

# Chebyscheff다항식을 이용한 Microstrip Array Antenna의 설계

正會員 李 鍾 岳\*

## The Design of Microstrip Array Antenna using Chebyscheff Polynomial

Jong Arc LEE\* *Regular Member*

**要 約** Chebyscheff다항식을 이용한 Rectangular Microstrip Patch Antenna Array을 제작하였다. 설계된 상대적 전류 분포는 1:2:2:1이고 Array Antenna의 입력 어드미턴스와 반사 손실은 급전 선로를 포함한 전송 선로 모델로부터 계산되었다. 계산된 공진 주파수 값은 측정 된값과 잘 일치하였다. 또한 이상회로를 이용한 전자적 빔 Scanning 방법이 제시되었다.

**ABSTRACT** Rectangular microstrip antenna array using Chebyscheff polynomial is designed. The required relative currents in the rectangular microstrip array antenna are 1:2:2:1. The input admittance and return loss of array antenna are calculated from transmission line model circuit include feed line. The calculated resonant frequency values are in good agreement with measured values. Also, the sharp beam scanning characteristic of perfect electronic method is presented.

### I. 서 론

Microstrip Antenna는 쉬운 구조이고, 비교적 저렴한 가격이며 Cylinder 주위에 Wrapping할 수 있다. 따라서 이들은 인공위성, 미사일 그리고 여러 군사 Radar System에 활용된다. 이들 안테나는 Photo etching기술에 의해서 정확성하게 제조

될 수 있다.

최근 Microstrip Antenna의 방사는 근본적으로 불연속 회로에서 일어난다. 이것에 대하여 1960년 L.Lewin<sup>(1)</sup>이 이론을 발표한후, 1965년에는 Wheeler<sup>(2)</sup>가 등각 사상법에 의해 해석하였다. 1972년에는 J.Q. Howell가 구형 공진기를 이용한 Antenna에 대하여 해석하였으며<sup>(3)</sup>, 1974년에 Munson은 Array Antenna에 대하여 연구하였다.

본 논문은 Chebyscheff 다항식 Array 이론을 이용해서 전류 분포가 1:2:2:1의 Microstrip Antenna Array을 구성하였으며, 급전선로 및 전력

\*建國大學校 電氣工學科  
Dept. of Elec. Eng. Kon Kuk University.  
論文番號: 89-52(接受1989. 7. 1)

분배에 따른 입력콘덕턴스와 서셉턴스를 계산하였으며, 실제 공진 주파수와 매우 양호하게 일치함을 확인했다.

그리고 상대적 전류분포 1:2:2:1에 대한 첨예한 Beam Pattern을 관찰 할 수 있었다. 또한 전자적 Beam Scanning을 위해 Radiator의 위상 변환 과정을 제시 했다.

## II. Rectangular Microstrip Patch Antenna의 전송 선로 모델 해석

### II-1 전송 선로모델

Rectangular Microstrip Patch Antenna의 공진 주파수와 Patch의 여러 특성 Parameter들은 일반적으로 전송 선로 모델 혹은 변형된 Cavity Model을 활용해서 수식적 계산에 의해 결정된다.

$EXP(j0)=1$ , 즉  $\Psi=0$ 일때 최대 Beam이다. 따라서  $\theta$ 변화에 따라  $\delta$ 를 변화시키면  $\Psi=0$ 의 값은 등방향성인 전계 분포의 경우 Beam Scanning 할수 있다.

### II-2 Microstrip Feed Network

그림 III-1와 같은 Microstrip Feed Network는 두 전력 분배가 모든 급전점에 같은 위상과 같은 전력을 공급하는 대칭 Feed Network이다. 전력분배수는 2, 4, 8, 16등 급전수와 전력 분배를 Microstrip Radiator에 의해서 결정한다.<sup>(6)</sup>Microstrip Feed Network의 선로 특성 임피던스는  $\lambda/4$ 의 Transformer기술에 의해 표 III-1과 같다. 그리고 Chebyscheff다항식을 이용한 Microstrip Patch Array Antenna를 구현 시키기위해 상대적 전류분포를 1:2:2:1로 설정하였다. 또한 공진 주파수는 9.5GHz로 하였고 fringing 효과를 고려한 실제 공진 주파수는 8.41549GHz이다.

