

UWB のためのアンテナ伝搬技術

ANTENNA DESIGN AND CHANNEL CHARACTERIZATION OF ULTRA-WIDEBAND TECHNOLOGIES

高田 潤一^{†,‡}

Jun-ichi TAKADA^{†,‡}

[†] 東京工業大学 大学院理工学研究科 国際開発工学専攻

[‡] 通信総合研究所 UWB 結集型特別グループ

[†]Department of International Development Engineering, Tokyo Institute of Technology

[‡]UWB Technology Group, Communication Research Laboratory

Abstract

This paper describes the antennas and the channel characterization of the ultra-wideband (UWB) radio, focusing on the wireless personal area network (WPAN) application. At first, the impacts of antennas and propagation channels on different UWB transmission systems, namely MB-OFDM and DS-CDMA, are described. Next, Friis' transmission formula, which is used for the link budget estimation, is extended to consider UWB radio transmission. Next, various kinds of UWB antennas as well as the required properties are briefly mentioned. Finally, two different aspects of the channel characterization, namely for the transmission technology, and for the antenna technology, are described.

1 まえがき

ウルトラワイドバンド (UWB) 無線技術は、近距離超高速無線通信, 超低電力通信, 超高分解能レーダなどへの応用を念頭に近年急速に注目を集めている [1].

特に最近 UWB が注目されている理由の一つに、IEEE 802.15 WPAN High Rate Alternative PHY Task Group 3a (以下 IEEE802.15.3a) による標準化の動向が挙げられる [2, 3]. 無線パーソナルエリアネットワーク (WPAN) は Bluetooth (IEEE802.15.1) をその起源としている。IEEE802.15.3a は、Bluetooth の弱点である伝送レートを飛躍的に改善すべく、FCC (Federal Communications Commission, USA) が暫定的に決定した UWB に関する規制を満足し、なおかつ距離 10 m で 110 Mb/s 以上、4 m で 200 Mb/s 以上の伝送レートを実現する仕様である [4]. すでに最終投票の段階に入っているが、2003 年 9 月時点では、最大得票数を集めている Multi-Band OFDM 方式 [5] が標準化に必要な 75 % の得票を得ておらず、次点の DS-CDMA 方式 [6] と激しく競り合っている。もともとハードウェア構成が容易であることを特徴としたインパルス無線 [7] から検討が始まった UWB 無線通信方式であるが、MB-OFDM や DS-CDMA といったより複雑だがオーソドックスな通信方式へ

と発展しているのが現状である。MB-OFDM 方式では、528 MHz のサブバンド内に OFDM キャリアを 128 本立てており、サブバンド自体が FH で変化する方式である。一方、DS-CDMA 方式では帯域 2.05 GHz のローバンドと帯域 4.775 GHz のハイバンドの 2 つのサブバンドを使用し、短いパルス波形によって直接拡散を行っており、よりインパルス無線に近いといえる。

本稿では、主にこの WPAN にスポットを当てて、そのアンテナおよび伝搬に関する解説を試みる。全体の内容はどちらかと言えばインパルス無線を意識して書いているが、冒頭にアンテナ伝搬の観点から見た MB-OFDM と DS-CDMA の違いについて述べる。インパルス無線では、その広い占有帯域のため、多重波伝搬環境のみならず、見通し環境においても、アンテナ自身も持っている周波数特性すら伝送特性に影響を与えられられる。この場合、狭帯域システムで使用されるフリスの伝送公式がそのまま適用できないため、アンテナおよび自由空間伝搬損失の周波数特性を考慮した拡張を行う。つぎに、インパルス無線に使用するアンテナについて、要求性能や各種の実施例を述べる。次に、電波伝搬に関して、伝送方式の観点とアンテナの観点から、それぞれ異なるアプローチでの取り組みを紹介する。

2 通信方式の違いがアンテナ伝搬に与える影響

前節で述べた MB-OFDM と DS-CDMA という通信方式の違いが、アンテナおよび伝搬の特性によってどう影響を受けるのかを整理してみたい。なお、通信方式の詳細に関しては、文献 [5, 6, 8] を参照されたい。

両者の決定的な違いは、1 キャリア当たりの帯域幅である。MB-OFDM では OFDM 1 キャリアの占める帯域が 4.125 MHz なのに対して、DS-CDMA では拡散後の帯域が 2.05 GHz (Low Band) または 4.775 GHz (High Band) と両者の差は 3 桁もある。

OFDM では、遅延時間がガードインターバル (9.5 ns) 以内であれば、フラットフェージング伝搬路と見なすことができる。したがって、キャリア毎に伝搬路推定を行う OFDM 方式では、アンテナの周波数特性や、ガードインターバル以内での遅延広がりには影響を受けずに伝送を行うことが可能である。すなわち、OFDM の場合には、以下に述べるようなインパルス伝送を想定した議論はほとんど適用されず、要求条件ははるかに緩和される。

それに対して DS-CDMA では、遅延波の遅延時間が 1 チップ時間 (0.73 および 0.31 ns) 以上あれば、相関受信によって先行波と分離受信できるため、RAKE 受信機を使用することによってダイバーシチ効果が期待される。その一方、アンテナによる波形歪みの影響は整合フィルタにおける不整合損失の形で現れるため、影響が大きくなる。

