

$\lambda/4$ 전송선로를 이용한 부하단 임피던스 측정방법에 관한 연구

황 수 설*, 홍 성 용** 정회원

A study of measurement of the unknown load impedance using sectioned transmission line

Soosul Hwang*, Sung-Yong Hong** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 물리적인 환경 변화에 의해 발생할 수 있는 갑작스런 부하단 임피던스의 변화를 정확히 측정할 수 있는 방법을 제시하였다. 부하단 임피던스 측정방법으로 $\lambda/4$ 전송선로(Sectioned Transmission Line) 상에서 측정된 전압을 이용하여 임의의 부하단 임피던스를 구하는 수식을 유도하였고, 계산된 수식의 결과 중 유효한 결과만을 선택하는 부하단 임피던스 결정 알고리즘을 도출하였다. 제안된 임의의 부하단 임피던스 계산 수식과 부하단 임피던스 결정 알고리즘을 다양한 부하단이 적용된 시뮬레이션을 통해 검증하였고, 시뮬레이션 결과를 통해 임의로 설정한 부하단 임피던스를 정확하게 찾아 주는 것을 확인하였다.

Key Words: Sectioned transmission line, load impedance, voltage standing wave, reflection coefficient, adaptive impedance tuning circuit

ABSTRACT

In this paper, we present measurement method of the unknown load impedance. Load impedance is continuously varied by external environment conditions. This arbitrarily varied load impedance can be calculated using 3-point voltage measurement on $\lambda/4$ sectioned transmission line. We derived several numerical formulas from 3-point voltage measurement results and drew load impedance selection algorithm from calculated load impedance results. These numerical formulas and load impedance selection algorithm are verified by ADS simulation. Simulation results showed that arbitrary load impedance can be correctly measured using above mentioned formulas and selection algorithm.

I. 서 론

무선RF 전송시스템에서 부하단(Load)과 신호원(Source) 사이의 임피던스가 동일하게 되었을 때 반사신호가 최소화되어 최대전력이 전달되게 된다. 부하단에 최대의 전력을 전달하기 위한 전원측 임피던스(Z_0)와 부하측 임피던스(Z_L)가 같도록 하는 회로를 임피던스 정합회로(Impedance Tuning Circuit)라 하며 임피던스 정합회로를 통해 불필요한 전력의 손실을 피하여 이상적인 무손실 회로를 구현하게 된다.

RF 회로의 특성임피던스는 일반적으로 50 Ω 을 갖도록 설계된다. 정상적인 동작조건에서는 회로를 구성하는 소자 간의 임피던스는 변화되지 않으나, 안테나단의 임피던스는 주

파수 변화나 외부 환경에 의해 지속적으로 변화하게 된다. 특히, 기상 조건이나 외부 환경에 의한 안테나 임피던스의 갑작스런 변화는 임피던스 정합에 영향을 주어 정재파비(VSWR)가 10:1 이상의 결과를 가져올 수도 있어 이러한 경우에는 정상적인 통신이 불가능하게 될 수도 있다. 갑작스런 임피던스 변화가 발생되었을 때 능동적으로 가변되는 임피던스 정합회로를 통해 변화된 부하단 임피던스로 조정(Tuning)할 수 있다면 신호 전송효율 뿐만 아니라 반사파에 의한 회로보호에도 바람직할 것이다. 이와같은 가변이 가능한 임피던스 정합회로가 적용되기 위해서는 부하단 임피던스에 대한 정확한 측정이 필요하며, 본 논문에서는 분할된 $\lambda/4$ 전송선로(Sectioned Transmission Line)를 이용하여 부하단 임피던스를 정확히 측정하는 방법을 제시한다.

