

図 4: ノッチ位置を修正した変調修正エルミートパルスの時間応答 (次数 0,1,2,3) 図 5: ノッチ位置を修正した変調修正エルミートパルスの周波数応答 (次数 0,1,2,3)

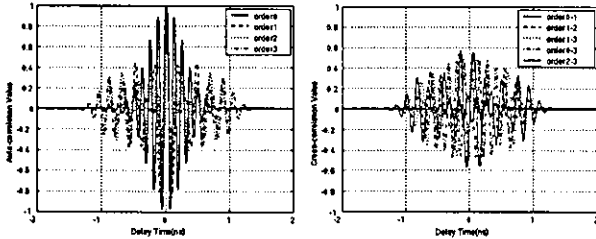


図 6: ノッチ位置を修正した変調修正エルミートパルスの自己相関特性 (次数 0,1,2,3) 図 7: ノッチ位置を修正した変調修正エルミートパルスの相互相関特性 (次数 0,1,2,3)

$$s_{tr}^{(1)}(t^{(1)}) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} w_{tr, n_j^{(1)}}(t^{(1)} - jT_f - c_j^{(1)}T_c) \quad (3)$$

ただし $t^{(1)}$ は送信機のクロックタイム, T_f はパルス反復時間, T_c はタイム・ホッピング (TH) のチップ長, $c_j^{(1)}$ は 1 番目ユーザの j 番目の TH 系列, $n_j^{(1)}$ は 1 番目ユーザに割り当てられた波形ホッピング用系列の値つまり送信する MMHP の次数, $w_{tr, n}(t)$ は送信された次数 n の MMHP 波形である。

また送信したいデータに合わせて送信する波形 $w_{tr, n}(t)$ を Bi-phase modulation により変調する。よって $w_{tr, n}(t)$ は次式で表される。

$$w_{tr, n}(t) = (-1)^n e^{-\frac{(t/T_p)^2}{4}} \frac{d^n}{dt^n} \left(e^{-\frac{(t/T_p)^2}{2}} \right) \cos(2\pi f_c t + d\pi) \quad (4)$$

ただし d は送信する 1 ビットのデータ (0 または 1) である。

3.3 復調と他局間干渉低減

受信機では、希望ユーザの波形ホッピング用系列と TH 系列が既知であるとし、希望ユーザの信号との同期が完全にとれているものとする。

受信機内の相関器において受信信号とテンプレート信号との相関をとり、その相関出力の正負からデータを復調する。この操作を次式に示す。

表 2: Channel Model

Channel	CM1(LOS)
distance	1~4m
cluster arrival rate	0.0233
ray arrival rate	2.5
cluster decay factor	7.1
ray decay factor	4.3

表 3: シミュレーション諸元

Bit rate	100Mbps
Time frame	10ns
Bandwidth	3.1-10.6GHz
Pulse width(MMHP)	2.2ns
Used MMHP order	0-8
MMHP carrier frequency	6.85GHz
Eb/N0	0-31dB

$$CP = \int_{-\infty}^{\infty} r(t) \cdot v(t) dt \quad (5)$$

CP は相関器出力であり、 $r(t)$ は受信信号、 $v(t)$ はテンプレート信号である。 $r(t)$ は希望ユーザの送信信号 $s_{tr}^{(1)}(t^{(1)})$ の他に他ユーザの信号、遅延波、熱雑音等を含んだ信号であり、 $v(t)$ は希望ユーザの送信信号 $s_{tr}^{(1)}(t^{(1)})$ と全く同一のタイミング 次数でデータ変調がなされていない信号である。よって CP が正ならばデータ 0、負ならばデータ 1 を得ることができる。

4 計算機シミュレーション

本章では、計算機シミュレーションにより提案システムの性能評価を行った結果について述べる。

4.1 通信環境とシミュレーション諸元

UWB 通信環境として、表 2 のような通信路の諸元を用いる。

ユーザ間是非同期で通信を行っており、また受信機において希望信号との同期は完全であると仮定する。また、主に表 3 のような諸元でシミュレーションを行うものとする。

また、ここでは比較対象として Multiband-FHSS システムを用意する (図 8, 9)。このマルチバンドシステムでも 5.2GHz 帯 WLAN との干渉を避けるため、5.2GHz 帯のサブバンド信号は用いない。

また、図 10, 11 に TH および波形ホッピングを行った送信信号の PSD 特性を示す。図 11 より、提案システムではマルチバンドシステムと同程度まで 5.2GHz 帯の電力を低減できていることがわかる。

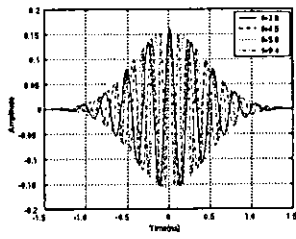


図 8: Multiband-FHSS の送信波形 (サブバンド周波数 $f=3.8, 4.5, 5.9, 9.4$)

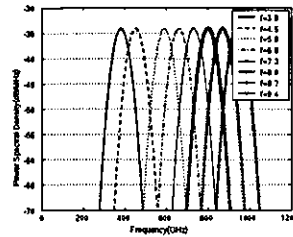


図 9: Multiband-FHSS の各サブバンド信号の占有帯域

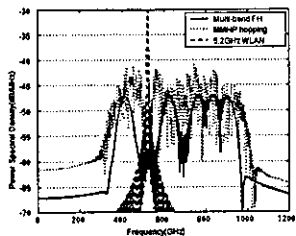


図 10: TH および波形ホッピングを行った送信信号の PSD 特性 (UWB の使用帯域)

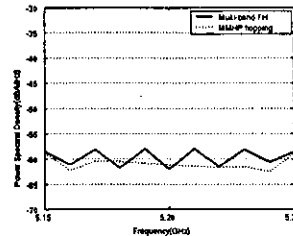


図 11: TH および波形ホッピングを行った送信信号の PSD 特性 (WLAN の使用帯域)

4.2 シミュレーション結果

まず 1 ユーザ, マルチパスフェーディングなしの場合を考える。このとき WLAN からの干渉と雑音の影響により誤りが発生する。UWB システムと WLAN システムの電力比 DUR を -10dB から -30dB まで変えたときの誤り率の変化を図 12 に示す。

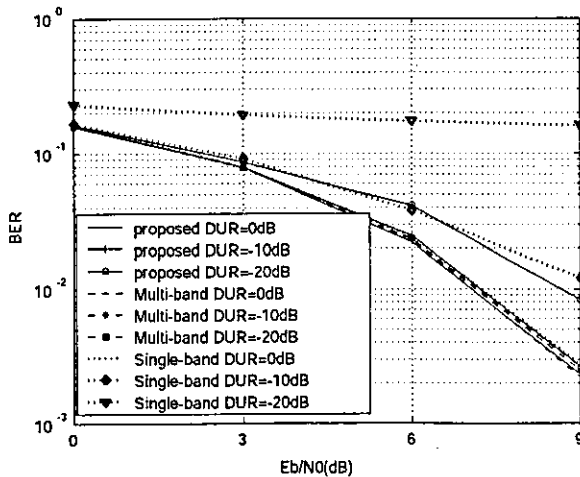


図 12: DUR を変えた時の UWB システムの誤り率 (1 ユーザ, マルチパスフェーディングなし)

結果より, Multi-band システムは WLAN の影響をほとんど受けず, 提案システムは DUR が悪い時に多少影響を受け, ノッチを向けるなどの対策を全くとらない Single-band システムでは非常に大きな影響を受けてし

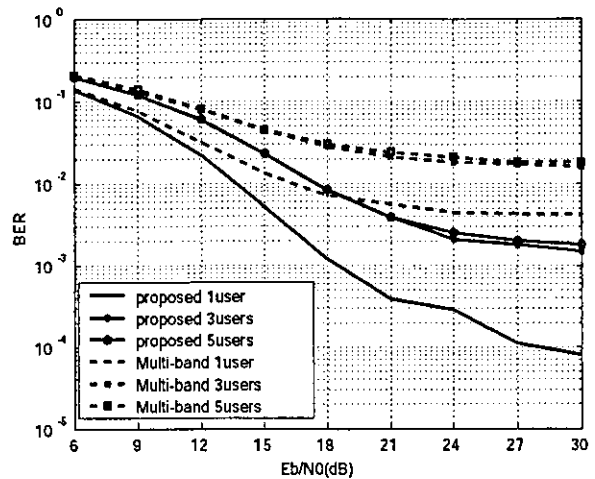


図 13: 提案システムと Multi-band システムの誤り率 (1, 3, 5 ユーザ, DUR= -10dB)

まうことがわかる。

次に非同期マルチユーザ環境でマルチパスフェーディングも考慮した場合の誤り率特性を調査し, Multi-band システムとも比較を行う。比較の結果を図 13 に示す。

結果より, ユーザ数 1, 3, 5 の全てのケースで提案方式は Multi-band システムより優れた BER 特性を示す。これは TH と波形ホッピングの組み合わせが他局間干渉低減に効果的であるためであり, また, 提案システムで用いた MMHP 波形は Multi-band システムの波形より占有帯域幅が広く, 自己相関特性が優れているためである。

5 むすびと今後の検討課題

5.2GHz 帯 WLAN システムとの干渉を低減するための MMHP 波形の整形法を提案した。さらに提案波形を用い, 波形ホッピングと TH を組み合わせた送信を行うことで, 他局間干渉やマルチパスフェーディングの影響も低減することができた。また計算機シミュレーションにより, Multiband-FHSS システムと比較して優れた BER 特性を得られることを確認した。

今後は受信検波方法の改良について検討を行い, 送信波形との組み合わせの最適化について検討していく。

文献

- [1] Moe Z.Win, Robert A.Scholtz: "Ultra-Wide Bandwidth Time-Hopping Spread-Spectrum Impulse Radio for Wireless Multiple-Access Communications," IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, VOL.48, NO.4, APRIL 2000, pp679-691
- [2] M.Ghavami, L.B.Michael and R.Kohn: "Hermite Function based Orthogonal Pulses for UWB Communications," Proc. Wireless Personal Multimedia Conference 2001, Aalborg, Denmark, Sept.2001, pp.437-440
- [3] Hiroki Harada, Kentaro Ikemoto, Ryuji Kohno, "Modulation and Hopping Using Modified Hermite Pulses for UWB Communications," in Proc. IEEE International Workshop on Ultra-Wideband Systems Joint with Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies (Joint UWBST&IWUWBS'04), Kyoto, Japan, May 2004.
- [4] Jeff.Foerster, Qinghua.Li, Intel, "Channel modeling subcommittee report final," IEEE P802.15 WG for WPANs Technical Report, no. 02/490r0-SG3a, 2002.

DS-UWB 方式および Chirp 変調方式の マルチユーザ環境における通信と測距の性能評価

Performance evaluation of DS-UWB and Chirp modulation for communication and ranging in multi-user environment

井田隼平*
Shumpei Ida

土井啓佑*
Keisuke Doi

河野隆二*
Ryuji Kohno

Abstract— Wireless sensor networks are receiving increasing attention due to their various ability. Sensor networks requires precision ranging for location-awareness. This paper deals with the comparison of DS-UWB and Chirp modulation as communication and ranging system for sensor network. Simulation results show that proposed Chirp modulation, in multi-user environment, presents better performance at relatively high signal to interference ratio (S/I).

