

# $\lambda/4$ 전송 선로와 $\pi$ -네트워크를 이용한 UHF-대역 적응형 임피던스 정합 회로 설계

## A Design of Adaptive Impedance Tuning Circuit for UHF-Band Using $\lambda/4$ Transmission Line and $\pi$ -Network

황 수 설 · 홍 성 용\*

Soosul Hwang · Sung-Yong Hong\*

### 요 약

본 논문에서는 물리적인 환경 변화에 의해 발생할 수 있는 갑작스런 부하단 임피던스의 변화에 능동적으로 대응할 수 있는 적응형 임피던스 정합 회로를 구성하는 부정합 측정부, 임피던스 정합부, 조정 알고리즘부의 특성과 현재까지 진행된 연구 수준을 확인해 보았고,  $\lambda/4$  전송 선로와  $\pi$ -네트워크를 이용하여 간단히 구성된 적응형 임피던스 정합 회로의 설계 결과를 보였다. 이를 위해 간단한 구성을 가지면서 반복적인 계산없이 임피던스의 부하단 임피던스를 바로 제어할 수 있는 적응형 임피던스 정합 회로를 제안하였고, 설계를 위한 계산식을 유도하였다. 또한, 유도된 계산식을 통해 최적화된 임피던스를 찾아주어 능동적으로 제어할 수 있는 조정 알고리즘도 제시하였다. 제안한 적응형 임피던스 정합 회로에서 유도된 계산식과 조정 알고리즘을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였고, 시뮬레이션 결과 임피던스의 부하단 임피던스가 회로에 최적화된 임피던스로 능동적으로 제어될 수 있음을 확인하였다.

### Abstract

This paper describes a Adaptive Impedance Tuning Circuit which can be adaptively tuned between circuit's characteristic impedance and the arbitrary load impedance. The Adaptive Impedance Tuning Circuit is consisted of such parts as mismatch sensor, impedance tuner and tuning algorithm. Each parts's design methods proposed in other papers are compared with their advantages and disadvantages. And we propose simple design method for Adaptive Impedance Tuning Circuit using a  $\lambda/4$  transmission line and  $\pi$ -network. Calculation formulas and selection algorithm from calculated values of a complex load impedance are proposed and simulation using induced calculation formulas and selection algorithm is performed. Simulation results show good agreement with theoretical predictions.

Key words : Adaptive Impedance Tuning Circuit, Mismatch Sensor, Impedance Tuner, Tuning Algorithm

### I. 서 론

현대에는 정보를 교환하기 위한 목적의 휴대가 가능한 많은 RF 장치들이 개발되고 있으며, 이러한

통신을 위한 장치에는 안테나가 필수적으로 적용되게 된다. RF 회로의 특성 임피던스는 일반적으로 50  $\Omega$ 을 갖도록 설계되므로 정상적인 회로 동작시에는 회로상의 임피던스는 변화되지 않으나, 안테나단의

한국항공우주연구원(Korea Aerospace Research Institute)

\*충남대학교 전파공학과(Department of Radio Science & Engineering, Chungnam National University)

· Manuscript received November 4, 2011 ; Revised February 24, 2012 ; Accepted February 28, 2012. (ID No. 20111104-01S)

· Corresponding Author : Sung-Yong Hong (e-mail : syhong@chungnam.ac.kr)

임피던스는 주파수 변화나 외부 환경에 의해 지속적으로 변화하게 된다. 그러므로, 안테나 단의 임피던스 정합은 전달된 신호가 RF 장치에 올바르게 전달되기 위해 중요한 부분으로 RF 장치의 성능을 개선하기 위해 고려되어야 할 주요 파라미터가 된다. 안테나 단의 임피던스가 특정 주파수 대역의 중심주파수로 올바르게 조정되어 있다고 하더라도 적용된 특정 주파수 대역의 가장자리에서는 성능이 저하되는 문제점을 여전히 가지고 있다. 또한, 장치에 적용되게 되면 특정 주파수 대역에서 올바르게 조정된 안테나의 성능은 RF 장치와 연결되면서 주파수가 하향 조정되는 특성을 갖게 된다<sup>[1]</sup>.

여기서, 이와 같은 장치가 수많은 서로 다른 환경에서 적용되어야 한다는 점에서 또 다른 문제가 발생되게 된다. 휴대용 RF 장치들은 가방이나 사람의 손에 올려진 상태에서 동작될 수도 있고, 충격 방지를 위한 케이스에 넣어진 상태로 동작되어야 할 수도 있다. 또한, 메모리 카드나 디스크 등을 삽입하였을 때에도 올바른 성능을 가져야 하는데, 이와 같은 다양한 동작 환경의 변화를 고정된 정합 회로를 이용하여 모두 보상해 주는 것은 어렵다.

앞서 제시한 문제점을 해결하기 위한 하나의 방법은 고정형(fixed) 정합 회로 대신 적응형(adaptive) 정합 회로를 적용하는 방법이다. 이러한 적응형 정합 회로를 적용하게 되면 안테나 단의 임피던스가 지속적으로 조정될 수 있다. 이와 같은 시스템은 ATU(Antenna Tuning Units)라는 이름으로 30 MHz 이하, 1 W~1 kW 송신 출력의 아마추어 무선 통신(HAM)에 이미 적용되고 있고 상품화된 제품이 판매되고는 있으나, 안테나가 어떠한 임피던스로 조정되어야 하는지 모르는 상태에서 신호의 크기만으로 판별하여 임의로 조정하는 ATU를 적용하는 것은 잘못된 정합상태로 잘못 인도하여 순간적인 통신 두절로 이어질 수 있으므로 RF 장치로의 적용에는 한계가 있다.

RF 장치의 성능 개선을 위해 필요한 것은 부하단 임피던스가 RF 회로 특성에 보다 적절한 값을 갖도록 조정되어야 하는 것이며, 환경 변화에 의한 갑작스런 임피던스 변화에 능동적으로 가변되는 임피던스 정합 회로를 통해 변화된 부하단 임피던스로 조정(tuning)할 수 있다면 신호 전송 효율뿐만 아니라

반사파에 의한 회로 보호에도 바람직할 것이다.

