

S-대역 선형 배열 안테나의 급전 회로를 위한 스트립라인 10-출력 전력분배기

A Stripline 10-Way Power Divider for the Feed Network of an S-band Linear Array Antenna

박일호 · 김락영 · 박정용 · 정명득* · 김동욱

Il-Ho Park · Rak-Young Kim · Jung-Yong Park · Myung-Deuk Jeong* · Dong-Wook Kim

요 약

본 논문에서는 좁은 빔 특성을 가지고 35 dB 이상의 부엽 레벨(Side Lobe Level: SLL)을 가지는 Chebyshev 전류 분포의 선형 배열 안테나를 위한 고전력, 저손실의 스트립라인 10-출력 전력분배기를 설계, 제작하였다. T-junction 전력분배기를 기본 구조로 하여 단위 셀을 설계하였고, 설계된 단위 셀을 결합하여 전체 전력분배기를 설계하였다. 설계 시 특성 개선을 위하여 다중 임피던스 변환기와 변형된 링 하이브리드 구조를 적용하였고 커넥터 구조의 변경을 통한 동축선로-스트립라인 천이 구조의 개선으로 반사 및 삽입 손실 특성을 개선하였다.

Abstract

In this paper, a high-power and low-loss stripline 10-way power divider is designed and fabricated for the feed network of an S-band linear array antenna with Chebyshev current distribution which has a narrow beam width and low side lobe level(SLL) of 35 dB or more. The unit cell of the power divider is based on a T-junction power divider and the whole divider is comprised of the cascaded unit cells. The multi-stage impedance transformer and modified ring hybrid are used in designing the power divider for performance improvement. And the reflection loss and insertion loss are improved by modifying a connector structure for a coaxial-to-stripline transition.

Key words : Stripline Power Divider, Linear Array Antenna, Low Side Lobe Level

I. 서 론

배열 안테나(array antenna)란 많은 안테나 소자의 배열을 통해 이득과 지향성을 증가시킬 수 있는 안테나이며, 배열 안테나의 각 입력에 임의의 비율로 신호를 전달해 주기 위한 회로를 급전 회로라고 한다. 이러한 배열 안테나의 급전 회로의 조건으로는 다양한 분배 비율의 신호를 많은 출력 단자에 유기시킬 수 있어야 하며, 저손실과 저부엽의 특성을 필

요로 한다. 안테나의 손실에서 RF 전단부(front-end)의 손실이 복사 전력과 수신 감도를 결정하는 가장 중요한 파라미터이며, 저부엽은 레이더 시스템의 전반적 성능 및 대전자전 능력에 고루 영향을 미치는 요소이다. 급전 회로는 전력분배기를 이용하여 구성하는데 다양한 분배기 중에서 윌킨슨 전력분배기^[1]는 간단한 구조와 우수한 성능으로 많이 사용된다. 그러나 고출력을 다루는 경우 출력 단자 간의 격리를 위해 삽입되는 저항에서 열이 발생하여 사용에

「본 연구는 국방과학연구소의 연구비 지원으로 수행되었습니다.」

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

*국방과학연구소(Agency for Defence and Development)

· 논문 번호 : 20081114-147

· 수정완료일자 : 2009년 1월 21일

제약이 있다는 단점을 지닌다. 이러한 저항의 열 문제를 해결하기 위해 저항의 위치를 접지된 외부로 변경하는 방법^[2]이 제시되었으나, 높은 분배비의 구현이 어렵고 여전히 저항 삽입 위치에 따른 설계상의 어려움을 가진다.

본 논문에서는 이러한 저항으로 인한 열 문제 및 설계상의 어려움을 감안하여 T-junction 전력분배기 및 링 하이브리드를 사용하였고 고출력, 저손실 특성을 만족시키기 위해 스트립라인 구조를 사용하였다. 또한, 단단 임피던스 변환기의 도입, 동축선로-스트립라인 천이 구조의 개선을 통해 반사 손실을 개선하고 출력 단자 간 분배 비율을 일정하게 유지하는 전력분배기를 설계하고 제작하였다.

II. 안테나 배열 설계

2-1 안테나 배열 이론

등간격 비균일 급전 배열의 종류로는 Binomial 배열, Dolph-Chebyshev 배열^[3], Taylor 배열^[4], Cosine on Pedestal 배열^[5] 등이 있다. 그림 1은 배열 소자 40개, SLL 35 dB, 배열 간격 0.85 λ를 기준으로 각 배열의 방사 패턴을 비교한 그래프로 주 빔과 부엽 특성을 알 수 있다. Binomial 배열의 경우 매우 낮은 부엽을 갖지만 매우 넓은 주 빔을 가지며, Cosine on Pedestal 배열의 경우 전체적으로 부엽이 낮지만 주 빔 주변의 부엽이 매우 큰 특성을 가진다. Taylor 배열의 경우 부엽이 점차적으로 낮아지지만 주 빔 주변의 부엽이

