

LMDS 수신용 마이크로스트립 배열 안테나 설계 및 제작

文動權 · 鄭天錫
電子工學科

<요 약>

본 논문은 LMDS(Local Multipoint Distribution Service) 수신용의 안테나를 마이크로스트립 배열을 이용하여 설계 및 제작하였다. LMDS는 무선 멀티미디어 서비스를 제공하며, 24~27GHz대의 주파수를 사용하였다.

높은 이득과 낮은 부엽준위를 위해 안테나는 64개의 소자를 Chebyshev 다항식을 응용한 병렬 구조로써 배열시켰으며, 배열 소자간의 거리는 이득, 대역폭 및 안테나 크기 등을 고려하여 0.68λ 로 정하였다. 설계된 안테나의 이득은 23.5dBi이고, 대역폭은 약 1.2GHz이고, 중심 주파수 24.96GHz에서 return loss가 -29.15dB이다.

The Design and Fabrication of Microstrip Array Antenna for LMDS Receiver

Moon, Dong-Kwon · Jung, Chun-Suk
Dept. of Electronics Eng.

<Abstract>

In this paper, a microstrip array antenna for receiving LMDS(Local Multipoint Distribution Service) is designed and fabricated. LMDS uses 24~27GHz microwave frequencies to send and receive broadband signals.

In order to high gain and low side lobe level, the array is composed of 8×8 array elements with a corporate feeding network using Chebyshev method. The distance between each the radiators is chosen as 0.68λ in consideration of gain, bandwidth,

beamwidth and antenna size. Designed antenna has 23.4dBi gain, 24.96GHz center frequency, -29.15dB return loss and 1.2GHz bandwidth.

I. 서론

전세계적인 FTTH(Fiber To The Home)에 의한 초고속 통신망 구축이 경제적 문제로 인하여 지연됨에 따라 초고속화를 위한 점진적인 망진화 전략이 필요하게 되었다. 최근의 기술발달로 인해 이를 대체 할 수 있는 경제적 타당성이 있는 다양한 기술이 등장하였다. 그 중 대표적인 예로 유선 분야의 경우 동선을 활용하는 xDSL을 들 수 있고, 무선분야는 Ka밴드 주파수를 이용한 광대역 무선 가입자망(LMDS, LMCS, BWLL)과 위성망을 들 수 있다. 그 중에서 LMDS(Local Multipoint Distribution System)는 음성과 영상, 그리고 데이터까지 전송할 수 있는 쌍 방향 무선 멀티미디어 망으로써 기존의 유선망이 가지고 있는 한계를 극복하고 보완할 수 있는 시스템으로 각광 받고 있다. 국내에서도 몇 년 전부터 LMDS연구를 활발히 진행하여 이미 시범서비스를 실시하고 있다. 국내에서 상용화하고 있는 LMDS시스템은 약 24~27GHz대의 주파수를 3개의 사업자에게 분할하여 할당하는 방식이다[5].

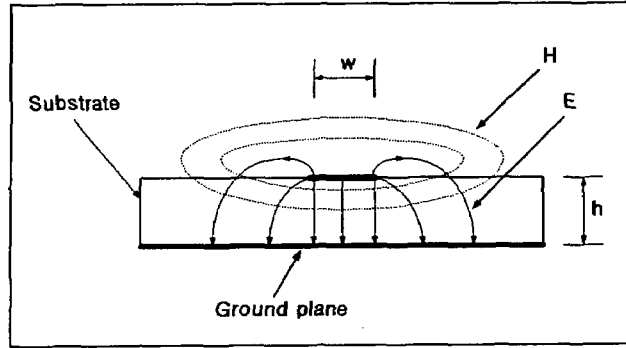
본 논문은 여기에 맞추어 LMDS 수신용 안테나를 작고 경량이면서 제작이 간편하고 이동성이 편리한 마이크로스트립 평판 안테나로 설계하였다[1]-[4]. 1953년 Deschamps[6]에 의해 처음으로 제안된 마이크로스트립 안테나는 위성, 이동통신, 레이더, 미사일 등에 사용되고 있다. 마이크로스트립 안테나는 단일 패치(patch)형태와 배열(array)로 크게 구분되며, 본 논문에서는 64개의 패치를 병렬 배열시켜 어레이 안테나를 구성하였다[1][2].