Keywords— Chirp modulation, DS-UWB, multi-user, communication and ranging

1 はじめに

近年、センサネットワークというこれまでの無線通信とはネットワーク形態が異なる技術が注目されている。自律的にネットワークを構成する無数のセンサノードにより構成され、通信機能は低くてもよいが低消費電力で、かつ各ノードの位置情報を把握できる技術が要求されている。IEEE802.15.4において低データレート Wireless Personal Area Network (WPAN)として標準化がされており、さらにIEEE802.15.4aにおいて拡張された物理層についての議論が行われている。

通信と同時に位置情報を把握するための測距が行える方式として、極短パルスを用いた UltraWideband - Impulse Radio (UWB-IR)方式がある。それに対して筆者らは元来レーダに用いられることの多い Chirp 波形に着目し、非線形掃引型 Chirp 波形を用いた多元接続方式を提案してきた [1]。

本稿では UWB-IR 方式としてマルチユーザ環境での特性が優れている Direct Sequence (DS)-UWB 方式 [2] と、筆者らが提案している非線形掃引型 Chirp 変調方式 [1] を適用することを考える。計算機シミュレーションによりビット誤り率 (BER) 特性および測距誤差特性を評価し、DS-UWB 方式および Chirp 変調方式のマルチユーザ環境における性能の比較を行う。

2 UWB 通信測距

一般に無線などで距離を測るには、測距局が信号を出力しそれが被測距局から反射して返ってくるまでの時間を計ることによって行う。送信波を $s(t)$ 、受信波を $r(t)$ とすると、 $r(t)$ は $s(t)$ より $\tau[s]$ だけ遅延した信号 $r(t) = s(t - \tau)$ であることが検出される。 $\tau[s]$ は電波の伝播遅延時間であるので、式 (1) より検出した遅延時間 τ から距離 $X[m]$ を求めることができる。

$$X = \frac{c\tau}{2} \quad (1)$$

距離分解能を向上させるためには送信信号幅を狭くする必要はあるが、尖頭送信電力に制約がある場合に探知距離が減少してしまう。これに対して DS-UWB 方式や Chirp 変調方式では、送信信号として相関特性の優れた信号幅の広い信号を用い受信後に相関処理を行うことにより狭い信号幅に変換する。そのため測距に用いる信号は、自己相関特性が位相差 0 でピークを示しそれ以外の位相で小さい値をとるものが必要である。

これらの方式では測距を行うために用いる信号を変調することで情報を付加できるため、1つのシステムで通信と測距を同時に行うことが可能である。

2.1 DS-UWB 方式

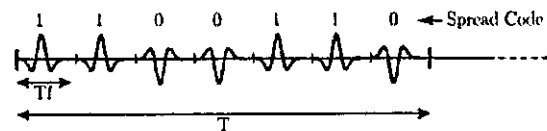


図 1: DS-UWB 方式の信号波形

DS-UWB 方式は、拡散系列を用いて超広帯域なパルスを連続的に送信するものである。BPSK 変調した k 番目のユーザの送信信号は式 (2) で表される。

$$s^{(k)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \Gamma_j^{(k)} \beta_{[j/N_s]}^k w_{tr}(t - jT_f) \quad (2)$$

各パラメータは、それぞれ以下で示すとおりである。

図 1 に DS-UWB の信号波形の例を示す。

*〒240-8501 神奈川県横浜市保土ヶ谷区常盤台 79-5, 横浜国立大学大学院工学府物理情報工学専攻, Division of Physics, Electrical and Computer Engineering, Yokohama National University, 79-5 Tokiwadai, Hodogaya-ku, Yokohama, Kanagawa 240-8501 Japan. E-mail: ida@kohnolab.dnj.ynu.ac.jp

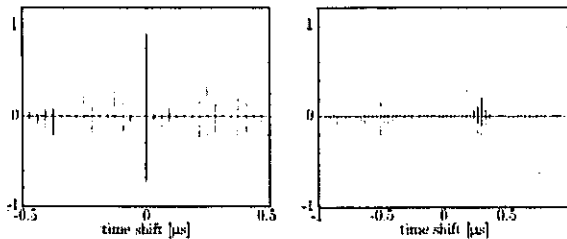
- $w_{tr}(t)$: 送信パルス波形
- T_f : フレーム長 (パルス反復時間)
- $\Gamma_j^{(k)}$: 拡散系列 ($\Gamma_j^{(k)} \in \{\pm 1\}$)
- N_s : 系列長
- $\beta_j^{(k)}$: データ系列 ($\beta_j^{(k)} \in \{\pm 1\}$)

拡散系列 $\Gamma_j^{(k)}$ としては、測距及び多元接続を行うために以下のような特性をもつ擬似雑音 (PN) 系列が用いられる。

- 自己相関関数が位相差 0 で鋭いピークを持ち、それ以外の位相差について絶対値が十分小さいこと。
- 任意の 2 つの系列間の相互相関関数の、絶対値がすべての位相差について十分小さいこと。

PN 系列としてはいくつか存在するが、今回は Gold 系列を用いた。Gold 系列は生成が容易で系列数も多く、相関特性がよいのでスペクトル拡散通信システムにも用いられている。

図 2 に DS-UWB 信号の相関特性を示す。シンボル長 $T = 1[\mu s]$ 、系列長 31 とした。送信パルス $w_{tr}(t)$ は、使用周波数帯域を任意に設定できる変調ガウス波形を用いた。



(a) 自己相関関数 (b) 相互相関関数

図 2: DS-UWB 方式の相関特性

2.2 Chirp 変調方式

2.2.1 Chirp 波形

Chirp 波形とは周波数を連続的に変調した波形であり、一般に次式で表現できる。

$$s^{(k)}(t) = \begin{cases} \cos \left[2\pi \int f_M(t) dt \right] & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

ただし $f_M(t)$ は周波数の時間的な変化を表し、周波数掃引関数と呼ばれる。また、 T はシンボル長を表す。

最も簡単な Chirp 波形として $f_M(t)$ が一次関数 ($f_M(t) = f_0 + \frac{B}{T}t$) であるものを考えると、その波形は次式で表すことができる。これを線形掃引型 Chirp 波形と呼ぶ。

$$s(t) = \cos \left(2\pi f_0 t + \frac{\pi B}{T} t^2 \right) \quad (4)$$

ただし、 f_0 は掃引開始周波数、 B は帯域幅をそれぞれ表す。図 3 に線形な掃引関数と、それに対応する線形掃引型 Chirp 波形の例を示す。

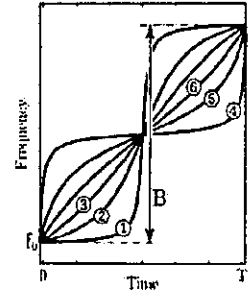
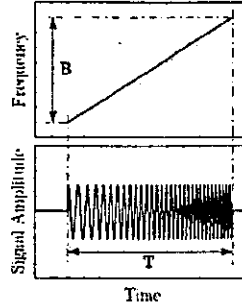


図 3: 線形掃引 Chirp 波形 図 4: 非線形掃引関数

2.2.2 多元接続方式

一般的にレーダ等には線形掃引型 Chirp 波形が用いられるが、それでは多元接続することができない。そこで、各ユーザにある異なった掃引関数 $f_M(t)$ を割り当てる方式が提案されている [3]。これは、傾きが異なる 2 つの線形掃引型 Chirp 波形を組み合わせさせた Chirp 波形を各ユーザに割り当てるものである。ユーザ毎に掃引関数の傾きが異なるので、各ユーザの使用周波数はほぼすべての時間において異なるために多元接続が可能となる。しかしこの方式は、ユーザ間で同期がとれていない場合に傾きが等しい部分が重なることによりユーザ間干渉が増大する。

ユーザ間干渉を低減するために、筆者らは非線形掃引型 Chirp 波形を用いた多元接続方式を提案した [1]。非線形な掃引関数を用いることにより、ユーザ間が非同期の場合にも相互相関関数を小さくすることが可能である。

本稿では非線形な周波数掃引関数として、式 (5) で表される \tan および \arctan 関数を用いた。

$$\left\{ \begin{aligned} f_M^{(2i-1)}(t) &= f_0 + \frac{B}{2} \left[1 + \frac{1}{\tan(\gamma_i)} \cdot \tan \left\{ \frac{2\gamma_i}{T} \left(t - \frac{T}{2} \right) \right\} \right] \end{aligned} \right. \quad (5a)$$

$$\left\{ \begin{aligned} f_M^{(2i)}(t) &= f_0 + \frac{B}{2} \left[1 + \frac{1}{\gamma_i} \cdot \arctan \left\{ \frac{2 \tan(\gamma_i)}{T} \left(t - \frac{T}{2} \right) \right\} \right] \end{aligned} \right. \quad (5b)$$

$$i = 1 \dots \frac{M}{2} \quad (M: \text{ユーザ数})$$

γ_i は掃引関数の形状を決めるパラメータであり、他局間干渉が最小になるような組合せである必要がある。提案方式では、各ユーザ間での相互相関関数の最大値が最小になるように定めた [1]。評価基準を式 (6) に示す。ただ

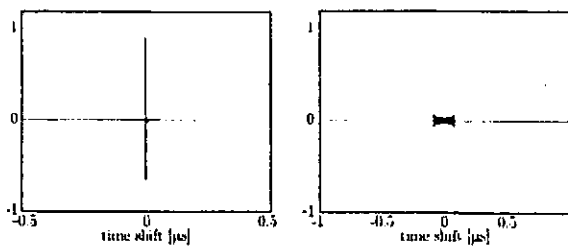
し、 $\rho_{ij}(\tau)$ は相互相関関数である。

$$\max_{i \neq j} \max_{0 \leq \tau < T} |\rho_{ij}(\tau)| \rightarrow \text{最小化} \quad (6)$$

図4に、ユーザ数が6の場合に各ユーザに割り当てる掃引関数を示す。

ユーザ毎に各時点で使用周波数が異なるような非線形掃引関数ならば、多元接続を行うことができる。今回 tan 関数を用いたのは、測距性能が劣化しないためである。レーダの分野において、非線形掃引型 Chirp 波形を用いることにより測距性能を改善する方法が検討されている[4]。とくにS字の掃引関数を用いることにより、自己相関関数のサイドローブが低減できる。tan 関数は数式として簡素に表現できるものの1つとして知られている。また、arctan 関数を組み合わせることによりシステム全体としてスペクトルを一様に占有することができる。

図5にシンボル長 $T = 1[\mu\text{s}]$ の場合の、提案する多元接続用 Chirp 波形の相関特性を示す。



(a) 自己相関関数 (b) 相互相関関数

図5: Chirp 変調方式の相関特性

3 計算機シミュレーションによる特性比較

表1: シミュレーション諸元

伝送速度	1 [Mbps] (シンボル長 1[μs])
サンプリング間隔	0.01 [ns]
使用帯域幅	7 [GHz] (3~10 [GHz])
伝播路	AWGN
拡散系列	Gold 系列 (系列長 31)
周波数掃引関数	tan·arctan 関数

各方式の BER 特性および測距特性を、計算機シミュレーションにより求め比較検討する。表1に今回のシミュレーションで用いた諸元を示す。ただし、マルチユーザ環境ではユーザ間は非同期であるとした。伝送速度は IEEE802.15.4a で data collector に要求されている 1[Mbps]、使用帯域は UWB 無線通信に FCC(Federal Communications Commission) が割り当てている 3~10[GHz] とした。

