



Title	ロードプルによるRFIDタグアンテナの最適化
Author(s)	井ノ元, 利典; 塩見, 英久; 岡村, 康行
Citation	電子情報通信学会技術研究報告. SIS, スマートイン フォメディアシステム. 2008, 108(334), p. 7-12
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/51311
rights	Copyright©2008IEICE
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

The University of Osaka

ロードプルによる RFID タグアンテナの最適化

井ノ元利典[†] 塩見 英久[†] 岡村 康行[†]

[†] 大阪大学基礎工学研究科 〒560-8531 大阪府豊中市待兼山町 1-3

E-mail: †shiomi@ee.es.osaka-u.ac.jp

あらまし ロードプル測定を用いて RFID タグ IC のインピーダンスを測定し、従来の NWA(NetWork Analyzer) によるタグ IC のインピーダンス測定との比較を行った。非線形素子を含む回路では、入力電力の変化や測定器の内部抵抗などさまざまな要因で素子の動作点が変わるため、実際に素子が動作している状態での特性を測定できるロードプル測定による整合が有利であることを示した。

キーワード RFID, ロードプル, インピーダンス整合

Optimization of the RFID tag antenna by load pull

Toshinori INOMOTO[†], Hidehisa SHIOMI[†], and Yasuyuki OKAMURA[†]

[†] Graduate School of Engineering Science, Osaka University

Machikaneyama 1-3, Toyonaka-shi, Osaka, 560-8531 Japan

E-mail: †shiomi@ee.es.osaka-u.ac.jp

Abstract In this paper, we measured the impedance of RFID tag IC by load pull measurement, and compared with the impedance measurement using NWA(NetWork Analyzer). In the circuit containing a nonlinear element, an operating point changes by factors, such as change of input electric power, and internal resistance of a measuring instrument. Therefore, the load pull measurement which can measure the characteristic in the state where the element is actually operating is advantageous.

Key words RFID, Load Pull, Impedance Matching

1. はじめに

従来の RFID タグ IC のアンテナ作製は NWA(NetWork Analyzer) によってタグ IC のインピーダンスを測定し、その共役複素数のインピーダンスをもつアンテナを作製することにより行われてきた。しかし、タグ IC の非線形性により、正確なインピーダンスの測定が困難であり、このインピーダンスの誤差により所望の特性を得ることが困難である。このため、試行錯誤を繰り返しアンテナのチューニングを繰り返すことにより最適な特性を実現している。したがって、現在の RFID タグの作製方法では実用的な特性のタグを実現するために非常にコストが掛かってしまう。

本報告では、NWA 測定に比べて高精度のインピーダンス整合を実現するために、測定対象の入力インピーダンスを変化させるロードプル測定を用いて回路とアンテナの整合を行った結果について報告する。まず、ロードプル測定によるインピーダンス整合の概要について述べる。次に、実際にロードプル測定を行うためのスタブを用いた負荷インピーダンスの作製法について述べる。さらに、非線形回路に対するシミュレーションと

FDTD 法を用いたアンテナインピーダンスのシミュレーションとその結果をもとにしたアンテナ作製について述べる。

2. スタブを用いたインピーダンスの作製

2.1 単一スタブ整合回路

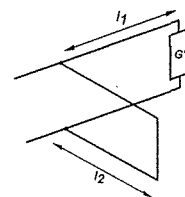


図1 スタブによる整合

図1において、分岐点からスタブを含めずに右を見た規格化アドミタンスは、

$$Y_1' = \frac{G' + j \tan \beta l_1}{1 + j G' \tan \beta l_1} \quad (1)$$

で与えられる。ここで適当な長さ l_1 をとれば、 Y_1' の実部は 1 に

等しくなる。このとき、 Y'_i の虚部と同じ大きさで符号の異なるサセプタンスをもったスタブを取り付けることにより、虚部が 0 となり整合される。そこで、

$$Y'_i = 1 + j\beta'_i \quad (2)$$

とおき、式 (1) と式 (2) を等しいとおくと、

$$1 - B'_i G' \tan \beta l_1 = G' j(B'_i + G' \tan \beta l_1) = j \tan \beta l_1$$

