

## 광대역 모노폴 안테나 설계

<sup>0</sup>이 종 필\*, 박 성 옥\*, 이 상 근\*\*

\*한국정보통신대학원대학교

\*\* (주) 신아 정보 통신

## Design of Ultrawide Band Monopole Antenna

<sup>0</sup>Jong-Pil Lee\*, Seong-Ook Park\*, Sang-Keun\*\*

\*Information and Communications University

\*\*ShinA Info. & Telecomm. Co., Ltd

### Abstract

In this paper, we propose a novel wide band printed monopole antenna called the staircase bow-tie monopole antenna (SBMA). We apply an extraordinary method for an impedance matching to conventional bow-tie monopoles. So we get the SBMA with a very wide band. Our antenna is smaller than a quarter wavelength in size but provides a 2:1 VSWR bandwidth of about 77.8 %. An antenna gain and a radiation pattern are about 1.7dBi and omni-directional at 1.7 GHz, respectively.

### 1. 서론

최근에 이동 통신 시스템은 가격이 저렴하고 소형의 다중대역 안테나를 요구하고 있다. 그러나 마이크로스트립 패치 안테나는 평면형이기 때문에 안테나 소자로 널리 사용되고 있으나 공진 타입이므로 대역폭이 5% 정도로 좁고 패치의 크기가 공진 주파수의 파장에 1/2 정도로 크기 때문에, 저주파 대역( Cellular, GSM Band)에서는 안테나의 크기가 문제점이 된다. 따라서 이러한 단점을 해결하기 위해서 패치 안테나에 숏 핀(short pin)을 적용하는 방법<sup>[1]</sup>과 안테나의 유전체를 비유전율이 높은 것을 사용하는 방법 등이 있는데, 이러한 방법도 대역폭이 줄어드는 단점을 가지고 있어서 요즘 이동 통신사업자의 관심 사항인 단말기 속에 내장 가능성과 여러 대역을 동시에 만족시킬 수 있는 안테나와는 상이한 특징을 가지게 된다. 그래서 안테나의 크기를 공진 주파수 파장의 1/4로 줄일 수 있는 모노폴 형태의 안테나를 고려해보기로 했다. 현재까지는 모노

폴 안테나와 헬리컬 안테나를 결합한 형태의 외장형 듀얼밴드 안테나가 많이 쓰이고 있다. 그러나 앞으로의 안테나는 단말기에 내장되면서 가격이 저렴하고 다중대역에 사용할 수 있는 안테나에 대한 수요가 급속히 증가할 것으로 본다. 그래서 본 논문에서는 PCB기판 인쇄 형태의 계단형 Bow-Tie 형태의 모노폴의 급전부에 새로운 임피던스 정합 방법을 적용한 광대역 특성을 가지는 모델을 제안한다.

### II. 안테나 설계

#### 1. 모노폴 안테나

최근의 논문을 보면 모노폴 안테나의 단점을 극복하기 위해서 여러 가지의 제안 모델이 있다. 우선 안테나의 크기를 줄이기 위하여 미앤더 라인(meander line)을 이용한 것이 있다<sup>[2]</sup>. 미앤더 라인은 안테나의 전기적인 길이를 늘이는 방법으로 같은 길이의 안테나에 비해서 공진 주파수를 효율적으로 낮출 수 있다. 그러나 이런

방법의 단점은 모노폴 안테나와 같이 임피던스 대역폭이 좁다는 것이다. 두 번째로는 기존의 모노폴 안테나의 단점중의 하나인 협대역 특성을 극복하려는 것이고, 기존의 제안된 아이디어는 모노폴 안테나의 주위에 기생성분(parasitic element) 위치시켜 듀얼밴드 혹은 다중대역의 특성을 얻을 수 있다<sup>[3],[4]</sup>. 그러나 이런 방법은 안테나의 크기를 증가시키는 결과를 초래한다.

