

전류 분배기를 이용한 선형위상배열 안테나에 관한 연구

A Study on the Radiation Characteristics of Linear phased
array antenna using current divider.

이창식* · 유재문** · 이종악*** 1)

Abstract

The 4 by 4 microstrip phased array antenna designed and radiation characteristics are studied. The design frequency was chosen to be 5.8GHz. Chebyshev ratio was achieved by unequal power divider and Wilkinson power divider. The ratio of current at each port is 1 : 2.6 : 2.6 : 1 and then side lobe level is less than -30 dB . It is shown that the radiation beam direction can be changed up to 30 ° by control the phase at each port. The result can be used to design electrically controllable microwave scanning antennas.

1) * 대구대학교 정보통신공학부 교수
** 동서울대학교 정보통신과 교수
*** 건국대학교 전자공학과 교수

1. 서론

현대의 위성통신, 이동 통신 분야에서 마이크로스트립 배열 형태의 안테나에 대한 응용이 많이 연구되고 있으며, 일정한 방향 또는 임의의 방향으로 지향성을 제한할 수 있는 방식이 여러 가지로 제안되고 있다[1].

본 논문에서는 입력 전류를 체비셰프 다항식의 계수의 비로 분배할 수 있는 4-가닥 전류 분배기를 설계하고 이 전류를 4개의 패치가 직렬로 연결된 각 안테나에 인가하여 4×4 평면형 안테나를 구성하여 이 때의 복사 전계 패턴을 분석하였으며, 또한 분배기와 안테나 사이에 위상을 제어할 수 있도록 함으로써 주 빔의 방향을 전기적으로 제어할 수 있음을 안소프트사의 앙상블 시뮬레이션 프로그램을 통하여 보였다.

2. 위상 배열 안테나의 이론

2-1. 위상배열 안테나

하나 이상의 안테나를 공간상에 배열하게 되면 원하는 모양의 전계 복사 패턴을 얻을 수 있다. 또한 안테나에 공급되는 전류의 위상을 전기적으로 제어함으로써 복사 방향을 조절할 수 있다. 이러한 안테나를 위상배열 안테나라 부르며 레이더와 같은 다양한 응용에 사용된다 [2][3].

배열 안테나의 복사 패턴에 대한 해석은 배열을 구성하는 각각의 복사 소자에 의한 복사 패턴이고 이들의 공간적인 배치와 각각의 위상에 의해 결정되는 배열 인자를 곱하여 전체 배열 안테나에 의한 복사 패턴을 얻을 수 있다[4].

다음 그림은 임의의 점에 위치한 안테나로부터 P점에서의 전계를 나타낸다.

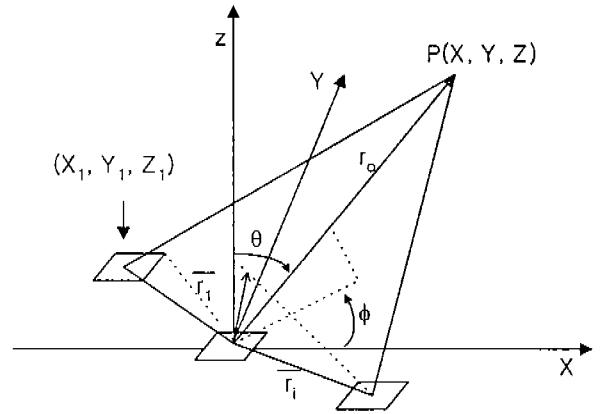


그림 2-1. 배열 안테나의 구조.

Fig. 2-1 Structure of array antenna.

i 번째 안테나로부터 복사된 전계는 식 (2-1)로 나타낼 수 있다.

$$E_i(r, \theta, \varphi) = f_i(\theta, \varphi) \exp(-jkR_i) R_i \quad (2-1)$$

여기서 R_i 는 안테나로부터 P 점까지의 거리이며 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$R_i = [(x-x_i)^2 + (y-y_i)^2 + (z-z_i)^2]^{1/2} \quad (2-2)$$

안테나의 위치의 단위 벡터를 \mathbf{r}_i 라고 하고 P 점의 위치벡터를 $\hat{\mathbf{r}}$ 이라고 하면 윗식은 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{r}_i = \hat{x}x_i + \hat{y}y_i + \hat{z}z_i \quad (2-3)$$

$$\hat{\mathbf{r}} = \hat{x}u + \hat{y}v + \hat{z}\cos\theta \quad (2-4)$$

여기서 $u = \sin\theta \cos\varphi$, $v = \sin\theta \sin\varphi$ 이다.

