磁界共振結合を用いた多相ワイヤレス電力伝送における漏洩電磁波抑制

成田 大輝† 居村 岳広†† 藤本 博志†,†† 堀 洋一†,††

† 東京大学工学部
 〒 113-8654 東京都文京区本郷 7-3-1
 †† 東京大学大学院 新領域創成科学研究科
 〒 277-8561 千葉県柏市柏の葉 5-1-5

E-mail: {† narita@hflab., †† imura@hori., †, †† fujimoto@, hori@}k.u-tokyo.ac.jp

あらまし ワイヤレス電力伝送 (WPT) は,配線が困難であった場面での給電手法として期待されている.磁界共振 結合方式においては,従来の電磁誘導方式よりも長い,数 m 程度の伝送距離を得られる.しかし,実用化にあたって はWPT において生じる電磁界による周囲の生体への影響,放射される電磁波の通信への影響への考慮が必要となる. 漏洩電磁界,電磁波抑制のために,伝送を行う空間の全てを遮蔽すると,長い伝送距離を有効活用できない.そこで, 本稿においては,WPT における遮蔽を用いない漏洩電磁波抑制手法として,対称 N 相給電を利用したものを検討し た.給電の多相化により,-20 dB 程度の漏洩電磁波抑制が可能であることを,理論式,及びシミュレーションにて検 証し,さらに実験においても-10 dB 程度の抑制が可能であることを確認した.

キーワード ワイヤレス電力伝送,電磁両立性,磁界共振結合,漏洩電磁波,多相交流,3相交流

Electromagnetic Field Suppression in Polyphase Wireless Power Transfer via Magnetic Resonance Coupling

Hiroki NARITA[†], Takehiro IMURA^{††}, Hiroshi FUJIMOTO^{†,††}, and Yoichi HORI^{†,††}

[†] Faculty of Engineering, The University of Tokyo

7-3-1, Hongo, Bunkyo Ward , Tokyo, 113-8654

^{††} Graduate School of Frontier Sciences, The University of Tokyo

5-1-5, Kashiwanoha, Kashiwa City, Chiba, 277-8561

E-mail: {† narita@hflab., †† imura@hori., †, †† fujimoto@, hori@}k.u-tokyo.ac.jp

Abstract It is expected that Wireless Power Transfer (WPT) can be a power feeding method where wiring is difficult. The power transmitting distance is up to a few meter via Magnetic Resonance Coupling. It is longer than the transmitting distance via conventional induction method, However, effects of Electromagnetic Field (EMF) on organism and communication should be concerned. Shielding the antennas for EMF leakage reduction conflicts long transmitting distance. In this paper, we investigated symmetric N-phase WPT system as EMF leakage suppression in WPT. We showed that the proposal method has about -20 dB EMF leakage suppression ability in theory and simulation, and about -10 dB EMF leakage suppression ability in experiment.

Key words Wireless Power Transfer (WPT), Electromagnetic Compatibility (EMC), Magnetic Resonance Coupling, Electromagnetic field leakage, Polyphase Current, 3-Phase Current

1. はじめに

ワイヤレス電力伝送は,配線が困難であった場所及び場面で の給電手法として期待されている.電力の伝送距離は,従来の 電磁誘導方式では長くても 0.2 m 程度が限度であった.一方, MIT より発表された磁界共振結合方式では,最大で数 m 程度 と、より長い伝送距離を得られる [1]. さらに、位置ずれや伝送 距離の増加による効率低下が小さいといった特徴もある [2]. こ の特徴を利用した電気自動車へのワイヤレス電力伝送の研究も おこなわれている. [3].

高周波かつ大電力を利用する場合,空間中に発生する近傍で の電磁界,及び遠方へ放射する電磁波についての考慮が必要と

表1 変数の定義

Name	Unit	Definition
E	V/m	Electric field
H	A/m	Magnetic field
I	А	Loop current
S	m^2	Loop area
Z_0	Ω	Vacuum impedance (120 $\pi)$
k	1/m	Wave number
r	m	Distance between the origin
		and the measurement point
θ	rad	Elevation angle
ϕ	rad	Azimuth angle
ω	rad/sec	Angular frequency
t	sec	Time

なる. [5], [6]. ワイヤレス電力伝送における漏洩電磁界や漏洩電 磁波の抑制手法として,シールドによる遮蔽を行っている例が ある [7], [8]. 従来の電磁誘導方式では伝送距離が短く,伝送を 行っている大部分を遮蔽することが可能である.そのため,遮 蔽のみでも十分な漏洩電磁界や漏洩電磁波の抑制が可能である.

