

고차 구면파 모드를 사용하는 무선 전력 전송의  
특성 해석

김 윤 구 · 남 상 옥  
서울대학교 전기공학부

I. 서 론

최근 전선 없이 전기 에너지를 전송하는 무선 전력 전송이 많은 관심을 받고 있고, 많이 연구되고 있다. 무선 전력 전송에는 far-field를 이용하는 방식과 near-field를 이용하는 방식이 있다. 최근에 많은 관심을 받고 있는 것은 near-field를 이용하는 무선 전력 전송이다. Near-field를 이용하는 무선 전력 전송을 해석하는 방법은 여러 가지가 있다. 무선 전력 전송을 해석하는 방법에는 coupled mode theory를 이용하는 해석<sup>[1]</sup>과 등가회로를 이용하는 해석<sup>[2]</sup> 등이 있다. 참고문헌 [3]에서는 fundamental spherical mode를 이용하여 무선 전력 전송을 해석하는 방법을 제안하였다. Spherical mode를 이용하는 해석은 고립된 안테나의 특성만 알면 무선 전력 전송의 특성을 알 수 있는 장점이 있다. Spherical mode를 이용하는 해석에서는 안테나들의 구체적인 구조가 모두 있는 맥스웰 방정식을 풀 필요가 없다. 본 논문에서는 안테나가 생성하는 spherical mode의 숫자와 관계없이 spherical mode를 이용하여 무선 전력 전송을 해석하는 방법을 소개한다. 또 여러 고차 spherical mode를 이용하는 무선 전력 전송의 특성을 연구한다.

무선 전력 전송에서는 안테나에서 안테나로 전기 에너지가 전송되므로, 무선 전력 전송을 연구하기 위해서는 안테나 결합 현상을 분석할 필요가 있다. 안테나 결합은 S-parameter 또는 Z-parameter 또는 Y-parameter를 이용하여 표현한다. 본 논문에서는 무선 전력 전송을 해석하기 위해서 Z-parameter를 사용한다. Z-parameter를 구하기 위해서 안테나를 minimum scattering antenna 라고 가정한다. Z-parameter와 최대 파워

전송 효율 공식을 이용하여 무선 전력 전송에 대한 spherical mode의 영향을 연구하였다.

II. Antenna Scattering Matrix

안테나를 둘러싸는 구 바깥에 존재하는 전기장과 자기장은 spherical mode들의 합으로 표현될 수 있다.

$$\mathbf{E} = k\sqrt{\eta} \sum_{c=3}^4 \sum_{s=1}^2 \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-n}^n Q_{s,m,n}^{(c)} \mathbf{F}_{s,m,n}^{(c)} \tag{1a}$$

$$\mathbf{H} = \frac{jk}{\sqrt{\eta}} \sum_{c=3}^4 \sum_{s=1}^2 \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-n}^n Q_{s,m,n}^{(c)} \mathbf{F}_{3-s,m,n}^{(c)} \tag{1b}$$

여기서  $k$ 는 wavenumber이고,  $\eta$ 는 intrinsic impedance이다.  $\mathbf{F}_{s,m,n}^{(c)}$ 는 참고문헌 [4, p. 13]에 정의되어 있다. 참고문헌 [4]에서는  $e^{+i\omega t}$  time convention을 쓰지만 본 논문에서는  $e^{j\omega t}$  time convention을 쓴다.  $s = 1$ 은 TE 모드를 나타내고,  $s = 2$ 는 TM 모드를 나타내며,  $m$ 과  $n$ 은 mode index이다.  $c = 3$ 은 원점을 향해 진행되는 spherical mode를 나타내고,  $c = 4$ 는 바깥 쪽으로 진행되는 spherical mode를 나타내며,  $c = 1$ 은 standing wave를 나타낸다.  $Q_{s,m,n}^{(c)}$ 는 모드 계수이다. 모드 계수의 절대값의 제곱을 2로 나눈 값은 모드의 파워이다.  $j$ 번째 spherical mode는 식 (2)를 만족하는 index를 가지는 모드이다.

