소형화된 5.3 GHz 대역 360° 아날로그 위상천이기 설계

Design of a Miniaturized 5.3 GHz 360° Analog Phase Shifter

정해창 · 손범익 · 이동현 · 압둘 라흐만 · 염경환

Hae-Chang Jeong · Bon-Ik Son · Dong-Hyun Lee · Abdul-Rahman Ahmed · Kyung-Whan Yeom

요 약

본 논문에서는 주파수 5.3 GHz에서 소형화된 branch line 커플러와 360° 이상의 위상천이를 보일 수 있는 가변 리액턴스 부하를 결합하여 소형화된 위상천이기의 설계를 보였다. 위상천이기의 소형화를 위하여, branch line 커플러의 새로운 구조를 제안하였다. 새로운 branch line 커플러는 전송선의 T 및 π 형 등가회로 변환 방법을 이용하여 소형화하였다. 소형화된 branch line 커플러는 일반적인 구조에 비해 50 % 이상 소형의 크기를 가진다. 넓은 위상천이량을 갖기 위하여 전송선에 벡터 다이오드 두 개를 입력과 출력에 연결한 부하 구조를 채택하였다. 특히, 조정 전압에 대한 위상천이량이 완만하도록 임피던스 변환기 역할을 하는 전송선을 설계된 부하 구조에 추가하여 구조를 보완하였다. 추가된 임피던스 변환기에 사용된 전송선 및 선정된 부하 구조의 전송선은 소형화에 장애가 되기 때문에 이를 집중 소자로 등가하여 소형화하였다. 제작된 위상천이기는 $15 \times 15 \text{ mm}^2$ 의 소형의 크기를 가지며, 조정 전압 0~10 V 범위의 경우, 중심 주파수 5.3 GHz에서 삽입 손실은 약 -4~-6 dB, 반사 손실은 -20 dB 이하, 약 480°의 넓은 위상천이를 보였다.

Abstract

In this paper, a design and fabrication of miniaturized 5.3 GHz reflection type 360° analog phase shifter with branch line coupler and 360° variable reactance load. In order to miniaturize phase shifter, novel branch line coupler is proposed. The novel branch line coupler is miniaturized using transformation of transmission line to T and π type equivalent circuit. The miniaturized branch line coupler has small size of above 50 % compared with conventional branch line coupler. For wide phase shift range, 360° variable reactance load structure is adopted. Especially, the structure was improved for linear phase shift by adding transmission line which acts as an impedance transformer. The improved structure was miniaturized using the equivalent lumped-element of transmission line. The fabricated phase shifter with $15 \times 15 \text{ mm}^2$ shows wide phase shift of above 480°, the insertion loss of -4~-6 dB and the reflection loss of below -20 dB at 5.3 GHz under 0~10 V control voltage range.

Key words : Analog Phase Shifter, Reflection Type Phase Shifter, Branch Line Coupler, Variable Reactance Load

I. 서 론

위상천이기는 원하는 주파수 대역에서 통과 위상

을 변화시키는 회로이다. 아날로그 위상천이기는 주로 벡터(Varactor) 다이오드를 이용하며, 연속적인 위상천이를 가진다^[1].

「이 논문은 2013년 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(KRF-2013-003205).」

충남대학교 전파공학과(Departmenet of Radio Science and Engineering, Chungnam National University)

· Manuscript received March 6, 2013 ; Revised April 25, 2013 ; Accepted May 10, 2013. (ID No. 20130306-035)

· Corresponding Author : Kyung-Whan Yeom (e-mail : khyeom@cnu.ac.kr)

최근 아날로그 위상천이기는 배열 안테나의 빔 조향을 위한 송수신 시스템^[2]이나 발진주파수 조절을 위한 페루프형 전압 제어 발진기의 구성 부품으로^{[3],[4]} 주로 응용되고 있다. 이러한 응용을 위한 위상천이기는 위상천이량은 360° 이상이 되어야 하며, 소형의 크기, 저손실의 특성이 요구되고 있다.

아날로그 위상천이기는 loaded line 구조^[5]와 all pass network 구조^{[1],[3]}, 그리고 그림 1에 보인 branch line coupler를 이용한 반사형 위상천이기 구조^[6]가 주로 사용된다. Loaded line 및 all pass network 구조는 위상천이량이 다소 좁아 360° 이상의 위상천이량을 갖기 위해서는 여러 단을 cascade로 연결하여 구성하여야 한다. 비록 all pass network 구조가 소형이더라도 이러한 단수의 증가는 위상천이기의 크기를 필요 이상 크게 한다. Branch line coupler를 이용한 반사형 위상천이기의 경우, 과거 넓은 위상천이량을 얻는 설계 방법^{[6]~[11]}이 알려진 바 있으나, 전송선을 기반으로 하는 branch line coupler와 가변 리액턴스 부하로 인하여 저주파일수록 크기가 커지는 단점이 있다.

