

13.56 MHz 임피던스 자동 정합 시스템을 위한 임피던스 에러율 향상 알고리즘

Error Rate Enhancement Algorithm for 13.56 MHz Impedance Automatic Matching System

장광호 · 박수연 · 최진주 · 이동현*

Kwang-Ho Jang · Su-Yeon Park · Jin-Joo Choi · Dong-Heon Lee*

요 약

본 논문은 13.56 MHz 임피던스 자동 정합 시스템 내의 VI 센서를 이용하여 전압 신호와 전류 신호를 측정하고, 부하 임피던스를 계산하는 새로운 알고리즘에 대해서 기술하였다. 기존의 50 Ω 교정 부하로 하던 방식에서 벗어나 임의의 복소수 교정 부하를 사용하여 에러율이 향상되는 알고리즘을 제안한다. 에러율은 R_{IN} 평균 1 % 이하, X_{IN} 은 평균 20 % 이하 목표로 한다. 일차적으로 믹서를 사용하여 IF 주파수를 계산하여 에러율을 줄였고, 두 번째로 임의의 복소수 부하를 교정 부하로 사용하였을 때 에러율이 R_{IN} 은 평균 2.7 %에서 평균 0.3 %로 감소하였고, X_{IN} 은 평균 102 %에서 평균 18.3 %까지 감소하였습니다.

Abstract

This paper describes an algorithm for calculating load impedance by measuring voltage and current components using a VI sensor in a 13.56 MHz impedance automatic matching system. We propose an algorithm that improves the error rate by using an arbitrary complex calibration load instead of the conventional 50 Ω calibration load. The error rate is targeted to attain average values of R_{IN} and X_{IN} at 1% and 20% or less, respectively. First, the IF frequency is calculated using a mixer to reduce the error rate. Second, when the arbitrary complex load is used as the calibration load, the error rate R_{IN} decreased from 4.7 % to 0.3 % on average, and X_{IN} decreased from 102 % to 18.3 % on average.

Key words: 13.56 MHz, Impedance Auto Matching System, Vi Sensor, Complex Load Calibration

I. 서 론

고정 주파수 13.56 MHz RF 전원장치 및 자동 정합 시스템은 반도체 제조 및 건식 코팅 시 전원으로서 챔버 내

에 플라즈마를 생성한다. 일반적으로 플라즈마는 고정된 부하와 다르게 상태에 따라서 가변하는 부하의 특성을 갖는다. 그렇기 때문에 가변하는 플라즈마 부하에서 발생하는 반사파를 줄여줄 자동 정합 회로 및 시스템을 필요

「이 연구는 2017학년도 광운대학교 교내 연구비의 지원으로 연구되었음.」

광운대학교 전파공학과(Department of Wireless Communications Engineering, Kwangwoon University)

*RFPT (RFPT)

· Manuscript received December 11, 2017 ; Revised January 17, 2018 ; Accepted June 20, 2018. (ID No. 20171211-122)

· Corresponding Author: Jin-Joo Choi (e-mail: jinchoi@kw.ac.kr)

로 하게 된다. 입력 감지기를 통해서 얻어진 부하 조건에 의한 전류와 전압 파형을 감지하여 부하 임피던스를 예측한다. 이를 통해서 정합을 실시간으로 하는 것이 플라즈마 임피던스 자동 정합 시스템이다^{[1],[2]}.

이러한 플라즈마는 에칭, 확산, 후처리 등에 주로 사용되고 있으며, 그 수요 또한 급속신장하고 있으나, 국내 반도체 업체들은 미국이나 일본의 장비 업체로부터 전량 수입, 사용하여 반도체 장비 관련 사업의 선진 기술 확보에 어려움이 큰바 고정 주파수 13.56 MHz RF 전원장치 및 자동 정합 시스템의 필요성을 실감하게 되었다^[3].