$$j=2\{n(n+1)+m-1\}+s \tag{2}$$

안테나의 입력 포트에 존재하는 모드 계수와

spherical mode 계수들 사이의 관계는 식 (3)과 같은 행렬식에 의해서 표현된다<sup>[4]</sup>.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{w} \\ \mathbf{b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma & \mathbf{R} \\ \mathbf{T} & \mathbf{S} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v} \\ \mathbf{a} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$v$ 는 안테나의 입력 포트에 존재하는 입사파의 계수이고,  $w$ 는 안테나의 입력 포트에 존재하는 반사파의 계수이다.  $\mathbf{a}$ 는 안테나를 향해서 진행하는 spherical mode 계수들( $Q_{s,m,n}^{(3)}$ )을 모은 열행렬 (column matrix) 이고,  $\mathbf{b}$ 는 안테나 바깥쪽으로 진행하는 spherical mode 계수들( $Q_{s,m,n}^{(4)}$ )을 모은 열행렬이다.  $\Gamma$ 는 안테나의 입력 포트에서의 반사 계수이고,  $\mathbf{T}$ ,  $\mathbf{R}$ ,  $\mathbf{S}$ 는 각각 안테나의 송신, 수신, 산란 특성을 나타내는 행렬이다. 정확한 필드를 표현하기 위한  $\mathbf{a}$ ,  $\mathbf{b}$ ,  $\mathbf{T}$ ,  $\mathbf{R}$ ,  $\mathbf{S}$ 의 크기는 무한하지만, 실제 계산에서는 작은 전력의 고차 모드는 무시한다.  $|v|^2/2$ 와  $|w|^2/2$ 는 각각 입력 포트의 입사파와 반사파의 파워이다.

안테나의 radiation efficiency가  $\eta_{rad}$ 일 때, 안테나의 포트에 계수가 1인 입사파를 넣으면 방사되는 전자파의 파워는  $(1 - |\Gamma|^2)\eta_{rad}/2$ 가 된다. 따라서  $\mathbf{T}$ 의 원소의 절대값의 제곱을 모두 더하면  $(1 - |\Gamma|^2)\eta_{rad}$ 가 된다.

$$\sum_{j=1}^{\infty} |T_j|^2 = (1 - |\Gamma|^2)\eta_{rad} \quad (4)$$

여기서  $T_j$ 는  $\mathbf{T}$ 의  $j$ 번째 원소이다. Reciprocal한 안테나의 송신 패턴을 알면, reciprocity로부터 수신 특성을 알 수 있다.  $\mathbf{R}$ 은 식 (5)를 이용하여 구할 수 있다<sup>[4]</sup>.

$$R_{s,m,n} = (-1)^m T_{s,-m,n} \quad (5)$$

식 (5)의 아래 첨자는 mode index이다.

