

# VHF 대역용 광대역 4분기 90° 전력분배기 설계

## Design of VHF-Band Wideband 4-Way 90° Power Divider

이 규 송 · 오 승 업\*

Kyu-Song Lee · Seung-Hyeub Oh\*

### 요 약

본 논문은 20~100 MHz 범위의 VHF 대역에서 동작하며 출력 포트간 90° 위상차를 갖는 4분기 90° 전력분배기의 설계 및 제작에 관하여 기술하였다. 4분기 90° 전력분배기는 3개의 2분기 동위상 전력분배기로 구성된 4분기 동위상 전력분배기와 출력 포트간 90도 위상차를 갖게 하는 2개의 2차 전대역 통과 필터로 설계되었다. 구현된 4분기 90° 전력분배기는 20~100 MHz 주파수 범위에서 최대 6.6 dB의 삽입 손실, 19 dB 이하의 반사 손실 및 격리도, 90° 위상차를 갖는 출력 포트에서 ±1° 이하의 위상 오차 특성을 얻었다.

### Abstract

This paper described the design and fabrication of broadband 4-way 90° power divider which has a 90° phase difference between output ports in 20~100 MHz VHF-band. A 4-way 90° power divider was designed using 4-way in-phase power divider which consisted of three 2-way in-phase power dividers and two second-order all pass filters which gives 90° phase difference between output ports. The measured insertion loss was less than 6.6 dB, return loss and isolation were better than 19 dB, and phase error between 90° phase difference outputs was less than ±1°.

Key words : 4-Way 90° Power Divider, 90° Phase Difference Networks

## I. 서 론

VHF 대역의 통신 방해 장비는 무선의 통신 신호를 전파 방해할 목적으로 운용되는 군용 장비로서, 최소 5:1 이상의 광대역에서 용도에 따라 수백~수천 kW급의 고출력 지속파 방해 신호를 발생시키는 AB급의 고전력 증폭기가 사용된다<sup>[1]</sup>. 이때 단일 트랜지스터를 사용한 AB급의 전력 증폭기는 10~200 W 수준이므로, 수백 W급 이상의 출력을 얻기 위해서는 다수의 전력 증폭기를 병렬로 배열하고 각각의 전력 증폭기에 입력 신호를 분해하여 공급하고, 전력 증폭기 출력을 다시 합성하는 병렬형 구조가 주로 사용된다<sup>[2],[3]</sup>.

병렬형 구조를 사용한 광대역 고전력 증폭기에서

는 개별 전력 증폭기 간의 불균형 및 일부 증폭기의 고장에 따른 임피던스 불균형 문제와 광대역 내에 발생하는 3차 IM/하모닉 신호 제거가 전력 분배/합성시 중요한 설계 요소로서, 이를 위해 일반적으로 90° 하이브리드 커플러를 사용하여 포트간의 격리도와 입출력단의 임피던스 정합을 높이는 평형형 증폭기 구조가 주로 사용된다<sup>[2],[3]</sup>.

이와 같이 VHF 대역의 통신 방해 장비용 고전력 증폭기에 적용되는 90° 하이브리드 커플러는 최소 수백 W급 이상의 고전력에 견디고, 5:1 이상의 광대역에서 90° 위상차 특성을 가져야 하는데, 일반적인 90° 하이브리드 커플러는 λ/4의 전송선 길이가 요구되어 5:1 이상의 VHF 대역에서는 매우 크고 정밀한 위상차 특성을 얻기가 어려운 단점이 있어 현재

국방과학연구소(Agency for Defense Development)

\*충남대학교 전자공학과(Dept. of Electronics Engineering, Chungnam National University)

· 논문 번호 : 20090316-027

· 수정완료일자 : 2009년 5월 21일

까지는 주로 UHF~S 대역의 협대역 또는 1옥타브 대역 수준에서 적용되었다<sup>[3][4]</sup>.

본 논문은 5:1 이상의 광대역에서 정밀한 90° 위상차 특성을 가지며 VHF 대역에서 소형으로 제작될 수 있는 4분기 90° 전력분배기 설계에 관한 것으로서, 4분기 90° 전력분배기는 4분기 동위상-전력분배기 내부에 2차-전대역 통과 필터 2개로 구성된 90° 위상차 네트워크가 삽입된 구조를 갖는다.

4분기 동위상-전력분배기는 5:1 이상의 광대역에서 20 W급 입력 전력을 4개의 전력증폭기에 저손실로 분배할 수 있도록 동축선과 페라이트를 사용하여 하나의 4:1 동일-지연 전송선 임피던스 변환기와 3개의 2분기 동위상-전력분배기로 구성하고 각각을 인쇄 회로 기판 위에 연결하는 구조로 설계하였으며, 삽입 손실, 반사 손실 및 격리도 특성을 만족하도록 상용 ADS 시뮬레이션 도구를 사용하여 회로 시뮬레이션을 통해 검증하였다.

90° 위상차 네트워크는 2개의 위상 네트워크로 구성되며, 5:1의 광대역에서  $\pm 1^\circ$  이하의 매우 정밀한 위상 오차 특성을 갖도록 각각의 위상 네트워크는 LC-Lattice 네트워크 구조의 평형형 2차-전대역 통과 필터와 페라이트-토로이드에 동축선을 감은 전송선 발룬으로 구성되어 동위상 2분기 전력분배기 출력단에 삽입된다. 전대역 통과 필터 2개를 사용한 기존의 90° 위상차 네트워크 설계는 특성 다항식의 풀/제곱 계산을 위해 난해한 근사화된 함수 또는 타원함수를 적용하여 모호성이 있는<sup>[5][6]</sup> 반면, 본 논문에서는 주어진 대역폭 내에 동일-리플의 위상 오차를 갖도록 설계변수 갯수를 총 차수의 1/2개가 되도록 함으로서, 상용 MATLAB 툴을 이용하여 쉽게 설계할 수 있는 방법을 제시하였으며, 전송선 발룬과 LC-전대역 통과 필터로 구성된 위상차 네트워크는 ADS 시뮬레이션 도구를 사용하여 설계하였다.