전송 모델은 Rectangular Microstrip Patch Antenna의 길이L, 폭W, 유전체 두께H, 유전율 $\epsilon_r$ 을 실질적인 공진 주파수에 대한 표현을 유도하는데 활용된다. Rectangular Microstrip Patch Antenna의 가장 단순한 해석 기술은 Fig II-1에서 보인것과 같다. 두 평행 Slot로서 Rectangular

표 III-1 전송 선로의 길이와 임피던스

임피던스( $\Omega$ )	주파수(GHz)	길이(mm)	폭(mm)
50	9.5	25.3747	4.50639
70.7	9.5	24.7680	2.53394
77.37	9.5	24.6375	2.1483
77.486	9.5	24.6354	2.14072
100	9.5	24.3173	1.25972
117.092	9.5	24.1540	0.856

Microstrip patch antenna를 모델로 하고 전송 이론을 활용한다.<sup>(6)</sup>공진 길이L에 대해 방사하는 Edge는 좁은 Slot로 모델화 된다. Edge1에서급전 점과 관계된 Fringing 효과를 제외하면 Slot2와 같은 어드미턴스를 갖는다.

$$Y_{in}=G+jB+Y_0 \frac{G+j(B+Y_0 \tan \beta L)}{Y_0+j(G+jB) \tan \beta L} \quad (2-1)$$

여기서 G: 콘덕턴스

B: 서셉턴스

$\beta$ : 단위 길이당 위상 정수

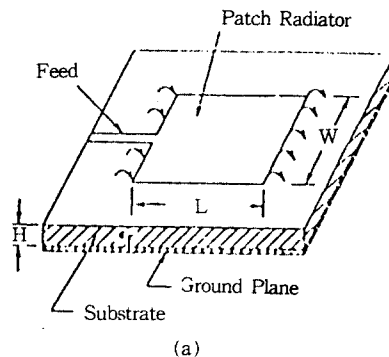
L: 안테나 공진 길이

그때 공진 주파수는

$$f = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_e}} \quad (2-2)$$

여기서 C: 빛의 속도

Slot1로 부터 급전점에 공진 주파수 f에 관계된 Fringing 효과를 고려한 실질적인 Rectangular



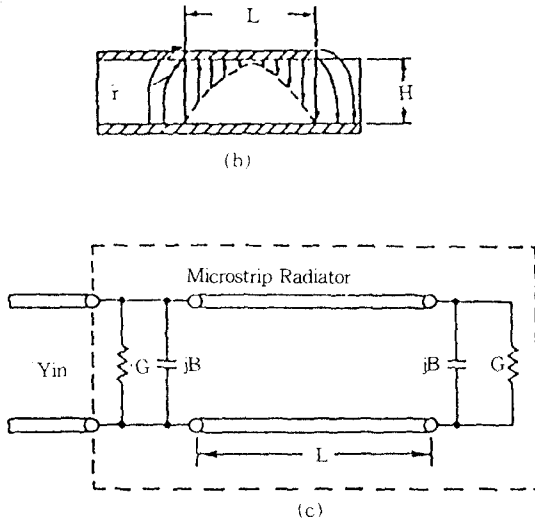


그림 2-1 Rectangular Microstrip Antenna의 전송 선로 모델  
a) top view b) side view c) 동가회로

Microstrip Patch Antenna의 정확한 공진 주파수는 (6,7,8) 식(2-3)과 같다.

$$f_r = \left\{ \frac{1 - \frac{2H}{\epsilon_e \ln \alpha}}{1 + \frac{2d}{\epsilon_e \ln \alpha} \ln \left( \frac{\sqrt{\epsilon_e} 2^L}{r^{1.1}} \right)} \right\} f \quad (2-3)$$

