



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

공학석사 학위논문

특성 모드 이론을 이용한 좌우대칭
도체에서의 다중 포트
MIMO 안테나 설계 방법론

Design Method of a Multiport MIMO Antenna on
a Bilaterally Symmetric Conductor Using
Characteristic Mode Theory

2017 년 8 월

서울대학교 대학원

전기 · 정보공학부

김 동 우

특성 모드 이론을 이용한 좌우대칭
도체에서의 다중 포트
MIMO 안테나 설계 방법론

Design Method of a Multiport MIMO Antenna on
a Bilaterally Symmetric Conductor Using
Characteristic Mode Theory

지도 교수 남 상 욱

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함
2017 년 8 월

서울대학교 대학원
전기 · 정보공학부
김 동 우

김동우의 공학석사 학위논문을 인준함
2017 년 8 월

위 원 장 서 광 석 (인)

부위원장 남 상 욱 (인)

위 원 이 정 우 (인)

초 록

특성 모드 이론을 이용한 좌우대칭 도체에서의 다중 포트 MIMO 안테나 설계 방법론

서울대학교 대학원
전기 · 정보공학부
김 동 우

본 논문에서는 특성 모드 이론에 기반한 다중 포트 MIMO 안테나 설계 방법을 제안한다. 보다 구체적으로는, 하나의 대칭 축이 있는 도체를 다중 포트 MIMO 안테나로 설계하는 방법론을 제시한다.

MIMO 통신 기술의 발달로 정해진 공간내에서의 다중의 독립적인 안테나 설계를 필요로 한다. 특성 모드 이론은 정해진 도체에서의 직교하는 공진 모드들을 제공해주고, 이와 모드 디커플링 네트워크를 이용하면 주어진 도체를 이용한 MIMO 안테나 설계가 가능하다고

알려져 있다. 하지만, 안테나의 수가 늘어남에 따라 모드 디커플링 네트워크는 복잡한 설계가 요구된다. 이전에는 이를 보다 간단하게 구현하기 위해 상하좌우대칭 도체에서의 MIMO 안테나의 설계가 요구되었다. 본 논문에서는 좌우대칭 도체에서의 보다 간단한 다중 포트 MIMO 안테나 설계 방법을 제안한다. 보다 자세하게는, 간단한 모드 디커플링 네트워크 구현은 특성 모드를 급전하는 커플링 요소의 설계에 의존적이기에, 이에 대한 위치 및 모양에 대한 설계 방식을 제안한다.

제안된 설계 방법론을 검증하기 위해서, 2.4GHz-ISM 대역에서 동작하는 생체모방형 드론에 사용되는 삼중 안테나를 제작 및 측정하였다. 이 안테나는 50 mm×61.5 mm×10 mm 의 크기를 가지며, FR-4 단층 기판을 이용하여 설계되었다. 측정 결과, mutual coupling은 -20 dB 이하로 낮은 커플링을 제공하였고, 안테나 패턴 간의 상관도를 나타내는 지표인 envelope correlation coefficient는 0.001보다 낮은 값을 제공하였기에 MIMO 통신용으로써 적합함을 보였다.

주요어 : Bilateral symmetry, characteristic mode theory, MIMO antenna, mode decoupling network

학 번 : 2015-22776

목 차

제 1 장 서론.....	1
제 2 장 특성 모드 이론	4
제 1 절 특성 모드 이론의 개요	4
제 2 절 특성 전류 상관도	6
제 3 절 슬롯 형태의 유도성 커플링 분석.....	8
제 3 장 좌우대칭 도체에서의 제안된 설계 방법.....	11
제 1 절 다른 군의 특성 모드를 사용하는 안테나 설계.....	12
제 2 절 같은 군의 다른 특성 모드를 사용하는 안테나 설계.....	13
제 3 절 제안된 다중 포트 MIMO 안테나의 시스템 구성	18
제 4 장 예시 – 생체 모방의 벌레 모양 MIMO 안테나	20
제 1 절 벌레 모양 도체의 특성 모드 분석	21
제 2 절 제안된 방식에 기반한 ICE 설계	22
제 3 절 MDN을 포함하는 시스템적인 설계.....	25
제 4 절 측정 및 결과.....	25
제 5 장 결론.....	31
부록	33
참고문헌	36
Abstract	39

표 목차

[표 1] 제안된 방법에 기반하여 제작된 안테나와 CMT에 기반하여 만들어진 참조 논문들의 안테나들 간의 비교.....	31
---	----

그림 목차

[그림 1] H 모양의 유도성 커플링 요소.....	8
[그림 2] ICE를 이용한 안테나의 등가 회로 모델 및 입력 임피던스	9
[그림 3] 임의의 좌우대칭 형태의 도체.....	11
[그림 4] 제안된 ICE의 배치	12
[그림 5] 같은 군의 다른 특성 모드를 사용하는 안테나들 간의 분리를 위한 구성도	15
[그림 6] 제안된 좌우대칭 도체에서의 MIMO 안테나의 시스템 구성도....	19
[그림 7] 벌레 모양 도체 구조의 형상.....	20
[그림 8] 2.4 GHz에서의 지배적인 3개의 특성 모드의 방사 패턴 및 전류 분포.....	21
[그림 9] 도체의 모든 점에서 식 (16)의 값에 대한 계산 결과	22
[그림 10] H 모양 ICE를 포함한 도체 구조 및 ICE들의 MWC	24
[그림 11] 제안된 3-포트 벌레 모양 MIMO 안테나 구성도.....	26
[그림 12] 제작된 벌레 모양 3-포트 MIMO 안테나.....	27
[그림 13] S-parameter 및 Envelope correlation coefficient의 시뮬레이션 및 측정 결과	29
[그림 14] 제작된 안테나의 방사 패턴의 시뮬레이션 및 측정 결과	30

제 1 장 서 론

오늘날의 통신시스템에서 데이터 전송 속도를 높이기 위한 많은 노력들이 이루어지고 있다. 그 중에서, 다중입출력(MIMO; multiple-input-multiple-output) 통신은 추가적인 대역 없이 채널 용량(channel capacity)을 높여준다고 알려져 있다 [1]. 하지만, 입력 혹은 출력의 수를 늘림에 따라 더 높은 채널 용량 증가를 얻기 위해서는 몇가지 조건이 만족되어야 한다. 그 조건들 중 안테나 디자인에 있어서는 안테나 간의 uncorrelation과 high isolation이 보장이 되어야 한다. 하지만, 제한된 공간에서의 더 많은 수의 안테나 설계가 요구되고 있고, 그럼으로 인해 안테나들 간의 거리가 줄어들기에 이러한 특성을 유지하며 안테나를 설계하는 것에 어려움이 따른다.

특성 모드 이론(CMT; characteristic mode theory)은 주어진 도체를 활용한 안테나 설계에 적합한 이론으로 알려져 있다 [2],[3]. 첫번째로, 이 이론은 안테나로 사용할 수 있는 모드들의 특성에 대한 물리적인 통찰력을 제공하여 준다. 그러한 특성에 기반하여, 플랫폼 내장형 안테나를 설계하는데 이용되었다 [4]–[6]. 이 유형의 안테나는 도체의 공진하는 특성 모드들을 커플링 요소를 이용하여 해당 특성 모드를 급전함으로써 설계가 된다. 두번째로, 이 이론을 통해 구해진 특성 모드들은 방사 패턴의 직교성을 보장해주기에, 이 이론에 기반하여 MIMO 안테나 설계에 관한 연구가 많이 진행되었다 [7]–[14]. 각 안테나가 도체에 존재하는 개별적인 특성 모드들로 설계되면, 특성 모드들 간의 직교성 덕분에 패턴 다이버시티(pattern diversity)가 보장되기에 MIMO 안테나로써 적합하다. 구체적으로, 2-포트 MIMO 안테나는 커플링 요소의 적절한 설계를 통해 사용 가능한 특성 모드를 개별적인 안테나로 설계함으

로써 큰 어려움 없이 구현이 가능하다 [7]–[10]. 하지만, 다중 포트 설계의 경우 보다 많은 특성 모드들이 뒤얹혀 있기에 개별적인 급전이 어려워지고, 이에 추가적인 모드 디커플링 네트워크(MDN; mode decoupling network)가 요구 된다 [11]–[14].

사실, 다중 포트 MIMO 안테나 설계는 정해진 포트의 Z -matrix 혹은 S -matrix의 eigenvalue decomposition으로 도출된 MDN만을 구성함으로써 구현이 가능하다고 알려져 있고, 이에 대한 연구가 꾸준히 진행되었다 [15]–[18]. 특성 모드와 마찬가지로, 설계된 MDN을 통해 만들어진 여러 안테나의 패턴들 또한 직교성을 제공하여 준다. 하지만, 안테나의 수가 많아질수록, MDN의 복잡도는 상당히 증가하게 되고, 때에 따라서는 네트워크 내에서의 어느 정도의 손실을 요구하게 된다. [17], [18]에서는 이러한 해결책으로 안테나 및 포트들의 대칭적인 설계를 통해 간단한 MDN이 구현 가능함을 제시하였다. 한편, MDN과 CMT와 결합한 연구 또한 진행 되었다 [12], [19]. [19]에서는 포트의 z -matrix로 도출된 MDN은 직교성은 제공하지만, 각 안테나들이 개별적인 특성 모드로 구성 된 것이 아닌, 그들의 선형조합으로 나타남을 보였다. [19]에서는 대칭성을 지닌 도체에 대칭적으로 포트를 잡아 특성 모드를 급전할 경우에는 [17], [18]과 같이 간단한 MDN 구성이 가능함을 분석하였다. 그리고, 대칭성을 지닌 도체의 경우 even 특성 모드와 odd 특성 모드를 가지기에 대칭적인 포트 설계 시 개별적인 특성 모드의 급전이 가능함도 보였다. 하지만, 이 다중 포트의 설계를 위해서는 대칭축이 2개인 구조를 필요로 하였다.

본 논문에서는 대칭축이 1개인 좌우대칭 구조를 가지는 전기적으로 작은 도체에서 CMT와 MDN을 사용하여 다중 포트 MIMO 안테나를 설계하는 방법을 제안한다. 구체적으로, 자동차, 비행기, 배, 드론 등과 같은 좌우대칭 구조의 도체에서의 설계를 CMT를 이용하여 방사 가능한

기저 전류들에 대한 물리적인 통찰력을 얻어, 보다 간단한 MDN을 구성하는 방법을 제시한다. 커플링 요소의 설계에 따라 급전 되는 특성 모드 및 구성해야 하는 MDN이 결정되기에, 이에 대한 위치 및 모양에 대한 설계 방식을 제안한다. 보다 자세하게는, 좌우대칭 형태의 도체는 짝수 특성 모드와 홀수 특성 모드의 두개의 군을 가지는데, 구조의 대칭성을 이용하여 커플링 요소를 설계하면 두 다른 군의 모드를 사용한 안테나의 분리된 설계가 가능함을 제안한다. 하지만, 다중 포트로의 확장을 위해서는 같은 군의 다른 특성 모드를 사용하는 안테나들의 분리된 설계가 요구 된다. 하지만, 같은 군의 모드들은 상관관계가 높기에, 커플링 요소의 설계만으로는 이 특성 모드들의 독립적인 사용이 어렵다. 결국, 서로 다른 군에 해당하는 안테나들을 구조적인 특성만으로 분리함으로써, 3-포트 MIMO 안테나에 해당하는 MDN을 conventional rat-race coupler(RRC) 1개만을 이용하여 시스템적인 설계를 제안한다. 추가적으로, 짝수 모드 2개와 홀수 모드 2개를 사용하는 4-포트 MIMO 안테나의 경우, 2개의 RRC만을 이용하는 설계를 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 2장에서는 특성 모드 이론을 소개하고, 특성 전류 상관도를 정의하고, 그 상관도의 의미를 도출한다. 제 3장에서는 제 2장에서 언급한 특성들에 기반하여 커플링 요소 및 모드 디커플링 네트워크의 설계 방법을 제안한다. 그리고 제안된 방법을 통하여 설계 가능한 시스템 구성도를 제시한다. 제 4장에서는 2.4GHz-ISM 대역에서 동작하는 생체모방형 드론에 사용되는 삼중 안테나 설계를 통해, 제안된 방법의 검증하였다. 제 5장에서는 본 연구에 대한 결론을 제시하였다.