*한국항공우주연구원 발사체기술연구소 발사체기술개발실 발사체전자팀 (sooseul@kari.re.kr)

**충남대학교 전파공학과 RF 기술연구소 (syhong@cnu.ac.kr)

접수일자 : 2011년 11월 11일, 수정완료일자 : 2011년 11월 16일, 최종게재확정일자 : 2011년 12월 2일

분할된 $\lambda/4$ 전송선로를 이용한 부하단 임피던스 측정방법은 여러 논문을 통해 제시되어 있으나[1, 2], 제시된 논문의 방법을 이용하여 부하단 임피던스의 측정을 위해서는 전송선로를 여러 부분으로 나누고 각 부분의 전압을 각각 측정하여야 하므로 복잡한 계산이 요구되고 실제 회로로의 구현이 어렵다는 단점이 있다. 또한, 전송선로 상의 3개 지점 전압만을 측정하여 부하단 임피던스를 측정하는 보다 간단한 형태의 회로도 제시되었으나, 제시된 논문에서는 부하단 임피던스를 계산하는 방법과 정확한 결과를 얻어내기 위한 방법 등은 제시되지 않았다.

본 논문에서는 $\lambda/4$ 전송선로 상의 3개 지점에서 전압을 측정하여 부하단 임피던스를 계산하기 위한 산술적인 계산식을 유도하고, 계산된 수식을 통해 정확한 부하단 임피던스를 결정하기 위한 알고리즘을 제시한다.

II. 분할된 $\lambda/4$ 전송선로 설계

$\lambda/4$ 전송선로에 전송선로와 동일한 특성임피던스(Z_0)를 갖는 신호원(VS)과 임피던스를 알 수 없는 임의의 부하단(ZL)이 연결되어 있을 때 부하단 임피던스가 전송선로의 특성임피던스와 동일하지 않다면 부하단에서는 반사파가 발생하게 된다. 이러한 부하단과 연결된 전송선로에는 신호원에 의한 입사파와 부하단에 의한 반사파가 합성되어 일정 주기로 반복되는 특성을 갖는 정재파(Voltage Standing Wave)가 발생되게 된다. 발생된 정재파는 전송선로 내에서 $\lambda/4$ 주기로 최대값과 최소값이 반복적으로 나타나게 되며, 이러한 정재파 특성을 이용하여 $\lambda/4$ 전송선로 상의 3개 지점에서 측정된 전압의 비를 통해 부하단 임피던스를 구하게 된다.

분할된 $\lambda/4$ 전송선로 회로와 전송선로에서의 전압 측정 지점을 그림 1.에 나타내었다.

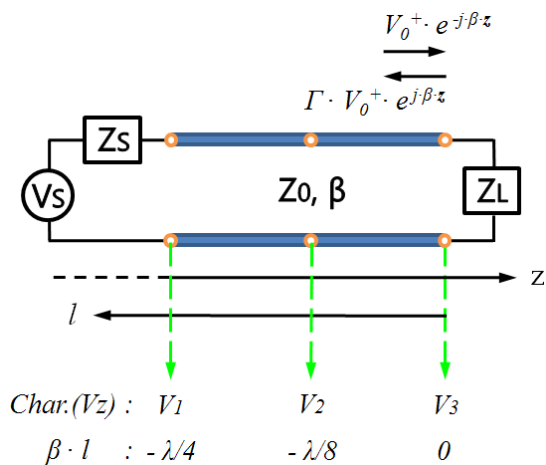


그림 1. $\lambda/4$ 전송선로 상의 전압 측정지점

$\lambda/4$ 전송선로에서 신호원과 인접한 부분의 전압 측정지점을 V1이라 하고 임의의 부하단과 인접한 부분의 전압 측

정지점을 V3, V1과 V3의 중간 지점을 V2로 하였을 때 전송선로 상의 V1과 V3 사이에는 $\lambda/4$, V2와 V1 및 V2와 V3 사이에는 $\lambda/8$ 의 전기적 길이를 갖게 된다.

$$r = abs \left[\frac{V_{z_x}}{V_{z_y}} \right] = abs \left[\frac{e^{-j\beta \cdot z_x} \cdot (1 + \Gamma e^{j2\beta \cdot z_x})}{e^{-j\beta \cdot z_y} \cdot (1 + \Gamma e^{j2\beta \cdot z_y})} \right] \quad (1)$$

$$r_1 = abs \left[\frac{V_1}{V_2} \right], \quad r_2 = abs \left[\frac{V_3}{V_2} \right] \quad (2)$$