이러한 필요성으로 인하여 국내에서도 플라즈마 자동 정합 시스템에 대한 개발을 진행하고 있다. 물론 안정적인 동작을 위해서는 고 신뢰도의 RF 전원 장치와 자동 정합에 대응할 수 있는 고조파 성분의 제거, 고효율 전력단 설계, 자동 정합 감지기 및 컨트롤 기술 개발에 활발히 진행 중이다^[4].

본 논문에서는 하드웨어적인 문제의 향상보다는 알고리즘적인 문제 해결에 주안점을 두고 있다. 기존의 50 Ω 교정부하를 이용하여 정합을 하는 것보다 플라즈마 임피던스 주변의 값을 이용하여 교정하여 좀 더 임피던스 정합 에러율을 낮추려고 하였다. 이에 우리는 일반적으로 적용되는 반도체 공정의 플라즈마 임피던스인 높은 실수부와 커패시티브를 갖는 낮은 허수부의 측정 오차를 고려하여 R_{IN} 평균 1% 이하, X_{IN} 평균 20% 이하의 특성을 만족하는 교정을 서술하였다. 그러기 위해서 복소수 교정부하를 일반화시킨 수식을 유도하였고, 이를 검증하기 위해서 실제로 복소수 교정 부하를 측정하여 복소수 교정부하를 이용하여 에러율이 개선되는 내용을 기술하였다.

II 자동 정합 시스템

자동 정합 시스템은 일반적으로 입력 감지기(input sensor), 정합회로(matching circuits), 제어부(control circuits) 등으로 크게 나눌 수 있으며, 그림 1과 같은 구성된다.

동작 원리는 간단하게 장치 부하 값에 따라서 변하는 전압과 전류 파형을 입력 감지기를 통해서 얻어낸다. 이렇게 얻어진 파형을 정보를 수식을 이용하여 계산하여 Z_{IN} 의 임피던스를 얻어낸다. 여기서 얻어진 Z_{IN} 은 정합회로와 부하 전체의 임피던스이다. 이 때 정합회로의 임피던스

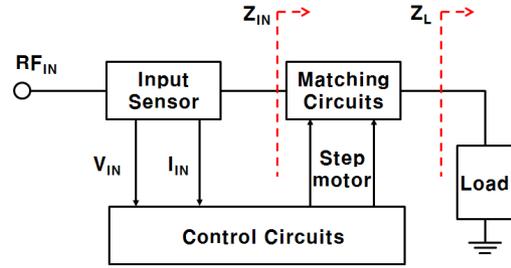


그림 1. 임피던스 자동정합 시스템 구성도
Fig. 1. Schematic of auto impedance matching system.

스 값을 측정되었을 때 장치 부하의 임피던스는 ABCD matrix를 이용하여 수식적으로 Z_L (부하임피던스)을 구할 수 있게 된다. 이렇게 계산된 부하 임피던스를 이용하여 정합회로의 임피던스를 가변시켜 회로를 정합한다. 이는 제어부를 통해서 스텝 모터로 진공 커패시터 및 에어 커패시터를 가변한다^[5]. 여기서 정합회로의 커패시터는 고출력 자동정합시스템을 위해서 에어 및 진공 커패시터를 사용한다. 일반적으로 낮은 전력 시스템에서는 모터보다는 전기적인 가변 방식을 이용한다^{[6],[7]}. 이렇게 가변되는 정합회로는 Pi 네트워크를 사용하면 모든 임피던스 범위를 정합할 수 있지만 효율적이지 못하다^[8]. 그렇기 때문에 일반적인 플라즈마 부하의 정합회로는 L-네트워크를 구성한다.

III. VI 센서

임피던스 자동정합 시스템은 전압 및 전류를 측정하여 임피던스의 값을 계산한다. 그렇다면 입력 감지기는 어떤 구조로 되어 있는지를 이번 장에서 살펴본다.

