

限定空間領域多送受合成通信方式のための 室内データ伝送実験

稲垣 直樹・菊間 信良・安西 陸・張 旭
後藤 二郎・早川 誠・吉口 克彦

電気情報工学科
(1988年9月3日受理)

Indoor Data Transmission Experiment for the Communication Method Combining Multiply Transmitted and Received Signals inside a Limited Space Region

Naoki INAGAKI · Nobuyoshi KIKUMA · Makoto ANZAI · Xu ZHANG
Jiro GOTO · Makoto HAYAKAWA and Katsuhiko YOSHIGUCHI

Department of Electrical and Computer Engineering
(Received September 3, 1988)

This paper describes the communication method combining multiply transmitted and received signals inside a limited space region. It has been proposed for achievement of high stability of the radio communication using low-power signals within offices. As a first step for its development, we measured field strength and carried out data transmission at UHF band in a limited space region. In the former measurement, the standing wave distribution of field strength was observed throughout the region. The results of several analyses suggest that the field strength can be modeled as a log-normally distributed random variable in the whole region. It means that the multipath structures are quite different according to the receiving position in the region. Also, the latter experiment shows that the success rate of the data transmission is extremely low in the areas corresponding to the nodes of standing waves. Finally, we analyzed the radiation characteristics of the antenna for fixed stations which was used in the above experiments.

1. まえがき

近年、ビルディング等のインテリジェント化に伴い、ビル内オフィスにおける情報機器端末、リモートコントロールユニット等を無線ネットワークによりケーブルレスで接続する要求が特に高まっている。しかし、安定かつ信頼度の高い通信方式としては多くの研究課題が残されている。郵政省電波利用懇談会の報告(1986年3月)においても、新たな電波利用の発展に関する問題点として、端末機のコードレス化による設置の機動化と経済化(構内無線通信)が挙げられ、開発すべき重要な利用技術の一つとして、電波利用技術の脆弱性克服技術が挙げられている¹⁾。

本論文では微小電力オフィス内無線通信を安定に実現するための一通信方式として、“限定空間領域多送受合

成通信方式”を提案する²⁾。これは携帯形の移動通信方式を採るため、まず、室内の電界強度を知る必要が生ずる。そこで、この研究の第一段階として、UHF帯の周波数を使用して室内での電界強度分布測定およびデータ伝送の簡易実験を行い、電界強度とデータ伝送の誤り率(成功率)とを直接比較検討する。さらに固定局アンテナとして有力な候補の一つである優角コーナリフレクタアンテナの指向性を、理論解析および試作実験により検討を行う。

2. 限定空間領域多送受合成通信方式の構想

微小電力構内無線通信方式においては、構内あるいは室内の限定された空間領域のすべての点において電磁界強度を最小受信可能レベル以上に保ち、領域外においては不要電波としての許容漏洩レベル以下に抑えるとい

う、二つの目標を同時に達成しなければならない。この問題を解決するために、本方式は以下の技術を開発し、利用する。

- (1) 窓、ドアからの漏洩の防止
- (2) セクター指向性をもつ固定局アンテナ

(1)は、採光など居住環境条件を悪化させず、電波のみを遮ることのできる窓、ドアを開発することにより、電波が限定空間領域の境界から外部領域に漏洩することを防ぐものである。開口面アンテナなどで研究がすすんでいる FSS (周波数選択性面) の技術³⁾が応用できるであろう。

また(2)は、室内の電磁エネルギー分布を均一に近づけるために、オフィス室内のコーナーと壁に設置し、室内方向のみに放射する、90度及び180度のセクター指向性をもつアンテナを開発し、利用する。優角コーナーリフレクタアンテナはその一つの有力な候補である。室内のどの地点に、何個の固定局アンテナを置くのがよいかは重要な検討課題である。

さて、上述のように窓を電波の反射面とすると、室内の電磁界強度は定在波分布となり、一つの偏波のみに着目すると電界あるいは磁界の定在波節点でレベルが非常に低くなる。このような状況において、端末局アンテナが室内のどの地点に設置されようと安定な送受信が行えるように端末局アンテナを工夫しなければならない。