しかし,磁界共振結合方式の特徴である長い伝送距離を有効 活用するためには,伝送を行っているすべての空間の遮蔽を行 うことが困難となる.従って,遠方での漏洩電磁波を充分に抑 制しきれない可能性がある.

ワイヤレス電力伝送において,遮蔽以外による漏洩電磁界抑 制として,コイルを追加したもの[9],逆位相を利用したキャン セリング[10],[11]がある.さらに,3相交流やそれ以上の位相 の数によるN相給電における漏洩電磁波抑制については,実験 的検討はある[12]が,理論的な検討は行われていなかった.そ こで,本稿では,アンテナをN組用意し,360/N°の位相差を つけて給電する,漏洩電磁波の抑制手法について,理論的検討 を行い,それをシミュレーションおよび実験にて検証を行った.

2. 理 論

2.1 ループ電流による電磁界

磁界共振結合方式では磁界型のアンテナ,すなわちループ電 流を利用したものがよく用いられる.以下の仮定の下で,ルー プ電流による電磁界は式(1)-(4)のようになる[13],[14].ただ し,変数の定義は表1の通りとし,電流ループと極座標系の関 係は図1へ示す通りとする.

• 空間中電荷 0, すなわちシールド等が存在しない

 電界・磁界・電流が角周波数 ω で振動,時変項と時不変 項が分離可能

波源が半径 1/k(k: 波数,周波数 f = 13.56 MHz で 1/k
 = 3.521 m)の球に比べて充分小さい

観測点が半径 1/k の球に比べて充分遠い

$$E_r = E_\theta = 0, H_\phi = 0 \tag{1}$$

$$E_{\phi} = \frac{ISZ_0}{4\pi} \left(-j\frac{k}{r^2} + \frac{k^2}{r} \right) \sin\theta \exp(-jkr + j\omega t) \quad (2)$$

$$H_r = \frac{IS}{2\pi} \left(\frac{1}{r^3} + j\frac{k}{r^2} \right) \cos\theta \exp(-jkr + j\omega t)$$
(3)



図1 アンテナ位置,磁気双極子及び極座標系の関係



図 2 $r_{\text{lay}}, r_{\text{meas}, r_n}$ の関係

$$H_{\theta} = \frac{IS}{4\pi} \left(\frac{1}{r^3} + j\frac{k}{r^2} - \frac{k^2}{r} \right) \sin\theta \exp(-jkr + j\omega t) \quad (4)$$

充分遠方, $r \gg \frac{1}{k}$ においては,これらの項のうち $\frac{k^2}{r}$ 項が支 配的になってくるため,電磁界の式は式 (5)–(7) に示す通りと なる.すなわち,電界は ϕ 方向のみ,磁界は θ 方向のみである とみなす.

$$E_r = E_{\theta} = 0, H_{\phi} = H_r = 0$$
 (5)

$$E_{\phi} = \frac{ISZ_0}{4\pi} \frac{k^2}{r} \sin\theta \exp(-jkr + j\omega t) \tag{6}$$

$$H_{\theta} = -\frac{IS}{4\pi} \frac{k^2}{r} \sin \theta \exp(-jkr + j\omega t)$$
(7)

2.2 多相給電によるキャンセリング

式 (5)-(7) より,ループ電流による電磁界を支配するものが, 磁気双極子 IS であることがわかる.磁気双極子は電流密度の 積分値としても表現可能であるため,重ね合わせで表現するこ とが可能である.

