

2.45GHz ISM 대역의 송신 전력 제어를 위한 전력 검출 기법 비교 연구

정희원 정명래*, 이상원**, 김학선***, 이윤현****, 이형재**

A Study on the Comparison of the Power Detection Method for the Tx Power Control in the 2.45GHz ISM Band

Myung-Rea Chung*, Sang-Won Lee**, Hak-Sun Kim***, Yun-Hyun Lee****,
Hyung-Jae Lee** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 2.45GHz ISM 대역의 전력 제어시 추정 오차를 줄이기 위하여 콘덴서를 이용한 직접 결합 전력 검출기와 방향성 결합기에 의한 전력 검출기를 설계하여 전압 감도, 대역폭, 기판 크기 등의 특성을 비교·분석하였다. 측정된 결과, 전압 감도는 입력 전력이 -50dBm에서 -25dBm까지는 전압 감도가 거의 비슷하지만 -25dBm에서 -10dBm까지는 방향성 결합기에 의한 전력 검출기의 전압 감도가 최대 3.5mV/μW 정도 우수하며, 대역폭은 방향성 결합기에 의한 전력 검출기가 콘덴서를 이용한 직접 결합 전력 검출기보다 63MHz 더 넓었다. 그러므로 전력 제어를 위한 검출기 선정시에 송신기의 출력 레벨이 -20dBm 이하인 경우는 특성이 비슷하므로 기판 크기를 줄이기 위해서는 콘덴서를 이용한 전력 검출기를 선정하는 것이 좋고, -20dBm 이상 또는 광대역의 경우는 전압 감도를 고려하여 방향성 결합기에 의한 전력 검출기를 선정하는 것이 추정 오차를 줄일 수 있다.

ABSTRACT

In this paper, we designed the power detector with the capacitor to decrease the estimation error and directional coupler which are used in 2.45GHz ISM band, also compared and analyzed the characteristics of the power sensitivity to estimate the performance of detector, the bandwidth and the printed circuit board size. As the results, their voltage sensitivity is constant from -50dBm to -25dBm which is the input power, but the detector composed by the directional coupler is superior about 3mV/μW than that by the single diode from -25dBm to -10dBm and its bandwidth is wider about 63MHz than the directional coupling power detector with the capacitor. Therefore when the output level of transmitter is below -20dBm, the power detector with the capacitor had better be selected as the detector for the power control to reduce the area because of the similar characteristics, and above -20dBm or in the wide band system, the estimation error can be eliminated by the selection of directional coupler considered the voltage sensitivity for the power detector.

I. 서 론

최근의 디지털 무선통신 시스템은 높은 음질, 높은 용량, 낮은 전력 소비 등이 중요한 목표이고 전

력 제어는 이러한 목표를 달성하기 위한 여러 방법 중의 하나이다. 대부분의 디지털 무선통신 시스템은 비교적 높은 RF(1~3GHz) 대역에서 동작되고, 이러한 RF 대역은 미래의 많은 디지털 무선통신 시스

* 목포해양대학교 해양전자통신공학부(mrchung@mail.mmu.ac.kr)

** 한국항공대학교 항공전자공학과

*** 대전산업대학교 정보통신공학과

**** 한국항공대학교 항공통신정보공학과

논문번호: 98425-0924, 접수일자: 1998년 9월 24일

템에 이용되리라 전망된다^[1,2].

산업, 과학, 의료계의 용도를 위해 할당된 ISM 대역용의 디지털 무선통신 시스템의 전력 제어 목적은 이동체 송신기의 송신 전력을 필요 최소한으로 억제함으로써 간섭과 원근 문제, 주파수 이용 효율, 전력 소비 등을 향상시키는 것이다. 이러한 전력 제어는 추정된 전파 손실을 기초로 하기 때문에 추정 오차, 또는 추정에서 제어 사이에 변동하는 전파 특성을 보정하는 것이 어렵고, 매우 미세한 전력 제어에는 어려움이 따른다. 그러므로 추정 오차를 줄이기 위해서는 송신기의 미세한 출력 레벨을 정확하게 검출할 수 있는 전력 검출기가 필요하다.

디지털 무선통신 시스템의 출력 레벨을 검출하는 방법으로 콘덴서를 이용한 직접 결합 전력 검출기(CDMA)와 방향성 결합기에 의한 전력 검출기(NOKIA)가 사용되고 있지만, 두 방식에 대한 선택 기준이 없는 상태이다. 그러므로 전력 검출기를 선택할 경우 전력 증폭기의 출력 레벨에 대한 대역폭, 전압 감도, 회로 구성시의 기판 면적 등에 의한 선택 기준을 고려하여야 한다^[3].

본 논문에서는 ISM 대역용 송수신기와 이동통신 단말기 등에 적용 가능한 전력 검출기를 고찰하였다. 그리고 콘덴서를 이용한 직접 결합 전력 검출기와 방향성 결합기에 의한 전력 검출기의 성능을 평가하는 전압 감도, 대역폭, 면적 등의 성능을 실험적으로 확인하기 위하여 기판에 전력 검출기를 구현한 후 spectrum analyzer와 network analyzer를 사용하여 측정하였다. 또한 측정값과 EEsOF에서 시뮬레이션한 결과를 이용하여 콘덴서를 이용한 직접 결합 전력 검출기와 방향성 결합기에 의한 전력 검출기의 특성을 비교·분석하여, 전력 검출기의 선택 기준을 제시하였다.

