

無線 IC タグにおけるアンテナ技術

上坂 晃一^{†a)} 高橋 応明^{††b)}

Antennas for Contact-Less IC Card/RFID Tag Systems

Kouichi UESAKA^{†a)} and Masaharu TAKAHASHI^{††b)}

あらまし 近年の非接触 IC カード/RFID タグ等の急速な普及には目覚ましいものがあるが、使用されているアンテナは、システム全体の中で最も設計が難しいといっても過言ではない。これはアンテナの設計パラメータが、形状、材質、IC とのインピーダンス整合、通信エリアや各種規制等の遵守等々と非常に多岐にわたるためである。まず、この RFID システムには使用する周波数帯がいくつか用意されている。この中で 13.56 MHz 帯を用いるシステムでは、アンテナが波長に対して非常に小形となることから微小アンテナの設計技術が必要とする。また UHF 帯 (860~960 MHz) や ISM 帯 (2.45 GHz 帯) 等では 13.56 MHz 帯の場合とは異なり、通信エリアが電磁界の近傍界から遠方界にまで及ぶことから、その全域で動作させる必要があり、設計が困難となる。更に、RFID を貼り付ける物質 (金属や高誘電体等) によっても、アンテナ特性が大きく変化する。本論文では、これらの事例について、無線 IC タグの設計法を述べる。

キーワード 非接触 IC カード, RFID, スパイラルアンテナ, ダイポールアンテナ, パッチアンテナ

1. ま え が き

東日本旅客鉄道(株)の「Suica®」に代表される非接触 IC カードや(株)日立製作所の RFID 用 IC 「 μ -Chip®」に代表される無線 IC タグの急速な普及に伴い、RFID システム (以下 RFID) を様々な用途に用いる動きが活発になっている [1]~[3]。この RFID の利用分野としては主に

- (1) 課金, プリペイド
- (2) セキュリティ管理
- (3) 物品・物流管理, トレーサビリティ

等に大別される。

ここで無線 IC タグは使用する用途によって必要とする通信距離が異なる。当然アクティブ型 (電池搭載) のものは通信距離を長くできるが、ここではアンテナの利得が重要なファクタとなるパッシブ型 (バッテ

リーレス) について述べ、アクティブ型に関しては割愛させて頂く。このパッシブ型無線 IC タグは電池を搭載しないことから、通信と同時に IC 駆動に必要な電力の伝送を行う必要があり、ほとんどの場合この電力伝送可能な距離で通信距離が決定される。

この電力は搬送波で送信され、その電力伝送可能距離は搬送波周波数、Reader/Writer (以下 R/W) 出力、通信方式、変調方式、符号化方式、IC の消費電力、実装されるアンテナの利得及び周辺の電波環境によって決定される。

このパッシブ型無線 IC タグの搬送波に使用可能な周波数帯域は電力伝送に必要な出力を要することから ISM バンド (産業・科学・医学用帯域) を中心にいくつか決まっており、製品もその帯域ごとに大別される。主なものとしては、135 kHz 帯、13.56 MHz 帯等を用いた電磁誘導方式と 2.45 GHz 帯または 860~960 MHz 帯の UHF 帯を用いた電波方式である。

ここで通信距離は R/W の出力に大きく左右されるため、現行の電波法規制 (図 1) から必然的に HF 帯では短く、UHF 帯では長くなる。このため RFID 利用分野のうち、(1)、(2) はその利用形態から通信可能なエリアを限定したいものであり、135 kHz 帯に比べ波長が短く、共振のためのインダクタンス (L) を実現

[†] (株)日立製作所生産技術研究所, 横浜市
Production Engineering Research Laboratory, Hitachi, Ltd.,
292 Yoshida-cho, Totsuka-ku, Yokohama-shi, 244-0817
Japan

^{††} 千葉大学フロンティアメディカル工学研究開発センター, 千葉市
Research Center for Frontier Medical Engineering, Chiba
University, Chiba-shi, 263-8522 Japan

a) E-mail: kouichi.uesaka.dg@hitachi.com

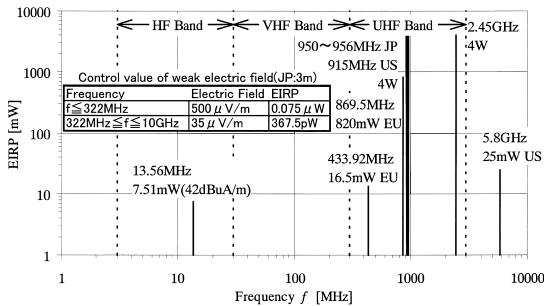
b) E-mail: omei@m.ieice.org

するためのコイルの巻き数が少なくてもよい 13.56 MHz 帯が一般的に広く用いられている。一方 (3) に関しては通信距離の延伸化要求が強く、国内では 2.45 GHz 帯が主流であったが、昨年の電波法改正に伴い 950 MHz 帯が利用可能となったことから、2.45 GHz 帯と同じ送信出力が可能で波長の長い 950 MHz 帯 RFID が注目されている。

次にそれぞれの帯域で用いる通信方式であるが、13.56 MHz 帯ではコイル、スパイラルアンテナを利用する電磁誘導が主に用いられている。この根拠を考えるにあたり、通信距離と周波数に対する単位電流素が作り出す電界/磁界強度を図 2 に示す。この図では $\lambda/2\pi$ の点線を境に左下側が近傍界、右上側が遠方界であり、電界/磁界ともに 20 dB ごとに等高線を入れてある。ここで 13.56 MHz 帯では通信エリアが近傍界内となるため、電界を用いると距離の 3 乗に反比

例して減衰し (-60 dB/Dec.: 図 2 (a)) 最も近接した場合に動作するように設計すると通信可能距離がほとんど得られず、最大距離で動くように設計すると近接したときの誘起電圧が IC の耐圧を超える可能性が出てくる。これに対し磁界は同じ近傍界内でも距離に対する減衰が電界ほど急しゅんではなく距離の 2 乗に反比例して減衰する (-40 dB/Dec.: 図 2 (b)) IC 駆動電力を伝送できる距離範囲が広がる。このため 13.56 MHz 帯ではコイル、スパイラルアンテナを用いた電磁誘導方式により電力伝送・通信を行う。一方 UHF 帯では通信距離範囲のほとんどが遠方界となるため、コイル、スパイラルアンテナなどの短絡型アンテナに比べインピーダンスが高く、空間インピーダンスとの整合性が良いダイポールアンテナやパッチアンテナ等の開放型アンテナを用い、電波方式による電力伝送・通信を行う。

