

First, a message D is encoded with C_c that written by $c_0 = (D, Q_c)$, where Q_c is CRC parity bits and codeword $c_1 = (c_0)$ is the first transmission codeword the we obtain. If any other FEC is needed, c_1 become $c_1 = (c_0, Q)$ where Q denotes the any other FEC parity-bits. Let $\hat{c}_1 = (\hat{c}_0)$ denotes a received first codeword. While the non-medical application receiver is finishing the communication, but the medical application receiver computes the syndrome of $\hat{c}_0 = (\hat{D}, \hat{Q}_c)$ based on C_c .

After receiving this NAK, the transmitter encodes the first transmission codeword c_1 with C_i , a codeword (c_1, Q_i) . with C_i . Then a retransmission codeword $c_2 = (Q_i)$, where Q_i denotes invertible (RS) parity bits, is obtained. After that, the same operation as mentioned above is redone. Since the syndrome is nonzero, also the erroneous codeword \hat{c}_2 is saved in the receiver. Once a NAK is sent back to the transmitter, the next retransmission word is RCPC parity bits. The transmitter then encodes the c_1 with systematic RCPC codes obtaining a codeword (c_1, Q_{p1}) , where Q_{p1} denotes RCPC parity bits based on the c_1 . Thus, a retransmission word $c_{p1} = (Q_{p1})$ is generated. After receiving \hat{c}_{p1} , \hat{c}_{p1} is combined with \hat{c}_1 obtaining a codeword $(\hat{c}_1, \hat{Q}_{p1})$. We can get more reliable codeword \hat{c}_1' by viterbi decoding. The \hat{c}_1' is saved in the receiver and a NAK is sent to the transmitter even if the syndrome is nonzero. In addition, the transmitter also encodes the c_2 with systematic RCPC codes obtaining a codeword (c_2, Q_{p2}) , where Q_{p2} denotes RCPC parity bits based on the c_2 . The same process as mentioned above is again redone. A transmitter repeats retransmission c_1, c_2, c_{p1}, c_{p2} until the message D is error-free and consequently accepted. We can see later from the results that when a receiver has a function of decoding with a reliability of decoded codeword based on C_i , the system throughput can achieve more improvement. It is our future work.

IV. PERFORMANCE EVALUATION

Figures 3-8 show the performances of our proposed system using RS-based and concatenated-based H-ARQ. Simulation parameters are given in Table 2.

TABLE II. SIMULATION PARAMETERS

Channel	IEEE802.15.6 CM3 and CM4
Mod.Demod.	2PPM, Energy detection
Pulse shape, duration	Modulated RRC, 2nsec
Bit rate	2Mbps
CRC codes	CRC-CCITT (parity bits length=16bits)
FEC	$C_1 : GF(2^4), (15, 7)$ RS codes, code rate=0.467. $C_i : GF(2^5), (31, 15)$ RS codes, code rate=0.484. Parent code rate 1/2, constraint length 3, Systematic RCPC codes
Decoding	Bounded distance decoding Hard decision Viterbi decoding
Block length	300 bits (containing CRC codeword)
Max.Number of retransmission	RS-based:1, concatenated-based:1,2,3

We assume the throughput efficiency is computed by

$$\eta = (1 - \text{PER}) * K/N \quad (3)$$

where PER denotes packet error rate, K and N denote transmitted message bits length and total transmitted message bits length, respectively. Hence, the throughput efficiency shows the average of error-free data communications. And we define the data rate as the number of data bits per second. With coding, the parity bits are also transmitted, so the data rate is not equal to the bit rate. For the non-medical communication, the data rate is the same as the bit rate, because the first transmitting codeword contains only the parity bits of CRC codes. I and I_{\max} denote the number of transmission and the max number of transmission, respectively.

For comparing, the results of convolutional codes with code rate of 1/3 and the constraint length of 3 are shown. Simulation Results

A. Performance Evaluation

Figures 3 and 6 show the good performance of the concatenated-based H-ARQ ($I=4$) as its achieved the bit error rate $\text{BER} = 10^{-6}$ at $\text{SNR} = 13.5$ dB due to its viterbi decoding and code rate. The non coded one is the first

1) CM3 (on-body to on-body devices)

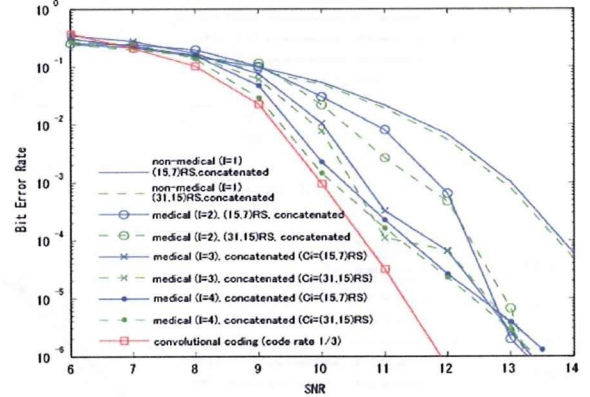


Figure 3. Bit error rate for medical and non-medical applications in the CM3 channel.

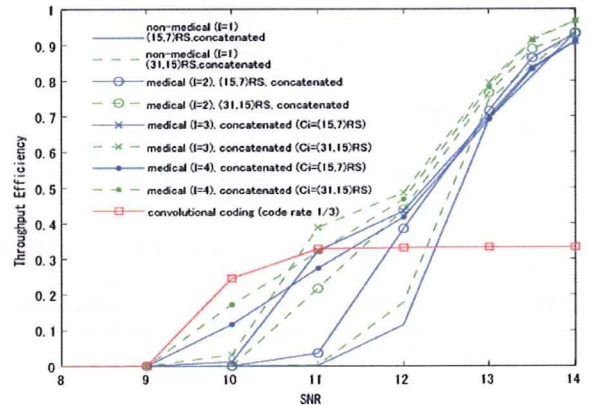


Figure 4. Throughput for medical and non-medical applications in the CM3 channel.

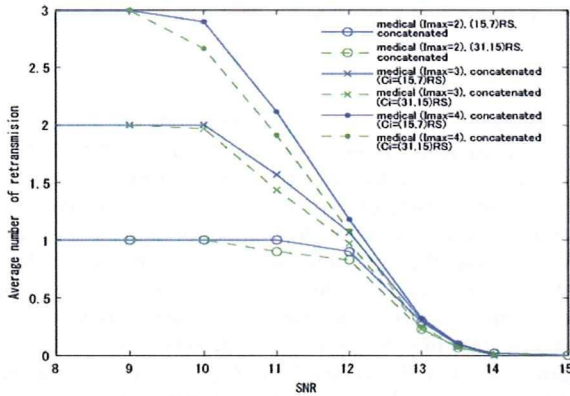


Figure 5. Average number of retransmission for medical applications in the CM3 channel.

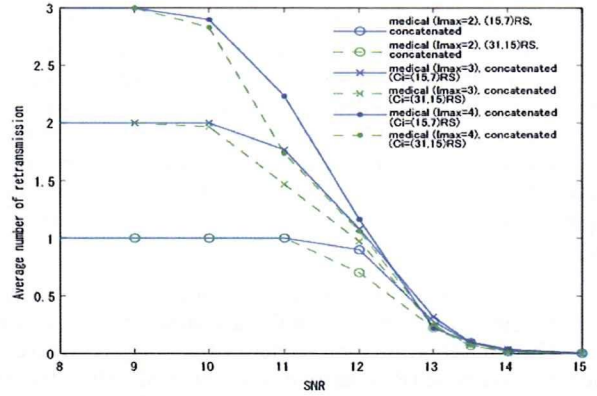


Figure 8. Average number of retransmission for medical applications in the CM3 channel.

2) CM4 (on-body to a gateway)

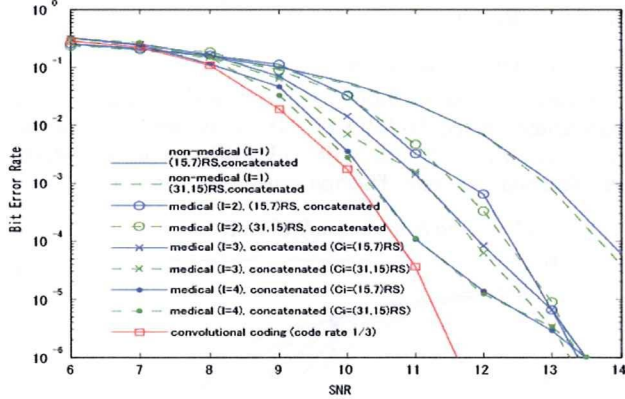


Figure 6. Bit error rate for medical and non-medical applications in the CM3 channel.