以下の議論はインパルス無線を念頭に置いたものである。どちらかといえば DS-CDMA 方式が該当すると考えられる。

3 Friis の伝送公式と自由空間伝搬の理論

WPAN 環境が主に 10 m 以内の範囲を対象としているため、基本的には見通し内環境と考えられ、実際、IEEE802.15.3a における方式評価のための伝搬モデル [9] においても、伝搬損失モデルは自由空間伝搬の回線設計に用いる Friis の伝送公式を帯域下端と上端の幾何平均した周波数で適用することとなっている。

しかし、実際の UWB 伝送においては、アンテナも自由空間伝搬も周波数特性をもち、これが結果として波形歪みを生じ、その結果、波形伝送の意味で

の利得に関して考察する必要がある。本節では Friis の伝送公式を拡張し、UWB 信号に対する回線設計の方針について説明する [10]。

3.1 Friis の伝送公式の複素表現

元々の Friis の伝送公式は送受信アンテナの利得および自由空間伝搬損失を用いた送信電力と受信電力の関係式である [12]。一方、実際のアンテナには偏波特性があり、またアンテナからの放射や自由空間伝搬による位相回転があり、これらが波形歪みの原因となるため、電力だけで評価することは難しい。そこで、偏波を考慮し、伝達関数表現を採り入れて Friis の公式を拡張することを考える。

送信アンテナおよび受信アンテナの端子電圧をそれぞれ $V_t(f)$ および $V_r(f)$ としたときに、Friis の伝送公式の伝達関数表現は次の式で表される。

$$\begin{aligned} H_{\text{Friis}}(f) &= \frac{V_r(f)}{V_t(f)} \\ &= H_f(f, d) \mathbf{H}_r(\theta_r, \varphi_r, f) \cdot \mathbf{H}_t(\theta_t, \varphi_t, f) \end{aligned} \quad (1)$$

ただし、 f は周波数、 d はアンテナ間距離、 (θ_a, φ_a) 、 $a = r \text{ or } t$ はそれぞれのアンテナを原点とする局所座標系における方向、

$$\mathbf{H}_a(\theta_a, \varphi_a, f) = \hat{\theta}_a \mathbf{H}_{r\theta}(\theta_a, \varphi_a, f) + \hat{\varphi}_a \mathbf{H}_{r\varphi}(\theta_a, \varphi_a, f) \quad (2)$$

$$a = r \text{ or } t$$

は、等方性アンテナを振幅を基準としたアンテナの複素伝達関数ベクトル、

$$H_f = \frac{\lambda}{4\pi d} \exp(-jkd) \quad (3)$$

は自由空間伝達関数であり、 $\lambda = \frac{c}{f}$ は波長、 c は光速、 $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ は伝搬定数である。偏波を表す単位ベクトル $\hat{\theta}_a$ 、 $\hat{\varphi}_a$ は、それぞれのアンテナを原点とする局所極座標系により定義され、

$$\hat{\theta}_r = \hat{\theta}_t \quad (4)$$

$$\hat{\varphi}_r = -\hat{\varphi}_t \quad (5)$$

の関係がある。

3.2 Friis の伝送公式の広帯域波形伝送への拡張

式 (1) により Friis の伝送公式を伝達関数で表現することができたが、UWB、特にインパルス無線においては、パルス信号の帯域が極めて広いために、中心周波数においてフリスの伝送公式をそのまま使用することはできない。さらに、アンテナ自体の周波数特性により伝送波形には歪みが生じるため、単純な送受信波形の比較も困難である。

そこで、波形歪みの影響も考慮するために、受信信号の SN 比を最大とする整合フィルタ [14] をアンテナおよび自由空間伝搬路に対して考え、これを受信アンテナ出力に接続することを考える。すなわち、図 1 のように伝送に使用する波形を送信アンテナ端子に入力し、受信アンテナ端子に接続された整合フィルタ出力のピーク値をもって伝送電力値の指標とする。

入力信号 $v_i(t)$ を、便宜上インパルス入力と波形生成フィルタ $h_i(t)$ のたたみ込み

$$v_i(t) = E_i \delta(t) * h_i(t) \quad (6)$$

で表すこととする。なお、 E_i は入力インパルスの振幅である。

式 (6) を用いると、図 1 における整合フィルタのインパルス応答の一般式は、

$$h_{MF}(t) = A h_{e-Friis}(t_0 - t) \quad (7)$$

で表される。ただし、拡張された Friis の公式に対するインパルス応答 $h_{e-Friis}(t)$ は波形生成と無線伝送を含んだ形式で

$$h_{e-Friis}(t) = h_{Friis}(t) * h_i(t) \quad (8)$$

と書ける。このとき、対応する伝達関数 $H_{e-Friis}(f)$ は

$$H_{e-Friis}(f) = H_{Friis}(f) H_i(f) \quad (9)$$

で表される。なお、式 (7) において、振幅 A と時間シフト t_0 は任意である。

このうち、振幅に関しては、白色雑音に対する出力電力が一定となるよう

$$\int_{-\infty}^{\infty} h_{MF}^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} |H_{MF}(f)|^2 df = 1 \quad (10)$$