여기서  $r = 1.78107$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\left(1 + \frac{10H}{W}\right)^{1/2}}$$

$$\alpha = 1 + 1.393 \left(\frac{H}{W}\right) + 0.667 \left(\frac{H}{W}\right) \ln \left(\frac{W}{H} + 1.444\right)$$

H = 유선재 기판의 두께

### II-2 공진 길이

Microstrip Patch antenna는 대역폭이 좁기 때문에 공진길이 L이 공진 주파수에 중요한 Parameter로 작용한다. 공진기의 길이는 식(2-4)와 같이 쓰인다.

$$L = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_e}} - \Delta l \quad (2-4)$$

여기서  $\Delta l$ 은 Microstrip 선로의 개방단에서부터 전기력선이 미치는 범위까지 이용할 수 있는 선로 연장 성분을 고려하여 Hammerstad와 Bekkadal에 의해서 실험식으로 주워진다.<sup>(9)(10)(11)</sup>

$$\frac{\Delta l}{H} = 0.412 \frac{(\epsilon_e + 0.3)(W/H + 0.261)}{(\epsilon_e - 0.258)(W/H + 0.8)} \quad (2-5)$$

## III. Chebyscheff다항식을 이용한 Microstrip Antenna 설계

### III-1 Chebyscheff다항식 분포

Chebyscheff 다항식은 주로 Antenna Array 설계와 합성에서 가장 좁은 Main Beam을 나타내기 위해서 Array Antenna 전류비를 결정한다. 이들은 식(3-1)로 정의된다.

$$T_m(x) = \cos(m \cos^{-1}x) \quad -1 < x < 1$$

$$T_m(x) = \cosh(m \cosh^{-1}x) \quad |x| > 1 \quad (3-1)$$

$-1 < x < 1$  영역에서 맥동의 크기는 1미만의 값을 가지며 sidelobe를 구성한다. 또한  $|x| > 1$  영역에서는 지수적으로 증가하는 변화를 Main lobe로 만든다. 즉, 균등한 Side lobe level에 대해 최소 가능한 Beam 폭을 준다. 따라서 x의 적당한 선택으로 Main lobe와 side lobe비를 얻을 수 있다.

$$R = \text{Main lobe} / \text{Side lobe} \quad (3-2)$$

DB로 나타내면  $20\text{LOG}(R)$ 로 표현된다. Main lobe와 Side lobe의 이득 차를 크게하면 할수록 R이 크게되지만 Beam폭이 넓어진다. 따라서 R에 따른  $|x| > 1$  영역에서 최대 Beam의 위치를  $x_0$ 라 한다면 식(3-3)으로 표현된다.(12)

$$x_0 = \left( (R + \sqrt{R^2 - 1})^{1/m} + (R - \sqrt{R^2 - 1})^{1/m} \right) / 2 \quad (3-3)$$

식(3-3)에 의해  $R=30$ 을 선택함에 따라 Main

lobe와 Side lobe의 이득차는 29.54DB이고 요구된 상대적 전류 분포는 1:2:2:1이다. 따라서 x변화에 따른 R의 크기는 식(3-4)와 같다.

$$x = x_0 \cos(\Psi / 2) \quad (3-4)$$

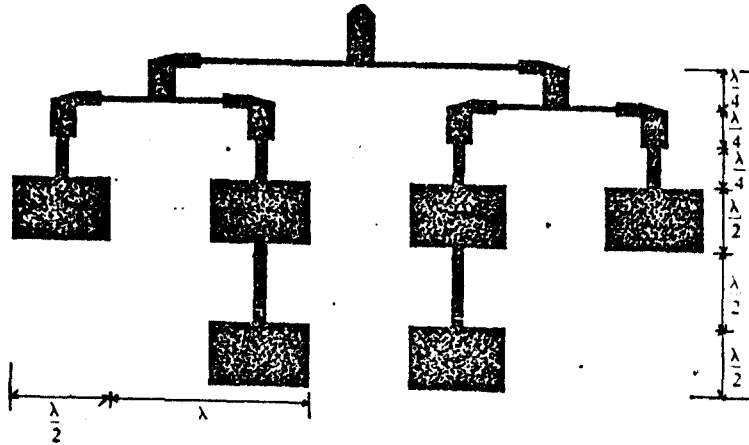
여기서  $\Psi = \sum I_0 \exp j(K_0 D_i \cos\theta + \delta_i)$

