

C-대역 라디오미터를 이용한 지표면 온도 측정

Land Surface Temperature Measurements Using C-Band Radiometer

장태경 · 김영곤 · 우동식 · 손흥민* · 김강욱

Tae-Gyeong Jang · Young Gon Kim · Dong Sik Woo · Hong Min Son* · Kang Wook Kim

요약

원격으로 지표면 온도를 측정하는 C-대역 라디오미터를 설계하고, 아스팔트를 대상으로 실시한 측정 결과를 제시하였다. 높은 감도와 낮은 전력 소모를 위해 전전력(total power)형 라디오미터 형태를 선택하였고, 안정적으로 높은 이득을 확보하기 위해 슈퍼헤테로다인(super-heterodyne) 방식으로 설계하였다. 중심 주파수 5.1 GHz에서 110 MHz의 대역폭을 가지도록 설계된 라디오미터는 59 dB의 이득과 2.7 dB의 잡음 지수를 가지며, 0.45 K의 수신 감도를 가진다. 제작된 시스템과 온도계를 사용해 아스팔트의 지표면 온도를 측정하였다. 그리고 각각의 측정 결과를 분석하여 설계된 라디오미터가 온도 변화에 대해 6 mV/°C의 전압 변화율을 가지고 선형적으로 동작함을 보였다. 이를 통해 설계된 C-대역 라디오미터의 지표면 원격 온도 측정 센서로의 적용 가능성을 검증하였다.

Abstract

In this paper, we propose a C-band radiometer for remote sensing of land surface temperature and present its experiment results using asphalt as target. Total power type is selected for high sensitivity and low power consumption, super-heterodyne type is selected for stable high gain. A radiometer designed at 5.1 GHz to have operating bandwidth of 110 MHz has system gain of 59 dB, noise figure of 2.7 dB and receiving sensitivity of 0.45 K. We have measured surface temperature on asphalt by using implemented system and thermometer. Analysis data of each measurement results show that a radiometer operates linearly with output voltage variation rate of 6 mV/°C. As a result, we verified validity of a developed C-band radiometer for remote sensing of land surface temperature.

Key words : Land Surface Temperature, Radiometer, C-Band, Linear, Remote Sensing

I. 서론

우리나라 도로에 대한 기상 정보는 기상청에서 발표하는 광역 예보에만 의존하는 실정으로 실시간 도로 기상 정보 및 주요 지역에 대한 기상 정보 등은 전무한 상태이다. 따라서 도로 노면 및 대기 상태, 주변 지역의 기상 상태 등을 실시간으로 관측, 감지하여 결빙 방지 조치 등의 적절한 도로 관리의 방안

을 찾고, 도로 기상 상태 예측 시스템을 가동하여 도로 이용자에게 운행 지역의 정확한 도로 기상 정보를 제공함으로써 보다 안전하고 쾌적한 도로 이용을 가능케 하는 시스템을 발전시켜야 할 필요성이 대두되고 있다^[1].

노면을 실시간으로 감시하고 제어함에 있어 가장 중요한 부분이 바로 지표면 온도를 정밀하게 측정하여 다른 제어 부분에 공급하는 노면 온도 센서이다.

「이 논문은 2008년도 경북대학교 학술 연구비에 의하여 연구되었음.」

경북대학교 전자전기컴퓨터학부(School of Electrical Engineering and Computer Science, Kyungpook National University)

*호남대학교 전파이동통신공학과(Department of Radio Communication Engineering, Honam University)

· 논문 번호 : 20100614-076

· 교신저자 : 김강욱(e-mail : kang_kim@ee.knu.ac.kr)

· 수정완료일자 : 2010년 8월 12일

노면의 온도는 도로 상의 차의 운행을 방해하지 않기 위해 원격으로 측정되며, 이 때 사용되는 노면 온도 센서는 시시각각 변하는 노면의 환경에 영향을 받지 않아야 한다. 일반적으로 원격 온도 센서로 사용되고 있는 적외선 센서의 경우, 방사 전력이 커서 시스템의 요구 성능이 까다롭지 않다는 장점이 있는 반면, 대기 중의 감쇄가 크기 때문에 구름, 안개, 연기, 눈, 태풍 등의 기상 상태에서는 측정이 어려운 단점을 가지고 있다^[2]. 이와는 달리 마이크로파 센서는 대기에 의한 감쇄가 적외선에 비해 굉장히 작기 때문에 기상 조건에 상관없이 원격으로 온도 측정이 가능하다.

센서의 종류에는 능동 센서와 수동 센서가 있는데, 능동 센서의 경우 신호를 방사하여 물체에 의해 반사되어 돌아오는 신호를 측정함으로써 그 위치와 속도 정보를 알아낸다^[3]. 반면에 수동 센서, 그 중 라디오미터는 물체에서 자연적으로 방사되는 잡음 전력을 수신함으로써 온도 및 물체의 내부 특성까지 알 수가 있다. 또한, 수신단만으로 구성되기 때문에 구조가 간단하여 낮은 전력 소모와 소형의 장점을 가져 원격 온도 측정 센서로서 알맞다. 이런 장점 때문에 L-대역을 사용하여 해수 및 하천수의 염분 함유량을 측정하거나 X-대역을 사용하여 해수면 온도를 측정하는 등 관련 연구가 진행되었다^{[4],[5]}.

본 논문에서는 지표면 원격 온도 측정 센서로 적외선 센서를 사용했을 때 발생하는 문제를 극복하기 위해 전천후로 측정이 가능한 C-대역 라디오미터를 제안하고, 실제 아스팔트를 대상으로 측정된 실험적 결과를 제시하였다. 전전력형 라디오미터 구조를 선택하여 슈퍼헤테로다인 방식으로 설계하였고, 항온 챔버를 사용한 calibration 결과를 분석하여 제작된 라디오미터가 0.45 K의 높은 감도를 가짐을 확인하였다. 그리고 아스팔트를 대상으로 원격 측정을 수행하여, 온도계를 사용해 측정된 실측 지표 온도와 원격 측정 결과를 비교, 분석하였다.