という正規化を行う。なお、最初の等号は Rayleigh の定理による。すなわち、

$$A = \frac{1}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} h_{e-Friis}^2(t) dt}} = \frac{1}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |H_{e-Friis}(f)|^2 df}} \quad (11)$$

である。

また、時間シフト t_0 は

$$H_{MF}(f) = A H_{Friis}^*(f) \quad (12)$$

が成立するように、

$$t_0 = 0 \quad (13)$$

とする¹。

式 (7), (11), (13) より、整合フィルタのインパルス応答及び伝達関数は次の形で一意に与えられる。

$$h_{MF}(t) = \frac{h_{e-Friis}(-t)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} h_{e-Friis}^2(t) dt}} \quad (14)$$

$$H_{MF}(f) = \frac{H_{e-Friis}^*(f)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |H_{e-Friis}(f)|^2 df}} \quad (15)$$

いま、送信信号 $v_t(t)$ を生成するインパルス入力の振幅 E_t が 1 である場合を考えると、受信アンテナ出力の波形およびスペクトルはそれぞれ $h_{e-Friis}(t)$ および $H_{e-Friis}(f)$ で表され、整合フィルタ出力の波形 $v_{MF}(t)$ およびスペクトル $V_{MF}(f)$ はそれぞれ

$$\begin{aligned} v_{MF}(t) &= h_{e-Friis}(t) * h_{MF}(t) \\ &= \frac{h_{e-Friis}(t) * h_{e-Friis}(-t)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} h_{e-Friis}^2(t) dt}} \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} V_{MF}(f) &= H_{e-Friis}(f) H_{MF}(f) \\ &= \frac{|H_{e-Friis}(f)|^2}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |H_{e-Friis}(f)|^2 df}} \end{aligned} \quad (17)$$

で表される。式 (16) は $t = 0$ でピーク値をとり、その値は式 (17) より

$$\begin{aligned} \max_t v_{MF}(t) &= v_{MF}(0) = \int_{-\infty}^{\infty} V_{MF}(f) df \\ &= \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |H_{e-Friis}(f)|^2 df} \end{aligned} \quad (18)$$

をとる。式 (18) は、入力振幅 1 に対する出力振幅を与える式になっているので、Friis の公式の UWB 信号への拡張版と考えられる。式 (18) はアンテナの周波数特性、周波数によって変化する伝搬損失、送信信号のスペクトルの 3 つの要素を含んでいる。

¹実際には $t_0 = 0$ とすると因果律を満足しないが、実際には離散フーリエ変換を使用して周期波形として解析しているので、因果律の観点からは $t_0 = t_{\max}$ とみなすことができる。

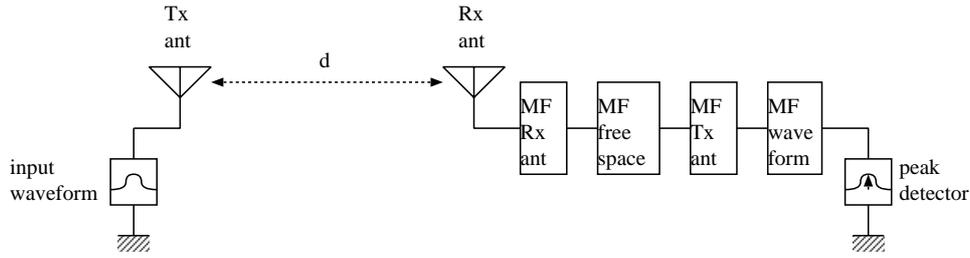


図 1: UWB 伝送における Friis の伝送公式拡張のための伝送系ブロック図

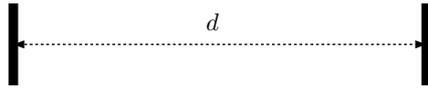


図 2: ダイポールアンテナの位置関係：最大放射方向を向いている場合 (0°)

ただし、式 (18) の最後の表現は、単に各周波数におけるアンテナ利得を含む自由空間伝搬損失を平均したものが整合フィルタの最大出力電力に等しくなることを表しており、そこには位相の直線性劣化による分散性波形歪みの影響が現れないことがわかる。実際には、分散性歪みの影響は、ピーク SN 比ではなく同期再生に影響があるため、受信機の構成によって定量的な影響が異なるため、本稿ではこれ以上言及しない。

一方、式 (1) より、明らかに $H_{e\text{-Friis}}(f)$ はアンテナの指向性に依存し、角度毎に異なる値をとることになるが、実装上は、アンテナの特性に合わせて適応的整合するフィルタを構成することは不可能であるため、固定の受信フィルタ $H_{\text{RF}}(f)$ を用いることが現実的と考えられる。 $H_{\text{RF}}(f)$ が式 (10) と同様の正規化条件を満足するものとする、受信フィルタ出力の波形 $v_{\text{RF}}(t)$ およびそのスペクトル $V_{\text{RF}}(F)$ は式 (16) および (17) と同様に、

$$v_{\text{RF}}(t) = h_{e\text{-Friis}}(t) * h_{\text{RF}}(t) \quad (19)$$

$$V_{\text{RF}}(f) = H_{e\text{-Friis}}(f)H_{\text{RF}}(f) \quad (20)$$

で表される。このとき、 $\max_t v_{\text{MF}}(t) \geq \max_t v_{\text{RF}}(t)$ となり、両者の比が受信フィルタの不整合損失を表す。

