

研 究

VII-1 フェージング対策技術開発用
シミュレーションプログラム大鐘 武雄^{*1} 三瓶 政一^{*2} 神尾 享秀^{*2}

(1990年8月27日受理)

VII-1 COMPUTER SIMULATION PROGRAM FOR DEVELOPMENT
OF ANTI-FADING TECHNIQUES

By

Takeo OHGANE, Seiichi SAMPEI, and Yuki Yoshi KAMIO

1. ま え が き

各種の通信方式やフェージング対策技術等の特性評価は、実際にハードウェアを作成し、野外・室内での通信実験によって行う手段がある。しかし、これには製作に多大な費用・日数・労力を要するのに対し、装置の汎用性は低く、他の通信方式への応用や、アルゴリズム等の変更が非常に困難であるという問題がある。このため、装置の開発以前に、何等かの方法によって動作の確認を行うことが重要である。

従来、この事前確認は理論検討や簡単な計算機シミュレーションによって行われていた。しかし、理論計算は複雑な回路構成のシステムには適しておらず、近似によって対処する他ない。また、これまでの計算機シミュレーションは計算時間の問題から、受信波形のひずみ特性を得るのを主目的としており、デジタル変復調方式の評価には適していなかった。

ところが、近年の計算機の能力の向上により、非常に複雑な、より実際に近いシミュレーションを行うことが可能となり、多大なデータ数を必要とする誤り率特性の評価が行えるようになってきた。これにより、これまでハードウェア製作以前の簡単な評価材料であった計算機シミュレーションの役割が非常に重要になったのである。

計算機シミュレーションの特長は、種々の環境を自在に作成し、しかも、何度も同じ状況を再現できることに

ある。したがって、異なった変調方式・フェージング対策技術どうしをすべて同じ環境で評価することにより、正確な比較を行うことができる。また、各種パラメータの最適化問題も同様である。

さらに、近年、デジタル信号処理技術の発達により、ハードウェアがアナログ回路から CPU を持ったデジタル回路によって構成されるようになってきた。このため、計算機シミュレーションで開発した技術をそのままハードウェアに反映させることが可能になったのである。

筆者らはこれまで計算機シミュレーションによって各種フェージング対策技術の検討を行ってきた。その間、汎用性が高く、プログラム開発の容易な計算機シミュレーションシステムの構築に努めてきた。本論文では、このシステムの基本的な考え方を示すとともに、幾つかの応用例を紹介し、本システムの概要について述べる。

特に、応用例は各章をそれぞれの開発者が担当しており（第3章及び第4章は三瓶、第5章は神尾、第6章は大鐘）、実際の開発に基づいて詳述している。

2. 基本的考え方

2.1 等価低域系

信号はある一定時間ごとのサンプル値で代表される。シミュレーションではこのサンプルの時系列を扱うことになる。

ここで、搬送周波数 f_c の帯域信号 $s(t)$

$$s(t) = s_i(t) \cos 2\pi f_c t - s_q(t) \sin 2\pi f_c t \quad \cdots \cdots (1)$$

を考える。ただし、 $s_i(t)$ 、 $s_q(t)$ はそれぞれ信号 $s(t)$

*1 総合通信部 通信系研究室

*2 通信技術部 通信方式研究室

のベースバンドにおけるI（同相）、Q（直交）成分である。

このとき、問題となるのがサンプリング周波数である。サンプリング周波数はサンプリング定理を満足するように選択されねばならない。すなわち、信号に含まれる最大周波数成分を f_m とすると、サンプリング周波数 f_s は $f_s \geq 2 \cdot f_m$ とする必要がある。

ベースバンド信号 $s_i(t)$, $s_q(t)$ の最大周波数成分を f_b ($f_b < f_c$) とすると、式(1)で表される信号 $s(t)$ をサンプリングするためにはサンプリング周波数を

$$f_s \geq 2 \cdot (f_c + f_b) \quad \dots\dots(2)$$

としなければならない。したがって、サンプリング周波数は非常に大きくなり、信号の時系列は膨大な集合になってしまう。

ここで、複素信号 $s'(t)$ を考える。式(1)は次のように書き換えることができる。

$$\begin{aligned} s(t) &= s_i(t) \cos 2\pi f_c t - s_q(t) \sin 2\pi f_c t \\ &= \operatorname{Re}\{(s_i(t) + js_q(t)) \exp(j2\pi f_c t)\} \\ &= \operatorname{Re}\{s_b(t) \exp(j2\pi f_c t)\} \\ &= \operatorname{Re}\{s'(t)\} \quad \dots\dots(3) \end{aligned}$$

ここで、 $s_b(t) = s_i(t) + js_q(t)$ は信号 $s(t)$ をベースバンドで表現した変調信号成分であり、複素信号 $s'(t)$ は複素ベースバンド信号 $s_b(t)$ に搬送波成分 $\exp(j2\pi f_c t)$ を乗積することにより得られる。

そこで、すべての信号を複素信号で表すとともに搬送波成分を無視し、ベースバンドにおいてシミュレーションを行うことを考える（以後、等価低域系におけるシミュレーションと呼ぶ）。このとき、信号 $s(t)$ は等価的には複素ベースバンド信号 $s_b(t)$ として表される。

信号 $s_b(t)$ の最大周波数成分は f_b であるから、サンプリング周波数 f_s は $f_s \geq 2f_b$ であればよく、これによりサンプル数を大幅に減少させることができる。

2.2 データ形式

変調、復調、伝送路などのシミュレーションは、それぞれ独立なサブルーチン群によって構成されている。このため、各サブルーチンにおいて共通なデータの入出力形式が標準化されている。

変調信号や雑音等の各信号は、あるサンプリング周波数 f_s でサンプリングされた時系列（サンプル数 N_s ）として表現される。前述の通り、シミュレーションで扱う信号はベースバンドにおける複素信号として表されている。すなわち、この時系列は、I、Q 両チャネルの信号成分を持つ複素時系列である。

各サブルーチン間のデータの入出力に際し、共通に必要なデータは以下の通りである。

(1) 入力信号 C_{in}

(2) 総サンプル数 N_s

(3) サンプリング周期 T_s

(4) 総ビット数 N_b

(5) 出力信号 C_{out}

ただし、サブルーチンによっては他のパラメータが必要な場合もある。

各サブルーチン群は縦列に結合されており、次々にデータが受け渡されることにより、種々のプロセスが一つのデータの時系列単位で実行されることになる。

2.3 変復調

変調は非常に容易に行うことができる。ここでは、QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) を例にとって変調方法を示す。

