

무선 LAN MODEM 구현

朴 種 賢*, 金 濟 佑**, 申 東 律*

*三星電子 通信시스템 本部 戰術通信 研究그룹

**水源大學校 情報通信工學科

요 약 문

본 논문에서는 최근 주목을 받고 있는 대역확산 통신방식을 이용한 무선LAN 시스템의 하드웨어 구현에 관해 논한다. 내용으로는 직접확산(Direct Sequence Spread Spectrum(DS/SS)) 통신방식을 이용한 무선 LAN 전송부 구조, 디지털 정합필터를 이용한 역확산 및 비동기 DS/SS 수신기 구조, DBPSK 및 DQPSK 변복조 방식, Timing 및 Clock 복원, 그리고 Carrier Sensing 방식등이 포함된다. 또한 실제 시스템 구현을 위해 필요한 몇가지 변수들에 대해서도 논한다.

1. 서론

고도 산업 사회가 발달함에 따라 정보량은 날이 폭주하고 방대한 정보를 신속 정확하게 이용하고자 하는 이용자의 욕구 또한 급증하게 되었다. 따라서 이와같은 방대한 정보의 신속 정확한 교류를 위해서는 필연적으로 고속 데이터 전송 기술을 필요로 하게 되었다.

이와같은 필요성은 근거리 통신망(LAN) 환경하에서도 마찬가지로 요구되었으며, 따라서 지난 10여년 동안 주로 유선망의 고속화에 관한 연구가 활발히 진행되었다. 이러한 연구결과는 고속전송이 가능한 다수의 유선 LAN 시스템을 상용화 및 보편화하는데 크게 기여하였으며 현재 널리 사용되고 있다. 그러나 유선이 갖는 제약과, 보다 자유로움을 추구하는 인간의 욕구는 무선에 의한 정보 교류를 필요로 하게 됨에 따라, LAN 에서도 최근 무선화에 대한 연구가

활기를 띠고 있다.^[1-8]

LAN의 무선화는 1980년대 후반 O'Neil Communications, Photonics, Telesystems SLW 등의 기업들이 비교적 저속의 무선 LAN을 발표하면서 부터 시작되었으며^[7], 1990 년대에 접어들면서 비교적 고속무선 LAN인 NCR 의 WaveLAN^[5], Motorola 의 Altair^[6] 및 BICC의 InfraLAN^[7]등을 중심으로 무선 LAN의 시제품이 발표되면서 무선 LAN 기술 개발이 급속히 활성화되었고, 또한 향후 무선 LAN시장에 대해 밝은 전망을 갖게 되었다.^[7]

한편, 이러한 조류에 따라 무선 LAN에 대한 표준화 작업도 활발히 진행되고 있다. 유럽에서 1991년 DECT(Digital European Cordless Telecommunications) 표준안으로 ETSI(European Telecommunication Standards Institute)에서 드래프트 표준안을 승인하였다.^[2] 미국에서는 표준안을 위해서 T1 위원회 산하에 1990년 10월 설립된 T1P1과, 1990년 7월에 결성된 IEEE(Institute of Electrical and Electronics Engineers)의 무선 LAN 그룹이 활동하고 있다.^[1,3] 일본에서도 마찬가지로 4개의 무선 LAN 표준화 그룹이 활동하고 있다.^[8] 이중에서도 가장 특기할 만한 것은 IEEE 802.11 연구그룹의 무선 LAN 표준안으로 물리계층과 MAC(Media Access Control) 계층에 대한 표준안이 세계적으로 받아들여질 가능성이 크다.^[4]

무선 LAN의 표준화 작업과는 별개로 무선 LAN의 기술 현황 및 동향을 살펴보면 대체로 세가지 경향으로 나타난다. 첫번째로는 Motorola 방식의 현대역 FM 방식이다.^[6] 이 방식은 18GHz 대역인 마이크로웨이브 대역을 사용하며 최대 전송 속도는 15Mbps 까지 가능하다. 이 전송 속도는 가장 보편

