

**超音波 FM-CW 方式による生体内  
距離・速度計測に関する研究**

**国田 正徳**

**電気通信大学  
2007 年 9 月**

**超音波 FM-CW 方式による生体内  
距離・速度計測に関する研究**

**国田 正徳**

**電気通信大学大学院電気通信学研究科  
博士（工学）の学位申請論文**

**2007年9月**

# 超音波 FM-CW 方式による生体内 距離・速度計測に関する研究

## 博士論文審査委員会

主査	三木哲也	教授
委員	藤野 忠	教授
委員	三橋 涉	教授
委員	山尾 泰	教授
委員	鎌倉友男	教授
委員	荒井郁男	名誉教授

著作権所有者

国田 正徳

2007

# Range and velocity measurement in human body using ultrasound FM-CW wave

Masanori Kunita

## Abstract

This paper proposes a new ultrasound FM-CW system for diagnosis use. Proposed ultrasound FM-CW system provides a significant reduction in ultrasound peak power. Adoption of the sawtooth and isosceles sawtooth waveform is proposed for frequency modulation to attain sufficient range resolution in human body. The received signal is analyzed to calculate the spectrum and range resolution. The calculation results suggest that the system has similar range resolution to conventional ultrasound pulse diagnosis system. Calculated results were verified by the experiments using electrical delay line and ultrasound. Baseband frequency spectrum in the experiment agreed with the calculated results. It was confirmed that the peak frequency in the baseband spectrum increased proportionally to the delay time.

Sinusoidal waveform was adopted as the frequency modulation for the blood velocity measurement using Doppler effect. Baseband received signal was analyzed applying frequency dependence attenuation in human body. Analyzed result shows that FM-CW clutter power depends on the propagation delay between transmitter and receiver. The result also shows that the clutter power near modulation frequency is extremely less than dc clutter in FM-CW blood velocity measurement. Improvement of clutter reduction relative to the conventional CW Doppler system is attained by extracting the Doppler signal close to modulation frequency spectrum.

Signal processing of FM-CW velocity measuring system was verified using experimental system. The amount of clutter reduction was measured with ultrasound Doppler phantom. Measured results agreed with the calculation. These results concludes that the system discriminates 10 ~ 20Hz of Doppler shift.

Applying those analyses and experiments, the new FM-CW velocity measuring system with phase adjustment function in the reference signal circuit is proposed. Doppler signal with range information in high SNR is obtained using the proposed system.

This paper concludes that the ultrasound FM-CW system can decrease ultrasound peak power less than 1/100 compared with ultrasound pulse diagnosis system. The system helps to protect the human body from damage caused by ultrasound power and construct handy and economical ultrasound diagnosis equipment.

# 超音波 FM-CW 方式による生体内 距離・速度計測に関する研究

国田正徳

## 概要

本論文は、連続波による FM-CW レーダの原理を超音波診断システムに応用し、超音波尖頭値電力を低減させる超音波診断についての研究をまとめたものである。

現用の超音波診断装置では、超音波振動子を駆動する尖頭電圧が 100V 以上となっており、高耐圧部品や保護回路を必要とし、小型化を阻んでいる。一方、生体への影響は、法律等により規制されてはいるものの、人体への影響を考慮すると、超音波の尖頭電力はできるだけ低く抑えることが望ましい。こうした現状をふまえ、超音波診断システムの性能向上に関しては、従来から多くの研究が行われているが、小型化、低価格化も必須の課題である。これらの課題を解決するために、本研究では周波数変調した連続波 (FM-CW) を用いる方式を検討し、これによる超音波診断システムの実現可能性を明らかにしている。理論解析では、超音波 FM-CW 方式の復調信号を時間関数として表現し、その性能を計算により予測している。次に、実験により解析結果の妥当性を検証している。結論としては、超音波 FM-CW 方式の採用により、汎用 IC による装置が実現でき、生体への影響も大幅に低減できる超音波診断装置が実現できることを明らかにしている。

第 1 章は、序論であり、現在実用化されている超音波診断における距離・速度計測には、主として超音波パルス法が採用されている現状を述べている。また、現行機に関する性能上の課題について整理するとともに、実用化されている性能改善の方式について言及している。

第 2 章では、本研究で応用した FM-CW レーダの信号処理方式について、FM-CW レーダの現状とその信号処理方式の概要を述べている。次に、FM-CW 方式を超音波生体内距離・速度計測に応用したときの特徴を、変調波として鋸歯状波、対称三角波及び正弦波を用いた場合について予測している。

第 3 章では、変調波として鋸歯状波および対称三角波を用いた場合の生体内距離計測性能について述べている。まず、信号処理の解析では、変調波として鋸歯状波および対称三角波を用いた超音波 FM-CW 距離計測方式について、復調信号を変調波の高調波成

分ごとに時間関数として表現した。この解析結果に基づいて距離分解能を計算し、現行機と同等あるいはこれを上回る性能が得られる可能性を予測した。次に、電気遅延線を用いた実験により、復調波の各高調波成分を実測した。測定値は計算結果と一致し、解析結果の妥当性を検証することができた。次に、超音波を用い、送受信部間の超音波遅延時間を変化させて、復調波の周波数スペクトラムピーク値を測定した。測定データから、復調波のスペクトラムピーク値と遅延時間は比例関係にあり、計算値とも一致することを明らかにした。さらに、FM-CW 方式で劣化要因となるレンジサイドローブを低減させる手法とその効果を計算により求めた。手法としては、参照波の振幅を時間的に変化させて重み付けするというレーダの一般的手段を応用した。関数としては、バイアス余弦関数、ハミング関数およびブラックマン関数を用い、重み付け挿入位置とともに、サイドローブ低減量の関数依存性を計算により求めた。計算結果から、重み付け関数を選択したうえで、参照波に重み付けし、重み付けの深さを調整することにより、レンジサイドローブを 20 ~ 30 dB 改善できる見通しを得た。

第4章では、変調波として正弦波を用いた場合の血流速度計測性能について述べている。超音波による血流速度の計測は、血流からの超音波反射信号のドップラー効果を利用しているが、低速血流の測定限界は血管や組織の壁から反射されるクラッタ電力に支配されている。本研究では、復調波の振幅をベッセル級数で表現することにより、復調波のクラッタ電力が、変調波に相当する反射位置により周期的に変化する特性を明らかにした。次に、このクラッタ電力に生体内の減衰効果を反映させ、復調波に変調波の高調波成分として出現するクラッタ電力を数値積分により求めた。計算の結果、変調波あるいはその高調波周波数帯のドップラー信号を抽出すれば、連続波(CW)ドップラー方式に比べ、20 ~ 30 dB のクラッタ低減効果のあることが明らかになった。信号処理アルゴリズムの検証は、電気遅延線を用いたクラッタ電力の測定と超音波ドップラーファントムを用いたドップラー信号を測定する実験により実施し、解析結果の妥当性を確認した。その結果、FM-CW の変調度( )を1 ~ 4程度に設定すれば、従来の連続波ドップラー方式と比較して信号対クラッタ比( )を20 ~ 25dB改善できることが明らかになった。次に、超音波ドップラーファントムを用いた擬似血流の速度を測定した。その結果、10 ~ 20Hz のドップラー信号まで計測可能であるという見通しを得た。

第5章では、上述した速度計測の研究成果に基づき、新たに提案する FM-CW ドップラー速度計測方式とその解析結果について述べる。この方式では、FM-CW 参照波の位相を設定することにより、測定目標である血管の位置を選定する。また、周波数偏移を設定することにより、選択した血管上の位置分解能を決める。さらに変調度を設定することにより、クラッタ許容値を決定する。本方式によれば、計測位置を特定でき、SNR を向上させ、さらにクラッタの影響を改善できる、新しい超音波ドップラー計測システ

ムが構築できる。

第6章では、本研究に関する結論と課題を述べている。超音波 FM-CW 方式による生体内距離計測では、復調信号を解析し、その結果を実験により検証し、現行機と同等あるいはそれ以上の性能が得られる可能性を明らかにした。

超音波 FM-CW 方式による血流速度計測では、復調信号を解析し、その内容を実験により検証することにより、本方式はクラッタ電力を低減でき、10~20Hz のドップラー信号まで計測可能であることを明らかにしている。さらに、これらの研究成果をベースに、新たな速度計測方式を提案し、その特性の解析結果を示している。

これらの研究から、超音波 FM-CW 方式は、従来方式に比較してピーク電力を 1/100 以下にすることが可能であり、小型化、経済化ならびに生体への影響を低減できる今後の重要な超音波診断技術であることが明らかにされた。

# 目次

第一章 序論	1
1.1 超音波診断の概要	1
1.1.1 超音波診断装置開発の歴史	1
1.1.2 超音波診断装置の特長	2
1.1.3 超音波パルス法による画像診断と計測	3
1) Aモードによる画像診断	3
2) Bモードによる画像診断	4
3) ドップラー効果を応用した血流速度計測	7
4) SNR改善方式(パルス圧縮の概要)	11
1.1.4 超音波連続波法による血流速度計測	14
1.2 超音波診断装置における尖頭電力低減の意義	15
第一章の参考文献	16
第二章 超音波FM-CW画像診断システム	18
2.1 はじめに	18
2.2 連続波レーダの概要	18
2.2.1 CWレーダ	18
2.2.2 FM-CWレーダ	19
1) 動作原理	19
2) 応用分野	22
(1) 自動車用衝突防止レーダ	22
(2) 生存者探査レーダおよび地中探索レーダ	23
2.3 超音波FM-CW画像診断システムの原理	24
2.3.1 FM-CWレーダと超音波診断装置との相違点	24
2.3.2 超音波FM-CW方式画像診断システムの特徴	25
2.3.3 変調波として鋸歯状波を用いる超音波FM-CW診断システム	27
2.3.4 変調波として対称三角波を用いる超音波FM-CW診断システム	28
2.3.5 変調波として正弦波を用いる超音波FM-CW診断システム	30
2.3.6 むすび	30
第二章の参考文献	31
第三章 超音波FM-CW方式による距離計測	33
3.1 はじめに	33
3.2 鋸歯状波を用いた超音波FM-CW距離計測	33
3.2.1 超音波FM-CW送受信波の解析	33
1) 超音波FM-CW送受信波の表現	33
2) ベースバンド信号の瞬時位相関数 $F(t) - F(t - \tau)$	34

3) ベースバンド信号のフーリエ級数展開	36
4) フーリエ係数の算出	37
5) ベースバンド信号のフーリエ級数による表現	39
6) ベースバンド信号の距離依存性	39
(1) 生体組織が浅部に存在する場合	39
(2) 生体組織を浅部に限定しない場合	40
3.2.2 距離分解能の計算による推定	43
3.2.3 実験による検証	45
1) 実験系の構成	45
2) 実験結果	45
3.2.4 考察	49
3.3 対称三角波を用いた超音波FM-CW距離計測	50
3.3.1 対称三角波を用いた超音波FM-CW距離計測波の特徴	50
3.3.2 超音波FM-CW送受信波の解析	51
1) 超音波FM-CW送受信波の表現	51
2) ベースバンド信号の瞬時位相関数 $F(t) - F(t - )$	52
3) ベースバンド信号のフーリエ級数展開	54
4) フーリエ係数の算出	55
5) ベースバンド信号のフーリエ級数による表現	56
(1) 生体組織が浅部に存在する場合	56
(2) 生体組織を浅部に限定しない場合	57
3.3.3 距離分解能の計算による推定	59
3.3.4 実験による検証	62
1) 電気遅延線を用いた距離計測実験	62
2) 超音波を用いた距離計測実験	68
3) 流体計測時のベースバンド周波数スペクトラム	72
3.3.5 考察	73
3.4 重み付けによる距離分解能の向上	74
3.4.1 重み付けの必要性和解析方針	74
3.4.2 参照波に対するバイアス余弦関数による重み付け	76
1) 重み付けしたベースバンド信号(復調信号)の解析	76
2) 計算結果	78
3.4.3 参照波に対するHamming, Hanning, Blackman 関数による重み付け	83
3.4.4 参照波に対する余弦2乗関数による重み付け	84
1) 重み付けしたベースバンド信号(復調信号)の解析	84
2) 計算結果	85

3.4.5 参照波および受信波に対するバイアス余弦関数の重み付け	87
1) ベースバンド信号（復調信号）の解析結果	87
2) 計算結果	89
3.4.6 参照波に対するバイアス余弦関数を2乗した関数による重み付け	91
1) ベースバンド信号（復調信号）の解析結果	91
2) 計算結果	92
3.4.7 参照波に対するバイアス余弦関数を3乗した関数による重み付け	93
1) ベースバンド信号（復調信号）の解析結果	93
2) 計算結果	94
3.4.8 重み付けによるメインローブの広がりとの電力の減少	96
3.4.9 考察	98
3.5 まとめ	98
3.5.1 鋸歯状波を用いた超音波FM-CW距離計測	98
3.5.2 対称三角波を用いた超音波FM-CW距離計測	98
3.5.3 重み付けによる距離分解能の向上	99
第三章の参考文献	100
第四章 超音波FM-CW方式による速度計測	101
4.1 はじめに	101
4.2 背景と概要	102
4.3 超音波FM-CW速度測定システムの解析	103
4.4 クラッタ低減効果の計算による推定	109
4.5 実験による検証	113
4.5.1 第1ミキサ出力におけるクラッタ電力の測定	113
1) 超音波送受信実験	113
2) 遅延線によるクラッタ電力の測定	114
4.5.2 第2ミキサ出力におけるドップラー電力の測定	115
4.5.3 クラッタ低減量の測定	116
4.5.4 社内製ドップラーファントムによる擬似血流速度の測定	119
4.5.5 市販ドップラーファントムによる擬似血流速度の測定	120
1) 市販ドップラーファントムによる測定（その1）	120
2) 市販ドップラーファントムによる測定（その2）	122
4.6 考察	124
4.6.1 参照波の位相に影響されない信号処理方式	124
4.6.2 100kHz以下の低周波成分の検出	125
4.7 まとめ	127
第四章の参考文献	127

第五章 位相シフト型超音波FM-CW速度計測方式の提案	129
5.1 はじめに	129
5.2 位相シフト型超音波FM-CW速度計測方式の原理	129
5.3 位相シフト型超音波FM-CW速度計測方式の特徴	133
5.3.1 クラッタ電力	133
5.3.2 位置の選択性(位置分解能)	133
5.3.3 信号対雑音比(SNR)	133
5.3.4 最高血流速度	134
5.3.5 送信部ピーク電力とダイナミックレンジ	134
5.4 信号と雑音の解析	135
5.4.1 直交検波出力信号の解析(低速血流の場合)	135
5.4.2 直交検波出力信号の解析(高速血流の場合)	136
5.4.3 雑音解析	142
1) 帯域雑音の定義と表現	142
2) ベースバンド周波数帯におけるFM-CW雑音	142
5.4.4 PW, CWに対するSNR(Signal to Noise ratio)の比較	146
5.5 主な特性の計算結果	147
5.5.1 位置選択性(距離分解能)	147
5.5.2 CWとFM-CWにおけるクラッタ電力の比較	147
5.5.3 FM-CWドップラー方式が必要とする周波数帯域とSNR	148
5.6 考察	150
5.7 まとめ	151
第五章の参考文献	152
第六章 結論	153
6.1 本研究の成果	153
6.1.1 超音波FM-CW方式による距離測定	153
6.1.2 超音波FM-CW速度計測方式による血流速度測定	153
6.2 課題と展望	154
6.2.1 超音波FM-CW方式による距離測定の課題	154
6.2.2 超音波FM-CW速度計測方式による血流速度測定の課題	154
6.2.3 超音波FM-CW方式による距離・速度計測の展望	155
付録	156
A バイアス余弦関数で重み付けしたときのベースバンド信号の導出	156
B 超音波ファントム	160
B.1 超音波ファントムについて	160
B.2 社内製ドップラーファントム	162
B.3 市販ドップラーファントム	163
付録の参考文献	164

謝辞	・ ・ ・ ・ ・ 165
発表論文など	・ ・ ・ ・ ・ 166
1．関連論文など	・ ・ ・ ・ ・ 166
1.1 論文	・ ・ ・ 166
1.1 国際シンポジウム	・ ・ ・ ・ ・ 166
1.2 研究会	・ ・ ・ ・ ・ 166
2．その他の発表論文	・ ・ ・ ・ ・ 167
2.1 超音波診断装置関連	・ ・ ・ ・ ・ 167
2.2 検体検査装置関連	・ ・ ・ ・ ・ 167
2.3 光通信関連	・ ・ ・ ・ ・ 168
2.4 衛星通信関連	・ ・ ・ ・ ・ 169
2.5 超伝導関連	・ ・ ・ ・ ・ 169
2.6 その他	・ ・ ・ ・ ・ 170
特許など	・ ・ ・ ・ ・ 171
1．本論文に関する特許	・ ・ ・ ・ ・ 171
2．その他の特許	・ ・ ・ ・ ・ 171
2.1 超音波診断装置関連	・ ・ ・ ・ ・ 171
2.2 検体検査装置関連	・ ・ ・ ・ ・ 172
2.3 光通信関連	・ ・ ・ ・ ・ 173
著者略歴	・ ・ ・ ・ ・ 174

# 目 次

1.1 Aモード画像とBモード画像	4
1.2 Aモード, Bモード 超音波診断装置の構成	5
1.3 非線形増幅器の入出力特性	6
1.4 TGC特性とその調整機構	7
1.5 ドップラー効果を応用した血流速度計測の概念	8
1.6 ドップラー効果による送受信超音波の周波数差	8
1.7 超音波PW, CWドップラー方式の比較	9
1.8 超音波パルスドップラー計測システムの構成	10
1.9 超音波パルスドップラーシステムの各部の波形	10
1.10 直線状周波数変調によるパルス圧縮の原理	12
1.11 コード変調によるパルス圧縮部の構成	12
1.12 超音波CWドップラー計測システムの構成	14
2.1 CWドップラーレーダの送受信ブロックダイアグラム	19
2.2 FM-CWレーダの基本構成	20
2.3 FM-CWレーダの変調波形	20
2.4 FM-CWレーダの送受信信号における周波数変化	20
2.5 FM-CW復調器出力におけるドップラー信号とクラッタの周波数スペクトラム	27
2.6 送受信信号における周波数変化 (鋸歯状波の場合)	28
2.7 送受信信号における周波数変化 (対称三角波の場合)	29
3.1 超音波FM-CW距離計測システムの基本構成	33
3.2 送受信信号の瞬時周波数と瞬時位相の関係	35
3.3 ベースバンド信号の周波数スペクトラムと遅延時間の関係	40
3.4 $y(\tau)$ の遅延時間依存性	41
3.5 時間分解能 $z(\tau)$ の遅延時間依存性	42
3.6 ベースバンド信号の周波数スペクトラムと遅延時間の関係	42
3.7 距離分解能の遅延時間 (深さ) 依存性 (パラメータ: 周波数偏移; $f$ )	43
3.8 雑音の影響による距離分解能の劣化 (パラメータ: 周波数偏移; $f$ )	44
3.9 距離分解能の遅延時間 (深さ) 依存性 (パラメータ: 変調周波数 $f_m$ )	44
3.10 超音波FM-CW距離計測システム実験系の構成	45
3.11 送信波の周波数スペクトラムと時間波形	46
3.12 ベースバンド信号の周波数スペクトラムと時間波形	47
3.13 ベースバンド信号の周波数スペクトラムと遅延時間の関係 (パラメータ: 周波数偏移 $f$ )	47
3.14 ベースバンド信号の高調波周波数と遅延時間の関係	48

3.15	ベースバンド信号の周波数スペクトラムと遅延時間の関係 (パラメータ：変調周波数 $f_m$ )	48
3.16	対称三角波を用いた超音波FM-CW距離計測システムの構成	50
3.17	送受信信号の瞬時位相と瞬時周波数	51
3.18	送受信信号の瞬時位相と瞬時周波数	53
3.19	ベースバンド信号の周波数スペクトラムと遅延時間の関係	57
3.20	ベースバンド信号の周波数スペクトラム(パラメータ：遅延時間)	58
3.21	ベースバンド信号の周波数スペクトラム遅延時間の3次元表示	58
3.22	距離分解能の遅延時間依存性 (パラメータ：周波数偏移 $f$ )	60
3.23	雑音の影響による距離分解能の劣化 (パラメータ：周波数偏移 ; $f$ )	60
3.24	距離分解能の遅延時間依存性 (パラメータ：変調周波数 $f_m$ )	61
3.25	超音波FM-CW距離計測システム実験系の構成 (対称三角波の場合)	62
3.26	送信波の周波数スペクトラムと時間波形 (対称三角波の場合)	63
3.27	ベースバンド信号の周波数スペクトラムと時間波形 (対称三角波の場合)	63
3.28	ベースバンド信号の周波数スペクトラムと遅延時間の関係 (パラメータ：周波数偏移 $f$ )	64
3.29	ベースバンド信号の周波数スペクトラムと遅延時間の関係 (パラメータ：周波数偏移 $f$ )	64
3.30	ベースバンド信号の周波数スペクトラムと遅延時間の関係 (パラメータ：変調周波数 $f_m$ )	65
3.31	ベースバンド信号の周波数スペクトラムとケーブル長との関係 (その1)	66
3.31	ベースバンド信号の周波数スペクトラムとケーブル長との関係 (その2)	67
3.32	ベースバンド信号の周波数スペクトラムと超音波周波数との関係	67
3.33	超音波送受信実験系の構成	68
3.34	ベースバンド周波数スペクトラムの遅延時間依存性	69
3.35	周波数スペクトラム極大値と遅延時間の関係	70
3.36	周波数スペクトラム半値幅と遅延時間の関係	71
3.37	ベースバンドにおけるドップラー信号周波数スペクトラム	72
3.38	代表的な重み付け関数と周波数スペクトラム	75
3.39	ベースバンド信号の周波数スペクトラム (赤：重み付け無し、青：重み付け有り)	79
3.40	サイドローブ抑圧の効果 (パラメータ：重み付け係数 $k$ )	80
3.41	ベースバンド信号の遅延時間依存性 ( $k=0.8$ )	80
3.42	サイドローブ抑圧の効果 ( $k=0.5$ の場合)	82
3.43	サイドローブ抑圧の効果 (パラメータ：重み付け係数 $k$ )	82
3.44	サイドローブ抑圧の効果 ( $\cos 1$ 次の場合、 $k = 0.3$ )	83
3.45	サイドローブ低減効果の重み付け関数依存性	83

3.46	ベースバンド信号の周波数スペクトラム (赤：重み付け無し、青：重み付け有り)	86
3.47	サイドローブ抑圧の効果 (パラメータ：重み付け係数 $k$ )	86
3.48	サイドローブ抑圧の効果 ( $\cos 2$ 次の場合、 $k = 0.3$ )	87
3.49	サイドローブ抑圧の効果 (送信波に重み付けパラメータ：重み付け係数 $u$ )	89
3.50	サイドローブ抑圧の効果 (送信波に重み付けパラメータ：重み付け係数 $v=u$ )	90
3.51	サイドローブ抑圧の効果 (送受信波に重み付けパラメータ： 重み付け係数 $v=0.5$ , $u$ を変化)	90
3.52 (A)	サイドローブ抑圧の効果 (バース余弦関数の 2 乗、 $v, u : 0.5 \sim 1.0$ )	92
3.52 (B)	サイドローブ抑圧の効果 (バース余弦関数の 2 乗、 $v, u : 0.0 \sim 0.5$ )	93
3.53 (A)	サイドローブ抑圧の効果 (バース余弦関数の 3 乗、 $v : 0.5 \sim 0.8$ )	94
3.53 (B)	サイドローブ抑圧の効果 (バース余弦関数の 3 乗、 $v : 0.45 \sim 1.0$ )	94
3.54 (A)	サイドローブ抑圧の効果 (バース余弦関数の 1 乗、2 乗、3 乗) ( $k=0.5 \sim 0.8$ )	95
3.54 (B)	サイドローブ抑圧の効果 (バース余弦関数の 1 乗、2 乗、3 乗) ( $k=0.0 \sim 0.45$ )	96
3.55	周波数スペクトラム半値幅の広がり (バース余弦関数を 1, 2, 3, 4, 5 乗した重み付け関数について計算)	97
3.56	メインローブ電力の低減 (バース余弦関数を 1, 2, 3, 4, 5 乗した重み付け関数について計算)	97
4.1	ベースバンドにおけるドップラー信号とクラッタの周波数スペクトラム	101
4.2	FM-CW 信号波形と送受信信号間の周波数差	102
4.3	超音波 FM-CW ドップラー計測システムの構成	103
4.4	FM-CW 信号の周波数スペクトラム	105
4.5	FM-CW 復調器におけるドップラー信号とクラッタの周波数スペクトラム	107
4.6	FM-CW 復調器出力におけるクラッタ電力の伝搬時間依存性	108
4.7	伝搬時間依存性と生体内減衰特性を考慮した総クラッタ電力	108
4.8	各組織からのクラッタの伝播時間依存性 (計算値)	110
4.9	総クラッタ電力の変調度 ( ) 依存性	111
4.10	ドップラー信号の変調度 ( ) 依存性	112
4.11	FM-CW ドップラー計測システムにおけるクラッタ低減効果 (計算値)	112
4.12	第 1 ミキサ出力におけるクラッタ電力の遅延時間依存性 (超音波使用)	113
4.13	第 1 ミキサ出力におけるクラッタ電力の遅延時間依存性 (遅延線使用)	114
4.14	第 2 ミキサ出力におけるドップラー電力の参照波遅延時間依存性	116
4.15	クラッタ低減効果測定系の構成	117
4.16	クラッタおよびドップラー信号の周波数スペクトラム	118
4.17	総クラッタ電力とドップラー電力の変調度 ( ) 依存性 (測定値、計算値の比較)	118

4.18	クラッタ低減効果の測定値 ( )	119
4.19	社内製ドップラーファントムによるドップラー周波数と流速の関係	120
4.20	市販ドップラーファントムによるドップラー周波数と流速の関係	121
4.21	ドップラー信号とクラッタの関係	121
4.22	ドップラーファントムの超音波Bモード画像	122
4.23	市販ドップラーファントムによるドップラー周波数と流速の関係 (その2)	123
4.24	振動検出素子による側帯波周波数測定結果	123
4.25	参照波の位相に影響されないドップラー信号処理方式	124
4.26	ポンプの振動に起因する側帯波の周波数スペクトラム	126
5.1	位相シフト型FM-CWドップラー計測方式	130
5.2	FM-CW信号の送受信波形と周波数スペクトラム	130
5.3	FM-CW信号の瞬時周波数変化	131
5.4	FM-CW反射電力の距離依存性 (パラメータ: 変調度 )	132
5.5	瞬時周波数の時間変化を考慮したドップラー周波数の変動	137
5.6	ベースバンドにおけるドップラー信号の周波数スペクトラム	139
5.7A	ドップラー信号高調波電力の速度依存性 ( = 20 )	140
5.7B	ドップラー信号高調波電力の速度依存性 ( = 50 )	140
5.7C	ドップラー信号高調波電力の速度依存性 ( = 100 )	141
5.7D	ドップラー信号高調波電力の速度依存性 ( = 200 )	141
5.8	FR帯域とベースバンド帯域における雑音の周波数スペクトラム	145
5.9	各方式の雑音帯域と雑音電力密度の比較	147
5.10	クラッタ電力の深さ依存性 (組織による減衰を考慮)	148
5.11	位置選択性の深さ依存性	149
5.12	クラッタ積算電力の深さ依存性	149
B.1	市販超音波ファントムの外観	160
B.2	胎児を模擬した市販超音波ファントム	161
B.3	前立腺を模擬した市販超音波ファントム	161
B.4	超音波探触子接触時のファントムの位置	162
B.5	市販ドップラーファントムの外観	163

# 表 目 次

1.1 超音波パルス診断装置の分類	・ ・ ・ ・ ・ 4
1.2 超音波パルス診断装置の操作方式と特徴	・ ・ ・ ・ ・ 5
1.3 超音波ドップラー方式の分類	・ ・ ・ ・ ・ 8
2.1 自動車用衝突防止レーダの現状	・ ・ ・ ・ ・ 22
2.2 FM-CWレーダと超音波診断装置の相違点	・ ・ ・ ・ ・ 25
3.1 計算に用いた超音波診断装置の諸元	・ ・ ・ ・ ・ 43
3.2 超音波FM-CW距離計測実験システムの主要諸元	・ ・ ・ ・ ・ 46
3.3 計算に用いた超音波診断装置の諸元	・ ・ ・ ・ ・ 59
3.4 計算を実施した重み付け関数	・ ・ ・ ・ ・ 75
4.1 第1ミキサと第2ミキサ出力測定時の主要諸元と機材	・ ・ ・ ・ ・ 114
4.2 ドップラー周波数測定時の主要諸元と機材	・ ・ ・ ・ ・ 120
5.1 超音波ドップラー血流速度計測方式の比較	・ ・ ・ ・ ・ 152
B.1 社内製ドップラーファントムの主要諸元	・ ・ ・ ・ ・ 162
B.2 市販ドップラーファントムの主要諸元	・ ・ ・ ・ ・ 163
B.3 市販ドップラーファントムに使用されている擬似血液材の主要諸元	・ ・ ・ ・ ・ 164

## 第一章 序論

### 1.1 超音波診断の概要

#### 1.1.1 超音波診断装置開発の歴史

超音波診断開発の歴史は、第2次世界大戦で実用化されたレーダ（Radar；Radio Detection and Ranging）にさかのぼる。レーダは、その名のように、アンテナから電波を放射し、遠方にある目標からの反射波を受信し、送信波と受信波間の遅延時間差から、目標までの距離と方位を測定する装置である。方位と距離ばかりでなく、移動目標からの反射波に含まれるドップラー周波数成分を検出して、移動目標の速度を測定することも可能である。

第2次世界大戦後半には、連合軍の戦艦や航空母艦にレーダが装備され、敵艦・敵機の早期発見や射撃管制に大きく貢献した。日本海軍でも、戦艦大和、武蔵など一部の艦艇に電波探知装置として搭載されたが、信頼性の面で課題が多く、その成果が発揮できずに終戦を迎えた。しかし、戦後、国内において、レーダ技術は、港湾監視レーダ、空港監視レーダ、気象レーダ、航空管制レーダ、早期警戒レーダ等に応用され、実用化されていった。

人間の目は光を利用して遠くの物体を認識しているが、レーダでは、空間を伝搬する電波を用いて船、航空機、雨、雲等の目標を探知している。超音波が生体内を伝搬することに着目し、超音波にレーダの原理を応用して、心臓や肝臓の画像を構築しようとする研究は、1960年代から開始された。初期の超音波診断システムでは、トランスジューサである超音波振動子のビームを、体内に向けて手動で操作することにより超音波画像を構築していた。この超音波振動子の手動操作方式は、機械的に振動子を操作するメカニカルスキャン方式へと移行し、装置の取り扱いが簡単になり、同時に、高画質性が促進された。これらの研究と並行して、通信やコンピュータの分野では、電子デバイスの集積化が飛躍的に進展した。既に実用化されていたフェーズドアレイレーダの原理を超音波画像構築に応用し、電子デバイスの集積化技術を駆使して実用化されたのが電子操作式の超音波診断装置である。この装置では、数十から百数十個の超音波振動子から送受信される超音波パルスの位相を制御することにより、電子的に超音波ビームをスキャンしてリアルタイム画像を構築している。超音波プローブ内に機械的可動部が無いので、信頼性が高く、また高速の超音波画像の構築を可能にした。現在、臨床検査で用いられているほとんどの超音波診断装置には、電子操作方式が採用されている。

このような装置によって得られる超音波画像は、超音波振動子が並んでいる方向に、生体組織を直線状に、あるいは扇状にスキャンすることにより得られる断層像である。スキャンの速度は通常1秒間に数10回程度であるから、臨床検査をする医者や検査技師は、対象とする組織をリアルタイムで観測することができる。

超音波振動子の数をさらに増加し、これを2次元状に配列して超音波プローブを形成し、超音波ビームを方位方向と仰角方向にスキャンしながら送受信すると、リアルタイム3次元画像の構築が可能となる。この超音波診断装置は、一般的に、2次元アレイ超

音波診断装置と呼ばれ、すでに一部のメーカーにより実用化されている。この装置では、得られた3次元情報を高速信号処理することにより、対象とする組織を、立体的にリアルタイム表示する。このようにして構築される立体画像からは、より高度の診断情報を得ることができる。

生体に送受信される超音波からは、遅延時間に相当する位置情報ばかりでなく、血液のように動いている組織からの反射波に含まれるドップラー周波数成分を検出して、対象とする血管や組織の移動速度を測定することも可能である。この代表例が、血流速度測定である。反射パルスの遅延時間とドプラ周波数を測定すれば、血流の速度と位置の観測が可能となる。組織の断層像に対し、血流速度の向きと速度に色をつけて、断層像上に表示したのがカラードップラー断層像である。この断層像により、心臓など、血液が高速で流れている器官の異常が容易に診断できるようになった。

これらの血流速度測定でも、送信波として、超音波パルスが用いられ、測定されている血管の位置は送受信パルスの遅延時間差として、時間軸上で測定している。

ドップラー周波数の計測では、時間信号をフーリエ変換し、周波数スペクトラムとして計測している。低速血流の周波数スペクトラムは、固定組織からの反射波（レーダと同様にクラッタと呼ばれる）の周波数スペクトラムと周波数領域が接近しているため、直流付近になるほど観測が困難となる。特に、筋肉や骨などの固定組織は生体内の大部分を占めているため、クラッタ電力は移動組織からの反射電力に比較して非常に大きい。したがって、低速の移動組織からの反射波は、クラッタに埋もれてしまう。一方、高速血流では、その速度に対応するドップラー周波数も大きくなるが、測定可能なドプラ周波数の最大値は、ナイキストの定理により、パルス繰り返し周波数により原理的に制限されている。高速血流の速度を測定する場合は、ナイキストの定理による限界を取り除く目的で、送受信波として連続波（CW；Continuous Wave）が用いられる。連続波を使用することにより、全反射電力を利用できるので、測定感度も向上するという利点も生じる。しかし、移動組織から反射してきた連続波は位置の情報を持っていないため、観測された周波数スペクトラムがどの位置の組織の速度に相当するのかわかることはできない。したがって、CWドップラー方式は最大測定速度を拡大することができ、測定感度も向上するが、測定組織の位置は特定できないという限界がある。

### 1.1.2 超音波診断装置の特長

医用画像診断装置としては、超音波診断装置以外にも、X線CT(Computed Tomography)、MRI(核磁気共鳴イメージング装置、Magnetic Resonance Imaging)、PET(Positron Emission Tomography)等が臨床の現場で活躍している。

これらの装置と比較して、超音波診断装置の第1の特長は、放射線を用いるレントゲン装置やX線CTと異なり、音波を用いているために放射線被爆の危険や副作用が無いということである。患者は勿論のこと、毎日検査を実施している検査技師や医師にとっても安全な検査装置である。特に、放射線被爆に対してきわめて弱い胎児などの診断には、

超音波による画像診断が最適である。また、測定対象としている組織を、被爆を気にせず長時間にわたりリアルタイムでモニターするにも非常に便利である。

第2の特長は、画像構築の原理とプロセスがX線CTやMRI装置などの医用画像診断装置に比較して単純であることである。この特長は、次の副次的効果を生じさせる結果となる。その1つは、画像構築に必要とする時間を短かくできるので、リアルタイム画像表示が容易に可能となる点である。X線CTやMRIの場合は、数十ミリ秒の時間で、一枚の画像を構築することは非常に困難である。心臓のような高速で動いている組織のリアルタイム画像診断は超音波診断装置のみにより得ることが可能である。特に、心臓の弁のように、常に動いている組織をリアルタイムで外部から観測できるのは超音波診断装置だけである。リアルタイム画像は、診断ばかりでなく、治療分野にも応用されている。例えば、食道に挿入された経食用超音波探触子を用いて、手術中に心臓の動きをモニタしている。また、ラパロ手術のナビゲーションとして使用するなど、多くの術中応用として臨床の現場で使用されている。さらに副次的効果は、装置の値段がX線CTなどの装置に比べ、約1/10以下に押さえられることである。また、装置の規模が簡単になるので、小型で、簡単に移動可能な装置とすることができるのも大きな特長である。ベッドサイドへの移動、集団検診場所への移動も簡単に可能となる。

### 1.1.3 超音波パルス法による画像診断と計測

#### 1) Aモードによる画像診断

超音波画像診断のなかで、最も多く使われているのはBモード表示である。Bモード構成の基本となるのは、超音波ビーム上の振幅強度を表示するモードであり、これは Amplitude Mode に由来し、Aモード表示と呼ばれている〔1-1〕,〔1-2〕,〔1-3〕。

まず、Aモード画像構築の原理について述べる。図1.1に示したように、超音波振動子〔1-3〕に毎秒数kHzの繰り返して、中心周波数が数MHz帯のバースト波が印加される。超音波振動子はこの電気エネルギーを超音波のエネルギーに変換して生体内に送信する。超音波振動子から送信された超音波パルスは、生体内で音響インピーダンスが異なる境界部で部分的に反射され超音波エコーとなる。このエコーは、超音波振動子により受信され、ふたたび電気信号に変換される。この電気信号は、超音波ビーム上の音響インピーダンス〔1-4〕の変化に応じて振幅が変動している。この信号を増幅後、包絡線検波し、経過時間に対応させて表示すれば、受信波の伝搬時間に相当する位置に、順次受信波の振幅に応じた電圧波形を得ることができる。超音波ビームを固定させて、1送信パルスに対し、1本のAモードを得ることができるが、そのまま何度も送受信し、受信波を1パルスごとに並べて表示するモードをAモードと呼んでいる。Aモードは、固定した超音波ビーム上の組織が時間と共に変化する様子を表示していることになる。なお、生体内の測定対象組織の深さは、最大で20cm程度である。超音波の生体内における速度は、約1530m/sであり、空間における電波の速度と比較すると、1/200000程度であり、非常に遅い。組織からの反射波は、数10～数100 $\mu$ s後に受信部に到着するので、信号処理を行う

にあたっては、都合のよい時間差と言える。

## 2) Bモードによる画像診断

Bモード(Brightness Mode)は、Aモードにおける時間軸上に輝度変調した走査線を、超音波ビームのスキャンするごとに移動させ、CRT (Cathode Ray Tube) 等のモニタ上に断層像として表示される画像を表示するものである〔1-5〕,〔1-6〕。超音波ビームのスキャンには、機械的にスキャンする機械走査方式と、直線状にあるいは円弧状に配列した多数の超音波振動子アレイを駆動する超音波の位相を制御して電子的にスキャンする電子操作方式が存在する〔1-7〕,〔1-8〕。

Bモードでは、断層像を形成する超音波ビームの移動形式により、リニア走査、セクタ走査、アーク走査、ラジアル走査などの種類が存在する。表1.1に、超音波パルス法診断装置の走査法と分類を示す。また、これら走査法の概要および特徴を表1.2に示す。

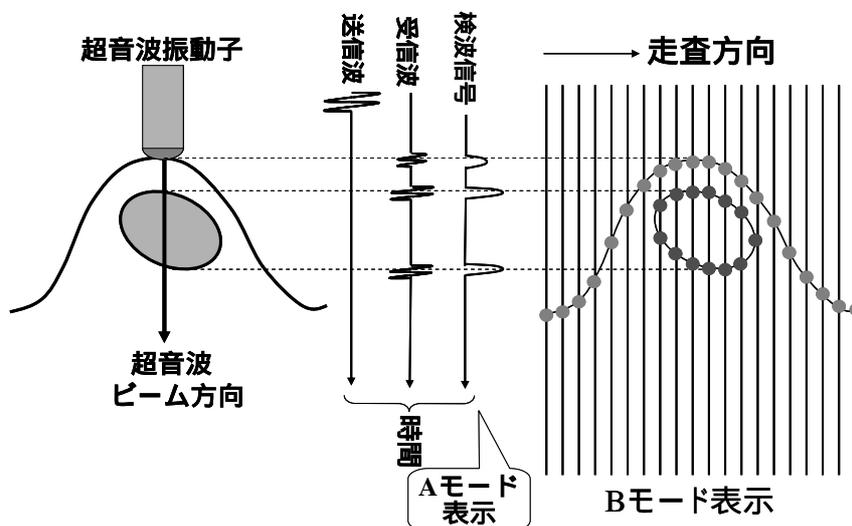


図 1.1 Aモード画像とBモード画像

表 1.1 超音波パルス診断装置の分類

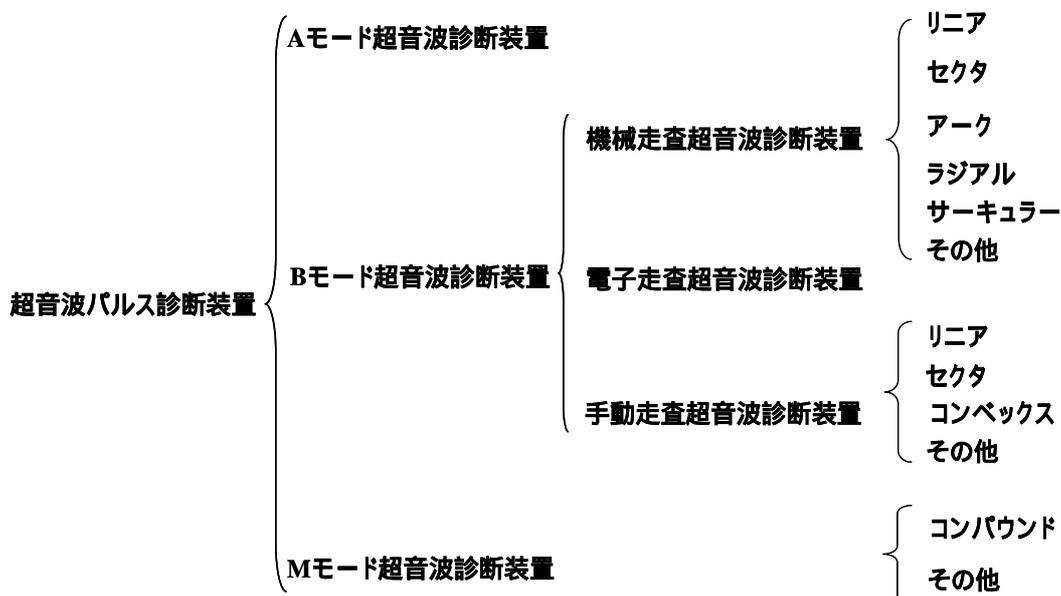
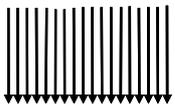
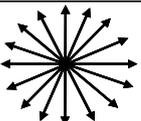


表 1.2 超音波パルス診断装置の操作方式と特徴

走査方式	走査方向	特 徴	診断分野
リニア		<ul style="list-style-type: none"> <li>走査線密度が一樣</li> <li>直線的に、一定幅を走査</li> </ul>	乳腺、甲状腺 腹部、産婦人科
セクタ		<ul style="list-style-type: none"> <li>小さい探触子で広視野が得られる</li> <li>1点を中心に扇状に走査</li> </ul>	心臓、腹部
アーク		<ul style="list-style-type: none"> <li>小球面状の目標に対し、有効</li> <li>大きな半径でアーク状に走査</li> </ul>	乳腺、甲状腺
コンパウンド		<ul style="list-style-type: none"> <li>小さい開口で広視野が得られる</li> <li>円弧状のアレイから扇状に走査</li> </ul>	腹部、心臓
ラジアル		<ul style="list-style-type: none"> <li>探触子を中心とした周囲の断層像を表示</li> <li>1点を中心に360°を走査</li> </ul>	泌尿器

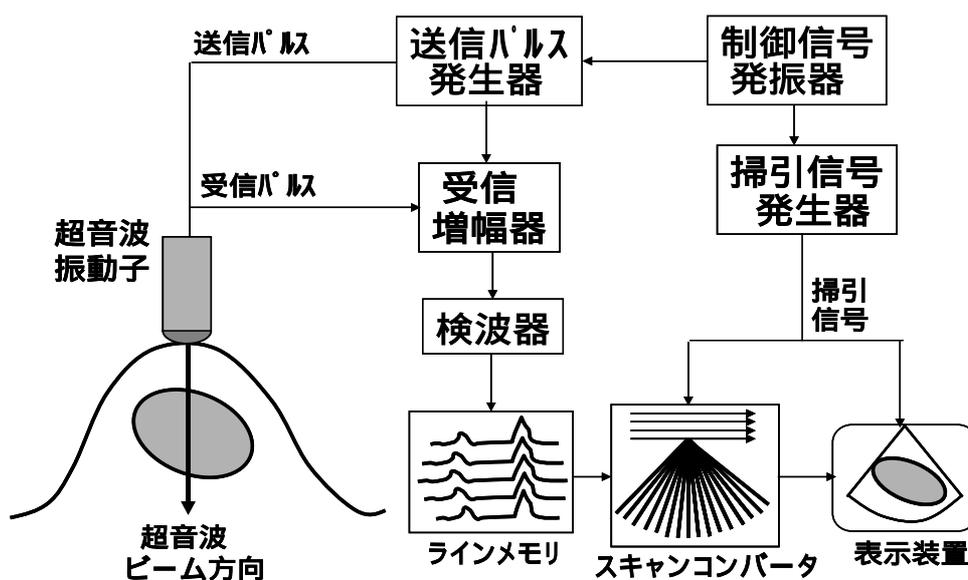


図 1.2 Aモード、Bモード超音波診断装置の構成

次に、Bモード画像表示のプロセスを、セクタ電子走査型超音波診断装置の例について述べる。直線状に配列された超音波振動子からの受信信号は、増幅後、受信ビームフォーマにより、受信時の超音波ビームに対応したRF信号となる。このRF信号が持っている振幅情報をAM検波によりベースバンド信号に変換する。この信号は、図1.2に描かれているように、ラインごとにメモリに蓄積される。このラインメモリ〔1-9〕に、ベースバンド信号の振幅が、超音波ビーム走査の形状とは直接関係無く、送信ごとに順に並べて蓄えられてゆくの、そのままこれを表示すると、実際の組織が歪んだ形で表示されてしまう。そこで、スキャンコンバータ〔1-9〕により、この歪みをビーム走査の形状にしたがって補正し、この結果をスキャンコンバージョンメモリに蓄積する。補正されたデータは、通常のCRT画面に、標準の表示形態で表示できるように蓄積されているので、実際の組織と相似形の断層像を得ることができる。しかし、単純にラインメモリのデータをスキャンコンバージョンメモリに蓄積すると、スキャンコンバージョンメモリ上に、蓄積すべきデータの無い領域がかなりの割合で発生する。これは、長方形のラインメモリに隙間無くベースバンド信号が蓄積されているのに対し、スキャンコンバージョンメモリ上では、扇形に対応させてデータを配列し直すために必然的に生じる現象である。この現象は、断層像の質を劣化させる要因となるので、通常はデータの無い領域を、周辺のデータに基いて補間処理して表示している。

次に、高品質のBモード画像を得るために採用されている一般的信号処理について説明する。まずは、受信信号の圧縮である。生体は、音響インピーダンスの異なるいろいろな組織により形成されている。したがって、これらの境界から反射される超音波電力は、音響インピーダンスの差に応じて非常に大きく変動する。受信反射電力の相対的変動範囲をダイナミックレンジと呼んでいる。この値は経験的に、腹部領域で、40～60 dB、心臓では50～70 dBに広がっている。しかるに、CRT上で人間の目が識別できる範囲は、せいぜい30 dB程度である。そこで、40～70 dBも変動するRF反射電力を30 dB程度まで圧縮して表示する目的で、非線形増幅器が用いられる〔1-10〕。

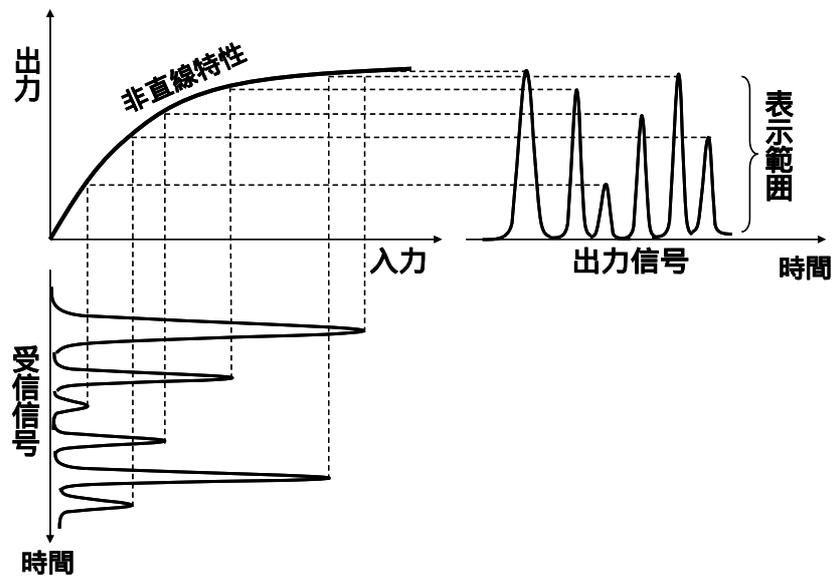


図 1.3 非線形増幅器の入出力特性

一般的非線形増幅器の入出力特性を図1.3に示す。最も一般的に採用されている圧縮方式は対数増幅器を用いる方法である。この方式により、線形表示では観測できなかった微小信号が観測できるようになった。

次は、超音波が生体の深さにより減衰する影響を取り除くために実施する信号処理である。深い組織ほど超音波の反射電力が少なくなるので、深い組織ほど暗く見えてしまうという現象を引き起こす。そこで、生体の深さに応じて受信信号の電圧を補正し、深さに依存しない画像を得られるように、受信時間とともに利得を変化させる手法を採用している。この機能は、STC(Sensitive Time Control) あるいはTGC(Time Gain Control) と呼ばれている〔1-11〕。原理を、図1.4に示す。浅い組織からの受信波はその電力が大きいのであまり増幅せず、深くなるにしたがって、すなわち、受信時刻が増大するにつれて増幅器の利得を大きく設定するようすが分かる。超音波診断装置は、図1.4に示すように、深さに応じてこの利得が自由に設定できるような可変抵抗器を備えている。

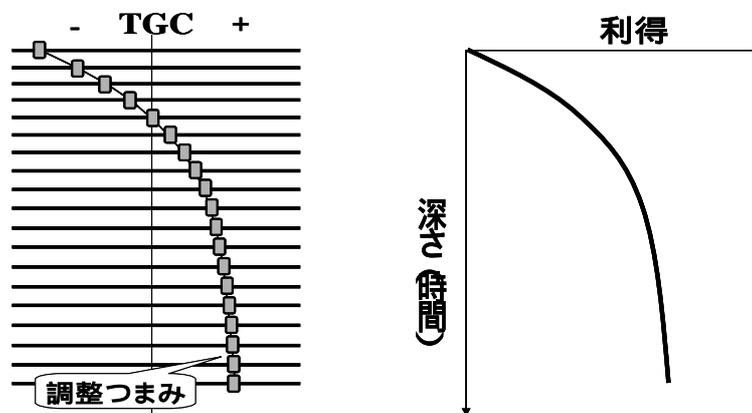


図 1.4 TGC 特性とその調整機構

### 3) ドップラー効果を応用した血流速度計測

超音波ドップラー法は、超音波が移動組織により反射されると反射波の周波数がドップラー効果により、送信周波数からわずかにずれることを利用して移動物体の速度を計測する手法である〔1-12〕,〔1-13〕。超音波ドプラ法の概念を図1.5に示す。この原理を応用して、体内血流速度を体外から測定することができる。図1.6に示すように、超音波振動子から送信される超音波周波数を  $f_0$ 、血流速度を  $v$ 、超音波ビームと血流方向のなす角を  $\alpha$  生体内の超音波の速度を  $c$  とすれば、受信波の周波数  $f$  は、次式により表現される。

$$f = \frac{c - v \cos \alpha}{c + v \cos \alpha} f_0 \quad (1.1)$$

超音波の送信周波数からのずれをドプラ周波数偏移  $f_d$  とすれば、 $f_d$  は(1.2)式のように表現される。

$$f_d = f - f_0 \quad (1.2)$$

一般的に、 $v \ll c$ であるから、ドプラ周波数偏移  $f_d$  は下式のように表現される。

$$f_d = -\frac{2v \cos \alpha}{c} f_0 \quad (1.3)$$

表1.3に各種ドップラー方式の特徴をまとめた。ドップラー周波数偏移は、パルス(PW)ドップラー法でも連続波によるCWドップラー法でも変わらない。両者の時間波形と周波数スペクトラムを図1.7に示す。PWドップラー法では、受信波に距離の情報が含まれているので、移動組織からのドップラー周波数偏移も広帯域に広がっている。一方、CWドップラー法の場合は、超音波の送信周波数スペクトラムは線スペクトラムとなり、低速移動組織からのドップラー周波数偏移も線スペクトラムとなるのが特徴である。このドップラー信号には、当然ながら、位置情報は含まれていない。

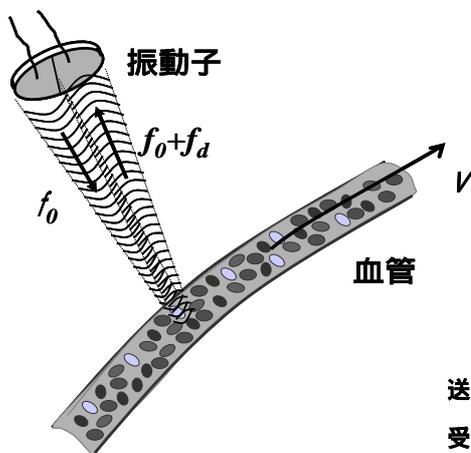


図 1.5 ドップラー効果を用いた血流速度計測の概念

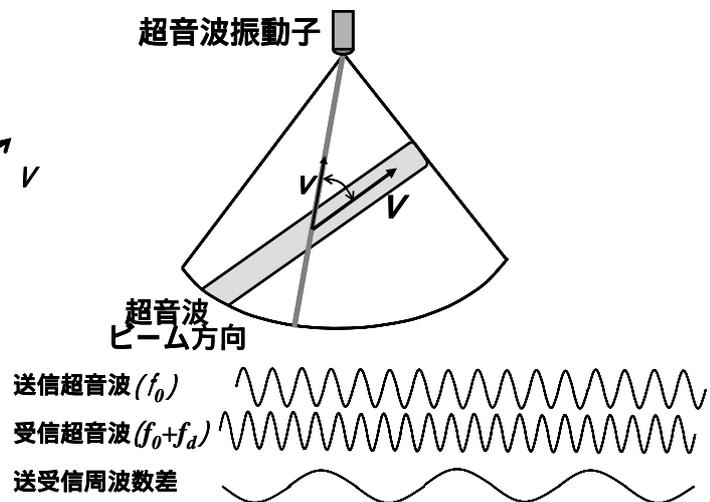


図 1.6 ドップラー効果による送受信超音波の周波数差

表 1.3 超音波ドップラー方式の分類

方式の分類		特徴
パルス(PW)ドップラー	パルスドップラー	<ul style="list-style-type: none"> <li>最大測定可能ドップラー周波数はパルス繰り返し周波数の1/2</li> <li>距離分解能有り</li> <li>送受同一探触子</li> </ul>
	High-PRF	<ul style="list-style-type: none"> <li>距離分解能あり</li> <li>従来のパルスドップラーより高速血流測定可能</li> </ul>
	2次元血流映像法	<ul style="list-style-type: none"> <li>断層像として血流の流れを観測できる</li> </ul>
連続波(CW)ドップラー		<ul style="list-style-type: none"> <li>高速血流測定可能</li> <li>距離分解能無し</li> <li>送受分離探触子</li> </ul>

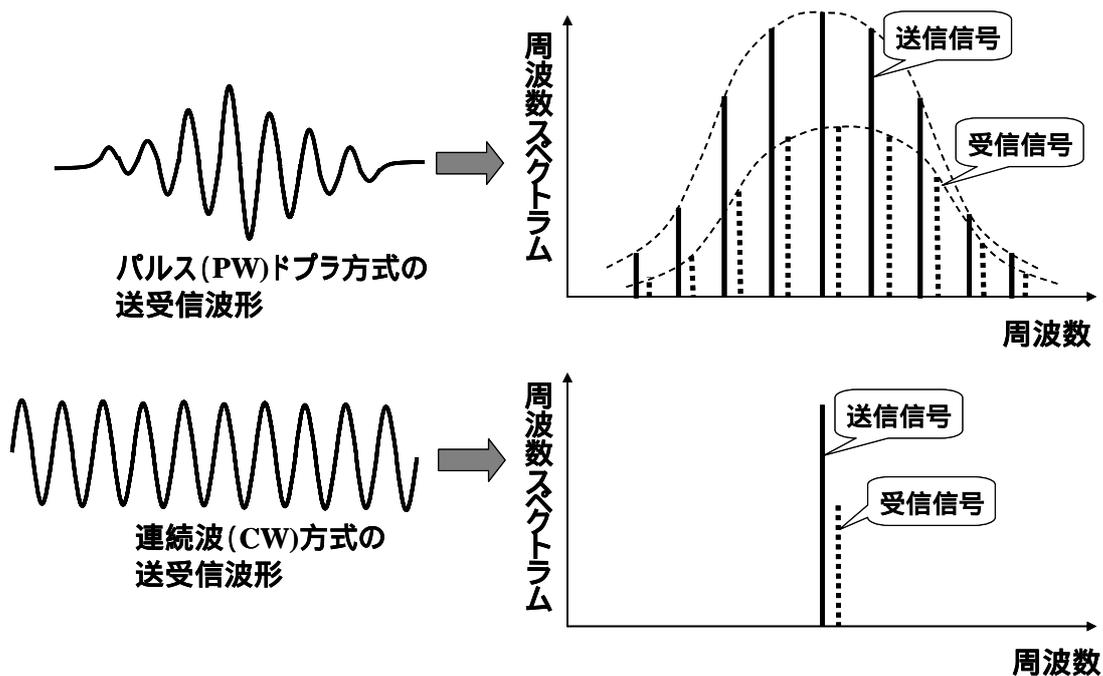


図 1.7 超音波 PW,CW ドップラー方式の比較

次に、最も良く用いられるPWドップラー計測について、図1.8と図1.9を用い、その動作を説明する。図1.8 は、PWドップラーシステムの基本構成である。

超音波送信パルスは、超音波繰り返し周期ごとにプローブから送信される。生体組織から反射された超音波は図1.9の(b) に描かれているような波形をしており、同じプローブで電気信号に変換され、プリアンプに入力される。この信号は、ミキサにより周波数  $f_0$  の参照信号と乗算される。この操作によってミキサ出力にドップラー偏移周波数  $f_d$  と、 $(2f_0 + 2f_d)$  の周波数成分が生じるが、低域通過濾波器 (LPF1) により高周波成分を除去すると、 $f_d$  という周波数成分を持ったドップラー信号のみを得ることができる。次に、生体の任意の深さに相当する時間にレンジゲートをかけて、この出力をサンプルホールドすることにより、目的とする位置のみのドブラ情報を得ることができる(図1.9 (f))。

このサンプルホールド出力は、心臓の壁などの動きの遅い組織からの不要な反射波(これをレーダの場合と同様にクラッタと呼んでいる)を含んでいるため、ウォールモーションフィルタ(HPF)〔1-14〕と呼ばれる高域通過濾波器によりクラッタを除去している。

本方式における受信信号は2つに分離され、互いに位相が  $90^\circ$  異なった参照信号により直交検波される。この操作により、ドブラ偏移周波数の極性を識別することが可能となる。

次に、リアルタイム2次元血流映像法、いわゆるカラードップラー法について述べる〔1-15〕,〔1-16〕。この方式は、生体中の血液の速度、方向、乱れ具合を断層像としてリアルタイムで表示する手法である。固定組織からの反射波は従来通り白黒で表示され、移動している血流情報は従来の画像にカラーで重ねて表示される。

血流速度の断層像表示は、自己相関法により血流速度をリアルタイムで演算することにより可能となった。この方法は、CFM(Color Flow Mapping)法、あるいはカラード

ツプラー(Color Doppler)法と呼ばれ，現在あらゆる臨床現場で使用されている．自己相関法とは，直感的に表現すれば，受信した超音波信号を，各ビームの各時間ごとに比較し，その位相変化と分散をリアルタイムで表示する方式である．

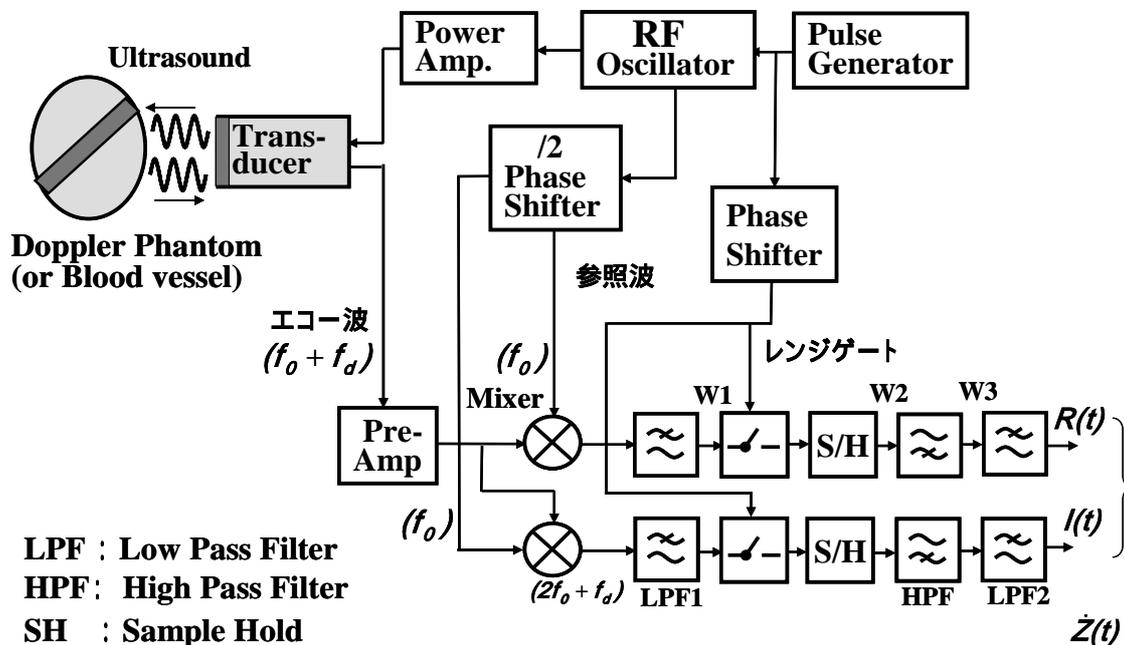


図 1.8 超音波パルスドップラー計測システムの構成

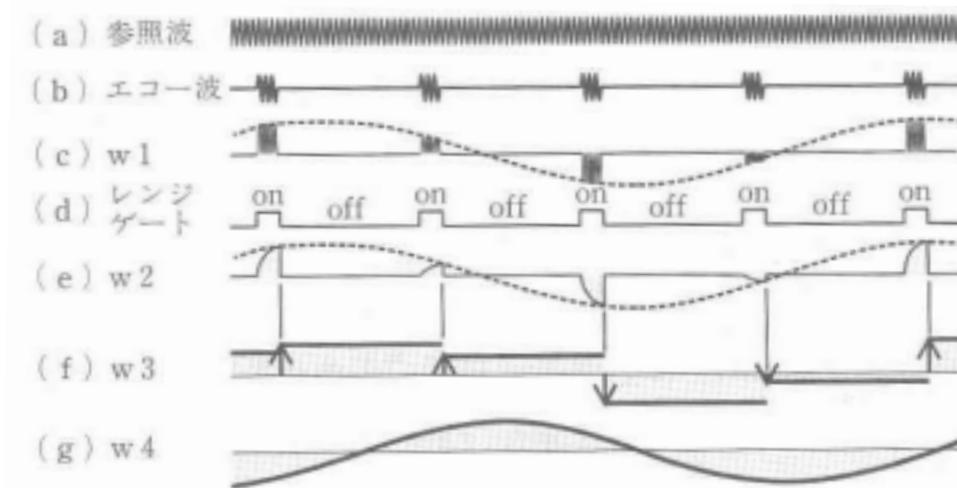


図 1.9 超音波パルスドップラーシステムの各部の波形

自己相関法によって得られたれた血流速度と速度の分散情報に関し，超音波振動子に向かってくる血流速度の方向を赤色成分で，反対に，遠ざかる方向は青色成分により表示している．また，血流速度の分布の程度（分散）を緑色に割り当てている．さらに血

流速の絶対値を各色の輝度と対応させている。この表示法によれば、振動子に向かってくる成分を持っている血流は暖色系で、遠ざかってゆく成分を持っている血流は寒色系で表現されることになる。また、乱流のように血流が幅広い速度成分を持つ場合には、緑色が乱れの程度に応じて付加されるために、暖色が黄色に、寒色が青緑色に変化して表現される。血流の状態を、このように彩度、純度、輝度に割り当てて表現することにより、複雑な流れを持つ血流の動態を空間的に、リアルタイム断層像として観測できるようになった。

#### 4) SNR改善方式（パルス圧縮の概要）

探知感度あるいは検知能力とその分解能向上は、レーダおよび超音波診断装置における永遠の課題である。尖頭値電力に制約のあるパルスレーダにおいて、探知感度を増大させるために開発されたのがパルス圧縮技術である。探知距離を単純に増大させるためには、送信パルス電力を増大させればよい。しかし、これは送信機の耐圧に依存する限界がある。一方で、送信パルス幅を広げれば、SNR(Signal to Noise Ratio)が大きくなり、感度を改善できる。しかし、そのぶんだけ位置分解能が悪くなるという問題が生じる。距離分解能を向上させるためには、送信パルス幅を狭くしなければならない。この内容は前述のSNR改善と矛盾する内容である。

パルス圧縮は、この矛盾を解決するために開発されたレーダ専用の技術である。しかし、レーダ応用の代表的システムである超音波診断装置にもこの技術を応用する価値があり、また、原理的にそのまま応用が可能である。

パルス圧縮の基本は、幅広い超音波送信パルスを周波数変調あるいは位相変調して送信し、受信部パルス復調時に信号処理によって狭いパルスに圧縮する手法である。パルス圧縮を採用した超音波診断装置の測定感度は超音波送信パルス幅  $T$  で決定され、距離分解能は超音波送信パルスの帯域幅  $f$  により決定される。すなわち、送信パルス幅と送信パルスの帯域幅を独立に設定できるのがパルス圧縮方式の特長である。 $T$  と  $f$  の積は、パルス圧縮比と呼ばれ、大きいほど圧縮率が高い〔1-17〕,〔1-18〕,〔1-19〕,〔1-20〕。

現在開発が促進されている超音波画像診断な代表的なパルス圧縮技術は、直線状周波数変調方式と符号変調方式である。以下、これらの方式について原理と特長を述べる。

直線状周波数変調方式は、リニヤFMパルス圧縮あるいはリニヤチャープ圧縮とも呼ばれ、幅広い送信パルスに直線的なFM変調をかけて送信波とする方式である。送信波形を図1.10の左側に示す。受信信号を、図1.10の右側に示すような周波数特性を持った遅延回路に通すと、受信パルス内に分散していた各周波数成分が狭い時間帯に集中し、遅延線の出力では、インパルスに近いパルスが形成される。送受信部におけるこれら一連の信号処理をリニヤFMパルス圧縮と呼んでいる。

圧縮されたパルス波形は、一般的に、sinc関数に近い形となる。この波形は、送信波の包絡線を完全な矩形波とすると、次式により与えられる〔1-17〕。

$$f(t) = \sqrt{T\Delta f} \frac{\sin(\pi\Delta ft)}{\pi\Delta ft} \quad (1.4)$$

(1.4)式から、圧縮後の信号の尖頭値は $\sqrt{T\Delta f}$ 、パルス幅は $1/\Delta f$ で与えられる。

図1.10に示されるような周波数依存性を持った遅延線としては、DSP(Digital Signal Processor)等により実現する場合が多い。なお、図1.10の送信波形では、周波数が時間と

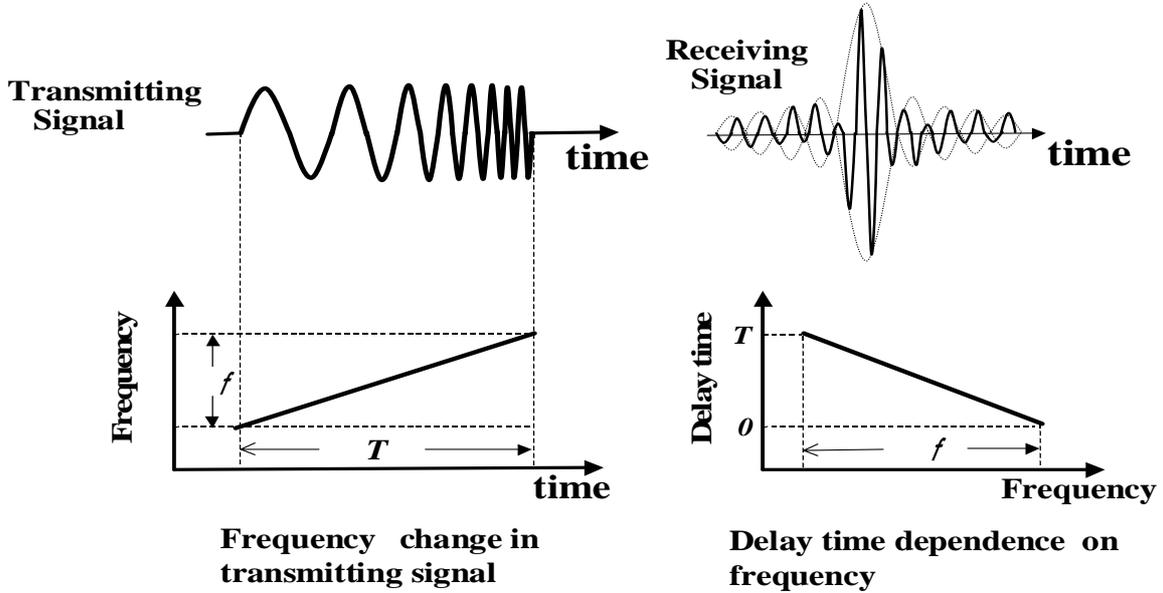


図 1.10 直線状周波数変調によるパルス圧縮の原理

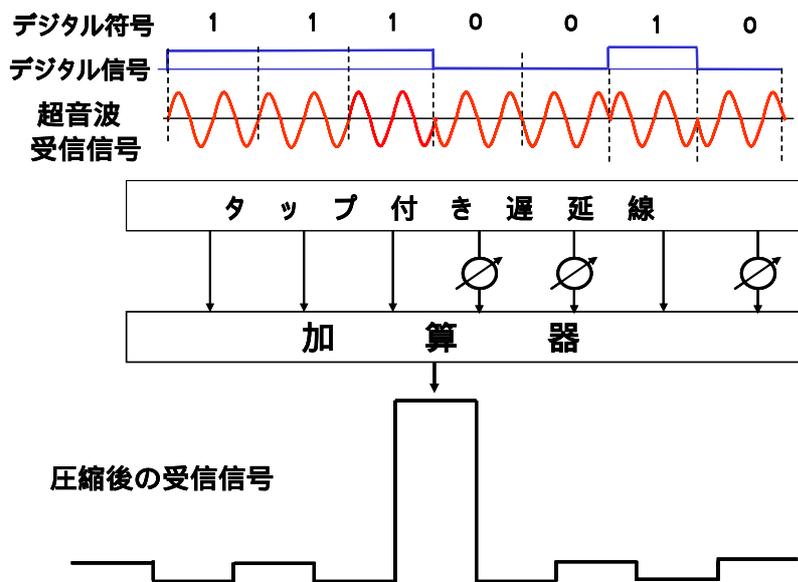


図 1.11 コード変調によるパルス圧縮部の構成

ともに直線的に変化する，いわゆるリニヤFM（直線周波数変調）がかけられているが，この変化は，直線にする必然性は無い．目的に応じ，曲線状に変化させても，パルス圧縮は可能である．

送信パルスに周波数変調を行うリニヤFMパルス圧縮に対し，離散的値をとる符号系列に対応させて位相シフトキーイング（PSK，Phase Shift Keying）して圧縮するのが符号変調方式である．離散的な符号系列としては，2値がランダムに変化するM系列やPN（Pseudo Random Noise）系列，あるいはゴレイコード（Golay Code）を用いるのが一般的である．図1.11に示すように，送信波は，超音波の位相をコードの符号に応じてPSK変調することにより発生させる．一方，受信側では，受信波形をタップ付き遅延線に一時的に保存し，各タップから出力される受信波に，送信側で決めたコードに沿って位相検波する．この検波出力を単純に加算すると，遅延線が受信パルスによりちょうど満たされたタイミングのときに加算器出力が最大となる．換言すれば，タップ付き遅延線，位相検波器および加算器は，受信波との相関をとる働きをしているわけで，完全に相関が取れた時のみ出力を最大にする．結局，幅の広い受信パルスが1ビット内にパルス圧縮される機能を有することになる．圧縮比は，PN符号やM系列の長さにより決定される．

以上で述べたように，超音波画像診断用パルス圧縮方式としては，主として2種類の方式が開発されつつある．パルス圧縮によれば，距離分解能を保ちながら，診断可能な距離を増加させることが可能であるが，その性能が理論通りに発揮できるのは固定組織を測定対象とする場合である．では，移動している組織を対象とする場合はどうか．この場合は，目標が移動しているために生じるドブラシフトの影響で，受信部の信号処理が不完全になり，位置測定に誤差が生じる．

直線状周波数変調方式では，周波数依存性を持った遅延回路の入力周波数帯域が，ドップラーシフトにより高域あるいは低域に移動する．遅延線自身がこのドップラーシフトに従って遅延特性を変化できれば，最適の状態パルス圧縮ができるわけであるが，実際は，遅延線の特性は固定されている．また，ドップラーシフトは移動組織の速度により多くの周波数成分を含んでいるので，1種類のドップラーシフトに対応させても，他のドップラーシフトには無効となる．こうした遅延線の不整合により，圧縮比が劣化することにより，尖頭値が低下し，また遅延線入出力間の遅延誤差が距離相当の誤差となって現れる．

符号変調方式においても，ドップラーシフトにより，動作が不完全となる．この場合は，ドップラーシフトによりタップ付遅延線入力の周波数が変化するが，タップ付遅延線の遅延特性は固定値に設定されている．そのため，受信パルスが遅延線に完全に収まった時，各タップから出力される信号の時間がドップラーシフトに相当する時間だけずれる．このずれは，加算器の出力に影響を与える．すなわち，シフトぶんだけ尖頭値が低下するという現象を生じる．また，距離に相当して尖頭値の生じる時間もドップラーシフトに応じて距離上の誤差となる．これらドップラーシフトに起因する誤差は，パルスを送受信し，時間軸上の信号を処理しているために生じる本質的な課題である．

### 1.1.4 超音波連続法による血流速度計測

連続波ドップラー法はContinuous Waveの頭文字をとって、CWドップラー法とも呼ばれている〔1-21〕,〔1-22〕。この方法は原理が簡単で、ドップラー計測法の基本となっている。CWドップラー法では、送信側と受信側を分離するために、図送信用と受信用としてそれぞれ別の超音波振動子を必要とする。送信用の振動子からは常時、連続的に超音波が発信される。同時に、受信用の振動子は常時超音波ビーム上の反射波を受信している。このため、測定ビーム上の組織全体が血流速度の測定対象となる。これが、CWドップラー法の大きな特徴である。もう一つの特徴は、PWドップラー法における“折り返し現象”のような制約条件に左右されない点である。このために、CW法では、PWドップラー法に比較してはるかに高速の血流速度まで測定が可能である。このような特徴により、CWドップラー法は、心臓の弁疾患により生じる血液の逆流や弁狭窄で発生する高速ジェット流の計測には不可欠の装置となっている。CWドップラー法に使用する超音波振動子として、単純で実用的なデバイスは、凹面振動子を2つに分割し、これを送信と受信に割り当てたものである。しかし、この振動子を用いる場合は手で生体内を走査することが欠かせず、ある程度の熟練を必要とする。そこで、最近では、アレイ振動子を使用したSteerable CW Doppler(STCW)ドップラーとも表現している)が頻繁に用いられるようになった〔1-23〕。STCWドップラー方式では、動子アレイを送信側と受信側で専用とし、各グループ内の振動子に対し、位相あるいは遅延時間を制御することにより超音波ビームを自動的にスキャンすることを可能にしている。CWドップラー計測システムの基本構成を図1.12に示す。

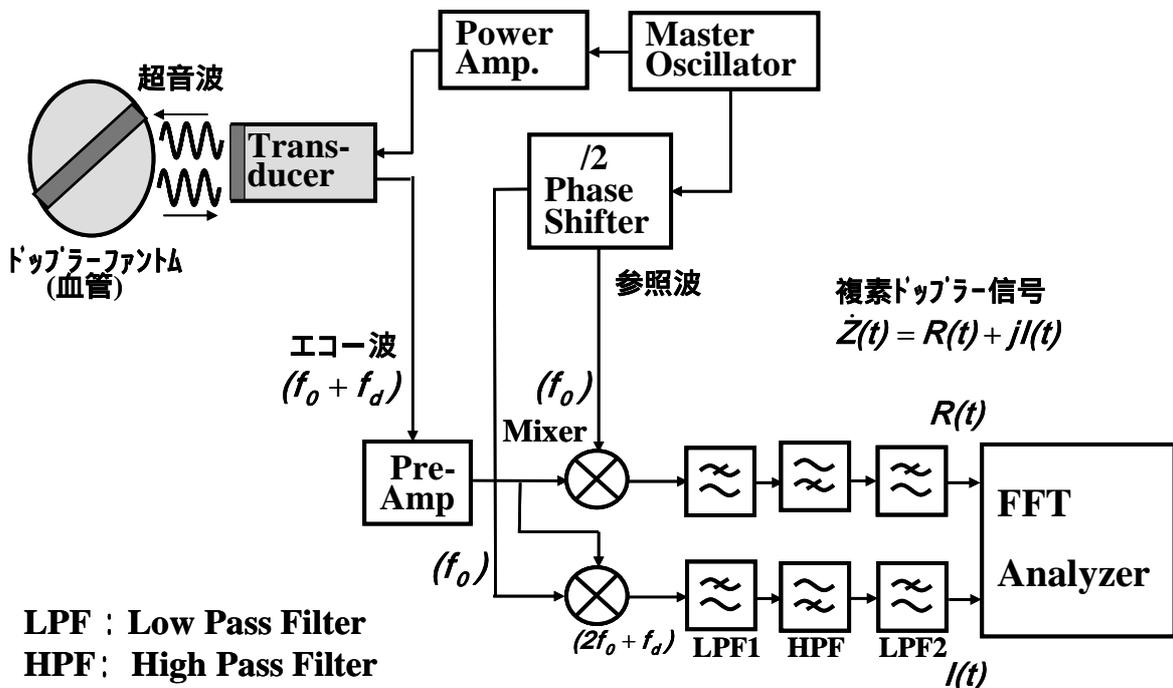


図 1.12 超音波 CW ドップラー-計測システムの構成

マスターオシレータで発振させた連続波は、送信信号として送信用振動子を駆動する。組織からのエコー信号は受信用振動子で電気信号に変換される。この信号は、増幅後2つに分離され、送信波と同位相の2つの連続波と混合される。この連続波は互いに位相が90°ずれているので、2つのミキサ出力のドプラ信号の位相を比較すると、ドップラシフト周波数の極性がわかる。

以上の説明から明らかなように、CWドップラー法によれば高速血流の測定が可能であり、また、パルスドップラー法と比較してSNRが良いという利点があるが、対象としている測定組織の位置の特定ができないという欠点がある。この欠点を補うため、臨床の現場では、あらかじめBモードにより測定位置を特定し、その方向に向けた超音波送受信波からドップラー周波数を抽出するという手段がとられている。

CWドップラー計測システム的设计ポイントの1つは、ダイナミックレンジの確保にある。この理由は、ダイナミックレンジが不十分の場合、増幅系の非線形効果によって、ドップラー信号同士、あるいはドップラー信号とクラッタ間で混変調が発生する。混変調は、本来なら存在しない周波数帯に新たに不要な周波数スペクトラムを発生させることとなる。この、不要な信号は、微小なドップラー信号をマスクしてしまうばかりでなく、本来なら生じていない血流を誤って観測してしまう原因となる。

もう1つのポイントは、直交検波後に生じる直流付近のクラッタをできるだけ小さくなるように送受信部を構築することである。直流付近のクラッタを生じる原因は2つある。1つは、固定組織による反射波の電力である。受信部では送信波と同じ周波数をもった参照波と混合するので、受信波の周波数近傍の側帯波は、検波後はすべて直流付近に集中する。このクラッタは、CWドップラー法では、本質的に低減することは不可能である。

2つめのポイントは、送信信号の受信部への漏洩である。この漏洩波も直交検波により直流付近のクラッタとなる。このクラッタは、送信部と受信部間を電氣的に遮蔽することにより低減することができる。

## 1.2 超音波診断装置における尖頭電力低減の意義

現在、臨床の現場で使われている超音波診断装置では、位置と速度に関する測定感度を向上させるために、超音波パルスの振幅をできるだけ大きく設定している。その最大値は、装置を構築している電子回路に支配されている。送信部では、超音波を発生させる振動子駆動回路の特性に依存する。振動子の駆動用として、高耐圧のFETやトランジスタが最終段に採用されている。また、送信時に、送信電圧が受信側に漏洩し、受信部入力に搭載されている前置増幅器に過剰電圧が印加されて前置増幅器入力部が破壊されるのを防止するために、ダイオードリミタを挿入している。これらデバイスの体積、発熱、スイッチング速度、遮断周波数等により、送信電圧の上限はピーク値で100V程度が限界となっている。また、振動子を駆動するために、専用の電子回路を必要とし、これも回路規模を大きくしている要因となっている。

一方では、ハザードの問題も無視できない。生体にダメージ与える程度として、ピーク電力が支配的か、平均電力が支配的か、統計的に、現在明確な判断の根拠は存在しない。生体の組織によってもダメージが異なる可能性もある。しかし、レーザーメスの治療効果や超音波胆石破碎装置からも想像できるように、平均電力は同等であっても、ピーク電力のほうが生体に対する影響が大きいということは容易に想像できる。

したがって、超音波送信ピーク電力の低減は、今後ますます必要な課題となることが予測される。

## 第一章の参考文献

- [ 1-1 ] (社)日本電子機械工業会編, “ 医用超音波機器ハンドブック ” p.129 ,コロナ社 , 1985 .
- [ 1-2 ] (社)日本電子機械工業会編, “ ME 機器ハンドブック ” p.189 ,コロナ社 , 1988 .
- [ 1-3 ] 超音波便覧編集委員会編, “ 超音波便覧 ”, p.436 , p.430 , 丸善 ( 株 ) , 1999 .
- [ 1-4 ] 実吉純一 , 菊池喜充 , 能本乙彦 , “ 超音波技術便覧 ”, p.477 , 日刊工業新聞社 , 1966 .
- [ 1-5 ] (社)日本電子機械工業会編, “ ME 機器ハンドブック ” p.195 ,コロナ社 , 1988 .
- [ 1-6 ] (社)日本電子機械工業会編, “ 医用超音波機器ハンドブック ” p.111 ,コロナ社 , 1985 .
- [ 1-7 ] (社)日本電子機械工業会編, “ 医用超音波機器ハンドブック ” p.114 ,コロナ社 , 1985 .
- [ 1-8 ] (社)日本電子機械工業会編, “ ME 機器ハンドブック ” p.194 ,コロナ社 , 1988 .
- [ 1-9 ] 伊東正安 , 望月剛 , “ 超音波診断装置 ”, p.85 , コロナ社 , 2002 .
- [ 1-10 ] 伊東正安 , 望月剛 , “ 超音波診断装置 ”, p.88 , コロナ社 , 2002 .
- [ 1-11 ] 伊東正安 , 望月剛 , “ 超音波診断装置 ”, p.89 , コロナ社 , 2002 .
- [ 1-12 ] (社)日本電子機械工業会編, “ ME 機器ハンドブック ”, p.198 , コロナ社 , 1988 .
- [ 1-13 ] (社)日本電子機械工業会編, “ 医用超音波機器ハンドブック ”, p.163 , コロナ社 , 1985 .
- [ 1-14 ] 伊東正安 , 望月剛 , “ 超音波診断装置 ”, p.144 , コロナ社 , 2002 .
- [ 1-15 ] 滑川俊六 , 原田烈光 , 加西千廣 , “ 超音波ドプラーによるリアルタイム血流映像装置 ”, 信学論 ( D ) , vol.J70-D , no.7 , pp.1432-1440 , July 1987 .
- [ 1-16 ] C.Kasai, K.Namekawa, A.Koyano and R.Omoto, “Real-Time Two-Dimensional Blood Flow Imaging Using an Autocorrelation Technique”, pp.458-464, IEEE trans., vol.SU-32,no.3,1985 .
- [ 1-17 ] 吉田孝 , “ 改訂レーダ技術 ”, p.275 , ( 社 ) 電子情報通信学会 , 1996 .
- [ 1-18 ] C.E.Cook and M.Bernfeld, “Radar Signals”, p.130,Academic Press,1967 .
- [ 1-19 ] 大内和夫 , “ 開口合成レーダの基礎 ”, p.131 , 東京電機大学出版局 , 2004 .

- [ 1-20 ] D.R.Wehner, “High-resolution Radar”, p152, Artech House,1995 .
- [ 1-21 ] 伊東正安, 望月剛, “ 超音波診断装置 ”, p.144 , コロナ社 , 2002 .
- [ 1-22 ] (社)日本電子機械工業会編 , “ ME 機器ハンドブック ” , p.194 , コロナ社 , 1988 .
- [ 1-23 ] 伊東正安, 望月剛, “ 超音波診断装置 ”, p.129 , p.130 コロナ社 , 2002 .