となる。上の両式から B'_i を消去すると、

$$\tan^2 \beta l_1 = \frac{1}{G'} \quad (3)$$

を得る。あるいは、 $\tan^2 \beta l_1 = (1 - \cos^2 \beta l_1) / \cos^2 \beta l_1$ の関係を式 (3) に代入すれば、

$$l_1 = \frac{\lambda}{2\pi} \cos^{-1} \sqrt{\frac{G'}{1 + G'}} \quad (4)$$

となる。この式より、整合させるためにスタブを取り付ける位置 l_1 が得られる。式 (3) および式 (3) から、

$$B'_i = \frac{1 - G'}{\sqrt{G'}} \quad (5)$$

となるから、このサセプタンスを打ち消すために取り付けるスタブの入力サセプタンスは、

$$-j \cot \beta l_2 = \frac{G' - 1}{\sqrt{G'}} \quad (6)$$

となり、これから、整合させるためのスタブの長さは、

$$l_2 = \frac{\lambda}{2\pi} \tan^{-1} \frac{\sqrt{G'}}{1 - G'} \quad (7)$$

となる。これをもとにスタブを用いたインピーダンスを作製する。

2.2 インピーダンスの計算

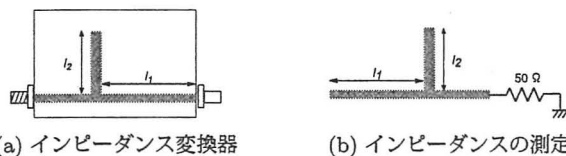


図 2 スタブを用いたインピーダンス

ロードプル・ソースプル測定を行う場合には、測定器と負荷あるいは電源インピーダンスとの間に接続するインピーダンスが必要である。マイクロストリップ線路にスタブを接続することにより、任意のインピーダンスを作製することができる。マイクロストリップ線路のインピーダンスを一般の高周波の測定器に合わせて 50Ω としたとき、図 2.2(a) の負荷を l_1 側から見たインピーダンスは図 2.2(b) と考えることができる。この 50Ω の線路と並列なスタブ l_2 の規格化リアクタンス $\hat{X} = -\cot \beta l_2$ の合成インピーダンスを $\hat{Z}_i$ とおくと、

$$\hat{Z}_i = \hat{R} // \hat{X} = \frac{-j \cot \beta l_2}{1 - j \cot \beta l_2} \quad (8)$$

となる。 l_1 側から見たインピーダンスを $\hat{Z}_i$ は伝送線路の式

から、

$$\hat{Z} = \frac{j \tan \beta l_1 + \cot \beta l_2 (\tan \beta l_1 - j)}{1 + \cot \beta l_2 (\tan \beta l_1 - j)} \quad (9)$$

で与えられる。これをもとにそれぞれの線路の長さ l_1, l_2 を調整することにより、任意のインピーダンスを作製することができる。

3. アンテナの作製

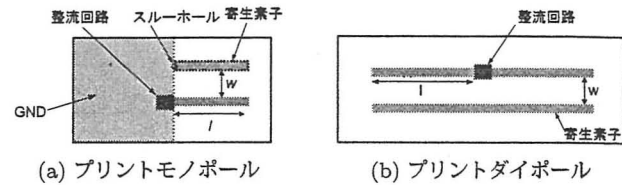


図 3 作製するプリントアンテナ

今回、任意のインピーダンスのアンテナを作製するために、図 3 のようなストリップ基板を用いた寄生素子付きのプリントモノポールアンテナとプリントダイポールアンテナを作製する。これらのアンテナのインピーダンスは、導体の長さ l と導体の寄生素子の間隔 w によって決まる。導体の長さ l によって抵抗成分が決まり、 l を長くすると抵抗値が大きくなり、 l を短くすると抵抗値が小さくなる。また、導体と寄生素子の間隔 w によってリアクタンス成分が変化し、 w を広くすると容量的になり、 w を狭くすると誘導的になる。FDTD 法によるシミュレーションを用いて、 l と w の一方ずつを変化させた場合のインピーダンスの変化を図 4 に示す。