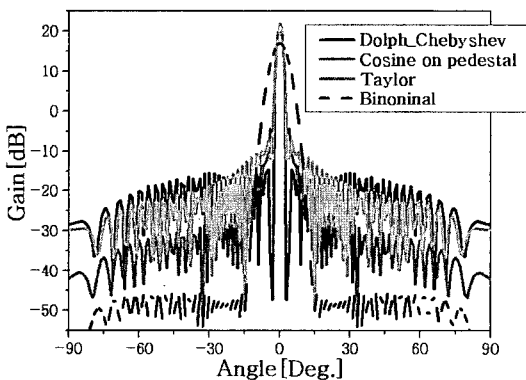


그림 1. 선형 배열 안테나의 이득 특성 비교

Fig. 1. The gain performance comparison of linear array antennas.

매우 크게 나타나고 Dolph-Chebyshev 배열의 경우 빔이 가장 샤프하면서 비교적 낮고 균일한 부엽 특성을 가진다. 각각의 특성을 비교해 보면 Chebyshev 배열이 HPBW(Half-power Beamwidth, 반전력 빔 폭)가 가장 좁으며, SLL(Side Lobe Level)의 경우 Binomial 배열이 가장 낮고 그 다음이 Chebyshev 배열이다. 소자 간격이 반파장이거나 반파장보다 작은 Binomial 배열은 부엽이 전혀 없다. 이러한 특성들을 감안할 때 배열 설계에는 SLL과 빔 폭 간의 절충이 필요하다. 따라서 좁은 빔 폭을 요구하는 선형 배열 안테나의 급전 구조에는 부엽이 균일하며, 주엽 부근의 부엽이 낮은 Dolph-Chebyshev 배열이 가장 적합함을 알 수 있다.

2-2 파라미터에 따른 배열 특성 변화

배열의 특성을 나타내는 파라미터에는 SLL, HPBW, 배열 간격, 크기 및 위상 오차에 대한 저항성 등이 있다. 이러한 파라미터들은 서로 밀접히 관련되어 있으며, 이러한 관계를 알아보기 위해 배열의 각 파라미터에 따른 방사 패턴의 특성을 살펴보고, 그 결과를 다음과 같이 정리할 수 있다.

먼저 안테나 소자의 간격을 고정시킨 경우, SLL이 높을수록 이득은 감소하며 HPBW는 증가한다. 또한, SLL을 고정시킨 경우, 배열 소자간의 간격이 증가할수록 HPBW는 감소하지만 이득은 증가한다. 그러나,

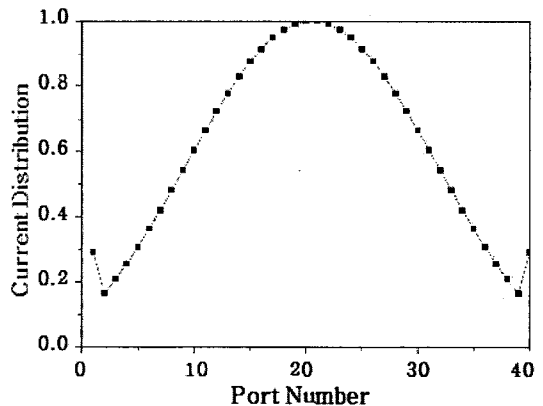


그림 2. Chebyshev 배열에 의한 전류 분포(SLL=35 dB 이상, 배열 간격=0.85 λ)

Fig. 2. The current distribution of a Chebyshev linear array(SLL=35 dB or more, unit array distance=0.85 λ).

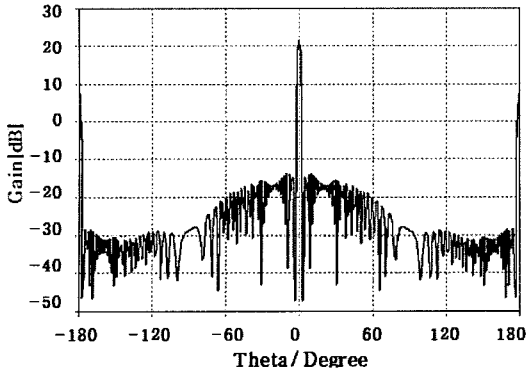


그림 3. 선형 배열 안테나의 이득 특성
Fig. 3. Gain performance of a Chebyshev linear array antenna.

소자 간격이 너무 클 경우 좋은 SLL 특성을 얻지 못하며 안테나의 크기가 커지고 grating lobe가 발생한다. 또한, 각각의 배열에 크기 및 위상 오차가 발생한 경우 Dolph-Chebyshev 배열이 가장 특성 변화가 적음을 알 수 있었다. 이러한 안테나 배열에 대한 연구 결과를 토대로 총 40개의 배열 수를 가지고 SLL을 35 dB 이상 유지하기 위한 Chebyshev 배열을 설계하였으며, 그림 2와 3에 전류 분포와 이득 특성을 나타내었다.