## 第二章 超音波FM-CW画像診断システム

### 2.1 はじめに

第一章で説明したように、超音波による生体画像の構築あるいは血流速度計測では、生体内の位置情報を得るために、パルス法を採用している。例外は、計測可能な血流速度を増大させる目的で用いられているCW法であるが、この方式では、位置情報を得ることは原理上不可能である。しかし、CW法は、超音波の尖頭値電力を大幅に低減できる、換言すれば、SNRを改善できるという大きな特長がある。このような利点があるにもかかわらず、CW法で位置情報が得られないのは、超音波の連続波の周期が、測定対象距離に相当する伝搬時間に比べて小さすぎるからである。これは、超音波を連続波として、換言すれば無変調で送受信しているから、当然の結果である。

そこで、この連続波を、測定対象距離に相当する伝搬時間より長い周期の信号で変調して送受信し、送受信変調波間の遅延時間を比較すれば、組織の位置情報が得られるはずである。もし、このアルゴリズムに妥当性があるならば、超音波の尖頭値電力を大幅に低減させた連続波により、位置計測が可能となる。

既に各分野で実用化されている連続波を用いたレーダの代表ともいえるFM-CWレーダは、この原理に基き、送信尖頭値電力を大幅に低減したレーダである。

こうした背景のもとに、レーダの分野で、連続波を用いたCWレーダおよびFM-CWレーダの原理と特徴を整理する。しかるのちに、FM-CWレーダの特長を生かした超音波FM-CW画像診断システムを提案し、そのコンセプトを述べる。

### 2.2 連続波レーダの概要

#### 2.2.1 CWレーダ

CWレーダは連続波を送受信するレーダであり、目標からの反射波も連続波となる。目標が移動していればドップラーシフトした連続波となる。図2.1にCWドップラーレーダの送受信ブロックダイヤグラムを示す〔2-1〕、〔2-2〕。目標により反射され電波はドップラーシフトを伴って受信部に入る。受信信号は基準信号と混合されて中間周波数に変換され、ドップラー処理部に入力される。ドップラー信号処理では、多数の狭帯域楕型フィルタ群により、ドップラー周波数を弁別し、目標の周波数分析を行う。楕型フィルタの代わりに、直交検波したベースバンド信号をFFT (Fast Fourier Transformer) により周波数スペクトラムに変換して表示する手法も実用化されている。楕型フィルタの帯域を狭くしたり、FFT出力を狭帯域で処理すれば、SNRを改善することができる。このように、CWレーダは、受信波のドップラー周波数を計測することにより目標の速度を知ることができるが、送信信号と受信信号の時間差を直接測定できないので、目標の距離を測定できないという欠点がある。また、送信中は受信波を測定できない近距離領域(ブラインドゾーン)は存在しないが、送信電力を増大させると、それだけ受信部への漏洩電力が大きくなるので、単純に送信電力を大きくすることはできない。

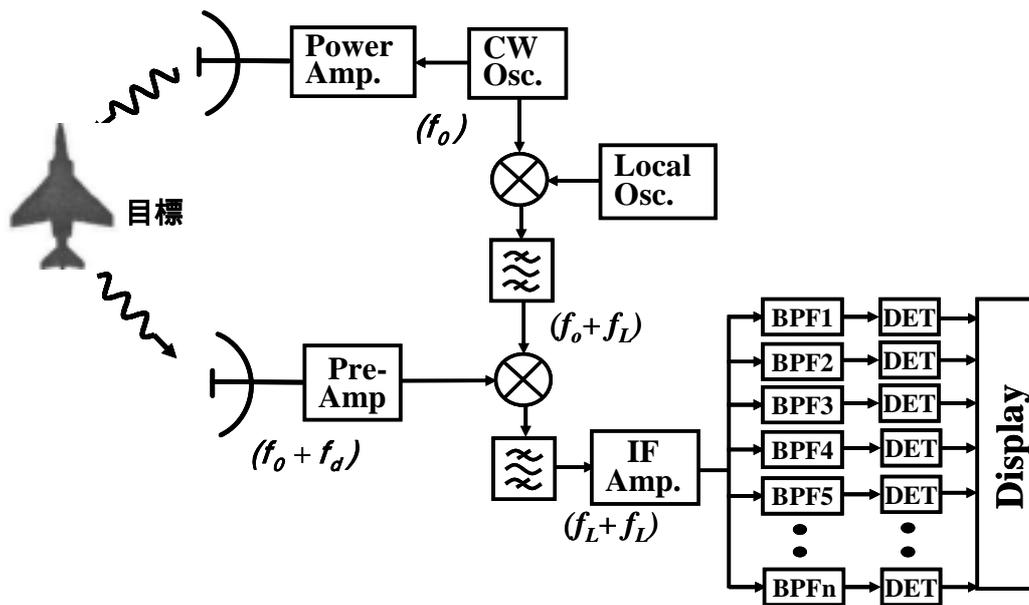


図 2.1 CW ドップラーレーダの送受信ブロックダイヤグラム

## 2.2.2 FM-CWレーダ

### 1) 動作原理

CWレーダの長所をできるだけ取り入れながら距離計測も可能としたのがFM-CWレーダである〔2-3〕,〔2-4〕,〔2-5〕。FM-CWレーダとは、連続波を周波数変調（FM）して送受信するレーダの総称である。図2.2 にFM-CWレーダの基本構成を示す。FM-CWレーダでは、FM変調された連続波を送受信するが、受信波を送信波と乗算して復調し、ベースバンド信号とするのが、通常のパルスレーダと大きく異なる点である。

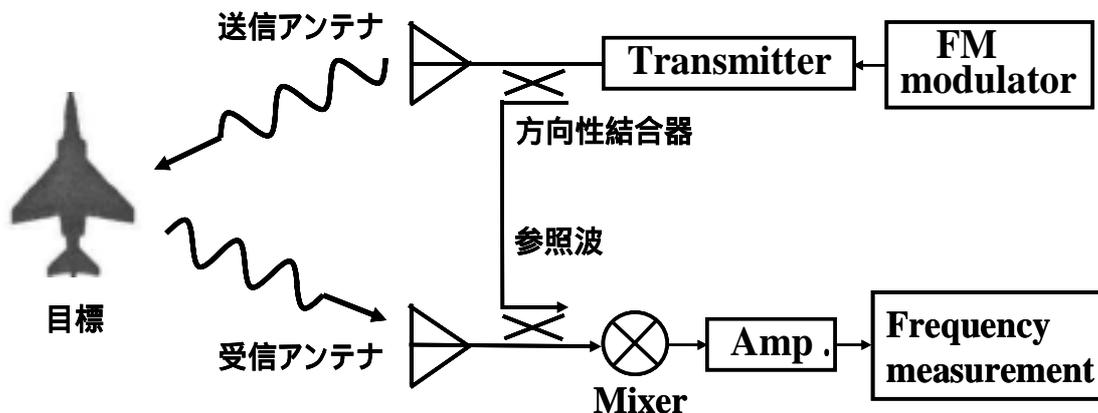


図 2.2 FM-CW レーダの基本構成

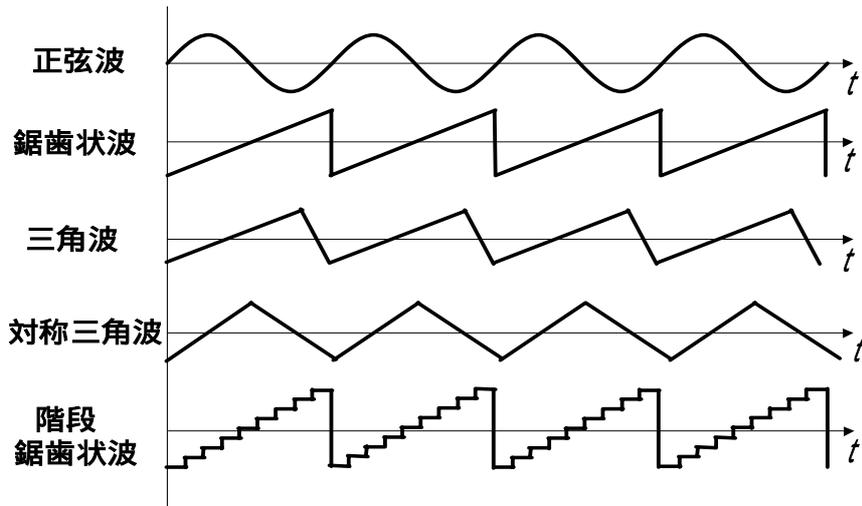


図 2.3 FM-CW レーダの変調波形

変調波として一般的に用いられているのは、図2.3に描いたような、正弦波、鋸歯状波、三角波や、周波数をステップ状に変化させる階段状の鋸歯状波である〔2-6〕,〔2-7〕,〔2-8〕,〔2-9〕,〔2-10〕,〔2-11〕。

これらの変調波のなかで、鋸歯状波は、繰り返し周波数を大きく設定すると、測定可能距離が非常に長くなるので、海洋レーダなどではよく採用されている〔2-12〕。

三角波は、一般的に、電圧の時間に対する変化率が前半と後半で等しくなるとは限らない。FM-CWレーダでは、この変化率を等しくすると、距離と速度情報を簡単な信号処理で得ることができる。そこで、距離と速度情報が必要な場合には、変化率の等しい三角波（これを対称三角波と呼んでいる）が一般的に採用されている。図2.4 に、対称

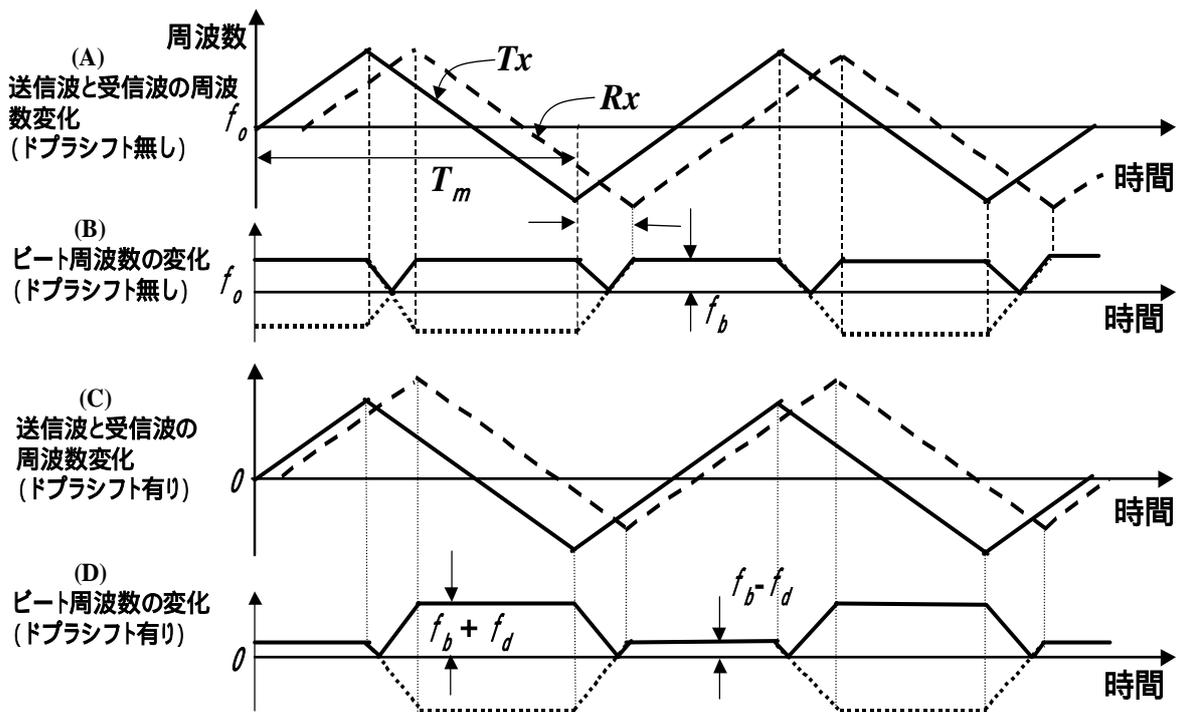


図 2.4 FM-CW レーダの送受信信号における周波数変化

三角波を変調波とした場合の各信号における周波数変化を示す。

周波数が時間とともに増大するアップ掃引時の送信信号は、振幅を規格化すると、下式で表現される〔2-13〕。

$$v_T(t) = \cos \left\{ 2\pi \left( f + \frac{1}{2} \mu t \right) t \right\} \quad (2.1)$$

上式で使用されている符号は、以下の通りである。

$f$  : 連続波の送信周波数  
 $\mu = \frac{B}{T}$  : 周波数の掃引時間に対する変化率  
 $B$  : 掃引帯域幅  
 $T$  : 掃引時間

距離 $R$ に位置する目標からの受信波は、時間  $\tau$  だけ遅れて受信機に入力され、以下のよう  
に表現される。

$$v_R(t) = \cos \left\{ 2\pi \left( f + \frac{1}{2} \mu \left( t - \tau - \frac{2v}{c} t \right) \left( t - \tau - \frac{2v}{c} t \right) \right) \right\} \quad (2.2)$$

$$\tau = \frac{2R}{c}$$

上式で使用されている符号は、以下の通りである。

$v$  : レーダ送受信機と目標との相対速度  
 $c$  : 光速

FM-CWレーダでは、受信波を送信信号と乗算し、低域濾波器で高調波成分を遮断し、ベースバンド信号とする。アップ掃引時のベースバンド信号は下式で与えられる。

$$v_{Du}(t) = \cos \left\{ 2\pi \left( -\frac{2B}{cT} R - \frac{2}{\lambda} v \right) t \right\} \quad (2.3)$$

受信波を送信信号と乗算する時に、IチャンネルとQチャンネルに分離して乗算する場合は、ベースバンド信号は以下のように複素信号として表現される。

$$v_{Du}(t) = \exp \left\{ j \left[ 2\pi \left( -\frac{2B}{cT} R - \frac{2}{\lambda} v \right) t \right] \right\} \quad (2.4)$$

ここで、 $\lambda$  は送信波の波長である。

同様に、ダウン掃引時のベースバンド信号は、下式で表現される。

$$v_{Dd}(t) = \exp \left\{ j \left[ 2\pi \left( \frac{2B}{cT} R - \frac{2}{\lambda} v \right) t \right] \right\} \quad (2.5)$$

上式からわかるように、ベースバンド信号の周波数は目標までの距離と相対速度により決定される。ベースバンド信号の瞬時周波数は、下式により表現される。

$$f_{up} = -\frac{2B}{cT} R - \frac{2}{\lambda} v \quad (2.6)$$

$$f_{down} = \frac{2B}{cT} R - \frac{2}{\lambda} v \quad (2.7)$$

この2式の和と差を演算することにより、目標までの距離と速度を求めることができる。

$$R = -\frac{cT}{4B} (f_{up} - f_{down}) \quad (2.8)$$

$$v = -\frac{\lambda}{4} (f_{up} + f_{down}) \quad (2.9)$$

以上のプロセスから分かるように、FM-CWレーダでは、受信部において、反射波を送信波と乗算した結果得られるベースバンド信号を周波数スペクトラムに変換し、このデータから目標の距離と速度を得ている。この点が、パルスレーダと大きく異なる点である。

## 2) 応用分野

### (1) 自動車用衝突防止レーダ

『自動車を最も安全な乗り物にしたい』という社会的要請にしたがって、自動車用安全装置の開発が加速されている。そのなかの要素技術のひとつに自動車用衝突防止レーダがある。このレーダの主たる目的は、前方車、後方車に対する衝突防止であるが、2次的目的として近距離の障害物検知や対地速度の検出があげられる。レーダ方式としては、FMパルス、FM-CW、2周波CW等の方式があるが、最も多く採用されているのがFM-CW方式である〔2-14〕、〔2-15〕、〔2-16〕。わが国自動車メーカー製衝突防止レーダの代表例を表2.1に示す。FM-CW方式が主流となっている理由は、簡単な回路構成により容易に距離と速度が同時に高精度で計測でき、また、相対速度が0でも計測可能という点である。この特長は、乗用車の搭載に必須の条件となる小型化と低コスト化にも貢献している。

車載FM-CWレーダでは、ベースバンド信号に対し、FFT解析を施し、距離と速度を測定している。レーダビーム内に複数の目標が存在する場合は、ベースバンド信号は複数の周波数成分を持つため、同時に検出することが可能となる。しかし、これらの周波数成分から本当に検出したい情報を抽出する処理が必要となる。この課題を解決するために、FFT解析後の周波数スペクトラムに対し、以下のような処理を行っている。

- (1) 各目標に対応している周波数スペクトラムの識別能力の向上
- (2) 目標の検出スレッシュホールド電圧の可変性
- (3) 複数目標の分離性能の向上
- (4) 突発的誤検出、不検出の防止
- (5) 自動ビームステアリング

(6) 道路標識、壁などの検出したくない目標と検出したい目標を識別する信号処理  
これらの処理は、車載FM-CWレーダ特有ではあるが、この原理を超音波診断に応用する場合でも有効な処理が存在する。

表 2.1 自動車用衝突防止レーダの現状

メーカー	A社	B社	C社	D社	E社
寸法(mm)	136×133×68	137×67×100	77×107×53	80×108×64	89×107×86
変調方式	FMパルス	FM-CW	FM-CW	2周波CW	FM-CW
検知距離(m)	1～150程度	1～150程度	2～150程度	1～150程度	1～150程度
水平検知角	±5°程度	±5°程度	±5°程度	±5°程度	±5°程度
角度検出方式	ビーム切替	メカスキャン	フェーズドアレー	モノパルス	メカスキャン
ミリ波デバイス	GUNN	GUNN	MMIC	MMIC	MMIC

## 2) 生存者探査レーダおよび地中探索レーダ

生存者探査レーダは、地震などで倒壊した家屋や瓦礫に埋もれた生存者を、FM-CW信号を用いて発見することを目的としている〔2-17〕,〔2-18〕。また、地中探索レーダは埋蔵物等の検出を目的とする〔2-19〕,〔2-20〕,〔2-21〕,〔2-22〕,〔2-23〕,〔2-24〕,〔2-25〕。

FM-CW信号を用いることにより、生存者の微小動作変化および生存者の位置を測定することができる。以下、動作原理を説明する。

本方式における送信信号を下式で表現する〔2-20〕。

$$s_T(t) = \cos \left\{ 2\pi \left( \frac{B}{2T} t^2 + f_0 t \right) + \phi_0 \right\} \quad (2.10)$$

図2.4のように目標から反射された受信波は、遅延時間  $\tau$  だけ遅れて戻ってくるので、以下の式により表現される。

$$s_R(t) = \cos \left[ 2\pi \left\{ \frac{B}{2T} (t-\tau)^2 + f_0 (t-\tau) \right\} + \phi_0 \right] \quad (2.11)$$

ベースバンド信号は、送信信号と受信信号を乗算することにより得ることができる。

$$s_d(t) = s_T(t) \times s_R(t) \approx \frac{1}{2} \cos \left\{ 2\pi \left( \frac{B\tau}{T} t - \frac{B\tau^2}{2T} + f_0 \tau \right) \right\} \approx \frac{1}{2} \cos 2\pi \left( \frac{B\tau}{T} t + f_0 \tau \right) \quad (2.12)$$

上式より、ベースバンド信号の周波数  $f_b$  と位相  $\phi$  は下式で与えられる。

$$f_b = \frac{B\tau}{T} = \frac{2BR}{Tc} \quad (2.13)$$

$$\phi = 2\pi f_0 \tau = 4\pi R / \lambda \quad (2.14)$$

上式における  $f_b$  を測定することにより、生存者までの距離を求めることができる。ま

た、位相変化を測定することにより、距離の変化を求めることができる。この変化は、生存者の組織の位置が動いているという情報をもたらすので、生存者が生きているという貴重な情報となる。レーダビームを、2方向、あるいは3方向から照射してそれぞれの距離を求めれば、生存者の位置を2次元、あるいは3次的に特定することができる。

## 2.3 超音波FM-CW画像診断システムの原理

### 2.3.1 FM-CW レーダと超音波診断装置の相違点

FM-CW レーダの信号処理を超音波診断装置に应用すると、数々の長所、あるいは短所が予測される。これらの特徴もさることながら、FM-CW レーダと超音波診断装置の相違を認識したうえで動作原理を確認し、应用することもまた必要である。本節では、特徴に先立ち、これらの相違点を説明する。

第1の相違点は、情報を運ぶ波が、FM-CW レーダではマイクロ波やミリ波であるのに対し、超音波診断装置では、数MHz帯の超音波である点である。周波数帯の違いは、送受信回路の特性や構成にも大きく影響する。

第2の相違点は、伝搬媒体である。FM-CW レーダの電磁波は空間に向け送受信され、理想状態に近い空間に位置する目標の位置や速度を観測している。一方、超音波診断装置では、複雑な組織が充満している生体内に向けて超音波が送受信され、生体内に位置する組織の形状や位置、血流速度等を観測している。生体内では、いたる場所に伝搬定数の異なる組織が存在し、不整合、屈折、反射が生じている。

第3の相違点は、波の伝搬速度である。電磁波は、空間では $3 \times 10^8$  m/sの速度で伝搬するが、超音波は、生体内を平均 1530m/sの速度で伝搬する。この速度比は、実に $2 \times 10^5$ にも達している。この速度差は、観測範囲や信号処理系に大きく影響する。

第4の相違点は、観測対象の距離である。これは、波の伝搬速度とも関係あるが、FM-CW レーダが、近距離から数 10 kmの目標を観測対象としているのに対し、超音波診断装置の場合は、生体内なので、せいぜい 30cm もあれば十分である。この差も、信号処理系の相違点となる。

第5の相違点は、観測対象そのものである。FM-CW レーダの場合は、空間に位置する自動車、飛翔体等の位置や速度を目標としており、目標の位置や速度を、測定データとして、あるいは2D画像として表示している。超音波診断装置では、生体内組織の形状や位置、血流速度等を観測している。これらの組織は超音波ビーム上に連続的に存在し、それらの位置や形状がすべて診断情報となるので、通常、リアルタイム断層像やリアルタイムの血流速度として表示している。したがって、両者は、異なった信号処理を必要とする。

第6の相違点は、センサである。FM-CW レーダでは、空中線(アンテナ)がその役割を果たしているが、超音波診断装置でアンテナの機能に相当するのは超音波振動子である。両者は、指向性、素子数、形状、大きさ等が、大きく異なっている。

第7の相違点は、装置評価試験の方法である。FM-CW レーダでは、シミュレーショ

ンを経て、実機により目標を捕捉し、特性を評価するのが一般的である。しかるに、超音波診断装置の場合は、目標が生体組織で、定量的、客観的評価が困難である。そこで、標準化された超音波ファントム〔付録 B〕を用いて、実機の評価試験を行うのが一般的である。超音波ファントムにより十分に定量的評価を行い、最後に生体による試験を行うことにより、被検者の負担も低減される。超音波ファントムが活用できるのは、観測対象が大きくても 30 cm に満たないので、コンパクトなファントムを製作、維持、管理しやすいという現実からも理解できる。これらの相違点を表 2.2 に整理した。研究を実施するにあたっては、相違点に留意し、解析、計算および実験をすすめる必要があることは言うまでもない。

表 2.2 FM-CW レーダと超音波診断装置の相違点

項目	FM-CW レーダ	超音波診断装置
波の種類	電磁波	超音波
周波数帯	UHF, マイクロ波 ミリ波	MF, HF
伝搬媒体	空気(自由空間)	生体内組織 (不均一)
伝搬速度	$3 \times 10^8$ m/s	1530m/s
観測対象	自動車, 船舶, 飛翔体 地形, 液面	生体内組織形状 血流動態
観測距離	~ 数 10 km	~ 20 cm
センサの種類	空中線(アンテナ)	超音波振動子
センサの形状	大	小
表示形態	距離, 速度, 2D 画像	リアルタイム断層像 リアルタイム血流速度
評価試験	シミュレーション 実機による評価試験	ファントムによる評価試験 実機による評価試験

### 2.3.2 超音波FM-CW画像診断システムの特徴

本節では、FM-CWレーダの原理を超音波診断装置に応用した場合の特徴を述べる。

第 1 の特徴は、同等の特性を持つパルス方式の比較して超音波尖頭電力を大きく低減できるという点である。この特徴は、超音波振動子の駆動回路に使用している高耐圧 FET やトランジスタ、また、受信部フロントエンドを保護するために挿入しているダイオードを不要とし、超音波送受信部の小型化、低価格化に貢献する。

第 2 の特徴は、超音波電力が生体に対する影響を低減できることである。超音波平均電力がパルス方式と FM-CW 方式で同等と仮定すると、レーザメスの効果からも類推できるように、尖頭電力のほうが、平均電力よりも、生体に対し影響力が大きいと推定さ

れる。したがって、生体に対するハザードの点から、FM-CW方式はその影響が少なく、人体にやさしい超音波診断装置といえることができる。

第3の特徴は、FM-CW方式では、送信電力が、特定の時間帯に集中しないので、受信時間に応じて利得を調整する、TGC(Time Gain Control)のような機能を必要としないという点である。

第4の特徴は、受信信号を送信波と乗算して得られるベースバンド信号を時間信号から周波数スペクトラムに変換し、周波数軸上で位置情報、あるいは速度情報を処理する点である。周波数軸上で位置情報を処理する方法は、パルス方式では、速度検出以外には扱っていない。小型・高速のFFTハードウェアが簡単に入手できるようになった現在であるからこそ実現できる方式とも言える。

第5の特徴は、パルス圧縮方式における本質的誤差要因となっている移動目標の測定誤差を、FM-CW方式では、比較的容易に補正できる可能性があるという点である。特に、対称三角波を用いた場合は、変調された搬送波の周波数が上昇するときと、下降するときの傾斜が同一という特徴を利用して、ドップラー効果により発生する距離誤差を補正できるアルゴリズムが存在する。

第6の特徴は、ドップラー測定時のクラッタ低減効果が期待できる点である。ドップラー測定時のクラッタは、固定組織からの反射電力成分と送信波の漏洩電力成分が大半を占め、その電力は血流などからの反射波にくらべ、1～3桁以上大きい。このため、低速血流になるほど、ドップラー信号はクラッタに埋もれてしまい、検出が困難とされていた。FM-CW方式では、ベースバンド信号では、ドップラー信号、図2.5に示すように、変調波周波数の高調波の側帯波として出現する。理由は、4章で説明する。この信号のなかで、直流付近のドップラー信号は通常の方式と同様に直流付近のクラッタに直接影響される。しかし、変調波周波数の高調波に側帯波として付着しているドップラー信号は、直流付近に存在するクラッタの影響をほとんど受けない。このため、クラッタによる影響を15～20dB改善することが予測される。

第7の特徴は、現状のPWドップラー方式とCWドップラー方式の特長を兼ね備えた速度計測方式を実現できる点にある。すなわち、直交検波するとき用いる参照波の位相を、測定対象組織の深さに対応させて調整すると、復調信号に位置選択性を持たせることが可能となる。この方式の採用により、位置情報を持ち、通常のパルスドップラー方式と比較して、SNRを大幅に改善し、通常CWドップラー方式に比べ、大幅にクラッタを改善したドップラー信号の抽出が可能になると予測する。

第8番目の特徴は、送受信専用の、独立した超音波振動子を必要とする点である。本方式では、常に送信および受信を行っているため、送信信号が受信側に漏洩しないように、超音波振動子を分離するだけでなく、電気回路上の分離特性にも留意しなければならない。

第9番目の特徴は、特性が、超音波振動子の周波数帯域により制限されるという点である。本方式では、周波数変調時の変調指数が100以上と大きくなるので、超音波の周波

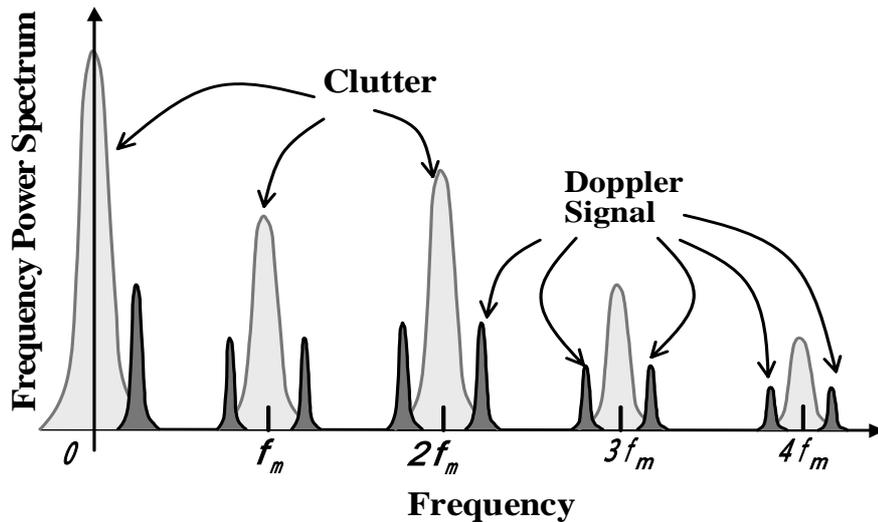


図 2.5 FM-CW 復調器出力におけるドップラー信号とクラッタの周波数スペクトラム

数帯域も増加する。しかるに，超音波を送受信する振動子の帯域制限により，送受信信号スペクトラムの一部が減衰され，設計通りに動作しないことが予測される。したがって，この欠点を補償するような処置が必要となる。しかし，この課題は，広帯域信号を送受信する既存の超音波診断装置でも遭遇している問題であり，本方式の本質的な欠点とはなりえない。

第 10 番目の特徴は，受信増幅系に対し，より高性能の直線性が求められるという点がある。本方式では，パルス方式と異なり，常時，超音波ビーム上に存在する反射波を受信している。したがって，微小信号と大きな信号が同時に受信増幅系に入力する。この場合，増幅系の直線性が不十分であると，2 つの信号間で混変調が発生し信号が忠実に再現できなくなる。したがって，より高性能の直線性，換言すれば大きなダイナミックレンジを確保する必要がある。高性能の直線性は，連続波を用いる CW ドップラー速度計測方式でも必要であり，ダイナミックレンジを拡大することにより対処している。したがって，この問題も，本方式の本質的な欠点とはならないと判断する。

### 2.3.3 変調波として鋸歯状波を用いる超音波 FM-CW 画像診断システム

変調波として鋸歯状波を用いる場合の各部の時間波形を図 2.6 に示す。送信周波数は鋸歯状波の電圧にしたがって直線状に変化する。受信波は，生体の深さに相当する遅延時間だけ遅れて受信部に到達する。両者の周波数差は，生体の深さに比例しているため，この周波数を測定すれば，対象とする組織の深さを測定することができる。

鋸歯状波を用いると，周波数変化の時間に対する割合は一定で，その極性も一種類である。したがって，この周波数を単純に測定すれば深さが分かるはずであり，変調波の繰り返し周期にくらべて反射波からの遅延時間が短い場合は，この測定で何ら問題は無い。しかし，遅延時間が長くなると，この周波数を維持できる時間が距離に応じて短くなるので，反射波の平均的電力が減少する。さらに，時間が長くなるために，反射波

が受信部に到来中に次の送信を開始してしまう。この場合は、次の送信波とひとつ前の受信波を乗算することになるので、ベースバンド周波数は本来の深さに対応しなくなってしまう。この傾向は、目標が遠くなるほど顕著になり、距離分解能がだんだん劣化してくる。この特徴をよく把握したうえで、応用する必要がある。

距離測定については、速度の極性をドップラーシフトから認識することができる。ドップラーシフトを観測する場合も、遅延時間が長くなると、ドップラーシフトを維持できる時間が距離に応じて短くなるので、ドップラー信号の平均的電力が減少する。

FM-CW方式のベースバンド信号は、FFT処理後、周波数スペクトラムとして表示される。この周波数と測定距離は比例関係にあるので、周波数軸を距離軸に置き換えれば、距離が測定できる。複数目標も同時に表示可能である。ドップラー信号は、前述のように、変調波高調波成分の側帯波としてスペクトラム上に現れるから、距離情報と同時に表示できるという利点がある。しかし、ドップラーシフトの周波数に相当する距離が表示上の誤差として現れる。これは、鋸歯状波を用いる場合の本質的な特徴である。

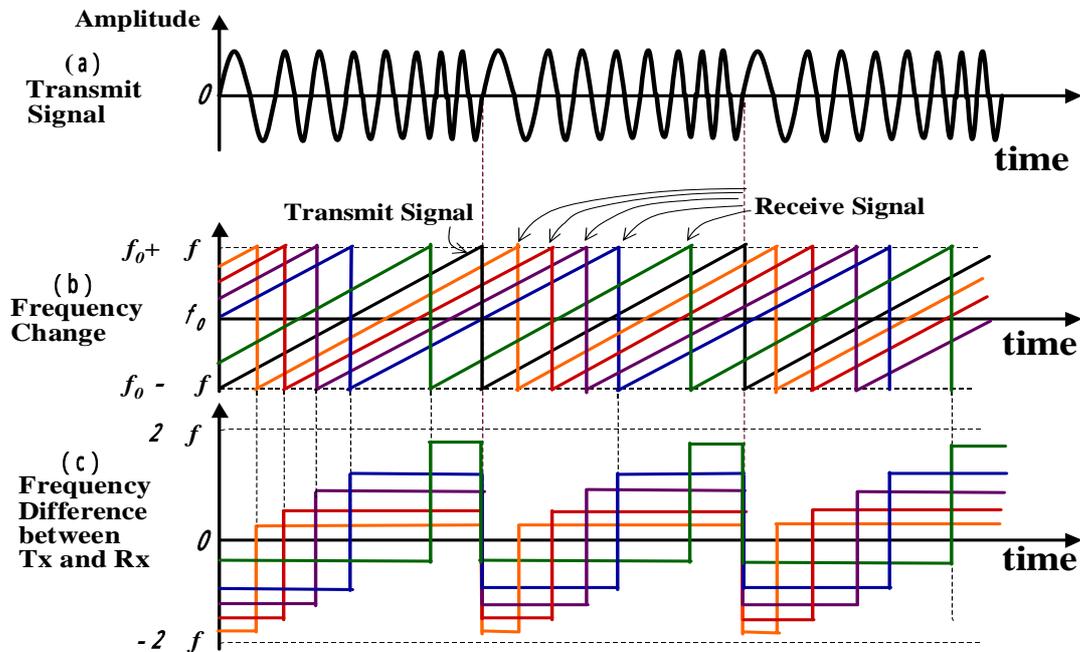


図 2.6 送受信信号における周波数変化（鋸歯状波の場合）

### 2.3.4 変調波として対称三角波を用いる超音波FM-CW画像診断システム

変調波として対称三角波を用いる場合、送受信信号における周波数の時間変化を図2.7に示す。送信周波数は対称三角波の電圧にしたがって、直線状に変化する。受信波は、鋸歯状の場合と同様に、生体の深さに相当する遅延時間だけ遅れて受信部に到達する。両者の周波数差は、生体の深さに比例しているため、この周波数を測定すれば、対象とする組織の深さを測定することができる。

対称三角波を用いると、周波数変化の時間に対する割合は周波数が増加するときと減少するときで、その絶対値は等しく、その極性が異なっている。そこで、図2.4に示す

ように、同じ目標からの反射波について、どちらの時間帯の周波数差を用いても、組織の深さを測定することができる。しかし、組織からの遅延時間が、対称三角波の周期の半分  $T_m/2$  を越えると、受信部では、次の送信波とひとつ前の受信波を乗算することになる。したがって、ベースバンド周波数は本来の深さに対応しなくなってしまう。対応できなくなる距離は、鋸歯状波と対称三角波の繰り返し周期を同じとすると、対称三角波では、鋸歯状波の場合の半分となる。遅延時間がこの限界を超えると、鋸歯状波の場合と同様に距離分解能が徐々に劣化し始める。この特性は、対称三角波を用いた場合の本質的な特徴であり、この点をよく把握したうえで、応用する必要がある。

しかし、この欠点は、速度の測定時には利点として作用する。というのは、組織が動いているために生じるドップラー周波数シフトは、周期の前半と後半で絶対値が同じ値となるという性質に起因する。この特性は、2.1.1 節で説明したFM-CWレーダによる速度計測と同様に、周期の前半と後半の周波数の差と周波数の和を演算することにより、簡単に速度と距離を求められるという特長をもたらしてくれる。また、この性質は、ドップラー周波数シフトによって生じる距離誤差を補正するのも有効である。

移動している組織からのベースバンド信号は、図2.5に示したように、変調波の高調波の両側帯波として周波数スペクトラム上に出現する。両側帯波の周波数シフトは、上側も下側も等しく、この周波数成分の平均は変調波の高調波に等しい。したがって、高調波ごとに両側帯波成分を選択して周波数的に平均して表示すれば、ドップラーシフトによる距離の誤差を補正することができる。さらに、高調波ごとに、両側帯波成分を、固定組織からの反射波成分と分離し、色を付けるなどして表示すれば、固定組織と移動組織の画像を同時に表示することも可能となる。

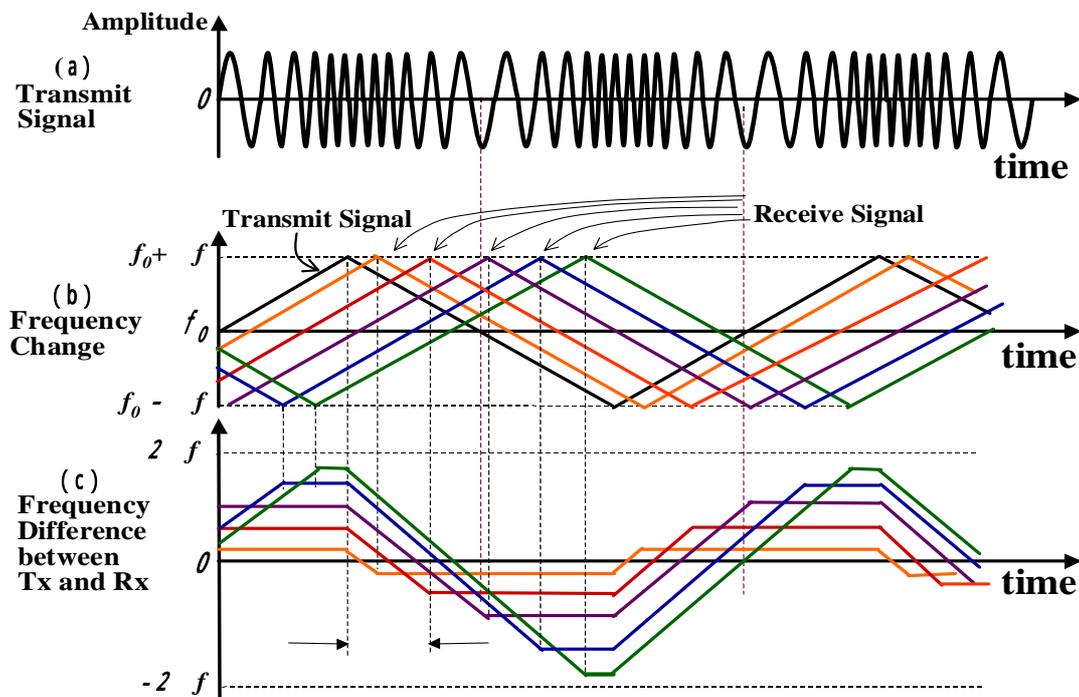


図 2.7 送受信信号における周波数変化 (対称三角波の場合)

### 2.3.5 変調波として正弦波を用いる超音波FM-CW画像診断システム

変調波として正弦波を用いる場合は、鋸歯状波や対称三角波を用いた場合とくらべ、距離測定を行うときに、大きな問題がある。これは、正弦波で周波数変調された連続波の瞬時周波数が直線的に変化しないことに起因する。したがって、正弦波で周波数変調したFMCW波を用いて、深さと速度を同時に測定するのは、あまり実用的には有効な手段とは言えない。正弦波を用いた場合、観測できる深さが著しく制限され、場合によっては位置補正が必要となるからである。

しかし、正弦波を用いたFM-CWドップラー測定をCWドップラー方式の延長と位置付ドップラーけるならば、クラッタ低減に大きな効果が期待できる。これは、周波数軸上で、クラッタとドプラ信号を分離して測定することによる効果である。この効果により、より低速の血流速度まで検出することができるようになると予測される。

変調波として正弦波を用いたFM-CWドップラー方式では、超音波FM-CW波を送受信し、送信波を参照波として、受信波を直交検波する。直交検波器の出力信号は、その瞬時周波数が生体内反射体の深さに応じ、周期的に変化する。この周波数変化は搬送波に対するFM信号の周波数変化と類似の形をしており、そのスペクトラムは変調波およびその高調波近傍に広がっている。このベースバンド信号は、体表面近くのエコーほど周波数変化が小さくなり、体表面からのクラッタは、直流成分のみとなる。したがって、体表面からは、 $f_m$ の基本波および高調波成分は発生しないが、送受信間の時間差が広がる深部からのクラッタほど大きくなる性質がある。ところが、深部からの超音波のエコーほど減衰が大きいので、FM-CWでは、生体表面から深部までのクラッタを積算した総和は、直流付近のクラッタにくらべ、 $f_m$ および高調波のクラッタの方がはるかに小さくなる。したがって、 $f_m$ あるいは高調波近傍のドプラ信号を検出すれば、直流付近のドップラー信号を検出するのに較べて、クラッタの影響を大幅に低減することができ、クラッタに埋もれた低速血流が検出しやすくなる。

以上のような理由により、通常のCWドップラー計測システムに比較して、信号対クラッタ比を20dB程度改善できることが予測される。

さらに、直交検波するとき用いる参照波の位相を、測定対象組織の深さに対応させて調整すると、復調信号に位置選択性を持たせることが可能となる。この方式の採用により、位置情報を持ち、通常のPWドップラー方式と比較して、SNRを大幅に改善し、通常のCWドップラー方式に比べ、大幅にクラッタを改善したドップラー信号の抽出が可能になると予測する。

### 2.3.6 むすび

本章では、FM-CWレーダの原理を超音波画像診断の信号処理に応用することを前提とし、CWレーダおよびFM-CWレーダの原理と応用分野をまとめた。次に、FM-CWレーダと超音波診断装置との相違点を整理した結果に基づいて、研究対象とする超音波FM-

CW診断システムの特徴を抽出した。この特徴を考慮したうえで、本システムの具体的なコンセプトを構築した。変調波としては、FM-CWレーダで実績のある鋸歯状波、対称三角波および正弦波を選定した。

変調波として鋸歯状波を用いた場合は深部にある組織の距離計測に有利であり、対称三角波を用いた場合は、距離計測とともに、血流速度の計測が可能であると予測した。変調波として正弦波を用いた場合は、血流速度の計測において、測定部位が特定でき、クラッタの抑圧とSNRの大幅な改善が可能となり、PWドップラー方式とCWドップラー方式の特長を兼ね備えた血流速度計測方式を構築できる可能性があるという見通しを得た。

## 第二章の参考文献

- [ 2-1 ] 関根松夫, “レーダ信号処理技術”, p.11, (社)電子情報通信学会, 1991.
- [ 2-2 ] 吉田孝, “改訂レーダ技術”, p.273, (社)電子情報通信学会, 1996.
- [ 2-3 ] M.I.Skolnik, “Introduction to Radar Signals”, p.86-106, McGraw-Hill, 1962.
- [ 2-4 ] Igor V. Komarov and Sergey M. Smolskey, “Fundamentals of Short-range FM Radar”, p.3-10, Artech House, INC., 2003.
- [ 2-5 ] 吉田孝, “改訂レーダ技術”, p.274, (社)電子情報通信学会, 1996.
- [ 2-6 ] 梶原, “ステップドFM符号レーダの測距処理について”, 信学誌 A, vol.J81-A, no.4, pp.490-495, 1998.
- [ 2-7 ] 梶原, “ステップドFM符号レーダによる路面クラッタ抑圧”, 信学誌 B, vol.J84-B, no.10, pp.1848-1856, 2001.
- [ 2-8 ] 三本, 藤坂, 桐本, “周波数切替型連続波を用いた近距離用レーダ”, pp.63-67, 信学技報, SANE2000-129, 2000.
- [ 2-9 ] 山口, 梶原, 林, 雑賀, 西山, 芹澤, “ミリ波帯のステップ周波数レーダを用いた地上目標の検知”, pp.31-36, 信学技報, SANE2001-16, 2001.
- [ 2-10 ] 山口, 梶原, 林, 雑賀, 西山, 芹澤, “ミリ波帯のステップ周波数レーダを用いた地上目標の検知”, pp.31-36, 信学技報, SANE2001-16, 2001.
- [ 2-11 ] 梶原, “自動車衝突警告用ステップドFMパルスレーダ”, 信学誌 B, vol.J81-B, no. 3, pp.234-239, 1998.
- [ 2-12 ] 土木学会海岸工学委員会, “陸上設置型レーダによる沿岸海洋観測”, p.21, (社)土木学会, 2001.
- [ 2-13 ] C.E.Cook and M.Bernfeld, “Radar Signals”, p.12, p.35, p.130, Academic Press, 1967.
- [ 2-14 ] 藤村契二, “自動車用ミリ波レーダの開発動向”, 信学誌, vol. 79 No. 10, pp.977-981, Oct. 1996.
- [ 2-15 ] 所節夫, “自動車用レーダとその応用”, 信学誌, vol. 80 No. 9, pp.921-924, Sept. 1997.

- [ 2-16 ] 堀松哲夫, 一津屋正樹, “ 実用化を迎えたミリ波レーダシステム ”, 信学誌, vol . 87 No . 9 , pp.756-759 , Sept . 2004 .
- [ 2-17 ] 荒井, “ 生存者探索用レーダについて ”, p.31-36, 信学技報 , SANE99-100, 2000.
- [ 2-18 ] 神田, 荒井, “ FM-CW 信号による生存者探査レーダ ”, p.73-77, 信学技報 , SANE2001-111, 2001.
- [ 2-19 ] 永尾, 毛馬内, 富澤, 荒井, “ Barker 符号を用いた近距離地中レーダ ”, p.79-84, SANE2001-112, 2001.
- [ 2-20 ] 山口, 仙石, “ FM - CWレーダによる埋没物体の検出について ”, p.1-8, 信学技報 , SANE92-78, 1992.
- [ 2-21 ] 織田, 三輪, 荒井, “ FM-CW 地中レーダにおけるカップリングの影響軽減手法について ”, p.99-105, 信学技報 , SANE2000-147, 2000.
- [ 2-22 ] 富澤, 荒井, “ 遅延相関器を用いたチャープ信号パルス圧縮地中レーダ ”, p.113-120, 信学誌 B , vol.J83-B, no.1, 2001.
- [ 2-23 ] 荒井, 富澤, “ 遅延相関を用いたパルス圧縮地中レーダ ( その 2 ) ”, p.9-14, 信学技報 , SANE92-79, 1992.
- [ 2-24 ] 富澤, 荒井, “ 遅延型地中レーダの S/N 改善比の導出 ”, p.180-183, 信学誌 B , vol.J82-B, no.1, 1999.
- [ 2-25 ] 浜田, 本村, 荒井, “ FM-CW 信号を用いた高精度近距離レーダ ”, p.107-114, 信学技報 , SANE2000-148, 2000.

### 第三章．超音波 FM-CW 方式による距離計測

#### 3.1 はじめに

本章では FM-CW レーダを超音波断層像構築に応用する場合の距離測定の可能性と距離分解能について述べる．距離測定用の変調波として，一般的に FM-CW レーダで既に採用されているのは，鋸歯状波と対称三角波である．これらの変調波が用いられている理由は，目標までの距離が，送信波と受信波間の周波数差として容易に測定できるからである．超音波診断への応用にあたっては，この特長を發揮させるべく，変調波として，鋸歯状波と対称三角波を用いることとした．以下，これら 2 種類の変調波を用いた場合について，距離測定プロセスの解析結果，距離分解能の計算および実験結果について述べる．さらに，サイドローブを低減させる目的で，パルス圧縮レーダで実績のある重み付けを超音波 FM-CW 方式に適用した場合の解析と計算結果を記述する．

#### 3.2 鋸歯状波を用いた超音波 FM-CW 距離計測

##### 3.2.1 FM-CW 送受信波の解析

###### 1) FM-CW 送受信波の表現

超音波 FM-CW 距離計測システムの構成は，基本的には FM-CW レーダと同じである．レーダと異なるのは，目標に対して送受信する波が，電波か超音波かという点だけである．超音波 FM-CW 距離計測システムの基本構成を図 3.1 に示す．

超音波 FMCW システムの送信波  $v_T(t)$  を(3.1)式で表現する〔3-1〕，〔3-2〕．図 3.1 において， $v_T(t)$  は FM 変調器 (FM Modulator) の出力である．

$$v_T(t) = A \sin[\omega_0 t + \Delta \omega F(t)] \quad (3.1)$$

$\omega_0$  は超音波の周波数， $\Delta \omega$  は周波数変調時の周波数偏移， $F(t)$  は瞬時位相変化である．

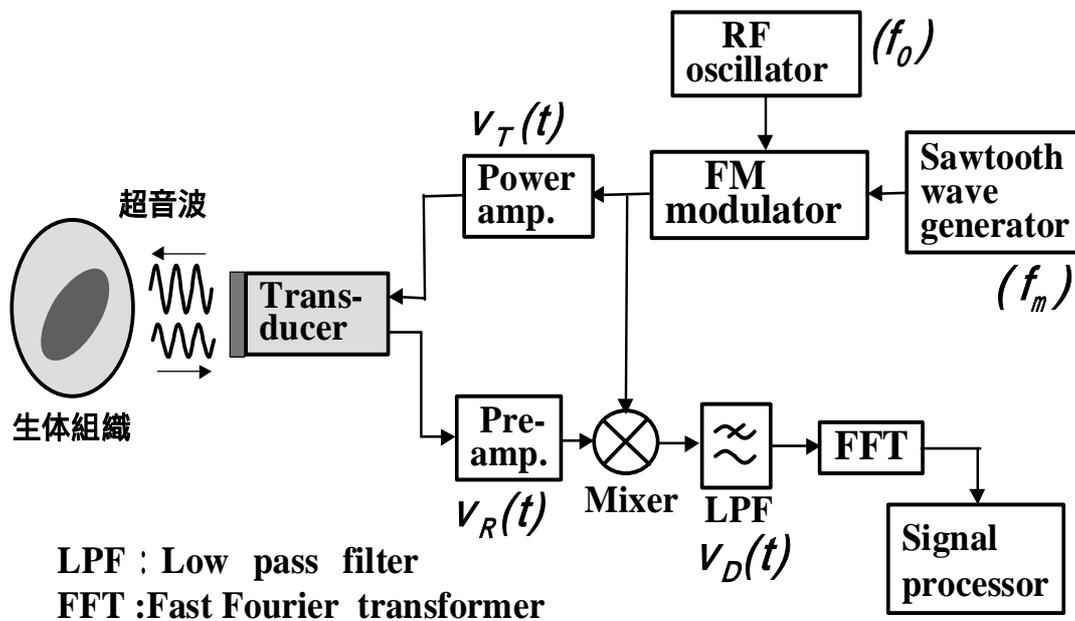


図3.1 超音波FM-CW距離計測システムの基本構成

$\omega_0$  は超音波の周波数， $\Delta\omega$  は周波数変調時の周波数偏移， $F(t)$  は瞬時位相変化である．

$v_T(t)$  の瞬時周波数  $f_i(t)$  は次式で表現される．

$$f_i(t) = \omega_0 + \Delta\omega \frac{dF(t)}{dt}$$

$f_i(t)$  は変調波形とも呼ばれ， $F(t)$  とは次式により関係づけられる．

$$f_i(t) = \frac{dF(t)}{dt} , F(t) = \int_{-\infty}^t f_i(t) dt$$

FM-CW 受信波は，生体内往復の減衰率を  $\alpha$  と仮定すると，(3.2)式で表現される．

$$v_R(t) = A\alpha \sin[(\omega_0 + \omega_d)t + \phi_0 + \Delta\omega F(t - \tau)] \quad (3.2)$$

ここで， $\omega_d$  は目標である組織が移動している場合に生じるドップラ - 周波数， $\tau$  は生体内を往復する超音波の遅延時間であり，次式で表現される．

$$\tau = \frac{2l}{c}$$

$c$  : 生体内における超音波の伝搬速度

$l$  : 超音波プローブと生体組織間の距離

$\phi_0$  : CW 周波数の送受信間における位相差

FMCW システムでは，図 3.1 のように，送信波を参照信号として受信波と乗算する．ベースバンド信号  $v_D(t)$  は次式で表現される〔3-3〕．

$$\begin{aligned} v_D(t) &= v_T(t) \times v_R(t) = \alpha A^2 \sin[(\omega_0 t + \Delta\omega F(t))] \times \sin[(\omega_0 + \omega_d)t + \phi_0 + \Delta\omega F(t - \tau)] \\ &= \frac{\alpha A^2}{2} \cos[-\omega_d t - \phi_0 + \Delta\omega F(t) - \Delta\omega F(t - \tau)] - \frac{\alpha A^2}{2} \cos[(2\omega_0 + \omega_d)t + \phi_0 + \Delta\omega(t) + \Delta\omega F(t - \tau)] \end{aligned}$$

この信号を低域濾波器 (LPF) に通し， $2\omega_0$  の周波数成分を除去すると，LPF 出力信号  $v_d(t)$  として次式を得る．今後， $v_d(t)$  をベースバンド信号と呼ぶ．

$$\begin{aligned} v_d(t) &\equiv [v_D(t)]_{LFP} = \frac{\alpha A^2}{2} \cos[\omega_d t + \phi_0 - \Delta\omega F(t) + \Delta\omega F(t - \tau)] \\ &= \frac{\alpha A^2}{2} \cos(\omega_d t + \phi_0) \cdot \cos\Delta\omega[F(t) - F(t - \tau)] + \frac{\alpha A^2}{2} \sin(\omega_d t + \phi_0) \cdot \sin\Delta\omega[F(t) - F(t - \tau)] \quad (3.3) \end{aligned}$$

$F(t)$  は周期  $T_m$  の周期関数である．したがって， $F(t) - F(t - \tau)$  も周期  $T_m$  の周期関数となる．

$$F(t) = F(t + T_m)$$

今後，(3.3)式の  $A^2/2$  は省略し、以下の式を(3.3)式として解析を進める．

$$v_d(t) = \cos(\omega_d t + \phi_0) \cdot \cos\Delta\omega[F(t) - F(t - \tau)] + \sin(\omega_d t + \phi_0) \cdot \sin\Delta\omega[F(t) - F(t - \tau)] \quad (3.4)$$

## 2) ベースバンド信号の瞬時位相関数 $F(t) - F(t - \tau)$

本節では，ベースバンド信号  $v_d(t)$  の瞬時位相関数  $F(t) - F(t - \tau)$  の特性を解析する．変調波  $f_i(t)$  としては，まず，FM-CW レーダで一般的に用いられている鋸歯状波を取り上げる．この場合， $f_i(t)$  は下式で表現される．

$$f_i(t) = \frac{t - nT_m}{T_m}, \quad (n - \frac{1}{2})T_m \leq t \leq (n + \frac{1}{2})T_m \quad (3.5)$$

ここで、 $T_m$  は鋸歯状波の周期、 $n$  は繰り返し数（整数）である。送信波  $v_T(t)$  を図 3.2(A) に、瞬時周波数変化  $f_i(t)$  を図 3.2(B) の実線に示す。

受信波の瞬時周波数変化は、(3.5) 式を、送受信間の時間差  $\tau$  だけ遅延させ、(3.6) 式により表現される（図 3.2 (B) の点線）。

$$f_i(t - \tau) = \frac{t - \tau - nT_m}{T_m}, \quad (n - \frac{1}{2})T_m \leq t \leq (n + \frac{1}{2})T_m \quad (3.6)$$

送信波の瞬時位相は、(3.5) 式を積分し、下式で表現される（図 3.2 (C) の実線）。

$$F(t) = \int_0^t f_i(t) dt = \int_0^t \frac{t - nT_m}{T_m} dt = \frac{(t - nT_m)^2}{2T_m}$$

送信信号の周波数は、時間とともに直線状に増加するが、その位相  $F(t)$  は周波数の時間変化を積分した結果として、時間の 2 乗に比例して変化する。 $F(t)$  は、

$t = (n \pm 1/2)T_m$  で最大、 $t = nT_m$  で最小となる。

$$F_{max} = F(n \pm \frac{T_m}{2}) = \frac{T_m}{8}, \quad F_{min} = F(nT_m) = 0$$

受信波の瞬時位相は、 $F(t)$  を  $\tau$  だけ平行移動させ、(3.7) 式のように表現できる（図 3.2(C) の点線）。

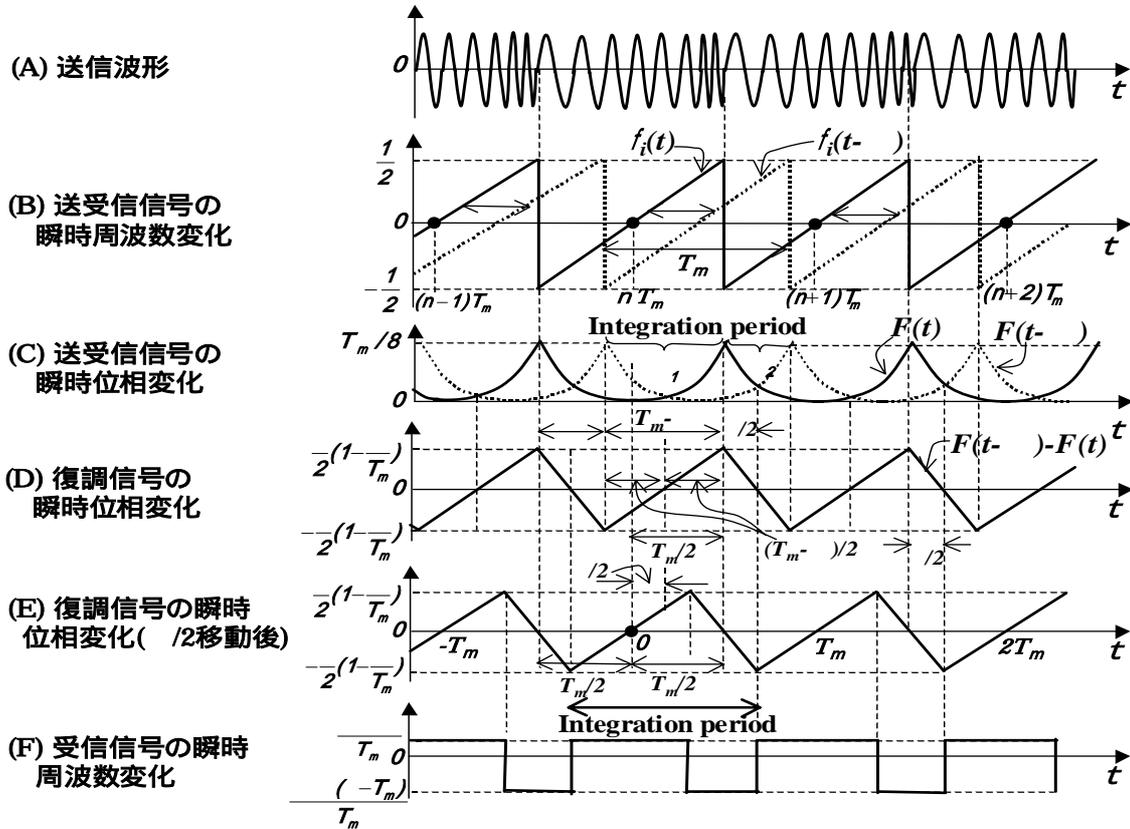


図3.2 送受信信号の瞬時周波数と瞬時位相の変化

$$F(t - \tau) = \frac{(t - \tau - nT_m)^2}{2T_m} \quad (3.7)$$

$v_d(t)$ の瞬時位相  $F(t) - F(t - \tau)$  は, 図 3.2(C) の実線と点線の差として, 図 3.2(D)の  
ように求められる.

$F(t) - F(t - \tau)$  は,  $T_m$ を  $(n - 1/2)T_m + \tau$  から  $(n + 1/2)T_m + \tau$  までの区間として計算す  
る.

第1の区間を  $(n - 1/2)T_m + \tau$  から  $(n + 1/2)T_m$  とし,  $v_d(t)$ の瞬時位相を  $\Phi_1(t)$ と  
置く.

$$\Phi_1(t) = \frac{(t - nT_m)^2}{2T_m} - \frac{(t - \tau - nT_m)^2}{2T_m} = \frac{\tau}{T_m}t - \frac{\tau}{T_m}\left(\frac{\tau}{2} + nT_m\right)$$

$t = (n + 1/2)T_m$ ,  $(n - 1/2)T_m + \tau$ ,  $nT_m$  における  $\Phi_1(t)$ の値は, それぞれ以下  
のように求めることができる.

$$\Phi_1\left(nT_m + \frac{T_m}{2}\right) = \frac{\tau}{T_m}\left(nT_m + \frac{T_m}{2}\right) - \frac{\tau}{T_m}\left(\frac{\tau}{2} + nT_m\right) = \frac{\tau}{2}\left(1 - \frac{\tau}{T_m}\right)$$

$$\Phi_1\left(nT_m - \frac{T_m}{2} + \tau\right) = \frac{\tau}{T_m}\left(nT_m - \frac{T_m}{2} + \tau\right) - \frac{\tau}{T_m}\left(\frac{\tau}{2} + nT_m\right) = -\frac{\tau}{2}\left(1 - \frac{\tau}{T_m}\right)$$

$$\Phi_1(nT_m) = \frac{\tau}{T_m}nT_m - \frac{\tau}{T_m}\left(\frac{\tau}{2} + nT_m\right) = -\frac{\tau^2}{2T_m}$$

第2の区間を  $(n + 1/2)T_m$  から  $(n + 1/2)T_m + \tau$  とする. この領域における瞬時位  
相を  $\Phi_2(t)$ と置く.  $\Phi_2(t)$ の初期値としては  $\tau/2 \cdot (1 - \tau/T_m)$ を用い, 下式を得る.

$$\begin{aligned} \Phi_2(t) &= \frac{\tau}{2} - \frac{\tau^2}{2T_m} + \int_{(n+\frac{1}{2})T_m}^t \frac{t - (n+1)T_m}{T_m} dt - \int_{(n+\frac{1}{2})T_m}^t \frac{t - \tau - nT_m}{T_m} dt \\ &= \frac{\tau}{T_m}t - \frac{\tau^2}{2T_m} - n\tau - t + nT_m + \frac{T_m}{2} \end{aligned}$$

図 3.2(D) は,  $\Phi_1(t) + \Phi_2(t)$ をまとめて表現したものである. この時間関数は, (3.4)式  
における  $F(t) - F(t - \tau)$  に相当し,  $T_m$ を繰り返し時間とする周期関数である.

今後の解析を簡単にするために, この関数の時間軸を  $\tau/2$ だけ負の方向に移動する.  
この移動により,  $F(t) - F(t - \tau)$  は時間に関する奇関数になる(図 3.2(E)参照).以降,  
移動後の  $F(t) - F(t - \tau)$  を FMCW ベースバンド信号の瞬時位相関数として解析をすす  
める. なお, 図 3.2(E)で表現される  $F(t) - F(t - \tau)$  を時間について微分すると, 図 3.2  
(F)となる. この波形は  $v_d(t)$ の周波数変化を表したものであり, FSK(Frequency Shift  
Keying)信号と類似の形をしているのが特徴である.

### 3) ベースバンド信号のフーリエ級数展開

本節では, (3.3)式で表現される  $v_d(t)$ の瞬時位相変化  $F(t) - F(t - \tau)$  が,  $T_m$ を繰返し  
とする周期関数である点に着目し,  $\cos \Delta\omega[F(t) - F(t - \tau)]$ および  $\sin \Delta\omega[F(t) - F(t - \tau)]$   
をフーリエ級数で表現する〔3-4〕.

$\cos \{F(t) - F(t - \tau)\}$  は, フーリエ級数により以下のように展開できる.

$$\cos \Delta \omega [F(t) - F(t - \tau)] = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_m t) + b_n \sin(n\omega_m t)], \quad \omega_m = \frac{2\pi}{T_m} \quad (3.8)$$

(3.8)式の係数  $a_n$  と  $b_n$  は、以下の積分により求められる。

$$a_n = \frac{2}{T_m} \int_{-\frac{T_m}{2}}^{\frac{T_m}{2}} \cos \Delta \omega [F(t) - F(t - \tau)] \cdot \cos(n\omega_m t) dt \quad n=1, 2, 3, \dots \quad (3.9)$$

$$b_n = \frac{2}{T_m} \int_{-\frac{T_m}{2}}^{\frac{T_m}{2}} \cos \Delta \omega [F(t) - F(t - \tau)] \cdot \sin(n\omega_m t) dt \quad n=1, 2, 3, \dots \quad (3.10)$$

(3.9)式の積分内の第1項および第2項は偶関数であるから、積分内の全体の関数は偶関数となる。この場合、積分範囲は半分でもよく、下式を得る。

$$a_n = \frac{4}{T_m} \int_0^{\frac{T_m}{2}} \cos \Delta \omega [F(t) - F(t - \tau)] \cdot \cos(n\omega_m t) dt \quad n=0, 1, 2, 3, \dots \quad (3.11)$$

(3.10)式の積分内の第1項は偶関数であり、第2項は奇関数であるから、積分内の全体の関数は奇関数となり、 $b_n=0$  となる。

次に、 $\sin \Delta \omega [F(t) - F(t - \tau)]$  をフーリエ級数に展開する。 $c_n$  と  $d_n$  は、下式により求められる。

$$c_n = \frac{2}{T_m} \int_{-\frac{T_m}{2}}^{\frac{T_m}{2}} \sin \Delta \omega [F(t) - F(t - \tau)] \cdot \cos(n\omega_m t) dt \quad n=0, 1, 2, 3, \dots \quad (3.12)$$

$$d_n = \frac{2}{T_m} \int_{-\frac{T_m}{2}}^{\frac{T_m}{2}} \sin \Delta \omega [F(t) - F(t - \tau)] \cdot \sin(n\omega_m t) dt \quad n=1, 2, 3, \dots \quad (3.13)$$

(3.12)式の積分内の第1項は奇関数、第2項は偶関数であるから、 $c_n=0$  となる。(3.13)式の積分内の第1項、第2項ともに奇関数であるから、積分内の全体の関数は偶関数となる。結局、 $d_n$  として(3.14)式を得ることができる。

$$d_n = \frac{4}{T_m} \int_0^{\frac{T_m}{2}} \sin \Delta \omega [F(t) - F(t - \tau)] \cdot \sin(n\omega_m t) dt \quad (3.14)$$

#### 4) フーリエ係数の算出

本節では、ベースバンド信号  $v_d(t)$  の基本角周波数およびその高調波成分の振幅を、フーリエ級数として求める。

最初に、(3.11)式の  $a_n$  を使い、 $\cos \Delta \omega [F(t) - F(t - \tau)]$  のフーリエ級数を求める。

$F(t) - F(t - \tau)$  としては、図 3.2 (E) における  $0 \sim T_m/2 - \tau$ 、 $T_m/2 - \tau \sim T_m/2$  間の関数を用いた。

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{4}{T_m} \int_0^{\frac{T_m - \tau}{2}} \cos(\Delta \omega \cdot \frac{\tau}{T_m} t) \cdot \cos(n\omega_m t) dt \\ &+ \frac{4}{T_m} \int_{\frac{T_m - \tau}{2}}^{\frac{T_m}{2}} \cos(\frac{\Delta \omega(\tau - T_m)}{T_m} t + \frac{\Delta \omega(T_m - \tau)}{2}) \cdot \cos(n\omega_m t) dt \\ &= \frac{-2\Delta \omega T_m}{(\Delta \omega \tau + 2n\pi)[\Delta \omega(\tau - T_m) + 2n\pi]} \cdot \sin \frac{(T_m - \tau)(\Delta \omega \tau + 2n\pi)}{2T_m} \end{aligned}$$

$$+ \frac{-2\Delta\omega T_m}{(\Delta\omega\tau - 2n\pi)[\Delta\omega(\tau - T_m) - 2n\pi]} \cdot \sin \frac{(T_m - \tau)(\Delta\omega\tau - 2n\pi)}{2T_m} \quad (3.15)$$

近距離における  $a_n$  は,  $T_m$  という条件を(3.15)式に適用すると, (3.16)式により表現できる.

$$a_n \approx \frac{\Delta\omega T_m}{\Delta\omega T_m - 2n\pi} \cdot \frac{\sin \frac{\Delta\omega\tau + 2n\pi}{2}}{\frac{\Delta\omega\tau + 2n\pi}{2}} + \frac{\Delta\omega T_m}{\Delta\omega T_m + 2n\pi} \cdot \frac{\sin \frac{\Delta\omega\tau - 2n\pi}{2}}{\frac{\Delta\omega\tau - 2n\pi}{2}} \quad (3.16)$$

ここで,  $T_m$  と  $2n$  の大きさを比較する. ベースバンド信号の周波数スペクトラムは,  $f_m$  ( $\omega_m = 2\pi f_m$ ) ごとに発生し, その最大周波数偏移は  $\pm f$  である. この周波数帯域における線スペクトラムの最大本数  $n_{max}$  は,  $f$  を  $f_m$  で割った値となる.

$$n_{max} = \frac{\Delta f}{f_m} = \Delta f T_m$$

後述するように, 生体組織が浅部にある場合, 低次の高調波が支配的となる. また, 変調度は通常 100 ~ 500 程度に設定するので,  $T_m$  と  $2n$  の大小関係は下式のように表現できる.

$$\Delta\omega T_m = \frac{2\pi\Delta f}{f_m} = 2\pi\beta \quad 2\pi n$$

この関係を(3.16)式に適用し, 下式を得る.

$$a_n \approx \frac{\sin \frac{\Delta\omega\tau + 2n\pi}{2}}{\frac{\Delta\omega\tau + 2n\pi}{2}} + \frac{\sin \frac{\Delta\omega\tau - 2n\pi}{2}}{\frac{\Delta\omega\tau - 2n\pi}{2}} \quad (3.17)$$

次に,  $\sin \Delta\omega[F(t) - F(t - \tau)]$  のフーリエ級数を求める. この場合は, (3.14)式の説明で述べたように,  $d_n$  のみを求めればよい.

$$\begin{aligned} d_n &= \frac{4}{T_m} \int_0^{\frac{T_m - \tau}{2}} \sin(\Delta\omega \cdot \frac{\tau}{T_m} t) \cdot \sin(n\omega_m t) dt + \frac{4}{T_m} \int_{\frac{T_m - \tau}{2}}^{\frac{T_m}{2}} \sin\left(\frac{\Delta\omega(\tau - T_m)}{T_m} t + \frac{\Delta\omega(T_m - \tau)}{2}\right) \cdot \sin(n\omega_m t) dt \\ &= \frac{2\Delta\omega T_m}{[\Delta\omega(\tau - T_m) + 2n\pi](\Delta\omega\tau + 2n\pi)} \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau + 2n\pi)(T_m - \tau)}{2T_m} \\ &\quad - \frac{2\Delta\omega T_m}{[\Delta\omega(\tau - T_m) - 2n\pi](\Delta\omega\tau - 2n\pi)} \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau - 2n\pi)(T_m - \tau)}{2T_m} \end{aligned} \quad (3.18)$$

$T_m$  という条件を(3.18)式に適用すると,  $d_n$  は(3.19)式により表現できる.

$$d_n \approx \frac{-\Delta\omega T_m}{\Delta\omega T_m - 2n\pi} \cdot \frac{\sin \frac{\Delta\omega\tau + 2n\pi}{2}}{\frac{\Delta\omega\tau + 2n\pi}{2}} + \frac{\Delta\omega T_m}{\Delta\omega T_m + 2n\pi} \cdot \frac{\sin \frac{\Delta\omega\tau - 2n\pi}{2}}{\frac{\Delta\omega\tau - 2n\pi}{2}} \quad (3.19)$$

さらに,  $T_m = 2n$  という条件を(3.19)式に適用し, 次式を得る.

$$d_n \approx -\frac{\sin \frac{\Delta\omega\tau + 2n\pi}{2}}{\frac{\Delta\omega\tau + 2n\pi}{2}} + \frac{\sin \frac{\Delta\omega\tau - 2n\pi}{2}}{\frac{\Delta\omega\tau - 2n\pi}{2}} \quad (3.20)$$

## 5) ベースバンド信号のフーリエ級数による表現

生体組織を浅部に限定しない場合，(3.15)式，(3.18)式を(3.4)式に代入し，ベースバンド信号  $v_d(t)$  として(3.21)式を得る．

$$\begin{aligned} v_d(t) = & \cos(\omega_d t + \phi_0) \cdot \frac{\sin \Delta\omega\tau(T_m - \tau)/2T_m}{\Delta\omega\tau(T_m - \tau)/2T_m} \\ & + \Delta\omega \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{\sin(T_m - \tau)(\Delta\omega\tau + 2n\pi)/2T_m}{(\Delta\omega\tau + 2n\pi)/2T_m \cdot [\Delta\omega(T_m - \tau) - 2n\pi]} \cdot \cos(n\omega_m t + \omega_d t + \phi_0) \right. \\ & \left. + \frac{\sin(T_m - \tau)(\Delta\omega\tau - 2n\pi)/2T_m}{(\Delta\omega\tau - 2n\pi)/2T_m \cdot [\Delta\omega(T_m - \tau) + 2n\pi]} \cdot \cos(n\omega_m t - \omega_d t - \phi_0) \right] \end{aligned} \quad (3.21)$$

組織が浅部にある場合は，(3.16)式，(3.19)式を(3.4)式に代入し， $v_d(t)$  として(3.22)式を得る．

$$v_d(t) = \cos(\omega_d t + \phi_0) \cdot \frac{\sin \frac{\Delta\omega\tau}{2}}{\frac{\Delta\omega\tau}{2}} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{\sin \frac{\Delta\omega\tau + 2n\pi}{2}}{\frac{\Delta\omega\tau + 2n\pi}{2}} \cos(n\omega_m t + \omega_d t + \phi_0) + \frac{\sin \frac{\Delta\omega\tau - 2n\pi}{2}}{\frac{\Delta\omega\tau - 2n\pi}{2}} \cos(n\omega_m t - \omega_d t - \phi_0) \right] \quad (3.22)$$

## 6) ベースバンド信号の距離依存性

### (1) 生体組織が浅部に存在する場合

超音波 FMCW システムでは，ベースバンド信号  $v_d(t)$  の高調波成分は， $\Delta\omega\tau = \pm 2n\pi$  を満足する  $\tau$  で極大値をとる．遅延時間を正の時間に限定すれば，極大値をとる  $\tau$  の値は下式で与えられる．

$$\tau_{max} = \frac{2n\pi}{\Delta\omega} = \frac{2n\pi}{2\pi\Delta f} = \frac{n}{\Delta f} \quad (3.23)$$

組織が(3.23)式を満足する深さ ( $\tau_{max}$  に相当する位置) に存在する場合の周波数スペクトラムを図 3.3 の実線に示した． $\tau_{max}$  に組織がある限り，隣接した高調波成分の出力は“0”となる．この条件を満足しない位置に組織がある場合，隣接したチャンネルに高調波が発生する．このようすを図 3.3 の点線に示した．図 3.3 では， $n$  次の高調波が極大となっているが，sinc 関数のピークからずれているために極大値がやや小さくなっているばかりでなく， $(n+1)$ ， $(n+2)$ ， $(n-1)$  次の高調波成分にもスペクトラムが出現している．

(3.23)式は，sinc 関数のピークとなる遅延時間と高調波の次数は比例関係にあることを示している．したがって，振幅が最大となる高調波次数を測定すれば，組織の深さを求めることができる．(3.21)式，(3.22)式における第 2 項は負の波数領域におけるスペクトラム成分である．この項のサイドローブの裾野は正の時間領域に入り込むが，この影響はほとんど無視でき，実用上問題にはならない．

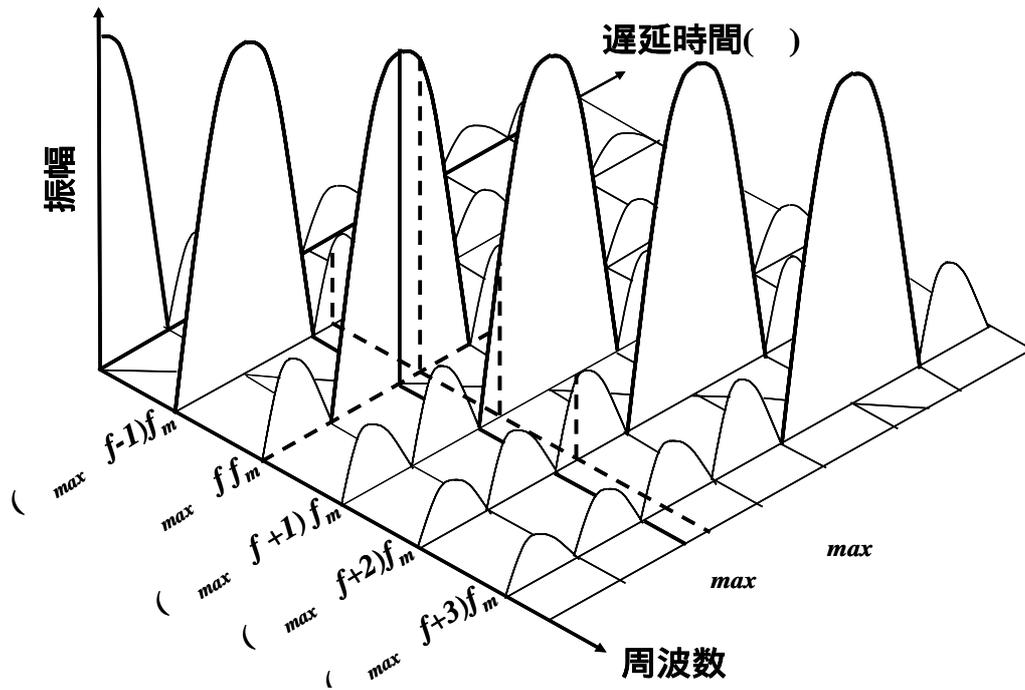


図3.3 ベースバンド信号の周波数スペクトラムと遅延時間の関係

## (2) 生体組織を浅部に限定しない場合

(3.21)式で表現される  $v_d(t)$  の時間波形を直感的に把握するために、sinc 関数の形に表現しなおす。

$$\begin{aligned}
 v_d(t) = & \cos(\omega_d t + \phi_0) \cdot \frac{\sin \Delta\omega\tau(T_m - \tau) / 2T_m}{\Delta\omega\tau(T_m - \tau) / 2T_m} \\
 & + \Delta\omega \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{T_m - \tau}{\Delta\omega(T_m - \tau) - 2n\pi} \cdot \frac{\sin(T_m - \tau)(\Delta\omega\tau + 2n\pi) / 2T_m}{(T_m - \tau) \cdot (\Delta\omega\tau + 2n\pi) / 2T_m} \cdot \cos(n\omega_m t + \omega_d t + \phi_0) \right. \\
 & \left. + \frac{T_m - \tau}{\Delta\omega(T_m - \tau) + 2n\pi} \cdot \frac{\sin(T_m - \tau)(\Delta\omega\tau - 2n\pi) / 2T_m}{(T_m - \tau) \cdot (\Delta\omega\tau - 2n\pi) / 2T_m} \cdot \cos(n\omega_m t - \omega_d t - \phi_0) \right] \quad (3.24)
 \end{aligned}$$

第1項は、直流項に相当する。第2項と第3項は  $(T_m - \tau) \cdot (\pm 2n\pi) / 2T_m$  を変数とする sinc 関数により構成されている。

第3項の sinc 関数のなかの変数を  $y(\tau)$  と置く。

$$y(\tau) = \frac{(T_m - \tau)(\Delta\omega\tau - 2n\pi)}{2T_m} = -\frac{\Delta\omega}{2T_m} \left( \tau - \frac{T_m \Delta\omega - 2n\pi}{2\Delta\omega} \right)^2 + \frac{(T_m \Delta\omega - 2n\pi)^2}{8T_m \Delta\omega} \quad (3.25)$$

$y(\tau)$  の遅延時間依存性を図 3.4 に示す。 $y(\tau)$  は、 $\tau = T_m$  と  $\tau = 2n\pi / \Delta\omega$  で“0”となるから、第3項は  $\tau = 2n\pi / \Delta\omega$  で極大となる。 $\tau = 2n\pi / \Delta\omega$  を満足する値から前後に変化すると、 $n$  次の高調波成分は sinc 関数にしたがって減少する。

$y(\tau)$  は、 $\tau = T_m$  に対する傾斜が“0”となる ( $\tau = T_m$ ) で最大となる。このとき、メインローブあるいはサイドローブの山の間隔が最も広くなる。 $\tau_{max}$  は、(3.25)式から以下

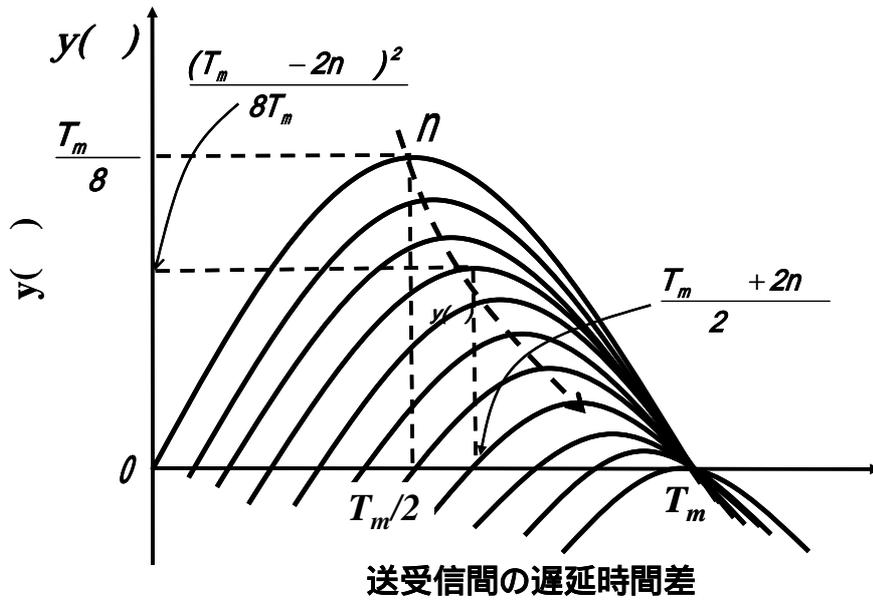


図3.4  $y(\tau)$ の遅延時間依存性

のように求めることができる。

$$\tau_{max} = \frac{T_m \Delta\omega - 2n\pi}{2\Delta\omega}$$

組織が深くなると、高調波成分の最大値は高次に移行するとともに、山の間隔が広くなり、距離分解能が劣化する。

メインローブのパルス幅は  $y(\tau)$  により決定され、 $2\pi$  ラジアンで与えられる。 $y(\tau)$  は、(3.24)式における sinc 関数の位相である。 $y(\tau)$  の  $\tau$  に対する変化が大きいほどパルス幅が短くなる。 $\tau$  に対する変化率は  $y(\tau)$  の時間微分  $y'(\tau)$  で与えられ、単位は rad/sec である。この逆数、すなわち傾斜の逆数  $z(\tau) = 1/y'(\tau)$  の単位は sec/rad である。逆数  $z(\tau)$  は位相が 1 ラジアン回転するのに要する時間である。メインローブ形成に要する時間は、 $z(\tau)$  を 2 倍し、(3.26)式で与えられる。

$$z(\tau) \times 2\pi = \frac{2\pi}{y'(\tau)} = -\frac{2\pi \times 2T_m}{\Delta\omega(2\tau - T_m - \frac{2n\pi}{\Delta\omega})} = \frac{4\pi T_m}{(\Delta\omega T_m - 2\tau\Delta\omega - 2n\pi)} \quad (3.26)$$

(3.26)式は、 $n$ 次高調波のメインローブパルス幅の遅延時間依存性を表している。また、この値は組織の距離分解能に相当する。 $z(\tau)$ の遅延時間依存性を図 3.5 に示す。図から、メインローブのパルス幅は、ターゲットの位置が深くなるにしたがって広がってゆくことがわかる。

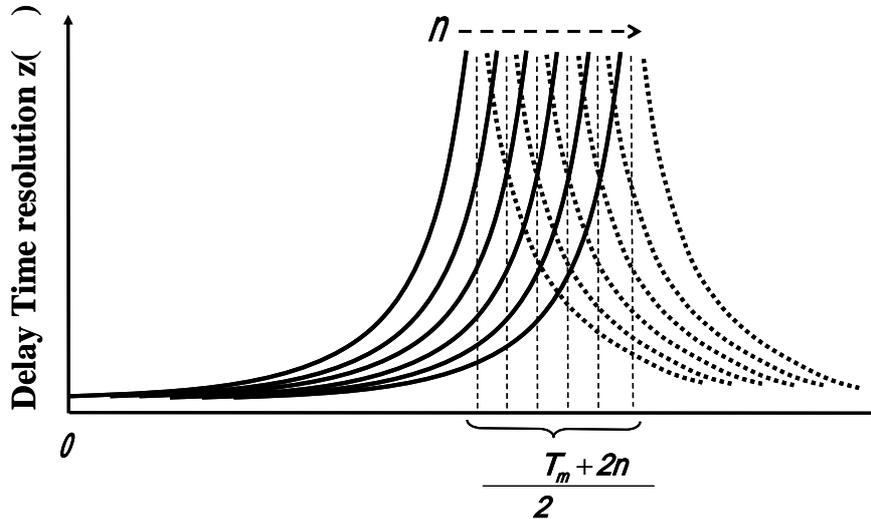
$v_d(t)$ の振幅は、(3.24)式における sinc 関数の係数である  $g(\tau)$ により決定される。

$$g(\tau) = \frac{\Delta\omega(T_m - \tau)}{\Delta\omega(T_m - \tau) - 2n\pi}$$

sinc 関数が極大となる条件、すなわち  $2n\pi / \Delta\omega(T_m - \tau) = 2n$  の場合、 $g(\tau)$  は以下のように表現される。

$$g(\tau) = \frac{T_m - \tau}{T_m} \quad (3.27)$$

$g(\ )$  は, (3.27)式から明らかなように, 遅延時間  $\tau$  が大きくなるにつれて, 直線的に減少する. 図 3.6 は, ベースバンド信号  $v_d(t)$  の振幅を周波数と遅延時間の関数として 3 次元的に描いたものである. 遅延時間および周波数成分の増大とともに位置分解能が劣化し, 振幅も低下する様子がわかる.



