

矩形の読み出し領域を生成する光空間信号の 周波数拡散を応用した変調方式の提案

光藤雄一^{1,a)}

概要: RFID や二次元コードのように、情報を実世界に貼付するシステムが一般に普及している。これらのシステムのうち時間変調された電磁波を利用して情報をやり取りする方式のものは、情報を格納する機器を小型化できる利点を持つ一方で空間的な精度を高くすることは不得手である。特に受信器から同じような距離に、隣接して2つの送信器を設置した場合、どちらが所望信号かを判断することは難しい。筆者は先に、こうした状況でも所望信号以外の信号電力を著しく低減させる通信方式を提案したが、いくつかの条件下ではうまく機能しないことが分かっている。そこで本稿では、多元接続環境などで用いられている直接周波数拡散の手法を応用し、そうした場合であっても十分に低いビット誤り率で通信を行うことができる変復調方式を提案し、数値シミュレーションによって評価する。

1. はじめに

実世界の物体に、それに関連した情報を貼付する技術として、RFID や二次元コードなどの技術が実用化され、広く普及している。RFID は接触や近接、二次元コードは撮像素子による二次元コードの撮影 (と画像処理) によって情報を読み出す。こうした情報の読み出しの形態は、情報を格納する機器/送信器 (タグ) と、それを読み出す機器/受信器 (リーダ) の間でどのように情報を転送するかによって決まる。RFID は電磁波による情報転送であり、タグとリーダが電磁波の到達できる範囲に入ることによって読み出しが行われる。後者はタグの画像処理によって情報を読み出すので、リーダをタグに指向させることによって読み出しが行われる。こうした情報転送の方法は大きく二つに分けることができる。情報転送を時間的に変調した媒体で行うシステムと、空間的に変調した媒体で行うシステムである。前者の代表は RFID であり、特定の周波数の電磁波を時間的に変調した信号を用いて情報を転送する。後者の代表は二次元コードであり、電磁波の空間的な分布で情報を転送している。一般に前者の仕組みは、単位時間当たり大量の情報を伝送することができるが空間的な精度は低いという特性をもつ。後者の特性はその逆である。

このため、限られた場所に比較的大量な情報を貼付することを求められた場合、どちらの方法でもうまく対応できないことがある。RFID の方式では「限られた場所」に情報

を貼付することが困難であるし、二次元コードでは大量のデータを格納するのが不得手である。

そこで筆者は高い空間的な精度で情報の読み出し領域を限定することができる光空間通信手法を提案した [1]。

筆者の提案した手法は、タグ側に2つの発光器を備え、この2つの発光器から信号の立ち上がり/立ち下がりタイミングが同期し、値が反転した二値化信号を発信することで通信を行うものである。リーダ側は結像光学系と多象限の受光器をもつフォトダイオードを用いてこの発光器を受光する。受光器があるタグの2つの発光器の間を向いている場合、同期反転した光信号が受光器の2つの象限に別々に入射し、出力される。そうでない場合、同期反転した光信号群は1つの象限に入射するため、直流信号となり受光器の出力に接続されたハイパスフィルタ (HPF) に阻止されて出力されない。このように、リーダが発光器の間の領域を向いているかいないかで、受信する信号電力が著しく変化する。

従来の RFID、光空間通信では、受信信号の信号振幅は送受信器間距離の2乗に反比例するだけであるため、同じような距離に設置された2つの送信器からの信号を区別することは困難であった。一方で、筆者の提案した手法は、2つの反転信号を干渉させることで所望の信号以外の信号電力が低減したように見せることができる。この手法は特に、送信器が隣接して設置されている場合に効果を発揮する。

筆者は、リーダが発光器の間を指しているときとそれ以外のときの出力信号の振幅を、照明光学的に計算して評価した [1]。これによると、使用が想定される環境の殆どで、非所望信号の信号電力が十分に低減されることがわかった。

¹ 公益財団法人九州先端科学技術研究所 生活支援情報技術研究室
a) mitsudo@isit.or.jp

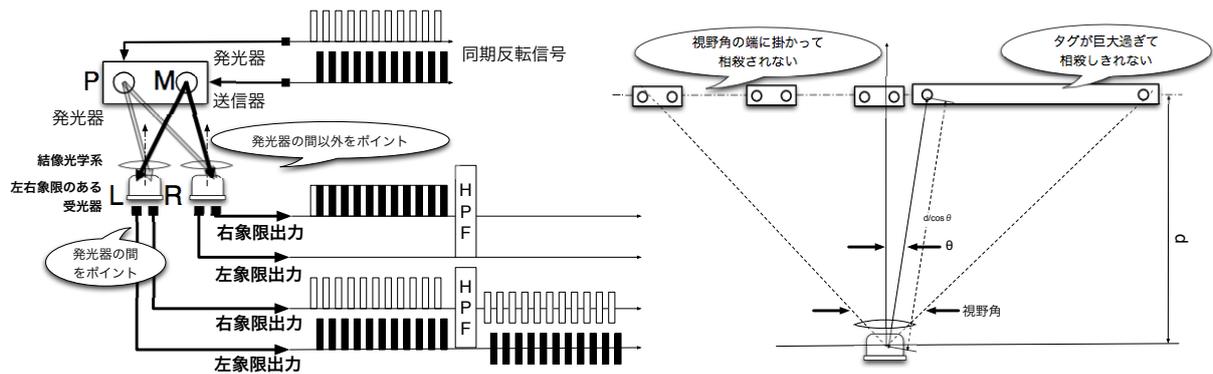


図 1 同期反転信号のポインティングと信号処理の流れ

ただし,1) 正面ではなく浅い角度からタグ群を眺める場合や,2) 隣接タグが極端に大きく,タグのうちの1つの発光器が受光器の視野に入らないような場合など,非所望信号を十分に低減させられないケースも存在した.

