

논문 2005-42TC-8-7

코프래너 급전 이중 주파수 모노폴 안테나

(A Dual frequency Monopole Antenna using CPW Feed Line)

김 준 일*, 최 순 신*, 지 용*

(Joon Il Kim, Soon Shin Choi, and Yong Jee)

요 약

본 논문은 새로운 형태의 코프래너 급전형 이중 주파수 안테나 구조로서 단순한 두 개의 모노폴 안테나를 접합시켜 구성된 이중 주파수 모노폴 안테나를 제시한다. 각 공진 주파수는 각각의 모노폴 길이에 의해 결정되며 보다 긴 길이의 모노폴이 첫 번째 낮은 주파수의 공진 모드를, 짧은 길이의 모노폴이 두 번째 높은 주파수의 공진 모드를 형성한다. 임피던스 정합을 일으키는 방법은 CPW 공급선로를 이루는 접지 평면과 모노폴 사이의 간격에 의한 기생적인 신호결합 효과를 이용하였다. 시뮬레이션을 통하여 설계된 안테나의 규격을 따라 제작된 안테나는 두 개의 공진 주파수가 약 6.25[GHz]와 23.5[GHz]에서 일어났으며, 두 주파수 사이의 간격이 370% 이상인 이중 주파수 모노폴 안테나였으며 VSWR=2 임피던스 대역폭은 각각 35.2%, 41.3%로 나타났다. 제안된 안테나 구조는 단순한 모노폴 안테나 구조들을 결합하여 넓게 떨어진 두 주파수 대역에서 동작하게 하며 RF 집적회로를 위한 안테나 구성을 가능하게 하였다.

Abstract

The design method for a dual frequency antenna using CPW feed lines is presented. The antenna structures can be simplified by CPW feed lines and easily designed on integrated circuits. The presented antenna has two resonant frequency ranges and each respective resonant frequency is determined by its own length of monopole antenna. We used an impedance matching method by using a monopole coupling related to the ground of CPW feed lines. As a result, the resonant frequencies were 6.25[GHz] and 23.5[GHz] and their bandwidths 35.2% and 41.3%, respectively, and also, the separation of the two frequencies 370%. We presented an analytical designing method to implement a dual frequency monopole antenna and showed simple antenna structures having two frequency ranges for RFIC integrations.

Keywords : CPW, 모노폴 안테나, 이중 주파수

I. 서 론

모노폴 안테나는 무선 통신 시스템에서 그 활용 범위가 매우 넓으며 특히 인쇄회로기판형 모노폴 안테나는 가벼운 무게, 낮은 기하학적 구조, 간편성, 낮은 제작 단가로 인하여 많은 관심을 받고 있다. 또한 이동 통신 시스템인 이동 차량용이나 의료용 통신시스템을 위한 위성 송수신 시스템^{[10][11]}의 사용이 증가함에 따라 두 개 이상의 상이한 시스템을 내장한 무선시스템에서의 적용

을 위해 복수개의 공진 주파수를 지닌 모노폴 안테나에 대한 관심이 고조되어가고 있다. 이를 위해서 이중 주파수 모노폴 안테나에 대한 연구에 있어서는 다양한 설계 방법들이 제시되고 있다.

마이프로스트립 라인 급전선로를 이용한 설계 방법은 한 배선층은 접지면을, 다른 한 배선층은 신호선을 형성하는 두 개의 금속 배선층으로 이루어지며 이중주파수를 이루기 위해 각각의 중심주파수에 해당하는 모노폴을 G자나 T자 등의 형태로 구성하고 있어^{[1][2][3]} 안테나의 임피던스 대역폭을 넓히거나 임피던스 정합을 조절하기 위해서는 분리된 접지면과의 신호 결합 구조를 개선하거나 신호 선폭을 조절해야 하는 어려움이 있다.^{[1][3]} 또한 CPW 급전선로를 이용한 구조의 경우는 하

* 정회원, 서강대학교 전자공학과
(Department of Electronics, Sogang University)
※ 본 논문은 2005년도 서강대학교 교내 연구비 지원에 의해 이루어졌음.
접수일자: 2005년4월 21일, 수정완료일: 2005년8월13일

나의 급전선로에 두 개의 모노폴을 병렬로 연결한 후 모노폴 안테나의 선폭 두께를 넓혀 주파수 대역폭을 넓히는 방법^{[4][7]}이나 급전선로의 접지면 길이를 조절하여 임피던스 정합을 이루는 방법^[4] 등이 있는데 이 방법은 두 모노폴 사이의 상호간의 신호결합이 발생하여 특정 주파수에서의 임피던스 정합을 어렵게 한다. 그 외에 meander line의 신호결합을 이용한 방법^[5]은 급전선로에 비해 안테나 신호선의 선폭이 좁아 임피던스 대역폭을 개선하는데 제한적이며 기생적인 신호결합 효과를 예측하기 어렵다. 또한 모노폴 몸체 양 옆으로 전극물체를 배치시켜 기생적 신호결합을 일으키는 방법^[6]은 단일 주파수의 대역폭을 넓게 하는 방법으로 설계할 수 있으나 예측하기 어려운 다른 공진 주파수 대역들이 발생하여 이를 제거하기 위해 설계 면적이 증가하는 단점이 있다.