Delay time between transmitter and receiver

図3.5 時間分解能  $z(\ )$  の遅延時間依存性

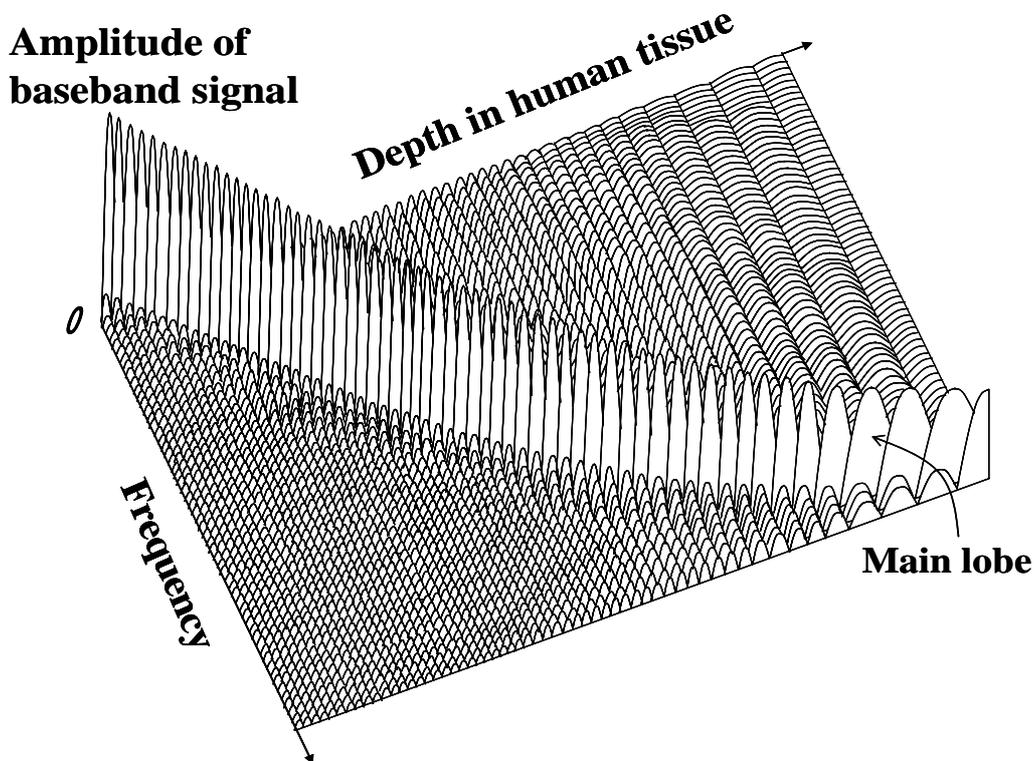


図3.6 ベースバンド信号の周波数スペクトラムと遅延時間の関係

### 3.2.2 距離分解能の計算による推定

本節では, 超音波 FM-CW 診断装置による画像診断を想定し, 組織に関する距離分解

能を計算した結果を述べる．距離分解能は，前節で解析したように，(3.26)式に  $\tau_{max} = 2n\pi / \Delta\omega$  でエコーが極大となるという条件を適用し，(3.28)式により表現できる．

$$z\left(\frac{2n\pi}{\Delta\omega}\right) = -\frac{T_m}{\Delta f\left(\tau - \frac{T_m\Delta f + \tau\Delta f}{2\Delta f}\right)} = -\frac{2T_m}{\Delta f(\tau - T_m)} \quad (3.28)$$

(3.28)式は，時間分解能が周波数帯域の逆数によって表現されるというレーダの一般則と一致している．分解能の計算に用いた超音波診断装置の諸元を表 3.1 に示す．

これらの数値は超音波診断装置による実現性を想定し，実用化されている装置のパラメータをそのまま流用したものである．図 3.7 は，変調波周波数  $f_m$  を 2 kHz に固定して，周波数偏移  $f$  をパラメータとした場合の距離分解能である．図から， $f$  が増加するほど距離分解能が小さくなることわかる．図 3.8 は，深さに依存する SNR の劣化を反映

表3.1 計算に用いた超音波診断装置の諸元

項目	記号	数値	備考
超音波周波数偏移	$f$	500kHz ~ 10MHz	P-P値
超音波中心周波数	$f_0$	特定せず	
超音波変調波		のこぎり波	時間とともに周波数増加
超音波変調周波数	$f_m$	1kHz ~ 10kHz	
変調度		20 ~ 5000	
音速	$C$	1530m/s	

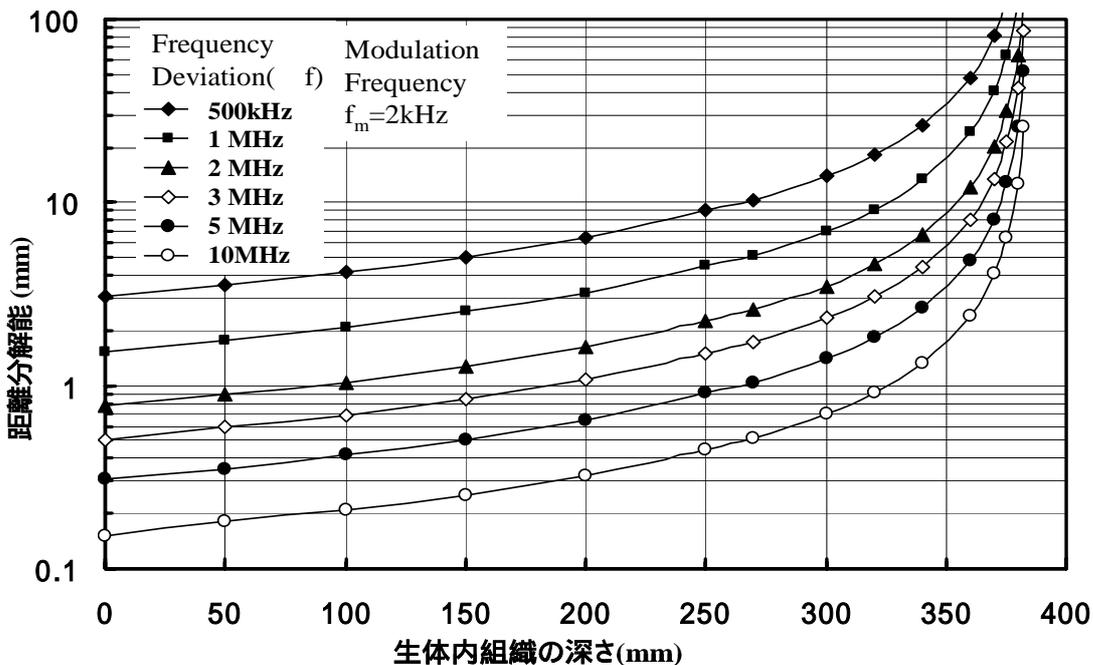


図3.7 距離分解能の遅延時間(深さ)依存性(パラメータ:周波数偏移;  $f$ )

させ、距離分解能のあいまいさを点線で表示したものである。図 3.9 は、 $f$  を 3MHz に固定し、 $f_m$  をパラメータとしたときの距離分解能である。図から、 $f_m$  が増加するにつれて、距離分解能の劣化する深さが浅くなることわかる。図 3.7、図 3.8 および図 3.9 から、FM-CW 方式でも、パルス方式と同等の距離分解能が得られることが明らかとなった。

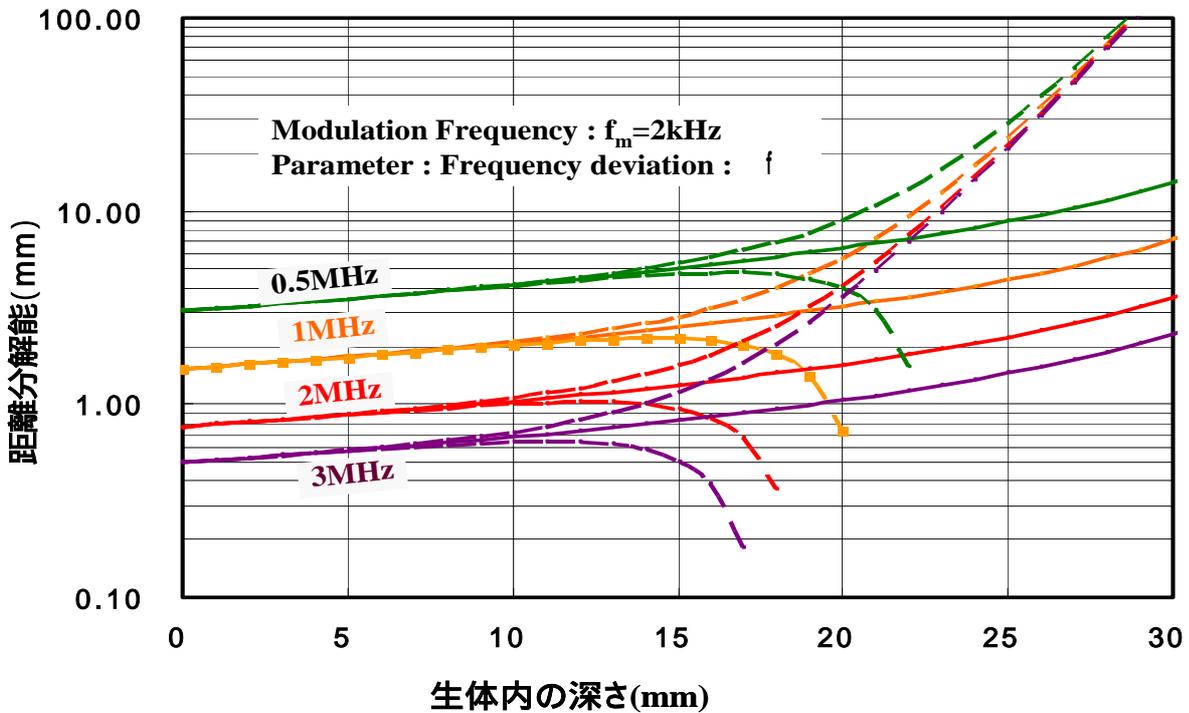


図3.8 雑音の影響による距離分解能の劣化(パラメータ:周波数偏移  $f$ )

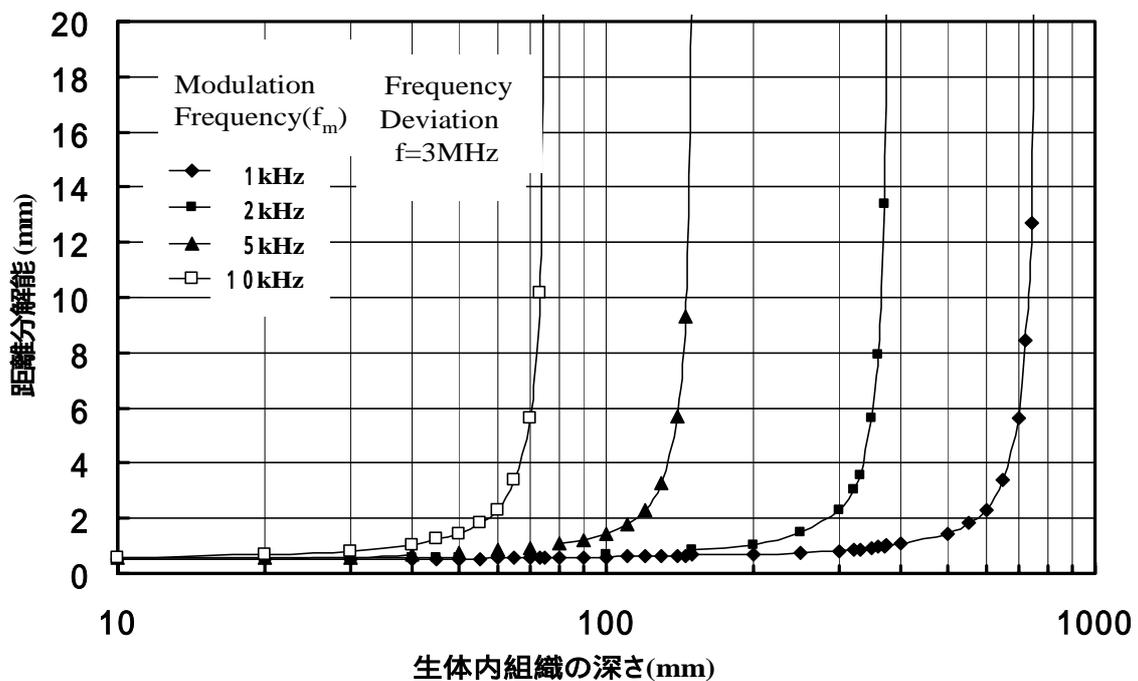


図3.9 距離分解能の遅延時間(深さ)依存性(パラメータ:変調周波数;  $f_m$ )

### 3.2.3 実験による検証

#### 1) 実験系の構成

本節では、超音波 FM-CW 信号による距離測定のアプローチを実験により検証した結果を述べる。超音波探触子や組織の多重反射等による不確定要素を排除するために、超音波媒体の代わりに、L と C で構成される遅延線を送受信部間に挿入して実験を行った。測定では、23 段の遅延素子を切り替えて組織の深さを模擬し、遅延時間に対するベースバンド信号の周波数スペクトラムを理論値と比較した。図 3.10 に実験系の構成を示す。実験で設定した諸元を表 3.2 に記す。

#### 2) 実験結果

送信波の周波数スペクトラムと時間波形を図 3.11 上部に示す。搬送波周波数  $f_0$  を中心に、周波数偏移  $f$  だけ左右に広がっている様子がわかる。スペクトラム上のリップルには、フレネル関数の形状が現れている [3-5], [3-6]。下部上段は FMCW 送信波の波形である。下段に、変調波として用いた鋸歯状波を示す。受信部ベースバンド信号 (ミキサ出力) の周波数スペクトラムと時間波形を図 3.12 に示す。左側のスペクトラムは、遅延線を  $2.34 \mu\text{sec}$  に、右側は  $4.68 \mu\text{sec}$  に設定した場合である。前者では変調波  $f_m$  の基本波成分が、後者では第 2 高調波成分が最大となっていることがわかる。この結果は、最大値をとる高調波の次数が距離に比例して増大することを示している。下段の時間波形は、変調波である鋸歯状波をベースバンド信号と比較するために併記したものである。図 3.13 は、変調周波数  $f_m$  を  $2 \text{ kHz}$  としたときのベースバンド信号の周波数スペクトラムを、 $\Delta f$  をパラメータとし、各遅延時間について実測した結果である。点線は実験値を外挿した

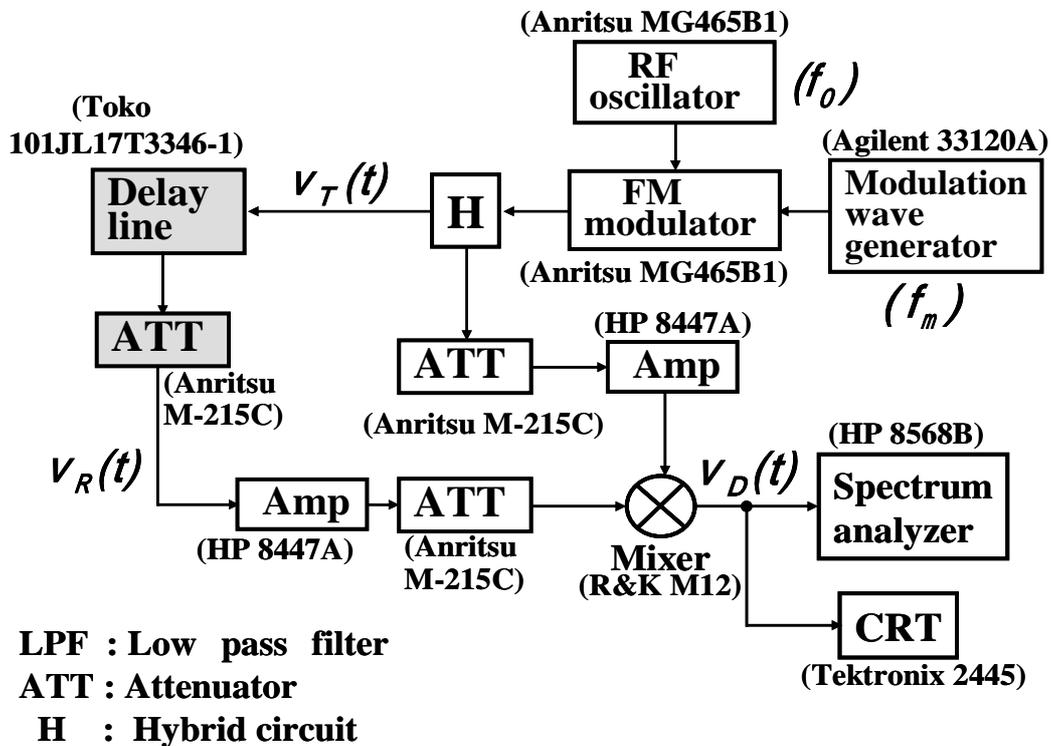


図3.10 超音波FM-CW距離計測システム実験系の構成

曲線，実線は計算値を示す． $\Delta f$  が大きくなるにしたがって，メインローブの幅が狭くなる様子がわかる．また，遅延時間に比例して高調波の次数が高次に移行する様子がわかる．図 3.14 は，ベースバンドの周波数スペクトラムで振幅が最大となる高調波周波数と遅延時間の関係をプロットした結果である．図から，振幅が最大となる高調波周波数と遅延時間は比例関係にあることがわかる．換言すれば，振幅が最大となる高調波周波数を与える遅延時間は，組織の深さに相当する．したがって，ベースバンド信号の周波数スペクトラムから組織の深さを求めることが可能となる．図 3.15 は， $f$  を 200kHz とし， $f_m$  をパラメータとした場合の周波数スペクトラムである．この場合は， $f_m$  の整数倍にあらわれる高調波の周波数が変化するだけで，高調波間の電圧比は変化しない．各データは  $f_m$  に依存せず，計算値とも一致した．

表3.2 超音波FM-CW距離計測実験システムの主要諸元

項目	記号	数値	備考
超音波周波数偏移	$f$	200kHz ~ 800kHz	P-P値
超音波中心周波数	$f_0$	2.994MHz	
超音波変調波		のこぎり波	時間とともに周波数増加
超音波変調周波数	$f_m$	500Hz ~ 40kHz	
変調度		50 ~ 200	
最大遅延時間		7.667 $\mu$ s	最大23段

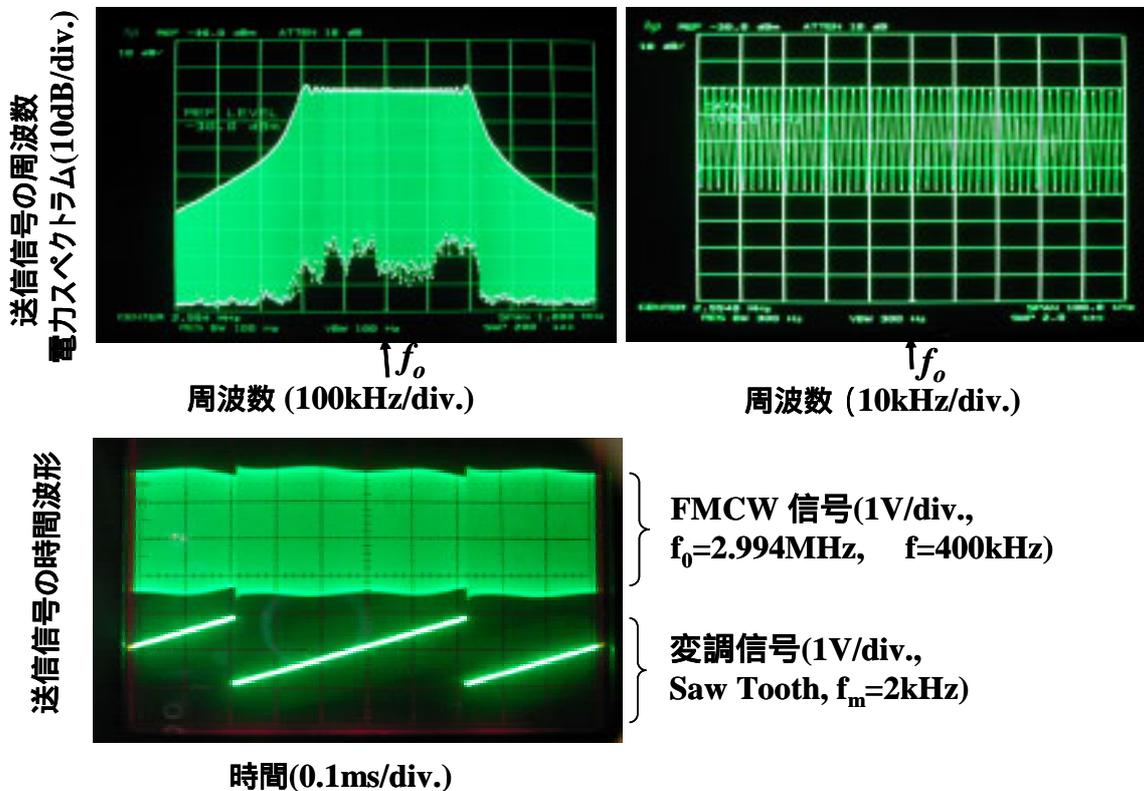
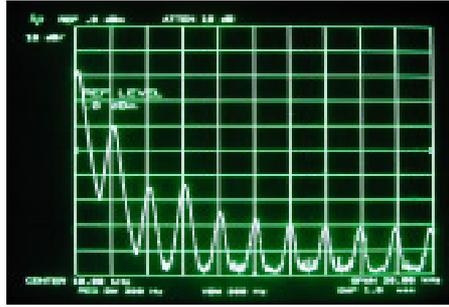
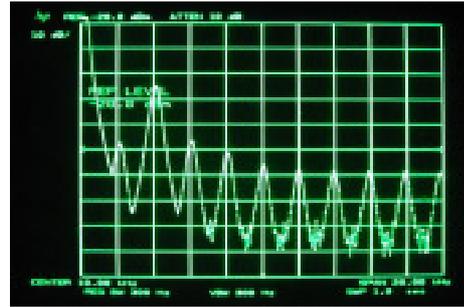


図3.11 送信波の周波数スペクトラムと時間波形

受信信号の  
周波数電力  
スペクトラム  
(10dB/div.)

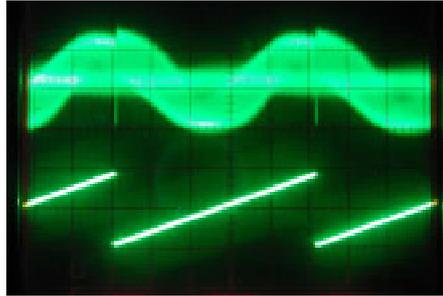


周波数 (2kHz/div.)  
(遅延時間=2.34  $\mu$ s)

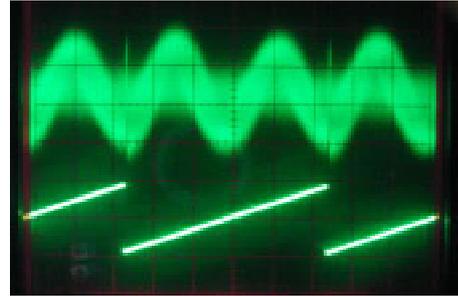


周波数 (2kHz/div.)  
(遅延時間=4.68  $\mu$ s)

ベースバンド  
信号の時間  
波形  
(10mV/div.)



時間 (0.1ms/div.)  
(遅延時間=2.34  $\mu$ s)



時間 (0.1ms/div.)  
(遅延時間=4.68  $\mu$ s)

変調信号の  
時間波形  
(1V/div.)

図3.12 ベースバンド信号の周波数スペクトラムと時間波形

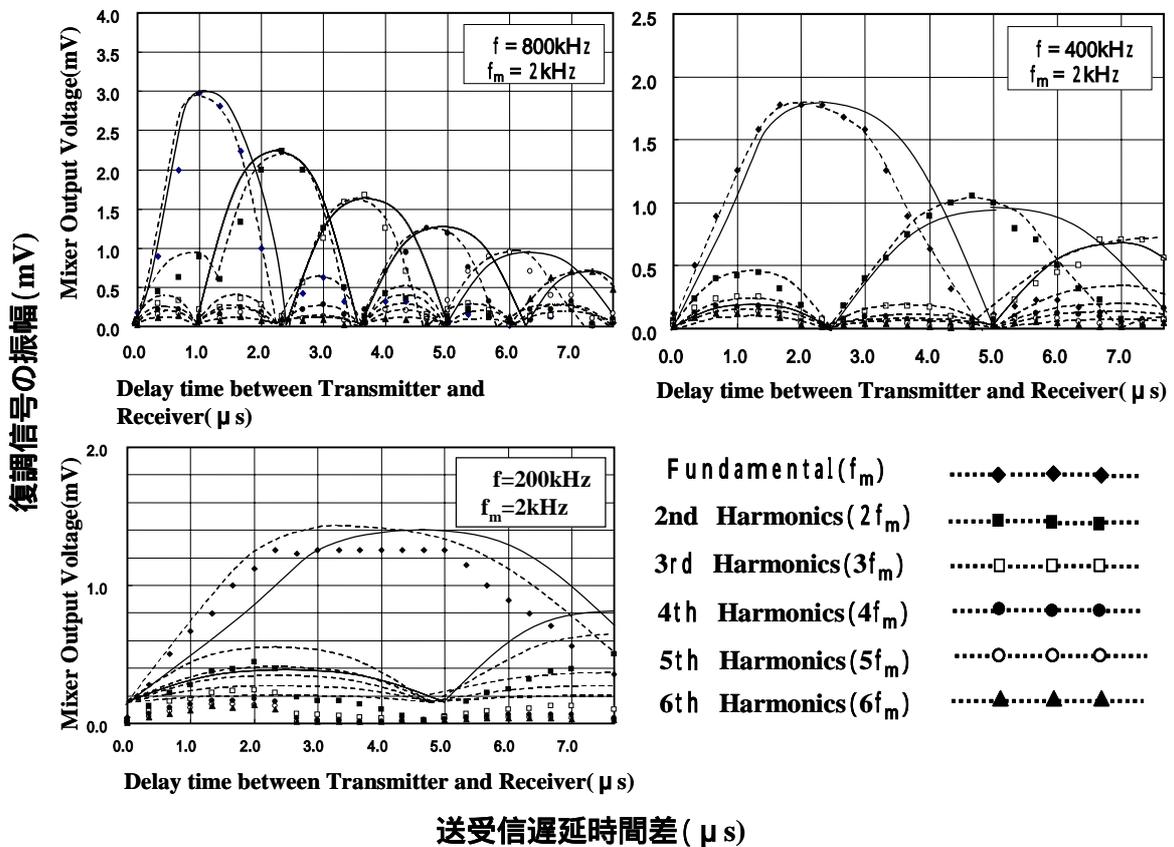


図3.13 ベースバンド信号の周波数スペクトラムと遅延時間の関係  
(パラメータ:周波数偏移  $f$ )

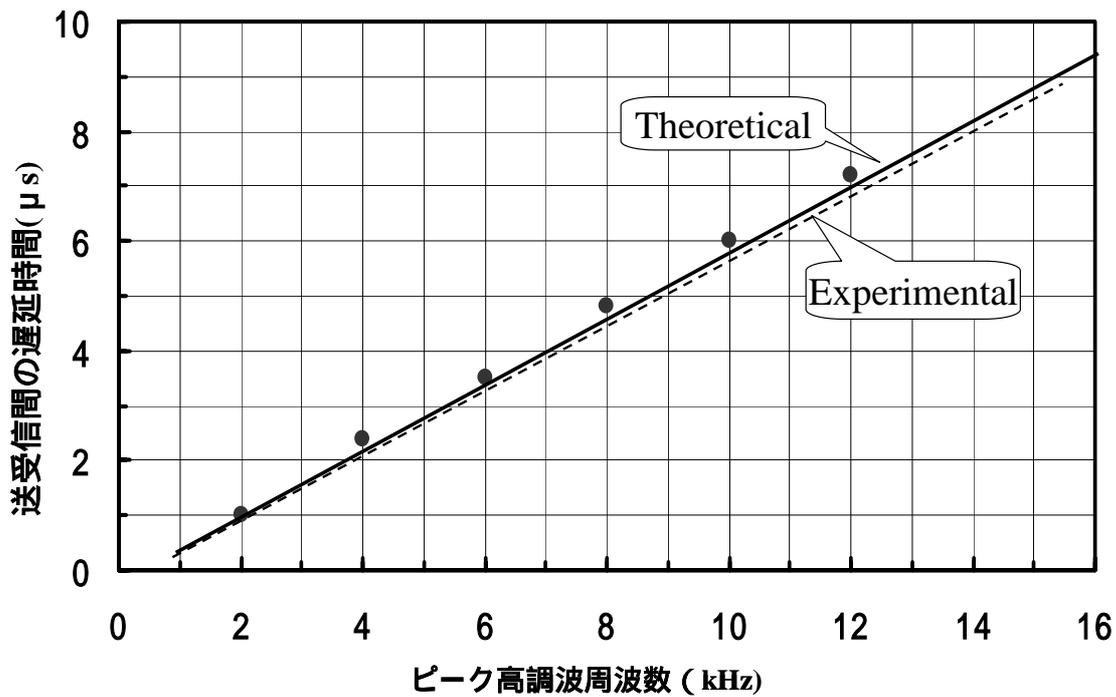


図3.14 ベースバンド信号の高調波周波数と遅延時間の関係

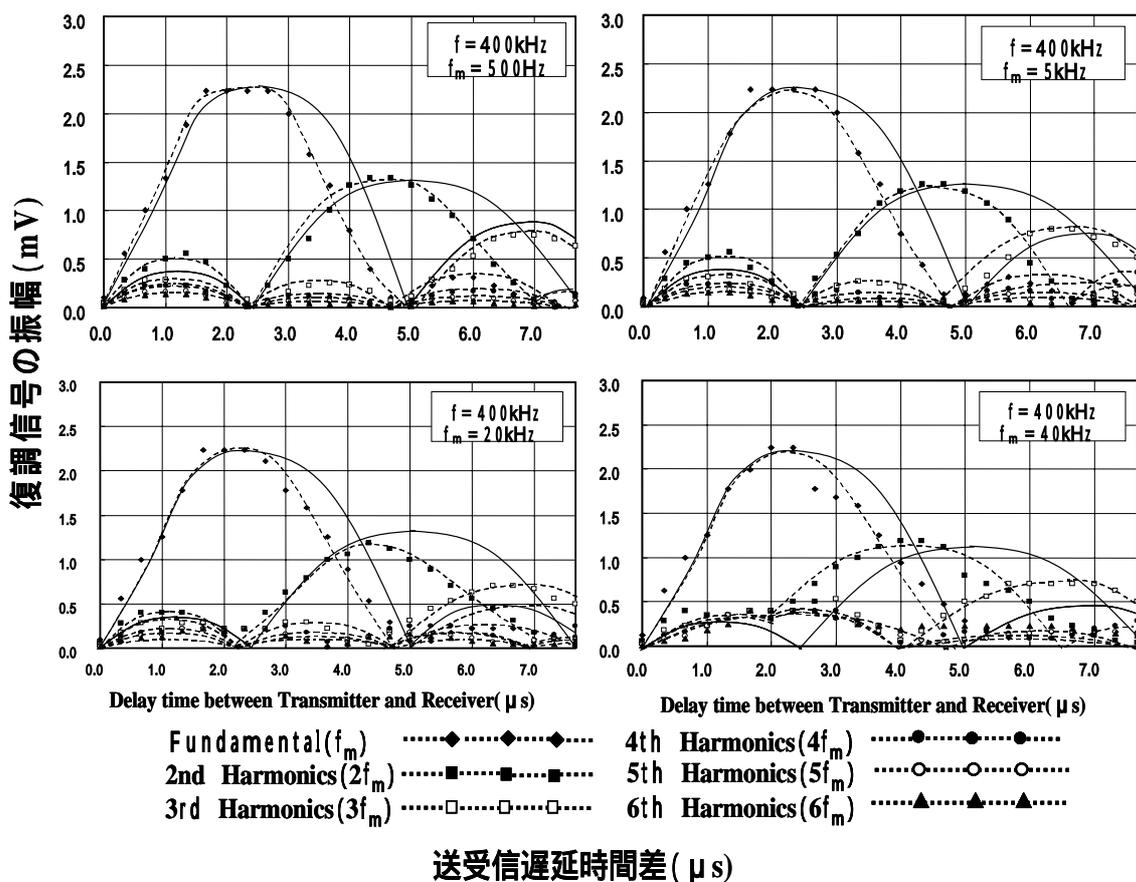


図3.15 ベースバンド信号の周波数スペクトラムと遅延時間の関係  
(パラメータ : 変調周波数  $f_m$ )

### 3.2.4 考察

1) 本章では、変調波として鋸歯状波を採用し解析をすすめた。距離分解能は、組織が浅い位置にある場合、FM-CW 波の周波数偏移に反比例し、また、この関係はパルス方式の距離分解能と必要な信号帯域との関係とも一致した。したがって、解析結果は超音波 FM-CW 距離測定方式の物理現象を正しく表現していると判断した。

2) 本研究では、不確定要素をできるだけ排除するために、解析、実験とも、生体内の超音波伝搬時に生じる減衰の周波数依存性を考慮せずに実施した。減衰の周波数依存性を考慮した実験は、生体を用いた実験で、最終的に検証する予定である。

3) 本研究による実験は、送受信時間差として最大でも  $7 \mu\text{s}$  までしか確保できなかった。この理由は、遅延量が大きな電気遅延線が、簡単に入手できなかったからである。実際の超音波診断装置における送受信時間差は数  $10 \mu\text{s}$  から  $200 \mu\text{s}$  以上に達する。計算結果からは、組織までの往復の伝搬時間が変調周波数の  $1/2$  の周期に近づくにつれて、分解能が急激に劣化することが解析から予測される。この影響については、3.3 節の超音波を用いた実験で検証する。また、最終的には、生体組織を対象とした超音波 B モード画像実験により確認の予定である。

4) 超音波断層像の分解能を向上させるためには、サイドローブの低減が不可欠である。この課題については、3.3 節で述べる解析の結果を反映させ、距離分解能を向上させてゆく予定である。

5) 生体組織としては、固定した組織を測定対象とした。組織の移動により受信信号がドップラーシフトを受けた場合の影響について、本章では触れていない。ドップラーシフトの影響と速度計測の可能性については、次章で報告する実験結果と合わせ、4 章の速度計測の一環として研究を進める予定である。

### 3.3 対称三角波を用いた超音波 FM-CW 距離計測

#### 3.3.1 対称三角波を用いた超音波 FM-CW 距離計測の特徴

前章では、変調波として鋸歯状波を用いた場合の生体内組織距離測定については、受信信号の解析と基礎実験によりその可能性を見出した〔3-7〕,〔3-8〕.しかし、目標が移動している場合に、受信信号にはドップラーシフトが重畳する．周波数スペクトラム上で、これら位置および速度情報を分離して測定することは容易ではない．

一方、変調波として対称三角波を用いると、2.2.1 節で説明したように、周波数増加・減少の対称性を利用して、受信信号に含まれる距離と速度情報を同時に測定できる．また、速度計測の上限が変調波の繰り返し周波数に制限されないという特長がある．このため、衝突防止レーダの大半には、対称三角波が用いられている〔3-9〕,〔3-10〕.

変調波として対称三角波を用いた FM-CW 超音波距離計測システムの基本構成を図 3.16 に示す．送受信信号の周波数変化を、図 3.17 (A), (B) に示す（この図は、図 2.4 の、FM-CW レーダの場合と全く同じである）.この周波数差  $f_b$  は目標までの距離に比例するので、周波数差を測定することにより距離を求めることができる．目標が移動している場合は、図 3.17 (C), (D) に示すように、送受信周波数差にドップラー周波数が重畳されるので、周波数差は、送信波の時間帯により以下の式で表現される〔3-9〕.

$$f_{b1} = f_b + f_d \quad (\text{周波数が増加している時間帯}) \quad (3.29)$$

$$f_{b2} = f_b - f_d \quad (\text{周波数が減少している時間帯}) \quad (3.30)$$

位置と速度に相当する周波数は、以下の演算により求めることができる．

$$f_b = (f_{b1} + f_{b2}) / 2 \quad (\text{位置情報に相当}) \quad (3.31)$$

$$f_d = (f_{b1} - f_{b2}) / 2 \quad (\text{速度情報に相当}) \quad (3.32)$$

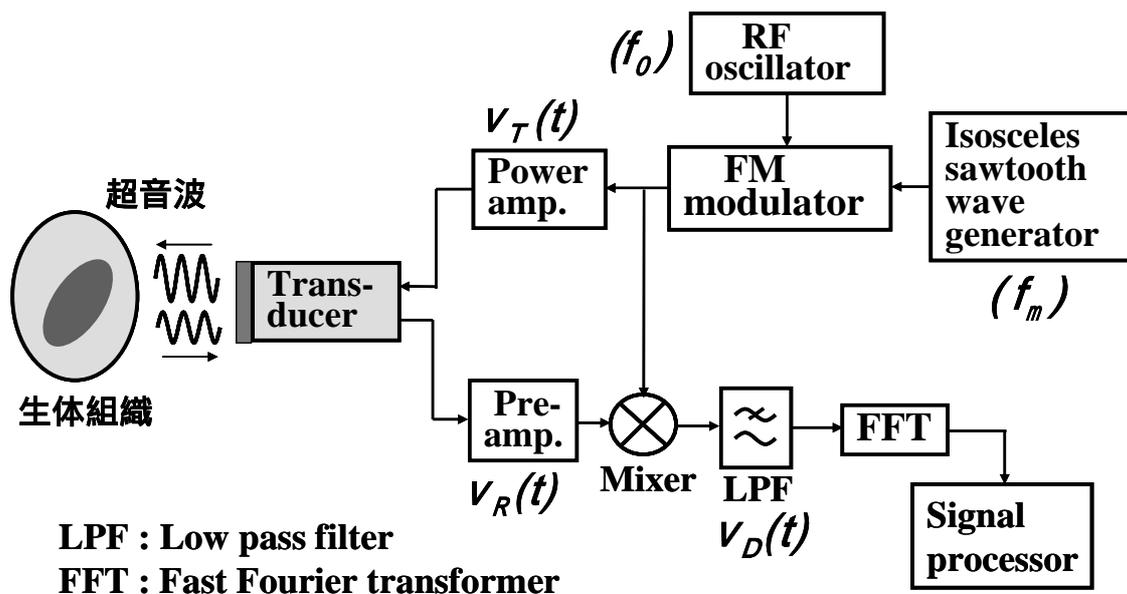


図 3.16 対称三角波を用いた超音波FMCW距離計測システムの構成

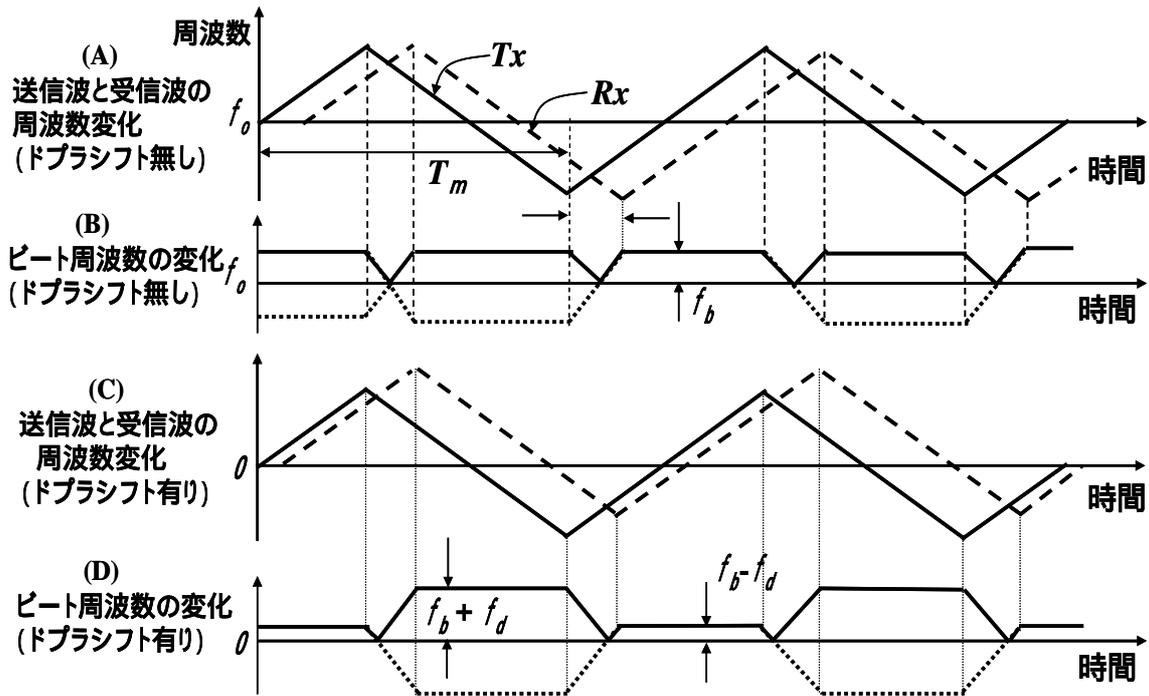


図 3.17 送受信信号の瞬時位相と瞬時周波数

FM-CW レーダを超音波断層像構築に応用する場合は、衝突防止レーダと異なり、図 1.3、図 2.7 に表現されているように、目標が近距離から遠距離まで広く散在する。目標が遠距離に存在する場合は、対称三角波といえども、距離と速度の情報を持ったビート成分が減少する。さらに、距離と速度に関係無く変動するビート周波数成分が支配的となるので、測定精度の劣化が予想される。したがって、超音波断層像構築にあたっては、距離分解能の深さ依存性を定量的に把握することが重要な課題となる。次節では、対称三角波を用いた超音波 FM-CW システムの距離分解能の深さ依存性について、解析した結果を述べる。

### 3.3.2 超音波 FM-CW 送受信波の解析

#### 1) FM-CW 送受信波の表現

本システムでは、対称三角波により周波数変調した超音波 FM-CW 波を生体内に送受信する。この信号の特性を決定しているのは  $F(t)$  である。 $F(t)$  を一般的に変調波の瞬時位相変化として代表させれば、対称三角波の場合でも、FMCW 送信波  $v_T(t)$  は、(3.33) 式で表現される [3-1], [3-2], [3-10]。

$$v_T(t) = A \sin[\omega_0 t + \Delta \omega F(t)] \quad (3.33)$$

$\omega_0$  は超音波の周波数、 $\Delta \omega$  は周波数変調時の周波数偏移、 $F(t)$  は瞬時位相変化である。 $v_T(t)$  の瞬時周波数  $f_i(t)$  を次式で表現する。この表現も、鋸歯状波の場合と同様である。

$$f_i(t) = \omega_0 + \Delta \omega \frac{dF(t)}{dt}$$

FMCW 受信波は、生体内往復の減衰率を  $\alpha$  と仮定し、(3.34) 式で表現される。

$$v_R(t) = A\alpha \sin[(\omega_0 + \omega_d)t + \phi_0 + \Delta\omega F(t - \tau)] \quad (3.34)$$

ここで、 $\omega_d$  はドップラ - 周波数、 $\tau$  は生体内を往復する超音波の遅延時間であり、鋸歯状波の場合と同様である。

$$\tau = \frac{2l}{c}$$

送信波と受信波を乗算してベースバンド信号を得る過程も、鋸歯状波の場合と全く同様である。図 3.15 のミキサ出力における信号  $v_D(t)$  は、次式で表現される〔3-7〕。

$$\begin{aligned} v_D(t) &= v_T(t) \times v_R(t) = \alpha A^2 \sin[(\omega_0 t + \Delta\omega F(t))] \times \sin[(\omega_0 + \omega_d)t + \phi_0 + \Delta\omega F(t - \tau)] \\ &= \frac{\alpha A^2}{2} \cos[-\omega_d t - \phi_0 + \Delta\omega F(t) - \Delta\omega F(t - \tau)] - \frac{\alpha A^2}{2} \cos[(2\omega_0 + \omega_d)t + \phi_0 + \Delta\omega(t) + \Delta\omega F(t - \tau)] \end{aligned}$$

この信号を低域濾波器 (LPF) に通し、 $2\omega_0$  の周波数成分を除去すると、LPF 出力信号  $v_d(t)$  として次式を得る。今後、 $v_d(t)$  をベースバンド信号と呼ぶ。

$$\begin{aligned} v_d(t) &\equiv [v_D(t)]_{LPF} = \frac{\alpha A^2}{2} \cos[\omega_d t + \phi_0 - \Delta\omega F(t) + \Delta\omega F(t - \tau)] \\ &= \frac{\alpha A^2}{2} \cos(\omega_d t + \phi_0) \cdot \cos\Delta\omega[F(t) - F(t - \tau)] + \frac{\alpha A^2}{2} \sin(\omega_d t + \phi_0) \cdot \sin\Delta\omega[F(t) - F(t - \tau)] \end{aligned} \quad (3.35)$$

$F(t)$  は周期  $T_m$  の周期関数であるから、 $F(t) - F(t - \tau)$  も周期  $T_m$  の周期関数となる。

$$F(t) = F(t + T_m)$$

今後、(3.35)式の  $A^2/2$  は省略し、以下の、(3.36)式を基本にして解析を進める。

$$v_d(t) = \cos(\omega_d t + \phi_0) \cdot \cos\Delta\omega[F(t) - F(t - \tau)] + \sin(\omega_d t + \phi_0) \cdot \sin\Delta\omega[F(t) - F(t - \tau)] \quad (3.36)$$

## 2) ベースバンド信号の瞬時位相関数 $F(t) - F(t - \tau)$

変調波形  $f_i(t)$  を下式で表現する。この波形は、対称三角波そのものを、時間関数として表現したものである。

$$f_i(t) = (-1)^n \left( \frac{2t}{T_m} - n \right), \quad \frac{2n-1}{4} T_m \leq t \leq \frac{2n+1}{4} T_m \quad n=0, 1, 2, 3, \dots \quad (3.37)$$

ここで、 $T_m$  は対称三角波の周期、 $n$  は繰り返し数 (整数) である。送信波  $v_T(t)$  を図 3.18(A) に、瞬時周波数変化  $f_i(t)$  を図 3.18(B) の実線に示す。

受信波の瞬時周波数変化は、(3.37)式を送受信間の時間差  $\tau$  だけ遅延させ、(3.38)式により表現する (図 3.18(B) の点線)。

$$f_i(t - \tau) = (-1)^n \left\{ \frac{2(t - \tau)}{T_m} - n \right\}, \quad \frac{2n-1}{4} T_m \leq t \leq \frac{2n+1}{4} T_m, \quad n=0, 1, 2, 3, \dots \quad (3.38)$$

送信波の瞬時位相は、(3.37)式を積分し、下式で表現する (図 3.18(C) の実線)。

$$F(t) = \int_0^t f_i(t) dt = (-1)^n \int_0^t \frac{2t - nT_m}{T_m} dt = (-1)^n \left( \frac{t^2}{T_m} - nt \right) - \frac{T_m}{8}$$

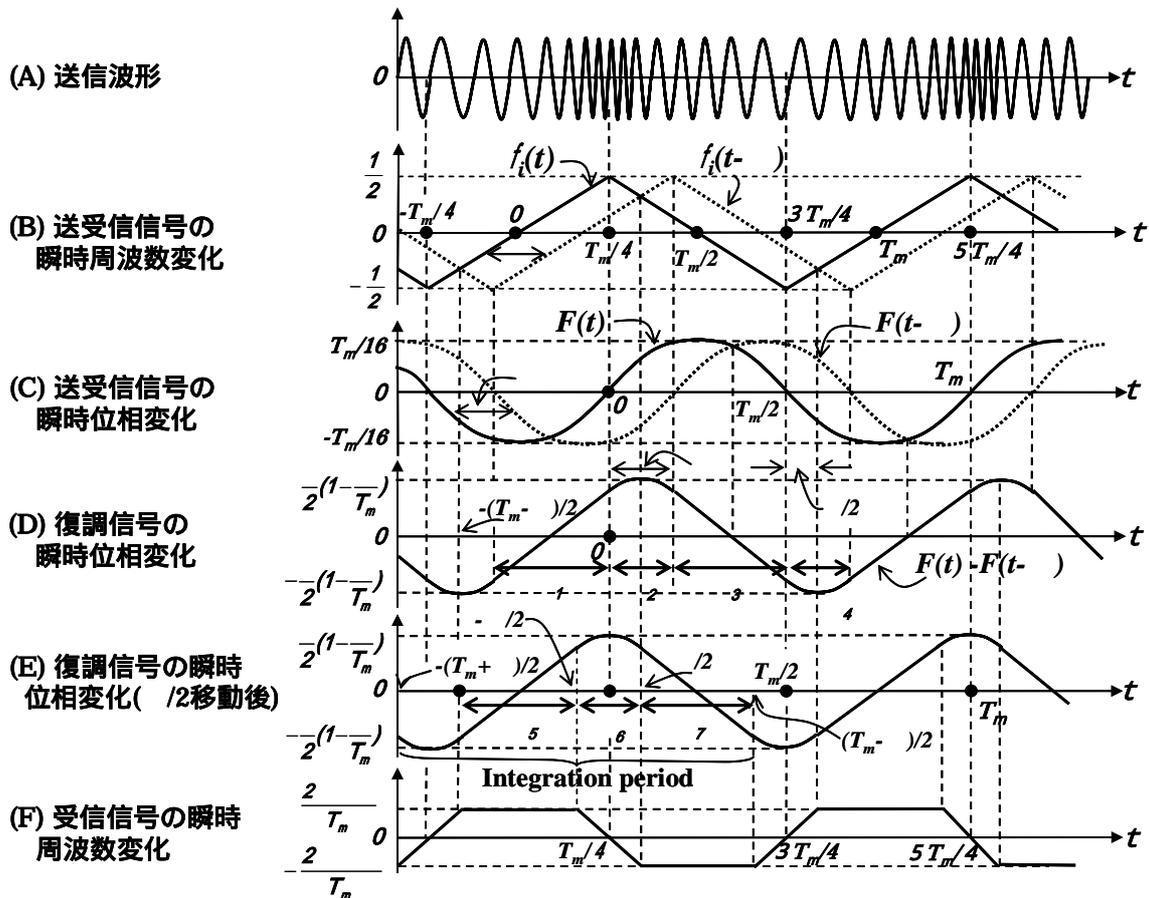


図3.18 送受信信号の瞬時位相と瞬時周波数

受信波の瞬時位相は、 $F(t)$  を  $\tau$ だけ平行移動させ、(3.39)式のように表現できる（図3.18(C)の点線）。

$$F(t - \tau) = \frac{(t - \tau - nT_m)^2}{2T_m} - \frac{T_m}{8} \quad (3.39)$$

$v_d(t)$ の瞬時位相  $F(t) - F(t - \tau)$  は、図3.18(C)の実線と点線の差として図3.18(D)のように表現できる。

$v_d(t)$ の瞬時位相を求めるには、まず、 $n=0, 1$ の場合について4つの区間の  $F(t) - F(t - \tau)$ 、すなわち  $\Phi_1(t)$ 、 $\Phi_2(t)$ 、 $\Phi_3(t)$ および  $\Phi_4(t)$ を計算し、その結果を全体の  $F(t) - F(t - \tau)$ とする。

第1の区間  $T_m/4 + \tau < t < T_m/4$  では、

$$\Phi_1(t) = F(t) - F(t - \tau) = \frac{\tau}{T_m}(2t - \tau)$$

第2の区間  $T_m/4 < t < T_m/4 + \tau$  では、

$$\Phi_2(t) = F(t) - F(t - \tau) = -\frac{2}{T_m} \left\{ t - \frac{1}{2} \left( \tau + \frac{T_m}{2} \right) \right\}^2 + \frac{\tau}{2} - \frac{\tau^2}{2T_m}$$

第3の区間  $T_m/4 + \tau < t < 3T_m/4$  では、

$$\Phi_3(t) = F(t) - F(t - \tau) = -\frac{2\tau}{T_m}t + \frac{\tau}{T_m}(\tau + T_m)$$

最後に、第4の区間  $3T_m/4 < t < 3T_m/4 + \tau$  では、

$$\Phi_4(t) = F(t) - F(t - \tau) = \frac{2}{T_m} \left\{ t - \left( \frac{\tau}{2} + \frac{3T_m}{4} \right) \right\}^2 + \frac{\tau^2}{2T_m} - \frac{\tau}{2}$$

図 3.18(D)は、 $\Phi_1(t) + \Phi_2(t) + \Phi_3(t) + \Phi_4(t)$  をまとめて表現したものである。今後の解析を簡単にするために、関数の時間軸を  $T_m/2$  だけ負の方向に移動する。この移動により、 $F(t) - F(t - \tau)$  は時間に関する奇関数になる(図 3.18(E)参照)。なお、図 3.18(E)で表現される  $F(t) - F(t - \tau)$  を時間について微分すると、図 2.7、図 3.17 と類似の瞬時周波数変化を得ることができる(図 3.18(F))。

### 3) ベースバンド信号のフーリエ級数展開

本節では、(3.36)式で表現される  $v_d(t)$  の瞬時位相変化  $F(t) - F(t - \tau)$  をフーリエ級数で表現する〔3-4〕。

$\cos \Delta\omega [F(t) - F(t - \tau)]$  は、周期  $T_m$  の周期関数であるから、フーリエ級数により以下のように展開できる。

$$\cos \Delta\omega [F(t) - F(t - \tau)] = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_m t) + b_n \sin(n\omega_m t)] \quad \omega_m = \frac{2\pi}{T_m} \quad (3-40)$$

(3-40) 式の係数  $a_n$  と  $b_n$  は、以下の積分により求められる。

$$a_n = \frac{2}{T_m} \int_{\frac{T_m}{2}}^{\frac{T_m}{2}} \cos \Delta\omega [F(t) - F(t - \tau)] \cos(n\omega_m t) dt \quad n=0, 1, 2, 3, \dots \quad (3-41)$$

$$b_n = \frac{2}{T_m} \int_{-\frac{T_m}{2}}^{\frac{T_m}{2}} \cos \Delta\omega [F(t) - F(t - \tau)] \sin(n\omega_m t) dt \quad n=1, 2, 3, \dots \quad (3-42)$$

(3.41)式の積分内の第1項および第2項は偶関数であるから、 $a_n$  として次式を得る。

$$a_n = \frac{4}{T_m} \int_0^{\frac{T_m}{2}} \cos \Delta\omega [F(t) - F(t - \tau)] \cos(n\omega_m t) dt \quad n=0, 1, 2, 3, \dots \quad (3-43)$$

(3.42)式の積分内の第1項は偶関数であり、第2項は奇関数であるから、 $b_n = 0$  となる。 $\sin \Delta\omega [F(t) - F(t - \tau)]$  も周期  $T_m$  の周期関数であるから、(3.40)式と同様に、フーリエ級数に展開できる。係数である  $c_n$  と  $d_n$  は、下式により求めることができる。

$$\sin \Delta\omega [F(t) - F(t - \tau)] = \frac{c_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (c_n \cos n\omega_m t + d_n \sin n\omega_m t) \quad (3-44)$$

$$c_n = \frac{2}{T_m} \int_{\frac{T_m}{2}}^{\frac{T_m}{2}} \sin \Delta\omega [F(t) - F(t - \tau)] \cos(n\omega_m t) dt \quad n=0, 1, 2, 3, \dots \quad (3-45)$$

$$d_n = \frac{2}{T_m} \int_{-\frac{T_m}{2}}^{\frac{T_m}{2}} \sin \Delta\omega [F(t) - F(t - \tau)] \sin(n\omega_m t) dt \quad n=1, 2, 3, \dots \quad (3-46)$$

(3.45)式の積分内の第1項は奇関数、第2項は偶関数であるから、 $c_n = 0$  となる。(3-46)

式の積分内の第1項, 第2項ともに奇関数であるから,  $d_n$ として次式を得る.

$$d_n = \frac{4}{T_m} \int_0^{\frac{T_m}{2}} \sin \Delta \omega [F(t) - F(t - \tau)] \cdot \sin(n \omega_m t) dt \quad (3-47)$$

#### 4) フーリエ係数の算出

最初に, (3-43)式の  $a_n$ を用い,  $\cos \Delta \omega [F(t) - F(t - \tau)]$ のフーリエ級数を求める.  
 $F(t) - F(t - \tau)$ は, 図 3.18(E)により表現される周期関数で, また奇関数である. 範囲を  
 $0 \sim T_m/4 - \tau/2$ ,  $T_m/4 - \tau/2 \sim T_m/4 + \tau/2$ ,  $T_m/4 + \tau/2 \sim T_m/2$  に区分して計算して  
 その結果をそれぞれ  $a_{n1}$ ,  $a_{n2}$ ,  $a_{n3}$ とし, 最後に, これらを合計して  $a_n$ とする.  
 まず,  $\Phi_5(t)$ に該当する  $0 \sim T_m/4 - \tau/2$ の区間では,

$$a_{n1} = \frac{4}{T_m} \int_0^{\frac{T_m - \tau}{4}} \cos(\Delta \omega \cdot \frac{2\tau}{T_m} t) \cos(n \omega_m t) dt = \frac{\sin \frac{(\Delta \omega \tau + n\pi)(T_m - 2\tau)}{2T_m}}{\Delta \omega \tau + n\pi} + \frac{\sin \frac{(\Delta \omega \tau - n\pi)(T_m - 2\tau)}{2T_m}}{\Delta \omega \tau - n\pi}$$

次に,  $\Phi_6(t)$ に該当する  $T_m/4 - \tau/2 \sim T_m/4 + \tau/2$ の区間では,

$$a_{n2} = \frac{4}{T_m} \int_{\frac{T_m - \tau}{4}}^{\frac{T_m + \tau}{4}} \cos \Delta \omega \left\{ -\frac{2}{T_m} \left( t - \frac{T_m}{4} \right)^2 + \frac{\tau}{2} - \frac{\tau^2}{2T_m} \right\} \cos(n \omega_m t) dt$$

$\Phi_7(t)$ に該当する  $T_m/4 + \tau/2 \sim T_m/2$ の区間では,

$$\begin{aligned} a_{n3} &= \frac{4}{T_m} \int_{\frac{T_m + \tau}{4}}^{\frac{T_m}{2}} \cos \Delta \omega \left( -\frac{2\tau}{T_m} t + \tau \right) \cos(n \omega_m t) dt \\ &= \frac{\sin \left\{ \frac{\Delta \omega \tau - n\pi}{2} - \frac{\tau(\Delta \omega \tau + n\pi)}{T_m} \right\}}{\Delta \omega \tau + n\pi} + \frac{\sin \left\{ \frac{\Delta \omega \tau + n\pi}{2} - \frac{\tau(\Delta \omega \tau - n\pi)}{T_m} \right\}}{\Delta \omega \tau - n\pi} \end{aligned}$$

次に, (3-46)式の  $d_n$ を用い,  $\sin \Delta \omega [F(t) - F(t - \tau)]$ のフーリエ級数を求める.  $a_n$ と同様の積分範囲について, それぞれ  $d_{n1}$ ,  $d_{n2}$ ,  $d_{n3}$ を求め, 最後に, これらを合計して  $d_n$ とする.

まず,  $0 \sim T_m/4 - \tau/2$ の区間では,

$$d_{n1} = \frac{4}{T_m} \int_0^{\frac{T_m - \tau}{4}} \sin(\Delta \omega \cdot \frac{2\tau}{T_m} t) \sin(n \omega_m t) dt = -\frac{\sin \frac{(\Delta \omega \tau + n\pi)(T_m - 2\tau)}{2T_m}}{\Delta \omega \tau + n\pi} + \frac{\sin \frac{(\Delta \omega \tau - n\pi)(T_m - 2\tau)}{2T_m}}{\Delta \omega \tau - n\pi}$$

$T_m/4 - \tau/2 \sim T_m/4 + \tau/2$ の区間では,

$$d_{n2} = \frac{4}{T_m} \int_{\frac{T_m - \tau}{4}}^{\frac{T_m + \tau}{4}} \sin \Delta \omega \left\{ -\frac{2}{T_m} \left( t - \frac{T_m}{4} \right)^2 + \frac{\tau}{2} - \frac{\tau^2}{2T_m} \right\} \sin(n \omega_m t) dt$$

次に,  $T_m/4 + \tau/2 \sim T_m/2$ の区間では,

$$d_{n3} = \frac{4}{T_m} \int_{\frac{T_m}{4} + \frac{\tau}{2}}^{\frac{T_m}{2}} \sin \Delta\omega \left( -\frac{2\tau}{T_m} t + \tau \right) \sin(n\omega_m t) dt$$

$$= \frac{\sin \left\{ \frac{\Delta\omega\tau - n\pi}{2} - \frac{\tau(\Delta\omega\tau + n\pi)}{T_m} \right\}}{\Delta\omega\tau + n\pi} - \frac{\sin \left\{ \frac{\Delta\omega\tau + n\pi}{2} - \frac{\tau(\Delta\omega\tau - n\pi)}{T_m} \right\}}{\Delta\omega\tau - n\pi}$$

測定対象を浅部の組織に限定すると,  $T_m \gg$  という条件を  $a_{n1}, a_{n2}, a_{n3}, d_{n1}, d_{n2}, d_{n3}$  に適用し,  $a_n, d_n$  として次式を得る.

$$a_n \approx a_{01} + a_{03} \approx \frac{\sin \frac{\Delta\omega\tau + n\pi}{2}}{\Delta\omega\tau + n\pi} + \frac{\sin \frac{\Delta\omega\tau - n\pi}{2}}{\Delta\omega\tau - n\pi} + \frac{\sin \frac{\Delta\omega\tau - n\pi}{2}}{\Delta\omega\tau + n\pi} + \frac{\sin \frac{\Delta\omega\tau + n\pi}{2}}{\Delta\omega\tau - n\pi} \quad (3-48)$$

$$d_n \approx d_{01} + d_{03} \approx -\frac{\sin \frac{\Delta\omega\tau + n\pi}{2}}{\Delta\omega\tau + n\pi} + \frac{\sin \frac{\Delta\omega\tau - n\pi}{2}}{\Delta\omega\tau - n\pi} + \frac{\sin \frac{\Delta\omega\tau - n\pi}{2}}{\Delta\omega\tau + n\pi} - \frac{\sin \frac{\Delta\omega\tau + n\pi}{2}}{\Delta\omega\tau - n\pi} \quad (3-49)$$

測定対象を深部の組織に拡大すると,  $T_m \gg$  という条件が適用できない. この場合, 後述するように, 初等関数により  $a_n, d_n$  を表現することは不可能である. そこで, 距離分解能の計算では, 数値積分により  $a_n$  と  $d_n$  を求め, 分解能を算出した.

## 5) ベースバンド信号のフーリエ級数による表現

### (1) 生体組織が浅部に存在する場合

この場合は, (3-48)式, (3-49)式を(3.36)式, (3-40)式および(3.44)式に代入し, ベースバンド信号  $v_d(t)$  として(3-50)式を得る.

$$v_d(t) = \frac{\alpha}{4} \cdot \frac{\sin \frac{\Delta\omega\tau}{2}}{\frac{\Delta\omega\tau}{2}} \cos(\omega_d t + \phi_0) + \frac{\alpha}{4} \cos\{(n\omega_m + \omega_d)t + \phi_0\} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{\sin \frac{\Delta\omega\tau + n\pi}{2}}{\frac{\Delta\omega\tau + n\pi}{2}} + (-1)^n \frac{\sin \frac{\Delta\omega\tau - n\pi}{2}}{\frac{\Delta\omega\tau - n\pi}{2}} \right\}$$

$$+ \frac{\alpha}{4} \cdot \cos\{(n\omega_m - \omega_d)t - \phi_0\} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{\sin \frac{\Delta\omega\tau - n\pi}{2}}{\frac{\Delta\omega\tau - n\pi}{2}} + (-1)^n \frac{\sin \frac{\Delta\omega\tau + n\pi}{2}}{\frac{\Delta\omega\tau + n\pi}{2}} \right\} \quad (3-50)$$

(3-50)式によれば, ベースバンド信号  $v_d(t)$  の高調波成分は,  $\Delta\omega\tau = \pm n\pi$  を満足するで極大値となる. 遅延時間を正の時間に限定すれば, 極大値をとる の値は下式で与えられる.

$$\tau_0 = \frac{n\pi}{\Delta\omega} = \frac{n\pi}{2\pi\Delta f} = \frac{n}{2\Delta f} \quad (3-51)$$

組織が(3-51)式を満足する深さ ( $\tau_0$  に相当する位置) に存在する場合の周波数スペクトラムを図 3.19 に示した. 極大値となる周波数から偶数次離れた高調波成分は "0" となり, 奇数次離れた周波数には高調波電力が生じることが分かる. (3-51)式は,  $v_d(t)$  の極

大値を与える遅延時間と高調波の次数が比例関係にあることを表しており、振幅が最大となる高調波次数を測定すれば、組織の深さを求めることができる。

音線上に複数の組織が散在するときは複数の反射波が同時に受信部に入力する。この場合は、周波数時軸上で、各組織ごとに、深さに相当する周波数スペクトラムの極大値が出現する。したがって、鋸歯状波の場合と同様に、複数の組織を分離して観測することが可能となる。

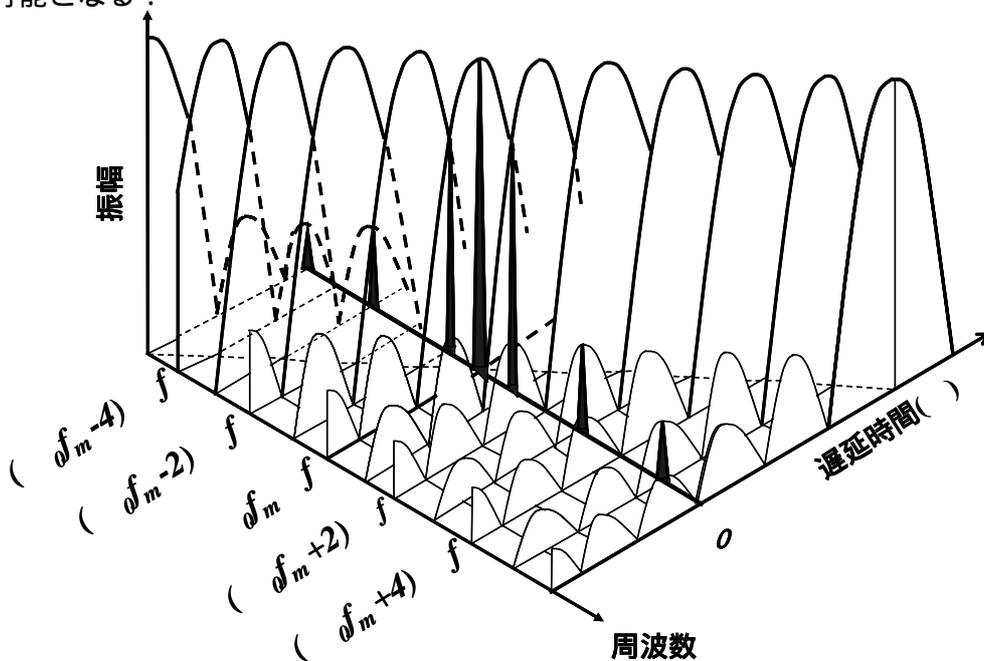


図3.19 ベースバンド信号の周波数スペクトラムと遅延時間の関係

## (2) 生体組織を浅部に限定しない場合

生体組織を浅部に限定しない場合は、フーリエ係数  $a_{n_2}$  および  $d_{n_2}$  が無視できない。しかし、これらの係数は被積分関数である三角関数が  $t^2$  の項を含んでいるので、初等関数では表現できない。変数が2乗の形をしている三角関数の定積分は、フレネル積分としてよく知られている [3-5], [3-6], [3-11]。ここでは  $a_{n_2}$ ,  $d_{n_2}$  に含まれる  $\cos$ ,  $\sin$  の項を直接数値積分することにより、それぞれの遅延時間における  $a_{n_2}$ ,  $d_{n_2}$  を求めた。この方法により計算したベースバンド信号の周波数スペクトラムの代表例を図 3.20 に示す。計算結果は、周波数スペクトラムの極大値は遅延時間に比例し、電力は遅延時間の増加とともに減少し、さらに、スペクトラム幅が広がる傾向を表している。低域側のサイドローブはメインローブとくらべ、ほぼ 20dB 低い電力を保ち、高域側のサイドローブは急激に減少する。

図 3.21 は、数値積分の結果に基づいて、ベースバンド信号の周波数スペクトラムを、  
 を変数として3次的に描いた図である。メインローブは対角線上にならび、その幅が遅延時間の増加とともに広がっている。スペクトラム幅が広がる理由は、遅延時間が大きくなるにつれて、深さに相当する一定周波数  $f_b$  の信号が継続している時間帯が短くなり、一方では、時間とともに変化する周波数成分が支配的になるためである。

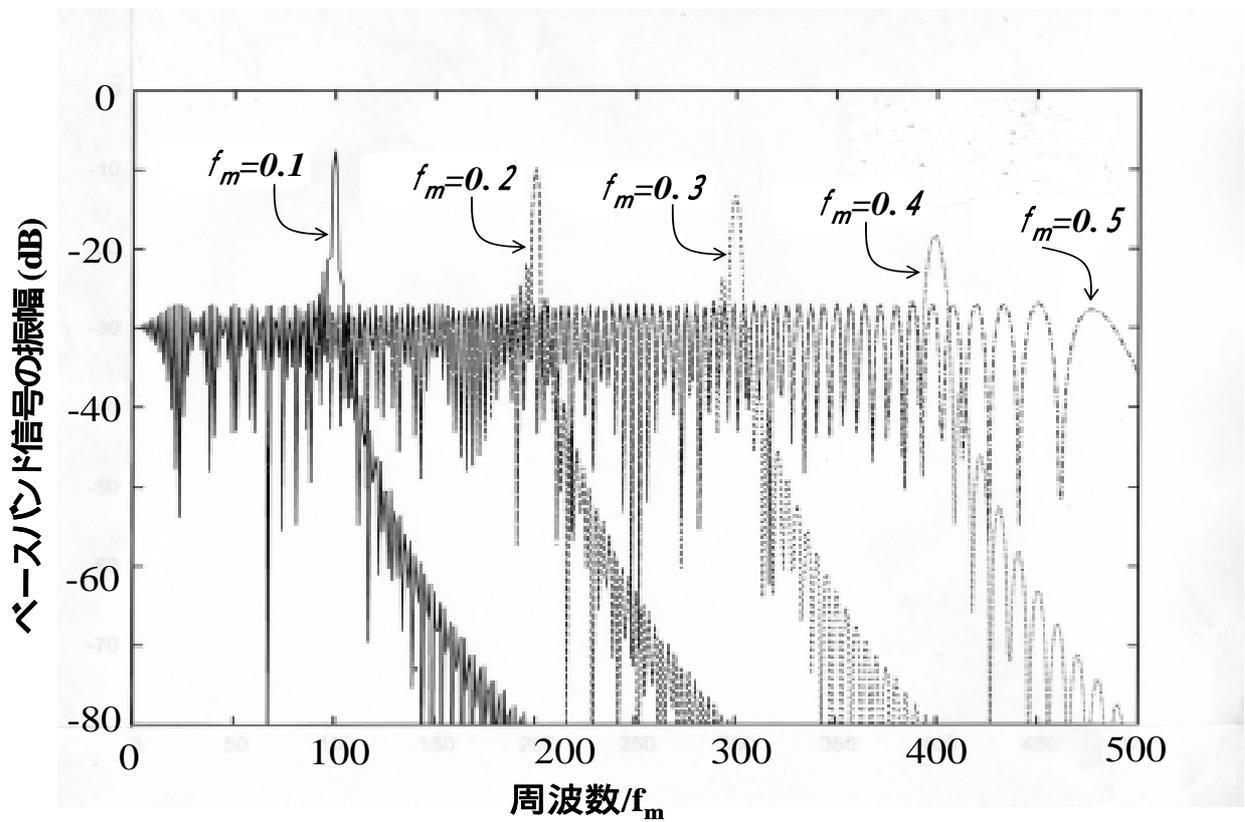


図3.20 ベースバンド信号の周波数スペクトラム(パラメータ:遅延時間)

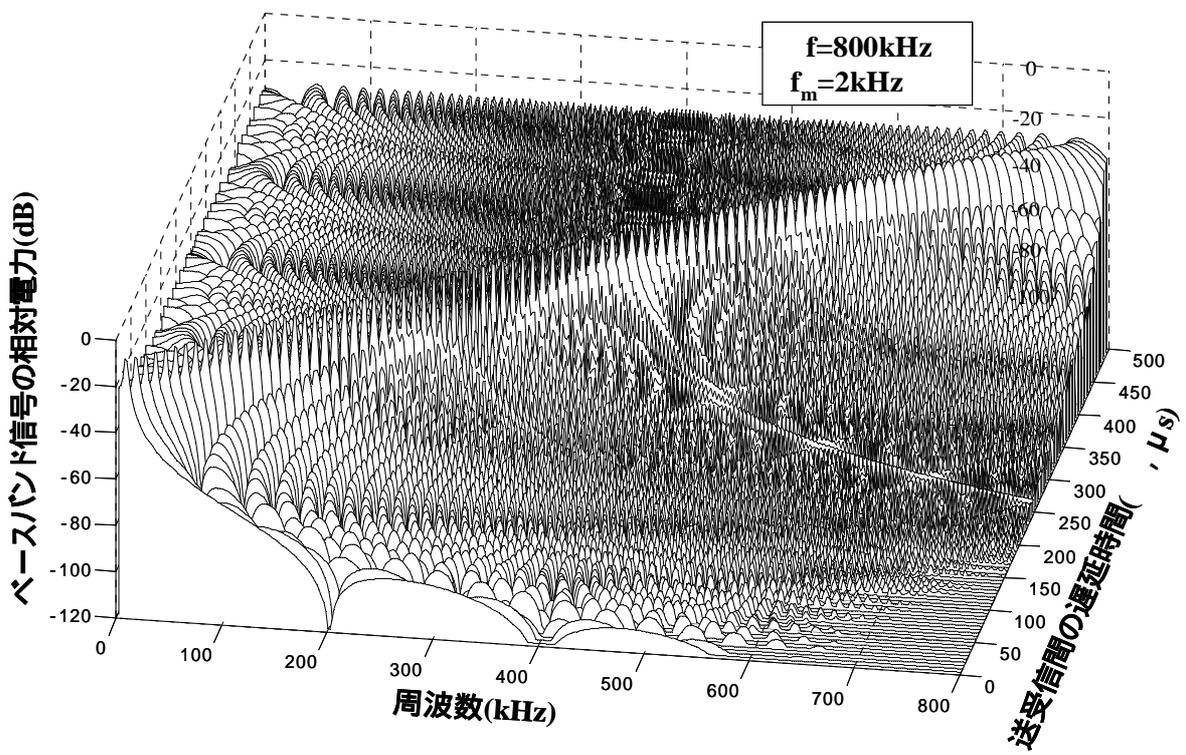


図3.21 ベースバンド信号の周波数スペクトラム遅延時間の3次元表示

### 3.3.3 距離分解能の計算による推定

計算に用いた超音波診断装置の諸元を表 3.3 に示す．これらの数値は現在実用化されている超音波診断装置のパラメータを，実現性を想定して，そのまま設定したものである．計算では，組織が深部にある場合，前節で説明したように，フーリエ係数  $a_{n_2}$  および  $d_{n_2}$  が初等関数では表現できない．そこで，数値積分により，設定した遅延時間におけるベースバンド信号振幅に相当する各高調波の  $a_{n_2}$  および  $d_{n_2}$  を計算した．

図 3.22 は，変調波周波数( $f_m$ )を 2 kHz に固定して，周波数偏移  $f$  をパラメータとした場合の距離分解能を組織の深さに対して計算した結果である．距離分解能の定義は，鋸歯状波の場合と同様である．図 3.22 から， $f$  が増加するほど距離分解能が小さくなり，変調波の繰り返し周期に相当する深さで発散することがわかる．図 3.23 は，深さに依存する SNR の劣化を反映させ，距離分解能のあいまいさを点線で表示したものである．図 3.24 は， $f$  を 500kHz および 4MHz とし， $f_m$  をパラメータとした場合の距離分解能である．図から， $f_m$  が増加するにつれて，距離分解能の劣化する深さが浅くなることわかる．これは，距離分解能が変調波の繰り返し周期に相当する深さに依存する結果であり，鋸歯状波による計算と同様の傾向を示した．

図 3.22 と図 3.23 および図 3.24 の計算結果から，変調波として対称 3 角波を用いた FMCW 方式では，パルス方式と同等で，さらに，鋸歯状波の場合 1/2 の距離分解能が得られることが明らかとなった．

表3.3 計算に用いた超音波診断装置の諸元

項 目	記号	数 値	備考
超音波周波数偏移	$f$	500kHz ~ 4MHz	P-P値
超音波中心周波数	$f_0$	特定せず	
超音波変調波		対称三角波	
超音波変調周波数	$f_m$	1kHz ~ 10kHz	
変調度		20 ~ 5000	
音速	$C$	1530m/s	

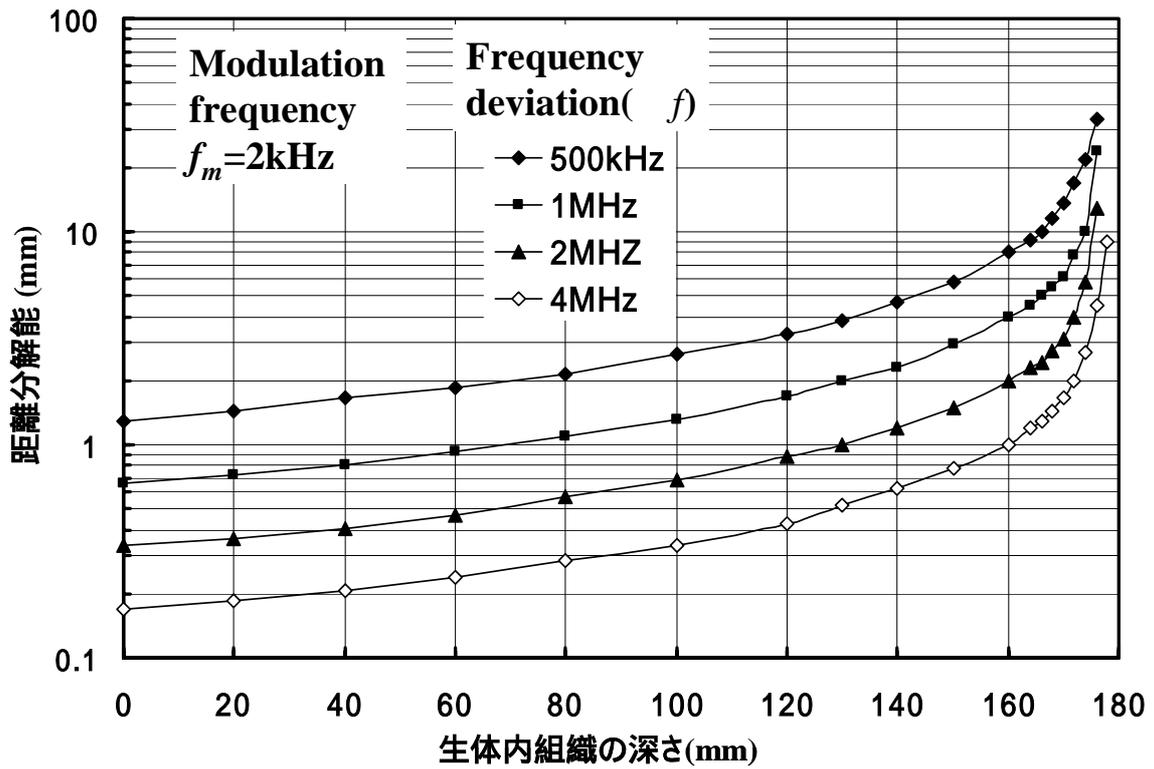


図3.22 距離分解能の遅延時間依存性(パラメータ:周波数偏移  $f$ )

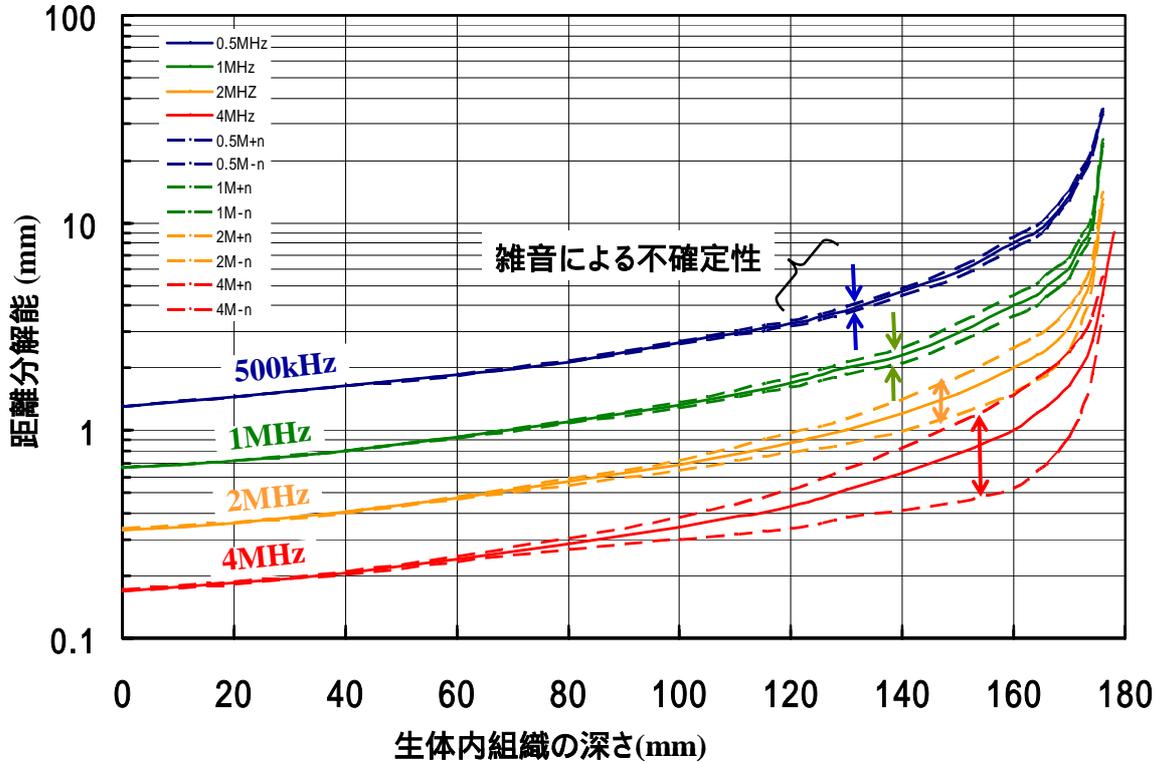


図3.23 雑音の影響による距離分解能の劣化  
(パラメータ:周波数偏移  $f$ )

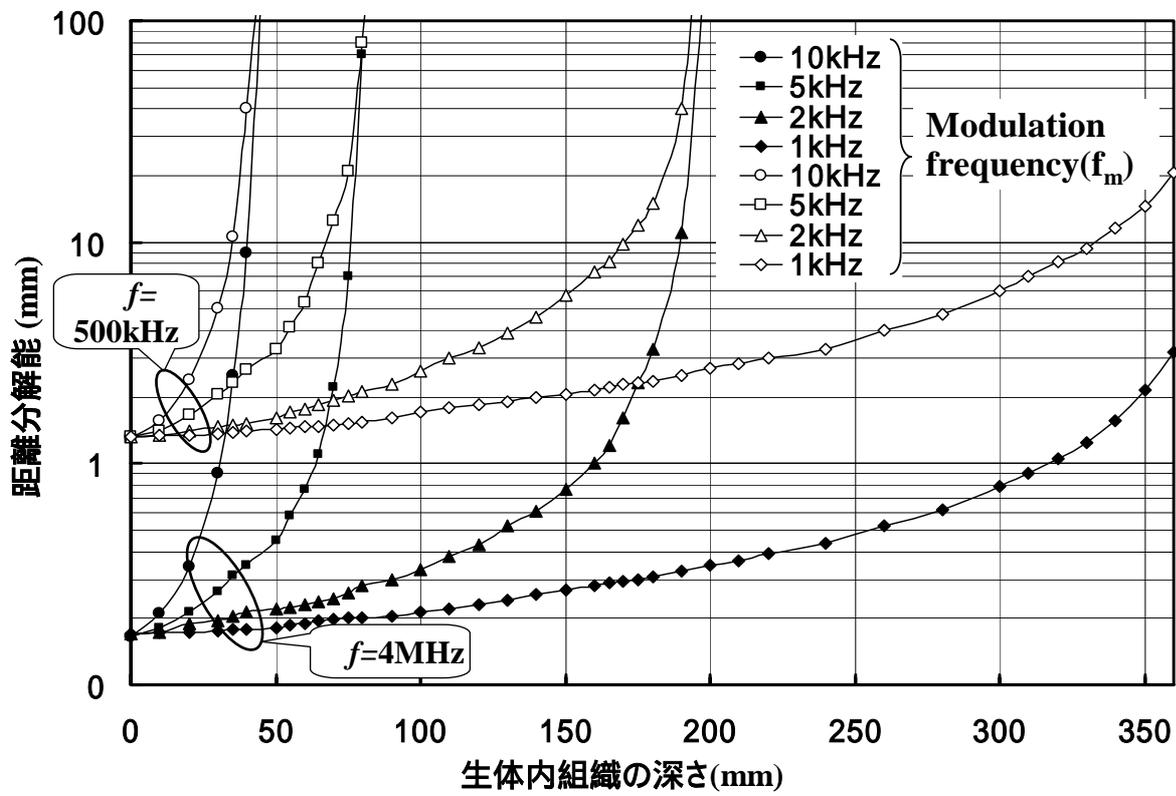


図3.24 距離分解能の遅延時間依存性(パラメータ:変調周波数 $f_m$ )

