

2.45 GHz대역에서의 마이크로스트립 슬롯 안테나와 LNA의 집적화

正會員 盧暎澈*, 明魯勳*, 崔順達*

Integration of a Microstrip Slot Antenna with LNA at 2.45 GHz Band

Young Chul Noh*, Noh Hoon Myung*, Soon Dal Choi* Regular Members

要 約

본 논문에서는 마이크로스트립 슬롯 안테나에 저잡음 증폭기를 집적하여 능동 안테나를 설계하고 제작하였다. 일반적으로 안테나와 저잡음 증폭기 사이에는 전송선과 많은 불연속을 가진 입력 정합회로가 존재한다. 그러나 마이크로스트립 슬롯 안테나의 입력 임피던스를 이용하여 저잡음 증폭기의 입력 정합회로를 구현하고 능동소자를 안테나에 직접 집적시킬 경우 불연속과 전송선을 줄일 수 있으며, 마이크로스트립 슬롯 안테나는 능동소자와 다른 면에 있기 때문에 집적화를 위해 안테나의 단면을 개조할 필요가 없다. 이러한 집적화는 안테나의 spurious 복사와 cross-polar 복사, 전송선에 의한 전력 손실을 감소시키며 수동 소자의 전력 손실은 곧 잡음지수의 증가를 의미하기 때문에 전체 수신단의 잡음지수와 전력 이득을 동시에 향상시키는 장점이 있다. AT41411을 2.40~2.50GHz에서 실험하여 이론치와 비교하였는데, 능동 안테나를 이용한 수신단은 기존의 cascade 수신단보다 잡음지수와 전력 이득에서 보다 나은 성능을 가지는 것을 알 수 있었다.

ABSTRACT

In this paper, an active antenna was designed and fabricated by integrating a LNA with a microstrip slot antenna. In the integrating process, input matching circuit of the LNA was implemented by using the input impedance of the microstrip slot antenna. By doing this, it can reduce the discontinuity of the input matching circuits. The integration can shorten the transmission line between the antenna and the LNA, which reduces power loss and noise figure of the receiver. Because an active device and microstrip slot antenna are placed on the different layers of substrate, the microstrip slot antenna need not be modified for the integrating active device, which decreases spurious radiation power and cross-polar radiation. Experimental results was compared with theoretical results at 2.40~2.50GHz, it was found that the integrated receiver had better performances in the aspects of noise figure and power than cascaded receivers.

*한국과학기술원 전기 및 전자공학부
Department of Electrical Engineering Korea Advanced
Institute of Science and Technology(KAIST)
論文番號 : 95183-0520
接受日字 : 1995年 5月 20日

I. 서론

마이크로스트립 안테나는 가볍고 제작이 용이하다는 장점 때문에 많이 이용되고 있으며, 최근에는 마이크로스트립 안테나에 능동 소자를 집적시킨 능동 안테나에 관한 연구가 많이 나오고 있다^(1,2,3). 마이크로스트립 슬롯 안테나는 마이크로스트립 안테나의 일종으로 양 방향의 복사가 가능하고, 급전선과 슬롯이 다른 면에 있기 때문에 spurious radiation과 표면파 효과가 작다는 장점이 있다⁽⁴⁾.

일반적인 마이크로웨이브 시스템의 수신단에서는 수신 안테나로 받아들인 신호가 전송선을 통과한 후 LNA를 포함한 증폭기의 입력단에 신호를 전달한다. 수신된 신호는 전송선을 통과하는 과정에서 전송선 손실의 영향을 받게 된다⁽⁵⁾.

본 논문에서는 LNA를 마이크로스트립 슬롯 안테나에 집적화시키는 내용을 기술하였다. 논문의 구성은 먼저 슬롯 안테나의 설계 방법을 기술하고 안테나와 저잡음 증폭기 간의 정합회로를 설계하는 방법과 집적화를 할 때의 이점, 그리고 실험값과 이론값을 비교하는 순서로 구성하였다.

II. 마이크로스트립 슬롯 안테나

(그림 1)에서 보인 바와 같이 슬롯의 넓이 W, 길이 L, 그리고 유전체의 두께 d로 구성되는 마이크로스트립 슬롯 안테나는 슬롯 임피던스를 구하여 마이크로스트립 라인에 대한 불연속으로 모델링할 수 있다. 그러므로 슬

롯의 임피던스를 구하면 마이크로스트립 슬롯 안테나의 입력 임피던스를 구할 수 있고, 슬롯 임피던스의 실수부와 허수부는 복사 전력과 급전선의 모드 전압의 불연속으로부터 유도된다⁽⁶⁾.