この問題は,同期反転信号のアイデアだけでは対処することができない.そこで本稿では,これらの問題を変復調および符号化によって解決することを目指す.

2. 同期反転信号とその変復調方法

2.1 同期反転信号と所望信号,非所望信号

筆者の提案した同期反転信号手法を使用したときの,所望信号と非所望信号の見かけ上の電力の変化を放射束の計算によって表す.送受信器を図1のように考える.ある送信器に発光器 P,M を設置し,同期反転した信号を出力する.受信器は結像光学系を備えた2象限受光器で信号を受光する.このとき受光器の各象限 R,L から出力される所望信号の信号振幅 $V_{pp\{R,L\}}$ は,各発光器から各象限 R,L への入射放射束(この場合は $\Phi_{P,M}$)に比例する.一般的な受光回路では, V_{pp} は受光半導体に由来する放射感度 R と光電変換回路の帰還抵抗 R_f によって決まる.

$$V_{pp\{R,L\}} = R_f \times R \times \Phi_{\{P,M\}} \quad (1)$$

R : 放射感度

R_f : 帰還抵抗値

受信器が送信器の発光器の間を向いているとき,この V_{pp} が所望信号の信号振幅となる.

受信器が発光器の間を向いていないとき,2つの発光器からの信号は同じ受光面に入射する.この2つの信号は同期反転しているため,相殺される.このため,入射した象限から出力される信号成分の振幅は,2つの発光器からの信号の振幅の差となる.

$$V_{pp\{R,L\}} = R_f \times R \times (|\Phi_P - \Phi_M|) \quad (2)$$

$$V_{pp\{L,R\}} = 0 \quad (3)$$

これらが非所望信号の信号振幅 $V_{pp\{(R,L)\}}$ となる.

V_{pp} は式中の入射放射束 Φ によって決定される. Φ は発光器と受光器の位置関係によって決定される.発光器が受光器の光学系の前 d の距離にある壁面上に位置し,点光源で, $2\pi \text{str}^*$ の範囲にわたって均一に放射強度 $I(\text{W}/\text{str})$ の放射束を出力しているとする.光学系には半径 a の絞りが備わっており,絞りに入射した光が全て受光面に結像するとする.この条件下では,受光面入射する放射束 $\Phi_{d,\theta}$ は絞りの面積に比例し,発光器と受光器の間の距離の2乗に反比例し, $I \times \frac{\pi a^2}{d^2} (\text{W})$ となる.特に,光源が,受信器からの距離 d のある平面に並べて設置してあり,受信器から角度 θ の場所に設置されている場合,光源までの距離 d' は $d/\cos\theta$ となり,絞りの見かけ上の大きさは $\pi a^2 \cos\theta$ となる.したがって,入射放射束 $\Phi_{d,\theta}$ は $I \times \frac{\pi a^2 \cos\theta}{d'^2} = I \times \frac{\pi a^2}{d^2} \cos^3\theta (\text{W})$ と書くことができる.つまり,発光器の規格が同じで同一平面上に設置されている場合,受信信号振幅 V_{pp} は θ のみに依存して変化することがわかる.

この場合の非所望信号の $V_{pp\{(R,L)\}}$ を整理すると

$$\begin{aligned} V_{pp\{R,L\}} &= R_f \times R \times (|\Phi_R - \Phi_L|) \\ &= R_f \times R \times I \times \frac{\pi a^2}{d^2} (|\cos^3(\theta_P) - \cos^3(\theta_M)|) \end{aligned} \quad (4)$$

$$V_{pp\{L,R\}} = 0 \quad (5)$$

となる.

非所望信号の V_{pp} が0となるためには, $\cos\theta_P = \cos\theta_M$ である必要がある.これは(1) $\theta_P = \theta_M$ または(2) $\theta_P = -\theta_M$ のとき成立する.(1)の場合は,ユーザから見た送信器の視角が 0° となり,意味のない送信器である.(2)の場合とは,受信器が発光器の間を向いている状態であり,非所望信号ではない.このことから,受信器からの出力の段階では,非所望信号の V_{pp} が0になることはないことがわかる.