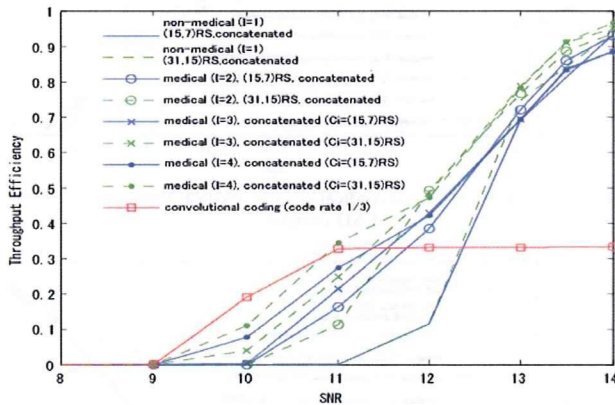


Figure 7. Throughput for medical and non-medical applications in the CM3 channel.

transmission of the RS-based is same as the concatenated-based one. The BER of non coded one is equal to 10^{-3} at SNR = 13 dB. Therefore, the medical communications can satisfy its QoS by using H-ARQ function while the bit rate is not changed.

From figures 4-5, 7-8 at the low SNR, because of the PER of the concatenated-based ($I=4$) is very low, the throughput efficiency of the concatenated-based ($I=4$) is better than the RS-based ($I=2$). At the first retransmission, the information and CRC parity bits length of every codeword are the same. Then, at the high SNR, all cases achieve the same throughput efficiency. And the average number of retransmission also converges. Hence, the proposed scheme adapts to the channel. The performance when only using convolutional codes with code rate 1/3 also achieves the good BER performance. But if the bit rate remains 2Mbps, the data rate becomes 2/3Mbps. Furthermore, the throughput efficiency is still 1/3 at the high SNR. To summarize, the proposed concatenated scheme is more suitable for the low complexity of the non-medical receivers and the high reliability of the medical communications.

V. CONCLUSIONS

This study researched hybrid type II H-ARQ techniques for BANs. The signaling scheme is IR-UWB in the high band of UWB with 2PPM and energy detection. The investigated H-ARQs are based on invertible codes. Simulations results show that good performance in UWB-BAN channels can be achieved by using concatenated codes which we proposed. Hence, the proposed schemes shows that a robust scheme is possible for medical data storage applications of BANs without ruining efficiency of data rate for real-time applications.

REFERENCES

- [1] "Body Area Network Channel Model Document," IEEE P802.15-08-0780-0x-0006[Online], Available: <https://mentor.ieee.org/802.15/documents>.
- [2] S. Lin, P. Yu., "A Hybrid ARQ with Parity Retransmission for Error Control of Satellite Channels," IEEE Transactions on Communications, Vol 30, No 7, July 1982, pp. 1701-1719.
- [3] J. Hagenauer, "Rate-Compatible Punctured Convolutional Codes," IEEE Transactions on Communications, Vol 36, No 4, April 1988, pp. 389-400.
- [4] S. Lin, D. J. Costello Jr., ErrorControl Coding: Fundamental and Applications, Prentice-Hall, Englewood Cliffs NJ, 1983.

医療・非医療用ボディアエリアネットワークに適した Hybrid ARQ Type2 誤り制御法

TYPE-2 HYBRID ARQ SCHEME FOR ERROR CONTROL OF WIRELESS BODY AREA NETWORK

鈴木晴香¹
Haruka SUZUKI

林雅之¹
Masayuki HAYASHI

河野隆二¹
Ryuji KOHNO

横浜国立大学大学院 工学府¹
Graduate School of Engineering, Yokohama National University

1 はじめに

医療もしくはヘルスケア・エンタテインメント用途を目的とし人体内部や体表に装着された端末で構成されるネットワーク, WBAN(wireless body area network)が近年注目されている. しかし医療用途の場合は信頼性の高い通信が求められ, ヘルスケア・エンタテインメント用途の場合はリアルタイム通信が要求されるため, 一般には同じ端末での両用途の両立は回路の複雑化を招き WBAN に適さない. そこで本稿では, 変調・符号化法などの送信側は同一のまま, 受信側の誤り制御法を切り替えることで両用途の要求を達成することを考える.

2 システムモデル

人体内部や体表で用いられるため, 端末は低消費電力で小型化が求められる. したがって通信方式は UWB-IR(ultra wideband impulse radio) を, 変復調にはパルス位置変調, エネルギー検波を適用する. システムモデルを図 1 に示す.

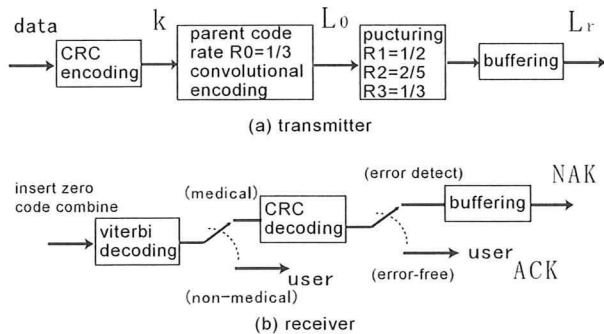


図 1 提案システムモデル

まずデータ k ビットに誤り検出のため CRC16 ビットを付加し, その後原符号化率 $R_0 = 1/3$ で畳込み符号化を行い符号語 L_0 を得る. 次にパンクチャドパターン ([1]) を用い符号語 L_0 をパンクチャドし, 符号語 L_r に含まれる冗長ビットを符号語 L_{r+1} は含まないような符号語 L_1, L_2, L_3 を得る. 医療用のみ誤りを検出したとき ARQ(automatic repeat-request) 機能を用い再送が要求され, r 回目の送信時は符号化率 R_r ($R_1 = 1/2, R_2 = 2/5, R_3 = 1/3$) の冗長度となる. このような符号化率が可変な畳込み符号は RCPC(rate-compatible punctured convolutional) 符号とよばれる. 非医療用の場合は符号化率 $R_1 = 1/2$ の畳込み符号の冗長度となる.

3 評価

以下の諸元を用いて, 計算機シミュレーションにより提案システムのスループット特性を導出した.

表 1 提案システムモデルのシミュレーション諸元

通信路	WBAN チャンネルモデル (CM3)
情報ビット長	300[bits](終端, CRC ビット含む)
復号法	硬判定ビタビ復号
ARQ	Selective-Repeat ARQ
使用帯域幅	500MHz
シンボルレート	4Mbps

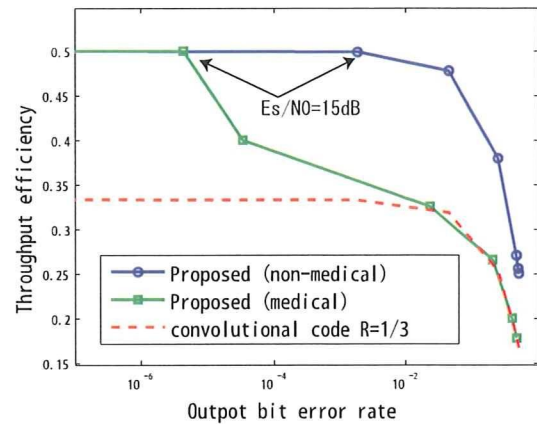


図 2 復号誤り率対スループット効率

E_s/N_0 が 15dB 以上でそれぞれの所望誤り率 $10^{-6}, 10^{-3}$ を満たし, さらに伝送速度 2Mbps を達成している. よって本提案が有効であることが示せた.

4 むすび

今回はいずれの受信器もビタビ復号機能を有することを想定した. 今後の検討として, 訂正機能をもたないより簡易な受信器も通信可能とするシステムの構築が挙げられる.