1. 슬롯 임피던스

슬롯에 대한 좌표 축을 (그림 2)처럼 다시 정의하고 슬롯의 전개 분포를 식 (1)과 같이 가정한다⁽⁵⁾.

$$E_x' = \begin{cases} E_0 \sin k \left(\frac{y'}{2} - |z'| \right), & |z'| < \frac{L}{2}, |y'| < \frac{W}{2} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (1)$$

E_y' 는 슬롯에서 y' 축으로의 전개 분포를 나타내며, y', z' 에 관하여 \vec{E} 로 spatial Fourier 변환되고, 접지면 ($x'=0$ 평면)에 대한 복사 Poynting 벡터에 Fourier 역변환 공식을 사용하면 다음과 같다^(5,8).

$$P = P_r + jP_i = \frac{1}{2} \iint \mathbf{E} \times \mathbf{H}^* \cdot \mathbf{n} \, ds \\ = \frac{4\pi^2}{2k\eta} \iint \frac{\vec{E}^2 (k^2 - k_z^2)}{\sqrt{k^2 - k_x^2 - k_z^2}} \, dk_x \, dk_z \quad (2)$$

여기서 P는 슬롯의 개구면을 통하여 +x'방향으로 진행하는 전자장의 평균전력을 나타내고 η 와 k는 매질에서의 wave 임피던스와 파수를 나타낸다. 식 (2)에서 좌변의 실수부는 개구면으로부터 복사되는 복사 전력을 나타내고, 허수부는 개구면의 +x'면에 저장된 평균 자계 에너지와 평균 전개 에너지의 차에 2π 배를 곱한 리액티브 전력이다. 좁은 슬롯 ($kW \ll 1$)에 대한 복사 전력은 다음과 같이 근사된다⁽⁶⁾.

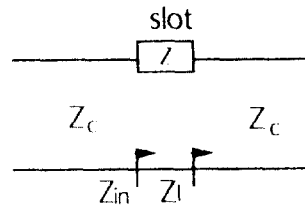
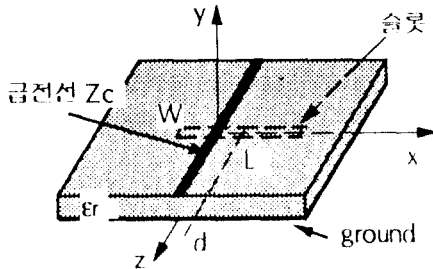


그림 1. 마이크로스트립 슬롯 안테나와 동가 회로
Fig. 1. A microstrip slot antenna and its equivalent circuit

$$P_r = \frac{2V_s^2}{\eta\pi} \left\{ \text{Cin}(kL) + \left[\text{Cin}(kL) - \frac{1}{2}\text{Cin}(2kL) \right] \cos kL - \left[\text{Si}(kL) - \frac{1}{2}\text{Si}(2kL) \right] \sin kL \right\} \quad (3)$$

위 식에서 $V_s = WE_s$ 이며,

$$\text{Si}(x) = \int_0^x \frac{\sin t}{t} dt$$

$$\text{Cin}(x) = \int_0^x \frac{1 - \cos t}{t} dt$$

그리고, 리액티브 전력은 다음과 같다.

$$P_i = \frac{2V_s^2}{\eta\pi} \left\{ \text{Si}(kL) + \left[\text{Si}(kL) - \frac{1}{2}\text{Si}(2kL) \right] \cos kL + \left[\text{Cin}(kL) - \frac{1}{2}\text{Cin}(2kL) - \ln \frac{e^{\gamma} L}{2W} \right] \sin kL \right\} \quad (4)$$

마이크로스트립 급전선의 특성 임피던스 Z_c 에 대한 정규화된 슬롯 임피던스 z 는 다음과 같다.

$$z = \frac{(\Delta v)^2}{Z_c(P_r + jP_i)} \quad (5)$$

위 식에서 Δv 는 모드 전압의 불연속을 나타내며, 아래와 같이 표현된다.

$$\Delta v = \int_{\text{slot}} \mathbf{n} \times \mathbf{E}' \cdot \mathbf{h} \cos \beta z \, dz \quad (6)$$

$$\mathbf{h} = \hat{z} \times \mathbf{e}$$

\mathbf{h} , \mathbf{e} 는 정규화된 모드 벡터 함수이고, \mathbf{E}' 는 식 (1)을 (그림 1)의 좌표 축으로 변환한 전계 분포이며 β 는 급전선에서의 dominant 모드의 위상상수이다.

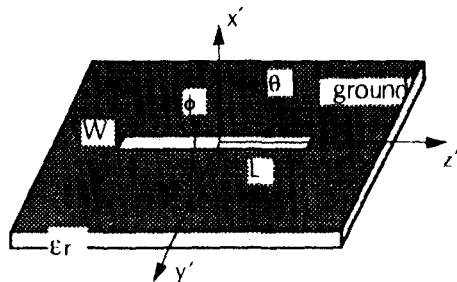


그림 2. 슬롯의 좌표계
Fig. 2. Geometry of the slot

2. 마이크로스트립라인의 전계에 대한 모드 벡터

마이크로스트립라인은 (그림 3)에서와 같이 사각형 금속 박스를 이용하여 근사화된다⁽⁵⁾. 즉 위쪽 금속 벽을 무한히 멀리 보내고 옆 벽의 거리 a 를 유전체 두께에 비해 충분히 크게하여 마이크로스트립라인의 모드 벡터 함수를 구할 수 있다. (그림 3)의 구조에 대한 Green 함수는 다음과 같다.