変調方式及び符号化方式に関しても、各方式の信号がもつ周波数帯域がアンテナに要求される帯域となることから、考慮する必要がある。また、電力伝送の観点からは、搬送波成分を時間的な積分値として最も多く含む方式が望ましい。しかし IC の小型化の観点から、無線 IC タグ側に複雑な復調回路をもつことは困難であり、変調方式としては最も単純な ASK が多く用いられる。一方、無線 IC タグからの返信は IC 内部の RF 回路から発信した信号を電磁波として放射するのではなく、IC の動作を R/W 側から見た負荷の変動として読み取る Back Scatter 方式が用いられている。符号化に関しては Low の時間が長いと整流後の DC 動作電圧が低下し IC がリセットされるため、安定



EIRP: Equivalent Isotropic Radiated Power (等価等方幅く射電力)

図 1 RFID 利用可能帯域と電波法規制値
Fig. 1 Control value for RFID system.

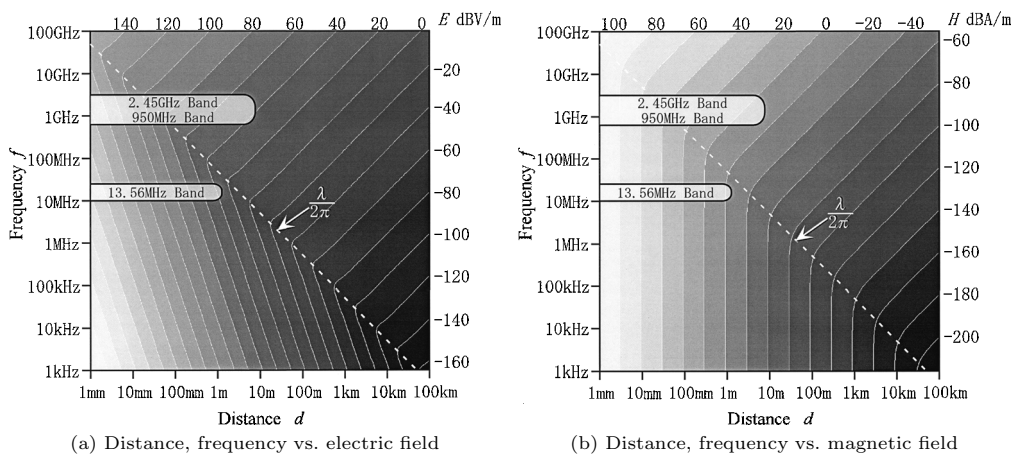


図 2 単位電流素による電界/磁界特性
Fig. 2 Electric/magnetic field by unit current.

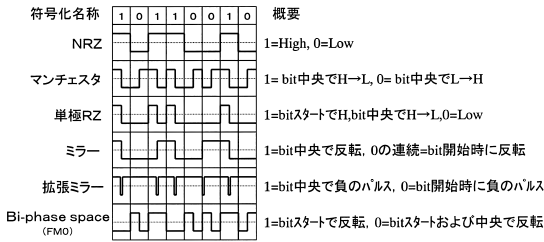


図3 符号化例

Fig. 3 Example of encoding methods.

した通信が困難となることから、電力伝送の観点から単純に High の時間が最も多い符号化方式が搬送波成分を最も多く送信するため有利である。ここで符号化の例を図3に示すが、この観点からのみ考えると、拡張ミラー方式が最もよいことになる。しかし、この変調方式は負のパルスが入るため、非常に広い帯域を必要とする。そのため実際には、Low の時間が1 bit 分以上続かず、帯域としても半 bit 分の信号を受送できればよいマンチェスタ符号化がよく用いられる。これは DC 成分をもたないという意味からも、R/W からの送信に有効である。また無線 IC タグからの返信は Bi-phase space (FM0) やミラー符号化が用いられる。

次に IC の消費電力が低いほどよいのは当然であるが、その動作に必要な電力をかき集められるか否かはアンテナの面積に比例する。このため同じ搬送波周波数の無線 IC タグでは広い実装面積が得られれば通信可能距離の延伸化が可能であるが、実際にはカードサイズやタグの貼付け領域から制限されることになる。よって IC の低消費電力化とアンテナの効率化は重要な鍵となる。

以上のように様々な要因で通信距離が決定される無線 IC タグであるが、本論文では 2. で 13.56 MHz 帯、3. で 950 MHz, 2.45 GHz 帯を利用する無線 IC タグのアンテナに関し述べ、4. で使用状態に対応したアンテナに関して述べる。

2. 13.56 MHz 帯無線 IC タグ用アンテナ

「Suica®」に代表される金銭やセキュリティ等に関連した非接触 IC カード等の利用分野では、通信可能距離を制限したシステムとするために一般的に搬送波として 13.56 MHz 帯を、アンテナとしては平面実装可能なスパイラルアンテナが用いられている (図4)。

この 13.56 MHz 帯 RFID の R/W も同じようなスパイラルアンテナを用いるため、これらの系は疎結合

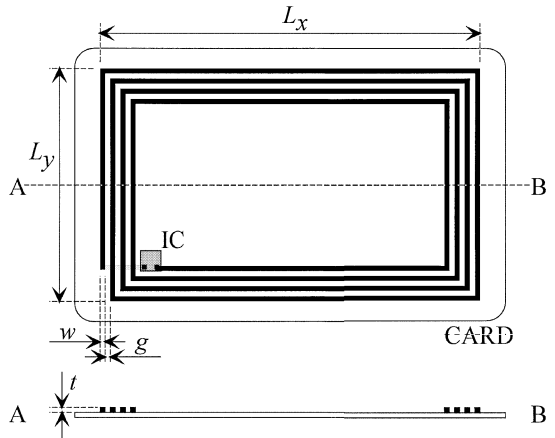
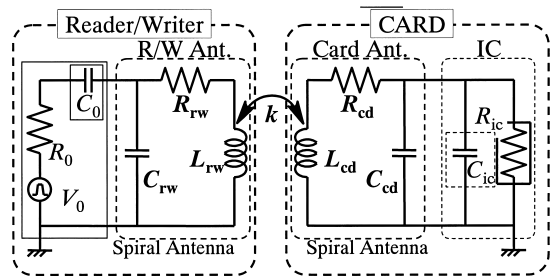


図4 非接触 IC カードに実装されたスパイラルアンテナ例

Fig. 4 Spiral antenna on contact-less IC card.



