다중모드 회로망 분석을 이용한 광대역 혼 안테나의 효율적인 설계

Effective Design of the Broadband Horn Antenna Using Multi-mode Network Analysis

문정익**, 조인귀*, 김성민*

Jung-Ick Moon**, In-Gui Cho*, Sung-Min Kim*

Abstract

This paper proposes the effective design procedure for a broadband, double-ridged horn antenna for evaluating the performance of the RF energy harvesting system with a multi-band rectenna. Using multi-mode network analysis, the higher-mode scattering parameters of the transition and horn were acquired and applied to the antenna design, respectively. As a result, the computing time could be reduced and the calculated VSWR(voltage standing wave ratio) of the antenna was very similar to the analyzed result using fully electromagnetic simulation. And there was also good agreement between the simulated and measured results. The designed broadband antenna has a bandwidth of 660~6360 MHz and 6~13.7 dBi peak radiation gain.

요 약

본 논문에서는 다중대역 랙테나가 장착된 RF 에너지 수집 시스템의 성능 확인에 사용되는 광대역 이중리지 혼 안테나를 다중모드 회로망 분석을 이용하여 효율적으로 설계하는 방법을 제안하고 있다. 다중모드 회로망 분석을 이용하여 천이장치와 혼에 대한 각각의 고차모드 산란 파라미터를 얻어 설계에 적용하였다. 그 결과 기존 방법에 비해 계산시간이 많이 단축되었으며 안테나의 정재파비를 계산한 결과 전자기장 해석을 적용한 것과 거의 유사하였으며, 측정치와 높은 일치도를 보였다. 설계된 광대역 혼 안테나는 660~6360 MHz 대역폭과 6~13.7 dBi의 최대 방사 이득을 가진다.

Key words : Horn Antenna, Double-ridged, Network analysis, Multi-mode, RF energy harvesting

1. 서론

최근 에너지 자원의 고갈과 지구 온난화 문제가 심

* Radio Technology Research Dept., Electronics and Telecommunications Research Institute
jungick@etri.re.kr 82-42-860-1844

Corresponding author

※ This work was supported by the IT R&D program of MKE/KCC/KEIT[10035181-2010-01], Development of RF Energy Transmission under 100Watts and Harvesting Technology

Manuscript received Sep. 28, 2012; revised Oct., 24, 2012; accepted Oct. 29,

각히 대두되면서 에너지 재생에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다[1]. 그중 RF(Radio Frequency)를 이용한 에너지 재생기술 연구는 원거리에서 에너지 전송을 위한 랙테나 설계에서 시작된다. 현재 다양한 이동통신 서비스의 발달로 많은 기지국과 중계국이 설치되어 있으며 우수한 통신 품질을 제공하기 위하여 거의 빈틈없는 커버리지로 구성되어 있다. 그러므로 사용자들이 생활하는 공간에는 항상 사용하고 남은 RF 에너지가 존재하게 된다. 이와 때를 같이하여 소비전력이 매우 낮고 대기시간이 긴 초소형 센서를 이용한 센서 네트워크가 출현하면서 센서의 에너지원을 자체적으로 해결할 수 있는 이른바 autonomous sensor network에 대한 연구가 활발히 진행되고 있고

공간상의 RF 에너지를 재생하는 기술에 대해 관심을 갖기 시작하였다[2]~[4]. 그러나 공간상의 RF 에너지 전력밀도는 휴대폰 대역의 경우 $0.3\mu\text{W}/\text{cm}^2$ 로 매우 낮다[5]. 따라서 다중대역 또는 광대역에 대한 RF 에너지를 수집하는 기술이 필요하고 이에 따른 렉테나(수신체)의 수신 성능을 측정하기 위한 광대역 안테나가 필요하다. 그중 혼 안테나는 일반적인 안테나 측정이나 통신에서 전자기 에너지를 송수신 하는데 많이 사용되고 간단한 구조를 가지고 있으면서 좋은 지향성과 효율을 가지는 안테나이므로 각종 안테나 성능 측정에 많이 사용된다. 한편 측정 대상 안테나가 다중대역 혹은 광대역 특성을 가지는 경우 혼 안테나 역시 광대역 특성을 가져야 하는데 사용 주파수 대역폭을 증가시키기 위하여 피라미드 혼 안테나의 내부에 급전부에서 개구면 방향으로 리지(ridge)를 추가한다. 그러면 도파관의 기저모드(dominant mode)에 대한 차단 주파수(cutoff frequency)가 낮아지고 기저모드와 고차모드(higher mode)간의 대역폭이 증가하는 결과를 가진다[6]~[8].

