

## 人工雑音環境における地下掘削機との通信方式の開発

斉藤 利行<sup>†\*</sup> 佐藤 亨<sup>†</sup>

Development of a Communication Scheme with Underground Drilling Head  
in Artificial Noise Environments

Toshiyuki SAITO<sup>†\*</sup> and Toru SATO<sup>†</sup>

あらまし 近年、日本でも光ファイバ網の整備が急速に進んでいるが、ネットワーク末端部の工事では、既存の配管等を避けて曲線的な掘削が行えるという利便性から、非開削工法である水平ドリリング工法が注目されている。この場合、地中の掘削機の位置を推定し、予定の経路からのずれを補正する必要がある。コストの観点からここでは片方向通信が用いられるが、その場合、特に都市部においては受信信号に重畳した人工雑音により、検出精度が悪化することが問題となっていた。ここで、人工雑音は線スペクトルの集合であるという共通の特徴を持ち、その分布が場所や時間による変化することがわかった。そこで本論文では、片方向通信という制限下で、OFDMによりチャンネル選択を行い、更にその選択の状況を信号の1サイクル毎に見直すことで人工雑音の影響を抑圧して通信する変調方式を提案する。更に、受信信号の各点においてその都度最適なチャンネルを選択しつつ同期信号との相関を取る同期方式と、1サイクル毎に変化するチャンネル選択の情報を伝送する方法について考案し、その有効性を従来の時間信号によって情報を伝送するOOKと比較することで検証する。

キーワード 水平ドリリング工法, 人工雑音, 線スペクトル, OFDM, チャンネル選択

### 1. はじめに

近年、急速に進む光ファイバ網の整備に際し、ファイバ敷設の工法としてコスト面や地上への影響の面から有利な非開削工法が注目されており、日本でもその代表である水平ドリリング工法の導入が検討されている[1]。

この工法を用いる場合、予定の経路からずれた地中の掘削機先端部の位置を推定し、補正する必要がある。これはドリルヘッドより発信する電波を地上のレシーバで受信することで実現される[2],[3]。この方法はすでに実用化されているが、日本の都市部等では人工雑音の影響が強く、位置の検出精度を悪化させるという難点があった[4]。

これまで、この人工雑音に対する有効な対策はとられてこなかったが、人工雑音には周波数領域においていくつかの特徴があることがわかった[5]。本論文では

この特徴を解析し、それを利用して影響を効果的に抑圧する変調方式を提案する。

### 2. 人工雑音の特徴と対応した変調方式

#### 2.1 エネルギーの集中性

図1は神奈川県秦野市の小田急線東海大学前駅付近の線路脇で測定された雑音である。受信センサーの感度が較正されていないため、スペクトルの強度は任意スケールで表されている。34.5kHz~35.5kHzの拡大図を図2に示す。ほぼ50Hz間隔で周囲より15~20dB強い線スペクトルが分布している。

また、図3は岩手県盛岡市の秋田新幹線レール脇で測定された雑音の様子である。図1と同様、15~20Hz間隔で周囲より5~10dB強い線スペクトル群が含まれる他に、43.2kHz付近に周囲より30dB以上強く、幅が40Hz程の線スペクトルが存在する。場所によって分布は異なるが、いずれの場合もエネルギーが比較的少数の周波数成分に集中している。また、図3では長周期の変動も確認されるが、信号帯域(30~40kHzを仮定)内での変動幅は本節で述べた離散的なピークに対して小さいため、今回はそちらの抑圧法のみを検

<sup>†</sup> 京都大学大学院 情報学研究所, 京都市  
Graduate School of Informatics, Kyoto University, Yoshida-Honmachi, Sakyo-ku, Kyoto-shi, 606-8501, Japan

\* 株式会社 日立製作所 中央研究所, 東京都

討した。

## 2.2 スペクトルの時間変化

図1の雑音データをもとに、前節で確認された線スペクトル群の時間的安定性を調べる。30~40kHzの周波数領域を2kHz間隔の5つの帯域に分け、帯域ごとの電力の最大値(dB)の時間変化を調べた。測定開始から約9分後までの30~32kHz, 34~36kHz, 38~40kHzの3つの帯域それぞれにおける最大値の変化を図4に示す。4~12dB程度の短周期変動の他、7~8分周期の緩やかな変動が見られる。また、測定開始から5~6分後に30~32kHzの帯域の値が2~3秒間に急増している。

提案方式では送信信号を構成する際、測定した雑音の様子が、後述する信号の1サイクル(=0.5秒)程度の短時間では変化しないと仮定する。この仮定の妥当

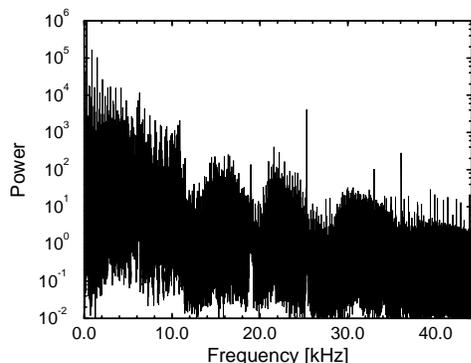


図1 小田急線東海大学前駅付近の雑音

Fig. 1 Artificial noise observed along Odakyu railway line.