본 논문에서는 5.3 GHz 대역에서 전압 제어 발진기로의 응용을 목적으로, 반사형 위상천이기를 소형으로 설계하는 방법을 제안하였다. 또한, 기존의 그림 2에 보인 부하 구조를 개선한 구조를 제안하고 적용하였다. 위상천이기의 소형화를 위하여 90° branch line coupler는 coupler를 구성하는 전송선들을 π 형 및 T형으로 각각 전기각이 90°보다 짧은 길이의 전송선과 개방 스텐브로 구현하여 소형화하였다. 가변 리액턴스 부하는 그림 2에 나타난 360° 가변 리액턴스 부하^[7]구조를 기반으로 설계하였으며, 선형적인 위상 변화를 보이도록 개선하였다. 또한, 개선된

그림 1. 반사형 위상천이기 구조^[6]

Fig. 1. A structure of the reflection type phase shifter^[6].

그림 2. 360° 가변 리액턴스 부하 구조^[7]

Fig. 2. A structure of the 360° variable reactance load^[7].

360° 가변 리액턴스 부하를 구성하는 전송선을 π 형 집중 소자로 변환하는 방법^[11]을 적용하여 소형화하였다. 소형화된 90° branch line coupler와 개선된 360° 가변 리액턴스 부하를 조합하여 위상천이기를 설계하였다. 위상천이기는 ADS의 EM co-시뮬레이션을 통해 설계 및 최적화 하였으며, 제작 및 측정을 통해 특성을 확인하였다. 제작된 위상천이기는 15×15 mm²의 크기로 제작되었으며, 이는 소형화 작업을 거치지 않은 경우와 비교했을 때, 약 50 % 소형화된 크기이다. 제작된 위상천이기는 측정 결과, 조정 전압 0 ~ 10 V 범위로 가변할 경우, 중심 주파수 5.3 GHz에서 480°의 넓은 위상천이량을 보이며, 삽입 손실은 -4 ~ -6 dB, 반사 손실은 -20 dB 이하를 보였다.

II. 위상천이기 설계

2-1 90° Branch Line Coupler의 소형화

그림 1에 보인 반사형 위상천이기를 위하여 3 dB coupler는 주로 90° branch line coupler를 사용한다. 이러한 90° branch line coupler의 일반적인 구조를 그림 3(a)에 보였다. 90° branch line coupler는 4개의 전송선으로 구성되며, 특히 이것의 길이는 $\lambda/4$ 로 사각 형태 혹은 원형으로 구성된다. 이러한 길이는 저주파일수록 크기가 커진다는 단점을 야기시키며, 이것의 소형화 연구는 다수 발표된 바 있다^{[11]~[15]}.

그림 3(b)는 본 논문에서 제안하는 새로운 소형 90° branch line coupler의 구조를 보인다. 소형화된 90° branch line coupler는 그림 3(a)의 4개의 전송선 (L_1, L_2, L_3, L_4)을, 그림 3(c)에 보인 바와 같이 각각 T형 및 π 형의 전송선으로 변환^[12]되어 구성된다. 변환된 T형 및 π 형 전송선은 전기각을 $\lambda/4$ 보다 작게 구성할 수 있으며, 개방 스텐브의 적절한 배치를 통

그림 3. (a) 일반적인 90° branch line coupler, (b) 소형화된 90° branch line coupler, (c) 전송선의 소형화

Fig. 3. (a) Conventional 90° branch line coupler, (b) Miniaturized 90° branch line coupler, (c) Miniaturization of transmission lines.

표 1. 전송선의 임피던스 및 전기각

Table 1. Impedances and electrical lengths of transmission lines.

Z_1, θ_1	87.3 Ω , 30°	Z_2, θ_2	47.1 Ω , 30°
Z_3, θ_3	40.8 Ω , 60°	Z_4, θ_4	40.8 Ω , 30°

해 소형화를 달성 가능하게 한다. 표 1에는 4개의 전송선(L_1, L_2, L_3, L_4)의 T형 및 π 형 변환시, 각각의 전

송선의 임피던스 및 전기각을 보였다. 이 값들은 적절한 스테르브의 배치를 위하여 최적화된 값이며, 소형 90° branch line coupler 설계를 위한 초기 값으로 설정하였다.