$$G(x, y; x_0, h) = \begin{cases} \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sinh\left(\frac{n\pi}{a}y\right) \cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{a}x_0\right), & 0 \leq y < h \\ \sum_{n=1}^{\infty} B_n \exp\left(\frac{n\pi(h-y)}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{a}x_0\right), & y \geq h \end{cases}$$

여기에서,

$$A_n = \frac{2}{n\pi\epsilon_0 \left(\epsilon_r \cosh \frac{n\pi h}{a} + \sinh \frac{n\pi h}{a} \right)}$$

$$B_n = A_n \sinh \frac{n\pi h}{a}$$

그리고, 급전선의 전하 분포에 대한 근사 함수 (trial function)는 다음과 같이 가정한다⁽⁶⁾.

$$f(x) = \left[1 - \left(\frac{2x}{W} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}}, \quad -\frac{W}{2} < x < \frac{W}{2}$$

Green 함수를 적분하여 마이크로스트립라인에 대한 전위 함수 $\phi(x, y)$ 를 구하고, 정규화된 모드 벡터를 $\mathbf{e} = -\nabla\phi$ 의 관계식에서 구하면 아래와 같이 표현된다.

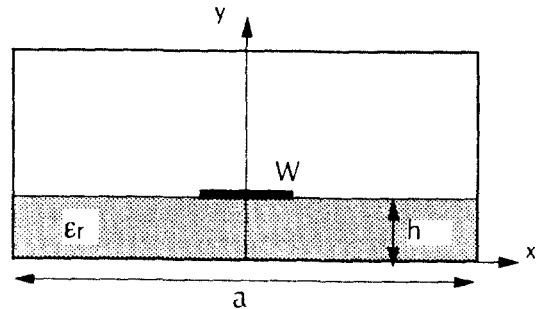


그림 3. 마이크로스트립라인의 근사 모델
Fig. 3. The microstripline with conducting walls

$$e = \begin{cases} - \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{\sqrt{2\pi}}{aR} F_n \left[\hat{x} \sinh \frac{n\pi y}{a} \sin \frac{n\pi x}{a} \right. \\ \quad \left. + \hat{y} \cosh \frac{n\pi y}{a} \cos \frac{n\pi x}{a} \right], & 0 \leq y < h \\ - \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{\sqrt{2\pi}}{aR} F_n \sinh \frac{n\pi h}{a} \left[\hat{x} \sin \frac{n\pi x}{a} \right. \\ \quad \left. - \hat{y} \cos \frac{n\pi x}{a} \right] \exp\left(-\frac{n\pi(h-y)}{a}\right), & y \geq h \end{cases} \quad (7)$$

여기에서,

$$R^2 = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} F_n^2 \left[0.5 \sinh\left(\frac{2n\pi h}{a}\right) + \sinh^2\left(\frac{n\pi h}{a}\right) \right]$$

$$F_n = \frac{J_0\left(\frac{n\pi W}{2a}\right) \sin \frac{n\pi}{2}}{\epsilon_r \cosh\left(\frac{n\pi h}{a}\right) + \sinh\left(\frac{n\pi h}{a}\right)}$$

위 식에서 $J_0(x)$ 는 0차 Bessel 함수이다. 식 (1)과 식 (7)을 식 (6)에 대입하면 모드 전압에 대한 불연속은 다음과 같이 표현된다.

$$\Delta v = 2V \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{\sqrt{2\pi}}{aR} f_n \cos\left(\frac{n\pi d}{a}\right) \sin \frac{n\pi}{2} \frac{k \left[\cos \frac{kl}{2} - \cos \frac{n\pi l}{2a} \right]}{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 - k^2} \quad (8)$$

3. 슬롯 안테나의 입력 임피던스

식 (8)의 결과를 식 (5)에 대입하면 정규화된 슬롯 임피던스를 구하며, 그 결과는 수치해석적 방법으로 구할 수 있다. (그림 1)의 등가 모델에서 슬롯 뒤쪽에서의 임피던스를 Z_L 이라 하면, 슬롯 앞쪽에서 바라보는 입력 임피던스는 다음과 같다⁽⁶⁾.

$$Z_{in} = Z_C Z + Z_L \quad (9)$$

급전선이 개방단이나 단락의 경우에도 위 식의 사용이 가능하지만 개방단이나 단락에서 생기는 반사파를 고려해 주어야 한다. 안테나의 공진 주파수는 슬롯 길이 L에 지배적인 영향을 받고 슬롯 임피던스는 offset d에 지배적인 영향을 받는다. 해석 결과를 이용하여 2.45 GHz 근처에서 공진 주파수를 갖는 마이크로스트립 슬롯 안테나를 제작하였다. 사용된 유전체 판은 상대 유전율 2.45, 두께 0.79 mm이고 도체의 두께는 0.5 mil이다. 급전선의 모드 벡터를 해석할 때 급전선의 길이가 무한하다고 가정하였기 때문에 급전선에 50 Ω 칩저항을 부하로 사용하여 정합시켰다. 그러나 실제 50 Ω 칩저항은 기생 성분을 포함하고 있기 때문에 측정된 임피던스는 50 + j11 Ω으로 -18 dB의 정합을 보이며 슬롯