전송선로 상의 임의의 지점 전압은 신호원을 통해 전달된 진행파와 부하단의 반사계수(Γ)가 포함되어 반사되는 반사파의 관계식을 통해 구해질 수 있고, 전송선로 상의 임의의 두 지점의 전압의 비는 식 (1)과 같이 정리될 수 있다. 앞서 정의한 $\lambda/4$ 전송선로 상의 3개 지점의 전압에 의해 식 (2)와 같은 2 개의 전압비 식이 구해질 수 있다.

$$\Gamma = \Gamma_{real} + j \cdot \Gamma_{imag} \quad (3)$$

부하단의 반사계수(Γ)는 식 (3)과 같이 실수부와 허수부로 나누어 표현할 수 있으며, 구하고자 하는 임의의 부하단 임피던스(ZL)는 식 (4)를 통해 얻어지게 된다.

$$\frac{Z_L}{Z_0} = \left(\frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \right) = \left(\frac{1 + (\Gamma_{real} + j \cdot \Gamma_{imag})}{1 - (\Gamma_{real} + j \cdot \Gamma_{imag})} \right) \quad (4)$$

이상의 수식에서 알 수 있는 바와같이 $\lambda/4$ 전송선로 상의 3개 지점의 전압과 3개 지점의 전기적 길이를 구할 수 있다면 임의의 부하단 임피던스는 부하단 반사계수의 실수부와 허수부를 계산하는 문제로 단순화 될 수 있다.

식 (1)~(3)을 이용한 정리를 통해 전송선로 상의 임의의 두 지점 전압비(r_1, r_2)는 다음 식 (5), (6)과 같이 부하단 반사계수의 실수부와 허수부만을 갖는 2개의 식으로 정리될 수 있다.

$$r_1 = \frac{\sqrt{(1 - \Gamma_{real})^2 + \Gamma_{imag}^2}}{\sqrt{\Gamma_{real}^2 + (1 + \Gamma_{imag})^2}} \quad (5)$$

$$r_2 = \frac{\sqrt{(1 + \Gamma_{real})^2 + \Gamma_{imag}^2}}{\sqrt{\Gamma_{real}^2 + (1 + \Gamma_{imag})^2}} \quad (6)$$

전송선로 상의 임의의 두 지점 전압비(r_1, r_2)는 $\lambda/4$ 전송선로 상에서 측정된 3개 지점 전압에 의해 결정되는 값이므로 정수로 볼 수 있다. 이에의해 앞의 두 식 (5), (6)은 부하단 반사계수의 실수부와 허수부만을 미지수를 갖게 되어 두 식의 연립방정식 정리를 통해 반사계수의 실수부와 허수부를 구할 수 있게 된다.

식 (5), (6)을 부하단 반사계수의 실수부와 허수부로 각각 정리하면 식 (7)~(10)과 같이 정리될 수 있다. 식 (7)과 식 (9), 식 (8)과 식 (10)을 가지고 연립방정식을 풀어 구하고자 하는 반사계수의 실수부와 허수부를 전송선로 상에서 측정된 3개 지점 전압의 조합으로 구성된 2개의 전압비(r_1 , r_2)만의 식으로 정리하면 식 (11)~(14)와 같은 수식으로 정리되게 된다.

정리된 식 (11)~(14)의 조합에 의해 부하단 반사계수는 4개의 서로 다른 결과($\Gamma = \Gamma_{real_1+j} \cdot \Gamma_{imag_1}$, $\Gamma_{real_1+j} \cdot \Gamma_{imag_2}$, $\Gamma_{real_2+j} \cdot \Gamma_{imag_1}$, $\Gamma_{real_2+j} \cdot \Gamma_{imag_2}$)를 가지게 되고, 식 (4)에 구해진 결과를 대입하여 정리하면 서로 다른 결과를 가지는 4개의 부하단 임피던스 (ZL)가 최종 구해지게 된다.

III. 시뮬레이션 및 부하단 임피던스 결정 알고리즘

λ/4 전송선로 회로를 이용하여 시뮬레이션을 통해 앞서 정리한 수식을 검증하고, 수식을 통해 도출된 4개의 서로

다른 부하단 임피던스 계산결과 중 유효한 결과 만을 선택하는 부하단 임피던스 결정 알고리즘을 도출하였다.