설계 과정은 먼저 공진주파수와 편파특성 등을 고려하여 단일 패치 안테나를 설계한 다음 이를 0.68λ 간격으로 가로·세로 각각 8개씩 배열하고, 각 기본 배열소자간 전류분포는 부엽준위(SLL : Side Lobe Level)를 임의로 선택할 수 있는 chebyshev 선형배열법[1][7][9]을 적용하여 구하여 8×8 배열 안테나를 완성하였다.

II. 마이크로스트립 배열 안테나

2-1. 마이크로스트립 전송선로

마이크로스트립에서 파의 전파는 quasi-TEM 모드로 진행되므로 이 선로의 특성은 특성 임피던스로 표시할 수 있다. TEM 모드 이외의 전송 방향에 수직한 면내의 전자계 분포는 정전계의 그것과 동일하다. 따라서 평판 콘덴서의 단부의 전계를 구하는 경우와 마찬가지로 Schwartz-Cristoffel 변환에 의한 등각사상법으로 전계를 구할 수 있다.



[그림 2-1] 마이크로스트립 전자계 분포

위의 그림에서 전체 공간의 비유전율 ϵ_r 로 매우는 경우 마이크로스트립 선로의 특성임피던스와 선로의 폭과 높이와의 관계는 다음의 식으로 표현된다[1].

$w/h \leq 1$ 인 경우

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h}\right)^2 \right] \quad (1)$$

$$Z_0 = \frac{377}{2\pi\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right)$$

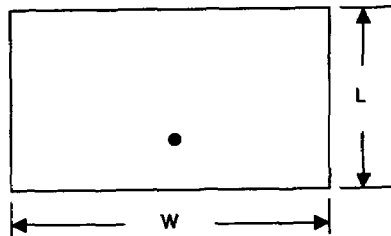
$w/h \geq 1$ 인 경우

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2)$$

$$Z_0 = \frac{377}{2\pi\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right)$$

여기서 ϵ_e 는 유효유전율이다.

2-2. 구형 마이크로스트립 패치 안테나



[그림 2-2] 구형 패치 안테나

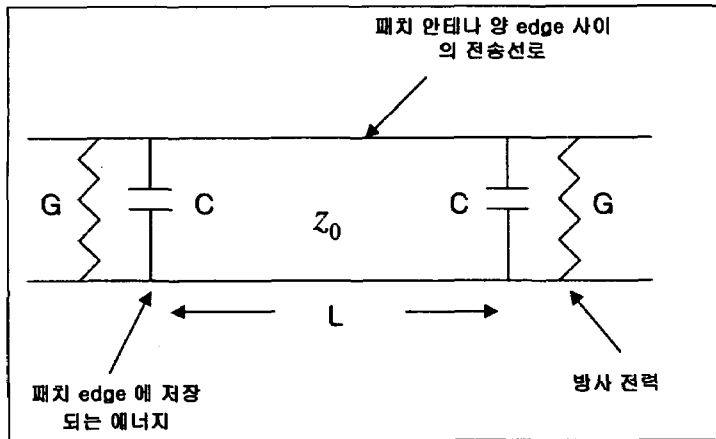
위와 같은 구형 마이크로스트립 패치 안테나에서 공진은 길이 L을 사이에 두고 패치의

양끝에서 발생하여 전파를 공간으로 방사하는 형태이다.

이 때 정해진 기관의 높이에서 공진주파수와 유효유전율을 알면 패치의 폭과 길이를 결정할 수 있다[2].

$$f = \frac{C}{\lambda} = \frac{C}{\lambda_g \sqrt{\epsilon_e}} = \frac{C}{(L+h)2\sqrt{\epsilon_e}} \quad (3)$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (4)$$



[그림 2-3] 구형 마이크로스트립 패치 안테나 전송선로 모델

위의 그림은 구형 마이크로스트립 패치를 전송선로모델로 해석한 것이다. 여기서 복사소자는 두 개의 좁은 슬롯이 평행으로 놓여 있고, 반파장 길이보다 약간 짧고 매우 낮은 임피던스의 전송선로에 의해 분리되어 있다.

위의 모델에서 슬롯의 어드미턴스를 구하면

$$Y_{in} = G + jB = Y_0 \frac{G + j[B + Y_0 \tan(\beta L)]}{Y_0 + j[G + jB \tan(\beta L)]} \quad (5)$$

$$\text{위상정수 } \beta = \omega C$$

따라서 공진은 선로의 길이 L 이 $\lambda/2$ 일 때 발생한다. 그러나, 실제적으로 공진길이는 복사면의 가장자리 전개(fringing field)효과 때문에 반파장($\lambda/2$)보다 약간 짧으므로 공진길이 l 은 다음과 같다.

