

ISM 대역용 접힌 다이폴 능동 집적 안테나의 설계

정회원 이재홍*, 서종수*

Design of ISM-band Folded Dipole Active Integrated Antenna

Jae-Hong Lee*, Jong-Soo Seo* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 ISM 대역의 전력 증폭기와 안테나를 직접 결합함으로써 회로 크기와 삽입손실을 최소화하고 고조파 동조를 용이하게 하기 위하여 접힌 다이폴 능동 집적 안테나(Folded Dipole Active Integrated Antenna)를 설계하고 그 성능을 실험, 분석하였다. 전력 증폭기의 시뮬레이션 정확성을 높이기 위하여 비선형 모델을 사용하였으며, Load pull 방식을 적용하여 최대 전력점을 구한 후 임피던스를 정합하였다. 실험 결과 구동증폭기를 포함한 전체 전력첨가효율(PAE)은 31.5%로 계산되었고, 송신 전력은 13.7dBm의 출력을 확인할 수 있었다. 그리고 2.44 GHz 대역용으로 제안한 안테나는 기존 다이폴 안테나보다 크기가 작으며, 안테나 이득을 포함한 전체 이득은 23.7 dB를 얻을 수 있었고, 기본파 대비 제 2 고조파 억압은 30dBc 이상의 양호한 특성을 나타내었다.

ABSTRACT

This paper examines the design, implementation characteristics of a folded dipole active integrated antenna. Our goal was to minimize the physical size of RF circuit and its insertion loss, and to make the high frequency tuning easier by directly integrating the ISM(Industrial Scientific & Medical) band power amplifier and antenna. Non-linear model has been used for highly accurate simulation of the power amplifier. The maximum power level was found by using the Load pull method before an impedance matching was achieved. It is found that the total power-added efficiency(PAE) including the driving amplifier was 31.5% and that the transmit power was 13.7 dBm. We also found that the proposed scheme with the smaller antenna as compared with the existing dipole antenna has 23.7 dB total gain including the antenna gain. The suppression of the second harmonic signal to the fundamental signal with respect to the fundamental signal was found to be more than 30 dBc.

I. 서론

차세대 무선 통신 시스템은 사용시간이 길고 초소형이며 저가인 송수신단말기의 개발을 요구하고 있다. 이에 따라 높은 전력 효율의 초소형 단말기를 구현하기 위한 기술 중 하나로 능동 안테나 개념이 도입되고 있다^[1].

무선통신 시스템에서는 전력 증폭기가 DC 전력 대부분을 소비하고 있다. 그러므로 최소의 DC 전력 소비는 단말기의 전지 수명을 길게 할 수 있고, 더 작은 방열판 사용으로 단말기의 부피를 줄일 수 있

다. 이러한 조건을 만족하기 위하여 능동 집적 안테나의 도입이 요구되고 있으며, 능동 집적 안테나는 초소형으로 실현 가능한 매우 효율적인 프론트 엔드 형태로 발전되어 가고 있는 상황이다.

본 논문에서는 접힌 다이폴 능동 집적안테나를 제안하고 전력증폭기의 설계와 push-pull 동작원리에 관하여 고찰을 하였다. 접힌 다이폴 안테나는 push-pull 전력증폭기의 동조부하로 이용하였으며, 그 결과로 반송파 신호의 기본파는 효율적으로 방사하고 고조파들은 자동적으로 억제되도록 구현하였다. 또한 능동 집적안테나의 설계 및 측정을 통하여

* 연세대학교 공과대학 전기·전자 공학과
논문번호: 010194-0723, 접수일자: 2001년 7월 23일

안테나의 공진특성, 방사패턴 및 효율을 분석하였다.

II. 능동 집적 안테나의 설계

일반적인 능동 집적 안테나 구조에서 고조파 동조 및 증폭기 출력단에서 전력결합을 위해서는 Balun을 사용하여 왔다. 본 논문에서 제안하는 능동 집적안테나는 그림 1과 같이 전력증폭기와 안테나를 직접 결합함으로써 Balun 기능과 동시에 안테나 효과를 가진다. 안테나가 Balun 기능을 수행함으로써 Balun 손실의 감소, 고조파 동조회로 기능의 제공 및 별도의 Balun이 불필요함으로 비용 절감 효과와 동시에 성능 개선을 이룰 수 있다.

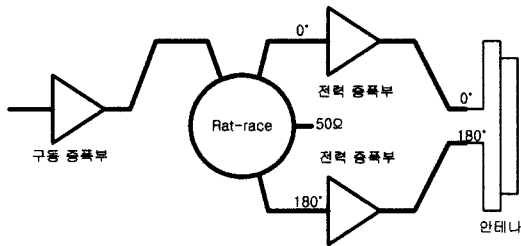


그림 1. 능동 집적 안테나의 구조

그림 2는 push-pull 전력증폭기의 구성도를 보여 준다.