시뮬레이션에 앞서 설계를 위한 규격설정을 진행하였다. 본 회로의 동작 주파수는 UHF-대역 주파수 중 아마추어 무선통신(HAM)이나 해상 긴급 조난신호 송출(SOS), RFID Transceiver 등에 적용되고 있는 435MHz를 동작 중심주파수로 설정하여 시뮬레이션을 진행하였다. 출력 전력은 적용 분야의 용도를 감안하여 최대 +30dBm 출력을 송출하는 것으로 가정하였고, 제작 기판은 유전율 4.7, 기판 두께 0.8 mm인 기판을 사용한다고 가정하고 시뮬레이션을 진행하였다.

Agilent 사의 ADS를 이용하여 설계된 λ/4 전송선로 회로는 그림 2.와 같다.

전송선로 상의 3개의 전압 측정지점은 앞에서 정의한 바와 같이 λ/4 전송선로를 분할하여 임의의 신호원과 인접한 부분의 전압 측정지점을 V1, V1에서 λ/8의 전기적 길이를 갖는 지점을 V2, 임의의 부하단과 인접한 부분의 전압 측정지점을 V3으로 하는 3개 지점에서 전압을 측정하도록 구성

$$\Gamma_{real} = \frac{-2 \pm \sqrt{4 - 4 \cdot (r_1^2 - 1) \cdot (r_1^2 \cdot \Gamma_{imag}^2 + 2 \cdot r_1^2 \cdot \Gamma_{imag} + r_1^2 - \Gamma_{imag}^2 - 1)}}{2 \cdot (r_1^2 - 1)} \quad (7)$$

$$\Gamma_{imag} = \frac{-2 \cdot r_1^2 \pm \sqrt{4 \cdot r_1^4 - 4 \cdot (r_1^2 - 1) \cdot (r_1^2 \cdot \Gamma_{real}^2 + r_1^2 - \Gamma_{real}^2 + 2 \cdot \Gamma_{real} - 1)}}{2 \cdot (r_1^2 - 1)} \quad (8)$$

$$\Gamma_{real} = \frac{2 \pm \sqrt{4 - 4 \cdot (r_2^2 - 1) \cdot (r_2^2 \cdot \Gamma_{imag}^2 + 2 \cdot r_2^2 \cdot \Gamma_{imag} + r_2^2 - \Gamma_{imag}^2 - 1)}}{2 \cdot (r_2^2 - 1)} \quad (9)$$

$$\Gamma_{imag} = \frac{-2 \cdot r_2^2 \pm \sqrt{4 \cdot r_2^4 - 4 \cdot (r_2^2 - 1) \cdot (r_2^2 \cdot \Gamma_{real}^2 + r_2^2 - \Gamma_{real}^2 - 2 \cdot \Gamma_{real} - 1)}}{2 \cdot (r_2^2 - 1)} \quad (10)$$

$$\Gamma_{real_1} = \frac{-r_1^4 + r_2^4 - \sqrt{(r_1^4 - r_2^4)^2 - (r_1^4 - 2 \cdot r_1^2 \cdot r_2^2 + r_2^4) \cdot (2 \cdot r_1^4 - 4 \cdot r_1^2 + 2 \cdot r_2^4 - 4 \cdot r_2^2 + 4)}}{2 \cdot (r_1^4 - 2 \cdot r_1^2 + r_2^4 - 2 \cdot r_2^2 + 2)} \quad (11)$$

$$\Gamma_{real_2} = \frac{-r_1^4 + r_2^4 + \sqrt{(r_1^4 - r_2^4)^2 - (r_1^4 - 2 \cdot r_1^2 \cdot r_2^2 + r_2^4) \cdot (2 \cdot r_1^4 - 4 \cdot r_1^2 + 2 \cdot r_2^4 - 4 \cdot r_2^2 + 4)}}{2 \cdot (r_1^4 - 2 \cdot r_1^2 + r_2^4 - 2 \cdot r_2^2 + 2)} \quad (12)$$