3.3 シミュレーション例

文献 [10] では、周波数特性がフラットでないアンテナの例としてダイポールアンテナを取り上げ、ア

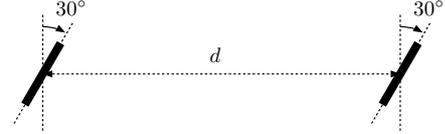


図 3: ダイポールアンテナの位置関係：最大放射方向から 30° 傾いている場合 (30°)

ンテナの向きが、図 2 および 3 のように、いずれも互いに平行とし、最大放射方向を向いている場合（以下 0° ）と最大放射方向から 30° 傾けた場合（以下 30° ）の 2 通りについて、周波数特性がない理想的な等方性アンテナと比較し、インパルス伝送時の波形歪みおよび最終的な受信電力について議論している。

入力波形は、FCC が暫定的に割り当てされた周波数帯域 [15] である、 $3.1 \sim 10.6$ GHz の全帯域をカバーするインパルス無線信号を仮定し、中心周波数 $f_0 = 6.85$ GHz および帯域幅 $f_b = 7.5$ GHz とした。アンテナには、最低周波数 $\left(f_0 - \frac{f_b}{2}\right) = 3.1$ GHz において、長さが半波長となるダイポールアンテナを使用した。

文献 [10] には述べられていないが、最終的に得られた整合フィルタ出力のピーク値を、上記の 3 つの場合に関して比較すると、次の考察を得る。

- 等方性アンテナの伝搬損失は、ほぼ中心周波数における伝搬損失と一致した。
- 0° ダイポールおよび 30° ダイポールそれぞれの組み合わせによる利得は、等方性アンテナに対してそれぞれ 6.9 dB および 3.4 dB となった。
- 上記利得はアンテナの組み合わせに対する整合フィルタに対して得られる値であり、式 (18) より明らかのように、単純なアンテナ利得と自由空間伝搬損失の積では表現できない。ただし、整合フィルタの使用に限定すれば、アンテナお

および自由空間伝搬の位相の寄与は上記利得には影響しない。

- さらに、整合フィルタがアンテナ指向性により変化することから、等方性アンテナに対する整合フィルタを 0° ダイポールおよび 30° ダイポールそれぞれの組み合わせに適用すると、フィルタ不整合損失はそれぞれ 1.0 dB および 1.6 dB と、それほど大きくない値であることが分かる。

このようにして、整合フィルタ、あるいはより一般的な受信フィルタを用いた場合の回線設計が可能となる。

4 UWB 用アンテナ

本節では、実際に UWB 伝送に適したアンテナに関して考察する。

4.1 要求性能

一般のアンテナの性能指標としては、指向性や効率、リターンロスなどが用いられる。UWB システムの場合には、広帯域波形伝送を行う必要があることから、下記のような特性が求められる [17]。

広帯域にわたってリターンロスが低いこと。特に回路側・アンテナ側の双方に不整合があると、給電ケーブルを電波が往復し、分散性が著しく劣化する。

直線位相である、すなわち群遅延が一定であること。前項とも関係するが、群遅延が一定でないと波形が時間軸上で広がってしまう。

指向性が周波数によって変化しないこと。指向性が周波数によって変化するという事は、特定の方向で観測すると伝達関数が周波数によって大きく変わることを意味しており、同様に分散性を劣化させる。

4.2 広帯域化の原理

マルチモード端末などとは異なり、多重共振による広帯域化は UWB 端末には適していないと考えられる。これは、多重共振による広帯域化が群遅延特性の周波数依存性を引き起こすため、インピーダ

ンス整合の手法としては適していても、波形を保持した伝送に適していないと考えられるためである。

アンテナの原理的な広帯域化手法で有名なのは以下の 2 つである [18, 19]。

自己相似アンテナ 自己相似アンテナとは、周波数を変えてもアンテナの電氣的形状が変わらないアンテナを指し、バイコニカルアンテナ、ポータアンテナ、ディスコーンアンテナ、等角スパイラルアンテナなどがある。

自己補対アンテナ 自己補対アンテナは、もともと平面導体で構成され、その補対構造（導体のある部分とない部分を入れ換えた構造）がもとの構造と一致するものである。特に、この原理を応用したアンテナでよく知られているのは対数周期アンテナである。

いずれの構造も、原理的に無限の大きさが必要であり、有限大で打ち切ることによって下限周波数が決定される。

4.3 アンテナの実際

レーダのようにあまりアンテナの大きさに制約のない用途と異なり、WPAN に用いるには小型化が必須である。一方、特性計測に必要な参照アンテナとしては、純粋な直線偏波を放射し、利得の変化が小さなアンテナが好ましい。

4.3.1 実装用アンテナ

もともと、小形アンテナにまつわる物理的な制約により、波長より小さいアンテナに広帯域特性を持たせるためには、効率を落さなくてはならないというのが定説となっており、事実ある種のアンテナに関してはこのような性質が理論的にも明らかにされている [20]。しかしながら、最近発表されている UWB 用アンテナは、効率と帯域を両立しているものも多く、興味深い。