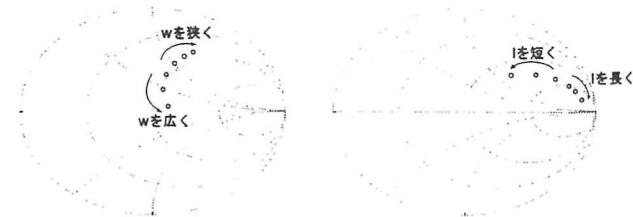


図 4 モノポールアンテナのインピーダンス

4. 実験

4.1 整流回路

図 7(b) のような整流回路と 50Ω の整合をとるための方法として、従来から行われている NWA 測定による整合と、今回提案するロードプル測定による整合の比較・検討を行う。

整流回路の作製に使用した基板は、比誘電率 $\epsilon_r = 3.5$ 、誘電体厚み 0.8 mm 、導体厚み $18\text{ }\mu\text{m}$ である。周波数が 2.45 GHz の信号に対してマイクロストリップ線路のインピーダンスを 50Ω にするために、線路幅 $w = 1.8\text{ mm}$ とした。このときの実効比誘電率は $\epsilon_{eff} = 2.746$ である。

2.45 GHz の信号の自由空間中の波長 λ は 12.2 cm であり、短縮率は $1/\sqrt{\epsilon_{eff}}$ であるから、このマイクロストリップ線路内の波長 λ_g は $\lambda_g = \lambda/\sqrt{\epsilon_{eff}} = \lambda/\sqrt{2.746} = 7.4\text{ cm}$ である。

整流回路に使用したダイオードは Agilent Technologies 社の HSMS-286B, 抵抗 $R = 1 \text{ M}\Omega$, キャパシタ $C = 100 \text{ pF}$ である。コネクタからダイオードまでのマイクロストリップ線路の長さは後述のように 22.5 mm としている。

4.1.1 スタブを用いたインピーダンス変換器の作製

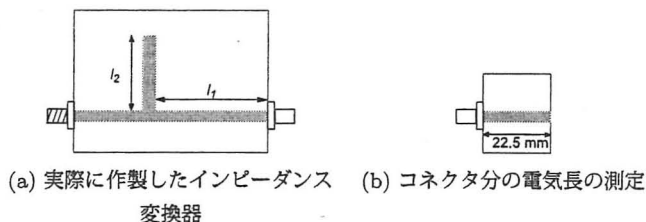


図 5 コネクタによる電気長の補正

整流回路のロードプル測定を行うために、マイクロストリップ線路に任意の長さのスタブを接続し、インピーダンス変換器を作製した。スタブのインピーダンスは計算により求めることができるが、実際にはマイクロストリップ線路にコネクタを接続するため、線路長がコネクタの分だけ長くなっている。その補正を行うために、予備実験としてインピーダンス変換器の電源側と同じ長さのマイクロストリップ線路を作製し、NWA (Hewlett-Packard 8510C) の測定結果から式 (??) から得られる周波数特性を比較し、コネクタの電気長を測定した。また、NWA での測定の際の基準となる位置を測定するために、インピーダンス変換器のスタブまでの長さのオープン・ショートスタブを作製し、電気長の測定を行った。この結果、コネクタを接続することによって、マイクロストリップ線路の長さが $0.08\lambda_g$ だけ長くなることがわかった。以上のことを考慮してストリップ線路の長さ l_1 を決定する。

実際に作製したインピーダンス変換器のスミスチャート上での分布を図 6 に示す。これらのインピーダンス変換器を整流回路の入力側に接続し、整流回路の入力インピーダンスを変化させたとき、入力インピーダンスに対する出力電圧の分布を調べるロードプル測定を行うことにより、整流回路と 50Ω との整合を行う。

