

# フォワードリンク，リバースリンク受信電力測定に基づく UHF 帯パッシブ RFID タグの近接時における通信距離変化の解析

指導教員 工学博士 榎田 洋太郎  
提出者 7310665 与島 大幸

## 1 はじめに

IC カードや物品管理に代表される RFID (RadioFrequency IDentification) システムは、電磁誘導または電波を用いて無線通信による情報のやりとりを行う。RFID システムは、固有の ID 情報を持ったタグと、タグの情報を読み取るリーダから構成され、使用周波数帯によって区分される。遠距離通信に用いられる UHF 帯 (日本では 952~954MHz) は、物品に貼り付けたタグの情報を離れたリーダで一元的に取り扱うことが可能である。使用される RFID タグは電源の有無で分類され、本研究で用いるパッシブタグは、自身で電源を持たずにリーダからの電力供給によって ID 情報を返す。タグのアンテナは金属で構成されているため、タグ同士が近接するとリーダから片方又は両方のタグを読み取ることができなくなる[1]。タグ間の干渉による通信距離低下の原因がフォワード、リバースリンクのいずれにあるのかの定量的な評価については既に報告されている[2]が、これは、タグに装荷されている IC のインピーダンスに推定値を使用しており、各リンクの受信電力がその推定値を元に評価されていた。そこで、本研究では、IC の種々の特性を実測により評価し、その評価結果を各リンク受信電力のモデル式に組み込むことで、タグ近接時のフォワード、リバースリンク受信電力のシミュレーションを行う。そして、シミュレーションと同環境で実施された実測との比較を行うことで、タグ近接時の通信距離低下がフォワード、リバースリンクのどちらで引き起こされるのかを明らかにする。本論ではまず初めに、第二章で UHF 帯パッシブ RFID システムのフォワード・リバースリンクの電力伝搬モデルから、タグ・リーダに供給される電力の一般式を求める[2][3]。第三章では、第二章で構築されたモデルに適用させるためのタグ IC の測定を行う。第四章では第二章、第三章での検討を元にシミュレーションモデルを作成し、タグ近接時の各リンクの受信電力をシミュレーションにより算出する。第五章ではシミュレーションと同環境における各リンク受信電力の実測を行い、シミュレーション値と比較することで、フォワード・リバースリンクのどちらで通信距離が制限されるかをタグ間の距離依存性から明らかにする。

## 2 システムモデル

### 2.1 RFID タグ

代表的な UHF 帯パッシブ RFID タグは、所望周波数帯で共振されるように設計された半波長ダイポールアンテナと、変調回路が含まれた IC とが二点で直結する構造を取る。また、IC はボックスキャタ変調に使用する二つのインピーダンス状態を持つ。図 1 にパッシブ RFID タグの等価回路を示す[1]。

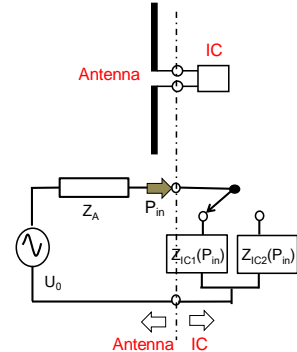


図 2-1 タグ等価モデル

それぞれ、 $R_A$  は放射抵抗、 $R_r$  は損失抵抗、 $X_A$  はアンテナリアクタンス、 $U_0$  はリーダによる励起電圧、 $Z_{IC1}$  は、タグ IC が待機状態である時のインピーダンス、 $Z_{IC2}$  はタグが信号を変調する際の切り替えに使用するインピーダンスである。また、IC インピーダンスはアンテナ部から IC 部へ入力する電力によって変化する。よって、本研究では IC のインピーダンスを IC 入力電力  $P_{in}$  の関数として定義する。 $Z_A (= R_A + jX_A)$  をアンテナインピーダンス、 $Z_{IC1,2}(P_{in}) = R_{IC1,2}(P_{in}) + jX_{IC1,2}(P_{in})$  を IC インピーダンスとする。また、今回検討に用いる IC は変調に振幅シフトキーイング (ASK) を用いるとする[1]。