3.1 通信性能評価

マルチユーザ環境における BER 特性を求めることにより比較する。

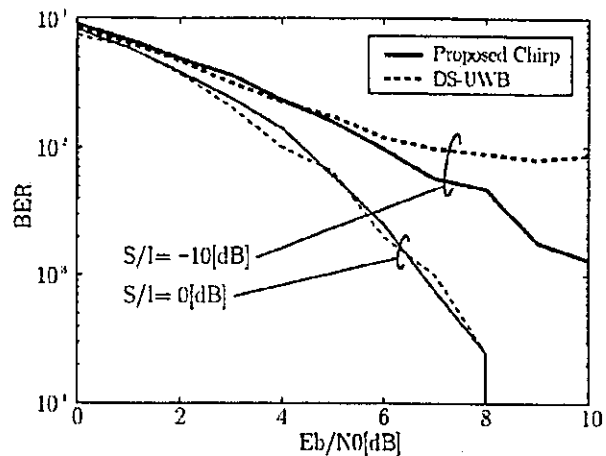


図6: E_b/N_0 対 BER 特性

図6にユーザ数が8の場合の E_b/N_0 対 BER 特性のシミュレーション結果を示す。希望波信号対干渉波信号比 (S/I [dB]) は 0[dB] と -10[dB] とした。シンボル長 T が大きく拡散利得が大きいので、干渉波信号が小さい場合 ($S/I=0$ [dB]) では差がでていない。しかし干渉波信号が大きくなると ($S/I=-10$ [dB])、Chirp 変調方式が優れていることがわかる。これは Chirp 波形の相互相関関数が全体を通して小さいためだと考えられる。

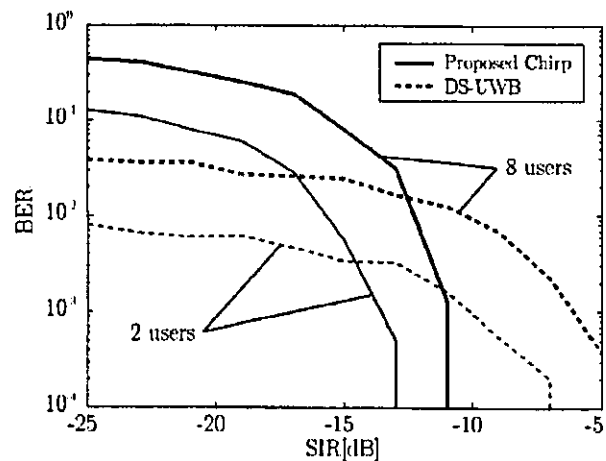


図7: SIR 対 BER 特性

次に、干渉波からの影響をのみ見るために S/I 対 BER 特性のシミュレーション結果を図7に示す。 $E_b/N_0 = \infty$ 、ユーザ数は 2, 8 とした。これをみると S/I が大きいときは Chirp 変調のほうがよい特性を示しているが、 S/I が小さいところでは逆に DS-UWB の特性がよくなっている。これは、各波形における相互相関関数の確率密度分布の特性が異なるためである。

各波形の相互相関関数は、図 2(b), 5(b) に示した通りである。Chirp 変調方式では相互相関関数の最大値が小さいため、S/I が大きい場合はユーザ間干渉が小さい。しかし干渉波信号がある値より大きくなると、ユーザ間干渉の影響が大きくなる相互相関特性だともいえる。そのため図 7 のように、S/I がある値より小さくなると急激に特性が劣化する。DS-UWB 方式は Chirp 変調方式とは逆の相互相関特性で、最大値が大きいので S/I が大きい場合でも特性が悪いが、確率分布密度が小さいので S/I が小さくなくても急激な劣化がないと考えられる。

3.2 測距性能評価

シミュレーションでは測距方式として、送信した波形と受信した波形の相互相関関数を求めそのピーク点（最大値）を検出した時間と送信した時間との差を求めることにより行うとした。評価基準は、測距誤差として、正しいピーク点と検出したピーク点との RootMSE（平均二乗誤差の平方根）を用いた。

図 8 に、ユーザ数 1, 8 における SNR 対 RootMSE 特性のシミュレーション結果を示す。S/I は 0[dB] とした。まずユーザ数が 1 の場合、両方式共に帯域幅が等しいので自己相関関数のピーク幅は等しく、測距性能は等しくなると考えられる。ユーザ数が増加した場合は Chirp 変調方式が優れた特性を示している。これは、相互相関関数の最大値が Chirp 波形では小さいのでピーク点を検出し誤る確率が低いためだと考えられる。

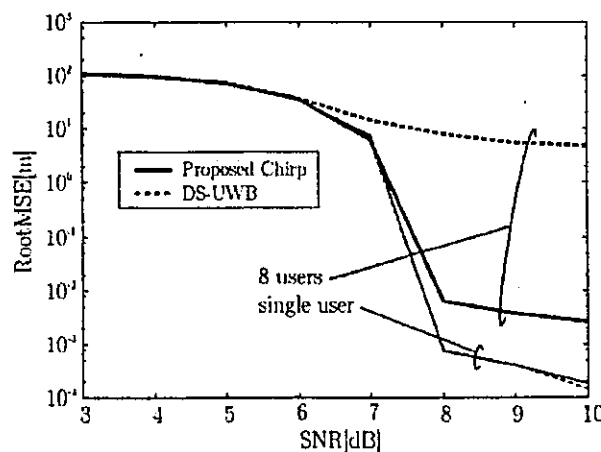


図 8: SNR 対 測距誤差 特性

次に、図 9 に S/I 対 RootMSE 特性のシミュレーション結果を示す。SNR = ∞, ユーザ数は 2, 8 とした。Chirp 変調方式の特性が優れていることが確認できる。自己相関関数のサイドローブが小さく、相互相関関数のピークが小さい Chirp 波形の特性が表れた結果だと考えられる。ユーザ数 8 における DS-UWB 方式の結果が他の方式よりも小さな値で飽和しているが、これは通信性能評

価の際に検討したように相互相関関数の確率密度分布の違いにより S/I が小さい場合の特性の逆転することが原因である可能性がある。相互相関関数の特性による性能の違いについては今後検討していきたいと考えている。

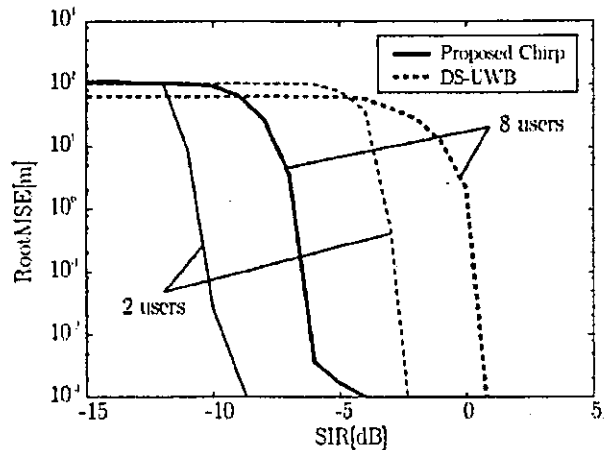


図 9: SIR 対 測距誤差 特性

4 むすび

本稿では、DS-UWB 方式および提案している非線形掃引型 Chirp 変調方式のマルチユーザ環境での通信と測距の性能を比較した。その結果、Chirp 変調方式は優れた相関特性によりマルチユーザ環境での測距性能がよいことを示した。また、通信性能においても干渉波信号がある程度小さい場合に Chirp 変調方式が優れていることを示した。

参考文献

- [1] 井田, 土井, 河野: “UWB 多元接続通信のための非線形掃引型 Chirp 波形についての一検討”, 信学技法, WBS2003-225, pp. 197-202 (2004).
- [2] D. S. M. Eduardo Cano: “TH-UWB and DS-UWB in lognormal fading channel and 802.11a interference”, International Workshop on Ultra Wideband Systems Joint with Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies (2004).
- [3] S.E.El-Khamy: “Efficient multiple-access communications using multi-user chirp modulation signals”, IEEE 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, Vol. 3, pp. 1209-1213 (1996).
- [4] T. Collins and P. Atkins: “Nonlinear frequency modulation chirps for active sonar”, IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation, 146, 6, pp. 312-316 (1999).

UWB-IR 通信における相関波形の適応的合成法

Analysis of Adaptive Synthesized Template Waveform for UWB-IR Communications

谷口 健太郎*

Kentaro TANIGUCHI

河野 隆二*

Ryuji KOHNO

Abstract— Ultra Wideband (UWB) communication system utilizing impulse signals is attractive technique which can achieve high data rate with low complexity and low power consumption. In this impulse based UWB system, lots of different shaped pulses have been considered to represent more information bits per symbol. In order to detect these different shaped UWB signals at the receiver, the synthesized template generation method using several elementary waveforms is effective. In this paper we design and analyze this synthesized template waveform instead of the conventional matched filter technique. The synthesis of UWB template waveform can be achieved as combinations of orthogonalized elementary waveforms with Fourier coefficients. By adjusting the number of elementary waveforms and their coefficients, it is possible to detect several types of UWB signals.

Keywords— UWB, Ultra Wideband, Template waveform, Synthesis, Adaptive Template

1 はじめに

近年、無線通信において、高速なデータ伝送を可能とする技術の一つとして、超広帯域 (Ultra Wideband: UWB) 無線を用いた通信方式が注目を集めている [1].

UWB では、その通信方式として 1ns 以下という非常に狭い幅のパルスを用いた UWB-IR (Ultra Wideband Impulse Radio) 方式が従来より検討されてきている。

UWB-IR 通信では、伝送レートや通信の精度を高めるため、さまざまな形状のパルス波形を用いることが考えられる [2][3]. これらの異なる包絡線を持つ波形を受信することは、従来の整合フィルタに基づいた受信機では容易ではなく、ハードウェアの複雑性が大幅に増してしまうという問題点がある。そこで本研究では、UWB 受信機において、相関検波に用いる相関波形を適応的に制御することによって、異なる形状のパルス信号も受信可能なシステムを提案する [4]. 具体的には、相関波形を直交基底の線形和で近似的に合成する。合成に用いる直交基底の数や重みを制御することにより、任意の形状の相関波形が合成可能となり、適応性の高い UWB 受信機が構成できる。

また、一般に UWB の通信路としては、位相変動や

時間遅延をもって信号が到達するマルチパス通信路が想定されている。遅延波を受信する方法としては Rake 受信が考えられるが、時間遅延がパルス幅より小さい場合に、効果的に Rake 受信が行えないという欠点がある。本稿では、このような状況において、相関波形を適応的に制御することによって提案方式が有効に機能することを示す。

2 UWB 受信システム

2.1 AWGN 通信路

AWGN 通信路における UWB 信号のシステムモデルを示す。UWB 送信信号は次式で表される。

$$s(t) = \sqrt{P} \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i a(t - iT_T) \quad (1)$$

ここで $a(t)$ は送信信号波形、 b_i は変調データシンボル、 T_T はパルス繰り返し間隔、 P は信号電力を示す。本稿では変調シンボルとして二相位相変調 (UWB-BiPhase) を考える。すなわち、 $b_i \in \pm 1$ となる。次に、UWB 受信信号は以下のように表される。

$$r(t - t_0 - \tau) = \alpha s(t - t_0 - \tau) + n(t) \quad (2)$$

ここで $n(t)$ は両側電力スペクトル密度 $N_0/2$ の加法性白色ガウス雑音、 τ は送受信機のクロックの時間遅延、 t_0 は送信時間、 α は通信路による減衰を指す。本稿ではユーザ数は 1 人を仮定し、通信路による減衰はないものとした ($\alpha = 1$)。受信機においては、受信信号 $r(t)$ は送信 UWB パルスと同じ形状の相関波形 $w(t)$ を乗積される。すなわち

$$D_i = \int_{-\infty}^{\infty} r(t)w(t)dt \quad (3)$$

となり、この相関出力 D_i の正負によって送信データを判定する。

2.2 マルチパス通信路

本稿では UWB の通信路として AWGN および、文献 [5] で示されているモデル (IEEE 8021.5.3 modified Saleh-Valenzuela channel model, CM1) を用いる。そ

*〒 240-8501 神奈川県横浜市保土ヶ谷区常盤台 79-5 横浜国立大学大学院 Graduate School of Engineering, Yokohama National University, Tokiwadai 79-5, Hodogayaku, Yokohama, Kanagawa. 240-8501 Japan.