따라서 P 점에서의 전체 전계는 각 안테나로부터 복사된 전계의 합성에 의해 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$E(r) = \frac{\exp(-jkR)}{R} \sum_i a_i f_i(\theta, \varphi) \exp(jk \mathbf{r}_i \cdot \hat{\mathbf{r}}) \quad (2-5)$$

윗 식에서 a_i 는 입력 안테나에 공급되는 전류의 위상과 크기를 나타내며 전체 전계는 각 안테나에서 복사된 전계성분과 다음 식처럼 표현되는 배열인자 $F(\theta, \varphi)$ 의 스칼라량의 곱으로 표현할 수 있다.

$$F(\theta, \phi) = \sum a_i \exp(jk \mathbf{r}_i \cdot \hat{\mathbf{r}}) \quad (2-6)$$

안테나가 $x_n = nd_x$ 의 위치에 1차원적으로 배열해 있을 경우 전체 전계는 식 (2-7)처럼 쓸 수 있다.

$$E(\theta) = f(\theta, \phi) \sum a_n \exp(jk_0(nd_x u)) \quad (2-7)$$

따라서 전체 배열 인자는 식 (2-8)과 같이 쓸 수 있다.

$$a_n = |a_n| \exp(-jk_0 nd_x u_0) \quad (2-8)$$

$$F(\theta) = \sum |a_n| \exp(jnd_x k_0(u - u_0)) \quad (2-9)$$

안테나가 선형적으로 배열 되어있을 경우와 마찬가지로 평면적으로 배열한 안테나의 배열 인자는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$F(\theta, \phi) = \sum b_m \exp[jk_0 md_x(u - u_0)] \times \sum c_n \exp[jk_0 md_y(v - v_0)] \quad (2-10)$$

2-2. 비균등 체비셰프 전류분포 배열 안테나

각각의 안테나에 공급되는 전류의 분포를 다르게 함으로써 원하는 빔 패턴과 부엽의 크기를 조절할 수 있다. 식 (2-6)의 배열 인자는

$Z = e^{j\phi}$ 의 급수로 전개할 수 있다. 여기서 $\phi = \beta d_x \cos \theta$ 이다.

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{jn\phi} = \sum_{n=0}^{N-1} A_n Z^n \quad (2-11)$$

전체 배열 패턴은 각각의 안테나 패턴의 곱이므로 배열 인자가 $AF = (1 + Z)^{N-1}$ 일 경우에는 부엽이 존재하지 않는다. 하지만 부엽이 존재하지 않는 대신에 균일한 전류분포를 갖는 배열 안테나에 비해서 더 넓은 주 빔을 갖는다.

체비셰프 합성은 배열 다항식을 체비셰프 다항식이 되게 식을 조정한다. 체비셰프 합성법은 주어진 부엽 레벨에서 최소의 빔 폭을 갖는 빔 패턴을 생성할 수 있다.

체비셰프 다항식은 $-1 < X < 1$ 영역에서 리플의 크기는 $|1|$ 에서 변하고 부엽으로 만들어진다. 또한 $|X|$ 영역에서는 지수적으로 증가하는 변화를 주엽으로 만든다. 즉, 균등한 부엽의 크기에 대해 최소 가능한 빔폭을 준다. 따라서 X의 적당한 선택으로 주엽과 부엽의 비를 얻을 수 있다.

$$R = \text{주엽} / \text{부엽} \quad (2-12)$$

이것을 다시 dB로 나타내면 $20 \log(R)$ 로 나타낸다. 주엽과 부엽의 이득차를 크게 하면 할수록 R이 크게 되고 빔폭이 넓어진다. 따라서 R에 따른 $|X| > 1$ 인 영역에서 최대 빔의 위치를 X_0 이라고 하면 다음과 같이 표현된다.

$$X_0 = \frac{((R + \sqrt{R^2 - 1})^{1/m} + (R - \sqrt{R^2 - 1})^{1/m})}{2} \quad (2-13)$$

$d_x/\lambda \geq 0.5$ 일 때 체비셰프 다항식을 만족하는 패턴을 구하기 위한 전류 분포는 N이 홀수 일 때와 짝수 일 때 다음과 같다.

