社団法人　電子情報通信学会
THE INSTITUTE OF ELECTRONICS,
INFORMATION AND COMMUNICATION ENGINEERS

信学技報
TECHNICAL REPORT OF IEICE.

UWB レーダシステム間の搬送波周波数揺らぎを考慮した疑似ランダム系列間の相互相関抑圧に関する検討

可児　佑介† 　阪本　卓也† 　佐藤　　亨†

† 京都大学大学院情報学研究科通信情報システム専攻，京都府

あらまし　防犯を目的とする監視システムとして，光学カメラと異なり高い距離分解能を有する超広帯域（UWB）レーダの利用が有望である．実用上，UWB レーダを複数設置して使用するには近くに設置しても干渉なく使用できることが求められる．この問題に対し，直接拡散スペクトラム拡散方式の場合には符号間相関の低い系列を使用することで同一帯域内の干渉を抑えることが可能である．複数の DS-SS 方式 UWB レーダを独立に動作させる場合，各送信機の基準信号は同期せず，搬送波周波数は一致しない．本論文では，搬送波周波数オフセット環境下での疑似ランダム系列の相互相関を考慮する場合の，最適な符号系列について検討する．搬送波周波数差を考慮すると，短い擬似ランダム符号を用いる方が符号間干渉が抑圧され，特性が良くなる場合があることを示す．

キーワード　UWB レーダシステム，搬送波周波数ゆらぎ，直接拡散方式，疑似ランダム系列

A Study on Suppression of Cross-Correlation of Pseudo Random Sequences with Carrier Frequency Fluctuation of UWB Radar Systems

Yusuke KANI†, Takuya SAKAMOTO†, and Toru SATO†

† Department of Communications and Computer Engineering, Graduate School of Informatics, Kyoto University, Sakyo-ku, Kyoto-shi, 606-8501 Japan

Abstract　Ultra wideband (UWB) radar system, which has a higher range resolution than optical cameras, is an important technique for safe guard systems. In real applications, it is required that multiple radar systems can be operated simultaneously in a close location. Direst-Sequence Spread Spectrum (DS-SS) technique can suppress in-band interferences by making use of code sequences with low cross correlation. When multiple DS-SS UWB radars are independently operated, it is difficult to accurately synchronize the carrier frequencies. Here we examine the optimum code sequences for pseudo-random noise code in the existence of carrier frequency offset. It is shown that in some cases better performance can be obtained for shorter codes than longer ones.

Key words　UWB radar system, carrier frequency offset, direct sequence spread spectrum method, pseudo random sequence

1. まえがき

現在，テロや犯罪などが世界的な社会問題となりつつあり，防犯のための技術の重要性が増してきている．防犯を目的とする監視システムとしては主に光学カメラが使用されている．一方，近年標準化が進められている超広帯域（UWB）レーダの利用は，光学カメラと異なり高い距離分解能を有する点で有望であり，3 次元的な測定を可能とする技術も数多く研究されている [1], [2], [3]．UWB レーダの変調方式の一つとして疑似ランダム系列を繰り返し送信する DS-SS(Direct Sequence Spectrum Spreading) 方式 [4] が知られている．DS-SS 方式は復調により拡散利得が得られ，S/N 比を大きくすることができる．さらに，UWB レーダ監視システムを実用化する場合には，複数システムを近くに設置しても干渉なく使用できることが求められる．この問題に対し，DS-SS 方式の場合には無線通信等における CDMA(Code Division Multiple Access) 方式と同様に符号間干渉の低い系列を使用することで同一帯域内の干渉を抑えることが可能であり，CDMA 方式による複数システムの同時利用はこれまで多く研究されている [5], [6]．以上の理由により本論文では DS-SS 方式の UWB レーダシステムを扱う．

複数の DS-SS 方式 UWB レーダを独立に動作させる場合，各送信機の基準信号は同期せず，搬送周波数は独立に変動して一致しない．この場合，複数の符号間干渉の影響は単純な符号間の相互相関関数にはならず，搬送周波数差によるアンビギュ

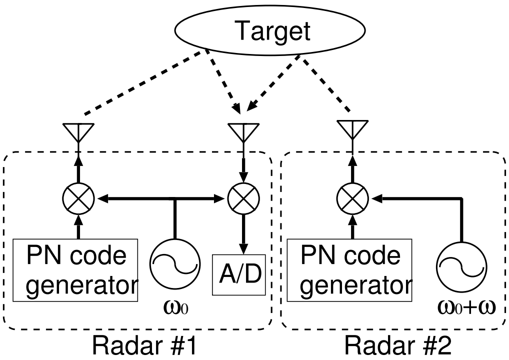

図 1　システムモデル
Fig. 1　System model.