적인 유선 LAN인 Ethernet의 전송 속도에 필적하며 무선 LAN에서 고속전송이 가능함을 보여준다. 두번째로는 NCR의 WaveLAN 과 같이 SS(Spread Spectrum)통신 방식을 이용하는 방법으로 WaveLAN의 경우는 전송속도가 2Mbps로 비교적 고속이다.^[5] 이 방식은 현재 각광받고 있는 SS 통신 방식을 이용함으로써 다른 무선 시스템과의 상호 간섭이 적고^[9-12], 또한 FCC (Federal Communications Commission)가 SS 통신 시스템 대역으로 지정한 ISM (Industry, Science and Medicine)Band 중 하나인 902 ~ 928 MHz 대역을 사용함으로써 미국내에서는 전파 사용에 대한 허가가 필요없는 큰 장점이 있다.^[13] 세번째 방식으로는 BICC 의 적외선 방식의 무선 LAN으로 전송 속도는 4 Mbps 또는 16 Mbps 이다.^[7,8] 이 방식은 앞의 방식과는 달리 전송 매체로 전파 대신 빛을 사용하므로 전파 사용 허가가 필요없는 장점이 있으나 가시 통신만이 가능하다는 단점이 있다. 유럽에서는 DECT 표준안으로 협대역 변조 방식의 무선 LAN이 있으나 상기한 무선 LAN들 보다 성능이 떨어지며 이의 대안으로 SS 방식을 이용한 무선 LAN에 대한 표준화 작업도 병행하고 있다.^[2]

한편, 일본에서는 이미 Seksui를 비롯한 몇몇 업체가 OA(Office Automation)용으로 저속 무선 LAN 시장에 참여하고 있으며 최근에는 Spread Spectrum 방식을 이용한 저속 무선 LAN 개발에 박차를 가하고 있다. 여기에는 Sharp, Clarion, Cannon 등이 대표적이며 이들은 SAW (Surface Acoustic Wave) 소자를 이용한 Spread Spectrum 방식을 주로 이용하고 있으며 이미 OA용으로 개발이 되어 필드 시험을 끝내고 상용화를 서두르고 있는 업체들도 있다.

이상에서 간략히 살펴본 바와 같이 무선 LAN은 국제적으로 이미 큰 주목을 받고 있으며 따라서 급격히 시장 형성이 이루어질 것으로 예상된다.

본 논문에서는 무선 LAN의 여러가지 구현방법 중에서 가장 주목 받고 있는 SS방식을 이용한 무선 LAN 전송부의 한 구현 방법에 대해 논한다.^[14-16,18]

본 논문에서 살펴본 방법들은 실제 시뮬레이션, 분석, 및 구현을 통해 그 성능을 평가하였으며, 제한한 알고리즘들을 근거로 실제 SS MODEM 전체를 1 Chip으로 ASIC화 하였다.

서론에 이어 본론에서는 무선 LAN 사양과 함께 직접확산 (Direct Sequence Spread Spectrum(DS/SS)) 통신방식을 이용한 무선 LAN 전송

부 구조, 디지털 정합필터를 이용한 역확산기 및 비동기 DS/SS 수신기 구조, Differential Binary Phase Shift Keying(DBPSK) 및 Differential Quadrature Phase Shift Keying(DQPSK) 변복조 방식, Timing 제어 및 Clock 복원 및 Carrier Sensing 방식등을 논한다.

II. 본 론

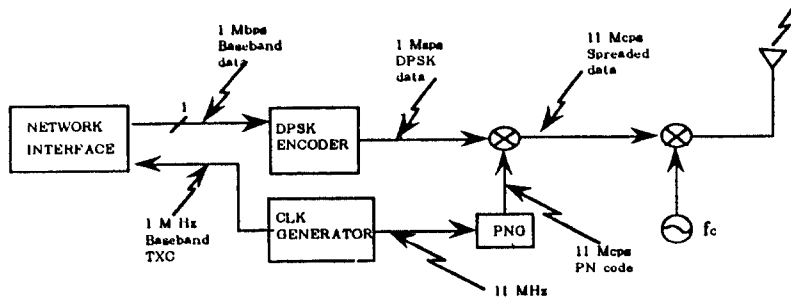
1. 무선 LAN 사양

본 문에서는 데이터 전송시 다른 방식에 비해 전력 스펙트럼 밀도가 낮아 다른 시스템에 미치는 영향이 작고 또한 다른 시스템으로 부터의 간섭에도 비교적 강하며, 다중경로 Fading등에 내성이 강한 DS/SS 통신방식을 이용한 무선 LAN 의 설계에 대해 살펴보기로 한다. 사양은 <표 1>과 같다.