参考文献

- [1] S.Falahati, T.Ottosson "Convolutional Coding and Decoding in Hybrid Type-II ARQ Schemes on Wireless Channels", IEEE VTC, 1999
- [2] S.Lin, Yu, P. "A Hybrid ARQ Scheme with Parity Retransmission for Error Control of Satellite Channels", IEEE Transactions, 1982

WBANに適した高信頼度医療用通信方式の研究

Study on High Quality Medical Transmission Schemes for a WBAN

望月英希
Hideki Mochizuki

河野隆二
Ryuji Kohno

横浜国立大学大学院工学府物理情報工学専攻
Division of Electrical and Computer Engineering, Faculty of Engineering, Yokohama National University

1 はじめに

近年、情報通信技術を医療分野へ応用する研究が注目されている。その中でも体表に装着された端末によってのみ構成されるネットワークである、ウェアラブルWBAN(Wireless Body Area Network)に注目する。その中でも特に、医療用として用いる場合、生体情報を扱うため高信頼度な通信方式が必要と考えられる。本稿では高信頼度な通信を実現するために、使用周波数をサブバンド化し、ホッピング系列を用いて送信波形を作成する。そしてその送信波を同じ data で並列送信することで高信頼度な通信を実現する方式を提案する。また、干渉波として他ピコネットからの非同期干渉による影響を考え、計算機シミュレーションにより既存法(DS-UWB, Chirp-on-UWB)と提案法の比較評価を行う。

2 提案方式

本稿では、使用周波数帯域を用いるホッピング系列の周期で分割し、ホッピング系列によって、使用周波数帯を決定してパルスを Chirp させる。そして、そのそれぞれの Chirp パルス波形を直接拡散し並列送信する方式を提案する。以下詳細を示す。

送信する送信波形を $f(t)$ とすると、 $f(t)$ は次のように表される。

$$f(t) = \sum_{k=1}^{d_s} \sum_{j=0}^{N_s-1} m_{i,j} (s_{i_k,j}(t - jT_f)) \quad (1)$$

$(c_{i,j} = 1$ のとき $m_{i,j} = 1$, $c_{i,j} = 0$ のとき $m_{i,j} = -1)$

この時、 $c_{i,j}$ はユーザ i に割り当てられた PN 系列であり、 N_s は PN 系列の系列長である。また、 d_s は並列送信数で、 $s_{i,j}$ はユーザ i の j 番目の Chirp パルス波形である。この Chirp パルス波形 $s_{i,j}$ は次のように表す。

$$s_{i_k,j}(t) = \begin{cases} r(t - \frac{T}{2}) \exp(-j\omega_{i_k,j}(t)) & (0 \leq t \leq T) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (2)$$

$$\omega_{i_k,j}(t) = 2\pi f_{user_{i_k}(j)}(t - \frac{T}{2}) + (\frac{\pi\mu}{2})(t - \frac{T}{2})^2 \quad (3)$$

ここで $f_{user_{i_k}}$ は式 (4) のように表され、 $\mu_{i,j}$ はユーザ i の j 番目の波形の周波数挿引率であり、式 (5) のように表される。

$$f_{user_{i_k}} = (f_{n_{i_k}(1)}, f_{n_{i_k}(2)}, \dots, f_{n_{i_k}(j)} \dots) \quad (4)$$

n_{i_k} はユーザ i の k 番目の並列送信に利用するホッピング系列である。また、周波数挿引率は次のように表すことができる。

$$\mu = \frac{\Delta f}{T} \quad (5)$$

$$T = 2\tau \quad (6)$$

3 性能評価

本稿で想定しているウェアラブル WBAN 環境下では、所望波が激しく減衰してしまう [1]。そのため、今回は IEEE15.6BAN のチャネルモデルを使用して性能評価を行った。SIR が非常に $-30 \sim -20$ dB 程度の非常に低い範囲では、遠近問題に耐性のある Chirp-on-UWB 方式の特性が良いが、SIR がそれよりも高い範囲では提案方式の特性が既存方式と比較して優れており、高信頼度な通信が可能であることが確認できた。

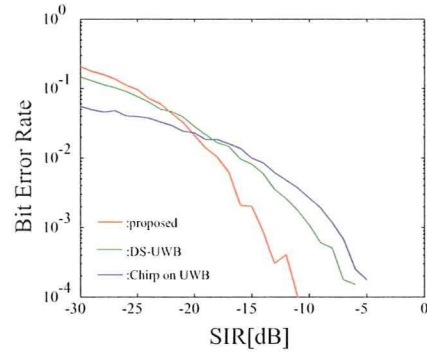


図1 干渉ピコネット数が8の時の比較 (通信速度 1Mbps)

4 まとめ

高信頼度医療用通信を実現するために方式を提案し、特性を確認した。今後は、MAC プロトコルを考慮した検討が必要である。

参考文献

- [1] Andrew Fort, Julien Ryckaert, Claude Dessel, Philippe De Doncker, Piet Wambacq, Leo Van Biesen, "Ultra-Wideband Channel Model for Communication Around the Human Body" 0733-8716, 2006 IEEE

時間反転波による電磁波ハイパーサーミアの減衰補償法の検討

Attenuation Compensation Method for Electromagnetic Wave Hyperthermia using Time Reversal Wave

三浦 英朗
Hideaki Miura

河野 隆二
Ryuji Kohno

横浜国立大学大学院工学府物理情報工学専攻
Division of Electrical and Computer Engineering, Faculty of Engineering, Yokohama National University

1 はじめに

近年、がんの治療方法に関してハイパーサーミアという温熱療法が注目されている。ハイパーサーミアとはがん組織が正常細胞に比べて熱に弱いということを利用してがんを死滅させるという治療法である。

そこで、この治療法で熱を加える手法として、体外から電磁波を時間反転波として照射する方法を用いる。しかし、生体内では電磁波は減衰が生じてしまい、その影響によって焦点が形成されないという現象が生じる。本稿では体内での減衰の影響を考慮し、補償法を適用することによって適切な温度分布を得ることができることを示す。

2 時間反転波ハイパーサーミアについて

時間反転波とはもともと光学の分野で使われてきた技術であり [1]、これをハイパーサーミアに応用することを考える。乳がんを想定したモデルを用いて、がんの位置は MRI などの診断により既知であるとする。

時間反転波をハイパーサーミアに用いる手順としては、まず乳房の周囲に 16 素子を配置した場合を想定し、その 1 素子から非常に短いパルス波の Pilot 信号を送信する。この信号は体内を伝搬してがんにおいて反射、散乱を起こし、この反射波を体外の 16 点の素子で受信する。これを時間反転処理して全素子から体内に再送信することにより、がんの位置で焦点が形成することができる。これは時間反転波の性質である、最も強く散乱された点に波が集中することを応用している。

3 短時間フーリエ変換による減衰補償について

減衰は一般にフィルタのように働き、その影響を除去するには逆特性のフィルタを用いればよいと言われている。そこで本稿では生体を対象とするために組織の誘電率などは既知ではないという状況での評価を行う。つまり減衰の大きさを求める必要がある。そこで、減衰については周波数依存性があるので次のように求める。

$$S(d, \omega) = \frac{1}{\sqrt{d}} e^{-(\alpha(\omega) + j\beta(\omega))d} \quad (1)$$

ここで d は伝搬距離、 α は減衰定数、 β は位相定数を表し、大まかに減衰量を推定する。減衰補償では周波数帯と到達時間の違いによって減衰量が異なる。そのため簡易な時間依存のフィルタリングとして短時間フーリエ変換を用い、減衰量の補償を行う。そのブロック図を以下に示す。

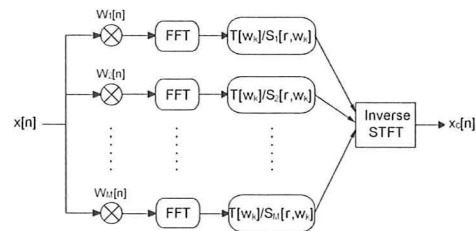


図 1 減衰補償のブロック図

以上のように周波数領域において減衰量の逆特性をかけ、さらに高周波数帯の強調を防ぐために、送信パイロット信号もかけ合わせることをとする。以上のような補償を用いて、電界分布を FDTD 法により計算して生体熱輸送方程式を用いてモデルの温度分布を算出する。その温度分布の結果を以下に示す。

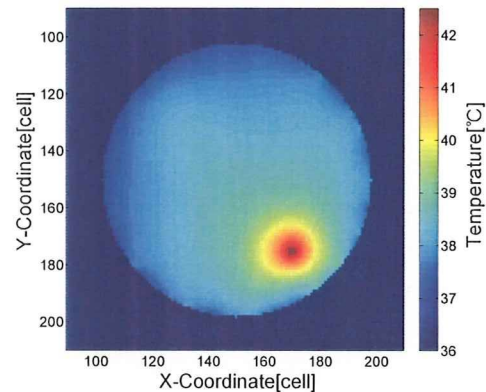


図 2 温度分布の結果

4 考察とまとめ

結果のグラフから、時間反転波による手法によってがんの全領域においてハイパーサーミアに必要とされる 42.5°C 以上の温度に到達しているということがわかる。これは時間反転波の理論が理想的な点散乱を仮定しているものであり、がんの大きさによってはうまく焦点が集中しないということも考えられる。今後の検討として、がんの大きさを変えたことによる影響、またより現実に近いモデルを用いた際の影響についても考えていく必要があると思われる。

参考文献

- [1] G. Lerosey, J. de Rosny, A. Tourin, A. Derode, G. Montaldo, and M. Fink, "Time reversal of electromagnetic waves," *Physical Review Letters*, vol. 92, May 2004.

