

碩士學位論文

# 배열 안테나 빔 제어기 설계 및 제작



濟州大學校 大學院

通信工學科

姜 奉 秀

2001 年 12 月

# 배열 안테나 빔 제어기 설계 및 제작

指導教授 金 興 洙

姜 奉 秀

이 論文을 工學 碩士學位 論文으로 提出함

2001 年 12 月



姜奉秀의 工學 碩士學位 論文을 認准함

審査委員長 林 載 允 印

委 員 康 鎭 植 印

委 員 金 興 洙 印

濟州大學校 大學院

2001年 12 月

# Design of Array Antenna Beam Controller

Bong-Soo Kang

(Supervised by professor Heung-Soo Kim)

A thesis submitted in partial fulfillment of  
the requirement for the degree of Master of  
Science

2001. 12.

This thesis has been examined and approved.

---

Thesis director, Jea-Yun Lim, Prof. of Telecom. Eng.

---

---

(Name and signature)

\_\_\_\_\_ Date

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATION  
ENGINEERING  
GRADUATE SCHOOL  
CHEJU NATIONAL UNIVERSITY

## 목 차

Abstract .....	1
I. 서 론 .....	3
II. 마이크로스트립 배열 안테나의 방사 특성 .....	6
III. 위상천이기 .....	8
1. 전송선로형 위상천이기 .....	8
1) 스위칭 선로형 위상천이기 .....	9
2) 부하선로형 위상천이기 .....	11
2. 브랜치라인 하이브리드 결합형 위상천이기 .....	14
IV. 위상천이기 설계 .....	17
1. 부하선로형 위상천이기 설계 .....	17
2. 브랜치라인 하이브리드 결합형 위상천이기 설계 .....	20
3. 위상천이기 시뮬레이션 결과 .....	21
4. 설계된 위상천이기의 Layout .....	24
V. 빔 제어회로 .....	25
1. 제어회로부 구성 .....	25
1) 신호 변환부 .....	25
2) 신호 비교부 .....	27
3) 스위칭 제어부 .....	30
2. 제어회로 동작 알고리즘 .....	33
VI. 결과 및 고찰 .....	35
VII. 결 론 .....	39
참고문헌 .....	40

## Abstract

In this thesis, a semi-scannable beam controller which can be used for a four-element microstrip array antenna having constrained parallel feed network is designed and fabricated using digital logic circuits. In order to verify the performance of the beam controller, the simulation results and the measured results are compared.

The beam controller consists of four four-bit phase shifters, a signal conversion part, a signal comparison part and a switching control part. The direction of the maximum field strength is detected by comparing the input signal strength with varying the switching state to control the phase shifters. The phase shifters are composed of two loaded line phase shifters and two branchline hybrid coupled phase shifters connected in series. The loaded line phase shifters carry out 22.5° and 45° phase shift, and the branchline hybrid coupled phase shifters carry out 90° and 180° phase shift. And the phase shift changes 22.5° per bit from 0° to 360°. The input signal to the beam controller is transformed to the intermediate frequency, and the beam controller is designed to be able to discriminate the voltage difference according to the induced voltage at the antenna terminals. The transformed signal magnitudes are compared with each other at the signal comparison part. The comparison results are transferred to the switching control part, and the phase shifters are controlled by those results. So the beam direction of an antenna is decided by the phase shifters.

The manufactured phase shifter has the phase error of 16.13% in maximum and the insertion loss of -5.702 ~ -4.303 dB. The performance of the beam controller is not affected by the above results significantly. It takes only 70ms to set the phase shifter in order to find the direction of maximum field

strength. So the proposed beam controller always find the maximum direction of field it will be able to contribute to enhancing the receiving performance of an antenna in fixed communication.



# I. 서론

위상 배열 안테나는 독립적인 방사 안테나 또는 방사 소자로 구성되는 방향성 안테나로서, 각 소자에 인가되는 전류의 상대적인 위상 및 진폭에 따라 방사 소자의 방사 방향 및 방사 형태가 결정되며 이런 특성으로 인하여 인가되는 전류의 위상을 적절하게 변화시킴으로써 특정 방향으로 빔조향을 가능하게 한다. 위상 배열 안테나는 전자적 제어로 빔조향에 있어 유연성을 얻을 수 있다는 특징으로 인하여 레이더 분야에서 큰 관심을 받아왔다. 이러한 위상 배열 안테나로부터 특정 방향으로의 빔 방사에 대한 개념은 제1차 세계 대전 중에 알려지게 되었다. 그리고 이러한 개념의 안테나가 처음 상업용 방송에 사용된 것은 1930년대 초반의 일이었으며, 대륙간 단파 통신에서 수신용으로 사용된 대형의 방향성 빔 조향 배열 안테나는 1930년대 후반 Bell Telephone Laboratory에 의해 개발되고 설치되었다. 또한 제2차 세계 대전 중에는 미국, 영국 및 독일이 이러한 위상 배열 안테나를 Radar 분야에 적용하였다.(Skolnik, 1980, Barton 등, 1991, Johnson, 1993)

위상 배열 안테나의 구현 형태는 Linear Array, Planar Array 그리고 Conformal Array의 형태로 구분된다. Linear Array는 방사소자를 1차원의 직선 형태로 배열한 형태이고, Planar Array는 방사소자를 2차원의 평면형태로 배열한 형태이며, Conformal Array는 방사소자를 평면이 아닌 임의의 3차원 면(피라미드, 실린더 등)의 형태로 배열한 안테나이다.(Skolnik, 1980)

위상 배열 안테나는 일반적으로 방사소자(Radiating Elements), 급전기(Feeder) 및 빔 조향 장치(Beam Steering Unit)로 구성된다. 위상 배열 안테나의 방사소자로는 다이폴, 종단-개방 도파관, 도파관 Slot, 그리고 마이크로 스트립 및 그 이외의 여러 형태의 안테나가 사용될 수 있다. 위상 배열 안테나의 급전구조는 크게 Constrained Feed, Space Feed 그리고 Hybrid Feed로 구분할 수 있다. Constrained Feed는 다시 직렬 급전과 병렬 급전으로 구분할 수 있고, Space Feed는 Transmission Type과 Reflection Type으로 구분할 수 있으며, Hybrid Feed는 Constrained Feed와 Space Feed가 혼합된 형태이다. Constrained 급전에

서 직렬 급전은 임의의 한 끝단 또는 중간에서 급전되며 각 소자는 일정 위상차를 가지는 위상 천이기를 통하여 연결되는 형태의 급전 방식이며, 병렬 급전은 입력 전력이 전력 분배기에 의하여 나누어져 각 방사 소자로 전달되는 형태의 급전 방식이다. Space 급전에서 Transmission Type 급전은 렌즈 안테나와 같은 주급전 안테나에 의하여 1차적인 에너지의 방사가 일어나고 주급전 안테나에 의한 에너지를 배열 소자의 수신부에서 흡수하고 이 에너지가 위상 천이기를 통과하여 방사 소자에서 공간상으로 방사되는 형태의 급전 방식이며, Reflection Type 급전은 주급전 안테나에 의한 에너지가 수신부에서 흡수되고 위상 천이기를 통과한 후 종단의 반사 회로망에 의하여 반사가 일어나고 다시 수신에 사용되었던 소자를 통하여 방사가 일어나는 형태의 급전방식이다.(Skolnik, 1980, Johnson, 1993, Lo & Lee, 1988)

빔 제어기법에는 안테나의 주급전 선로에 위상검출기를 부착하여 인접한 방사소자간의 위상차를 검출하여 그에 따른 위상천이기의 제어신호를 마이크로프로세서에서 출력함으로써 빔을 제어하는 기법, 그리고 급전 회로망을 매트릭스 형태로 구현하여 각 교점의 위치에 적절한 천이위상각을 가지는 위상천이기를 위치시켜 적절한 행과 열의 급전선로에 신호를 인가함으로써 특정 방향으로의 빔의 제어를 가능하게 하는 기법 등이 있다.(A. R. Skatvold, 1981, G. Estep 등, 1995)

본 논문에서는 위상 배열 안테나의 개념을 이용한 안테나 빔 제어 회로망을 연구하고 설계하였다. 빔의 방향은 각각의 안테나로부터 입력되는 신호를 합성하여 그 크기를 비교한 후 그에 따라 위상천이기를 제어함으로써 결정하게 된다. 제안된 구조는 Constrained 병렬 급전구조를 가지는 4소자 마이크로스트립 배열 안테나의 경우에 적용 가능한 빔 제어 회로망으로써 디지털 논리 소자를 사용하여 구현하고 이를 제작하여 시뮬레이션 결과와 비교한다. 이를 위하여 위상천이기의 특성에 대하여 고찰하고 제안하는 구조에 적합한 위상천이기를 선정한다. 그 다음으로 선정된 위상천이기를 제어하기 위한 회로망에 대하여 고찰하고 설계함으로써 전체적인 빔 제어회로를 구성한다. 그리고 시뮬레이션 및 제작을 통하여 구성된 빔 제어 회로망의 적절성에 대하여 고찰한다.

본 논문의 구성은 II장에서 마이크로스트립 배열 안테나의 방사특성에 대하여 기술하고, III장에서는 위상천이기의 설계 이론에 대하여 기술하며, IV장에서는 위상



천이기를 설계하고 시뮬레이션한다. 그리고 V장에서는 빔 제어회로를 설계하고 시뮬레이션하며, VI장에서는 위상천이기 및 빔 제어기의 시뮬레이션 결과와 측정 결과를 비교한다. 그리고 VII장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.



## II. 마이크로스트립 배열 안테나의 방사 특성

Fig. 1은 XY 평면상에 배열된 마이크로스트립 배열 안테나를 나타내는 그림이다. 숫자 00, 01... 등은 배열된 안테나 소자를 나타낸다. Fig. 1과 같은 구조의 배열 안테나에서의 빔의 방향은  $\theta$  와  $\phi$ 의 두 좌표에 의하여 결정된다. Fig. 1 에서 2-차원 배열의 방사 패턴은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$E_a(\cos \alpha_x, \cos \alpha_y) = \sum_m^M \sum_n^N i_{mn} e^{jk(md_x \cos \alpha_x + nd_y \cos \alpha_y)} \quad (1)$$

여기서  $i_{mn}$ 은 여기 신호의 진폭,  $k$ 는 자유공간에서의 파수이며,  $\cos \alpha_x$ 와  $\cos \alpha_y$ 는 다음과 같다.

$$\cos \alpha_x = \sin \theta \cos \phi \quad (2-1)$$

$$\cos \alpha_y = \sin \theta \sin \phi \quad (2-2)$$

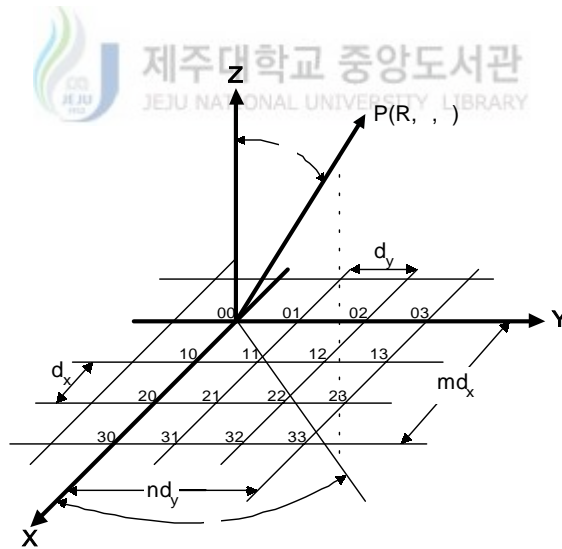


Fig. 1. Structure of planar microstrip array antenna

각 방사소자가 동일한 크기( $i_{mn} = 1$ )를 가지고 방사되는 경우 배열 안테나의 방

사 패턴은 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$E_a(\cos \alpha_x, \cos \alpha_y) = \left[ \frac{\sin\left(\pi M \frac{d_x}{\lambda} \cos \alpha_x\right)}{M \sin\left(\pi \frac{d_x}{\lambda} \cos \alpha_x\right)} \right] \times \left[ \frac{\sin\left(\pi N \frac{d_y}{\lambda} \cos \alpha_y\right)}{N \sin\left(\pi \frac{d_y}{\lambda} \cos \alpha_y\right)} \right] \quad (3)$$