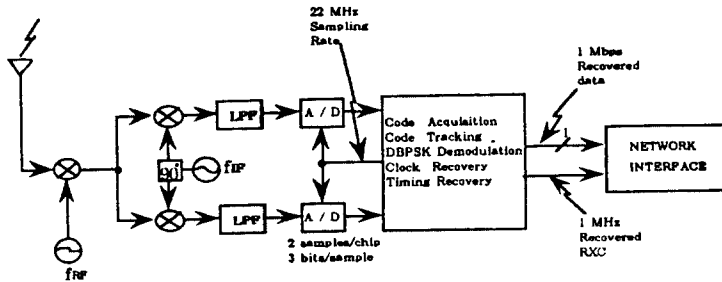
표 1. 무선 LAN 사양

Items	Specifications
1. Frequency	900 MHz 대 or 2GHz 대
2. Data Modulation	DBPSK / DQPSK
3. Chip Modulation	BPSK
4. Spreading Method	Direct Sequence
5. Spreading Code	11 Tab Barker Code
6. Data Rates	1 Mbps / 2 Mbps
7. Symbol Rates	1 Msp
8. Spreading Ratio	11
9. Chip Rates	11 Mcps
10. Bandwidth	22 MHz
11. Radiation Power	Below 200 mW (23 dBm)
12. MAC Protocol	CSMA or CSMA/CA

기저대역 변조 방식은 위상변조를 사용하며, 데이터 전송률에 따라 데이터와 심볼레이트가 같은 BPSK 와 데이터레이트가 심볼레이트의 2배인 QPSK를 고려했다. 또한 비동기복조를 위해 차동변/복조 방식을 택했다. DS/DBPSK 및 DS/DQPSK 방식에 대한 무선 전송부는 각각 그림 1 및 그림 2 와 같다. <표 1>, 그림 1 및 그림 2 를 간략히 살펴보면 다음과 같다. 반송주파수는 900 MHz 대 또는 2.4 GHz 대역이고, 데이터 변조는 DBPSK 혹은 DQPSK 변조방식을 갖고 Chip 변조는 BPSK 방식을 갖는다. 확산방식은 Direct Sequence 방식을 채

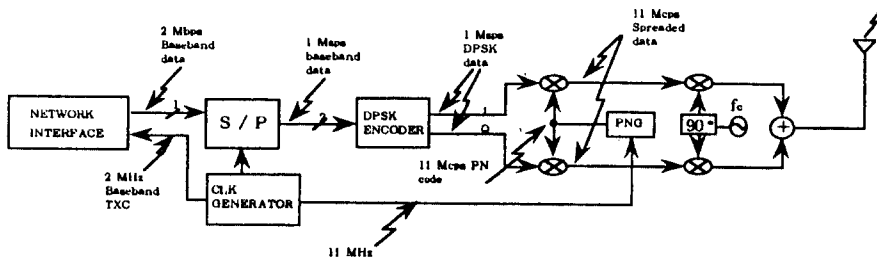


(a)송신부

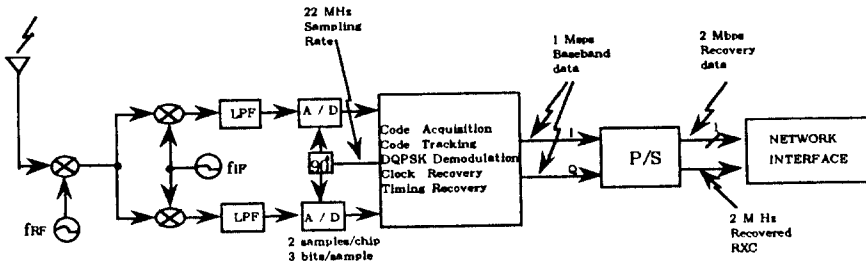


(b)수신부

그림 1. DS/SS-DBPSK 시스템



(a)송신부



(b)수신부

그림 2. DS/SS-DQPSK 시스템

택하였으며, 확산부호는 데이터 전송률과 기저대역 신호처리시 처리속도등을 고려하여 처리이득을 10

dB 정도가 되도록 하며, 특히 역확산시 상관특성이 M-Sequence처럼 우수한 특성을 가진 Pseudo Noise(PN) 부호가 요구되어지며, 이러한 조건에 가장 부합되는 PN 부호가 주기가 11 인 Barker Code 이므로^[20] 이를 확산부호로 사용하며, 따라서 확산비는 11 이다. 기저대역 데이터레이트는 DBPSK 변조의 경우 최대 1Mbps 까지 가능하고 DQPSK의 경우 최대 2 Mbps까지 가능하다. 따라서 심볼 레이트는 최대 1Msps 이며 Chip Rate는 최대 11 Mcps 이다. 송신출력은 최대 200 mW 이하이다. 다중접속을 위한 방식은 CSMA (Carrier Sensing Multiple Access) 또는 CSMA/CA(Collision Avoidance) 방식을 사용한다. 본 연구에서는 그림 1 및 그림 2 에서 송신부 Carrier Mixer 단 이후와 수신부 A/D 변환기 앞단 및 상위 프로토콜을 제공하는 로직부를 제외한 모든 SS 전송부를 1 Chip ASIC 화를 실현 하고자 한다.