III. 급전기 설계

3-1 급전기 구성

그림 2의 전류 분포를 보면 출력 단자 20을 중심으로 좌우 대칭인 형태를 가진다. 따라서 그림 4와 같은 20-출력 분배기 2개를 대칭 연결 구조로 결합하여 전체 회로를 구성할 수 있다. 20-출력 분배기의 형태를 보면 2-출력, 3-출력, 그리고 5-출력의 비대칭 T-junction 전력분배기를 기본 셀로 하고, 각 셀을 결합하여 전체 분배기를 구성하고 있다⁶⁾. 또한, 기본 셀의 연결 부분에는 링 하이브리드 분배기를 사용하

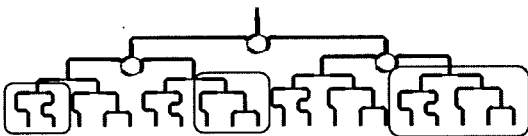


그림 4. 급전 회로의 구성 셀
Fig. 4. The unit cells of the feeder network.

여 큰 분배 비율 차이를 구현하고 반사파의 영향을 감소시키도록 하였다.

3-2 스트립라인 T-junction 전력분배기

스트립라인의 기본 구조는 그림 5와 같이 폭 W 인 얇은 도체판이 거리 B 만큼 떨어진 두 개의 접지 도체판 사이에 놓여있고, 유전체가 두 도체판 사이를 채우고 있는 것으로써 내부 도체의 위치나 모양 등에 따라 다양한 변형을 가진다⁷⁾. T-junction 전력분배기는 임피던스 비율에 따른 분배만으로 분배 비율을 조절할 수 있는 간단한 구조로써 출력 포트간의 격리가 중요하지 않은 구조에서 쉽게 도입할 수 있다. 그림 6과 같은 전력분배기 구조에서 입력된 전력을 $1:K^2$ 의 비율로 분배하는 경우 출력 임피던스 $R_2=Z_0K, R_3=Z_0/K$ 가 된다. 이를 통해 그림 7과 같이 임피던스 변환기를 가지는 T-junction 비대칭 전력분배기를 설계할 수 있으며, 임피던스 변환기용 전송선로 Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 를 아래 식을 사용하여 설계할 수 있다⁸⁾. 여기서 Z_3 와 Z_4 는 임피던스가 Z_0 인 출력 선로와의 정합을 위해 사용된 $\lambda/4$ 임피던스 변환기이다.

$$Z_1 = Z_0 \sqrt{K(1+K^2)} \quad (1)$$

$$Z_2 = Z_0 \sqrt{\frac{1+K^2}{K^3}} \quad (2)$$

$$Z_3 = Z_0 \sqrt{K} \quad (3)$$

$$Z_4 = Z_0 / \sqrt{K} \quad (4)$$

식 (1)~(4)를 이용하여 각 기본 셀에 대한 분배기를 설계하였고, K^2 이 1.03과 1.22인 경우에 대한 설계 파라미터를 표 1에 정리하였다.

3-3 다단 임피던스 변환기

그림 8은 N 개의 일정한 길이를 가진 다단 임피던스

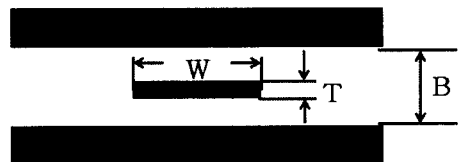


그림 5. 스트립라인 전송선로 구조
Fig. 5. A stripline transmission structure.

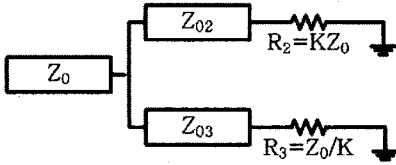


그림 6. 비대칭 출력 임피던스를 가지는 전력분배기
Fig. 6. A power divider with unequal output impedances.

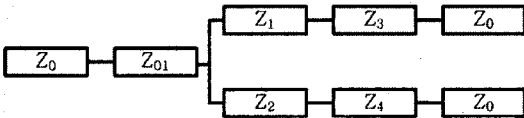


그림 7. 임피던스 변환기를 사용한 T-junction 전력분배기의 구조
Fig. 7. A T-junction power divider using impedance transformers.

표 1. T-junction 전력분배기 설계 파라미터들

Table 1. Design parameters of the T-junction power divider.

