

論文99-36D-6-1

국내환경 LMDS 시스템의 구조와 기지국 출력 변화에 따른 링크버짓 분석

(A Study of LMDS System Structure and Link Budget Analysis against Output Power Variation of HUB Station In KOREA Environment)

廉智雲*, 崔光珠*, 吳成換*

(Jee-Woon Youm, Kwang-Joo Choi, and Sung-Hwan Oh)

요 약

본 논문에서는 초고속 정보통신망의 무선인프라(INFRA)로 주목 받고 있는 LMDS(Local Multipoint Distribution Service) 시스템을 국내환경에 적절한 망구조 및 서비스 구조로 설계하였을 때의 시스템구조와 국내 환경에 맞는 링크버짓을 분석하였으며, HUB에 실장되는 Power Amplifier의 LPA급 또는 HPA급의 선택에 따른 셀반경 변화 분석, 그리고 채널확장시의 시스템 설계구조와 특징을 분석하였다. 한편, 본 논문에서 분석을 위해 사용된 각종 파라메타들은 국내 정보통신부에서 고시한 허가주파수대역(상향:24.25GHz-24.75GHz, 하향:25.5GHz-27.5GHz)를 적용하였고, 변복조방식 및 채널코딩에 관한 규격은 DAVIC에서 권고한 규격을 적용하였으며, 기상관련 자료는 ITU-R에서 보고한 자료를 참조하였다. 본 논문은 향후 통신망사업자가 국내에 LMDS서비스를 위한 최적의 망설계시 참고자료로 활용될 수 있도록 하였다.

Abstract

This paper illustrates and analyzes system structure, link budget and cell coverage to accommodate Korea environment about LMDS systems that are expected to play an important role as the future wireless infrastructure of the information superhighway. In the mean time, many parameters used for the analysis apply to the allocated frequency bandwidth (Up-stream : 24.25-24.75GHz, Down-stream : 25.5-27.5GHz) of Ministry of Information and Communication. The modem and channel coding must be developed to accommodate specifications of DAVIC protocol. The materials about atmospheric phenomena refer to apply specifications of ITU-R. This paper will be need to design the network structure and system configuration of LMDS system.

I. 서 론

최근 무선통신시스템에 소요되는 정보통신기술은 전송속도의 초고속화, 변조방식의 고효율화, 전력효율의

고효율화 및 채널효율의 고도화로 진화되고 있다. LMDS시스템은 초고속정보통신망을 구축하기위한 무선 인프라(Infrastructure)로 기대되고 있는 무선 고정통신시스템이며, 멀티미디어를 수용할 수 있는 ATM 기반 구조로 설계되어 있기 때문에 차세대 초고속망인 ATM Network와도 유연성 있게 접속하여 사용할 수 있도록 설계된 ATM기반의 광대역 무선통신 시스템이다. 무선통신시스템을 사용하여 다양한 서비스를 하기 위해서는 먼저 기지국과 가입자단말기 사이에 원하

* 正會員, LG 情報通信 移動通信研究團

(LG Information & Communications, Ltd. Mobile Communications Research Lab.)

接受日字:1998年10月19日, 수정완료일:1999年5月20日

는 품질로 서비스가 가능하도록 품질보장을 위한 링크 버짓 설계가 선행되어야 한다. 본 논문에서는 제1장에서 LMDS시스템의 개요에 대하여 간략히 설명하고, 제2장에서 일반통신시스템에서의 링크버짓 분석방법에 대하여 설명하고, 제3장에서는 국내환경에서의 링크버짓을 분석하였다. 그리고 제4장에서는 시스템 설계구조에 따른 시스템 특징에 대하여 분석하였으며, 마지막 결론에서는 본문에서의 분석결과에 대하여 정리하였다.

II. 본론

1. LMDS 시스템의 개요

LMDS란 Local Multipoint Distribution Service의 약자로써, 멀티미디어 통신을 위한 망구조에서 기지국과 가입자간의 통신을 무선화하여 단방향 무선 CATV 서비스 및 양방향 무선 멀티미디어 서비스를 제공할 수 있는 ATM 기반의 멀티미디어용 고정통신 시스템이다. LMDS시스템을 이용한 용도로는 Wireless CATV서비스, Wireless Internet 서비스, 무선 가입자망(WLL:Wireless Local Loop) 서비스, Video On Demand서비스 및 영상회의 서비스 등 양방향 멀티미디어서비스를 제공할 수 있다.

LMDS시스템의 특징은 가입자까지의 망구축을 무선화함으로써 유선망으로 구축할 때 보다 설치비용이 저렴하고, 설치기간이 짧게 소요된다. 또한 TDMA/FDD방식 및 ATM방식을 도입하기 때문에 양방향 멀티미디어통신이 가능하고, 미래의 초고속정보통신망을 구축하기위한 무선망의 INFRA로써 도입이 기대되는 시스템이다^[1].

표 1. 각국의 LMDS 주파수 대역
Fig. 1. LMDS Frequency Allocation of Each Country.

	하 향	상 향	비 고
한국	25.5 ~ 27.5GHz	24.25 ~ 24.75GHz	26.7~27.5GHz CATV 방송용
미국	27.5 ~ 28.35GHz 30.0625 ~ 30.2375GHz		주파수 경매완료
캐나다	25.36 ~ 28.35GHz		주파수 배정완료 서비스 미 제공
영국	40.5 ~ 42.5GHz		
일본	23GHz대역		CATV 전송용
동남아	28GHz 대역		

각국의 LMDS 주파수대역은 표1과 같고 국내에서는 하향 25.5~27.5GHz, 상향 24.25~24.75GHz로 공고되어 있고 이중 26.7~27.5GHz대역은 디지털 CATV 방송용으로 할당되어 있다^[2,3].

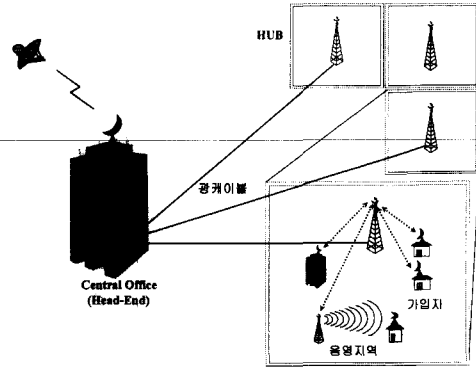


그림 1. LMDS 시스템 전체 구성도
Fig. 1. Total Configuration of LMDS System.