그림 2는 실제로 실험에서 사용할 입력 감지기를 내부를 볼 수 있게 3D로 나타낸 것이다. 그림을 보면 동축선 내부 도체가 있고, 그 주위로 전압검출기(voltage probe)와 전류검출기(current probe)가 있다. 전압검출기는 동축선 내부 도체에 전기장이 인가되면 전압 감지기에 전기장이 인가된다. 이때 접지와 전압 감지기간의 전위차를 측정하여 전압성분을 검출한다. 이와 다르게 전류검출기는 동축선 내부 도체 주위로 자기장 플럭스 방향과 수직으로 코일을 감은 형태이다. 이는 동축선 내부 도체에 전류가 흐르면서 자기장이 발생하는데, 이때 발생한 자기장에 의해

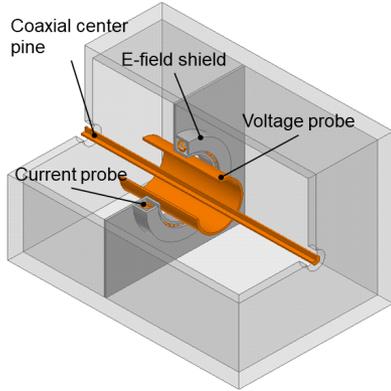


그림 2. 입력 감지기 구조
Fig. 2. Structure of input sensor.

서 코일에 EMF 전압이 발생하게 된다. 전류 성분은 이 EMF 전압을 통해서 얻어진다. 이렇게 측정된 전압 및 전류 신호는 보상변수를 고려하여 계산하여 실제 인가되는 부하에 인가되는 전압, 전류를 얻을 수 있다. 여기서 E-field shield는 전류감지기에서 오차가 생길 수 있는 전기장 커플링을 차단시켜준다. 다음으로 임피던스 계산에 관련된 내용은 다음 장에서 설명하도록 한다.

IV. 임피던스 계산

일반적인 임피던스 자동 정합은 입력 감지기를 이용하여 얻어진 전압과 전류 파형을 이용하여 부하의 임피던스를 계산한다. 물론 정합회로까지 포함한 Z_{IN} 을 측정한다. 이는 시스템 알고리즘에서 정합회로의 임피던스가 측정되었을 때 디임베딩을 통해서 부하 임피던스를 계산할 수 있다. 입력 감지기를 통해서 얻어진 전압과 전류 성분은 실제 부하 조건에 의한 전압과 전류 값이 아니다. 이는 부하 조건의 전압과 전류파형을 계산하여 입력 감지기의 파형을 교정변수를 통해서 크기 및 위상을 보상해준다.

이때 일반적으로 사용하는 교정 임피던스는 50 Ω으로 사용한다. 하지만 우리는 복소수 임피던스에서도 계산이 가능하도록 수식을 전개한다.

전력에는 두 종류의 전력이 있다. 저항성분에 전달되는 유효전력(true power) P 와 기생성분에 전달되는 무효전력(reactive power) Q 로 나눌 수 있다. 이는 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$P = \frac{1}{2} Re [V_{\in} I_{\in}^*] = \frac{1}{2} |I_{\in}|^2 R_{\in} \quad (1)$$

$$Q = \frac{1}{2} Im [V_{\in} I_{\in}^*] = \frac{1}{2} |I_{\in}|^2 X_{\in} \quad (2)$$

여기서 입력 임피던스 $Z_{\in} = R_{\in} + jX_{\in}$ 으로 나타낸다. 따라서 식 (1)과 식 (2)에서 입력임피던스를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$R_{\in} = \frac{2P}{|I|^2}, X_{\in} = \frac{2Q}{|I|^2} \quad (3)$$

그렇기 때문에 우리는 실제 부하조건일 때 P, Q, I 를 구하는 것이 중요하다. 앞에서 설명했듯이 알고 있는 교정용 임피던스에서 교정 변수를 얻어내야 한다. 여기서 교정용 임피던스는 다음 식 (4)처럼 $Z_{IN(cl)}$ 로 정의할 수 있다.