## II. 4분기 90° 전력분배기 설계

그림 1과 같은 구조의 600 W급 고전력 증폭기에서 4분기 90° 전력분배기는 20 W급 입력 전력을 분배할 수 있어야 하며, 전력합성기는 175 W급 전력 증폭기 4개를 합성할 수 있어야 한다. 본 논문에서는 20 W급 입력 전력을 4분기로 분배하는 4분기 90°

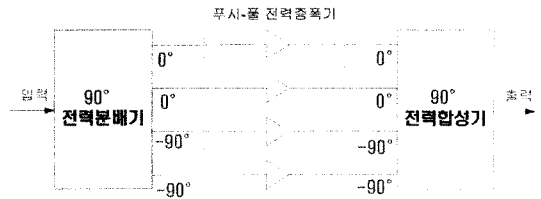


그림 1. 고전력 증폭기 구성도  
Fig. 1. High power amplifier configuration.

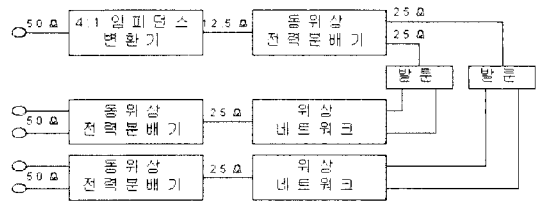


그림 2. 4분기 90° 전력 분배기 구조  
Fig. 2. 4-way 90° power divider configuration.

전력분배기 설계를 목표로 하였다.

그림 2는 4분기 90° 전력분배기 구조를 나타내고 있다. 4분기 동위상-전력분배를 위한 3개의 2분기 동위상-전력분배기, 입력 및 출력을 50 Ω의 임피던스로 정합하기 위한 4:1 임피던스 변환기, 평형형 위상 네트워크 입력을 위한 발룬은 동축선과 페라이트를 사용하여 개별적으로 구현하고 인쇄 회로 기판 위에 CPWG 선로를 통해 연결하였다. 2개의 위상 네트워크는 LC 집중소자를 사용한 Lattice 구조의 2차-전대역 통과 필터로 설계하고 첫 번째 2분기 동위상-전력분배기 출력단에 부착하여 최종단 2분기 동위상-전력분배기 간의 위상차가 90°가 되도록 설계하였다.

### 2-1 4:1 임피던스 변환기 설계

4분기 전력분배를 위해서는 3개의 2분기 전력분배기가 요구되는데, 본 논문에서 적용한 하이브리드 구조의 2분기 전력분배기는 1:2의 임피던스 변환 비를 가져 4분기 전력 분배에는 1:4의 임피던스 변환 비를 가지므로, 입력 및 출력을 50 Ω의 임피던스로 정합하기 위해서는 4:1 임피던스 변환기가 사용된다. 자속 결합 임피던스 변환기 구조에 비해 전송선 임피던스 변환기 구조는 0.2 dB 수준의 저손실 특성과 수십:1의 광대역 특성을 가지므로, VHF 대역의 광대역 임피던스 변환기로 주로 사용된다<sup>[7][8]</sup>.

전송선 임피던스 변환기로는 Guanella 4:1 임피던스 변환기 구조와 Ruthroff 4:1 임피던스 변환기 구조가 있으며, 이들 임피던스 변환기 성능은 전송선의 특성 임피던스, 인덕턴스 및 길이에 의해 좌우된다<sup>[7]</sup>. 저주파수에서는 전송선의 인덕턴스가 성능에 주요 요소가 되므로 페라이트를 사용하여 큰 인덕턴스를 갖도록 설계하여야 한다. 그러나 고주파수에서의 임피던스 변환 특성은 인덕턴스보다는 전송선의 길이에 의해 좌우되는데, Guanella 임피던스 변환기 구조는 주파수 독립적인 특성을 가지므로 전송선 길이 제한이 없으나 2개의 병렬 전송선을 사용하는 단점이 있으며, Ruthroff 임피던스 변환기 구조는 1개의 전송선을 사용하여 단순하나, 전송선 길이에 따라 입력 임피던스가 변하므로 전송선의 길이가 길면 위상 지연이 발생하여 고주파수에서의 성능이 제한되므로 전송선의 길이는 최대  $\lambda/8$  이하로 설계되어야 한다<sup>[7],[8]</sup>.

본 논문에서는 Ruthroff 임피던스 변환기의 위상-지연 단점을 보완한 동일-지연 동축선 임피던스 변환기 구조<sup>[9]</sup>를 적용하였다. 그림 3은 4:1 동일-지연 동축 임피던스 변환기 구조로서 전송선은 Ruthroff 임피던스 변환기 구조와 동일하나 선로 A-B가 전송선의 길이와 동일한 길이를 갖는 동일-지연 동축선으로 연결한 것으로서 전송선 길이( $l$ )에 따른 입력 임피던스( $Z_{IN}$ )는 식 (1)과 같이 표현된다<sup>[9]</sup>.

$$Z_{IN} = 2Z_o \left[ \frac{2Z_L + jZ_o \tan(\beta l)}{Z_o + j2Z_L \tan(\beta l)} \right] \quad (1)$$

여기서  $Z_o$ 는 전송선의 특성 임피던스,  $Z_L$ 은 부하 임피던스,  $\beta$ 는  $2\pi/\lambda$ ,  $l$ 은 전송선의 길이이다.

식 (1)에서 전송선의 특성 임피던스를 부하 임피던스로 정합( $Z_o = 2Z_L$ )하면  $Z_{IN} = 4Z_L$ 가 되어 전송선의 길이와 무관하게 4:1 임피던스 변환 비를 얻

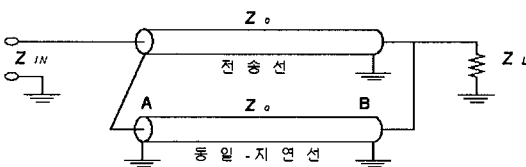


그림 3. 동일-지연 4:1 임피던스 변환기 구조  
Fig. 3. Equal-delay 4:1 impedance transformer configuration.

게 된다.

