

FMCWレーダのCDMA化による 電波干渉軽減シミュレーション

今村 彰隆[†], 森中 力^{††}

Simulation of FMCW Radar with CDMA to Reduce Radio Interference

IMAMURA Akitaka[†], MORINAKA Riki^{††}

Abstract

The number of vehicles equipped with radar as an advanced driver assistance system is increasing. In addition, some vehicles are equipped with many radar systems. As the demand for radar systems increases, radio interference between the radar systems of one vehicle and those of other vehicles has become a problem. On the other hand, three main multiple access systems (FDMA, TDMA, and CDMA) have been used in mobile communications, and CDMA is currently being used. The authors have focused their research on the chirp method, which is rarely employed in spread-spectrum communication systems. The general chirp method has problems in multiplexing and multiple connectivity, and we have proposed a solution using CDMA. Considering that FMCW is widely used in recent automotive radars, we will study the use of CDMA technology for countermeasures against radio interference in FMCW radar waves.

キーワード：FMCW, レーダ, チャープ, CDMA

Key Words : FMCW, Radar, Chirp, CDMA

[†] 大阪産業大学 工学部 電気電子情報工学科 准教授

^{††} 大阪産業大学大学院 博士前期課程修了

草稿提出日 11月17日

最終原稿提出日 11月17日

1. まえがき

近年、自動運転や高度運転支援システムのためにレーダを搭載する自動車が増えている⁽¹⁾。また複数のレーダシステムが1台の車両に搭載される例も有るため、レーダの需要は増加の一途を辿っており、レーダシステム間で電波干渉が生じ問題となっている⁽²⁾。一方、移動通信では他局との分離には3種の多元接続方式(FDMA; Frequency Division Multiple Access, TDMA; Time ~, CDMA; Code ~)が用いられ、現在はCDMAが主流となっている⁽³⁾。筆者らはスペクトル拡散(SS; Spread Spectrum)通信方式を研究する中で当時は採用例の少なかったチャープ方式⁽⁴⁾に着目し、パルス圧縮レーダ技術⁽⁵⁾を移動通信に適用する研究を行ってきた。チャープ方式は多重化や多元接続性に課題があったが、先行研究で直交変調やマルチキャリア化、CDMA化などによる解決策を提案している。この成果は移動通信で注目されることはなかったが、昨今の自動車用レーダにチャープ波が周波数変調連続波(FMCW; Frequency Modulated Continuous Wave)と呼ばれ多用されている状況を鑑みて、本論文ではFMCWレーダ波間の電波干渉対策としてCDMA化とパルス圧縮を同時に行う方式を提案し、その効果を検討する。

2. 既存のFMCWレーダおよび干渉除去

〈2・1〉 既存のFMCWレーダおよび提案方式との比較

一般的な自動車用FMCWレーダは受信時にパルス圧縮を行わず、送信波と受信波をミキサによる乗算でビート信号を生成し、このビート周波数を利用することで距離と速度が容易に計測できる⁽¹⁾。この信号処理には2次元の高速フーリエ変換(FFT; Fast Fourier Transform)が用いられ、周波数軸上で処理利得および他車レーダ波からの耐干渉特性が得られる⁽⁶⁾。

本論文ではFMCWレーダにパルス圧縮方式を用いるため時間軸上で処理利得が得られ、圧縮されたパルスのピーク遅延時刻の計測で距離と速度検出が可能である。また干渉除去に用いている直接拡散(DS; Direct Sequence) SSは、一般に受信側の逆拡散において複雑な符号同期回路や同期追跡回路を必要とするが、本方式ではパルス圧縮と同時に拡散符号の逆拡散も行いうため、これらの回路が不要となる。さらにチャープ波と符号系列の乗算により、レーダ波のような非同期信号であっても相互相関特性が良好となる⁽⁷⁾。

〈2・2〉 既存の干渉除去方式

FMCWレーダの電波干渉対策として既に発表されている方式について述べる。一般に電波の干渉を防ぐためには、利用されている帯域をキャリアセンスし、他のレーダ波と重ならない様に周波数ダイバーシティを行う。他のダイバーシティ手段としては、時間、空間の領域で送信出力が重ならないように、協調動作を制御する。

〈2・2・1〉 狭帯域干渉の除去

(a) CSMA方式⁽⁸⁾

CSMA (Carrier Sense Multiple Access) 方式は検出した他レーダ波と時間帯または周波数帯が重ならない空チャンネルを利用する。そのため周波数利用効率が低く、空チャンネルがない場合は低干渉チャンネルを利用することになる。

(b) FHRC-FMCW 方式⁽⁹⁾

FHRC (Frequency Hopping Random Chirp)-FMCW 方式は狭帯域干渉を抑圧するために、掃引時間や掃引帯域幅、中心周波数をチャープ毎にランダムに変化させるので広帯域干渉を誘発する恐れがある。

(c) MIMOレーダ方式⁽⁸⁾

MIMO (MultitInput Multi-Output) 技術は情報通信で注目されており、送受信に複数のアンテナを用いる。レーダにも応用され、MIMOレーダとして電波干渉を軽減する方法が提案されている。MIMOレーダの特徴を生かした手段としては空間ダイバーシティで、具体的にはアダプティブアレーアンテナによる指向性やヌル点設定で他レーダ波からの電波干渉を軽減する。

〈2・2・2〉 広帯域干渉の除去

(a) WENアルゴリズム⁽⁹⁾

WEN (Weighted Envelope Normalization) はチャープ率が異なるレーダでは、包絡線検出を行うためのパラメータ設定が課題となる。

(b) 繰り返しレーダ間干渉抑圧法⁽⁹⁾：

干渉検出閾値を設定してパルス状の干渉信号位置を検出し、窓関数で抑圧して雑音レベルの上昇によるSNR低下を改善する方式であり、干渉検出のための閾値設定を反復して行う繰り返しレーダ間干渉抑圧法である。干渉レーダの受信レベルとチャープ率に応じた時間窓長の設定に課題がある。

(c) MIMOレーダ方式⁽⁸⁾

MIMOは広帯域干渉に対しても有効であり、CDMA-FMCWとの組合せで更なる改善が望める。

3. FMCWレーダのDS-CDMA化とパルス圧縮

FMCWレーダには周期チャープ波が用いられるが、受信時にパルス圧縮を行わないため時間軸上の処理利得は得られないが、パルス圧縮レーダは時間軸上で処理利得を得られる。また一般的にDS-SSは電力スペクトル密度の点で周波数帯域を有効利用しているとはいえないが、多元接続性については効果が高い⁽⁴⁾。一方、チャープ式SSは電力スペクトル密度において周

波数利用効率が高いが多重化や多元接続性を持たない。この章では最初にチャープ波の多重化と多元接続化について先行研究を解説し、次に本研究で採用したFMCWレーダのDS-CDMA（以降CDMAと略記）化とパルス圧縮の関係について述べ、干渉除去とパルス圧縮を同時に行う方式を提案し、その原理を述べる。