イティ関数を考慮する必要がある．ドップラーシフトによるアンビギュイティ関数はこれまでに多く研究されている [7], [8], [9]. 本論文では，搬送波周波数オフセット環境下での疑似ランダム系列の相互相関について数値計算により検討する．

2. システムモデル

図 1 に本論文で想定するシステムの概略図を示す．レーダシステム 1 において角周波数 ω_0 の搬送波を疑似ランダム系列で変調する．レーダシステム 1 では，自システムの信号だけでなく，他システム 2 の信号も受信する．ただし，システム 2 の搬送波周波数は独立の発振器を使用するため，角周波数差 $\Delta\omega$ がある．実際には $\Delta\omega$ は時間とともに変動するが，その変動が十分に遅いとし，本論文では一定値としてモデル化する．パラメータとしては搬送波周波数 26.4GHz，チップレート 2.5Gchip/sec を仮定する．

3. M 系列と自己相関関数

本論文では特に疑似ランダム系列として M 系列を用いて検討を行う．M 系列はシフトレジスタを用いて生成され，シフトレジスタ段数 k に対して周期 2^k-1 となる．以下では一例として $k=3$ に対応する $c_3(t)$ および $k=6$ に対応する $c_6(t)$ の 2 種類の系列を用いて検討を行う．これらの系列周期は 7 および 63 であるので，$63=7\times 9$ の関係により $c_3(t)$ を 9 回繰り返すと $c_3(t)$ の周期 63 と一致し，議論が容易となるためである．便宜上，$c_3(t)$，$c_6(t)$ の両系列とも系列長を 63chip として扱う．

図 2 に $c_3(t)$，$c_6(t)$ 両系列を示す. [10] この両系列の自己相関関数を図 3 に示す．同図の実線および破線はそれぞれ $c_3(t)$ および $c_6(t)$ の自己相関関数である．$c_6(t)$ の自己相関関数はピーク振幅 63 に対してレンジサイドローブ振幅が-1 となる．一方，$c_3(t)$ のは符号利得が低く，自己相関関数のピーク振幅は 63 と $c_6(t)$ と同じであるもののレンジサイドローブ振幅は-9 となり，両者のレンジサイドローブレベル比は約 19dB となる．パルス圧縮レーダにおいては符号周期はレンジエイリアシングの影響が生じないよう設計する必要がある．本論文では周期の短い系列 $c_3(t)$ の場合でも，レンジエイリアシングが生じないと仮定する．以上で述べたとおり，他のレーダシステムの信号による干渉がない場合，符号長の長い系列 $c_6(t)$ を用いるとレンジサイドローブレベルが低くなり有利である．

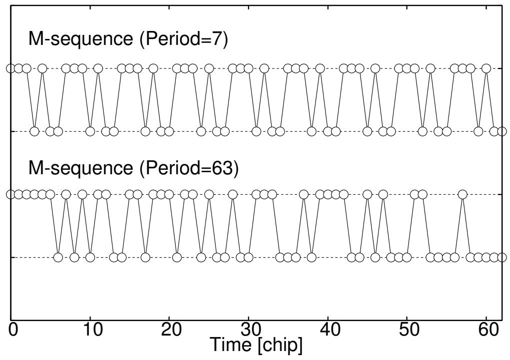

図 2　周期 7 の M 系列と周期 63 の M 系列の例
Fig. 2　Examples of M-sequences with period 7 and 63.