2.2 所望信号と非所望信号の違い

非所望信号は低減はされても完全に消失することはない

*1 str は立体角

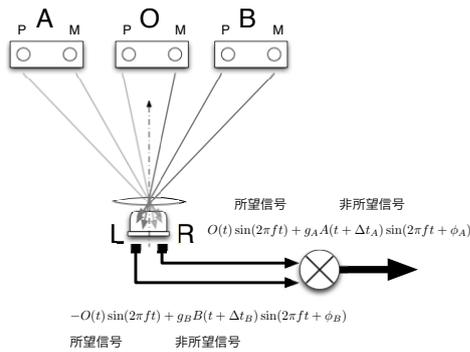


図2 所望信号と非所望信号の関係

ので、非所望信号の影響は受光器より後段にある復調過程や誤り訂正過程で排除しなければならない。本稿ではこの(変)復調過程および誤り訂正過程について提案する。

この通信システム(図1左)の受信器側で、所望信号のみが持つ性質とは、RL 両象限から反転した信号が出力されているということである。非所望信号を排除するためにこの性質を利用する。

ここで、RL 両象限からの出力を乗積し、相関値を取ることを考える。所望信号同士は、もともと同一信号を反転させたものであるため、相関値の絶対値は高くなる。反対に、所望信号と非所望信号、または非所望信号同士の乗積は、信号が独立である場合、相関値は0に近くなると期待される。

2.3 変復調方法と復調方法の数式による検討

送信器から振幅変調された二値化信号が送られている場合の乗積の振る舞いを数式によって調べる。

象限 R,L をもつ受信器に所望信号源 O, 非所望信号源 A,B から信号が入射している場合を考える。各信号源から時刻 t, t_A, t_B において出力される2値化信号を $O(t), A(t_A), B(t_B)$ とする。各送信器からは、この信号に周波数 f の搬送波を乗じ、 $O(t) \sin 2\pi ft, A(t_A) \sin 2\pi ft_A, B(t_B) \sin 2\pi ft_B$ が出力される。また、送信器間のタイミングのずれを表現するために、 t, t_A, t_B を $t_A = t + \Delta t_A, t_B = t + \Delta t_B$ の関係にあるとする。また $2\pi f \Delta t_A = \Delta \phi_A, 2\pi f \Delta t_B = \Delta \phi_B$ とおく。 t_A, t_B は $-1/(2f) \sim 1/(2f)$ の値をとる。

また、送信器 O を発して送信器に入射した信号の振幅を1とし、それに対する A,B からの信号の振幅の比をそれぞれ g_A, g_B とする。 g_A, g_B は -1 から 1 までの値をとる。 g_A, g_B の負の値は、反転成分を表現する。

象限 R に入射した信号は

$$O(t) \sin(2\pi ft) + g_A A(t + \Delta t_A) \sin(2\pi ft + \Delta \phi_A)$$

であり、象限 L に入射した信号は、信号 O が反転していることから

$$-O(t) \sin(2\pi ft) + g_B B(t + \Delta t_B) \sin(2\pi ft + \Delta \phi_B)$$

とかける。

各象限からの出力の乗算は、

$$(O(t) \sin(2\pi ft) + g_A A(t + \Delta t_A) \sin(2\pi ft + \Delta \phi_A)) \times ((-O(t)) \sin(2\pi ft) + g_B B(t + \Delta t_B) \sin(2\pi ft + \Delta \phi_B)) = -O(t)^2 \sin^2(2\pi ft) \quad (6)$$

$$+ g_A A(t + \Delta t_A) (-O(t)) \sin(2\pi ft + \Delta \phi_A) \sin(2\pi ft) \quad (7)$$

$$+ g_B B(t + \Delta t_B) O(t) \sin(2\pi ft + \Delta \phi_B) \sin(2\pi ft) \quad (8)$$

$$+ g_A g_B A(t + \Delta t_A) B(t + \Delta t_B)$$

$$\sin(2\pi ft + \Delta \phi_A) \sin(2\pi ft + \Delta \phi_B) \quad (9)$$

となる。

これらの式のうち、項6の $-O(t)^2 \sin^2(2\pi ft)$ が抽出を希望する信号であり、項7~項9が非所望信号に由来した信号である。良好な通信を行うためには、項6に対して、項7~項9が十分に小さい必要がある。

2.4 g_A, g_B が大きいときの非所望信号由来成分の振る舞い

項7~項9は、 g_A, g_B の絶対値が大きいときに項6に影響を及ぼす。そこで、いくつかのケースにおいて、これらの項がどのような振る舞いをするかを考える。

簡単のため、送信器 O と送信器 A,B との位相差が $(0,0)$ であるとし、 $(g_A, g_B) = (0,1)$ と $(0,-1)$ のときの振る舞いを考える。まず、位相差が $(0,0)$ であることから $\phi_A, \phi_B, \Delta t_A, \Delta t_B = 0$ となるので、項7~項9を

$$-O(t)^2 \sin^2(2\pi ft) \quad (10)$$

$$+ g_A A(t) (-O(t)) \sin^2(2\pi ft) \quad (11)$$

$$+ g_B B(t) O(t) \sin^2(2\pi ft) \quad (12)$$

$$+ g_A g_B A(t) B(t) \sin^2(2\pi ft) \quad (13)$$

と書き直せる。

次に (g_A, g_B) が $(0,1)$ または $(0,-1)$ であるので、出力信号の項11,13が消失し、

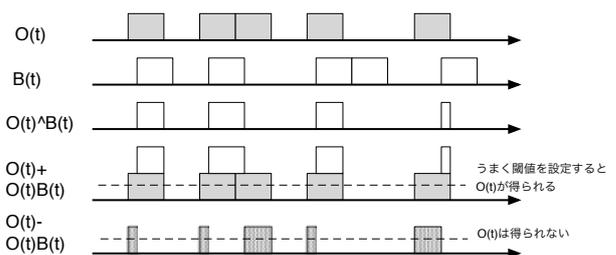


図3 非所望信号由来の信号成分が所望信号に及ぼす影響

$$\begin{aligned}
 & -O(t)^2 \sin^2(2\pi ft) \\
 & +g_B B(t)O(t) \sin^2(2\pi ft) \\
 & = -(O^2(t) - g_B O(t)B(t)) \sin^2(2\pi ft) \quad (14)
 \end{aligned}$$