- R_0 : RF 回路出力インピーダンス
- V_0^2/R_0 : RF 回路出力電力
- C_0 : アンテナ共振容量
- C_{ic} : IC 入力容量
- R_{ic} : IC 消費電力等価抵抗

図5 13.56 MHz 帯 RFID システムの等価回路

Fig. 5 Equivalent circuit of 13.56 MHz band RFID system.

のトランス回路として扱うことができる (図5)。そのため伝送される電力は、スパイラルアンテナの内部を鎖交する磁界によって誘起した電圧とアンテナ配線を流れる電流の積で得られることが分かる。この系において電力伝送効率を向上させるためには、アンテナの配線抵抗を小さくし、インダクタンス L をある程度大きくすることが要求される。この「ある程度」とは、インダクタンスが大きければ受信電圧は増大するが、配線抵抗も増加するため電流値が減少し、ある巻き数より多く巻いても、電力伝送効率の向上にはつながらないため、最適値が存在することを意味する。実際の系では IC の動作電圧が得られる最低限の巻き数にすることで配線抵抗を軽減し電流値を増やした方が、電力伝

送効率が優れた場合が多い．また通信信号を受けるために必要な帯域幅 BW から決まる Q 値 ($= f_c/BW$, f_c : 搬送波周波数) を無線 IC タグの Q 値 ($= \omega L/R$) が超えてはならない ($f_c/BW > \omega L/R$) ためにインダクタンス L に上限が生じる．更に巻き数が多いと結合係数 k が大きくなるが，通信距離範囲内での結合係数 k の変動幅が大きくなり，この変動幅全域で動作させるための設計が困難となる．

このスパイラルアンテナの主要な成分である抵抗 R 及びインダクタンス L は式 (1) で簡単に求められる．ここでインダクタンスの近似式は Bryan Method [5] によるものを長方形に変形した形である．

$$R = \frac{l\rho}{w \cdot t} [\Omega]$$

$$L = 0.241 \cdot a \cdot n^{5/3} \cdot \log_e \frac{8a}{c} [\mu\text{H}] \quad (1)$$

$$\therefore a = \frac{L_x + L_y - \{(N-1)(w+g) + w\}}{0.4}$$

$$c = 5 \times \{(N-1)(w+g) + w\}$$

L_x	} : 外形寸法 [m]	N : 巻き数
L_y		l : 線路長 [m]
w : 線幅 [m]		t : 線厚 [m]
g : 線間 [m]		ρ : 抵抗率 [Ωm]

また skin depth δ を考慮する必要がある場合 (銅配線で $36 \mu\text{m}$ 以上の厚さがある場合) の抵抗値は式 (2) となる．

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega s \mu}} = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega \mu}}$$

$$R = \frac{l\rho}{2w\delta + 2t\delta - 4\delta^2} [\Omega] \quad (2)$$

μ : 透磁率 [H/m] σ : 導電率 [S/m]

以上に基づき，図 6 にサンプル形状 (外形寸法が $50 \text{mm} \times 50 \text{mm}$, $75 \text{mm} \times 54 \text{mm}$ の 2 種類) の抵抗，インダクタンスの計算結果を示す．ここでは線路長さに対してグラフ化し，巻き数ごとにプロットしている．

この結果，抵抗値は線路長に比例している．またインダクタンスに関しては外側からだんだん内側に巻いていくに従ってコイル径が小さくなることから，その値に上限があることが分かる．

次に問題となるのは，R/W と RFID のアンテナ間の結合係数であるが，これは Neumann の公式より二つのループ C_1 , C_2 間の相互インダクタンス M を求め，これより各ループのインダクタンス L_1 , L_2 より

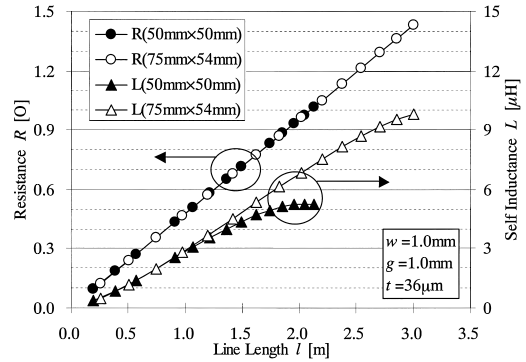


図 6 抵抗，インダクタンスの線路長特性
Fig. 6 Line length vs. resistance, self inductance.

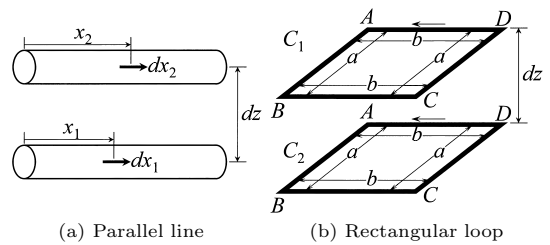


図 7 相互インダクタンス計算系
Fig. 7 Calculation model for mutual inductance.