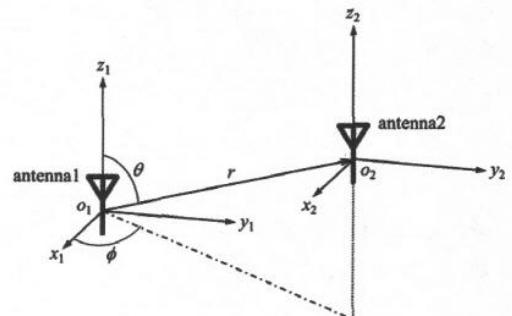
### III. Antenna Mutual Coupling

#### 3-1 모드 계수 전환

[그림 1]과 같이 안테나 1이 좌표계 1 ( $x_1, y_1, z_1$  축)에 배치되어 있고, 안테나 2가 좌표계 2 ( $x_2, y_2, z_2$  축)에 배치되어 있다고 한다. 좌표계 2는 좌표계 1을 평행 이동한 것이다. 두 안테나 사이의 Z-parameter를 계산하기 위해서는 좌표계 1 관점의 모드 계수들을 좌표계 2 관점의 모드 계수들로 전환하는 것이 필요하다. 모드 계수 전환은 Addition theorem을 사용하여 계산한다. 좌표계 2의 원점은 좌표계 1의 원점으로부터  $\mathbf{r}$ 만큼 떨어져 있고, 좌표계 1 관점의 위치 벡터를  $\mathbf{r}_1$ , 좌표계 2 관점의 위치 벡터를  $\mathbf{r}_2$ 라고 한다.  $\mathbf{r}$ ,  $\mathbf{r}_1$ ,  $\mathbf{r}_2$ 는 구면 좌표계에서 정의된다. 좌표계 1의 모드 함수와 좌표계 2의 모드 함수들 사이에는 식 (6)과 같은 관계가 있다.

$$\mathbf{F}_{s,m,n}^{(4)}(\mathbf{r}_1) = \sum_{v=1}^{\infty} \sum_{\mu=-v}^v \left\{ A_{\mu v, mn}(\mathbf{r}) \mathbf{F}_{s,\mu,v}^{(1)}(\mathbf{r}_2) + B_{\mu v, mn}(\mathbf{r}) \mathbf{F}_{3-s,\mu,v}^{(1)}(\mathbf{r}_2) \right\} \quad (6)$$

식 (6)은  $|\mathbf{r}_2| < |\mathbf{r}|$ 일 때 성립한다.  $A_{\mu v, mn}(\mathbf{r})$ 과  $B_{\mu v, mn}(\mathbf{r})$ 은 다음 식 (7a) 및 (7b)와 같다.



[그림 1] 안테나와 좌표계

$$\begin{aligned}
 A_{\mu\nu,mn}(r, \theta, \phi) = & (-1)^m \left( \frac{m-\mu}{m-\mu} \right)^{m-\mu} \frac{j^{\nu-n}}{2} \sqrt{\frac{(2n+1)(2\nu+1)}{n(n+1)\nu(\nu+1)}} e^{j(m-\mu)\phi} \\
 & \sum_{p=|n-\nu|}^{n+\nu} \{ j^p (2p+1) [n(n+1)+\nu(\nu+1)-p(p+1)] \cdot \\
 & \sqrt{\frac{(p-|m-\mu|)!}{(p+|m-\mu|)!}} \begin{pmatrix} n & \nu & p \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} n & \nu & p \\ m & -\mu & \mu-m \end{pmatrix} \cdot \\
 & h_p^{(2)}(kr) P_p^{m-\mu}(\cos\theta) \} \quad (7a)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 B_{\mu\nu,mn}(r, \theta, \phi) = & (-1)^m \left( \frac{m-\mu}{m-\mu} \right)^{m-\mu} \frac{j^{\nu-n}}{2} \cdot \\
 & \sqrt{\frac{(2n+1)(2\nu+1)}{n(n+1)\nu(\nu+1)}} e^{j(m-\mu)\phi} \sum_{p=|n-\nu+1|}^{n+\nu-1} \{ j^p (2p+1) \cdot \\
 & \sqrt{(n+\nu+1+p)(n+\nu+1-p)(n-\nu+p)(\nu-n+p)} \cdot \\
 & \sqrt{\frac{(p-|m-\mu|)!}{(p+|m-\mu|)!}} \begin{pmatrix} n & \nu & p-1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} n & \nu & p \\ m & -\mu & \mu-m \end{pmatrix} \cdot \\
 & h_p^{(2)}(kr) P_p^{m-\mu}(\cos\theta) \} \quad (7b)
 \end{aligned}$$

여기서  $\begin{pmatrix} j_1 & j_2 & j_3 \\ m_1 & m_2 & m_3 \end{pmatrix}$ 는 Wigner 3-j symbol<sup>[5]</sup>이다.