II. C-대역 마이크로파 라디오미터 설계

2-1 마이크로파 라디오미터의 이론

전 방향으로 무손실의 일정한 전력을 방사하는

이상적인 방사체인 흑체는 플랑크의 복사 이론(Planck's radiation law)에 의해 일정 온도 상에서 전자기파의 형태로 에너지를 방사하고, 그 에너지의 크기는 단위 유효 면적당 단위 입체각 당 전력인 휘도(brightness)로 표현된다. 흑체에 의한 방사 에너지는 이상적인 파장 분포를 가지게 되고, 그 중 비교적 파장이 긴($hf/kT \ll 1$) 마이크로파 대역의 경우 단위 대역폭 당 휘도인 spectral brightness B_f 가 식 (1)과 같이 근사적으로 나타내진다^[6].

$$B_f = \frac{2kT}{\lambda^2} [W] \tag{1}$$

여기서 k 는 볼츠만(Boltzmann) 상수, T 는 절대 온도, λ 는 파장을 각각 나타내고, 이 방사 전력을 모두 수신하면 수신 전력과 방사 전력이 같게 된다. 이 때 흑체의 방사 전력의 크기 P_{bb} 는 온도 T 와 대역폭 B 의 곱으로 식 (2)와 같이 간략하게 나타내진다.

$$P_{bb} = kTB [W] \tag{2}$$

지표면에 의한 방사 전력과 대기 중의 여러 잡음원에 의한 잡음 전력, 시스템의 잡음 전력 등이 모두 같은 형태로 식 (2)를 만족한다. 따라서 수신기에 의해 동작 주파수 대역폭이 결정되면 잡음 전력을 그에 해당하는 등가 온도를 사용해 해석할 수 있다.

지표면의 방사 전력을 안테나를 통해 수신하여 마이크로파 라디오미터로 측정하는 구성도를 그림 1에 나타냈다. 지표면 방사 전력을 휘도 온도 $T_B(\theta)$,

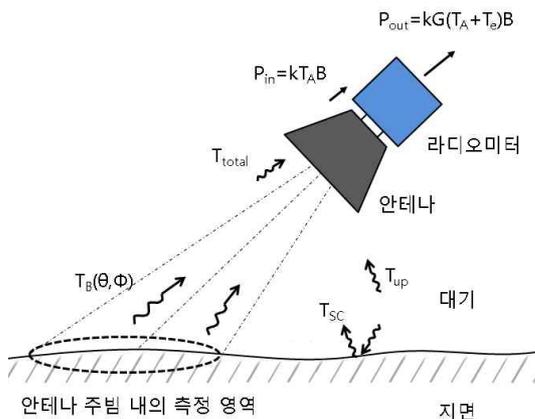


그림 1. 마이크로파 라디오미터의 측정 구성도
Fig. 1. Measurement configuration of microwave radio-meter.

ϕ)를 사용해 나타냈으며, 대기 중 방사 전력을 T_{up} , 지표면 산란 전력을 T_{sc} , 시스템 잡음 온도를 T_e , $T_B(\theta, \phi)$ 와 T_{up} , T_{sc} 를 포함한 전체 온도를 T_{total} 로 각각 나타내었다. 지표면의 방사 전력은 여러 잡음 전력 성분들과 함께 안테나를 통해 수신되고, 이 때 안테나 수신 전력 P_{in} 은 식 (3)과 같이 구해진다.

$$P_{in} = kBA_r \int \frac{T_{total}(\theta, \phi)}{\lambda^2} F_n(\theta, \phi) d\Omega \quad [W] \quad (3)$$

여기서 A_r 은 수신 안테나의 유효 면적, $F_n(\theta, \phi)$ 은 수신 안테나의 패턴을 각각 나타낸다. 그리고 수신 전력 P_{in} 은 등가 온도인 안테나 온도 T_A 와 식 (4)의 관계를 가진다.

$$P_{in} = kT_A B \quad [W] \quad (4)$$

마이크로파 라디오미터 수신기를 사용하면 안테나 수신 전력 P_{in} 을 알아낼 수 있고, 식 (4)를 통해 안테나 온도 T_A 를 구할 수 있다. 그리고 식 (3)를 이용하여 수신 안테나 패턴과 대기 중 잡음 온도, 지표면 산란 온도 등을 고려하면 지표면의 휘도 온도 $T_B(\theta, \phi)$ 를 구할 수 있다.

실제 물체의 경우, 흑체와는 달리 방향성과 손실을 가지기 때문에 흑체의 방사 전력보다 작은 값이 방사되고, 그 값이 모두 다르다. 이 때 물체의 방사되는 정도를 방사율(emissivity)이라 하며, 그 값 $e(\theta, \phi)$ 는 식 (5)와 같이 나타내진다.

$$e(\theta, \phi) = \frac{P_r(\theta, \phi)}{P_{bb}} = \frac{T_B(\theta, \phi)}{T} \quad (5)$$

여기서 $P_r(\theta, \phi)$ 는 실제 물체의 방사 전력, P_{bb} 는 온도 T 인 흑체의 방사 전력, $T_B(\theta, \phi)$ 는 실제 물체의 휘도 온도, T 는 물리적 온도를 나타낸다. 그리고 이 때 방사율은 0과 1 사이에서 값을 가진다. 식 (5)에서 안테나 온도 T_A 로부터 구한 지표면의 휘도 온도 T_B 와 알려져 있는 지표면의 방사율 e 를 고려하면 실제 물체의 온도 T 를 구할 수 있다.