$$\Gamma_{imag_1} = \frac{-r_1^4 - 2 \cdot r_1^2 \cdot r_2^2 + 2 \cdot r_1^2 - r_2^4 + 2 \cdot r_2^2}{2 \cdot (r_1^4 - 2 \cdot r_1^2 + r_2^4 - 2 \cdot r_2^2 + 2)} - \frac{\sqrt{(-r_1^8 + 8 \cdot r_1^6 + 2 \cdot r_1^4 \cdot r_2^4 + 8 \cdot r_1^4 \cdot r_2^2 - 24 \cdot r_1^4 + 8 \cdot r_1^2 \cdot r_2^4 - 32 \cdot r_1^2 \cdot r_2^2 + 32 \cdot r_1^2 - r_2^8 + 8 \cdot r_2^6 - 24 \cdot r_2^4 + 32 \cdot r_2^2 - 16)}}{2 \cdot (r_1^4 - 2 \cdot r_1^2 + r_2^4 - 2 \cdot r_2^2 + 2)} \quad (13)$$

$$\Gamma_{imag_2} = \frac{-r_1^4 - 2 \cdot r_1^2 \cdot r_2^2 + 2 \cdot r_1^2 - r_2^4 + 2 \cdot r_2^2}{2 \cdot (r_1^4 - 2 \cdot r_1^2 + r_2^4 - 2 \cdot r_2^2 + 2)} + \frac{\sqrt{(-r_1^8 + 8 \cdot r_1^6 + 2 \cdot r_1^4 \cdot r_2^4 + 8 \cdot r_1^4 \cdot r_2^2 - 24 \cdot r_1^4 + 8 \cdot r_1^2 \cdot r_2^4 - 32 \cdot r_1^2 \cdot r_2^2 + 32 \cdot r_1^2 - r_2^8 + 8 \cdot r_2^6 - 24 \cdot r_2^4 + 32 \cdot r_2^2 - 16)}}{2 \cdot (r_1^4 - 2 \cdot r_1^2 + r_2^4 - 2 \cdot r_2^2 + 2)} \quad (14)$$

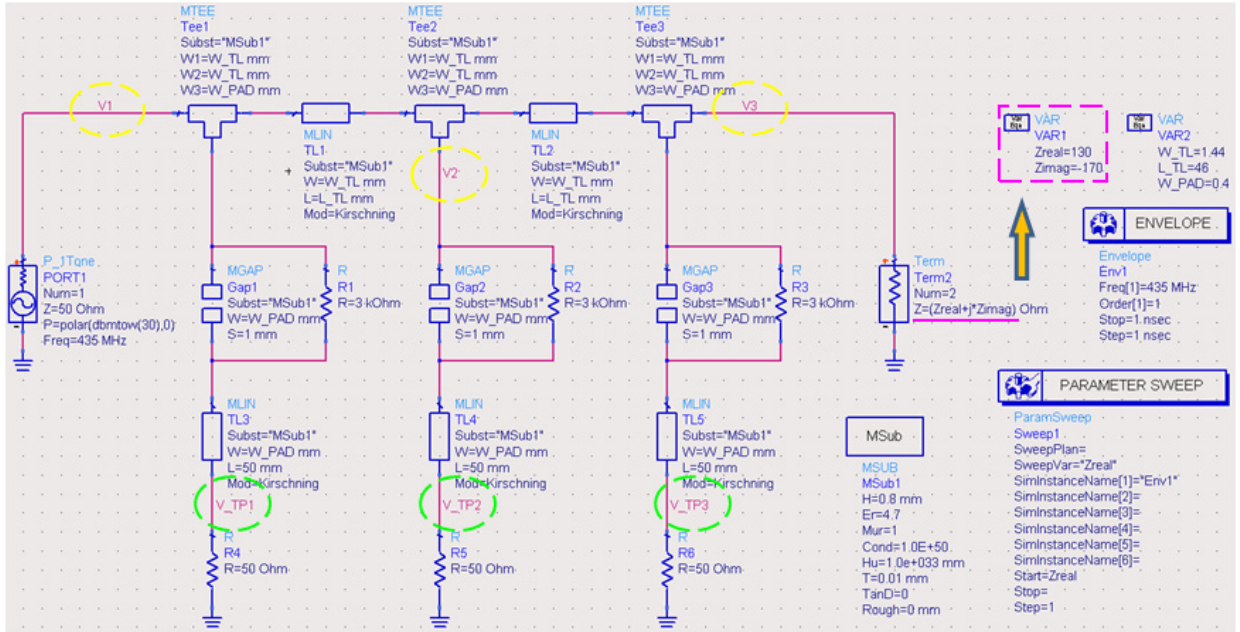


그림 2. 설계된 λ/4 전송선로 회로

하였고, 부하단 임피던스는 임의의 값을 입력할 수 있도록 구성하여 Parameter Sweep을 통한 Envelope 시뮬레이션을 수행하였다.