본 논문에서 설계한 50 Ω : 12.5 Ω 비의 동일-지연 임피던스 변환기의 ADS schematic은 그림 4-(a)와 같고, 시뮬레이션 결과는 그림 4-(b)와 같다. 전송선 및 동일-지연선을 위한 25 Ω의 동축선은 내부 도체의 직경이 0.51 mm, 외부 도체의 내부 직경이 1.68 mm, 유전체는 2.08 상대 유전율의 테프론(TFE)으로 제작된 RG-405(50 Ω) 동축선 2개를 병렬로 연결하여 적용하였으며, 제작을 고려한 최적 성능의 전송선은 상대 투자율( $\mu_r$ )이 125, 내부 직경이 2.29 cm, 외부 직경이 3.56 cm, 높이 1.27 cm인 페라이트-토로이드에 21 cm 길이의 동축선을 2번 감아 설계하였다. 이때 전송선에 유기되는 자화 인덕턴스( $L_m$ )는 식 (2)와 같은 관계식<sup>[8]</sup>으로부터 561 nH가 된다.

$$L_m = 4\pi\mu_r N^2 \frac{A_e}{L_e} [nH] \quad (2)$$

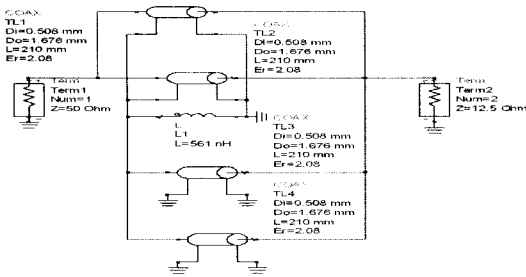
여기서  $N$ 은 감긴 횟수,  $A_e$ 는 토로이드의 단면적( $cm^2$ ),  $L_e$ 는 토로이드의 평균 자속경로 길이( $cm$ )이다.

동축선을 전송선으로 사용하여 페라이트-토로이드에 여러 번 감은 임피던스 변환기 구조의 취급 전력 용량은 토로이드 외경이 클수록 보다 큰 전력 용량을 갖는데 1.5인치(3.81 cm) 외경의 페라이트-토로이드에 동축선을 감을 경우 2 kW(continuous power) 수준의 전력 용량을 가지므로<sup>[7]</sup> 본 논문에서 설계된 임피던스 변환기는 3.56 cm 외경을 갖는 페라이트-토로이드를 적용할 시 약 2 kW의 전력 용량을 갖는다.

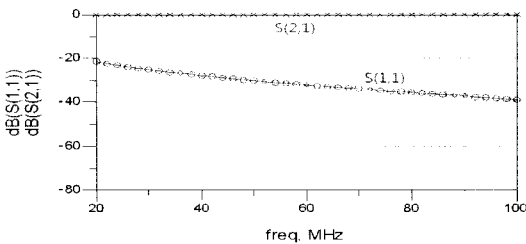
그림 4-(b)의 시뮬레이션 결과를 살펴보면 5:1 주파수 대역에서 삽입 손실은 0.1 dB 이하, 반사 손실은 20 dB 이하로써 광대역에서 손실 없이 출력단으로 전력을 전달함을 알 수 있으며,  $\mu_r$ 을 높이거나 감긴 횟수를 늘리면 자속 인덕턴스가 증가하여 반사 손실은 개선됨을 확인할 수 있었으나 제작을 고려하여 설계하였다.

### 2-2 2분기 전력분배기 설계

페라이트 코어와 동축선을 이용한 2분기 전력분배기 구조는 그림 5와 같다<sup>[10]</sup>. 2개 동축선의 외부 도체는 입력 단자와 서로 연결되고 내부 도체는 출력 단자와 연결되며, 페라이트-코어를 관통한 두 동축



(a) 4:1 임피던스 변환기의 ADS schematic  
(a) ADS schematic of 4:1 impedance transformer



(b) 4:1 임피던스 변환기 S 파라미터  
(b) S parameter of 4:1 impedance transformer

그림 4. 임피던스 변환기 구조 및 시뮬레이션 결과  
Fig. 4. Structure and simulation results of the impedance transformer.

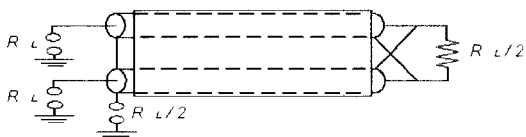


그림 5. 2분기 전력 분배기 구조  
Fig. 5. 2-way power divider configuration.

선의 내부 도체는 상대편 외부 도체와 서로 교차적으로 연결되고 내부 도체와 외부 도체는 저항으로 격리되어 있다.

페라이트-코어는 동축선의 인덕턴스 값을 크게 하여 내부 도체와 외부 도체에 흐르는 전류에 의한 자속을 서로 상쇄시키며, 이때 전송선 길이에 따른 전압 감쇄는 없다. 두 출력 단자의 부하 임피던스가 정합되었을 경우 내부 도체와 외부 도체에 연결된 격리 저항에는 전류가 흐르지 않으나 출력 단자에 연결된 전력 증폭기중 하나가 고장으로 부하 임피던스가 개방되면 입력 전력의 절반은 격리 저항에서 소모되고, 절반은 정상적인 전력 증폭기로 전달된다. 따라서 격리 저항은 부하 전력증폭기의 고장으로 인한 개방 임피던스 조건에서도 입력 및 출력 VSWR

을 낮게 유지시킨다. 또한, 그림 5와 같이 동축선을 페라이트-코어(또는 슬리브)에 직선으로 관통시킨 전력분배기 구조는 누설 인덕턴스가 서로 상쇄되어 페라이트-코어에 소비되는 전력은 매우 적어 페라이트-토로이드보다 취급 전력 용량 측면에서 보다 우수하여 소형의 페라이트-코어를 사용하여도 100 W 급 이상의 취급 전력 용량을 갖는다<sup>[10]</sup>.

그림 5의 2분기 전력분배기는 1:2의 임피던스 비를 가지므로 그림 2에서 첫 번째 전력분배기는 12.5 Ω : 25 Ω 임피던스 비를 가지며, 최종 출력단에 사용된 2개의 전력분배기는 25 Ω : 50 Ω 임피던스 비를 갖는다. 따라서 첫 번째 전력분배기에 사용되는 동축선의 특성 임피던스는 25 Ω, 격리 저항은 12.5 Ω이며, 최종단 전력분배기에 사용되는 동축선의 특성 임피던스는 50 Ω, 격리 저항은 25 Ω으로서, 동축선의 특성 임피던스와 격리 저항 값만 다르며 페라이트-코어는 동일한 것이 사용된다.

