

# マイクロ波ドップラーセンサーを用いた 車載応用非接触心拍変動・呼吸モニタリング技術の開発

— 平成 28 年度（本報告） タカタ財団助成研究論文 —

ISSN 2185-8950

研究代表者 和泉 慎太郎

研究実施メンバー

研究代表者 神戸大学 先端融合研究環  
助教

和泉 慎太郎

## 報告書概要

近年、健康起因の交通事故件数は増加傾向にあり、高齢化に伴って今後さらに増加すると予想される。本研究では心疾患やてんかんによる車両運転中の発作や居眠り運転による重大な事故の防止を目的とし、マイクロ波ドップラーセンサーを中核とした非侵襲かつ無拘束な運転時の生体センシング技術開発を行った。長距離バスやトラックの運転手など、長時間の運転が求められるユーザーがセンサーの存在を意識することなく長期間使用できるシステムを実現するためには、非接触・非侵襲な生体計測技術が必要である。特に本研究では、重要な生体情報の一つである瞬時心拍に注目した。この瞬時心拍の変動を解析することで、不整脈など種々の病気の兆候を発見することが可能となる。

従来は電極を利用者の身体に接触させ、心電位を計測することで瞬時心拍を算出する必要があったが、本研究では非接触で心拍を計測できる 24GHz 帯のマイクロ波ドップラーセンサーに着目した。マイクロ波ドップラーセンサーでは、人体に向けて照射したマイクロ波が心臓の拍動による胸部の僅かな変位によってドップラー効果を起こし、その周波数が変動することを検出する。従って従来の電極を用いたものに比べて体動によるノイズの影響を受け易いため、よりロバストな信号処理技術が必要であった。また、移動中の車両内での計測は車外で反射したノイズの影響も受けるため、計測機器及び計測方法の改善も求められる。

本研究では、ノンパラメトリックな周波数解析手法と自己相関を用いた心拍抽出手法を導入することでこの問題を改善した。また、走行中の車内での計測方法を検討し、実証実験を行った。実験の結果、50km/h 以下で走行する車両内において、10ms 以下の誤差で瞬時心拍間隔を計測可能であることが示された。

# 目 次

## マイクロ波ドップラーセンサーを用いた車載応用 非接触心拍変動・呼吸モニタリング技術の開発

<b>第1章 はじめに</b> .....	<b>5</b>
1.1 研究の背景 .....	5
1.2 研究の目的 .....	5
<b>第2章 心拍変動のモニタリング</b> .....	<b>6</b>
2.1 心電図と脈波 .....	6
2.2 心拍変動 .....	6
2.3 心拍の計測 .....	7
2.3.1 心電図 .....	7
2.3.2 脈波 .....	8
2.3.3 非接触な心拍計測手法 .....	8
2.4 マイクロ波ドップラーセンサーを用いた心拍の計測 .....	9
2.4.1 マイクロ波ドップラーセンサー .....	9
2.4.2 ドップラー波に重畳するノイズ .....	11
<b>第3章 パワースペクトル解析を用いた瞬時心拍取得</b> .....	<b>12</b>
3.1 時間軸における従来の心拍抽出処理とその問題点 .....	12
3.2 マイクロ波ドップラーセンサーに対する時間周波数解析 .....	14
3.3 周波数解析における各パラメータについての考察 .....	16
3.3.1 サンプリング周波数 $F_s$ .....	16
3.3.2 ウィンドウ幅 $N$ .....	17
3.3.3 モデル化次数 $M$ .....	17
3.3.4 センサーと人体間の距離 $D$ .....	17
3.4 AIC を用いたモデル化次数の最適化 .....	17
3.5 時間周波数領域でのテンプレートマッチングによる心拍抽出 .....	18
3.6 実験室における実証実験と性能評価 .....	19

第4章 マイクロ波ドップラーセンサーを用いた走行中の車両内における心拍変動モニタリング .....	22
4.1 従来研究との比較 .....	22
4.2 走行中の車両内におけるドップラーセンサーの挙動 .....	22
4.3 センサーとアンテナの形状 .....	24
4.4 センサー設置方法についての検討結果 .....	25
4.5 性能評価 .....	26
第5章 おわりに .....	30
参考文献 .....	31

# 第1章 はじめに

## 1.1 研究の背景

近年、日本社会において、少子高齢化による労働人口の減少が問題となっている。あらゆる業界で労働者が不足する中、輸送業界もその例外ではない。長時間・長距離の運転が常態化する中、居眠り運転や突然の体調不良が引き起こす事故が度々発生している。2016年2月に大阪・梅田で発生した、ドライバの体調不良が引き起こした車両暴走事故[1]も記憶に新しい。そのような事故を未然に防ぎ、ひいてはドライバ自身の健康を維持するためにも、生体情報を常時モニタリングすることは不可欠である。さらに、日本社会においての平均寿命が増加している一方で、社会の高齢化に伴った生活習慣病も増加傾向にある。この生活習慣病によって、健康に過ごせる期間は短くなってしまふ。生活習慣病とは、不規則な生活、食生活、ストレス、運動不足、飲酒・喫煙、さらには遺伝など、様々な原因が深く関与し発症する疾患の総称である。さらに、食の欧米化やストレス社会によって若年層でも生活習慣病にかかるケースも増加している。また、日本における生活習慣病関連疾病によって医科診療医療費のおよそ3割、死因の6割をも占める [2]。生活習慣病を予防し、健康に過ごせる期間、健康寿命を伸ばすことでQoL (Quality of Life) を向上させることが重要である。生活習慣病の予防には日常のかつリアルタイムに生体情報を集積し解析する必要がある。

生体情報には、生体内情報（心電、血圧、内臓脂肪など）と生体外情報（運動、睡眠、食事など）があるが、これらを同時に集積し、関連付け、解析することが重要である。その中でも心電図から計算される瞬時心拍は特に重要である。この瞬時心拍はある一定の変化率の中で変動しているのが正常な状態である。この変動を心拍変動と呼び、変化率を解析することで、自律神経系の緊張度合いの評価や、狭心症・虚血性心疾患などを検出し[3]、様々な疾病分類・自律神経の解析を行うことが可能である。本研究ではこの瞬時心拍と心拍変動に着目し、日常的なモニタリングを目指す。

近年の技術向上により、小型化された端末をヒトの身体に装着し、生体情報を集積するウェアラブルヘルスケアシステムが開発されている。日常的な生体情報の集積には利用者に違和感を覚えさせず、存在を意識させないことが重要であるが、その実現には従来のウェアラブルヘルスケアシステムからより違和感なく、無意識に計測できる生体情報センシングシステムが必要である。

従来のヘルスケアシステムでは電極を利用者の身体に接触させ、心電位を計測することで瞬時心拍を算出しているが、利用者にとって負担が大きいといった問題がある。本研究では24GHz帯のマイクロ波ドップラーセンサーによって出力されるドップラー波を計測し、心臓の拍動による胸部の僅かな変動を解析することで瞬時心拍を取得する。皮膚に直接接しない非侵襲性を持つため、従来の電極を用いた手法に比べて利便性は大きく向上するが、格段に体動によるノイズの影響を受け易いものである。そのため、よりロバストな信号処理技術が求められる。また、移動中の車両内での計測は車両外で反射したノイズの影響も受けるため、計測機器及び計測方法の改善も求められる。

## 1.2 研究の目的

ドップラーセンサーによる心拍変動取得は呼吸を含む体動ノイズの影響を強く受ける。そ

のため本研究では、従来の時間軸での処理から時間周波数領域での処理へ拡張し、体動ノイズが存在する環境においても、ロバストな心拍変動取得を実現するアルゴリズムを提案する。実際に運転中のドライバーの心拍変動を取得するアプリケーションを作成し、その評価を行う。

## 第2章 心拍変動のモニタリング

### 2.1 心電図と脈波

心電図は、心臓の活動電位の時間的変化を記録したものであり、一般的にP, Q, R, S, T波で構成される(図2.1)。P波は心房筋の興奮により生じ、Q, R, S波は心室筋の興奮を、T波はその回復消退を示している。脈波は、心臓から血液が送り出されることにより生じるヘモグロビン濃度の変化を記録したものである(図2.2)。一般に、心電図におけるR波と、脈波におけるピークの出現は高い相関を示し、その出現頻度は同じ意味で用いられる。

一定時間におけるR波の出現回数を平均心拍(AHR: Average Heart Rate)という。

R波と次のR波までの時間をRR間隔(RRI: RR Interval)といい、RR間隔の逆数を瞬時心拍(IHR: Instantaneous Heart Rate)という。

心拍変動とは、IHRをスペクトル解析したものを表し、心拍数のゆらぎを示す。

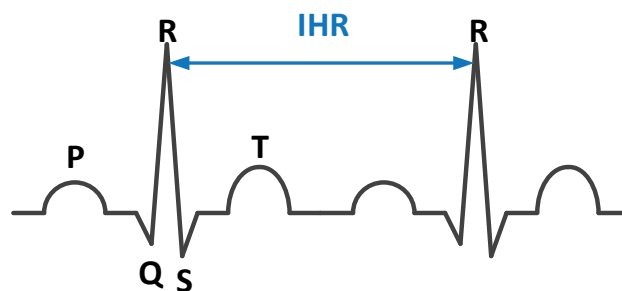


図 2.1 心電図

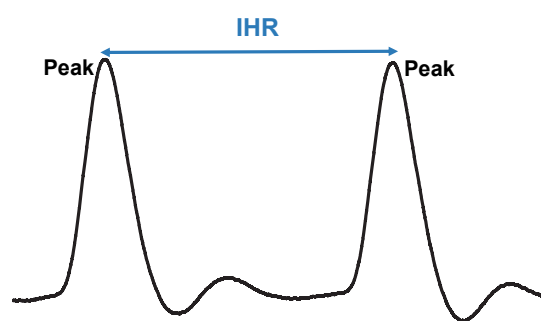


図 2.2 脈波

### 2.2 心拍変動

循環器系の神経調節は反射の研究を通じて検討されてきた[3][4]。近年は、心拍の周期的な短期変動の分析によって、循環機能は交感神経と副交感神経を通して調節され、この作用は呼吸により調節されていることが明らかとなっている。

心拍変動は1拍ごとのRR間隔の変動を意味し、心臓の自律神経緊張の指標となる。この心拍変動の低下は交感神経緊張の増加と副交感神経の減少により生じ、心不全、冠動脈疾患、

急性心筋梗塞による死亡率と関連がある。心拍変動の解析には心拍の周期変動の周波数成分をパワースペクトル解析する方法がよく用いられる。このパワースペクトルには3つの周波数領域、低周波数（LF：Low Frequency, 0-0.05Hz）成分、中周波数（MF：Middle Frequency, 0.05-0.20Hz）成分、高周波数（HF：High Frequency, 0.20-0.35Hz）成分に分けられる。LF成分は主に交感神経活動と一部の副交感神経活動、MF成分は交感神経活動及び副交感神経活動、HF成分には副交感神経活動の影響を受け生じる。つまり、LF成分が大きい場合は交感神経活動が活発であることを示し、HF成分が大きい場合は副交感神経活動が活発であることを示す。

図 2.3 に一日のある時間の心拍変動を周波数解析した結果を示す。この図は勉強中の心拍変動と睡眠時の心拍変動の例を示している。勉強中の心拍変動はLF成分が主なため交感神経が活発化している状態を表す。睡眠中の心拍変動はHF成分が主なため副交感神経が活発化している状態を表す。

心拍変動は1日の間にも周期的に変化し、そのリズムをサーカディアンリズム（概日リズム）と呼び、この中には自律神経活動やホルモン分泌による内因性リズムと深く関係するものも含まれる。これらは、従来の医学情報に付加的でかつ重要な情報であり、疾患の診断、治療、予知及び予防のために必要不可欠なものとなる。サーカディアンリズムは長時間の測定が前提であり、日常生活において違和感なく計測できることが必要不可欠である。また、心拍変動は1拍ごとのRR間隔から求めるため、一般的な平均心拍（AHR）でなく、瞬時心拍（IHR）が必要となる。このため、本研究では心拍変動を観測するために、AHRではなくIHRを計測する必要がある。