### 2.2 RFID システム(フォワードリンク)

リーダからタグへの供給電力をフォワードリンクとする。このときのモデル図を以下に示す[1][2]。IC は待機状態である  $Z_{IC1}$  で電力を受信する。それぞれ、 $P_R$  はリーダ送信機の出力電力  $G_R$  はリーダアンテナ利得、 $r$  はリーダとタグ間の距離、 $G_T$  はタグアンテナ利得、 $P_e$  はタグ IC の受信電力を表す。この時、 $P_e$  は IC の励起閾値電力  $P_{e-th}$  を満足させる必要がある。

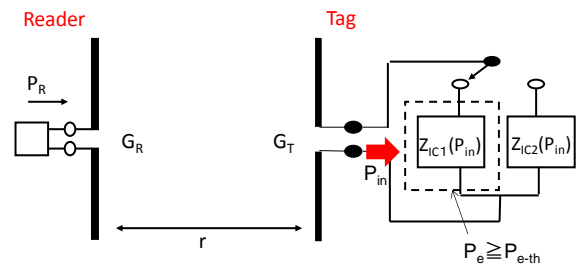


図 2-2 フォワードリンク電力伝搬モデル

$P_e$  は次式で表される[1]。

$$P_e = \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 P_R G_R G_T \frac{4R_A(M)R_{IC1}(P_{in})}{|Z_{IC1}(P_{in}) + Z_A(M)|^2} \geq P_{e-th} \quad (2.1)$$

### 2.3 RFID システム(リバースリンク)

タグからリーダへの電力伝搬方向をリバースリンクとする。リバースリンク電力伝搬モデルを図 2-3 に示す。

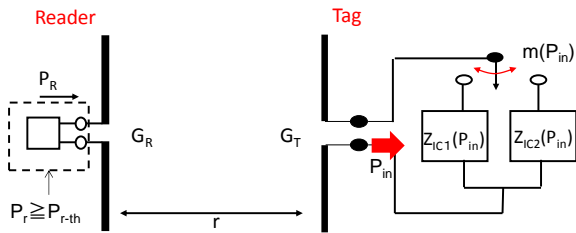


図 2-3 リバースリンク電力伝搬モデル

それぞれ、 $P_s$  がタグの送信電力、 $P_r$  がリーダの受信電力を表す。後の実験の結果との比較のために、リバースリンク受信電力を、変調方式に ASK を用いているタグの変調信号成分電力のみをリーダが受信した時の電力と定義する。このリバースリンク受信電力は、タグの変調度を用いて以下の式で表すことが出来る[1][3]。

$$P_r = \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^4 P_R G_R^2 G_T^2 \left| \frac{2R_A(M)}{Z_{IC1}(P_{in}) + Z_A(M)} \right|^2 \cdot \frac{\{m(P_{in})\}^2}{4} \quad (2.2)$$

### 3 タグ IC 測定

タグに装荷されている IC のインピーダンス、及び信号を送信する際の変調度は、IC への入力電力によって変化する。そこで、本章では、タグ IC への入力電力に対するインピーダンスの変化、変調度の変化、及び IC の励起閾値電力の測定を行う。

#### 3.1 IC インピーダンス測定

本節では、タグ IC のアンテナ側からみた入力インピーダンスの、ベクトルネットワークアナライザ(VNA)を用いた測定を行う。まず、本研究で使用されているタグに装荷されている IC と同種の IC を用意し、この IC 向けに作成した特性インピーダンスが  $50\Omega$  である高周波プローブを用い、VNA の出力電力を変化させた時のタグ IC のインピーダンスを測定する。この場合、IC は電力を受けるのみで励起せず、信号を変調する事はないので、測定する対象は  $Z_{IC1}$  となる。装置構成を以下に示す。

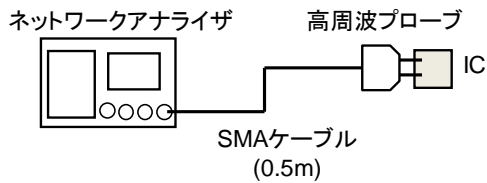


図 3-1 タグ IC インピーダンス測定装置構成

VNA と IC の間に存在するケーブル長  $0.5\text{m}$  の SMA ケーブルと IC プローブには理想的に損失がないものとみなし、この VNA の出力電力が、そのまま IC への入力電力になるものとする。VNA の出力電力を  $-10\sim 10\text{dBm}$  の範囲で掃引した時の、IC 入力電力と IC インピーダンスを図 3-2 に示す。測定された抵抗成分、リアクタンス成分に対して、タグ IC 入射電力  $P_m$  を変数とした 4 次の多項式近似を施し、以下のように示す。