제 2 장 특성 모드 이론

제 1 절 특성 모드 이론의 개요

도체의 특성 모드 이론은 Harrington과 Mautz에 의해 소개되었다 [2]. 이 이론은 완전 도체(PEC; perfect electric conductor)에서 형성할 수 있는 직교 특성을 갖는 고유의 방사 패턴들을 전류의 형태로 제공하여 준다. 이러한 전류를 특성 전류라 부르며, 다음과 같은 generalized eigenvalue problem을 통해서 도출된다:

$$\mathbf{X}\mathbf{J}_n = \lambda_n \mathbf{R}\mathbf{J}_n \quad (1)$$

여기서 λ_n 은 n 번째 특성 모드에 해당하는 eigenvalue 이며, \mathbf{J}_n 은 n 번째 특성 전류이고, \mathbf{R} 과 \mathbf{X} 는 Rao-Wilton-Glisson(RWG) basis로부터 구해진 \mathbf{Z} -matrix의 실수부와 허수부의 행렬이다. \mathbf{R} 과 \mathbf{X} 는 real symmetric 행렬이기에, 모든 λ_n 와 \mathbf{J}_n 또한 real 이다. 그리고, (1)은 아래 식과 같은 특성으로부터 방사 패턴의 직교성을 보장한다:

$$\begin{aligned} \langle \mathbf{J}_m, \mathbf{R}\mathbf{J}_n \rangle &= \delta_{mn} \\ \langle \mathbf{J}_m, \mathbf{X}\mathbf{J}_n \rangle &= \lambda_n \delta_{mn} \\ \langle \mathbf{J}_m, \mathbf{Z}\mathbf{J}_n \rangle &= (1 + \lambda_n) \delta_{mn} \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 $\langle B, C \rangle = \iint B \cdot C \, ds$ 이며, δ_{mn} 는 Kronecker delta이다.

특성 이론 모드로부터, 방사 패턴을 형성하는 도체에 흐르는 총 전류는 특성 전류들의 합으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{J} = \sum_n \alpha_n \mathbf{J}_n \quad (3)$$

여기서 α_n 은 n 번째 특성 모드에 대한 모드 가중 계수(MWC; modal

weighting coefficient)이고, 이는 아래와 같이 계산할 수 있다.

$$\alpha_n = \frac{\langle \mathbf{J}_n, \mathbf{E}_{\text{tan}}^i \rangle}{1 + j\lambda_n} \quad (4)$$

여기서 $\mathbf{E}_{\text{tan}}^i$ 는 입사하는 E-field의 도체에서의 tangential한 성분을 말한다. α_n 의 크기는 n번째 특성 모드가 얼마나 급전이 되었는지를 결정한다. α_n 의 분자는 모드 급전 계수(MEC; modal excitation coefficient)라 불리며, 이는 특성 전류와 커플링 요소가 만들어내는 tangential E-field의 reaction에 의해 결정된다. 커플링 요소가 도체에 만드는 전류가 그 tangential E-field에 비례하기에, 결국 커플링 요소가 만드는 전류가 특성 전류와 얼마나 유사하냐 에 따라 MEC가 결정된다. α_n 의 분모는 모드 중요도(MS; modal significance)와 관련 되어 있으며, 이는 n번째 특성 모드의 공진 특성을 나타낸다. λ_n 이 0에 가까울수록 공진하는 특성을 가지며, $\lambda_n > 0$ 인 경우 inductive한 특성을, $\lambda_n < 0$ 인 경우 capacitive한 특성을 지닌다. MEC 및 MS는 아래 식과 같이 정의 한다.

$$\text{MEC} = \langle \mathbf{J}_n, \mathbf{E}^i \rangle \quad (5)$$

$$\text{MS} = \left| \frac{1}{1 + j\lambda_n} \right| \quad (6)$$

제 2 절 특성 전류 상관도

특성 전류 상관도는 주파수에 대해 동일한 특성 모드를 추적하는데 사용되거나 [20], MWC를 찾는 데 사용되었다 [21]. PEC의 임의의 점에서의 n 번째 특성 전류와 m 번째 특성 전류 간의 상관도는 아래와 같이 정의할 수 있다.

$$\rho_{m,n} = \frac{\langle \mathbf{J}_m, \mathbf{J}_n \rangle}{\|\mathbf{J}_m\| \|\mathbf{J}_n\|} \quad (7)$$

위 특성 전류 상관도는 임의의 커플링 요소가 만드는 임의의 두 특성 모드에 대한 MEC와 관련이 있다. 식 (7)를 통해 구해진 임의의 n 번째와 m 번째의 두 특성 전류 간에 상관도가 0이 아니라면, n 번째 특성 전류는 벡터 투영을 이용하여 m 번째 특성 전류와 그에 수직인 전류의 합으로써 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{J}_n = \frac{\langle \mathbf{J}_m, \mathbf{J}_n \rangle}{\|\mathbf{J}_m\| \|\mathbf{J}_m\|} \mathbf{J}_m + t^* \mathbf{J}_m^\perp = \frac{\|\mathbf{J}_n\|}{\|\mathbf{J}_m\|} \rho_{m,n} \mathbf{J}_m + t^* \mathbf{J}_m^\perp \quad (8)$$

여기에서 t 는 m 번째 특성 전류에 수직인 벡터에 해당하는 임의의 계수를 말한다. 식 (8)으로부터 n 번째 특성 모드의 MEC를 아래와 같이 m 번째 특성 전류로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \langle \mathbf{J}_n, \mathbf{E}^i \rangle &= \left\langle \frac{\|\mathbf{J}_n\|}{\|\mathbf{J}_m\|} \rho_{m,n} \mathbf{J}_m + t^* \mathbf{J}_m^\perp, \mathbf{E}_{\tan}^i \right\rangle \\ &= \left\langle \frac{\|\mathbf{J}_n\|}{\|\mathbf{J}_m\|} \rho_{m,n} \mathbf{J}_m, \mathbf{E}_{\tan}^i \right\rangle \end{aligned} \quad (9)$$

커플링 요소가 만들어내는 \mathbf{E}_{\tan}^i 는 그 커플링 요소 인근에서 가장 지배적이고, 커플링 요소 자체의 크기는 크지 않아 그 주변의 특성 전류 및 상관도는 큰 변화가 없기 때문에, 식 (9)을 다음과 같이 간주할 수 있다.

$$\langle \mathbf{J}_n, \mathbf{E}^i \rangle \approx \frac{\|\mathbf{J}_{n,CE}\|}{\|\mathbf{J}_{m,CE}\|} \rho_{m,n,CE} \langle \mathbf{J}_m, \mathbf{E}_{\tan}^i \rangle \quad (10)$$

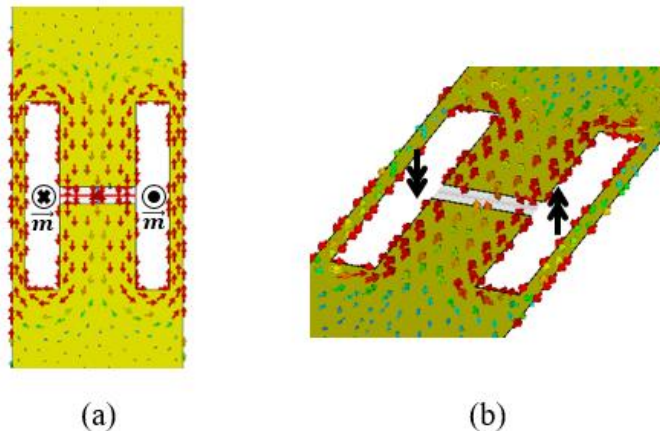
여기서 CE로 첨자 된 벡터 및 스칼라는 커플링 요소 근처의 벡터를 의미하며, 이 벡터는 가정에 의해 일정한 값을 갖는 것으로 간주 될 수 있다. 식 (10)은 m번째와 n번째 특성 모드의 MEC들 간에는 선형 관계를 가짐을 보여주고 있다. 그러므로, 임의의 커플링 요소가 m번째 혹은 n번째 특성 모드를 급전하기 위해 설계 되었다면, 그 커플링 요소가 만들어 내는 도체에의 총 전류는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{J} &= \sum_k \frac{\langle \mathbf{J}_k, \mathbf{E}^i \rangle}{1 + j\lambda_k} \approx \frac{\langle \mathbf{J}_m, \mathbf{E}^i \rangle}{1 + j\lambda_m} \mathbf{J}_m + \frac{\langle \mathbf{J}_n, \mathbf{E}^i \rangle}{1 + j\lambda_n} \mathbf{J}_n \\ &\approx \frac{\langle \mathbf{J}_m, \mathbf{E}^i \rangle}{1 + j\lambda_m} \mathbf{J}_m + \frac{\|\mathbf{J}_{n,CE}\|}{\|\mathbf{J}_{m,CE}\|} \rho_{m,n,CE} \frac{\langle \mathbf{J}_m, \mathbf{E}^i \rangle}{1 + j\lambda_n} \mathbf{J}_n \end{aligned} \quad (11)$$

제 3 절 슬롯 형태의 유도성 커플링 요소 분석

CMT를 이용하여 안테나를 설계를 할 때, 해당 특성 모드를 급전하기 위해서는 두가지 선택 사항이 있다: 하나는 유도성 커플링 요소(ICE; Inductive coupling element)를 사용하는 것이고, 다른 하나는 용량성 커플링 요소(CCE; Capacitive coupling element)를 사용하는 것이다 [22]. 특정한 특성 모드를 급전하기 위해 CCE를 사용하기 위해서는, 이를 설계하기 위한 추가적인 구성 요소가 필요하여, 공간상의 제약이 발생할 수 있다. 반면에, ICE는 도체에 슬롯을 만들어서 설계가 가능하기에 추가적인 구성 요소가 필요하지 않다. 여기서 슬롯을 만들게 되면, 기존 도체가 가지는 특성 모드의 변화를 야기시킬 수 있으나, ICE에 해당하는 슬롯은 일반적으로 전기적으로 매우 작은 크기를 가지기에 이에 대한 변화를 무시한다고 가정할 수 있다. 이러한 이유로, 이 논문에서는 ICE를 이용한 설계를 진행한다.

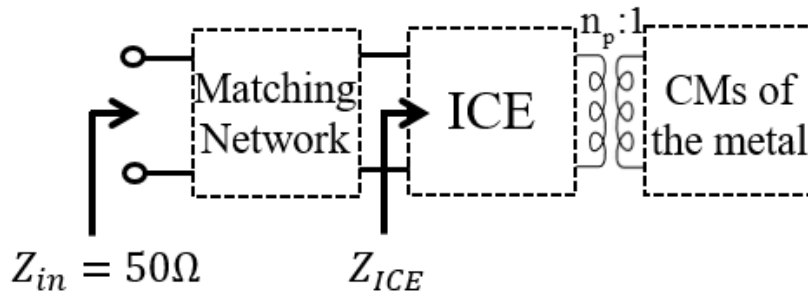
ICE의 하나의 예로써, [23]에서는 슬롯을 H 모양으로 ICE를 설계



[그림 1] H 모양의 유도성 커플링 요소. (a) Top view, (b) 3D view.

하면 원하는 특성 모드를 보다 많이 급전할 수 있다고 생성되는 전류의 형상을 통해 정성적으로 제시하였다. 그림 1과 같이 H 모양의 ICE에 급전을 하면, 루프 형태의 전류가 양 옆으로 형성되는데, 이를 magnetic dipole source의 형태로 등가가 가능하다. 결론적으로 양 옆으로 magnetic dipole source가 존재하여 도체의 특성 모드를 생성하기에, [22]에 제시된 ICE에 비해 보다 많은 특성 모드를 급전할 수 있게 된다.