$I_0$ : Antenna의 전류분포,  $K_0$ : 전파 상수

$D_i$ : Antenna간격,  $\delta_i$ : 각 Antenna가 갖는 위상

표Ⅲ-2 Antenna 길이와 폭

주파수(GHZ)	길이(mm)	폭(mm)	실제공진 주파수(GHZ)
9.5	10.2393	15.7786	8.41549



그림Ⅲ-1 Chebyscheff 다항식을 이용한 Microstrip Patch Antenna 설계

### Ⅲ-3 Microstrip Phased Array

방사하는 Radiator는 요구되는 Beam모양과 이득을 얻기위해서 Array하고 위상을 조정하지 않으면 안된다. Microstrip Substrate위에 위상 변화를 위하여 PIN Diode을 추가함으로써 Scanning Antenna을 얻을수 있다.

각각의 Microstrip Radiator는 Rectangular Microstrip Patch Antenna 이고 Hemispherical 방사 패턴을 갖는다. Microstrip Scanning Antenna는 Phased Array Model로서 Phase Array를 Scanning할수 있다.

이것은 매우 효율이 좋은 Microstrip Element, Matching Network, Phased Shift, Power Divider, Bias Contoll Line 등 하나의 기관위에 설계할 수 있다. 따라서 Phased Shift는 표Ⅲ-3과 같이  $\delta_1 / \delta_2 / \delta_3 /$  비를 0:1:2:3로 위상 변화시키므로

서 Fig Ⅲ-2와 같이 90도 이상 Scanning할 수 있다.

표 Ⅲ-3

	$\delta_1$	$\delta_2$	$\delta_3$	$\delta_4$
1	0	0	0	0
2	0	30	60	90
3	90	60	30	0
4	0	60	120	180
5	180	120	60	0
6	0	90	180	270

### Ⅲ-4 Chebyscheff Array Antenna의 입력 어드미턴스

상대적 전류 분포에 따른 Microstrip Patch Antenna는 FigⅢ-1과 같다. 그에따른 등가회로를 등가 전송 선로 모델로 나타내면 Fig Ⅲ-3과 같고

입력 어드미턴스는 식(3-5)와 같다.

