特輯

DIGITAL 이동통신 단말기용 신호처리 기술

黃 仁 泰
金星通信 硏究所 硏究3실

Ⅰ. 서 론

현대사회가 고도 정보화 사회로 발전해 가는 현시점에서 지구상 어느 곳에 있는 어느 누구와도 원할 때에는 언제라도 음성정보를 포함한 다양한 형태의 정보를 빠른 시간내에 전달하고자 하는것은 통신의 궁극적 목표이며, 다가오는 정보화 시대를 맞아 이런 목표를 구현시킬 수 있는 이동통신에 대한 필요성은 해를 거듭 할수록 높아져 가고있다. 이동통신이란 전파를 매체로 한 무선통신의 방식을 이용하여 인간의 지속적인 생활영역 확대 요구와 시간과 공간의 제약을 극복할 수 있는 통신수단이다.

현재 우리나라를 포함하여 세계 여러나라에서 아나로그 통신방식을 이용한 차량전화 서비스가 이루어지고 있다. 그러나 현재의 아나로그 통신방식을 이용한 자동차 전화는 조만간 무선회선 용량이 포화상태에 이를 것으로 예상되며 모든 통신망의 종합정보 통신망화 추세에 따라 음성뿐만 아니라 데이타,영상 정보등 다양한 비음성계 서비스가 요구되고 있어 디지틀 이동통신 시스팀에 대한 개발이 활발히 추진되고 있다. 디지틀 이동통신의 다원접속 방식으로는 CDMA(Code Division Multiple Access)와 TDMA(Time Division Multiple Access) 방식이 고려되고 있다. 이 다원접속 방식은 코딩 기술과 변복조 기술과 연계되는 것으로 이동통신 기술의 핵심을 이루고 있다. CDMA 다원접속 방식은 대역확산 통신방식으로 전송되는 데이타의 대역폭보다 더 넓은 대역으로 확산하여 통신하는 방식으로 기존 아나로그 방식보다 10~15배의 용량 증가를 보이며 1989년초 Qualcomm사에서 제안되었고 89년말 San Diego와 New York에서 최대용량 부하 인증시험에 성공, 현재 잠정 표준안으로 채택되어 있다.[1] [2] TDMA 디지틀 방식은 1989년 1월 TIA (Telecommunica-tions Industry Association)에 따라 CTIA(Cell-ular Telecommunications Industry Associa-tion)가 합의함으로써 미국의 디지틀 표준방식으로 결정된 바 있으며 변조 방식으로 $\pi/4$-QPSK를 채택하여 잠정 규정안으로 IS-54가 발간되어 있다.[3]

CDMA 통신 방식중 직접확산 통신방식은 확산부호를 이용하여 대역을 확산시켜 통신하는 방식으로 기존의 아나로그 방식보다 수용 용량이 증대하고 매 cell마다 동일한 주파수를 사용하여 주파수 배치방법이 간단하고, cell간의 handoff도 PN(Pseudonoise)부호의 위상을 맞추어 주는 soft handoff를 이용할 수 있으며 다중로에 의한 다중파의 영향을 감소시킬 수 있는 장점을 가지고 있다. 또한 이동통신 환경하에서는 다경로 전파 및 이동체 속도로 인한 페이딩 현상이 나타난다. 이러한 페이딩 현상은 연집에러 및 산발에러를 유발하여 통화 품질을 열화시키는 주요 원인이므로 대책기술로 coding(부호화)기술을 꼽을수 있다. 현재 디지틀 셀루라 시스팀의 사양을 고려하여 Viterbi 디코딩을 이용한 Convolution부호를 권장하고 있다.[4] [5] [6]

CDMA 방식은 Qualcomm사가 그 방식을 제안하였으며 현재 CDMA 시스팀 개발에는 AT&T, Motorola, Northen Telecom., 우리나라의 ETRI 등이 참여하고 있다. 아나로그 시스팀에서 디지틀 시스팀으로 전환해 가는 현 시점에서 기술 개발에 박차를 가한다면 어느 나라에 못지않는 뛰어난 이동통신 시스팀을 개발할 수 있을 것이다.

Ⅱ. CDMA 디지틀 이동통신 변복조 기술

1. 확산 부호

확산 부호는 페이딩 채널의 임펄스 응답을 측정할 수 있고 상호상관함수의 값이 낮은 부호를 선택한다. 페이딩 채널의 delay spread 또는 delay profile 시간 길이는 10μs 이상이므로 1Mcps이상의 확산 부호를 사용하여야만 1칩에 1μs의 resolution을 가지고 페이딩의 임펄스 응답을 측정할 수 있다. 확산 부호의 전송 속도는 전송 대역폭과 관계되므로 이동통신에 배당된 주파수 대역을 고려하여 선정하여야 한다. [7]

변조 방식으로 QPSK를 선정할 경우 I 채널과 Q 채널에 사용되는 2개의 PN 부호는 상호상관함수값이 적은것을 사용한다. TIA의 경우, 주기 2^{15}-1 의 PN 계열에 0이 14번 나온 후 0을 하나 더 삽입한 2^{15}주기의 PN 계열을 사용한다. 이는 엄밀한 의미의 PN 부호는 아니지만 이를 사용하면 여러 편리한 점을 발견할 수 있다. 우선 1.2288Mcps의 2^{15} PN 부호는 2초동안 75번 반복하여 이동통신에 시스템 시간(System Time)을 이용할 경우 우수초(Even Second)에 모든 이동국이 0이 15번 나온후 1이 나오는 시점에 맞추어지므로 기지국에 대한 PN 부호 동기를 용이하게 한다. 두번째로는 기지국이 64칩 간격으로 각 cell이 구분되는데 이는 512cell이 사용할 수 있도록 분배된다. 주기를 2^{15} 으로 한것도 이러한 고려에서 나왔다고 볼 수 있으나 이동국에서 serial search 를 사용하여 PN 동기를 이루기에는 많은 시간이 소요되므로 동기를 빨리 이룰 수 있는 보조 기능이 필요할 것이다. [8] [9] [10] [11] 세번째로 페이딩의 임펄스 응답 측정이 2^{15}-1 PN 부호를 사용할 때보다도 더 용이하다는 점이다. 즉 2^{15} PN 부호는 지연이 0일때 자기상관함수의 값이 최대값을 가지나 지연이 좌우 10에서는 자기상관함수값이 0이 되어 path diversity를 강조하는 RAKE-type receiver에 적합하다. 확산 부호로는 Gold 부호, Kasami 부호, PN 부호가 있으나 대용량 셀루라 이동통신에서는 부호 배당의 번잡성이 없고 발생이 용이하며 phase-offset으로 cell의 구분이 가능한 PN 부호의 사용이 적합하다.

2. Walsh function

Walsh function은 Hadamard행렬로부터 구할 수 있으며 이제까지 알려진 유일한 이원 직교 부호로 통신 및 여러 분야에 응용되고 있다. Hadamard행렬은 2×2 다음행을 H_2로 놓을 때

$$H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

$$H_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

일반적으로 H_{2N} Hadamard행렬은 다음식으로부터 구할 수 있다.

$$H_{2N} = \begin{bmatrix} H_n & H_n \\ H_N & \overline{H_N} \end{bmatrix}$$

$\overline{H_N}$는 HN의 보수로 +1을 -1로 -1을 +1로 놓는다. H_4 행렬에서 (1, 1, 1, 1), (1, -1, 1, -1), (1, 1, -1, -1), (1, -1, -1, 1)의 4부호를 walsh function이라 부르며 4비트의 특징은 2^n 부호중 임의의 두 부호를 곱하여 더하면 항상 0이 되는 특징이 있다. 예로 $(a_1, a_2, a_3, a_4) = (1, 1, 1, 1)$, $(b_1, b_2, b_3, b_4) = (1, 1, -1, -1)$ 일 때

$(a_1,b_1) + (b_2,b_2) + (a_3,b_3) + (a_4,b_4) = 0$

이 된다. 64×64 Hadamard행렬에서는 64비트로 구성된 64개의 walsh symbol이 존재하며 다음 6비트에 대응하여 64개의 walsh symbol과 일대일 매핑된다.