Z_N	#1 [Ω]	#2 [Ω]
Z_1, Z_2	101.5, 98.6	110.9, 91.0
Z_3, Z_4	71.2, 70.2	74.5, 67.5
$Z_o = 50 [\Omega]$		
#1 : $K^2 = 1.03$		
#2 : $K^2 = 1.22$		

스 변환기로 전체 반사계수는 다음과 같다^[9].

$$\Gamma(\theta) = \Gamma_0 + \Gamma_1 e^{-2j\theta} + \dots + \Gamma_N e^{-2jN\theta}$$

$$= \left(2^{-N} \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \right) \sum_{n=0}^N C_n^N e^{-2jm\theta} \quad (5)$$

여기에서 C_n^N 은 바이노미얼 상수이다. 그림 8의 다단 임피던스 변환기에서 각 단의 반사계수는 다음과 같이 표현될 수 있다.

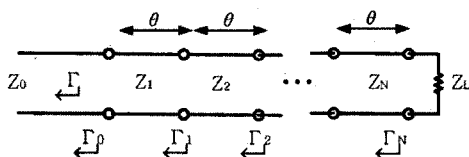


그림 8. 다단 임피던스 변환기의 반사 계수
Fig. 8. Reflection coefficients for a multi-section matching transformer.

표 2. 3단 임피던스 변환기 설계 파라미터들

Table 2. Design parameters of three section matching transformer.

Z_N	#1 [Ω]	#2 [Ω]
Z_{1A}, Z_{1B}	92.9, 90.6	100.4, 84.5
Z_{2A}, Z_{2B}	71.2, 70.2	74.5, 67.5
Z_{3A}, Z_{3B}	54.6, 54.3	55.2, 53.9
$Z_L = 50 [\Omega]$		
#1 : $Z_{LA} = 101.5, Z_{LB} = 98.6 [\Omega]$		
#2 : $Z_{LA} = 110.9, Z_{LB} = 91.0 [\Omega]$		

$$\Gamma_n \approx \frac{1}{2} \ln \frac{Z_{n+1}}{Z_n} \quad (6)$$

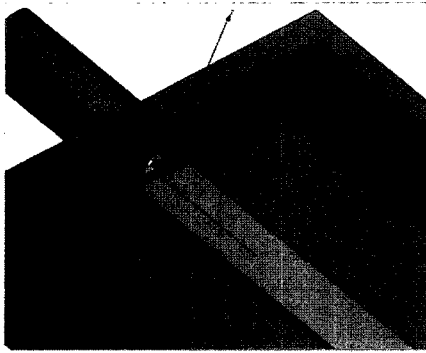
이를 이용하면 전체 임피던스 관계식을 구할 수 있고, 각 단에 필요한 임피던스를 결정할 수 있다.

$$\ln \frac{Z_{n+1}}{Z_n} \approx 2\Gamma_n \approx 2^{-N} C_n^N \ln \frac{Z_L}{Z_o} \quad (7)$$

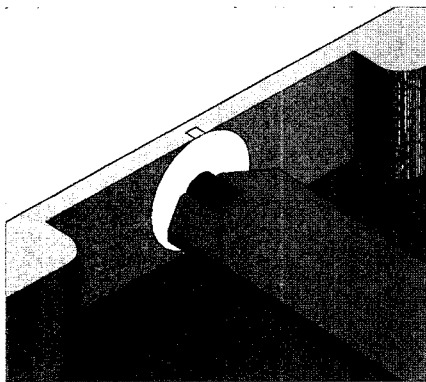
앞에서 설계한 T-junction 분배 회로의 임피던스에 맞춰 $Z_L(50 \Omega)$ 와 연결되는 N 이 3인 임피던스 변환기를 구하여 표 2에 정리하였다. 설계한 두 개의 분배기는 각각 5-출력 분배기의 첫 번째 단을 구성하는데, Z_{LA}, Z_{LB} 는 T-junction 분배기의 임피던스이며, Z_1, Z_2, Z_3 는 다단 임피던스 변환기를 구성하는 각 단의 임피던스이다.

3-4 동축선로-스트립라인 천이 구조

제작한 전력분배기는 N-type 커넥터에 의해 외부 회로와 연결된다. 일반적인 형태의 커넥터와 스트립라인의 연결 부위를 보면 그림 9(a)와 같이 커넥터의 중심 도체가 가로 방향의 스트립라인 위에서 접촉되는데, 연결 위치가 스트립 구조의 중앙에서 벗어나게 된다. 또한, 커넥터 내부 유전체의 직경이 작아 스트립라인과 금속 벽면과의 사이에 심한 누설 전계가 발생하였고, 이로 인해 반사 손실의 증가와 리플(ripple)의 발생이라는 문제점을 야기하였다. 이의 개선 방안으로 그림 9(b)와 같이 스트립라인의 끝부분에 tapering을 적용하였다. 이를 통해 급격한 임피던스 변화를 방지하였으며, 커넥터의 중심 도체와 유전체의 직경을 변경한 개선된 커넥터를 적용하였다. Ta-



(a) 일반적인 구조
(a) Conventional transition



(b) 개선된 구조
(b) Modified transition

그림 9. 동축선로-스트립라인 전송선로 천이 구조
Fig. 9. Coaxial-to-stripline transitions.