이와 같은 능동적으로 가변이 가능한 적응형 임피던스 정합 회로(adaptive impedance tuning circuit)가 적용되기 위해서는 부하단 임피던스에 대한 정확한 측정과 새로운 임피던스로 가변시켜 주기 위한 가변형 정합 회로, 측정된 부하단 임피던스를 통해 보다 적절한 새로운 임피던스로의 보정 값을 계산해 주는 조정 알고리즘 등이 필요하며, 본 논문에서는 적응형 임피던스 정합 회로의 구성을 위해 필요한 부분의 구현을 위해 제시되고 있는 다양한 방법에 대한 장단점과 실제 회로로의 구현을 위해 고려되어야 할 사항에 대해 고찰해 보도록 한다. 또한, 간단한 구성을 가지면서 유도된 계산식을 통해 임의의 부하단 임피던스를 바로 제어할 수 있는 방법을 제안하고, 시뮬레이션을 통해 성능을 검증하도록 한다.

## II. 적응형 임피던스 정합 회로

미리 결정되어 있는 부하단 임피던스를 회로의 환경에 맞는 보다 적절한 값의 새로운 임피던스로 변경될 수 있게 구성된 정합 회로가 적응형 임피던스 정합 회로(adaptive impedance tuning circuit)이며, 다양하게 변화될 수 있는 임피던스를 일정 정재파비(VSWR) 이하를 갖도록 하여 갑작스런 임피던스 변화에 대해 능동적으로 가변될 수 있도록 구성된 회로를 말하며, 적응형 임피던스 정합 회로의 기본구성은 그림 1과 같다.

이와 같은 임피던스의 갑작스런 변화는 앞서 언급한 안테나단의 접촉, 충격 방지용 케이스에 삽입, 메모리 카드나 디스크 삽입, 진동/충격에 의한 RF 케

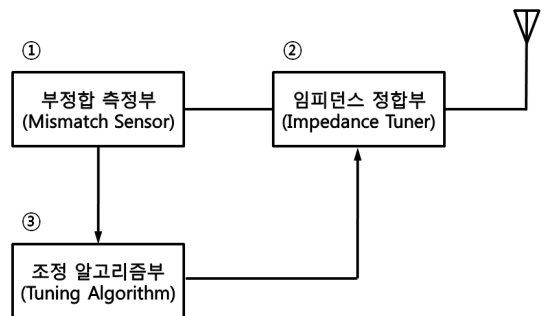


그림 1. 적응형 임피던스 정합 회로 개념도  
Fig. 1. Conceptual block diagram of a adaptive impedance tuning circuit.

이들의 임피던스 변화, 저진공 상태에서의 코로나 방전 등 환경에 의한 외부적인 영향뿐만 아니라 내부적인 회로 특성에 의해서도 다양하게 발생될 수 있다.

적응형 임피던스 정합 회로는 기본적으로 부하단의 임피던스를 측정하기 위한 부정합 측정부(mismatch sensor, ①)와 적절한 값의 새로운 임피던스로 가변시켜주기 위한 임피던스 정합부(impedance tuner, ②), 측정된 부하단 임피던스를 통해 보다 적절한 새로운 임피던스로의 보정 값을 계산해 주는 조정 알고리즘부(tuning algorithm, ③)로 구성되며, 이러한 적응형 임피던스 정합 회로를 통해 부하단 임피던스 상태를 지속적으로 점검하여 최적화된 임피던스가 유지되도록 능동적으로 제어되게 된다.

이러한 적응형 임피던스 정합 회로에 대한 연구는 여러 논문을 통해 제시되고 있으며, 상품화를 위한 개발도 여러 업체를 통해 현재 진행되고 있는 것으로 확인되고 있고, 삼성, Peregrine Semiconductor, PARATEK 등이 대표적이다<sup>[2]~[4]</sup>.

## 2.1 부정합 측정부

임의의 부하단 임피던스를 측정하기 위한 부정합 측정부는 방향성 결합기<sup>[5]~[7]</sup>를 이용하여 신호의 크기만을 측정하는 방법과, RF 검파기(detector)<sup>[11],[8]~[10]</sup>나 로그 증폭기(logarithmic amplifier)<sup>[11]</sup>를 이용하여 신호의 크기와 위상을 측정하는 방법이 적용될 수 있다. 이와 같은 소자를 이용하여 구성된 비교적 간단한 형태의 부정합 측정부는 제작이 용이하다는 장점은 있으나, 임의의 부하단 임피던스를 정확히 측정하기에는 한계가 있고, 일정 부분의 전력 손실을 감수하여야 하는 단점이 있다.

이러한 단점을 보완할 수 있는 방법으로 분할된  $\lambda/4$  전송 선로를 이용한 측정 방법<sup>[12],[13]</sup>과 RF Sampler를 이용한 부하단 임피던스 측정 방법<sup>[14]</sup>이 제시되고 있다. 분할된  $\lambda/4$  전송 선로를 이용한 부하단 임피던스 측정 방법은 전송 선로를 여러 부분으로 나누고, 각 부분의 전압을 각각 측정하여야 하므로 복잡한 계산이 요구되고, 실제 회로로의 구현이 어렵다는 단점이 있다. 또한, 전송 선로 상의 3개 지점 전압만을 전력 측정기(power meter)로 측정하여 부하

단 임피던스를 계산하는 보다 간단한 형태의 회로도 제시되었으나, 제시된 논문에서는 부하단 임피던스를 계산하는 방법과 정확한 결과를 얻어내기 위한 방법 등은 제시되지 않았다. RF Sampler를 이용하는 방법은 SRD(Step Recovery Diode)의 하모닉(harmonic) 특성을 이용하는 방법으로 RF 신호를 IF 신호로 변환하기 위한 믹서(mixer)와 기준 신호를 생성해 주기 위한 LO 신호가 필요하는 등 제작을 위해서는 고려되어야 할 사항이 많은 단점이 있다.