WBAN 環境下における医療用・非医療用 Pulsed Chirp UWB 方式の特性評価 Performance Analysis of Medical and non-Medical UWB Transmission Schemes in Wearable Body Area Network

望月 英希* 林 雅之* 河野 隆二*
Hideki Mochizuki Masayuki Hayashi Ryuji Kohno

Abstract— In this paper, we proposed pulsed chirp UWB with frequency hopping (single hop and parallel hop) for wearable WBAN. We proposed single hop Pulsed UWB system for high reliable system. And, to consist medical system with non-medical system, we proposed parallel hop Pulsed chirp UWB system. Our proposed systems are compare with conventional coherent low data rate IR UWB (DS-UWB, Chirp on UWB). IEEE 802.15.6 BAN channel model has been utilized for BER evaluation under multi-pico-net interference conditions. Our results show that proposed pulsed chirp UWB with frequency hopping has superior performance compared to conventional methods.

Keywords— Body Area Network, Ultra Wide Band, Hopping Sequence

1 はじめに

近年、情報通信技術を医療分野へ応用する研究が注目されている [1][2]。その中でも体表に装着された端末によってのみ構成されるネットワークである、ウェアラブル WBAN (Wireless Body Area Network) に注目する。その中でも特に、医療用として用いる場合、生体情報を扱うため高信頼度な通信方式が必要と考えられる。また、非医療用として用いる場合には、高速通信が可能であることも求められる。より、本稿では高信頼度な通信を実現するために、使用周波数をサブバンド化し、ホッピング系列を用いて送信波形を作成し、そしてその送信波を同じ data で並列送信することで高信頼度な通信を実現する医療用の方式方式。また、同じように複数 data で並列送信することで非医療用の高速通信方式も実現する方法を提案した。そして、IEEE15.6BAN のチャネルモデル [6] を用いることで、既存方式である Chirp on UWB, DS-UWB 方式 [4] との特性の比較を行った。

* 〒 240-8501 神奈川県横浜市保土ヶ谷区常盤台 79-5 横浜国立大学工学部電子情報工学科 河野研究室 Division of Electrical and Computer Engineering, Faculty of Engineering, Yokohama National University, 79-5 Tokiwadai, Hodogaya, Yokohama, Kanagawa, 240-8501, Japan E-mail: mochizuki.h@kohnolab.dnj.ynu.ac.jp

2 UWB 無線通信方式

2.1 DS-UWB システムの概要

DS-UWB 方式は発生したインパルス信号列を PN 系列により、パルスを位相反転することにより伝送する方式である。

2.1.1 送信機構成

インパルス信号は各タイムフレームに一つだけ入れる。インパルスジェネレータでは、タイムフレーム T_f の時間毎にインパルス $\delta(t)$ を発生させる。j 番目のインパルスを $\delta(t - jT_f)$ とする。また、パルスの発生回数を N_s とする。送信波を $g(t)$ とすると

$$g(t) = \sum_{j=0}^{N_s} m_j \delta(t - jT_f) \quad (1)$$

$$(c_j = 1 \text{ のとき } m_j = 1, c_j = 0 \text{ のとき } m_j = -1)$$

タイムフレーム毎に生成されたインパルスは、PN 系列で作られた系列 c_j によって位相反転し、伝送される。このように、系列に対応した複数のパルスを位相反転することで他ユーザとの衝突を回避し、識別できるようにしている。

2.1.2 受信機構成

受信機では基本的に送信機で行う操作の逆を行う。

- (1) 受信機側では、受信した信号 $g_{rec}(t)$ の PN 系列は既知であるので、送信機で行った作業 (1)(2) をし、送信信号のレプリカ $g_{rep}(t)$ を作成する。

$$g_{rep}(t) = \sum_{j=0}^{N_s-1} m_j (\delta(t - iT_f)) \quad (2)$$

- (2) 送られてくる送信信号列と同期をとるために受信した信号 $g_{rec}(t)$ 受信機で用意した $g_{rep}(t)$ の相互関係をとる。

$$R(\tau) = \int g_{rec}(t) g_{rep}(t + \tau) dt \quad (3)$$

(3) 相互相関をとることにより、正の出力または負の出力が出るので、0を閾値としてデータを判定する。

2.2 Chirp on UWB システムの概要

Chirp 波形とは、周波数を一定方向に挿引した波形であり、一般的に次式で表される。

$$s(t) = \begin{cases} \cos(\theta(t)) & (0 \leq t \leq T) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (4)$$

$\theta(t)$ は位相の時間的な変化を表す。線形挿引型の場合、周波数挿引率 $\mu(t)$ は定数となるため周波数 $f_M(t)$ は t について線形な関数となり、 $\theta(t)$ は 2 次関数となる。

$$f_M(t) = f_0 + \mu(t) \quad (5)$$

$$s(t) = \cos(2\pi f_0 t + \pi \mu t^2) \quad (6)$$

この場合、帯域幅 B は時間幅 T と周波数挿引率 μ の積で表される。

$$B = |\mu|T \quad (7)$$

今回用いる Chirp on UWB 波形は、上述した周波数変化にルートレイズドコサインパルスをかけることにより作成する。ルートレイズドコサインパルスの式は以下のようになる。

$$r(t) = \frac{4\beta}{\pi\sqrt{T_p}} \frac{\cos\left[\frac{(1+\beta)\pi t}{T_p}\right] + \frac{\sin\left[\frac{(1-\beta)\pi t}{T_p}\right]}{\frac{4\beta t}{T_p}}}{\left(\frac{4\beta t}{T_p}\right)^2 - 1} \quad (8)$$

この時、 $\beta = 0.6$ はロールオフ率を表す。このパルスを用いて Chirp on UWB 波形は次のように表される。

$$P_{CoU}(t) = \begin{cases} r(t)\exp(-j\frac{\pi\alpha t^2}{2}) & (-\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2}) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (9)$$

2.2.1 システムモデル

各ユーザには、各周波数帯域 500MHz ごとにユーザをアップチャープとダウンチャープを一人ずつ割り当てる。受信機側では、DS-UWB の場合同様、送信信号のレプリカを作成し、相互相関をとることにより復調を行う。

本稿で Chirp on UWB 方式として考えているシステムを示す。変調方式は BPSK とし送信側では、データ $b(t)$ を Chirp 波形 $c(t)$ によって変調する。送信信号 $s(t)$ は次式で表される。

$$s(t) = b(t)c(t) \quad (10)$$

受信機側では、DS-UWB の場合同様、送信信号のレプリカを作成し、相互相関をとることにより復調を行う。各ユーザには、各周波数帯域 500MHz ごとにユーザをアップチャープとダウンチャープを一人ずつ割り当てる。本論文では具体的には表 1 のように設定した。 f_c は中心周波数である。

表 1: user ごとの周波数変化割り当て

user	周波数挿引率	f_c [GHz]
1	$\mu > 0$	3.25
2	$\mu < 0$	3.25
3	$\mu > 0$	3.75
4	$\mu < 0$	3.75
5	$\mu > 0$	4.25
6	$\mu < 0$	4.25
7	$\mu > 0$	4.75
8	$\mu < 0$	4.75

3 Pulsed Chirp UWB 方式

本稿では、RS 系列によりそれぞれのパルスの使用するサブバンドを決定し直接拡散する方式(提案方式 1)、また複数のサブバンドを 1user が占有し、高速通信や高信頼度通信を可能にする方式(提案方式 2)を Pulsed Chirp UWB 方式として提案する。

3.1 提案方式 1(医療用シングルホップ)

送信波形を $g(t)$ とすると、 $g(t)$ は次のように表される。

$$g(t) = \sum_{j=0}^{N_s-1} m_{i,j}(s_{i,j}(t - jT_f)) \quad (11)$$

($c_{i,j} = 1$ のとき $m_{i,j} = 1$, $c_{i,j} = 0$ のとき $m_{i,j} = -1$)