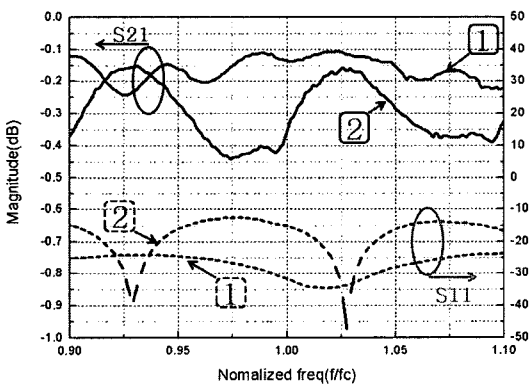


그림 10. 동축선로-스트립라인 천이 구조 측정 결과(1: 개선된 구조의 천이 구조, 2: 일반적인 천이 구조)
Fig. 10. The measured results of coaxial-to-stripline transitions(1: modified transition structure, 2: conventional transition structure).

pering의 길이는 3.2 mm로 설정하였으며, 커넥터의 중심 도체의 직경은 1.3 mm에서 3 mm로, 중심 도체 바깥 부분의 유전체 직경은 4 mm에서 10 mm로 변경하였다. 5λ 길이의 전송선로와 2개의 천이 구조를 가지는 테스트 지그를 측정할 결과 그림 10에 나타난 바와 같이 삽입 손실이 평균 0.15 dB 정도 개선되었으며, 임피던스 부정합에 의한 리플은 최대치 기준으로 0.25 dB에서 0.1 dB로 상당한 개선이 이루어졌다. 반사 손실의 경우 전체적으로 개선이 이루어져 25 dB 이하의 값을 보였다. 측정 주파수는 군용 주파수의 특성상 명확한 표기를 하지 않고 S-대역의 특정 중심 주파수를 기준으로 정규화 하였다.

3-5 링 하이브리드

두 개의 5-출력 분배기를 결합하여 10-출력 분배기를 구성하기 위해 링 하이브리드를 사용하였다. 링 하이브리드는 출력 단자들 사이의 격리도가 좋고 각 입출력 단자의 정합 특성이 좋다는 장점을 가진다. 또한, T-junction으로만 이루어진 단위 셀 분배기가 여러 단을 거쳐 결합하는 경우 각 분배기에서 생성된 반사파가 중첩되어 다중반사를 일으키고 그 영향으로 심한 리플이 발생하게 되는데 분배기의 결합 부분에 링 하이브리드를 사용함으로써 삽입된 중단 저항에 의해 반사파를 흡수하여 다중반사의 영향을 줄일 수 있다.

일반적인 링 하이브리드(그림 11(a))에서 포트 1은 입력, 포트 2, 3은 출력, 포트 4는 중단 포트이다. 포트 2와 포트 3의 출력을 각각 P_2, P_3 라고 할 때 링을 구성하는 선로의 어드미턴스 Y_1, Y_2 와의 관계는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{P_3}{P_2} = \left(\frac{Y_2}{Y_1}\right)^2 \quad (8)$$

$$Y_1^2 + Y_2^2 = 1 \quad (9)$$

위 식을 사용하여 각 선로의 어드미턴스 및 임피던스 값을 구하고 임피던스 값을 통해서 스트립라인 폭을 구할 수 있다. 그러나 높은 분배 비율을 구현하기 위해서는 높은 임피던스가 필요하며 선로 폭의 제한으로 구현 가능한 분배 비율 또한 제한이 따른다. 따라서 이를 개선하기 위해서 그림 11(b)와 같은

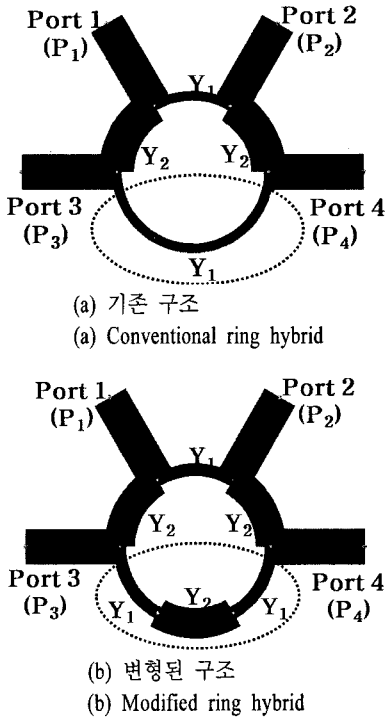


그림 11. 링 하이브리드 구조
Fig. 11. Ring hybrids.