$$Z_{\in (cl)} = R_{\in (cl)} + jX_{\in (cl)} = |Z_{\in (cl)}| e^{j\theta_{(cl)}} \quad (4)$$

여기서 우리는 교정 부하 $Z_{IN(cl)}$ 의 임피던스를 알고 있을 때 $Z_{IN(cl)}$ 에 인가되는 전압 전류를 아래와 같이 정의할 수 있다^[9].

$$V_{\in} = \left(\frac{2Z_{\in}}{Z_{\in} + Z_0} \right) \sqrt{2Z_0 P_{source (cl)}} \quad (5)$$

$$I_{\in} = \frac{V_{\in}}{Z_{\in}} = \left(\frac{2}{Z_{\in} + Z_0} \right) \sqrt{2Z_0 P_{source (cl)}} \quad (6)$$

여기서 $P_{source(cl)}$ 은 부하에 실제로 인가해 주는 전력이다. V_{IN} 과 I_{IN} 을 식 (5) 및 식 (6)과 같이 나타낼 수 있을 때 입력 감지기를 통해서 측정되는 전압 전류 성분의 교정변수의 전압을 F_V , 전류를 F_I 로 정의한다.

$$F_V = \frac{\zeta}{V_{\in (cl)}} \frac{Z_{\in (cl)}}{Z_{\in (cl)} + Z_0} \quad (7)$$

$$F_I = \frac{\zeta}{I_{\in (cl)}} \frac{Z_{\in (cl)}}{Z_{\in (cl)} + Z_0} \quad (8)$$

여기서, $\zeta = 2\sqrt{2Z_0 P_{source (cl)}}$ 로 정의한다. 교정변수 (7), (8)을 이용해서 P 와 Q 를 아래와 같이 다시 정의할 수 있다.

$$\begin{aligned}
P &= \frac{1}{2} \text{Re}[V_{\in} I_{\in}^*] \\
&= \frac{1}{2} \frac{\zeta^2 |Z_{\in}(cl)|}{|Z_{\in}(cl) + Z_0|^2} \cdot \frac{|V_{\in}(load)|}{|V_{\in}(cl)|} \cdot \frac{|I_{\in}(load)|}{|I_{\in}(cl)|} \cdot \\
&\quad \cos\{\theta_{cl} + (\theta_{V(load)} - \theta_{I(load)}) - (\theta_{V(cl)} - \theta_{I(cl)})\} \quad (9)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
Q &= \frac{1}{2} \text{Im}[V_{\in} I_{\in}^*] \\
&= \frac{1}{2} \frac{\zeta^2 |Z_{\in}(cl)|}{|Z_{\in}(cl) + Z_0|^2} \cdot \frac{|V_{\in}(load)|}{|V_{\in}(cl)|} \cdot \frac{|I_{\in}(load)|}{|I_{\in}(cl)|} \cdot \\
&\quad \sin\{\theta_{cl} + (\theta_{V(load)} - \theta_{I(load)}) - (\theta_{V(cl)} - \theta_{I(cl)})\} \quad (10)
\end{aligned}$$

$$|I_{\in}|^2 = \frac{\zeta^2}{|Z_{\in}(cl) + Z_0|^2} \cdot \frac{|I_{\in}(load)|^2}{|I_{\in}(cl)|^2} \quad (11)$$

여기서 $V_{IN(load)}$, $I_{IN(load)}$, $\theta_{V(load)}$, $\theta_{I(load)}$ 는 측정하려는 부하조건일 때 입력 감지기에 커플링되는 전압과 전류 크기 및 위상 신호이다. 그리고 $V_{IN(cl)}$, $I_{IN(cl)}$, $\theta_{V(cl)}$, $\theta_{I(cl)}$ 는 교정부하조건일 때 입력 감지기에 커플링되는 전압과 전류 크기 및 위상 신호를 나타낸다.