$$I_m = \frac{2}{N} \left[r + 2 \sum_{s=1}^{(N-1)/2} T_m(z_0 \cos(s\pi/N)) \cos[2s\pi m/N] \right] \quad (2-14)$$

N 이 홀수

$$I_m = \frac{2}{N} \left[r + 2 \sum_{s=1}^{N/2-1} T_m(z_0 \cos(s\pi/N)) \cos[(2m-1)s\pi/N] \right] \quad (2-15)$$

N 이 짝수

체비셰프 합성에 의한 전류분포를 갖는 배열 안테나의 지향성(D)은 다음과 같다.

$$D = \frac{N}{1 + \frac{2}{r^2} \sum_{s=1}^W \left[T_M \left(z_0 \cos \frac{s\pi}{N} \right) \right]^2} \quad (2-16)$$

여기서 $W = \frac{N}{2} - 1$ (N이 짝수)

$$W = \frac{N-1}{2} \quad (\text{N이 홀수})$$

식 (2-12), (2-13), (2-15)에 의해 4단으로 안테나 배열을 구성하고 부엽의 크기가 -30dB인 안테나의 각 단의 전류비는 1 : 2.6 : 2.6 : 1 이 됨을 알 수 있다.

3. 실험 및 고찰

3-1. 비균등 전류 분배기

본 논문에서는 첫 단에 월킨슨 전력 분배기를 이용하여 동위상과 동일한 전력을 분배 한 후 다음 단에 비균등 전류 분배기 이론을 바탕으로 한 새로운 형태의 체비셰프 전류 분배 회로를 구성하였다[5][6].

그림 3-1은 위상배열 안테나 부엽의 크기를 -30dB로 제한하기 위해 체비셰프 다항식으로 부터 구한 전류비 1 : 2.6 : 2.6 : 1을 갖는 비균등 전류 분배기의 회로이다.