변형된 구조를 사용하였다. 설계된 링 하이브리드는 $3 \lambda/4$ 길이의 선로 부분을 개선하여 Y_1 의 어드미턴스를 가지는 부분과 Y_2 의 어드미턴스를 가지는 부분으로 나누어진다. 링 하이브리드는 4 포트 회로로 생각할 수 있으며, S-parameter 해석을 통해 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다^[10].

$$\frac{P_3}{P_2} = \left[\frac{2Y_2}{Y_1(1+Y_1/Y_2)} \right]^2 \quad (10)$$

구해진 식을 바탕으로 기존의 구조와 변형된 구조에서 두 출력 신호 P_2, P_3 의 비율이 6 dB가 되도록 하기 위한 링 하이브리드 선로의 임피던스를 비교하여 표 3에 나타내었다.

표 3. 링 하이브리드 선로의 임피던스 비교
Table 3. Characteristic impedances of the ring hybrid lines.

	기존 구조	변형된 구조
Z_1	111.6 Ω	89.8 Ω
Z_2	55.9 Ω	55.6 Ω
Power ratio, $P_3/P_2=6$ dB		

그림 12는 제작된 링 하이브리드의 사진을 나타내었다. 제작 시 유의할 점으로는 삽입되는 종단저항의 위치를 들 수 있다. 그림 13은 종단저항의 연결을 나타낸 것으로 저항과 연결된 금속 방열판과 스트립라인의 간섭으로 인해 출력 신호에 영향을 끼치게

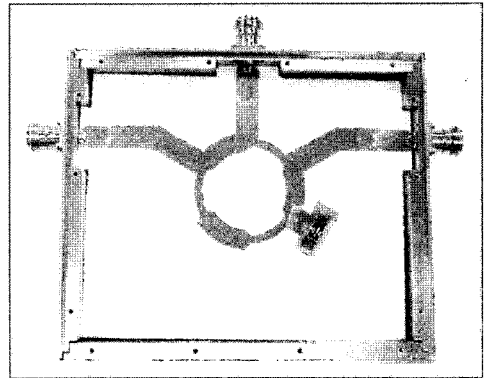
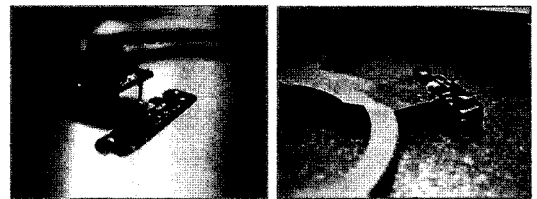
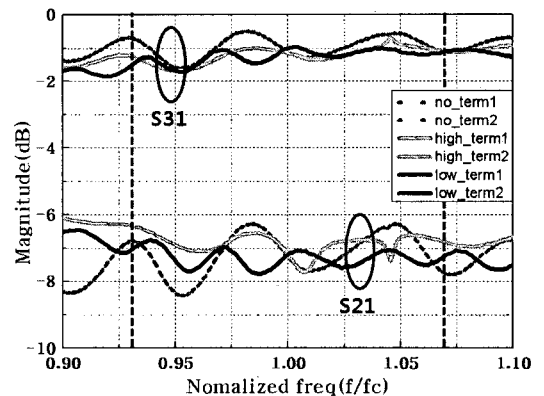


그림 12. 제작된 변형된 구조의 링 하이브리드.
Fig. 12. The fabricated modified ring hybrid.



(a) 낮은 위치의 결합 (b) 높은 위치의 결합
(a) Low-profile connection (b) High-profile connection



(c) 측정 결과 비교
(c) Measured results

그림 13. 종단 저항 연결에 따른 삽입 손실 및 반사 손실 비교
Fig. 13. Insertion loss and reflection loss with the connection of a termination resistor.

된다. 이러한 영향은 외부 도체의 바닥면에 금속 방열판 부분을 삽입하여 간섭을 억제하는 방법을 통해 개선할 수 있다.

IV. 제작 및 측정

그림 14는 제작된 10-출력 분배기의 사진이다. 설계에는 앞선 연구의 결과를 토대로 개선된 링 하이브리드(A)를 사용하였고, 개선된 동축선로-스트립라인 천이 구조(B)를 적용하였으며, 반사 특성을 개선하기 위해 junction 부분에 다단 임피던스 변환기와 노치(C)를 적용하였다. 제작된 분배기의 전체 크기는 $101 \times 42 \text{ cm}^2$ 로 상당히 큰 크기와 무게를 가진다. 따라서 스트립라인의 자체 무게에 의한 처짐 현상과 가공 시 발생한 뒤틀림에 의한 문제가 나타날 수 있다. 이에 대한 해결책으로 유전율이 1에 근사한 저손실 foam을 사용하여 분배기 내부를 채움으로써 문제점들을 해결할 수 있다.