となる。

$g_B = -1$ のとき、式 14 の結果は、信号の波形としては、 $O(t)$ の上に $O(t)B(t)$ を重ねたものになる (図 3 上から 4 つめの波形)。

$g_B = 1$ のとき、式 14 の結果は、信号の波形としては、 $O(t)$ から $O(t)B(t)$ を引き去ったものになる (図 3 上から 5 つめの波形)。

$g_B = -1$ のときは、後段の 2 値化回路で適切な閾値をきれば、 $O(t)$ と同じ出力を得ることができる。一方で、 $g_B = 1$ のときには、 $O(t)$ そのものを得ることができる閾値の切りかたは存在しない。このため、 $g_B = 1$ のときと $g_B = -1$ のときで、通信品質が著しく異なる。

このことは、 g_A が $-1, 1$ の値をとるときについても同じことがいえる。

2.5 ランダム位相シフトによる非所望信号の影響の低減

g_A および g_B の符号が逆転したときに、通信品質が全く異なるということは、隣接する通信器の発する搬送波との位相差によって、通信品質が全く異なるということである。隣接する送信器同士が搬送波の位相情報を交換し、調整することができれば通信品質を最適に保つことができる。しかし、一般的にタグは実世界に広く設置されるものであるため、構造が単純であることが望ましく、新たに位相調整を行う複雑な機構を搭載することは回避したい。この場合、通信品質は隣の送信器の状態によってランダムに決定されることになる。

本稿では、送信器同士で位相情報を交換できない場合でも通信品質を一定にする手法を提示する。

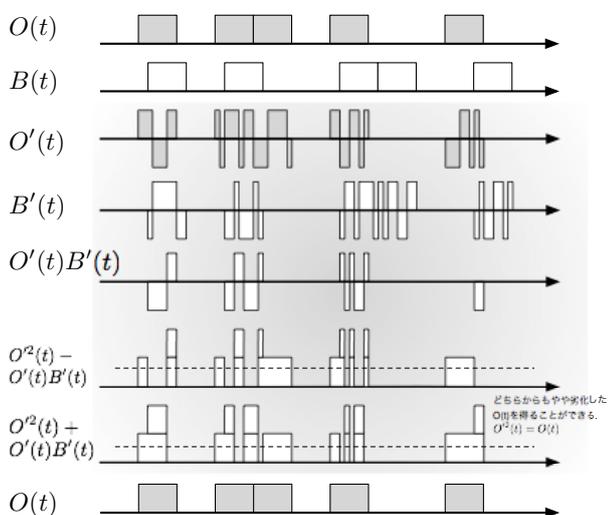


図 4 ランダム位相シフトを加えた場合の出力信号

搬送波の位相を、送信信号のビットレートよりも早い周期 (チップレート) で π [rad] シフトすることを考える。ある周期でシフトが起きるかどうかはランダムに決定される。

この手法を用いると、項 7,8,9 などの成分が正負方向に分散する。 $O'^2(t) + O'(t)B'(t)$ と $O'^2(t) - O'(t)B'(t)$ を観察すると、 $O'^2(t) (= O(t))$ への干渉が、 g_B もしくは g_B の符号の正負に依らず均一化されることがわかる。このため、BER の分布は $g_A, g_B = 0$ の点を中心として対称になると期待することができる (図 4)。

このランダム位相シフトは、 $(g_A, g_B) = (1, 0), (-1, 0)$ のときには、式 14 の g_B を g_A に、 $B(t)$ を $A(t)$ に読み替えたものである。上の議論と同じ効果を発揮する。

また、 $(g_A, g_B) = (1, 1), (-1, -1), (-1, 1), (1, -1)$ のときには、 $(g_A, g_B) = (1, 0), (-1, 0)$ のときと $(0, 1), (0, -1)$ を足し合わせたものの他に、項 9 に由来する信号が加わる。 $O(t)$ への干渉は、 g_A, g_B が、それぞれ正負に依らず一定なのだから、それらの組み合わせの和も正負に依らず一定と考えられる。また項 9 は、独立した信号同士を乗じたものである。このケースでも g_A, g_B の符号に依存して BER が変化することはないと期待できる。

3. シミュレーションによるビット誤り率の推定

3.1 シミュレーションモデル

以上のように提案した変復調方法で、どの程度の通信品質が実現できるかを計算機シミュレーションによって検証する。シミュレーションは、MATLAB/Simulink*2 上で行う。以下にシミュレーションで用いるモデルを示す。

シミュレーションでは、受信器が目標である送信器 O を向いたとき、隣接して設置された送信器からの信号の影響を受けずに送信器 O からの信号 (所望信号) のみを復調/復号できることを検証したい。そこで、送信器 O の送信ビット列と、受信器での復号後の出力ビット列を用いてビットエラーレート (BER) を測定する。この環境で、受信器に非所望信号を加え、非所望信号の受信電力が大きい場合に BER がどのように振る舞うかを観察する。