그림 6-(a)는 최종단 2분기 전력분배기의 ADS schematic을 나타내고, 그림 6-(b)는 시뮬레이션 결과를 나타내고 있다. 시뮬레이션에서 사용한 페라이트 코어는 코어 길이가 14 mm로서 10~200 MHz 범위 동작 범위에서  $\mu_r=125$ 인 것을 사용하였고, 동축선은 단위 길이당 0.2297[uH/m]를 갖는 RG-405(50 Ω)를 적용하였다. 이때 페라이트-코어 길이 부분의 전송선에 유기되는 자화 인덕턴스( $L_m$ )는 식 (3)과 같은 관계식으로부터 402 nH가 된다.

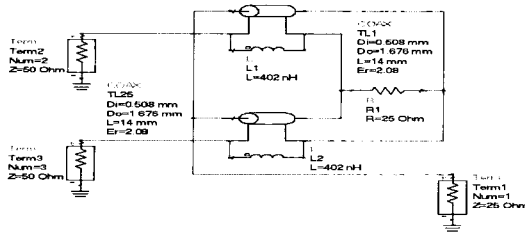
$$L_m = \mu_r L_c L_{en} [\mu H] \quad (3)$$

여기서  $L_c$ 는 전송선의 단위 길이당 인덕턴스,  $L_{en}$ 은 전송선의 물리적 길이이다.

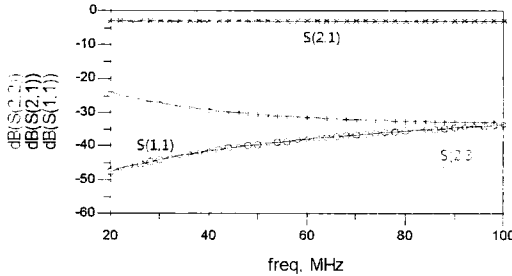
그림 6-(b)의 시뮬레이션 결과를 살펴보면 5:1 주파수 대역에서 삽입 손실은 3.1 dB 이하, 반사 손실 및 격리도는 25 dB 이하로써 광대역에서 손실 없이 출력단으로 전력을 분배함을 알 수 있다.  $\mu_r$ 을 높이거나 전송선의 길이를 늘리면 자속 인덕턴스가 증가하여 반사 손실은 개선됨을 확인할 수 있었으나 목표 성능을 고려하여 설계하였다.

### 2-3 90° 위상차 네트워크 설계

그림 7과 같이 LC 소자로 구성된 Lattice-C형 구조의 1차 전대역 통과 필터들이 직렬로 연결된 2개의



(a) 2분기 전력분배기 ADS schematic  
(a) ADS schematic of 2-way power divider



(b) 2분기 전력분배기 S 파라미터  
(b) S-parameters of 2-way power divider

그림 6. 전력분배기의 구조와 시뮬레이션 결과  
Fig. 6. Structure and simulation results of power divider.

$n$ 차 및  $m$ 차-전대역 통과 필터를 가정하면,  $n$ 차 및  $m$ 차-전대역 통과 필터의 위상 전달 함수  $\phi_1(f)$  및  $\phi_2(f)$ 는 식 (4) 및 식 (5)와 같이 표현된다.

$$\phi_1(f) = -2 \sum_{i=1}^n \tan^{-1} \left( \frac{f}{f_{c(2i-1)}} \right) \quad (4)$$

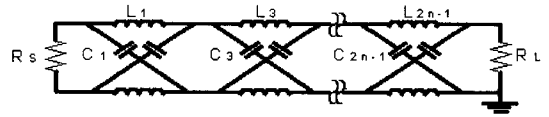
$$\phi_2(f) = -2 \sum_{i=1}^m \tan^{-1} \left( \frac{f}{f_{c(2i)}} \right) \quad (5)$$

여기서  $f$ 는 주파수,  $n$  및  $m$ 은 전대역 통과 필터의 차수로서 2개의 전대역 통과 필터의 총 차수( $L$ )은  $L = n + m$ 이다. 또한  $k = [1, L]$ 일 때,  $f_{ck}$ 는 양의 실수를 갖는 1차 전대역 통과 필터들의 공진 주파수로서 식 (6)과 같이 표현된다.

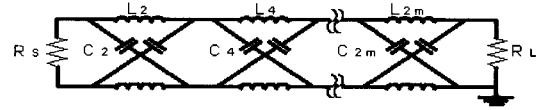
$$f_{ck} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_k}}, \quad f_{ck} < f_{c(k+1)} \quad (6)$$

이때 1차 전대역 통과 필터가 직렬로 연결된 그림 7의  $n$ 차 및  $m$ 차-전대역 통과 필터의 입력 임피던스( $R_s$ )가 부하 임피던스( $R_L$ )와 정합되기 위해서는  $R_s^2 = L/C = R_L^2$ 의 조건을 만족하여야 한다<sup>[11]</sup>.

식 (6)의 공진 주파수 조건을 갖는  $n$ 차 및  $m$ 차-전



(a)  $n$ 차 전대역 통과 필터  
(a)  $n$ -order all-pass filter



(b)  $m$ 차 전대역 통과 필터  
(b)  $m$ -order all-pass filter

그림 7. 2개의 전대역 통과 필터 구조  
Fig. 7. Two all-path filters configuration.

대역 통과 필터가 동위상 전력분배기로부터 구동될 때 두 전대역 통과 필터 출력단의 신호세기는 동일하고 위상은 서로 다르게 출력되며, 이때 공진 주파수를 적절히 선정하면 일정 주파수 범위에서  $90^\circ$  위상차 관계를 얻을 수 있다. 설계 대역폭에서의 위상차 관계를 살펴보기 위해 대역폭의 최소 주파수( $f_{min}$ )로 정규화된 주파수( $f'$ ), 공진 주파수( $f'_{ck}$ ) 및 대역폭비( $BW$ )는 식 (7)과 같다.

$$f' = \frac{f}{f_{min}}, \quad f'_{ck} = \frac{f_{ck}}{f_{min}}, \quad BW = \frac{f_{max}}{f_{min}} \quad (7)$$

여기서  $f_{max}$ 는 대역폭의 최대 주파수이다. 이때 두 전대역 통과 필터 출력단의 상대 위상차( $\phi_d$ )는 식 (8)과 같이 표현된다.