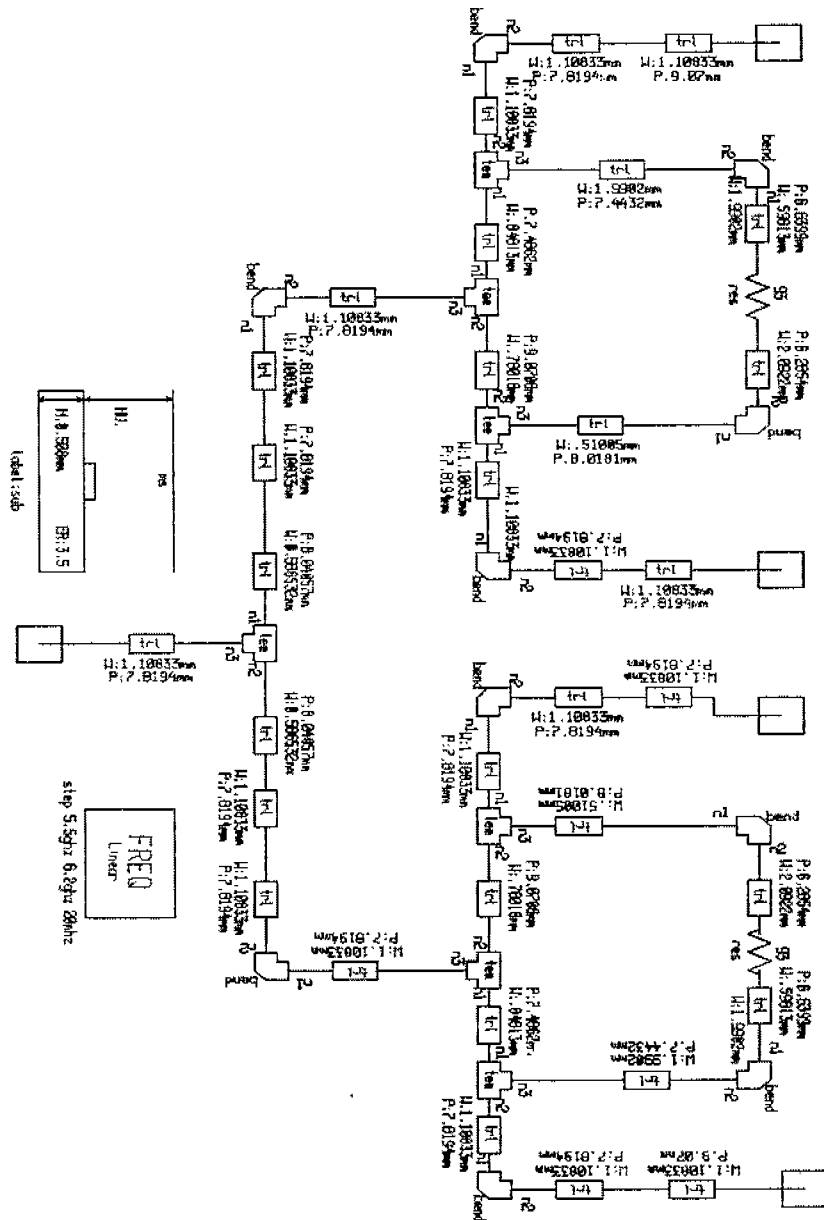


그림 3-1. 비균등 전류 분배회로
Fig. 3-1 Schematic of unequal current divider.

그림 3-2는 각 출력포트에서 나온 결과 값이다. S21, S51과 S31, S41이 각각 -11.61dB와 -4.19dB를 갖으며, 그에 따른 전류 비율은 원래 설계하고자 했던 체비셰프 전류비 1 : 2.6에 근접한 결과 값을 보여주었다.

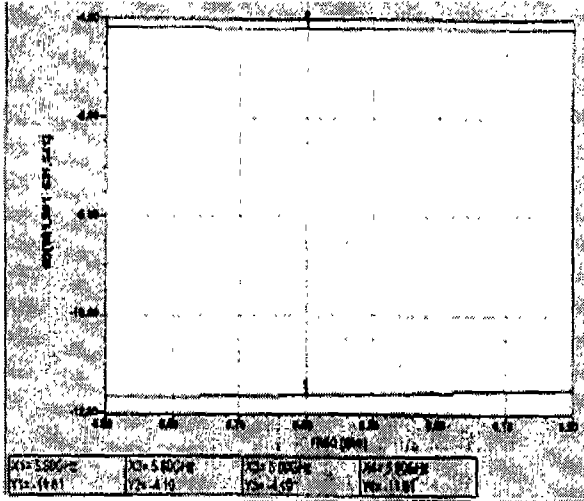


그림 3-2. 각 출력 단에서의 출력전력.
Fig. 3-2 Output power each port.

설계된 전류 분배기는 입력 단의 반사 계수가 5.8GHz에서 약 -21dB 이하의 값을 나타낸다. 출력 포트간의 분리도는 S23의 경우 -22.39dB, S24는 -52.25dB, S25는 -52.24dB 그리고 S34는 -40.40dB로 모든 포트간에 우수한 분리도 특성을 보여주고 있다.

그림 3-3은 제작한 비균등 전류 분배기의 그림이다. 제작에 사용된 기판은 유전율이 3.5이고 두께는 0.508mm이다.

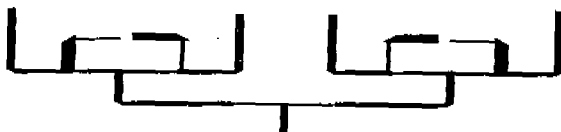


그림 3-3.비균등전류분배기회로
Fig.3-3 Unequal current divider.

그림 3-4에서 그림 3-7과 같이 측정된 S21, S51의 값은 -13.473dB와 -14.818dB이고 S31, S41의 값도 각각 -8.874dB 와 -8.218dB의 값이

측정되어 전류로 환산하면 원하는 전류의 비율을 얻을 수 있다.

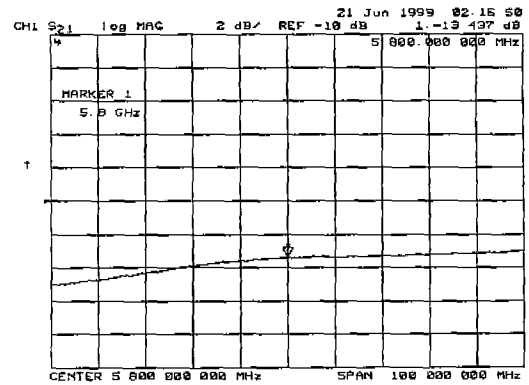


그림 3-4. 포트 2에서 출력 전력.
Fig.3-4 The Output power at port 2.