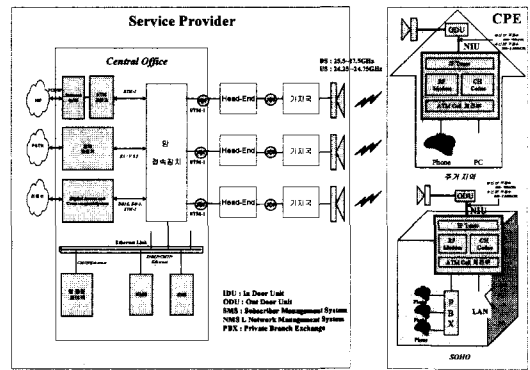


그림 2. LMDS 시스템 전체 블록도
Fig. 2. Total Block Diagram of LMDS System.

LMDS시스템의 전체 구성은 [그림1] 과 같다.

Central Office는 각 프로그램 공급업자(Program Provider)로부터 공급 받은 프로그램 및 서비스 내용을 Head-End로 분배하며 Head-End와 각 기지국에는 광선로 또는 M/W 전송로로 연결되어 있다. 망구성은 정방향 셀 형태로 구성되어 있으며 셀 내부에 음영지역이 있을 경우 별도의 증계장치를 두어 음영지역을 해소할 수 있다^[1, 4].

LMDS 시스템 전체 블록도는 [그림 2] 와 같이 Central Office, Head-End, 기지국(Hub Station) 장비 및 가입자 장치(CPE:Customer Premises Equipment)로 분류할 수 있다

Central Office장비는 ATM 교환기, 망 접속장치, Internet Gateway, 전화교환기, DACS(Digital Access Cross-connect System), 가입자 관리장치(SMS: Subscriber Management System), 망 관리장치(NMS : Network Management System) 등으로 구성된다. Head-End는 상/하향 Modem, Up/down Converter, 광변환 장치 등으로 구성되며 기지국 장비는 MWC (MicroWave Converter), 지향성 안테나, RF Combiner, RF Divider 등으로 구성되어 있다. 가입자장치(CPE)는 ODU(Out Door Unit)와 NIU(Network Interface Unit)로 구성되며, NIU는 제공 서비스에 따라 PSTN 인터페이스, LNA 인터페이스, PABX 인터페이스 카드로 구성된다^[4].

2. 일반 통신시스템에서의 링크버짓 분석

1) 수신신호의 전력계산^[5, 6, 7]

일반적으로 [그림 3] 과 같이 전방향으로 방사하는 출력, 송신이득인 송신신호를 거리 d만큼 떨어진 곳에서 수신기로 수신할 경우 수신전력은 식1과 같다.

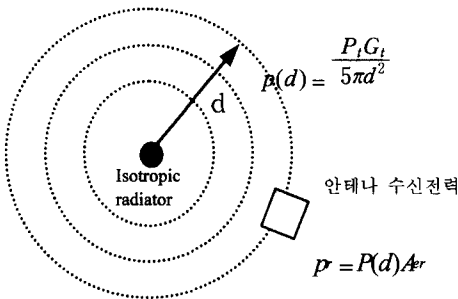


그림 3. 거리에 따른 수신전력 표현
Fig. 3. Received Power Display by Distance.

$$P_r = p(d)A_{er} = \frac{P_t G_t A_{er}}{4\pi d^2} = \text{EIRP} \frac{A_{er}}{4\pi d^2}$$

(대기잡음손실은 무시한 경우) (1)

P_t 는 송신전력, G_t 는 송신이득, EIRP (Effective Isotropic Radiated Power)는 유효방사전력으로 P_t 와 G_t 의 곱으로 나타내고, A_{er} 은 수신안테나 유효면적(effective area)이다. 안테나 이득(G)과 안테나 유효면적(A_e)의 관계는 식 2와 같이 표현된다^[5].

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \text{ (for } A_e \gg \lambda^2 \text{)} \quad (2)$$

식 2에서 등방성 안테나의 유효면적(A_e)을 구할 수 있다.

$$A_e = \frac{\lambda^2 G}{4\pi} \quad (3)$$

식 3과 식1을 이용하면 식4를 얻을 수 있다.

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \text{ (for } A_e \gg \lambda^2 \text{)} \quad (4)$$

식 4에서 $(4\pi d/\lambda)^2$ 항을 자유공간손실 혹은 경로손실이라 말하고 L_s 라 표현한다.

2) 열잡음 전력계산

열잡음은 모든 도체에 있는 전자의 열운동에 의해 발생한다. 이는 안테나와 수신단의 급전손실 또는 수신 첫단에서 발생한다. 잡음전력밀도는 1THz (10^{12} Hz)까지는 일정한 값을 가지고 백색잡음(White Noise)이라 불린다. 일반적인 통신에서 수신부의 열잡음은 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 형태로 모델링되며 잡음발생기에서 증폭기의 초단까지 발생하는 최대열잡음전력 N은 식5와 같다.

$$N = \kappa T W \text{ watts} \quad (5)$$

여기서

$$\begin{aligned} \kappa : \text{볼츠만상수} &= 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K} \\ &\text{or W/K-Hz} \\ &= -228.6 \text{ dBW/K-Hz} \end{aligned}$$

T : noise temperature, [Kelvin]

W : bandwidth, [Hertz]

그러므로 증폭기 입력단에서의 최대 잡음전력스펙트럼밀도(1-Hz 대역폭의 잡음전력)는 식6과 같다.

$$N_0 = \frac{N}{W} = \kappa T \text{ watts/Hz} \quad (6)$$

또한 시스템 유효(실효) 잡음온도(T)는 안테나로 입력되는 잡음과 급전선로를 포함한 수신기에서 발생하는 열잡음의 함수이다.

$$T = T_A + (10^{LF} - 1) \times T_0 \text{ K} \quad (7)$$

여기서 T_A 는 안테나온도(K)이고, T_0 는 대기온도(K), LF는 급전선로상의 손실(L_{dB})과 수신기 잡음지수(F_{dB})의 합이다.

3) 링크버짓 해석

일반적으로 신호의 성능을 평가할때 가장 관심있는 항목은 신호대 잡음비(SNR)이다. 이는 기본 시스템은 잡음이 있고 일정 에러확률을 가질때 신호를 검출하는 능력에 집중되어 설계되기 때문이다. 여기서 요구되는 신호는 변조된 반송파 파형이므로 확인할 SNR으로 평균 반송파 전력대 잡음비(C/N) 혹은 (P_r/N) 이다. 이는 식4를 잡음전력(N)으로 나누어서 식 8과 같이 주어진다.

$$\frac{P_r}{N} = \frac{EIRP G_r / T}{L_s} \quad (8)$$

식 8은 아날로그 수신기를 기준으로 하였고 이때 등가 잡음대역은 신호대역보다 크다. 디지털 수신기는 상관기(Correlator)나 정합필터(Matched filter)를 사용하여 구현하기 때문에 신호대역은 잡음대역과 동일하다. 즉, 입력 잡음전력을 고려하는 것 보다는 잡음전력스펙트럼밀도(noise power spectral density : N_0)로 바꾸는 것이 일반적이다^[8].