ここで,同一面積 S_0 [m²] を囲み,同一振幅 I_0 [A],位相差 360/N °の電流が,観測点や 1/k からみて充分小さい半径内に 配置されていれば,式(8)のように磁気双極子は 0 となる.す なわち,ループ電流による電磁界を相殺することが可能である. ただし,より詳細な検討のためには,配置に伴う微小な距離の 差の影響も考慮しなければならない.

$$IS = \sum_{n=1}^{N} I_0 \exp\left(j\frac{2n\pi}{N}\right) S_0 = I_0 S_0 \sum_{n=1}^{N} \exp\left(j\frac{2n\pi}{N}\right) = 0$$
(8)

また,式(5)-(7)より,ループ電流による遠方での電磁界は コイル存在平面上 $\theta = 90$ °で最大となる.そのため,コイル 存在平面上で遠方での電磁界,漏洩電磁波が問題となる.以降, $\theta = 90$ °上での電磁界について議論をする.

2.3 対称 N 相給電における電磁界の理論式

提案法では、N 組のアンテナを、正N 角形の頂点上に配置 し、対称N 相給電を行う.この場合、コイルの配置のずれに伴 う電磁界を考慮する必要がある.送受信側それぞれに、アンテ ナを (9) に示す座標、すなわち半径 r_{lay} [m] となる正N 角形 の頂点上へ配置する.

$$(x,y) = \left(r_{\text{lay}}\cos\frac{2\pi n}{N}, r_{\text{lay}}\sin\frac{2\pi n}{N}\right) \ (n = 1, 2, \cdots, N)$$
(9)

ただし, $N \ge 2$, アンテナの z 座標はエアギャップ d_{AG} [m] に 対し,送信側を $-\frac{d_{AG}}{2}$, 受信側を $\frac{d_{AG}}{2}$ とする.

送受信それぞれ n 個目のアンテナの組によるループ電流は, d_{AG} が観測点から見て充分小さければ,その二つを合成して, $z = 0 \pm 0 \mu - 2$ 電流とみなすことが出来る.さらに条件の対称性及び与える電流,用いるアンテナがすべて同一形状である ことを考えれば,どのアンテナも送信側,受信側それぞれで同 一振幅電流,同一の囲む面積とみなせる.

そのため,送受信の n 個目のアンテナの組による磁気双極子 は、1 つのアンテナあたりの送信側の電流 I_s に比例する形で表 せる.そこで、今回はその比例係数として等価的な電流の囲む 面積 $S_{eq}(d_{AG}, S_0)$ [m²]を用いる.なお、 S_0 は元のアンテナ単 体における電流の囲む面積とする.n 個目のアンテナから観測 点までの距離を r_n [m] とすると、各ループ電流による遠方で の電磁界 $E_{N,n}, H_{N,n}$ は、式 (5)–(7) より近似的に式 (10) のよ うに表せる.

$$\frac{E_{N,n}}{Z_0} = H_{N,n} = \frac{I_s S_{eq}}{4\pi} \frac{k^2}{r_n} \exp\left(-jkr_n + j\omega t + j\frac{2(n-1)\pi}{N}\right) (10)$$

式 (10) の重ね合わせとして, アンテナの N 角形上配置による 対称 N 相給電における電磁界 E_N , H_N は, 1 組のアンテナで のみ伝送を行う, 1 相のときの電磁界式 (11) を利用して, 式 (12) のようになる. すなわち, エアギャップやアンテナ形状に よる変化分は, 1 相の時の電磁界強度として規格化することに より以降無視することができる.

$$\frac{E_1}{Z_0} = H_1 = \frac{I_s S_{eq}}{4\pi} \frac{k^2}{r_{meas}} \exp(-jkr_{meas} + j\omega t)$$
(11)
$$\frac{E_N}{E_1} = \frac{H_N}{H_1} = \sum_{n=1}^N \frac{r_{meas}}{r_n} \exp\left(jk \left(r_{meas} - r_n\right) + j\frac{2(n-1)\pi}{N}\right)$$
(12)

2.4 給電多相化による漏洩電磁波低減効果の理論式

さらに原点から観測点までの距離を r_{meas} [m] とすると,図 2の関係より, r_n は式 (13) となる.ここで, $r_{\text{meas}} \gg r_{\text{lay}}$ の条 件より,テイラー展開を利用して平方根を展開することで,式 (14) を得る.さらに,式 (15)–(16) に示す近似及び式 (17)–18 の関係式を用いる.すると,式 (12) は近似的に式 (19) として 表される.強度の比は式 (19) の絶対値をとることで,式 (20) のようになる.