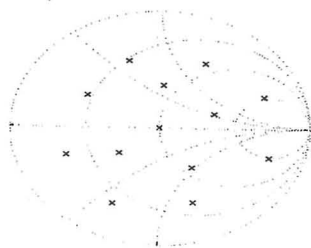


図 6 作製したインピーダンス変換器

4.1.2 整流回路の NWA 測定とロードプル測定による整合の比較

作製したインピーダンス変換器を発振器 (Hewlett-Packard 70340A) と整流回路の間に接続し、出力電圧の測定を行った (図 7)。入力電力が 0 dBm のときの負荷抵抗における出力電圧を図 8(a) に、それぞれの測定結果で得られた整合するための入力

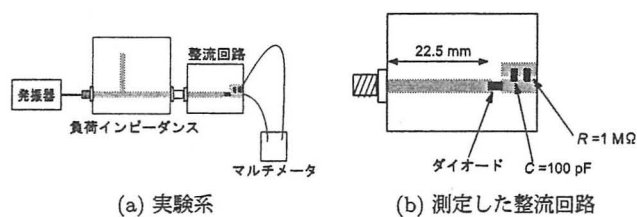


図 7 整流回路の出力電圧の測定

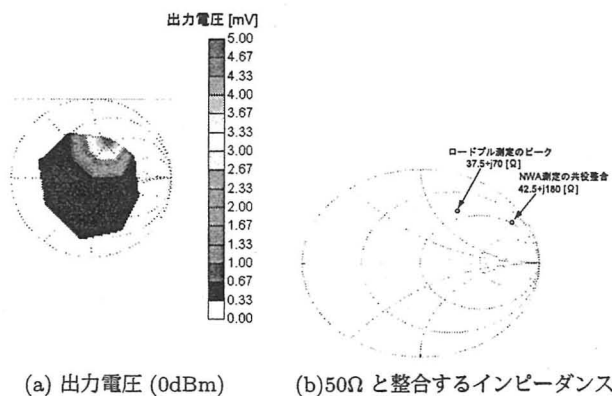


図 8 出力電圧の分布

インピーダンスを図 8(b) に示す。この測定結果をもとに、 50Ω と整合させるために整流回路の入力側に整合回路を接続する。

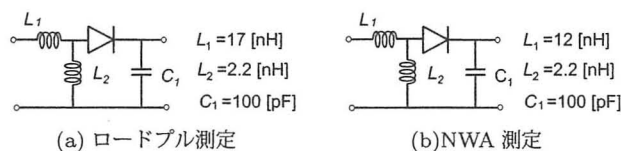


図 9 整流回路の整合

図 10 の実験系で、改めてロードプル測定を行うことにより、出力電圧の分布を調べ、 50Ω と整合がとれているかどうかを確認する。

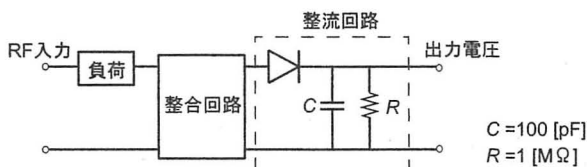
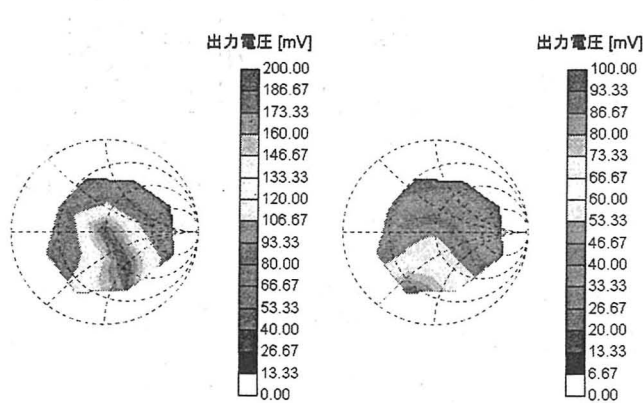