〈3・1〉チャープ波の多重・多元接続方式

信号の多重化は直交関係にある信号を個別に変調して加算することで可能となる。具体的には直交位相変調（QPSK; Quadrature Phase-Shift Keying）や直交周波数分割多重（OFDM; Orthogonal Frequency Division Multiplexing）がある。チャープ波をパルス圧縮して復調する際もこの直交関係は成立し、筆者らの通信分野における先行研究においてQPSK⁽¹⁰⁾、OFDM⁽¹¹⁾を検討している。なおOFDMについては直列方式（時間分割）と並列方式（周波数分割）を定義している⁽¹⁰⁾。またアップチャープ波とダウンチャープ波を直交変調に用いる方式もあるが、交差する中心周波数付近で相関が発生するため準直交である。さらにユーザ毎に異なる対数掃引率を割当てたチャープ波を利用する方式も提案されている。また多重・多元接続にはFDMA、TDMAやCDMAが用いられ、CDMAではDS方式の他に周波数ホッピング（FH; Frequency Hopping）方式も用いられるが、通常のFH-CDMAと同様にヒット確率による衝突が発生する。一般にOFDM復調は、FFTやフラクショナルフーリエ変換方式を用いるが、パルス圧縮信号によるTDM方式⁽⁷⁾もある。本論文では通信分野の先行研究⁽¹²⁻¹⁵⁾を基にFMCWレーダのCDMA化とパルス圧縮を併せて行うCDMA-FMCW方式を提案し、干渉除去の原理について述べる。同類の研究として文献⁽¹⁶⁻¹⁹⁾がある。文献⁽¹⁶⁻¹⁷⁾は本システムと似ているがシミュレーションが主で、拡散符号の相関特性については述べていない。文献⁽¹⁸⁾はMIMO FMCWレーダのCDMA化についてであり、MIMOの議論が主である。文献⁽¹⁹⁾は拡散符号の系列長と干渉除去について述べている。

〈3・2〉CDMA-FMCWの動作原理

等価低域系において、一般的なFMCW $c(t)$ を、複素チャープ信号で表すと

$$c(t) = \exp \left[j2\pi \left(f_c t + \frac{k}{2} t^2 \right) \right] \quad \left(-\frac{T}{2} \leq t < \frac{T}{2} \right) \quad (1)$$

となる。 f_c はチャープ波の中心周波数、 k は周波数掃引率で $k = \Delta f / T$ の関係にあり、 Δf は周波数掃引幅、 T は掃引周期とする。本研究ではビート周波数を用いないが、受信側ではパルス圧縮を行うために伝達関数 $H(f)$ を

$$H(f) = \exp \left[j\pi \frac{(f - f_c)^2}{k} \right] \quad (2)$$

とする圧縮フィルタを用意する。 $H(f)$ をフーリエ逆変換したインパルス応答 $h(t)$ は

$$h(t) = \sqrt{k} \exp \left[j2\pi \left(f_c t - \frac{1}{2} k t^2 \right) + j \frac{\pi}{4} \right] \left(-\frac{T}{2} \leq t < \frac{T}{2} \right) \quad (3)$$

でありこれを用いて、圧縮フィルタ出力 $g(t)$ は式(1)と式(3)の畳み込み積分によって

$$\begin{aligned} g(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} h(t-\tau) c(\tau) d\tau \\ &= \sqrt{D} \operatorname{sinc}(\pi \Delta f t) \exp \left[j2\pi \left(f_c t - \frac{1}{2} k t^2 \right) + j \frac{\pi}{4} \right] \quad (-T \leq t < T) \end{aligned} \quad (4)$$

で得られる。ただしこの式(4)は $t=0$ 付近の近似式である。 $D=\Delta f T$ はパルス圧縮率であり、 $\operatorname{sinc}(x)=\frac{\sin(x)}{x}$ はsinc関数と呼ばれる。 $\operatorname{sinc}(0)$ はゼロ割のため計算できないが、ロピタルの定理により $\operatorname{sinc}(0)=1$ で定義される。

送信側ではチャープ信号とDS-CDMA化に用いる拡散符号 $p(t)$ をいずれも周期 T として用意し、これらの信号を同期して乗算すると

$$c_1(t) = \cos \left[j2\pi \left(f_c t + \frac{k}{2} t^2 \right) \right] p(t) \left(-\frac{T}{2} \leq t < \frac{T}{2} \right) \quad (5)$$

で表され、本方式のCDMA化されたFMCWが得られる。この送信側の各波形をFig. 1に示す。

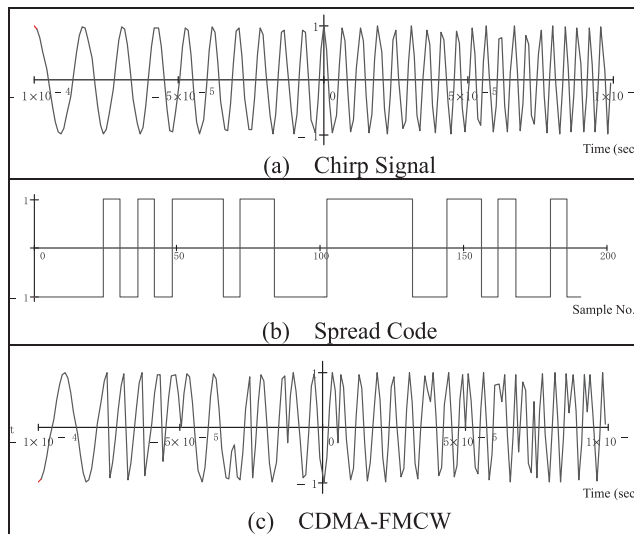


Fig. 1. Combining FMCW and CDMA.

受信側ではチャープ信号のパルス圧縮処理のために伝達関数 $H(f)$ 、CDMA逆拡散のために時間反転した $p(-t)$ をフーリエ変換で $P(-f)$ とし、両者の畳み込み積分

$$H_1(f) = \int_{-\infty}^{\infty} H(\lambda) P(-f-\lambda) d\lambda \quad (6)$$

を圧縮フィルタの伝達関数として用いる。この圧縮フィルタの応答信号は、式（６）をフーリエ逆変換した実数インパルス応答

$$h_1(t) = \sqrt{k} \cos \left[2\pi \left(f_c t - \frac{1}{2} k t^2 \right) \right] P(-t) \quad (7)$$

と式（５）で示した $c_1(t)$ との畳み込み積分

$$\begin{aligned} g_1(t) &= \int_{-T/2}^{T/2} h_1(t-\tau) c_1(\tau) d\tau \\ &= \frac{\sqrt{D}}{2} \text{sinc}(\pi \Delta f t) \cos \left[2\pi \left(f_c t - \frac{1}{2} k t^2 \right) \right] r(-t) \quad (-T \leq t \leq T) \end{aligned} \quad (8)$$