### 3.3.4 実験による検証

#### 1) 電気遅延線を用いた距離計測実験

まず、超音波探触子や組織の多重反射や周波数特性等による不確定要素を排除する目的で、超音波媒体の代わりに、LとCで構成される遅延線を用いて実験を行った。図3.25に実験系の構成を示す。構成は、鋸歯状波の場合と比較すると、変調波として鋸歯状波の代わりに対称三角波を用いている点が異なるだけで、それ以外は全く同じである。

#### (1) 送受信波の周波数スペクトラムと時間波形

送信波の周波数スペクトラムを図3.26上部に示す。スペクトラムは、搬送波周波数 $f_0$ を中心に周波数偏移 $f$ だけ左右に広がっている。下部上段はFM-CW送信波、下段は、変調波の波形である。受信部ベースバンド信号(ミキサ出力)の周波数スペクトラムと時間波形を図3.27に示す。変調周波数 $f_m$ の第2, 4高調波成分が極大値を示している。

#### (2) $\Delta f$ をパラメータとしたときのベースバンド周波数スペクトラム

図3.28は、 $f_m$ を2kHzとしたときのベースバンド信号の周波数スペクトラムを、 $\Delta f$ をパラメータとし、各遅延時間について実測した結果である。 $\Delta f$ の増加に伴い、メインローブの幅は狭くなり、また、遅延時間に比例して高調波の次数は高次に移行する。

図3.29は、振幅が極大値をとる高調波の周波数と遅延時間の関係をプロットした結果である。図から、両者は比例関係にあることがわかる。

#### (3) $f_m$ をパラメータとしたときのベースバンド周波数スペクトラム

図3.30は、 $f$ を400kHzとし、 $f_m$ をパラメータとした場合の周波数スペクトラムである。この場合は、 $f_m$ の整数倍にあらわれる高調波の周波数が変化だけで、高調波間の電圧比は変化しない。各データは $f_m$ に依存せず、計算値とも一致した。

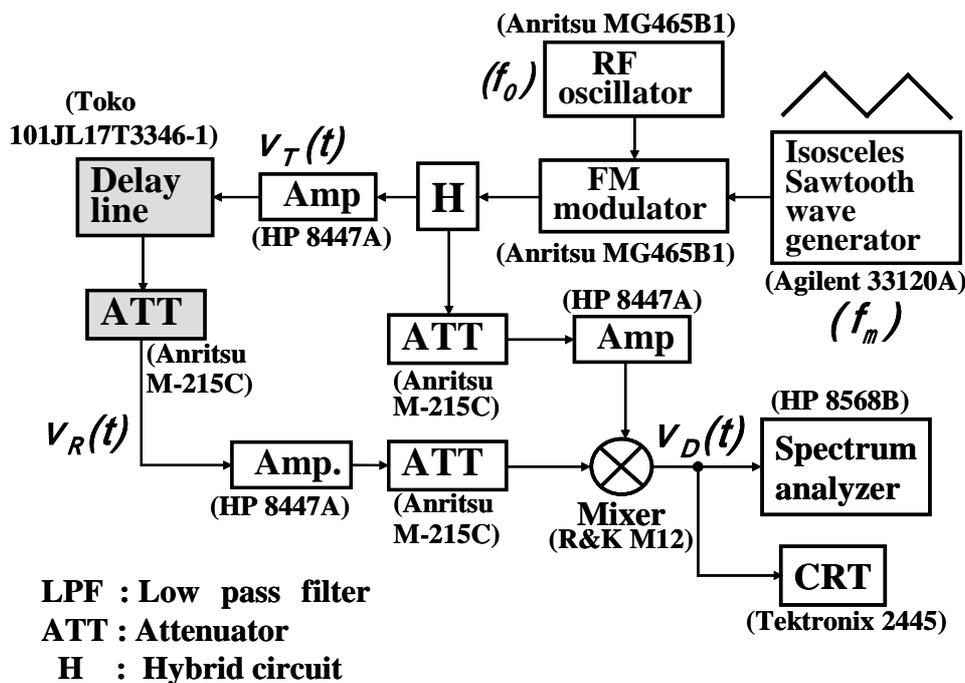


図3.25 超音波FMCW距離計測システム実験系の構成(対称三角波の場合)

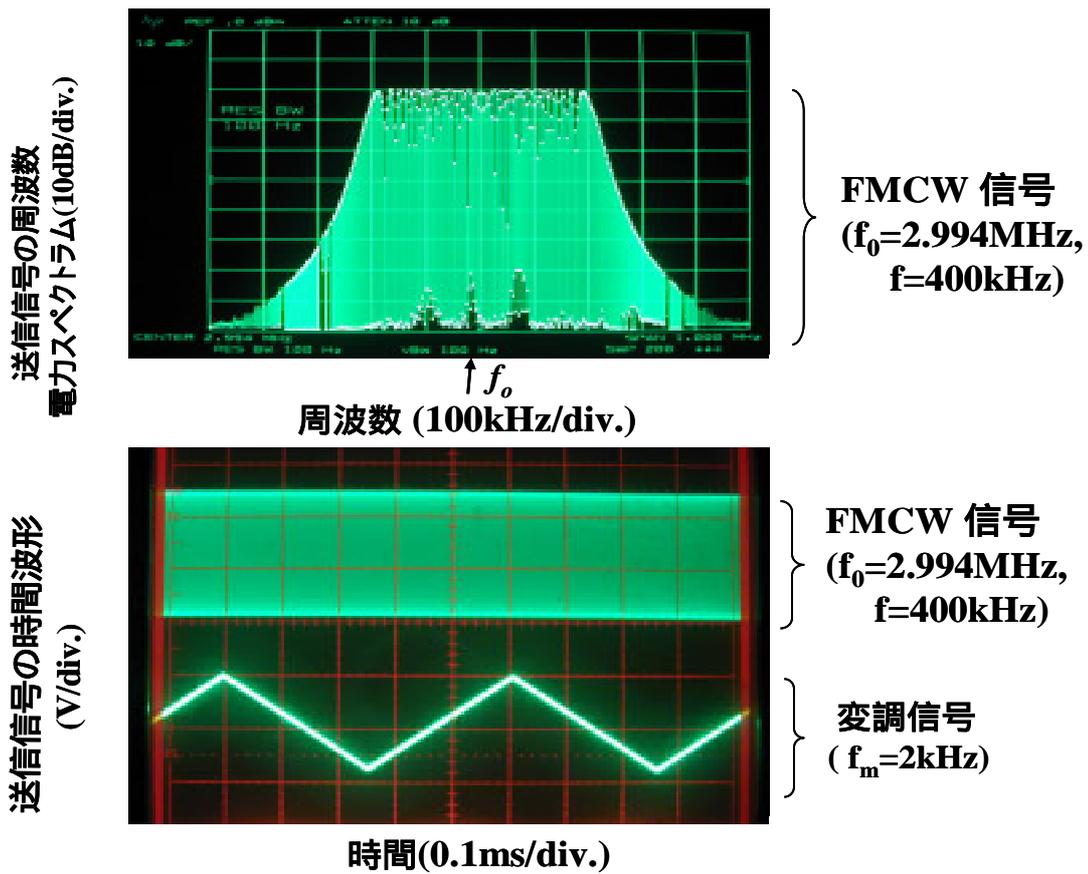


図3.26 送信波の周波数スペクトラムと時間波形(対称三角波の場合)

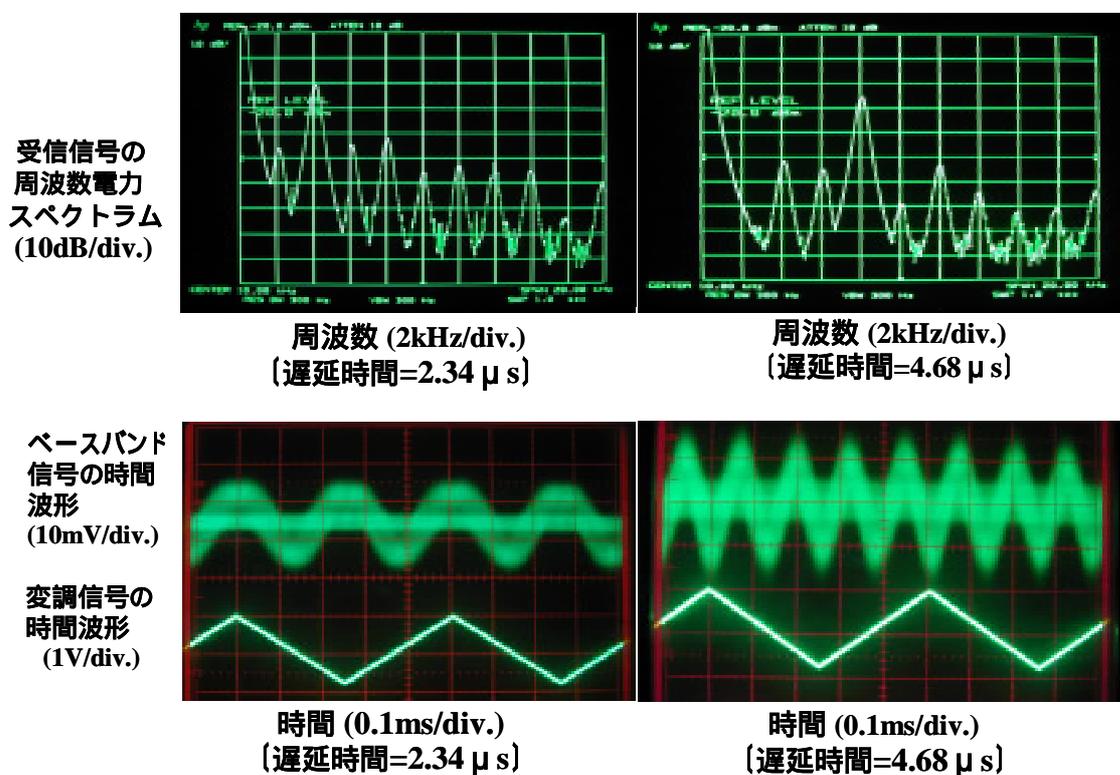


図3.27 ベースバンド信号の周波数スペクトラムと時間波形(対称三角波の場合)

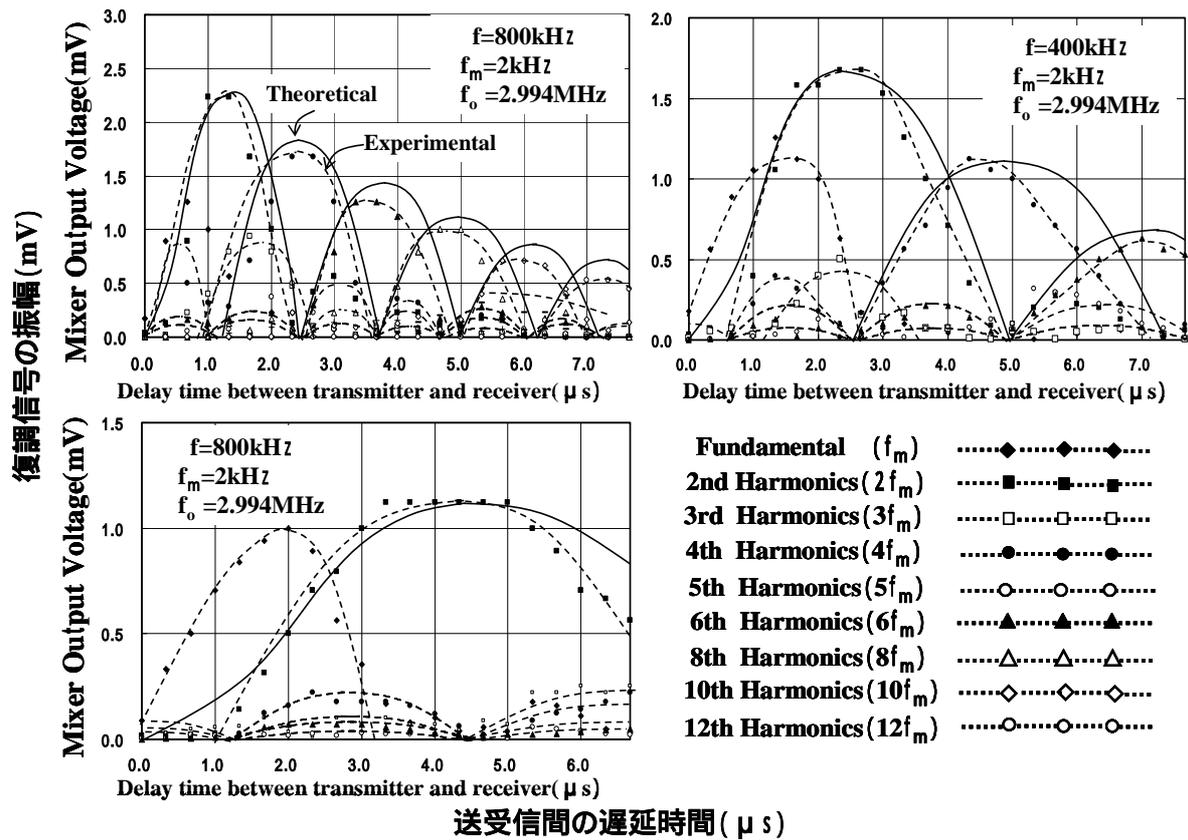


図3.28 ベースバンド信号の周波数スペクトラムと遅延時間の関係  
(パラメータ: 周波数偏移  $f$ )

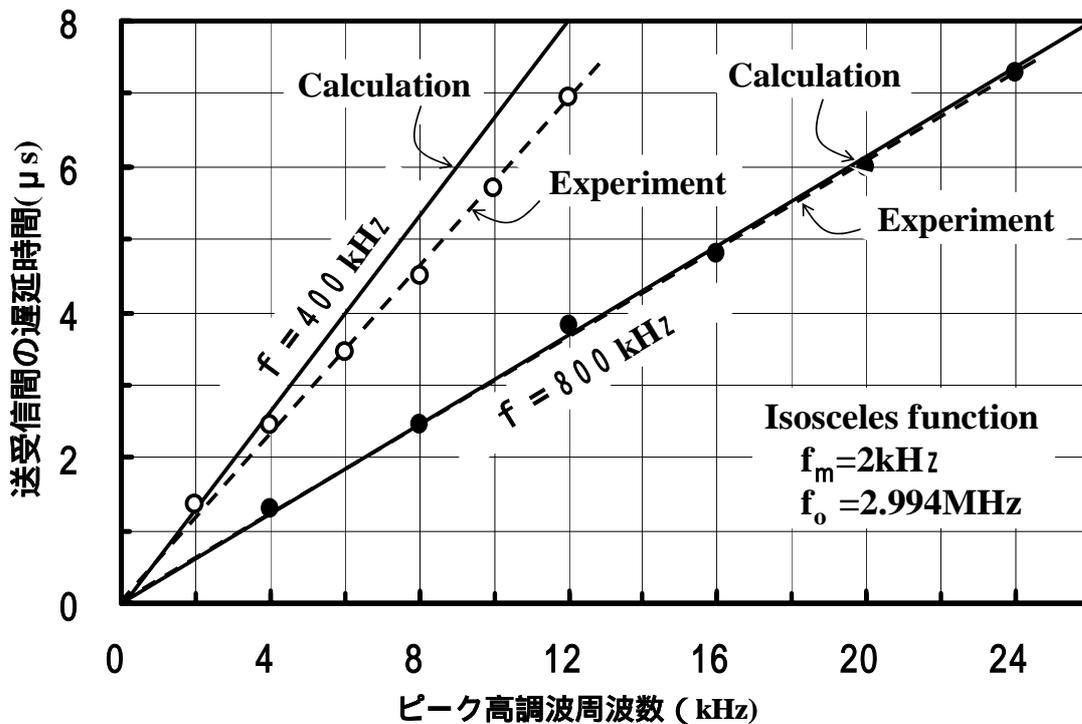


図3.29 ベースバンド信号の周波数スペクトラムと遅延時間の関係  
(パラメータ: 周波数偏移  $f$ )

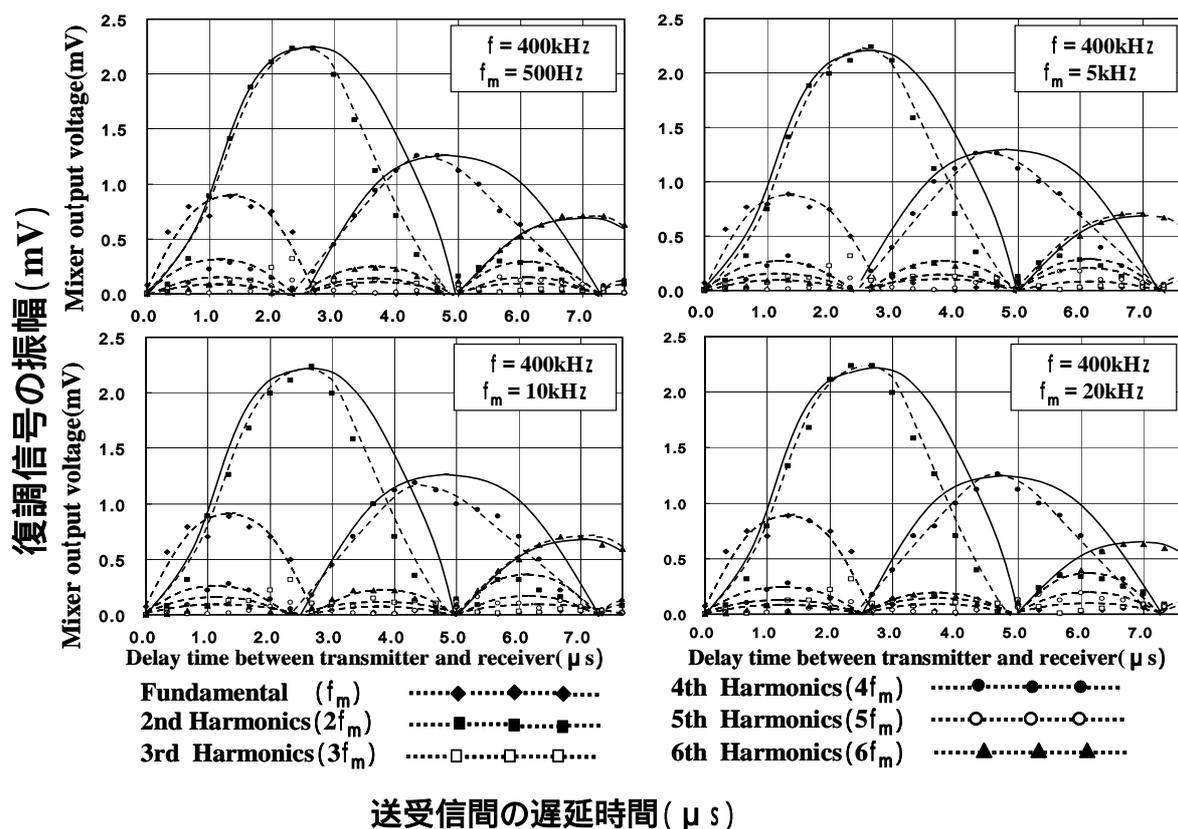


図3.30 ベースバンド信号の周波数スペクトラムと遅延時間の関係  
(パラメータ:周波数  $f_m$ )

#### (4) ベースバンド周波数スペクトラムのケーブル長依存性

(3.50)式から明らかなように、ベースバンド信号  $v_d(t)$  各高調波の振幅は、超音波の送受信位相差  $\phi_0$  に依存する。たとえば、 $\phi_0 = \pi/4$  とすると、(3.50)式の2項と3項は位相が互いに  $1/2$  シフトするので、 $v_d(t)$  としては、奇数次、あるいは偶数次の高調波成分が支配的となる。したがって、 $\phi_0$  を決定している同軸ケーブルの長さを変化して、遅延時間依存性を測定すると、奇数次、あるいは偶数次の高調波成分が強調されたベースバンド信号を得ることができると予想した。

この予測に基づき、遅延時間（同軸ケーブル長  $l$ ）を、以下のように変化させて、ベースバンド信号の遅延時間依存性を測定した。

$$l = 20\text{cm}, \quad 8.4\text{m}, \quad 15.5\text{m}$$

実験結果を図 3.31 に示す。この実験では、 $f_0 = 2.994\text{MHz}$  に設定しているので、 $l = 20\text{cm}, \quad 8.4\text{m}, \quad 15.5\text{m}$  は、それぞれ約  $0, 1/8\lambda, 1/4\lambda$  に相当する。本実験は、(3.51)式から予測される高調波の次数が、同軸ケーブルの長さによって予測の通りに変化するかを検証するために実施したものである。

図 3.31(A)と (C) は、2項と3項の位相が互いに  $1/2$  異なっている場合を想定した実験結果である。(A)では奇数次が、支配的になっている様子がわかる。一方、(C)では偶数次が支配的になることを予測した。しかし、結果は、2次と4次の偶数次が支配的に

なっているとはいうものの、基本波および3次の高調波成分が無視できないデータとして出現した。理由は、不明である。(B)では、第2高調波を除けば、高調波の次数と遅延時間の関係は直線状に並んだ。第2高調波成分だけが異常に大きい振幅になったが、理由は不明である。しかし、大局的に見て、(B)は、(A)と(C)の間の実験結果となり、(3.50)式の妥当性を否定するには至らないと判断した。

### (5) ベースバンド周波数スペクトラムの超音波周波数依存性

(3.34)、(3.48)式において、 $f_0$ を変化させることは、 $\phi_0$ を変化させることに相当する。そこで、(3.48)式の妥当性検証の一環として、 $f_0$ を2.994MHzと1.497MHzとして、両者の高調波の遅延時間依存性を測定した。 $f_0$ を2.994MHzとして、参照波と受信波の位相差 $\phi_0$ をほぼ“0”に設定しておき、そのまま $f_0$ を半分にすると、参照波と受信波の位相差 $\phi_0$ には、2の差が生じるが、もともと位相差が“0”に近いので、見かけ上の位相差 $\phi_0$ は“0”に保たれるはずである。したがって両者の高調波の遅延時間依存性に变化は無いと予測した。実験結果を図3.32(A)、(B)に示す。この実験では、両者とも、類似の周波数スペクトラムが観測された。基本波は双方でスペクトラムが異なった結果となったが、原因は不明である。しかし、ほぼ似たようなデータが得られ、(3.50)式の妥当性が証明できたと判断した。

ここで、さらに、超音波周波数を変化させて実験したところ、説明のつかないデータが得られた。図3.32(C)は(A)と(B)の中間の超音波周波数、すなわち、 $f_0 = 2.500\text{MHz}$ に設定した場合のデータである。結果は、実線で示した理論値とほとんど一致せず、傾向すら見いだせなかった。一方、ベースバンドの高調波成分がきれいに並ぶような超音波周波数を、超音波周波数を掃引して探してみたところ、3MHz帯では、 $f_0 = 3.189\text{MHz}$ でこうした現象が現れることがわかった。その様子を図3.32(D)に示す。4MHz以上でも、このような現象を示す周波数は存在すると推定するが、研究の目的から外れてくるので、今回の実験は、この時点で終了とした。図3.32(C)、(D)のデータが得られる理由は現在不明である。

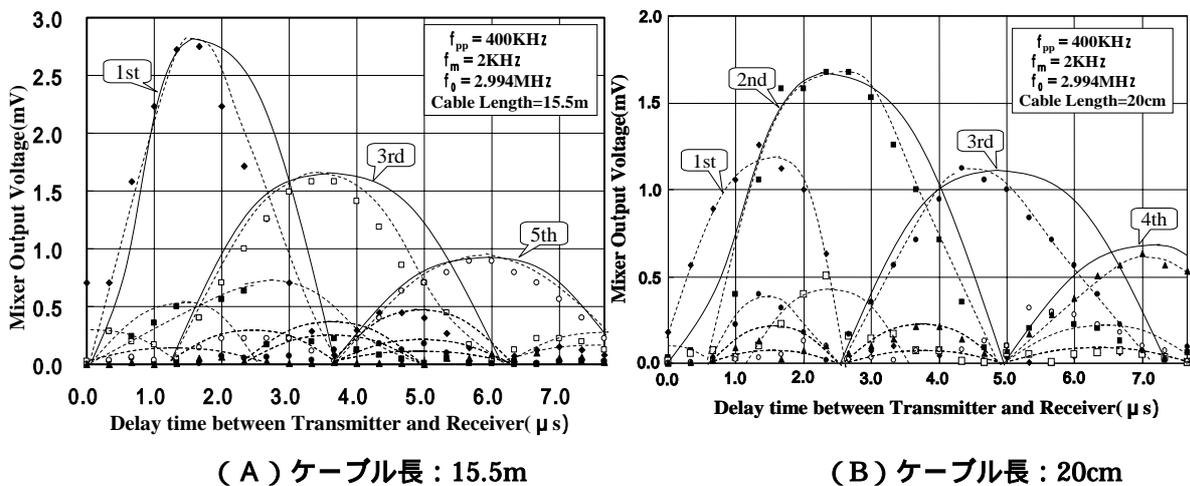


図3.31 ベースバンド信号の周波数スペクトラムとケーブル長との関係(その1)

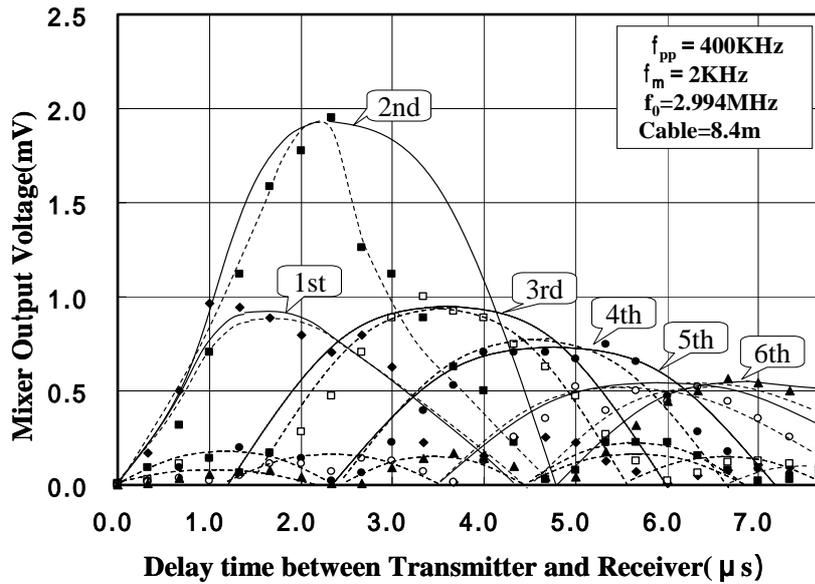
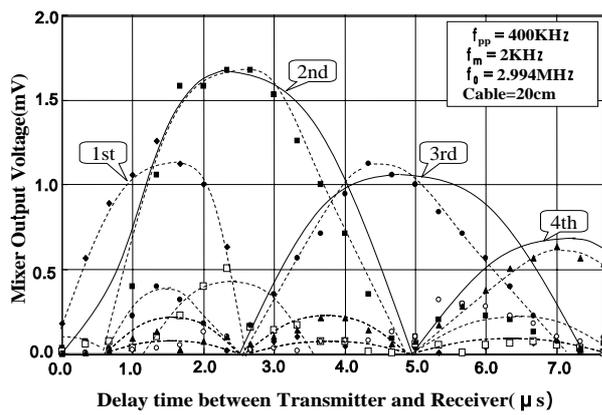
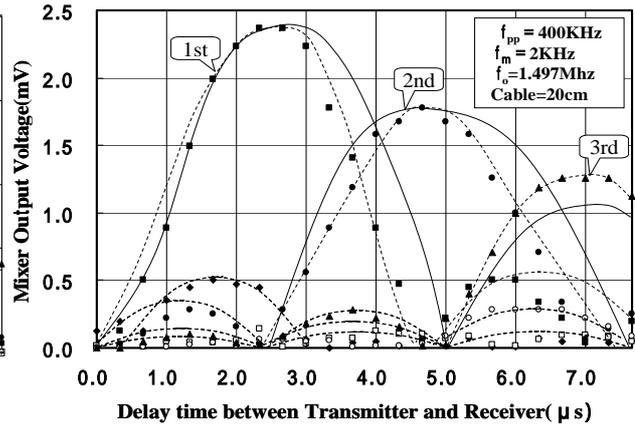


図3.31 ベースバンド信号の周波数スペクトラムとケーブル長との関係 (その2)

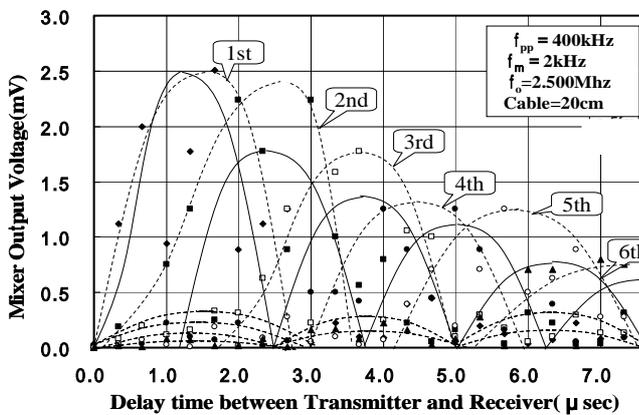
(C) ケーブル長 : 8.4m



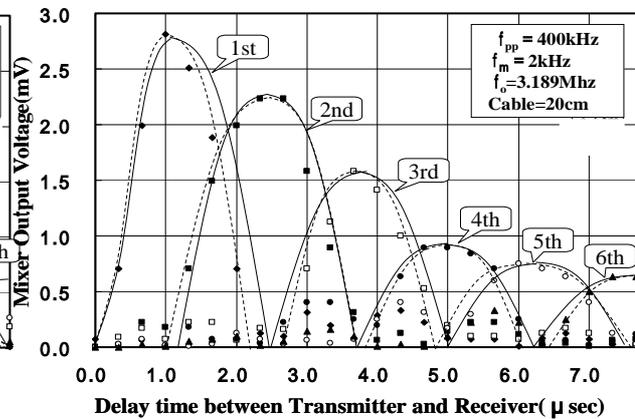
(A) 超音波周波数 : 2.994MHz



(B) 超音波周波数 : 1.497MHz



(C) 超音波周波数 : 2.5000MHz



(D) 超音波周波数 : 3.189MHz

図3.32 ベースバンド信号の周波数スペクトラムと超音波周波数との関係

## 2) 超音波を用いた距離計測実験

本節では、超音波断層像構築に必要な遅延時間を確保できる超音波を用い、遅延時間とベースバンド信号周波数スペクトラムの関係を実験により検証した結果を述べる。なお、本節では、変調波として対称三角波とともに、鋸歯状波を用いて超音波送受信実験を行った。実験データは両者を比較しながら説明する。

実験は、図 3.24 の遅延線と減衰器の代わりに、図 3.33 のような超音波送受信系を構成して実施した。超音波送受信系として用いたのは、市販のトランスジューサである。超音波の反射体としては、支持具により固定したステンレス棒を用い、その位置を手動で移動させて、遅延時間を調整した。遅延時間は、別途超音波パルス法により校正して標準の遅延時間とした。測定ポイントは前置増幅器後に挿入したミキサ出力とし、ベースバンド信号をスペクトラムアナライザにより観測した。

観測したベースバンド周波数スペクトラムを、対称三角波および鋸歯状波について、図 3.34 に示す。スペクトラムは遅延時間  $70\mu\text{s}$ 、 $161\mu\text{s}$  に対応した周波数で極大値を示し、この値は、遅延時間の増大とともに高周波に移行してゆく傾向を表わしている。

この極大値を、パルス法で測定した超音波の遅延時間に対してプロットした結果を図 3.35(A) に示す。測定結果は、周波数スペクトラムの極大値が遅延時間と比例関係にあることを示しており、また、計算値とも一致した。図 3.35(B) は、変調波として鋸歯状波を用いた場合、周波数スペクトラムの極大値が遅延時間に対してプロットした結果である。この結果も遅延時間は周波数スペクトラムの極大値に比例し、計算値とも一致した。ただし、対称三角波に比べ、鋸歯状波の場合は単位時間当りの周波数変化が  $1/2$  になるので、遅延時間に対する周波数スペクトラムの極大値も  $1/2$  となっている。

図 3.36 は、極大値を与える周波数のスペクトラム幅 (3dB 幅) を遅延時間に対してプロットした結果である。パラメータは変調周波数  $f_m$  とした。計算値、実験値とも遅延時間の増加とともに増大傾向にあるが、最大周波数偏移 ( $f$ ) に比較すれば十分に小さく、断層像構築に必要な分解能が得られる可能性を示唆している。実験値が計算値より大きな値となっているのは、スペクトラムアナライザの周波数分解能の影響と推定する。

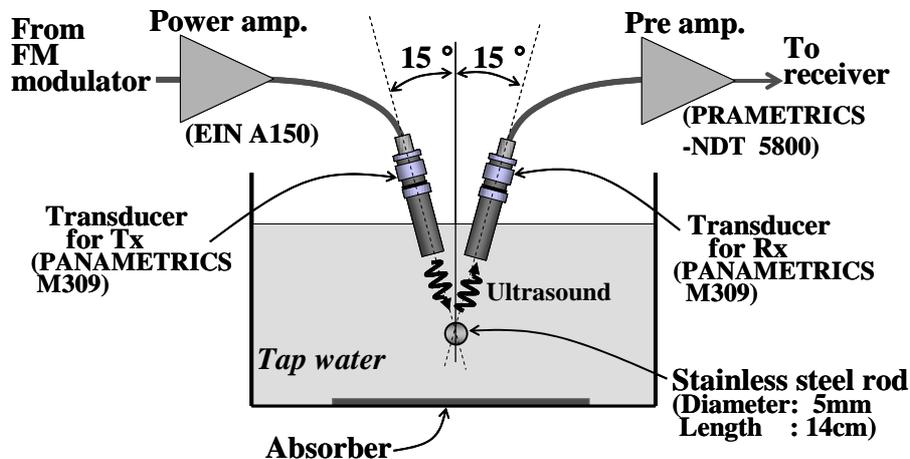
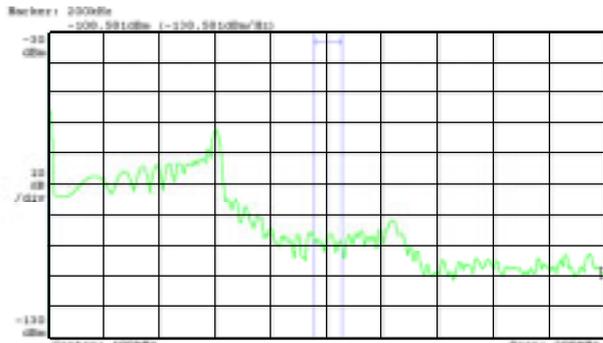


図3.33 超音波送受信実験系の構成

ベースバンド信号の電力スペクトラム(10dB/div.)

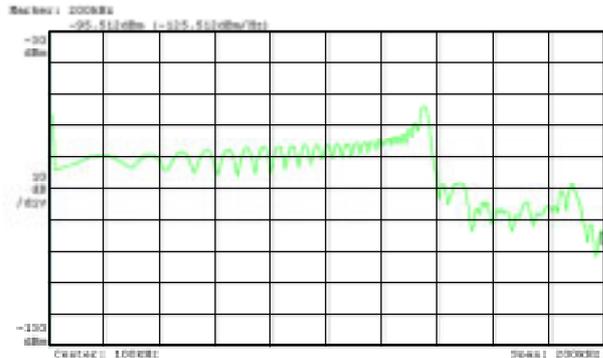


Delay time=70  $\mu$ s

$f_o = 5\text{MHz}$

$f_m = 500\text{Hz}$

$f = 800\text{kHz}$



Delay time=161  $\mu$ s

$f_o = 5\text{MHz}$

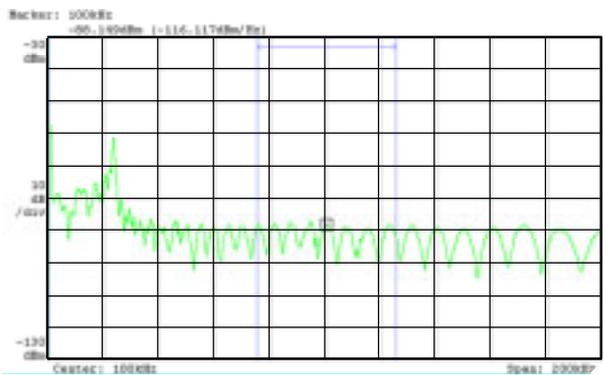
$f_m = 500\text{Hz}$

$f = 800\text{kHz}$

周波数(20kHz/div.)

(A) 変調波が対称三角波の場合

ベースバンド信号の電力スペクトラム(10dB/div.)

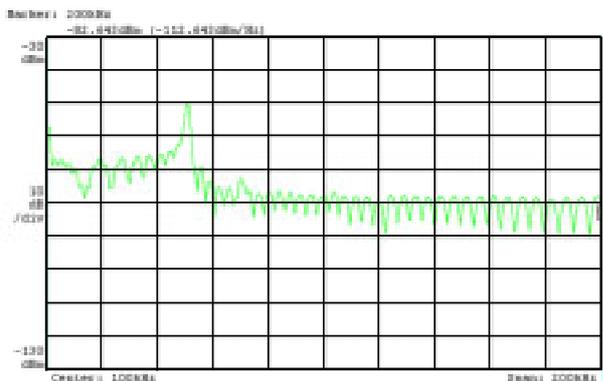


Delay time=70  $\mu$ s

$f_o = 5\text{MHz}$

$f_m = 500\text{Hz}$

$f = 600\text{kHz}$



Delay time=161  $\mu$ s

$f_o = 5\text{MHz}$

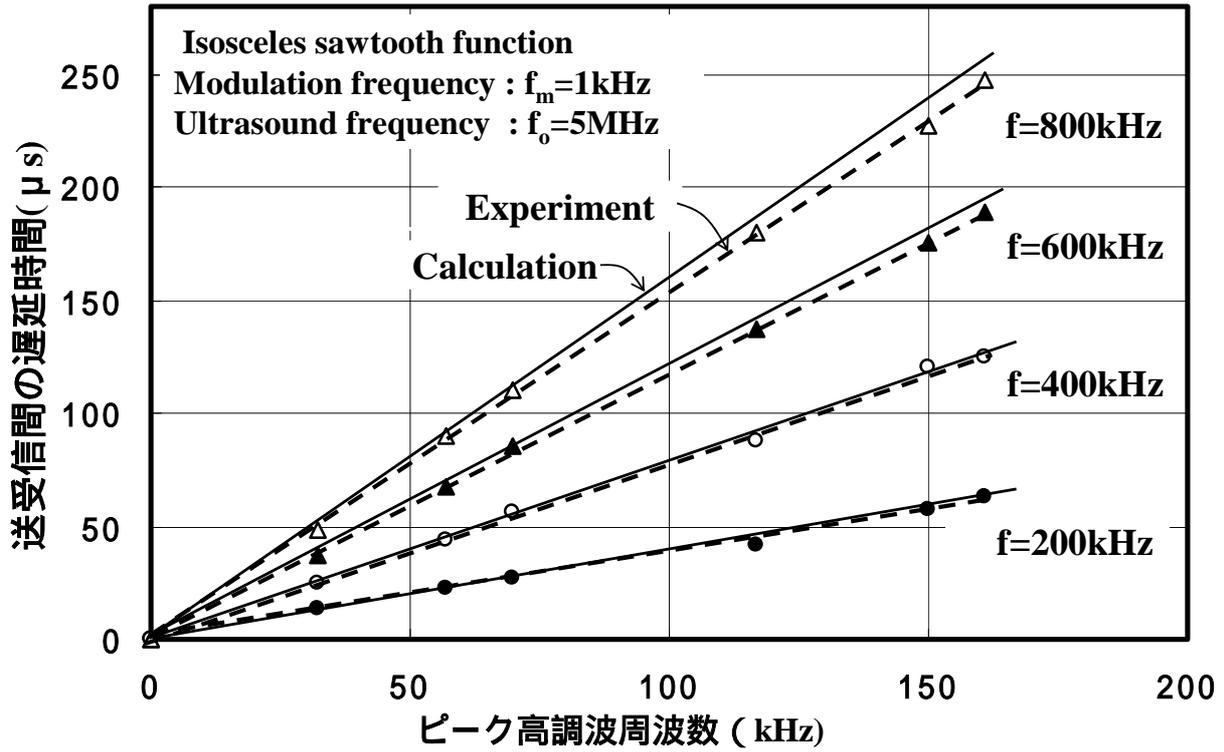
$f_m = 500\text{Hz}$

$f = 600\text{kHz}$

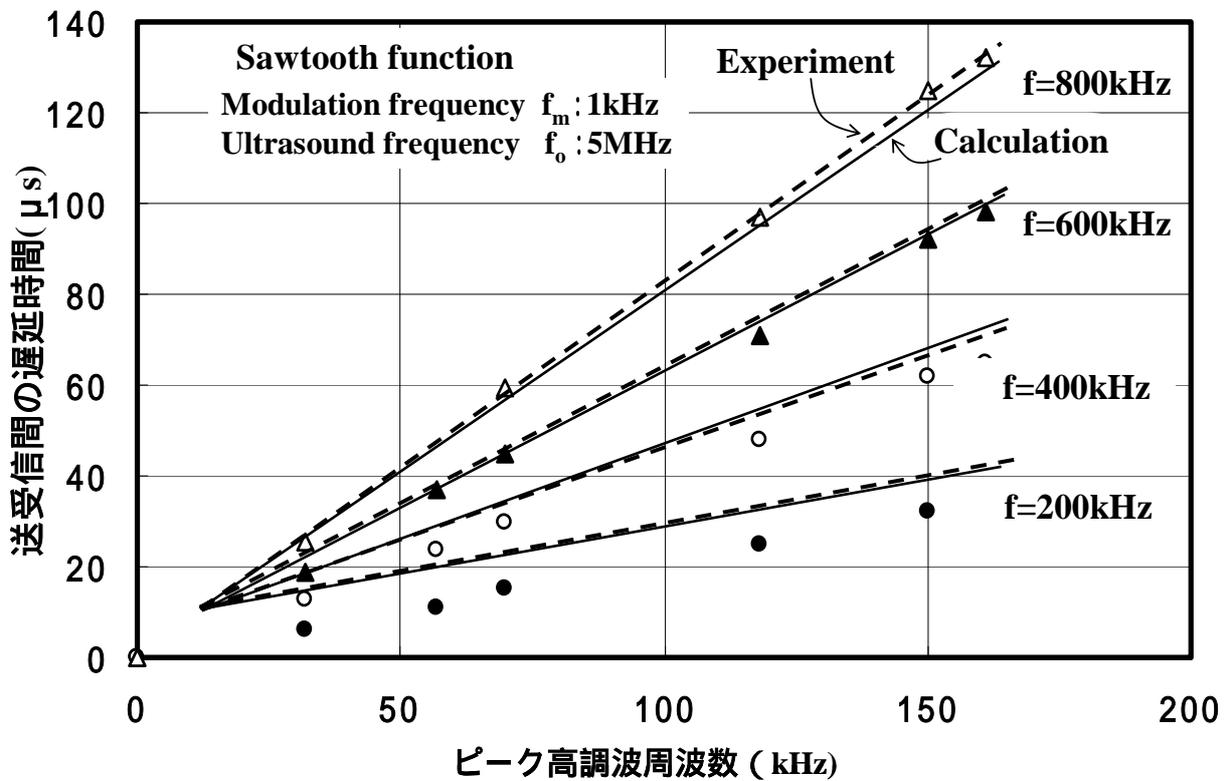
周波数(20kHz/div.)

(B) 変調波が鋸歯状波の場合

図3.34 ベースバンド周波数スペクトラムの遅延時間依存性

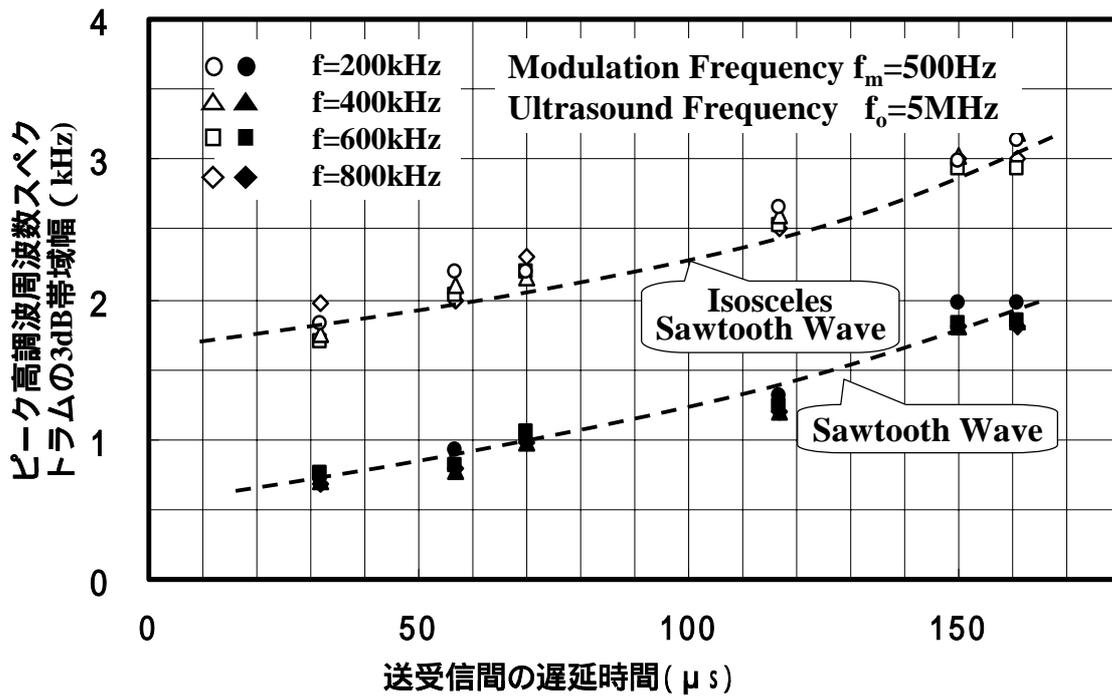


(A) 変調波が対称三角波の場合

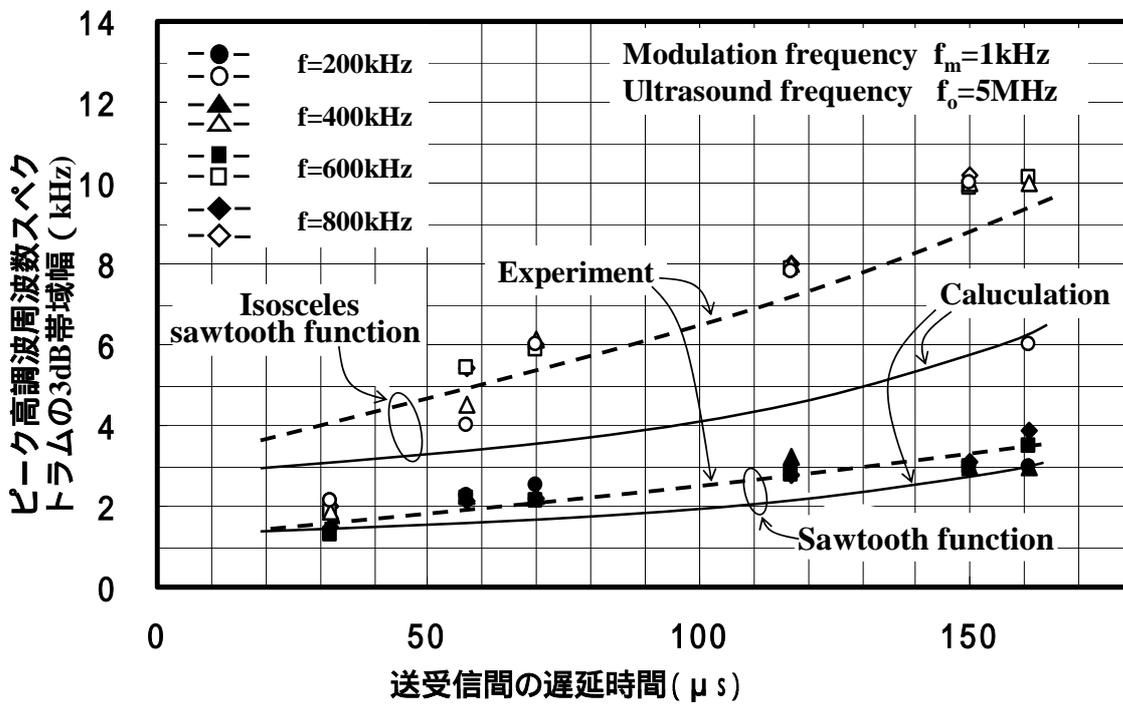


(B) 変調波が鋸歯状波の場合

図3.35 周波数スペクトラム極大値と遅延時間の関係



(A) 変調周波数が500Hzの場合



(B) 変調周波数が1kHzの場合

図3.36 周波数スペクトラム半値幅と遅延時間の関係

### 3) 流体計測時のベースバンド周波数スペクトラム

FM-CW レーダに変調波として対称三角波を用いると、距離だけでなく、速度も同時に計測できるという利点がある。本実験では、社内製超音波ドップラーファントムを用い、ファントム中を流れる擬似血流の周波数スペクトラムを測定した。図 3.35 に測定結果を示す。対称三角波の場合、図 3.37(a)のように、変調周波数高調波成分の両側にドップラー信号が出現する。これは、超音波周波数の増加および減少に対応し、ベースバンド信号上に、振幅は同じで極性の異なるドップラー信号が現れるためである。一方、のこぎり波を変調波とすると、のこぎり波の傾斜の極性に応じ、変調周波数高調波成分の上側または下側にドップラー成分が現われる。この様子を図 3.37(b), (c)に示す。のこぎり波の場合、これらのドップラー成分は、固定物からのエコーと区別できない。一方、対称三角波の場合、ドップラー成分は、速度が“0”に相当する変調周波数高調波の両側に出現し、その複素周波数スペクトラムは互いに共役の関係にある。この性質を用いれば、必ずペアで出現する複素共役のドップラーエコーから、真のドップラーспектруムを求めることができる。

固定物からのエコーは、ドップラー信号の有無あるいはのこぎり波の極性に依存せず、常に一定値を示す。この特性を用いれば、移動組織からのエコーと固定物からのエコーを分離して観測、表示することも可能となる。図 3.37(d)は、擬似血流の流れを停止したときの周波数スペクトラムを、参考として示したものである。

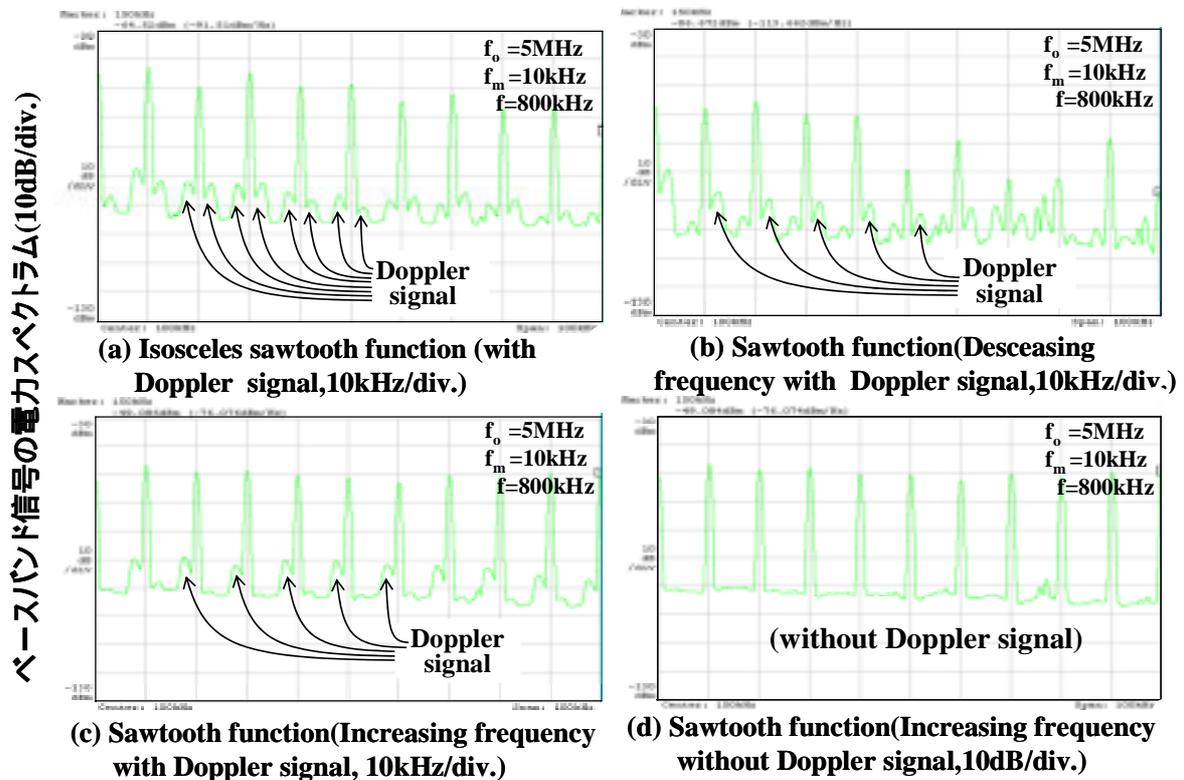


図3.37 ベースバンドにおけるドップラー信号周波数スペクトラム

### 3.2.5 考察

- 1) 本研究では、不確定要素をできるだけ排除するために、解析では、生体内の超音波伝搬時に生じる減衰の周波数依存性を考慮せず、また、実験でも超音波媒体として水道水を用いて実験した。今後、減衰の周波数依存性を考慮した解析と検証実験を実施したい。
- 2) 超音波を用いた実験では送受信時間差として最大  $161 \mu\text{s}$  を確保した。この値は生体内の深さに換算すると  $12\text{cm}$  に相当し、断層像構築の可能性を評価するには十分な距離であると判断した。しかし、計算結果から、組織までの往復の伝搬時間が変調周波数の  $1/2$  の周期に近づくにつれて、分解能が急激に劣化することが解析から予測される。この影響については、生体組織を対象とした超音波 B モード画像実験により検証し、実用上の限界を見極めることが必要である。
- 3) 超音波断層像の分解能を向上させるためには、サイドロープの低減が不可欠である。この課題については、次章で述べる鋸歯状波に関する解析の結果を、今後、対称三角波にも適用してゆきたい。
- 4) 対称三角波を用いると、(3.31)、(3.32)式により、目標速度の検出が可能であることを、ドップラーファントムを用いた実験により検証した。この結果は、血流速度計測の可能性を示唆するものである。4章における速度計測の一環として研究してゆきたい。

### 3.4 重み付けによる距離分解能の向上

FM-CW方式を超音波診断用の画像構築に応用する場合，位置分解能を向上させ，複数の組織を区別するためには，サイドローブの低減が不可欠である．本章では，FM-CW測距方式の変調波に鋸歯状波を用いた場合のサイドローブの低減方法について述べる．

#### 3.4.1 重み付けの必要性和解析方針

ベースバンド信号のなかで，位置の情報を持った信号部分は，後述する図 3.39 の赤線に示すように，送信波と受信波の周波数の差，すなわちビート周波数が生じる部分である．この部分の振幅は，ビート周波数部が矩形波で切り出されたように時間変化する．したがって，この部分の周波数スペクトラムは sinc 関数の形となり，これがレンジサイドローブとして位置分解能を劣化させる．

レーダでも類似の問題があるが，レーダの信号処理では，送信波あるいは受信波を振幅変調することにより，レンジサイドローブを低減させている．すなわち，振幅変調により，該当する信号振幅が時間的に急激に変化しないようにして，出力が sinc 関数の形となることを回避させているのである．

そこで，超音波 FM-CW 測距方式においても，レーダで実績のある振幅変調による重み付けを採用し，その効果を解析した．

振幅変調による重み付けをする場合，レンジサイドローブは振幅変調の関数形に大きく依存する．レーダで対象としている代表的な重み付け関数と低減効果を図 3.37 に示す〔3-12〕，〔3-13〕．図のなかで，Rctrangle は，重み付けしない場合で，このときのレンジサイドローブは 13.4dB である．Triangle は，効果は少ないが，波形が単純という観点から，参考データとして記載した．最も効果が期待できる重み付け関数は Blackman，Gaussian，Hamming，Hanning 等であるが，Gaussian は解析および実現性に難点がある．Blackman も大きな効果が期待できるが，解析がやや複雑である．

本研究では，まず，Hamming および Hanning 関数の一般形であるバイアス余弦関数について，参照波に重み付けしたときのサイドローブ低減効果を数式により表現した．次に，この数式を用いて，Hamming および Hanning 関数による重み付け効果を計算し，Blackman と比較した．次に，バイアス余弦関数について，重み付けの程度（後述する“k”の値）がサイドローブ低減に影響する様子を計算した．さらに，参照波あるいは送信波に重み付けした場合と，両者に重み付けした場合について，サイドローブ低減効果を計算した．最後に，最も効果のある参照波への重み付けに絞り，Hamming 関数をべき乗したときのサイドローブ低減効果を解析した．本研究で計算を行った重み付け関数と，重み付け対象波形（送信波あるいは参照波）を表 3.4 に示す．これらの解析結果は，今後，実用化時の仕様決定における参考データとして利用する予定である．

時間波形

周波数スペクトラム

時間波形

周波数スペクトラム

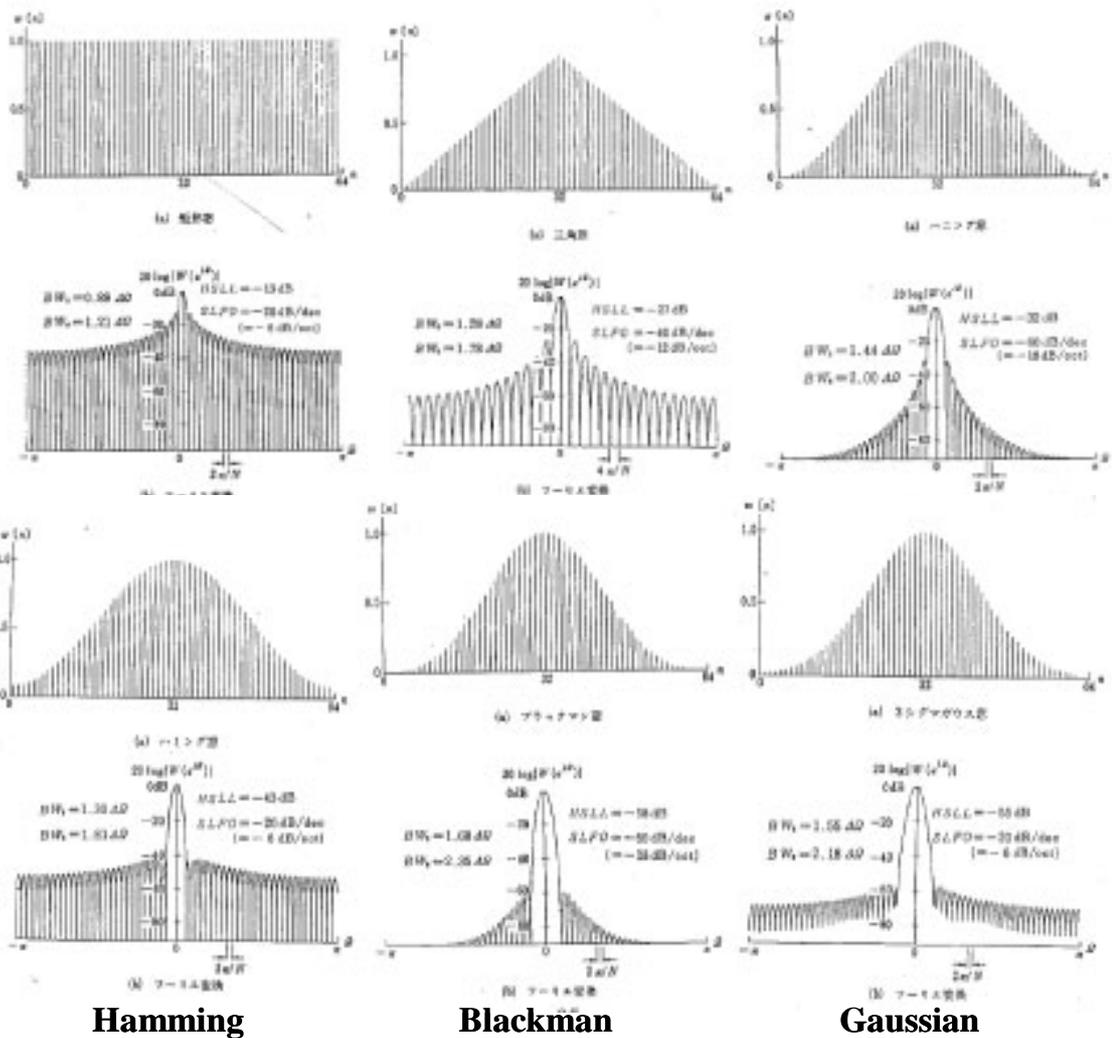


図 3.38 代表的な重み付け関数と周波数スペクトラム

表 3.4 計算を実施した重み付け関数

重み付け関数名	参照波の重み付け	送信波の重み付け	備考
ハンニング	$0.5 + 0.5 \cos_m t$	無し	遅延時間に依存せず
ハミング	$0.54 + 0.46 \cos_m t$	無し	遅延時間に依存せず
ブラックマン	$0.42 + 0.5 \cos_m t + 0.08 \cos 2_m t$	無し	遅延時間に依存せず
バイアス余弦波	$v + (1-v) \cos_m t$	無し	遅延時間に依存せず
バイアス2乗余弦波	$v + (1-v) \cos^2_m t$	無し	遅延時間に依存せず
バイアス余弦波	$v + (1-v) \cos_m t$	$v + (1-v) \cos_m t$	遅延時間に依存
バイアス余弦波 (参照波重み付けハンニング)	$\frac{v + (1-v)}{2} \cos_m t$	$v + (1-v) \cos_m t$	遅延時間に依存
(バイアス余弦波) <sup>2</sup>	$[v + (1-v) \cos_m t]^2$	無し	遅延時間に依存せず
(バイアス余弦波) <sup>3</sup>	$[v + (1-v) \cos_m t]^3$	無し	遅延時間に依存せず
(バイアス余弦波) <sup>4</sup>	$[v + (1-v) \cos_m t]^4$	無し	遅延時間に依存せず
(バイアス余弦波) <sup>5</sup>	$[v + (1-v) \cos_m t]^5$	無し	遅延時間に依存せず

### 3.4.2 参照波に対するバイアス余弦関数による重み付け

#### 1) 重み付けしたベースバンド信号（復調信号）の解析

最初に，レーダのサイドローブ低減で一般的に使われている時間関数を用いて，サイドローブ低減効果を解析，計算する．時間関数としては以下の(3.52)式により表現されるバイアス余弦関数を用いる〔3-12〕，〔3-13〕．Hamming 関数，Hanning 関数は，バイアス余弦関数の特殊なケースであり，以下の解析結果を用いて計算が可能である．

FM-CW の送信波としては，3.1 節で述べた(3.1)式をそのまま用いる．

$$v_T(t) = \sin[(\omega_0 t + \Delta\omega F(t))] = \frac{\exp j[\omega_0 t + \Delta\omega F(t)] - \exp[-j(\omega_0 t + \Delta\omega F(t))]}{2j} \quad (3.1)$$

FM-CW 受信波  $v_R(t)$  は，生体内における減衰を  $\alpha$ ，往復の伝搬時間を  $\tau$  とすると，下式で表現される．

$$\begin{aligned} v_R(t) &= \alpha \sin[(\omega_0 + \omega_d)t + \phi_0 + \Delta\omega F(t - \tau)] \\ &= \alpha \frac{\exp\{j[(\omega_0 + \omega_d)t + \phi_0 + \Delta\omega F(t - \tau)]\} - \exp\{-j[(\omega_0 + \omega_d)t + \phi_0 + \Delta\omega F(t - \tau)]\}}{2j} \end{aligned}$$

FM-CW 方式では，送信波を参照信号（局部発振器出力，LOCAL-OSC）として受信波と乗算し，ベースバンド信号とする．

参照信号に対する重み付け関数として，変調周波数の周期  $T_m$  で繰り返すバイアス余弦関数  $w_1(t)$  を仮定する．

$$w_1(t) = k + (1 - k) \cos \frac{2\pi t}{T_m} = k + (1 - k) \cos \omega_m t \quad (3.52)$$

次に，直交した参照信号  $v_{refI}, v_{refQ}$  を，重み付け関数も含め，下式により定義する．

$$v_{refI}(t) = [k + (1 - k) \cos \omega_m t] \cos[\omega_0 t + \Delta\omega F(t)] = [k + (1 - k) \cos \omega_m t] \operatorname{Re}[\exp(j(\omega_0 t + \Delta\omega F(t)))]$$

$$v_{refQ}(t) = [k + (1 - k) \cos \omega_m t] \sin[\omega_0 t + \Delta\omega F(t)] = [k + (1 - k) \cos \omega_m t] \operatorname{Im}[\exp(j(\omega_0 t + \Delta\omega F(t)))]$$

参照信号を，複素信号によりまとめて表現すると，下式を得る．

$$\dot{v}_{ref}(t) = [k + (1 - k) \cos \omega_m t] \exp[j(\omega_0 t + \Delta\omega F(t))]$$

複素参照信号  $\dot{v}_{ref}(t)$  を用いて  $v_R(t)$  を直交検波すると，出力信号である  $v_{D1}(t)$  の実数部が I 成分，虚数部が Q 成分となる。 $v_{D1}(t)$  では，搬送波の 2 倍の周波数成分  $2\omega_0$  は，低域濾波器により除去している．

$$\begin{aligned} \dot{v}_{D1}(t) &= \dot{v}_{ref}(t) \times v_R(t) = [k + (1 - k) \cos \omega_m t] \exp[j(\omega_0 t + \Delta\omega F(t))] \\ &\quad \times \alpha \frac{\exp\{j[(\omega_0 + \omega_d)t + \phi_0 + \Delta\omega F(t - \tau)]\} - \exp\{-j[(\omega_0 + \omega_d)t + \phi_0 + \Delta\omega F(t - \tau)]\}}{2j} \\ &\approx -\frac{\alpha}{2j} [k + (1 - k) \cos \omega_m t] \times \exp\{j(-\omega_d t - \phi_0) + 2j\Delta\omega[F(t) - F(t - \tau)]\} \\ &= -\frac{\alpha}{2j} [k + (1 - k) \cos \omega_m t] \times \exp[-j(\omega_d t + \phi_0)] \times \exp[j\Delta\omega(F(t) - F(t - \tau))] \end{aligned}$$

$$= j \frac{\alpha}{2} [k + (1-k) \cos \omega_m t] \times \exp[-j(\omega_d t + \phi_o)] \times \{ \cos \Delta \omega [F(t) - F(t-\tau)] + j \sin \Delta \omega [F(t) - F(t-\tau)] \}$$

$F(t)$  は，時間  $t$  の関数であり遅延時間  $\tau$  に依存する．また，変調周波数の周期  $T_m$  ごとに繰り返す周期関数である．したがって， $F(t) - F(t-\tau)$  も周期  $T_m$  ごとに繰り返す周期関数となり，フーリエ級数を用いて，以下のように表現できる〔3-4〕．

$$\dot{v}_{D1}(t) = j \frac{\alpha}{2} [k + (1-k) \cos \omega_m t] \times \exp[-j(\omega_d t + \phi_o)] \times \left\{ \left[ \frac{a_o}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_m t + b_n \sin n\omega_m t) \right] + j \left[ \frac{c_o}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (c_n \cos n\omega_m t + d_n \sin n\omega_m t) \right] \right\} \quad (3.53)$$

$a_n$  ,  $b_n$  は，フーリエ係数として，次式で表現される〔3-4〕．

$$a_n = \frac{T_m}{2} \int_{-\frac{T_m}{2}}^{\frac{T_m}{2}} \cos \Delta \omega [F(t) - F(t-\tau)] \cdot \cos(n\omega_m t) dt \quad , \quad \mathbf{n=0,1,2,3\dots}$$

$$b_n = \frac{T_m}{2} \int_{-\frac{T_m}{2}}^{\frac{T_m}{2}} \cos \Delta \omega [F(t) - F(t-\tau)] \cdot \sin(n\omega_m t) dt \quad , \quad \mathbf{n=0,1,2,3\dots}$$

上式の第2項は奇関数であるから， $b_n = 0$ を得る．

ここで，既に(3.15)式で求めてある  $a_n$  を，以下に再度表現する．

$$a_n = \frac{-2\Delta\omega T_m}{(\Delta\omega\tau + 2n\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) - 2n\pi]} \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau + 2n\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}$$

$$+ \frac{-2\Delta\omega T_m}{(\Delta\omega\tau - 2n\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) + 2n\pi]} \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau - 2n\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}$$

$$= a_{n1} + a_{n2} \quad (3.54)$$

$c_n$  ,  $d_n$  については，次式で表現される．

$$c_n = \frac{T_m}{2} \int_{-\frac{T_m}{2}}^{\frac{T_m}{2}} \sin \Delta \omega [F(t) - F(t-\tau)] \cdot \cos(n\omega_m t) dt \quad , \quad \mathbf{n=0,1,2,3\dots}$$

$$d_n = \frac{T_m}{2} \int_{-\frac{T_m}{2}}^{\frac{T_m}{2}} \sin \Delta \omega [F(t) - F(t-\tau)] \cdot \sin(n\omega_m t) dt \quad , \quad \mathbf{n=0,1,2,3\dots}$$

上式の第1項は奇関数であるから， $c_n = 0$ を得る．

ここで，既に(3.18)式で求めてある  $d_n$  を，以下に表現する．

$$d_n = \frac{-2\Delta\omega T_m}{(\Delta\omega\tau - 2n\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) - 2n\pi]} \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau - 2n\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}$$

$$+ \frac{2\Delta\omega T_m}{(\Delta\omega\tau + 2n\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) + 2n\pi]} \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau + 2n\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}$$

$$= -a_{n1} + a_{n2} \quad (3.55)$$

ここで,  $a_{n1}, a_{n2}$  を(3.55)式に代入する. さらに, 解析の対象を固定目標に絞り,  $\omega_d = 0$  とすると, ベースバンド信号の  $n$  次高調波は(3.56)式のように表現される〔付録 A 参照〕.

$$\begin{aligned}
 \dot{v}_{d1}(t) = & j\alpha k \cdot \frac{\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau - 2n\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau - 2n\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) + 2n\pi]} \cdot \exp(j(n\omega_m t - \phi_0)) \\
 & + j \frac{\alpha(1-k)}{2} \cdot \frac{\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau - 2(n-1)\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau - 2(n-1)\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) + 2(n-1)\pi]} \cdot \exp(jn\omega_m t) \\
 & + j \frac{\alpha(1-k)}{2} \cdot \frac{\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau - 2(n+1)\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau - 2(n+1)\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) + 2(n+1)\pi]} \cdot \exp(j(n\omega_m t - \phi_0)) \\
 & + j\alpha k \cdot \frac{\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau + 2n\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau + 2n\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) - 2n\pi]} \cdot \exp(-j(n\omega_m t + \phi_0)) \\
 & + j \frac{\alpha(1-k)}{2} \cdot \frac{\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau + 2(n-1)\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau + 2(n-1)\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) - 2(n-1)\pi]} \cdot \exp(-j(n\omega_m t + \phi_0)) \\
 & + j \frac{\alpha(1-k)}{2} \cdot \frac{\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau + 2(n+1)\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau + 2(n+1)\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) - 2(n+1)\pi]} \cdot \exp(-j(n\omega_m t + \phi_0)) \quad (3.56)
 \end{aligned}$$

(3.56)式において, 1 ~ 3 項と 4 ~ 6 項は, 各高調波に関し, 直交成分を表している. したがって, どちらか片方の各高調波成分の振幅を計算すれば, この値が周波数スペクトラムの相対値を表していることとなる. 計算では, 1, 2, 3 項を用いることとする. なお, 直交検波する場合は, 各高調波成分の振幅の絶対値は  $\phi_0$  に依存しない. したがって, 1, 2, 3 項において,  $\phi_0 = 0$  として計算すればよい.

## 2) 計算結果

ベースバンド周波数スペクトラムの数値計算に用いた定数を以下に記す.

- ・周波数偏移 :  $\Delta f = 5\text{MHz}$  ,
- ・変調周波数 :  $f_m = 2\text{kHz}$  ,
- ・繰り返し周期 :  $T_m = 1/f_m = 500\mu\text{s}$  ,
- ・重み付け指数 :  $k = 0 \sim 1.0$
- ・往復の遅延時間 ( ):  $0 \mu\text{s} \sim 500 \mu\text{s}$

.計算は, 市販数値計算ソフト “Mathcad” を利用して実施した. 計算結果の代表例として,  $k$  を 0.7 とし, 往復の遅延時間を  $5.01 \mu\text{s}$  ,  $300.1 \mu\text{s}$  とした場合, ベースバンド信号の周波数スペクトラムを図 3.39 に示す.

図の横軸は, 計算時は,  $n=0$  から 2500 の目盛りで, 周波数に比例した量である. この量は, 遅延時間にも, また深さにも比例した数値である. 深さに換算した値を図中に

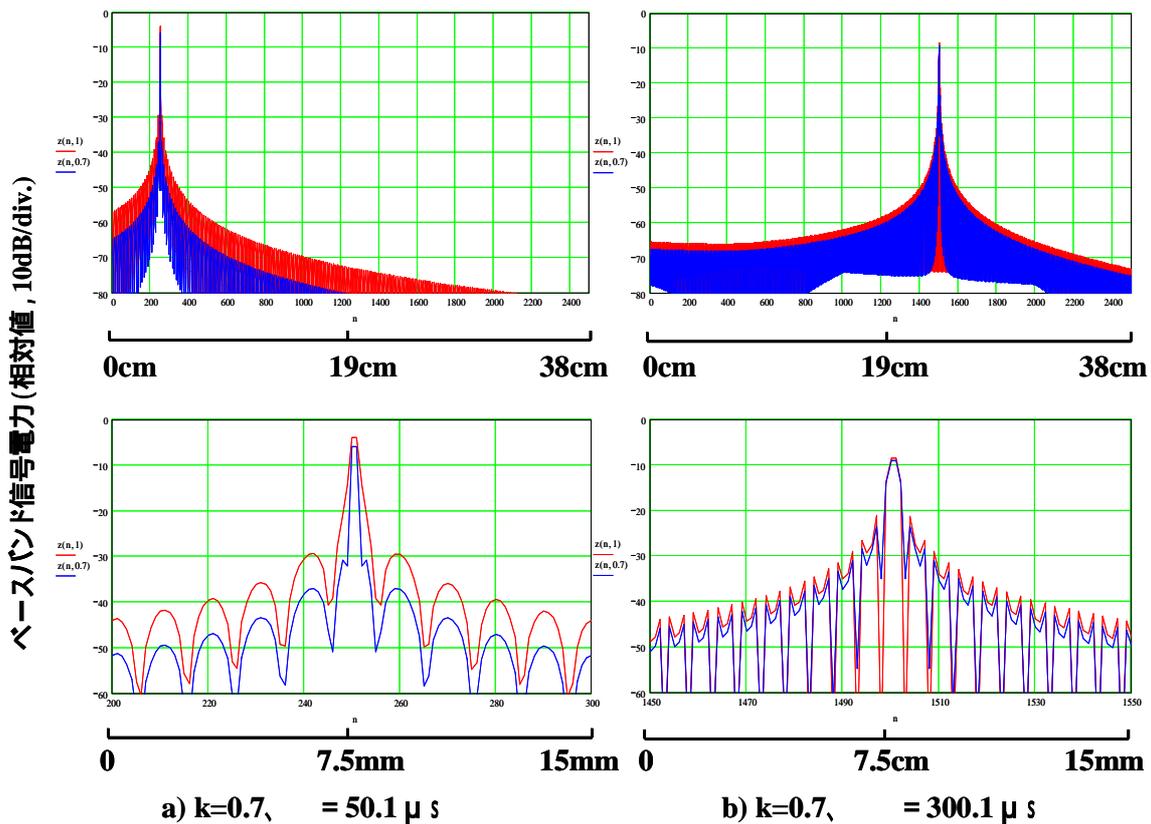


図 3.39 ベースバンド信号の周波数スペクトラム  
(赤：重み付け無し、 青：重み付け有り)

併記した  $n=1$  は、変調波の繰り返し周波数  $\omega_m$  の基本波成分を意味する。 $n=m$  は、 $m\omega_m$  の高調波成分を意味する。この計算例は、繰り返し周波数が  $2\text{kHz}$  なので、横軸の  $2500$  は  $5\text{MHz}$  に相当する。横軸の  $2500$  は往復の伝搬時間が最大の場合、すなわち  $2\text{kHz}$  の周期  $500\mu\text{s}$  に相当する。片道では、 $250\mu\text{s}$  となり、超音波の音速を  $1530\text{m/s}$  とすれば、表面からの深さは、 $250\mu\text{s} \times 1530\text{m/s} = 38\text{cm}$  に相当する。

図では、重み付けをしない場合と重み付けをした場合を比較する目的で、 $k=0$  (青色) と  $k=0.7$  (赤色) の計算結果を同じグラフに表示した。a) の場合、重み付けするとメインローブが低下するが、サイドローブはそれ以上に抑圧されることを示している。

図 3.40 は、サイドローブ抑圧の様子を、パラメータを  $k$  とし、遅延時間 に関して計算した結果である。縦軸は、重み付けが無い場合に比較して、サイドローブが抑圧される程度を電力比としてデシベル表示したものである。 $0\text{dB}$  は重み付けの効果がまったく無いことを意味している。横軸は、往復の伝搬時間である。図 3.40 から、 $k$  が  $1$  から  $0.5$  の間では、 $k$  が減少するにつれてサイドローブ抑圧の効果が大きくなることが分かる。この傾向は、 $k$  が  $1$  に近づくにつれて、参照波の時間に関する振幅変動がわずかとなり、サイドローブ抑圧効果が薄れてくるという直感とも一致する。

$k$  が  $1$  よりわずかに小さい場合の参照波形、送信波の周波数変化および受信波形を図 3.41 に示す。送信波形の振幅はほぼ一定となるので、受信波形の振幅もほぼ一定とな

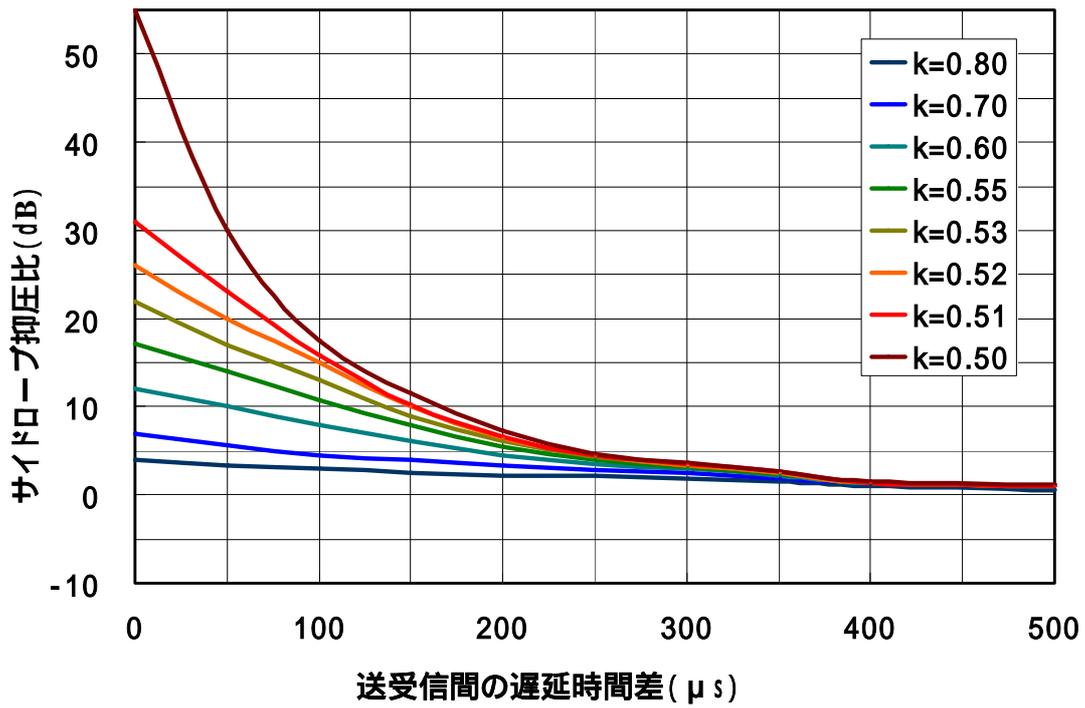
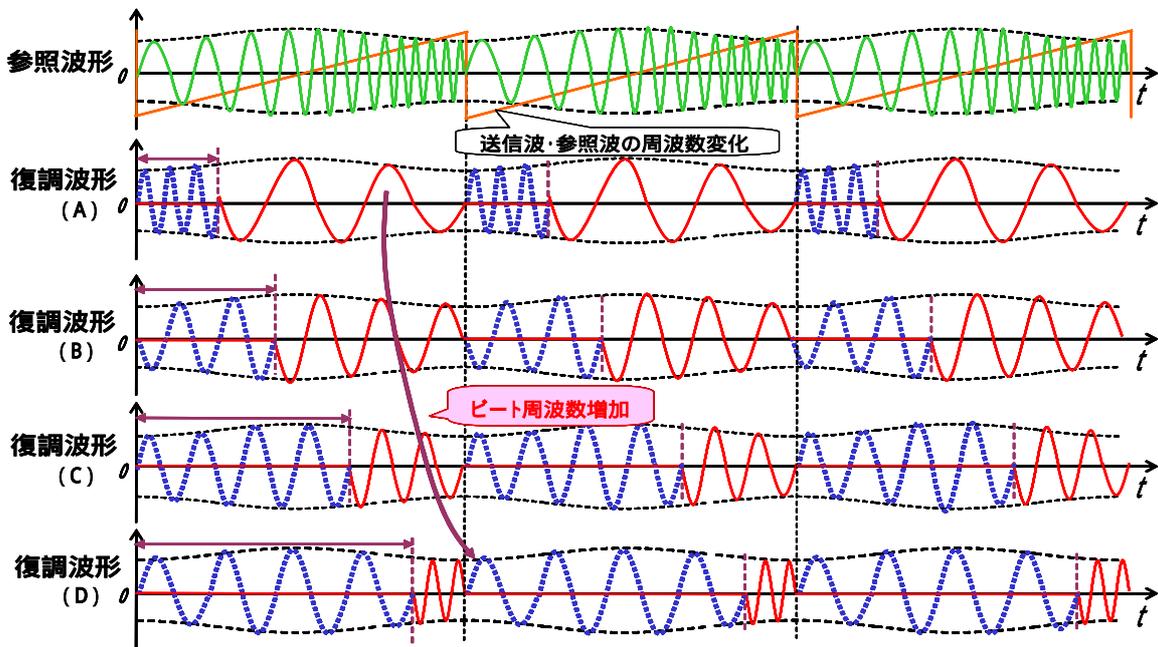


図 3.40 サイドローブ抑圧の効果 (パラメータ: 重み付け係数  $k$ )



送信波形(参照波)と復調波形(Tx:cos1次, weighting 有り,  $k=0.8$ ), Rx:weighting 無し

図 3.41 ベースバンド信号の遅延時間依存性 ( $k=0.8$ )

る。参照波形と受信波形を乗算した結果は復調波形として表現される。この様子を図 3.41 の(A),(B),(C),(D)の赤線により表現した。

遅延時間が小さいと、復調波形の振幅（包絡線）はほぼ対称に、なだらかに増減する。一方、 $k$ が大きくなるにつれて包絡線は非対称になり、復調信号振幅が“0”の状態から急速に大きくなる。したがって、周波数サイドローブの抑圧効果も低減する。

図 3.41 における青の点線は、乗算の結果として生じる2つのビート周波数成分のなかで、遅延時間に比例しない成分である。この成分は不要な信号で、ターゲットが近くにある場合は、遅延時間に比例する本来の信号の周波数成分からはるかに離れた周波数帯に存在し、電力も小さい。しかし、ターゲットが遠くなるにつれて、本来の信号の周波数帯に近ずき、また電力も大きくなってくる。この信号成分は、直交検波により本来の信号との分離が可能である。

$k$ が1から0.5に近づくにつれて、周波数サイドローブの抑圧効果も大きくなる。図 3.42 は、 $k=0.5$ の場合の参照波形、送信波の周波数変化および復調波形である。この場合、参照波の振幅変化は、“0”まで低下する。復調波形は図 3.42 の(A),(B),(C),(D)に示すように、参照波の振幅変化に応じて変動する。

$K=0.5$ の場合は、復調信号における振幅が、時間的に急激に変化する程度が緩和されるので、周波数スペクトラムの幅が狭くなり、周波数サイドローブも低減する。

図 3.43 は、 $k$ を0から0.5の間で変化させた場合のサイドローブ抑圧効果である。この場合は、 $k$ の増加に伴い抑圧効果が極大値をとるのが特徴である。この時のベースバンド波形を図 3.44 に示す。遅延時間が参照信号振幅が0になる時間に一致すると、復調信号の振幅は時間に対し、比較的なだらかに変動する。この場合は、復調信号の周波数スペクトラムの幅が狭くなり、周波数サイドローブも低減する。また、復調信号の振幅は、 $k$ が0.5以上の場合と比較して頻繁に変動するので、復調信号の周波数スペクトラムが広がり、周波数サイドローブも増加する。