QPSK はある 2 ビットのデータに対して一つの位相点が割り当てられている（第 1 図参照）。これを実際の変調信号 $s(t)$ として考える。k 番目のシンボル（シンボル長 T ）に対応する変調信号 $s(t)$ は

$$\begin{aligned} s(t)|_{kT < t < (k+1)T} &= \cos(2\pi f_c t + \phi_i) \\ (\phi_i &= (2i-1)\pi / 4, i = 1, 2, 3, 4) \quad \dots\dots(4) \end{aligned}$$

となる。

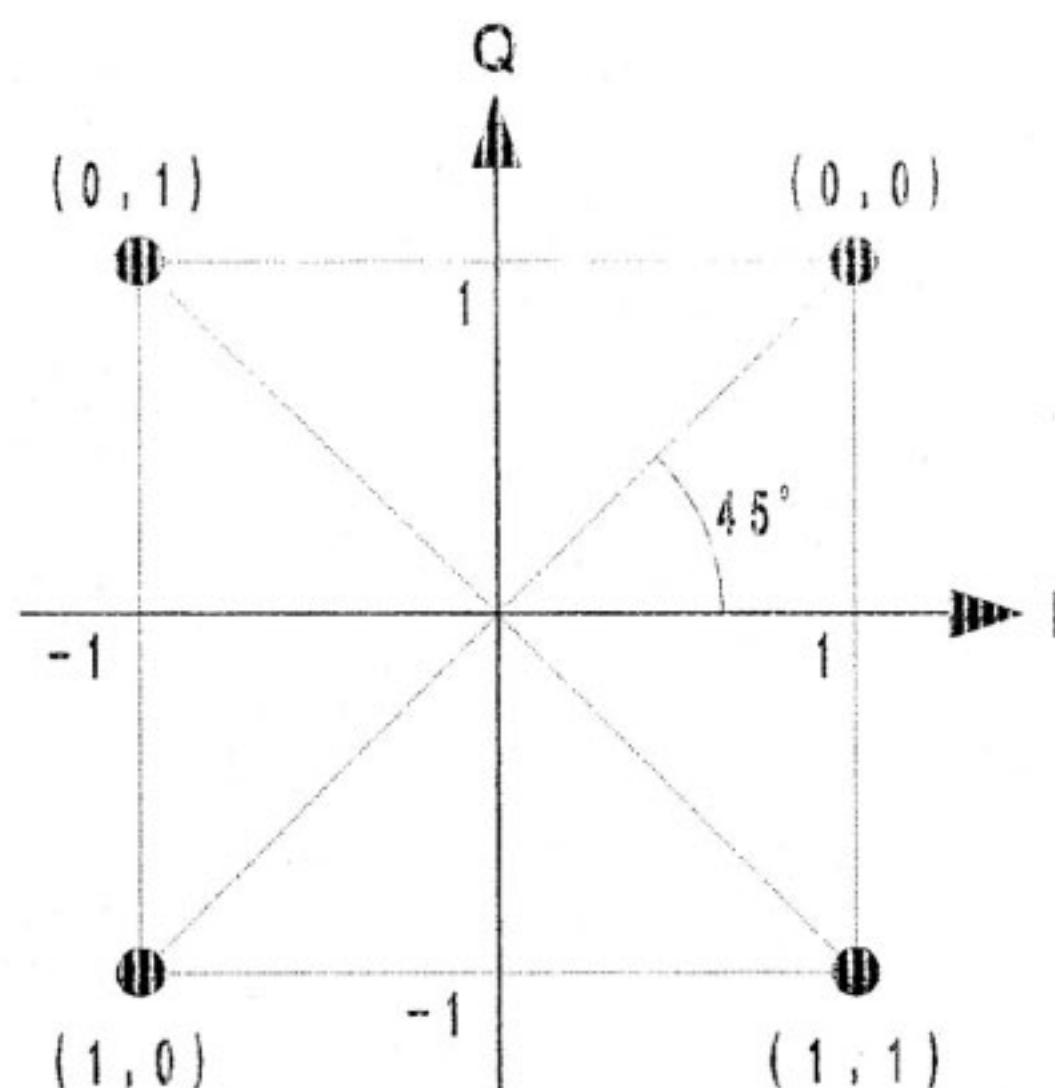
ところが、この式を複素信号で考えると

$$\begin{aligned} s'(t)|_{kT < t < (k+1)T} &= \exp\{j(2\pi f_c t + \phi_i)\} \\ &= \exp(j2\pi f_c t) \exp(j\phi_i) \quad \dots\dots(5) \end{aligned}$$

となり、さらに複素ベースバンド信号として表すと

$$s_b(t)|_{kT < t < (k+1)T} = \exp(j\phi_i) \quad \dots\dots(6)$$

と書き換えることができる。これはまさに変調信号が第 1 図における四つの位相点のどれかの値をとるといふことに外ならない。



第 1 図 QPSK の信号点配置

他の変調方式においても変調の操作は同様であり、各入力データに対して複素平面上の対応する振幅・位相点を割り当てればよい。

復調は搬送波・クロックの再生が問題となる。ここでは、一般に用いられている再生回路をシミュレーション上で実現することによって搬送波・クロックを再生する方法や、カンニングによって再生する方法など、目的によって使い分けることができる。

たとえば QPSK の復調にコスタスループを用いる場合は、ループフィルタの構成を変えることによって、ループ帯域幅と誤り率との関係などを調べることも可能である。

2.4 フェージング

変調された信号は伝搬路を経て受信される。この伝搬路の模擬で最も重要なことは、フェージング現象のモデル化である。

一般的に使用されるのは一様フェージングモデルである。一様フェージングは多数の到来波が異なった方向から到来しているというモデルによって実現できる⁽¹⁾。

ここで、一様フェージングを n 波の到来波の合成によってモデル化し、フェージング後の複素信号を $g(t)$ とすると

$$\begin{aligned} g(t) &= \sum_{i=1}^n s'(t) \exp j(f_d t \cos \theta_i + \alpha_i) \\ &= s'(t) \sum_{i=1}^n \exp j(f_d t \cos \theta_i + \alpha_i) \\ &= s_b(t) \exp(j2\pi f_c t) \sum_{i=1}^n \exp j(f_d t \cos \theta_i + \alpha_i) \end{aligned} \quad \dots\dots(7)$$