で求まる。

つぎに式（８）から包絡線成分を抽出する。同期検波と同様に、FMCWの中心周波数 f_c と等しい余弦波

$$c_0(t) = \cos(2\pi f_c t) \quad (9)$$

を乗算し、低域通過フィルタを通すことで包絡線成分

$$g_2(t) = \frac{\sqrt{D}}{2} \text{sinc}(\pi \Delta f t) r(-t) \quad (10)$$

が得られる。この復調信号から相関ピークを検出し、遅延時間 τ を計算することで距離の計測結果が得られる。これら受信信号の処理過程をFig. 2に示す。ただし $r(t)$ は拡散符号 $p(t)$ の自己相関関数である。なお式（８）も中心付近の近似式である。ただし τ にはドップラ周波数 f_d によって発生する時間シフト τ_d を含むため、3・6節にて計測される τ_d により τ を補正する。

また式（10）は中心に鋭いピークを持つが、このピークのパルス幅は振幅がゼロになる点で表される。 $\text{sinc}(\pi \Delta f t)$ がゼロになるのは $\Delta f t = 1$ の時なので、その時刻は

$$t = \pm 1 / \Delta f \quad (11)$$

となる。

自己相関関数の中心付近は三角波

$$r(t) = \begin{cases} 1+W & (t < 0) \\ 1-W & (t \geq 0) \end{cases} \quad (12)$$

で近似ができる。ただし $W = BN$ でCDMAによる片側帯域幅を表し、 $B = 1/T$ がシンボル帯域幅、 N は拡散符号の周期長（符号拡散率）である。したがって式（12）が同様にゼロになるのは、 $1+W=0$ および $1-W=0$ となる時なので、その時刻は

$$t = \pm 1 / W \quad (13)$$

になる。式 (10) は $\text{sinc}(\pi\Delta ft)$ と式 (12) の積であるため、メインローブ幅は式 (11) または式 (13) のうち幅の狭い方で表されることになる。したがってピークパルスのメインローブ幅は

$$T_m = \begin{cases} 2/W & (W > \Delta f) \\ 2/\Delta f & (W \leq \Delta f) \end{cases} \quad (14)$$

になる。

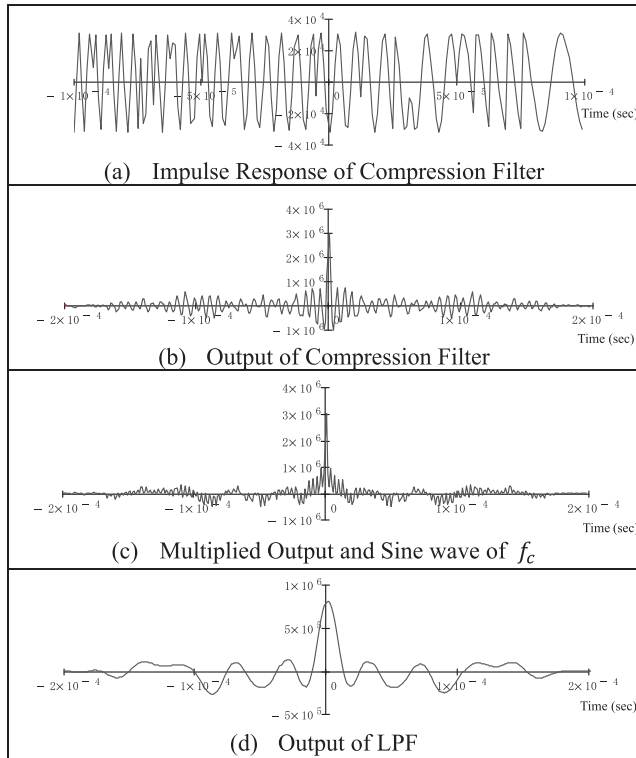


Fig. 2. Process of Received CDMA-FMCW.

〈3・3〉占有帯域幅とチャープ率

CDMA化されたFMCWの周波数占有帯域幅は、DS-CDMAによる帯域幅とチャープ搬送波の掃引周波数から求めることができる。拡散符号の帯域は $B = 1/T_c$ であり、これに符号拡散率 N を乗じるとCDMAの両側帯域幅

$$W_D = 2BN \quad (15)$$

が得られる。式 (15) にチャープ搬送波の掃引周波数 Δf を加えるとCDMA化されたFMCWの両側帯域幅は

$$W_C = W_D + \Delta f \quad (16)$$

で得られる。

CDMA信号のメインローブ帯域幅を $W_D = \frac{2}{T_C}$ 、CDMA-FMCW信号全体の帯域幅 B として、式 (17) で与えられる帯域幅の比率をチャープ率

$$\frac{\Delta f}{B} = \frac{\Delta f}{W_D + \Delta f} \quad (17)$$

と定義し、帯域イメージをFig. 3に示す。

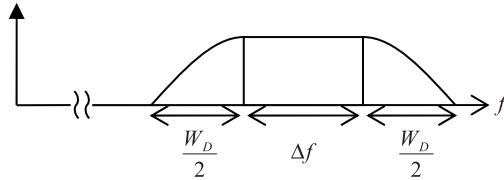


Fig. 3. Band Width of CDMA-FMCW.

また相関パルスの幅は $2T_C$ となる。

そこで W_D と等しい Δf のチャープ信号の相関パルスを考えると、式 (18) のようになり、

$$\text{sinc}(\pi \Delta f t) = \text{sinc}(\pi W_D t) = \text{sinc}\left(\pi \frac{2}{T_C} t\right) \quad (18)$$

そのパルス幅 T_C は式 (19) となる。

$$\frac{2}{\Delta f} = \frac{2}{W_D} = T_C \quad (19)$$

よって、ある帯域幅 B_0 を用いるCDMAの相関パルスの幅は $\frac{4}{B_0}$ 、チャープ信号の相関パルスの幅は $\frac{2}{B_0}$ になる。このときのチャープ率は $1/2$ である。また、チャープ率が

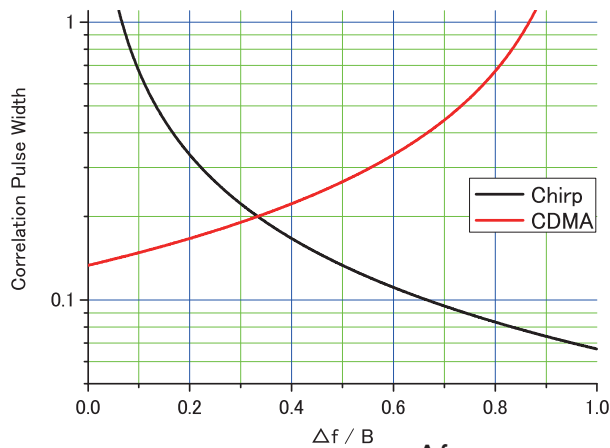


Fig. 4. Correlation Pulse Width vs $\frac{\Delta f}{B}$. (normalized)

$$\frac{\Delta f}{W_D + \Delta f} = \frac{1}{2+1} \quad (20)$$

のとき、CDMAとチャープ信号の相関パルスの幅が等しくなる。Fig. 4に2方式の相関パルスの幅とチャープ率の関係を示す。

〈3・4〉多元接続数

本方式における許容帯域内で同時に運用できるレーダ数を多元接続数 N_u とする。各レーダ波の受信強度が等しいと仮定すると、 N_u は文献⁽⁵⁾と同様に計算でき、処理利得にパルス圧縮による電力利得 $D/4$ を用いることで

$$N_u - 1 = \frac{D/4}{E_b/N_0} \approx \frac{D/4}{SNR} \quad (21)$$

を得る。ただし E_d/N_0 は、ディジタル通信において所望の誤り率を得るために必要な1ビット当たりのエネルギー E_b と雑音の電力スペクトル密度 N_0 の比であるが、レーダ波へ適用するために距離検出に必要な SNR とする。他局の拡散符号との相互相関が悪い場合、この多元接続数の達成は困難になる。

