

마이크로파를 이용한 분말식품 온라인

수분함량 계측시스템 개발

Development of On-line Measurement System for
Moisture Content of Powdered Food using Microwave
Technology

연구기관

한국표준과학연구원

광운대학교

농림부

제 출 문

농림부 장관 귀하

본 보고서를 “마이크로파를 이용한 분말식품 온라인 수분함량 계측시스템 개발” 과제의 최종보고서로 제출합니다.

2005년 8 월 14 일

주관연구기관명 : 한국표준과학연구원

총괄연구책임자 : 김 기 복

세부연구책임자 : 김 기 복

연 구 원 : 박 정 학

연 구 원 : 이 상 대

연 구 원 : 박 성 운

협동연구기관명 : 광 운 대 학 교

협동연구책임자 : 김 중 헌

연 구 원 : 이 찬 주

연 구 원 : 김 지 연

요 약 문

I. 제 목

마이크로파를 이용한 분말식품 온라인 수분함량 측정시스템 개발

II. 연구개발의 목적 및 필요성

각종 농산물, 식품 등에 함유되어 있는 수분은 제품의 물리적, 화학적 성질 및 생리적 작용에 큰 영향을 미칠 뿐만 아니라 농산물의 가공성 및 저장성 그리고 품질을 결정하는 매우 중요한 요인이다. 최근 각종 농산물 및 식품류의 가공 및 유통에 관련된 기계장치 및 시설에 대한 자동화 요구가 증가함에 따라 각종 원료의 건조, 저장 및 가공공정 등에서 유동상태에 있는 원료의 수분함량을 비파괴 비접촉식으로 측정할 수 있는 기술의 개발이 크게 요구되고 있다. 이와 관련하여 유동상태에서의 원료의 수분함량을 측정하기 위한 방법으로 마이크로파를 이용한 수분측정 방법이 연구되고 있다. 따라서 정지된 상태에 있는 제품의 수분함량 측정뿐만 아니라 유동상태에 있는 제품의 수분함량을 보다 신속하고 정확하게 측정할 수 있는 방법에 대한 연구가 시급하다고 할 수 있다.

분말식품류의 경우 포장재 내에서 분말식품의 수분함량이 균일하지 않으면 유통과정 중에 응결현상(caking)이 발생하여 제품의 품질을 저하시킬 뿐만 아니라 소비자의 제품에 대한 신뢰도를 저하시킴과 동시에 상품화에 큰 장애 요소가 된다. 또한 분말식품의 가공공정에서 필요한 건조 저장단계에서 적절한 수분함량의 조절 및 측정은 제품의 생산성 향상과 분말식품 가공기계의 효율성 증대에 반드시 필요하며 경제적인 식품 가공공장 운영이 가능해질 것이다.

본 연구에서는 마이크로파 기술을 이용하여 분말식품의 수분함량을 온라인으로 측정할 수 있는 시스템을 개발하기 위하여 수행되었다. 이를 위하여 마이크로파 대역에서 수분함량 측정을 위한 기초물성연구, 마이크로파 센서 및 회로연구, 온라인 측정시스템 연구, 수분측정 모델 개발, 무선계측 시스템을 개발하기 위한 연구를 수행하였다.

Ⅲ. 연구개발 내용 및 범위

본 과제 의 연구개발 목표인 “마이크로파를 이용한 분말식품 온라인 수분함량 계측 시스템 개발”을 달성하기 위하여 다음과 같은 2개의 세부과제를 구성하였다.

[분말식품의 마이크로파 유전특성 및 온라인 측정시스템 개발 : 한국표준과학연구원]

1. 분말식품 마이크로파 유전특성 측정
 - 가. 분말식품의 마이크로파 유전특성 측정방법 개발 및 유전특성 측정
 - 나. 마이크로파 전파특성을 이용한 수분함량 측정모델

2. 온라인 수분함량 측정 시스템 연구
 - 가. 측정 주파수 대역별 마이크로파 투과시험 장치 제작
 - 나. 온라인 수분함량 측정 시스템 제작

3. 분말식품 수분함량 측정 모델 개발
 - 가. 다중선형 회귀분석법을 이용한 수분함량 측정 모델
 - 나. 주성분 회귀분석법을 이용한 수분함량 측정 모델
 - 다. 인공신경망을 이용한 수분함량 측정 모델

4. 수분함량 무선계측 시스템 개발

[마이크로파 센서 및 소자 개발 : 광운대학교]

1. 수분계측용 마이크로파 센서 개발 및 평가

2. 수분계측용 마이크로파 소자 개발 및 평가
 - 가. 마이크로파 발진기 개발 및 평가
 - 나. 관련 신호처리 회로소자 개발

IV. 연구개발 결과 및 활용에 대한 건의

[분말식품의 마이크로파 유전특성 및 온라인 측정시스템 개발 : 한국표준과학연구원]

1. 분말식품 마이크로파 유전특성 측정

- 가. 마이크로파 대역에서 분말식품의 유전특성을 측정하기 위하여 마이크로파 자유공간전송기법을 적용하였다. 1~15GHz 범위에서 측정주파수 대역에 따른 파장을 고려하여 마이크로파가 충분히 투과할 수 있는 샘플홀더를 설계·제작하였다. 마이크로파 전파이론으로부터 분말식품의 유전특성을 유도하였으며 표준물질을 이용하여 검증하였다.
- 나. 분말식품으로서 시중에 유통되고 있는 밀가루, 분유, 커피를 선정하여 수분함량에 따른 마이크로파 유전특성을 측정하였다. 시료의 밀도가 일정한 범위에서 시료의 수분함량에 따라 유전율은 대체적으로 증가하는 경향을 나타내었으며 산물밀도와 온도에 따라서도 유전율은 증가하는 경향을 나타내었다.
- 다. 마이크로파 전파특성인 감쇠와 위상변화를 분석한 결과 시료의 수분밀도에 따른 마이크로파 감쇠와 위상변화는 각 측정주파수에서 거의 선형적으로 증가하는 경향을 나타냈다. 적절한 수분측정 주파수로는 마이크로파 X-band가 유리할 것으로 분석되었다.

2. 온라인 수분함량 측정 시스템 연구

- 가. 다중 주파수 측정시스템으로 2.5GHz, 7.0GHz, 10.5GHz 마이크로파 측정장치를 개발하였다. 각 주파수별 측정장치의 구성에서 신호흐름은 발진기, 아이솔레이터, 송수신용 패치 안테나, 검파기, 증폭기의 순이며 송수신용 안테나 사이의 시료 수분함량에 따라 각 측정장치에서의 마이크로파 출력전압의 변화를 측정하였다.
- 나. 온라인 수분함량 측정 시스템 제작
온라인 측정 시스템은 각 측정주파수에서의 마이크로파 송수신 장치, 시료이송용 컨베이어, 이송모터, 시료투입부, 시료배출부, 시료 두께 조절판, 온도센서, 회전속도계, 마이크로프로세서가 내장된 중앙처리부로 구성하였다.

3. 분말식품 수분함량 측정 모델 개발

- 가. 분말식품의 수분함량에 따른 측정실험을 수행하기 위하여 수분함량 범위 7~15%w.b.의 밀가루, 1~8%w.b.의 분말커피, 1~16%w.b.의 분유 시료를 조제하였다. 시료의 수분함량, 시료온도, 이송속도 등에 따른 마이크로파 출력전압의 차이값을 분석하였다.
- 나. 시료의 수분함량과 마이크로파 출력전압 변화사이의 상관관계를 분석한 결과 각 측정 주파수에서 대체로 0.9이상의 강한 상관관계를 나타내었다. 시료온도가 증가함에 따라 마이크로파 출력전압은 증가하는 경향을 나타내었으며 시료이송 속도에 따라서는 큰 변화가 없는 것으로 분석되었다.
- 다. 분말식품의 수분함량을 정밀하게 측정할 수 있는 수분측정 모델을 개발하기 위하여 다중선형 회귀분석, 주성분 회귀분석, 인공신경망 기법을 적용한 결과 대체로 인공신경망을 이용할 경우 모델의 결정계수가 가장 높게 나타났다. 개발된 모델들 중 수분측정 모델은 장치 구성의 편의성을 고려하여 2개 주파수의 조합을 이용하는 중회귀분석 모델이 유리할 것으로 생각된다.

4. 수분함량 무선 계측시스템 개발

- 가. 분말식품 수분함량의 무선계측이 가능한 송수신 시스템을 개발하였다. 4개의 센서입력채널, A/D 변환기, 연산부를 가지는 송수신기는 송신 주파수 447MHz, FSK 방법으로 제작되었다. 수신부에서 수신된 수분측정 값은 컴퓨터의 RS232C 통신 포트를 통하여 실시간으로 모니터링이 가능하다.
- 나. 본 연구를 통하여 개발된 기술을 바탕으로 상용화를 위한 무선측정장치를 포함한 수분측정기 시작품이 개발되었다.

[마이크로파 센서 및 소자 개발 : 광운대학교]

1. 수분계측용 마이크로파 센서 개발 및 평가

- 가. 마이크로파 센서로서 7.0GHz 및 10.5GHz에서 동작하는 2×2 패치 어레이 안테나를 각각 개발하고 평가하였다. 패치 어레이 안테나는 유전율 2.6, 기판 높이 0.54mm, 동판 두께 0.018mm인 테프론 기판을 이용하여 개발되었다.

2. 수분계측용 마이크로파 소자 개발 및 평가

- 가. 7.0GHz 및 10.5GHz의 마이크로파 신호를 발생시키기 위하여 유전체 공진을 이용한 발진기를 개발하였으며 7.0GHz에서의 11dBm, 10.5GHz에서 10 dBm의 출력을 얻었다.
- 나. 관련 회로소자로서 7.0GHz 및 10.5GHz 아이솔레이터, 전력증폭기, 검파기 등을 각각 개발하고 평가하였다.

SUMMARY

I. Title

Development of On-line Measurement System for Moisture Content of Powdered Food using Microwave Technology

II. Objective and Significance

The moisture content of agricultural products and food is not only the most important quality factor but also one of the essential parameters affecting their physical and chemical properties related to storage, capability of processing and quality control. As on-line machinery is now being used in storage and processing of agricultural products and food, demand for on-line moisture meters is increasing rapidly. Although many techniques can be used to measure the moisture content, the electrical methods have been developed and used widely. The method using RF impedance measures the capacitance and/or a-c (alternating current) resistance of the materials between two electrodes forming a capacitor and from which the dielectric property is calculated. This method can be used with a wide range of moistures but has the source of measurement errors caused by changes of bulk density of wetted materials within the electrodes, kinds of materials and temperature of material. Other methods are infrared and near infrared spectrometry and nuclear magnetic resonance technique. These methods enable to measure the moisture content of materials with high accuracy. But because of high cost they are being usually used at laboratory level and it seems not to fully proper for on-line monitoring of moisture content of materials yet. Microwave technique is very attractive because that method has merits of rapid and accurate measurement in the wider ranger of moisture content, simple implementation and inexpensive compared with other methods.

In this study, on-line measurement system for moisture content of powdered food using microwave technology was developed.

III. Research Contents and Scope

Main research contents of each sub-subject by research Institution are as follows.

[Dielectric property of powdered food and development of on-line measurement system for moisture content (Korea Research Institute of Standards and Science)]

1. Measurement of dielectric property of powdered food at microwave frequencies
 - 1) Development of measurement method for dielectric property
 - 2) Identification of dielectric property of powdered food
 - 3) Model for moisture content using microwave propagation property

2. On-line measurement system for moisture content
 - 1) Fabrication of microwave transmission apparatus
 - 2) Fabrication of on-line measurement system

3. Development of measurement model for moisture content of powdered food
 - 1) Multiple linear regression model
 - 2) Principal component regression model
 - 3) Artificial neural network

4. Development of wireless measurement system for moisture content

[Development of microwave sensor and circuits (Kwangun University)]

1. Development and evaluation of microwave antenna for moisture content measurement

2. Development and evaluation of circuits for moisture content measurement

- 1) Design and fabrication of microwave oscillator
- 2) Fabrication of related circuits for microwave type moisture meter

IV. Results and Suggestions to the Practical Applications

[Dielectric property of powdered food and development of on-line measurement system for moisture content (Korea Research Institute of Standards and Science)]

1. Measurement of dielectric property of powdered food at microwave frequencies

- 1) Microwave free-space transmission technique was used to measure the dielectric property of powdered food at microwave frequencies. The sample holder at which microwaves ranging from 1 to 15 GHz can transmit was designed and fabricated. From the microwave propagation theory the equation expressing the dielectric property of powdered food was derived and validated by standard dielectrics.
- 2) The dielectric property of powdered food such as wheat flour, coffee powder and milk powder was measured and analyzed. In the uniform range of bulk density of material, the real parts of permittivity of the food samples increased with the increased of moisture content, bulk density and temperature of the food sample.
- 3) The propagation properties such as attenuation and phase shift increased linearly as the moisture density of the food samples increased. As a measuring frequency, the X-band was recommended.

2. On-line measurement system for moisture content of powdered food

- 1) The microwave multiple frequencies system with 2.5 GHz, 7.0 GHz, and 10.5 GHz frequencies was developed. That microwave system consisted of

oscillators, isolators, transmitting and receiving patch antennas, detectors, power amplifiers. The output voltage of microwave measurement system due to the change of moisture content in food samples was measured and analyzed.

2) The on-line measurement system consisting of microwave system, conveying system, inlet and outlet devices of food sample, plate to control the thickness of food sample, temperature sensing unit, thermo-meter, and central processing unit having analog to digital converter and microprocessor was constructed.

3. Development of measurement model for moisture content of powdered food

1) As powdered food samples, wheat flour, coffee powder and milk powder were used and their ranges of moisture content were 7 to 15%w.b., 1 to 8%w.b. and 1 to 16%w.b., respectively. The output voltages of microwave measurement system due to the moisture content, sample temperature and sample moving speed were measured and analyzed.

2) The coefficients of correlation between moisture content of food samples and output voltage of microwave measurement system were higher than 0.9. The output voltage of microwave measurement system increased as the sample temperature increased.

3) Various calibration models for moisture content of powdered food were developed by using multiple linear regression, principal component regression, and artificial neural network. The artificial neural network model showed best results but the multiple linear regression model also showed good results. The developed artificial neural network consisted of 3 layers having input, hidden and output layers and the optimal node number of hidden layer was obtained. Considering the construction of commercial type moisture, we selected the multiple linear regression equation with three independent variables such as sample temperature, frequencies as a calibration equation for moisture content of powdered food.

4. Development of wireless measurement system for moisture content

The wireless measurement system for moisture content of powdered food was developed. That system consisted of data processing unit with 4-sensor input channels and analog to digital converter, transmitting unit with micro-controller, and receiving unit. The received moisture content of powdered food by receiving unit was transferred to the main computer via RS232C serial communication port and hence the real time monitoring of the moisture content is possible. Finally the commercial type moisture meters including wireless measurement system were developed.

[Development of microwave sensor and circuits (Kwangun University)]

1. Development and evaluation of microwave antenna for moisture content measurement

As a moisture sensor, the microstrip 2×2 patch array antennas were developed and evaluated at 7.0 and 10.5 GHz. The patch antenna was developed on the Teflon substrate of which permittivity, height and thickness of copper are 2.6, 0.54mm, and 0.018 respectively. The beam patterns of the developed patch array antenna were measured. The half beamwidths of two patch array antennas were higher than 50 degree and hence it is useful for applying to microwave type moisture meter.

2. Development and evaluation of circuits for moisture content measurement

- 1) The 7.0 GHz and 10.5 GHz dielectric resonator type oscillators for microwave type moisture meter were designed and fabricated. The output powers of the fabricated oscillators at 7.0 GHz and 10.5GHz are 11dBm and 10dBm, respectively and hence it was concluded that the fabricated oscillators were good for microwave type moisture meter
- 2) As relating circuits, the isolators with circulator to protect the oscillator,

power amplifiers to amplify the output power of the oscillator, detector to convert the RF signal to d-c level were developed at 7.0 GHz and 10.5 GHz.

With the combinations of the developed all microwave circuit components, the microwave free-space transmission type measurement system was finally constructed.

CONTENTS

Chapter 1 Introduction	17
section 1. Necessity of the Project	17
section 2. Objective and Scope of the Project	19
Chapter 2 The state of the Art	20
Chapter 3 The substance and Results of the Project	22
section 1. Measurement of dielectric property of powdered food	22
1. Analysis of manufacturing process of powdered food	22
2. Analysis of commercial moisture meter	24
3. Dielectric property of powdered food	25
4. Conclusions	51
section 2. Development of microwave components for moisture content measurement system	53
1. Microwave active elements	53
2. Design and fabrication of the circuits and measurement results	103
3. Conclusions	135
section 3. Development of on-line measurement system and model for moisture content of powdered food	136
1. Introduction	136
2. Development of microwave multiple frequencies system	137
3. Experiment of on-line measurement and analysis	153
4. Development of model for moisture content	158
5. Conclusions	183

section 4. Development of wireless measurement system and commercial moisture meter	186
1. Fabrication of wireless measurement system	186
2. Development of prototype moisture meter for commercialization	189
3. Conclusions	193
Chapter 4 Achievement of Results and Technical Contributions	194
section 1. Achievement of result	194
section 2. Technical contributions	196
Chapter 5 Plans for Utilization of results	197
Chapter 6 Collection of Overseas Science and Technology Information during Research Process	198
Chapter 7 References	199
Appendix: Data sheet	202
section 1. Dielectric resonator	202
section 2. Power amplifier	206
section 3. Detector	210
section 4. Isolator	212

목 차

제 1 장 연구개발과제의 개요	17
제 1 절 연구개발의 필요성	17
제 2 절 연구개발의 목표 및 내용	19
제 2 장 국내외 기술개발 현황	20
제 3 장 연구개발 수행내용 및 결과	22
제 1 절 분말식품의 마이크로파 유전특성 측정	22
1. 분말식품 제조공정 분석	22
2. 상용화된 수분함량 측정장치 장단점 분석	24
3. 분말식품의 마이크로파 유전특성 측정	25
4. 요약 및 결론	51
제 2 절 수분측정용 마이크로파 장치 개발	53
1. 마이크로파 능동소자	53
2. 회로설계·제작 및 측정결과	103
3. 요약 및 결론	135
제 3 절 온라인 수분측정장치 개발 및 수분측정 모델 개발	136
1. 서론	136
2. 마이크로파 다중주파수 측정시스템 개발	137
3. 온라인 수분측정 실험 및 결과분석	153
4. 수분측정 모델 개발	158
5. 요약 및 결론	183

제 4 절 무선 계측시스템 및 상용화 제품 개발	186
1. 무선 계측시스템 제작	186
2. 상용화를 위한 시제품 개발	189
3. 요약 및 결론	193
제 4 장 목표달성도 및 관련분야에의 기여도	194
제 1 절 연구개발 목표 달성도	194
제 2 절 대외 기여도	196
제 5 장 연구개발결과의 활용계획	197
제 6 장 연구개발과정에서 수집한 해외과학기술정보	198
제 7 장 참고문헌	199
부 록 : Data sheet	202
1. 유전체 공진기	202
2. 전력증폭기용 소자	206
3. 검파기	210
4. 아이솔레이터	212

제 1 장 연구개발과제의 개요

제 1 절 연구개발의 필요성

1. 기술적 측면

각종 농산물, 식품 등에 함유되어 있는 수분은 제품의 물리적, 화학적 성질 및 생리적 작용에 큰 영향을 미칠 뿐만 아니라 농산물의 가공성 및 저장성 그리고 품질을 결정하는 매우 중요한 요인이다. 최근 각종 농산물 및 식품류의 가공 및 유통에 관련된 기계장치 및 시설에 대한 자동화 요구가 증가함에 따라 각종 원료의 건조, 저장 및 가공공정 등에서 유동상태에 있는 원료의 수분함량을 비파괴 비접촉식으로 측정할 수 있는 기술의 개발이 크게 요구되고 있다. 이와 관련하여 유동상태에서의 원료의 수분함량을 측정하기 위한 방법으로 마이크로파를 이용한 수분측정 방법이 연구되고 있다. 따라서 정지된 상태에 있는 제품의 수분함량 측정뿐만 아니라 유동상태에 있는 제품의 수분함량을 보다 신속하고 정확하게 측정할 수 있는 방법에 대한 연구가 시급하다고 할 수 있다.

본 과제에서 개발하고자 하는 기술은 원료 내 수분의 변화에 따라 마이크로파 대역에서 유전율이 크게 변하게 되는데 이러한 수분에 따른 유전율의 차이를 이용하여 수분함량을 측정하는 기술로서 측정에 사용되는 주파수가 중요한 인자가 된다. 수분 측정방법은 그 이용 기술에 따라 여러 가지 측정방법이 있으나 주로 재료의 전기적인 특성을 이용한 전기저항식과 콘덴서식 수분측정 방법이 주로 사용되고 있다. 전기저항식 수분 측정기는 대상 원료의 수분함량 증가에 따라 전기저항이 대수적으로 감소하는 원리를 이용하는 것으로서 원료와 전극간의 접촉저항을 안정시키기 위하여 곡물의 경우 별도의 시료 분쇄장치가 필요하며 이에 따라 측정시료의 양이 적어 수회의 반복측정을 해야 하는 단점이 있다. 고주파를 이용한 방법으로서 보통 낮은 주파수 대역에서는 대상원료의 수분 외 다른 요인, 즉, 이온성분 등이 측정값에 큰 영향을 미치게 되며 마이크로파 주파수 대역에서는 이러한 영향을 배제할 수 있다는 장점이 있다.

한편 수분측정의 정확도에 영향을 미치는 가장 중요한 인자로서는 측정 주파수뿐만 아니라 시료의 여러 가지 다양한 유동상태(밀도변화) 변화에 따른 수분 측정값의 신뢰도를 확보하는 기술이라고 할 수 있다. 이와 관련된 국내 기술현황은 곡류 수분

함량 측정기의 경우 간이 자동수분측정기 등이 개발되어 일부 설치되어 가동되고 있으나 외국의 기기를 모방한 수준이며 장치의 정밀도 및 효율의 향상 그리고 비용의 저렴화 등이 요망되고 있다. 또한 국내 식품의 특성에 맞도록 보정을 해주어야 하는 번거로움이 있다.

2. 경제·산업적 측면

각종 농산물 및 식품의 비파괴 온라인 수분 측정장치는 국내의 경우 개발되어 있는 제품이 없으며 수입되는 일부 제품은 주로 미국 및 유럽 제품으로서 거의 오프라인용이며 주로 오퍼상을 중심으로 수입되고 있기 때문에 제품에 대한 사후봉사가 큰 문제점인 것으로 지적되고 있다. 따라서 국내 기술로 개발되어 실용화된다면 사후봉사가 원활하며 수입대체 효과가 매우 클 것으로 사료된다. 식품 가공공정, 화공분야(원유 정제 공정 포함), 제약 분야 등에서는 공정소요 비용최소, 에너지 절감, 고품질의 제품 생산을 위해서는 공정의 첨단화 및 자동화가 요구되고 있음. 이러한 자동화의 선결과제로서 원료 제품의 물리 화학적 특성을 각 공정단계에서 수시로 검사하여 피드백 할 수 있는 온라인 수분 측정 기술의 개발이 필수적이라고 할 수 있다. 대부분의 경우 이러한 작업은 주로 오프라인에서 이루어지고 있으며 이에 따라 분석에 소요되는 시간과 노력이 과다하게 소요되고 있을 뿐만 아니라 대부분의 분석장비가 거의 외국에서 고가로 수입되고 있는 실정이다.

3. 사회·문화적 측면

최근 쌀 과잉 공급과 소비감소로 인한 정부의 미곡 증산 정책의 포기여 따라 국내 농업환경은 그 동안의 식량 증산과 같은 농업 생산과 같은 1차 산업에서 농산물의 건조 저장 가공 등과 같은 2차 산업의 비중이 증가할 것으로 전망된다. 분말식품류의 경우 포장재 내에서 분말식품의 수분함량이 균일하지 않으면 유통과정 중에 응결현상(caking)이 발생하여 제품의 품질을 저하시킬 뿐만 아니라 소비자의 제품에 대한 신뢰도를 저하시킴과 동시에 상품화에 큰 장애 요소가 된다. 또한 분말식품의 가공공정에서 필요한 건조 저장단계에서 적절한 수분함량의 조절 및 측정은 제품의 생산성 향상과 분말식품 가공기계의 효율성 증대에 반드시 필요하며 경제적인 식품 가공공장 운영이 가능해질 것이다.

제 2 절 연구개발의 목표 및 내용

본 과제의 연구개발 최종목표로서 “마이크로파 기술을 이용한 각종 분말식품류의 온라인 비파괴 수분함량 측정시스템 개발”로 설정하였으며 이러한 목표를 달성하기 위하여 다음과 같은 2개의 세부과제를 구성하였다.

- [분말식품류의 마이크로파 유전특성 및 온라인 측정시스템 개발] 과제에서는 마이크로파를 이용한 분말식품 수분측정 장치 개발을 위한 기초연구로서 수분함량에 따른 시료의 마이크로파 유전특성을 측정하고 분석하여 수분측정 주파수를 도출한다. 시료의 마이크로파 유전특성을 분석하여 수분측정 장치의 설계에 필요한 자료로 활용한다. 마이크로파 기초 특성실험을 토대로 하여 온라인 측정장치를 설계·제작하여 이송상태에 있는 시료의 수분함량을 측정하기 위한 연구를 수행한다. 마이크로파 다중 주파수 시스템을 구성하여 정밀 수분측정이 가능한 수분측정 모델을 개발하고 평가한다. 수분측정 모델을 개발하기 위하여 다중회귀분석, 주성분 회귀분석, 인공신경망 기법을 적용한다. 최종적으로 온라인 무선측정이 가능한 시스템을 구현하여 구조가 간단하고 손쉽게 분말 식품의 수분을 측정할 수 있는 시스템을 개발하고 평가한다.

- [마이크로파 센서 및 관련소자 개발] 과제에서는 마이크로파 수분측정장치 개발의 핵심 요소라 할 수 있는 마이크로파 센서, 발진기, 주변 회로소자에 대한 연구를 수행한다. 이를 위하여 제 1 세부과제의 기초연구 결과를 활용하여 수분측정용 마이크로파 안테나를 개발하고 평가한다. 또한 측정 주파수 대역별로 수분측정에 적합한 마이크로파 발진기를 설계·제작하여 그 특성을 평가하며 그 외 관련 부품인 아이솔레이터, 디텍터와 같은 주변 회로소자를 개발하고 평가한다.

최종적으로 연구개발 목표시스템은 다음과 같은 다음과 같은 특성을 가진다.

- 시료의 온도, 이송속도 등에 무관한 마이크로파 수분측정 모델 개발 및 적용
- 마이크로파 투과법을 이용한 다중 측정주파수 시스템 개발 및 적용
- 구조가 간단하고 감도가 뛰어난 마이크로파 패치 안테나 시스템
- 원격 온라인 수분측정이 가능한 무선 측정 시스템

제 2 장 국내외 기술개발 현황

국외의 경우, 여러 가지 다양한 연구가 지속적으로 수행되어 오고 있음. 전 세계적으로 생물자원에 대한 수분측정 기술은 미국 USDA 산하 연구소의 Nelson 박사의 주도로 매우 많은 연구결과들이 발표되고 있다.

전기적인 방법으로서 저주파부터 마이크로파에 이르기까지 수백 편의 논문들이 발표되었는데 주로 수분측정 대상재료의 전자기적 특성 연구뿐만 아니라 각종 유동 상태에서 재료의 밀도에 무관한 정밀 수분측정에 대한 실용적인 방법들이 최근까지 발표되고 있다.

이러한 많은 기술적 자료들과 연구결과들을 활용하여 미국 등에서는 이미 여러 가지 형태의 다양한 온라인 수분 측정 장치들이 상용화되어 있으며 특히 최근의 정밀농업을 위한 트랙터 부착용 실시간 수확량 모니터링 시스템에서의 수분측정 장치로 개발되어 시판되고 있다.

관련한 국내의 연구 및 기술현황은 본 연구진의 연구실적 외에는 거의 미미한 수준이며 외국의 수입제품의 경우 대부분 하나의 측정주파수를 사용하고 있으며 유동상태에 따른 수분 측정값의 변동을 보정하고 있지 못하고 있는 실정이다. 수분 측정기 시장의 경우 국내 업체 현황은 거의 영세한 수준이며 대부분 일본, 미국, 유럽제품이 수입되어 사용되고 있다.

국내 업체 중 (주)지원기계의 경우 수입제품(일본)에 자사로고를 부착하여 판매하고 있으며 수분측정 대상도 주로 농산물로 제한되어 있으며 탁상용이 대부분이다.

최근 전자산업의 발달로 첨단기술의 농업적 응용에 필요한 각종 센서가 개발되고 있어 이를 이용한 농산물 및 식품의 각종 품질을 비파괴적으로 측정할 수 있는 연구가 활발히 진행되고 있다. 그러나 분말식품의 경우 그 중요성에도 불구하고 비파괴적으로 측정할 수 있는 기술이 개발되고 있지 않고 있다.

근적외선을 이용한 수분측정의 경우 광의 투과 및 흡수현상을 이용하여 수분함량을 비교적 정확하게 측정할 수 있으나 아직까지는 시스템의 가격이 고가이며 사용에 많은 제약이 따른다.

지금까지 마이크로파를 이용한 국내에서의 수분측정기술 관련연구들은 기초자료인 분말식품의 유전특성 측정에 대한 전반적인 검토가 부족할 뿐만 아니라 그 측정 방법도 정립되어 있지 않고 있다. 따라서 여러 가지 식품의 종류에 따른 다양한 측정방법

의 개발이 필요하며 이를 바탕으로 정확한 수분측정기술의 개발이 필요하다고 하겠다.

마이크로파를 이용한 외국의 주요 연구관련 사례는 다음과 같다. Athey 등(1982)은 10 MHz~1 GHz 범위의 주파수에서 샘플홀더를 종단개방형으로 제작하고 2대의 회로망 분석기로 측정시스템을 구성하여 샘플홀더내의 반사계수를 측정하여 임피던스로 변환한 다음 생물체의 유전특성을 측정하는 장치를 개발하였다. Shimin(1986)은 patch형의 사각형 마이크로스트립 안테나를 샘플홀더로 하여 634MHz~4425MHz 범위에서 시료에 따른 공진주파수와 위상차, 파장변화를 이용하여 유전상수를 측정하였으며 측정장치가 비교적 간단하다고 하였다. Xu 등(1987)은 종단개방형 동축선로 공진방법을 개선하여 4GHz~11GHz 범위에서 생물체의 유전특성을 측정하였는데 공진기는 얇은 동판 다이어프램으로 구성하였으며 의학 및 생물학적으로 이용할 수 있는 가능성을 보여주었다.

Nelson (1983, 1991)은 2.45 GHz, 11.7 GHz, 22.0 GHz에서 함수율, 가용성 고형분, 농산물의 조직 등에 따른 농산물의 유전특성을 조사하였는데 여러 가지 섬유조직의 유전특성과 함수율간의 상관관계가 확인되었으나 가용성 고형분인 당도와 유전특성간의 상관관계는 아주 낮게 나타났다고 하였다. Nelson 등(1990a)은 함수율 9.5~26% 범위의 soybeans, field corn, popcorn, peanuts, pecans의 함수율을 RF 임피던스 방법과 마이크로파 공동공진기 방법을 이용하여 비교 측정하였는데 RF 영역에서는 1 MHz, 4.5 MHz의 2개의 주파수에서 크기와 모양에 무관하게 함수율을 측정할 수 있었고 마이크로파 공진기 내의 시료에 의한 주파수 변화와 공진기의 전송특성 변화를 이용하여 단립 크기와 무관하게 함수율을 측정할 수 있었으며 측정오차는 1%이내 이었다.

Kraszewski 등 (1989, 1990a, 1990b)은 3.2 GHz와 6 GHz에서 전자기파 모드 H105와 H107을 이용하여 사각형 도파관 공진기에서 공진주파수 변화와 공동공진기의 Q 값, 그리고 전송계수를 이용하여 대두와 옥수수의 유전율을 측정하였다. 공진주파수 변화와 전송계수의 평균값은 시료의 형상에 무관하게 나타났으며 그 비는 크기에 무관한 것으로 보고하였다. Trabelsi 등(2001)은 입자 형태의 수분측정에서 입자의 크기, 형상, 밀도 등에 무관한 수분측정 모델을 개발하기 위한 연구를 수행하였으며 Kim 등 (2002)은 시료의 산물밀도를 보정하기 위하여 함수율과 산물밀도의 곱으로 표시되는 수분밀도를 도입하였으며 10.5GHz 주파수에서 수분함량에 따른 마이크로파 감쇠를 이용하여 산물밀도와 무관하게 정확한 수분측정이 가능함을 보여주었다.

제 3 장 연구개발 수행내용 및 결과

제 1 절 분말식품의 마이크로파 유전특성 측정

1. 분말식품 제조공정 분석

각 분말식품의 제조공정을 분석하여 온라인 수분함량 측정장치 개발에 대한 기초자료로 활용하고자 하였다. 밀가루의 경우 제조공정은 그림 1에서 보는바와 같다. 수입된 밀은 밀밭에서 추수하여 밀 저장소에 저장되었다가 선적되어 국내로 들어온 밀이기 때문에 밀 중에는 돌이나 먼지 기타 물질이 많이 혼입되어 있다. 이러한 밀을 제분하면 밀가루의 품질이 저하되고 불쾌한 식감을 느끼게 된다. 이러한 단점을 없애기 위해 돌이나 먼지 그 밖의 이물질 등을 밀로부터 분리시킨다.

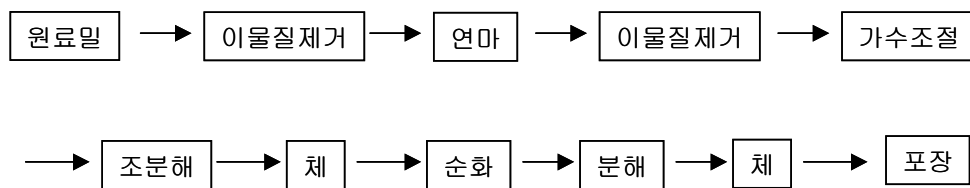


Fig. 1. Manufacturing process of the wheat flour.

원료 밀에는 수분 함량이 10% 전후로 건조한 상태로서 껍질에 회분함량이 상당히 많이 함유되어 있다. 건조한 밀을 바로 제분하면 밀의 껍질 부위가 부서져서 밀가루에 혼합되어 회분함량을 높이는 원인이 되어 품질의 저하를 가져온다. 이러한 결점을 보완하기 위해 건조한 밀에 가루를 하여 밀의 껍질을 질기게 함과 동시에 밀의 내부를 부드럽게 하는데 이를 조질이라 한다

조질을 하는 이유는 밀의 껍질과 내배유를 쉽게 분리하여 양질의 제품을 보다 많이 생산하기 위함이다. 제분공장에서는 수분함량이 14-16%로 수분을 높여 제분한다. 경질 밀인 경우 약 16%까지 수분을 높이는 것이 좋고 연질 밀은 약 15%로 수분을 맞춘다. 원료 밀의 품종에 따라 가수량의 차이가 있기 때문에 적정 수준 이상의 수분을 함유하면 원료 밀의 껍질 부위가 혼입될 수 있다. 따라서 조질은 제분에 있어 중요한 요인이 되며 가수조절에 의한 조질공정으로 함유된 수분은 제품 출하 후 유통을 위한

안전 수분함량 5% 이내로 건조되어야 한다. 따라서 이 단계에서 온라인 수분함량 측정기를 필요로 하며 수분함량을 연속적으로 모니터링 함으로써 공정제어와 품질유지에 활용할 수 있게 된다.

한편 분유 및 커피 제조공정은 여러 가지가 있지만 주로 분무건조방법이 많이 사용되므로 이 방법을 중심으로 분석하였다. 분유제조 공정은 다시 전지분유와 탈지분유의 2 종류가 있으며 그 제조공정은 그림 2에서 보는바와 같다.

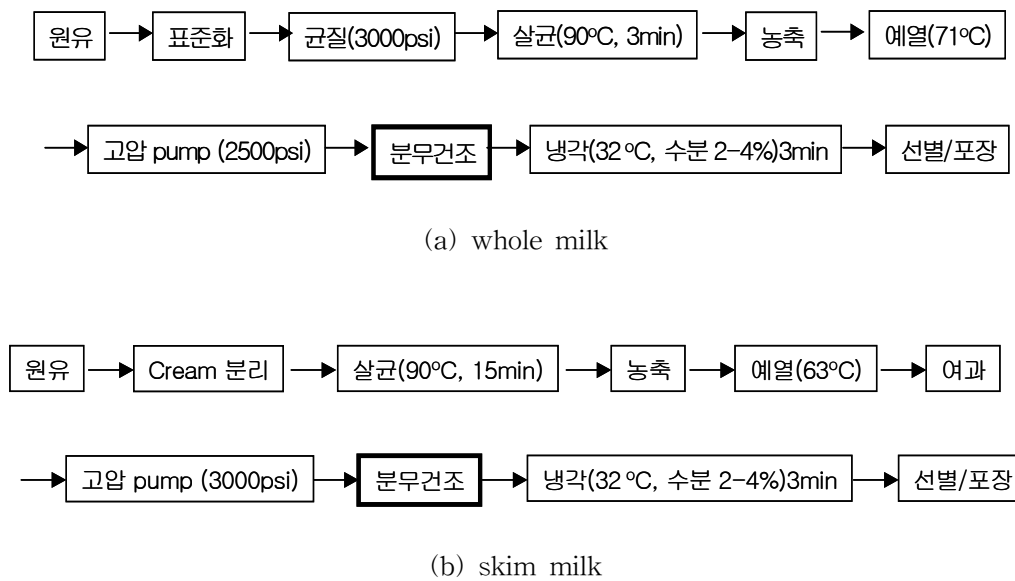


Fig. 2. Manufacturing process of the powdered milk.

인스턴트 커피는 농축액의 건조 방법에 따라 동결건조와 분무건조 방법으로 나뉜다. 분무건조 공정은 그림 3과 같으며 선별, 혼합, 배합을 거친 후 적당한 크기로 원두를 분쇄하고 추출기에서 뜨거운 물로 커피 액을 추출한다. 이 추출된 액에서 좋은 향을 별도로 분리해 내고, 나머지 액은 농축한다. 농축은 추출된 커피 원액에서 수분을 증발시켜 진하게 만드는 공정으로 진공증발농축(감압농축)과 동결농축 등이 있다. 농축된 액에 분리해 둔 향을 첨가하는 과정을 거치고 나면 분무건조를 하게 된다. 최종 제품 수분은 약 3.0~4.0 % 정도이다.

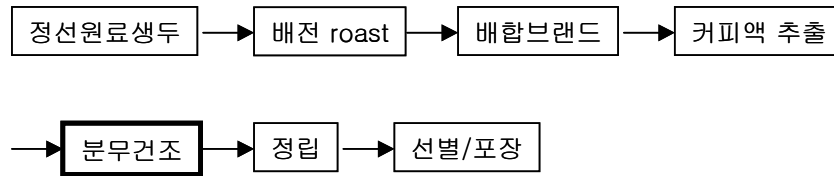


Fig. 3. Manufacturing process of the powdered coffee.

이상의 고찰을 토대로 하여 실제 제분공장과 분무건조기를 이용한 가공식품회사를 방문하여 실태조사를 수행하였다. 조사는 방문을 통하여 실무 담당자와의 면담과 가공공정 일부를 견학하는 것이었다. 방문처는 비교적 규모가 큰 제분공장과 중소 가공업체로서 제분공장에서는 밀가루 공정, 그 외 가공업체에서는 분무건조 공정에 대하여 현장방문 조사를 수행하였다. 밀가루 공정의 경우는 전술한 바와 같이 [조질]공정 후 제품의 수분관리가 큰 문제점으로 지적되었으며 온라인 수분측정장치의 개발에 대한 요구가 매우 높았다. 현재 독일에서 수입된 측정기를 이용하여 수분을 측정하고 있는데 가장 큰 문제점은 분체와 센서가 계속 접촉을 함에 따라 센서 표면에 분체가 응고되어 부착되는 현상으로 인하여 수분측정 정확도가 시간이 지남에 따라 감소한다는 점이었다. 따라서 대부분의 제품 수분함량 조절은 온라인 수분측정에 의한 공정 피드백이 아닌 공정 중에 제품을 샘플링하거나 현장 기술인력의 경험과 노-하우에 의존하고 있는 실정이었다.

2. 상용화된 수분함량 측정장치 장단점 분석

현재 국내의 경우 분말식품 수분측정장치를 생산하는 업체는 거의 없으며 주로 외국제품이 수입되고 있다. 국내에 수입된 외국제품들에 대하여 온라인 수분측정장치로서의 장단점을 분석하였다. 온라인 수분측정기로서 제조회사가 서로 다른 2종류의 장치와 비교를 수행하였다. 표 1은 각 장치의 카탈로그를 참조로 구성한 것이다. 표 1에서 보는바와 같이 측정원리는 마이크로파 반사방식과 투과방식을 비교하였으며 대체적으로 수분측정범위는 0에서 80% 이상까지 측정이 가능한 것으로 나타나있다. 독일 제품의 경우 측정대상물이 응고되어 센서에 일부 점착이 되면 감도저하가 발생되었다. 2 제품 모두 정확한 수분측정을 위해서는 시료 이송속도나 밀도를 일정하게 유지해야 하는 것으로 분석되었다.

Table 1. Comparison with commercial microwave type moisture meters

Items	Model	
	HUMY 2000	MA-500
Country	Germany (www.mutec.de)	Australia (www.callidan.com)
Method	Microwave reflection	Microwave transmission
Sensor	Planar sensor	Transmitting and receiving antenna
Range	0~85%	0~80%
Error	±0.1%	±0.3%
Depth	-	20~500 mm
Resolution	Residual moisture 0~85% 18bit Dehydrated substrate 15~100% 18bit	0~9%까지는 0.0001% 10~80%까지는 0.001%
Temp.	0~120℃	0~45℃
Material	All solid materials	All solid materials
Remark	Sensor should be contacted to materials	-

3. 분말식품의 마이크로파 유전특성 측정

가. 투과법을 이용한 유전특성 측정원리도출

마이크로파를 이용한 수분측정 기술은 원료 내 수분의 변화에 따라 마이크로파 대역에서 유전특성이 크게 변하게 되는데 이러한 수분에 따른 유전율의 차이를 이용하는 기술로서 대상 시료의 유전특성을 구명하는 것이 우선적으로 요구된다. 즉, 수분 함량에 따른 유전특성 변화 범위를 알아야 측정용 마이크로파 안테나와 발진기와 같은 관련 소자들을 설계할 수 있다. 또한 마이크로파 유전특성은 측정 주파수에 따라 특성이 달라지므로 마이크로파 대역별로 유전특성을 측정해야 한다. 그러나 대부분 마이크로파 대역별로 적용되는 안테나의 크기가 달라지기 때문에 넓은 주파수 범위의 유전특성을 측정하기 위해서는 안테나와 시료의 두께를 주파수 대역 별로 일일이 바꾸어주어야 한다. 따라서 1~18GHz의 광대역 마이크로파 혼 안테나를 이용한 자유공간 전송기법을 적용하여 유전특성을 측정하고자 하였다.

식품과 같은 유전체가 전자계 내에 있을 때의 복소유전율은 식 (1)과 같이 실수부와 허수부로 나타낸다. 실수부는 유전상수로서 유전체가 전기에너지를 저장하는 능력을 나타내고, 허수부인 손실계수는 유전체 내에서의 전기에너지 손실을 의미하며 열로 변환된다.

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (1)$$

여기서, ϵ 는 복소유전율, ϵ' 는 유전상수, ϵ'' 는 손실계수, j 는 $\sqrt{-1}$ 를 각각 나타낸다.

자유공간상의 유전체에 그림 4에서 보는바와 같이 마이크로파가 수직으로 입사할 때 자유공간과 유전체 사이의 계면에서 파의 일부는 투과하고 파의 일부는 반사하게 되며 투과하는 파의 경우 감쇠와 위상변이가 발생한다. 이때 유전손실이 있는 유전체에서 평면파의 전파상수는 다음과 같이 주어진다(Pozar, 1985).

$$\gamma_s = \alpha_s + j\beta_s \quad (2)$$

여기서, γ_s 는 복소 전파상수, α_s 는 유전체가 있을 때의 감쇠상수 (Neper/m), β_s 는 유전체가 있을 때의 위상상수를 각각 나타낸다.

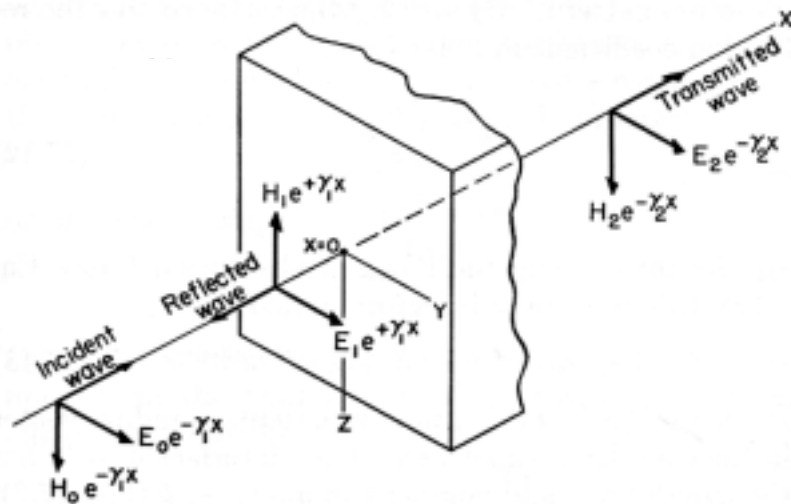


Fig. 4. A general schematic diagram of the electric field and dielectric material interaction.

이때, 전파상수는 복소유전율을 이용하여 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\alpha_s + j\beta_s = \sqrt{\left(\frac{\omega}{c_0}\right)^2(\epsilon' - j\epsilon'')} = j \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon' - j\epsilon''} \quad (3)$$

여기서, c_0 는 자유공간에서의 전자기파 속도($=8 \times 10^8 \text{m/s}$), λ_0 는 자유공간에서의 파장, ω 는 주파수를 각각 나타낸다.

자유공간에서의 위상상수는 다음 식 (4)와 같이 정의된다.

$$\beta_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (4)$$

식 (4)를 식 (3)에 대입하여 양변을 제곱한 후 실수부와 허수부로 나누어 유전상수와 유전손실 항으로 각각 정리하면 식 (5) 및 (6)과 같다.

$$\epsilon' = \frac{1}{\beta_0^2} (\beta_s^2 - \alpha_s^2) \quad (5)$$

$$\epsilon'' = \frac{1}{\beta_0^2} 2\alpha_s\beta_s \quad (6)$$

한편, 자유공간상에 유전체가 있을 때와 없을 때의 위상차는 다음과 같다.

$$\Delta\Phi = \Phi_s - \Phi_0 = (\beta_s - \beta_0)d \quad (7)$$

여기서, Φ_s 는 유전체가 있을 때의 위상변이(radian), Φ_0 는 유전체가 없을 때의 위상변이(radian), d 는 유전체의 두께를 각각 나타낸다.

식 (7)을 β_s 에 관하여 정리한 다음 제곱하면 다음 식 (8)과 같이 된다.

$$\beta_s^2 = \left(\frac{\Delta\Phi}{d} + \beta_0\right)^2 = \beta_0^2\epsilon' + \alpha_s^2 \quad (8)$$

식 (8)을 유전상수에 관하여 정리하면

$$\epsilon' = 1 + \left(\frac{\Delta\Phi}{\beta_0 d}\right)^2 + 2\left(\frac{\Delta\Phi}{d}\right)\frac{1}{\beta_0} - \left(\frac{\alpha_s}{\beta_0}\right)^2 \quad (9)$$

이때 생물자원의 경우 대부분 다음 식 (9)와 같은 조건을 만족한다(Kim, 1997).

$$\left(\frac{\alpha_s}{\beta_0}\right) \ll 1 \quad (10)$$

따라서, 식 (4)와 식 (10)의 조건을 식 (9)에 대입하면 유전상수는 다음 식 (11)과 같이 위상차의 함수로 간략하게 표현된다.

$$\epsilon' = \left(1 + \frac{\Delta\Phi\lambda_0}{360d}\right)^2 \quad (11)$$

한편, 자유공간 내에 유전체가 있을 때와 없을 때의 감쇠량의 차(dB)를 감쇠상수(Neper/m)와 유전체 두께(d)로 나타내면 dB와 Neper의 관계로부터 다음과 같이 표시된다.

$$\Delta A = A_s - A_0 = 8.686(\alpha_s - \alpha_0)d \quad (12)$$

여기서, ΔA 는 유전체가 있을 때와 없을 때의 감쇠량의 차이 (dB), A_s 는 유전체가 있을 때의 마이크로파 감쇠 (dB), A_0 는 유전체가 없을 때의 마이크로파 감쇠 (dB)를 각각 나타낸다.

최종적으로, 식 (4), (12)를 식 (6)에 대입한 다음 식 (10)의 조건을 이용하면 유전손실은 다음과 같이 얻어진다.

$$\epsilon'' = \frac{\Delta A \lambda_0 \sqrt{\epsilon'}}{8.686 \pi d} \quad (13)$$

따라서 식 (11)과 식 (13)을 이용하여 자유공간상에서의 유전체를 투과하는 마이크로

파의 감쇠와 위상차를 측정함으로써 물체의 유전율을 구할 수 있게 된다.

나. 마이크로파 혼 안테나

분말식품의 마이크로파 전파특성을 측정하기 위한 송수신 안테나는 혼 안테나를 이용하였다. 혼 안테나는 미국의 TDK RF Solutions Inc. 제품으로서 모델명 HRN0118인 1~18GHz의 광대역 안테나로서 개구면 크기는 23×14 cm, 이득은 5.3~11.1 dBi이며 그림 5에서 보는바와 같다. 혼 안테나 특성값들은 미국 국립표준연구소 (NIST, National Institute for Standards and Technology)의 소급성 체계를 가진다.

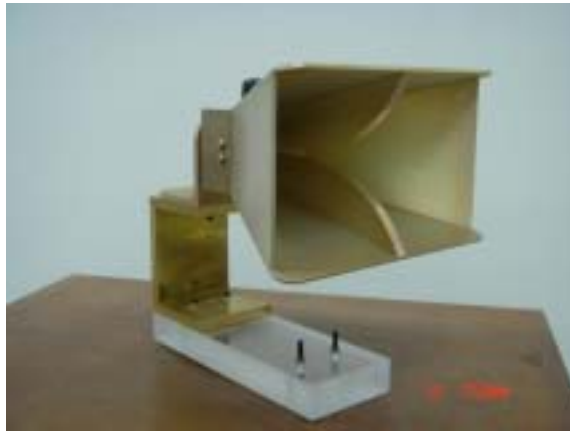


Fig. 5 Double rigid horn antenna.

다. 샘플홀더 설계

본 연구에서의 마이크로파 주파수는 1~12 GHz로서 파장으로 환산하면 25~300 mm 범위이다. 분말시료가 충전되는 샘플홀더는 마이크로파가 입사될 때 임피던스 부정합으로 인한 반사를 최소화하여 마이크로파를 투과시켜야 한다. 그림 4에서 매질의 임피던스를 Z_m , 자유공간(공기)의 임피던스를 Z_0 이라 하면 마이크로파 투과계수 (T)는 다음과 같이 표시된다.

$$T = \frac{4}{2 + 2\cos^2 k_m L + \left(\frac{Z_m^2}{Z_0^2} + \frac{Z_0^2}{Z_m^2} \right) \sin^2 k_m L} \quad (14)$$

여기서, k_m 은 매질에서의 wave number, L 은 매질의 두께이다.

위 식에서 마이크로파의 완전투과조건은 투과계수가 1이 되어야 하므로 필요한 매질의 두께는 마이크로파 파장 (λ)의 1/4 배 혹은 $\lambda/4$ 의 홀수배가 되어야한다.

실험에 사용되는 마이크로파 주파수 대역에 따른 파장 범위가 25~300 mm 범위이므로 최소한 마이크로파 한 파장이상의 투과를 고려하여 샘플홀더의 두께는 5~10 mm로 하였으며 전체 투과길이는 마이크로파가 투과할 때 발생하는 누설을 방지하기 위하여 혼 안테나 가로 크기의 2배 이상으로 제작하였다. 샘플홀더의 재질은 plexiglas로 하였으며 내부크기는 측정주파수 대역에 따라 48×30×15cm(21,600cm³), 34×24×10cm(8160cm³), 13×13×3cm(507cm³)의 3 종류로 하였다(그림 6).



Fig. 6. Three kinds of sample holder for powdered food

라. 마이크로파 측정시스템 구성

마이크로파 전파특성을 측정하기 위한 시스템 구성은 그림 7에서 보는바와 같으며 마이크로파 측정주파수는 1~15GHz 범위로 하였다. 측정시스템은 50MHz~20.05 GHz의 Network analyzer (HP8720D, Hewlett Packard, USA), 혼 안테나, 샘플홀더로 구성하였다. Network analyzer의 자세한 사양은 표 2에서와 같다. 혼 안테나의 양 끝단은 network analyzer와의 임피던스 부정합을 최소화하기 위하여N-type 50 Ω adapter를 가지는 7 mm flexible test port cable (85132-60004, Hewlett Packard, USA)과 연결되었으며 그림 8과 같다.

Table 2. Specifications of the network analyzer.

Model	Frequency (GHz)	Number of port	Dynamic Range	Amplitude Resolution	Frequency Resolution
HP8720D	0.05G~20.05	2	100 dB	0.05dB	1 Hz



Fig. 7. Microwave measurement setup.



Fig. 8. 7mm flexible test port cable.

마. 표준물질을 이용한 유전특성 측정방법 검증

샘플홀더를 투과하는 마이크로파의 전파특성은 먼저 샘플홀더에 시료가 없을 때 감쇠량과 위상변이를 측정한다. 다음, 샘플홀더에 시료를 충전하여 얻어지는 감쇠량과 위상변이를 측정하여 각각의 차이를 이용하여 분석하였다. 샘플홀더에 전파가 투과될 때 전파의 일부는 반사하고 일부는 투과하는데 이것을 S-매개변수로 표시하며 그림 9에서 보는 바와 같다. 그림 9에서 각 단자에서의 입사파와 반사파를 각각 a_i , b_i 라 하면 이때의 출력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\
 b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2
 \end{aligned}
 \tag{15}$$

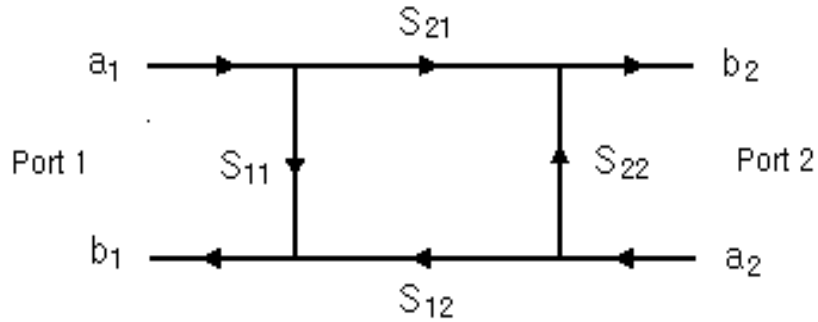


Fig. 9. Presentation of S-parameters for a two port network

이때, S_{21} -parameter를 측정하기 위하여 network analyzer를 CW(continuous wave) transmission mode로 설정하였으며 측정된 S_{21} 을 이용하여 다음 식 (15)~(17)과 같이 마이크로파의 감쇠와 위상을 각각 구할 수 있다.

$$S_{21} = |S_{21}|e^{j\phi} \quad (16)$$

$$A = -20 \log |S_{21}| \quad (17)$$

$$\phi = 2\pi n + \psi \quad (18)$$

여기서, A 는 마이크로파 감쇠(dB), ϕ 는 전체 위상, ψ 는 위상변이, n 은 정수를 각각 나타낸다.

상기 식 (17)과 (18)에서 측정된 시료의 감쇠 및 위상변화를 식 (11)과 (13)에 대입하여 유전상수와 유전손실을 구할 수 있다.

본 연구의 측정 시스템에서 유전율 측정시 샘플홀더 두께의 영향을 보정하기 위하여 샘플홀더 내에 시료가 없는 상태에서 감쇠량과 위상을 미리 측정해 두었으며 유전율이 알려진 아크릴과 테프론을 대상으로 식 (11)과 (13)을 검증하였다.

광대역 혼 안테나를 이용한 유전특성 측정방법을 적용하기 위하여 유전율을 알고 있는 테프론과 아크릴을 대상으로 하여 유전율을 측정 한 결과 표 3에서 보는바와 같다. 대체적으로 측정 주파수 범위에서 테프론과 아크릴의 유전율 범위에 잘 일치하는 것으로 나타났다.

Table 3. Dielectric constants of reference materials

Reference material	Dielectric constant	Dielectric constant		
		1 GHz	3 GHz	10 GHz
Teflon	2.0~2.8	2.702	2.433	2.062
Acrylic-resin	2.7~4.5	3.029	2.902	2.584

바. 분말시료 준비

표준물질을 이용한 유전특성 측정방법을 검증한 후 수분함량에 따른 분말시료의 유전특성을 측정하였다. 실험에 사용된 분말식품은 시중에 유통되는 제품으로서 밀가루(제일제당), 분유(서울우유), 분말커피(동서식품)를 대상으로 하였으며 분말시료의 수분함량은 항온항습기 내에서 온도 35℃, 습도 75% 조건에서 조절하였다. 수분조절에 사용된 항온항습기 사양은 표 4에서 보는바와 같다. 시료의 표준수분함량 측정은 산업표준심의위원회 KS 규격에 따라 측정하였다. 진공건조 오븐에서 103℃의 온도조건에서 2시간 동안 건조하여 측정하였으며 습량기준함수율을 계산하였다.

$$MC = \frac{m_w}{m_w + m_d} \times 100 (\%) \quad (18)$$

여기서, MC 는 습량기준 수분함량(%), m_w 는 시료 내에서 수분이 차지하는 질량, m_d 는 시료 내에서 수분 이외의 질량을 각각 나타낸다.

실험에 사용된 분말시료에 대하여 입자분석기(ELZON 28PC, 서울대 NICEM, 그림 10)를 이용하여 입도를 측정한 결과 밀가루의 입자크기는 $27.4 \pm 6.9 \mu\text{m}$, 분유의 입자크기는 $73.8 \pm 26.2 \mu\text{m}$, 분말커피의 입자크기는 $86.1 \pm 33.5 \mu\text{m}$ 로 각각 측정되었다.



Fig. 10. Particle size analyzer

Table 4. Specifications of the constant temperature and humidity controller

Model	DH-CT-02
Power source	220V 1PH 60Hz
Temperature range	-20~150℃
Humidity range	30~98%
Dimension	500×500×600 (W×D×H)mm
Temperature humidity controller	Program Controller (TEMI550)
Temperature sensor	PT 100Ω Type
Humidity sensor	PT 100
Power	4.5Kw

그림 11은 사용된 전체 실험 장비에 대한 사진으로서 마이크로파 측정시스템, 전자저울, 진공건조오븐, 항온항습기, 데시케이터 등을 나타낸다.



Fig. 11. Photo of experimental apparatuses

주위온도를 $24\pm 1^{\circ}\text{C}$ 로 일정하게 유지하여 실험을 수행하였으며 산물밀도 3수준, 시료온도 3수준으로 하여 실험을 수행하였다. 한편, 본 연구과제에서 설정한 마이크로파 측정 주파수 대역별로 선정된 측정 주파수는 표 5와 같다. 여기서 15.0 GHz 주파수는 본 과제에서 설정한 주파수에 포함되지 않으나 사용된 혼 안테나가 18 GHz까지 적용할 수 있는 광대역 특성을 가지며 동시에 network analyzer의 측정범위가 20 GHz까지이므로 비교와 참고를 위하여 측정주파수에 포함시켰다. 이때 각 주파수 대역별로 측정을 하기 위해서는 network analyzer를 각 측정주파수별로 별도로 calibration을 수행하여 분말식품의 실험조건에 따른 측정을 수행하였다. 따라서 동일한 수분함량을 가지는 시료라 하더라도 한 측정주파수에서의 network analyzer의 측정이 끝나면 샘플홀더 내 시료를 비운 후 시료가 채워지지 않은 샘플홀더로 다음 측정 주파수를 설정하여 network analyzer, 안테나, 샘플홀더를 다시 calibration한 다음 샘플홀더에 시료를 충전하여 측정을 수행해야 한다.

Table 5. Selection of measuring frequencies at each microwave band.

Microwave band	L (1-2GHz)	S (2-4 GHz)	C (4-8 GHz)	X (8-12GHz)	K (18-26GHz)	Ka (26-40GHz)	U (40-60GHz)
Selected frequency	1.5 GHz	3 GHz	7 GHz	10 GHz	15 GHz	-	-

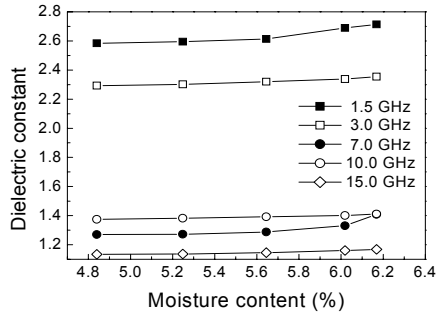
사. 분말시료의 유전특성 분석

항온항습기에서 조절된 분말식품의 수분범위에 따라 network analyzer로 측정된 감쇠와 위상변화를 이용하여 시료의 유전특성을 계산하였다. 각 시료의 임의의 수분함량 조건에서 시료의 밀도를 3수준, 시료의 온도를 3수준 정도 변화시키면서 이러한 요인들이 유전특성에 미치는 영향을 분석하였다. 시료 밀도 변화조건은 샘플홀더에 시료를 충전할 때 샘플홀더에 약간의 진동을 가하면서 충전하는 방법으로 밀도를 조절하였다. 한편 시료의 온도변화는 항온항습기에서 온도를 조절하였다.