광대역 혼 안테나는 동축케이블-도파관 천이장치(coaxial-to-waveguide transition)와 혼(horn)으로 구성되는데 안테나를 설계하고 해석하기 위해서 FEM(Finite Element Method) 혹은 MOM(Method of Moment)등의 수치해석법을 적용한다[6]~[8]. 또한 최적의 설계 파라미터들을 추출하기 위하여 반복적인 해석이 필요한데, 대부분의 경우 안테나 전체를 모델링하여 계산하므로 대형 구조물내에 동축케이블-도파관 천이장치와 같이 작고 복잡한 구조가 혼재되어 있어 해석영역 분할이 어렵고 분할된 요소의 갯수가 많은 관계로 긴 계산 시간이 필요하지만 효율적인 설계 방법을 제시한 연구결과는 거의 없다[6]~[8]. 따라서 본 논문에서는 다중모드를 이용한 회로망 분석법을 사용하여 반복적인 계산이 많이 필요한 광대역 이중 리지 혼 안테나를 효율적으로 해석하는 방법을 제안하고자 한다.

II. 본론

1. 광대역 혼 안테나 설계

광대역 혼 안테나는 동축케이블-도파관 천이장치와 혼으로 구성된다. 혼 내부의 리지는 기저모드의 차단 주파수 이상에서 우수한 임피던스 정합을 위해 지수 임피던스 변환(exponential impedance transformation)을 이용하여 설계한다[9]. 또한 적절한 방사이득과 빔폭을 얻기 위해 혼의 길이와 개구면의 크기를 몇 차례 반복 계산한다. 이중 리지 혼 안테나

의 광대역 특성을 위해서는 동축케이블-도파관 천이

Fig. 1. The geometry of the Coaxial-to-Waveguide Transition (a) y-z plane (b) x-y plane

그림 1. 동축케이블-도파관 천이장치의 형태 (a) y-z 평면 (b) x-y 평면

Fig. 2. The geometry of the Horn (a) y-z plane (b) x-y plane

그림 2. 혼의 형태 (a) y-z 평면 (b) x-y 평면

장치가 매우 중요한데 혼에 비해 설계가 어렵고 최적화를 위해 수 많은 반복 계산이 필요하다. 그러므로 안테나 구성요소 별로 산란 파라미터들을 추출하여 반복 계산이 많이 필요한 천이장치를 안테나 전체 해석에서 분리한다면 불필요한 계산 시간을 줄일 수 있다. 즉 동작 주파수 범위내의 기저모드와 고차모드들을 고려한 천이장치와 혼의 산란 파라미터를 각각 계산하여 분석하면 안테나 전체의 산란 파라미터를 쉽고 빠르게 최적화 할 수 있어 해석 시간 단축에 매우 유용하다.

그림 1과 그림 2는 동축케이블-도파관 천이장치와 혼의 형태를 보여주고 있다.