となる。ここで、 f_d は最大ドップラシフト、 θ_i は i 番目の到来波の到来角、 α_i は初期位相である。フェージング後の信号 $g(t)$ を複素ベースバンド信号 $g_b(t)$ として表現すると次式となる。

$$g_b(t) = s_b(t) \sum_{i=1}^n \exp j(f_d t \cos \theta_i + \alpha_i) = s_b(t) c_f(t) \quad \dots\dots(8)$$

したがって、サブルーチン内ではフェージングによる振幅・位相変動の項 $c_f(t)$ を計算し、入力信号に対して乗積すればよい。

本シミュレーションシステムでは、通常、12波の到来波を30度ずつ等間隔に配置して $c_f(t)$ を算出するサブルーチンを使用している。

この方法では初期値によって何度でも同じ振幅・位相変動を与えることが可能であるため、各種の変調方式やフェージング対策技術などを同一フェージング条件下で評価することができるという特長を持つ。

2.5 システムモデル例

シミュレーションは、変調・フェージング伝送路・復調等のサブルーチンを縦続接続することにより、対象となる信号の時系列が次々に受け渡され、各サブルーチンにおいて所定の操作が行われる。

以下に、プログラムのフローの一部を示す。

```

      .
      .
      .
1    CALL QPSKMOD(IDIN, NS, TS, NB,
      CIN)
2    CALL FADING(CIN, NS, TS, FD,
      COUT)
3    DO 10 I=1, NS
4      CIN(I) = COUT(I)
5  10  CONTINUE
6    CALL ADDNOISE(CIN, NS, TS, N0,
      COUT)
7    CALL QPSKDEM(COUT, NS, TS, NB,
      IDOUT)
8    CALL BEREST(IDIN, IDOUT, NB,
      BER)
      .
      .
      .

```

1 行目は QPSK の変調ルーチンである。変数 IDIN は大きさ NB の整数配列で、NB ビットのデータが格納されている。変数 CIN は大きさ NS の複素配列で、NB ビット (=NB/2 シンボル) 分の QPSK 信号をサンプリング周波数 1/TS でサンプリングした波形が格納される。

2 行目はフェージングの発生ルーチンである。フェージング発生以前の波形 CIN が入力として与えられ、フェージングによって振幅・位相変動が与えられた波形が大きさ NS の複素配列 COUT に格納される。変数 FD は最大ドップラ周波数である。

3～6 行目は雑音の付加部である。まず、3～5 行目において雑音付加ルーチンへの入力複素配列 CIN を生成する。この複素配列 CIN に対し、雑音電力密度 N0 の白色ガウス雑音が付加され、複素配列 COUT に格納される。

以上のサブルーチンの縦続接続により、受信機の入力波形 COUT が生成される。

7 行目は QPSK の復調ルーチンである。入力の受信波形 COUT から復調したデータが整数配列 IDOUT に格納される。この受信データ IDOUT を 8 行目の誤り判定ルーチンにおいて送信データ IDIN と比較し、

最終的にビット誤り率 BER を得る。

ここでは、一様フェージング下における QPSK 信号の誤り率特性のシミュレーションのフローを簡単に示した。フェージング生成や雑音付加などのサブルーチンはどの変調方式に対しても共通なルーチンであり、変復調の部分のみを交換すれば種々の変復調に対応することができる。

また、誤り訂正や等化器等のフェージング対策技術の動作特性をシミュレートする場合は、この例では6行目と7行目の間にフェージング対策ルーチンを置くだけである。

これらのように、各操作を独立に、かつ、共通フォーマットでサブルーチン化することによって、汎用性の高いシミュレーションプログラムを容易に作成することができる。

3. 位相同期回路

陸上移動通信では、フェージング下における搬送波再生回路等の位相同期回路の動作解析が重要である⁽²⁾⁽³⁾。

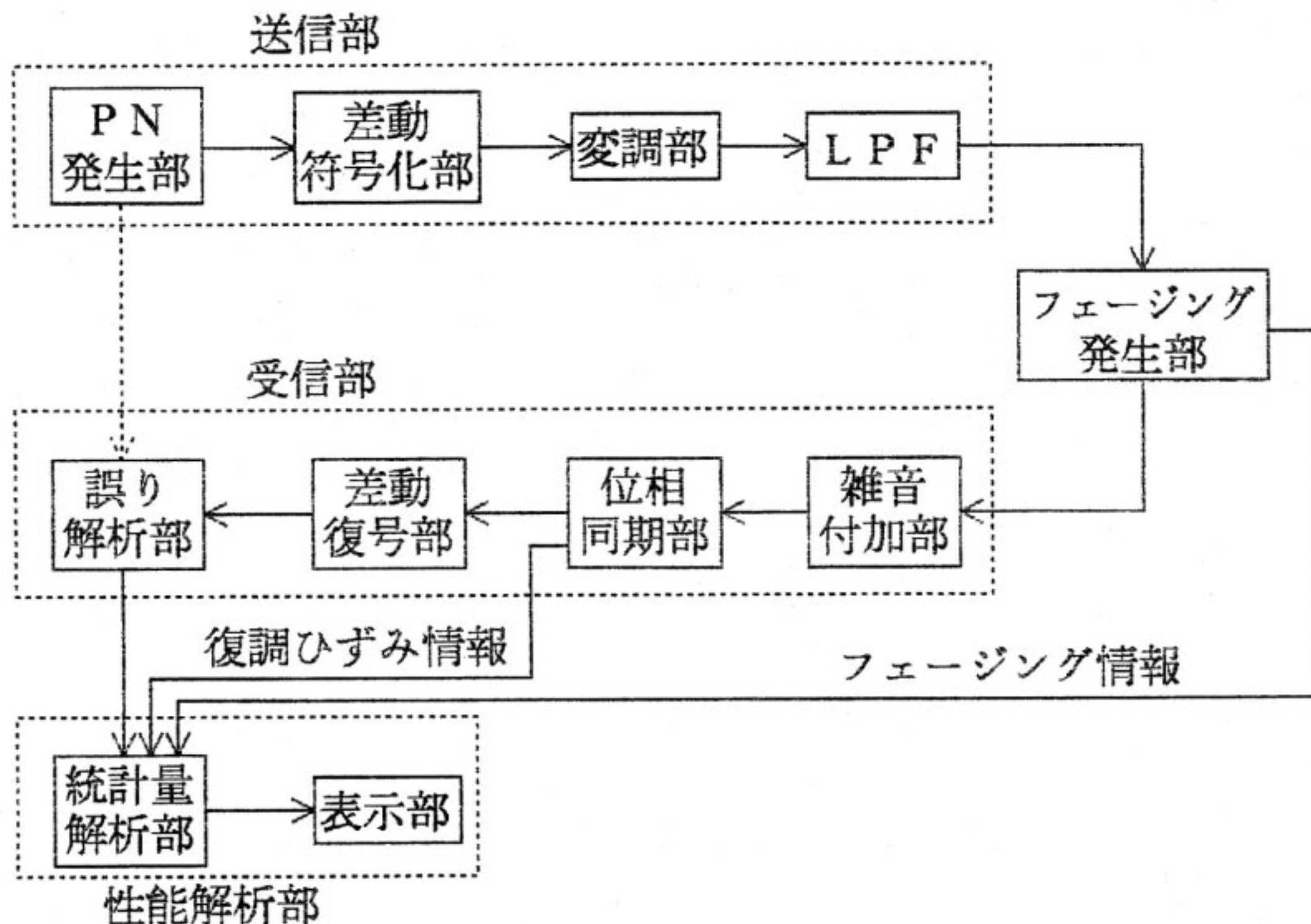
第2図に、位相同期回路シミュレーションの構成を示す。シミュレーションは、送信部、フェージング発生部、受信部、性能解析部から構成されており、各部はいくつかのサブルーチンの組合せで構成されている。また、各

