

超音波センサによるロボットの3次元位置・姿勢
計測システムの開発研究

青柳誠司



超音波センサによるロボットの3次元位置・姿勢

計測システムの開発研究

青柳 誠 司

序

産業用ロボットがピックアンドブレイス等の単純な作業のみでなく、組立等の高い精度が要求される作業にも用いられつつある現在、メーカー、ユーザの双方にとってロボットの運動性能を正確に評価することは重要な課題である。特にロボットの絶対位置決め精度の評価はマニュアル教示の代替として期待されているオフラインプログラミングの前提となるので重要である。

ロボットの位置・姿勢精度、経路精度を評価するためには、ロボットの位置・姿勢を何らかの方法で外部から測定することが必要である。しかしながら、広い3次元空間内を任意の軌道をとりながら移動するロボットの位置・姿勢を非接触、リアルタイムで、しかも高精度に計測する測定システムは現状では実用段階に至っていない。これは、システムの開発に極めて高度な計測・制御技術、加工技術等が必要とされるためである。現在の3次元測定機が門型の剛性の高い構造をとり、しかもプローブは接触式であることを考えれば、このような非接触、リアルタイム、高精度な3次元位置・姿勢計測システムの開発がいかに困難で、開発に膨大な費用がかかるものかは容易に想像できる。

3次元座標の非接触測定装置として、従来よりLED光、レーザービーム、超音波などを用いたシステムが研究されており、一部は商品化されている。このうち前二者は、角度を用いた三角測量を行うため広い測定範囲においては位置精度が出にくいという問題点がある。しかも画像処理装置やレーザー干渉計が必要なのでシステムが大がかりで高価になり、各メーカー、ユーザが独自でシステムを所有するのは困難である。さらに、これらのシステムに関して、システムの広い測定範囲における3次元座標計測精度を検証した論文・報告はほとんど見あたらない。これらの論

文中では、システムの計測原理と概念的な実現方法のみが述べられ、計測精度の検証は行われていないか、または2次元の検証実験のみが行われている場合がほとんどである。このことから、2次元から3次元へのシステムの拡張がいかに技術的に困難であるかが窺い知れる。

本論文は、超音波パルスの伝播時間測定による距離計測を応用し、3個の発信器および3個以上の受波器を用いてロボット的位置・姿勢を計測する手法を提唱するものであり、計測原理、実際の計測システムの構築、システムの計測精度の検証、実際にロボットを計測した結果等について述べている。本システムは、安価な超音波素子を用いるため、LED光やレーザービームを用いたシステムに比べて簡便、安価に構成でき、距離を用いた三角測量を行うため測定精度もロボットの計測に必要な水準が得られる。試作開発された本システムは、2m立方程度の3次元空間内を1m/s程度で移動する物体の位置・姿勢を、 $\pm 0.2\text{mm}$ 、 $\pm 0.1^\circ$ 以内の誤差で計測する能力を持つことが確認された。

安価・簡便な非接触3次元位置・姿勢測定システムが確立されていない現在、本計測システムはロボットの運動性能の評価以外に、例えばロボットの教示の補助システム、医学やスポーツ工学の分野を対象とした人体の動作計測装置、クレーン等工場や建築現場で用いられる機械の振動計測装置等の用途に応用が可能であると思われる。

本研究が、ロボット工学の分野、またはその他の応用分野の進歩のために多少とも寄与することができるならば、望外の幸いである。

超音波センサによるロボットの3次元位置・姿勢

計測システムの開発研究

目次

序	
第1章 緒論	1
1.1 ロボットの運動性能とその評価システムについて	1
1.2 本研究の意義および目的	5
第2章 超音波パルスを用いる方式の利点	7
2.1 ロボットの精度評価システムに関する従来の研究	7
2.1.1 緒言	7
2.1.2 静的な計測方式	8
2.1.3 動的な計測方式	13
2.1.4 他方式と比較した場合の超音波方式の利点	17
2.2 ロボットの位置決め精度からみた超音波方式の実用性	18
2.2.1 ロボットの位置決め精度について	18
2.2.2 ロボットの絶対位置決め精度に影響を与える要因	22
2.2.3 超音波方式の実用性	25
2.3 距離を用いた計測と角度を用いた計測との比較	26
2.4 伝播時間を測定する方式と位相差を測定する方式との比較	29

2.5	本研究で開発するシステムの全体構成	30
2.6	本章における結論	34
第3章 3次元位置・姿勢計測原理		
3.1	緒言	36
3.2	初期座標系の校正	37
3.3	3個の受波器を用いた3次元位置計算(三点法)	38
3.4	冗長な受波器を用いた場合の位置計算(四点法)	40
3.4.1	冗長な受波器を用いることの意義	40
3.4.2	ガウス-ニュートン法による位置計算	41
3.4.3	測定距離の誤差分布	43
3.4.4	2次元精度分布シミュレーション	43
3.4.5	3次元精度分布シミュレーション	48
3.4.6	本節の概要および結言	49
3.5	音速推定法による位置計算	50
3.5.1	音速モニタ法の問題点	50
3.5.2	音速推定法の計測原理	51
3.5.3	2次元精度分布シミュレーション	54
3.5.4	2次元平面内での予備計測実験	58
3.5.5	五点法の実現可能性についての検討	61
3.5.6	本節の概要および結言	67

3.6	静的姿勢の計算方法	68
3.7	動的姿勢の推測計算方法	70
3.8	本章の概要および結言	72
第4章 電気火花を用いた超音波発信器の開発		
4.1	緒言	75
4.1.1	無指向性点音源の必要性	66
4.1.2	超音波発信器の要件	76
4.1.3	従来の超音波発信器を利用する際の問題点	79
4.1.4	電気火花の利用可能性	81
4.2	電気火花による超音波パルスの発生メカニズム	83
4.2.1	緒言	83
4.2.2	衝撃電圧破壊による放電方式	83
4.2.3	放電のメカニズム	84
4.2.4	火花放電の遅れ	86
4.2.5	超音波パルス発生メカニズム	87
4.2.6	音源近傍における伝播速度の非線形	88
4.2.7	等価球音源の半径と超音波パルスの周波数との関係	90
4.2.8	伝播距離と超音波パルスの周波数との関係	93
4.2.9	本節の概要および結言	96
4.3	発信器の構造および電気回路	98
4.3.1	発信器の構造	98

4.3.2	放電電気回路とその特長	98
4.4	波形・距離計測装置の構成	102
4.4.1	緒言	102
4.4.2	装置の構成要素	103
4.4.3	放電時刻検出回路	106
4.5	放電電気回路条件の検討	109
4.5.1	緒言	109
4.5.2	電極形状およびギャップ長の影響	110
4.5.3	1次側コンデンサ容量および充電電圧の影響	117
4.5.4	電極の損耗および電極材質の決定	119
4.6	2次側コンデンサの挿入による音圧の強化	121
4.6.1	緒言	121
4.6.2	容量性火花放電と誘導性火花放電	122
4.6.3	2次側コンデンサによる音圧の強化メカニズム	124
4.6.4	2次側コンデンサの挿入効果	125
4.6.5	2次側コンデンサの容量およびギャップ長の決定	129
4.6.6	初期高圧気体球の半径の決定	130
4.7	指向性の検討	132
4.8	実際の発信器および放電電気回路の作製	137
4.9	ノイズ対策	143
4.10	本章の概要および結言	149

第5章	超音波距離計測システムの開発	152
5.1	緒言	152
5.2	超音波受波器	153
5.2.1	受波器の仕様	153
5.2.2	超音波送・受信回路	154
5.3	距離計測方法	156
5.3.1	概説	156
5.3.2	時間遅れ定数の検討	156
5.3.3	音速のリアルタイム補正	157
5.4	超音波距離計測システムの構成	159
5.4.1	全体構成	159
5.4.2	発信タイミング制御回路	162
5.4.3	4チャンネル到達時間計測回路	163
5.5	無風状態の風洞内における距離計測精度の検証	167
5.5.1	緒言	167
5.5.2	ゼロクロス点の安定性	167
5.5.3	長時間測定した場合の距離計測精度	168
5.6	NC工作機械を用いた距離計測精度の検証	170
5.7	本章の概要および結言	172
第6章	位置・姿勢自動追尾計測システムの開発	174
6.1	緒言	174

6.2	受波器の回転可能化	174
6.2.1	受波器を回転可能にすることの利点	174
6.2.2	受波器に要求される回転位置決め精度	175
6.3	受波器回転装置の開発	176
6.3.1	受波器回転装置の構造	176
6.3.2	積分補償を用いた受波器回転角サーボ系の設計	180
6.3.3	受波器回転装置のサーボ特性の検証	185
6.3.4	制御装置の構成	187
6.4	2台のコンピュータを用いた計測システムの構成	190
6.4.1	全体構成	190
6.4.2	システムの処理の流れ	192
6.4.3	2台のコンピュータ間の通信方式の検討	194
6.4.4	可変クロックタイマボードの開発と 放電時刻の正確な計時	195
6.5	3次元位置計測処理	195
6.5.1	発信器の初期位置の探索	195
6.5.2	受波器回転角度のフィードフォワード制御	196
6.5.3	受波器が発信器の位置を見失った場合の処理	197
6.6	3次元姿勢計測処理	198
6.6.1	3個の発信器の配置半径の検討	198
6.6.2	放電した発信器の特定方法	199
6.6.3	重心追尾方式とフィードフォワード制御	200

6.7	本章の概要および結言	201
第7章 N C工作機械を校正基準とした本システムの 位置計測精度の検証実験		
7.1	結言	203
7.2	静的位置計測実験	204
7.2.1	実験装置のセットアップ	204
7.2.2	実験方法	206
7.2.3	測定座標系からN C座標系への座標変換	208
7.2.4	三点法による位置計測結果	214
7.2.5	四点法による位置計測結果	218
7.2.6	音速推定法による位置計測結果	220
7.2.7	実験結果の考察	224
7.2.8	計測に必要なスペースについての考察	226
7.3	動的位置計測実験	228
7.3.1	実験方法	228
7.3.2	動的位置の計測結果	229
7.3.3	受波器の発信器追尾精度の検証実験結果	232
7.4	本システムの位置計測誤差要因の検討	235
7.4.1	結言	235
7.4.2	発信器の構造および発音メカニズムに 起因する誤差	237

7.4.3	空気の状態に起因する音速の補正誤差	238
7.4.4	動的な計測を行う際の誤差要因	240
7.4.5	受波器および受波器回転装置に起因する誤差	242
7.4.6	初期座標系の校正誤差	246
7.4.7	本節の総合的考察	252
7.5	本章の概要および結言	254
第8章 本システムの姿勢計測精度の検証実験		
8.1	結 言	257
8.2	DCサーボモータを用いた姿勢基準器の開発	258
8.3	静的姿勢計測精度の検証実験	260
8.3.1	実験方法	260
8.3.2	θ 軸計測実験の結果および考察	262
8.3.3	ϕ 軸計測実験の結果および考察	263
8.4	動的姿勢計測精度の検証実験	266
8.4.1	実験方法	266
8.4.2	θ 軸計測実験の結果および考察	267
8.4.3	ϕ 軸計測実験の結果および考察	270
8.5	本章の概要および結言	273
第9章 実際のロボットの静的位置・姿勢計測		
9.1	結 言	275

9.2	DDロボットを用いた本システムの静的位置・姿勢計測精度の検証実験	276
9.2.1	本実験の意義	276
9.2.2	位置・姿勢計測結果	277
9.2.3	実験結果の考察	278
9.3	小型6自由度多関節型ロボットの位置決め精度評価実験	281
9.3.1	本実験の意義	281
9.3.2	PUMAロボットの仕様	282
9.3.3	ダイヤルゲージによる位置繰返し精度の検証	283
9.3.4	静的位置計測結果	286
9.3.5	関節角度にオフセットが有る場合の静的位置計測結果	296
9.3.6	静的姿勢計測結果	302
9.3.7	本節の総合的考察	308
9.4	大型6自由度多関節型ロボットの位置決め精度評価実験	309
9.4.1	本実験の意義	309
9.4.2	Pana Roboの仕様	309
9.4.3	静的位置計測結果	311
9.4.4	実験結果の考察	313
9.5	小型教育用5自由度多関節型ロボットの位置決め精度評価実験	315

9.5.1	本実験の意義	315
9.5.2	ムーブマスターの仕様	315
9.5.3	静的位置計測結果	316
9.5.4	実験結果の考察	320
9.6	スカラロボットの位置決め精度評価実験	322
9.6.1	本実験の意義	322
9.6.2	スカラロボットの仕様	323
9.6.3	キャリブレーション前の静的位置計測結果	325
9.6.4	キャリブレーションの実行	329
9.6.5	キャリブレーション後の静的位置計測結果	332
9.6.6	本節の総合的考察	335
9.7	本章の概要および結言	336
第10章	実際のロボットの動的位置計測	340
10.1	緒言	340
10.2	格子点間の動的位置計測結果	341
10.2.1	実験目的	341
10.2.2	実験方法および結果	341
10.2.3	考察	342
10.3	ペン書きによる軌跡と計測軌跡との比較	348
10.3.1	実験目的	348
10.3.2	実験方法および結果	348

10.3.3	考察	353
10.4	コーナリング軌跡の計測結果	355
10.4.1	実験目的	355
10.4.2	実験方法および結果	356
10.4.3	考察	356
10.5	先端に負荷重量を加えた場合の軌跡計測結果	360
10.5.1	実験目的	360
10.5.2	実験方法	360
10.5.3	実験結果	362
10.5.4	考察	367
10.6	本章の概要および結言	369
第11章	本研究の結論	371
参考文献		384
付録	ロボットの運動性能評価システムに関する文献調査結果	
謝辞		

第 1 章 緒 論

1.1 研究背景及意義

1.2 研究目的及範圍

1.3 研究方法及技術路線

1.4 論文結構

1.5 參考文獻

1.6 結 語

第 1 章

緒 論

1.1 研究背景及意義

1.2 研究目的及範圍

1.3 研究方法及技術路線

1.4 論文結構

1.5 參考文獻

1.6 結 語

1.1 ロボットの運動性能とその評価システムについて

産業用ロボットがピックアンドプレイス等の単純な作業のみでなく、組立等の高い精度が要求される複雑な作業にも用いられつつある現在、メーカー、ユーザの双方にとってロボットの運動性能を正確に評価することは重要な課題である。産業用ロボットにおいて評価すべき特性・機能については、国際標準化機構 (ISO) において制定されており¹⁾²⁾、このうち主なものを表 1.1 に挙げる。表中の、リピータビリティ (繰返し精度) は、何回かの繰返しによる実現された位置・姿勢 (または経路) のばらつきの幅を表しており、アキュラシー (絶対精度) は、実現された位置・姿勢 (経路)

の平均値と指令された位置・姿勢 (経路) との差を表している。両者の概念を図 1.1 のように示すと図 1.1 のようになる。

表 1.1 ロボットの代表的な特性・機能

ポーズ	位置	リピータビリティ アキュラシー
	姿勢	リピータビリティ アキュラシー
パス (経路)		リピータビリティ アキュラシー

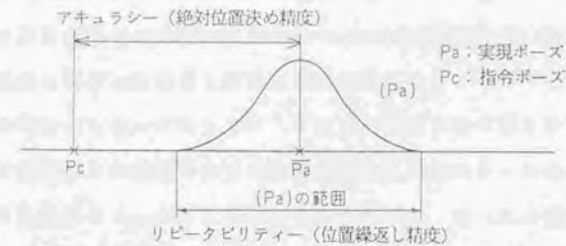


図 1.1 位置決め精度の概念

現在の産業用ロボットの位置繰返し精度は6自由度垂直多関節型のもので $\pm 0.3\text{mm}$ 程度であるが、絶対位置決め精度については通常カタログに表示されておらず⁹⁾、比較的高精度なDDロボットやス