동축케이블의 끝단에 위치한 $Port\ 1_t$ 는 천이장치의 입력을 나타내고 $Port\ 2_t$ 는 천이장치의 개방된 개구면으로 혼과 연결되는 면을 표시하고 있다. $Port\ 1_t$ 를 통과한 TEM 모드는 동축 케이블을 따라 진행하여 도파관의 상하에 장착된 리지로 전파된다. 전파된 TEM 모드는 리지간 작은 틈(gap)으로 전압을 유지 시키고 기저모드(TE10)와 고차모드들로 모드변환이 이루어 진다. 변환된 모드들은 상하 리지의 공극을 따라서 +z방향으로 전파되는데 혼 내부의 테이퍼 모양 리지를 따라 임피던스 정합을 이루면서 개구면에서 방사된다. 혼의 좌우에 있는 다섯개의 금속 기둥은 금속면 대신에 사용한 것으로 대부분의 에너지가 상하 리지간에 집중되므로 혼의 양쪽을 금속면 대신에 원형기둥으로 적용하여 동일한 효과를 갖도록 하였으며 사용 대역폭 내에서 발생하는 고차모드가 개구면의 중앙으로 방사되지 않고 좌우로 빠져 나가도록 하여 수평면(H-plane) 상의 방사패턴이 갑자기 넓어지는 현상을 막을 수 있다.

이중리지를 이용한 광대역 혼 안테나의 설계과정을 설명하면 다음과 같다.

(1) 동작주파수의 시작점에서 대략 20%정도의 여유를 갖도록 도파관의 크기를 결정한다. 본 모델에서는 700MHz을 기준으로 약 560MHz에서 차단 주파수가 설정되도록 T_w 를 67mm부터 시작하였다. T_h 는 T_w 의 0.4~0.5가 되도록 초기 설정하였다[10].

(2) $(R_w/T_w) \approx 0.5$ 를 기준으로 (차단주파수의 파장)/ T_w 가 대략 4~5정도가 되도록 R_w 를 설정한다[10].

(3) $gap(0)/T_h$ 는 0.1에서 감소하면서 차단 주파수와 대역폭의 변화를 분석한다. $gap(0)/T_h$ 가 작은 값이 되면 광대역 특성을 가지나 본 모델에서는 안테나를 가공하는 과정에서 발생하는 오차와 난이도를 고려하여 $gap(0)=1.8\text{mm}$ 로 설정, $gap(0)/T_h \approx 0.04$ 가 되도록 하였다..

(4) 동축케이블과의 임피던스 정합을 위하여

(R_w/T_w) 를 낮춘다. 이때 차단주파수가 다소 증가하므로 T_w 를 적절히 증가시킨다. 또한, T_h 의 값도 미세하게 조절한다.

(5) TR 은 대략 차단 주파수 파장의 1/20정도에서 초기값을 설정하고 반복 계산을 통하여 최적화 한다.

(6) (2)에서 (5)까지의 과정을 반복하여 동축케이블-도파관 천이장치를 최적화 하고 산란 파라미터를 추출한다.

(7) (5)에서 설정된 도파관 크기를 기준으로 혼을 설계한다. 혼의 H/L 는 동작 주파수의 시작점을 기준으로 대략 한 파장정도 길이를 설정한다[9]. 또한, H_w 와 H_h 는 도파관 크기의 수배정도로 증가시키되 원하는 방사이득과 빔폭을 2~3차례 반복 계산하여 최적화하고 산란 파라미터를 추출한다.

(8) (6)과 (7)에서 얻은 각각의 산란 파라미터들을 계산하고 $Port2_t$ 를 de-embedding하여 T_1 을 안테나 전체의 반사손실이 최적화 되도록 조절한다.

표 1은 천이장치와 혼의 최적화된 설계 치수들을 나타내고 있다.

Table 1. The design parameters of the transition and horn (Unit: mm)

표 1. 천이장치와 혼의 설계 치수(단위: mm)

T_1	29.8	TR	10.3
T_h	46	R_h	22.1
T_w	74	R_w	12
H_1	240	$gap(0)$	1.8
H_h	197.4	$ap(z) = gap(0)e^{-z}$ $p = \frac{1}{_h} \ln \frac{gap(H_h)}{gap(0)}$	
H_w	344.7		

설계된 광대역 혼 안테나의 기저모드(TE10)에 대한 차단 주파수는 약 586MHz이며 고차모드는 TE11(3.2GHz), TE30(4.9GHz), TE32(5.8GHz)로 나열된다[11]-[12].