サブルーチンは、一定長の入力配列のデータを処理し、処理結果を出力配列に書き込む構成となっている。また、LPF (Low Pass Filter) においてはフィルタによる遅延が発生するが、本プログラムでは、使用するフィルタを遅延時間が容易に計算できる FIR (Finite Impulse Response) フィルタに限定し、各サブルーチンにおいて発生する遅延はサブルーチン内で補償するものとしている。

搬送波再生用の位相同期回路は、受信部 LPF 後段に挿入され、従来多く用いられているコスタスループ⁽⁴⁾、新規に開発した位相同期回路⁽²⁾⁽³⁾などのサブルーチンを適宜選択する。

搬送波再生回路の動作解析においては、フェージング変動と誤り発生との因果関係を検討することが必要である。そのため、復号後のデータと送信 PN データを比較することによって、まず誤り系列（何ビット目が誤っているかという情報）を求め、誤り解析部で誤り系列の統計量、フェージング変動と復調時のひずみとの因果関係などを計算する。これらフェージング変動や復調時のひずみの時間的変化をプロットに表示した例としては、文献(3)の第3図および第4図で紹介されている。

誤り率のように多くの統計量を必要とする場合には、PN 発生から統計量解析までの一連の処理を繰り返す。



第2図 位相同期回路シミュレーション構成

その場合、各回の最終状態と次回の初期状態は連続していることが望ましい。本プログラムでは、各サブルーチンの最終状態を記録し、その値を次回の初期値とすることにより、連続した状態のシミュレーションを実現している。

これらの機能により、位相同期系の動作解析、パラメータの検討、特性改善方式の検討などが可能となる。

本プログラムにおける位相同期系シミュレーション関連サブルーチンは、第1表の通りである。

4. 適応等化技術

陸上移動通信において広帯域伝送を行う場合、本特集号Ⅱ-1 およびⅡ-2 でも述べられているように、周波数選択性フェージング対策が必要となる。適応等化器は、周波数選択性フェージング対策として有効な技術である。

適応等化器のシミュレーションを行う場合、周波数選択性フェージング発生部と、適応等化部が必要となる。周波数選択性フェージング発生部は、第3図の構成のものを用いた。また、各遅延波の遅延時間と平均電力は

T_s の整数倍で任意に設定できる。

一方、適応等化器は、大別すると、伝送路の周波数特性の逆特性を持つフィルタを適応的に構成する判定帰還型等化器 (DFE: Decision Feedback Equalizer)⁽⁵⁾ と、遅延波の影響を信号の畳込みと考え、ビタビアルゴリズムを用いて送信データを最尤判定するビタビ等化器⁽⁶⁾⁽⁷⁾ とに別けることができる。本プログラムでは、DFE は文献⁽⁵⁾、ビタビ等化器は、変形ビタビ等化器⁽⁶⁾ と、ビタビ推定のアルゴリズムを簡略化した遅延帰還判定型最尤復号法⁽⁷⁾⁽⁸⁾ を用いている。詳細はそれらを参照されたい。

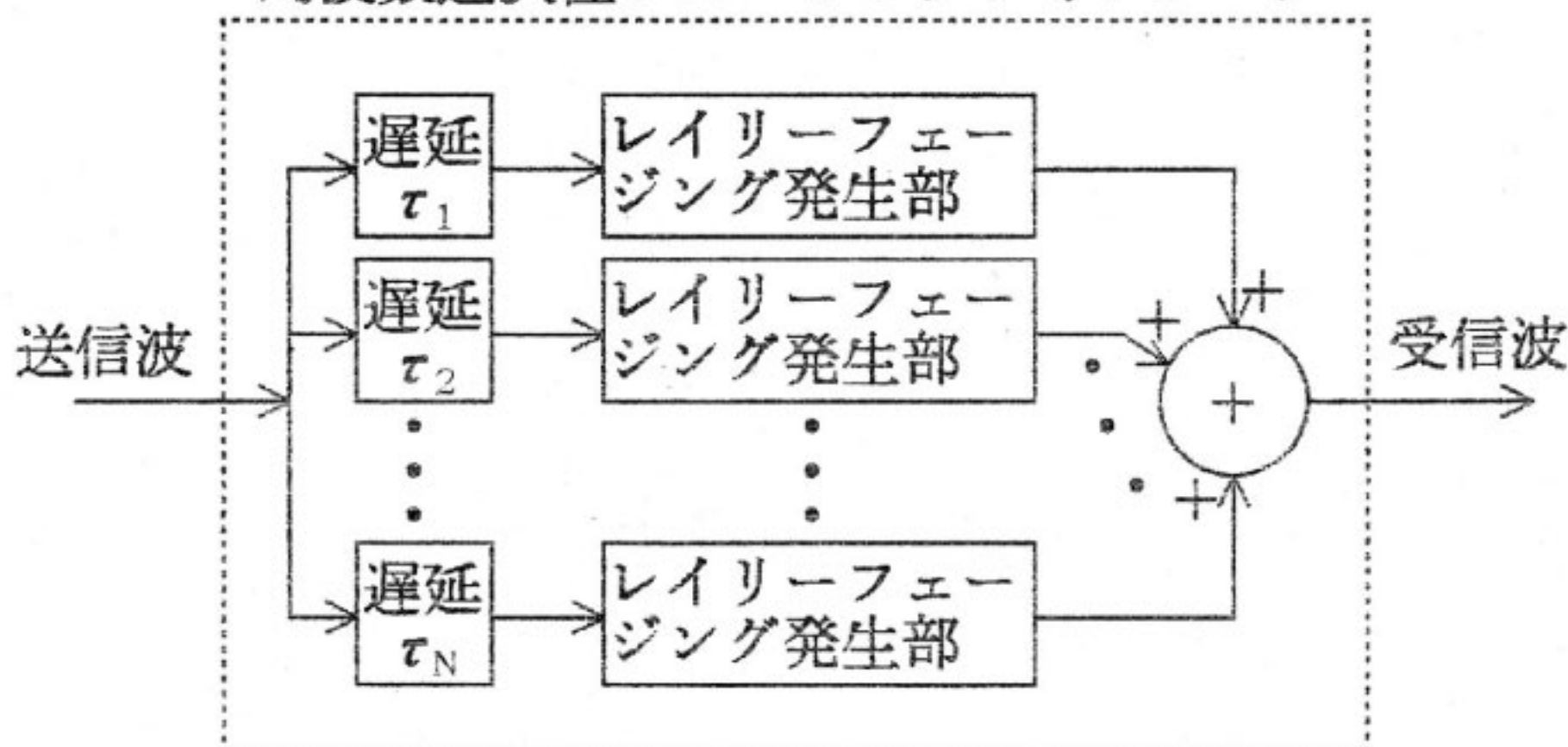
また、適応等化器のシミュレーションを行う場合の全体構成は、第2図においてフェージング発生部が周波数選択性フェージング発生部に、また位相同期部が適応等化部になる以外は全く同じである。