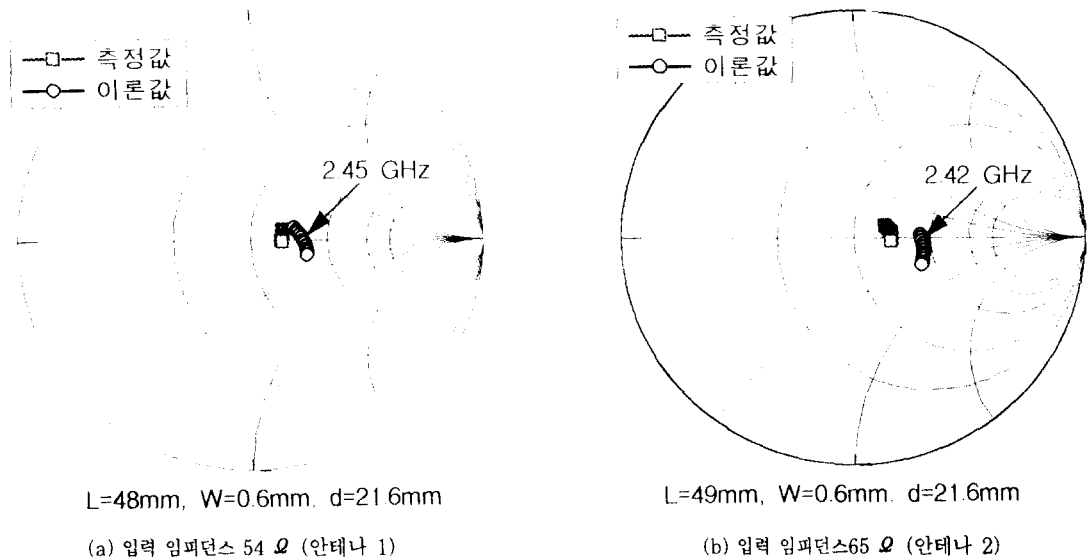


그림 4. 마이크로스트립 슬롯 안테나의 입력 임피던스
Fig. 4. Input impedance of microstrip slot antenna

까지 전기적 지연을 주어 로드 임피던스 Z_L 는 40 Ω 이 된다. 실험 결과를 (그림 4)에 나타냈는데, (그림 4.a)는 슬롯 임피던스가 14 Ω , (그림 4.b)는 25 Ω 으로하여 입력 임피던스가 54 Ω 인 안테나 (안테나 1)와 65 Ω 인 안테나 (안테나 2)를 제작하였다. 실험치와 이론치는 차이가 좀 있는데, 이것은 ϵ_r' 을 정하는 방법에 따라 임피던스와 공진 주파수가 달라지기 때문이며 칩저항의 부정합에 의한 반사파의 영향도 있다.

III. LNA

저잡음 증폭기를 설계할 때 고려해야 할 내용은 안정도, 이득, 잡음지수, 바이어스 회로 등이 있으며, 이득에는 변환전력 이득, 동작전력 이득, 가용전력 이득 등이 설계 과정에서 많이 사용된다. 마이크로스트립 슬롯 안테나의 장착의 편리성과 저잡음 증폭기의 성능을 위해 능동 바이어스 회로를 구성하였으며, $V_{CB}=8V$, $I_C=10mA$ 일 때 2.45 GHz에의 AT41411의 특성을 (그림 5)에 나타냈다. (그림 5)에서 입력정합이 최소 잡음지수가 되도록 설계하면 전력이득 10.7 dB, 최소 잡음지수 2.07 dB를 얻을 수 있으므로 LNA를 설계하기 위한 트랜지스터로서 적합하다. (그림 5)에서 S_1 , S_2 는 입출력단에서의 안정성을 나타내며 AT41411은 2.4-2.5 GHz에서 unconditionally stable 하고, 최소 잡음지수를 갖는 전원 반사계수가 이득을 10dB이상

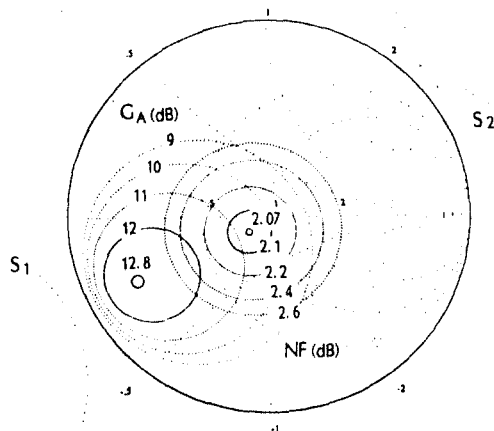
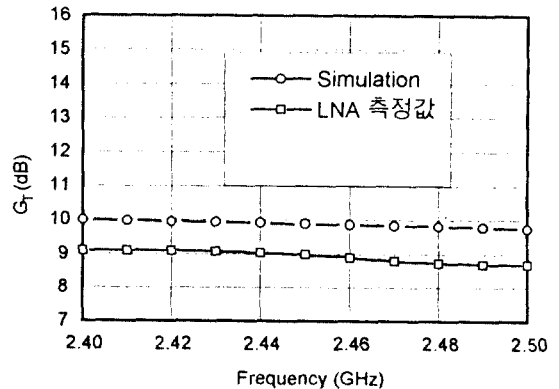