II. 전력 검출기의 분석

2.1 검출용 다이오드의 특성 분석

다이오드 검출기의 회로 구성은 입력 신호원의 출력 임피던스와 같은 중단 저항과 검출용 다이오드, 그리고 저주파 성분의 평활 회로로 구성된다. 검출용 다이오드는 일반적으로 n형 Schottky 다이오드나 바이어스가 필요없는 p형 Schottky 다이오드를 이용하여 설계한다. 그러나 n형 Schottky 다이오드를 사용하면 포화 전류가 작기 때문에 낮은 입력 전력 레벨(<1mW)을 검출하기 위해서는 외부 DC 바이어스 전원이 필요하지만, p형 Schottky 다이오

드는 상대적으로 포화 전류가 크기 때문에 바이어스 전원이 필요없으므로 비용, 크기, 복잡성을 최소화시키면서 매우 낮은 flicker 잡음을 제공한다. 그러므로 휴대성, 수명, 비용 등의 장점을 갖는 전력 검출기를 설계하기 위하여 Hewlett-Packard사의 p형 Schottky 다이오드인 HSMS-2850을 검출용 다이오드로 선정하였다^[4-6].

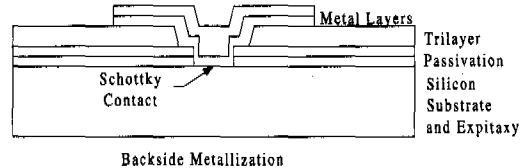


그림 1. HSMS-2850의 이중 접합 부분
Fig. 1. Schottky Diode Chip of HSMS-2850

HSMS-2850은 그림 1과 같이 금속 접합, 실리콘 기판, Schottky 접합의 가장자리 패시베이션과 같은 접합 구조를 가지고 있다. 이러한 세가지 모양의 접합은 flicker 잡음을 발생시킨다. 만일 크리스탈 비디오 주파수가 노이즈 코너보다 밑에 있다면 Schottky 검출 회로를 이용한 수신기의 감도는 심하게 감소되므로 flicker 잡음을 감소시키기 위해서 패시베이션을 제거시키는 방법이 있지만 구조상 non-hermetic package로 고정시킬 수 없다. 그러므로 flicker 잡음에 의한 수신 감도의 영향은 p형 실리콘 Schottky 다이오드에 외부 바이어스를 공급하면 n형(실리콘 또는 GaAs) Schottky 다이오드보다 flicker 잡음이 매우 작게 되는 점을 이용하여 해결할 수 있다^[7].

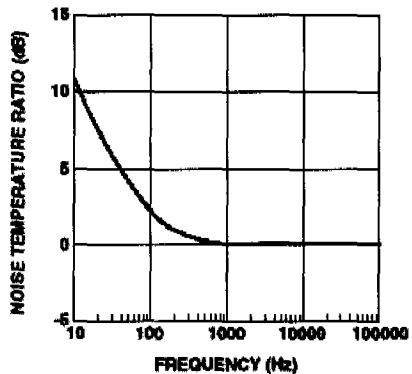


그림 2. HSMS-2850의 잡음 온도 비
Fig. 2. Noise Temperature Ratio of HSMS-2850

그림 2와 같은 HSMS-2850의 잡음 온도 비는 그림 3과 같은 선형 등가 회로에서 저항 R_J의 이상적

인 저항기의 잡음 전력에 의해 분할된 다이오드의 잡음 전력(dBV/Hz로 표시된)의 비율이다. 여기에서 L_{pkg} 는 패키지 기생 인덕턴스, C_{pkg} 는 패키지 기생 용량, R_s 는 기생 직렬 저항, C_j 는 접합 기생 용량, R_j 는 접합 저항이다.

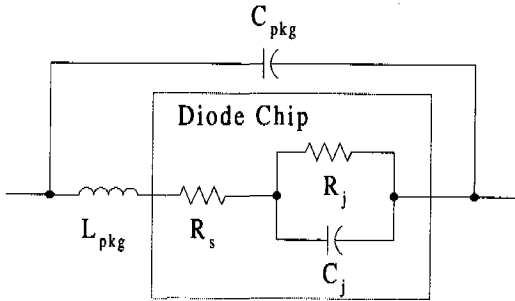


그림 3. HSMS-2850의 등가 회로
Fig. 3. Equivalent Circuit of HSMS-2850

300° K에서 이상적인 저항기 R에 대한 잡음 전압은 $v = 1.287 \times 10^{-10} \sqrt{R} [volts/Hz]$ 로 계산되고, $20 \log_{10} v [dBV/Hz]$ 로 표시된다.

회로 설계에 사용된 다이오드의 순방향 전류 대 순방향 전압에 대한 Pspice 시뮬레이션 결과를 그림 4에 나타내었다.

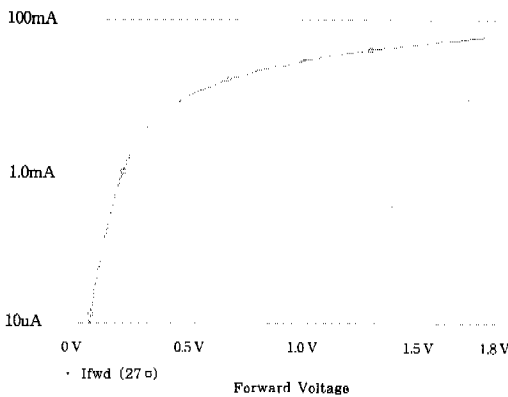


그림 4. 순방향전류 대 순방향전압 (+27°C의 경우)
Fig. 4. +27°C Forward Current vs. Forward Voltage

2.2 다이오드 검출기 회로

다이오드 검출기는 그림 5와 같이 외부 DC 바이어스를 공급하는 전통적인 검출기로 나타낼 수 있다. 회로와 같은 DC 바이어스를 이용하는 Schottky 다이오드 검출기는 -55 ~ -57dBm의 감도를 갖는 저가의 RF와 극초단파 수신기에 이용된다. 또한 외부 DC 바이어스로 검출기 회로의 비디오 임피던스를 조절할 수 있으므로 입력 전력 레벨의 넓은 범위에

서 전통적인 square 법칙 응답을 나타낸다.

