

디지털 MMDS 방식의 국내환경에서 기지국 송신출력에 따른 링크버짓 및 셀 간섭 분석

조 병 록†

요 약

본 논문은 무선인터넷서비스의 기반기술인 무선CATV 시스템 방식중에 디지털 MMDS(Multipoint Multichannel Distribution System)의 시스템 파라미터에 따른 링크버짓 분석과 송신 출력과 변조방식에 따른 셀반경을 제시한다. 또한, 본 논문에서는 셀 분할에 따른 C/I와 가입자수를 제시한다. 본 논문에서, 디지털 MMDS의 시스템 파라미터에 따른 링크버짓 분석한 결과를 토대로 0dBW에서 -9dBW까지 송신출력과 QPSK, 16QAM, 그리고 64QAM 변조방식에 따라 구한 결과의 셀 반경은 최대 134km에서 최소 4.3km까지 가능했다. 또한, 본 논문에서, 4섹터, 6섹터 그리고 8섹터 셀에서, 편파, 주파수 대역, 주파수 재사용 빈도, C/I에 따라 구한 결과의 가입자수는 최대 5,200DSI(Digital Subscriber Interface)에서 최소 1,300DSI까지 가능했다.

Cell Interference Analysis and Link Budget for Output Power of Base Station in KOREA Environment of Digital MMDS

Byung-Lok Cho†

ABSTRACT

In this paper, we present both the link budget analysis according to system parameters and the cell coverage according to transmitter power and modulation scheme of digital MMDS among the wireless CATV system methods which is based on the wireless internet service. Also, in this paper, we present C/I and number of subscriber according to splitting cell. In this paper, the cell coverage of which obtain the results according to both transmitter power from 0dBW to -9dBW and modulation scheme of QPSK, 16QAM and 64QAM based on link budget was analysis for system parameter of digital MMDS was able to provide from maximum 134km to minimum 4.3km. Also, in this paper, the number of subscriber of which obtain the results according to polarization wave, frequency of frequency reuse and C/I in 4, 6 and 8 sectors was able to provide from maximum 5,200DSI to minimum 1,300DSI

키워드 : 무선인터넷(wireless internet), 디지털 MMDS(digital MMDS), 링크버짓(link budget), 셀간섭(cell interference)

1. 서 론

최근에 멀티미디어 매체를 사용한 인터넷 망에서 초고속 양방향 멀티미디어 통신의 요구가 증가하고 있다. 이러한 요구를 해결할 수 있는 방법은 고속 광 네트워크와 고속 무선 네트워크가 있다. 고속 광 네트워크를 이용한 FTTH(Fiber-To-The-Home)은 네트워크 구축 비용과 구축 소요 시간이 많이 필요하다. 그러나 고속 무선 네트워크를 이용한 무선 CATV는 적은 비용으로 빨리 네트워크를 구성할 수 있다. 이런 무선 네트워크를 이용한 서비스인 무선 CATV는 현재 MMDS, LMDS(Local Multipoint Distribution System) 그리고 MVDS(Multipoint Video Distribution System)

시스템이 있다. 이 중 국내에서 가장 활발하게 연구 및 개발되고 있는 방식은 MMDS와 LMDS가 있고, MVDS방식은 현재 영국을 중심으로 유럽에서 추진하고 있는 방식이다[1].

MMDS 방식의 경우 현재 국외적으로 70개국에서 이미 상용화가 이루어진 상태이며 국내에서도 현재 이 방식을 이용한 서비스 제공을 위한 준비가 완료된 상태이다. 기존의 MMDS는 단방향의 무선서비스가 이루어졌으나 전송장비의 개발과 압축기술의 개발로 현재 양방향 MMDS 방식이 도입되고 있다.