結合係数 k を算出することになる．

$$M = \frac{\mu}{4\pi} \oint_{C_1} \oint_{C_2} \frac{ds_1 \cdot ds_2}{r}$$

$$= \frac{\mu}{4\pi} \oint_{C_1} \oint_{C_2} \frac{\cos \theta ds_1 \cdot ds_2}{r}$$

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3)$$

ここでより現実的な形状を考えるため図 7 に示すように，まず平行 2 線の場合について求め，それをを用いて方形ループ間の結合係数を求める．

[平行 2 線の場合]

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^l \int_0^l \frac{dx_1 dx_2}{\sqrt{(x_1 - x_2)^2 + d_z^2}}$$

$$= \frac{\mu_0}{2\pi} \left(l \log \frac{l + \sqrt{l^2 + d_z^2}}{d_z} - \sqrt{l^2 + d_z^2} + d_z \right)$$

$$\cong \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\log \frac{2l}{d_z} - 1 \right) \quad (d_z \ll l) \quad (4)$$

[方形ループ間の場合]

$$M_{AB-BC} = 0 \quad (\cos 90^\circ = 0)$$

$$M = M_{AB-A'B'} - M_{AB-C'D'}$$

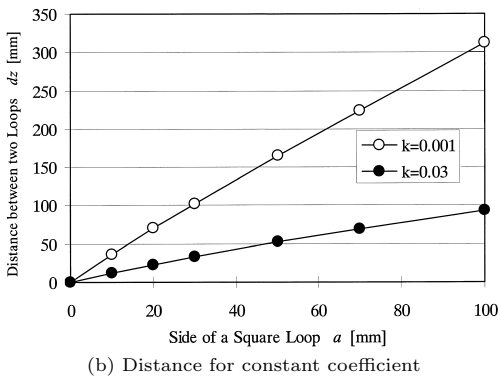
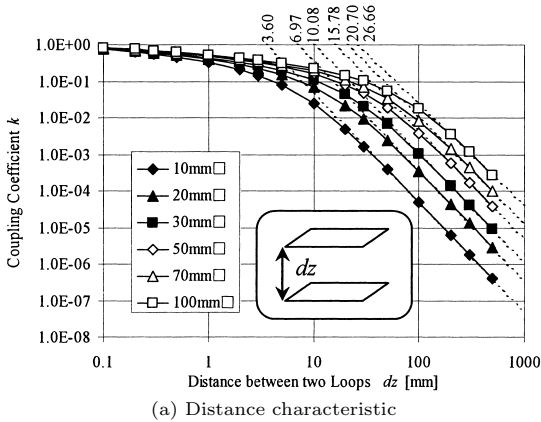


図 8 方形ループ間の結合係数
Fig. 8 Coupling coefficient between square loops.

$$\begin{aligned}
 &+ M_{BC-B'C'} - M_{BC-D'A'} \\
 &+ M_{CD-C'D'} - M_{CD-A'B'} \\
 &+ M_{DA-D'A'} - M_{DA-B'C''} \\
 M = &\frac{\mu_0}{\pi} \left[a \log \frac{(a + \sqrt{a^2 + d_z^2})\sqrt{b^2 + d_z^2}}{(a + \sqrt{a^2 + b^2 + d_z^2})d_z} \right. \\
 &+ b \log \frac{(b + \sqrt{b^2 + d_z^2})(a^2 + d_z^2)}{(b + \sqrt{a^2 + b^2 + d_z^2})d_z} \\
 &+ 2(\sqrt{a^2 + b^2 + d_z^2} - \sqrt{a^2 + d_z^2} \\
 &\left. - \sqrt{b^2 + d_z^2} + d_z) \right] \quad (5)
 \end{aligned}$$

これに基づき、1巻ループ間の結合係数を図8に、また50mm□、1巻のループに対する線幅 $w : 1\text{mm}$ 、ピッチ $p : 2\text{mm}$ 、巻数が1~10巻のスパイラルアンテナに対する相互インダクタンスを図9に示す。この結果、ループ間の距離を離していくと、結合係数 k は緩やかに減衰し始めるが、 k が0.03を下回るあたりから減衰が急しゅんになることが分かる(図8(a))。この

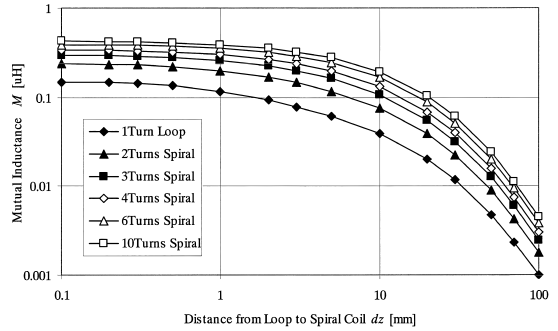


図 9 相互インダクタンスの距離特性
Fig. 9 Mutual inductance between loop to spiral antennas. (50 mm□, $w = 1\text{mm}$, $p = 2\text{mm}$)

結合係数はループ1辺の長さに相当する距離(式(5)で $a = b = d$)での値(図8(b):)であることから、一般的にループ1辺の長さ相当の距離以上では結合係数が急激に減衰することが分かる。更にこの領域で見ると(ex. $k = 0.001$)、同じ大きさの結合係数となる距離はループの1辺の長さと同比例関係になっていることが分かる(図8(b):)。

しかし相互インダクタンスで見ると、スパイラルアンテナの巻き数を増やした場合、距離に対する平坦性が改善されることから、抵抗の増加を考慮しつつ使用距離範囲内で最大限平坦となる形状、巻き数を決定する必要がある。

3. UHF帯・ISM帯無線ICタグ用アンテナ

「 μ -Chip」に代表される物品・物流管理、トレーサビリティ等の用途にも用いられる無線ICタグは、通信可能エリアを可能な限り広くしたシステムとするために搬送波としてUHF帯(860~960MHz)やISM帯(2.45GHz帯)を用いる。このためのアンテナとしては基本的にはダイポールアンテナを用いている。一方、R/W側は回路と一体型にする場合、その回路側に電磁波を放射し誤動作させないために、図10のように単向性のパッチアンテナを用いる。また無線ICタグのアンテナの向きに対する任意性をもたせるために円偏波放射するよう、形状、給電方式を工夫しているものが多い。

ここで無線ICタグのアンテナ設計の上で最も重要なのは、その利得もさることながら、タグに取り付けるICチップとの整合性である。図11に示すように電力の流れは考えられるので、アンテナ側で共役整合を

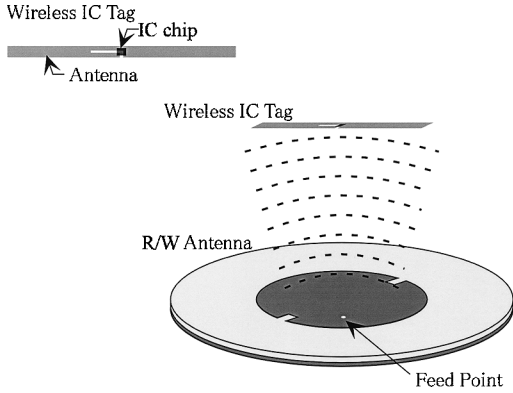


図 10 UHF 帯 RFID のアンテナ系
Fig. 10 Antennas of UHF band RFID system.