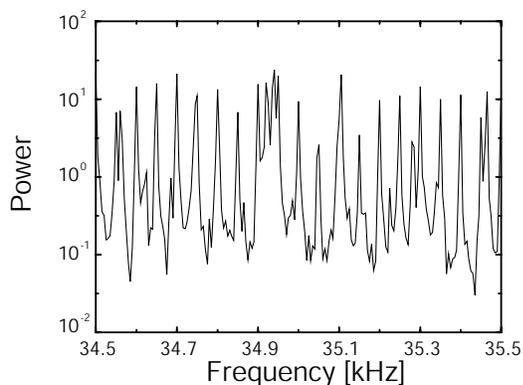


図2 小田急線東海大学前駅付近の雑音(拡大)

Fig. 2 Artificial noise observed along Odakyu railway line.(zoom up)

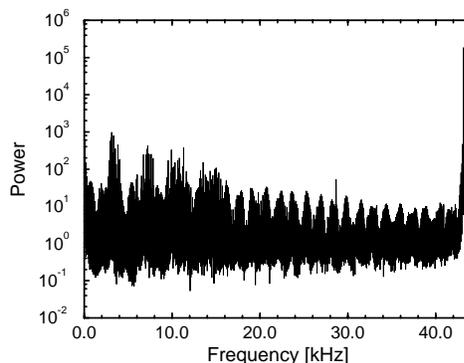


図3 秋田新幹線レール脇の雑音

Fig. 3 Artificial noise observed along Akita Shinkansen railway line.

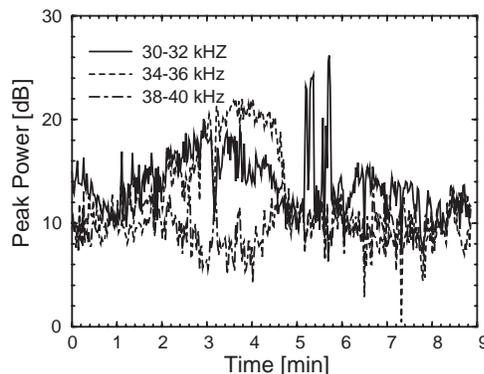


図4 人工雑音の時間変化

Fig. 4 Temporal variation of the artificial noise.

性を検証するため、0.1秒毎に雑音のスペクトルを求め、それらとそれぞれ0.1~0.5秒後までのスペクトルとの雑音電力の変化を調べた結果を図5に示す。

横軸は設定した閾値を超えて変動する確率を、縦軸はその確率以下であるチャンネルの、全体に対する割合を示す。ある時刻と隣接する0.1秒後の間に見られる変化はスペクトルのランダムな揺らぎが支配的と考えられるので、これと0.5秒後の差分が雑音スペクトルの時間変化の傾向を示すと考えられる。両者の中央値を比較すると変化は1~2%にすぎず、顕著な変動はみられない。このことから、0.5秒程度の時間範囲ではランダムな揺らぎが支配的であることがわかる。

## 2.3 提案する変調方式

### 2.3.1 要求される機能

以上の特徴解析により、OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) を用いて信号を多数

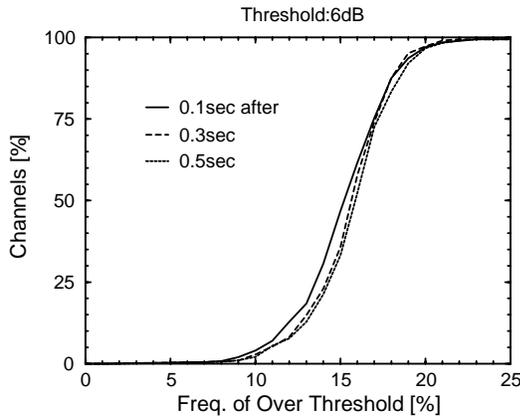


図 5 人工雑音の短時間変動確率分布  
Fig. 5 Probability distribution of temporal variation of the artificial noise.

の周波数チャンネルに分割して伝送し、更に一定時間ごとにチャンネルの選択を見直す機能を付加すれば、人工雑音を効果的に抑圧できることがわかる。

具体的には、送信側では観測した雑音電力スペクトルを基に通信に使用するチャンネルを選択し、その数だけ送信データを S/P 変換して BPSK により選択チャンネルに情報を割り当てた後、逆フーリエ変換して送信信号とする。受信側では、まず自ら観測した雑音スペクトルと送信信号の一部から選択チャンネルを推定し、受信信号をフーリエ変換してそれらの復調を行い、最後に P/S 変換により情報を得る。

伝送すべき情報はドリルヘッドの傾斜角・方位角・回転角及び温度等であり、必要な伝送速度は 100bps 程度である。本論文ではこれに誤り訂正のための十分な冗長度を加えることを想定し、最大 500bps での伝送を行うことを想定する。

ここで、日本で行われる小規模な工事ではコストの面からドリルヘッドに信号線を接続しないため、レシーバからドリルヘッドへの逆方向の通信が困難である。そのため、チャンネル選択の状況をデータと共に伝送する必要があること、誤り訂正符号だけで誤りに対処せねばならないという制約がある。また、ドリルは連続的に回転し、掘削に伴ってロッドを順次連結してゆく構造のため電力線の接続が困難であり、小容量の電池で駆動する必要がある。

2.3.2 提案方式のパラメータ

今回はドリルヘッドとの通信に用いられる代表的な従来の方式として、現在商用システム [1] で一般的に

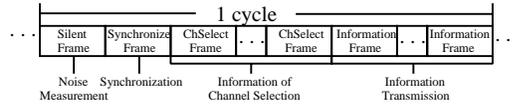


図 6 信号の 1 サイクルの構成  
Fig. 6 Format of a signal cycle.