端末局アンテナの一つとして、まず、エネルギー密度アンテナシステム⁴⁾の利用が考えられる。これは、受信地点の電界に比例した出力を得るアンテナと磁界に比例した出力を得るアンテナを用意し、これら二つのアンテナの背後に独立の送受信機を接続し、両者の電力を合成することによって、信号の包絡線の落込みを軽減し、安定かつ一様な電力の送受信を行うものである。

また、偏波により物体における反射、透過、回折特性等が異なるため、受信電力の場所的変動が異なる。したがって、複偏波合成アンテナシステムを端末局で利用することも可能である。これは、偏波合成ダイバーシチ受信とも呼ばれ、電界と磁界の複数の直交する方向成分の各々を受信するアンテナの出力をエネルギー密度アンテナの場合と同様に合成することにより、通信品質を改善するものである。

さらに、本方式の最終的な評価は、主として限定空間領域外への漏洩電界強度と通信速度(または符号誤り率)により行われ、これに経済性が加味される。それ故、通信の安定性、システムの簡易化のためにアマチュア無線で普及しつつあるパケット通信を併用することも考慮すべきであろう。

3. 室内電界強度分布の測定

限定空間領域多送受合成通信方式を実現する際の問題点としては様々有るが、その中でも特に重要なものの一つにフェーディングの問題がある。この問題を解決するためには先ず実際にどのようなフェーディングが発生するかを把握する必要がある。そのため本実験では室内にアンテナを置いた場合の電界分布について測定を行い、これを明らかにした。

3.1 測定の概要

Fig. 1 に測定室内の概略図を示す。今回の測定では模擬的に部屋を作り壁面に反射板を張って測定を行った。

Fig. 2 に測定装置構成を示す。発振器より発生した高周波は Reflection Test Unit により 2 つに分けられ、一方は送信アンテナへと導かれ他方は受信レベルの基準として Harmonic Frequency Converter へと導かれる。受

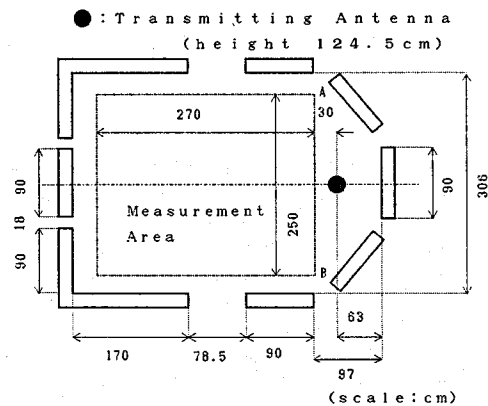


Fig. 1 Measurement room

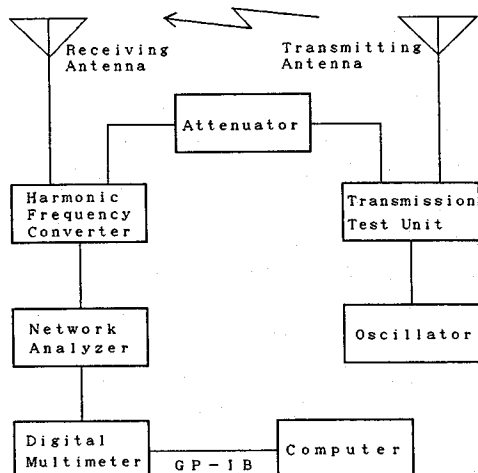


Fig. 2 Block diagram of measurement of field strength

信アンテナで受信された信号は、Harmonic Frequency Converter 内で中間周波数に変換され、さらに Network Analyzer 内でベースバンド信号に変換されて信号強度が算出される。このシステムでは信号強度の基準として送信信号を取っているため、発振器の出力変動に影響されずに測定が行えることが特色である。Fig. 3 に測定装置を示す。

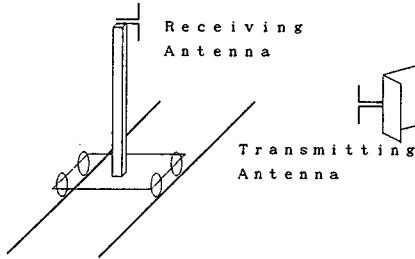


Fig. 3 Transmitting antenna and receiving antenna

周波数は 1.2 GHz を使用した。送信アンテナには優角コーナリフレクタアンテナを使用し、床より 124.5cm の高さに固定設置した。受信アンテナにはダイポールアンテナを使用し、直線状のレールの上に送信アンテナと同じく、床より 124.5cm の高さに設置した。測定はレール上を受信アンテナを移動させ、さらにレールを送信アンテナから 30cm の位置より 300cm の位置まで 5cm 間隔で平行移動させて 2 次的に行った。