$$r_n = \sqrt{r_{\text{meas}}^2 + r_{\text{lay}}^2 - 2r_{\text{meas}}r_{\text{lay}}\cos\left(\phi - \frac{2n\pi}{N}\right)} \quad (13)$$

$$\approx r_{\text{meas}} - r_{\text{lay}} \cos\left(\phi - \frac{2(n-1)\pi}{N}\right)$$
 (14)

$$\frac{r_{\text{meas}}}{r_n} \approx 1 \tag{15}$$

$$\exp\left(jkr_{\text{lay}}\cos\left(\phi - \frac{2(n-1)\pi}{N}\right)\right)$$
$$\approx 1 + jkr_{\text{lay}}\cos\left(\phi - \frac{2(n-1)\pi}{N}\right)$$
(16)

$$\sum_{n=1}^{N} \exp\left(j\frac{2(n-1)}{N}\right) \left(1 + \cos\left(\phi - \frac{2(n-1)\pi}{N}\right)\right) = \frac{N}{2} \exp(j\phi) + \frac{1}{2} \exp(-j\phi) \sum_{n=1}^{N} \cos\frac{4(n-1)\pi}{N}$$
(17)

$$\sum_{n=1}^{N} \cos \frac{4(n-1)\pi}{N} = \begin{cases} 2 & (N=2) \\ 0 & (N \ge 3) \end{cases}$$
(18)

$$\frac{E_N}{E_1} = \frac{H_N}{H_1} = \begin{cases} 2jkr_{\text{lay}}\cos\phi & (N=2)\\ jkr_{\text{lay}}\frac{N}{2}\exp(j\phi) & (N \ge 3) \end{cases}$$
(19)

$$\left|\frac{E_N}{E_1}\right| = \left|\frac{H_N}{H_1}\right| = \begin{cases} 2kr_{\text{lay}}\cos\phi & (N=2)\\ \frac{N}{2}kr_{\text{lay}} & (N \ge 3) \end{cases}$$
(20)

式 (20) より, 配置半径 r_{lay} が小さいほど遠方での電磁界は 弱められることとなり,漏洩電磁波を低減できる.しかし,ア ンテナの配置距離が近すぎる場合,意図しないアンテナ間での 伝送による伝送効率低下の可能性がある.そのため,アンテナ の配置距離には下限が存在する.そこで,アンテナの配置距離 *d*_{lay} は式 (21) のように r_{lay} で表現できるので,式 (20) を配置 距離で表現すると式 (22) のようになる.

$$d_{\rm lay} = 2r_{\rm lay}\sin\left(\frac{\pi}{N}\right) \tag{21}$$

$$\frac{E_N}{E_1} = \frac{H_N}{H_1} = \begin{cases} kd_{\text{lay}}\cos\phi & (N=2)\\ \frac{N}{4\sin\left(\frac{\pi}{N}\right)}kd_{\text{lay}} & (N \ge 3) \end{cases}$$
(22)

2.5 アンテナ配置距離を考慮した多相化による電磁波低減 効果の理論式

アンテナから放射される電磁波強度及びその方位特性は,入 力電力に比例する.そのため,ある方向における電磁波強度を 入力電力で割ったものはアンテナ形状によって一定の値を持ち, アンテナのゲインに対応する.すなわち,アンテナからはゲイ ンの大きい方向へ強く,小さい方向へ弱く電磁波が放射される ことを意味する.一般にゲインは対数をとってデシベル表記で 表す.特にアンテナのゲインについては,無指向性,全入力電

表 2 解析条件					
Simulation software	Mentor Graphics HyperLynx 3D EM				
Simulation method	Moment method				
Frequency	13.56 MHz				
Antenna radius	150 mm				
Antenna pitch	5 mm				
Antenna turn	5.75 turns				
Air gap	200 mm				

表 3 相数と S _{N+1,1} の関係				
Number of Phase	$ S_{N+1,1} $			
1	0.9664			
2	0.9655			
3	0.9638			
4	0.9637			
5	0.9637			

力が放射されるアイソトロピックアンテナをゲインの基準とし, 方向ごとに強度を表したものをアンテナゲインと呼び,デシベ ル表記で dBi で表す.