カラ型ロボット以外のロボットではかなり悪いと言われている。この原因として、後で2.1節で詳述するように、リンク長、各軸の芯ずれ等の機構の寸法誤差や減速器のバックラッシュ、アームのたわみ等が挙げられる。このため、図1.2に示すようにロボットは指令された位置・姿勢からずれた位置・姿勢をとり、各関節のエンコーダの読みから実際のロボットの手先の位置・姿勢を知ることは困難である。従って、上述したようなロボットの特性・機能を評価するためには、ロボットの手先の位置・姿勢を外部から何らかの方法で測定するシステムが必要となる。

また、三次元空間内でロボットの絶対的な位置・姿勢を測定することは、ロボットの機構誤差の正確なキャリブレーションに必要不可欠な作業である⁹⁾。このキャリブレーションによるロボットの絶対位置決め精度の向上は、ロボットのマニュアル教示の代替として期待されているオフラインプログラミングの前提条件となる。従って、ロボットの特性・機能の評価手段のみならず、オフラインプログラミングの普及の手段としても、ロボットの位置・姿勢計測システムの開発は重要な意味を持っていると言える。

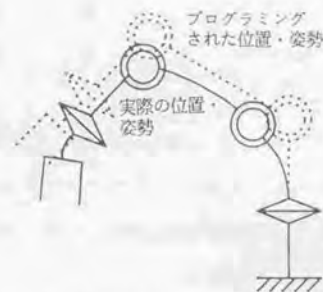


図1.2 機構誤差によるロボットの位置・姿勢誤差⁹⁾

しかしながら、広い3次元空間内を任意の軌道をとりながら移動するロボットハンドの位置・姿勢を非接触、リアルタイムに、しかも高精度で計測するシステムは現状では実用段階には至っていない⁹⁾。これは、システムの開発に極めて高度な計測・制御技術、加工技術等が必要とされ、開発に膨大な費用がかかるためである。このような背景の下、現在ロボットの性能評価として、次章の2.1.2節で詳述するように、空間上の数点への繰返し位置決め精度を近接センサ等で評価することが一般に行われている⁹⁾¹⁰⁾。この方式は測定精度は比較的高いが静的な測定であり、しかも局所的なデータしか得られず、ロボットの運動性能の評価には十分とはいえない。

従来研究されている3次元座標の非接触測定装置のうち、比較的広い三次元空間内を任意の軌道をとりながら移動するロボットの位置・姿勢を非接触、リアルタイムに測定できる可能性があるのは、次章の2.1.3節で詳述するように、LED光⁹⁾¹¹⁾、レーザービーム¹⁰⁾¹¹⁾、超音波¹²⁾¹³⁾¹⁴⁾を用いたシステムであり、一部商品化されているものもある。3者の特徴をまとめると表1.2のようになる。このうち前二者は、角度を用いた三角測量を行うため広い測定範囲においては位置精度が出にくい。しかも画像処理装置やレーザー干渉計が必要なのでシステムが大がかりで高価になり、各メーカー、ユーザが独自でシステムを所有するのは困難である。またレーザーを用い距離による三角測量を行った研究例¹⁰⁾¹⁵⁾および市販のシステム¹⁷⁾もあるが、システムが非常に高価になり、ロボットの精度計測の用途には適さないと思われる。

以上を総括すると、メーカー、ユーザ双方が手軽に使用できる安価、簡便でしかも精度の高いロボットの位置・姿勢計測システムは現段階では決定的なものがなく、未だ不完全であると言える。従って、このようなシステムの今後の開発研究は、産業用ロボットの運動性能の評価およびオフラインプログラミングの普及のために重要な意義を持つと言える。

表1.2 非接触・リアルタイムなロボット3次元位置計測システムの比較表

	カメラ方式	レーザ方式	超音波方式 (本研究のシステム)
使用媒体	LED光	レーザビーム	超音波パルス
比測定物 (ロボットアーム先端に設置)	LED	リトロフレクター (コーナキューブまたはキャプティブ)	超音波発信器
測定装置 (ロボット動作領域周辺に設置)	PSDカメラ2台	レーザ発信器とPSDセンサが一体化になった装置2台 (または1台)	超放受波器3~4個
計測原理	ロボットアーム先端に取り付けられたLEDからの光を2台のPSDカメラで受光する。画像処理により、PSDカメラに対してLEDの存在する方位角を算出し、それを用いてLEDの位置を求める。	レーザ発信器からのビームを基準点に設置した2軸回りに回転可能なミラーで反射させ、コーナキューブ等のターゲットに照射する。ビームはターゲットにより入射方向と同じ方向に反射される。ターゲット移動に伴うビームの位置ずれをPSD等の光位置検出器で検出し、それをなくするようミラーの回転角度を常に制御し、この回転角度からターゲットの存在する方位角を知り、位置を計算する。	ロボットアーム先端に取り付けられた無指向性超音波発信器よりの超音波パルスを、ロボット動作領域周辺に設置した3個の超音波受波器により受信する。発信器と各受波器との間の距離を、超音波パルスの到達時間に比例して求めることにより求め、これら3個の距離を用いて三角測量の原理により発信器の位置を求める。
計測精度	分解能: 計測範囲の0.01%, 直線性: 計測範囲の0.1% (1m四方の立方体内で1mmの測定誤差が生じる) (文献(9)のカタログデータによる)	分解能: 計測範囲の0.01%, 直線性: 計測範囲の0.1% (1m四方の立方体内で1mmの測定誤差が生じる) (文献(9)のカタログデータによる)	1m立方程度の空間内の座標を絶対精度 $\pm 0.2\text{mm}$ 以内で測定。計測の標準偏差は 40.1mm 以下。
計測可能範囲 (計測に必要なスペース)	カメラの開口角度により制限される。測定範囲を広げると、カメラを遠方に設置することになり、精度が劣化し、計測に必要なスペースも大きくなる。	カメラの開口角度により制限される。測定範囲を広げると、カメラを遠方に設置することになり、精度が劣化し、計測に必要なスペースも大きくなる。	受波器の受波面が常に発信器に対して正面を向くように制御した場合、測定範囲は広くとれ、計測に必要なスペースも小さく済む。
価格 (代表的な市販システム)	約2000万円 (セルスバイン社のSeiSpot II, 文献(9)参照)	約5000万円 (ライカ社のSVM310, 文献(11)参照)	装置、部品の実費 約500万円 (本システム)

1.2 本研究の意義・目的

本研究では、簡便・安価で高精度なロボットの運動性能評価システムとして、図1.3に示すような超音波パルスの伝播時間測定による距離計測を応用してロボットの位置・姿勢を計測する手法を提唱し、これに基づいたシステムを構築することを目的とする。

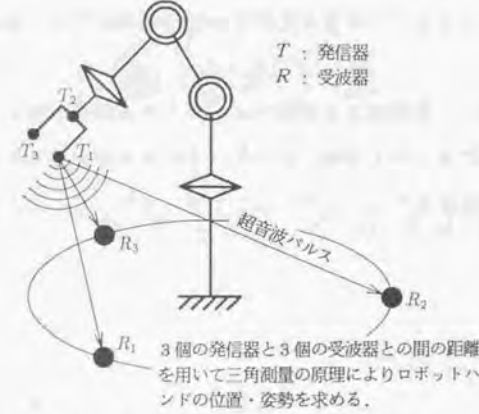


図1.3 本方式の3次元位置・姿勢計測原理

本手法は、ロボットの手先に超音波発信器を取り付け、ロボットの作業領域の周辺に3個以上の超音波受波器を設置し、発信器と各受波器との間の距離を超音波パルスの到達時間を測定することにより求め、距離を用いた三角測量の原理により発信器の位置を求める手法である。あらかじめ相対位置が既知である3個の発信器を用いれば、ロボットの姿勢も計測することが可能である。

本手法の長所は、後の2章で詳述するように、超音波素子が安価であるため、システム全体がLED光、レーザビームを用いたシステムに比べて安価、簡便に構成できることと、距離を用いた三角測量を行うため、計測精度もロボットへの応用に十分なものが得られることである。測定

空間も比較的大きくとれ、リアルタイムな計測も可能であるので、本手法はロボットの絶対位置決め精度、姿勢精度、軌跡精度等の評価に有効であると思われる。

短所としては、温度、湿度や局所的な空気の流れ等の影響を受けて敏感に変化する音速を正確に補正することが困難なことが挙げられる。このため、次章の2.1.2節で述べる静的な計測方式や2.1.3節で述べるレーザービームを用いる計測方式に比べて本質的に低い計測精度しか得られない。

しかしながら、音速補正の問題をはじめとする諸問題が解決できれば、本手法に基づいたシステムは、メーカ、ユーザ双方が手軽に使用できるロボットの運動性能評価システムとして有望なものであると思われる。



第 2 章

超音波パルスを用いる方式の利点

超音波パルスを用いる方式の利点

本章では、ロボットの位置・姿勢計測システムとして、超音波パルスの伝播時間測定による距離計測を応用し、距離を用いた三角測量を行う方式が有利なことを、従来研究されている手法と比較することにより述べる。また、その方式を採用した本論文で構築する計測システムの概要を簡単に説明し、本論文の大まかな構成について述べる。

2.1 ロボットの精度評価システムに関する従来研究

2.1.1 緒言

本節では、ロボットの位置・姿勢を測定するシステムに関する文献を調査した結果を計測方式により分類し、各々について計測原理、システムの長所・短所、計測精度、コスト等について概説する。第1章で述べた通り、これらは i) 近接センサ等を用いた静的で、局所的な計測を目的としたものと、ii) LED光、レーザビーム、超音波を用いた動的で、比較的広い範囲での計測を目的としたものにおおまかに分類できる。

なお、本2.1節に限り、文献の参照の利便を考慮し、巻末の「ロボットの運動性能評価システム文献調査結果」を参照することにした。従って、本節中で、[文献番号] のように表される文献番号は、巻末の付録に示す「ロボットの運動性能評価システム文献調査結果」の文献番号と対応しており、本論文の他の節において(文献番号) のように参照されている巻末の「参考文献」の文献番号とは対応していない。

2.1.2 静的な計測方式

ロボットの静的、局所的な計測方式を、主に使用する機器の種類によって分類した結果を表2.1に示し、これらの長所、短所を測定可能次元、測定可能なロボットの精度、接触・非接触、リアルタイム性、測定範囲、計測精度、コストの各項目についてまとめた結果を表2.2に示す。

これらの計測方式は、次節で述べる動的で測定範囲が広い計測方式に比べて、測定精度が高く、システムが簡便であるという長所がある。しかしながら、測定可能な次元が2次元以下に限られたり、3次元計測が可能な場合も測定機器を固定した状態でリアルタイムに測定が可能である空間が狭いため、ロボットハンドが任意の軌道を取りながら移動する場合の経路精度については一般に検証できないという短所がある。すなわち、測定範囲を犠牲にして高い精度を得ていることになる。このような背景から、各方式とも、特定のロボットの精度に限定すれば非常に高い精度で測定することが可能であり、用途に応じてこれらの計測方式を選択することが賢明である。

位置・姿勢の繰返し精度を測定する手段として、キュービック方式は有効な手段であり、計測精度が高く、姿勢精度が測定可能なことから、ダイヤルゲージ方式、近接センサ方式の代替として大きく期待されている^{[11][12]}。また、経路精度は測定できないものの、3次元での絶対位置決め精度を測定する手段として3次元測定機方式およびセオドライト方式は非常に有効であり、6自由度多関節型ロボットのキャリブレーションの際に用いられることが多い(2.2.1節の表2.5参照)。さらに、円経路に限定すれば、ダブルボールバー方式は高精度でロボットの経路繰返し精度を測定することが可能である。

表2.1 ロボットの静的な精度評価システムの方式分類表(その1)

測定可能な次元が1次元である計測方式

- ・ダイヤルゲージ方式
・近接センサ方式
 - ・リニアスケール方式
・レーザ干渉計方式
- ダイヤルゲージ^[13]、渦電流センサ^[14]等の測定機器を用いて、ロボットを1方向からある目標点に数回位置決めさせた際の、1次元でのロボットの位置繰返し精度を測定する方式。一般にロボットのカタログに表示されている位置繰返し精度は、この方式を用いて評価されている場合が多い。
- ロボットに直線運動をさせ、その1次元の変位をレーザ干渉計^[15]、リニアスケール^[16]等によって測定する計測方式。多くのロボットメーカーで実施されている。

測定可能な次元が2次元である計測方式

- スカラロボット等の2次元平面内での作業を主な目的とするロボットの精度評価、キャリブレーションに有効であるが、作業領域が3次元空間内である垂直多関節ロボットの精度評価には応用できない。
- ・基準穴挿入方式
 - ・ペン書き方式
 - ・方眼紙方式
 - ・デジタイザ方式
- ロボットにピンを持たせ、高精度を保って等間隔に加工された格子点状の基準穴への挿入作業を行わせる手法である^{[17]-[20]}。本方式は、ロボットのキャリブレーションを目的としたものであり、絶対位置決め精度、位置繰返し精度そのものを測定することはできない。
- ロボットにボールペン等を持たせて、紙に軌跡を描かせる手法である^{[21][22]}。線幅が0.2~0.5mm程度あり、筆圧等の調節も困難であるので、高い計測精度は得にくい。多くのメーカーで溶接ロボットの試験方法に採用されている^[23]。
- 方眼紙の目盛りを校正基準とする計測方式であり、ロボットハンド先端に取り付けられたCCDカメラで方眼紙の拡大画像をモニタに映し出して、モニタ画面上の方眼紙の目盛りと画素数から絶対位置の測定を行う手法が報告されている^[24]。
- ロボットハンドにデジタイズペンを持たせ、デジタイザ平面上に図形を描かせる方式であり^{[25][26]}、リアルタイムな計測も可能である。

表2.1 ロボットの静的な精度評価システムの方式分類表(その2)

測定可能な次元が3次元である計測方式

・ダブルボールバー方式 — ダブルボールバーは、2個の高精度な球をバーで連結し、両端の球をそれぞれ永久磁石入り球面座で受けたものである。球面座の一方(固定座)を基準点に固定し、他方(自由座)を被測定物に取り付ける。こうすることにより、バーの長さが固定長の場合、自由座側の球は固定座側の球を中心とする球面上のみを移動する^[21]。また、バーが比較的狭い範囲で伸縮可能なものもあり^{[22][23]}、この場合、完全な円弧上から多少ずれた座標の評価もできる。バーの伸縮変位の測定誤差等を考慮した総合的なダブルボールバーの精度は0.5 μ m程度であり^[23]、計測精度は非常に高い。

ロボットの精度評価にダブルボールバーを適用する場合、図2.1に示すように、ロボットの手先に伸縮可能なダブルボールバーを持たせて円軌道を描かせ、その指令軌道からの逸脱をバーの伸縮量によって評価する方法が一般にとられる^{[23][24]}。この場合、円軌道からのロボット手先位置のずれが高精度に測定できるが、測定範囲はバーの長さを半径とする球面上に限られ、比較的広い3次元空間内におけるロボットの精度評価には応用できない。