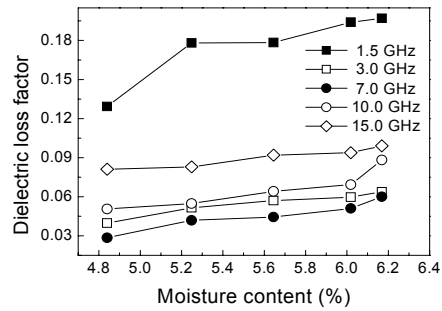
1) 수분함량에 따른 유전특성 변화

그림 12~14는 실험에 사용된 유전특성으로서 밀가루의 경우 시료의 밀도범위 3 수준 중 중간범위에 해당되는 $960\sim 992\text{ kg/m}^3$ 범위, 분유의 경우 $874\sim 931\text{ kg/m}^3$ 범위, 커피의 경우 $639\sim 776\text{ kg/m}^3$ 범위의 조건에서 시료의 수분함량 변화에 따른 유전특성의

변화를 나타내는 결과이다. 대체적으로 유전상수는 수분함량 증가에 따라 증가하는 경향을 나타내었으며 주파수가 증가할수록 감소하는 경향을 나타내었다. 반면 유전손실은 대체적으로 수분함량에 따라 그 값들이 증가하기는 하지만 각 분말식품의 종류에 따라 측정주파수 대역에 따라 약간씩 다른 특성을 나타내는 것으로 분석되었다.

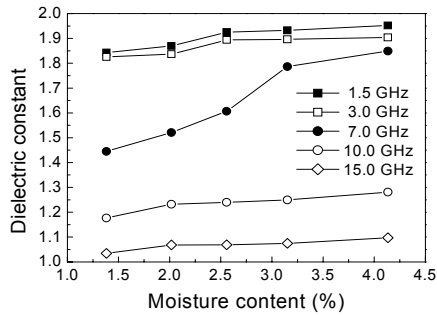


(a)

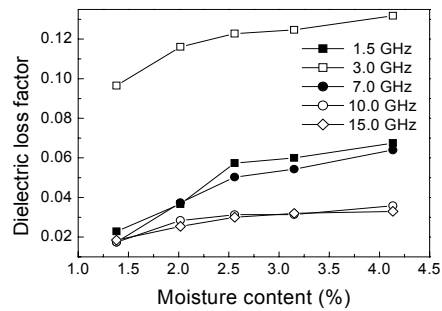


(b)

Fig. 12. Dielectric property of the wheat flour at indicating frequencies. (a) dielectric constant, and (b) dielectric loss factor.

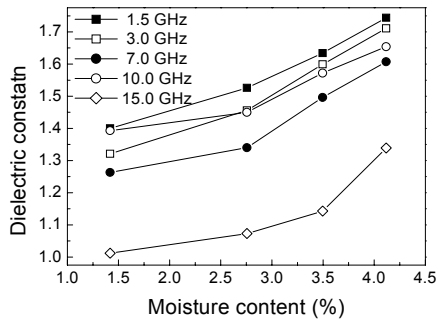


(a)

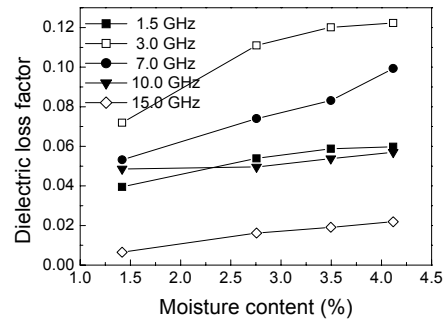


(b)

Fig. 13. Dielectric property of the milk powder at indicating frequencies. (a) dielectric constant, and (b) dielectric loss factor.



(a)



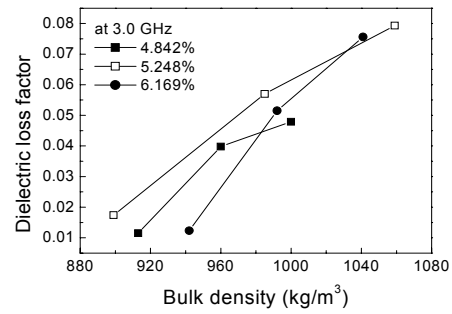
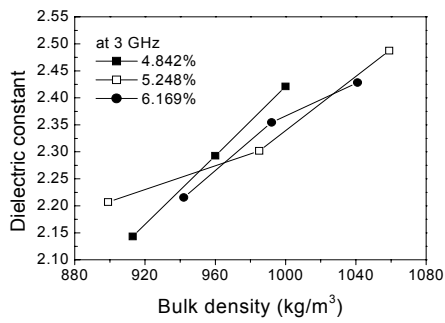
(b)

Fig. 14. Dielectric property of the milk powder at indicating frequencies. (a) dielectric constant, and (b) dielectric loss factor.

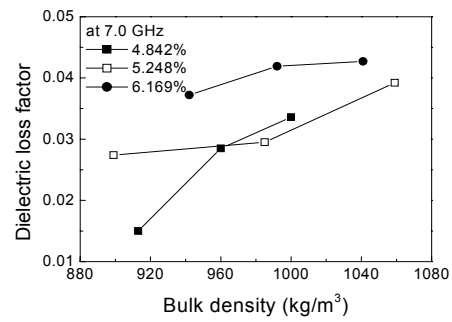
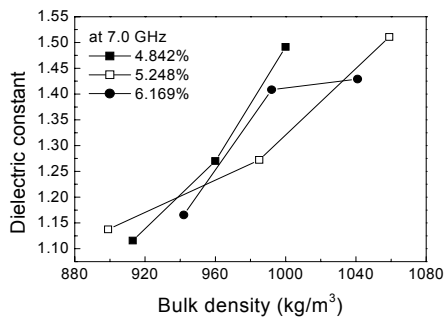
2) 산물밀도 변화에 따른 유전특성 변화

샘플홀더 내 시료의 산물밀도 변화에 따른 유전특성 변화를 분석하였다. 전술한 바와 같이 샘플홀더에 충전되는 시료의 충전방법을 다르게 하여 산물밀도의 범위를 880~1080kg/m³로 조절하였으며 약 3 수준 정도로 샘플홀더 내 시료의 산물밀도를 변화시켰다. 그림 15~17은 각각의 시료에서 전체 측정 주파수 중에서 3GHz, 7GHz, 10GHz에서의 측정 결과로서 대체적으로 각 측정 주파수 대역에서 산물밀도가 증가함에 따라 유전율은 증가하는 경향을 나타내었다. 반면, 유전손실은 뚜렷한 경향을 나타내지 않는 것으로 분석되었다. 이러한 유전율이 증가하는 경향은 동일한 수분함량 조건이라도 부피가 일정한 샘플홀더 내에 투입되는 시료의 양이 많아짐에 유전특성이 증가하는 것이므로 이러한 산물밀도의 영향이 수분측정 장치의 정확도에 큰 영향을 주게 된다. 따라서 본 연구에서는 실제 수분측정 장치의 개발에 있어서 이러한 산물밀도의 영향을 줄일 수 있는 측정장치를 개발하기 위한 노력이 필요하다고 할 수 있다.

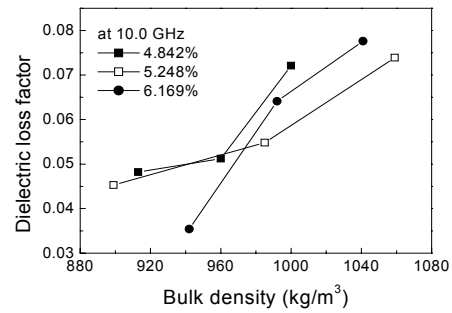
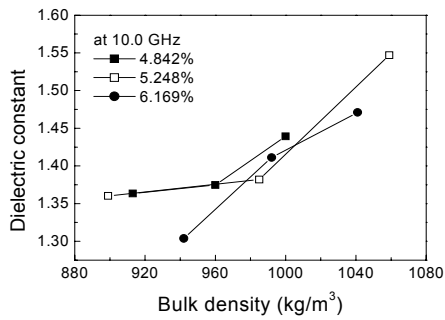
표 6~8에 각각의 시료에 대하여 전체 측정주파수에서 산물밀도의 증가에 따른 유전특성 값들을 정리하여 나타내었다.



(a) at 3.0 GHz

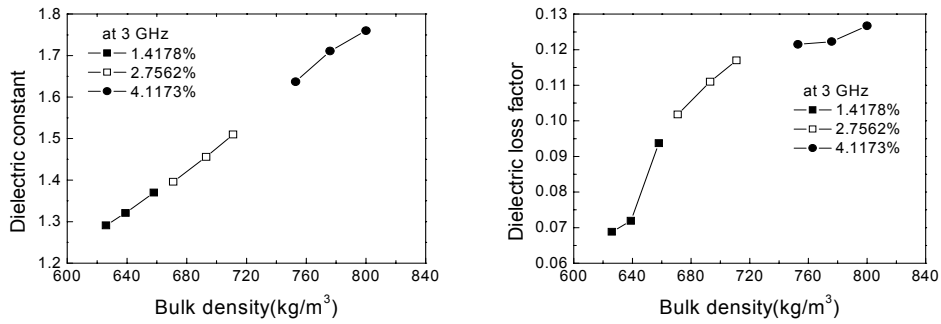


(b) at 7.0 GHz

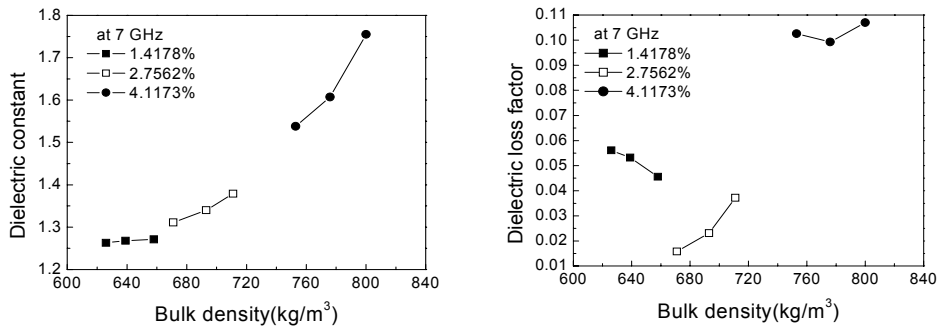


(c) at 10.0 GHz

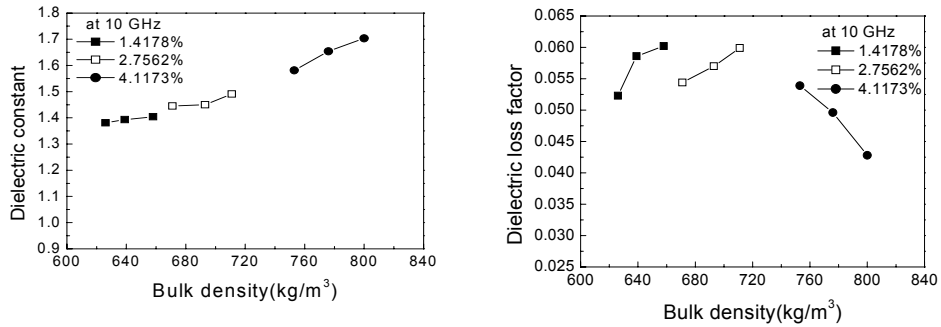
Fig. 15. Dielectric constant and loss factor vs. bulk density of the wheal flour at several moisture contents and measuring frequencies. (a) 3.0 GHz (b) 7.0 GHz and (c) 10.0 GHz



(a) at 3.0 GHz

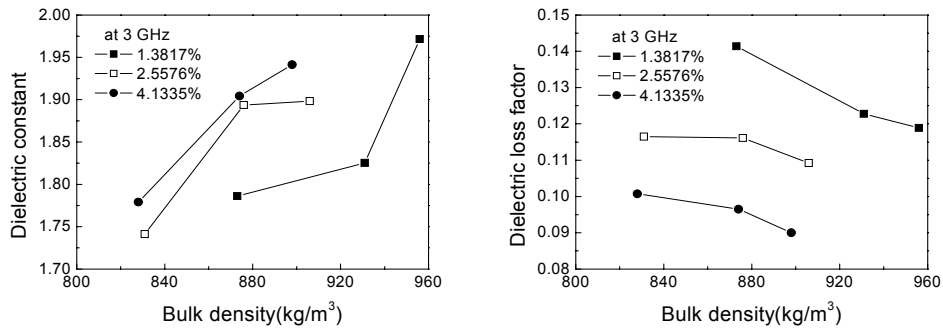


(b) at 7.0 GHz

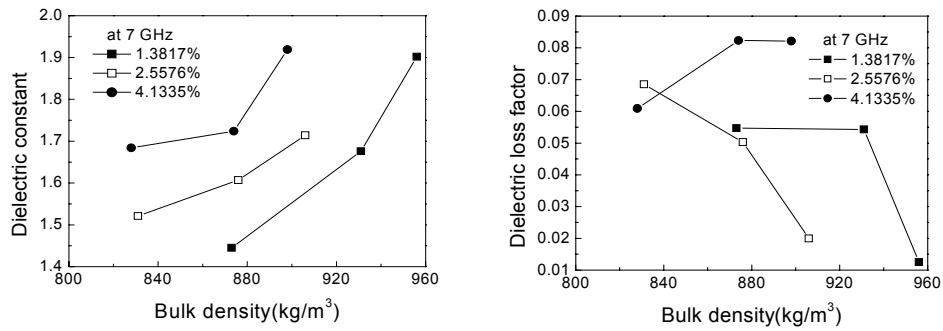


(c) at 10.0 GHz

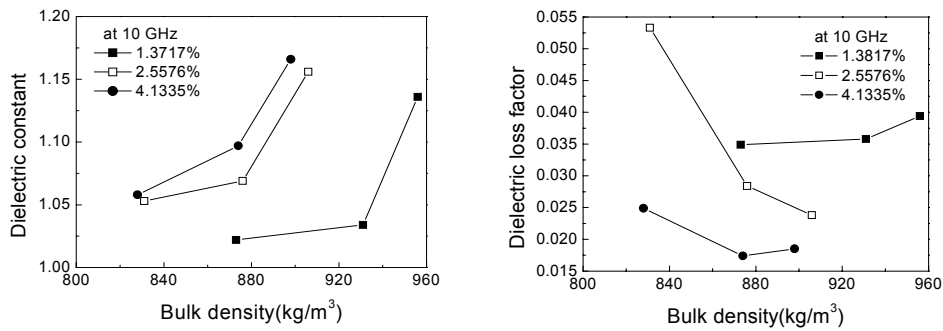
Fig. 16. Dielectric constant and loss factor vs. bulk density of coffee powder at several moisture contents and measuring frequencies. (a) 3.0 GHz (b) 7.0 GHz and (c) 10.0 GHz



(a) at 3.0 GHz



(b) at 7.0 GHz



(c) at 10.0 GHz

Fig. 17. Dielectric constant and loss factor vs. bulk density of the milk powder at several moisture contents and measuring frequencies. (a) 3.0 GHz (b) 7.0 GHz and (c) 10.0 GHz

Table 6. Dielectric property of wheat flour at 1.5 ~15.0 GHz

Wheat flour		1.5 GHz		3.0 GHz		7.0 GHz		10.0 GHz		15.0 GHz	
Moisture content (%w.b.)	Bulk density (kg/m ³)	ε'	ε''	ε'	ε''	ε'	ε''	ε'	ε''	ε'	ε''
4.842	913	2.373	0.065	2.143	0.022	1.116	0.091	1.363	0.078	1.093	0.081
	960	2.584	0.129	2.293	0.040	1.270	0.029	1.375	0.088	1.134	0.099
	1000	2.788	0.167	2.421	0.048	1.491	0.001	1.439	0.072	1.172	0.113
5.248	899	2.476	0.104	2.207	0.017	1.138	0.017	1.360	0.055	1.116	0.082
	985	2.595	0.178	2.302	0.057	1.272	0.015	1.382	0.055	1.168	0.094
	1059	2.893	0.244	2.488	0.079	1.511	0.039	1.547	0.124	1.297	0.113
5.645	914	2.489	0.118	2.227	0.015	2.227	0.015	1.298	0.022	1.060	0.072
	968	2.613	0.178	2.320	0.064	2.320	0.062	1.393	0.069	1.146	0.081
	1040	2.800	0.249	2.430	0.110	2.430	0.076	1.575	0.133	1.278	0.096
6.019	919	2.404	0.074	2.152	0.033	1.180	0.003	1.311	0.052	1.068	0.068
	986	2.689	0.197	2.338	0.060	1.331	0.044	1.401	0.051	1.136	0.083
	1044	2.784	0.229	2.418	0.084	1.402	0.047	1.512	0.083	1.255	0.083
7.169	942	2.488	0.141	2.215	0.012	1.165	0.037	1.304	0.035	1.129	0.092
	992	2.714	0.194	2.355	0.052	1.408	0.042	1.411	0.064	1.168	0.111
	1041	2.762	0.258	2.428	0.076	1.429	0.028	1.471	0.067	1.216	0.115

Table 7. Dielectric property of coffee powder at 1.5~15.0 GHz

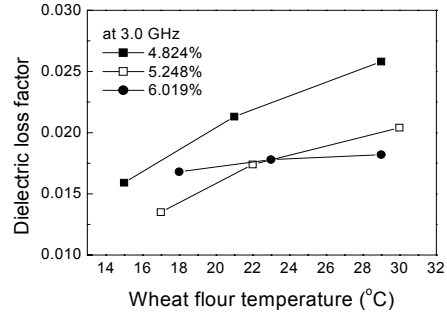
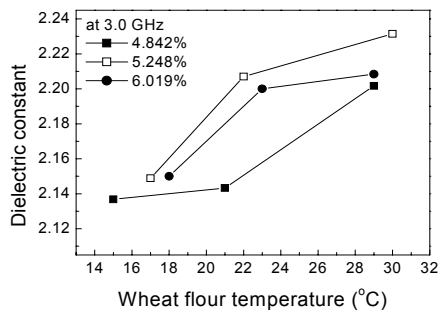
Coffee powder		1.5 GHz		3.0 GHz		7.0 GHz		10.0 GHz		15.0 GHz	
Moisture content (%w.b.)	Bulk density (kg/m ³)	ε'	ε''	ε'	ε''	ε'	ε''	ε'	ε''	ε'	ε''
1.418	626	1.373	0.044	1.291	0.069	1.263	0.056	1.381	0.052	1.313	0.005
	639	1.400	0.040	1.321	0.072	1.268	0.053	1.393	0.049	1.339	0.007
	658	1.439	0.054	1.370	0.094	1.271	0.046	1.404	0.060	1.401	0.009
2.756	671	1.473	0.061	1.396	0.102	1.311	0.016	1.445	0.054	1.365	0.026
	693	1.526	0.054	1.456	0.111	1.340	0.083	1.450	0.057	1.402	0.022
	711	1.560	0.061	1.510	0.117	1.379	0.037	1.491	0.060	1.418	0.017
3.497	712	1.591	0.054	1.545	0.118	1.442	0.082	1.504	0.050	1.438	0.021
	733	1.634	0.059	1.599	0.120	1.496	0.074	1.572	0.049	1.453	0.019
	754	1.687	0.063	1.653	0.126	1.738	0.099	1.623	0.045	1.502	0.020
4.117	753	1.683	0.056	1.637	0.122	1.538	0.103	1.581	0.054	1.235	0.013
	776	1.744	0.060	1.711	0.122	1.607	0.099	1.654	0.050	1.334	0.016
	800	1.801	0.061	1.760	0.127	1.755	0.017	1.683	0.028	1.481	0.027

Table 8. Dielectric property of milk powder at 1.5 ~ 15.0 GHz

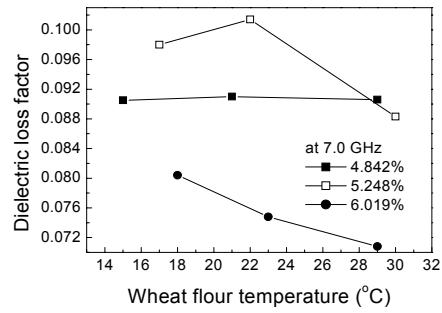
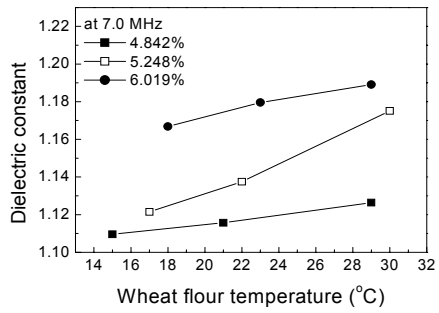
Milk powder		1.5 GHz		3.0 GHz		7.0 GHz		10.0 GHz		15.0 GHz	
Moisture content (%)	Bulk density (kg/m ³)	ε'	ε''	ε'	ε''	ε'	ε''	ε'	ε''	ε'	ε''
1.382	873	1.815	0.065	1.786	0.141	1.902	0.055	1.022	0.035	1.212	0.023
	931	1.843	0.060	1.825	0.123	1.445	0.054	1.034	0.036	1.177	0.019
	956	1.984	0.072	1.972	0.119	1.676	0.013	1.136	0.039	1.340	0.016
2.017	847	1.776	0.060	1.731	0.133	1.889	0.034	1.653	0.050	1.209	0.031
	887	1.870	0.068	1.837	0.138	1.521	0.037	1.068	0.031	1.230	0.025
	929	1.945	0.063	1.936	0.121	1.619	0.046	1.106	0.035	1.300	0.020
2.558	831	1.771	0.049	1.741	0.117	1.714	0.069	1.676	0.053	1.167	0.023
	876	1.925	0.037	1.894	0.116	1.607	0.050	1.069	0.028	1.238	0.032
	906	1.933	0.048	1.898	0.109	1.521	0.020	1.053	0.024	1.266	0.031
3.151	841	1.794	0.049	1.766	0.124	1.915	0.117	1.683	0.051	1.195	0.032
	893	1.932	0.057	1.896	0.125	1.886	0.125	1.075	0.031	1.250	0.030
	920	1.996	0.056	1.924	0.114	1.691	0.131	1.107	0.030	1.315	0.030
4.134	828	1.827	0.030	1.779	0.101	1.724	0.061	1.015	0.025	1.176	0.036
	874	1.952	0.023	1.904	0.097	1.919	0.082	1.097	0.017	1.281	0.043
	898	2.005	0.021	1.941	0.090	1.684	0.082	1.106	0.019	1.269	0.040

3) 시료 온도변화에 따른 유전특성 변화

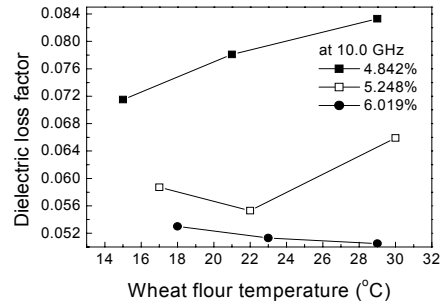
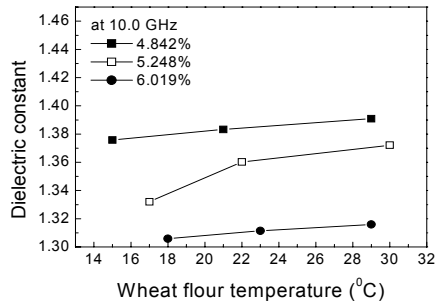
샘플홀더 내 시료의 온도변화에 따른 유전특성 변화를 분석하였다. 샘플홀더 내 시료의 온도변화는 샘플홀더에 시료의 산물밀도를 일정하게 유지한 후 시료가 담겨진 샘플홀더를 항온항습기에 놓고 습도를 고정한 다음 온도를 3 수준으로 변화시켰다. 항온항습기 내에서 일정 시간이 지난 후 온도계를 이용하여 시료의 온도를 측정하였다. 각각의 시료에 대하여 온도에 따른 유전특성 변화는 그림 18~20에서 보는 바와 같다. 각 함수율 조건에서 유전상수의 경우 시료의 온도가 증가함에 따라 대체적으로 증가하는 것으로 나타났다. 전체 측정주파수에서 온도에 따른 유전상수의 변화가 나타났으나 유전손실의 경우는 어떤 뚜렷한 경향을 찾기가 힘든 것으로 나타났다. 산물 밀도의 영향과 마찬가지로 분말식품의 수분함량 측정장치의 개발에 있어서 이러한 시료의 온도변화를 반드시 보정할 수 있는 방법을 개발해야 할 것으로 판단된다. 표 9에 시료의 온도변화에 따른 유전특성의 변화를 정리하여 나타내었다.



(a) at 3.0 GHz



(b) at 7.0 GHz



(c) at 10.0 GHz

Fig. 18. Dielectric constant and loss factor vs. temperature of wheat flour at several moisture contents and measuring frequencies. (a) 3.0 GHz (b) 7.0 GHz, and (c) 10.0 GHz

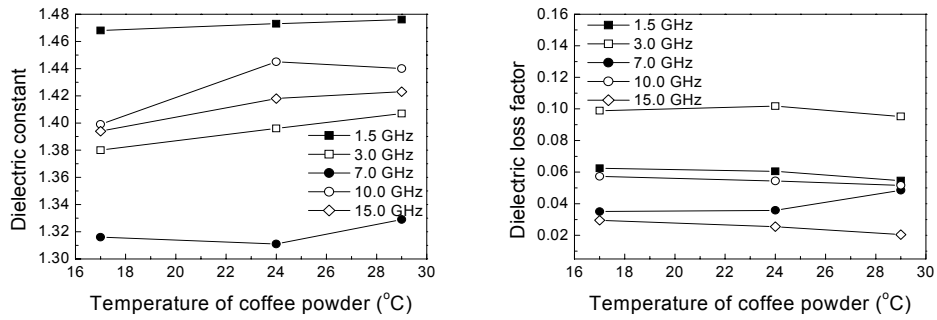
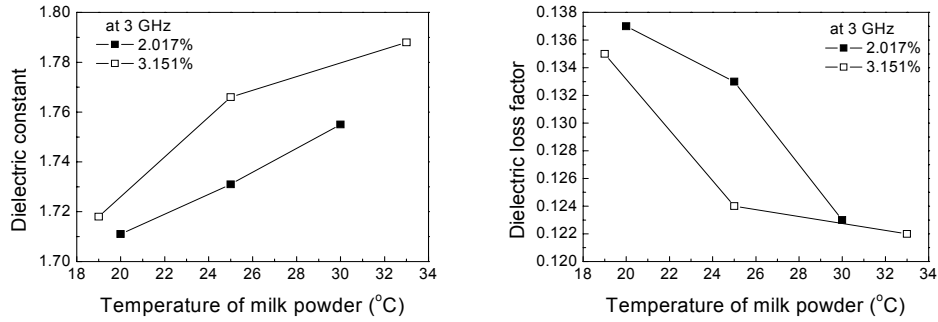
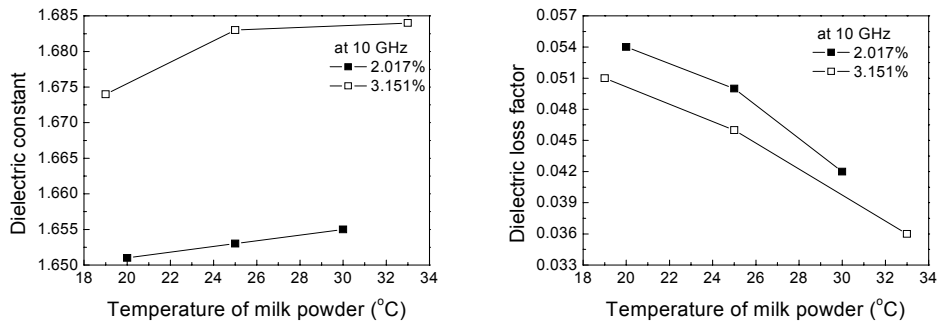


Fig. 19. Dielectric constant and loss factor vs. temperature of coffee powder at several moisture contents and measuring frequencies



(a) at 3.0 GHz



(b) at 10.0 GHz

Fig. 20. Dielectric constant and loss factor vs. temperature of milk powder at several moisture contents and measuring frequencies. (a) 3.0 GHz and (b) 10.0 GHz

Table 9. Dielectric property dependences on sample temperatures at 1.5~15.0 GHz

Wheat flour		1.5 GHz		3.0 GHz		7.0 GHz		10.0 GHz		15.0 GHz	
Moisture content (%w.b.)	Temperature (°C)	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''
4.842	15	2.407	0.053	2.137	0.016	1.110	0.091	1.376	0.072	1.085	0.077
	21	2.443	0.065	2.143	0.021	1.116	0.091	1.383	0.078	1.093	0.081
	29	2.487	0.072	2.202	0.026	1.126	0.091	1.391	0.083	1.097	0.082
5.248	17	2.398	0.068	2.149	0.014	1.122	0.098	1.332	0.059	1.082	0.069
	22	2.436	0.104	2.207	0.017	1.138	0.101	1.360	0.055	1.116	0.082
	30	2.496	0.117	2.232	0.020	1.175	0.088	1.372	0.066	1.151	0.091
6.019	18	2.362	0.074	2.150	0.017	1.167	0.080	1.306	0.053	1.062	0.060
	23	2.404	0.093	2.152	0.018	1.180	0.075	1.311	0.051	1.068	0.068
	29	2.481	0.116	2.208	0.018	1.189	0.071	1.316	0.051	1.076	0.075
Milk powder		1.5 GHz		3.0 GHz		7.0 GHz		10.0 GHz		15.0 GHz	
Moisture content (%w.b.)	Temperature (°C)	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''
2.017	20	1.748	0.065	1.711	0.137	1.858	0.117	1.651	0.054	1.21	0.03
	25	1.776	0.06	1.731	0.133	1.889	0.134	1.653	0.05	1.21	0.031
	30	1.8	0.046	1.755	0.123	1.919	0.139	1.655	0.042	1.2	0.033
3.151	19	1.754	0.058	1.718	0.135	1.95	0.122	1.674	0.051	1.367	0.073
	25	1.794	0.049	1.766	0.124	1.915	0.117	1.683	0.046	1.195	0.032
	33	1.804	0.06	1.788	0.122	2.007	0.128	1.684	0.036	1.391	0.083
Coffee powder		1.5 GHz		3.0 GHz		7.0 GHz		10.0 GHz		15.0 GHz	
Moisture content (%w.b.)	Temperature (°C)	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''
2.7562	17	1.468	0.0624	1.38	0.0989	1.316	0.1356	1.399	0.0573	1.394	0.0295
	24	1.473	0.0605	1.396	0.1018	1.311	0.0158	1.445	0.0544	1.418	0.0255
	29	1.476	0.0546	1.407	0.0952	1.329	0.0485	1.44	0.0516	1.423	0.0204

아. 시료의 수분함량에 따른 마이크로파 특성변화

실제의 마이크로파 수분측정 장치개발에서 시료의 유전특성 변화를 측정하기 위해서는 신호처리회로와 알고리즘과 같은 부가적 노력들이 소요된다. 따라서 마이크로파 감쇠와 위상변화를 검출할 수 있는 시스템을 구현하는 것이 바람직하다.

일정한 전압진폭 (V_0)과 위상 (ϕ_0)을 가지는 마이크로파가 매질을 투과하여 출력 전압 진폭과 위상이 변할 경우 감쇠량(A')과 위상변이($\Delta\phi$)는 다음과 같이 표현된다.

$$A' = -20 \cdot \log_{10}\left(\frac{V'}{V_0}\right) \quad (19)$$

$$\Delta\phi = \phi' - \phi_0 \quad (20)$$

여기서,

A' = 매질을 투과하여 나오는 마이크로파의 감쇠(dB)

V_0 = 매질에 입사되는 마이크로파 첨두전압 (V)

V' = 매질을 투과하여 나오는 마이크로파 첨두전압 (V)

$\Delta\phi$ = 마이크로파 위상변이 (radian)

ϕ' = 매질을 투과하여 나오는 마이크로파 위상각(radian)

ϕ_0 = 매질에 입사되는 마이크로파 위상각(radian)

따라서 상기 (19) 및 (20)으로 표현되는 마이크로파 감쇠와 위상변화가 network analyzer로 측정되므로 분말시료의 수분에 따른 측정값과 비교를 통하여 수분측정 주파수를 선정하고자 하였다. 이때 시료의 산물밀도 범위의 영향을 보정하기 위하여 함수율과 산물밀도의 곱으로 표시되는 수분밀도를 기준으로 분석을 실시하였다. 수분밀도는 다음과 같이 표시되며 단위부피당 수분의 절대량을 나타낼 수 있다.

$$\rho_m = MC(decimal) \times \frac{W_t}{V_s} \quad (21)$$

여기서, ρ_m 은 수분밀도 (kg/m^3), W_t 는 시료의 무게, V_s 는 샘플홀더의 부피(m^3)를 각각 나타낸다.

수분밀도에 따른 마이크로파 감쇠와 위상 변화는 그림 21~23에서 보는바와 같다. 대체적으로 수분밀도가 증가함에 따라 감쇠와 위상은 모든 주파수에서 거의 선형적인 증가를 나타내었다. 따라서 분말식품의 수분측정에 적절한 측정주파수를 분석하기 위하여 다음과 같이 수분밀도를 종속변수, 마이크로파 감쇠와 위상변화를 각각 독립변수로 하는 3종류의 다항 회귀모형을 가정하여 회귀분석을 실시하였다.

[감쇠량 모델]

$$\rho_m = a_1 \Delta A + a_0$$

$$\rho_m = a_2 \Delta A^2 + a_1 \Delta A + a_0$$

$$\rho_m = a_3 \Delta A^3 + a_2 \Delta A^2 + a_1 \Delta A + a_0$$

[위상변화 모델]

$$\rho_m = a_1 \Delta \psi + a_0$$

$$\rho_m = a_2 \Delta \psi^2 + a_1 \Delta \psi + a_0$$

$$\rho_m = a_3 \Delta \psi^3 + a_2 \Delta \psi^2 + a_1 \Delta \psi + a_0$$

여기서, a_0 , a_1 , a_2 , a_3 회귀계수를 각각 나타낸다.

회귀 모형의 독립변수로는 감쇠와 위상을 독립적으로 사용하였으며 이것은 추후 개발될 수분측정 시스템에서 감쇠나 위상변화의 한 가지 인자만을 이용하여 수분측정 시스템에 적용하기 위함이다. 이것은 일반적으로 수분에 민감한 변수들이 많을수록 시스템의 정확성은 증대하지만 실제 장치 구현에 있어서는 회로의 구현과 비용적인 측면에서는 다소 불리할 것으로 생각해서이다. 표 10은 각 측정주파수에서의 회귀분석 결과 중 결정계수만을 비교하여 나타낸 결과로서 대체적으로 전체 측정주파수에서 결정계수는 0.9이상을 나타내었다. 따라서 본 연구에서 적용된 측정주파수 대역에서 대체적으로 정확한 수분측정이 가능한 것으로 분석되었다. 특히 X-band인 10.0 GHz에서 대체적으로 결정계수가 높게 나타났는데 이러한 결과는 기존의 연구결과와 거의 일치하는 것으로 X-band에서는 수분에 따른 마이크로파 에너지의 흡수가 크게 일어나기 때문에 수분측정 주파수로 많이 사용된다. 한편, 본 연구에서 설정한 주파수보다 높은 대역인 15.0 GHz에서의 결과도 매우 양호하게 나타났으며 수분 측정주파수로 활용 가능한 것으로 나타났으며 15.0 GHz 대역에 대한 연구를 더 수행해야 될 것으로

생각된다.

한편 S-band인 1.5 GHz 대역에서의 결과도 상당히 양호한 것으로 분석되었는데 수분측정 시스템 개발 측면에서 보면 주파수가 낮을수록 개발이 용이하므로 수분 측정 주파수로서 가능성이 매우 클 것으로 사료된다. 반면 전체시료에 대한 회귀분석 결과는 상당히 저조한 것으로 나타났는데 이것은 각 분말시료별로 별도의 회귀분석모델이 개발되어야 하는 것으로 분석되었다.

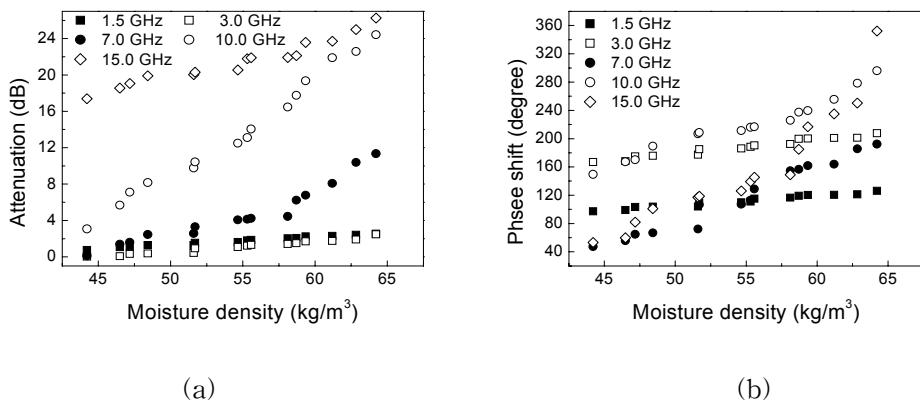


Fig. 21. Moisture-density dependence of (a) attenuation and (b) phase shift for wheat flour at a indicating frequencies.

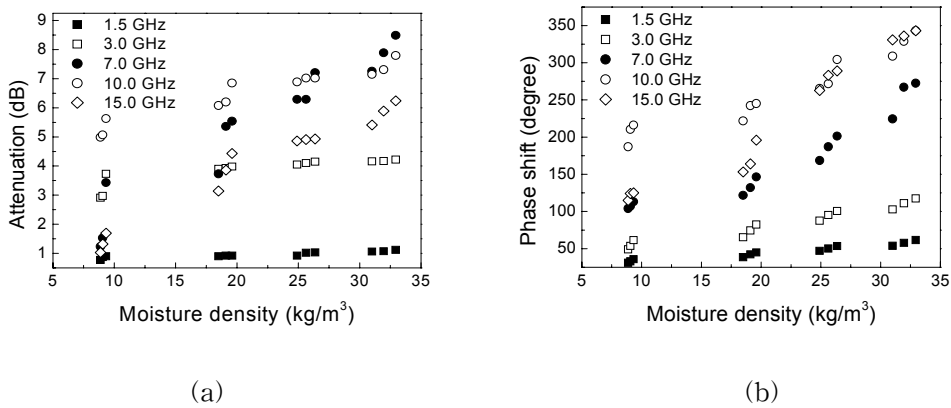
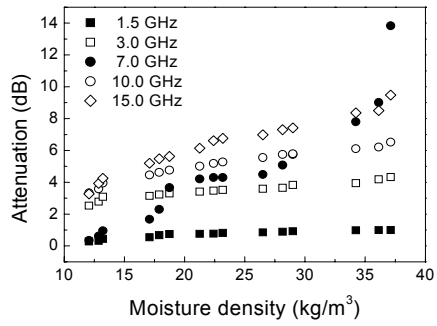
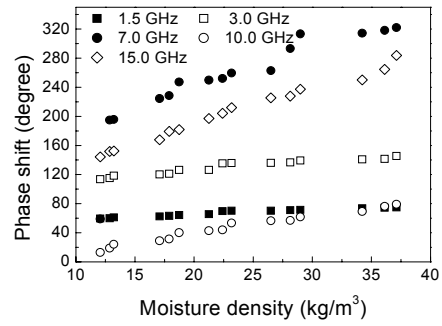


Fig. 22. Moisture-density dependence of (a) attenuation and (b) phase shift for coffee powder at a indicating frequencies.



(a)



(b)

Fig. 23. Moisture-density dependence of (a) attenuation and (b) phase shift for milk powder at a indicating frequencies.

Table 9. Determination coefficient of the model for moisture density.

Samples	Independent variable	Model	Determination coefficients				
			1.5 GHz	3.0 GHz	7.0 GHz	10.0 GHz	15.0 GHz
Wheat flour	Attenuation	$\rho_m = a_1 \Delta A + a_0$	0.9812	0.9605	0.9005	0.9824	0.9398
		$\rho_m = a_2 \Delta A^2 + a_1 \Delta A + a_0$	0.9813	0.9633	0.9643	0.9896	0.9569
		$\rho_m = a_3 \Delta A^3 + a_2 \Delta A^2 + a_1 \Delta A + a_0$	0.9813	0.9635	0.9844	0.99	0.9755
	Phase shift	$\rho_m = a_1 \Delta \psi + a_0$	0.9603	0.9625	0.9637	0.951	0.8618
		$\rho_m = a_2 \Delta \psi^2 + a_1 \Delta \psi + a_0$	0.9603	0.9626	0.9671	0.9603	0.9385
		$\rho_m = a_3 \Delta \psi^3 + a_2 \Delta \psi^2 + a_1 \Delta \psi + a_0$	0.9609	0.9634	0.9723	0.9916	0.9671
Milk powder	Attenuation	$\rho_m = a_1 \Delta A + a_0$	0.8655	0.9403	0.8749	0.946	0.9634
		$\rho_m = a_2 \Delta A^2 + a_1 \Delta A + a_0$	0.9698	0.9449	0.902	0.9864	0.9767
		$\rho_m = a_3 \Delta A^3 + a_2 \Delta A^2 + a_1 \Delta A + a_0$	0.98	0.9647	0.946	0.9921	0.9843
	Phase shift	$\rho_m = a_1 \Delta \psi + a_0$	0.9386	0.9102	0.9255	0.9731	0.9855
		$\rho_m = a_2 \Delta \psi^2 + a_1 \Delta \psi + a_0$	0.9656	0.9509	0.9567	0.9813	0.9871
		$\rho_m = a_3 \Delta \psi^3 + a_2 \Delta \psi^2 + a_1 \Delta \psi + a_0$	0.9675	0.9516	0.9574	0.9813	0.9872
Coffee powder	Attenuation	$\rho_m = a_1 \Delta A + a_0$	0.8318	0.7274	0.9222	0.921	0.96
		$\rho_m = a_2 \Delta A^2 + a_1 \Delta A + a_0$	0.8645	0.8226	0.9256	0.9293	0.9737
		$\rho_m = a_3 \Delta A^3 + a_2 \Delta A^2 + a_1 \Delta A + a_0$	0.8653	0.8318	0.9258	0.9311	0.9755
	Phase shift	$\rho_m = a_1 \Delta \psi + a_0$	0.9446	0.9449	0.8794	0.9105	0.9422
		$\rho_m = a_2 \Delta \psi^2 + a_1 \Delta \psi + a_0$	0.9543	0.9525	0.9774	0.9506	0.9644
		$\rho_m = a_3 \Delta \psi^3 + a_2 \Delta \psi^2 + a_1 \Delta \psi + a_0$	0.9543	0.9536	0.9744	0.9507	0.9929
All samples	Attenuation	$\rho_m = a_1 \Delta A + a_0$	0.7851	0.431	0.1378	0.6731	0.9391
		$\rho_m = a_2 \Delta A^2 + a_1 \Delta A + a_0$	0.8789	0.4748	0.1761	0.8578	0.9622
		$\rho_m = a_3 \Delta A^3 + a_2 \Delta A^2 + a_1 \Delta A + a_0$	0.9143	0.7214	0.4544	0.9525	0.9667
	Phase shift	$\rho_m = a_1 \Delta \psi + a_0$	0.8917	0.8332	0.0663	0.1868	0.0005
		$\rho_m = a_2 \Delta \psi^2 + a_1 \Delta \psi + a_0$	0.9015	0.8333	0.2064	0.1939	0.0652
		$\rho_m = a_3 \Delta \psi^3 + a_2 \Delta \psi^2 + a_1 \Delta \psi + a_0$	0.9021	0.8339	0.502	0.1956	0.1315

4. 요약 및 결론

본 연구는 마이크로파 기술을 이용한 분말식품 온라인 수분함량 계측기술을 개발하기 위한 기초연구로 수행되었으며 결과를 요약하면 다음과 같다.

- ① 온라인 측정장치를 개발하기 위한 기초자료로서 각 분말식품의 제조공정을 분석하고 관련 식품회사에 대하여 현장방문 연구를 수행하여 얻은 결과 현장에서의 온라인 장치 개발에 대한 요구도는 매우 높았으며 실제 사용되고 있는 수입제품의 경우 센서에 분말식품이 응고되어 점착되는 현상으로 정확도가 감소할 뿐만 아니라 센서의 주기적인 관리가 필요한 것으로 나타났다.
- ② 현재 국내에서 수입되고 있는 2가지 종류의 제품을 분석한 결과 시료의 밀도변이에 따른 측정 오차가 발생하는 것으로 분석되었으며 오차를 감소시키기 위해서 일부제품은 센서와 대상체가 직접 접촉하는 방식이었다.
- ③ 온라인 수분측정 장치 개발에 필요한 분말식품의 마이크로파 유전특성을 측정하기 위하여 측정 시스템을 구현하기 위한 연구를 수행하였다. 마이크로파 측정 주파수는 연구목표 상에서는 1~12GHz까지이나 15GHz의 주파수도 포함하여 각 대역별로 5개의 측정주파수를 선정하였다. 마이크로파 측정 주파수 대역에 따른 파장을 고려하여 마이크로파가 충분히 투과할 수 있는 샘플홀더를 설계·제작하였으며 마이크로파 투과용 혼 안테나와 분석장비인 network analyzer와의 인터페이스용 어댑터로서 7mm flexible test port cable을 선정하였다. 마이크로파 전파이론으로부터 분말식품의 유전특성을 측정할 수 있는 이론적인 해석을 수행하였으며 유전율을 알고 있는 표준물질을 이용하여 유전특성 측정방법을 검증하였다.
- ④ 분말식품으로서 시중에서 유통되고 있는 밀가루, 분유, 인스턴트 커피를 선정하여 시료의 수분을 항온항습기에서 조절해가면서 마이크로파 측정 주파수 대역별로 유전특성을 측정하였다. 시료의 산물밀도와 온도조건을 바꾸어가면서 유전특성 변화를 분석하였다. 분석결과 시료의 밀도가 일정한 범위에서 시료의 수분함량에 따른 유전상수는 대체적으로 증가하는 경향을 나타내었으며 유전손실의 경우는 뚜렷한 경향을 찾기가 곤란하였다. 동일한 수분함량에서 시료의 산물밀도와 온도가 증가함에 따라 유전상수가 증가함을 나타내어 추후 본 연구를 통하여 개발된 마이크로파 온라인 수분함량 계측장치에서 이들 영향을 보정해 줄 수 있는 방법을 개발해야 될 것으로 판단되었다.

- ⑤ 실제 온라인 장치의 개발에 사용되기 위한 수분측정 파라미터로서 마이크로파 감쇠와 위상변화를 분석하였다. 시료의 수분밀도에 따른 마이크로파 감쇠와 위상변화는 각 측정주파수에서 거의 선형적으로 증가하는 것으로 나타났다. 수분 측정에 적합한 주파수를 분석하기 위하여 다항 회귀모형을 이용하여 마이크로파 감쇠와 위상변화를 독립변수, 수분밀도를 종속변수로 하여 회귀분석을 실시한 결과 X-band 주파수인 10.0 GHz가 유리할 것으로 나타났다. 또한 S-band인 1.5 GHz의 주파수에서도 높은 결정계수를 나타내어 추후 X-band의 주파수와 적절히 이용할 경우 정확도가 높은 수분측정이 가능할 것으로 판단되었다. 한편 본 연구의 측정주파수 범위보다 높은 주파수인 15.0 GHz에서의 회귀분석 결과도 매우 양호하게 나타나 추후 마이크로파 수분측정 주파수에 활용이 가능할 것으로 분석되었다.

제 2 절 수분측정용 마이크로파 장치 개발

본 연구에서는 분말식품의 함수율을 측정할 수 있는 마이크로파 송수신 장치에 필요한 마이크로파 능동소자들을 설계 및 제작하였다. 송수신 회로의 설계는 초고주파 집적회로 설계용 전용 시뮬레이터인 ADS (Advanced Design System, Agilent)를 사용하였다. 송신부는 발진기, 전력증폭기, 아이솔레이터 그리고 송신 안테나로 구성하였으며 수신부는 수신 안테나, 검파기와 증폭기로 구성하였다.

지금까지의 연구들을 살펴보면 대체적으로 함수율 측정용 센서로서 혼 안테나가 많이 이용되고 있는데 이러한 혼 안테나의 장점은 비교적 낮은 출력의 마이크로파 신호를 마이크로파의 누설을 최소화하면서 충분히 송수신 할 수 있다는 점이다. 그러나 실제의 함수율 측정 장치 구성 면에서 보면 혼 안테나의 무게와 부피가 클 뿐만 아니라 여러 가지 다양한 시료의 유동형태 등에 따른 센서로서의 적응성이 감소하게 된다.

따라서 본 연구에서는 마이크로파의 자유공간 전송을 이용한 분말식품 수분 측정 장치로서 구조가 간단하고 가벼운 마이크로스트립 안테나를 설계 제작하여 마이크로스트립 안테나를 이용한 분말식품의 함수율 측정과 이를 이용한 수분함량 계측장치에 사용이 가능하도록 하였다.

마이크로파 측정회로 개발에서 주파수는 기초 연구에서 얻어진 결과를 바탕으로 2.5GHz, 7.0GHz와 10.5GHz의 3개 주파수로 하였으며 이들에 적합한 능동소자들을 각각 제작하여 각각의 주파수에 따른 마이크로파 감쇠와 위상변화를 검출하여 온라인 수분계측에 활용하도록 하였다. 여기서 2.5GHz의 경우 비교적 낮은 주파수 대역이므로 관련 소자들이 상용화되어 있는 부품들이 많이 있으므로 2.5GHz 측정 시스템은 주관기관[한국표준과학연구원]에서 개발하도록 하였다.

1. 마이크로파 능동소자

본 연구에서 개발하고자 하는 마이크로파 능동소자들로 구성되는 수분측정 시스템의 송신부와 수신부의 구성도는 그림 1과 같다.

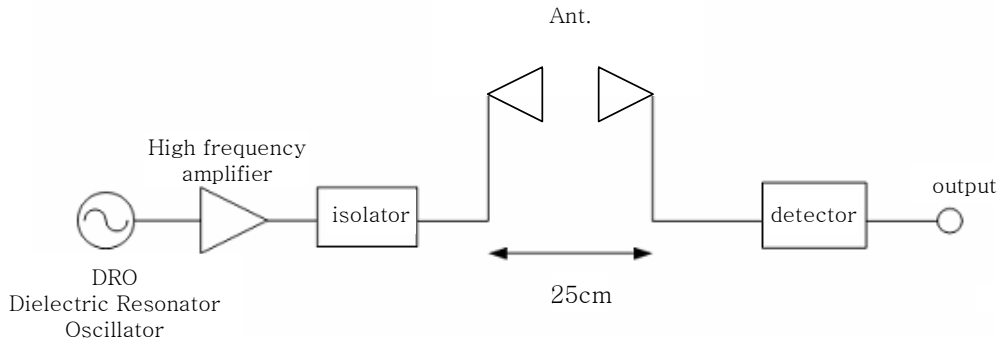


Fig. 1. Design concept of moisture content measurement system

송신단은 발진기, 전력 증폭기, 아이솔레이터, 마이크로스트립 패치 안테나로 구성하였고 수신단은 마이크로스트립 패치 안테나 및 검파기로 각각 구성된다. 송신단의 발진기는 잡음과 온도특성이 우수하고 Q값이 큰 유전체 발진기를 사용하여 각각의 사용 주파수에서 안정된 출력을 발진시키고 발진기에서 생성되는 신호의 세기를 증폭시키기 위해서 전력 증폭기를 사용하였다. 또한 송신기 신호가 한쪽 방향으로 일정하게 진행되어 반사되는 신호에 대한 발진기의 손상을 보호하도록 아이솔레이터를 사용하였다. 안테나는 소형, 경량의 특성 및 여러 가지 패턴조합과 손쉬운 배열을 통해 다양한 특성을 이끌어 낼 수 있는 마이크로스트립 패치 안테나를 사용하였다. 수신단에서는 검파기를 사용하여 시료를 투과하여 안테나로부터 수신된 마이크로파 신호를 전압으로 표시하도록 하였다.

본 장에서는 본 연구에서 구성한 수분측정 시스템의 송수신부를 구성하는 마이크로파 능동소자들의 동작원리를 설명하였다.

가. 발진기

발진기는 고주파 신호발생기로써 저주파의 경우 수정진동자와 같은 자가 공진 발진기를 이용하지만, 고주파에서는 능동소자와 DC 전원을 이용하여 특정한 주파수의 신호를 생성해내는 기술로 정현파 발진기를 만들게 된다. 그림 2는 이러한 발진기의 기본 개념을 나타낸다.

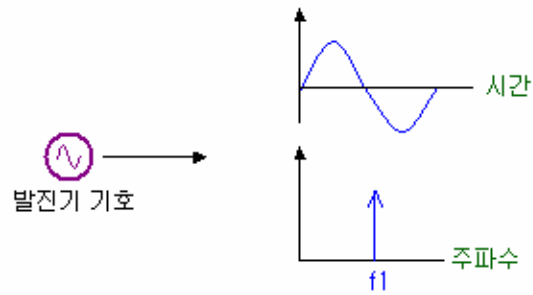


Fig. 2. Basic concept of oscillator

1) 발진기의 동작 원리

초고주파 발진기는 DC 전력을 RF 전력으로 변환시키는 회로로서 근본적으로 비선형 해석방법이 발진 주파수 설계에 유용하게 쓰인다. 발진은 능동소자의 비선형 특성이 필요하며 이때 비선형 소자는 출력 단에서 RF 전력을 생성하기 위하여 부정저항을 가져야 한다. 그림 3은 이러한 부정저항을 나타내었다.

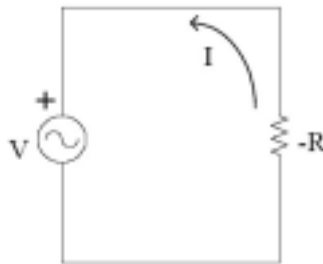


Fig. 3. Negative resistance of oscillator

임의의 단일포트 회로망에서 전력을 소비하는 일반적인 저항 (R)이 아니라 전력을 발생시키는 부정저항 ($-R$)이 있다고 가정하면, 그림 3에 나타난 것처럼 I^2R 만큼의 전력이 저항으로부터 발생되는데, 이를 부정저항이라고 하고 이것은 전력생성의 의미를 갖는다.

다이오드나 트랜지스터 같은 능동소자를 이용한 발진기는 그 기본 원리를 1-단자 회로망으로 설명할 수 있는데 그림 4는 등가회로를 이용한 부정저항 발진기에 대한 모델이다.

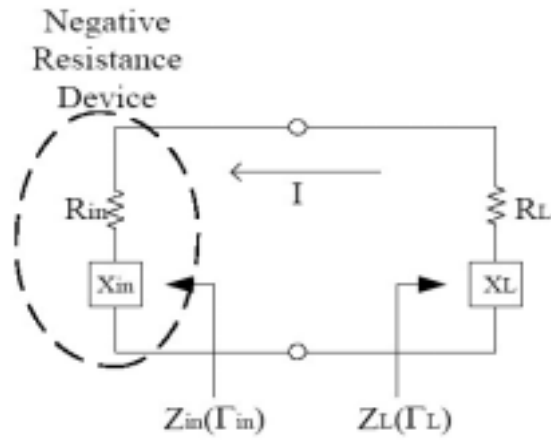


Fig. 4. 2-port network model for oscillator

입력 임피던스 $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$ 는 능동 소자의 임피던스로서 전류 또는 전압, 그리고 주파수에 대한 함수이므로 다음과 같이 표시된다.

$$Z_{in}(I, j\omega) = R_{in} + jX_{in}(I, j\omega) \quad (1)$$

여기서, Z_{in} 은 입력임피던스, I 는 전류, ω 는 주파수를 나타낸다.

또한 회로의 부하 임피던스는 $Z_L = R_L + jX_L$ 로 종단되어 있다. 따라서 폐루프에서 키르히호프의 전압법칙 (Kirchhoff's Voltage Law)을 적용하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$(Z_L + Z_{in})I = 0 \quad (2)$$

이 때 발진이 일어나서 RF 전류 I 가 흐른다면 이 회로는 다음 조건을 만족해야 한다.

$$(Z_L + Z_{in}) = 0 \quad (3)$$

$$(X_L + X_{in}) = 0 \quad (4)$$

식 (3)에서 부하는 $R_L > 0$ 이므로 $R_{in} < 0$ 인 부정저항을 가져야 하며 이것은 회로의 에너지원이 됨을 의미한다. 또한 식 (4)의 조건은 주파수의 함수이므로 발진

주파수를 결정하게 된다. 발진 과정은 Z_{in} 의 비선형 동작에 의존하고 있으며 초기에 $R_{in}(I, j\omega) + R_L < 0$ 이면 발진을 하게 된다. 전류 I 가 증가함에 따라 전류 I_0 가 $R_{in}(I_0, j\omega) + R_L = 0$ 과 $X_{in}(I_0, j\omega) + X_L(j\omega) = 0$ 에 도달할 때까지 $Z_{in}(I, j\omega)$ 은 음수가 되어야 하고 발진기는 정상상태에 이르게 된다.

발진기의 능동소자로서는 저주파에서는 Bipolar Junction Transistor (BJT)를 사용하나, 마이크로파 대역에서는 Silicon Bipolar Transistor 나 GaAs FET를 주로 사용하며 이외에도 여러 가지 트랜지스터가 사용될 수 있다. 트랜지스터나 전계 효과 트랜지스터를 이용한 발진기의 해석은 증폭기의 경우와 매우 유사하다. 트랜지스터 발진기에서는 조건부 안정이 트랜지스터가 불안정한 영역에서 동작할 수 있도록 설계한 임피던스를 부가함으로써 부정저항을 효과적으로 얻을 수 있다. 트랜지스터는 단자가 세 개이지만 한 단자는 입력과 출력에 공동으로 이용하므로 한 단자는 입력단자로 다른 하나는 출력단자로 취급하는 2-단자 망으로 간주하고 해석하면 편리하다. 그림 5는 2-단자망 발진기 모델을 나타내고 있는데 입력 정합회로와 출력 정합회로로 나뉜다. 입력 정합회로는 발진이 시작되기 위해 $|\Gamma_{out}| > 1$ 이 되도록 해주며 공진기에 의한 발진 주파수를 결정한다. 출력 정합회로는 부하에 전달되는 전력의 크기를 결정해 준다.

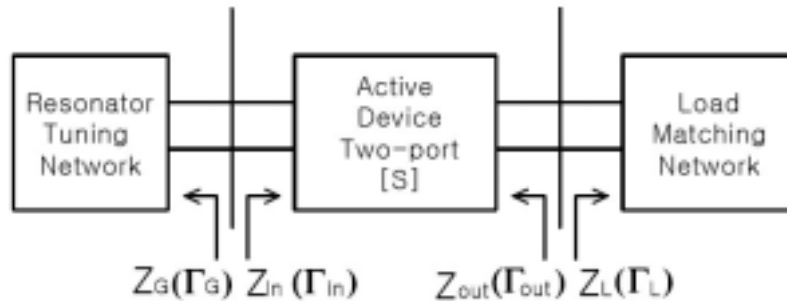


Fig. 5. 2-port network model for oscillator with input and output impedance matching circuits

MOSFET을 이용한 발진기의 경우에 소신호 S-파라미터를 이용한 회로 설계에서 발진이 일어나기 위해서는 다음 두 조건이 필요하다.

$$|R_{out}(V, \omega_0)| > R_L(\omega_0) \quad (5)$$

$$X_{out}(V, \omega_0) + X_L(\omega_0) = 0 \quad (6)$$

여기서 R_{out} 은 부성저항이다. 식 (5)의 상태에서 발진이 시작되어 정상상태에 도달한 후, 부하에서 안정적인 정현파가 지속적으로 발생하는 것이다. 식 (6)은 발진 주파수를 결정한다. 임의의 전압 V 에서 $R_{out}(V, \omega_0)$ 이 R_L 보다 더 커지면 네트워크는 발진 가능성을 갖게 된다. 공급되는 전압 V_{ds}, V_{gs} 가 변하여 잡음 레벨에서 발진이 시작되고 발진기의 출력은 소자의 포화상태에 이를 때까지 계속 커진다. 그러므로 주어진 회로에서 발진이 시작되기 위한 트랜지스터의 능력은 잡음 레벨에 의해 결정된다. 이는 소신호 분석 방법에 의해 해석이 가능하다. 부성저항을 갖는 R_{out} 은 전압의 함수이며 발진 전력이 증가함에 따라 부성저항은 감소하며 부성저항이 감소하여 부하저항보다 작게 되면 발진은 멈추게 된다. 이러한 문제는 $V=0$ 에서 부성저항의 크기를 부하보다 더 크게 하여 정상상태에서 발진이 지속되도록 할 수 있다. 식 (7)은 실질적으로 출력 정합회로를 설계할 때 자주 사용되는 식이다.

$$R_L(0, \omega_0) + jX_L(0, \omega_0) = -\frac{R_{out}(\omega_0)}{3} - jX_{out}(\omega_0) \quad (7)$$

한편, 능동소자를 포함한 2-단자망 해석에서 반사계수와 안정화 계수를 이용한 발진 조건 세 가지는 다음과 같다.

$$\text{발진조건1} : K < 1 \quad (8)$$

$$\text{발진조건2} : \Gamma_{in}\Gamma_G = 1 \quad (9)$$

$$\text{발진조건3} : \Gamma_{out}\Gamma_L = 1 \quad (10)$$

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (11)$$

여기서, K = 능동소자의 stability factor

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

Γ_{in} = 능동소자의 입력 반사계수

Γ_G = 공진회로의 반사계수

Γ_{out} = 능동소자의 출력 반사계수

Γ_L = 부하정합회로의 부하 반사계수

$|\Gamma_L|$ 과 $|\Gamma_G|$ 가 1보다 작으므로 식 (9)와 식 (10)에서 $\Gamma_{in} > 1$, $\Gamma_{out} > 1$ 이 되어야 한다. 식 (10)에서 $\Gamma_{out} \cdot \Gamma_L = 1$ 이면 출력 단자에서 정상상태의 발진을 하게 된다. 한편, 2-단자망 회로에서 능동소자에 대한 입력과 출력반사계수에 관한 유도된 식은 다음과 같다.