본 논문의 소형 90° branch line coupler는 5.3 GHz의 중심 주파수에서, Rogers사의 RO4003C 기판(유전율 3.55, 두께 12 mil)을 사용하여 설계되었다. 비교를 위하여 일반적인 구조와 소형화된 구조를 모두 설계하였다. 그림 4(a)에 보인 일반적인 branch line coupler와 비교할 경우, 본 논문의 branch line coupler는 크기가 50 % 이상 소형화 된 것을 알 수 있다. 이때 최종 치수는 ADS EM co-시뮬레이션을 통해 최적화 되었다. 이와 같은 소형화된 90° branch line coupler의 경우, 전송선 간의 간격이 좁아, 스테르브 간의 커플링이 발생할 수 있어, 설계 주파수 대역에서

그림 4. (a) 일반적인 90° branch line coupler 형상, (b) 소형화된 90° branch line coupler 형상

Fig. 4. (a) A layout of conventional 90° branch line coupler, (b) A layout of miniaturized 90° branch line coupler.

사용 가능한지 여부를 판단하기 위하여, EM 시뮬레이션이 필수적으로 요구된다. EM 시뮬레이션 결과로부터 일반적인 coupler의 특성과는 다르게 설계 주파수보다 높은 상측 주파수 대역에서 주기적인 특성을 보이지 않음을 확인하였으나, 설계 주파수 대역에서 충분히 사용 가능할 것으로 판단하였다. 제작된 coupler의 측정을 위해 커넥터를 부착하였으며, Agilent사의 2-port Network Analyzer를 이용하여 측정하였다. 이때 측정 포트를 제외한 나머지 포트는 50 Ω 저항을 납땜하여 연결하였다.

그림 5는 그림 4(b)의 소형화된 90° branch line coupler의 EM 시뮬레이션 결과와 S-파라미터 측정 결과를 보인다. 그림 5(a)는 S-파라미터의 크기를, 그

(a) 크기
(a) Magnitude

(b) 위상 차이
(b) Phase difference

그림 5. 90° branch line coupler S-파라미터 특성 비교
Fig. 5. A S-parameter characteristics comparison of 90° branch line couplers.

림 5(b)에는 S_{21} 와 S_{31} 의 위상차이 특성을 보였다.

측정 결과는 EM 시뮬레이션 결과와 유사하게 나타났다. 설계 대역 내, 포트 1에서의 반사 손실(S_{11})과 포트 4로의 격리도(S_{41})는 -15 dB 이하, 커플링 포트 2와 3으로의 삽입 손실(S_{21} & S_{31})은 -3~-4 dB, 커플링 포트 2와 3으로의 위상 차이($\text{phase}(S_{31}) - \text{phase}(S_{21})$)는 약 90°를 보였다. 측정 결과로부터 본 논문에서 제안한 소형화된 90° branch line coupler는 3 dB 90° 커플러의 특성을 만족함을 알 수 있다. S_{21} & S_{31} 의 경우, 측정 결과가 시뮬레이션 결과와 다소 차이를 보이는 원인은 PCB 제작 오차(약 50 μm 정도 폭과 길이의 증가)로 인하여 발생한 것으로 사료된다.

2-2 360° 가변 리액턴스 부하 및 소형화 설계

반사형 위상천이기는 가변 리액턴스 부하의 리액턴스 변화량에 의해 위상천이량이 결정되며, 반사계수의 크기에 따라 삽입 손실이 결정되게 된다. 그림 2의 360° 가변 리액턴스 부하는 참고문헌 [7]에서 제안된 구조로, 두 쌍의 버렉터 다이오드와 단락 스테브(L_2)가 1/4파장 전송선(L_1)으로 연결된 구조를 가진다. 360°의 리액턴스 변화를 얻기 위해서는 버렉터 다이오드와 단락 스테브를 들여다본 리액턴스가 $-j50 \sim +j50$ 의 범위에서 변화가 되어야 한다. 버렉터 다이오드의 변화량이 이것을 만족할 경우, 360°의 리액턴스 변화를 달성할 수 있다. 그러나 본 논문에서 선택된 버렉터 다이오드는 Skyworks사의 SMV1231-079^[16]로 설계주파수 5.3 GHz에서 리액턴스 변화량이 $-j50 \sim +j50$ 의 범위에 달하지 못하였다. 또한, 바이어스 전압에 따른 리액턴스 변화량이 일정하지 않아 위상천이기에 적용시 비선형적인 위상 변화 특성을 보이게 된다.