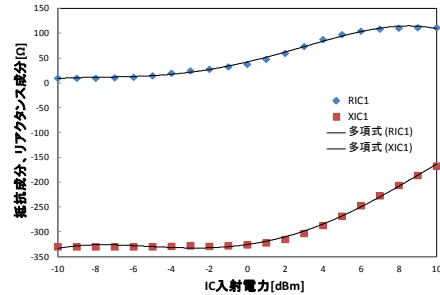


図 3-2 タグ IC インピーダンス測定結果

$$R_{IC1}(P_m) = -5.4 \cdot 10^{-3} P_m^4 - 7 \cdot 10^{-3} P_m^3 + 7.9 \cdot 10^{-1} P_m^2 + 6.3 P_m + 26 \quad (3.1)$$

$$X_{IC1}(P_m) = -4 \cdot 10^{-3} P_m^4 - 3.1 \cdot 10^{-2} P_m^3 + 1.2 P_m^2 + 6.4 P_m - 330 \quad (3.2)$$

$$Z_{IC1}(P_m) = R_{IC1}(P_m) + jX_{IC1}(P_m) \quad (3.3)$$

この関数を第二章のフォワードリンク、リバースリンク受信電力モデル式である式(2.1)及び(2.2)に適用し、後述するフォワード、リバースリンク受信電力の計算機シミュレーションモデル内に組み込む。

#### 3.2 IC 変調度, IC 励起閾値電力測定

本節では、2章において構築した各リンク受信電力モデル式に組み込むことを目的とし、IC への入射電力に対するタグ IC の送信信号の変調度、及びタグ IC の励起閾値受信電力の測定を行った。

##### 3.2.1 装置構成

IC への入射電力に対するタグ IC の送信信号の変調度、及びタグ IC の励起閾値受信電力の測定の装置構成を以下に示す。

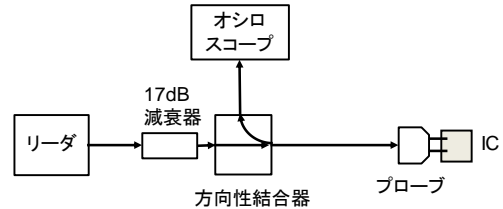


図 3-3 IC への入射電力に対するタグ IC の送信信号の変調度、及びタグ IC の励起閾値受信電力の測定の装置構成

各コンポーネントは、SMA ケーブルにより接続されている。リーダから出力された信号は、まず  $17\text{dB}$  減衰器により減衰される。この減衰器は、IC への電力の過入力を防ぐと共に、IC への入力電力を希望の範囲に調整する役目を持つ。減衰器を通過した信号は、方向性結合器、プローブを通じ、IC へ入射する。そして、IC からの応答信号を方向性結合器により分離することで、IC の変調信号をオシロスコープにより観測し、各 IC 入射電力に対する IC の信号変調度、及び IC 励起閾値電力を測定した。尚、予め、本来プローブが接続される部分にスペクトラムアナライザを接続することで、リーダの出力電力を変化させた時のプローブへ入射するはずの電力を測定しておく。そして、プローブ内での損失は非常に微小であるとし、この測定値を IC 入射電力  $P_m$  とみなす。リーダの出力電力と  $P_m$  の関係を表 3-1 に示す。

表 3-1 リーダの出力と  $P_{in}$  の関係

$P_R$ [dBm]	15.00	16.00	17.00	18.00	19.00	20.00	21.00	22.00	23.00
$P_{in}$ [dBm]	-2.53	-1.11	-0.18	0.61	1.74	2.96	4.04	4.96	5.93
$P_{out}$ [dBm]	23.00	24.00	25.00	26.00	27.00	28.00	29.00	30.00	
$P_{in}$ [dBm]	5.93	6.78	7.97	8.92	9.95	10.96	11.95	13.00	

### 3.2.2 IC 変調度の測定

リーダーの送信電力を 30dBm 即ち表 3-1 より  $P_{in}$  が 13dBm である時のオシロスコープで観測される IC 送信信号の図 3-4 に波形を示す。