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (12)$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_G}{1 - S_{11}\Gamma_G} \quad (13)$$

위 식들을 이용하면 발진이 일어났을 때 입력단자와 출력단자에서 발진이 동시에 일어남을 증명할 수 있다. 식 (13)을 식 (5)에 대입하면 다음과 같다.

$$\Gamma_L = \frac{1}{\Gamma_{out}} = \frac{1 - S_{11}\Gamma_G}{S_{11} - \Delta\Gamma_G} \quad (14)$$

식 (14)를 Γ_G 에 대해 다시 정리하면 다음과 같다.

$$\Gamma_G = \frac{1 - S_{22}\Gamma_L}{S_{11} - \Delta\Gamma_L} \quad (15)$$

또, 식 (12)를 위와 같은 방법으로 식 (14)에 대입하여 Γ_{in} 에 대해 정리하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\Gamma_{in} = \frac{S_{11} - \Delta\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (16)$$

따라서 식 (15)와 식 (16)에 의해 다음과 같이 입력 단자에서 발진하기 위한 조건이 유도된다.

$$\Gamma_G \Gamma_{in} = 1 \quad (17)$$

상기 조건에 의해 입력단자 역시 발진을 하게 되며 이것은 발진기가 각각의 단자에서 동시에 발진하고 있음을 의미한다. 두 조건은 서로 상보적 이어서 둘 중 어느 하나를 만족하면 다른 하나도 동시에 만족하게 된다. 식 (16)에서 K는 안정화 계수로서 발진을 하기 위해서 발진 주파수는 소자의 불안정한 영역에 있어야 하므로 1 보다 작아야 한다. 따라서 발진기 회로를 설계할 때는 설정 주파수에서 불안정한 특성을 갖는 소자를 초기에 선택하여 사용해야 한다. 그렇지 않으면 공동 단자에 부품을 첨가하여 특성을 변화시켜 불안정하게 만들어 주거나 출력의 일부를 정궤환 시켜 주어야 한다.

2) 유전체 발진기 (Dielectric Oscillator)

유전체 공진기에 사용되는 재료의 연구는 1970년부터 본격화되어 현재에 이르고 있다. 이 재료의 요건은 저 손실 (High-Q), 고유전율 및 주파수 온도계수 특성이다. 원하는 주파수에서 공진기의 크기를 작게 하고, 유전체 내부에 전자파를 집약시키기 위해서는 유전율이 큰 재료가 요구된다. 그림 6은 발진기에 사용되는 유전체 공진기를 보여준다. 유전체 공진기는 보통 유전율이 40정도이면 전자계 에너지의 대부분이 유전체 공진기의 내부에 국한된다. 유전체 공진기에서의 공진은 유전체 공진기와 주위 환경의 경계면에서 에너지를 반사함으로써 발생한다. 유전체 공진기는 여러 모드로 공진할 수 있으며 공진 주파수는 유전체 공진기의 크기와 주위 환경 및 유전상수에 따라 결정된다. 기본 모드의 응답에 대해 유전체 공진기와 공동 공진기의 중요한 차이점은 유전체 매질에서의 파장이 유전상수의 제곱근으로 나누어진다는 점이다. 유전 상수가 낮은 물질일수록 공진기 외부의 필드가 증가하므로 차폐조건에 민감하다. 따라서 원하는 주파수에서 크기를 작게 하고 전자파를 유전체 안에 모으기 위해서는 유전율이 커야하고 에너지의 대부분이 유전체 공진기의 내부에 국한되므로 방사 손실이 매우 적다. 유전체 공진기를 이용한 초고주파 발진기는 그 특성이 온도에 대해 안정하며 마이크로스트립 선로를 이용할 때 구조가 비교적 간단하고 조정이 용이한 장점이 있다. 또한 발진 주파수에서의 Q값이 매우 높으며 주파수 조정 범위도 비교적 넓다.

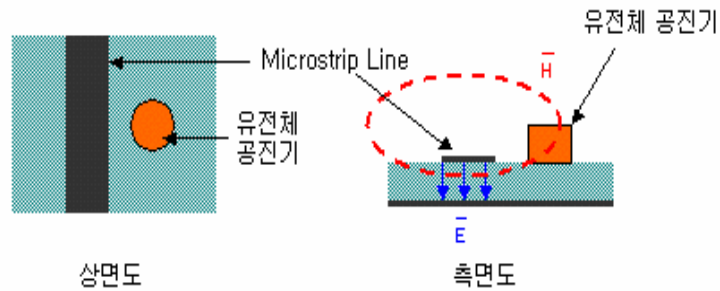


Fig. 6. Upper and side view of dielectric resonator

또한 같은 주파수의 다른 형태의 발진기에 비해 저가이고 크기가 작고 간단하기 때문에 MIC(microwave integrated circuit)회로에서 우수한 집적성을 갖는다. 주파수 안정성과 효율이 높고 넓은 주파수 영역에서 발진이 가능하며 주파수 튜닝도 가능하다. 또한 낮은 전원으로 동작이 가능하며 온도변화에 안정하므로 유전체 공진기는 안정한 마이크로파 신호원을 구현하는데 중요한 주파수 결정소자로 사용된다.

3) 발진기의 시험 항목

가) 중심 주파수 안정도

발진기의 중심 주파수와 출력 파워를 측정하는 일은 기본적인 테스트 항목이며 특히 온도에 따른 주파수와 출력 파워를 측정하는 일은 실험 항목이라고 할 수 있다. 왜냐하면 RF 시스템에서 중요한 역할을 하는 발진기는 특히 Mixer의 국부발진기 (local oscillator)로써 사용되므로 주파수와 출력 파워가 일정하지 못하고 흔들린다면 RF 시스템 전체의 안정도에 치명적인 문제를 발생시킬 것이기 때문이다.

나) 위상잡음

위상잡음의 정의는 “출력되는 주파수가 일정하지 못하거나, 또는 위상의 변화 때문에 발생하는 잡음”이라고 설명 될 수 있다. 완벽한 발진기라면, impulse 신호로써 주파수상에서 표현될 것이지만 실제로는 그림 7과 같은 잡음 성분을 가지고 주파수 상에서 표현될 것이다.

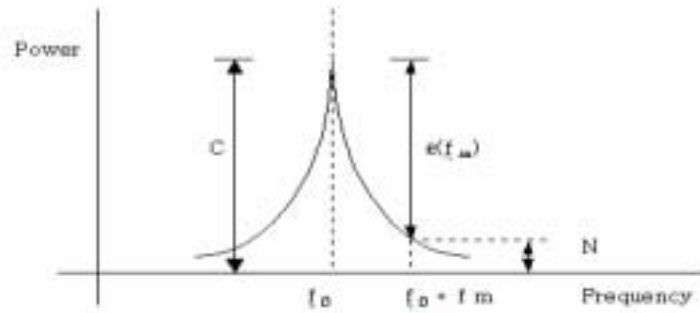


Fig. 7. Concept of phase noise.

그림 7에서 보면 측정된 발진기는 설계한 중심 주파수 외에도 중심 주파수를 기준으로 여러 다른 주파수 성분이 합쳐져 있다는 사실을 알 수 있다. 그림 6에서 $\mathcal{L}(f_m)$ 는 중심 주파수의 출력 파워와 중심 주파수에서 f_m 만큼 떨어져있는 잡음 파워와의 비를 1Hz에 대하여 정규화하여 표시한 것이며, 단위는 dBc/Hz이며 다음과 같이 표현된다.

$$\epsilon(f_m) = \frac{N(1-HzBW)}{C} \quad (18)$$

다) Quality factor Q

공진기의 Q는 공진 회로를 통해 저장되는 에너지의 양을 의미한다. 우수한 특성을 가지고 있는 발진기를 설계하기 위해서 먼저 어떤 방법으로 우수한 공진기를 설계할 것인지를 생각해야하며 아무리 완벽한 정합 (matching) 회로를 중심 주파수에 대해 실현하였다고 하여도 공진기의 주파수가 중심 주파수에 대하여 이동되었다면 전혀 다른 특성이 나올 것이다. 여기에서 Q는 대역폭과 반비례하며 공진기의 3dB 대역폭이 작아질수록 Q는 커지게 되며 따라서 우수한 잡음 특성을 갖는 발진기를 설계할 수 있다.

$$Q = 2\pi \frac{\text{Maximum Energy Stored}}{\text{Total Energy Lost}} \quad (19)$$

나. 전력증폭기

1) 증폭기 안정도

초고주파 증폭기를 설계하는데 가장 중요하고 선결되어야 할 문제는 안정도 판별이다. 증폭기는 모든 부하 임피던스와 동작 주파수 범위뿐만 아니라 대역의 상하측 대역에서도 안정적으로 동작해야 한다. 이러한 안정도는 S파라미터, 정합회로망, 종단 (Termination)조건에 의해 결정되며 전 대역의 안정도를 판별하기 위해 부하 및 전원 반사계수를 나타내는 스미스 도표에 각각의 안정도 원을 표시하면 알 수 있다. 이것은 $|\Gamma_{in}| > 1$ 또는 $|\Gamma_{out}| > 1$ 임을 의미하며 MOSFET와 같은 단방향성 소자에서는 $|S_{11}| > 1$ 또는 $|S_{22}| > 1$ 일 때 발생할 수 있다. 그림 8에서 임의의 소스 및 부하 임피던스 Z_s, Z_l 에 대해 입력 및 출력 임피던스의 실수부 $R_e(Z_{in}), R_e(Z_{out}) > 0$ 을 만족하면 설계 주파수 대역에서 무조건 안정 (Unconditionally Stable)하다.

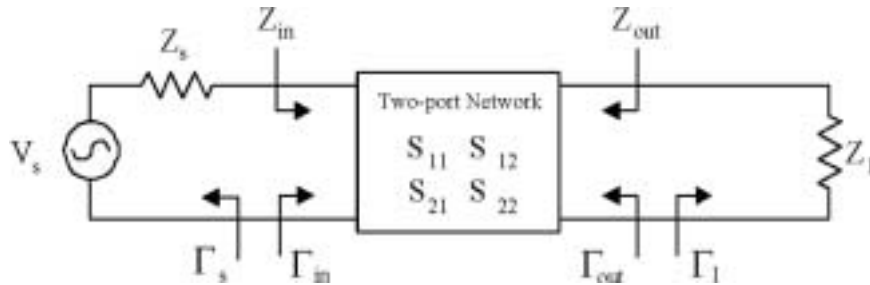


Fig. 8. 2-port network model.

즉 설계 주파수 대역에서 무조건 안정할 조건을 반사계수로 나타내면 다음과 같다.

$$|\Gamma_s| < 1, |\Gamma_l| < 1, \quad (20)$$

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_l}{1 - S_{22}\Gamma_l} \right| < 1 \quad (21)$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} \right| < 1 \quad (22)$$

Γ_s 와 Γ_l 평면에서 스미스 도표의 단위원 내부의 모든 점이 식 (21) 및 (22)를 만족하면 무조건 안정이고, 그렇지 않으면 잠재적으로 불안정한 상태가 된다. 즉 $|\Gamma_{in}| > 1$, $|\Gamma_{out}| > 1$ 을 경계로 하여 안정영역과 불안정영역을 구분할 수 있으며 $|\Gamma_{in}| = 1$, $|\Gamma_{out}| = 1$ 인 경계선은 식 (23)과 (24)같이 원의 방정식으로 유도된다.

$$\left| \Gamma_l - \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^2}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (23)$$

$$\left| \Gamma_s - \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^2}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (24)$$

여기서 $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$ 이다.

평면에서 식 (25), (26)으로부터 $|\Gamma_{in}|=1$, $|\Gamma_{out}|=1$ 인 원의 반경과 중심은 각각 다음과 같다.

$$r_l \text{ (radius of } \Gamma_l \text{ circle)} = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (25)$$

$$c_l \text{ (center of } \Gamma_l \text{ circle)} = \left| \frac{Q_l^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (26)$$

$$r_s \text{ (radius of } \Gamma_s \text{ circle)} = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (27)$$

$$c_s \text{ (center of } \Gamma_s \text{ circle)} = \left| \frac{Q_s^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (28)$$

여기서 $Q_s = S_{11} - \Delta S_{22}^*$, $Q_l = S_{22} - \Delta S_{11}^*$ 이다.

안정도원은 안정영역과 불안정영역의 경계를 나타내므로 위의 식들을 이용하면 안정한 영역이 어느 영역인지 판별할 수 있다. 이것은 Γ_s 또는 Γ_l 평면상에서 판별이 용이한 영역을 택하여 확인한 다음, 이점이 원의 안쪽인가 바깥쪽인가를 확인함으로써 쉽게 판별할 수 있다. 그리고 Γ_s 평면 및 Γ_l 평면에서 식 (29) 및 (30)을 만족하면 식 (20), (21) 및 (22)를 만족하므로 무조건 안정한 경우가 된다.

$$||C_l| - r_l| > 1 \text{ for } |S_{11}| < 1 \quad (29)$$

$$||C_s| - r_s| > 1 \text{ for } |S_{22}| < 1 \quad (30)$$

안정도의 판별에 있어 또 다른 방법은 안정도 계수 K를 이용하는 것이다. 소자의 S 파라미터를 알고 있다면 안정도 계수 K를 쉽게 구할 수 있으며 안정도 계수 K는 다음과 같이 정의한다.

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (31)$$

그리고 식 (29), (30)으로부터 안정한 경우 $|\Delta| < 1$ 임을 알 수 있는데 무조건 안정한 경우에는 $K > 1$ 이고 $|\Delta| < 1$ 인 경우로써 쉽게 안정도를 판별할 수 있다. 그러나 일반적인 소자들은 $K < 1$ 이고 $|\Delta| < 1$ 인 조건부 안정의 경우도 많아 불안정 영역과 안정한 영역을 판별한 후 안정한 영역에서 증폭기를 설계해야 한다. 위의 결과로 무조건 안정한 경우는 그림 9와 같이 도식화 할 수 있고 조건부 안정한 경우는 그림 10 및 그림 11과 같이 도식화 할 수 있다. 일반적으로 불안정한 영역은 S_{11} , S_{22} 의 복소 정합을 하는 곳과 가까우므로 안정한 증폭기는 K 가 1보다 작거나 같을 경우 입력 또는 출력의 부정합이 요구된다. 이럴 경우 잠재적 불안정한 증폭기는 두 가지의 방법으로 안정하게 만들 수 있다. 하나는 안정도 계수 K 가 1보다 크도록 부하를 조절하는 것이고 다른 방법으로는 부정귀환 회로(negative feedback)를 삽입하는 방법이 있다.

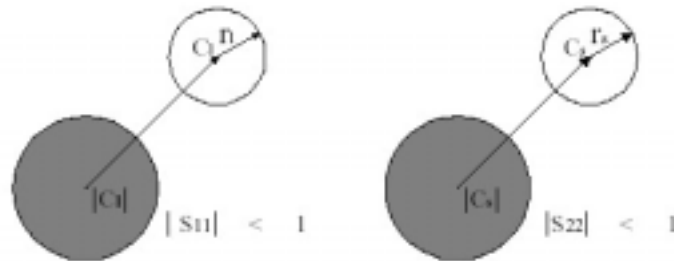


Fig. 9. Unconditionally stability circle

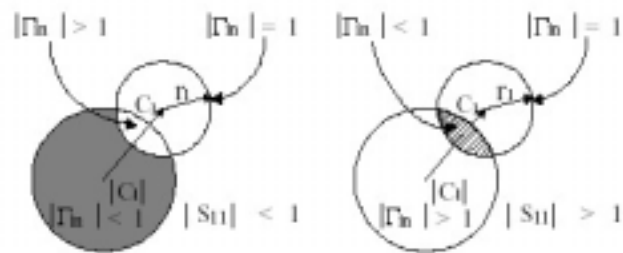


Fig. 10. Conditionally stability circle

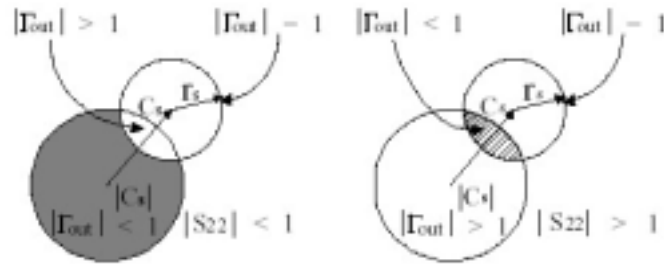


Fig.11. Conditionally stability circle - Γ_s plane

2) 전력 이득

증폭기는 설계 기준에 따라서 저 잡음 증폭기, 광대역 증폭기, 중 전력 증폭기, 고 전력 증폭기 등으로 분류할 수 있다. 저 잡음 증폭기는 소자의 소 신호 S-파라미터를 이용하여 고이득, 저잡음을 얻기 위해 설계 하나 전력 증폭기의 경우 소자의 수용 전력이 높아질수록 소 신호 S-파라미터를 이용한 설계는 무의미해지므로 입력 및 부하 임피던스 데이터를 이용하여 설계한다. 전력증폭기 중 A급으로 동작하는 선형전력증폭기, 즉, 구동단 전력 증폭기는 고출력 증폭 단을 구동하기에 충분한 출력과 효율을 갖아야 하는 동시에 선형영역에서 동작해야 하므로 저 전력 증폭기와 같은 설계 방식인 소 신호 S-파라미터를 이용하여 설계하는 것이 일반적이다.

단일 반도체 소자는 소자로부터 얻을 수 있는 전력이득이 한정되어 있으므로 전력 증폭기의 전력이득은 중요한 의미를 잡는다. 전력증폭기의 이득은 동작 전력 이득, 가용전력이득, 변환전력이득으로 구분된다. 전원 임피던스와 부하 임피던스를 갖는 임의의 4단자 회로망의 전력전달 특성을 그림 12와 같이 나타낼 수 있다. 그림 12에서 Γ_s 는 4단자 회로망의 입력 단자에서 전원 쪽을 바라본 반사계수이고 Γ_l 은 4단자 회로망의 출력단자에서 부하 쪽을 바로 본 반사계수이다. 소자의 입력 및 출력이 동시에 전원과 부하에 복소정합 될 때 즉 $\Gamma_s = \Gamma_{in}^*$, $\Gamma_l = \Gamma_{out}^*$ 일 때 최대 전력을 얻을 수 있다. 이러한 4 단자 회로망으로부터 위에서 언급한 세 가지의 전력이득을 S-파라미터와 반사계수로 표시할 수 있다.

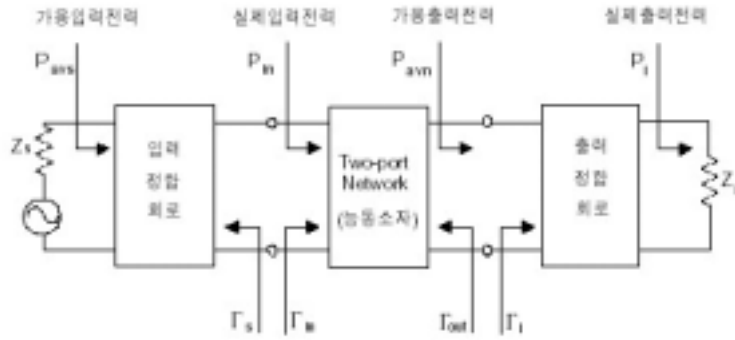


Fig. 12. Power gain of 2-port network

동작 전력이득, G_p 는 4단자 회로망의 입력에 공급된 전력, P_{in} 에 대하여 부하 Z_l 에서 소모된 전력, P_o 의 비이다. 즉 능동회로가 전원 임피던스 Z_s 에 의존하고 있을지라도 G_p 는 Z_s 에 의존하지 않는다.

$$G_p = \frac{1}{1 - |\Gamma_{in}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_l|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_l|^2} \quad (32)$$

가용전력이득 G_A 는 전원으로부터 가용할 수 있는 전력 P_{avs} 에 대한 4단자 회로망으로부터 가용할 수 있는 전력 P_{avn} 의 비로 나타낸다.

$$G_A = \frac{1}{1 - |\Gamma_{out}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} \quad (33)$$

변환전력 이득, G_T 는 전원으로부터 가용할 수 있는 전력, P_{avs} 와 부하에 공급된 전력 P_o 의 비이다. 즉, G_T 는 Z_s 와 Z_l 에 의존하고 소자 자체의 이득을 포함하는 증폭기의 실제 이득을 나타내므로 마이크로파 증폭기의 설계 기준이 되는 중요한 파라미터가 된다.

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_l|^2}{|1 - \Gamma_{out}\Gamma_l|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} \quad (34)$$

변환 전력이득은 정합 변환 전력이득, 단방향성 변환 전력이득, 최대 단방향성 변환 전력이득으로 구분할 수 있다. 정합 변환 전력이득, G_{Tm} 은 회로망의 입력과 출력 측 모두가 전원 임피던스와 부하 임피던스에 각각 완전히 정합된 경우이다. 즉 $\Gamma_s = \Gamma_l = 0$ 일 때의 변환 전력이득으로 $G_{Tm} = |S_{21}|^2$ 와 같이 표현할 수 있다. 단방향성 변환 전력이득 G_{Tu} 는 궤환 회로를 조정하여 역방향성 전력이득 $|S_{21}|^2$ 이 0이 되도록 한 경우의 순방향 전력이득으로 다음과 같다.

$$G_{Tu} = \frac{1 - |\Gamma_l|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_l|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} \quad (35)$$

최대 단방향성 변환 전력이득, G_{Tum} 은 $\Gamma_s = S_{11}^*$ 이고 $\Gamma_l = S_{22}^*$ 인 경우도 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_{Tum} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} \quad (36)$$

식 (36)으로부터 변환 전력이득은 입력 및 출력 정합회로에 따라서도 변화함을 알 수 있다. 최대전력이득은 이러한 정합회로가 증폭기의 전원이나 부하임피던스와 능동소자 사이에 공액 정합이 이루어 질 때 실현할 수 있다. 입력 정합회로망으로부터 능동소자에 입력되는 최대전달전력은

$$\Gamma_{in} = \Gamma_s^2 = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_l}{1 - S_{22}\Gamma_l} \quad (37)$$

과 같을 때 발생하며 능동소자로부터 출력정합회로망에 전달되는 최대 전달전력은 식 (37)과 같다.

$$\Gamma_{out} = \Gamma_l^2 = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_l}{1 - S_{11}\Gamma_l} \quad (38)$$

여기서 정합회로망이 무 손실이라고 가정하면 이 두 조건으로부터 전체 변환이득은

최대가 된다. 즉, 최대 단방향성 변환 전력이득은 식 (36)과 같이 된다. 그러나 일반적으로 능동소자는 $S_{12} \neq 0$ 인 쌍방향성이므로 Γ_{in} 은 Γ_{out} 의 영향을 받고 Γ_{out} 은 Γ_{in} 의 영향을 받기 때문에 입력과 출력을 동시에 정합하여야 한다. 동시에 공액 정합된 경우의 Γ_s 와 Γ_l 을 정합회로의 반사계수와 같다고 하면 각각 Γ_{sm} 과 Γ_{lm} 이라고 할 수 있다. 식 (37)과 (38)은 식 (39)와 식 (40)과 같이 표현할 수 있다.

$$\Gamma_s = S_{11}^* + \frac{S_{12}^* S_{21}^*}{1/\Gamma_l^* - S_{22}^*} \quad (39)$$

$$\Gamma_l^* = \frac{S_{22} - \Delta \Gamma_s}{1 - S_{11} \Gamma_s} \quad (40)$$

식 (40)을 식 (39)에 대입하여 전개하면

$$\begin{aligned} & \Gamma_{sm}(1 - |S_{22}|^2) + \Gamma_{sm}^2 \cdot (\Delta S_{22}^* - S_{11}) \\ & = \Gamma_{sm}(\Delta S_{11}^* S_{22}^* - |S_{11}|^2 - \Delta S_{12}^* S_{21}^*) + S_{11}^*(1 - |S_{22}|^2) + S_{12}^* S_{21}^* S_{22}^* \text{와 같다.} \end{aligned}$$

이 식에 $\Delta(S_{11}^* S_{22}^* - S_{12}^* S_{21}^*) = |\Delta|^2$ 의 등식을 사용하면 Γ_{sm} 에 관한 다음과 같은 2차 방정식을 얻는다.

$$(S_{11} - \Delta S_{22}^*) \Gamma_{sm}^2 + (|\Delta|^2 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - 1) \Gamma_{sm} + (S_{11}^* - \Delta^* S_{22}) = 0 \quad (41)$$

식 (41)을 Γ_{sm} 및 Γ_{lm} 에 대하여 풀면 다음 식을 얻을 수 있다.

$$\Gamma_{sm} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \quad (42)$$

$$\Gamma_{lm} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \quad (43)$$

여기서, $B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$, $B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2$, $C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*$, 그리고 $C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$ 이다. 식 (42)와 식 (43)은 \pm 부호를 포함하

고 있으므로 \pm 부호에 따른 Γ_{sm} 및 Γ_{lm} 의 조건을 구하기 위해서 식 (42)를 다음과 같이 변경하면 다음과 같다.

$$\Gamma_{sm} = \frac{B_1}{2C_1} \pm \frac{1}{2} \sqrt{\left[\frac{B_1}{C_1}\right]^2 - 4 \frac{C_1^*}{C_1}} \quad (44)$$

또한 다음과 같은 네 가지 경우의 수가 생긴다. 식(38)을 식(37)에 대입하여 전개하면

1. $|B_1/(2|C_1|)| > 1$ 이고 $B_1 > 0$ 인 경우, - 부호이면 $|\Gamma_{sm}| < 1$
2. $|B_1/(2|C_1|)| > 1$ 이고 $B_1 > 0$ 인 경우, + 부호이면 $|\Gamma_{sm}| > 1$
3. $|B_1/(2|C_1|)| > 1$ 이고 $B_1 < 0$ 인 경우, + 부호이면 $|\Gamma_{sm}| < 1$
4. $|B_1/(2|C_1|)| > 1$ 이고 $B_1 < 0$ 인 경우, - 부호이면 $|\Gamma_{sm}| > 1$

과 같다. 식 (41)에 대해서도 B_2 에 관해 위와 같은 네 가지 경우의 수가 생긴다. 그러나 무조건 안정일 필요충분조건은 $K > 1$ 이고 $|\Delta| < 1$ 이므로 입력 및 출력 공액 정합인 경우 $K > 1$ 은 $|B_{1\text{또는}2}/(2|C_1|)| > 1$ 을 의미하고 $|\Delta| < 1$ 은 $|B_{1\text{또는}2}| > 0$ 을 의미한다. 즉, $|B_{1\text{또는}2}/(2|C_1|)| > 1$ 와 $|B_{1\text{또는}2}| > 0$ 일 때 4단자 회로망은 무조건 안정하므로 식 (33)과 (34)는 (-)부호만 취해야 한다. 따라서 최대 변환이득을 얻기 위한 입력 및 출력의 동시 공액 정합 조건은 다음과 같다.

$$\Gamma_{sm} = \frac{B_1 - \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \quad (45)$$

$$\Gamma_{sm} = \frac{B_2 - \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \quad (46)$$

식 (30)과 식 (31)을 식 (4-3)에 대입하고 식 (37)을 사용하여 정리하면

$G = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K - \sqrt{K^2 - 1})$ 으로 $K \geq 1$ 일 때 4단자 회로망의 최대 안정변환이득을 얻을 수 있다.

3) 동작영역과 비선형성

바이폴라 접합 트랜지스터나 MOSFET와 같은 능동소자의 전력 수용능력을 정의하는 방법으로 1dB 이득 압축점(1dB gain compression point)이 이용된다. 그림 23에서 1dB 이득 압축점은 이상적인 소신호 선형 전력이득, G_o 에 비해 1dB 만큼 이득이 떨어지는 전력 이득점을 의미하고 식 (47)과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_{1dB}dB = G_o dB - 1dB \quad (47)$$

이때 전력 이득, G_p 은 입력전력에 대한 출력전력의 비로 나타나게 된다.

$$G_p = 10 \log \frac{P_o}{P_i} dB = P_o dBm - P_i dBm \quad (48)$$

$$P_o dBm = P_i dBm + G_p dB \quad (49)$$

따라서 1dB 이득 압축점에서의 출력전력을 P_{1dB} 라고 하며 다음과 같다.

$$P_{1dB} dB = P_i dBm + G_o dB - 1dB \quad (50)$$

그림 23에서 선형영역은 최소 출력전력 $P_{o, mds}$ 와 P_{1dB} 사이의 출력레벨이며 이 선형영역이 동적영역 (Dynamic range)이 된다. 이 동적영역에서 증폭기는 선형전력 이득을 가지며 하한레벨은 잡음전력레벨에 의해 제한된다. 따라서 인가할 수 있는 최소 입력 전력 $P_{i, mds}$ 는 최소 출력 전력레벨인 $P_{o, mds}$ 가 잡음 전력 레벨 이상이 되도록 해야 한다. 그림 13에서 증폭기의 동작범위는 선형증폭영역, 이득의 압축영역 및 포화영역으로 구분할 수 있으며 동적영역은 다음과 같이 정의할 수 있다.

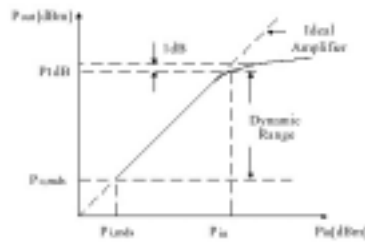


Fig. 13. Operation region of amplifier

$$DR(DynamicRange) = P_{1dB} - P_{o, mds} \quad (51)$$

선형증폭영역은 이득이 일정하고 입력 신호 이외의 다른 주파수의 신호는 증폭기가 갖고 있는 잡음 레벨이상에서 동작할 수 없는 응답 곡선영역이다. 따라서 이 영역에서는 상호변조왜곡(Inter-Modulation distortion)이 매우 적다. 이득의 압축영역에서는 입력신호의 세기가 커질수록 이득이 감소한다. 일반적으로 1dB 이득 압축점은 선형 동작의 이득보다 1dB 감쇠된 점을 말하며 이 영역에서는 입력 신호의 변화로 위상의 변화가 생기는 진폭변조에서 위상변조로의 변환, 3차 2톤 상호 변조곱(Third-order two-tone inter-modulation product) 고조파 신호(Harmonic) 등이 나타난다. 포화영역에서는 증폭기의 이득이 감소하는 반면에 출력은 일정하다. 선형전력 증폭기와 고 전력 증폭기 설계시 전자의 경우는 소신호 산란계수를 이용하여 고전력 증폭단을 구동하기에 충분한 출력과 효율을 가져야 하므로 선형영역을 이용하여 설계해야 하고 이득의 압축이 생기지 않는 범위에서 출력을 얻도록 소자를 선택해야 한다. 반면에 후자는 입력신호가 커질수록 MOSFET에서 발생하는 열로 인하여 비선형 특성을 갖기 때문에 소신호 산란계수를 이용할 수 없으므로 대신 소신호 산란계수 또는 입력 및 부하 임피던스를 이용하여 설계할 수 있다.

고전력용 MOSFET를 이용하여 협대역이나 광대역 증폭기를 설계할 때 소신호 설계와는 다른 여러 가지 사항을 고려해 주어야 한다. 그 이유는 대신 동작 상태에서 발생하는 MOSFET의 비선형성과 전력용 트랜지스터가 다수의 셀로 결합된 구조상의 문제 때문이다. 또한 소신호 증폭기와 대신호 증폭기의 가장 큰 차이는 선형성으로 열역학적(thermodynamically)으로 증폭기를 고찰하면 알 수 있다. 증폭기는 직류전원으로부터 공급되는 에너지로 신호를 증폭하고 증폭된 신호전력과 입력 신호의 전력을 합하는 형태이다. 증폭기에 사용되는 RF증폭기용 MOSFET는 그림 14에서와 같이 열역학적으로 DC전력을 RF전력으로 변환시키는 전력 변환기로 생각할 수 있다. 증폭기에 입력 전력과 출력 전력은 $P_i + P_{dc} = P_o + P_d$ 이다. 여기서, 증폭기의 입력전력은 P_i , 직류전력은 P_{dc} , 소비전력은 P_d 그리고 출력전력은 P_o 이다. 그리고 전력이득 $G = (P_o/P_i)$ 을 정리하면 $P_d = P_{dc} - (G-1)P_i$ 가 된다. 증폭기의 이득 G 가 1보다 큰 상수이고 직류전력, P_{dc} 가 고정되었다고 가정하면 RF 입력전력을 일정하게 증가시켰을 때 어느 시점 이상에서 소비전력, P_d 가 0보다 작아지는 경우가 이론적으로 발생한다.

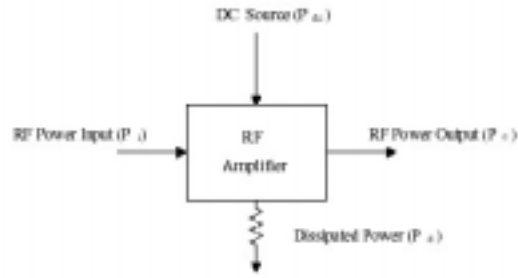


Fig. 14. Thermo dynamic model for power amplifier

그러나 실질적으로 증폭기에 인가되는 직류전력은 제한되고 출력전력이 포화되므로 선형동작영역 이상이 되면 입력의 증가에 따라 이득이 감소하는 비선형으로 동작한다. 이러한 비선형 특성은 이득 감쇠, AM-PM 왜곡, 상호변조왜곡 등으로 나타나며 고전력 증폭기에서의 신호 왜곡은 주로 상호 변조 곱에 의해 나타난다. 즉 두 개나 그 이상의 주파수를 갖는 신호가 비선형적인 특성을 나타내는 전력 증폭기에 입력될 때, 출력 신호는 상호 변조 곱의 주파수 성분을 갖게 된다. 식 (52)와 같은 신호가 비선형적인 특성을 잡는 전력 증폭기에 입력된다면 출력신호는 $DC, f_1, f_2, 2f_1, 2f_2, 3f_1, 3f_2, f_1 \pm f_2, 2f_1 \pm f_2, f_1 \pm f_2$ 등의 주파수 성분들을 갖게 된다. 이때 $2f_1$ 과 $2f_2$ 를 2차 고조파, $3f_1, 3f_2$ 를 3차 고조파라 하고 $f_1 \pm f_2, 2f_1 \pm f_2, f_1 \pm f_2$ 를 각각 2차 및 3차 상호변조 곱이라 한다.

그림 15는 위의 관계에 대한 입출력 스펙트럼을 나타낸 것으로 그림에서 보듯이 3차 상호변조 곱 $2f_1 - f_2$ 와 $2f_2 - f_1$ 은 증폭기의 대역폭 내에서 기본 주파수 f_1 과 f_2 에 매우 근접해 있기 때문에 출력에서의 왜곡 현상에 가장 큰 영향을 주게 된다.

$$v_i(t) = A \cos(2\pi f_1 t) + A \cos(2\pi f_2 t) \tag{52}$$

$$v_o(t) = a_1 v_i(t) + a_2 v_i^2(t) + a_3 v_i^3(t) \tag{53}$$

또 다른 왜곡 현상은 비선형적인 위상특성에 의해 일어난다. 신호가 왜곡 없이 증폭되기 위해서 전력이득 전달 함수의 크기는 주파수의 함수로서 일정해야 하며, 위상은 주파수의 선형함수이어야 한다. 그래서 주파수에 대한 위상 천이는 신호의 모든 주파

수 성분들에 대해서 일정한 시간 지연을 일으키게 된다.

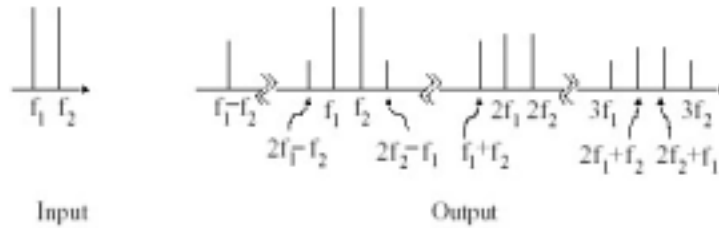


Fig. 15. Power spectrum of input and output signal

그러나 위상천이가 주파수에 대해서 비선형 함수가 된다면 입력신호의 여러 가지 주파수 성분들에 대해서 서로 다른 시간지연을 일으키게 된다. 이것은 결국 출력에서의 위상천이를 일으키게 되고, 이것을 군지연(Group delay) 특성이라 하며 식 (54)와 같이 나타낸다.

$$t_d = - \frac{d\Phi}{d\omega} \tag{54}$$

주파수에 대해서 비선형적인 위상 특성에 의한 왜곡 외에도 또 다른 형태의 위상왜곡을 가질 수 있다. 즉, AM과 같은 신호들이 전력증폭기를 통해 전달될 때 위상천이는 신호의 순간적인 크기의 함수가 되고 출력 위상은 약간의 리플을 갖는 평균치로 구성된다. 이러한 형태의 위상 왜곡을 AM/PM 변환이라 하고 입력 전력이 1 dB증가할 때 출력 위상의 변화로 정의한다. 특히 증폭기의 선형 동작영역에서도 신호의 왜곡이 발생하게 되는데 이러한 왜곡은 입력 신호 세기에는 무관하고 위상의 선형성과 이에 따른 군지연 왜곡, 이득의 변화 등에 영향을 미친다.

4) 증폭기 효율

증폭기의 설계에 있어서 소신호 해석에서는 소신호 산란계수를 이용하여 공역 정합으로 입력 및 출력 정합을 할 수 있으나 대신호 해석에서는 최적전력이 나오는 부하 임피던스 값을 측정하도록 계산해야 한다. 이와 같은 최적 부하 임피던스는 FET의 출력 모델과 FET의 DC I-V 특성곡선을 이용한 Cripps방법에 의하여 구할

수 있다. FET의 출력 등가회로에서 정현파의 전류원 $i_{ds}(t) = I_{ds, peak} \cos \omega t$ 에 의해 전력이 공급되면 임피던스 $Z = |Z| \angle \theta$ 의 부하에 대한 평균 RF전력은 식 (55)가 된다.

$$P_{out} = \frac{1}{2} I_{ds, peak}^2 |Z| \cos \theta = \frac{1}{2} I_{ds, peak}^2 V_{ds, peak} \cos \theta \quad (55)$$

FET의 최대 출력전류를 $I_{ds, peak, max}$ 라 하고 최대 출력전압을 $V_{ds, peak, max}$ 라 하면 최대 RF 출력전력은 식 (56)으로 주어진다. FET의 DC I-V특성 곡선에서 최대 출력 전류 및 최대 출력전압의 변화는 Drain 최대 전류 (I_F)와 포화 전압 (V_{sat}) Drain 항복전압 (V_{dsB})에 의해 제한된다. 최대 RF 출력전력을 얻을 수 있는 순 저항 부하 임피던스 값은 식 (57)과 같다.

$$P_{outmax} = \frac{1}{2} I_{ds, peakmax}^2 V_{ds, peakmax} = \frac{1}{2} I_F^2 R_{opt} \quad (56)$$

$$R_{opt} = \frac{V_{ds, peakmax}}{I_{ds, peakmax}} = \frac{V_{dsB} - V_{sat}}{I_F} \quad (57)$$

따라서, 최적 출력과형의 형태와 최적 부하값은 밀접한 관계가 있기 때문에 FET의 DC I-V특성곡선 상에서 나타나는 Drain 전압과 전류의 궤적을 이용하면 증폭기의 출력특성과 최적 부하값을 구할 수 있다. 이상의 Cripps방법은 A급 전력증폭기에 대한 것이므로 B급 이상의 전력 증폭기의 동작에 대해서 FET의 DC I-V 특성 곡선을 이용한 Cripps 방법의 적용은 고조파 성분을 고려하여 수정되어야 한다.

증폭기에서 효율을 높이기 위해서는 DC 전력 소모를 줄이고 이득을 크게 해야 하지만 일반적으로 최대 이득은 출력 전력의 감소를 수반한다. 이것은 효율과 출력의 크기 및 이득이 서로 연관된 특성이 있음을 나타낸다. 식 (58)과 식 (59)에 드레인 효율(η_d)과 전력 부가 효율 (η_{add})의 관계식을 나타내었다.

$$\eta_d(\text{drain efficiency}) = \frac{P_{out[1]}}{P_{DC}} \quad (58)$$

$$\eta_{add}(\text{power added efficiency}) = \frac{P_{out[1]} - P_{\infty}}{P_{DC}} = \left(1 - \frac{1}{G}\right) \eta_d \quad (59)$$

여기서 P_{out} 는 출력전력, $P_{out[1]}$ 은 기본주파수 출력전력, P_{in} 입력전력, P_{DC} 는 DC 공급전력, G 는 증폭기의 이득이다.

최대 드레인 효율점은 최대 출력점보다 조금 낮은 출력이 나오는 곳에서 나타내게 된다. 그 이유는 일반적으로 증폭기는 1dB 이득 압축점이 지난 후에 출력 전력이 포화되므로 최대 효율점에서의 출력전력은 최대 출력 전력과 거의 비슷한 값을 나타낸다. 그에 반해 입력되는 DC전력은 최대 출력점에 비해 많이 줄어들기 때문에 보통 최대 출력전력이 나타나는 곳에서는 전력 효율이 매우 낮아지게 된다. 전력 부가 효율은 드레인 효율 외에 전력이득까지 고려해야 하므로 정확한 예측을 하기는 어렵지만, 보통 최대 전력 부가 효율점은 최대 드레인 효율점 근처에 존재하고 그 값은 전력 이득의 영향으로 드레인 효율보다 조금 낮은 값을 나타낸다. 전력증폭기는 능동 소자를 구동시키는 동작점의 위치와 부하 임피던스의 특성에 따라 A급, B급, AB급, F급 등의 동작 증폭기로 구분할 수 있다.

A급 동작은 큰 RF 전류 신호 스윙이 가능한 방식으로 우수한 선형성과 큰 이득 및 출력전력을 얻을 수 있는 장점이 있으나, RF 신호 양의 반과동안에 과도한 게이트 전류가 흐르지 않도록 RF 입력 신호를 신중하게 제어해야 하며 신호의 입력이 없을 때에도 많은 양의 직류전력을 소모하고 동작 효율이 낮은 단점을 가지고 있다. 이상적인 경우 트랜지스터의 곡선은 그림 16과 같으며, A급 동작 전력 증폭기의 동작점과 출력전압 및 전류 파형을 그림 16과 같이 나타내었다.

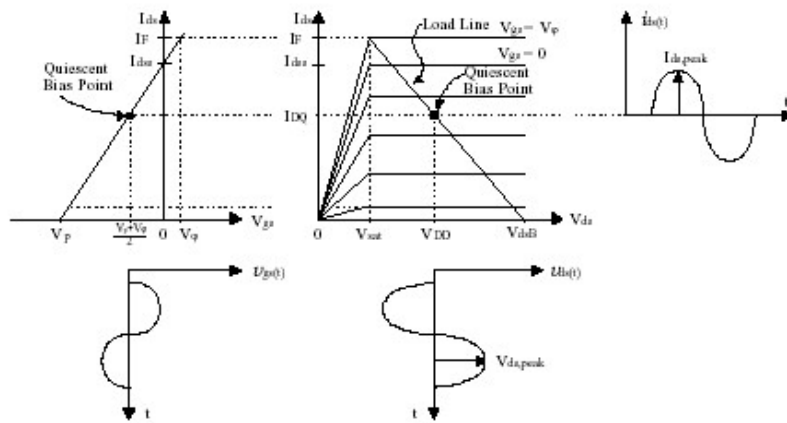


Fig. 16. Operation point of class A amplifier and output waveform

그림 16에서 V_p 는 게이트의 핀치오프 전압이고 I_{ds} 는 $V_{gs}=0$ 일 때 트랜지스터에 흐르는 최대 전류이며 V_{sat} 은 트랜지스터가 포화되기 시작하는 드레인 전압이다.

그리고 V_{dgB} 는 $V_{gs}=V_p$ 일 때 드레인과 게이트간의 최대 전압이고 $V_{dsB}(=V_{dgB}-|V_p|)$ 는 드레인 항복전압이다. 대부분의 트랜지스터 data sheet에는 $I_{dss}(V_{gs})=0$ 에서의 Drain 전류를 나타내고 있고, 이를 드레인 최대 전류값으로 사용하는 경우가 많다. 그러나 실제로 게이트 접합은 쇼트기 접합으로서 게이트-소스사이의 쇼트기 다이오드의 내부 장벽전압 V_ϕ 를 넘기 전에는 채널이 완전히 열리지 않는다. 즉, 게이트-소스 사이에는 순방향 전압 V_ϕ 까지 걸릴 수 있고, 보통 V_ϕ 의 값은 0.4~0.6 V 정도로 나타난다. 이때의 드레인 전류를 I_F 라하고 드레인 최대 전류로 정의한다. 드레인 전류의 첨두치를 $V_{out, peak}$ 라 하면 드레인 전류와 출력 전류는 다음과 같다.

$$i_{ds}(t) = I_{DQ} - I_{ds, peak} \sin \omega_0 t \quad (60)$$

$$i_{out}(t) = I_{ds, peak} \sin \omega_0 t \quad (61)$$

또한 드레인 전압의 첨두치를 $V_{ds, peak}$ 라 하면 부하에 걸리는 전압의 첨두치를 $V_{out, peak}$ 라 하면, 부하 저항에 걸리는 드레인 전압 $V_{ds}(t)$ 와 출력 전압 $V_{out}(t)$ 는 다음과 같다.

$$V_{ds}(t) = V_{DD} - V_{ds, peak} \sin \omega_0 t \quad (62)$$

$$V_{ds}(t) = V_{DD} - V_{out, peak} \sin \omega_0 t$$

$$V_{out}(t) = V_{out, peak} \sin \omega_0 t = I_{ds, peak} R_L \sin \omega_0 t \quad (63)$$

드레인 전압으로 인가하고 드레인 전류는 $I_{DQ}(=I_F/2)$ 가 되도록 동작점을 설정할 때, 동작점에서의 직류 공급전력(P_{DC})과 부하에 전달되는 출력전력(P_{out})은 식 (64)와 식 (65)와 같다.

$$P_{DC} = V_{DD} I_{DQ} = \frac{V_{DD} I_F}{2} = \frac{V_{DD}^2}{R_L} \quad (64)$$

$$P_{out} = \frac{V_{ds, peak} I_{ds, peak}}{2} = \frac{V_{out, peak}}{2R_L} \leq \frac{V_{DD}^2}{2R_L} \quad (65)$$

효율을 드레인 전압과 출력 전압으로 계산하면 A급의 경우 드레인 효율과 전력 부가 효율은 다음과 같다.

$$\eta_d = \frac{P_{out}}{P_{DC}} = \frac{V_{out, peak}^2}{2V_{DD}^2} \leq \frac{1}{2} \quad (66)$$

$$\eta_{add} = \left(1 - \frac{1}{G}\right) \frac{P_{out}}{P_{DC}} \quad (67)$$

여기서 드레인 출력전압의 최대값은 $[V_{dsB} - V_{sat}]/2$ 이고 드레인 출력전류의 최대값은 $I_F/2$ 이므로 최대 출력전력과 최대 전력 부가효율은 식 (68)과 (69)와 같다.

$$P_{outmax} = I_F \left[\frac{V_{dsB} - V_{sat}}{8} \right] \quad (68)$$

$$\eta_{addmax} = \left(1 - \frac{1}{G}\right) \frac{V_{dsB} - V_{sat}}{4V_{DD}} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{G}\right) \left(\frac{1-\alpha}{1-\alpha}\right) \quad (69)$$

여기서 $\alpha = V_{sat}/V_{dsB}$ 이며, 증폭기가 $V_{sat}=0V$ 와 무한대의 이득을 갖는다면 최대 효율은 50% 이다. 식 (70)은 A급 전력 증폭기에 최대 출력전력을 얻기 위한 부하저항조건이다.

$$R_L = \frac{V_{ds, peak, max}}{I_{ds, peak, max}} = \frac{V_{dsB} - V_{sat}}{I_F} \quad (70)$$

B급 증폭기의 동작점과 출력전압 및 전류파형은 그림 17과 같다. B급 전력증폭기의 부하는 고조파 성분에 대해서는 단락회로로 보이며 기본주파수 성분만 출력되는 병렬 공진회로 형태로 구성된다. 동작점은 $I_{ds}=0, V_{ds}=V_{DD}, V_{gs}=V_D$ 이고 gate 쪽의 최대 전압 파형과 드레인 전류는 다음과 같다.

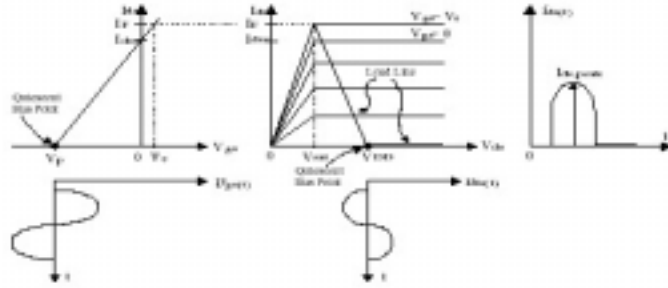


Fig. 17. Operation point of class B amplifier and output waveform

이것을 푸리에 급수로 다시 전개하면 다음과 같다.

$$V_{gs}(t) = V_p + (V_\phi - V_p) \sin \omega_0 t \quad (71)$$

$$i_{ds}(t) = \begin{cases} I_{ds,peak} \sin \omega_0 t & , \text{ for } 0 \leq \omega_0 t \leq \pi \\ 0 & , \text{ for } \pi \leq \omega_0 t \leq 2\pi \end{cases} \quad (72)$$

상기식을 푸리에 급수로 다시 전개하면 다음과 같다.

$$i_{ds} = I_{ds,peak} \left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin \omega_0 t - \frac{2}{\pi} \sum_{n=2,4,\dots}^{\infty} \frac{1}{n^2-1} \cos n\omega_0 t \right) \quad (73)$$

또한, 직류성분은 다음과 같다.

$$I_{DC} = \frac{1}{\pi} I_{ds,peak} \quad I_{ds,peak} = \frac{1}{\pi} \frac{V_{ds,peak}}{R_L} \quad (74)$$

따라서, 공급전력과 드레인 효율은 다음과 같다.

$$P_{DC} = I_{DC} V_{DD} = \frac{1}{\pi} \frac{V_{ds,peak}}{R_L} V_{DD} \quad (75)$$

$$\eta_d = \frac{\pi}{4} \frac{V_{ds,peak}}{V_{DD}} \quad (76)$$

이때 부하에 걸리는 출력전압의 최대치와 공급전압은 다음과 같다.

$$V_{ds, peak} = \frac{V_{dsB} - |V_p| - V_\varphi - V_{sat}}{2} \quad (77)$$

$$V_{DD} = \frac{V_{dsB} - |V_p| - V_\varphi - V_{sat}}{2} \quad (78)$$

여기서 V_φ 는 쇼트키 다이오드 내부 전위 장벽전압이며, 최대 출력전력과 전력부가효율은 다음과 같다.

$$P_{out, max} = I_F \left[\frac{V_{dsB} - |V_p| - V_\varphi - V_{sat}}{8} \right] \quad (79)$$

$$\eta_{add, max} = \frac{\pi}{4} \frac{(1-\beta)}{G} \left(\frac{1-\beta}{1+\beta} \right) \quad (80)$$

여기서, $\beta = V_{sat} / [V_{dsB} - |V_p| - V_\varphi - V_{sat}]$ 이다.

위 식에서 $V_{sat} = 0V$ 와 무한대의 이득을 가지는 이상적인 경우 최대효율은 78.5% 이다. 그러나 B급 전력증폭기는 실제 회로에 있어서의 전력부가 효율이 대체로 50%를 넘기 어렵고 또한 핀치오프 전압 근처에서 전달 컨덕턴스, g_m 의 급격한 감소로 출력 신호의 왜곡 증가와 이득감소의 문제가 있다. 식 (81)은 B 급 전력 증폭기에서 최대 출력전력을 얻기 위한 부하 저항 조건이다.

$$R_L = \frac{V_{ds, peak, max}}{I_{ds, peak, max}} = \frac{V_{dsB} - |V_p| - V_\varphi - V_{sat}}{I_F} \quad (81)$$

5) 트랜지스터의 DC bias 방법

가) DC bias point 선정과 주의할 점

제작하고자 하는 증폭기의 종류에 따라 같은 트랜지스터에서도 서로 다른 DC bias point를 선택할 필요가 있다. DC bias point를 설정하는 과정을 이해한다면 좀더 정확히 FET의 RF특성을 예측할 수 있으며 IMD(inter-modulation distortion) 까지 알 수 있게 된다. 그림 18은 특정 응용을 위한 최적의 DC bias 포인트를 찾는 방법을 보여주고 있으며 점 A부터 D는 GaAs FET DC bias point를 표시한 것이다.

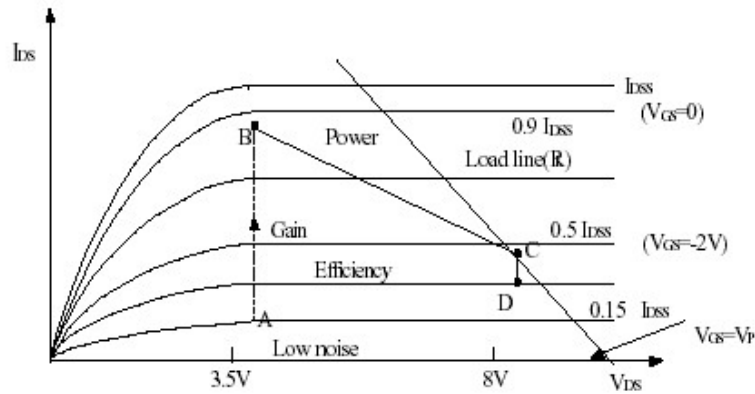


Fig. 18. Selection of DC Bias point operation

Table 1. DC Bias point of some operation at Fig.18.

DC Bias point	Application
A	Low noise, Low gain
B	Low noise, High gain
C	Class A, Power
D	Class A, AB, Power, High efficiency

GaAs FET를 사용하는 전력증폭기 제작에 국한하여 설명하면 다음과 같다. 증폭기의 출력이 커지려고 하면 반드시 드레인에 큰 전압을 가해 주어야 한다. 트랜지스터는 전류원이므로 드레인 전압이 클수록 더 큰 RF 전력을 낼 수 있다. 표 1의 점 C와 D는 점 A와 B보다 큰 전력을 낼 수 있는 DC bias point 이다. 점 C는 A급 증폭기를 구현할 때 쓰인다. 이 점은 증폭기를 선형적으로 동작시키는 DC bias point로 증폭기 출력신호 왜곡이 가장 적다. 하지만 점 C는 효율측면에서 바라보면 좋은 DC bias point가 아니다. 그 이유는 트랜지스터가 항상 turn on 상태에 있어 입력 신호가 인가되지 않아도 DC 전력소비가 일어나기 때문이다. 효율을 높이기 위해 선형성이 점 C보다 약간 나빠지더라도 D지점을 선택한다. D점의 선형성이 나빠지는 것은 출력신호의 full cycle이 트랜지스터 출력 저항에 걸리지 못하고 일부가 잘려

truncation harmonics를 발생시키기 때문이다. 이지점이 AB급으로 트랜지스터를 동작시킬 때 사용되는 동작점이다. 효율적인 측면에선 점 C보다 동작점이 내려와 있어 입력신호를 넣지 않았을 때 점 C 보다 DC 전력소모가 덜 일어난다. 고주파용 트랜지스터의 경우 A급 동작시의 효율은 이론적으로는 50%이지만 보통 20%를 넘기지 못하며 AB급의 경우 20%이상의 효율을 나타낸다. 트랜지스터 제작자가 제공하는 사양을 보면 트랜지스터를 어떤 급으로 동작시켜야 하는지 알 수 있다. 반도체적으로 트랜지스터의 최적급은 이미 정해져 있으므로 제공된 사양에 맞게 트랜지스터를 동작시켜 주어야 한다. IMD(inter-modulation distortion)는 동작점을 바꿔주면 줄일 수 있다. 트랜지스터를 최대 출력으로 동작할 수 있도록 드레인 전압을 낮춰주면 IMD를 줄일 수 있다. 상기의 DC bias point 선정방법과 더불어 다음의 두 가지 문제를 고려하여야 한다. 첫 번째는 트랜지스터 안정 동작 여부이다. 안정 동작구간은 트랜지스터 공급자가 제공하는 자료에 나와 있는 최대 드레인 전류, 최대 드레인-소스 전압, 최대 Junction temperature, Gate에 인가되는 최대 입력전력에 따라 정해지므로 최대값을 넘지 않도록 환경설정을 하는 것이 필요하다.

두 번째는 트랜지스터 접합문제인데 고온 Au-Sn접합체를 이용하지 않으면 충분히 열방출이 되지 않는다. 트랜지스터의 열전도도가 낮을 땐 반드시 방열판과 fan을 전력 증폭기에 부착시켜야 한다.

나) 트랜지스터 bias 공급방법

증폭기는 bias에 따라서 다른 특성을 갖는다. 표 2에서는 그림 19의 여러 가지 트랜지스터의 bias 공급 방법과 특성을 요약하였다.

Table2. DC bias applying method to transistor

Fig. 14.	bias 인가	증폭기의 특성
a)	V_{gs} 인가 후 V_d 인가	저잡음, 큰이득, 큰전력, 높은효율
b)	V_{gs} 인가 후 V_d 인가	저잡음, 큰이득, 큰전력, 높은효율
c)	V_{gs} 인가 후 V_d 인가	저잡음, 큰이득, 큰전력, 높은효율
d)	V_g 인가	저잡음, 큰이득, 큰전력, 높은 효율 R값을 바꿈에 따라 이득을 조정
e)	V_g 인가	저잡음, 큰이득, 큰전력, 높은 효율 R값을 바꿈에 따라 이득을 조정

그림 19 (a)는 양, 음 전원을 동시에 사용한다. Source inductance를 최소화시킬 수 있으므로 고주파 증폭기에서 큰 이득을 얻을 수 있다. 그림 19 (a)의 순차적으로 전원을 공급, 차단하는 단점을 보완한 것이 그림 19 (b) ~ 19 (e)이다. 회로에 연결된 저항은 동작점을 안정화시키지만 source에 저항을 달면 증폭기의 효율은 떨어진다. 그림 19 (b) ~ 19 (c)도 하나의 전원을 이용할 뿐이지 burn out의 위험성을 항상 가지고 있다. FET source쪽에 저항이 연결되어 있을 경우 Drain 전류가 증가하면 Gate Bias가 자동적으로 FET의 drain 전류를 $0.5 \times I_{DSS}$ 이하로 낮춘다. 동작점은 source 저항의 값을 변화시킴으로써 조정할 수 있다. 저항값은 $1/g_m$ 의 값에 근접해야 한다.

$$I_{ds} = \frac{I_{DSS}}{(1 + g_m R_s)} = \frac{I_{DSS}}{2} \quad (82)$$

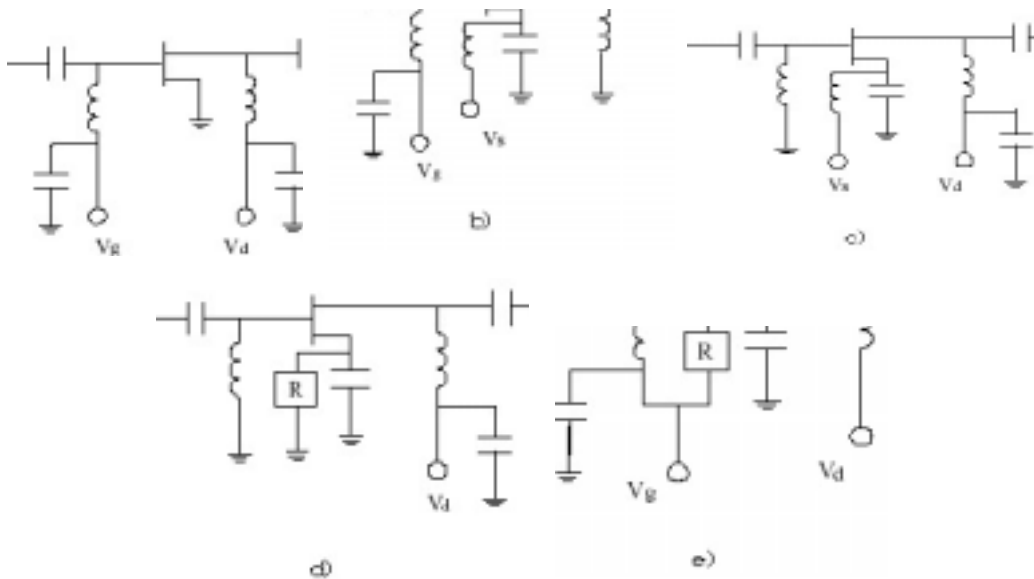


Fig. 19. Various DC bias applying methods to transistor.

다. 전력 검파기

전력 검파기란 원하는 신호를 검출하여 전파의 강도의 세기를 알려주는 장치이다. 여기서 전력 검파기는 다이오드가 비선형적 소자라는 원리를 이용한다. 전력 검파기에 낮은 입력 전력을 가해주면 비선형적 특성이 유지되며 주어진 입력 전력에 대해

비례적인 전압 출력이 나타나게 되는데 이 특성은 square law라고 알려져 있다.

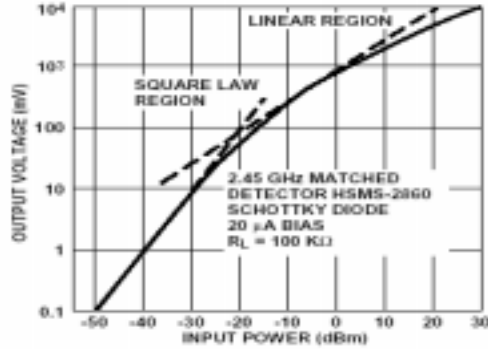


Fig. 20. Square law region curve.