2. DS/SS 송신기^[11, 15, 16]

본 논문에서는 반송파를 복원하지 않는 비동기 방식을 채택한다. 이를 위해서 송신부에서는 송신데이터를 차동변조한다. 그림 1(a)는 데이터변조를 DBPSK로 한 경우이다. 이 경우에는 상위계층으로부터의 데이터를 차동 변조한 다음 이를 PN부호로 확산한 후 이를 반송파에 실어 전송한다. 반면 그림 2(a)는 데이터변조를 DQPSK로 한 경우이다. 이 때는 상위계층으로부터의 데이터를 Serial-to-Parallel로 변환한 다음 이를 차동 변조하고, 이들 신호들을 In-Phase 와 Quadrature-Phase 로 나눈 뒤 이들 신호에 PN 부호 각각 곱하여 확산한다. 이렇게 확산된 신호는 위상이 90°만큼 차이가 나는 두 개의 반송파에 각각 실고 이들 신호를 합한 다음 이를 전송한다. 송신신호는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
 x(t) &= c(t)\cos(2\pi f_c t + \phi_m(t) + \theta_1), \\
 m &= 0, 1, 2, \dots, M-1, \\
 \phi_m(t) &= 2\pi m/M, \\
 M &= 2 \text{ for DBPSK, } M=4 \text{ for DQPSK} \quad (1)
 \end{aligned}$$

여기서 $c(t)$ 는 확산부호신호이고, f_c 는 반송파 주파수이며, $\phi_m(t)$ 는 DBPSK 또는 DQPSK 변조시의 위상 변조성분을 나타내고, θ_1 는 반송파 신호의 초기 위상성분을 나타낸다. DQPSK 변조에서의 Serial-to-

Parallel 변환된 신호의 차동복조는 DQPSK보다 복잡한 양상을 보이며, 그 신호변환 Map은 <표 2>와 같다.

표 2. DQPSK 부호화 표

$d_i(k-1)$ $d_q(k-1)$	00	01	11	10
$d_i(k)$ $d_q(k)$	00	01	11	10
00	00	01	11	10
01	01	11	10	00
11	11	10	00	01
10	10	00	01	11

3. DMF 를 이용한 비동기 DS/SS 수신기^[5, 14-16, 18]

안테나를 통해 수신된 신호는 RF Front-end단과 중간 주파수 대역의 신호처리를 거친다. 이 중간 주파수 대의 신호에서 기저대역의 원래 데이터를 복원하는 방법은 여러가지가 있다. 반송파 신호를 복원한 뒤 이를 이용하여 데이터를 추출하는 동기복조방식과 반송파를 복원하지 않고, 데이터를 추출하는 비동기 복조 방식이 있다. 또한 수신된 신호는 확산부호에 의해 대역확산된 신호이므로 이를 역확산하여야 송신 데이터를 복원할 수 있다. 따라서 복조과정은 반송파 제거와 역확산과정을 거친 뒤 이를 다시 기저대역에서 복조를 행해야 한다. 반송파 제거와 역확산 과정은 서로 순서를 바꾸어도 상관없으나, 동기복조에 의해 반송파를 먼저 제거하고 역확산을 행하는 경우는 간섭신호의 영향을 받기 쉬우므로 대역확산 통신 방식의 장점을 충분히 살리지 못하게 되는 단점이 있다. 반면 역확산을 먼저 행하고 동기복조에 의해 반송파를 제거하는 방법은 기저대역이 아닌 중간 주파수 대에서 역확산을 행해야 하므로 디지털회로로 구현하기가 어려운 점이 있다. 따라서 반송파를 복원하여 동기 복조를 행하는 방법은 적용하기에 어려운 점이 있다. 또한 역확산을 SAW Matched Filter 등 아날로그 소자들을 이용하여 행하는 방법도 있으나, 크거나 가격면에서 ASIC 에 의한 디지털회로에 비해 장점이 없다고 판단되어진다. 따라서, 본 논문에서는 반송파 복원을 행하지 않는 비동기 방식을 택하고, 역확산을 기저대역에서 Digital Matched Filter(DMF)로 행하는 방식을 채택한다.