평면 배열 안테나에서 빔의 스캔은 배열 좌표에 따른 임의의 위상차에 의하여 이루어진다. 따라서 방향 코사인  $\cos \alpha_{x0}$  및  $\cos \alpha_{y0}$  에 해당하는 방향에 대한 빔의 스캔을 위해서는 각 방사 소자에 위상차가 가해져야 한다. 따라서  $mn$ 번째 소자에서의 여기신호는 다음과 같은 형태로 나타낼 수 있다.

$$i_{mn} = a_{mn} e^{j(k m d_x \cos \alpha_{x0} + k n d_y \cos \alpha_{y0})} \quad (4)$$

$k d_x \cos \alpha_{x0} = x$  방향에서의 소자간의 위상차

$k d_y \cos \alpha_{y0} = y$  방향에서의 소자간의 위상차

위의 식에서 알 수 있듯이 빔 조향을 위한  $mn$ 번째 소자의 위상은  $x$  방향과  $y$  방향 위상의 합으로 나타남을 알 수 있다. 따라서  $M \times N$  사각 평면 배열 안테나의 방사 패턴은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$E_a(\cos \alpha_x, \cos \alpha_y) = \sum_m^M \sum_n^N i_{mn} \times e^{j[k m d_x (\cos \alpha_x - \cos \alpha_{x0}) + k n d_y (\cos \alpha_y - \cos \alpha_{y0})]} \quad (5)$$

### Ⅲ. 위상천이기

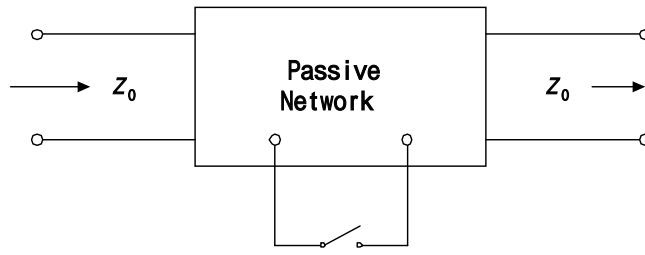
위상천이기는 통신 및 레이더 시스템, 마이크로웨이브용 기기, 계측 장비 및 산업 응용에 이르기까지 다양하게 응용되고 있다.

전송선로형 위상천이기는 스위칭 선로형, 부하선로형 및 여파기형의 형태로 구현되고 있다. 스위칭 선로형 위상천이기는 다이오드에 의한 두 스위칭 상태에 대하여 천이위상과는 독립적으로 같은 크기의 삽입손실을 얻을 수 있고 큰 전력을 취급할 수 있기 때문에 큰 위상차를 얻기에 유리하나 다른 유형의 위상천이기에 비하여 사용되는 스위칭 소자의 수가 많아지는 단점이 있다. 반사형 위상천이기는 서큘레이터(Circulator) 또는 하이브리드 커플러에 반사회로망을 연결함으로써 구현이 되며 반사회로망의 추가로 인하여 회로구성이 다소 복잡해지지만 비교적 큰 각의 천이위상을 얻을 수 있다. 부하선로형 위상천이기는 회로의 구조가 간단하며 위상 천이 비트당 최소 2개의 스위칭 소자만을 가지고 설계가 가능하며 45°이하의 비교적 적은 각의 천이위상을 얻고자 할 때 유리하게 사용될 수 있다.

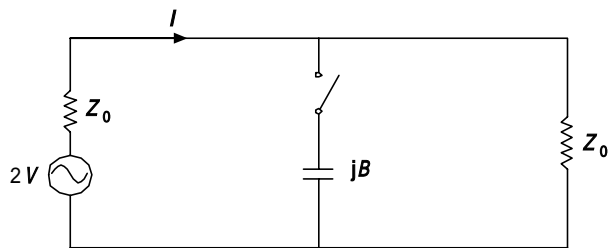
위상천이기는 기본적으로 낮은 삽입손실, 짧은 스위칭 시간, 낮은 위상 오차, 넓은 동작 대역폭, 그리고 비용 및 응용분야를 고려한 전력 취급 능력 및 낮은 구동 전력을 가짐이 바람직하다.

#### 1. 전송선로형 위상천이기

전송선로형 위상천이기는 전송선로상에 집중정수 또는 분포정수 성분의 수동회로망을 추가하여 수동회로망에 의하여 발생하는 위상변화를 이용하는 위상천이기이다. Fig. 2는 전송선로형 위상천이기의 등가회로와 간단한 구성 예를 나타내며 전송선로형 위상천이기의 반사계수, 전송계수 및 천이위상은 식(6)으로부터 구할 수 있다.

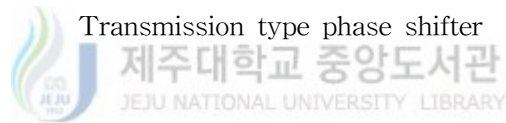


(a) Equivalent circuit



(b) Example circuit

Fig. 2. Equivalent and example circuits of



Transmission type phase shifter

$$\text{반사계수 } \Gamma = \frac{-jB/Y_0}{2 + jB/Y_0} \quad (6-1)$$

$$\text{전송계수 } T = 1 + \Gamma = \left| \frac{2}{\sqrt{4 + (B/Y_0)^2}} \right| e^{-j \tan^{-1}(B/2Y_0)} \quad (6-2)$$

$$\text{천이위상 } \Delta\phi = -\tan^{-1}\left(\frac{B}{2Y_0}\right) \quad (6-3)$$

여기서  $B$ 는 회로의 병렬 서셉턴스 나타내며,  $Y_0$ 는 전송선로의 특성 어드미턴스를 나타낸다.

1) 스위칭 선로형 위상천이기

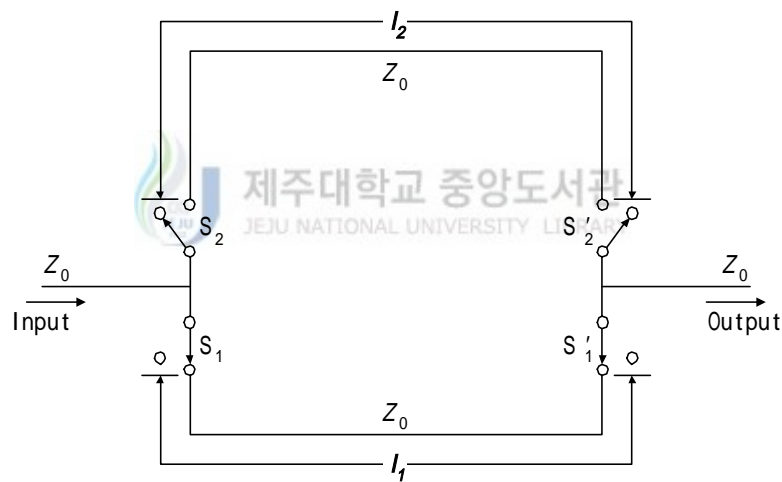
스위칭 선로형 위상천이기는 서로 다른 길이를 가지는 전송선로 사이의 스위칭에 의하여 발생하는 위상의 변화로부터 천이위상을 얻는 일종의 시간 지연회로이다.

스위칭 선로형 위상천이기에서는 두 가지의 스위칭 상태에서 천이위상과는 독립적인 동일한 삽입손실을 얻을 수 있으나 비트당 4개의 스위칭 소자를 사용되기 때문에 다른 위상천이기에 비하여 가장 많은 스위칭 소자를 필요로하게 된다. 스위칭 선로형 위상천이기의 구성 형태를 간략하게 나타내면 Fig. 3과 같다.

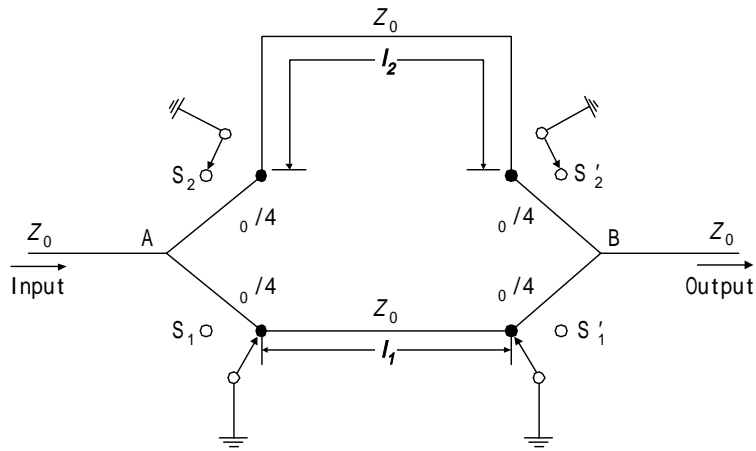
스위칭 선로형 위상천이기에서의 천이위상은 다이오드의 특성이 이상적이라고 가정할 때 스위칭에 의한 두 전송선로의 길이에 직접적으로 비례한다. 스위칭 선로형 위상천이기에서의 두 가지 스위칭 상태간의 천이위상은 다음과 같다.

$$\Delta\phi = \beta(l_2 - l_1) \quad (7)$$

여기서  $\beta$  는 선로의 전파상수이다.



(a) series-diode switched line phase shifter



(b) shunt-diode switched line phase shifter

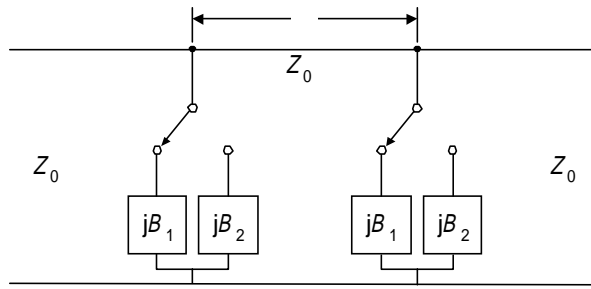
Fig. 3. Switched line phase shifter

## 2) 부하선로형 위상천이기

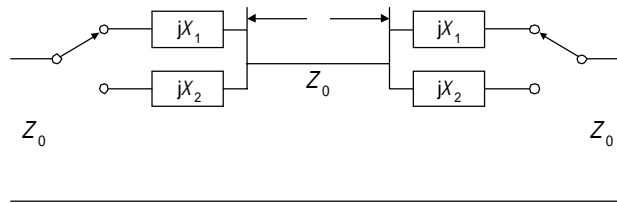


부하선로형 위상천이기는 스위칭 가능한 대칭적인 리액턴스 부하를 쌍으로 가지는 전송선로를 이용하여 각 리액턴스 성분에 의한 위상효과를 이용하는 위상천이기로서 리액턴스 소자간의 간격은 리액턴스 성분에 의한 반사 효과가 입력에 영향을 미치지 않도록 일반적으로  $\lambda/4$  로 선정한다. 희망 주파수 대역에서 입력과의 양호한 정합을 위해서는 서셉턴스의 크기가 작은 값을 가져야만 하기 때문에  $45^\circ$  이내의 작은 천이 위상을 얻고자 할 때 유용하게 응용되는 위상천이기이다.(Shiban & Barathi, 1991) Fig. 4 는 부하선로형 위상천이기의 일반적인 회로 형태를 나타낸다. 그 중에서 병렬 부하형 위상천이기가 바이어스 회로 구성이 간단하기 때문에 주로 이용되며 여기서는 병렬 부하 선로형 위상천이기에 대한 내용을 다룬다.

