

演習問題の解答

1 章

1. 電波の周波数が 3GHz のとき，電波の波長は

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{3 \times 10^9} = 0.1 \text{ m} = 10 \text{ cm}$$

電波の波長が 1cm のとき，電波の周波数は 30 GHz.

2. 1-4 節を参照すること．受信信号に AWGN を線形加算することで受信 SNR を設定します．例えば，計算機シミュレーションにより SNR 対 BER 特性を評価するときに AWGN を用います．
3. $N = kTBF$
4. $y = ax + bx^2 + cx^3$ に $x = \cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t$ を代入し展開します．次の公式を覚えておくくと便利です．

$$\cos^2 \omega t = \frac{1 + \cos 2\omega t}{2}$$

$$\cos^3 \omega t = \frac{3 \cos \omega t + \cos 3\omega t}{4}$$

$$\cos \alpha \cdot \cos \beta = \frac{1}{2} \{ \cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta) \}$$

$$(\alpha + \beta)^3 = \alpha^3 + 3\alpha^2\beta + 3\alpha\beta^2 + \beta^3$$

3 次の項において， $\cos(2\omega_1 - \omega_2)t$ ， $\cos(2\omega_2 - \omega_1)t$ 成分が出てきます． $(2\omega_1 - \omega_2)$ と $(2\omega_2 - \omega_1)$ は 3 次相互変調歪み IM3 と呼ばれ，基本波である ω_1 ， ω_2 の近傍に発生します．この IM3 はフィルタでカットすることができないためシステムの劣化要因になります．

5. 最大電圧 A_c ，抵抗値 R を仮定すると搬送波電力は次式で与えられます．

$$P_C = \frac{A_c^2}{R}$$

同様に，上側波帯，下側波帯の電力はどちらも次式で与えられます．

$$\frac{\left(\frac{\beta_{AM}}{2}\right)^2}{R}$$

したがって，搬送波，上側波帯，下側波帯の電力を加算することで AM 変調波の電力 P_T を求めることができます．

$$P_C + P_{LSB} + P_{USB} = P_C + \left(\frac{\beta_{AM}}{2}\right)^2 P_C + \left(\frac{\beta_{AM}}{2}\right)^2 P_C = P_C \left(1 + \frac{\beta_{AM}^2}{2}\right)$$

6. 式(1.21)から， $B = 2(5 + 1) \times 15 = 180$ kHzです．

7. 式(1.21)を変形することで次式が得られます．

$$f_m = \frac{B}{2} - \Delta f = 100 - 75 = 25 \text{ kHz}$$

$$\beta_{FM} = \frac{B}{2f_m} - 1 = 3$$

8. 信号コンスタレーションからシンボルごとの変調波の位相と振幅の状態がわかります．また，シンボルに対応する 0/1 のデジタルデータ列もわかります．

9. サンプリング（標本化）は，連続したアナログ信号から一定の時間間隔で離散値を取り出すことです．この時間間隔がサンプリング周期，その逆数がサンプリング周波数です．ナイキスト周波数はサンプリング周波数の 1/2 の周波数で，その逆数がナイキスト周期です．最高周波数 f_{\max} のアナログ信号をデジタル信号に変換するとき，元の信号に含まれる周波数成分の 2 倍よりも高い周波数でサンプリングすれば元の信号を正しく再現することができます．これを標本化定理（サンプリング定理）と呼びます．

10. 情報伝送速度（ビットレート）は $4 \times 2 \times 8 = 64$ bps です。BPSK を用いる場合、シンボルレートとビットレートは同じです。すなわちそのシンボルレートは 64 bps です。

11. シンボルレートはシンボル周期の逆数から求められます、すなわち $\frac{1}{40 \text{ ns}} = 25 \text{ Msps}$ 。QPSK は 1 シンボル当たり 2 ビット伝送できるので、そのビットレートは 50 Mbps です。

12. 伝送ビットレートが同じ条件では、QPSK に必要な伝送帯域幅は BPSK の半分になります。

13. 図 1・24 を参照すること。

14. オイラーの公式は $e^{jx} = \cos x + j \sin x$ です。これを用いると、式(1.31) と式(1.32)は同じであることがわかります。

$$S(t) = \text{Re}\{E(t)e^{j2\pi f_c t}\}, \quad E(t) = I(t) + jQ(t)$$

$$S(t) = A(t) \cdot \cos\{2\pi f_c t + \phi(t)\} = I(t) \cos 2\pi f_c t - Q(t) \sin 2\pi f_c t$$