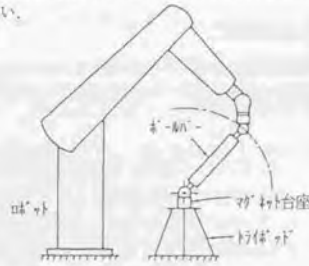


図2.1 ボールバーを用いたロボットの経路精度評価^[1]

・キュービック方式 — この方式は、図2.2に示すように1個のターゲットキューブと、各面に3個の距離センサを取り付けた錐型三面体で構成される測定装置を用いる。ロボットのエンドエフェクタ部に三面体を取り付け、測定点に固定用のキューブを設置し、三面体をキューブに対してプログラムされた位置・姿勢で位置決めする。この時、各距離センサの出力より、キューブを基準とした座標系における三面体の各面の方程式が求められ、これよりロボットの位置・姿勢が計算できる。

本手法は、三面体の代わりに二面体、キューブの代わりに角柱を用い、角柱に沿った軌道上でロボットハンドを移動させ、ロボットの経路精度、速度精度を評価することもできる^[25]。

本手法はカメラ方式やレーザ方式に比較して簡便、安価に実現でき、精度も高いので、位置繰返し精度、キューブ面を基準にした局所的なロボットの姿勢精度の評価に非常に有効である。しかしながら、測定範囲が狭く、局所的な計測しか行えないので、広い3次元空間内におけるロボットの精度評価には応用できない。

表2.1 ロボットの静的な精度評価システムの方式分類表(その3)

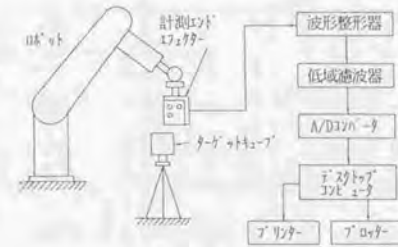


図2.2 キュービック方式の概念図^[1]

・3次元測定機方式 — ロボットの手先にツーリングボール等の標的を取り付け、その表面上の3点以上の点を市販の3次元測定機のタッチプローブでタッチして求め、それらの座標からツーリングボールの中心座標を計算する。相対位置が既知である3個のツーリングボールの中心がわかれば、ロボットの位置のみならず姿勢も計算できる^[26]。

本方式は、ロボットの絶対位置決め精度、位置繰返し精度、絶対姿勢精度、姿勢繰返し精度等の評価に非常に有効であるが、一点の座標測定に時間がかかり、リアルタイムな計測が不可能なため、経路精度の評価には使用できない。

・セオドライト方式 — ロボットの手先に直径0.3~2mm程度のボール状のターゲットを取り付け、2台のセオドライトからターゲットまでの水平・鉛直方向の角度を測定し、角度を用いた三角測量の原理によりターゲットの位置(セオドライトの設置位置を基準とした座標系に基づく)を計算する。相対位置が既知である3個のターゲットを1組にして用いることで、ロボットの姿勢を求めることも可能である^[27]。

セオドライトは水平、鉛直方向に回転可能な経緯儀の上に望遠鏡が固定されたものであり、各回転角はパーニヤで数秒の高い精度で読みとることが可能である。操作は、人間が望遠鏡を目視しながら、視野の中心とターゲットの中心位置とが一致するように、水平方向、鉛直方向の経緯儀の回転角度を調整することによって行われる。両者が一致した際の水平・鉛直方向の角度を人間がパーニヤから読みとる。セオドライトは高い角度測定精度を有するので、3m程度離れた2m立方程度の空間の3次元座標を、理論的には ± 0.05 mm程度の高い精度で計測できる^[27]。

本方式は、比較的広い空間内におけるロボットの絶対位置決め精度を、測定範囲からかなり離れた場所で高精度に測定できるという長所を持つが、動的状態にあるロボットは計測できないので、経路精度の評価には使用できない。

表2.2 ロボットの精度評価システムの方式比較表 (動的な計測方式)

方式	測定次元	測定可能項目				非接触計測	リアルタイム計測	測定可能範囲	計測精度	コスト
		位置測定精度	絶対位置決め精度	姿勢測定精度	姿勢測定精度					
ダイヤルゲージ方式	1	○	×	×	×	×	±15mm 程度	分解能 0.01mm 程度	A*	
近接センサ方式	1	○	×	×	×	○	0~1m 程度	分解能 1~2μm	A*	
リニアスケール方式	1	○	×	×	×	○	0~100mm 程度	精度 0.1mm 程度	A	
レーザ干渉計方式	1	○	×	×	×	○	0~50m 程度	精度 数μm (温度等の環境が安定している場合)	C	
基準点導入方式	2	×	△, 注1)	×	×	×	300×300mm 程度	精度 0.1mm 程度	A*	
ペン書き方式	2	○	○	×	×	×	250×350mm (文献[41])	目盛の間隔 1mm 線幅 0.2mm (文献[31])	A*	
力検知方式	2	○	○	×	×	○	250×350mm (文献[22])	分解能 0.01mm (文献[22])	B	
チルトタイマ方式	2	○	○	×	×	×	350×350mm (文献[23])	分解能 0.04mm 総合精度 0.15mm (文献[23])	B	
ダブルボールバー方式 注2)	3	×	×	×	×	×	※注 1) ±1mm 程度の円筒 形要素, 径 100~1000mm の距離 ~1m (文献[36])	総合精度 0.3μm (文献[28])	B	
キュービク方式 注4)	3	○	×	○	×	○	キューブに二面体の各面と センサの分解能 1.0μm (文 献[38])	三面体に取り付けられた距離 センサの分解能 1.0μm (文 献[38])	B	
3次元測定機方式	3	○	○	○	×	×	400×500×800mm (文献 [39],[42])	絶対精度 0.01mm 絶対精 度 0.1mm (文献[39],[40])	D	
セオドライト方式	3	○	○	○	×	○	セオドライトから 3.5m 離 れた 1m 立方程度の空間内 (文献[43])	絶対精度 0.05mm (ただしセ オドライト自体の角度分解能 は 0.3°) (文献[43])	C	

○: 測定可能, ×: 測定不可, △: 条件付きで測定可能
 コスト: A: 10万円未満, B: 100万円以上 300万円未満, C: 300万円以上 1000万円未満, D: 1000万円以上
 注1) 対象可能なロボットの移動速度は400mm/s程度が限界, 注2) ロボットの機構の寸法誤差を考慮する手段であり, 直接絶対位置決め精度が測定できるわけではない。
 注3) 半徑一定の球面上およびその近傍に存在する点しか測定できない, 注4) キューブの設置面における3次元位置・姿勢しか測定できない, 注5) 特定の経路精度等に測定される。

2.1.3 動的な計測方式

ロボットの動的で測定範囲が広い計測方式を, 主に使用する機器の種類によって分類した結果を表2.3に示し, これらの長所, 短所を, 測定可能なロボットの精度, 接触・非接触, リアルタイム性, 測定範囲, 計測精度, コストの各項目についてまとめた結果を表2.4に示す。

これらの計測方式は, 計測精度が一般に前節で述べた静的, 局所的な計測方式に比べて劣るという短所があるが, 広い空間内における絶対的な3次元座標を, 測定機器の設置場所を変えずにリアルタイムに計測することができるので, ロボットの経路精度も検証できるという長所がある。

表2.3 ロボットの動的な精度評価システムの方式分類表(その1)

- ・ケーブル方式 — 3箇所に固定されたケーブル供給装置からロボットの手先に取り付けたワークにケーブルを張り、この長さをケーブル供給装置に付属したポテンシオメータ等のセンサで測定する計測方式である。各ケーブル供給装置の相対位置関係があらかじめわかっているならば、距離を用いた三角測量の原理によりロボットの手先の3次元位置が求められる。
本方式は、システムが非常に簡単に構築でき、コストも安く済む。またケーブルが弛まないように何らかの工夫を施せば、ロボットの静的な位置のみならず、動的な経路の計測等も可能である。しかしながら、ケーブルの長さの計測精度が本質的に低いため、本システムの計測精度はカメラ方式、レーザ方式、超音波方式に比べて低い。また姿勢を計測するためには、さらにあと最低6本のケーブルが必要になり、ケーブル同士が接触したり絡まる恐れがあるので、このようなシステムの実現は不可能であると思われる。
- ・カメラ方式 — LED光をPSDカメラで受光する計測方式である。ロボットの手先に取り付けられたLED (infrared light emitting diode) からの光を、2台の電子式カメラで受光する。LED光は、カメラレンズを通った後、カメラ内部のPSD (2次元半導体位置検出素子) によって捉えられる。PSDは、LED光の照射位置に比例した電圧 (x , y 軸に関する2出力) を出力し、この値からカメラに対してLEDの存在する方位角が計算できる。2台のカメラから得られる角度情報を用いて、LEDの3次元位置をコンピュータで計算する。
本システムを商用化したものとして、セルスパイン社のSelspot IIシステム⁽¹⁸⁾-(19)が有名であり、ロボットの精度評価システムとして銘打たれた商品の中では最も普及している。本方式の計測精度は、PSDのダイナミックレンジで決まり、Selspot IIのカテゴリによると、分解能が計測範囲の0.01%、直線性が計測範囲の0.1%程度である⁽¹⁸⁾。従って、測定空間が1m立方程度の場合、分解能は0.1mm、精度は1mmとなり、この値は測定空間を広くとるほど大きくなってしまふ。また、カメラの開口角度が比較的小さいため、本システムの測定可能空間は比較的小さい。測定空間を広く取るためには、カメラの設置位置を測定空間から遠ざけなければならないが、その代わりに計測精度が犠牲となってしまふ。
本方式は、比較的小さい空間におけるロボットの絶対位置決め精度、位置繰返し精度等の準静的特性の測定のみならず、経路精度などの動的な評価も容易に行える。また、ロボットに取り付けるLEDを3個以上に増やすことにより、ロボットの姿勢も測定することができる。しかしながら、前述した測定精度、測定範囲の問題に加えて、システムが非常に高価であるという短所を持つ。

表2.3 ロボットの動的な精度評価システムの方式分類表(その2)

- ・レーザ方式 — ロボットの手先に、ターゲットとしてリトロフレクター (コーナキューブ、キャッツアイ等) を取り付け、ロボットの作業領域外にレーザヘッドを設置し、レーザビームを常にターゲットに照射するようビーム走査角を制御する方式である。
レーザ方式Iは、2台のレーザヘッドを用い、各レーザヘッドからターゲットまでの方位角をビームの射出角度から計測し、角度を用いた三角測量の原理によりターゲットの3次元位置を求める⁽¹⁸⁾⁽¹⁹⁾。このように、2固定点からターゲットへの2つの方位角を測定する手法を、角度-角度計測と呼ぶ。
レーザ方式IIは、干渉計が付属した1台のレーザヘッドを用い、干渉計より得られるレーザヘッドからターゲットまでの距離と、ビームの射出角度から得られるレーザヘッドからターゲットまでの方位角を用いて、ターゲットの3次元位置を求める⁽¹⁸⁾。このように、ある固定点からターゲットへの距離と方位角を測定する手法を、距離-角度計測と呼ぶ。
レーザ方式IIIは、干渉計が付属したレーザヘッドを3台以上を用い、干渉計より得られる各レーザヘッドからターゲットまでの距離から、距離を用いた三角測量の原理によりターゲットの3次元位置を求める手法である⁽¹⁸⁾⁽¹⁹⁾。このように3固定点からターゲットへの3つの距離を測定する手法を、距離-距離計測と呼ぶ。
本論文2.3節において、レーザ方式IIを例にとり、システムの詳細について説明する。
- ・超音波方式I (パルス方式) — 超音波パルスの伝播時間測定による距離計測を応用した計測方式である。本論文1章1.2節の図1.3に示したように、ロボットの手先に超音波発信器を取り付け、ロボットの作業領域の周辺に3個の超音波受波器を設置し、発信器と各受波器との間の距離を超音波パルスの到達時間を測定することにより求め、距離を用いた三角測量の原理により発信器の位置を計算する手法である。あらかじめ相対位置が既知である3個の発信器を用い、ロボットの姿勢も計測することが可能である。
本手法の長所としては、超音波素子が安価であるため、システム全体が安価、簡便に構成できること、距離を用いた三角測量を行うため、計測精度もロボットへの応用に十分なものを得られることである。測定空間も比較的小さいとれ、リアルタイムな計測も可能である。短所としては、超音波パルスの立ち上がりの検出が困難なこと、湿度、湿度、局所的な流れ等の空気の状態により敏感に変化する音速を正確に補正することが困難なこと等が挙げられる。特に後者の理由により、静的、局所的な計測方式やレーザ方式に比べて本質的に低い計測精度しか得られない。しかしながら、これらの問題が解決できれば、本計測方式に基づいたシステムは、メーカ、ユーザー双方が手軽に使用できるロボットの運動性能評価システムとして有望なものであると思われる。本論文で取り扱うのはこの計測方式である。
- ・超音波方式II (位相差方式) — 超音波の位相差測定による距離計測を応用した計測方式である。本方式は、超音波方式Iと同様に、発信器と3個の受波器との間の距離を用いた三角測量により発信器の3次元位置を求めるものであるが、パルス波でなく数十波長の超音波を断続的に送信し、送信波と受信波との位相差より距離を求める。本方式の詳細は2.4節において説明する。

表 2.4 ロボットの3次元高精度計測システムの方式比較表(動的計測方式)

方式	測定可能項目		非接触計測	サンプリング周波数	超伝導速度	測定可能範囲	計測精度 (計測に必要なスペース)	コスト (市販システム名)
	絶対位置 決め精度	姿勢精度						
レーザー方式 (ケープ方式)	○	×	×	不明	不明	不明	伝送機構での滑り等により、かなり低いと思われる。	B (実家のシステムの場合例は見当たらない)
カメラ方式	○	○	○	3000Hz	イカニカルが可動部分が無い、が慣性上無制限	P&Dカメラの開口角度により制限される。	D (約300万円, セルスイイン社の Delipoint II, 文献[51])	
レーザー方式 I (角度-角度計測)	○	×	○	1000Hz	ビーム走査速度 57°/毎秒、10m 速度で1m/s、(文献[52])	各レーザーヘッドのビーム走査角 角度: 水平、鉛直とも ±40°、測定範囲はコーナキューブの開口角度 (±30° 程度) により制限される。(文献[52])	D (約3000万円, ASL社の LASSTRACE, 文献[52])	
レーザー方式 II (距離-角度計測)	○	×	○	5000Hz	2m/s (文献[53])	レーザーヘッドのビーム走査角 度: 水平 ±40° 鉛直 ±45°、測定範囲はコーナキューブの開口角度 (±60°) によって制限される。(文献[53])	E (約5000万円, Laica社の SMART310, 文献[53])	
レーザー方式 III (距離-距離計測)	○	×	○	不明	不明	コーナキューブの開口角度により制限される。	E (LaS社, ULIS-1000, 文献[10])	
超音波方式 I (パルス方式)	○	○	○	1000Hz	受波器の定常回転速度 30rpm (本研究のシステム)	発射方向性の発散角を用い、受波器の受表面が常に発射部に對して正面を向くように制御した場合、高い精度で測定できる空間が広くとれる。	B (装置、商品の費用 約 300万円, 本研究のシステム) C (約500万円, SUC社の GP-330, 文献[13])	
超音波方式 II (位相差方式)	○	○	○	8.8Hz	1回の測定で数種の周波数の異なる音波を送信する必要があり、変化速度は遅い。	発射器、受波器の指向性により、高い精度で測定できる空間が狭小される。	B (市販のシステムはない。研究例は、文献[19], [34])	