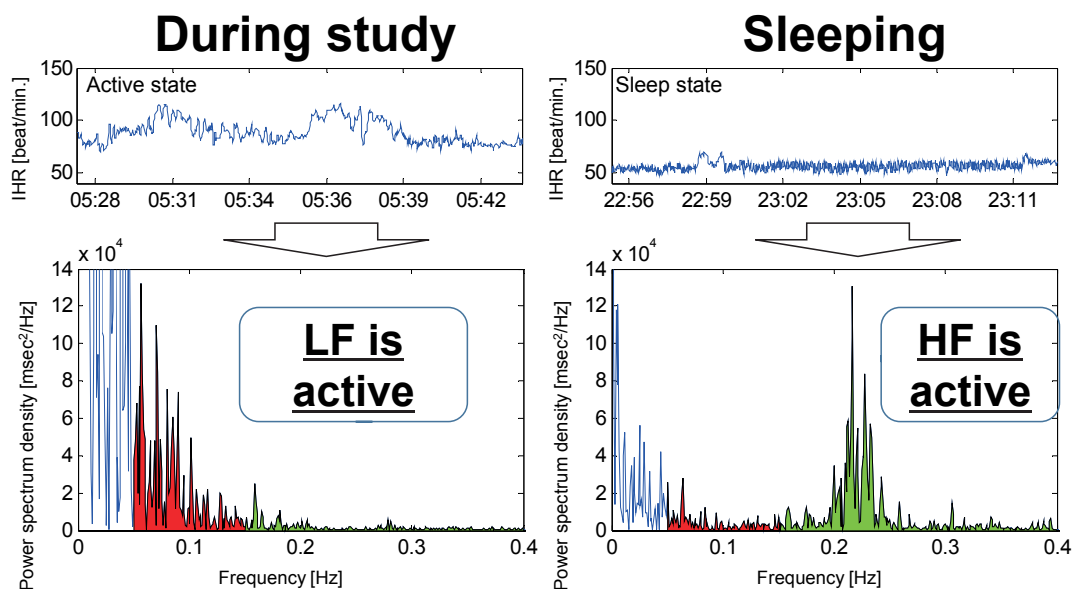


図 2.3 心拍変動解析の一例

## 2.3 心拍の計測

現在、心拍やその他の生体情報をセンシング可能なヘルスケアシステムとして、以下の様な装置が開発されている。

### 2.3.1 心電図

最も高機能な心電計として12誘導心電計があり、主に医療機関において心疾患に関する診



断に用いられる。これは、12本の電極を身体に取り付け、寝た状態で計測する。

ホルター心電計は12誘導心電計と異なり、患者が自由に行動できる状況下の心電図 (Electrocardiogram: ECG) を連続して記録し、解析を行う。連続で24時間程度の記録が可能であり、様々な心電図の特徴量を抽出できる。その情報を解析し、不整脈、QRS群の変化などを評価する。重量は数十グラムから数百グラムまで、様々なものがある[5]。しかし、ホルター心電計には5つの電極が存在し、さらにそれらと心電計をつなぐケーブルが存在するため、ユーザビリティは決して高いとは言えない。

電極の数が3極または2極である心電計[6]も開発されている。これらはホルター心電図から利便性を向上させているものであり、一般的にウェアラブル心電計と称される。このセンサーは1チップ生体情報センシングLSIが提案されている。疾病分類をRISCプロセッサで行い、P、Q、R、S、T波などの抽出方法にはウェーブレット変換を用いる。データの暗号化や圧縮もチップ内で行い、安全性も高い。現在までに、ウェアラブルかつワイヤレスなECG遠隔操作システム[7][8]とシングルチップECGモニタリングシステムのためのLSI[6][9][10]が開発されている。

一般的な心電計では、電極は電解ゲルなどを用いた湿電極であるが、貼り付け部に痒みやかぶれを引き起こす原因ともなる。このことを解決するため、湿電極に変わり乾燥電極を用いたものが提案されている。しかし、電極としての機能を維持するために接触面積を大きくする、接触圧を強くするなどの対応が必要である。

また、専用の衣服を着るだけで心拍や心電図のデータを取得できる新素材も開発されている[11]。

### 2.3.2 脈波

心電計と同様に心拍変動を計測する機器として脈波計があげられる。脈拍計から脈波を取得し、その間隔から心拍間隔を推定する。

脈波の計測には、光電脈はセンサーが一般的に用いられる[12][13]。これは指先や手首にセンサーを設置し、センサーから発せられた光が血中のヘモグロビンに吸収され、反射光が増減することにより計測される。ヘモグロビンは緑色の光を吸収しやすい性質を持つため、緑色LEDが多く用いられる。

また、脈拍によって生じる圧力を、圧電素子を用いて電気信号に変換し、脈波を計測する手法も提案されている[14]。これも指先や手首に多少の圧力をかけて装着する手法が取られる。

### 2.3.3 非接触な心拍計測手法

心電計、脈波形と同様に、心拍変動を計測する手法の中に、非接触モニタリングを行う手法が提案されている。

容量結合型センサー[15]を用いた手法は、容量結合型電極を用いることで、衣服や車のシートなどを挟んだ状態で心電図を取得する。また、動画像から血流の変化を読み取る手法も提案されている。

本研究では特に、マイクロ波を用いた心拍計測に着目する。マイクロ波を用いてベッドで寝ている高齢者の生体情報をモニタリングするシステム[16]や、車両を運転中のドライバの心拍モニタリング[17]などが考案されている。

## 2.4 マイクロ波ドップラーセンサーを用いた心拍の計測

心臓の拍動により身体胸部表面に生じる僅かな変位の時間的間隔は RR 間隔 (RRI) に相当する。このことを利用し、身体の外側から胸部表面の変位を読み取ることで瞬時心拍を取得する。胸部表面の変位はマイクロ波を用いたドップラー波により計測できる。ここでは、マイクロ波ドップラーセンサーを用いた瞬時心拍取得方法について述べる。

### 2.4.1 マイクロ波ドップラーセンサー

電波を対象物に照射し、反射波の周波数を計測すると、対象物の速度に応じて周波数に変化する。これはドップラー効果と呼ばれる。図 2.4 に示すように、人体に向けてマイクロ波を照射し、反射波を計測することで、心臓の拍動により生じる体表面の微細な振動速度を検出することができる。マイクロ波を用いるのは微細な振動を捉えるために高い分解能が必要なためで、高周波数であるほど高い分解能が得られる。図 2.4 に示すように、測定対象者に対して正面に設置したドップラーセンサーから 24GHz 帯のマイクロ波を照射 (TS(t)) し、測定対象者にあたり反射したマイクロ波を受信 (RS(t)) する。

送信波 TS(t) と、受信波 RS(t) を (1) (2) 式で与える。

$$TS(t) = A \sin(2\pi f_0 t) \quad (1)$$

$$RS(t) = A' \sin(2\pi f_r t) \quad (2)$$

ここで A, A' は振幅,  $f_0$  は送信周波数 [Hz],  $f_r$  は受信周波数 [Hz] である。マイクロ波の照射対象の速度を  $v$  [m/s], 光速を  $c$  [m/s] とすると、受信波の周波数  $f_r$  はドップラー効果により (3) 式で表せる。

$$f_r = \frac{c+v}{c-v} f_0 = f_0 + \frac{2v}{c-v} f_0 \approx f_0 + \frac{2v}{c} f_0 \quad (\because c \gg v) \quad (3)$$

次に、送信波と受信波をミキシングすることによって、周波数の変動成分のみを取り出す。図 2.5 は市販のマイクロ波ドップラーセンサー (新日本無線社製 NJR4233DK) で実装されている回路ブロックの例である。この例では送信波の位相を  $90^\circ$  ずらした信号も用いて、I 波と Q 波を得ている。

図 2.5 におけるバンドパスフィルタ (BPF) 入力前の信号 I(t) は、(4) 式で表される。

$$\begin{aligned} I(t) &= TS(t) \times RS(t) = A \sin(2\pi f_0 t) \times A' \sin(2\pi f_r t) \\ &= \frac{AA'}{2} \{ \cos(2\pi f_r t - 2\pi f_0 t) - \cos(2\pi f_r t + 2\pi f_0 t) \} \\ &= \frac{AA'}{2} \left[ \cos\left(\frac{2v}{c} f_0 \times 2\pi t\right) - \cos\left\{\left(2f_0 + \frac{2v}{c} f_0\right) \times 2\pi t\right\} \right] \end{aligned} \quad (4)$$

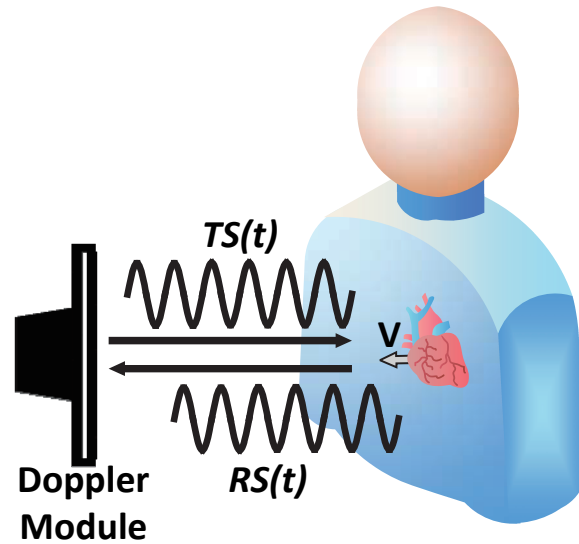


図 2.4 マイクロ波ドップラーセンサーによる心拍の測定

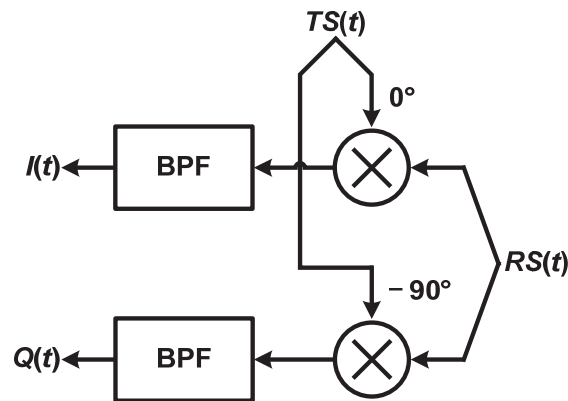


図 2.5 マイクロ波ドップラーセンサーのブロック図

その後  $I(t)$  は BPF を通過するため、高周波成分が除去され、(5)式で表される信号として出力される。

$$I(t) = \frac{AA'}{2} \left\{ \cos \left( \frac{2v}{c} f_0 \times 2\pi t \right) \right\} \quad (5)$$

同様に、BPF 入力前の信号  $Q(t)$  は、送信波  $T_s(t)$  の位相を  $-90^\circ$  ずらした信号  $T_s'(t)$  と受信波  $R_s(t)$  をミキシングすることで生成し、(6)式で表される。

$$\begin{aligned} Q(t) &= T_s'(t) \times R_s(t) = A \cos(2\pi f_0 t) \times A' \sin(2\pi f_r t) \\ &= \frac{AA'}{2} \{ \sin(2\pi f_r t - 2\pi f_0 t) + \sin(2\pi f_r t + 2\pi f_0 t) \} \\ &= \frac{AA'}{2} \left[ \sin \left( \frac{2v}{c} f_0 \times 2\pi t \right) - \sin \left\{ \left( 2f_0 + \frac{2v}{c} f_0 \right) \times 2\pi t \right\} \right] \end{aligned} \quad (6)$$

この信号も BPF で高周波成分が除去され、(7)式で表される信号として出力される。

$$Q(t) = \frac{AA'}{2} \left\{ \sin \left( \frac{2v}{c} f_0 \times 2\pi t \right) \right\} \quad (7)$$

これら(5) (7)式で求めた  $I/Q$  波は照射対象の速度に比例した周波数を持つので、 $I/Q$

波を計測することで照射対象の速度・振動などを取得することができる、この I/Q 波をドップラー波と呼ぶ。ドップラーモジュールに近づく方向を正とし、 $v > 0$  のとき、I/Q 波は(8)式で表され、I 波は Q 波より  $\pi/2$  位相が進んでいる。

$$I(t) = \frac{AA'}{2} \left\{ \cos \left( \frac{2|v|}{c} f_0 \times 2\pi t \right) \right\} = \frac{AA'}{2} \left\{ \sin \left( \frac{2|v|}{c} f_0 \times 2\pi t + \frac{\pi}{2} \right) \right\} \quad (8)$$

$$Q(t) = \frac{AA'}{2} \left\{ \sin \left( \frac{2|v|}{c} f_0 \times 2\pi t \right) \right\}$$

$v < 0$  のとき、I/Q 波は (9) 式で表され、I 波は Q 波より  $\pi/2$  位相が遅れている。

$$I(t) = \frac{AA'}{2} \left\{ \cos \left( -\frac{2|v|}{c} f_0 \times 2\pi t \right) \right\} = \frac{AA'}{2} \left\{ \cos \left( \frac{2|v|}{c} f_0 \times 2\pi t \right) \right\}$$

$$Q(t) = \frac{AA'}{2} \left\{ \sin \left( -\frac{2|v|}{c} f_0 \times 2\pi t \right) \right\} = -\frac{AA'}{2} \left\{ \sin \left( \frac{2|v|}{c} f_0 \times 2\pi t \right) \right\} \quad (9)$$

$$= \frac{AA'}{2} \left\{ \cos \left( \frac{2|v|}{c} f_0 \times 2\pi t + \frac{\pi}{2} \right) \right\}$$

このことから I/Q 波の位相差を求めることで、照射対象が近づいているのか遠ざかっているのかも知ることができる。また、位相  $\theta(t)$  は、(10)式で表すことができ、位相情報を元に心拍情報を取得する方法も発表されている[18]。

$$\theta(t) = \frac{2v}{c} f_0 \times 2\pi \quad (10)$$

#### 2.4.2 ドップラー波に重畳するノイズ

ドップラー波にノイズが混入すると、正確な瞬時心拍を抽出することが困難となり、診断結果に大きな影響を及ぼす。ノイズはセンサー回路内部で発生するノイズ、外部からセンサー回路に影響を及ぼすノイズ、その他の原因によって発生するノイズに分類される。