수신부에서 비동기복조를 행하므로 반송파의 재생을 필요로 하지 않는다. 비동기로 위상복조를 행하기 위해서 RF Front-end 처리와 중간주파수대의 처리 후 이 중간 주파수대의 신호를 I-arm과 Q-arm으로 분기하여 이들 신호들을 중간주파수의 주파수를 갖는 국부발진기의 출력과 이를 90° 위상천이한 신호와 각각 곱한다. 이 신호들을 저역여파를 행한 다음 디지털 신호로 바꾸어 디지털 영역에서 신호를 복원한다. 그림 1(b)와 그림 2(b)는 각각 DS/DBPSK와 DS/DQPSK 방식에서의 DMF를 이용한 비동기 수신기의 구조를 나타낸다. 이 구조를 보면 디지털 변환하기전의 수신기 구조는 두가지 경우에 동일하다는 것을 알 수 있다. 따라서 두가지 방식은 기저대역에서의 DBPSK 및 DQPSK 복조부를 제외하고는 동일한 형태로 구현이 가능하다.

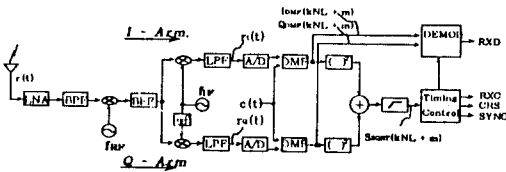


그림 3. 디지털 정합 필터를 이용한 비동기 DS/SS시스템의 수신기 구조

그림 3은 DMF를 이용한 비동기 DS/SS 수신기의 구조를 나타낸다. 그림 3에서 수신신호 $r(t)$ 는 아래 식과 같다.

$$r(t) = c(t)\cos(2\pi f_c t + \phi_m(t) + \theta_r) + n(t). \quad (2)$$

여기서 $c(t)$, f_c 및 $\phi_m(t)$ 는 송신부에서 정의한 것과 같고, θ_r 는 수신신호의 초기 위상성분을 나타내며, $n(t)$ 는 잡음신호성분을 나타낸다. 수식 전개 편의상 잡음성분을 제거하고, 수신과정을 살펴보기로 한다. 수신부의 두개의 국부발진기의 출력의 합이 $f_{RF} + f_{IF} = f_c$ 이므로, I-arm 과 Q-arm 의 정규화된 LPF 출력은 각각 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} r_I(t) &= c(t)\cos(\phi_m(t) + \phi_{off}(t) + \theta_o), \\ r_Q(t) &= c(t)\sin(\phi_m(t) + \phi_{off}(t) + \theta_o). \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 $\phi_{off}(t)$ 는 송신부와 수신부 국부발진기 사이의 시간적으로 변하는 위상편차 성분을 나타내고, θ_o 는 초기 위상성분의 차이를 나타낸다. 이 신호들을 A/D 변환기를 거쳐 디지털 신호로 바꾼다. 이렇게 디지털로 바뀐 신호들은 DMF를 거쳐 주어진 부호열과 상관값이 취해져 매 샘플 시간마다의 상관치가 얻어진다. 한 주기의 길이가 L 이고, 한 Chip 당 N 샘플씩 샘플링한다고 가정하면 k 번째 심볼에서 m 번째 샘플에 대한 I-arm 및 Q-arm의 DMF 출력은 각각 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} I_{CMF}(kNL + m) &= R_k(m)\cos(\Phi_m(kNL + m) + \phi_{off}(kNL + m)) \\ Q_{CMF}(kNL + m) &= R_k(m)\sin(\Phi_m(kNL + m) + \phi_{off}(kNL + m)) \\ R_k(km) &= \sum_{p=0}^{NL-1} c(kNL + p)c(kmL + p + m). \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 $R_k(m)$ 는 한 PN 주기에서 두 샘플사이의 차이가 m 인 경우의 자기상관값이고, $m = 0, 1, 2, \dots, NL-1$ 이다. 이렇게 상관값이 취해진 신호들은 분기하여 복조부와 Timing 복원부로 각각 입력된다. Timing 복원부로 입력되는 신호들은 위상성분을 제거하기 위해 제곱하여 두 신호를 더하게 되며 이렇게 더해진 신호는 상관값의 진폭을 나타내므로 이 신호를 이용하여 Timing 및 Clock을 복원할 수 있다. 이렇게 복원된 Timing 정보와 복조부에 입력된 I-arm 및 Q-arm의 DMF 출력을 이용하여 데이터를 복원할 수 있다.