그림 20에서 dynamic range를 벗어나면 square law가 성립하지 않는 것을 볼 수 있으며 square law에서 다이오드가 감지할 수 있는 최저 신호는 이상적인 square law slope에서 1 dB 만큼 벗어난 점으로서 접선 신호 감도로써 알려졌다. 전력 검파기는 bypass capacitor, RF choke inductor, video resistor 그리고 detection diode와 같은 기본 요소로 만들어져 있다. 매우 낮은 주파수에서 커패시터는 상대적으로 큰 리액턴스를 갖고 low pass filter로 동작한다. 주어진 주파수 대역에서 inductor의 impedance는 크고 입력은 다이오드에 병렬이다.

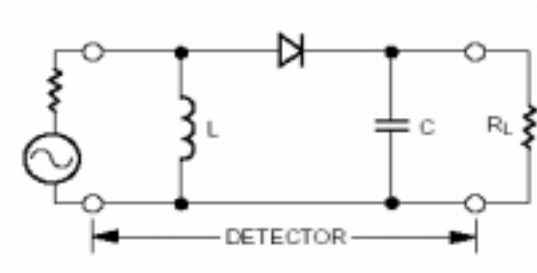


Fig. 21. Basic circuit of detector.

검파기는 낮은 전압 강하와 높은 역 저항을 가져야 한다. Schottky 다이오드는 이 요구사항을 상대적으로 잘 만족시키므로 일반적으로 검파기 회로에 표준으로 사용된다. Schottky 다이오드는 Silicon, GaAs 등 여러 가지 다른 재료로 제조된다. Silicon

다이오드는 보다 낮은 전압강하를 갖는 경향이 있지만 GaAs 다이오드는 매우 높은 주파수에서 증대한 특성인 보다 낮은 접합 capacitance를 갖는다. 접합 capacitance는 DC biasing에 의해 최소화 될 수 있지만 온도 변화에 민감하다. Zero-bias schottky 다이오드는 동작을 위한 bias를 요구하지 않지만 좋은 감도를 위해 regular schottky가 필수적으로 사용된다.

라. 아이솔레이터

아이솔레이터는 2-단자 또는 3-단자 소자가 단방향 전송특성을 가지고 있다. 2-단자 아이솔레이터는 주로 resonance isolator와 field displacement isolator가 있으며, 3-단자 아이솔레이터는 주로 circulator를 이용한 것으로, lumped 소자와 ferrite, strip line, waveguide 등으로 구현이 가능하다. 2-단자 아이솔레이터에 대한 S-파라미터는 식 (83)으로 나타낼 수 있다.

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \tag{83}$$

위 S-파라미터는 두 단자가 match 되어있고, port 1로부터 port 2의 한 방향으로만 전송이 일어나며 non-reciprocal하다는 것을 보여준다.

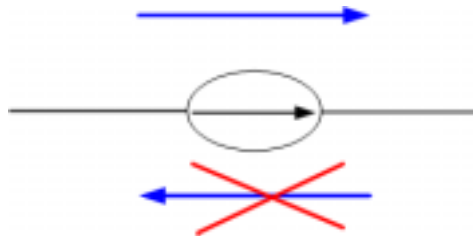


Fig. 22. Characteristic diagram for 2-port isolator

이 아이솔레이터는 보편적으로 high power source와 load사이에 일어 날수 있는 반사로 인해 source가 손상을 입는 것을 방지하기 위해 사용된다. 아이솔레이터는 matching이나 tuning network에도 사용될 수 있는데, 이 matching network의 경우에는 load에서 반사되어 오는 신호가 아이솔레이터 출력단에서 재 반사되지 않도록, 반사된 신호는 모두 아이솔레이터에서 흡수되어야 한다. 3-단자 circulator는 한 방향으

로만 신호를 전송하는 특성을 가진다. (port 1 →port 2, port 2 →port 3, port 3 → port 1) 이를 이용하여 한 port에서 다른 하나의 port로만 전송특성을 갖도록 한 것이 circulator를 이용한 아이솔레이터이며, 도식화하면 그림 23과 같다.

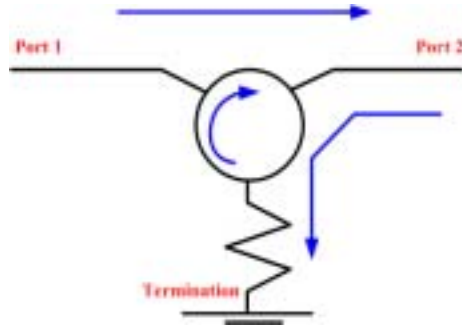


Fig.23. Characteristic of 3-port isolator

결국 아이솔레이터는 신호전력의 흐름을 한쪽 방향으로만 흐르게 고정하고자 할 때 사용되는 소자라는 것이다. 일반적으로 아이솔레이터는 3단자 circulator를 이용한다. 3개의 단자 중 한쪽 단자에 termination을 달게 된다. 그렇게 되면 나머지 두 단자에서 한쪽 단자로 입사된 전력은 다른 쪽으로 가지만, 나머지 반대쪽 단자에서 입사된 전력은 유입되지 않는다. 또한 일반적으로 신호방향을 고정하고 싶은 경우에 많이 사용되며, 특히 송신부에서 전력증폭기를 보호하기 위해 많이 사용된다. PA는 전력이 크기 때문에 반사되어 돌아오거나 안테나에서 역으로 유입된 전력이 들어오면 파손의 우려가 있기 때문에 아이솔레이터가 필요하다.

라. 마이크로스트립 패치 안테나

1) 마이크로스트립

마이크로스트립 패치 안테나는 마이크로스트립 라인으로 만들어진 안테나로 안테나의 전파모드는 마이크로스트립의 전자장 분포로부터 얻어진다. 그림 24 (a)는 일반적인 마이크로스트립 구조를 나타내며 마이크로스트립의 전개와 자계의 분포는 그림 24 (b)와 같다. 마이크로스트립의 공기와 유전체 사이의 접합면은 순수한 TEM 모드와 비슷한 Quasi-TEM 모드를 갖으며 맥스웰 방정식과 경계조건에 의해서 수식적으로 표현이 가능하다.

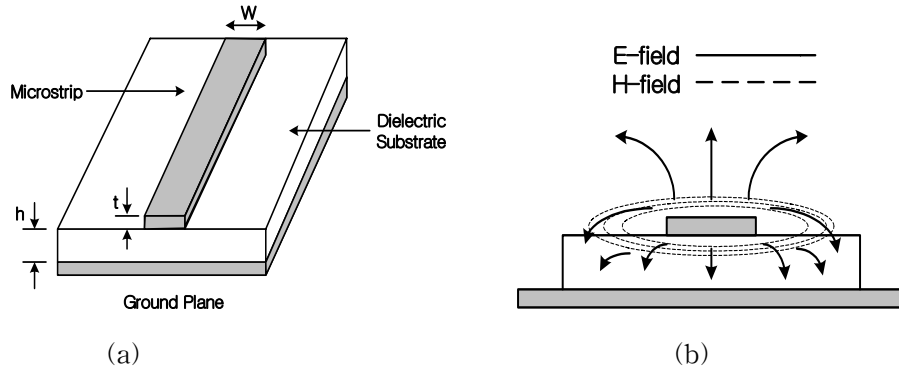


Fig. 24. Microstrip transmission line (a) configuration and (b) expression of electromagnetic fields.

유전체와 공기의 경계면에서 전계 (Electric field)의 접선성분은 경계조건에서 연속이므로

$$(E_x)|_{dir} = (E_x)|_{air} \quad (84)$$

이고, 맥스웰 방정식을 사용하여 변형시킨 후, Curl을 풀어보면,

$$(\nabla \times H)_x|_{dir} = \epsilon_r (\nabla \times H)_x|_{air} \quad (85a)$$

$$\left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z}\right)|_{dir} = \epsilon_r \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z}\right)|_{air} \quad (85b)$$

이다.

여기서, 경계면에서 자계 (Magnetic field)의 법선 성분은 연속이며, 식 (85b)를 다시 표현해보면

$$\epsilon_r \frac{\partial H_z}{\partial y}|_{air} - \frac{\partial H_z}{\partial y}|_{dir} = (\epsilon_r - 1) \frac{\partial H_y}{\partial z} \neq 0 \quad (86)$$

이다.

식 (86)은 자계 H_z 의 방향 성분이 0이 아니고 E_z 도 0이 아님을 보여준다. 다시 말해서 마이크로스트립이 순수한 TEM이나 TE, TM모드를 형성하지 못함을 의미한다.

이러한 현상은 주파수가 낮을 때와는 달리 주파수가 높아짐에 따라 Fringing field에 대한 효과를 무시할 수 없으며, 따라서 이에 의한 마이크로스트립의 주요 요소들 (ϵ_r, Z_0, h, W)의 비선형적인 면을 고려해야 한다.

마이크로스트립의 해석 방법은 크게 3가지로 나누어 질 수 있다. 첫 번째 방법은 Quasi-static 방법이다. 마이크로스트립은 그 간단한 구조와는 달리 그를 통한 전자파의 진행방법이 복잡하여 정확한 해석이 매우 까다로운 편이지만, 약 2 GHz미만의 낮은 주파수 범위에 대해서는 그림 34와 같은 전파모드를 거의 완전한 Static TEM으로 간주할 수 있으며, 이와 같은 경우의 전파모드를 Quasi-TEM이라 하고 이러한 상태를 Quasi-Static 하다고 한다. 따라서 이러한 해석 방법은 마이크로스트립의 전파모드를 순수한 TEM 모드로 간주하여 해석하며, 마이크로스트립의 특성은 구조에서 생성되는 정전기적 커패시턴스(capacitance)로부터 유도되어 진다. 이러한 해석 방법은 유전체 내의 파장 (λ_g)이 유전체의 두께나 선로의 폭에 비해서 매우 큰 경우, 즉 낮은 주파수대에서 거의 정확한 해석과 설계를 가능케 한다.

두 번째 방법으로는 선로의 inhomogeneous한 구조로 인해 발생하는 non-TEM 성질, 즉 주파수에 따른 유효 유전율의 변화를 고려한 Dispersion 모델이다. 일반적으로 고주파는 높은 유전율의 유전체내에 전속선이 밀집되는 경향을 갖는데, 그러한 현상은 주파수가 높아질수록 심하여지고 결국 높은 주파수에서는 유전체 내부를 통과하는 전속밀도의 비율이 높아져서 전체적인 유효 유전율이 균일하지 못하고 높아지게 되며, 따라서 주파수에 따라 전자파의 위상속도가 변하게 되어 전파상수가 주파수에 비례하지 못하게 되는데, 그러한 현상을 dispersion이라 한다. 또한 유전체와 공기 내에서 전파가 진행함에 있어 위상속도가 각각 다르기 때문에 전파가 진행방향에 완전히 수직하지 못하고 비틀어질 수밖에 없는 Dispersion현상으로 인해 여러 가지 고조파 발생의 원인이 되기도 한다. 그러나 높은 주파수 대역까지 확산하여 좀 더 정확한 결과를 얻으려면 시간을 고려한 파동방정식을 풀음으로써 정전용량이 아닌 전파상수를 구하는 세 번째 방법의 full-wave 해석을 해야 할 필요가 있다. Full-wave 해석은 마이크로스트립의 전파모드가 hybrid 임을 고려한 해석 방법이다.

2) 마이크로스트립 패치 안테나 이론

가) 패치 안테나의 구조

그림 25는 전형적인 마이크로스트립 패치 안테나의 구조이다. 형태는 얇은 도체판의 접지면 위에 두께가 h 이고, 비유전율이 ϵ_r 인 유전체가 있으며 그 위에 두께

t, 길이 L, 폭 W인 금속부분의 형태를 가지고 있다.

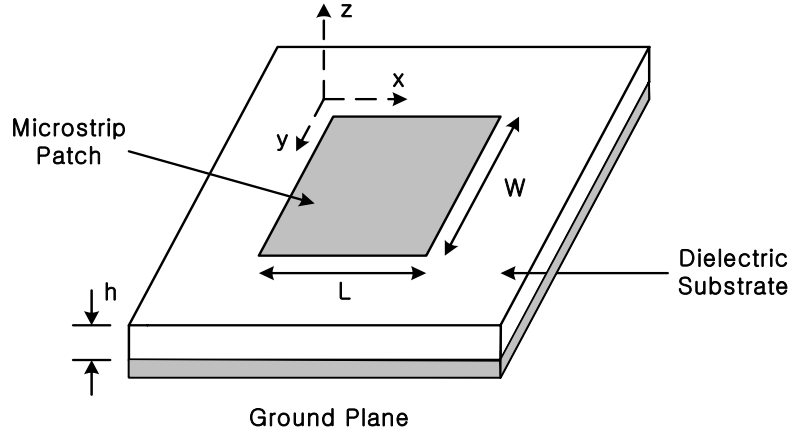


Fig. 25. Structure of microstrip patch antenna

마이크로스트립 패치 안테나의 급전하는 방식으로는 첫째, 급전 선로를 방사 패치에 직접 연결하는 방법으로, 동일한 기관 위에서 특성 임피던스를 갖는 스트립선로를 방사소자에 연결하는 방법이다. 그러나 이 방법은 정확한 입력 임피던스 정합을 하기가 어려우며 방사소자와 급전선로가 동일한 유전체 위에 구성되기 때문에 동시에 효율적인 방사와 손실 없는 에너지 전달 조건 면에서 취약한 부분이 있다. 급전선로에 의한 기생방사는 안테나의 방사특성을 저하시키며 높은 Q값은 안테나의 대역폭 특성을 나쁘게 만든다. 또한 높은 유전율을 갖는 기관에서 요구되는 큰 입력임피던스 변화는 깊은 삽입(Insert)이 필요하며, 이것은 교차편파와 방사패턴 형태에 영향을 미친다.

동축선로를 사용해 급전하는 방법은 동축선로의 내부 도체(+)를 방사소자와 직접 연결하고 외부 도체(-)를 접지면에 연결하여 급전하는 방법이다. 그리고 동축선로 급전은 공정이 어려운 반면 정확히 50 Ω 급전을 가능하게 하고 동축선로상의 반사 손실을 줄일 수 있다. 이 방법은 급전의 위치에 따라 입력 임피던스를 조절할 수 있지만 임피던스 정합회로와 같은 마이크로스트립 회로를 구성하기가 어렵다. 또한 유전체의 두께가 0.1λ 이상으로 두꺼워지면 그 길이에 의한 인덕턴스 성분이 생겨, 패치 자체 공진 주파수에 영향을 주게 된다. 또한 프로브 방사는 교차편파의 원인이 될 수도 있다.

나) 마이크로스트립 패치 안테나의 해석

마이크로스트립 패치 안테나의 해석 방법으로는 전송선로 모델, 공진기 모델 해석방법, 그리고 수치해석 방법 등이 있다. 수치해석 방법과 비교하여 전송선로 모델이나 공진기 모델 같은 경우, 좀더 정확한 해석 즉, 고조파 성분들에 대해 취약한 부분이 있기에 수치해석의 한 방법인 Method of Moment 방법을 이용할 경우 좀더 정확한 해석을 할 수 있게 된다.

(1) 전송선로 모델

가장 단순한 마이크로스트립 안테나는 전형적인 사각 패치 안테나이다. 전송선로 모델의 경우 단지 사각 혹은 정사각형의 패치만을 해석할 수 있다는 단점이 있는 반면, 마이크로스트립 구조를 짧은 해석시간과 다른 방법에 비해 간단한 표현으로 해석할 수 있다는 장점이 있다.

사각 패치 안테나의 복사는 그림 26 (a)에서처럼 두 개의 슬롯에 의해 복사되는 것으로 해석한다. 마이크로스트립 복사 요소는 W방향에 대한 전계의 변화가 없는 선로 공진기로서 간주하고 반파장의 L, 즉 패치의 길이가 변할 때 전계의 변화가 생기게 된다. 그리고 복사는 개방된 회로 끝 부분 Fringing field로부터 주로 일어난다. 복사체는 주로 그림 26 (b)처럼 x-y 평면에서 길이 L만큼 떨어진 두 슬롯으로 이루어져 있다. 슬롯의 폭은 기판의 두께와 같고 각 슬롯은 동일한 다이폴에 의해 같은 전자기장을 복사한다. 자기 다이폴의 자기전류를 M이라 하면

$$M = zE_x = z \frac{V_0}{h} \quad (87)$$

패치의 복사부분에 나타난 자기 다이폴과 접지면에 의해 형성된 영상 자기 다이폴에 의해 전계가 생성된다. 원점에서 r만큼 떨어진 단일 슬롯의 원거리 전계는 다음과 같다.

$$E_\theta = -j2V_0k_0 \frac{e^{-jk_0r}}{4\pi r} F(\theta, \phi) \quad (88)$$

여기서, $E_0 = 0$ 이면

$$F(\theta, 0) = \frac{\sin\left(\frac{k_0 h}{2} \sin \theta \cos \phi\right)}{\frac{k_0 h}{2} \sin \theta \cos \phi} \cdot \frac{\sin\left(\frac{W k_0}{2} \sin \theta \sin \phi\right)}{\frac{W k_0}{2} \sin \theta \sin \phi} \sin \theta \quad (89)$$

E-평면, $\theta = \frac{\pi}{2}$ 일 때 $F(\phi)$ 는 다음으로 표현된다.

$$F(\phi) = \frac{\sin\left(\frac{k_0 h}{2} \cos \phi\right)}{\frac{k_0 h}{2} \cos \phi} \quad (90)$$

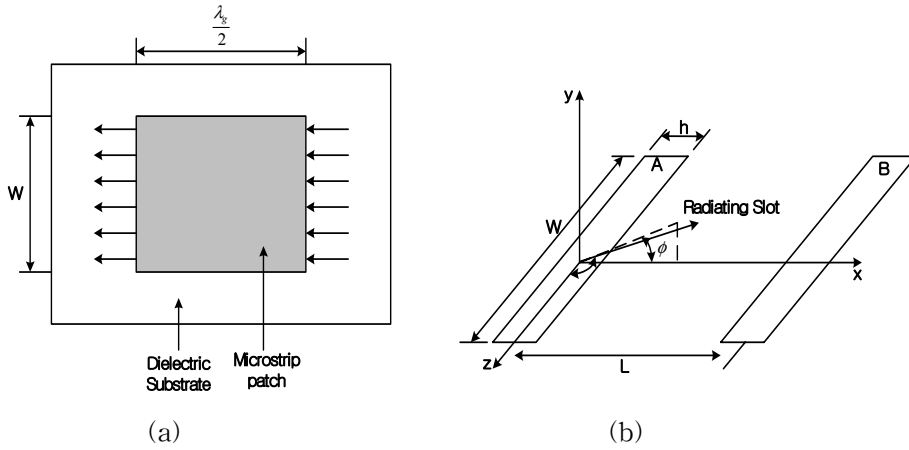


Fig. 26. Microstrip antenna expressed by 2 radiation slots. (a) transmission model and (b) rectangular coordinate of radiation slot.

유사하게 H-평면, $\phi = \frac{\pi}{2}$ 일 때의 $F(\theta)$ 는 다음으로 표현된다.

$$F(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{W k_0}{2} \cos \theta\right)}{\frac{W k_0}{2} \cos \theta} \sin \theta \quad (91)$$

L만큼 떨어진 두 슬롯에 대하여 E-평면 복사 패턴은 다음과 같다.

$$F_r = \frac{\sin\left(\frac{k_0 h}{2} \cos \phi\right)}{\frac{k_0 h}{2} \cos \phi} \cos\left(\frac{k_0 L}{2} \cos \phi\right) \quad (92)$$

복사 전력은 $h \ll \lambda r_0$ 에 대하여 다음 식으로 표현된다.

$$P_r = \frac{V_0^2 I_1}{240 \pi^2} \quad (93)$$

여기서 $I_1 = \int_0^\pi \sin^2\left(\frac{k_0 W \cos \theta}{2}\right) \tan^2 \theta \sin \theta d\theta$,

복사 저항 R_r 은

$$R_r = \frac{V_0^2}{2P_r} = \frac{120\lambda_0}{1 - \frac{(k_0 h)^2}{24}} \quad (94)$$

정규화 된 선로 증가분(Δl)에 대한 표현으로부터 표현되는 정전용량은 다음과 같다.

$$C = \frac{\Delta N \sqrt{\epsilon_e}}{cZ_0} \quad (95)$$

여기서, Z_0 는 마이크로스트립 선로의 특성 임피던스이고 c 는 광속이다. 복사요소의 입력 어드미턴스는 다음으로 표현된다.

$$Y_{in} = G + jB + Y_0 \frac{G + j(B + Y_0 \tan \beta L)}{Y_0 + j(G + jB) \tan \beta L} \quad (96)$$

여기서, $G = \frac{1}{R_r}$, $B = \frac{k_0 \Delta \sqrt{\epsilon_0}}{Z_0}$, 전파상수 $\beta = \frac{2\pi \sqrt{\epsilon_e}}{\lambda_0}$ 그리고 $Y_0 = \frac{1}{Z_0}$ 이다.

이 모델의 등가회로는 그림 27과 같다. 따라서 마이크로스트립 안테나가 공진하기 위해 입력 어드미턴스의 허수 값이 0이 되게 하는 해를 구하면 공진 주파수를 식 (97)

을 통해 구할 수 있다.

$$\tan \beta l = \frac{2Y_0 B}{B^2 + G^2 - Y_0^2} \quad (97)$$

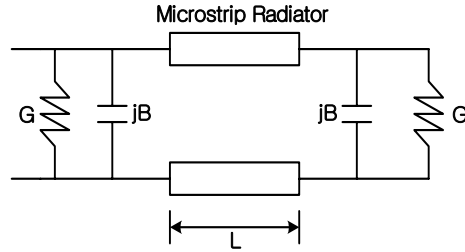


Fig. 27. Equivalent circuit of microstrip antenna

(2) 공진기(cavity) 모델

전송선로 모델은 사각 구조의 패치에만 적용할 수 있는 제한점을 가지고 있지만 공진기 모델은 임의의 패치 형태에 적용이 가능하고 비교적 정확한 결과를 제시한다. 공진기 모델은 안테나 구조를 공진기로 가정하여 해석하는 방법으로 이상적인 공진기 이론을 적용하기 위해서는 몇 가지의 가정을 해야 한다.

첫 번째, 유전체가 충분히 얇다면 ($h \ll \lambda_g$) 전계는 위, 아래 도체판에 수직인 성분 (E_z)뿐이며, 자계는 접선성분 (H_x, H_y)만을 가진다. 두 번째 공진기 내부에서 전계 및 자계의 x축으로의 방향 변화는 없다. 세 번째, 복사 도체판의 가장자리에서 전기전류는 접선성분 뿐이다. 즉, 경계면에서의 자계의 접선성분은 무시될 수 있다.

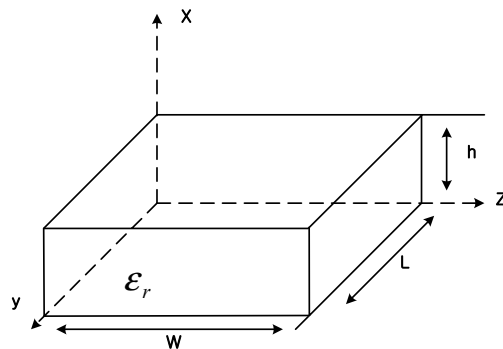


Fig. 28. Structure of microstrip patch

$$A_x = [A_1 \cos(k_x x) + B_1 \sin(k_x x)] \quad (98a)$$

$$\cdot [A_2 \cos(k_y y) + B_2 \sin(k_y y)] \quad (98b)$$

$$\cdot [A_3 \cos(k_z z) + B_3 \sin(k_z z)] \quad (98c)$$

여기서, k_x, k_y, k_z 는 x, y, z 방향의 Wave number를 각각 나타내고 있으며 경계조건에 의해서 결정된다. 벡터 포텐셜 A_x 와 관련하여 공진기 내의 전자계 필드는

$$E_x = -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + k^2 \right) A_x \quad H_x = 0 \quad (99a)$$

$$E_y = -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x^2 \partial y} \quad H_y = \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial z} \quad (99b)$$

$$E_z = -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x^2 \partial z} \quad H_z = \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial y} \quad (99c)$$

경계조건과 관련하여

$$E_y(x'=0, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) = 0$$

$$= (x'=h, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) = 0 \quad (100a)$$

$$H_z(0 \leq x' \leq L, 0 \leq y' \leq L, z'=0) = 0$$

$$= (x'=h, 0 \leq y' \leq L, z'=W) = 0 \quad (100b)$$

$$H_x(0 \leq x' \leq L, y=0, 0 \leq z' \leq W) = 0$$

$$= (0 \leq x' \leq h, y'=L, 0 \leq z' \leq W) = 0 \quad (100c)$$

여기서, 프라임 좌표 ($x'y'z'$)는 공진기 내의 필드를 나타내는데 사용되었다.

식 (100a)의 경계조건인 $E_y(x'=0, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) = 0$ 과 $E_y(x'=h, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) = 0$ 을 이용하면 $B_1 = 0$ 이 되고, 따라서

$$k_x = \frac{m\pi}{h}, m = 0, 1, 2, \dots \quad (101)$$

비슷한 방법으로 식 (100b)의 경계조건을 이용하면 $B_3=0$ 가 되고

$$k_z = \frac{p\pi}{W}, p=0,1,2,\dots \quad (102)$$

마지막 경계조건, 식 (100c)를 이용하면 $B_2=0$ 가 되어

$$k_y = \frac{n\pi}{L}, n=0,1,2,\dots \quad (103)$$

각각의 wave number를 구할 수 있다. 따라서 공진기 내의 최종적인 벡터 포텐셜 A_x 의 형태는

$$A_x = A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \cos(k_z z') \quad (104)$$

으로 표현된다.

여기서 A_{mnp} 는 각각의 mnp모드의 크기 계수를 나타낸다. 파수 k_x, k_y, k_z 는

$$\begin{aligned} k_x &= \left(\frac{m\pi}{h}\right), m=0,1,2,\dots \\ k_y &= \left(\frac{n\pi}{L}\right), n=0,1,2,\dots, m=n=p \neq 0 \\ k_z &= \left(\frac{p\pi}{W}\right), p=0,1,2,\dots \end{aligned} \quad (105)$$

여기서, 첨자 m, n, p는 각각 x, y, z 방향의 반주기 필드 variation의 수를 나타낸다.

$$k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = \left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2 = k_r^2 = \omega_r^2 \mu \epsilon \quad (106)$$

공진기 모델에 의한 공진 주파수는 다음과 같이 구할 수가 있다

$$(f_r)_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (107)$$

식 (107)식을 식 (104)식에 대입하면 공진기 내에서의 전자계 필드를 다음과 같이 구할 수가 있다.

$$E_x = -j \frac{(k^2 - k_x^2)}{\omega \mu \epsilon} A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \cos(k_z z') \quad (108)$$

$$E_y = -j \frac{k_x k_y}{\omega \mu \epsilon} A_{mnp} \sin(k_x x') \sin(k_y y') \cos(k_z z') \quad (109)$$

$$E_z = -j \frac{k_x k_y}{\omega \mu \epsilon} A_{mnp} \sin(k_x x') \cos(k_y y') \sin(k_z z') \quad (110)$$

$$H_x = 0 \quad (111)$$

$$H_y = -j \frac{k_z}{\mu} A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \sin(k_z z') \quad (112)$$

$$H_z = -j \frac{k_y}{\mu} A_{mnp} \cos(k_x x') \sin(k_y y') \cos(k_z z') \quad (113)$$

모든 마이크로스트립 안테나는 파장과 폭에 비해서 높이가 매우 작다. ($h \ll L$ 또는 $h \ll W$), 만약 $L > W > h$ 이라면 가장 낮은 주파수 (기본모드)는 TM_{010}^x 모드가 되고 공진 주파수는 다음과 같다.

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (114)$$

여기서, c는 자유공간에서의 빛의 속도이다.

$L > W > L/2 > h$ 이면 다음 고차모드는 TM_{001}^x 가 되고 공진 주파수는 식 (115)와 같이 주어진다.

$$(f_r)_{001} = \frac{1}{2W\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{c}{2W\sqrt{\epsilon_r}} \quad (115)$$

다) 어레이 안테나

일반적으로 많은 응용시스템에서는 높은 지향성과 이득을 갖는 안테나가 요구되어지며 이를 만족시키기 위해서는 어레이 안테나가 필요하다. 어레이 안테나는

여러 개의 안테나를 두어 각각의 안테나에서 방사된 것을 합하여 높은 이득을 얻게 된다. 어레이 안테나의 전체 필드는 각각의 안테나에서 방사되는 필드의 벡터 합으로 얻어진다. 이것은 모든 요소 안테나의 전류분포가 같다면 어레이 간격에 의해서 지향성 패턴을 조절할 수 있으며 따라서 원하는 방향에서 더해지고 원하지 않는 방향에서 서로 상쇄가 되도록 설계할 수 있다. 실제로 어레이 안테나의 패턴을 조절할 수 있는 것은 5가지 요소가 있으며 각 요소에 의해서 전체 패턴이 정해진다

1. 어레이의 전체모양 (선형, 원형, 직사각형, 구형)
2. 어레이 사이의 간격
3. 각 요소(element)에 인가하는 크기
4. 각 요소(element)에 인가하는 위상
5. 각 요소(element)의 패턴

(1) 평면 어레이 안테나

그림 29처럼 z축상의 2개의 미소 다이폴 안테나가 있을 때 이 안테나에서 방사된 전체 필드는

$$\begin{aligned} \overline{E}_t &= \overline{E}_1 + \overline{E}_2 \\ &= \frac{1}{a} \frac{j\eta}{4\pi} \frac{k I_0 l}{4\pi} \left[\frac{e^{-j(k r_1 - (\beta/2))}}{r_1} \cos \theta_1 + \frac{e^{-j(k r_2 - (\beta/2))}}{r_2} \cos \theta_2 \right] \end{aligned} \quad (116)$$

여기서, β 는 두 안테나간의 위상차이고 두 안테나의 입력크기는 같다고 가정하면 파-필드에서는

$$\begin{aligned} \beta_1 &= \beta_2 = \beta \\ r_1 &\simeq r - d/2 \cos \theta \\ r_2 &\simeq r - d/2 \cos \theta \quad (\text{위상}) \\ r_1 &= r_2 = r \quad (\text{크기}) \\ \overline{E}_t &= j \frac{1}{a} \frac{\eta}{4\pi} \frac{k I_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos \theta \times 2 \cos [1/2 \cos(kd \cos \theta + \beta)] \end{aligned} \quad (117)$$

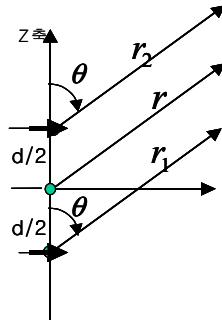


Fig. 29. 2 elements antenna.

식 (117)은 각각 1개의 안테나의 방사필드와 어레이 factor의 곱으로 나타내어지는 것을 알 수 있다. 여기서 어레이 팩터 $AF = 2\cos[1/2\cos(kd\cos\theta + \beta)]$ 이다. 정규화한 형태는 다음과 같다.

$$(AF)_n = \cos[1/2\cos(kd\cos\theta + \beta)] \quad (118)$$

식 (118)에서 어레이 팩터는 안테나간의 거리 d와 위상차에 의해서 조절되고 어레이 전체 필드는 이 어레이 팩터에 의해서 조절됨을 알 수 있다. 그리고 앞에서 알 수 있듯이 전체 필드는 어레이 팩터와 요소(element) 패턴의 곱으로 됨을 알 수 있다.

평면 어레이에 대해서도 같이 적용해서 어레이 팩터를 알아보면 2개의 선형 어레이가 좌표축을 따라 놓여 있다고 생각해서 선형어레이의 어레이 팩터를 좌표축에 맞게 곱해주면 식 (119)와 같이 된다.

$$AF = \sum_{n=1}^N I_n [I_m \sum_{m=1}^N e^{j(m-1)k d_x \sin\theta \cos\phi + \beta_x}] e^{j(n-1)k d_y \sin\theta \cos\phi + \beta_y} \quad (119)$$

그림 30은 M×N개의 요소 안테나의 배열을 나타내며 m,n번째 안테나에 여기된 크기는 $I_{mn} = I_m I_n$ 으로 쓸 수 있다.

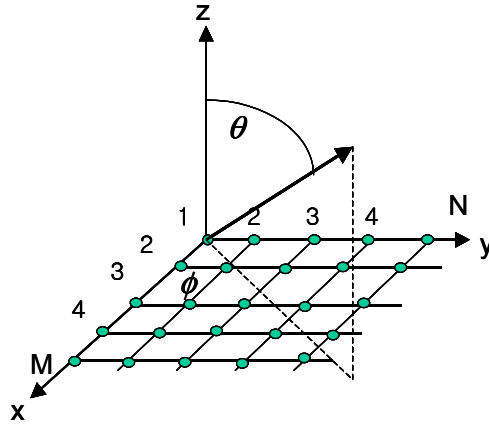


Fig. 30. M×N elements antenna

또한, 각 요소로 여기 된 크기가 모두 같다면 어레이 팩터는

$$AF = I_0 \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)k d_y \sin \theta \cos \phi + \beta_y} \sum_{m=1}^M e^{j(m-1)k d_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x} \quad (120)$$

이식의 정규화한 형태는 다음과 같다.

$$AF_n(\theta, \phi) = \left\{ \frac{1}{M} \frac{\sin(M \psi_x / 2)}{\sin(\psi_x / 2)} \right\} \left\{ \frac{1}{N} \frac{\sin(N \psi_y / 2)}{\sin(\psi_y / 2)} \right\} \quad (121)$$

여기서, $\psi_x = k d_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x$, $\psi_y = k d_y \sin \theta \cos \phi + \beta_y$

평면 어레이에서도 선형 어레이와 같이 주엽과 부엽의 위치는

$$\frac{M}{2} \psi_x = \frac{N}{2} \psi_y = \pm 2m\pi \quad m=0,1,2,\dots \quad (122)$$

일 때이고 위식을 다시 쓰면

$$k d_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x = 2m\pi \quad m=0,1,2,\dots \quad (123)$$

$$k d_y \sin \theta \cos \phi + \beta_y = 2n\pi \quad n=0,1,2,\dots \quad (124)$$

위 식에서 주엽의 위치는 x축 방향에서 β_x , y축 방향에서 β_y 에 의해서 조절될 수 있음을 알 수 있다. 보통 우리는 x 축과 y 축에서 빔이 한 방향으로 나가기를 원하므로 이 방향으로 $\theta = \theta_0, \phi = \phi_0$ 라고 한다면 식 (123)과 식 (124)에 대입하면

$$\beta_x = -k d_x \sin \theta_0 \cos \phi_0 \quad (125)$$

$$\beta_y = -k d_y \sin \theta_0 \cos \phi_0 \quad (126)$$

두 식을 풀면

$$\tan \phi_0 = \frac{\beta_y d_x}{\beta_x d_y} \quad (127)$$

$$\sin^2 \theta_0 = \left[\left(\frac{\beta_x}{k d_x} \right)^2 + \left(\frac{\beta_y}{k d_y} \right)^2 \right] \quad (128)$$

이 조건을 만족하는 것이 주 빔의 방향이고 사이드 로브의 위치도 같은 방법으로 찾을 수 있다. 평면 어레이에서 지향성을 계산해보면

$$D_{\max} = D_0 = \frac{U_{\max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{\text{rad}}} \quad (129)$$

여기서, D= 지향성(directionality)

D_0 = 최대 지향성(maximum directivity)

U=방사 밀도 (radiation intensity(w/unit solid angle))

U_{\max} = 전체 방사 전력(total radiation power(w))

$$D_0 = \frac{4\pi [AF(\theta_0, \phi_0)] [AF(\theta_0, \phi_0)]^* \max}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi [AF(\theta, \phi)] [AF(\theta, \phi)]^* \sin \theta d\theta d\phi} \quad (130)$$

식 (130)에서 적분을 계산하기 매우 어렵기 때문에 간단하고 새로운 방법들이 많이 제안되었다. 그 중에 하나는 다음과 같이 거의 브로드 사이드 방향에 대해서 적용되고 각 단일안테나로 들어가는 크기가 같을 때 사용하는 방법인데

$$D_0 = \pi \cos \theta_0 D_x D_y \quad (131)$$

여기서 D_x 와 D_y 는 브로드 사이드 방향의 선형어레이의 방향성이다. 그리고 $\cos \theta_0$ 는 어레이가 θ_0 방향으로 기울어짐으로써 생기는 지향성 감소를 $\cos \theta_0$ 만큼 곱해준다.

(2) 마이크로스트립 어레이 안테나

마이크로스트립 어레이 안테나는 적용 시스템에 따라 어떻게 어레이를 구성하느냐는 매우 중요한 문제이다. 병렬 피드, 직렬 피드, 단층구조, 다층구조 또는 유전체의 두께와 유전율 값 또는 단일 안테나의 모양이나 어레이 사이의 간격 등 여러 가지를 고려해야 한다. 이런 요소를 선택하는 것은 안테나의 이득, 대역폭, 삽입손실, 빔각, 부엽 레벨, 편파 등이다.

• 어레이의 피드 방법

어레이의 피드 모양은 크게 병렬 피드와 직렬 피드로 나누어진다. 직렬 피드는 그림 31과 같이 in-line 직렬 피드와 out-of line 직렬 피드로 나누어진다. in-line 직렬 피드 방법은 가장 적은 면적을 차지하는 것이 장점이지만 편파 조절 면에서와 대역폭 면에서 큰 단점을 가지고 있다. 대역폭에 대해서는 1%보다 작은 대역폭 특성을 나타내는데 이것은 입력 단에서 가까운 패치와 입력 단에서 멀리 있는 패치의 주파수 변화에 대한 위상변화의 기울기가 다르므로 중심주파수이외의 주파수에서는 동위상이 되기 힘들어 좁은 대역폭 특성을 나타낸다.

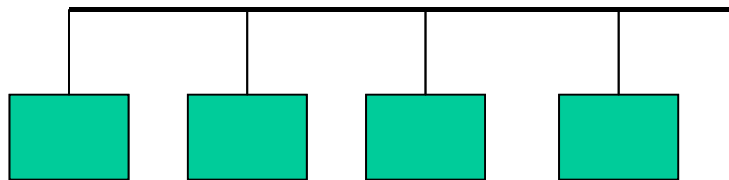


Fig. 31. Serial feed with out of-line

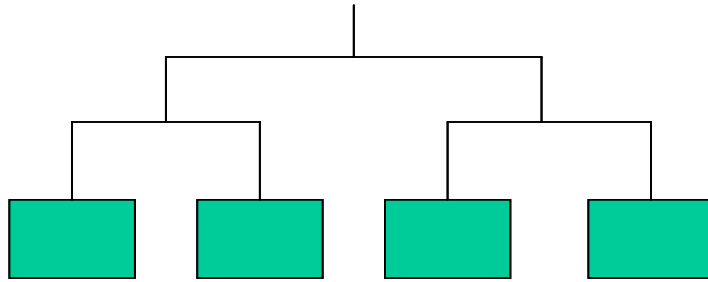


Fig. 32. Parallel feed

이것은 입력 단에서 모든 패치로 도달하는 라인의 길이가 같기 때문에 주파수 변화에 대한 위상의 변화 즉 기울기가 같으므로 직렬 피드 보다 넓은 대역폭 특성을 가지게 된다. 그러나 병렬 피드의 단점은 라인의 길이가 길어지고 라인상의 전력분배기가 많아짐으로 이 라인과 전력 분배기의 손실로 인해서 패치에 도달하는 전력이 적어지는 단점이 있다. 병렬 피드 어레이의 대역폭은 전력 분배기의 대역폭과 단일 안테나의 대역폭에 의해서 결정되는데 보통 15%까지 가능하고 직렬 피드의 경우 1%이하가 된다고 한다. 본 논문에서는 충분한 대역폭을 얻기 위해서 병렬 피드 방법을 사용하였다 .

- 어레이의 기관구조 선택

마이크로스트립 안테나를 단일 층으로 할 것인가 또는 다층으로 할 것인가에 대한 선택 방법은 가격과 부엽 레벨, 교차 편파특성, 다른 능동회로와의 집적여부에 달려있다. 단일 층으로 했을 때는 모든 라인과 패치가 같은 면에 있게 되어 라인상의 방사가 안테나 방사에 영향을 주므로 교차편파 특성과 부엽의 크기에 영향을 줄 수 있다. 이중 선형 편파를 수신하기 위해서는 안테나 하나에서 2개의 피드 라인이 나와야 하므로 다층 구조를 사용하고 라인상에서의 방사를 최소로 하기 위해서 마이크로스트립을 사용하는 대신 스트립라인을 사용한다. 유전체의 두께와 유전상수는 기본적으로 패치에서는 유전상수가 낮고 유전체의 두께가 두꺼울수록 대역폭이 넓게 나오는 대신 라인 상에서는 유전상수가 낮고 두께가 두꺼우면 전력 손실이 많아진다. 본 연구에서는 마이크로스트립 안테나를 사용하였다.

- 마이크로스트립 어레이의 간격

어레이 간격에 의해서 결정되는 것은 어레이 안테나의 지향성, 빔폭, 부엽 레벨 등이다. 이 안테나는 수분측정용 송수신을 목적으로 설계된 안테나로 최대의 지향성을 얻기 위한 어레이의 간격을 결정하였다.

2. 회로설계 · 제작 및 측정결과

가. 발진기

일반적으로 유전체 공진 발진기는 주파수 선택도 (Q)가 높고 온도 특성 및 잡음 특성이 우수한 유전체 공진기와 적합한 소자를 선택하여 설계하여야 한다. 발진기의 트랜지스터는 Agilent사의 ATF-13786와 아이엔테크사의 IT-series Dielectric Resonator Oscillator (DRO)를 사용하였으며 Agilent사의 EDA 소프트웨어인 ADS ver. 2003을 사용하여 중심주파수 7 GHz 및 10.5 GHz에서 마이크로파 발진기를 각각 설계하였다. 또한 S-parameter를 이용하여 선형 시뮬레이션 및 비선형 시뮬레이션 하였다. 발진기 제작에 사용된 테프론 기판은 유전율 2.52, 두께 0.54 mm, 동판 두께 0.018 mm인 기판을 사용하였다.

1) 발진기 설계

발진기의 위상잡음특성을 개선하기 위하여 유전체 공진기를 사용한 유전체 공진기 발진기를 설계하였다. 유전체 공진기는 회로 중 일부의 마이크로스트립 라인과 아주 근접하게 위치시킴으로써 Coupling 하여 사용하고 있으며 보통 유전체 공진기는 20 에서 80 정도의 유전율을 가지고 있는 Compound를 이용하여 제작, 보통 40 GHz 까지도 제작이 가능한 것으로 알려져 있다. 마이크로스트립 라인과 유전체 공진기 간의 자기적 결합 (Magnetic Coupling)을 이용하여 에너지를 전달하며, 거리에 따라 결합 양이 결정된다.

가) 발진기를 위한 소자

본 연구에서는 발진기 설계를 위해서 초고주파 비선형 설계를 하였으며 Line Cal을 통해 마이크로스트립 라인의 특성 임피던스에 해당하는 폭과 파장을 구하였고 공진부는 유전체 공진기 형태로 각각 7 GHz와 10.5 GHz에 맞도록 설계하였다.

발진기는 일반적인 직렬 케한 형태를 바탕으로 설계하였다. 그림 33은 본 연구에서 설계한 전압제어 직렬 유전체 공진 발진기의 기본 구조이고 R, L, C 병렬 공진회로는 유전체 공진기의 등가 모델로서 대역 저지 필터를 나타내도록 하였다.

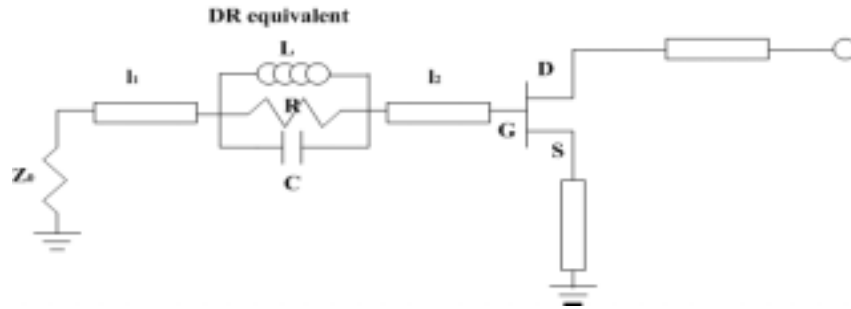


Fig. 33. Circuit diagram of serial type dielectric oscillator.

유전체 공진기를 설계하기 위하여 먼저 선택한 유전체 공진기의 등가회로를 7 GHz와 10.5 GHz에서 각각 시뮬레이션 하였다. 그림 34 (a)는 시뮬레이션하기 위한 7 GHz의 유전체 공진기 등가회로이고 (b)는 10.5 GHz의 유전체 공진기 등가회로 이다. 그림 35는 시뮬레이션 된 유전체 공진기의 입출력 반사계수이다. 시뮬레이션 결과, 각각의 주파수에서 우수한 공진 특성을 나타내므로 발진기 설계에 사용하기 적합함을 알 수 있다.

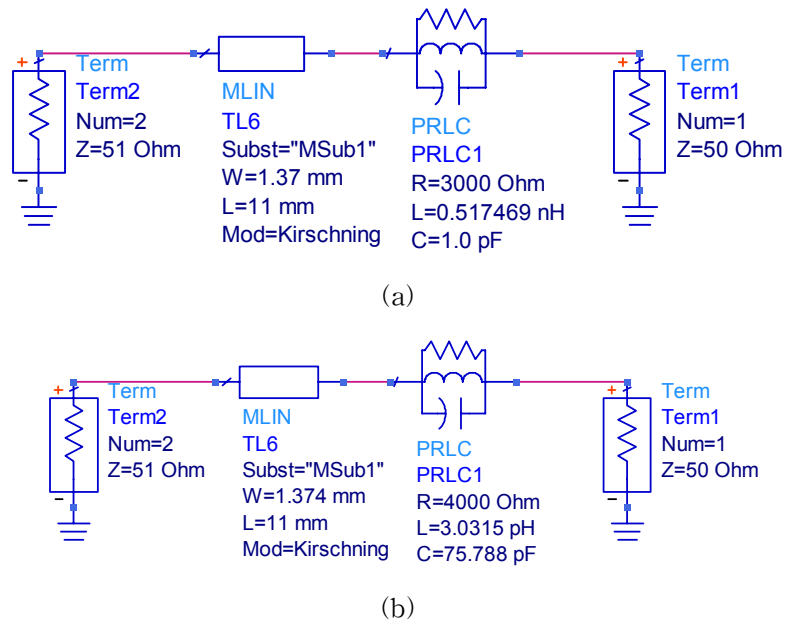


Fig. 34. Equivalent circuit of dielectric resonator for simulation. (a) 7 GHz and (b) 10.5 GHz.

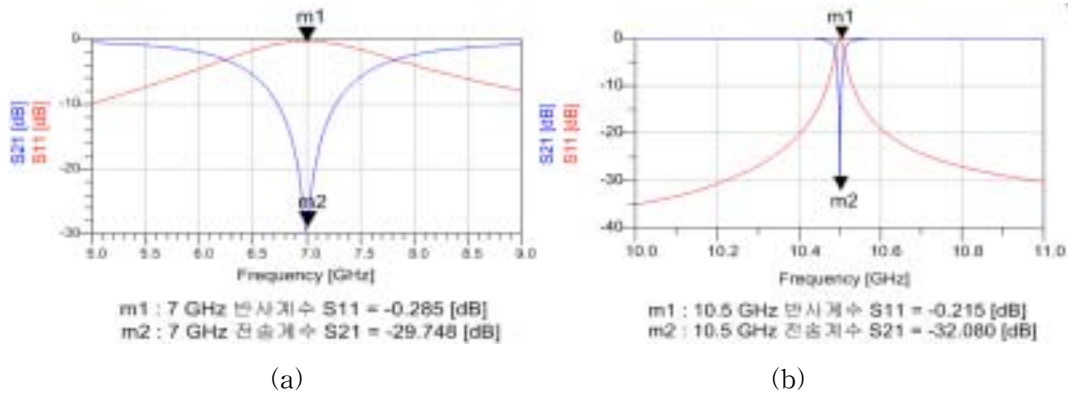
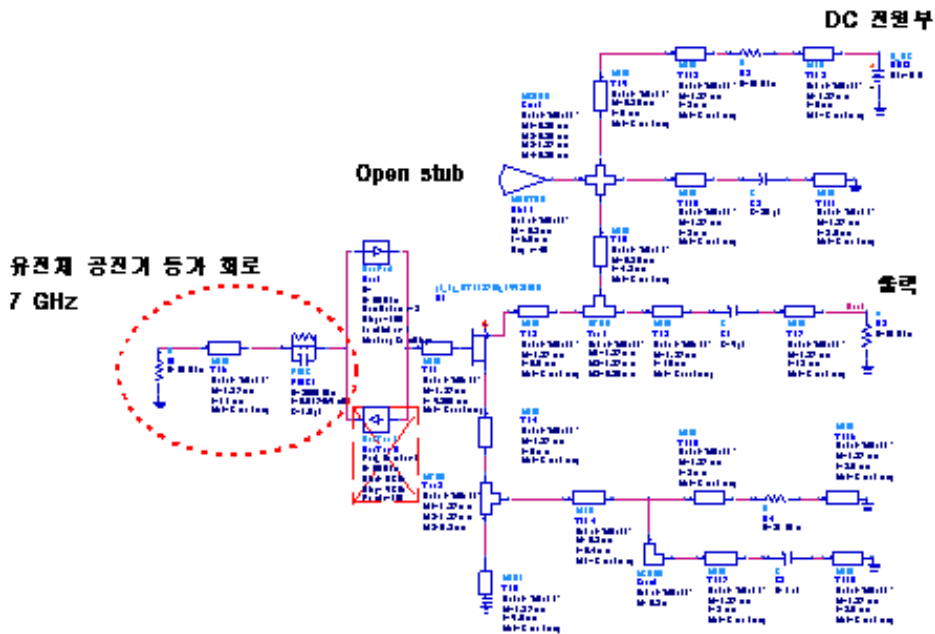


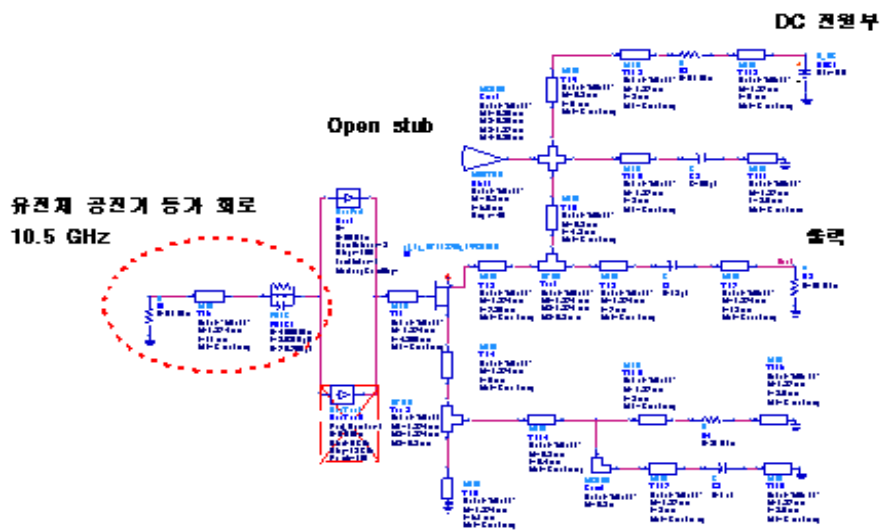
Fig. 35. Reflection coefficients of input and output of dielectric resonator. (a) 7 GHz and (b) 10.5 GHz.

나) 발진기 시뮬레이션

발진기 설계를 위해서는 식 (5)와 식 (6)과 같이 초기 발진조건을 만족하여야 한다. 즉, 임피던스의 실수부는 부정 저항 값을 나타내며 허수부분이 0을 교차할 때, 부정저항 특성이 나타나게 된다. 그림 33에서 마이크로스트립 라인의 길이 l_1 , l_2 , l_3 의 길이를 조절하여 위상 조성과 부정 저항 발생조건을 만족할 수 있다. 여기에서는 l_1 , l_2 를 조절하여 유전체 공진부에서 최대의 자기적 결합이 일어나도록 하였으며 l_3 는 충분한 부정저항을 얻을 수 있도록 정합하였다. 그리고 R, L, C 병렬 공진회로와 길이 l_1 을 갖는 선로를 부가하여 특성 임피던스 Z_0 로 종단하였다. 병렬 공진회로는 대역 저지 필터로 동작하므로 원하는 주파수에서 신호를 FET로 되 반사 시켜야 한다. 부정저항은 7 GHz, 10.5 GHz를 중심으로 넓게 분포하도록 하여 실제 측정 시 유전체 공진기의 위치를 변화 시키면서 발진 주파수를 쉽게 찾을 수 있도록 하였다. 그림 36은 7 GHz와 10.5 GHz에서 ADS상에서 설계한 유전체 공진 발진기의 전체 구성도이다.



(a)



(b)

Fig. 36. Circuit diagrams of oscillator with dielectric resonator. (a) 7 GHz and (b) 10.5 GHz.

발진기의 구성을 위해서 소자는 ADS에서 제공하는 ATF 13786 모델을 사용하였고 유전체 공진기를 대신하여 등가회로를 구성하였다. 직류 전원부와 RF 경로를 서로 독립시키기 위해서 개방형 스테르브와 dc block을 사용하여 시뮬레이션 하였다. 보통 발진기의 성능을 판별하는 기준으로 발진기의 선형 특성과 비선형 특성을 든다. 여기서 유전체 공진 발진기의 초기 발진 조건의 설계 주파수에서 초기 발진 조건인 실수항은 부정저항 값을 보여 준다.

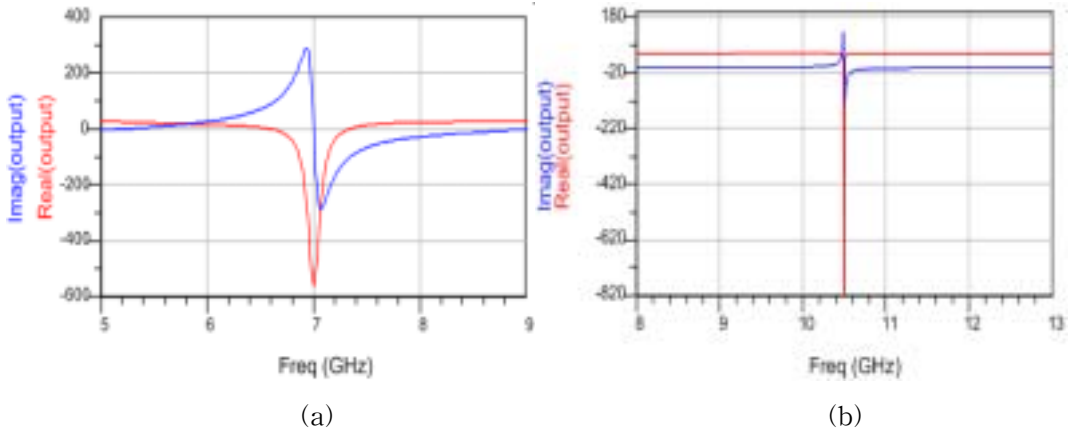


Fig. 37. Oscillation condition of series feedback dielectric resonator. (a) 7 GHz and (b) 10.5 GHz.

그림 37은 발진기의 선형 특성을 보여주고 있으며 그림 37 (a)는 7 GHz에서 부정저항 값 -561.687 과 허수값 1.062 를 나타내고 그림 37 (b)는 10.5 GHz에서 부정저항 값 -814.603 과 허수값 0.523 을 얻었다. 따라서 설계한 발진기 모두 발진 조건에 만족하는 것을 알 수 있다. 이러한 시뮬레이션 결과를 스펙트럼 상에서 발진기의 비선형 특성으로 살펴보면 그림 38과 같다. 그림 38 (a)에서 원신호 출력은 11.29 dBm 이고 2차 하모닉 주파수의 출력은 -11.89 dBm으로 두 주파수 성분과의 차이는 -23.18 dBc 이며 그림 38 (b)는 10.5 GHz 에서 원신호 출력 11.03 dBm이고 2차 하모닉 주파수의 출력은 -12.96 dBm으로 두 주파수 성분과의 차이는 -23.99 dBc 이다. 그림 39는 유전체 공진기 발진기의 시간영역에서의 출력파형을 보여주며 각 주파수에서 적정한 정현 파형을 얻었다.

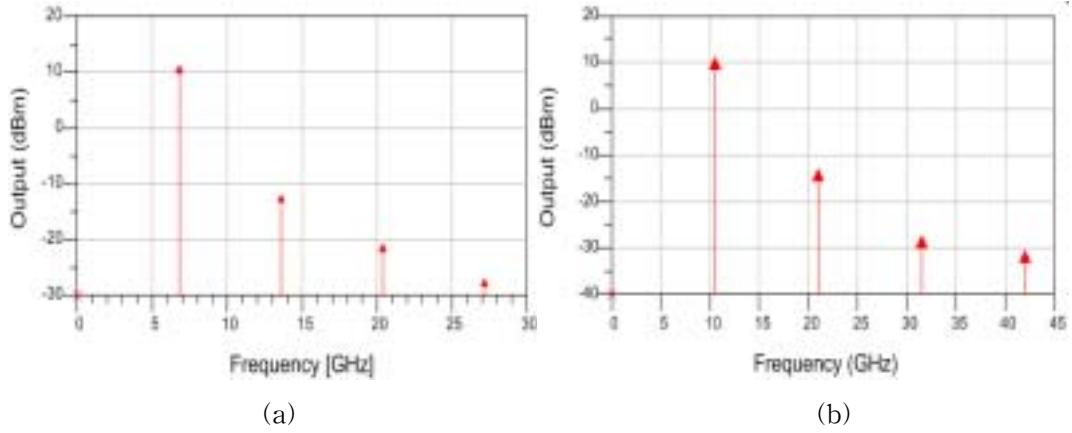


Fig. 38. Power spectrums of dielectric resonance type oscillator. (a) 7 GHz and (b) 10.5 GHz

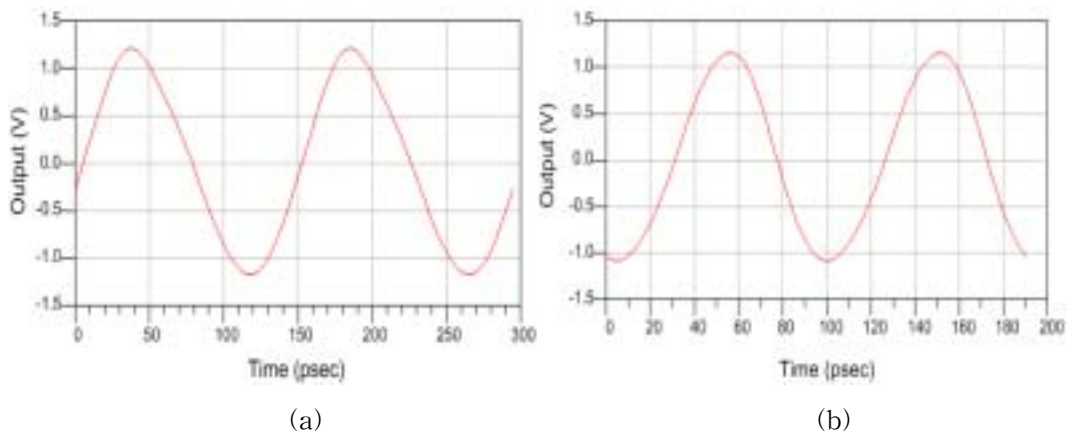


Fig. 39. Output waveform of dielectric resonance type of oscillator. (a) 7 GHz and (b) 10.5 GHz.

2) 제작 및 측정 결과

본 장에서는 설계 및 시뮬레이션 결과를 기초로 11 dBm 이상의 출력을 갖는 유전체 공진기 발진기를 비유전율 (ϵ_r) 3.5, 기판 두께 (h) 0.030", 동판 두께 (t) 0.0014"인 Taconic사의 RF-35 기판 위에 제작하였다. 그림 40은 ATF-13786을 이용한 유전체 공진기 발진기를 제작한 실물사진이며 크기는 50 mm 이다.

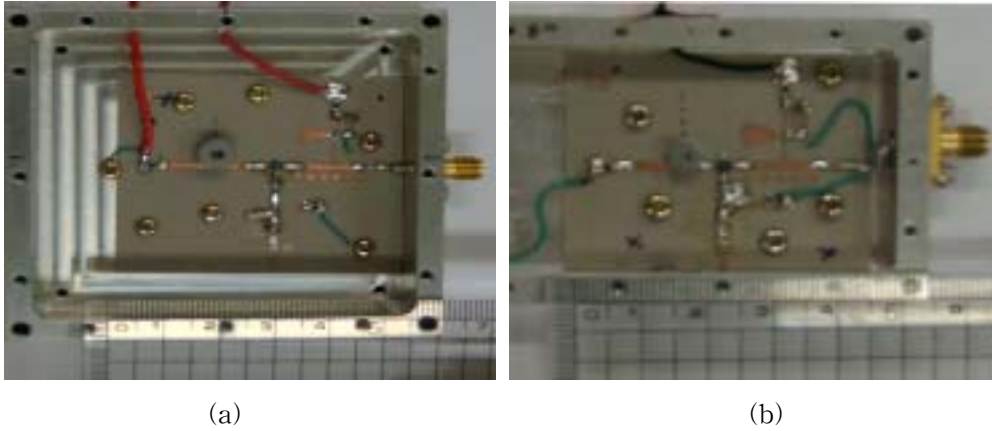


Fig. 40. Photo of fabricated dielectric resonance type oscillator. (a) 7 GHz, (b) 10.5 GHz.

그림 41은 제작된 유전체 공진기 발진기를 측정하기 위한 측정 구성도이다.