MMDS의 장점은 사용주파수가 2.5~2.6GHz로 LMDS보다 낮기 때문에 적은 송신전력으로 넓은 범위의 영역을 커버할 수 있으며 대기에 의한 감쇄가 적다. MMDS의 단점은 채널대역폭이 좁기 때문에 심볼전송율이 떨어지고, LOS

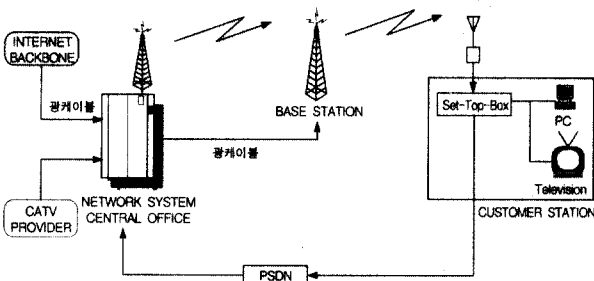
† 정 회 원 : 순천대학교 전자공학과 교수
논문접수 : 2001년 12월 11일, 심사완료 : 2002년 5월 9일

환경을 기본 조건으로 하므로 넓은 셀반경에 따른 많은 운영지역이 발생하므로 반사기나 중계기를 따로 설치해야 한다. LMDS 방식은 심볼전송율이 높고 사용 주파수 대역이 미개발 대역이라는 장점을 가지고 있다. LMDS 방식은 국내에서 B-WLL(Broadband Wireless Local Loop)라 부르고, 고속 무선 인터넷 서비스 등에 활용되고 있다. 현재 국내 채널 환경은 영토의 70%가량이 산악인 관계로 26GHz 대역을 사용하는 LMDS보다 MMDS가 보다 망구성이 용이하다고 볼 수 있다. 특히, 디지털 MMDS 방식은 외국의 경우에 상용화가 되어있고 이에 대한 장비 및 기술개발도 많이 이루어진 상태이기 때문에 국내 환경에 더욱 빨리 적용할 수 있다[2]. 따라서 국내 환경에 맞는 디지털 MMDS의 시스템 파라미터에 따른 링크버짓 분석, 송신 출력과 변조 방식에 따른 셀반경, 셀 분할에 따른 C/I와 가입자수에 대한 연구가 필요하다.

서론에 이어 2장에서는 디지털 MMDS 방식의 구조와 국내 주파수 할당 현황에 대해 살펴보고, 3장에서는 MMDS 대역 링크 마진을 분석한다. 4장에서는 디지털 MMDS 방식의 파라미터에 따른 링크 버짓을 분석하고, 5장에서는 셀 설계방식에 따른 셀간의 간섭에 대해 분석한다. 마지막으로 6장에서는 결론을 맺는다.

2. 디지털 MMDS 방식의 구조

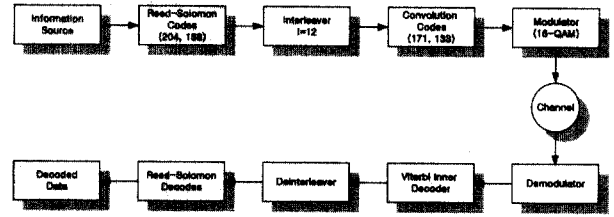
MMDS 방식의 네트워크 구조는 일반적으로 기지국에서 단말기까지의 하향채널의 경우에는 무선 네트워크를 이용하고 상향의 경우에는 PSDN(Public Switched Digital Network)을 이용하는 구조이다. 상향의 경우에 PSDN을 이용하므로 전송에서 지연이 많이 발생할 수 있다. 이 문제를 해결하기 위해 현재 양방향 디지털 MMDS가 개발되어 있다. (그림 1)은 단방향 MMDS의 기본적인 네트워크 구조를 나타낸 것이다[1].



(그림 1) MMDS 시스템의 네트워크 구조도

이 시스템의 구조는 DAVIC에서 제시한 시스템 파라미터를 이용하여 구성하였다. 여기서 사용된 리드 솔로몬코딩(204, 188)은 버스트에러에 강하고 인터리버가 중간에 사용되었다. 길쌈부호(Convolution Coding)의 경우에는 랜덤에

리에 강한 K=7, (171,133)을 사용하였다. 이를 바탕으로 간단한 송수신 블록 도를 (그림 2)에 나타냈다[3].

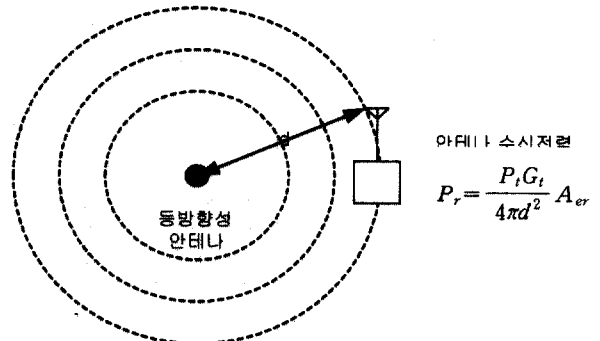


(그림 2) 송수신 블록 다이어그램

현재 우리나라 MMDS 시스템의 주파수 할당은 이미 이루어진 상태이다. 주파수 범위는 2.535~2.655GHz이고 채널 간격은 6MHz로써 총 채널수는 20개이다.