適応等化技術に関するサブルーチンとしては、第1表の送信部、および受信部のものが兼用でき、そのほかに必要なものとして、第2表のものが用意されている。

第1表 位相同期回路シミュレーション用サブルーチン

分 類	サ ブ ル ー チ ン
送 信 部 関 連	PN 発生部, 差動符号化部, 変調部 GMSK, BPSK, QPSK, QAM)
位相同期系以外の受信部関連	雑音付加部, 差動復号部
位相同期部関連	コスタスループ, 変形 PLL, 最小自乗形位相同期回路
そ の 他	フェージング発生部, 干渉発生部, 誤り解析部, フィルタ (ガウスフィルタ, ロールオフフィルタ) 統計量解析部, 表示部

周波数選択性フェージングシミュレータ



第3図 周波数選択性フェージングシミュレータの構成

第2表 適応等化シミュレーション用サブルーチン

分 類	サ ブ ル ー チ ン
等 化 器 関 連	グラディエントアルゴリズムによる DFE カルマンアルゴリズムによる DFE 伝搬路特性同定部 整合フィルタ ビタビ推定部 DDFSE (Delayed Decision Feedback Sequence Estimation)
そ の 他	周波数選択性フェージング発生部

5. 誤り訂正符号

誤り訂正符号は、デジタル通信システム固有の特性改善技術であり、通信システムの設計において、その特性を最初から考慮して設計されるようになってきている。

陸上移動通信におけるフェージング対策技術としても重要なものとなっている。

5.1 誤り訂正符号

誤り訂正符号は、大きく分けて一定長のデータブロックをまとめて符号化するブロック誤り訂正符号と前後のビットを畳み込んで符号化する畳み込み符号がある。

さらに、符号化と変調方式を一体化して多値変調方式での特性向上を図った、符号化変調方式がある。

5.1.1 ブロック誤り訂正符号

誤り訂正能力がブロック内で一定のため、ブロック内誤りの数の分布などを用いることによって誤り訂正後の誤り率が検討できる場合が多い。このため、ブロック誤り訂正符号のシミュレーションプログラムは製作していない。

5.1.2 畳み込み符号

過去の情報系列データも用いて畳み込まれているため、解析的取扱が難しい。特に陸上移動通信のように誤り系列が、フェージング、変復調方式などで異なる場合には、ビット毎にシミュレーションを行い、性能評価をする必要がある。また、誤り指数による解析的評価方法も検討されている⁽⁹⁾。

本プログラムでは、畳み込み符号化/Viterbi 復号⁽¹⁰⁾、岩垂符号⁽¹¹⁾、En 符号⁽¹²⁾、Hagel 符号⁽¹³⁾のシミュレーションプログラムがある。

5.1.3 符号化変調

符号化変調方式には種々のものが提案されている⁽¹⁴⁾。ここでは、次の2種類の符号化変調方式について検討したため、そのときに作成したプログラムについて述べる。

(1) トレリス符号化変調⁽¹⁵⁾

シンボル単位のインタリーブ、波形データのデインタ

リーブが必要なため、符号化の後、インタリーブし、変調される。また、陸上移動通信でのシミュレーションでは、受信レベルが変化するため、復号は受信データと受信レベルのデータを扱っている。詳しくは、本特集号の第Ⅲ章を参照されたい。

(2) 多次元符号化変調⁽¹⁶⁾

ブロック符号の符号化変調において、複数タイムスロットを用いて、通常の直交信号関係の2次元から多次元に拡張した場合の符号化変調方式についても前述と同様にシミュレーションすることが可能である。

陸上移動通信への適用については、文献(16)を参照されたい。

5.2 シミュレーションの方法

誤り訂正符号のシミュレーションにおいては、通信路をブラックボックスとし、通信路の誤りをビットあるいは、シンボル（多値データの場合）単位で評価するデジタル伝送路モデルで考えることが多い。この場合は、ビット、シンボル誤りの時系列データを得ることにより、シミュレーションが可能である。通信状態などの情報が必要であったり、通信の過程での影響が誤り訂正能力に影響がある場合には、通信路の状態も含めたシミュレーションが必要となってくる。