본 논문에서 제안하는 코프래너 도파관(이하 CPW) 구조의 이중 주파수 모노폴 안테나는 단일평면 구조로 RFIC로 제작할 경우 방사 손실 및 분산이 적고 via 등의 연결선 없이 직·병렬 수동소자의 집적이 가능하다는 구조상의 장점이 있으며, CPW 급전선로를 이용하여 모노폴을 활성화시키며 CPW 급전 선로와 동일한 선폭을 갖는 두 개의 모노폴 안테나에 의해 각각의 별도의 전류흐름 경로(current path)를 가지는 이중 주파수 모노폴 안테나의 설계 구조이며, 접지면과의 신호결합 효과를 이용할 수 있어 보다 간단하고 작은 면적에서 넓은 임피던스 대역폭을 갖는 특징이 있다. 대역폭 조정 및 임피던스 정합을 이루도록 각각의 모노폴 안테나와 CPW 급전선로의 접지면 사이의 간격을 조절하였으며 두 개의 공진 주파수를 지닌 이중 모노폴 안테나 구조를 제안하였다. II장에서는 이중주파수 모노폴 안테나의 구조를 제시하고, III장에서는 임피던스 정합기법을 고찰하며, IV장에서는 실험 결과를 검토하였다.

II. 제안된 이중 주파수 모노폴 안테나

그림 1은 제안된 이중 주파수 모노폴 안테나의 구조를 보여준다. 두 개의 모노폴 안테나는 한 개의 CPW 급전선로를 통하여 연결되어 있으며, 두께 500[μm], 유전율 3.38(@10[GHz]), 0.5oz. 두께의 구리 기판으로 이루어진 Rogers4003 위에 제작되었다. CPW 급전선로는 23.5[GHz]의 주파수에 대한 50 Ω 의 특성 임피던스를 가질 수 있도록 신호선폭 1.25[mm], 접지면과 신호선과의 간격 $g=0.1$ [mm]로 구성되었다.

두 모노폴 안테나는 급전선로로부터 좌우에 위치하는데, 우측의 모노폴 안테나는 길이 $l1$ 과 신호선폭 $w1$ 을 갖으며 좌측 모노폴 안테나는 길이 $l2$ 와 신호선폭 $w2$ 로 이루어져 있다. 우측 모노폴 안테나와 좌측 모노폴 안테나는 길이 Lm 만큼 떨어져 있다. 설계의 관점에서 보면, 설계된 두 개의 모노폴 안테나는 CPW 공급선 끝점인 A 지점으로부터 거리 Lg 만큼 떨어진 지점에서 분리되며, 이렇게 분리되어 독립된 주파수 특성을 갖는 두 개의 모노폴 안테나는 구조적으로 모두 동일한 CPW 공급선로를 사용하고 있다. 따라서 우측 모노폴 안테나로 형성되는 안테나의 길이 $l1$ 은 그림 1에서와 같이 A 지점에서 B 지점까지로 연결되는 구조인 $L1, Ls, Lg$ 의 합인 길이로 이루어지며, 좌측 모노폴 안테나로 형성되는 안테나의 길이 $l2$ 는 A 지점에서 C 지점까지로 연결되는 구조인 $L2, Lm, 2Ls, Lg$ 의 합인 길이로 이루어진다. 길이가 서로 다른 두 모노폴 안테나는 두 개의 공진 주파수를 제공하게 되는데 길이가 긴 좌측 안테나는 그 길이에 해당하는 파장 길이만큼의 낮은 공진 주파수를 제공하고, 길이가 짧은 우측 안테나 또한 그 길이에 해당하는 파장 길이만큼의 높은 공진 주파수를 제공하여 두 구조를 한 개의 신호 공급선인 50 Ω CPW 전송선에 연결함으로써 이중 주파수 공진형 모노폴 안테나를 구성하게 된다. 위의 두 공진 주파수 크기는 길이 $l1$ 과 길이 $l2$ 의 길이를 변화시켜 조절할 수 있다. 즉, 공진 주파수 $f1$ 은 짧은 길이의 안테나 $l1$ 에 의해 그 공진 주파수가 조절되고, 낮은 주파수 $f2$ 는 긴 길이의 안테나 $l2$ 에 의해 조절된다. 모노폴 안테나의 선폭은 동일하게 구성하였다.