그림 3은 설계된 광대역 천이장치와 혼에 대한 산란 파라미터들을 보여주고 있다. 그림에서 천이장치의 입력은 $Port1_t$ 이고 출력은 $Port2_t$ 이다. 또한 혼의 입력은 $Port1_h$ 가 된다. 그림 3에서와 같이 천이장치와 혼의 차단 주파수가 600MHz 근처에서 형성됨을 알 수 있고 혼의 경우 지수 함수 임피던스 정합이 이루어지는 것을 알 수 있다. VSWR<2를 만족하는 주파수 대역은 660~6360MHz이 된다.

그림 4는 동축케이블-도파관 천이장치와 혼의 다중 모드에 대한 연결도를 보여주고 있다. 동작 주파수

Fig. 3. The scattering parameters for the coaxial-to-waveguide transition and horn(—: S11_Transition, ---: S21_Transition, —●—: S22_Transition, —□—: S11_Horn)

그림 3. 동축케이블-도파관 천이장치와 혼의 산란 파라미터(—: S11_Transition, ---: S21_Transition, —●—: S22_Transition, —□—: S11_Horn)

대역에서는 하나의 기저모드(TE10)와 세개의 고차모드(TE11, TE30, TE32)가 출현한다. 따라서 천이장치의 산란 파라미터는 동축 케이블에서 입력되는 한개의 입력모드(TEM 모드)와 모드변환으로 발생한 네개의 출력모드(TE10, TE11, TE30, TE32)로 구성된 다섯 개의 포트가 구성된다. 천이장치에서 출력된 네개의 모드들은 혼의 입력모드가 되므로 혼의 산란 파라미터들은 네개의 포트가 구성된다. 천이장치와 혼의 산란 파라미터들은 앞서 설명한 바와 같이 전자기 및 회로 시뮬레이터를 이용하여 특성을 분석하였다[13]. 그림 4에서 중앙의 박스는 천이장치의 산란 파라미터를 나타내고 오른쪽 박스는 혼의 산란 파라미터를 나타낸다.

Fig. 4. Multi-mode network representation of the transition and horn

그림 4. 천이장치와 혼의 다중모드 연결도

Fig. 5. Comparison of the return losses between the fully EM analysis and network analysis

그림 5. 전자기 분석과 회로망 분석의 반사손실 비교

그림 5에서는 전자기 시뮬레이터를 사용하여 광대역 안테나 전체를 계산한 결과와 본 논문에서 제안한 다중 모드 회로 시뮬레이션 결과를 비교하였다. 그림에서와 같이 다중 모드 회로망 분석결과와 전자기 시뮬레이션의 반사손실 결과가 매우 흡사함을 알 수 있다. 따라서 이와 같은 방법을 적용할 경우 동일한 계산환경에서 표 2와 같이 해석시간이 매우 단축될 뿐만 아니라 그림 6과 같이 천이장치와 혼이 연결될 면의 위치를 산란 파라미터에 대한 de-embedding을 사용하여 천이장치와 혼을 연결하는 $Port_{2,t}$ 의 위치와 길이(L)를 임의로 조절하여 안테나 설계를 최적화할 수 있는 장점을 가진다.

Table 2. The comparison of the time required analysis

표 2. 해석시간 비교

해석대상	분할요소수 (개)	해석시간	비고
안테나 전체 (혼+ 천이장치)	8,229,793	59분44초	기존 방법
안테나 부분 (혼)	7,021,140	42분40초	
안테나 부분 (천이장치)	40,560	2분44초	
안테나 전체 (천이장치만 수정 설계한 경우)	40,560	2분47초	제안 방법
안테나 전체 (de-embedding)	-	3초	제안 방법

Fig. 6. Comparison of the return losses using de-embedding

그림 6. De-embedding을 사용한 안테나 반사손실 비교

2. 광대역 혼 안테나 성능 측정

그림 7과 그림 8은 설계한 광대역 혼 안테나의 정재파비와 최대 방사이득을 보여주고 있다.