모드 계수의 전환은 행렬을 이용하여 계산할 수 있다.  $\mathbf{b}^p$ 을 좌표계  $p$  관점에서 바깥 쪽으로 진행하는 모드 계수들이 있는 열행렬,  $\mathbf{a}^q$ 를 좌표계  $q$ 의 관점에서 안 쪽으로 진행하는 모드 계수들이 있는 열행렬이라고 한다.  $\mathbf{b}^1$ 에 적당한 행렬을 곱하면  $\mathbf{a}^2$ 가 된다.

$$\mathbf{a}^2 = \frac{1}{2} \mathbf{G}^+(r, \theta, \phi) \mathbf{b}^1 \quad (8)$$

$\mathbf{G}^+$ 의  $i$  행  $j$  열의 원소는 다음과 같이 정의된다.

$$G_{ij}^+(r, \theta, \phi) = \begin{cases} A_{\mu\nu,mn}^{(4)}(r, \theta, \phi) & \text{when } s = \sigma \\ B_{\mu\nu,mn}^{(4)}(r, \theta, \phi) & \text{when } s \neq \sigma \end{cases} \quad (9)$$

여기서  $(\sigma, \mu, \nu)$ 는 mode index이고  $i = \{ \nu+1 \} + \mu - 1 + \sigma$ 이다.  $j$ 는 식 (2)와 같다.  $\mathbf{b}^2$ 와  $\mathbf{a}^1$ 의 관계도 다음

과 같은 행렬 식으로 표현된다.

$$\mathbf{a}^1 = \frac{1}{2} \mathbf{G}^- \mathbf{b}^2 \quad (10)$$

여기서  $\mathbf{G}^- = \mathbf{G}^+(r, \pi - \theta, \pi + \phi)$ 이다.

### 3-2 두 Canonical Minimum Scattering Antenna 사이의 Z-parameter

안테나의 포트를 open 했을 때, 전자파를 산란하지 않는 안테나를 canonical minimum scattering (CMS) antenna라고 한다<sup>[6]</sup>. 파장에 비해 작은 안테나는 CMS 안테나로 생각할 수 있다<sup>[7]</sup>. 참고문헌 [6]에 의하면 CMS 안테나의  $\mathbf{T}$ 의 원소 중  $T_{s,0,n}$ 은 실수이다.

두 안테나의 상호 결합은 Z-parameter를 이용하여 표현할 수 있다.

$$V_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 \quad (11a)$$

$$V_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 \quad (11b)$$

여기서  $V_1$ 과  $V_2$ 는 각각 안테나 1 포트의 전압과 안테나 2 포트의 전압이고,  $I_1$ 과  $I_2$ 는 각각 안테나 1 포트의 전류와 안테나 2 포트의 전류이다.

본 논문에서는 상호 결합된 두 안테나의 Z-parameter를 계산하기 위해서 안테나를 CMS 안테나라고 가정한다. 정합된 두 CMS 안테나 사이의 Z-parameter를 유도하는 방법은 참고문헌 [8]에 나와 있다. 본 논문에서는 두 개의 안테나가 정합되어 있다고 가정한다. 안테나 1과 안테나 2의 입력 임피던스를 각각  $R_{in1}$ 과  $R_{in2}$ 라고 한다. 안테나 1과 안테나 2의 scattering matrix 식을 각각 식 (12)와 같이 쓴다.