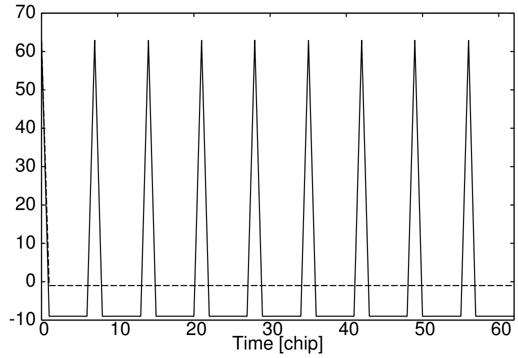

図 3　周期 7 の M 系列と周期 63 の M 系列の自己相関関数
Fig. 3　Auto-correlation functions of M-sequences with period 7 and 63.

4. 干渉信号とアンビギュイティ関数

他のレーダシステムの信号が受信される場合，一般に信号と受信機の搬送波周波数は一致しない．この搬送波周波数差の変動が無視しうる場合，干渉の影響は疑似ランダム系列のアンビギュイティ関数で表される．信号 $c(t)$ のアンビギュイティ関数 $r(\tau,\Delta\omega)$ は次式で表される．

$$r(\tau,\Delta\omega)=\int_0^T c(t+\tau)c(t)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\Delta\omega t}\mathrm{d}t \tag{1}$$

ただし，任意の t に対して $c(t+T)=c(t)$ が成り立つとし，$\Delta\omega$ は送信機と受信機の搬送波の角周波数差である．$\Delta\omega=0$ の場合のアンビギュイティ関数 $r(\tau,0)$ は通常の自己相関関数に一致する．

自システムと等強度で他システムの信号が干渉する場合の受信信号の一例を図 4 に示す．自システムの信号が $\tau=10$chip, 干渉信号が $\tau=20$chip に受信される場合を仮定している．同図ではパルス圧縮後の電力値を，周波数差 0ppm，100ppm, 1,000ppm の 3 通りについて示している．周波数差 0ppm のときのサイドローブレベルを 0dB としている．100ppm の場合には干渉波のピークは 0ppm の場合と大きく変わらないが，レンジサイドローブレベルが大きくなっている．一方、1,000ppm の場合にはレンジサイドローブレベルの上昇と共に，干渉波のピークレベルも大きく低下している．これらの信号のうちで自

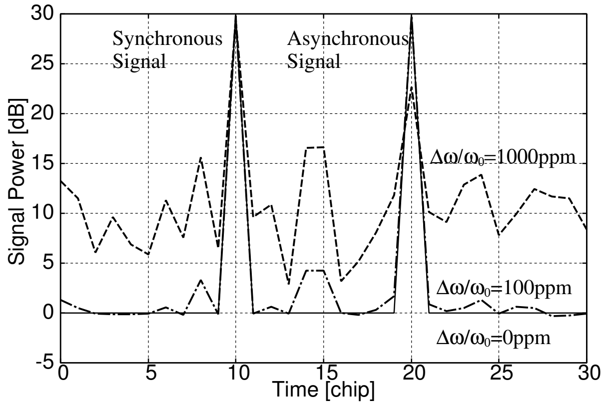

図 4　角周波数差 $\Delta\omega$ と干渉の影響

Fig. 4　The relationship between angular frequency offset $\Delta\omega$ and interference signal.

システムの信号と干渉信号は線形性により独立に議論することができるため，以下では干渉信号の影響のみに着目する．上述のアンビギュイティ関数は干渉信号のみの値の見積りに用いることができる．

ところで，式 (1) の積分区間 $[0, T]$ を N 個に等分することで，$T_\mathrm{s} = T/N$ を用いて次のとおり書き直せる．

$$r(\tau, \Delta\omega) = \sum_{n=0}^{N-1} \int_{nT_\mathrm{s}}^{(n+1)T_\mathrm{s}} c(t+\tau)c(t)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\Delta\omega t}\mathrm{d}t \tag{2}$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} r_n(\tau, \Delta\omega) \tag{3}$$

ただし，ここで部分アンビギュイティ関数 $r_n(\tau, \Delta\omega)$ を次式で定義する．

$$r_n(\tau, \Delta\omega) = \int_{nT_\mathrm{s}}^{(n+1)T_\mathrm{s}} c(t+\tau)c(t)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\Delta\omega t}\mathrm{d}t \tag{4}$$