식 8을 식 9로 바꿀 수 있다.

$$\frac{P_r}{N_0} = \frac{EIRP G_r / T}{\kappa L_s L_0} \quad (9)$$

여기서 L_s 는 자유공간상의 손실이고 L_0 는 L_s 를 제외한 나머지 손실을 말한다. 만약 모든 수신전력이 변조신호에 있다면 식 9는 다음과 나타낼 수 있다.

$$\frac{P_r}{N_0} = \frac{S}{N_0} = \frac{E_b}{N_0} R \quad (10)$$

S 는 변조신호의 평균전력, (E_b/N_0) 는 잡음전력의 스펙트럼밀도당 비트 에너지, R 은 비트율을 나타낸다. 식 10을 링크마진 M 을 이용하여 나타내면 식 11과 같다.

링크마진은 실질적으로 수신된 E_b/N_0 인 $(E_b/N_0)_r$ 와 요구되는 E_b/N_0 인 $(E_b/N_0)_{reqd}$ 의 차다.

$$\frac{P_r}{N_0} = \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_r R = M \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{reqd} R \quad (11)$$

식 9와 식 11을 이용하면 링크마진 M 은 다음과 같다.

$$M = \frac{EIRP G_r / T}{(E_b / N_0)_{reqd} R \kappa L_s L_0} \quad (12)$$

M 값을 dB로 나타내면 다음과 같이 나타낸다.

$$M[dB] = EIRP[dBW] + G_r[dB] - \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{reqd} [dB] - R[dB \text{ bit/s}] - \kappa T^0 [dBW/Hz] - L_s[dB] - L_0[dB] \quad (13)$$

4) 자유공간 감쇄(L_s)

LMDS는 전파특성상 가입자와 기지국사이 LOS(Line of Sight)를 이루어야 한다. 따라서 경로손실을 구할때도 Point-to-point link에 바탕을 이루어야 한다. 등방성(等方性) 안테나를 이용한 자유공간상 기본 전송손실(L_s)은 다음과 같다.^[9]

$$L_s = 92.45 + 20 \log f + 20 \log d \quad [dB] \quad (14)$$

여기서 L_s : 자유공간상 전송손실(dB)

d : 거리

λ : 파장 (c/f)

식 14의 λ 를 주파수(f)로 바꾸면 다음과 같다.

$$L_s = 92.45 + 20 \log f + 20 \log d \quad [dB] \quad (15)$$

여기서 d : 거리(km)

f : 주파수(GHz)

5) 강우, 대기입자 등을 고려한 감쇄(L_0)^[10, 11]

일반적으로 10GHz 이상의 대기를 통한 전파전달에서는 자유공간상의 손실(L_s)뿐만 아니라 다음과 같은 몇가지 요소를 더 고려해야 한다.

- (1) 공진(resonant), 반공진(nonresonant) 편파 메커니즘의 가스 성분에 의한 손실
- (2) 대기의 비균질적인 분포에 의한 손실
- (3) 비, 안개, 이슬비, 아지랑이(공기 중 먼지, 스모그, 염분입자 등을 포함)에 의한 손실

(1)의 경우 전파전달에서 수분(H_2O)이나 산소(O_2)의 분자공진 영향을 고려해야 한다. 물론 대기중에는 다른 가스 성분들이 많이 있으나 대기중의 차지하는 밀도가 희박하기 때문에 감쇄인자로는 무시할 수 있다.

(2)(3)의 경우를 고려해 가장 중요한 감쇄인자로 작용하는 것은 강우감쇄이다. 이는 18GHz 이상의 경우를 고려하면 (1)의 감쇄인자들을 모두 합한 것보다 크다. 강우를 포함한 대기중의 감쇄작용을 이해하려면

흡수와 산란 현상을 이해하면 된다. 어떤 물질에 투사 되는 전자기파는 서로 주위의 매개체와 다른 유전성질을 가지게 되면 흡수되고 산란된다. 앞의 식15에서 주어진 자유공간 손실을 포함한 링크의 전체손실은

$$\text{Attenuation}_{\text{dB}} = 92.45 + 20 \log f_{\text{GHz}} + 20 \log d_{\text{km}} + a + b + c + d + e \quad (16)$$

여기서 f_{GHz} : 동작 주파수(GHz)

d_{km} : 링크 길이(km)

- a : 수증기(H₂O)에 의한 초과감쇄(dB)
- b : 안개, 이슬비(mist)에 의한 초과감쇄(dB)
- c : 산소(O₂)에 의한 감쇄(dB)
- d : 기타 다른 가스성분에 의한 흡수감쇄(dB)
- e : 강우에 의한 초과감쇄(dB)

a는 습도, 온도, 대기압, 고도에 따라 다르다. 수증기는 이런 파라메타들에 대해 보통 선형적이라 가정하고 대기도 균질하다고 가정한다.(실제적으로 대기는 수평적으로는 균질(homogenous) 하지만 수직적으로는 그렇지 않다.) c와 d는 대기밀도에 따라 선형적으로 변화한다고 가정한다. 즉, 대기압과 고도의 함수가 된다(이 경우 대기는 균질하다고 가정한다). b와 e는 강우범위와 구름의 밀도, 빗방울과 수분입자(안개, 이슬비)의 크기나 모양에 따라 다양하다. 이 경우는 대기는 분명 균일하지가 않다.(직경이 0.01cm보다 작은 물방울은 안개나 이슬비로 간주되고, 0.01cm보다 크면 비가 된다.) 일반적으로 안개는 35GHz에서 초과감쇄가 0.1dB/km이고, 75GHz에서는 0.6dB/km이다.

식 16에서 b와 d항목은 무시할 수 있다. a와 c항은 함께 묶어 “대기가스에 의한 초과감쇄(excess attenuation due to atmospheric gases)”, 간단히 “대기 감쇄(atmospheric attenuation)”라 하고 “초과(excess)”라는 뜻은 자유공간상의 손실보다 초과하는 경로손실을 뜻한다.

강우감쇄는 강우량의 함수로 나타낸다. 강우량은 수분입자의 용량과 떨어지는 속도에 달려있다. 속도는 물방울의 크기에 의존한다. 결국 관심은 물방울의 크기와 강우지역의 물방울의 분포로 좁혀진다. 강우량을 고려한 강우감쇄의 경우 계산은 시간당 강우량(mm/hr)에 의해 계산된다. 종종 이런 측정은 강우계측기를 이용하여 하루 혹은 며칠동안의 측정치를 평균하여 낸다. 그러나 10GHz 이상의 대역에서 이런 통

계치로 경로 손실을 계산하는 것은 정확하지 않다.