따라서 본 논문에서는 이를 개선하기 위하여 그림 6과 같이 그림 2에 보인 360° 가변 리액턴스 부하를 개선하였다. 전송선 L_1 의 전기적 길이가 조정되었으며, 전송선 L_3 가 추가되었다.

표 2에는 가변 리액턴스 부하를 구성하는 전송선 (L_1 , L_2 , L_3)의 임피던스와 전기각을 보였다. 우선 L_2 (L_1 , L_2 , L_3)의 임피던스와 전기각을 보였다. 우선 L_2 전송선은 버렉터 다이오드에 0~10 V 역전압 인가

그림 6. 개선된 360° 가변 리액턴스 부하
Fig. 6. Improved 360° variable reactance load.

표 2. 가변 리액턴스 부하를 구성하는 전송선의 임피던스 및 전기각

Table 2. Impedances and electrical lengths of transmission lines of variable reactance load.

	Z_c	θ_c
L_1	50 Ω	35°
L_2	50 Ω	4°
L_3	25 Ω	90°

시 나타나는 가변 범위를 단락 임피던스 기준으로 대칭으로 나타나도록 전기각을 설정하였다. 전송선 L_1 의 길이는 벡터 다이오드의 리액턴스 변화량이 다소 작아 360° 리액턴스 변화를 얻기 위해 조정되었다. 또한, 전송선 L_3 는 임피던스 변환을 통해 비교적 선형적인 리액턴스 변화를 얻기 위하여 삽입되었다.

그림 7에는 표 2와 같이 설정한 후, 그림 6에 보인 기준선에서 0~10 V 역전압 인가(0.2 V step)시 가변 리액턴스 부하의 임피던스(Z_1 , Z_2 , Z_3)를 보였다. 그림 7(a)는 Z_1 의 궤적을 보이며, 단락 임피던스를 기준으로 리액턴스가 대칭적인 형태를 보이는 것을 알 수 있다. 그림 7(b)는 Z_2 의 궤적($Z_0=50 \Omega$)을 보이며, 전송선 L_1 의 전기적 길이를 조정하여 360° 이상의 리액턴스 변화를 얻었다. 그러나 역전압 변화에 따른 리액턴스 변화의 차이가 크며, 이는 위상천이기에 그대로 적용할 경우, 조정 전압 대 위상변화량이 비선형적으로 나타나게 된다. 그림 7(c)는 Z_0 가 12.5 Ω 일 경우의 Z_2 의 궤적을 보였다. 전송선 L_3 의 추가에 따른 리액턴스 변화는 개념적으로 그림 7(b)에 보인 기준 임피던스 점의 변환(A → B)으로 이해할 수 있다. 기준 임피던스 A점(50 Ω)을 전송선 L_3 를 통해 B점(12.5 Ω)으로 옮겨질 경우, 그림 7(c)와 같이 각각의 리액턴스는 스미스 차트의 원점인 B점을 기준으로 변화하게 된다. 상대적으로 리액턴스 변화량이

그림 7. (a) Z_1 의 궤적, (b) Z_2 의 궤적($Z_0=50 \Omega$), (c) Z_2 의 궤적($Z_0=12.5 \Omega$), (d) Z_3 의 궤적

Fig. 7. The traces of impedances. (a) Z_1 , (b) Z_2 ($Z_0=50 \Omega$), (c) Z_2 ($Z_0=12.5 \Omega$), (d) Z_3 .

큰 6~8 V 영역에서 기준 임피던스가 멀어지기 때문에 리액턴스 변화량이 작아지게 되며, 상대적으로 리액턴스 변화량이 작은 0~4 V와 8~10 V의 영역에서는 기준 임피던스가 가까워지기 때문에 리액턴스 변화량이 커지게 된다. 따라서 전송선 L_3 의 추가를 통한 임피던스 변환으로, 그림 7(d)에 보인 Z_3 의 궤적과 같이 비교적 선형적인 리액턴스 변화를 얻었다.

이와 같이, 전송선 L_3 가 추가된 상태의 가변 리액턴스 부하를 위상천이기에 적용하게 되면, 조정 전압에 따른 위상변화량이 선형적으로 나타나게 된다.

그림 8은 전송선 L_3 의 사용 여부에 따른 위상천이기 특성을 보인다. 이때, 이상적인 3 dB coupler를 두고 시뮬레이션 하였다. 앞서 언급한 바와 같이 L_3 의 사용하지 않은 경우, 6~8 V 영역에서 급격한 위상 변화와 삽입 손실 변화가 나타나게 되는 반면, L_3 의 사용한 경우, 비교적 완만한 위상 변화와 삽입 손실을 보이는 것을 알 수 있다.