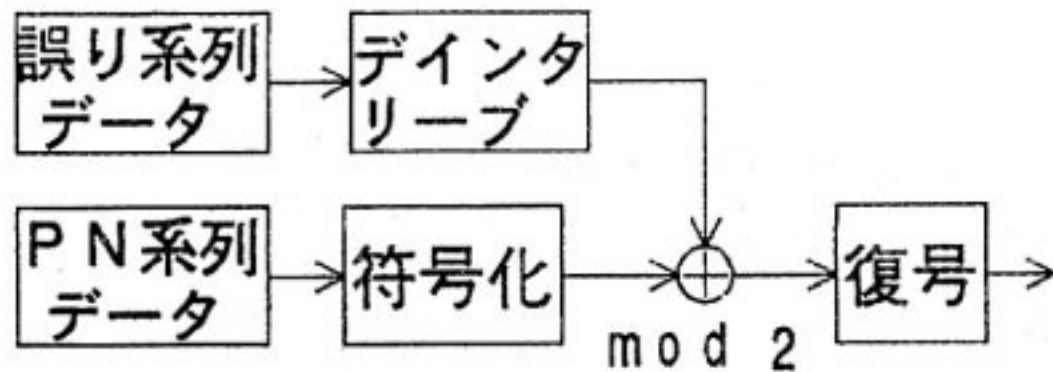
5.2.1 ビット、シンボル単位でのシミュレーション

誤り訂正符号のシミュレーションは、第4図に示すように誤り系列データを用いて、シミュレーションを行うことができる。

この場合には他のプログラムとは独立したものとなる。誤り系列は、乱数を用いることにより発生することができる。このとき、通信路の状態に合わせて、モデル化することが重要である。

バースト誤りのモデル化については、いくつか提案されている⁽¹⁷⁾⁽¹⁸⁾。特に、陸上移動通信で発生するフェージングによるバースト誤り系列のモデル化についても提案されている⁽²⁰⁾。

さらに、誤り系列は実験より取得する場合もある。こ



第4図 チャンネルのモデル化による誤り訂正符号シミュレーション

の誤り系列より、エラーフリー長、バースト誤り分布などの統計量を計算するプログラムもある。

軟判定の場合のシミュレーションも同様に行うことも可能ではあるが、ここでは、波形データを用いたシミュレーションにより行うことにしている。

シミュレーションは、9段のPN符号を発生し、符号化を行い、誤り系列により誤りを加え、復号し、元のPN符号データと比較することにより、誤りをカウントし、誤り率を求める。十分なエラーフリー区間がある場合は、その区間のシミュレーションを省略し、計算時間の短縮を図っている。

インタリーブを行う場合には、インタリーブのパラメータにより誤り系列を変換する。

これは、符号化された系列を $\{a_n\}$ とすると、送信側では、 $\{a_n\}$ をインタリーブした後、送信する。ここで、インタリーブ操作を F 、インタリーブ後のデータ系列を $\{b_n\}$ とすると、

$$\{b_n\} = F\{a_n\} \quad \dots\dots(9)$$

となる。また、さきに得られた誤り系列において、誤り無しの場合を0、誤りありの場合を1とした時系列を $\{e_n\}$ とすると、受信されるデータの時系列は、

$$\{c_n\} = \{b_n\} + \{e_n\} \pmod{2} \quad \dots\dots(10)$$

となる。ただし、 $\pmod{2}$ は、加算が mod 2 演算であることを示す。

一方、受信側では、 $\{c_n\}$ をデインタリーブした後復号する。ここで、デインタリーブ操作は、インタリーブの逆操作なので、これを F^{-1} と表すと、デインタリーブ後の時系列 $\{d_n\}$ は、

$$\begin{aligned} \{d_n\} &= F^{-1}\{c_n\} \\ &= F^{-1}F\{a_n\} + F^{-1}\{e_n\} \\ &= \{a_n\} + F^{-1}\{e_n\} \end{aligned} \quad \dots\dots(11)$$

となる。

したがって、インタリーブ、デインタリーブを含む伝送路モデルは、取得された誤り系列をデインタリーブした後、符号化された送信時系列に mod 2 で加算すればよい。

一方、誤り系列データのフォーマットとしては、測定

条件などのヘッダ部分と、誤りビット、シンボルの個数、全データ数、その後に、誤りの位置番号を並べるシーケンシャルデータとする。このため、このように記録されたモデルより生成したデータ、実験により取得したデータのシミュレーションが行える。

本方式の長所としては、整数演算（シフト演算、mod 演算）のみであり、誤り無しの区間が続く場合は、シミュレーションを省略できるため、計算時間が短くてすむなどがある。誤り系列の取得により、どのようなシステムでも評価できる。

短所としては、モデル化により、シミュレーション結果の信頼度が変わること、通信路の状態の情報が入らないため、軟判定復号などの技術の評価に使用できないことなどである。

5.2.2 通信路を含めたシミュレーション

本論文2章での説明のように変調、復調のサブプログラムの前後に、ここで作られたサブルーチンを入れることにより、誤り率が測定できる。ただし、チャンネル誤り率、誤り訂正後の誤り率をチェックする付加プログラムを用いることが多い。

軟判定復号、符号化変調などのように通信路の状態の情報を用いる方式の評価では、符号化後のデータをインタリーブし、前述の通信路の模擬システムのように変調、フェージング、雑音付加などを行う。

符号化変調のシミュレーションは、変調過程と密接に関係しているため、ここで述べたような方式で可能となる。

本方式で行う長所は、より正確なシミュレーションが可能で、さらに、変調方式、パラメータなどを変更して比較することも可能なことである。

短所としては、1ビットまたは、1シンボル当たりの計算量が多くなるため、結果的に計算時間を多く必要とすること、また、装置化における問題点の把握には、十分でない部分が残ることである。

6. アンテナを含めたシミュレーション

6.1 伝搬路モデル

複数のアンテナ入力を考慮した計算機シミュレーションを行う場合に問題となるのは、各アンテナ入力間の相互相関である。

例えば、一様フェージング時において、複数のブランチを持った空間ダイバーシチのシミュレーションを行う場合、各アンテナ入力の相関によって誤り率が異なることが知られている⁽²¹⁾。

このとき、第2図に示されたシステムではアンテナ間の相関を任意に設定することは難しい。各アンテナ入力

のフェージング変動を定義する最も簡易な方法は、空間上に配置されたアンテナに複数の到来波が入射しているモデルを考えることである。このモデルにおいてフェージングを発生させるには、アンテナを移動させればよい。このとき、入射波数を大きくとれば各アンテナの入力は一様フェージングとなるとともに、各アンテナ入力間の相互相関はアンテナ間の空間的距離と配置によって決定される。具体的な方法は文献②を参照されたい。

一方、アダプティブアレーのシミュレーションを行う場合は到来波数を限定することが多い。このとき、各到来波の遅延時間・到来方向を定義する他に、各到来波の振幅・位相変動を定義する必要がある。