몇 주 동안 계속적으로 내리는 이슬비보다는 짧은 시간동안 순간적으로 내리는 집중호우가 경로손실을 계산하는데 더 중요하다. 일반적으로 LMDS 시스템에서는 강우에 의한 감쇄를 생각할 때 지속적으로 내리는 강우량보다는 순간적으로 짧은 시간에 내리는 강우량에 영향을 받는다. 즉, 감쇄는 시간당 강수량으로(mm/hr)계산하여 나타낸다.

우리나라의 강우 모델은 ITU-R Rec. PN.837-1에 의하면 K-강우대역에 속한다. 제안된 시스템에서 링크 비가용도를 0.01%라 가정하면(비가용 시간이 약 52.6분/년) 이때 링크 가용도 99.99%를 보장하기 위한 평균강우강도는 42mm/hr 이다.^[10]

국내의 경우 지역에 따른 강우모델에 차이가 많아 정확한 모델링을 하기 위해서는 그 지역에 맞는 강우대역과 비가용도를 설정해야 한다.)

강우에 의한 초과감쇄량을 A(dB/km)라 하고 시간당 평균강우강도를R(mm/hr)이라하면 A와 R 사이는 다음과 같은 관계식이 성립한다.

$$A = kR^\alpha \quad (17)$$

여기서 k와 α 는 주파수와 온도의 함수이다. 실온(20℃)에서 각 주파수에 대한 수직편파와 수평편파에 대한 k와 α 는 값은 ITU-R Rec.838에 권고되어 있고 표 2와 같다.

표 2. 주파수 대역에 따른 수직/수평편파의 감쇄계수

Table. 2. Horizontal / Vertical Polarization Attenuation Coefficient according to Frequency Band.

대역	k_H	k_V	α_H	α_V
20GHz	0.0751	0.0691	1.099	1.065
25GHz	0.124	0.113	1.061	1.030
30GHz	0.187	0.167	1.021	1.000
35GHz	0.263	0.233	0.979	0.963

효과적인 경로를 계산하기 위한 거리계수 r은 다음과 같이 주어진다.

$$r = \frac{1}{1 + d/d_0} \quad (18)$$

$R_{0.01} \leq 100 \text{mm/h}$ 인 경우 d_0 는 다음과 같다.

$$d_0 = 35e^{-0.015R_{0.01}} \quad (19)$$

만약 $R_{0,0} > 100\text{mm/h}$ 인 경우는 $R_{0,0}$ 의 값으로 100mm/h 를 사용한다. $R_{0,01} = 42\text{mm/h}$ 일 때, $d_0 = 18.64$ 이고 경로길이(d) 1km, 2km, 3km에 대한 거리계수(r)의 값은 각각 0.95, 0.90, 0.86 결국 시간의 0.01%를 초과하는 전체 경로감쇄($A_{0,01}$)는 식20과 같다.

$$A_{0,01} = A \times d \times r \quad (20)$$

d는 경로길이(km)이고 r은 식18로 계산되는 거리계수이다. 만약 다른 시간율에 대한 계산을 원하면 식21을 사용하면 된다.

$$A_p/A_{0,01} = 0.12p^{-(0.546+0.043\log_{10}p)} \quad (21)$$

ITU-R PN.530-7에는 다른 시간율에 대한 계수를 나타내었다. 1%, 0.1%, 0.01%, 0.001%의 시간율에 대한 계수는 각각 0.12, 0.39, 1, 2.14이다.

대기감쇄를 고려할 경우 보통 수증기와 산소분자에 의한 감쇄가 주를 이룬다. , ITU-R Rec. P.676-3에는 상온(20°C)에서 주파수에 따른 감쇄량을 나타내었다. 30GHz를 중심으로 대기감쇄는 수증기에 의한 감쇄 0.08dB/km와 산소에 의한 감쇄 0.02dB/km를 합한 0.1dB/km가 된다^[10, 11, 12].

3. 국내환경에 따른 링크버짓 분석^[7]

1) LMDS 시스템 파라메타

기지국의 송신 안테나 이득은 빔 폭이 줄어들수록 커진다. 일반적으로 방위각, 방향, 양각으로 인해 빔 폭이 반으로 줄어들면 송신이득은 2배가 된다. 제안된 LMDS 시스템에서는 90° 섹터 안테나를 기본으로 하였고 이득은 15dBi이다. 4개의 섹터안테나를 사용하여 360°를 커버할 수 있다. 송신출력은 한 채널(40MHz)을 기준으로 1W(0dBW)이다. 만약 2개, 3채널을 하나의 송신LPA(Linear Power Amplifier)를 사용한다면 채널 당 송신출력은 1/2, 1/3이하로 감소한다.

가입자의 송신안테나는 빔 폭이 3~5°로 매우 좁고 이득은 35dBi이다. 출력은 한 채널(5MHz)을 기준으로 0.1W(-10dBW)이다.

변조방식은 DAVIC 권고에 따라 하향채널의 경우 QPSK이고 상향채널의 경우 DQPSK로 하였다. DAVIC에서는 하향채널의 경우QPSK나 16QAM 두 가지를 권고하나 최종 송신단에서의 출력, 회로의 복잡성, 고가의 HUB 비용 등을 고려하여 QPSK로 정

하였다.

채널대역폭은 비대칭(asymmetric) 통신을 고려하여 상향/하향을 40MHz/10MHz로 하고, 각각의 경우 roll-off factor는 하향 0.2/상향 0.3을 가정하였다. 하향채널에서의 FEC(Forward Error Correction)는 연집(burst)에러 정정에 유리한 (204,188), t=8의 Reed-Solomon Coding과 랜덤에러 정정에 유리한 K=7,(171,133) 효율 7/8의 Convolutional Coding을 사용한다. R-S Coding의 경우 8바이트의 에러정정 효과가 있다. 상향채널의 경우는 FEC로 (204,188), t=5의 R-S Coding을 사용하고 Convolutional Coding은 사용하지 않는다. LMDS 시스템의 FEC를 위한 최소요구 BER=으로 정하였다^[13]. 표3은 제안된LMDS 시스템의 상향과 하향채널 파라메타이다.

표 3. 상향/하향채널의 시스템 파라메타

Fig. 3. System Parameter of Up/Down Stream Channel.