2-2 마이크로파 라디오미터의 동작 원리

전전력형 마이크로파 라디오미터의 일반적인 구조를 그림 2에 나타내었다. 안테나를 통해 수신된 잡음 전력은 시스템의 잡음 전력과 더해지고 그 값

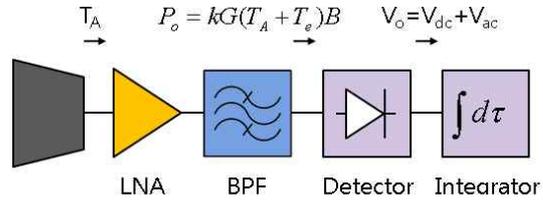


그림 2. 마이크로파 라디오미터의 구조도

Fig. 2. Structure of microwave radiometer.

은 각각의 등가 온도인 안테나 온도 T_A 와 시스템 등가 잡음 온도 T_e 의 합으로 나타내진다. 이 값이 저잡음 증폭기에 의해 증폭되고, 대역 통과 여파기를 통과하며, 시스템 대역이 결정된 후 검파기를 거쳐 전압의 형태로 출력된다. 이 때 검파기를 통과한 출력 전압이 DC와 AC 전압의 합으로 구성되고, 입력 전력에 비례하는 일정한 전압 값을 얻기 위해 적분기(integrator)를 사용한다.

수신기에 해당하는 마이크로파 라디오미터의 경우, 측정 가능한 최소 온도 변화가 중요한 성능이 된다. 이 때 수신기에 해당하는 마이크로파 라디오미터의 수신 감도(sensitivity)를 온도의 분해능(resolution)으로 정의하고, 식 (6)과 같이 구한다^[7].

$$\Delta T = \frac{T_A + T_e}{\sqrt{B \cdot \tau}} \quad [K] \quad (6)$$

여기서 T_A 는 안테나 온도, T_e 는 시스템 잡음 온도, B 는 주파수 대역폭, τ 는 적분 상수이다. 이 때 시스템 등가 잡음 온도 T_e 는 시스템의 잡음 지수 F 와 식 (7)의 관계를 가진다^[8].

$$T_e = (F - 1)T_0 \quad [K] \quad (7)$$

여기서 T_0 는 일반적으로 시스템의 온도로 상온 290 K가 사용된다. 식 (6)과 식 (7)을 사용하면 수신 감도를 수식적으로 구할 수 있고, 라디오미터 출력 전압의 표준 편차 값을 통해 실험적으로 구할 수 있다.

2-3 C-대역 라디오미터의 설계 및 제작

지표면 온도를 측정하기 위한 라디오미터의 설계 사양을 결정하였다. 대기에 의한 감쇄가 적은 마이크로파 대역 중 주파수 분배 현황^[9], 안테나 및 시스템의 크기를 고려해 C-대역에서 5.1 GHz를 중심으로 대역폭 110 MHz를 선택하였다. 측정 대상인 지

표면은 일반적으로 $-20 \sim 40^\circ\text{C}$ 의 온도 변화를 갖고, 이 값에 비례하는 방사 전력을 방사한다. 도로 노면 상의 온도를 측정한다고 가정하였을 때 노면 위의 아스팔트의 방사율은 0.93이다^[10]. 그리고 앞서 살펴 본 식 (5)를 사용하면 측정 온도 범위에 해당하는 휘도 온도 T_b 를 235~291 K와 같이 계산해 낼 수 있다. 대기에 의해 방사되는 잡음 온도 중 T_{up} 는 C대역에서 5.3 K의 값을 가지고, T_{sc} 는 2 K를 가진다^[6]. 그리고 대기 중 감쇄는 9×10^{-2} dB/km의 값을 가지기 때문에 1 km 미만에서 실험을 할 경우 무시할 수 있다. 따라서 휘도 온도 T_b , T_{sc} , T_{up} , 대기 중 감쇄를 고려하면 식 (3)의 T_{total} 을 243~299 K와 같이 구할 수 있다. 이 때 높은 이득을 가지는 안테나를 사용할 경우, 안테나의 입체각 내에서 휘도 온도가 일정하다고 생각할 수 있고, 식 (3)과 식 (4)를 통해 안테나 온도 T_A 를 243~299 K로 구할 수 있다. 그리고 식 (4)를 사용하여 계산하면 안테나를 통해 입사되는 전력 P_{in} 을 $-94.3 \sim -93.4$ dBm과 같이 구할 수 있다. 일반적인 검파기의 경우 -50 dBm 이상에서 동작하는 점을 고려하면 50 dB 이상의 전체 시스템 이득이 필요하다. 그리고 안테나 온도를 측정하기 위한 최소 시스템의 잡음 온도가 290 K라고 판단하여 잡음 지수의 설계 사양을 3.0 dB 이하로 정하였다. 또한, 물체로부터 방사되는 에너지, 즉, 밝기로 물체의 특성을 분석할 수 있으려면 일반적으로 최소한 0.5~1 K 정도의 민감도를 가지는 마이크로파 수신기를 이용하여야 한다^[11]. 이를 만족하기 위해 0.6 K 이하의 수신 감도를 설계 사양으로 정하였다. 라디오미터에는 전전력형(total power), Dicke형, NI(Noise Injection)형 등 여러 형태가 있는데, 그 중 전전력형의 경우 다른 두 형태보다 2배의 민감도를 가진다^[11]. 따라서 높은 감도를 가지는 전전력형 라디오미터 형태를 선택하여 그 수신 감도 공식인 식 (6)을 고려하면, 적분 상수는 8 ms 이상의 값이 요구된다. 표 1에 C-대역 라디오미터의 설계 사양을 정리하여 나타내었다.