CCE를 이용한 안테나의 입력 임피던스는 등가 회로 모델을 사용하여 구할 수 있는 것과 마찬가지로 [24], ICE를 이용한 안테나의 입력 임피던스 또한 등가 회로 모델을 사용하여 구할 수 있다. ICE를 사용하는 안테나 구조는 매칭 네트워크, ICE, 그리고 도체의 특성 모드의 등가 회로로 3개의 블록으로 그림 2와 같이 등가 될 수 있다. 여기서 도체의 특성 모드는 일반적으로 RLC 공진 회로를 사용하여 모델링 할 수 있고 [24], ICE는 슬롯 라인의 전송 선로 모델로 등가 될 수 있고 [25], 도체와 ICE의 사이에 존재하는 transformer의 turn ratio n_p 는 MWC에 의해 결정이 된다. 사실상, 작은 루프 안테나에 해당하는 ICE는 높은 Q를 가지기에, ICE의 포트의 입력단에서 바라다 본 입력 저항은 급전되는

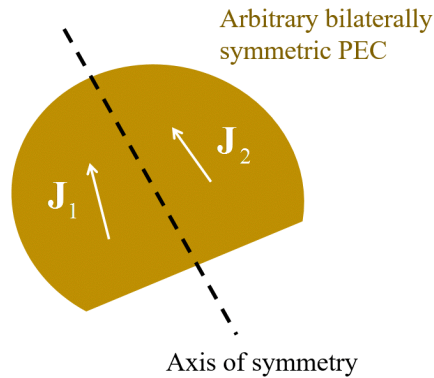


[그림 2] ICE를 이용한 안테나의 등가 회로 모델 및 입력 임피던스.

특성 모드의 증가 저항에 저항에 지배적이다. 대조적으로, 입력 리액턴스는 ICE의 리액턴스에 거의 의존한다. 일반적으로, ICE가 커짐에 따라 도체에 유도되는 특성 모드는 증가하여, 입력 저항은 점점 증가하게 된다. 하지만, ICE가 커지기 때문에 ICE의 리액턴스도 계속 증가하게 되고, 그 결과 입력 리액턴스 또한 증가하게 된다. 결론적으로, 입력 저항은 50옴에 가깝게, 입력 리액턴스는 최대한 작게 ICE를 적절히 설계하여야 한다. 하지만, 리액턴스가 0이 되도록 설계하는 것은 어렵기에, 이를 위한 매칭 네트워크를 사용하여 전체 안테나의 입력 임피던스를 50옴으로 설계할 수 있다. 이 논문에서는 그림. 2의 블록에 대한 등가회로를 통한 입력 임피던스 도출에 대해서는 자세히 다루지 않도록 한다.

제 3 장 좌우대칭 도체에서의 제안된 설계 방법

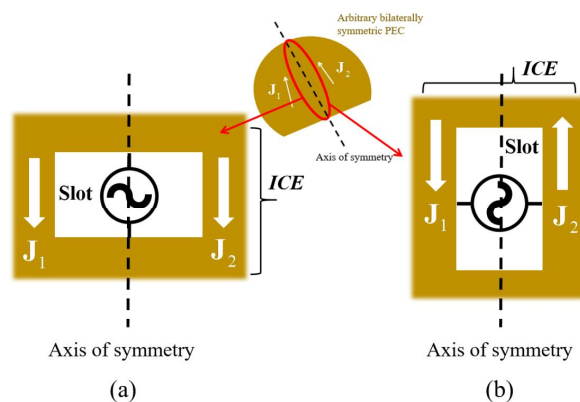
좌우대칭 구조의 도체에서의 CMT를 적용해보면, 그 도체가 가지는 고유의 특성 모드들은 대칭축을 기준으로 하여 짝수 특성 모드와 홀수 특성 모드, 총 2개 군으로 분류할 수 있다. 구체적으로는, 그림 3에서와 같이 좌우대칭 PEC에 흐르는 총 전류는 대칭축을 기준으로 왼쪽 면에서 흐르는 전류 \mathbf{J}_1 과 오른쪽 면에서 흐르는 전류 \mathbf{J}_2 로 나뉘어서 생각할 수 있다. 여기서 짝수 특성 모드는 $\mathbf{J}_1 = \mathbf{J}_2$ 를 만족하는 전류 분포를 가진 특성 모드로 정의되며, 홀수 특성 모드는 $\mathbf{J}_1 = -\mathbf{J}_2$ 를 만족하는 전류 분포를 가진 특성 모드로 정의된다. 좌우대칭 도체에서의 짝수 모드와 홀수 모드 존재에 대한 자세한 증명은 부록에 서술 되어있다. 본 3장에서는 짝수 특성 모드와 홀수 특성 모드의 성질에 기반하여, 좌우대칭 형태의 도체에서 다중 포트 MIMO 안테나 설계 방법을 제안한다.



[그림 3] 임의의 좌우대칭 형태의 도체. \mathbf{J}_1 은 대칭축 왼쪽에서 흐르는 전류를 나타내며, \mathbf{J}_2 은 대칭축 오른쪽에서 흐르는 전류를 나타낸다.

제 1 절 다른 군의 특성 모드를 사용하는 안테나 설계

짝수 특성 모드와 홀수 특성 모드의 위의 대칭적인 성질 때문에, ICE의 설계만으로도 다른 두 군의 특성 모드를 사용하는 안테나들로 분리하여 설계할 수 있다. 여기서의 분리라는 용어는 특성 모드의 독립적인 급전과 안테나 간의 낮은 커플링을 의미한다. 그림 4와 같이 ICE를 도체의 대칭축 위에 설계를 하면 이 둘간의 분리를 할 수 있다. 보다 자세하게는, 짝수 특성 모드를 사용하는 안테나를 설계할 경우에는 그림 4-(a)와 같이 ICE를, 홀수 특성 모드를 사용하는 안테나를 설계할 경우는 그림 4-(b)와 같이 ICE를 설계하면 된다. 다만, 그림 4와 같이 슬롯을 직사각형 형태로 설계할 필요는 없다. 하지만, 슬롯은 무조건 대칭축에 대해서 대칭으로 설계되어야 한다. 위 조건을 만족하면, 대칭적인 성질에 의해 그림 4-(a)와 같은 ICE는 짝수 특성 모드 만을, 그림 4-(b)와 같은 ICE는 홀수 특성 모드 만을 급전 시키게 된다. 추가적으로, 이들의 구조적인 직교성에 의해 이 두 ICE의 포트는 서로 virtually open이기에, 포트 간의 낮은 커플링 또한 보장된다.



[그림 4] 제안된 ICE의 배치. (a) 짝수 특성 모드의 급전을 위한

ICE. (b) 홀수 특성 모드 급전을 위한 ICE.

제 2 절 같은 군의 다른 특성 모드를 사용하는 안테나 설계

앞 절과 같이 짝수 특성 모드와 홀수 특성 모드의 서로 다른 군의 모드를 사용하는 안테나들 간의 분리를 하면, 도체에서의 2-포트 MIMO 구현은 가능하다. 하지만, 다중포트 MIMO 안테나로의 확장을 위해서는 짝수 모드 혹은 홀수 모드를 여러 개가 각각의 안테나에 개별적으로 사용하여야 한다. 이를 위해서는 동일한 군의 특성 모드를 사용하는 안테나 간의 분리가 이루어져야 한다. 하지만, 앞 절에서 제안된 방법은 동일한 군의 특성 모드를 사용하는 안테나 간의 분리는 보장하지 않는다. 그 이유로는, 첫번째로 설계한 ICE 인근에 존재 하는 동일한 군의 특성 모드들의 전류 상관도 ρ 는 일반적으로 0이 아니다. 제 2장 2 절에서 언급한 것과 같이, ρ 가 0이 아닌 경우, 그 특성 모드들의 MEC 는 선형 관계를 가지게 되고, 결국 설계한 ICE는 동일한 군의 특성 모드를 개별적으로 급전하지 못한다. 물론, 동일 군의 두 특성 모드들의 ρ 가 0이 되는 두 지점을 찾고, 그 지점들에 ICE를 설계하면 각각의 특성 모드의 독립적인 급전이 가능하다. 하지만, 두 지점이 존재한다는 보장도 없을뿐더러 그 지점에 ICE를 설계할 수 있을 것인지에 대한 보장 또한 못하기에, 이는 합리적인 해결책이 되지 못한다. 두번째 이유는 동일한 군의 특성 모드를 급전하는 ICE들은 나란한 편파 특성을 가진다. 일반적으로, 설계되는 도체 내에 위치하는 ICE 들의 간격은 그렇게 넓지 않기에, 그들 간의 near-field 커플링이 발생하여 ICE 포트 간의 isolation을 보장해주지 못한다.

그러한 이유들로, 이 논문에서 제안하는 해결책은 모드 디커플링 네트워크를 사용하는 것이다. 보다 자세하게는, MDN을 설계가 간단한 conventional unequal rat-race coupler로 사용하기 위한 방법을 제안

한다. 그러기 위해서는 적절한 ICE의 위치 및 모양이 선정 되어야 한다. 그러한 ICE 및 MDN을 특성 전류 상관도 ρ 를 이용하여 설계 할 수 있다. 도체의 모든 점에서의 두 특성 모드의 특성 전류 상관도 ρ 를 계산하고, 계산된 ρ 으로부터 조건을 만족하는 도체의 내의 두 지점을 수학적으로 도출한다. 그 구해진 두 지점에 대해 ICE를 설계하고, 그에 맞는 MDN을 설계 시, 동일한 군의 다른 특성 모드를 사용하는 안테나 간의 분리가 가능하다. 여기서, ICE는 앞 절에 제안한 방식대로 여전히 그림. 4와 같이 설계가 되어야 하기에, 두 지점을 선정을 할 때 이를 고려를 하며 선정해야 한다. 이에 대한 자세한 내용은 다음과 같다.

동일한 군의 두 특성 모드 중 공진 가능한 특성 모드는 2개만 존재한다고 가정한다. 동일한 군의 두 특성 모드를 사용하는 안테나는 2개를 만들 수 있으며, 그 2개의 안테나를 설계하기 위해서는 2개의 ICE를 필요로 한다. 각각의 ICE를 ICE1, ICE2 라 명명하며, 각 ICE가 만들어내는 전류를 $\mathbf{J}_{\text{ICE1}}, \mathbf{J}_{\text{ICE2}}$ 라 명명하며, 각 ICE가 도체 인근에 만들어 내는 incident E-field는 $\mathbf{E}_{\text{ICE1}}^i, \mathbf{E}_{\text{ICE2}}^i$ 라 명명한다. 앞에서 설명한대로, 각 ICE 인근에서 동일한 군의 특성 모드들은 ρ 가 0이 아니기에, 식 (11)을 적용하여 ICE1, ICE2에서 만들어내는 전류 $\mathbf{J}_{\text{ICE1}}, \mathbf{J}_{\text{ICE2}}$ 를 아래와 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}\mathbf{J}_{\text{ICE1}} &\approx \frac{\langle \mathbf{J}_n, \mathbf{E}_{\text{ICE1}}^i \rangle}{1 + j\lambda_n} \mathbf{J}_n + \frac{\langle \mathbf{J}_m, \mathbf{E}_{\text{ICE1}}^i \rangle}{1 + j\lambda_m} \mathbf{J}_m \\ &\approx \frac{\langle \mathbf{J}_m, \mathbf{E}_{\text{ICE1}}^i \rangle}{1 + j\lambda_m} \mathbf{J}_m + \frac{\|\mathbf{J}_{n,\text{ICE1}}\|}{\|\mathbf{J}_{m,\text{ICE1}}\|} \rho_{m,n,\text{ICE1}} \frac{\langle \mathbf{J}_m, \mathbf{E}_{\text{ICE1}}^i \rangle}{1 + j\lambda_n} \mathbf{J}_n \quad (12) \\ \mathbf{J}_{\text{ICE2}} &\approx \frac{\langle \mathbf{J}_n, \mathbf{E}_{\text{ICE2}}^i \rangle}{1 + j\lambda_n} \mathbf{J}_n + \frac{\langle \mathbf{J}_m, \mathbf{E}_{\text{ICE2}}^i \rangle}{1 + j\lambda_m} \mathbf{J}_m\end{aligned}$$

$$\approx \frac{\|\mathbf{J}_{m,ICE2}\|}{\|\mathbf{J}_{n,ICE2}\|} \rho_{m,n,ICE2} \frac{\langle \mathbf{J}_n, \mathbf{E}_{ICE2}^i \rangle}{1 + j\lambda_m} \mathbf{J}_m + \frac{\langle \mathbf{J}_n, \mathbf{E}_{ICE2}^i \rangle}{1 + j\lambda_n} \mathbf{J}_n \quad (13)$$

여기서 ICE로 침자 된 벡터 및 스칼라는 해당 ICE 근처의 벡터 및 스칼라를 의미하며, 이 벡터는 앞 장에서 가정한 대로 작은 ICE 인근에서는 일정한 값을 갖는 것으로 간주 될 수 있다. Reciprocity 정리에 의하면, 각 ICE가 식 (12)과 식(13)과 같은 전류를 도체에 만들어 전송하는 것과 동일하게, 각 ICE로 수신된 전류 또한 식 (12)과 식(13)과 같다.