그림 2에서 입력신호에 대한 비선형 특성을 갖는 트랜지스터 Q1의 출력전류 i_1 은 식(1)과 같다.

$$i_1 = I_c + A_0 + A_1 \cos \omega t + A_2 \cos 2\omega t + \dots \quad (1)$$

여기서, I_c 는 컬렉터로 흐르는 직류 바이어스 전류이고, 트랜지스터 Q2의 출력 전류 i_2 는 i_1 의 ωt 대신 $\omega t + \pi$ 를 대입하면 식(2)가 된다.

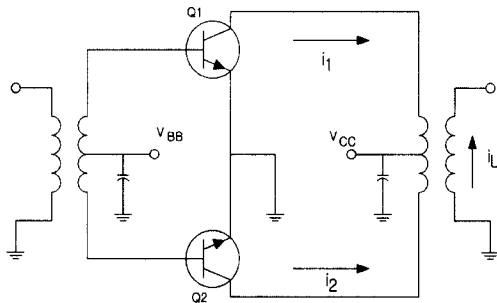


그림 2. Push-Pull 전력증폭기의 구성도

$$\begin{aligned} i_2 &= I_c + A_0 + A_1 \cos(\omega t + \pi) + \dots \\ &= I_c + A_0 - A_1 \cos(\omega t) + \dots \end{aligned} \quad (2)$$

따라서 i_L 은 식(3)과 같이 된다.

$$\begin{aligned} i_L &= i_1 - i_2 \\ &= 2[A_1 \cos(\omega t) + A_3 \cos(3\omega t) + \dots] \end{aligned} \quad (3)$$

이러한 결과로 짝수차 고조파에 의해 전력이 소모가 되지 않으므로 효율이 개선된다.

1. 전력증폭기의 설계

전력증폭기의 소자로는 BJT (Bipolar Junction Transistor)가 가장 많이 사용되어 왔으며, 최근에는 GaAs FET, HBT, PHEMT등과 같은 새로운 화합물 반도체 트랜지스터를 이용한 MMIC로 개발되어 지고 있다. BJT는 전자의 드리프트 속도가 느리고, 정확한 등가모델 추출이 어려우며 크기 문제로 단일 집적화(monolithic integration)에 문제가 있지만, 선형성이 우수하고 저전압 특성 및 효율특성이 우수하다. 그리고 BJT는 FET보다 바이어스회로를 구성하기 쉬운 장점들을 가지고 있으므로, 본 연구에서는 구동증폭기와 전력증폭기를 모두 BJT로 설계하였다^{[2][3][4]}. 능동회로는 구동증폭기와 전력증폭기를 이용한 2단증폭기로 구성하였고, 설계시 기판사양은 유전율 4.6, $h=31$ mil, $t=1.4$ mil, loss tangent 0.017인 FR-4 기판을 사용하였다. 구동증폭기는 높은 이득과 저전류 특성을 갖는 HBF0-0420를 선정하였고, 설계는 소신호 해석으로 시뮬레이션을 하였다. 그 결과 동작주파수는 2.44GHz에서 이득이 12dB가 나왔다. 구동증폭기의 DC 바이어스의 조건은 $V_{CC}=3V$, $I_{CEQ}=10.5mA$ 로 동작점을 정한후 정합회로를 구현하였다. 패키지의 등가회로 값들은 Agilent사에서 제공하는 값들을 사용하였다. 그림 3은 HBF0-0450 BJT 전력소자의 패키지 기생성분 모델을 나타낸 것이다.

일반적으로 칩 커패시터 및 인덕터와 같은 수동 소자들은 패키지 기생성분 때문에 비이상적인 고주파 특성을 나타낸다. 그러므로 본 논문에서는 회로 시뮬레이션의 정확성을 높이기 위하여 소자의 기생성분을 포함한 등가모델을 시뮬레이션에 적용하였다. 등가모델에서 커패시터의 유효직렬저항 (ESR: Effective Series Resistance)을 알고 있는 값이라면, 각 소자의 모델 값에 단순적용이 가능 하지만 정확

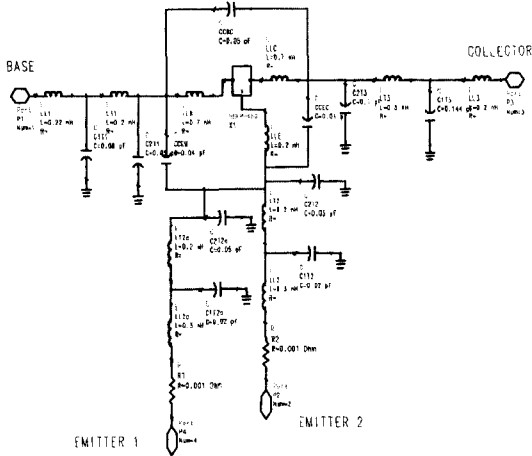
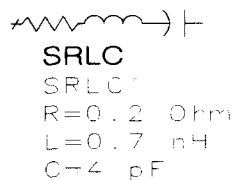
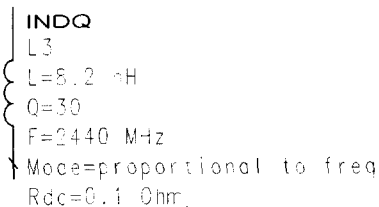