그림 9는 가변 리액턴스 부하의 반사계수의 크기에 따른 위상천이기의 삽입 손실을 도시하였다. 반사계수의 크기가 1에 가까울수록 삽입 손실은 작아지게 된다. 앞서 설계된 소형화된 90° branch line coupler에 그림 7(c)의 부하를 사용할 경우, 반사계수의 최소 크기가 0.78로 약 -3 dB의 삽입 손실을 가질 것으로 예상이 가능하다. 그림 7(b)의 부하의 경우, 0.68의 최소 반사계수의 크기로 약 -4 dB의 삽입 손실을 보일 것으로 예상되며, 개선된 360° 가변

그림 8. 전송선 L_3 의 사용 여부에 따른 위상천이기 특성

Fig. 8. The characteristics of phase shifter with L_3 or not.

그림 9. 가변 리액턴스 부하의 반사계수의 크기에 따른 위상천이기의 삽입 손실

Fig. 9. The insertion loss of the phase shifter according to the magnitude of the reflection coefficient of variable reactance load.

리액턴스 부하가 전송선 L_3 로 인하여 위상천이기의 삽입 손실을 줄일 수 있음을 알 수 있다.

그림 6의 개선된 360° 가변 리액턴스 부하는 전송선을 기반으로 하기 때문에 여전히 크기 면에서는 불리한 점이 있다. 따라서 본 논문에서는 개선된 360° 가변 리액턴스 부하를 구성하는 전송선(L_1 , L_3)을 집중 소자로 구성된 π 형 회로로 등가하여 소형화하였다. 여기서 L_2 의 경우, 짧은 길이를 가져 비아홀을 통해 인덕턴스(약 0.1 nH)를 갖도록 하였다. 그림 10(a)는 집중 소자를 이용한 전송선의 소형화된 π 형 회로를 보였으며, 표 3에 등가회로 값을 보였다. 그림 10(b)는 이와 같은 방법으로 소형화된 가변 리액턴스 부하의 회로를 보이며, 표 4에 회로 값을 나타내었다. 여기서 $C_{\pi 2}$ 는 $C_{\pi 1}$ 과 $C_{\pi 3}$ 의 병렬 합과 같게 하여 소자 수를 줄였다.

그림 10(c)는 소형화된 360° 가변 리액턴스 부하의 layout을 보인다. 인덕터 $L_{\pi 1}$ 와 $L_{\pi 2}$ 는 짧은 전송선으로, 커패시터들은 고주파용 칩 커패시터(ATC사 500S series)로 각각 구현하였다. ADS EM co-시뮬레이션을 통해 설계되었으며, 커패시터는 제조사에서 제공하는 S-파라미터를 이용하였다. 그림 9(c)에서 최적화된 회로 값을 표 4의 두 번째 행에 나타내었다. EM 시뮬레이션 결과, $C_{\pi 3}$ 는 값이 작아 조립을 위한 도체 패드에 의해 커패시턴스가 나타난 것으로 사료되며, 이로 인해 $C_{\pi 1}$ 및 $C_{\pi 2}$ 는 0.6 pF의 동일한

그림 10. (a) 집중 소자를 이용한 전송선의 소형화, (b) 소형화된 가변 리액턴스 부하 회로, (c) 소형화된 가변 리액턴스 부하의 layout

Fig. 10. (a) Miniaturization of microstrip line using lumped elements, (b) Circuit of miniaturized variable reactance load, (c) Layout of miniaturized variable reactance load.

값으로 설정되었다. 이 값은 표 3의 첫 번째 행에 보인 이상적인 집중 소자 값과 다소 차이를 보이게 되는데, 이는 패드에 의한 커패시턴스와 via 효과에 의해 작아진 것으로 사료된다.

그림 11은 최적화된 360° 가변 리액턴스 부하의 측정 결과를 보인다. 표 3에 측정을 통해 결정된 $C_{\pi 1}$, $C_{\pi 2}$ 및 $C_{\pi 3}$ 값을 보였다. 측정 결과가 이상적인 경우의 리액턴스 변화 궤적과 다소 차이가 있음을 알 수 있다. 이는 소형화된 360° 가변 리액턴스 부하의 경우, 소자별로 기생 성분이 있고, 손실이 커지게 되어 나타난 것으로 사료된다. 따라서 반복 측정을 통해 최적의 반사계수의 크기 값을 갖는 커패시터 값을 결정하였다. $0 \sim 10$ V 조정 전압 인가시 360° 이상의 리액턴스 변화를 보이는 것을 알 수 있으며, 반사계

표 3. 소형화된 가변 리액턴스 부하를 구성하는 집중 소자 회로 값

Table 3. Values of lumped elements of miniaturized variable reactance load.