설계 사양을 목표로 C-대역 라디오미터를 설계하였고, 그 시스템 블록도를 그림 3에 나타내었다. 안테나를 통해 수신된 5.1 GHz의 RF 신호가 6.5 GHz의 LO 신호와 혼합하여 1.4 GHz의 IF 신호로 하향 변환된 후 검파기에 입력된다. RF단에서는 가장 첫 단에 높은 이득을 가지는 저잡음 증폭기를 사용하였

표 1. C-대역 라디오미터의 설계 사양
Table 1. Design specification of C-band radiometer.

주파수(f)	5.1 GHz
대역폭(B)	110 MHz
시스템 이득(G)	≥ 50 dB
잡음 지수(F)	≤ 3.0 dB
수신 감도(ΔT)	≤ 0.6 K
적분 상수(τ)	≥ 8 ms
입력 전력 범위(P_{in})	$-94.3 \sim -93.4$ dBm (253~313 K)
라디오미터 형태	전전력형

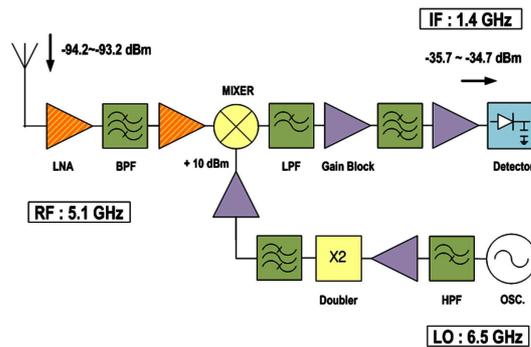
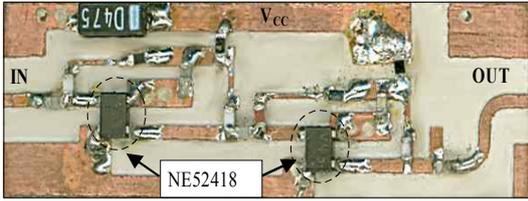


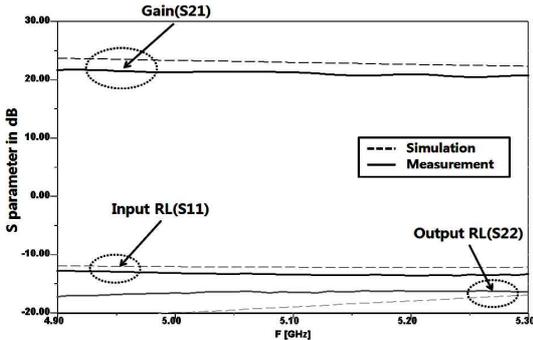
그림 3. C-대역 라디오미터의 시스템 블록도
Fig. 3. System block diagram of C-band radiometer.

다. 그리고 450 MHz의 대역폭을 가지는 대역 통과 필터를 설계하여 1차적으로 불요 주파수를 억제하였다. LO단에서는 높은 주파수의 안정된 LO 신호원을 얻기 위해 3.25 GHz 발진기를 두 체배하여 사용하였고, 기준 신호와 하모닉 성분을 제거하기 위하여 고역 통과 여파기와 대역 통과 여파기를 사용하였다. 그리고 혼합기의 LO단에는 +10 dBm의 전력을 인가하였다. IF단에서는 앞서 RF단에서 1차적으로 대역이 제한된 신호를 2차 대역 통과 여파기를 사용하여 시스템 대역폭이 110 MHz가 되게 하였다. 그리고 LO 신호 및 하모닉 성분을 억제하기 위해 저역 통과 여파기를 사용했으며, 전체 시스템의 이득을 만족하기 위해 추가적인 증폭기를 사용하였다. 그리고 마지막 단의 검파기를 사용해 입력 전력에 비례하는 출력 전압을 얻었다.

앞서 시스템 구성을 기준으로 개별 소자를 설계하고 제작하였다. 먼저 수신기의 첫 단은 NEC사의 NE52418을 사용하여 높은 이득을 가지도록 2단으로



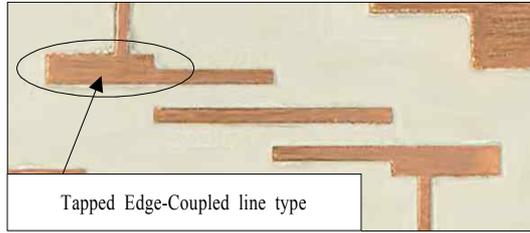
(a) 제작된 2단 저잡음 증폭기(2.6×0.8 cm)
 (a) Fabricated 2-stage LNA(2.6×0.8 cm)



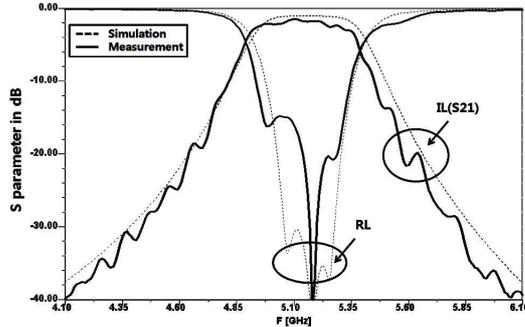
(b) 시뮬레이션과 측정 결과(+2 V/10 mA)
 (b) Simulation and measurement result(+2 V/10 mA)

그림 4. 제작된 2단 저잡음 증폭기
 Fig. 4. Fabricated 2-stage LNA.