Fig. 7. Measured and simulated standing wave ratios for the proposed broadband, double-ridged horn antenna

그림 7. 제안한 광대역 이중리지 혼 안테나의 정재파비 측정치와 계산치

Fig. 8. Measured and simulated radiation gains for the proposed broadband, double-ridged horn antenna

그림 8. 제안한 광대역 이중리지 혼 안테나의 방사이득 측정치와 계산치

그림 8에서와 같이 제안한 광대역 안테나는 660 ~ 6360 MHz의 광대역 특성과 6 ~ 13.7 dBi의 방사이득을 가진다. 1000MHz에서 3000MHz까지와 6000MHz 이상에서 계산치와 측정치가 다른 이유는 여러개의 금속도체와 복잡한 천이장치를 제작하는 과정에서 발생한 것으로 추정되며 리지간의 간격이 대역폭과 임피던스 정합에 매우 민감한 파라미터가 됨을 간접적으로 알 수 있다. 그 결과 해당 주파수 구간에서 측정된 방사이득이 계산값보다 낮았다. 또한 5GHz 대역에서 이득이 줄어드는 것을 볼 수 있는데 이는 앞서 언급한 바와 같이 고차모드(TE32) 발생으로 인한 빔폭의 일시적인 증가에 따른 이득의 감소로 풀이된다.

그림 9는 H 평면(x-z 평면)과 E 평면(x-y 평면)상에서 반전력 빔폭(HPBW, half power beam width)를 결과를 보여주고 있다. 측정치와 계산치가 거의 비슷함을 알 수 있고 고차모드의 영향으로 인한 빔폭의 변화를 살펴볼 수 있는데, H-plane에서는 5.8GHz에서 TE32모드가 발생하고 E-plane에서는 3.2GHz와 4.9GHz에서 TE11과 TE30모드가 각각 발생하여 빔폭이 급격히 증가하였다. 이는 발생한 고차모드들이 혼 안테나 측면으로 완전히 분산되지 않고 개구면의 중심으로 진행하면서 발생한 결과로 해석된다.

(a)

(b)

Fig. 9. Measured and simulated Half Power Beam Width for the proposed broadband, double-ridged horn antenna (a) H-plane(x-z plane), (b) E-plane(x-y plane)

그림 9. 제안한 광대역 이중리지 혼 안테나의 반적력 빔 폭 측정치와 계산치 (a) H-plane(x-z plane), (b) E-plane(x-y plane)

그림 10은 동작 주파수 대역내에서 안테나의 방사 패턴 결과를 보여주고 있다. 그림에서와 같이 측정결과와 계산결과와 거의 유사하나 후방 방사 부분은 안테나 측정시에 사용하는 고정 기구물등의 영향으로 다소 차이가 있다. 앞서 설명한 바와 같이 고차모드의 영향으로 2500MHz, 4000MHz, 6000MHz에서 빔폭이 평면에 따라 증가함을 알수 있다.

Fig. 10. Measured and simulated Normalized Radiation Patterns(-□-: Measured Results, -●-: Simulated Results) (a) H-plane@700MHz, (b) E-plane@700MHz, (c) H-plane@2500MHz, (d) E-plane@2500MHz, (e) H-plane@4000MHz, (f) E-plane@4000MHz, (g) H-plane@6000MHz, (h) E-plane@6000MHz

그림 10. 방사패턴의 정규화된 측정치와 계산치 (-□-: 측정결과, -●-: 계산결과) (a) H-plane@700MHz, (b) E-plane@700MHz, (c) H-plane@2500MHz, (d) E-plane@2500MHz, (e) H-plane@4000MHz, (f) E-plane@4000MHz, (g) H-plane@6000MHz, (h) E-plane@6000MHz