以下，便宜上 $\Delta\omega = 0$ の場合の部分アンビギュイティ関数 $r_n(\tau, 0)$ を部分自己相関関数と呼ぶ．

図 5 に $c_3(t)$ の部分自己相関関数を示す．$T = 63, T_\mathrm{s} = 7$ および $N = 9$ とし，視認性を良くするために 9 個の関数を並べて示す．当然ながら全ての τ に対して部分自己相関関数は一致する．明らかに，これら 9 個の部分自己相関関数を全て足すと図 3 に示す自己相関関数と一致する．図 6 に $c_6(t)$ の部分自己相関関数を示す．$\tau = 0$ において各部分自己相関関数は同相になっているが，他の τ においては不規則な値となっている．$c_6(t)$ の場合でも，これら 9 個の部分自己相関関数を全て足すと図 3 に示す自己相関関数と一致する．

仮に系列 $c(t)$ が T よりも短い周期 T_s を有する場合，ある正の整数 N に対して $T = NT_\mathrm{s}$ が成り立ち，$c(t + T_\mathrm{s}) = c(t)$ となる．この場合，式 (3) を変形して次式を得る．

$$r(\tau, \Delta\omega) = \sum_{n=0}^{N-1} \mathrm{e}^{\mathrm{j}\Delta\omega nT_\mathrm{s}} \cdot \int_0^{T_\mathrm{s}} c(t+\tau+nT_\mathrm{s})c(t+nT_\mathrm{s})\mathrm{e}^{\mathrm{j}\Delta\omega t}\mathrm{d}t \tag{5}$$

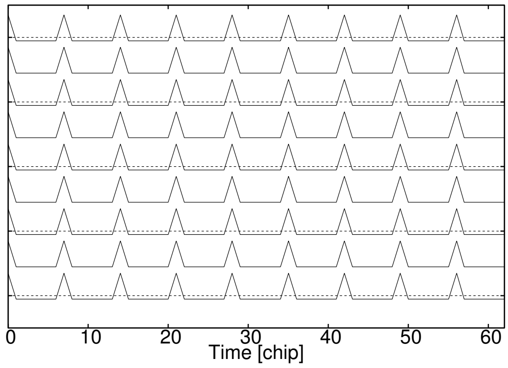

図 5　周期 7 の M 系列の部分自己相関関数

Fig. 5　Partial auto-correlation function of M-sequence with period 7.

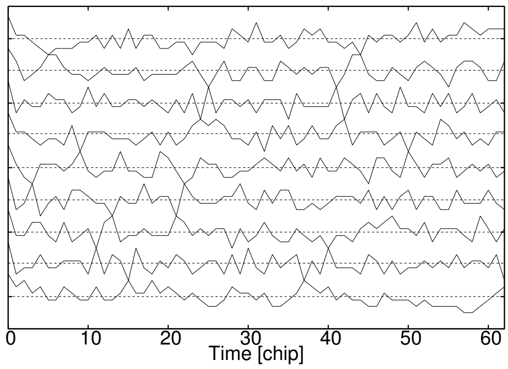

図 6　周期 63 の M 系列の部分自己相関関数

Fig. 6　Partial auto-correlation function of M-sequence with period 63.

$$= \int_0^{T_\mathrm{s}} c(t+\tau)c(t)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\Delta\omega t}\mathrm{d}t \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \mathrm{e}^{\mathrm{j}\Delta\omega nT_\mathrm{s}} \tag{6}$$

この式より，疑似ランダム系列 $c(t)$ の周期を $1/N$ にすると，式 (6) 右辺において抑圧係数

$$a_1(N, \Delta\omega) = \sum_{n=0}^{N-1} \mathrm{e}^{\mathrm{j}\Delta\omega nT/N} \tag{7}$$

による相関の抑圧が得られることがわかる．これは N 個のインコヒーレントな関数の平均化により振幅が抑圧されることと等価である．

$c_3(t)$ においては式 (6) に示すとおり抑圧係数とアンビギュイティ関数が積の形で分離できるが，$c_6(t)$ においては式 (5) に示すとおり両者が分離できず，式 (5) の積分を Δw_n と置くことによって，符号 $c_6(t)$ における抑圧係数は

$$a_2(N, \Delta\omega) = \sum_{n=0}^{N-1} w_n \mathrm{e}^{\mathrm{j}\Delta\omega nT/N} \tag{8}$$