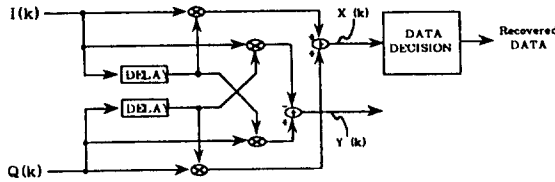
4. Timing 및 Clock 신호의 복원^[15,16]

송신부와 수신부의 발진기 사이에 정확도가 전송데이터 속도에 비해 현격하게 차이가 나지 않으면 Timing 신호의 복원은 가능하게 된다. Clock 신호의 복원을 위해 DMF 출력 신호에서 위상성분을 제거 했으므로, 상관값의 진폭을 이용해서 Clock 을 복원하며, 그 과정은 다음과 같다. 우선 PN 한 주기동안에 샘플된 상관값들을 비교하여 그 중에서 최대가 되는 상관값의 주기가 송신부에서 보내는 심볼의 주기와 같으므로 이 주기가 바로 복원하고자 하는 Clock 이 되며, 상관값의 최대치의 위치가 바로 복원하고자 하는 Timing 정보가 된다. 상관값이 최대가 되는 Timing에 I-arm 및 Q-arm의 DMF 출력을 이용하여 복조부에서 데이터를 복조한다. 그러나 실제 전송환경하에서는 잡음이나 간섭신호에 의해 신호의 세기 및 위상정보가 시간적으로 변하기 때문에 PN 한 주기동안의 최대치의 위치가 실제 위치와 다

른 경우가 종종 발생하므로 이를 보상하기 위해 Digital Phase Lock Loop(DPLL)의 Loop Bandwidth를 제한해 주어야 한다. 즉 Timing 의 초기 동기과정에는 Loop Bandwidth를 넓혀주고, 일단 동기가 확립되면 동기추적과정에서는 Loop Bandwidth를 줄여주어야 효과적인 Timing 및 Clock 신호의 복원이 가능하게 된다.

5. DBPSK 및 DQPSK 복조^[11, 15, 16]

I-arm과 Q-arm의 DMF 출력중에서 위에서 설명한 Timing 정보를 이용하여 매 심볼당 한 샘플씩을 취하여 복조를 하면 된다. 이러한 복조과정은 그림 4에 나타내었다.



(a)DBPSK 복조기

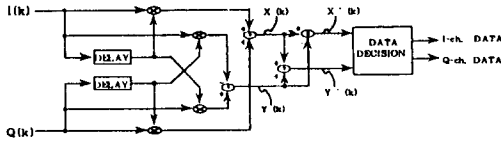


그림 4. (b)DQPSK 복조기

그림 4(a)는 DBPSK 복조부를 나타내고, 그림 4(b)는 DQPSK 복조부를 나타낸다. Timing 에 맞게 취해진 I-arm과 Q-arm의 DMF 출력을 각각 다음과 같다고 하자.

$$\begin{aligned} I(k) &= A(k)\cos(\theta_m(k)+\theta_{off}(k)+\theta_0), \\ Q(k) &= A(k)\sin(\theta_m(k)+\theta_{off}(k)+\theta_0). \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 A(k)는 k 번째 샘플의 진폭을 나타낸다. 이 두 신호로 부터 데이터를 복조하기 위해서는 위상 변조성분 $\theta_m(k)$ 을 추출해야 하나, 비동기 복조를 위해 차동변조를 행했으므로, 위상변조 성분의 차이를 구하면 복조가 된다. 즉, $\Delta\theta_m(k) = \theta_m(k) - \theta_m(k-1)$

1)를 구하면 된다. 이를 위해서 우선 다음과 같은 신호를 정의하자.

$$\begin{aligned} S_m(k) &= I(k)+jQ(k) \\ &= A(k)e^{j\theta(k)}. \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 A(k)는 진폭을 나타내고, $\theta(k)$ 는 위상성분을 나타내며 $\theta(k) = \theta_m(k) + \theta_{off}(k) + \theta_0$ 로 주어진다. 따라서 한 심볼당 위상성분의 변화량 $\Delta\theta_m(k)$ 를 구하기 위해서는 k번째 위상성분 $\theta(k)$ 에서 k-1 번째 위상성분 $\theta(k-1)$ 를 빼면 되고 이러한 과정은 다음 식으로 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} S_o(k) &= S_m(k)S_m(k)^* \\ &= (I(k)+jQ(k))(I(k-1)+jQ(k-1)) \\ &= A(k)A(k-1)e^{j(\theta(k)-\theta(k-1))} \\ &= A(k)A(k-1)e^{j(\theta_m(k)-\theta_m(k-1))} \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 * 는 복소수 Conjugate이다. 만약 신호의 진폭성분은 급격히 변하지 않는다고 가정하면, A(k)과 A(k-1)는 거의 같으므로 식 (7)은 정규화하여 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} S_o(k) &\cong e^{j\Delta\theta_m(k)} \\ &= \cos(\Delta\theta_m(k)) + j\sin(\Delta\theta_m(k)). \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 DBPSK 복조를 행하는 과정을 살펴보자. DBPSK에서는 위상의 변화가 0° 또는 180° 이므로, 송신부와 수신부의 기준 Clock의 상대적인 변화의 차이가 크지않다면 식(8)은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$S_o(k) \cong \cos(\Delta\theta_m(k)). \quad (9)$$