한 개의 CPW 급전선로에 의해 인가된 전자기장은 두 개의 모노폴 안테나 구조에 의해서 서로 다른 두 개의 공진 모드를 형성하여 이중 주파수 동작을 형성하게 된다. 이는 공진되는 동작 주파수에 따라 서로 다른 전류흐름 경로를 가지게 되기 때문이고, 그 전류흐름 경로의 개수도 공진 주파수의 개수를 결정한다.^{[8][9]} 안테나 동작상태를 살펴보면 높은 공진 주파수 $f1$ 의 파장을 지닌 전자기파가 입사될 때는 CPW 급전선로 끝 지점인 A 지점에서 시작된 전기장은 $\lambda g/4$ 길이가 되는 지점인 B 지점에서 최고의 전기장을 형성하게 되고, 안테나 측면 길이 $Lm, 2Ls, L2$ 를 따라 공진주파수 $f1$ 의 모노폴 안테나를 형성하게 되어 공진 주파수 $f1$ 에서 방사 패턴을 일으키는 안테나가 된다. 이 때 전류흐름 통로인 $l2$ 로는 임피던스 정합이 이루어지지 않아서 공진 모드 형성이 이루어지지 않게 되고 기생 파라미터 역할

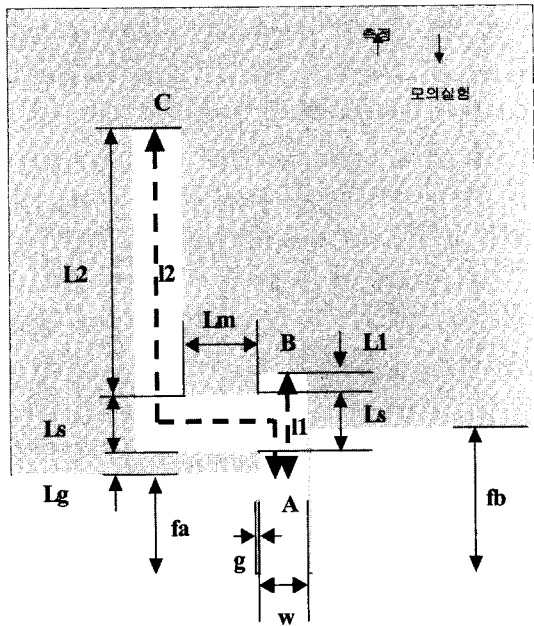
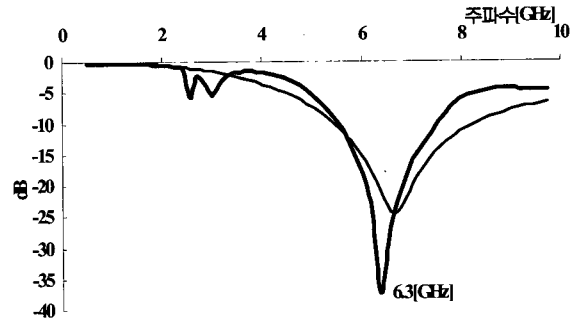


그림 1. 제안된 이중 주파수 모노폴 안테나 형태
 Fig. 1. Proposed dual frequency monopole antenna model.

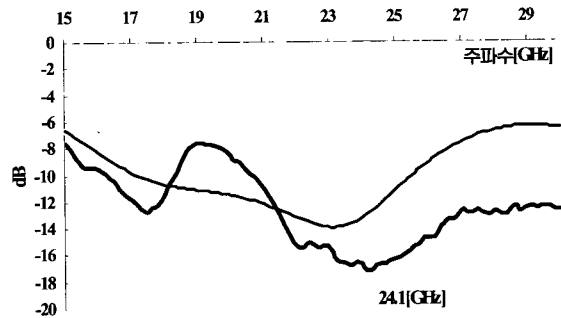
만 하게 된다. 반면에, 낮은 공진 주파수 f_2 의 파장을 지닌 전자기파가 입사될 때는 CPW 급전선로 끝 지점인 A 지점에서 시작된 전기장은 $\lambda g/4$ 길이가 되는 지점인 C 지점에서 최고의 전기장을 형성하며, 전류흐름 경로 l_2 를 따라서 낮은 공진 주파수 f_2 의 모노폴 안테나를 형성하고 공진 주파수 f_2 의 방사 패턴을 일으키게 된다. 낮은 공진 주파수 f_2 에서 동작하는 모노폴 안테나는 l_1 전류흐름 통로로는 임피던스 정합이 이루어지지 않아서 공진 모드 형성이 어렵게 된다. 따라서 f_1 과 f_2 를 지닌 모노폴 안테나를 하나의 안테나 패턴 구조로 형성하기 위해서는 l_1 과 l_2 의 길이를 조절하여 공진 주파수 값 f_1, f_2 를 정한다. 임피던스 정합 과정을 거쳐서 이중 주파수 모노폴 안테나를 형성되게 된다.

III. 실험 및 검토

제안된 안테나 구조는 3차원 고주파 모의실험 도구인 HFSS(High Frequency Structure Simulator)를 이용하여 설계 실험 한 후 제작된 안테나를 2.4[mm] 커넥터에 연결하여 HP8722ES VNA 네트워크 분석기를 이용하여 측정하였다. 모의실험 결과에 의하면 두 모노폴 안테나의 주파수는 공기 매질의 파장 길이 $\lambda/4$ 에 의해서 주어져야 하지만, 실제 제작에 사용된 구조는 Rogers 4003 기판 위에서 제작되었으므로, 매질의 유효



(a) $L=11.00$ [mm]인 독립된 모노폴의 전기적 특성
 (a) $L=11.00$ [mm], electrical characteristics of monopole



(b) $L=2.25$ [mm]인 독립된 모노폴의 전기적 특성
 (b) $L=2.25$ [mm], electrical characteristics of monopole

그림 2. 독립된 모노폴의 길이에 따른 전기적 특성
 Fig. 2. Electrical characteristics for the length of monopole.