図 3-4 オシロスコープで観測される IC 送信信号

IC は ASK で信号を変調するため、搬送波の振幅が変化させることでタグが信号を変調しているのが見て取れる。オシロスコープで観測される、タグの信号波の包絡線のピークの電圧  $V_1$ (Peak to Peak), 包絡線の谷底の電圧を  $V_2$ (Peak to Peak) とおくと、タグの変調度は以下の式で求めることが出来る[3].

$$m = \frac{V_1 - V_2}{V_1 + V_2} \quad (3.4)$$

式(3-4)に従い、各 IC 入射電力に対する変調度を計算し、図 3-5 に示した。

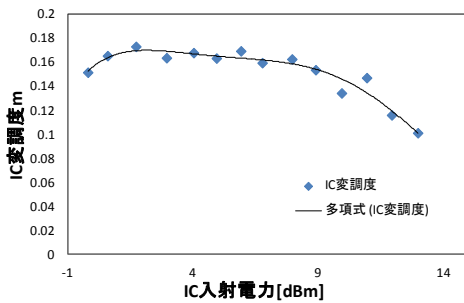


図 3-5 IC 入射電力毎の IC 変調度

変調度は最大で 0.18 程度、最小で 0.11 程度の値を取る。この変調度の測定結果に対し、IC 入射電力  $P_{in}$  を変数とした 5 次の多項式近似を施し、この多項式を  $m(P_{in})$  とする。この関数をリバースリンク受信電力モデル式(2.2)に適用した後述するフォワード、リバースリンク受信電力の計算機シミュレーションモデル内に組み込む。

$$m(P_{in}) = 2.0 \cdot 10^{-6} P_{in}^5 + 9.0 \cdot 10^{-5} P_{in}^4 + 1.2 \cdot 10^{-3} P_{in}^3 - 6.9 \cdot 10^{-3} P_{in}^2 + 1.68 \cdot 10 P_{in} + 1.6 \cdot 10^2 \quad (3.5)$$

また、タグの入射電力が 0.61dBm 以下となる部分では、タグの信号をオシロスコープにおいて観測することができなかった。これは、IC が励起閾値に達するのに十分な電力を、リ

ーダの搬送波より供給出来なかったためであると考えられる。

### 3.2.3 IC 励起閾値電力の測定

本節では、前節の実験において、タグの送信信号が観測された最小の IC 入射電力を元に IC の励起閾値電力を計算する。前節の測定では IC への入射電力が 0.61dBm となる部分で、初めてタグの信号が観測された。このことから、入射電力が 0.61dBm である時の IC の受信電力を計算し、タグ IC の励起閾値電力とする。測定に使用したプローブ先端の寄生容量、及び寄生インダクタンスは非常に微小なため、IC 受信電力へ及ぼす影響を無視出来るとすると、この場合の IC 受信電力は伝送線路の特性インピーダンスである  $50\Omega$  と IC のインピーダンスの不整合を考量した受信電力となる。この受信電力を  $P_{e-50\Omega}$  とすると、これは以下の式で表される。

$$P_{e-50\Omega} = P_{in} \frac{4R_{IC1}(P_{in}) \cdot 50}{|Z_{IC1}(P_{in}) + 50|^2} \quad (3.6)$$

この式に、前述した IC が励起する時の IC 入射電力  $P_{in}=0.61\text{dBm}$  を代入すると、IC 励起閾値電力は  $P_{eth}$  は  $-13\text{dBm}$  と求められた。

## 4 シミュレーション

RFID タグ同士が近接すると電磁的干渉によりタグの受信特性、及び送信特性が変化する。本章では、2章で構築した各リンク受信電力モデル式に基づき、タグ近接時のフォワードリンク、リバースリンクの受信電力をシミュレーションにより評価する。

### 4.1 シミュレーションモデル

本シミュレーションでは、測定用タグ、及び与干渉タグの二枚のタグの近接時の各リンク受信電力の評価を行う。シミュレーションに用いるタグモデルは、シミュレータ上に作成したタグアンテナに、3章で測定されたインピーダンス特性、変調度特性、及び励起閾値電力を持つ IC が装荷されたモデルを使用する。シミュレータ上に作成したタグアンテナを図 4-1 に示す。これは、市販のタグ (トッパン・フォームズ社製) のアンテナ部をシミュレータ上に作成したものである。