〈3・5〉システム構成

本システムの基本構成をFig. 5に示す。上側は送信側のチャープ信号発信器であり、チャープ信号の等価低域系データをROM化しておく。PNコードも同様にROM化しておき、チャープ波データと乗算後にDA変換することで生成される。下側は受信側の信号処理であり、圧縮フィルタは有限インパルス応答（FIR; Finite Impulse Response）フィルタで実現される。そのインパルス応答データはチャープ信号およびPNコードのROMデータを逆順に読み出して乗算することで共用できる。

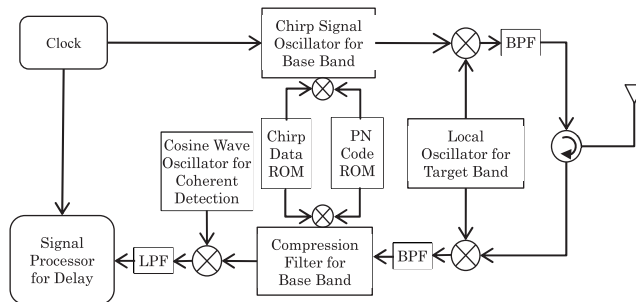


Fig. 5. Radar System by Combining FMCW and CDMA.

〈3・6〉 ドップラ周波数の補正と速度

受信信号がドップラ効果による周波数シフト f_d を生じる時、パルス圧縮信号のピーク時刻 t_p はチャープ周期 T に時間シフト τ_d が生じて

$$t_p = T + \tau_d \quad (22)$$

となる。ただし $f_d=0$ の時は $\tau_d=0$ になる。本方式では目標で反射した電波の伝搬遅延を τ_d で補正しなければ、検出距離に誤差を生じる。 τ_d は受信波からチャープ1周期分を切り出して、そのパルス圧縮信号から t_p をピーク検出すれば、式(22)から求まる。また f_d は式(23)で求まる。

$$f_d = \frac{\Delta f}{T} \tau_d \quad (23)$$

目標の速度 v_d は式(24)で求まる。

$$v_d = -\lambda \frac{f_d}{2} \quad (24)$$

ただし λ は等価低域系における f_c の波長である。ドップラ効果によって生じる圧縮パルスの時間シフトの概念をFig. 6に示す。目標の速度が大きい場合は、 T を短周期にしないと検出距離の誤差が大きくなる。

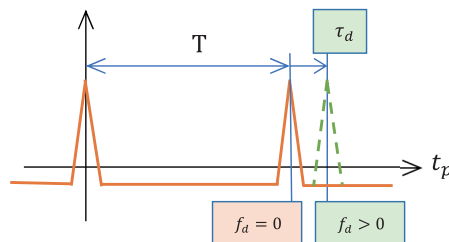


Fig. 6. Time shift of compression pulses caused by Doppler effect.

4. CDMA-FMCWの相関特性

CDMAは拡散符号の自己相関特性および相互相関特性が重要であり本システムでも同様である。一般に拡散符号は擬似雑音(PN; Pseudo Noise)を用い、代表例としてM系列やGold系列が用いられる。移動通信用では他局との相互相関ピークが存在しても自己相関ピークと直交関係にあれば利用可能である。しかしレーダ用では他局の相互相関ピークが生ずる場合、虚像となるため利用できない。本方式の特徴は、直交M系列のようなビットシフトによって作成されるPN系列であっても、チャープ信号と乗算されることによって相互相関特性が改善され、相関ピークを生じない点にある。

〈4・1〉PN系列

一般に拡散符号に用いられるPN系列は、最大符号長系列（M系列）およびその合成系列であるGold系列が利用される例が多い。本システムでも直交M系列とGold系列の採用を検討する。

（1）直交M系列

直交M系列はM系列の後尾に+1と-1が同数となるよう1ビット追加して系列長を2のべき乗とし、任意ビットのローテートシフトを行って生成する。したがって直交したM系列が系列長の種類だけ得られる。

（2）Gold系列

M系列は擬似雑音として良好な特性を有するが、種類が少ないという欠点がある。その解決策として、プリファードペアと呼ばれる2つのM系列の出力をExORに入力しGold系列が生成される。擬似雑音特性はM系列よりも悪くなるが、種類が増えるため多く利用されている。

〈4・2〉CDMA-FMCWの自己相関特性シミュレーション

基本となる直交M系列（タップ（2, 4）のM系列を系列長32に拡張）、その自己相関特性と復調波形のシミュレーションをFig. 7に示す。

〈4・3〉CDMA-FMCWの相互相関特性シミュレーション

基本の直交M系列を2ビットシフトした系列とし、基本（自局）と2ビットシフト（他局）の直交M系列の相互相関関数と他局レーダ波のみが発信されている状況における復調波形のシミュレーションをFig. 8に示す。

ちなみに自局レーダ波と他局レーダ波の2波が同時に発信されている場合でも、自局における復調波形はFig. 7(c) と等しい。直交M系列が有効に機能していることが確認された。一般にビットシフトによる直交M系列はレーダのような非同期システムでは利用できないが、チャープ波が乗算された事で相互相関特性が良好に変化し、パルス圧縮とDS逆拡散の同時処理によって利用可能となる。さらに1つの直交M系列から系列長の数だけ直交系列が得られる事も分かり、他方式では得られない大きなメリットである。このような相互相関特性は、下り通信回線のような同期システムで利用可となる事が知られており、上り通信回線やレーダシステムのような非同期システムでは利用できない。しかしながらビットシフトした直交M系列とチャープ波の乗算により、非同期であっても良好な相互相関特性が得られることは、本研究の過程で得られた新たな成果である。

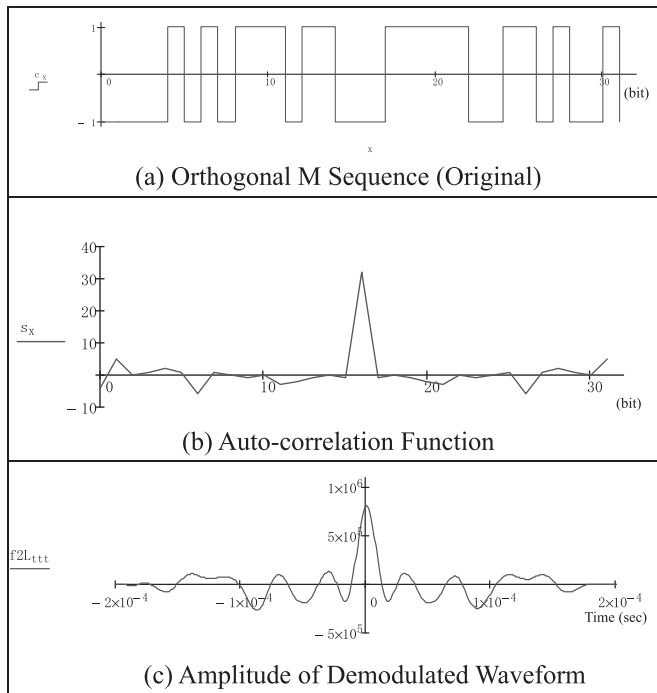


Fig. 7. Auto-correlation of M Sequence and Demodulation of CDMA-FMCW.