유전상수(3.38 @10[GHz])에 의해 안테나의 길이는 짧아진다. 설계된 안테나 구조는 6.25[GHz], 23.5[GHz]에서 동작하도록 고안되었고, 이 때 두 모노폴 안테나의 길이는 $l_1 = L_1 + L_s + L_g = 2.25$ [mm], $l_2 = L_2 + L_m + 2L_s + L_g = 11.00$ [mm]가 되도록 설정되었다. 그림 2는 길이가 각각 $l_1=2.25$ [mm], $l_2=11.00$ [mm]인 독립된 모노폴 안테나를 제작하여 측정한 실험결과를 나타냈다. 측정 데이터와 모의실험 결과를 비교하였을 때 모노폴 안테나의 길이가 $l_1=2.25$ [mm]인 안테나는 23.5[GHz]에서 공진 주파수가 나타나고, $l_2=11.00$ [mm]인 안테나는 6.25[GHz]에서 공진모드가 형성되는 것을 비교하여 볼 수 있었다. 이는 측정 결과와 모의실험 결과가 잘 일치함을 보여주었다.

그림 2에 나타난 결과를 살펴보면 $l_1=2.25$ [mm]인 안테나는 23.5[GHz]에서 공진이 일어남을 나타내고 공기중에서의 파장 길이(λ_{air})와 비교하면 $0.1763\lambda_{air}$ 를 보여주며, Rogers 4003 기판의 유효 유전율 2.0의 값에 대하여

는 식(1)과 같이 $0.2493\lambda_g$ 의 공진 파장길이를 지닌 모노폴 안테나를 보여 주었다. $l_2=11.00[\text{mm}]$ 인 안테나는 $6.25[\text{GHz}]$ 에서 주요 공진 모드를 발생하며 이 모노폴 안테나의 길이는 공기 중에서의 파장 길이(λ_{air})와 비교하여 $0.2292\lambda_{\text{air}}$ 를 보여주며, Rogers 4003 기판의 유효 유전율 2.0의 값에 대하여는 $0.3241\lambda_g$ 의 파장 길이를 보여 주었다.

$$\lambda_g = \frac{c}{4 f_o \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (1)$$

설계하고자 하는 모노폴 안테나의 주파수에 대하여 이와 같은 독립된 두 개의 모노폴 안테나를 결합하면 본 논문에서 제안하는 이중 주파수 모노폴 안테나를 설계할 수 있다. 설계된 두 개의 모노폴 안테나가 결합된 후 제작 측정된 결과는 그림 3에 나타나 있다. 모노폴 안테나 $l_1=2.25\text{mm}$ 에 의해서 모의 실험된 결과는 $24.2[\text{GHz}]$ 에서 $S_{11}=-21\text{dB}$ 를 갖는 공진 주파수를 보여 주었으며, 제작 측정된 결과는 $23.8\text{GHz}(0.1785\lambda_{\text{air}}, 0.2556\lambda_g)$ 에서 $S_{11}=-37\text{dB}$ 를 보여주었다. 또한 같은 안테나 구조에서 모노폴 안테나 $l_1=11.0\text{mm}$ 에 의해서 모의 실험된 결과는 $6.25[\text{GHz}]$ 에서 $S_{11}=-18\text{dB}$ 를 갖는 공진 주파수를 보여주었으며, 제작 측정된 결과는 $6.25[\text{GHz}](0.2292\lambda_{\text{air}}, 0.3241\lambda_g)$ 에서 $S_{11}=-39\text{dB}$ 를 보여 주었다. 이 측정 결과는 한 개의 패턴 위에 형성된 모노폴 안테나 구조가 두개의 공진 주파수를 보여주는 이중 주파수 동작특성을 잘 나타내고 있다. 모노폴 안테나 패턴 길이를 조절하여 결합시킨다 하더라도 각각의 패턴 길이에 해당하는 공진 모드에서 안테나 특성이 나타남을 보여주고 있음을 알 수 있다.

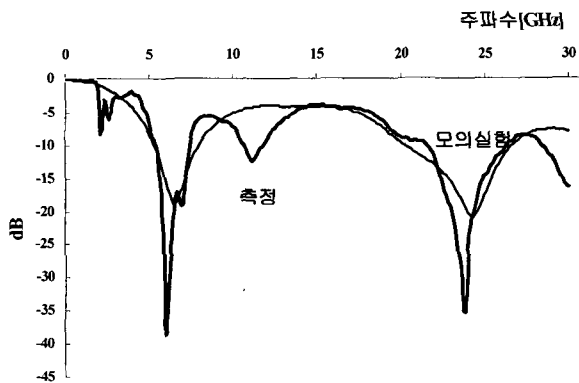


그림 3. 제안된 이중 주파수 모노폴 안테나의 전기적 특성
Fig. 3. Electrical characteristics of proposed dual frequency monopole antenna.