## 2. 광대역을 얻기 위한 개량된 모노폴

기존 모노폴의 단점인 협대역 특성을 개선하기 위하여 모노폴의 형태가 사각형, 타원형 등을 제안된 것이 있다<sup>[5],[6]</sup>. 이러한 구조는 광대역의 특성을 얻을 수 있으나 단말기 구조에는 적용하기가 어렵다. 광대역 특성을 얻기 위한 구조로 Bow-tie 형태의 모노폴 안테나가 있다<sup>[7]</sup>. Bow-tie 구조를 보면 두개의 삼각형 모양의 안테나가 다이폴 형태로 되어 있다. 본 논문에서는 바로 이 구조를 단말기에 적용하기 위해 다음과 같이 형태를 변형시켰다. 마주 보고 있는 두 개의 삼각형 중에 한 개를 제거하고 남은 삼각형의 모서리에 CPW(Coplanar Waveguide)의 급전 방식을 사용하여 급전을 시켜 모노폴 형태로 변형하였다. 그리고 이러한 구조에 새로운 임피던스 정합 방법을 적용하기 위하여 삼각형 형태를 계단형 Bow-tie로 변형시키고, 안테나는 PCB 기판에 인쇄하는 방법으로 하였다(그림 1).

## 3. 새로운 임피던스 정합 방법 적용

앞에서 제시한 계단형 Bow-tie 모노폴 안테나에 좀더 넓은 주파수 대역을 얻기 위해 새로운 임피던스 정합 방법을 적용하였다. 그림 1에서 보여 주는 것과 같이 안테나의 반대쪽 기판의 금속부분을 제거한 면에 CPW급전에서 접지면의 길이( $hg$ )와 안테나에 만든 슬릿의 깊이( $hs$ )를 변화시키면서 계산한 결과  $hg = 5$  mm,  $hs = 12$  mm에서 최대의 광대역 특성을 보였다.

그림 1은 새로운 임피던스 정합 방법을 적용하기 위하여 역삼각형 모양을 계단형으로 변형시킨 것을 보여 주고, 또 계단형 모양에 새로운 임피던스 정합 방법을 적용한 것을 보여준다. 그림 1에서 CPW 급전 부분과 안테나의 경계에 점선으로 표현한 것이 안테나 반대면에 덧대어진 접지면이다. 표 1에 안테나 설계 시에 사용한 각각의 파라미터 수치를 기술해 놓았다. 그림 2에서 시뮬레이션한 결과 안테나 반대면에 접지면을 덧대어주면 공진 주파수가 높아지는 효과를 보였다. 그리고 안테나에 그림 3과 같이 슬릿(slit)을 만들어 줌으로써 공진 주파수를 낮출 수 있었다. 이렇게 덧대어

준 접지면은 캐패시턴스(Capacitance) 성분을 증가시켜서 안테나의 인덕턴스(Inductance) 성분을 상쇄시키는 역할을 한다. 그리고 덧대어준 접지면으로 생긴 과도한 Capacitance 성분은 안테나에 슬릿을 만듦으로써 상쇄시킬 수 있다. 이러한 이론적인 원리가 주파수 대역을 넓혀준다.

그림 2는 위에서 언급한 새로운 모델(계단형 bow-tie 안테나)과 여기에 광대역을 위한 임피던스 정합 방법을 적용하여 시뮬레이션한 결과이다. 그림 2에서 점선은 새로운 임피던스 방법을 적용하기 전이고 실선은 적용 후이다. 우선 적용 전의 결과를 보면 중심 주파수가 1.15 GHz이고 주파수 대역이 0.9 GHz ~ 1.4 GHz로 43.4 %를 얻을 수 있었다. 다음으로 적용 후에는 최대의 광대역 특성을 보이는 경우인 덧대어진 접지면의 길이( $hg$ )는 5mm 이고 슬릿의 깊이( $hs$ )는 12 mm인 경우에 중심 주파수가 1.7 GHz이고 주파수 대역은 1.16 GHz ~ 2.23 GHz로 63.1 %를 얻을 수 있었다. 이와 같은 시뮬레이션 결과를 보면 본 논문에서 제안한 광대역을 얻기 위한 새로운 임피던스 정합 방법의 효과가 뛰어나다고 할 수 있다.

## III. 제작 및 측정

안테나를 제작한 기판의 정보는 다음과 같다. 비유전율( $\epsilon_r$ )값은 4.6인 FR4를 사용했고 두께( $T$ )는 1.6mm이다.

그림 3은 덧대어진 접지면의 길이를 변화시키면서 VSWR을 측정된 결과이다. 측정 결과를 보면 접지면의 길이를 적당히 증가시킬수록 주파수 대역이 넓어지는 것을 알 수 있다. 이것을 보기 쉽게 표 2에 정리해 두었다. 덧댄 접지면이 없는 경우보다 최적화된 길이의 접지면이 있을 경우 주파수 대역이 21 % 증가하는 것을 알 수 있다.