## 2.2 임피던스 정합부

여러 논문을 통해 제시되고 있는 부하단의 임피던스를 정합하기 위한 임피던스 정합부의 특성을 보면 먼저 J-인버터(inverter)를 이용하여  $\pi$ -네트워크 정합 회로의 직렬 인덕터를 J-인버터를 통해  $\lambda/4$  전송 선로와 가변이 가능한 커패시터로 변형하는 방법이 있다<sup>[7]</sup>. 이러한 방법은 등가회로를 통해 가변이 가능한 소자로 구현하기 어려운 인덕터를 바랙터 다이오드와 같이 가변이 가능한 커패시터로 변환하는 방법으로, 구조적인 특성에 의해 50  $\Omega$  부하단에서 멀어질수록 삽입 손실의 심한 변동에 의해 원하는 특성을 얻기 어렵다. 이러한 문제점을 개선하기 위해 바랙터 다이오드 대신 PIN 다이오드를 이용하여 구현하는 방법이 제안되었지만<sup>[15]</sup>, 이러한 방법으로 넓은 임피던스 가변 대역을 만족시키기 위해서는 많은 갯수로 이루어진 PIN 다이오드 열(bank)과 각각의 PIN 다이오드의 on/off를 수행하여야 하므로 적응형 임피던스 정합 회로의 조정 알고리즘이 복잡해지는 단점이 발생하게 된다.

다이오드 적용에 의해 발생하는 문제점을 개선하기 위해 R-C mutator를 이용한 방법도 제시되었다<sup>[16]</sup>. 이 방법에서는  $\pi$ -네트워크 정합 회로의 직렬 인덕터를 J-인버터로 변환하고, 변환 후 적용되는 바랙터 다이오드를 R-C mutator로 대체하여 가변 커패시터와 동일한 특성을 내는 회로를 구현하였고, R-C mutator 회로를 구성하는 가변 저항의 조정을 통해 임피던스 조정을 수행하고자 하였다. 이러한 회로는 안정적인 특성을 보이지만, 전기적으로 가변되는 가변저항은 존재하지 않으므로 능동적으로 가변되는 임피던스 정합 회로로의 구현에는 한계가 있다.

전송 선로의 구조적 특성을 이용하여 정합 회로를 구현하는 방법도 제시되었다<sup>[17]</sup>. 이와 같은 방법에서는 임피던스를 달리하는 전송 선로를 제작기판에 병렬로 구현하고, 각각의 서로 다른 전송 선로를 스위치로 연결하여 부하단 임피던스에 적합한 상태의 전송 선로를 스위칭을 통해 선택하여 임피던스 정합을 수행하게 된다. 이러한 방법은 다양하게 변화될 수 있는 부하단 임피던스를 모두 제작기판에 전송 선로의 형태로 구현하여야 하는 문제점과 스위칭 소자를 제어하기 위한 복잡한 제어 회로가 필요하게 되는 단점을 갖게 된다.

전송 선로를 이용한 또 다른 방법으로 정합 회로를 구성하는  $\lambda/4$  임피던스 변환기에 배열 다이오드를 적용하여 전송 선로의 임피던스를 조정하는 방법도 제시되었다<sup>[18]</sup>. 이러한 회로는 MMIC로 제작되었을 때 구현이 용이하고  $\lambda/4$  임피던스 변환기 크기를 감소시켜도 기존 회로와 동일한 성능을 보이는 등의 장점을 가지고 있으나, 전송 선로에 능동소자인 바랙터 다이오드를 삽입함으로 인해 선형성(linearity)에 심각한 영향을 미칠 것으로 보이고, 적용된 배열 다이오드의 간격을 산출하기 위한 방법이 제시되어 있지 않으므로 보다 많은 연구가 요구되는 방식이다.

2.3 조정 알고리즘부

부하단 측정부를 통해 측정된 임의의 부하단 임피던스를 회로 특성에 맞는 보다 적절한 새로운 임피던스를 갖도록 보정 값을 계산해 주어, 임피던스 정합부를 조정하는 부분이 조정 알고리즘부이다. 조정 알고리즘부는 크게 반사되는 신호의 전력이나 VSWR을 지속적으로 측정하여 반복적인 계산을 통해 시스템이 요구하는 수준 이하의 값을 갖도록 임피던스 정합부를 조정하는 방법<sup>[7],[11]</sup>과 수식적인 계산을 통해 임의의 부하단 임피던스를 직접 계산하고 반복적인 계산없이 임피던스 정합부를 조정하는 방법<sup>[13],[9],[10]</sup>으로 구분할 수 있다. 반복적인 계산을 통해 조정하는 방법은 Gradient descent like methods, Trial & Error methods, Single-step Algorithm, Zero-crossing methods 등의 방법이 존재하며, 계산 속도와 정확도의 요구 조건에 따라 다양한 방법이 적용될 수 있으나, 복잡한 디지털 신호처리가 요구되는 단점이 있다.

III. 적응형 임피던스 정합 회로 설계

앞서 서술한 바와 같이 적응형 임피던스 정합 회로를 구성하기 위한 방법은 여러 논문을 통해 다양하게 제안되고 있다. 본 논문에서는 적응형 임피던스 정합 회로를 구성하기 위해 제안된 방식 중 임의의 부하단 임피던스를 수식적인 계산을 통해 정확하게 추출할 수 있는 회로 구현 방법과, 제안하는 간단한 형태의 임피던스 정합 회로 구성을 통해 반복적인 계산없이 임의의 부하단을 회로의 특성에 맞는 새로운 임피던스로 보정해 줄 수 있는 조정 알고리즘을 제시한다. 적응형 임피던스 정합 회로로의 적용을 위해서는 먼저 임의의 부하단 임피던스를 정확히 측정할 수 있어야 한다. 이를 위해 본 논문에서는  $\lambda/4$  전송 선로 상의 3개 지점 전압만을 측정하여 부하단 임피던스를 반복적인 계산없이 직접 계산하기 위한 산술적인 계산식을 유도하였고, 계산된 수식을 통해 정확한 부하단 임피던스를 결정하기 위한 알고리즘을 제안하였다. 제안된 적응형 임피던스 정합 회로는 그림 2와 같다.