3. MMDS 대역의 링크 마진 분석

일반적으로 (그림 3)과 같이 전방향으로 방사하는 송신신호의 수신전력은 식 (1)과 같다.



(그림 3) 거리에 따른 수신전력

$$P_r = \frac{P_t G_t A_e}{4\pi d^2} = EIRP \frac{A_e}{4\pi d^2} \tag{1}$$

여기서 EIRP(Effective Isotropic Radiated Power)는 유효 방사전력으로 P_t 와 G_t 의 곱으로 표현되며 안테나 이득(G)와 안테나 유효영역 (A_e)과의 관계는 식 (2)로 표현된다 [4, 5].

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \tag{2}$$

식 (1)과 식 (2)를 이용하여 수신전력을 정리하면 식 (3)으로 정리된다.

$$P_r = \frac{EIRP \cdot G_r}{(4\pi d/\lambda)} = \frac{EIRP \cdot G_r}{L_s} \tag{3}$$

여기서, L_s 는 자유공간손실이다.

링크마진 값은 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$M = \frac{EIRP \cdot G_r / T^0}{(E_b / N_0)_{req} R k L_s L_0} \quad (4)$$

식 (4)에서 L_0 는 자유공간 손실을 뺀 나머지 손실을 의미하며 일반적으로 추가손실이라 한다. 일반적으로 10GHz이상의 대기를 통한 전파전달에서는 자유공간의 손실뿐만 아니라 다음과 같은 몇 가지 추가 요소를 더 고려해야 한다.

- (a). 대기가스 성분에 의한 손실
 - (b). 대기의 비균질적인 분포에 의한 손실
 - (c). 비, 안개, 이슬비, 먼지 등에 의한 손실
- 그러나, 2.6GHz를 사용하는 MMDS의 경우에는 이러한 손실에 큰 영향을 받지 않는다[6].

식 (4)을 정리하여 다시 쓰면 식 (5)과 같다[3].

$$\begin{aligned}
 M(dB) &= EIRP(dBW) + G_r(dB) - R(dB) \\
 &\quad - \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{req} - kT^0(dBW/Hz) \\
 &\quad - L_s(dB) - L_0(dB) \\
 &= M_i - L_s - L_0 \quad (5)
 \end{aligned}$$

여기서, M_i 는 마진(M)에서 자유공간손실 (L_s)와 초과손실 (L_0)을 뺀 마진값이다.

식 (5)에서 자유공간손실 (L_s)와 초과손실 (L_0)은 각각 거리와 대기에 따라 변화하는 값이다.

$$\begin{aligned}
 L_s[dB] &= 20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \\
 &= 92.45 + 20 \log f_{GHz} + 20 \log d_{km} \quad (6)
 \end{aligned}$$

d : 송수신기 사이의 거리 [km], f : 사용주파수 [GHz]

자유공간손실 (L_s)은 송수신기 사이의 거리와 전파신호의 주파수에 비례하여 커진다. 그리고 초과손실값 (L_0)은 대기 감쇠에 의한 손실값이다. 대기감쇠 중에 가장 큰 영향을 미치는 강우감쇠(rainfall attenuation)를 구하기 위해서는 먼저 강우감쇠계수가 필요하다. 강우감쇠 계수값은 ITU-R 권고안(838)에 제시되어있고 2.6GHz에 대한 강우감쇠계수는 보 간법을 이용하여 <표 1>과 같이 구할 수 있다[7].