그림 3. HBFP-0450 BJT 패키지 기생성분 모델링

한 데이터가 없는 관계로 실험치를 구하여서 등가 모델에 적용하였다. 그림 4(a)는 초고주파용 칩 커패시터(size:0603)를 커패시터, 인덕터 및 저항으로 구성된 직렬 등가 모델로 나타낸 것이다. 1pF 부터 15pF 범위에 있는 커패시터를 샘플링 시험한 결과 직렬 등가 인덕턴스 성분은 0.6nH 부터 0.8nH 범위의 값이 측정되었다. 그리고 직렬 저항성분은 약 0.2Ω을 등가모델에 적용하였다. 그림 4는 칩 인덕터(size:0603)를 등가 모델로 나타낸 것이다. 4nH 부터 20nH 범위에 있는 인덕터를 샘플링 시험한 결과가 등가병렬 커패시턴스 성분은 0.05pF 에서 0.17 pF 범위의 값이 측정되었으며, Q 값은 30을 적용하였다^[9].



(a) 칩커패시터 등가모델



(b) 칩인덕터 등가모델

그림 4. 수동소자의 등가모델

전력증폭기의 최대출력은 Load pull 기법을 이용하여 13.5dBm을 얻었다. 그림 5는 Load pull 기법을 사용하여 Constant-Gain Contour를 구한 것으로, 최대 전력 지점인 m1 출력임피던스는 $50 \cdot (0.721 - j0.448)$ Ohm이다. 송신단 증폭기가 비선형 특성을 가질 경우, 둘이상의 정현파 입력에 대한 출력신호는 입력신호 성분외에 고조파 및 혼변조파 신호성분을 가진다. 증폭기의 진폭 선형특성은 교차점 (Intercept point)을 이용하여 구할 수 있다. 식 (4)는 여러 증폭단을 갖는 계(Order)의 교차점을 표현한 식이다. 여기서, $q=(m1-1)/2$, m =교차점 차수, IP_{mi} 는 n 번째단의 입력 교차점, G_n 은 n번째 증폭기의 이득, IP_{ti} 는 n개의 전체 입력 교차점이다^{[5][7]}.

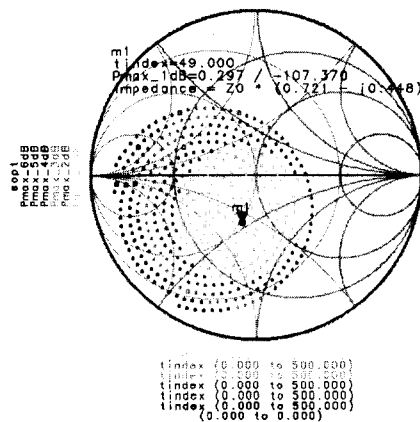


그림 5. Constant-Gain Contour 특성

$$\frac{1}{IP_{ti}} = \left[\left(\frac{1}{IP_{1i}} \right)^q + \left(\frac{G_1}{IP_{2i}} \right)^q + \dots + \left(\frac{G_1 G_2 \dots G_n}{IP_{ni}} \right)^q \right]^{\frac{1}{q}} \quad (4)$$

식(5)와 식(6)는 교차점과 진폭 선형 관계를 나타낸 것으로 여기서, v_1 은 입력 특성 신호에 대한 방해파의 레벨이다.

$$IP_{2i} = IM_2 + v_1 \quad (5)$$

$$IP_{3i} = \frac{IM_3}{2} + v_1 \quad (6)$$

IP_3 (Third Order Intercept Point)는 $3P_3$ 와 P_1 이 만나는 지점을 의미한다. 여기에서 P_1 은 증폭기의 1차 기울기 특성곡선이고, $3P_3$ 은 증폭기의 3차 기울기 특성곡선을 나타낸다.

$$IP_3 = \frac{1}{2}(3P_3 - P_1) \quad (7)$$

그림 6은 식(7)을 적용해서 증폭기의 비선형성을 시뮬레이션 한 결과를 보이며, 입력 전력 레벨이 증가할수록 출력이 점차적으로 포화되는 것을 알 수 있다. 송신기의 IP_3 레벨이 19.6dBm, 입력전력이 0dBm 일 때 3차 혼변조(IM_3)는 약 38dBc의 결과를 얻었다. 위의 결과는 식(6)을 이용하여 계산이 가능하며, 입력 방해파 레벨이 0dBm이라고 가정하면 IM_3 은 39.2dBc로 유사한 값을 얻을 수 있다.