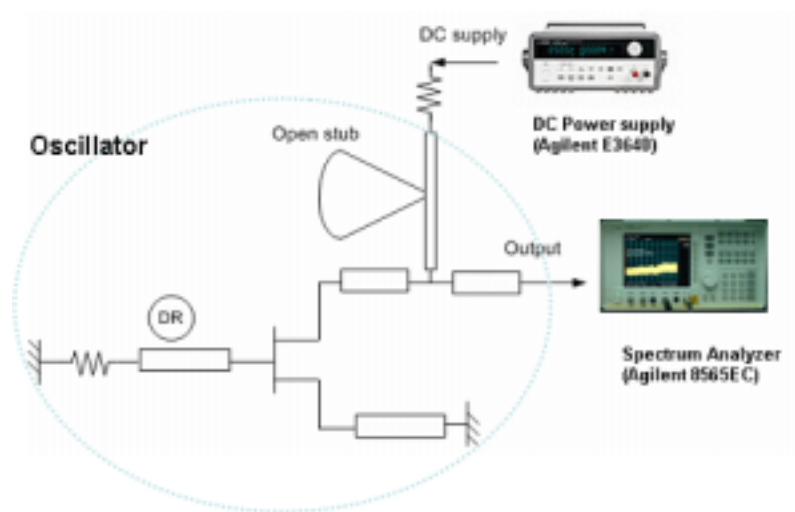


Fig. 41. Experimental apparatus to measure the characteristics of oscillator

기본 주파수 발진기의 바이어스 조건은 $V_{ds} = 5 \text{ V}$ 로 시뮬레이션 하였으나 실제 측정은 $V_{ds} = 9 \text{ V}$ 상태에서 하였다. 인가되는 바이어스는 변화하였으나 실제 사용하는 $V_{ds} = 9 \text{ V}$ 에 맞게 조정하여 시뮬레이션과 유사한 결과를 얻을 수 있었다. 그림 42는 바이어스 9 V에서 중심 주파수 7 GHz와 10.5 GHz에서의 측정 결과를 보여준

다. 유전체 공진기 발진기는 7 GHz에서 11.5 dBm의 출력과 10.5 GHz에서 12.667 dBm의 출력을 각각 얻었다.

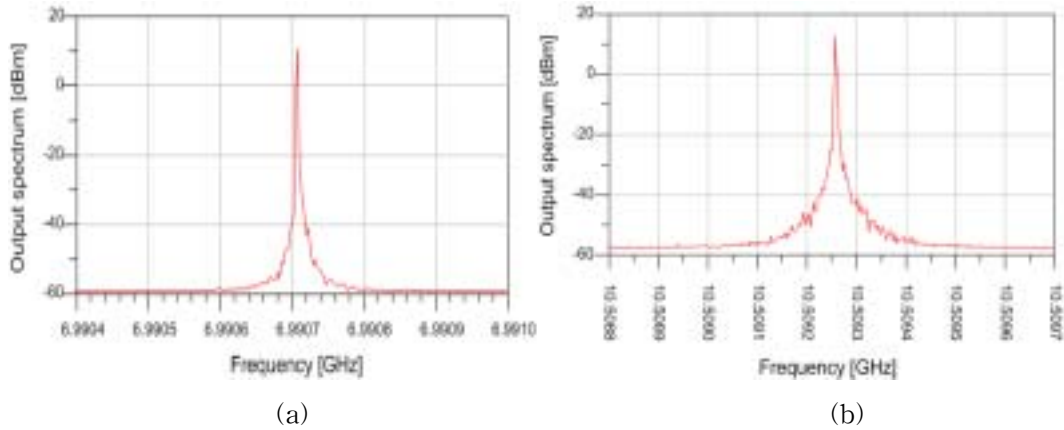


Fig. 42. Frequency response of dielectric resonance type oscillator. (a) 7 GHz and (b) 10.5 GHz

표 3은 실제 측정 결과 값과 시뮬레이션 값의 비교를 보여주고 있다. 표에서 볼 수 있듯이 시뮬레이션 값과 실제 측정치 사이에는 약간의 차이가 나타난다. 7 GHz에서는 시뮬레이션 출력이 11.29 dBm이며 측정 결과는 12.7 dBm이고 10.5 GHz 시뮬레이션 출력이 11.03 dBm이고 측정 결과는 10.56 dBm로 나타났다.

Table 3. Simulation results of oscillator.

	Simulation		Measurement	
	7 GHz	10.5 GHz	·7 GHz	10.5 GHz
frequency (GHz)	7 GHz	10.5 GHz	·7 GHz	10.5 GHz
Output (dBm)	11.29 dBm	11.03 dBm	12.7 dBm	10.56 dBm
2nd Harmonic (dBc)	-23.18 dBc	-23.99 dBc	-	-
Phase noise @ 100kHz (dBc/Hz)	-	-	-99.5dBc/Hz	-97.7 dBc/Hz

나. 전력 증폭기

주파수가 높아질수록 송신단의 송신신호가 시료를 투과하여 수신단에 검파되는 신호의 세기가 약하여 유전특성을 구명하기가 매우 어렵다. 따라서 중심 주파수 10.5 GHz에서 발진기 후단에 신호의 세기를 증폭하기 위한 전력 증폭기를 설계 및 제작하였다. 증폭기의 제작을 위해서 유전율 2.6 mm, 높이 0.54 mm, 동판의 두께가 0.018 mm인 테프론 기판을 사용하였다.

1) 전력 증폭기 설계

가) 전력 증폭기용 소자

동작 주파수가 저주파가 아닌 고주파로 갈수록 전력 증폭기를 제작하는데 이용되는 소자들은 lumped 소자가 아닌 distribute 소자를 사용하게 된다. Lumped 소자들은 순수 고유 값 이외에 기생성분 값이 고주파로 갈수록 저주파수에서 보다 영향을 더 미치게 되어 이 성분들을 무시할 수 없게 되기 때문에 distribute 소자를 사용하게 된다. 10.5 GHz에서 전력 증폭기의 설계를 위해서 입출력 DC-Block은 대역통과필터로 설계하였으며 Radio Frequency Choke (RFC)는 $\lambda/4$ 오픈 스테르브를 사용하였다. 소자는 동작 주파수 10.5 GHz에서 동작하여야 하기 때문에 아래와 같은 성능을 가지고 있는 Excelics사의 2 W 용 internally-matched power FET EIC0910-2를 선택하였다. 그림 43은 사용된 소자의 실물사진과 데이터 시트에서 제공하는 데이터이다.

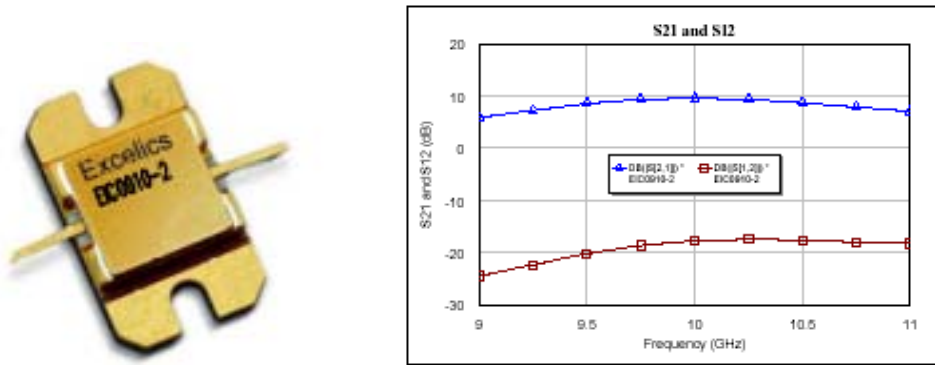


Fig. 43. Photo and engineering data of 2W internally-matched power FET EIC0910-2

본 연구에 사용된 소자 EIC0910-2는 ADS시뮬레이터를 위한 모델을 제공하지 않는

다. 따라서 시뮬레이션을 위한 S2P 데이터 파일을 개별적으로 생성해 주어야 한다. Data sheet에서 제공하는 S-parameter 자료를 메모장이나 워드파일 등에 저장한 후 확장자 명을 S2P로 바꿔주면 ADS에서 S2P 파일로 인식하여 S-parameter 시뮬레이션에 사용할 수 있다. 그림 44는 위와 같은 과정으로 생성한 S2P파일이다.

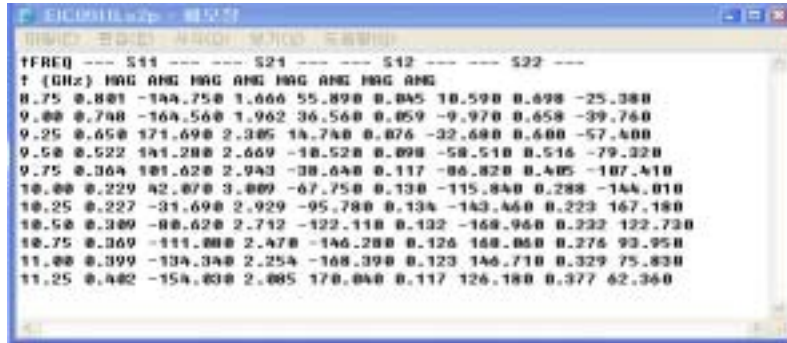
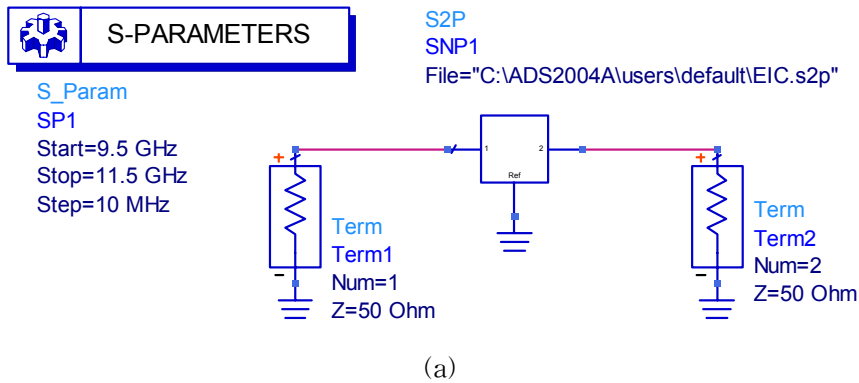
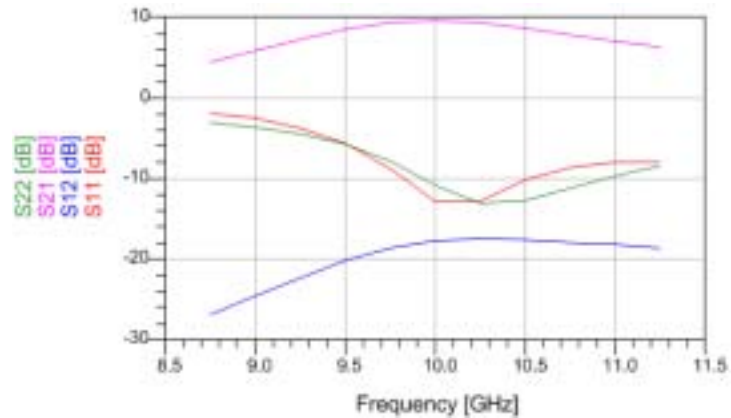


Fig. 44. S2P file for ADS simulation

ADS 시뮬레이터에서 2-단자 S-parameter file을 지원하는 S2P를 사용하여 데이터가 정확히 입력되고 사용되는지 S-parameter 시뮬레이션을 통해서 확인한다. 그림 45는 데이터 확인을 위한 시뮬레이션 결과를 보여준다. 이때 10.5 GHz 증폭기를 제작하기 위해서 만들어진 위의 S2P 파일을 사용하여 실제 DC-block과 RFC가 포함된 S-parameter 시뮬레이션을 한다.





Frequency	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)
8.750 GHz	0.801 / -144.750	0.045 / 10.590	1.666 / 55.890	0.698 / -25.380
9.000 GHz	0.748 / -164.560	0.058 / -9.970	1.962 / 36.560	0.658 / -39.760
9.250 GHz	0.650 / 171.890	0.076 / -32.880	2.305 / 14.740	0.600 / -57.400
9.500 GHz	0.522 / 141.280	0.098 / -58.510	2.669 / -10.520	0.516 / -79.320
9.750 GHz	0.364 / 101.620	0.117 / -86.820	2.943 / -38.640	0.405 / -107.410
10.00 GHz	0.229 / 42.070	0.130 / -115.840	3.009 / -67.750	0.288 / -144.010
10.25 GHz	0.227 / -31.690	0.134 / -143.460	2.929 / -95.780	0.223 / 167.180
10.50 GHz	0.309 / -80.620	0.132 / -168.960	2.712 / -122.110	0.232 / 122.730
10.75 GHz	0.369 / -111.080	0.126 / 168.060	2.470 / -146.280	0.276 / 93.950
11.00 GHz	0.389 / -134.340	0.123 / 146.710	2.254 / -168.390	0.329 / 75.830
11.25 GHz	0.402 / -154.030	0.117 / 126.180	2.085 / 170.040	0.377 / 62.360

(b)

Fig. 45. Circuit for simulation and results.

나) RFC (Radio Frequency Choke) 설계

그림 46은 RFC (Radio Frequency Choke)의 회로도와 시뮬레이션을 보여준다. 전력 증폭기에서 RFC의 역할은 인가되는 DC 성분과 같이 입력에 인가될 수 있는 고주파 성분들을 제거해 주어 소자 입력에 순수 DC 성분들만 인가해 주기 위한 역할을 수행한다. 실제 저주파에서 전력 증폭기를 위한 RFC로는 lumped 소자인 R, L, C 중 L을 사용할 수 있으나 여기서 사용되는 전력 증폭기의 동작 주파수가 10.5 GHz 인 것을 감안하여 $\lambda/4$ 오픈 스테르브로 RFC를 설계하였다. 그림 46 (b)에서 보는 바와 같이 10.5 GHz 구간 근처 대역에서 주파수 성분들은 진행해 나갈 수 없다는 것을 보여주고 있으며 $S_{21} = -50$ dBc 이하의 값을 나타내어 고주파가 진행해 나갈 수 없는 것을 보여주고 있다.

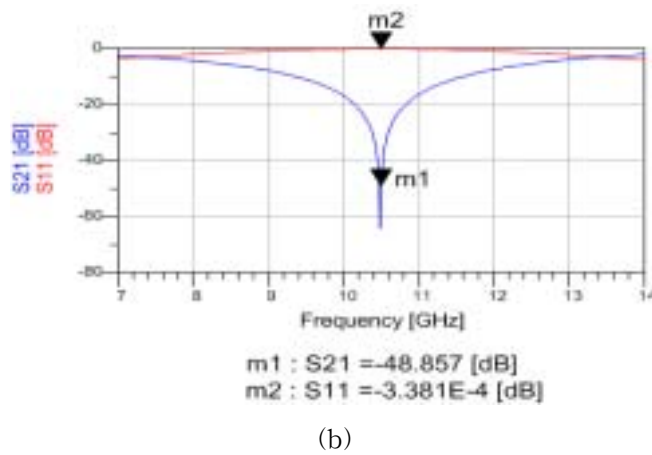
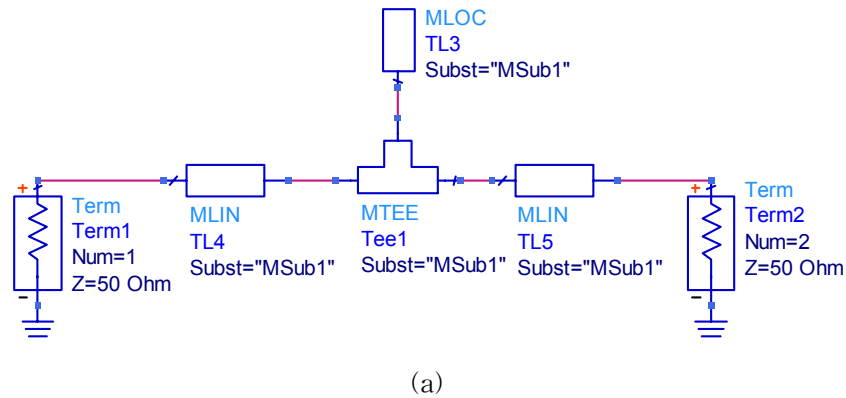
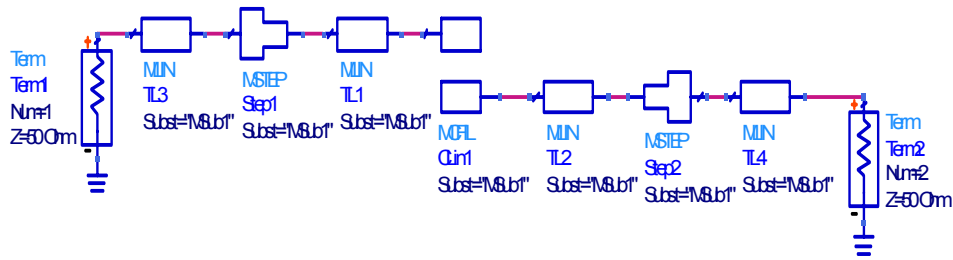


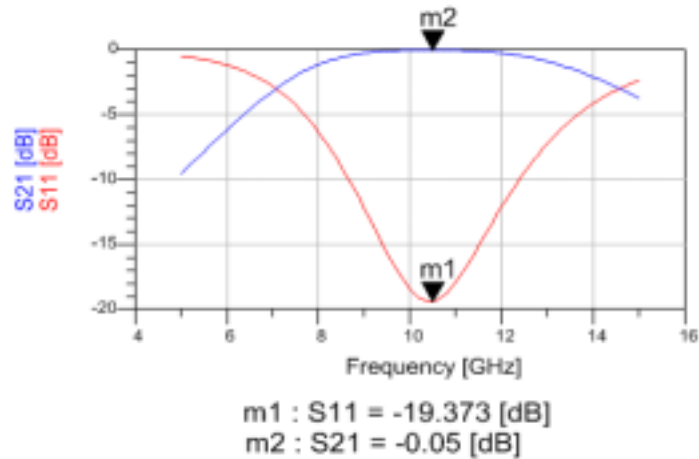
Fig. 46. $\lambda/4$ open stud circuit (a) and simulation results (b).

다) DC-block 설계

그림 47은 DC-block의 회로도와 시뮬레이션을 보여준다. 전력 증폭기에서 DC-Block의 역할은 인가되는 RF (Radio Frequency) 성분과 같이 입력에 인가 될 수 있는 DC 성분들을 제거해주어 소자 입력에 순수 RF 성분들만 인가해 주기 위한 역할을 수행한다. 위에서 설명한 RFC와는 반대되는 역할을 수행한다. 보통 저주파 전력 증폭기에서는 lumped device R, L, C 중 C를 사용할 수 있으나 여기서 사용되는 전력 증폭기의 동작 주파수가 10.5 GHz 고주파인 것을 감안하여 대역통과필터로 DC-block을 구현하였다. 그림 47 (b)에서 보는 바와 같이 10.5 GHz 구간 근처 대역에서 고주파 성분들만 진행해 나가는 것을 알 수 있다.



(a)



(b)

Fig. 47. Circuit for DC-block (a) and simulation result (b)

2) 전력 증폭기 시뮬레이션

상온에서 10.5 GHz 전력 증폭기를 시뮬레이션 하기 위해서 V_{DS} 에 10 V를 인가하였으며 V_{GS} 는 최대 허용 전압이 -4.5 V 이지만 I_{DS} 로 156 mA를 흐르게 하기 위해서 -2.8 V를 인가하여 설계하였다. 그림 49 (b)와 같이 시뮬레이션 상에서 동작 주파수 10.5 GHz에서 이득 (S_{21}) = 9.720 dB, S_{11} = -24.794 dB, S_{22} = -18.140 dB 를 얻을 수 있다. 10.5 GHz 용 전력 증폭기는 Multi-tone이 아닌 Single-tone의 신호원을 사용하여 설계하였기에 때문에 2장에서 언급한 전력 증폭기의 선형성이나 P1 dB 같은 성능보다 전력 증폭기의 Gain 성능에 치중하여 설계되었다. 그림 48은 10.5 GHz에서 전력 증폭기 전체 구조를 나타내고 있으며 또한 그림 49 (b)에서 전력 증폭기의 이득 (S_{21}) 을 보여주고 있다.

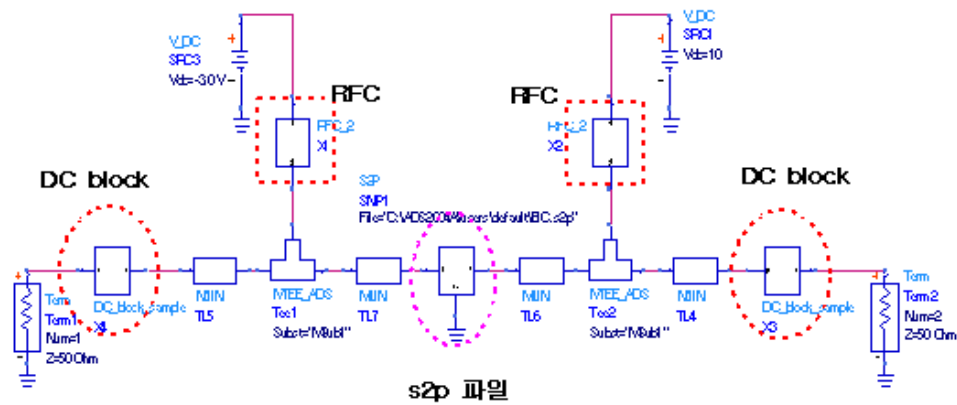


Fig. 48. Circuit diagram for 10.5 GHz of power amplifier.

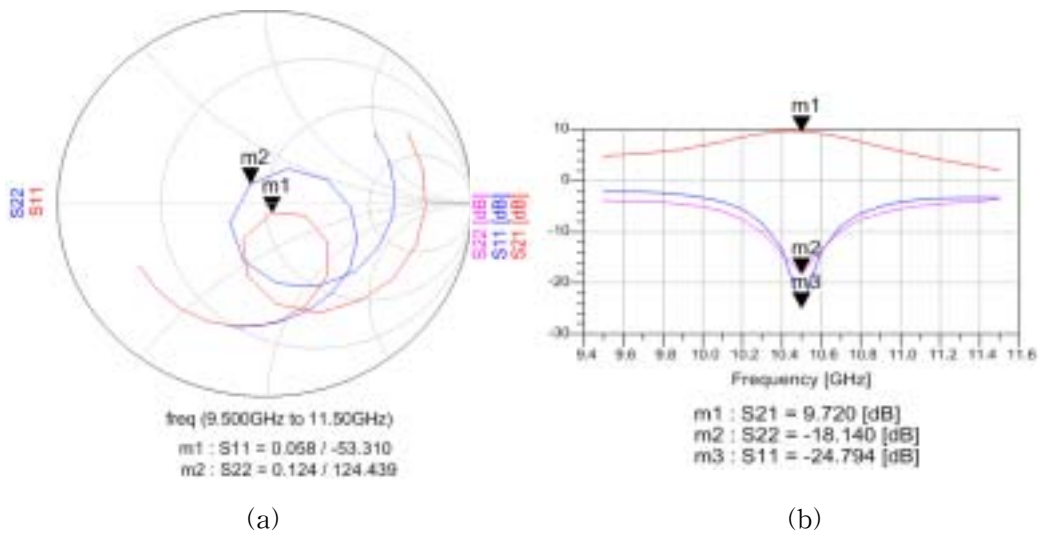


Fig. 49. Gain of 10.5 GHz power amplifier. (a) result at Smith chart for verifying the impedance matching of input and output and (b) result of s-parameter simulation

다) 제작 및 측정 결과

설계 및 시뮬레이션 결과를 기초로 5 dBm이상의 이득을 갖는 전력증폭기를 비유전율 (ϵ_r) 3.5, 기판 두께 (h) 0.030", 동판 두께 (t) 0.0014"인 Taconic사의 RF-35 기판 위에 제작하였다. 그림 50은 EIC0910-2을 이용한 전력증폭기를 제작한

실물사진이며 크기는 60 mm * 40 mm 이다.



Fig. 50. Photo of fabricated power amplifier

그림 51은 제작된 전력증폭기를 측정하기 위한 측정 구성도이다.

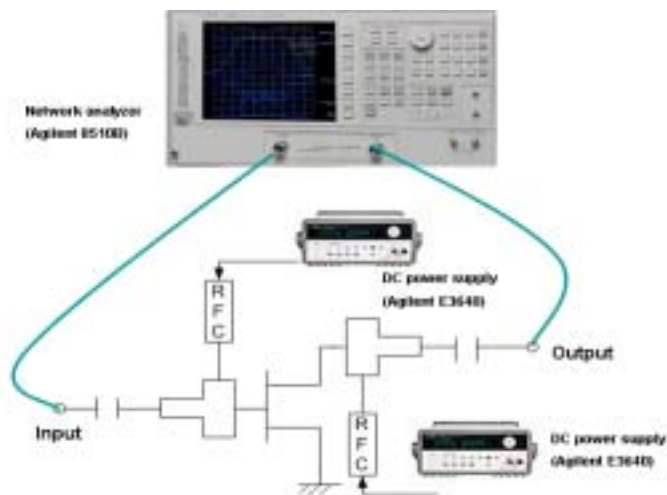
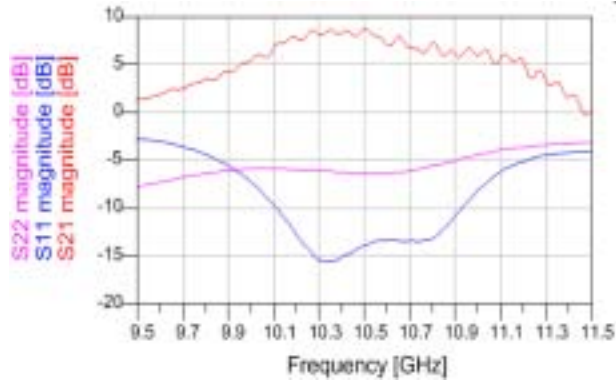
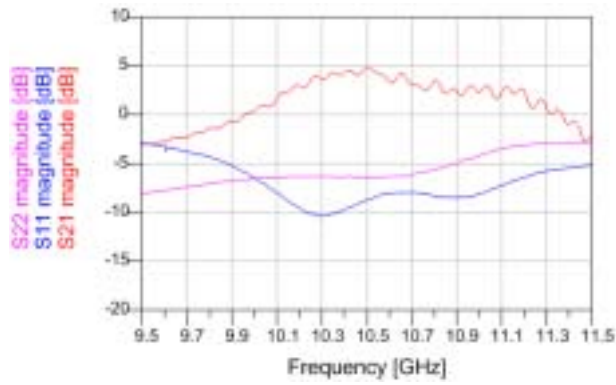


Fig.51. Experimental apparatus for measuring the characteristics of power amplifier

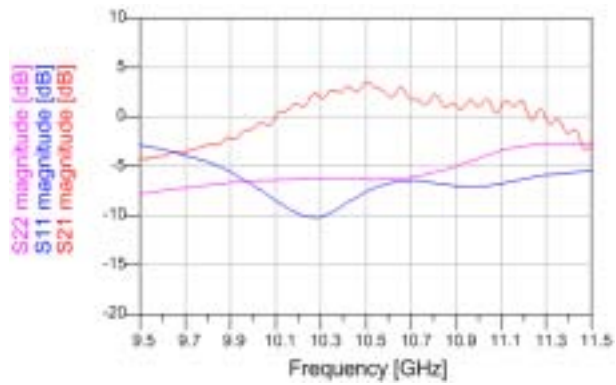
전력 증폭기의 입출력 반사 계수와 이득을 측정하기 위해서 네트워크 분석기를 사용하였고 전원 공급을 위해서 dc 전력 공급기를 사용하였다. 그림 52는 게이트 전압 변화에 따른 이득 및 입력, 출력 반사계수에 관한 측정 결과이다.



(a)



(b)



(c)

Fig. 52. Gain (a), input reflection coefficient (b) and (c) output reflection coefficient of fabricated power amplifier by measurement

그림 52는 게이트, 드레인 전압 변화에 따른 이득 특성과 입출력 반사계수를 보여준다. (a)는 게이트 전압 $-1.6V$, 드레인 전압 $9V$ 일 때 드레인 전류 549 mA 가 흐르는 경우, (b)는 게이트 전압 $-2.8V$ 드레인 전압 $9V$ 일 때 드레인 전류 156 mA 가 흐르는 경우, (c) 게이트 전압 $-3V$, 드레인 전압 $9V$ 일 때 드레인 전류 107 mA 가 흐르는 경우를 각각 나타낸다. 그림 52의 (a)의 경우 드레인 전류는 549 mA 가 흐르기 때문에 방열 시스템이 없을 경우 전력 증폭기가 열에 의해서 특성이 변하게 된다. 시뮬레이션 상에서 보여준 $\text{Gain} = 9.72\text{ dB}$ 는 이 소자가 낼 수 있는 최대 이득을 나타내게 되는데 수분측정 10.5 GHz 시스템에서 필요한 신호의 이득이 5 dB 미만이기 때문에 (b) 또는 (c)로 증폭기를 설치하여 사용한다. 실제 전력 증폭기 제작에 있어서는 게이트 단에 최대 DC 전압을 인가 한 후 I_{DS} 가 156 mA 가 흐르도록 V_{GS} 를 조절해야 한다. 그러기 위해서 게이트 단에 바이어스 회로를 꾸며 줌으로써 V_{GS} 가 항상 동일하게 회로에 인가되게 제작하였다. 전력 증폭기의 방열을 위하여 전력 증폭기에 맞춰 방열판과 Cooler를 부착하여 보다 원활하게 열을 방출할 수 있게 제작하여 장시간에 걸쳐 실험할 수 있도록 하였다.

다. 전력 검파기 및 아이솔레이터

전력 검파기는 표 4와 같은 특성을 가지고 있는 Agilent사의 모델 8473B LBSD (Low Barrier Schottky Diode)를 사용하여 제작하였다. 시스템 수신단에서 안테나로부터 전달된 10.5 GHz 입력이 전력 검파기에 공급된다. 그리고 전력 검파기 (Power detector)의 출력은 디지털 전압측정기를 통해 측정된다.

Table 4. Description of selected detector

Product name	Description
Agilent 8473B LBSD (Low Barrier Schottky Diode Detectors)	Excellent broadband flatness
	Low broadband SWR
	High burnout protection
	Environmentally rugged
	Field replaceable diode elements

시스템 구성에 사용한 전력 검파기는 $10\text{ MHz} \sim 26.5\text{ GHz}$ 의 광대역 주파수 범위에서

사용할 수 있다. 결과적으로 넓은 주파수 범위에 걸쳐 거의 균일한 SWR을 가지고 있기 때문에 정확한 측정을 요구하는 시스템에 사용하기 적합하고 외부 충격에 강하며 회로의 단선에 대한 충격에 강하다는 장점이 있다. 그렇기 때문에 2.5 GHz, 7 GHz, 10.5 GHz 주파수를 이용한 수분 측정용 마이크로파 능동소자 시스템 구성을 위해 동일하게 사용되었다. 그림 53은 실제 사용된 전력 검파기의 실물도이다.



Fig. 53. Photo of power detector

검파기는 Diode의 비선형 특성을 이용하여 RF 신호의 정보를 검파하는 소자로써 검파기에 사용되는 Diode는 일반적으로 Schottky Diode가 사용된다. 또한 검파기는 낮은 전압 강하와 높은 역 저항을 가져야 한다. Schottky Diode는 이 요구사항을 상대적으로 잘 만족시키므로 일반적으로 검파기 회로에 표준으로 사용된다. 그러나 본 연구에서 사용된 수분 측정용 마이크로파 능동소자를 위한 시스템을 구성하는 검파기는 Low Barrier Schottky Diode를 사용하여 제작되었고 등가 회로는 그림 54와 같다.

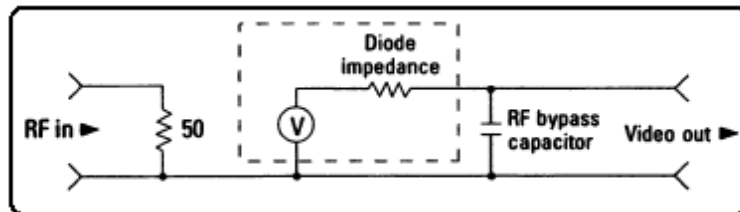


Fig. 54. Equivalent circuit of the detector

검파기의 성능을 살펴보면 광대역인 10 MHz ~ 18 GHz 까지의 주파수 응답은 ± 0.2 dB 이며 이것은 그림 55에서 잘 보여주고 있다. 검파기의 주파수 평탄도는 0.01 GHz ~ 12.4 GHz에서 ± 0.3 dB이며 4 GHz~18 GHz 사이의 최대 SWR (50 Ω characteristic impedance) 1.5 이고 이러한 특성은 그림 56에서 잘 보여주고 있다.

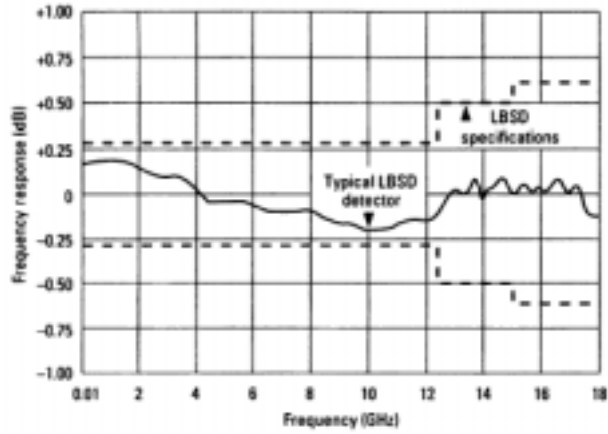


Fig.55. Frequency response of the detector

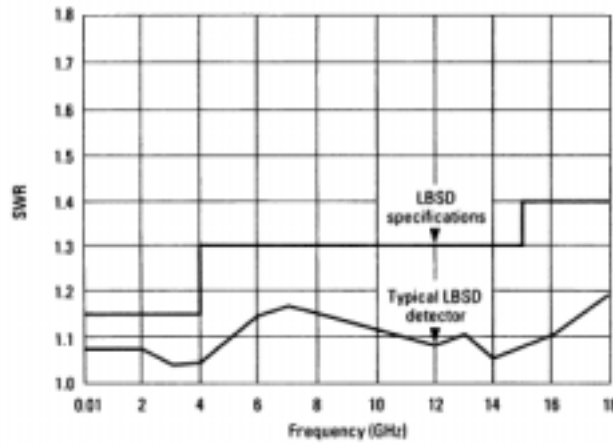


Fig. 56. VSWR of the detector

위와 같은 광대역 (10 MHz~18 GHz) 에 걸쳐 우수한 성능을 가지고 있는 검파기는 2.5 GHz, 7 GHz, 10.5 GHz 주파수를 이용한 수분 측정용 마이크로파 능동소자 시스

템 구성하는데 있어서 동일한 적합성을 가지고 있기 때문에 실제 시스템의 구성에 사용되었다.

실제 수분 측정용 마이크로파 능동소자 시스템은 송신 안테나와 수신 안테나가 25 cm 정도 떨어져 있기 때문에 안테나 사이의 거리에 의한 신호의 감쇄와 안테나 사이에 수분이 포함되어 있는 분말에 의한 신호의 감쇄를 고려하여 한다. 그러므로 실제 안테나 사이의 거리가 25 cm 떨어져 있을 때 검파기가 인식할 수 있는 최소 입력 레벨의 측정이 먼저 선행되어야 한다. 데이터를 컴퓨터로 받을 때 입력이 최소 0.1 V 이상이어야 그 값을 안정적으로 유지할 수 있고 수분함량의 차이를 분별할 수 있다. 따라서 검파기의 출력이 50배의 전압 이득을 갖는 OP-amp로 증폭된다고 했을 때 검파기의 출력은 2 mV 이상이 되어야 한다. 자유공간 상에서의 측정 결과는 그림 57에서 보여준다. 그림에서 보는 바와 같이 디텍터로 들어오는 신호는 약 -24 dBm 일 때 검파기의 출력에서 2~3 mV의 전압을 얻을 수 있다. 따라서 25 cm 떨어져 있는 거리에서 검파기가 인식할 수 있는 최소 입력 레벨은 -24 dBm 이다. 그러므로 실제 검파기에 입력되는 신호는 -24 dBm 이상의 레벨을 갖는 신호가 들어왔을 때에만 신호를 인식할 수 있다.

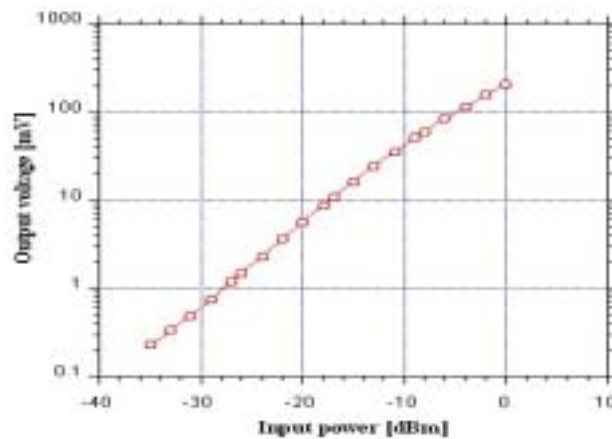


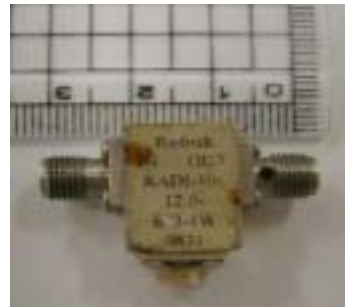
Fig. 57. Plot for input power vs. output voltage of the detector

송신단을 구성하는 아이솔레이터는 2 GHz, 7 GHz, 10.5 GHz 용으로 각각 서로 다른 제품을 사용하였다. 각각의 동작 주파수가 다르기 때문에 주파수에 맞게 소자를 선택함으로써 각각의 시스템에서 최고의 성능을 얻을 수 있도록 하였다. 아이솔레이터는

신호전력의 흐름을 한쪽 방향으로만 흐르게 고정하고자 할 때 사용되는 소자이며 일반적으로 3-단자 circulator를 이용한다. 보통 3-단자 소자를 이용할 경우에는 한쪽 단자는 단락시켜 줌으로 신호전력이 한쪽 방향으로만 흐르게 해준다. 신호가 한쪽 방향으로 흐르기 때문에 삽입손실 (insertion loss)은 작을수록 좋고 isolation은 클수록 우수한 아이솔레이터라 할 수 있다. 그림 58은 아이솔레이터의 실물 사진이다.



(a)



(b)

Fig. 58. Photo of the isolators. (a) 7 GHz and (b) 10.5 GHz.

표 5는 2 GHz, 7 GHz, 10.5 GHz용 아이솔레이터의 특성을 보여주고 있다.

Table 5. Characteristics of the isolators.

Items	2.5 GHz	7 GHz	10.5 GHz
Frequency range	2.3~2.5	4~8	10~12
Company	Rartron	Narda	Raditek
Insertion loss dB (max)	0.7	0.4	0.6
Isolation dB (min)	13	20	18
VSWR	1.6 : 1	1.25 : 1	1.3 : 1
Rating power, W (forward)	2.5 (max)	15 (ave)	25 (ave)
Operating Temp. °C	-35~85	-20~65	0~70

표 5에서 보는 바와 같이 아이솔레이터를 선정하는데 있어서 고려해야 할 파라미터들은 여러 가지가 있다. 여기서 우선 적으로 고려해야 할 파라미터로는 사용 주파수 범

위이고 그런 후에 고려하여야 하는 파라미터들이 입력 손실과 isolation, VSWR 등등이 있다. 본 연구를 위하여 사용한 2.5 GHz용 아이솔레이터로는 Rartron사의 제품을 사용하였다. 성능을 살펴보면 삽입 손실은 최대 0.7 dB로 우수한 성능을 가지고 있으며 isolation 또한 최소 13 dB로 본 시스템을 구성하는 송신 단에서 발진기와 안테나 사이에서 발생 할 수 있는 신호의 손실을 막아주는 역할을 우수하게 수행할 수 있었다. 7 GHz용 송신단도 또한 2.5 GHz 시스템과 동일하며, 10.5 GHz용 송신 단을 구성하는 시스템만 발진기와 전력 증폭기 사이에 위치하여 발진기와 전력 증폭기 사이에서 발진기로 신호가 반사되는 것을 막아주는 역할을 수행하였다. 7 GHz와 10.5 GHz 용 수분 측정을 위한 시스템을 위한 성능은 위의 표에서 잘 보여주고 있다.

라. 마이크로스트립 패치 안테나 설계 · 제작

1) 안테나 설계 규격

본 연구에서 설계할 마이크로스트립 패치 안테나의 설계규격은 표 6과 같다. 중심주파수 7 GHz, 10.5 GHz에서 안테나의 크기를 작게 하고 필요 없는 기생방사 성분을 제거하기 위해서 유전율 2.6, 높이 0.54mm, 동판의 두께가 0.018mm인 테프론 기판을 사용하여 설계하도록 하였다. 마이크로스트립 패치 안테나 설계를 위하여 Moment Method를 이용한 안테나 해석 시뮬레이터인 Ensemble을 사용하였다.

Table 6. Design of the array antenna

Items	Specifications	
	7 GHz	10.5 GHz
Frequency	7 GHz	10.5 GHz
Reflection coefficient	<-10 dB@100MHz	<-15 dB@100MHz
Gain	>11 dBi	>11 dBi
VSWR	1.5:1	1.1:1

2) 어레이 안테나 설계

본 연구에서 설계하는 마이크로스트립 패치 안테나는 프로브 급전방식 안테나로 안테나의 종단이 개방되어 있으며 어레이를 형성하기 위해서 전력분배기가 사용된다. 이때, 어레이 안테나의 전력분배기는 어레이를 형성하기 위해서 안테나를 각각 동위상으로 연결해주는 역할을 하므로 대역폭 내에서 어레이의 정재파비를 제한하는 중

요한 요인이 된다. 따라서 본 연구에서는 먼저 전력분배기를 설계하고 시뮬레이션하여 최적화된 전력분배기의 구조를 설정한 후에 단일 패치 안테나와 어레이 안테나를 각각 설계하였다.

가) T-junction 전력 분배기

그림 59는 본 연구에서 설계한 T-junction 전력분배기의 구조이다. 50Ω 의 임피던스를 갖는 스트립 라인 2개가 서로 병렬로 연결되어 있어서 연결 지점은 25Ω 이 되고 $\lambda/4$ 임피던스 변화기를 이용하여 50Ω 의 임피던스로 정합된다. 그림 60은 전력분배기의 입력반계손실 S11의 시뮬레이션 결과이다. 포트에서 들어간 입력신호는 각각의 단일 안테나에서 반사되어 돌아오는데 각 반사파는 전력 분배기를 통과하면서 위상특성에 의해 일정하게 전력 분배기 위상성분이 더해지고 각각의 반사파는 전력 분배기 앞에서 동위상이 되어 서로 더해지므로 전력 분배기를 통과하면서 VSWR 대역폭이 점점 줄어들게 된다.

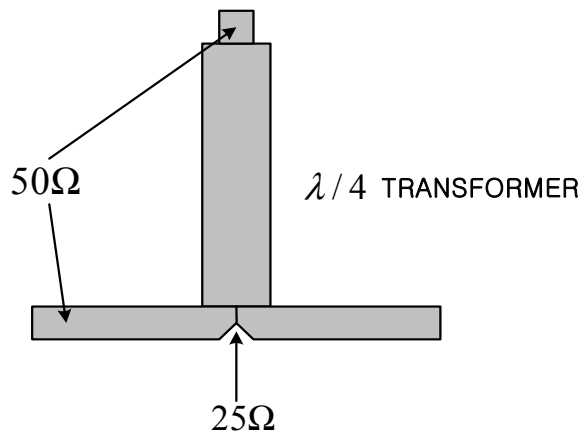


Fig. 59. Structure of T-junction power divider

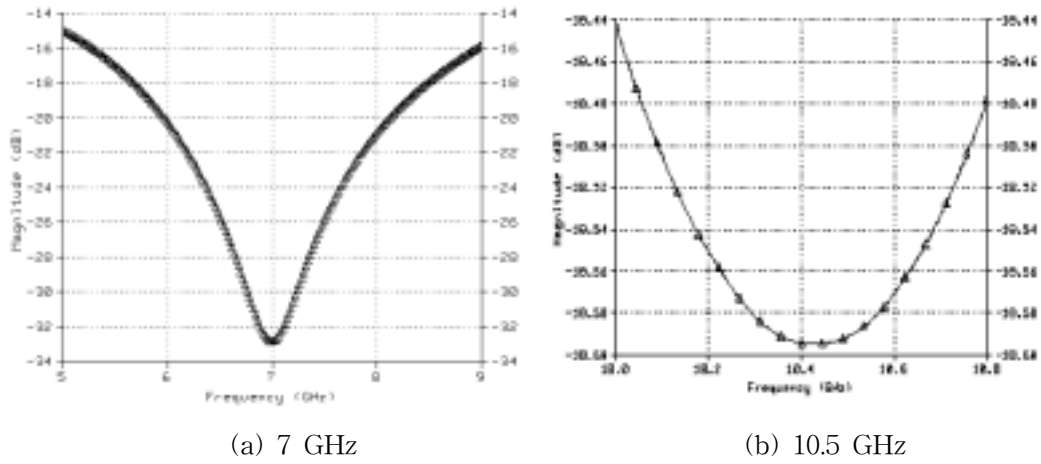


Fig. 60. Input reflection coefficient of T-junction power divider.

나) 단일 패치 안테나

그림 61은 마이크로스트립 단일 패치 안테나의 구성도이다. 50Ω 의 마이크로스트립 급전방식을 사용하였고 패치 안테나의 높은 입력 임피던스와의 매칭을 위하여 $\lambda/4$ 임피던스 변화기를 사용하였다. 안테나는 프로브 급전 방식에 의한 안테나의 종단이 개방되어 있는 구조를 갖으며 중심 주파수는 7 GHz와 10.5 GHz에서 마이크로파 신호와 안테나 임피던스가 일치되도록 길이와 폭을 설계하였다. 안테나의 시뮬레이션 결과, 그림 62는 7 GHz와 10.5 GHz 각각의 입력반사손실을 나타내며 그림 63은 7 GHz와 10.5 GHz 각각의 정재파비를 보여주고 있으며 그림 64는 7 GHz와 10.5 GHz 각각의 방사패턴을 보여주고 있다.

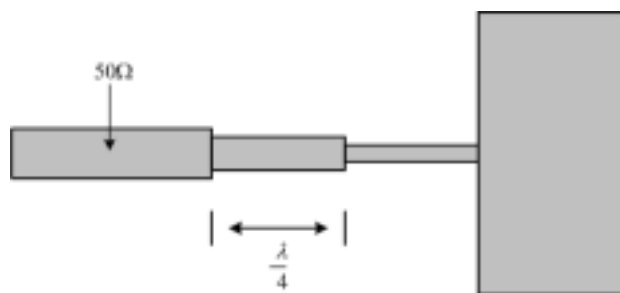
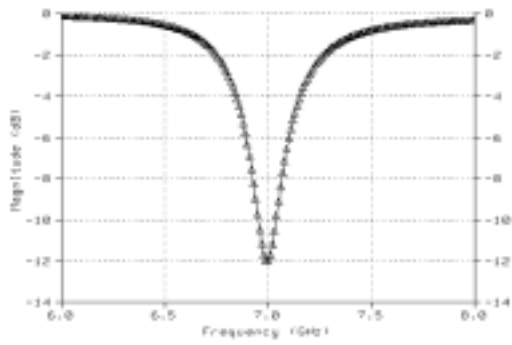
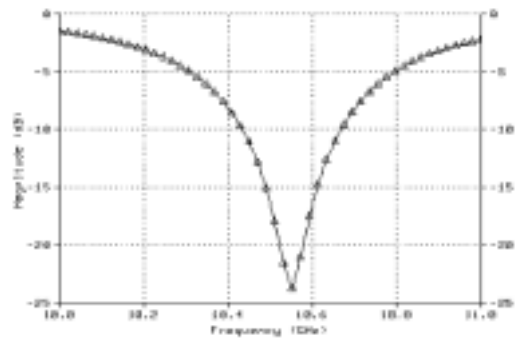


Fig. 61. Structure of single patch antenna.

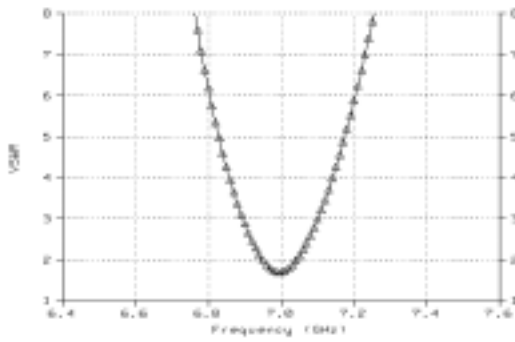


(a) 7 GHz

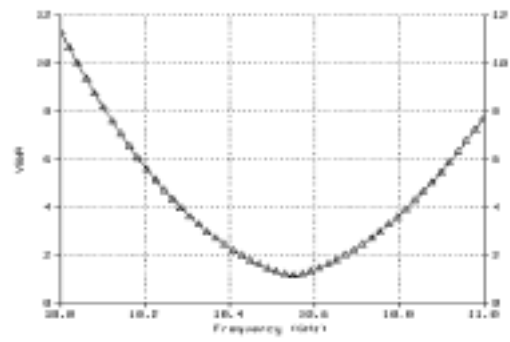


(b) 10.5 GHz

Fig. 62. Input reflection coefficients of single patch antenna.



(a) 7 GHz

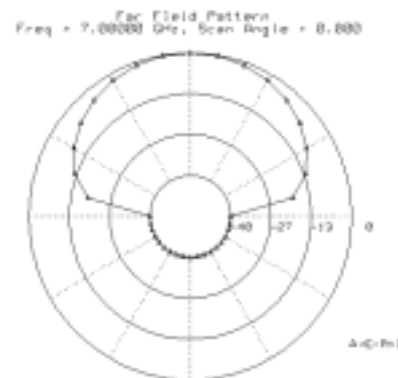


(b) 10.5 GHz

Fig. 63. VSWRs of single patch antenna.



(a) 7 GHz

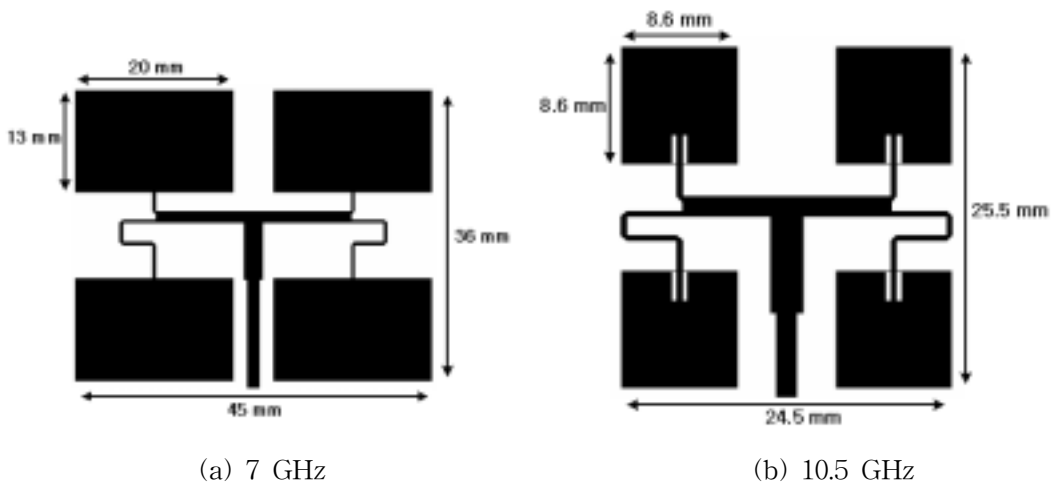


(b) 10.5 GHz

Fig. 64. Beam patterns of single patch antenna.

다) 어레이 안테나

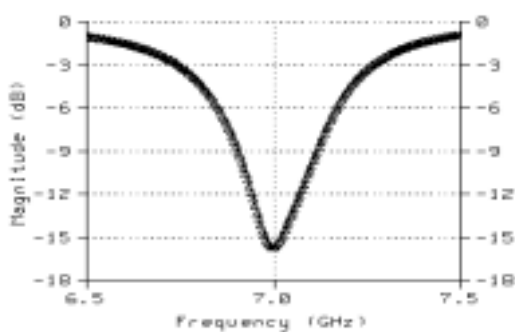
단일 패치 안테나는 안테나의 폭과 길이가 실제의 유전율 측정을 위한 센서로 사용할 경우 안테나의 송수신 면적 즉, 시료에 전파되는 마이크로파의 투과 면적이 비교적 작기 때문에 보다 넓은 면적의 시료를 투과할 수 있는 어레이 안테나가 필요하다. 따라서 본 연구에서는 앞에서 설계한 전력분배기와 단일 패치 안테나를 결합하여 2x2 어레이 안테나를 설계하였다. 그림 65는 7 GHz(a), 10.5 GHz(b)의 각각의 2x2 어레이 안테나의 구성도이다. 이때 각 단일 패치 안테나의 연결은 T형 전력 분배기를 이용하였으며 1개의 입력단과 2개의 출력단이 만나는 점에서 발생하는 서셉턴스를 보상하기 위하여 45°의 Notch를 가지도록 설계하였다. 그림 66은 7 GHz(a), 10.5 GHz(b) 각각의 입력반사손실을 보여주고 있으며 그림 67은 7 GHz(a), 10.5 GHz(b) 각각의 정재파비를 보여주고 있다. 또한 그림 68은 7 GHz(a), 10.5 GHz(b) 각각의 방사패턴을 보여주고 있다.



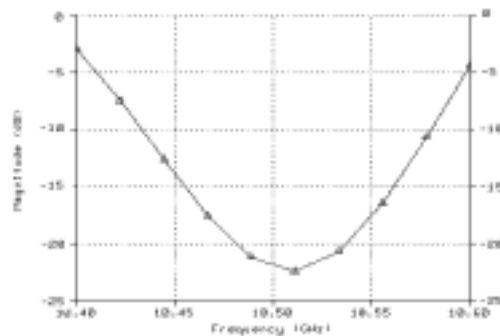
(a) 7 GHz

(b) 10.5 GHz

Fig. 65. Configurations of patch array antenna.

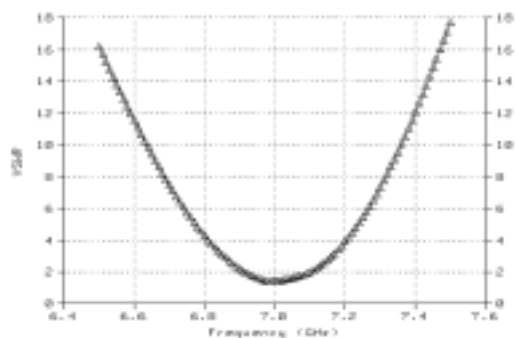


(a) 7 GHz

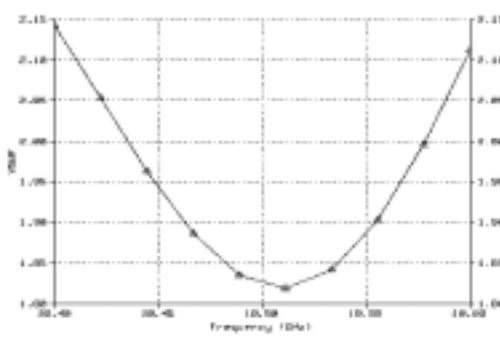


(b) 10.5 GHz

Fig. 66. Input reflections of 2x2 array antenna.

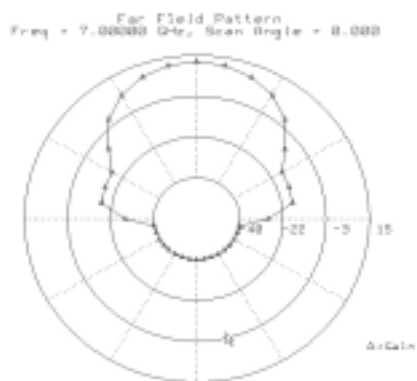


(a) 7 GHz



(b) 10.5 GHz

Fig. 67. VSWR of 2x2 array antenna.



(a) 7 GHz



(b) 10.5 GHz

Fig. 68. Beam patterns of 2x2 array antenna.

라) 제작 및 측정

어레이 안테나를 시뮬레이션 한 결과를 바탕으로 2x2 마이크로스트립 패치 안테나를 제작하였다. 안테나의 기판은 회로를 작게 구성하고 불필요한 기생 방사성분을 제거하기 위하여 유전율 2.6, 높이 0.54 mm, 동판의 두께가 0.018 mm인 테프론 기판을 사용하였으며 7GHz 안테나의 총 크기는 45 mm x 36 mm로 제작하였고 10.5 GHz 안테나의 총 크기는 24.5 mm x 25.5 mm로 제작하였다. 그림 69는 각각의 제작된 2 x 2 어레이 안테나의 실물도이다.

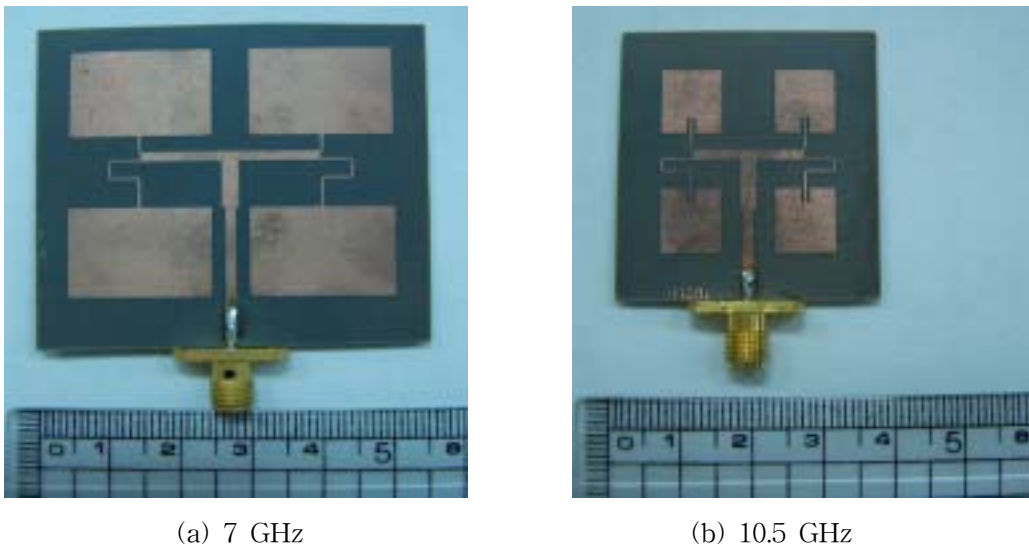
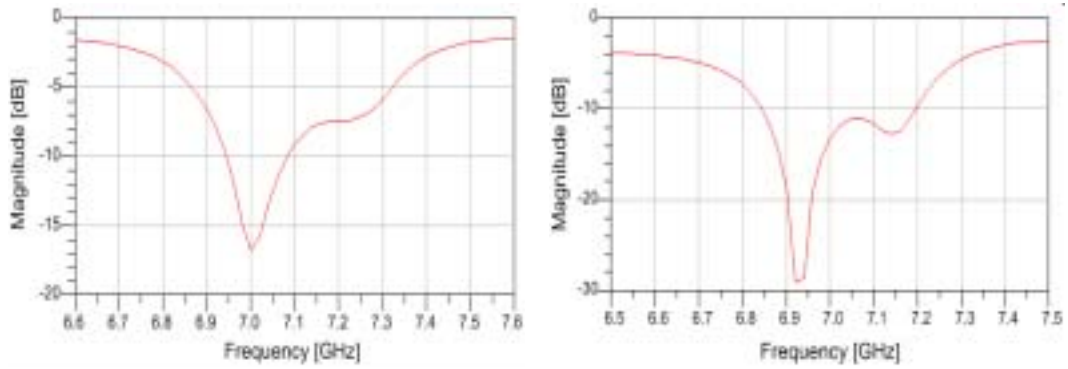
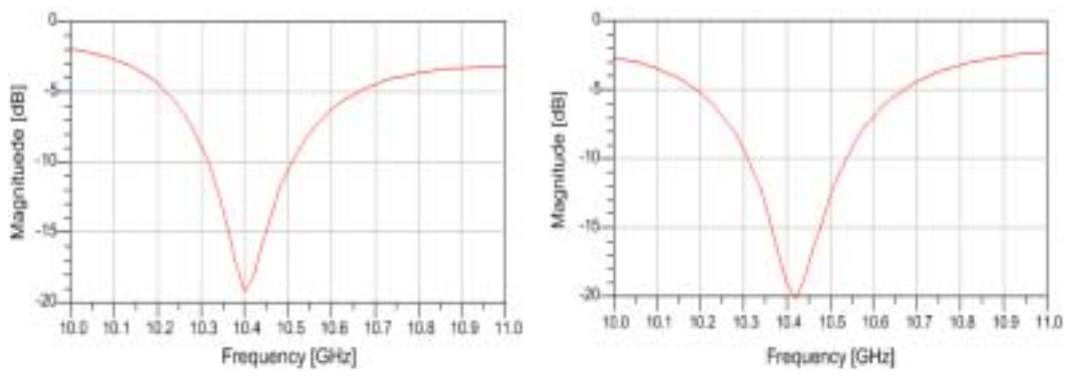


Fig. 69. Photo of fabricated 2x2 array antenna

실제 제작된 안테나의 임피던스 정합정도를 알아보기 위해 네트워크 분석기 HP 8510C를 사용하여 임피던스를 측정하였다. 일반적인 안테나의 임피던스 특성 측정방법은 50 Ω 전송선로를 통해 안테나에 연결하여 네트워크 분석기를 이용하여 안테나의 입력반사손실 S11을 측정하였다. 그림 70은 네트워크 분석기를 이용하여 측정한 7 GHz, 10.5 GHz 안테나의 반사계수 S11이다. 그림 71은 7 GHz, 10.5 GHz 안테나의 정재파비 측정결과이다.