표 1. λ/4 전송선로 설계를 위한 규격설정

항목	규격
적용 분야	<ul style="list-style-type: none"> • 아마추어 무선통신(HAM) • 해상 긴급 조난신호 송출 • RFID Transceiver
동작 중심주파수	435 MHz
출력 전력	+30 dBm (Max.)
기관 유전율	4.7
기관 두께	0.8 mm
λ/4 전송선로 길이	92 mm
λ/4 전송선로 폭	1.44 mm

실제 제작을 고려하였을 때, λ/4 전송선로에서 직접 전압을 측정하기는 어렵다. 전압 측정을 위해 λ/4 전송선로에 전력측정기(Power Meter)나 오실로스코프(Oscilloscope)를 직접 연결하게 되면 이러한 측정장비가 갖는 특성임피던스에 의해 λ/4 전송선로에 발생하는 정재파 특성에 영향을 주게 되어 정확한 측정결과를 얻기 힘들게 된다. 이러한 영향을 최소화하기 위해, 설계된 λ/4 전송선로 회로에서는 측정하고자 하는 전송선로 상의 3개 전압 측정지점에 전압을 추출하기 위한 샘플링 저항을 연결하여 시뮬레이션을 진행하였다. 저항의 크기가 클수록 전송선로에 미치는 영향은 줄어들게 되지만 너무 큰 저항을 사용하게 되면 저항에 의해 샘플링되는 전압의 크기가 작아지게 되어 측정결과에 영향을 줄 수 있으므로, 송출되는 출력전력을 고려한 시뮬레이션을 통해 3kΩ의 비교적 큰 저항을 샘플링 저항으로 선택

하여 λ/4 전송선로 회로 시뮬레이션에 활용하였다.

부하단 임피던스의 실수부(Zreal)를 13Ω과 130Ω, 허수부(Zimag)를 ±170과 ±170Ω로 설정하고 수행된 시뮬레이션 결과를 표 2.에 나타내었다.

표 2. 부하단 임피던스 시뮬레이션 결과 예

	Z _L	시뮬레이션 결과	Γ
Z _{real} = 130Ω, Z _{imag} = 170Ω	Z _{L1} (Γ _{real_1} , lmag ₁)	137.39+j154.82	0.93
	Z _{L2} (Γ _{real_1} , lmag ₂)	43.14+j143.84	0.84
	Z _{L3} (Γ _{real_2} , lmag ₁)	-240.54+j180.57	1.30
	Z _{L4} (Γ _{real_2} , lmag ₂)	-137.39+j154.82	1.37
Z _{real} = 130Ω, Z _{imag} = -170Ω	Z _{L1} (Γ _{real_1} , lmag ₁)	34.39-j134.42	0.85
	Z _{L2} (Γ _{real_1} , lmag ₂)	127.35-j146.58	0.72
	Z _{L3} (Γ _{real_2} , lmag ₁)	-127.35-j146.58	1.39
	Z _{L4} (Γ _{real_2} , lmag ₂)	-230.56-j177.53	1.31
Z _{real} = 13Ω, Z _{imag} = 17Ω	Z _{L1} (Γ _{real_1} , lmag ₁)	-6.27+8.03	1.28
	Z _{L2} (Γ _{real_1} , lmag ₂)	-12.68+j17.16	1.58
	Z _{L3} (Γ _{real_2} , lmag ₁)	12.68+j17.16	0.63
	Z _{L4} (Γ _{real_2} , lmag ₂)	-4.14+j31.41	1.13
Z _{real} = 13Ω, Z _{imag} = -17Ω	Z _{L1} (Γ _{real_1} , lmag ₁)	-12.98-j16.73	1.60
	Z _{L2} (Γ _{real_1} , lmag ₂)	-6.76-j7.60	1.30
	Z _{L3} (Γ _{real_2} , lmag ₁)	-4.05-j31.42	1.12
	Z _{L4} (Γ _{real_2} , lmag ₂)	12.98-j16.73	0.62