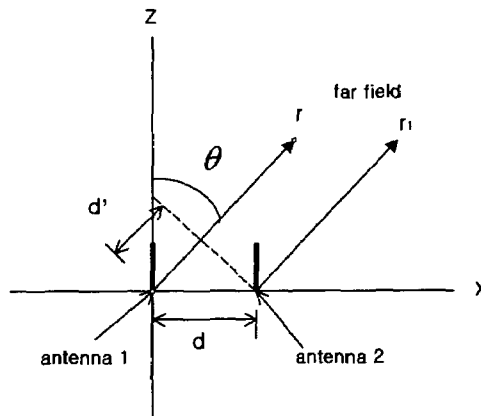
$$l = 0.48\lambda_g \sim 0.49\lambda_g \quad (6)$$

여기서 λ_g 는 식(3)의 관내파장이다.

2-3. 선형 배열 이론

LMDS 수신용 안테나는 높은 이득과 좁은 빔 폭이 요구되나 단일 패치 안테나는 지향성이 낮아 빔 폭이 넓게 나타나고 이득이 낮다. 그러므로, 빔 폭을 줄이고 이득을 증대시키기 위해서 여러 개의 안테나를 규칙적으로 배열한 마이크로스트립 배열(array)안테나를 사용하여야 한다.

배열 안테나의 전체 이득 및 방사 특성은 각 배열 소자에 공급되는 전류, 위상 및 소자의 수에 의해 결정된다.



[그림 2-4] 두 안테나의 선형배열

위와 같이 두개의 소자가 배열되어 있을 경우 전체 전계 분포(far field pattern)는 선형 배열이론을 사용하여 구한다[1].

$$E(\theta) = E_1(\theta) \frac{e^{-jkr}}{r} + E_2(\theta) \frac{e^{-jkr_1}}{r_1} \quad (7)$$

$E_1(\theta), E_2(\theta)$: 각 안테나의 Far-Field Pattern

$k = \frac{2\pi}{\lambda_0}$: 파수

r, r_1 : 안테나에서 Far-Field Point 까지의 거리

$d' = r - r_1 \approx d \sin \theta$, $E_1(\theta) = E_2(\theta)$ 로 가정하면

$$E(\theta) = E_1(\theta) \frac{e^{-jkr}}{r} [1 + e^{-jkd \sin \theta}] \quad (8)$$

여기서 $E_1(\theta)$: Antenna Element Pattern

$\frac{e^{-jkr}}{r}$: Field가 공간적으로 퍼지는 현상

$[1 + e^{-jkr \sin(\theta)}]$: Array Factor

를 각각 나타내는데 Array Factor에 의해서 Pattern Variation이 결정된다.

배열 안테나의 적응성(flexibility)을 높이기 위해서 각 배열 소자는 각기 다른 진폭(amplitude)과 위상(phase)을 가져야 한다.

$$E(\theta) = E_1(\theta) \frac{e^{-jkr}}{r} [a_1 + a_2 e^{-j(\beta_2 - kd \sin \theta)}] \quad (9)$$

a_i : i번째 Element Amplitude

β_i : i번째 Element Phase

위 식을 N개의 소자로 확대하면

$$E(\theta) = E_e(\theta) \sum a_n e^{j(n-1)kd \sin \theta - \beta_n} \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (10)$$

위상 천이(phase shift)가 일정하다고 가정하면 $\beta_n = (n-1)\beta$

$$E(\theta) = E_e(\theta) \sum a_n e^{j(n-1)(kd \sin \theta - \beta)} \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (11)$$

∴ N개의 소자가 동일한 간격과 일정한 크기로 Phase Shift 할 때 Field Pattern

이를 근사화 시켜 배열 안테나의 방사특성에 관한 다음의 식을 얻을 수 있다.

$$E(\theta) = \frac{1}{N} \frac{\sin[N(kd \sin \theta - \beta)/2]}{\sin[kd \sin \theta - \beta]/2} E_e(\theta) \quad (12)$$

2-4. Chebyshev 배열 방법

LMDS 안테나는 높은 이득과 좁은 주빔(main beam)을 필요로 한다. 따라서 빔폭 (beamwidth)과 부엽준위(side lobe level) 사이의 절충된 방사 패턴이 필요함으로, 빔폭이 정해졌을 때 부엽준위는 가능한 낮아야 하고, 부엽준위가 정해졌을 때 빔폭은 가능한 좁아야 한다. 이와 같은 방사 패턴을 갖기 위해서는 Chebyshev 배열방법이 가장 좋다. Chebyshev 배열방법은 부엽준위를 임의로 선택할 수 있으며 정해진 부엽준위에서 가장 좁은 빔폭을 지닌다.