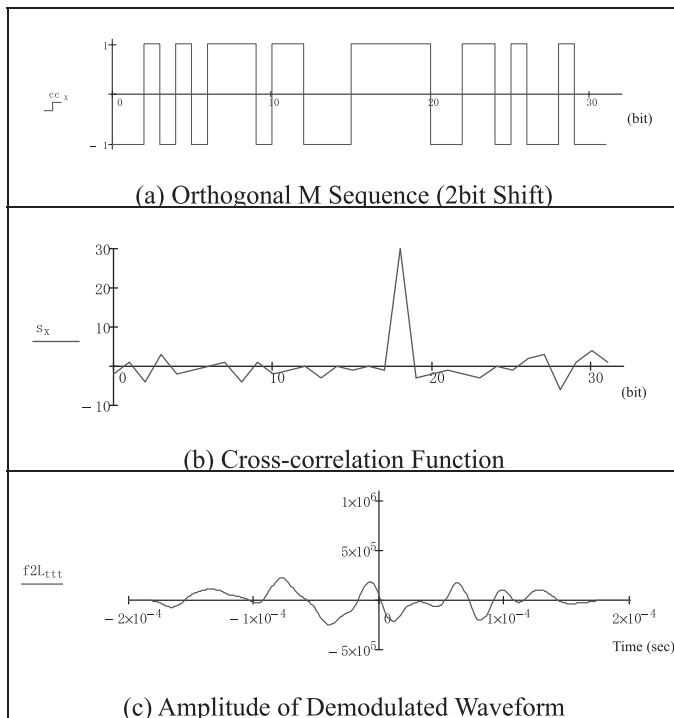


Fig. 8. Cross-correlation of M Sequence and Demodulation of CDMA-FMCW (only 2bit shift).

〈4・4〉 干渉信号抑圧の原理

本方式では、他局レーダからの干渉信号を受信した場合でも鋭いパルスが現れない。これが干渉信号の抑圧効果であり、その原理を式（8）の相関パルスを用いて示す。

3・3節では、sinc関数とPN符号系列の相関関数の積によって、パルス幅が決まることを述べた。これは、自局レーダ波（希望信号）を受信した場合であり、2つのパルスのピークが同時に現われるため、その積によってより鋭いパルスとなる。

他局レーダ波（干渉信号）を受信した場合は、圧縮フィルタの出力はsinc関数とPN符号系列の相関関数の積となるが、このとき系列の相関関数は、中心からずれた位置にピークが現れる。よって、2つのパルスのピークが異なる時刻に現れ、弱め合う。これが本方式における干渉信号抑圧の仕組みである。

Fig. 9にPN符号系列の相関関数を、Fig. 10とFig. 11に、sinc関数とPN符号系列の相関関数の積を2種類のチャープ率で示す。この例ではPN系列を周期7 bitのM系列とし、位相差0（自局）、1, 2（他局）としている。このときの相関パルスは、Fig. 9のM系列の相関関数と同様に、位相がずれた位置にピークが現れる。ただし横軸のTimeは、系列1周期の長さで正規化した時刻である。

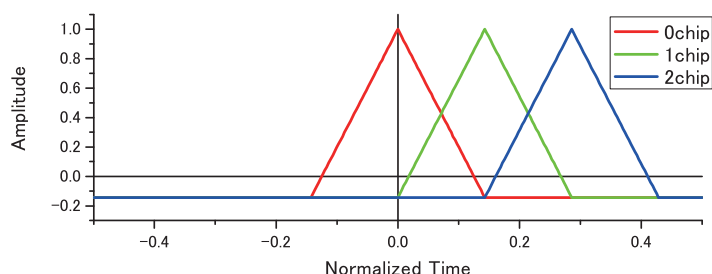


Fig. 9. Cross-correlation of PN Sequence.

Fig. 10およびFig. 11のように、希望信号のPNパルスはsincパルスと同時に現れるため、鋭いパルスとなる。またチャープ率が大きいほど、より鋭いパルスが出力される。

一方、干渉信号のPNパルスは、sinc関数のサイドローブによって抑えられる。チャープ率が大きいほどより小さく抑えられている。この抑圧の程度は、チップ位相差によっても異なり、位相差が大きいほどより小さく抑えられる。

よって本方式では、位相が異なる1つのPN符号系列を利用者に割り当てる直交M系列で、非同期CDMAによる多重利用が可能である。

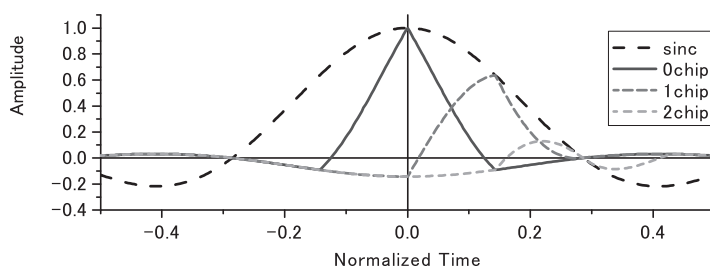


Fig. 10. Multiplication Sinc Function and Cross-correlation

$$\left(\frac{\Delta f}{B} = \frac{1}{5}\right).$$

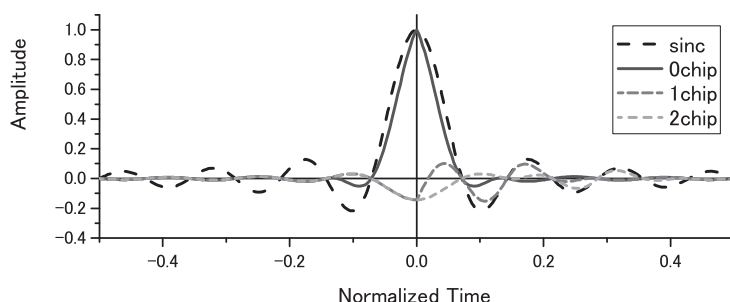


Fig. 11. Multiplication Sinc Function and Cross-correlation

$$\left(\frac{\Delta f}{B} = \frac{1}{2}\right).$$

〈4・5〉 相関関数による評価シミュレーション

(1) 自己相関特性

自局信号は自己相関関数として得られるが、そのままでは定量的な評価が出来ない。本研究では文献⁽³⁾で紹介されている弁別指数 (ID; Index of Discrimination) を用いて相関関数を評価する。Fig. 8で示すようにIDは数値が大きいくほど相関関数として好ましいことを表し、ID>0の場合に実用的である。ただし本研究ではチャープ波が乗算された状態で評価する。自局宛の自己相関関数のピーク値は0.5とする。

IDを求めるには、Fig. 12に示したように最大のスプリアスを探さなければならない。

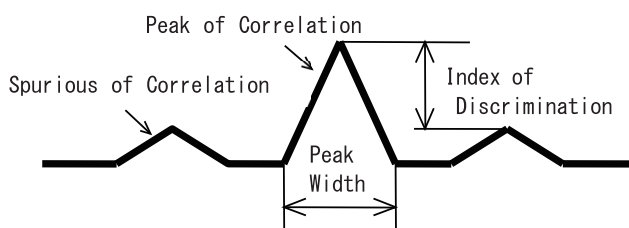


Fig. 12. Index of Discrimination.