内部ノイズには熱雑音、ハムノイズ、ショットノイズ、フリッカノイズ、誘導雑音、クリックノイズなどがある。熱ノイズは、抵抗などが熱を帯びると電子が不規則な熱運動をすることで発生する。ハムノイズは、電源トランスなどから漏れる交流成分によるノイズで直接回路に流入する。ショットノイズはトランジスタなど増幅素子自体から不規則に発生する。フリッカノイズは抵抗体やトランジスタなどから発生し、周波数に反比例するため  $1/f$  ノイズともいわれる。誘導雑音は回路や配線、電子部品間相互の電磁誘導に由来する。クリックノイズは接点や回路の接触不良によって生じる。

外部ノイズには蛍光灯などの放電を利用した装置由来、無線機や携帯電話などから放射される電波由来、電源スイッチや電子的スイッチをオンオフした時の電磁誘導由来のノイズがある。

その他の原因によって発生するノイズとして、計測対象者の体動を計測してしまう体動ノイズと、センサー自体に機械的な振動が加わることで発生するノイズが考えられる。また、対象物以外に当たった電波が反射したものを意図せず受信してしまう場合も考えられる。

この内、内部ノイズの影響は心拍成分と周波数帯域が異なるため、フィルタによって除去することができる。また、外部ノイズは使用するマイクロ波の周波数帯以外の物は同様にフィルタで除去可能である。しかし、その他の原因で発生する体動ノイズ、振動ノイズ、反射

波の回り込みは、心拍成分と周波数領域が重なるため、回路部のフィルタ処理だけでは除去しきれない。

図 2.6 は体動ノイズを含む心拍の計測例である。(a) は胸部に照射した場合のマイクロ波ドップラーセンサーの出力、(b) は距離画像センサーを用いて同時に計測した測定対象者の体動速度を示している。体動が無い期間にドップラーセンサー出力に周期的に見られる信号が心臓の拍動を示している。しかし、体動の大きな期間ではその波が体動ノイズに埋もれてしまっている。日常生活にはこのようなノイズは必ず重畳するため、日常的なモニタリング時にはノイズの除去が必要となる。

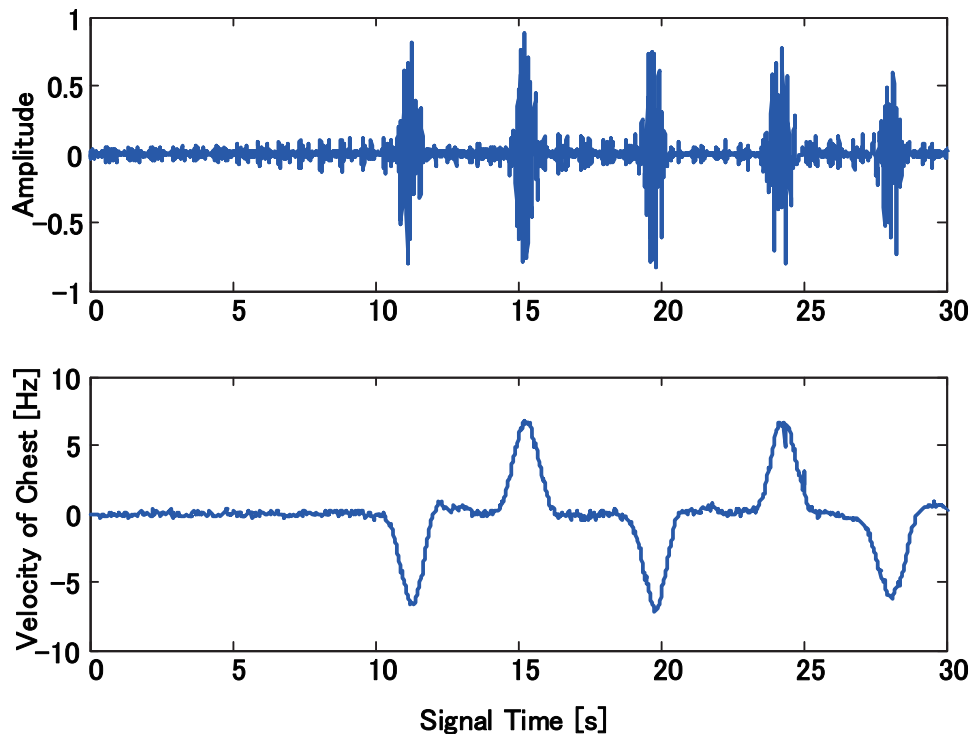


図 2.6 ドップラーセンサー出力（上段）と体動ノイズ成分（下段）

## 第 3 章 パワースペクトル解析を用いた瞬時心拍取得

### 3.1 時間軸における従来の心拍抽出処理とその問題点

心電図から心拍を取得する際に使用するアルゴリズム[19]を Fig. 3.1 に示す。

まず、計測した心電図に対して連続ウェーブレット変換を用いてフィルタ処理を行い (CWT, 連続ウェーブレット変換), 心電図の心拍波形を強調する。そして、短期間自己相関係数 (STAC) を計算していくことにより、瞬時心拍を推定する (IHR detection)。

ノイズ除去の方法として一般的に、BPF を用いられ、その波形の周波数帯域は経験的に 15 ~ 20Hz とし、個人差を含めて 5 ~ 35Hz とする。この帯域は前節 2.3.2 で説明したノイズの帯域を極力避けた帯域である。この通過帯域を持つ BPF を、CWT を用いる CWT フィルタで実現する。離散ウェーブレット変換 (DWT) を用いた DWT フィルタも存在するが、連続ウェーブレット変換は可能なすべてのスケールとシフトが用いられるので、より正確に目的のピークを強調できるため、CWT が用いられている。

BPF は、フーリエ変換を行い、周波数特性を求め、特定の周波数帯の信号だけを残し、逆

フーリエ変換を行うことでも可能である。しかし、フーリエ変換によって時間領域の情報が失われてしまうという問題点が存在する。他の手法として、窓関数を用いた短時間フーリエ変換を行うことで時間領域を残すことが可能である。この手法では、窓幅を周波数にあわせて設定する必要があるなどの問題点がある。その点、ウェーブレット変換は、時間領域と周波数領域の両方の情報を得ることができる。ウェーブレット変換では、高い周波数では窓幅を短くし、低い周波数では長く設定する。

ここで、CWT フィルタを(11)式で与える。

$$Q_w[n] = \sqrt{\frac{15}{0.251 \cdot F_s}} \sum_{i=-F_s \cdot n}^{F_s \cdot n} Q[n + F_s + i] \cdot (1 - (t_1)^2) \cdot e^{-0.5 \cdot t_1 \cdot |i|} \quad (11)$$

$$t_1 = \frac{15 \cdot n}{0.251 \cdot F_s}$$

$Q$ は元のドップラー信号、 $Q_w$ はCWT フィルタを通過したドップラー信号、 $F_s$ はサンプリング周波数であり、ここでは200[Hz]である。

最後に、CWTによりフィルタ処理したものをSTACによって相関係数を計算し、瞬時心拍を得る。

この手法をマイクロ波ドップラーセンサーに適用した場合を考える。単純な閾値を用いたものに比べると格段にノイズ耐性はよくなるが、前述した通り、心拍成分とノイズ成分が同じ周波数帯に存在しているため、心拍成分の周波数成分を避けたフィルタ処理を行った場合にも、図3.2のようにノイズに埋もれ、やはり正確に取得することは困難である。

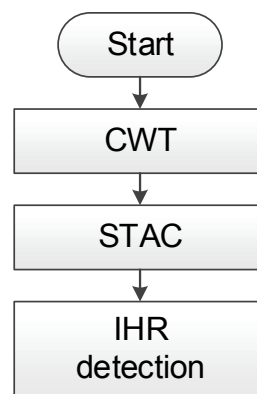


図3.1 短時間自己相関 (STAC) を用いた瞬時心拍抽出処理フロー

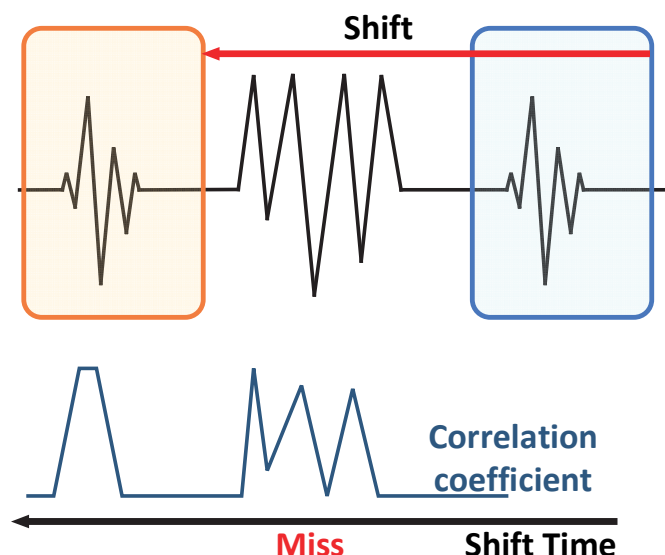


図 3.2 マイクロ波ドップラーセンサーに時間軸で STAC を適用した場合の課題

### 3.2 マイクロ波ドップラーセンサーに対する時間周波数解析

前述したとおり，時間軸においてドップラー波から心拍抽出を行うことは困難である．本研究ではドップラー波中には心拍成分とノイズ成分が異なる周波数の信号として存在するという特性に注目し，時間周波数解析によって心拍成分を抽出する．

式(8)における心拍成分の周波数帯域は数 Hz～数十 Hz の範囲であり，かつ 1 拍ごとの心拍間隔を検出するために，高い時間分解能が必要であり，短いウィンドウ幅で周波数解析を行い，さらにウィンドウをシフトしながら周波数解析を繰り返しスペクトルグラム作成することになる．

周波数解析には一般的に高速フーリエ変換 (FFT: Fast Fourier Transform) が用いられる．FFT において，入力するウィンドウ長のサンプル数と得られるパワースペクトル密度 (PSD: Power Spectral Density) 関数のデータ数は同数となる．サンプリング周波数 200Hz，ウィンドウ幅 1 秒の場合，入力するウィンドウ幅のサンプル数は 200 点となり，周波数解像度は 1Hz ごととなる．しかし，ウィンドウ幅が 0.25 秒の場合，入力するウィンドウ幅のサンプル数は 50 点となり，周波数解像度は 4Hz に低下する．

図 3.4 に 200Hz でサンプリングした 50Hz のサイン波を，異なるウィンドウ幅で FFT した際の PSD を示す．ウィンドウ幅が 1 秒の場合，FFT の出力は 50Hz 付近に鋭いピークを持つ．一方，ウィンドウ幅が 0.25 秒の場合，緩やかなピークが出力される．このように，ウィンドウ幅が小さいと周波数解像度が低下し，FFT において，ウィンドウをシフトしながら周波数解析を繰り返し作成したスペクトルグラムの周波数解像度と，時間解像度は反比例することがわかる．

心拍間隔を高精度に抽出するためには，周波数解像度を保ったままウィンドウ幅を小さくし，時間解像度を向上させる必要がある．FFT は適切な周波数解析手法ではない．そこで，本研究ではパラメトリック法であるバーク法による周波数解析を用いる．この手法によって図 3.5 に示すよう，同じウィンドウ幅においても FFT と比較してピークが鋭くなり高い周波数解像度が期待できる．

パラメトリック法は、図 3.6 (a)に示す信号から直接パワースペクトルを生成する FFT などのノンパラメトリック法と異なり、(b)に示すように、信号を、ホワイトノイズがある線形システムに通した結果であると仮定し、この線形システムを信号のパワースペクトルであると推定する方法である。

次に、パラメトリック法によって推定される PSD ( $P(f)$ ) を(12)式に示す。

$$P(f) = \frac{1}{F_s} \frac{\sigma^2}{|1 - \sum_{i=1}^M a_i e^{-j2\pi i f / F_s}|^2} \quad (12)$$

ここで、 $F_s$ はサンプリング周波数、 $M$ はモデル化次数、 $a$ は線形システムを表す。バーグ法はこの線形システムの推定方法に線形予測誤差を最小化することで算出する時系列の自己回帰スペクトル推定[20]を用いている。線形システムを算出する過程の変数として、ウィンドウ幅  $N$  が含まれる。