$C_0 2^0 + C_1 2^1 + C_2 2^2 + C_3 2^3 + C_4 2^4 + C_5 2^5$

TIA(1992년 4월 발행)는 walsh function을 두가지 기능으로 사용한다.

1) Reverse link에서 데이타로 사용

2) Forward link에서 채널구별

역링크(이동국에서 기지국으로 전송)에서는 송신측에서 6비트의 modulation symbol이 입력되면 64비트의 하나의 walsh symbol이 발생하도록 하고 수신측에서는 64비트의 walsh symbol을 64개의 walsh symbol로 상관시켜 가장 큰 값의 출력을 다시 해당 6비트로 변환시켜줌으로써 데이타 전송에 사용된다. 정방향링크(기지국에서 이동국으로 전송)에서는 9600bps 전송률의 하나의 데이타에 64비트의 walsh symbol이 삽입되어 최대 64개의 채널을 구별하여 줄 수 있다. 이론적으로는 PN계열이 정확히 역확산되었다면 하나의 데이타의 64비트의 walsh symbol이 들

어가므로 송신된 신호는 PN계열 역확산후 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$S(t) = \sum_{i=1}^{64} d(t)W_i(t)$$

d(t)는 +1 또-1의 데이타이고 Wi(t)는 64개의 walsh symbol이다. d(t)가 +1이나 -1의 값에 상관없이

$$W_i(t)W_j(t) = \begin{cases} 64 & ,i = j,\ 0 \le i,j \le 64 \\ 0 & ,i \ne j \end{cases}$$

이므로 정확히 i = j일때 데이타를 복조할 수 있다.

3. 변조 방식

DS-CDMA에서 사용되는 변조 방식에는 두가지가 거론되고 있다. 즉 PSK류 변조 방식(QPSK 또는 OQPSK 포함)과 MSK 변조 방식이다. MSK 변조 방식은 변복조 회로가 복잡하며 아직 연구 단계에 있다. DS-CDMA는 PSK의 변조 방식을 사용하는 것이 표준 방식이라 하겠다. [2]

1) REVERSE LINK 변조방식

이동국에서 기지국으로의 통신은 변조된 반송파 진폭변동 (Envelope Fluctuation)을 감소시키는 OQPSK 변조방식을 사용한다.

표 1. REVERSE LINK 채널 I 와 Q 신호 매핑

I	Q	Phase
0	0	π /4
1	0	3π /4
1	1	-3π /4
0	1	$-\pi$ /4

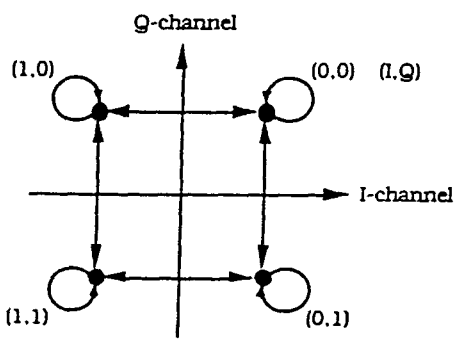


그림 1. REVERSE LINK 채널 신호 성상도와 위상 천이도

2) FORWARD LINK 변조방식

기지국에서 이동국으로의 통신은 선형변조 방식인 QPSK 변조방식을 사용한다. QPSK는 신호 전력이 잡음 같이 깔려 있는 DS에서 데이타 보호에 적합하며, 전력을 효율적으로 사용하기 위해서 비선형 증폭기를 사용한다.

표 2. FORWARD LINK 채널 I 와 Q 신호 매핑

I	Q	Phase
0	0	π /4
1	0	3π /4
1	1	-3π /4
0	1	$-\pi$ /4

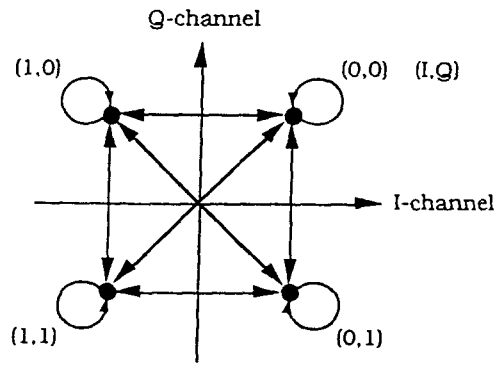


그림 2. FORWARD LINK 채널 신호 성상도와 위상 천이도

4. 동기

1) 직접확산 시스템의 동기

직접확산 시스템의 동기는 수신된 PN 부호와 수신기에 내정된 PN 부호를 반칩 이내로 일치시키는 초기 동기(Acquisition)와 두 PN 부호가 정확히 일치케한 추적(Tracking) 과정으로 이루어진다. 그림 3의 블럭도는 가장 많이 쓰이는 초기 동기와 추적 과정을 대략적으로 보여주고 있다.

수신된 신호는 반송파에 PN 부호가 PSK 변조된 신호이거나 DPSK 변조된 신호이며 경우에 따라서는 두개의 PN 부호가 I채널과 Q채널에서 QPSK나 OQPSK 변조된 신호로 이루어진다. QPSK와 OQPSK는 2개의 PSK를 합성한 것으로 생각할 수 있으며 DPSK는 단지 차동 부호화된 데이타가 PN

부호에 의하여 대역확산이 되므로 직접 대역확산 시스템의 동기를 설명할때 PSK 변조된 신호로 생각한다.

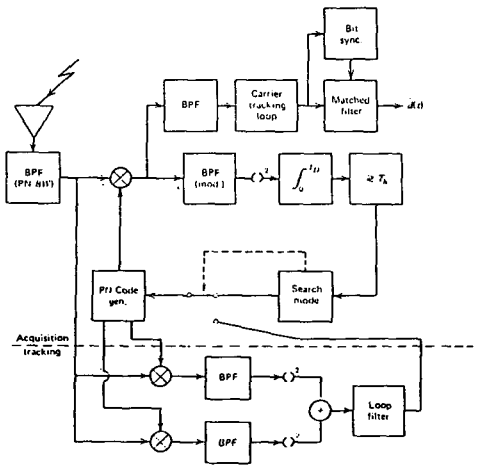


그림 3. 초기 동기 및 추적 과정

시스템 동기는 데이타가 없는 PN 부호를 PSK 변조한 신호로부터 초기 동기를 얻으므로 이러한 수신 신호는 수신기에 내장된 PN 부호와 상관시킨 다음 포락선 검파를 하여 한주기 동안 적분한 값이 적정한 임계값보다 크면 초기 동기가 이루어진 것으로 간주하고 그렇지 않을 경우 수신기에 내장된 PN 부호를 반칩 지연시켜 다시 수신 신호와 상관시켜 한주기 동안 적분한 값이 임계값보다 클때까지 계속 반복한다. 가장 많이 사용되는 방법으로 상관기(Correlator)를 사용하는 serial search방법으로 PN 부호와 PSK 변조된 신호를 수신기에 내장된 PN 부호와 상관시켜 먼저 설명한 바와같이 반칩 이내로 동기시키는 방법이나 동기 시간이 많이 소요되는 결점이 있다. 정합 여파기를 사용하는 방법은 수신 신호와 상관을 시키는데 동기 시간을 단축시키기 위하여 병렬로 PN 부호의 심볼수와 같은 상관기를 구성하여 출력에 가장 큰 출력이 나오는 branch에 주입된 PN 부호가 수신된 PN 부호와 일치된다고 판정하는 회로로 PN 부호 길이가 길면 동기 회로가 복잡해져 사용할수 없다. Ward방법은 수신 신호를 기저대역 신호로 복조한 다음 PN부호의 주기 2^n -1중 n개를 택하여 PN 부호의 초기 상태로 하여 사용하는 방법으로 낮은 신호대 잡음비에서는 심볼에 오류가 생기게 되므로 사용하기 어렵다.[9] [10] 마지막으로 phase-offset 추정 방법은 수신기에 내장된 PN 부호와 수신된 PN 부호의 phase-offset을 추정하여 일치시키는 방법이다. Ward의 방법과 같이 낮은 신호대 잡음비에서는 심볼의 오류가 발생하여 사용하기가 어렵다. 다음 회로는 상관기를 사용한 초기 동기 회로도이다.