이렇게 새롭게 정의된 P , Q , P' 는 앞에 식 (3)을 이용하여 R_{IN} 과 X_{IN} 을 정의할 수 있다. 정리하면

$$\begin{aligned}
R_{\in} &= \\
&|Z_{\in}(cl)| \cdot \frac{P_{load}}{P_{cl}} \frac{\cos\{\tan^{-1}(Q_{cl}/P_{cl})\}}{\cos\{\tan^{-1}(Q_{load}/P_{load})\}} \cdot \\
&\left| \frac{I_{\in}(cl)}{I_{\in}(load)} \right|^2 \cos\left\{\theta_{cl} + \tan^{-1}\left(\frac{Q_{load}}{P_{load}}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{Q_{cl}}{P_{cl}}\right)\right\} \quad (12)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
X_{\in} &= \\
&|Z_{\in}(cl)| \cdot \frac{P_{load}}{P_{cl}} \frac{\cos\{\tan^{-1}(Q_{cl}/P_{cl})\}}{\cos\{\tan^{-1}(Q_{load}/P_{load})\}} \cdot \\
&\left| \frac{I_{\in}(cl)}{I_{\in}(load)} \right|^2 \sin\left\{\theta_{cl} + \tan^{-1}\left(\frac{Q_{load}}{P_{load}}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{Q_{cl}}{P_{cl}}\right)\right\} \quad (13)
\end{aligned}$$

여기서, $\theta_V - \theta_I = \tan^{-1}(Q/P)$ 로 정의하고, P_{cl} , Q_{cl} 은 각각 교정부하의 유효전력과 무효전력이고, P_{load} , Q_{load} 는 측정부하의 유효전력과 무효전력이다. 이는 다음과 같이

나타낸다.

$$P_{cl} = \frac{1}{2} |V_{\in}(cl)| |I_{\in}(cl)| \cos(\theta_{V(cl)} - \theta_{I(cl)}) \quad (14)$$

$$Q_{cl} = \frac{1}{2} |V_{\in}(cl)| |I_{\in}(cl)| \sin(\theta_{V(cl)} - \theta_{I(cl)}) \quad (15)$$

$$P_{load} = \frac{1}{2} |V_{\in}(load)| |I_{\in}(load)| \cdot \cos(\theta_{V(load)} - \theta_{I(load)}) \quad (16)$$

$$Q_{load} = \frac{1}{2} |V_{\in}(load)| |I_{\in}(load)| \cdot \sin(\theta_{V(load)} - \theta_{I(load)}) \quad (17)$$

위에서 정리한 수식을 이용하면 입력 감지기에서 얻어진 전압 전류 파형 정보를 이용하여 입력 임피던스를 측정할 수 있게 된다. 다음 장은 이 식을 이용하여 실제로 측정하여 계산을 하였다.

V. 입력 감지기 측정

입력 감지기를 이용하여 부하에 대한 전압과 전류 파형을 얻어내면 부하의 임피던스는 앞의 식 (12), 식 (13)을 이용하여 부하의 임피던스를 계산할 수 있다. 우리는 두 가지 방법으로 계산을 해보려고 한다. 일반적인 방법인 50 Ω을 교정 부하로 사용한 경우와 복소수 교정 부하를 교정 변수로 사용한 경우 두 가지를 비교할 것이다.

우리는 13.56 MHz의 신호를 바로 측정하지 않고 믹서를 이용하여 40 kHz로 주파수를 다운시켜서 파형을 측정하였다. 이는 파형을 분석할 때 위상의 차이를 좀 더 정확하게 측정하기 위해서 긴 파장을 이용하여 실험을 진행하였다. 위상의 작은 차이가 에러율에 큰 영향을 주기 때문이다. 믹서를 사용하는 실험 구성을 그림 3과 같이 구성하였다. 신호 발생기는 2대를 사용하여 하나는 감지기를 통해 부하로 전달해 주는 용도로 사용하였고, 다른 한대는 믹서에 LO 신호를 넣는 용도로 사용하였다. LO 주파수는 13.52 MHz로 하여 감지기에서 나오는 신호와 LO를 믹서에 넣어서 40 kHz의 IF 신호가 나오도록 하였다. 그리고 마지막에는 저역 필터를 통과하여 40 kHz 신호만 오실로스코프에 인가되도록 구성하였다.