2章

1. Michael Faraday は、コイルの周りの磁場が変化すると、コイルに電流が流れるという法則を発見しました。また、James Clerk Maxwell は、この電磁誘導の法則をきっかけとしてマクスウェルの方程式を確立し、電磁波の存在を予測します。さらに、Heinrich Rudolf Hertz はマクスウェルの方程式（電磁理論）を実験によって証明します。
2. 一般的には、電気力が働く空間を電場 \mathbf{E} 、磁気力が働く空間を磁場 \mathbf{H} と呼びます。電荷のない真空の空間において、電磁波は波動方程式をもとに時間的に変化する電場 \mathbf{E} と磁場 \mathbf{H} の存在によって説明されます。電磁波の進行方向に対して振動する電場と磁場の方向は垂直で、進行方向に振動する成分は存在しません。また、電場と磁場の振動方向は互いに垂直です。この様子は図 3・10 を参照すること。
3. 電波（電磁波）のエネルギーの表現方法は、式(2・1)に示した電場が存在する空間の単位体積当たりのエネルギー密度、式(2・2)に示した磁場が存在する空間の単位体積当たりのエネルギー密度、式(2・9)に示した電場、磁場に垂直なポインティングベクトルなどがあります。
4. $u = \frac{1}{2} \epsilon_0 \mathbf{E}^2$
5. （送信アンテナに相当する）導線に電流が流れると、アンペールの法則に従ってその周りに同心円状の磁場ができる。次に、この磁場の変化により電場が発生する。この繰返しにより電波が空間を伝搬する。
6. 式(2・10)から、 $P_z = \frac{\pi^2}{120\pi} = \frac{\pi}{120} = 26.1 \text{ mW/m}^2$
7. ベクトルの体積の積分（体積分）と面積の積分（面積分）の関係を表す公式をガウスの定理あるいはガウスの発散定理と呼び、次式で示されます。

$$\int \mathbf{E} \cdot \mathbf{n} dS = \int \operatorname{div} \mathbf{E} dV$$

あるいは，次式のように表記する場合があります．

$$\int \mathbf{E} \cdot d\mathbf{S} = \int \operatorname{div} \mathbf{E} dV$$

直方体領域全体の出入りするベクトルの変位量を，その直方体の表面の出入りするベクトルの変位量に変換する定理です．

3 章

1. 式(3.8)から

$$E = \frac{\sqrt{45 \times 5}}{100} = 0.15\text{V/m}$$

2. 式(3.21)から

$$E = \frac{\sqrt{49.2 \times \frac{100}{49.2}}}{10} = 1\text{V/m}$$

3. アンテナ利得は基準アンテナに対する性能を表すものであり，絶対利得，相対利得はそれぞれ基準アンテナとして等方性アンテナ，半波長アンテナを用いたときの利得を表します．

4. 図 3・8 の測定法 1，図 3・9 の測定法 2 に基づいて計算してもよいですが，結果としては送信電力の比，受信電界強度の比から求められます．

$$G = 10 \log \frac{W_1}{W_2} + 20 \log \frac{E_2}{E_1} = 3 + 6 = 9\text{dB}$$

5. 式(3.25)および式(3.26)から

$$L_0 = \left(\frac{4\pi r f}{c} \right)^2 = \left(\frac{4\pi \times \frac{10^3}{4\pi} \times 3 \times 10^9}{3 \times 10^8} \right)^2 = 10^8, \quad 10 \log L_0 = 10 \log 10^8 = 80\text{dB}$$

$$\text{受信電力} = 40\text{dBm} - 80\text{dB} + 10\text{dBi} = -30\text{dBm}$$

6. 指向性アンテナは特定の方向に電波のエネルギーを集中して送信する，あるいは特定の方向からの電波のエネルギーを受信するアンテナです．衛星通信用パラボラアンテナ，宇宙からの電波を観測する電波望遠鏡，移動通信システム用 BF 用アンテナなどが該当します．一方，無指向性アンテナ（オムニアンテナ）は全方向に電波を放射することができるので，テレビ，ラジオ，移動通信システムなどに幅広く使われています．ダイポールアンテナなどが該当します．

