

# 情報理論に支えられる移動通信

## Mobile Communications Supported by Information Theory

安達文幸  
FumiYuki Adachi

東北大学 大学院工学研究科 電気・通信工学専攻  
Dept. of Electrical and Communication Eng., Graduate School of Engineering, Tohoku University

### 1. まえがき

移動通信の代表は携帯電話システムである。携帯電話なしでは現代の社会生活を送れないといっても過言ではない。1980年代から始まった携帯電話システム（当時は自動車電話と呼ばれていた）は、アナログの第1世代（1G）、デジタルの2Gそして3Gへとほぼ10年ごとの世代交代を経て（図1）、3.9Gといわれる3G長期発展（LTE）システム[1]による通信サービスが2010年末に開始された。およそ30年をかけて、伝送レートが数10kbpsの狭帯域システムから数10Mbpsの広帯域システムへと進化してきた。3G LTEでは1基地局あたり100Mbps程度的高速通信サービスが可能となった。将来は1Gbpsに迫るブロードバンドシステムへと変わる。1G・2Gシステムでは固定レートの伝送サービス（例えば音声伝送）が主流であったが、3Gシステム以降は電子メール、電子商取引やホームページ閲覧などインターネットプロトコル（IP）によるパケットサービスが主流になってきた。

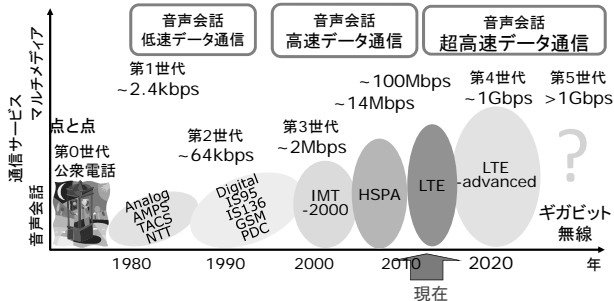


図1 携帯電話システムの世代交代

移動通信に利用可能な無線帯域幅は限られている。限られた無線帯域幅を使って世界中で携帯電話サービスを提供するためには、面的な周波数再利用[2]の採用が必須で、このため同一周波数干渉の存在下で所要品質を確保する無線技術の開発が要求されている。過酷な電波伝搬環境下での伝送レート高速化の実現に果たした情報理論の役割は大きい。携帯電話では、最新の誤り訂正符号や自動再送制御（ARQ）技術が採用されていて、携帯電話の進化はこの分野の発展に負うところが大きい。

本稿では、まず、携帯電話システムにおける電波伝搬と面的周波数再利用について紹介する。そして、無線マルチアクセス（MA）として周波数分割 MA（FDMA）や時間分割 MA（TDMA）を用いる携帯電話システムの面的周波数利用効率について述べた上で、3Gシステムで用いている直接拡散符号分割 MA（CDMA）における誤り訂正符号化の役割について述べる。次いで、超高速パケット伝送における ARQ の役割について述べる。

### 2. 電波伝搬と面的周波数再利用

#### 2.1 電波伝搬

基地局と移動端末の間には多数の建築物などの障害物があり、それらが電波を反射・回折させるために遅延時間の異なる多数の伝搬路（パス）から成る多重伝搬路（マルチパスチャンネル）が形成される。各パスは、端末のごく周辺での反射・回折で生じた（遅延時間差が信号帯域幅の逆数以下の）分解不能な多数の素波の集まりである。これら多重波の干渉により、端末の移動と共に受信レベルが激しく時間変動するマルチパスフェージングが発生する[2]。図2は16個のパスから成る無線チャンネルの伝達関数を示したものである。1Gシステムは狭帯域であったから信号帯域内（6.25kHz）で伝達関数はほぼ一定値であり、このような無線チャンネルは周波数非選択性チャンネルと呼ばれる。2Gシステム以降は信号帯域幅が広がり（2Gでは50kHz、3Gでは1.25~5MHz）、信号帯域内で伝達関数が変動する周波数選択性チャンネルとなる。4Gシステム以降は周波数選択性のかかなり強い無線チャンネルになる。