설계하였다. 그림 4에 제작된 2단 저잡음 증폭기와 그 측정 결과를 나타내었다. 설계된 2단 저잡음 증폭기는 +2 V/10 mA의 동작 조건에서 21 dB의 이득을 가졌고, 잡음 지수 미터(noise figure meter)를 통해 2.5 dB의 잡음 지수를 가짐을 확인할 수 있었다. RF 단의 여파기는 탭 라인(tapped coupled-line)을 이용한 구조로 설계하였다. 일반적인 coupled-line 대역 통과 필터의 경우, 첫 단의 결합 간격이 좁아 제작 상 한계 때문에 성능에 제약을 받는다. 이러한 단점을 극복하기 위해 탭 라인 형태를 사용하였고, 이를 통해 제작 오차를 줄였다^[12]. 설계한 대역 통과 필터의 제작된 모습을 그림 5(a)에 나타내었고, 시뮬레이션 결과와 측정 결과를 그림 5(b)에 각각 나타내었다. 설계된 대역 통과 필터는 5.1 GHz를 중심으로 450 MHz의 대역폭을 가졌고, 1.5 dB의 삽입 손실을 가졌다. 혼합기와 IF 회로는 상용 package chip을 사용하였다. 혼합기는 Hittite사의 HMC218MS8을 사용하였고, IF 단의 증폭기는 NEC사의 UPC2712와 Mini circuit사의 MAR-8ASM을 사용하여 이득을 높여주었다. 그리고 전체 시스템의 대역폭을 결정하는 주요 부분인 IF 단



(a) 제작된 탭 라인 형태의 대역 통과 필터(2.3×0.9 cm)
 (a) Fabricated tapped edge-coupled line BPF(2.3×0.9 cm)



(b) 시뮬레이션과 측정 결과
 (b) Simulation and measurement result

그림 5. 제작된 탭 라인 형태의 대역 통과 필터
 Fig. 5. Fabricated tapped coupled-line BPF.

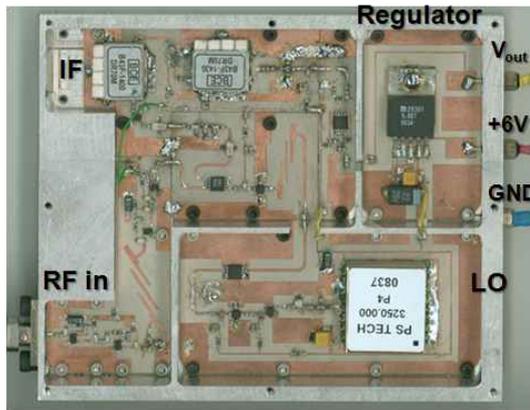


그림 6. 제작된 C-대역 라디오미터(10.2×8.6 cm)
 Fig. 6. Implemented C-band radiometer(10.2×8.6 cm).

의 대역 통과 필터 또한 상용 chip을 사용함으로써 정확한 대역폭 110 MHz를 가지도록 하였다. 최종단의 검파기는 Analog Device사의 AD8313을 사용하였고, 출력단의 저항 R과 캐패시터 C를 병렬 형태로 적분기를 구성하여 출력 전압의 평균값이 나오도록 하였다. 이 때 적분 상수는 R과 C의 곱으로 구해지

는데, 1 MΩ의 R과 10 nF의 C를 사용해서 10 mS의 적분 상수를 가지도록 하였다.

제작된 C-대역 라디오미터 모듈은 그림 6과 같다. 크기를 줄이기 위하여 비유전율이 10.2로 비교적 높고, 손실계수가 0.0023인 Rosers RT/Duroid 6010 25 mil 기판을 선택하였다. MICEL사의 MIC29501 레귤레이터를 사용하여 안정적인 +5 V를 공급할 수 있게 하였고, 차폐를 위해 하우징을 하였다. 그리고 안정적인 동작을 위해 LO단과 RF단, LO단과 IF단 사이에 벽을 두어 격리도를 높였다. 전체 크기는 10.2 × 8.6 × 1.5 cm이며, 6 V/234 mA의 비교적 낮은 전력을 소모한다.

2.4 제작된 C-대역 라디오미터의 성능 분석

제작된 C-대역 라디오미터를 대상으로 성능 분석을 실시하였다. 먼저 검파기를 분리하고 그 자리에 케이블을 연결하고, 스펙트럼 분석기(spectrum analyzer)인 E4448A를 연결하였다. 그리고 Agilent사의 E8257C 신호 발생기로 5.1 GHz에서 -80 dBm의 신호를 인가하여 그 출력 스펙트럼을 측정하였다. 그 결과, 라디오미터의 출력 스펙트럼은 그림 7과 같이 측정되었고, 이를 분석하여 시스템 대역폭이 110 MHz이고 59 dB의 이득을 가짐을 확인하였다. 그리고 잡음 지수 미터인 N8973A를 사용해 측정한 결과, 제작된 라디오미터는 2.7 dB의 잡음 지수를 가졌다.

라디오미터의 온도 변화에 대한 출력 전압 특성과 수신 감도를 확인하기 위하여 calibration 과정을 수행하였다. 안정적인 잡음 원인 50 Ω termination을 온도를 일정하게 유지시킬 수 있는 항온조 챔버(temperature chamber)에 넣어서 그림 8과 같이 등가적으로 흑체 내에서 잡음 전력을 수신하는 환경을

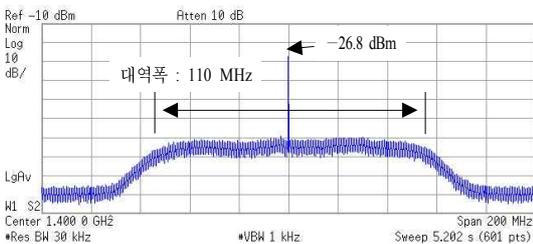


그림 7. 제작된 라디오미터의 출력 스펙트럼
Fig. 7. Output spectrum of radiometer.

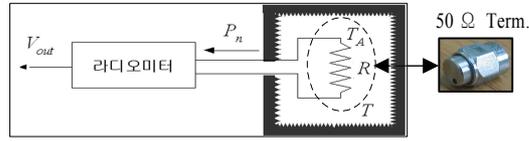


그림 8. Calibration의 개념도
Fig. 8. Concept diagram of calibration.