3. 2 測定結果及び解析

Fig. 4 に、全体の電界分布を示す。色の濃淡は電界の最大値と最小値の dB 差を 9 等分して表している。これより電界分布は、送信アンテナ付近で大きな変動を示しアンテナより遠くなるにつれて変動が小さくなることがわかる。Fig. 5 に Fig. 4 上の比較的電界が高いと思われる直線 AB における電界の変化を示す。これより電界はほぼ等しい間隔で増減を繰り返しており、多重波の合成による定在波の影響が支配的であることが分かる。

Fig. 6 に直線 AB 上の電界の累積確率分布を示す。

縦軸は累積確率であり、横軸は中央値を基準とした電界強度の dB 表示である。図中斜めの実線は標準偏差 (σ) が 3 dB の対数正規分布の理論値を示す。両者が非常によく一致することより、電界はほぼ $\sigma = 3$ dB の対数正規分布に従っていることが分かる。これは、室内にアンテナを置いた際には多重伝搬構造すなわち多重波の電界強度比及び遅延時間分布が端末局アンテナの位置により大きく変動していることを示唆している⁵⁾。次に局所的な電界強度の変化を分析するために、Fig. 7 に

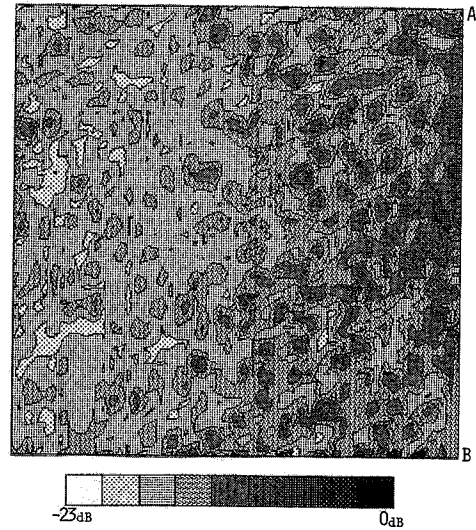


Fig. 4 Field strength distribution in measurement area

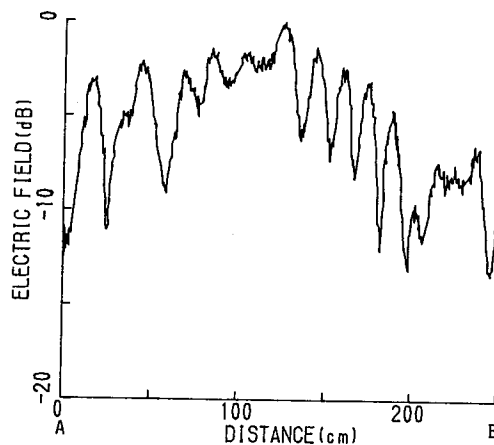


Fig. 5 Field strength from point A to point B in measurement area of Fig. 1

直線上の一部分、約 2 波長分における電界の累積確率分布を示す。

図中斜めの実線はレーリー分布の理論値を表している。これより小範囲においては、分布はレーリー分布というより、むしろ定常波成分が存在するライス分布に近いと推測される。市街地等では局所的な瞬時変動はレーリー分布に従うことが知られているが、室内の場合、直接波が見通しで存在するため、局所的にはライス分布に近くなると思われる。