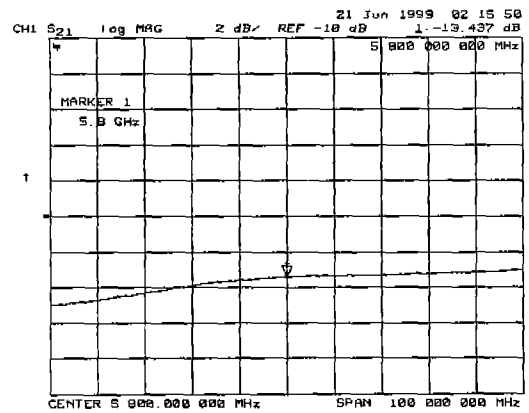


그림 3-5. 포트 3에서 출력 전력.
Fig. 3-5 The Output power at port 3.

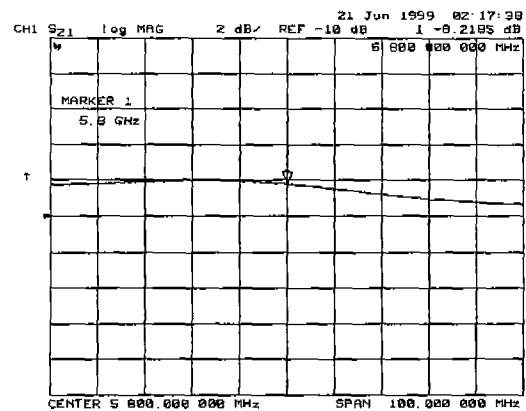


그림 3-6. 포트 4에서 출력 전력.
Fig.3-6 The Output power at port 4.

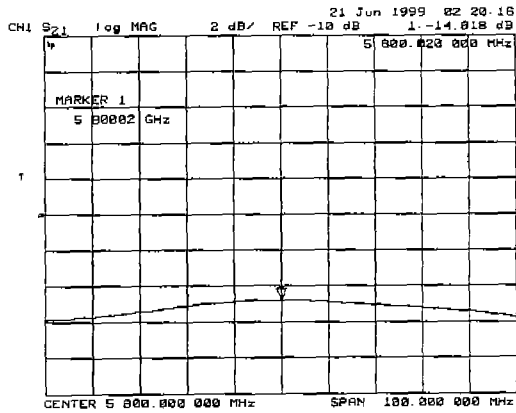


그림 3-7. 포트 5에서 출력 전력.
Fig.3-7 The Output power at port 5.

3-2. 마이크로스트립 패치 안테나 설계

그림 3-8은 어레이 요소로 사용할 마이크로스트립 안테나를 보였다. 입력되어지는 방향에 대해서 직렬로 4단이 배열된 형태이며 50Ω 급전선로와 마이크로스트립 패치의 임피던스 정합을 위하여 $\lambda/4$ 섹션 정합회로를 구성하였다. 그림 3-9는 설계되어진 직렬로 배열된 마이크로스트립 안테나의 입력 측에서 바라본 반사 손실을 보여주며 이로부터 5.8GHz 공진 주파수에서 반사 손실이 -25dB 이하의 값을 갖는 것을 알 수 있다. 그림 3-10은 직렬로 배열된 수직방향에 대한 전계의 복사 패턴에 대한 이론값과 측정값을 비교한 그림이며 잘 일치함을 확인할 수 있다. 이를 통해서 시뮬레이션한 값과 측정값이 잘 일치함을 알 수 있다. 직렬로 배열된 각각의 복사 요소들을 수평으로 배열한 4×4 배열 안테나를 구성하였다. 각 복사 요소들과의 간격은 수평 방향의 복사 패턴의 빔의 폭이 가장 좁도록 0.7λ 로 하였다.

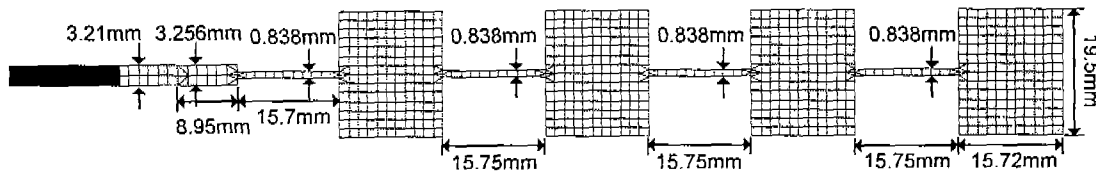


그림 3-8. 설계된 직렬 배열 마이크로스트립 안테나.
Fig.3-8 The designed microstrip series array antenna.