앞서 살펴본 임피던스 정합 회로는 일반적으로 적은 손실 및 많은 스위치 소자를 가져야 스미스차트 상의 광범위한 전 영역의 임피던스 정합이 가능하다. 하지만 스위치의 개수가 늘어나게 되면 그만큼의 삽입 손실이 증가하기 때문에, 매우 낮거나 높은 임피던스의 정합은 불가능하게 된다. 이에 본 논문에서는 스위치 소자를 사용하지 않는 간단한 구조를 가지면서도 스미스차트 상의 넓은 영역을 정합시킬 수 있는 정합 회로로  $\pi$ -네트워크를 이용한 간단

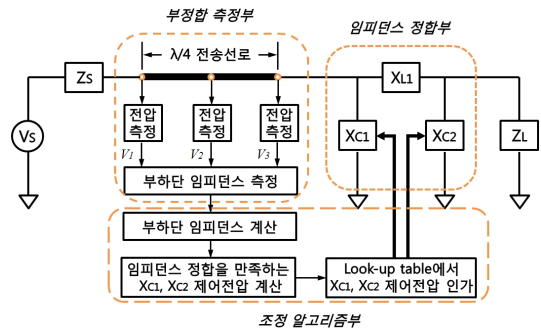


그림 2. 제안된 적응형 임피던스 정합 회로  
Fig. 2. Proposed block diagram of a adaptive impedance tuning circuit.

한 구조의 정합 회로에서 정확한 임피던스 정합을 이룰 수 있는 계산식을 유도하였다.

또한, 앞서 제안한 λ/4 전송 선로를 이용한 부정합 측정부를 통해 정확히 측정된 부하단 임피던스 결과를 바탕으로 π-네트워크로 구현된 임피던스 정합부를 조정하여 보다 적절한 새로운 임피던스로 반복적인 계산없이 직접 제어하기 위한 조정 알고리즘을 제안하였다.

### 3-1 부정합 측정부 설계

λ/4 전송 선로에 전송 선로와 동일한 특성 임피던스( $Z_0$ )를 갖는 신호원( $V_s$ )과 임피던스를 알 수 없는 임의의 부하단( $Z_L$ )이 연결되어 있을 때 부하단 임피던스가 전송 선로의 특성 임피던스와 동일하지 않다면 부하단에서는 반사파가 발생하게 된다. 이러한 부하단과 연결된 전송 선로에는 신호원에 의한 입사파와 부하단에 의한 반사파가 합성되어 일정 주기로 반복되는 특성을 갖는 정재파(voltage standing wave)가 발생하게 된다. 발생된 정재파는 전송 선로 내에서 λ/4 주기로 최대값과 최소값이 반복적으로 나타나게 되며, 이러한 정재파 특성을 이용하여 λ/4 전송 선로 상의 3개 지점에서 측정된 전압의 비를 통해 부하단 임피던스를 구하게 된다.

λ/4 전송 선로에서 신호원과 인접한 부분의 전압 측정지점을  $V_1$ 이라 하고, 임의의 부하단과 인접한 부분의 전압 측정지점을  $V_3$ ,  $V_1$ 과  $V_3$ 의 중간 지점을  $V_2$ 로 하였을 때 전송 선로 상의  $V_1$ 과  $V_3$  사이에는 λ/4,  $V_2$ 와  $V_1$  및  $V_2$ 와  $V_3$  사이에는 λ/8의 전기적 길이를 갖게 된다.

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

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

전송 선로 상의 임의의 지점 전압은 신호원을 통해 전달된 진행파와 부하단의 반사 계수( $\Gamma$ )가 포함되어 반사되는 반사파의 관계식을 통해 구해될 수 있고, 전송 선로 상의 임의의 두 지점의 전압의 비는 식 (1)과 같이 정리될 수 있다. 앞서 정의한 λ/4 전송 선로 상의 3개 지점의 전압에 의해 식 (2)와 같은

2개의 전압비 식이 구해질 수 있다. 부하단의 반사 계수( $\Gamma$ )는 실수부와 허수부로 나누어 표현할 수 있으며, 구하고자 하는 임의의 부하단 임피던스( $Z_L$ )는 식 (3)을 통해 얻어지게 된다.

$$\frac{Z_L}{Z_0} = \left( \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \right) = \left( \frac{1 + (\Gamma_{real} + j\Gamma_{imag})}{1 - (\Gamma_{real} + j\Gamma_{imag})} \right) \quad (3)$$

이상의 수식에서 알 수 있는 바와 같이 λ/4 전송 선로 상의 3개 지점의 전압과 3개 지점의 전기적 길이를 구할 수 있다면 임의의 부하단 임피던스는 부하단 반사 계수의 실수부와 허수부를 계산하는 문제로 단순화 될 수 있다.

식 (1)~(3)을 이용한 정리를 통해 전송 선로 상의 임의의 두 지점 전압비( $r_1, r_2$ )는 다음 식 (4), (5)와 같이 부하단 반사 계수의 실수부와 허수부만을 갖는 2개의 식으로 정리될 수 있다.