この時、 $c_{i,j}$ はユーザ i に割り当てられた PN 系列であり、 N_s は PN 系列の系列長である。また、 $s_{i,j}$ はユーザ i の j 番目の Chirp パルス波形である。

さらに、用いる周波数の最大値を f_{max} 、最小値を f_{min} として、使用する系列の周期で、その帯域を分割すると帯域 B とチャープさせる帯域幅 Δf は次のように与えられる。

$$B = f_{max} - f_{min} \quad (12)$$

$$\Delta f = \frac{B}{N_s} \quad (13)$$

しかし、ここでの N_s はホッピング系列の系列長である。本稿では、RS 系列の系列長を 7 としている。そし

て、使用周波数帯の小さいほうから Δf ごとに f_1, f_2, \dots というようにサブバンド化する. また、それぞれのサブバンドでの中心周波数を f_{c1}, f_{c2}, \dots とする. ユーザ i が使用するホッピング系列を n_i とするとユーザ i の使用周波数 f_{useri} は次のようになる.

$$f_{useri} = (f_{n_i(1)}, f_{n_i(2)}, \dots, f_{n_i(j)} \dots) \quad (14)$$

また、周波数挿引率は次のように表すことができる.

$$\mu = \frac{\Delta f}{T} \quad (15)$$

$$T = 2\tau \quad (16)$$

これらの値を用いて、ユーザ i の j 番目の送信波形 $s_{i,j}(t)$ の式は次のようになる.

$$s_{i,j}(t) = \begin{cases} r(t - \frac{T}{2}) \exp(-j\omega_{i,j}(t)) & (0 \leq t \leq T) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (17)$$

$$\omega_{i,j}(t) = 2\pi f_{c_{n_i(j)}}(t - \frac{T}{2}) + (\frac{\pi\mu}{2})(t - \frac{T}{2})^2 \quad (18)$$

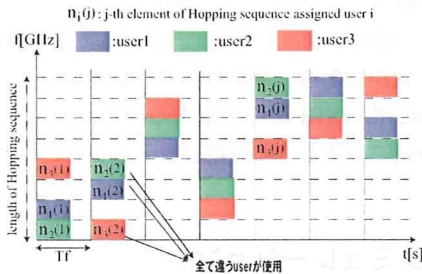


図 1: 提案方式 1 の周波数ホッピング例

各サブバンドの周波数割当は表 2 のようになっている. また、提案方式 1 (シングルホップ) のシステムブロック図は図 2 のようになっている.

4 提案方式 2 (パラレルホップ)

提案方式 2 では、提案方式 1 で違う user が使用していたサブバンドを、1 人の user が複数占有し、それぞれのホップパターンごとに違うデータを与えることで高速通信が可能になる非医療用の使用法. さらに、複数のサブバンドに同じデータを与え、受信時にそれぞれ復調を行い、多数決理論で受信データを決定することで高信頼性のある医療用通信の二つを同時に可能にする方式を提

表 2: Frequency divided each Center Frequency (length of RS sequence 8)

	Center Frequency f_c [GHz]
1	3.2125
2	3.4375
3	3.6625
4	3.8875
5	4.1125
6	4.3375
7	4.5625
8	4.7875

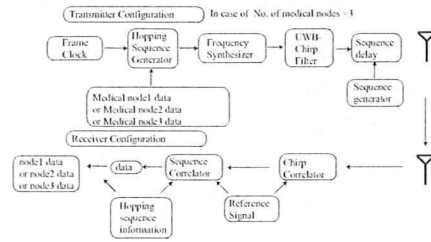


図 2: 提案方式 1 のシステムブロック図

案する. パラレルホップさせる場合、ユーザ i の送信波形の式は次のようになる.

$$g(t) = \sum_{k=1}^{d_s} \sum_{j=0}^{N_s-1} m_{i,j} d(k) (s_{i,k,j}(t - jT_f)) \quad (19)$$

$$(c_{i,j} = 1 \text{ のとき } m_{i,j} = 1, c_{i,j} = 0 \text{ のとき } m_{i,j} = -1)$$

この時、 $c_{i,j}$ はユーザ i に割り当てられた PN 系列であり、 N_s は PN 系列の系列長である. また、 d_s は並列送信数で、 $s_{i,k,j}$ はユーザ i の j 番目の Chirp パルス波形の中の k 個目の並列送信された波形である. この Chirp パルス波形 $s_{i,k,j}$ は次のように表す.

$$s_{i,k,j}(t) = \begin{cases} r(t - \frac{T}{2}) \exp(-j\omega_{i,k,j}(t)) & (0 \leq t \leq T) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (20)$$

$$\omega_{i,k,j}(t) = 2\pi f_{useri_k(j)}(t - \frac{T}{2}) + (\frac{\pi\mu}{2})(t - \frac{T}{2})^2 \quad (21)$$

ここで f_{useri_k} は次のように表され、図 3 のようになる.

$$f_{useri_k} = (f_{n_{i_k}(1)}, f_{n_{i_k}(2)}, \dots, f_{n_{i_k}(j)} \dots) \quad (22)$$

この時、図 3 にあるように、並列送信する際のホッピング系列は次のように決定する.

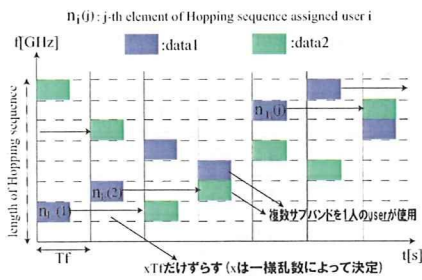


図 3: 提案方式 2 の周波数ホッピング例

1. 使用ホッピング系列を決定する。
2. 使用するホッピング系列を, xT_f だけずらしたものを並列送信するだけ用意する。
3. この時, x は一様乱数によって決定し, $1user$ の中に同じ値はないものとする。

また, 提案方式 2(パラレルホップ) のシステムブロック図は図 4, 5 のようになっている。

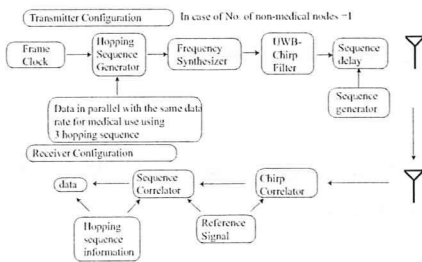


図 4: 提案方式 2 のシステムブロック図 (医療用)

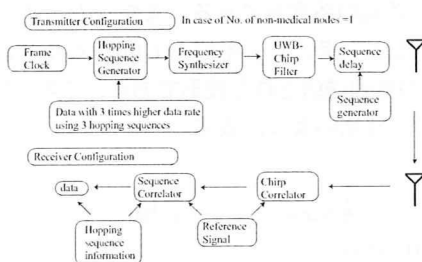


図 5: 提案方式 2 のシステムブロック図 (非医療用)

5 ウェアラブル WBAN

ウェアラブル WBAN ではアンテナを人体近傍に置いているため, 通常の屋内, 屋外環境での電波伝搬とは異なる。周波数帯が 2~6GHz では, 人体は非常に減衰の大きい損失媒質であり, 周波数が高いほど減衰が大きい

ことから人体内部を通過してくる電波はほぼ無いと考えることができる。また, ウェアラブル WBAN ではパルスは送信機と受信機の直線距離ではなく, 体の周長で定義される。

そこで今回はこれらの特徴が表現されている BAN 用チャネルモデル, IEEE15.6BAN のチャネルモデルを用いてシミュレーションを行った。

また, 上記したようにウェアラブル WBAN では体での減衰が激しいため, 自分の周囲からの干渉波もお互いの体の位置関係に依存し, その位置によって異なることが予想することができる。よって本稿では, 一人の人間が体に装着している複数のノード (1 ピコネット) はそれぞれ同期が取れていると仮定する。そのため, 今回は他ピコネットからの非同期で到来する干渉波の影響について考える。このことから, 干渉波の電力を次のような 2 つの場合に分けてシミュレーションを行った。使用するチャネルモデルは BAN 用のチャネルモデルと AWGN を想定している。