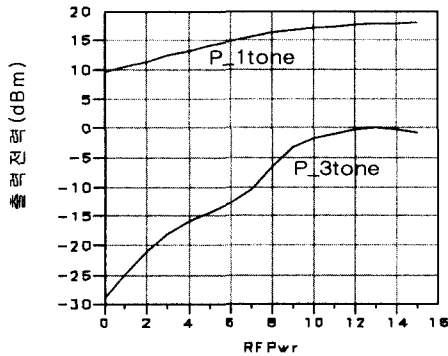


그림 6. 입력 전력 증폭기의 비선형 특성

안테나 부분을 제외한 구동 증폭기와 전력 증폭기의 시뮬레이션 결과는 그림 7과 같이 전체이득(m1)은 18.9dB가 되었고 위상차이는 179.5°가 되었다.

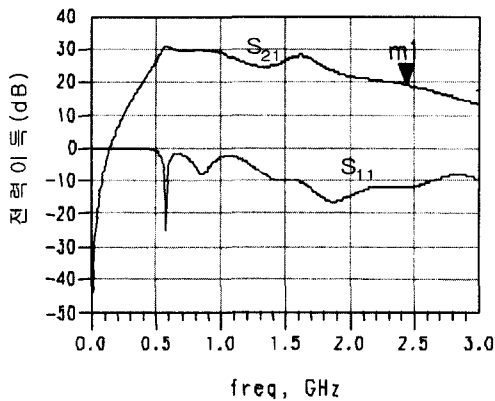


그림 7. 증폭기의 전력이득 특성곡선

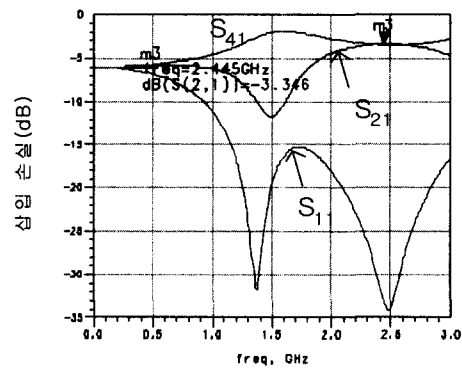
2. 링 하이브리드 설계

본 논문에서 사용된 링하이브리드는 2.44GHz에서 동작하도록 설계하였으며 기판의 유전율 ϵ_r 은 4.6이고, 두께는 31 mil인 에폭시 기판을 사용하였

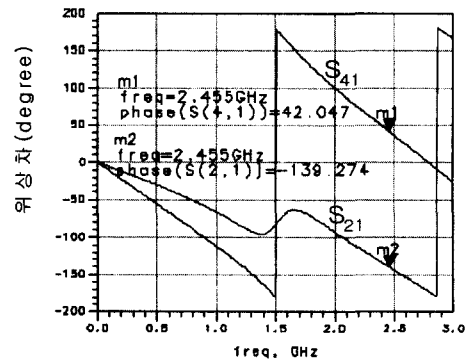
다. 특성 임피던스가 50Ω인 경우, 선로의 폭 W는 56mil이고 70.7Ω의 경우는 28mil을 적용하였다. 관 내파장 λ_g 는 식 (8)과 같이 정의된다^[8].

$$\lambda_g = \frac{v}{f} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} \cdot f} \quad (8)$$

여기서, c는 빛의 속도이고, f는 주파수를 나타낸다. 따라서, 주파수 2.44GHz에서 링 하이브리드의 원주 총길이인 $\frac{3}{2}\lambda_g$ 에 해당하는 실제길이는 87.42mm 이고, 이때 링 하이브리드의 반지름은 13.90mm이다. 그림 8(a)는 링 하이브리드의 출력단 2와 4 각각의 삽입손실 -3.35dB를 나타낸 것이다. 그림 8(b)에서 S_{41} 위상은 42.05°, S_{21} 위상은 -139.27° 이므로, 출력단 2와 4 사이의 위상차이는 181.3°가 계산된다.