S-대역 중심 주파수 f_c 를 중심으로 $0.93 f_c$ 에서 $1.07 f_c$ 를 관심 대역으로 정하여 특성을 살펴보았다. 반사 손실의 경우 관심 주파수 대역 내에서 대부분 $-20 \sim -30 \text{ dB}$ 정도의 특성을 보여 우수한 특성을 보여 주었다. 그러나 삽입 손실의 경우, 낮은 주파수 대역에서 상대적으로 큰 리플이 발생하였다. 이는 단위 셀로 이루어진 분배기의 결합과정에서 발생하는 반사파에 의한 것이며 추가적인 정합을 통해 개선될 수 있다. 안테나의 급전 회로로서의 역할을 위해서는 출력 단자들 사이의 분배 비율이 중요시 되는데 그림 16에서 알 수 있듯이 중심 주파수 f_c 의 경우 거

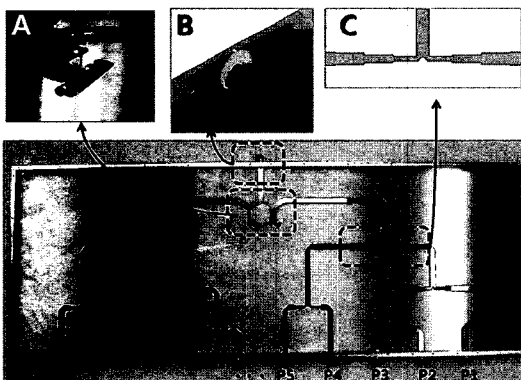


그림 14. 제작된 10-출력 전력분배기
Fig. 14. The fabricated 10-way power divider.

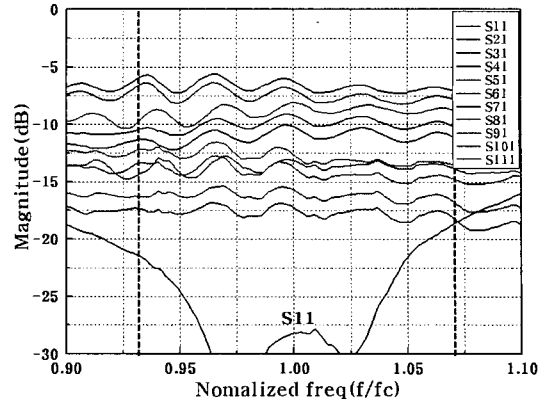


그림 15. 10-출력 전력분배기의 측정 결과
Fig. 15. The measured results of the 10-way power divider.

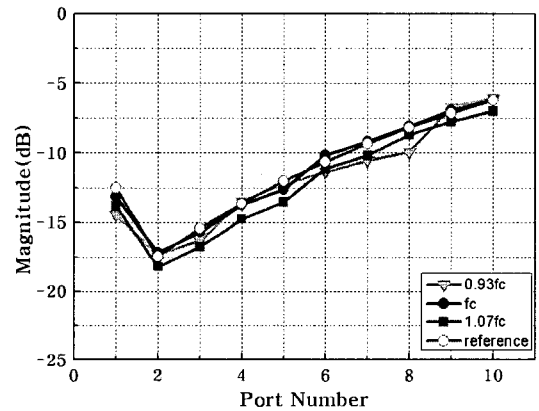


그림 16. 출력 단자의 전력 분배
Fig. 16. Power ratio of the output ports.

의 일정한 분배 비율을 유지하였다. 입력 전력에 대한 출력 전력의 합으로 계산된 전체 분배기의 손실은 중심 주파수에서 약 0.27 dB 의 손실을 보였다.

그림 17은 10-출력 전력분배기의 위상 측정 결과를 보여주고 있다. 전체적으로 각 출력 단자들의 위상이 일정하게 유지되는 편이지만 일부의 단자들에서는 위상 편이가 발생하고 있다. 배열 안테나의 급전 회로는 출력 단자들 간의 전력 분배도 중요하지만 각 단자들이 균일한 위상 특성을 가지는 것도 매우 중요하다. Dolph-Chebyshev 배열의 경우, 출력 단자들 간의 위상이 10도의 차이를 불규칙하게 보일 때 약 6 dB 정도 부엽 특성이 나빠지는 것으로 계산되었다. 그러나 위상의 경우 다중 반사의 곤란을 겪는 전력 분배 비율과는 달리 선로의 길이 조정만으로

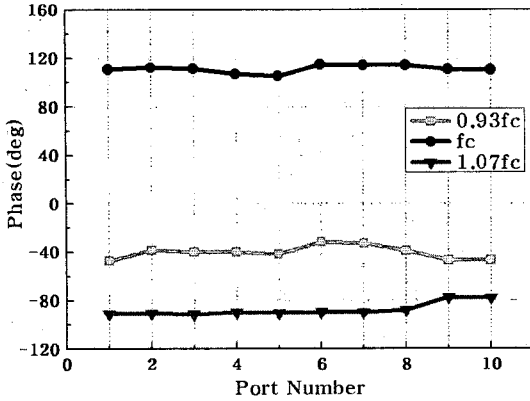


그림 17. 출력 단자의 위상 측정 결과
Fig. 17. Phase measurement of the output ports.