○: 測定可能 ×: 測定不可能 (これらのシステムは、絶対精度が測定できれば転送し精度の測定も可能である。)

コスト: B: 100万円以上 500万円未満 C: 300万円以上 1000万円未満 D: 1000万円以上 5000万円未満 E: 5000万円以上 (ただしこれらの価格は目安である)

2.1.4 他方式と比較した場合の超音波方式の利点

本研究では、ロボットの動的な経路精度まで測定できるシステムの開発を目標とする。この場合、計測方式の候補は、前節で述べた動的な計測方式に絞られる。

動的な計測方式のうち、レーザー方式は後で 2.3 節で詳述するように、姿勢精度を測定することが極めて困難である。従って位置・姿勢をリアルタイムに測定できる可能性があるのは、LED光を用いたカメラ方式、超音波方式に限定されるが、これらはレーザー方式に比べて計測精度が劣るといふ欠点がある。このように、ロボットの3次元位置・姿勢をリアルタイム、高精度に測定する手法は決定的なものが未だにない。ロボット計測用と銘打たれた市販システムも存在するが、動的な姿勢精度まで測定できるシステムは極めて少なく^[19, 34]、また一般に高価であるという欠点がある。

超音波方式は、超音波素子が安価であるため、他方式に比べてシステム全体が格段に安価、簡便に構成できる。また、計測精度は、空気の揺らぎ等の影響を受け易い音速を利用するため、静的な計測方式やレーザー方式に比べて劣るものの、ロボットへの応用に十分なものが得られる。さらに測定空間も比較的大きくとれ、リアルタイムな計測も可能であるので、メーカー、ユーザー双方が手軽に使用できるロボットの運動性能評価システムとして有望なものであると思われる。

2.2 ロボットの位置決め精度からみた超音波方式の実用性

2.2.1 ロボットの位置決め精度について^{1) 2)}

現在の産業用ロボットの位置繰返し精度は、カタログによればスカラ型のもので $\pm 0.02\text{mm}$ から $\pm 0.1\text{mm}$ 程度であり、6自由度多関節型のもので $\pm 0.1\text{mm}$ から $\pm 0.5\text{mm}$ 程度である³⁾。これらの値は、ロボットの大きさ、構造、用途、価格等に従って様々であるが、現在の産業用ロボットは一般に非常に高い位置繰返し精度を持っていることがわかる。

ロボットの位置繰返し精度は、ISO 9238によれば、指定された点に一定の姿勢で一定の方向から位置決めされた時のロボットの実現された位置・姿勢のばらつきで定義される。またその測定方法は、ロボットに動作の再生を十分反復して行わせ、ロボットの動作条件が安定した状態で30回以上の再生位置を測定して求めるように指示されている¹⁾。ロボットがこの定義に従った動作を行うためには、最初に指定された点に位置決めされた時の各関節のエンコーダの値を記憶し、それ以降の繰返し動作ではモータの回転角度をそのエンコーダ値を目標値として位置決め制御を行えばよい。この場合、ロボットは指定された手先の位置・姿勢を実現するような回転角度を計算により求めて、その値に各関節のモータを位置決めするわけではないので、次の2.2.2節で詳述するロボットコントローラが仮定しているロボットの理想的なモデルと実際のロボットとの間に存在する機構の幾何学的な寸法誤差(リンク長誤差、軸の芯ずれ・傾き)は位置繰返し精度には全く影響を与えない。また、一定の姿勢で一定の方向から位置決めを行うため、関節のコンプライアンス、バックラッシュ等の機構の非幾何学的な誤差も位置繰返し精度に影響を与えにくい。このような理由から、ガタ、固体摩擦が少なく、剛性の高い構造のロボットであれば、高い位置繰返し精度を実現することは比較的容易なことである。

しかしながら、ロボットの位置繰返し精度が良いということ、ロボットの絶対位置決め精度が良いということは全く別の話である。ロボットの絶対位置決め精度の定義は、ISO 9238によれば、指定された点に一定の姿勢で一定の方向から位置決めされた時のロボットの実現された位置・姿勢の平均値と、指令された位置・姿勢との差で定義される¹⁾。ロボットにマニュアル教示に基づいた繰返し動作をさせるだけであれば、ロボットは高い位置繰返し精度を持ってさえすれば十分である。しかしながら、ロボットのマニュアル教示には多大な労力と時間が費やされるので、最近オフラインプログラミングの必要性がユーザ側から指摘され、それに応じて、ロボットの普及の目的からメーカ側でもオフラインプログラミングに対応したロボットの開発が進められている^{2) 3)}。オフラインプログラミングでは、CAD/CAMデータに基づいてロボットの動作を計算機内のプログラムで記述し、ロボットはその数値データに従って運動する。この方式の特長として、教示の時間・労力がマニュアルティーチングに比べて大幅に省けること、設計、部品等の変更による製造ラインの段取り変更に対応できること、各ロボットに対してプログラムの汎用性、互換性があること等が挙げられる。オフラインプログラミングを適用する場合、ロボットには計算機から指令される位置・姿勢を時々刻々正確に実現することが要求される。すなわち、ロボットが高い絶対位置決め精度を持っていることが必要条件となる。

ところが、現在産業用ロボットの絶対位置決め精度は通常カタログに表示されていない⁴⁾。これは、現状ではほとんどのロボットが位置繰返し精度に基づいた作業にしか用いられていないこともあるが、前節で述べたようにロボットの3次元空間内での絶対的な位置・姿勢の測定が非常に困難であり、その測定方法が確立されていないことに多分に基づいている。ロボットの機構の寸法誤差のキャリブレーションに関する研究報告は多数あるが、実際に比較的広い3次元空間内でロボットの位置・

姿勢を測定したデータを取り扱っている論文は数少ない。6自由度ロボットについては、わずかに3次元測定機方式、セオドライト方式を用いて計測を行った例が報告されているだけである。表2.5に実際にロボットの絶対位置決め精度を測定した報告例をまとめて示す。これより、ロボットの絶対位置決め精度(ただし、測定空間内の数十から数百点における指令点と実際の位置決め点の間の誤差距離のRMS値)は、キャリブレーションを行わなければスカラロボットで1~2mm程度、6自由度多関節型ロボットで5~20mm程度であり、かなり悪いといえる。また、絶対姿勢精度の測定例は1件のみであり^{*)}、絶対姿勢精度の測定が絶対位置精度の測定に比べてさらに困難であることを物語っている。

さらに、3次元空間内での絶対的な経路を測定することは、リアルタイム性が要求されるので3次元測定機方式やセオドライト方式では不可能であり、絶対的な位置や姿勢を測定することよりさらに困難である。実際にロボットの経路精度を測定した報告例を表2.5に併せて示す。これより、ロボットの経路繰返し精度は、動作速度によって異なるものの、スカラロボットで $\pm 0.5 \sim \pm 1 \text{mm}$ 程度であり、6自由度多関節型ロボットで $\pm 0.7 \text{mm}$ 程度であることがわかる。

以上をまとめると、現在の産業用ロボットの位置繰返し精度は非常に良く、2.1.2節で述べたように近接センサや、レーザ干渉計等により比較的簡単かつ高精度に測定可能であるが、絶対位置決め精度、経路精度は測定が非常に困難であり、わずかな測定報告例をもとに推察すると、それらの精度は位置繰返し精度に比べてかなり悪いと言える。

表2.5 ロボットの絶対位置決め精度、経路精度の測定例

著者	測定した精度	測定次元	測定対象ロボット	測定方式	測定結果 (RMS値)		校正したパラメータ
					校正前	校正後	
後藤 晃他 ^{*)}	絶対位置決め精度	2	リンク長 320, 220mm の2自由度スカラ型	基準穴挿入方式	1mm	0.1mm	据え付け誤差 関節角オフセット リンク長
逸山茂樹他 ^{*)}	絶対位置決め精度	2	リンク長 250, 360mm の2自由度スカラ型	方眼紙方式	0.8mm (最大値 2.2mm)	0.1mm (最大値 0.25mm)	据え付け誤差 関節角オフセット リンク長
古屋信幸他 ^{*)}	絶対位置決め精度	2	リンク長 400, 250mm の2自由度スカラ型	デジタイザ方式	リンク長誤差で1mm程度	—	据え付け誤差 関節角オフセット リンク長
毛利峻治他 ^{*)}	絶対位置決め精度	2	2自由度スカラ型	デジタイザ方式	1.5mm (最大値 3.7mm)	0.2mm	関節角オフセット リンク長
D. E. Whitney et al. ^{*)}	絶対位置決め精度	3	PUMA560 (6自由度多関節型)	セオドライト方式	5mm	0.6mm	座標変換行列の要素 (幾何学的パラメータ)、歯車伝達誤差 (非幾何学的パラメータ)
J. Chen and L. M. Chao ^{*)}	絶対位置決め精度	3	PUMA760 (6自由度多関節型)	セオドライト方式	5.9mm (最大値 10mm)	0.3mm (最大値 0.6mm)	座標変換行列の要素、関節のコンプライアンス
J. H. Born and C. H. Menq ^{*)}	絶対位置決め精度	3	RM-501 (5自由度多関節型)	3次元測定機方式	28mm	0.5mm	座標変換行列の要素、関節のコンプライアンス
P. Judd and B. Knasinski ^{*)}	絶対位置決め精度	3	AID-900 (Automatik社, 6自由度多関節型)	セオドライト方式	16.4mm	0.5mm	関節角オフセット リンクパラメータ 歯車伝達誤差
B. Mooring and S. Padavala ^{*)}	絶対位置決め精度 姿勢精度	3	PUMA560 (6自由度多関節型)	3次元測定機方式	10.3mm 2.4°	0.4mm 0.15°	関節角オフセット リンクパラメータ 関節のコンプライアンス
H. Makino and N. Furuya ^{*)}	経路繰返し精度	2	2自由度スカラ型	ペン書き方式	直線経路: 200mm/sの動作速度で4mmの標準偏差を生じる。円経路(直径100mm): 100mm/sの動作速度で2mmの標準偏差を生じる。誤差は移動速度に比例する。		
Ch. Hoffmann ^{*)}	経路繰返し精度	3	6自由度多関節型ロボット	レーザ方式	第2, 3軸を駆動して鉛直面内で円軌道(半径527mm, 速度不明)を描かせた場合、目標値から $\pm 2 \text{mm}$ の誤差を生じる。		
垣野義昭他 ^{*)}	経路繰返し精度	3	6自由度多関節型ロボット (位置繰返し精度 $\pm 0.5 \text{mm}$, 可搬重量 20kg)	ダブルボールバレー方式	水平、鉛直面内で円軌道(直径300mm, 動作速度50mm/s)を描かせ、その経路を測定した結果、真円度は1.3mmであった。リンク長、制御系のゲインを校正して真円度を0.8mmに改善した。		

2.2.2 ロボットの絶対位置決め精度に影響を与える要因¹⁾

ロボットの絶対位置決め精度に影響を与える要因としては、機構の寸法誤差、制御系に起因する誤差、据え付け誤差等が挙げられる。これらをまとめると、表2.6のようになる。

ロボットコントローラは、ロボットの各関節の軸が正確に平行または直交しており、各関節のコンプライアンスは無く、アームは剛体であるという理想的なロボットのモデルを仮定し、それに基づいて指令された位置・姿勢を実現すべき各関節の回転角度を計算し、各モータをこの値に位置決めするような制御を行っている。このため、機構の寸法誤差により実際のロボットと理想的なロボットのモデルとの間に誤差があると、ロボットは指令された位置・姿勢からずれた位置・姿勢をとってしまい、これが絶対位置決め精度を劣化させる要因となっている。機構の寸法誤差は、リンク長誤差、軸の芯ずれ・傾き、関節基準点のオフセット等の幾何学的誤差と、関節のコンプライアンス、バックラッシュ等の非幾何学的誤差に分類できる²⁴⁾。

幾何学的誤差のうち、位置決め誤差に大きな影響を与えるのは軸の組立誤差である。例えば、 0.1° の角度誤差は1m先では1.75mmにも拡大されてしまう。これと同様な理由から、関節角基準点のオフセット（各関節のエンコーダの電気的な零点とメカニカルな零点の不一致）も絶対位置決め精度に大きな影響を与える^{25) 26)}。

非幾何学的誤差は、自重、ベイロード、慣性力等によるリンクのたわみであり、それらはモータの位置フィードバックゲイン不足、減速機のバックラッシュ・ロストモーション、関節支持部（ベアリング等）のコンプライアンス、伝達機構（歯車、タイミングベルト等）の伝達誤差、リンク自体のコンプライアンスなどに起因している。これらは、幾何学的誤差と異なり数学的なモデル化が難しい。

一般のロボットでは、減速機としてハーモニックドライブがよく用い

表2.6 ロボットの誤差要因

機構の寸法誤差	
幾何学的誤差	
①リンク長誤差	要因：加工誤差 温度等の環境変化
②軸の芯ずれ・傾き	要因：組立誤差
③関節角基準点のオフセット (エンコーダの零点とメカニカルな零点の不一致)	
非幾何学的誤差	
①自重、ベイロード、慣性力によるリンクのたわみ	要因：関節のコンプライアンス モータのフィードバックゲイン不足 減速機のバックラッシュ、ロストモーション 関節支持部（ベアリング）のコンプライアンス 伝達機構（歯車、タイミングベルト等）の誤差 リンク自体のコンプライアンス
②伝達機構の誤差	要因：歯車の伝達誤差（バックラッシュ、偏心、ピッチ誤差、歯形誤差）、タイミングベルトの伝達誤差等
③各接合部のガタ、固体摩擦、ヒステリシス	
制御誤差	
①制御対象のモデル同定誤差	要因：非線形項の無視 機構要素のコンプライアンスの無視
②サーボ誤差 (定常位置・速度偏差、応答の遅れ、オーバーシュート、残留振動)	要因：フィードバックゲインの設定不良
③サンプリングタイムの遅さ	
④経路の補間誤差	
⑤加減速補間誤差	
⑥丸め誤差	
据え付け誤差（ワーク座標系とロボット座標系とのずれ）	

られる。ハーモニックドライブは、歯車減速機に比べて小型、軽量で、バックラッシュが少なく、高減速比が得られるという特長を持つが、微小変位の範囲でロストモーションと呼ばれるねじり剛性の低い部分がある。ロストモーション幅は標準仕様のもので 9arcmin 程度であり³²⁾、これは1m先端では 2.6mm に拡大される。ハーモニックドライブの代わりに歯車減速機を用いた場合は、バックラッシュ、偏心、ピッチ誤差、歯形誤差等が伝達誤差を生じさせる。Whitneyらは、歯車の伝達誤差がロボットの絶対位置決め精度に大きな影響を与えている³³⁾。