ABCD 파라미터를 이용하여 부하선로형 위상천이기의 특성을 식(8)과 같이 구할 수 있다.



(a) switchable shunt susceptances



(b) switchable series susceptances

Fig. 4. Loaded line phase shifter



$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} A & C \\ B & D \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB_1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_0 \sin \theta \\ jY_0 \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB_1 & 1 \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \cos \theta - Z_0 B_1 \sin \theta & jZ_0 \sin \theta \\ j(2B_1 \cos \theta + (Y_0 - Z_0 B_1^2) \sin \theta) & \cos \theta - Z_0 B_1 \sin \theta \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{8}$$

여기서  $Z_0$ 는 선로의 특성 임피던스,  $Y_0$ 는 선로의 특성 어드미턴스,  $B_1$ 은 회로의 병렬 서셉턴스 그리고  $\theta$ 는 서셉턴스 사이의 간격을 나타낸다. 위의 ABCD 매트릭스로부터 전송계수  $S_{21}$ 을 구하면 식(9)와 같다.

$$\begin{aligned}
 S_{21} &= |S_{21}| e^{j\phi_1} \\
 &= \frac{2}{\left[ (\cos \theta - B_M \sin \theta) + j \left\{ B_M \cos \theta + \left( 1 - \frac{B_M^2}{2} \right) \sin \theta \right\} \right]}
 \end{aligned} \tag{9}$$

여기서  $B_M = B_1 Z_0 = B_1 / Y_0$  으로서 정규화된 서셉턴스를 나타낸다.

전송위상  $\phi_1$  및 입력 반사계수의 크기  $|S_{11}|$ 은 각각 식(10), (11)과 같다.



$$\phi_1 = \tan^{-1} \left| -\frac{\{B_M + (1 - B_M^2/2)\tan \theta\}}{(1 - B_M \tan \theta)} \right| \quad (10)$$

$$|S_{11}| = [1 - |S_{21}|^2]^{1/2} \quad (11)$$

$$= \left[ 1 - \frac{1}{1 + B_M^2 (\cos \theta - 0.5 B_M \sin \theta)^2} \right]^{1/2}$$

스위치가 ②번 단자에 연결되었을 경우의 전송계수, 위상  $\phi_2$  및 입력 반사계수의 크기는 위의 식 (9), (10) 및 (11)에서  $B_{M1}$  대신  $B_{M2} (= B_2 Z_0)$ 를 대입하여 반복함으로써 구할 수 있다. 또한 서셉턴스 간격  $\theta = \pi/2$  이고  $B_{M1} = B_{M2}$  인 경우 가장 큰 대역폭을 얻을 수 있다.(R. V. Garver, 1972)

따라서 위의 조건으로부터 천이 위상  $\Delta\phi$  는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\Delta\phi = \tan^{-1} \left[ -\frac{(1 - 0.5 B_M^2)}{B_M} \right] - \tan^{-1} \left[ \frac{(1 - 0.5 B_M^2)}{B_M} \right] \quad (12)$$

$$= \pi - 2 \tan^{-1} \left[ \frac{1 - 0.5 B_M^2}{B_M} \right] = 2 \tan^{-1} \left[ \frac{B_M}{1 - 0.5 B_M^2} \right]$$

대역폭은 허용되는 전압 정재파비 및 위상오차에 의하여 좌우되는데 특정 전압 정재파비 및 위상오차가 일정할 때 비트당 위상 변화가 작을수록 대역폭은 커지게 된다.  $B_{M2} = 0$  으로 선정하고  $B_{M1}$  을 적절한 양수로 선정함으로써 협대역에서 완전정합을 이루는 부하선로형 위상천이기를 설계할 수 있게 되는데 두 서셉턴스 사이의 간격은  $|S_{11}| = 0$  가 되게 적절히 선택한다.

$|S_{11}| = 0$  일 경우 전송위상과 지연위상은 다음과 같다.

$$\phi_1 = \pi - \tan^{-1} \left( \frac{2}{B_M} \right) \quad (13-1)$$

$$\phi_2 = \theta = \tan^{-1} \left( \frac{2}{B_M} \right) \quad (13-2)$$

전송위상과 지연위상의 관계로부터 천이 위상각  $\Delta\phi$  는 다음과 같이 구해진다.

$$\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2 = \pi - 2 \tan^{-1} \left( \frac{2}{B_M} \right) \quad (14-1)$$

$$B_M = 2 \tan \frac{\Delta\phi}{2}, \quad \theta = \frac{1}{2} (\pi - \Delta\phi) \quad (14-2)$$

## 2. 브랜치라인 하이브리드 결합형 위상천이기

브랜치라인 하이브리드 결합형 위상천이기는 반사회로망에 3-dB, 90° 하이브리드 결합기가 종속 연결된 형태의 위상천이기로서 Phase bit 당 최소 2개의 반사회로망이 필요하게 된다. 하이브리드 결합형 위상천이기의 일반적인 형태는 Fig. 5와 같다.(Shiban & Barathi, 1991)

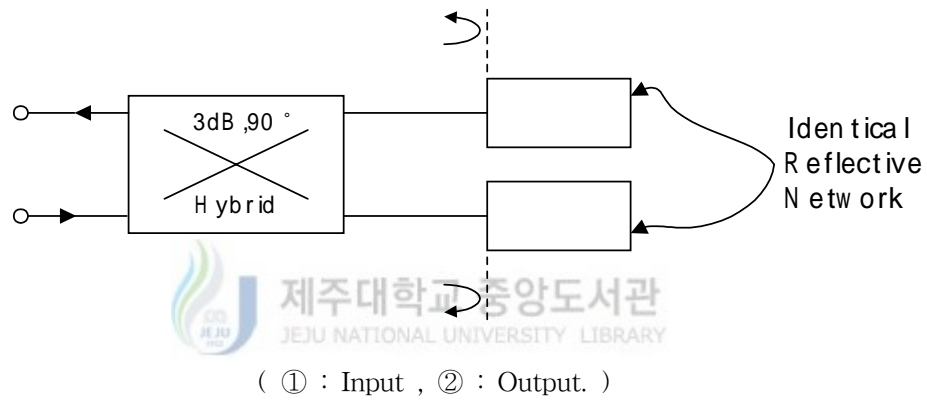


Fig. 5. Schematic of branchline hybrid coupled phase shifter

브랜치라인 하이브리드 결합형 위상천이기에서, 반사부하의 반사계수를  $\Gamma = |\Gamma|e^{j\phi_0}$  라 하면, 전송계수  $T_{21}$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$T_{21} = S_{12} + \Gamma[S_{13}S_{14}] \begin{bmatrix} 1 - \Gamma S_{11} & -\Gamma S_{12} \\ -\Gamma S_{12} & 1 - \Gamma S_{11} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} S_{14} \\ S_{13} \end{bmatrix} \quad (15)$$

그리고 입력단에서의 반사계수  $\Gamma_{in}$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \Gamma[S_{14}S_{13}] \begin{bmatrix} 1 - \Gamma S_{11} & -\Gamma S_{12} \\ -\Gamma S_{12} & 1 - \Gamma S_{11} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} S_{14} \\ S_{13} \end{bmatrix} \quad (16)$$

결합기에 의하여 발생할 수 있는 주파수 의존성 위상오차를 보상할 수 있도록 반

사 회로를 적절하게 설계함으로써 브랜치라인 하이브리드 결합형 위상천이기에서  
의 대역폭을 개선시킬 수 있다.

희망 주파수 대역에서 정재파비가 일정하고 주파수에 따른 위상의 변화율이 일정  
하다면, 반사 회로망의 설계는 독립적으로 이루어 질 수 있다.

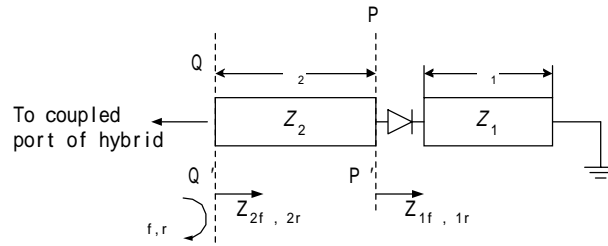


Fig. 6. Layout of a reflective termination of hybrid coupled phase shifter

Fig. 6 에서

$$Z_{2f} = R_{2f} + jX_{2f} = Z_2 \left[ \frac{Z_{1f} + jZ_2 \tan \theta_2}{Z_2 + jZ_{1f} \tan \theta_2} \right] \quad (17-1)$$

$$Z_{2r} = R_{2r} + jX_{2r} = Z_2 \left[ \frac{Z_{1r} + jZ_2 \tan \theta_2}{Z_2 + jZ_{1r} \tan \theta_2} \right] \quad (17-2)$$

$$Z_{1f} = R_{1f} + jX'_{1f}, \quad X'_{1f} = X_{1f} + Z_1 \tan \theta_1 \quad (18-1)$$

$$Z_{1r} = R_{1r} + jX'_{1r}, \quad X'_{1r} = X_{1r} + Z_1 \tan \theta_1 \quad (18-2)$$

$Z_{2f}, Z_{2r}$  :  $QQ'$  에서의 다이오드 순 • 역바이어스 시의 입력 임피던스.

$Z_{1f}, Z_{1r}$  :  $PP'$  에서의 다이오드 순 • 역바이어스 시의 입력 임피던스.

$R_{if}, R_{ir}$  : 임피던스의 저항 성분,  $i = 1, 2$  .

$X_{if}, X_{ir}$  : 임피던스의 리액턴스 성분,  $i = 1, 2$  .

다이오드의 특성으로부터  $R_{1f} \ll |X_{1f}|, R_{1r} \ll |X_{1r}|$  이므로,

$$\overline{Z}_{2f} = j \overline{Z}_2 \left[ \frac{\overline{X}'_{1f} + \overline{Z}_2 \tan \theta_2}{\overline{Z}_2 - \overline{X}'_{1f} \tan \theta_2} \right] = j \overline{X}_{2f} \quad (19-1)$$

$$\overline{Z}_{2r} = j \overline{Z}_2 \left[ \frac{\overline{X}'_{1r} + \overline{Z}_2 \tan \theta_2}{\overline{Z}_2 - \overline{X}'_{1r} \tan \theta_2} \right] = j \overline{X}_{2r} \quad (19-2)$$

( - : Coupler Port의 특성 임피던스와의 정규화를 의미함. )

$$\Gamma_f = \frac{(j \overline{X}_{2f} - 1)}{(j \overline{X}_{2f} + 1)}, \quad \Gamma_r = \frac{(j \overline{X}_{2r} - 1)}{(j \overline{X}_{2r} + 1)} \quad (20)$$

(  $\Gamma_f, \Gamma_r$  :  $QQ'$ 에서 순 • 역바이어스 시의 반사계수. )

이다.

천이위상  $\Delta\phi$ 는 다음과 같다.

$$\Delta\phi = 2[\tan^{-1} \overline{X}_{2f} - \tan^{-1} \overline{X}_{2r}] \quad (21)$$

위상오차가 최소일 조건  $\partial(\Delta\phi)/\partial f = 0$ 로부터,

$$\frac{1}{(1 + \overline{X}_{2f}^2)} \frac{\partial \overline{X}_{2f}}{\partial f} + \frac{1}{(1 + \overline{X}_{2r}^2)} \frac{\partial \overline{X}_{2r}}{\partial f} = 0 \quad (22)$$

이다.