즉, DBPSK 복조는 식 (7)의 $(I(k)+jQ(k))(I(k-1)+jQ(k-1))$ 에서 실수 성분을 취하면 된다. 이러한 과정이 그림 4(a)에 나타나 있다. DQPSK 복조과정은 DBPSK 복조과정보다 복잡하지만 마찬가지로 구할 수 있다. DQPSK에서는 위상변화가 90° 단위이므로 식(7)의 실수부 뿐만 아니라 허수부도 이용해야 한다. 복조를 조금더 간단하게 하기 위해서 식(7)에서 위상을 45° 만큼 회전하여 전개하면 실수

부와 허수부의 부호만으로 복조가 가능해진다. 그림 4(b)에 이러한 과정이 나타나 있다.

6. Carrier Sensing 방법 및 기타 변수^[15, 16, 18, 19]

CSMA 또는 CSMA/CA Protocol을 제공하기 위해서는 전송신호의 유무를 판별할 수 있어야 하고 이를 위해서는 Carrier Sensing 기능이 제공되어야 한다. Carrier Sensing 은 아나로그적으로 IF 대에서도 가능하고, 기저대역에서도 가능하다. 즉, IF 대에서는 수신신호세기를 측정하여 Carrier 유무를 판별할 수 있고, 기저대역에서는 역확산과정 전 또는 역확산과정 이후에 실시할 수도 있다. 그러나, 역확산과정 이후에 Carrier 유무를 판별하는 것이 대역확산통신 방식의 내간섭특성을 이용할 수 있다는 점에서 유리하다고 할 수 있다. 이 경우에는 복원된 Clock신호의 안정도를 이용하거나, 역확산된 수신신호의 상관값이 일정 임계치 이상인가를 감별하여 Carrier 유무를 판별할 수 있다.

이상에서 언급한 것 이외에도 DS/SS 방식을 이용하여 실제 무선 LAN을 구현하기 위해서는 여러가지 변수를 정해야 한다. 예를들어 A/D 변환시 PN 부호한 Chip 당 몇번의 샘플링이 적당한가, 한 샘플당 몇 비트로 A/D 변환 할 것인가, 이러한 문제는 실제 하드웨어의 복잡도와 시스템 성능에 직접적으로 영향을 주기 때문에 잘 선정하지 않으면 안된다. 분석 및 시뮬레이션을 통해 적절한 값을 구해보면 한 Chip당 샘플링수는 2-4 정도, 한 샘플당 A/D 변환기의 비트수는 3-5 정도가 적정하다고 판단 된다.^[18, 19] 또한, 송수신기 사이의 기준 Clock의 오차를 얼마로 할 것인가는 Crystal의 가격과 비동기 복조 사이의 성능열화를 고려하여 선택하여야 되며, 송수신 Crystal의 오차가 +/- 10ppm 정도가 되어도 2GHz 대역에서 성능열화는 0.1dB이하가 된다. 이외에도 수신 신호의 크기를 일정하게 해주는 자동이득제어(AGC) 등의 기능을 구현하여야 보다 나은 성능이 얻어질 수 있다.

Ⅲ. 결 론

본 논문에서는 최근 주목받고 있는 DS/SS 통신방식을 이용한 무선 LAN 구현의 한 방법에 대해 논하

였다. 본 논문에서는 DS/SS 통신방식을 이용한 무선 LAN 전송부 구조, 디지털 정합 필터를 이용한 비동기 DS/SS 수신기 구조, Timing 및 Clock 복원 방법, DBPSK 및 DQPSK 변복조 방식, Carrier Sensing 및 기타 시스템 구현에 필요한 변수들에 대해 살펴 보았다. 또한 본 논문에서 살펴본 과정들은 실제 시뮬레이션 및 분석을 통해 그 성능을 평가한 것이다.