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

$$r_2 = \frac{\sqrt{(1 + \Gamma_{real})^2 + (\Gamma_{imag})^2}}{\sqrt{(\Gamma_{real})^2 + (1 + \Gamma_{imag})^2}} \quad (5)$$

전송 선로 상의 임의의 두 지점 전압비( $r_1, r_2$ )는 λ/4 전송 선로 상에서 측정된 3개 지점 전압에 의해 결정되는 값이므로 정수로 볼 수 있다. 이에 의해 앞의 두 식 (4), (5)는 부하단 반사 계수의 실수부와 허수부만을 미지수를 갖게 되어 두 식의 연립방정식 정리를 통해 반사 계수의 실수부와 허수부를 구할 수 있게 된다. 보다 자세한 수식 유도 과정과 결과는 참고문헌 [19]를 통해 확인할 수 있으며, 유도된 수식에 의해 서로 다른 결과를 가지는 4개의 부하단 임피던스( $Z_L$ )가 최종 구해지게 된다.

λ/4 전송 선로를 이용하여 설계된 부정합 측정부의 유도된 수식을 검증하기 위해 설계규격을 설정하여 Agilent사의 ADS를 이용한 시뮬레이션을 진행하였다. 설정한 회로의 동작 주파수는 UHF-대역 주파수 중 RFID Transceiver나 아마추어 무선 통신(HAM) 등에 적용되고 있는 435 MHz를 동작 중심주파수로 설정하여 시뮬레이션을 진행하였다. 출력 전력은 적용 분야의 용도를 감안하여 최대 +30 dBm 출력을 송출하는 것으로 가정하였고, 제작 기관은 유전율

표 1. 임의의 부하단 설정값 및 시뮬레이션 결과  
Table 1. Test values and simulation results of a arbitrary load impedance.

$Z_L$ [ $\Omega$ ]		$Z_L$ [ $\Omega$ ]	
설정값	시뮬레이션	설정값	시뮬레이션
5+j0	4.98+j0.21	5+j20	3.96+j20.33
15+j0	14.88+j0.11	15+j20	14.90+j20.33
30+j0	29.55-j0.09	30+j20	29.86+j19.54
50+j0	48.78-j0.42	5-j120	13.45-j116.19
100+j0	95.25-j1.57	40-j100	42.13-j94.64
200+j0	181.88-j5.02	60-j40	58.02-j38.23
400+j0	333.31-j15.16	5-j20	5.22-j19.72
5+j50	3.89+j46.11	15-j20	14.91-j19.63
15+j48	14.65+j48.22	30-j20	29.45-j19.54
30+j40	30.30+j39.34	5+j120	13.16+j119.24
30-j40	29.65-j38.80	40+j100	42.68+j98.53
15-j48	15.38-j46.93	60+j40	59.62+j37.67
5-j50	5.70-j49.23	-	-

4.7, 기판 두께 0.8 mm인 기판을 사용한다고 가정하고 시뮬레이션을 진행하였다.

시뮬레이션에 적용한 임의의 부하단은 스미스 차트 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  $\lambda/4$  전송 선로를 적용하지 않고, 제작을 고려하여 기판 특성값을 포함하였고,  $\lambda/4$  전송 선로의 특성값을 포함하는 과정에서 발생한 오차인 것으로 판단된다.

### 3-2 임피던스 정합부 설계

앞서 살펴본 바와 같이 임피던스 정합부는 다양한 형태가 적용 가능하나, 본 논문에서는 스위치 소자를 사용하지 않는 간단한 구조를 가지면서도 스미스차트 상의 넓은 영역을 정합시킬 수 있는 정합 회로로  $\pi$ -네트워드를 이용한 간단한 구조의 정합 회로에서 정확한 임피던스 정합을 이룰 수 있는 계산식을 유도하였다.

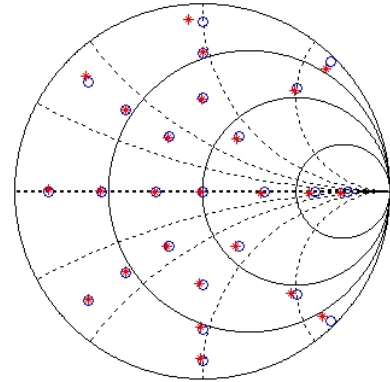


그림 3.  $\lambda/4$  전송 선로를 이용한 임의의 부하단 시뮬레이션 결과 (○:설정값, ★:시뮬레이션 결과)  
Fig. 3. A arbitrary load impedance simulation results using  $\lambda/4$  transmission line(○: Test values, ★: Simulation results).

일반적인  $\pi$ -네트워드의 계산식에서는 계산의 편의를 위해 Q-계수(factor) 값을 이미 알고 있다는 전제하에 계산식이 도출된다. 이와 같이 Q-계수 값이 정해진 상태에서  $\pi$ -네트워드를 이용하기 위해서는  $\pi$ -네트워드를 구성하는 커패시터 값뿐만 아니라 인덕터 값도 Q-계수에 의해 변되어야 하지만, 바랙터 다이오드 등을 이용한 커패시터 값의 변화와는 달리 회로 내에서 전기적으로 제어가 가능한 인덕터는 구현하기 어렵다. 이에 본 논문에서는 고정된 인덕터 값을 이용하여 Q-계수에 영향을 받지 않는  $\pi$ -네트워드 형태의 임피던스 정합 회로를 구현할 수 있는 수식을 유도하고, 계산된 결과를 통해 회로의 특성 임피던스( $Z_0$ )에 정확히 정합시켜 주기 위한 방법을 제시하였다. 그림 2에 보이 임피던스 정합부를  $\pi$ -네트워드로 구성하고,  $X_{L1}$ ,  $X_{C1}$ ,  $X_{C2}$ ,  $Z_L$ 을 계산의 편의를 위해 정리하면 다음 식 (6)~(9)와 같다.