用いられている OOK(On-Off Keying) を選び、比較のため情報伝送速度を 500bps で一定とする。一方、提案方式では情報をブロック化し、 $N$  ビット単位のフレームを構成して OFDM により伝送する。1 フレームで伝送できる最大の情報ビット数は OFDM に用いる周波数チャンネル数  $N_c$  であるが、人工雑音環境下で雑音の弱いチャンネルのみを選択して使用するため、平均のビット配分率を  $R$  ( $0 < R \leq 1$ ) とする。このとき、1 フレームあたりの実使用チャンネル数は  $N = RN_c$  である。また、フレーム長を  $T_f$  とすると、概略の占有帯域幅は  $B = N_c/T_f$  で与えられる。以上の関係より、提案方式のパラメータとして  $N, B, T_f$  を選ぶことができる。また、信号の中心周波数  $f_0$  によっても雑音の特性が変化する。市販の機器では 30 ~ 40kHz の信号帯域が利用されているため、本論文では  $f_0 = 30 \sim 40\text{kHz}$  を選択した。

2.3.3 1 サイクルの構成

前節で定義されたフレームを用いて、信号の 1 サイクルを図 6 のように構成する。1 サイクルは 1 つずつのサイレントフレームと同期フレーム、複数のチャンネル選択フレームと情報フレームからなる。

サイレントフレームは信号の送受信を行わない期間であり、送受信側ともに雑音の測定を行う。これにより、送信側は割り当ての見直しが可能となり、受信側では送信側とほぼ同様の電力スペクトルを得る。

同期フレームでは同期信号を伝送する。同期信号は 4 章で述べるように送受信側で共通のものを用意する。同期フレームの構成法、及び同期の確立法の詳細については 3 節で述べる。

チャンネル選択フレームでは、1 サイクル毎に送信側で動的に変化するチャンネル選択の状況を伝送する。チャンネル選択エラーの検出の詳細は 4 節で述べる。

2.3.4 情報の伝送

送信側では、まずサイレントフレームの間に測定した雑音の電力スペクトル密度から、雑音の弱い  $N$  チャンネルを選択し、それを表現するようにチャンネル選択フレームを構成する。次に、情報フレームにおいて、選択されたチャンネルに 1 ビットずつ情報を割り当てる。

情報の割り当てには BPSK を用いる。

受信側では、同様に測定した雑音の電力スペクトル密度  $N_{0,i}$  を求め、複数のサイクルの雑音電力スペクトル密度を以下の方法で動的に平滑化する。すなわち、直前までの平均を  $\overline{N_{0,i-1}}$  とし、

$$\overline{N_{0,i}} = (1 - \beta)N_{0,i} + \beta\overline{N_{0,i-1}} \quad (1)$$

で与えられる  $\overline{N_{0,i}}$  を雑音スペクトル密度の平均とする。ここで、 $\beta$  はそれまでのデータの信頼度の指標であり、忘却係数と呼ぶ。本論文では  $\beta = 0.9$  とした。次に、この平滑化電力スペクトル密度、もしくはそのサイクルのチャネル選択フレームの電力スペクトル密度から送信側の選択チャネルを仮に推定し、位相情報からそれを較正する。選択チャネルを決定した後、情報フレームにおいて選択チャネルの位相から情報を得る。

### 3. 同期の検出方法

#### 3.1 同期信号の構成

まず、同期信号の構成について考える。送信側の選択チャネルを受信側で完全に推定できない以上、雑音が弱いと判断したチャネルにのみ信号電力を割り当てた場合、選択チャネルの推定を誤るとうまく相関を取ることができない。そこで、同期フレームにおいては全チャネルに一定振幅を与える。

この場合、すべてのチャネルを同位相にすると時間波形がインパルス状になる。送信機の出力は最大信号振幅に合わせる必要があるため、同一の平均電力に対してピーク電力が高いことは不利である。そこで全チャネルの位相をランダムに決定し、時間波形の最大振幅を求めることを 100 回繰り返し、得られた最大振幅を最小とするチャネル毎の初期位相の組合せを採用した。この結果、最大振幅を同電力の正弦波の 1.4 倍に抑えた同期信号を得た。

#### 3.2 チャネル選択を加えた相関法

##### 3.2.1 チャネル選択フィルタの構成

人工雑音は雑音の非常に強いチャネルを含むため、単純に同期信号の全チャネルを用いると相関が低くなる。そこで、受信信号と送信信号各々を、雑音の弱いチャネルを選択するフィルタに通した上で相関を取る。また、人工雑音は短時間で急激に変化することがあるため、この選択チャネルも動的に変化させる。

受信信号に対し、ある時刻  $\tau$  を同期フレームの開始と仮定すると、図 6 よりその手前 1 フレームはサイ

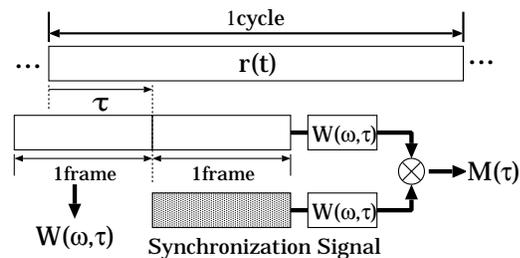


図 7 フィルタリングの上で相関をとるシステム  
Fig. 7 Synchronization scheme with filtered correlation method.