항 목	하향채널	상향채널
송신출력 [dBW]	0(1W)	-10(0.1W)
송신안테나 이득 [dBi]	15	35
수신안테나 이득 [dBi]	35	15
변조방식	QPSK	DQPSK
채널 대역폭 [MHz]	40	10
Roll-off factor	0.2	0.3
Reed-Solomon Coding	(204,188) t=8	(63,53) t=5
Convolutional Coding	(171,133) K=7	없음
최소요구 BER	10^{-6}	10^{-6}

2) 하향/상향채널의 링크버짓 계산

표3에 나타난 시스템 파라메타를 기준으로 하향과 상향채널에 대한 링크버짓을 계산하였다. 송신 EIRP는 송신출력(P_t)과 송신안테나 이득(G_t)의 곱으로 나타낼 수 있다. 하향채널의 경우 심볼전송율은 33.33Mbaud(40/1.2)가 되고 QPSK변조를 사용하므로 비트율은 66.66Mbps가 된다. 이때 유효 비트율은 53.75Mbps($66.66 \times 188/204 \times 7/8$)이 된다. 마찬가지로 상향채널을 계산하면 12.94Mbps이다. FEC를 위한 최소요구 BER = 10^{-6} 이므로 하향채널의 QPSK 변조방식일 경우 (E_b/N_0)=10.5 dB가 되고 수신기의 구현손실을 5dB라 가정하면 (E_b/N_0)_{reqd}=15.5dB가

된다. 상향채널은 DQPSK변조방식이므로 $(E_b/N_0) = 12.9\text{dB}$ 가 되고 마찬가지로 수신기의 구현손실을 5dB라 하면 $(E_b/N_0)_{reqd} = 17.9\text{dB}$ 가 된다.

잡음지수(Noise Figure)는 주파수가 증가함에 따라 증가하고 본 논문에서는 27GHz대역에서 수신기의 잡음지수를 6dB로 가정하였다. 이에 따른 유효잡음온도(T)는 식 7에 따라 급전선로상의 손실을 무시하면 30.66dBK로 계산된다.

표 4. 시스템 파라메타에 따른 링크버짓 계산

Table 4. Link Budget Calculation according to System Parameter.

시스템 파라메타	하향채널	상향채널
EIRP [dBW]	15	25
Gr(수신안테나 이득) [dBi]	35	15
R(유효비트전송률) [dB]	$10\log(53.75) = 77.3$	$10\log(12.94) = 71.12$
$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)$ (BER= 10^{-6}) [dB]	10.5	12.9
수신기 구현손실 [dB]	5	5
$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{reqd}$ (BER= 10^{-6}) [dB]	15.5	17.9
잡음지수 [dB]	6	
볼츠만 상수 k [dB/K-Hz]	$1.38 \times 10^{-12} \text{ mW/K/Hz} = -168.6\text{dBW/K-MHz} = -228.6\text{dBW/K-Hz}$	
T_A [K]	300K	
T [dBK]	1164.5K = 30.66dBK	
M_i [dB]	155.14	148.92

M_i 를 다음과 같이 정의하면

$$M_i = EIRP[dBW] + G_r[dBi] - \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{reqd} [dB] - R[dB \text{ bit/s}] - \kappa T[dBW/Hz]$$

링크마진은 식 13에 따라 다음과 같이 계산된다.

$$M = M_i - L_s - L_o \tag{22}$$

링크마진(M)을 구하기 위해서는 강우감쇄(L_s)와 대기감쇄(L_o)를 먼저 계산하여야 한다.

식 7에 의해 강우의 초과감쇄(A)를 구하기 전에 국

내주파수 대역에 맞는 감쇄계수 k 와 α 를 구한다. 보간법(interpolation)을 사용한 수직/수평편파의 감쇄계수는 표 5와 같다.(상향채널에서는 25GHz 감쇄계수를 그대로 사용하고 하향채널에서는 25, 30GHz를 기준으로 28GHz 값을 계산하였다.)

표 5. 국내 LMDS 주파수 수직/수평편파 감쇄계수

Table 5. Horizontal / Vertical Polarization Attenuation Coefficient of Korea LMDS Frequency Band.

대역	k_H	k_V	α_H	α_V
25GHz (상향채널)	0.124	1.061	0.113	1.030
28GHz (하향채널)	0.1618	1.037	0.1454	1.012
30GHz	0.187	1.021	0.167	1.000

식 7에 의해 0.01%의 링크 비가용도를 갖는 국내 LMDS의 강우에 의한 상향/하향채널의 수직/수평편파 초과감쇄(A)는 다음과 같다.

하향 $A = 0.1618 \times 42^{1.037} = 7.80$: 수평편파

$A = 0.1454 \times 42^{1.012} = 6.39$: 수직편파

상향 $A = 0.124 \times 42^{1.061} = 6.54$: 수평편파

$A = 0.113 \times 42^{1.03} = 5.31$: 수직편파

식 18에서 거리계수 $r=1/(1+d/18.64)$ 이므로 전체 경로감쇄($A_{0.01}$)는 식 20에 따라 표 6과 같다.

표 6. 국내 LMDS 주파수의 경로감쇄(0.01% 비가용율)

Table 6. Pass Loss of Korea LMDS Frequency Band(0.001% non-availability rate).

항 목		$A_{0.01}$ 경로감쇄(dB/km)
하향채널	수직편파	$\frac{119.11d}{18.64+d}$
	수평편파	$\frac{145.34d}{18.64+d}$
상향채널	수직편파	$\frac{98.98d}{18.64+d}$
	수평편파	$\frac{121.91d}{18.64+d}$

결국 식 22로 LMDS 시스템 파라메타로 구한 M_i 값에 L_s 와 L_o 를 대입하면 하향채널 수직편파에 대한 시스템 링크마진(M)을 구할 수 있다.

$$M = 155.14 - 92.45 - 20\log(28_{GHz}) - 20\log(d_{km}) - \frac{119.11d_{km}}{18.64 + d_{km}} - 0.1d_{km}$$

여기서 $L_s = 92.45 + 20\log f_{GHz} + 20\log d_{km}$

$$L_o = \frac{119.11d_{km}}{18.64 + d_{km}} + 0.1d_{km} \quad (28GHz \text{ 기준})$$

위의 경우 d=3.44km일때 링크마진이 0에 가깝다. 즉, 강우감쇄를 고려한 셀반경은 3.44km이다. 강우시와 비강우시를 고려하면 링크마진은 약 22.64dB이다. 마찬가지로 상/하향채널의 편파를 고려한 셀반경/링크마진을 계산하면 표7과 같다.

표 7. 국내 LMDS 주파수의 경로감쇄 분석 (0.01% 비가용율)

Fig. 7. Analysis of Pass Loss of Korea LMDS Frequency Band (0.001% non-availability rate)

항 목		셀반경(km)	링크마진(dB)
하향채널 (28GHz)	수직편파	4.03	21.17
	수평편파	3.44	22.64
상향채널 (25GHz)	수직편파	3.76	16.61
	수평편파	3.22	17.54

표 7에서 나타난 것과 같이 수평편파를 이용할 때 상향/하향채널 모두 셀반경이 작게 나타났다

그러므로 셀반경을 설정할 경우는 셀반경이 작게 나타나는 수평편파를 기준으로 해야 한다.