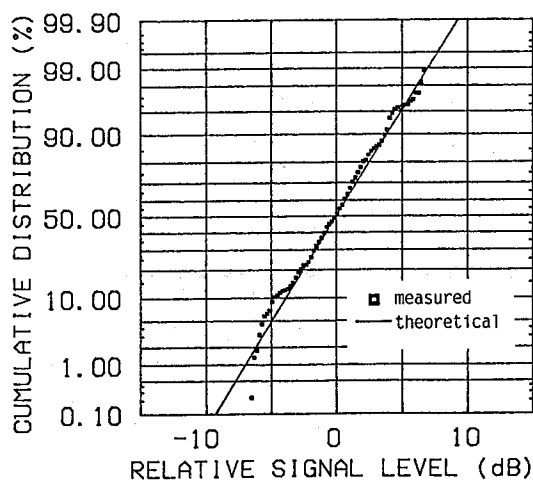


Fig. 6 Cumulative distribution of field strength in Fig. 5

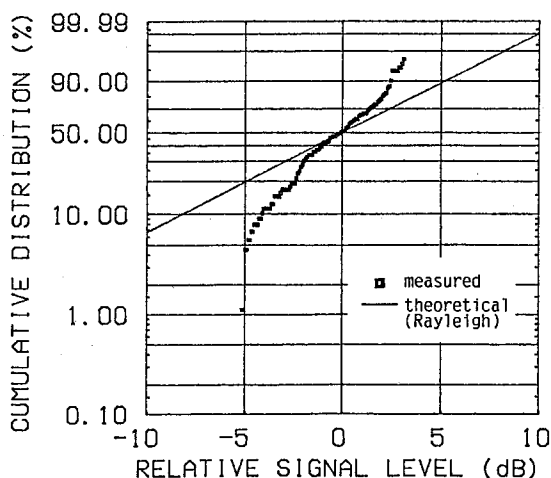


Fig. 7 Cumulative distribution of field strength in a local area of Fig. 5

4. データ伝送実験

先の実験で室内に送信及び受信アンテナがある場合の電界分布を明らかにしたが、次に電界分布のデータ伝送における誤り率に対する影響を明らかにする必要がある。このため、本実験では実際にデータ伝送実験を行い伝送の誤り率と電界分布との相関関係を求めた。

4.1 実験の概要

Fig. 8に実験装置の構成図を示す。本実験ではデータ伝送方式として現在実用化され広く用いられているパケット通信方式（プロトコル X. 25 レベル 2, モデム

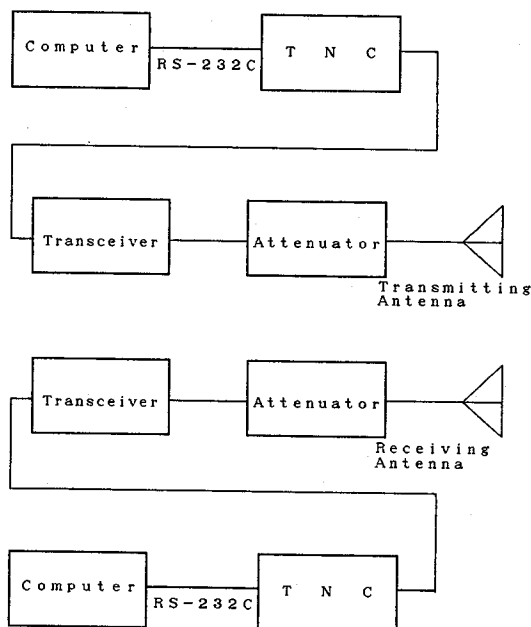


Fig. 8 Block diagram of data transmission experiment

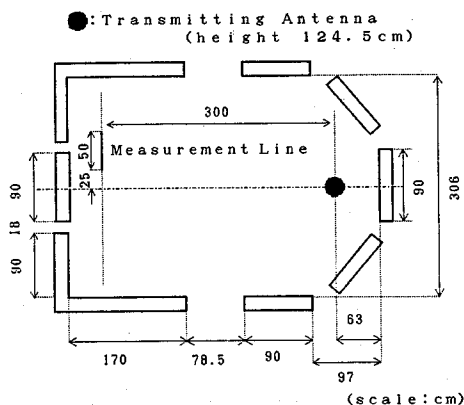


Fig. 9 Positions of measurement for data transmission.