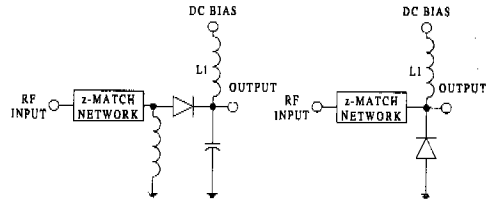


그림 5. 다이오드 검출기
Fig. 5. Diode Detector Circuits

이러한 회로에서 DC 바이어스를 이용하지 않은 Schottky 다이오드 검출기는 일반적인 Schottky 다이오드를 대신하여 무 바이어스 Schottky 다이오드가 사용되고 바이어스 초크 L_1 은 제거된다. 그때의 회로는 다이오드, RF 임피던스 정합망 그리고 필요한 경우 DC 귀환 초크와 콘덴서를 바꾸면 된다.

그림 5의 검출기 회로에서 다이오드에 흐르는 전류 i_d 는 다음과 같다.

$$i_d = I_s \left\{ \exp\left(\frac{qv_d}{kT}\right) - 1 \right\} \quad (1)$$

여기서 I_s 는 포화 전류, q 는 전하량, k 는 볼츠만 상수, T 는 절대온도, v_d 는 다이오드 양단의 전압이다.

또한 다이오드에 흐르는 평균 전류 $\langle i_d \rangle$ 는 한 주기 동안을 적분함으로써 구할 수 있다.

$$\langle i_d \rangle = I_s \left\{ \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} \left[\exp\left(\frac{qv_d}{kT}\right) - 1 \right] dt \right\} \quad (2)$$

여기서 $v_d = V_{dc} + V_{\mu} \cos \omega t$ 로 $V_{\mu} \cos \omega t$ 는 검출기 입력에 공급되는 전압, $\omega\tau$ 는 2π , V_{dc} 는 콘덴서 전압이다.

이 식을 간략화하면 다음과 같이 된다[8].

$$\langle i_d \rangle = I_s \left\{ \exp\left[\frac{qV_{dc}}{kT}\right] I_0\left(\frac{qV_{\mu}}{kT}\right) - 1 \right\} \quad (3)$$

여기서 I_0 는 수정된 제로차 제 1종 베셀 함수이다. 평균 전류가 0이 아니면, 온도 영향을 많이 받는 포화전류 I_s 에 따라 급격히 변화한다. 그러므로 검출기의 출력은 $\langle i_d \rangle = 0$ 이 되도록 매우 높은 임피던스 증폭기에 공급되도록 한다. 식 (3)을 간략화하면 검출된 전압 V_{dc} 는 다음과 같다.

$$V_{dc} = \frac{kT}{q} \ln \Pi_0 \left(\frac{qV_{\mu}}{kT} \right) \quad (4)$$

저 레벨 신호들에 대해서는 $\Pi_0(z)$ 를 다음과 같이 전개시킬 수 있다.

$$\Pi_0(z) = 1 + \frac{1}{4} z^2 + \frac{1}{64} z^4 + \dots$$

만일 앞의 두 항과, $z = \frac{qV_{\mu}}{kT}$ 를 넣으면, 식 (4)는 다음과 같이 된다.

$$V_{dc} \cong \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{q^2 V_{\mu}^2}{4k^2 T^2} \right) \cong \frac{q V_{\mu}^2}{4kT} \quad (5)$$

식 (5)에 의해 검출기가 Square 법칙 범위에서 동작되고, V_{μ}^2 에 비례하는 양이 측정되므로 전력을 효과적으로 측정할 수 있다는 것을 알 수 있다.

매우 큰 신호에 대해서 식 (4)는 다음과 같이 간략화된다.

$$V_{dc} = V_{\mu} - \frac{kT}{2q} \ln \left\{ \frac{2\pi q V_{\mu}}{kT} \right\} \quad (6)$$

이 식은 V_{dc} 는 RF 피크 전압 V_{μ} 에 비례하고 검출기는 피크 검출 영역에 있다는 것을 의미한다.

전력 검출기를 평가하는 중요한 성능은 출력 전압 대 입력 신호 전력의 기울기로 정의되는 전압 감도 $\gamma (\gamma = V_{dc}/P_{in})$ 이다. 기생적인 것과 반사 손실을 무시하면 전압 감도는 다음과 같이 정의된다.

$$\gamma = \beta / (\partial I / \partial V) \quad (7)$$

여기서 β 는 전류 감도로서 이론상 20A/W의 값을 가지므로 $\partial I / \partial V = I / 0.026$ 의 다이오드 방정식에 의해 다음과 같이 정의된다.

$$\gamma = 0.52 / I = 0.52 / I_S \quad (8)$$

여기서 I_S 는 다이오드 포화 전류이다.