レントフレームである。そこで、この電力スペクトルを求め、雑音が弱い方から  $X\%$  のチャネルを選択するフィルタ  $W(\omega, \tau)$  を構成する。 $X$  を選択比と呼ぶ。

##### 3.2.2 相関関数の計算

同期フレームと考えられる信号と同期信号を各々その選択フィルタ  $W(\tau, \omega)$  でフィルタリングしたものをそれぞれ  $f(t, \tau), g(t, \tau)$  とし、

$$M(\tau) = \frac{\int f(t, \tau)g(t, \tau)dt}{\sqrt{\int (f(t, \tau))^2 dt \int (g(t, \tau))^2 dt}} \quad (2)$$

で定義される相互相関値  $M(\tau)$  を求める。 $\tau$  を変化させて繰り返すことで相互相関関数を求める。各  $\tau$  において最適な  $W(\omega, \tau)$  をその都度構成することで、人工雑音の急激な時間変化に対応できる。以上の方法のブロック図を図 7 に示す。

小田急線線路脇の雑音に対し、 $E_b/N_0 = 5$  dB とし、 $X = 100\%, 80\%, 40\%$  としたときの相関関数を図 8 に示す。ただし、雑音のランダムな揺らぎの影響を抑圧するため、10 サイクル分を単純平均した。図の中央 (Lag=0) の位置が実際の同期の開始点であるが、いずれの場合もこの位置にピークが現れており、選択比を下げるとそのピークが高くなる。

##### 3.3 選択比の検討

図 8 より、 $X$  を下げると中央のピークは高くなるが、ピーク以外の部分の揺らぎも大きくなることがわかる。これは  $X$  を下げることで雑音の強いチャネルを除外して相関を取れるものの、ピーク以外の時刻での雑音のランダムな揺らぎは  $X$  の低下に伴い増加するためである。

そこで、相関関数の評価の指標として、ピークの有意性  $R_c = C_s/\sigma_n$  を用いる。ここで、 $C_s$  は相関関数における本来のピーク位置の相関値であり、 $\sigma_n$  は相関関数から  $C_s$  の位置を除いた系列の標準偏差である。

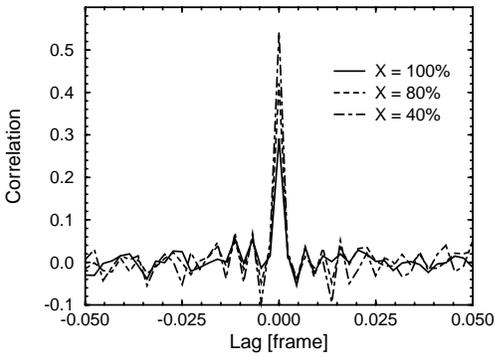


図8 相関法によるチャネル選択の効果 ( $E_b/N_0=5\text{dB}$ )  
 Fig.8 Effect of the correlation method on channel selection ( $E_b/N_0=5\text{dB}$ ).

図8において  $R_c$  を計算すると、 $X = 40\%$ 、 $80\%$ 、 $100\%$  の場合について、それぞれ 17.84、19.93、16.44 となり、 $80\%$  の場合が高い。これは前述した状況とよく合致している。

ここで、 $E_b/N_0$  を  $-5\text{dB} \sim 15\text{dB}$  まで  $1\text{dB}$  ごとに変化させ、その上で  $X$  を  $20 \sim 100\%$  まで  $0.8\%$  ごとに変化させたときの  $R_c$  の変化を図9に示す。 $X=70 \sim 80\%$  とすれば、この範囲の  $E_b/N_0$  において常に  $R_c > 8$  となる。 $R_c=8$  のとき、周囲の揺らぎがピーク値を超える確率は  $10^{-10}$  以下であるから、 $X$  をこの範囲に設定すれば、安定して相関関数のピークを検出できることがわかる。

また、秋田新幹線レール脇の雑音及び白色雑音についても同様に検証を行った結果、 $X$  を同じ範囲に設定すれば  $E_b/N_0=-5\text{dB} \sim 15\text{dB}$  で使用する場合、同様

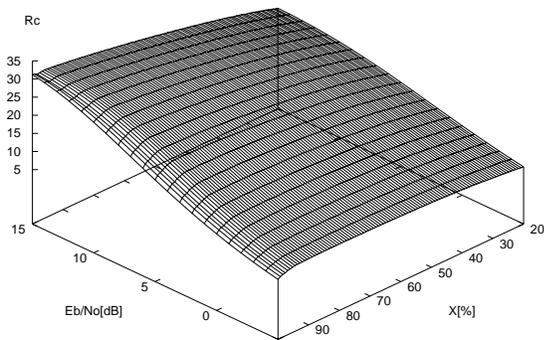


図9  $E_b/N_0$  と  $X$  による  $R_c$  の変化  
 Fig.9 Variation of  $R_c$  with  $E_b/N_0$  and  $X$ .