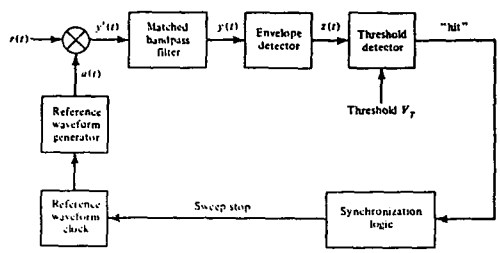


그림 4. 상관기를 사용한 초기 동기 회로

수신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$r(t) = \sqrt{2P}C(t - T_d)\cos\omega_0 t$$

P는 신호의 전력이고 C(t)는 PN 부호이며 Td는 지연 시간이고 f_0는 중심 주파수이다. 상관된 신호는 다음과 같이 표현할수있다.

$$y(t) = \sqrt{2P}C(t - T_d)C\left(t - T_d^{'}\right)\cos\omega_0 t$$

혼합기를 통하여 나온 신호는 대역통과 여파기를 통한 다음 포락선 검출기를 거쳐 두 PN 부호가 일치되면 포락선 검출기에서 신호가 나오며, 두 PN 부호가 일치하지 않으면 포락선 검출기 출력에 잡음만이 나온다. 혼합기 출력을 발생시키는데에도 두가지 방법을 쓸수 있는데

1) $y(t) = \sqrt{2P}C(t - T_d)C\left(t - T_d^{'}\right)\cos\omega_0 t$

2) $y(t) = \sqrt{2P}C(t - T_d)C\left(t - T_d^{'}\right)\cos\omega_0 t\cos\omega_1 t$

2)의 방법은 수신기에 내장된 PN 부호를 $\cos\omega_1 t$에 변조시킨다음 $f_0 \pm f_1$의 중간 주파수를 발생, 포락선 검파를 하는 방법이다.

일단 초기 동기가 이루어지면 추적 과정으로 들어가는데 주로 Early-late gate를 사용한다. Early-late tracking loop를 사용할때

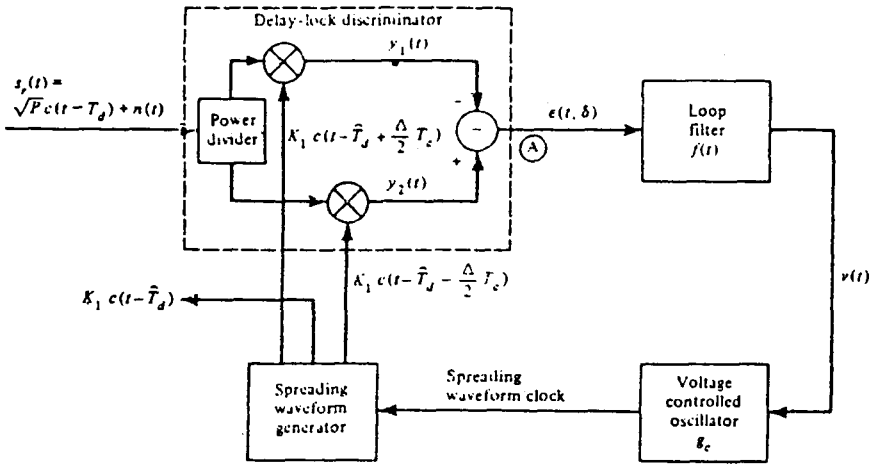


그림 5. 기저대역 신호에서의 추적

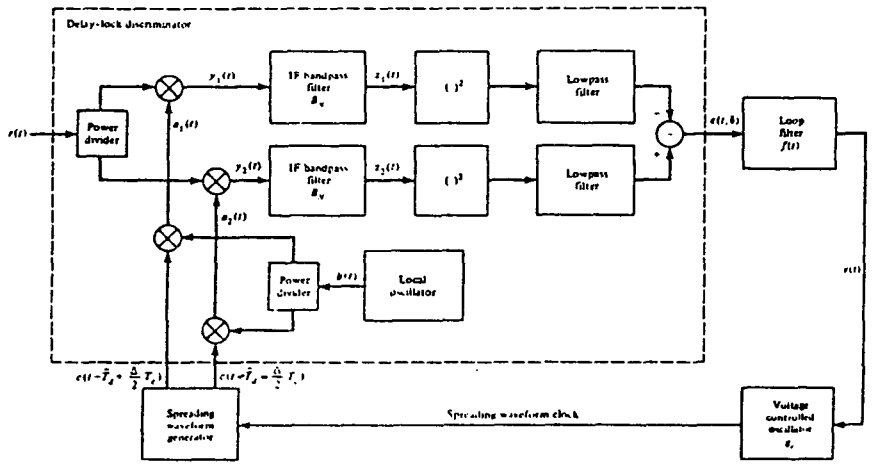


그림 6. IF 신호에서의 추적

1) 기저대역(Baseband) 신호

2) IF 신호

에 추적 과정을 수행할수 있는데 다음에 이 두가지 경우의 trackimg loop을 도시하였다.

동기 방법에는 여러 방법이 있으나 DS에서와 같이 미약한 신호로 통신되는데에는 serial search 방법이 유리하다. 일반적으로 가장 많이 사용되는 방법인데 확산 부호의 주기가 길 때에는 보조 방법을 이용하여 동기를 빨리 하도록 한다. TIA시스템에서는 1.2288 Mcps로 전송되는 부호로 주기 2^{42}-1인 부호와 주기 2^{15}인 부호, 그리고 walsh function이 있다. Walsh function은 기지국에서 이동국으로의 down link에서 채널을 구별해 주기 위하여 사용되는데 1 데이타에 64칩이 삽입되므로 프레임이나 비트 동기가 되면 이에 맞추어 역확산 시킬 수 있다. Long code는 2^{42}-1 주기의 부호로 sync 채널을 통해 long code 시작점의 초기 상태를 알려 주므로써 시작되는 시점의 sequence를 알 수 있다. 이것은 시스팀 시간(System Time)과 밀접한 관계를 가지고 있으며 시스팀 시간은 GPS(Global Positioning System)에 의하여 알 수 있다. 확산 계열의 동기는 QPSK의 I 채널의 2^{15} 주기 PN 계열과 Q 채널의 2^{15} 주기 PN 계열로 이루어진다. 파일롯트 채

널은 이 두 PN 계열을 다른 채널보다 더 높은 전력으로 전송하여 동기가 이루어지도록 한다. TIA 시스템에서는 파일롯트 채널의 동기가 15초 이내에 이루어지도록 규정하고 있으며 1~2초 내에 동기가 이루어지는 것으로 추측된다. 빠른 동기를 얻기 위하여 Stanford Telecomm사의 DMF(Digital Matched Filter)를 사용코져 한다. DMF는 동기를 빨리 이루기 위한 보조 수단인 동시에 walsh function을 역확산 시키는데도 이용될 수 있을 것이다. [12] [13]

2) I 와 Q 채널 PN 부호 동기

기지국과 이동국에서 사용하는 I채널과 Q채널의 PN 부호(주기 2^{15})의 동기에 대하여 연구 검토한 결과를 기술한다. 대역 확산용으로도 사용되는 I와 Q 파일롯트 PN(pilot PN) 계열은 다음의 PN 계열 생성 다항식에 의해 생성된다.