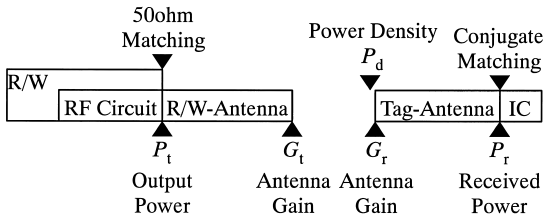


図 11 R/W-Tag 間の電力流れ図
Fig. 11 Sent and received power flow chart.

とることで受信電力をもらさず IC に供給することが必須である。

一般的に IC は入力容量成分が支配的なので、IC の入力インピーダンスは式 (6) で表され、これよりアンテナに求められる入力インピーダンスは式 (7) のように定義される。更にアンテナで受信したエネルギーが熱として消費されるのを防ぐために、その抵抗分 (R_{IC} , $R_{Ant.}$) は極力小さいことが望ましい。

$$z_{IC} = R_{IC} - j \frac{1}{\omega C_{IC}} \quad (6)$$

$$z_{Ant.} = R_{Ant.} + j\omega L_{Ant.} \quad (7)$$

$$R_{Ant.} = R_{IC}$$

$$\omega L_{Ant.} = \frac{1}{\omega C_{IC}}$$

ここで IC の入力インピーダンスは各々の設計及び周波数にもよるが、一般的に

$$5 \leq R_{IC} \leq 50$$

$$5 \leq \frac{1}{\omega C_{IC}} \leq 2000 \quad (8)$$

程度の範囲にある。一方、共振がとれた場合の半波長ダイポールアンテナのインピーダンスは $z_{Dipole} \approx$

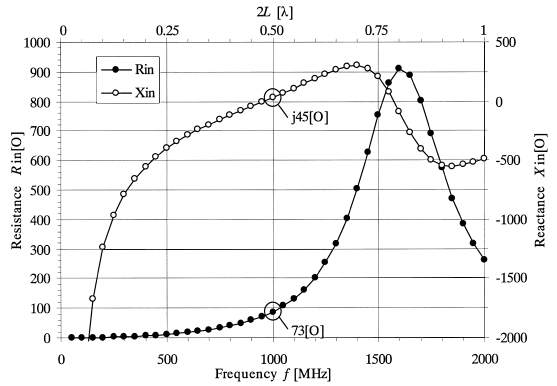


図 12 ダイポールアンテナの入力インピーダンス
Fig. 12 Frequency vs. input impedance of 150 mm-dipole antenna.

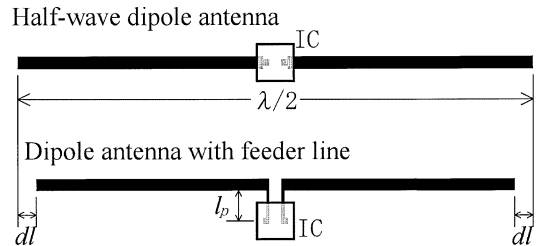


図 13 引出し配線付きダイポールアンテナ
Fig. 13 Dipole antenna with feeder line.

$73 + j45 [\Omega]$ であり、IC と直接共役整合をとることは難しいことが分かる。そこで図 12 に示すダイポールアンテナの入力インピーダンスの周波数特性（長さ特性）から分かるように、アンテナ長を若干短くすることで抵抗成分 R が下がり抵抗分の整合がとれやすくなる事が分かる。更にリアクタンス成分の不足を図 13 に示すような引出し配線の線路長 l_p でインダクタンスを生成し補うことで共役整合を実現している。これによりアンテナの受信電力 P_r をそのまま IC へ供給できることになる。

一方、現実の無線 IC タグ用アンテナを見ると単純なダイポールではないことが分かる（図 10）。これはダイポールアンテナではすべての周波数成分に対し IC 端子が開放端になるため、アンテナの片側に静電気等の高電圧ノイズが印加されるとそのまま IC の端子に高電圧がかかり破損するため、DC 的に短絡した形状とし、これを防いでいる。そこでこの形状のアンテナについて考察する。

図 14 に示すように、まず入力インピーダンスが z_{in} となるパッチアンテナを考える。これはアンテナと

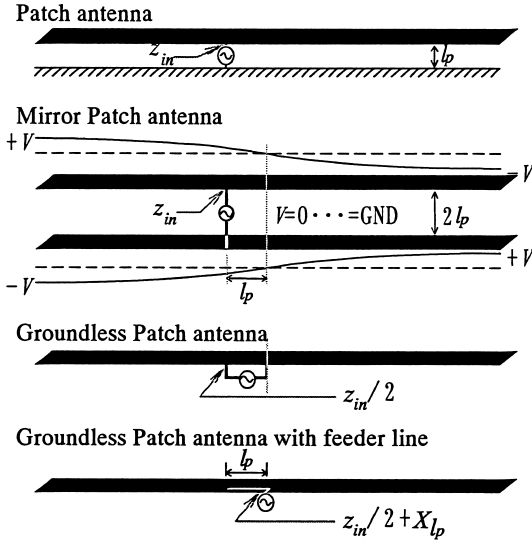


図 14 実際のアンテナの入力インピーダンス考察
Fig. 14 Consideration for input impedance of real antenna.