<표 1> 2.6GHz에서 강우감쇠계수

주파수(GHz)	k_H	k_V	α_H	α_V
2	0.000154	0.000138	0.963	0.923
2.6	0.000303	0.000274	1.0104	0.9686
4	0.000650	0.000591	1.121	1.075

결국 강우감쇠값(A)은 <표 1>의 계수값을 이용하여 식 (7)에 대입하여 구할 수 있다[8].

$$A = kR^a \quad (7)$$

이때 시간당 평균강우량(R)[mm/h]을 결정해야 하는데 우리나라의 경우에는 K-강우대역에 속하므로 제한된 시스템에서 링크 비가용도를 0.01%라 하면 비가용시간이 약 52.6분/년이고, 이때 링크 비가용도 99.99%를 보장하기 위한 평균 강우량이 42[mm/h]가 된다. 여기서 구한 링크버짓의 경우 평균강우량을 42[mm/h]라고 가정하고 강우감쇠값을 구하였다[4]. 그리고 효과적인 경로를 계산하기 위한 거리계수(r)은 식 (8)과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
 r &= \frac{1}{1 + (d/d_0)} \\
 d_0 &= 35e^{-0.015R_{0.01}} \quad (8)
 \end{aligned}$$

식 (8)에서 d 는 실제 경로거리(km)이고 d_0 는 강우량이 $R_{0.01} \leq 100$ [mm/h]인 경우에서 계산식이다. 최종적으로 거리 감소계수를 고려한 유효강우감쇠는 식 (9)과 같다.

$$A_{0.01} = A \times d \times r \quad (9)$$

식 (9)를 이용한 초과감쇠값 (L_0)는 식 (10)과 같고 이때 더해지는 ($0.1 \times d_{km}$)는 강우감쇠를 제외한 대기감쇠이다.

$$L_0 = A_{0.01} + 0.1 \times d_{km} \quad (10)$$

<표 2>은 유효강우감쇠이며 그 값은 일반적으로 강우량과 거리에 비례하여 증가하는 것을 알 수 있다.

<표 2> 강우량 및 거리에 따른 유효강우감쇠[dB]

강우량 [mm/h]	송수신기사이의 거리[km]					
	수평	수직	수평	수직	수평	수직
42	0.17	0.13	0.17	0.13	0.18	0.14
70	0.21	0.16	0.21	0.16	0.22	0.17
100	0.21	0.15	0.21	0.16	0.21	0.16

4. 국내환경에서 디지털 MMDS 링크 버짓 분석

3장에서 분석한 MMDS 대역의 링크 마진을 이용하여 4장에서는 국내 환경에 적합한 디지털 MMDS 링크 버짓을 분석하고자 한다. 참고문헌 [9]은 LMDS 방식의 링크 버짓을 계산하였다. 본 논문에서는 국내 환경에 적합한 MMDS 링크 버짓을 구하기 위해 시스템 파라미터의 값을 계산하는데 있다. 또한, 본 논문에서는 계산한 시스템 파라미터를 이용하여 송신출력과 변조방식에 따라 셀반경을 계산하는데 있다.

<표 3>같이 시스템 파라미터는 주파수, 송신출력, 송/수신안테나 이득, EIRP, 채널 코딩, 채널 대역폭, 변조방식, 그리고 BER을 고려하였다. 선택한 시스템 파라미터 값에 따라 링크버짓의 결과는 많이 달라진다. 이에 대한 시스템

파라미터값은 <표 3>과 같다.

<표 3> QPSK방식일 경우에 시스템 파라미터

시스템 파라미터	상향 채널	하향 채널
사용 주파수[GHz]	2.6	2.5
송신전력[dBW]	0	-10
송신안테나 이득 (G _t)[dB]	14	24
EIRP[dBW]	14	14
수신안테나 이득 (G _r)[dB]	24	14
변조방식	QPSK	QPSK
채널대역폭[MHz]	6	6
심볼당비트수[bit]	2	2
Roll-off-factor	0.25	0.13
리드 솔로몬 코딩	(204, 188)	(63, 53)
길쌈부호	(171, 133)	없음
최소요구BER	10 ⁻⁶	10 ⁻⁶

<표 4>는 선택한 시스템 파라미터 값에 따른 링크 버짓을 계산한 값이다. <표 4>에서 수신기 유효비트 전송율(R)은 하향 채널의 경우에 roll-off-factor가 0.25이므로 심볼 비트율은 9.6Mbps(= 6/1.25 × 2)이고, 이것을 dB로 환산하면 68.89dB가 된다. 이때 유효비트 전송율은 7.741Mbps(=9.6 × 188 / 204 × 7/8)가 된다.