이 논문에서는 널리 알려진 대로 conventional unequal(or equal) rat-race coupler 를 MDN으로 사용한다. Rat-race coupler(RRC)는 식 (14), 식 (15)과 같은 비율로 들어오는 두 입력 신호 $\mathbf{J}_{in1}, \mathbf{J}_{in2}$ 에 대해 Σ 포트에서는 \mathbf{J}_m 에 대한, Δ 포트에서는 \mathbf{J}_n 에 대한 신호를 개별적으로 출력해준다 [26].

$$\mathbf{J}_{in1} = c * k \mathbf{J}_m - c * \sqrt{1 - k^2} \mathbf{J}_n \quad (14)$$

$$\mathbf{J}_{in2} = c * \sqrt{1 - k^2} \mathbf{J}_m - c * k \mathbf{J}_n \quad (15)$$

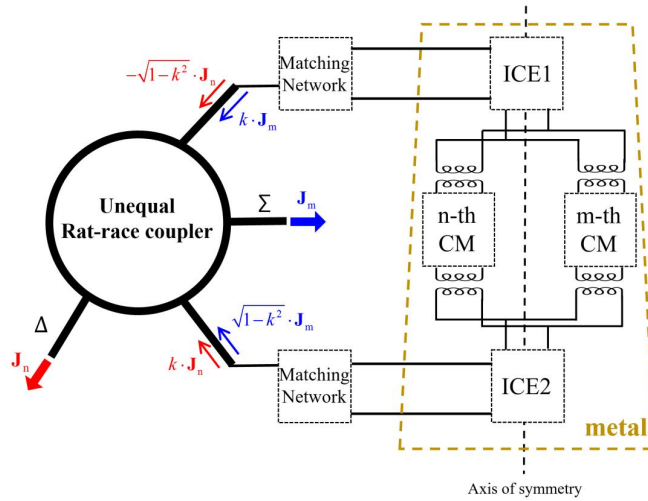
여기서 c 는 임의의 상수를 말하며, k 는 RRC의 결합 계수를 말한다. 그림 5와 같이 동일한 군의 두 특성 모드를 급전하는 ICE 2개가 50옴 매칭되어 RRC에 연결되었다고 하면, 각 ICE로부터 RRC의 입력단으로 들어오는 신호는 식 (12), 식 (13)을 만족한다. 이 때, 식 (12), 식 (13)이 식 (14), 식 (15)을 만족하게 되면, RRC의 각 출력단에서는 개별적인 특성 모드가 출력 신호로 나오게 된다. 즉, $\mathbf{J}_{ICE1} = \mathbf{J}_{in1}$, $\mathbf{J}_{ICE2} = \mathbf{J}_{in2}$ 조건을 만족을 하도록 ICE를 설계를 한다면, 섞여 있는 두 특성 모드를 떼어놓을 수 있다. $\mathbf{J}_{ICE1} = \mathbf{J}_{in1}$, $\mathbf{J}_{ICE2} = \mathbf{J}_{in2}$ 에 대한 결과는 다음과 같다.

$$\frac{\|\mathbf{J}_{n,ICE1}\|}{\|\mathbf{J}_{m,ICE1}\|} \rho_{m,n,ICE1} \left| \frac{1}{1+j\lambda_n} \right|^2 = - \frac{\|\mathbf{J}_{m,ICE2}\|}{\|\mathbf{J}_{n,ICE2}\|} \rho_{m,n,ICE2} \left| \frac{1}{1+j\lambda_m} \right|^2 \quad (16)$$

$$\frac{\langle \mathbf{J}_m, \mathbf{E}_{ICE1}^i \rangle}{1+j\lambda_m} = \frac{\langle \mathbf{J}_n, \mathbf{E}_{ICE2}^i \rangle}{1+j\lambda_n} \quad (17)$$

$$k = \frac{\left| \frac{1}{1+j\lambda_m} \right|}{\sqrt{\left(\frac{1}{1+j\lambda_m} \right)^2 + \left(\frac{\|\mathbf{J}_{n,ICE1}\|}{\|\mathbf{J}_{m,ICE1}\|} \frac{\rho_{m,n,ICE1}}{1+j\lambda_n} \right)^2}} \quad (18)$$

식 (16)은 CMT로부터 도출되는 고유의 변수들에 의존적인 식이다. λ_n 과 λ_m 는 주파수에 의해 결정되고, $\mathbf{J}_{m,ICE1}$, $\mathbf{J}_{n,ICE1}$, $\rho_{m,n,ICE1}$ 는 ICE1의 위치에서의 특성 전류 및 상관도 값이며, $\mathbf{J}_{m,ICE2}$, $\mathbf{J}_{n,ICE2}$, $\rho_{m,n,ICE2}$ 는 ICE2의 위치에서의 특성 전류 및 상관도 값이다. 결국, 설계 주파수가 정해지면, 대칭축 위에서 식 (16)를 만족하는 ICE1 및 ICE2의 위치를 찾는다. 식 (17)에서는 분자에 주목해야한다. 좌변의 분자는 ICE1이 만드는 m번째



[그림 5] 같은 군의 다른 특성 모드를 사용하는 안테나들 간의
분리를 위한 구성도.

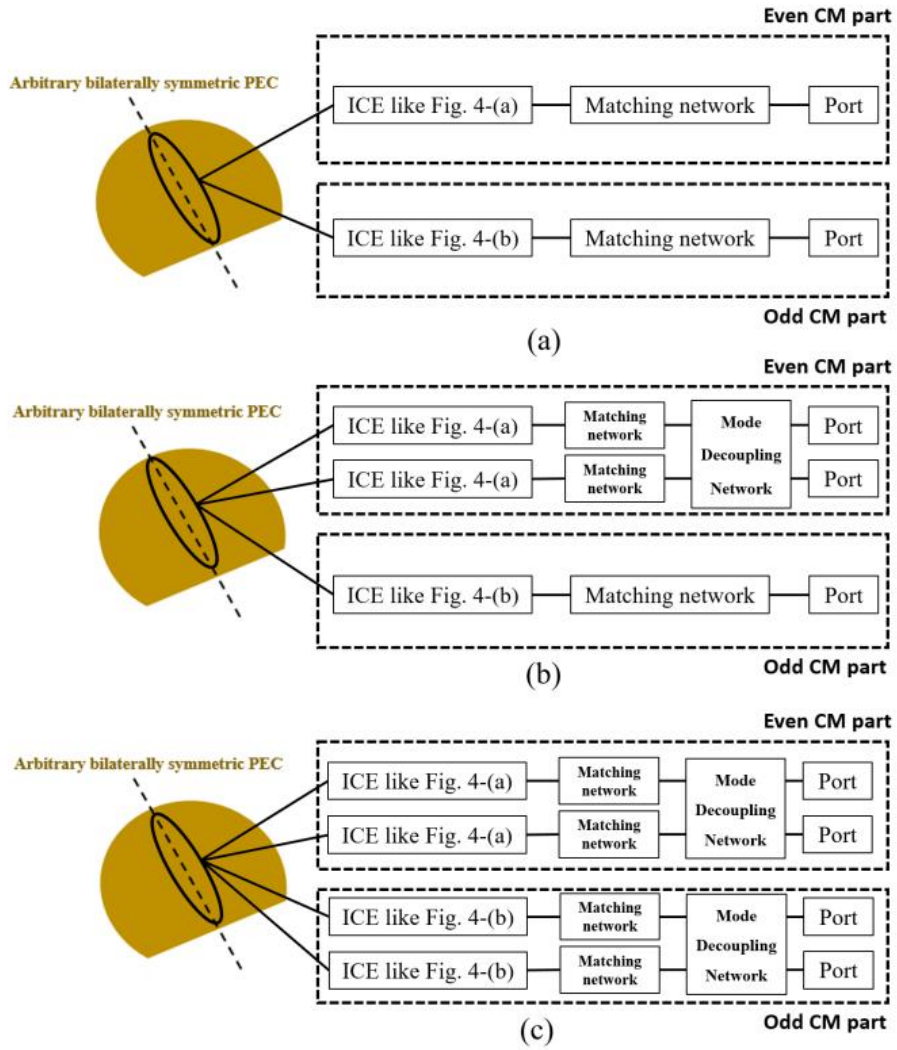
특성 모드에 대한 MEC이며, 우변의 분자는 ICE2가 만드는 n 번째 특성 모드에 대한 MEC이고, 이들은 ICE의 위치 및 모양에 의해 결정된다. ICE들의 위치는 위의 식 (16)에서 도출 되었기에, 그 정해진 위치에서 식 (17)를 만족하도록 ICE의 모양을 결정하면 된다. 마지막으로 식 (18)은 RRC의 결합 계수를 말해준다. 이 또한, CMT의 고유한 변수들로 이루어져 있으며, 식 (16)로부터 ICE들의 위치가 정해지면 결정되게 되고, 이를 만족하는 RRC를 설계하면 된다.

결론적으로, 위 세 조건을 만족시키는 ICE 및 RRC를 설계하게 되면, coupler의 출력단에서 개별적인 특성 모드를 추출 할 수 있다. 즉, reciprocity 정리에 의해, coupler의 출력단에서 신호를 인가 시, Σ 포트에서는 m 번째 특성 모드를 개별적으로 급전하는 안테나로써 동작하고, Δ 포트에서는 n 번째 특성 모드를 개별적으로 급전하는 안테나로써 동작한다. 추가적으로 RRC는 각 포트가 모두 50옴 시스템에 연결되어 있는 경우, 지향성특성이 보장되어, 두 입력단, 혹은 두 출력단 사이를 격리시켜주기에, 50옴 RF 시스템으로 연결된 Σ 포트와 Δ 포트에서는 낮은 커플링을 얻을 수 있다. 그리하여, 각 ICE의 MWC를 unequal RRC의 신호 비율과 같아지도록 ICE를 설계해줌으로써, 동일한 군의 다른 특성 모드를 사용하는 안테나들의 설계가 가능하다.