Fig. 13に代表的なPN符号系列4種類（M系列2種、Gold系列2種）を用いた場合の自己相関特性のシミュレーションを示す。シミュレーションは、対象とした4種のPN符号系列を式（2）及び式（7）に代入しFig5の送受信過程を $\Delta f/B=0.025$ 毎にシミュレートし、式（8）に等しい受信波形からIDを計測している。なおソフトウェアには工学技術計算用のPTC社Mathcad15を用いている。

自己相関パルスはFig. 14（a）で示すように、もともと自己相関特性の良好なM系列では、チャープ掃引することでIDの値が減少している。これは相関パルスのスプリアスが大きくなっているために起こる。一方Gold系列は自己相関特性があまりよくないため、チャープ率にほぼ比例してIDの値が大きくなっている。

また系列の周期を2種類示しているが、周期が長い方がチャープ率0の時の帯域幅が広い。よって31bitと63bitでは、全帯域幅にほぼ2倍の違いがあるが、どちらもチャープ率に従って一様に変化している。

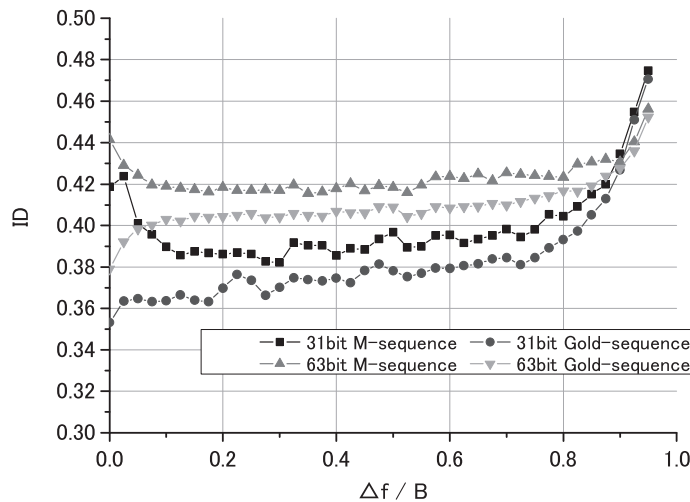


Fig. 13. ID vs $\frac{\Delta f}{B}$ Characteristic.

（2）相互相関特性

他局信号との干渉は相関フィルタ出力から得られる相互相関特性で評価する。相互相関特性は全ての時間において0が最良である。よって干渉信号の相関フィルタ出力がどれくらい小さいかを評価したいが、上述のIDはこの評価には向いていない。IDで評価を行う方法としては、自局相関パルスと他局相関出力の和から求める方法が存在するが、自局信号と他局信号のタイミングの変化によって、ピーク値もスプリアスも変化してしまう（Fig. 14（b）参照）。

したがってタイミングの違いで不平等な評価をしてしまう。そこでタイミングに左右されない方法として、

$$\text{振幅差} = 0.5 - (\text{他局相関出力の最大値}) \quad (25)$$

を用いる。この値が大きいほど相互相関特性も良いことを示す。縦軸の相関値0.5は、自局相関パルスの最大値である。さらに自局相関パルスのピーク電力（S）と他局相関フィルタ出力の電力（I）の比をS/I比（SIR; Signal to Interference Power Ratio）とし、評価を行う。自局相関パルスの電力は $0.5^2 = 0.25$ とし、他局相関出力の電力は振幅の2乗平均で求める。

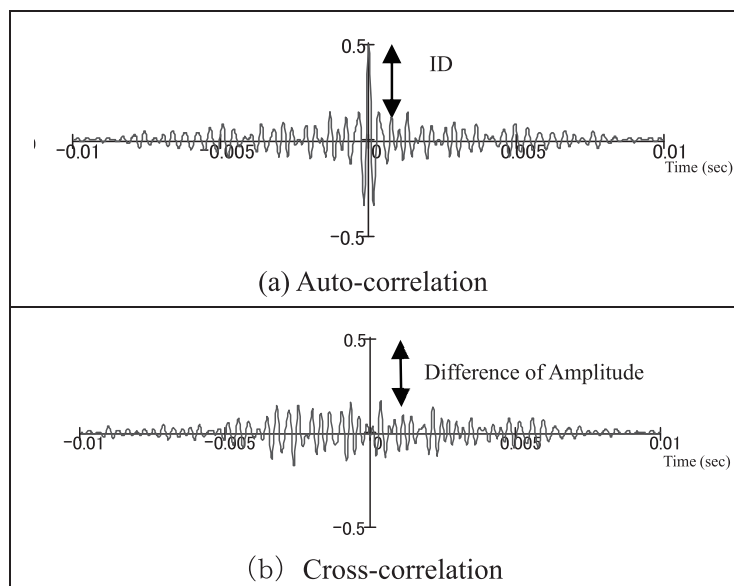


Fig. 14. Correlation Pulse

相互相関特性は振幅差とS/I比の2項目で評価する。干渉信号抑圧のように、チップ位相差によって抑圧の度合いが異なるため、チップ位相差ごとに分けて述べる。

Fig. 15に31bitのM系列によるCDMA-FMCWの相互相関特性のシミュレーションを示す。シミュレーションは、相互に1～15chipまで異なる直交M系列を2つ用意し、自己相関特性と同様に式（2）及び式（7）に代入してFig5の送受信過程を $\Delta f/B = 0.025$ 毎にMathcad15を用いてシミュレートし、式（8）に等しい2つの受信波形から振幅差とS/I比を計測している。なおプロット波形が接近するためドットは省略している。

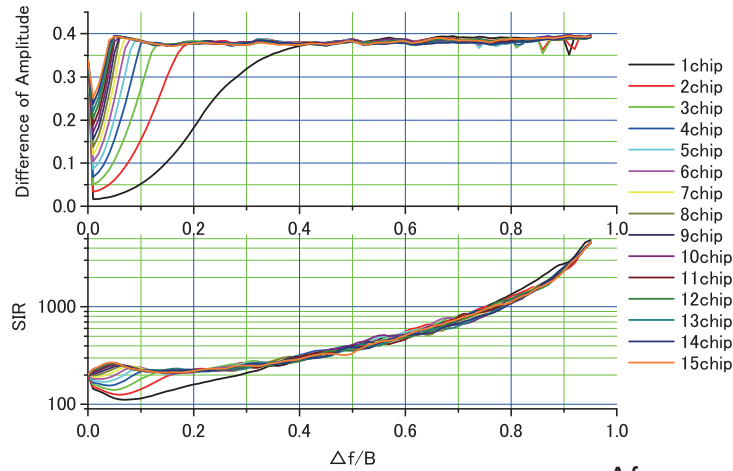


Fig. 15. Difference of Amplitude and SIR vs $\frac{\Delta f}{B}$.