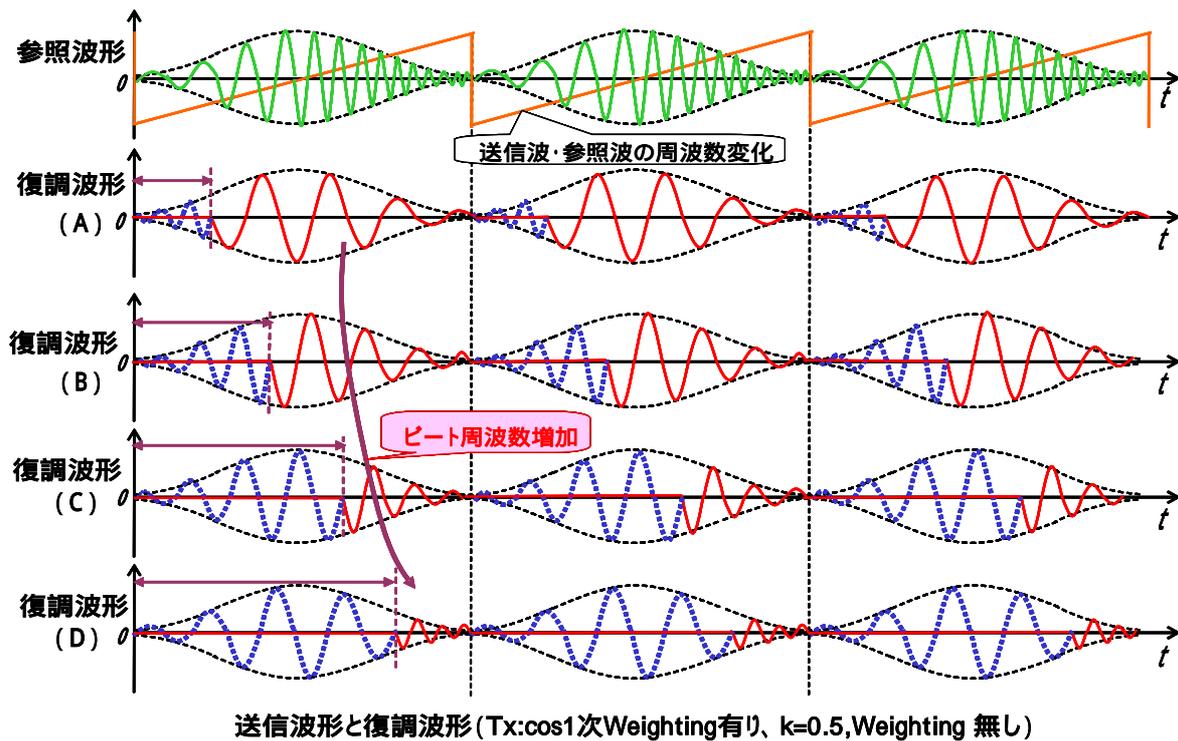


図 3.42 サイドローブ抑圧の効果 ( $k=0.5$  の場合)

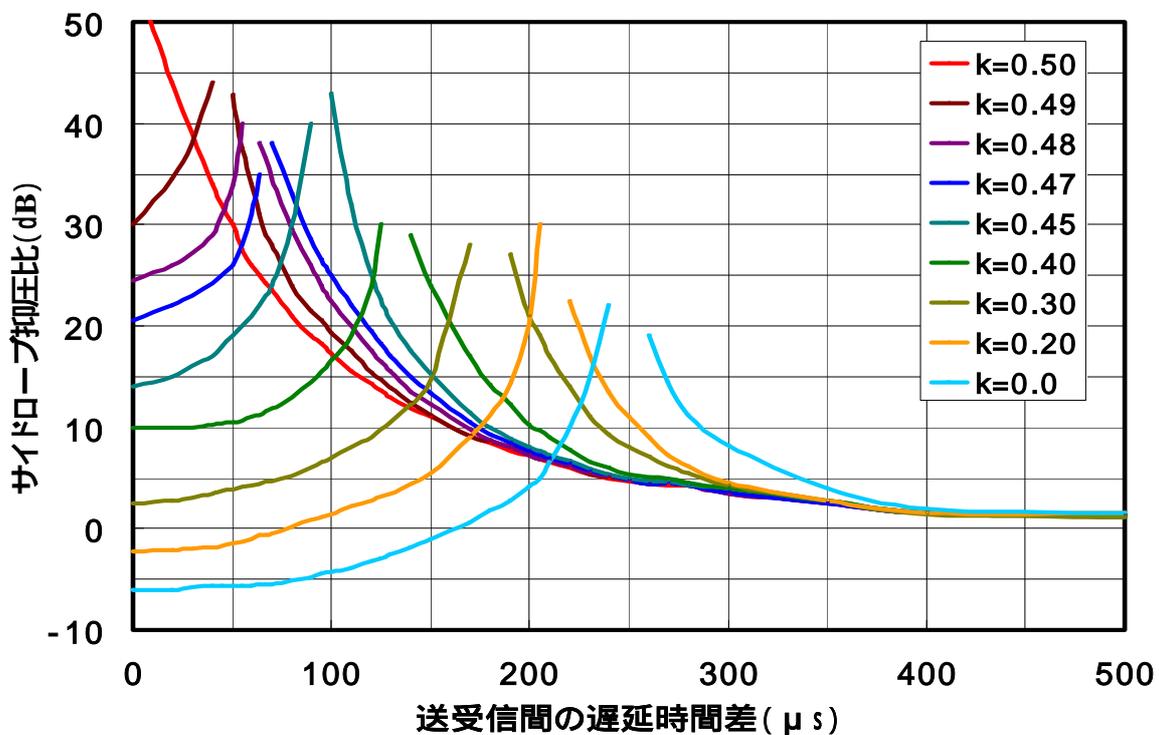
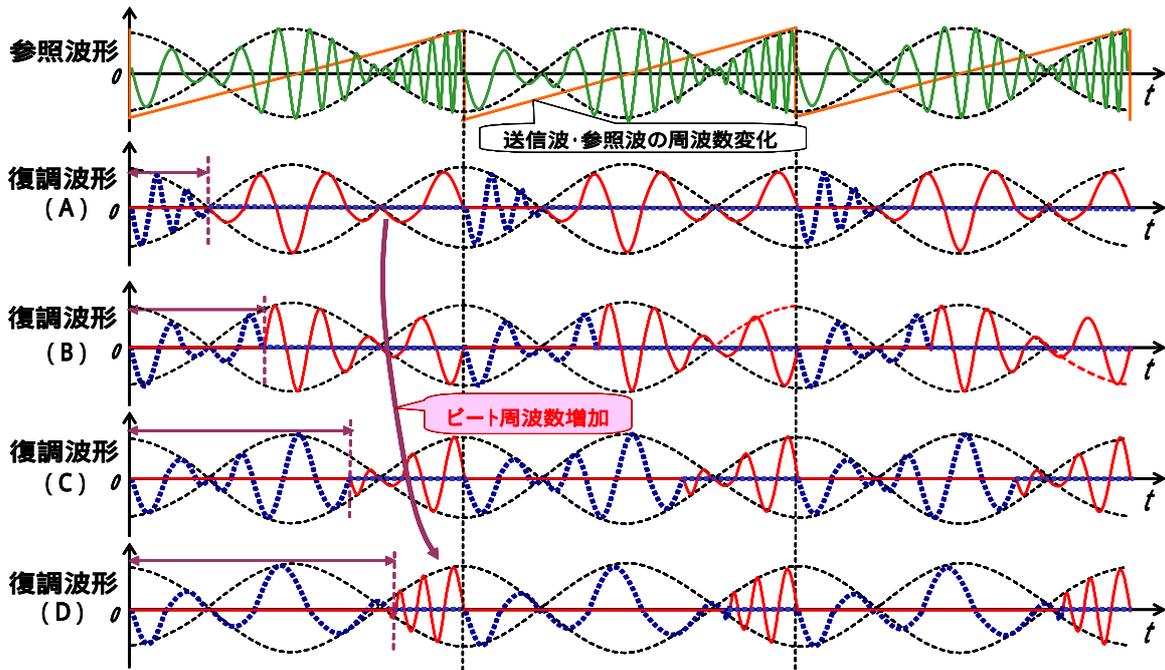


図 3.43 サイドローブ抑圧の効果 (パラメータ: 重み付け係数  $k$ )



送信波形と復調波形 (Tx:cos1次Weighting 有り、k=0.3,Rx:Weighting 無し)

図 3.44 サイドローブ抑圧の効果 (cos1 次の場合、k=0.3)

### 3.4.3 参照波に対する Hamming , Hanning , Blackman 関数による重み付け

本節では、3.3.2 節の解析結果を応用して、Hamming , Hanning , Blackman 関数によって重み付けした場合のサイドローブ低減効果を計算し、その結果を比較する。計算結果を図 3.44 に示す。図から、サイドローブ低減効果の大きさは、Blackman , Hamming , Hanning の順になることが明らかになった。

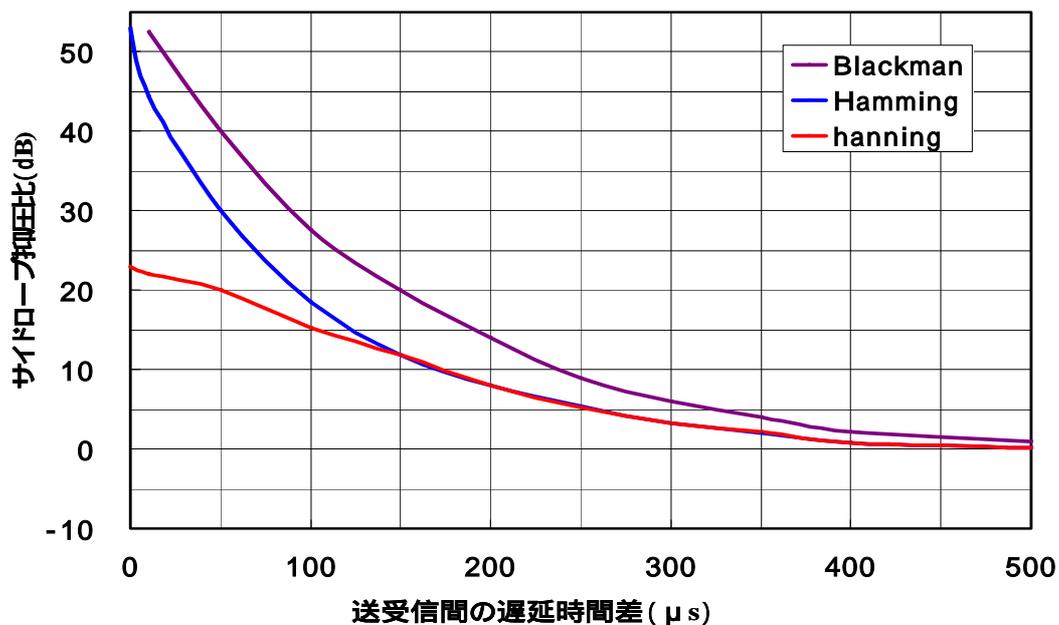


図 3.45 サイドローブ低減効果の重み付け関数依存性

### 3.4.4 参照波に対する余弦 2 乗関数による重み付け

#### 1) 重み付けしたベースバンド信号 (復調信号) の解析

次に, レーダで使われている重み付け関数として, 変調周波数の周期  $T_m$  で繰り返すバ  
イアス余弦二乗関数  $w_2(t)$  を用い, サイドローブ低減効果を計算する.

$$\begin{aligned} w_2(t) &= k + (1-k) \cos^2 \frac{2\pi t}{T_m} = k + (1-k) \cos^2 \omega_m t = k + (1-k) \frac{1 + \cos 2\omega_m t}{2} \\ &= k + \frac{1-k}{2} + \frac{1-k}{2} \cos 2\omega_m t = \frac{1+k}{2} + \frac{1-k}{2} \cos 2\omega_m t \end{aligned} \quad (3.57)$$

重み付けされた直交参照信号  $v_{refI}, v_{refQ}$  を下式により, 新たに定義する.

$$\begin{aligned} v_{refI}(t) &= [k + (1-k)^2 \cos \omega_m t] \cos[\omega_o t + \Delta\omega F(t)] = \frac{1}{2} [(1+k) + (1-k) \cos 2\omega_m t] \operatorname{Re}[\exp(j(\omega_o t + \Delta\omega F(t)))] \\ v_{refQ}(t) &= [k + (1-k)^2 \cos \omega_m t] \sin[\omega_o t + \Delta\omega F(t)] = \frac{1}{2} [(1+k) + (1-k) \cos 2\omega_m t] \operatorname{Im}[\exp(j(\omega_o t + \Delta\omega F(t)))] \end{aligned}$$

参照信号を複素信号により, まとめて表現すると,

$$\dot{v}_{ref}(t) = \frac{1}{2} [(1+k) + (1-k) \cos 2\omega_m t] \exp[j(\omega_o t + \Delta\omega F(t))]$$

複素参照信号  $\dot{v}_{ref}(t)$  を用いて  $v_R(t)$  を直交検波すると, 出力信号である  $\dot{v}_{D2}(t)$  の実数部  
が I 成分, 虚数部が Q 成分となる.

$$\begin{aligned} \dot{v}_{D2}(t) &= \dot{v}_{ref}(t) \times v_R(t) = \frac{1}{2} [(1+k) + (1-k) \cos 2\omega_m t] \exp[j(\omega_o t + \Delta\omega F(t))] \\ &\times \alpha \frac{\exp\{j[(\omega_o + \omega_d)t + \phi_o + \Delta\omega F(t - \tau)]\} - \exp\{-j[(\omega_o + \omega_d)t + \phi_o + \Delta\omega F(t - \tau)]\}}{2j} \\ &\approx -\frac{\alpha}{4j} [(1+k) + (1-k) \cos 2\omega_m t] \times \exp\{j(-\omega_d t - \phi_o) + \Delta\omega[F(t) - F(t - \tau)]\} \\ &= j \frac{\alpha}{4} [(1+k) + (1-k) \cos 2\omega_m t] \times \exp[-j(\omega_d t + \phi_o)] \times \exp[j\Delta\omega(F(t) - F(t - \tau))] \end{aligned}$$

$v_{D2}(t)$  は, フーリエ級数を用いて, 以下のように表現できる [3-4].

$$\begin{aligned} v_{D2}(t) &= j \frac{\alpha}{4} [(1+k) + (1-k) \cos \omega_m t] \times \exp[-j(\omega_d t + \phi_o)] \\ &\times \left\{ \left[ \frac{a_o}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_m t + b_n \sin n\omega_m t) \right] + j \left[ \frac{c_o}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (c_n \cos n\omega_m t + d_n \sin n\omega_m t) \right] \right\} \end{aligned} \quad (3.58)$$

ここで,  $a_n, d_n$  に(3.54)式, (3.55)式をそれぞれ代入し,  $b_n = 0, c_n = 0$  と置く. また,  
前節の解析と同様に,  $\omega_d = 0$  とする. さらに,  $\cos z = [\exp(jz) + \exp(-jz)]/2$  の関係を  
上式に適用して, 次式を得る.

$$\dot{v}_{d2}(t) = j \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{1-k}{4} \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{[(\Delta\omega\tau + 2\pi(n-2)) \cdot (T_m - \tau)]}{2T_m}}{[\Delta\omega\tau + 2\pi(n-2)] \cdot [\Delta\omega(T_m - \tau) - 2\pi(n-2)]} \cdot \exp(-jn\omega_m t - j\phi_o)$$

$$\begin{aligned}
& + j \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{1-k}{4} \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{[\Delta\omega\tau - 2\pi(n-2)] \cdot (T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau - 2\pi(n-2))[\Delta\omega(T_m - \tau) + 2\pi(n-2)]} \cdot \exp(jn\omega_m t) \\
& + j \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{1+k}{2} \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau + 2n\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau + 2n\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) - 2n\pi]} \cdot \exp(-jn\omega_m t) \\
& + j \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{1+k}{2} \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau - 2n\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau - 2n\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) + 2n\pi]} \cdot \exp(jn\omega_m t - j\phi_0) \\
& + j \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{1-k}{4} \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{[(\Delta\omega\tau + 2\pi(n+2)] \cdot (T_m - \tau)}{2T_m}}{[(\Delta\omega\tau + 2\pi(n+2))] \cdot [\Delta\omega(T_m - \tau) - 2\pi(n+2)]}}{\cdot \exp(-jn\omega_m t)} \\
& + j \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{1-k}{4} \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{[\Delta\omega\tau - 2\pi(n+2)] \cdot (T_m - \tau)}{2T_m}}{[\Delta\omega\tau - 2\pi(n+2)] \cdot [\Delta\omega(T_m - \tau) + 2\pi(n+2)]} \cdot \exp(jn\omega_m t) \quad (3.59)
\end{aligned}$$

(3.59)式に基づいて、FMCW ベースバンド信号周波数スペクトラムを計算するプロセスは、バイアス余弦波の場合と同様なので、ここでは省略する。

## 2) 計算結果

計算に用いた定数は、バイアス余弦関数の計算と全く同様である。代表例として、 $k$  を 0.7 とし、往復の遅延時間を  $5.01 \mu s$ 、 $300.1 \mu s$  とした場合のベースバンド周波数スペクトラムを図 3.46 に示す。

図では、重み付けをしない場合と重み付けをした場合を比較する目的で、 $k = 0$  (青色) と  $k=0.7$  (赤色) の計算結果を同じグラフに表示した。両図とも、重み付けをした場合は、メインローブが低下するが、サイドローブはそれ以上に抑圧されることを示している。

図 3.47 は、サイドローブ抑圧の様子を、パラメータを  $k$  とし、遅延時間 に関して計算した結果である。 $k = 1$  は、重み付けが無い場合に相当し、 $\tau$  の値にかかわらず、サイドローブ抑圧の効果は見られない。 $k$  を 1 から減少させてゆくと、 $\tau$  が  $250 \mu s$  付近に、徐々にサイドローブ抑圧の効果が見られるようになるが、 $\tau$  が  $100 \mu s$  以下では、逆にサイドローブが増大してくることがわかる。 $k$  が 0.5 以上になると、 $\tau$  が  $250 \mu s$  付近の抑圧効果は顕著になるが、それ以外の遅延時間帯では、あまり効果はあらわれない。

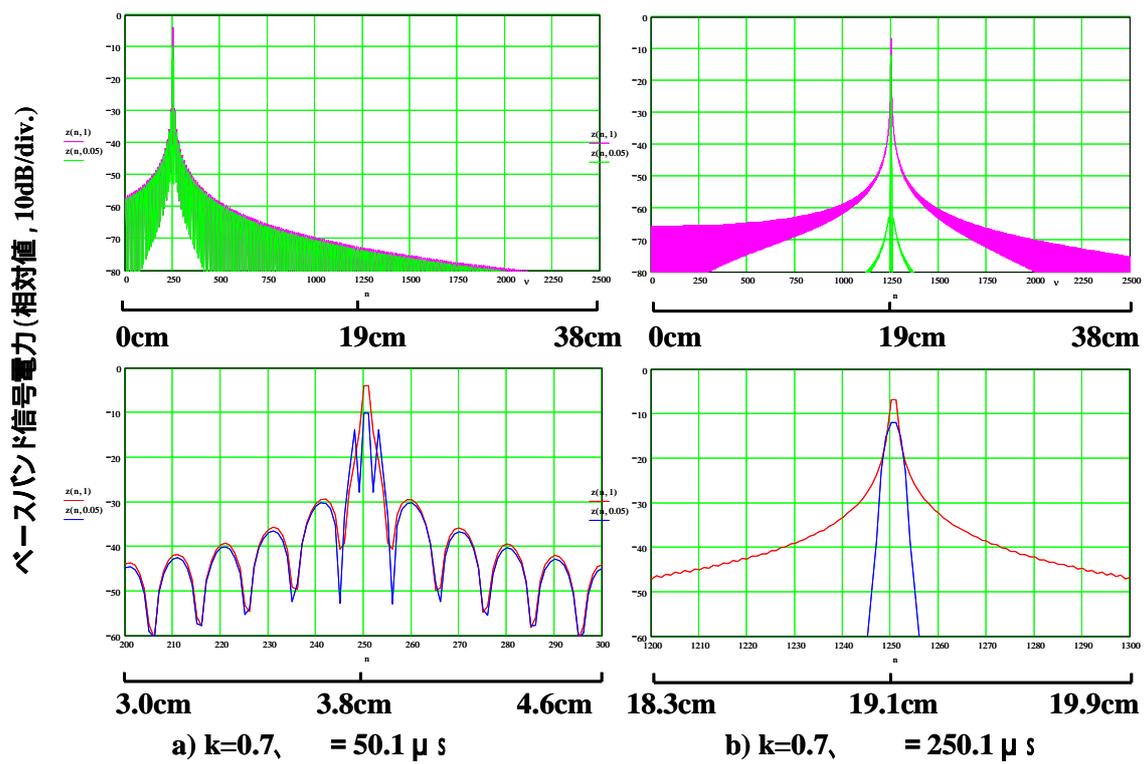


図 3.46 ベースバンド信号の周波数スペクトラム  
 (赤：重み付け無し、青：重み付け有り)

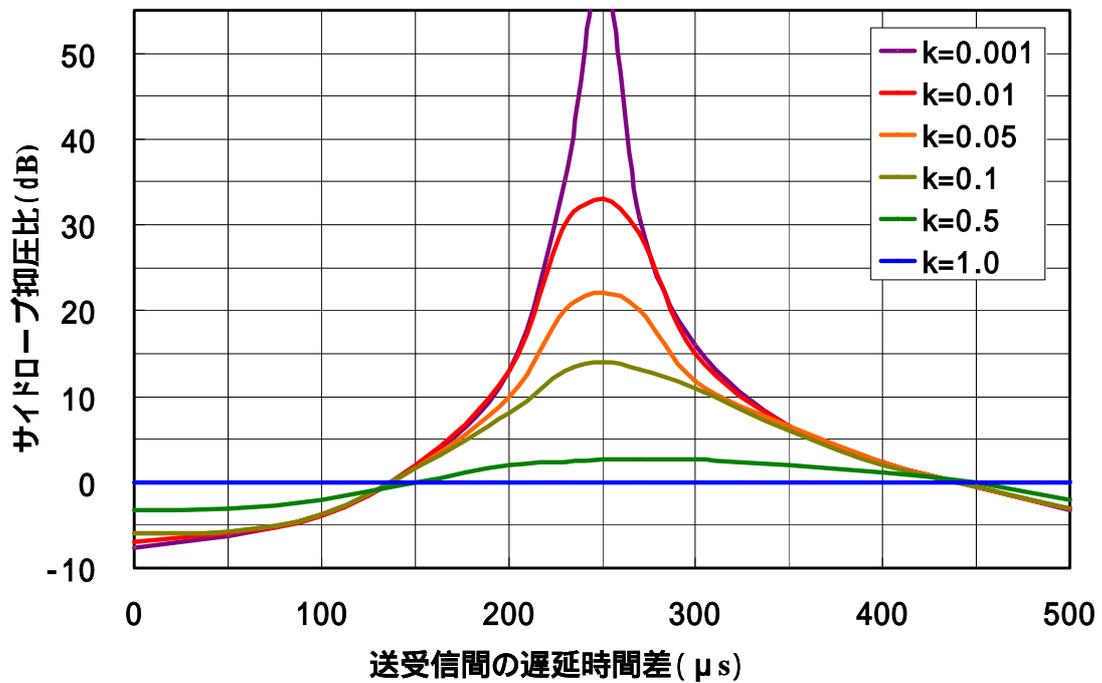


図 3.47 サイドローブ抑圧の効果 (パラメータ：重み付け係数  $k$ )

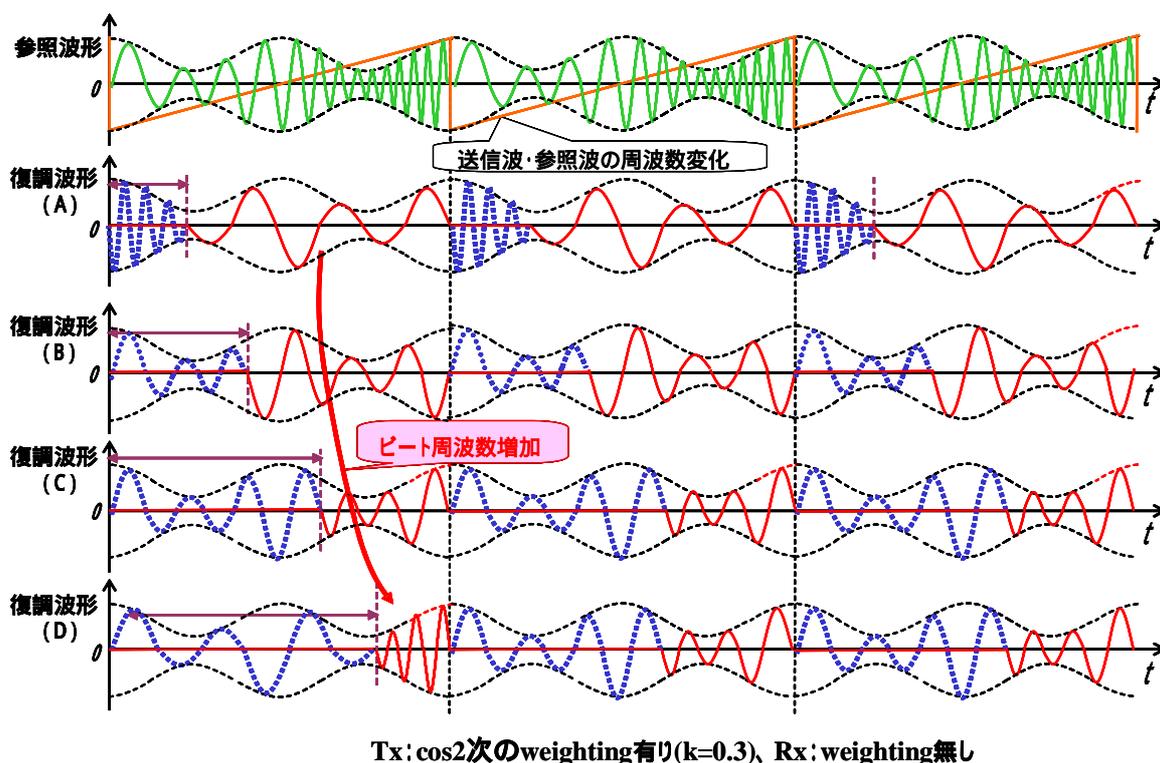


図 3.48 サイドローブ抑圧の効果 ( $\cos^2$  次の場合、 $k=0.3$ )

$k$  が 0.3 付近のときの送受信波形を図 3.48 に示す。復調波形の振幅は、変調周期のなかで、増減を 2 回繰り返す。余弦関数  $w_1(t)$  で重み付けしたときの振幅も変調周期のなかで、増減を 2 回繰り返すが、振幅が 0 付近の変化は時間に対し急激であった。しかるに、余弦二乗関数  $w_2(t)$  で重み付けしたときは、時間変化に関する振幅の変化がゆるやかなので、周波数サイドローブ低減効果の生じる領域が拡大される。

余弦二乗関数の結果をバイアス余弦関数の場合と比較すると、広範囲の遅延時間にわたってサイドローブ低減効果は、バイアス余弦関数のほうが優れていると判断した。

### 3.4.5 送信波および参照波に対するバイアス余弦関数の重み付け

#### 1) ベースバンド信号 (復調信号) の解析結果

いままでは、参照波に重み付けする方式について、重み付け関数の種類によるサイドローブ低減効果を解析してきた。しかし、重み付けは、なにも参照波に限らず、送信波を対象に重み付けすることも可能である。そこで、本節では、受信波に対する重み付けの効果を解析した。この場合、復調系では、重み付けされた送信波が反射されて戻ってきた受信波と、重み付けされた参照波を直交検波することになる。

解析の手法としては、バイアス余弦関数(3.52)式の  $k$  に相当する重み付け係数を、送信波、受信波の重み付けに関し、それぞれ “ $u$ ”、“ $v$ ” とし、これらをパラメータとしてベ

ースバンド信号を各高調波ごとに求めればよい．この手段は，3.3.1 節，3.3.2 節の方法と同様なので，解析のプロセスは省略し，解析結果のみを記述する．

なお，(3.52)式から明らかなごとく， $u=1$ ，あるいは  $v=1$  は重み付け無しに相当する．解析結果によれば，FM-CW ベースバンド信号の各高調波は，(3.60)式により表現される．

$$\begin{aligned}
v_{D3}(t) = & j \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{(1-v)(1-u)}{4} \exp(j\omega_m \tau) \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau + 2(n-2)\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau + 2(n-2)\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) - 2(n-2)\pi]} \cdot \exp[-j(n\omega_m t + j\phi_0)] \\
& + j \frac{\alpha}{2} \left[ \frac{v(1-u)}{2} \exp(j\omega_m \tau) + \frac{u(1-v)}{2} \right] \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau + 2(n-1)\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau + 2(n-1)\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) - 2(n-1)\pi]} \cdot \exp[-j(n\omega_m t + j\phi_0)] \\
& + j \frac{\alpha}{2} \left[ vu + \frac{(1-v)(1-u)}{2} \cdot \cos \omega_m \tau \right] \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau + 2n\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau + 2n\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) - 2n\pi]} \cdot \exp[-j(n\omega_m t + j\phi_0)] \\
& + j \frac{\alpha}{2} \left[ \frac{v(1-u)}{2} \exp(-j\omega_m \tau) + \frac{u(1-v)}{2} \right] \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau + 2(n+1)\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau + 2(n+1)\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) - 2(n+1)\pi]} \cdot \exp[-j(n\omega_m t + j\phi_0)] \\
& + j \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{(1-v)(1-u)}{4} \exp(-j\omega_m \tau) \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau + 2(n+2)\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau + 2(n+2)\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) - 2(n+2)\pi]} \cdot \exp[-j(n\omega_m t + j\phi_0)] \\
& + j \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{(1-v)(1-u)}{4} \exp(-j\omega_m \tau) \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau - 2(n-2)\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau - 2(n-2)\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) + 2(n-2)\pi]} \cdot \exp[j(n\omega_m t - j\phi_0)] \\
& + j \frac{\alpha}{2} \left[ \frac{v(1-u)}{2} \exp(-j\omega_m \tau) + \frac{u(1-v)}{2} \right] \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau - 2(n-1)\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau - 2(n-1)\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) + 2(n-1)\pi]} \cdot \exp[j(n\omega_m t - j\phi_0)] \\
& + j \frac{\alpha}{2} \left[ vu + \frac{(1-v)(1-u)}{2} \cdot \cos \omega_m \tau \right] \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau - 2n\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau - 2n\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) + 2n\pi]} \cdot \exp[j(n\omega_m t - j\phi_0)] \\
& + j \frac{\alpha}{2} \left[ \frac{v(1-u)}{2} \exp(j\omega_m \tau) + \frac{u(1-v)}{2} \right] \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau - 2(n+1)\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau - 2(n+1)\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) + 2(n+1)\pi]} \cdot \exp[j(n\omega_m t - j\phi_0)] \\
& + j \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{(1-v)(1-u)}{4} \exp(j\omega_m \tau) \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau - 2(n+2)\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau - 2(n+2)\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) + 2(n+2)\pi]} \cdot \exp[j(n\omega_m t - j\phi_0)]
\end{aligned} \tag{3.60}$$

## 2) 計算結果

### (1) 送信波のみに重み付けした場合

ベースバンド信号(3.64)式において、 $v=1$  と置き、 $u$  をパラメータとして変化させた場合の計算結果を図 3.49 に示す(図では、 $u$  の代わりに、 $k$  を用いている)。図から、 $u$  が 0.4 から 0.8 の間では、 $u$  の減少につれて抑圧効果は近距離では大きくなる。また、 $\tau = 250 \mu s$  付近では、メインローブの減少が著しく、その結果として抑圧効果はマイナスになることが明らかになった。 $u$  が 0.5 より大きくなると、抑圧効果はだんだん減少し、0.8 以下ではほとんど効果は無い。

全体としては、効果は近距離では多少効果はあるものの、広範囲にわたる効果は、参照波に重み付けしたときに比べ、少ないことが分かった。

### (2) 送信波、参照波ともに同じパラメータによる重み付けをした場合

ベースバンド信号(3.48)式において、 $v=u$  と置き、この値をパラメータとして変化させたときの計算結果を図 3.50 に示す(図では、 $u$  の代わりに、 $k$  を用いている)。この場合は、送信波のみのときより多少効果はあるものの、大差が無いことが分かった。

### (3) 参照波を $v=0.5$ で重み付けし、送信波の重み付けを変化させた場合( $v=0.4 \sim 1.0$ )

計算結果を図 3.51 に示す。 $v=1$  は、参照波に重み付けした場合と全く同じである。 $v$  を 1 から減少させてゆくと、遅延時間  $\tau = 250 \mu s$  付近では、その効果はマイナスの結果となってしまった。

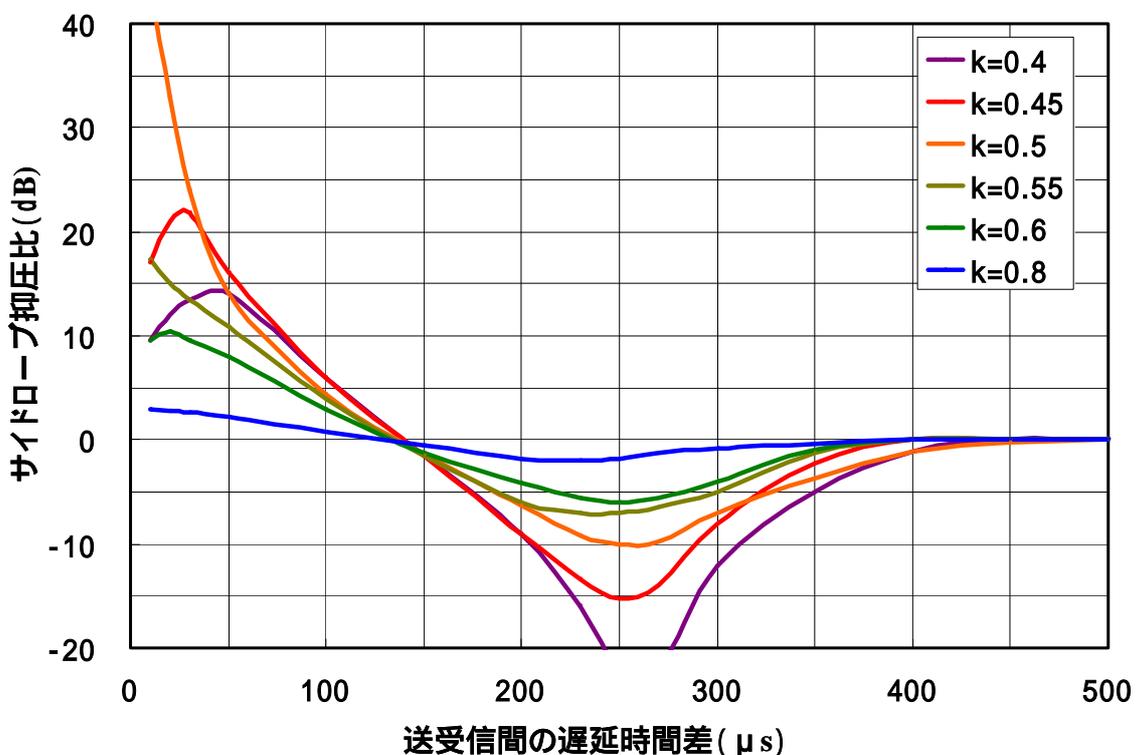


図 3.49 サイドローブ抑圧の効果(送信波に重み付けパラメータ:重み付け係数  $u$ )

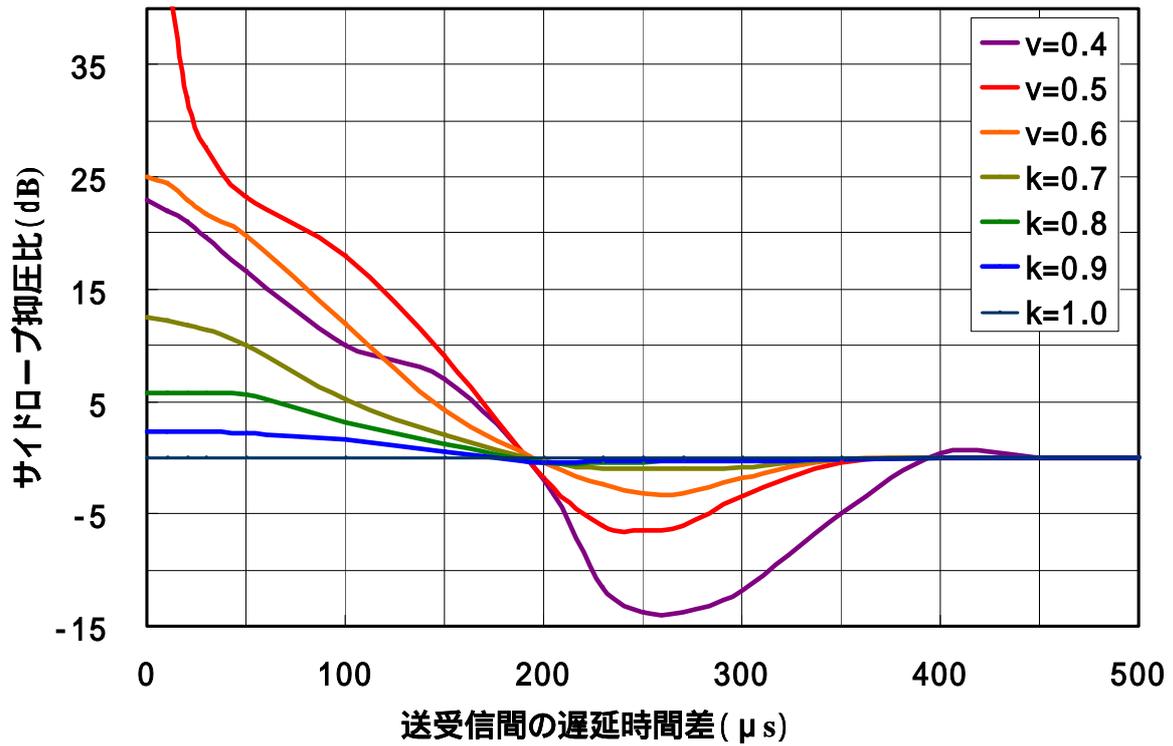


図 3.50 サイドローブ抑圧の効果 (送受信波に重み付けパラメータ: 重み付け係数  $v=u$ )

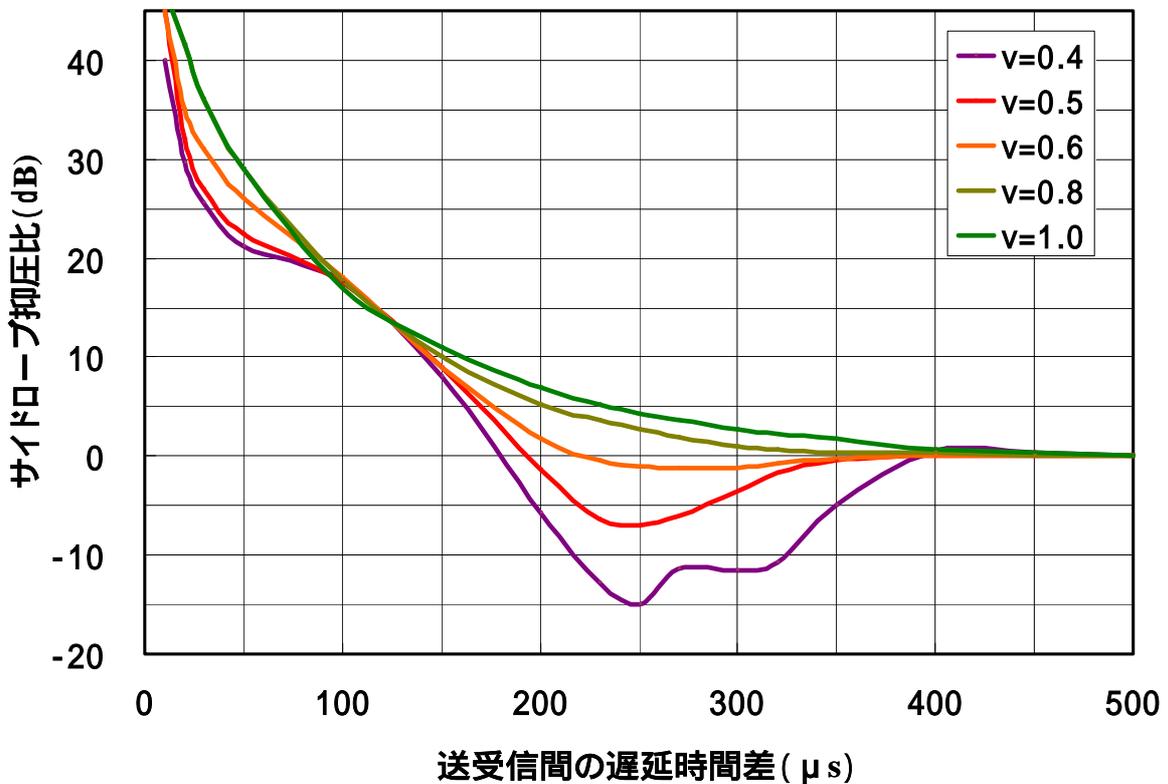


図 3.51 サイドローブ抑圧の効果 (送受信波に重み付けパラメータ: 重み付け係数  $v=0.5, u$  を変化)

### 3.4.6 参照波に対するバイアス余弦関数を2乗した関数による重み付け

#### 1) ベースバンド信号(復調信号)の解析結果

前節の解析により, 送信波への重み付けは, サイドローブ低減にあまり寄与しないことが明らかになった. これは, 重み付けされた受信波が参照波に対して遅れて受信されるので, 重み付け関数自身が位相回転することに起因する.

そこで, この影響を受けない手段として, 参照波に重み付けする方法に再度着目した. 3.3.1 節および 3.3.2 節で, バイアス余弦関数波と余弦二乗関数の効果を解析した結果, バイアス余弦関数のほうがサイドローブ低減に効果有りとの計算結果を得た. 本節では, このバイアス余弦関数自身を2乗した関数による重み付けの効果を計算した. 解析手法は, 3.3.1 節, 3.3.2 節と同様なので, ここでは解析結果のみを以下に記述する. なお, (3.61)式における  $u$ ,  $v$  は, もともと送信波, 受信波に関する重み付け係数であるが, 本解析では, この値を同時に,  $0.0 \sim 1.0$  の間で変化させた. ただし, 受信波における遅延時間の影響は考慮しなくてよいので, 重み付け関数における  $\alpha$  は, “0” と設定した.

$$\begin{aligned}
 v_{D4}(t) = & j \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{(1-v)(1-u)}{4} \exp(j\omega_m \tau) \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau + 2(n-2)\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau + 2(n-2)\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) - 2(n-2)\pi]} \cdot \exp[-j(n\omega_m t + j\phi_0)] \\
 & + j \frac{\alpha}{2} \left[ \frac{v(1-u)}{2} \exp(j\omega_m \tau) + \frac{u(1-v)}{2} \right] \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau + 2(n-1)\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau + 2(n-1)\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) - 2(n-1)\pi]} \cdot \exp[-j(n\omega_m t + j\phi_0)] \\
 & + j \frac{\alpha}{2} \left[ vu + \frac{(1-v)(1-u)}{2} \cdot \cos \omega_m \tau \right] \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau + 2n\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau + 2n\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) - 2n\pi]} \cdot \exp[-j(n\omega_m t + j\phi_0)] \\
 & + j \frac{\alpha}{2} \left[ \frac{v(1-u)}{2} \exp(-j\omega_m \tau) + \frac{u(1-v)}{2} \right] \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau + 2(n+1)\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau + 2(n+1)\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) - 2(n+1)\pi]} \cdot \exp[-j(n\omega_m t + j\phi_0)] \\
 & + j \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{(1-v)(1-u)}{4} \exp(-j\omega_m \tau) \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau + 2(n+2)\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau + 2(n+2)\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) - 2(n+2)\pi]} \cdot \exp[-j(n\omega_m t + j\phi_0)] \\
 & + j \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{(1-v)(1-u)}{4} \exp(-j\omega_m \tau) \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau - 2(n-2)\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau - 2(n-2)\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) + 2(n-2)\pi]} \cdot \exp[j(n\omega_m t - j\phi_0)] \\
 & + j \frac{\alpha}{2} \left[ \frac{v(1-u)}{2} \exp(-j\omega_m \tau) + \frac{u(1-v)}{2} \right] \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau - 2(n-1)\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau - 2(n-1)\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) + 2(n-1)\pi]} \cdot \exp[j(n\omega_m t - j\phi_0)] \\
 & + j \frac{\alpha}{2} \left[ vu + \frac{(1-v)(1-u)}{2} \cdot \cos \omega_m \tau \right] \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau - 2n\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau - 2n\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) + 2n\pi]} \cdot \exp[j(n\omega_m t - j\phi_0)]
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + j \frac{\alpha}{2} \left[ \frac{v(1-u)}{2} \exp(j\omega_m \tau) + \frac{u(1-v)}{2} \right] \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau - 2(n+1)\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau - 2(n+1)\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) + 2(n+1)\pi]} \cdot \exp[j(n\omega_m t - j\phi_0)] \\
& + j \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{(1-v)(1-u)}{4} \exp(j\omega_m \tau) \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau - 2(n+2)\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau - 2(n+2)\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) + 2(n+2)\pi]} \cdot \exp[j(n\omega_m t - j\phi_0)]
\end{aligned}
\tag{3.61}$$

## 2) 計算結果

u、vともに0.0から1.0まで変化させた場合のサイドローブ低減効果を図3.52(A)，(B)に示す．低減効果は，これまでの解析結果のなかでは最も大きく，バイアス余弦関数の特性より，深さ依存性が無くなってゆく傾向を示した．

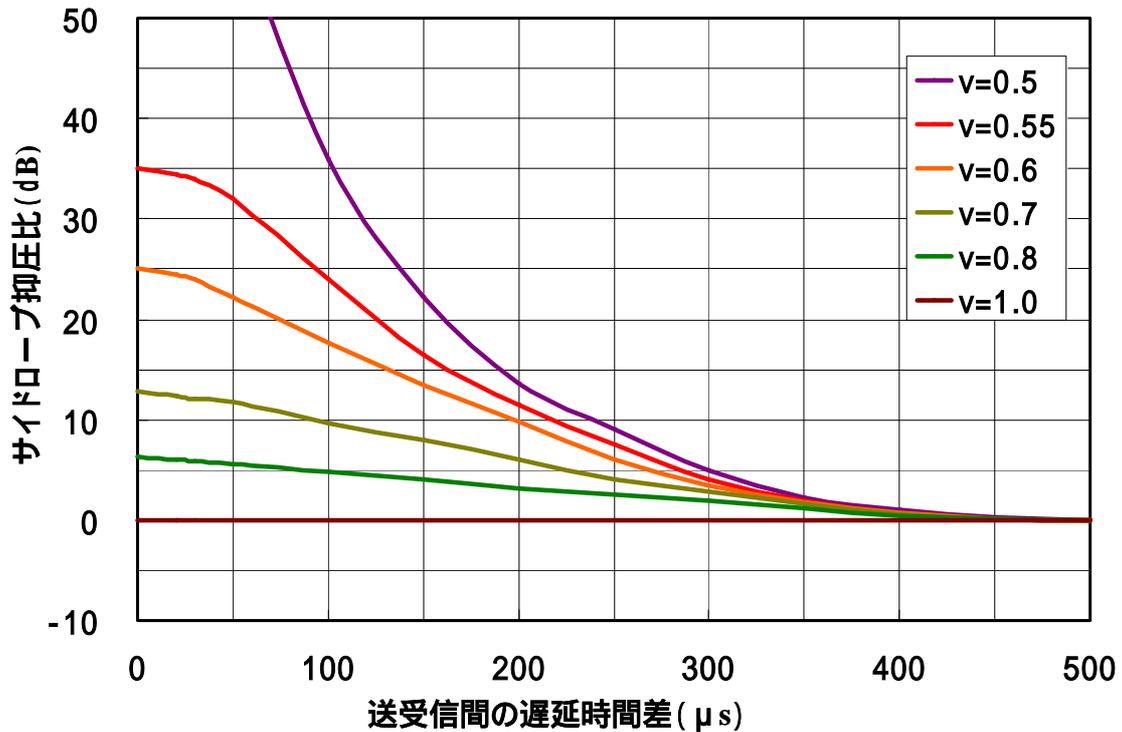


図 3.52 (A) サイドローブ抑圧の効果 (バイアス余弦関数の 2 乗、v,u : 0.5 ~ 1.0)

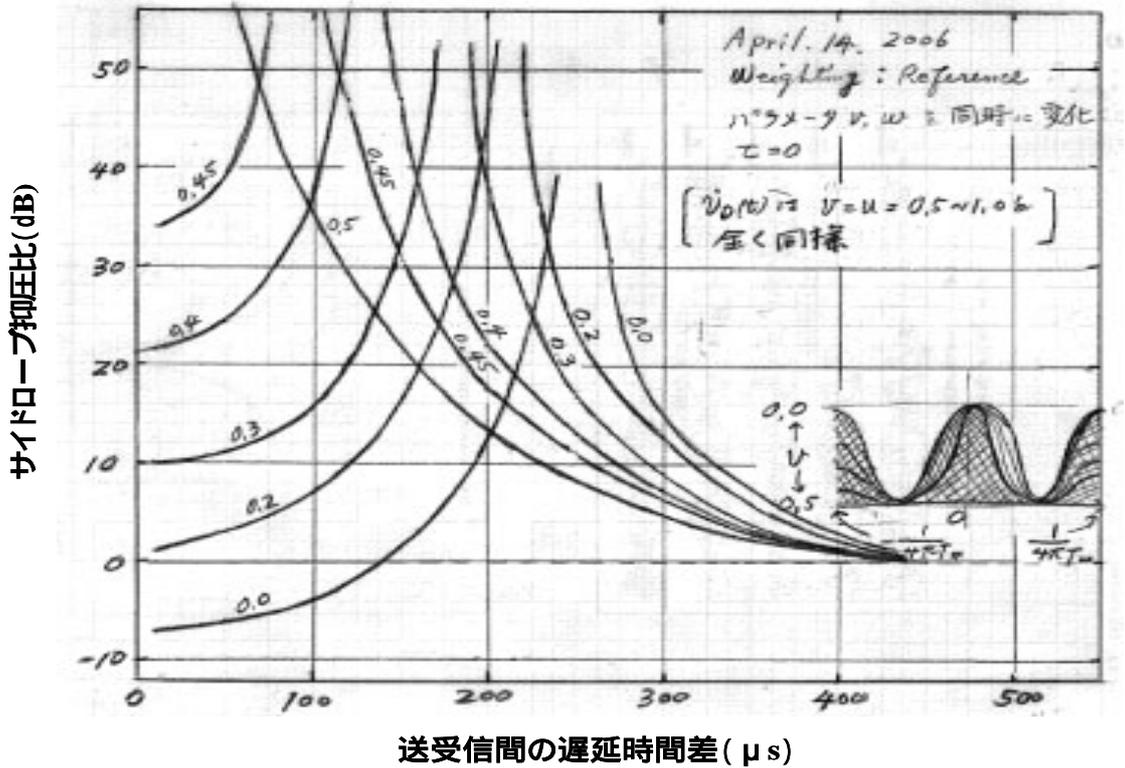


図 3.52 (B) サイドローブ抑圧の効果 (バイアス余弦関数の 2 乗、v, u : 0.0 ~ 0.5)

### 3.4.7 参照波に対するバイアス余弦関数を 3 乗した関数による重み付け

#### 1) ベースバンド信号 (復調信号) の解析結果

前節の解析により，このバイアス余弦関数自身を 2 乗した関数は最も効果のあることが分かった．そこで，さらに広範囲にわたり効果が拡大することを期待して，バイアス余弦関数自身を 3 乗した関数による重み付けの効果を計算した．解析手法は 3.3.1 節、3.3.2 節と同様なので，ここでは解析結果のみを以下に記述する．解析結果は，次数が大きくなるほど複雑な表現となる．

3.3.1 にも記載したように，解析結果は，正，負の高調波成分を含んでいるが，計算に用いているのは正の高調波成分である．したがって，以下，正の高調波成分についてのみ結果を記載した．

$$\begin{aligned} \dot{v}_{DS}(t) = & j \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{(1-v)^3}{8} \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{[\Delta\omega\tau - 2(n-3)\pi](T_m - \tau)}{2T_m}}{[\Delta\omega\tau - 2(n-3)\pi][\Delta\omega(T_m - \tau) + 2(n-3)\pi]} \exp[j(n\omega_m t - \phi_0)] \\ & + j \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{3v(1-v)^2}{4} \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{[\Delta\omega\tau - 2(n-2)\pi](T_m - \tau)}{2T_m}}{[\Delta\omega\tau - 2(n-2)\pi][\Delta\omega(T_m - \tau) + 2(n-2)\pi]} \exp[j(n\omega_m t - \phi_0)] \\ & + j \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{3(1-v)(5v^2 - 3v + 1)}{8} \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{[\Delta\omega\tau - 2(n-1)\pi](T_m - \tau)}{2T_m}}{[\Delta\omega\tau - 2(n-1)\pi][\Delta\omega(T_m - \tau) + 2(n-1)\pi]} \exp[j(n\omega_m t - \phi_0)] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + j \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{5v^3 - 6v^2 + 3v}{2} \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{[\Delta\omega\tau - 2n\pi](T_m - \tau)}{2T_m}}{[\Delta\omega\tau - 2n\pi][\Delta\omega(T_m - \tau) + 2n\pi]} \exp[j(n\omega_m t - \phi_0)] \\
& + j \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{3(1-v)(5v^2 - 3v + 1)}{8} \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{[\Delta\omega\tau - 2(n+1)\pi](T_m - \tau)}{2T_m}}{[\Delta\omega\tau - 2(n+1)\pi][\Delta\omega(T_m - \tau) + 2(n+1)\pi]} \exp[j(n\omega_m t - \phi_0)] \\
& + j \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{3v(1-v)^2}{4} \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{[\Delta\omega\tau - 2(n+2)\pi](T_m - \tau)}{2T_m}}{[\Delta\omega\tau - 2(n+2)\pi][\Delta\omega(T_m - \tau) + 2(n+2)\pi]} \exp[j(n\omega_m t - \phi_0)] \\
& + j \frac{\alpha}{2} \cdot \frac{(1-v)^3}{8} \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{[\Delta\omega\tau - 2(n+3)\pi](T_m - \tau)}{2T_m}}{[\Delta\omega\tau - 2(n+3)\pi][\Delta\omega(T_m - \tau) + 2(n+3)\pi]} \exp[j(n\omega_m t - \phi_0)] \quad (3.62)
\end{aligned}$$

## 2) 計算結果

V を 0.0 から 1.0 まで変化させた場合のサイドローブ低減効果を，図 3.53(A)，(B) に示す．低減効果は，サイドローブ抑圧効果が，さらに広範囲に広がる傾向を示した．この傾向を，バイアス余弦波をそれぞれ 1 乗，2 乗，3 乗した関数について，重ねて描いたグラフを図 3.54(A)，(B) に示す．このグラフから，バイアス余弦波のべき乗数を大きくするほど，サイドローブ抑圧効果は，浅部から深部に渡り広範囲に広がることを推定される．

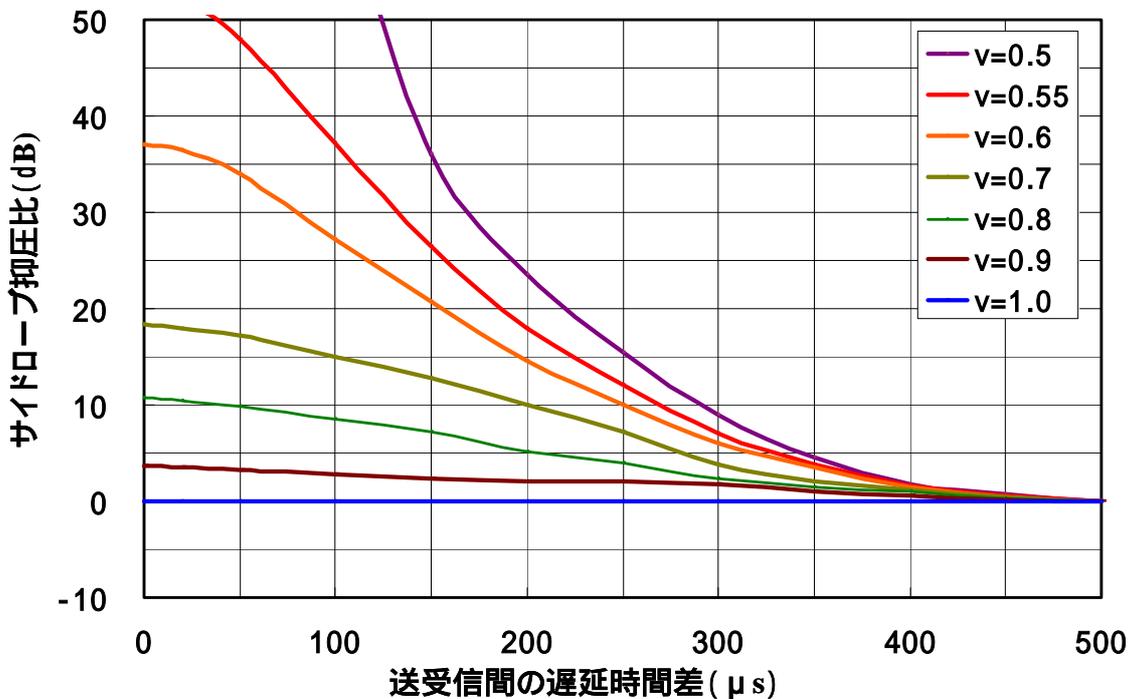


図 3.53 (A) サイドローブ抑圧の効果 (バイアス余弦関数の三乗、v : 0.5 ~ 0.8)

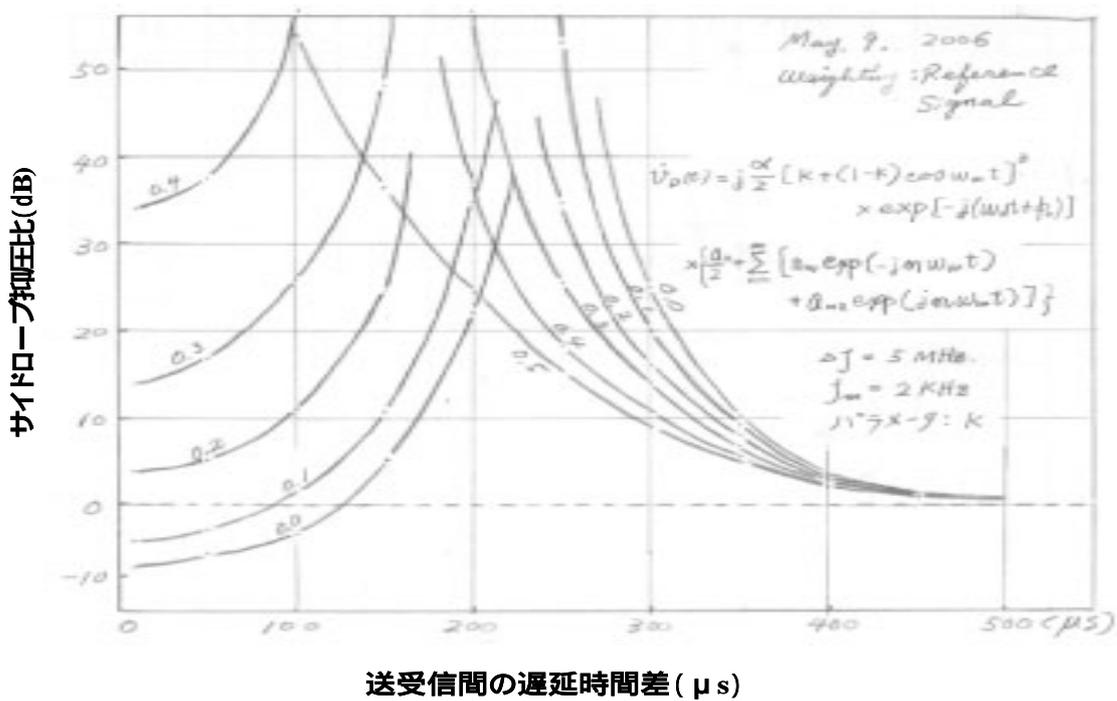


図 3.53 (B) サイドローブ抑圧の効果 (バイアス余弦関数の三乗、 $v : 0.45 \sim 1.0$ )

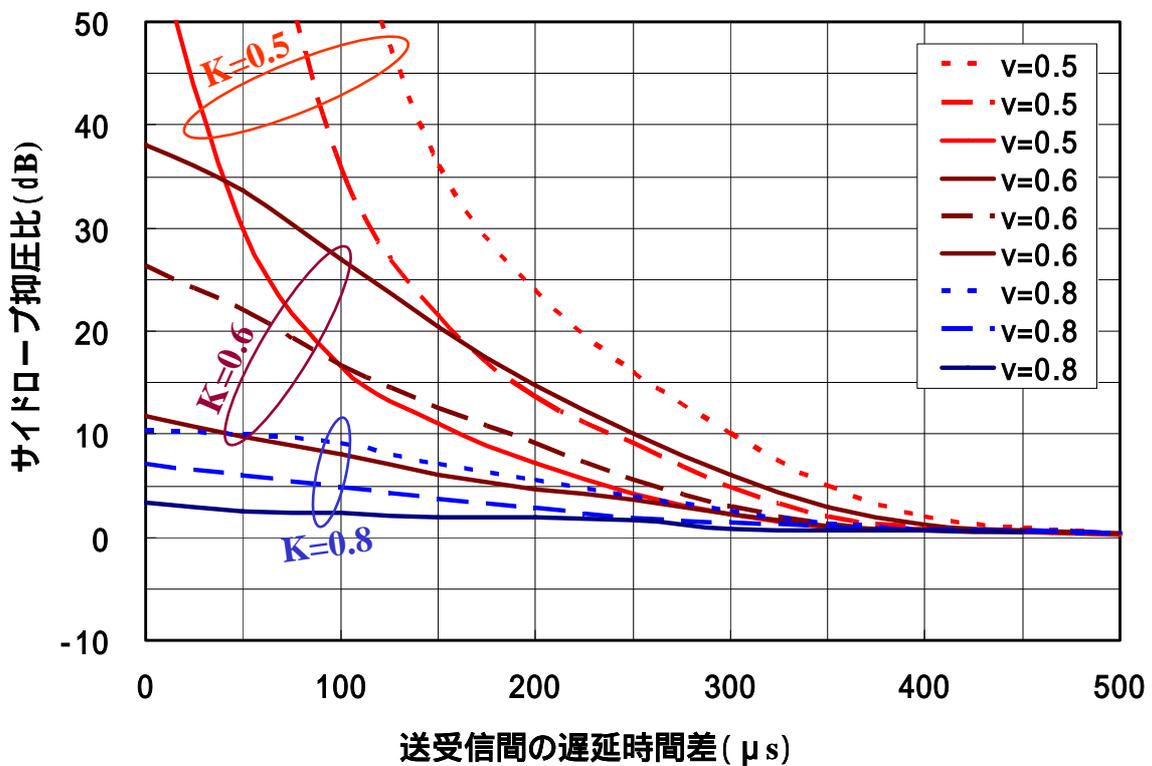
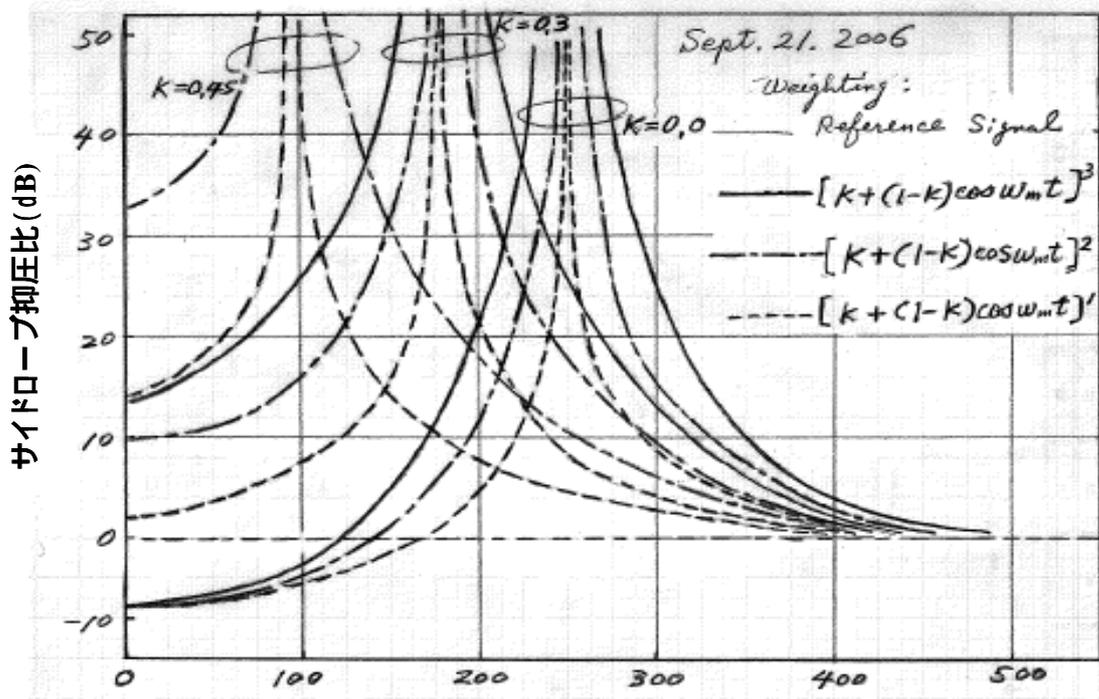


図 3.54 (A) サイドローブ抑圧効果の比較 (バイアス余弦関数の 1 乗、2 乗、3 乗) ( $k=0.5 \sim 0.8$ )



送受信間の遅延時間差 (μs)

図 3.54 (B) サイドローブ抑圧効果の比較 (バイアス余弦関数の 1 乗、2 乗、3 乗)  
( $k = 0.0 \sim 0.45$ )

### 3.4.8 重み付けによるメインローブの広がり と電力の減少

これまで、重み付けによるサイドローブ低減について、重み付け関数を変化させ、その低減の程度を解析し、計算により推定した。しかし、レーダ信号処理でも明らかなように、重み付けには、必ずメインローブの広がり と電力低下を伴う。本節では、重み付けで最も効果が期待できるバイアス余弦波について、その量を推定した。以下、バイアス余弦波を 1 乗、2 乗、3 乗、4 乗、5 乗した重み付け関数について、mathcad による数値計算結果を述べる。

図 3.55 は、メインローブの広がり (3 dB 幅) を深さに対して計算した結果である。深さが 300mm 程度までは、その広がり は 3 kHz 以下に収まっていることがわかる。

図 3.56 は、メインローブの電力減少を、深さに対して計算した結果である。やはり、300mm 程度までは、大きな電力低下は見られなかった。

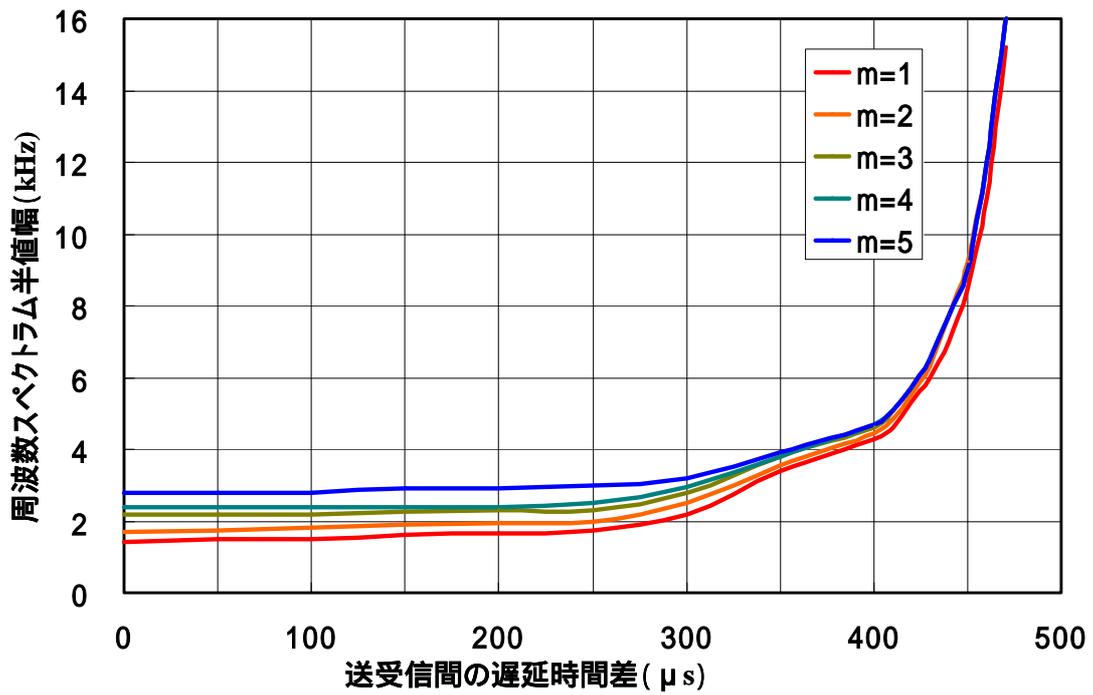


図 3.55 周波数スペクトラム半値幅の広がり  
(バイアス余弦関数を 1, 2, 3, 4, 5 乗した重み付け関数について計算)

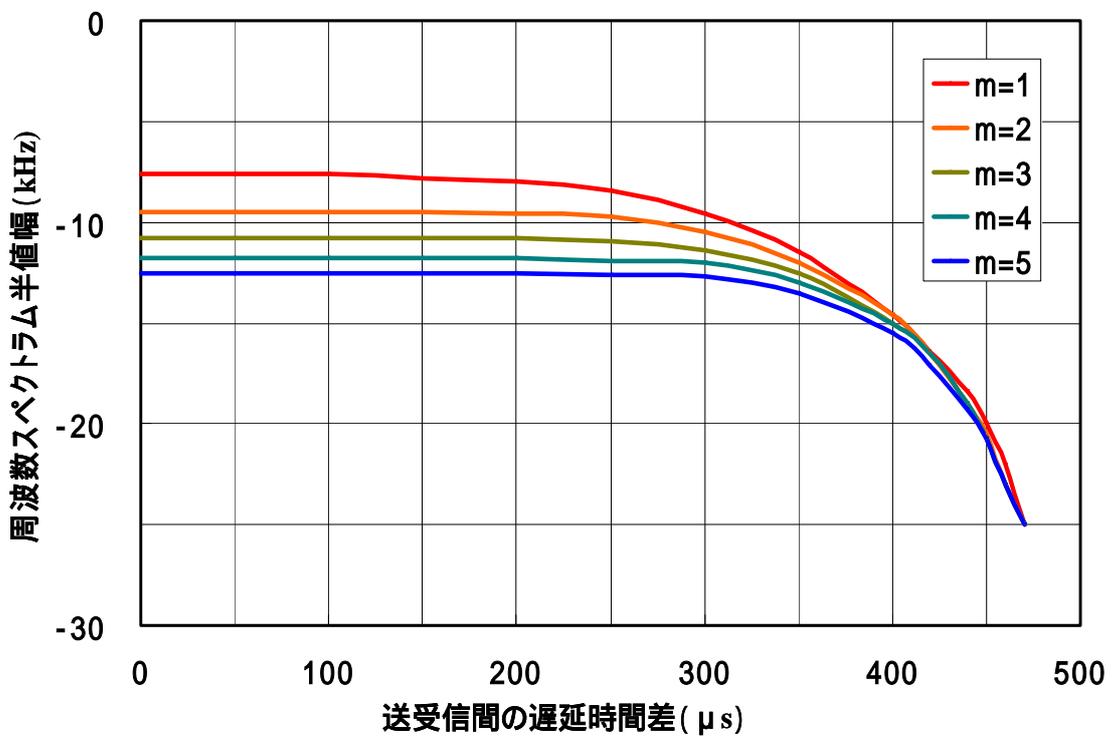


図 3.56 メインローブ電力の低減  
(バイアス余弦関数を 1, 2, 3, 4, 5 乗した重み付け関数について計算)

### 3.4.9 考察

1) 重み付けによるサイドローブ抑圧は、メインローブ半値幅が増加するという犠牲を伴う。この犠牲の程度とサイドローブ抑圧量は、実際の B モード超音波画像を評価しながら、最適化 (torade off) を図ればよいと判断する。

2) 組織の位置により、往復の遅延時間が変化する。サイドローブ抑圧効果は、解析結果から明らかのように、遅延時間の関数である。したがって、実用化に際しては、遅延時間の依存性を念頭に、対象とする組織の深さ (Roy; Region Of Interest) を設定してゆけばよい。

3) バイアス余弦関数全体のべき乗の次数を大きくしてゆくと、さらにサイドローブを低減できる可能性がある。しかし、5 乗までの結果から予測すると、これまでの結果より多少の改善は見込まれるが、多大の改善は見込めないと推定する。

4) 参照波に重み付けする場合、参照波を遅延させることにより、サイドローブを最も大きく抑圧させる遅延時間、あるいは深さが存在する。超音波画像診断への実用化に際しては、この遅延時間を制御することにより、サイドローブ抑圧効果が最大となる深さを選択的に設定することが可能となる。

5) 本章では、変調波として鋸歯状波を取り上げてサイドローブ抑圧効果を解析した。変調波が対称三角波の場合も、その効果は類似の結果になると予測する。

## 3.5 まとめ

### 3.5.1 鋸歯状波を用いた超音波 FM-CW 距離計測

超音波 FM-CW 距離計測方式の変調波として、鋸歯状波を用いた場合のベースバンド信号を解析した。次に、LC 遅延線を用いた実験により解析結果を検証した。さらに、超音波を用いた実験により求めたベースバンド信号の周波数スペクトラムを理論値と比較し、以下の結論を得た。

1) LC 遅延線を用いた実験において、ベースバンド信号の高調波成分と遅延時間の関係が計算値と一致したことから、解析結果の妥当性を検証できた。

2) 遅延線を用いた実験により、ベースバンド信号周波数スペクトラムの極大値が遅延時間に比例することを確認した。

3) これらの結果から、鋸歯状波を用いた FM-CW レーダの原理を超音波診断装置に応用すれば、超音波尖頭値電圧をパルス方式の 1/10 以下に低減でき、かつ、生体組織への影響を低減できる超音波断層像構築の可能性を明らかにした。

### 3.5.2 対称三角波を用いた超音波 FM-CW 距離計測

超音波 FM-CW 距離計測方式の変調波として、対称三角波を用いた場合のベースバンド信号を解析した。次に、LC 遅延線を用いた実験により解析結果を検証した。さらに、超音波を用いた実験により求めたベースバンド信号の周波数スペクトラムを理論値と比較し、以下の結論を得た。

- 1) LC 遅延線を用いた実験において、ベースバンド信号の高調波成分と遅延時間の関係が計算値と一致したことから、解析結果の妥当性を検証できた。
- 2) 遅延線および超音波を用いた実験により、ベースバンド信号周波数スペクトラムの極大値が遅延時間に比例することを確認した。
- 3) 上記周波数スペクトラムの 3dB 半値幅は、全周波数掃引・表示領域に対し十分に小さく、超音波断層像構築に必要な距離分解能が得られる見通しを得た。
- 4) 対称三角波を用いると、鋸歯状波の場合と比べ、1/2 の距離分解能が得られることを確認した。また、距離測定とともに、速度計測も同時に可能となることを実験により明らかにした。
- 5) 対称三角波を用いた FM-CW レーダの原理を超音波診断装置に応用しても、超音波尖頭値電圧をパルス方式の 1/10 以下に低減でき、かつ、生体組織への影響を低減できる超音波断層像構築の可能性を明らかにした。

### 3.5.3 重み付けによる距離分解能の向上

レーダで実績のある各種重み付け関数について、送信波、参照波、さらに両者に重み付けした計算結果から、以下の結論を得た。

- 1) 参照波を余弦 2 乗関数で重み付けした場合、 $k$  が 1 から 0.5 の範囲では、 $k$  を変化させてもサイドローブはほとんど抑圧されない。 $k$  を 0.5 以下に減少させると、 $250 \mu s$  付近でサイドローブ抑圧量が極大となる。
- 2) 参照波をバイアス余弦関数で重み付けした場合、 $k$  が 1 から 0.5 の範囲では、 $k$  の増加とともに、サイドローブが抑圧される。この効果は、遅延時間が大きくなるにつれて単調に減少する。 $k$  が 0.5 から 0 の範囲では、サイドローブ抑圧量は、特定の  $\tau$  のときに極大値を有する。
- 3) 送信波をバイアス余弦関数で重み付けした場合は、 $\tau$  が少ない領域で抑圧効果が見られるものの、 $250 \mu s$  付近では、逆にサイドローブが増大する。
- 4) 送信波、受信波を同時にバイアス余弦関数で重み付けしたときは、送信波のみの場合と類似の傾向を示す。すなわち、 $\tau$  が少ない領域では抑圧効果があるが、 $250 \mu s$  付近では、逆にサイドローブが増大する傾向となる。
- 5) 参照波に対し、バイアス余弦関数を 2 乗、3 乗、4 乗、5 乗した関数で重み付けした場合は、次数の増大とともに、抑圧効果が顕著になり、効果が現れる領域が拡大する。 $k$  が 1 から 0.5 の範囲では、 $k$  の増加とともに、サイドローブが抑圧される。この効果は、遅延時間が大きくなるにつれて単調に減少する。 $k$  が 0.5 から 0 の範囲では、サイドローブ抑圧量は、特定の  $\tau$  のときに極大値を有する。
- 6) 参照波に対する重み付けにおいて、バイアス余弦関数の次数の増大とともに、メインローブは広がる傾向にあるが、300mm 程度までは、ほとんど分解能の劣化は無い。
- 7) 以上の結果から、超音波 FM-CW 距離計測方式における重み付けとしては、参照波に対し、バイアス余弦関数で重み付けし、べき乗次数  $k$  は 2 ~ 3、重み付けの深さ  $k$  は 0.6 ~ 0.8 が最適であり、距離分解能もパルス方式にくらべ遜色無いことを明らかにした。

### 第三章の参考文献

- [ 3-1 ] S . スティン&J . J ショーンズ ( 関英男訳 ) , “ 現代の通信回線理論 ” , p.160-162 , 森北出版 ( 株 ) , 1962 .
- [ 3-2 ] 国田正徳 , 野田方和 , “ 超音波 FMCW ドップラ計測システムによるクラッタ低減効果 ” , 信学論(A) , vol . J87-B , no . 10 , pp. , Oct . 2004 .
- [ 3-3 ] Igor V . Komarov and Sergey M . Smolskey , “ Fundamentals of Short-range FM Radar ” , p.17-22 , Artech House , INC . , 2003 .
- [ 3-4 ] E.O.ブリガム, JR.(宮川洋, 今井秀樹訳) , “ 高速フーリエ変換 ” , p.85 , 科学技術出版社 , 1978 .
- [ 3-5 ] Charles E . Cook and Marvin Bernfeld , “ Radar Signals ” , p.136-140 , Academic Press INC . , 1967
- [ 3-6 ] J.R.Klauder , A.C.Price , S.Darlington and W.J.Albersheim , “ The Theory and Design of Chirp Radars , BSTJ , pp.745-808 , July , 1960 .
- [ 3-7 ] 国田正徳 , “ FMCW システムによる距離計測 ” , 電子情報通信学会論文誌 A , Vol.J88-A, No.11, pp1297-1307(2005),
- [ 3-8 ] M.Kunita , “Range Measurement in Ultrasound FMCW System”, Electronics Communications in Japan, Part 3, Vol.90, No.1, pp9-19, (2007)
- [ 3-9 ] M.I.Skolnik, “ Introduction to Radar Signals”, p.87-88, McGraw-Hill, 1962.
- [ 3-10 ] Igor V . Komarov and Sergey M . Smolskey , “ Fundamentals of Short-range FM Radar ” , p.17 , Artech House , INC . , 2003 .
- [ 3-11 ] J.R.Klauder , A.C.Price , S.Darlington and W.J.Albersheim , “ The Theory and Design of Chirp Radars , BSTJ , vol.XXXIX, no.4, pp.745-808 , July , 1960 .
- [ 3-12 ] Charles E .Cook and Marvin Bernfeld , “ Radar Signals ” , p.176-206 , Academic Press INC . , 1967
- [ 3-13 ] Igor V . Komarov and Sergey M . Smolskey , “ Fundamentals of Short-range FM Radar ” , p.97 , Artech House , INC . , 2003 .