순 • 역바이어스 시의 삽입손실이 같을 조건  $|\Gamma_f| = |\Gamma_r|$ 로부터,

$$\begin{aligned} |\Gamma_f| &= \left[ \frac{(\overline{R}_{2f} - 1)^2 + \overline{X}_{2f}^2}{(\overline{R}_{2f} + 1)^2 + \overline{X}_{2f}^2} \right]^{1/2} \\ &= \left[ \frac{(\overline{R}_{2r} - 1)^2 + \overline{X}_{2r}^2}{(\overline{R}_{2r} + 1)^2 + \overline{X}_{2r}^2} \right]^{1/2} \end{aligned} \quad (23)$$

$\overline{R}_{2f}^2 \ll \overline{X}_{2f}^2$ ,  $\overline{R}_{2r}^2 \ll \overline{X}_{2r}^2$  이므로,

$$\frac{\overline{R}_{2f}}{\overline{R}_{2r}} = \frac{(1 + \overline{X}_{2f}^2)}{(1 + \overline{X}_{2r}^2)} \quad (24)$$

위의 조건들로부터, 삽입손실  $\alpha$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\alpha(\text{dB}) = -20 \log_{10} |\Gamma_f| \quad (25)$$

## IV. 위상천이기 설계

배열 안테나에서 빔을 특정 방향으로 조향시키기 위해서는 각각의 안테나에 인가되는 전류의 위상을 변화시켜 주어야 하는데 이러한 역할을 수행하는 것이 위상천이기이다.

본 논문에서는  $45^\circ$ 이하의 비교적 적은 각의 천이위상을 얻기에 적합한 부하선로형 위상천이기를 이용하여  $22.5^\circ$ 와  $45^\circ$  위상천이기를 구현하였고,  $90^\circ$ 와  $180^\circ$  위상천이기는 비교적 큰 각의 천이위상을 얻을 수 있는 반사형 위상천이기의 일종인 브랜치라인 하이브리드 결합형 위상천이기를 이용하여 전체적인 4-비트 위상천이기를 설계하였다.

### 1. 부하선로형 위상천이기 설계



Fig. 7은 부하선로형 위상천이기의 일반적인 등가회로를 나타낸다.

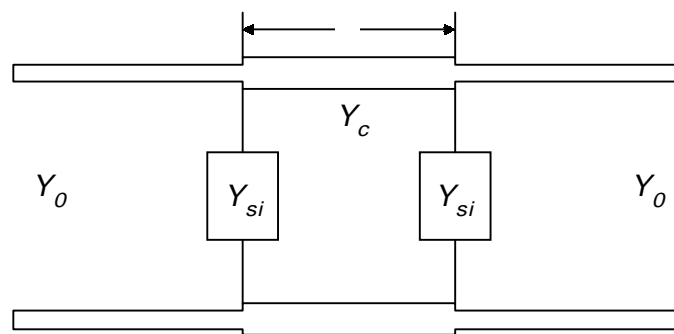


Fig. 7. Equivalent circuit of loaded line phase shifter

Fig. 7 에서  $Y_{si}$  는 병렬 스테브의 복소 어드미턴스를 나타낸다. Fig. 7의 회로의 ABCD 파라미터의 값은 식(26)과 같이 나타낼 수 있다.

식(26)에서 아래 첨자 1, 2는 Fig. 4 (a)의 두 가지 스위칭 모드의 상태를 각각 나타내며  $G_{si}$  는 다이오드의 저항에 의한 손실을 나타낸다.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_{si} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_0 \sin \theta \\ jY_0 \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_{si} & 1 \end{bmatrix} \quad (26-1)$$

$$A = D = (\cos \theta - B_{si} Z_c \sin \theta) + j G_{si} Z_c \sin \theta \quad (26-2)$$

$$B = j Z_c \sin \theta \quad (26-3)$$

$$C = 2 G_{si} (\cos \theta - B_{si} \sin \theta) + j Z_c \quad (26-4)$$

$$\times [2 B_{si} Y_c \cos \theta + (Y_c^2 + G_{si}^2 - B_{si}^2) \sin \theta]$$

$$Y_{si} = G_{si} + j B_{si}, \quad i = 1 \text{ or } 2 \quad (26-5)$$

S-파라미터 와 ABCD 파라미터의 관계로부터 반사계수와 전송계수를 구하면 식 (27)과 같다.

$$S_{11} = S_{22} = \frac{BY_0 - CZ_0}{2A + BY_0 + CZ_0} \quad (27-1)$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{2}{2A + BY_0 + CZ_0} \quad (27-2)$$

( $Z_0$  는 입출력 line의 특성 임피던스,

$Y_0$  는 입출력 line의 특성 어드미턴스)

입력 정합 조건( $BY_0 = CZ_0$ ) 으로부터 식(28)의 관계를 구할 수 있다.

$$G_{si} (\cos \theta - 2B_{si} Z_c \sin \theta) = 0 \quad (28-1)$$

$$(Y_0^2 - Y_c^2 + B_{si}^2 - G_{si}^2) \sin \theta - 2B_{si} Y_c \cos \theta = 0 \quad (28-2)$$

위의 식들로부터 전송계수  $S_{21}$  은 다음과 같이 구해진다.

$$S_{21} = \frac{(\cos \phi + j \sin \phi)}{(1 + G_{si} Z_0)(1 + Z_c^2 G_{si}^2 \sin^2 \theta)^{1/2}} \quad (29-1)$$

$$\cos \phi = \frac{\cos \theta - B_{si} Z_c \sin \theta}{(1 + Z_c^2 G_{si}^2 \sin^2 \theta)^{1/2}} \quad (29-2)$$

$$\sin \phi = \frac{-Z_c Y_0 \sin \theta}{(1 + Z_c^2 G_{si}^2 \sin^2 \theta)^{1/2}} \quad (29-3)$$

식(29)에서 천이 위상각을  $\phi = (90^\circ \pm \frac{4\phi}{2})$ 라 두면  $Y_c$  및  $B_{si}$  는 다음과 같이 구해진다.

$$Y_c = Y_0 \left[ 1 - G_{si}^2 Z_0^2 \cos^2 \left( \frac{4\phi}{2} \right) \right]^{1/2} \sin \theta \sec \left( \frac{4\phi}{2} \right) \quad (30)$$

$$B_{si} = Y_0 \left[ \left\{ 1 - G_{si}^2 Z_0^2 \cos^2 \left( \frac{4\phi}{2} \right) \right\}^{1/2} \times \cos \theta \sec \left( \frac{4\phi}{2} \right) \pm \tan \left( \frac{4\phi}{2} \right) \right] \quad (31)$$

식(29)로부터 삽입손실  $\alpha$  를 식(32)와 같이 구할 수 있게 된다.

$$\alpha \text{ [dB]} = -20 \left[ \log_{10} (1 + B_{si} Z_0 / Q_L) + \frac{1}{2} \log_{10} \{ 1 + (B_{si} Z_c \sin \theta / Q_L)^2 \} \right] \quad (32)$$

$$(Q_L = \frac{|B_{si}|}{G_{si}})$$



## 2. 브랜치라인 하이브리드 결합형 위상천이기 설계

브랜치라인 하이브리드 결합형 위상천이기의 일반적인 회로형태는 Fig. 8과 같다.

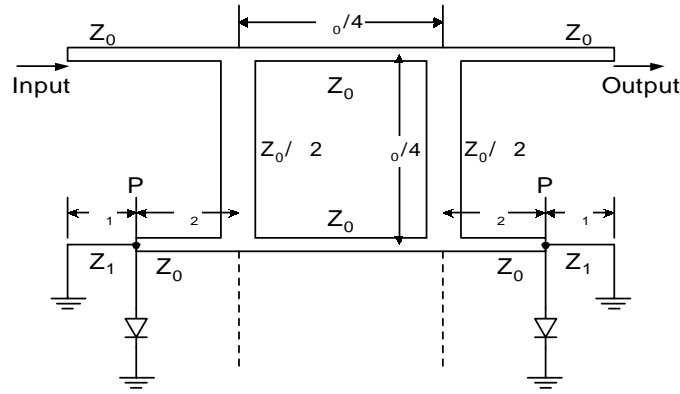


Fig. 8. Circuit of branchline hybrid coupled phase shifter

브랜치라인 하이브리드 결합형 위상천이기는 Fig. 8의 결합기의 포트③과 ④에 p-i-n 다이오드를 장착하여 천이위상을 얻게 되는데, 이것은 스위칭 상태에 따른 다이오드의 임피던스 변화를 이용하는 것이다.

하이브리드 단에서 본 p-i-n 다이오드를 포함한 스템브의 입력 임피던스  $Z_i$ 는 다음의 식으로 주어진다.

$$Z_i = Z_0 \frac{Z_{f,r} + jZ_0 \tan \theta}{Z_0 + jZ_{f,r} \tan \theta} \quad (33)$$

여기서  $Z_{f,r}$ 은 다이오드가 각각 순바이어스일 때와 역바이어스일 때의 다이오드 임피던스이고  $\theta = \theta_1 + \theta_2$ 이다. 이 때 반사계수는 식 (34)와 같고,

$$\Gamma_{f,r} = \frac{Z_i - Z_0}{Z_i + Z_0} \quad (34)$$



전송계수는 식 (35)와 같다.

$$S_{21r} = \frac{-j(1 + \Gamma_r^2)}{\sqrt{2}(1 + 0.5\Gamma_r^2)} = |S_{21r}| \angle \theta_r \quad (35-1)$$

$$S_{21f} = \frac{-j(1 + \Gamma_f^2)}{\sqrt{2}(1 + 0.5\Gamma_f^2)} = |S_{21f}| \angle \theta_f \quad (35-2)$$

따라서 브랜치라인 하이브리드 결합형 위상천이기에서는 포트 ③과 ④에 연결되어 있는 반사중단의 반사계수를 조절하여 원하는 천이위상을 얻을 수 있게 된다.

### 3. 위상천이기 시뮬레이션 결과

Fig. 9와 Fig. 10은 22.5°, 45°비트 부하선로형 위상천이기의 시뮬레이션 결과로서 22.5°비트 위상천이기에서는 삽입손실이 다이오드 차단시 -0.02dB이고 다이오드 도통시 -0.3dB이며, 위상오차는 설계 주파수 범위에서 22.43°~ 22.61°이고 중심 주파수에서 22.5°의 천이 위상각을 나타냄으로써 양호한 특성을 보인다.

그리고 45°비트에서는 삽입손실 다이오드 차단시 -0.11dB 이고 다이오드 도통시 -0.14dB 이며 위상오차는 설계 주파수 범위에서 44.75°~ 45.27°이고 중심 주파수에서 45°의 천이 위상각을 가짐으로써 양호한 특성을 보인다.

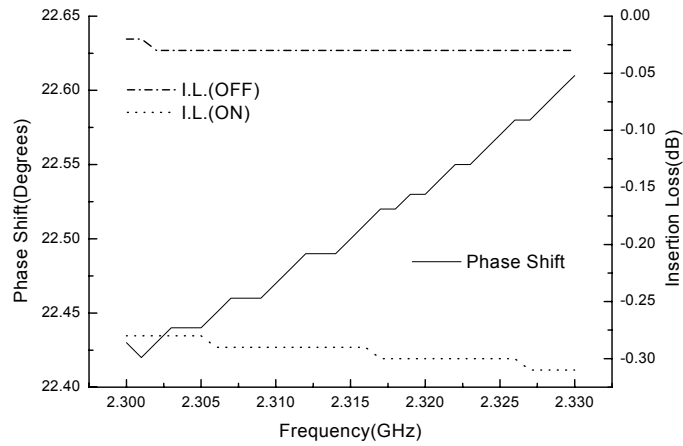


Fig. 9. 22.5°bit Phase Shifter Simulation Result

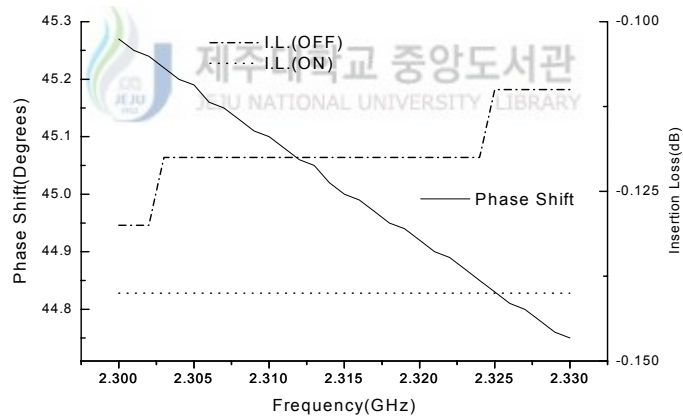


Fig. 10. 45°bit Phase Shifter Simulation Result

Fig. 11과 Fig. 12는 90°, 180°비트 브랜치라인 하이브리드 결합형 위상천이기의 시뮬레이션 결과로서 90°비트의 경우 삽입손실이 -0.44 ~ -0.34 dB이며, 위상오차는 설계 주파수 범위에서 89.23°~ 90.69°이고 중심 주파수에서 90°의 천

이 위상각을 가짐으로써 양호한 특성을 보인다. 180°비트의 경우는 삽입손실이 -0.68~-0.57 dB, 위상오차는 설계 주파수 범위에서 179.27°~ 180.65°이고 중심 주파수에서 180°의 천이 위상각을 가짐으로써 양호한 특성을 보인다.