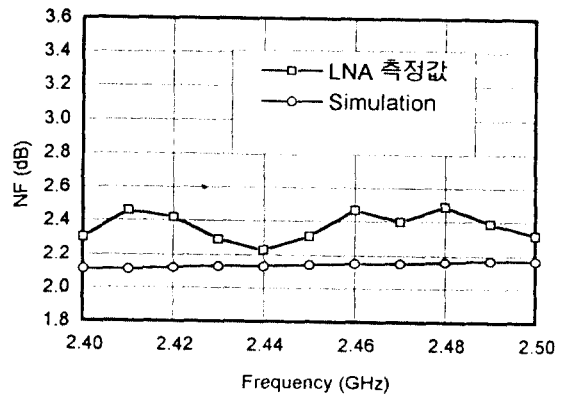
그림 5. 2.45 GHz에서 AT41411의 특성
Fig. 5. Parameters of AT41411 at 2.45 GHz

얻으므로 최적 반사계수 Γ_{min} 이 된다.

본 논문에서는 마이크로스트립 슬롯 안테나의 입력 임피던스로 저잡음 증폭기의 입력 정합회로를 구현하기 때문에, 마이크로스트립 슬롯 안테나의 급전점에서 입력 임피던스를 Γ_{min} 으로 조절하고 저잡음 증폭기의 베이스단에 안테나의 급전점을 바로 연결한다. 측정 이득과 잡음지수를 Super Compact을 이용한 시뮬레이션 결과와 비교하여 (그림 6)에 나타냈는데, 이득의 경우 0.8 dB, 잡음지수의 경우 2.44 GHz에서 0.1 dB 오차가 있다. 능동소자의 산란 파라미터가 환경에 따라 조금씩 다르기 때문에 시뮬레이션과 오차가 생기며 이 정도의 오차는 무시할 만하다.



(a) 변환전력 이득



(b) 잡음지수

그림 6. $\Gamma_s=0$ 일 때, LNA의 전력 이득과 잡음지수
Fig. 6. Power gain and noise figure of LNA for $\Gamma_s=0$

Ⅳ. 능동 마이크로스트립 슬롯 안테나

1. 집적화된 LNA의 잡음지수 측정

저잡음 증폭기의 잡음지수는 잡음지수 측정기를 이용하여 쉽고 정확하게 측정할 수 있지만 집적화된 저잡음 증폭기의 잡음지수는 측정하기가 힘들다. 왜냐하면 증폭기의 입력단이 안테나에 연결된 상태이기 때문에 입력단에 잡음 전원의 잡음 전력을 직접 보낼 수 없기 때문이다. 따라서 (그림 7)과 같은 잡음지수 측정 장치를 만들었다⁽⁵⁾. 잡음지수 측정기의 잡음 전원에 증폭기를 연결하고 증폭된 잡음 전력을 기준 안테나를 통하여 수신 안테나로 복사시킨다. 복사된 잡음 전력은 수동 안테나에 의하여 잡음지수 측정기로 수신하게 된다. 수동 안테나의 잡음지수와 가용전력 이득을 F_1 , G_1 이라 한다. 같은 환경에서 수동 안테나 대신 저잡음 증폭기를 장착한 능동 안테나를 잡음지수 측정기에 연결하고 측정한 전체 시스템의 잡음지수와 전력 이득은 F_{12} , G_{12} 라 정의한다. 그리고 LNA의 잡음지수를 F_2 라 하면 전체 시스템의 잡음지수는 다음과 같다⁽⁶⁾.

$$F_{12} = F_1 + \frac{1}{G_1}(F_2 - 1) \tag{10}$$

위 식을 이용하여 집적화된 LNA의 잡음지수 F_2 를 아래 식과 같이 얻을 수 있다⁽⁵⁾.

$$F_2 = G_1(F_{12} - F_1) + 1 \tag{11}$$

(그림 7)에서 잡음지수 측정기가 측정하게 되는 잡음 전력은 잡음 전원에서 잡음과 송신단 증폭기의 잡음, 공기 중에서 유입된 잡음 등에 의한 잡음 전력으로 구성

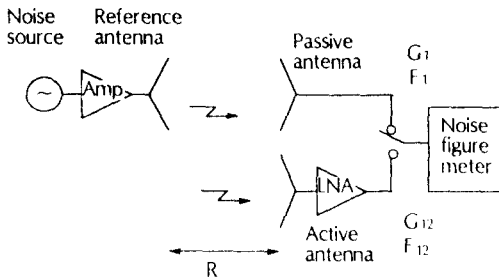


그림 7. 잡음지수 측정 장치
Fig. 7. A noise figure measurement system

되며, 수동 안테나와 능동 안테나의 잡음지수를 측정할 때 이들 잡음이 동일하게 발생한다고 가정한다. 식 (11)을 이용한 이 측정 방법에 대한 오차는 다음과 같이 나타나며 각 항의 변화에 대한 F_2 의 변화를 dB로 나타낼 수 있으며, 그 결과는 다음 식과 같다.

$$\Delta NF_2(dB) = \frac{F_{12} - F_1}{F_2} \Delta G_1(dB) + \frac{F_{12}}{F_2} G_1 \Delta NF_{12}(dB) - \frac{F_1}{F_2} G_1 \Delta NF_1(dB) \tag{12}$$

각 항에 의한 오차는 RSS (root sum of square) 방법으로 고려할 수 있다⁽⁷⁾. 위 식을 보면 G_1 과 F_1 , F_{12} 가 작을 수록 저잡음 증폭기의 잡음지수 오차가 작아지는 것을 알 수 있다.