のインパルス応答は次式で与えられる。

$$h(t) = X \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (4)$$

ここで X は正規対数分布に従って減衰するチャネル定数、 $\alpha_{k,l}$ はマルチパス利得係数、 T_l は l 番目のクラスタの時間遅延、 $\tau_{k,l}$ は l 番目のクラスタ内の k 番目のマルチパスの時間遅延を示す。式 (4) で与えられる通信路を通して得られる受信信号は次式で与えられる。

$$r_i(t) = X_i \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l} s(t - T_l - \tau_{k,l}) + n(t) \quad (5)$$

Rake 受信機における相関器出力 y_k^l は

$$y_k^l = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} r(t) w(t - \tau_l) dt \quad (6)$$

となる。ここで $w(t)$ は相関波形、 τ_l は相関時の時間遅延を指す。最大比合成 (MRC : Maximum Rate Combining) によって得られる k 番目の Rake 受信機出力は次式で与えられる。

$$r_k = \sum_{l=0}^{L_p-1} \gamma_l \cdot y_k^l \quad (7)$$

ここで L_p は Rake 受信機のフィンガー数、 γ_l は l 番目のフィンガー重みであり、チャネル推定によって得られる。本稿では、チャネル推定は、 P 個の既知パイロットシンボルから成るトレーニング系列 b_k^l ($k=0, 1, \dots, P-1$) を用いる。 l 番目のパス利得の推定値は次のように表される。

$$\hat{h}_l = \frac{1}{P} \sum_{k=0}^{P-1} b_k^l y_k^l \quad (8)$$

ここで y_k^l は k 番目のパイロットシンボルの l 番目のパスの相関器出力を示す。MRC を用いた場合、Rake 受信機における l 番目のパスの重みは $\gamma_l = \hat{h}_l$ で与えられる。

3 提案受信システム

3.1 相関波形の近似的合成法

提案方式の UWB 受信システムの構成を図 1 に示す。提案方式では、複数の局部発振器から出力される直交基底の線形和をとることで、相関波形を近似的に合成する。提案受信機において、合成によって得られる相関波形は次式で与えられる。

$$w(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \hat{C}_k \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} L_k(t) W_{env}(t) dt \quad (9)$$

ここで $L_k(t)$ は直交基底、 \hat{C}_k はその重み係数、 $W_{env}(t)$ は信号を有限長で切り取るための矩形窓である。重み係

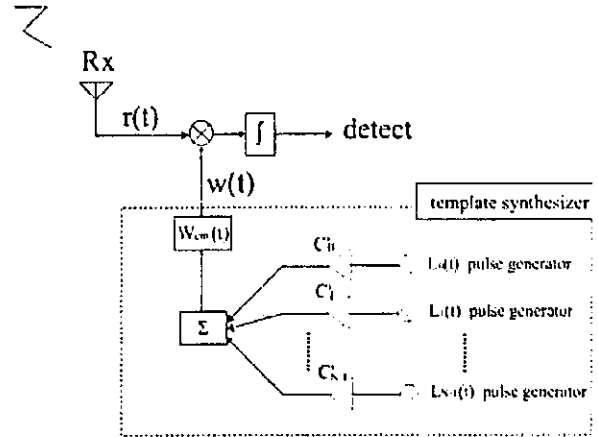


図 1: 提案受信機の構成

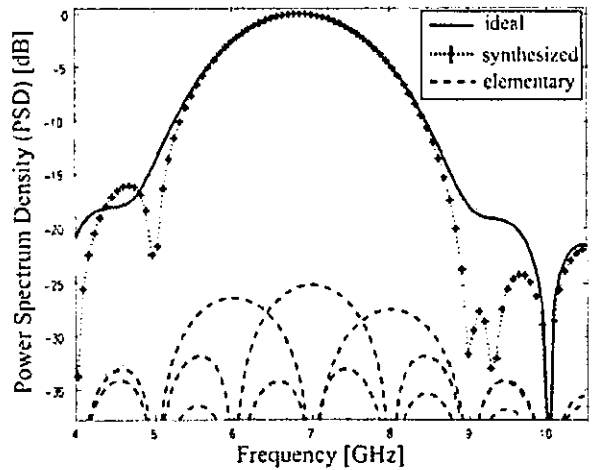


図 2: 合成によって得られた相関波形のスペクトル (三角関数による 3 つのサブキャリアによる合成)。理想 UWB 信号としては中心周波数が 6.85 [GHz] の変調ガウシアンパルスを採用。

数 \hat{C}_k は、次式で与えられる係数 C_k のうち、絶対値の大きな N 個の成分を採用する。

$$C_k = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} r_s(t) L_k(t) dt \quad (10)$$

ここで T はパルス幅を示す。本稿では合成に用いる直交基底 $L(t)$ として、三角関数によるサブキャリアを用いた。図 2 に、提案方式において合成された相関波形のスペクトルおよび理想的な UWB 信号のスペクトルを示す。合成によって得られた波形は、理想的な波形とほぼ等しいスペクトルを持つことがわかる。

3.2 MSE 特性および BER 特性

合成によって得られた相関波形と、理想的な UWB 信号との近似誤差を以下の正規化平均自乗誤差 (MSE :

normalized Mean Square Error) によって評価する.

$$MSE = \sqrt{\frac{\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} (r_s(t) - w(t))^2 dt}{\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} r_s(t)^2 dt}} \quad (11)$$

ここで $r_s(t)$ は理想的な受信信号波形であり, $w(t)$ は合成によって得られた相関波形を示す. 合成による近似誤差が小さいほど, MSE の値は小さくなり良好な受信特性を示す. 提案方式を用いた場合, UWB-BiPhase のビット誤り率 (BER: Bit Error Rate) は次式で与えられる.

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{P(1 - (MSE)^2) + \frac{(MSE)^4}{4}}{2N_0}} \quad (12)$$

従来方式は, 式 (12) において $MSE = 0$ の場合に相当する.

3.3 マルチパス環境下における相関波形の適応的生成法

マルチパス環境下においては, Rake 受信によって時間遅延を補償する必要がある. しかし, マルチパス波がパルス幅より小さな範囲で遅延してきた場合, Rake 受信を効果的に行うことはできない. 一方, 提案受信機では, マルチパス通信路によって歪をうけた信号波形を推定し, 相関波形生成の際の重みの制御へ適用することによって, より効果的に受信信号電力を得ることが可能となる.

P 個のパイロットシンボルからなるトレーニング系列 b_k を考え, 通信路によって歪んだ受信パイロットシンボル信号 r_i を, 次式で表す.

$$r_i = [r_{i1} \ r_{i2} \ \cdots \ r_{in}]^t \quad (\text{for } i = 1, 2, \dots, P) \quad (13)$$

また, 合成に用いる N 個の直交基底群を次式で表す.

$$L_j = [L_{j1} \ L_{j2} \ \cdots \ L_{jn}]^t \quad (\text{for } j = 1, 2, \dots, N) \quad (14)$$

さらに, i 番目の列が直交基底 L_j , および受信パイロットシンボル r_i となるような行列 M , A を定義する.

$$M = [L_1 \ L_2 \ \cdots \ L_N] \quad (15)$$

$$A = [r_1 \ r_2 \ \cdots \ r_P] \quad (16)$$

提案受信機では, P 個の受信パイロットシンボル r_i を用いて相関波形 w を合成する. 個々の直交基底の重みベクトル $\hat{C} = [\hat{C}_0 \ \hat{C}_1 \ \cdots \ \hat{C}_{N-1}]$ を導出するための条件式として, 以下の

$$F = \sum_{i=1}^P |\langle r_i, w \rangle|^2 \quad (17)$$

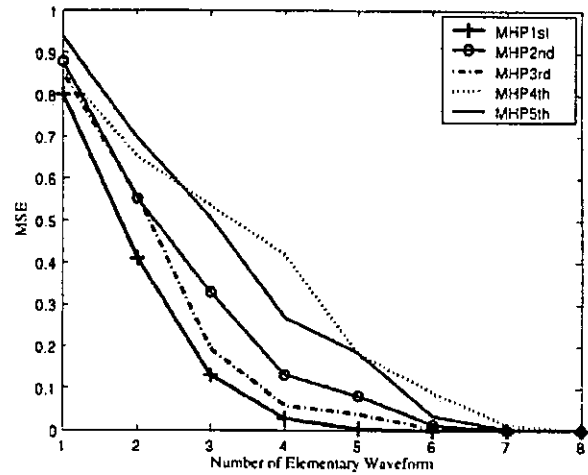


図 3: 合成された MHP (1~5 次) の MSE 特性 (パルス幅 $T = 1.0[ns]$)

を最大にすることを考える. 式 (15), (16) を用いることによって, 式 (17) は以下のように変形できる.

$$F = (\hat{C} \cdot M^t \cdot A) \cdot (A^t \cdot M \cdot \hat{C}^t) \quad (18)$$

$$F = \hat{C} \cdot (\lambda \cdot \hat{C}^t) = \lambda \cdot \|\hat{C}\|^2 \quad (19)$$

ここで λ は行列 $(M^t \cdot A) \cdot (A^t \cdot M)$ の固有値である. 式 (19) より, 条件式 (17) を最大にする係数ベクトル \hat{C} は, 行列 $(M^t \cdot A) \cdot (A^t \cdot M)$ の最大固有値 λ に対応した固有ベクトルで与えられることがわかる. この係数ベクトルを用いることで, 提案受信機は, マルチパス環境下で歪を生じた受信波形に対して, より効果的な相関波形を生成可能となる.

4 計算機シミュレーション

4.1 AWGN 環境下における MSE 特性および BER 特性

本稿では送信 UWB 信号として次数 1 から 5 の MHP (Modified Hermite Pulse) を考え, アンテナによる波形の歪や減衰は考慮しないものとし, 完全な同期を仮定する. 図 3 に, これらの MHP を, 三角関数の線形和によって合成した場合の MSE 特性を示す. フーリエ基本周期は $1[ns]$ とした. 合成に用いる直交基底の数が増すほど, MSE 特性が減少していつている. 全ての MHP に対して $MSE = 0$ を達成するのに必要な基底の数は $N = 7$ であることが確認できる.