제 3 절 제안된 다중 포트 MIMO 안테나의 시스템 구성

좌우대칭 도체에서의 제안된 다중 포트 MIMO 안테나에 대한 시스템 구성도는 그림 6과 같다. 그림 6-(a)는 2-포트 MIMO 안테나의 시스템 구성도이다. 여기서, 한 안테나는 짝수 특성 모드를 사용하고, 나머지 안테나는 홀수 특성 모드를 사용한다. 앞선 3장 1 절에서 언급한대로, 서로 다른 군의 특성 모드를 사용하는 안테나의 경우에는 ICE의 설계만으로도 충분히 설계가 가능하다. 그림 6-(b)는 3-포트 MIMO 안테나의 시스템 구성도이다. 여기서는 두 안테나는 개별적으로 서로 다른 짝수 특성 모드를 사용하고, 나머지 안테나는 홀수 특성 모드를 사용한다. 마찬가지로, 서로 다른 군의 특성 모드들을 사용하는 안테나는 ICE 만으로도 충분히 설계가 가능하다. 하지만, 서로 다른 짝수 특성 모드를 사용하는 안테나의 경우에는 3장 2절에서 언급한대로, 추가적인 MDN이 필요하다. 추가적으로, 두 안테나는 개별적으로 서로 다른 홀수 특성 모드를 사용하고, 나머지 안테나 하나는 짝수 특성 모드를 사용할 경우에도 그림 6-(b)와 마찬가지로의 시스템 구성이 요구된다. 그림 6-(c)는 4-포트 MIMO 안테나의 시스템 구성도이다. 짝수 모드 2개, 홀수 모드 2개가 총 4개의 안테나에 개별적으로 사용되는 경우의 예이다. 이 경우, 짝수 모드에 대한 MDN과 홀수 모드에 대한 MDN이 독립적으로 필요하다.

본 제안된 시스템 구성은 2-포트의 경우 추가적인 MDN이 요구되지 않는다는 장점이 존재한다. 3-포트 이상의 다중 포트의 경우, 기존에는 다중 포트에 대한 N-port MDN이 요구되었으나, 이는 설계에 있어 복잡함 및 제약이 많이 존재하는 반면, 본 제안된 시스템 구성도는 짝수 특성 모드와 홀수 특성 모드에 대해 분리된 설계가 요구되기에, 적은 포트 수에 대한 MDN이 요구되어, 기존의 문제점을 극복할 수 있다.

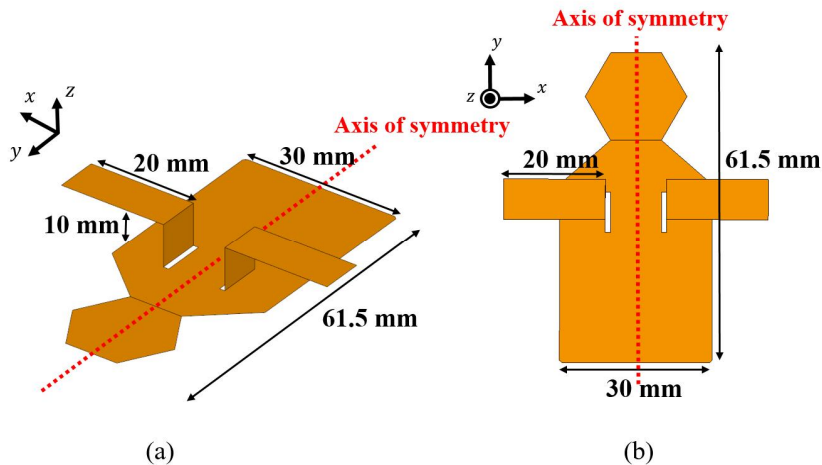


[그림 6] 제안된 좌우대칭 도체에서의 MIMO 안테나의 시스템 구성도.

- (a) 1개의 짝수, 1개의 홀수 특성 모드를 사용하는 2-포트 MIMO 안테나, (b) 2개의 짝수, 1개의 홀수 특성 모드를 사용하는 3-포트 MIMO 안테나, (c) 2개의 짝수, 2개의 홀수 특성 모드를 사용하는 4-포트 MIMO 안테나.

제 4 장 예시 — 생체 모방의 벌레 모양 MIMO 안테나

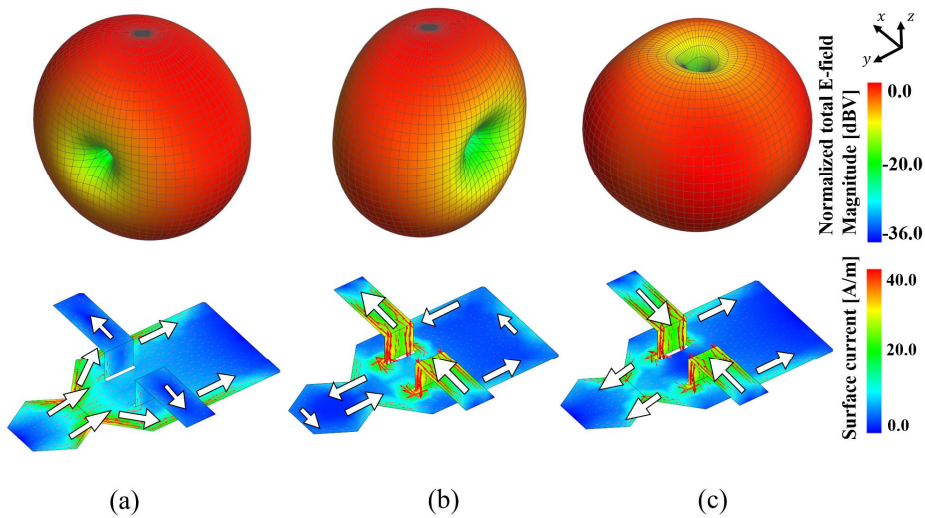
3장에서 제안된 설계 방법론을 토대로 생체 모방의 벌레 모양 플랫폼 내장형 MIMO 안테나 설계를 구현 하였다. 본 안테나는 2.4 GHz-ISM 밴드에서 동작하는 3-포트 MIMO 안테나 구현을 하였다. 최근에 생체 모방 flapping-wing 로봇은 많은 연구가 되고 있다 [27]–[28]. 이러한 로봇들이 제어 및 동작이 되기 위해서는 통신이 필요성이 대두됨에 따라 안테나 또한 요구 된다. 하지만, 소형화 되는 로봇에 있어서 추가적인 안테나 구조물의 설계는 부담이 될 수 있다. 이러한 이유로 인해, 로봇 내 도체 자체를 안테나로 사용하려는 연구가 진행되었다 [29]. [29]에서는 도체의 특성 모드 하나만을 사용하여 단일 안테나를 설계하였다. 본 논문에서는 그림 7의 [29]와 거의 동일한 도체에서의 3개 특성 모드를 이용하여 3-포트 MIMO 안테나를 제작 및 검증하였다. 설계 과정에서 EM simulation 및 특성 모드 분석은 CST 2016 (Computer Simulation Technology) [30] 및 FEKO Suite 7.0 [31]을 사용하였다.



[그림 7] 벌레 모양 도체 구조의 형상. (a) 3D view, (b) Top view.

제 1 절 벌레 모양 도체의 특성 모드 분석

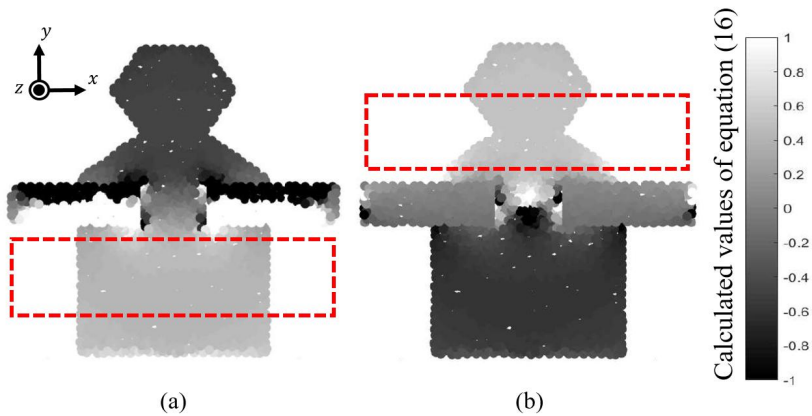
설계의 가장 첫 단계는 50 mm×61.5 mm×10 mm 크기를 가지는 벌레 모양 도체의 특성 모드 분석을 수행하여 관심 주파수 대역에서 사용 가능한 특성 모드들을 찾는 것이다. CMT를 통해 구해진 특성 모드들 중 MS가 0.3 이상인 모드는 그림 8과 같이 총 3개이며, 이 모드들을 사용하였다. 그림 8에서 (a)와 (c)는 짝수 특성 모드에 해당되며, (b)는 홀수 특성 모드에 해당된다. 따라서 그림 6-(b)와 동일한 시스템 구성을 하여 설계를 하였다.



[그림 8] 2.4GHz에서의 지배적인 3개의 특성 모드의 방사 패턴 및 전류 분포. (a) Mode 1, (b) Mode 2, (c) Mode 3.

제 2 절 제안된 방식에 기반한 ICE 설계

다음 설계 단계로는, 개별적인 특성 모드를 사용하는 분리된 안테나를 설계하기 위해서는 ICE를 도체에 설계하여야 한다. 3장에서 제안한 설계 방식에 기반하여, ICE를 설계하면 다음과 같다. 우선 ICE는 대칭축 위에 놓여져 있어야 하고, 짝수 모드에 대한 ICE는 그림 4-(a)와 같이 홀수 모드에 대한 ICE는 그림 4-(b)와 같이 설계 되어야 한다. 해당 도체는 짝수 모드 2개를 가지기에, 짝수 모드들에 해당하는 안테나들을 먼저 설계하고, 홀수 모드를 설계한다. 짝수 모드들에 해당하는 안테나들의 ICE는 식 (16)을 만족하는 위치에 놓여야 한다. 그림 9는 도체의 모든 점에 대해서 식 (16)의 좌변 및 우변에 해당하는 값들을 그림으로써 도식화한 것이며, 이를 바탕으로 좌변과 우변이 같은 두 영역을 도출하였다. 도출된 영역은 그림 9의 직사각형과 같다.

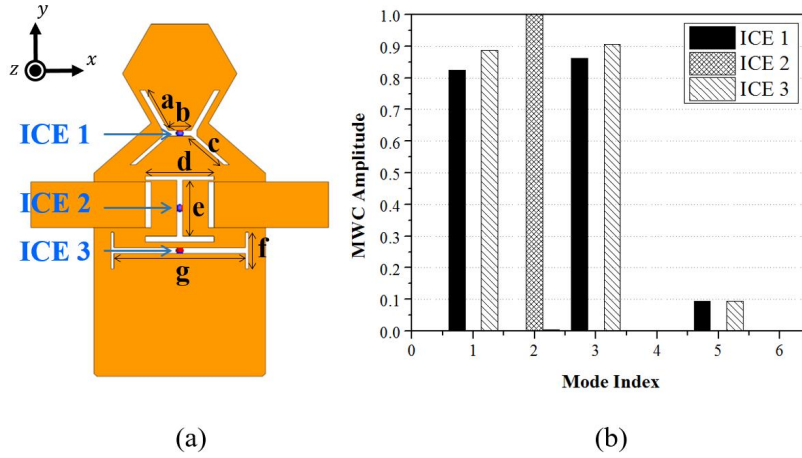


[그림 9] 도체의 모든 점에서 식 (16)의 값의 계산 결과 도식. (a) 식 (16)의 좌변에 해당되는 계산 결과, (b) 식 (16)의 우변에 해당되는 결과. 그 값들은 대부분 -1과 1사이에 존재하기에, 보다 나은 표시를 위해 1보다 큰 값은 1로, -1보다 작은 값은 -1로 간주하였다.

위 도출된 ICE의 위치에서 식 (17)을 만족하도록 반복적으로 ICE를 설계하게 되면, 짝수 모드를 급전하는 안테나에 대한 ICE 설계가 완료된다. 추가적으로, MEC를 최대한 큰 값을 유지하며 식 (17)을 만족하여야 방사 저항이 높아져 높은 효율이 유지될 수 있기에, 적절한 ICE의 설계가 요구된다.

홀수 모드의 경우의 ICE는 그림 4-(b)의 조건만 만족하며 설계 하면 되나, 마찬가지로, 해당 특성 모드가 많이 급전 될수록(MEC가 커질 수록) 방사 저항이 높아지기에, 이를 고려하며 ICE를 설계한다.