実際の環境では、受信器に入射する非所望信号は複数となるが、所望信号に最も影響を及ぼす可能性のある非所望信号は、非所望信号群の中で最も電力 (振幅) の大きいものである。送信器が同一平面上に設置され、同じ規格の出力を持っている場合、受信信号電力は $\cos^3 \theta$ に比例して減少する (式 4)。合成受信信号電力が大きくなるのは、送信器の P,M 発光器の間隔が大きいときであるから、各送信器が重複しないで設置されているとすると、BER に最も影響を及ぼす非所望信号は各受光面につき 1 つに限られると考えて

*2 MATLAB2012b

よい。

この環境を再現する為に、図5のように、R,L 両受光面に所望信号の2つの信号 P,M が入射し、更に R,L 両受光面にそれぞれ一つづつ、別の送信器 A,B からの信号 (非所望信号) が入力されるている環境を想定する。

非所望波の信号振幅は、所望波の信号振幅を1としたときに、それぞれ g_A, g_B 倍の信号振幅をとるものとする。 g_A, g_B は、それぞれ $[-1, 1]$ の値をとる。

タグ (送信器) の構造は可能な限り単純化したいので、送信器同士で同期をとることができないものとする。したがって送信器間の搬送波の位相は $[-\pi, \pi]$ の範囲に分散する。

さらに、通信路内で混入する環境ノイズを再現した、ホワイトノイズおよび DC ノイズを加えた上で受信器の両受光面に入力する。

3.2 送信器と変調方法

送信器からは同期反転された信号を送信する。送信器の構造を図6に示す。

送信するビット列は10Mbpsのレートで出力する。ビット列は0か1の値を取り、0と1の生成確率はそれぞれ0.5である。このランダム信号を、符号化率0.5、生成符号(171,133)で畳み込み符号化する。そのビット列に100MHzの搬送波を乗算する。搬送波の位相は、50MHzの周波数で0もしくは π にランダムに変化させる。搬送波の周波数および位相変化の周波数の根拠は、市販のフォトダイオードで実現されている遮断周波数のうち、最大のものが100MHzであることからくる*3。

3.3 通信路

本システムは特に屋内での使用を想定するため、照明光などの変調光の混入が予想される。この混入を再現する為に、伝送路内でDC成分とAC成分から構成される環境ノイズを加算する。その構成は、DC成分は信号光の振幅の5倍、AC成分は信号光の2倍の振幅を持つ白色ノイズとした。

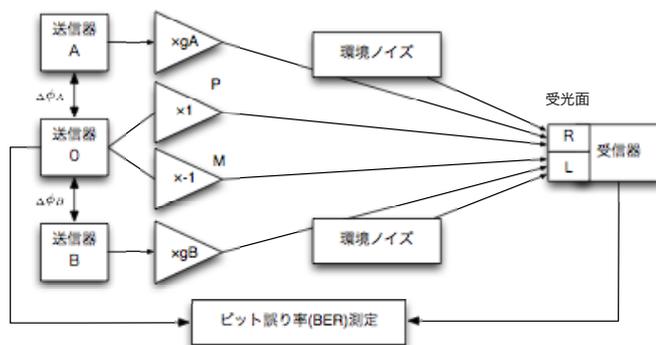


図5 シミュレーションの全体の構造

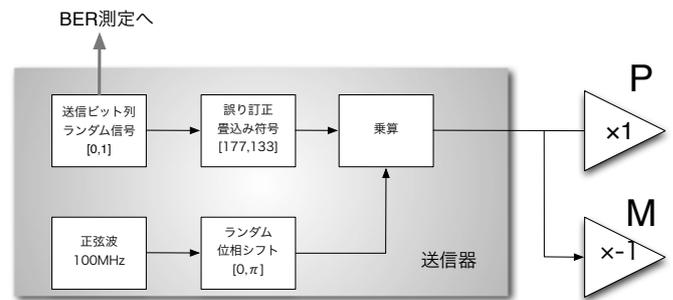


図6 送信器の構造

3.4 光学系および受光器

これら送信器群からの光信号と伝送路におけるノイズは、結像光学系によって受光面に結像され、電気信号に変換される。受光面に結像される放射束は、放射束の入射角と、結像光学系のレンズの形状や材質に影響されて決定される。しかし本稿では所望信号と非所望信号の比率や、符号、復号化、変復調の方式による BER の変化の様子を観察することが主眼なので、この部分は簡略化して扱う。

所望信号の P,M 信号は、厳密には異なる光路を通して受信器に到達するので、同じ規格の発光器から同じ出力で送信されていても、受信器での受信電力は異なるはずである。この距離の差は、発光器 P,M の間の距離 w と、送信器から受信器までの距離 d によって決定される。ただし、 $w \ll d$ のとき、この距離の差はほぼ無視することができると思われる。本稿で挙げるシステムは、ほぼ $w \ll d$ のような状態で使用されることを前提としているので、送信器 O からの出力には1もしくは-1を掛けることにする。