$$Y_{in} = Y_3 + Y_3 \quad (3-5)$$

여기서  $Y = G + jB$

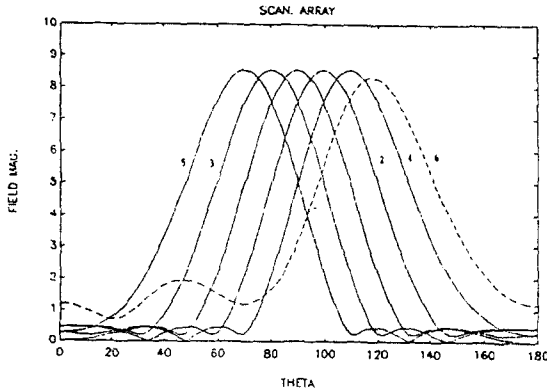
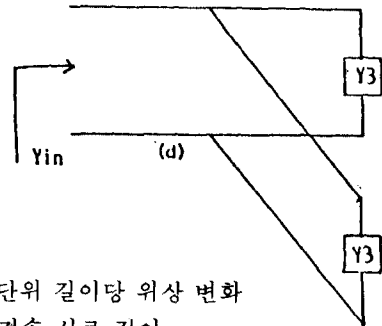
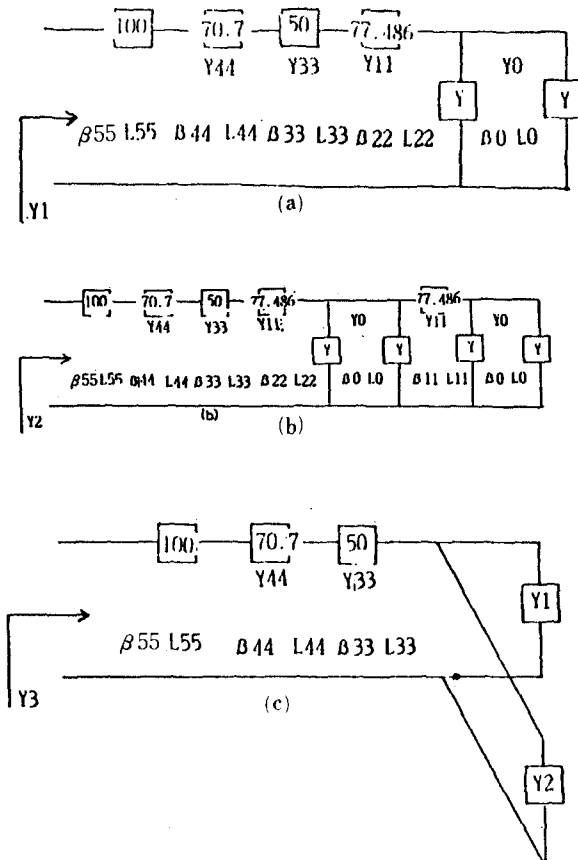


그림 III-2 위상 변화에 따른 Chebyscheff 방사 패턴



$\beta_{ij}$  = 단위 길이당 위상 변화  
 $L_{ij}$  = 전송 선로 길이  
 $Y_{ij}$  = 전송 선로 길이의 어드미턴스  
 $i, j = 0, 1, 2, 3, 4, 5$

그림 III-3 Microstrip Patch Antenna의 등가 전송 선로 모델

입력 어드미턴스는  $1/50\text{mho}$ 로 정규화하여 주파수함수로 나타낸다. 정규화된 어드미턴스는 허수부가 0일때 급전 선로의 특성 어드미턴스와 정합 상태이다. 따라서 공진 특성은 Fig IV-5에서 알수있고 설계된 실질적인 공진 주파수 8.41549