그림 4은 길이  $hg = 5$  mm로 고정시키고 슬릿의 깊이( $hs$ )를 변화시키면서 측정된 VSWR을 나타낸다. 깊이  $hs$ 를 증가시킴으로써 대역폭도 역시 증가하는 것을 알 수 있다. VSWR $\leq 2$ 에서  $hs = 12$ mm인 경우에 최대의 대역폭 77.8 %를 얻을 수 있다. 표3는 그림 4을 보기 쉽게 다시 표현한 것이다.

$hg = 5$  mm,  $hs = 12$  mm인 경우에 측정값과 시뮬레이션 값을 비교해보면 중심 주파수는 거의 변화가 없고 대역폭은 측정값이 14.7 % 더 증가된 것을 알 수 있다. 그림 5은 중심 주파수 1.7 GHz에서 방사 패턴을 측정된 것(실선)과 시뮬레이션한 것(점선)을 비교하였다. 그림 5은 각각  $xy$ -plane,  $yz$ -plane에서 측정된 방사 패

턴이다. 방사 패턴의 모양은 모노폴 안테나와 같은 omni-direction이고 안테나의 이득은 xy-plane에서 시뮬레이션 결과는 2.3 dBi 이고 측정 결과는 1.7 dBi를 얻었다. 시뮬레이션 환경에서 도체를 손실이 없는 완전도체로 가정하고 계산을 했기 때문에 계산치와 측정치간에 0.6 dBi정도의 오차가 발생했다.

**IV. 결론**

본 논문에서는 모노폴 안테나를 계단형 bow-tie형태로 변형시키고 새로운 임피던스 정합 방법을 적용시켜서 광대역 특성을 갖는 안테나를 설계하고 측정하였다. 측정값을 비교할 경우 본 논문에서 제안한 방법을 적용했을 때 대역폭은 40 %에서 77.8 %로 증가하였다. 따라서 제안한 방법은 광대역을 위한 기술로 이용할 수 있는 가능성을 보였다. 따라서 제안한 안테나는 Cellular는 물론 PCS, 그리고 IMT-2000 대역의 무선통신용으로 다중대역에 사용될 수 있을 것으로 본다.

**참 고 문 헌**

[1] M. Chair, K. M. Luk, and K. F. Lee, "Miniature Multilayer Shorted Patch Antenna", *Electron. Lett.* vol.36, pp. 3-4, 2000

[2] M. Ali, S. S. Stuchly, and K. Caputa, "A Wideband Dual Meander Sleeve Antenna", *Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, vol.3, pp. 1598-1601, 1996

[3] M. Ali, M. Okoniewki, M. A. Stuchly, and S. S. Stuchly, "Dual-Frequency Strip-Sleeve Monopole for Laptop Computers", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 47 Issue 2, pp. 317 -323, Feb. 1999

[4] Shawn D. Rogers and Chalmers M. Butler, "The Sleeve-Cage Monopole and Helix for Wideband Operation", *Antennas and Propagation Society, 1999. IEEE International Symposium 1999*, vol. 2, pp. 1308 -1311, 1999

[5] M. J. Ammann, "Square Planar Monopole Antenna", *Antennas and Propagation, IEE National Conference.* pp. 37 -40, 1999

[6] Narayan Prasad Agrawall, Girish Kumar, and K.P.Ray, "New Wideband Monopole Antennas", *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE, 1997 Digest*, vol. 1 pp. 248 -251

, 1997

[7] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory : Analysis and Design*, John Willy and Sons, Inc, pp. 441-449, 1997

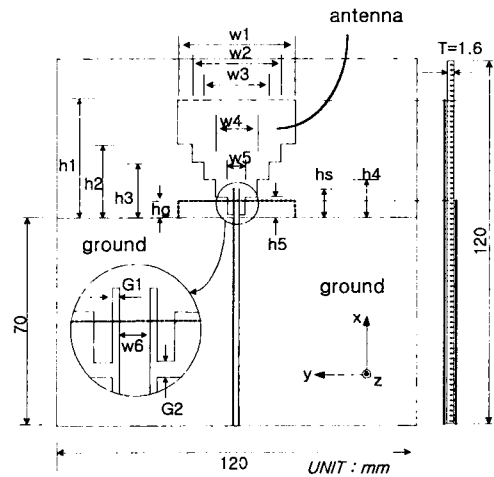


그림 1. 계단형 bow-tie 안테나 및 새로운 임피던스 정합 방법 적용

Fig. 1. Staircase bow-tie antenna and applied new method of impedance matching

parameter	Value(mm)	Parameter	Value(mm)	Parameter	Value(mm)
w1	40	w6	1.6	h5	7
w2	30	h1	40	G1	0.35
w3	22	h2	25	G2	1
w4	19	h3	19		
w5	5	h4	13		