그림 4는 실제로 오실로스코프로 측정된 신호 파형이다.

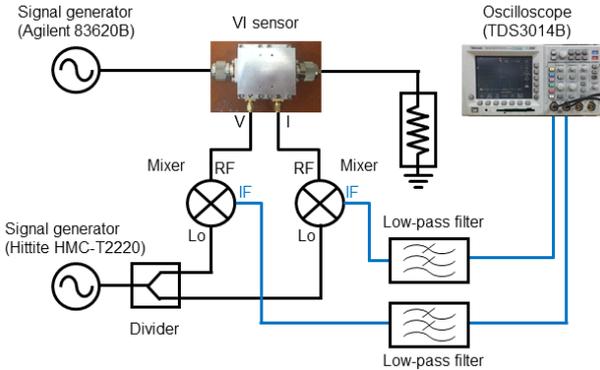


그림 3. 입력 감지기 측정 구성도
Fig. 3. Layout of input sensor experiment.

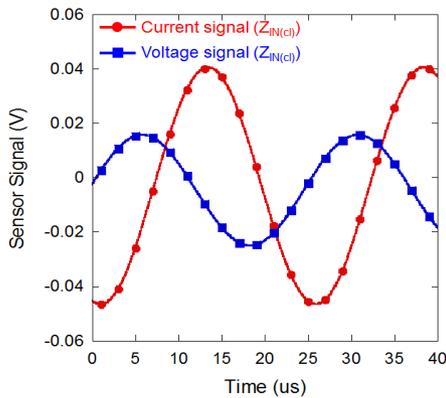


그림 4. 측정된 신호 파형($Z_{IN(cl)}=50 \Omega$)
Fig. 4. Measured signal waveform($Z_{IN(cl)}=50 \Omega$).

측정된 신호는 20 dBm의 전력에 50 Ω(측정:50.3+j1.44Ω)인 부하 조건일 때 측정하였다. 파형을 확인하면 알 수 있듯이 실제 부하조건에서의 파형과는 차이가 많이 나는 것을 알 수 있다. 동위상의 전압 전류 파형이 나와야 하지만 이는 전압 검출기, 전류 검출기를 거치면서 커플링 되는 정도에 따라서 크기 및 위상이 차이가 난다. 그렇기 때문에 이를 보정하기 위해서 교정 변수를 얻는 것이다. 측정된 파형은 40 kHz 신호이기 때문에 25 μs의 파장을 가지는 것을 확인할 수 있다.

그림 5는 실제로 비교를 위해서 측정된 임의의 부하이다. 총 3개의 임의의 부하를 사용하였고, 이를 통해서 임피던스 계산이 얼마나 정확한지를 확인하였다. 처음에는 50 Ω 부하의 교정 변수를 사용하였고, 이후 특정 복소수

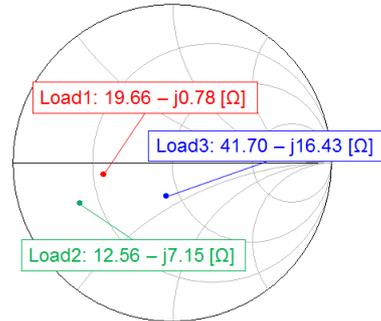


그림 5. 측정된 입력 임피던스
Fig. 5. Measured input impedance.

부하 2개를 이용하여 임피던스 에러율이 얼마나 향상되었는지를 확인하였다.