간단히 개선할 수 있어 상대적으로 큰 문제가 되지는 않는다.

V. 결 론

본 논문에서는 선형 배열 안테나의 급전 회로를 위한 스트립라인 전력분배기를 설계 및 제작하였다. 최적의 송수신 빔 형성을 위하여 다양한 배열 방식을 검토하였고 배열 방식, SLL, 배열 간격 등을 결정하였다. 분배기 구현에는 고출력, 저손실 특성을 위해 스트립라인 구조를 사용하였고, T-junction 분배기와 개선된 링 하이브리드 구조를 사용하여 10-출력 전력분배기를 제작하였다. 설계 시 동축선로-스트립라인 천이 구조를 개선하였고 다단 임피던스 변환기와 노치를 사용하여 반사 손실을 크게 낮출 수 있었다. 또한 중심 주파수에서 작은 삽입 손실을 얻었으며, 출력 단자들 사이의 분배 비율을 일정하게 유지할 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] E. J. Wilkinson, "An N-way hybrid power divider",

IRE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 8, no. 1, pp. 116-118, Jan. 1960.

[2] U. H. Gysel, "A new N-way power divider/combiner suitable for high power applications", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 116-118, May 1975.

[3] C. L. Dolph, "A current distribution for broadside arrays which optimizes the relationship between beam width and side-lobe level", *Proc. IRE*, vol. 34, no. 6, pp. 335-348, Jun. 1946.

[4] T. Taylor, "Design of circular apertures for narrow beamwidth and low sidelobes", *IRE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 8, no. 1, pp. 17-22, Jan. 1960.

[5] S. Silver(ed.), *Microwave Antenna Theory and Design*, MIT Radiation Laboratory Series, McGraw-Hill, New York, vol. 12, Chapter 6, pp. 169-199, 1965.

[6] 박일호, 김동욱, "선형 배열 안테나의 급전 회로를 위한 스트립라인 T-junction 전력분배기", *전파 및 광파기술 학술대회 논문집*, 8(1), pp. 137-140, 2007년 11월.

[7] Harlan Howe, Jr., *Stripline Circuit Design*, Artech House, 1974.

[8] L. Parad, R. Moynihan, "Split-tee power divider", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 13, no. 1, pp. 91-95, Jan. 1965.

[9] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, Inc., 1998.

[10] A. K. Agrawal, "A printed-circuit hybrid-ring directional coupler for arbitrary power divisions", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 34, no. 12, pp. 1401-1407, Dec. 1986.

박 일 호



2007년 2월: 충남대학교 전기정보
통신공학부 (공학사)
2009년 2월: 충남대학교 전파공학
과 (공학석사)
[주 관심분야] 초고주파 회로 및 시
스템 설계, 마이크로파 수동회로

정 명 득



1989년 2월: 경북대학교 전자공학
과 (공학사)
1991년 2월: 경북대학교 전자공학
과 (공학석사)
2003년 2월: 충남대학교 전파공학
과 (공학박사)
1991년 2월~현재: 국방과학연구소

선임연구원

[주 관심분야] 초고주파 회로설계, 능동 위상배열 시스템,
레이더 시스템

김 락 영



2008년 2월: 충남대학교 전기정보
통신공학부 (공학사)
2008년 3월~현재: 충남대학교 전파
공학과 석사과정
[주 관심분야] RF 시스템 설계, 초
고주파 회로 및 시스템 설계

김 동 욱



1990년 2월: 한양대학교 전자통신
공학과 (공학사)
1992년 2월: 한국과학기술원 전기
및 전자공학과 (공학석사)
1996년 8월: 한국과학기술원 전기
및 전자공학과 (공학박사)
1991년 8월~2000년 5월: LG종합

기술원 선임연구원

2000년 6월~2002년 8월: 텔레포스(주) 연구소장

2002년 9월~2004년 9월: 에스원기술연구소 응용기술팀장

2004년 10월~현재: 충남대학교 전파공학과 교수

[주 관심분야] 초고속 및 초고주파 집적회로, 초소형 레이
더 모듈, Power Integrity

박 정 용



2007년 2월: 충남대학교 전기정보
통신공학부 (공학사)
2009년 2월: 충남대학교 전파공학
과 (공학석사)
2009년 3월~현재: 삼성탈레스 연
구원
[주 관심분야] 초소형 안테나, 레이

더 시스템