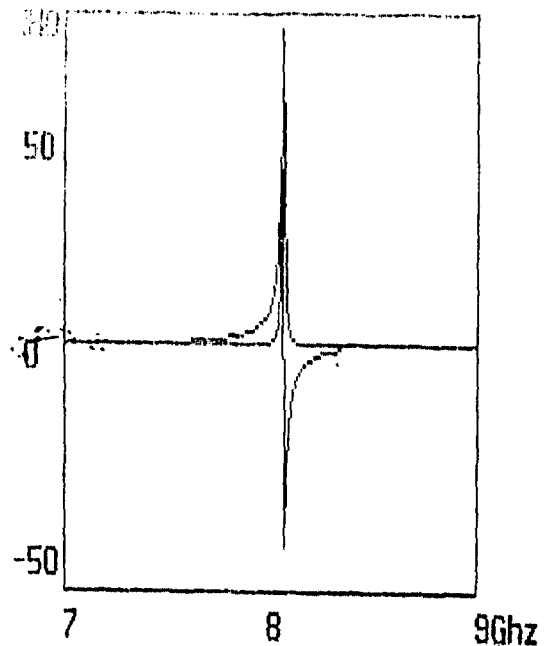


그림 III-4 콘덕턴스와 서셉턴스

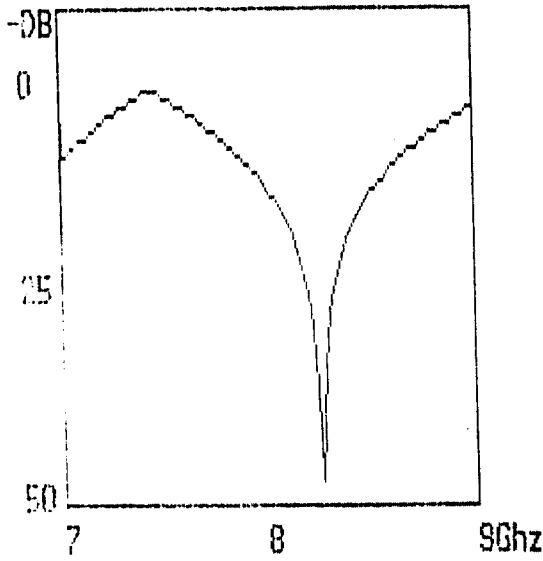


그림 III-5 반사 손실

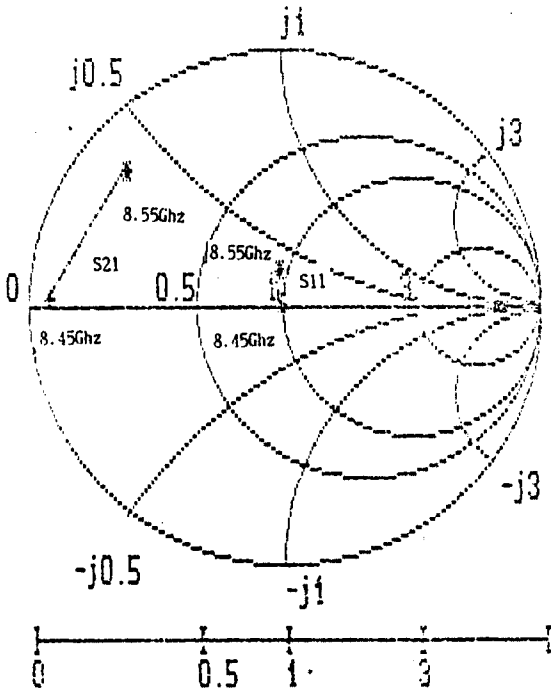


그림 III-6 설계된 Antenna의 S11, S21

GHz와 매우 양호하게 일치한다. 또한 S-Parameter 에 따른 S11과 S21은 Fig III-6와 같다.

#### IV. 실험 및 고찰

설계에 사용한 기판은 TLX-9-0620을 사용했으며 재질 특성은  $\epsilon_r = 2.50 + j0.0051$ ,  $\tan\delta = 0.0019$ ,  $H = 1.575\text{mm}$ (이때 동판의 두께는  $0.0357\text{mm}$ )인 테프론의 양면에 도체를 입힌것을 사용했다.

제작된 Antenna의 실험은 Microwave Source로 Sweep Oscillator를 사용했던 8.36GHz의 반송

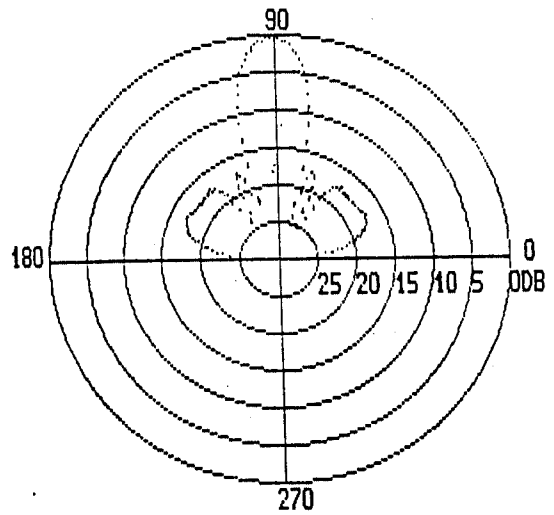


그림 IV-1 방사 패턴(이론치)