$$\phi_d(f') = \phi_2 - \phi_1 = -2 \left[ \sum_{i=1}^m \tan^{-1} \left( \frac{f'}{f'_{c(2i)}} \right) - \sum_{i=1}^n \tan^{-1} \left( \frac{f'}{f'_{c(2i-1)}} \right) \right] \quad (8)$$

$BW$ : 1 주파수 범위에서  $90^\circ$ 로부터 상대 위상차( $\phi_d$ )의 오차를  $\Delta\phi_d$ 로 정의하면 식 (9)와 같다.

$$\Delta\phi_d(f') = \pi/2 - \phi_d(f') = 2 \tan^{-1} \left[ \frac{1 - \tan \left( \frac{\phi_d}{2} \right)}{1 + \tan \left( \frac{\phi_d}{2} \right)} \right], \quad 1 \leq f' \leq BW \quad (9)$$

따라서  $90^\circ$  위상차 네트워크는 식 (9)의  $\Delta\phi_d$ 가 최소가 되도록 하는 두 개 전대역 통과 필터의 공진 주파수들을 선정하여 얻어진다.  $90^\circ$  위상차 네트워크

크의 총 차수가  $L$ 이면 설계변수( $f_{ck}$ ) 또한  $L$ 개가 된다. 그런데 식 (9)의  $\Delta\phi_d$ 는  $f = \sqrt{BW}$  축을 기준으로 총 차수  $L$ 이 짝수이면 우함수, 홀수이면 기함수로 표현되므로 대역폭 내의 최소 주파수 및 최대 주파수에서  $\Delta\phi_d$ 의 절대 값이 동일하게 되도록 하는  $f_{ck}$ 는 식 (10)의 관계식을 가지므로 설계 변수는  $\lfloor L/2 \rfloor$  개로 줄어든다.

$$f^{c(L)} \times f^{c(L+1-k)} = BW \quad (10)$$

총 차수( $L$ )는 5차까지, 대역폭 비( $BW$ )는 10까지에 대해서 90° 위상차 네트워크의 최적 설계변수( $f_{ck}$ )와 이때의 최대 위상 오차( $\Delta\phi_d$ )를 상용 MATLAB 도구를 사용하여 계산한 결과는 그림 8 및 그림 9와 같다.

그림 9에서 보면 총 차수  $L$ 이 4차 이상일 경우 10:1 대역까지도  $\pm 1^\circ$  이하의 정밀한 위상 오차 특성을 얻을 수 있어 본 논문에서 제안한 90° 위상차 네트워크는 매우 우수함을 확인할 수 있다.

본 논문에서는  $n=2, m=2$ 인 총 4차의 90° 위상차 네트워크를 설계하였으며, 이때의 공진 주파수들은 각각  $f_{c1}=7.728 \times 10^6, f_{c2}=28.192 \times 10^6, f_{c3}=70.942 \times 10^6, f_{c4}=258.80 \times 10^6$ 이며, LC 소자 값은 각각  $C_1=823.56 \text{ pF}, L_1=514.73 \text{ nH}, C_2=225.83 \text{ pF}, L_2=141.14 \text{ nH}, C_3=89.74 \text{ pF}, L_3=56.09 \text{ nH}, C_4=24.60 \text{ pF}, L_4=15.37 \text{ nH}$ 이다.

그림 10에 설계된 90° 위상차 네트워크의 위상전달 특성과 위상차 특성을 보였으며, 이때 20~100 MHz 범위에서 위상 오차는  $90^\circ \pm 0.3^\circ$  이하이다.

2-4 4분기 90° 전력분배기 전체 시뮬레이션

앞에서 설계한 4:1 임피던스 변환기, 3개의 2분기

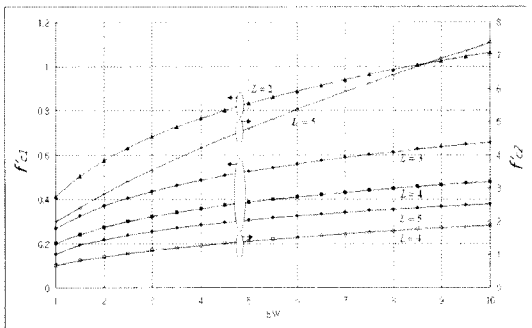


그림 8. 90° 위상차 네트워크의 공진 주파수  
Fig. 8. Resonance frequencies of 90° phase difference network.

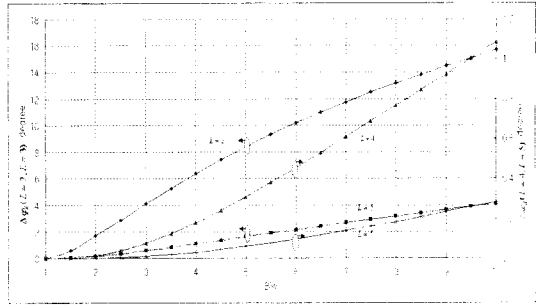


그림 9. 90° 위상차 네트워크의 위상 오차  
Fig. 9. Phase error of 90° phase difference network.

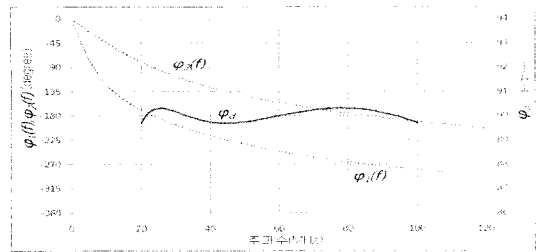


그림 10. 90° 위상차 네트워크의 위상 오차  
Fig. 10. Phase error of 90° phase difference network.

동위상 전력분배기, 발룬 및 90° 위상차 네트워크로 구성된 4분기 90° 전력분배기 전체의 ADS schematic은 그림 11과 같다.

불평형형 2분기 전력분배기 출력과 평형형 위상 네트워크 사이에는 1:1 발룬이 삽입되었다. 본 논문에서는 VHF 주파수 대역에서 5:1의 광대역 25 Ω, 1:1 발룬 설계를 위해 전송선 발룬 구조<sup>[7]</sup>를 적용하였다. 전송선 발룬은 임피던스 변환기에서 사용된 것과 동일한 재료의 동축선과 페라이트-토로이드로 구성하였으며, 270 mm 길이의 50 Ω 동축선 2개를 병렬로 사용하여  $\mu_r=125$ 의 페라이트-토로이드에 3번 감아 설계하였다. 이때 발룬의 전송선에 유기되는 자화 인덕턴스( $L_m$ )는 식 (2)와 같은 관계식으로부터 1.563 nH가 된다.