Chebyshev 배열에서 배열 소자간의 전류 분포는 다음과 같다[10].

$$T_n(X) = \begin{cases} (1-n)^2 \cosh(ncosh^{-1}|x|) & x < -1 \\ \cosh(ncos^{-1}x) & -1 < x < 1 \\ \cosh(ncosh^{-1}x) & x > 1 \end{cases} \quad (13)$$

여기서 $n=0, 1, 2, 3, \dots, N-1$ 이고 배열소자 계수이다.

다항식 사이에는

$$T_{n+1}(x) = 2xT_n(x) - T_{n-1}(x) \quad (14)$$

Chebyshev 다항식은 $|x| \leq 1$ 영역에서 정현파 성질을 가지며, $|x| > 1$ 영역에서는 지수적으로 증가하는 특성을 지니고 있다. 따라서 $|x| \leq 1$ 인 범위에서 부엽이 생기게 하고 $|x| > 1$ 영역에서 주엽이 형성되도록 하여, 임의의 부엽준위에서 가장 좁은 주엽을 가진 방사패턴을 얻을 수 있다.

III. 설계 및 시뮬레이션 결과

LMDS 수신용 안테나의 예상 규격은 [표 3-1]과 같다. 주파수 범위는 상향 24.25~25.74GHz 하향 25.50~26.48GHz이며, 이 주파수를 3개의 사업자에게 상향 150MHz 하향 300MHz씩 분배하는 형식이다.

Frequency band	상향	24.25~24.74GHz (490MHz)
	하향	25.50~26.48GHz (980MHz)
Gain	상향	> 20~25dBi or > 35~36dBi
	하향	> 20~25dBi or > 35~36dBi
Polarization	Linear (Vertical / Horizontal)	
Cp/Xp peak ratio	> 25dB	
Isolation	> 30dB	
VSWR	2.0 : 1	

[표 3-1] LMDS 안테나 규격

LMDS 안테나의 Gain은 규격에 따르면 기지국용은 넓은 커버리지를 갖는 Point to Multipoint 방식으로 약 13dBi를 요구하는데 비해, 가입자용은 기지국용 안테나와 LOS로 point to point 방식으로 비교적 높은 20dBi 이상을 요구한다. Polarization은 선형편파를 이용하며 VSWR은 2.0을 기준으로 잡았다. 안테나의 설계 과정은 먼저 기본 배열 소자인

단일 패치를 설계한 다음 Amplitude Taper[1][7][9]를 고려하여 8×8로 배열시킨다.

SUBSTRATE	Dielectric Constant	2.2 (Teflon)
	Loss Tangent	0.001
	Height	0.381 mm (15mil)
PATCH	Size	W=3.79 mm, L=3.97 mm
	Load Impedance	126.3 ohm
ARRAY	Size	64
	Architecture	Coperated Feed (8×8)
	Element Distance	0.68 λ
	Excitation	Horizontal : Chebyshev Vertical : Uniform Distribution

[표 3-2] Design of Microstrip Array Antenna

3-1. 기본 배열 소자 설계

먼저 기본 배열 소자인 단일 패치 안테나를 설계하고 이를 바탕으로 전체 배열 안테나를 설계하였다.

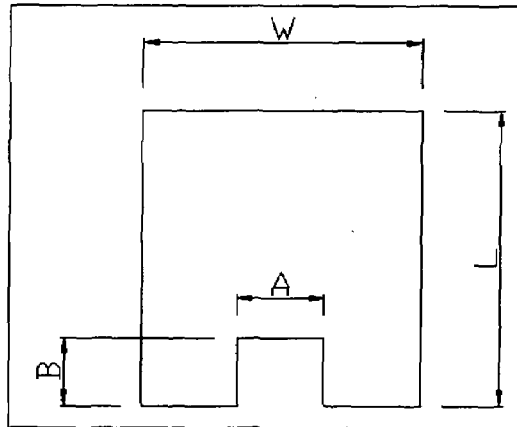
사용한 유전율 2.2의 Teflon 기판의 두께는 15mil(0.381mm)이다. 패치면의 폭과 길이는 식(1)과 (2)를 써서 구할 수 있다. 안테나 설계해석틀인 Ansoft사의 Ensemble 7.0으로 설계한 단일 패치 안테나는 다음 표와 같다.