안테나 1의 포트에 계수가  $\nu_1$ 인 입사파를 인가하고 안테나 2의 포트를 open 한다. 그러면 안테나 1은 안테나 2가 보이지 않고, 안테나 1이 자유 공간 속에

$$\begin{bmatrix} w_1 \\ \mathbf{b}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{R}_1 \\ \mathbf{T}_1 & \mathbf{S}_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ \mathbf{a}_1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} w_2 \\ \mathbf{b}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{R}_2 \\ \mathbf{T}_2 & \mathbf{S}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_2 \\ \mathbf{a}_2 \end{bmatrix} \quad (12)$$

홀로 있는 것처럼 느낀다. 따라서 안테나 1을 둘러싸는 구와 안테나 2를 둘러싸는 구 바깥에 분포하는 전자장의 모드는 좌표계 1의 관점에서  $\mathbf{T}_1 v_1$ 이다. 또한 안테나가 정합되어 있으므로  $w_1 = 0$ 이다. 안테나 2의 포트가 open되어 있으므로  $v_2 = w_2$ 이고, 안테나 2가 자유 공간처럼 보이므로  $\mathbf{a}_2 = \mathbf{b}_2$ 이다. 따라서 안테나 2의 scattering matrix 식은 식 (13)과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} w_2 \\ \mathbf{a}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{R}_2 \\ \mathbf{T}_2 & \mathbf{S}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_2 \\ \mathbf{a}_2 \end{bmatrix} \quad (13)$$

$Z_{11}$ 과  $Z_{21}$ 을 구하면 다음과 같다.

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} = \frac{\sqrt{R_{m1}}(v_1 + w_1)}{\frac{1}{\sqrt{R_{m1}}}(v_1 - w_1)} = R_{m1} \quad (14)$$

$$Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_2=0} = \frac{\sqrt{R_{m2}}(v_2 + w_2)}{\frac{1}{\sqrt{R_{m1}}}(v_1 - w_1)} = 2\sqrt{R_{m1}R_{m2}} \frac{w_2}{v_1} \quad (15)$$

$\mathbf{a}_2$ 는 식 (8)로부터  $\mathbf{G}^+ \mathbf{T}_1 v_1 / 2$ 이다. 따라서  $w_2$ 는

$$w_2 = \mathbf{R}_2 \mathbf{a}_2 = \frac{1}{2} \mathbf{R}_2 \mathbf{G}^+ \mathbf{T}_1 v_2 \quad (16)$$

이다. 식 (16)을 식 (15)에 대입하면

$$Z_{21} = \sqrt{R_{m1}R_{m2}} \mathbf{R}_2 \mathbf{G}^+ \mathbf{T}_1 \quad (17)$$

$Z_{22}$ 와  $Z_{12}$ 도 위와 같은 방법으로 구할 수 있다.

$$Z_{12} = \sqrt{R_{m1}R_{m2}} \mathbf{R}_1 \mathbf{G}^- \mathbf{T}_2 \quad (18)$$

$$Z_{22} = R_{m2} \quad (19)$$

식 (14), (17)~(19)는 각각의 안테나를 둘러싸는 두 구가 겹치지 않을 때 적용된다.

만약, reciprocal한 안테나 1이 TE<sub>0n</sub> (or TM<sub>0n</sub>) 모드 하나만 생성하고, reciprocal한 안테나 2가 TE<sub>0v</sub> (or TM<sub>0v</sub>) 모드 하나만 생성하면, 식 (4)와 식 (5)에 의해서  $Z_{12}$ 와  $Z_{21}$ 는 다음과 같이 줄어든다.

$$Z_{12} = Z_{21} = \eta_{rad} \sqrt{R_{m1}R_{m2}} A_{0n,0v}(r, \theta, \phi) \quad (20)$$

#### IV. Spherical Mode에 따른 무선 전력 전송의 특성

이 section에서는 무선 전력 전송에 사용되는 spherical mode의 차수와 안테나의 radiation efficiency가 무선 전력 전송 효율에 끼치는 영향에 대해서 알아보겠다. 여기서는 두 안테나가 동일하다고 가정한다. Z-parameter가 주어졌을 때, 최대 파워 전송 효율과 파워를 최대로 전달할 수 있는 부하 임피던스는 참고 문헌 [3]에 나와 있다. 동일한 안테나가 결합되었을 때의 최대 파워 전송 효율( $PTE^{max}$ )과 최적 부하 임피던스( $Z_L^{opt}$ ) 식은 다음과 같다.