ロボットの機構誤差が全く無いと仮定しても、ロボットコントローラの制御系に誤差が存在すれば、各関節の回転角度の制御は正確に行えないことになり、絶対位置決め精度および経路精度は劣化してしまう。制御誤差は、モデルの同定誤差、サーボ誤差、サンプリングタイムの遅さ、経路の補間誤差、加減速補間誤差、丸め誤差等に分類できる³⁴⁾。

ロボットの運動は一般に複雑で非線形な微分方程式で記述されるが、通常のロボットコントローラでは、線形制御を適用するため非線形項を無視している。さらに、実際のロボットが持つ各関節やリンクのコンプライアンスも無視し、ロボットを完全な剛体とみなしてモデル化を行っている。このように、ロボットのモデルを単純化しているために制御性能が劣化し、PTP制御を行う場合、位置決めが不安定になり残留振動を生じたり、CP制御を行う場合、定常速度偏差を生じてロボットの経路が指令経路からずれてしまう可能性がある³⁵⁾。これらの影響は、ロボットの動作速度が速いほど顕著に現れる³⁶⁾。さらに、CP制御を行う場合、メモリの節約とサンプリングタイムによる制限から、なるべく少ない制御回数で実用上十分な精度の軌跡を得ようとするのが一般的であるが、この際、例えば曲線を折れ線で近似したとすればそこに補間誤差が生じてしまう。さらに、その折れ線の一つ一つの線は、サーボ系の都合から軸座標空間上で直線補間が行われるので、実際の軌跡は円弧にな

ってしまい、そこでまた誤差を生じることになる³⁷⁾。

以上のように、ロボットの絶対位置決め精度、経路精度は、機構の寸法誤差、制御誤差により影響を受けるため、高い精度を実現するのは本質的に困難であると言える。特に、自由度の高い多関節型ロボットの場合、制御点における機構の寸法誤差が作業点では数倍～数十倍に拡大されるので、精度を高めることは容易なことではない³⁸⁾。PUMAロボット等の比較的小型のロボットにおいてキャリブレーションを巧みに行うことにより各誤差を正確に補正してやったとしても、 $\pm 0.5\text{mm}$ より良い絶対位置決め精度を実現することは非常に困難であることが多くの文献により指摘されている³⁹⁾⁴⁰⁾⁴¹⁾。さらに、動的な要素が絡んでくる経路精度については、制御誤差が大きく影響してくるので、高い精度を実現することは絶対位置決め精度以上に困難であると考えられる。

2.2.3 超音波方式の実用性

以上述べてきた通り、ロボットの絶対位置決め精度が機構の寸法誤差等により本質的に高めにくく、特に自由度の大きい多関節型のもので $6\sim 20\text{mm}$ 程度とかなり悪いこと、また経路精度が制御誤差等により動作速度に比例して劣化し、6自由度多関節型のもので経路繰返し精度 $\pm 0.7\text{mm}$ とかなり悪いこと等を考慮すると、 2m 立方程度の3次元空間内の絶対的な座標を $\pm 0.3\text{mm}$ 程度の測定精度で簡便・安価に、しかもリアルタイムに計測するシステムがあれば、絶対位置決め精度、姿勢精度、経路精度、速度精度等のロボットの運動性能の評価に有効であると言える⁴²⁾。

本研究で用いる超音波距離計は、温度や空気の局所的な揺らぎ等の影響を受けやすい音速を利用するため、密閉しない通常の室内で測定を行う場合やや距離測定精度が悪くなるという問題点はあるが、精度的には許容範囲内であり、超音波を用いた計測システムはロボットの性能評価に十分有効であると思われる。

2.3 距離を用いた計測と角度を用いた計測との比較

角度を用いた計測の例として、先に2.1.3節の表2.3で述べたレーザ方式IIを考える。この方式は、ロボットの手先に、ターゲットとしてリトロリフレクター（コーナキューブ、キャッツアイ等）を取り付け、ロボットの作業領域外に1台のレーザ干渉計を設置し、干渉計によって得られるレーザヘッドからターゲットまでの距離と、ビームの射出角度からターゲットの3次元位置を求める手法である。

図2.3にレーザ方式IIの計測システム概念図を示す。レーザヘッドから出力されるビームを基準点に設置した2軸回りに回転可能なトラッキングミラーで反射させ、ターゲットであるリトロリフレクターに照射する。ビームはターゲットにより入射方向と正確に同じ方向に反射され、再び同じ経路を辿り、参照ビームと結合されてフリンジカウンタで干渉計測される。ターゲットの移動に伴うビームの位置ずれを2次元PSD（図のDA）で検出し、それを無くするようにミラーの回転角度を常に制御する。この回転角度（図の θ_A 、 ϕ_A ）からターゲットの存在する方位角を知る。これと干渉計で計測された距離とからリトロリフレクターの位置が計算できる。

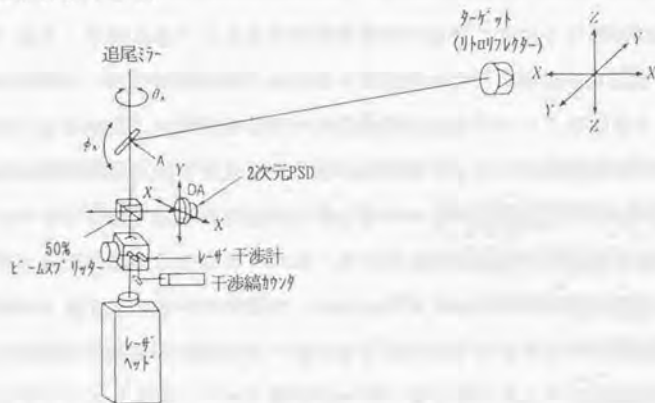


図2.3 レーザ方式II（距離-角度計測）の概念図^{*)}

このシステムでは、例えば基準点から1m離れたターゲットを±0.2mmの精度で計測するために $\tan^{-1}(\pm 0.2/1000) = \pm 0.01^\circ$ の高い角度測定精度が要求される。さらに検出器がこの角度精度を持っているとしても^{*)}、ターゲットを正確にこの角度精度でリアルタイムに追尾するには極めて高度な制御技術が必要であり、システムの開発費等も膨大になる^{*)}。

この原理に基づいたシステムが最近 Leica社 により SMART310 という商品名で製品化された^{*)}。本システムは、角度を用いて位置を計算するため、測定距離の増大に比例して位置計測精度が悪くなるという欠点を持っているにもかかわらず、精度はロボットの絶対位置決め精度、位置繰返し精度の評価システムとして十分なものが得られる。

距離-角度計測を行うレーザ方式IIの短所を以下にまとめて述べる。このうち、特にii)の姿勢を計測できないことは、本方式を含めたレーザ方式I~IIIの最大の欠点であり、ロボットの姿勢計測まで必要になる用途には対応できない。

- i) リトロリフレクターが反射光を入射方向に返せる入射許容角が、コーナキューブで±30°、キャッツアイで±60°程度と制限されるため、ロボットの取る姿勢によっては測定が不能になる場合がある。また、この影響を取り除くためにレーザヘッドをロボットから遠ざけると、計測精度が落ち、計測に必要なスペースも大きくなってしまう。
- ii) 姿勢を測定する場合、相対位置が既知の3個のターゲットをロボットの手先に取り付け、それらの位置を測定する必要がある。本手法では1台のレーザヘッドからのビームは常に1個のターゲットの中心に照射されていなければならないので、姿勢を計測するためにはレーザヘッドも3台必要になり、システムが大がかりで複雑になり、価格も非常に高くなってしまふ。従って、このようなシステムを実現するのは極めて困難であると思われる。

iii) トラッキングミラーを高精度に駆動するために、高分解能のエンコーダ、バックラッシュがないDDモータが必要であり、さらに高い距離計測精度を有するレーザ干渉計が必要であるため、システムが非常に高価になる。

これに対して本研究で採用した超音波方式I(超音波パルスの伝播時間測定による距離計測を応用した計測方式)は、角度情報を用いず、距離情報を用いた三角測量を行うため、3次元座標の計測精度は距離計測精度により決定される。従って測定空間の大小にかかわらず高い精度が得やすいという特長を持つ。

2.4 伝播時間を測定する方式と位相差を測定する方式との比較

先に2.1.3節の表2.3で述べたように、超音波を用いて距離を測定する方式として、数十波長の超音波を断続的に送信し受信波形との位相差より距離を求める方式(超音波方式II)がある¹²⁾¹³⁾。

この方式は、もともと共振周波数が40kHz程度の市販のバイモルフ型の超音波発信器¹⁴⁾を用いた超音波距離計の精度の改良を目的として、開発されたものである。バイモルフ型の超音波発信器から送信される超音波パルスは、素子の共振を用いて音圧を得ているため、立ち上がりが鈍く、数波長にわたり振動が継続する。このため一定のしきい値を設けて最初の立ち上りを検出するのは困難であり、使用する超音波の波長程度の距離測定誤差が生じてしまう。この問題を解消するため、超音波方式IIでは、数十波長における発信波と受信波の位相差を測定することで、高精度な距離計測を目指している。

しかしながらこの方式の測定距離範囲は、単一周波数の超音波を用いた場合1波長以内であり、それを越えると何波長目の位相差を測定しているのかがわからなくなってしまう。そのため、振幅変調¹⁵⁾、または周波数変調¹⁶⁾を施した数種類の音波を送り、何波長目の位相差を測定しているのかを知る必要がある。さらにこれに伴い、1回の送・受信を行う毎に不要な反射波を除去する必要があるため、適当なウェイトを設けてやらねばならない。このため1回の座標の測定に時間がかかり、ロボットの経路精度のリアルタイムな測定に応用するのは困難である。

これに対して本研究で開発した超音波距離計は、発信器に電気火花を用いることにより立ち上がりの鋭い超音波パルスを得ているので、一定のしきい値を設けることにより確実に第1波目の立ち上りを検出できる。また位相差検出に比べて超音波パルスの伝播時間の測定は、信号処理が容易なため測定時間が短く、反射波の影響も受けにくいという特長を持つ。

開発した超音波距離計を複数個用い、実際に試作した計測システムの概要を示したものが図2.4である。本システムでは、受波器として半減角が $\pm 6^\circ$ とかなり指向性の鋭いコンデンサ型マイクロホンを用い、それをDCサーボモータにより水平、鉛直方向に回転させることにより、常に受波器の受波面が発信器に対して正面を向くように制御を行っている。このことにより、従来の固定された受波器を用いるシステム⁽¹²⁾⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾に共通な、受波器に指向性があるため測定可能な空間が制限されるという問題が解消され、それらに比べて高い精度で計測できる空間が拡大された。このことは、測定空間であるロボット作業領域のすぐ外側に受波器を設置することが可能であり、計測に必要なスペースが小さくて済むという利点も生み出している。受波器の回転可能化の効果およびその具体的な装置については第6章の6.2節、6.3節において詳述する。

位置のみでなくロボットの姿勢まで計測する場合は、3個組の発信器を用いる。各発信器の発信タイミングは図2.4に示す「発信タイミング制御回路」により制御されている。また、火花は発信指令パルスが「発信回路」に入力されてから数十 μ s遅れて発生し、この遅れ時間は一定でなく確率的にばらつく。このため正確な放電時刻を、火花発生に伴う電磁波による誘導電界をサーチコイルで検出することで、「放電時刻検出回路」において検出している。この放電時刻は、「4チャンネル到達時間計測回路」内のカウンタのトリガ信号となっている。

計測システムは図2.4に示すように、位置・姿勢計算を担当するパーソナルコンピュータ（以下パソコン1と呼ぶ）と、受波器を回転させるDCサーボモータの制御を担当するパーソナルコンピュータ（以下パソコン2と呼ぶ）の2台のコンピュータにより構成されている。

パソコン1は、発信器から各受波器への超音波パルスの伝播時間を「4チャンネル到達時間計測回路」から読み込み、その情報および音速補正センサから得られる音速をもとに第3章で述べる「三点法」「四点

法」「音速推定法」のいずれかの計測手法を用いて発信器の3次元位置を計算する。またロボットの姿勢は、順次発信する3個の発信器の位置を計測することで、第3章で述べる計測原理により求めることができる。つぎに、発信器の位置より、各受波器が発信器に対し正確に正面を向くような水平、鉛直方向の受波器の回転角度を算出し、その値を「パラレル通信回路」に送出する。

パソコン2はDCサーボモータの制御を担当しており、モータの指令回転角度が「パラレル通信回路」にパソコン1から送られてくると、割り込みがかかり、回転角度の目標値を更新する。

以上、3次元位置・姿勢を、受波器の受波面が常に発信器に対して正面を向きながら自動的に追尾計測する本計測システムの具体的な構成については、第6章の6.4節、6.5節、6.6節において詳述する。

本計測システムの3次元位置計測精度について検証した結果を第7章において述べ、3次元姿勢計測精度について検証した結果を第8章において述べる。第9章、第10章では、本システムを用いて実際のロボットの位置・姿勢を計測する実験を行った結果を述べる。最後に、第11章において本論文を総括し、結論を述べる。

2.6 本章における結論

本章では、ロボットの位置・姿勢計測システムとして、超音波パルスの伝播時間測定による距離計測を応用し、距離を用いた三角測量を行う方式が有利なことを、従来研究されている手法と比較することにより確かめた。また、その方式を採用した本論文で構築する計測システムの概要を説明した。主な結果は以下の通りである。

(1) ロボットの位置・姿勢を測定するシステムに関する文献を調査し、それらを計測方式により分類した。この結果、ロボットの動的な姿勢精度まで測定できる可能性があるのは、カメラ方式、超音波方式に限られることが判明した。

超音波方式は、超音波素子が安価であるため、他方式に比べてシステム全体が格段に安価、簡便に構成でき、距離を用いた三角測量を行うため、計測精度もロボットへの応用に十分なものが得られる。さらに測定空間も比較的大きくとれ、リアルタイムな計測も可能であるので、メーカ、ユーザ双方が手軽に使用できるロボットの運動性能評価システムとして有望なものであると思われる。

(2) ロボットの絶対位置決め精度を実際に測定した報告を整理し、その誤差要因について考察した。その結果、ロボットの絶対位置決め精度が機構の寸法誤差等により本質的に高めにいく、特に自由度の大きい多関節型のもので6~20mm程度とかなり悪いこと、また経路精度が制御誤差等の影響により動作速度に比例して劣化し、6自由度多関節型のもので繰返し精度 $\pm 0.7\text{mm}$ とかなり悪いこと等が判明した。これらを考慮すると、2m立方程度の3次元空間内の座標を $\pm 0.3\text{mm}$ 程度の測定精度で簡便・安価に、しかもリアルタイムに計測するシステムがあれば、ロボットの運動性能の評価に有効である。

本研究で用いる超音波距離計は、温度や空気の局所的な揺らぎ等の影響を受けやすい音速を利用するため、密閉しない通常の室内で測定を行う場合やや距離測定精度が悪くなるという問題点はあるが、精度的には許容範囲内であり、超音波を用いた計測システムはロボットの性能評価に十分有効であると思われる。

(3) 距離を用いた測量と、角度を用いた測量との比較を行った。後者の代表例として、レーザ方式があるが、測定距離の増大に比例して位置計測精度悪くなるという欠点がある。これを補うために、高分解能のエンコーダ、トラッキングミラー駆動用のDDモータ等が必要となり、システムの価格が非常に高くなる。

これに対して本システムは角度情報を用いず、距離を用いた三角測量を行うので、3次元座標の計測精度は距離計測精度により決定される。従って測定空間の大小にかかわらず高い精度が得やすいという特長を持つ。