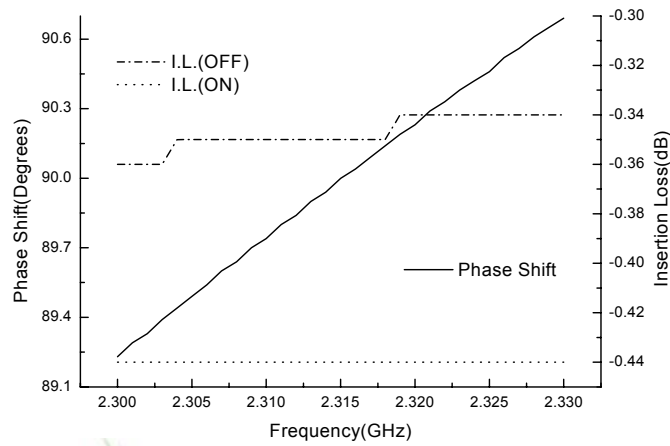


Fig. 11. 90°bit Phase Shifter Simulation Result

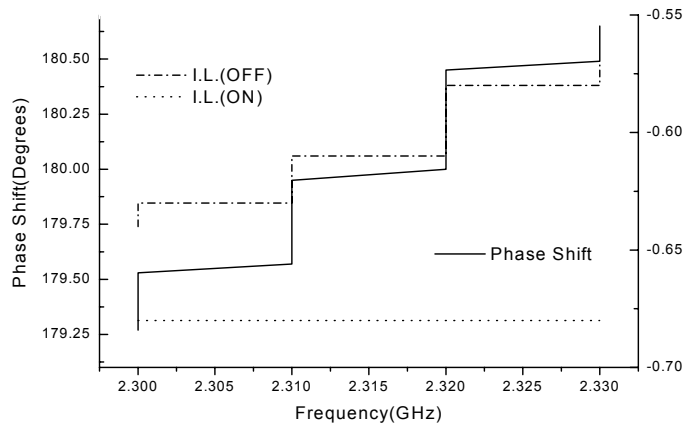


Fig. 12. 180°bit Phase Shifter Simulation Result

#### 4. 설계된 위상천이기의 Layout

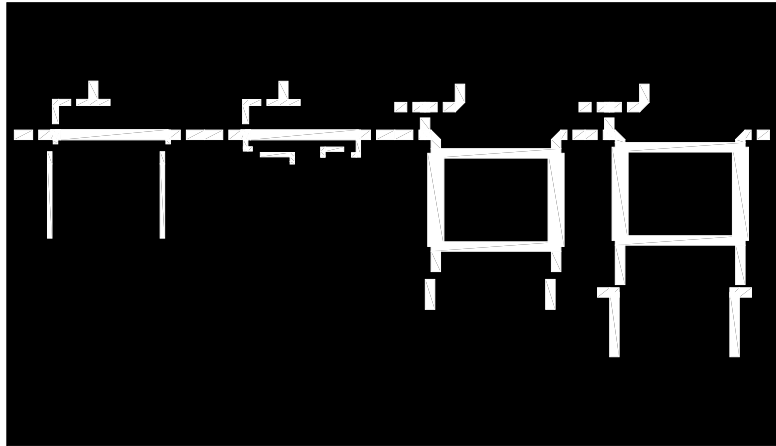


Fig. 13. Layout of designed Phase Shifter

Fig. 13은 설계된 4-비트 위상천이기의 레이아웃을 나타내는 그림이다. 그림에서 위상천이기는  $22.5^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $90^\circ$  그리고  $180^\circ$  비트 위상천이기의 순으로 직렬로 연결되어  $0^\circ \sim 360^\circ$ 까지  $22.5^\circ$ 간격으로 천이위상을 얻게 된다.

Fig. 14는 제작된 4-비트 위상천이기의 사진이다.

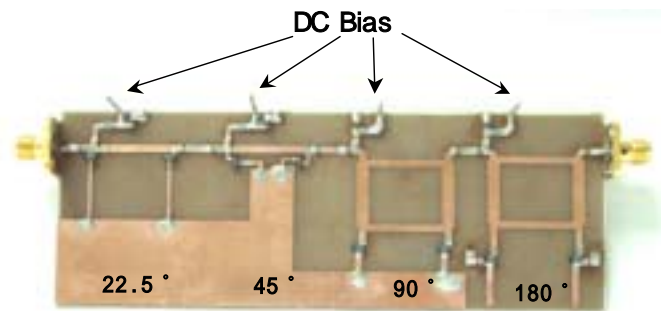


Fig. 14. Picture of 4-bit Phase shifter

## V. 빔 제어회로

### 1. 제어회로부 구성

안테나의 전체 구성은 Fig. 15와 같으며 제어회로는 상자로 표시된 부분으로서 신호 변환부, 신호 비교부 및 스위칭 제어부로 구성된다.

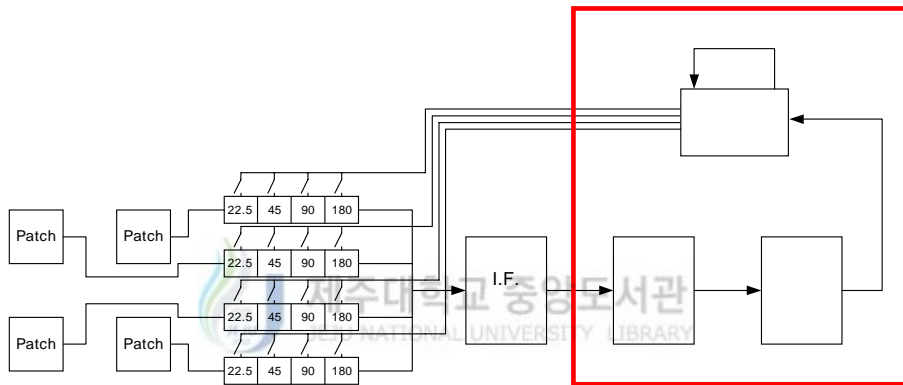


Fig. 15. Block Diagram of Antenna Beam Control System

#### 1) 신호 변환부

신호 변환부는 I.F. 신호를 진폭에 비례하는 크기 성분으로 변환시키기 위한 부분으로서 변환된 신호는 뒷단 신호 비교부에 있는 비교기의 비반전 입력 단자로 인가된다. 신호 변환부에서 입력측에 순방향 전압강하가 낮은 D1N5819 Schottky 다이오드 사용하여 출력으로 (+)신호만을 취하는 한편 입력되는 신호와 가급적 적은 신호 레벨 차이를 나타내도록 하였다. 또한 균일한 출력신호를 얻기 위하여 시정수는 2.2s로 비교적 크게 설정하였다. 신호 변환부의 입력 및 출력 신호의 관계는 식(36)과 같다.

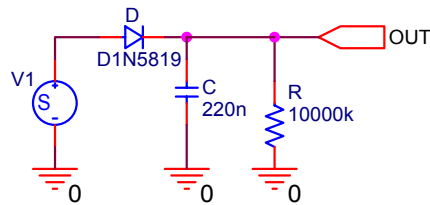
$$\text{입력 } V_i = V_1 \sin \omega t \quad (36-1)$$

$$\text{출력 충전주기}(t_1 < t < t_2) \quad V_o = V_1 \sin \omega t \quad (36-2)$$

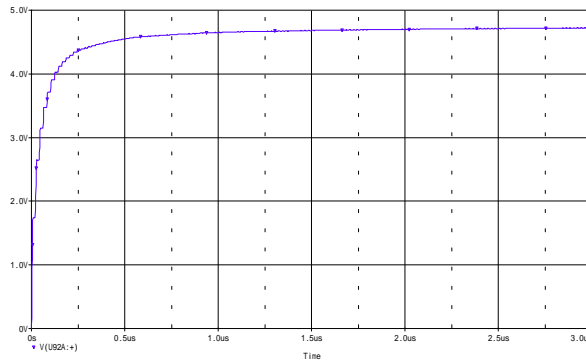
$$\text{방전주기}(t_2 < t < t_3) \quad V_o = V_2 e^{-\frac{(t-t_2)}{RC}} \quad (36-3)$$

$$\text{시정수 } \tau = RC = 2.2 \text{ s} \quad (36-4)$$

여기서  $V_i$  는 입력전압 그리고  $V_o$  는 출력전압을 나타낸다. Fig. 16은 신호 변환부의 구성 및 500 MHz의 사인과 입력에 대한 출력 신호를 나타낸 그림이다.



(a) Schematic of signal conversion part



(b) Output waveform

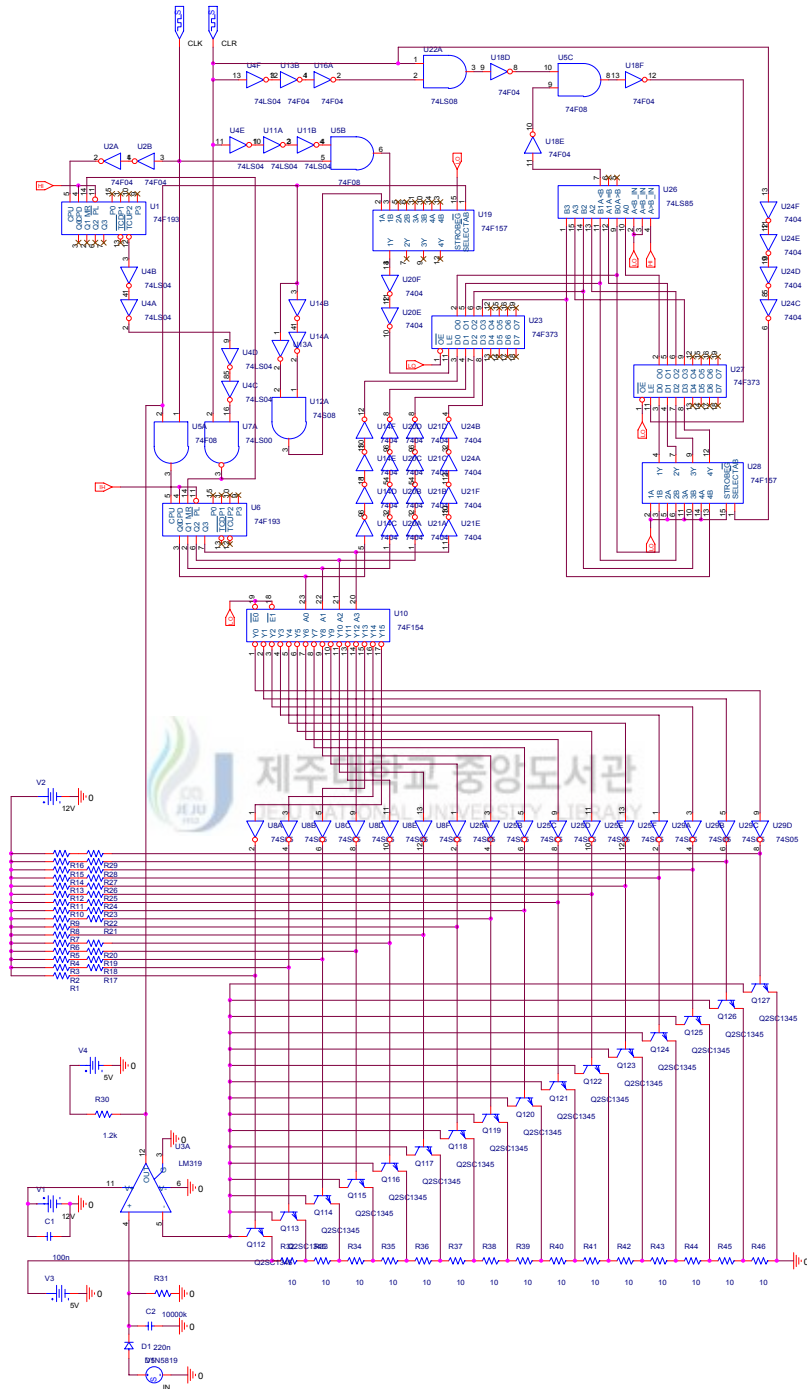
Fig. 16. Schematic and output waveform of signal conversion part  
(Input 500MHz sinusoidal wave)