$$PTE^{max} = \frac{|X|^2}{2 - \text{Re}(X^2) + \sqrt{4 - 4\text{Re}(X^2) - \text{Im}(X^2)^2}} \quad (21)$$

$$X = \frac{Z_{21}}{R_{in}} \quad (22)$$

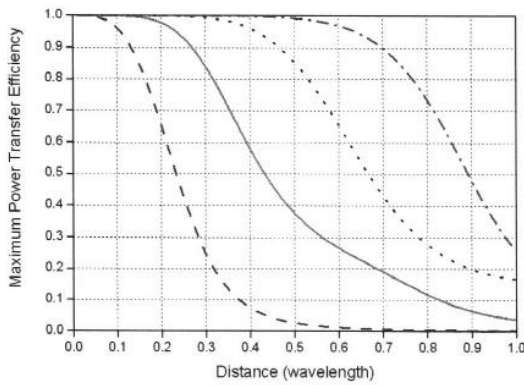
$$\text{Re}(Z_L^{opt}) = \sqrt{\text{Re}(Z_{22})^2 - \frac{\text{Re}(Z_{22})}{\text{Re}(Z_{11})} \text{Re}(Z_{12}Z_{21}) - \frac{\text{Im}(Z_{12}Z_{21})^2}{4\text{Re}(Z_{11})^2}} \quad (23a)$$

$$\text{Im}(Z_L^{opt}) = \frac{\text{Im}(Z_{12}Z_{21})}{2\text{Re}(Z_{11})} - \text{Im}(Z_{22}) \quad (23b)$$

안테나가 TE<sub>0n</sub> (or TM<sub>0n</sub>) 모드 하나만 만들 때, X는

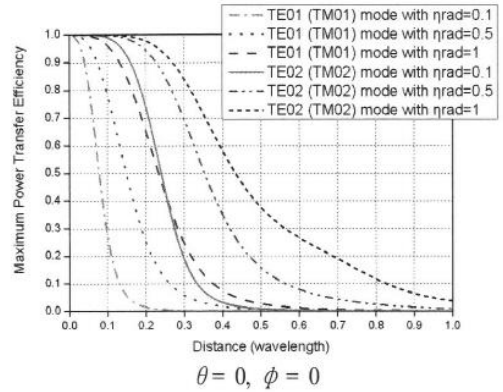
$$X = \eta_{rad} A_{0n,0n}(r, \theta, \phi) \quad (24)$$

이다. 식 (21)을 분석하면 X의 허수부의 절대값이 클수록 최대 파워 전송 효율이 증가하는 것을 알 수 있다. A<sub>0n,0n</sub>은 n이 클수록 허수부의 절대값이 커지므로 모드 번호가 클수록 최대 파워 전송 효율이 커지는 것을 추측할 수 있다. 안테나가 모드 하나만 생성하고 안테나의 radiation efficiency가 1일 때, 몇 가지 모드에 대한 최대 파워 전송 효율이 [그림 2]에 나와 있다. n이 클수록 최대 파워 전송 효율이 높은 것을 확인할 수 있다. 안테나의 모드가 같다면 radiation efficiency가 클수록 최대 파워 전송 효율이 크다. [그림 3]은 여러 가지 radiation efficiency에 대한 TE<sub>01</sub> (TM<sub>01</sub>) 모드 안테나와 TE<sub>02</sub> (TM<sub>02</sub>) 모드 안테나의 최대 파워 전송 효율을 보여준다.