	$L_{\pi 1}$ [nH]	$L_{\pi 2}$ [nH]	L_{via} [nH]	$C_{\pi 1}$ [pF]	$C_{\pi 2}$ [pF]	$C_{\pi 3}$ [pF]
Ideal	0.75	0.86	0.1	1.2	1.39	0.19
EM	-	-	-	0.6	0.6	-
측정	-	-	-	0.5	0.7	0.3

그림 11. 가변 리액턴스 부하의 임피던스 궤적

Fig. 11. Impedances traces of variable reactance load.

수의 크기는 최소 약 0.5 정도를 보인다. 따라서 위상천이기로 적용시 360° 이상의 위상천이량과 최대 약 7 dB의 삽입 손실을 보일 것으로 예상된다.

2-3 위상천이기 설계

그림 12은 본 논문에서 제안한 소형화된 90° br-

그림 12. 위상천이기 layout

Fig. 12. Layout of phase shifter.

표 4. 부품 목록

Table 4. Parts list.

Substrate	RO4003C(12 mil)
Varactor diode	SMV1231-079
High frequency capacitor	ATC 500S series
DC block capacitor	550L104KTT(100 nF)
Bypass capacitor	ELEC1005(1 nF)
Chip resistor	RC1005J102(1 kohm)

anch line coupler와 소형화된 360° 가변 리액턴스 부하가 연결된 360° 소형 아날로그 위상천이기의 layout을 보인다. 입출력 포트는 CPW 형태로 구현하여 평판형 상태에서 온-웨이퍼 프로빙을 통해 측정할

(a) 조정 전압 대 S-파라미터

(a) Control voltage vs S-parameter

(b) 조정 전압 대 위상 특성

(b) Control voltage vs phase characteristic

그림 13. 시뮬레이션 결과

Fig. 13. Phase shifter simulation results.

수 있도록 구성하였다. 바이어스를 위해 bypass 커패시터를 연결하였고, 1 kohm의 큰 값을 갖는 저항을 통해 RF 손실 없이 바이어스를 인가되도록 하였다. 또한, 내부 DC 블록 커패시터를 연결하였다.

설계된 위상천이기는 15×15 mm²의 소형의 크기를 가지며, 최종 치수는 EM co-시뮬레이션을 이용하여 결정하였다. 그림 13(a)는 위상천이기의 S-파라미터 시뮬레이션 결과이며, 그림 13(b)는 위상 조정 특성을 보인다. 그림 13(a)를 통해, 설계된 위상천이기는 조정 전압 0~10 V 범위의 경우, 5.3 GHz에서 삽입 손실은 약 -2~-6 dB를 보이며, 반사 손실은 약 -20 dB 이하를 보임을 알 수 있다. 또한, 그림 13(b)로부터 조정 전압 0~10 V 범위에서 위상천이량은 약 360° 이상으로 넓은 위상천이량을 가질 것으로 예상할 수 있다.

III. 위상천이기 제작 및 측정 결과

그림 14는 제작된 소형 아날로그 위상천이기를 보였다. 소형으로 제작하기 위하여, 가변 리액턴스 부하의 도체 패턴은 가능한 작은 치수로 설계되었으며, 과도한 납땜의 영향을 배제하기 위하여 silver epoxy를 사용하여 소자를 부착하였다.

그림 15는 소형 아날로그 위상천이기의 측정사진

그림 14. 제작된 소형 위상천이기

Fig. 14. A photograph of the fabricated phase shifter.

그림 15. 소형 위상천이기 측정

Fig. 15. Measurement of miniaturized phase shifter.

을 보인다. 앞서 언급한 바와 같이 wafer probing을 통해 위상천이기의 입출력 S -파라미터 특성을 측정하였다. 위상천이기의 바이어스 단자에 조정 전압을 인가하기 위하여 DC probe를 사용하였다. 이때 측정 환경의 접지를 동일하도록 probe station의 test plate를 접지하였다.