$$P_I(X) = x^{15} + x^{13} + x^9 + x^8 + x^7 + x^5 + 1$$
$$P_Q(X) = x^{15} + x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + 1$$

1초당 칩(chip) 속도는 1.2288Mcps로 발생시켰으며 PN 계열의 run-length 특성에 의해 I 와 Q채널의 PN 계열은 0이 14개가 연속적으로 발생되며 0이 연속적으로 14개가 출력된 다음 0을 하나 더 삽입하므로써 주기가 2^{15}가 되는 PN 계열을 칩속도 1.2288 Mcps로 발생시켰다. 주기가 2^{15}이 되고 칩 속도가 1.2288Mcps되는 I 와 Q 파일롯트 PN 계열은 2초간 75번 반복되고 26.666ms 마다 반복한다. 다음 그림은 기지국과 이동국에서 QPSK 나 OQPSK의 변복조방식을 사용할 때 I채널과 Q채널에 파일롯트 PN 계열이 확산 부호로 사용되는 과정을 보이고 있다.

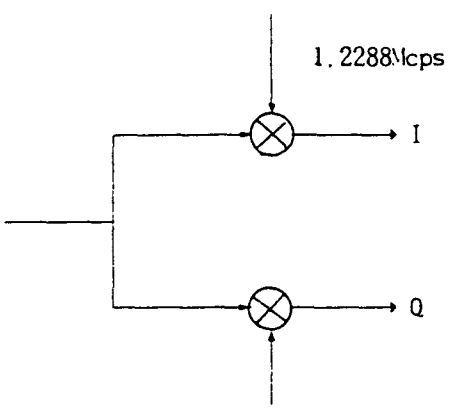


그림 7. 확산 부호로 사용된 PN 계열

단지 이 PN 계열의 시작점은 기지국에서 이동국으로 전송할 때는 cell마다 64칩 간격이 있어 512개(2^{15} = 32768/64 = 512)의 cell에 배당할 수 있다. 그러나 이동국에서 기지국으로 전송할 때는 시스템 시간(System Time)이 우수초(0, 2, 4, 초)일때 zero-offset을 가지고 전송하도록 한다.

동기는 두과정을 거쳐 이루어지는데 초기 동기(Acquisition)와 트랙킹(Tracking)으로 초기동기는 수신된 확산 계열과 수신기에서 발생하는 확산 계열이 반칩이내로 들어오도록 하며 트랙킹은 정확히 두 계열을 일치시키는 과정이다. 초기 동기는 다음과 같이 여러가지 방법이 있다.

1) 직렬 검색(Serial Search Synchronization) 동기
2) Matched filter를 사용하는 방법
3) Ward의 sequential estimation 방법
4) 위 방법을 혼합하여 사용하는 방법(Two-Level Synchronization)

여기에서는 serial search방법을 사용하였다. serial search방법은 사전지식없이 수신된 계열을 동기시키는 방법으로 동기 방법중 가장 많이 사용되며 수신기내에 내장된 PN 계열과 수신 계열을 1 주기동안 상관(Correlate) 시켜 동기를 얻는 방법이다. 이 방법에도 IF 신호에서 동기시키는 방법과 baseband 신호에서 동기시키는 방법으로 대별할 수 있다. 다음은 BPSK의 경우 IF대에서 동기시키는 방법과 baseband 신호에서 동기시키는 방법의 블럭도이다.

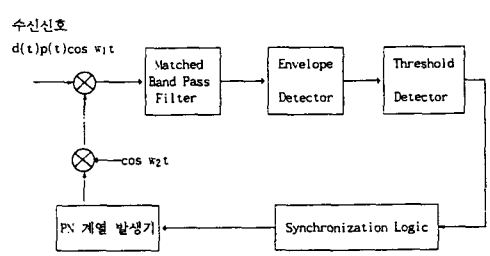


그림 8. IF 신호에서의 serial search 방법

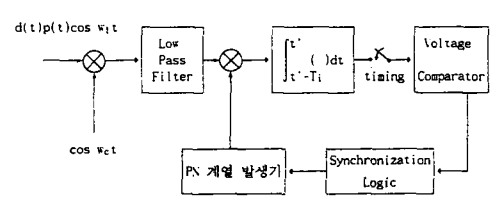


그림 9. 기저대역 신호에서의 serial search 방법

d(t)는 데이타이며 p(t)는 PN 계열이다.

이제까지 검토하여본 결과 신호 처리를 이용할경우 baseband신호를 처리하는 것이 용이하므로 일단 baseband로 down conversion 시킨 후 동기시키는 것으로 연구하였다. 다음은 Stanford Telecomm사[13] 의 학술 논문에서 발췌하였다.

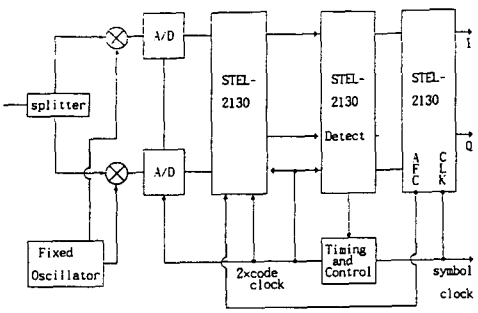


그림 10. Stanford Telecom사의 동기 방법

Correlator 동기 방법은 수신 계열과 상관시키는 계열을 1주기 동안 상관시켜 적분한 다음 PN 계열의 자기상관함수 특성을 이용하여 같은 칩내로 동기가 안되면 출력이 거의 0이 나오고 반칩내로 동기가 이루어지면 출력이 나오므로 임계값을 정하여 이보다 크면 일단 초기 동기가 이루어진 것으로 한다.

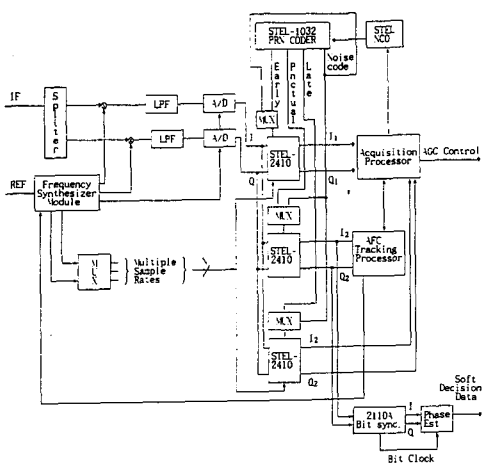


그림 11. Stanford Telecom사의 동기 회로 블럭도

동기가 이루어지지 않았을 때는 반칩을 지연시켜 다시 수신 계열과 상관시킨다. 이 방법으로 초기 동기를 이룰 경우 2^{15}개의 PN 계열의 1 주기의 시간이 26.666 ms이며 반칩씩 지연시켜 동기를 이룰때 최악의 경우 30분이 소요되고 평균 약 15분이 소요된다. 동기에 소요되는 시간은 대략 1.2초 내에 이루어져야 하므로 상관기를 이용하면서 초기 동기를 빨리 이룰 수 있는 방법이 강구되어야 한다. 그림 11은 Stanford Telecomm사의 동기 방법으로 상관기를 사용하고 있음을 보여주고 있다.

3) Long code의 동기

Long code에 사용되는 PN 계열의 주기는 2^{42}-1 이며 42 비트의 mask와 함께 사용된다. 2^{42}-1 주기의 PN 계열 발생 다항식은 다음과 같다.

$$P(x) = x^{42} + x^{35} + x^{33} + x^{31} + x^{27} + x^{26} + x^{25} + x^{22} + x^{21} + x^{19} + x^{18} + x^{17} + x^{16} + x^{10} + x^{7} + x^{6} + x^{5} + x^{3} + x^{2} + x^{1} + 1$$

42 비트의 public long code mask는 다음과 같다.