に十分な  $R_c$  の値が得られることがわかった。

#### 4. 選択チャネルの同定

##### 4.1 送受信側で観測する擬似雑音の設定

前述のように人工雑音は線スペクトル状であるという特徴を持つため、OFDM を用いてチャネル選択を行うことでその影響を抑圧する。この際、コストの観点から片方向通信を行うため、受信側で送信側が選択したチャネルを推定する必要がある。

日本で行われる小規模な工事ではドリルヘッドの深度は  $1\text{m}$  程度以内であり、送受信側の距離は雑音源からの距離に対し十分近いため、観測する雑音はほぼ同じであると考えられる。選択チャネルのずれは送受信側の観測雑音の違いにより生じるため、本論文では、受信側では送信側で測定される雑音と、同地点の約5分後の雑音とを混ぜ合わせたものを観測するとした。

使用する周波数帯では減衰は小さく、雑音強度はほぼ距離の2乗に反比例すると考えられる。このとき、送受信点間距離  $1\text{m}$  に対して別の雑音源が受信機近傍の  $3\text{m}$  以内になれば  $10\text{dB}$  程度の抑圧は得られるため、送受信機間の雑音の相関係数は  $0.9$  以上となる。この条件を想定して混合比を  $9:1$  とした。

雑音として秋田新幹線線路脇の雑音を用い、信号帯域  $250$  チャネルから雑音の弱い  $20\%$  を送受信側でそれぞれ選択させた結果を図10に示す。“T”は送信側、“R”は受信側の選択チャネルである。

選択チャネルの違いにより、同じチャネルに割り当てられた情報でも、送受信側でその系列中の位置が異なる。例えば図10においては、送受信側で共に信号

Ch	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
T	4	15	17	28	30	33	42	43	45	46	55	58	68	71	81	82	84
R	4	15	17	28	30	33	42	43	45	46	55	58	68	71	81	82	84
T	94	95	97	100	109	110	120	122	128	135	138	141	151	153	160	166	167
R	95	97	100	109	110	120	122	128	135	138	141	151	153	166	167	173	179
T	173	179	180	181	186	193	206	211	219	221	224	233	234	236	246	249	
R	180	181	186	193	193	206	211	219	221	224	233	234	236	246	249		

図10 送受信側の選択チャネル  
 Fig.10 Selected channels at the transmitter and the receiver.

帯域の 166 チャンネル目を選択しているが、送信側が系列中の 33 番目の情報を割り当てているのに対し、受信側は 31 番目の情報と判断する。

#### 4.2 チャンネル選択フレーム

送信側では、まずサイレントフレームの電力スペクトルから雑音の弱いチャンネルを選択する。次にチャンネル選択フレームの振幅スペクトルにおいて、選択したチャンネルには一定の信号振幅を、選択しなかったチャンネルには振幅 0 を与える。更に、チャンネル選択情報の較正のため、送受信側で取り決めた一定パターン（規定パターンと呼ぶ）を表現する 2 値位相を選択チャンネルに順に与える。これを逆フーリエ変換したものがチャンネル選択フレームの信号となる。

規定パターンは選択（通信に使用する）チャンネル数と同じシンボル数となる。隣接シンボルが全く同じ場合は選択ミスを検出できないため、本論文ではチャンネル選択フレームを 3 つ用意し、各フレームの同一位置にある 3bit のうち、隣接箇所では最低 1bit が異なるように 8 値の 1 シンボルを構成した。

受信側では、まずサイレントフレームから雑音の電力スペクトルを求め、式 (1) により動的平滑化を行う。平滑化された雑音の電力スペクトルから、受信側で雑音が弱いと判断するチャンネルを選択する。次に、チャンネル選択フレームにおいてそのチャンネルの位相を順に拾ってパターンを構成し、規定パターンと bit 毎に比較することにより、受信側の選択チャンネルと送信側のそれとの一致を検証する。一致しなかった場合は、後述する方法によりエラーの位置と内容を検出する。

#### 4.3 選択エラーの検出

##### 4.3.1 発生するエラーの内容

送受信側の選択チャンネルが異なる場合、その数だけ送信側では選択したが受信側では選択しなかったチャンネルとその逆の場合のチャンネルのペアが発生する。前者を削除、後者を挿入と呼ぶ。また、 $E_b/N_0$  が低い場合、選択チャンネルは合っても検出されるシンボルが誤る場合が発生する。これを誤認と呼ぶ。選択エラーはこの 3 種類である。図 10 の例では、受信系列の 18 番目の手前と 31 番目の手前に削除が、38 番目と 47 番目に挿入が起こっている。

##### 4.3.2 パターンマッチングによる方法

発生した選択エラーを検出するため、まず両者を最初のシンボルから順に比較する。シンボルが異なる位置に何らかの選択エラーが発生している。

次に、エラーの種類を判断するために、挿入・削除・

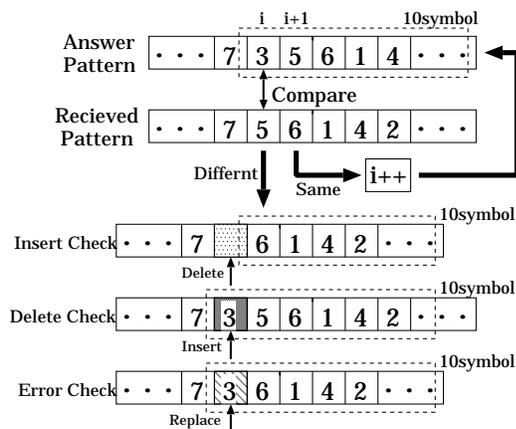


図 11 エラー種別のチェック  
Fig. 11 Identification of error type.