4章

1. 式(4.3)から

$$a_{\max} = \frac{\sqrt{\lambda r}}{2} = \frac{\sqrt{\frac{3 \times 10^8}{3 \times 10^9} \times 10 \times 10^3}}{2} = \frac{31.6}{2} = 15.8\text{m}$$

2. 電離層の変化に起因するフェージングは吸収性，跳躍性フェージングです．特に，電離層における反射を利用する短波通信において問題となるフェージングです．電離層を構成する電子密度は昼と夜，あるいは夏と冬で異なります．このように，電離層の電子密度は揺らいでいる（変化している）ため，電離層における電波の減衰量は変化し，結果として受信機における電波の受信電力は変化します．

3. スポラディック（sporadic）は，*happening fairly often, but not regularly*（ロングマン英英辞典），すなわち時々起こる，突発的に起こる事象という意味です．アマチュア無線では，スポラディック E 層を使って長距離通信が可能になる場合もあります．逆に問題となる例としては，ある「地方自治体のお知らせ」が同じ周波数を使っている遠方の地方自治体に届いてしまう場合もあります．

4. マルチパスフェージングは，送信信号（情報シンボル）が反射，回折を経て，また散乱波の状態を受信点に到達したとき，その合成信号の受信電力は時間的に変動する現象です．送信信号が広帯域幅を有し，マルチパス波間の遅延時間差が無視できない場合は，受信点において受信電力が周波数によって異なることが問題になります．いわゆる帯域内振幅（電力）偏差が生じます．

5. 式(4.27)から

$$T(f) = 1 + \rho \cdot e^{-j(2\pi\Delta f\tau - \theta)} = 1 + \rho \cos(2\pi\Delta f\tau - \theta) - \rho \sin(2\pi\Delta f\tau - \theta)$$

$$|T(f)| = \sqrt{(1 + \rho \cos(2\pi\Delta f\tau - \theta))^2 + (\rho \sin(2\pi\Delta f\tau - \theta))^2}$$

$$= \sqrt{1 + \rho^2 + 2\rho \cos\{2\pi\Delta f\tau - \theta\}}$$

6. 3章3-2節で求めた自由空間伝搬損失は反射波，回折波などが存在しない理想的な条件での伝搬損失です．一方，実際の移動通信システムでは，受信波のほとんどが反射波，回折波です．したがって，受信点における受信電力は自由空間伝搬損失から求まるそれとは大きく異なります．

7. 合成された受信信号の振幅 R の確率密度関数がレイリー分布に従うフェージングをレイリーフェージングと呼びます．このレイリーフェージングに直接波が重畳されたフェージングをライスフェージングと呼びます．レイリーフェージングの典型的な例が都会の移動通信（携帯電話）システムです．

8. 式(4-20)から

$$f_D = \frac{v \cdot f_c}{c} = \frac{3 \times 10^3}{3600} \times 2 \times 10^9}{3 \times 10^8} \cong 5.56\text{Hz}$$

9. 遅延プロファイルから無線区間の複数の反射波の受信点における振幅値と遅延時間がわかります．基準を直接波とした場合は，直接波の振幅に対する振幅比，直接波に対する遅延時間がわかります．

5 章

1. 一つ目は、ユーザ端末は常に複数の基地局からの下り参照信号（Reference Signal; RS）を受信しそれぞれの受信電力を測定できることです。この測定結果を英語で Neighbor cell list あるいは Neighboring list と呼びます。二つ目は、未達のパケットデータを接続中の基地局から移行先の基地局に転送できることです。また、ハンドオーバーする際に極めて短い時間で移行先基地局への切替え処理が行えることです。
2. ①セル，②周波数，③送信電力，④位置登録，⑤一斉呼び出し，⑥ページングチャンネル。
3. 図 5・9，図 5・10 を参照すること。
4. 例えば 4G LTE では、同期信号（SS; Synchronization Signal）を用いてセルサーチが行われます。端末は以下の状態時にセルサーチを行います。
 - ・初期セルサーチ（電源立上げ時）
 - ・通信中のセルサーチ（ハンドオーバーモードに入る前）
 - ・待受け中のセルサーチ（アイドルモード時）
5. 位置登録はモバイルネットワークとの接続のために必要なモバイル事業者側の機能です。ユーザ端末に着信があったときは、位置登録情報に基づいてそのユーザ端末を呼び出します。一方、位置情報サービス、GPS アプリなどは、ユーザ自身が自分の居場所をマップ上で詳細に知ることができることに加えて、目的地へのルート検索や友人の居場所確認などを行うときに使用します。この場合、基地局・Wi-Fi 親機の位置、GPS を利用して高精度なユーザ端末の位置測定が行われます。