셀 설계시 상향/하향채널을 편파를 이용하여 분리할 때 표 7을 참고로 할 수 있다. 제안된 LMDS 시스템에서 99.99%의 링크가용도를 가질려면 셀반경이 3.2 ~ 3.4km 정도일 경우 최적의 서비스 영역이 됨을 보였다. 여러 감쇄인자를 고려할 때 하향 링크마진은 약 21 ~ 22dB, 상향 링크마진은 16 ~ 17dB 정도로 나타났다.

3) 기지국의 출력변화에 따른 링크마진과 셀반경의 변화 분석

표 8은 기지국의 출력 변화에 따른 하향채널의 EIRP와 그때의 셀반경과 링크마진을 나타내었다.

기지국 출력이 0dBW에서 5dBW로 떨어짐에 따라 송신 EIRP는 15dBW에서 10dBW로 떨어지고 셀반경은 3.44km에서 2.85km로, 링크마진은 22.99dB에서 19.27 [dB] 로(수평편파 기준) 감소한다.

표 8. 기지국의 출력이 감소할 경우 링크버짓(0.01% 비가용율)

Fig. 8. Link Budget Calculation due to Reducing the Power of HUB Station. (0.001% non-availability rate)

항목	기지국 출력[dBW]	EIRP [dBW]	편파	셀반경 [km]	링크마진 [dB]
하향 채널	0	15	수직	4.04	21.62
			수평	3.44	22.99
	-1	14	수직	3.88	20.52
			수평	3.32	21.97
	-2	13	수직	3.74	19.9
			수평	3.2	21.3
	-3	12	수직	3.59	19.23
			수평	3.08	20.61
	-4	11	수직	3.45	18.6
			수평	2.97	20.0
	-5	10	수직	3.31	17.96
			수평	2.85	19.27
상향 채널	-10	25	수직	3.76	16.61
			수평	3.22	17.54

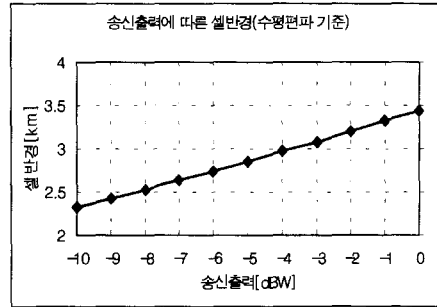


그림 4. 송신출력에 따른 셀반경(수평편파 기준)

Fig. 4. Cell Radius according to Output Power(the Basis of Horizontal Polarization).

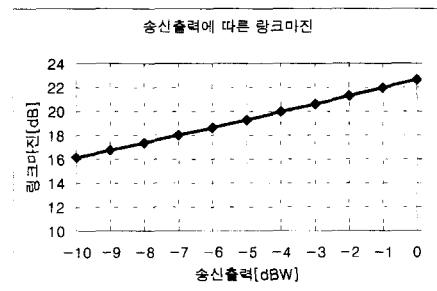


그림 5. 송신출력에 따른 링크마진(수평편파기준)

Fig. 5. Link Margin according to Output Power(the Basis of Horizontal Polarization).

그림 4와 5는 송신출력에 따른 셀반경과 링크마진 (수평 편파 기준)을 나타낸 그래프이다. 시스템의 셀 반경을 3km이라 설정하였다면 송신출력이 4dBW (약 300mW) 이하이면 설정된 반경 내에서 서비스를 받지 못하는 지역이 나타날 수 있다.

4) 변조방식에 따른 링크마진과 셀반경의 변화 분석

표 9. 16QAM 전송일 경우 상향/하향채널의 시스템 파라메타

Table 9. System Parameter of Up/Down Stream Channel in the case of 16QAM Transmission.

항 목	하향채널	상향채널
송신출력 [dBW]	0(1W)	-10(0.1W)
송신안테나 이득 [dBi]	15	35
수신안테나 이득 [dBi]	35	15
변조방식	16QAM	DQPSK
채널 대역폭 [MHz]	40	10
Roll-off factor	0.35	0.3
Reed-Solomon Coding	(204,188) t=8	(63,53) t=5
Convolutional Coding	(171,133) K=7	없음
최소요구 BER	10^{-6}	10^{-6}

시스템의 전송속도를 높일 필요가 있는 경우 변조 방식을 QPSK에서 16QAM방식으로 바꿀 수 있다. 이 경우는 표 9에서 나타난 시스템 파라메타는 표 10과 같이 변경해야 한다.

하향채널의 경우 심볼전송율은 약 29.63Mbaud (40/1.35)가 되고 16QAM변조를 사용하므로 비트율은 118.52Mbps가 된다. 이때 유효 비트율은 95.57Mbps ($118.52 \times 188 / 204 \times 7/8$)이 된다.

마찬가지로 상향채널을 계산하면 6.47Mbps가 된다. FEC를 위한 최소요구 BER = 10^{-6} 이므로 하향채널의 16QAM 변조방식일 경우 $(E_b/N_0)=17.0\text{dB}$ 가 되고 수신기의 구현손실을 5dB라 가정하면 $(E_b/N_0)_{\text{reqd}} = 22.0\text{dB}$ 가 된다. 상향채널과 나머지 파라메타는 QPSK의 경우와 동일하다. 표10은 시스템 파라메타에 의한 링크버짓 계산을 정리하였다.

표 10의 파라메타를 기준으로 QPSK와 동일한 방식으로 계산하면 16QAM에 대한 셀반경과 링크마진

을 표 11과 같이 나타낼 수 있다.

표 10. 16QAM 전송 시 시스템 파라메타에 따른 링크버짓 계산

Table 10. Link Budget Calculation according to System Parameter of Up/Down Stream Channel in the case of 16QAM Transmission.

시스템 파라메타	하향채널	상향채널
EIRP [dBW]	15	25
Gr(수신안테나 이득) [dBi]	35	15
R(유효비트전송률) [dB]	$10\log(95.57)$ = 79.8	$10\log(12.94)$ = 71.12
$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)$ (BER= 10^{-6}) [dB]	17.0	12.9
수신기 구현손실 [dB]	5	5
$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{\text{reqd}}$ (BER= 10^{-6}) [dB]	22.0	17.9
잡음지수 [dB]	6	
볼츠만 상수 κ [dB/K-Hz]	$1.38 \times 10^{-12} \text{ mW/K/Hz}$ = -168.6dBW/K-MHz = -228.6dBW/K-Hz	
T_A [K]	300K	
T [dBK]	1164.5K = 30.66dBK	
M_i [dB]	146.14	148.92

표 11. 국내 LMDS 주파수의 경로감쇄 분석 결과 (0.01% 비가용율, 16QAM변조)

Table 11. Analysis of Pass Loss of Korea LMDS Frequency.