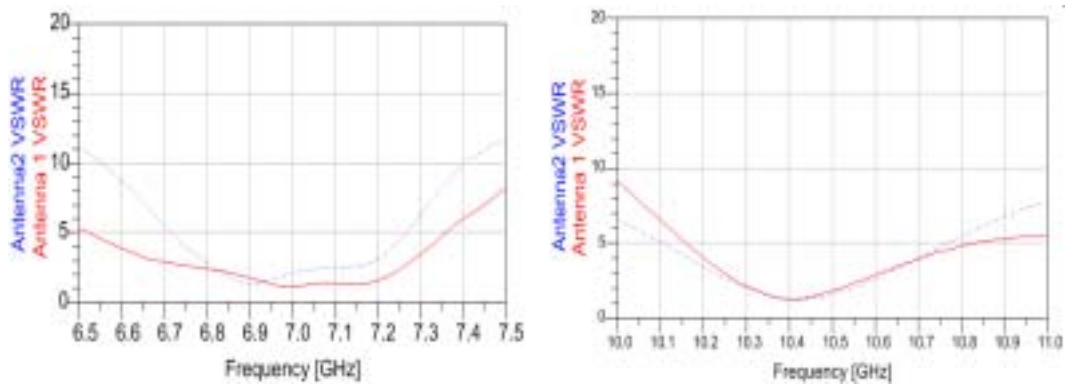


(a)



(b)

Fig. 70. Measured reflection coefficients of transmitting and receiving array antennas : a) 7 GHz and b) 10.5 GHz



(a) 7 GHz

(b) 10.5 GHz

Fig. 71. Measured VSWR of transmitting and receiving array antennas. (a) 7 GHz and (b) 10.5 GHz.

표 7은 어레이 안테나의 설계치와 측정치를 비교한 결과이다.

Table 7. Comparison of array antenna between measured and simulation results

Items	Antenna I		Antenna II	
	Simulation	Measurement	Simulation	Measurement
Frequency (GHz)	7		10.5	
Reflection coefficient (dB)@ 100MHz	-10	-9.14	-15	-13
Gain (dBi)	11	11.54	11	11.42
VSWR	1.5 : 1	1.02:1	1.1:1	1.61:1

어레이 안테나의 방사패턴을 측정하기 위해서 그림 72와 같은 안테나 방사패턴 측정 시스템을 사용하였다. 측정방법은 상대비교법으로 먼저 기준 혼 안테나를 수신과 송신 양쪽에 연결하여 수신 레벨을 측정한다. 그리고 제작한 안테나가 수신용일 때는 수신측에, 송신용일 때는 송신측에 혼 안테나 대신 연결하여 신호레벨을 측정하여 혼 안테나의 이득과 비교하여 이득을 계산한다.

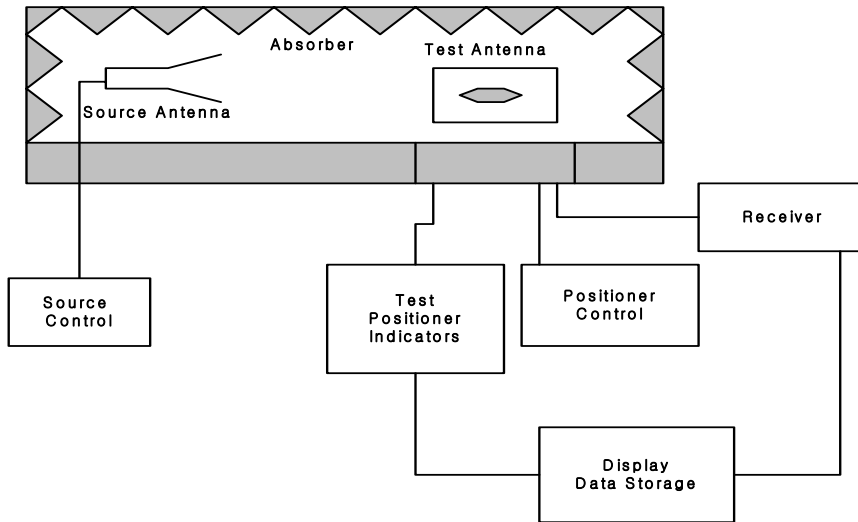


Fig .72. Experimental setup for measurement of beam pattern of antenna

그림 73과 그림 74는 7 GHz, 10.5 GHz 2x2 어레이 안테나의 방사 패턴을 측정 한 결과이다.

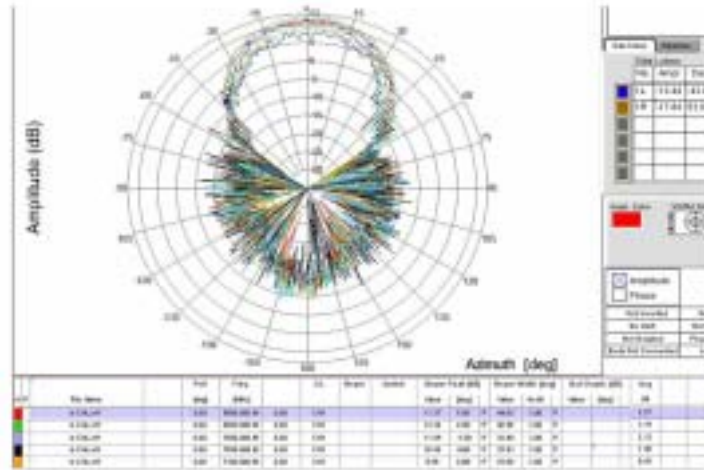


Fig. 73. Beam pattern of 7 GHz 2x2 array antenna.

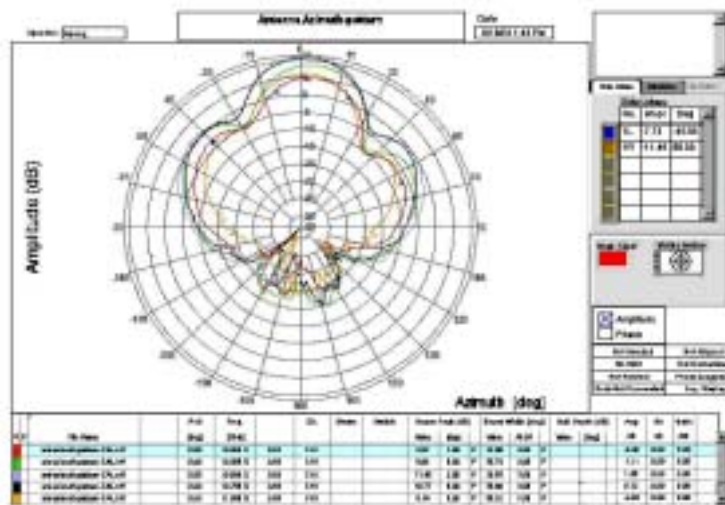


Fig. 74. Beam pattern of 10.5 GHz 2x2 array antenna.

실제로 시스템에 적용하기 위해서 25 cm 간격을 두고 두 개의 송수신 안테나 사이에 전력 손실에 관한 측정을 위해서 그림 75와 같은 방식을 사용하였다. 그림 76은 전력

손실의 값을 나타낸다.

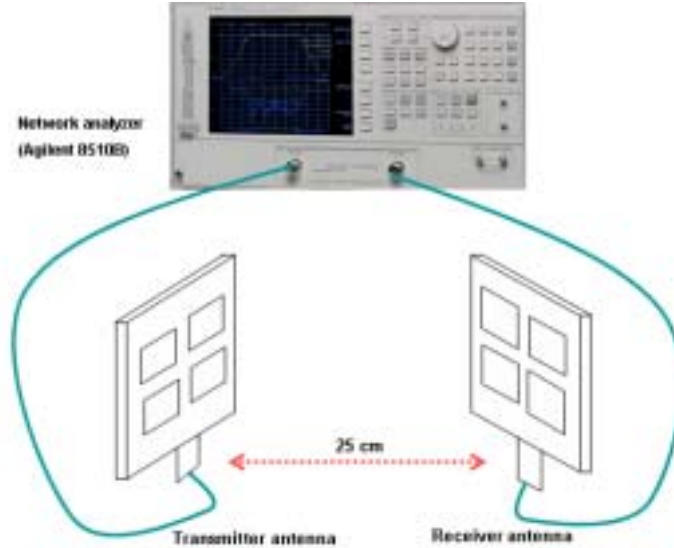


Fig.75. Experimental apparatus for measuring the loss of the antenna

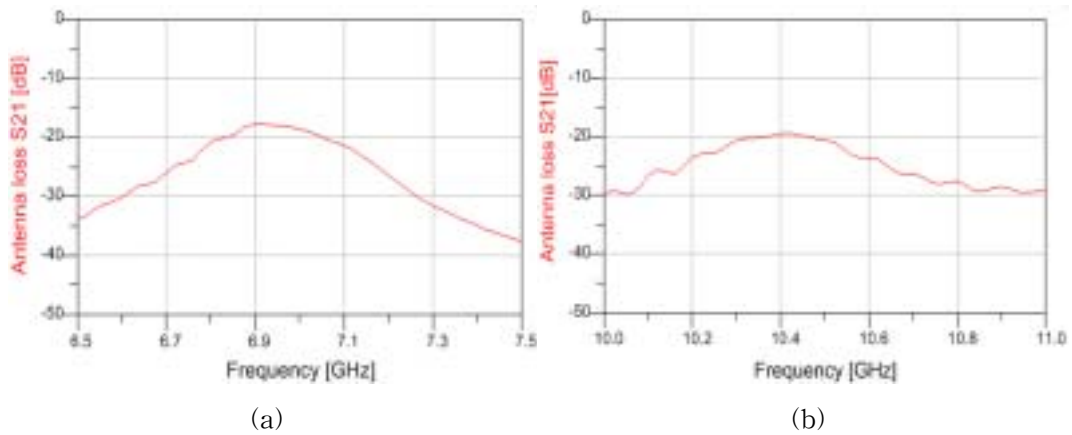


Fig. 76. Signal loss between transmitting and receiving antennas. (a) 7 GHz and (b) 10.5 GHz.

송수신 안테나 사이에 25 cm 간격을 두고 측정하였을 때 7 GHz 안테나의 경우 신호의 손실이 20.5 dB 발생하고 10.5 GHz의 경우 18.6 dB 발생한다. 7 GHz 안테나보다 10.5 GHz 안테나의 특성이 더 우수하기 때문에 7 GHz의 손실이 더 크다. 실제 구현

에서는 이러한 안테나의 특성 뿐 아니라 주파수가 높을수록 수분에 의한 신호의 손실이 커진다는 것을 고려하여 시스템을 제작해야 할 것으로 판단된다.

3. 요약 및 결론

본 연구에서는 마이크로파 주파수를 이용한 7 GHz와 10.5 GHz대역에서 분말 식품의 함수율 측정 장치 구성에 필요한 능동소자인 유전체 공진기 발진기와 전력증폭기, 아이솔레이터, 마이크로스트립 패치 안테나 검파기 등을 설계 및 제작하였다.

모든 구성 요소의 제작을 위해서는 유전율 2.6 기판 높이 0.54 mm 동판의 두께 0.018 mm인 테플론 기판을 이용하였다. 발진기는 유전체 공진기를 이용한 구조로 7 GHz에서 출력 11 dBm와 10.5 GHz에서 출력 10 dBm을 각각 얻었다.

안테나는 2×2 어레이 안테나를 제작하였으며 25cm에서 전력 손실이 적을 수 있도록 정재파 비를 유념하여 제작하였다. 신호의 안정적인 전송을 위해서 오실레이터의 출력과 송신 안테나 사이에 아이솔레이터를 장착하여야 한다. 10.5 GHz 대역에서는 아이솔레이션이 30 dB인 아이솔레이터를 사용하였고 7 GHz 대역에서는 아이솔레이션이 26 dB인 아이솔레이터를 사용하였다.

10.5 GHz 대역의 경우 분말의 함수율에서 따라서 신호의 손실이 크기 때문에 이를 보상해주기 위해서 이득 5 dB의 증폭기를 제작하였다. 열적 손실을 줄이기 위해서 바이어스 점을 낮게 잡아 드레인 전류가 156 mA가 흐르도록 하고 증폭기의 안정성 확보를 위해서 수분측정 장치 외부에 cooler를 달았다.

본 연구에서 설계 및 제작된 마이크로파 능동소자들은 측정결과를 통하여 온라인 수분측정 시스템에 장착되어 사용할 수 있음을 보여주었으며 이를 통하여 넓은 범위의 함수율을 비접촉이면서 비 파괴적으로 신속하게 온라인으로 측정할 수 있는 마이크로파 수분측정 센서에 활용이 가능할 것으로 기대된다.

제 3 절 온라인 수분측정장치 개발 및 수분측정 모델 개발

1. 서론

식품 및 농산물에 함유되어 있는 수분은 그 품질을 결정하는 주요 인자중의 하나이며 물리·화학적 특성에 큰 영향을 미치는 요인이다. 특히 농산물 및 식품의 가공공정 중 건조 저장단계에서 적절한 수분함량의 조절 및 측정은 제품의 생산성 향상과 가공기계의 효율성 증대에 반드시 필요하다. 또한 식품 가공공정, 화공분야 (원유 정제 공정 포함), 제약 분야 등에서는 공정소요 비용최소, 에너지 절감, 고품질의 제품 생산을 위해서는 공정의 첨단화 및 자동화가 요구되고 있다. 이러한 자동화의 선결과제로서 원료 제품의 물리 화학적 특성을 각 공정단계에서 수시로 검사하여 피드백 할 수 있는 온라인 수분 계측 기술의 개발이 필수적이다. 여러 가지 장점에도 불구하고 마이크로파를 이용한 수분측정기술을 적용할 경우의 문제점 중의 하나는 정지상태의 수분측정의 경우 산물밀도를 보정하는 문제이며 온라인 수분측정의 경우 시료이송속도에 따른 변이를 보정하는 문제이다. 산물밀도를 보정하기 위하여 다양한 기법들이 제안되고 있으나 대부분 마이크로파 정밀측정 장치를 이용한 경우가 많아 실제 측정 장치의 구성에 있어서 많은 제약이 따른다. 또한 수분측정 센서의 경우도 대부분 혼 안테나를 사용한 경우가 대부분인데 이러한 혼 안테나의 장점은 비교적 낮은 출력의 마이크로파 신호를 마이크로파의 누설을 최소화하면서 충분히 송수신 할 수 있다는 점이다. 그러나 실제의 수분함량 측정장치 구성 면에서 보면 혼 안테나의 무게와 부피가 클 뿐만 아니라 여러 가지 다양한 시료의 유동형태에 등에 따른 센서의 적응성이 다소 감소할 것으로 생각된다.

본 연구는 마이크로파 다중 주파수를 이용하여 분말식품의 수분함량을 온라인으로 계측할 수 있는 기술을 개발하기 위하여 수행되었다. 수분측정 주파수로는 기초 실험 결과 얻어진 S 밴드, C 밴드, X 밴드 대역의 주파수에서의 중심 주파수를 이용하였다. C 밴드 및 X 밴드의 주파수 시스템의 경우 협동연구과제에서 개발된 마이크로파 패치 어레이 안테나, 발진기, 주변 회로소자 등을 활용하였으며 S 밴드의 경우 주파수 대역이 비교적 낮아 통신 관련 소자로서 개발되어 시판되고 있는 소자들이 많기 때문에 기존의 상용화된 소자들을 활용하여 수분측정 시스템을 개발하였다. 이송중의 시료의 수분함량 측정을 위하여 시료이송을 위한 컨베이어 시스템을 제작하였으며 이송 속도의 가변이 가능하도록 하였다.

2. 마이크로파 다중주파수 측정시스템 개발

가. 측정 시스템의 원리

상기 3장 1절에의 기초 연구에서 분석된 바와 같이 마이크로파 투과법을 이용할 경우 마이크로파 감쇠를 이용한 측정장치의 개발이 비용적인 측면이나 기술적인 측면에서 유리하므로 본 연구에서는 이러한 마이크로파 감쇠를 이용한 측정장치를 개발하고자 하였다. 3장 1절에서 기술한 바와 같이 자유공간상에서의 마이크로파 유전특성은 식 (11)과 식 (13)으로 표시될 수 있으며 논의의 연속성을 위하여 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\epsilon' = \left(1 + \frac{\Delta\Phi\lambda_0}{360d}\right)^2 \quad (1)$$

$$\epsilon'' = \frac{\Delta A\lambda_0\sqrt{\epsilon'}}{8.686\pi d} \quad (2)$$

상기 식 (11) 및 (13)으로부터 마이크로파 감쇠는 다음 식 (22)와 같이 유전특성의 함수로 표현될 수 있다.

$$\Delta A = \frac{8.686\pi d}{\lambda_0} \cdot \frac{\epsilon''}{\sqrt{\epsilon'}} \quad (3)$$

여기서, ΔA 는 유전체가 있을 때와 없을 때의 마이크로파의 위상차와 감쇠량 차, λ_0 는 마이크로파 파장, d 는 유전체의 두께를 각각 나타낸다.

상기 식 (3)에서 입사되는 마이크로파의 파장과 매질의 두께가 일정할 경우 투과하여 나오는 마이크로파의 감쇠는 매질의 복소유전율에 의해 주로 결정되는데 복소유전율은 매질에 포함된 수분함량의 함수이다. 이때 마이크로파 감쇠량(A')은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$A' = -20 \cdot \log_{10}\left(\frac{V'}{V_0}\right) \quad (4)$$

여기서, A' 는 매질을 투과하여 나오는 마이크로파 감쇠(dB), V_0 는 매질에 입사되는 마이크로파의 침투전압 (V), V' 는 매질을 투과하여 나오는 마이크로파의 침투전압(V)를 각각 나타낸다.

따라서 식 (3)과 (4)를 이용하여 투과되는 마이크로파 침투전압을 검출함으로써 전송선로 상에 놓여진 매질의 수분함량을 알 수 있게 된다.

나. 다중 주파수 측정장치 개념 설계

마이크로파 대역별로 S-band에서 2.5 GHz, C-band에서 7.0 GHz, X-band에서 10.5 GHz의 주파수를 선정하여 다중주파수 측정시스템을 구성하였다. 기본적인 마이크로파 측정시스템은 그림 1에서 보는 바와 같다. 여기서 측정주파수의 경우 기초실험 결과에서는 S-band에서 3.0 GHz에서 실험을 수행하였으나 현재 상용화된 S-band 발진기의 경우 2.5GHz가 일반적이며 동일한 주파수 대역 내이므로 2.5 GHz를 측정 주파수로 하였다. 또한 X-band의 경우도 마찬가지로 10GHz 부근의 주파수인 10.5 GHz를 이용하였다.

다중주파수 측정주파수의 구성은 마이크로파 주파수를 발진시키는 발진부, 신호를 한쪽 방향으로만 전달하는 아이솔레이터와 패치 안테나로 구성된 송신부와 패치 안테나, 검파기(detector), 연산증폭기로 구성된 수신부로 구성하였다. 마이크로파 시스템은 시료를 이송하는 컨베이어 시스템(추후 기술 됨) 상에 설치·제작하였으며 송수신 패치 안테나의 거리는 25cm로 고정하였다. 검파기에서 검출된 직류레벨의 마이크로파 투과전압은 연산증폭기를 통하여 증폭되어 마이크로프로세서, A/D 컨버터, display가 내장된 신호처리회로로 연결된다.

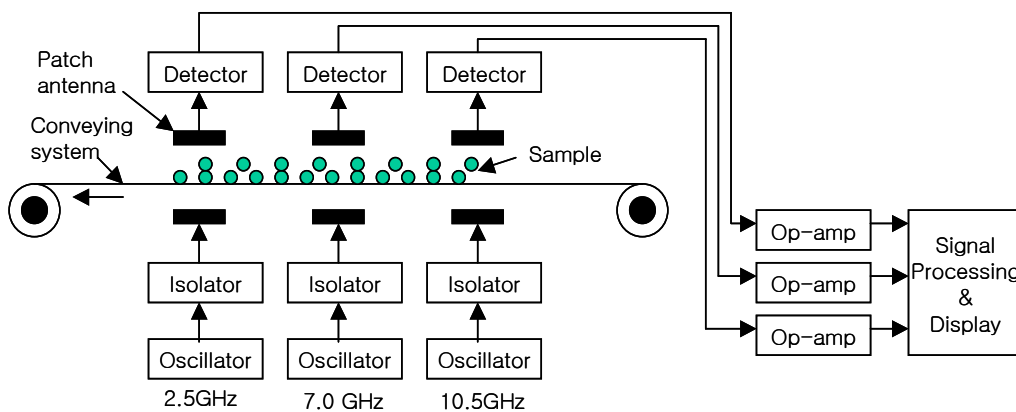


Fig. 1. Microwave measurement system for moisture content using multiple frequencies.

다. 다중 주파수 측정 시스템 제작

1) 2.5 GHz 송수신 시스템

· 2.5 GHz 패치 안테나

본 연구에서 사용된 수분측정용 2.5 GHz 패치 안테나와 빔의 방사 패턴은 그림 2에서 보는 바와 같다. 전체 크기는 6×6 cm로 제작하였으며 주요 사양은 표 1에서 보는바와 같다. 패치 안테나의 대역폭은 100MHz, 공칭 임피던스는 50Ω, 정재파비는 1.5 이하, half power beam width는 50°이상을 나타내었다.

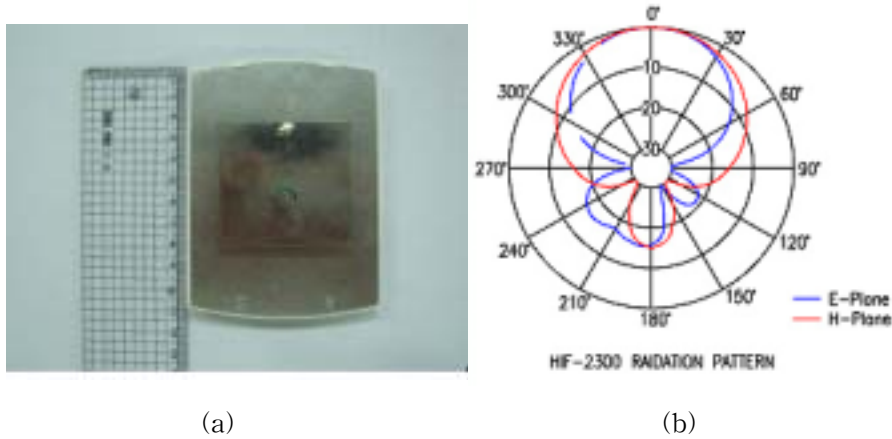


Fig. 2. 2.25 GHz patch antenna. (a) photograph and (b) beam pattern.

Table 1. Specifications of the 2.25 GHz patch antenna

Electrical Data	Specifications
Model	HIF-2400
Type of antenna	Patch
Frequency range	2.4~2.5 GHz
Bandwidth	100 MHz
Nominal impedance	50 ohm
Polarization	Vertical
V.S.W.R	Less than 1.5
Gain	8.5 dBi
Radiation pattern	Directional
Half power beamwidth	Azimuth:70° Elevation:55°
Power input	50 W

· 2.5 GHz 발진기

2.5 GHz용 발진기는 일반 통신용 소자로 많이 개발되어 상용화되어 있는 제품 중 외부 입력전압을 조절하여 발진주파수를 가변할 수 있는 전압제어 가변발진기 (voltage controller oscillator, VCO)를 구입하여 본 연구에 맞게 발진기 시스템을 구현하였다. 전압제어 발진기의 동작 원리는 그림 3에서 보는 바와 같다.

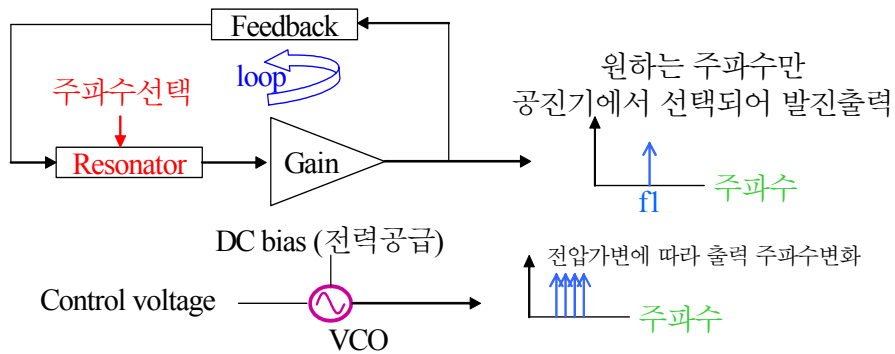


Fig. 3. Principle of voltage controlled oscillator

전압제어 발진기에서 발진주파수를 결정하는 부분은 공진부로서 기본적으로 인덕턴스 (L)와 커패시턴스(C)로 구성된다. 주파수를 가변하기 위해서는 인덕턴스나 커패시턴스의 값을 바꾸면 되는데 커패시턴스를 바꾸기 위하여 전압가변 커패시터 (variable capacitor) 혹은 바랙터(varactor) 다이오드를 사용한다. 바랙터 다이오드는 가해지는 전압에 따라 커패시터의 커패시턴스가 바뀌는 소자로서 미세하게 전압을 조정하여 공진부의 공진주파수를 변화시킴으로서 원하는 주파수의 신호를 발진시킬 수 있다. 본 연구에서 사용된 전압제어 발진기의 외형도는 그림 4에서 보는 바와 같으며 주요사양은 표 2에서 보는바와 같다. 한편, 가변전압 변화에 따른 VCO의 주파수 변화는 그림 5에 나타내었으며 본 연구에서 설정한 2.5GHz (2,500MHz)의 신호가 양호하게 발진되는 것을 알 수 있다.

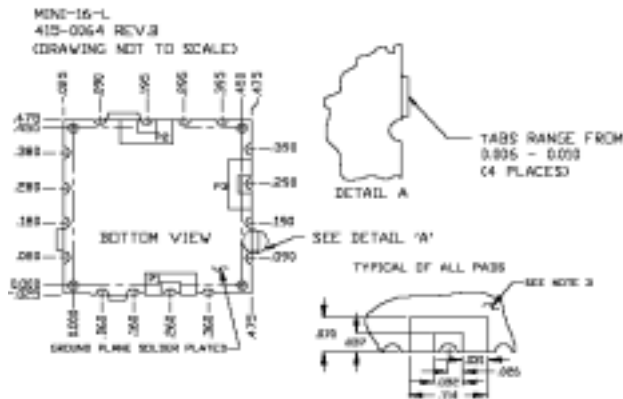


Fig. 4. Configuration of voltage controlled oscillator

Table 2. Specifications of voltage controlled oscillator

Part. No	V600ME10
Frequency Range	1600~3200 MHz
Tuning Voltage	0.5~20 Vdc
Power Output	10±2 dBm
Load Impedance	50 Ω
Supply Voltage	5 Vdc
Supply Current	35 mA

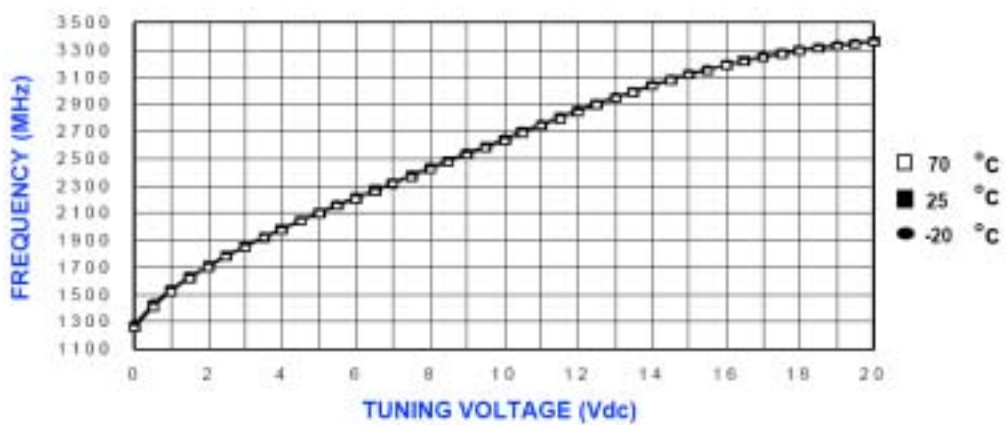


Fig. 5. Plot for output frequency vs. input voltage of VCO.

· 아이솔레이터(isolator)

본 측정 시스템에서 송신부를 구성하는 아이솔레이터는 2.5GHz용 소자를 선택하여 구현하였다. VCO에서 발생된 발진신호는 송신안테나로 전달되는데 이때 송신안테나와의 임피던스 부정합으로 인하여 안테나에서 신호의 일부가 반사되어 발진기로 다시 반사되어 발진기에 영향을 줄 수 있다. 이때 아이솔레이터를 사용함으로써 신호를 한쪽 방향으로만 흐르게 하여 안테나에서 반사되는 신호로부터 발진기를 보호해야 하한다. 이때 사용되는 소자가 아이솔레이터로서 신호전력의 흐름을 한쪽 방향으로만 흐르게 고정하고자 할 때 사용되는 소자이다. 그림 6은 아이솔레이터의 동작 원리를 나타내며 일반적으로 아이솔레이터는 3단자 서큘레이터(circulator)를 이용한다. 보통 3단자 소자를 이용할 경우에는 한쪽 단자는 termination 시켜 줌으로 신호전력이 한쪽 방향으로만 흐르게 해준다. 신호가 한쪽 방향으로 흐르기 때문에 insertion loss는 작을수록 좋다. 본 연구에서 사용된 아이솔레이터의 외형도와 사양은 그림 7 및 표 3에서 보는 바와 같다.

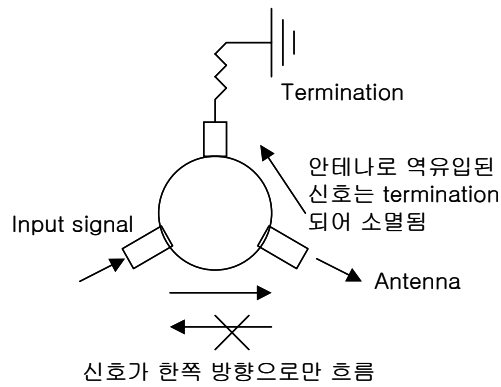


Fig. 6. Principle of isolation process

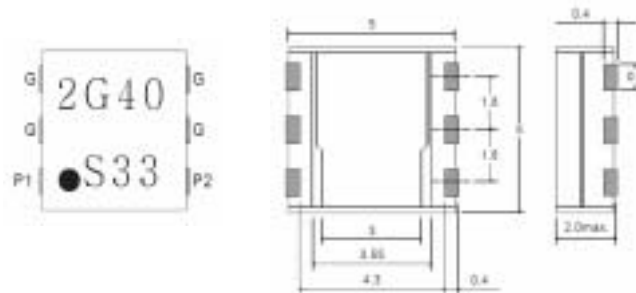


Fig. 7. Configuration of 2.5 GHz isolator

Table 3. Specifications of the isolator

Company	PARTRON CO., LTD
Frequency Range	2.3 ~ 2.5 MHz
Operating Temp.	-35 ~ +85 °C
Insertion Loss	0.70 dB max
Isolation	13 dB max
VSWR	1.6 dB max
Impedance	50 Ω

그림 8은 본 연구에서 사용된 아이솔레이터의 특성을 Network analyzer로 측정한 결과로서 S_{11} 은 포트 1에서 반사되는 신호특성을, S_{21} 은 포트 1에서 포트 2로 전달되는 신호특성을, S_{22} 는 포트 2에서 반사되는 신호특성을 각각 나타낸다. 그림에서 나타난 바와 같이 송신 안테나와 연결되는 아이솔레이터의 포트 2에서의 2.5 GHz의 신호에 대한 아이솔레이션 특성이 매우 양호한 것으로 나타났다.

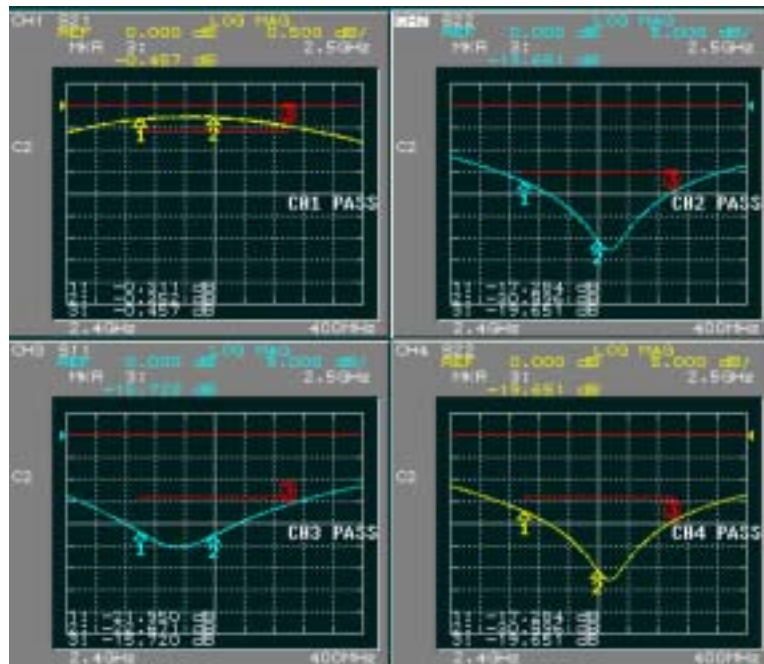


Fig. 8. Characteristics measurement of 2.25GHz isolator

최종적으로 2.5 GHz VCO와 아이솔레이터를 결합하여 송신 패치안테나와 연결되는 발진부는 그림 9와 같다. VCO와 아이솔레이터를 동판이 코팅된 테프론 기판 위에 실장하여 발진부를 제작하였다. 이를 위하여 테프론 기판에 회로를 프린트하여 에칭용액으로 기판의 회로부를 완성하였다.

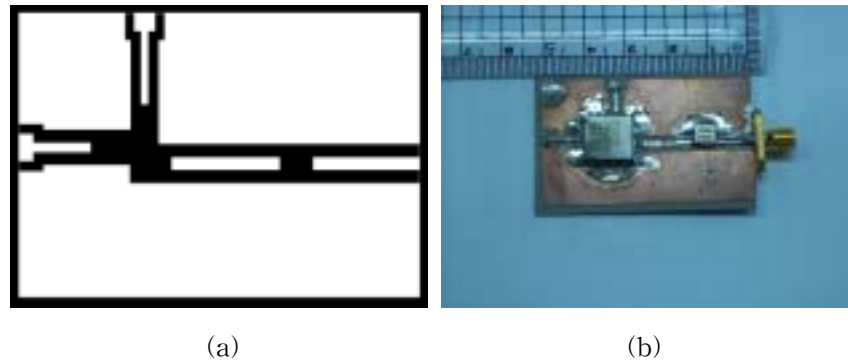


Fig. 9. Printed pattern on Teflon substrate (a) and fabricated circuit (b)

• Detector

수신안테나로부터 수신되는 신호의 침투값을 검출하여 직류레벨의 수준으로 변환하기 위해서는 전력 검파기 (Power detector)가 필요하다. 따라서 본 연구에서는 Agilent 사의 8473B LBSD (Low Barrier Schottky Diode) 모델을 디텍터로 사용하였다. 시스템 수신단에서 안테나로부터 전달된 신호가 전력 검파기 (Power detector)에 공급되며 따라서 전력 검파기 (Power detector)의 출력을 디지털 전압측정기를 이용하여 측정함으로써 수신된 RF신호를 직류레벨로 변환하려 측정할 수 있게 된다. 본 연구에서 사용된 검파기의 사양은 표 4에서 보는바와 같으며 제3장 2절에 기술된 내용과 동일하다.

Table 4. Description of selected detector

Product name	Description
Agilent 8473B LBSD (Low Barrier Schottky Diode Detectors)	Excellent broadband flatness
	Low broadband SWR
	High burnout protection
	Environmentally rugged
	Field replaceable diode elements

본 연구의 시스템 구성에 사용한 전력 검파기는 Low-Barrier Schottky Diode (LBSD)를 사용하여 만들어졌기 때문에 10 MHz ~ 18 GHz의 광대역 주파수 범위에서 사용할 수 있다. 결과적으로 넓은 주파수 범위에 걸쳐 거의 균일한 SWR을 가지고 있기 때문에 정확한 측정을 요구하는 시스템에 사용하기 적합하고 외부 충격에 강하며 회로의 단선에 대한 충격에 강하다는 장점이 있다. 따라서 이러한 장점을 고려하여 2.5 GHz 시스템 뿐만 아니라 7 GHz 및 10.5 GHz 시스템의 수분 측정용 마이크로파 능동소자로 또한 동일하게 사용하였다. 그림 10은 본 연구에서 적용된 전력 검파기 (Power detector)를 나타내며 자세한 사양은 표 5에서 보는바와 같다.



Fig. 10 Photo of power detector

Table 5. Specifications of power detector

Frequency Range	10 MHz ~ 18 GHz
Frequency Response	-35 ~ +85
Maximum SWR	1.2 ~ 4 GHz, 1.5 ~ 18GHz
Maximum Operating Input Power	200 mW
Input Connector	3.5 mm male
Output Connector	BNC female

2) 7.0GHz 및 10.5GHz 송수신 시스템

7.0GHz 및 10.5GHz 송수신 시스템은 2.5GHz 시스템과 마찬가지로 발진기, 아이솔레이터, 패치 어레이 안테나, 디텍터로 구성되었으며 협동연구기관에서 개발된 내용으로

서 제3장 2절에 자세하게 기술되었다.

3) 신호처리 회로부 제작

· 출력신호 증폭부 제작

각 측정주파수 대역별로 제작한 수분측정장치에서 수신 안테나를 통과하여 검파기에서 검출되는 직류신호는 수십 mV 수분이므로 분해능을 높이고 A/D 변환을 용이하게 하기 위하여 출력신호의 증폭이 필요하였다. 따라서 본 연구에서는 표 6의 사양을 가지는 OP-Amp를 이용하여 주파수 각 측정 주파수별로 적합한 신호 증폭기를 제작하였다.

Table 6. Specification of the OP-Amp.

Model : TL072C			
Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{cc}	Supply Voltage	± 18	V
V_i	Input Voltage	± 15	V
V_{id}	Differential Input Voltage	± 30	V
P_{tot}	Power Dissipation	680	mW
	Output Short-circuit Duration	infinite	
T_{oper}	Operating Free Temperature Range	0 to 70	$^{\circ}\text{C}$
T_{stg}	Storage Temperature Range	-65 to 150	$^{\circ}\text{C}$

본 연구에 사용된 OP-Amp의 핀 접속도는 그림 11에서 보는바와 같으며 그림 12와 같은 반전증폭 회로도를 구성하여 R_1 및 R_2 의 저항값을 조절하여 원하는 증폭이득을 얻도록 하였다.

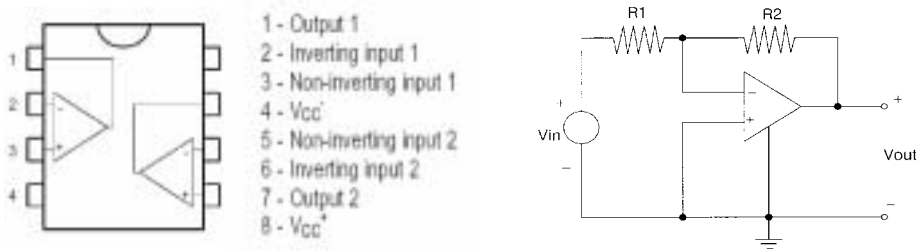


Fig. 11. Configuration of OP-Amp. Fig. 12. Circuit diagram of inverting OP-Amp.

표 6은 각각의 주파수 시스템에서 저항값의 조정에 따른 OP-Amp의 이득과 출력전압의 범위를 나타낸다.

Table 6. Gain and output voltage of OP-Amp

Frequency	R ₁	R ₂	Gain	Output voltage
2.5 GHz	1kΩ	100kΩ	100	1~2V
7.0 GHz	1kΩ	50kΩ	50	1~2V
10.5 GHz	1kΩ	100kΩ	100	2~3V

· 중앙 신호처리부 및 디스플레이부

각각의 측정 주파수 시스템에서 수신되는 출력전압을 A/D 변환하여 디스플레이 시키고 또한 시료온도, 시료 이송속도를 실시간으로 나타내기 위하여 CPU가 내장된 전용 컨트롤러를 이용하였다. 사용된 전용 컨트롤러는 PICBASIC으로서 PBM-R5 모델을 사용하였다(그림13). 또한 전용 컨트롤러와 연계하여 별도의 회로 개발이 필요 없는 PICBASIC 개발용 보드를 이용하여 전체 시스템을 구현하였다. 이러한 개발용 보드를 적용한 이유는 본 연구에서 개발하고자 하는 온라인 수분측정장치는 최종적으로 참여기업에서 개발하여 상용화해야 하는 아이템이기 때문에 전용 개발보드를 이용함으로써 잦은 설계 변경에 따른 시스템의 개발비용을 줄이기 위함이었다. 본 연구개발에서 사용된 전용 개발보드의 구성 및 회로도도 그림 13~15에서 보는 바와 같다.



Fig. 13. Layout of the PICBASIC module

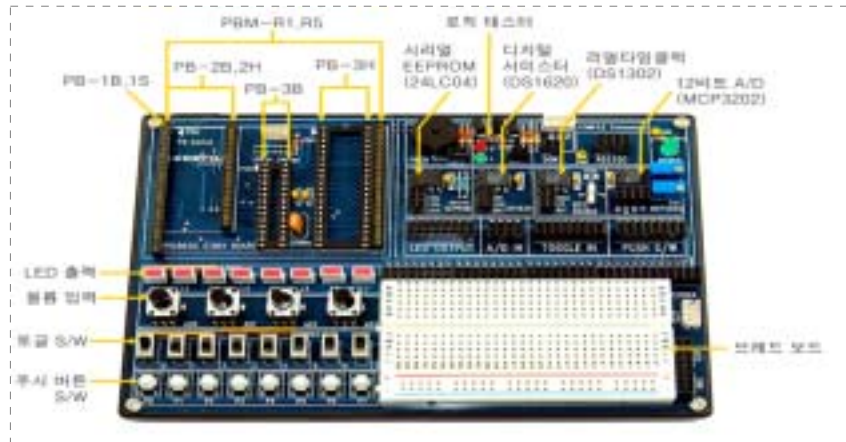


Fig. 14. Photo of the PICBASIC developing board

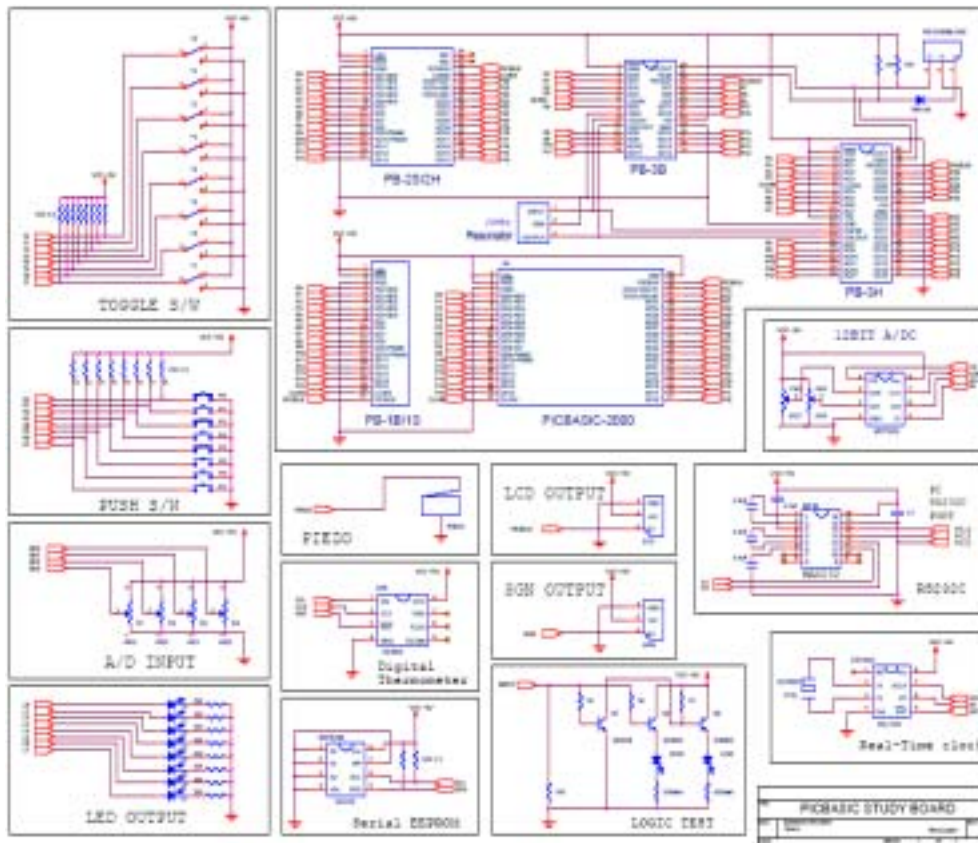


Fig. 15. Circuit diagram of the PICBASIC developing board

한편, 각각의 주파수별 측정시스템으로부터 입력되는 신호는 PICBASIC 컨트롤러에 의해 10bit의 디지털 값으로 변환되어 그림 16에서 보는 바와 같은 LCD 모듈에 나타내도록 하였다.



Fig. 16. Photo of LCD display

라. 온라인 이송장치 제작

시료의 이송속도를 조절하기 위한 컨베이어 시스템을 제작하였으며 전체적으로 시료 투입부, 시료 이송부, 시료 배출부로 제작하였으며 시료 높이를 일정하게 유지할 수 있도록 시료 투입부 바로 앞쪽에 안내판을 설치하였다. 이송속도를 조절하기 위하여 이송모터의 회전속도를 가변 할 수 있도록 하였으며 이송 컨베이어 벨트는 폭 30cm, 길이 200cm로 하였다. 투입되는 시료의 온도를 측정하기 위하여 열전대를 시료 투입부에 설치하였으며 이송속도를 측정하기 위하여 타코메터를 설치하여 상기 그림 1의 신호처리 회로부로 연결되도록 하였다. 전체 시스템의 구조는 그림 17과 같으며 그림 18 및 19에 전체 장치의 제작 도면 및 실제 구성된 온라인 측정 시스템을 나타낸다.

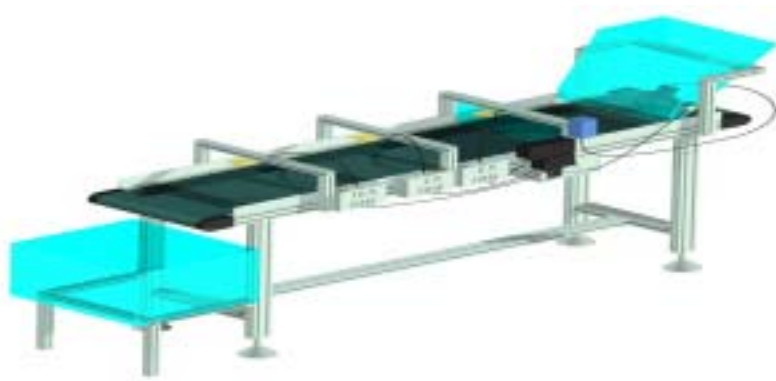


Fig. 17. 3-D AutoCad image for on-line measurement system for moisture content

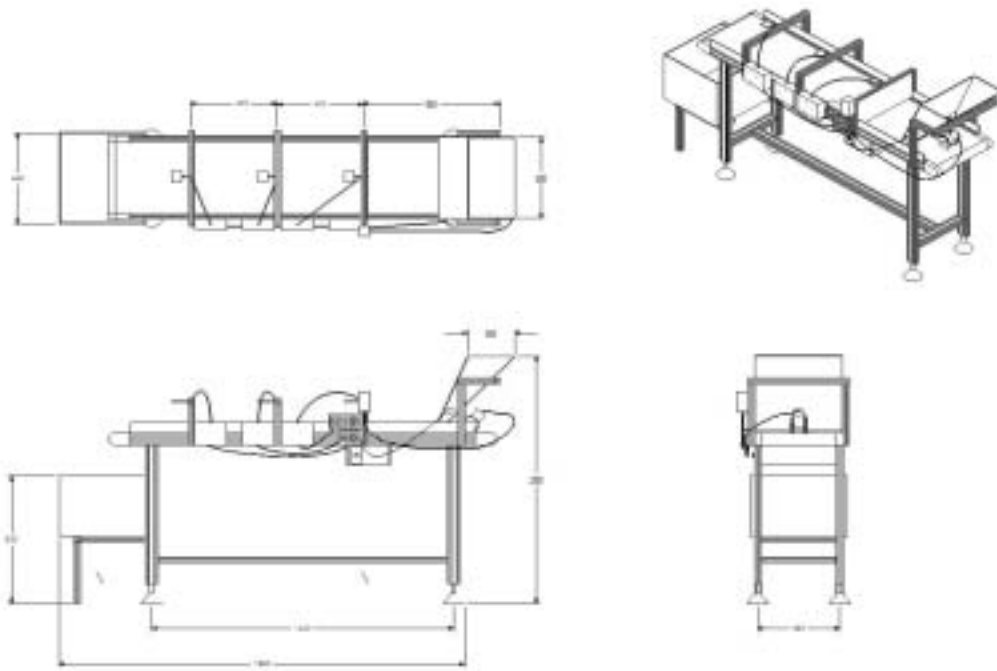


Fig. 18. Design of the conveying system for powdered food.



Fig. 19. Photo of conveying system and microwave measurement system

· 컨베이어 이송모터

컨베이어 이송모터로는 일정한 속도로 운전하는 AC 소형 모터로서 연속적으로 사용할 수 있는 인덕션 모터(induction Motor)와 기어를 이용한 속도변환기로써 구동원의 회전수를 필요한 회전수로 감속하는 동시에 큰 토크를 얻을 수 있는 Gear Head로 구성되어 있다.

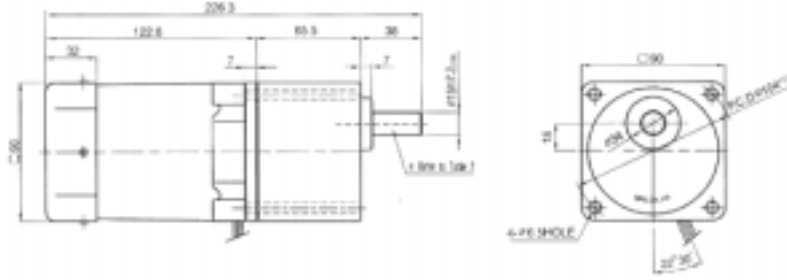


Fig. 20. Conveying motor

Table 7. Specification of the induction motor

Model		S9160GBL-V12
Pole		4
Output(w)		60
Voltage(v)		1 Φ 220
Frequency(Hz)		60
Rate load	Current(A)	1.35
	Speed(rpm)	1600
	Torque	(kg-cm)
(N-m)		0.380
Starting Torque	(kg-cm)	4.80
	(N-m)	0.480
Capacitor(uF)		4.0

Table 8. Specification of gear motor

Model	S9KC90BL
Gear Ratio	90
Rpm	20
kg-cm	200
N-m	19.60

· 시료온도 측정모듈

시료의 온도를 측정하기 위한 센서는 그림 21에서 보는 바와 같다. 사용한 온도센서는 K타입의 열전대로서 니켈과 크롬으로 구성된 합금의 양극선을 니켈로 구성된 합금의 음극선과 결합한 열전대로서 0~1200℃의 온도를 측정할 수 있다. 측정된 시료의 온도는 센싱 모듈을 통하여 그림 1의 중앙처리장치에 입력된다.



(a) K-type thermo-couple (b) Temperature sensing module

Fig. 21. Temperature sensing unit

· 이송속도 측정장치

시료이송을 위한 컨베이어 이송속도를 측정하기 위하여 속도계를 장착하였다. 속도계는 그림 22와 같이 바퀴형 검출구조로 되어 있어 연속으로 이송되는 물체의 길이 및 속도 측정에 적합한 바퀴형 로타리 엔코더(ENC-1-1-1)를 사용하였다. 바퀴형 로타리 엔코더(ENC-1-1-1)의 바퀴원둘레는 250mm로 1mm의 거리를 이동할 때 1개의 펄스를 보낸다. 그림 23은 본 연구에서 사용된 속도계의 출력파형과 분해능을 나타낸다. 시료 이송속도는 펄스를 거리로 환산하여 측정하였으며 측정된 값도 마찬가지로 중앙처리장치로 입력되어 본 연구에서 개발된 제어프로그램에 의해 속도로 환산되었다.

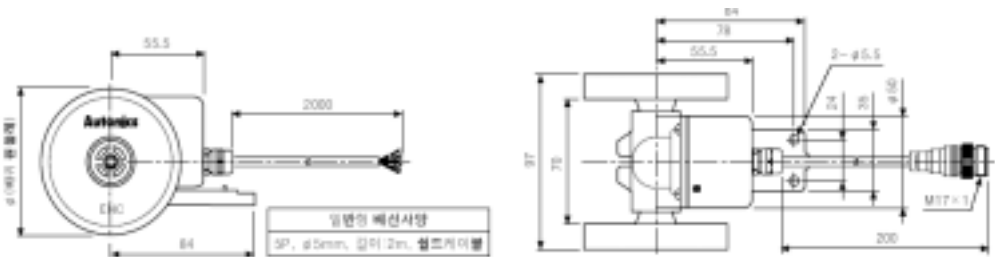
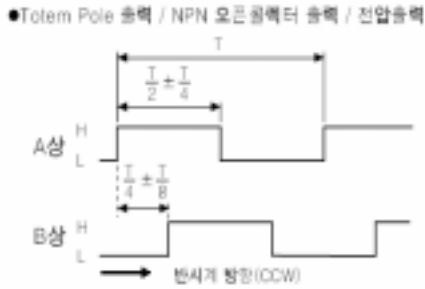


Fig. 22. Configuration of taco-meter



번호	최소측정단위	1질스텝 이동거리	기어비	바퀴 원둘레	SUT(P/R)
1	1mm	1mm/P	2 : 1	250mm	500Pulse
2	1cm	1cm/P	4 : 1	250mm	100Pulse
3	1m	1m/P	4 : 1	250mm	1Pulse
4	0.01yd	0.01yd/P	4 : 1	228.6mm (0.25yd)	100Pulse
5	0.1yd	0.1yd/P	4 : 1	228.6mm (0.25yd)	10Pulse
6	1yd	1yd/P	4 : 1	228.6mm (0.25yd)	1Pulse

(a) Output pulse

(b) Resolution table

Fig. 23. Output pulse and resolution table of the taco-meter

3. 온라인 수분측정 실험 및 결과분석

가. 시료준비 및 실험조건

공시재료로는 밀가루, 커피, 분유를 이용하였으며 시중에 유통되는 제품으로서 항온항습기에서 수분함량과 시료의 온도를 조절하였다. 표 9는 수분측정 실험조건을 나타낸다. 밀가루의 수분함량 범위는 7~15 %w.b.에서 8수준, 커피의 경우 1~8 %w.b.에서 5 수준, 분유의 경우 1~16 %w.b.에서 8수준으로 실험을 수행하였다. 또한 시료의 온도 범위도 19~25℃ 범위에서 2수준으로 조절하였으며 시료 이송속도는 2~7 cm/s 범위에서 3수준으로 실험을 수행하였다.

Table 9. Experimental conditions.

Experimental conditions		Range	Level
Kinds of sample	Wheat flour	7~15 %w.b.	8
	Coffee powder	1~8 %w.b.	5
	Milk powder	1~16 %w.b.	8
Sample temperature		17~26 °C	2
Sample speed		2~8 cm/s	3

나. 실험방법

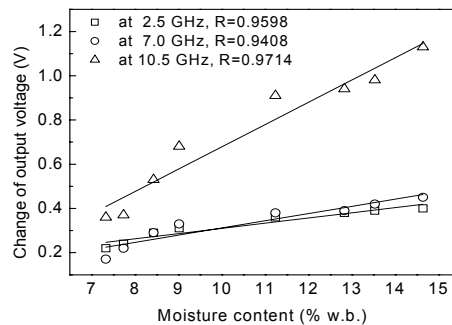
항온항습기에서 조절된 시료를 이송장치의 시료 투입부에 투입하여 열전대를 이용하여 온도를 측정하고 다음 이송장치의 이송속도를 3수준으로 가변하면서 마이크로파

측정장치의 출력전압을 측정하였다. 실험 시 발생하는 여러 가지 오차요인이 마이크로파 측정장치에 미칠 수 있는 영향을 고려하여 이송장치에 시료가 없을 때와 시료가 있을 때 각 측정 주파수에서 마이크로파 출력전압의 차이 값(ΔV)을 측정하여 분석하였다. 이때 시료의 온도는 2수준으로 조절하여 시료의 온도에 따른 마이크로파 출력전압의 변화 경향을 분석하였다.

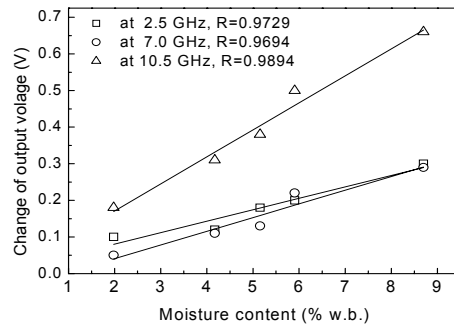
다. 실험결과 및 고찰

1) 시료 수분함량에 따른 마이크로파 출력전압 변화

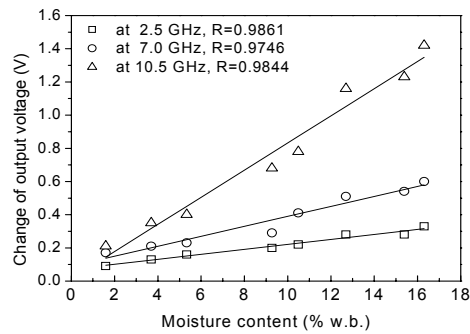
시료이송장치의 컨베이어 속도를 5.8 cm/s로 고정하고 시료의 온도를 주위온도인 25°C로 유지한 후 시료의 함수율에 따른 출력전압의 변화를 측정한 결과는 그림 24에서 보는바와 같다. 각 측정주파수 대역에서 시료의 함수율이 증가함에 따라 각 측정 주파수에서의 출력전압 변화는 증가하는 것으로 나타났다. 대체적으로 10.5GHz에서 그 증가폭이 크게 나타났는데 이러한 이유로서는 10.5GHz가 포함되는 X-band 주파수 대역이 수분에 따른 에너지 흡수가 크게 나타나며 이에 따라 감쇠량이 증가하기 때문이다. 또한 출력전압의 변화와 수분함량과의 상관관계를 분석한 결과 밀가루의 경우 상관계수가 2.5GHz에서 0.9598, 7.0GHz에서 0.9408, 10.5GHz에서 0.9714로 나타났다. 커피의 경우 2.5GHz에서 0.9729, 7.0GHz에서 0.9694, 10.5GHz에서 0.9894로 나타났다. 분유의 경우 2.5GHz에서 0.9861, 7.0GHz에서 0.9746, 10.5GHz에서 0.9844로서 수분함량과 출력전압 변화 사이의 상관관계가 매우 높게 나타났다.



(a) wheat flour



(b) coffee powder

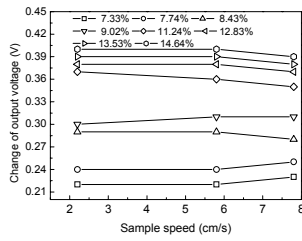


(c) milk powder

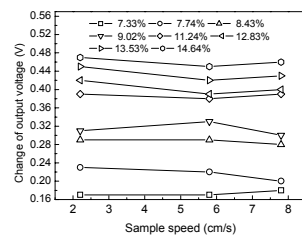
Fig. 24. Output voltage vs. moisture content at indicated measuring frequencies and 5.8cm/s of sample speed. (a) wheat flour (b) coffee powder, and (c) milk powder.

2) 시료 이송속도에 따른 출력전압 변화

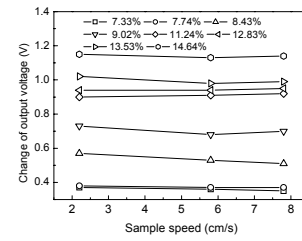
시료의 이송속도를 2.2, 5.8, 7.8 cm/s의 3수준으로 변화시켜가면서 각 측정주파수에서 수분함량 변화에 따른 출력전압의 변화를 나타낸 결과는 그림 25~27과 같다. 각 측정주파수에서 대체로 시료 이송속도에 따른 출력전압의 변화는 뚜렷한 경향이 없는 것으로 나타났으며 시료 이송속도의 변화에 따른 출력전압의 변화가 크지 않은 것으로 나타났으며 주파수가 높은 10.5GHz 대역에서는 시료 이송속도가 증가하더라도 출력전압의 변화가 거의 변하지 않는 것으로 나타났다.



(a) at 2.5 GHz

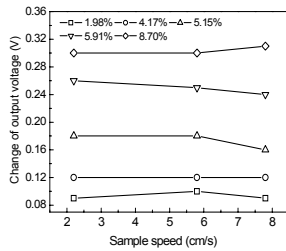


(b) 7.0 GHz

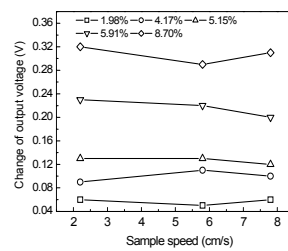


(c) 10.5 GHz

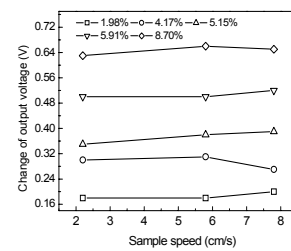
Fig. 25. Plot for change of output voltage vs. sample speed at indicated moisture content of wheat flour. (a) 2.5 GHz, (b) 7.0 GHz, and (c) 10.5 GHz.