FSK 1200ボー)を採用した。実験装置には、パケット通信の制御を行う装置として市販のTNC (Terminal Node Controller, タスコ電機社製: TNC-20およびTNC- μ 21)とアマチュア用無線装置 (ICOM社製: IC-1200)を使用した。コンピューターからのメッセージはTNCにより低周波のFSK信号に変換されて無線装置に送られ、そこでさらにFM変調されて高周波のFSK-FM信号として伝送される⁶⁾。Fig. 9に測定位置を示す。

実験室及びアンテナは前述の物を用い、直線上を5cm間隔で測定を行った。周波数は1.3GHzとし、出力は無線装置からの1Wの出力をアッテネーターを介して

100dB 減衰させ0.1nWの微小電力で通信を行った。データ伝送の誤り率は、伝送されるデータの誤りを検出する代わりに、回線の接続 (Connect) 要求及び断線 (Disconnect) 要求を繰り返し、接続が失敗したときの再試行の数により求め、成功率として評価した。

4. 2 実験結果

Fig. 10に実験結果を示す。

ここで横軸は測定開始地点からの距離を表し、縦軸はデータ伝送の成功率 (白丸) については%表示であり、電界強度 (実線) については電界の最大値を基準としたdB表示である。これより20cmから50cmの電界分布がはっきりした定在波を示している範囲では、電界分布の山の部分では約80%以上の成功率を示しているのに対し谷の部分においては成功率はほぼ0%であり、電界分布と成功率の間には明らかな相関がみられる。これに対し、0cmから20cmの電界が余りはっきりした定在波分布を示していない範囲においては成功率は電界強度に関係なく0%となっていることがわかる。ここで定在波の顕著な部分は主として到来する電磁波の数が2波あるいは3波程度で比較的少ないのに対し、余りはっきりしていない部分は多数の多重波が到来していることが予想される。そこで不鮮明な部分は、定在波の顕著な部分に比べ多重伝搬構造が複雑であると考えられる。その結果としてデータ伝送は多重波相互間の複雑な干渉により誤って受信され成功率が落ち込んだと予想される。これらの結果により同一室内においても電界強度の変動にともなってデータ伝送の誤り率が増減する区域と電界強度の変化によらず誤りの起こる区域の存在することが分かった。しかしこのどちらの場合にも誤りが発生するのは多重波の合成による相互干渉によるものと考えられるので、多重波

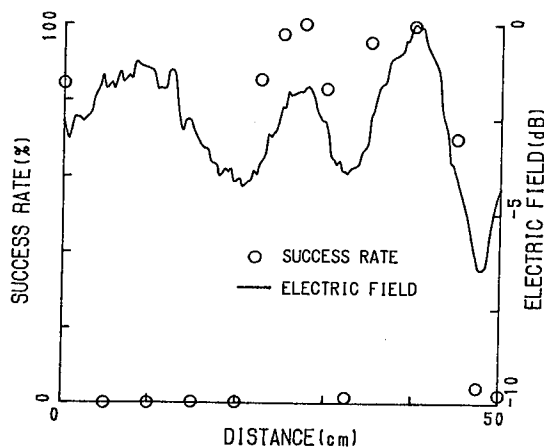


Fig. 10 Success rate of data transmission and field strength.

の影響を受けにくいアンテナの開発が重要な課題となるであろう。

5. 固定局アンテナの検討

限定空間領域多送受合成通信に端末局アンテナと固定局アンテナが必要である。端末局アンテナは小型、軽量で、端末機の位置、向きによって受信レベルが低下することのないよう、どの方向においても等しい指向性を持つものが望ましい。一方、固定局アンテナとして先ず要求される条件はある一定の範囲 (限定空間) で一様な指向性をもつことと、それ以外の範囲への放射が十分に小さい (漏れない) ことである。それぞれの条件を満たし、しかも実用的であるアンテナとしてダイポール・アンテナと優角コーナー・リフレクタ・アンテナが挙げられる。ダイポール・アンテナは昔から最も基本的なアンテナとして詳しく検討された。ここでは、今度の実験に実際に使用した優角コーナー・リフレクタ・アンテナについて解析を行う。

5. 1 優角コーナー・リフレクタ・アンテナの放射特性の解析

優角コーナー・リフレクタ・アンテナは内角 α が 180° 以上のコーナー・リフレクタ・アンテナである。Fig. 11にこのアンテナの概形と座標を示している。

短いダイポールアンテナがコーナーのエッジから a だけ離れて平行に配置されている。このアンテナは簡単な構造で比較的高い利得が得られる。更に、 α を変えることによって放射ビーム幅を調節することができる。反射板のサイズと a の値を適当に選択すれば、セクター指向性を構成することができるので、固定局アンテナとしての条件を十分に満たす。