	Specification
패치의 폭(W)	3.79 mm
패치의 길이(L)	3.97 mm
급전점의 깊이(B)	0.9 mm
급전슬롯의 넓이(A)	1.189 mm
입력 임피던스	123.6 Ω

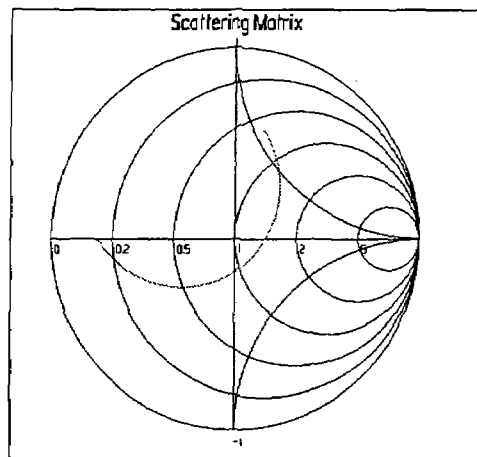
[표 3-3] 단일 패치 안테나

[그림 3-1]에서 가운데 들어간 부분이 급전점이 되는데 50 Ω feed일 경우 식(1)을 사용하여 1.189mm로 구할 수 있다. 이 때 패치의 부하 임피던스는 약 340 Ω 이 나오는데 이러한 높은 부하 임피던스의 패치면과 급전선로간에 임피던스 정합을 시킬 경우 이러한 주

파수와 유전율에서는 선로의 폭이 0.1mm 이내가 되어 실제 제작시 실용적이지 못한 회로가 될 뿐만 아니라 매칭부분에서 많은 손실이 있으므로 특성이 좋지 못하게 된다. 따라서 그림에서와 같이 급전점을 끝단에서부터 0.9mm(B)만큼 이동시켜 패치의 부하 임피던스를 123.6Ω 으로 낮추었다. 통상 패치의 끝 부분이 최대 임피던스인 점이 되고, 약 중심까지 2/3정도 되는 지점을 50Ω 으로 본다.