$MSE = 0, 0.5, 0.8$ となるような合成相関波形を用いた場合の BER 特性の理論曲線および計算機シミュレーションによる曲線の比較を図 4 に示す. それぞれの MSE の値ごとの理論曲線は式 (12) により与えられる. 計算

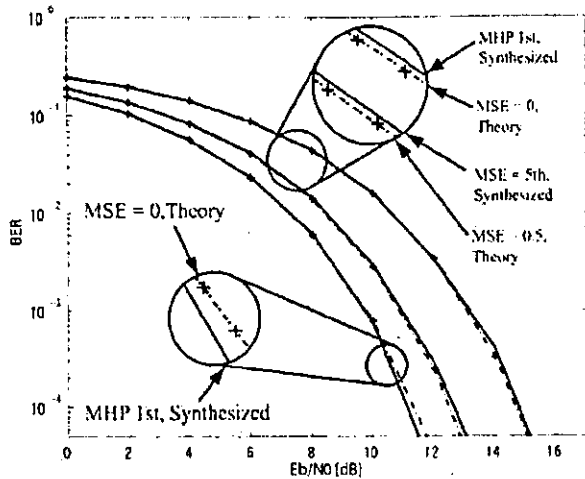


図4: 提案方式のBER特性(理論曲線と、シミュレーション曲線との比較), UWB-BiPhase in AWGN channel

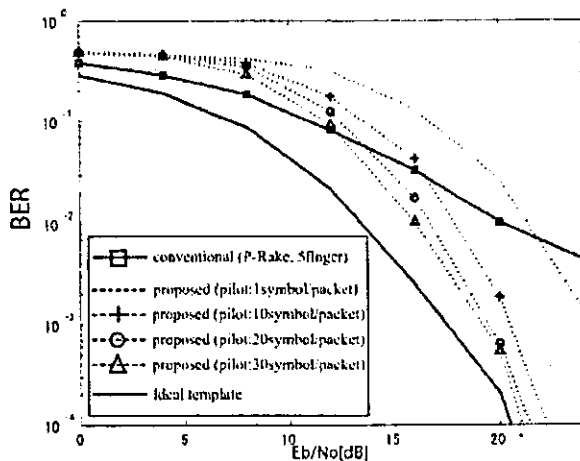


図5: パイロットシンボル数を変えた時のBER特性。(1, 10, 20, 30symbols per packet)

機シミュレーションの曲線は、MSE = 0 に対しては、1 次のMHPを6つの三角関数で合成した相関波形を用いた。同様に、MSE = 0.5 および 0.8 の曲線は、3つの直交基底によって合成した5次のMHP、および1つの直交基底によって合成した1次のMHPを用いた。各MSEの値に相当する相関波形生成に必要な直交基底の数は、図3より得た。個々のMSE値に対して、理論曲線とシミュレーション曲線がほぼ等しくなっていることが確認できる。

4.2 適応的な相関波形合成

マルチパス環境においては、遅延波がパルス幅よりも短い時間遅延をもって到来する場合を考える。個々のパケットの送受信時間内において、チャネルの遅延プロファ

イルは時不変であるとした。パケット構成としては、パイロットシンボルを1~30シンボル、データを1000bitとした。また、1パルスが1データシンボルを構成し、パルス間隔はISIを無視できるほどに長いとした。送信信号はパルス幅 $T = 1.67[\text{ns}]$ の2次のMHPを考え、提案受信機は、最も利得の大きなパスの値のみを用いて復号を行うSelective-Rakeを用いるとした。図5は提案受信機において、パイロットシンボル数を変化させた場合のBER特性を示している。提案受信機は、高SNR領域において従来方式よりも良い特性を示している。パイロットシンボル数を多くするほど、その特性は顕著になることが確認できる。

5 むすび

本稿では、UWB受信機において、さまざまな形状の信号を検波可能な構成として、直交基底の線形和を利用した相関波形の合成法を示した。基底の数や重みを制御することによって、任意の波形生成が可能であることを示し、BER特性を導出した。また、マルチパス環境下において、パルス幅より小さい時間遅延をもって遅延波が到着する場合に、提案受信機が信号波形の歪を補償できることを示した。今後の課題としては、ISI存在下における適応等化への応用や、より厳しい通信路におけるマルチパス補償に関する研究があげられる。

参考文献

- [1] Moe Z. Win and Robert. A. Scholtz, "Ultra-Wide Bandwidth Time-Hopping Spread-Spectrum Impulse Radio for Wireless Multiple-Access Communications," IEEE Trans. Commun., vol.48, no.4, pp679-691, April 2000.
- [2] M. Ghavami, L. B. Michael and R. Kohno, "Hermite Function Based Orthogonal Pulses fro Ultra Wideband Communications," in Proc. the WPMC'01, Aalborg, Denmark, Sept. 2001, pp. 437-440.
- [3] <http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2003/Jul03/03097r5P802-15TG3a-Communications-Research-Lab-CFPPresentation.ppt>
- [4] Kentaro Taniguchi, Ryuji Kohno, "Design and Analysis of Template Waveform for Receiving UWB signals," in Proc. the Joint UWBS'04&IWUWBS'04, Kyoto, Japan, May 2004.
- [5] J. Foerster et. al., "Channel modeling sub-committee report final," IEEE P802.15 WG for WPANs Technical Report, no. 02/490r0-SG3a, 2002. [?]

等間隔円形アレーアンテナの到来方向推定法の一検討

A Study on Direction-of-Arrival Estimation with Uniform Circular Arrays

佐藤 正知*
Tadatomo SATO

河野 隆二*
Ryuji Kohno

Abstract— Uniform circular arrays (UCA) are ideally suited to provide 360° of coverage in the azimuthal plane. The Davies transformation is a method to transform the steering vector as a UCA to a uniform linear array (ULA) form. However, the Davies transformation can be highly sensitive to perturbations of the underlying ideal array vector. Thereby, virtual ULA is weak to noise. In this paper, we present 2 layered direction of arrival (DOA) estimation methods and comparison of the proposed DOA estimation error and the conventional DOA estimation error via computer simulations. As a result, proposed methods need less the amount of calculation than conventional method. And, better estimation error is available in case of some antenna element position jitters.

Keywords— Array Antenna, Uniform Circular Array, DOA Estimation, MUSIC algorithm,

1 はじめに

移動体通信のように時間と共に伝搬環境が変化する環境において高速で高信頼の通信を達成するには、遅延波や他局干渉波の到来角度 (DOA: Direction of Arrival) を詳細に把握することが必要である。到来波の DOA や強度を把握するには、受信アンテナに複数のアンテナ素子を使ったアレーアンテナが良く用いられる [1]。DOA 推定の結果を参考に希望波方向にビーム形成、干渉波方向にはヌル形成するビームフォーミングを行う。推定精度が高いほど正確なビームフォーミングが行えるのでより信号電力対雑音電力比 (SNR) を改善できる。したがって、高い分解能を持つ推定方法が望ましい。本稿では全方位にステアリングベクトルを向けられる等間隔円形アレーアンテナ (UCA: Uniform Circular Array) を用いた DOA 推定について検討する。DOA 推定法として高い分解能を持つ MUSIC 法を採用する。

MUSIC 法は到来する信号間に相関があると誤推定をしてしまう問題がある。等間隔線形アレーアンテナ (ULA: Uniform Linear Array) では空間平均法を利用すると正しい推定が可能になるが、UCA ではアレー構造の問題によりそのまま空間平均法を利用できない。そこで、UCA を仮想的に ULA のアレーベクトルを持つよう

に変換してから空間平均法を用いる方法が検討されている [3][4]。この変換の際に仮想 ULA のアンテナ素子数を UCA の本数以下で選ぶことができるが、選んだ本数によって DOA 推定の精度が異なる。原因は仮想変換する際に用いる Bessel 関数の値が UCA の半径や到来波の波長によって変化するためである。仮想 ULA の本数が少ない場合、素子数が少ないアレーに相当するので分解能が劣化する。逆に本数が多い場合はアレーベクトルの両端に近いほど雑音が増幅されるために推定精度が悪くなる。したがって、適当なアンテナ本数が存在する。

また、MUSIC 法ではスナップショット数を大きくとるほど DOA 推定精度は向上するが、相関行列や固有値分解のための処理時間が多く必要になるため、リアルタイムで DOA 推定をすることが難しい。そこで本稿では、1つの UCA を2つの素子間隔が疎な UCA に分解する。各 UCA で DOA 推定を行うことで計算量の削減を図るとともに、その結果を利用して更に DOA 推定を行うことで推定精度を向上させる方法を考えた。結果として、提案方式の階層処理した DOA 推定結果と、階層処理しない場合の結果を比べるとほぼ同程度の推定精度が得られる。また、アンテナ素子の位置ずれ等に起因する推定精度の劣化を緩和する効果があることを計算機シミュレーションにより示す。

本稿の構成は、2章で検討するシステムモデルや仮想変換法について説明する。次に3章で提案方式の構成を説明し、改善効果等について計算機シミュレーションを用いて示す。最後に4章で本稿のむすびと今後の課題を述べる。

2 検討するシステム

2.1 システムモデル

まず、本稿で検討する UCA のシステムモデルを説明する。システムモデルを図1に示す。

UCA を構成するアンテナの総本数 L は偶数 ($L = 2N$) とする。 R は UCA の半径、 ϕ は x 軸を基準にした逆時計回りの方向を正とする角度である。到来する信号 $s_m(t)$ の総数は M であり、それぞれの到来角度は ϕ_m である。また、各要素アンテナから出力される信号 $x_l(t)$ は各アンテナ素子が受信した信号に雑音信号 $n_l(t)$ を加えた信

*〒 240-8501 横浜市保土ヶ谷区常盤台 79-5 横浜国立大学大学院
Graduate School of Engineering, Yokohama National University,
79-5, Tokiwadai, Hodogaya-ku, Yokohama-shi, 240-8501
Japan.

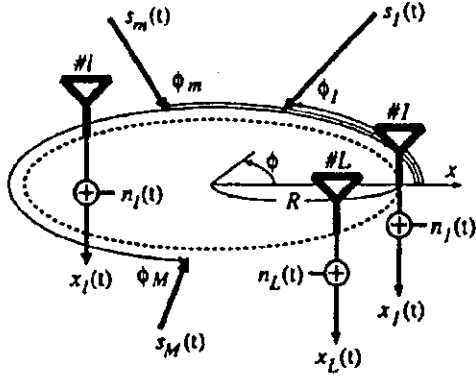


図 1: 検討する等間隔円形アレーアンテナモデル

号である。以上を数式で表現すると次のようになる。

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{A}\mathbf{S}(t) + \mathbf{N}(t) \quad (1)$$

$$\mathbf{X}(t) = [x_1(t), \dots, x_l(t), \dots, x_L(t)]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{N}(t) = [n_1(t), \dots, n_l(t), \dots, n_L(t)]^T \quad (3)$$

$$\mathbf{S}(t) = [s_1(t), \dots, s_m(t), \dots, s_M(t)]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{A} = [a(\phi_1), \dots, a(\phi_m), \dots, a(\phi_M)] \quad (5)$$

$$a(\phi_m) = [a_1(\phi_m), \dots, a_l(\phi_m), \dots, a_L(\phi_m)]^T \quad (6)$$

$$a_l(\phi_m) = e^{jkR\cos(\phi_m - \frac{2\pi(l-1)}{L})} \quad (7)$$

ここで、 $\mathbf{X}(t)$ 、 $\mathbf{N}(t)$ 、 $a(\phi_m)$ はそれぞれUCA素子の出力信号ベクトル、雑音信号ベクトル、到来角 ϕ_m に応じたアレーベクトルを表す。 $\mathbf{S}(t)$ とは到来波の振幅ベクトルである。また、 $[\cdot]^T$ の T はベクトルや行列の転置を示す文字である。 k は波数を表し $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ である。 λ は到来する信号の波長である。

2.2 仮想ULA変換

まず、任意のUCAのアレーベクトル $a(\phi)$ を考える。UCAのアレーベクトル $a(\phi)$ に \mathbf{J} 、 \mathbf{F} の行列を乗算して仮想ULA変換を行う [2]-[4]。

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{L}} [\mathbf{F}_1, \dots, \mathbf{F}_l, \dots, \mathbf{F}_L] \quad (8)$$

$$\mathbf{F}_l = \left[e^{-\frac{2\pi(l-1)h}{L}}, \dots, 1, \dots, e^{\frac{2\pi(l-1)h}{L}} \right]^T \quad (9)$$

$$\mathbf{J} = \text{diag} \left\{ \left(j^l \sqrt{L} J_l(kR) \right)^{-1} \right\} \quad (10)$$

仮想ULAの素子数を L' で表すと、 \mathbf{F} は $L' \times L$ 行列、 \mathbf{J} は $L' \times L'$ 行列である。 $L' = 2h + 1$ であり、 $l' = -h, \dots, 1, \dots, h$ となる。 h は仮想ULAの素子数を決定する値で、 $L/2$ 未満の自然数をとる。ここで、 $J_{l'}(\cdot)$ は l' 次の第1種Bessel関数である。図2にBessel関数を示す。仮想ULAのアレーベクトル \mathbf{a}_v は次式で表される。

$$\mathbf{a}_v(\phi) = \mathbf{J}\mathbf{F}\mathbf{a}(\phi) \approx [e^{-jh\phi}, \dots, 1, \dots, e^{jh\phi}]^T \quad (11)$$