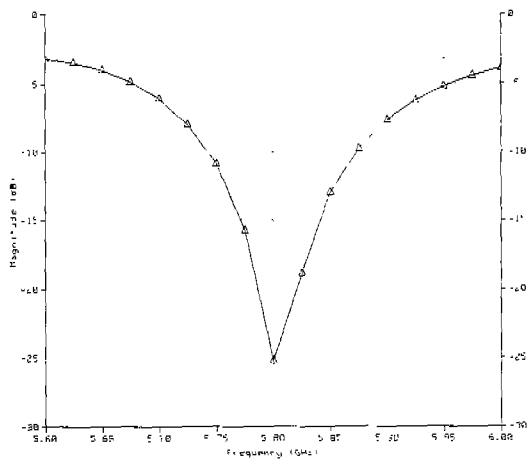


그림 3-9. 마이크로스트립 직렬 배열 안테나에 의한 반사 손실
Fig. 3-9 Return loss of microstrip series array antenna.

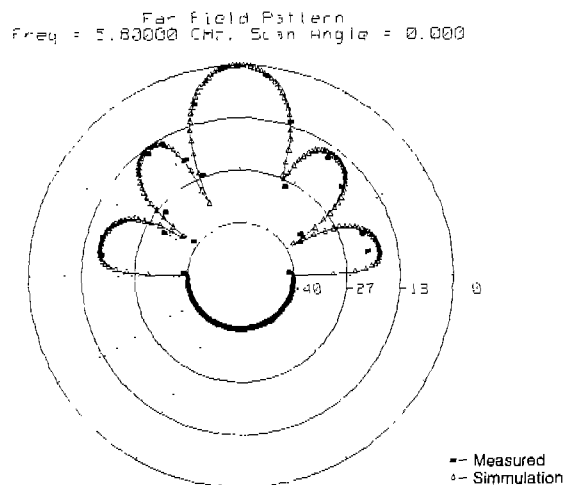


그림 3-10. 직렬로 배열된 수직방향의 복사 전계 패턴.
Fig. 3-10 The radiation pattern of a microstrip series array antenna,

그림 3-11은 수직 4단과 수평 4단으로 배열된 마이크로스트립 배열 안테나와 전류 분배기를 결합한 형태의 안테나를 보여준다. 전류 분배기와 어레이 안테나는 동축선로로 연결하였다.

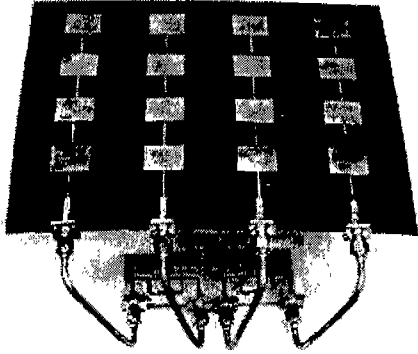


그림 3-11. 안테나와 전류 분배기를 결합한 사진.
Fig 3-11 Photograph of combining antenna and current divider.

그림 3-12는 제작한 마이크로스트립 안테나의 반사손실을 측정 한 그래프이다.

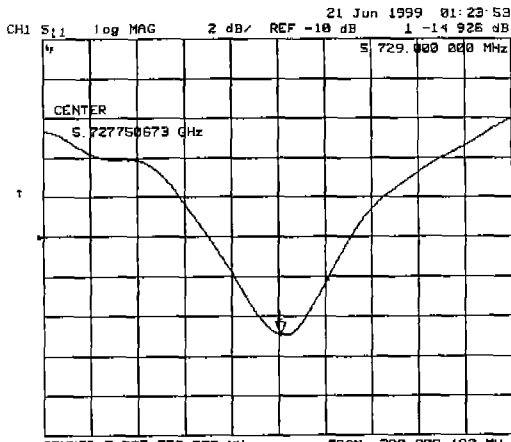


그림 3-12. 제작한 안테나의 입력 반사손실.
Fig. 3-12 The return loss of fabricated array antenna.