IV. 임피던스 정합 실험

각 모노폴 안테나 형성 과정에서 임피던스 정합 방법은 l_2 를 이루는 모노폴 안테나와 급전선로의 신호선과 접지면 사이의 간격인 L_g 및 t_b 를 조절하여 기생적인 신호결합 효과를 유도함으로써 임피던스 정합을 유도하여 공진 모드 특성 및 대역폭 특성을 개선하였다. 그림 3에서 추출한 이중 주파수 모노폴 안테나를 구현하기 위하여 제안한 설계 방법은 $L_2, L_m, 2L_s$ 그리고 L_g 로 이루어진 11.00mm 의 모노폴이 접지면과의 기생적 신호결합을 이루게 하여 그 임피던스 대역폭 및 임피던스 정합을 이루게 하는 형태이다. 일직선 형태의 모노폴은 단순한 전송선로의 특성만을 나타내어 그림 4와 그림 5에서 보는 바와 같이 특정 주파수에서 $V_{\text{SWR}}=2$ 임피던스 대역폭을 갖는 안테나의 특성을 만족하기 어렵다. 그림 4에서 보는 바와 같이 CPW 급전선로의 진행 방향과 동일하게 일직선 방향으로 모노폴을 구성한 안테나는 이득 특성이 나쁘게 나타나고, $V_{\text{SWR}} < 2$ 인 임피던스 대역폭이 거의 없음을 볼 수 있다.

CPW 급전선로의 접지면 방향으로 모노폴 안테나를 굽혀서 접지면과 L_g 간격을 유지할 경우, 접지면과의 신호결합이 개선되어 특정 주파수에서 동작하는 안테나의 특성이 개선되며, $5.6\text{GHz}-8.5\text{GHz}$ 사이의 대역폭과 같은 넓은 $V_{\text{SWR}}=2$ 임피던스 대역폭을 얻을 수 있다. 즉, 작은 주파수 대역폭이 넓어지는 것을 볼 수 있으며 이는 그림 5에서 보다 많은 공진점들이 $V_{\text{SWR}}=2$ 원 내부로 들어와 임피던스 정합이 잘 이루어지는 것으로도 확인할 수 있다. 이와 같은 현상의 원인은 특정 주파수

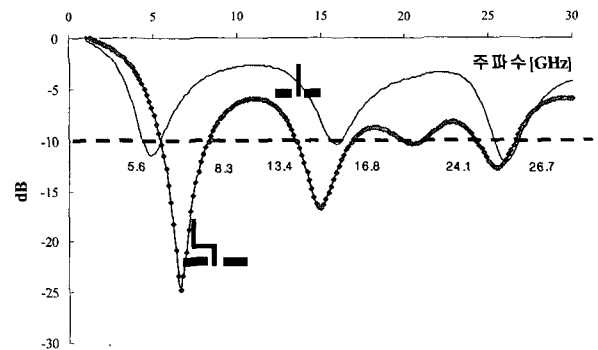


그림 4. 기생 신호결합 효과에 의한 모노폴 안테나의 전기적 특성 변화
Fig. 4. Comparison of electrical characteristics by the parasitic signal coupling of the monopole antenna.

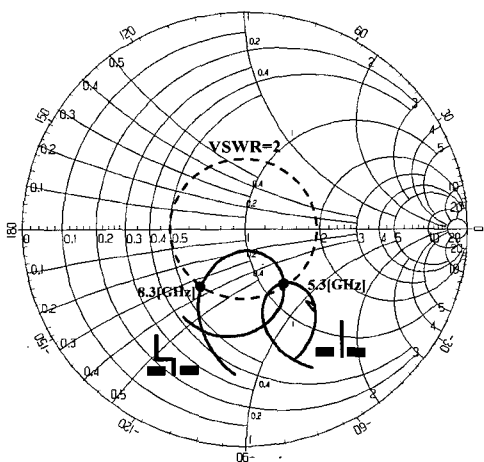


그림 5. 접지면과 모노폴 안테나 l_2 와의 간격 L_g 의 변화에 의한 3.0[GHz] ~ 12.0[GHz] 영역에서의 임피던스 궤적과 $VSWR < 2$ 임피던스 대역폭 증가

Fig. 5. Comparison of electrical characteristics by the variation of L_g (3.0[GHz] ~ 12.0[GHz]).

에서 발생하는 기생적인 신호결합 효과들에 의한 것으로서, 제안된 안테나 구조가 그림 4의 반사 손실을 그래프나 그림 5의 smith chart를 참고하면 구분할 수 있다. 접지면과의 간격, L_g 에 의하여 여러 주파수 대역에서 모노폴 안테나의 특성이 영향을 받고 있음을 확인할 수 있으며, 특히 그림 5에 의하면 6.25[GHz]의 중심 주파수에 있어서 넓은 $VSWR=2$ 임피던스 대역폭과 큰 반사 손실 값을 갖게 됨을 확인할 수 있었다.