$$X_{L1} = j\omega L_1 \Rightarrow X_{L1} = jL \tag{6}$$

$$X_{C1} = \frac{1}{j\omega C_1} \Rightarrow X_{C1} = -jx \tag{7}$$

$$X_{C2} = \frac{1}{j\omega C_2} \Rightarrow X_{C1} = -jy \tag{8}$$

$$Z_L = Z_{real} + jZ_{imag} \tag{9}$$

적용한  $\pi$ -네트워드로서 부하단 임피던스 쪽을

바라본 임의의 임피던스를  $R_1$ 이라 하면 π-네트워크를 통해 임피던스 정합을 하고자 하므로  $R_1$ 은 회로의 특성 임피던스( $Z_0$ )와 같고, π-네트워크를  $R_1$ 으로 정리하면 다음 식 (10)과 같으며, 식 (10)을  $X_{L1}$ 의 식으로 정리하면 다음 식 (11)과 같이 정리될 수 있다.

$$Z_0 = R_1 = [(Z_L \parallel X_{C2}) + X_{L1}] \parallel X_{C1} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} X_{L1} &= [R_1 \parallel (-X_{C1})] - [Z_L \parallel X_{C2}] \\ &= \frac{(R_1 - Z_L)X_{C1}X_{C2} + R_1Z_L(X_{C1} + X_{C2})}{(X_{C1} - R_1)(X_{C2} + Z_L)} \end{aligned} \quad (11)$$

앞서 정의한 식 (6)~(9)를 식 (11)에 대입하여 정리하고, π-네트워크를 구성하는 인덕터의 값을 임의로 설정하게 되면 최종적으로 구하고자 하는 값인 π-네트워크를 구성하는 두 개의 커패시터 값을 계산할 수 있는 2개의 연립방정식을 도출할 수 있으며 식 (12), (13)의 수식이 최종 얻어지게 되어 임피던스 정합을 위한 두 개의 커패시터 값을 찾아줄 수 있다.

$$\begin{aligned} x &= \frac{1}{\omega C_1} \\ &= \frac{\left( \sqrt{Z_{real}^3 L^2 Z_0^3 - Z_{real}^2 L^4 Z_0^2 + Z_{real} Z_{imag}^2 L^2 Z_0^3} - Z_{real} L Z_0^2 \right)}{Z_{real}^2 Z_0 - Z_{real} L^2 - Z_{real} Z_0^2 + Z_{imag}^2 Z_0} \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} y &= \frac{1}{\omega C_2} \\ &= \frac{(LZ_{real} - Z_0 Z_{imag})x + LZ_0 Z_{imag}}{(Z_{real} - Z_0)x + Z_0(L + Z_{imag})} \end{aligned} \quad (13)$$

표 2에 앞서 유도한 수식을 통해 계산된 π-네트워크를 구성하는 두 개의 커패시터 값을 보였다. 본 논문에서 유도된 수식을 적용하기 위해서는 π-네트워크를 구성하는 또 하나의 변수인 인덕터 값은 고정된 임의의 값으로 미리 선택하여야 하며, 표 2에서는 인덕터를 5.5 nH로 고정하고, 계산된 결과를 보였다. π-네트워크를 구성하는 두 개의 커패시터는 가변이 가능하여야 하며, 본 논문에서는 인가 전압에 의해 커패시터 값이 변화되는 바랙터 다이오드를 이용하여 표 2에서 계산된 결과를 구현하도록 하

표 2. 임의의 부하단 정합을 위한 π-네트워크의 커패시터 값

Table 2. π-network capacitance values for tuning to the impedance matching condition.

$Z_L$ [Ω]	$C_1$ [pF]	$C_2$ [pF]	$Z_L$ [Ω]	$C_1$ [pF]	$C_2$ [pF]
5+j0	26.72	48.20	5+j20	55.22	59.72
15+j0	35.48	61.48	15+j20	45.32	61.22
30+j0	41.71	53.30	30+j20	45.78	54.71
50+j0	47.55	47.55	5-j120	209.1	24.50
100+j0	57.97	41.16	40-j100	82.50	31.21
200+j0	72.46	36.37	60-j40	55.54	39.52
400+j0	92.79	32.90	5-j20	55.22	25.29
5+j50	101.3	39.21	15-j20	45.32	37.81
15+j48	68.43	44.36	30-j20	45.78	43.45
30+j40	54.90	48.53	5+j120	209.1	30.58
30-j40	54.90	36.82	40+j100	82.50	37.52
15-j48	68.43	30.47	60+j40	55.54	45.15
5-j50	101.3	24.72	-	-	-

였다.

그림 4에서는 스미스 차트 상의 넓은 영역에 분포하도록 선택한 임의의 부하단 임피던스( $Z_L$ )에 대해 앞서 유도한 수식을 통해 계산된 결과가 회로의 특성 임피던스( $Z_0$ )에 정확히 정합되는 것을 시뮬레이션을 통해 검증해본 결과를 보인다. 그림 4에서 임의의 부하단 임피던스는 표 2에서 보인 바와 같이

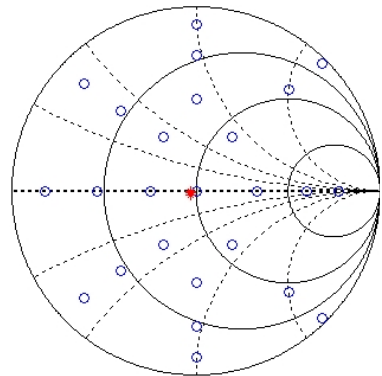


그림 4. π-네트워크를 이용한 임의의 부하단 임피던스 정합 결과(○:설정값, \* :시뮬레이션 결과)

Fig. 4. A arbitrary load impedance matching simulation results using π-network(○: Test values, \* : Simulation results).

스미스차트 상의 넓은 영역에 분포하도록 선택하여 ‘○’로 표시되어 있으며, 앞서 유도된 수식에 의해 계산된 결과를 통해 제어된 새로운 임피던스의 보정 값은 ‘★’으로 표시되어 있다. 이와 같은 시뮬레이션 결과를 통해 임의의 부하단 임피던스 값이 본 논문에서 제안하는  $\pi$ -네트워크의 유도식에 의해 회로의 특성 임피던스( $Z_0$ )에 정확히 정합되는 것을 확인할 수 있다.