앞서 계산된 수식의 결과에 의해 4개의 서로 다른 부하단 임피던스 결과(ZL1~ZL4)를 얻을 수 있으며, 그 결과를 살펴보면 부하단 임피던스 결과 중에 절대값(absolute Value)은 동일하나 부호가 반대인 실수부를 가지는 두 결과 값을 확인할 수 있다. 부하단 임피던스의 실수부가 음의 값을 갖는다는 것은 물리적으로 불가능하므로 양의 값을 갖는 결과 만이 유효한 결과가 된다. 또한, 서로 다른 4개의 부하단 임피던스의 반사계수 계산 결과에서도 1보다 큰 결과

값을 갖는 반사계수가 계산되게 되며 이 또한 물리적으로 불가능한 결과값이므로 반사계수가 1보다 작은 결과값 만이 유효한 결과가 된다. 이상의 시뮬레이션 결과를 통해 앞서 유도한 수식에 의해 계산된 서로 다른 4개의 부하단 임피던스 결과 중 1개의 유효한 결과 만을 선택할 수 있는 부하단 임피던스 결정 알고리즘을 도출할 수 있으며, 제안하는 부하단 임피던스 결정 알고리즘은 그림 3.과 같다.

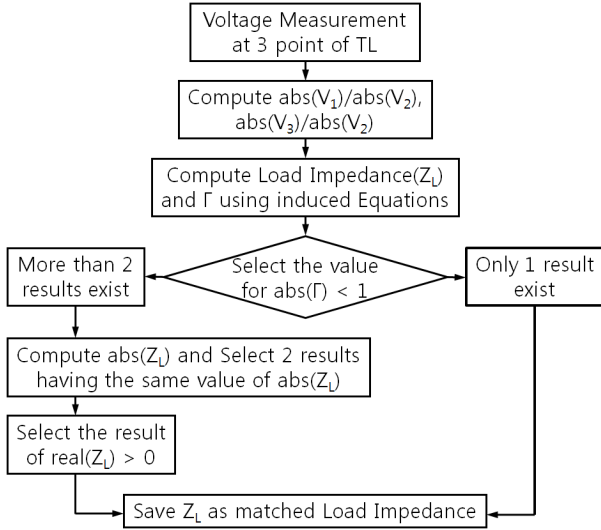


그림 3. 제안된 부하단 임피던스 결정 알고리즘

제안하는 부하단 임피던스 결정 알고리즘에서는 먼저 앞서 유도된 수식에 의해 계산을 수행하고 계산된 반사계수가 1 보다 작은 결과가 1개만 존재하게 되면 그 결과값을 부하단 임피던스로 출력하고, 계산된 반사계수가 1 보다 작은 유효한 결과가 2개 이상 존재하게 되면 이러한 반사계수를 갖는 부하단 임피던스의 절대값을 구하고 실수부가 0보다 큰 값을 갖는 결과값을 부하단 임피던스로 출력하게 되면 최종적으로 구하고자 하는 임의의 부하단 임피던스를 알 수 있게 된다.

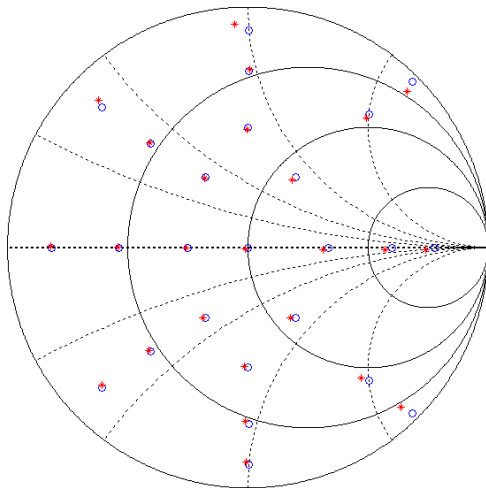


그림 4. 임의의 부하단 시뮬레이션 결과 (○ : 임의의 부하단, * : 시뮬레이션 결과)