と重みづけ平均の形に書くことができる．式 (8) は式 (7) を一般化したものであり，$\Delta w_n = 1$ の場合には両者は一致する．この重み Δw_n は先述の部分アンビギュイティ関数と一致する．図 5 および 6 にて $\Delta\omega = 0$ の場合に相当する部分自己相関関数を示したとおり，$c_6(t)$ の場合には重み Δw_n が不規則になる．

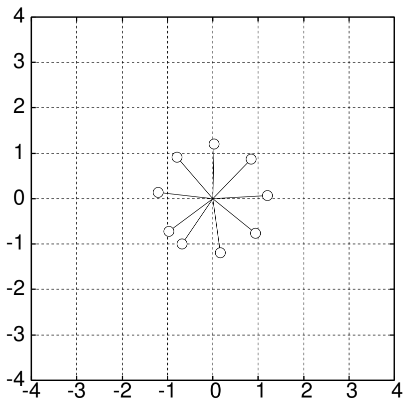

図 7　$\tau = 1$chip における周期 7 の M 系列の部分アンビギュイティ関数値

Fig. 7　Partial ambiguity function value of M-sequence with period 7 for $\tau = 1$chip.

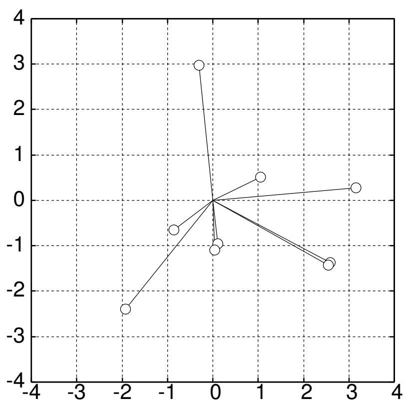

図 8　$\tau = 1$chip における周期 64 の M 系列の部分アンビギュイティ関数値

Fig. 8　Partial ambiguity function value of M-sequence with period 64 for $\tau = 1$chip.

一例として，周波数オフセット 1,600ppm の場合の部分アンビギュイティ関数を複素平面上にプロットする．図 7 および 8 にそれぞれ $\tau = 1$chip における $c_3(t)$ および $c_6(t)$ の部分アンビギュイティ関数値を示す．これらの図より，$c_3(t)$ においては点が円上を等角度間隔で回転しているのに対し，$c_6(t)$ においては重み Δw_n の変動に伴い，複素平面上を不規則に移動しているのがわかる．このことにより，$c_6(t)$ においては複素平面状の不規則な足し合わせとなるため図 4 で表されるように周波数オフセットの影響によりレンジサイドローブレベルが上昇するが，$c_3(t)$ においては複素変面の単位円上を等間隔で移動する値の足し合わせになるため，レンジサイドローブレベルが抑圧される．

5. 搬送波周波数差がある干渉信号による影響の定量的評価

前節の図 7 および 8 で示した搬送波周波数差による部分アンビギュイティ関数値の変化による影響を比較するため，自システムからの受信信号 $c(t)$ と，他システムからの一定の周波数オフセット $\Delta\omega$ が生じている受信信号 $c'(t)e^{j\Delta\omega t}$ が同時に受信される場合を想定する．パルス圧縮後の信号 $r(\tau, \Delta\omega)$ は，

$$r(\tau, \Delta\omega) = \int_0^T (c(t) + c'(t)e^{j\Delta\omega t})c(t-\tau)dt \qquad (9)$$

と表される．また，$c'(t)$ は $c(t)$ の位相シフト M 系列符号を用い，$c'(t) = c(t + (T+1)/2)$ とする．$c'(t)$ のパルス圧縮後の信号には，$(T-1)/2T$ 周期後に $c(t)$ の信号が現れる．両者を区別することはできないため最大探知距離は約 1/2 となるが，他システムからの影響はそのサイドローブのみとなる．ここで，S_0 を受信信号の最大値，S_{SL} を S_0 を除いたサイドローブ領域での最大値とし，PSL(Peak Sidelobe Level) を P とし，