參 考 文 獻

- [1] V.Hayes, "Standarization Efforts for Wireless LANs," IEEE Networks, vol.5, no.6, pp.19-20, Nov. 1991.
- [2] P.Heywood, "Europe's Wireless LANs : Mixed Signals." Data Comm., Nov. 1992.
- [3] I. Brodsky, "Wireless Data Networks in the United States." Data Comm., Nov. 1990.
- [4] Wireless Access Method and Physical Layer Specifications, Standards Working Group IEEE, P802.11, Jan. 1992.
- [5] B.Tuch, "An Engineering History of WaveLAN," NCR Technical Report, 1991.
(Also Appeared in Spread Spectrum Commucations System Application Technique (in Japanese), Torikeps, 1992.)
- [6] "ALTAIR Wirelesss Ethernet Product Implements of WIN Technology," Radio-Telephone System Group, Motorola Inc., Jan. 1991.
- [7] S. Davinovich, "On the Radio, Computer Magazine, July 1990.
- [8] 박동수, "무선 LAN 개요," Telecommunications Review, vol.2, 1992, 12.
- [9] D.L. Schilling, "Spread Spectrum for PCN," Communications Magazine, pp. 30-32, Mar. 1991.

- [10] D.L. Schilling, R.L. Pickolts and L.B. Milstein, "Spread Spectrum goes Commercial," IEEE Spectrum, Aug. 1990.
- [11] Wireless Communications, Standard Telecom, Technical Manual, STel-TR-92171, Oct. 1992.
- [12] M.K. Simon, J.K. Omula, R.A. Scholtz and B.K. Levitt, Spread Spectrum Communications, vol.1.2.3., Computer Science Press, 1985.
- [13] FCC규격 PART 15, 무선 주파수 기기 ITC-FCC 005/89, July 1989.
- [14] 정우영, 김제우, 신동을 외, 무선 LAN 보고서, 삼성전자 전술통신연구그룹, 1993.
- [15] 박종현, 김제우 외, "무선 LAN용 Spread Spectrum MODEM개발," 삼성전자 기술보고서, 1993.
- [16] 박종현, 한경섭, 김제우, "Spread Spectrum 방식을 이용한 무선 LAN 전송부 구현," 삼성전자 정보통신논문지, 1994, 5.
- [17] H. Meyr and Ascheid, Synchronization in Digital Communications, vol.1, John Wiley and Sons, 1990.
- [18] 심복태, 이홍직, 박종현, 김제우, 김관옥, "무선 LAN 용 Spread Spectrum MODEM 구현," 1994, 2월 대한 전자공학회 제출.
- [19] J.W. Kim and S. E. Park, "Performance of Soft Decision DS/SS Communication Systems," KITE Journal, Nov. 1992.
- [20] M. S. Rodin, Digital Communication Systems Design, Prentice-Hall, 1988. ㉸

筆者紹介



朴鍾賢

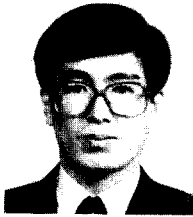
1965年 3月 10日生

1986年 2月 경북대학교 전자공학과 졸업

1988年 2月 경북대학교 전자공학과 석사

1988年 2月 ~ 1990年 7月 한국과학기술원(KAIST) 통신공학연구실 연구원
 1990年 7月 ~ 1991年 7月 한국과학기술원(KIST) 집적시스템 연구실 연구원
 1991年 7月 ~ 현재 삼성전자(주) 정보통신시스템 본부 선임 연구원

주관심 분야 : 디지털 이동통신, 대역확산 통신시스템, 디지털 신호처리, 디지털모뎀 설계



金 濟 佑

1959年 6月 3日生

1983年 2月 서울대학교 전자공학과 졸업

1985年 2月 한국과학 기술원 석사

1990年 2月 한국과학기술원 박사

1990年 3月 ~ 1993年 2月 삼성전자 전술통신 연구 그룹 선임 연구원

1993年 3月 ~ 수원대학교 정보통신 공학과 전임강사

1993年 3月 ~ 삼성전자 기술자문

주관심 분야 : 디지털 이동통신, 대역확산 통신시스템, Array Antenna신호처리, 디지털 모뎀 설계



申 東 律

1946年 2月 17日生

1975年 2月 한양대학교 졸업

1977年 4月 ~ 1984年 5月 대영전자(주)

1984年 6月 ~ 1994年 6月 삼성전자(주) 정보통신시스템 본부 수석 연구원

주관심 분야 : 이동통신시스템, 무선통신시스템, 전술이동 통신시스템