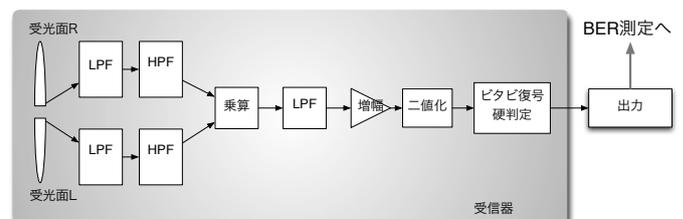


図7 受信器の構造

3.5 フィルタおよび乗算器

受信器の信号処理の流れを図7に示す。受光器の2つの象限 (受光面 A,B) からの出力信号を、ベッセルフィルタを通すことによって、搬送波と信号波の周波数の間の周波数帯を切り出す (HPF と LPF)。つぎに2つの象限からの信号を掛け合わせ (乗算器)、ローパスフィルタ (LPF) を使用して元の矩形波に戻す。この後、受信信号をレベル変調した上で (増幅器) 二値化し (二値化器)、デジタル信号とした上でビット復号 (硬判定) を行い、復号が完了する。これが受信器からの出力となる。

*3 スタンレー電気 DNH318-U

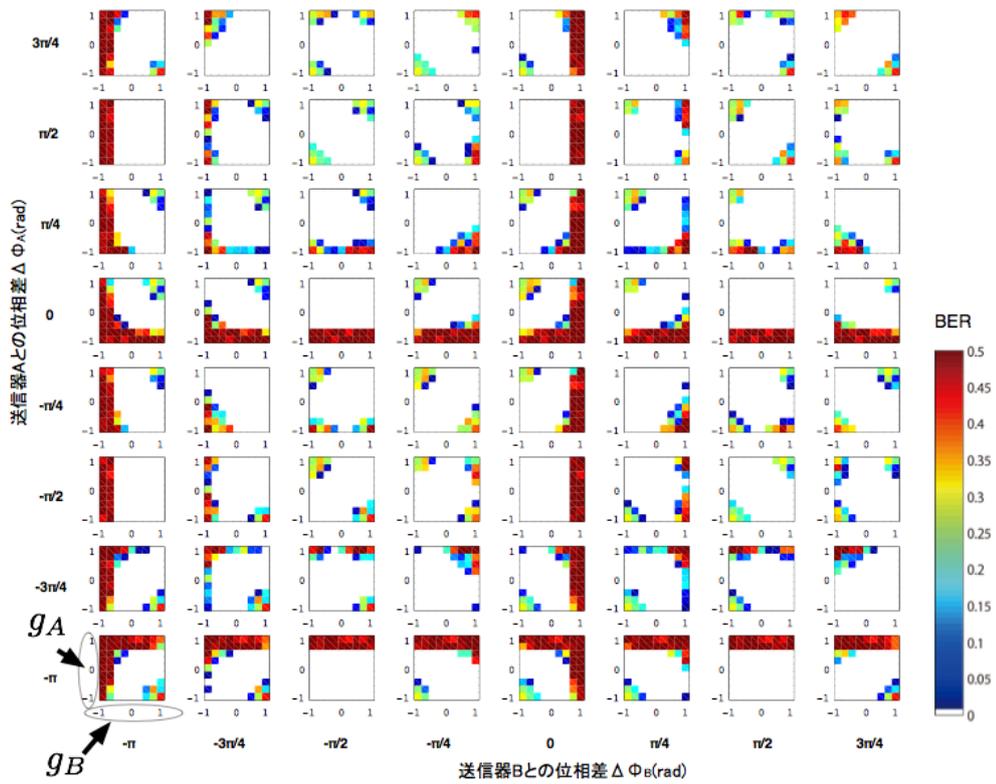


図 8 2.0×10^4 ビット試行時の BER の分布/ランダム位相シフト無

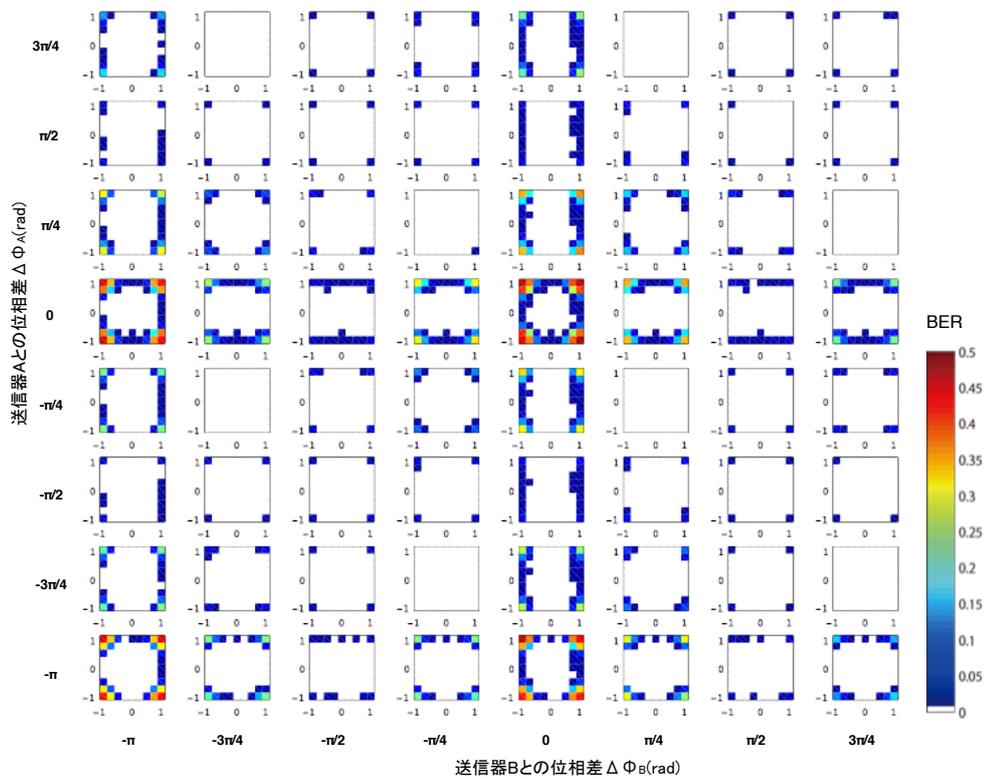


図 9 2.0×10^4 ビット試行時の BER の分布/ランダム位相シフト有

4. シミュレーションの結果と評価

4.1 シミュレーションの結果

上のシミュレーションモデルで、位相ランダムシフトを行なった場合と、行わなかった場合について BER を計測したものを図 8, 9 に示す。

BER は 2×10^4 ビットを送信することで測定した。それぞれの小図は、縦軸に g_A 、横軸に g_B をとった BER の分布図である。これらの分布図を送信器 0 との搬送波の位相差 $\Delta\phi_A, \Delta\phi_B$ によって整列させた。

小図は、測定点は、 g_A, g_B をそれぞれ 0.25 刻みで動かした点とした。したがって、算定点は $9 \times 9 = 81$ 点である。BER は各点の色で表現され、値が 0.5 の部分を深紅とし、値が小さくなるにつれて青に遷移するように配色した。今回の試行は 2×10^4 ビットのサンプルで行ったのであるから、 $BER < 5 \times 10^{-5}$ であった場合、0 と算出される。この 0 の領域は、グラフ内では白抜きの部分と表現した。この白抜きの部分が最も通信状態の良好な領域である。

図 8, 9 を比較すると、図 8 に比べ、ランダム位相シフトを加えた図 9 の方が、明らかに BER が改善していることが見て取れる。

更に、図 9 より、非所望信号の振幅の絶対値が所望信号の 1.0 倍近い場合であっても、搬送波の位相差が 0 か π である場合以外はほぼ誤り訂正符号の能力内で通信が行われていると考えることができる。送信器間の搬送波の位相差が 0 または π ということは、意図的に同期を取っている場合であるため、送信器同士で位相調整を行わない状況ではほぼ起こり得ないと考えられる。

4.2 $g_A, g_B, \Delta\phi_A, \Delta\phi_B$ と BER の関係