그림 3-12에서 공진 주파수가 약 5.72 GHz이고 그 때의 반사손실은 -15dB를 나타내고 있다. 이것은 설계하고자 하는 주파수보다 80 MHz의 주파수 천이를 보이고, 반사손실도 약

10dB의 오차를 보이고 있다.

수평방향으로의 복사 패턴은 각각의 요소에 공급되는 위상을 일정하게 차이가 나도록 하여 주빔의 방향을 변화시킬 수 있으며 그림 3-13부터 그림 3-18에 나타내었다.

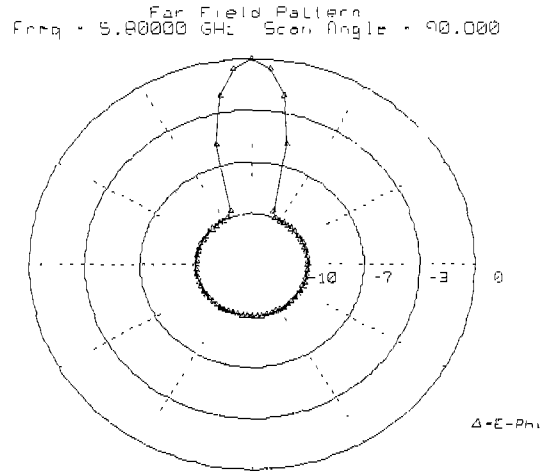


그림 3-13. 위상차가 0° 일 때의 복사패턴
Fig. 3-13 Radiation pattern with 0° phase difference.

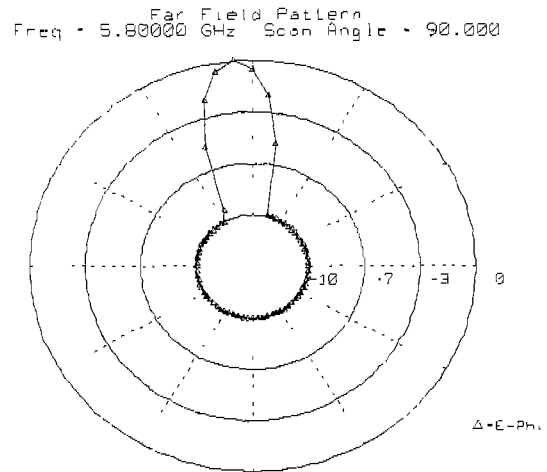


그림 3-14. 위상차가 22.5° 일 때의 복사패턴
Fig. 3-14 Radiation pattern with 22.5° phase difference.

Far Field Pattern
Freq = 5.80000 GHz Scan Angle = 90.000

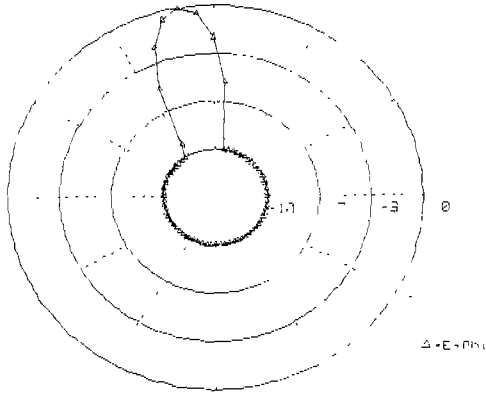


그림 3-15. 위상차가 45° 일 때의 복사패턴
Fig. 3-15 Radiation pattern with 45° phase difference.

Far Field Pattern
Freq = 5.80000 GHz Scan Angle = 90.000

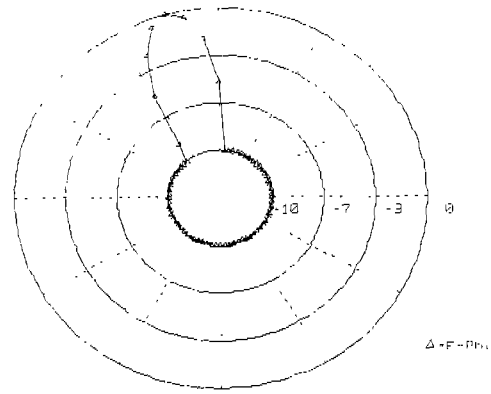


그림 3-16. 위상차가 67.5° 일 때의 복사패턴
Fig. 3-16 Radiation pattern with 67.5° phase difference.