## 2) 신호 비교부

Fig. 17(a)는 신호 비교부의 전체 구성을 나타내며 (b)는 LM319의 반전 및 비반전 단자의 입력 신호를 나타내는 그림이다. 비반전 단자의 입력신호는 앞단 신호 변환부의 출력신호가 된다.

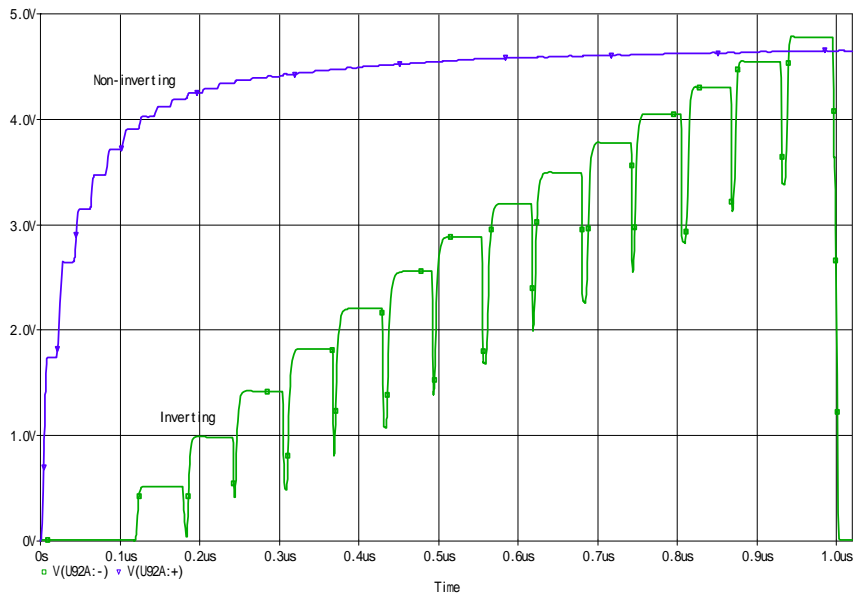
신호 비교부에서는 트랜지스터의 스위칭을 이용하여 Fig. 17 (b)와 같이 반전 단자의 전압을 가변시키면서 비반전 단자 입력 신호의 크기를 평가하여 해당하는 디지털 수치로 변환하고 디지털 크기 비교기를 이용하여 이전 입력 신호와의 크기를 비교하는 부분이다. 신호 비교부에서 아날로그 신호의 비교에는 LM319를 이용하였고, 제어 스위치로는 Q2N2923 npn 트랜지스터를 이용하였으며, 스위치 제어를 위해서는 74LS193 4-Bit 2진 카운터 및 74LS154 4-to-16 디코더를 이용하였다. 그리고 디지털 변환된 신호의 비교에는 74LS85 4-Bit 크기 비교기를 사용하였다.

Fig. 18은 신호 비교부에서 트랜지스터의 스위칭을 위한 디코더 부분의 구성 및 입출력 파형의 관계를 나타낸 그림이다. Fig. 18에서 디코더부의 동작은 74F193 카운터에 의한 신호를 74F154 디코더에서 디코딩하여 다음 단계에 연결된 인버터를 통하여 신호 레벨 검출을 위한 npn 트랜지스터를 구동시킴으로써 LM319 반전 입력 단자의 전압을 가변시키게 된다. 디코딩 동작은 아날로그 신호 비교시 최대 16 단계로 신호의 비교가 이루어지기 때문에 매 16클럭 마다 갱신된다.



(a) Schematic of signal comparison part

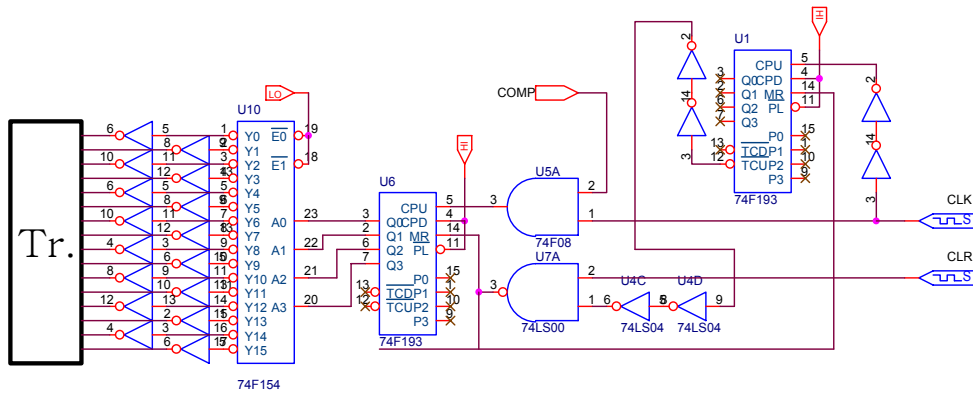




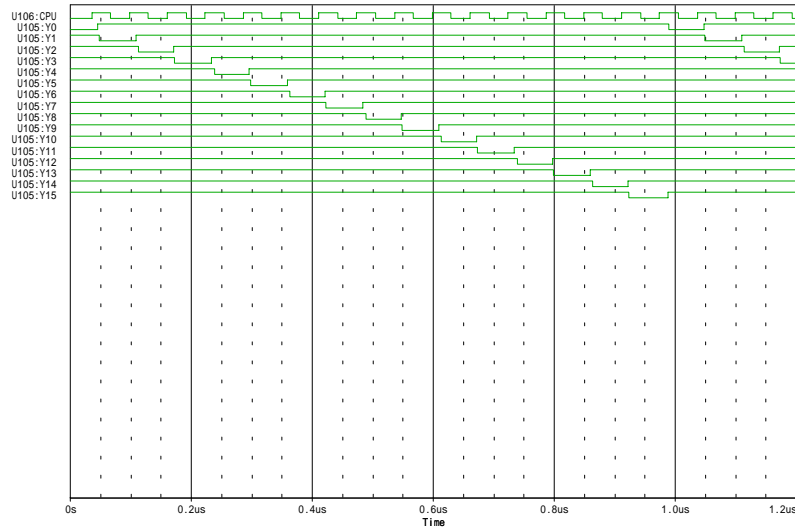
(b) Input waveform of Inverting and non-inverting terminal of LM319

Fig. 17. Schematic of signal comparison part

and input waveform of LM319 Comparator



(a) Schematic of decoding part



(b) Input and output waveform of decoding part

Fig. 18. Schematic and waveform of decoding part



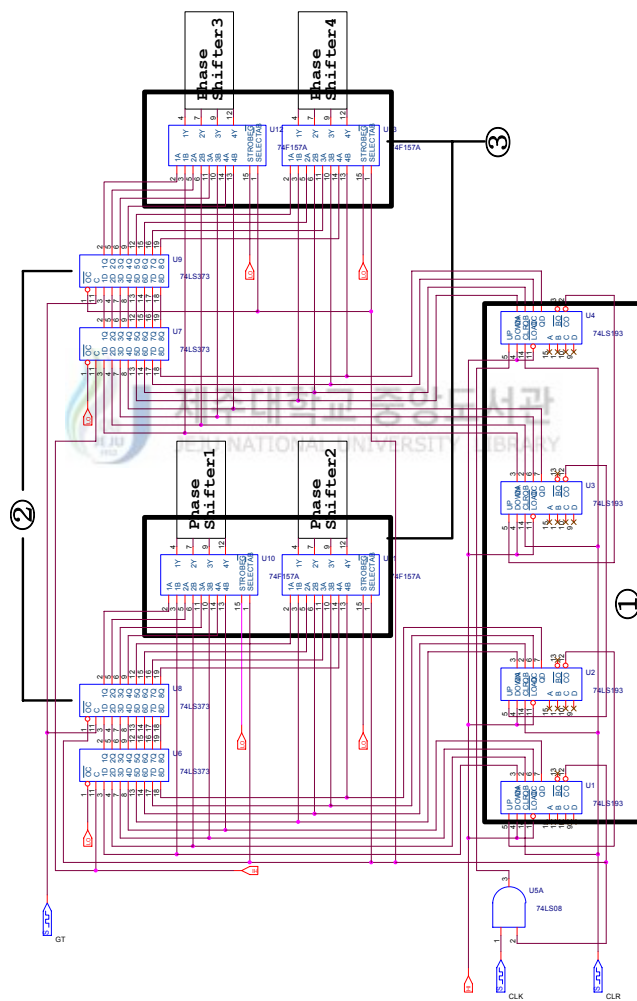
### 3) 스위칭 제어부

스위칭 제어부의 회로 및 동작 파형이 Fig. 19에 나타나 있다.

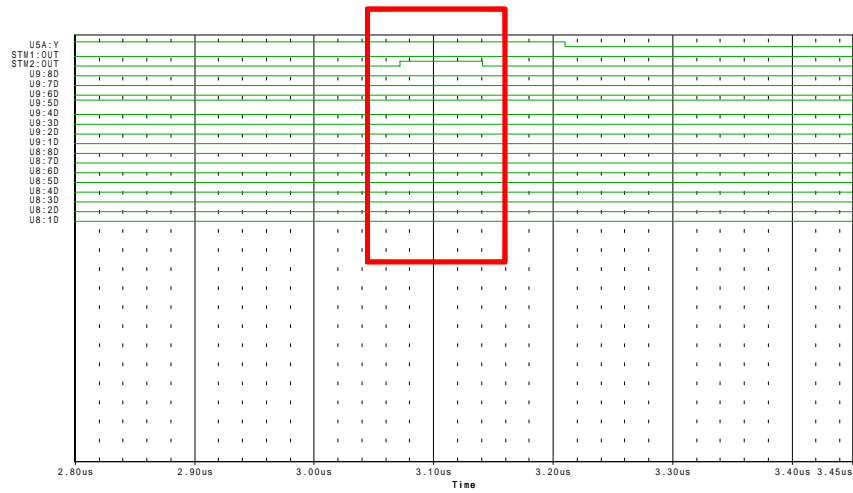
스위칭 제어부에서는 Fig. 19(a)의 ① 부분에서 74LS193 4-bit 2진 카운터 4개를 중속 접속하여 4단 직렬 접속된 위상 천이기 4개에 대하여 모두 65536번의 스위칭을 행하게 된다. 65536번의 스위칭 과정이 종료된 이후 신호 비교부로부터의 비교 결과를 이용하여 가장 신호가 높게 입력되는 스위칭 상태의 값으로 세트된다. 이러한 동작은 Fig. 19(a) ②와 Fig. 19(a) ③ 부분에서 74LS373 래치와 74F157 데이터 셀렉터에서 수행된다. 동작 과정은 스위칭이 완료되어 74LS373이 출력 Enable 상태가 되기 이전에는 74F157 데이터 셀렉터를 통하여 카운터에 의한 스위칭 신호가 위상 천이기로 출력되며 이러한 과정에서 신호 비교부로부터의 G.T.(Greater Than) 신호에 의하여 해당하는 스위칭 정보를 기억하게 된다. 그리고 카운터에 의한 스위칭이 완료된 후에는 발생하는 캐리에 의하여 74LS373이 출력 Enable 상태가 되고 74LS373에 기억되었던 스위칭 정보가 74F157 데이터 셀렉터를 통하여 출

력되게 된다.