본 논문에서는 높은 MEC를 얻기 위한 한가지 방법으로써 제 2장 3절에서 언급한 H 모양 ICE를 사용하였다. 위 설계 조건을 만족하며 방사 저항을 50옴에 가깝도록 ICE를 설계한 결과 그림 10-(a)와 같다. 2.4 GHz에서 ICE들의 MWC를 나타낸 그림 10-(b)을 보면, ICE 1과 ICE 3는 짝수 특성 모드인 모드 1과 모드 3을 모두 급전하며, ICE 2는 홀수 특성 모드인 모드 2를 급전한다. 각 ICE에서의 입력 임피던스는 다음과 같다: $Z_{ICE1}=70.5+j147.8$, $Z_{ICE2}=34.9+j142.5$, $Z_{ICE3}=76.7+j164.1$.

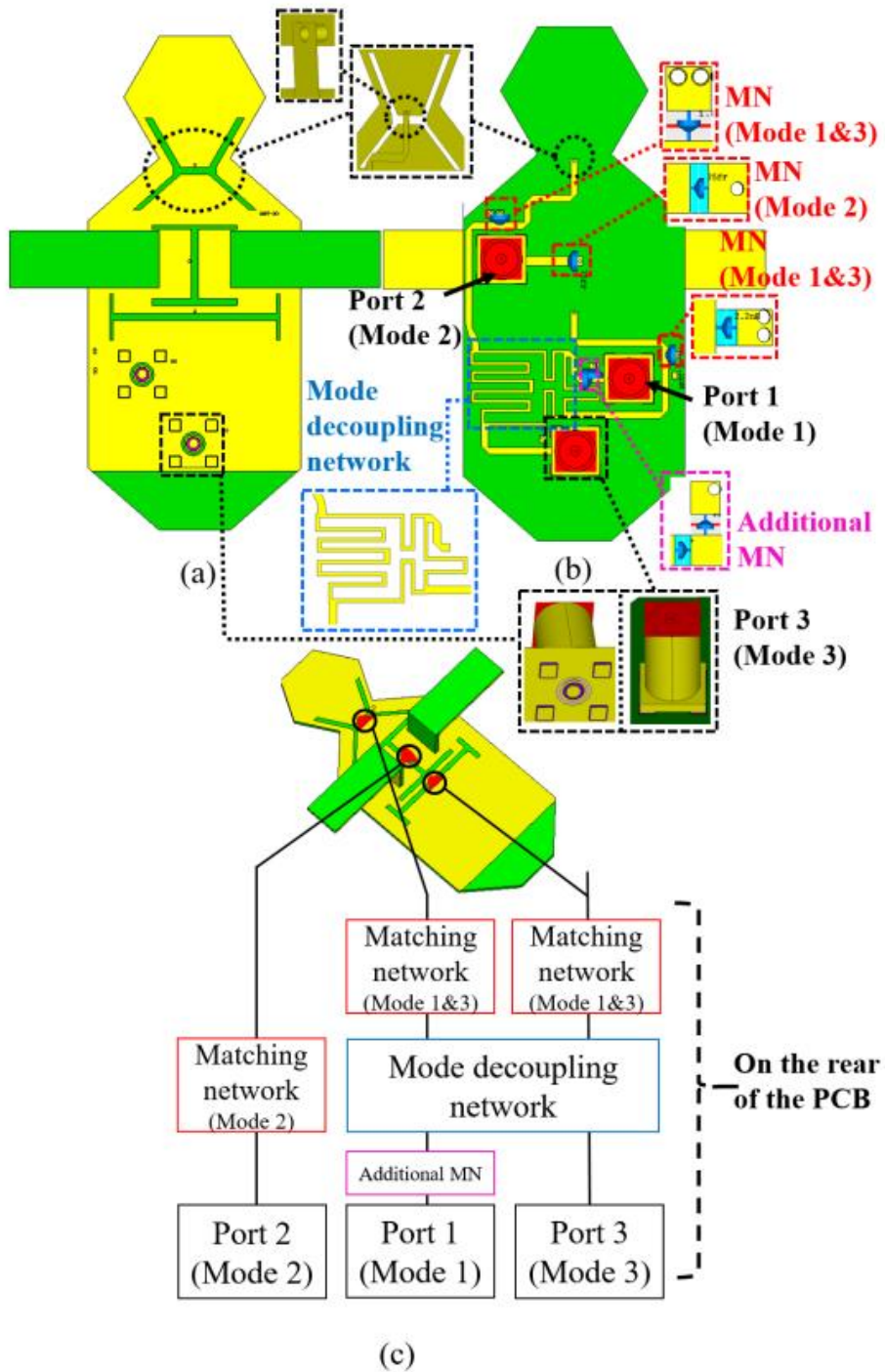


[그림 10] H 모양 ICE를 포함한 도체 구조 및 ICE 들의 MWC. (a)

H 모양 ICE를 포함한 도체 구조; $a=8$ mm, $b=4$ mm, $c=7.5$ mm, $d=12$ mm, $e=9.8$ mm, $f=6.4$ mm, $g=23$ mm. (b) 2.4GHz에서의 ICE 들의 MWC를 시뮬레이션을 통해 구한 결과.

제 3 절 MDN을 포함하는 시스템적인 설계

마지막 단계는 매칭 네트워크, MDN, 그리고 이들을 연결해주는 추가적인 급전 네트워크 구성을 하는 것이다. CMT에 기반하여 플랫폼 내장형 안테나를 사용하면 좋은 이점 중 하나는 도체를 안테나로 사용할 수 있을 뿐만 아니라, 회로의 그라운드로도 사용할 수 있다는 점이다. 이 이점을 사용하여 급전 네트워크의 전송선로를 마이크로스트립 라인으로 사용하게 되면, 보다 간단한 안테나 시스템 구성이 가능해진다. 설계된 안테나 형상 및 구성도는 그림 11-(a), (b)와 같다. 유전체는 0.5 mm 두께의 유전율 4.3의 FR-4 기판을 사용하였고, 기판의 전면에는 그림 10과 같이 설계된 도체를, 후면에는 매칭 네트워크, MDN, 그리고 급전 네트워크를 설계하였다. 전면과 후면부의 접합부에서는 ICE의 급전이 이루어지며, 이는 마이크로스트립 라인에 short를 시켜 설계하였다. 매칭 네트워크는 L,C 소자를 이용하여 구성하였고, Z_{ICE1} , Z_{ICE2} , Z_{ICE3} 를 50옴으로 변환해준다. MDN은 결합 계수 k 가 $1/\sqrt{2}$ 인 conventional rat-race coupler가 사용되었으며, 공간상의 제약으로 인해 라인을 meandering 하여 compact한 설계를 진행하였다. 추가적으로, 설계 과정에서 약간의 오차로 인해 특성 모드 1에 대한 안테나의 포트 앞에서의 매칭을 진행하였다. 전체 시스템 구성도는 그림 11-(c)와 같다.



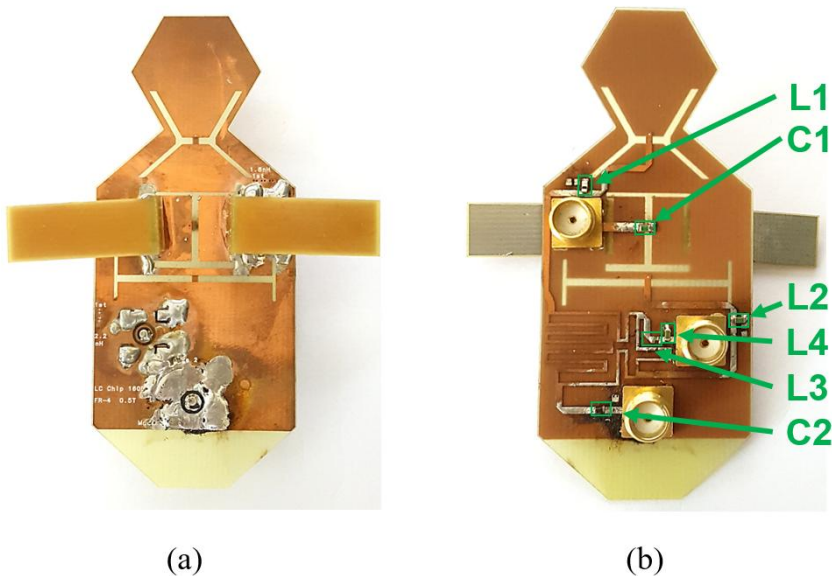
[그림 11] 제안된 3-포트 벌레 모양 MIMO 안테나 구성도.

(a) Top view, (b) Bottom view, (c) Systematic view.

제 4 절 측정 및 결과

제작된 안테나는 그림 12와 같다. 매칭 네트워크는 상용 커패시터 및 인덕터를 사용하였고, 그 소자의 값은 다음과 같다: $L1=1.8$ nH, $C1=75$ fF, $L2=2.2$ nH, $C2=1$ μ F, $L3=1.1$ nH, and $L4=5.6$ nH.

그림 13-(a), (b)는 제작된 안테나의 S-parameter에 대한 시뮬레이션 및 측정 결과에 해당한다. 그림 13-(a)에서의 측정된 반사 계수는 S_{22} 의 주파수 스펙트럼이 약간 있는 것 말고는 예측된 결과가 측정되었다. 측정된 -10 dB bandwidth는 다음과 같다: 2.43–2.58 GHz (Mode 1), 2.25–2.8 GHz (Mode 2), 2.25–2.8 GHz (Mode 3). 그림 13-(b)에서의 측정된 커플링은 모두 -20 dB 아래의 낮은 값을 얻었다. 그림 13-(c)의 envelope correlation coefficient(ECC)는 안테나 방사 패턴 간의 상관도를 나타낸다. 그림 13-(c)의 ECC는 측정된 S-parameter를 이용하여 도출되었으며 [32], 0.001보다 훨씬 작은 값을 관심주파수에



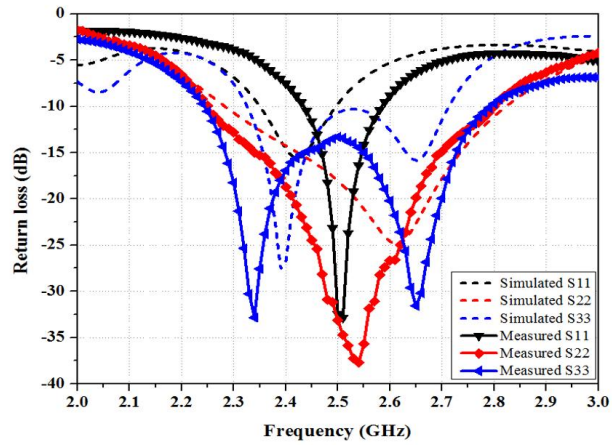
[그림 12] 제작된 별레 모양 3-포트 MIMO 안테나.

(a) Top view, (b) Bottom view.

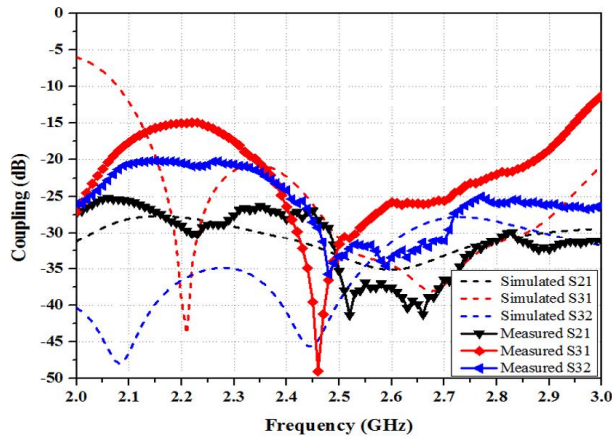
서 만족한다. 특성 모드를 개별적으로 이용한 MIMO 안테나 구현 시 이론적으로 0의 ECC를 제공하기에, 상당히 좋은 수치의 ECC를 얻을 수 있다.