(4) 超音波を用いて距離を測定する方式として、パルス波を送信し、その伝播時間を測定する方式と、数十波長の超音波を断続的に送信し、発信波と受信波との位相差を測定する方式がある。この二者について比較を行った。後者は、振幅変調、または周波数変調した数種類の音波を送る必要があり、さらに不要な反射波を除去する必要があるため、1回の座標の測定に時間がかかるという問題点がある。このためロボットの経路精度のリアルタイムな測定は困難である。

これに対して本システムの超音波パルスの伝播時間を測定して距離を求める方式は、信号処理が容易なため測定時間が短く、反射波の影響も受けにくいという特長を持つ。

3.1 緒言

第2章で述べたように、本研究では、超音波パルスの伝播時間測定による距離計測を応用し、角度を用いた三角測量によりロボットの手先の位置・姿勢を求める計測方式を採用する。

具体的には、ロボットの手先に1個（姿勢まで測定する場合は3個）の超音波発信器を取り付け、ロボットの作業領域の周辺に3個以上の超音波受波器を設置し、発信器と各受波器間の超音波パルスの伝播時間を測定し、これに音速を乗ずることにより距離を得る。この距離情報をもとに、三角測量の原理により発信器の位置を計算する。また、相対位置関係が既知である3個の発信器を用いれば、ロボットの姿勢も求めることができる。

本章では以上述べたロボットの3次元位置・姿勢計測原理について詳しく説明することにする。なお、本章では、第4章において開発する無指向性点音源近似できる発信器、第5章で開発する超音波距離計測システム、第6章で開発する受波器回転装置および自動追尾計測システム等の各装置が既に存在することを仮定して話を進めていくことにする。

3.2 初期座標系の校正

計測に先立ち、発信器、受波器の位置座標の基準となる測定座標系を定めてやる必要がある。本システムでは、各受波器の相対位置関係を校正し、それに基づいて測定座標系を定めることにする。

本システムでは、後で第5章においてそのメカニズム、電気回路等について詳しく説明するように、受波器自体が振動膜として能動的に超音波パルスを発信できる。従って、受波器同士でパルスをやりとりし、相互に距離を測定することにより相対位置が求まる。従って、3個の受波器を適当な位置に配置し、 $R_1(0, 0, 0)$ 、 $R_2(a, 0, 0)$ 、 $R_3(b, c, 0)$ 、 $R_4(d, e, f)$ として a, b, c, d, e, f を求め測定座標系を校正する(図3.1参照)。受波器同志の間の距離の測定に際しては受波面同志を平行に保つので、受波器の大きさおよび指向性は測定精度に影響を与えない。このように、本システムは内部でキャリブレーションを行うため外部から初期座標系を校正する必要がなく、また受波器を任意の位置に配置できるため測定対象の変化に対して大きな柔軟性があるという特長を持つ。

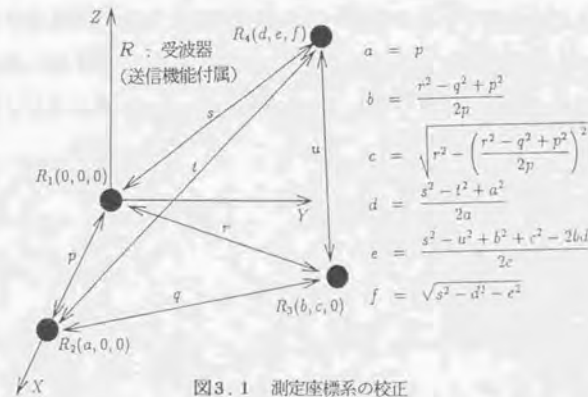


図3.1 測定座標系の校正

3.3 3個の受波器を用いた3次元位置計算(三点法)

測定座標系が定まった後に、まずロボットの手先に取り付ける1個の超音波発信器に注目し、その位置を計算する手法について「三点法」「四点法」「音速推定法」の3種類を提唱する。

最低3個の受波器を用いれば、発信器の位置を求めることができる。3個の受波器から発信器への各距離が求められれば、3個の受波器の設置位置を中心とし、測定距離を半径とした3球の交点として発信器の位置が求められる。本論文ではこの手法を「三点法」と呼ぶことにする。

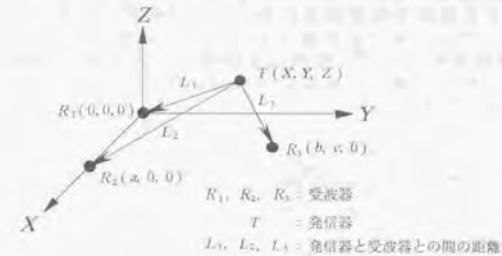


図3.2 三点法の位置計測原理

図3.2に示すように、発信器の座標を $T(X, Y, Z)$ とし、3個の受波器を $R_1(0, 0, 0)$ 、 $R_2(a, 0, 0)$ 、 $R_3(b, c, 0)$ とし、発信器 T と受波器 R_i との距離が L_i と測定されたとする ($i=1\sim3$)。このとき、以下の3個の等式が成立する。

$$\left. \begin{aligned} X^2 + Y^2 + Z^2 &= L_1^2 \\ (X-a)^2 + Y^2 + Z^2 &= L_2^2 \\ (X-b)^2 + (Y-c)^2 + Z^2 &= L_3^2 \end{aligned} \right\} (3.1)$$

これを解くことにより、 T の座標は以下のように求めることができる。

$$\left. \begin{aligned} X &= \frac{1}{2a} (L_1^2 - L_2^2 + a^2) \\ Y &= \frac{1}{2c} (-2bX + b^2 + c^2 + L_1^2 - L_3^2) \\ Z &= \pm \sqrt{L_1^2 - X^2 - Y^2} \end{aligned} \right\} (3.2)$$

ただし、Zの複号は、ロボットアームがXY平面の上方にある場合正、下方にある場合負を採用する。

この手法の問題点として、図3.3に示すように3個の受波器により構成される平面から発信器までの距離が十分でない場合は、距離測定誤差が大きな感度でZ座標の測定誤差に効くことが挙げられる。このため、Z座標の計測精度がX、Y座標の計測精度に比べ悪く、誤差のばらつきも大きくなってしまう。

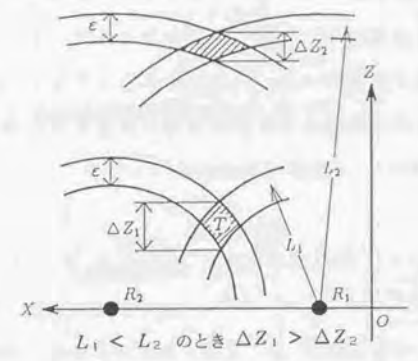


図3.3 Z座標の誤差要因

3.4 冗長な受波器を用いた場合の位置計算（四点法）

3.4.1 冗長な受波器を用いることの意義

三点法におけるZ座標の計測精度を改善するために、図3.4に示すように冗長な受波器を1個用いて測定空間の上方に設置し、これから得られる冗長な距離情報を有効に用いることを考える。

4個の受波器の設置位置を中心とし、(測定距離±距離測定誤差)を半径とする4個の球殻領域を考えた場合、これらの交わる領域は、3個の受波器を用いた場合のそれに比べて小さくなることは容易に推察できる。従って、各受波器から得られる距離情報に同じ程度の距離測定誤差が含まれている場合、受波器の個数を増やせば増やすほど、位置測定誤差は小さくなることが想像される。

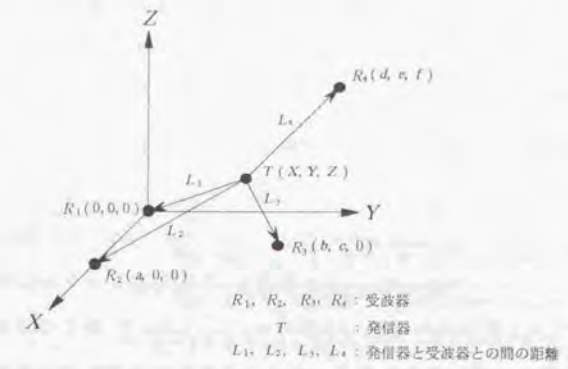


図3.4 四点法の位置計測原理

本3.4節では、冗長な距離情報から発信器の位置を求める計算方法として、非線形最小二乗法(ガウス-ニュートン法)を採用する手法を提案する。本論文ではこの手法を、4個以上の受波器を用いることから、「三点法」との対比において「四点法」と呼ぶことにする。

3.4.2 ガウス-ニュートン法による位置計算

まず、冗長な受波器を1個用い、合計4個の受波器を用いる場合を考える。図3.4に示すように発信器の座標を $T(X, Y, Z)$ とし、4個の受波器を $R_1(0, 0, 0)$, $R_2(a, 0, 0)$, $R_3(b, c, 0)$, $R_4(d, e, f)$ とし、発信器 T と受波器 R_k との距離が L_k と測定されたとする ($k=1\sim 4$)。このとき、以下の4個の等式が成立する。

$$\left. \begin{aligned} X^2 + Y^2 + Z^2 &= L_1^2 \\ (X-a)^2 + Y^2 + Z^2 &= L_2^2 \\ (X-b)^2 + (Y-c)^2 + Z^2 &= L_3^2 \\ (X-d)^2 + (Y-e)^2 + (Z-f)^2 &= L_4^2 \end{aligned} \right\} (3.3)$$

これは、変数が X, Y, Z の3個であり、式が4式あるので、一意に解が定まらない。従って、評価関数として重み付き残差二乗和

$$S(X, Y, Z) = \frac{1}{4} \sum_{k=1}^4 \frac{1}{L_k^2} \{L_k - f_k(X, Y, Z)\}^2 \quad (3.4)$$

ただし、

$$\left. \begin{aligned} f_1(X, Y, Z) &= \sqrt{X^2 + Y^2 + Z^2} \\ f_2(X, Y, Z) &= \sqrt{(X-a)^2 + Y^2 + Z^2} \\ f_3(X, Y, Z) &= \sqrt{(X-b)^2 + (Y-c)^2 + Z^2} \\ f_4(X, Y, Z) &= \sqrt{(X-d)^2 + (Y-e)^2 + (Z-f)^2} \end{aligned} \right\} (3.5)$$

を考え、これを最小にするような X, Y, Z を求めることにする。

一般化するために受波器の個数を $N (\geq 4)$ 、受波器を R_k 、発信器 T と受波器 R_k との距離が L_k と測定されたとする ($k=1\sim N$)。発信器 T の位置ベクトルを $T = (X, Y, Z)$ とし $f_k(X, Y, Z) = |\overline{R_k T}|$ を利用して式(3.4)、(3.5)を書き換えると以下のようになる。

$$S(T) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \frac{1}{L_k^2} (|\overline{R_k T}| - L_k)^2 \quad (3.6)$$

$S(T)$ は非線形関数なので、これを最小にするような $T = (X, Y, Z)$ を求めるために、最急降下法的一种であるガウス-ニュートン法を用いる^{(*) (1)}。具体的にはベクトル T_1 を初期値として、

$$T_{i+1} = T_i - \frac{\nabla S(T_i)}{H} \quad \text{ここで } H = \frac{2}{N} \sum_{k=1}^N \frac{1}{L_k^2} \quad (3.7)$$

の漸化式を繰返し計算することより解ベクトル $T_m = (X_m, Y_m, Z_m)$ を求める。ここで m は近似計算の繰返し数である。

演算子 ∇ は X, Y, Z 方向の単位ベクトルを i, j, k とし以下のように表される。

$$\nabla = \left(\frac{\partial}{\partial X} i + \frac{\partial}{\partial Y} j + \frac{\partial}{\partial Z} k \right) \quad (3.8)$$

従って、 $\nabla S(T)$ は T における関数 $S(T)$ の傾斜の方向をあらわすベクトルとなる。

本研究では、 $L_k (k=1\sim N)$ のうちその値が大きい順に3個を採用し、その k に対応する受波器 R_k の位置と L_k とから前節で述べた三点法により発信器の位置 $T(X, Y, Z)$ を計算し、これを初期値とする。これは、幾何学的には、 N 個の球面のうちから半径の大きい順に3個の球面を採用し、これらの交点を求めることになる。

3.4.3 測定距離の誤差分布

後で第5章で述べるように、本研究では、電気火花を用いた超音波発信器とコンデンサ型の受波器を組み合わせて超音波距離計測システムを構成した。本距離計は、ゼロクロス点の採用、音速のリアルタイム補正により従来の市販の超音波距離センサに比べて高い距離測定精度を実現している。1μmの位置決め精度を持つNC工作機械を校正基準として本距離計の計測精度を検証した結果、測定誤差の平均値は1mの測定範囲で±0.1mm以内、2mの測定範囲で±0.3mm以内、測定誤差の標準偏差は1mの測定範囲で0.1mm以下、2mの測定範囲で0.2mm以下であった。

距離測定結果の一例を図3.5

に示す。これらの誤差は、音速補正センサで補正しきれない空気の局所的な揺らぎに起因するもので、偶然誤差であると思われる。また、測定距離が長いほど空気の揺らぎの影響は大きくなると思われる。従って測定誤差が平均0.0mm、標準偏差0.1mm/mの正規分布に従うと仮定して話を進めることにする。

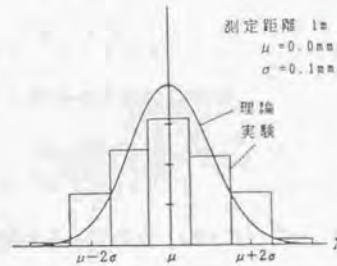


図3.5 距離測定誤差の分布

3.4.4 2次元精度分布シミュレーション

計測原理として四点法を用いた場合、冗長さ受波器の個数によって、ロボットの作業領域内の各点における測定精度がどのように変化するかを大型計算機を用いてシミュレーションする。ここでは、3次元での精度分布シミュレーションを行う前に、簡単のためまず2次元での精度分布シミュレーションを行う。

ロボットの作業領域を図3.6に示すように2次元XY平面上の円の内部とし、受波器を円周上に等間隔で配置することにする。 $T_0(\bar{X}, \bar{Y})$ を真の座標とし、測定結果が $T(X, Y)$ になる確率を $P(X, Y)$ とすると、 (\bar{X}, \bar{Y}) での誤差の分散は、

$$\sigma^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |(X-\bar{X})^2 + (Y-\bar{Y})^2| P(X, Y) dXdY \quad (3.9)$$

で求められる。しかし、 L_k ($k=1\sim N$)の誤差分布より $P(X, Y)$ を解析的に求めるのは、座標系が歪んでおり、しかも座標の計算過程に最小二乗法が用いられているため困難である。