표 1. 안테나에 대한 각각의 파라미터 수치  
Table 1. The value of parameters of antenna

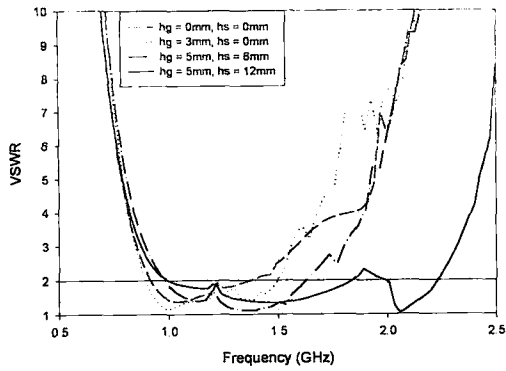


그림 2. 제안된 모델(그림 1)의 시뮬레이션 결과  
Fig. 2. Simulation result of proposed model

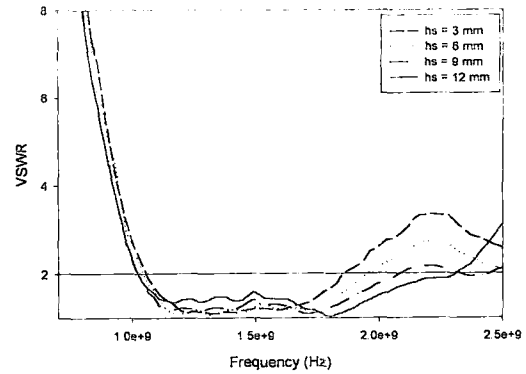


그림 4.  $hg = 5\text{ mm}$ 인 경우 슬릿의 깊이 변화에 대한 VSWR의 측정값

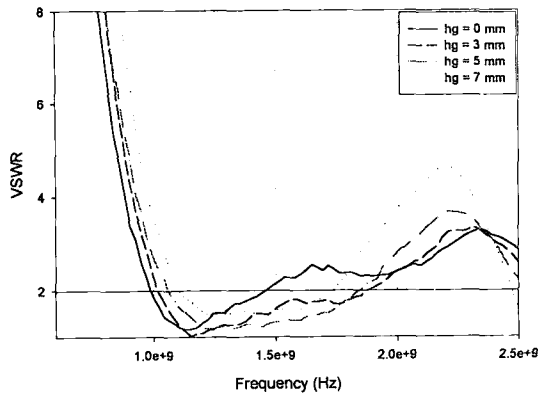


그림 3. 덧대어진 접지면의 길이 변화에 대한 VSWR의 측정값  
Fig. 3. Measured VSWR by varying the length (hg) of added ground plane

Fig. 4. Measured VSWR by varying the depth (hs) of slit at  $hg = 5\text{ mm}$

Case	중심주파수(GHz)	대역폭 (%)
$hg = 0\text{ mm}$	1.225	40
$hg = 3\text{ mm}$	1.44	61
$hg = 5\text{ mm}$	1.45	55.2
$hg = 7\text{ mm}$	1.415	47.3

표 3.  $hg = 5\text{ mm}$ 인 경우 슬릿의 깊이 변화에 대한 중심 주파수와 대역폭

Case( $hg=5\text{mm}$ )	중심주파수(GHz)	대역폭 (%)
$hs = 3\text{ mm}$	1.455	56
$hs = 6\text{ mm}$	1.495	61
$hs = 9\text{ mm}$	1.56	69.2
$hs = 12\text{ mm}$	1.67	77.8

Table 3. Center frequency and bandwidth for variance of the depth of slit at  $hg = 5\text{ mm}$

표 2. 덧대어진 접지면의 길이 변화에 대한 중심 주파수와 대역폭

Table 2. Center frequency and bandwidth for variance of the length of added ground plane