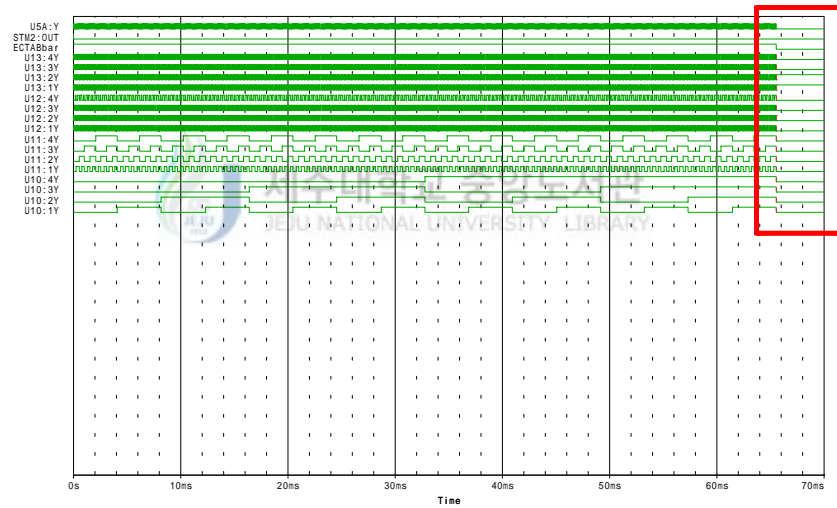
Fig. 19(b)는 앞단 신호 비교부로부터의 G.T.(Greater Than) 신호에 의하여 위상천이기의 스위칭 상태에 대한 정보를 래치하는 그림이고 Fig. 19(c)는 래치된 스위칭 정보가 스위칭 과정이 모두 종료된 이후 위상천이기로 출력되는 그림을 나타낸다.



(a) Schematic of switching control part



(b) Latch operation waveform



(c) Data selector operation waveform

Fig. 19. Schematic and operation waveforms of switching control part

그리고 Table 1은 스위칭 제어 출력에 따른 위상천이기의 천이 위상각을 나타낸 표이다.

Table 1. Phase shift according to the controlled switching output

No.	PS*1	PS2	PS3	PS4	스위칭 제어 출력			
1	0	0	0	0	0000	0000	0000	0000
2	0	0	0	22.5	0000	0000	0000	0001
3	0	0	0	45	0000	0000	0000	0010
4	0	0	0	67.5	0000	0000	0000	0011
5	0	0	0	90	0000	0000	0000	0100
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
65536	337.5	337.5	337.5	337.5	1111	1111	1111	1111

\*:PS(Phase Shifter : 위상천이기)

## 2. 제어회로 동작 알고리즘

제어기의 동작은 우선 스위칭 제어부로부터 위상천이기와 연결되어 있는 스위치의 제어가 일어난다. 다음으로는 위상천이기를 통과하여 입력된 신호가 신호 변환부에서 신호 비교부의 입력을 위하여 크기만을 가지는 신호로 변환된다. 변환된 신호는 신호 비교부에서 이전의 입력 신호와의 비교가 이루어져 이전 입력된 신호보다 클 경우 스위칭 제어부로 그 정보가 전송되고 스위칭 제어부에서는 신호 비교부로부터의 신호를 이용하여 해당하는 스위칭 상태 정보를 기억하게 된다. 그리고 모든 스위칭이 종료된 후 스위칭 제어부에서는 기억된 스위칭 정보를 위상 천이기로 출력시키게 된다. 제어회로 동작 알고리즘을 Fig. 20의 블럭도로 나타내었다.

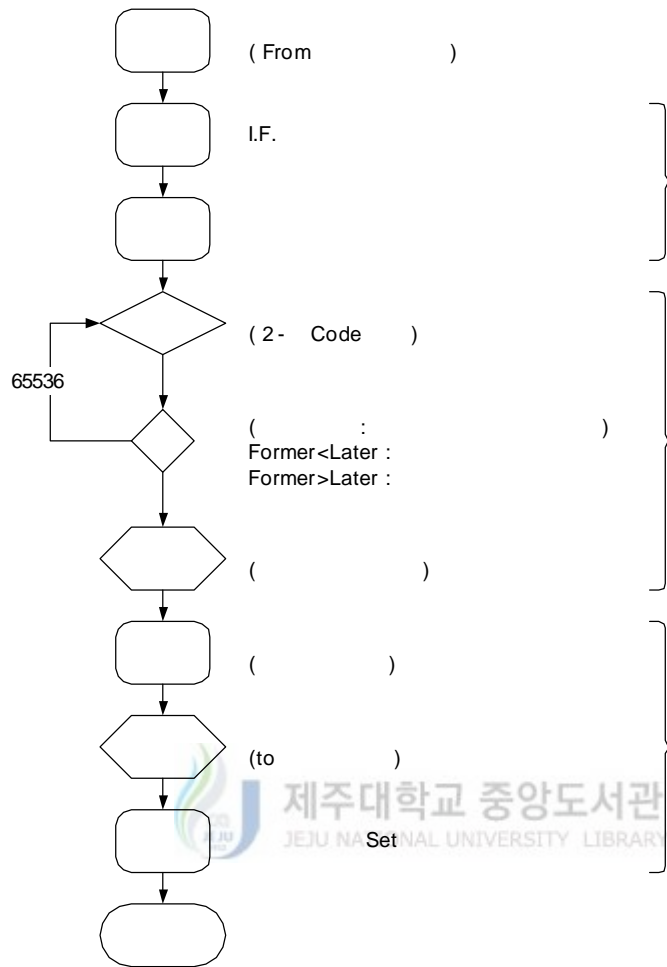


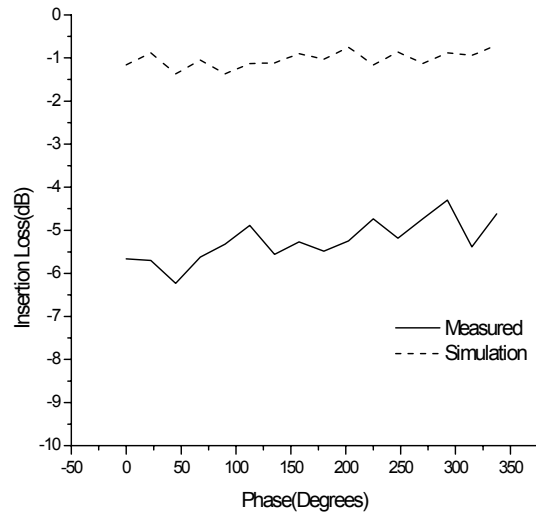
Fig. 20. Operation Algorithm of Beam Control Circuit

## VI. 결과 및 고찰

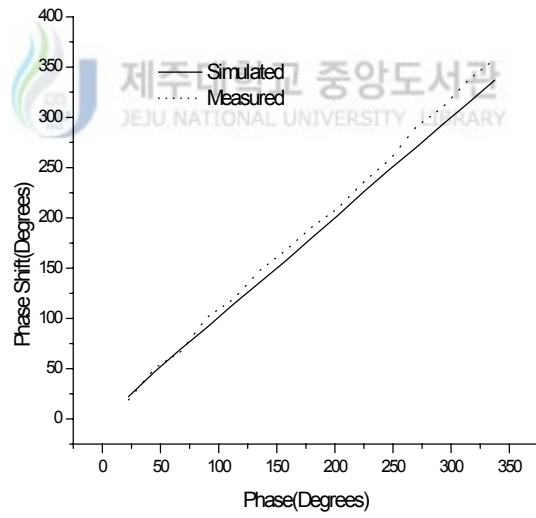
위상천이기 및 안테나 빔 제어기를 설계하여 시뮬레이션을 실시한 결과 위상천이기의 경우 22.5°bit 위상천이기에서는 삽입손실이 다이오드 도통시 -0.03 ~ -0.02 dB, 다이오드 차단시 -0.31 ~ -0.28 dB로 나타났다. 그리고 45°bit 위상천이기에서는 삽입손실이 다이오드 도통시 -0.13 ~ -0.11 dB, 다이오드 차단시 -0.14 dB로 나타났으며, 90°bit 위상천이기에서는 삽입손실이 다이오드 도통시 -0.36 ~ -0.34 dB, 다이오드 차단시 -0.44 dB 로 나타났다. 그리고 180°bit 위상천이기에서는 삽입손실이 다이오드 도통시 -0.68 dB, 다이오드 차단시 -0.64 ~ -0.57 dB로 양호한 특성을 보였다.

Table 2. Simulated and Measured Data of 4-bit Phase Shifter

Phase(°)	Insertion Loss(dB)		Phase Shift(°)		Phase Error(%)
	Measured	Simulated	Measured	Simulated	Measured
0	-5.665	-1.164			
22.5	-5.702	-0.881	18.872	22.173	16.13%
45	-6.234	-1.373	50.379	46.907	11.96%
67.5	-5.625	-1.052	67.004	69.633	0.74%
90	-5.323	-1.371	101.135	90.996	12.38%
112.5	-4.886	-1.133	118.891	113.88	5.68%
135	-5.558	-1.115	147.281	135.53	9.10%
157.5	-5.271	-0.901	167.593	156.93	6.41%
180	-5.486	-1.03	190.642	180.01	5.91%
202.5	-5.246	-0.747	209.537	202.35	3.48%
225	-4.735	-1.162	236.003	226.02	4.89%
247.5	-5.185	-0.865	258.329	248.72	4.38%
270	-4.735	-1.124	290.81	270.19	7.71%
292.5	-4.303	-0.882	309.914	292.9	5.95%
315	-5.385	-0.941	337.396	314.59	7.11%
337.5	-4.62	-0.7	357.938	337.04	6.06%