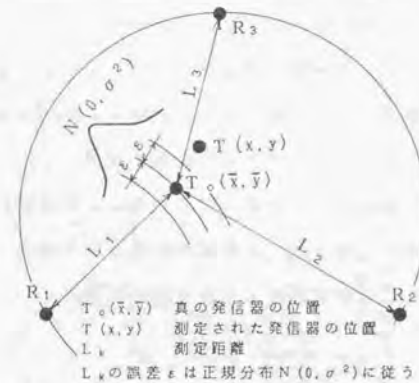


図3.6 冗長さ受波器を用いた場合の2次元位置計測

そこで本節ではモンテカルロ法を用いる^{*)2)}。 $T_0(\bar{X}, \bar{Y})$ に対する真の距離を L_{k0} 、 ξ を正規分布 $N(0, 10^{-4})$ に従う乱数として、測定距離 L_k を

$$L_k = L_{k0} (1 + \xi) \quad (k=1\sim N) \quad (3.10)$$

のように計算機内に発生させる。これを用いて3.4.2節で述べた手法で $T(X, Y)$ を求める操作を1000回 $T_0(\bar{X}, \bar{Y})$ との誤差 $|\overline{TT_0}|$ の平均値を求める。以上の操作をロボットの動作領域内及びその周辺の多数の (X, Y) において適当な間隔をおいて行い、精度分布図を求める。

図3.7にロボットの作業領域である円の半径が1000mmであり、ガウスニュートン法の近似計算の繰返し数が4回であるという条件のもとで、受波器の個数を3, 4, 6個と変化させて精度分布図を計算した結果を示す。この結果より、冗長な受波器を用いて合計3個以上の受波器を用い、ガウスニュートン法を用いて発信器の位置を計算することで、高い精度で測定が可能である空間が広くとれることがわかる。また、ロボットの作業領域の中央で測定精度が高く、作業領域の外側や受波器の近傍では精度が劣ることがわかる。

シミュレーションより、受波器の個数が増えるに従い測定精度は向上するが、座標計算に要する時間が増えることが判明した。この他に受波器の個数を増やすことは、計測システムの構成を複雑にし、システムのコストを増大させることにもつながるので、むやみに受波器の個数を増やすことは望ましくない。従って、2次元の計測を行う場合、受波器の個数を4個程度にすることが実用的であると思われる。

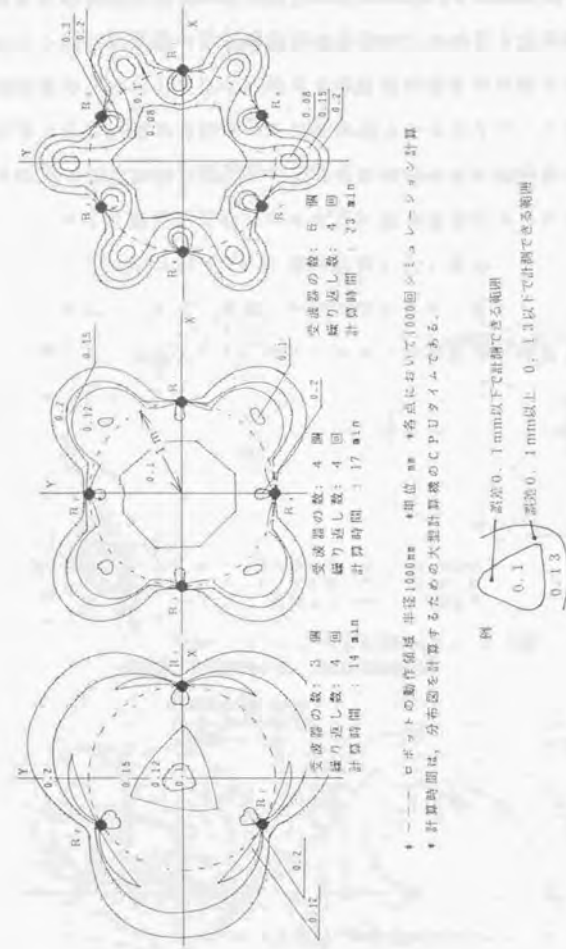


図3.7 2次元精度分布シミュレーション結果
(受波器の個数と測定精度との関係)

図3.8に、受波器の個数が4個であるという条件のもとで、ガウスニュートン法の近似計算の繰返し数を2回、6回と変化させて精度分布図を計算した結果を示す。これより、近似計算の繰返し数が増えるに従い測定精度は向上するが、その効果は受波器を増やす効果に比べて少ない。しかも、繰返し数を増やすと、それに伴い座標計算に要する時間が増大してしまい、リアルタイム性が要求される場合に実用的ではない。これらのことを考慮すると、ガウスニュートン法の近似計算の繰返し数は2回で十分であると思われる。

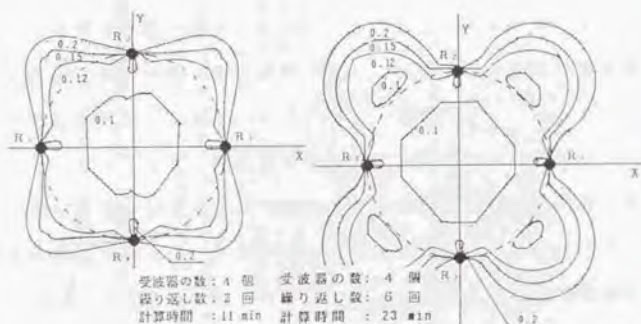


図3.8 2次元精度分布シミュレーション結果
(近似計算の繰返し数と測定精度との関係)

3.4.5 3次元精度分布シミュレーション

前節で述べた2次元精度分布図と同様に、モンテカルロ法を用いて3次元精度分布図を計算した。結果を図3.9に示す。なお、3次元の位置計測を行う場合は最低3個の受波器があればよいので、参考のため、受波器の個数を3個とし、三点法により発信器の座標を計測する場合の精度分布図も併せて示す。

この結果より、冗長な受波器を1個測定空間の上方に設置することにより、高い精度で測定が可能である空間が広くとれることがわかる。特に、三点法を用いた場合、XY平面に距離が近い領域においてZ座標の計測精度が出にくいので、座標の計測精度が非常に悪くなっているが、四点法を用いることによりこの領域の座標の計測精度が格段に改善されていることがわかる。

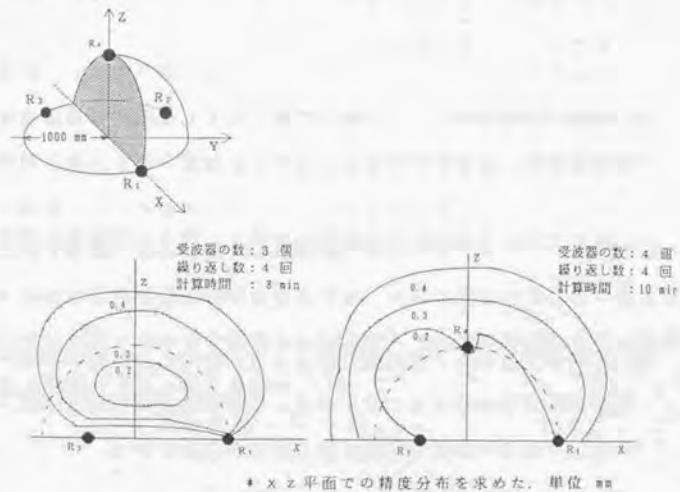


図3.9 3次元精度分布シミュレーション結果

3.4.6 本節の概要および結言

本3.4節では、冗長な受波器を1個以上用いて合計4個以上の受波器を用い、冗長な距離情報から非線形最小二乗法（ガウス—ニュートン法）により発信器の位置を計算する手法を開発した。本論文ではこの手法を「四点法」と呼ぶことにする。

計測原理として四点法を用いた場合の、ロボットの作業領域内の各点における測定精度の分布をモンテカルロ法を用いてシミュレーションした。以下にその結果を箇条書きにまとめてみる。

- (1) 受波器の個数が増えるに従い測定精度は向上する。
- (2) 近似計算の繰返し数が増えるに従い測定精度は向上する。
- (3) 計算時間は、受波器の個数が増えるに従い、また近似計算の繰返し数が増えるに従い増大する。
- (4) 精度、計算時間、コスト等を考慮すると、実用的な受波器の個数は4個程度、近似計算の繰返し数は2回程度が望ましいと思われる。
- (5) 測定空間の中央付近で測定精度が高く、周辺や受波器の近傍では精度が劣る。
- (6) 冗長な受波器を1個測定空間の上方に設置し、四点法を用いて発信器の座標を計測することにより、Z座標の計測精度が向上し、高い精度で座標の測定が可能である空間が拡大される。

3.5 音速推定法による位置計算

3.5.1 音速モニタ法の問題点

本研究で開発する超音波距離計測システムでは、超音波パルスの到達時間に音速を乗じて距離を求める。このため既知の一定距離を超音波パルスが伝播する時間をリアルタイムでモニタする音速補正センサを用いて、音速の補正を行っている。本論文では音速補正センサを用いて座標計測を行う手法を「音速モニタ法」と呼ぶことにする。前出の「三点法」および「四点法」はこの音速モニタ法の一形態である。

音速モニタ法では、測定空間であるロボットの作業領域内に音速補正センサを設置することは不可能であるため、測定空間から少し離れた位置に音速補正センサを設置することになる。この場合、測定空間と音速補正を行っている場所の両者における温度、湿度、空気の流れ等が異なることにより、正確な音速の補正が行えない可能性がある。

本研究ではこの問題を解決するため、冗長な受波器を1個用いて合計4個の受波器を用い、測定XYZ座標の他に測定空間の音速を変数として取扱い、これら4個の変数を4個の到達時間情報から実時間で計算する手法を開発した。本論文ではこの手法を「音速推定法」と呼ぶことにする。この手法は、固定距離型の音速補正センサを用いることなしに測定空間における音速を常に正確に補正でき、また4個目の受波器を測定空間の上方に設置するのでZ座標の計測精度が受波器を3個のみ用いる手法に比べて高いという特長を持つ。

3.5.2 音速推定法の計測原理

音速推定法では冗長な受波器を1個用い、図3.10に示すように4個の受波器への到達時間から測定空間内の音速 C を実時間で計算する。ただし、本来なら発信器と各受波器を結ぶ直線上における音速は、空気の流速分布の違い、温度分布の違いによりそれぞれ異なるはずであるが、ここでは一様に C であると仮定する。

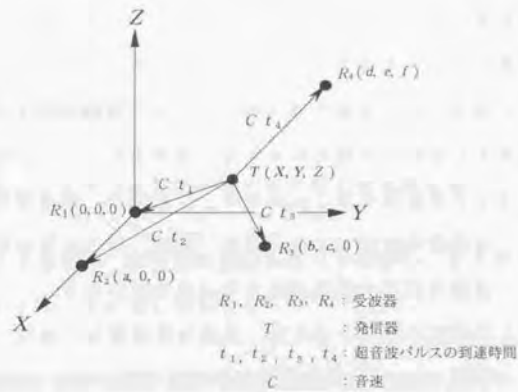


図3.10 音速推定法の位置計測原理

発信器 $T(X, Y, Z)$ と受波器 R_i の間の超音波パルス伝播時間の測定値を t_i とする ($i=1\sim 4$)。このとき測定空間内における音速を C として以下の4式が成立する。

$$X^2 + Y^2 + Z^2 = (C \cdot t_1)^2 \quad (3.11)$$

$$(X-a)^2 + Y^2 + Z^2 = (C \cdot t_2)^2 \quad (3.12)$$

$$(X-b)^2 + (Y-c)^2 + Z^2 = (C \cdot t_3)^2 \quad (3.13)$$

$$(X-d)^2 + (Y-e)^2 + (Z-f)^2 = (C \cdot t_4)^2 \quad (3.14)$$

(3.11)-(3.12)式, (3.11)-(3.13)式, (3.11)-(3.14)式より

$$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} a & 0 & 0 \\ b & c & 0 \\ d & e & f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (C \cdot t_1)^2 - (C \cdot t_2)^2 + a^2 \\ (C \cdot t_1)^2 - (C \cdot t_3)^2 + b^2 + c^2 \\ (C \cdot t_1)^2 - (C \cdot t_4)^2 + d^2 + e^2 + f^2 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

が成立する。これを (X, Y, Z) について解くと、以下ようになる。

$$\begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} a & 0 & 0 \\ b & c & 0 \\ d & e & f \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} (C \cdot t_1)^2 - (C \cdot t_2)^2 + a^2 \\ (C \cdot t_1)^2 - (C \cdot t_3)^2 + b^2 + c^2 \\ (C \cdot t_1)^2 - (C \cdot t_4)^2 + d^2 + e^2 + f^2 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

右辺の逆行列は4個の受波器が同一平面上に無い場合計測に先だって求められる。従って、実際の計測の際にリアルタイムで逐一逆行列を計算する必要はない。簡単のため、この逆行列を以下のようにおく。

$$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} a & 0 & 0 \\ b & c & 0 \\ d & e & f \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} l_1 & l_2 & l_3 \\ m_1 & m_2 & m_3 \\ n_1 & n_2 & n_3 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

これを式(3.16)に代入すると、 (X, Y, Z) は以下のように求められる。

$$\left. \begin{aligned} X &= (l_1(t_1^2 - t_2^2) + l_2(t_1^2 - t_3^2) + l_3(t_1^2 - t_4^2)) C^2 \\ &\quad + l_1 a^2 + l_2(b^2 + c^2) + l_3(d^2 + e^2 + f^2) \\ Y &= (m_1(t_1^2 - t_2^2) + m_2(t_1^2 - t_3^2) + m_3(t_1^2 - t_4^2)) C^2 \\ &\quad + m_1 a^2 + m_2(b^2 + c^2) + m_3(d^2 + e^2 + f^2) \\ Z &= (n_1(t_1^2 - t_2^2) + n_2(t_1^2 - t_3^2) + n_3(t_1^2 - t_4^2)) C^2 \\ &\quad + n_1 a^2 + n_2(b^2 + c^2) + n_3(d^2 + e^2 + f^2) \end{aligned} \right\} \quad (3.18)$$

ここで、

$$\begin{aligned}
 M_1 &= l_1(t_1^2 - t_2^2) + l_2(t_1^2 - t_3^2) + l_3(t_1^2 - t_4^2) \\
 M_2 &= m_1(t_1^2 - t_2^2) + m_2(t_1^2 - t_3^2) + m_3(t_1^2 - t_4^2) \\
 M_3 &= n_1(t_1^2 - t_2^2) + n_2(t_1^2 - t_3^2) + n_3(t_1^2 - t_4^2) \\
 K_1 &= l_1 a^2 + l_2(b^2 + c^2) + l_3(d^2 + e^2 + f^2) \\
 K_2 &= m_1 a^2 + m_2(b^2 + c^2) + m_3(d^2 + e^2 + f^2) \\
 K_3 &= n_1 a^2 + n_2(b^2 + c^2) + n_3(d^2 + e^2 + f^2)
 \end{aligned}
 \tag{3.19}$$

とおくと、

$$\begin{aligned}
 X &= M_1 C^2 + K_1 \\
 Y &= M_2 C^2 + K_2 \\
 Z &= M_3 C^2 + K_3
 \end{aligned}
 \tag{3.20}$$

と表される。上式において M_1, M_2, M_3 は計測された到達時間より定まる定数であり、[時間²/長さ]の次元を持っている。また K_1, K_2, K_3 は計測に先立ちあらかじめ求められる定数であり、[長さ]の次元を持っている。式(3.20)を式(3.11)に代入すると、 C についての4次方程式が以下のように得られる。

$$\begin{aligned}
 (M_1^2 + M_2^2 + M_3^2)C^4 + 2(M_1 K_1 + M_2 K_2 + M_3 K_3 - t_1^2)C^2 \\
 + K_1^2 + K_2^2 + K_3^2 = 0
 \end{aligned}
 \tag{3.21}$$