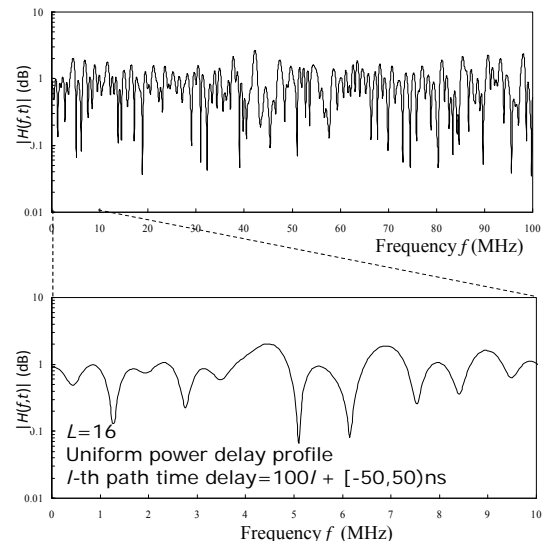


図2 無線チャンネルの伝達関数

狭帯域システムでは、受信レベルが熱雑音レベルまで頻繁に低下するので熱雑音による伝送誤りが発生する。広帯域システムでは、信号帯域内での伝達関数の変動により発生する符号間干渉が加わる。さらに、面的周波数再利用で生ずる同一周波数干渉がある。これらによる伝送品質劣化の解決には誤り訂正符号化の寄与が大きい。

#### 2.2 面的周波数再利用

携帯電話システムでは、図3のように離れた無線セル

(基地局を中心とした通信エリア) で同一周波数を再利用している. 周辺 6 セルからの干渉が支配的であり, 通信サービスを広いエリアで提供するために必要なチャネルグループの数  $N$  (以下, クラスタサイズ) を文献[2]より求める, 次式ようになる.

$$N = \frac{1}{3} \{ (6\Lambda)^{1/\alpha} + 1 \}^2 \quad (1)$$

ここで,  $\Lambda$ は所要品質を確保するための所要平均信号対干渉電力比 (SIR),  $\alpha$ は伝搬損失指数である. ただし,  $N = i^2 + j^2 + ij = 1, 3, 4, 7, 9, 12, 13, 16, \dots$  で離散整数である.  $\Lambda$ を低減できれば,  $N$ を小さくでき, 1基地局あたりに割り当て可能な帯域幅が広がるから, より高速な伝送が実現できる.  $N=1$  のとき, 1基地局あたりに割り当て可能な帯域幅が最大になる.

どのようにしてクラスタサイズを小さくするか?これに誤り訂正符号化が大きく寄与している.

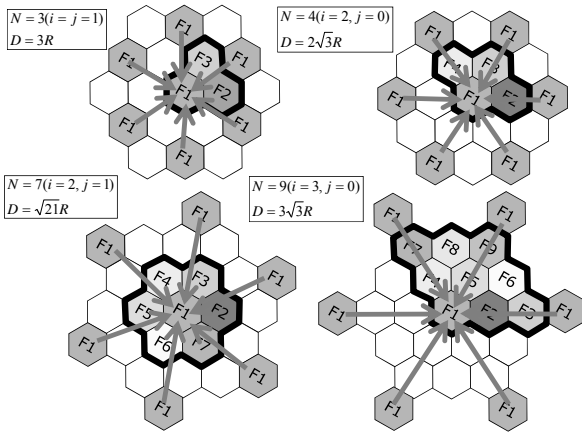


図3 同一周波数の面的再利用

### 3. 面的周波数利用効率に及ぼす符号化の効果

1G および 2G システムでは, 無線 MA として TDMA や FDMA が採用された. 両者は同じ面的周波数利用効率を有するので, 以下では FDMA 携帯電話システムについて考える.