チップを共役整合させるため、最初に抵抗成分 $R_{Ant.}$ をチップの入力インピーダンスの実部 R_{IC} と合わせ、後にリアクタンス成分を合わせ込むよう、引出し配線長からなるインダクタンスで調整するためである。このアンテナは無限平板のグランド面があるため、これによる鏡像を考える。ここで共振周波数におけるパッチは、両端部が $\pm V$ の電位となることから、そのセンタは電位 0、つまりグランドと等価になる。そこでこのセンタをグランドの代わりにしたグランドレスパッチアンテナが考えられることになる。ただしこのときの入力インピーダンスはダイポールアンテナに対するモノポールアンテナ同様、パッチアンテナ入力インピーダンス z_{in} の半分の値となる。更にその入力インピーダンスは給電位置における値であるから、IC 端子までの引出し配線長 l_p によって生成されるインダクタンスによるリアクタンス成分 X_{l_p} をそこに加算することで、IC 端子から見たアンテナの入力インピーダンスと考えることができる。つまり実際の無線 IC タグ用アンテナは引出し配線付きグランドレスパッチアンテナであるといえる。このアンテナの動作及び利得はダイポールアンテナと同様である。最大の利点は、IC 端子が DC 的に短絡されており、共振周波数（搬送波周波数）以外の周波数に対して IC の両端子が同電位となるため、静電気等に対する耐性が飛躍的に改善される点である。

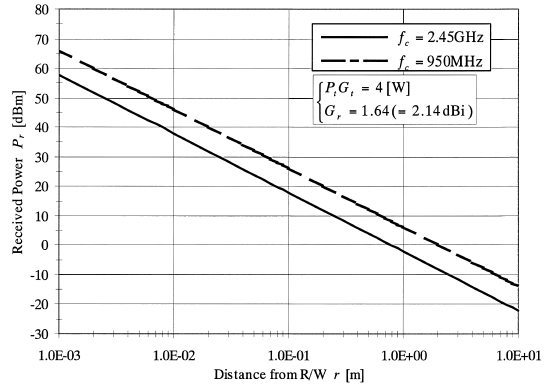


図 15 無線 IC タグの距離-受信可能電力
Fig. 15 Distance vs. received power of RFID tag.

次に、通信距離については式 (9) のフリスの伝達式から容易に類推可能である。これは無線 IC タグからの返信が Back Scatter 方式であり、無線 IC タグが動作可能な電力が送信できさえすれば、その動作による返信信号は R/W から見た電力伝送効率の変化という形で検知されるためである。

ここで図 15 に距離に対する無線 IC タグの受信可能電力を示す。

$$P_d = \frac{P_t A_t}{\lambda^2 r^2}, \quad A = G \frac{\lambda^2}{4\pi}, \quad P_r = P_d A_r$$

$$\therefore r = \sqrt{\frac{P_t A_t}{\lambda^2 P_d}} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_t G_t G_r}{P_r}} \quad (9)$$

R/W	空間	無線 IC タグ
RF 回路出力: P_t	距離: r	アンテナ利得: G_r
アンテナ利得: G_t	電力密度: P_d	IC 消費電力: P_r
アンテナ実効面積: A_p, A_r		

この結果、無線 IC タグのアンテナの利得がダイポール相当の場合、IC 消費電力が 1mW であれば最大通信距離は搬送波が 2.45 GHz の場合で約 80 cm、950 MHz の場合で約 2 m となり、波長換算分だけ通信距離が延伸化されていることが分かる。

4. 金属、高誘電体用無線 IC タグのアンテナ

一般の無線 IC タグは自由空間内で用いることを前提に作成されているため、金属や高誘電体内での使用時にはアンテナの特性変化により通信距離が短くなるか、または動作しなくなる。このため、これらの場で

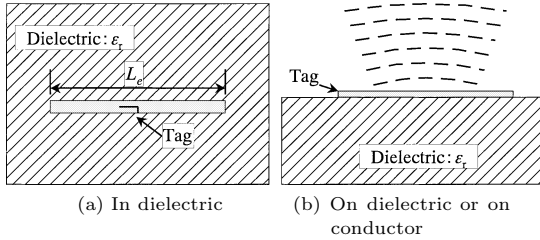


図 16 媒質内または貼付け時のタグ
Fig. 16 RFID tag in dielectric or on conductor.

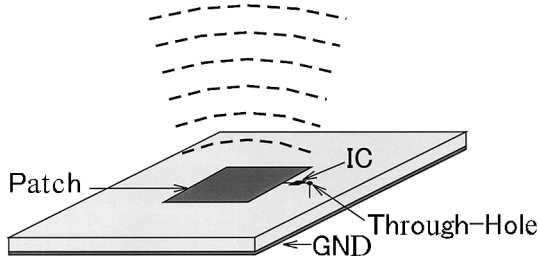


図 17 パッチアンテナ
Fig. 17 Patch antenna for RFID.

用いる場合にはそれに特化したアンテナが必要となる。まず高誘電体媒質内で用いる場合 (図 16 (a)) では、比誘電率 ϵ_r による波長短縮効果から、アンテナ長 L を短くすればよいことが容易に類推できる。

$$\lambda_e = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \rightarrow L_e = \frac{L}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (10)$$

4.1 パッチアンテナ

次にこれらの媒質に装着させて用いる場合 (図 16 (b)) であるが、最も簡単なのは無線 IC タグ用アンテナとして単向性のもの、例えばパッチアンテナ (図 17) を用いることである。

この場合、R/W との通信は金属/誘電体と反対側からに限定されるが、金属/誘電体側は GND によりシールドされた形となるため、その影響を無視することが可能となる。ここで図 18 に実際に試作したパッチアンテナを示す。

この試作アンテナは厚さ 1 mm のガラスエポキシ基板 ($\epsilon_r = 4.7$) を使い、各寸法は μ -Chip® の入力インピーダンスと共役整合するように最適化している。ダイポール相当 ($G_r = 2.14$ dBi) のアンテナを実装したインレット (チップにアンテナを取り付けた形態) は金属に装着させた状態で動作不可能であるが、このパッチアンテナ ($G_r = 0.00$ dBi) では、空气中及び金属に装着させた状態の双方において対インレット比で 78% ($= 1.64^{-1/2}$) の通信距離を実現している。

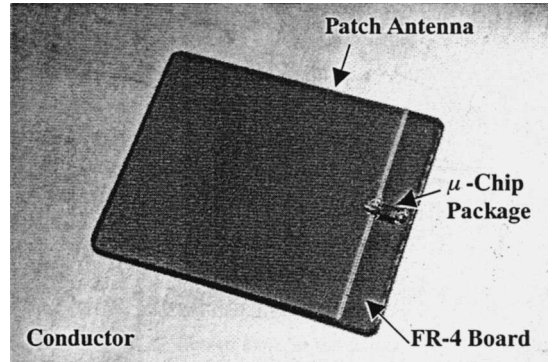


図 18 μ -chip 向けに試作したパッチアンテナ
Fig. 18 Prototype patch antenna for μ -chip.