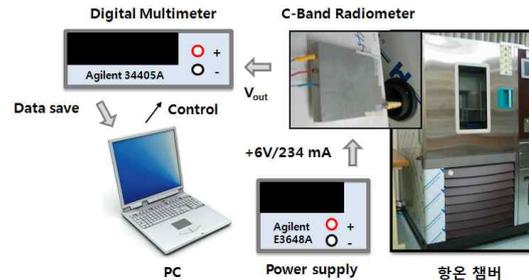
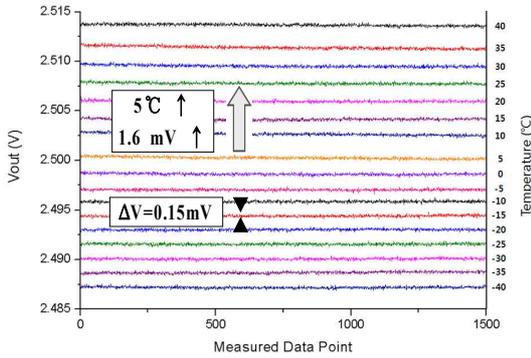


그림 9. Calibration을 위한 측정 환경 설정
Fig. 9. Measurement environment setup for calibration.

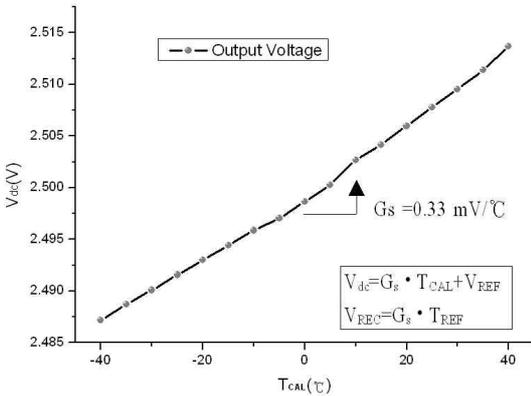
만든다. 그리고 그림 9와 같이 구성하여 항온조 챔버의 내부 온도인 T_{CAL} 을 바꿔가며, 라디오미터의 출력 전압인 V_{out} 을 읽는 항온조 테스트를 수행한다. 이를 통해 출력 전압의 DC 성분인 V_{dc} 와 온도 T_{CAL} 사이의 선형적 관계를 확인할 수 있고, 따라서 식 (8)과 같이 일차 함수 관계식으로 나타내진다.

$$V_{dc} = G_s \cdot T_{CAL} + V_{REF} \quad (8)$$

여기서 G_s 는 온도 당 전압 변화율, V_{REF} 는 기본 출력 전압이다. 또한, 출력 전압의 AC 성분에 해당하는 표준편차를 구하여 온도에 따른 출력 전압 특성을 고려하면 수신 감도를 구할 수 있다. 자동 측정을 통해 최대한 환경적 요인을 배제하여 -20 ~ 40 °C까지 매 구간당 15분의 시간 동안 5 °C의 온도 변화를 주고, 15분의 유지 기간 동안 총 1,500개의 출력 전압 값을 저장하였다. 측정 구간별 항온 챔버 내의 온도와 출력 전압 데이터를 그림 10(a)에 나타냈다. 측정 결과를 보면 온도 T_{CAL} 이 5 °C 변화할 때마다 출력 전압의 평균값인 V_{dc} 가 1.6 mV 변하고 있고, 이 때 출력 전압의 표준 편차는 0.15 mV를 가진다. 그리고 그림 10(b)에 출력 전압의 평균값 V_{dc} 를 온도 T_{CAL} 에 대해 정리한 calibration 그래프를 나타냈다. 그림을 보면 평균 출력 전압 V_{dc} 는 온도 T_{CAL} 에 대해 거의 선형적으로 변하고 있고, 따라서 식 (8)의 일차 함수 관계식



(a) 측정 구간별 출력 전압과 챔버 내 온도
 (a) Output voltage and temperature in chamber for each measurement period



(b) 온도에 대한 평균 출력 전압 그래프
 (b) Average output voltage graph with respect to chamber temperature

그림 10. Calibration 결과
 Fig. 10. Calibration result.

으로 나타내진다. 이 때 그래프의 기울기에 해당하는 온도 당 전압 변화율 G_s 는 $0.33 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ 이고, 기본 출력 전압 V_{REF} 는 2.409 V 이다.

한편, 출력 전압의 표준편차는 0.15 mV 의 값을 가지는데, 이를 온도에 대한 출력 전압비를 고려하여 전압 값을 온도로 환산하면 수신 감도 ΔT 는 0.45 K 로 계산된다. 그리고 이 값은 $243 \sim 299 \text{ K}$ 의 안테나 온도, 110 MHz 의 시스템 대역폭, 10 ms 의 적분 상수, 250 K 의 등가 잡음 온도 값을 식 (7)의 감도 공식에 넣어 구해지는 0.52 K 와 유사한 값을 확인할 수 있다.

III. C-대역 라디오미터를 사용한 지표면 온도 측정

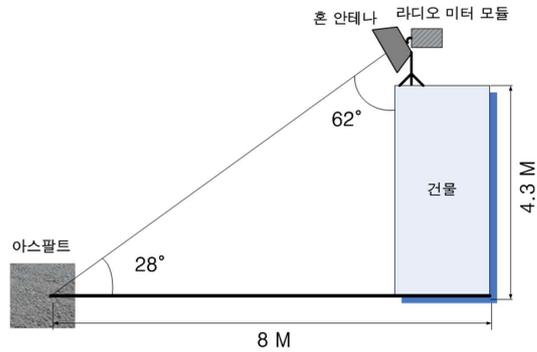


그림 11. 지표면 온도 측정을 위한 환경 설정
 Fig. 11. Environment setup for surface temperature measurement.