항 목	셀반경(km)	링크마진(dB)
하향채널 (28GHz)	수직편파	2.79
	수평편파	2.43
상향채널 (25GHz)	수직편파	3.76
	수평편파	3.22

표 11에서 하향과 상향의 셀반경은 각각 2.43km와 3.22km이다. 만약 하향 변조방식을 16QAM으로 할 경우 QPSK 변조방식 전송시 보다 셀반경이 급격히 저하되고 링크마진도 16.8dB로 저하됨을 알 수 있다. 그리고 기지국의 변조방식에 따른 셀반경 및 링크마진의 변화에 대하여 표12에 나타내었다.

표 12. 기지국 변조방식에 따른 셀반경, 링크마진 변화분석

Table 12. Analysis of Cell Radius and Link Margin according to Modulation Method of HUB Station.

항 목		QPSK	16QAM	비 고
수 직 편 파	셀반경 (km)	4.03	2.79	16QAM 적용시 QPSK 적용시 보다 셀반경 및 링크마진이 감소 됨.
	링크마진 (dB)	21.17	15.5	
수 평 편 파	셀반경 (km)	3.44	2.43	
	링크마진 (dB)	22.64	16.8	

표12에 나타난 바와 같이 주어진 지역에 전송속도를 증가할 목적으로 16QAM 변조방식을 채택할 경우 QPSK 방식과 동일한 에너지 효율을 유지하기 위해서는 5.84dB의 Loss를 보상하기 위한 송신출력 증가가 선행되어야 한다.

5) 채널증가에 따른 링크마진과 셀반경의 변화 분석

LPA를 사용한 HUB 구조에서 채널을 증가시킬 경우 채널수와 그에 따른 EIRP의 관계식은 다음과 같다.

$$EIRP = (10 \log \frac{1}{\text{증가된채널수}}) [dB] + \text{최초송신출력} [dBW] + \text{송신안테나이득} [dB]$$

표 13. 채널당 출력이 감소할 경우 링크버짓 (0.01% 비가용율)

Table 13. Link Budget Analysis according to Power Decrease per Channel.

항 목	채널수 /LPA	EIRP [dBW]	편파	셀반경 [km]	링크마진 [dB]
하 향	1	15	수직	4.04	21.62
			수평	3.44	22.99
	2	12	수직	3.59	19.24
			수평	3.08	20.61
	3	10.23	수직	3.34	18.1
			수평	2.88	19.45
	4	8.98	수직	3.17	17.31
			수평	2.74	18.63
	5	8.01	수직	3.05	16.74
			수평	2.64	18.03
상 향	1	25	수직	3.76	16.61
			수평	3.22	17.54

표 13은 채널이 증가할 때의 EIRP와 그때의 셀반경과 링크마진을 나타내었다.

하나의 LPA당 채널수가 증가함에 따라 셀반경(수평편파 기준)이 3.44km → 3.08km → 2.88km → 2.74km → 2.64km로 감소함을 보이고 있다. 표13의 결과에 의하면 하나의 LPA에 여러 채널을 확장하면 서로 HPA와 동일한 셀반경을 얻기 위해서는 LPA의 출력이 커져야 됨을 알 수 있다.

[그림 6]은 셀반경을 변화시킬때 LPA당 수용 가능한 채널수를 그래프로 나타내었는데, 셀반경을 축소시켜 망을 설계할 경우 LPA당 수용채널 수가 증가함을 알 수 있다.

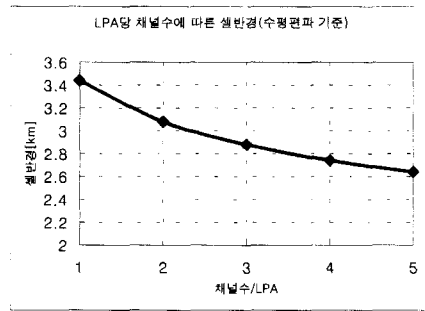
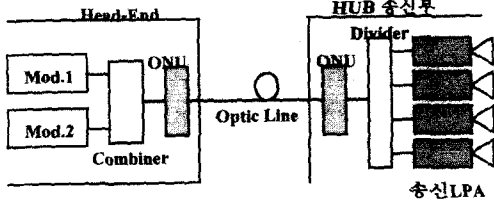


그림 6. LPA당 채널수에 따른 셀반경(수평편파)
Fig. 6. Cell Radius according to Channel Number per Linear power Amplifier(the Basis of Horizontal Polarization).

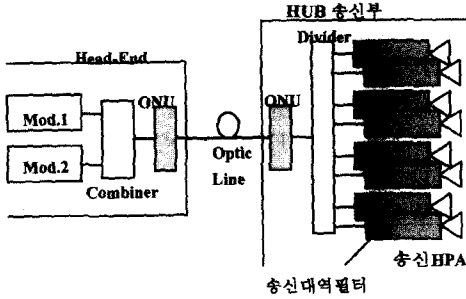
4. 시스템 설계구조에 따른 특징분석

LMDS 기지국(Hub Station)의 구조는 LPA또는 HPA를 설치하는 두 경우를 구분하여 생각할 수 있다. 각각의 경우 기지국 송신부의 구성도는 [그림 7]과 같다.

두 경우 HUB에 채널을 증설하고자 할 때 LPA를 사용한 HUB 구조의 경우 채널증가에 따라 Head-End에 Modulator만 설치하면 되지만 LPA가 수용하는 채널 대역폭이 커져서 채널당 송신 출력이 줄어들어 통화반경 축소가 예상되고, HPA 송신기를 채택한 구조의 경우는 Head-End에 Modulator를 설치하고 HUB에 각각의 섹터에 하나씩의 HPA를 증설해야 한다. 이 경우는 기존의 통화반경이 변화하지 않는다. 두 경우 모두 설치하는 환경에 따른 장단점을 갖고 있으며 표14에 HPA와 LPA 채택시의 장단점을 비교하였다.



(a) LPA 설치 시 채널증가(2채널)에 따른 시스템 구성도



(b) HPA 설치 시 채널증가(2채널)에 따른 시스템 구성도

- ONU: Optical Network Unit,
- LPA : Linear Power Amplifier
- HPA : High Power Amplifier

그림 7. 채널증가 시(2채널) 시스템 구성도
Fig. 7. System Configuration according to Channel Increase(2 Channel).

표 14. HPA와 LPA 채택 시 장단점
Table 14. Merits and Demerits according to Selection of High Power Amplifier and Linear Power Amplifier.