그러나 실제적인 전압 감도는 식 (9), (10), (11)과 같이 각각 다이오드 용량과 저항, 부하 저항, 반사 손실 등을 고려해야 한다^[6].

$$\gamma_1 = 0.52 / [I_S (1 + \omega^2 C^2 R_S R_V)] \quad (9)$$

$$\gamma_2 = \gamma_1 [R_L / (R_V + R_L)] \quad (10)$$

$$\gamma_3 = \gamma_2 (1 - \rho^2) \quad (11)$$

$$\rho = (Z_D - 50) / (Z_D + 50) \quad (12)$$

여기서 $\omega = 2\pi f$, ρ 는 반사 계수, Z_D 는 패키지 기생과 주파수에 대한 함수이다.

2.3 방향성 결합기의 해석

방향성 결합기를 이용한 전력 검출기는 그림 6과 같은 비대칭 결합선로 또는 대칭 결합선로의 결합 포트에 그림 5와 같은 다이오드 검출기를 연결시킨 구조로 구성된다.

그림 6과 같은 4 포트의 비대칭형 결합선로는 두 출력 포트 사이에 180°의 위상차가 발생하고 대칭형 결합기에 비해 통과 포트의 전력을 크게 할 수 있는 장점을 가지고 있다^[9]. 이러한 비대칭형 결합기에서 전류와 전압의 관계는 다음과 같이 표시할 수 있다.

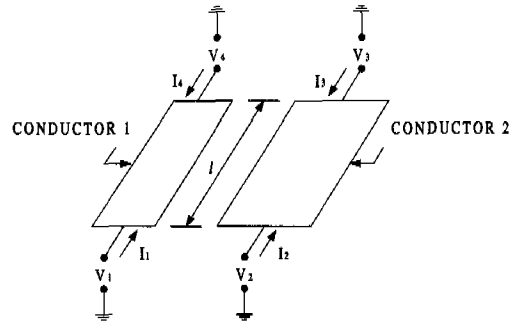


그림 6. 4 포트의 비대칭형 결합선로 구조
Fig. 6. Schematic of a uniform coupled-line four-port.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ R_c & R_c & R_r & R_r \\ R_c e^{-\gamma l} & R_c e^{\gamma l} & R_r e^{-\gamma l} & R_r e^{\gamma l} \\ e^{-\gamma l} & e^{\gamma l} & e^{-\gamma l} & e^{\gamma l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \\ A_4 \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ -I_3 \\ -I_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_d & -Y_d & Y_{\pi} & -Y_{\pi} \\ R_c Y_d & -R_c Y_d & R_r Y_d & -R_r Y_d \\ R_c Y_d e^{-\gamma l} & -R_c Y_d e^{\gamma l} & R_r Y_d e^{-\gamma l} & -R_r Y_d e^{\gamma l} \\ Y_d e^{-\gamma l} & -Y_d e^{\gamma l} & Y_d e^{-\gamma l} & -Y_d e^{\gamma l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \\ A_4 \end{bmatrix} \quad (14)$$

여기서 R_c 와 R_r 는 손실이 없는 결합선로 시스템에서의 양의 실수와 부의 실수, γ_c 와 γ_r 는 손실이 없는 선로에 대한 위상과 역위상 파, l 은 결합선로 길이, A_1, A_2, A_3, A_4 는 진폭 계수, $Y_{c1}, Y_{c2}, Y_{\pi 1}, Y_{\pi 2}$ 는 even과 odd 모드에 대한 선로 1과 2의 특성 어드미턴스이다.

동질의 매질에 대한 비대칭형 결합 선로의 TEM 파에 대한 선로는

$$y_1 z_1 = y_2 z_2 \quad (15)$$

그리고

$$\frac{y_m}{(y_1 y_2)^{1/2}} = -\frac{z_m}{(z_1 z_2)^{1/2}} \quad (16)$$

이다. 그 다음에

$$\gamma_c = \gamma_\pi = j\beta \quad (17)$$

$$R_c = -R_\pi = (Z_2/Z_1)^{1/2} \quad (18)$$

이며, 여기서 $Z_1 = (z_1/y_1)^{1/2}$ 이고, $Z_2 = (z_2/y_2)^{1/2}$ 이다.

4 포트 결합 선로에 대한 임피던스 파라미터 표현식은 다음과 같다.

$$Z_{11} = Z_{44} = -j/2(Z_1/Z_2)^{1/2}(Z_c + Z_\pi) \cot \theta \quad (19-1)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} = -j/2(Z_c - Z_\pi) \cot \theta \quad (19-2)$$

$$Z_{13} = Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} = -j/2(Z_c - Z_\pi) \csc \theta \quad (19-3)$$

$$Z_{14} = Z_{41} = -j/2(Z_1/Z_2)^{1/2}(Z_c + Z_\pi) \csc \theta \quad (19-4)$$

$$Z_{22} = Z_{33} = -j/2(Z_2/Z_1)^{1/2}(Z_c + Z_\pi) \cot \theta \quad (19-5)$$

$$Z_{23} = Z_{32} = -j/2(Z_2/Z_1)^{1/2}(Z_c + Z_\pi) \csc \theta \quad (19-6)$$

여기서 $Z_{c,\pi} = (Z_1 Z_2)^{1/2} \left[\frac{1 \pm y_m (y_1 y_2)^{1/2}}{1 \mp y_m (y_1 y_2)^{1/2}} \right]$ 이다.

선로 상수항에서 Z_c 와 Z_π 는 선로 1에 대한 $(Z_{0e})^a$, $(Z_{0o})^a$ 와 선로 2에 대한 $(Z_{0e})^b$, $(Z_{0o})^b$ 에 의해 정의한 두 선로의 even과 odd 모드 임피던스로 각각 다음과 같이 나타낸다^[10-11].