まず, 干渉波の電力は所望波に対して干渉波 1 波で SIR を定義し, その電力で複数の干渉波が来る場合, 又は所望波に対して干渉波全ての平均電力で SIR を定義し, 干渉波はそれぞれ電力が異なるという場合でシミュレーションを行った。後者の例を具体的に挙げると, 例えば干渉ピコネット数が 3 で SIR が $-5dB$ だったとしたときに, 電力の分布の幅を平均 SIR から $\pm 5dB$ とすると干渉波 1 が $-7dB$, 干渉波 2 が $-3dB$, 干渉波 3 が $-5dB$ となり平均が $-5dB$ となる。今回のシミュレーションではこの例と同様に平均 SIR からの電力の分布は $\pm 5dB$, さらに $\pm 7dB$ の間になるように設定しシミュレーションを行った。

6 計算機シミュレーション

15.6BAN チャネルモデルを用いて, 既存方式と提案方式の BER 特性の比較を行う。

6.1 シミュレーション諸元

表 3: 既存方式の諸元

送信信号	DS-UWB 信号 CoU 信号
拡散系列	gold 系列 (系列長:7) chirp は系列無し
使用帯域	3~5GHz ($\tau = 0.75ns$)(DS-UWB) ($\tau = 3ns$)(CoU 方式)
サンプリング間隔	0.08[ns]
通信速度	1Mbps, 3Mbps

表 4: 提案方式の諸元

送信波形	ルートレイズドコサインパルス (ロールオフ率 0.6)
パルス幅	2.5[ns]
使用帯域	3 - 5GHz
通信速度	1Mbps, 3Mbps
サンプリング間隔	0.08[ns]
拡散系列	Gold 系列 (系列長:7)
ホッピング系列	RS 系列 (系列長:7)

6.2 性能評価

結果は図 6, 7, 8, 9 のようになる。

図 6 の結果から既存方式と比較して提案方式は single hop の場合も parallel hop の場合も良い特性が得られることが確認できた。この時、single hop と parallel hop を比較すると、両方式の特性にほとんど差を見ることができない。そのため、干渉 pico-net 数の違いによって特性の違いが出てくるかどうか図 7 から判断する。すると干渉 pico-net 数が 3 の時に、parallel hop の方が 1dB 程度特性が良くなるのがわかる。これは、干渉ピコネット数が多いときはパラレルホップによる多数決理論による特性改善と、複数サブバンドを使用することによる利点が相殺してしまっているが、干渉ピコネット数が少なくなることにより多数決理論による特性改善の効果が大きくなっているためと考えることが出来る。

また図 8 の結果から、干渉波の電力が平均 SIR \pm 5dB の範囲では、電力の大きい干渉波が到来してもそれほど大きく特性の変化が見られないが、干渉波の電力が平均 SIR \pm 7dB の範囲では、電力の大きい干渉波の影響で特性の劣化が見られる。

非医療用の提案方式の特性を図 9 から確認すると、既存方式と比較して提案方式は、通信速度を上げた場合でも特性が良くなることが確認できる。また既存方式のパルス繰り返し率は医療用の時の 3 倍であるのに対し、提案方式 (parallel) の場合は、パルス繰り返し率は医療用の時と変化がないため、提案方式は既存方式と比較して、Low duty cycle の効果もあることがわかる。

7 まとめ

本稿では、Pulsed Chirp UWB 方式を提案し、一つのサブバンドを使用するシングルホップの場合と、複数のサブバンドを使用するパラレルホップの場合の両方で提案方式が既存方式と比較して特性が良くなっていることを確認した。また、パラレルホップを用いることにより、医療用と非医療用の両システムを両立すること

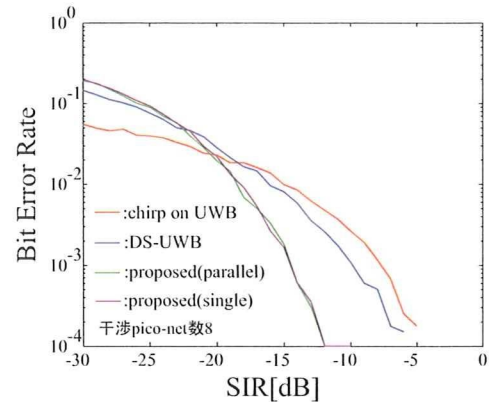


図 6: 既存方式と提案方式の比較 (医療用)

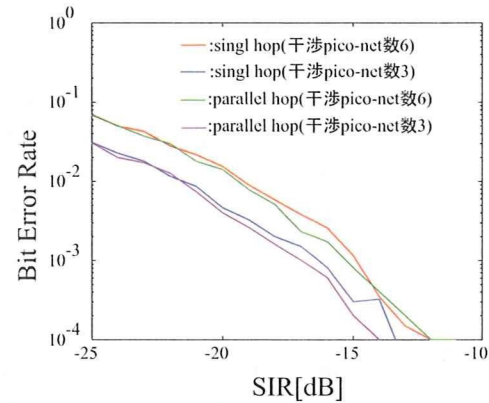


図 7: single hop と parallel hop の比較 (医療用)

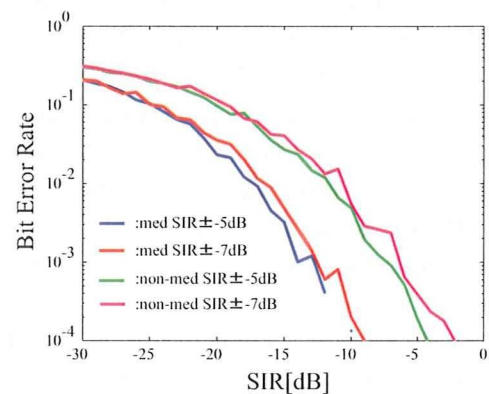


図 8: 平均 SIR が \pm 5dB 又は 7dB の時の BER 特性

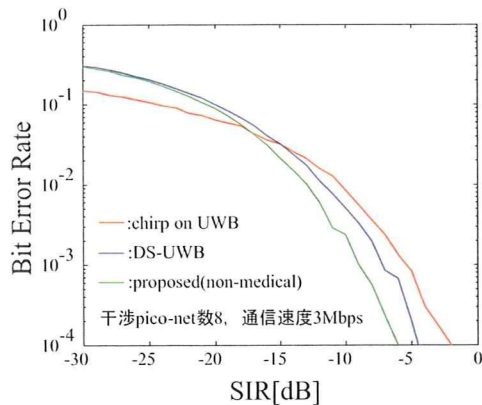


図 9: 既存方式と提案方式の特性比較 (非医療用)

ができ、さらに非医療用の場合も既存方式と比較して特性が良くなっていることも確認した。

今回は、使用するサブバンド数を変化させた場合や、系列長を変化させた場合も特性に変化が見られると考えられるが今回評価は行っていない。そのため、今後の課題として、系列長や使用サブバンド数が変化した場合の評価、BAN システム全体を考慮したスループットの評価や、与干渉について、また MAC プロトコルも考慮した評価などが挙げられる。

文献

- [1] Andrew Fort, Julien Ryckaert, Claude Desset, Philippe De Doncker, Piet Wambacq, Leo Van Biesen, "Ultra-Wideband Channel Model for Communication Around the Human Body" 0733-8716, 2006 IEEE
- [2] Daniele Domenicali, Maria-Gabriella Di Benedetto, "Performance Analysis for a Body Area Network composed of IEEE 802.15.4a devices", 1-4244-0871-7/07, 2007 IEEE
- [3] Andresa F. Molisch Balakrishnan, Dajana Cassioli, Chia-Chin Chong, Shahriar Emami, Andrew Fort, Johan Karedal, Juergen Kunisch, Hans Schantz, Ulrich Schuster, Kai Siwiak, "IEEE802.15.4a channel model-final report"
- [4] LAM/MAN Standards Committee of the IEEE Computer Society, 'Wireless Medium Access Control(MAC)and Physical Layer(PHY)Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks', Draft P802.15.4a/D1. December, 2005(Amendment of IEEE Std 802.15.4-2003)
- [5] Huaping Liu, "Multicode Ultra-Wideband Scheme Using Chirp Waveforms", IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, VOL.24,NO.4,APRIL2006
- [6] IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks(WPANs), Channel Model for Body Area Network(BAN), IEEE P802.15-08-0780-08-0006, 1 April,2009
- [7] IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks(WPANs), NICT Phy Solution:Part 1: Chirp Pulse Based IR-UWB Physical Layer, IEEE 15-09-0166-01-0006, 10 March 2009