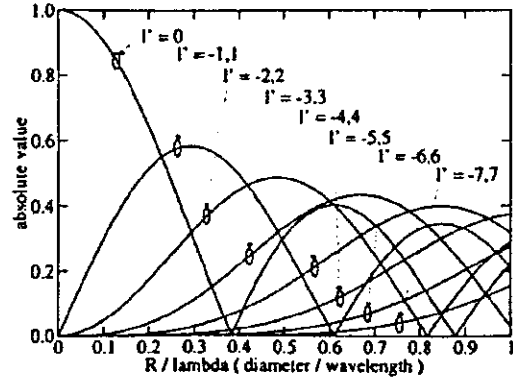


図 2: Bessel 関数

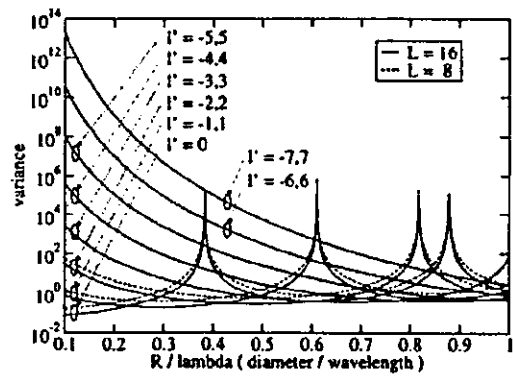


図 3: 仮想ULAの各素子の雑音の分散

式(1)のUCAの出力信号ベクトルは仮想変換を用いると次のように表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_v(t) &= \mathbf{J}\mathbf{F}\mathbf{X}(t) = \mathbf{J}\mathbf{F}\mathbf{A}\mathbf{S}(t) + \mathbf{J}\mathbf{F}\mathbf{N}(t) \\ &= \mathbf{A}_v\mathbf{S}(t) + \mathbf{N}_v(t) \end{aligned} \quad (12)$$

ここで、 $\mathbf{X}_v(t)$ 、 \mathbf{A}_v 、 $\mathbf{N}_v(t)$ はそれぞれ仮想ULAの出力信号ベクトル、各到来波に対するULAの位相差行列、仮想ULAの雑音信号ベクトルである。ここで注意することは、UCAの各素子で加わる雑音の分散が等しくても $\mathbf{N}_v(t)$ の各成分の分散の値が異なることである。 n_l が分散 σ^2 の相加性白色ガウス雑音(AWGN)に従う場合、 n_{vl} の分散 σ_{vl}^2 は、

$$\sigma_{vl}^2 = \frac{\sigma^2}{L|J_{l'}(kR)|^2} \quad (13)$$

となる。分散が変化する様子は図3に示す。図3より、一般にUCAの半径が1波長よりも短い場合、仮想ULAの外側の素子ほど雑音の分散が大きい。また、Bessel関数の値が0になる点では、対応する素子の分散の値が発散してしまう。

表 1: DOA 推定シミュレーション諸元

アンテナ素子数 L	16
仮想 ULA 本数 L'	3, 5, 7, 9, 11, 13, 15
UCA の半径 R	0.5λ
スナップショット数	100

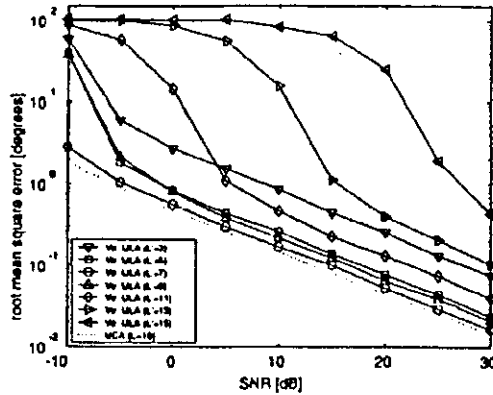


図 4: UCA と仮想 ULA の DOA 推定誤差

2.3 仮想 ULA の到来方向推定

まず、仮想 ULA の DOA 推定の推定誤差と UCA の推定誤差を比較したシミュレーション結果を図 4 に示す。シミュレーション諸元は表 1 に表す。図 4 より、諸元の環境では仮想 ULA の DOA 推定誤差が最も小さい仮想 ULA の本数 L' は 7 であることが分かる。

3 提案方式

提案方式のシステム図を図 5 に示す。まず、 $2N$ 素子の UCA を N 素子のサブUCA が 2 つあるとみなし、それぞれ仮想変換及び MUSIC 法を用いて DOA 推定を行う。次に、2 つの DOA 推定結果を利用して階層的な DOA 推定を考える。本稿では 2 段階目の DOA 推定法として、

1. 2 つの MUSIC スペクトルを加算/平均する方法
2. 各 DOA 推定結果の最大比合成を行う方法

に限定して検討を行う。

1. の 2 つの MUSIC スペクトルを加算/平均する方法は、2 つのサブ仮想 ULA ($L' = 7$) の MUSIC 法のスペクトラムを加算/平均したスペクトルから新規に到来角度を推定する方法である。

2. の各 DOA 推定結果の最大比合成を行う方法は、2 つのサブ仮想 ULA から到来信号数を割り出してそれぞれの DOA と MUSIC スペクトル強度を最大比合成して新たに到来信号の DOA 推定を行う方法である。

これらの 2 つの提案方式 DOA 推定のシミュレーションを行う。シミュレーション諸元は表 1 を使った。シミュ

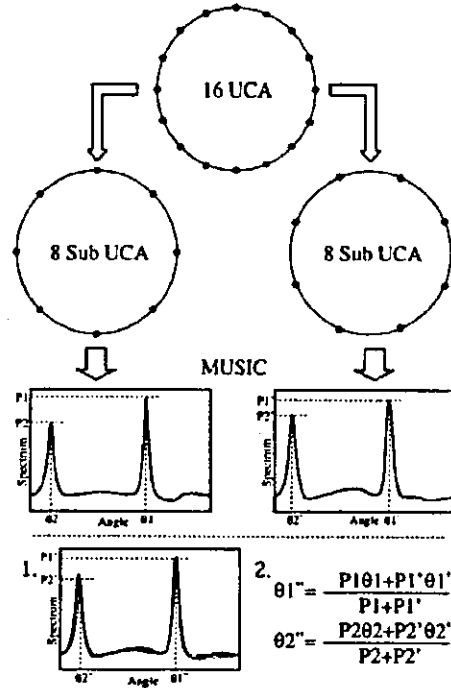


図 5: 提案方式システム図

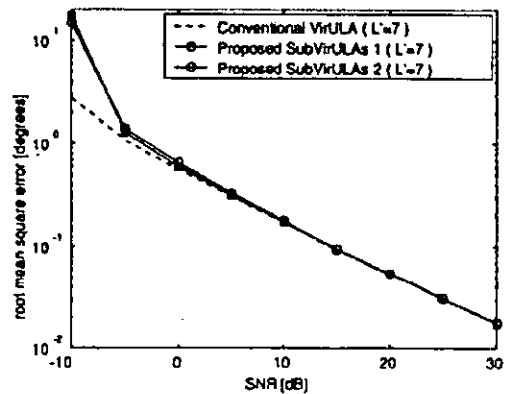


図 6: 提案方式システム図

レーション結果を図 6 に示す。図 6 より、提案方式 DOA 推定は SNR の高い部分で従来の DOA 推定と変わらない精度が得られることが分かる。提案方式は 2 つのサブアレー毎に DOA 推定を行うので従来方式の DOA 推定と比べて相関行列や固有値分解にかかる計算量を削減できる効果がある。しかし、初段で UCA 本数を半分にしているため推定できる到来波数が半減してしまう欠点を併せ持つ。したがって、十分に素子数を用意することができれば、多重波環境でも高速な DOA 推定ができると考えられる。

3.1 素子の位置ずれに対する特性

本節では、提案方式の利点を示す。例としてアンテナ素子に位置ずれが生じた場合の DOA 推定精度の劣化の

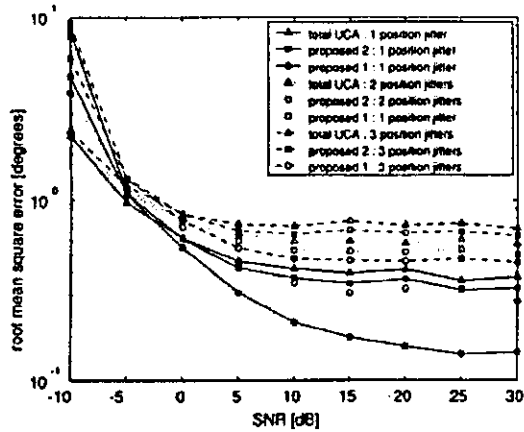


図 7: 位置ずれが起こった場合の DOA 推定誤差の結果 (1,2,3 個の素子に位置ずれ)

緩和について検討する。アンテナ素子の位置ずれのモデルとしては、全素子のうちいくつかの素子に位置ずれが生じた場合について考える。k 番目の素子に x 軸に dx_k , y 軸に dy_k の位置ずれが生じた場合、k 番目の位相は次のように表される。

$$a'_k(\phi) = e^{jkR'_k \cos\left(\frac{2\pi}{L}(k-1) - \phi'_d\right)} \quad (14)$$

$$R'_k = \sqrt{(x'_k)^2 + (y'_k)^2} \quad (15)$$

$$\phi'_d = \arctan\left(\frac{y'_k}{x'_k}\right) \quad (16)$$

$$x'_k = R \cos\left(\frac{2\pi}{L}(k-1)\right) + dx_k \quad (17)$$

$$y'_k = R \sin\left(\frac{2\pi}{L}(k-1)\right) + dy_k \quad (18)$$

図 7 に UCA16 素子のうち 1 つ、2 つ、3 つの素子に位置ずれが生じたときの DOA 推定の誤差のシミュレーション結果を示す。位置ずれは dx_k, dy_k 共に分散 0.01R の AWGN に従うとした。図 7 より、提案方式 1 の方が提案方式 2 より優れていることが分かる。特に 1 素子のみ位置ずれがある場合には大きな改善効果が見られる。これは、どちらかの MUSIC スペクトルが正常に DOA 推定を行えているためである。2 素子、3 素子の位置ずれがある場合も同様に改善効果があることが分かる。

次に、素子の位置ずれが 1~16 素子で生じている場合の従来方式 DOA 推定誤差と提案方式 DOA 推定誤差の差を見る計算機シミュレーションを行った。シミュレーション結果を図 8 に示す。

図 8 より、2 つの提案方式どちらも 10 素子以下の位置ずれが起こる場合に対して推定精度を向上することができる。しかし、それ以上の位置ずれ素子が存在する場合、推定精度が劣化してしまう結果が得られた。