有限の反射板付アンテナや有限幅、有限長の優角コーナー・リフレクタ・アンテナによる反射電磁界や放射電

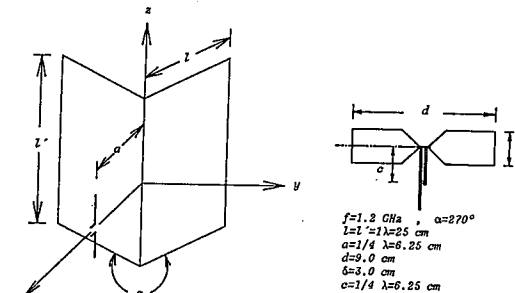


Fig. 11 Geometry of corner reflector antenna and its feeding dipole.

磁界を厳密に求めることは非常に困難である。ダイポールからの放射波が反射板で電流を励起すると仮定し、これによる放射電磁界あるいは反射電磁界を求める近似計算法、いわゆる起電力法を用いて解析した結果が発表された⁷⁾。本論文では電気的寸法の大きい物体による散乱(回折)問題に対して有力な解析手法 UTD (Uniform Geometrical Theory of Diffraction: 一様幾何光学的回折理論)⁸⁾を用いて指向性を計算することにする。

UTD による計算公式:

短いダイポールの放射電界は次式の球面波とする。

$$\vec{E} \sim \hat{\theta} \frac{\exp(-jkr)}{r} \sin \theta \quad (1)$$

今の問題に関して、観測点 p に至る電波は次の 4 種類を考える。

- a. 波源からの直接入射波; b. 反射板による反射波;
c. エッジによる回折波; d. コーナーによる回折波。

入射波は式(1)で簡単に計算できる。反射板による入射波の遮蔽は入射レイ (ray) と反射板が交差するかどうかで判断する。反射波は通常イメージで考慮するのが便利である。反射波の有無の判断は入射波の遮蔽の判断と同じ手順で逆に判断すればよい。エッジによる回折 (Fig.12) は Pathak と Kouyoumjian の UTD を用いて次のように計算する。

$$\vec{E}^d(s) = \vec{E}^i(Q_E) \cdot \vec{D}_E A(s) e^{-jks} \quad (2)$$

但し、

$$\vec{D}_E = -\hat{\beta}_o' \cdot \hat{\beta}_o D_s - \hat{\phi}' \cdot \hat{\phi} D_h \quad (3)$$

$$D_{s,h}(\phi, \phi', \beta_o) = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k} \sin \beta_o} \cdot$$

$$\left[\cot\left(\frac{\pi + \beta^-}{2n}\right) F[kLa^+(\beta^-)] + \cot\left(\frac{\pi - \beta^-}{2n}\right) F[kLa^-(\beta^-)] \right. \\ \left. \mp \left\{ \cot\left(\frac{\pi + \beta^+}{2n}\right) F[kLa^+(\beta^+)] + \cot\left(\frac{\pi - \beta^+}{2n}\right) F[kLa^-(\beta^+)] \right\} \right] \quad (4)$$

$$F(x) = 2j|\sqrt{x}| e^{jx} \int_{\sqrt{x}}^{\infty} e^{-j\tau^2} d\tau \quad (5)$$

ここで、 $E^i(Q_E)$ は回折点での入射波であり、 $F[kLa^\pm(\beta^\pm)]$ は Fresnel 積分で表す遷移関数である。Fig.12 にエッジ回折の様子を示している。エッジ回折に関する完全な記述は文献 8) に参照されたい。

エッジが有限な長さを持つため、角 (コーナー) の所

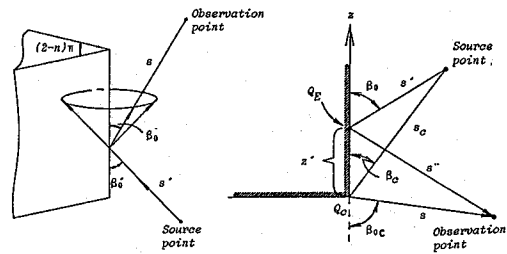


Fig.12 Edge diffraction and corner diffraction.