그림 5에서 제시된 smith chart는 일직선 형태로 이루어진 모노폴 안테나를 구부려서 접지면과 L_g 의 간격을 지닌 접혀진 모노폴 안테나를 형성하였을 때는 접지면과 이루는 기생적인 신호결합 효과로 인하여 임피던스 대역폭($VSWR=2$)이 증가하는 것을 볼 수 있다. 이는 동작 주파수가 변화함에 따라 변화하는 신호결합 효과에 의한 기생 파라미터에 의해서 모노폴 안테나의 동작 특성이 개선됨을 나타낸다.

l_1 우측에 있는 접지면의 길이(fb)를 조절하는 경우에는 모노폴 안테나와의 신호결합 조건이 바뀌어 그에 따른 임피던스 대역폭 및 임피던스 정합 조건이 다르게 바뀌는 것을 볼 수 있다. 이러한 변화는 각각의 공진점이 $VSWR(=2)$ 원 내부로 움직이게 되는 것으로서 확인할 수 있는데 그림 4에 있어서 직선으로 구성된 모노폴 안테나와 비교하여 접혀진 형태의 모노폴 안테나가 더 많은 주파수 영역에서 $VSWR < 2$ 인 공진점을 갖는 것을 볼 수 있다. 그림 6은 접지면의 길이 fb의 변화에 따라 측정된 안테나의 주파수 특성을 보여주고 있으며,

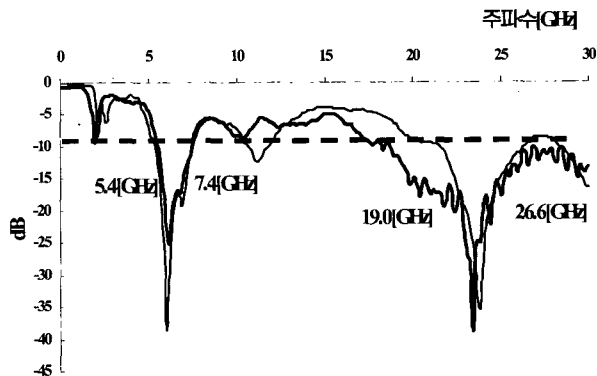
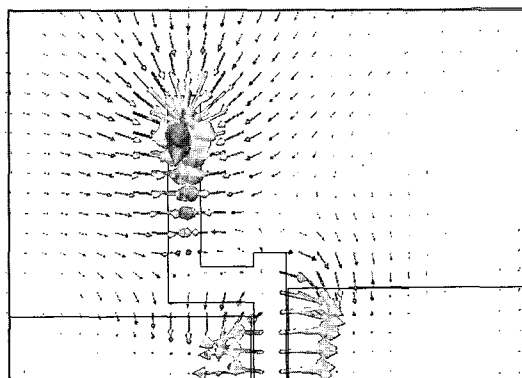
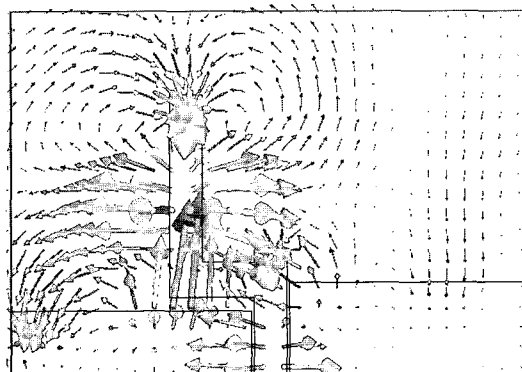


그림 6. 접지면과 모노폴 안테나 l_1 과의 간격 fb의 변화에 따른 이중 주파수 모노폴 안테나 특성 변화

Fig. 6. Comparison of electrical characteristics by the variation of fb.



(a) 6.25[GHz]

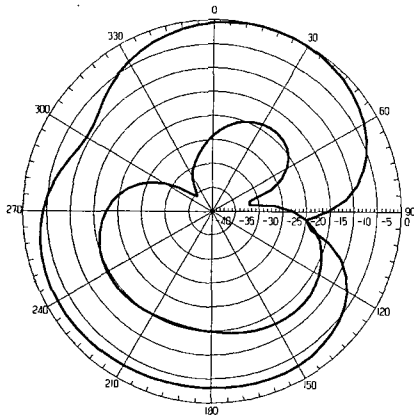


(b) 23.5[GHz]

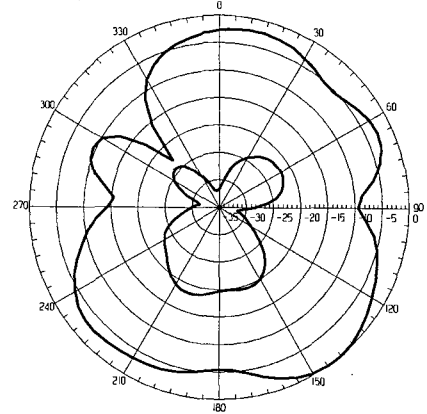
그림 7. 제안된 이중 주파수 모노폴 안테나의 각 공진 주파수에서의 전기장 분포

Fig. 7. Electrical field distribution of proposed dual frequency monopole antenna at two resonant frequencies.

