으로 샘플링을 함으로 지연은 큰 문제가 되지 않는다. 그러나 연산수를 줄이기 위해서 IIR 필터를 이용한 채널필터설계가 고려될 수도 있다.

두번째로, 마지막 출력단 복조부에서는 채널이 분리된 반송파 신호로부터 원정보신호를 이끌어내는 역할을 수행한다. 수신기내에서 DEMOD.로 표시되어 있는 블록이 있는데 이 모델은 ATAN 구조와 동일한 수식으로 표현할 수 있지만 구현상에서 ATAN를 계산하지 않아도 되기 때문에 ATAN Table이 요구되지 않는다는 이점을 가진다. 채널선택부에서는 이 모델을 사용함으로써 I, Q로 분리되어 입력되는 신호성분들을 받아 원 신호정보를 이끌어낼 수 있다.

이 방식을 이용하여 얻을 수 있는 부가적인 장점은 복조부의 변형없이 FM과 디지털 FM 계열인 GMSK 변조방식에도 동일하게 적용할 수 있어서 디지털 신호정보일 경우는 한 심볼주기동안 하나의 샘플값만을 취하여 1인지 -1인지를 판정하면 된다. 그러나 보다 깨끗한 신호복조를 위해서는 채널분리된 전체 신호채널들을 하나의 지수반송파발생기를 이용하여 저대역으로 하향변환한 후에 이 신호성분들로서 복조해야한다.

마지막으로 AFC 루프에서는 주파수 옵셋을 추적하여 이를 보상하는 기능을 수행한다. 적용하고 있는 방식으로는 앞서 소개한 지수형 곱셈루프(Exponential Multiplication Loop)를 수정한 형태를 들 수 있다. 이는 곱하기 연산을 더하기 연산으로 바꾸어 주어 영상 채널과의 간섭을 없앨 수 있고 AFC 루프설계에서 LF(Loop Filter)설계와 필터대역폭 설정 등의 난점들을 해결할 수 있다. 또한 이 루프가 갖는 이점으로 주파수 추적범위가 매우 넓고, 기존의 아날로그방식에 비해 추적속도가 상당히 빠르다는 점이다. 페루프 형태로 주파수옵셋의 방향성을 추적하는 방식과는 달리 개루프형태로서 신호의 위상에서 주파수정보를 이끌어내서 기준주파수와와의 차를 계산하여 보상하는 형식을 취하고 있다. 이러한 이유로 추적속도가 기존의 방식보다 빠르다.

앞서 설명한 바와 같이 그림 8의 수신기구조는 변조방식이 FM인 경우와 MSK 계열, 특히 GMSK 변조방식에 수신기구조를 거의 변형시키지 않고 동일하게 적용할 수 있다. 왜냐하면 FDM된 신호의 경우 채널분리의 필터군과 AFC 루프를 그대로 사용할 수 있고 변조방식 자체도 FM의 개념을 보다 확장시킨 경우로 볼 수 있기 때문이다.

이상의 수신기 구조를 바탕으로 상세한 수신기 설계를 수행하였으며 또한 그 결과를 C-언어를 사용한 시뮬레이터로 개발하고 성능평가를 진행하였다. 아

표 1. 수신기 설계 매개변수  
Table 1. Design parameters for receiver

샘플링주파수	1,024 kHz	신호정보원	정현신호 (3kHz: 15개)
총채널수	16 개	반송파	정현신호 (32kHz마다)
채널대역폭	32 kHz	변조지수	$\beta = 3$
변조방식	FM:GMSK	SNR	이상적인 환경 가정

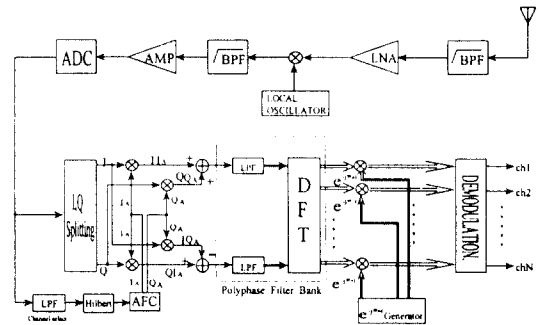


그림 8. 제안된 수신기 블록도  
Fig. 8 Block diagram of the proposed receiver

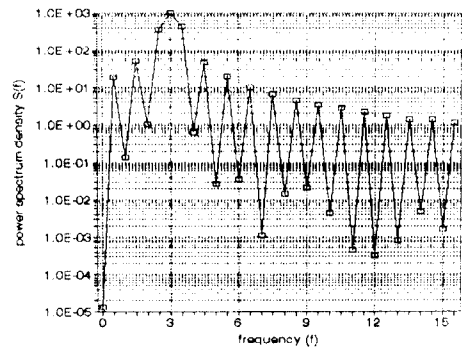


그림 9. 각 채널출력에서 복조된 신호 스펙트럼  
Fig. 9 Spectrum of demodulated signal in each channel output

래에서는 시뮬레이션 결과 중 중요한 부분에 관하여 요약하였다.