그림 11의 4분기 90° 전력분배기에 대한 S 파라미터 시뮬레이션 결과를 그림 12-(a)에 나타내었으며, 위상차 시뮬레이션 결과를 그림 12-(b)에 나타내었다.

본 논문에서 제안한 4분기 90° 전력분배기는 20~100 MHz의 VHF 대역에서 6.2 dB 이하의 삽입 손실, 19 dB 이하의 반사 손실 및 격리도,  $\pm 1^\circ$  이하의 위상 오차 값을 나타내어 우수한 특성을 보여주고 있다.

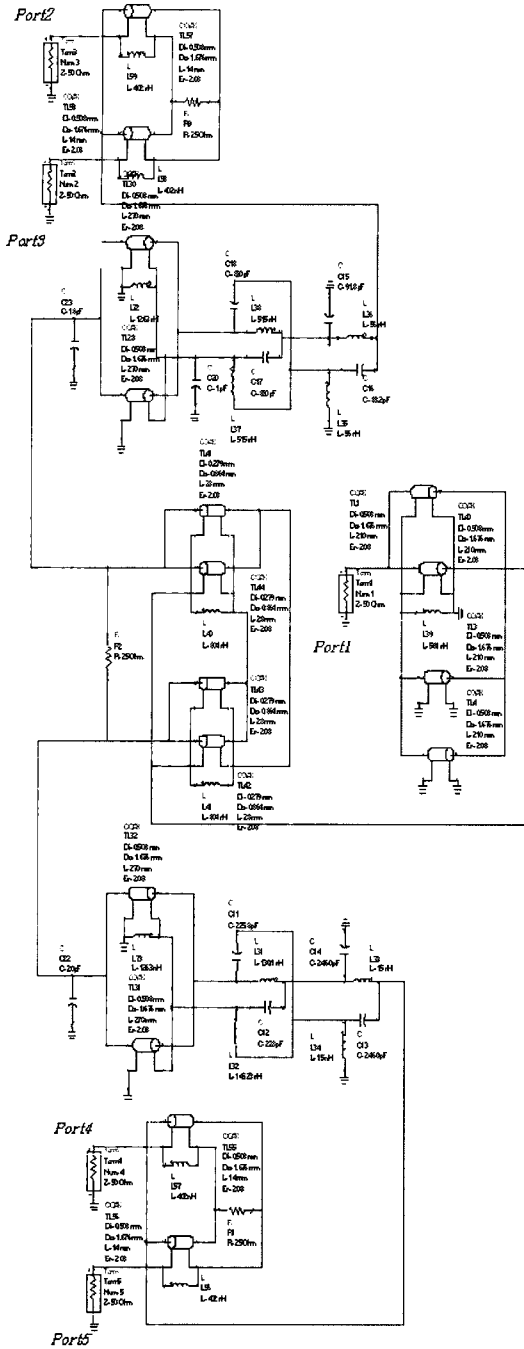
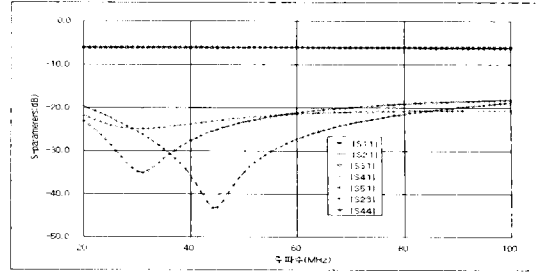
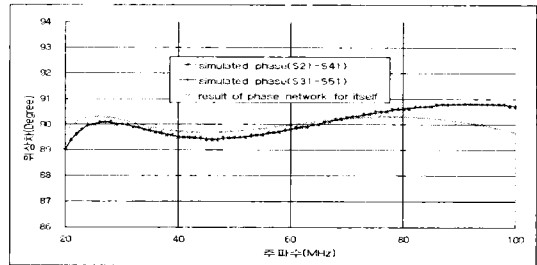


그림 11. 4분기 90° 전력분배기 ADS schematic  
Fig. 11. ADS schematic of 4-way 90° power divider.

그런데 그림 12-(b)에서 위상차 시뮬레이션 결과를 2-3절의 전대역 통과 필터로만 구성된 이론적인 90° 위상차 네트워크 단독의 결과와 비교해 보면 성능이 다소 저하되었다. 이는 전송선 발룬 특성에 기



(a) S-파라미터 시뮬레이션 결과  
(a) Simulation results of S-parameters



(b) 90° 위상차 시뮬레이션 결과  
(b) Simulation result of 90° phase difference

그림 12. 4분기 90° 전력분배기 시뮬레이션 결과  
Fig. 12. Simulation results of 4-way 90° power divider.

인한 것으로서, 시뮬레이션 과정에서 발룬의 자화 인덕턴스가 다소 미흡하여 공진 주파수 근처에서 반사 손실이 커지고 위상이 불연속되는 발진 현상이 발생하였는데 매우 큰 자화 인덕턴스를 갖는 발룬에서는 발진이 없음을 알 수 있었다.

그러나 자화 인덕턴스를 높이는 한계가 있어 최종 설계에서는 대역폭 내의 공진 주파수인  $f_2$  및  $f_3$  근처에서 발생하는 발진을 제거하기 위해  $C_2$ ,  $L_2$  및  $C_3$ ,  $L_3$  소자 값을 그림 11에 표시된 바와 같이 이론적으로 계산된 소자 값의 1~6% 범위에서 일부 조정하였다. 또한  $C_2$ ,  $L_2$  및  $C_3$ ,  $L_3$  소자 값의 일부 조정에 따라  $Rs^2 = Li/Ci = Ri^2$  조건에 다소 불만족하여 반사 손실 저하를 초래하여 이를 보상하기 위해 발룬 입력단에 조정용  $C$ 를 추가하였다.