N 相の場合の遠方での電磁界は、1 相の場合に対して式 (22) に示す比で表される.そのため、遠方での放射エネルギー P_{radN} は、式 (23) として表される.1 相の場合のアンテナゲインを G_{1i} [dBi] とおくと、N 相の場合のアンテナゲインを G_{Ni} とす れば、式 (24) の関係を持つ.ただし、 G_i はある定数、 P_{inN} は 送信電力とする.ここでN 相給電時、送信電力も N 倍となる、 すなわち式 (25) のようになる.従って、N 相の場合と1 相の 場合のアンテナゲインの差 G_{N1} は式 (26) で表される.

$$\frac{P_{\text{rad}N}}{P_{\text{rad}1}} = \left|\frac{E_N}{E_1}\right|^2 = \begin{cases} (kd_{\text{lay}})^2 \cos^2\phi & (N=2)\\ N^2\\ \frac{N^2}{16\sin^2\left(\frac{\pi}{N}\right)} (kd_{\text{lay}})^2 & (N \ge 3) \end{cases}$$
(23)

$$G_{Ni} - G_{1i} = 10 \log \left| \frac{P_{\text{rad}N}}{P_{\text{in}N}} \right| + G_i - \left(10 \log \left| \frac{P_{\text{rad}1}}{P_{\text{in}1}} \right| + G_i \right)$$
$$= 10 \log \left| \frac{P_{\text{rad}N}}{P_{\text{in}N}} \right| - 10 \log \left| \frac{P_{\text{rad}1}}{P_{\text{in}1}} \right|$$
(24)

$$P_{\text{in}N} = NP_{\text{in}1} \tag{25}$$

$$G_{N1} = G_{Ni} - G_{1i} \tag{26}$$

$$= \begin{cases} 10\log\frac{1}{2} + 20\log(kd_{\rm lay}) + 20\log|\cos\phi| & (N=2)\\ 10\log\frac{N}{16\sin^2\left(\frac{\pi}{N}\right)} + 20\log(kd_{\rm lay}) & (N \ge 3) \end{cases}$$

3.1 解析条件

提案法について,電磁界シミュレーションによる検証を行った.解析条件を表2へ示す.伝送用アンテナとして,図3(a) に示す形状のオープン型アンテナを用いた.シミュレーション における解析ソフトの都合上,X軸方向に50mmの給電部分 を設置してある.

3.2 多相化による低減効果及び伝送効率の変化

式(26)より、アンテナ配置距離一定の場合は、3相のときに





図 4 アンテナ配置距離一定でのアンテナゲインのシミュレーションと 計算値の比較

漏洩電磁波が最小,すなわち抑制効果が最大となることが分か る.そこで,アンテナ配置距離 600 mm とした場合の低減効果 についてシミュレーションを行った.アンテナ配置は図 3 に示 す通りである.図の下側が送信側,上側が受信側である.送信 側は,X軸正方向のアンテナを基準に反時計回りの順で,それ ぞれのアンテナに位相差を 360/N°ずつ付け,同一振幅とした.

シミュレーション結果を図 4 へ示す.理論上 0 となり対数の 取れない 2 相の ±90 °の場合を除き,すべての場合において ±0.5 dB の範囲内で,シミュレーションと理論式の値が概ねー 致した.すなわち,2 相においては理論式通りの角度特性が表 れ,3 相以上では角度特性が表れず,また1 相との差は理論式 (26) と同じ程度となった.また,伝送効率の指針となる $S_{N+1,1}$ を表 3 へ示す.伝送効率は,配置距離を一定とした場合は,ほ ぼ変化しないことが分かった.

3.3 アンテナ配置距離による低減効果及び伝送効率の変化式 (26) より, 位相の数に関わらず, アンテナ配置距離 *d*_{lav}

式 (26) より,位相の数に関わらず,アンテナ配置距離 d_{lay} 増加につれて,遠方での電磁界が増加,すなわち漏洩電磁波低





図 6 多相化における S_{N+1,1} の配置距離特性

表 4 アンテナ配置距離と漏洩電磁波低減効果及び効率の関係

$d_{\rm lay}$	Electromagnetic Field Strength	Efficiency
$< d_{\rm opt}$	Larger	Lower
$= d_{\rm opt}$	Optimal	≈ 1
$> d_{\rm opt}$	Lower	≈ 1