単一到来波の振幅・位相変動に関する実験結果の報告はほとんどない。しかし、理想的に考えれば、十分短い時間内において、位相変動はアンテナの移動にともなうドップラシフトのみを考慮し、振幅変動はないものとして扱うことが妥当であると考えられる。

6.2 CMA アダプティブアレーのシミュレーション

アダプティブアレーのシミュレーションを行うのに必要なサブルーチンは①多重伝搬路模擬部、②アンテナ制御部の二つである。

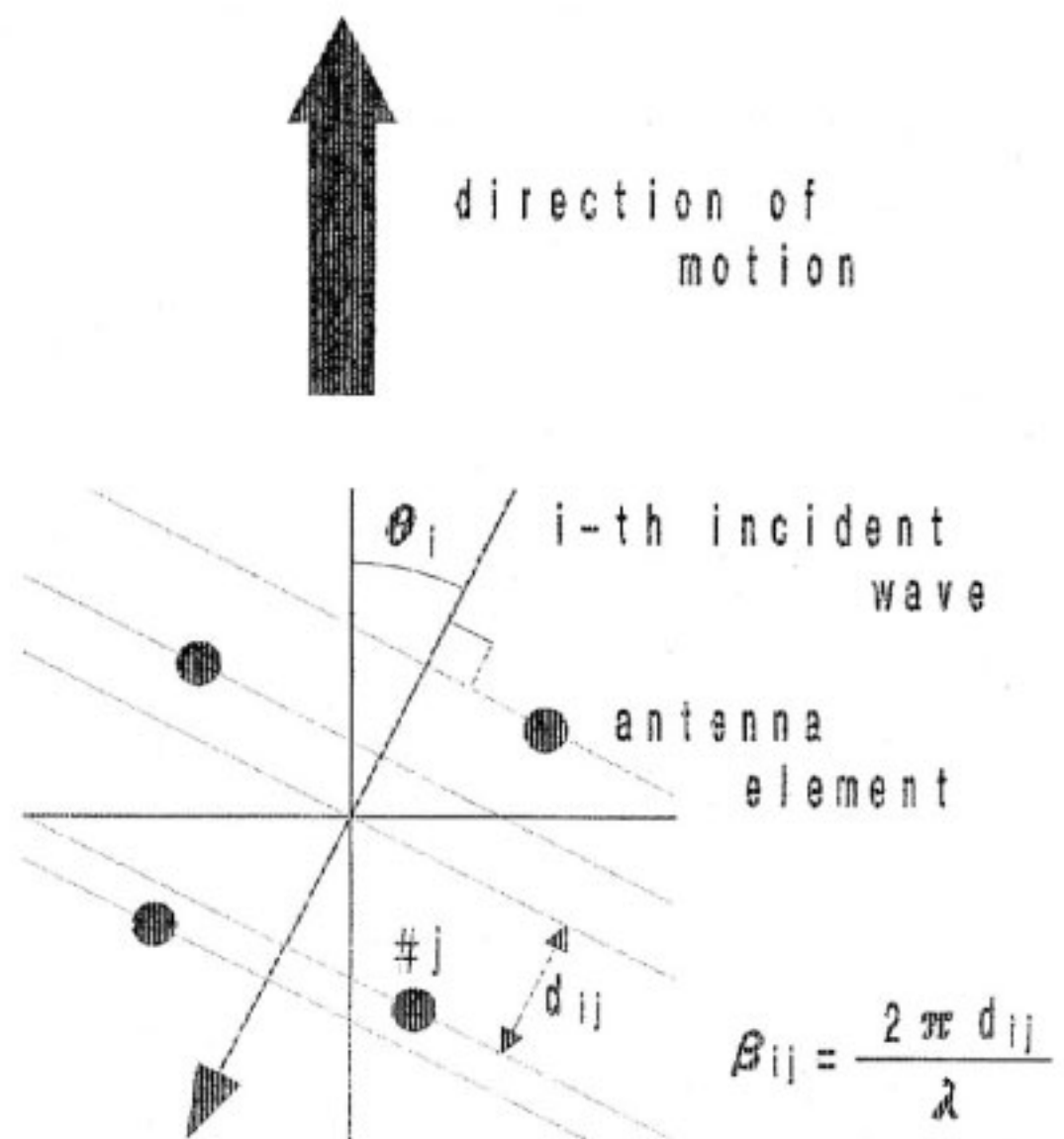
多重伝搬路模擬部は全節のモデルを採用し、各アンテナでの受信信号を算出する。アンテナ数は m 個とし、 k 個の到来波が存在していると仮定する。各到来波の初期位相を α 、振幅を R 、遅延時間を τ 、到来角度を θ 、到来角度及びアンテナの空間配置による位相回転（ある基準点からの）を β とすると、 j 番目のアンテナでの受信入力 $x_j(t)$ は

$$x_j(t) = \sum_{i=1}^k R_i s(t - \tau_i) \cdot \exp\{j(2\pi f_d t \cos \theta_i + \alpha_i + \beta_{ij})\} \quad \cdots \cdots (12)$$

となる。ここで、 $s(t)$ は送信信号、 f_d は最大ドップラシフト周波数である。

一方、アンテナ制御部は、各アンテナにおける受信入力に対して複素ウェイトを乗積および合成する操作を行う。このウェイトを最適化するアルゴリズムは種々存在し、アルゴリズムによって収束速度、収束時の誤差、追従性等の特性が決定する。したがって、計算機シミュレーションを適用することにより、各種のアルゴリズムの性能の比較検討が容易に行えるため、非常に有効である。本システムでは、Gradient 法・学習同定法・Kalman アルゴリズムなどのウェイト制御法をサブルーチン化している。詳細な処理方法については文献②を参照されたい。

本方式で問題となるのは、伝搬路モデルの妥当性である。計算機シミュレーションはすべての仮定が妥当でな



第5図 アンテナの配置と到来波

ければその結果は無意味となる。一様フェージングについては、2.4 節のモデルは実験結果とよく一致していることから妥当性が認められているのに対し⁽¹⁾、選択性フェージングのモデル化は確立していない。

特に、アダプティブアレーのシミュレーションでは、到来波数や到来方向・振幅等に関するパラメータが必要となるのに対し、到来方向に関する実験結果が若干報告されているだけである⁽²³⁾。したがって、シミュレーションのみではアダプティブアレーの性能の確認には不足であり、野外実験等が必要であると考えられる。