図 4-1 シミュレータ上に作成したタグアンテナ

計算機シミュレーションモデルを図 4-2 に示す。送信電力  $P_R$  で信号を送信するリーダーの位置を  $Z=0$  として、垂直上方向に  $Z$  軸をとる。測定用タグの位置を  $Z=0.5\text{m}$  の位置に固定させる。与干渉タグは、測定用タグとの距離を  $M$  として、 $Z$  軸上を移動させる。この時  $M$  は測定タグより上側を正にとる。この環境において、リーダー送信電力  $P_R$ 、及び測定用・与干渉タグ間距離  $M$  を其々変化させた時のフォワードリンク及びリバースリンクの受信電力を式(2.1)及び(2.2)に基づいた計算機シミュレーション[2]によって評価する。評価諸元を表 4-1 に示す。尚、シミュレータには、アジレント・テクノロジー社の Momentum を使用した。

表 4-1 評価諸元

リーダ送信電力 $P_R$	15~25[dBm]
測定用・干渉用タグ間距離 $M$	5~100[mm]
リーダアンテナ利得 $G_R$	6[dBi]
タグアンテナ利得 $G_T$	1.46[dBi]
リーダ・測定用タグ間距離 $r$	0.5[m]
空間伝送損失	二乗則
タグ起動閾値電力	-13[dBm]
リーダ読取閾値電力	-70[dBm]

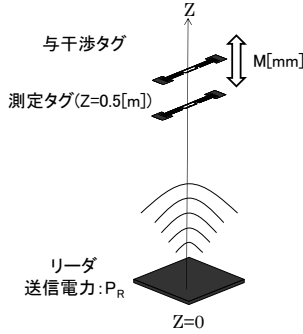


図 4-2 シミュレーションモデル

## 4.2 評価結果

リーダ送信電力  $P_R$  を 15~25dBm, 及び測定用・干渉タグ間距離  $M$  を  $M=5,10,20,30,50,70,100\text{mm}$  とした時のフォワードリンク及びリバースリンクの受信電力のシミュレーション結果を図 4-3 及び図 4-4 に示す。

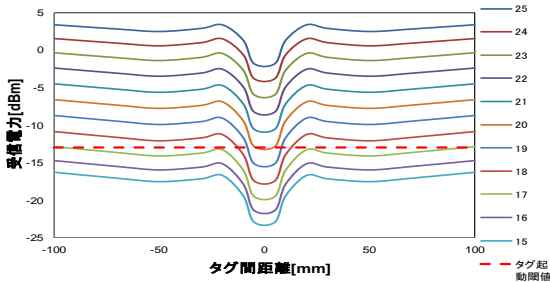


図 4-3 フォワードリンク受信電力シミュレーション

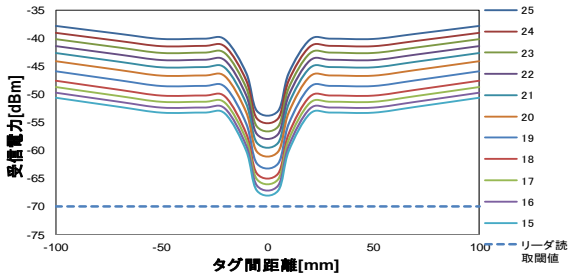


図 4-4 リバース受信電力シミュレーション

リバースリンクにおいては全ての  $P_R$ ,  $M$  においてリーダ読取閾値を上回っているが、フォワードリンクでは  $P_R$ ,  $M$  によって受信電力が IC 励起閾値を下回る点が存在し、実際には  $P_R$ ,  $M$  の範囲ではタグ IC は励起せず、信号を送信することが出来ない。よって、このシミュレーション結果は通信距離がフォワードリンクによって制限されていることの示唆となっている。

## 5 実験

本章では、前章でのシミュレーションによって示唆された

フォワードリンクでの通信距離制限の妥当性を検証するために、シミュレーションと同環境でのフォワードリンク、リバースリンク受信電力の実測実験を行った。測定系は、電波を無反射に抑える電波暗箱内に構築し、フォワード、及びリバースリンクで専用の測定系を構築し、測定を行った。尚、電波暗箱内部に設置する各コンポーネントには金属部が存在するため、電波暗箱内部にも若干の電波の反射は存在する。