(a) 삽입손실 특성곡선



(b) 위상차 특성곡선

그림 8. 링 하이브리드 특성곡선

3. 안테나 설계

안테나 설계시 안테나의 크기를 최소화하고 동

일 기판에 집적할 수 있는 접힌 다이폴방식을 고려하였다. 접힌 다이폴 안테나의 반사계수는 패턴폭과 길이, 그리고 마이크로 스트립 선로 급전 부분에 영향을 받는다. 이에 대한 정확한 해석은 현재까지 연구된 바가 없으므로 trial and error 방식을 통하여 사양을 설정하였다. 접힌 다이폴 수동 안테나의 이득은 대략 1 dB이고 방사 패턴은 전방향(Omni-directional) 안테나 특성을 갖기 위해 마이크로 스트립 접지면을 제거한 리플렉터를 구현하였다. 그리고 안테나의 두 입력포트에서 180° 위상 차이를 갖기 위해 링하이브리드 전력분배기를 사용하였고, 안테나 역할을 할 수 있도록 안테나 부분의 접지면을 제거하였다. 그림 9는 Ensemble을 이용한 시뮬레이션 결과를 나타낸 것으로서 2.44GHz 주파수 대역에서 공진특성을 얻을 수 있었고, 이때 -10dB 이하를 만족하는 수동안테나의 Return Loss 대역폭은 10.6% 정도로 시뮬레이션 결과가 나왔다. 안테나는 ISM 대역에서 사용할 목적으로 설계됐으므로 광대역일 필요는 없다.

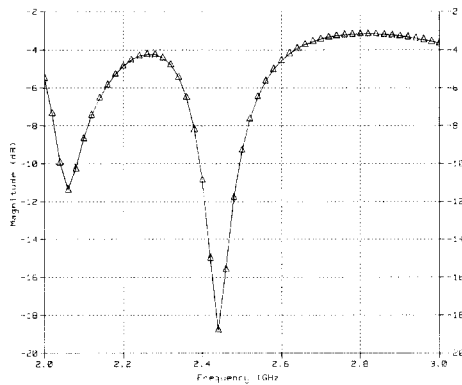


그림 9. 안테나 반사손실 (시뮬레이션)

III. 능동접안테나의 제작 및 측정 결과

그림 10은 본 논문에서 제안한 접힌 다이폴 안테나의 제작된 사진을 보여준다.

그림 10의 구동증폭기와 A경로의 전력 증폭기를 통과한 결합 전력이득은 그림 11(a)와 같이 18.4dB로 측정되었다. 그림 11(b)에서 구동증폭기와 B경로의 전력 증폭기를 통과한 전력이득은 19.1dB로 측정되어 A,B 경로의 이득 차이는 0.7dB가 되었다. 그림 11(c)에서 A,B 전력증폭기의 위상차이는 169.4°로 측정이 되었다. 이와 같이 전력이득과 위상에서 차이가 발생하는 원인은 첫 번째로는 링하

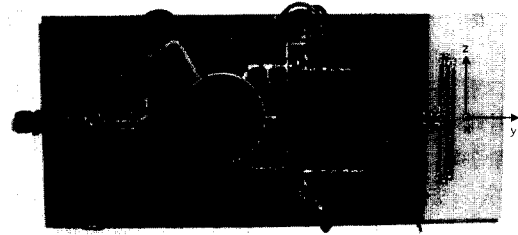
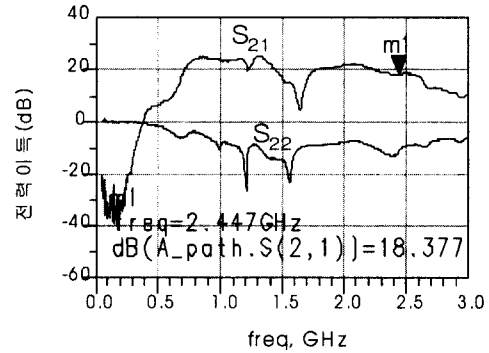
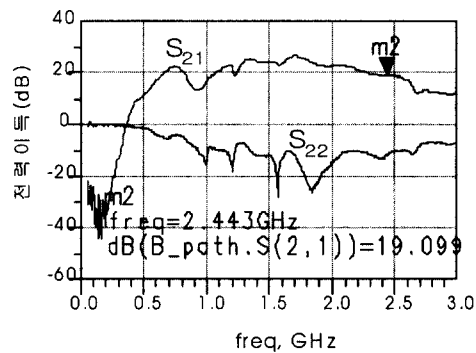


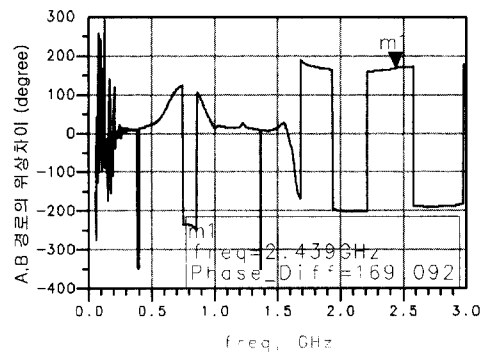
그림 10. 제작된 접힌 다이폴 능동 안테나



(a) A경로 전력이득 측정결과



(b) B경로 전력이득 측정결과



(c) A, B경로의 위상차 측정결과

그림 11. 구동증폭기와 전력증폭기의 결합전력이득 측정결과

이브리드 출력에서 위상이 반파장 차이가 되지 않는 것과 둘째로는 사용된 증폭기 및 수동 소자들간에 특성이 다른 것으로 분석된다.