앞서 성능을 테스트한 C-대역 마이크로파 라디오미터를 통해 실제 지표면 온도 측정을 하였다. 지표면 온도를 측정하기 위해 높이 4.3 m 의 건물 옥상에서 건물과 62° 의 각도를 가지고 안테나를 설치하였다. 그리고 10 dBi 의 높은 이득을 가지는 혼 안테나 (horn antenna)를 이용하여 far-field 조건인 2.3 m 이상의 거리를 확보하기 위해 그림 11과 같이 측정 환경을 구성하였다^[13]. C-대역 라디오미터를 그림 12(a)와 같이 연결하고, 안테나를 측정 대상인 아스팔트를 향하게 하였다. 측정 시간은 방사 전력이 큰 태양의 영향을 최대한 없애기 위해 해가 지는 오후부터 다음날 아침까지를 선택하였다. 그리고 측정 장비는 앞서 calibration시 구성했던 그림 7의 측정 환경에서 항온조 챔버를 제외하고는 동일하게 구성하고, 지표면의 방사 전력을 측정하였다. 또한, 그림 12(b)와 같이 보온 처리된 탐침을 이용하여 실제 지표면의 온도를 동시에 측정하여 비교하였다. 라디오미터를 사용한 지표면 온도 측정은 오후 8시부터 다음날 오전 11시까지 30분마다 1,000개의 출력 전압을 저장하도록 하였으며, 시간에 따른 지표면의 온도를 2시간 간격으로 측정하였다. 측정된 출력 전압 결과를 통해 시간에 따른 출력 전압의 평균값 V_{out} 과 온도계를 통해 측정된 지표면 온도를 그림 13(a)에 각각 실선과 점선으로 나타내었다. 그리고 구간별 표준 편차를 계산을 통해 $\pm 7.5 \text{ mV}$ 로 구하였다. 그래프를 보면 지표면 온도와 라디오미터의 출력 전압 변화 곡선이 측정 상의 오차를 제외하면 비슷함을 확인할 수 있고, 따라서 전반적으로 시간에 따라 선형적인 변화



(a) 라디오미터를 사용한 아스팔트 온도 측정 사진
 (a) Picture of measuring asphalt surface temperature by using radiometer



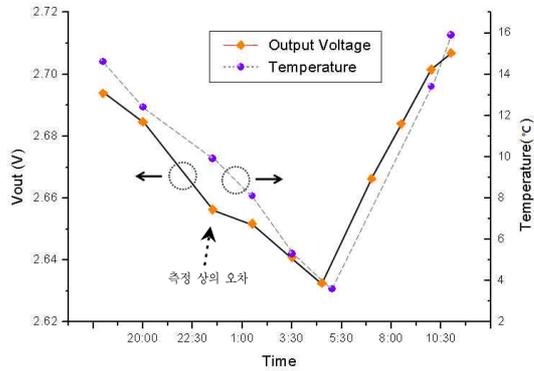
(b) 온도계를 사용한 아스팔트 온도 측정 사진
 (b) Picture of measuring asphalt surface temperature by using thermometer

그림 12. 아스팔트의 온도 측정 사진
 Fig. 12. Picture of asphalt's surface temperature measurement.

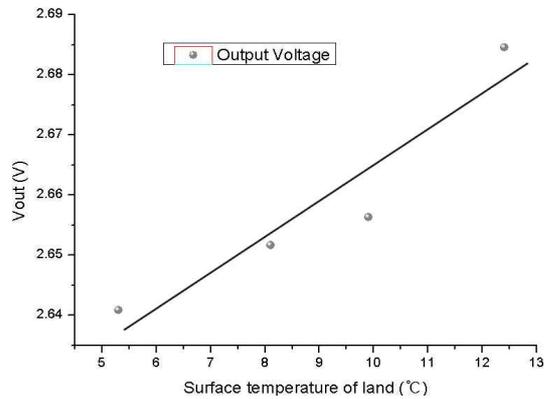
를 보이고 있음을 확인할 수 있다. 또한, 해가 진 이후부터 지표면의 온도가 떨어지다가 일조 시간인 새벽 5시경부터 다시 증가함을 추정해 볼 수 있다. 그림 13(b)에는 20시부터 다음날 5시까지의 실제 지표면 온도에 대한 출력 전압의 평균값을 정리해서 나타내었다. 그래프를 보면 지표면 온도에 대해 라디오미터의 평균 출력 전압이 약 6 mV/°C의 변화율을 가지고 비교적 선형적으로 변하고 있음을 확인할 수 있고, 이를 통해 설계된 C-대역 라디오미터가 원격 지표면 온도 측정 센서로 활용될 수 있음을 알 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 높은 감도를 가지는 C-대역 라디오미터를 설계하고, 실제 지표면을 대상으로 측정한



(a) 측정된 라디오미터 출력 전압과 지표면 온도
 (a) Measured radiometer output voltage and surface temperature



(b) 지표면 온도 vs 라디오미터 출력 전압
 (b) Land temperature vs radiometer output voltage

그림 13. C-대역 라디오미터를 이용한 지표면 온도 측정 결과(20:00~5:00)
 Fig. 13. Measurement result of land surface temperature by using C-band radiometer(20:00~5:00).