図 10 出力電圧の測定系 (整合回路接続後)

4.1.3 ロードプル測定による整合回路の評価

整流回路にロードプル測定と NWA 測定のそれぞれの測定結果をもとに作製した整合回路を接続したときのロードプル測定結果を図 11 に示す。ロードプル測定の結果をもとに作製した整合回路を接続した場合には 50Ω に出力電圧の最大値があり整合がとれているが、NWA 測定で得られたインピーダンスをもとに作製した整合回路では出力電圧の最大値は $(x = -0.30, y = -0.64)$ の点にある。このことから、非線形素子を含む回路の整合を取る場合にはロードプル測定を用いた整合の方が適していると考えられる。



(a) ロードプル (b) NWA
図 11 整合回路を接続した整流回路の出力電圧の測定

4.1.4 アンテナの作製と出力電圧の測定

以上の実験から、整流回路を整合させるための入力インピーダンスが測定できたため、この結果をもとにアンテナの作製を行う。作製したアンテナのインピーダンスを測定するために、まず図 (a) のモノポールアンテナを作製する。図 12(b) は実際

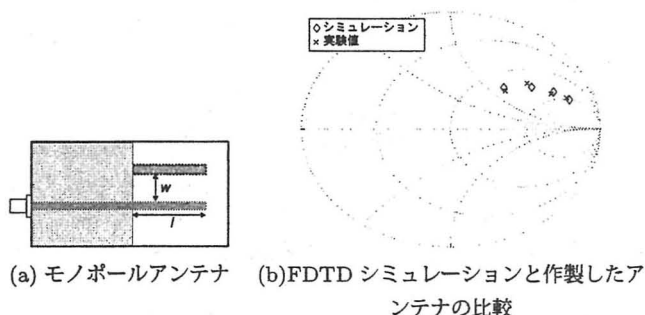


図 12 アンテナの作製

に作製した $w = 11.7$ mm のモノポールのインピーダンスの測定結果と FDTD 法のシミュレーション結果を比較したものである。

ロードプル測定と NWA 測定で得られた整合回路のインピー

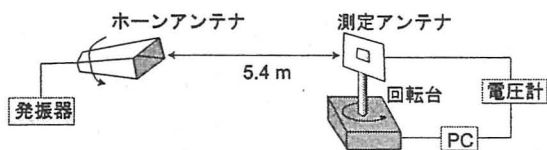
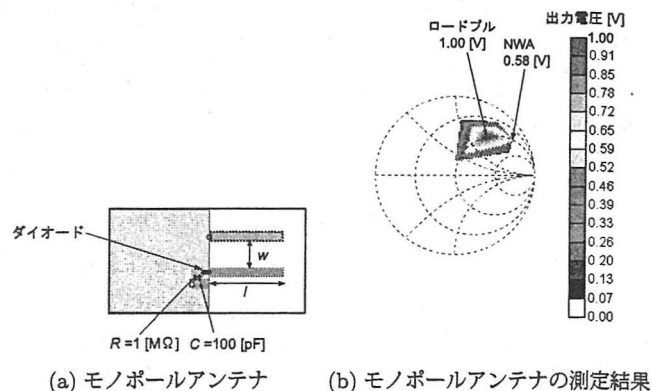


図 13 タグの測定系

ダンスをもとに作製したモノポールアンテナと整流回路を接続し、作製したタグに図 13 の測定系により、2.45 GHz、20 dBm の信号を照射したときの出力電圧を測定した結果を図 14(b) に示す。出力電圧の分布を比較するために、いくつかの異なるインピーダンスのアンテナを作製し、比較を行う。