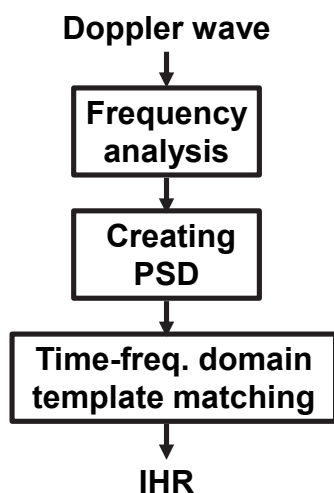


図 3.3 時間周波数解析による心拍抽出処理フロー

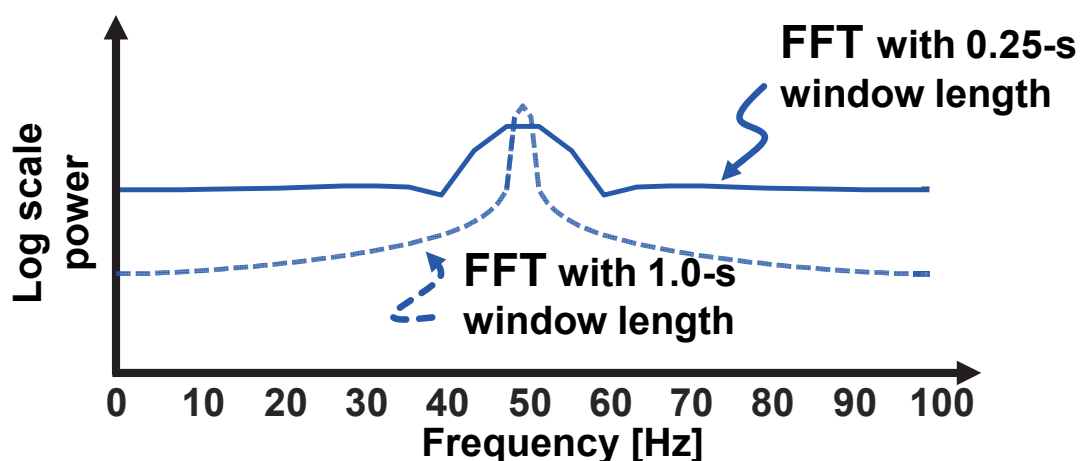


図 3.4 FFT による周波数解析の例



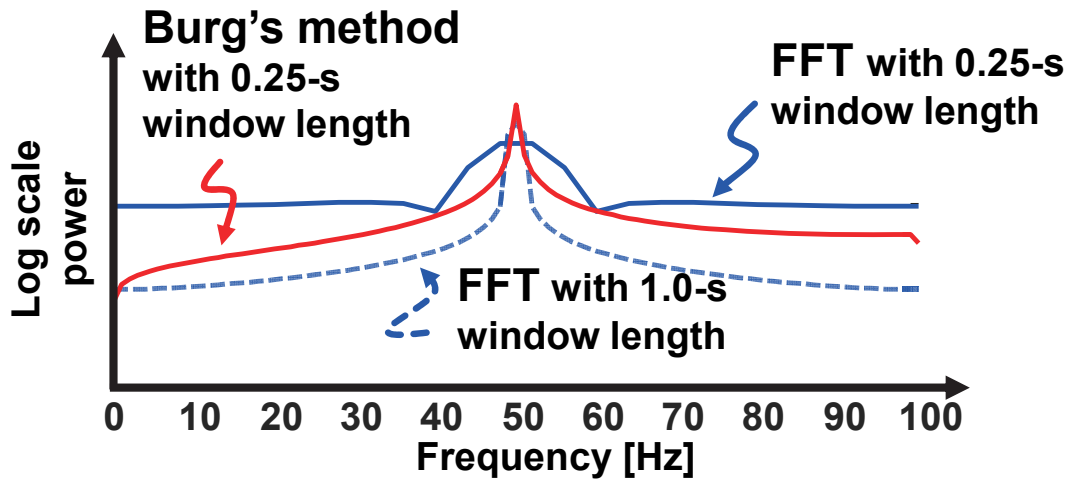


図 3.5 バーグ法による周波数解析の例

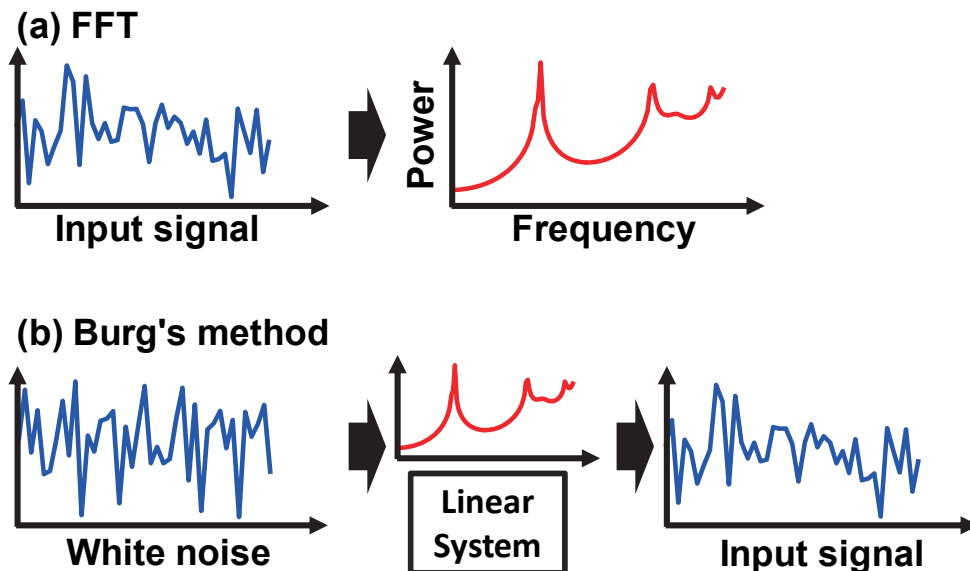


図 3.6 バーグ法と FFT による周波数解析の比較

### 3.3 周波数解析における各パラメータについての考察

式(12)中には、PSD 推定及び瞬時心拍取得性能に関するパラメータが幾つか存在する。ここでは、その最適値を探索し、測定精度向上を図る。

#### 3.3.1 サンプル周波数 $F_s$

サンプル周波数は主に標本化誤差によって測定精度に影響する。標本化誤差は標本化定理により、測定値が真値の時間から最大 1 サンプル分ずれる誤差を指す。サンプル周波数が 100Hz の場合、標本化誤差は最小 0 ミリ秒、最大 10 ミリ秒であり、標本化誤差の分布は一様分布であるため、その平均は 5 ミリ秒である。仮に心拍数が 80BPM (BPM: Beat Per a Minute) である場合、標本化誤差により最大  $80 \pm 1.05$ BPM の誤差が出ることになる。

サンプル周波数を上げると、標本化誤差は減少するが、演算コストが増大するため、実時間以内で処理可能なサンプル周波数を設定する必要がある。本研究ではサンプル周波数を、演算コストと精度の両面から最適値を探索する。

### 3.3.2 ウィンドウ幅 N

ウィンドウ幅は線形システム  $\alpha$  を算出する過程の変数として用いられる。一般に、パラメトリック法はノンパラメトリック法の FFT に比べて、短いウィンドウ長においても周波数精度は保たれる。しかし、とくに低周波成分において短いウィンドウ幅は、線形システムの推定精度を劣化させてしまう。

ウィンドウ幅を大きくすると線形システムの推定精度の劣化を防ぐことが出来るが、スペクトルグラムを作成した際の時間解像度が低下してしまう。本研究では線形システムの推定精度を保てる最小のウィンドウ幅を探索し、周波数解像度と時間解像度の両立を目指す。

### 3.3.3 モデル化次数 M

モデル化次数は線形システムの極数を表し、モデル化次数が高いほど複雑な線形システムが表現可能となる。一般的にドップラー波中には多くの周波数成分が含まれており、高精度な周波数解析のためには複雑な線形システムが必要となる。ただし、モデル化次数も多次元化するほど計算コストが増大するため、次節で精度と計算コストの最適化を試みる。

### 3.3.4 センサーと人体間の距離 D

センサー設置距離はドップラー波の信号雑音比 (SNR : Signal Noise Ratio) に影響する。一般的にセンサー設置距離が長くなれば SNR が悪化し、測定精度が劣化する。本研究における提案アルゴリズムが低 SNR 信号に対して耐性があることを示すためにセンサー設置距離を変えて性能評価の対象とする。

## 3.4 AIC を用いたモデル化次数の最適化

モデル化次数が高次化するほど、推定する線形システムの極数が増え、より複雑な周波数成分を含む PSD を作成することが出来る。しかし、モデル化次数の高次化により、PSD 推定に関わる演算コストが増大する問題がある。

この問題を解決するために、赤池情報量基準 (AIC : Akaike's Information Criterion) [21] が提案されている。AIC は (13) 式で定義される基準である。

$$AIC = -(\text{Maximum log - likelihood}) + (\text{degree of freedom of parameter}) \quad (13)$$

この式より、AIC はあるモデル化次数によって作成した PSD の精度に、モデル化次数によって増加する演算コストをペナルティとして付与した基準であることがわかる。本研究では、この精度とペナルティを (14) 式のように定義した。

$$AIC_i = (N - 2\sqrt{N})(\log 2\pi + 1 + \log E) + 2(i + 1) \quad (14)$$

この式で、N は入力するウィンドウ幅のデータ長、E はバーク法によって計算された線形システムの残渣分散、i はその際用いたモデル化次数を表す。図 3.7 に示すように、(14) 式によって計算された AIC のうち、最小値となった際の次数を最適な次数とみなし、PSD 推定に用いる。この最適な次数以上の次数を用いて線形システムを推定した場合には、精度の向上に比較して演算コストの増大が上回ることを意味する。

AIC を用いたモデル化次数最適化により、演算コストの削減が期待される。

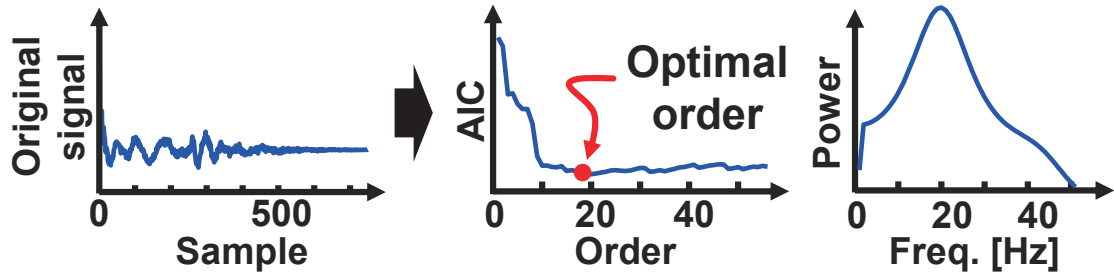


図 3.7 AIC を用いた次数最適化処理の例

### 3.5 時間周波数領域でのテンプレートマッチングによる心拍抽出

心電図における心拍抽出法として、テンプレートマッチングを用いた手法が知られている[22]。本研究においてもノイズ耐性の向上を目的として、この手法を使用する。

まず、[22]で説明されているように、STAC（短期間自己相関法）とSWAC（二段階走査法）によりテンプレートウィンドウを作成する。続いて、図 3.8 で示すように評価時刻より後の時刻にサーチウィンドウをシフトさせていき、相関係数（CC：Correlation Coefficient）を計算しながら走査（シフト）していく。走査範囲は少なくとも一つの心拍が存在する、評価時刻から 0.25 秒～1.5 秒経過した範囲とする。サーチウィンドウ内に QRS 群が含まれている間は、CC はピーク近辺の値を維持する。

TM の式を (15) (16) 式に示す。

$$CC_{t_n}[T'_{shift}] = \sum_{t=-\frac{L'_{win}}{2}}^{\frac{L'_{win}-1}{2}} TM[i] \cdot Q_w[(t_n + T'_{shift}) + i] \quad (15)$$

$$T_{peak}^{t_n} = \max_{\frac{L'_{win}}{2} \leq T'_{shift} \leq L'_{win} - \frac{L'_{win}}{2} + 1} CC_{t_n}[T'_{shift}] \quad (16)$$

ここで、 $CC_{t_n}$  は、評価時刻  $t_n$ 、シフト時間  $T'_{shift}$  の CC を表す。この  $CC_{t_n}$  のうち、 $L'_{win}$  によって定められたシフト時間内で最大のものをピーク  $T_{peak}^{t_n}$  とする。式中の  $TM$  はテンプレートウィンドウを、 $Q_w$  はサーチウィンドウを表す。

上記の走査範囲中に、CC がピーク値を取る際の走査時間が瞬時心拍となる。この瞬時心拍をスペクトル解析することにより、心拍変動モニタリングを行う。

図 3.9 に示すようにドップラー波に対しては、スペクトルグラムから特定の周波数部分を時間軸方向に切り出した時間領域において適用可能である。しかし、ドップラー波中における心拍成分の周波数帯域は個人差、また時間によっても変化するため、一意に決定することが困難である。そのため本研究では、心拍成分の周波数帯域の個人差、心拍間隔取得精度向上のため、TM を (17) (18) 式に示すように、テンプレートウィンドウとサーチウィンドウを時間領域から時間周波数領域に拡張し、TM を行う [23]。

$$CC_{t_n}[T'_{shift}] = \sum_{t=-\frac{L'_{win}}{2}}^{\frac{L'_{win}-1}{2}} \sum_{f=1}^{\frac{F_s}{2}} TM[i][f] \cdot Q_w[(t_n + T'_{shift}) + i][f] \quad (17)$$

$$T_{peak}^{t_n} = \max_{\frac{L'_{win}}{2} \leq T'_{shift} \leq L'_{win} - \frac{L'_{win}}{2} + 1} CC_{t_n}[T'_{shift}] \quad (18)$$