그림 16에 제작된 위상천이기의 측정 결과를 보였다. 그림 16(a)는 조정 전압에 대한 삽입 손실과 반사 손실을, 그림 16(b)는 조정 전압에 대한 정규화된 위상을 보였다. 그림 16(a)로부터 중심 주파수 5.3 GHz에서 삽입 손실은 약 $-4 \sim -6$ dB, 반사 손실은 -20 dB 이하를 갖는 것을 알 수 있다. 그림 16(b)로부터 조정 전압 $0 \sim 10$ V에서 위상천이량은 약 480° 로 넓고 선형적으로 나타남을 알 수 있다. 또한, 5.1 ~ 5.5 GHz 주파수 대역에서는 약 $-3 \sim -8$ dB의 삽입 손실, -15 dB 이하의 반사 손실, 420° 이상의 위상천이량을 보임을 알 수 있다. 그림 13의 EM 시뮬레이션 결과와 다소 차이가 있음을 알 수 있다. 이는 앞서 언급한 바와 같이, 가변 리액턴스 부하의 EM

(a) 조정 전압 대 S -파라미터(a) Control voltage vs S -parameter

(b) 조정 전압 대 위상 특성

(b) Control voltage vs phase characteristic

그림 16. 위상천이기 측정 결과

Fig. 16. Phase shifter measurement results.

시뮬레이션 결과가 그림 7(c)와 유사하고, 실제 측정에서는 그림 11의 결과를 보여, 시뮬레이션과 측정에의 결과가 차이를 보이는 것으로 사료된다.

IV. 결 론

본 논문에서는 소형화된 5.3 GHz 대역 360° 아날로그 위상천이기 설계 및 제작을 보였다. 위상천이기를 구성하는 90° branch line coupler의 새로운 구조를 제안하여 기존의 일반적인 구조보다 50 % 이상 소형화하였다. 또한, 기존의 360° 가변 리액턴스 부하를 개선한 구조를 제안하였다. 개선된 360° 가변 리액턴스 부하는 선형적인 위상 변화와 저손실을 가지는 구조로 개선하였다. 개선된 360° 가변 리액턴

표 5. 위상천이기 비교

Table 5. Comparison with other phase shifters.

Ref.	Frequency [GHz]	Phase shift [deg]	Insertion loss [dB]	Size [mm ²]	Type	Substrate
[1]	1.8~2.2	79	-4.45 ± 0.25	4×4	A ¹⁾	Alumina
[7]	10	360	-4.5 ± 0.2	25.4×25.4	R ²⁾	Alumina
[9]	5.6~6	360	-2.2	21×24	R	PCB
[11]	5.15~5.7	360	-6.5 ± 2.5	0.85×1.1	R	MMIC
[15]	5~6	360	-4 ± 1.7	1.4×0.6	L ³⁾	MMIC
This work	5.1~5.5	360	-5.5 ± 2.5	15×15	R	PCB

1) All-pass network type, 2) Reflection type, 3) Loaded line type.

스 부하를 집중 소자를 이용하여 소형화 하였다. 설계된 위상천이기는 $15 \times 15 \text{ mm}^2$ 의 크기로 제작되었다. 제작된 위상천이기는 측정 결과, 조정 전압 0~10 V 범위로 가변할 경우, 중심 주파수 5.3 GHz에서 480°의 넓은 위상천이량을 보이며, 조정 전압 가변 시에 위상천이가 선형적으로 나타났다. 삽입 손실은 -4~-6 dB, 반사 손실은 -20 dB 이하를 보였다. 다소 삽입 손실이 크게 나타난 것은 가변 리액턴스 부하를 집중 소자로 소형화하면서 손실이 발생한 것으로 사료된다. 표 5에 타 논문의 위상천이기와 본 논문의 위상천이기를 비교하였다. 반사형 구조의 위상천이기 중 MMIC로 제작된 위상천이기를 제외하고, 본 논문의 위상천이기가 가장 소형의 크기를 가짐을 알 수 있다.