각각 부하 임피던스는 병렬 저항과 병렬 커패시터를 조합하여 제작하였고, 스미스 차트에 찍힌 임피던스는 실제로 측정된 결과이다. 왜냐하면 이상적인 소자 값과 실제 소자 값은 다를 수 있기 때문이다. 측정은 네트워크 분석기 중에 하나인 Agilent E5071B ENA를 이용하여 측정하였다. 실제로 50Ω 부하를 교정 부하로 사용하였을 때의 에러율과 특정 복소수 부하를 교정 부하를 사용하였을 때의 에러율 차이를 표 1을 보면 확인할 수 있다. 여기서 에러율은 다음과 같이 정의한다.

$$Error\ rate = \left(\frac{Z_{cal} - Z_m}{Z_m} \right) \times 100 (\%) \quad (18)$$

여기서 Z_{cal} 은 알고리즘 수식을 이용하여 구한 임피던스, Z_m 은 네트워크 분석기를 이용하여 측정된 실제 임피던스를 나타낸다. 각각 실수부와 허수부를 나누어서 에러율을 계산하였다.

복소수 교정 부하는 측정했던 부하 중에 load 1(19.66-j0.78 [Ω])과 load 3(41.70-j16.43 [Ω])을 사용하였다. 이는 일반적으로 플라즈마에서 나타나는 임피던스 영역이기 때문이다. 표에서 볼 수 있듯이 새로운 특정 부하를 사용하여 계산한 경우는 모두 대폭 에러율이 향상되는 것을 확인할 수 있다. R_N 의 경우에는 기존 50 Ω(측정: 50.3+j1.44 [Ω]) 교정부하 방법으로는 평균 2.7%의 에러율이 나왔지만 새로운 복소수 교정부하를 사용하였을 때는 평균 0.3%까지 감소한 것을 확인할 수 있고, X_N 은 50 Ω

표 1. 교정 부하 차이에 따른 임피던스 에러율

Table 1. Error rate of impedance with difference calibration load.

	50Ω calibration		Complex load calibration			
	Calibration load: 50.3+j1.44 [Ω]		Calibration load: 19.66-j0.78 [Ω]		Calibration load: 41.70-j16.43 [Ω]	
	R_{IN}	X_{IN}	R_{IN}	X_{IN}	R_{IN}	X_{IN}
Load 1	19.29	-2.63	-	-	19.73	-1.06
Error	-1%	+168%	-	-	+0.4%	+36%
Load 2	11.67	-9.31	12.64	-8.24	12.58	-8.45
Error	-4%	+26%	+0.6%	15%	+0.2%	+18%
Load 3	39.62	-19.50	41.74	-15.78	-	-
Error	-3%	+19%	+0.1%	-4%	-	-

(측정: 50.3+j1.44 [Ω]) 교정 부하에서는 102 %의 에러율이 나왔지만 새로운 복소수 교정 부하에서는 18.3 %까지 감소하는 것을 확인하였다. 여기서 평균 에러율은 계산된 부하들의 에러율을 평균치를 나타낸 것이다. 이 측정 및 계산을 통해서 새로운 방식인 복소수 교정 부하 사용이 에러율 향상에 많은 도움을 주는 것을 실험을 통해서 확인할 수 있었다.

VI. 결 론

본 논문에서는 자동 정합 시스템을 위한 입력 임피던스 유도에 대한 알고리즘을 정리하고 새로운 알고리즘에 대해서 기술하였다. 임피던스 유도는 VI 감지기를 통해서 측정되는 전압 신호와 전류 신호에 교정 부하를 이용하여 실제 전압과 전류 신호 크기와 위상으로 교정 후 실제 입력 임피던스를 계산하게 된다. 그리고 좀 더 높은 정확성을 가지기 위해서 13.56 MHz의 신호를 그래도 측정하는 것이 아니라 믹서를 통해서 40 kHz의 IF 주파수를 사용한다. 긴 파장의 신호를 분석함으로써 데이터의 정확성을 향상시켰다. 그리고 일반적으로 50 Ω(측정: 50.3+j1.44 [Ω]) 교정 부하를 이용하여 임피던스를 계산하지만 새롭게 제안한 복소수 교정 부하를 사용하여 에러율이 향상되는 것을 실험을 통해서 확인하였다. 에러율 변화는 R_{IN} 은 평균 2.7 %에서 0.3 %까지 감소하는 것을 확인하였고, X_{IN} 은