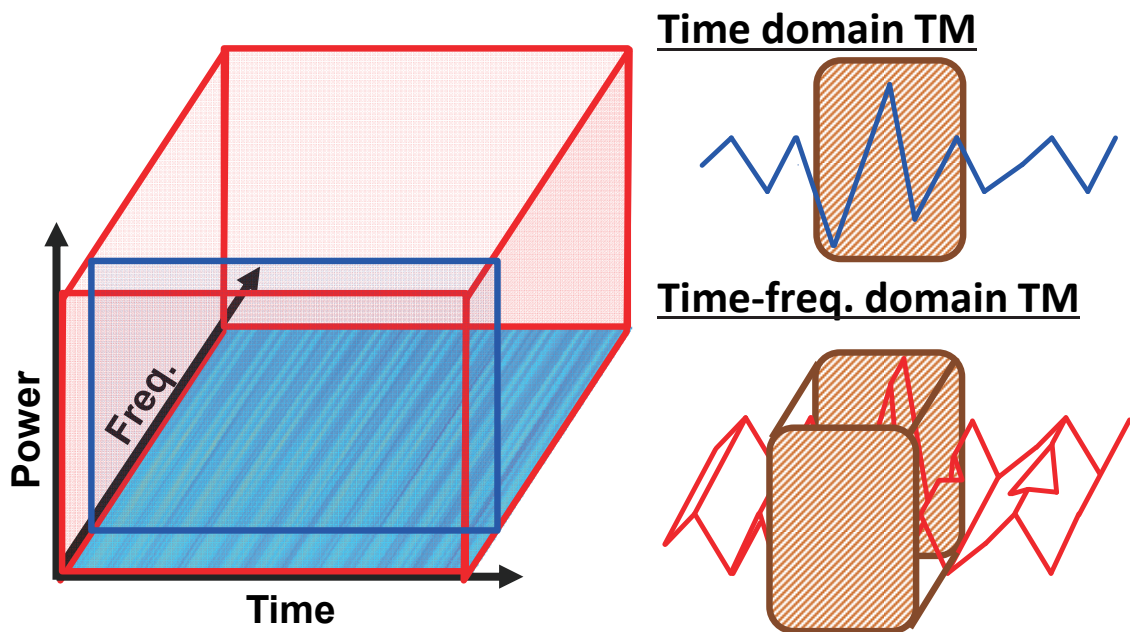


図 3.9 時間周波数領域におけるテンプレートマッチング

### 3.6 実験室における実証実験と性能評価

提案手法により測定精度が向上していることを示すため、実験室内で実証実験及び性能評価を行った。

性能評価をするにあたり、提案手法を Matlab 上で実装した。測定の際、ドップラーセンサー（新日本無線社製 NJR4233DK）から取得した情報を Matlab 上で実装したアルゴリズムを用いて、瞬時心拍を算出する。また、精度評価における比較対象（リファレンスセンサー）として、電極接触型心電センサー[24]を用いて同時計測を行う。

図 3.10 に示すように、椅子に座った状態の被験者の前にセンサーを設置し、条件を変えながら測定を行った。AIC を用いて次数最適化を行った測定結果の例を図 3.11 に示す。AIC によって次数を低くしているが問題なく心拍波形を抽出できていることがわかる。

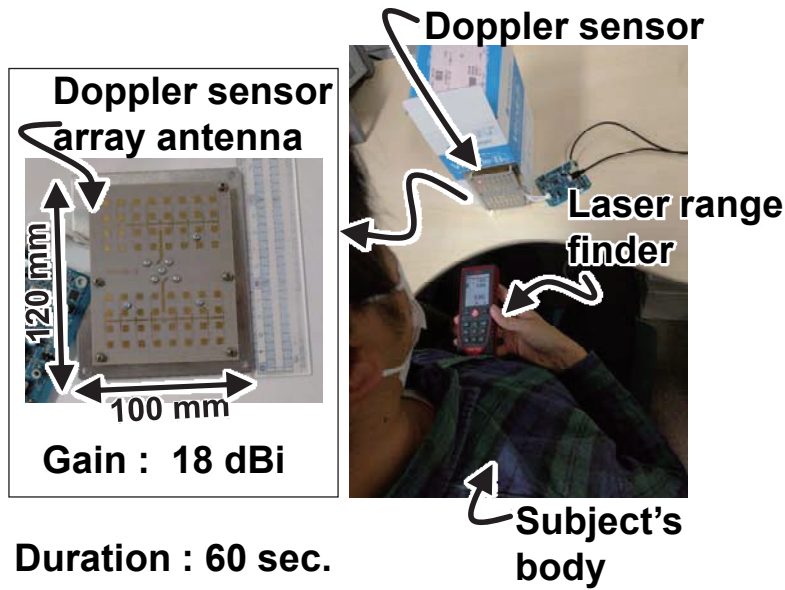


図 3.10 測定環境

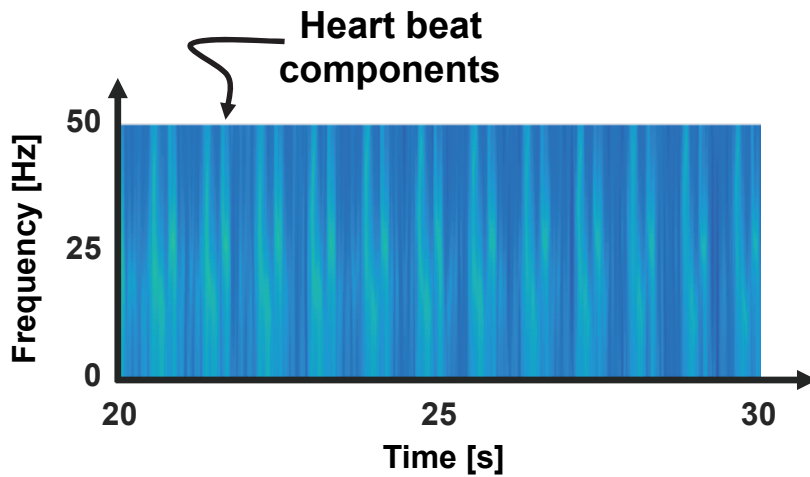


図 3.11 計測結果の一例

次に、22～23歳の4名の男性に対して同様の測定を行った。測定時間は60秒で、電波暗室などではなく研究室で計測を行った。リファレンスセンサーのサンプリング周波数は1kHzであるため、標本化定理により真値から最大0.5msの誤差が生じる。評価基準は二乗平均平方根誤差（RMSE：Root Mean Square Error）を用いる。RMSEは(19)式で表される。

$$RMSE = \sqrt{\frac{\sum_{t_n=1}^S (R_{IHR_{t_n}} - P_{IHR_{t_n}})^2}{S}} \quad (19)$$

$S$ ：サンプル数,  $R_{IHR}$ ：リファレンス値,  $P_{IHR}$ ：提案値

従来手法によるRMSEの最小値は5.1msである[25]。従来手法においてはウルトラワイド（UWB）ドップラーセンサーを用い、ドップラー波の位相変化を特徴量抽出し瞬時心拍計測を行っている。このUWBドップラーセンサーは非常に高価であり、現時点では小型化が進んでおらず、持ち運びも困難である。

図 3.12 はサンプリング周波数を変化させた際のRMSE評価結果である。サンプリング周波

数は 100Hz から 1kHz まで変化させた。センサー距離とウィンドウ幅はそれぞれ 50cm と 100ms に固定した。従来の時間領域における TM は 30, 40, 50Hz のスペクトルグラムで行った。提案手法により、時間領域のみで TM を行う手法と比較して、常に RMSE が向上した。またサンプリング周波数 800Hz の場合、AIC により時間周波数領域における TM の処理時間が 29.7%削減され、他のサンプリング周波数においても同様の傾向が見られた。サンプリング周波数が 200Hz 以上の場合、AIC による RMSE の悪化は平均 0.63ms にとどまった。

図 3.13 はウィンドウ幅を変化させた際の RMSE 評価結果である。ウィンドウ幅は 50ms から 750ms まで変化させた。サンプリング周波数とセンサー距離はそれぞれ 1kHz と 50cm も固定した。RMSE はウィンドウ幅が 100ms のとき、最小値 4.5ms に達する。

図 3.14 はセンサー設置距離を変化させた際の RMSE 評価結果である。センサー設置距離は 20cm から 50cm まで変化させた。サンプリング周波数とウィンドウ幅をそれぞれ 1kHz と 100ms に固定した。AIC を用いた時間周波数領域 TM はセンサー設置距離にかかわらず高い精度を示した。RMSE はセンサー設置距離が 20cm のとき、最小値 3.0ms に達する。

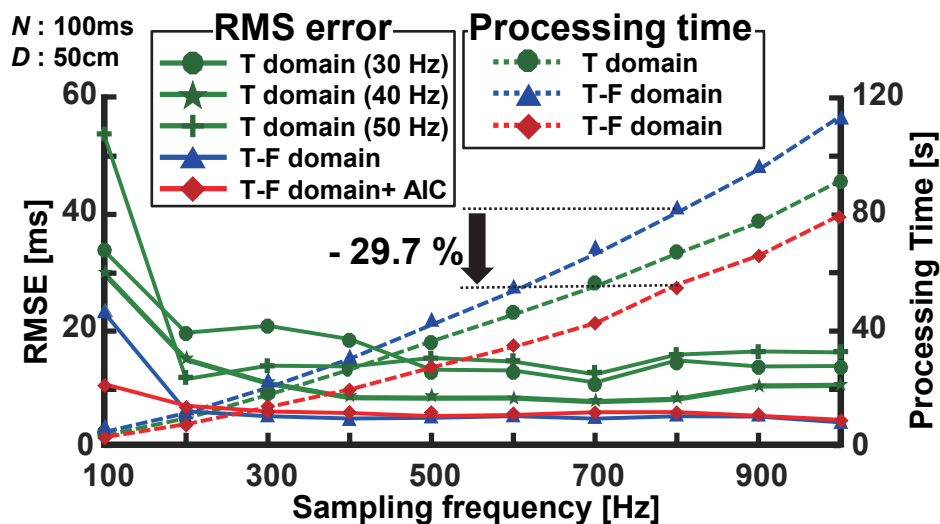


図 3.12 サンプリング周波数に対する RMSE と演算時間の変化

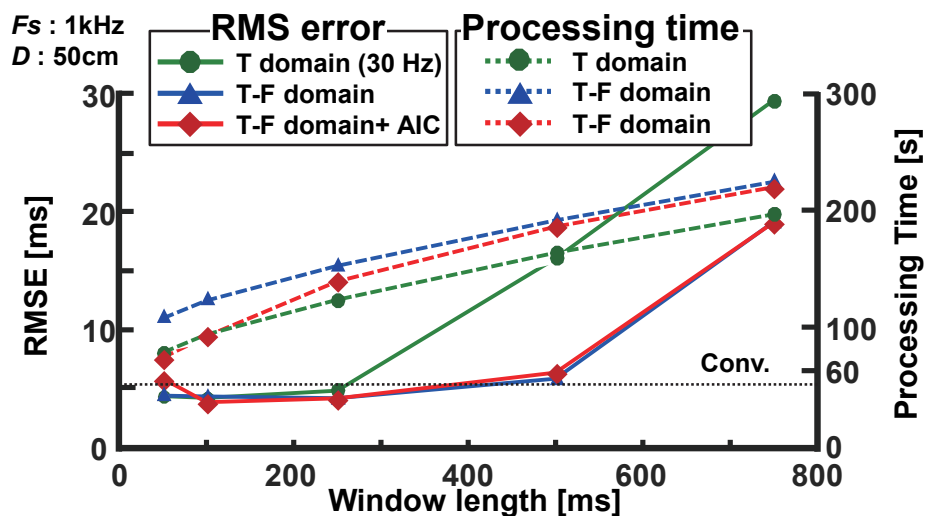


図 3.13 ウィンドウ幅に対する RMSE と演算時間の変化

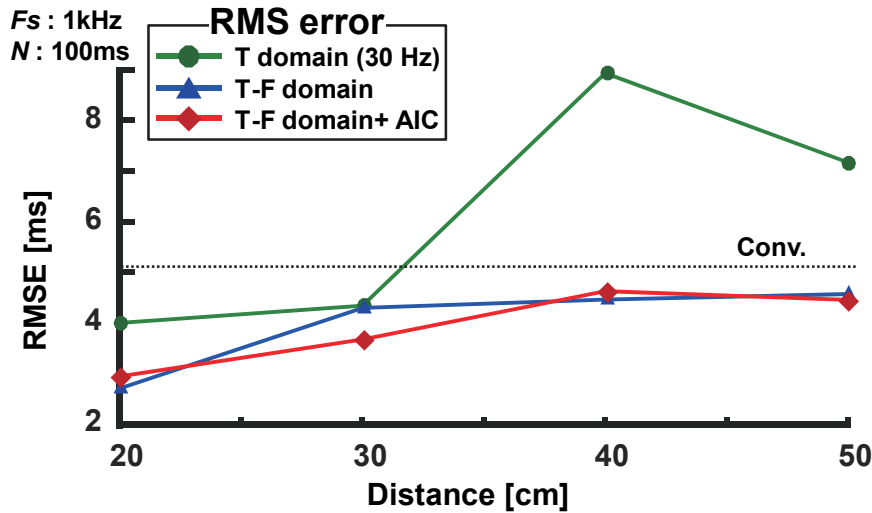


図 3.14 センサーと人体間距離が RMSE に与える影響

## 第 4 章 マイクロ波ドップラーセンサーを用いた走行中の車両内における心拍変動モニタリング

### 4.1 従来研究との比較

運転中のドライバーの心拍変動モニタリングとして、光電脈波式センサーを耳に装着する方法が提案されている。本研究ではこの手法と比較してより非侵襲なマイクロ波ドップラーセンサーを用いることでユーザビリティを向上した心拍変動モニタリングを提案する。