誤認それぞれを修正するように受信パターンを変更する。その上で変更した受信パターンと規定パターンとを比較し、その位置以降 10 シンボルの平均シンボル誤り率を求める。これが最も低くなる種類の誤りが発生したと判断できる。

最後に、そのエラーを修正する受信パターン操作を確定させ、そのときの平均シンボル誤り率と共に記録する。これを残留誤り率と呼び、そのエラーが発生したと判断したときの信頼度の指標となる。ただし、ここでは削除についてはその存在範囲しかわからないため、次節の方法で実際の選択チャンネルを確定する。

例として、削除が起こったときに受信側で行われる一連の操作を図 11 に示す。3 種類に変更した受信パターンと規定パターンを比較すると、削除が起こったと仮定して変更したものがもっともよく規定パターンと一致するため、削除が発生したと判断できる。

この方法ではエラー検出に失敗すると影響が後々に累積するため、系列の最後の方では信頼度が落ちる。そこで、順方向と逆方向の 2 方向からマッチングを行い、前半部分は順方向の検出結果を、後半部分は逆方向の検出結果を採用することで、信頼度を向上させる。

#### 4.4 選択エラーの較正

$E_b/N_0$  が低い場合は誤認により挿入や削除の位置の誤りが発生するため、残留誤り率を信頼度の指標として次のように結果のチェックを行う。

得られた 3 種類のエラーの発生位置について、残留誤り率が一定値以下のものを確定する。確定結果のみを修正するように受信パターンを変更し、その上で

4.3.2 節のマッチングを再び適用する。以上の作業を再帰的に繰り返すことで、信頼度の高い結果を順次確定させる。

また、受信側で削除を検出した場合、実際の選択チャンネルを以下の方法で決定する。受信側の  $i$  番目の選択チャンネルを信号帯域中の第  $N_i$  チャンネルと表す。 $i$  番目の手前に削除チャンネルが存在する場合、送信側の選択チャンネルは第  $(N_{i-1} + 1)$  チャンネル～第  $(N_i - 1)$  チャンネルのいずれかである。チャンネル選択フレームの振幅スペクトルにおいて、第  $(N_{i-1} + 1) \sim (N_i - 1)$  チャンネルの各々について位相からシンボルを構成する。次に、規定パターンでの  $i$  番目のシンボルと得られた各シンボルをビット毎に比較し、最も良く一致するものを採用する。最良のものが複数存在する場合は、チャンネル選択フレームの平均振幅値が最大のものとする。

#### 4.5 マッチング法の評価

これまで、初期のチャンネルを平滑化されたサイレントフレームの雑音の弱い方から選択するとした。しかし、 $E_b/N_0$  が高い場合には以下のようにチャンネル選択フレームから選択し、同様に位相による検証を加える方法も有効である。

まず、平滑化されたサイレントフレームの電力スペクトルにおいて、雑音の強いチャンネルを検出する。今回は帯域全体の平均値の 2 倍を超えるものとした。次に、そのチャンネルの値を 0 とするチャンネル選択フィルタを構成し、チャンネル選択フレームの電力スペクトルを単純平均したものにそれを適用した上で、電力の大きな方からチャンネルを選択する。

前節までで述べた方法を雑音法、ここで述べた方法を信号法と呼ぶ。 $E_b/N_0$  が低い場合には雑音法が、高い場合には信号法が有効なため、受信側で検出した  $E_b/N_0$  を基にこの 2 つの方法を切り替えるとした。この方法を Mix 法と呼ぶ。

マッチングによる改善を調べるため、チャンネル選択誤り率を評価の指標とし、受信側で検出する  $E_b/N_0$  が 0dB 以下では雑音法、それ以上では信号法に切り替えるとしたときの、単純な信号法との比較結果を図 12 に示す。実線は単純な信号法、一点鎖線は信号法に位相による検証機能を加えたもの、鎖線は雑音法と信号法を切り替えるときの結果である。実際の  $E_b/N_0$  が 5dB 付近で信号法に切り替わっていることがわかる。

要求するチャンネル選択誤り率で変化するが、Mix 法を用いることで、単純な信号法に対し、提案法は 0～7dB の利得が得られる。 $E_b/N_0 = 8\text{dB} \sim 15\text{dB}$  付近で

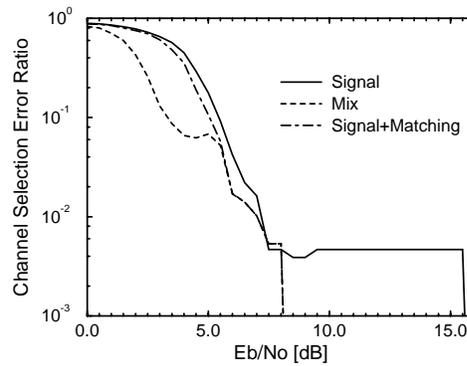


図 12 提案法と単純な信号法との比較

Fig. 12 Comparison of the proposed method with a simple signal method.