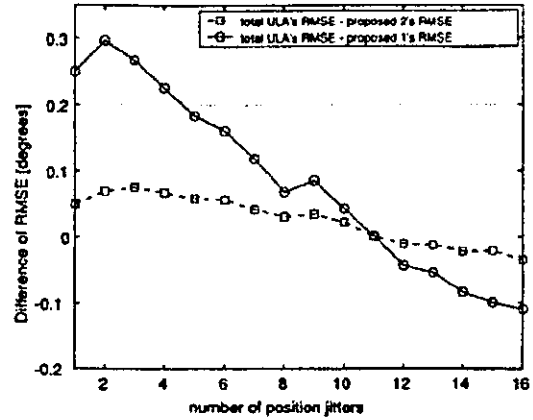


図 8: 位置ずれがある場合の従来方式 DOA 推定誤差と提案方式 DOA 推定誤差の差

4 むすび

本稿では、UCA を 2 つのサブ UCA に分割し、それぞれのサブ UCA で MUSIC 法を用いた DOA 推定を行い、その結果を利用して 2 回目の DOA 推定を行う方法について検討した。結論として提案方式は計算量の削減が期待でき、SNR が十分に高い所ではほぼ同等の推定誤差が得られるが、サブ UCA に分割する際に推定可能な到来波数が半減してしまう欠点がある。また、複数素子の位置ずれが生じた場合、位置ずれしている素子数が UCA の半分以下であれば推定誤差を改善することが可能であることを報告した。

今後の検討課題としては、MUSIC 法以外の高精度推定アルゴリズムを用いた場合の検討や繰り返し推定アルゴリズムを適用することが挙げられる。

謝辞

本研究の一部は、日本学術振興会特別研究員奨励費の助成を受けて行われたものである。記して謝意を表す。

参考文献

- [1] 菊間, "アレーアンテナによる適応信号処理," 科学技術出版 1997.
- [2] D. E. N. Davies, "The Handbook of Antenna Design, volume 2 - chapter 12 - circular arrays," Peter Peregrinus Ltd., London, 1983.
- [3] B. K. Lau, Y. H. Leung, Y. Liu, and K. L. Teo, "Direction of Arrival Estimation in the Presence of Correlated Signals and Array Imperfections with Uniform Circular Arrays," IEEE ICASSP'02, vol. 3, pp. 3037-3040, Orlando, FL, May, 2002.
- [4] M. Wax, and J. Sheinvald, "Direction finding of coherent signals via spatial smoothing for uniform circular arrays," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol.42-5, pp.613-620, May 1994



⑧長期 VA-ECMOが生体に与える影響の病理組織学的検討

国立循環器病センター¹⁾、
東洋紡績²⁾、大日本インキ化学工業株式会社³⁾

○水野 敏秀¹⁾、巽 英介¹⁾、西中 知博¹⁾、桐 伸将¹⁾、
佐藤 正喜²⁾、田中 秀典²⁾、酒井 一成³⁾、松田 智昌³⁾、
武輪 能明¹⁾、築谷 朋典¹⁾、本間 章彦¹⁾、北村 惣一郎¹⁾、
高野 久輝¹⁾、妙中 義之¹⁾

緒言

現在、Extracorporeal membrane oxygenation システムを用いた静動脈バイパス (VA-ECMO) は呼吸循環補助のみならず、救命救急医療の現場でも広く臨床応用されてきている。しかし、現状の VA-ECMO システムは、人工物と血液の接触により惹起される炎症反応、血液損傷や血栓塞栓症の発生、また、抗凝血療法に伴う出血性臓器障害を惹起する点、遠心血液ポンプおよび人工肺の長期耐久性が不良であり連続使用期間も数日間程度に限られるといった問題点を抱えており、これらの解決は十分でなかった¹⁾。

これら諸問題に対し、我々は長期耐久性に優れた人工肺、遠心ポンプの開発を行い、また極めて高い血液適合性および長期耐久性をもつコーティング技術を開発し、抗凝血療法不要で1～2ヶ月の連続使用可能な新規 VA-ECMO システムを実現した²⁾。

その結果、我々が開発した新規 VA-ECMO システムは、従来のシステムでは適応出来なかった出血を伴う外傷、脳血管障害および長期心肺補助を必要とする症例への適応拡大と、またその優れた抗血栓性により、従来の静動脈バイパスのみならず、低流量循環が必要な静脈-静脈および右房-肺動脈バイパスなどアプローチ選択の多様化など、様々な病態ごとに適した循環および呼吸補助法に対応できることが期待されている。

一方、こういった新しい治療体系を実現するためには、VA-ECMO を施行される生体側の生理学的および病理学的反応を明らかにすることが非常に重要である。しかしながら、これまでは、VA-ECMO 適応患者の多くが重篤な原疾患を抱えていること、また VA-ECMO システム自体が原因となる炎症反応や凝固系異常の発生、さらには抗凝血療法の影響など様々な要因の存在が、VA-ECMO 施行に対する生体への影響の検討を困難にしていることから、長期の呼吸循環補助法における生理学的および病理学的研究は、殆ど成されていないのが現状である。

そこで、本研究では正常成ヤギに対し1～2ヶ月に亘る長期の VA-ECMO による呼吸循環補助を行い、その生体への影響を検討する目的で、特に生体肺の病理学的変化について観察を行った。

材料および方法

実験対象は、成雌ヤギ16頭 (体重41-60 kg) を用いた (Table 1)。各実験体に対し、回路全体に Toyobo-NCVC コーティング (東洋紡績、滋賀、日本) を施した膜型人工肺 Platinum cube NCVC (大日本インキ化学工業、東京、日本) および遠心性血液ポンプ Rotaflo (Jostra, Hirrlingen, Germany) からなる新規 ECMO システムを用い、右房脱血-頸動脈送血方式での

Case No.	Materials		Bypass flow (mL/min/kg)	Animal condition
	Weight (kg)	Term(day)		
1	52	65	32-61	Good
2	60	43	48-55	Good
3	50	36	30-44	Good
4	58	36	34-41	Good
5	60	60	31-45	Good
6	41	71	43-60	Good
7	59	34	30-47	Good
8	60	39	20-40	Good
9	50	36	42-62	Good
10	54	40	35-42	Good
11	60	35	5-40	Good
12	54	35	28-46	Good
13	57	41	5-43	Good
14	65	45	27-38	Good
15	60	151	33-41	Good
16	55	35	18-27	Good

(Table 1)

静動脈バイパスを作製し、一切の抗凝固療法を行わずに、1~2ヶ月以上管理した。実験期間終了後、実験体は安楽殺され、剖検に処された。生体肺は摘出され、速やかに10%中性緩衝ホルマリンで固定し、定法を用いパラフィン切片を作製し、ヘマトキシリン・エオジン(HE)染色およびアザン染色を施した。また肺胞壁内血管内皮細胞の性質を検討する目的で、抗 von-Wille-brand factor 抗体 (抗 VWF 抗体: DAKO CO., Carpinteria, CA.) 用いた s ABC 法を行った。

結果

各実験体の VA-ECMO 施行中のバイパス流量は、33-41 mL/min/kg で維持され、この期間の全身状態は良好であり、各実験体循環血液中の PaO₂、PaCO₂、PvO₂ および PvCO₂ はほぼ正常値内を示していた。また、剖検時において、腎臓での小型梗塞巣の形成を一部の症例に認めたが、他臓器に特に器質的な変化を認めなかった。しかし、VA-ECMO を施行された16例中6例において、摘出された生体肺には、病理組織学的に、肺全域において肺胞腔が閉塞し、肺胞管および終末気管支拡張の認められる小型の無気肺巣が散在し、拡張した細気管支腔内には好酸性塊状の肺胞分泌物の貯留を認めた (Fig. 2)。

病変部の肺胞壁は、膠原線維増生により顕著に肥厚し (Fig. 3)、肺胞壁内に分布する肺胞毛

細血管では、血管内皮細胞が腫大し、抗 VWF 抗体に陽性を示す細胞が明らかに増加していた (Fig. 4)。

本所見は、2ヶ月以上 VA-ECMO 施行した4例 (case No. 1, 5, 6 and 16) に認められ、また1ヶ月以上2ヶ月未満の症例においても、全症例中、特にバイパス流量域が高値で推移した2例 (case No. 2 and 9) において、局所性無気肺の形成を認めた (Fig. 4)。

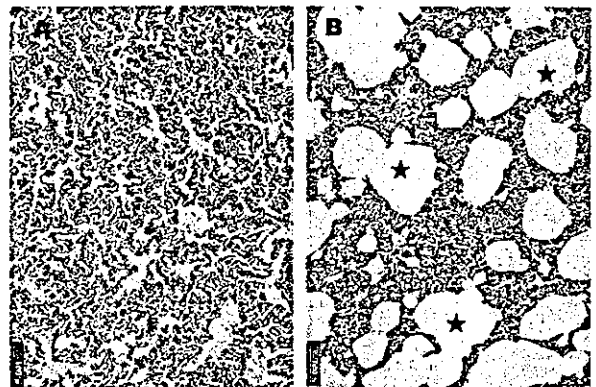


Fig. 1 (A) 正常ヤギ肺組織像: HE染色。(B) case No. 6 肺組織像: HE染色。肺胞腔は閉塞し、終末気管支の拡張が明らかである (★印)。Bar=100 μm

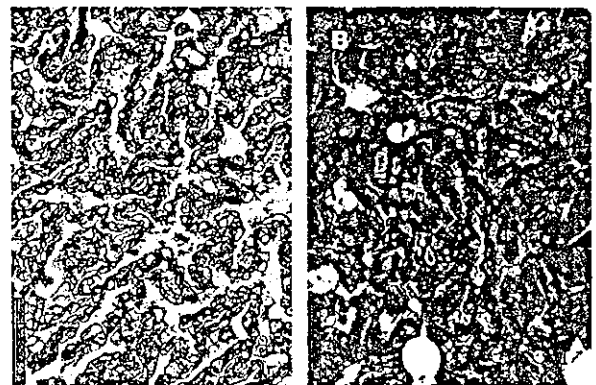


Fig. 2 (A) 正常ヤギ肺組織像: アザン染色。(B) case No. 15 肺組織像: アザン染色。無気肺部の肺胞壁は肥厚し、同部には膠原線維の増生が認められる (矢印)。Bar = 50 μm

考察

本研究では、我々の開発した新規 ECMO システムにより、一切の抗凝固療法を行わずに1~2ヶ月の静動脈バイパスを良好に維持できることが示された。しかし一方で、長期の VA-ECMO を施行することより、その生体には肺胞の線維

化と局所性無気肺の形成を伴う可能性があることが示された。

本病変の特徴は、肺胞壁内における成熟膠原線維の瀰漫性増殖とそれに伴う肺胞壁の肥厚、血管内皮細胞の腫大および抗VWF抗体陽性血管内皮細胞の増加であった。これらの形態学的変化は、肺胞の虚血時に認められる所見であり³⁾、特に、通常抗VWF抗体に陽性を示さない肺動脈血管内皮細胞が抗VWF陽性を示すように形質を転換させていることについては、その血管が機能的にも肺胞特有のガス交換を主な役割とする機能性血管から、栄養供給を主とする栄養性血管に変化していることを示し⁴⁾、生体肺の虚血状態に適応するための変化として解された。

現在、一般的に生体肺組織への栄養供給には、気管支動脈が主な役割を有するとされ、生体肺組織に対する肺動脈血低下の影響は少ないとされている。しかし、本実験群ではVA-ECMO施行中のバイパス流量を33-41 mL/min/kgに維持し、正常成ヤギと比較した補助率が肺動脈血流の約30-40%で⁵⁾、バイパス補助率は比較的低い状態であると判断されていた。

従って、本実験条件でのVA-ECMO施行時においても長期化に伴い生体肺に病理的変化の発生が認められたことは、肺動脈血流が肺組織の維持に重要な役割を果たしていることを示すとともに、本肺病変の成因には静動脈バイパス施行による持続的な肺動脈血流の低下が大きく関与していることを推察させた。