임피던스 정합부를 구성하는  $\pi$ -네트워크에 포함된 바랙터 다이오드는 비선형 특성을 갖는 소자로, 안테나 단에 직접 연결되어 높은 전력을 송출하는 시스템에 적용된다면 하모닉(harmonic) 신호 성분과 혼변조 왜곡 신호 성분이 발생될 수 있다. 이러한 불요파 성분은 전치 왜곡 선형화기(pre-distortion linearizer)를 이용하여 입력 신호의 일부에서 혼변조 성분을 추출하고 발생된 혼변조 신호와 크기가 같고 역위상을 갖는 신호를 만들어 상쇄시켜 주면 혼변조 신호를 제거할 수 있다. 또한,  $\pi$ -네트워크를 구성하는 바랙터 다이오드 대신 커패시터 열(bank)과 스위치를 적용하여 앞서 유도된 수식의 결과에 해당하는 커패시터 값을 갖도록 스위칭하는 방법도 불요파 성분의 발생을 억제할 수 있는 방법으로 적용 가능하다.

### 3-3 조정 알고리즘부 설계

앞서 제안한  $\lambda/4$  전송 선로를 이용한 부정합 측정부를 통해 정확히 측정된 부하단 임피던스 결과를 바탕으로  $\pi$ -네트워크로 구현된 임피던스 정합부를 조정하여 보다 적절한 새로운 임피던스로 반복적인 계산없이 직접 제어하기 위한 조정 알고리즘을 제안하였다. 제안된 조정 알고리즘부는 그림 5와 같다.

$\lambda/4$  전송 선로를 이용한 부정합 측정부 설계를 통해 유도된 수식을 정리하면 4개의 서로 다른 부하단 임피던스를 얻을 수 있다. 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 결과만이 유효한 결과가 된다. 또한, 서로 다른 4개의 부하단 임피던스의 반사 계수 계산 결과에서도 1보다 큰 결과값을 갖는 반사 계수가 계

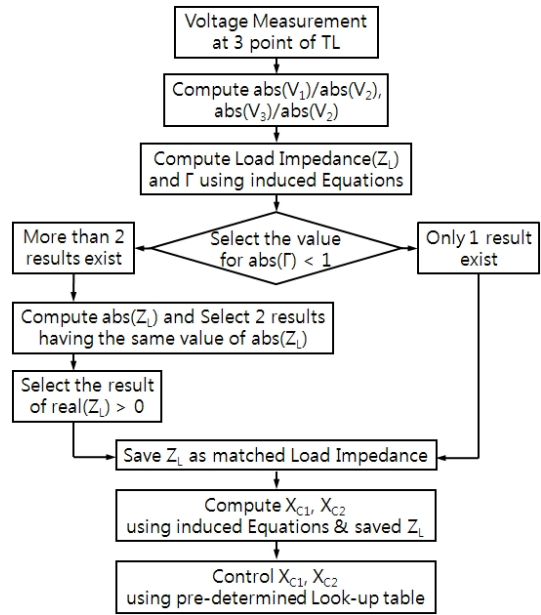


그림 5. 제안된 적응형 임피던스 정합 회로의 조정 알고리즘부

Fig. 5. Proposed tuning algorithm for a adaptive impedance tuning circuit.

산되게 되며, 이 또한 물리적으로 불가능한 결과값이므로 반사 계수가 1보다 작은 결과값만이 유효한 결과가 된다. 이러한 분석을 통해 앞서 유도한 수식에 의해 계산된 서로 다른 4개의 부하단 임피던스 결과 중 1개의 유효한 결과만을 선택할 수 있는 부하단 임피던스 결정 알고리즘을 도출할 수 있다.

제안하는 부하단 임피던스 결정 알고리즘에서는 먼저 앞서  $\lambda/4$  전송 선로를 이용한 부정합 측정부 설계에서 유도된 수식에 의해 계산을 수행하고 계산된 반사 계수가 1보다 작은 결과가 1개만 존재하게 되면 그 결과값을 부하단 임피던스로 출력하고, 계산된 반사 계수가 1보다 작은 유효한 결과가 2개 이상 존재하게 되면 이러한 반사 계수를 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.

부정합 측정부를 통해 정확히 계산된 임의의 부하단 임피던스를  $\pi$ -네트워크를 이용한 임피던스 정합부의 유도된 수식에 대입하면 임피던스 정합을 위한 2개의 커패시터 값을 바로 계산해 줄 수 있다.  $\pi$ -



네트워크를 구성하는 2개의 바랙터 다이오드의 전압에 대한 커패시터 값은 look-up table에 저장되어 있어야 한다. 앞서 유도된 수식에 의해 계산된  $\pi$ -네트워크 상의 두 개 커패시터 값이 결정되면 look-up table에서 해당되는 인가 전압을 찾아주고 해당하는 제어 전압을 두 개의 커패시터에 공급하기 위한 제어 알고리즘이 필요하게 되며, 그림 5에 제안하는 조정 알고리즘을 통해 최적화된 임피던스가 유지되도록 능동적으로 제어되게 된다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 물리적인 환경 변화에 의해 발생할 수 있는 갑작스런 부하단 임피던스의 변화에 능동적으로 대응할 수 있는 적응형 임피던스 정합 회로를 구성하는 부정합 측정부, 임피던스 정합부, 조정 알고리즘부의 특성과 현재까지 진행된 연구 수준을 확인해 보았고,  $\lambda/4$  전송 선로와  $\pi$ -네트워크를 이용하여 간단한 구성을 갖는 UHF-대역 적응형 임피던스 정합 회로의 설계 결과를 보였다. 이를 위해 간단한 구성을 가지면서 반복적인 계산없이 임의의 부하단 임피던스를 바로 제어할 수 있는 적응형 임피던스 정합 회로를 제안하였고, 설계를 위한 계산식을 유도하였다. 유도된 계산식을 통해 최적화된 임피던스를 찾아주어 능동적으로 제어할 수 있는 조정 알고리즘도 제시하였다. 또한, 본 논문에서 제안하는 적응형 임피던스 정합 회로의 구현을 위해 유도된 계산식과 조정 알고리즘의 타당성 검증을 위한 시뮬레이션을 수행하였고, 시뮬레이션 결과 유도된 계산식과 제안하는 조정 알고리즘을 통해 임의의 부하단 임피던스가 회로에 최적화된 임피던스로 능동적으로 제어될 수 있음을 확인하였다.