$$P = \frac{S_{SL}}{S_0} \qquad (10)$$

と定義する．また，2 台の装置を用いた場合，前節まで用いた $c_3(t)$ での最大探知距離は 0.2m であるため近距離しか測定を行えず，現実的でない．そのため，本節で用いる符号系列は遠距離の測定を想定して，系列長 $2^{15} - 1 = 32,767$ 近辺で比較を行う．このとき，最大探知距離は 983.0m となり，実用上十分な性能を有する．また，比較対象として短い系列長の符号を用いるが，十分な探知距離を確保するために，最大探知距離 15.3m に対応する，系列長 511 以上を用いる．比較にあたって，系列長 32,767 と系列長 511 を比較した場合，$511 \times 64 = 32,704$ となり，符号長は完全には一致しない．しかし，式 (10) において正規化しているため，PSL で公平に比較を行うことができる．図 (9) のように，系列長 511 による符号を $c_9(t)$，系列長 1,023 による符号を $c_{10}(t)$，とし，系列長 32,767 による符号 $c_{15}(t)$ までを生成する．

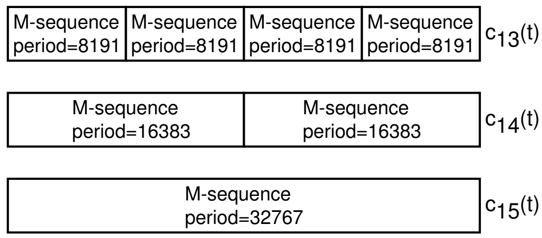

図 9　遠距離での測定を考慮した場合での使用する符号 ($c_{13}(t) \sim c_{15}(t)$)

Fig. 9　Using codes to measure long range ($c_{13}(t) \sim c_{15}(t)$)

式 (9) で表される 2 つのシステムの受信信号の搬送波周波数差による PSL の変化は，$c_9(t)$，$c_{12}(t)$，$c_{15}(t)$ を例にとると，図 10 に示される通りである．他の符号と比較して $c_{15}(t)$ の PSL が最も低いのは搬送波周波数差 0.1ppm 以下であり，それ以上の搬送波周波数差がある場合には短い符号を繰り返した方が低い PSL を持つことがわかる．搬送波周波数差 2ppm 以上の $c_{15}(t)$ の PSL は約-40dB であるのに対し，$c_9(t)$ の PSL は-50dB 以下であり，両者ともに最大値となる点で比較した場合には 12dB の差がある．また，$c_{12}(t)$ では，搬送波周波数差 23.1ppm 毎に繰り返す 16 個の符号の位相がすべて揃うため，PSL は上昇している．これは他の符号でも生じ，それぞれ異なるタイミングで一時的に PSL が上昇する．これらの性質により，搬送波周波数差の変化に対して最適な符号が存在すると考えられる．図 11 は，$c_9(t) \sim c_{15}(t)$ を比較して PSL が最小と

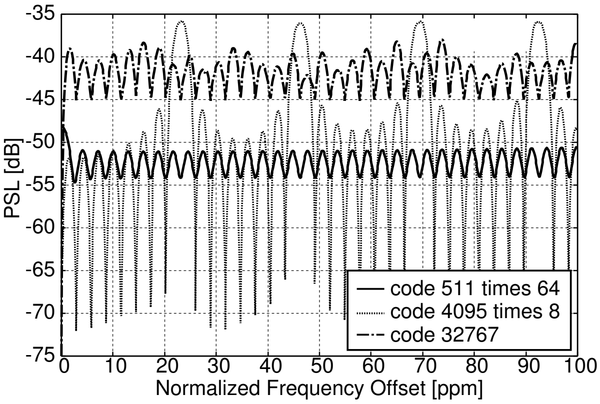

図 10　搬送波周波数差に対する PSL の変化 ($c_9(t)$, $c_{12}(t)$, $c_{15}(t)$)
Fig. 10　The relationship between carrier frequency offset and PSL($c_9(t)$, $c_{12}(t)$ and $c_{15}(t)$).

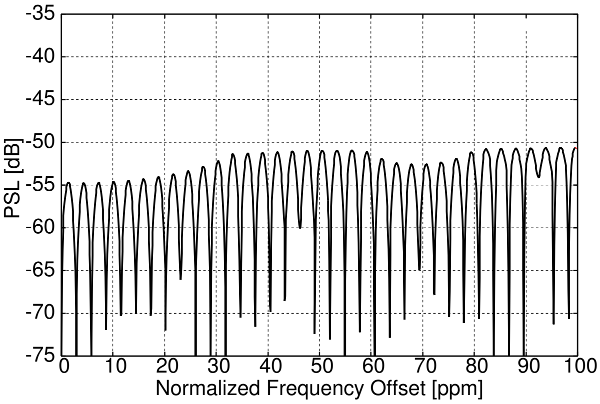

図 11　搬送波周波数差に対する最小の PSL の変化
Fig. 11　The relationship between carrier frequency offset and the minimal PSL.