6 章

1. FDMA は周波数帯域を細かく分割し複数のユーザに対してそれぞれ異なる分割した帯域（無線チャネル）を割り当てる多元接続です。TDMA はある一つの周波数を時間的に分割し（タイムスロット）複数のユーザに対してそれぞれ異なるタイムスロットを割り当てる多元接続です。表 6・3 を参照すること。
2. マルチキャリア伝送の利点はフェージングに起因する波形歪み，シンボル間干渉に対する耐性が強くなることです。表 6・3 を参照すること。
3. OFDMA は，OFDM を構成するサブキャリアの集合体で分割し，複数のユーザに対してそれぞれ異なる周波数のサブキャリア集合体を割り当てる多元接続です。また，そのサブキャリア集合体の割当ては時間単位で変化します。図 6・20 を参照すること。
4. 占有帯域幅はおよそ Nf_s 。
5. 式(6.9)から OFDM 変調は基数 2 の逆高速フーリエ変換 IFFT を用いて実現できることがわかります。
6. シンボルレートにサブキャリア数を乗算し，さらに 256-QAM はシンボル当たり 8bits 伝送できるので 8 を乗算することで OFDM 全体の伝速速度が求められます。

$$250 \times 10^3 \times 8 \times 96 = 192\text{Mbps}$$

7. マルチパスフェージング環境下では直接波と反射波に遅延時間差があるため，CP を用いない構成（図 6・6 参照）ではあるシンボルを受信側で検出するときにシンボル間干渉が生じます。一方，CP を付加した構成（図 6・7 参照）ではシンボル間干渉が生じないことがわかります。

8. CP を付加する前のシンボル長は， $1/30 \text{ kHz} \cong 33.33 \text{ } \mu\text{s}$ ， CP 付加後のシンボルレートは， $1/(33.33+2.38 \text{ } \mu\text{s}) \cong 28 \times 10^3 \text{ シンボル/s}$ になります． したがって， 1 ms サブフレームに含まれるサブキャリア当たりの OFDM シンボル数はおよそ 28.

9. プロポーショナルフェア規範は， Max C/I とラウンドロビン規範それぞれの問題点を解決するために， 無線チャネル品質を参考にしかつユーザ間の公平性をある程度満足させる手法です．

7 章

1. TDD は上下回線に同じ周波数を使うので上下回線のどちらかのチャネル応答がわかればもう一方の回線のチャネル応答を推定できます。FDD は上下回線に異なる周波数を使うため、下り回線のチャネル応答を上り回線を用いて基地局に伝える必要があります。
2. 図 7・3 および図 7・7 を参照すること。FDD では分波器 (Duplexer, Circulator) , TDD ではスイッチを用います。
3. 電波を送信する際に不要波を放射しないように送信フィルタ (BPF) を用います。受信する際も同様に受信フィルタを用います。しかし、フィルタの周波数特性は矩形波のようにカットオフ周波数のところで完全に振幅 (利得) を 0 にすることができません。このため、FDD では上下回線の信号が相互に干渉しないように、割当て周波数帯の間にガードバンドが必要になります。
4. TDD は非常に短い時間で上下回線を切り替えるため、送受信の時間の管理が重要になります。基地局間の時間同期がとれていない場合、あるセル内の上り回線の信号に、隣のセルの下り回線の信号が干渉する問題があります。
5. TDD は、下り回線と上り回線に割り当てるスロット数の比を可変にすることができます。例えば、ユーザ端末が動画をダウンロードする場合は、下り回線に割り当てるスロット数を増やすことで高速化を図り、ダウンロード時間を短くすることができます。