減効果は低くなることが分かる.しかし、アンテナ配置距離が 短すぎると、期待していないアンテナ間での電力伝送により、 期待していたアンテナ間の電力伝送効率が低くなり, 伝送効率 が低くなる可能性がある、そこで、2相と3相の場合について、 今回のアンテナにおいて配置距離 dlay を変化させた際の効率の 指針として S_{N+1,1}, 及びアンテナゲインをシミュレーション によって検証した.また,アンテナゲインについては式(26)と の比較を行った.2,3,4相について,配置距離の変化による アンテナゲイン G_{Ni} [dBi] の, 1 相との差 G_{N1} [dB] について, 角度を変化させた場合における,最大,最小,および平均値を 図 5 へ示す. d_{lay} > 500 mm の領域で式 (26) から計算した理 論値と、2相の場合は最大値、3、4相の場合は平均値がおおむ ね一致した.ただし、3、4相の場合は理論式には現れない角度 特性が, d_{lav} < 500 mm において発生する. また, 伝送効率を 表す $S_{N+1,1}$ は、図 6 に示すように、 $d_{lay} > 500 \, \text{mm}$ の領域で 1相の場合と変わらないことが分かった.

3.4 アンテナ配置距離と低減効果及び効率の関係

シミュレーション結果及び理論式から、表4に示すような条 件を満たす、最適アンテナ配置距離 dopt が存在することがわか る. 今回のアンテナにおいては, $d_{opt} = 500 \text{ mm}$ となる. 一般 化すれば、期待していないアンテナ間の電力伝送が無視できる レベルとなる最短距離が、効率への影響がないまま、最大の漏



表5 宝 睑 冬 此

Parameter	Value	Unit
Frequency	13.56	MHz
Antenna radius	150	mm
Antenna pitch	5	mm
Antenna turn	5.75	turns
Air gap	200	mm
$r_{ m meas}$	5	m
Measurement parameter	H_{θ}	A/m
Load (Recieve antenna)	50	Ω
Impedance (Coaxial cable)	50	Ω
Output impedance (Power supply)	50	Ω
Total sending power (Amplifier output)	20	W



(a) 計測用アンテナ及び 器員



図 8 実験機写真

洩電磁波抑制効果を得られる,最適アンテナ配置距離 dopt と なる.

4. 実 験

4.1 実験条件

提案法について実験を行うため、図7に示す構成で実験機を 製作した.1つの増幅器の出力を分配することで,振幅を出来 る限り同一にし、反射による干渉を防ぎ、位相差を固定して与 えられるようにした.本実験における実験機の写真を,図8へ 示す.その他の実験条件について,表5へ示す.

また、電磁波測定実験は3m法電波暗室にて行った.なお、 アンテナ間及び分配回路等各種素子の伝送効率は、別途ベクト ルネットワークアナライザ (VNA) にて測定し、アンテナの諸 条件が同一であること、分配回路が電力を等分配できているこ とを確認してある.



図 10 配置距離による伝送効率の変化

4.2 漏洩電磁波の変化

実験結果より得られた配置距離による1相とのアンテナゲインの差を,図 9(a)-9(c) へ示す.

実験では1相の場合に比べ、2~4相において最低でも-10dB程度の低減効果を得られることを確認した.また、 $d_{lay} > 400 \text{ mm}$ の領域において、シミュレーションと同様に、概ね d_{lay} に対してゲインが増加する傾向があった.

4.3 効率の変化

多相化による効率の配置距離による変化について、 $|S_{N+1,1}|$ 及び1相の場合との伝送効率の比を図 10(a)-10(b) へ示す.いずれの場合においても、配置距離が大きくなるほど、1 相の場合の伝送効率へ近づく.さらに $d_{\text{lay}} > 450 \text{ mm}$ において、伝送効率は1相の場合の 95%以上であった.

5. ま と め

本稿においては、ワイヤレス電力伝送における漏洩電磁波低 減において、従来は逆位相の利用、あるいはシールドの利用に よるものがあったが、提案法においてはより多くの位相を用い ることによっても実現できることを示した。そして、理論上、 またシミュレーションにより、アンテナのみを考慮した場合は 3 相において漏洩電磁波強度を最も抑制できることを示した。 具体的には、アンテナ1 組による単相の場合に比べ、3 組によ る 3 相において, -23 dB の漏洩電磁波抑制を、効率低下なく 可能であることを示した。さらに、実験においても、1 相の場 合に比べ、より多くの位相を用いた際、近傍における漏洩電磁 波強度を、-10 dB 程度抑制できることを確認した。さらに、向 かい合うアンテナ間での伝送効率は、位相の数を増やした場合 においても、アンテナ間の配置距離を一定以上離すことにより、 単相の場合とほぼ同様にできることが分かった.