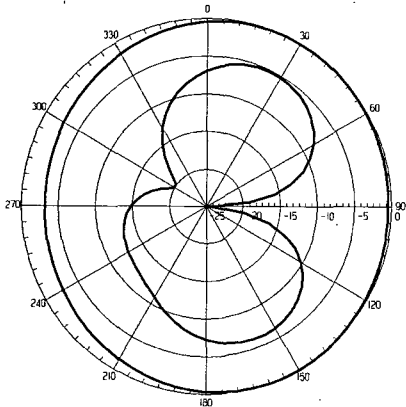
임피던스 대역폭과 반사 손실 특성이 향상되고 있음을 볼 수 있다. 따라서 접지면과 모노폴과의 간격(L_g) 및 접지면의 길이(fb)를 변화시키면 CPW 급전선로의 접지면과의 신호결합에 의해서 모노폴 안테나의 임피던스



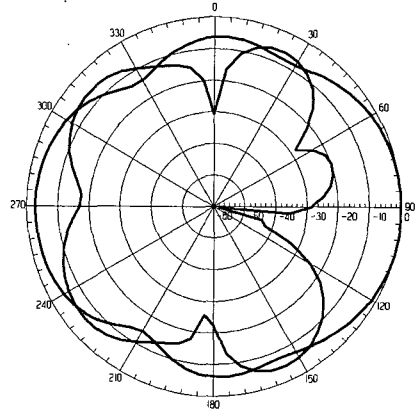
(a) 방사패턴 (x-y plane), 6.25[GHz]



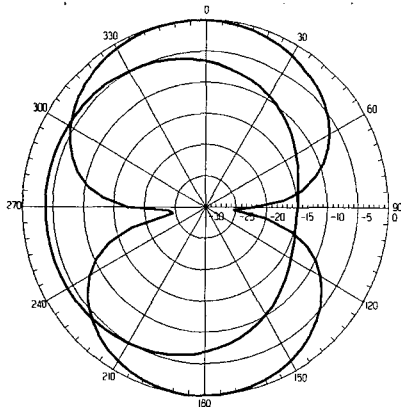
(d) 방사패턴 (x-y plane), 23.5[GHz]



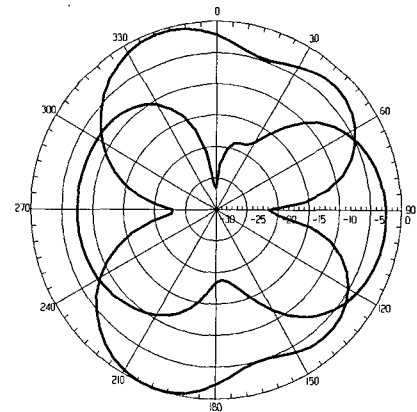
(b) 방사패턴 (x-z plane), 6.25[GHz]



(e) 방사패턴 (x-z plane), 23.5[GHz]



(c) 방사패턴 (y-z plane), 6.25[GHz]



(f) 방사패턴 (y-z plane), 23.5[GHz]

그림 8. 임피던스 정합이 이루어진 이중주파수 모노폴 안테나의 방사 패턴

Fig. 8. Radiation patterns of impedance matched dual frequency monopole antenna.

값이 50Ω에 접근시킬 수가 있었으며 접지면과 모노폴과의 간격(Lg)을 0.5[mm], 접지면의 길이(fb)를 3.25[mm]로 하였을 때 임피던스 대역폭 및 정합 특성이 가장 많이 개선됨을 측정 실험을 통해 확인하였다.

이중 주파수 모노폴 안테나는 그 두 주파수 사이의 거리가 약 370% 정도로 매우 멀리 떨어져 있는 모습을

볼 수 있는데, 접지면과 모노폴과의 간격, Lg와 접지면의 길이, fb를 변화시키면, 효율적인 임피던스 정합의 결과로 독립된 두 공진 주파수를 발생시킬 수 있었다.

그림 7은 제안된 이중 주파수 모노폴 안테나에 대해 모의 실험한 결과 얻어진 전기장 분포도를 나타내고 있다. 그림 7 (a)는 6.25GHz 동작 주파수에서 C지점이 최

대의 전기장 크기를 보여 주며, A지점이 최저의 전기장 분포를 보여 주어서 모노폴 안테나 끝단까지의 길이가 $\lambda_g/4$ 를 이루고 있음을 알 수 있으며, 그림 7 (b)가 보여주는 전기장 분포도는 23.5GHz 동작 주파수에서 B지점이 최대의 전기장 크기를 보여 주며 A지점이 최저의 전기장 분포를 보여 주어 모노폴 안테나 끝단까지의 길이가 $\lambda_g/4$ 를 이루고 있고, 모노폴과 접지면 사이에 비교적 높은 전기장 분포가 존재하여, 신호결합 효과에 의한 것임을 보여주고 있다.