본 논문에서 제안하는 적응형 임피던스 정합 회로는 고정형 임피던스 정합 회로가 가지는 다양한 동작환경의 변화를 모두 보상해 줄 수 없다는 성능상의 한계점을 극복할 수 있는 방법으로 RF 장치의 성능을 개선하기 위해 추후 많은 활용이 있을 것으로 예상된다.

본 논문은 간단한 구성을 가지면서 반복적인 계산없이 임의의 부하단 임피던스를 바로 제어할 수 있는 적응형 임피던스 정합 회로의 구현 가능성을

검증한 내용으로, 향후 제안한 적응형 임피던스 정합 회로의 실제 구현을 위해 바랙터 다이오드의 비선형 특성에 의해 발생할 수 있는 불요파 성분의 능동적인 제거방법, 다양한 임피던스를 갖는 임의의 부하단의 정합을 위해 요구되는 큰 범위의 커패시턴스 비(capacitance ratio)의 구현 방법, MMIC로 구현하였을 때 고려되어야 할 사항 등에 대한 추가적인 검토가 진행될 예정이다.

#### 참 고 문 헌

- [1] Peter Sjöblom, Henrik Sjölandt, "An adaptive impedance tuning CMOS circuit for ISM 2.4-GHz band", *IEEE Transaction on Circuits and Systems-I*, vol. 52, no. 6, pp. 1115-1124, 2005.
- [2] 이재호, "Smart antenna system for the smart phone", 2010 추계 마이크로파 및 전파 학술대회, vol. 33, no. 2, 2010.
- [3] Tero Ranta, Rodd Novak, "Antenna tuning approach aids cellular handsets", *Microwaves & RF*, Nov. 2008.
- [4] "Tunable RF circuits optimize wireless handset performance", *PARATEK White Paper*, 2008.
- [5] W. C. Edmund Neo, "Adaptive multi-band multi-mode power amplifier using integrated varactor-based tunable matching networks", *IEEE Journal of Solid-state Circuits*, vol. 41, no. 9, pp. 2166-2176, 2006.
- [6] Jesús de Mingo, "Input impedance antenna automatic matching system", *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2002.
- [7] Jesús de Mingo, "An RF electronically controlled impedance tuning network design and its application to an antenna input impedance automatic matching system", *IEEE Transaction on Microwave and Techniques*, vol. 52, no. 2, pp. 489-497, 2004.
- [8] André van Bezooijen, "A GSM-EDGE-WCDMA adaptive series-LC matching network using RF-MEMS switches", *IEEE Journal of Solid-state Circuits*, vol. 43, no. 10, pp. 2259-2268, 2008.
- [9] F. Chan Wai Po, "An vector automatic matching

system designed for wireless medical telemetry", *IEEE International Joint NEWCAS-TAISA Conference*, pp. 89-92, 2008.

[10] Chan Wai Po F., "A fast and accurate automatic matching network designed for ultra low power medical applications", *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 673-676, 2009.

[11] E. L. Firrao, "An automatic antenna tuning system using only RF-signal amplitudes", *TCAS-II 5055*, pp. 1-5, 2008.

[12] M. Popov, Sailing He, "Design of an automatic impedance matching device", *Microwave & Optical Technology Letters*, vol. 20, pp. 236-240, 1999.

[13] Dongjiang Qiao, "Antenna impedance mismatch measurement and correction for adaptive CDMA transceivers", *IEEE MTT-S*, pp. 783-786, 2005.

[14] Kate A. Remley, "Realistic sampling-circuit model for a nose-to-nose simulation", *IEEE MTT-S Microwave Symposium Digest*, vol. 3, pp. 1473-1476,

2000.

[15] Jeffrey H. Sinsky, Charles R. Westigate, "Design of an electronically tunable microwave impedance transformer", *IEEE MTT-S Digest*, 1997.

[16] A. Kaya, "Meandered slot and slit loaded compact microstrip antenna with integrated impedance tuning network", *Progress in Electromagnetics Research B*, vol. 1, pp. 219-235, 2008.

[17] Hyeong Tae Jeong, Ji Eun Kim, "Tunable impedance transformer using a transmission line with variable characteristic impedance", *IEEE MTT*, vol. 53, no. 8, 2005.

[18] 윤영, "MMIC용 온칩 정합소자에서의 응용을 위한 주기적 배열 다이오드 구조를 이용한 전압제어형 전송 선로", *한국전자과학회논문지*, 19(1), 2008년 1월.

[19] 황수설, 홍성용, " $\lambda/4$  전송 선로를 이용한 부하단 임피던스 측정 방법에 관한 연구", *통신위성 우주산업연구회 논문지*, 6(2), 2011년 12월.

### 황 수 설



1998년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학사)  
 2000년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학석사)  
 2000년 1월~2002년 2월: 삼성전자 무선사업부 연구원  
 2002년 3월~현재: 한국항공우주연구원 발사체전자팀 선임연구원

[주 관심분야] 비행중단 시스템(FTS), 무선 통신 및 시스템, RF 능동 회로 설계, 능동 제어 회로 설계

### 홍 성 용



1988년 2월: 한국과학기술원 전자공학과 (공학석사)  
 1994년 2월: 한국과학기술원 전자공학과 (공학박사)  
 1994년~1996년: 쌍신전기연구소장  
 1996년~현재: 충남대학교 전파공학과 정교수

[주 관심분야] RF Filter, Frequency Synthesizer, Multi-Layer Component 등