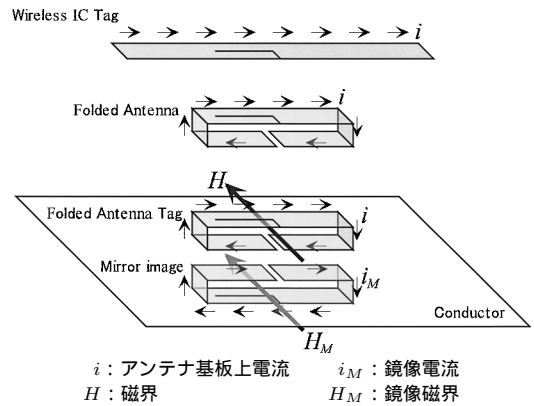


図 19 金属貼付けタグ用折返しループアンテナ
Fig. 19 Turn-back loop antenna for RFID tag on metal.

4.2 ループアンテナ

更に装着対象が金属の場合、通常無線 IC タグを装着させるとその鏡像効果により電界が打ち消され通信不可能となるが、ループアンテナでは磁界が強め合うことからアンテナとして機能する [6]。そこで、通常無線 IC タグの両端を折り返し、ループ形状を作り出すことで金属に装着させても通信を可能にできる (図 19)。

このアンテナは折返しによりできるループ面積を大きくすることがアンテナ効率を上げるポイントだが、実際には低姿勢化の必要から折返しによる厚さを最小限に抑える必要があり、通信距離と厚さのトレードオフの問題となる。例えば μ -Chip® の通常インレットを折り曲げて厚さ 1 mm のループを作成した場合、そのアンテナ利得は $G_r = -10 \sim -20$ dBi となり、通信距離は 4.1 の場合と比べ 30% 程度以下 ($= 0.1^{-1/2}$)

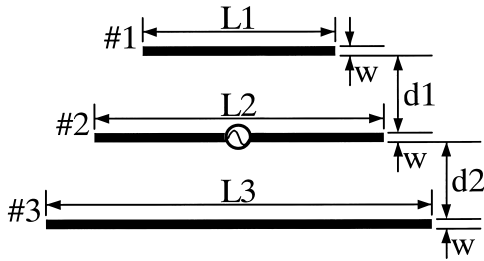


図 20 アンテナモデル
Fig. 20 Antenna model.

表 1 設計値
Table 1 Antenna size.

長さ: L1	29mm	長さ: L2	43mm
長さ: L3	53mm	線幅: w	4mm
間隔: d1	4mm	比誘電率 ϵ_r	4.8
間隔: d2	17mm	誘電体厚さ	0.75mm

に低下するが R/W 出力によっては認証可能となる。

4.3 無給電素子装荷アンテナ

最後に、先のパッチアンテナと異なり、本や DVD など装着対象と同一平面方向に通信を行う場合についての解析例を示す。アンテナの特性は装着させる物体の誘電率と形状によって変化するので、無線 IC タグ用アンテナを紙やプラスチックなど様々な誘電率の物体に対応させるためには、幅広い帯域で動作するアンテナが必要となる。一般に包装やパッケージに用いられる紙やプラスチックは、比誘電率 $\epsilon_r = 2.0 \sim 4.0$ の範囲に収まるので、これを対象とする。

アンテナの広帯域化には様々な手法が報告 [7] ~ [11] されているが、図 20 に示すように、無給電素子を配置するアンテナが要求に適っている。表 2 に基準となる自由空間用アンテナの諸量を示す。なお、アンテナインピーダンスは先に述べたように、IC チップと共役整合をとるように設計するべきだが、ここでは一般的な特性インピーダンス 50Ω に合わせてある [12]。

アンテナの反射損を図 21 に示す。FDTD 法による解析と実験値が良好に一致しており、FDTD 法で十分に設計できることが分かる。同じ基板で設計したダイポールアンテナの比帯域 (Return Loss: -20 dB 以下) は 11.4% であるのに対して、このアンテナは比帯域 34.7% であり、約 3 倍の帯域になっている。厚みを薄くする、または比誘電率が低い基板を用いることにより、更に広帯域化が可能となる。

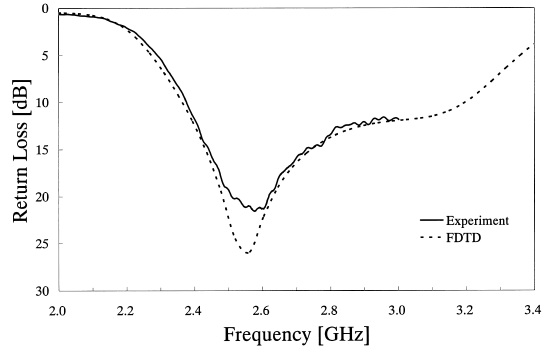


図 21 自由空間の反射特性
Fig. 21 Return loss in the free space.

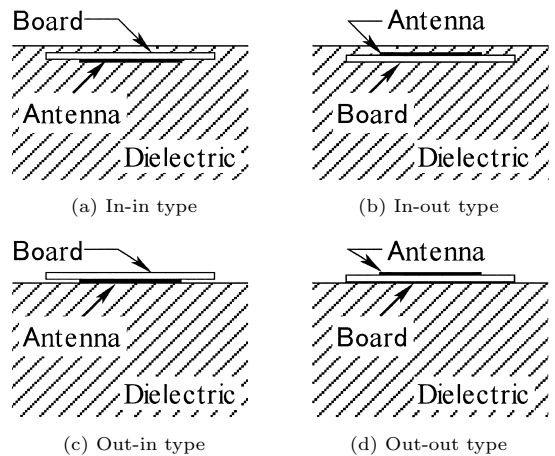


図 22 アンテナ装着方法
Fig. 22 Attached antenna position.