## 第四章．超音波FM-CW方式による速度計測

### 4.1 はじめに

現在，超音波による血流速度計測方式として，PW(Pulse Wave)，CW(Continuous Wave)，CFM(Color Flow Mapping)等によるシステムが実用化されている〔4-1〕,〔4-2〕,〔4-3〕,〔4-4〕．超音波による血流速度の計測では，高速血流速度ばかりでなく，肝臓などに存在する静脈や毛細血管内の低速血流速度の計測も重要である．

血流速度の計測は，受信波を直交検波して得られるベースバンドのドップラー信号を周波数領域に変換し，リアルタイム表示して計測するのが一般的である〔4-5〕．

血流速度を周波数領域で観測する場合，低速血流速度の下限は，ドップラーシフトが無いか，あるいはドップラーシフトがほとんど存在しない組織からの反射波に影響され，この大きさに支配される．この反射波は，レーダの場合と同様にクラッタと呼ばれているが，周波数シフトがほとんど無く，その電力は血流からのドップラー信号に比較して数 10dB 以上大きいのが特徴である〔4-6〕．したがって，細い血管内の低速血流からのドップラー信号の周波数は，クラッタの周波数成分との差が少なく，またその電力も極端に小さいので検出が困難となる．また，CW ドップラー計測システムでは，送信用・受信用超音波振動子間で送信側から受信側への電力漏洩が無視できない．送受信部の電子回路やケーブル，コネクタ間のアイソレーションが不十分であると，ここでも受信部への漏洩が生じる．これらの漏洩電力は周波数シフトが無いので，クラッタ電力に重畳され，ますますドップラー信号の検出を困難にする．クラッタとドップラー信号の周波数スペクトラムを図 4.1 に示す．

低速血流の計測で生じるクラッタの悪影響を低減するために，ドップラー時間信号を周波数領域に変換する前に，ウォールモーションフィルタが挿入されている〔4-7〕．このフィルタは，固定組織やゆっくり変化する組織の壁からのエコーを除去するために用いられる．しかし，ドップラー信号とクラッタ電力の比が 100 dB 程度になると，フィルタの減衰特性では除去しきれないクラッタ成分が周波数変換部に混入する．この混入クラッタ電力はドプラ信号と同じ周波数帯域に存在するので，小さなドプラ信号はクラッタに埋もれて検出不可能となる．したがって，低速血流の検出能力はクラッタ電力の大きさと周波数スペクトラムの広がり大きく影響されているのが現状である．

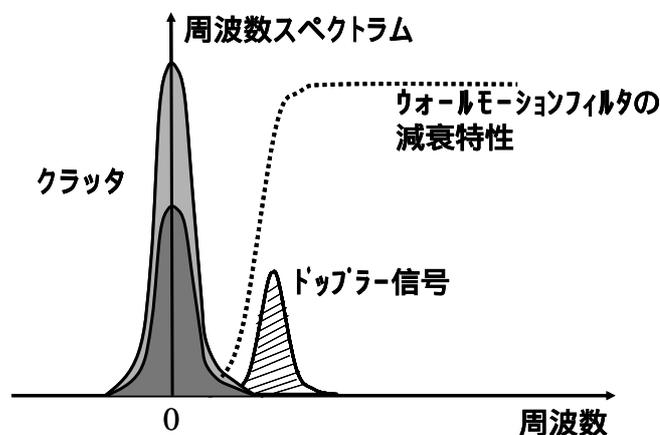


図4.1 ベースバンドにおけるドップラー信号とクラッタの周波数スペクトラム

#### 4.2 超音波FM-CW方式による速度計測の概要

クラッタ電力を，ドップラー信号に対して相対的に低減できれば，低速血流の検出感度の向上が期待できる．FM-CW方式では，DC付近に集中しているクラッタに対し，ドップラー信号が広帯域に存在しているという性質がある．この性質に着目し，超音波FM-CW方式により，ドップラー信号対クラッタ比向上に関する研究に着手した．

本章では，周波数  $f_m$  の正弦波で FM 変調 (Frequency Modulation) した FM-CW 超音波を用いてクラッタ電力の影響を大幅に軽減できる超音波 FM-CW ドップラー計測方式の研究結果を述べる〔4-8〕,〔4-9〕．本方式は，FM変調をかけた超音波を送受信し(図 4.2 (a))，受信波を FM-CW 参照波と乗算しベースバンド信号とする．FM-CW ドプラシステムの基本構成を図 4.3 に示す．乗算器(第1ミキサ)入力の2つのFM-CW波は、図 4.2 (b)に示すように，遅延時間による送受信時間差が生じている．その結果，ミキサ出力のベースバンド信号の瞬時周波数は，図 4.2 (c)のように，生体の深さに応じ周期的に変化する．この周波数変化は搬送波に対するFM信号の周波数変化と類似の形をしており，そのスペクトラムは変調波およびその高調波近傍に広がっている．このベースバンド信号は，体表面近くのエコーほど周波数変化が小さくなり，体表面からのクラッタは，直流成分のみとなる．したがって，体表面からは， $f_m$  の基本波および高調波成分は発生しないが，送受信間の時間差が広がる深部からのクラッタほど大きくなる性質がある．深部からの超音波のエコーほど減衰が大きいので，FM-CW では，生体表面から深部までのクラッタを積算した総和は，直流付近のクラッタにくらべて， $f_m$  および高調波のクラッタの方がはるかに小さくなる．したがって， $f_m$  あるいは高調波近傍のドップラー信号を検出すれば，直流付近のドプラ信号を検出するのに較べて，クラッタの影響を大幅に低減することができ，クラッタに埋もれた低速血流が検出しやすくなる．

ドップラー信号を最終的に検出するには，図 4.3 に示すように，乗算器出力を  $f_m$  あるいはその高調波を参照波として再度乗算する(第2ミキサ)．この乗算処理により，ドップラー信号は通常のドップラー計測システムと同様の帯域をもった信号となる．

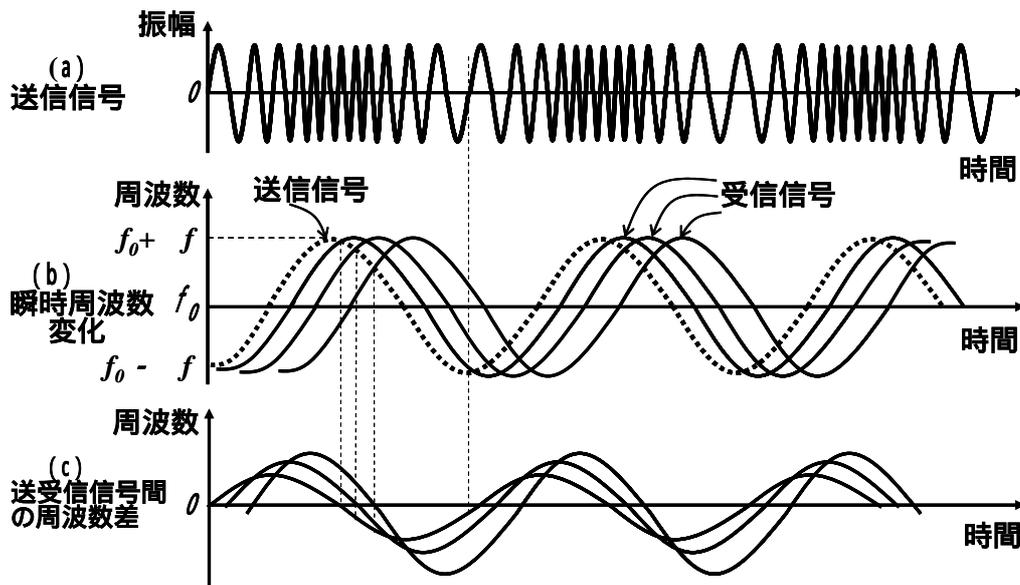


図4.2 FM-CW信号波形と送受信信号間の周波数差

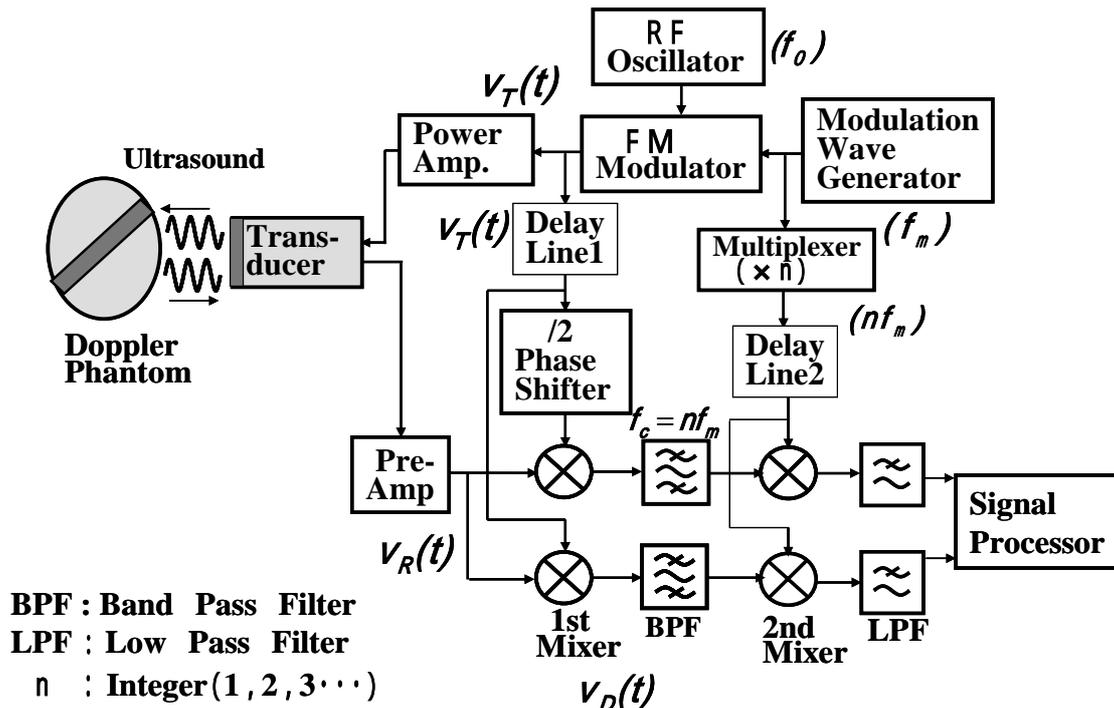


図4.3 超音波FM-CWドップラー計測システムの構成

本章では、まず、超音波 FMCW ドップラー計測システムの原理を述べる。次に FM-CW 超音波を送受信し、FM-CW 参照波と乗算した場合のドプラ信号とクラッタ電力比の改善度を計算により推定する。実験では、まず、ドップラーファントムを用いた実験により、クラッタ軽減のアルゴリズムを検証した結果について報告する。次に、ドップラーファントムの中を流れている擬似血流の速度を計測する。最後に、本システムを用いれば、3mm/s の血流速まで測定できる可能性があるという考察結果を述べる。

#### 4.3 超音波 FM-CW 速度計測システムの解析

超音波 FM-CW 速度計測システム（以下、必要に応じ、FM-CW あるいは FM-CW 速度計測システムと略記する）では、周波数  $f_0$  の超音波に対し、周波数  $f_m$  の正弦波で FM 変調した連続波  $v_T(t)$  を送信波とする。

$$v_T(t) = A \sin(2\pi f_0 t + \beta \sin 2\pi f_m t) \quad (4.1)$$

ここで

- A : 送信超音波信号の振幅
- $\beta = \Delta f / f_m$  : FM 変調における変調度
- $\Delta f$  : FM 変調時の周波数偏移 (0 - P 値)

(4.1)式の括弧内は送信波の位相を時間関数として表現したものである。瞬時周波数は位相関数の微分であるという定義にしたがって(4.1)式の括弧内を微分すると、送信波の瞬時周波数  $f_i(t)$  として次式を得る。

$$f_i(t) = 2\pi f_0 + \Delta f \cos 2\pi f_m t \quad (4.2)$$

$f_i(t)$ の第1項はCW波の周波数 $f_0$ で、時間に対し変化せず、一定値となる。第2項は $f_0$ からの瞬時周波数偏移である。この瞬時周波数偏移は周期 $T_m$ で $f_0$ を中心に $\Delta f$ と $-\Delta f$ の間を正弦波状に変化している。このようすを図4.2(b)の波形に示す。

(4.1)式の送信波はよく知られているように、ベッセル級数を用いて(4.3)式のように展開できる〔4-10〕,〔4-11〕。

$$\begin{aligned}
 v_T(t) &= A \sin 2\pi f_0 t \cdot \cos \{ \beta \sin(2\pi f_m t) \} + \cos 2\pi f_0 t \cdot \sin \{ \beta \sin(2\pi f_m t) \} \\
 &= A \sin 2\pi f_0 t \left\{ J_0(\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) \cos 2n \cdot 2\pi f_m t \right\} \\
 &= A J_0(\beta) \sin 2\pi f_0 t + A \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) \{ \sin 2\pi(f_0 + 2nf_m t) + \sin 2\pi(f_0 - 2nf_m t) \} \\
 &\quad + A \cos 2\pi f_0 t \cdot 2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\beta) \sin \{ (2n+1) \cdot 2\pi f_m t \} \\
 &\quad + A \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\beta) \{ \sin 2\pi(f_0 + (2n+1)f_m t) - \sin 2\pi(f_0 - (2n+1)f_m t) \} \quad (4.3)
 \end{aligned}$$

$J_n(\beta)$ は第1種 $n$ 次のベッセル関数である。(4.3)式から、各項の振幅は変調指数およびそれに対応するベッセル関数によって決定されることがわかる。 $v_T(t)$ の周波数スペクトラムを図4.4の実線で示す。

ドプラシフトを伴った超音波受信波 $v_R(t)$ は、ドプラ周波数を $f_d$ とすると、(4.4)式により表現される。

$$v_R(t) = \alpha A \sin \{ 2\pi(f_0 + f_d)t + \phi_0 + \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m) \} \quad (4.4)$$

ここで  $\phi_0 = \frac{4\pi f_0 l}{c}$  : ターゲットとの往復伝搬時間 $2l/c$ に相当する搬送波 $f_0$ の位相角

$\phi_m = \frac{4\pi f_m l}{c}$  : ターゲットとの往復伝搬時間 $2l/c$ に相当する変調波 $f_m$ の位相角

$c$  : 超音波の組織内伝搬速度

: 組織内超音波の減衰係数

$l$  : 超音波プローブとターゲット間の距離

変調波 $f_m$ のドップラーシフトは、 $f_0$ のシフト分に比較して小さいので省略した。ドップラーシフトを伴った超音波受信波の電力周波数スペクトラムを図4.4の点線に示す。

FM-CWの復調系では、参照信号としてFMCW波を用い、受信波と乗算する。乗算操作は、RF帯のミキサにより容易に実現できる。

乗算器出力 $v_D(t)$ は、 $v_T(t)$ と $v_R(t)$ を乗算した結果として、下記のように表現できる。

$$\begin{aligned}
 v_D(t) &= \alpha A^2 \sin(2\pi f_0 t + \beta \sin 2\pi f_m t) \times \sin \{ 2\pi(f_0 + f_d)t + \phi_0 + \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m) \} \\
 &= \frac{\alpha A^2}{2} \cos \{ -2\pi f_d t + \beta \sin 2\pi f_m t - \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m) - \phi_0 \} \\
 &\quad - \frac{\alpha A^2}{2} \cos \{ 2\pi(2f_0 + f_d)t + \beta \sin 2\pi f_m t + \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m) + \phi_0 \}
 \end{aligned}$$

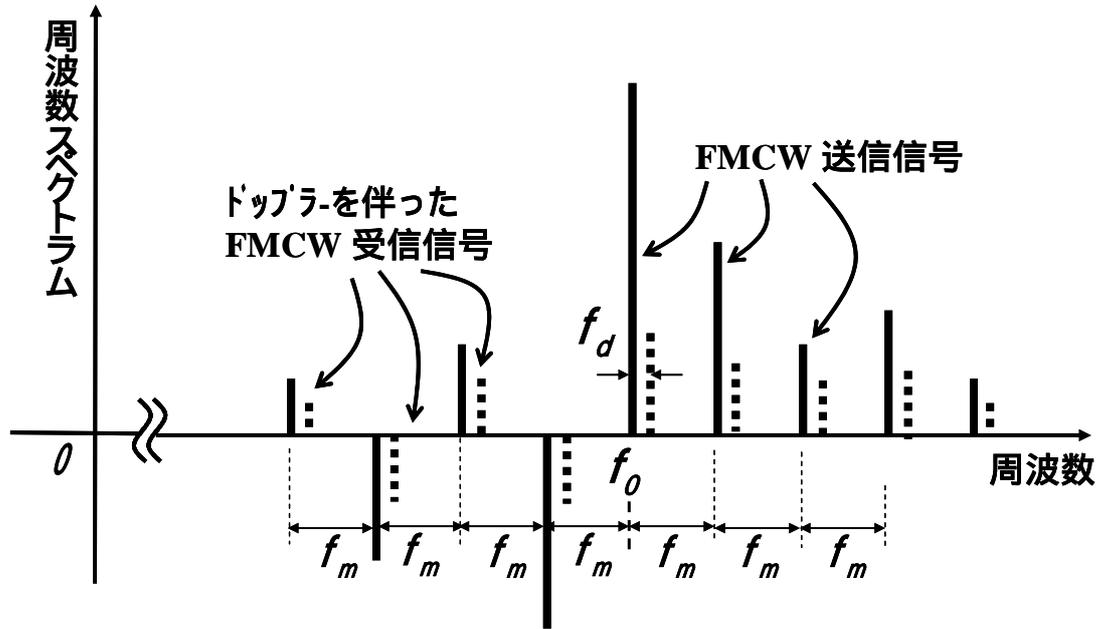


図4.4 FM-CW信号の周波数スペクトラム

$2f_0$ の周波数成分を低域濾波器により遮断すると、 $v_D(t)$ は下式となる。

$$\begin{aligned} v_D(t) &\approx \frac{\alpha A^2}{2} \cos \left\{ -2\pi f_d t + \beta \sin 2\pi f_m t - \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m) - \phi_0 \right\} \\ &= \frac{\alpha A^2}{2} \cos \left\{ -2\beta \cos(2\pi f_m t + \phi_m/2) \times \sin(\phi_m/2) - 2\pi f_d t - \phi_0 \right\} \\ \cos(\beta \cos x) &= J_0(\beta) + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(\beta) \cos 2nx \end{aligned}$$

以下、相対値を用いて解析をすすめるので、係数  $\alpha A^2/2$  は省略する。また、 $k = 2 \sin(\phi_m/2)$  と置き、ベッセル関数に関する以下の公式を用いると、 $v_D(t)$ は(4.5)式のように表現できる〔4-12〕。

$$\begin{aligned} \sin(\beta \cos x) &= 2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n J_{2n+1}(\beta) \cos(2n+1)x \\ v_D(t) &= \cos \left\{ k\beta \cos(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) + 2\pi f_d t + \phi_0 \right\} \\ &= \cos \left\{ k\beta \cos(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) \right\} \times \cos(2\pi f_d t + \phi_0) \\ &\quad - \sin \left\{ k\beta \cos(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) \right\} \times \sin(2\pi f_d t + \phi_0) \\ &= (\cos 2\pi f_d t + \phi_0) \left\{ J_0(k\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \cos 2n(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) J_{2n}(k\beta) \right\} \\ &\quad - \sin(2\pi f_d t + \phi_0) \left\{ 2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \cos(2n+1)(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) J_{2n+1}(k\beta) \right\} \\ &= \cos(2\pi f_d t + \phi_0) J_0(k\beta) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -2 \sin(2\pi f_d t + \phi_0) J_1(k\beta) \cos(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) \\
& -2 \cos(2\pi f_d t + \phi_0) J_2(k\beta) \cos 2(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) \\
& +2 \sin(2\pi f_d t + \phi_0) J_3(k\beta) \cos 3(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) \\
& +2 \cos(2\pi f_d t + \phi_0) J_4(k\beta) \cos 4(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) \\
& -2 \sin(2\pi f_d t + \phi_0) J_5(k\beta) \cos 5(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) \\
& -2 \cos(2\pi f_d t + \phi_0) J_6(k\beta) \cos 6(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) \\
& +2 \sin(2\pi f_d t + \phi_0) J_7(k\beta) \cos 7(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) \quad + \dots \quad (4.5)
\end{aligned}$$

(4.5)式に表現されているように，ドップラーの各高調波成分は，FM 変調周波数が抑圧された両側帯波搬送波除去（DSB-SC，Double Sideband Suppressed Carrier）変調の形をしている〔4-13〕．したがって，ドップラーエコーには，搬送波に相当する FM 変調周波数および高調波成分のスペクトラムは存在しない．図 4.5 にこの様子を示す．通常の CW では，復調後のドブラ信号は直流の近傍のみに分布しているが，FM-CW では，ドップラー信号は直流付近から  $f_m$  の基本波および高調波近傍に分散している．

(4.5)式によれば，ドップラーエコーの電力は，ターゲットとの往復伝搬時間  $2l/c$  に相当する RF 波の位相角  $\phi_0$  に由来する  $\sin \phi_0$  あるいは  $\cos \phi_0$  に依存する．また，高調波の次数に対応したベッセル関数値にも依存する．ベッセル関数の値は  $k$  により決定されるが，以下の(4.6)式関係から，生体表面からの深さ  $l$  にも依存することがわかる．

$$k = 2 \sin(\phi_m / 2) , \quad \phi_m = \frac{4\pi f_m l}{c} \quad (4.6)$$

次に，クラッタ  $v_{CD}(t)$  は，乗算器出力  $v_D(t)$  で，ドップラー周波数  $f_D = 0$  と置き，以下のように求めることができる．この場合のクラッタは，深さ  $l$  に存在し，反射率  $R$  を持った固定目標を想定しているが，クラッタも相対値として扱うので， $R = 1$  として解析を進める．

$$\begin{aligned}
v_{CD}(t) = \cos \phi_0 & \left\{ J_0(k\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \cos 2n(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) J_{2n}(k\beta) \right\} \\
- \sin \phi_0 & \left\{ 2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \cos(2n+1)(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) J_{2n+1}(k\beta) \right\} \quad (4.7)
\end{aligned}$$

クラッタ電力スペクトラムは(4.7)式から明らかなように，変調周波数  $f_m$  の整数倍のところに電力が集中している．また，周波数スペクトラムはドブラ信号と相似形となる．図 4.5 の濃い灰色の部分がこのドップラー信号に相当する．

図 4.6 は，乗算器出力におけるクラッタの各周波数成分を深さ  $l$  の関数として図示した

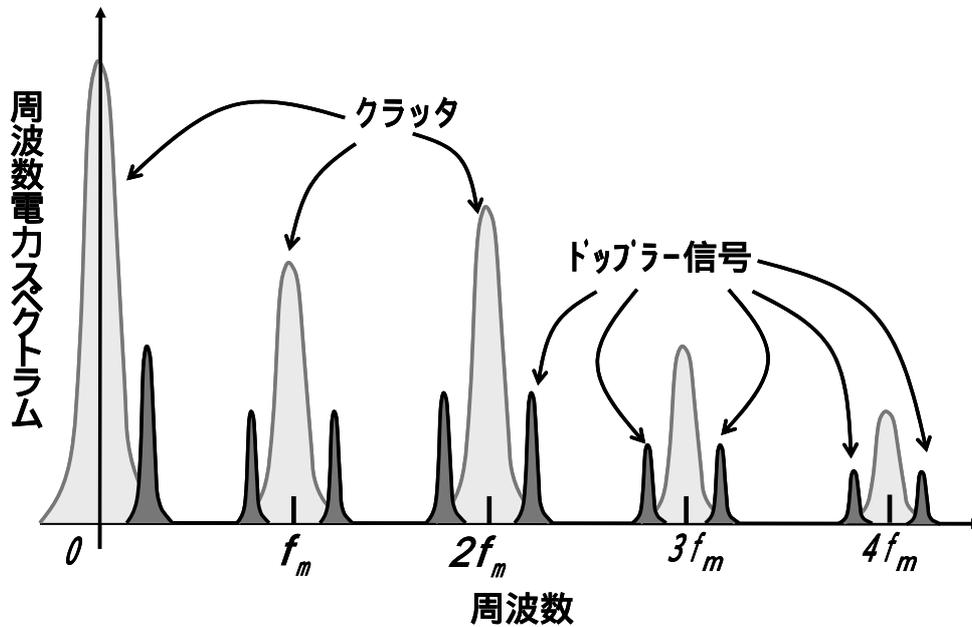


図4.5 FM-CW復調器出力におけるドップラー信号とクラッタの周波数スペクトラム

ものである。図 4.6 では、簡単化のために、当面、組織の減衰特性は一定と仮定した。FM-CW 参照波による乗算処理により、クラッタ周波数スペクトラムは、クラッタの生じる固定物の深さにより、周期的に変化する。この周期は、(4.5)式における各高調波の振幅であるベッセル関数が  $k$  によって決定され、さらに、 $k$  は、(4.6)式で表現されるように、変調周波数によって周期的に変化することに起因する。また、体表面では、高調波成分は“0”となり、直流成分のみとなるのが乗算器出力の特徴である。

次に、組織の減衰特性を考慮した各部の深さからのクラッタ電力スペクトラムを求める。

組織の減衰定数  $\alpha_0$  は一般的に(4.8)式で与えられる〔4-14〕,〔4-15〕。

$$\alpha_0 = 0.6 \times 2\text{dB} / \text{cm} / \text{MHz} = 1.2\text{dB} / \text{cm} / \text{MHz} \quad (4.8)$$

図 4.7 に深さに依存する減衰の様子を示す。図では、ミキサ出力におけるクラッタ成分の深さ依存性も重ねて表示した FMCW クラッタの深さ依存性をもった性質と組織の減衰特性により、直流クラッタの深さ依存性は、図 4.7(a)の灰色の部分となる。図 4.7(b)は、 $f_m$  変調波付近のクラッタを表現したものである。実際に観測されるクラッタ電力は深さ方向におけるすべてのクラッタ電力の総和である。直流成分は表面付近からのクラッタが組織の減衰特性の影響をあまり受けないのに対し、変調波の高調波付近のクラッタは、深部からの電力のほうが大きく、減衰特性の影響を大きく受けるのが特徴である。N次高調波成分のクラッタ電力  $P_c(N)$  は、変調波  $f_m$  の周波数成分ごとに、あらゆる深さからのクラッタを積分した結果として、(4.9)式により求めることができる。

$$P_c(N) = \int_0^{\infty} \{a(l) \cdot v_{CD}(l, N)\}^2 dl \quad (4.9)$$

(4.9)式で、 $v_{CD}(l, N)$ は(4.7)式の各周波数成分の振幅、 $a(l)$ は、(4.8)式により与えられる組織の減衰特性である。また、 $N$ は高調波の次数を表わし、 $N=0$ は、直流成分に相当する。

一方、FM-CWのドプラ電力も直流および変調波近傍の各周波数成分を持っているが、こちらは血流の存在する特定の部位からのエコーであり、深さ方向におけるすべての電力の総和ではない。したがって、実際に観測されるドプラ信号は、組織の減衰特性のみに依存した電力となる。すなわち、ミキサ出力におけるドプラ電力は直流も変調波の高調波成分も同じように深さに応じて減衰し、各周波数成分間で、その電力の比率は変わらない。一方、クラッタは、前述のように直流成分に比較し変調波の高調波成分が大幅に低減される。したがって、 $f_m$ あるいはその高調波成分近傍のドプラ信号を検出すれば、クラッタの影響を大幅に低減できることとなる。これがFM-CWドプラ測定の特長である。

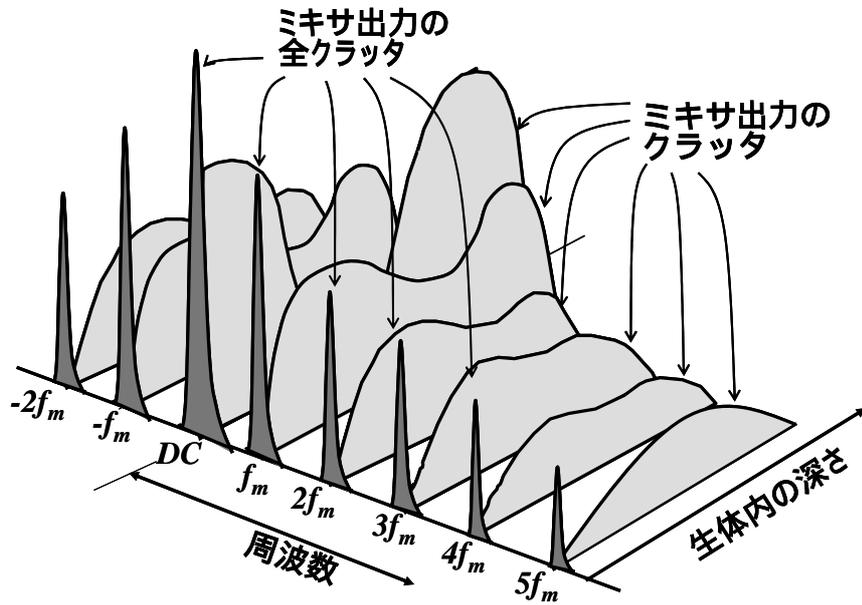


図4.6 FM-CW復調器出力におけるクラッタ電力の伝搬時間依存性

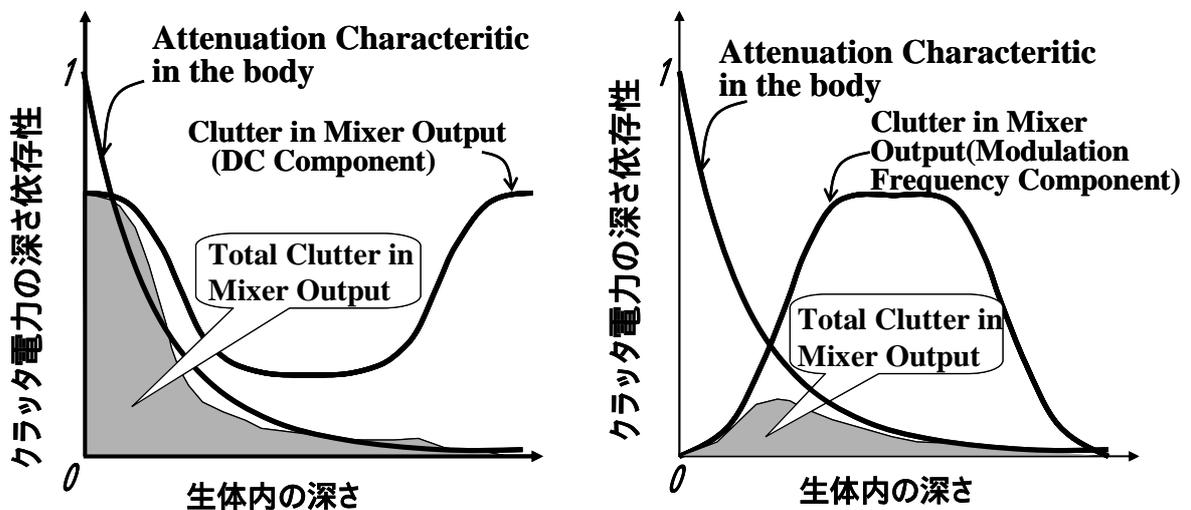


図4.7 伝搬時間依存性と生体内減衰特性を考慮した総クラッタ電力

#### 4.4 クラッタ低減効果の計算による推定

本節では、超音波 FMCW ドプラ測定システムのクラッタ抑圧効果を計算により推定し、CW の場合と比較する。

クラッタ電力は(4.7)式と(4.9)式を用いて計算する。クラッタは音線上のすべての組織からのエコーの総和であるから、(4.7)式における  $\theta_0$  は一律には定められない。しかし、この関係は通常の CW ドプラシステムでも同様である。したがって、FMCW を CW と比較する場合は、 $\theta_0$  を固定して計算してもさしつかえない。(4.7)式には、 $\sin \theta_0$  と  $\cos \theta_0$  が存在するが、本計算では、 $\sin \theta_0 = 1$ 、 $\cos \theta_0 = 1$  と設定した。本来、両者が同時に成立することはありえないが、クラッタ電力は統計的に分布する組織からのエコーの総和であるから、各高調波成分は互いに独立としても差し支えない。

計算に用いたパラメータを以下に示す〔4-16〕。

$$c = 1500 \text{ m/sec}, \quad f_m = 5 \text{ kHz}, \quad \beta = 0 \sim 4$$

まず、深さ  $l$  から戻ってくるミキサ出力のクラッタ電圧を、直流および  $f_m$  から  $4 f_m$  の成分について、変調度  $\beta$  をパラメータとして図 4.8 に示した。なお、 $\beta = 0$  は、CW ドプラのクラッタ電圧に相当する。したがって、図 4.8 の計算値は、CW ドプラのクラッタ電圧で規格化した値となっている。また、簡単化のために、生体による減衰は考慮していない。図 4.8 から、以下のことが分かる。

- ・クラッタの各周波数成分は変調度に依存して変化する。
- ・クラッタの直流成分は、変調度にかかわらず、体表面  $l = 0$  で極大値を持っている。これは、ミキサ入力 of クラッタと参照波間の位相が  $l = 0$  では同相になるので、ミキサ出力には直流成分だけが出力されるからである。
- ・ $f_m$  およびその高調波成分は、変調度にかかわらず、体表面では“0”となる。
- ・2つの入力に位相差が生じると、 $f_m$  およびその高調波成分が発生する。その大きさは、クラッタの生じる深さに依存して増減する。

生体の内部で発生したクラッタは、(4.8)式にしたがってその深さとともに急激に減衰する。図 4.8 から明らかなように、ミキサ出力では、体表面からのクラッタは直流成分が大きく、深部からのクラッタは変調波およびその高調波成分のほうが大きい。したがって、組織による減衰の影響は、変調波およびその高調波成分のほうが圧倒的に大きい。この、変調波およびその高調波成分に対するクラッタ低減効果が超音波 FM-CW ドプラ計測システムの特長である。

ミキサ出力で観測されるクラッタは、各深さからの総和に相当する図 7 における灰色の面積で表現される。(4.8)式を、深さ  $l$  を往復した時の減衰量として表現しなおすと、(4.10)式となる。

$$a(l) = 10^{-0.128 l} \quad (4.10)$$

深さ  $l$  における  $N$  次高調波のクラッタ電圧  $v_{CD}(l, N)$  は次式で与えられる。

$$v_{CD}(l, N) = 2J_N(2\beta \sin \frac{2\pi f_m l}{c}) \quad (4.11)$$

$N$  は 0 を含む正の整数である。ただし、 $N = 0$  の場合は(4.7)式の初項に対応させて、係

数“ 2 ”を“ 1 ”に変更する．ミキサ出力におけるN次高調波の総クラッタ電力  $P_c(N)$  は，各深さからのクラッタの総和として(4.12)式のように求めることができる．

$$P_c(N) = \int_0^\infty \left\{ a(l) \times 2J_N \left( 2\beta \sin \frac{2\pi f_m l}{c} \right) \right\}^2 dl \quad (4.12)$$

CWドップラーに相当する  $\beta = 0$  のクラッタ電力で規格化した総クラッタ電力  $P_c(N)$  の計算結果を，図 4.9(a)に示す．

ところで，図 4.2(a)に示すように，送信波形の振幅は変調度によらず一定であるから，送信電力も変調度に依存しない．一方，クラッタの総電力は，音線上における固定組織からの反射電力の総和である．したがって，送信電力が決まればクラッタ総電力も決まり，これは変調度によって変化しない．ただし，厳密に言えば，変調度が大きくなるにつれて，超音波の帯域が広がるので，減衰率の周波数依存性 (The Frequency Dependence of Attenuation) により 総クラッタ受信電力には変調度依存性が存在する．しかし，仮に，変調度を 5，変調周波数  $f_m$  を 10 kHz，超音波中心周波数  $f_0$  を 3 MHz として比帯域  $B / f_0$  を試算すると下式となり，FDA の影響は無視できることがわかる [4-17]．

$$\frac{B}{f_0} = \frac{2(1+\beta)f_m}{f_0} = \frac{2(1+5) \times 10 \times 10^3}{3 \times 10^6} = \frac{1}{25} \quad (4.13)$$

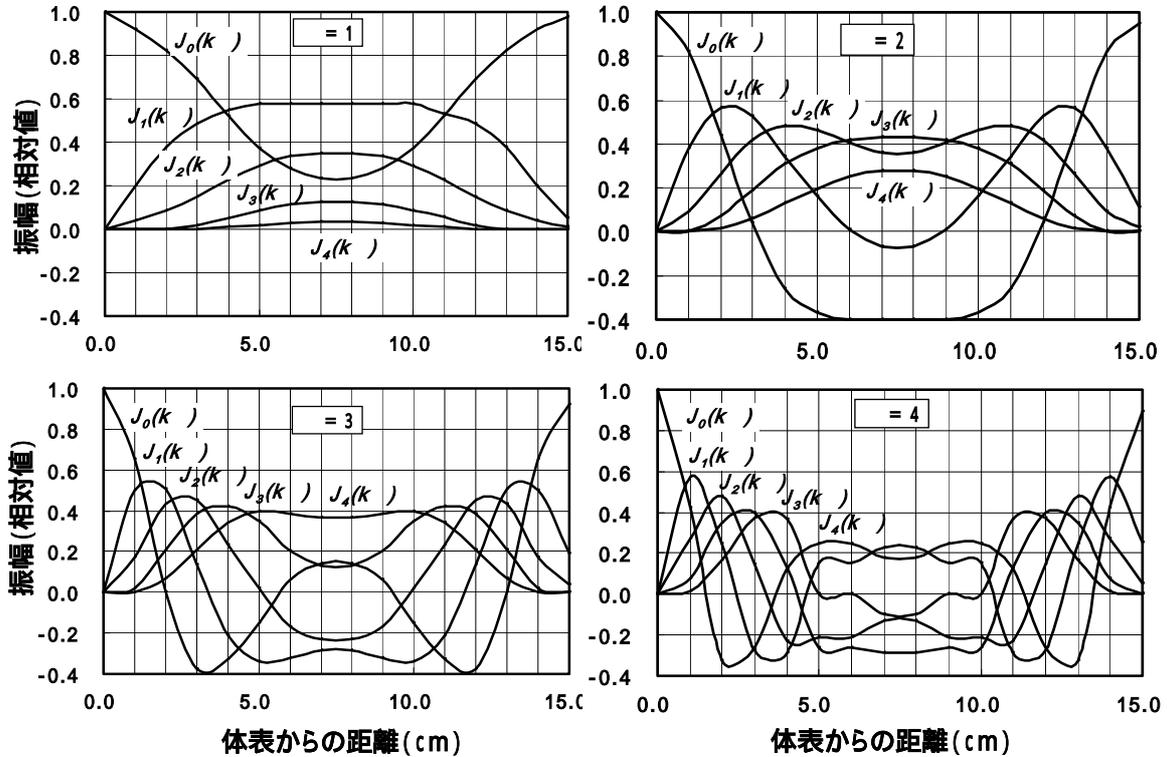
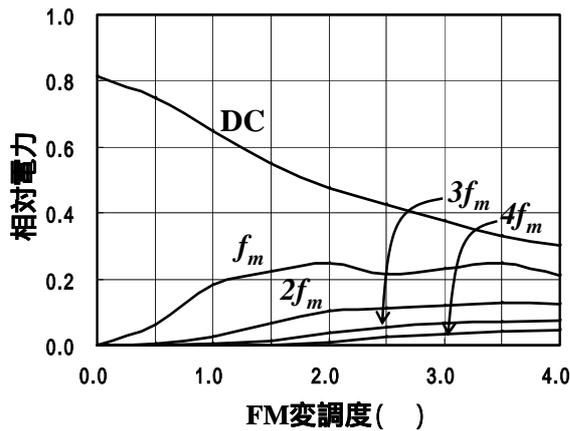
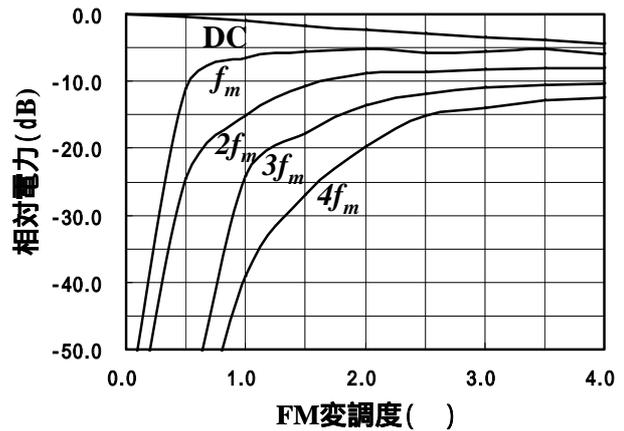


図4.8 各組織からのクラッタの伝搬時間依存性(計算値)



(a) 全クラッタ電力(真数表示)



(b) 全クラッタ電力(真数表示)

図4.9 総クラッタ電力の変調度( )依存性

以上の説明のように、クラッタ電力の総和は変調度に依存しない。図 4.9(a)では、変調度が大きくなるにしたがって、クラッタの直流成分は減少し、また、 $f_m$ 、 $2f_m$ 、 $3f_m$ 、 $4f_m$ の成分は増大する傾向にあるが、これは、クラッタの直流電力が変調度の増加に伴い、 $f_m$ 、 $2f_m$ 、 $3f_m$ 、 $4f_m$ の成分に移行した結果生じたものであると解釈できる。 $f_m$ 、 $2f_m$ 、 $3f_m$ 、 $4f_m$ のクラッタ電力は、クラッタ直流電力(無変調時、 $\beta = 0$ 、CW に相等)にくらべ、非常に小さいのが特徴である。図 4.9(b)は、図 4.9(a)の真数を対数表示したものである。

ドップラー信号電力は、(4.5)式を用いて計算できる。この場合は、深さが特定されているので、 $l$ を固定し、この場所からのドップラーエコー電力を計算すればよい。計算では、クラッタの場合と同様に、 $\sin \theta_0 = 1$ 、 $\cos \theta_0 = 1$ を仮定する。代表例として、深さ 7.5cm からのドップラー電力を想定する。図 4.8 において、深さ 7.5 cmからのドップラー電圧を読み取ることにより、ドップラー電力の変調度依存性を、図 4.10(a)、図 4.10(b)のように求めることができる。図 4.10(b)における電力は、変調度  $\beta = 0$ のドップラー電圧で規格化し対数表示した計算結果である。したがって、図 4.10(b)は、CW を基準とした FM-CW ドップラーシステムの各周波数成分における相対電力を表している。

次に、クラッタとドップラー信号の計算結果を用いて、クラッタ低減効果を求める。これまでの計算では、クラッタとドップラー信号ともに、FM-CW ドップラーシステムの電力を CW の電力で規格化して求めてきた。図 4.9、図 4.10 は  $\beta = 0$ に相当する CW を出発点として、 $\beta$ が大きくなるにつれてクラッタおよびドップラー電力が変化の様子を示している。図 4.9、図 4.10 を重ねて表現したのが図 4.11 である。図 4.11 では、CW の場合を 0 dB として規格化しているので、その差  $\Delta$ が FMCW 時のクラッタ抑圧効果を示している。 $\beta = 0$ に相当する CW ドプラは、クラッタとドップラー信号に、もともと  $\Delta$  dB の電力差が存在する。変調度  $\beta$ から大きくなるにつれて、この差が  $\Delta + \beta$ に変化したとすると、FM-CW によるクラッタ低減効果は  $\beta$ により表現される。図 4.11 から、 $2f_m$ 、 $3f_m$ あるいは $4f_m$ 近傍のドップラー信号を検出する場合、変調度  $\beta$ が 1.0 から 2.5 の範囲で、15dB から 20dB のクラッタ抑圧効果があると予測される。

により表現されるクラッタ低減効果が十分に発揮されるのは、ドップラー信号の帯域がクラッタの帯域と重なっているような低速血流を対象とした場合である。この状態では、図4.1のように、FM-CW ドップラーシステムによりクラッタが低減されると(薄い灰色から濃い灰色に減少)、低速ドップラー信号がクラッタの中から検出できるようになる。一方、ドップラー信号の周波数がクラッタの帯域と十分離れている場合は、通常のCWクラッタでも十分に識別でき、クラッタ抑圧効果はドプラ信号の検出特性の改善にほとんど寄与しない。

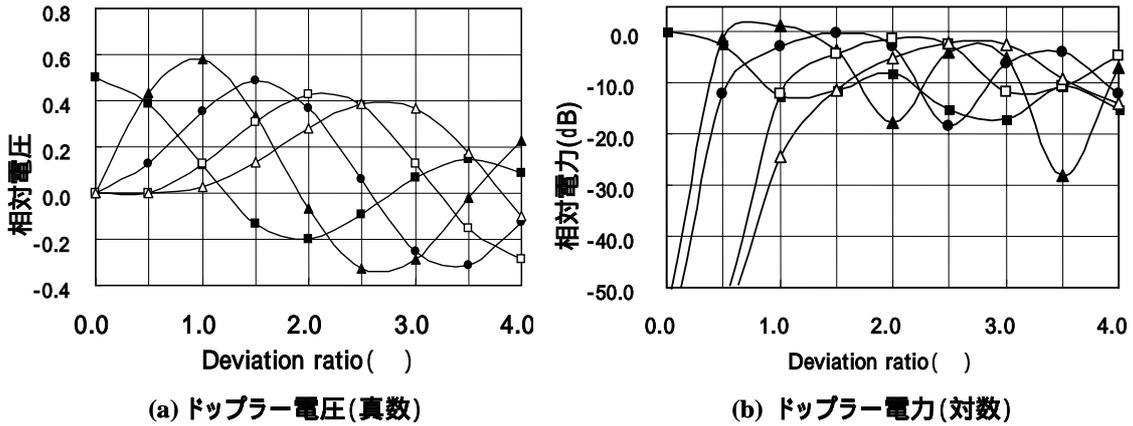


図4.10 ドップラー信号の変調度( )依存性

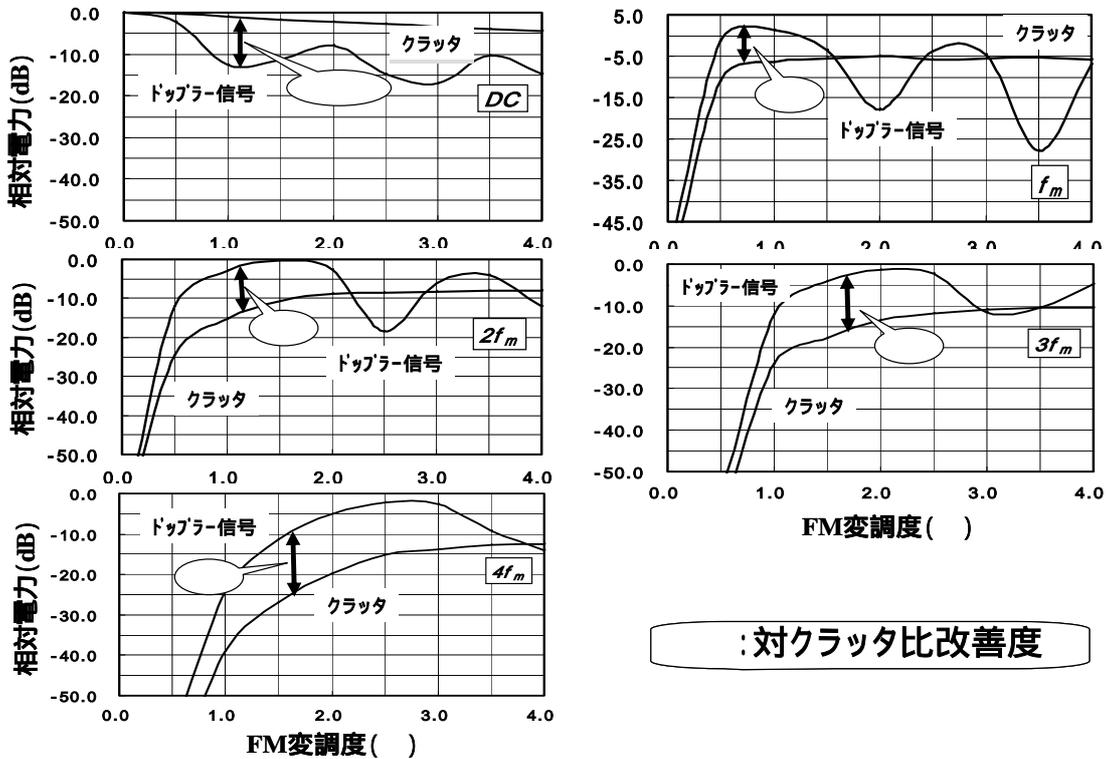


図4.11 FM-CWドップラー計測システムにおけるクラッタ低減効果(計算値)

## 4.5 実験による検証

本節では、これまでに述べた超音波 FM-CW 速度計測方式が、解析結果のとおり動作するかを、超音波および電気遅延線を用いた実験により検証した。まず、超音波 FM-CW 速度計測実験系を構築し、受信部各部におけるクラッタおよびドップラー電力を測定し、理論値と比較した。次に、クラッタ抑圧効果を、ドップラーファントムを用いて測定した。さらに、ドップラーファントムの擬似血流速度を測定し、本方式の低速速度測定限界を求めた。以下、実験結果を述べる。

### 4.5.1 第1ミキサ出力におけるクラッタ電力の測定

#### 1) 超音波送受信実験

第1ミキサ出力のクラッタ電力は、ターゲットの深さ  $l$ 、 $J_2(k\beta)$ 、 $\phi_m$  に依存して変化する。最初に、水中に固定したアルミブロックに対し、FM-CW 超音波を送受信したときのクラッタ電力（この場合は固定したアルミブロックからの反射電力）が往復の伝搬距離によって、計算通りに変化するかを実験により検証した。図 4.12 の上段は、 $f_m = 15\text{kHz}$  を 2, 3 に設定して、(4.7)式に基いて計算したクラッタ電力（相対値）の深さ依存性である。変調波  $f_m$  の組織内における波長は 10cm であるから、クラッタ電力は深さ 5cm ごとに周期的に変化する。図 4.12 の下段は、やはり  $f_m = 15\text{kHz}$  を 2, 3 に設定し、超音波周波数が 2.14MHz の CW プローブ（アロカ社製、UST-2265-2）を用いてクラッタ電力の深さ依存性を測定した結果である。クラッタ発生源としては、水中に設置した直径 8cm、長さ 2cm のアルミニウム(Al)製円柱ブロックを用いた。

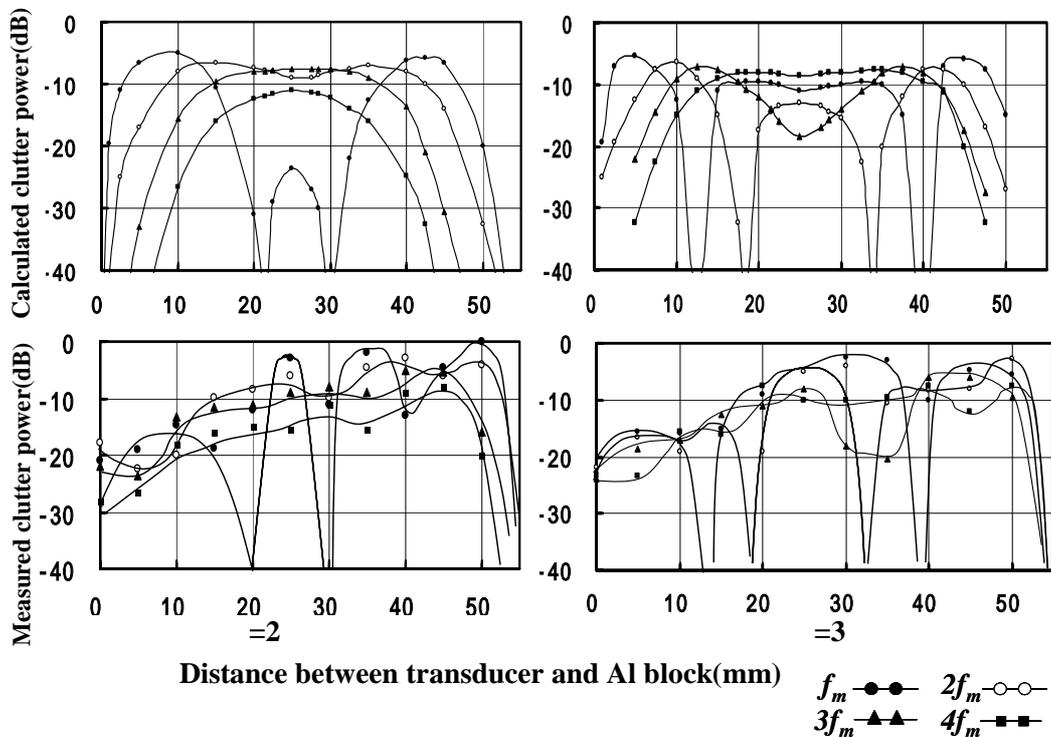


図4.12 第1ミキサ出力におけるクラッタ電力の遅延時間依存性(超音波使用)

下段の測定結果を上段の計算値と比較すると、傾向は多少似ているものの、定量的に一致した結果は得られなかった。これは、AIブロックとプローブ間の多重反射および位置測定誤差に起因すると推定し、実験を中止した。

## 2) 遅延線によるクラッタ電力の測定

この実験では、前節で生じたと推定する超音波探触子やAIブロックの多重反射等による不確定要素を排除するため、超音波媒体の代わりにLとCで構成される遅延線を送受信部間に挿入して実施した。遅延時間は、15段の遅延素子を切り替えて変化させた。実

表4.1 第1ミキサと第2ミキサ出力測定時の主要諸元と機材

項目	実験A	実験B
超音波周波数( $f_0$ )	3.00 MHz	2.14 MHz
変調周波数( $f_m$ )	100 kHz(正弦波)	5 kHz(正弦波)
FM変調度( )	1.0, 2.0, 3.0	1.0
超音波振動子	使用せず (遅延線, 減衰器による)	アロカ製 (UST-2262-2)
位相(遅延時間)調整	遅延線(334ns/step) (昭和電線電纜, L-DL-45)	変調波発振器(HP, 3326Aの位相を変化)
ドップラーファントム	使用せず (減衰器, 上記遅延線による)	社内製, (参考文献(6)参照)
ミキサ出力測定	スペクトラムアナライザ (Tektronix製, RSA230)	スペクトラムアナライザ (Tektronix製, RSA230)

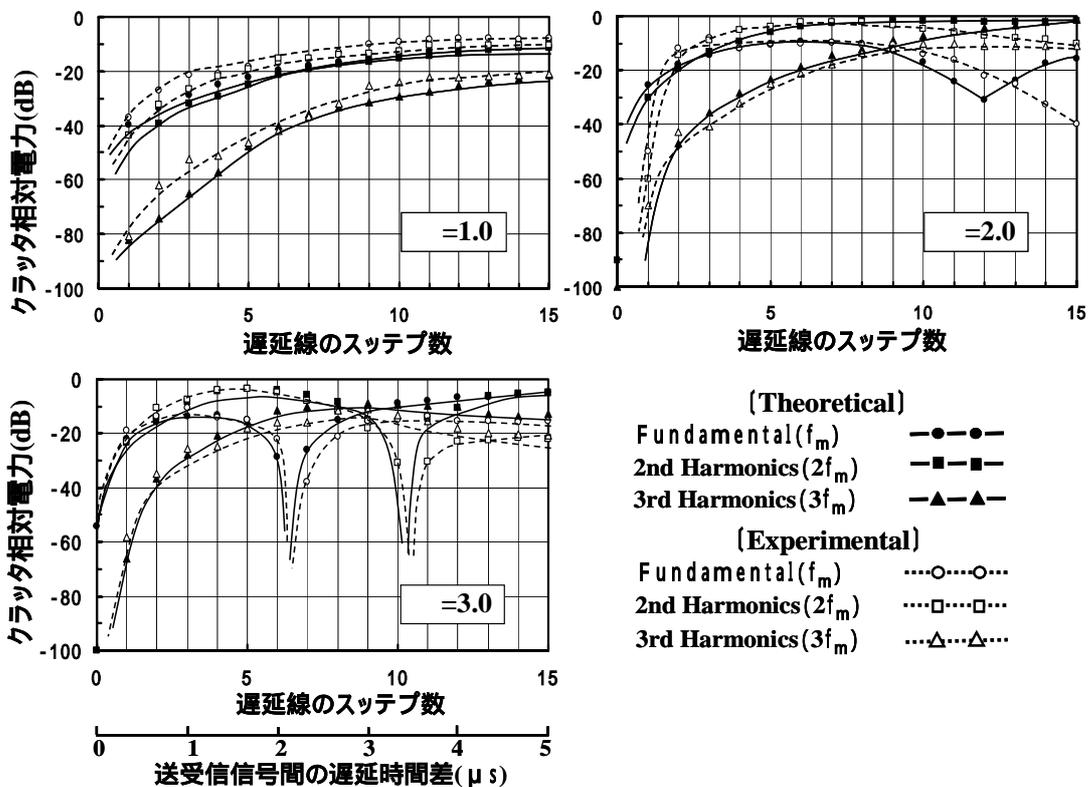


図4.13 第1ミキサ出力におけるクラッタ電力の遅延時間依存性(遅延線使用)

験に用いた主要諸元と機材を表 4.1 の実験 A に示す．変調周波数  $f_m$  は 100kHz に設定した．この理由は，遅延素子の大きさにより遅延時間が制限されていても， $f_m$  を大きくすることにより， $\phi_m$  の位相回転量を十分に確保するためである．

を 1, 2, 3 とした場合の測定結果を図 4.13 に示す．実験値は計算値と一致し，この実験により FMCW 復調部のアルゴリズムを検証できた．

#### 4.5.2 第 2 ミキサ出力におけるドップラー電力の測定

第 2 ミキサでは，ドップラー信号対クラッタ電力比が大きいドップラー信号を選択して抽出する．たとえば， $2f_m$  の側帯波として出現しているドップラー信号を抽出する場合，周波数乗倍器 (Frequency multiplier) の次数  $n$  を 2 に設定し， $v_{D2}(t)$  を  $2f_m$  の参照波  $v_{r2}(t)$  により同期検波する．検波後の出力は，参照波の位相を  $\phi_r$  とすると，以下のように表現できる．

$$\begin{aligned} v_{D3}(t) &= v_{D2}(t) \times v_{r2}(t) \\ &= -2 \cos(2\pi f_d t + \phi_0) J_2(k\beta) \cos 2(2\pi f_m t + \phi_m / 2) \times \cos(4\pi f_m t + \phi_r) \end{aligned}$$

この信号を，図 4.3 の低域濾波器 (LPF) に通し， $4f_m$  の周波数成分を除去すると，LPF2 出力信号は  $v_{D4}(t)$  により表現される．

$$v_{D4}(t) \equiv [v_{D3}(t)]_{LPF2} = -J_2(k\beta) \cos(\phi_m - \phi_r) \cos(2\pi f_d t + \phi_0) \quad (4.14)$$

(4.14) 式では， $[v_{D3}(t)]_{LPF2}$  を，LPF2 を通過後の出力信号として定義した〔4-18〕．

第 2 ミキサの出力信号  $v_{D2}(t)$  は FMCW ドップラー信号処理系の出力に相当する． $v_{D2}(t)$  は，(4.5) 式で表現されるように，ターゲットの深さ  $l$  および参照波の位相  $\phi_r$  に依存する． $\phi_r$  は信号処理系で設定できるパラメータであり， $v_{D2}(t)$  は  $\phi_r$  により周期的に変化する．実験では，検証のための測定対象物として，ドップラーファントムを用いた．

超音波診断装置の測定対象は，生体内の組織である．したがって，装置の特性は，最終的には実際に生きている生体組織を対象に測定して検証するが，生体組織の性質は，性別，年齢，個体差，時間帯や体調等に依存して，多様に変化する．そこで，最終的に生体で検証する前に，客観的，定量的な検証を行う目的で，生体組織を模擬した超音波ファントムを用いた評価試験を行うのが一般的手法である．超音波ファントムは，装置の評価用としてばかりでなく，校正用としても，不可欠の機材である．超音波ファントムの概要を付録 B に記載した．本実験で用いたドップラーファントムは，社内製ドップラーファントムである．このファントムの概要を付録 B に示す．

実験では，図 4.3 の構成で，ドップラーファントムの深さを一定に保った状態で，第 2 参照波  $v_{r2}(t)$  の位相を変化させ，第 2 ミキサ出力における I, Q チャンネルのドップラー信号電力を測定した．その結果を図 4.14 に，実験に用いた主要諸元と機材を表 4.1 の実験 B に示す．図 4.14 の横軸では， $v_{r2}(t)$  の位相を送受信間の遅延時間差に換算して表現している． $v_{r2}(t)$  の電力は位相  $\phi_r$  に対して周期的に変化し，また，その周期は変調波  $f_m$  の次数に反比例して短くなることを実験により確認した．

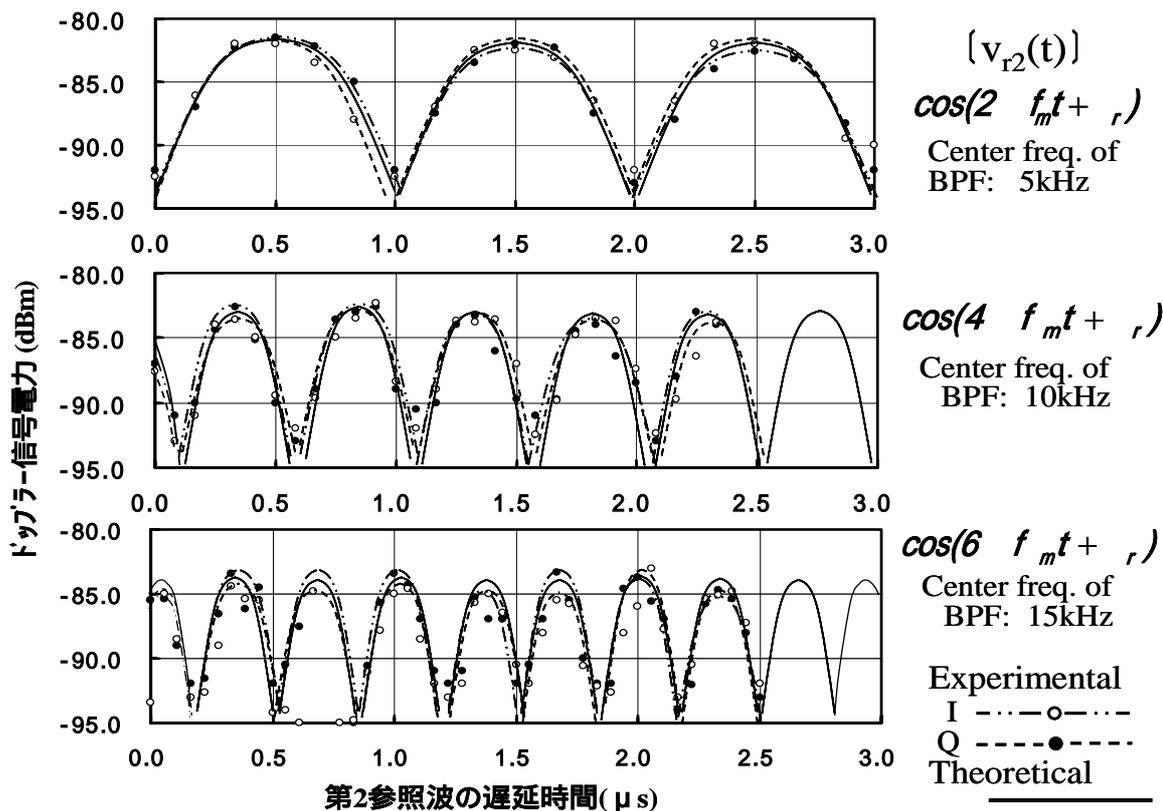


図4.14 第2ミキサ出力におけるドップラー電力の参照波遅延時間依存性

#### 4.5.3 クラッタ低減量の測定

本節では、FMCW 超音波信号を社内製ドップラーファントムに対して送受信したときのクラッタ低減効果の測定結果を述べる。測定系を図 4.15 に示す。また、測定時のパラメータおよび測定器を以下に記す。

- ・変調波( $f_m$ ) : 5 kHz の正弦波 (アンリツ製 MG3326A)
- ・変調周波数( $f_0$ ) : 2.14MHz (アロカ製超音波診断装置 SSD-5500 の CW ドブラ周波数)
- ・FM 変調度( ) : 1 ~ 4 (アンリツ製 MG645 の FM 変調端子使用)
- ・乗算器(ミキサ) : NF 回路設計ブロック製 MODEL R&K M12
- ・周波数スペクトラムの観測 : スペクトラムアナライザ (Tektronix RSA230)
- ・超音波プローブ : アロカ製インデペンデントプローブ(UST-2262-2)
- ・超音波プローブとドブラファントム間の距離 : 7.5 cm に設定
- ・超音波ビームと擬似血流の角度 : 60°
- ・ドップラーファントム : 前節で説明した社内製ドップラーファントム

図 4.16 に、ミキサ出力で観測したクラッタおよびドブラ信号の周波数電力スペクトラムを示す。ドップラー信号は、直流、 $f_m$  およびその高調波の両側帯波として DSB-SC 変調の形で出現しているのがわかる。

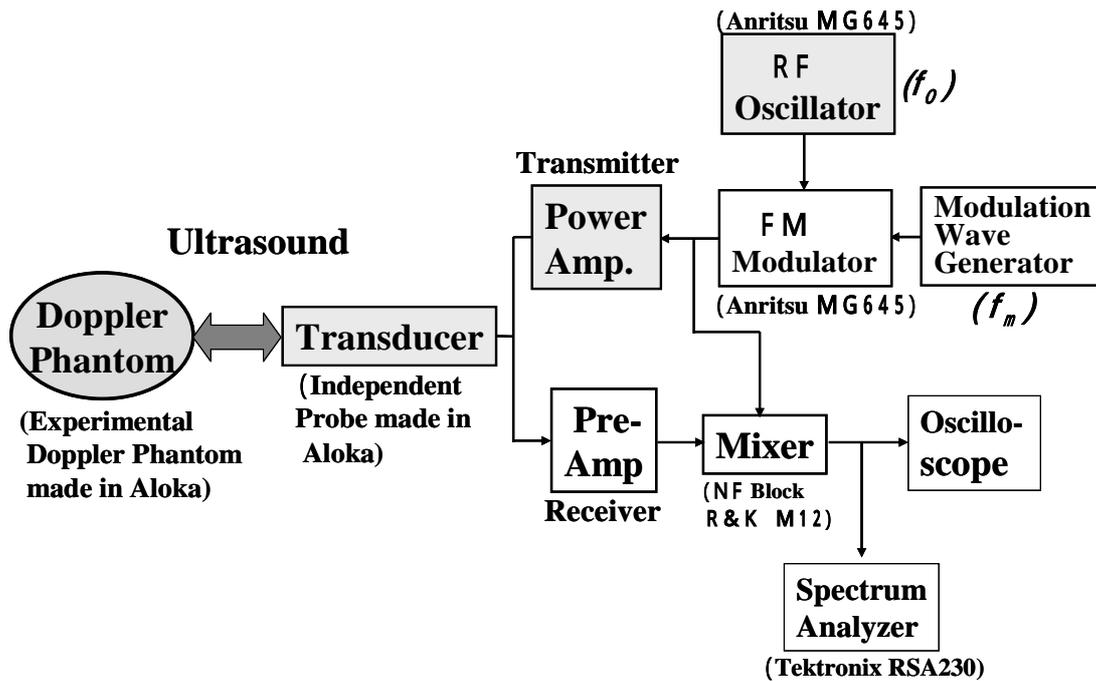


図4.15 クラッタ低減効果測定系の構成

直流,  $f_m$  およびその高調波成分自身はクラッタ成分の総和である. これらのクラッタと両側帯波間の周波数差がドプラ周波数である. 周波数電力スペクトラムデータによれば, ドップラー周波数測定値は 700Hz である. 700Hz は擬似血流の流速 50 cm/sec に相当する. なお, ドップラーファントムの減衰定数測定値は, 計算に用いた値 (4.8) 式, 0.6dB/cm/MHz) とほぼ一致しており, クラッタの発生源が生体組織を模擬した媒体ベースと音響減衰材であることを示している.

図 4.16 は, 変調度が増加するにしたがって, ドップラー信号が  $f_m, 2f_m, 3f_m \dots$  の近傍に分散してゆく様子をあらわしている. なお,  $3f_m$  の周辺に観測された連続スペクトラムは, 図 4.16(a), (b) に示すように, ドップラー信号が無い場合, あるいは CW ドップラーの場合にも観測された. 一方, 別のスペクトラムアナライザでは, まったく観測されなかった. したがって, このスペクトラムは本実験系には関係無い外乱と判断し, FMCW ドプラシステムのデータを取得した.

図 4.16 のクラッタおよびドプラ信号の周波数スペクトラムを, 各  $f_m$  の基本波および高調波をパラメータとし, 変調度を変数としてプロットした結果を計算値とともに図 4.17 に示す. 実験値と計算値は直流,  $f_m, 3f_m$  および  $4f_m$  でほぼ一致した.  $2f_m$  ではやや乖離する傾向を示したが, これは, 計算時, 超音波周波数  $f_0$  の位相差  $\phi_0$  に関する項を一定値で近似したために生じた効果, あるいは実験系ハードの影響と推定する.

図 4.18 は, 図 4.16 の測定結果を, CW ドップラー ( $\phi = 0$ ) の電力を基準にして, クラッタとドプラ信号電力についてプロットしなおした結果である. これは, 図 4.11 と同様に, FM-CW におけるクラッタ・ドプラ電力比の改善度を表している. 図 4.17 から, 変調度が 1 から 2.5 の間で, 20 ~ 25dB のクラッター低減効果が得られることが明らかとなった.

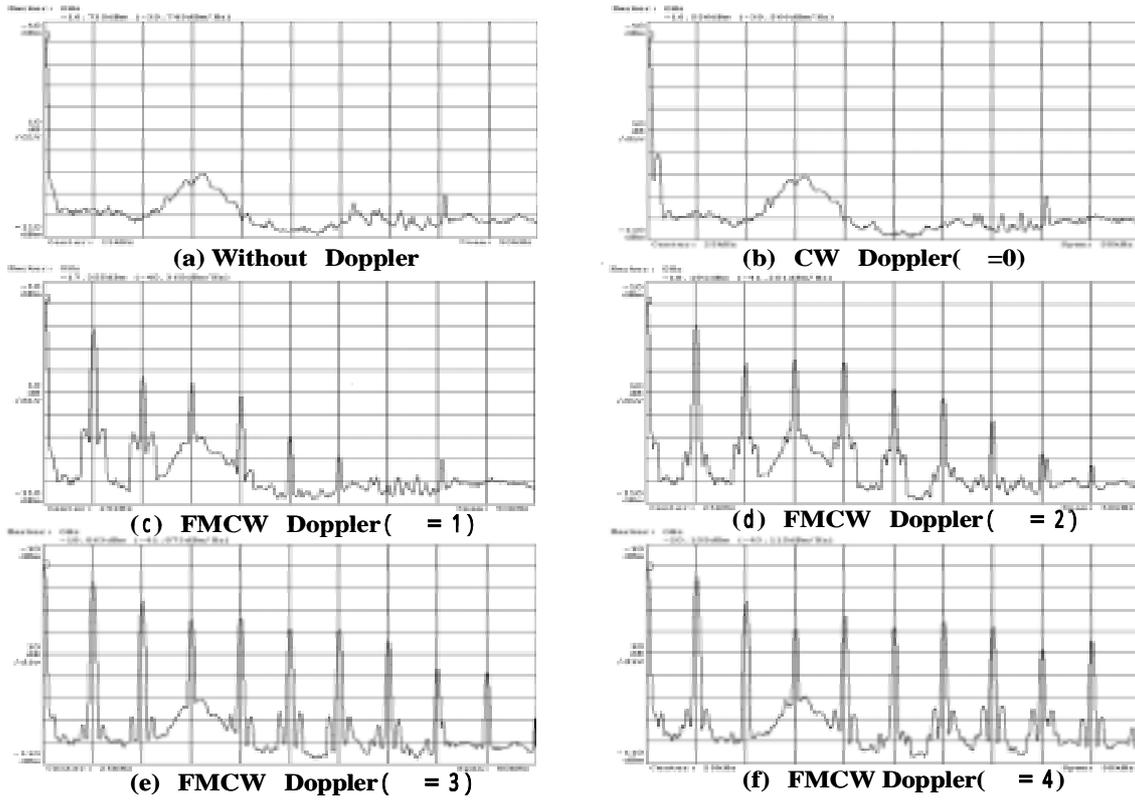


図4.16 クラッタおよびドップラー信号の周波数スペクトラム

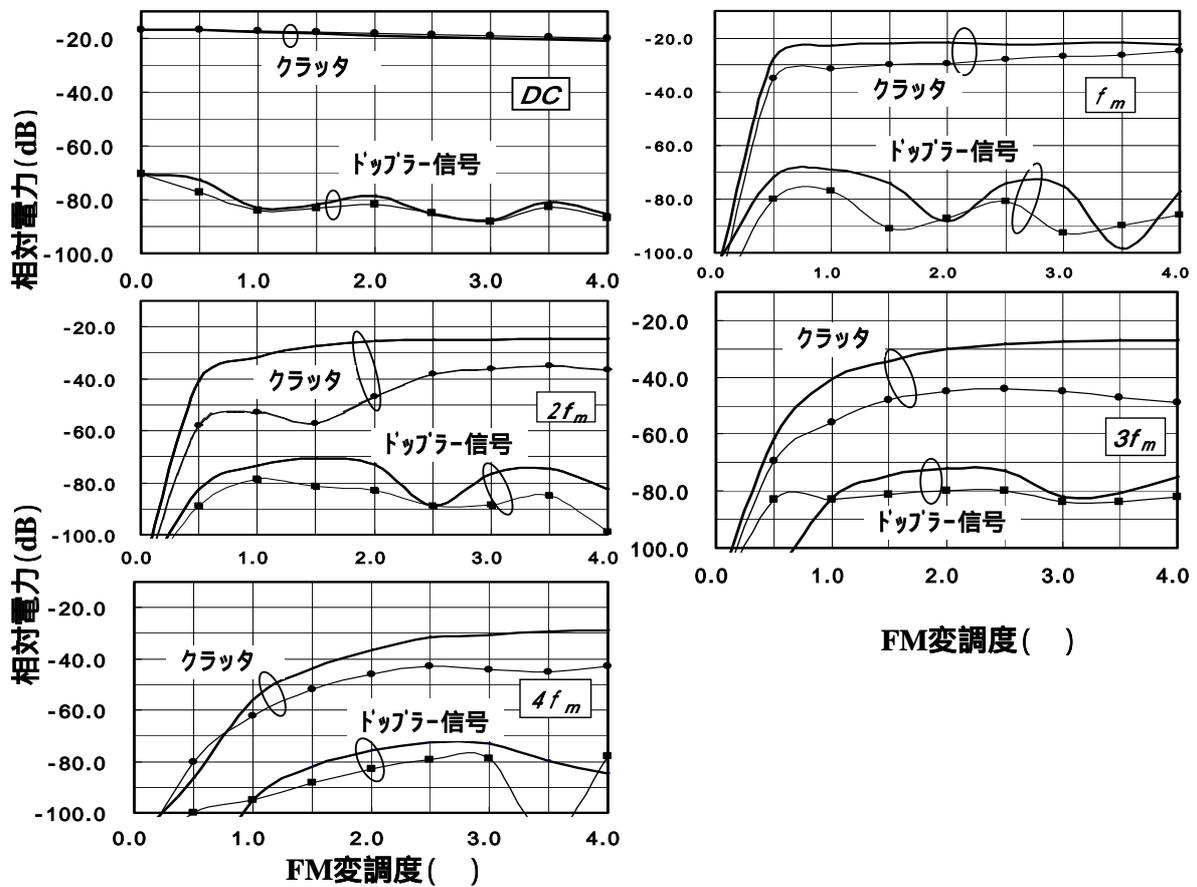


図4.17 総クラッタ電力とドップラー電力の変調度 ( ) 依存性(測定値、計算値の比較)

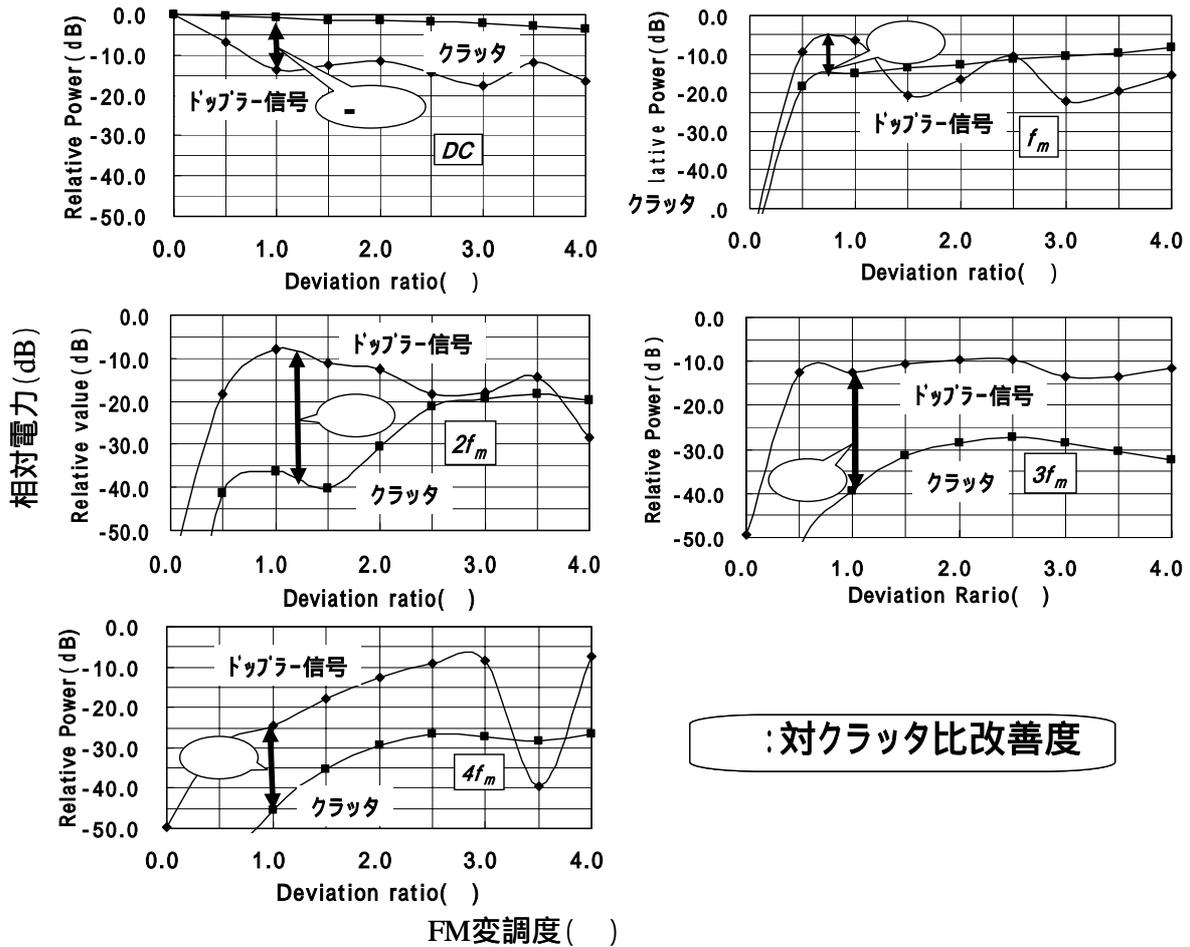


図4.18 クラッタ低減効果の測定値( )

#### 4.5.4 社内製ドップラーファントムによる擬似血流速度の測定

本節では、前述の社内製ドップラーファントムを用いて擬似血流速度を測定した結果を述べる。

ドップラー周波数は、 $f_m$  の高調波成分とその両側帯波として生じるドップラー信号の周波数差として観測される。図 4.19 は、ドップラーファントムの擬似血流速度を変化させたときの第 1 ミクサ出力におけるドップラー周波数をスペクトラムアナライザにより測定した結果である。実験に用いた主要諸元と機材を表 4.2 の実験 C に記す。点線は、超音波ビームと擬似血流方向の角度を  $20^\circ$  とした場合の計算値である。測定結果は、流速が  $0.2\text{m/s}$  付近から  $2.5\text{m/s}$  までの範囲で直線性を示し、計算値と一致した。

表4.2 ドップラー周波数測定時の主要諸元と機材

項目	実験C	実験D
ドップラーファントム	社内製 (参考文献(6)参照)	ATS社製 (model 523A)
超音波周波数( $f_0$ )	2. MHz	2.14 MHz
変調周波数( $f_m$ )	5 kHz(正弦波)	5 kHz(正弦波)
FM変調度( )	2.0	3.0
超音波振動子	アロカ製 (UST-2262-2)	アロカ製 (UST-2262-2)
スペクトラムアナライザ	Tektronix製 (RSA230)	Tektronix製 (RSA230)

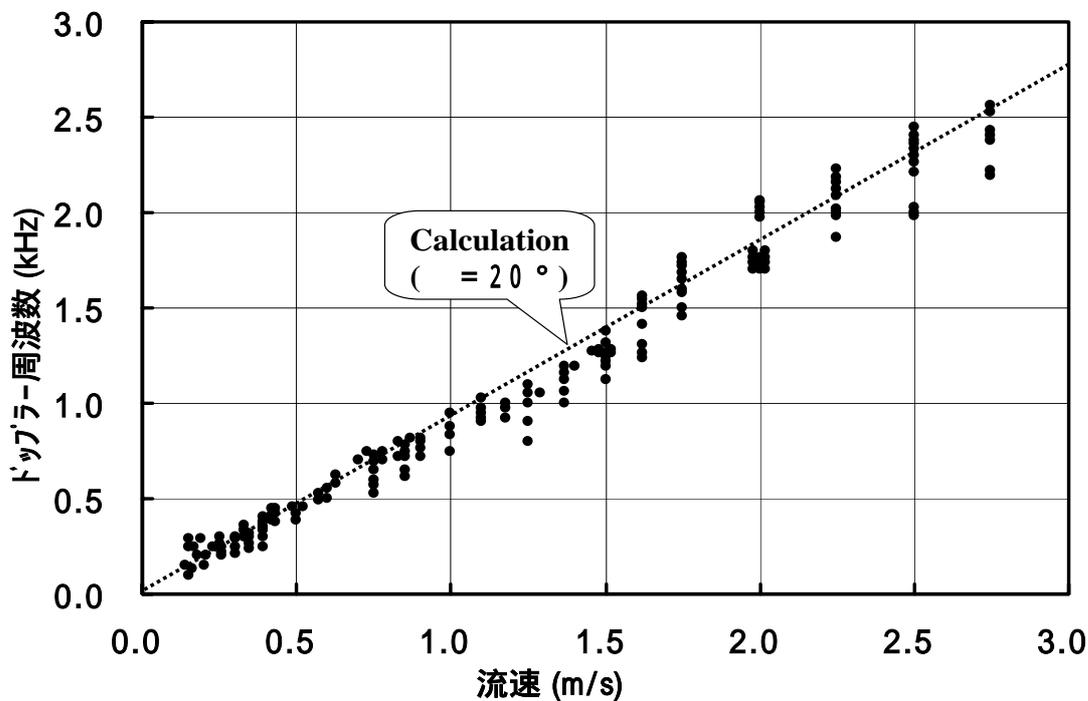


図4.19 社内製ドップラーファントムによるドップラー周波数と流速の関係

#### 4.5.5 市販ドップラーファントムによる擬似血流速度の測定

##### 1) 市販ドップラーファントムによる測定(その1)

次に、低速の測定精度を検証する目的で、市販ドップラーファントム(ATSLaboratories社製 Model 524)を用い、ドプラ周波数を測定した。この超音波ファントムは、超音波診断装置の評価試験および校正用として、国内外で広く採用されている。概要を付録Bに記載した。

実験パラメータを表4.2の実験Dに、測定結果を図4.20に示す。測定データは、流速が0.1~0.6m/sec以下では、ほぼ計算値に沿って直線状に分布しているが、0.8~1.2m/secの範囲では直線から大きく乖離している。直線部および乖離部分の代表的スペクトラムを図4.21(A),(B)に示す。(A)のドップラー周波数が300Hz付近に集中している

のに対し、(B)のドップラー信号はその周波数帯域が 0.5 ~ 2.0KHz の範囲に広く分布している。流速の較正時に、単位時間に擬似血管中を通過する擬似血液体積が速度可変ダイヤルに対し直線状に変化することは確認済みである。観測した周波数スペクトラムから、流速が遅い場合、擬似血管中の流速は、流速の分布を一定に保ちながら変化するが、指示ダイヤルを増加させるにつれて、擬似血管中の流速分布が変化していると予測した。ドップラーファントムの超音波 B モード断層像 (図 4.22) によれば、低速時には現れなかった擬似血液からのエコーが、高速時には明瞭に観測された。これらのデータから、ダイヤルを増加させると、流速が広範囲に分布してゆき、0.8 ~ 1.2m/sec の範囲では、広範囲に分布した各流速成分の合計を較正時の流速として観測したと判断した。この要因は、ダイヤルを増加させると、ポンプが強引に擬似血管内に液を押し出すために擬似血管内の層流を乱し、また気泡の発生を促進し、流速が広範囲に分布するためと思われる。

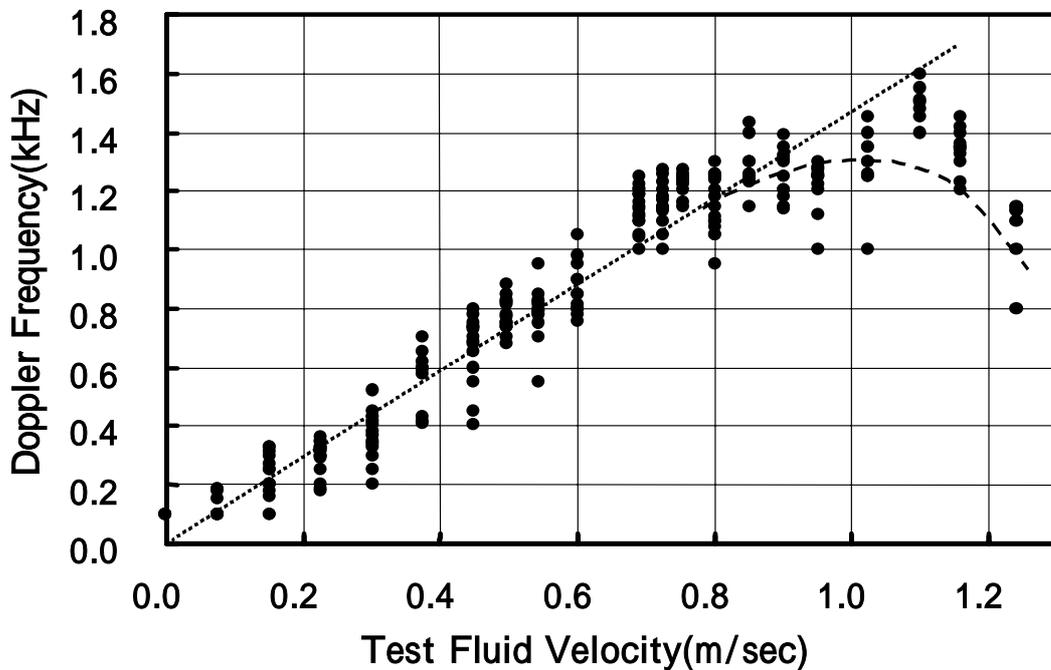
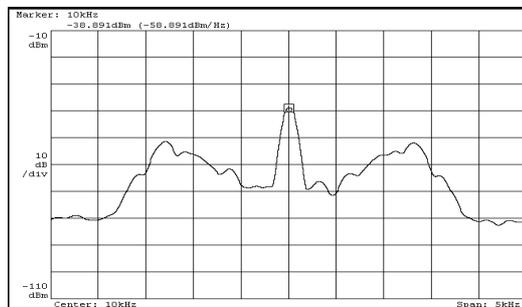
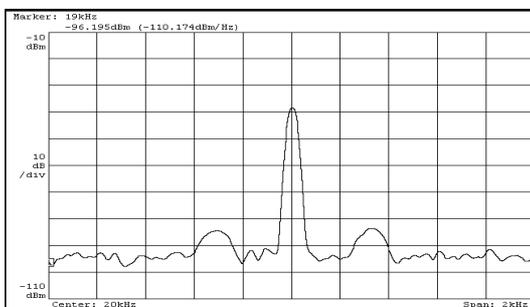


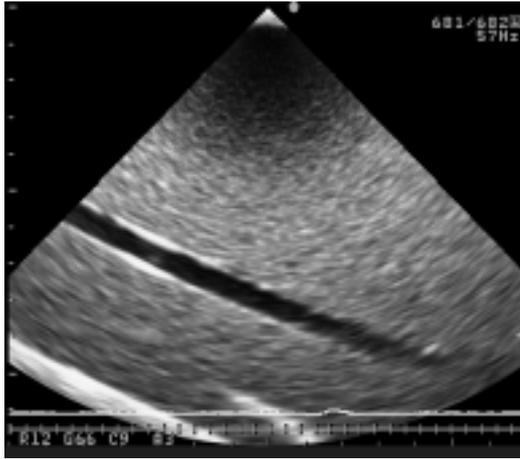
図4.20 市販ドップラーファントムによるドップラー周波数と流速の関係

Clutter and Doppler Power(10dB/div.)

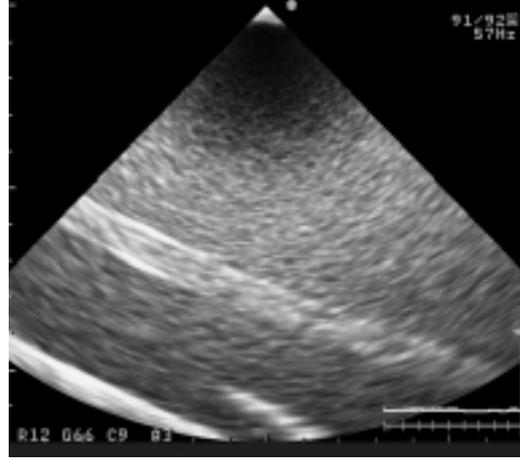


(A) Doppler spectrum(0. 2kHz/div.) (B) Doppler spectrum(0.5kHz/div.)