(a) at 2.5 GHz

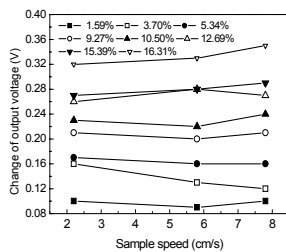


(b) 7.0 GHz

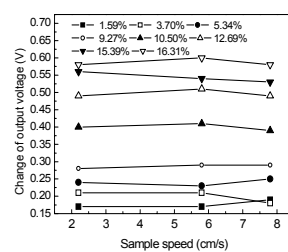


(c) 10.5 GHz

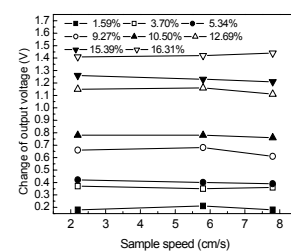
Fig. 26. Plot for change of output voltage vs. sample speed at indicated moisture content of coffee powder. (a) 2.5 GHz, (b) 7.0 GHz, and (c) 10.5 GHz.



(a) at 2.5 GHz



(b) 7.0 GHz



(c) 10.5 GHz

Fig. 27. Plot for change of output voltage vs. sample speed at indicated moisture content of milk powder. (a) 2.5 GHz, (b) 7.0 GHz, and (c) 10.5 GHz.

3) 시료온도에 따른 출력전압 변화

시료의 이송속도를 5.8cm/s로 고정시키고 각 측정 주파수에서 시료의 온도변화에 따른 마이크로파 출력전압을 측정한 결과 그림 28~30에서 보는바와 같다. 각각의 시료 함수율에서 대체로 시료의 온도가 증가함에 따라 마이크로파 출력전압의 변화값은 증가하는 경향을 나타내었다. 일반적으로 시료의 온도가 증가하면 시료 내 수분활성도가 증가하게 되고 이에 따라 유전율이 증가하게 된다. 따라서 마이크로파 감쇠가 증가하게 되는데 이러한 감쇠량의 증가에 따라 마이크로파 출력전압의 변화폭도 커지게 된다. 기초 연구결과에서 분석된 결과와 마찬가지로 분말식품의 수분함량을 측정하기 위한 장치 개발에 있어서 이러한 시료의 온도특성이 반드시 고려되어야 함을 알 수 있다.

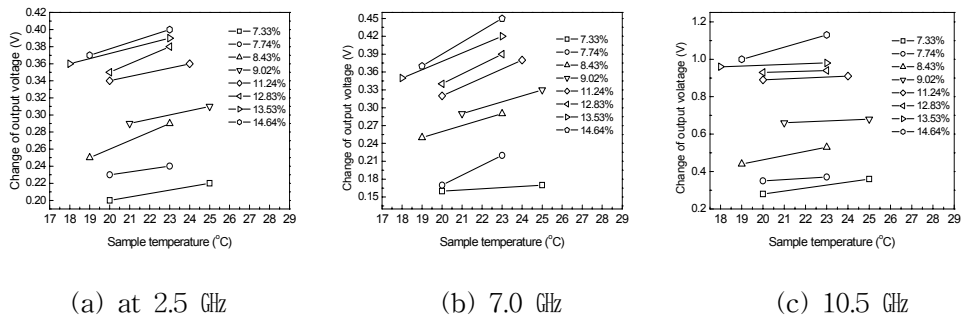


Fig. 28. Plot for change of output voltage vs. sample temperature at indicated moisture content of wheat flour and 5.8cm/s of sample speed. (a) 2.5 GHz, (b) 7.0 GHz, and (c) 10.5 GHz.

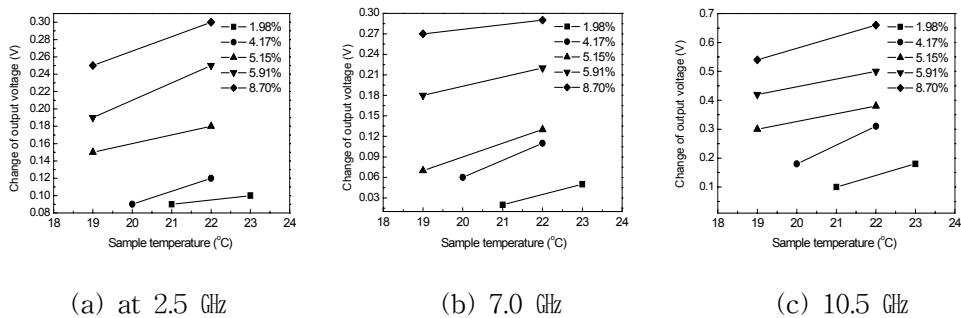


Fig. 29. Plot for change of output voltage vs. sample temperature at indicated moisture content of coffee powder flour and 5.8cm/s of sample speed. (a) 2.5 GHz, (b) 7.0 GHz, and (c) 10.5 GHz.

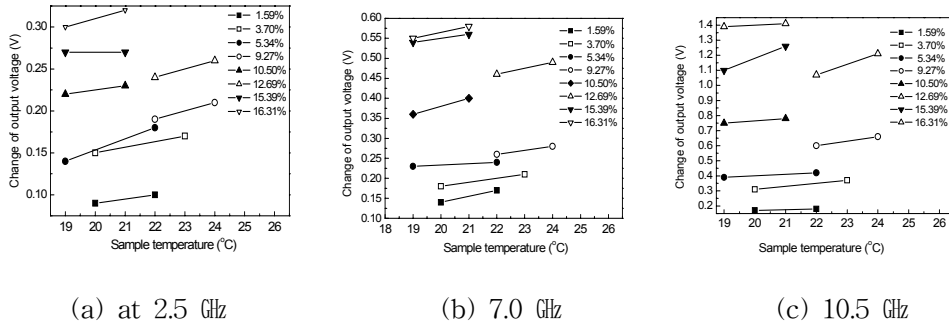


Fig. 30. Plot for change of output voltage vs. sample temperature at indicated moisture content of coffee powder flour and 5.8cm/s of sample speed. (a) 2.5 GHz, (b) 7.0 GHz, and (c) 10.5 GHz.

4. 수분측정 모델 개발

마이크로파 투과법을 이용하여 분말식품의 수분함량을 정밀하게 측정할 수 있는 수분측정 모델을 개발하기 위하여 다중선형 회귀분석, 주성분 회귀분석, 인공신경망 기법을 적용하였다.

가. 다중선형 회귀분석 모델

다중선형 회귀분석 모델에서 독립변수로는 시료의 온도와 각 측정주파수에서의 출력전압변화를 이용하였다. 여기서 시료 이송속도는 독립변수로 포함하지 않았는데 그 이유는 시료의 속도에 무관한 수분측정 모델을 개발하기 위함이며 시료의 이송속도와 마이크로파 출력전압의 변화의 관계를 고찰한 결과 이송속도는 큰 영향을 주지 않은 것으로 분석되었기 때문이다. 다중선형 회귀모델은 단일 주파수 모델(single frequency model), 단일 주파수를 사용하되 제곱항을 포함하는 모델(single frequency 2nd order model), 2개의 주파수를 독립변수에 포함하는 모델 (dual frequencies model), 3개의 주파수를 독립변수에 포함하는 모델 (Triple frequencies model)로 구분하여 개발하였다.

[Single frequency model]

$$MC = a_0 + a_1 T + a_2 \Delta V_i \quad (5)$$

[Single frequency 2nd order model]

$$MC = a_0 + a_1 T + a_2 \Delta V_i + a_3 \Delta V_i^2 \quad (6)$$

[Dual frequencies model]

$$MC = a_0 + a_1 T + a_2 \Delta V_i + a_3 \Delta V_j \quad (7)$$

[Triple frequencies model]

$$MC = a_0 + a_1 T + a_2 \Delta V_i + a_3 \Delta V_j + a_4 \Delta V_k \quad (8)$$

여기서, MC 는 시료의 수분함량(%w.b.), T 는 시료의 온도($^{\circ}\text{C}$), ΔV 는 마이크로파 출력 전압의 변화(V), $a_0 \sim a_3$ 은 회귀계수, i, j, k 는 각각의 단일 측정주파수를 나타낸다.

(1) 밀가루

밀가루에 대한 회귀분석결과를 회귀계수와 결정계수를 중심으로 나타낸 결과는 표 10에서 보는바와 같다. 전체 48개의 실험데이터 중 임의로 선택한 24개의 실험 데이터를 이용하여 회귀분석을 수행하였다. Single frequency model의 경우 주파수가 10.5GHz일 때 모델의 결정계수가 0.9451로서 가장 높게 나타났다. Single frequency 2nd order model의 경우도 주파수가 10.5GHz일 때 모델의 결정계수가 가장 높게 나타났다. 한편 dual frequencies model의 경우 2.5GHz와 10.5GHz 주파수의 조합이 결정계수가 0.9478로 가장 높게 나타났다. 반면 전체 주파수를 모두 독립변수로 사용하는 triple frequency model의 경우 결정계수가 0.9479로서 다른 모델과 크게 차이가 나지 않은 것으로 나타났다. 그림 31은 결정계수가 가장 높은 10.5GHz의 주파수에서 single frequency 2nd order model을 이용하여 모델의 정확도를 예측한 결과이며 그림 32는 회귀모델의 개발에 사용하지 않은 26개의 실험 데이터를 이용하여 개발된 모델을 검증한 결과를 나타낸다. 예측표준오차(standard error calibration)는 0.449%w.b., 검증표준오차는 0.673%w.b.를 나타내어 개발된 회귀모델의 수분측정 정확도가 매우 높게 나타났다.

Table 10. Result of multiple linear regression model for measurement of moisture content of wheat flour

Regression Eqn.	Frequency (GHz)			Regression coefficients					R ²
	<i>i</i>	<i>j</i>	<i>k</i>	<i>a</i> ₀	<i>a</i> ₁	<i>a</i> ₂	<i>a</i> ₃	<i>a</i> ₄	
(5)	2.5			3.807	-0.256	39.820			0.9356
(5)	7.0			10.142	-0.345	25.666			0.9058
(5)	10.5			8.409	-0.197	9.050			0.9451
(6)	2.5			18.541	-0.249	-62.18	167.11		0.9689
(6)	7.0			14.497	-0.377	-0.381	41.932		0.9233
(6)	10.5			11.181	-0.177	-1.941	7.865		0.9726
(7)	2.5	7.0		4.512	-0.267	35.199	3.096		0.9359
(7)	2.5		10.5	6.876	-0.216	12.812	6.197		0.9478
(7)		7.0	10.5	8.616	-0.220	4.082	7.687		0.9464
(8)	2.5	7.0	10.5	7.118	-0.220	11.298	1.204	6.132	0.9479

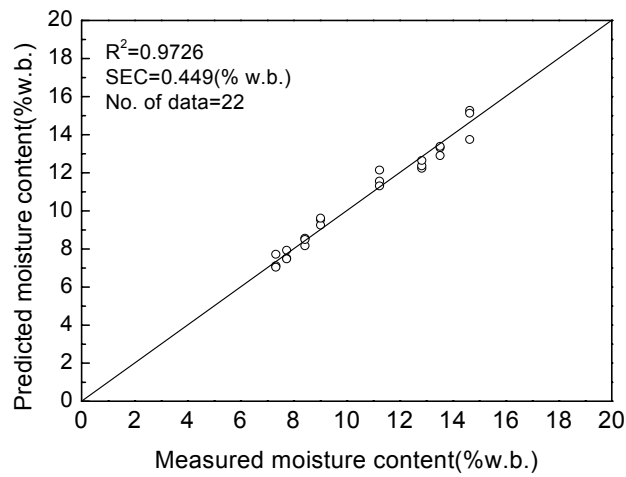


Fig. 31. Relationship between moisture content by oven method and predicted by single frequency 2nd order model at 10.5GHz for the calibration data of 22 wheat flour samples.

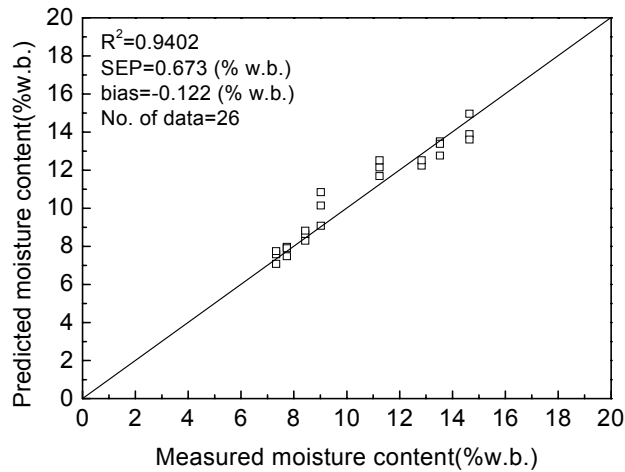


Fig. 32. Relationship between moisture content by oven method and predicted by single frequency 2nd order model at 10.5GHz for the validation data of 26 wheat flour samples.

(2) 커피

커피에 대한 회귀분석결과를 회귀계수와 결정계수를 중심으로 나타낸 결과는 표 11에서 보는바와 같다. 전체 30개의 실험데이터 중 임의로 선택한 15개의 실험 데이터를 이용하여 회귀분석을 수행하였다. Single frequency model의 경우 주파수가 10.5GHz일 때 모델의 결정계수가 0.9461로서 가장 높게 나타났다. Single frequency 2nd order model의 경우도 주파수가 10.5GHz일 때 모델의 결정계수가 0.9516으로서 가장 높게 나타났다. Dual frequencies model의 경우 밀가루의 경우와 유사하게 2.5GHz와 10.5 GHz 주파수의 조합이 결정계수가 0.9565로 가장 높게 나타났다. 전체 주파수를 모두 독립변수로 사용하는 triple frequency model의 경우 결정계수가 0.9576으로서 다른 모델들과 비교해볼 때 결정계수가 가장 크게 나타났다. 그림 33은 결정계수가 가장 높은 triple frequencies model을 이용하여 모델의 정확도를 예측한 결과이며 그림 34는 회귀모델의 개발에 사용하지 않은 16개의 실험 데이터를 이용하여 개발된 모델을 검증한 결과를 나타낸다. 예측표준오차(standard error calibration)는 0.462%w.b., 검증표준오차는 0.465%w.b., bias는 -0.282%w.b.를 나타내어 개발된 회귀모델의 수분측정 정확도가 매우 높게 나타났다.

Table 11. Result of multiple linear regression model for measurement of moisture content of coffee powder

Regression Eqn.	Frequency (GHz)			Regression coefficients					R ²
	<i>i</i>	<i>j</i>	<i>k</i>	<i>a</i> ₀	<i>a</i> ₁	<i>a</i> ₂	<i>a</i> ₃	<i>a</i> ₄	
(5)	2.5			8.193	-0.372	28.776			0.9377
(5)	7.0			11.144	-0.428	21.343			0.9346
(5)	10.5			9.698	-0.424	12.332			0.9461
(6)	2.5			7.644	-0.363	32.915	-10.67		0.9382
(6)	7.0			10.959	-0.425	23.489	-6.161		0.9350
(6)	10.5			10.931	-0.445	7.251	6.661		0.9516
(7)	2.5	7.0		9.484	-0.490	15.551	10.098		0.9476
(7)	2.5		10.5	8.939	-0.400	12.525	7.169		0.9565
(7)		7.0	10.5	10.174	-0.425	8.284	7.712		0.9531
(8)	2.5	7.0	10.5	9.320	-0.401	9.873	3.824	6.120	0.9576

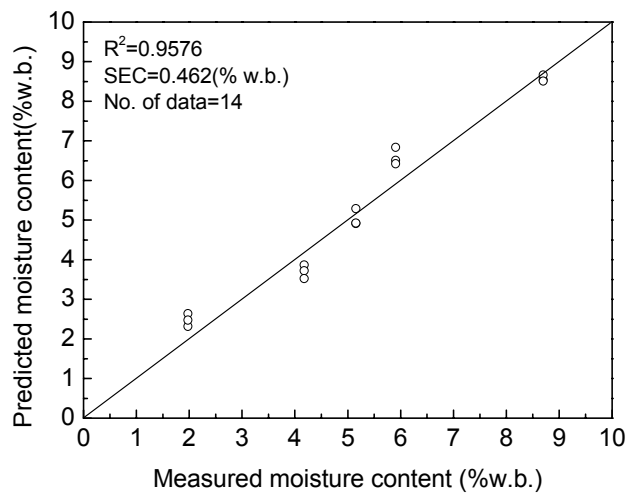


Fig. 33. Relationship between moisture content by oven method and predicted by triple single frequencies model for the calibration data of 14 coffee powder samples

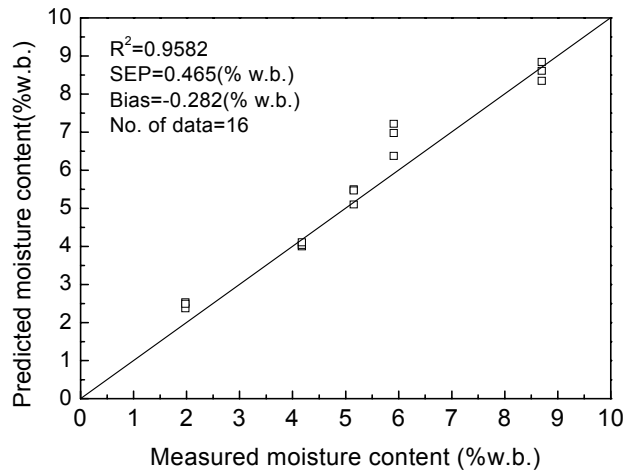


Fig. 34. Relationship between moisture content by oven method and predicted by triple frequencies model for the validation data of 16 coffee powder samples.

(4) 분유

분유에 대한 회귀분석결과를 회귀계수와 결정계수를 중심으로 나타낸 결과는 표 12에서 보는바와 같다. 전체 46개의 실험데이터 중 임의로 선택한 23개의 실험 데이터를 이용하여 회귀분석을 수행하였다. Single frequency model의 경우 주파수가 10.5GHz일 때 모델의 결정계수가 0.9638로서 가장 높게 나타났다. Single frequency 2nd order model의 경우 주파수가 10.5GHz일 때 모델의 결정계수가 0.9638로서 가장 높게 나타났다. Single frequency 2nd order model의 경우 결정계수가 9856으로서 다른 모델보다 높게 나타났다. 한편, dual frequencies model의 경우 2.5GHz와 10.5GHz 주파수의 조합일 경우 모델의 결정계수가 0.9725로서 다른 주파수의 조합에 의한 결과 보다 높게 나타났다. 반면 전체 주파수를 모두 독립변수로 사용하는 triple frequency model의 경우 결정계수가 0.9731로서 다른 모델들과 비슷한 결과를 나타내었다. 그림 35는 결정계수가 가장 높은 10.5GHz 주파수에서의 single frequency 2nd order model을 이용하여 모델의 정확도를 예측한 결과이며 그림 36은 회귀모델의 개발에 사용하지 않은 24개의 실험 데이터를 이용하여 개발된 모델을 검증한 결과를 나타낸다. 예측표준오차(standard error calibration)는 0.750%w.b., 검증표준오차는 0.650%w.b., bias는 0.413%w.b.를 나타내어 다른 시료의 경우보다 수분측정 정확도가 상대적으로 다소 낮

았으나 검증에 대한 결정계수는 0.984로서 비교적 정확한 수분측정이 가능할 것으로 사료된다.

Table 12. Result of multiple linear regression model for measurement of moisture content of milk powder

Regression Eqn.	Frequency (GHz)			Regression coefficients					R ²
	<i>i</i>	<i>j</i>	<i>k</i>	<i>a</i> ₀	<i>a</i> ₁	<i>a</i> ₂	<i>a</i> ₃	<i>a</i> ₄	
(5)	2.5			1.471	-0.280	66.463			0.9544
(5)	7.0			-2.155	0.009	32.001			0.9524
(5)	10.5			3.687	-0.142	11.620			0.9638
(6)	2.5			-0.149	-0.359	102.11	-84.51		0.9617
(6)	7.0			-3.951	-0.069	54.730	-30.93		0.9608
(6)	10.5			3.836	-0.275	20.306	-5.728		0.9856
(7)	2.5	7.0		-0.598	-0.135	34.875	15.739		0.9689
(7)	2.5		10.5	2.562	-0.196	27.680	6.934		0.9725
(7)		7.0	10.5	2.004	-0.099	8.783	8.492		0.9656
(8)	2.5	7.0	10.5	1.642	-0.168	26.186	5.121	5.365	0.9731

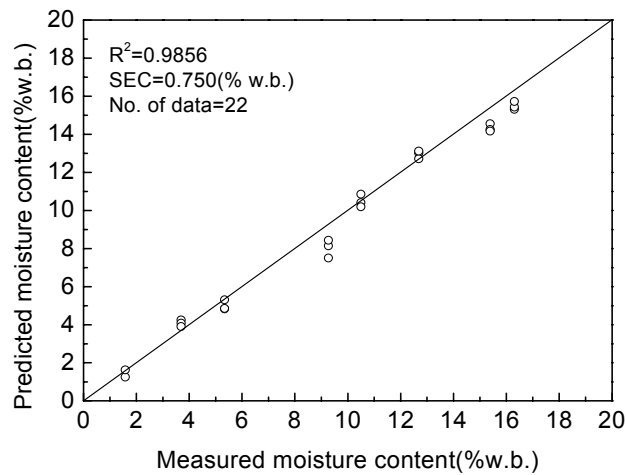


Fig. 35. Relationship between moisture content by oven method and predicted by single frequency 2nd order model at 10.5GHz for the calibration data of 22 milk powder samples

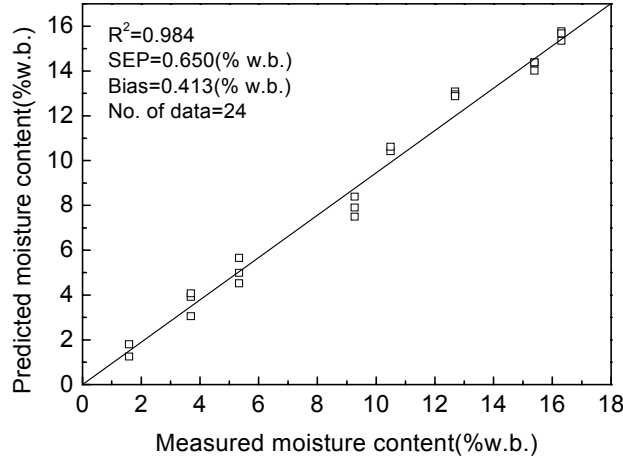


Fig. 36. Relationship between moisture content by oven method and predicted by single frequency 2nd order model at 10.5GHz for the validation data of 24 milk powder samples

(4) 전체 시료

수분측정장치 개발측면에서는 개별 시료에 대한 모델식 보다 여러 시료를 하나의 모델식으로 측정할 수 있는 장치가 바람직하므로 전체 시료에 대한 다중회귀분석을 수행하여 그 가능성을 검토하였다. 표 13은 전체시료에 대한 다중회귀분석 결과를 나타내는데 개별 시료를 대상으로 한 모델보다 결정계수가 낮게 나타났다. Single frequency model의 경우 10.5GHz 주파수를 이용할 경우 모델의 결정계수는 0.9248로서 가장 양호한 결과를 나타내었으며 single frequency 2nd order model의 경우 개별 시료를 대상으로 한 결과와 마찬가지로 10.5GHz 주파수를 이용할 경우 결정계수가 0.9364로 가장 높게 나타났다. Dual frequencies model의 경우 2.5GHz와 10.5GHz의 조합에서 결정계수가 0.9556으로 나타났으며 triple frequencies model의 결정계수가 0.9569로 가장 높게 나타났다. 그림 37은 결정계수가 가장 높은 triple frequencies model을 이용하여 모델의 정확도를 예측한 결과이며 그림 38은 전체 데이터 중 회귀모델의 개발에 사용하지 않은 64개의 실험 데이터를 이용하여 개발된 모델을 검증한 결과를 나타낸다. 예측표준오차(standard error calibration)는 0.750%w.b., 검증표준오차는 0.650%w.b., bias는 0.413%w.b.를 나타내어 다른 시료의 경우보다 수분측정 정확도가 상대적으로

다소 낮았으나 검증에 대한 결정계수는 0.984로서 비교적 정확한 수분측정이 가능할 것으로 사료된다.

Table 13. Result of multiple linear regression model for measurement of moisture content of all samples.

Regression Eqn.	Frequency (GHz)			Regression coefficients					R^2
	i	j	k	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	
(5)	2.5			7.438	-0.388	41.051			0.7725
(5)	7.0			4.420	-0.154	26.857			0.8781
(5)	10.5			3.811	-0.105	11.257			0.9248
(6)	2.5			4.014	-0.388	74.274	-68.96		0.7900
(6)	7.0			4.376	-0.157	27.745	-1.441		0.8782
(6)	10.5			3.377	-0.157	16.898	-3.831		0.9364
(7)	2.5	7.0		4.848	-0.259	17.897	18.366		0.9369
(7)	2.5		10.5	4.319	-0.198	13.850	8.463		0.9556
(7)		7.0	10.5	3.829	-0.111	3.503	9.875		0.9258
(8)	2.5	7.0	10.5	4.343	-0.206	13.931	4.052	6.848	0.9569

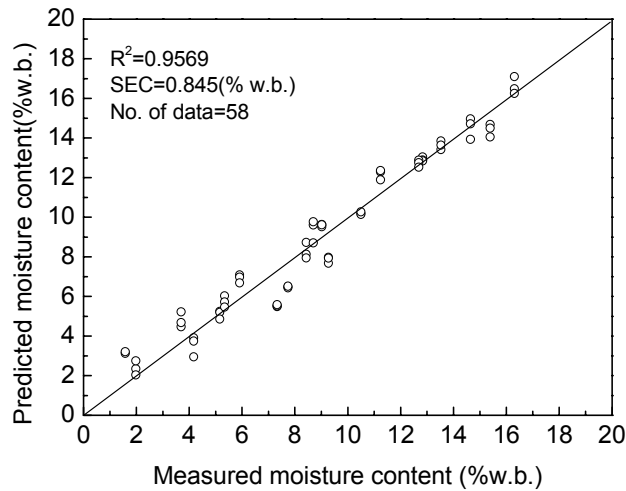


Fig. 37. Relationship between moisture content by oven method and predicted by triple frequencies model for the calibration data of 58 all data samples

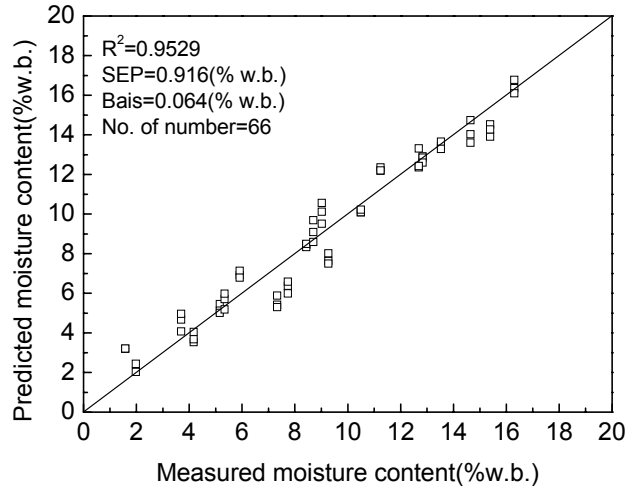


Fig. 38. Relationship between moisture content by oven method and predicted by triple frequencies model for the validation data of 66 all data samples

나. 주성분 회귀분석 모델

다중 선형회귀 방법은 회귀분석 모델에 포함되는 변수의 수가 비교적 적기 때문에 회귀모델의 구성이 간단한 장점이 있으나 일반적으로 변수들 상호간에 높은 상관관계가 있는 경우 회귀모델의 개발과정에서 다중공선성의 문제점이 발생하는 경우가 많다. 따라서 본 연구에서는 여러 개의 독립변수를 가지는 다변량 통계자료의 분석에서 포함되는 변수의 설명력이 강함과 동시에 안정적인 결과를 나타내는 주성분 회귀 (principal component regression, PCR) 분석기법을 적용하여 수분측정 모델을 개발하고자 하였다.

주성분 분석 및 회귀 모델은 여러 개의 반응변수에 대하여 얻어진 다변량 데이터 즉, 다차원적인 변수들을 축소 및 요약한 다음 차원을 단순화시켜 서로 상관되어 있는 반응변수들 상호간의 복잡한 구조를 서로 상관되지 않은, 혹은 독립적인 주성분이라고 불리는 새로운 변수로 유도한다. PCR 모델은 높은 상관관계를 가지고 있는 많은 다변량 데이터를 고유벡터 집합과 스코어로 분해하여 주성분이라는 소수의 상호 독립적인 새로운 변량으로 변환함으로써 다중 선형회귀모델의 단점인 다중 공선성 (multicollinearity)을 제거함과 동시에 소수의 독립적인 주성분을 구성함으로써 다변량

데이터의 변이를 최대한 감소시키기 위한 통계기법이다. 즉, PCR 모델은 다중선형회귀 분석모델의 독립변수로서 소수의 특정한 변수만을 이용하는 것이 아니라 모든 측정된 AE 파라미터들을 종합적으로 해석하는 방법으로서 많은 수의 데이터를 소수의 주성분으로 축소한 다음 이러한 주성분의 분석을 통해 다변량 데이터를 해석한다.

본 연구에서 적용한 PCR 알고리즘을 간략히 설명하면 다음과 같다. 먼저, 시료온도 및 각 측정주파수에서의 마이크로파 출력전압 변화 데이터로 구성되는 여러 개의 반응변수를 선형 조합하여 시료의 수분함량을 설명하기 위한 첫 번째 주성분 t_1 을 다음과 같이 구성한다.

$$t_1 = w_{11}x_1 + w_{12}x_2 + \dots + w_{1p}x_p \quad (9)$$

$$w_{1j} = \frac{cov(x_j, y)}{\sqrt{\sum_{k=1}^p cov^2(x_k, y)}}$$

여기서, t_1 = 제 1 주성분

x_p = 제 1 주성분 선형 조합의 p 번째 반응변수(독립변수)

w_{1p} = 제 1 주성분의 x_p 에 대한 가중치 계수

$cov(x,y)$ = x 와 y 의 공분산

$j = 1, 2, \dots, p$

p = 변수의 개수

상기 식(9)의 선형조합을 하나의 독립변수로 하여 종속변수를 설명할 수 있는 다음과 같은 단순 선형 회귀식을 구성한 후 회귀분석을 수행한다.

$$y = c_1t_1 + y_1 \quad (10)$$

여기서, y = 종속변수

c_1 = 제 1 주성분에 대한 회귀계수

y_1 = 잔차벡터(또는 오차벡터)

그 다음 상기 회귀식(10)에서 종속변수 y 에 대한 설명력이 너무 약할 경우 즉, 잔차 y_1 이 너무 클 경우 첫 번째 주성분과 서로 상관되지 않으면서 잔차 y_1 을 설명할 수 있는 다음과 같은 두 번째 주성분, t_2 를 구성한다.

$$t_2 = w_{21}x_1 + w_{22}x_2 + \dots + w_{2p}x_p \quad (11)$$

$$w_{2j} = \frac{\text{cov}(x_j, y_1)}{\sqrt{\sum_{k=1}^p \text{cov}^2(x_k, y_1)}}$$

마찬가지로 상기의 2번째 주성분 t_2 를 이용하여 잔차 y_1 을 나타낼 수 있는 다음과 같은 선형 회귀식을 구성한 후 회귀분석을 수행한다.

$$y_1 = c_2 t_2 + y_2 \quad (12)$$

여기서, $y_2 = y_1$ 에 대한 잔차벡터

$c_2 =$ 제 2 주성분에 대한 회귀계수

상기의 두 번째 주성분으로 구성된 회귀식의 잔차 y_1 에 대한 설명력이 약할 경우(잔차 y_2 가 너무 클 경우) 세 번째 주성분, t_3 을 식 (11)과 같이 구성한 후 식(12)와 같은 직전 단계의 잔차를 나타내기 위한 선형 회귀식을 구성한 다음 회귀분석을 반복한다.

식 (9)~(12)에서 설명한 바와 같이 주성분 회귀분석은 변수들이 선형 조합된 각 주성분을 독립변수로하여 개발된 회귀식의 잔차(또는 오차)들을 최소화하는 iterative 한 방법으로서 MATLAB 소프트웨어를 이용하여 주성분 회귀분석 알고리즘을 구현하였다. 본 연구에서는 PCR 회귀모델 개발을 위해 NIPALS(nonlinear iterative partial least squares)알고리즘을 적용하였으며, 모델의 최적 주성분 개수를 결정하기 위하여 교차검증(cross validation) 방법을 적용하였다. 즉, PRESS(prediction residual error sum of squares)의 변화를 관찰하여 잔차(오차)의 값이 최소가 될 때의 주성분 개수가 최적 주성분 개수로 결정되며 이때 PCR 알고리즘이 종료된다.

주성분 회귀분석을 위한 독립변수로 총 4개로서 시료의 온도 및 2.5GHz, 7.0GHz, 10.5GHz 주파수에서의 마이크로파 출력전압의 변화로 제한하였다. 이것은 모델에 포함되는 독립변수의 수를 4개로 동일하게 하여 다중선형회귀모델 중 triple frequencies model의 성능과 비교하기 위함이었다.

(1) 밀가루

밀가루에 대한 주성분 분석결과는 표 14에서 보는바와 같다. 전체 주성분 중 제 1 주성분이 차지하는 비율이 약 99.98%로서 제 1 주성분만으로도 시료의 수분함량

을 충분히 설명할 수 있을 것으로 판단된다. NIPALS 알고리즘에 의한 회귀분석에 필요한 최적 주성분의 수는 4개로서 전체적으로 4개의 주성분을 모두 사용할 경우 모델의 결정계수가 높게 나타났다. 그림 39는 결정계수가 가장 높은 최적 요인수가 4개일 때 수분측정 모델의 정확도를 예측한 결과로서 결정계수는 0.929, SEC는 0/783%w.b.이며 그림 40은 전체 데이터 중 회귀모델의 개발에 사용하지 않은 26개의 실험 데이터를 이용하여 개발된 모델을 검증한 결과를 나타낸다. 검증에 대한 결정계수는 0.897, SEP는 0.912%w.b., bias는 -0.132%w.b.를 나타내어 동일한 독립변수를 사용한 다중선형회귀 모델의 결과보다 정확도가 다소 낮은 결과를 나타내었다.

Table 14. Eigen values and eigen vector of principal components of wheat flour and percentage proportion

Principal component	Eigen value	Percentage proportion	Eigen vector			
			T	$\Delta V_{2.5GHz}$	$\Delta V_{7.0GHz}$	$\Delta V_{10.5GHz}$
1	12046.30	99.9804	0.9993	0.0139	0.0141	0.0323
2	2.36	0.0195	0.0373	-0.2169	-0.3069	-0.9260
3	0.01	0.0001	0.0042	-0.1516	-0.9270	0.3429
4	0.01	0.0001	-0.0054	0.9643	-0.2150	-0.1548

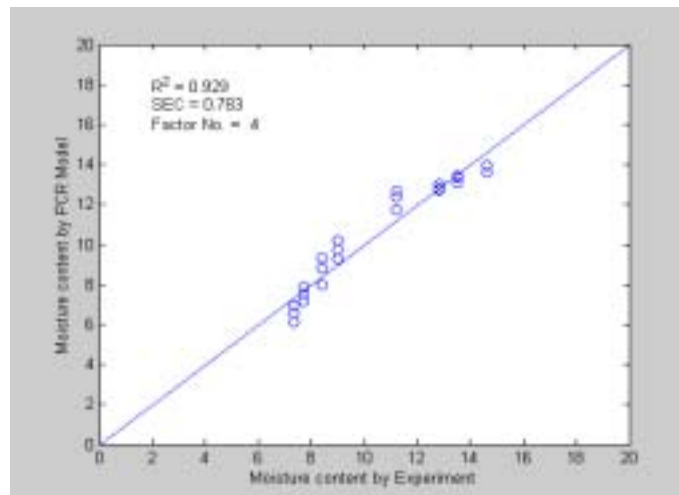


Fig. 39. Relationship between moisture content by oven method and predicted by PCR model for the calibration data of 22 wheat flour samples

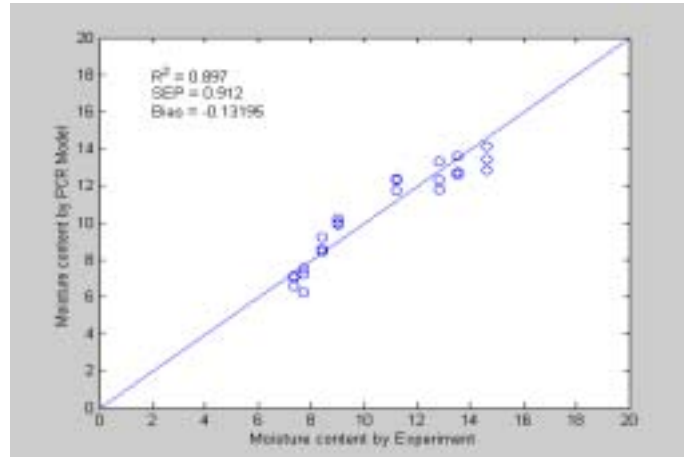


Fig. 40. Relationship between moisture content by oven method and predicted by PCR model for the validation data of 26 wheat flour samples

(2) 커피

커피에 대한 주성분 분석결과는 표 15에서 보는바와 같다. 전체 주성분 중 제 1 주성분이 차지하는 비율이 약 99.98%로서 밀가루의 경우와 마찬가지로 제 1 주성분 만으로도 시료의 수분함량을 충분히 설명할 수 있을 것으로 판단된다. 회귀분석에 필요한 최적 주성분의 수는 4개 일 때 모델의 결정계수가 높게 나타났다. 그림 41은 결정계수가 가장 높은 최적 요인수가 4개일 때 수분측정 모델의 정확도를 예측한 결과로서 결정계수는 0.899, SEC는 0.820%w.b.이며 그림 42는 전체 데이터 중 회귀모델의 개발에 사용하지 않은 16개의 실험 데이터를 이용하여 개발된 모델을 검증한 결과를 나타낸다. 검증에 대한 결정계수는 0.942, SEP는 0.648%w.b., bias는 -0.163%w.b.를 나타내어 다중선형회귀 모델의 결과보다 정확도가 비교적 낮게 나타났다.

Table 15. Eigen values and eigen vector of principal components of coffee powder and percentage proportion

Principal component	Eigen value	Percentage proportion	Eigen vector			
			T	$\Delta V_{2.5\text{GHz}}$	$\Delta V_{7.0\text{GHz}}$	$\Delta V_{10.5\text{GHz}}$
1	6850.78	99.9760	0.9998	0.0080	0.0069	0.0172
2	1.62	0.0236	0.0200	-0.3457	-0.4600	-0.8176
3	0.02	0.0003	-0.0016	-0.4250	-0.7200	0.5736
4	0.01	0.0001	-0.0021	0.8365	-0.5459	-0.0456

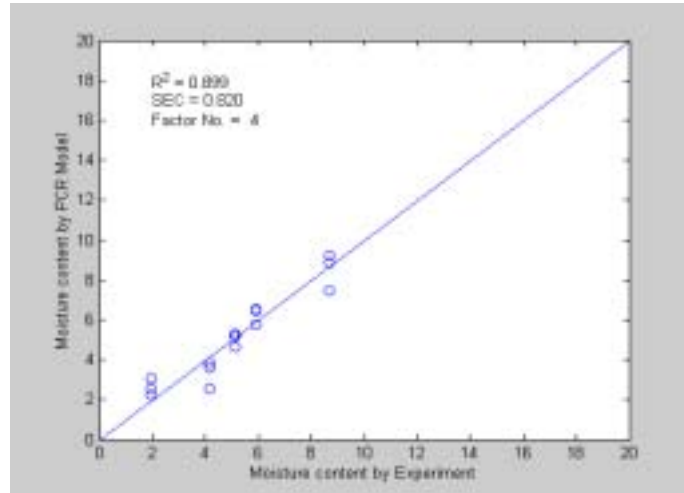


Fig. 41. Relationship between moisture content by oven method and predicted by PCR model for the calibration data of 14 coffee powder samples

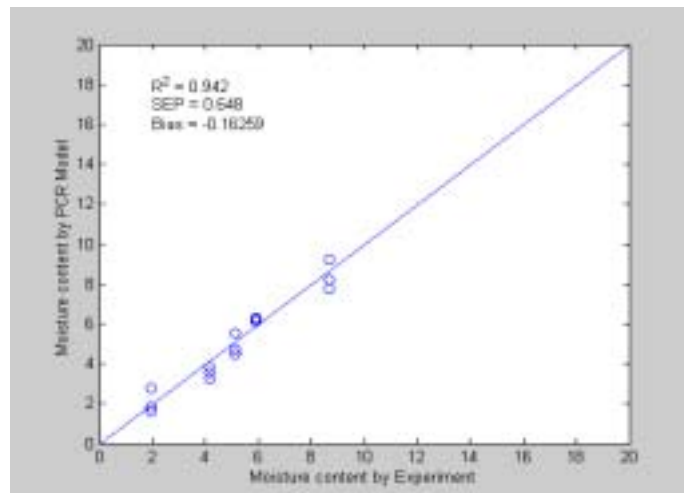


Fig. 42. Relationship between moisture content by oven method and predicted by PCR model for the validation data of 16 coffee powder samples

(3) 분유

분유에 대한 주성분 분석결과는 표 16에서 보는바와 같다. 전체 주성분 중 제 1 주성분 및 제 2 주성분이 차지하는 비율이 약 99.95%로서 제 1 주성분과 제 2 주성분만으로도 시료의 수분함량을 충분히 설명할 수 있을 것으로 판단된다. 마찬가지로

회귀분석에 필요한 최적 주성분의 수가 4개일 때 모두 사용할 경우 모델의 결정계수가 높게 나타났다. 그림 43은 결정계수가 가장 높은 최적 요인수가 4개일 때 수분측정 모델의 정확도를 예측한 결과로서 결정계수는 0.973, SEC는 0.893%w.b.이며 그림 44는 전체 데이터 중 회귀모델의 개발에 사용하지 않은 24개의 실험 데이터를 이용하여 개발된 모델을 검증한 결과를 나타낸다. 검증에 대한 결정계수는 0.970, SEP는 1.015%w.b., bias는 -0.251%w.b.를 나타내어 다른 시료의 결과와 마찬가지로 다중선형회귀 모델의 결과보다 정확도가 비교적 낮게 나타났다.

Table 16. Eigen values and eigen vector of principal components of milk powder and percentage proportion

Principal component	Eigen value	Percentage proportion	Eigen vector			
			<i>T</i>	$\Delta V_{2.5GHz}$	$\Delta V_{7.0GHz}$	$\Delta V_{10.5GHz}$
1	10629.83	99.8255	0.9992	0.0099	0.0168	0.0359
2	14.76	0.1386	0.0406	-0.1586	-0.3387	-0.9266
3	3.58	0.0336	0.0040	-0.1673	-0.9163	0.3637
4	0.24	0.0023	-0.0029	0.9730	-0.2129	-0.0889

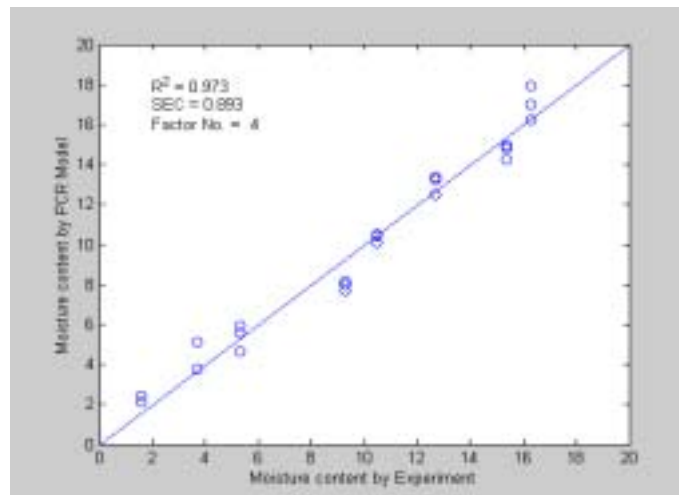


Fig. 43. Relationship between moisture content by oven method and predicted by PCR model for the calibration data of 22 milk powder samples

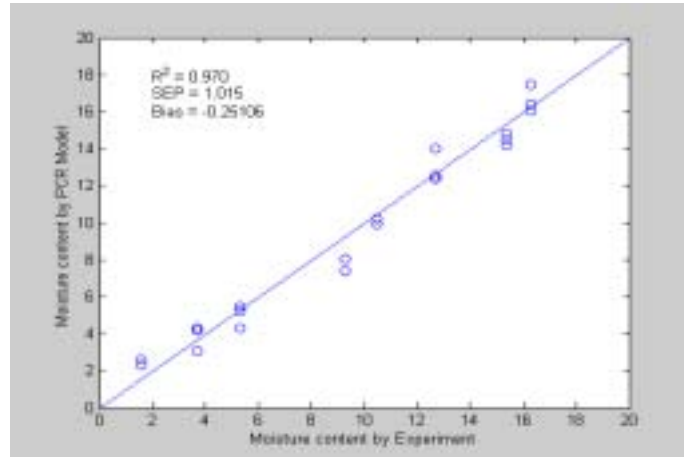


Fig. 44. Relationship between moisture content by oven method and predicted by PCR model for the validation data of 24 milk powder samples

(4) 전체 시료

다중선형회귀분석 모델의 개발과 마찬가지로 전체 시료에 대한 주성분 분석을 실시한 결과는 표 17에서 보는바와 같다. 전체 주성분 중 제 1 주성분 및 제 2 주성분이 차지하는 비율이 약 99.97%로서 제 1 주성분과 제 2 주성분만으로도 시료의 수분함량을 충분히 설명할 수 있을 것으로 판단된다. 그림 45는 결정계수가 가장 높은 최적 요인수가 4개일 때 수분측정 모델의 정확도를 예측한 결과로서 결정계수는 0.950, SEC는 0.970%w.b.이며 그림 46은 전체 데이터 중 회귀모델의 개발에 사용하지 않은 64개의 실험 데이터를 이용하여 개발된 모델을 검증한 결과를 나타낸다. 검증에 대한 결정계수는 0.944, SEP는 1.142%w.b., bias는 -0.273%w.b.로서 다른 시료의 결과와 마찬가지로 다중선형회귀 모델의 결과보다 정확도가 비교적 낮게 나타났다.

Table 17 Eigen values and eigen vector of principal components of all samples and percentage proportion

Principal component	Eigen value	Percentage proportion	Eigen vector			
			T	$\Delta V_{2.5GHz}$	$\Delta V_{7.0GHz}$	$\Delta V_{10.5GHz}$
1	29510.73	99.8732	0.9994	0.0111	0.134	0.0301
2	29.71	0.1005	0.0344	-0.1859	-0.3629	-0.9125
3	7.53	0.0255	-0.0046	0.9783	-0.1541	-0.1382
4	0.25	0.0008	0.0018	-0.0905	-0.9189	0.3840

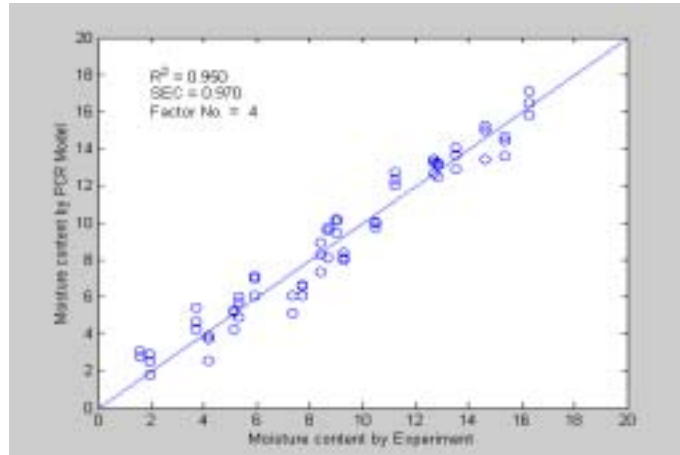


Fig. 45. Relationship between moisture content by oven method and predicted by PCR model for the calibration data of 58 all samples

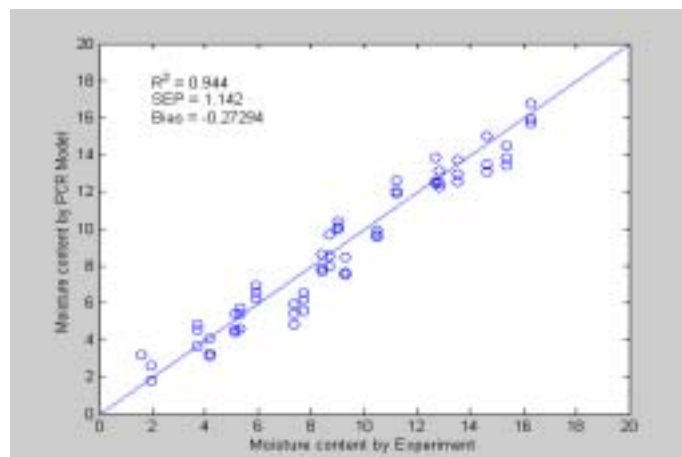


Fig. 46. Relationship between moisture content by oven method and predicted by PCR model for the validation data of 66 all samples

다. 인공신경망 모델

현재 가장 널리 쓰이는 신경회로망의 구조는 다층 인식자 구조로서 학습 방법으로 오류역전파(BP, back propagation) 알고리즘이 주로 사용된다. BP 학습방법은 입력층(input layer)으로 입력된 신호는 각 층간의 전달함수를 통하여 은닉층(hidden

layer), 출력층(output layer)으로 전달된다. 이렇게 전달된 신호와 원하는 신호의 비교에 의해서 최종 출력층에서 목표값과 학습값 사이의 오차(error)가 결정되고, 이 오차가 다시 역방향으로 전달된 다음 일반화된 델타법(GDR, generalized delta rule) 또는 최급강하법(greatest descent method)을 이용하여 각 층의 가중치들을 갱신한다. 이러한 BP학습 방법은 일반적으로 학습이 상당히 느리게 진행되며 지역적 최소치(local minima)에 빠져 더 이상 학습이 진행되지 않는 경우가 발생하기도 한다. 느린 학습 속도는 학습율을 크게 하면 개선이 될 수 있지만, 학습이 진행되면서 학습 데이터에 따라, 가중치들의 변화가 상당히 민감해져 학습 오차가 진동을 하는 경우가 발생할 수 있다. 따라서 일반적인 BP에서는 학습율을 임의로 크게 할 수 없으며 지역적 최소치에 빠지는 것도 일반적인 BP학습의 문제점으로 지적되고 있다. 따라서 본 연구에서는 이러한 문제점을 해결하기 위하여 가중치를 갱신하기 위한 모멘텀 개념을 도입한 수정된 오류역전파 알고리즘을 이용하여 응력확대계수를 추정할 수 있는 인공신경망을 구성하였으며 MATLAB 소프트웨어를 이용하여 구현하였다.

시료의 수분함량을 예측하기 위한 인공신경망에서 적절한 은닉층의 개수를 결정하기 위하여 먼저 몇 가지 기본 데이터를 이용하여 은닉층의 개수를 변화시켜 가면서 출력결과를 비교하여 가장 양호한 출력결과를 나타내는 은닉층의 개수를 결정하였다. 신경망의 구조는 그림 47에서 보는 바와 같이 입력층, 은닉층, 출력층이 각각 한 개인 비교적 구조가 간단한 망을 구성하였다. 신경망 입력층의 입력변수로는 총 4개로서 시료의 온도, 각 측정주파수에서의 마이크로파 출력전압 변화이다. 적절한 은닉층의 노드 수를 결정하기 위하여 노드의 수를 2에서 20까지 2씩 증가시키면서 실험 데이터를 이용하여 학습을 수행하여 가장 양호한 학습 결과를 나타내는 노드 수를 최적 노드수로 결정하였다. 노드 수의 결정은 결정계수가 높고 오차가 작게 나타날 때의 노드수를 최적 노드수로 하였다.

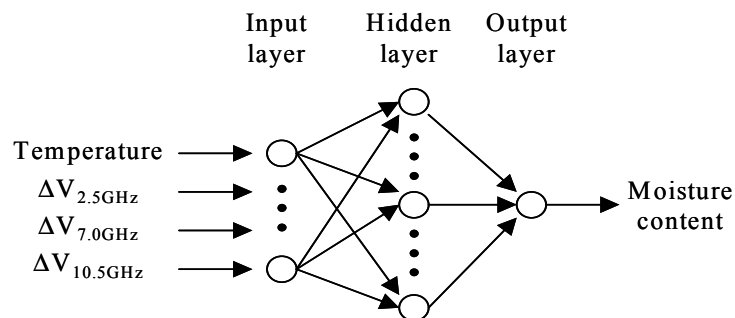


Fig. 47. Basic structure of the artificial neural network

신경망의 입력 패턴으로서 각 유니트에 실험 변수들인 시료의 온도, 각 측정주파수에
 서의 마이크로파 출력전압을 입력하고 출력층에는 입력되는 데이터에 대응되는 시료
 의 수분함량이 학습 목표값이 되도록 설정한 후 신경망의 학습을 수행하였다. 학습
 수행시 오차의 목표값은 $10e-5$, 학습율은 0.1, 모멘텀은 0.95로 하였으며 학습회수는
 오차의 목표값 이하가 될 때까지로 하였다. 구성된 인공신경망에서 입력층과 은닉층
 사이의 전달함수는 tangent sigmoid 함수를, 은닉층과 출력층 사이의 전달함수는 pure
 linear 함수를 사용하였다.

다중선형회귀 분석 및 주성분 회귀분석과 마찬가지로 각 실험 데이터에 대하여 혼
 련표본을 이용하여 인공신경망을 학습시킨 후 학습에 사용되지 않은 실험 데이터를
 이용하여 개발된 인공신경망의 예측 성능을 검증하였다.

(1) 밀가루

밀가루에 대한 최적 노드수를 결정하기 위한 결과는 그림 48에서 보는 바와 같
 이 노드수가 6개일 때 학습 데이터에 의한 결정계수는 0.9846, SEC는 0.3543%w.b.로
 서 가장 양호한 학습 결과를 나타내었다. 따라서 은닉층의 노드 수가 6개일 때의 학
 습된 신경망을 이용하여 학습에 사용되지 않은 26개의 미지의 데이터로 수분측정 정
 확도를 검증한 결과 그림 49에서 보는 바와 같이 결정계수 0.9843, SEP 0.3574%w.b.,
 Bias -0.0151% w.b.로 각각 나타나 하나의 은닉층과 은닉층의 노드수가 6개로 개발된
 인공신경망을 이용할 경우 정확한 수분함량 측정이 가능할 것으로 판단되었다.

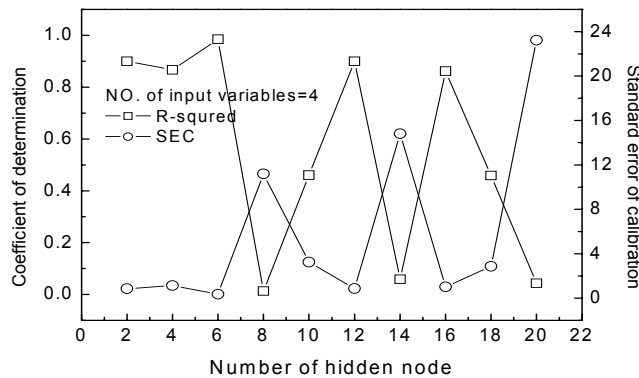


Fig. 48. The coefficient of determination and standard error of calibration for predicting the moisture content of wheat flour as a function of the number of hidden neurons.

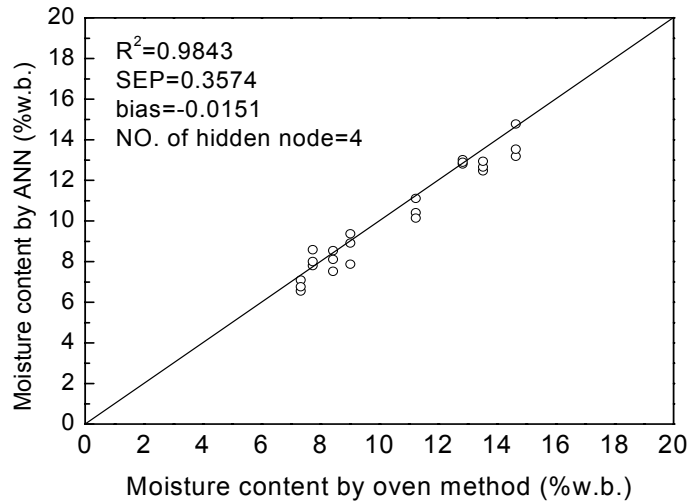


Fig. 49. Relationship between moisture content by oven method and predicted by artificial neural network for the validation data of 26 wheat flour samples

(2) 커피

커피에 대한 최적 노드수를 결정하기 위한 결과는 그림 50에서 보는 바와 같이 노드수가 8개일 때 학습 데이터에 의한 결정계수는 0.9827, SEC는 0.3539%w.b.로서 가장 양호한 학습 결과를 나타내었다. 따라서 은닉층의 노드 수가 8개일 때의 학습된 신경망을 이용하여 학습에 사용되지 않은 16개의 미지의 데이터로 수분측정 정확도를 검증한 결과 그림 51에서 보는 바와 같이 결정계수 0.9827, SEP 0.4802%w.b., Bias -0.1810%w.b.로 각각 나타나 하나의 은닉층과 은닉층의 노드수가 8개로 개발된 인공 신경망을 이용할 경우 밀가루의 경우와 마찬가지로 정확한 수분함량 측정이 가능할 것으로 판단되었다.

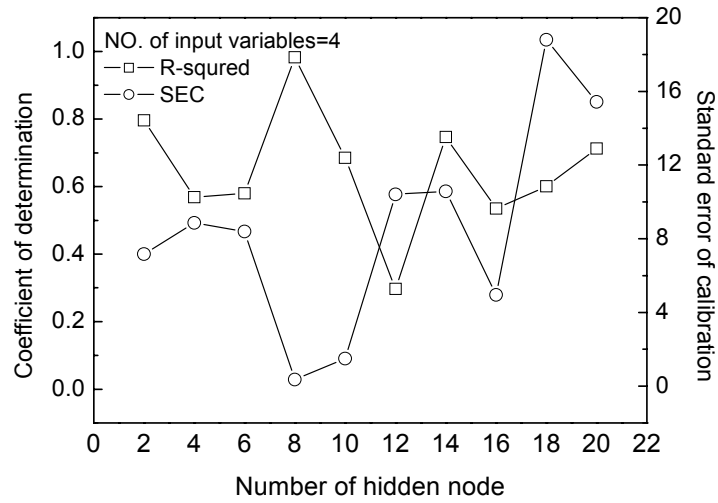


Fig. 50. The coefficient of determination and standard error of calibration for predicting the moisture content of coffee powder as a function of the number of hidden neurons.

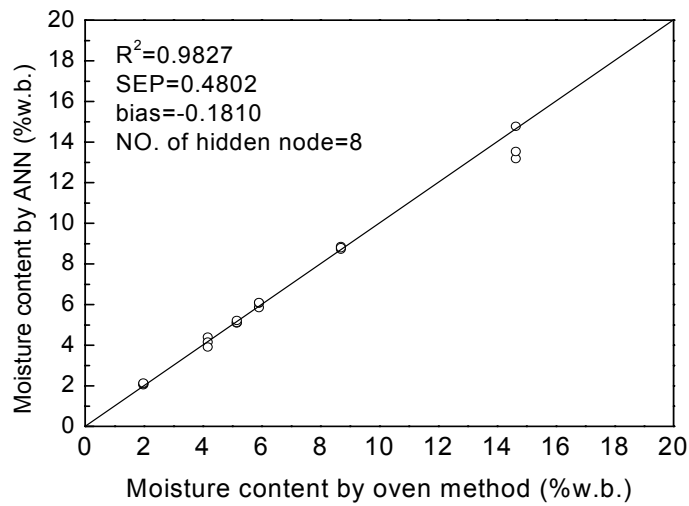


Fig. 51. Relationship between moisture content by oven method and predicted by artificial neural network for the validation data of 16 coffee powder samples

(3) 분류

커피에 대한 최적 노드수를 결정하기 위한 결과는 그림 52에서 보는 바와 같이 노드수가 12개일 때 학습 데이터에 의한 결정계수는 0.9861, SEC는 0.6093%w.b.로서 가장 양호한 학습 결과를 나타내었다. 따라서 은닉층의 노드 수가 12개일 때의 학습된 신경망을 이용하여 학습에 사용되지 않은 24개의 미지의 데이터로 수분측정 정확도를 검증한 결과 그림 53에서 보는 바와 같이 결정계수 0.9861, SEP 0.6492%w.b., Bias -0.1263%w.b.로 각각 나타나 하나의 은닉층과 은닉층의 노드수가 12개로 개발된 인공신경망을 이용할 경우 밀가루의 경우와 마찬가지로 정확한 수분함량 측정이 가능할 것으로 판단되었다.

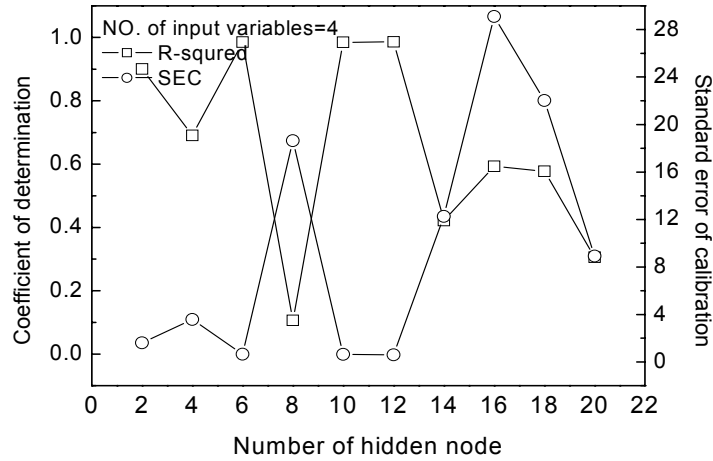


Fig. 52. The coefficient of determination and standard error of calibration for predicting the moisture content of milk powder as a function of the number of hidden neurons.