그림 12는 제작된 접힌 다이폴 수동안테나의 실물을 나타낸 것으로서, 실제 크기는 $W_1=1.4\text{mm}$, $W_2=1\text{mm}$, $L_1=46\text{mm}$, $L_2=43\text{mm}$, $S_1=2.0\text{mm}$, $S_2=1.0\text{mm}$ 이다.

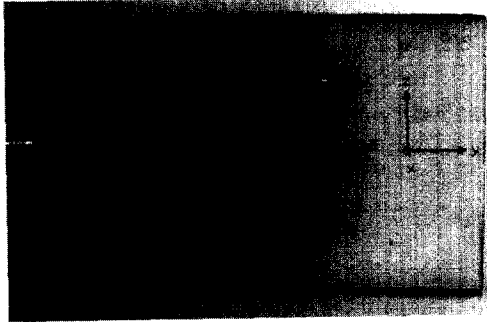
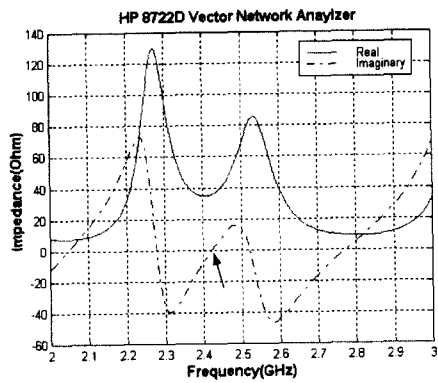
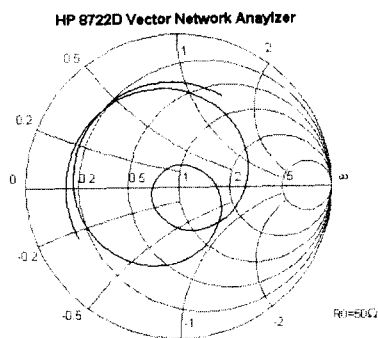


그림 12. 제작된 접힌 다이폴 수동 안테나의 구조



(a) 입력 임피던스의 실수부 및 허수부 측정결과



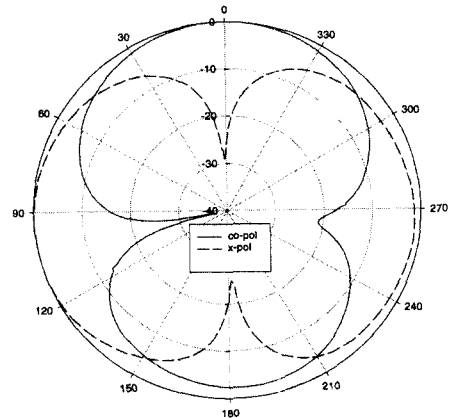
(b) 스미스 도표상에서 입력 임피던스 측정결과

그림 13. 수동 안테나의 입력 임피던스 측정결과

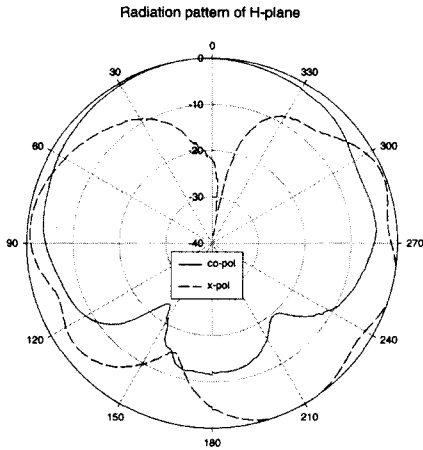
그림 13(a)는 수동 안테나의 입력 임피던스를 HP8722D 회로망 분석기로 측정하고, 그 결과를 실수부와 허수부로 나타낸 것으로서 공진주파수가 2.44GHz에서 2.42GHz로 약 20MHz 하향으로 천이 되었음을 알 수 있다. 그림 13(b)는 수동 안테나의 입력 임피던스를 스미스 도표상에서 나타낸 것이다.

안테나의 방사 패턴은 far-field 측정 방법을 사용하는 국내 에이스테크놀로지사(주)의 안테나 측정 시스템을 이용하여 측정하였으며, 제작된 능동 안테나를 Positioner 위에 부착하고 HP8752C 회로망 분석기로 측정된 각 안테나의 공진 주파수 신호를 표준 혼 안테나(Standard Horn Antenna)로 수신하였다. 기본파와 제2고조파 측정을 위하여 사용된 표준 혼 안테나는 1.7GHz ~ 2.6GHz 대역과 3.95GHz ~ 5.85GHz 대역 특성을 만족하는 OEWG430와 OEWG187 프루브(Probe) 안테나를 각각 사용하였다. 그리고 방사 패턴은 Positioner를 360° 회전시키면서 각도별 데이터를 컴퓨터에 입력하는 방법으로 측정하였다. 그림 14(a)는 수동 안테나가 주파수 2.44GHz에서 동작할 때 E-plane 방사패턴을 최대 값에 대해 정규화 값으로 변환후 보여준 것으로서, 이때 수동 안테나 이득은 1.01dB, HPBW(Half Power beam Width)는 88.96°이고, co-pol 과 x-pol의 차이는 5.98dB 이다. 그림 14(b)는 H-plane 방사패턴으로써 안테나 이득은 3.77dB, HPBW는 125.03°이고, 이때 co-pol 과 x-pol의 차이는 17.27dB 이다. 수동안테나 이득은 다이폴 안테나의 이득 1.76dB^[5]보다 약간 부족한 1.02 dB이고 HPBW는 79.72°로 측정되었다.