그림 9는 각 채널출력에서 복조된 신호파형의 전력 스펙트럼을 보여주고 있다. 수신된 신호의 파형과 주파수영역에서의 스펙트럼을 살펴봄으로써 이상적인 환경에서 제안한 디지털 수신기가 잘 동작함을 알 수 있다. 비록 이상적인 환경에서 톤 반복조에 관한 성능평가지만 보다 중요한 사실은 실제로 IF단의 정보신호단은 한꺼번에 수신하여 디지털영역에서 채널 분리하여 복조가 가능하다는 점이다.

그림 10은 FM변조방식에서 SNR에 따른 복조신호 스펙트럼의 순수도를 보여주고 있다. 잡음전력이 큰 경우에는 원신호대역 3kHz에 전력스펙트럼밀도(PSD)가 크긴 하지만 다른 배경잡음과 확실하게 톤 성분이 구별되지 않는데 비하여 SNR이 20dB이상일 경우는



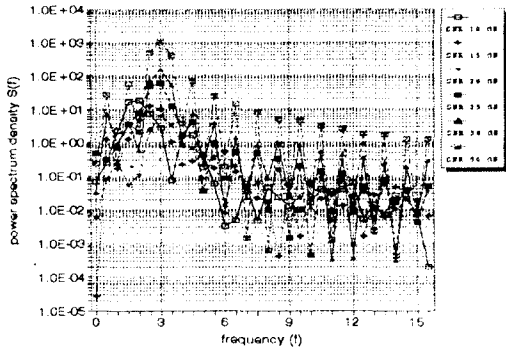


그림 10. SNR 에 따른 복조신호 스펙트럼  
Fig. 10 Spectrum of demodulated signal versus SNR

복조된 톤성분 스펙트럼이 명확히 구분됨을 알 수 있다. 디지털 정보신호를 송수신 할 수 있는 성능을 검증 하였다. GMSK 변조방식에 대한 수신기 성능평가를 위하여 가우시안 필터의 대역을 FM 변조사 정보신호의 대역과 동일하게 놓았다. 그리고 BT가 0.3일때를 가정하였다. 성능평가는 그림 11에서와 같이 Eb/No에 대한 BER을 측정하였다. 그림에서 보여주고 있듯이 제시된 수신기가 나타내는 BER 곡선이 아날로그 방식의 Differential 복조루프[10]의 성능과 거의 동일함을 알 수 있다.

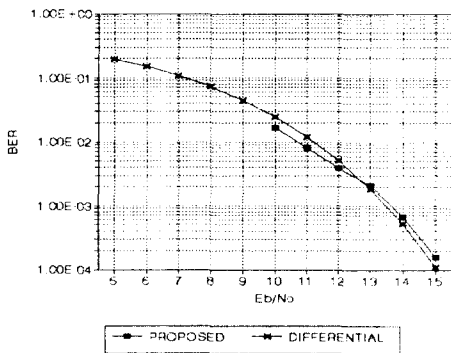


그림 11. BT = 0.3일 경우의 GMSK BER 성능  
Fig. 11. BER performance of GMSK with BT = 0.3

### V. 결 론

종전에는 디지털신호처리방식의 복조를 위해서는

기저대역에서 신호를 저속 ADC를 이용하여 샘플하고 처리해왔다. 그러나 경제적인 고속 ADC의 등장으로 광대역의 신호대역을 단번에 샘플링하여 이산데이터로 취할 수 있게 되었다. 본 논문에서는 이러한 기술적인 배경을 바탕으로한 FDM 방식을 위한 다채널 디지털 수신기를 설계하고 이에 대한 성능검증을 C-언어를 사용한 시뮬레이션에 의해 수행하였다.

제시한 수신기는 다채널 신호를 입력으로 받아서 이를 한꺼번에 샘플링할 수 있고, 이 이산데이터를 이용하여 디지털영역에서 채널분리를 할 수 있다. 또한 아날로그 FM 신호뿐만이 아니라 GMSK 변조된 디지털 정보를 복조할 수 있다. 제시한 수신기의 구조를 수정하여 최적화함으로써 FDM 방식을 채택하고 있는 여러 가지 다른 Air Interface에 적용할 수 있을 것으로 기대된다.