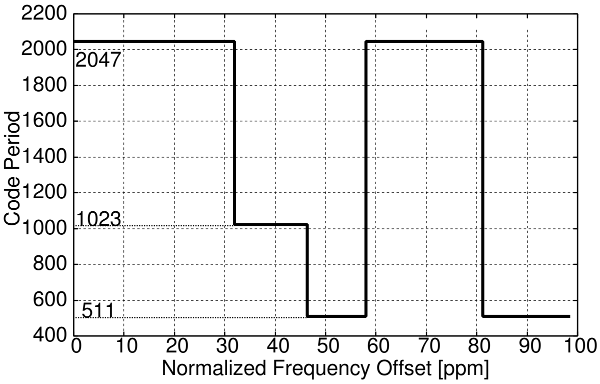

図 12　搬送波周波数のゆらぎを想定した場合の PSL が最小となる時の符号長
Fig. 12　Optimized code periods that gives the minimum PSL.

なる符号を選択した図である．最適な符号を選択することにより，PSL が安定に抑圧されていることがわかる．

典型的な水晶発振回路を用いる場合，両システムの搬送波周波数が数 ppm 程度のゆらぎを考慮せねばならない．また，搬送波周波数を完全に安定させせることは難しい．そのため，図 11 で一定の周期毎に見られるような PSL の急激な抑圧は期待できない．この周期的な PSL の落ち込みは，搬送波周波数差による位相回転が 1 つの符号長で 1 周する毎に起こる．そのため，符号長を L，チップ幅を Δt，搬送波周波数差を $\Delta\omega$，自然数を n とすると，

$$L \times \Delta t \times \Delta\omega / 2\pi = n \quad (11)$$

が成り立つ必要があり，第二節のパラメータを用いると $\Delta\omega/\omega_0 = 2.89n$ ppm となる．そこで，2.89ppm の周波数オフセット幅における最大値をとることで，その間のゆらぎが生じる環境下での PSL の最大値とその時の選択される符号長を求める．図 12 にそのとき選択された符号を示す．これにより，搬送波周波数に差のある 2 台のスペクトル拡散レーダで測定を行った場合，$c_{15}(t)$ を用いるよりも，搬送波周波数差に応じて $c_9(t)$，$c_{10}(t)$，$c_{11}(t)$ を用いた方が PSL が抑圧されることがわかる．

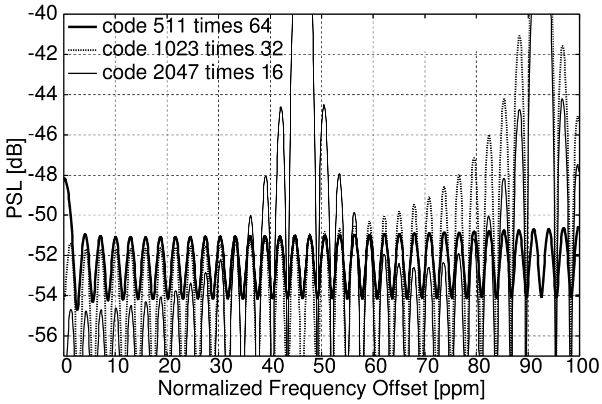

図 13　搬送波周波数差に対する PSL の変化 ($c_9(t)$, $c_{10}(t)$, $c_{11}(t)$)
Fig. 13　The relationship between carrier frequency offset and PSL.($c_9(t)$, $c_{10}(t)$, $c_{11}(t)$)