### 5.1 フォワードリンク受信電力測定

暗箱内に構築したフォワードリンク受信電力測定系を図 5-1 に示す。

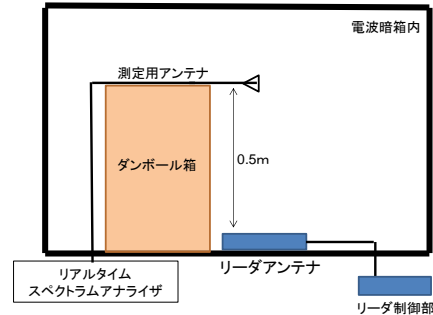


図 5-2 フォワードリンク受信電力測定系

フォワードリンク受信電力測定においては、暗箱外部のスペクトラムアナライザに同軸ケーブルで接続された測定用半波長ダイポールアンテナを、前章のシミュレーションにおいて測定用タグが存在するリーダアンテナより 0.5m 上方に固定する。そして、リーダ制御部からある送信電力  $P_R$  で信号を送信した場合、測定用タグの位置 (リーダアンテナから 0.5m) でのリーダの信号電力  $P_{e-m}$  を測定し、これを式 (5.1) に従って、フォワードリンク受信電力測定値に換算する。計算諸元は表(4-1)と同一のものを使用する。

$$P_e = P_{e-m} \cdot G_T \frac{4R_A(M)R_{IC1}(P_m)}{|Z_{IC1}(P_m) + Z_A(M)|^2} \quad (5.1)$$

### 5.2 リバースリンク受信電力測定

暗箱内に構築したリバースリンク受信電力測定系を図 5-1 に示す。測定用タグの位置をリーダアンテナ 0.5m 上方の位置に固定させる。干渉タグは、測定用タグとの距離を  $M$  として測定用タグより垂直上方向に移動させる。タグは電波暗箱内に設置したスチロール板上に置かれ、 $Z$  軸方向に沿ってスチロール盤の高さを変化させること測定・干渉タグ間距離  $M$  を変化させることが出来る。測定用ダイポールアンテナは測定用タグアンテナとの干渉を抑えるため、 $Z=0.4\text{mm}$  の位置に固定し、この位置におけるタグの応答信号電力の片側変調成分を測定する。そして、この片側変調成分をリバースリンク受信電力換算式 (5.2) を用いてリバースリンク受信電力に換算する。式中の 0.04 という数字は、測定用タグから 0.1m地点と測定用タグから 0.5m地点間、即ち測定用アンテナとリーダアンテナ間の損失係数である。測定タグ及び干渉タグは固有の ID を読み取ることによって識別する。

$$P_r = 0.04P_{s-m}G_R \quad (5.2)$$

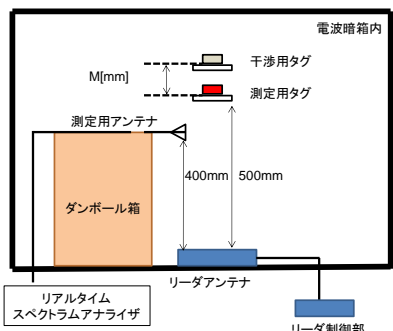


図 5-2 リバースリンク受信電力測定系

### 5.3 測定結果

シミュレーションと同様にリーダ送信電力  $P_R$  を 15~25dBm, 測定用・与干渉タグ間距離  $M$  を  $M=5,10,20,30,50,70,100\text{mm}$  とした時のフォワードリンク及びリバースリンクの受信電力の測定結果を図 5-3 及び図 5-4 に示す。