図4.21 ドップラー信号とクラッタの関係



(A) 0.3 m/sec



(B) 1.0 m/sec

図4.22 ドップラーファントムの超音波Bモード画像

## 2) 市販ドップラーファントムによる測定 (その2)

さらに低速の測定精度を検証する目的で、市販ドップラーファントム (ATS Laboratories 社製 Model 523A) を用い、ドップラー周波数を測定した。実験パラメータは表 4.2 実験 D と同じである。測定結果を図 4.23 に示す。擬似血流速度としては 0 ~ 50cm の範囲におけるドップラーシフトを測定できたが、予想外にばらつきが大きい結果となった。この原因は、擬似血流速度が一様な速度に分布していないことと、実験者の手に持ったプローブの保持位置により擬似血管の捕捉状態が微妙に変化し、手動により 70 度に設定したプローブの角度が測定ごとに変化したことによると推定した。

この測定では、100Hz 以上の流速測定データとともに、100Hz 以下に分布する周波数成分が観測された。測定値は、20Hz ~ 70Hz の周波数帯では、擬似血流速度に対し直線状に変化しているが、擬似血流速度から計算したドップラー周波数よりも 1 桁以上小さく、通常の擬似血流によるドップラー信号ではないと推定した。

ドップラー計測時に、ファントムにわずかな機械振動が感じられた。この機械振動は擬似血液を管内に送り出すポンプおよびポンプ駆動用モータが発生源であった。そこで、ドップラーファントム上の直交した 3 軸に沿って piezo 圧電素子 (山一電機製, yamco 10S) を設置し、流速と振動周波数の関係を測定した。測定結果を図 4.24 に示す。図から、流速と振動周波数は比例関係にあることが明らかとなった。更に、この直線は、図 4.23 における 100Hz 以下の直線部分と一致することから、20Hz ~ 70Hz の周波数スペクトラムはポンプの回転に伴って生じる機械振動に起因すると推定した。

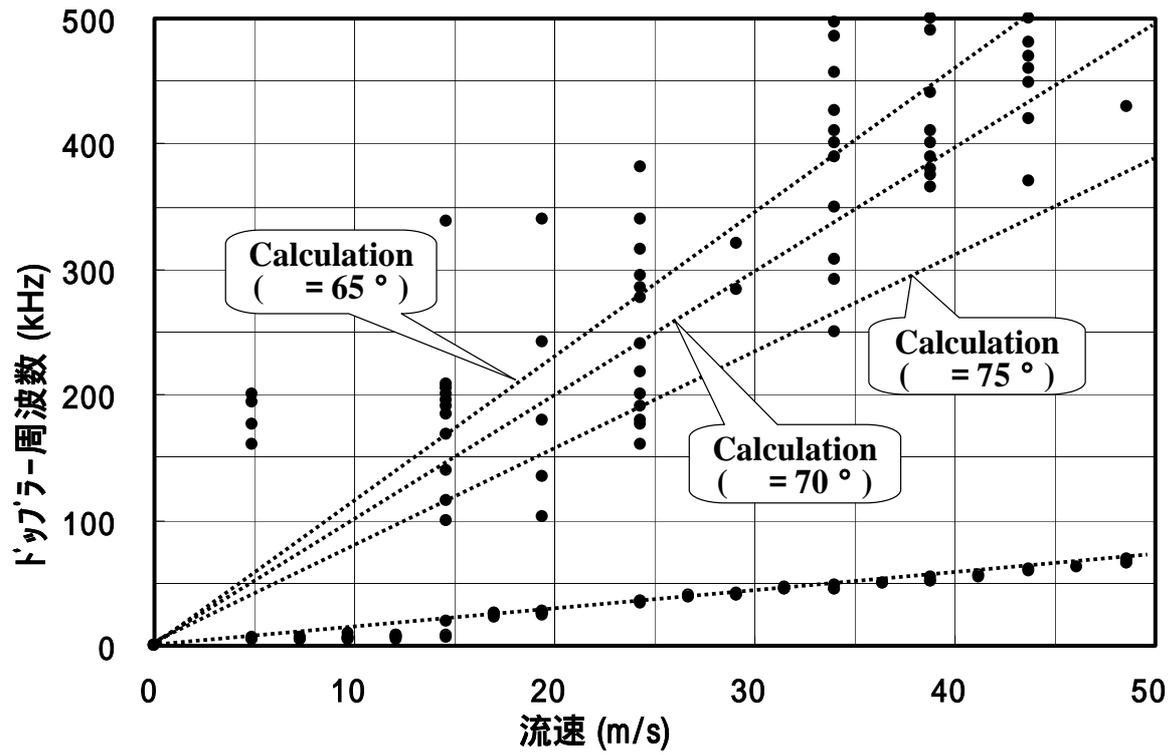


図4.23 市販ドップラーファントムによるドップラー周波数と流速の関係(その2)

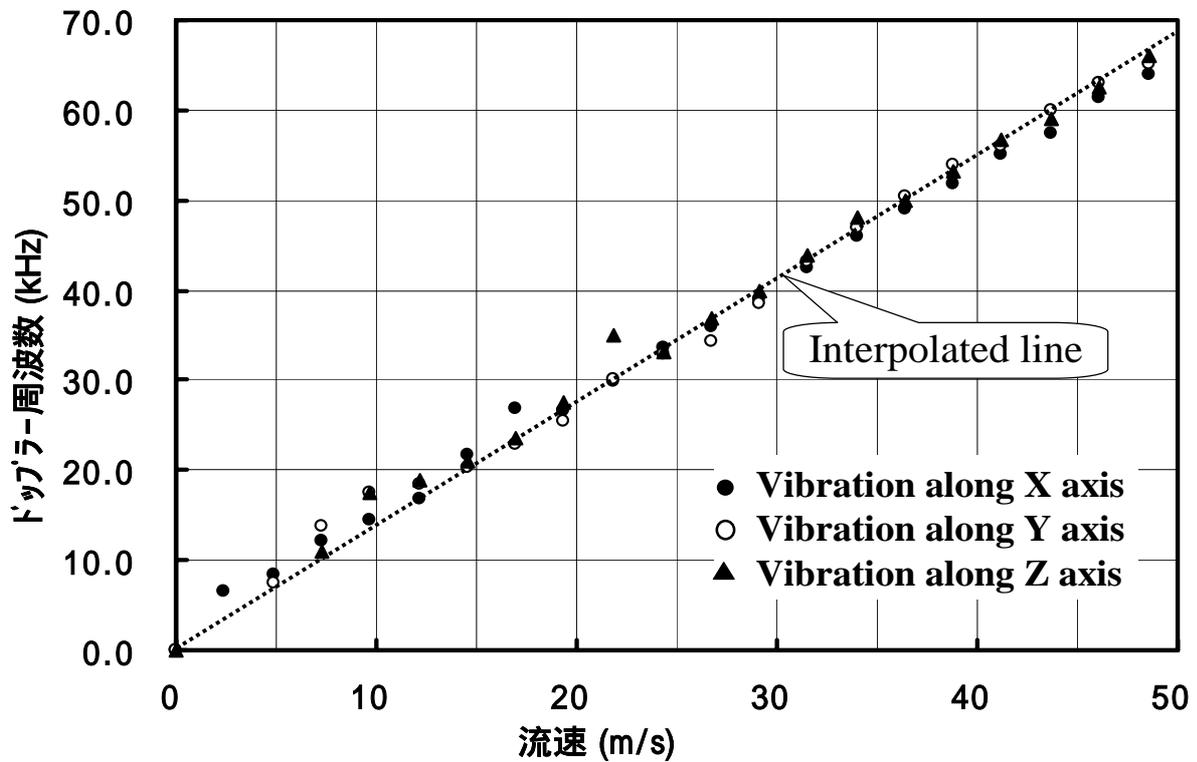


図4.24 振動検出素子による側帯波周波数測定結果

## 4.6 考察

### 4.6.1 参照波の位相に影響されない信号処理方式

第1ミキサによる乗算では、ドップラー周波数の極性を判定するため、超音波ドップラー測定で一般的に用いられている直交検波方式を採用した。

第2ミキサの出力信号は、4.1節で述べたように、エコーを生じる組織の深さに応じ出力が周期的に変化する。この現象を回避するためには、I、Qチャンネルに分離したベースバンド信号をそれぞれ2つに分離して第2ミキサに入力する。第2ミキサの参照信号としては、直交した変調波あるいはその高調波を用いる。たとえば、Iチャンネル第2ミキサ出力は、以下の2信号となる。

$$\begin{aligned} v_{D2I}(t) &= v_{D1}(t) \times v_{r2I} \\ &= -2(\cos 2\pi f_d t + \phi_0) J_2(k\beta) \cos 2(2\pi f_m t + \phi_m / 2) \times \cos(4\pi f_m t + \phi_r) \\ &\approx -J_2(k\beta) \cos(\phi_m - \phi_r) \cos(2\pi f_d t + \phi_0) \end{aligned} \quad (4.15)$$

$$\begin{aligned} v_{D2Q}(t) &= v_{D1}(t) \times v_{r2Q} \\ &= -2(\cos 2\pi f_d t + \phi_0) J_2(k\beta) \cos 2(2\pi f_m t + \phi_m / 2) \times \sin(4\pi f_m t + \phi_r) \\ &\approx J_2(k\beta) \sin(\phi_m - \phi_r) \cos(2\pi f_d t + \phi_0) \end{aligned} \quad (4.16)$$

この2つの信号について、二乗和の平方根を  $v_{D3I}(t)$  とする。

$$v_{D3I}(t) = \sqrt{\{v_{D2I}(t)\}^2 + \{v_{D2Q}(t)\}^2} = J_2(k\beta) \cdot \cos(2\pi f_d t + \phi_0) \quad (4.17)$$

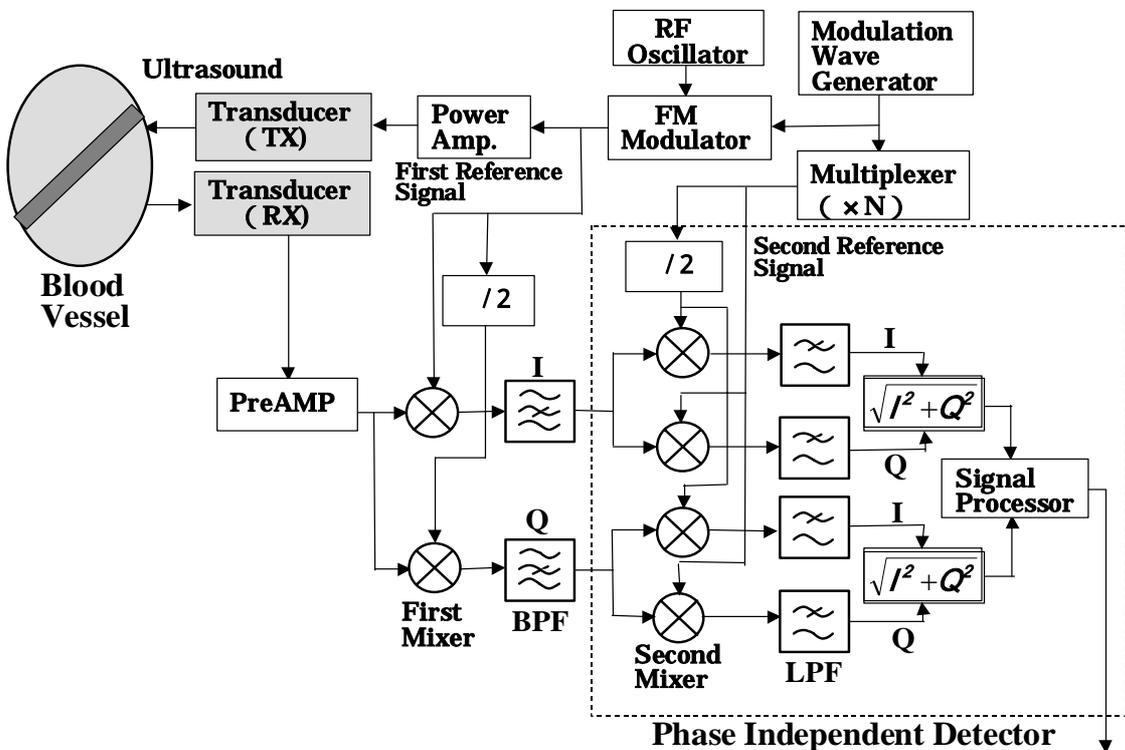


図4.25 参照波の位相に影響されないドップラー信号処理方式

(4.16)式は， $\phi_r$  を含んでいないので，参照波の位相に影響されない．

Q チャンネルの第 2 ミキサ出力も同様のプロセスにより(4.18)式の  $v_{D3Q}(t)$  で表現でき，参照波の位相依存性が無くなっている．

$$v_{D3Q}(t) = J_2(k\beta) \cdot \sin(2\pi f_d t + \phi_0) \quad (4.18)$$

(4.17)，(4.18)式はドップラー信号の直交検波出力であり，後段における通常の信号処理によりドップラー信号として表示できる．以上の説明のように，第 1 ミキサの直交出力を変調波で再度直交検波し，二乗和の平方根を求めることにより，参照波の位相に影響されずにドップラー信号電力の検出が可能となる．この信号処理を実現するためのハードウェアの基本構成を図 4.25 に示す．

#### 4.6.2 100Hz 以下の低周波成分の検出

4.3.5 節で報告した 100Hz 以下の低周波成分が発生要因について考察する．

第 1 の推定要因は，擬似血流を配管内に送出しているポンプが擬似血流に脈流を発生させる現象である．このポンプは，擬似血液が入っているチューブのしごきにより擬似血液を管内に送り出している．この動作により，定速の擬似血流に脈流が生じている可能性がある．脈流を正弦波状とし，ポンプの繰り返し周波数を  $f_p$ ，FM 変調の変調度を  $m_p$  とすると，脈流によるドップラーを追加した FMCW 復調信号は，下記のように表現される．

$$v_{DP}(t) = \cos(2\pi f_d t + \phi_0 + m_p \sin 2\pi f_p t) \left\{ J_0(k\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(k\beta) \cos 2n(2\pi f_m t + \phi_m / 2) \right\} \\ - \sin(2\pi f_d t + \phi_0 + m_p \sin 2\pi f_p t) \left\{ 2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n J_{2n+1}(k\beta) \cos(2n+1)(2\pi f_m t + \phi_m / 2) \right\} \quad (4.19)$$

(4.19)式の復調信号は， $f_d$  を中心に  $f_p$  ごとに側帯波が発生することを示している．この様子を図 4.26(a)に示す．しかし，観測された側帯波は， $f_m$  またはその高調波成分から  $\pm f_p$  離れた周波数帯に発生しており，(4.19)式とは異なる結果となった．

第 2 の推定要因は，ポンプの機械振動が超音波振動子に伝わり，この振動によって振動子を通過する超音波が影響を受ける現象である．そこで，FMCW 受信波が振動子を通過するとき，機械振動によって振幅変調されると仮定した．振幅変調の変調度を  $m_a$ ，ポンプの繰り返し周波数を  $f_p$  とすると，復調信号は(4.20)式により表現される．

$$v_{DP}(t) = \cos(2\pi f_d t + \phi_0) \cdot (1 + m_a \sin 2\pi f_p t) \left\{ J_0(k\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(k\beta) \cos 2n(2\pi f_m t + \phi_m / 2) \right\} \\ - \sin(2\pi f_d t + \phi_0) \cdot (1 + m_a \sin 2\pi f_p t) \left\{ 2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n J_{2n+1}(k\beta) \cos(2n+1)(2\pi f_m t + \phi_m / 2) J_{2n+1}(k\beta) \right\} \quad (4.20)$$

(4.20)式は， $f_m$  またはその高調波成分を搬送波とし，ドップラー信号を側帯波とする DSB-SC 波と，ドップラー周波数と振動周波数が複合した周波数  $f_d + f_p$  および  $f_d - f_a$  を側帯波とする DSB-SC 信号の和として表現されている．この様子を図 4.26(b)に示す．

しかし、実測値は、 $f_m$  から  $\pm f_p$  離れた周波数に発生しており、(4.20)式とは異なる結果となっている。

次に、第3の推定要因として、振動がクラッタに与える影響を想定した。ポンプ振動により生じる超音波振動子の起電力が FMCW 受信波を振幅変調すると仮定する。振幅変調されたクラッタは、(4.5)式で  $f_d = 0$ 、クラッタの振幅を  $A_c$  と置き、(4.21)式により表現される。

$$v_{DP}(t) = A_c(1 + m_a \sin 2\pi f_p t) \left\{ J_0(k\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(k\beta) \cos 2n(2\pi f_m t + \phi_m / 2) \right\} - A_c(1 + m_a \sin 2\pi f_p t) \left\{ 2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n J_{2n+1}(k\beta) \cos(2n+1)(2\pi f_m t + \phi_m / 2) \right\} \quad (4.21)$$

(4.21)式は、 $f_p$  を側帯波とする DSB-SC 信号の形をしている。この様子を図 4.26(c)に示す。実測値は、変調波から  $\pm f_p$  離れた周波数に発生しており、(4.21)式の表現と一致した。クラッタ電力はドップラーに比較して数 10dB 大きいから、AM の変調度が小さい場合でも、DSB-SC 信号として容易に検出される可能性は大きい。

以上の検討結果から、図 4.23 における 100Hz 以下の低周波成分は、FMCW 超音波信号が振動子を通る際に、ポンプの振動によって振幅変調されたクラッタの DSB-SC 信号であると判断した。

この結果は、FMCW 復調信号において、変調波およびその高調波から 10~20Hz 離れた側帯波を分離、検出できることを示している。さらに、この側帯波を血流によるドップラーシフトと仮定するならば、 $f_0$  を 2.14MHz とすると、ドップラーシフト 10Hz の場合、3.5mm/sec 程度の流速を検出できる可能性のあることを示唆している。

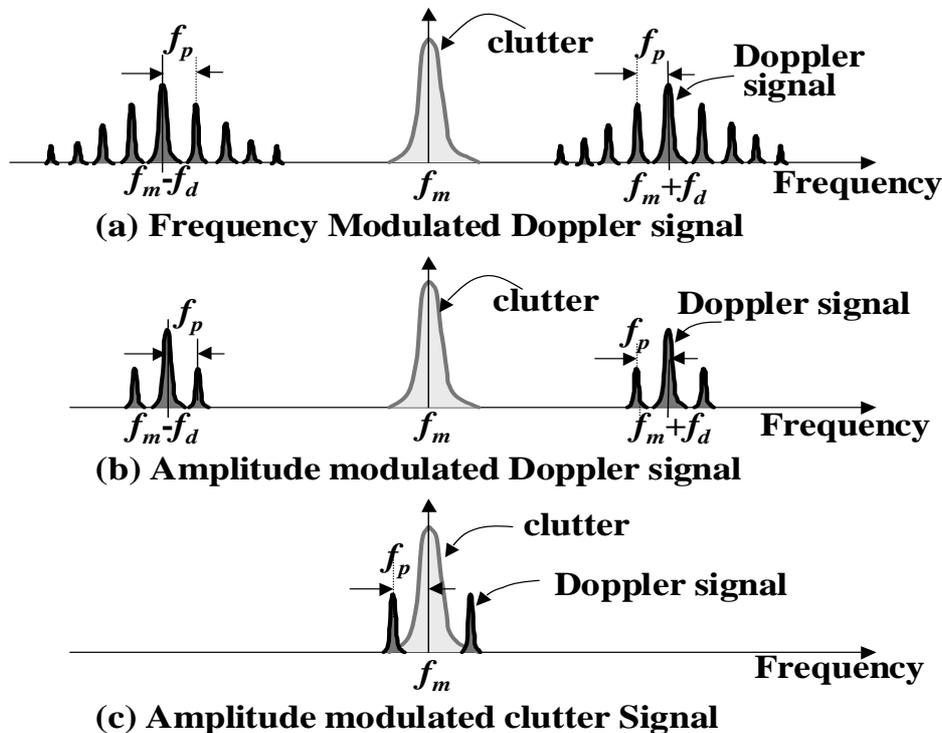


図4.26 ポンプの振動に起因する側帯波の周波数スペクトラム

## 4.6 まとめ

正弦波を変調波とした超音波 FMCW ドップラー測定システムを提案し，信号処理のアルゴリズムを解析し，その計測特性を実験により検証した．結論を以下に記す．

1) 計算値と実験結果が一致したことから，本システム信号処理系におけるクラッタ低減効果のアルゴリズムを実験により検証できた．

2) 変調度を 1 から 2.5 の間に設定し， $f_m$ ， $2f_m$ ， $3f_m$ あるいは $4f_m$ 近傍のドプラ信号を検出すれば，15～25 dB のクラッタ抑圧効果が得られることを明らかにした．

3) CW 超音波に FM 変調をかけて送受信することにより，従来の CW ドップラーではクラッタに埋もれていた，より低速の血流検出が可能となることを，計算と基礎実験により検証した．

4) FMCW 復調信号において，変調波およびその高調波から 10～20Hz 離れた測帯波を分離，検出できることを実験により検証した．この結果は，仮に  $f_0$  を 2.14MHz とすると，10Hz のドップラーシフトが測定された場合，3mm/sec の流速が測定可能であることを示唆するものである．

#### 第四章の文献

- [ 4-1 ] 坂本二哉, “ドップラー心エコー図テキスト,” p5, (株)文光堂, 1988 .
- [ 4-2 ] D.H.Evans , W.N.McDickson , R . Skidmore and J.P.Woodcock , “ DOPPLER ULTRASOUND ”, p.48-50 , JOHN WILEY & SONS , 1989 .
- [ 4-3 ] Liv Hatle and Bj rn Angelsen , “ Doppler Ultrasound in Cardiology , ” p.36-38 , Lea &Febiger , 1982 .
- [ 4-4 ] 滑川俊六, 原田烈光, 河西千廣, “超音波ドプラーによるリアルタイム血流映像装置,” 信学論, vol . J70-D, No . 7 , pp1432-1440 , July , 1987 .
- [ 4-5 ] 伊東正安, 望月剛, “超音波診断装置”, p.130 , コロナ社 , 2002 .
- [ 4-6 ] A.Heimdal and H.Torp , “ Ultrasound clutter signal from vibrating muscles limits low velocity blood flow measurements ”, 1996 IEEE Ultrasound Symposium , p.1233-1236 , 1996 .
- [ 4-7 ] 伊東正安, 望月剛, “超音波診断装置”, p143 , コロナ社 , 2002 .
- [ 4-8 ] M. Skolnik , “ Radar Handbook ”, pp.16-21, McGraw-Hill, 1970 .
- [ 4-9 ] Merrill Skolnik , “ Introduction to Radar Signals ”, McGRAW-HILL , International Student Edition , p.100-103 , 1962 .
- [ 4-10 ] S . ステイン & J . J ジョンス ( 関英男訳 ), “ 現代の通信回線理論 ”, p.166-170 , 森北出版 ( 株 ), 1962 .
- [ 4-11 ] Samuel Seely , “ Electron Tube Circuit ”, McGRAW-HILL , p.600-607 , 1958 .
- [ 4-12 ] AT&T Bell Laboratories , “ Transmission Systems for Communications (Fifth Edition) ”, p.334 , 1982 .
- [ 4-13 ] S . ステイン & J . J ジョンス ( 関英男訳 ), “ 現代の通信回線理論 ”, p.142-143 , 森北出版 ( 株 ), 1962 .
- [ 4-14 ] D.H.Evans, W.N.McDickson, R.Skidmore, and J.P.Woodcock, “ Doppler Ultrasound”, p.41, John Wiley & Sons, 1989 .
- [ 4-15 ] 実吉純一, 菊池喜充, 能本乙彦, “超音波技術便覧”, p477 , 日刊工業新聞社 , 1966 .
- [ 4-16 ] D.H.Evans, W.N.McDickson, R.Skidmore, and J.P.Woodcock, “ Doppler Ultrasound”, p.31, John Wiley & Sons, 1989 .
- [ 4-17 ] S . ステイン & J . J ジョンス ( 関英男訳 ), “ 現代の通信回線理論 ”, p.169 , 森北出版 ( 株 ), 1962 .
- [ 4-18 ] 国田正徳, 三木哲也, 荒井郁男, “超音波 FMCW ドプラー計測システムテムの信号処理とその特性”, 電子情報通信学会論文誌 A ( 研究速報 ), 電子情報通信学会論文誌 A , Vol.J90-A, No.7, pp622-629 , 2007 .

## 第五章 位相シフト型超音波 FM-CW 速度計測方式の提案

### 5.1 はじめに

この節では、新しい FM-CW 速度計測方式を着想するに至った経緯を述べる。

それに先立ち、現在実用化されている超音波ドップラー方式の特徴と課題を、本方式と比較するために、以下にまとめた。

超音波 PW ドップラー方式は、特定した位置の血流速度を計測できるが、CW ドップラー方式と比較し、SNR が劣る。一方、CW ドップラー方式は、高速血流が測定でき、SNR は PW に比較して優れているが目標の位置が特定できないという欠点がある。CW ドップラーでは、周波数としては線スペクトルで表現される連続波を送受信しているので、位相差（伝搬時間）に相当する位置情報が得られないからである。

CW ドップラーの SNR が PW に比較して良好なのは、CW のドップラー信号が移動組織からの全電力を利用しているのに対し、PW ドップラーでは、パルス幅に相当する帯域に広がっているドップラー全電力のなかで、ごく一部の、DC 付近のドップラー周波数帯における電力しか利用していないからである。すなわち、この方式では、ドップラー情報をもっている大部分の信号電力を、みすみす捨てているのが現状である。

すでに述べた FM-CW 距離計測では、送信波に対する受信波の遅延時間が送受信間の瞬時周波数差に比例することを利用して目標の位置を計測している。したがって、受信波と乗算する参照波は距離測定の基準となっており、一般的に遅延時間を“0”に設定している。このような条件のもとに信号解析と計算を行ってきた。しかるに、レンジサイドローブ低減を目的とした重み付け効果解析の過程で、受信波と参照波の時間差が小さいほど重み付けの効果が大きくなる傾向を見出した。この結果は、参照波に適当な遅延操作をほどこしてから受信波と乗算すると、参照波の遅延時間に等しい遅延時間差を持った深さからの反射波のレンジサイドローブが、より低減することを意味している。さらにこの性質を積極的に活用するならば、参照波に対し、送受信時間差に相当する遅延をかけることにより、特定の目標に限定した信号処理ができる可能性があることを示唆するものである。この効果を超音波速度計測に応用する目的で提案するのが、次節で述べる新しい超音波 FM-CW 速度計測方式である。

### 5.2 位相シフト型超音波 FM-CW 速度計測方式の原理

本節では、CW の特長である良好な SNR と位置情報が得られる位相シフト型 FM-CW ドップラー計測方式を提案し、その原理を述べる。

これまで報告してきたような FM-CW 速度計測方式では、正弦波による FM-CW 超音波を送受信しているので、ドップラー情報は抽出できても、位置の情報は抽出できない〔4.18〕。そこで、送信波を目標距離に相当する伝播時間だけ遅延させ、これを参照波として受信波と直交検波させる。この処理により、移動目標から戻ってくるドップラー信号は、参照波の位相と周波数とも、まったく等しくなる。こうすると、ドップラー信号と参照波の相関が最大となるので、特定の位置におけるドップラー信号を効率良く抽出できる。基本構成を図 5.1 に示す。送信波の FM 変調度を大きくするにつれ、位相のずれに対し、送受信波間の相関が急激に増加するので、位相のずれ、換言すれば距離に

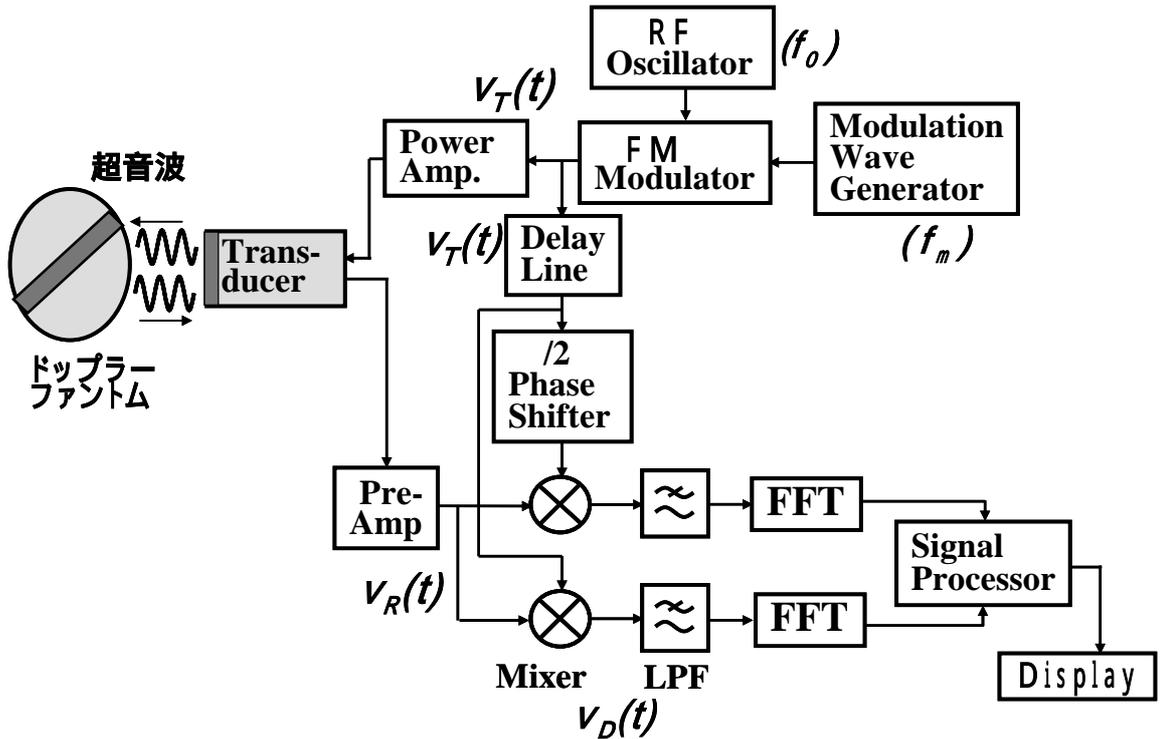


図5.1 位相シフト型FM-CWドップラー計測方式

対する選択性が増大する．この原理を応用すれば，連続波を用いても，特定位置のドプラ周波数を測定できる．

FM-CW 送信信号の時間波形を図 5.2(a)に，受信信号を(b)に示す．受信信号は送信時から だけ遅れて受信部に到達する．受信信号の周波数スペクトラムの絶対値を(e)に示す．

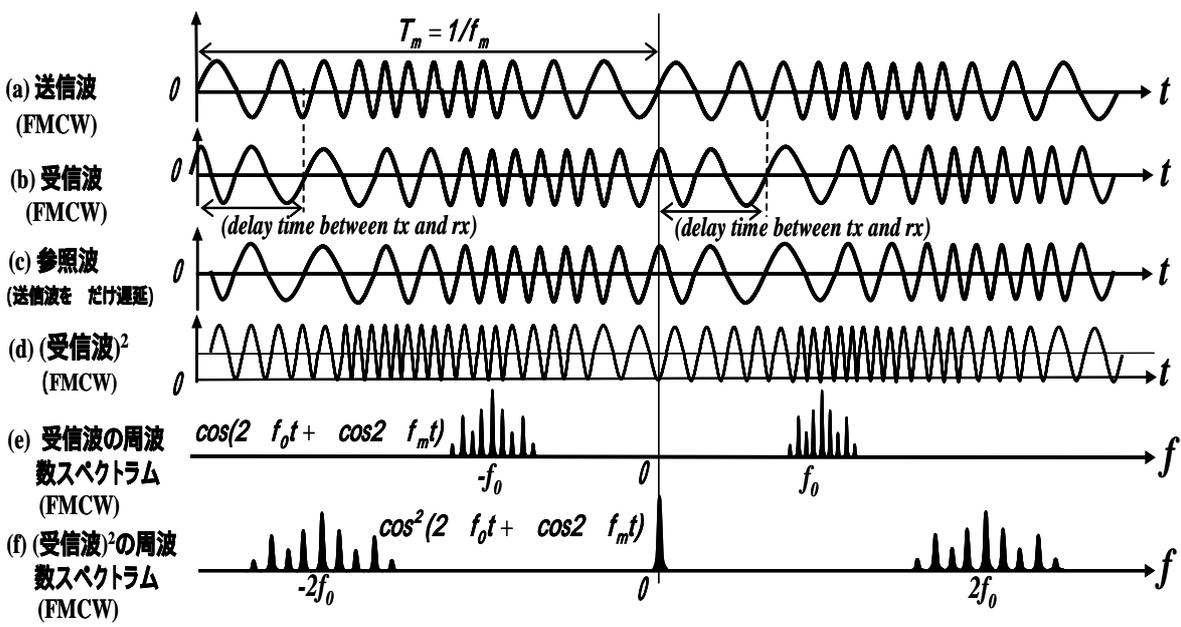


図5.2 FM-CW信号の送受信波形と周波数スペクトラム

受信信号と直交検波する参照波(c)は、送信波を送受信時間差 だけシフトさせた送信波である。直交検波器入力は、この操作により周波数、位相ともまったく等しい時間波形となるので、受信波を2乗した波形が直交検波器出力(d)となる。この信号は、振幅が1/2の直流成分と、搬送波周波数が $2f_0$ で、変調度が2のFM信号の和として表現される。受信波を2乗することにより、受信波のスペクトラムが、直流付近と搬送波の2倍の周波数帯に移行する。(f)におけるベースバンド信号の周波数スペクトラムは、この様子を表している。本FM-CW方式では、ベースバンド信号の直流付近の周波数成分から、組織の速度情報を得ることができる。

ベースバンド信号は、受信波と参照波間の遅延時間が完全に一致している場合、 $f_m$ およびその高調波成分は出現しないで、図5.2(f)のように、直流成分と、その2倍の高調波成分となる。一致していないと、両者の時間差により、変調波の高調波成分が発生する。高調波成分は時間差が“0”からわずかでもずれると発生する。時間差が増加すると、周波数偏移は次第に大きくなり、周期的に変動する。この様子を図5.3(b),(c)に示す。図5.3(c)で、時間差がだんだん小さくなると、ベースバンド信号の瞬時周波数変化もどんどん小さくなり、最終的には“0”，すなわち直流成分のみとなる。

図5.4は、FMCW変調波の変調指数を変化させたときのベースバンド信号の直流および高調波成分の生体内深さ（体表からの距離）依存性を図示したものである。x軸はベースバンドの周波数を、y軸は生体内の深さ（距離）を、z軸はその距離における固定組織からからの反射電力を表している。この図では、組織における減衰の効果は省略した。

=0の場合は無変調で、これは通常のCWモードと等価である。この場合は、どんな深さからの反射電力にも位置依存性は無い。また、送受信ともに無変調なので、ベースバンド信号に変調波成分が出現する余地は無い。このようすを図5.4の左上部に示す。

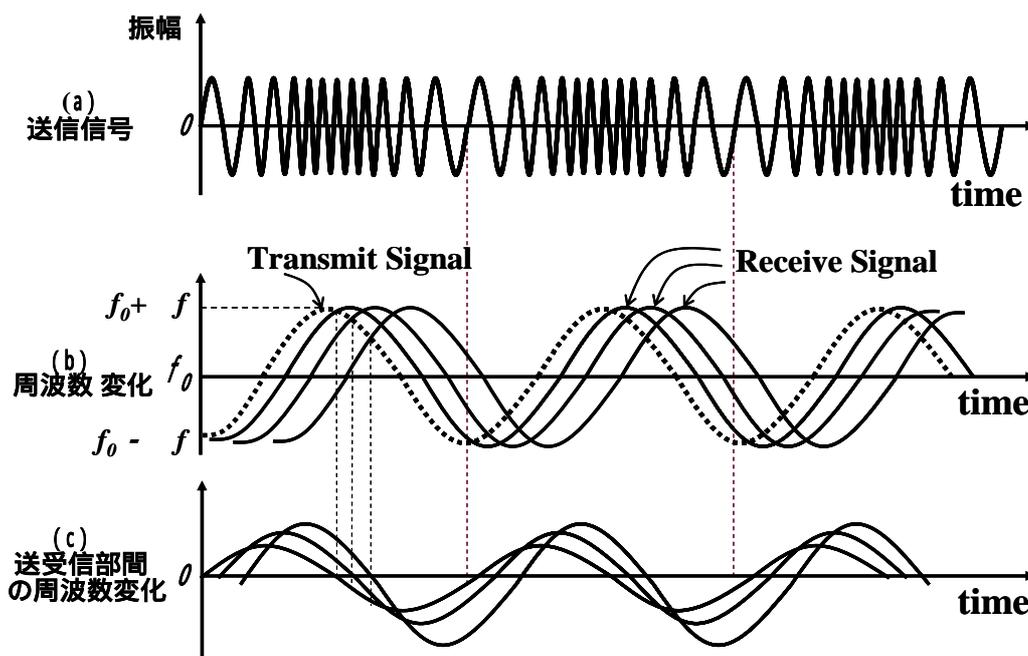


図5.3 FM-CW信号の瞬時周波数変化

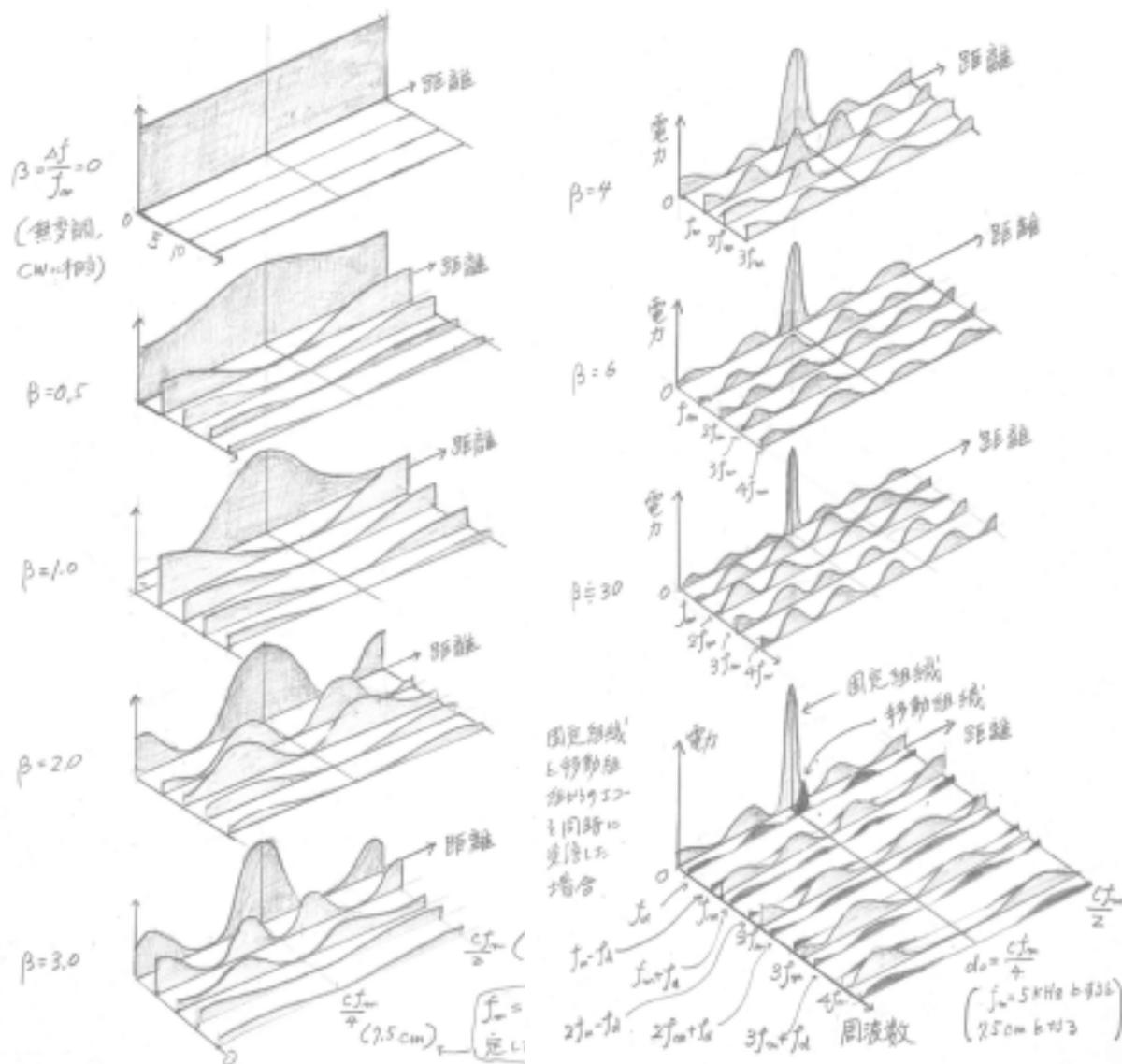


図5.4 FM-CW反射電力の距離依存性(パラメータ:変調度)

周波数偏移  $f$  を徐々に増加させると、各高調波の電力は搬送波から側帯波に移行してゆく。送受信間の遅延時間差が無い場合は、図 5.3 で説明したようにベースバンド信号に変調波の高調波成分は発生しない。直交検波器の 2 つの入力に時間差を生じさせないためには、当該深さの反射波の遅延時間に相当する遅延時間を参照波に与えてやればよい。図 5.4 の例では、距離  $d_0 = 7.5\text{cm}$  において、参照波に与える遅延時間を受信波の遅延時間と一致するように設定した。したがって、距離  $d_0$  からの反射電力は、直流成分のみで、変調波の高調波成分はまったく発生しない。距離が  $d_0$  以外の場所では、送信波と受信波間に、時間差が生じるので、両者の相関性が少なくなってくる。したがって、直流成分が減少し、同時に高調波成分が出現しはじめる。変調度が大きくなるにつれて、距離  $d_0$  における反射電力の位置ずれに対する変化は敏感になってくる。すなわち、距離  $d_0$  における反射電力の選択性が増加する。その様子を図 5.4 において、 $\beta$  が 0 から 6 の場合について

示す。が 30 以上になると、この選択性は、PW ドップラーにおけるレンジゲートの役割と類似の機能に近づいてくる。

距離  $d_0$  からの反射電力がドップラーシフト  $f_d$  を伴っている場合は、固定物と相似形の距離依存性が出現するが、ドップラー周波数  $f_d$  だけ、直流成分からシフトしてあらわれる。ドップラースペクトラムは、変調波あるいはその高調波の両側帯波にも同時に出現するが、距離  $d_0$  からのドップラーエコーは直流から  $f_d$  だけシフトした周波数成分だけとなる。この様子を図 5.4 における右下の図に示す。このドップラー信号は、直流付近にのみ出現し、変調波の高調波成分は出現しない。したがって、この成分だけを低域濾波器によって抽出することにより、通常の CW と同様の SNR で、位置情報の特定されたドブラ情報を得ることができる。位置情報の特定の程度は に依存するので、必要な位置分解能を確保するためには、 を大きく設定する必要がある。

### 5.3 位相シフト型超音波 FM-CW 速度計測方式の特徴

#### 5.3.1 クラッタ電力

を大きく設定すると、位置の選択性がシャープになるので、反射電力の大部分は、選択した位置  $d_0$  付近からの電力となる。この性質は、固定目標でも、移動目標でも共通である。したがって、ドップラー信号の検出で、従来の CW 法が音線上のすべての固定目標からの反射電力の和がクラッタ電力となるのに比べ、本方式では、選択された位置からのクラッタしか生じないので、クラッタ電力を極端に減少させることができる。後述する定量的解析によれば、たとえば  $\beta = 100$  に設定すると、従来の CW に比べ、クラッタ電力を 25 dB 程度低減できる。

#### 5.3.2 位置の選択性（位置分解能）

本方式では、直交検波用参照信号の遅延時間を目標までの距離に整合させることにより、位置の選択性を持たせ、この選択性が変調度 を大きくすることにより向上するという性質がある。変調度 を大きくすると、搬送波帯の帯域が広がる。必要とする占有帯域幅 BW は(4.13)式で示したように、近似的に以下の式で与えられる〔4-17〕。

$$BW \approx 2(f_m + \Delta f) = 2(f_m + \beta f_m) = 2f_m(1 + \beta) \quad (5.1)$$

後述する解析結果によれば、 を大きくすると、その選択性は、数 mm 以下という結果を得た。この結果は、搬送波の周波数帯を広帯域にするほど、目標の位置分解能が向上するというレーダの一般則と一致する。また、PW ドップラーにおいて、パルス幅を狭くするほど、すなわち周波数スペクトラムが広くなるほど位置分解能が向上するという性質と矛盾しない。

結局、今回提案する FM-CW ドップラー方式では、 の値を、位置分解能を満足する程度まで大きく設定すれば、PW と類似の位置情報を持ち、SNR が良好なドブラ情報を得ることが可能となる。

#### 5.3.3 信号対雑音比（SNR）

PW ドブラの SNR を支配している雑音は、直交検波後、ベースバンド信号をサンプリングする時の帯域により決定される。ドップラー電力としては、パルス繰り返し周波

数 (PRF, pulse repetition frequency) によりパルスがサンプリングされるので、この周波数の 1/2, すなわち, PRF の基本波成分だけが信号電力となり、大部分のドップラー電力は、サンプリング時に捨てられている。

一方、通常の CW ドップラーでは、直交検波後のベースバンド信号は連続波で、ドップラー電力は RF 帯の電力をそのまま保持している。ドップラー信号電力は、この線スペクトラムに集中しており、ドップラー信号は、捨てずにすべて利用しているといえる〔5.1〕。これが、CW の SNR が PW に比較して優れている理由である。この様子を、後述する図 5.8 に示す。FM-CW の信号帯域は、図 5.8 に示すように、RF (超音波) 周波数帯では、変調度に依存した周波数帯域を持っており、信号はこの広い帯域に拡散している。直交検波により、この広帯域信号は直流付近の狭帯域ベースバンド信号に変換され、この復調過程で広帯域信号が直流付近の線スペクトラムに圧縮・加算される。したがって、ドップラー電力をすべて捨てることなく利用できることとなる。これが、本方式が CW と同等の SNR を有する理由である。

信号電力の比較とともに、検証しなければならないのが雑音電力である。PW, CW ドップラーとともに、直交検波による復調過程では、雑音は周波数軸上で RF 帯からベースバンド帯に平行移動するだけなので、両者に相違は無い。一方、本 FM-CW 方式では、後述するように、ベースバンド帯の雑音電力密度は、図 5.8 に示すように、周波数に関し、3 角形となる。理由は 5.4.3 節で述べる。また、この雑音電力密度は、直流付近では、CW あるいは PW と同じ雑音電力密度になることが明らかになった。したがって、ベースバンドにおける SNR は、ドップラー電力の大きさにより決定されることになる。

### 5.3.4 最高血流速度

FM-CW 方式は、測定対象物の速度が大きくなるにしたがって、周波数  $f_m$  の基本波および高調波成分の周波数帯に、高調波成分が生じてくる。FM-CW 方式では、周波数  $f_m$  の変調波で搬送波を変調しているため、ベースバンド信号にも、この周波数およびその高調波成分が生じるわけである。ただし、測定対象物の速度が小さい場合は、この電力は無視できるという特徴があるので、PW ドップラー測定時の折り返し現象のような、最高測定可能周波数の制限は、通常の測定では生じない。この点が、本方式の利点の一つである。しかし、血流速度が 1m/s 以上の速度測定においては、選択した部位からのドップラー信号が、他のドップラー信号の高調波成分により埋もれてしまう可能性があるため、何らかの信号処理が必要となってくる。

### 5.3.5 送信部ピーク電力と受信ダイナミックレンジ

CW, PW および FM-CW ドップラーの各方式で、探触子入力の平均電力が等しいと仮定する。この場合、前述したようなクラッタおよび雑音に対する改善効果を達成するためのピーク電力は、PW に比べ、1/100、ピーク電圧は 1/10 程度に減少できる。

受信部においては、探触子に入力できる送信電力は、ピーク値の上限が存在する。また、クラッタとドップラー信号間で生じる混変調を回避する目的で、増幅系に入力されるピーク電力にも制限がある。FM-CW は、PW に比べ、5.3.1 節、5.3.3 節のようなクラッタおよび SNR 改善効果に加え、受信電力最大値が増加できるので、受信ダイナ

ミックレンジの拡大が可能である。

## 5.4 信号と雑音の解析

### 5.4.1 直交検波器出力信号の解析（低速血流の場合）

本方式では，正弦波で FM 変調した超音波を送受信し，送信波を参照波として直交検波する．FM-CW 送信波は，すでに(4.1)式で表現されている．

今回提案する FMCW ドプラ方式では，参照信号として  $\phi_r$  だけ位相をシフトさせた送信波を用い，受信波と乗算を行う．(4.1)式と(4.4)式を参考にすると，受信ミキサ出力  $v_D(t)$  は，下式のように表現できる．

$$\begin{aligned} v_D(t) &= A \sin[2\pi f_0 t + \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_r)] \times A \sin[2\pi(f_0 + f_d)t + \phi_0 + \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m)] \\ &= -\frac{\alpha A^2}{2} \left\{ \cos[2\pi(2f_0 + f_d)t + \phi_0 + \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_r) + \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m)] \right\} \\ &\quad + \frac{\alpha A^2}{2} \left\{ \cos[-2\pi f_d t - \phi_0 + \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_r) - \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m)] \right\} \end{aligned}$$

上式で， $2f_0$  の周波数成分を低域濾波器により除去すると， $v_D(t)$  は下式となる．

$$\begin{aligned} v_D(t) &\approx \frac{\alpha A^2}{2} \left\{ \cos[2\pi f_d t + \phi_0 + \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m) - \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_r)] \right\} \\ &= \frac{\alpha A^2}{2} \left\{ \cos \left[ 2\pi f_d t + \phi_0 + 2\beta \cos \frac{4\pi f_m t + \phi_m + \phi_r}{2} \cdot \sin \frac{\phi_m - \phi_r}{2} \right] \right\} \\ &= \frac{\alpha A^2}{2} \cos \left[ k\beta \cos(2\pi f_m t + \frac{\phi_m + \phi_r}{2}) + 2\pi f_d t + \phi_0 \right] \end{aligned} \quad (5.2)$$

ここで， $k$  は(5.2)式のように定義した．

$$k = 2 \sin \frac{\phi_m - \phi_r}{2} \quad (5.3)$$

次に，(5.2)式を，ベッセル級数により展開する．

$$\begin{aligned} v_D(t) &= \frac{\alpha A^2}{2} \cos \left[ k\beta \cos(2\pi f_m t + \frac{\phi_m + \phi_r}{2}) \right] \cdot \cos(2\pi f_d t + \phi_0) \\ &\quad - \sin \left[ k\beta \cos(2\pi f_m t + \frac{\phi_m + \phi_r}{2}) \right] \cdot \sin(2\pi f_d t + \phi_0) \\ &= \frac{\alpha A^2}{2} \cos(2\pi f_d t + \phi_0) \left[ J_0(k\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(k\beta) \cdot \cos 2n(2\pi f_m t + \frac{\phi_m + \phi_r}{2}) \right] \\ &\quad - \frac{\alpha A^2}{2} \sin(2\pi f_d t + \phi_0) \left[ 2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n J_{2n+1}(k\beta) \cdot \cos(2n+1)(2\pi f_m t + \frac{\phi_m + \phi_r}{2}) \right] \\ &= \frac{\alpha A^2}{2} \cos(2\pi f_d t + \phi_0) \cdot J_0(k\beta) \\ &\quad - \alpha A^2 \sin(2\pi f_d t + \phi_0) \cdot J_1(k\beta) \cos(2\pi f_m t + \frac{\phi_m + \phi_r}{2}) - \alpha A^2 \cos(2\pi f_d t + \phi_0) \cdot J_2(k\beta) \cos 2(2\pi f_m t + \frac{\phi_m + \phi_r}{2}) \\ &\quad + \alpha A^2 \sin(2\pi f_d t + \phi_0) \cdot J_3(k\beta) \cos 3(2\pi f_m t + \frac{\phi_m + \phi_r}{2}) + \alpha A^2 \cos(2\pi f_d t + \phi_0) \cdot J_4(k\beta) \cos 4(2\pi f_m t + \frac{\phi_m + \phi_r}{2}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -\alpha A^2 \sin(2\pi f_d t + \phi_0) \cdot J_5(k\beta) \cos 5(2\pi f_m t + \frac{\phi_m + \phi_r}{2}) - \alpha A^2 \cos(2\pi f_d t + \phi_0) \cdot J_6(k\beta) \cos 6(2\pi f_m t + \frac{\phi_m + \phi_r}{2}) \\
& + \alpha A^2 \sin(2\pi f_d t + \phi_0) \cdot J_7(k\beta) \cos 7(2\pi f_m t + \frac{\phi_m + \phi_r}{2}) + \alpha A^2 \cos(2\pi f_d t + \phi_0) \cdot J_8(k\beta) \cos 8(2\pi f_m t + \frac{\phi_m + \phi_r}{2}) \\
& - \alpha A^2 \sin(2\pi f_d t + \phi_0) \cdot J_9(k\beta) \cos 9(2\pi f_m t + \frac{\phi_m + \phi_r}{2}) - \alpha A^2 \cos(2\pi f_d t + \phi_0) \cdot J_{10}(k\beta) \cos 10(2\pi f_m t + \frac{\phi_m + \phi_r}{2}) \\
& + \dots \tag{5.4}
\end{aligned}$$

この解析結果が(4.5)式と異なる点は、(4.5)式では高調波成分の位相項が  $\phi_m / 2$ 、 $k = 2\sin(\phi_m / 2)$  であったのに対し、本節の解析結果では、 $(\phi_m + \phi_r) / 2$ 、 $k = 2\sin(\phi_m - \phi_r) / 2$  となっている部分だけである。

(5.4)式は、目標あるいはクラッタの深さに依存して変化する。この様子を定性的に図示したのが図 5.4 である。

目標が静止している場合は、(5.4)式で  $f_d = 0$  とすればよい。この場合  $v_D(t)$  は、静止目標からの反射電力が目標の位置によりどのように変化するかを表している。

位相回転が  $\phi_m$  に相当する位置からのドップラー信号は、 $\phi_m = \phi_r$  と置き、下式により表現できる。

$$v_D(t) = \frac{\alpha A^2}{2} \cos(2\pi f_d t + \phi_0) \tag{5.5}$$

(5.5)式によれば、 $\phi_m = \phi_r$  の場合、ドップラー信号の基本波だけが選択され、高調波成分は全く消失する。すなわち、 $\phi_m = \phi_r$  以外の場合は高調波成分に分散しているドップラー信号電力が、 $\phi_m = \phi_r$  の場合に限り、ベースバンドに圧縮変換されることを意味している。

ここで、圧縮変換後の電力を通常の CW ドップラーと比較する。CW ドップラーの送信波および受信波は以下の式で与えられる。

$$v_T(t) = A \sin 2\pi f_0 t \quad v_R(t) = \alpha A \sin [(2\pi f_0 + 2\pi f_d)t + \phi_0]$$

乗算器の出力は、以下のように表現される。

$$\begin{aligned}
v_D(t) &= v_T(t) \times v_R(t) = \alpha A^2 \sin 2\pi f_0 t \times \sin [(2\pi f_0 + 2\pi f_d)t + \phi_0] \\
&= -\frac{\alpha A^2}{2} \{ \cos [2\pi(2f_0 + f_d)t + \phi_0] - \cos(-2\pi f_d t - \phi_0) \} \approx \frac{\alpha A^2}{2} \cos(2\pi f_d t + \phi_0) \tag{5.6}
\end{aligned}$$

(5.5)式と(5.6)式から明らかなように、FM-CW 方式では、圧縮変換によって CW 方式と同等のドブラ信号電力が得られることがわかる。

#### 5.4.2 直交検波器出力信号の解析 (高速血流の場合)

(5.1)式で表現されるベースバンド信号では、移動目標によるドップラーシフトを、超音波周波数による周波数成分のみ限定している。すなわち、変調度( )あるいは変調周波数は移動速度に依存しないで一定であると仮定している。図 5.5 では、上段の橙色の周波数変化がこの様子を表わしている。しかし、実際には瞬時周波数が大きくなった

瞬間と小さくなった瞬間では、ドップラー効果の影響は異なっているはずである。直感的には、図 5.5 に示すごとく、瞬間周波数が大きくなった時のドップラーシフトは大きく、瞬間周波数が小さくなった瞬間のドップラーシフトは小さい。したがって、ドップラーシフトが生じた時の周波数偏移も、瞬間周波数の大きさによって変化するはずである。図 5.5 では、下段の橙色の周波数変化がこの様子を表わしている。ドップラーシフトが瞬間周波数の大きさにしたがって変化することにより、見かけ上、変調度が変化する。すなわち、送信波と受信波の  $f_d(t)$  が異なることになり、この  $f_d(t)$  の変化が、ベースバンドのドップラー信号に悪影響を及ぼすことが予想される。以下、この影響の程度を解析する。

まず、送信信号は、(4.1)式とまったく同様に表現できる。

$$v_T(t) = A \sin(2\pi f_0 t + \beta \sin 2\pi f_m t) \quad (4.1)$$

送信信号の瞬間周波数  $f(t)$  は、(4.1)式の位相項を時間微分し、下式により表現できる。

$$f(t) = 2\pi f_0 + \beta \cos(2\pi f_m t) \cdot 2\pi f_m = 2\pi f_0 + 2\pi f_m \beta \cos(2\pi f_m t) \quad (5.7)$$

相対速度“ $v$ ”に対するドップラー周波数変化  $f_d(t)$  は、往復で速度“ $2v$ ”として、下式で表わすことができる。

$$f_d(t) = \frac{2v}{c} [2\pi f_0 + 2\pi f_m \beta \cos(2\pi f_m t)] = \frac{4\pi v}{c} [f_0 + f_m \beta \cos(2\pi f_m t)] \quad (5.8)$$

$f_d(t)$  を瞬間位相  $\phi_d(t)$  に変換すると、下式を得る。

$$\phi_d(t) = \int f_d(t) dt = \frac{4\pi v}{c} \int [f_0 + f_m \beta \cos(2\pi f_m t)] dt = \frac{4\pi v}{c} f_0 t + \frac{2v}{c} \beta \sin(2\pi f_m t) \quad (5.9)$$

(5.9)式は、移動している組織からの反射波、すなわち受信波  $v_R(t)$  には、(5.9)式で表

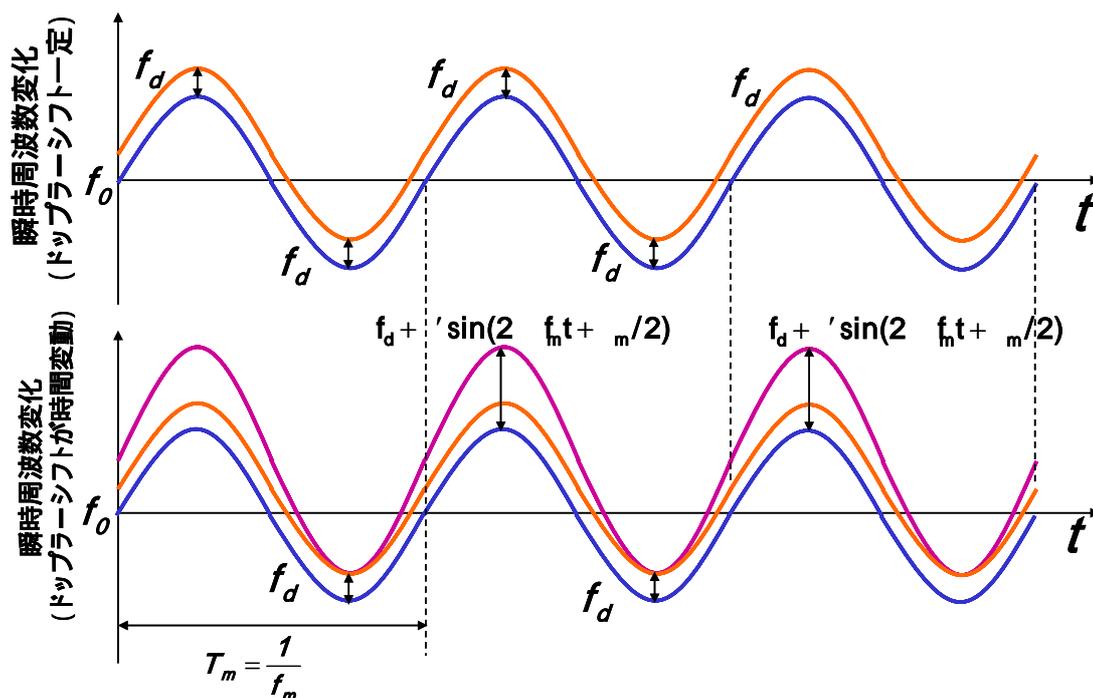


図 5.5 瞬間周波数の時間変化を考慮したドップラー周波数の変動

現される位相項が追加されることを意味している。

受信波  $v_R(t)$  は，送受信時間差 “ ” だけ遅れて到着するので， $v_R(t)$  は，この時間遅れも考慮する必要がある．送信波  $v_T(t)$  に， $\phi_d(t)$  および の効果を反映させると，受信波  $v_R(t)$  は，(5.10)式により表現できる．

$$\begin{aligned} v_R(t) &= \alpha A \sin \left\{ 2\pi f_0(t + \tau) + \frac{4\pi v f_0}{c} (t + \frac{\tau}{2}) + \frac{2v}{c} \beta \sin \left[ 2\pi f_m(t + \frac{\tau}{2}) \right] + \beta \sin[2\pi f_m(t + \tau)] \right\} \\ &= \alpha A \sin \left\{ 2\pi f_0 t + 2\pi f_0 \tau + \frac{4\pi v f_0}{c} (t + \frac{\tau}{2}) + \frac{2v}{c} \beta \sin \left[ 2\pi f_m(t + \frac{\tau}{2}) \right] + \beta \sin[2\pi f_m(t + \tau)] \right\} \end{aligned}$$

ここで， $2\pi f_0 \tau = \phi_0$  ，  $2\pi f_m \tau = \phi_m$  と置くと， $v_R(t)$  は次式のように表現される．

$$v_R(t) = \alpha A \sin \left[ 2\pi f_0 t + \phi_0 + \frac{4\pi v}{c} f_0 (T + \frac{\tau}{2}) + \frac{2v}{c} \beta \sin(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) + \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m) \right] \quad (5.10)$$

受信部ミキサ出力は，送信信号と受信信号を乗算して，

$$\begin{aligned} v_D(t) &= \alpha A^2 \sin[2\pi f_0 t + \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m)] \\ &\quad \times \sin \left[ 2\pi f_0 t + \phi_0 + \frac{4\pi v}{c} f_0 (t + \frac{\tau}{2}) + \frac{2v}{c} \beta \sin(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) + \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m) \right] \\ &\approx \frac{\alpha A^2}{2} \cos \left[ \frac{4\pi v}{c} f_0 (t + \frac{\tau}{2}) + \phi_0 + \frac{2v}{c} \beta \sin(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) \right] \\ &= \frac{\alpha A^2}{2} \cos \left[ \frac{4\pi v}{c} f_0 t + \frac{2\pi v}{c} \tau + \phi_0 + \frac{2v}{c} \beta \sin(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) \right] \end{aligned}$$

ここで，

$$\frac{2\pi v}{c} \tau + \phi_0 = \phi_0' \quad , \quad \frac{2v}{c} \beta = \beta' \quad , \quad f_d = \frac{4\pi v}{c} f_0 \quad ,$$

と置く．

$$\begin{aligned} v_D(t) &= \frac{\alpha A^2}{2} \cos \left[ 2\pi f_d t + \phi_0' + \beta' \sin(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) \right] \\ &= \frac{\alpha A^2}{2} \cos(2\pi f_d t + \phi_0') \cdot \cos \left[ \beta' \sin(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) \right] \\ &\quad - \frac{\alpha A^2}{2} \sin(2\pi f_d t + \phi_0') \cdot \sin \left[ \beta' \sin(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) \right] \\ &= \frac{\alpha A^2}{2} \cos(2\pi f_d t + \phi_0') \left[ J_0(\beta') + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta') \cos 2n(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) \right] \\ &\quad - \frac{\alpha A^2}{2} \sin(2\pi f_d t + \phi_0') \cdot 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n+1}(\beta') \sin(2n+1)(2\pi f_m t + \frac{\phi_m}{2}) \quad (5.11) \end{aligned}$$

(5.11)式は，ドップラー信号である  $\cos(2\pi f_d t + \phi_0')$  と  $\sin(2\pi f_d t + \phi_0')$  が変調度  $\beta'$  ，変調周波数  $f_m$  により FM 変調されていることを表わしている．この様子を図 5.6 に示す．速度  $v$  を小さくしてゆくと，図 5.6 のなかの  $J_0(\beta')$  は“ 1 ”に近づき， $J_1(\beta')$  ， $J_2(\beta')$  ，

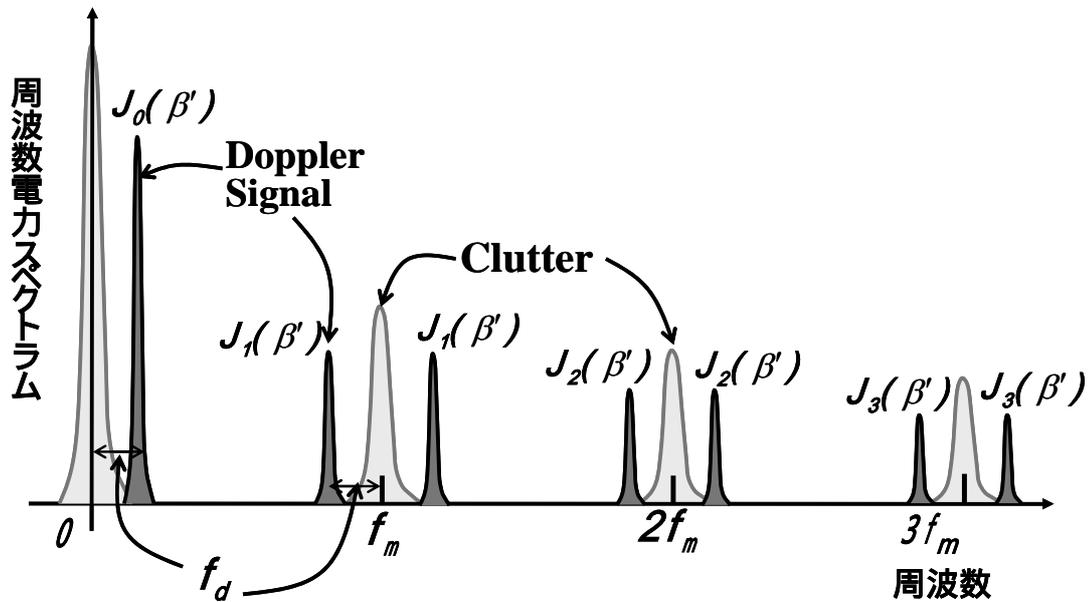


図 5.6 ベースバンドにおけるドップラー信号の周波数スペクトラム

$J_3(\beta')$ ,  $J_4(\beta')$  は限りなく “ 0 ” に近づいてゆく。換言すれば、低速血流等の計測時は、ドップラー信号の高調波成分は無視できることとなる。

(5.11)式によれば、 $J_0(\beta')$ ,  $J_1(\beta')$ ,  $J_2(\beta')$ ,  $J_3(\beta')$ ,  $J_4(\beta')$  は、変調波の高調波近傍に附着するドプラ信号の振幅そのものである。したがって、 $\beta'$  を決め、流速  $v$  を変化させたときの  $J_n(\beta')$  を求めれば、血流速度の増加に伴い、ドップラー信号の高調波成分が発生する程度がわかる。

次に、計算のプロセスを述べる。 $\beta = 100$ 、生体内の音速を、 $c = 1530\text{m/s}$  とすると、 $\beta'$  として下式を得る。

$$\beta' = \frac{2v}{c} \beta = \frac{2 \times v}{1530} \times 100 = 0.1307 \times v \quad (5.12)$$

(5.12)式で、流速  $v$  の単位は [ m / s ] である。

変調度  $\beta$  をパラメータとして計算した結果を図 5.6 A, B, C, D に示す。図から以下の傾向を見い出すことができる。

- ・ 変調度  $\beta$  が大きくなるにつれてドップラー高調波電力が増大する。
- ・ 流速が大きくなるにつれて高調波電力が増大する。これは、参照波と受信波の相関が流速の増大に伴い、小さくなるからである。
- ・ 高調波電力は、高調波の次数とともに減少する。
- ・  $\beta$  を 100 程度に設定すると、第 1 高調波成分は、目的とするドップラー信号に比べ、20dB 以下である。血流速度が遅い場合、高調波成分はさらに低下し、40dB 以下になる。この結果は、目的とするドップラー信号と同じ高調波電力が生じる PW ドップラー方式と本質的に異なる点であり、この程度の高調波成分は、容易に目的とするドップラー信号と区別できる。

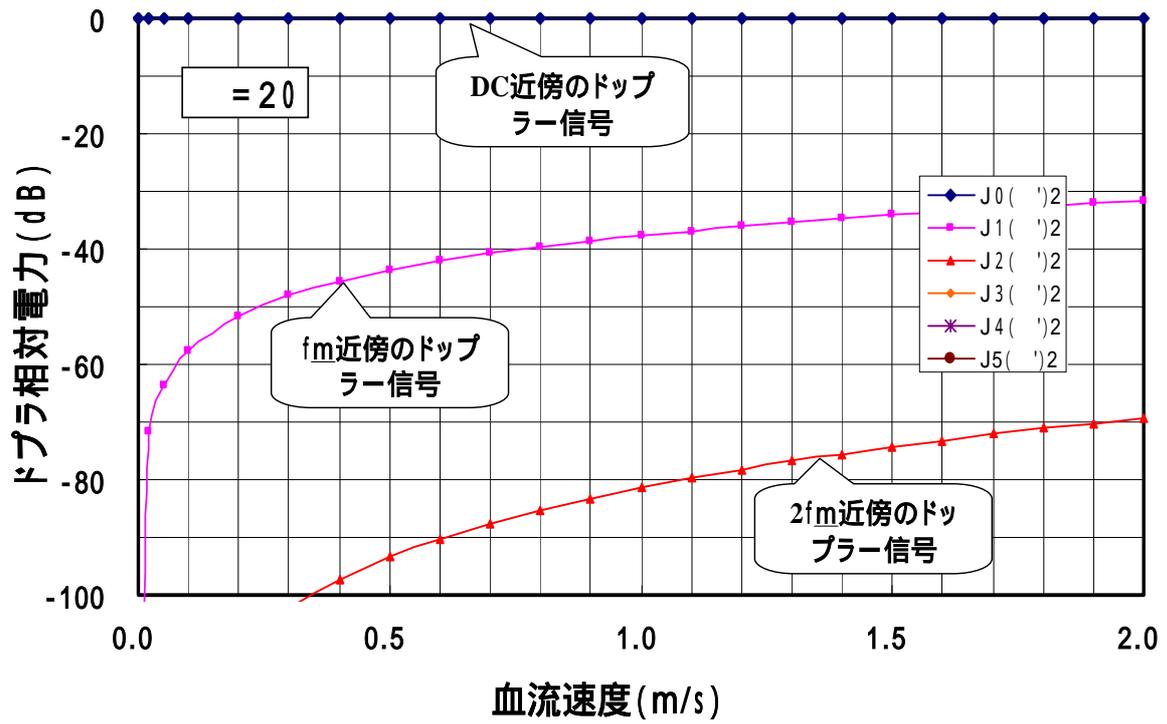


図 5.7 A ドップラー信号高調波電力の速度依存性 ( $\alpha = 20$ )

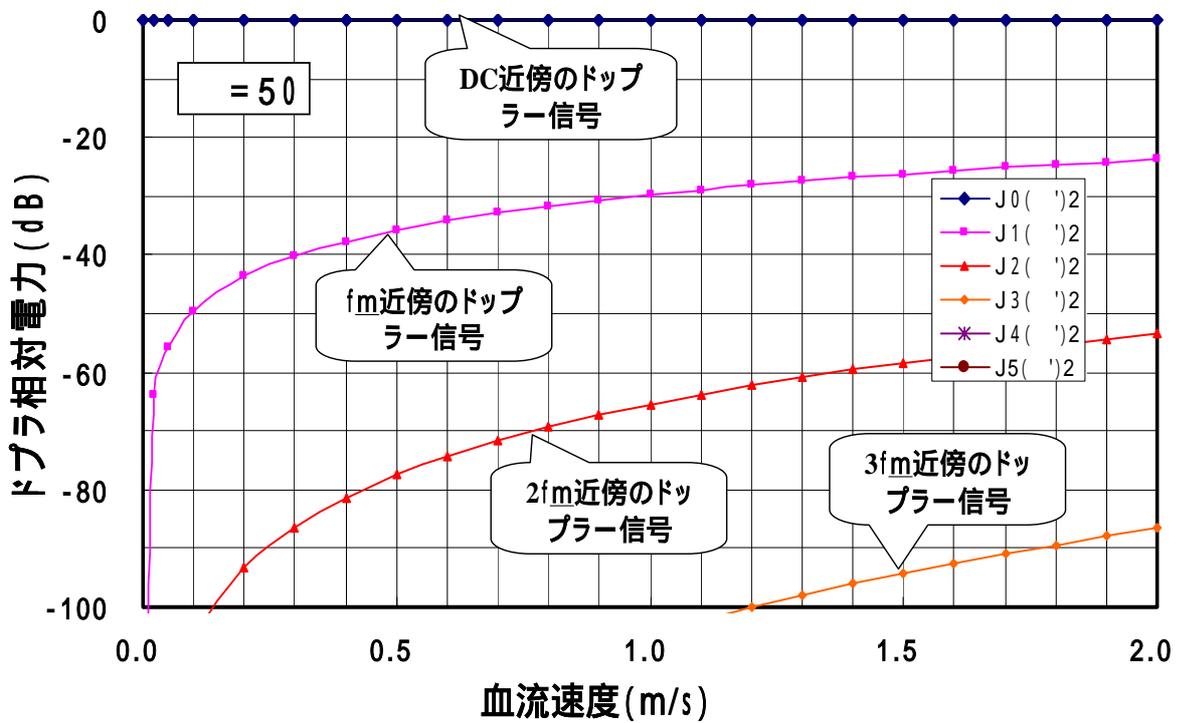


図 5.7 B ドップラー信号高調波電力の速度依存性 ( $\alpha = 50$ )

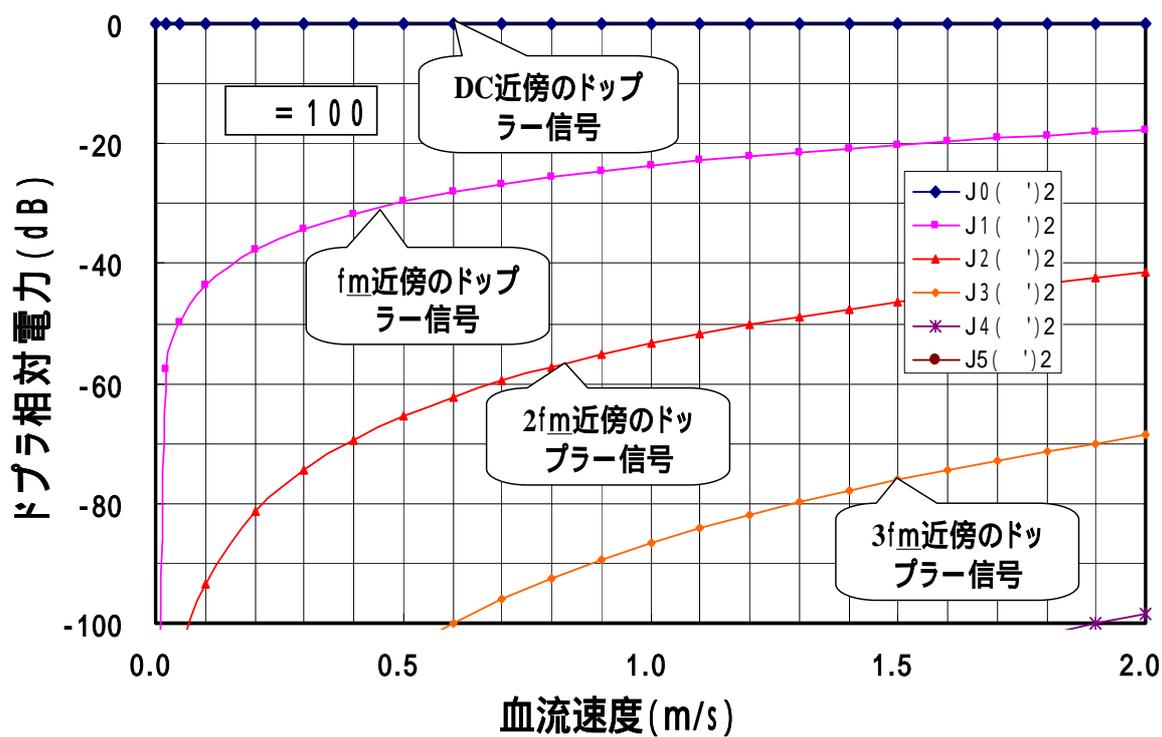


図 5.7 C ドップラー信号高調波電力の速度依存性 ( =100 )

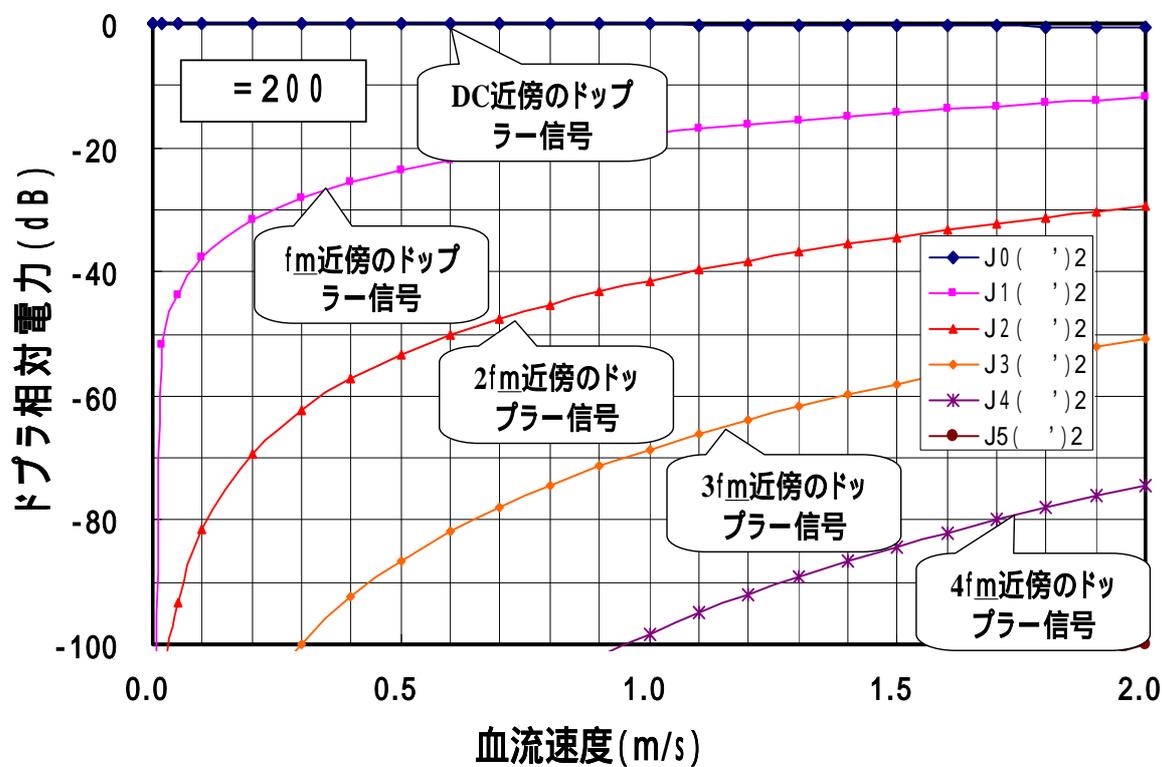


図 5.7 D ドップラー信号高調波電力の速度依存性 ( =200 )

### 5.4.3 雑音解析

#### 1) 帯域雑音の定義と表現

対象とする雑音は，受信部入力で，RF 帯（超音波信号に相当）で FM-CW 反射波に重畳すると仮定する．このような，搬送波を中心に分布している帯域雑音を(5.13)式のように表現する〔5-2〕．

$$\begin{aligned} n(t) &= \rho(t) \cos [2\pi f_0 t + \theta(t)] = \rho(t) \cos 2\pi f_0 t \cdot \cos \theta(t) - \rho(t) \sin 2\pi f_0 t \cdot \sin \theta(t) \\ &= x(t) \cdot \cos \theta(t) - y(t) \cdot \sin \theta(t) \end{aligned} \quad (5.13)$$

(5.13)式で， $x(t) = \rho(t) \cos \theta(t)$ ， $y(t) = \rho(t) \sin \theta(t)$  は，搬送波に対する同相成分および直交成分の雑音振幅である．また，複素雑音  $z(t)$  として下式を定義し，これを雑音の複素包絡線と呼ぶ〔5.3〕．

$$\begin{aligned} z(t) &= x(t) + jy(t) = \rho(t) \cos \theta(t) + j\rho(t) \sin \theta(t) = \rho(t) e^{j\theta(t)} \quad (5.14) \\ \rho(t) &= \sqrt{x^2(t) + y^2(t)} \quad \tan \theta(t) = \frac{y(t)}{x(t)} \end{aligned}$$

$\rho(t)$  の直交振幅成分  $x(t)$  および  $y(t)$  の電圧は，一般的にガウス分布として扱うことができ，下式の性質がある〔5-2〕．

$$\overline{x(t)} = \overline{y(t)} = 0 \quad \overline{\rho(t) \cos \theta(t)} = 1 \quad \overline{\rho(t) \sin \theta(t)} = 0 \quad (5.15)$$

( $t$ ) は，帯域雑音の振幅が時間により変化の様子を表している．また， $\theta(t)$  は，帯域を代表する搬送波の位相が雑音により変化の様子を表現している．時間に対する振幅と位相変化が等価雑音帯域 BW を決定する．

(5.13)式は，搬送波の同相，直交成分に関し，振幅、位相がランダムに変化する  $z(t)$  によって振幅変調および位相変調されている狭帯域雑音を時間波形として表現したものである〔5-4〕．狭帯域雑音とは， $f_0$  を中心として狭帯域 BW (Band width) に分布している雑音として定義されている．通信系では，一般的に  $f_0$  BW であるが，今回の解析で扱う RF 帯の雑音は，たとえば  $f_0 = 5\text{MHz}$ ， $BW = 2\text{MHz}$  程度である．これらの値は， $f_0$  BW を満足しているわけではないが，雑音の低域が直流付近まで広がっていない，いわゆる，折り返しが無い雑音として，(5.11)式により表現しても差し支えない．

#### 2) ベースバンド周波数帯における FM-CW 雑音

受信部入力において，雑音  $n(t)$  が重畳した RF 帯の受信信号は下式で表現される．

$$v_R(t) = \alpha A \sin [2\pi(f_0 + f_d)t + \phi_0 + \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m)] + n(t)$$

$\phi_r$  だけ位相シフトした参照波と乗算されたベースバンド信号  $v_D(t)$  は次式となる．

$$\begin{aligned} v_D(t) &= A \sin [2\pi f_0 t + \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_r)] \\ &\times \{ \alpha A \sin [2\pi(f_0 + f_d)t + \phi_0 + \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m)] + \rho(t) \cos [2\pi f_0 t + \theta(t)] \} \\ &= \frac{\alpha A^2}{2} \{ -\cos [2\pi(2f_0 + f_d)t + \phi_0 + \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_r) + \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_m)] \\ &\quad + \cos [2\pi f_d t + \phi_0 + \beta \{ \sin(2\pi f_m t + \phi_m) - \sin(2\pi f_m t + \phi_r) \}] \} \\ &\quad + \frac{A\rho(t)}{2} \{ \sin [4\pi f_0 t + \beta \sin(2\pi f_m t + \phi_r) + \theta(t)] + \sin [\beta \sin(2\pi f_m t + \phi_r) - \theta(t)] \} \end{aligned} \quad (5.16)$$

(5.16)式の前半はベースバンド信号項，後半はベースバンドの雑音項である．この雑音は， $2f_0$ の近傍とベースバンドの周辺に出現するが，高域の雑音は高域濾波器により遮断するので，ベースバンド雑音のみを対象とすればよい．以下，この雑音を $n_D(t)$ と表現して解析をすすめる．

$$\begin{aligned}
n_D(t) &\approx \frac{A\rho(t)}{2} \sin[\beta \sin(2\pi f_m t + \phi_r) - \theta(t)] \\
&= \frac{A\rho(t)}{2} \{ \sin[\beta \sin(2\pi f_m t + \phi_r)] \cdot \cos \theta(t) - \cos[\beta \sin(2\pi f_m t + \phi_r)] \cdot \sin \theta(t) \} \\
&= \frac{A\rho(t)}{2} \cos \theta(t) \cdot 2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\beta) \sin[(2n+1)2\pi f_m t + (2n+1)\phi_r] \\
&\quad - \frac{A\rho(t)}{2} \sin \theta(t) \cdot \left[ J_0(\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) \cos(2n \cdot 2\pi f_m t + 2n\phi_r) \right] \\
&= A\rho(t) \cos \theta(t) \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\beta) \sin[(2n+1)2\pi f_m t + (2n+1)\phi_r] \\
&\quad - \frac{A\rho(t)}{2} \sin \theta(t) \cdot J_0(\beta) - A\rho(t) \sin \theta(t) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) \cos(4n\pi f_m t + 2n\phi_r) \\
&= -\frac{A\rho(t)}{2} J_0(\beta) \sin \theta(t) + A\rho(t) \cos \theta(t) J_1(\beta) \sin(2\pi f_m t + \phi_r) \\
&\quad - A\rho(t) \sin \theta(t) J_2(\beta) \cos(4\pi f_m t + 2\phi_r) + A\rho(t) \cos \theta(t) J_3(\beta) \cos(6\pi f_m t + 3\phi_r) \\
&\quad - A\rho(t) \sin \theta(t) J_4(\beta) \cos(8\pi f_m t + 4\phi_r) + A\rho(t) \cos \theta(t) J_5(\beta) \cos(10\pi f_m t + 5\phi_r) \\
&\quad - A\rho(t) \sin \theta(t) J_6(\beta) \cos(12\pi f_m t + 6\phi_r) + A\rho(t) \cos \theta(t) J_7(\beta) \cos(14\pi f_m t + 7\phi_r) \\
&\quad - A\rho(t) \sin \theta(t) J_8(\beta) \cos(16\pi f_m t + 8\phi_r) + A\rho(t) \cos \theta(t) J_9(\beta) \cos(18\pi f_m t + 9\phi_r) \\
&\quad + \dots \dots \dots \tag{5.17}
\end{aligned}$$

(5.17)式で， $\rho(t) \cos \theta(t)$ ， $\rho(t) \sin \theta(t)$ は $f_0$ が雑音により変動する振幅および位相成分である．それぞれは，同相，直交成分を表わしており，その帯域は，RF帯の等価雑音帯域BWに等しい．RF帯の雑音は， $f_0$ を中心に， $+BW/2$ から $-BW/2$ の帯域に広がった白色・ガウス雑音であるが，(4.30)式で表現される雑音は、DC， $f_m$ および各高調波を中心として， $+BW/2$ から $-BW/2$ の帯域に分布している．各高調波を中心に広がった雑音は， $[AJ_n(\beta)]^2$ により重み付けされた状態で，ベースバンド帯域に分布している．