41 ... 32	31 ... 0
1100011000	permuted ESN

ESN(Electronic Serial Number)은 각 이동국에게 주어지는 고유번호로 32비트의 ESN 배열이 다음과 같다고할 때 permuted ESN 배열을 보여주고 있다.

$$ESN = (E_{31}, E_{30}, E_{29}, E_{28}, E_{27}, \cdots, E_2, E_1, E_0)$$

$$permuted\ ESN = (E_0, E_{31}, E_{22}, E_{13}, E_4, E_{26}, E_{17}, E_8, E_{30}, E_{21}, E_{12}, E_3, E_{25}, E_{16}, E_7, E_{29}, E_{20}, E_{11}, E_2, E_{24}, E_{15}, E_6, E_{28}, E_{19}, E_{10}, E_1, E_{23}, E_{14}, E_5, E_{27}, E_{18}, E_9,)$$

그림 12는 long code 발생장치의 블럭도이다. Long code는 기지국과 이동국에서 각기 사용하는데 이동국에서 사용할 때는 1.2288Mcps의 전송 속도로 이동국의 고유 ESN을 mask로 사용하여 채널을 구별하고 있으며 기지국에서 사용할 때는 9.6kbps의 데이타를 1/2 콘볼루션 부호화한 다음 블럭 인터리버를 거쳐 나온 19.2ksps에 1.2288Mcps의 long code를 19.2kcps로 decimation하여 이원 가산함으로써 scrambling되어 데이타 보호에 사용되고 있다.

Long code의 동기는 정확한 system time이 운영된다면 일정한 과정에 의하여 이루어지므로 일반적인 동기와는 개념이 다르다.

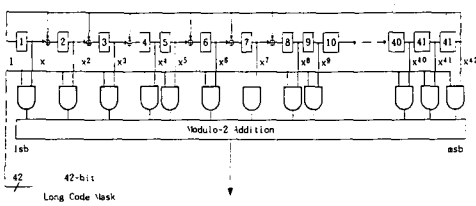


그림 12. Long code 발생 장치 블럭도

일단 파일롯트 채널의 PN계열이 동기되었다면 sync 채널에서도 파일롯트 채널에서 사용한 I, Q 채널의 PN 계열을 사용하므로 sync 채널도 그대로 동기된다. Long code는 기지국에서 paging 채널과 forward traffic 채널에, 이동국에서는 access 채널과 reverse traffic 채널에 사용되는데 다음 그림 13은 long code의 시작 시간을 알려주고 있다.

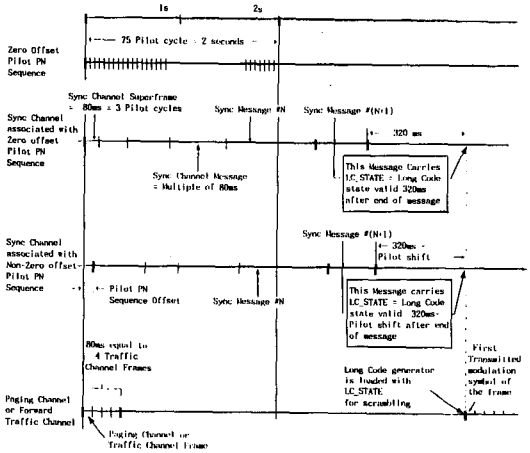


그림 13. Long code의 시작 시간

Sync 채널에서 사용되는 전송 메세지는 다음과 같다.

표 3. Sync 채널 메시지

Field	Length (비트)
MSG_TYPE ('00000001')	8
CAI_REV	8
MIN_CAI_REV	8
SID	15
NID	16
PILOT_PN	9
LC_STATE	42
SYS_TIME	36
LP_SEC	8
LTM_OFF	6
DAYLT	1
PRAT	3
RESERVED	2

MSG_TYPE : 메시지 종류
기지국은 이 field를 '00000001' 로 놓는다.

CAI_REV:Common Air Interface revision level
기지국은 이 field를 '00000001'로 놓는다.

MIN_CAI_REV : Minimum Common Air Interface revision level
이 field와 동일하거나 더 큰 revision 수를 가진 이동국만 시스템에 접근할 수 있다.
이동국은 최소 CAI revision level로 놓아야 함.

SID : System Identification
기지국은 이 셀루라 시스템에 대한 시스템 확인 수치를 놓는다.

NID : Network Identification
이 field는 SID 소유자에 의하여 정의된 시스템의 부확인 번호로 이용된다. 기지국은 이 망에 망 확인 번호를 사용한다.

PILOT_PN: Pilot PN sequence offset index.
기지국은 64 PN 칩 단위로 이 기지국에 대한 파일롯트 PN 계열 offset을 이 필드에 명시한다.

LC_STATE : Long Code State.

이 메세지의 SYS_TIME field에 주어진 시간의 장부호 초기 상태를 이 field에 명시한다.

SYS_TIME : System Time.
기지국은 이 field에 시스템 시간을 명시한다. 시스템 시간은 sync 채널 마지막 수퍼 프레임 종료후 '4' sync 채널 수퍼프레임(320ms)에서 80ms 단위로 파일롯트 PN 계열 offset을 감한 시간이다.

LP_SEC : 시스템 시간 시작후 윤초.

LTM_OFF : 시스템 시간에서 지연시간차.

DAYLT : 섬머타임 표시.

PRAT : 페이징 채널의 데이타 전송율.

Reserved bit : 유보 비트.
이동국은 이 field를 '00'으로 놓는다.

이상과 같이 sync 채널에서 시스템 시간, 장부호의 초기 상태, 현재 기지국의 파일롯트 PN 계열 offset을 알 수 있으며 sync 채널에서는 시시각각의 변화를 장부호 발생기의 42비트 초기 상태를 알려줌으로써 이 시간에 장부호를 알려준 초기 상태를 가지고 발생시킬 수 있다.

4) DMF (Digital Matched Filter)

사용하는 PN 계열의 길이가 길 때에는 동기를 이루는데 많은 시간을 요한다. 상관기를 사용하는 serial search 동기 방식에서 동기 시간을 가능한 단축시키는 것이 필요하다. PN 계열의 주기가 N일때 반 칩 간격으로 2N개의 병렬 상관기를 구성하여 PN 계열의 한 주기동안 수신하면 각 병렬 뱅크(Bank)에서 가장 큰 출력을 나타내는 뱅크가 동기를 이룬 것으로 간주할 수 있다. 그러나 이 방법은 많은 상관기가 필요하고 PN 계열이 길 때에는 사용이 불가능하다. 다음 동기 시간을 단축 시킬 수 있는 방법은 ward's의 estimation 방법으로 $N = 2^r-1$ 일 때 r는 쉬프트 레지스터의 단(Stage) 수이므로 수신되는 기저 대역 PN 계열 중 r개만 정확히 추정된다면 이 r개의 칩을 수신내 PN 계열 발생기에 초기 상태로 사용하여 PN 계열을 발생시켜 수신 PN 계열과 상관시키고 적분기의 출력이 임계값을 넘으면 동기가 이루어진 것으로 한다. 그러나 이 방법은 직접 확산 신호가 일반적으로 미약하고 잡음등 간섭에 매우 민감한 단점을 가지고 있다.

동기 시간을 단축 시킬 수 있는 방법으로 보조 방법을 사용하여 동기를 시키는 방법이 있다. 보조 방법으로 Matched filter라 일반적으로 불리는 SAW (Surface Acoustic Wave) 여파기나 Convolver, 디지틀 정합 여파기등에 의하여 시작점을 알아낸 다음 정규 PN 계열을 상관시켜 역확산시키는 방법이다. SAW 여파기를 사용하는 방법은 높은 주파수에 주로 사용이 권장되고 있으며 부호 길이가 짧고 IF단에서 사용되고 있다. 그 외 동기 시간을 단축시키는 방법으로 다음 방법이 있다.