でエッジ回折の不連続性が生じる。その不連続性を補うのはコーナー回折 (Fig. 12) である。コーナー回折はまだ厳密な解が求められていないが、Fig.12の1/4の平面コーナーに対して Sikta らはつぎの球面波入射するときの近似的な、しかも実用的な公式を提案している⁹⁾。

$$\vec{E}^c(s) = \vec{E}^i(Q_C) \cdot \vec{D}_C A^c(s) e^{-jks} \quad (6)$$

但し、

$$\vec{D}_C = -\hat{\beta}_o' \cdot \hat{\beta}_o D_s - \hat{\phi}' \cdot \hat{\phi} D_h \quad (7)$$

$$\left\{ \begin{matrix} D_s^c \\ D_h^c \end{matrix} \right\} = \left\{ \begin{matrix} C_s(Q_E) \\ C_h(Q_E) \end{matrix} \right\} \frac{\sqrt{\sin \beta_o' \sin \beta_o''}}{(\cos \beta_o' - \cos \beta_o'')} \cdot$$

$$F[kL_c a(\pi + \beta_o' - \beta_o'')] \frac{e^{-j\pi/4}}{\sqrt{2\pi k}} \quad (8)$$

$$C_{s,h}(Q_E) = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2\sqrt{2\pi k}} \left[\frac{F(kLa(\beta^-))}{\cos(\beta^-/2)} \right.$$

$$\left. \left| F\left(\frac{La(\beta^-)/\lambda}{kL_c a(\pi + \beta_o' - \beta_o'')} \right) \right| \right. \\ \left. \mp \frac{F(kLa(\beta^+))}{\cos(\beta^+/2)} \left| F\left(\frac{La(\beta^+)/\lambda}{kL_c a(\pi + \beta_o' - \beta_o'')} \right) \right| \right] \quad (9)$$

$F(X)$ は式(5)で定義した拡張 Fresnel 積分である。1/4 平面のコーナー ($n=2$) であるので、 $a(\beta) = 2\cos^2(\beta/2)$ である。又球面波入射するとき、 $\beta^\pm = \phi \pm \phi'$, $L = s' \cdot s'' \sin^2 \beta_o' / (s' + s'')$, $L_c = s_c s / (s + s_c)$, $C_{s,h}$ は修正した半平面エッジの回折係数である。修正因子

$$\left| F\left(\frac{La(\beta)/\lambda}{kL_c a(\pi + \beta_o' - \beta_o'')} \right) \right|$$

は回折係数がエッジ回折境界を通過する際に突然符号が変わらないようにするために導入された遷移関数である。一つのコーナーに関してコーナーを囲む二つの辺に対応する式(6)で表される二つのコーナー回折界を含まなければならない。

入射、反射と回折レイの進路決定 (Determination of ray trajectory) は GTD の応用において非常に重要な一環である。回折点 Q_E の探索と決定は一つのポイントで

ある。これは回折点における入射レイと回折レイの関係 $i \cdot e = d \cdot e$ から決定する。文献10) には有効な逐次漸近法 (iteration method) を紹介している。

数値計算結果と検討:

コーナー回折の影響を確認するため、Fig. 13 に $\alpha = 270^\circ$, $a = 0.25\lambda$, $l = l' = 1\lambda$ とときのアンテナのH面放射パターンを示している。コーナー回折の導入はパターンにおける不連続性を明らかに補正している。Fig. 14 には同寸法のアンテナのE面とH面の放射パターンを示している。コーナー・リフレクタ・アンテナは前方のある範囲においてほぼ均一な放射特性を持っていることが分かった。

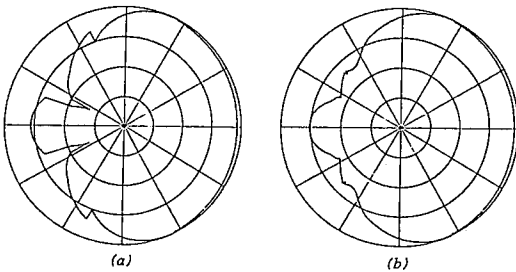


Fig. 13 H-plane patterns : (a) without corner diffraction, (b) with corner diffraction

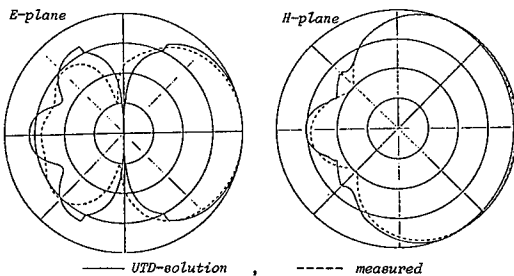


Fig. 14 Main-plane radiation patterns.