小図を眺めると、分布図の軸に近い場所、すなわち g_A, g_B が大きいところの BER が悪化する傾向があることがわかる。つまり非所望信号の受信電力が高い場合に BER が低下する。特に両側からの非所望信号の振幅が大きくなる、グラフの四隅に近づくと、BER が最悪である 0.5 に近づく。逆に非所望信号の振幅が小さい中央部に近づくほど 0 に近づく傾向があることがわかる。

また、特に $\Delta\phi_A, \Delta\phi_B$ が $\pm\pi/2$ の場合、ランダム位相シフトを行わない場合であっても、BER が低下する傾向があることがわかる。これは搬送波同士の相関が低くなるためであると考えられる。

4.3 ランダム位相シフトの効果

搬送波のランダム位相シフトを行なった場合、全体的に BER が低下し、通信品質が改善されていることがわかる。また、搬送波のランダム位相シフトを行わない場合 (図 8) と、行う場合 (図 9) では、BER の分布が著しく異なることが見て取れる。例えば、図 8 では g_A, g_B が正の値を持った場

合、BER の悪化が顕著である (図 8)。一方で、負の値を持った場合はほとんど悪化していない。このような偏りが、ランダム位相シフトを行うことによって正負両方向に平均化されることが、図 9 で明らかに示されている。

5. 関連研究

5.1 ランダム位相シフト方式の比較

搬送波の位相をランダムにシフトする手法は、他の研究でも採用されている。例えば、山里らの論文 [2] では、多数の小型送信器群から同じデータを送信する際に、搬送波の位相をシンボル毎に変化させ、BFSK 変調で送信する方法を提案している。この論文で想定される状況でも、送信器間の同期が厳密に取れないので、各送信器は同じ情報を位相がやや異なった状態で送信することになる。このため受信側は、位相のやや異なった信号群を一度に受信することになるため、全ての信号を受信できるか、あるいは全ての信号が失われるかどちらかの状態になる可能性が高くなる。山里らの論文では、このような両極端の状況を避けるため、シンボル毎にランダムに搬送波の位相を変化させる方法が提案されている。位相のシフトは $\pi/8$ 間隔で行われている。

この手法では受信信号の合成電力が、シンボル毎にランダムに変化し、両極端にはならない。このため幾つかのシンボルは脱落するが、その他のシンボルは生き残ることができる。生き残るシンボルが一定の割合以上あれば、誤り訂正符号によって元の信号の再生が可能である。山里らの論文では誤り訂正符号としてターボ符号が用いられている。山里らは、この手法によって従来の通信方法よりも信号の到達距離を伸ばせたと報告している。

本稿でもランダム位相シフトを用いているが、位相シフトは π 間隔であり、また送信データの 1 ビット (シンボル) あたり 5 回の変調を行っている。また、ランダム位相シフトの目的が、合成信号の中から、相互相関の高いある信号 (所望波) だけを抽出し、非所望波の影響を抑えるためである点異なる。