그림 8는 안테나 방사 패턴으로서 두 동작 주파수에서 모두 유사한 편광된 전기장 평면을 가지며 23°로 기울어진 것을 볼 수 있다. 이중 주파수 모노폴 안테나 구조 자체가 방사각에 영향을 주는 것으로 보인다. 안테나 이득(gain)은 23.5[GHz]의 주파수에서 약 1.6[dBi]를 나타냈다.

IV. 결 론

제안된 모노폴 안테나는 설계하고자 하는 주파수에 해당하는 $\lambda_g/4$ 길이의 모노폴 구조를 갖으며, 서로 다른 동작 주파수를 갖는 이중 주파수 모노폴 안테나 패턴을 구현하였다. 임피던스 정합을 일으키는 구조인 모노폴과 접지면 사이의 기생적인 신호결합 효과를 이용하여 두 주파수 사이의 거리가 약 370%로 매우 넓으며, 각 공진 주파수에서의 임피던스 대역폭은 35.2%, 41.3%, 안테나 이득(gain)은 23.5[GHz]의 주파수에서 약 1.6[dBi]인 이중 주파수 모노폴 안테나를 구현하였다. 제안된 구조는 두 개의 모노폴 안테나를 하나의 패턴 구조로 구현한 것으로 C 밴드와 K 밴드대역의 공용 안테나로서 이동차량용, 의료용 통신 안테나로 사용할 수 있게 되었다.

참 고 문 헌

[1] C. Y. Pan, C. H. Huang, and T. S. Horng, "A Novel Printed G-Shaped Monopole Antenna for Dual-Band WLAN Applications," *Antenna and Propagation Society International Symposium, IEEE*, vol. 3, pp. 3099-3102, June 2004.

[2] S. H. Yeh and K. L. Wong, "Dual-Band F-Shaped Monopole Antenna for 2.4/5.2GHz WLAN Application," *Antenna and Propagation Society International Symposium, IEEE*, vol. 4, pp. 72-75, June 2004.

[3] Y. L. Kuo and K. L. Wong, "Printed Double-T

Monopole Antenna for 2.4/5.2GHz Dual-Band WLAN Operations," *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, vol. 51, No. 9, pp. 2187-2192, September 2003.

[4] H. D. Chen and H. T. Chen, "A CPW-Fed Dual-Frequency Monopole Antenna," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 52, No. 4, pp. 978-982, April 2004.

[5] H. D. Chen, "Compact CPW-fed Dual-frequency Monopole Antenna," *Electronics Letters*, vol. 38, No. 25, pp. 1622-1624, December 2002.

[6] Y. Coulibary, T. A. Denidny, L. Talbi, and A. R. Sebak, "A New Single Layer Broadband CPW Fed-Printed Monopole Antenna for Wireless Applications." *CCECC 2004, Canadian Conference*, vol. 3, pp. 1541-1544, May 2004.

[7] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2nd ed. New York, Wiley, 1998, pp. 172-173.

[8] Y. F. Lin, H. M. Chen, and K. L. Wong, "Parametric Study of Dual-Band Operation in a Microstrip-Fed Uniplanar Monopole Antenna," *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings*, vol. 150, pp. 411-414, Dec 2003.

[9] H. D. Chen and H. T. Chen, "A CPW-Fed Dual-Frequency Monopole Antenna," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 46, pp. 788-793, June 1998.

[10] S. Sanzgeri, W. Pottenger, D. Bostrom, D. Dennisto, and R. Lee, "Active Subarray Module Development for Ka Band Satellite Communication Systems," *Antennas and Propagation Society International Symposium 1994, AP-S, Digest*, vol. 2, pp. 860-863, June 1994.

[11] J. Granholm, K. Woelders, M. Dich, and E. L. Christensen, "Microstrip Antenna for Polarimetric C-Band SAR," *Antennas and Propagation Society International Symposium 1994, AP-S, Digest*, vol. 3, pp. 1844-1847, June 1994.

저 자 소 개



김 준 일(정회원)
 1996년 서강대학교 전자공학과
 학사 졸업.
 1998년 서강대학교 전자공학과
 석사 졸업.
 2005년 현재 서강대학교
 전자공학과 박사 과정
 (2003년~현재)

1998년 2월~2003년 6월 (주)삼성전기
 중앙연구소 선임연구원
 <주관심분야 : 초고주파 복합모듈 설계, RF
 system package, SoP, SiP>

최 순 신(정회원)
 1991년 서강대학교 전자공학과 학사 졸업.
 1993년 서강대학교 전자공학과 석사 졸업.
 2005년 서강대학교 전자공학과 박사 과정
 (1993년~현재)
 1998년 3월~현재 용인송담대학 디지털
 정보과 조교수
 <주관심분야 : 안테나, SoC>

지 용(정회원)
 제31권 A편 제3호 참조
 현재 서강대학교 전자공학과 교수