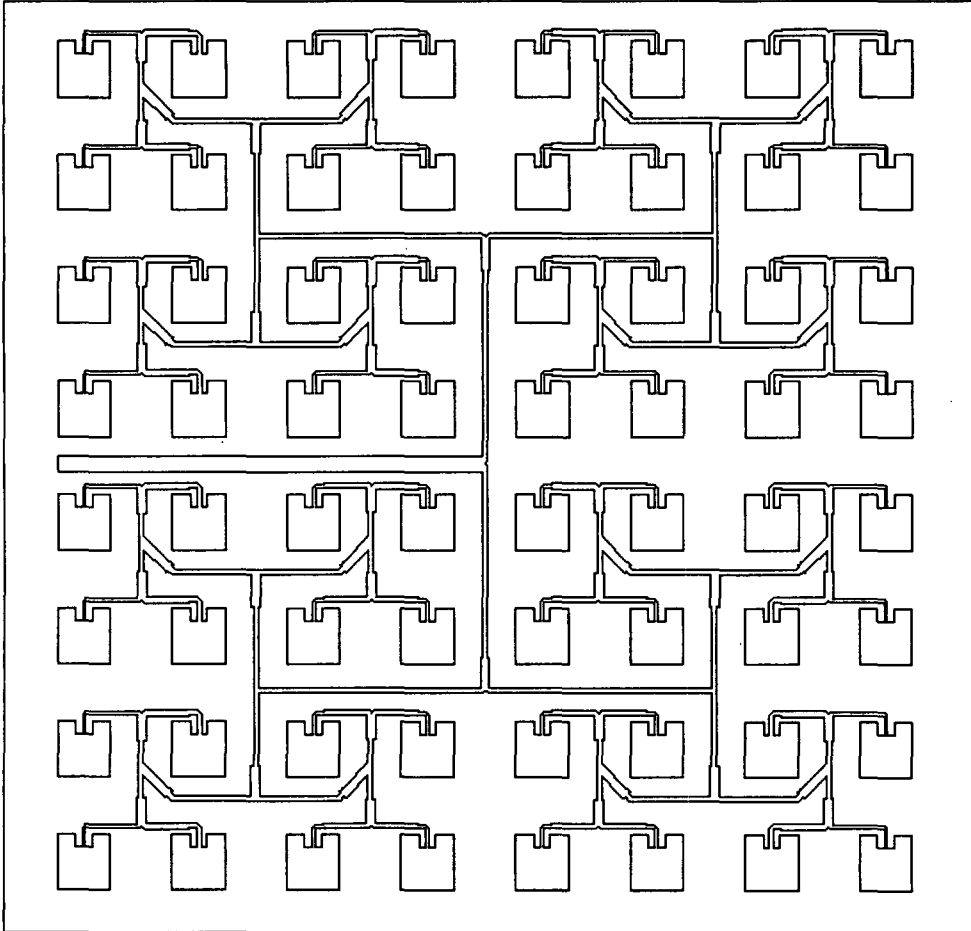


[그림 3-1] 단일 패치 안테나



[그림 3-2] 단일 패치의 S_{11}

3-2. 전체 안테나 설계



[그림 3-3] 8×8 배열 안테나

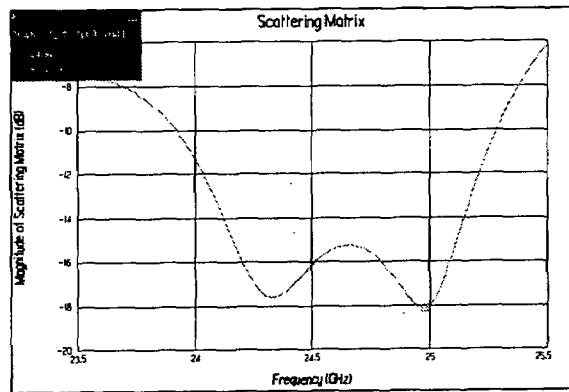
앞에 설계된 단일 패치 안테나를 안테나의 크기와 이득을 고려하여 64개로 배열하여 전체 안테나를 구성하였으며, 구조는 급전선로 구성을 고려하여 병렬 구조를 선택하였다. 소자 사이의 간격은 Cross Polarization이 생기지 않고 최대의 이득을 얻을 수 있도록 0.68λ 로 하였다. SLL(Side Lobe Level)을 억제하고 메인 빔의 빔 폭을 크게 하기 위해 Amplitude Taper를 사용하여 가로방향은 Chebyshev, 세로방향은 Uniform Distribution을 사용하였다.

[표 3-4]에 식(13) (14)로 계산되어진 배열안테나의 전체 Amplitude를 나타내었다. 계산된 amplitude는 1을 최대치로 해서 나타낸 상대적인 값이다. 따라서 Uniform Distribution에서는 모든 소자의 Amplitude가 1이나 Chebyshev배열에서는 최대 Amplitude를 1로 봤을 때 상대적 값이 된다. 이 Amplitude에 따라 급전선로가 구성된다.

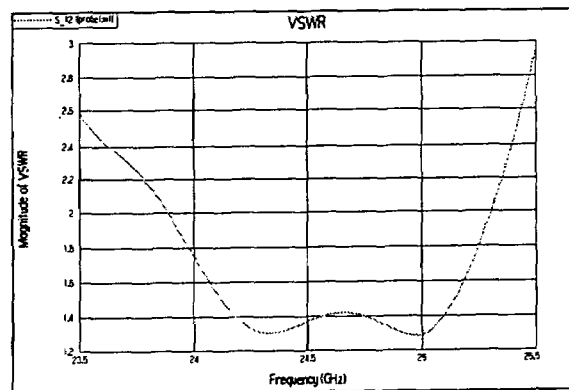
가로 배열(Chebyshev)		세로 배열(Uniform)	
Element	Amplitude	Element	Amplitude
1	0.501	1	1.0
2	0.751	2	1.0
3	0.933	3	1.0
4	1.000	4	1.0
5	1.000	5	1.0
6	0.933	6	1.0
7	0.751	7	1.0
8	0.501	8	1.0

[표 3-4] Amplitude Taper

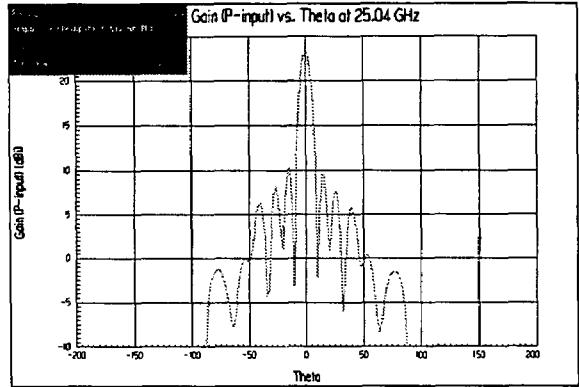
[그림 3-4] ~ [그림 3-6]은 8×8 배열 안테나의 시뮬레이션 결과이다.