マイクロ波ドップラーセンサーを用いた従来手法として、座席の背面にセンサーを埋め込む手法が提案されている [17]。計測される心拍は、1 分間のウィンドウ幅で FFT に代わり MUSIC 法を用いて周波数解析を行いそのピーク周波数から算出される。この手法の課題として、測定される心拍が AHR であるため心拍変動モニタリングには向かないこと、また測定精度が低いことがあげられる。これに対して本研究では走行中の心拍変動モニタリングを目的とし、マイクロ波ドップラーを用いた高精度な IHR 取得手法を提案する。

### 4.2 走行中の車両内におけるドップラーセンサーの挙動

移動中の車内におけるドップラーセンサーによる心拍検出原理は、前述した静止時の場合とは異なる部分がある。本節では、移動中の車両内におけるマイクロ波ドップラーを用いた心拍検出原理を説明する。

図 4.1 のように、速度  $v_{car}$  で移動中の車両内において、ドップラーセンサーから送信される送信波  $TS(t)$  と体表面で反射したマイクロ波を受信する受信波  $RS(t)$  を、状態ごとに、センサーから送信された直後の送信波  $TS'(t)$ 、体表面で反射する直前の送信波  $TS''(t)$ 、体表面で反射した直後の送信波  $TS'''(t)$  に分割して説明する。まず、ドップラーセンサー内で生成された送信波  $TS(t)$  は (20) 式のように表される。

$$TS(t) = A \sin(2\pi f_0 t) \quad (20)$$

次に、センサーから送信された直後の送信波  $TS'(t)$  は、車両が速度  $v_{car}$  で矢印方向に移動中

であるため、ドップラー効果が起き、

$$TS'(t) = A \sin\left(2\pi\left(\frac{c}{c+v_{car}}\right)f_0 t\right) \quad (21)$$

$$\left(\frac{c}{c+v_{car}}\right)f_0 = f'_0 \text{ とおく}$$

と表される。つづいて、体表面で反射直前の送信波 $TS''(t)$ は車両の速度 $v_{car}$ とともに心臓の拍動による速度 $v_{heart}$ の影響を受け、ドップラー効果により、

$$TS''(t) = A \sin\left(2\pi\left\{\frac{c+(v_{car}+v_{heart})}{c}\right\}f'_0 t\right) \quad (22)$$

$$\left\{\frac{c+(v_{car}+v_{heart})}{c}\right\}f'_0 = f''_0 \text{ とおく}$$

と表される。次に、体表面での反射直後の送信波 $TS'''(t)$ は同様に、車両の速度 $v_{car}$ とともに心臓の拍動による速度 $v_{heart}$ の影響を受け、ドップラー効果により、

$$TS'''(t) = A' \sin\left(2\pi\left\{\frac{c}{c-(v_{car}+v_{heart})}\right\}f''_0 t\right) \quad (23)$$

$$\left\{\frac{c}{c-(v_{car}+v_{heart})}\right\}f''_0 = f'''_0 \text{ とおく}$$

と表される。最後に、ドップラーセンサーが受信する受信波は、車両が速度 $v_{car}$ で矢印方向に移動中であるため、ドップラー効果が起き、

$$RS(t) = A' \sin\left(2\pi\left(\frac{c-v_{car}}{c}\right)f'''_0 t\right) \quad (24)$$

と表される。(24)式中の周波数は、 $c^2 \gg v_{car}, v_{heart}$ であることを用い、(25)式のように計算される。

$$\begin{aligned} \left(\frac{c-v_{car}}{c}\right)f'''_0 &= \left(\frac{c-v_{car}}{c}\right) \cdot \left\{\frac{c}{c-(v_{car}+v_{heart})}\right\} \\ &\quad \cdot \left\{\frac{c+(v_{car}+v_{heart})}{c}\right\} \cdot \left(\frac{c}{c+v_{car}}\right) \cdot f_0 \\ &= \left(\frac{c-v_{car}}{c+v_{car}}\right) \cdot \left\{\frac{c+(v_{car}+v_{heart})}{c-(v_{car}+v_{heart})}\right\} \cdot f_0 \\ &= \left(1 - \frac{2v_{car}}{c}\right) \cdot \left\{1 + \frac{2(v_{car}+v_{heart})}{c}\right\} \cdot f_0 \quad (\because c \gg v_{car}, v_{heart}) \quad (25) \\ &= \left\{1 - \frac{2v_{car}}{c} + \frac{2(v_{car}+v_{heart})}{c} - \frac{4v_{car}(v_{car}+v_{heart})}{c^2}\right\} \cdot f_0 \\ &= \left\{1 - \frac{2v_{heart}}{c} - \frac{4v_{car}(v_{car}+v_{heart})}{c^2}\right\} \cdot f_0 \\ &= \left(1 - \frac{2v_{heart}}{c}\right) \cdot f_0 \quad (\because c^2 \gg v_{car}, v_{heart}) \end{aligned}$$

よって、受信波 $RS(t)$ は、(26)式のように表される。

$$RS(t) = A' \sin\left(2\pi\left(1 - \frac{2v_{heart}}{c}\right)f_0 t\right) \quad (26)$$



ドップラー波 $I(t)$ は送信波 $TS(t)$ と受信波 $RS(t)$ のミキシングにより求められ, 2. 3. 1 節同様, (27)式のようになる.

$$I(t) = \frac{AA'}{2} \left\{ \cos \left( \frac{2v_{heart}}{c} f_0 \times 2\pi t \right) \right\} \quad (27)$$

(27)式より, 移動中の車両内においても車両の速度の影響を受けることなく, 心拍成分のみを検出可能であることがわかる.

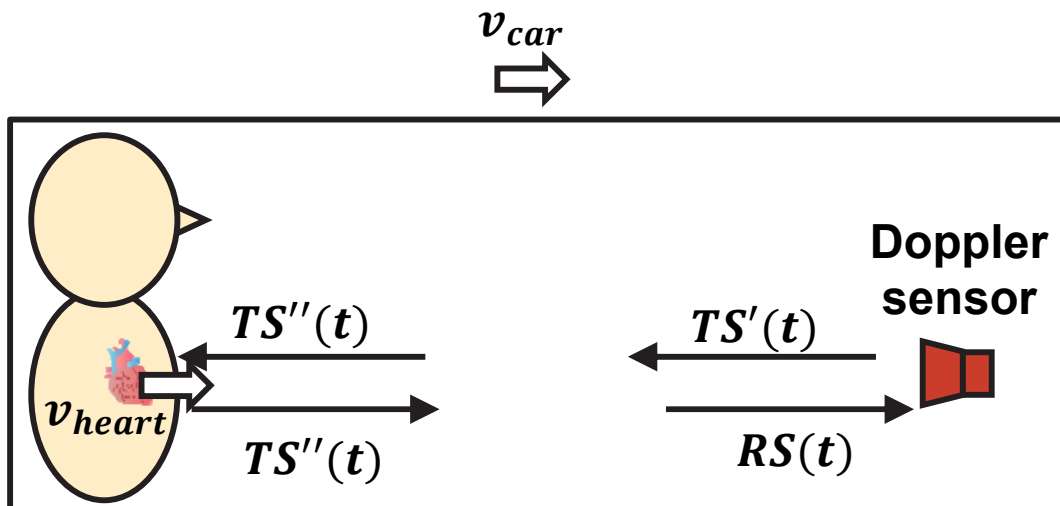


図 4.1 走行中の車両内におけるドップラーセンサー

### 4.3 センサーとアンテナの形状

本研究で使用したドップラーセンサー (新日本無線製 NJR4233DK) の利得特性を図 4.2 に示す. このセンサーの指向性を示す半値幅は H 面で 38 度, E 面で 22 度であり, 指向性が低いアンテナである. 本研究では心臓の拍動による振動のみを計測する必要があるため, ホーン型アンテナを取り付け, 指向性を高めた場合の検討も行った (図 4.3).

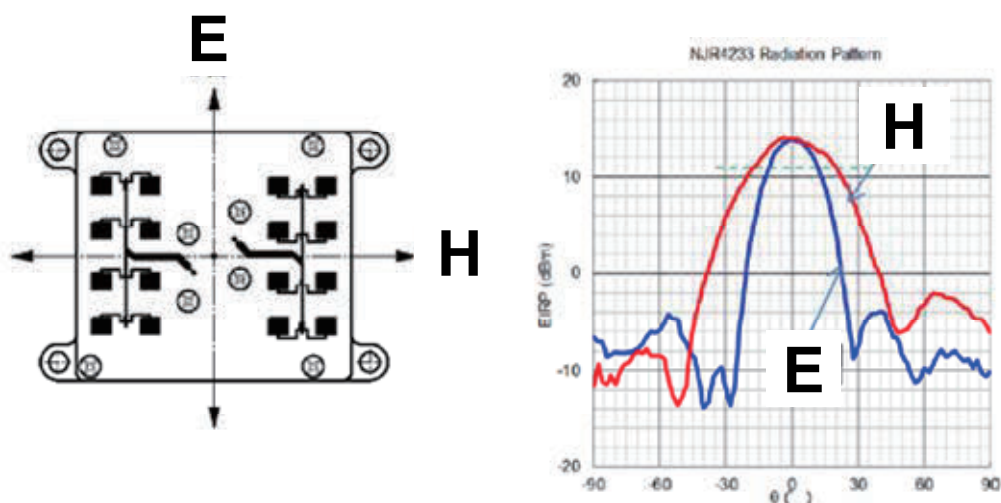


図 4.2 実験に使用したマイクロ波ドップラーセンサーの特性

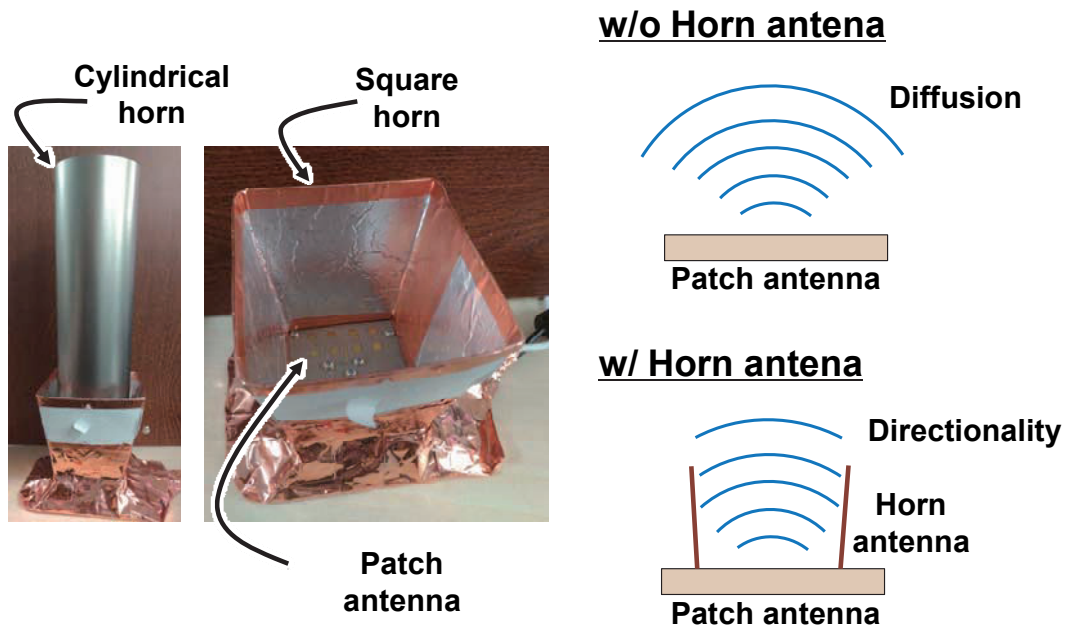


図 4.3 ホーンアンテナ

#### 4.4 センサー設置方法についての検討結果

次に、センサーの設置方法について検討を行った。従来手法ではドップラーセンサーを背面に設置していたが、我々の検証においては背面側の心臓の拍動による変位が微弱であるため適当でないと判断した。そのため本研究では測定者の正面にセンサーを設置する手法をとる。