7. ハードウェア化

近年、ハードウェア化は、従来のアナログ技術からデジタル信号処理の適用へと変化しつつある。これは、装置化が容易であり、複雑な信号処理が可能であるとともに、計算機シミュレーションで動作確認した信号処理技法をそのままハードウェア上に実現できるという最大の利点がある。

ただし、このとき各変数の有効桁数に注意しなければならない。実際には、デジタル信号処理用プロセッサ (DSP) では計算機シミュレーションと比較して十分な有効桁数が得られていない場合が多い。このような場合は桁落ちによってシミュレーションで得られた結果通りに処理が行われない可能性が生じてしまう。したがって、DSP のソフトウェアの開発を目的とする場合は、DSP の有効数字をシミュレーション上で正確に模擬するプログラムを作成する必要がある。

特に、DSP が固定小数点演算プロセッサの場合はシミュレーションにおいて変数をすべて整数型とし、オーバーフローや丸め誤差等に注意しなければならない。

しかし、このようなプログラムが完成すれば、各種パラメータをハードウェア化以前にチェックすることができるとともに、DSP のソフトウェアのバグの発見にも有効である。これまで紹介したシミュレーションのほとんどは、実際に各種DSP 装置のソフトウェア開発に大きく寄与している^{(24)~(26)}。

8. む す び

フェージング対策技術の開発用計算機シミュレーションプログラムシステムの概要並びに使用例について述べた。計算機シミュレーションは、各種の通信方式やフェージング対策技術等の特性評価において、野外・室内での通信実験と比較して費用・時間・柔軟性に優れ、装置の開発以前において性能確認を行うことによって、よりリスクの少ない開発を可能とする。

本計算機シミュレーションシステムは、汎用性を重視し、信号の入出力フォーマットを統一することにより、種々の環境・変調方式・フェージング対策技術を自在に接続できる特長を有する。

これにより、新しいフェージング対策技術の開発や各種パラメータの最適化問題において有効な支援技術となっている。

さらに、デジタル信号処理技術によるハードウェア化に対しても、計算機シミュレーションで開発したソフトウェアをそのまま適用できるため、従来に比べソフトウェアの開発効率が向上した。

しかし、現状では計算時間の制約や伝搬路モデルの仮定などに問題があるため、まだ完全なプログラムシステムであるとは言えない。今後はこれらの問題点を解決し、より有効な開発支援技術となるよう検討する必要がある。

謝 辞

御指導、御討論頂いた横山総合通信部長、水野通信系研究室長、笹岡通信方式研究室長、並びに、通信系研究室及び通信方式研究室の諸氏に感謝致します。

参 考 文 献

- (1) 大鐘、関澤，“Ⅱ-1 陸上移動多重伝搬路”，通信総研季，37，1，pp.13-17，1991年2月。
- (2) 三瓶政一，“Ⅲ-2 変形 PLL を用いた搬送波再生方式”，通信総研季 37，1，pp.47-55，1991年2月。
- (3) 三瓶政一，“Ⅲ-3 線形 2 乗推定法を用いた陸上移動通信用 QPSK 同期検波方式”，通信総研季，37，1，pp.57-65，1991年2月。
- (4) F.M. Gardner, “Phaselock Techniques”, pp.222-225, John Wiley & Sons, 1979.
- (5) 中嶋，三瓶，“V-1 陸上移動通信のための判定帰還形適応等化器”，通信総研季，37，1，pp.125-135，1991年2月。
- (6) G. Ungerboeck, “Adaptive Maximum-likelihood receiver for carrier-modulated data-transmission systems”, IEEE Trans. Commun. COM-22, 15, May 1974.
- (7) A. Duel and C. Heegard, “Delayed decision feedback sequence estimation”, IEEE Trans. Commun. 37, pp.428-436, May 1989.
- (8) 岡田，三瓶，“遅延判定帰還型最尤復号法 (DDFSE) による陸上移動通信の周波数選択性フェージング補償特性”，信学技報，RCS89-54，1990年1月。
- (9) 山口，時田，今井，“フェージング受信波の包絡線レベルに基づく軟判定ビタビ復号法の検討”，信学論 (B-I)，J72-B-I，1，pp.35-42，1989年1月。
- (10) V.K. Bhargava, D. Haccoun, R. Matya and P.P. Nuspl, “saish : 最新ディジタル衛星通信”，塚本監訳，日本技術経済センター，1983年。
- (11) J. En, “An Error-Correcting System for Mobile Radio Data Transmission”, IEEE Trans. Veh. Technol., VT-29, pp.278-280, May 1980.
- (12) 宮川，岩垂，今井，“符号理論”，昭晃堂，1979年。
- (13) D.W. Hagelbager, “Recurrent Codes : Easily Mechanized, Burst-Correcting, Binary Codes”, BSTJ, 38, pp.969-984, July, 1959.
- (14) 笠原正雄，“符号化変調とその将来”，信学技報，IT89-64，1989年11月。
- (15) G. Ungerboeck, “Channel coding with multi-level/phase signals”, IEEE, Vol. IT-28, pp.55-67, 1982.
- (16) 笠原正雄，“符号化変調方式 (Ⅲ完)”，信学誌，vol. 72, No. 3, 1989年3月。
- (17) 加藤，笹岡，“陸上移動通信における多次元符号化変調方式の誤り率特性”，信学技報，RCS90-2，1990年5月。
- (18) E.N. Gilbert, “Capacity of a Burst-Noise Channel”, Bell syst. tech. J., 39, 5, pp.1253-1265, Sept. 1960.
- (19) 笹岡秀一，“ディジタル伝送路誤り系列モデルの調査”，電波研季，32，162，pp.47-53，March 1986.
- (20) 笹岡秀一，“陸上移動ディジタル通信路の誤り系列生成モデルの検討”，信学総全大，No. 2354，p.10-87，

(2) W.C. Jakes, "Microwave Mobile Communications", John Wiley & Sons, 1974.

(23) 大鐘, 三瓶, 神尾, 笹岡, 水野, “II-2 市街地及び郊外地における陸上移動多重伝搬路の諸特性”, 通信総研季, 37, 1, pp.19-27, 1991年2月.

(25) 須永, 三瓶, “陸上移動通信用 16 QAM 変復調装置の特性”, 信学論 (B-II), **J73-B-II**, 1, pp.1-9, 1990年1月.

(26) 大鐘他, “アダプティブアレー技術を適用した GMSK/TDMA 方式の検討”, 信学技報, RCS89-30, 1989年10月.