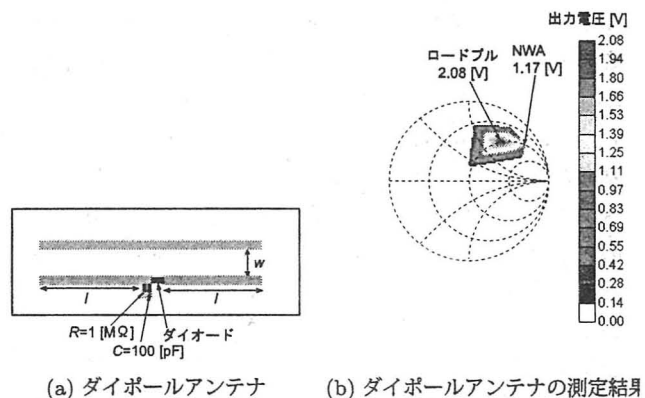
図 14 の結果から、ロードプル測定により作製したアンテナでは出力電圧が 1.00 V、NWA 測定により作製したアンテナでは出力電圧が 0.58 V であり、出力電圧の分布を見てもロードプル



(a) モノポールアンテナ (b) モノポールアンテナの測定結果
図 14 モノポールアンテナの出力電圧の測定

測定の点にピークが現れている。このことより、ロードプル測定により得られたインピーダンスで整合が取れていることが確認できる。

次に、図 15(a) のダイポールアンテナを作製し、同様の測定を行った結果を図 15(b) に示す。図 15 から、ロードプル測定を



(a) ダイポールアンテナ (b) ダイポールアンテナの測定結果
図 15 ダイポールアンテナの出力電圧の測定

もとに作製したダイポールアンテナでは、整流回路出力電圧は 2.08 V、NWA 測定により作製したアンテナでは 1.17 V である。NWA 測定をもとに作製した場合に比べ、出力電圧は約 1.8 倍になっており、整合が改善していることが確認できる。

4.2 RFID チップ

4.2.1 市販の RFID タグ

市販されている RFID タグに対して同様の実験を行う。今回使用した RFID タグは、2.45 GHz 帯の製品である。IC チップに対して、整流回路の場合同様にロードプル測定と NWA 測定を行う。測定を行うために図 16 のようにマイクロストリップ線路に接続する。使用する基板は整流回路の場合同様、比誘

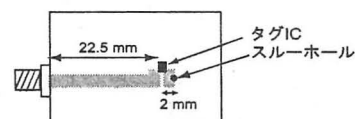


図 16 IC の実装

電率 $\epsilon_r = 3.5$ 、誘電体厚み 0.8 mm、導体厚み 18 μm である。

4.2.2 ロードプル測定と NWA 測定による最適入力インピーダンスの測定

IC のロードプル測定は図 17 のようにして行う。IC のロードプル測定は整流回路の場合と異なり、スキャナとインピーダンス変換器の間に接続したアッテネータを変化させ、IC に記録された情報が読み取れる最大の減衰量を測定することによりロードプル測定を行う。IC のロードプル測定、NWA 測定の結

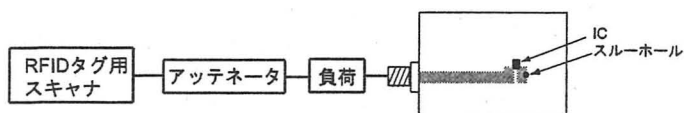
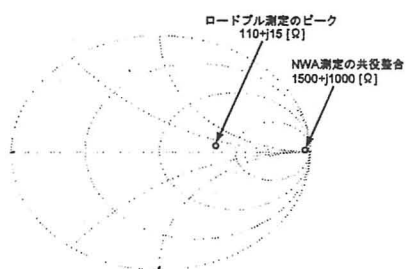


図 17 IC のロードプル測定

果を図 18 に示す。この結果から、ロードプル測定により IC の



最適負荷インピーダンスの測定値

図 18 IC の最適負荷インピーダンスの測定

最適な入力インピーダンスは $110+j15 \Omega$ 、NWA 測定により得られた最適な入力インピーダンスは $1500+j1000 \Omega$ となる。この結果をもとに作製した整合回路を図 19 に示す。これらの整