실험 결과를 제시하였다. 지표면의 온도를 측정하기 위해 높은 감도 특성을 가지는 전전력형 라디오미터 구조를 선택하였고, 안정적으로 높은 이득을 얻을 수 있도록 슈퍼헤테로다인 방식을 채택하였다. 제작된 라디오미터는 소형, 낮은 전력 소모의 장점을 가졌으며, 5.1 GHz를 중심으로 110 MHz의 대역폭 내에서 59 dB의 이득과 2.7 dB의 잡음 지수를 가졌다. Calibration 과정을 통해 설계된 시스템이 0.45 K의 높은 감도를 가짐을 확인하였고, 온도에 대해 선형적으로 동작함을 알 수 있었다. 제작된 라디오미터를 아스팔트의 온도 측정에 응용하여 성능을 검증해 보았다. 측정을 통해 얻은 시스템의 출력 전압 평균

값과 지표면의 실제 온도를 비교하여 지표면의 온도 변화에 대해 약 6 mV/°C의 변화율을 가지고 선형적으로 동작함을 알 수 있었다. 그리고 이를 통해 설계된 C-대역 라디오미터가 지표면 원격 온도 측정 센서로 사용될 수 있음을 보였다. 한편, 출력 전압의 표준 편차가 ±7.5 mV로 비교적 크기 때문에 향후 신호 처리를 통해 개선시킬 필요가 있다. 본 연구를 통해 개발된 라디오미터를 활용하면 마이크로파 및 밀리미터파 대역의 다양한 원격 측정 시스템에 적용할 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

[1] 송일영, 윤주홍, 김두용, 김용훈, 신 블라디미르, "라디오미터를 이용한 도로면 감지", 한국정보기술학회 하계학술대회 논문집, pp. 315-319, 2009년.
 [2] Alberto Ortiz, "Passive millimeter wave imaging sensor enhanced vision system", *Digital Avionics Systems Conf.*, vol. 1, pp. 26-30, 1997.
 [3] Merrill I. Skolnik, *Introduction to RADAR Systems*, pp. 1-25, McGraw Hill, 2001.
 [4] 김상봉, 손홍민, "해수 및 하천수의 염분 농도 원격탐사용 L-Band M/W Radiometer의 개발 및 초

기 실험 결과", 대한원격탐사학회 춘계학술대회 논문집, vol. 10, pp. 65-69, 2007년.
 [5] 김지훈, 남부현, 손홍민, "해수면 온도 원격탐사용 X-Band Microwave Radiometer의 수신기 설계 및 제작", 춘계 마이크로파 및 전파 전파 학술대회논문집, pp. 479-482, 2005년.
 [6] Fawwaz T. Ulaby, *Microwave Remote Sensing(Active and Passive)*, vol. 1, Artech House, 1989.
 [7] Neils Skow, *Microwave Radiometer System: Design & Analysis*, pp. 13-19, Artech House, 1989.
 [8] David M. Pozar, *Microwave and RF Design of Wireless Systems*, pp. 81-97, Wiley, 2001.
 [9] 국내 주파수 분배표, www.spectrum.or.kr
 [10] Table of total emissivity, www.monarchserver.com/Tableofemissivity.pdf
 [11] 손태호, 김기채, 김용훈, 한석태, 전자과 응용공학, pp. 273-276, 홍릉과학출판사, 2008년.
 [12] Kang Wook Kim, C. H. Park, and S. J. Han, "A new design procedure tapped coupled-line filter" *IEEE AP Symp. Dig.*, Monterey, CA, USA, vol. 3, pp. 2863-2866, Jun. 2004.
 [13] John D. Kraus, *Antennas for All Applications*, pp. 38-40, McGraw-Hill, 2001.

장 태 경



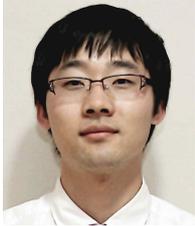
2008년 2월: 경북대학교 전자전기 컴퓨터학부 (공학사)
 2010년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학석사)
 2010년 5월~현재: LG이노텍(주) 사원
 [주 관심분야] 마이크로파 라디오미터 설계, 마이크로파 시스템 및 안테나 설계

김 영 곤



2006년 2월: 경북대학교 전자전기 컴퓨터학부 (공학사)
 2008년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학석사)
 2008년 3월~현재: 경북대학교 전자공학과 박사과정
 [주 관심분야] 초고주파 회로 설계, 초광대역 발룬, 광대역 믹서 및 주파수 체배기

우 동 식



2002년 2월: 경북대학교 전자전기컴퓨터학부 (공학사)
 2004년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학석사)
 2004년 3월~현재: 경북대학교 전자공학과 박사과정
 [주 관심분야] 마이크로파 및 밀리미터파 안테나 및 시스템 설계, 마이크로파 라디오미터 설계

김 강 욱



1985년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학사)
 1987년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학석사)
 1996년 7월: University of California, Los Angeles. 전자공학과 (공학박사)
 1987년~1990년: 한국전기연구소 연구원
 1996년~1998년: University of California Los Angeles. post-doctor 연구원
 1998년~1999년: P-Com, Inc. 마이크로파 설계연구원
 1999년~2001년: Narda DBS Microwave, RF 설계연구원
 2001년~2005년: 경북대학교 전자전기컴퓨터학부 조교수
 2006년~현재: 경북대학교 전자전기컴퓨터학부 부교수
 2007년 5월~현재: 이엠와이즈통신(주) 대표이사
 [주 관심분야] 마이크로파 통신 시스템 및 서버 시스템, 마이크로파 및 밀리미터파 부품 및 패키징, 무선 통신용 안테나, 전자기 상호 작용 및 전자기 수치 해석

손 홍 민



1985년 2월: 울산공과대학교 전자공학과 (공학사)
 1991년 3월: 일본국립 전기통신대학교 전자공학과 (공학석사)
 1995년 9월: 일본국립 전기통신대학교 전자공학과 (공학박사)
 1984년 11월~1986년 8월: (주)신도리코 기술연구소 연구원
 1995년 9월~1997년 2월: 삼성전자(주) 정보통신연구소 선임연구원
 1997년 3월~현재 호남대학교 전파이동통신공학과 교수
 [주 관심분야] 마이크로파 원격탐사 시스템, 신호 처리 안테나 시스템, 고감도 수신기, 무선 통신 시스템