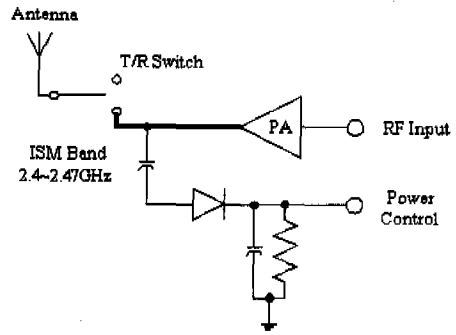
$$(Z_{0e})^a + (Z_{0o})^a = (Z_1/Z_2)^{1/2}(Z_c + Z_\pi) \quad (20-1)$$

$$(Z_{0e})^a - (Z_{0o})^a = (Z_{0e})^b - (Z_{0o})^b = Z_c - Z_\pi \quad (20-2)$$

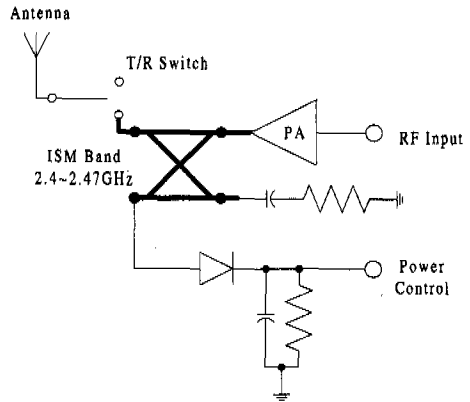
$$(Z_{0e})^b + (Z_{0o})^b = (Z_2/Z_1)^{1/2}(Z_c + Z_\pi) \quad (20-3)$$

III. ISM 밴드용 전력 검출기의 설계 및 측정

3.1 전력 검출기 회로 설계



(a) 콘덴서를 이용한 직접 결합 전력 검출기



(b) 방향성 결합기에 의한 전력 검출기

그림 7. 전력 검출기 회로도
Fig. 7. Power Detector Circuits

전력 증폭기의 출력 레벨에 대한 대역폭, 전압 감도, 회로 구성시의 기판 면적 등에 의한 전력 검출기의 성능을 비교하기 위하여 그림 7과 같은 회로를 설계하였다. 그림 7의 (a)와 (b)는 각각 송신기의 전력을 제어하기 위하여 전력 증폭기의 출력단에 콘덴서와 방향성 결합기를 이용하여 전력을 검출하는 회로이다. 설계 및 구현에 사용한 기판은 유전율 $\epsilon_r=2.5$, 유전체 두께 0.508mm, 동박 두께 0.018mm인 테프론 기판을 사용하였다. 그림 7의 (a)에서 임피던스 정합시에 제조 단가를 줄이기 위해서 lump 소자를 사용하지 않고 전송 선로를 이용하여 용량성과 인덕턴스를 갖도록 설계하였다. 전송 선로 shunt stub는 특성 임피던스 40Ω를 갖는 $\lambda/4$ 보다 작은 길이로 shunt 인덕턴스와 다이오드에서 정류된 전류에 대한 반사 회로를 제공토록 하였으며, 용량성은 약 90Ω의 특성 임피던스를 갖도록 하였다. 그림 7의 (b)는 특성 임피던스가 50Ω과 75Ω를 갖는 비

대칭형 방향성 결합기로 두 선로 사이의 결합 전력 이 -17dB 이상이 되도록 설계하였다.

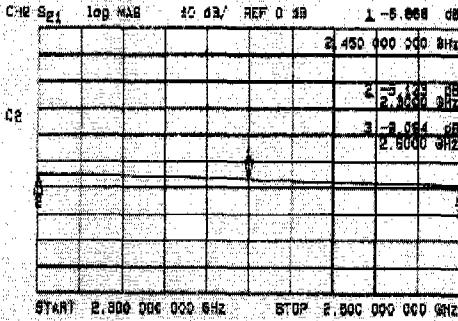


그림 8. 콘덴서를 이용한 직접 결합 전력 검출기의 입력 return loss

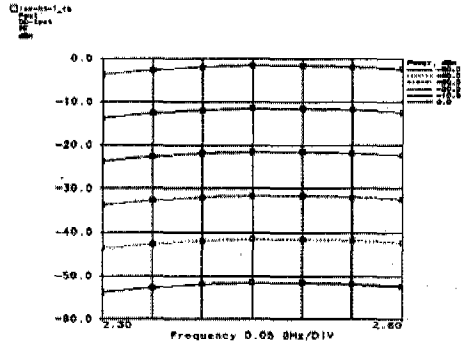
Fig. 8. Input return loss of direct coupling power detector with the capacitors

Frequency GHz	S(1,1) dB	S(1,2) dB	S(2,1) dB	S(2,2) dB
2.45000000	-39.4123	-17.0000	-17.0000	-39.4123
2.45000000	-39.4123	-17.0000	-17.0000	-39.4123
2.45000000	-39.4123	-17.0000	-17.0000	-39.4123
2.45000000	-39.4123	-17.0000	-17.0000	-39.4123
2.45000000	-39.4123	-17.0000	-17.0000	-39.4123
2.45000000	-39.4123	-17.0000	-17.0000	-39.4123
2.45000000	-39.4123	-17.0000	-17.0000	-39.4123
2.45000000	-39.4123	-17.0000	-17.0000	-39.4123
2.45000000	-39.4123	-17.0000	-17.0000	-39.4123
2.45000000	-39.4123	-17.0000	-17.0000	-39.4123