#### 3.1 FDMA 携帯電話システム

1基地局当たりの帯域幅と伝送レートをそれぞれ  $W$  (Hz) と  $C$  (bps), システム帯域幅を  $B$  (Hz), 1無線セルあたりの面積を  $S$  ( $\text{km}^2$ ), そして, クラスタの面積を  $A$  ( $\text{km}^2$ )とする.  $B$ の帯域幅を使ってクラスタエリア当たり総情報レート  $C_{total} = C \cdot N$ のデータサービスを提供するので, 面的周波数利用効率  $\eta$  (bps/Hz/ $\text{km}^2$ )は  $\eta = C_{total} / B \cdot A$ となる.  $B = N \cdot W$  および  $A = N \cdot S$ であることから

$$\eta = \frac{C}{W} \times \frac{1}{S} \times \frac{1}{N} \quad (2)$$

ここで,  $C/W$ は 1Hz 当たりの情報ビットレートであり, 多値レベル数  $M$ の多値変調と符号化率  $\rho$ の誤り訂正符号化を用いると,  $C/W = \rho \times \log_2 M$ である. つまり, 高符号化率の誤り訂正符号の採用による所要 SIR の低減が面的周波数利用効率向上に寄与する.

以下では, どんな変調・誤り訂正符号化を利用するかという議論から離れて, チャネル容量の観点から面的周波数利用効率を議論してみよう. 面的周波数利用効率を最大化する所要 SIR (あるいはクラスタサイズ) が存在するだろうか?干渉と熱雑音の和をガウス近似できるものとし,

$$C/W = \log_2(1 + \Lambda) \quad (3)$$

および式(1)を式(2)に代入すると,

$$\eta = \log_2(1 + \Lambda) \times \frac{1}{S} \times \frac{1}{\frac{1}{3} \{ (6\Lambda)^{1/\alpha} + 1 \}^2} \quad (4)$$

を得る. 上式から得られる面的周波数利用効率と所要 SIR  $\Lambda$ との関係[3]をプロットしたのが図 4 である. 面的周波数利用効率を最大とするのは  $\Lambda=8\text{dB}$  のときであり, このときのクラスタサイズは  $N=4$  ないし 7 である. つまり, どんな誤り訂正符号化を用いても, 強い同一周波干渉の存在によって  $N=1$ にはできない.

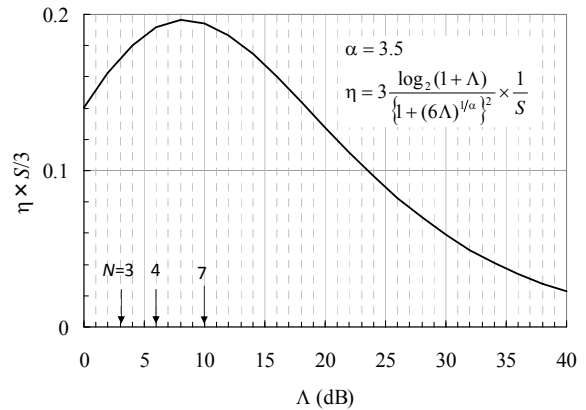


図4 所要 $\Lambda$ 対面的周波数利用効率の上界

### 3.2 CDMA 携帯電話システム

CDMA では図 5 に示すように, 拡散のおかげで全ての無線セルで同一周波数を再利用できる. すなわち, クラスタサイズを  $N=1$ にできる. 周辺無線セルから強い干渉を受けることになるが, 逆拡散過程を通して干渉を許容レベルまで低減できるからである.

簡単のため, 熱雑音より干渉が充分強い干渉制限型の無線リンクを仮定すると, 1基地局あたりに収容可能なユーザ数  $U$ は次式で与えられる[4].

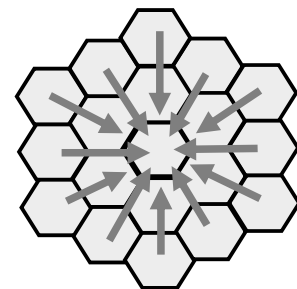


図5 クラスタサイズ $N=1$ のCDMA

$$U \approx \frac{SF}{\Lambda} \times \frac{1}{1+f} = \frac{G_p G_c}{\left( \frac{E_b}{\eta_0} \right)_{\text{uncoded}}} \times \frac{1}{1+f} \quad (5)$$

ここで,  $SF$ は拡散率,  $G_p$ と  $G_c$ はそれぞれ拡散処理利得(チップレート対情報ビットレート比)と符号化利得,

$(E_b/\eta_0)_{\text{uncoded}}$  は無符号化時の所要 SIR,  $f$  は周辺セルからの干渉対自セル干渉電力比 (およそ 0.7 程度[4]) である. 1 基地局当たりの総伝送レートは  $U \times 1$  ユーザ当たりのビットレートであり, 帯域幅はチップレートの逆数であるから, 面的周波数利用効率  $\eta$  (bps/Hz/km<sup>2</sup>) は次式のようになる.