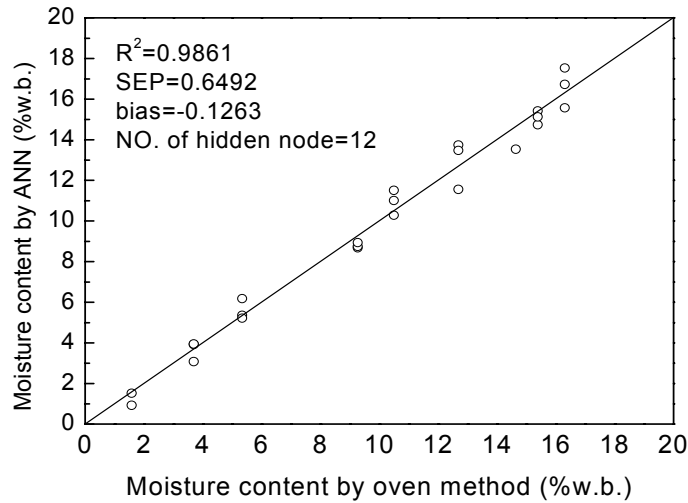


Fig. 53. Relationship between moisture content by oven method and predicted by artificial neural network for the validation data of 24 milk powder samples

(4) 전체 시료

다중선형회귀분석 모델 및 주성분 회귀분석 모델과 마찬가지로 전체시료의 수분함량을 예측할 수 있는 인공신경망을 구현하였다. 전체 데이터에 대하여 최적 노드수를 결정하기 위한 결과는 그림 54에서 보는 바와 같이 노드수가 8개일 때 학습 데이터에 의한 결정계수는 0.9830, SEC는 0.5507%w.b.로서 가장 양호한 학습 결과를 나타내었다. 따라서 은닉층의 노드 수가 8개일 때의 학습된 신경망을 이용하여 학습에 사용되지 않은 66개의 미지의 데이터로 수분측정 정확도를 검증한 결과 그림 55에서 보는 바와 같이 결정계수 0.9829, SEP 0.55202%w.b., Bias -0.0060%w.b.로 각각 나타나 하나의 은닉층과 은닉층의 노드수가 12개로 개발된 인공신경망을 이용할 경우 대체적으로 정확한 수분함량 측정이 가능할 것으로 판단되었으며 이러한 결과는 다중선형회귀분석 및 주성분 회귀분석결과 보다 양호한 수분측정 정확도를 나타내는 것으로 분석되었다.

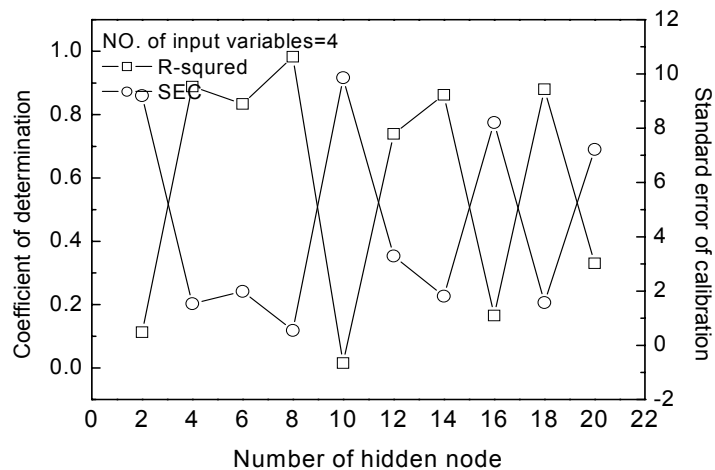


Fig. 54. The coefficient of determination and standard error of calibration for predicting the moisture content of all samples as a function of the number of hidden neurons.

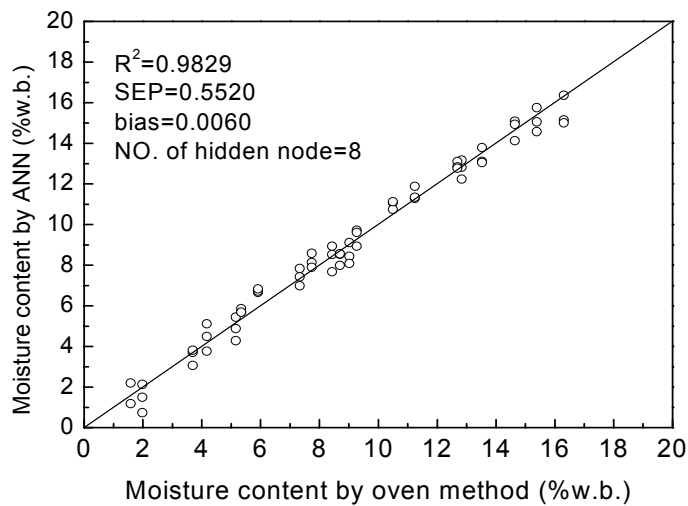


Fig. 55. Relationship between moisture content by oven method and predicted by artificial neural network for the validation data of 66 all samples

라. 각 모델 개발 방법별 수분측정 정확도 비교

본 연구에서 개발된 다중선형 회귀분석법(MLR), 주성분 회귀분석법(PCR), 신경 회로망(ANN) 기법에 대하여 그 정확도를 비교 분석하였다. 동일한 조건에서 비교하기 위하여 각 모델의 독립변수는 시료온도 및 2.5GHz, 7.0GHz, 10.5GHz에서의 마이크로파 출력전압의 변화로서 4개의 독립변수에 대하여 비교하였다. 각 모델의 결정계수를 중심으로 미지의 시료에 대한 검증결과에 대해서 비교하였다. 전체적으로 인공신경망을 이용한 수분측정 모델의 정확도에 있어서 결정계수가 0.98이상으로 높은 것으로 나타났다. 주성분 회귀모델의 경우 그 정확도가 대체로 낮은 것으로 분석되었다. 또한 미지의 시료에 대한 검증표준오차의 경우 인공신경망을 이용한 예측모델에서는 함수를 측정오차가 밀가루의 경우 0.357%, 커피의 경우 0.480%, 분유의 경우 0.949%로 나타났다. 전체시료를 대상으로 할 경우 0.552%의 검증오차를 나타내었다. 따라서 실제 개발될 온라인 수분측정장치에 인공신경망 모델을 적용할 경우 정확도가 매우 높은 수분측정이 가능할 것으로 사료된다. 그러나 실제 장치 구성면에서 검토해보면 인공신경망보다는 보다 단순한 중회귀분석 모델이 비용이나 장치 구성면에서 더 유리할 수도 있다.

Table 18. Comparison among estimation models for moisture content by multiple regression, principal component regression, and artificial neural network.

Method	Input variable	Samples							
		Wheat flour		Coffee powder		Milk powder		All samples	
		R ²	SEP	R ²	SEP	R ²	SEP	R ²	SEP
MLR	sample temperature	0.948	0.813	0.958	0.465	0.973	0.856	0.957	0.916
PCR	changes of output voltages at 2.5, 7.0	0.928	0.912	0.942	0.648	0.970	1.105	0.944	1.142
ANN	and 10.5GHz	0.984	0.357	0.983	0.480	0.986	0.649	0.983	0.552

5. 요약 및 결론

본 절에서는 분말식품에 대한 기초연구결과와 협동연구에서 개발된 마이크로파 장치를 이용하여 바탕으로 실제 온라인 측정 시스템을 개발한 다음 시료의 온도, 온라인 시스템의 시료이송속도, 수분함량에 따른 마이크로파 출력전압을 측정하여 수분측

정 모델을 개발하는 연구를 수행하였다. 주요 연구결과를 요약하면 다음과 같다.

- ① 시료의 수분함량에 따른 유전특성 변화 및 마이크로파 특성변화를 고찰한 기초연구결과를 분석하여 마이크로파 투과를 이용한 온라인 측정장치에 대한 개념을 설계하고 제작하였다.
- ② 다중주파수 측정시스템으로 2.5GHz, 7.0GHz, 10.5GHz 마이크로파 측정장치를 개발하였는데 2.5GHz 측정시스템은 주관기관에서 개발하고 7.0GHz 및 10.5GHz는 협동연구기관에서 개발하였다. 각 주파수별 측정 장치의 구성에서 신호흐름은 발진기, 아이솔레이터, 송신용 패치 안테나, 수신용 패치 안테나, 검파기, 증폭기의 순이며 송수신용 안테나 사이의 시료 수분함량에 따라 각 측정장치에서의 마이크로파 출력전압의 변화를 측정하였다.
- ③ 시료이송장치는 시료이송용 컨베이어, 이송모터, 시료투입부, 시료배출부 등으로 구성되었으며 시료 이송시 시료의 두께를 일정하게 유지하도록 두께 조절판을 설치하였다. 시료투입부에 열전대를 설치하여 시료의 온도를 측정할 수 있도록 하였으며 시료의 이송속도를 가변 할 수 있도록 하였다. 시료이송속도는 회전형 속도계를 부착하여 측정하도록 하였다.
- ④ PICBASIC을 이용한 중앙처리부를 제작하여 각각의 측정값들-각 측정주파수에서 측정되는 마이크로파 출력전압, 시료온도, 시료이송속도 등을 처리할 수 있도록 하였다.
- ⑤ 분말식품의 수분함량에 따른 측정실험을 수행하기 위하여 수분함량 범위 7~15%w.b.의 밀가루, 1~8%w.b.의 분말커피, 1~16%w.b.의 분유 시료를 조제하였다. 시료의 온도는 17~26℃에서 2수준으로 하였으며 시료의 이송속도는 2~8cm/로 하였다. 실험 시 발생하는 여러 가지 오차요인이 마이크로파 출력전압에 미칠 수 있는 영향을 고려하여 이송장치에 시료가 없을 때와 시료가 있을 때 각 측정주파수에서 마이크로파 출력전압의 차이값을 측정하여 분석하였다.
- ⑥ 시료이송속도를 고정한 다음 시료의 수분함량에 따른 마이크로파 출력전압을 고찰한 결과 각 측정주파수 대역에서 시료의 함수율이 증가함에 따라 각 측정 주파수에서 출력전압 변화는 증가하는 것으로 나타났다. 출력전압의 변화와 수분함량과의 상관관계를 분석한 결과 밀가루의 경우 상관계수가 2.5GHz에서 0.960, 7.0GHz에서 0.941, 10.5GHz에서 0.971로 나타났다. 커피의 경우 2.5GHz에서 0.973, 7.0GHz에서 0.970, 10.5GHz에서 0.989로 나타났으며 분유의 경우 2.5GHz에서 0.973, 7.0GHz에서

0.9746, 10.5GHz에서 0.9844로서 수분함량과 출력전압 변화 사이의 상관관계가 매우 높게 나타났다.

- ⑦ 시료이송속도에 따른 출력전압 변화 경향을 분석한 결과 각 측정주파수에서 대체로 시료이송속도에 따른 출력전압의 변화는 뚜렷한 경향이 없는 것으로 나타났으며 특히 주파수가 높은 10.5GHz 대역에서는 시료 이송속도가 증가하더라도 출력전압의 변화는 거의 없는 것으로 나타났다.
- ⑧ 시료온도에 따른 출력전압의 변화 경향을 고찰한 결과 각각의 시료 함수울에서 대체로 시료의 온도가 증가함에 따라 마이크로파 출력전압의 변화 값은 증가하는 경향을 나타내었으며 수분함량 측정장치의 수분측정 모델개발에서 시료의 온도특성이 반드시 고려되어야 할 것으로 판단된다.
- ⑨ 마이크로파 투과법을 이용하여 분말식품의 수분함량을 정밀하게 측정할 수 있는 수분측정 모델을 개발하기 위하여 다중선형 회귀분석, 주성분 회귀분석, 인공신경망 기법을 적용하였다. 다중선형 회귀모델의 경우 입력변수로서 시료의 온도 외에 측정에 사용된 주파수를 한 개만 사용하는 단일 주파수 모델, 단일 주파수를 사용하되 제곱항을 포함하는 모델, 2개의 주파수를 독립변수에 포함하는 모델, 2개의 주파수를 독립변수에 포함하는 모델, 3개의 주파수를 독립변수에 포함하는 모델의 4가지로 개발하여 평가하였다. 각 시료에 대한 모델과 전체시료를 대상으로 한 모델 등을 개발하였으며 대체로 결정계수가 0.9 이상으로서 비교적 높게 나타났다.
- ⑩ 주성분 회귀분석 모델의 독립변수로는 시료의 온도를 포함하여 각 측정주파수에서의 마이크로파 출력전압의 변화를 사용하여 개발하여 평가한 결과 다중선형 회귀분석 모델보다 정확도가 다소 낮은 것으로 분석되었다. 오류역전과 알고리즘을 이용하여 수분측정을 위한 인공신경회로망을 개발하고 평가하였다. 중회귀분석 모델, 주성분회귀 분석 모델과 비교하여 모델의 결정계수가 높게 나타났다.

제 4 절 무선 계측시스템 및 상용화 제품 개발

1. 무선 계측시스템 제작

분말식품의 제조 공정 및 환경은 분진이 많이 발생하는 환경으로서 수분 계측시스템의 성능에 영향을 줄 수 있을 뿐만 아니라 수분측정 지점이 많아짐에 따른 센서와 신호처리부 사이의 신호전송 배선 문제를 해결하기 위하여 본 연구에서는 무선 계측시스템에 대한 연구를 수행하였다.

제3장 3절에 기술한 바와 같이 수분측정 모델로는 2개의 주파수에서의 마이크로파 출력전압변화와 온도를 독립변수로 사용하는 중회귀모델을 사용하였다. 실제 분석결과 3개의 주파수를 사용하는 모델의 정확도가 다소 양호하나 실제 장치의 구성상 3개의 측정 주파수보다는 2개가 보다 간단하기 때문에 본 연구에서는 2개의 측정 주파수 시스템을 적용하였다. 그러나 무선계측 시스템의 송신기에는 추후 정확도 향상을 고려하여 3개의 주파수를 이용할 수 있도록 설계에 반영하였다.

가. 데이터 입력 및 연산부

무선계측 데이터는 시료의 온도 및 각 측정주파수에서의 마이크로파 출력전압 변화이므로 총 4개의 입력 채널을 가지도록 하였다. 전체적으로 그림 1에서와 같은 데이터 입력 및 연산부를 구성하였다. 여기서 입력 데이터는 0~5V 범위로서 A/D 변환된 후 내장된 마이크로 컨트롤러에 의해 수분값으로 환산되어 온도 측정값과 함께 송신부 모듈로 보내진다. 이때 수분함량 연산에서는 2.5GHz와 10.5GHz의 2개 주파수를 사용한 수분측정 모델을 적용하였으며 시료가 없을 때의 각 측정주파수에서의 측정전압은 미리 입력시켜 두었다가 실제 수분함량에 따라 측정된 전압의 차이값을 이용하여 수분함량을 계산하도록 하였다.

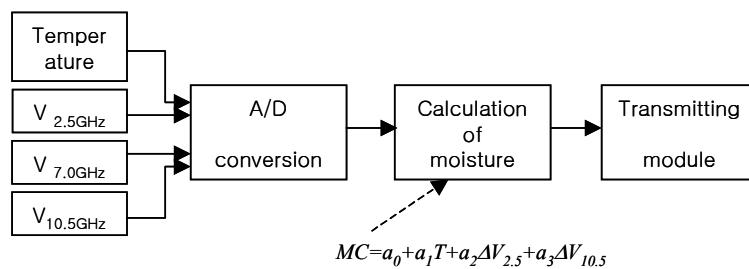


Fig. 1. Block diagram of data input and signal processing

나. 송수신부 제작

송수신부의 무선감지 거리는 300m로 이내로 하였으며 송수신 출력은 약 20mW 정도로 설계하였다. 무선 주파수로는 447MHz로 하였으며 무선 변조방식은 FSK(Frequency Shift Keying) 방식을 적용하였다. 이 방법은 바이너리 데이터를 하나의 캐리어로 합치는 주파수 변조기술로서 잡음에 대한 면역성이 강하고, 연속진폭의 특성을 가지므로 레벨 변동에 강하며 구성이 비교적 용이하고 원거리 전송에 강한 특성이 있다. 그림 2는 송신기의 신호처리 흐름도를 나타낸다. 송신기에 사용된 프로세서는 Atmel 사(미국)의 Atmega16L로서 8채널의 멀티플렉서와 10 bits A/D converter, 16 MIPS의 연산속도를 가지고 있다. A/D 변환된 수분 연산값과 온도는 실시간으로 2400 bps의 속도로 무선송신 모듈에 전송된다. 송신기 내부는 AA 타입 배터리를 사용하였으며 별도의 전원 없이 약 20시간 정도 사용 가능하다. 전원부 사용시간 문제는 측정환경 및 시간에 따라 실제 상용화 측면에서 보완점이 있을 것으로 생각된다. 송신용 안테나는 헬리컬 안테나를 사용하여 전체 송신부의 크기를 최대한 줄이도록 하였다. 그림 3은 데이터 입력 신호처리 및 송신부를 제작하기 위한 PCB 패턴과 실제 제작된 송신부를 온라인 측정시스템에 부착한 모습을 각각 나타낸다.

수신부의 신호처리 흐름도는 그림 4에서 보는바와 같으며 데이터 수신 채널은 8개로 하였으며 각 채널에 고유 ID를 부여하여 채널별로 수신되는 신호를 식별할 수 있도록 하였다. 실제 수분측정 실험 데이터를 RS232C 시리얼 통신으로 수신된 신호를 컴퓨터로 모니터링하기 위하여 Visual Basic으로 인터페이스 프로그램을 작성하였으며 그림 5는 수신기에서 수신된 수분측정 값을 모니터에 표시하는 그림이다.

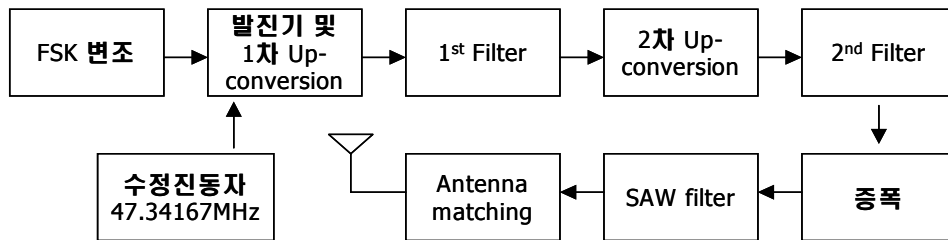


Fig. 2. Block diagram of the transmitting module

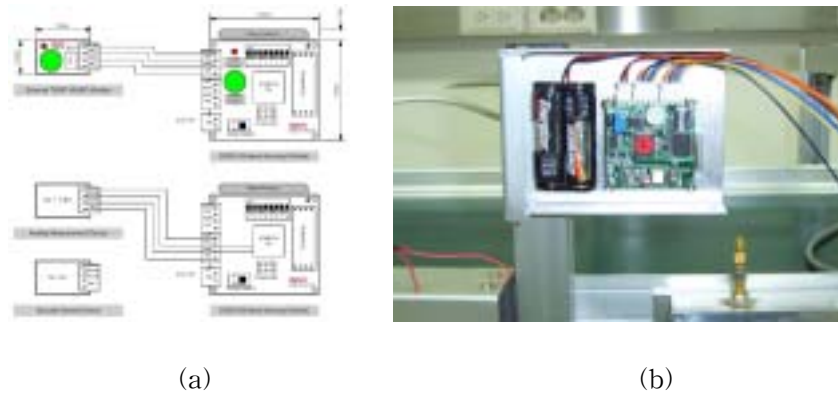


Fig. 3 PCB pattern (a) and photo of wireless transmitting unit.

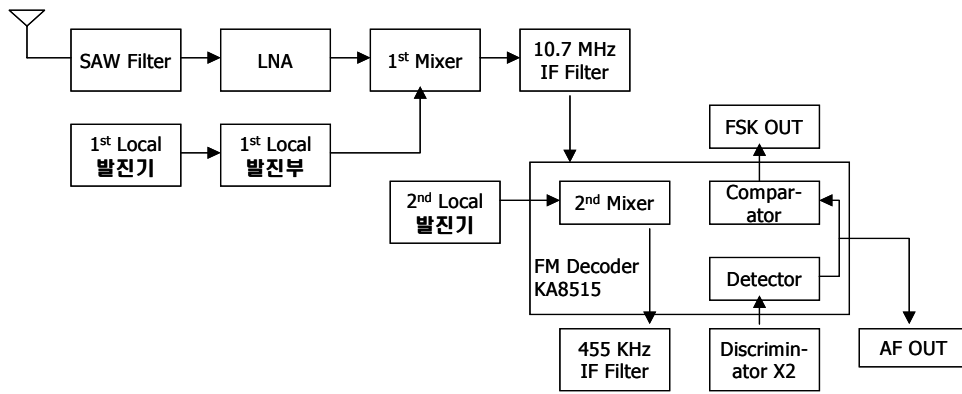


Fig. 4. Block diagram of the receiving unit.



Fig. 5. Connection between computer and receiver via RS232C and display of received moisture content and temperature

2. 상용화를 위한 시제품 개발

지금까지의 연구개발 결과를 토대로 하여 분말식품의 수분측정장치를 상용화하기 위한 시제품을 개발하였다. 시제품은 유선과 무선의 두 가지로 하여 참여업체에서 개발하였다.

가. 유선 측정장치

현장에 간편하게 설치할 수 있는 유선 측정장치를 개발하였다. 수분측정 안테나는 패치 안테나와 혼안테나의 2종류로 하여 개발하였으며 측정 주파수는 단일 주파수인 10.5GHz로 하였다. 송수신 안테나와 신호처리 회로는 그림 6에서 보는 바와 같으며 수분측정을 위한 데이터 변조기 회로도 는 그림 7에서 보는바와 같다. 실제 제작된 수분측정장치에서 패치 안테나를 이용한 장치는 그림 8과 같으며 혼안테나를 이용한 장치는 그림 9와 같다. 추후 개선을 통하여 2개 주파수를 이용한 시스템을 개발하여 상용화할 예정이다.

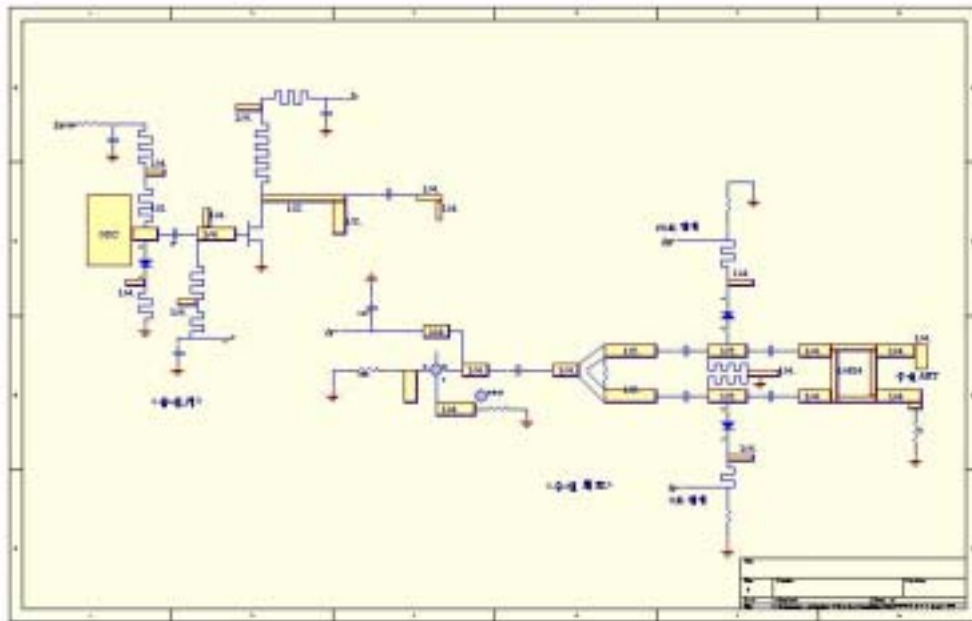


Fig. 6 Circuit diagram for prototype type moisture meter using patch antennas.

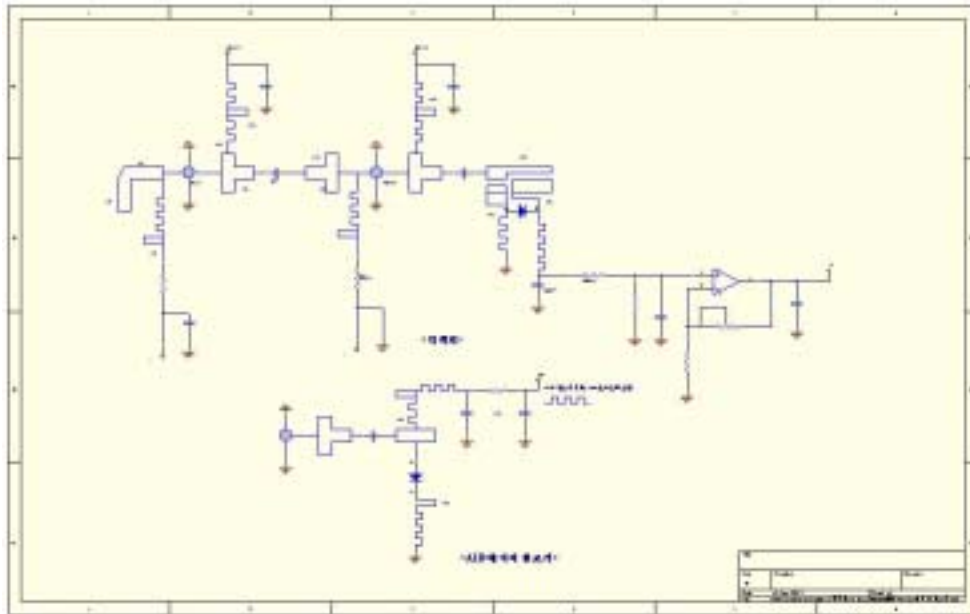


Fig. 7. Circuit diagram for data modulation of prototype moisture meter



Fig. 8. Photo of prototype moisture meter with patch antenna



Fig. 9. Photo of prototype moisture meter with horn antenna

나. 무선 측정장치

기 개발된 유선 측정장치의 개발 컨셉과 본 연구에서 개발된 무선 계측시스템의 설계자료를 활용하여 현장에 적용할 수 있는 무선 수분측정 시작품을 제작하였다. 무선 측정장치의 주파수는 448.7MHz로 하였으며 출력은 10mW, 데이터 전송속도는 1200bps, 변조방식은 FSK로 하였다. 그림 10은 무선용 시작품의 송신부 회로를 나타낸다. 수분측정 주파수는 10.5GHz로 하였으며 유전체 공진 발진기를 사용하였다. 송신출력이 안테나와 전기적으로 매칭이 되지 않을 경우 고주파가 피드백 되어 발진주파수의 변동, 발진정지, 발진기의 손상 등이 발생할 우려가 있으므로 저항 R2, R3, R4를 이용하여 감쇠를 걸어 발진주파수의 안정 및 발진기의 손상을 방지하도록 하였다. 또한 스위칭 다이오드(D1)를 사용하여 온도에 따른 발진출력의 변동을 보상하도록 하였다.

수신부는 그림 11에서 보는바와 같다. 주요 특징으로는 수신된 신호를 고주파 증폭하여 싱글수퍼 방식으로 수신감도를 높여 미세한 신호도 양호한 수신이 되도록 하였다. 수신 주파수는 10.5GHz이며 발진주파수 10.499GHz의 믹서를 거치도록 하여 1MHz의 다운 주파수를 만들어 안정된 고주파 신호를 얻도록 하였다. 이 신호를 shottkey 다이오드를 사용하여 안정된 고주파를 직류로 변환하여 수분측정값의 안정도를 향상시키

도록 하였다. 그림 12는 실제 제작된 무선 수분측정 장치 시작품을 나타내며 현장 적용 시험을 통하여 상품화할 예정이다.

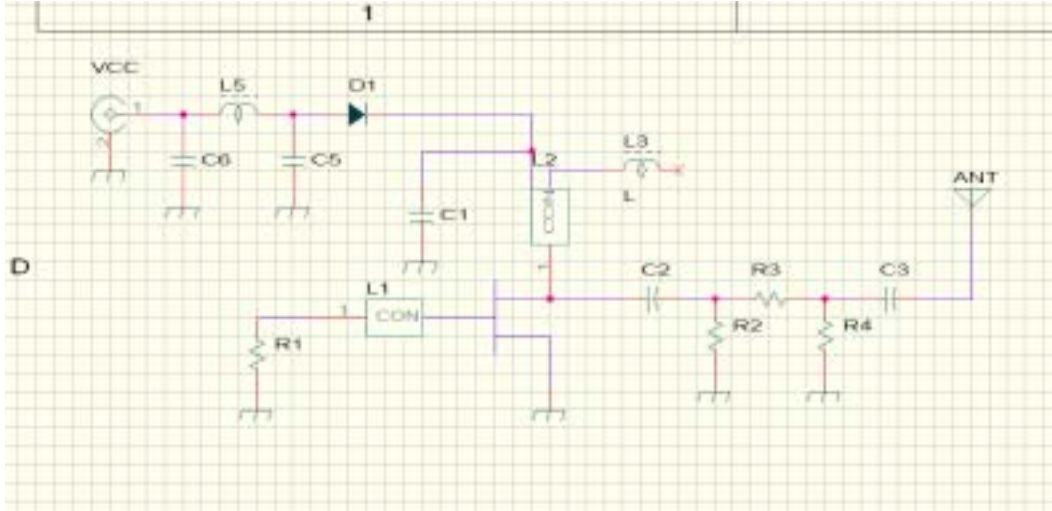


Fig. 10. Circuit diagram of the transmitting unit of the wireless prototype moisture meter

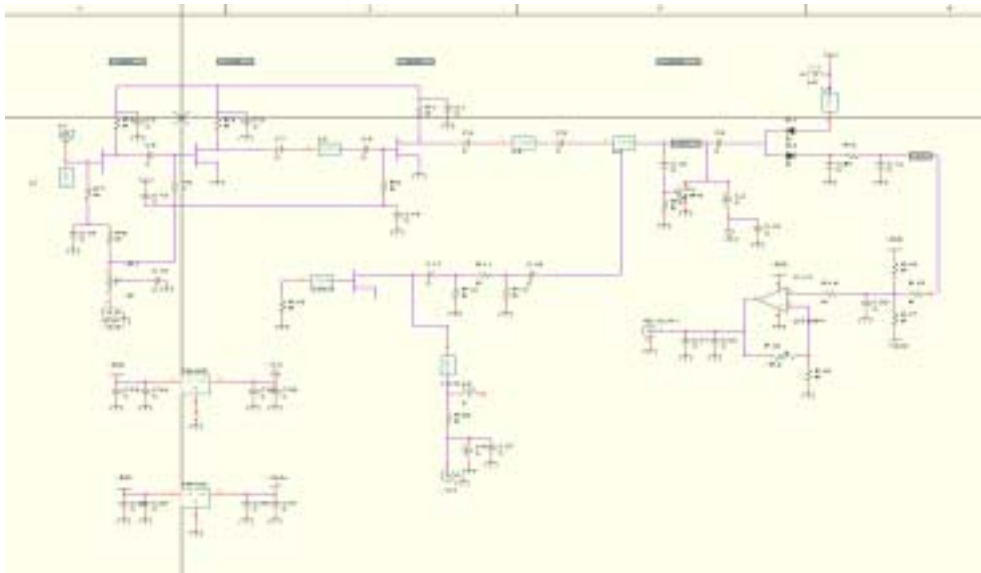


Fig. 11. Circuit diagram of the receiving unit of the wireless prototype moisture meter



Fig. 12. Photo of the wireless prototype moisture meter

3. 요약 및 결론

본 연구에서는 분말식품 수분함량의 무선계측시스템에 대한 연구를 수행하였다. 무선 감지거리 300m이내에서 각 측정주파수에서의 마이크로파 수분측정부와 무선 송신 장치를 연결한 후 수신부로 수분측정값을 전송 받아 컴퓨터 모니터에 표시하는 시스템을 개발하였다. 무선 송신부의 입력부에는 온도 및 각 측정주파수(2.5GHz, 7.0GHz, 10.5 GHz)에서의 마이크로파 출력전압의 입력할 수 있도록 4개의 입력채널을 가지도록 하였다. 입력된 온도와 수분에 따른 마이크로파 출력전압을 A/D 변환하여 송신부에 내장된 마이크로컨트롤러에 의해 수분값으로 환산하여 수신부로 송신하도록 하였다. 송신기의 송신주파수는 447MHz, 무선변조방식은 frequency shift keying 방법으로 하였다. 수신부는 8개의 채널을 가짐으로써 수분 측정지점의 개수가 늘어나더라도 각 측정 지점에 식별 ID를 부여하여 다채널 무선계측이 가능하도록 하였다. 또한 수신부에 수신된 수분측정 값들은 컴퓨터의 RS232C 통신포트를 통하여 모니터에 디스플레이 되어 각 채널에서의 수분측정값들을 실시간으로 모니터링 할 수 있도록 하였다.

본 연구를 통하여 개발된 마이크로파를 이용한 수분측정 기술과 무선계측시스템 기술을 바탕으로 참여업체에서는 상용화를 위한 시작품을 제작하였다. 유선을 이용한 측정시스템은 패치 안테나와 혼 안테나를 이용한 2가지 제품을 제작하였으며 무선을 이용한 시스템은 수분측정 센서로서 패치 안테나를 이용한 제품을 제작하였다. 참여업체에서 제작한 시작품은 현장 적용 시험을 거쳐 상품화할 예정이다.

제 4 장 목표달성도 및 관련분야에의 기여도

제 1 절 연구개발 목표 달성도

마이크로파를 이용한 분말식품의 수분함량 측정장치의 개발에는 분말식품의 마이크로파 유전특성의 구명이 필수적이다. 따라서 분말식품의 유전특성을 측정할 수 있는 시스템을 구성하여 밀가루, 커피, 분유를 대상으로 마이크로파 대역에서의 복소유전율을 측정하고 분석하였다. 비교적 함수율이 낮은 범위를 중심으로 유전특성을 측정하였는데 그 이유는 일반적으로 함수율이 높은 상태에서는 마이크로파 유전특성이 크게 나타나 실제 수분측정장치 개발에 있어서 큰 문제가 없으나 함수율이 낮은 경우에는 정확한 수분측정이 어렵게 된다. 따라서 기초연구에서는 비교적 수분함량 범위가 낮은 범위에서 마이크로파 유전특성의 차이를 구명함으로써 낮은 범위에서의 수분함량 측정 가능성을 검토하였으며 적절한 수분측정 주파수를 선정하였다.

마이크로파 투과법을 이용한 수분측정 장치에서 핵심요소는 수분측정 센서라 할 수 있는 안테나로서 본 연구에서는 무게가 가볍고 여러 가지 시료의 이송형태에 적용할 수 있는 패치 안테나를 개발하였다. 기초 연구결과에서 얻어진 분말시료의 마이크로파 유전특성 자료를 참고로 하여 2.5GHz, 7.0GHz, 10.5GHz 안테나를 어레이 형태로 제작하여 마이크로파 송수신 효율을 향상시키고자 하였다. 또한 선정된 수분측정 주파수에 해당하는 마이크로파 신호를 발생시키기 위하여 유전체 공진을 이용한 발진기를 설계·제작하였으며 주요 구성품인 아이솔레이터와 디텍터를 제작하여 마이크로파 수분측정장치를 구성하였다. 본 과제를 통해 개발된 마이크로파 수분측정장치는 곡류나 다른 분말형태의 식품 등에도 활용할 수 있다.

개발된 수분측정용 마이크로파 장치를 이용하여 온라인 수분측정 실험을 수행하였다. 시료의 전체 수분범위가 1~17% 범위인 밀가루, 커피, 분유를 대상으로 온라인 수분측정 실험을 수행하였다. 시료를 이송할 수 있는 컨베이어 시스템을 구성하고 개발된 마이크로파 수분측정 장치를 활용하여 시료를 이송시키면서 수분함량에 따른 마이크로파 출력전압을 측정하였다. 측정된 각 측정 주파수에서의 마이크로파 출력전압과 시료의 온도를 이용하여 분말식품의 수분을 측정할 수 있는 중회귀분석 모델, 주성분

분석 모델, 인공신경망 모델을 개발하고 평가하였다. 시료의 수분함량에 따른 각 모델들의 결정계수를 비교한 결과 대체로 인공신경망 모델이 다른 모델보다 결정계수가 높았다. 그러나 실제 수분측정 장치에는 분석이 용이하고 이용하기도 편한 중회귀분석 모델을 적용하였다.

분말식품의 제조 공정의 환경을 고려하여 무선으로 수분함량의 측정이 가능한 측정 시스템을 구현하였다. 무선 반경 300m이내에서 데이터를 충분히 송수신 할 수 있는 무선 측정시스템을 제작하여 본 연구에서의 온라인 측정장치와 연계하여 온라인 무선 측정 시험을 수행하였으며 그 결과를 컴퓨터 모니터에서 모니터링할 수 있는 프로그램을 구현하였다.

본 연구를 통해 개발된 마이크로파 측정기술을 이용하여 참여업체에서는 상용화를 위한 시작품으로서 유선 측정 장치는 패치 안테나와 혼안테나를 이용한 측정장치들을 개발하였으며 장치의 구성을 좀 더 단순화한 무선측정 장치를 개발하였다. 참여업체에서 개발된 수분측정 장치들을 현장에 적용하기 위하여 적용 시험을 수행할 예정이다.

이상으로 본 과제에서 수행된 세부과제별 연구목표가 충분하게 달성되었다고 할 수 있다.

제 2 절 대외 기여도

본 연구를 통하여 개발된 기술들은 국내 연구 논문으로 발표되기도 하였으며 특히 미국 등에서 개최된 국제학술대회에 본 연구에서 개발된 기술을 발표하였다. 현재 본 연구를 통하여 개발된 분말식품류에 대한 마이크로파 유전특성 측정기술은 분체 관련 제품인 분말형태의 2차가공 농산물, 화공약품, 의약품 등에 응용될 수 있으며 이들 제품의 제조 공정에 비파괴 온라인 수분측정 기술이 응용될 경우 제품의 균일화 및 공정 소요 비용의 감소, 노동력 감소 등과 같은 경제적 효과가 기대되며 순수 국내 기술로 개발됨으로서 생물산업 뿐만 아니라 전반적인 비파괴 계측 기술 및 산업분야에 크게 기여할 것으로 생각된다. 또한 NIR 및 NMR 등과 같은 다른 계측 기술과 연계하여 상호 보완적인 역할을 수행함으로써 매우 정확하고 신뢰성이 높은 수분 계측이 가능해 질 것으로 생각된다. 마이크로파를 이용한 비파괴 온라인 수분 계측기술이 확보되면, 외국의 선진 농업 및 생물산업 보다 앞선 기술로서 선도하게 될 것이며 시스템 설계 및 구현, 신호처리기술의 확립은 다른 농산물 및 생물자원의 비파괴계측 기술에 충분히 활용될 수 있으며 학술분야 및 다른 산업분야에 파급효과가 매우 클 것으로 기대된다.

제 5 장 연구개발결과의 활용계획

마이크로파 기술을 이용한 온라인 수분함량 계측 시스템 개발의 핵심이 되는 시료의 마이크로파 유전특성 측정장치 및 시료의 유전특성, 수분측정용 마이크로파 패치 어레이 안테나, 마이크로파 회로, 수분측정 모델, 온라인 무선 수분계측 시스템 기술은 다른 농산물이나 식품의 품질측정기술 개발에 활용될 수 있다. 또한 본 연구를 통하여 개발된 기술들은 현재 앞서가고 있는 선진외국의 기술에 근접한 기술로서 선진 외국의 기술을 뛰어넘을 발판을 마련하였다고 볼 수 있다. 향후 이러한 기술들을 계속 발전시켜 국제적인 경쟁력을 지니도록 연구역량을 집중하여 배양함으로써 국내의 농업공학기술을 한 단계 더 발전시키는 계기가 되도록 할 계획이다.

본 연구를 통하여 정립된 유전특성 측정방법을 이용하여 다른 농산물의 수분함량이나 비파괴 물성 측정에 활용하고 개발된 수분측정 시작품은 대학의 연구 및 실험용으로 활용함으로써 농업공학 관련 학문발전에 기여한다. 본 연구에서 개발된 측정장치는 정밀농업을 위한 콤바인 부착용 실시간 수확량 모니터링 시스템의 수분측정 장치로 응용 가능할 것이다. 또한 농산물 및 식품 가공공정에 수분 계측 시스템을 현장 보급함으로써 관련 측정장비의 수입대체 효과 뿐만 아니라 생산 제품의 품질 제어 및 공정제어에 활용함으로써 고품질의 제품생산 및 운영비용을 절감하는 데 기여할 것이다.

제 6 장 연구개발과정에서 수집한 해외과학기술정보

해당 사항 없음

제 7 장 참고문헌

1. Amplifier Research, *Broad band RF power Amplifiers*, 1997.
2. Athey, T. W., M. A. Stuchly and S. S. S. Stuchly. 1982. Measurement of radio frequency permittivity of biological tissues with an open-ended coaxial line : Part I. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 30(1): 82-86.
3. Bahl, I. J., and P. Bhartia., *Microstrip Antennas.*, Artech House, 1980.
4. Bahl, I., and P. Bhartia, *microwave solid state circuit design*, A Wiley-Inter Science Pub, chap. 9, 1998
5. Edward, T. Foundations for microstrip circuit design., John Wiley, 1992.
6. Ha, T. *Solide-state Microwave Amplifier Design*, John Wiley Interscience Publication, 1981.
7. Holtzman, E. *Solid-state microwave power oscillator design*, Artech House, Bostonm London, chap, chap.3, 1992
8. Iveland, T. D. Dielectric resonator filters for applications in microwave integrated circuits, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech, vol. MTT-19, no.7, pp. 643-652, July 1971
9. Kajfez, D., and P. Guillon, Dielectric resonator. Dedham, Artech House, 1986.
10. Kim, K. B., J. H. Kim, S. S. Lee and S. H. Noh. 2002. Measurement of grain moisture content using microwave attenuation at 10.5 GHz and moisture density. IEEE Transactions on I&M, 51(1): 72-77
11. Kraszewski, A. W., S. O. Nelson and T. S. You. 1989. Sensing dielectric properties of arbitrarily shaped biological objects with a microwave resonator. IEEE MTT-S digest pp187-190.
12. Kraszewski, A. W., S. O. Nelson and T. S. You. 1990a. Moisture content determination single kernels corn by microwave resonator techniques. Journal of Agricultural Engineering Research, 48:77-87.
13. Kraszewski, A. W., S. O. Nelson and T. S. You. 1990b. Use of a microwave cavity for sensing dielectric properties of arbitrarily shaped biological objects. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 38: 858-863.
14. Liao, S. *Microwave Circuit Analysis and Amplifier Design*, Prentice Hall, 1987.

15. Mini-circuits, *RF/IF Designer's Handbook*, Scientific Components
16. Napoli, L. S., R. E. Debrecht, J. J. Hughes W. F. Reichert, A. Dreeben, and A. Triano, *High power GaAs FET Amplifier- A multigate Structure*, IEEE Int. Solid-State Circuit Conf. Tech. Digest, pp.82-82, 1973
17. Narayana, M. Approximations Ease Power Amplifier Desing, *Microwave & RF*, pp.102~106, September, 1996.
18. Nelson, S. O. 1983. Dielectric properties of some fresh fruits and vegetables at frequencies at 2.45 to 22 GHz. Transactions of the ASAE, 26(2): 613-616.
19. Nelson, S. O. 1991. Microwave dielectric properties of fresh onions. ASAE Paper No. 91-6528.
20. Nelson, S. O., C. V. K. Kandala and K. C. Lawrence. 1990a. Single-kernal moisture determination in peanuts by complex RF impedance measurement. Transactions of the ASAE, 33(4): 1308-1312.
21. Perez, F., and V. Ortega, A graphical method for the design of feedback networks for microwave transistor amplifier : Theory and Applications, IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol.29, no. 10, pp. 1019~1026, October 1989.
22. Pozar, D. M. Microwave engineering., Addison Wesley, 1990.
23. Shimin D. U. 1986. A new method for measuring dielectric constant using the resonant frequency of a patch antenna. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 34(9): 923-931.
24. Sokal, N. Class E high efficiency power amplifiers from HF to microwave, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1109-1112, 1998.
25. Trabelsi, S., A. W. Kraszewski, and S. O. Nelson. 2001. Universal calibration model for microwave moisture sensing in granular materials. Transactions of the ASAE, 44(3):731-736
26. Vendelin, G. D., A. M. Pavio, and U. I. Rohde., *Microwave circuit design using linear and nonlinear techniques*, Wiley-Interscience Pub. 1990.
27. Walker, J. L. B. *High-power GaAs FET Amplifiers*, Artech House, 1993.
28. Xu. D.,L. Liu and Z. Jiang. 1987. Measurement of the properties of biological

- substances using an improved open-ended coaxial line resonator method. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 35(12): 1424-1428
29. Zurcher, J. F., and F. Gardiol, *Broadband patch antennas*. Norwood, MA: Artech House, 1995.

부 록 : Data sheet

1. 유전체 공진기

PRODUCT/유전체 공진기/ TE Mode 공진기





TE Mode Resonator

▶ 적용분야

- * 오실레이터
- * 안테나용 LNB
- * 마이크로웨이브 필터
- * 공진기/어댑터용 기어박

▶ 특징

- * 높은 유전상수
- * 높은 품질계수
- * 우수한 온도 안정성
- * 넓은 주파수 범위

▶ 제품

- * IT-30 Series
- * IT-30 Series
- * IT-40 Series
- * IT-45 Series
- * IT-50 Series
- * IT-60 Series

PRODUCT/ELECTRIC RESONATOR/TE Mode Resonator/IT-20 Series

↳ Material

Material Series	Dielectric Constant (εr)	Temperature Coefficient (ppm/°C)	Q(=1/tanδ)	Water Absorption (%)	Frequency Range(GHz)
IT-20	20.5±1	0±6	>7000 (at 10 GHz)	0.01 Max	8.5 ~ 20.5

↳ Type



D-TYPE



R-TYPE

↳ Part Numbering

IT-20	D	20.0	T30	D	2
①	②	③	④	⑤	⑥

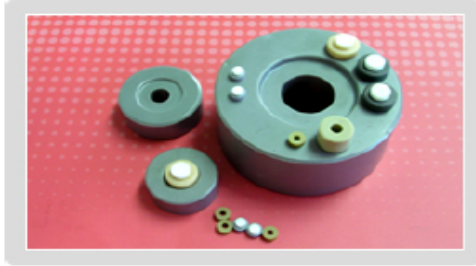
- ① Material
- ② Type
- ③ Resonant frequency(GHz)
- ④ Frequency tolerance(MHz)
- ⑤ Temperature coefficient
- ⑥ Temperature coefficient tolerance

↳ Temperature Coefficient

Series	Temperature Coefficient(ppm/°C)
A	-6
B	-3
C	0
D	3
E	6
F	9

↳ Temperature Coefficient Tolerance

Type	Tolerance(ppm/°C)
1	±2
2	±1



TE Mode Resonator

▶ 적용분야

- * 오실레이터
- * 인공위성용 LNB
- * 마이크로웨이브 필터
- * 중계기/이동통신용 기지국

▶ 특징

- * 높은 유전상수
- * 높은 품질계수
- * 우수한 온도 안정성
- * 넓은 주파수 범위

▶ 제품

- * IT-20 Series
- * IT-30 Series
- * IT-40 Series
- * IT-45 Series
- * IT-50 Series
- * IT-90 Series

↳ Material

Material Series	Dielectric Constant (εr)	Temperature Coefficient (ppm/°C)	Q(=1/tanδ)	Water Absorption (%)	Frequency Range(GHz)
IT-45	45±1	0±1.5 3±1.5	>3500 (at 10 GHz)	0.01 Max	7.0 ~ 11.0

↳ Type



D-TYPE



R-TYPE

↳ Part Numbering

IT-45	R	10.6	T30	D	2
①	②	③	④	⑤	⑥

- ① Material
- ② Type
- ③ Resonant frequency(GHZ)
- ④ Frequency tolerance(MHZ)
- ⑤ Temperature coefficient
- ⑥ Temperature coefficient tolerance

↳ Temperature Coefficient

Series	Temperature Coefficient(ppm/°C)
A	-6
B	-3
C	0
D	3
E	6
F	9

↳ Temperature Coefficient Tolerance

Type	Tolerance(ppm/°C)
1	±2
2	±1

2. 전력증폭기용 소자



EIC0910-2

9.50-10.50 GHz 2-Watt Internally-Matched Power FET

Issued Date: 04-27-04

FEATURES

- 9.50-10.50 GHz Bandwidth
- Input/Output Impedance Matched to 50 Ohms
- +33.5 dBm Output Power at 1dB Compression
- 8.0 dB Power Gain at 1dB Compression
- 30% Power Added Efficiency
- -46 dBc IM3 at $P_{out} = 22.5$ dBm SCL
- Hermetic Metal Flange Package
- 100% Tested for DC, RF, and R_{th}



DESCRIPTION

The EIC0910-2 is a high power, highly linear, single stage MFET amplifier in a flange mount package. This amplifier features Excelics' unique PHEMT transistor technology.



Caution! ESD sensitive device.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_c = 25^\circ\text{C}$)

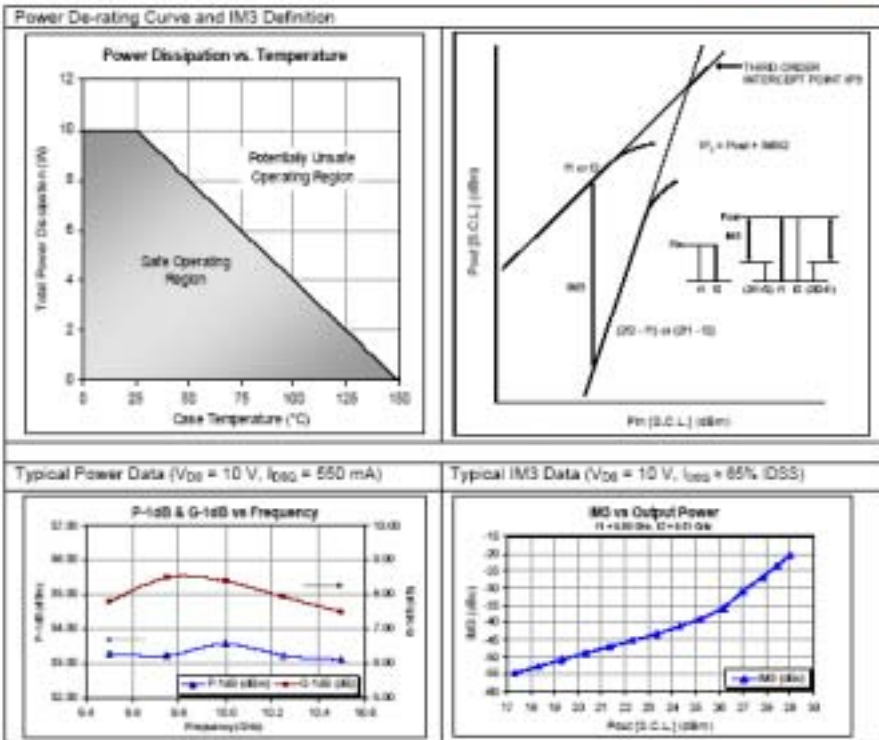
SYMBOL	PARAMETERS/TEST CONDITIONS ¹	MIN	TYP	MAX	UNITS
P_{1dB}	Output Power at 1dB Compression $f = 9.50-10.50\text{GHz}$ $V_{GS} = 10\text{V}$, $I_{DQ} = 550\text{mA}$	22.5	33.5		dBm
G_{1dB}	Gain at 1dB Compression $f = 9.50-10.50\text{GHz}$ $V_{GS} = 10\text{V}$, $I_{DQ} = 550\text{mA}$	7.0	8.0		dB
ΔG	Gain Flatness $f = 9.50-10.50\text{GHz}$ $V_{GS} = 10\text{V}$, $I_{DQ} = 550\text{mA}$			± 0.8	dB
PAE	Power Added Efficiency at 1dB Compression $V_{GS} = 10\text{V}$, $I_{DQ} = 550\text{mA}$ $f = 9.50-10.50\text{GHz}$		30		%
I_{D1dB}	Drain Current at 1dB Compression $f = 9.50-10.50\text{GHz}$	600	700		mA
IM3	Output 3rd Order Intermodulation Distortion $\Delta f = 10\text{MHz}$ 3-Tone Test, $P_{out} = 22.5$ dBm S.C.L. ² $V_{GS} = 10\text{V}$, $I_{DQ} = 55\% \text{ IDQS}$ $f = 10.50\text{GHz}$	-43	-46		dBc
I_{DSS}	Saturated Drain Current $V_{GS} = 3\text{V}$, $V_{DS} = 0\text{V}$		1000	1250	mA
V_p	Pinch-off Voltage $V_{GS} = 3\text{V}$, $I_{DS} = 10\text{mA}$		-2.5	-4.0	V
R_{th}	Thermal Resistance ³		11	12	$^\circ\text{C/W}$

Notes:

1. Tested with 100 Ohm gate resistor.
2. S.C.L. = Single Carrier Level.
3. Overall R_{th} depends on case mounting.

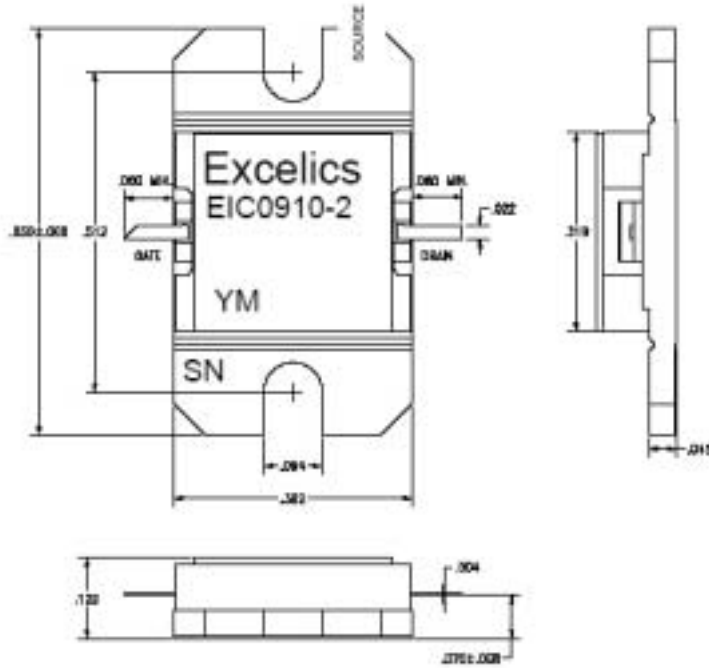
Specifications are subject to change without notice.
Excelics Semiconductor, Inc. 313 De Gueche Drive, Sunnyvale, CA 94085
Phone: 408-737-1711 Fax: 408-737-1888 Web: www.excelics.com

page 1 of 4
Revised April 2004



PACKAGE OUTLINE

Dimensions in inches. Tolerance $\pm .005$ unless otherwise specified



ORDERING INFORMATION

Part Number	Grade*	f_{Test} (GHz)	P_{sat} (mW)	IM_3 (dB) [†]
EIC0910-2	Industrial	9.50-10.50 GHz	32.5	-43.0

Notes: 1. Contact factory for military and hi-rel grades.
2. Exact test conditions are specified in "Electrical Characteristics" table.

3. 검파기

Specifications

Specifications

Instrument specifications are listed in [Table 1](#). These specifications are the performance standards, or limits against which the instrument may be tested.

NOTE

RF may leak through the output connector, especially below 1 GHz. It can be reduced, if objectionable, with a suitable low-pass filter.

Table 1 Specifications

	B4730	B473C
Frequency range (GHz)	0.01 to 18	0.01 to 26.5
Frequency response ^{1, 2, 3}	±0.2 dB over any octave to 8 GHz 0.01 to 12.4 GHz: ±0.3 dB 0.01 to 18 GHz: ±0.6 dB	±0.2 dB over any octave to 8 GHz 0.01 to 12.4 GHz: ±0.3 dB 0.01 to 26 GHz: ±0.6 dB 20 to 26.5 GHz: ±1.5 dB from a -1.3 dB linear slope.
Maximum Operating input power	200 mW, peak or average	200 mW, peak or average
Maximum short term input power	1 watt (typical) peak or average for <1 minute	1 watt (typical) peak or average for <1 minute
Sensitivity ^{5, 6}		
Low level <-20 dBm	>0.5 mW/μW	0.01 to 18 GHz: >0.5 mW/μW 18 to 26.5 GHz: >0.35 mW/μW
High level	<0.35 mW produces 100 mV output	<0.35 mW produces 100 mV output up to 18 GHz
SWR ^{7, 8}	0.01 to 4 GHz: 1.2 4 GHz to 18 GHz: 3.5	0.01 to 4 GHz: 1.2 4 to 18 GHz: 3.5 18 to 26.5 GHz: 2.2
Input impedance	50Ω (nominal)	50Ω (nominal)
Output impedance ²	1 to 2 kΩ (typically 3.3 kΩ) shunted by 20 to 60 pF (typically 30 pF)	1 to 2 kΩ (typically 3.3 kΩ) shunted by 20 to 60 pF (typically 30 pF)
Output polarity	Negative (refer to options for positive polarity units)	Negative (refer to options for positive polarity units)
Detector element	Supplied (refer to Table 2 on page 12 for replacement modules)	Supplied (refer to Table 2 on page 12 for replacement modules)
Bias	Not required	Not required
Noise	<50 μV p-p with CW applied to produce 100 mV output, 400 kHz bandwidth	<50 μV p-p with CW applied to produce 100 mV output, 400 kHz bandwidth

2 *Agilent B4730C Operating and Service Manual*

Table 1 Specifications

	#47B	#47C
Options		
001	Matched detector pair	Matched detector pair
Frequency response characteristics (exclusive of basic sensitivity) back within values listed to the right.	0.01 to 12.4 GHz: ± 2 dB 0.01 to 18 GHz: ± 3 dB	0.01 to 12.4 GHz: ± 2 dB 0.01 to 18 GHz: ± 3 dB 0.01 to 26.5 GHz: ± 5 dB
002	Square loadload	Square loadload
By choosing Option 002, the detector load is ideal square law response will be ± 0.5 dB, although the sensitivity specification is decreased by a factor of 4.		
003	Positive polarity output	Positive polarity output
Environmental		
Operating Temperature	-20° C to $+80^{\circ}$ C	-20° C to $+80^{\circ}$ C
Humidity	<50% relative	<50% relative
Vibration	20 G from 80 to 2,000 Hz	20 G from 80 to 2,000 Hz
Shock	100 G for 11 ms	100 G for 11 ms
Altitude	4,570 m (15,000 ft.)	4,570 m (15,000 ft.)
General		
Weight	Net 14 g (0.5 oz)	Net 14 g (0.5 oz)
Dimensions	48 mm long, 10 mm diameter (1.9 in. long, 0.39 in. diameter)	48 mm long, 10 mm diameter (1.9 in. long, 0.39 in. diameter)

1. Specifications given for $+25^{\circ}$ C unless otherwise noted.

2. Measurement made at -20 dBm.

3. See Figure 1 on page 3.

4. Sensitivity decreases with increasing temperature, typically:

0.5 dB from -20° C to $+25^{\circ}$ C; 0.5 dB from $+25^{\circ}$ C to $+40^{\circ}$ C;

1 dB from $+40^{\circ}$ C to $+55^{\circ}$ C; 1.25 dB from $+55^{\circ}$ C to $+70^{\circ}$ C;

1 dB from $+75^{\circ}$ C to $+80^{\circ}$ C.

4. 아이솔레이터

500M-1GHz and 1-2GHz Triangular units available, see separate data sheet

Units mm	a	b	c	d	e	Ø
cryo 4-8 or 6-10GHz for IGN Spain	30.0	35.0	20.0	21.0	20.8	M3

Operating temperature available	0to70	-35to85	-60to85	-40to85	-40to85	-60to85	°C
Specifications:	1.7-3.7	6.6-12.5	3.625-6.500	3.4-7.2			GHz Room Temp / Over Temp
Insertion loss	0.5/0.7	0.4/0.6	0.4/0.6	0.9			
Isolation	17/18	20/16	20/16	16			dB (minimum)
VSWR (input and output)	1.3/1.3	1.3/1.4	1.3/1.4	1.4			:1
Rated power (forward) (reverse also if circulator)	25tbc	25	35	35			Watts (average)
Rated power (reverse) (power in load)	1tbc	1	1	1			Watts (average)
Operating temperature	0-70C -10+70C	0-70C	0-70C	0-70C			°C

Units mm	a	b	c	d	e	Ø
3.4-7.2 GHz	41.8	44.1	19.0	33.0	32.0	M3
3.625-6.500 GHz	41.8	47.6	19.0	33.0	32.0	M3
6.6-12.5 GHz	22	25	16	tbd	tbd	M3

SPECIAL Connector Options (NSXX)

Port 1	Port 2	Port 3	Option
N-female	SMA-male	N-female	NS21

Specifications:	10.4-16	11-18	11-18				GHz
Insertion loss	0.5	0.5	0.6				
Isolation	18	18	14				dB (minimum)
VSWR (input & output)	1.3	1.4	1.4				:1
Rated power (forward) (reverse also if circulator)	25	1	1				Watts (average)
Rated power (reverse) (power in load)	1	1	1				Watts (average)
Operating temperature	0-70C	0-70C	0-70C				°C

RAD-Optics-SMA-Isolator

Specifications may be subject to change

12/20/04

WORLD HQ: 1702H Meridian Ave. Suite 127, San Jose, Ca 95125, U.S.A.

Telephone: (408) 266-7404 FAX: (408) 266-4483

WEB: www.raditek.com E-mail: sales@raditek.com

Page 2

주 의

1. 이 보고서는 농림부에서 시행한 농림기술개발사업의 연구보고서입니다.
2. 이 보고서 내용을 발표할 때에는 반드시 농림부에서 시행한 농림기술개발사업의 연구결과임을 밝혀야 합니다.
3. 국가과학기술 기밀유지에 필요한 내용은 대외적으로 발표 또는 공개하여서는 아니됩니다.