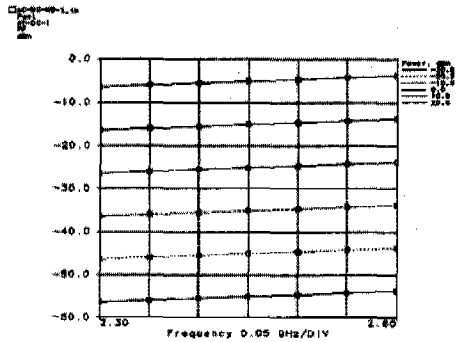
그림 9. 방향성 결합기에 대한 중요 포트의 S-파라미터

Fig. 9. S-parameter of the directional coupler's ports

설계된 전력 검출기의 특성을 확인하기 위하여 EESof을 사용하여 시뮬레이션한 결과는 그림 8, 9, 10과 같다. 콘덴서를 이용한 직접 결합 전력 검출기는 중심 주파수 2.45GHz에서 정합이 잘 되었지만 기판의 적은 편차와 다이오드의 특성에 의해 중간 주파수가 천이하므로 구현할 때 주의를 요한다. 방향성 결합기는 포트 1에서 포트 3으로 결합되는 전력이 -17dB 이상이 되며, 중심 주파수에 대한 S₁₁은 -39.41dB를 갖는다. 2.3~2.6GHz로 주파수를 변화시키면서 출력 전력의 비교를 위하여 전력 검출기 입력 전력이 같도록 콘덴서를 이용한 직접 결합 전력 검출기는 -50 ~ 0 dBm까지 +10dBm, 방향성 결합기에 의한 전력 검출기는 -30 ~ 20 dBm까지 +10 dBm씩 증가시켜 출력 전력을 예측하였다. 중심 주파수에서 콘덴서를 이용한 직접 결합 전력 검출기는 삽입 손실이 약 -3dB이며, 방향성 결합기에 의한 전력 검출기는 임피던스 변환 손실이 합산되어 약 -6dB의 삽입 손실을 갖는다.



(a) 콘덴서를 이용한 직접 결합 전력 검출기



(b) 방향성 결합기에 의한 전력 검출기

그림 10. 검출기 회로의 출력

Fig. 10. Output of Detector Circuits

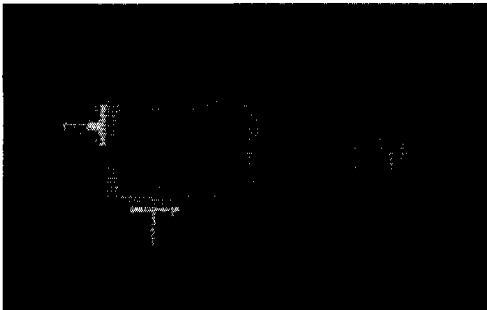
3.2 측정 결과 및 분석

본 연구에서 설계된 콘덴서를 이용한 직접 결합 전력 검출기와 방향성 결합기에 의한 전력 검출기를 유전율 2.5, 두께 0.508mm, copper 0.018mm인 테프론 기판에 구현하였다. 그림 11은 구현한 전력 검출기의 사진으로 기판 면적이 38×20mm와 31×25mm의 크기이다.

구현한 전력 검출기를 S.S.G.(HP 83712A), network analyzer (HP 8720C), spectrum analyzer(HP 8563E)로 SWR과 S₂₁을 측정한 결과는 그림 12와 13과 같다. 2.3~2.6GHz 대역에서 방향성 결합기에 의한 전력 검출기의 SWR은 약 1.48 이내, 직접 결합 전력 검출기와 방향성 결합기에 의한 전력 검출기의 S₂₁은 -5.123~-9.094dB와 -23.993~-21.015dB인 특성을 나타내었다. 이것은 전력 검출기 내의 콘덴서와 방향성 결합기의 주파수 임피던스 특성 차이에서 기인한다. 콘덴서는 주파수 증가에 대해 임피던스가 민감하게 변하지만 방향성 결합기의 임피던스는 콘덴서보다 변화 폭이 작기 때문이다.



(a) 콘덴서를 이용한 직접 결합 전력 검출기



(b) 방향성 결합기에 의한 전력 검출기

그림 11. 구현한 전력 검출기
Fig. 11. The fabricated power detector

구현한 콘덴서를 이용한 직접 결합 전력 검출기에는 2.3~2.6GHz 대역 -50, -30, -10dBm의 입력 전력을 방향성 결합기에 의한 전력 검출기는 결합 전력(-17dB)과 임피던스 변환 손실(-3dB)을 고려하여 -30, -10, 10dBm의 입력 전력을 공급할 때의 출력 전력 특성을 그림 14에 나타내었다. 그림 14의 결과를 분석하면 2.4~2.5GHz 대역에서는 직접 결합 전력 검출기의 출력이 높지만 그 밖의 대역에서는 방향성 결합기에 의한 전력 검출기의 출력이 높으며 전체 대역에서도 출력 전력이 평탄하다 또한 대역폭은 방향성 결합기에 의한 전력 검출기가 298MHz로 콘덴서를 이용한 직접 결합 전력 검출기의 235MHz보다 63MHz 더 넓었다. 그러므로 광대역과 다중 채널이 요구되는 송신기에서는 방향성 결합기에 의한 전력 검출기를 선택하는 것이 좋다.