モジュール化されたアンテナとしては、SkyCross および太陽誘電の製品が知られている。SkyCross のアンテナ [21] は 3.1–10 GHz の範囲において VSWR 2.5 以下で動作し、5.25 GHz で最大効率 82 % を示す。水平面内無指向性であり、大きさは $16 \times 13.6 \times 3$ mm と非常に小さい。ミアンダーラインが使われているようであるが、詳細の構造は公開されていない。太陽誘電のアンテナ [22] は 3.1–11 GHz の範

囲において VSWR 2.2 以下，帯域内での平均利得²が最大 -3.4 dBi，指向性は等方性に近い．誘電体チップ構造で，大きさは $10 \times 8 \times 1$ mm と非常に小さい．いずれのアンテナも内部の電氣的構成は公表されておらず，どのような動作原理によるものかは不明である．また，Xtreme Spectrum の Trinity チップセット [25] では，基板にプリントした 2.5 cm 角のアンテナが使用されている．

その他にも，最近では実装を意識し，超小型ピバルディアンテナ [26]，マイクロストリップとモノポールの組み合わせアンテナ [27]，プリント型ポータアンテナ [28]，といった様々なアンテナが提案されている．

なお，以上の議論においては，回路との接続や装置化を十分に考慮しているとはいえない．インピーダンス特性に求められる条件，給電線路の条件（平衡・不平衡や線路形状），装置への組込による回路基板や筐体などの影響に関しては，関連する技術動向 [29, 30] を見ながら考慮する必要があるといえる．

4.3.2 計測用アンテナ

計測用のアンテナは，実装用のアンテナとは異なり，大きさよりも性能が重視される．計測用アンテナは，周波数特性が平坦で分散性が小さく，偏波が純粋な直線偏波であることが要求される．このような観点から，導波管のカットオフと高次モードで周波数に制約のある導波管ホーンアンテナや，位相中心が周波数によって変動する対数周期アンテナなどはあまり適していない．指向性アンテナとしては，EMC 計測にもよく用いられるダブルリッジガイドホーン，TEM ホーン，テーパスロット（ピバルディアンテナ）などが用いられる [33]．伝搬計測に使用するオムニアンテナとしては，パイコニカルアンテナや，ディスコーンアンテナ，最近提案された液滴アンテナ [31, 32] などがある．また，一般的に素子の面積が非常に大きな板状ダイポールおよびモノポールアンテナは広帯域にわたってインピーダンス特性が平坦となることが知られており，UWB への応用が可能であり [34, 35, 36, 37]，計測用ではないが，この構造にスリットを設けて 5 GHz 帯のみでインピーダンスを大きく変えることにより無線 LAN との干渉を回避する構造が提案されている [38]．

²Total Average Gain として 3 つの直交するカット面における両偏波の利得を平均値を求めている．この値は，IMT-2000 屋内評価モデル [23] で規定された，あらゆるアジマス・エレベーション方向から多重波が到来するというモデルを用いた場合の平均実行利得 (MEG; Mean Effective Gain) [24] の近似値と見なすことができ，放射効率と等価であると見なせる．

4.3.3 UWB アンテナの計測法

UWB アンテナの測定項目としては，次のようなものが考えられる．

- 入力インピーダンス
- 指向性（複素伝達関数）
- 放射効率

いずれの測定も周波数領域で行うことが容易であるが，指向性に関しては，実際に伝送に用いる波形を使用して時間領域で測定することも不可能ではない [39, 40]．

入力インピーダンス測定には通常のベクトルネットワークアナライザを使用すればよい．

一方，指向性に関しては，特にインパルス無線の場合，複素伝達関数が必要となるため，通常の指向性測定法は使用できない．やはりベクトルネットワークアナライザなどを使って複素振幅を測定する必要があるばかりでなく，被測定アンテナに対向するもう一つのアンテナの特性を除去する必要がある．このため，EMC におけるパルス測定用アンテナの校正法として提案された複素 3 アンテナ法 [41] を使用する必要がある．3 アンテナ法においては，伝達関数が既知のアンテナを使用することなく，3 個のアンテナの組み合わせ測定により個々のアンテナの伝達関数を知ることができる．文献 [41] では電界と電流を用いてアンテナ係数の型式で表現されているが，フリスの伝送公式を用いて伝達関数の型式で表現することは容易に可能である [42]．

アンテナの放射効率に関しては，前出の 3 アンテナ法を使用して，全立体角に対して両偏波成分の伝達関数を測定すれば原理的には取得可能である．別の方法として，地板付のアンテナであれば，Wheeler Cap 法を使用することができる [43, 44]．

5 UWB の伝搬

UWB の伝搬に関しては，様々なアプローチにより数多くの研究がなされているため，その詳細に関してはレビュー論文を参照されたい [46, 13, 45]．本稿では，伝送特性の評価に用いるモデルとして IEEE802.15.3a で定義された伝達関数モデル [9] を，アンテナの影響を検討するために必要なモデルとして双角度チャンネルモデル [50] をそれぞれ紹介する．

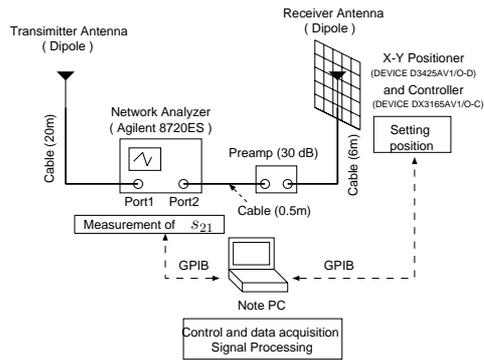


図 4: UWB 伝搬特性測定装置.