信号法の特徴がフロアをひいているのは、初期のチャンネル推定を失敗するケースが発生し、位相による検証がないためにその修正ができないことによる。

小田急線線路脇の雑音に対しても同様にチャンネル選択誤り率を求めたが、この場合もチャンネル選択誤り率  $= 10^{-3}$  を実現するために必要な  $E_b/N_0$  は単純な信号法に対して約 2dB 低いという結果が得られた。

## 5. 提案方式の評価

本章では BER を評価の指標とし、提案方式と従来方式の比較、及び提案方式の最適パラメータの検討を行う。評価におけるパラメータ及びその値を表 1 に示す。提案方式特有のパラメータは後半部にまとめて示した。また、各々の詳細は以降の文中に示す。

### 5.1 従来法との比較

従来法である OOK と提案法との比較のため、同一電力・同一情報伝送速度という条件下での伝送情報の BER を、実測した雑音データを用いた計算機シミュレーションによって評価した。また、中心周波数  $f_0$  も両方式で同一とした。伝送する情報に要求される仕様から、提案法では 1 サイクルを 0.5 秒に固定する。また、提案法における 1 サイクルの送信信号の内訳はサ

パラメータ	値
伝送速度 [bps]	500
$E_b/N_0$ [dB]	0 ~ 20
中心周波数 $f_0$ [kHz]	32, 35, 38
信号帯域 $B$ [kHz]	2, 4, 5, 8
1 サイクル [s]	0.5
1 フレーム [ms]	50

表 1 シミュレーションパラメータ

イレントフレームと同期フレーム各 1、チャンネル選択フレーム 3、情報フレーム 5 とした。これよりフレーム長  $T_f = 50\text{ms}$  となる。また、1 秒間に伝送される情報フレーム数は 10 であるから、伝送速度を 500bps とすると 1 フレームあたりの実使用チャンネル数  $N = 50$  となる。

この条件下で  $f_0 = 35\text{kHz}$ 、信号帯域幅  $B = 5\text{kHz}$  (信号を送らないチャンネル含む) としたときに小田急線線路脇の雑音環境下で  $E_b/N_0$  に対する BER の変化を図 13 に示す。このとき、 $N_c = 250$ 、 $R = 0.2$  である。使用できる雑音データ長が有限であるため、本章のシミュレーションにおいては  $10^4\text{bit}$  を送受信した結果を示す。曲線に見られるゆらぎは限られた平均回数による統計的揺らぎを表すと考えられる。

BER =  $10^{-1}$  を実現する  $E_b/N_0$  の差は 5dB 程度であるが、 $E_b/N_0 = 10 \sim 11\text{dB}$  で急激に BER が改善している。これは、前節で述べたように、チャンネル選択が正確に行えるようになるためである。BER <  $10^{-2}$  の領域で、提案法は従来法に対し 7dB 以上の利得が得られる。

なお単純な OOK 以外に、提案法と同一の帯域幅を用いて  $R = 0.2$  の冗長度を有し、かつチャンネル選択を行わない通信方式についても考慮する必要がある。これらの例として、OOK のデータを 5 回繰り返し送信する方法、及び全チャンネルを利用した OFDM において 5 倍の冗長度を付加した BCH 符号化を行う 2 方式についても、同様に単純な OOK と比較を行った。なお、BCH 符号は  $(n, k, d) = (255, 55, 63)$  とした。その結果、前者は 0.5dB 程度の悪化を生じ、後者は

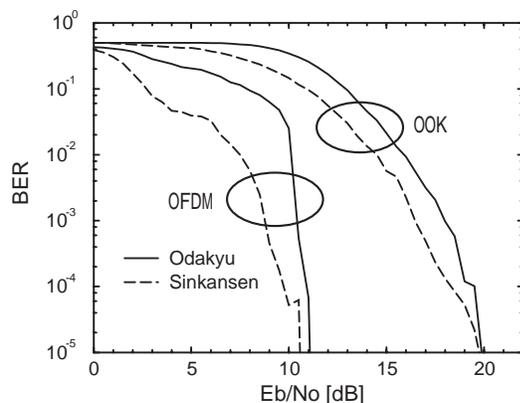


図 13 提案方式と従来法との比較  
Fig. 13 Comparison of the proposed method with conventional method.

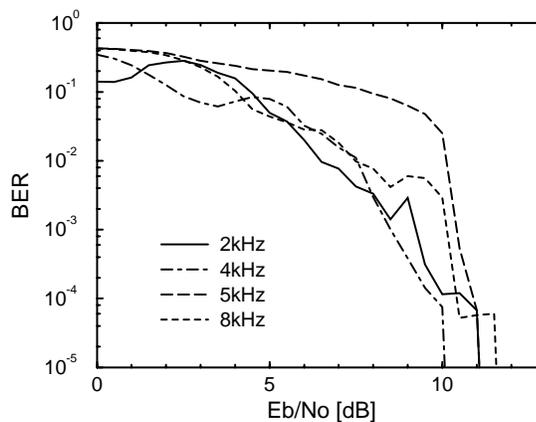


図 14 信号帯域幅  $B$  による特性の変化 ( $f_0 = 35\text{kHz}$ )  
Fig. 14 BER characteristics versus  $B$  ( $f_0 = 35\text{kHz}$ ).