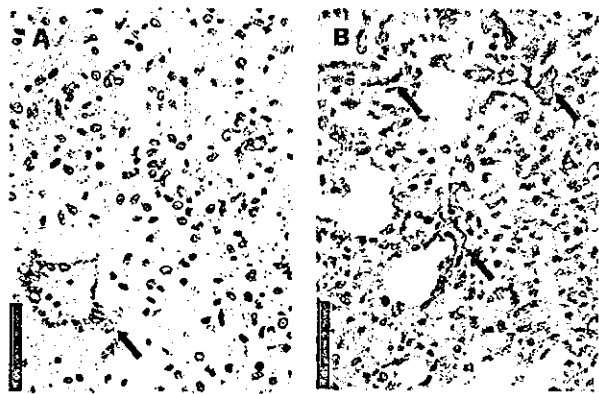


Fig. 3 (A) 正常ヤギ肺組織像：抗VWF抗体免疫染色。気管支動脈系毛細血管は、抗VWF抗体陽性を示すのに対し（矢印）、肺動脈系毛細血管には抗VWF抗体陽性血管内皮細胞が殆ど認められない。(B) case No. 15肺組織像：抗VWF抗体免疫染色。正常肺組織 (A) と比較し、肺胞壁内毛細血管に抗VWF抗体陽性血管内皮細胞の増加が認められる（矢印）。Bar=50 μ m

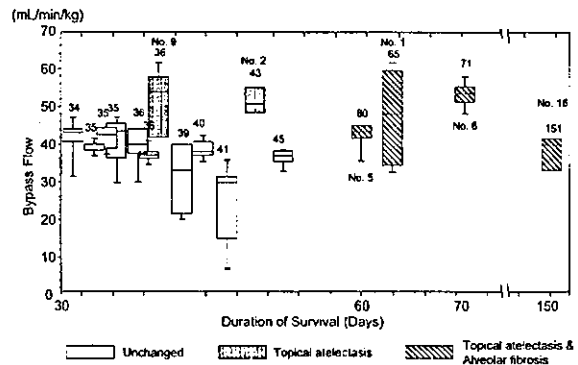


Fig. 4 VA-ECMO施行時における肺病変の発生とBypass流量域および実験期間の関係。

結論

長期VA-ECMOでは、長期間にわたる肺血流の低下による持続的な虚血状態が、肺胞構造の傷害と無気肺巣形成を惹起し、さらに、より長期間の施行に伴い線維増生性の慢性病態へと移行する可能性が示された。

参考文献

- 1) Cornish JD. Wight NE. Complications of neonatal extracorporeal membrane oxygenation. *J pediatr* 1990;116:1005
- 2) Nishinaka T. Tatsumi E. Taenaka Y. Katagiri N. Ohnishi H. Shioya K. Fukuda T. Oshikawa M. Sato K. Tsukiya T. Homma A. Takewa Y. Takano H. Sato M. Kashiwabara S. Tanaka H. Sakai K. Matsuda T. At least thirty-four days of animal continuous perfusion by a newly developed extracorporeal membrane oxygenation system without systemic anticoagulants. *Artif Organs* 2002; 26:548-51
- 3) Mazzoni MC. Borgstrom P. Warnke KC. Skalak TC. Intaglietta M. Arfors KE. Mechanisms and implications of capillary endothelial swelling and luminal narrowing in low-flow ischemias. *Int J Microcirc: Clin Exp.* 1995; 15:265-70.
- 4) Jin E. Ghazizadeh M. Fujiwara M. Nagashima M. Shimizu H. Ohaki Y. Arai S. Gomibuchi M. Takemura T. Kawanami O. Angiogenesis and phenotypic alteration of alveolar capillary endothelium in areas of neoplastic cell spread in primary lung adenocarcinoma. *Pathol Int.* 2001; 51:691-700.
- 5) Takewa Y. Tatsumi E. Taenaka Y. Eya K. Nakatani T. Nishimura T. Sohn YS. Masuzawa T. Wakisaka Y. Nakamura M. Endo S. Takano H. Kitamura S. Hemodynamic and hormonal condition in stepwise reduction of pulmonary blood flow during venoarterial bypass in awake goat. *ASAIO J.* 1997; 43:M494-M499



⑥T-NCVC coating小児用人工肺 (Platinum-Cube NCVC 2000)を用いた 小児用ECMOシステムの有効性及び 安全性についての検討

国立循環器病センター研究所 人工臓器部¹⁾

大日本インキ化学工業株式会社²⁾、東洋紡績株式会社総合研究所³⁾

○白川 幸俊¹⁾、西中 知博¹⁾、巽 英介¹⁾、片桐 伸将¹⁾、
川瀬浩二²⁾、松田智昌²⁾、田中秀典³⁾、佐藤正喜³⁾、妙中 義之¹⁾

【緒言】

小児に対するECMO (Extracorporeal membrane oxygenation) 治療は、その重要性が増大しているが¹⁾、出血性合併症が多く、また、成人に比して、血液循環量が少なく、デバイス交換に伴う侵襲が大きいといった問題点があり²⁾、小型、低充填量で、優れたガス交換性能を有し、高い抗血栓性、長期耐久性に優れた人工肺の開発、及び小児用ECMOシステムの開発が望まれる。近年、各種ヘパリンコーティング技術が試みられているが、血液循環量の少ない小児においてはコーティング表面からのヘパリン溶出なども大きな影響を持ち、高い安全性についても十分な検討が必要である。

我々は、東洋紡績株式会社との共同研究により、新しい血液適合化表面処理技術 TOYOBO-NCVC (T-NCVC) コーティングを開発し、その有効性について報告してきた。今回、我々は、小型、低充填量で、長期耐久性、ガス交換性能の優れた、小児用として最適な人工肺として、T-NCVC coating 処理を行った小児用人工肺 (Platinum-Cube NCVC 2000)を開発した。さらにPlatinum Cube NCVC 2000と、T-NCVCコーティングを応用した小児用ECMOシステムを開発したので、その有効性、安全性について検討を行った。

【被検人工肺】

Platinum Cube NCVC 2000の仕様をTable 1に示す。

Table 1 Platinum Cube NCVC 2000の仕様

中空糸膜	特殊ポリオレフィン
膜面積	0.4 m ²
血液充填量	45 mL

【方法】

実験1. 人工肺性能検定

人工肺の基本的なガス交換性能の検討を行った。仔ヤギ (20 kg) を用いて、上大静脈、下大静脈脱血、右総頸動脈送血による部分体外循環を行った。初期充填量は、低分子デキストラン溶液 (300 mL)、マニトール (80 mL)、メイロン (60 mL)、ヘパリン (2 mL) で計 442 mLとした。被検人工肺のみ T-NCVC coatingを行っており、使用したJostra社製の遠心ポンプ (Rota Flow)、Dideco社製の小児用静脈リザーバー、体外循環回路及び送脱血管はnon-coatingのものを用いた。人工肺流入血液温を一定に保つため、人工肺付属の熱交換器を使用した。

送血温は 38℃前後に制御し、人工肺には 100%酸素を吹送した。人工肺のガス交換能検定時には、静脈血液ガス性状は、人工呼吸器の設定を変化させることにより調節した。電解質、酸

塩基平衡および循環血液量については適宜補正した。

下記に示す血流量 (Q) とガス血液流量比 (V/Q) を組み合わせて測定条件 (Table 2) を設定し、各測定点における動静脈血液ガス分析を行い、分析値より酸素添加量 (VO_2) 及び炭酸ガス除去量 (VCO_2) を算出した³⁾。

Table 2 ガス交換能測定条件

a) 流量 (Q) [L/min]	1.0, 2.0
b) ガス血液流量比 (V/Q)	1.0, 3.0
c) 時間	30min, 2h, 4h, 6h

ガス交換能検定以外のときは、 $Q = 1.0$ L/min. で維持。

実験 2. ECMOシステム 24 時間灌流テスト

Platinum Cube NCVC 2000 を用いて、遠心ポンプ (Jostra社製 Rota Flow)、送脱血管及び回路、すべて T-NCVC coating を行った ECMO 回路を作成した (Figure 1)。初期充填量は、130 mL であった。体重 20~25kg の仔山羊 3 頭を用いて、右心房脱血、頸動脈送血の静動脈バイパスを確立し、24 時間の灌流試験を行った。バイパス流量は 1.0~1.5 L/min. で維持。電解質、酸塩基平衡および循環血液量については適宜補正した。

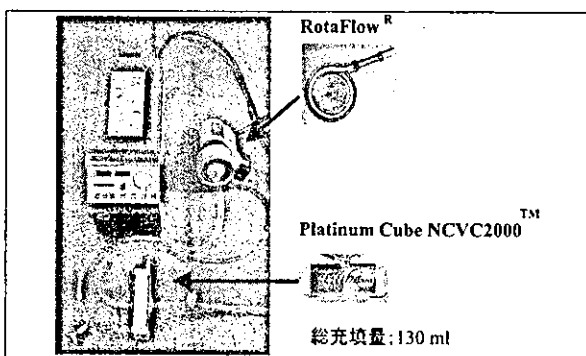


Figure 1 ECMO システム

ガス血液流量比 (V/Q) は 1.0 とし、バイパス開始後 30 分、1、2、4、6、8、12、18、24 時間でガス交換能を測定した。各測定点における動静脈血液ガス分析を行い、分析値より VO_2 、および VCO_2 を算出した。また、コーティング表面からのヘパリン溶出の有無の確認を行うため、2 例

はヘパリンを全く使用せずに灌流し、血中ヘパリン濃度、ACT、APTT の測定を経時的に行った。また、1 例は導入時にのみ 100 単位/kg のヘパリン化を行い、同様に 24 時間灌流試験を行った。

【結果】

結果 1. 人工肺性能検定

体外循環開始後、6 時間目まで血漿リークなどは認めず、 VO_2 は 6 時間目まで、良好に維持できた (Figure 2)。 VCO_2 は、灌流開始後、低流量域において若干の低下を認めたが、6 時間目まで低下することなく維持できた (Figure 3)。これらの結果より、Platinum Cube NCVC 2000 は人工肺として十分な性能を有していた。

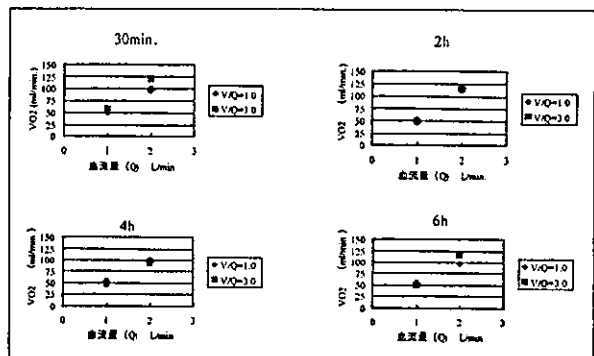


Figure 2 酸素添加量 (VO_2)

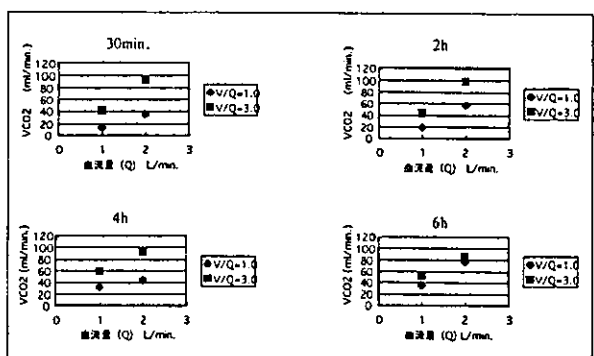


Figure 3 酸素添加量 (VCO_2)

結果 2. ECMO システム 24 時間灌流テスト

24 時間にわたり、 VO_2 は 40 mL/min. 以上 (Figure 4A)、 VCO_2 は 20 ml/min. 以上 (Figure 4B) で、良好なガス交換性能を維持できた。また、血液凝固系への影響も軽微で、回路内、遠心ポンプ、カニューレに血栓は観察されず、全身性の血栓