무향실에서 측정된 제작된 안테나의 방사 패턴은 그림 14와 같다. 2.4 GHz에서의 방사 패턴을 E-plane과 H-plane으로 구분하여 나타내었다. 하나의 안테나가 측정될 때, 나머지 안테나들의 포트는 50옴으로 termination 시켰다. 측정된 안테나의 효율은 44.91%, 74.68%, 58.07%이고, 특성 모드1, 특성 모드3에 해당하는 안테나들이 효율이 낮은 이유는 MDN에서의 손실이 더 추가되었기 때문이다. 전반적으로 효율이 높지 않은 가장 큰 이유는 FR-4라는 loss tangent가 높은 기판을 사용하였기 때문이고, 이를 loss tangent가 낮은 기판으로 대체 시 더 높은 효율을 얻을 수 있을 것이다.

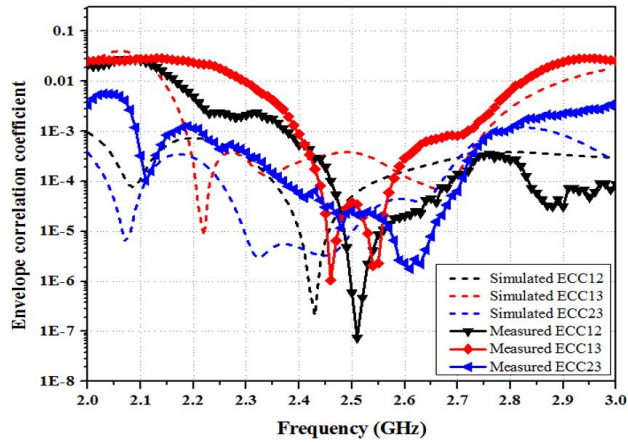
본 설계 방법론에 기반하여 제작된 안테나와 다른 CMT를 이용하여 설계한 MIMO 안테나 [7]–[14]에 대한 비교가 표 1에 제시 되어있다. 주목할만한 것은 대칭축이 1개인 경우에도 불구하고 3-포트의 안테나를 구현하였다는 점이다.



(a)

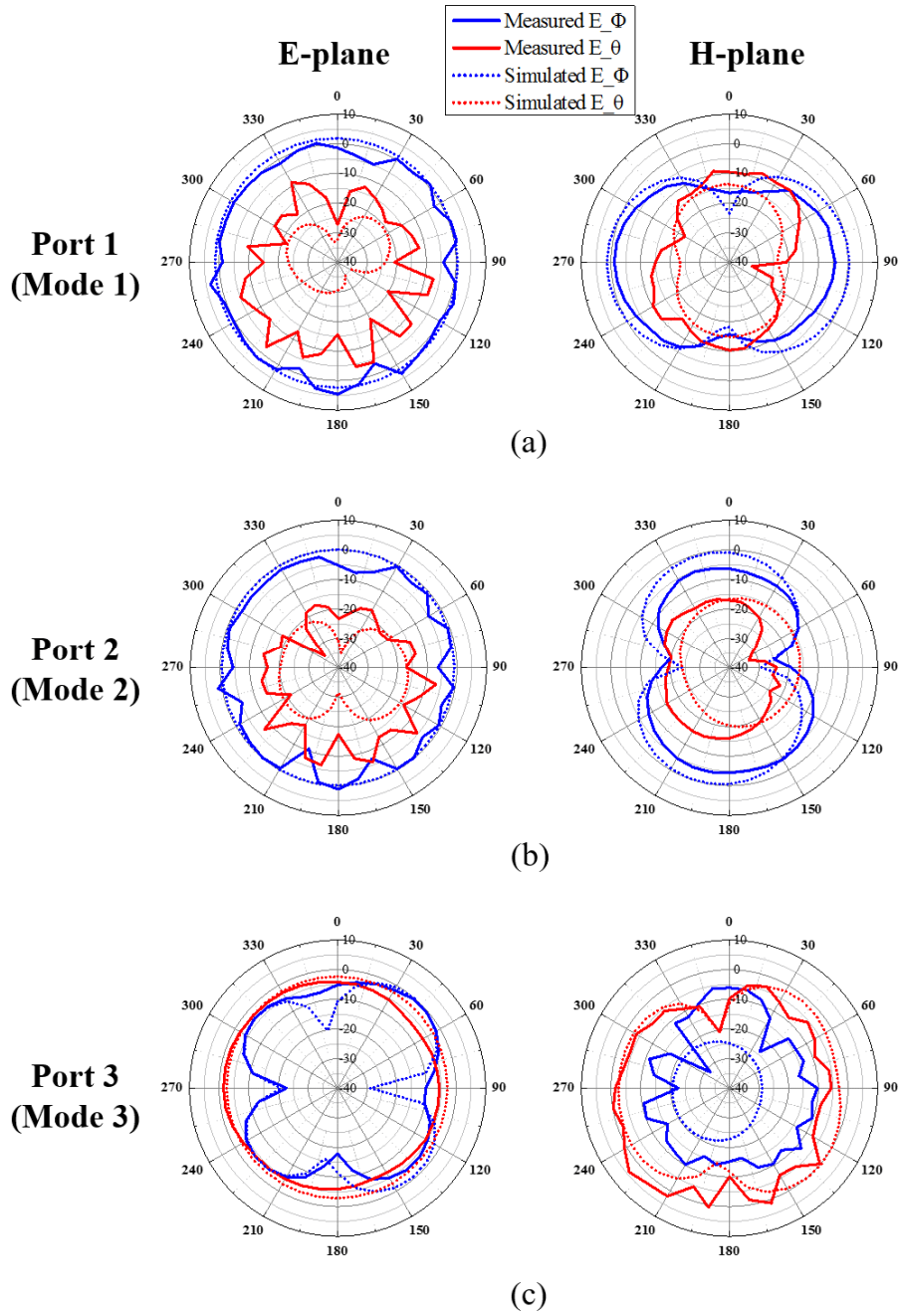


(b)



(c)

[그림 13] S-parameter 및 Envelope correlation coefficient의 시뮬레이션 및 측정 결과. (a) 반사 손실, (b) 커플링, (c) ECC.



[그림 14] 제작된 안테나의 방사 패턴의 시뮬레이션 및 측정 결과. (a)

Mode 1에 대한 안테나 급전, (b) Mode 2에 대한 안테나 급전, (c)

Mode 3에 대한 안테나 급전.

표 I
제안된 설계 방법론에 기반하여 제작된 안테나와 CMT 에 기반하여 만들어진 참조 안테나들 간의 비교

	This work	[7]	[8]	[9]	[10]	[11]	[12]	[13]	[14]
Number of axis of symmetry	1	2	2	1	2	3	1	2	2
Number of element antenna	3	2	2	2	2	4	2	3	4
Mode-decoupling network	4-port MDN	X	X	X	X	O	O	O	O
Center Frequency (GHz)	2.5	2.36	0.9	0.75	0.9	0.63	0.5	2.47	7.25
Electrical size of the antenna w.r.t center freq.	$0.25\lambda_0$ $\times 0.51\lambda_0$ $\times 0.08\lambda_0$	$0.24\lambda_0$ $\times 0.71\lambda_0$	$0.18\lambda_0$ $\times 0.36\lambda_0$	$0.125\lambda_0$ $\times 0.25\lambda_0$	$0.18\lambda_0$ $\times 0.36\lambda_0$	$0.46\lambda_0$ $\times 0.46\lambda_0$ $\times 0.29\lambda_0$	$0.02\lambda_0$ $\times 0.13\lambda_0$ + GND	$0.5\lambda_0 \times \lambda_0$	$\lambda_0 \times \lambda_0$

제 5 장 결론

본 논문에서는 CMT에 기반하여 좌우대칭 도체에서의 다중 포트 MIMO 안테나 설계 방법을 제안하였다. 보다 구체적으로, 구조적인 대칭성에 기반하여 ICE를 설계함으로써 짝수 특성 모드와 홀수 특성 모드를 사용하는 안테나들 간의 분리를 하였다. 같은 군의 다른 모드들을 사용하는 안테나들 간의 분리는 ICE의 설계 만으로는 이루어질 수 없기에 추가적인 MDN을 필요로 하게 된다. MDN을 설계가 용이한 conventional unequal coupler로 사용하기 위해서는 적절한 ICE의 위치 및 모양이 선정 되어야 한다. 이를 특성 전류 상관도를 정의 하고, 그것에 기반하여 ICE가 만족해야하는 설계 조건을 수학적으로 도출하였다. 그러한 조건을 만족하도록 ICE를 설계하고, 그에 맞는 MDN을 설계함으로써 동일한 군의 다른 두 특성 모드를 사용하는 안테나들을 분리할 수 있다.

위 설계 방법을 통해, 보다 일반적으로, MIMO 안테나에 대한 시스템 구성도를 제안한다. 2-포트의 경우 한 안테나는 짝수 특성 모드를 사용하고, 다른 안테나는 홀수 특성 모드를 사용하게 되면, 어떠한 MDN 없이 ICE의 제안된 설계만으로 MIMO 안테나 구현이 가능하다. 3-포트 이상의 MIMO 안테나의 경우, 같은 군의 다른 특성 모드를 사용하는 안테나들끼리의 MDN만 설계해줌으로써 다중 포트 MIMO 안테나 구현이 가능하다. 기존의 다중 포트 MIMO 안테나 구현 시 필요한 다중 포트 MDN의 경우 복잡성이 너무 높아 설계에 어려움이 있을 수 있는 반면, 본 제안하는 방식은 동일한 군의 특성 모드를 사용하는 안테나들에 대한 MDN만 구성하면 되기에, MDN 설계에 있어 상당한 부담을 줄여주었다. 본 제안한 시스템 구성도 중 3-포트 구성도에 대한 예

시를 2.4 GHz-ISM 대역에서 동작하는 생체 모방의 벌레 모양 3-포트 MIMO 안테나를 제작함으로써 본 설계 방법론의 타당성을 입증하였다.

본 제안된 설계 방법론은 자동차, 비행기, 드론 등과 같은 좌우대칭 형태의 플랫폼 내의 도체 새시에 다중 포트 MIMO 안테나 설계에 적용될 수 있으며, 향후 더 다양한 분야에서 응용 될 다중포트 MIMO 시스템에 주목할만한 접근법이 될 것이다.

부 록

좌우대칭 도체에서의 짝수/홀수 특성 모드의 존재에 대한 증명

좌우대칭 구조의 PEC의 경우, PEC를 RWG basis로 쪼갤 때, 대칭 축에 기준으로 대칭적으로 쪼갤 수 있다. 그 때 대칭 축의 왼쪽에 존재하는 RWG basis를 #1에서 #k로 정의하고, 오른쪽에 존재하는 RWG basis를 #(k+1)에서 #(2k)로 정의한다. 여기서 대칭축을 기준으로 수직인 RWG basis는 왼쪽과 오른쪽의 두 RWG basis로 쪼개어 구성한다. 구성된 2k개의 RWG basis에 대한 Z-matrix를 block matrix로써 유도하면 다음과 같다.

$$Z_1 = Z(1:k, 1:k) = Z(k+1:2k, k+1:2k) \quad (A1)$$

$$Z_2 = Z(1:k, k+1:2k) = Z(k+1:2k, 1:k) \quad (A2)$$

식 (A1)과 (A2)를 이용하여, 전체 좌우대칭 PEC의 Z-matrix를 구하면 아래와 같다.

$$Z = \begin{bmatrix} Z_1 & Z_2 \\ Z_2 & Z_1 \end{bmatrix} \quad (A3)$$

여기서 $Z_1, Z_2 \in \mathbf{R}^{k \times k}$, $Z \in \mathbf{R}^{2k \times 2k}$ 이다. 식 (A3)으로부터, 좌우대칭 PEC의 Z-matrix는 2 by 2 block centrosymmetric matrix임을 알 수 있다.