表 2 のアンテナは誘電体に装着させると、波長短縮により比誘電率が大きいほど、周波数特性は低い方向にシフトするため、比誘電率 $\epsilon_r = 2.0 \sim 4.0$ を対象とする場合は、表 2 の各長さを 84% に縮小し、誘電体装着用アンテナとする。

誘電体に IC タグを装着したモデルとして、図 22 に示すように、大きさと厚みがともに無限長の誘電体にアンテナを装着したモデルを考える。アンテナの付け方は、IC タグが誘電体の内部にあるもの、外部表面に貼付したもの、更に各場合について IC タグのアンテナ素子が、誘電体の外側に面し IC タグとしては外側を向いている場合と、基板が誘電体の外側に面し IC タグとしては内側に向いている場合の組合せ、計 4 通りを想定した。

図 23 に、比誘電率 $\epsilon_r = 2.0$ として装着させたときの反射損を示す。どの場合でも周波数 2.45 GHz で

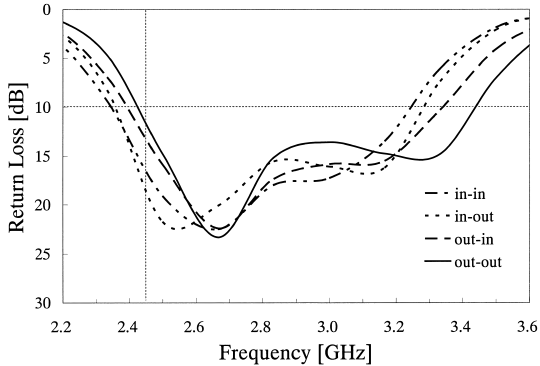


図 23 装着状況による反射特性 ($\epsilon_r = 2.0$)

Fig. 23 Return loss of various antenna position.

-10 dB 以下を満たしているが、装着方法により帯域幅が異なるので、アンテナを誘電体に装着させる場合には付け方も考慮に入れる必要がある。有限長の誘電体に装着した場合も、若干の違いは生じるが同様の結果になることを確認している [12]。

5. む す び

今後のコピキタス社会における重要なキー技術である無線 IC タグを構成するアンテナについて、その選択、設計方法及び応用例について検討を行った。この IC タグはその使用目的より必要な通信距離が異なり、この通信距離要求から搬送波周波数が決定され、この周波数に応じて使用するアンテナが電界型、磁界型かが決定される。また、使用対象物によって無線 IC タグとしてのサイズとアンテナの種類が決定される。

本論文ではより多くの種類について述べるために、各アンテナの設計手法について述べ、具体的な製品については割愛したが、ここに示した手法で各種製品の一般的な設計が可能であることは確認してある。

今後は製造コスト低減のための材料、製法、ばらつきに対する許容性の検討を行うとともに、通信距離の延伸化及び特殊用途向け、特殊環境内での使用に対する要求が増加すると考えられ、これらについての研究を進めていく必要がある。

文 献

- [1] 上坂晃一, 非接触 IC カード/RFID 用アンテナ設計技術, (株)トリケップス, 2004.
- [2] K. Finkensteller, RFID ハンドブック, 日刊工業新聞社, 2001.
- [3] 日本電気株式会社, 無線 IC タグの基本と仕組み, 秀和システム, 2005.
- [4] 上坂晃一, 幕内雅巳, 須賀 卓, “非接触 IC カード・

RFID 用スパイラルアンテナの設計解析技術” 信学技報, A-P2003-239, Jan. 2004.

- [5] H.M. Greenhouse, “Design of planar rectangular microelectronic inductors,” IEEE Trans. Parts Hybrids Packag., vol. PHP-10, no.2, pp.101-109, June 1974.
- [6] 上坂晃一, 安部 實, 関口利男, 上野伴希, “ノーマルモードヘリカルアンテナに関する研究” 信学技報, A-P94-31, 1994.
- [7] 苅込正敏, 恵比根佳雄, “無給電素子のあるプリントダイポールアンテナ” 信学技報, A-P89-2, April 1989.
- [8] 田口裕二郎, 陳 強, 澤谷邦男, “広帯域モノポール八木・宇田アンテナ” 信学論(B), vol. J83-B, no.1, pp.56-64, Jan. 2000.
- [9] 大嶺裕幸, 深沢 徹, 宮下和仁, 茶谷嘉之, “複数の非励振素子で広帯域化を図った 3 周波数共用ダイポールアンテナ” 信学技報, A-P2000-6, April 2000.
- [10] 恵比根佳雄, 鹿子嶋憲一, “近接無給電素子を有する多周波数共用ダイポールアンテナ” 信学論(B), vol. J71-B, no.11, pp.1252-1258, Nov. 1988.
- [11] 掛札祐範, 恵比根佳雄, 新井宏之, “無給電素子の形状による反射板付きダイポールアンテナの広帯域化” 信学技報, A-P2003-110, Aug. 2003.
- [12] 猪山圭一郎, 高橋応明, 宇野 亨, 有馬卓司, “広帯域 RFID 用アンテナの研究” 信学技報, A-P2004-230, Feb. 2005.

(平成 18 年 1 月 17 日受付, 4 月 4 日再受付)



上坂 晃一 (正員)

平 5 武蔵工大・工・電子通信卒。平 7 同大大学院修士課程了。同年(株)日立製作所生産技術研究所入所。平 18 同情報・通信グループトレーサビリティ・RFID 事業部。平 17 千葉大・フロンティアメディカル工学研究開発センター・特別研究員。EMC 計測技術, 非接触 IC カード/RFID 用アンテナ, 高速伝送線路に関する研究・開発に従事。



高橋 応明 (正員)

平元東北大・工・電気卒。平 6 東工大大学院博士課程了。同年武蔵工大・工・電気・助手。同大講師を経て, 平 12 東京農工大・工・電気電子・助教授。平 16 千葉大・フロンティアメディカル工学研究開発センター・助教授。衛星放送受信アンテナ, 平面アンテナ, 小型アンテナ, 環境電磁工学, 人体と電磁波の研究に従事。工博。IEEE シニア会員。