(a)  $\theta = 0, \phi = 0$

--- TE01 (TM01) mode  
 — TE02 (TM02) mode  
 ··· TE03 (TM03) mode  
 -·- TE04 (TM04) mode



[그림 3] TE<sub>01</sub> (TM<sub>01</sub>) 모드 안테나와 TE<sub>02</sub> (TM<sub>02</sub>) 모드 안테나의 최대 파워 전송 효율

### V. 결 론

Minimum scattering antenna 이론을 이용하여 두 개의 CMS 안테나 사이의 Z-parameter를 유도하였다. 고립된 안테나의 임피던스와 radiation pattern을 알면, 안테나 두 개가 가까이 있을 때의 무선 전력 전송 특성을 알 수 있다. 또 Z-parameter를 이용하여 higher order mode가 fundamental mode보다 무선 전력 전송에 효율적인 것을 보여주었다.

[그림 2] Radiation efficiency가 1인 TE<sub>0n</sub> (TM<sub>0n</sub>) 모드 안테나의 최대 파워 전송 효율

본 논문에서는 안테나가 CMS 안테나라는 가정하에서 이론을 전개하였다. 향후, 안테나가 CMS가 아닐 때, higher order mode를 사용하는 무선 전력 전송의 특성을 연구할 필요가 있다.

무선 전력 전송은 사용되는 spherical mode의 차수뿐만 아니라 그 모드의 radiation efficiency의 영향도 받기 때문에, spherical mode의 차수를 높인다고 다 좋은 것이 아니라는 것에 주의해야 한다. 고차 모드를 이용하는 무선 전력 전송이 효율적이기 위해서는 고차 모드의 radiation efficiency가 어느 정도 나와야 된다. 따라서 radiation efficiency를 고려해서 무선 전력 전송에 사용할 spherical mode의 차수를 결정해야 된다.

### 참 고 문 헌

[1] A. Karalis, J. D. Joannopoulos, and M. Soljacic, "Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer", *Annals of Physics*, vol. 323, no. 1, pp. 34-48, Jan. 2008.

[2] A. P. Sample, D. A. Meyer, and J. R. Smith, "Analysis, experimental result, and range adaptation of magnetically coupled resonators for wireless power

transfer", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 58, no. 2, pp. 544-554, Feb. 2011.

[3] J. Lee, S. Nam "Fundamental aspects of near-field coupling small antennas for wireless power transfer", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 58, no. 11, pp. 3442-3449, Nov. 2010.

[4] J. E. Hansen, *Spherical Near-field Antenna Measurements*, Peter Peregrinus LTd., 1988.

[5] A. R. Edmonds, *Angular Momentum in Quantum Mechanics*, 2nd ed., Princeton University Press, ch. 3, 1974.

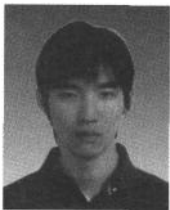
[6] W. K. Kahn, H. Kurss, "Minimum-scattering antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 13, no. 5, pp. 671-675, Sep. 1965.

[7] P. G. Rogers, "Application of the minimum scattering antenna theory to mismatched antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 34, no. 10, pp. 1223-1228, Oct. 1986.

[8] W. Wasylkiwskyj, W. K. Kahn, "Theory of mutual coupling among minimum-scattering antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 18, no. 2, pp. 204-216, Mar. 1970.

≡ 필자소개 ≡

김 윤 구



2009년 2월: 서울대학교 전기공학부 (공학사)

2011년 2월: 서울대학교 전기·컴퓨터공학부 (공학석사)

2011년 3월~현재: 서울대학교 전기·컴퓨터공학부 박사과정

[주 관심분야] Near-field, 안테나 이론,

무선 전력 전송 등

남 상 옥



1981년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)

1983년 2월: 한국과학기술원 전자공학과 (공학석사)

1989년: Electrical Engineering at the University of Texas at Austin (공학박사)

1990년~현재: 서울대학교 전기공학부 교수

[주 관심분야] 마이크로파 능동/수동 회로 설계, 안테나 및 전파전파, 전자파 수치 해석 등