ドップラーセンサーを走行中の車両のダッシュボードに設置したと仮定した場合、図 4.4 に示すよう、ノイズを含まず心拍成分のみを含んだドップラー波である (28) 式と、送信されたマイクロ波が体表面で反射し、車両外の建物などで反射し、さらに体表面で反射して受信した外界のノイズを受けるドップラー波である (29) 式が混在した信号が受信される。

$$I(t) = \frac{AA'}{2} \left\{ \cos \left( \frac{2v_{heart}}{c} f_0 \times 2\pi t \right) \right\} \quad (28)$$

$$I'(t) = \frac{AA'}{2} \left\{ \cos \left( \left( \frac{2v_{heart}}{c} - \frac{2v_{car}}{c} \right) f_0 \times 2\pi t \right) \right\} \quad (29)$$

$I'(t)$  では、周波数成分として車両の速度が含まれており、この成分がノイズとなり心拍検出の妨げとなる。これは体表面で反射したマイクロ波が外界で反射し、車両内に戻ってくることから生じるが、この問題は前節で述べたホーンアンテナによる指向性の強化では対応できなかった。そのため本研究では、図 4.5 に示すようにドップラーセンサーを測定者の服の上から測定者の胸に接するように設置し、マイクロ波が車両外に漏れることを防ぐ手法を提案する。日本における自動車の大半はシートベルトの装着が義務付けられているため、マイクロ波ドップラーセンサーをシートベルトに装着し、利用者が違和感なく利用できる状態を想定している。

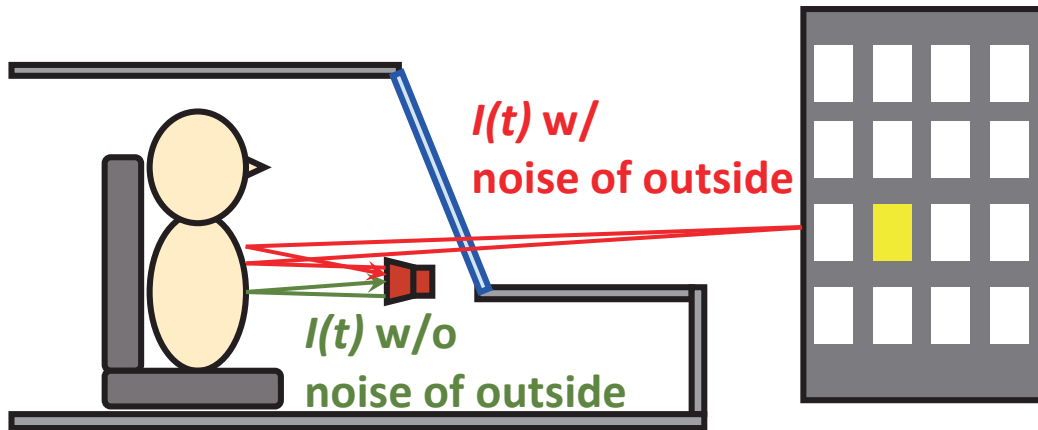


図 4.4 反射波の回り込み

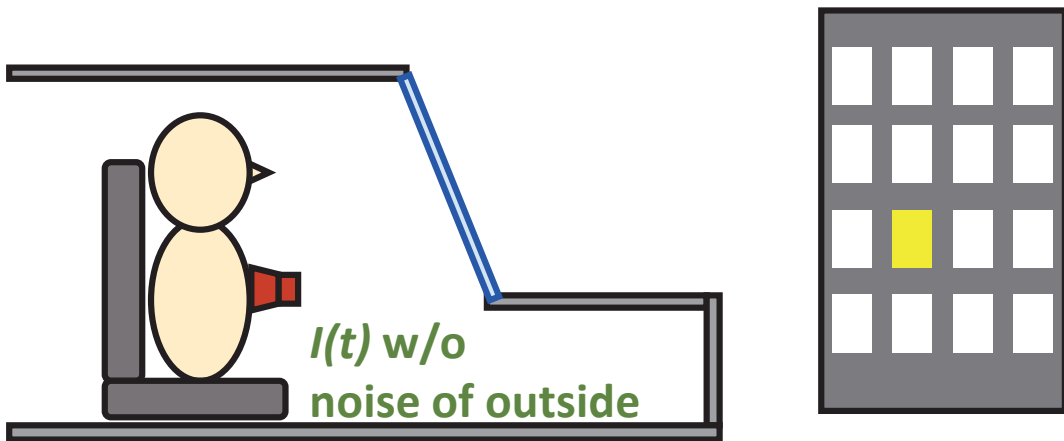


図 4.5 シートベルトへの装着を想定した実施例

#### 4.5 性能評価

提案手法を用いて走行中の車両内で心拍変動モニタリングの実測を行った。

性能評価をするにあたり、3章で述べたアルゴリズムを Matlab 上で実装した。測定時には、NJR4233DK から取得した情報を Matlab 上で処理を行い、瞬時心拍を算出した。また、精度評価を行う比較対象として、電極接触型心電センサー[24]との結果を比較した。

測定は神戸市灘区付近の国道 43 号線にて、トヨタ自動車製小型ハイブリッド乗用車のアクアを用いて測定した。図 4.6 に示すよう、被測定者は安全のため助手席に座り、胸元にドップラーセンサーを装着して計測した。

提案手法により取得した測定結果を図 4.7 と図 4.8 に示す。それぞれ図中の上段は、x 軸に計測時間、y 軸に心拍間隔に相当するシフト時間、z 軸に相関係数の強さを表す。相関係数が大きいほど黄色に近づき小さいほど青色に表示され、相関係数の大きいシフト時間が図中の黄色い帯状の部分に確認でき、リファレンスセンサーで取得した心拍間隔の変動と一致している。また、それぞれの図中の下段は、GPS 信号から取得した車両の速度を表す。

図 4.7 は、およそ 50km/h で巡航している際の計測結果である。この結果から、移動中の車両内においても心拍変動モニタリング可能であることがわかる。

図 4.8 は信号により、最大 50km/h まで加減速を行った際の計測結果である。加減速時、

及び停車中も安定して心拍間隔の変動をモニタリング可能であることを示している。

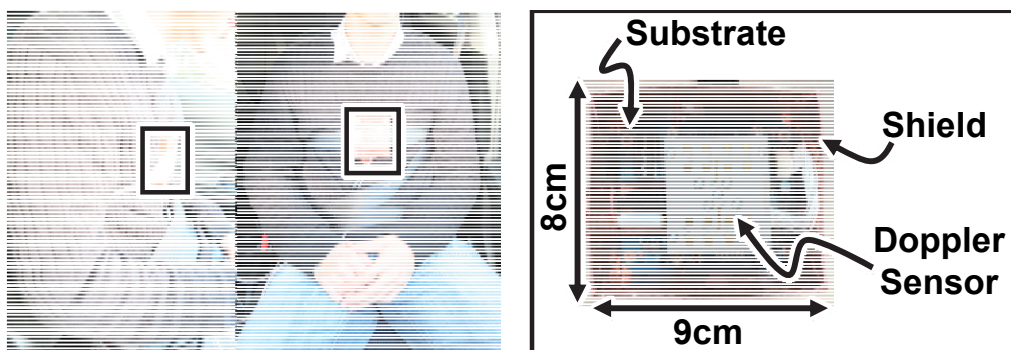


図 4.6 測定環境

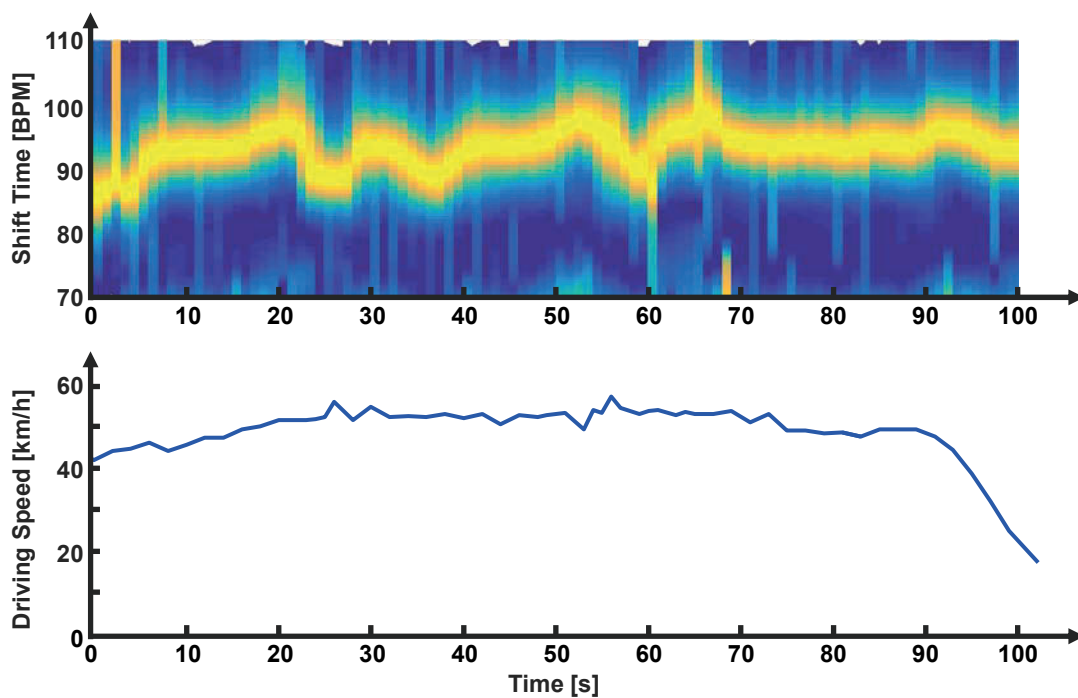


図 4.7 一定速度で走行中の実測結果例

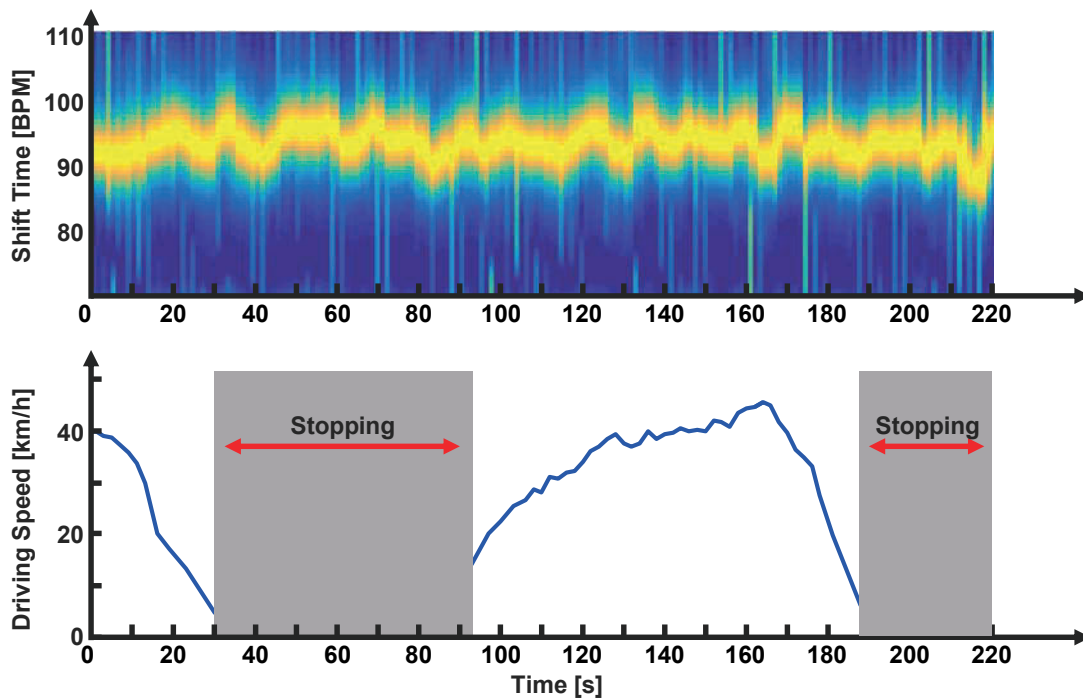


図 4.8 加減速と停車を含む状況での実測結果例

上記の条件下で、22～36 歳の男性 9 名、女性 2 名に対して評価を行った。測定時間は、移動中、停車中それぞれ 60 秒で、車両内で計測を行った。移動中は、車両の速度が時速 20km 以上の場合を指し、停車中は完全停止の状態を指す。リファレンスセンサーのサンプリング周波数は 1kHz であるため、標本化定理により真値から最大 0.5ms の誤差が生じる。

評価基準は(19)式で定義した RMSE と、絶対誤差 (AE : Absolute Error) を用いる。

評価結果の一覧を表 4.1 に示す。表 4.1 では、RMSE と AE に加えて、車両の平均速度 (AS : Average Speed) も示している。

また、図 4.9 に被験者 11 名分の測定結果を差分値プロット (Bland-Altman plot) を用いて示す。グラフの縦軸はリファレンス値と提案手法により取得した値の差分値、横軸はリファレンス値と提案手法により取得した値の平均値である。また、平均 (mean) と平均の 95% 信頼区間 (mean  $\pm$  1.96SEM) も同様に示す。