잡음지수는 일반적으로 주파수에 비례한다. 2GHz대역에서 잡음지수는 0.6[dB]정도의 값을 가진다. 식 (11)은 시스템 유효온도를 구하는 식이다.

$$T^0 = T_A^0 + (10^{L/F/10} - 1) \times T_0 \quad K \quad (11)$$

여기서 T_A⁰는 안테나 온도(K)이고, L은 선로상의 손실 [dB], F는 잡음지수[dB], T₀는 대기온도[K]를 의미한다.

<표 4> 시스템 파라미터에 따른 링크 버짓

시스템 파라미터	상향 채널	하향 채널
사용주파수[GHz]	2.6	2.5
유효비트전송율(R)[dB]	68.89	69.51
수신기 구현손실[dB]	5	5
(E _b /N ₀) _{reqd} [dB]	15.5	15.5
잡음지수[dB]	0.6	0.6
시스템 유효온도(T ⁰)[dB]	25.35	25.35
볼츠만상수(k) [dBW/K-Hz]	-228.6	-228.6
링크마진[dB]	156.9	146.2
셀반경[km]	134	77
자유공간 손실(L ₀)[dB]	143.3	138.1
초과손실(L ₀)[dB]	13.5	7.9
시스템 링크마진	0.1	0.2

시스템 파라미터중에 변조방식을 다르게 한 경우에 요구되는 (E_b/N₀)값이 변화하게 되는데 요구되는 최소 비트에러율

(10⁻⁶)을 얻기 위한 (E_b/N₀)_{reqd}는 QPSK의 경우에는 15.5 [dB], 16QAM의 경우에 17[dB]이고, 64QAM은 44.5[dB]가 각각 필요하다.

식 (1)과 <표 4>을 이용하여 송신출력과 변조방식에 따른 셀 반경을 계산한 결과는 <표 5>와 같다. <표 5>는 동일한 송신출력에 따른 변조방식별 가능한 셀반경이다. <표 5>는 식 (2), 식 (3)과 <표 3>,<표 4>을 이용하여 구할 수 있다. 예를 들어, <표 5>에서 송신출력 0dBW인 경우 QPSK변조방식에 대하여 구하면 다음과 같다. 송신출력 0dBW인 경우 <표 4>값을 식 (2)에 대입한 후 식 (3)을 이용하여 셀 반경을 구하면 134km가 나온다.

<표 5> 송신출력과 변조방식에 따른 셀반경[km]

송신출력 [dBW]	셀반경[km]		
	QPSK	16QAM	64QAM
0	134	82	11.4
-1	128	77.3	10.2
-2	122	72.7	9.2
-3	116.5	68.2	8.3
-4	111	64	7.5
-5	105.5	59.7	6.7
-6	100	55.7	6
-7	94.8	52	5.4
-8	89.6	48	4.8
-9	84.6	44.6	4.3

5. 디지털 MMDS 방식에서 셀간의 간섭

무선CATV의 경우 셀 단위의 무선서비스를 제공하는데 셀 설계에서 가장 큰 문제가 되는 것 중에 하나가 셀간의 간섭이다. 본 논문에서는 4장에서 계산한 디지털 MMDS 링크 버짓 값을 이용하여 셀간의 간섭을 계산하고자 한다. 참고문헌[7]에서는 LMDS 방식에서 셀간의 간섭을 구하였다. 참고문헌[7]에서 구한 방법은 한 섹터 안에서 주파수 재사용 빈도, 편파, 그리고 C/I를 고려하지 않았다.

5.1 셀 내부 간섭

셀 내부간섭은 다시 동일편파 인접채널 간섭과 송수신 채널간의 간섭 및 교차편파간섭으로 나누어진다. 동일편파 인접채널간섭은 동일한 편파상에서 인접 채널간의 간섭이며 인접채널간 주파수 간격에 따라 크기가 달라진다. 채널 필터의 roll-off-factor가 0.3인 경우 신호대 잡음비를 40dB 이상이라고 하면 채널사이의 간격은 심벌주파수의 1.2정도로 결정된다. 따라서 MMDS의 경우 약 6kHz이상의 보호대역을 두어야 한다. 둘째로 송수신채널간의 간섭은 양방향으로 정보를 송수신하는 경우에 송신출력신호가 수신기에 입력되어 간섭을 일으키는 경우를 말한다. 이를 막기 위해서 송수신간 주파수 채널간격을 두어야 한다. 셋째로 교차편

파 간섭은 주파수 자원의 한계를 극복하기 위해 주파수를 재사용할 때 편파를 이용하는 경우에 발생하는 간섭이다.