5.2 並列光通信システムとの比較

イメージセンサを高速化することでタグと光通信を行うシステムは幾つか提案されている。ID Cam (EVIS) では、 192×124 画素で 1 画素あたり 12kHz でサンプリングし [3]、名倉らのシステムでは 1280×1024 画素の二次元センサで最大 1000fps (=1kHz) の撮影速度で信号を受信している [4]。石田らは、 $24 \times 24, 35 \times 35$ 画素を持つ二次元センサの各画素につき 5Mbps の通信速度で光空間通信を行う場合のサービスエリアや、通信品質について検討している [5]。これらのシステムでは、一つの画素に 1 つの発光器からの光信号が結像する必要がある。このため、適切にズーミングを行う必要がある [5]。このため、移動時など、送信器と受信器との位置関係が変化する状況で連続的に通信を行う為

には、発光器の像が画素に結像した状態を維持するようにズームを変化させなければならない。このような複雑な仕組みが必要になる。

一方で本システムでは、画素(受光面)を2~4つしか必要とせず、受光面の総面積が同じ場合、一つの画素の受光面を大きくとることができる。画素毎の受光量が大きいため高速なデータ出力が可能であり(受信側のスペック上は100MHz程度まで^{*4})、受光面が広いことから送信器と受信器の位置関係が多少変化しても通信に影響を及ぼさない。また、同じ理由で入射光を小さな画素に集光するような精度の高いズームも必要としない。これらの特徴はシステムの構造の単純化に寄与する。

6. まとめと今後の展望

本稿では、同期反転信号の具体的な変復調方法を提案し、計算機上でモデル化し、シミュレーションによって評価を行った。

本稿では同期反転信号を発する送信器が実世界に多数設置されていた場合、所望信号だけが受信器の2つの受光面に反転して入射することに着目して変復調/符号復号化方法を設計した。この特性から、2つの受光面の出力信号の中で、最も相互相関の絶対値が大きい信号が所望信号であると判断することができる。このような特性を持つ信号を抽出するために、各受光面からの出力を乗算する手法を提案し、また所望信号と非所望信号の相互相関を低下させるために、各送信器の信号の搬送波を、ランダム位相シフトする手法を提案した。

この変復調システムをMATLAB/Simulink上で再現し、送信信号に誤り訂正符号を加えた上でシミュレーションした結果、シミュレーションの結果、両象限への非所望信号の振幅が所望信号の0.5-0.6倍程度までのとき、BERが確実に 5×10^{-5} より小さくなるという結果を得た(図9)。ただしこのケースは各タグの用いる搬送波の位相差が正確に0もしくは π である場合である。これはほぼ意図的に同期をとっている状態であり、搬送波同士の相互相関の絶対値がもっとも高くなる、最悪の通信状態のケースである。このようなケースは意図的にタグ間で同期を取らない限り発生しないと考えられ、本システムの使用を想定する環境ではほぼ考慮する必要がない。タグ間の位相差がこれ以外の場合、BERはそれよりも低下するため(図9)、更に有利な状況で通信を行うことができる。

本稿では、ノイズ信号が所望信号を超える振幅を持つ場合については想定していない。このようなケースは、タグが一平面上に貼付されていないときや、平面上に貼付されている場合であっても、リーダの向きが平面に平行に近くなるような深い角度でポイントを行う際に発生しうる。今後

は、このようなケースでの通信にも堪えうる変復調システムの構築を目指す。

7. 謝辞

この研究は科学研究費補助金(若手(B)23700125)の助成によって実施されました。また研究の一部は公立大学法人北九州市立大学で実施されました。関係者に謝意を表します。

参考文献

- [1] 光藤雄一: 矩形の読み出し領域を生成する光空間信号の変調方法の研究, 情報処理学会論文誌, Vol.53, No.4, pp. 1425-1432 (2012-4-15).
- [2] YAMAZATO, T., NAKAO, K., OKADA, H. and KATAYAMA, M.: Experimental Results on Simple Distributed Cooperative Transmission Scheme with Visible Light Communication, *IEICE transactions on communications*, Vol.93, No.11, pp. 2959-2962 (online), DOI: 10.1587/transcom.E93.B.2959 (2010).
- [3] 松下伸行, 日原大輔, 後 輝行, 吉村真一, 暦本純一: ID Cam: シーンとIDを同時に取得可能なスマートカメラ(<特集>インタラクティブ技術の革新と実用化), 情報処理学会論文誌, Vol.43, No.12, pp. 3664-3674 (オンライン), (2002-12-15).
- [4] 名倉 徹, 小澤俊之, 山里敬也, 片山正昭, 圓道知博, 藤井俊彰, 岡田 啓: 車両走行受信時における可視光通信システムのLEDアレイ送信機検出・追跡手法(ITS画像処理, 映像メディア, 視覚および一般), 映像情報メディア学会技術報告, Vol.34, No.6, pp. 59-64 (オンライン), (2010-02-15).
- [5] 石田正徳, 春山真一郎, 中川正雄: 並列可視光無線通信方式における通信速度限界の検討(光符号・可視光通信, 次世代ネットワーク, 電線通信, 一般), 電子情報通信学会技術研究報告. CS, 通信方式, Vol.106, No.450, pp. 37-41 (オンライン), (2007-01-04).

*4 Excelitas Technologies C30845 等