그러나 G_1 과 F_1 , F_{12} 는 송수신 안테나 간의 거리 R의 함수이며, G_1 은 거리가 멀수록, F_1 , F_{12} 는 거리가 가까울 수록 작아진다. 따라서 오차를 작게하기 위해서는 실험에 의한 최소 오차를 갖는 적당한 거리 R을 선택하여야 한다. 본 실험에서는 R=14 cm일 때 최소의 오차가 나타난다.

2. 집적화된 LNA의 변환전력 이득

송신단의 증폭기에서 마이크로스트립 슬롯 안테나까지를 2-포트 회로망으로 생각한 산란 파라미터를 a, 저잡음 증폭기의 산란 파라미터를 b, 집적화된 경우를 c라 하고 신호 흐름도를 이용하여 LNA의 변환전력 이득을 구하면 다음과 같다.

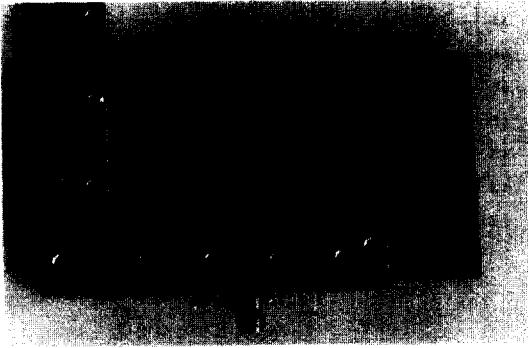
$$P_r = 20 \log \left| \frac{c_{21}(1 - a_{22}b_{11})}{a_{21}} \right| \tag{13}$$

위 식은 마이크로스트립 슬롯 안테나의 입력 임피던스가 작을 경우 다음과 같이 근사할 수 있다.

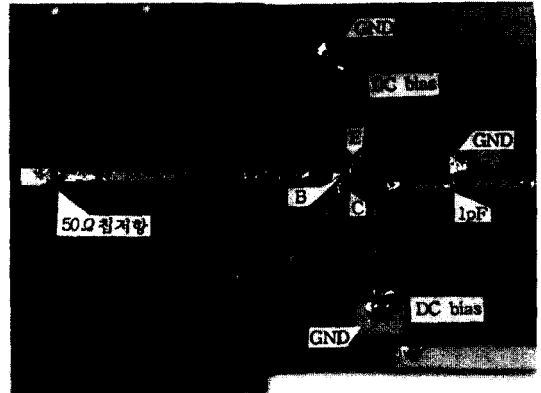
$$P_r(dB) = 20 \log \left| \frac{c_{21}}{a_{21}} \right| = G_{12}(dB) - G_1(dB) \tag{14}$$

3. 마이크로스트립 슬롯 안테나의 집적화

앞 장에서 제작한 마이크로스트립 슬롯 안테나와 LNA를 집적화된 회로를 (그림 8)에 나타냈다. 안테나 1에 집적한 LNA의 잡음지수를 입력단을 50 Ω 정합한 (그림 6)의 잡음지수와 비교하여 앞에서 제시한 측정 방

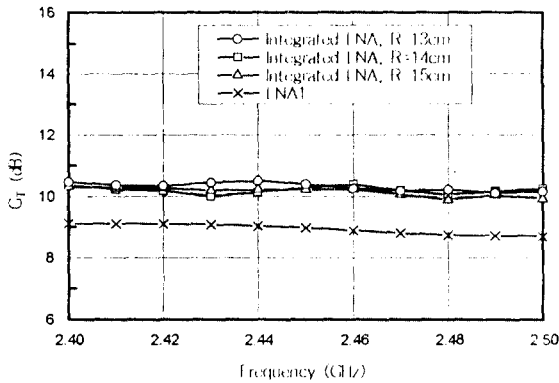


(a) 앞면(안테나 부: W11.9cm×L5.3cm)

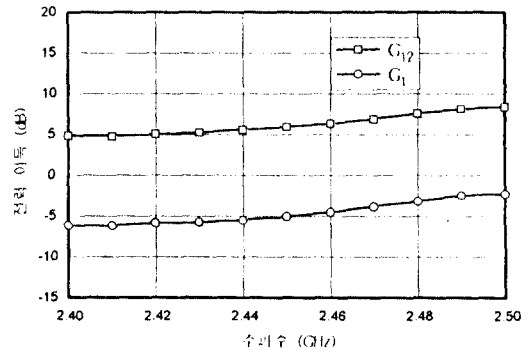


(b) 뒷면 (W5.6cm×L7.8cm)