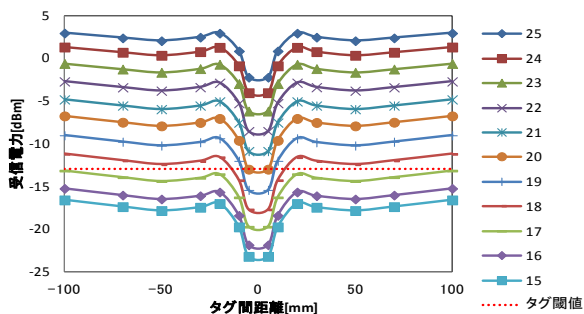


図 5-3 フォワードリンク受信電力測定結果

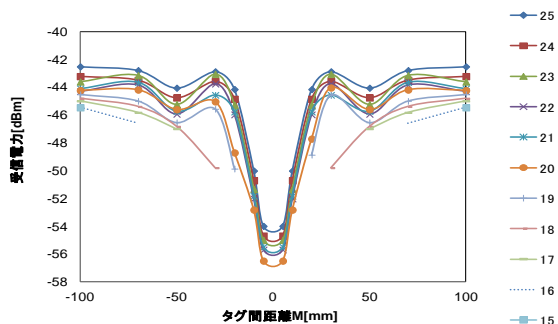


図 5-4 リバースリンク受信電力測定結果

リバースリンク受信電力測定結果の図 5-4 において、グラフ中の線が途切れている点が存在するが、これは、タグの信号がスペクトラムアナライザ上で観測されなかった点である。これは、IC が十分な電力を供給できずに励起できず、信号を送信出来なかったためであると考えられる。また、リバースリンク受信電力測定において、スペクトラムアナライザ上でタグの送信信号が検出されているにもかかわらず、リーダがタグの固有 ID を読み取れないと言う場合は今回の測定では存在しなかった。

### 5.4 通信距離を制限するリンクの検討

本節では、これまでのシミュレーション、及び実測実験の

結果を元に、タグ近接時の通信距離を制限するリンクを決定する。図 5-3, 5-4 共に、シミュレーション値である図 4-3, 4-4 に近い値をとっていることがわかる。また、フォワードリンクシミュレーション結果の図 4-3 においてタグ励起閾値を下回る  $P_R, M$  の範囲では、リバースリンク受信電力測定値の図 5-4 において、グラフ中の線が途切れている。これは、タグが近づく、又はリーダの送信電力が小さくなったことによって、タグが十分な電力を供給できずに、IC が励起されなかったためであると考えられる。また前述したように、リバースリンク受信電力測定において、スペクトラムアナライザ上でタグの送信信号が検出されているにもかかわらず、リーダがタグの固有 ID を読み取れないと言う場合は今回の測定では存在しなかったことから、本研究で使用したリーダ、及びタグの場合では、タグ近接時の通信距離はフォワードリンクによって制限されていると考えられる。

## 6 結論

UHF 帯パッシブ RFID タグ同士が近接すると通信距離が低下する。その原因として、タグ近接時にタグのアンテナインピーダンスが変化し、IC との不整合による電力損失が生じることが挙げられる。そこで、この時の整合状況の変化を用いてタグ・リーダの各受信電力をシミュレーションにより算出し、実験との比較を行った。シミュレーションの結果を実験の結果と比較するためには、リバースリンク受信電力シミュレーションにおいて、タグの片側変調成分の受信電力を評価する必要があり、タグ IC の信号変調度を用いて従来検討されていた式からこれを推定した。タグに装荷されている IC は、IC への入力電力に伴い入力インピーダンス特性、及び信号変調度が変化するので、測定を行い、測定結果をシミュレーションモデルに組み込んだ。また、フォワード、リバースリンクの受信電力を実験により測定し、計算機シミュレーション結果と比較することで、タグ近接時の通信距離を制限するリンクを明らかにした。これらにより、UHF 帯パッシブ RFID タグ近接時の通信距離はフォワードリンクによって制限されていることが明らかになった。本手法は、タグ近接時のフォワード・リバースリンクの通信距離のバランスを取る設計を行うための実験的な検証手法として有効であると考えられる。

### 参考文献

- [1] 日刊工業新聞社, RFID ハンドブック - 非接触 IC カードの原理と応用 -, ISBN. 978-4526052910, May, 2004.
- [2] 田中 優, 榎田 洋太郎, 田久 修, 中山 真知子, 児玉 一成 “UHF 帯パッシブ RFID 近接時における通信距離変化の解析” 修士論文 2008.
- [3] 岩橋榮治, 伝送工学概論, pp.156-159, 東海大学出版会, 東京, 1994.

### 本研究に対する学会発表

- [1] Hiroyuki Yojima, Yu Tanaka, Yohtarō Umeda, Osamu Takyu, Machiko Nakayama, Kazunari Kodama, “Dynamic Impedance Measurement of UHF Passive RFID Tags for Sensitivity Estimation”, IEEE 10th International Symposium on Communications and Information Technologies, pp. 344 – 349, Oct.2010.
- [2] Hiroyuki Yojima, Yu Tanaka, Yohtarō Umeda, Osamu Takyu, Machiko Nakayama, Kazunari Kodama, “Analysis of Read Range for UHF Passive RFID Tags in Close Proximity with Dynamic Impedance Measurement of Tag ICs”, 2011 IEEE Radio & Wireless Symposium pp. 110-113, Jan.2011.