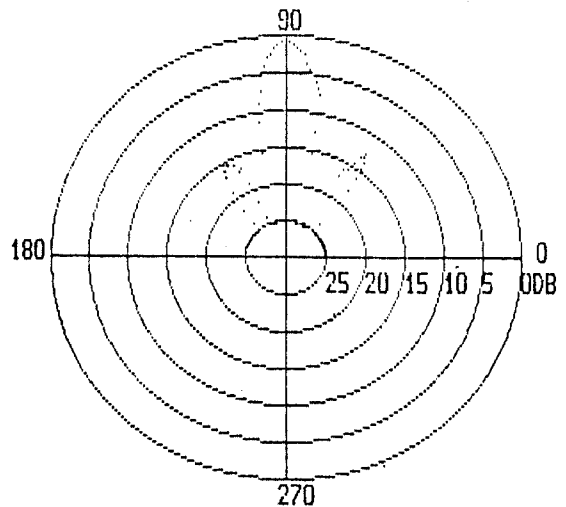


그림 IV-2 방사 패턴(실험치)

파를 1KHz구형파로 변조시켰다. 정재파비가 1.53인 상태에서 방사패턴 측정은 그림 FigIV-2와 같이 날카로운 방사 패턴을 얻을수 있다.

### V. 결 론

Chebyscheff다항식을 이용해서 Rectangular Microstrip Antenna Array를 전류 분포 1:2:2:1로 설계 제작 하였다. 또한 Fringing 효과에 의한 공진주파수가 급전 선로 및 Power분배 선로에 따른 입력 콘덕턴스, 서셉턴스에 따른 공진 주파수가 매우 양호하게 일치함을 보였다.

그리고 날카로운 Beam특성은 Phase Shift을 위한 PIN Diode를 추가하므로써 완전한 전자적 방식의 90도정도 Scanning을 실현할수있음을 고찰하였다.

### REFERENCE

1. L.Lewin, Radation from Discontinuies in Strip Line, Proc IEEE Vol 107 P163-170 Feb 1960.
2. H.A. Wheeler, Transmission Line Properties of Parallel strips separated by a dielectric sheet, IEEE trans., MTT-13 NO.3 pp172-185 March 1965.
3. J.Q. Howel, Microstrip Antenna, IEEE Trans, Antenna Propagat Vol Ap-23, pp90-93, Jan 1975.
4. R.E. Munson, Conformal Microstrip Antenna and Microstrip Phased Array, IEEE Trans, Antenna Propagat, Vol Ap-27, NO.5. pp660-664 1979.
5. Keith.R. Microstrip Antenna Technology, IEEE Trans Antenna propagat, Vol AP-29 No.1 Jan 1981 P5-8
6. D.L. Sengupta, The Transmission Line Model For Rectangular Patch Antennas, IEEE Trans

Antenna Propagat, Int. Symp Digest 1983 pp158-161

7. D.L. Sengupta, Appropriate Expression For The Resonant Frequency of A Rectangular patch Antenna, Electron Letters, Vol 19. No. 20 Sep 1983 pp834-835
8. D.L. Sengupta, Resonant Frequency of A Tunable Rectangular Patch Antenna, Electron Letters, Vol 20 No. 15 July 1984 pp614-615.
9. K.C Gupa Computer Aided Design of Microwave Circuts, Artech house, InC, pp60-65, 1981.
10. T.C. Edward, Foundation For Microstrip circuit Design, A Willay Interscience Publication, 1981 pp209-212
11. W.J. Getsinger, Microstrip Dispersion Model, IEEE Trans, MTT-21 No.1 Jan 1973 34-39.
12. J.D. Kraus, Electrical and Electronic Engineering Series, McGrak-Hill, 1950, pp106-109.



李鍾岳 (Jong Arc LEE) 正會員  
 1966年 2月: 漢陽大學校電氣工學科卒業  
 1970年 2月: 延世大學校大學院 電氣工學科(工學碩士)  
 1974年 2月: 延世大學校 電氣工學科 工學博士  
 1978年 2月: 韓國航空大學 教授  
 1974年 4月~1975年 3月: 日本京都大學 學部 研究院

1979年 8月~1980年 7月: 프랑스 Centre Univ. 에너지 研究所  
 1987年 12月~1988年 12月: 美國 Florida 州立大學 客員教授