	HPA	LPA
장점	- 채널이 증설되어도 통화환경에는 영향을 미치지 않는다	- 채널증설 시 Head-End의 채널카드만 확장시키면 됨. - 채널증설시 소요경비가 HPA사용시보다 적다. - 채널증설 작업이 용이하다.
단점	- 채널확장 시 Head-End에는 채널카드를, HUB에는 HPA를 증설해야 한다. - LPA 사용시보다 채널증설 시 투자비가 LPA보다 높다. - 채널증설 작업이 LPA구조보다 복잡하다. - 기지국에 90 쉐터 안테나 사용구조에서 채널증설시 채널당 4개씩 증가된다.	- 채널확장 시 통화환경 축소를 보상하기 위한 출력 보상이 필요하다. - LPA의 선형성이 열화될 경우 시스템 성능이 저하된다.

위 표 14에서 알 수 있듯이 사업자는 운용목적에 따라 적절한 시스템을 선택해야 한다.

III. 결론

본 논문에서는 제안된 국내 LMDS시스템의 하향채널과 상향채널의 경로손실 및 링크마진을 경우감쇄, 대기감쇄 등의 기후환경을 고려하여 계산하였다. 무선통신시스템에서 양방향 멀티미디어 통신을 위해서는 하향채널 및 상향채널에 관한 링크버짓 분석이 병행되어야 한다. 본 고에 제안된 시스템에서 수평편파를 기준으로 한 상태에서 99.99%의 링크가용도를 유지하기 위해서는 셀반경이 3.2~3.4Km 정도일 경우 최적의 서비스 영역이 됨을 보였다.

또한, 몇 가지 감쇄인자를 고려할 때 하향 링크마진은 약 21~22 dB, 상향 링크마진은 18~19 dB정도가 되는 것을 알 수 있었다. 그리고 향후 LMDS 셀 설계시 근거자료로 활용될 수 있도록 상향/하향 채널의 수평/수직편파에 따른 셀반경 및 링크마진 등을 계산하여 표로 나타내었으며, 변조방식에 따른 링크마진과 셀반경의 변화관계를 나타내었다. 그리고 하나의 LPA증폭기를 사용하여 인가채널을 증가시킬 때의 채널당 출력변화를 그래프로 나타내 보았다. 분석결과 채널이 증가할 때마다 셀반경이 줄어들음을 보이며, LPA당 최대 5채널을 인가시킬 경우 2.64km까지 통화반경이 줄어드는 것을 알 수 있었다. 표에서 알 수 있듯이 LPA급 환경에서 채널을 증가시키면서 셀반경을 HPA급 사용시와 동등하게 하기 위해서는 LPA의 중단 출력이 증가 되어 함을 알 수 있으며 최대 5채널을 확장시킬 경우에는 약 7dB의 출력전력(Output Power)이 보상되어야 함을 보이고 있다. 마지막으로 LMDS시스템의 HUB구조는 RF Power Amplifier를 어떤 급으로 사용하는가에 따라 시스템 구조가 달라지게 되는데 그 구조에 따른 특징을 나타내었다. 사업자가 시스템을 설계하고자 할 때에는 먼저 HUB구조에 따른 장단점을 충분히 검토한 후, 자신에 맞는 시스템구조를 설계하여야 할 것이다. 본 논문은 LMDS시스템으로 서비스 하고자 하는 사업자가 시스템 설계 시 활용 될 수 있도록 하였다.

참 고 문 헌

[1] 최광주, 염지운, 이준서, 박옥문, 오성환, "LMDS 시스템기술 및 동향", JCCI'98, 멀티미디어III(시스템), p.309-p.314, 1998년 4월

[2] 정보통신부 공고 제1997-49호, "가입자회선(WLL)용 주파수 분배", 1997.4.9

[3] 정보통신부 공고 제1997-50호, "무선 CATV 전송용 주파수 분배", 1997.4.9

[4] 최광주, 오인열, 이준서, 염지운, 오성환, "디지털 무선 CATV SYSTEM 개발구조에 관한 연구", '97정보통신의 날 기념 학술발표회 논문집, 전파방송기술분야, p.188-p.197, 1997년 4월

[5] Benard Sklar, Digital communications fundamentals and applications, Prentice-Hall International Inc., 1988.

[6] Doug Gray, "Broadband Wireless Access System at 28GHz", HP Technical Paper FM96-1.1, 1996.2.28.

[7] 염지운, 박옥문, 최광주, 오성환, "LMDS 시스템의 국내적용을 위한 전파모델링 및 링크버짓 분석에 관한 연구", 한국통신학회 '98하계종합 학술발표대회 논문집, 1998.7

[8] "Calculation of Free-space Attenuation", ITU-R Recommendations PN.525-2.

[9] "Specific Attenuation Model for Rain for Use in Prediction Methods", ITU-R Recommendations P.838.

[10] "Attenuation by Hydrometeors, in Particular Precipitation, and other Atmospheric Particles", CCITT Report 721-3.

[11] ROGER L. FREEMAN, Radio System Design for Telecommunications, John Wiley & Sons Inc., 1997.

[12] "Attenuation by Atmospheric gases", ITU-R Recommendations P.676-3.

[13] 박지훈, 홍대형, 김협중, "무선 ATM에 적합한 전송 방식 성능 분석", 한국통신학회 '97 하계 종합 학술발표대회 논문집, 1997.7

저 자 소 개



廉智雲(正會員)

1992년 2월 성균관대학교 전자공학과 졸업(학사). 1994년 2월 성균관대학교 전자공학과 졸업(석사). 1994년 3월 ~ 현재 LG 정보통신(주) 중앙연구소 주임연구원. 주관심 분야는 이동통신 시스템 기술, 디지털 방송 기술, 디지털 변복조 기술



吳成煥(正會員)

1979년 2월 한양대학교 전자통신공학과 졸업(학사). 1995년 2월 한양대학교 산업대학원 전자통신공학과 졸업(석사). 1981년 8월 ~ 1987년 7월 금성전기(주) 선임연구원. 1987년 7월 ~ 현재 LG 정보통신(주) 중앙연구소 책임연구원. 주관심분야는 이동통신 시스템 기술, 디지털 방송기술, 무선멀티미디어 통신 기술



崔光珠(正會員)

1981년 8월 한양대학교 전자통신공학과 졸업(학사). 1990년 8월 한양대학교 산업대학원 전자통신공학과 졸업(석사). 1990. 11월 ~ 현재 LG 정보통신(주) 중앙연구소 책임연구원. 주관심분야는 이동통신 시스템

기술, 무선 멀티미디어 통신기술, Wireless ATM 기술, 디지털 방송 기술