앞서 정리한 수식과 제안하는 부하단 임피던스 결정 알고리즘을 검증하기 위해 다양한 부하단을 임의로 설정하여 시뮬레이션을 수행하였고, 그 결과는 그림 4.와 같다. 시뮬레이션에 적용한 임의의 부하단은 Smith Chart 상의 넓은 영역을 포함할 수 있도록 설정하였고, 시뮬레이션 결과를 보면 정리된 수식과 제안하는 알고리즘에 의해 임의로 설정한 부하단 임피던스를 비교적 정확하게 계산해 주는 것을 알 수 있다. 본 시뮬레이션 결과에서 보이는 임의의 부하단과 시뮬레이션 결과에서 보이는 약간의 오차는 시뮬레이션 수행시 이상적인 λ/4 전송선로를 적용하지 않고, 제작을 고려하여 기판 특성값을 포함하였고 λ/4 전송선로의 특성값을 포함하는 과정에서 발생된 오차인 것으로 판단된다.

IV. 결 론

본 논문에서는 물리적인 환경 변화에 의해 발생할 수 있는 갑작스런 부하단 임피던스의 변화를 정확히 측정할 수 있는 방법을 제시하였다. 부하단 임피던스의 측정을 위한 방법으로, 분할된 λ/4 전송선로(Sectioned Transmission Line) 상에 발생하는 정재파의 특성을 이용하여 최대값과 최소값을 나타낼 수 있는 3개 지점 전압을 측정하고, 측정된 3개 지점 전압의 조합으로 구성된 2개의 전압비 식과 전압 측정지점 사이의 전기적 길이를 통해 임의의 부하단 임피던스를 구할 수 있는 유도된 계산식을 제시하였다. 또한, 계산된 수식의 결과 중 유효한 결과 만을 선택하는 부하단 임피던스 결정 알고리즘을 도출하였다. 제안된 임의의 부하단 임피던스 계산 수식과 부하단 임피던스 결정 알고리즘을 다양한 부하단을 적용한 시뮬레이션을 통해 검증하였고, 시뮬레이션 결과를 통해 임의로 설정한 부하단 임피던스를 정확하게 찾아 주는 것을 확인하였다.

본 논문에서 제시하는 부하단 임피던스 측정 방법은 갑작스런 임피던스 변화에 대해 능동적으로 가변되는 임피던스 정합회로(Adaptive Impedance Tuning Circuit)로의 적용을 위해 요구되는 정확한 부하단 임피던스 측정 방법이다. 향후, 본 논문에서 제시한 방법에 의해 측정된 정확한 부하단 임피던스를 바탕으로 변경된 부하단 조건에 맞는 보다 적절한 값의 새로운 임피던스로 가변시켜 주기 위한 임피던스 정합회로(Impedance Tuner)와 보정값을 계산해 주고 임피던스 정합회로를 제어하기 위한 정합 알고리즘(Tuning Algorithm)에 관한 연구가 진행될 예정이다.

참 고 문 헌

[1] Popov M and Sailing He, "Design of an automatic impedance matching device," *Microwave & Optical Technology Letters*, Vol.20, pp. 236–240, 1999.
 [2] Dongjiang Qiao, "Antenna Impedance Mismatch Measurement and Correction for Adaptive CDMA Transceivers," *IEEE MTT-S*, pp. 783–786, 2005.

저 자

황 수 설 (Soosul Hwang) 정회원



1998년 2월 : 충남대학교 전파공학과
학사

2000년 2월 : 충남대학교 대학원
전파공학과 석사

2000년 1월~2002년 2월 : 삼성전자
무선사업부 연구원

2002년 3월~현재 : 한국항공우주연구원
발사체전자탑 선임연구원

<관심분야> 비행중단시스템(FTS), 무선통신 및 시스템,
RF 능동회로 설계, 능동 제어회로 설계

홍 성 용 (Sung-Yong Hong) 정회원



1988년 2월 : KAIST 대학원
전자공학과 석사

1994년 2월 : KAIST 대학원
전자공학과 박사

1994년~1996년 : 쌍신전기 연구소장

1996년~현재 : 충남대학교 전파공학과
정교수

<관심분야> RF Filter, Frequency Synthesizer,
Multi-layer component 등