References

- [1] 오현석, 최재홍, 정해창, 허윤성, 염경환, "2 GHz 선형 위상 천이 특성을 갖는 소형 아날로그 위상 천이기", 한국전자과학회논문지, 22(1), pp. 114-124, 2011년 1월.
- [2] 오현석, 염경환, 정민길, 나형기, 이상주, 이기원, 남병창, "퀘드팩을 이용한 소형 Ka 대역 송수신 (T/R) 모듈의 설계 및 제작", 한국전자과학회논문지, 22(3), pp. 389-398, 2011년 3월.
- [3] 정해창, 오현석, 양승식, 염경환, "개루프 방법에 의한 확장된 전기적 주파수 조정 범위를 갖는 유전체공진기발진기의 설계 및 제작", 한국전자과학회논문지, 20(6), pp. 570-579, 2009년 6월.
- [4] 허윤성, 오현석, 정해창, 염경환, "LTCC 의사 유전체 공진기를 이용한 초소형 전압제어발진기 설계", 한국전자과학회논문지, 23(5), pp. 613-623, 2012년 5월.
- [5] A. S. Nagra, R. A. York, "Distributed analog phase shifters with low insertion loss", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 47, no. 9, pp. 1705-1711, Sep. 1999.
- [6] J. I. Upshur, B. D. Geller, "Low-loss 360° analogue phase shifter", *IEEE MTT-S Digest International*, pp. 487-490, 1990.
- [7] T. W. Yoo, J. H. Song, and M. S. Park, "360° reflection-type analogue phase shifter implemented with a single 90° branch line coupler", *Electronics Letters*, vol. 33, no. 3, pp. 224-226, Jan. 1997.
- [8] Thomas Lambard, "A novel analog 360° phase shifter design in Ku and Ka bands", *4th EuCAP Proc.*, Apr. 2010.
- [9] A. E. Mohammed, M. R. Gabriel, "C-band low-loss phase shifter 360° for WLAN applications", *European Microwave Conference*, pp. 1503-1506, Oct. 2007.
- [10] M. X. Xias, S. W. Cheung, and T. I. Yuk, "A wideband 360° analog phase shifter design", *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, pp. 524-527, 2009.
- [11] F. Ellinger, R. Vogt, and W. Bachtold, "Ultracompact reflective-type phase shifter MMIC at C-band with 360° phase-control range for smart antenna combining", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 4, pp. 481-486, Apr. 2002.
- [12] V. K. Velidim, A. Bhattacharya, "Miniaturized planar 90° hybrid coupler with unchanged bandwidth", *China-Japan Joint Microwave Conference*, pp. 396-399, 2008.
- [13] S. C. Jung, R. Negra, and F. M. Ghannouchi, "A miniaturized double-stage 3 dB broadband branch line hybrid coupler using distributed capacitors", *Asia Pacific Microwave Conference*, pp. 1323-1326, 2009.
- [14] K. Y. Tsai, H. S. Yang, J. H. Chen, and Y. J. Emery Chen, "A miniaturized 3 dB branch line hybrid coupler", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 21, no. 10, pp. 537-539, Oct. 2011.
- [15] F. Ellinger, H. Jackel, and W. Bachtold, "Varactor-loaded transmission-line phase shifter at C-band using lumped elements", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 51, no. 4, pp. 1135-1140, Apr. 2003.
- [16] SMV1231-079, *Hyperabrupt tuning varactors*, Skyworks, Available: <http://skyworksinc.com/>
- [17] D. M. Pozar, *Microwave Engineering 3rd*, Wiley, 2005.

정 해 창

및 시스템 설계

2008년 2월: 충남대학교 전자전파
정보통신공학과 (공학사)
2010년 2월: 충남대학교 전자전파
정보통신공학과 (공학석사)
2010년 3월~현재: 충남대학교 전자
전파정보통신공학과 박사과정
[주 관심분야] 초고주파 능동 회로

Abdul-Rahman Ahmed

공학과 박사과정

2002년 6월: Kwame Nkrumah Univ.
of Sci. & Tech., BSc. Elect. /Elec-
tro. Eng. Ghana (공학사)
2005년 1월: University of Hull, MSc.
Radio Systems Eng. U.K. (공학석
사)
2010년 9월~현재: 충남대학교 전자

공학과 박사과정
2005년 12월~현재: Lecturer: Kwame Nkrumah Univ. of Sci.
& Tech., Ghana
[주 관심분야] 초고주파 능동 회로 및 시스템 설계

손 범 익

2012년 2월: 충남대학교 전자전파
정보통신공학과 (공학사)
2012년 3월~현재: 충남대학교 전
파공학 석사과정
[주 관심분야] 초고주파 능동 회로
및 시스템 설계

염 경 환

1976년~1980년: 서울대학교 전자
공학과 (공학사)
1980년~1982년: 한국과학기술원 전
기 및 전자과 (공학석사)
1982년~1988년: 한국과학기술원 전
기 및 전자과 (공학박사)
1988년 3월: 금성전기(주) 소재부품
연구소 선임연구원 (MIC팀 팀장)
1990년 3월: 금성전기(주) 소재부품연구소 책임연구원
1991년 5월: 금성정밀(주) 기술연구소 연구1실 책임연구원
1991년 8월: (주) LTI
1995년 10월~현재: 충남대학교 전파공학과 교수
[주 관심분야] 초고주파 능동 회로 및 시스템, MMIC 설계

이 동 현

2013년 2월: 충남대학교 전파공학
과 (공학사)
2013년 3월~현재: 충남대학교 전파
공학과 석사과정
[주 관심분야] 초고주파 회로 설계