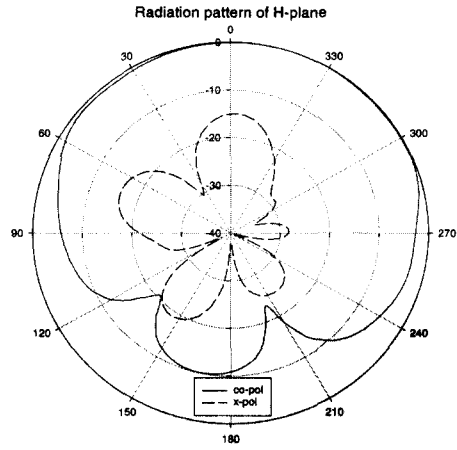
Radiation pattern of E-plane



(a) E-plane 방사패턴(yz-plane)



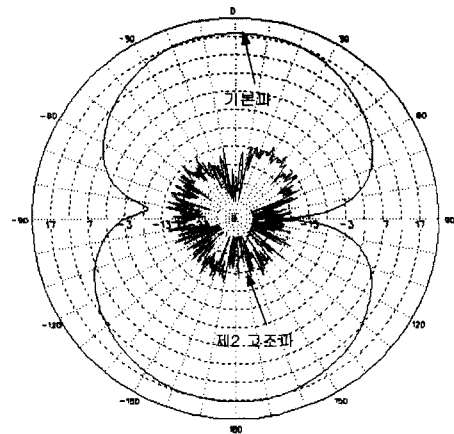
(b) H-plane 방사패턴(xy-plane)



(b) H-plane 방사패턴(xy-plane)

그림 14. 수동 안테나의 방사패턴

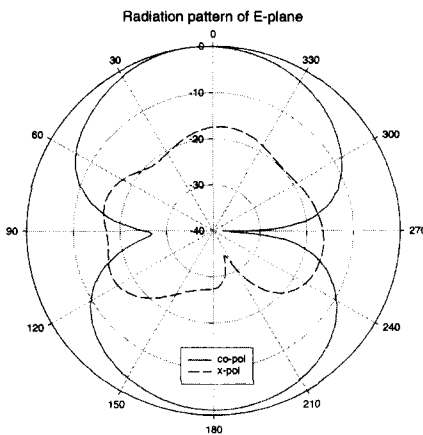
그림 15(a)는 능동 집적안테나의 E-plane 방사패턴을 보이며 안테나 이득은 20.47dB, HPBW는 74.98°, co-pol과 x-pol의 차이는 16.01dB이다. 그림 15(b)는 H-plane 방사패턴으로 안테나 이득은 23.69dB, HPBW는 170.58°, co-pol과 x-pol의 차이는 15.01dB이다. 능동 안테나의 시뮬레이션 결과와 실제 측정에서 이득 차이는 E-plane에서는 없고 H-plane에서는 3.6dB 정도 차이가 났으며, 위상 차이는 10°가 발생하였다. 이러한 오차 발생원인은 전력증폭기의 측정분석 결과와 동일하다. 그림 15(a), 15(b)에서 알 수 있듯이 A, B경로의 이득 차이와 위상 차이로 인하여 수동 안테나의 방사패턴 방사방향과 능동 안테나의 방사패턴 방사방향이 yz-plane에서는 반시계 방향으로 3° 이동하였고, xy-plane에서는 반시계 방향으로 6° 이동하였다.



(c) E-plane 방사패턴 (기본파 및 제2고조파)

그림 15. 능동 집적 안테나의 방사 패턴

그림 15(c)는 능동 집적 안테나의 기본파 및 제2고조파 성분의 방사패턴을 측정한 결과로써 제 2고조파 성분이 약 30dBc로 양호한 특성을 나타내었다. 제작된 능동 집적 안테나를 측정하기 위하여 CW 신호를 송신하고 far-field 영역을 만족하는 3m 떨어진 지점에서 14.5dBi 이득의 다이폴 안테나로 수신하였다. 이때 주파수 분석기에서 측정한 최대 수신전력은 -34.9dBm이고, 송신 출력은 Friis 방정식을 사용하여 계산하였다. 그리고 측정시의 케이블과 커넥터의 손실을 보상한 결과 13.7dBm의 송신 전력을 얻을 수 있었다. 그리고 DC +3V 인가시 측정 안테나의 총DC 소비전류는 24.9mA가 되었고, 능동 집적 안테나의 총 효율은 31.5%로 계산되었다. 이때 AIA(Active Integrated Antenna)의 송신 안테나 이득은 1.1dBi를 적용하였으며, 능동 집적



(a) E-plane 방사패턴(yz-plane)

안테나의 측정 데이터는 표1에 요약, 정리하였다.