複数のガンがある場合の 時間反転波による 電磁波ハイパーサーミアについての検討

○三浦 英朗, 河野 隆二

横浜国立大学大学院 工学府 物理情報工学専攻

Graduate School of Engineering, Division of Physics,

Electrical and Computer Engineering,

Yokohama National University

発表の流れ

- 研究の背景と目的
 - ハイパーサーミア、時間反転波について
- 時間反転波を用いたハイパーサーミア
 - 短時間フーリエ変換による生体による減衰の補償法
- 複数がんがある場合の検討
 - 送受信点の選択による方法
 - 固有値分解をもとにした方法
- 計算機シミュレーションと結果
- まとめと今後の方針

研究の背景と目的

□近年の日本での死亡原因の第一位はがんであり、日本での死亡者数の30%を占めている

□女性にとって乳癌は一般的なものであり、その患者数は年々増え続けている

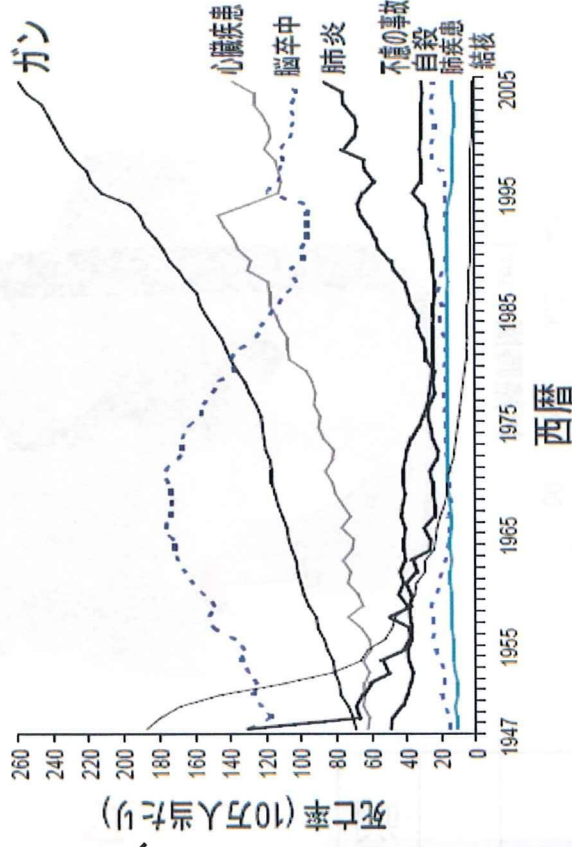
•現在行われているがんの治療法(手術、抗がん剤など)はいずれも体に**侵襲性**がある

近年、患者のQoL(Quality of Life)が重視

非侵襲性の高い治療法が望まれている

特に乳がんは手術以外の治療法が強く望まれている

ハイパーサーミア(温熱療法)が注目されている



研究の背景と目的

ハイパーサーミア：熱による癌に対する治療法

患者に優しい治療法として近年注目されている

- ▶ がん細胞は42.5℃以上で死滅
- ▶ 正常細胞は約44℃までは生理的範囲
- ▶ 正常細胞よりがん細胞のほうが温まりやすい

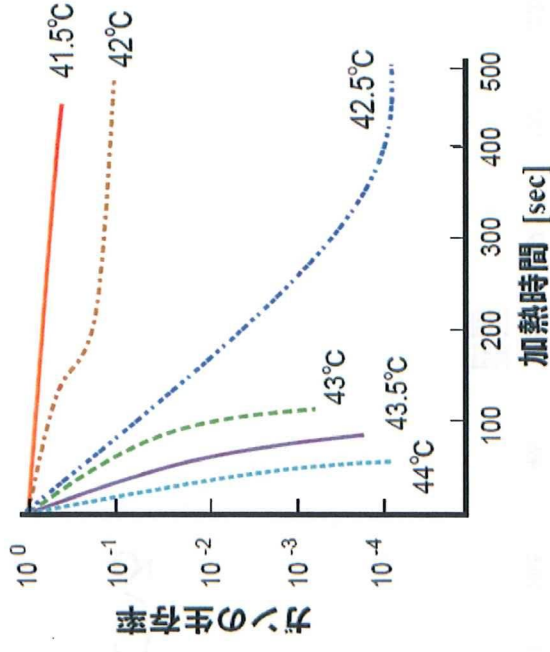
◎ハイパーサーミアの加熱方法

	電磁波	磁界	超音波
指向性	○	×	○
侵襲性	△	○	△
装置の大きさ	○	△	△
加熱方法	外部加熱	インプラント	外部加熱

◎現在実用化されている方法：RF誘電加熱

⇒体外から高周波の電磁波を照射

がんの周囲を含めた領域加熱：**侵襲性は高い**



研究の背景と目的

本研究における目的

- 電磁波を集中させることにより熱を与え、集中の度合いを高め、**正常細胞への影響を低減させる**



効率的に癌に対して電磁波を集中させる方法を検討

⇒時間反転波により非侵襲的ながん治療の実現を目指す

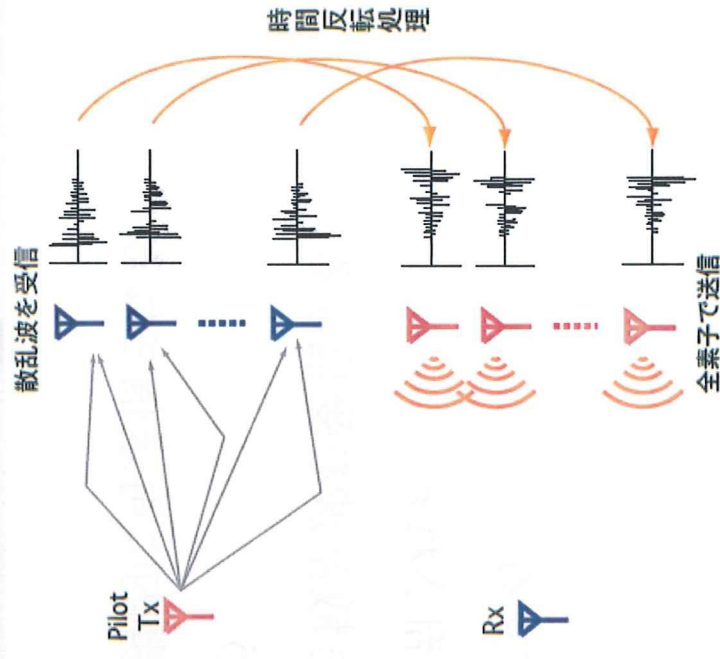
■ 時間反転波（TR波）とは？

- 受信された波を時間的に反転させることを行うのが**時間反転処理**

- ・ 光・超音波の分野で研究
- ・ UWBの通信、生体内イメージングなどに応用

TR波の特徴：

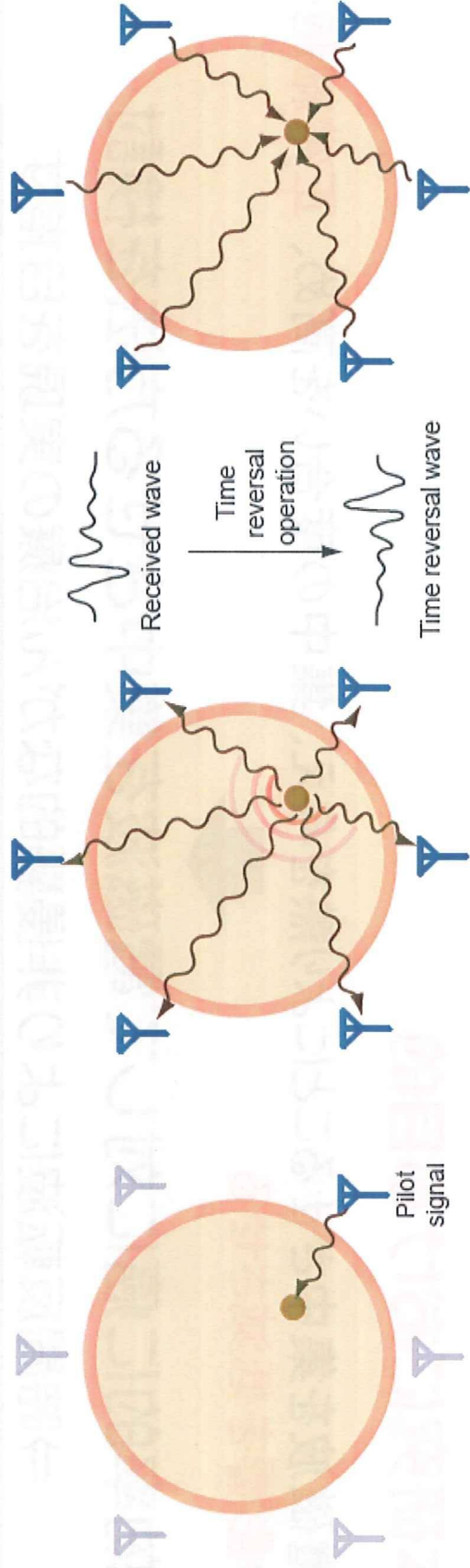
最も強く散乱波が生じる点に焦点が自動的に形成



時間反転波を用いたハイパーサーミア

時間反転波によるハイパーサーミアの手順

- I. 胸の外にある送信点の一つからパイロット信号を送信する
- II. 送信されたパイロット信号は乳房内のがんによって散乱される
- III. 体外のすべての送信点において癌で散乱された後方散乱波を受信する
- IV. 受信された後方散乱波に対して時間反転処理を行う
- V. 時間反転された受信波はそれぞれの受信点から乳房内に再送信される
- VI. 再送信された時間反転波は癌の位置に集中する