このシミュレーションでは、あるチップ位相の系列を用いる自局レーダに対して、異なるチップ位相の系列を用いる他局レーダの信号を1つ受信したケースを想定した相関フィルタ出力を計算している。したがって2系列間の相互相関特性を示している。31から2つを選ぶ組み合わせは ${}_{31}C_2=465$ 個存在するが、それぞれのチップ位相差ごとに全ての組み合わせについて計算した。Fig. 15より、S/I比はチャープ率に比例して増加している。より広い帯域幅を用いてS/N比（S/I比）を稼いでおり、スペクトル拡散の性質そのものである。

チップ位相差が大きいほど、小さいチャープ率で振幅差が大きくなっている。これは上述の干渉信号抑圧原理とよく合致する。よってチャープ率を増すほど、チップ位相差の小さい系列を割り当てることでCDMAが可能となるため、多元接続数を増すことができると考えられる。逆に多元接続数が少ないときには、チャープ率を小さくし帯域幅を節約できると考えられる。

〈4・6〉レーダ検知特性への影響

一般に次の2条件を想定した場合⁽²⁰⁾

H_0 : 不要信号のみが存在する場合

H_1 : 所望信号と不要信号が存在する場合

z を受信電力、 T_h をしきい値、 $p_z(\cdot)$ を信号の確率密度関数とすると、次のようなレーダ検知特性になる。

(1) 検知確率 P_D は式(26)で求まり

$$P_D = \int_{T_h}^{\infty} p_z(z|H_1) dz \quad (26)$$

T_h を一定とすると、 P_D は $p_z(z|H_1)$ の平均値を高くするか分散を抑圧することで、SNR低下による目標の不検出を防ぐことができる。CDMA-FMCWでは相関スプリアスが低い直交M系

列を用いることが可能なため、良好な P_D 特性が期待できる。

(2) 誤警報確率 P_{FA} は式 (27) で求まり

$$P_{FA} = \int_{T_h}^{\infty} p_z(z|H_0) dz \quad (27)$$

目標の誤検出確率を下げるには、 T_h を上げることになるが、 T_h を上げると検知確率が下がることになる。CDMA-FMCWではパルス圧縮による処理利得が時間軸上で得られるため、 T_h を上げることが可能になる。

5. 結論

CDMA化によるFMCWレーダの電波干渉軽減について、チャープ信号とPN符号系列の相関特性による干渉信号抑圧の原理を明らかにし、位相の異なる1つのPN符号系列を複数の利用者に割り当てることで、非同期CDMAが可能となることを示した。得られた結果を以下に示す。

〈5・1〉CDMA-FMCWの干渉信号抑圧の原理

PN符号系列の相関特性がチャープ信号の相関パルスとの合成によって、希望信号はより鋭いパルスに変化し、干渉信号は小さく抑圧される。

この抑圧は、干渉信号のPN符号系列の相関パルス・ピークが現れるタイミングとチャープ信号の相関パルス・ピークの位置がずれるために起こり、このずれにより1つのPN符号系列を異なる位相で各利用者に割り当てることで効果的なCDMAが可能になる。ただし異なるPN符号系列を各FMCWに割り当てる場合には、期待するほど効果が得られない場合もある。

〈5・2〉CDMA-FMCWの相関特性

干渉信号抑圧の程度は、チャープ率によって変化する相互相関特性でもあり、特性の評価方法としてチャープ率に応じた振幅差やS/I比の変化を、PN符号系列の種別・割り当て方の違い・チップ位相差の違いに対して解析した。

(1) チャープ信号の特性

チャープ率が大きいほど、希望信号の相関パルスは幅が狭く先鋭となり、干渉信号の相関パルスをより小さく抑える。また、周波数掃引幅（チャープ率）にはほぼ比例してS/I比を増加させることができる。

(2) PN符号系列の特性

位相差0においてのみ自己相関値1をもつ鋭い特性をもつ。この特性は系列の周期が長いほどより顕著になる。位相の異なる1つの系列同士の相互相関は、ずれた位相差の位置にのみ相関値1をもつ。また周期が長いほどS/I比が大きくなる。

〈5・3〉周波数掃引幅の増減

周波数掃引幅を増加させると、チャープ信号の特徴によりCDMA-FMCWの相関特性が改善される。通常は帯域制限があるため、チャープ率にも制限が生ずるがチャープ率が大きなほど相関特性は改善する。帯域幅一定の場合は、チャープ信号の周波数掃引幅によって相関特性は改善するが、一方でPN符号の系列長が短くなるため相関特性に劣化が生じる。よって一番特性のよい最適なチャープ率が存在する。

〈5・4〉チャープ率の最適値

現状ではチャープ信号の特性とPN符号系列の相関特性の両方を得られるチャープ率として、0.4～0.5が適当と思われるが、今後さらなる検討を要する。

6. むすび

本論文では、FMCWレーダをCDMA化することで電波干渉を軽減する方法を提案し相関特性から有効性をシミュレーションで検証した。

提案しているCDMA-FMCWの信号設計において、与えられた周波数帯域をCDMA帯域幅とチャープ掃引周波数でどのように割当てするかをチャープ率と定義し、チャープ率にともなう特性変化を確認した。多元接続性を重視する場合はチャープ率を小さくとり、電力密度スペクトルの平坦性を重視する場合はチャープ率を大きくとることで目的に合ったシステムとなる。ただし2つは性格的にトレードオフの関係にある。

本報告では、チャープ波と拡散符号を乗算したFMCWを、パルス圧縮によるレーダシステムを提案しているが、その効果として多元接続性に重要な相関特性が改善される点を中心に述べた。現行のFMCWレーダとの互換性については不必要であり、同一であれば相互に干渉しやすくなる。したがって、本方式を用いるレーダシステム間の直交性および他のレーダシステムとの相関特性が重要である。チャープ波による相関特性の変化および多元接続時の相関特性の変化によって、CDMAの基本能力の一つである他局干渉除去を、FMCWレーダ波に用いることで他局レーダからの電波干渉が改善されることを確認した。さらにMIMOとCDMA-FMCWとの組合せで位置推定が可能になるため、更なる改善が望める。

最後に本研究における今後の課題について述べる。拡散符号系列の組合せとチャープ・パラメータの関係については、レーダシステムとして最適値の検討が残っている。さらに多元接続性および伝送特性について定量的な検討を行うことが必要である。これらの検討の基礎となる圧縮フィルタの応答出力については、近似解を用いているため厳密な計算が必要である。