本稿では、実験において、多相化によって-10 dB 程度の低減 効果が得られたが、理論値やシミュレーション値では-20 dB の 低減効果であった. 今後の展望として、この差異の原因につい て究明を行い、より理論値へ近づくための条件について検討を 行っていく. また、本稿では遠方界として電磁界の理論式が利 用できる、13.56 MHz のアンテナにおいて検討を行った. これ を電磁界の理論式が導出困難であるが、数 kW 級の伝送の実績 のある、100 kHz 程度のアンテナにおいても適用できるか、に ついても検討を行っていく.

6. 謝辞

本研究の一部は JSPS 科研費 25709020 の助成を受けたもの です.

文 献

- A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, M. Soljačić: "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances," Science, Vol.317, pp.83–36, (2007-7)
- [2] 居村 岳広, 岡部 浩之, 内田 利之, 堀 洋一: "共振時の電磁界結 合を利用した位置ずれに強いワイヤレス電力伝送", 電学論 D, Vol. 130, No. 1, pp.76-83 (2010)
- [3] Masaki Kato, Takehiro Imura, Yoichi Hori, "New Characteristics Analysis Considering Transmission Distance and Load Variation in Wireless Power Transfer via Magnetic Resonant Coupling," IEEE INTELEC 34th, pp.1–5 (2012-10)
- [4] 和氣加奈子,朴 庠,渡辺総一,"無線電力伝送と人体の電波防 護評価,"信学誌, Vol. 95, No.1, pp.47-50 (2012)
- [5] 電気通信技術審議会: "電波利用における人体防護の在り方", 諮問第 89 号答申 (1997-4)
- [6] ブロードバンドワイヤレスフォーラム、"ワイヤレス電力伝送 技術の利用に関するガイドライン", BWF TR-01, Ed. 1.0 (2011-4)
- [7] J. Park, T. Song, H. Lee, J. Byun, D. Kang, C. Choi, E. Kim, J. Ryu, M. Kim, Y. Cha, Y. Chun, C. Rim, J. Yim, D. Cho, J. Kim, "Low frequency electromagnetic field reduction techniques for the On-Line Electric Vehicle (OLEV)," IEEE EMC2010, pp.625–630 (2010-6)
- [8] 菊間 信良,平山裕,榊原 久仁男,"磁界結合共振形無線電力 伝送におけるコイルの給電方法とシールド効果の関係に関す る検討,"信学技報 (A・P), Vol. 111, No. 288, pp.155–160 (2011-11)
- [9] S. Kim, H. Park, J. Kim, J. Kim, S. Ahn, "Design and Analysis of a Resonant Reactive Shield for a Wireless Power Electric Vehicle," IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 62–4, pp.1057–1066 (2014)
- [10] 沖米田恭之,望月正志,佐藤剛,山本喜多男,田倉哲也,佐藤文 博,松木英敏,"走行中非接触給電装置の開発(第3報),"自動車 技術会 2013 年春季大会 学術講演前刷集, No.13-13, pp.19-22 (2013-5)
- [11] 成末義哲,川原圭博,浅見徹, "磁界共振結合型無線給電のため の漏洩電磁界を打ち消した共振器の設計,"2013 信学ソ大 (通 信), Vol.1, p.37 (2013-9)
- [12] 郡 武治, "ベクトル合成を用いたワイヤレス電力伝送におけ る漏洩電磁波軽減法の提案,"信学技報 (EMC), No.113-101, pp.11-16 (2013-06)
- [13] 鳩野敦生, "ワイヤレス給電からの漏洩電磁波の理論解析,"自動車 技術会 2013 年春季大会 学術講演前刷集, No.13-13, pp.23-26 (2013-5)
- [14] 虫明 康人,"アンテナ・電波伝搬,"電子通信学会 編, コロナ社 (2002)