5.1 伝送方式評価のための伝達関数モデル

IEEE802.15.3a における伝送方式評価のためのマルチパス伝送路モデル [9] は Saleh-Valenzuela モデル [47] (以下 S-V モデル) に基づいている. S-V モデルでは, インパルス応答をクラスタとクラスタを構成するレイの 2 階層で構成している. 各クラスタ, およびクラスタ内の各レイはそれぞれポアソン生起し, また各クラスタおよびクラスタ内の各レイの電力遅延プロファイルはそれぞれ指数関数的に減衰する. 各レイは, オリジナルの S-V モデルではレイリー分布に従うが, 本モデルでは独立な対数正規分布に従うとしている. 実際には, このようにして生成されたチャンネルデータが提供されており, これらを使用して伝送シミュレーションを行って特性を評価する. 実装は FIR フィルタを使用し, タップ係数として, 前記のチャンネルデータを使用する. 環境毎にそれぞれ 6 個のキーパラメータ組 (クラスタおよびレイの発生率, クラスタおよびレイの電力プロファイル, クラスタおよびレイの対数正規フェージングの標準偏差) が定義され, 良好なものから劣悪なものまで 4 通りのパターンが用意されている.

5.2 アンテナ特性評価のための角度モデル

前項のチャンネルモデルは, 様々な実験データに基づいてチャンネル特性をモデル化したものであるが, サイト固有の特性を反映したり, あるいはアンテナ特性の変化による影響を考慮することができない. 特にアンテナ特性と伝搬特性を分離するためには, アンテナに依存しない汎用のチャンネルモデルを構築する必要がある. このようなモデルを構築するた

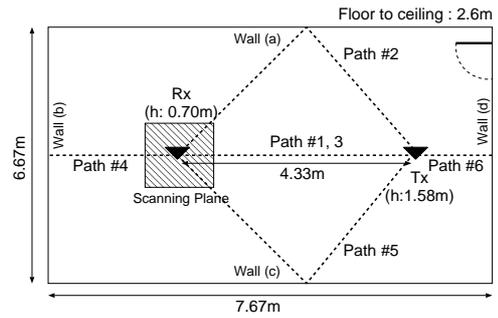


図 5: 伝搬経路推定結果.

めには, インパルス応答だけでなく, 送受信双方のアンテナから見た各パスの角度 (方向) が分かる必要がある. パスの方向が分かれば, アンテナ指向性 (複素伝達関数) を乗算することによって, アンテナを含んだ伝搬系全体の伝達関数分かることになる. もともと, このような考え方は UWB でない通常のマルチパス伝搬路の表現方法として考えられた [48, 49]. 個々のレイは出射角, 入射角, 遅延時間, 振幅をパラメータとしてもつ. ところが, UWB では周波数帯域が広いので, 振幅を帯域内で一定と見なすことは不可能である. そこで, 著者らは振幅を周波数の関数として表すことで UWB へ拡張したモデルを提案している [50]. 出射角, 入射角, 遅延時間は全帯域にわたって一定とし, サブバンド毎に異なる振幅を与え, 最尤推定の一種である SAGE アルゴリズム [51] を用いて, 各サブバンド毎の振幅を含むすべてのパラメータ推定を行っている. 測定には, 図 4 のように, ベクトルネットワークアナライザと, ポジショナにより駆動する合成アレーを使用した. 測定条件等の詳細は文献 [50] を参照されたい. 図 5 は家具のない空室において測定した結果である. 今回の測定では合成アレーを一方しか使用していないので, 遅延時間を用いて伝搬経路を推定した. 推定された経路はすべて幾何光学的な直接波と見なすことができる.

ここで用いた装置を双方向アンテナ走査にすることで, 双方向角度チャンネルモデルが構築できる.

なお, SAGE ではなく CLEAN アルゴリズムを使った同様の試みもある [52, 53]. なお, CLEAN アルゴリズムでは波形歪みには注目せず, 電力の検出だけを行っている.

6 まとめ

UWB 無線におけるアンテナ伝搬について、WPAN アプリケーションを念頭に置いて説明した。アンテナに関しては、分散特性や効率を劣化させずにさらなる小形化・集積化を目指し、電波伝搬に関しては、出射角・到来角を含みアンテナから切り離された伝搬チャネルもでるを構築することが課題である。

謝辞

日頃よりご指導戴く東京工業大学荒木純道教授、東京電機大学小林岳彦教授、(独)通信総合研究所 UWB 結集型特別グループおよび同 UWB 研究開発コンソーシアムの各位、また本稿作成に協力戴いた東京工業大学サターボン・プロムウォン、蜂谷渉、羽田勝之の各氏に感謝致します。