표 1. 능동 집적 안테나의 출력 특성

구분	수신 전력(측정치)	송신 출력(계산치)
f_0	-34.9dBm	13.7dBm
$2f_0$	-64.3dBm	-15.5dBm

V. 결론

본 논문에서 설계한 ISM 대역 이중급전 방식 접힌 다이폴 능동 집적 안테나(Active Integrated Antenna, AIA)의 능동회로 부분은 push-pull 증폭기를 사용하고 안테나부분은 접힌 다이폴 안테나를 사용하였다. 설계 결과 안테나 사이즈는 2.44GHz에서 일반 다이폴 안테나의 크기보다 줄일 수 있었고, 안테나 이득을 포함한 전체 이득은 23.7dB를 얻었다. 전력증폭기는 BJT를 사용하고 Load Pull 방법을 통해 최적의 출력 임피던스를 정합하였다.

본 논문에서 제안한 접힌 다이폴 능동 집적 안테나는 저가의 BJT를 전력증폭기의 증폭소자로 사용함으로써, 송신부와 안테나의 결합회로 및 전력증폭기의 동조회로를 제거할 수 있으므로 성능개선과 생산원가 절감을 동시에 만족할 수 있다. 제안한 구조의 안테나는 ISM 대역에서 우수한 방사특성을 나타내었고, 초소형 트랜시버 적합한 모델로 이용이 예상되며, 특히 초소형 안테나의 연구와 병행하여 단말기의 소형화에 효과적으로 사용될 수 있을 것이다.

참고 문헌

[1] C. Y. Hang, W.R. Deal, Yongxi Qian, and Tatsuo Itoh, "Push-pull power amplifier integrated with quasi-yagi antenna for power combining and harmonic tuning", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, 2000.

[2] W. R. Deal, Vesna Radistic, Yongxi Qian, and Tatsuo Itoh, "Novel Push-Pull Integrated Antenna Transmitter Front-End", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol.8, No.11, pp.405-407, Nov. 1998.

[3] D. M. Snider, "A theoretical analysis and experimental confirmation of the optimally loaded and overdriven RF Power Amplifier", *IEEE Trans. Electron. Devices*, pp.851-857, Dec. 1967.

[4] Kai Chang, "Integrated microstrip active antennas

and their application", *IEEE*, pp.13-16, 1995.

[5] C. A. Balanis, *Antenna theory analysis and design*, John Wiley, 458-462, 1997.

[6] S. C. Cripps, *RF Power Amplifier for Wireless Communications*, Artech House, INC., 1999.

[7] R. C. Sagers, "Intercept Point and Undesired Responses", *Corrections : An Engineering Bulletin from Motorola Inc.*, Vol.5, No.1, pp.35-55, Nov. 1985.

[8] D. Pozar, *Microwave engineering*, Addison Wesley, pp.435-440, 1990.

[9] "1800 to 1900 MHz Amplifier using the HBFP-0405 and HBFP-0420 Low Noise Silicon Bipolar Transistors", *Agilent Application Note No.1160*, pp.11, 1999.

이재홍(Jae-Hong Lee)



1986년 2월 : 경북대학교
전자공학과(공학사)
1986년 1월~1992년 3월 :
삼성전기(주) 선임연구원
1992년 5월~2000년 6월 :
LG전자(주) 책임연구원

1998년 3월~2001년 2월 : 연세대학교 전자공학과
(공학석사)
2001년 7월~현재 : 아이피원(주) 책임연구원
<주관심 분야> 아날로그회로설계 및 안테나설계

서종수(Jong-Soo Seo)



1975년 2월 : 연세대학교 공과대학
전자공학과(공학사)
1984년 2월 : Univ. of Ottawa, Canada
전기공학과(M. A. Sc.)
1988년 6월 : Univ. of Ottawa, Canada,
전기공학과(Ph. D.)
1987년 7월~1989년 12월 :
IDC, Canada

1990년 1월~1992년 3월 : 삼성 종합기술원 정보시스템 연구소
1992년 4월~1995년 2월 : CAL, Canada
1995년 3월~현재 : 연세대학교 공과대학 기계·전자공학부 교수
<주관심 분야> 위성통신, 방송시스템, 디지털 전송방식