### III. 4분기 90° 전력분배기 제작 및 측정 결과

190×70 mm 크기로 제작된 4분기 90° 전력분배기는 그림 13과 같다. 인쇄 회로 기판은 취급 전력을 고려하여 유전율 4.4, 손실 탄젠트 0.02, 두께 1.6 mm의

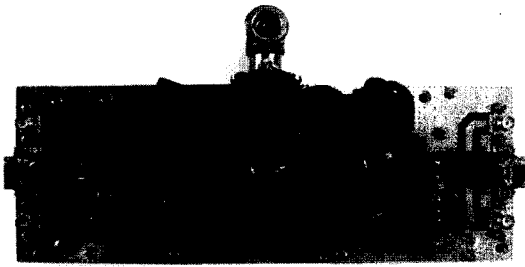


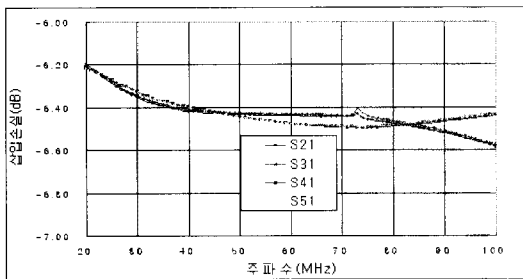
그림 13. 제작된 4분기 90° 전력분배기 사진  
Fig. 13. Photograph of the fabricated 4-way 90° power divider.

FR-4 DS-7405을 적용하고 15 mm 두께의 방열 도체 판에 부착하였다.

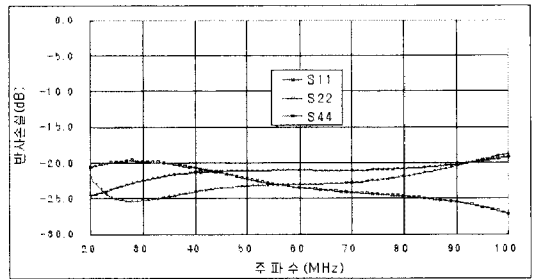
임피던스 변환기, 발룬 및 종단 2분기 전력분배기의 동축선은 BELDEN사의 RG-405/U(1671A, 50 Ω)를 사용하고, 첫 번째 2분기 전력분배기의 동축선은 M17/151(1674A, 50 Ω)를 사용하였다. 임피던스 변환기와 발룬에는 AMIDON사의 FT-140-61( $\mu_r=125$ ) 페라이트-토로이드, 2종의 전력분배기는 BN-61-202( $\mu_r=125$ ) 페라이트-코어를 사용하였다. 페라이트-

토로이드의 누설 인덕턴스에 따른 발열은 방열 도체 판으로 직접 열전도가 되도록 인쇄 회로기판을 관통하여 장착하였다. 또한, 2분기 전력분배기의 격리 저항은 Anaren사의 RFP-250250-4Z50-2 (50 Ω, 16 W, 표면 부착형)을 방열도체 판위에 덧 된 도체 벽 상단에 부착하였다. 따라서 동축선과 페라이트-토로이드(또는 코어)를 사용한 임피던스 변환기, 발룬 및 2분기 전력분배기 구조는 100 W ~ 2 kW 수준의 전력 용량을 갖도록 제작되었으며<sup>[7],[10]</sup>, 발열 부분은 방열 처리가 되도록 하여 20 W 이상의 입력 전력에도 안정적으로 동작한다.

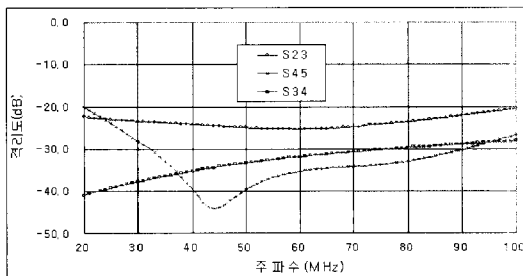
90° 위상차 네트워크의 커패시터는 ATC사의 ATC-100B 계열의 세라믹 칩 커패시터를 사용하고, 인덕터는 1.0 $\theta$ 의 에나멜 선재를 사용하여 8.0 $\theta$  및 4.0 $\theta$  내径의 코일형 인덕터로 제작하였고, 인쇄 회로 기판에 CPWG 선로를 활용하여 소자들을 연결하였다. 1.0 $\theta$ 의 에나멜 선재는 4 kW 이상의 전력 용량을 가지며<sup>[12]</sup>, 사용된 ATC-100 B 계열 세라믹 칩 커패시터는 50 ~ 500 W 수준의 전력 용량을 가지므로 90° 위상차 네트워크 또한 20 W 이상의 입력 전력에도



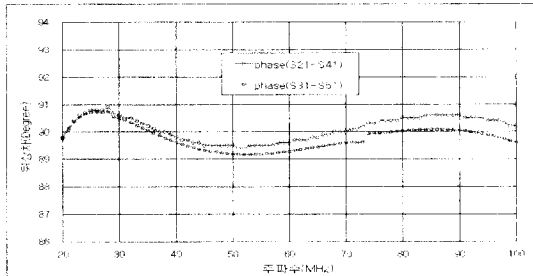
(a) 측정된 삽입 손실  
(a) Measured insertion losses



(b) 측정된 반사 손실  
(b) Measured reflection losses



(c) 측정된 격리도  
(c) Measured isolations



(d) 측정된 90° 위상차  
(d) Measured 90° phase differences

그림 14. 제작된 4분기 90° 전력분배기 측정 결과  
Fig. 14. Measured results of fabricated 4-way 90° power divider.



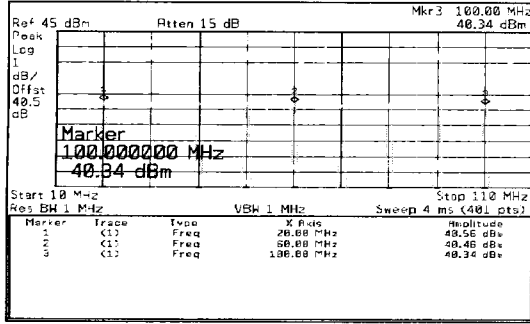


그림 15. 제작된 4분기 90° 전력분배기의 취급 전력 측정 결과(50 W(47 dBm) 입력 전력)

Fig. 15. Measured power handling results of fabricated 4-way 90° power divider(50 W input power).

안정적으로 동작한다.