参考文献

- [1] Ryuji Kohno, “Overview of UWB Systems — Trends of R & D and Regulation —,” 2003 Microwave Workshop & Exhibition (MWE 2003) Digest, Nov. 2003.
- [2] IEEE 802.15 WPAN High Rate Alternative PHY Task Group 3a (TG3a), <http://www.ieee802.org/15/pub/TG3a.html>.
- [3] Robert F. Heile, “An Overview of Wireless Data Standards for Portable Applications and the Potential of Ultra-Wide Band as a High Speed Wireless Radio Technology,” 2003 Microwave Workshop & Exhibition (MWE 2003) Digest, Nov. 2003.
- [4] Ellis, Siwiak, Roberts, “TG3a Technical Requirements,” IEEE P802.15-03/030r0, Dec. 2002.
- [5] “Multi-band OFDM Physical Layer Proposal Response to no Voters,” IEEE P802.15-03/343r1, Sept. 2003.
- [6] M. Welborn, M. Mc Laughlin, and R. Kohno, “Merger # 2 Proposal DS-CDMA,” IEEE P802.15-03/334r3, Sept. 2003.
- [7] R.A. Scholtz and M.Z. Win, “Impulse Radio,” in S.G. Glisic and P.A. Lappanen (eds), **Wireless Communications TDMA versus CDMA**, pp. 245–263, Kluwer Academic Pub., Netherland, Sept. 1997.
- [8] Yukitoshi Sanada, “Review of Signal Design and Detection for UWB Systems,” 2003 Microwave Workshop & Exhibition (MWE 2003) Digest, Nov. 2003.
- [9] J. Foerster, “Channel Modeling Subcommittee Report Final” IEEE P802.15-03/490r0, Nov. 2002.
- [10] 高田, プロムウォン, 蜂谷, “Friis の伝送公式の UWB システムへの拡張”, 信学技報, WBS2003-8/MW2003-20, May 2003.
- [11] 例えば 虫明康人, アンテナ・電波伝搬, コロナ社, 1961.
- [12] H.T. Friis, “A Note on a Simple Transmission Formula,” Proc. IRE, vol. 34, no. 5, pp. 254–256, May 1946.
- [13] T. Kobayashi, F. Ohkubo, N. Takahashi, M. Yoshikawa, T. Miyamoto, H. Zhang, J. Takada, and K. Araki, “Overview and Trends of UWB (Ultra Wideband) Propagation Studies,” 信学技報, WBS2003-1/MW2003-13, May 2003.
- [14] 例えば 福田明, 基礎通信工学, 森北出版, 1999.
- [15] Federal Communications Commission, “Revision of Part 15 of the Commission’s Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems,” First Report and Order, FCC 02–48, Apr. 2002.
- [16] G.J. Burke, A.J. Poggio, “Numerical Electromagnetic Code (NEC) Method of Moments, a User Oriented Code — Part III: User’s Guide,” Tech. Doc. 116, Naval Systems Center, San Diego, 1982. Also available at Numerical Electromagnetic Code NEC2 unofficial page, <http://www.nec2.org/>.
- [17] 三村政博, “UWB アンテナに求められるもの”, 信学会 MW/WBS 共催研究会パネル討論資料, <http://www.ieice.org/wbs/>, May 2003.

- [18] 虫明康人, 電波とアンテナのやさしい話 — 超ブロードバンド化の原理の発見 —, オーム社, 2001.
- [19] Yasuto Mushiake, **Self-Complementary Antennas: Principle of Self-Complementarity for Constant Impedance**, Springer, 1996.
- [20] K. Fujimoto, A. Henderson, A. Hirasawa, and J.R. James, **Small Antennas**, Research Studies Press, 1987.
- [21] SkyCross, Inc., “3.1–10 GHz Ultra-Wideband Antenna for Commercial UWB Applications,” <http://www.skycross.com/>.
- [22] H. Okado, M. Horie, and M. Aoki, “TRDA/TaiyoYuden Antenna for UWB System,” IEEE P802.15-03/145r0, Mar. 2003.
- [23] “Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000,” Rec. ITU-R M.1225, 1997.
- [24] T. Taga, “Analysis for Mean Effective Gain of Mobile Antennas in Land Mobile Environments,” IEEE Trans. Veh. Tech., vol. VT-39, no. 2, pp. 119–131, May. 1990.
- [25] XtremeSpectrum, Inc., “TRINITY for Media-rich Wireless Applications — Product Brief,” <http://www.xtremespectrum.com/>.
- [26] 中三川, 杉山, 眞田, 楯, 中川, “UWB 通信用超小型ビバルディアンテナの検討とスタック型アンテナの提案”, 2003 信学ソ大, B-1-146, Sep. 2003.
- [27] Y.J. Yang, C.K. Lee, P.S. Tian, and S.W. Lee, “Novel Microstrip-Monopole-Integrated Ultra-Wideband Antenna for Mobile UWB Devices,” IEEE Radio and Wireless Conf. 2003 (RAWCON '03), pp. 87–90, Aug. 2003.
- [28] K.Y Yazdandoost, and R. Kohno “CRL-UWB Consortium — Ultra Wideband Printed Bow-Tie Antenna” IEEE P802.15-03/380r0, Sep. 2003.
- [29] 荒木純道, “UWBのための回路技術”, 2003 Microwave Workshop & Exhibition (MWE 2003) Digest, Nov. 2003.
- [30] Toshiaki Matsui, “Present State and Issue in Apparatus Development for UWB Systems,” 2003 Microwave Workshop & Exhibition (MWE 2003) Digest, Nov. 2003.
- [31] T. Taniguchi, and T. Kobayashi, “An omnidirectional and low-VSWR antenna for ultra-wideband wireless systems,” IEEE Radio and Wireless Conf. 2002 (RAWCON '02), pp. 145–148, Aug. 2002.
- [32] T. Taniguchi, and T. Kobayashi, “An Omnidirectional and Low-VSWR Antenna for the FCC-Approved UWB Frequency Band,” 2003 IEEE AP-S Int. Symp. (AP-S '03), pp. 460–463, June 2003.
- [33] J.D. Taylor, **Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems**, CRC Press, 1995.
- [34] S. Honda, M. Ito, H. Seki, and Y. Jingo, “Disc Monopole Antenna with 1:8 Impedance Bandwidth and Omnidirectional Radiation Pattern,” Proc. Int. Symp. Antennas Propagat. (ISAP'92), pp. 1145–1148, Sep. 1992.
- [35] N.P. Agrawal, G. Kumar, K.P. Ray, “Wideband planar monopole antennas,” IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 46, no. 2, pp. 294–295, Feb. 1998.
- [36] Z.N. Chen, “Broadband Planar Monopole Antenna,” IEEE Proc. Microw. Antennas Propag., vol. 147, no. 6, pp. 526–528, Dec. 2000.
- [37] A. Kerkhoff, R. Rogers, and H. Ling, “The Use of the Genetic Algorithm Approach in the Design of Ultra-Wideband Antennas,” IEEE Radio and Wireless Conf. 2001 (RAWCON 2001), pp. 93–96, Aug. 2001.
- [38] 陸田, 河野, “UWB 用二周波共用平面モノポールアンテナの特性”, 2003 信学ソ大, B-1-144, Sep. 2003.
- [39] 李, 湯, 松井, “UWB アンテナ特性の周波数領域・時間領域測定”, 2003 信学ソ大, SA-3-9, Sep. 2003.