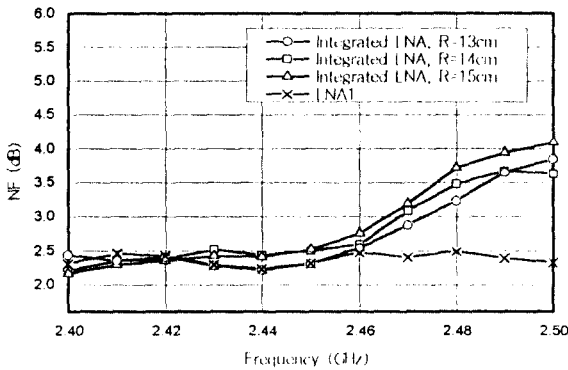
그림 8. LNA를 집적시킨 능동 안테나
Fig. 8. Active antenna with LNA



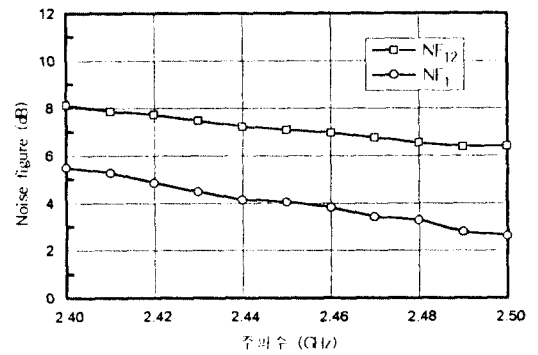
(a) 변환전력 이득



(a) 변환전력 이득



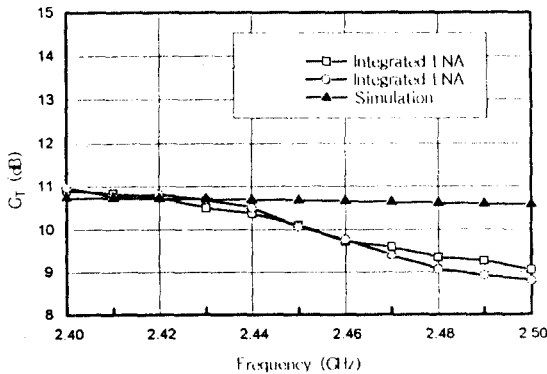
(b) 잡음지수



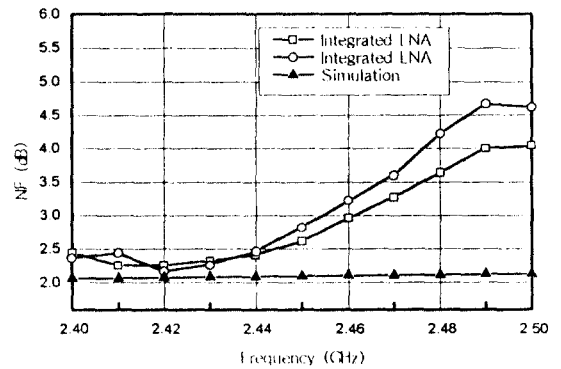
(b) 잡음지수

그림 9. 안테나 1에 집적된 LNA의 특성
Fig. 9. Performance of integrated LNA on the antenna 1

그림 10. 안테나 1에 LNA를 집적한 경우의 NF₁, NF₁₂와 G₁, G₁₂
Fig. 10. NF₁, NF₁₂, G₁ and G₁₂ for the integration of the antenna 1 with LNA



(a) 변환전력 이득



(b) 잡음지수

그림 11. 안테나 2에 집적된 LNA의 특성
Fig. 11. Performance of integrated LNA on the antenna 2

법에 대한 검증을 한다. 안테나 1은 -20 dB 정도의 정합을 보이므로, 증폭기의 입력단 정합은 같은 것으로 가정한다. (그림 9)에 (그림 6)과 집적된 LNA의 측정값을 비교하였다. 실험을 반복하여 ΔNF_{12} , ΔNF_1 , ΔG_1 을 구하고, 식 (12)을 이용하여 잡음지수의 측정오차를 구하면 0.25 dB 정도의 오차를 가진다. 식 (12)는 식 (11)에 대한 측정오차이므로 실질적인 오차는 이보다 클 것이다. (그림 9)에서 결과를 보면 잡음지수가 2.40-2.45 GHz에서 오차가 작고 2.45 GHz 이상에서는 오차가 크게 나타나고 있다. 이것은 (그림 10)에서 보듯이 2.45 GHz 이상에서 측정되는 G_1 이 커지고 있기 때문이다. G_{12} , G_1 의 차가 10 dB 정도로 일정하게 차이가 나는 이유는 두 값의 차가 LNA의 전력 이득을 나타내고 있기 때문이며, 잡음지수의 차는 식 (10)에서 두 번째 항을 dB로 표현된 값이다. 식 (12)에서 G_1 이 커지면 ΔNF_{12} , ΔNF_1 의 변화에 대하여 오차가 크게 나타난다는 것을 알 수 있다. 그리고 전력 이득의 경우 (그림 6)과 1 dB이상의 차가 나타나는데 이것은 집적된 LNA의 전원 임피던스가 50 Ω이 아니고 전원 반사 계수가 최대 이득을 갖는 쪽으로 이동하였기 때문이다. 그리고 실험에 의한 ΔG_1 도 0.4 dB정도이다. 따라서 (그림 9)에서 오차보정을 하지않고 잡음지수 측정방법에 대한 타당성을 가지는 구간은 2.40-2.45 GHz임을 알 수 있다. 집적된 LNA의 잡음지수 측정 방법에 대한 검증을 바탕으로 안테나 2에 LNA를 집적시켜 최소 잡음