[그림 3-4] Return Loss



[그림 3-5] VSWR



[그림 3-6] Far-Field Pattern

전체 시뮬레이션 결과를 [표 3-5]에 정리하였다.

BANDWIDTH	23.88 ~25.3GHz (1.42GHz)
RESONANT FREQUENCY	25.04GHz
Return Loss	-18dB
VSWR	2.0 below
3dB beamwidth	8.9°
GAIN	23.4 dBi
SLL(Side Lobe Level)	-15 dB below

[표 3-5] 안테나 특성

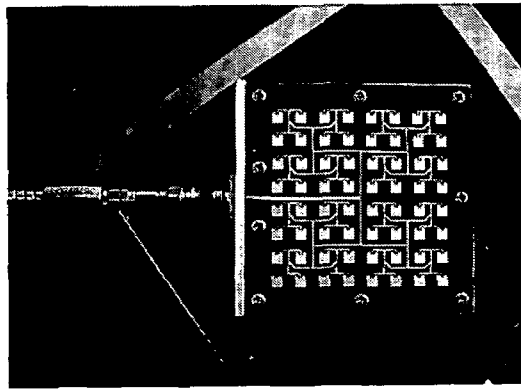
먼저 대역폭은 1.42GHz로 LMDS 수신용 안테나에 필요한 전체 주파수 범위를 충분히 커버한다. 단 중심주파수는 [표 3-1]의 규격은 가정이므로 설계 시 LMDS 전체 주파수 범위를 고려하여 25.04GHz로 정하였다. 3dB 빔 폭은 8.9° 로 마이크로스트립 배열 안테나로 써는 좋은 편이며 이득은 23.4 dBi로 설계하고자 했던 20dBi를 상회한다. 부엽의 준위는 15dBi로써 양호하다. 다음 장에 이상과 같은 시뮬레이션 결과를 토대로 마이크로스트립 8×8 배열 안테나를 제작하는 과정과 측정결과를 실었다.

IV. 제작 및 측정결과

다음과 같은 과정에 따라 안테나를 제작하였다. 안테나의 기판은 타코닉사에서 제작된 유전율 2.2의 Teflon 소재인 TLY5 15mil을 사용하였다.

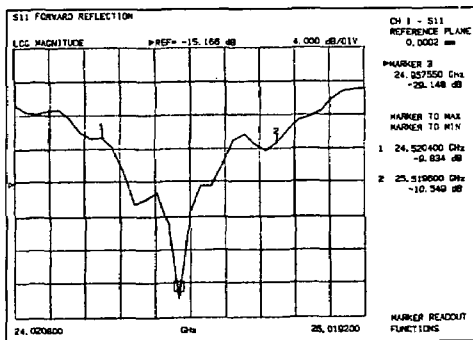
- ① Ensemble7.0을 사용하여 설계한 안테나를 dxf파일로 추출하여, 1:1의 비율로 스케일 하여 양화필름을 제작한다.
- ② 노광기에서 양화필름을 이용하여 음화필름을 제작한다.
- ③ 기판에 에칭작업을 통해 안테나 패턴을 프린팅한다.
- ④ 안테나 크기에 맞게 제작된 지그 위에 컨넥터와 안테나 패턴을 평형을 유지하도록 밀착하여 부착한다.
- ⑤ 컨넥터와 안테나의 급전점을 연결한다.
- ⑥ 제작된 안테나를 계측기로 측정한다.

이상과 같은 과정을 거쳐 제작된 안테나를 [그림 4-1]에 나타내었다.

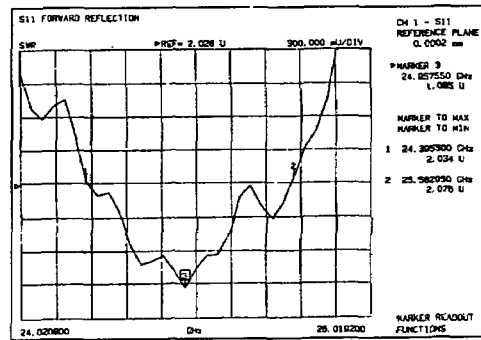


[그림 4-1] 제작된 안테나

[그림 4-2]와 [그림 4-3]은 안테나의 측정결과이다.