중심 주파수 2.45MHz 입력 전력을 -50dBm에서 0dBm까지 공급하였을 때의 출력 전력을 측정하여 전압으로 환산한 결과는 그림 15와 같다. 입력 전력이 -30dBm 이하에서는 콘덴서를 이용한 직접 결합 전력 검출기가 square 법칙에 접근하고, -30dBm 이상에서는 방향성 결합기에 의한 전력 검출기가

square 법칙에 더 가깝다는 것을 알 수 있다. 따라서 송신기의 출력이 저전력인 경우는 콘덴서를 이용한 직접 결합 전력 검출기가 우수하고 고전력인 경우는 방향성 결합기에 의한 전력 검출기가 우수하다.

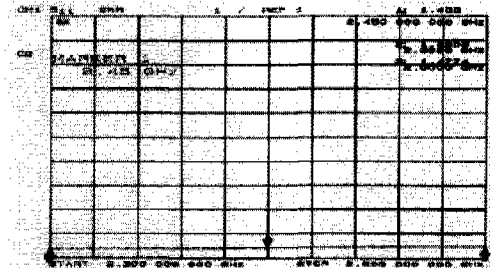
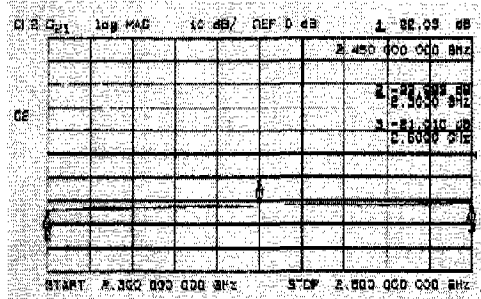
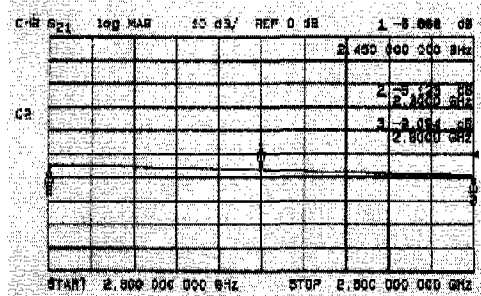


그림 12. 측정된 방향성 결합기 전력 검출기의 SWR
Fig. 12. The measured SWR of The directional coupling power detector

중심 주파수 2.45GHz에 입력 전력을 -50dBm에서 -10dBm까지 공급하였을 때 식 (9), (10), (11)에 의해 계산된 전력 검출기의 전압 감도는 그림 16과 같다. -50dBm에서 -25dBm까지는 전압 감도가 거의 비슷하지만 -25dBm에서 -10dBm까지는 방향성 결합기에 의한 전력 검출기의 전압 감도가 최대 3.5mV/ μ W 정도 우수하다는 것을 확인할 수 있다.



(a) 콘덴서를 이용한 직접 결합 전력 검출기



(b) 방향성 결합기에 의한 전력 검출기

그림 13. 측정된 다이오드 검출기의 S₂₁
Fig. 13. The measured S₂₁ of Diode Detector

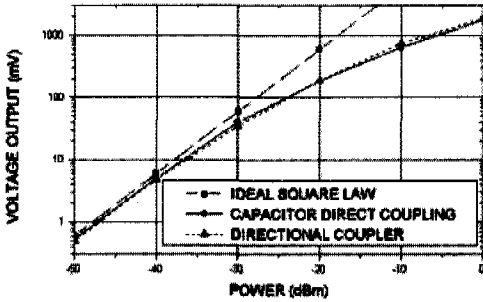


그림 14. 출력 전력(Pin = -10, -30, -50dBm)
Fig. 14. Measured Output Power

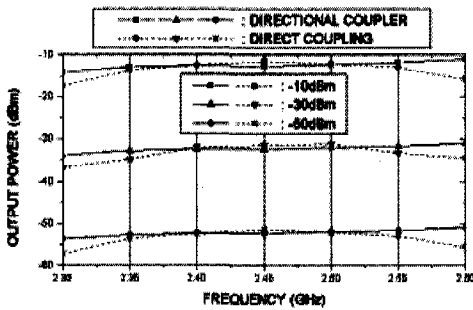


그림 15. 2.45GHz 전력 검출기의 전달 곡선
Fig. 15. Measured Transfer Curve for the 2.45GHz Power Detector

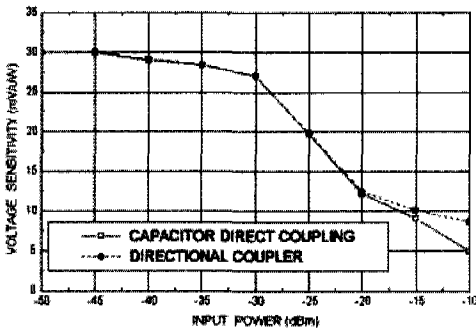


그림 16. 2.45GHz에 대한 전압 감도 대 입력 전력
Fig. 16. Y vs. P_m , 2.45GHz

IV. 결론

본 논문에서는 ISM 대역용 2.45GHz대의 콘덴서를 이용한 직접 결합 전력 검출기와 방향성 결합기에 의한 전력 검출기를 구현하여 검출기의 성능을 평가하는 전압 감도, 대역폭, 기판 크기 등의 특성