5.2 셀 간의 간섭

무선CATV의 경우 넓은 지역을 셀 단위로 나누어 서비스를 제공하는데 이때 동일한 주파수대역을 사용하는 인접한 셀의 기지국 송신출력이 가입자의 안테나에 수신됨으로써 간섭이 발생하게 된다. 기지국 송신출력이 모든 셀에서 같다고 가정하면 원하는 신호와 간섭신호의 비(C/I)는 식 (9)와 같다.

$$\frac{C}{I} = 10 \log \frac{P_D}{P_I} = 10 \log \frac{\frac{1}{r_1^2}}{\frac{1}{r_2^2} + \frac{1}{r_3^2} + \frac{1}{r_4^2} + \dots}$$

r_1 : 원하는 신호, r_n : n번째 간섭신호 ($n > 1$) (9)

(그림 6)과 (그림 7)은 6섹터 셀 설계시 편파를 이용하지 않는 경우와 이용한 경우에 C/I의 차이를 나타내는 그림이다. 가입자 II의 경우에는 간섭셀의 최단거리가 같지만 가입자 I은 약 두배 정도 멀어짐을 알 수 있다. 일반적으로 편파를 사용하는 경우가 하지 않는 경우에 비해 C/I 성능면에서 약 5dB에서 10dB까지 차이가 발생하게 된다.

(그림 6) 주파수 재사용 경우의 6섹터 셀

(그림 4) 수직, 수평편파를 이용한 4섹터 셀

(그림 4)은 셀을 네 개의 섹터로 나누고 수직수평편파를 사용할 경우에 가입자 I, II에 수신되는 최단거리 인접기지국과의 거리를 나타낸 그림이다.

(그림 5)는 주파수를 재 사용하면서 수직, 수평편파를 이용한 경우의 셀 간섭을 나타낸 그림인데, 이때 가입자 I의 경우 편파를 이용하지 않은 경우에 비해 C/I가 약 5dB정도 증가한다.

(그림 7) 주파수 재사용 및 편파를 이용한 6섹터셀

(그림 8)은 8섹터 셀 설계시 편파를 이용하는 경우에 C/I의 차이를 나타내는 그림이다. 8섹터 셀의 경우는 셀구성을 편리하게 하기 위해 셀이 원이라고 가정하였다. 그래서 셀 사이에 빈 공간이 발생하지만 이부분은 안테나에서 나오는 신호의 패턴이 긴 타원형이기 때문에 충분히 신호가 도달할 수 있으므로 무시하였다.

(그림 4) 주파수 재사용 및 편파를 이용한 4섹터 셀

(그림 8) 주파수 재사용 및 편파를 이용한 8섹터 셀

<표 6>에서 주는 사용 주파수 대역 수를 나타내고 주재는 주파수 재사용 횟수를 의미한다. 또한, <표 6>에서 C/I는 식 (9)을 이용하여 구한다. 편파만을 이용한 셀 계획의 경우 수용 가능한 가입자 수는 증가하지만 C/I는 상대적으로 낮아지기 때문에 두 사이에 적절한 선택이 필요하다. <표 6>는 식 (9)와 식 (10)을 이용하여 구할 수 있다. 예를 들어, <표 6>에서 송신출력 4섹터 셀인 경우 편파만 사용한 경우에 대하여 구하면 다음과 같다. 총 가입자수는 $13(1 \text{ 채널}) * 4(\text{섹터 수}) * 50 \text{ 채널} / (1 \text{ 셀당 할당 주파수 대역수}) = 2,600$ 이 나온다.

$$\text{총가입자수} = \{ \text{채널}(13\text{DSI}) * \text{섹터 수} * \text{총 채널 수}(50\text{채널}) \} / \text{셀당 할당 주파수 대역수} \quad (10)$$

<표 6> 셀 분할에 따른 C/I와 가입자 수

종류		C/I(dB)	총 가입자수(DSI)
4섹터 셀	편파만사용	I : 9.41 II : 11.33	2600
	주(2), 주재(2)	I : 9.41 II : 11.33	1300
	주(2), 주재(2), 편파사용	I : 14.34 II : 11.33	1300
6섹터 셀	편파만사용	I : 10.2 II : 6.41	3900
	주(3), 주재(2), 편파사용	I : 15.4 II : 14.4	1300
	주(3), 주재(2)	I : 9.19 II : 13.18	1300
8섹터 셀	편파만적용	I : 14.6 II : 11.31	5200
	주(4), 주재(2)	I : 11.83 II : 16.7	1300
	주(4), 주재(2), 편파사용	I : 20.28 II : 16.7	1300