- [40] 山本, 河村, 白土, 斉藤, 手代木, 李, “小形 UWB アンテナを用いたパルス伝送実験”, 2003 信学ソ大, SA-3-7, Sep. 2003.
- [41] S. Ishigami, H. Iida, and T. Iwasaki, “Measurements of Complex Antenna Factor by the Near-Field 3-Antenna Method,” *IEEE Trans. Electromag. Compat.*, vol. 38, no. 3, pp. 424–432, Aug. 1996.
- [42] S. Promwong, W. Hachitani, and J. Takada, “Accurate Measurement of the Transfer Function of UWB Antennas,” *信学技報*, WBS2003-*, Oct. 2003.
- [43] H.A. Wheeler, “The Radiansphere around a Small Antenna,” *Proc. IRE*, vol. 47, no. 8, pp. 1325–1331, Aug. 1959.
- [44] 羽石, 平沢, 鈴木, 小形・平面アンテナ, *電子情報通信学会*, 1996.
- [45] Takehiko Kobayashi, “Review of Propagation Studies for Ultra Wideband Wireless Systems,” 2003 Microwave Workshop & Exhibition (MWE 2003) Digest, Nov. 2003.
- [46] M.Z. Win, and R.A. Scholtz, “Characterization of Ultra-Wide Bandwidth Wireless Indoor Channels: A Communication-Theoretic View,” *IEEE J. Selected Areas in Commun.*, vol. 20, no. 9, pp. 1613–1627, Dec. 2002.
- [47] A.A.M. Saleh, and R.A. Valenzuela, “A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation,” *IEEE J. Selected Areas in Commun.*, vol. 5, no. 2, pp. 128–137, Feb. 1987.
- [48] M. Steinbauer, A.F. Molisch, and E. Bonek, “The double-directional radio channel,” *IEEE Antennas Propagat. Mag.*, vol. 43 no. 4, pp. 51–63, Aug. 2001 .
- [49] J. Takada, K. Sakaguchi, H. Zhu, and K. Araki, “Ray-Oriented Modeling of Spatio-Temporal and MIMO Channels — Superresolution Channel Sounding and Ray-Tracing Simulation,” 2002 Asia Pacific Microw. Conf. Workshop, WS2-4, Nov. 2002.
- [50] K. Haneda, and J. Takada, “An Application of SAGE Algorithm for UWB Propagation Channel Estimation,” *IEEE Conf. Ultra Wideband Syst. Tech. (UWBST 2003)*, Nov. 2003 (発表予定) .
- [51] B.H. Fleury, M. Tschudin, R. Heddergott, D. Dahlhaus, and K.I. Pedersen, “Channel Parameter Estimation in Mobile Radio Environments using the SAGE Algorithm,” *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 17, no. 3, pp. 434–449, Mar. 1999.
- [52] R.J.M. Cramer, R.A. Scholtz, and M.Z. Win, “Evaluation of an Ultra-Wide-Band Propagation Channel,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 50, no. 5, pp. 561–570, May 2002.
- [53] A.S.Y. Poon and M. Ho, “Indoor Multiple-Antenna Channel Characterization from 2 to 8 GHz,” *IEEE Int. Conf. Commun. (ICC '03)*, pp. 3519–3523, June 2003.