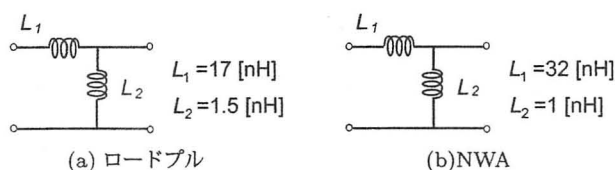
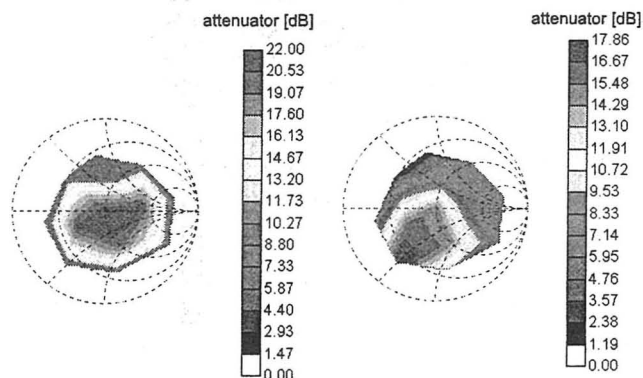


図 19 整合回路

合回路を図 18 の IC とアッテネータの間に接続し、改めてロードプル測定を行い、整合回路の評価を行う。この結果を図 20 に示す。この結果から、ロードプル測定で整合を行った場合には 50Ω で整合がとれている。整流回路の場合同様に、NWA 測定よりロードプル測定の方が適しているといえる。

4.2.3 アンテナの作製

以上の結果をもとに、ロードプル測定と NWA 測定で得られたインピーダンスにもとづいてアンテナを作製する。タグ IC の情報が読み取り可能な距離を比較するために、ロードプルと NWA のほかに 2 種類の異なるインピーダンスのアンテナを作製し、読み取り可能距離の変化を調べる。今回作製したアンテナのインピーダンスを図 21 に示す。



(a) ロードプル

(b) NWA

図 20 整合回路を接続した場合のロードプル測定結果

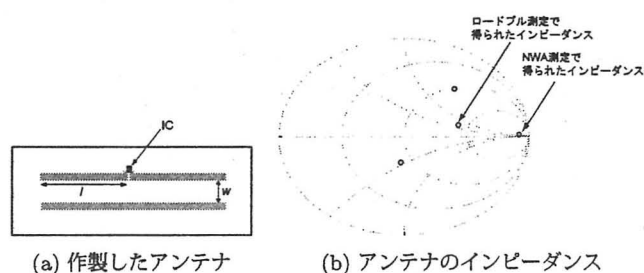


図 21 アンテナの作製

4.2.4 アンテナの通信距離の測定

作製したタグの読み取り可能距離とタグの特性を調べるために、図の実験系で測定を行う。リーダから電波を放射し、タグの向きを 10 deg ずつ変えて IC チップの情報が読み取れる最大通信距離を測定する。リーダから放射される信号は 2.45 GHz 、 30 dBm の信号である。リーダとタグが向き合った状態

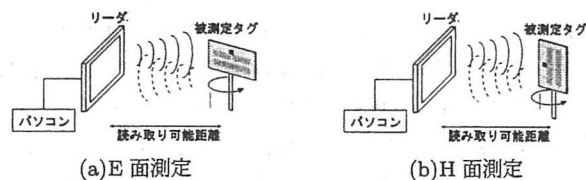


図 22 タグの指向性の測定

で固定し、アンテナのインピーダンスを変化させたときの通信距離の変化を図 23 に示す。また、ロードプルをもとに作製したタグと NWA 測定をもとに作製したタグに対して、タグの向きを変化させたときの読み取り可能距離の測定を行った結果を図 24 に示す。タグが正面方向 (0 deg) を向いているとき、ロードプルの読み取り可能距離は 52 cm 、NWA の読み取り可能距離は 20 cm であり、読み取り可能距離は 2.6 倍になっている。また、今回作製したアンテナで、通信距離が最大になるのはロードプル、NWA とともにアンテナとリーダが直交する向きになるときである。これは、ダイポールアンテナに寄生素子を付加しているため、寄生素子が反射器の役割を果たし、八木・宇田アンテナと同様の特性になったためだと考えられる。