제작된 4분기 90° 전력분배기 대해 회로망 분석기를 이용하여 20~100 MHz 범위의 VHF 대역에서 측정된 결과를 그림 14에 보였다. 그림 14(a)에 삽입 손실 측정 결과를, 그림 14(b)에 반사 손실 측정 결과를, 그림 14(c)에 격리도 측정 결과를 나타내었는데 삽입 손실은 6.6 dB 이하로서 주파수가 높을수록 그림 12의 시뮬레이션 결과보다는 다소 크나 유사함을 알 수 있으며, 반사 손실과 격리도는 19 dB 및 20 dB 이하로 측정되어 일부 주파수에서 시뮬레이션 결과와 차이를 가지나 저주파수와 고주파수 부근에서는 거의 일치함을 확인할 수 있었다.

그림 14(d)는 90° 위상차 특성으로 90°±1° 이하의 결과로 측정되어 시뮬레이션 결과와 거의 일치함을 확인할 수 있었다. 소자를 연결하기 위해 일부 CPWG 선로를 사용하고 제작된 전송선 발진이 시뮬레이션에서 사용된 모델 특성과 다소 차이를 가져 설계 소자 값으로는 공진 주파수 근처의 발진이 완전히 제거되지 못했다. 따라서 C<sub>2</sub> 및 C<sub>3</sub> 소자 값은 최종 설계 값과 5~10 % 범위에서 일부 조정되었는데, 이는 사용된 소자의 허용 오차 범위 내에서 발진이 제거되었다.

또한, 제작된 4분기 90° 전력분배기의 입력단에 50 W 전력을 10 MHz에서 100 MHz 주파수 범위까지 10 MHz 간격으로 순차적으로 인가하고 출력단의 신호세기를 스펙트럼 분석기의 Trace/Max\_hold 기능을 이용하여 측정된 결과를 그림 15에 보였으며, 50 W의 취급 전력에 안정적으로 동작함을 확인하였다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 VHF 대역에서 5:1의 광대역(20~100 MHz)을 갖는 4분기 90° 전력분배기의 설계 이론을 제시하고 상용의 ADS 도구를 사용하여 각 부분 회로 및 전체 회로의 특성을 시뮬레이션을 통해 확인하였으며, 구현된 90° 전력분배기 성능 측정 결과를 시뮬레이션 결과와 비교하였다. 제작된 4분기 90° 전력분배기는 6.6 dB 이하의 삽입 손실, 19 dB 이하의 반사 손실, 20 dB 이하의 격리도 및 ±1° 이하의 위상 오차 특성을 얻어 매우 우수한 성능임을 입증하였으며, 20 W 이상의 입력 전력에도 정상적으로 동작함을 확인하였다. 본 논문에서 제시된 결과는 VHF 대역의 90° 전력분배기 연구 내용이 거의 없어 UHF ~S 대역에서 제시된 결과<sup>[13],[14]</sup>와 비교해 볼 때 보다 광대역에서 동작하면서 90° 위상 오차 특성은 더 우수함을 확인할 수 있었다.

#### 참 고 문 헌

- [1] Richard Poisel, *Introduction to Communication Electronic Warfare Systems*, Artech House, 2002.
- [2] Jonathan Shumaker, Raymond Basset and Alex Skuratov, "High-power GaAs FET amplifiers: push-pull versus balanced configurations", *Applied Microwave & Wireless*, pp. 26-32, May 2002.
- [3] Takeshi Murae, Kohei Fujii, and Tatsuo Matsuno, "High power S-band solid-state amplifiers for surveillance and traffic control radars", *IEEE MTT-S Digest*, pp. 653-656, 2001.
- [4] J. T. M. Lyles, J. L. Davis, "Solid state power amplifier as 805 MHz master source for the lansce coupled-cavity linac", *LINAC98[C]*, Chicago: Linac-98 Committee, pp. 941-943, 1998.
- [5] Donald K. Weaver, "Design of RC wide-band 90-degree phase-difference network", *Proceedings of the IRE*, vol. 42, pp. 671-676, Apr. 1954.
- [6] S. D. Bedrosian, "Normalized design of 90° phase-difference networks", *IRE Trans. Circuit Theory*, vol. 7, pp. 128-136, Jun. 1960.
- [7] Jerry Sevick, *Transmission Line Transformers*, 4th

Edition, Noble Publishing Corporation, 2001.

[8] Andrei Grebennikov, "Power combiners, impedance transformers and directional couplers", *High Frequency Electronics*, pp. 20-38, Dec. 2007.

[9] Daniel Myer, "Equal-delay networks match impedances over wide bandwidths", *Microwaves & RF*, pp. 179-188, Apr. 1990.

[10] H. Granberg, "Broadband transformers and power combining techniques for RF", *Motorola Semiconductor Application Note*, AN749/D, pp. 1-10, 1993.

[11] Joseph Helszajn, *Synthesis of Lumped Element, Distributed and Planar Filters*, McGraw-Hill Book

Company, 1990.

[12] <http://www.imjd.co.kr>

[13] Chao-Hsiung Tseng, Chih-Lin Chang, "A broadband quadrature power splitter using metamaterial transmission line", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 1, pp. 17-25, Jan. 2008.

[14] Dan Kuylenstierna, Herbert Zirath, "Lumped-element quadrature power splitters using mixed right/left-handed transmission lines", *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 8, pp. 2616-2621, Aug. 2005.

## 이 규 송



1989년 2월: 서울시립대학교 전자공학과 (공학사)  
 1991년 2월: 서울시립대학교 전자공학과 (공학석사)  
 1991년 2월~현재: 국방과학연구소 책임연구원  
 2005년 3월~현재: 충남대학교 전자

공학과 박사과정

[주 관심분야] 초고주파 능동 및 수동 회로 설계, 방향 탐지 시스템, 전자전 시스템

## 오 승 엽



1971년 2월: 연세대학교 전기공학과 (공학사)  
 1975년 2월: 연세대학교 전기공학과 (공학석사)  
 1982년 2월: 연세대학교 전기공학과 (공학박사)

1980년 8월~1981년 8월: 일본 동북대학교 전기통신연구소 객원연구원

1985년 5월~1986년 6월: 미국 펜실바니아주립대학 개인연구원

1977년 7월~현재: 충남대학교 전자공학과 교수

[주 관심분야] 초고주파 능동 및 수동 회로설계, 안테나 설계