(1) 검출 확률을 높이고 오경보 확률을 줄인다.
(2) 송신기와 수신기에 정확한 시간을 가지고 가능한 PN 계열의 일치점을 사전 정보에 의해 동기 시킨다.
(3) 시간 압축(Time Compression)을 사용하여 수신되는 칩 전송 속도보다 빠르게 처리되는 회로를 사용하여 동기 시간을 단축시킨다.
(4) 드웰 시간(Dwell Time)을 줄이는 방법으로 주로 수동 정합 여파기를 사용하여 동기시킨다.

검출 확률을 높이는 방법은 신호 대 잡음전력을 높이는 것과 동일하므로 송신 출력이 규정되어 있을 때는 별 의미가 없다. 파일롯트 채널의 송출 출력을 높여 확산 부호 동기 및 반송파 동기를 용이하게 이루는 것이 이에 속한다. 다음은 사전 정보를 가지고 동기시키는 방법이다. 이 방법은 각 송수신기 간에 시스템 시간이 주어졌을 때 이동국에서 기지국으로 보내는 신호 동기에 응용할 수 있으며, handoff할 때 각 기지국의 파일롯트 PN 계열이 64칩 간격으로 이루어져 있음을 알고 있으므로 search window의 정보를 받아 이 window를 상관시키면 다른 cell의 파일롯트 채널을 동기시키는데 시간을 단축시킬 수 있다. 시간 압축 방법은 수신기내 고속 신호 처리기가 있어 일단 1주기 동안 입력된 PN 계열을 메모리에 저장하여 칩 전송 속도보다 고속으로 수신기내에서 상관 처리시켜 동기 시간을 단축하는 방법으로 이러한 방법은 메모리의 수가 많아지고 아직까지 일반화되어 있지 않다. 드웰 시간, 즉 적분 시간을 단축하여 PN 계열의 일부분만 상관시키는 방법은 좀 더 자세히 기술한다.

다음은 수동 디지틀 정합 여파기를 사용한 방법을 설명한다. 그림 14는 디지틀 정합 여파기의 블럭도이

다. PN 계열이 긴 경우 64 N칩의 정합 여파기를 사용하여 시작점을 추측한 다음 실제로 전체 PN 주기 동안 상관시켜 확인하는 방법이다. 여기서 N은 양의 정수이다. PN 계열의 기저대역 신호를 표본화한 다음, 정합 여파기내의 내장되어 있는 부호(+1 또는 -1)와 곱하고 더하여 출력한다. 내장되어 있는 PN 계열과 수신 계열의 일부가 일치하면 최대 출력을 얻을 수 있다. 곱하기와 더하기는 한 샘플이 이동할 때마다 행하여지므로 한 주기에 한 번 일치점이 발생한다. 만일 일치되면 높은 출력이 출력되어 시작점을 알리고 능동 상관기를 이용하여 PN 계열의 한 주기 동안 상관시켜 확인을 거친다. PN 계열이 짧고(예로 64칩의 배수) 또한 PN 계열이 1데이타에 확산 부호로 사용될 경우에는 복조기로써 사용될 수 있다. 더 빨리 동기를 이루기 위해서는 디지틀 정합 여파기와 함께 여러개의 능동 상관기를 사용하면 동기 시간이 더 단축된다. 표본화에 의해 손실이 발생하고 신호가 약한 경우 임계값도 낮게하여야 하므로 오경보가 발생할 수도 있다.

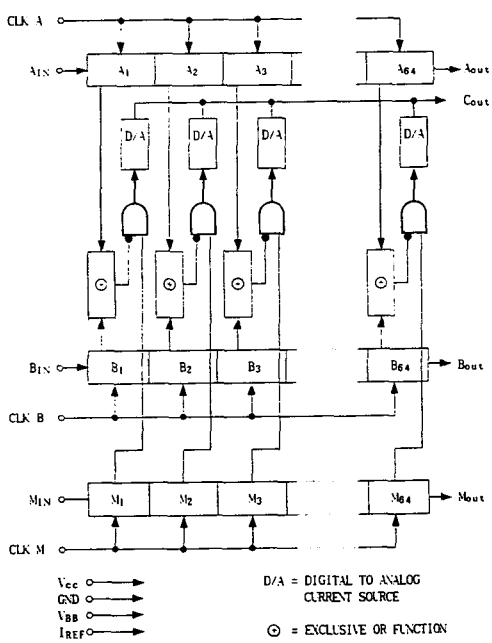


그림 14. 디지틀 정합 여파기 블럭도

5. RAKE-type 수신기

페이딩에 의한 path diversity가 가능하고 hand-off시 두 cell로부터 동시에 수신할 수 있어 이동국이 두 cell의 경계에 있을 때 pingpong 효과를 없앨 수 있다. RAKE-type 수신기는 여러개의 복조기가 있어 여러개의 복조기(Finger)를 적절히 사용할 수 있다. [14] [15] Handoff시 이외에 cell 내에서 수신 신호를 복조할 때 다음과 같은 방법을 RAKE-type 수신기는 활용할 수 있다.

a) 한 finger가 가장 큰 신호만 받는다.(Single Receiver)
b) 여러 finger가 모두 동작하여 신호를 합성한다.
c) 여러 finger 중 복조된 신호가 일정 임계치를 넘는 finger의 신호만 합성한다.
d) Finger에 상관되는 PN 계열을 일정한 간격으로하여 동작시킨다.
e) Finger에 상관되는 PN 계열을 반사파가 센것을 골라 동작시킨다.

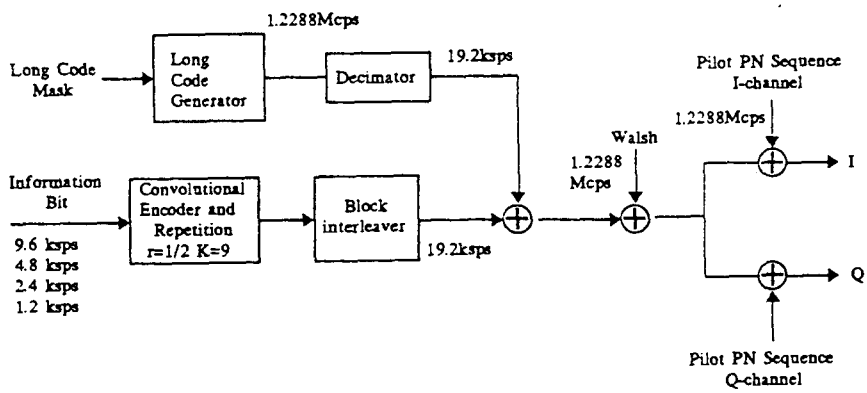
RAKE-type 수신기는 주로 이동국에서 활용될 것이며 기지국에서도 사용될 수 있을 것이다. 그림 15는 기지국의 변복조 블럭도를 나타내고 있으며 그림 16은 이동국의 변복조 블럭도를 나타내고 있다.

레이크 수신기는 주파수 선택성 페이딩 채널에 사용하는 수신기로 W를 전송 대역통과 신호(Band-pass Signal)의 대역폭이라고 할 때 시간적으로 1/W만큼 지연을 갖는 지연 회로를 여러단 사용한 Transversal Filter라 볼 수 있다. 다중로 퍼짐(Multipath Spread)을 T_m이라 할 때 가지(Branch)의 수를 L(= $[T_mW]$ +1)로 하여 독립적인 신호를 받아 주파수 선택성 페이딩을 경감시키는 L 차 다이버시티(Diversity) 역할을 한다.