勿論、反射——回折、エッジ回折——コーナー回折などの高次回折波も一次放射波と共に生じる。しかし、これらの高次回折波一次回折波よりはるかに弱いと思われるので、その影響は考慮していない。

5. 2 優角コーナー・リフレクタ・アンテナの試作

実際のアンテナを製作する際、アンテナの放射パターンを考慮すると共に、アンテナの放射効率と利得をできるだけ大きく実現するのも大切である。そのため、アンテナの入力インピーダンスは無線機の入力インピーダン

スと整合する必要がある。

Fig. 11に今回の実験に固定局アンテナとして使った優角コーナー・リフレクタ・アンテナの寸法を与えている。工作周波数は1.2GHz にしており、コーナー反射板の角度は 270° 、両辺はともに25cm (一波長)、微小ダイポールはコーナーエッジから6.25cm ($1/4$ 波長) 離れて置かれている。アンテナの入力インピーダンスを 50Ω 整合させるため、微小ダイポールを平板型にとり、サイズも図示のとおりに決められた。

このアンテナの測定放射パターンはFig. 14に破線で示しており、E面もH面もUTDによる理論値とよく一致している。

6. あとがき

本論文では微小電力オフィス内無線通信を安定に実現するための一通信方式: “限定空間領域多送受合成通信方式” のための研究の第一段階として、UHF帯の周波数を使用して室内での電界強度分布測定およびデータ伝送の簡易実験を行った。その結果、ほぼ全領域にわたって定在波分布が観測され、電界強度は局所的にはライス分布、全体的には対数正規分布に従うことが判明し、端末局アンテナの位置により多重波構造が大きく変動することがわかる。データ伝送実験の結果、定在波分布の比較的顕著な領域においては電界強度とデータ伝送の成功率との間に明瞭な相関性がみられ、定在波の節点付近では伝送の成功率がほぼ0%であった。最後に固定局アンテナとして上記の実験で使用した優角コーナーリフレクタアンテナの指向特性を、解析手法GTD (UTD) を用いて理論計算した。実際に指向特性を測定したところ、理論値とよく一致し、固定局アンテナの有力な候補であることを確認した。

今後、多重波の影響を受けにくいアンテナ、すなわち、エネルギー密度アンテナや複偏波合成アンテナの研究開発のために、電界だけでなく磁界の分布も測定すること、また偏波を変えて電磁界強度分布、及びデータ伝送実験を行うことが課題である。

参考文献

- 1) 郵政省通信政策局情報管理課 (監修), “高度情報社会データファイル”, p.3651 第一法規 (1985)
- 2) 稲垣, “限定空間領域多送受合成通信方式について”, 昭和62年東海支部連大, 347
- 3) G. H. Schennum, “Frequency-selective surfaces for multiple-frequency antennas”, The Micro-wave Journal, pp.55-57, May 1973.

- 4) W. C. V. Lee, Bell System Technical Journal, p.976, Feb. 1967.
- 5) D. C. Cox, "Universal Digital Portable Radio Communications", Proceedings of the IEEE, vol 75, No 4, April 1987.
- 6) CQ 出版社: "パケット通信ハンドブック"
- 7) 関口利男: 電磁波 (朝倉書店, 昭和51年)
- 8) R. G. Kouyoumjian and P. H. Pathak, "A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface," Proc. of IEEE, vol. 62, PP.1448-1461, Nov, 1974.
- 9) F. A. Sikta, W. D. Burnside, T. T. Chu and L. Peters, Jr., "First-order equivalent current and corner diffraction scattering from flat plate structures", IEEE Trans. Antenna Propaga., vol. AP-31, pp.584-589, July 1983.
- 10) W. D. Burnside, N. Wang and E. Pelton, "Near-field pattern analysis of airborne antenna", IEEE Trans. Antenna Propaga., vol, AP-28, PP.318-327, May, 1980.