文献

- (1) Ogawa, Natsume: "Development of Vehicle-Mounted Millimeter Wave Radar," IEICE Commun. Society Magazine, No. 47 Winter, pp.234-241, (2018)
小川, 夏目: "車載ミリ波レーダの開発," 信学 通信ソサエティマガジン, No. 47冬号, pp.234-241, (2018)
- (2) S. Tanis: "Automotive radar sensors used in overcrowded radio frequency bands, urban areas become 'Electronic Battlefields'," Analog Devices, Analog Dialogue Vol. 52-07, (2018)
S. Tanis: "過密な無線周波数帯で使われる車載レーダー・センサー、都市部は"電子戦場"に," Analog Devices, Analog Dialogue Vol.52-07, (2018)
- (3) Robert C. Dixon: "SPREAD SPECTRUM SYSTEMS," John Wiley & Sons Inc., (1994)
R. C. Dixon著, 山之内和彦・竹内嘉彦訳: "スペクトル拡散通信の基礎," 科学技術出版, (1999)
- (4) Marubayashi, Nakagawa, Kouno: "Spread Spectrum Communication and Applications," IEICE, Corona Inc., p.51, (1998)
丸林元, 中川正雄, 河野隆二: "スペクトル拡散通信とその応用," 信学, コロナ社, p.51, (1998)
- (5) C. E. COOK: "Pulse Compression-Key to More Efficient Radar Transmission," IEEE, Proc. IRE, vol. 48, pp.310-316, Mar. 1960
- (6) Sefa Tanis: "Automotive Radar Sensors and Congested Radio Spectrum: An Urban Electronic Battlefield?," <https://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/automotive-radar-sensors-and-congested-radio-spectrum-an-urban-electronic-warfare.html>, VOL 52, Jul. 2018
- (7) Morinaka, Imamura, Sato: "Multiparty Connectivity of Chirp-DS-CDMA Communication Systems," Proc. IEICE General Conf., A-5-35, (2005)
森中, 今村, 佐藤: "Chirp-DS-CDMA通信システムの多元接続性について," 信学総大, A-5-35, (2005)
- (8) Yamada: "High-Resolution Imaging Technique Using Millimeter Wave Radar," IEICE Trans. B, Vol. J104-B No. 2, (2021)
山田: "ミリ波レーダによる高分解能イメージング技術," 信学論B, Vol. J104-B No. 2, (2021)
- (9) Nozawa, Makino, Wang, Umehira, Kuroda: "Inter-radar Interference Suppression Method in Millimeter-wave FMCW Radar for Automotive Applications," Comm. Tech. Rept, WBS2017-75, ITS2017-52, RCC2017-91, pp.227-232, (2017)
野澤, 牧野, 王, 梅比良, 黒田: "自動車用ミリ波FMCWレーダにおけるレーダ間干渉抑圧法," 信学技報, WBS2017-75, ITS2017-52, RCC2017-91, pp.227-232, (2017)
- (10) Imamura, Sugiura, Nakamura, Sato: "A Spread-Spectrum Concept Combining Chirp Modulation and Quadrature Phase Shift Keying," J. Osaka Sangyo Univ. Natural Sciences, No. 103, pp.17-24, (1997)
今村, 杉浦, 中村, 佐藤: "チャープ式スペクトル拡散信号を用いた4相位相変調," 大阪産大論集 自科編, 103号, pp.17-24, (1997)
- (11) Imamura, Mizoguchi, Yoshioka, Sato: "On Multiplexing for Chirped Spread Spectrum Communications," Kansai Sect. Joint Conv. IERE, G221, (1997)
今村, 溝口, 吉岡, 佐藤: "チャープ式スペクトル拡散通信の多重化について," 電関西連大, G221, (1997)
- (12) Tashiro, Imamura, Sato: "DS-CDMA System with Chirped Carrier Wave," Kansai Sect. Joint Conv. IERE, G223, (2001)

- 田代, 今村, 佐藤: “チャープ搬送波を用いるDS-CDMA方式について,” 電関西連大, G223, (2001)
- (13) Imamura, Morinaka, Tsukamoto, Komaki, Sato: “CDMA Communication System Using Chirped Carrier Wave,” Proc. IEICE General Conf., A-5-25, (2004)
今村, 森中, 塚本, 小牧, 佐藤: “チャープ搬送波を用いるCDMA通信システム,” 信学総大, A-5-25, (2004)
- (14) Imamura, Morinaka, Sato: “CDMA Communication System Using Chirped Carrier Wave,” J. Osaka Sangyo Univ. Natural Sciences, No. 116, pp.19-31, (2005)
今村, 森中, 佐藤: “チャープ搬送波を用いるCDMA通信システム,” 大阪産大論集 自科編, 116号, pp.19-31, (2005)
- (15) Hisada, Imamura, Sato: “Frequency Utilization Efficiency of Chirp-DS-CDMA Communication System,” Proc. IEICE General Conf., A-5-21, (2006)
久田, 今村, 佐藤: “Chirp-DS-CDMA通信システムの周波数利用効率について,” 信学総大, A-5-21, (2006)
- (16) F. Uysal and S. Orru: “Phase-Coded FMCW Automotive Radar: Application and Challenges,” 2020 IEEE International Radar Conference (RADAR), Washington, DC, USA, 2020, pp.478-482, doi: 10.1109/RADAR42522.2020.9114798.
- (17) F. Uysal: “Phase-Coded FMCW Automotive Radar: System Design and Interference Mitigation,” in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 69, no. 1, pp.270-281, Jan. 2020, doi: 10.1109/TVT.2019.2953305.
- (18) M. Mbeutcha and V. Krozer: “CDMA-based MIMO FMCW Radar System Performance using Intra-Pulse Phase Modulation,” 2019 16th European Radar Conference (EuRAD), Paris, France, pp.233-236, (2019)
- (19) Kim DH, Kim HJ, Lim JH: “Design of Optimized Coded LFM Waveform for Spectrum Shared Radar System,” Sensors (Basel). 2021 Aug 28; 21(17): 5796. doi: 10.3390/s21175796. PMID: 34502687; PMCID: PMC8433921.
- (20) Takahashi: “Radar Basics for Communications Engineers,” Corona Inc., pp.123-127, (2019)
高橋: “通信技術者のためのレーダの基礎,” コロナ社, pp.123-127, (2019)

注) 電関西連大は電気関係学会関西支部連合大会の略記。

“Kansai Sect. Joint Conv. IERE” is abbreviated as The Kansai Section Joint Convention of Institutes of Electrical and Related Engineers.



今村 彰隆 (正員)

1981年大阪産業大学工学部卒業, 2015年徳島大学大学院博士後期課程修了。1981年明星金属工業, 1984年京都光研, 1987年大阪産業大学工学部技術員, 1993年同助手, 2001年同講師, 2016年同准教授, 現在に至る。変調方式, 移動通信, 自動制御の研究に従事, 博士 (工学)。



森中 力 (非会員)

2005年大阪産業大学大学院博士前期課程修了。同年日本エイム, 2007年出光興産中央研究所, 2010年オキッモ, 2017年ツリーベルを経て現在に至る, 修士 (工学)。