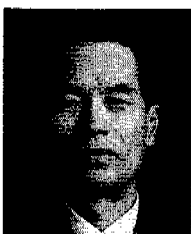
을 비교 및 분석하였다. 설계된 회로를 측정된 결과, 전압 감도는 입력 전력이 -50dBm에서 -25dBm까지는 전압 감도가 거의 비슷하지만 -25dBm에서 -10dBm까지는 방향성 결합기에 의한 전력 검출기의 전압 감도가 최대 3.5mV/μW 정도 우수하며, 대역폭은 방향성 결합기에 의한 전력 검출기가 298MHz로 콘덴서를 이용한 직접 결합 전력 검출기의 235MHz보다 63MHz 더 넓었다. 또한 기판 크기는 콘덴서를 이용한 전력 검출기와 방향성 결합기에 의한 전력 검출기가 각각 38×20mm와 31×25mm이지만 임피던스 정합용으로 콘덴서와 인덕터를 사용하므로 제조 단가가 비싸다. 그러므로 ISM 대역용 디지털 무선통신 시스템의 전력 제어를 위한 검출기 선정시에 송신기의 출력 레벨이 -20dBm 이하인 경우는 특성이 비슷하므로 기판 크기를 줄이기 위해서는 콘덴서를 이용한 전력 검출기를 선정하는 것이 좋다. 그러나 송신기의 출력이 -20dBm 이상인 경우 전압 감도를 고려하여 방향성 결합기에 의한 전력 검출기를 선정하는 것이 추정 오차를 줄일 수 있다. 이러한 선정 기준은 전력 제어가 필요한 디지털 무선통신 시스템에 적용할 수 있을 것이다.

참고 문헌

- [1] Magnus Almgren, Hakan Andersson and Kenneth Wallstedt, "Power control in a cellular system", Proceedings of the 1994 IEEE 44th Vehicular Technology Conference, vol. 2, pp. 833-837. Jun. 1994.
- [2] Shinichi MIYAMOTO, Norihiko MORI-NAGA, "Effect of microwave oven interference on the performance of digital radio communications systems", Proceedings of the 1997 IEEE International Conference on Commun., vol. 1/3, pp. 51-55. Jul. 1997.
- [3] G. F. Avitabile, A. Cidronali, C. Salvador, M. Speciale, "A compact MMIC 90° coupler for ISM applications", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 1. pp. 281-284. Jun. 1997.
- [4] Hewlett-Packard Application Note 1089, Designing detectors for RF/ID tags.
- [5] Hewlett-Packard Application Note 1090, The zero bias Schottky diode detector at temperature extremes problems and solutions.

- [6] Rolando R. Buted, "Zero bias detector diodes for the RF/ID market," H.P. Journal, pp. 94-98, Dec. 1995.
- [7] Hewlett-Packard Technical Data, Surface mount zero bias Schottky detector diode.
- [8] Dr. S. Wetenkamp, "Comparison of single vs. dual diode detectors for microwave power detection". IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 1. pp. 361-363. May. 1983.
- [9] David M. Pozar, "Microwave Engineering". pp. 415-430. Addison-Wesely. 1993.
- [10] Vijai K. Tripathi, "Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-23, pp. 734-739. Sep. 1975.
- [11] Edward G. Cristal, "Coupled-transmission-line directional couplers with coupled lines of unequal characteristic impedances", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-14, pp. 337-346. Jul. 1975.

정 명 래(Myung-Rea Chung) 정회원



1964년 2월 : 한국항공대학교
통신학과 졸업
1967년 : 목포해양고등전문학교
교수
1980년 : 목포해양전문대학
교수
1992년 2월 : 한국항공대학교
대학원 통신정보공
학과(공학석사)

1993년 7월~현재 : 목포해양대학교 교수
1996년 : 한국항공대학교 박사과정 수료
<주관심 분야> RF 통신회로, 마이크로파

이 상 원(Sang-Won Lee) 정회원



1989년 2월 : 한국항공대학교
항공전자공학과
(공학사)
1991년 8월 : 한국항공대학교
대학원 항공전자
공학과(공학석사)
1991년 3월~1997년 7월 : (주)

ED 기술연구소

1997년 8월~현재 : 한국항공대학교 대학원 항공전
자공학과 박사과정 재학
<주관심 분야> 초고주파 회로 및 시스템

김 학 선(Hak-Sun Kim) 정회원



1986년 2월 : 한국항공대학교
항공전자공학과(공학사)
1990년 2월 : 한국항공대학교
대학원 항공전자 공학
과(공학석사)
1993년 8월 : 한국항공대학교
대학원 항공전자 공학
과(공학박사)

1993년 3월~현재 : 대전산업 대학교 정보통신공학
과 조교수
<주관심 분야> RF 시스템 설계 및 제작, MMIC
설계, 이동 단말기 RF Block 설계
및 제작, 측정, 이동통신시스템 시
뮬레이션 및 부품 설계 및 제작

이 윤 현(Yun-Hyun Lee) 정회원



1965년 2월 : 한국항공대학교
전자공학과(공학사)
1985년 2월 : 경희대학교 대학
원 전자공학과(공학박사)
1975년 9월 : 통신기술사
1988년 7월 : New York State
University at Buffalo
교환교수

1980년 3월~현재 : 한국항공대학교 교수
<주관심 분야> 초고주파 회로 설계, 마이크로 파
통신

이 형 재(Hyung-Jae Lee) 종신회원



1958년 3월 : 한국항공대학교
항공전자공학과 졸업
1988년 3월~1991년 2월 : 한
국항공대학교 대학원장
1992년 8월~1996년 7월 : 한
국항공대학교 총장

1958년 4월~1998년 8월 : 한국항공대학교 항공전
자공학과 조교, 조교수, 부교수, 교수
<주관심분야> 회로 및 시스템