Backscattered at cancer

Time reversal waves are retransmitted and concentrate on cancer position

時間反転波について

パイロット信号を $p(t)$, 癌での反射を $\xi(t)$ とすると、癌からの散乱波は $R_j(\mathbf{r}_j, t)$ となる

$$f(t) = p(t) * h_0(\mathbf{r}_0 - \mathbf{r}_i, t) * \xi(t)$$

パイロット送信位置: \mathbf{r}_i 癌の位置: \mathbf{r}_0

$$R_j(\mathbf{r}_j, t) = f(t) * h_j(\mathbf{r}_j - \mathbf{r}_0, t)$$

散乱波の受信位置: \mathbf{r}_j

時間反転処理を行う

$$T_j^{\text{TRed}}(\mathbf{r}_j, T - t) = f(T - t) * h_j(\mathbf{r}_j - \mathbf{r}_0, T - t)$$

T: 総観測時間

媒質を伝搬、位置 \mathbf{r}_0 での観測波

$$R_j^{\text{TRed}}(\mathbf{r}, T - t) = f(T - t) * h_j(\mathbf{r}_j - \mathbf{r}_0, T - t) * h_j(\mathbf{r} - \mathbf{r}_j, t)$$

アンテナごと
の波形の和

$\mathbf{r} = \mathbf{r}_0$ で最大値

$$R^{\text{TRed}}(\mathbf{r}, T - t) = \sum_i f(T - t) * h_j(\mathbf{r}_j - \mathbf{r}_0, T - t) * h_j(\mathbf{r} - \mathbf{r}_j, t)$$

Matched Filterと同じ原理であり、散乱が起きた位置と違うところでは出力は小さくなる

⇒ 最も強く散乱が起きた地点に時間反転波が一番強く集中する

時間反転波を用いたハイパーサーミア

□ 時間反転処理で位相は補償されるが、減衰は補償されない

↑ **減衰の補償がされないと結果が劣化**

□ 短時間フーリエ変換を行い周波数領域に変換し、減衰量の逆特性フィルタをかけて補償を行う

- 受信信号に対して窓関数をかけ、周波数領域に変換

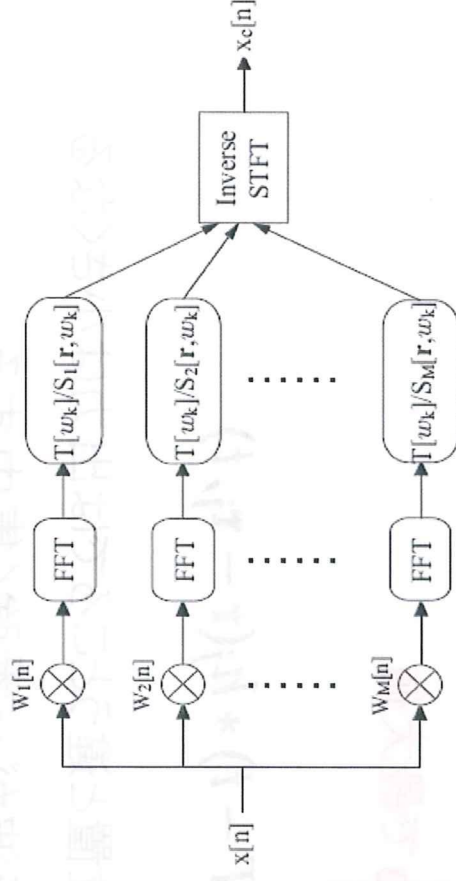
$$X[k, i] = \sum_n x_i[n] \omega_i[n] e^{-j\frac{\omega_k}{c} n k} \quad i = 1, \dots, M$$

- 受信信号に対して、補償成分をかける

$$Y[k, i] = \frac{X[k, i] T(\omega_k)}{S(r, \omega_k)}$$

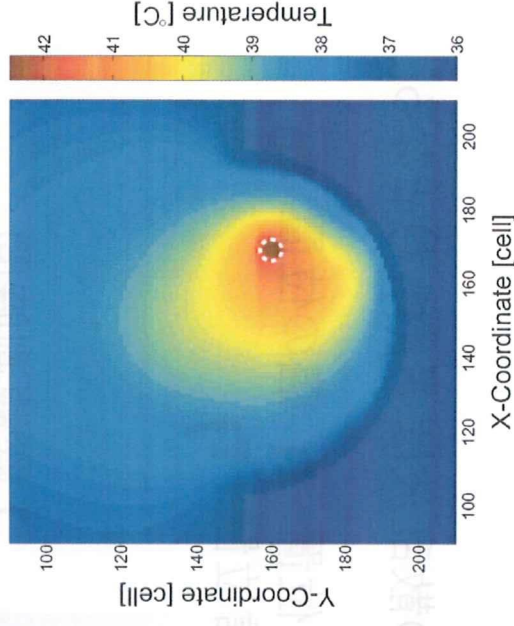
- 逆変換を行い、時間領域の信号とする

$$x_c[n] = \sum_{i=1}^M \frac{1}{\omega_i[n]} \sum_k Y[k, i] e^{j\frac{\omega_k}{c} n k}$$



減衰補償ブロック図

癌が一つの場合(温度分布)



複数のがんがある場合について

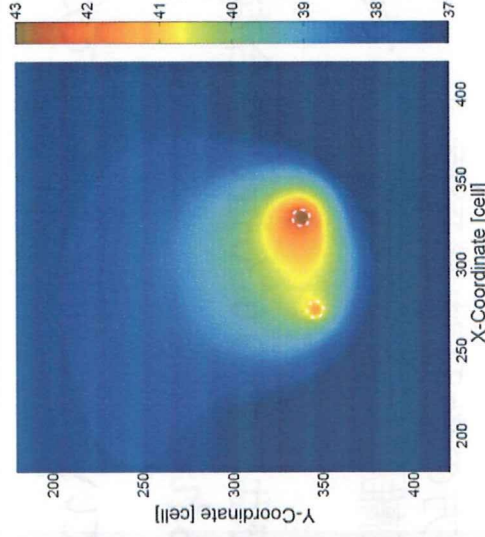
- これまでの検討ではモデルに癌がひとつだけある場合を検討
- 二つある場合についても検討を行う必要性

予備検討として、パイロット信号の送信位置を変えた

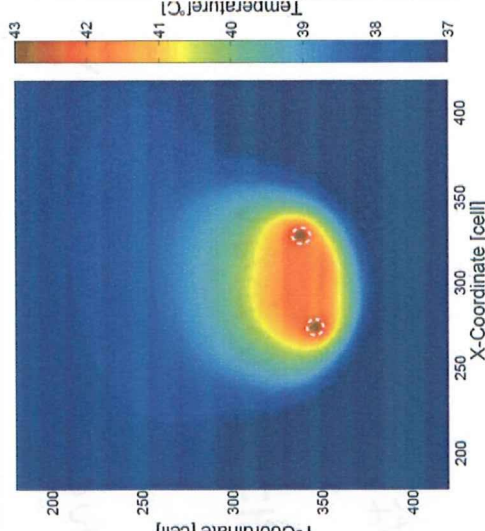
•癌を同じ大きさで二か所にある場合を想定(274,347),(329,339)

1. 癌から最短距離にある場合
2. 二つの癌からほぼ等距離の場合について検討

片方の癌から最短の位置で送信した場合



両方の癌から等距離の位置で送信した場合



- がんから近い場合に散乱が強く発生することが分かり、時間反転により片方のみ焦点形成可能
- 二つから等距離を想定した場合、両方からの散乱が合わせて到来することが考えられるが、両方に焦点が形成