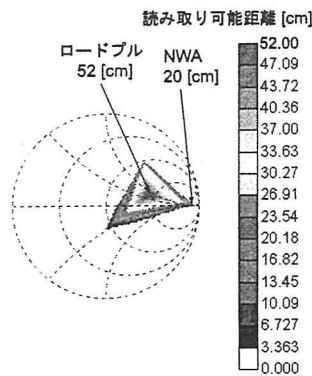


図 23 タグのインピーダンスに対する通信距離の変化 (正面方向)

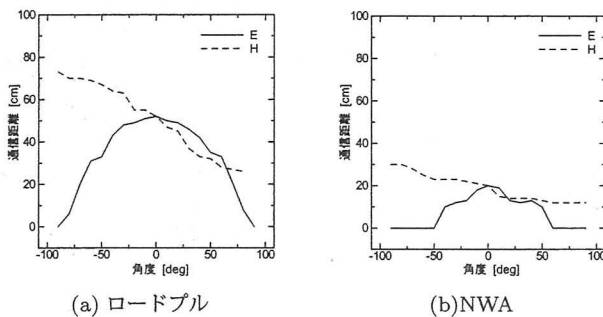


図 24 指向性の測定結果

5. 結 論

本報告では、整流回路と RFID チップについて、それぞれ NWA を用いた従来のインピーダンス測定と、ロードプル測定を行い、それぞれの方法にもとづいた回路とアンテナとの整合についての比較・検討を行った。

NWA 測定とロードプル測定の比較を行うために、それぞれの方法をにより整流回路と RFID タグ IC の整合回路を作製した。これらの整合回路を用いて、改めてロードプル測定を行うことにより、整合回路の評価を行った結果、ロードプル測定により $50\ \Omega$ との整合が取れていることがわかった。以上の結果から、非線形回路のインピーダンス測定では、NWA 測定に比べ、ロードプル測定を用いた方が精度良くインピーダンスの測定ができることが確認できた。

RFID タグ IC については、それぞれの測定結果をもとにしてアンテナを作製し、タグ IC の読み取り可能距離の比較を行った。この結果、ロードプル測定の方が読み取り可能距離は長くなっており、タグ IC に関しても非線形回路が含まれているため、ロードプル測定の方が適しているということがわかった。

今回は作製が容易であるため、寄生素子付きのプリントダイポールのアンテナを使用した。その結果、タグ IC の読み取り可能距離の測定において、アンテナの特性による指向性がみられた。この結果、タグの向きによってはほとんど読めないことがあるため、他のアンテナ構造も検討し、無指向性のアンテナを使用する必要があると考えられる。

文 献

- [1] 宇田新太郎, "新版無線工学 伝送編", 丸善株式会社 (1964), pp. 111-119, 183-238
- [2] 杉浦寅彦, 石井順也, 弓場芳治, 阿座上孝, "マイクロ波工学", 朝倉書店 (1976) pp. 37-53
- [3] 中島将光, "マイクロ波工学-基礎と原理-", 森北出版 (1975), pp. 82-105, 173-176
- [4] 遠藤哲郎, "非線形回路", コロナ社 (2004), pp. 2-9
- [5] Klaus Finkenzeller, "RFID ハンドブック 非接触 IC カードの原理と応用", 日刊工業新聞社 (2004)
- [6] Benedikt.J., Gaddi.R., Tasker.P.J., Goss.M., Zadeh.M., "High power time domain measurement system with active harmonic load-pull for high efficiency base station amplifier design", Microwave Symposium Digest, Volume 3, pp.1459 - 1462, June 2000
- [7] Madonna.G., Ferrero.A., "Simple technique for measuring source reflection coefficient while characterizing active devices", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 50, Issue 2, pp.564 - 569, Feb. 2002