III 결론

본 논문에서는 다중모드 회로망 분석을 이용한 광대역 이중리지 혼 안테나의 효율적인 설계법을 제안하였다. 제안한 해석방법은 천이장치와 혼에 대한 각각의 고차모드 산란 파라미터들을 추출하여 회로망 분석을 함으로써 설계시간을 많이 줄일 수 있었다. 또한, 전자기 시뮬레이션과 시험을 통하여 정확성과 효율성을 입증하였으며 대역폭이 660~6360MHz, 이득은 6~13dBi를 가지는 광대역 안테나를 설계하고 성능을 확인하였다. 따라서 본 논문의 해석방법을 사용하여 다양한 대역의 광대역 안테나 설계에 적용할 수 있을 것으로 판단되고 RF 에너지 수집 시스템에 사용되는 다중대역 랙테나 성능 평가에 유용할 것으로 판단된다.

References

- [1] Energy Harvesting Journal, www.energyharvestingjournal.com
- [2] Paing, T., "Resistor emulation approach to low-power RF Energy Harvesting", IEEE Trans. Power electronics, Volume: 23, 1494-1501, 2008
- [3] Sewan Heo, Y.S. Yang, and et al., "Efficient Maximum Power Tracking of Energy Harvesting Using a μ Controller for Power Savings", ETRI Journal, Volume: 33, 973-976, 2011
- [4] Jian Zhang, C.D. Wu, and et al., "Energy-Efficient Adaptive Dynamic Sensor Scheduling for Target Monitoring in Wireless Sensor Networks", ETRI Journal, Volume: 33, 857-863, 2011
- [5] Fiorini P., Doms I., Van Hoof C., and Vullers R., "Micropower energy scavenging", Solid-State Device Research Conf., Volume: 1, 4-9, 2008
- [6] C. Bruns, P. Leuchtmann, and R. Vahldieck, "Analysis and Simulation of a 1-18 GHz Broadband Double-Ridged Horn Antenna", IEEE Trans. Electromagnetic Comp., Volume: 45, 55-60, 2003
- [7] H. Choi and S. Lee, "Design of an exponentially-tapered TEM horn antenna for the wide broadband communication", Microwave and Optical Tech. Letters., Volume: 40, 531-534, 2004
- [8] Jacobs, B., O dendall, J.W., and Joubert, J., "An Improved Design for a 1-18GHz Double-Ridged Guide Horn Antenna", IEEE Trans. On AP., Volume: 60, 4110-4118, 2012
- [9] *Microwave Engineering*, Chap. 6, David M. Pozar, Addison Wesley.
- [10] *Ridge waveguide and passive microwave components*, J. Helszajn, IEE Electromagnetic wave series 49
- [11] Chen T. -S., "Calculation of the Parameters of Ridge Waveguides", IEEE Trans. MTT. Volume: 5, 1957
- [12] J.I. Moon and J.H. Yun, "The design of broadband probe for efficient near field measurement", IEEE AWPL., Volume: 6, 440-443, 2007
- [13] MICROWAVE STUDIO, CST, www.cst.com

BIOGRAPHY

Moon Jung-Ick (Member)

1996: BS degree in Electrical Engineering, Yeungnam Univ.
1998: MS degree in Electrical Engineering, Yeungnam Univ.
2004: PhD degree in Electrical and Electronics Engineering, KAIST

2004~Present: Research Engineer, ETRI

Cho In-Gui (Member)

1997: BS degree in Electronics Engineering, Kyungpook Univ.
1999: MS degree in Electronics Engineering, Kyungpook Univ.
2007: PhD degree in Electrical and Electronics Engineering, KAIST

1999~Present: Research Engineer, ETRI

Kim Sung-Min (Member)

1997: BS degree in Electronics Engineering, Kyungpook Univ.
2009: MS degree in Electronics Engineering, Kyungpook Univ.
2002~Present : Research Engineer, ETRI