(a) Insertion Loss

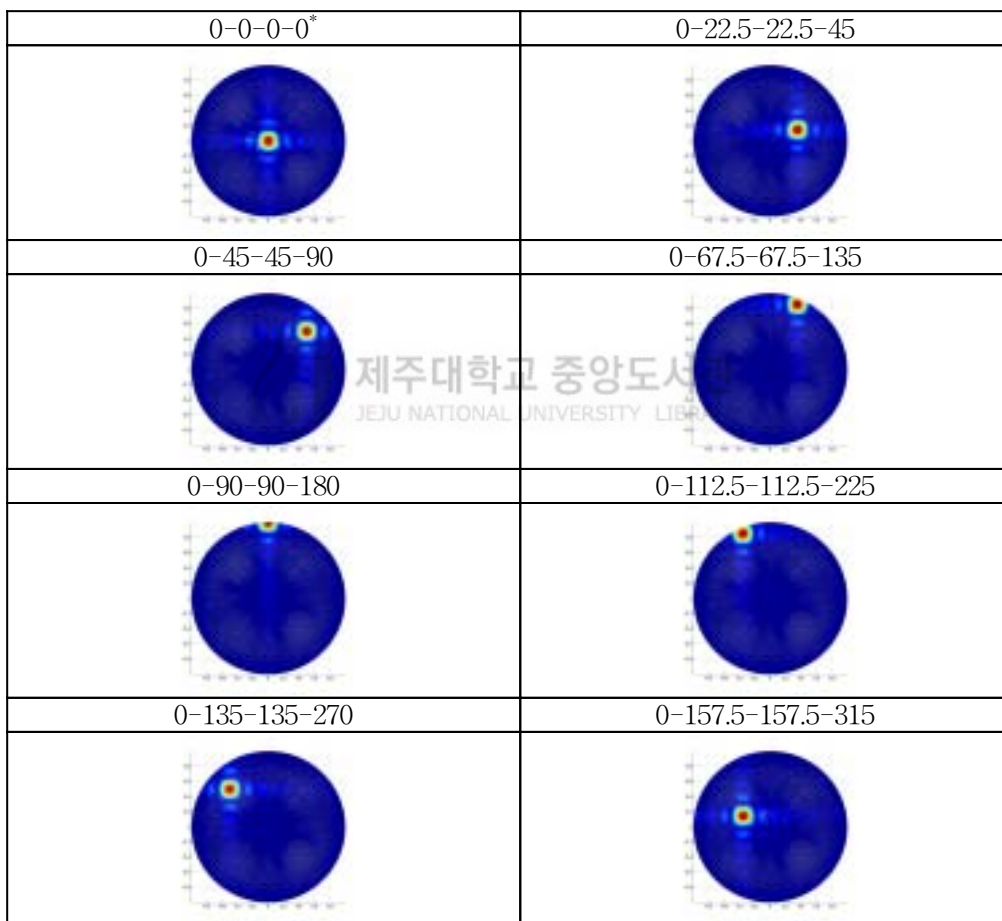


(b) Phase Shift

Fig. 21. Simulated and Measured Results  
( Insertion Loss, Phase Shift )



Table 2 는 설계된 4-bit 위상천이기를 시뮬레이션한 결과와 제작된 위상천이기를 측정된 결과를 표로 나타낸 것이며 Fig. 21 은 Table 2의 결과를 그림으로 나타낸 것이다. 표에서 알 수 있듯이 시뮬레이션 결과에서는 각 천이위상 별로 삽입 손실  $-0.7 \sim -1.373$  dB, 위상오차는  $-0.575 \sim 1.907^\circ$ 로 양호한 특성을 나타내지만 실제 제작하여 측정된 결과에서는 삽입손실  $-5.702 \sim -4.303$  dB, 위상오차가  $-0.5 \sim 22.4^\circ$ 로 시뮬레이션 결과와 차이가 발생하는 것을 볼 수 있다.



\* : 위상천이기의 천이 위상각

Fig. 22. Beam Direction of the antenna by the different phase shift

Fig. 22는 각 위상 천이기의 천이 위상각에 따라 배열 안테나에서 형성되는 빔의 형성 방향에 대한 시뮬레이션 결과의 일부를 나타내는 그림이다. Fig. 22에서 숫자 0-0-0-0은 위상 천이기 4개의 천이 위상각이 모두 0°임을 나타내며, 0-157.5-157.5-315는 위상 천이기의 천이 위상각이 각각 0°,157.5°,157.5°그리고 315°임을 나타낸다. Fig. 22에서 위상천이기의 천이 위상각이 모두 0°인 경우 빔의 방향은 정중앙에 위치하고, 위상천이기의 천이 위상각이 0-90-90-180°일 경우에는 빔의 방향은 상단부에 위치하며, 또한 위상천이기의 천이 위상각이 0-157.5-157.5-315°일 경우에는 빔의 방향이 원상에서 중심을 벗어나 좌상 부분으로 비스듬한 방향으로 형성되는 것을 볼 수 있다. 그림에서와 같은 방식으로 위상천이기의 천이 위상각을 변화시키면서 원의 모든 방향에 대하여 안테나 빔을 형성시키게 된다.

그리고 위상 천이기의 시뮬레이션 결과와 제작을 통하여 측정된 결과로부터 감쇄와 위상오차에서 나타나는 차이는 기관 제작시 발생하는 전송선로 폭, 부품의 부작 위치 및 그라운드 플레이트의 선정에 따르는 파라미터 변화에 의한 것이다. 그라운드 플레이트의 선정은 신호의 상호 커플링이 발생하지 않도록 적절하게 선정하여야 한다.

빔 제어기의 시뮬레이션 결과 안테나에 최대 신호가 입력되는 빔의 방향을 찾아내기 위하여 위상천이기를 제어하여 각각의 방향에 대한 입력 신호의 강도를 평가하고 비교하여 최대 신호가 입력되는 방향으로 위상천이기의 상태를 set하는데 까지 최대 70ms의 시간이 소요되었다.

## VII. 결 론

본 논문에서는 레이더 분야에서 이용되고 있는 위상 배열 안테나의 개념을 응용하여 안테나로 입력되는 신호의 레벨을 평가하고 그에 따라 위상천이기를 제어함으로써 특정 방향으로 빔의 방향을 제어할 수 있는 빔 제어를 설계하고 제작 결과와 시뮬레이션 결과를 비교하였다.

제안된 빔 제어기는 Constrained 병렬 급전 방식을 이용한 4-소자 마이크로스트립 배열 안테나(2×2)를 가정하여 설계하였으며, 위상천이기는 22.5°간격으로 0°에서 360°까지의 위상변화를 가지는 4-비트 위상천이기를 사용하였다.

제작된 4-비트 위상천이기는 위상오차 -0.5°~ 22.4°로 나타났으며, 삽입손실은 -5.702~-4.303 dB로 나타났다. 측정된 결과와 시뮬레이션 결과에서 다소의 차이를 보이는데 제작된 위상천이기에서 발생하는 위상오차 및 신호의 감쇄를 줄이기 위해서는 초기 설계과정에서 제작에 따른 설계치수의 변동을 충분히 감안하여 치수에 민감하지 않도록 설계가 이루어져야 한다.

빔 제어부에서는 신호 변환부에서 변환 출력 신호의 리플을 감소시키기 위하여 시정수는 2.2 s로 충분히 크게 설정하여 설계함으로써 균일한 출력을 얻고자 하였고, 다이오드는 순방향 전압강하가 최대 0.3V 인 1N5819을 이용하여 변환후의 신호 레벨 감소를 최소화하고자 하였다.

스위칭 제어부와 신호 변환부 및 신호 비교부에 사용된 클럭 주파수는 스위칭 제어부에서는 1MHz, 신호 변환부 및 신호 비교부에서는 1주기의 스위칭 제어 시간 동안 16회의 신호변환과 비교가 이루어져야 하기 때문에 16MHz로 설정하였다.

시뮬레이션 결과는 빔 제어에서 위상 천이기 Set 까지 최대 70ms 의 시간이 소요되었으며 제안된 빔 형성 제어기는 고정 통신에 사용되는 수신용의 안테나에 적용할 경우 안테나의 수신 성능 향상에 기여할 수 있을 것이다.

## 참고문헌

- A. R. Skatvold, 1981, Beam Steering Antenna Control Technique, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest 81.1*, pp. 422-424.
- David M. Pozar, 1993, Microwave Engineering, Addison Wesley, pp. 411-415.
- David K. Barton, Charles E. Cook, Paul Hamilton, the Staff of ANRO Engineering, Inc., 1991, Radar Evolution Handbook, Artech House, Boston · London, pp. 6-1 - 6-37.
- G. Estep, R. Gupta, T. Hampsch, M. Zaharovits, L. Pryor, C. Chen, A. Zaghoul, and F. Assal, 1995, A C-band Beam-Forming Matrix for Phased-Array Antenna Applications, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest 95.3*, pp. 1225-1228.
- H.A. Atwater, 1985, Circuit Design of Loaded Line Phase Shifter, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, Vol. MTT-33, pp.626-634. .
- I.J. Bahl and K.C. Gupta, 1980, Design of Loaded Line p-i-n Diode Phase Shifter Circuits, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, Vol. MTT-28, pp. 219-224.
- J. F. White, 1974, Diode Phase Shifters for Array Antennas, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, Vol. MTT-22, pp. 147-155.
- Merrill I. Skolnik, 1980, Introduction to Radar Systems Second Edition, McGraw-Hill Kogakusha, LTD., pp. 278-342.
- Peter J. Kahrilas, 1976, Electronic Scanning Radar Systems(ESRS) Design Handbook, Artech House, .pp 36-84.
- Richard C. Johnson, 1993, Antenna Engineering Handbook - Third Edition, McGraw-Hill, pp. 20-1 - 20-65.
- R.V. Garver, 1972, Broadband Diode Phase Shifters, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, Vol. MTT-20, pp. 314-323.
- Shibani Koul, Barathi Bhat, 1991, Microwave and Millimeter Wave Phase

Shifters, Artech House, pp1-59, 389-490.

- T. Yahara, 1972, A Note on Designing Digital Loaded Line Phase Shifters, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, Vol. MTT-20, pp. 703-704.
- W.A. Davis, 1974, Design Equations and Bandwidth of Loaded Line Phase Shifters, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, Vol. MTT-22, pp. 561-563.
- Y.T. Lo, S.W. Lee, 1988, Antenna Handbook: Theory, Applications, and Design, VAN NOSTRAND REINHOLD, pp. 11-1 - 11-86, 18-1 - 18-29.
- 손태호, 1986, 2비트 이상기의 마이크로파 집적회로 설계 및 제작, 석사 학위 논문, 한양대학교, pp. 3-13.
- 최재연, 이상설, 1995, p-i-n 다이오드를 이용한 마이크로파 위상변위기 설계, 전자과학기술학회지 제6권 2호, pp. 3-10.
- 한동호, 염동진, 권경일, 홍동희, 1996, 회전 주사식 위상 배열 안테나의 빔 조향 방법, 한국 전자파 학회 논문지 제7권, 제2호, pp. 147-155.



## 감사의 글

이 논문이 완성되기까지 결코 짧지만은 않았던 2년이라는 시간동안 무엇을 얻고 무엇을 잃었나 되돌아보게 됩니다.

우선 이 논문이 제 모습을 갖추기까지 많은 지도와 편달을 아끼지 않으신 김 홍수 교수님께 감사드립니다. 그리고 항상 많은 관심과 온정으로 지도하여 주신 이 용학 교수님, 문 건 교수님, 임 재운 교수님, 강 진식 교수님께도 감사드립니다. 그리고 멀리서나마 저희와 기쁨을 함께 해주실 양 두영 교수님께도 감사드립니다.

항상 충고와 격려를 아끼지 않으시고 함께 고민해주신 강 부식 선배님과 홍 성욱 선배님, 그리고 이 권익 선배님께도 감사드립니다. 연구실 동료인 성익, 수미, 종주 그리고 이름을 모두 열거할 수는 없지만 도움을 주신 많은 분들께도 감사의 뜻을 전합니다. 그리고 밤늦은 시간에도 불구하고 성심 성의껏 도움을 주신 김 창윤, 이 은진 조교 선생님께도 감사의 뜻을 전합니다.

오늘이 있기까지 묵묵히 지켜보시면서 믿음으로써 일관해주신 부모님과 장모님께도 깊은 감사를 전합니다. 그리고 항상 격려와 충고를 잊지 않았던 매형과 누님 그리고 동생들에게도 감사의 뜻을 전합니다.

마지막으로 오늘이 있기까지 미소를 잃지 않고 격려하며 든든한 힘이 되어준 아내 이선과 사랑스런 딸 연주와 이 기쁨을 함께하고 싶습니다.