従来手法[17]で計測されているのは AHR であるのに対し、本研究では心拍変動を取得するため、IHR を計測する。そのため、一概に比較はできないが、平均で 2.85BPM の絶対誤差 (AE) があるため、AHR が 80BPM と仮定すると RRI の絶対誤差は 25.8ms となる。表 4.1 より、提案手法を用いて取得した走行中の RMSE と AE はそれぞれ、13.11ms と 9.66ms であるため、従来手法と比較して、心拍取得誤差 (AE) をおよそ 63%削減できている。車両走行中の RMSE は停車中の RMSE と比較して、1.55ms の悪化にとどまった。また従来手法[17]における 95%信頼区間はそれぞれ 5.64ms と -1.98ms であるが、図 4.9 の結果から、提案手法による 95%信頼区間はそれぞれ 2.67ms と -2.85ms となった。この結果も提案手法により心拍取得誤差が低減されていることを示している。

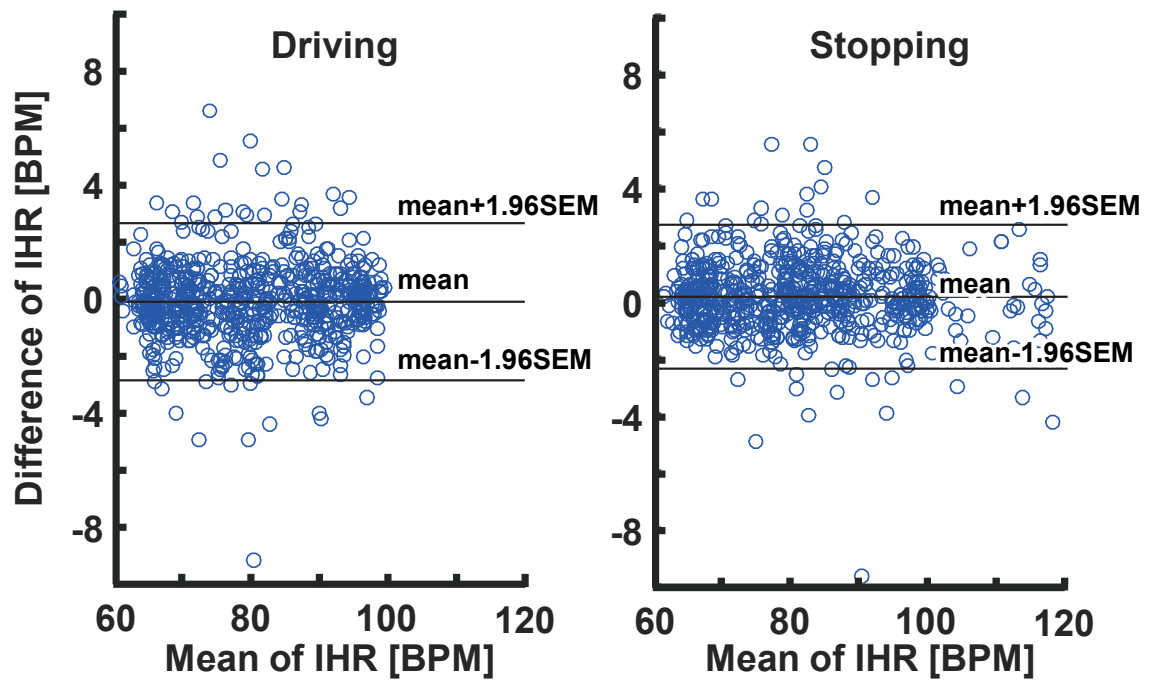


図 4.9 全被験者の計測データに対する Bland-Altman plot

表 4.1 性能評価結果

Subject	Driving			Stopping		
	RMSE [ms]	AE [ms]	AS [km/h]	RMSE [ms]	AE [ms]	AS [km/h]
1	3.996	3.180	46.263	5.531	3.918	0.000
2	11.622	8.745	35.078	7.709	5.767	0.000
3	9.992	7.741	43.106	9.395	7.537	0.000
4	14.048	10.448	32.483	11.194	9.355	0.000
5	8.446	6.001	39.934	11.544	6.300	0.000
6	17.331	13.783	32.259	19.113	14.883	0.000
7	18.176	11.991	43.161	9.344	6.778	0.000
8	17.458	13.759	34.073	13.111	10.669	0.000
9	16.474	10.627	40.382	12.624	9.573	0.000
10	13.337	10.023	37.591	12.334	9.566	0.000
11	13.333	9.989	37.084	15.261	10.906	0.000
Ave.	13.110	9.662	38.310	11.560	8.659	0.000

## 第5章 おわりに

本研究では、心拍検出手段としてマイクロ波ドップラーセンサーを使用した場合の問題点について考察し、その対策として時間周波数解析とテンプレートマッチングを組合せた信号処理アルゴリズムを導入した。従来の方法では体動ノイズが重畳すると心拍抽出が不可能となっていたが、提案手法によって走行中の車両内でも心拍変動を安定して計測可能であることを示した。50km/hまでの運転速度において11名の被験者に対して実測評価を行い、RMSEで13.11msを達成した。

今後の展望として、パッチアンテナ部分をフレキシブル化し、シートベルトに一体化することを検討している。また、ドップラー波に含まれる心拍成分の中心周波数や波形の特徴に個人差があることを利用し、個人認証への応用を検討する。

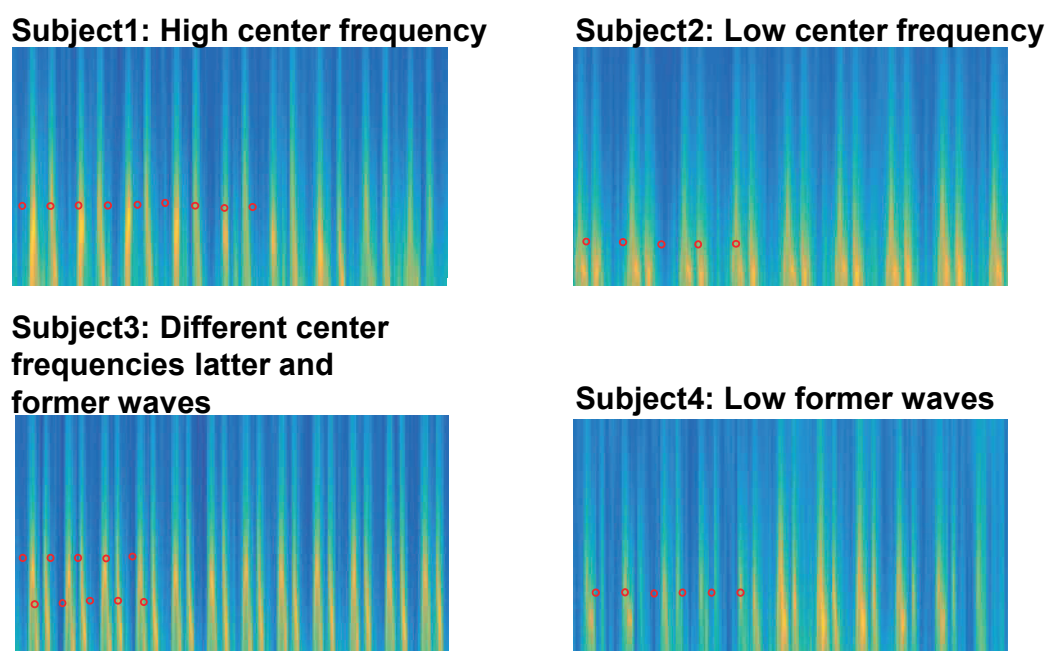


図 5.1 心拍波形に含まれる周波数成分の個人差

## 参考文献

- [1] 『産経新聞』 2016年3月3日 朝刊
- [2] 厚生労働省, “平成26年版厚生労働白書”
- [3] 林博史編, “心拍変動の臨床応用,” 医学書院, 1997
- [4] Markad V. Kamath, Mari A. Watanabe, Adrian R.M. Upton, “Heart Rate Variability (HRV) Signal Analysis”, CRC Press, 2013.
- [5] 井上博, “ホルター心電図パーフェクト,” 中山書店, pp. 2-6,199-200, 2010.
- [6] Shu-Yu Hsu, Y. K. Chen, P. Y. Chang, et al., “A Micropower Biomedical Signal Processor for Mobile Healthcare Applications,” In Proc. of IEEE ASSCC, pp. 301-304, Nov. 2011.
- [7] K. Itao, T. Umeda, et al., “Human Recorder System Development for Sensing the Autonomic Nervous System,” In Proc. of IEEE Sensors, pp. 423-426, Oct. 2008.
- [8] K. Itao, T.Ito, “Integrated Sensing Systems for Health and Safety,” In Proc. of DTIP Symposium, pp. 212-216, May. 2011.
- [9] H. Kim, R. F. Yazicioglu, S. Kim, et al., “A configurable and low-power mixed signal SoC for portable ECG monitoring applications,” VLSI Symp., pp. 142-143, Jun. 2011.
- [10] M. Ashouei, J. Hultzink, M. Konijnenburg, et al., “A voltage-scalable biomedical signal Processor running ECG using 13pJ/cycle at 1 MHz and 0.4 V,” IEEE ISSCC Dig. Tech. Papers, pp. 332-334, Feb. 2011.
- [11] NTTdocomo  
[https://www.nttdocomo.co.jp/info/news\\_release/2014/01/30\\_00.html](https://www.nttdocomo.co.jp/info/news_release/2014/01/30_00.html)
- [12] Y. Zhang, M. Berthelot, B. Lo, “Wireless wearable photoplethysmography sensors for continuous blood pressure monitoring,” *Proc of the Annual IEEE Wireless Health Conference 2016*, pp. 81-88, Oct. 2016.
- [13] E. Kviesis-Kipge, U. Rubins, “Portable remote photoplethysmography device for monitoring of blood volume changes with high temporal resolution,” *Proc of 2016 15th Biennial Baltic Electronics Conference (BEC)*, Nov. 2016.
- [14] 正木何奈, “圧電フィルムを用いた脈波伝播速度計測手法” (2016)
- [15] Y. Tanaka, S. Izumi, Y. Kawamoto, H. Kawaguchi and M. Yoshimoto, "Adaptive noise cancellation method for capacitively coupled ECG sensor using single insulated electrode," *Proc. of 2016 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS)*, Shanghai, China, pp. 296-299, Oct.2016.



- [16] 吉田悠鳥(2011), 「マイクロ波レーダーを用いた非接触見守り支援システムの開発および後期高齢者への臨床応用」, 日本新財団, 心臓 2011, Vol.43(SUPPL.1), pp.5-10.
- [17] K. J. Lee, C. Park and B. Lee, "Tracking driver's heart rate by continuous-wave Doppler radar," *Proc. of 2016 38th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*, Orlando, FL, pp. 5417-5420, Aug. 2016.
- [18] Dany OBEID, Sawsan SADEK, Gheorghe ZAHARIA, and Ghais EL ZEIN, "Feasibility Study for Non-Contact Heartbeat Detection at 2.4 GHz and 60 GHz", *Proc. of International Union of Radio Science (URSI)*, 2008.
- [19] 竹内康人, 胎児監視装置, 特開平 10-28686,1998-02-03
- [20] K. Vos, "A Fast Implementation of Burg's Method,"  
[www.opus-codec.org/docs/vos\\_fastburg.pdf](http://www.opus-codec.org/docs/vos_fastburg.pdf), August 2013, accessed 14.3.2016.
- [21] T. Y. Kim, Y. H. Noh, D. U. Jeong, "On the use of the Akaike Information Criterion in AR spectral analysis of cardiovascular variability signals: a case report study," *Proc. of Computers in Cardiology*, Sep. 1993.
- [22] Y. Nakai et al., "Noise tolerant QRS detection using template matching with short-term autocorrelation," *Proc. of 2014 36th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, Chicago, IL, pp. 34-37, Aug. 2014.
- [23] D. Matsunaga, S. Izumi, H. Kawaguchi and M. Yoshimoto, "Non-contact Instantaneous Heart Rate Monitoring Using Microwave Doppler Sensor and Time-Frequency Domain Analysis," *Proc. of 2016 IEEE 16th International Conference on Bioinformatics and Bioengineering (BIBE)*, Taichung, pp. 172-175, Oct. 2016.
- [24] Actiwave Cardio  
<http://www.camntech.com/products/actiwave-cardio/actiwave-cardio-overview>
- [25] T. Sakamoto, R. Imasaka, H. Taki, T. Sato, M. Yoshioka, K. Inoue, T. Fukuda, and H. Sakai, "Accurate heartbeat monitoring using ultra-wideband radar", *Proc. of IEICE Electronics Express*, Vol.12, No. 3, p.20141197, 2015.
- [26] Microsoft  
[http://www.microsoftstore.com/store/msjp/ja\\_JP/pdp/productID.298959900](http://www.microsoftstore.com/store/msjp/ja_JP/pdp/productID.298959900)