3.5dB 程度の改善にとどまった。従って、後者に対しても提案法は 3.5dB 以上の利得を有する。これらの方式で OOK に対して大きな利得が得られないのは、チャンネルによって S/N が著しく異なることに起因すると考えられる。現在のシステムでは単純な OOK が採用されているため、本論文ではその特性のみを図示した。

秋田新幹線レール脇の雑音環境下において同様のシミュレーションを行った結果を同図に示す。小田急線の場合と同様、BER <  $10^{-2}$  の領域で、従来法に対し 7dB 以上の利得が得られる。この雑音に対しては  $E_b/N_0$  が低い領域においても高い改善効果が得られているが、この雑音に対しては雑音法によるチャンネル選択の有効範囲が広いと認められる。

## 5.2 パラメータの検討

まず、 $f_0$  を 30kHz に固定して  $B$  を変化させる。前節と同様  $T_f = 50\text{ms}$ 、 $N = 50$  とする。秋田新幹線レール脇の雑音に対し、 $B = 2\text{kHz}$ 、 $4\text{kHz}$ 、 $5\text{kHz}$ 、 $8\text{kHz}$  の 4 通りについて検証した。各々の誤り率特性を図 14 に示す。

大きな変化は見られないが、 $B = 4\text{kHz}$  の場合がこの中では最適である。帯域を広くした場合、フレーム長が固定であればその分だけチャンネル数が増加する。この場合、信号電力は一定であるから  $E_b/N_0$  が劣化することとなり、特性が悪化する。帯域を狭くした場合、チャンネル数が減少することにより、雑音が強いチャンネルを選択せざるを得なくなるため、特性が悪化する。 $B = 2\text{kHz}$  の場合に高  $E_b/N_0$  域で特性が悪いのはこの

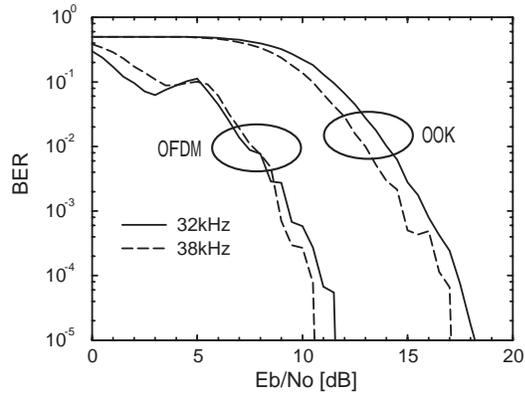


図 15 中心周波数  $f_0$  による特性の変化 ( $B=4\text{kHz}$ )  
Fig. 15 BER characteristics versus  $f_0$  ( $B=4\text{kHz}$ ).

ためである。よって、 $B=4\text{kHz}$  を用いる。

次に、 $B=4\text{kHz}$  に固定し、 $f_0$  を変化させる。地中の伝播による減衰の影響や同期の時間分解能から、使用する周波数は 30~40kHz に選んでいる。そこで、 $f_0=32\text{kHz}$ 、 $38\text{kHz}$  とし、同じ  $f_0$  と伝送速度を持つ OOK と合わせて誤り率特性を描いたものを図 15 に示す。いずれの場合も、 $\text{BER}=10^{-5}$  を要求した際には、OOK に対して 7dB 程度の利得が得られる。よって、30~40kHz の周波数を用いる限り、 $f_0$  に関わりなく平均して 7~9dB の利得が得られることがわかる。

## 6. ま と め

本論文では、水平ドリリング工法を日本で導入する際に位置検出の障害となる人工雑音の影響を抑えつつ通信する方式を提案した。

まず、人工雑音の特徴を解析した結果、人工雑音は線スペクトルの集合であること、及びその分布は時間や場所により変化することがわかった。その特徴を利用し、抑圧に有効と思われる OFDM を応用した変調方式を考案した。

次に、OFDM を使用した片方向通信という条件下で、受信側で雑音の弱いチャンネルのみを選択して同期信号との相関をとる同期方式を考案し、選択を行うことで最大 2.5dB 程度の利得が得られることを示した。また、送信側で選択したチャンネルを受信側で推定するため、チャンネル選択フレームの位相を用いて一定パターンを伝送する方式を考案した。

最後に、提案した通信方式の有効性について、従来法である OOK と BER を指標として比較した結果、安定して 7~9dB の利得が得られた。

謝辞 人工雑音データをご提供頂いた KDDI 研究所 松本重貴氏、株式会社コマツ環境・システム事業本部 原田 茂氏に感謝致します。本研究の一部は科学研究費補助金 基盤研究 (B)(2) 14350201 の補助を受けて行われた。

## 文 献

- [1] J. T. Archambeault, D. J. Gasmovic, M. Mizuno, Bore location system having mapping capability, *U.S. Patent*, 5711381, 1/1998.
- [2] J. Mercer, Position and orientation locator/monitor, *U.S. Patent*, 5155442, 10/1992.
- [3] M. D. Cherrington, Process for drilling underground accurate paths and installing production casings, conduits, or flow pipes therein, *U.S. Patent*, Re. 32267, 10/1986.
- [4] 高度通信ネットワーク構築の低消費エネルギー化技術の研究 成果報告書, ケイディディ研究所, 2000.
- [5] 斉藤利行, 佐藤亨, 松本重貴, 原田茂, 地下電磁計測ワークショップ論文集, SANE2001-53, pp.21-28, 2001.

(平成 x 年 xx 月 xx 日受付)

斉藤 利行 (正員)

平 1 3 京大・工・電気電子工卒。平 1 5 同大学院修士課程了。人工雑音環境下の片方向通信方式の研究に従事。

佐藤 亨 (正員)

昭 5 1 京大・工・電気第二卒。昭 5 6 同大学院博士課程了。同超高層電波研究センター助手、工学部講師、同助教を経て、平成 1 0 年より同大学院情報学研究科通信情報システム専攻教授。レーダによる降雨、中層・超高層大気、軌道運動物体のリモートセンシングならびに地下探査等のレーダ信号処理の研究に従事。日本航空宇宙学会、地球電磁気・地球惑星圏学会、文化財探査学会、IEEE、米国気象学会会員。工博。