앞서 언급한대로, CMT는 식 (1)의 generalized eigenvalue problem을 푸는 것이고, 위 좌우대칭 PEC의 경우에도 마찬가지이다. 식 (1)의 eigenvalue λ_n 은 아래 식 (A4)를 만족하는 값이다.

$$\text{Det}(X - \lambda_n R) = 0 \quad (A4)$$

2 by 2 block centrosymmetric matrix는 식 (A4)의 $X - \lambda_n R$ 또한 마찬가지

가지의 행렬 특성을 가진다. 따라서 우리는 2 by 2 block centrosymmetric matrix의 잘 알려진 아래 식 (A5)의 determinant 성질을 이용할 수 있다.

$$\text{Det} \begin{pmatrix} A & B \\ B & A \end{pmatrix} = \text{Det}(A+B) * \text{Det}(A-B) \quad (\text{A5})$$

식 (A5)를 이용하여 좌우대칭 PEC에 대한 식 (A4)를 구해보면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \text{Det}(X - \lambda_n R) &= \text{Det} \begin{pmatrix} X_1 - \lambda_n R_1 & X_2 - \lambda_n R_2 \\ X_2 - \lambda_n R_2 & X_1 - \lambda_n R_1 \end{pmatrix} \\ &= \text{Det}(X_1 + X_2 - \lambda_n (R_1 + R_2)) * \text{Det}(X_1 - X_2 - \lambda_n (R_1 - R_2)) = 0 \end{aligned} \quad (\text{A6})$$

여기서 R_1, R_2 은 Z_1, Z_2 의 실수부 행렬이고, X_1, X_2 은 Z_1, Z_2 의 허수부 행렬이다. 구해진 식 (A6)으로부터, eigenvalue를 구하면 다음과 같다.

$$\lambda = \{\lambda_n \mid \text{Det}(X_1 + X_2 - \lambda_n (R_1 + R_2)) = 0\} \quad (\text{A7})$$

$$\text{or } \{\lambda_n \mid \text{Det}(X_1 - X_2 - \lambda_n (R_1 - R_2)) = 0\} \quad (\text{A8})$$

식 (A7), (A8)에 해당하는 eigenvalue를 구하고 나면, 특성 전류를 아래와 같이 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} X_1 & X_2 \\ X_2 & X_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{n,1} \\ \mathbf{J}_{n,2} \end{bmatrix} = \lambda_n \begin{bmatrix} R_1 & R_2 \\ R_2 & R_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{n,1} \\ \mathbf{J}_{n,2} \end{bmatrix} \quad (\text{A9})$$

여기서 $\mathbf{J}_{n,1}, \mathbf{J}_{n,2} \in \mathbf{R}^{k \times 1}$ 이고, $\mathbf{J}_{n,1}$ 은 대칭축 왼쪽에 흐르는 n번째 특성 전류를 말하며, $\mathbf{J}_{n,2}$ 은 대칭축 오른쪽에 흐르는 n번째 특성 전류를 말한다.

식 (A9)의 해는 두 연립방정식을 더하고 빼는 식으로부터 도출된다.

$$[X_1 + X_2 - \lambda_n (R_1 + R_2)](\mathbf{J}_{n,1} + \mathbf{J}_{n,2}) = 0 \quad (\text{A10})$$

$$[X_1 - X_2 - \lambda_n (R_1 - R_2)](\mathbf{J}_{n,1} - \mathbf{J}_{n,2}) = 0 \quad (\text{A11})$$

eigenvalue가 식 (A8)을 만족시킬 때, 식 (A11)에 대한 유일한 해가 존재하며 그 해는 $\mathbf{J}_{n,1} = -\mathbf{J}_{n,2}$ 이다. 즉, 식 (A11)을 만족하는 특성 모드는 홀수 특성 모드에 해당된다. 마찬가지로, eigenvalue가 식 (A7)을 만족시킬 때, 식 (A12)에 대한 유일한 해가 존재하며, 그 해는 $\mathbf{J}_{n,1} = \mathbf{J}_{n,2}$ 이다. 식 (A12)를 만족하는 특성 모드는 짝수 특성 모드에 해당된다. 결론적으로, 좌우대칭 도체에서의 존재할 수 있는 특성 모드는 짝수 특성 모드와 홀수 특성 모드, 두 군의 특성 모드로 분류될 수 있음을 증명하였다.

참고 문헌

- [1] L. Zheng, and N. C. Tse, "Diversity and multiplexing: A fundamental tradeoff in multiple-antenna channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 5, pp. 1073–1096, May 2003.
- [2] R. F. Harrington, and J. R. Mautz, "Theory of characteristic modes for conducting bodies," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 19, no. 5, pp. 622–628, Sept. 1971.
- [3] Y. Chen, and C. Wang, "Electrically small UAV antenna design using characteristic modes," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 2, pp. 535–545, Feb. 2014.
- [4] Y. Chen, and C. Wang, "HF band shipboard antenna design using characteristic modes," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 3, pp. 1004–1013, March 2015.
- [5] T. Shih, and N. Behdad, "Bandwidth enhancement of platform-mounted HF antennas using characteristic mode theory," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 7, pp. 2648–2659, July 2016.
- [6] J. Won, S. Yoon, and S. Nam, "Design of antenna for bug robot using characteristic mode," in Radio Science Meeting (Joint with APS Symposium), 2015 USNC-URSI, 2015
- [7] K. K. Kishor, and S. V. Hum, "A pattern reconfigurable chassis-mode MIMO antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 6, pp. 3290–3298, Jun. 2014.
- [8] H. Li, Z. Miers, and B. K. Lau, "Design of orthogonal MIMO handset antennas based on characteristic mode manipulation at frequency bands below 1 GHz," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 5, pp. 2756–2766, May 2014.
- [9] I. Szini, A. Tatomirescu, and G. F. Pedersen, "On small terminal MIMO antennas, harmonizing characteristic modes with ground plane geometry," *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 63, no. 4, pp. 1487–1497, April 2015.
- [10] C. Deng, Z. Feng, and S. V. Hum, "MIMO mobile handset antenna merging characteristic modes for increased bandwidth," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 7, pp. 2660–2667, July 2016.
- [11] M. Bouezzeddine, and W. L. Schroeder, "Design of a wideband, tunable 4-port MIMO antenna system with high isolation based on the theory of characteristic modes," *IEEE*

- Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 7, pp. 2679–2688, July 2016.
- [12] B. Yang, and J. J. Adamas, “Systematic shape optimization of symmetric MIMO antennas using characteristic modes,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 7, pp. 2668–2678, July 2016.
 - [13] R. Martens, and D. Manteuffel, “Systematic design method of a mobile multiple antenna system using the theory of characteristic modes,” *IET Microwaves, Antennas & Propag.*, vol. 8, no. 12, pp. 887–893, Sept. 16 2014.
 - [14] D. Manteuffel, and R. Martens, “Compact multimode multielement antenna for indoor UWB massive MIMO,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 7, pp. 2689–2697, July 2016.
 - [15] T. Lee, and Y. E. Wang, “Mode-based information channels in closely coupled dipole pairs,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 12, pp. 3804–3811, Dec. 2008.
 - [16] C. Volmer, J. Weber, R. Stephan, K. Blau, and M. A. Hein, “An eigen-analysis of compact antenna arrays and its application to port decoupling,” *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 56, no. 2, pp. 360–370, Feb. 2008.
 - [17] J. C. Coetzee and Y. Yu, “Design of decoupling networks for circulant symmetric antenna arrays,” *IEEE Antennas and Wireless Propag. Letters*, vol. 8, no. , pp. 291–294, 2009.
 - [18] A. Krewski, and W. L. Schroeder, “N-port DL-MIMO antenna system realization using systematically designed Mode Matching and Mode Decomposition Network,” *2012 42nd European Microwave Conference*, Amsterdam, 2012, pp. 156–159.
 - [19] J. Ethier, and D. A. McNamara, “An interpretation of mode-decoupled MIMO antennas in terms of characteristic port modes,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 3, pp. 1128–1131, Mar. 2009.
 - [20] M. Capek, P. Hazdra, P. Hamouz, and J. Eichler, “A method for tracking characteristic numbers and vectors,” *Prog Electromagn. Res. B*, vol. 33, pp. 115–134, 2011.
 - [21] J. Won, S. Jeon, and S. Nam, “Identifying the appropriate position on the ground plane for MIMO antennas using characteristic mode analysis,” *J. Eletromagn. Eng. Sci.*, vol. 16, no. 2, pp. 119–125, April, 2016
 - [22] R. Martens, E. Safin, and D. Manteuffel, “Inductive and capacitive excitation of the characteristic modes of small

- terminals," in 2011 Loughborough Antennas Propag. Conf., Loughborough, U.K., Nov. 14–15, 2011.
- [23] J. Won, S. Yoon and S. Nam, "Design of antenna for bug robot using characteristic mode," *2015 USNC–URSI Radio Science Meeting (Joint with AP–S Symposium)*, Vancouver, BC, Canada, 2015, pp. 179–179.
 - [24] J. Holopainen, R. Valkonen, O. Kivekas, J. Ilvonen, and P. Vainikainen, "Broadband equivalent circuit model for capacitive coupling element – based mobile terminal antenna," *IEEE Antennas Wireless Propag. Letters*, vol. 9, no. ??, pp. 716–719, 2010.
 - [25] C. Occhiuzzi, S. Cippitelli and G. Marrocco, "Modeling, design and experimentation of wearable RFID sensor tag," *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, vol. 58, no. 8, pp. 2490–2498, Aug. 2010.
 - [26] Pozar, David M. *Microwave Engineering*. Hoboken, NJ: J. Wiley, 2005.
 - [27] R. J. Wood, "The first takeoff of a biologically inspired at-scale robotic insect," *IEEE Trans. Rob.*, vol. 24, no. 2, 341–347, April 2008
 - [28] Y. Zou, W. Zhang and Z. Zhang, "Liftoff of an Electromagnetically Driven Insect-Inspired Flapping-Wing Robot," *IEEE Trans. on Rob.*, vol. 32, no. 5, pp. 1285–1289, Oct. 2016.
 - [29] J. Won, S. Yoon, and S. Nam, "Design of antenna for bug robot using characteristic mode," in *Radio Science Meeting (Joint with APS Symposium)*, 2015 USNC–URSI, 2015
 - [30] CST Microwave Studio (MWS) 2016, CST Corporation [Online]. Available: <http://www.cst.com>.
 - [31] FEKO Suite 7.0, Altair Inc. [Online]. Available: <http://www.feko.info>
 - [32] S. Blanch, J. Romeu, and I. Corbella, "Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description," *Electron. Lett.*, vol. 39, no. 9, pp. 705–707, 1 May 2003.

Abstract

Design Method of Multiport MIMO Antenna in Bilaterally Symmetric Conductor based on Characteristic Mode Theory

Dong–Woo Kim

Department of Electrical and Computer Engineering

The Graduate School

Seoul National University

In this paper, we propose a multiport MIMO antenna design method based on the characteristic mode theory. More specifically, a methodology for designing a conductor with one axis of symmetry as a multiport MIMO antenna is presented.

The development of MIMO communication technology requires multiple independent antenna designs within a defined space. The characteristic mode theory provides orthogonal resonance modes in a given conductor, and it is known that by using these orthogonal properties and a mode decoupling network, a MIMO antenna can be designed. However, as the number of antennas increases, a mode

decoupling network requires a complex design. Therefore, this paper proposes a multiport MIMO antenna design method using bilaterally symmetric conductors. More specifically, since a simple mode decoupling network implementation relies on the design of the coupling element that excites the characteristic mode, a design method for the position and shape of the coupling element is proposed.

To verify the proposed design methodology, a 3-port MIMO antenna for a biomimetic drone operating in the 2.4GHz-ISM band was fabricated and measured. This antenna has a size of 50 mm 61.5 mm 10 mm and is designed using FR-4 single layer substrate. As a result of the measurement, the mutual coupling provides a coupling as low as -20 dB or less, and the envelope correlation coefficient, which is an index indicating the correlation between the antenna patterns, is less than 0.001, which is suitable for MIMO communication.

Keywords : Bilateral symmetry, characteristic mode theory, MIMO antenna, mode decoupling network

Student Number : 2015-22776