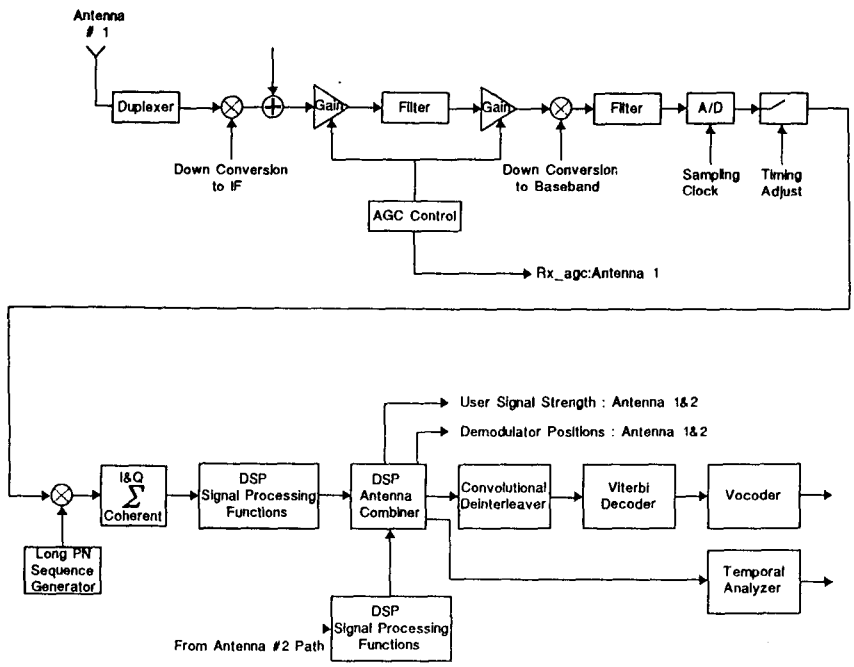
여기서 말하고자 하는 레이크 수신기는 위에서 말한 주파수 선택성 페이딩을 경감하는 의미보다는 병렬로 여러개의 수신기를 사용하여 다기능으로써 페이딩을 경감시키는 역할을 하고 있다고 할 수 있다. 레이크 수신기의 기능을 두가지로 대별하면

1) cell 내의 path diversity 기능
2) Soft handoff 기능

이다. Path diversity는 시시각각 변화하는 페이딩 채널의 임펄스 응답을 측정하여 수신되는 신호의 직접파와 반사파의 시간차를 알아 시간차를 두고 PN 계열을 상관시키는 방법으로 다이버시티를 행하는 경우를 말한다. 이 경우 일정시간 동안에 페이딩 채널의 임펄스 응답을 측정하여 수신 신호 세기가 큰 시점에 상관시키므로 수신 장치는 항상 페이딩 채널의



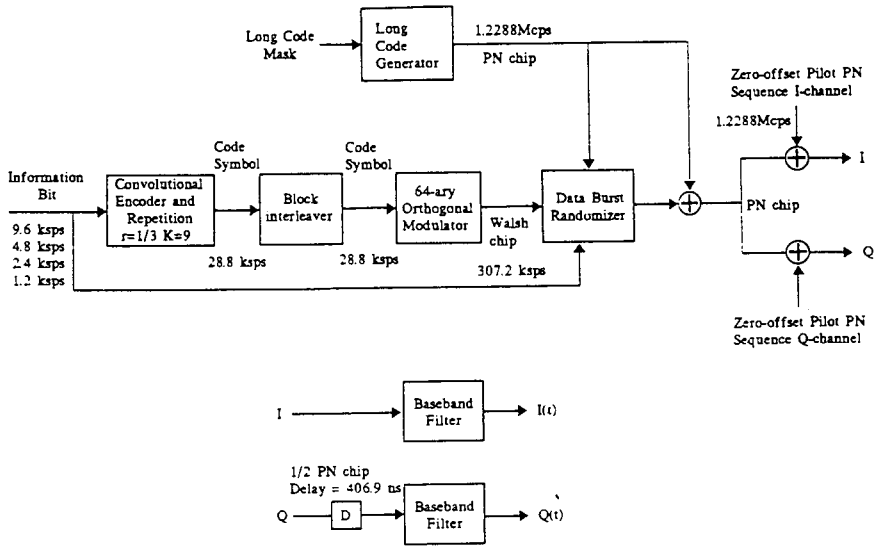
(a)



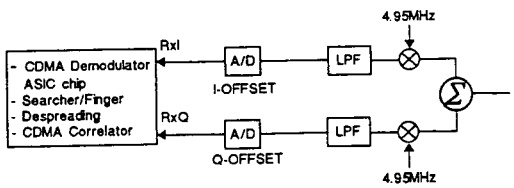
(b)

그림 15. (a) 기지국의 변조부 블럭도
(b) 기지국의 복조부 블럭도

임펄스 응답을 215 주기의 PN 계열로 측정하여야 하는 번잡성이 있다. 실제로 EC의 GSM(Group Special Mobile) 시스템은 자기상관함수값이 지연이 0일 때는 항상 1이지만 중간 지연을 빼고는 상관값이 0이 되는 16비트의 부호에 좌우 5비트씩 주기적인 부호를 첨가하여 26비트로 페이딩 채널의 임펄스 응답을 매 프레임마다 측정토록 하고 있다. GSM 시스템에서는 레이크형 수신기를 사용하지 않으므로 등화 목적으로 페이딩 채널의 임펄스 응답을 측정하고 있다. 동기를 이루기 위하여는 3개의 수신기를 다음과



(a)



(b)

그림 16. (a) 기지국의 변조부 블럭도
(b) 기지국의 복조부 블럭도

같이 early 부호, late 부호와 정확히 동기된 부호를 사용하면 좋을 것이다. 또한 3개의 수신기에 1칩 또는 2칩씩 고정시켜 사용하는 것이 수신기의 process 부하를 경감시키는 방법이 될 수도 있다. Handoff의 경우 인접 파일롯트 채널을 항상 search engine에서 측정하여 인접 파일롯트 채널의 수신 강도가 임계값 T4보다 높으면 3수신기중 1수신기는 현재 cell의 수신신호를 복조하고 다른 수신기는 인접 cell의 신호를 수신하여 동시에 두 신호를 받아 인접 cell로의 진입 차량이 수신한 신호 강도가 이전 cell 수신강도로 측정되면 handoff를 이루는데 이용된다.

6. 복조

CDMA를 이용한 셀루라통신에서는 정방향(기지국에서 이동국으로 전송)링크와 역방향(이동국에서 기지국으로 전송)링크의 특성이 다르다. 따라서 기지국에서의 복조 방법과 이동국에서의 복조 방법이 다르다.

정방향링크에서는 기지국의 하나의 송신기와 다수의 이동국 수신기가 있다. 이 경우에는 파일롯트채널이 있어 여러 수신기가 PN 부호 동기 및 주파수 위상을 맞추도록 되어 있어 동기 복조가 가능하나 역방향 전송에는 많은 송신기가 있고 하나의 수신기가 있어 비동기 복조가 요구된다. 그러나 여러 송신기는 우수초(Even Second)에 위상 offset이 없는 I와 Q 채널의 PN계열을 발송하므로 시스템 시간에 도움을 받아 우선 PN 부호 동기를 이루어야 한다.

1) 기지국의 비동기복조

기지국에서의 복조 방법은 여러 이동국에서 하나의 수신기로 신호를 전송할 때에는 반송파의 위상을 알기가 어렵다. 따라서 비동기 복조(Noncoherent Demodulation)를 사용한다. 이동국에서 기지국으로의 신호 전송은 6비트 데이타가 64비트 walsh symbol로 변하여 전송되므로 비동기 복조를 용이하게 하고 있다. 그러나 확산 부호의 동기는 이루어져야만 역확산이 가능하다.