DC， $f_m$ およびその高調波を中心に広がっている全雑音電力NP(Noise Power)は(5.18)式のように，各周波数成分の和として表現できる．各項は，(5.17)式におけるDC， $f_m$ およびその高調波成分に対応した雑音電力である．

$$\begin{aligned}
NP &= \frac{A^2}{4} J_0^2(\beta) + \frac{A^2}{2} J_1^2(\beta) + \frac{A^2}{2} J_2^2(\beta) + \frac{A^2}{2} J_3^2(\beta) + \frac{A^2}{2} J_4^2(\beta) + \frac{A^2}{2} J_5^2(\beta) + \frac{A^2}{2} J_6^2(\beta) + \dots \\
&= \frac{A^2}{4} \left[ J_0^2(\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_n^2(\beta) \right] = \frac{A^2}{4} \tag{5.18}
\end{aligned}$$

(5.18)式の誘導にあたっては，以下の公式を用いた〔5-5〕．

$$J_0^2(\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_n^2(\beta) = 1$$

時間関数波形である(5.17)式を，(5.18)式の電力表現に変換するに際しては，(5.17)式のDC項に，(5.15)式の統計的性質を反映させ，係数をそのまま二乗した。 $f_m$ およびその高調波については，交流であることを考慮し，電圧を実効値に変換するために，係数を $\sqrt{2}$ で割ってから2乗した。各周波数成分の雑音電力密度は，(5.18)式の各項を等価雑音帯域幅BWで割って，(5.19)式のように表現できる。

$$\begin{aligned} \text{DC 近傍の雑音電力密度} &= \frac{A^2 J_0^2(\beta)}{4BW} & f_m \text{ 近傍の雑音電力密度} &= \frac{A^2 J_1^2(\beta)}{2BW} \\ 2f_m \text{ 近傍の雑音電力密度} &= \frac{A^2 J_2^2(\beta)}{2BW} & 3f_m \text{ 近傍の雑音電力密度} &= \frac{A^2 J_3^2(\beta)}{2BW} \\ 4f_m \text{ 近傍の雑音電力密度} &= \frac{A^2 J_4^2(\beta)}{2BW} & 5f_m \text{ 近傍の雑音電力密度} &= \frac{A^2 J_5^2(\beta)}{2BW} \\ 6f_m \text{ 近傍の雑音電力密度} &= \frac{A^2 J_6^2(\beta)}{2BW} & \dots\dots\dots & \dots\dots\dots \end{aligned} \quad (5.19)$$

(5.18)式の電力は，雑音が振幅AのFM変調波(参照波に相当)と乗算された後のベースバンドにおける雑音電力の総和である。

乗算前の雑音は，(5.13)式で表現でき，その振幅の実効値は(5.15)式で表現されているように“1”である。実効値が“1”の雑音に，振幅AのFM変調波を乗算するから，その電力は，乗算器の挿入損失を無視すれば， $(A/\sqrt{2})^2 = A^2/2$ となる。乗算器の出力雑音電力は(5.18)式により， $A^2/2$ の半分になっているが，この理由は，残りの $A^2/2$ が， $2f_0$ 付近の周波数領域に移行しているからである。結局，乗算器入出力で，雑音電力が保存されることが確認できたことになる。

次に，雑音の帯域について述べる，まず，乗算器の入力における雑音のスペクトラムを図5.8(a)に示す。この雑音は， $f_0$ を中心とする帯域がBWの白色雑音であり，帯域内積算電力は $A^2/2$ [Watt]である。したがって，雑音電力密度は， $A^2/2BW$ [Watt/Hz]となる。この雑音がFMCW参照波(b)と乗算された結果，(c)のベースバンド雑音に変換される。これらの雑音は，FMCW参照波の各側帯波により周波数シフトされた雑音で，帯域は負の周波数帯も含めると， $2WB$ に広がっている。(c)のベースバンド雑音が加算されて全体のベースバンド雑音(d)が形成される。その雑音電力密度は，DC付近が最も大きく， $f_m$ の高調波帯に移行するにつれて減少する。

この雑音電力密度の特徴は，中央部，すなわち直交検波により圧縮変換されたドブラ信号が存在する領域と， $f_m$ の高調波帯に位置する雑音電力密度の端の部分である。DC付近における中央部では，(d)のように，すべての側帯波に附着した雑音を加算されるので，その雑音電力密度は最大となる。中央部における雑音電力密度は，(5.18)式における各側帯波に附着した雑音電力密度をすべて加えればよい。加算結果 NPD(Noise Power Density, Watt/Hz)を以下に示す。

$$\begin{aligned}
NPD &= \frac{A^2 J_0^2(\beta)}{4BW} + \left( \frac{A^2 J_1^2(\beta)}{2BW} + \frac{A^2 J_2^2(\beta)}{2BW} + \frac{A^2 J_3^2(\beta)}{2BW} + \frac{A^2 J_4^2(\beta)}{2BW} + \frac{A^2 J_5^2(\beta)}{2BW} + \frac{A^2 J_6^2(\beta)}{2BW} + \dots \right) \times 2 \\
&= \frac{A^2 J_0^2(\beta)}{4BW} + \left[ \frac{A^2 J_1^2(\beta)}{BW} + \frac{A^2 J_2^2(\beta)}{BW} + \frac{A^2 J_3^2(\beta)}{BW} + \frac{A^2 J_4^2(\beta)}{BW} + \frac{A^2 J_5^2(\beta)}{BW} + \frac{A^2 J_6^2(\beta)}{BW} + \dots \right] \\
&= \frac{A^2 J_0^2(\beta)}{4BW} + \frac{A^2}{BW} \left[ J_1^2(\beta) + J_2^2(\beta) + J_3^2(\beta) + J_4^2(\beta) + J_5^2(\beta) + J_6^2(\beta) + \dots \right] \\
&= \frac{A^2 J_0^2(\beta)}{4BW} + \frac{A^2}{BW} \left[ \frac{1 - J_0^2(\beta)}{2} \right] = \frac{A^2}{BW} \left[ \frac{J_0^2(\beta)}{4} + \frac{2}{4} - \frac{2J_0^2(\beta)}{4} \right] = \frac{A^2(2 - J_0^2(\beta))}{4BW} \approx \frac{A^2}{2BW} \quad (5.20)
\end{aligned}$$

ドプラ信号を観測する周波数帯域は、直流付近であり、BWに比較すると狭帯域である。したがって、この周波数帯域では、雑音電力密度 NPD は平坦として扱うことができる。すなわち、この周波数帯域では、雑音電力密度は  $A^2 / 2BW$  [watt / Hz] となる。この値は、RF 帯における雑音電力密度と等しい。また、後述するように、CW、PW の雑音電力密度とも等しい。一方、 $f_m$  の高調波帯の端の部分では、最も端の側帯波に附着した雑音だけが寄与するので、たとえば、(5.19)式においては、第6高調波に附着した雑音のみとなる。

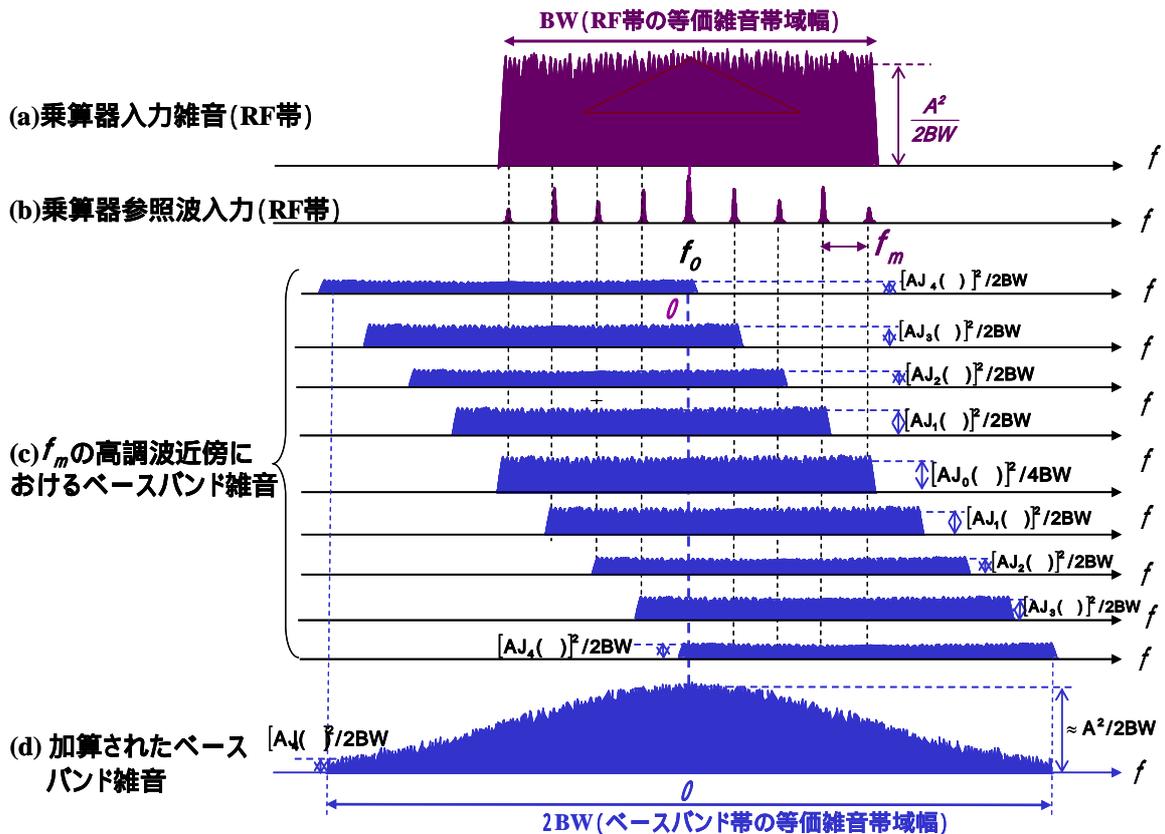


図5.8 RF帯域とベースバンド帯域における雑音の周波数スペクトラム

結局、直交検波前の雑音電力密度は、 $A^2/2BW[\text{watt}/\text{Hz}]$ であったが、直交検波後の DC 付近における雑音電力密度も、 $A^2/2BW[\text{watt}/\text{Hz}]$ となることが明らかになった。この様子を図示したのが図 5.7(d)である。FMCW のベースバンド雑音は、帯域が RF 帯の 2 倍に広がり、周波数に対し、平坦ではなくて、DC 付近で最大、2BW 近傍で最小となる。

#### 5.4.4 PW、CW に対する SNR(Signal to Noise Ratio)の比較

PW ドップラーでは、直交検波後のサンプリング過程で SNR が決まる。その後、ホールド等の処理により信号電力は増大するが、雑音も同じプロセスを経るので、SNR は変化しない。ホールド処理は、その後の信号処理をやり易くするための、雑音も含めた電力拡大操作に過ぎない。サンプルホールド時のドブラ信号はベースバンドに変換されたパルスで、その帯域はパルス幅により決定され、ほぼパルス幅の逆数である。ベースバンドにおける雑音電力密度は RF 帯と等しい。これは、直交検波により、雑音電力が  $2f_0$  の周波数帯とベースバンド帯に分離するが、ベースバンドでは、負の周波数帯からの影響により、2 倍の雑音電力となるためである。一方、PW ドップラーの信号電力は、広帯域に広がった PRF (FMCW では  $f_m$  に相当する) の高調波成分の和で与えられる。この様子を図 5.8 に示した。

CW ドップラーでは、直交検波という信号処理は PW と同様なので、ベースバンドの等価雑音帯域は PW ドップラーと同じになる。しかし、ドップラー信号は連続波なので、全電力を信号として扱うことができる。この点が、PW に比較して CW の SNR が優れている理由である。ドップラー信号電力は、PW と CW の平均送信電力を等しいと仮定すると、反射波である PW と CW のドップラー信号電力は等しいが、速度検出に寄与するドップラーспекラムは、PW では、DC 近傍の基本波のみに限定される。仮に、PW のパルス幅を  $1 \mu\text{s}$ 、PRF (pulse repetition frequency) を  $2\text{kHz}$ 、両者の平均送信電力を等しいと仮定すると、PW と CW の SNR の比は、1 : 500 程度となる。

最後に、FM-CW について考察する。FM-CW の復調過程は、単純な直交検波による信号および雑音のベースバンド領域への平行移動ではなく、圧縮変換を伴う非線形処理である。すなわち、直交検波時に、位相シフトされた FM 変調参照信号が、受信波のなかから最も相関性のある信号のみを選択的に抽出する。変調度が大きくなるほど、位相変化に対する選択性は敏感になる。また、あらかじめシフトされた参照波の位相は、抽出する場所(生体内の深さ)を特定する作用をする。

FR 帯における信号スペクトラムと帯域は、図 5.9 に示すように PW と同程度に広がっている。RF 帯の信号を直交検波すると、圧縮変換により信号はベースバンドの狭帯域信号に変換される。直交検波後の信号電力は、圧縮変換によりベースバンドの連続波に圧縮されるので信号電力の損失は生ぜず、CW と等しい。一方、ベースバンド付近の雑音電力密度は、図 5.8 に示したように、直流付近では RF 帯の電力密度と等しい。したがって、FMCW の SNR は、CW と等しく、PW より 100 倍(20dB)程度良好となると予測する。

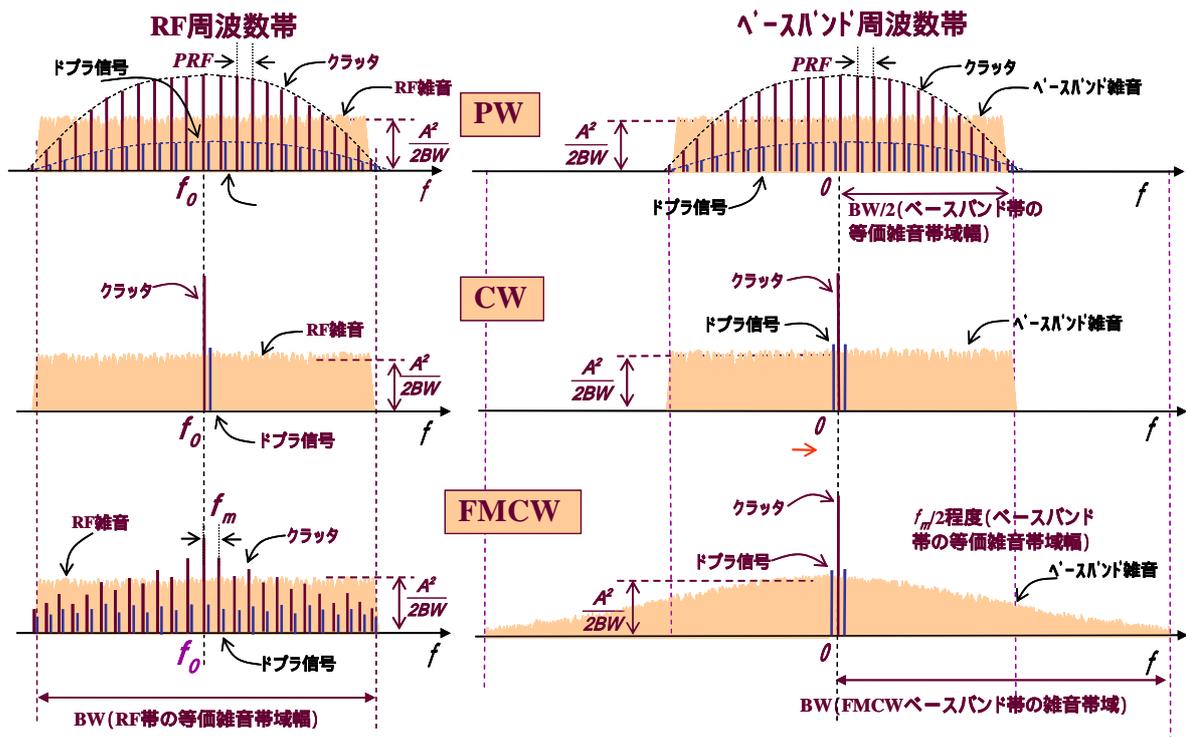


図5.9 各方式の雑音帯域と雑音電力密度の比較

## 5.5 主な特性の計算結果

### 5.5.1 位置選択特性（距離分解能）

体表に到着する反射波の電力は、減衰量の深さ依存性と反射電力の深さ依存性が乗算された形で体表にあらわれる。体表に出現する深さ  $d$  からの反射波をあらためて  $V_{D0}(t)$  と定義すると、その電力は下式で与えられる。

$$[V_{D0}(t)]^2 = [a(d)]^2 \times [v_D(t)]^2 = [a(d) \cdot v_D(t)]^2 \quad (5.10)$$

この減衰効果を考慮して計算した反射電力の深さ依存性の例を図 5.10 に示す。図 5.10 において、ピーク値は、 $\phi_r$  により選定した深さが 4 cm からの反射電力である。深さが 4cm で反射電力は最大となり、それ以外の距離では急激に小さくなるのがわかる。この特定位置を選択する傾向は  $\phi_r$  が 30 以上になるとますますシャープになる。換言すれば、復調後のベースバンド信号は、選定した深さからの反射波のみを受信していることになる。この操作は、特定の場所に、レンジゲートをかけたのと同じ機能を持っていると言える。そこで、この選択性を位置分解能としてとらえ、 $\phi_r$  の依存性を計算した。その結果を図 5.11 に示す。図から、 $\phi_r$  を 100 程度に設定すると、位置分解能は 1 mm 以下になることが明らかになった。

### 5.5.2 CW と FM-CW におけるクラッタ電力の比較

CW のクラッタは、生体内の減衰特性にしたがった音線上のクラッタがすべて積算されて DC 付近の周波数スペクトラムとなる。

図 5.12 の計算結果は、各位置からの反射電力を積算した総クラッタ電力を深さに対

してプロットした結果である。パラメータは変調度 であり，単純な CW は，変調度が “ 0 ” の計算結果に相当する。 を 0 から順次増加させ， = 0 におけるクラッタとの比をとれば，CW に対するクラッタ低減率を得ることができる。積算結果によれば， を数 30 以上に設定すれば，CW に比べて 20 dB 以上のクラッタ低減効果が期待できる。すなわち，FM-CW は，CW と比較すると，クラッタを 20 dB 以上低減できるドップラー計測方式であることが明らかとなった。

### 5.5.3 FM-CW ドップラー方式が必要とする周波数帯域と SNR

FM-CW ドップラー方式では，RF 帯における信号の占有帯域は，変調度 に依存する。 と信号の占有帯域の関係は，近似的に，前述の(5.1)式で与えられる〔4-17〕。

$$BW = 2(f_m + \Delta f) = 2(f_m + \beta f_m) = 2f_m(1 + \beta) \quad (5.1)$$

特に，変調度が大きい場合は，占有帯域は以下のように表現できる。

$$BW \approx 2f_m\beta$$

一方，PW では，位置分解能を得るために，パルス幅相当の帯域を必要とする。FMCW では，等価雑音帯域はドプラ測定可能周波数（一般的には変調周波数  $f_m$  の 1/2）で与えられる。両者の帯域の差に，基本的に大きな差は無い。たとえば，PW のパルス幅を 2  $\mu$  sec.，ドプラ測定可能帯域を 5 kHz（PRF，あるいは  $f_m$  の 1/2）と仮定する。この場合，PW の SNR を決定する帯域幅は，RF 帯では，500kHz  $\times$  2 = 1MHz となる。一方，FM-CW で，PW と同等の位置選択性を持たせるために， = 100 と仮定する。このときの RF 帯の帯域は，(5.1) 式に従い，1MHz となり，PW と等しくなる。両者の帯域および雑音電力が同等であるにもかかわらず，FM-CW の SNR が 20dB 以上良好なのは，(3)節で述べたように，ベースバンド信号電力が大きく異なることに起因する。いずれにしても，FM-CW は PW に比べ，20dB 以上の SNR の改善が期待できる。

FM-CW が選択部位を特定でき，しかも PW にくらべ，大幅に SNR が改善できるのは，RF 帯域では，PW の帯域に相当する帯域（(5.1)式で与えられる）を確保し，直交検波の過程で，圧縮変換により RF 帯の全信号電力をベースバンドに移行しつつ，維持できるからである。

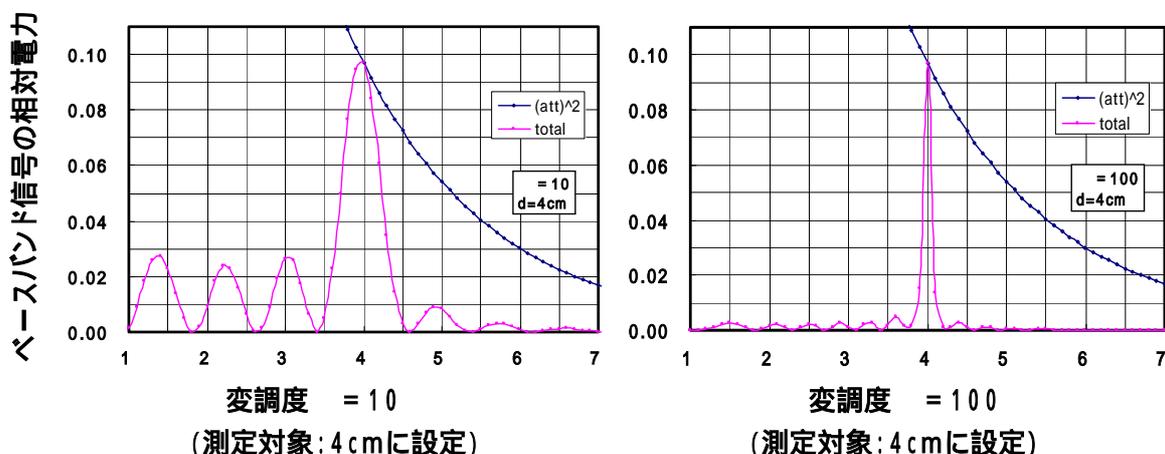


図5.10 クラッタ電力の深さ依存性(組織による減衰を考慮)

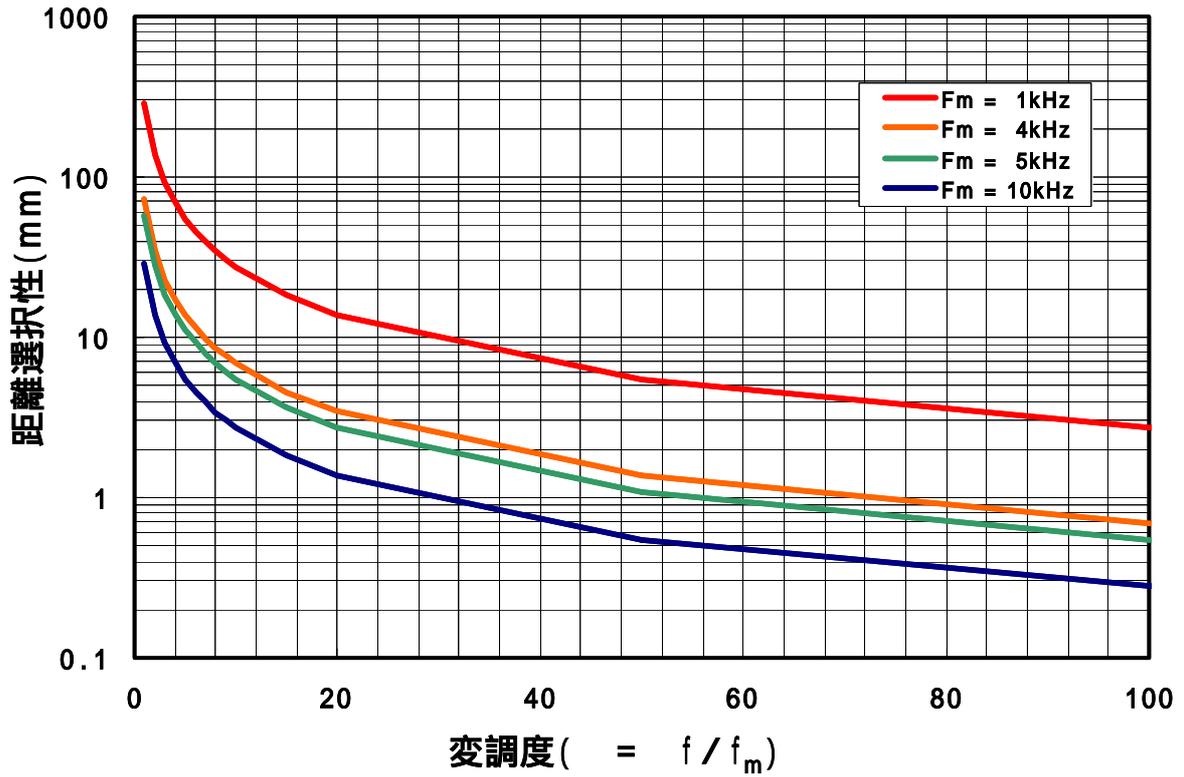


図5.11 位置選択性の深さ依存性

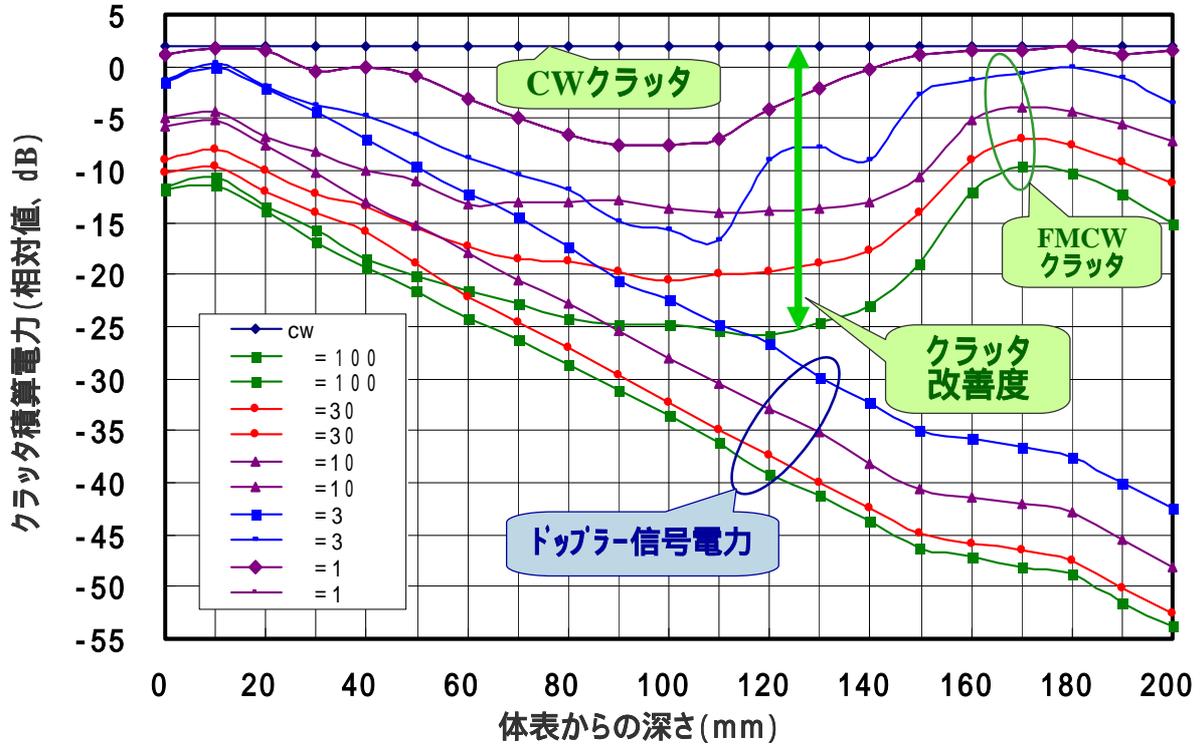


図5.12 クラッタ積算電力の深さ依存性

以上をまとめてみると、本 FM-CW 方式は、PW と CW ドップラー方式の欠点を相補いあったドップラー方式であると言える。PW の位置選択性と CW の良好な SNR という利点を同時に達成できる理由は、送信波として単純な CW 波、あるいは CW をゲートで選択した PW 波を用いる代わりに、周波数変調した FMCW 波を用い、受信側では、深さに相当する遅延をかけた参照波を用いて直交検波することによる。この処理により、特定部位からの信号を選択的に検出できる。また、直交検波による復調過程で、広帯域に広がっていた受信信号のスペクトラムを DC 周辺のベースバンド信号に圧縮変換するので、信号電力を損失すること無く、狭帯域のドップラー信号を復調することができるのである。

PW ドップラーでは、サンプルホールドによりドップラー信号を抽出しているため、信号電力の損失が著しいので、これに伴う SNR の劣化は免れない。一方、CW ドップラー方式では、ドップラー信号はもともと狭帯域なので、SNR の劣化は無く、PW ドップラーに比較して、良好な SNR が得られる。しかし、狭帯域なるがゆえに、ドップラー信号に位置情報は含まれていない。また、位置の選択性が無いので、音線上のすべてのドップラー信号が積算されて観測されるばかりか、音線上のすべてのクラッタも積算されて DC 付近に出現する。これらの欠点は、FM-CW による特定位置の選択性により、同時に解決されるのである。

## 5.6 考察

### 5.6.1 血流速度増大に伴うドップラー高調波電力の発生

この課題については、5.4.2 節で解析したように、RF 帯における超音波の瞬時周波数のドップラーシフトにより、変調波およびその高調波成分が出現する。しかし、これらの電力は、DC 付近のドップラー電力に比較すれば小さく、PW ドップラーで無視できない折り返し現象〔5.6〕のような問題にはならないと推定する。一方、変調波がドップラーシフトを受けることも予測されるが、このドップラーシフトは、RF 帯のドップラーシフトに比べ、1/1000 程度の周波数シフトである。したがって、DC 付近のドップラー電力に大きな影響は無いと想像しているが、その理由は、明確にしておく必要がある。

### 5.6.2 クラッタ低減の程度

計算では、クラッタ電力は、CW ドップラーに比べ、20dB から 30dB 程度の低減が期待できると予測した。この予測値は、ドップラーファントムによる実験で検証することが必要である。

ただし、この低減量は、測定対象とする血管の深さに依存するので、低減量を改善するには、変調周波数を小さくすればよいことは、解析および計算結果から明らかである。実用化に当たっては、変調度と変調周波数を測定対象の深さにより最適化すればよい。

### 5.6.3 位置選択性

受信波と参照波の相関性を強め、鋭い位置選択性を持たせるには、変調度を大きく設定すればよいことは本節で解析したとおりである。鋭い位置選択性を持たせることは、

PW ドップラーにおけるレンジゲートの幅を狭くすることに相当する。ただし、選択性を鋭くしすぎると、血管が移動して、せっかく選択したサンプルボリューム外になみだしてしまうことが予測される。したがって、実用化に際しては、対象部位の移動性を考慮してサンプルボリュームを設定する必要がある。

## 5.7 まとめ

本章では、測定対象の深さに対応させた遅延時間を参照信号に設定してから直交検波する“位相シフト型超音波 FM-CW ドップラー計測方式”を提案した。本方式によれば、CW ドップラーの特長である良好な SNR と、PW ドップラーの特長である位置情報を備え、且つ、折り返し現象の影響が少ないという利点を備えた、新たな超音波ドップラー速度計測方式の構築が可能となる。本方式の解析および計算により得られた特性を以下にまとめた。

### 5.7.1 クラッタ電力

本方式は、対象とする血流部位に対し、位置選択性を有するという特長がある。このため、対象外の部位からのクラッタを 1/100 程度に低減することが可能となる。たとえば変調度を 100 に設定すると、従来の CW ドップラー方式に比較し、クラッタ電力を 20dB~25dB 低減できる。このクラッタ電力は、変調周期に依存して、深さ方向に周期的に変化することが明らかとなった。

### 5.7.2 位置の選択性

本方式では、直交検波用参照信号の遅延時間を目標までの距離に整合させることにより、ドップラー信号の発生する位置を選択できることを理論的に明らかにした。位置選択性の程度は、変調度により制御することができる。この選択性は、を大きくすることにより向上し、PW ドップラー方式と同程度あるいはそれ以上に狭くできることを明らかにした。この選択性は、PW ドップラー方式におけるサンプルボリューム、あるいはサンプルゲートに相当する。

### 5.7.3 信号対雑音比 (SNR)

ドップラー信号の SNR は、CW ドップラー方式と同等で、PW ドップラー方式より 20dB~25dB 改善できるという計算結果を得た。本方式の SNR が良好な理由は、RF 帯からベースバンド帯復調する過程で、ドップラー信号電力が保存されることに起因する。SNR の解析の過程で、ベースバンド帯域の雑音電力スペクトラムが対称三角形の形になることを見出した。

### 5.7.4 最大血流速度の計測

PW ドップラー方式にみられるような、折り返し現象が無いことを解析により明らかにした。一方では、血流速度の増大に伴い、受信波と参照波との相関が理想状態から外れてくることにより、ドップラー信号が変調波およびその高調波成分近傍に移行してゆくという特性を明らかにした。ただし、実用化にあたっては、この不要波の影響は少ないと判断する。

### 5.7.5 PW および CW 速度測定方式との比較

これまで記述したように、本方式は、従来の PW および CW による血流速度測定方式の欠点を補完した次世代の血流速度測定方式である。表 5.1 に、従来の方式と、主な特性を比較した結果を示す。

表5.1 超音波ドップラー血流速度計測方式の比較

比較項目	PW	CW	FM CW	FMCWの特徴
SNR	△	◎	◎	CWと同等 PWより20～25dB良好
位置選択性 (分解能)	◎	×	◎	位置選択性あり PWと同等
クラッタ電力 (DC付近)	◎	×	○	CWより20～25dB良好 PWより10～20dB劣化
最大血流 速度	△	◎	○	$=100, v=2\text{m/s}$ で $f_m$ の高 調波電力発生(-18dB)
ピーク電力	△	◎	◎	CWと同等 PWの1/100以下

### 第五章の参考文献

- [5.1] 伊東正安, 望月剛, “超音波診断装置”, p129, コロナ社, 2002.
- [5.2] S. スタイン & J. J. ジョーンズ (関英男訳), “現代の通信回線理論”, p.135, 森北出版(株), 1962.
- [5.3] S. スタイン & J. J. ジョーンズ (関英男訳), “現代の通信回線理論”, p.131, 森北出版(株), 1962.
- [5-4] S. スタイン & J. J. ジョーンズ (関英男訳), “現代の通信回線理論”, p.130, 森北出版(株), 1962.
- [5-5] 森口繁一, 宇田川銈久, 一松 信, “数学公式”, 岩波全書, p.211, 1959
- [5.6] 伊東正安, 望月剛, “超音波診断装置”, p145, コロナ社, 2002.

## 6. 結論

### 6.1 本研究の成果

#### 6.1.1 超音波 FM-CW 方式による距離測定

- 1) 変調波を鋸歯状波および対称三角波とした超音波 FM-CW 方式を提案した。
- 2) 変調波を鋸歯状波および対称三角波とした場合の復調波を解析し、そのアルゴリズムを明らかにした。
- 3) 復調波を解析した結果に基づいて距離分解能を計算した。計算結果によれば、鋸歯状波および対称三角波の場合、ともに超音波パルス方式と同等の分解能が得られることを明らかにした。
- 4) 計算により、距離分解能は、鋸歯状波および対称三角波とも、対象とする組織の位置が深くなるにつれて劣化する傾向があることを明らかにした。
- 5) 複数の組織は周波数スペクトラムの極大値として、分離して観測できる可能性を明らかにした。
- 6) 鋸歯状波および対称三角波の場合について、遅延線を用いた実験結果は計算値と一致し、アルゴリズムの妥当性を検証した。
- 7) 鋸歯状波および対称三角波の場合について実施した超音波の送受信実験により、復調信号の周波数スペクトラム極大値と距離が比例関係にあることを検証した。
- 8) ドップラーファントムを用いた流速測定実験では、擬似血流からの反射波は、鋸歯状波と対称三角波では異なった周波数スペクトラムとして観測されることを確認した。
- 9) これらの解析および実験により、従来のパルス方式における性能を維持した生体組織の距離計測システムを、簡単で小型なハードウェアで構築できる見通しを得た。

#### 6.1.2 超音波 FM-CW 速度計測方式による血流速度測定

- 1) 正弦波を変調波とした超音波 FMCW ドップラー測定システムを提案した。
- 2) 信号処理のアルゴリズムを解析し、クラッタ軽減効果を計算により予測した。
- 3) クラッタ軽減効果の実験を行った。計算値と実験結果が一致したことから、本アルゴリズムの妥当性が検証できた。
- 4) 変調度を 1 から 2.5 の間に設定し、 $f_m$ 、 $2f_m$ 、 $3f_m$  あるいは  $4f_m$  近傍のドプラ信号を検出すれば、15 ~ 25 dB のクラッタ抑圧効果が得られることを明らかにした。
- 5) 従来の CW ドップラー方式ではクラッタに埋もれていた、より低速の血流検出が可能となることを、計算と実験により検証した。
- 6) 復調信号において、変調波およびその高調波から 10 ~ 20Hz 離れた測帯波を分離、検出できることを実験により検証した。この結果は、たとえば、 $f_0$  を 2.14MHz とすると、10Hz のドップラーシフトが測定された場合、3mm/sec の流速が測定可能であることを示唆するものである。
- 7) 参照波の位相変化に影響されずに、ドップラー信号電力の検出が可能となる方式を提案した。

- 8) 位相シフト型超音波 FM-CW 速度計測方式を提案した。本方式では、参照波の位相を制御することにより、特定組織の移動速度を選択的に計測することができる。この方式は、従来のドップラー方式と比較し、以下の特長があることを解析と計算により明らかにした。
- ・PW ドップラー方式と比較して、20 dB 以上の SNR 改善が可能である。
  - ・CW ドップラー方式と比較して、20 dB 以上の DC クラッタ低減が可能である。
  - ・CW ドップラー方式と比較して、血管などの測定部位に対し、位置選択性を持たせることができ、その選択性は、PW ドップラー方式と同程度まで狭めるとが可能である。
  - ・PW ドップラー方式で最大血流速度の上限を制約している折り返し現象が存在しない。したがって、本方式では、変調波の 1/2 以上の周波数に相当する血流速度の計測も可能となる。
- 9) これらの結果から、次世代の超音波による血流速度計測方式として、位相シフト型超音波 FM-CW 速度計測方式が論理的に、また簡単で小型なハードウェアで構築できる見通しを得た。

## 6.2 課題と展望

### 6.2.1 超音波 FM-CW 方式による距離測定の課題

- 1) 測定対象である組織の深さが変調周波数の周期に相当する位置に近づくにつれ、分解能が劣化する。商品化に際しては、超音波 B モード画像による生体実験により、その特性を把握し、適用領域を想定した仕様を設定する必要がある。
- 2) サイドローブ低減とメインローブ拡大のバランスは、商品化時の仕様に反映させて決定することが必要である。
- 3) 重み付けされた参照波の位相を制御することにより、測定組織の近傍のサイドローブを低減する機能は、対象部位 (ROY: Region Of Interest) の測定精度向上に有効な手段である。商品化に際しては、付加価値の増大、差別化という観点からも、有力なオプションと予想する。
- 4) 本研究の過程で、断層像の情報と同時に、位置情報が保存されたドップラー情報をリアルタイムで抽出できる変調波を選定し、双方をリアルタイムで表示できる信号処理方式構築の可能性があることを見出した。この課題について、本論文では、参考データの紹介に留めてあるが、従来の、パルス方式によるカラードップラー (CFM: Color Flow Mapping) 方式と類似の方式が確立できれば、FM-CW 方式の特長がさらに拡大されることになる。本テーマを今後の課題のひとつとしたい。

### 6.2.2 超音波 FM-CW 速度計測方式による血流速度測定の課題

- 1) 位相シフト型超音波 FM-CW 速度計測方式について、試作機を開発し、従来の PW および CW ドップラー方式と、その特性を比較し、本方式の特長を検証する。
- 2) 位相シフト型超音波 FM-CW 速度計測方式を搭載した試作機を臨床現場に持ち込み、

その性能を検証する。

- 3) 位相シフト型超音波 FM-CW 速度計測方式試作機の臨床試験により得られる新しい診断データに基づき、新たな性能向上を行う。
- 4) 断層像の情報と同時に、位置情報が保存されたドップラー情報をリアルタイムで抽出できる変調波を選定し、断層像とドップラー情報をリアルタイムで表示できる信号処理方式を確立する。このテーマは、位置計測と速度計測を結合させた目的で、両者を複合して研究を進める予定である。

### 6.2.3 超音波 FM-CW 方式による距離・速度計測の展望

- 1) 本研究により、超音波 FM-CW による距離・速度計測方式に関する実用化の見通しを得た。今後は、本研究の成果を盛り込んだ信号処理部を超音波診断装置に搭載し、臨床評価試験を中心とした性能の検証作業に開発の中心を移行する予定である。
- 2) FM-CW による速度計測方式は、PW および CW による速度計測の利点を併せ持っている方式として、近い将来、実用化されるであろう。従来の PW および CW ドップラー速度計測方式は、その特長を生かし、特定の目的、たとえば、超音波ビーム上の高速血流のみを観測するとか、あるいはクラッタの影響を極力排除した特定部位の速度計測手法として、当分の間は FM-CW 方式と併用されるであろう。
- 3) 臨床評価試験では、たとえば、今まで測定できなかった体表から深い部位に位置する血管内低速血流の測定データが得られると推定する。臨床医とともに、測定データを解析し、診断および治療に有効な情報提供ができる装置の改良を目指したい。
- 4) 距離計測、速度計測ともに、尖頭値電力が従来の 1/100 程度で実現できるので、小型な超音波診断装置が構築可能となる。その成果は、専用パソコンに超音波プローブを接続した超小型診断装置として実現されると予測する。
- 5) 尖頭値電力の低減は超音波ワイヤレスプローブ、超音波診断機能付き聴診器実現にも大きく貢献すると判断する。
- 6) 尖頭値電力の低減により、生体に対する影響を、より少なくできる。超音波診断の、無侵襲、被爆無にという特長が、さらに遺憾無く発揮され、生体に優しい診断装置として成長を続けるであろう。
- 7) 超音波画像診断の最大の特長は、リアルタイム性、無侵襲、被爆無し、装置が比較的小規模な点である。今後も、X 線 CT や MRI が無くなるわけではないが、超音波画像診断の特長をより発揮するには、新しい診断情報の提供、分解能と感度向上が不可欠である。今後、超音波 FM-CW 方式が、これらの課題解決に貢献できることを確信する。

FM-CW レーダの原理を超音波診断に応用する研究は、本研究が世界で初めてであり、まだ、著についたばかりである。今後、新たな着想とともに、価値ある診断情報を医師や患者に提供できる装置の開発を継続してゆきたい。

## 付録

### A バイアス余弦関数で重み付けしたときのベースバンド信号の導出

本付録では、参照信号に対し、バイアス余弦関数で重み付けしたときのベースバンド信号を導く。

受信信号  $v_R(t)$  の位相項の一部として、p76 の 3.4.2 節における  $v_R(t)$  の位相項として表現される  $F(t)$  は、時間  $t$  の関数であり遅延時間  $\tau$  に依存する。また、変調周波数の周期  $T_m$  ごとに繰り返す周期関数である。したがって、 $F(t) - F(t - \tau)$  も周期  $T_m$  ごとに繰り返す周期関数となり、フーリエ級数を用いて、以下のように表現できる〔3-4〕。

$$\dot{v}_{D1}(t) = j \frac{\alpha}{2} [k + (1-k) \cos \omega_m t] \times \exp[-j(\omega_d t + \phi_o)] \\ \times \left\{ \left[ \frac{a_o}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_m t + b_n \sin n\omega_m t) \right] + j \left[ \frac{c_o}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (c_n \cos n\omega_m t + d_n \sin n\omega_m t) \right] \right\} \quad (\text{A.1})$$

$a_n$  ,  $b_n$  は、フーリエ係数であり、次式で表現される〔3-4〕。

$$a_n = \frac{T_m}{2} \int_{-\frac{T_m}{2}}^{\frac{T_m}{2}} \cos \Delta\omega [F(t) - F(t - \tau)] \cdot \cos(n\omega_m t) dt \quad , \quad n=0,1,2,3\dots$$

$$b_n = \frac{T_m}{2} \int_{-\frac{T_m}{2}}^{\frac{T_m}{2}} \cos \Delta\omega [F(t) - F(t - \tau)] \cdot \sin(n\omega_m t) dt \quad , \quad n=0,1,2,3\dots$$

上式の第 2 項は奇関数であるから、 $b_n = 0$  を得る。 $a_n$  としては、既に求めてある(3.15)式の  $a_n$  を用いる。

$$a_n = \frac{-2\Delta\omega T_m}{(\Delta\omega\tau + 2n\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) - 2n\pi]} \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau + 2n\pi)(T_m - \tau)}{2T_m} \\ + \frac{-2\Delta\omega T_m}{(\Delta\omega\tau - 2n\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) + 2n\pi]} \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau - 2n\pi)(T_m - \tau)}{2T_m} = a_{n1} + a_{n2} \quad (3.15)$$

$c_n$  ,  $d_n$  もフーリエ係数であり、次式で表現される〔3-4〕。

$$c_n = \frac{T_m}{2} \int_{-\frac{T_m}{2}}^{\frac{T_m}{2}} \sin \Delta\omega [F(t) - F(t - \tau)] \cdot \cos(n\omega_m t) dt \quad , \quad n=0,1,2,3\dots$$

$$d_n = \frac{T_m}{2} \int_{-\frac{T_m}{2}}^{\frac{T_m}{2}} \sin \Delta\omega [F(t) - F(t - \tau)] \cdot \sin(n\omega_m t) dt \quad , \quad n=0,1,2,3\dots$$

上式の第 1 項は奇関数であるから、 $c_n = 0$  を得る。 $d_n$  としては、(3.18)式として既に求めてある  $d_n$  を用いる。

$$d_n = \frac{-2\Delta\omega T_m}{(\Delta\omega\tau - 2n\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) - 2n\pi]} \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau - 2n\pi)(T_m - \tau)}{2T_m} \\ + \frac{2\Delta\omega T_m}{(\Delta\omega\tau + 2n\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) + 2n\pi]} \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau + 2n\pi)(T_m - \tau)}{2T_m} = -a_{n1} + a_{n2} \quad (3.18)$$

$a_n$  ,  $d_n$  を(A.1)式に代入して下式を得る .

$$\begin{aligned}
\dot{v}_{D1}(t) &= j \frac{\alpha}{2} [k + (1-k) \cos \omega_m t] \times \exp[-j(\omega_d t + \phi_o)] \\
&\quad \times \left\{ \frac{a_o}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [(a_{n1} + a_{n2}) \cos n \omega_m t + j(-a_{n1} + a_{n2}) \sin n \omega_m t] \right\} \\
&= j \frac{\alpha}{2} [k + (1-k) \cos \omega_m t] \times \exp[-j(\omega_d t + \phi_o)] \\
&\quad \times \left\{ \frac{a_o}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_{n1} (\cos n \omega_m t - j \sin n \omega_m t) + a_{n2} (\cos n \omega_m t + j \sin n \omega_m t)] \right\} \\
&= j \frac{\alpha}{2} [k + (1-k) \cos \omega_m t] \times \exp[-j(\omega_d t + \phi_o)] \times \left\{ \frac{a_o}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_{n1} \exp(-jn \omega_m t) + a_{n2} \exp(jn \omega_m t)] \right\} \\
&= j \frac{\alpha}{2} \left\{ k + \frac{1-k}{2} [\exp(j\omega_m t) + \exp(-j\omega_m t)] \right\} \times \exp[-j(\omega_d t + \phi_o)] \times \left\{ \frac{a_o}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_{n1} \exp(-jn \omega_m t) + a_{n2} \exp(jn \omega_m t)] \right\}
\end{aligned}$$

上式を ,  $k$  と  $(1-k)$  ごとに整理する .

$$\begin{aligned}
v_{D1}(t) &= j \frac{\alpha k}{2} \left\{ \frac{a_o}{2} \cdot \exp[-j(\omega_d t + \phi_o)] + \exp[-j(\omega_d t + \phi_o)] \sum_{n=1}^{\infty} [a_{n1} \exp(-jn \omega_m t) + a_{n2} \exp(jn \omega_m t)] \right\} \\
&\quad + j \frac{\alpha(1-k)}{4} \{ \exp[j(\omega_m t - \omega_d t - \phi_o)] + \exp[-j(\omega_m t + \omega_d t + \phi_o)] \} \cdot \left\{ \frac{a_o}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_{n1} \exp(-jn \omega_m t) + a_{n2} \exp(jn \omega_m t)] \right\} \\
&= j \frac{\alpha k}{2} \left\{ \frac{a_o}{2} \exp[-j(\omega_d t + \phi_o)] + \sum_{n=1}^{\infty} a_{n1} \exp[-j(n \omega_m t + \omega_d t + \phi_o)] + a_{n2} \exp[j(n \omega_m t - \omega_d t - \phi_o)] \right\} \\
&= j \frac{\alpha k}{2} \left\{ \frac{a_o}{2} \exp[-j(\omega_d t + \phi_o)] + \sum_{n=1}^{\infty} a_{n1} \exp[-j(n \omega_m t + \omega_d t + \phi_o)] + a_{n2} \exp[j(n \omega_m t - \omega_d t - \phi_o)] \right\} \\
&\quad + j \frac{\alpha(1-k)}{4} \left\{ \frac{a_o}{2} \exp[j(\omega_m t - \omega_d t - \phi_o)] + \frac{a_o}{2} \exp[-j(\omega_m t + \omega_d t + \phi_o)] \right. \\
&\quad + \sum_{n=1}^{\infty} a_{n1} [\exp[-j((n-1)\omega_m t + \omega_d t + \phi_o)] + \exp[-j((n+1)\omega_m t + \omega_d t + \phi_o)]] \\
&\quad \left. + \sum_{n=1}^{\infty} a_{n2} [\exp[j((n+1)\omega_m t - \omega_d t - \phi_o)] + \exp[j((n-1)\omega_m t - \omega_d t - \phi_o)]] \right\} \quad (\text{A.2})
\end{aligned}$$

解析の対象を固定目標に絞り ,  $\omega_d = 0$  として , 各高調波の振幅を比較する .

$$\begin{aligned}
\dot{v}_{D1}(t) &= j \frac{\alpha k}{2} \cdot \frac{a_o}{2} \cdot \exp(-\phi_o) \\
&\quad + j \frac{\alpha k}{2} \sum_{n=1}^{\infty} [a_{n1} \exp(-(jn \omega_m t + \phi_o)) + a_{n2} \exp(j(n \omega_m t - \phi_o))] \\
&\quad + j \frac{\alpha(1-k)}{4} \cdot \frac{a_o}{2} [\exp(j(\omega_m t - \phi_o)) + \exp(-j(\omega_m t + \phi_o))] \\
&\quad + j \frac{\alpha(1-k)}{4} \sum_{n=1}^{\infty} \{ a_{n1} [\exp(-j((n-1)\omega_m t + \phi_o)) + \exp(-j((n+1)\omega_m t + \phi_o))]
\end{aligned}$$

$$+ a_{n_2} [\exp(j((n+1)\omega_m t - \phi_0)) + \exp(j((n-1)\omega_m t - \phi_0))] \}$$

上式を高調波成分ごとに書き直すと，次式を得る．

$$\begin{aligned} \dot{v}_{D1}(t) = & j \frac{\alpha k}{2} \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau - 2n\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau - 2n\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) + 2n\pi]} \cdot \exp(j(n\omega_m t - \phi_0)) \\ & + j \frac{\alpha(1-k)}{4} \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau - 2(n-1)\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau - 2(n-1)\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) + 2(n-1)\pi]} \cdot \exp(j(n\omega_m t - \phi_0)) \\ & + j \frac{\alpha(1-k)}{4} \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau - 2(n+1)\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau - 2(n+1)\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) + 2(n+1)\pi]} \cdot \exp(j(n\omega_m t - \phi_0)) \\ & + j \frac{\alpha k}{2} \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau + 2n\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau + 2n\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) - 2n\pi]} \cdot \exp(-j(n\omega_m t + \phi_0)) \\ & + j \frac{\alpha(1-k)}{4} \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau + 2(n-1)\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau + 2(n-1)\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) - 2(n-1)\pi]} \cdot \exp(-j(n\omega_m t + \phi_0)) \\ & + j \frac{\alpha(1-k)}{4} \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau + 2(n+1)\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau + 2(n+1)\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) - 2(n+1)\pi]} \cdot \exp(-j(n\omega_m t + \phi_0)) \quad (\text{A.3}) \end{aligned}$$

(A.3)式に基づいて，FMCW ベースバンド信号周波数スペクトラムを計算するプロセスを述べる．(A.3)式で，共通の係数は  $j\alpha/2$  である．スペクトラム高調波成分の相対値を求める場合，この係数は不要となるので，(A.3)式全体から  $j\alpha/2$  を省略し，(A.4)式を得る．

$$\begin{aligned} \dot{v}_{d1}(t) = & k \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau - 2n\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau - 2n\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) + 2n\pi]} \cdot \exp(j(n\omega_m t - \phi_0)) \\ & + \frac{(1-k)}{2} \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau - 2(n-1)\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau - 2(n-1)\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) + 2(n-1)\pi]} \cdot \exp(jn\omega_m t) \\ & + \frac{(1-k)}{2} \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau - 2(n+1)\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau - 2(n+1)\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) + 2(n+1)\pi]} \cdot \exp(j(n\omega_m t - \phi_0)) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + k \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau + 2n\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau + 2n\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) - 2n\pi]} \cdot \exp(-j(n\omega_m t + \phi_0)) \\
& + \frac{(1-k)}{2} \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau + 2(n-1)\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau + 2(n-1)\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) - 2(n-1)\pi]} \cdot \exp(-j(n\omega_m t + \phi_0)) \\
& + \frac{(1-k)}{2} \cdot \frac{2\Delta\omega T_m \cdot \sin \frac{(\Delta\omega\tau + 2(n+1)\pi)(T_m - \tau)}{2T_m}}{(\Delta\omega\tau + 2(n+1)\pi)[\Delta\omega(T_m - \tau) - 2(n+1)\pi]} \cdot \exp(-j(n\omega_m t + \phi_0)) \quad (\text{A.4})
\end{aligned}$$

(A.4)式において，1～3項と4～6項は，各高調波に関し，直交成分を表している．したがって，どちらか片方の各高調波成分の振幅を計算すれば，この値が周波数スペクトラムの相対値を表していることとなる．計算では，1，2，3項を用いることとした．なお，直交検波する場合は，各高調波成分の振幅の絶対値は $\phi_0$ に依存しない．したがって，1，2，3項において， $\phi_0 = 0$ として計算すればよい．

## B 超音波ファントム

### B.1 超音波ファントムについて

4章で述べたように、超音波診断装置の測定対象は、生体内の組織である。したがって、装置の特性は、最終的には実際に生きている生体組織を対象に測定して検証する。具体的には、標準的被検者や、場合によっては、検査担当者が、自分の心臓などの超音波画像から装置を評価する。しかし、生体組織の超音波特性は、性別、年齢、個体差、時間帯や体調等に依存して、微妙に変化する。また、伝送媒体が空気であるレーダと異なり、生体内超音波ビーム上の伝送媒体は、皮膚、皮下脂肪、筋肉、血管、血管、各種臓器や骨などの集合体である。こうした複雑な目標を用いて装置の性能を定量評価することは、一般的に困難である。そこで、最終的に生体により画像を評価する前に、客観的、定量的な検証を行う目的で、生体組織を模擬した超音波ファントムを用いた評価試験を行うのが一般的な手法である。超音波ファントムは、装置の評価用としてばかりでなく、校正用としても、不可欠の機材である〔B.1〕。

超音波ファントムは、生体組織内の超音波伝搬特性を持ち、また校正用の組織をファントム材内に埋め込んである。校正用の組織としては、音響インピーダンス、減衰定数、形状、血液の速度、血管径などが、実際の組織を模擬できるように製作されている。超音波ファントムを用いることにより、断層像としては、位置分解能、測定可能深度あるいは測定感度の定量的評価や校正が可能である。また、血流速度計測としては、血流速度、血流測定感度、測定対象部位の位置分解能等の定量的評価や校正が可能である。超音波ファントムとして、経時変化、脱気特性を考慮することも不可欠の要素である。

装置の開発にあたっては、これらのファントムによる定量的評価試験を確実に実施し、しかるのちに臨床評価試験に臨むのが一般的なプロセスである。

断層像の感度および分解能評価を目的とした市販超音波ファントムの外観を図 B.1 に示す〔B.2〕。また、胎児を模擬した市販ファントムの例を図 B.2 に、前立腺を模擬した市販ファントムの例を図 B.3 に示す〔B.3〕、〔B.4〕。

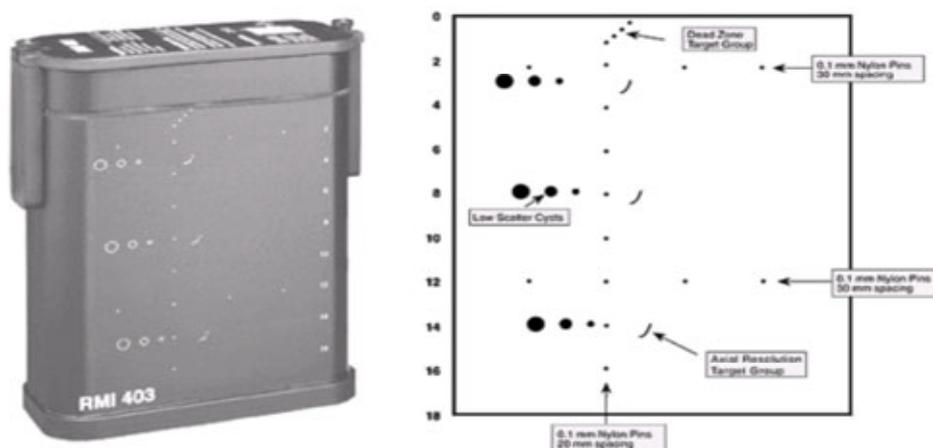


図 B.1 市販超音波ファントムの外観

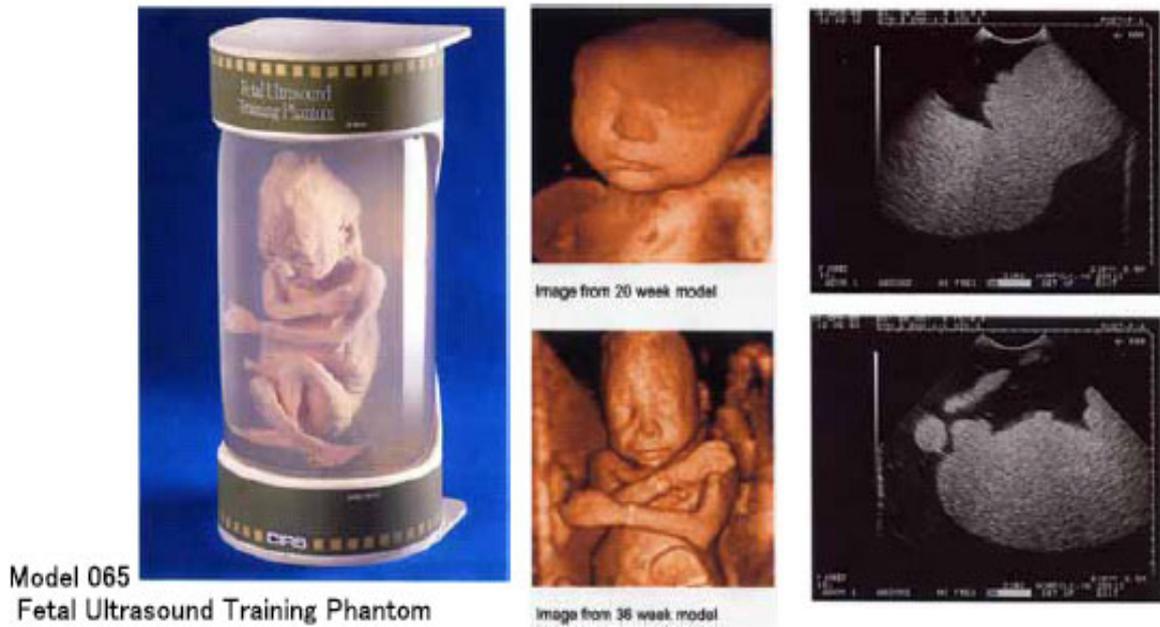


図 B.2 胎児を模擬した市販超音波ファントム

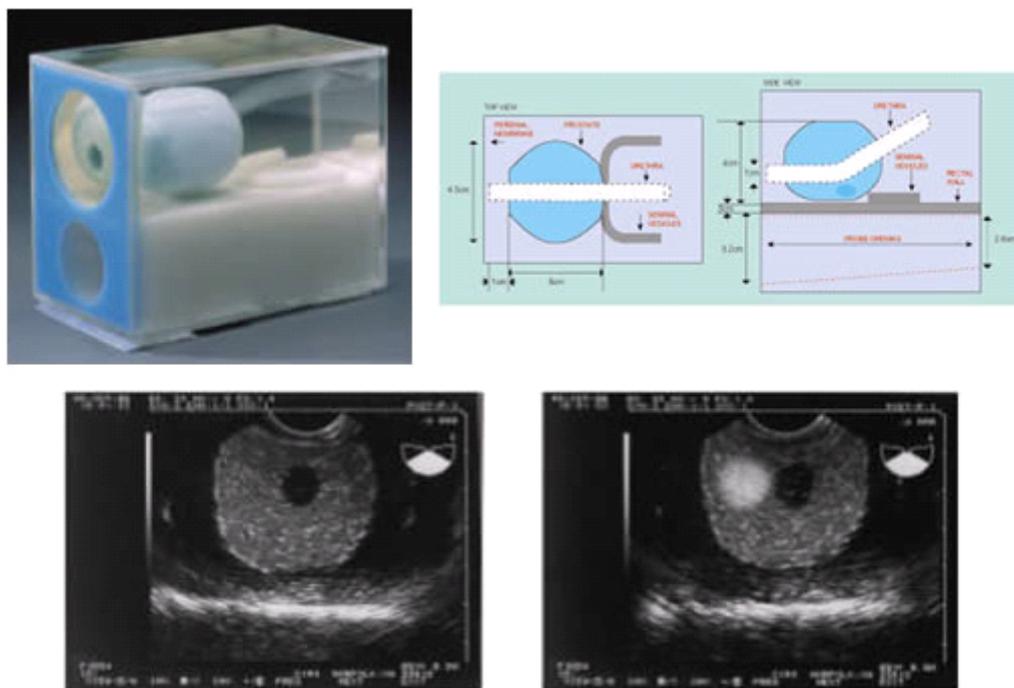


図 B.3 前立腺を模擬した市販超音波ファントム

## B.2 社内製ドップラーファントム

ここでは、評価用として用いた社内製ドップラーファントムについて説明する。

本ドップラーファントムに使用したドプラファントムの主要諸元を表 B.1 に示す。また、超音波探触子接触時の位置関係を図 B.4 に示す。超音波探触子とファントム接触面には、生体観測時と同様に、マッチングオイルと呼ばれる音響インピーダンス整合材を薄く塗布して測定条件の安定化をはかっている。また、探触子の位置を移動させることにより、探触子と擬似血流間の距離を任意に設定できる構造となっている。本ドップラーファントムは、比較的高速のドップラーシフトを測定するのに使用した。

表 B.1 社内製ドップラーファントムの主要諸元

項目	仕様、形名等	備考
擬似血液	ドップラー擬似血液テスト剤	GENEREX社製
管材	市販ラテックスチューブ (内径8mm)	
媒体ベース	食用市販寒天 + 防腐剤 + 界面活性剤	
音響減衰材	市販グラファイト粉末 (減衰定数測定値: 0.59dB/cm/MHz)	
流体の駆動	市販遠心ポンプ (駆動AC電圧により流速を調整)	手動操作

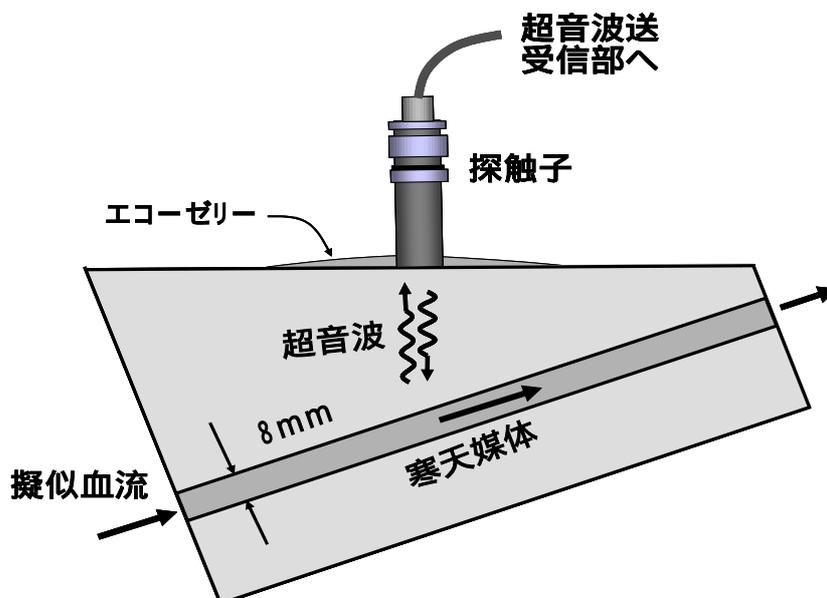


図 B.4 超音波探触子接触時のファントムの位置

### B.3 市販ドップラーファントム

評価用として用いた市販ドップラーファントムは、本文でも述べたように、血流速度計測を目的とした超音波診断装置の評価試験，あるいは校正用として，広く採用されている。

構成は，図 B.5 に示すように，生体を模擬した物質内に模擬血管を埋め込み，この模擬血管に，擬似血流をポンプにより流し込む構造となっている〔B.5〕。擬似血管としては，目的に応じて内径の異なる 4 種類のパイプがあらかじめ埋め込まれている。主要諸元を表 B.2 に示す。また，擬似血液材の主要諸元を表 B.3 に示す〔B.6〕。

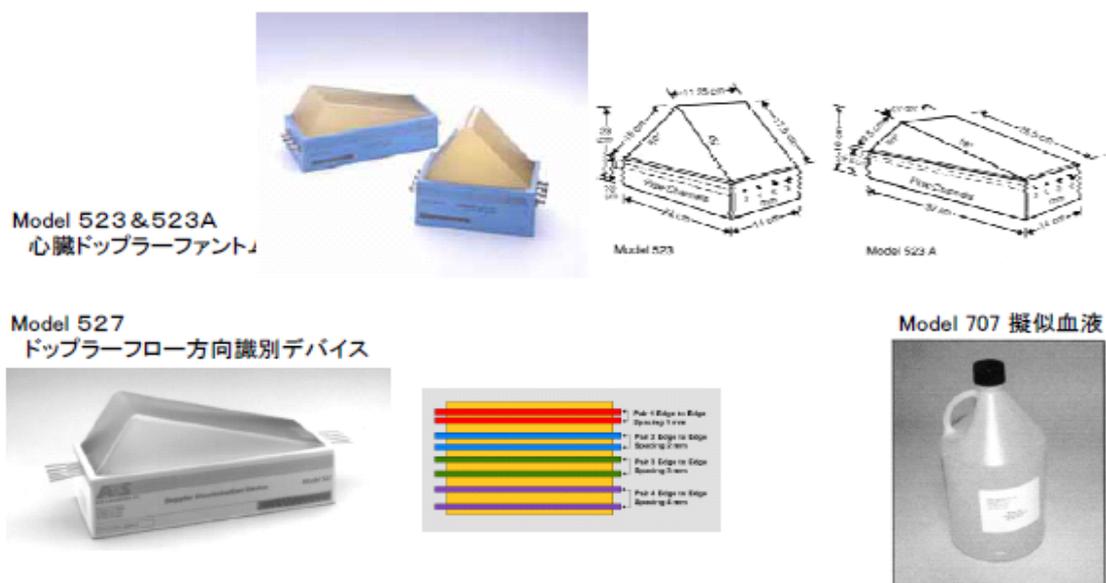


図 B.5 市販ドップラーファントムの外観

表 B.2 市販ドップラーファントムの主要諸元

項目	仕様、形名等	備考
ファントム	Model 523A(DENEREX社製)	
ファントム特性	材質:低減衰ゴム基材 音速:1450 m/s, 減衰:0.5dB/cm/MHz	
ポンプ	Model 7520-00(DENEREX社製)	
フローメータ	F-4001(Gilmont Instrument社製)	流速計測
擬似血管内径	2, 4, 6, 8 mm	手動切り替え
擬似血管深さ	3 ~ 17 cm	位置に依存
テスト項目	・流速 ・異なる深度における感度 ・最大浸透性 ・流体位置	

表 B.3 市販ドップラーファントムに使用されている擬似血液材の主要諸元

項目	仕様、形名等	備考
形式	707G(DENEREX社製)	
材質	水とグリセリン	
密度	1.04g/cc	
粘度	1.66センチストローク	
音速	1540 m/s	
含有粒子	30 μm(プラスチック製)	
粒子濃度	$1.7 \times 10^4$ 粒子/cc	攪拌要

#### 付録の参考文献

- [ B.1 ] 皆川靖子，弦巻正樹，風間清子，関川高志，臼井顕之，関谷勝，“超音波診断装置におけるファントムの作成”，超音波検査技術，Vol.18. No.2, 1993.
- [ B.2 ] “RMI 超音波ファントム”，GENEREX 社カタログ，2007．
- [ B.3 ] “胎児全身トレーニング用ファントム”，GENEREX 社カタログ，2007．
- [ B.4 ] “前立腺デモ用ファントム”，GENEREX 社カタログ，2007．
- [ B.5 ] “心臓ドップラーフローファントム”，GENEREX 社カタログ，2005．
- [ B.6 ] “ドップラー擬似血液テスト材”，GENEREX 社カタログ，2005．

## 謝辞

本研究を遂行するにあたり，超音波 FM-CW 計測方式の信号処理に関し，専門的立場から御指導いただいた電気通信大学の荒井郁男名誉教授に感謝致します．また，研究方針と内容および進捗管理について御指導いただいた情報通信工学科の三木哲也教授に感謝致します．

さらに，博士論文の予備審査と本審査に際し，熱心に御指導および御討論いただいた藤野忠教授，三橋渉教授，鎌倉友男教授および山尾泰教授に感謝致します．

超音波 FM-CW 受信信号の解析手法および計算につきましては，適宜，解析方針を示唆し，計算結果に基づいて討論していただいた金沢工業大学情報工学科の大洞喜正教授に感謝致します．

基礎実験につきましては，実験回路の試作試験および実験データを取得したアロカ（株）MS 技術部の野田主事，研究所の須藤主事および今野研究員に感謝致します．

社内ファントムの取り扱いおよび校正につきましては，御協力いただいた研究所の宮坂副参与および岡田参事に感謝致します．

最後に，解析方針や結果について討論いただいた研究所の原田研究所長，伊藤主幹研究員，望月主幹研究員に感謝致します．

社会人として入学し，貴重な経験を積む機会を与えていただき，ありがとうございました．

## 発表論文など

### 1. 関連論文の印刷公表の方法及び時期

#### 1.1 論文

〔1〕全著者名：国田正徳，野田方和

論文題名：超音波 FMCW ドップラ計測システムによるクラッタ低減効果

印刷の方法及び時期：電子情報通信学会論文誌(A)，J87-A 巻，10 号，  
pp.1272-1283,2004 年 10 月

(4 章の内容)

〔2〕全著者名：国田正徳

論文題名：FMCW システムによる距離計測

印刷の方法及び時期：電子情報通信学会論文誌 A，J88-A 巻，11 号，  
pp.1297-1307,2005 年 11 月

(3 章の内容)

〔3〕全著者名：Masanori Kunita

論文題名：Range Measurement in Ultrasound FMCW System

印刷の方法及び時期：Electronics Communications in Japan, Part 3,  
Vol.90,No.1, pp.9-19, 2007 年 1 月

(3 章の内容)，〔注：本論文は、〔2〕の論文の英訳である〕

〔4〕全著者名：国田正徳，三木哲也，荒井郁男

論文題名：超音波 FMCW ドップラ計測システムの信号処理とその特性

印刷の方法及び時期：電子情報通信学会論文誌 A(研究速報)，J90-A 巻，7号，  
pp.622-629, 2007 年 7 月

(4 章の内容)

#### 1.2 国際シンポジウム

〔5〕全著者名：Masanori Kunita, Tetsuya Miki and Ikuo Arai

論文題名：Range Measurement using Ultrasound FMCW Wave

印刷の方法及び時期：29th International Symposium on Acoustical Imaging,  
Kamakura,2007 年4月

(3 章の内容)

#### 1.3 研究会

〔6〕国田正徳，大洞喜正，“対称三角波による超音波 FMCW 距離計測システム”，信学技報，  
EMCJ2005-95，MW2005-101，2005 年 10 月

〔7〕国田正徳，“超音波 FMCW システムによる距離計測”，日本超音波医学会 基礎技術研  
究会 Vol.2006.No.2，2006 年9月

## 2. その他の発表論文

### 2.1 超音波診断装置関連

- [8] 望月剛, 広瀬昌紀, 小笠原正文, 国田正徳, 河西千廣, “超音波ドプラ計測に関する HPRF 法の検討”, 日本超音波医学会全国大会, 45-C-79, 1984 年.
- [9] 望月剛, 小笠原正文, 国田正徳, “折り返し信号を含むドプラ音声信号の再構成に関する一手法”, 日本超音波医学会全国大会, 49-C-60, 1986 年.
- [10] 河西千廣, 滑川俊六, 国田正徳, “自己相関法を用いたリアルタイム 2 次元血流映像装置”, 第 16 回画像工学コンファレンス, p.129-134, 1987 年
- [11] 望月剛, 国田正徳, 外山悦寛, 丸橋晃, 村山重行, “超音波画像による体内臓器の 3 次元実時間位置検出法の開発”, 信学技報, US2003-108, EA2003-138, pp.79-84, 2004 年.
- [12] 望月剛, 国田正徳, 外山悦寛, 村山重行, 丸橋 晃, “超音波画像を用いた生体組織の 3 次元位置追跡法”, 日本超音波医学会全国大会, 学術集会プログラム, Vol.31,p.s102, 2004 年.
- [13] T.Mochizuki, M.Kunita, Y.Toyama, S.Murayama and A.Marubishi, “Real-Time Respiration Phase Monitoring System Using Ultrasonic Bi-phase Image Data for Photon Beam Therapy”, IEEE Int. Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control Joint 50th Anniversary Conference, pp.173-174, 2004.

### 2.2 検体検査装置関連

- [14] 国田正徳, “光による検体検査・生化学分析の実際”, 日本 ME 学会雑誌 (生体の光応用計測特集), Vol.4, No.4, pp.62-70, 1990 年.
- [15] 浦野元, 国田正徳, “DNA シーケンサ”, 血栓止血学会誌, Vol.1, No.1, p.357-361, 1990 年.
- [16] 高坂望, 庄司三七, 国田正徳, “全自動化学発光酵素免疫測定装置”, 日本無線技報, 第 33 号, pp.36-40, 1994 年.
- [17] 菊地眞, 荒井恒憲, 根岸直樹, 関谷富男, 中島俊之, 矢田和夫, 国田正徳, 伊藤住治, “赤外分光法による非観血・連続的多項目生化学分析装置の開発”, (財) 医療技術研究開発財団報告書, 1984 年.
- [18] 松本伍良 (委員長), 他 33 名, “生体を対象とした光応用技術”, 電気学会技術報告 (部), 第 371 号 (A 部門), 1991 年.

## 2.3 光通信関連

### 2.3.1 国際シンポジウム

[ 19 ] K.Ohkura, J.Yamagata, S.Senmoto, Y.Minejima and M.Kunita, "A Video Transmission System Using Fibre Cable", First European Conference on Optical Fiber Communication, Conference Digest, 1976.

[ 20 ] M.Kunita, T.Touge and N.Fujimoto, "32Mbit/sec transmission experiment using 1.23  $\mu$ m LED", Topical meeting on Optical Fiber Communication, TuD1, p.18-20, 1979.

[ 20 ] H.Ito, T.Musha and M.Kunita, "Fiber Interferometer Temperature Meter", Proceedings of the 4th Sensor Symposium, pp.21-24, 1984.

### 2.3.2 研究会，全国大会

[ 21 ] 樋口重彦，工藤達夫，筆本一生，峯島幸彦，国田正徳，峠 隆，茂手木光博，" PCM ファイバケーブル伝送実験 "，昭和 50 年度電子通信学会全国大会，S15-10 p165-169，1975 年。

[ 22 ] 峯島幸彦，国田正徳，花野直政，木原隆志，" 光通信受信系の一検討 "，信学技報，CS75-59，p23-29，1975 年。

[ 23 ] 千本倅生，稲村美一郎，峯島幸彦，国田正徳，" 3 2 Mbps 光中継器 "，昭和 5 1 年度電子通信学会全国大会，8-187，1976 年。

[ 24 ] 峯島幸彦，国田正徳，花野直政，木原隆志，三田二三夫，宮内 彰，" 100Mbps ファイバケーブル伝送実験 "，昭和 51 年度電子通信学会全国大会，S13-8，p.8-48，1976 年。

[ 25 ] 山形又三，永井康夫，国田正徳，米田悦吾，" 低電力化レーザ駆動回路 "，昭和 53 年度電子通信学会全国大会，1966，p.8-188，1978 年。

[ 26 ] 野田秀樹，栗田正一，国田正徳，" 携帯型半導体レーザ標準光源 "，昭和 54 年度電子通信学会全国大会，2205，p.8-228，1979 年。

[ 27 ] 袴田吉朗，中川清司，首藤晃一，国田正徳，茂手木光博，南 隆敏，藤本暢宏，" 実験用 1.3  $\mu$ m 帯 800Mb/s 単一モード光ケーブル送受信装置 "，昭和 55 年度電子通信学会全国大会，2185，p.8-212，1980 年。

[ 28 ] 武者利光，伊藤 肇，国田正徳，" 光ファイバ干渉温度計 "，昭和 59 年度電子通信学会全国大会，1041，1984 年。

### 2.3.3 その他

〔29〕高梨裕文，国田正徳，“受光素子”，電子通信学会誌（光通信技術特集），Vol.63, No.11, pp.1178-1182, 1980年．

〔30〕樋口重彦，工藤達夫，峯島幸彦，持田侑宏，国田正徳，“試作ファイバケーブル伝送装置”，FUJITSU，Vol.27, No.1, p.3, 1976年．

## 2.4 衛星通信関連

〔31〕安藤清，藤 慎一，国田正徳，埜 将司，“航行衛星用狭帯域測距およびデータ伝送方式(NBDTR)の実験装置”，昭和48年度電子通信学会全国大会，1942，p.1949，1973年．

## 2.5 超伝導関連

### 2.5.1 論文

〔32〕小林春夫，国田正徳，山下 務，小野寺大，“薄い超伝導 Sn 膜の性質”，応用物理，Vol.37, No.9, pp.821-826, 1968年．

〔33〕T.Yamashita, M.Kunita and Y.Onodera, “Josephson Current Limited by Self Field”, Japanese Journal of Applied Physics, Vol.7, No.3, pp.288-290, 1968

〔34〕T.Yamashita, M.Kunita and Y.Onodera, “Magnetic Field Dependence of Josephson Current Modified by Self Field”, Journal of Applied Physics, Vol.39, No.12, pp.5396-5400, 1968

### 2.5.2 全国大会

〔35〕国田正徳，山下務，小野寺大，“薄い膜を用いたジョセフソン素子の磁界特性”，昭和42年度電気四学会連合大会，469，p.544，1967年．

〔36〕国田正徳，山下務，小野寺大，“ジョセフソン電流最大値の温度依存性”，昭和43年度電気四学会連合大会，大会予稿集，371，p.425，1968年．

## 3 . その他

〔37〕河西千廣，国田正徳，“超音波ドプラ法の原理と装置”，超音波ドプラ法の臨床(日本医学中央会)，第452回医療ゼミナールテキスト，1-1～1-15，1985年．

〔38〕国田正徳，“干渉温度計”，光ファイバの最新応用技術，(株)シーエムシー，第20章，p.199-209，1986年．

〔39〕国田正徳，“PLL トラッキングフィルタ設計のポイント”，電子技術，日刊工業新聞社，Vol.42, No.5,p24-27, 2000年．

〔40〕国田正徳，“PLL の基礎と応用”，(株)トリケップス，2002年．

## 特許など

### 1. 本論文に関する特許など

	〔出願日〕	〔公開番号、公告番号〕
〔1〕超音波診断装置	H16.07.01	特開 2006-14916
〔2〕超音波診断装置	H16.10.08	特開 2005-253949
〔3〕超音波診断装置	H17.04.14	特開 2006-288974
〔4〕超音波診断装置	H18.06.15	
〔5〕超音波診断装置	H18.06.15	
〔6〕超音波診断装置	H18.04.27	
〔7〕超音波診断装置	H18.06.22	

### 2. その他の特許など

#### 2.1 超音波診断装置関連

	〔出願日〕	〔公開番号、公告番号〕
〔1〕超音波計測方法及び装置	S60.04.04	特開昭 61-228844
〔2〕超音波計測方法及び装置	S60.04.04	特開昭 61-228843
〔3〕超音波測定装置	S60.04.04	特開昭 61-228842
〔4〕超音波測定装置	S60.04.04	特開昭 61-228841
〔5〕超音波測定装置	S60.04.04	特開昭 61-228840
〔6〕超音波測定装置	S60.04.04	特開昭 61-228839
〔7〕超音波ドブラ装置	S60.04.04	特開昭 61-228838
〔8〕超音波ドブラ装置	S60.04.04	特開昭 61-228837
〔9〕超音波受信装置	S60.10.03	特開昭 62-117535
〔10〕超音波ドブラ装置	S60.11.18	特開昭 62-79042
〔11〕超音波ドブラ計測装置	S61.10.09	特開昭 63-95036
〔12〕二次元アレイを用いた超音波診断装置	S61.10.16	特開昭 63-99846
〔13〕超音波診断装置	S62.03.06	特開昭 63-216547
〔14〕超音波ドブラ装置	S63.02.08	特開平 1-204653
〔15〕超音波診断装置	H14.10.23	特開 2004-141328
〔16〕超音波診断装置	H14.12.26	特開 2004-202135
〔17〕超音波診断装置	H14.07.29	特開 2004-57460
〔18〕放射線治療システム	H15.12.24	特開 2005-185336

	〔出願日〕	〔公開番号、公告番号〕
〔19〕超音波診断装置	H16.01.29	特開 2005-211334
〔19〕ワイヤレス超音波診断装置	H18.01.17	特開 2007-190066
〔20〕ワイヤレス超音波診断装置	H18.01.17	特開 2007-190067
〔21〕ワイヤレス超音波診断装置	H18.03.15	
〔22〕ワイヤレス超音波診断装置	H18.03.15	
〔23〕ワイヤレス超音波診断装置	H18.03.23	
〔24〕ワイヤレス超音波診断装置	H18.04.03	
〔25〕ワイヤレス超音波診断装置	H18.03.15	
〔26〕超音波診断装置	H18.06.23	
〔27〕ワイヤレス超音波診断装置	H19.01.30	

## 2.2 検体検査装置関連

〔28〕レーザ光による生化学成分分析装置	S58.09.30	特開昭 60-75029
〔29〕レーザ光による生化学成分分析装置	S58.09.30	特開昭 60-75030
〔30〕レーザ光による生化学成分分析装置	S58.09.30	特開昭 60-75031
〔31〕レーザ光による生化学成分分析装置	S58.09.30	特開昭 60-75032
〔32〕レーザ光による生化学成分分析装置	S58.09.30	特開昭 60-73344
〔33〕光出力安定化装置	S58.09.30	特開昭 60-74593
〔34〕レーザ光による生化学成分分析装置	S58.09.30	特公平 2-18851
〔35〕吸光光度計	H02.02.01	特開平 2-203252
〔36〕蛍光測定装置	H02.01.24	特開平 2-195235
〔37〕光子計数用測光装置	H02.05.31	特開平 3-4129
〔38〕分注装置	H13.09.28	特開 2003-106949
〔39〕ラック認識装置	H18.06.07	
〔40〕ラック認識装置	H18.06.20	

## 2.3 光通信関連

	〔出願日〕	〔公開番号、公告番号〕
〔41〕発光ダイオードの変調方式	S49.05.29	特公昭 55-1345
〔42〕レーザ保護回路	S51.12.20	特公昭 59-37877

〔43〕PCM 信号の多重化方式	S52.02.16	特公昭 59-6098
〔44〕信号伝送方式	S52.05.19	特公昭 60 -34859
〔45〕フレーム同期信号検出方式	S56.12.07	特公平 4-50777
〔43〕光変調方式	S51.11.02	特開昭 53-56957
〔44〕光中継器障害探索方式	S52.12.26	特開昭 54-88005
〔45〕伝送路における符号誤りの検出方式	S52.10.12	特開昭 54-55108
〔46〕障害探索方式	S52.09.07	特開昭 54-41001
〔47〕障害探索方式	S52.08.31	特開昭 54-37620

## 著者略歴

### 国田 正徳 (くにた まさのり)

- 1943年9月 埼玉県に生まれる
- 1966年3月 東北大学工学部電子工学科卒業
- 1966年4月 東北大学大学院工学研究科修士課程電気及び通信工学専攻入学
- 1968年3月 東北大学大学院工学研究科修士課程電気及び通信工学専攻卒業
- 1968年4月 富士通株式会社入社
- 1982年3月 富士通株式会社退社
- 1982年3月 アロカ株式会社入社、現在に至る
  
- 1983年 山梨大学工学部非常勤講師
- 1987年 山梨大学工学部非常勤講師
- 1990年 山梨大学工学部非常勤講師
- 1995年3月 技術士(電気・電子部門)
- 1999年 東京都立大学工学部非常勤講師
- 2003年3月 技術士(総合技術監理部門)
  
- 2006年10月 電気通信大学電気通信学研究科情報通信工学専攻入学