$$\eta \approx \frac{G_c}{\left(\frac{E_b}{\eta_0}\right)_{\text{uncoded}}} \times \frac{1}{S} \times \frac{1}{1+f} \quad (6)$$

式(2)と(6)との比較から分かることは, CDMA では  $1+f$  が等価クラスタサイズになっている (つまり, クラスタサイズが離散整数である必要がない) ことである.  $f \approx 0.7$  のとき, CDMA の等価クラスタサイズは  $N \approx 1.7$  であるから, チャネル容量から求めた FDMA 携帯電話システムの最適クラスタサイズより小さい. また, 面的周波数利用効率は符号化利得に比例するから, 強力な誤り訂正符号化の開発は直接, 面的周波数利用効率の向上に結び付く. 最も良く知られた誤り訂正符号はターボ符号や LDPC 符号である.

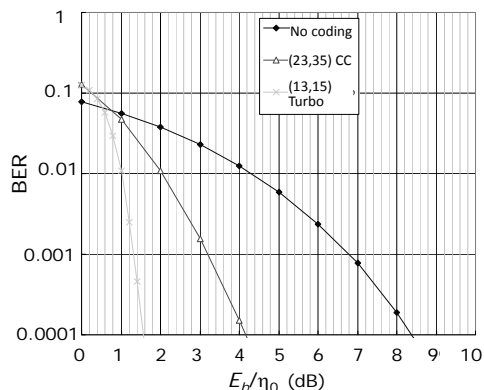


図6 AWGNチャネルのBER特性

CDMA 上りリンクでは, 遠近問題 (Near-far problem) とフェージングによる受信電力の瞬時変動問題を解決するために, 全ての干渉ユーザからの干渉電力が等しくなるよう高速 (ミリ秒周期) で送信電力を制御する高速送信電力制御 (TPC) の採用が必須である. これにより, 受信電力変動はほぼ無くなる. 多数のユーザの存在下では他ユーザ干渉をガウス近似できる. 計算機シミュレーションにより求めた, 符号化率 0.5 の (23, 35) 畳み込み符号と (13, 15) ターボ符号を用いたときのビット誤り率 (BER) 特性を図 6 に示す. 所要 BER=10<sup>-3</sup> のときの符号化利得  $G_c$  は, 畳み込み符号およびターボ符号でそれぞれ 3.6dB および 5.5dB になる. 式(6)よりターボ符号は畳み込み符号のおよそ 1.5 倍の面的周波数利用効率を得ることができ, 式(4)で示唆する最大値に近い.

CDMA では, 誤り訂正符号化の符号化利得が周波数利用効率に直接影響する. より強力な誤り訂正符号の登場が期待される.

## 4. 超高速無線技術

### 4.1 マルチアクセス (MA)

2010 年末にサービス提供が開始された 3G LTE システムは 4G システムへの橋渡し役を果たす. 次世代の 4G シス

テムでは 1Gbps ものピークレートを狙っている. 信号帯域幅は数 10MHz になるだろう. そうなると周波数選択性のかなり強い無線チャネルになる. 3G システムでは DS-SS-CDMA が無線 MA 技術として採用され, Rake 合成という時間領域等化が用いられている. 超高速通信になると, もはや拡散するだけの無線帯域幅がないことや Rake 合成では十分な等化性能が得られないことなどから, 3G LTE システムの下りリンク (基地局送信) ではマルチキャリア MA が採用されることになった. 最も良く知られたマルチキャリア MA は直交周波数分割マルチアクセス (OFDMA) である.