OQPSK를 사용하여 i이용자가 한 walsh symbol만 전송할 때 송신 신호를 $S_i(t)$라 할 때

$$S_i(t) = \sqrt{P}W^j(t-T_d)C_i(t-T_d)P_Q(t-T_d)\sin\omega_c t \quad 0 \le t \le T_\omega$$
$$+ \sqrt{P}W^j(t)C_i(t)P_I(t)\cos\omega_c t$$

$W^j(t)$: j번째 walsh symbol
$C_i(t)$: i이용자의 long PN 계열

$P_I(t)$: I채널 short PN 계열
$P_Q(t)$: Q채널 short PN 계열
T_c : 칩길이
T_d : = T_c / 2

수신 신호는 다음과 같다.

$$r(t)=\sum_{i=0}^{N} S_i(t-\tau_i)+n(t)$$

N은 이용자수이고 τ_i는 i이용자의 랜덤 지연이고 n(t)는 가산성 가우스 잡음이다. 수신기의 대역통과 여파기를 통과하여 나온 잡음 n(t)는 협대역 잡음이 된다.

$$n(t)=n_c(t)\cos\omega_c t+n_s(t)\sin\omega_c t$$

$n_c(t)$와 $n_s(t)$는 가우시안과정이다.

수식을 단순화하기 위하여 QPSK경우로 대치하며 동작설명만 한다. 위상 동기는 되어 있지 않으나 동일한 주파수로 곱하여 저역 여파기를 통하면 기저대역 신호로 변환된다.

$$X_I(t)=LPF\left[r(t)\cos\omega_c t\right]$$
$$X_Q(t)=LPF\left[r(t)\sin\omega_c t\right]$$

long PN 계열과 short PN 계열이 동기되었다 가정하고 역확산시키면 다음과 같다.

$$X_{II}^k(t)=X_I(t)C_k(t-\tau_k)P_I(t-\tau_k)$$
$$X_{IQ}^k(t)=X_I(t)C_k(t-\tau_k)P_Q(t-\tau_k)$$
$$X_{QI}^k(t)=X_Q(t)C_k(t-\tau_k)P_I(t-\tau_k)$$
$$X_{QQ}^k(t)=X_Q(t)C_k(t-\tau_k)P_Q(t-\tau_k)$$

Walsh symbol을 복조하기위한 m번 상관기 출력은 다음과 같다.

$$Y_{II}(m)\frac{1}{T_w}\int_0^{T_w} X_{II}^k(t)W^m(t-\tau_k)dt$$
$$Y_{IQ}(m)\frac{1}{T_w}\int_0^{T_w} X_{IQ}^k(t)W^m(t-\tau_k)dt$$
$$Y_{QI}(m)\frac{1}{T_w}\int_0^{T_w} X_{QI}^k(t)W^m(t-\tau_k)dt$$
$$Y_{QQ}(m)\frac{1}{T_w}\int_0^{T_w} X_{QQ}^k(t)W^m(t-\tau_k)dt$$

비동기 복조기의 출력은

$Y(m)=[Y_{II}(m)+Y_{QQ}(m)]^2+[Y_{QI}(m)-Y_{IQ}(m)]^2$

이 되어 최대 출력을 갖는 walsh symbol을 다시 6비트의 데이타로 변환한다. 기지국의 비동기 복조기의 블록도는 그림 17과 같다.

Walsh symbol복조는 64탭(tap)의 DMF(Digital Matched Filter)로 대치할 수 있으며 최대 선택 판정기는 어느 branch에서 입력된 것이 최대인가를 판정한다음 이에 해당하는 6비트의 데이타로 변환시켜야 한다.

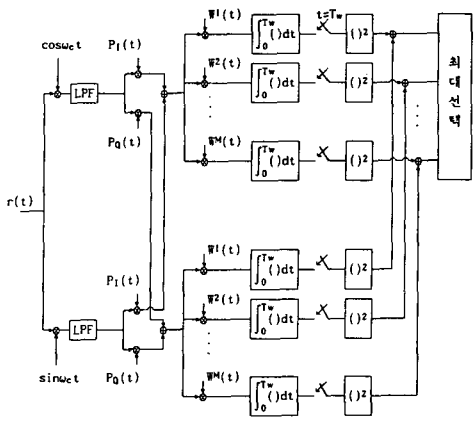


그림 17. 기지국의 비동기 복조기 블럭도

2) 이동국의 동기복조

이동국에서의 복조는 파일롯트 채널에서 반송파의 위상 정보를 얻어 복조하는 동기 복조 방식으로 반송파 재생 장치가 필요하다. 반송파 재생은 IF단에서 이루어지며 이동국의 이동에 의한 도플러 효과(Doppler Effect)로 반송 주파수가 변화함에 따라 주파수 추적(Frequency Tracking)이 이루어져야 한다. 일단 주파수와 위상이 수신 신호와 같아지면 IF수신 신호와 곱하여져 baseband 신호로 변환시킨다. 이때에 phase ambiguity에 의한 문제도 해결점으로 고려되어야 한다.

參 考 文 獻

[1] K.S.Gilhousen, et al., "On the Capacity of a Cellular CDMA System," *IEEE Trans.* on Vehicular Technology, Nov.,

1990

[2] Qualcomm, *Recommanded Minimum Performance Standards for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular Mobile Stations*, Draft Revision 0.1, Oct., 1992

[3] EIA/TIA, *Cellular System Dual-Mode Mobile Station-Base Station Compatibility Standard*, EIA/TIA, Nov., 1990

[4] Anold M. Michelson, Error-Control Techniques for Digital Communication, JOHN WILLEY & SONS, 1985

[5] A. J. Viterbi and Omura, Principle of Digital Communication and Coding, MacGraw-Hill Internation Edition, 1979

[6] Viterbi A. "Convolutional Codes and Their Performance in Communications", *IEEE Trans. Comm. Tech.*, COM-19, 751-772, 1971

[7] R.E.Ziemer, R.L.Peterson, *Digital Communication and spread spectrum Sytems*, New York : Maxmillan Publishing Company, 1985

[8] D.M.Dicarlo, C.L.Weber, "Multiple Dwell Serial Search : Performance and Application to Direct Sequence Code Acquisition," *IEEE Trans. Commun.*, no.5, pp.650-659, May 1983

[9] R.B.Ward, "Acquisition of Pseudonoise Signals by Sequential Estimation," *IEEE Trans. Commun.*, vol.COM-13, no.4, pp.475-483, Dec., 1965

[10] R.B.Ward, K.P.Yiu, "Acquisition of Pseudonoise Signals by Recursion-Aided Sequential Estimation," *IEEE Trans. Commun.*, vol.COM-25, no.8, pp.784-794, Aug., 1977

[11] V.M.Javanovic, "Analysis of Strategies for Serial-Search Spread Spectrum Code Acquisition-Direct Approach," *IEEE Trans. Commun.*, vol.36, no.11, pp. 1208-1220, Nov., 1988

[12] G.Turin, "An Introduction to Digital Matched Filter," *proc. IEEE*, vol.64, no.7, pp.1092-1112, July 1976

[13] Stanford Telecom., *A High Performance Direct Sequence Spread Spectrum Receiver with Custom ASICS*, Application Note 16, Stanford Telecom.

[14] J.S. Lehnert and M.B. Pursley, " Multipath diversity reception of spread-spectrum multiple-access communications, " *IEEE Trans. Commun.*, vol. COm-25, pp. 1189-1198, Nov., 1987.

[15] U.Grob et al., " Microcellular direct-sequence spread-spectrum ratio system using N-path RAKE-receiver, " *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. SAC-8, pp. 772-780, June 1990.

筆 者 紹 介

黃 仁 泰

1990年 2月 전남대학교 전자공학과 졸업(공학사)
1992年 8月 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)

1992年 9月 ~ 현재 금성통신 연구소 CPI팀(연구원)

주관심 분야 : 디지틀 이동통신