[그림 4-2] Return Loss



[그림 4-3] VSWR

안테나의 중심 주파수는 24.96GHz로 설계하고자 했던 25.04GHz에 거의 근접하며, 이 때 Return Loss는 -29.148dB로 시뮬레이션 결과인 18dB보다 대폭 향상되었다. 이와 같은 결과의 원인은 이전의 논문에서는 많은 수의 패치를 배열시킨 안테나를 시뮬레이션 할 때

전체 안테나를 시뮬레이션 하지 않고 부분적인 시뮬레이션만 행하고 바로 제작하여 그 결과를 확인하는 방법을 썼으나, 본 논문에서는 마이크로스트립 시뮬레이션 툴로 널리 알려진 Ensemble의 최신 버전으로 전체 안테나를 full wave analysis를 통해 해석하였다. 그러나 아직까지는 이런 복잡한 구조의 배열 안테나를 해석하기에는 툴의 정확도나 컴퓨터의 성능이 받쳐주지 못하기 때문에 정확한 결과를 시뮬레이션하지 못한 것 같다. 아울러 이러한 결과에서 설계가 비교적 정확하였다는 것을 알 수 있다. 대역폭은 시뮬레이션상의 1.42GHz에 비해 다소 좁아진 약 1.2GHz였으나 LMDS수신용으로는 충분하며, 좁아진 원인은 Return Loss가 크게 향상되었기 때문이다. 사용된 장비는 Anritsu사의 37937A VNA(Vector Network Analyzer)이다. 이상과 같은 결과를 종합해 볼 때 이 안테나는 LMDS수신용으로 사용하는데 필요한 성능을 만족한다.

V. 결 론

본 논문에서는 구형 마이크로스트립 패치를 사용하여 23.88~25.3GHz 주파수 대역에서 동작하는 LMDS 수신용 선형편파 마이크로스트립 배열 안테나를 설계 및 제작하였다. 설계된 단일 패치 안테나를 0.68λ간격으로 구성하여 8×8 배열 안테나를 설계하였으며 보다 좋은 필드 패턴을 구하기 위해 패치를 Chebyshev 다항식을 이용한 선형배열법을 적용하여 급전선로의 폭과 매칭선로를 구성하였다.

이상과 같이 설계된 안테나는 시뮬레이션 결과 25.04GHz에서 25.4dBi의 이득을 갖는다. 실제 제작된 안테나는 중심 주파수가 24.96GHz으로 설계하고자 했던 25.04GHz에 거의 근접하며, 이때 Return Loss가 -29.148dB로 아주 우수한 특성이 나왔다. 대역폭도 LMDS수신용으로 충분한 1.2GHz였다.

앞으로의 과제는 DFDP(Dual Feed Dual Polarization)[8]을 이용한 보다 광대역이면서 두 개의 선형편파 모두를 얻을 수 있는 안테나를 설계하는 것이다.

참고문헌

1. Robert A.Sainati "CAD of Microstrip Antenna for Wireless APplication" Artech House, 1996
2. I. J. Baul and P.Bhartia "icrostrip Antennas" Artech House, 1982
3. D. p. Gray and L. Shafai "Two Planar Array Candidates for LMDS/LMCS Subscriber Terminal", IEEE Tras. Antennas Propaga., 1999
4. P. Besso, R. Bills, P. Brachat, R.Vallauri "Millimetric Wave Omnidirectional Antenna With Cosecant Squared Elevation Pattern", 10th International Conference on Antennas and Propagation, 14-17 April 1997, No.436 IEE
5. M. Y. Chung "Korean Type 28GHz band LMDS" Aut,Conf. KITE, Oct.1994
6. Deschamps, and G. A. , "Microstrip Microwave Antenna", presented at the 3rd USAF Symposium on Antennas, 1953

7. R. J. Mailloux, J. Mcilvenna, and N. Kernweis "Microstrip array technology," IEEE Trans, Antennas Propagat., vol. AP-29, no. 1, pp.25-38, Jan. 1981.
8. Hai Jong Lee, Wei Chen "Advances in Microstrip and Printed Antenna" Wiley Publication
9. Y. T. Lo, D. Solomon and W. F. Richards, "Theory and experiment on microstrip antennas" IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-27, no. 2, pp. 137-145, Mar. 1979
10. K. C. Gupta, "Two-Dimensional analysis of microstrip circuits and antenna" J. IEEE, vol. 28, No. 7, pp.346-360, 1982