6. 결 론

최근 인터넷 사용자가 급증하면서 네트워크 구축 비용과 구축 소요 시간이 많이 필요하지 않은 고속 무선 네트워크를 이용한 무선 CATV가 고려되고 있다. 이러한 무선 네트워크를 이용한 서비스인 무선 CATV는 현재 MMDS, LMDS 그리고 MVDS시스템은 현재 국내, 북미 및 유럽을 중심으로 활발하게 연구 및 개발되고 있다.

본 논문에서는 시스템 파라미터에 따른 링크버짓을 계산하여 셀 설계에 있어서 C/I와 요구되는 가입자 수를 분석했다. 본 논문에서, 디지털 MMDS의 시스템 파라미터에 따른 링크버짓 분석한 결과를 토대로 0dBW에서 -9dBW까지 송신출력과 QPSK, 16QAM, 그리고 64QAM 변조방식에 따라 구한 결과의 셀 반경은 최대 134km에서 최소 4.3km까지 가능했다. 또한, 본 논문에서, 4섹터, 6섹터 그리고 8섹터 셀에서, 편파, 주파수 대역, 주파수 재사용 빈도, C/I에 따라 구한 결과의 가입자수는 최대 5,200DSI에서 최소 1,300DSI까지 가능했다. 이러한 결과를 통하여, 변조방식에 따른 링

크버짓을 계산한 경우에 QPSK나 16QAM보다 64QAM의 경우가 동일한 송신출력을 가질 때 전송신호가 도달할 수 있는 셀반경이 더 크게 줄어들음을 알 수 있었다. 또한, 본 논문에서 C/I와 가입자 수는 trade-off의 관계에 있음을 알 수 있었다. 앞으로 다중경로 채널환경에 따른 셀 반경과 가입자수를 더 연구가 추가 되면 고속 무선 데이터망은 더욱 발전할 것으로 보이며 이에 따라 MMDS의 국내환경 및 무선규격에 대한 연구들도 많이 이루어져야 할 것으로 생각한다.

참 고 문 헌

- [1] 김용배, 김성조, 정인명, "광대역 무선가입자망 시스템 개요 및 기술동향", 한국전자공학회지, 제26권 제5호, 1999.
- [2] Frigui I, Schellenberg J, "Providing effective internet services in the MMDS, LMDS, MVDS Environment," International Broadcasting Convention, September, 1997.
- [3] DAVIC 1.1 Specifications, July, 1996.
- [4] Benard Sklar, Digital communications fundamentals and applications, Prentice Hall, pp.187-244, 1988.
- [5] Theodore S. Rappaport, Wireless communications principles & practice, Prentice Hall, 1996.
- [6] CCIR Report 721-3, "Attenuation by hydrometeros, in particular precipitation, and other atomospheric particles," Recommendation and Reports of the CCIR, Vol.V, ITU, Geneva, 1990.
- [7] ITU-R Rec. P837-1, "Characteristics of Precipitation for Propagation Modeling," 1995.
- [8] ITU-R Rec. P838, "Specific Attenuation Model for rain for used in Prediction Methods," 1995.
- [9] 엄지운, 최광주, 오성환, "국내환경 LMDS시스템의 구조와 기지국 출력 변화에 따른 링크버짓 분석", 전자공학회논문지, 제36권, 제6호, pp.479-490, 1999.
- [10] 장태화, 방효창, 손성찬, 김원후, "디지털 LMDS 시스템의 셀 내부 간섭 분석에 관한 연구", 한국통신학회논문지, Vol.24, pp.1608-1615, 1999.

조 병 록

e-mail : bicho@sunchon.ac.kr

1987년 성균관대학교 전자공학과(공학사)

1990년 성균관대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)

1994년 성균관대학교 대학원 전자공학과 (공학박사)

1987년~1988년 삼성전자 (주)종합연구소

1994년~현재 순천대학교 전자공학과 부교수

관심분야 : 디지털 통신이론, 디지털 통신시스템 ASIC설계, 무선 멀티미디어용 고속 모뎀 설계, 무선인터넷 성능분석