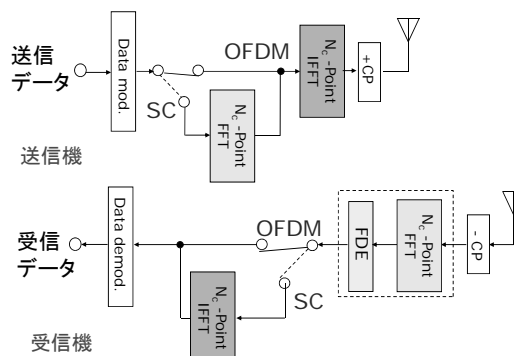


図7 OFDMとSC信号の送受信

OFDMA では直交サブキャリアを各ユーザに自由に割り当てできるという利点があるが, ピーク対平均電力比 (PAPR) が大きいという欠点がある. 同じ平均電力であってもピーク電力の大きい線形電力増幅器が必要になることから, 3G LTE システムの上りリンク (端末送信) ではシングルキャリア

(SC) MA が採用されている. 図 7 のように, 逆高速フーリエ変換 (IFFT) の前段に FFT を前置符号化として付加することで SC 信号を生成できるので, OFDMA と SC 信号送受信系を共通化できる.

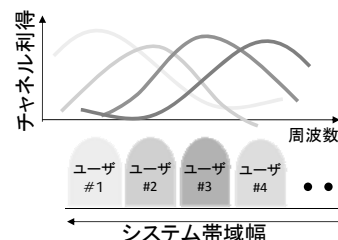


図8 SC-FDMA

この構成により, 図 8 のように SC 伝送でも, OFDMA と同様にチャンネル状態の良いサブキャリア群を選択的に割り当てできるという自由度が得られる. このような MA は SC-FDMA と呼ばれている.

### 4.2 MIMO 空間多重とハイブリッド ARQ

信号帯域幅を広げることなく, より高速の信号伝送を可能とする有望な無線技術がマルチ送受信アンテナを用いる MIMO 空間多重である (図 9) [5].  $N_r \times N_t$  アンテナを用いる MIMO 空間多重のチャネル容量 (bps/Hz) は次式で与えられる.

$$C = \log_2 \det \left( \mathbf{I} + \frac{\Gamma}{N_t} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \right) = \sum_{m=0}^{M-1} \log_2 \left( 1 + \frac{\Gamma}{N_t} \lambda_m \right) \quad (7)$$

ここで,  $\mathbf{H}$  は第  $n$  行  $m$  列の要素 (第  $m$  送信アンテナと第  $n$

受信アンテナ間のチャンネル利得) を  $h_{nm}$  とする  $N_r \times N_t$  チャンネル行列,  $\lambda_m$  は  $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$  の第  $m$  固有値 ( $m=0 \sim \min\{N_t, N_r\}-1$ ),  $\Gamma$  は平均受信 SNR である.  $N_t = N_r = M$  のとき, Jensen の不等式[6]より次式が得られる.

$$C \leq M \log_2 \left( 1 + \frac{\Gamma}{M^2} \sum_{n=0}^{M-1} \sum_{m=0}^{M-1} |h_{nm}|^2 \right) \approx M \log_2(1 + \Gamma), \quad M \gg 1 \quad (8)$$

アンテナ本数に比例したチャンネル容量 (bps/Hz) が得られる. 信号分離と共に受信アンテナダイバーシチ効果も得られるから,  $M$  個の並列な孤立チャンネルを用いるときよりチャンネル容量が大きくなる.

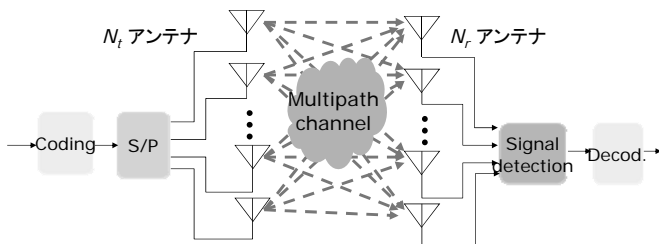


図9 MIMO多重

今後の無線サービスの主流は IP を用いるブロードバンドパケットサービスになるであろう. パケット無線伝送では, 誤り訂正符号と ARQ とを組み合わせたハイブリッド ARQ (HARQ) が重要な誤り制御技術になる. 冗長度漸増戦略を用いる HARQ (IR-HARQ) はチャンネル等化で得られる周波数ダイバーシチ効果をうまく利用した誤り制御といえる, 初回の送信では, 等化で得られる周波数ダイバーシチ利得に期待して, 情報ビットだけか, あるいはそれにわずかのパリティビットを付加して送信する. そして, 再送時には, パリティビットだけを送信する. 再送回数が増えるにつれ, パリティビット数が増加してゆくからより大きな符号化利得が得られる. 図 10 は符号化率 1/3 のターボ符号を用いる IR-HARQ の一例である.