ここで，図 12 で搬送波周波数差に応じてそれぞれの符号長が選択された理由を考察するため，$c_9(t)$，$c_{10}(t)$，$c_{11}(t)$ それぞれの搬送波周波数差による PSL の変化を図 13 に示す．三者を比較すると，搬送波周波数差の小さい点では，符号圧縮の利得と位相の異なる複数の符号を加算することの利得により，$c_{11}(t)$ の特性が最もよい．しかし，搬送波周波数差が大きくなるにつれてエイリアシングの影響が大きくなり，エイリアシングの影響の小さい短い符号の特性の方が優位となる．このエイリアシングの影響のために，$c_{12}(t)$ 以上の符号ではあまり PSL が抑圧されないと考えられる．同様に $c_9(t)$，$c_{10}(t)$ を比較した場合でも，搬送波周波数差の小さい点では $c_{10}(t)$ の特性がよく，搬送波周波数差が大きくなるにつれてエイリアシングの影響の小さい $c_9(t)$ が優位になる．これらの理由により，搬送波周波数差に応じて $c_9(t)$，$c_{10}(t)$，$c_{11}(t)$ の三者が最適な符号として選択される．

6. ま と め

本論文では複数のスペクトル拡散レーダを用いた測定における，搬送波周波数オフセット環境下での疑似ランダム系列の相互相関について数値計算により検討した．通常，スペクトル拡散方式は長い符号系列を用いるほど高い圧縮利得が得られ，高

S/N で測定が可能である．しかし，複数の符号間干渉の影響は搬送周波数差によるアンビギュイティ関数を考慮する必要がある．そのため，長い符号系列を用いるよりも，最大探知距離を犠牲にして短い符号系列を繰り返した符号を 1 つの符号系列として用いた方が，サイドローブレベルが抑圧され高 S/N で測定が可能な場合がある事を示した．

また，本稿では一定のオフセットを仮定して検討を行ったが，実際にはオフセット量は変動する．例えば，搬送波周波数に時間変動の小さなジッターが生じた場合，PSL はその周期や大きさに応じて上昇する．そのため，このシステムの周波数オフセットの確率密度を推定し，それに基づいて PSL 値の期待値を最小化することにより適切な符号周期を決定することが必要となる．この具体的な手順に関しては，将来の重要な検討課題である．

文　献

[1] T. Sakamoto and T. Sato, "A Target Shape Estimation Algorithm for Pulse Radar Systems Based on Boundary Scattering Transform," IEICE Trans. on Commun. vol. E87-B, no. 5, pp. 1357-1365, 2004.

[2] T. Sakamoto, and T. Sato, "Multiple Transmission for High-Speed UWB Radar Imaging with an Antenna Array," IEEE AP-S International Symposium 2007, 10-15 2007.

[3] 岩本 雅史，桐本 哲郎，"レーダ画像の時間変化を用いた目標の三次元形状の推定," 電子情報通信学会技術研究報告. PRMU, パターン認識・メディア理解, Vol. 99, No. 709, pp. 25-30, 2000

[4] R. Pickholtz, D. Schilling and L. B. Milstein, "Theory of spread-spectrum communications - A Turotial," a tutorial', IEEE Trans. Commum., COM-30, (5), pp. 855-884, 1982.

[5] A. Duel-Hallen, J. Holtzman, and Z. Zvonar, "Multiuser detection for CDMA systems," IEEE Pers. Commun.,vol. 2, pp. 46-58, 1995.

[6] 松谷 英之, 中川 正雄, "周波数分散符号化を用いたマルチキャリア DS-CDMA," 映像情報メディア学会技術報告，Vol. 22, pp. 49-54, 1998.

[7] M. Dawood, R. M. Narayanan, "Generalised wideband ambiguity function of a coherent ultrawideband random noise radar," IEE Proc.-Radar Sonar Navig., Vol. 150, No. 5, October 2003.

[8] T. B. Hale, M. A. Temple and B. L. Crossley, "Ambiguity Analysis for Pulse Compression Radar Using Gold Code Sequences," Radar Conference, Proceedings of the 2001 IEEE, pp. 111-116, 2001.

[9] 和田 忠浩, 山里 敬也, 片山 正昭, 小川 明, "搬送波周波数偏差を伴う M-ary/SS 信号の受信に関する一検討," 電子情報通信学会技術研究報告. SST, スペクトル拡散, Vol.94, pp. 51-56, 1994.

[10] 丸林 元, 河野 隆二, 中川 正雄, "スペクトル拡散通信とその応用,"電子情報通信学会，1998.