8 章

1. ①同時，②小さく，③相関，④最大比合成，⑤SNR
2. STBC と SFBC の情報シンボルのブロック化はそれぞれ図 8・8，図 8・9 を参照すること。
3. 電波のエネルギーの点から見て，全方向放射はむだなエネルギーを消費しています。一方，送信 BF は目的とするユーザ端末にエネルギーを集中して電波を送信するため，エネルギー効率は良いです。ユーザ端末の受信 SINR の点から見ると，全方向放射に比べて送信 BF の送信アンテナ利得が大きくなるので受信 SINR が良くなります。
4. 図 8・14 に示すように，アンテナ素子数を増やすことによって利得を大きくしビーム幅を小さくすることができます。計算式はいろいろありますが，例えば式(3・31)に素子数 N が導入された関数があり， N をパラメータとして角度 θ に対する電界強度（利得）特性を求めることができます。利得は N に比例して増加し，ビーム幅は N の増加とともに小さくなります。詳細は，以下の URL を参考にすること。
<https://www.analog.com/jp/analog-dialogue/articles/phased-array-antenna-patterns-part1.html>
5. 複数の送信アンテナと複数の受信アンテナ間のそれぞれのチャネル応答が異なることが条件です。また，受信アンテナにおける受信 SINR が良好であることも条件です。
6. 式(8・21)に示すように，受信信号にチャネル応答行列 \mathbf{H} の逆行列 \mathbf{H}^{-1} を乗算することにより送信した情報シンボルを取り出すことができます。
7. 表 8・2 はデータ送信する際に用いる変調方式と符号化率の組合せを index 化したものです。どの MCS index を使うかはデータ受信側の受信 SINR によ

って決めます．受信 SINR が大きい場合は index 番号の大きい変調方式と符号化率を使用します．

8. ユーザ端末の受信 SINR が小さい（悪い）場合，基地局の送信アンテナは BF や送信アンテナダイバーシチとして機能させます．ユーザ端末の受信 SINR が大きい（良好）場合，基地局の送信アンテナは空間多重として機能させます．

9 章

1. ①セクタ，②ヘテロジーニアスネットワーク（HetNet），③受信電力，④デュアルコネクティビティ，⑤並列伝送
2. 図 9・5，図 9・6 を参照すること．
3. ユーザ端末は基地局，RN どちらとも接続できるように RN には透過性が求められます．ただし，再生中継（レイヤ 3）型リレー局の場合，RN は基地局と異なるセル ID を有するためユーザ端末は RN のセルと基地局のセルとは異なるセルとして認識します．
4. HetNet におけるマクロ基地局とピコ基地局は独立にコアネットワークに接続されそれぞれが独立の無線リソースを有しているため，HetNet はシステム容量を増やすことができます．リレー通信は基地局に従属しているため独立した無線リソースをもちません．したがって，リレー通信はシステム容量の増加に寄与しません．
5. CRE は仮想的にピコセル範囲を拡張する技術です．利点は，ピコ基地局に接続するユーザ端末数を増やすことができ，ピコ基地局の無線リソースに余裕があればシステム全体のユーザスループットは向上します．欠点は，CRE によってピコ基地局に接続されたユーザ端末の下り回線の受信 SINR が小さくなりそのユーザ端末でのスループットが低下する場合があります．
6. シャノンの定理では通信容量は伝送帯域幅に比例して増加します．HetNet は異なる帯域幅（独立の無線リソース）を有するマクロとピコセルから形成されているためマクロ単体に比べると伝送帯域幅が増加しているといえます．したがって，HetNet はシャノンの定理に基づいた考え方といえます．

10 章

1. これまでは波長分割多重 WDM, 偏波多重, 多値変調, デジタルコヒーレント技術などにより高速化, 大容量化を実現してきました. 現在は, マルチコアファイバによる空間分割多重伝送などの研究開発が行われています.
2. 図 9・6 に示すように RoF を移動通信システムに適用した場合, RU (張出し基地局, Remote radio head と呼ばれます) の装置構成が簡単になることです. 一方, 欠点は OFDM 信号の無線特性を満足するように雑音, 歪み特性を考慮して光ファイバ伝送路を設計しなければならないことです.
3. RIN の小さい LD を用いる, 変換効率の大きい PD を用いる, PD に入力される受光電力を大きくすることにより O/E 出力の SNR を大きくすることができます.
4. 受信機の初段 LNA の利得を大きく, かつ雑音指数を小さく, また光伝送区間の雑音指数を小さくすることで受信感度は良くなります.
5. マルチコアファイバによる空間分割多重伝送は, 光ファイバ芯線の中に複数の独立した伝送路を設けデータの並列伝送を行います. 無線通信における MIMO 空間多重は, 複数の送受信アンテナを用いて空間に複数のチャネル応答 (伝送路) を設けデータの並列伝送を行います. これらは同じ考え方に基づいています.