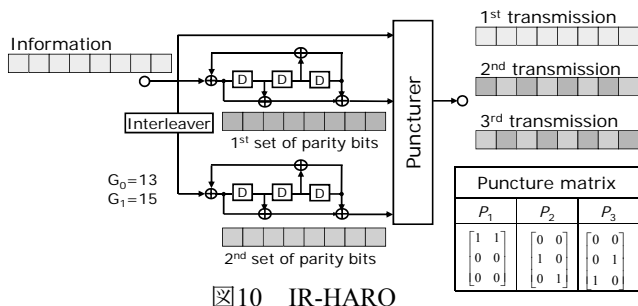


図10 IR-HARQ

シングルキャリア周波数領域等化 (SC-FDE) と IR-HARQ を用いるときの SC (4,4)MIMO 空間多重のスループット特性の計算機シミュレーション結果[7]を図 11 に示す. 初回送信では FDE により大きな周波数ダイバーシチ利得が得られるから, 平均受信シンボルエネルギー対雑音電力スペクトル密度比  $E_s/N_0$  の大きい領域では OFDM より優れたスループットが得られている. 平均  $E_s/N_0$  の低い領域では SC-FDE と OFDM ではほぼ同じスループットが得られて

いる.

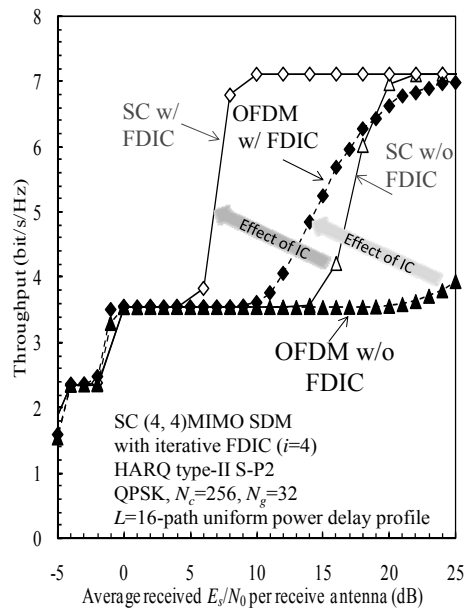


図11 SC MIMO多重のスループット

### 5. むすび

情報理論の移動通信に果たしてきた役割は大きい. 誤り制御技術は移動通信では欠くことのできない技術になっている. 限られた無線帯域幅を有効に使うために同一周波数を面的に再利用している. 同一周波干渉の影響を低減するのにターボ符号は大変効果的であり, 3G システムで用いられている. 今後はインターネットプロトコルを用いるブロードバンドパケットサービスが中心になってくる. 誤り訂正符号と再送とを組み合わせたハイブリッド ARQ は無線システムでは欠くことのできない誤り制御技術になっている. 今後は, 低送信電力で, かつ同一周波干渉を徹底的に抑えつつ超高速伝送を実現する誤り制御技術の登場が期待される.

### 参考文献

- [1] D. Astély, et al., "LTE: The evolution of mobile broadband," IEEE Communications Magazine, Vol. 47, No. 4, pp. 44-51, April 2009.
- [2] W.C. Jakes, Jr. (Ed.), *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [3] 安達, "移動通信におけるマルチアクセス技術," BI-2 今日の移動通信システムを実現したキー技術の系譜, BI-2-3, 信学会総合大会, 2009年3月20日.
- [4] 大野, 安達, "DS-CDMA の上りリンク容量と送信電力," 信学論, Vol. J79-B-II, pp.17-25, Jan. 1996.
- [5] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," Wireless Personal Commun., Vol.6, No. 3, pp.311-335, Mar. 1998.
- [6] I.S.Gradshteyn and I.M.Ryzhik, *Table of integrals, series, and products*, New York, Academic Press, 1965.
- [7] A. Nakajima and F. Adachi, "Iterative FDIC using 2D-MMSE FDE for turbo-coded HARQ in SC-MIMO multiplexing," IEICE Trans. Commun. Vol. E90-B, No.3, pp.693-695, Mar. 2007.