Far Field Pattern
Freq = 5.80000 GHz Scan Angle = 90.000

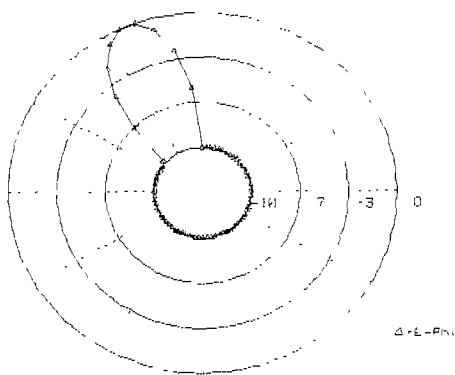


그림 3-17. 위상차가 90° 일 때의 복사패턴
Fig. 3-17 Radiation pattern with 90° phase difference.

Far Field Pattern
Freq = 5.80000 GHz Scan Angle = 90.000

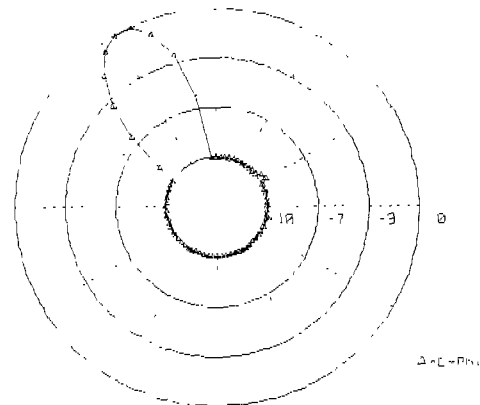


그림 3-18. 위상차가 112.5° 일 때의 복사패턴
Fig. 3-18 Radiation pattern with 112.5° phase difference.

표 3-1은 각단의 위상차이에 따른 주엽의 복사 방향의 결과값을 보여주고 있으며 이로부터 위상차이가 22.5 °씩 증가할수록 빔의 방향이 약 5 °씩 변화되는 것을 알 수 있다.

표3-1. 위상차이에 따른 주엽의 복사방향
Table 3-1. Radiation diraction of main beam for phase ratio.

위상간격 [degree]	주엽의 복사방향 [degree]
0	0
22.5	5
45	10
67.5	15
90	21
112.5	26

4. 결론.

체비셰프 다항식을 이용한 4단 위상 배열 안테나를 구성하였으며 동시에 직렬로 4단을 배열하여 이에 대한 복사 패턴을 연구하였다. 각 포트에 인가되는 전류의 비는 비균등 전류 분배기를 사용하여 구성하였으며, 또한 위상 차이를 5단계로 나누어 각각에 대한 빔 방향의 변화를 연구하였다.

이와 같이 구성된 위상 배열 안테나는 각 안테나에 공급되는 전류의 위상을 제어함으로써 원하는 복사 방향을 제어할 수 있음을 보였다.

주 빔의 복사방향은 각 포트의 위상을 변화시켜줌으로서 0 °에서 30 °까지 변화시킬 수 있음을 증명하였다.

이러한 형태로 구성된 위상 배열 안테나는 주변환경 변화에 따라 위상을 변화 시켜주어 빔의 방향을 조정함으로써 아주 열악한 전파환경에서도 안테나가 제 성능을 발휘할 수 있도록 설계가 가능하므로 앞으로 매우 넓은 분야에서 응용이 가능할 것이다.

[참고문헌]

- [1] Bahl, I. J. and Bhartia. P., Microstrip Antennas, Artech, 1980
- [2] G.Dubost and S. Guero, " A3 Bit Digital Phase Shifter in Ku-Band for Microstrip Phased Array." Proc. 8th Coll. on Microwave Communication Digest, Budapest, Hungary, August 25-29, 1986, pp.291-292
- [3] R.J mailoux J.F Mclivenna , and N.P. Kernweis "Microstrip array technology" IEEE Trans. Antenna Propagat. Vol aP-29, pp25-37, Jan 1981
- [4] Jordan, E.C and Balmain, K.G., Electromagnetic Waves and Radiating Systems, Prentice Hall. 1986.
- [5] Wilkinson E.J , "An N-way hybrid power dividers", IRE Trans 1960. MTT-8 pp.116-118
- [6] GYSELU, " A new N-way power divider combiner suitable for high power applications", IEEE MTT-S international symposium. 1975. pp.116-118.