평균 102 %에서 18.3 %까지 감소하는 것을 확인하였다. 이는 목표로 하는 R_{IN} 평균 1 % 이하, X_{IN} 평균 20 % 이하의 특성을 만족하는 것을 확인하였다. 이를 통해서 자동 정합 시스템에서 새로운 복소수 교정 부하를 사용한 알고리즘의 선택에 의해서 좀 더 높은 에러율 개선을 기대할 것으로 본다.

References

- [1] L. E. Frenzel, *RF Power for Industrial Applications*, Pearson Prentice Hall, 2004.
- [2] 장광호, "13.56 MHz 플라즈마 자동 임피던스 정합 회로 구현에 관한 연구," 광운대학교 석사학위논문, 2014년.
- [3] 최대규, 장우진, "플라즈마 발생 전원장치와 자동정합 회로," 한국조명·전기설비학회 추계학술발표회논문집, 1995년 11월, pp. 60-63.
- [4] 최대규, 완충연, "플라즈마 발생용 자동정합회로," 전력전자학회지, 7(1), pp. 16-20, 2002년 2월.
- [5] Advanced Energy, "Impedance matching," ENG-WHITE 18-270-02, 2006.
- [6] J. de Mingo, A. Valdovinos, A. Crespo, D. Navarro, and P. Garcia, "An RF electronically controlled impedance tuning network matching system," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 2, pp. 489-497, Feb. 2004.
- [7] J. de Mingo, A. Valdovinos, A. Crespo, D. Navarro, and P. Garcia, "An RF electronically controlled impedance tuning network design and its application to an antenna input impedance automatic matching system," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 2, pp. 489-497, 2004.
- [8] Q. Gu, J. R. De Luis, A. S. Morris, and J. Hilbert, "An analytical algorithm for Pi-network impedance tuners," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I, Regular Papers*, vol. 58, no. 12, pp. 2894-2905, Dec. 2011.
- [9] 최진주, 초고주파 공학, Infinity Books, 2007.

장 광 호



2012년 2월: 광운대학교 전파공학과 (공학사)
2014년 2월: 광운대학교 전파공학과 (공학석사)
2018년 2월: 광운대학교 전파공학과 (공학박사)
2018년 5월~현재: 국가핵융합연구소(NFRI)

박사후 연구원

[주 관심분야] Vacuum Tube Amplifier, 고출력 증폭기, RF 회로 설계 등

최 진 주



1983년 8월: 서울대학교 물리교육학과 (이학사)
1985년 8월: 미국 Georgia State University 물리학과 (이학석사)
1991년 8월: 미국 University of Michigan 핵공학과 (공학박사)
1991년 5월~1997년 8월: 미국 해군연구소(NRL) 연구원

소(NRL) 연구원

1997년 9월~현재: 광운대학교 전자융합공학과 교수
[주 관심분야] RF 회로 설계, 고출력 증폭기, Vacuum Tube Amplifier 등

박 수 연



2015년 2월: 한국해양대학교 전파공학과 (공학사)
2017년 3월~현재: 광운대학교 전파공학과 석사 과정
[주 관심분야] RF High Power Amplifier 설계, Cavity Combiner

이 동 현



2008년 2월: 광운대학교 전파공학과 (공학사)
2000년~2004년: (주)라디오빌 개발실장
2004년~2010년: 리차드슨 일렉트로닉스 코리아 개발실장
2010년~현재: (주)알에프피티 대표이사
[주 관심분야] RF Generator, Auto Matcher, RF Divider, Pulse SSPA, RF Switch & Filter 등