지수를 갖도록 설계하였다. (그림 11)에 안테나 2에 집적된 LNA의 측정 결과를 나타냈다. 2.40-2.45 GHz에서 잡음지수는 2.2-2.4 dB, 전력 이득은 10.3-10.8 dB의 특성을 얻어냈으며 안테나 1에 집적한 경우보다 이득과 잡음지수가 향상된 것을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 AT41411을 이용하여 2.4-2.5 GHz에서 마이크로스트립 슬롯 안테나에 LNA를 집적화하였다. 마이크로스트립 슬롯 안테나의 입력 임피던스로 LNA의 입력 정합회로를 구현하여 수동 소자의 불연속을 줄였으며, 집적화된 LNA의 잡음지수와 이득을 측정하기 위한 실험장치를 구현하고 이를 검증하였다. 2.42 GHz에서 집적화된 LNA의 잡음지수는 0.25 dB의 오차로 2.16 dB의 특성을 갖고, 이득은 0.9 dB의 오차로 10.82 dB의 특성을 갖는다. 마이크로스트립 슬롯 안테나에 LNA를 집적시킬 경우 안테나의 입력 임피던스로 최소 잡음지수를 갖는 LNA를 구현하여 전송 손실과 불연속을 줄이고, 수신단의 전력 이득, 잡음지수등을 향상시키는 장점이 있음을 보였다.

參考文獻

1. R. A. York, and R. C. Compton, "Quasi-opti-

- cal power combining using mutually synchronized oscillator arrays." *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-39, pp.1000-1009, June, 1991.
2. J. A. Navarro, and K. A. Hummer, K. Chang, "Active integrated antenna elements," *Microwave Journal*, pp.115-126, Jan. 1991.
 3. B. Robert, T. Razban, and A. papiernik, "Patch antenna integrates a low noise amp," *Microwaves & RF*, pp.121-126, Aug. 1993.
 4. I. J. Bahl, and P. Bhartia, *Microstrip antennas*, Artech House, 1980.
 5. B. N. Das, and K. K. Joshi, "Impedance of a radiating slot in the ground plane of a microstripline," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-30, pp.922-926, Sept. 1982. (Also see, D. M. Pozar, N. K. Das, B. N. Das, and K. K. Joshi, "Comments on Impedance of a radiating slot in the ground plane of a microstripline," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-34, pp.958-959, July, 1986.)
 6. D. M. Pozar, "A reciprocity method of analysis for printed slot and slot-coupled microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, pp.1439-1446, vol. AP-34, Dec. 1986.
 7. Fundamentals of RF and microwave noise figure measurements, *application note 57-1 and 57-2*, Hewlett Packard.
 8. D. R. Rhodes, "On the fundamental principle in the theory of planar antenna," *Proc. IEEE*, vol. 52, pp.1018-1021, Sep. 1964.



盧 暎 澈 (Young Chul Noh) 정회원

1969年 4月 20日生.

1992年 2月 : 한국과학기술원 과학기술대학 전기 및 전자공학과 졸업(공학사).

1995年 2月 : 한국과학기술원 과학기술대학 전기 및 전자공학과(공학 석사). 현재동 대학원 박사과정.
 *주관심 분야 : 안테나 공학, 전파 전파 및 산란 해석, 위성통신 등임.



明 勳 勳 (Noh Hoon Myung) 정회원

1976年 2月 : 서울대학교 전기공학과 졸업(공학사).

1982年 12月 : Ohio State Univ. 전기공학과(석사).

1986年 8月 : Ohio State Univ. 전기공학과(박사).

1986年 9月 ~ 현재 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 재직.
 *주관심 분야 : 전파 전파 및 산란해석, 마이크로파 공학, 이동 및 위성통신, EMI/EMC/EMS 등임.



崔 順 道 (Soon Dal Choi) 정회원

1931年 6月 20日生.

1954年 9月 : 서울대학교 전기공학과 졸업(공학사).

1961年 9月 : University of California, Berkeley(석사).

1969年 10月 : Stanford University 전기공학과(박사).

1969年 7月 ~ 1976年 2月 : JPL 연구소 우주선통신장치 연구위원.

1982年 5月 ~ 1983年 11月 : 체신부 장관.

1984年 ~ 현재 : 스웨덴 과학기술한림원 회원.

1985年 3月 ~ 1987年 2月 : 한국과학기술대학 초대학장.

1989年 2月 ~ 현재 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 교수.

1989年 8月 ~ 현재 : 인공위성센터 소장 (우리별 제작).

*주관심 분야 : 위성공학, 원격탐사 등임.