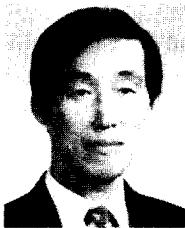
제시한 수신기는 보다 성능을 개선시킬 수 있는 방향으로 향후 연구가 진행되어야 할 것이다. 예를 들면 페이딩 및 기타 불완전한 채널환경을 극복할 수 있게끔 제시한 수신기구조에 적합한 디지털 등화기에 대한 연구, 디지털영역에서의 샘플링율을 줄여서 보다 효율적인 신호처리가 가능하도록 할 수 있는 기술개발 등을 들 수 있다.

### 참 고 문 헌

1. Scott V. Behrhorst, "Digital Radios and Next Generation Receivers for Base Stations," pp. 148-155, Proc. of the 3rd Annual Wireless Symposium, Feb. 13-17, 1995.
2. George Hill, "The Benefits of Undersampling," pp. 69-79, Electronic Design, July 1994.
3. Clay Olmstead and Mike Petrowski, "Digital IF Processing," pp. 30-40, RF Design, Sept. 1994.
4. John Fakatselis and David B. Chester, "The Use of Subsampling for Economical Digital IF Receiver Implementations," pp. 441-445, Proc. of the 6th ICSPAT, Oct. 24-26, 1995.
5. N. J. Fliege, "Multirate Digital Signal Processing," John Wiley & Sons Ltd., 1994.
6. P. P. Vaidyanathan, "Multirate Digital Filters, Filter Banks, Polyphase Networks, and Applications:

A Tutorial," Proc. of the IEEE, vol. 78, NO. 1, Jan. 1990.

7. P. P. Vaidyanathan, "Multirate Systems and Filter Banks," Prentice Hall, 1993.
8. Marvin E. Frerking, "Digital Signal Processing in Communication Systems," ITP, 1994.
9. B. P. Lathi, "Modern Digital and Analog Communication Systems," Dryden Press, 1989.
10. Said M. Elnoubi, "Analysis of GMSK with Differential Detection in Land Mobile Radio Channels," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-35, pp. 162-167, May 1986.
11. J. H. Park, Jr., "An FM Detector for Low S/N," IEEE Trans. Comm., Vol. COM-18, p. 110, April 1970.
12. Aldo N. D'Andrea and U. Mengali, "Performance of a Quadricorrelator Driven by Modulated Signals," IEEE Trans. Comm., Vol. 38, NO. 11, November 1990.
13. 최 형진, "동기방식 디지털 통신," 교학사, 1995.
14. K. E. Scott and E. B. Olasz, "Simultaneous Clock Phase and Frequency Offset Estimation," IEEE Trans. Comm., Vol. 43, NO. 7, July 1995.



최 형 진(Hyung-Jin Choi) 정회원  
 1974년 2월: 서울대학교 전자공학과(학사)  
 1976년 2월: 한국과학기술원 전기전자공학(석사)  
 1982년 12월: University of Southern California 전기공학(박사)

1976년 2월~1979년 7월: (주)금성사 중앙연구소 기정  
 1984년 1월~1987년 6월: (미국)University of Southern California, EE Department  
 객원교수  
 1982년 10월~1989년 2월: (미국) Lincom 연구소 책임 연구원

1989년 3월~현재: 성균관대학교 전자공학과 부교수  
 ※주관심분야: 이동통신/위성통신/디지털 통신이론 및 디지털 변복조방식/통신방식(통신시스템): 채널모델, 링크분석/동기화(synchronization) 및 PLL 응용/최적 수신기 이론, MODEM 이론 및 구현



전 영 회(Young-Hee Jeon) 정회원  
 1995년 2월: 성균관대학교 전자공학과 졸업(학사)  
 1997년 2월: 성균관대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사)  
 1997년 3월~현재: (주)데이콤/중합연구소 연구원  
 ※주관심분야: 이동통신, 디지털 통신기술, 지능망 등



고 석 준(Seok-Jun Ko) 정회원  
 1996년 2월: 성균관대학교 전자공학과 졸업(학사)  
 1996년 3월~현재: 성균관대학교 대학원 전자공학과 석사과정 재학중  
 ※주관심분야: 디지털 통신기술, 이동무선채널 모델링, 이동통신 및 개인휴대통신의 동기화 등