ここで、

$$\begin{aligned}
 \alpha &= M_1^2 + M_2^2 + M_3^2 \\
 \beta &= M_1 K_1 + M_2 K_2 + M_3 K_3 - t_1^2 \\
 \gamma &= K_1^2 + K_2^2 + K_3^2
 \end{aligned}
 \tag{3.22}$$

とおく、ここで α は [時間⁴/長さ²]、 β は [時間²]、 γ は [長さ²]の次元を持っている。これらを用いると以下のように解析的に C が求められる。

$$C = \sqrt{\frac{-\beta \pm \sqrt{\beta^2 - \alpha \gamma}}{\alpha}}
 \tag{3.23}$$

ただし、複号は 340m/s に値が近い方を選択する。式(3.23)より求められた C を式(3.20)に代入しなおすと、発信器の座標 $T(X, Y, Z)$ が求められる。

式(3.20)より各座標の計算式には音速の二乗 C^2 が含まれており、本音速推定法では音速 C の推定誤差が座標計測誤差に大きく影響する。

しかしながらこの事情は三点法、四点法でも同様である。例えば三点法では 3.3 節の式(3.2)に示すように X, Y 座標の計算式に発信器から受波器までの距離の二乗 $L_1^2 \sim L_3^2$ が含まれているが、これらの距離は $L_i = C t_i$ ($i=1 \sim 3$) で求められる変数である。すなわち計算式中に既に音速の二乗 C^2 が含まれていることになる。従って音速推定法が特別音速 C の推定誤差の影響を大きく受けるわけではない。

3.5.3 2次元精度分布シミュレーション

本節では簡単のため測定空間を2次元平面内に限定し、音速推定法を用いて位置計測を行う場合の精度分布図をモンテカルロ法を用いてシミュレーションする。

図3.11に示すように半径 1000mm の円内の2次元測定空間を考え、受波器 R_1, R_2, R_3 が円周を3等分する点に設置されているとする。シミュレーションにおいては測定空間内の真の音速を一定値 $C_0 = 340\text{m/s}$ と仮定した。3.4.3節で述べたように、本システムで用いる超音波距離計は、1m の測定範囲で $\pm 0.1\text{mm}$ の計測精度(測定距離の0.0001倍の

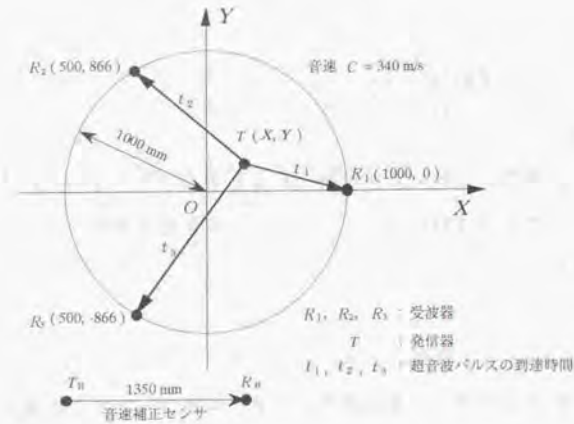


図3.1.1 2次元精度分布シミュレーションの条件

計測精度)を持つ。従って、発信器 $T_0(\bar{X}, \bar{Y})$ と受波器 R_k との間の真の距離を L_{0k} とし、 ξ_k を平均 0, 標準偏差 0.0001 の正規分布 $N(0, 10^{-4})$ に従う乱数として、超音波パルスの測定伝播時間 t_k を、

$$t_k = \frac{L_{0k}}{C_0} (1 + \xi_k) \quad (k=1\sim 3) \quad (3.24)$$

のように計算機内に発生させる。このようにして求めた (t_1, t_2, t_3) のペア 1000組を用いて、音速推定法で発信器の位置 $T(X, Y)$ を求める操作を1000回行い、真の位置 $T_0(\bar{X}, \bar{Y})$ との誤差 $|\overline{TT_0}|$ の平均値を求める。以上の操作をロボットの作業領域内の多数の (\bar{X}, \bar{Y}) において適当な間隔をおいて行い、精度分布図を求める。結果を図3.1.2(a)に示す。

比較のため、受波器 R_2, R_3 のみを用い、三点法により発信器の位置を計測する場合の精度分布図のシミュレーション結果を図3.1.2(b)に示す。(2次元計測なので受波器は2個しか用いていないが、2円の交

点を求める計測原理と3球の交点を求める計測原理との類似性において、ここでは三点法と呼ぶ。) また受波器 R_1, R_2, R_3 を用い、四点法により発信器の位置を計測する場合の精度分布図のシミュレーション結果を図3.1.2(c)に示す。(2次元計測なので受波器は3個しか用いていないが、ガウス-ニュートン法を用いて繰返し近似計算を行う計測原理の類似性において、ここでは四点法と呼ぶ。)

これら2つの場合において、音速は図3.1.1に示す音速補正センサ $|\overline{T_0R_0}| = 1350\text{mm}$ の到達時間 t_H より求めている。シミュレーションにおいてはこの到達時間もばらつくことを考慮し、 ξ_H を平均 0, 標準偏差 0.0001 の正規分布 $N(0, 10^{-4})$ に従う乱数として、

$$t_H = \frac{|\overline{T_0R_0}|}{C_0} (1 + \xi_H) \quad (3.25)$$

のように計算機内で発生させている。

図3.1.2(a)~図(c)の3者を比較すると、音速推定法、ガウス-ニュートン法を用いた場合の計測精度は、三点法を用いた場合の計測精度に比べてかなり高いことがわかる。また音速推定法を用いた場合の精度分布図は、測定空間の中央付近で測定精度が高く、ガウス-ニュートン法を用いた場合の精度分布図と同様の傾向を示すが、計測精度は音速推定法を用いた場合の方がやや高いことがわかる。しかも音速推定法を用いて精度分布図を計算するための所用時間は、ガウス-ニュートン法を用いた場合のそれに比べて約 1/3 で済むことがわかる。これは、音速推定法では受波器の初期位置が定めれば式(3.17)で示される座標計算に必要な逆行列があらかじめ計算でき、しかもガウス-ニュートン法のように時間のかかる繰返し近似計算が不要であり、発信器の座標 X, Y, Z および音速 C が式(3.20), (3.23)より解析的に簡単に求められるためである。

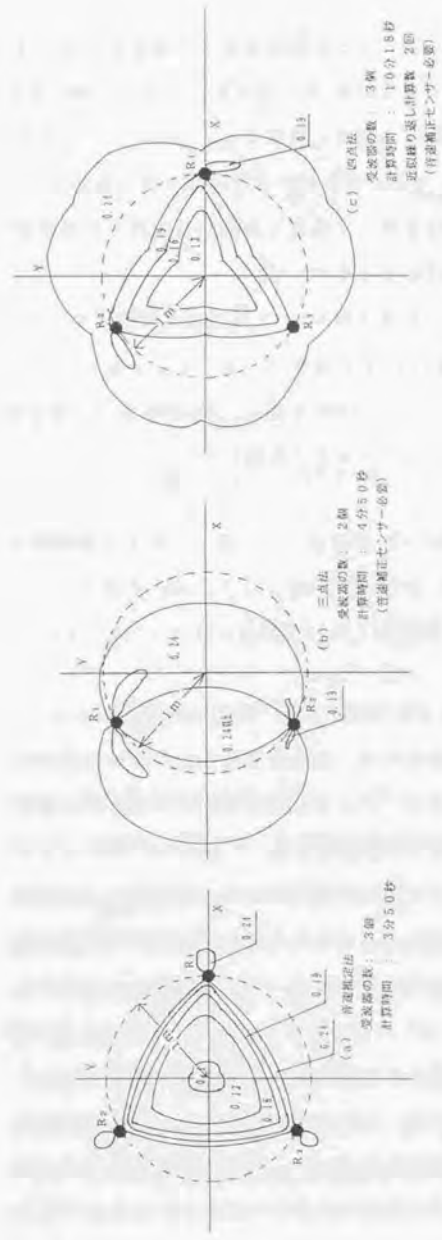


図 3.1.2 二次元速度分布シミュレーション結果
 図中の表 1 に結果を示す。(X, Y)₀ の欄には測定座標を示し、E_x、E_y の欄には CASE A よりの測定 X、Y 座標の偏差を示した。音速モニタ法である三点法を用いた場合は、音速補正センサの設置位置を測定空間から遠ざけた場合 (CASE B)、測定座標値が CASE A の場合に比べて 0.2mm 以上のかかなり大きな値をもって変化している。これに対して、音速推定法を用いた場合は、その変化の値は 0.1mm 以下であり、実験条件の変化に左右されずに常に一定の座標値を算出している。



図 3.1.3 (a) に実験条件を示す。約 (600.9, 334.6) に固定されている発信器の位置を、図中に示す受波器 R₁, R₂, R₃ を用い、音速推定法、三点法を用いて約 40 分間にわたり 1000 回計測する実験を行った。2 次元計測の場合受波器 R₁, R₂ を用いて三点法を適用すれば十分であるが、冗長な受波器 R₃ を用いて音速推定法を適用した。

3.5.4 二次元平面内での予備計測実験

音速推定法の有効性を確認することを目的とし、簡単のため二次元平面内での位置計測実験を行った。

図 3.1.3 (a) に実験条件を示す。約 (600.9, 334.6) に固定されている発信器の位置を、図中に示す受波器 R₁, R₂, R₃ を用い、音速推定法、三点法を用いて約 40 分間にわたり 1000 回計測する実験を行った。2 次元計測の場合受波器 R₁, R₂ を用いて三点法を適用すれば十分であるが、冗長な受波器 R₃ を用いて音速推定法を適用した。

実験は、

- ・音速補正センサを測定空間の間近に設置する (CASE A)。
- ・音速補正センサの設置位置を測定空間から遠ざける (CASE B)。

の 2 通りの場合について行った。この実験の狙いは、上記のようにわざと測定空間と音速補正センサの設置場所における空気の状態 (温度、湿度、空気の流れ等) が異なるような条件を作りだし、そのような条件下でも音速推定法が常に同じ測定座標値を算出する (すなわち、音速推定法が測定空間内の音速を常に正確に補正できる) ことを確認することである。

図中の表 1 に結果を示す。(X, Y)₀ の欄には測定座標を示し、E_x、E_y の欄には CASE A よりの測定 X、Y 座標の偏差を示した。音速モニタ法である三点法を用いた場合は、音速補正センサの設置位置を測定空間から遠ざけた場合 (CASE B)、測定座標値が CASE A の場合に比べて 0.2mm 以上のかかなり大きな値をもって変化している。これに対して、音速推定法を用いた場合は、その変化の値は 0.1mm 以下であり、実験条件の変化に左右されずに常に一定の座標値を算出している。

図 3.1.3 (b) に CASE A における音速補正センサからモニタされる

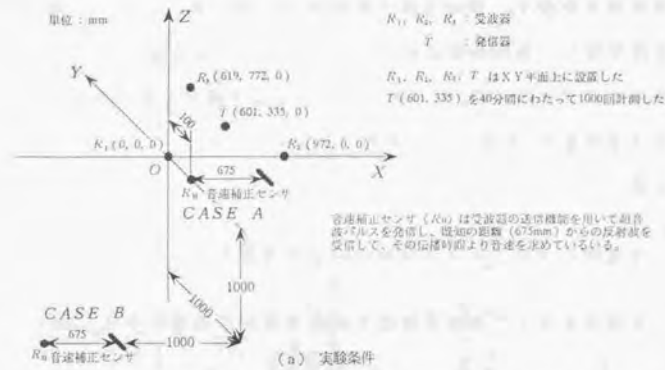


表1 2次元位置計測結果

	音速推定法			音速モニタ法		
	$(X, Y)_M$	E_x	E_y	$(X, Y)_M$	E_x	E_y
CASE A	(601.12, 334.80)	—	—	(601.15, 334.94)	—	—
CASE B	(601.08, 334.86)	-0.04	0.06	(600.95, 334.27)	-0.20	-0.67

$(X, Y)_M$: 計測座標
 E_x, E_y : CASE A の計測座標と CASE B の計測座標との偏差
 単位 : mm

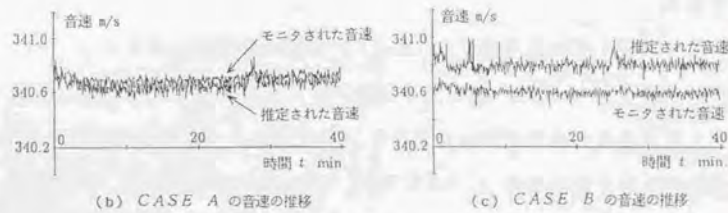


図3.13 2次元平面内での位置計測実験結果

音速と、音速推定法により推定計算される音速の時間推移を示す。また、図3.13(c)にCASE Bにおけるそれを示す。これより、音速補正センサの設置位置が測定空間に近い場合(図(b))は、モニタされた音速と推定計算された音速とは一致しているが、音速センサが測定空間から離れて設置される場合(図(c))は、両者は一致していないことがわかる。これは音速補正センサの設置場所と測定空間が離れた場合に、両者の位置における空気の状態が異なり、音速モニタ法では正確な測定空間の音速を補正できなかったためと思われる。

以上の実験より、音速推定法は音速補正センサの設置場所が離れていても常に正確な座標計測が行え、計測結果の再現性が音速モニタ法(三点法)に比べて高いことが確認できた。

3.5.5 五点法の実現可能性についての検討

a) 五点法のご概念および計算方法

音速推定法では発信器の X, Y, Z 座標および測定空間の音速 C を変数として、式(3.11)~(3.14)で示される4元連立2次方程式を解析的に解いている。これに対して四点法では冗長な方程式を最も精度良く満たすような発信器の X, Y, Z 座標をガウス-ニュートン法を用いて数値的に求めている。これらを対比すると、音速推定法は測定空間内の音速を推定計算する代わりに冗長性を犠牲にしている可能性がある。このことを考慮して本節ではさらに1個受波器を増やして5個の受波器を用い、得られる5本の2次方程式を最も精度良く満たすような4変数 X, Y, Z, C を数値的に求める手法を五点法と呼び、これの実現可能性について検討する。

発信器の座標を $T(X, Y, Z)$ とし、受波器を $R_i(x_i, y_i, z_i)$ とし、発信器と受波器との間の超音波パルスの伝播時間測定値を t_i とする ($i=1\sim 5$)。このとき測定空間内における音速を C とし、以下の5式が成立する。

$$(X-x_i)^2 + (Y-y_i)^2 + (Z-z_i)^2 = (C \cdot t_i)^2 \quad (i=1\sim 5) \quad (3.26)$$

これは式が5本であり、未知数が4個なので解析的には解けない。従って以下の残差

$$r_i = \frac{\sqrt{(X-x_i)^2 + (Y-y_i)^2 + (Z-z_i)^2}}{C} - t_i \quad (i=1\sim 5) \quad (3.27)$$

を用いて評価関数として残差二乗和

$$\eta(X, Y, Z, C) = \sum_{i=1}^5 r_i^2 \quad (3.28)$$

を考え、これを最小にするような X, Y, Z, C を数値的に求めることにする。

3.4.2節で述べたガウス-ニュートン法では、変数が X, Y, Z の3個のみであり、評価関数の傾斜 (∇S) がベクトル \overline{TR}_i ($i=1\sim 5$) の方向余弦を用いて幾何学的に容易に計算できたが、ここでは変数に C が加わるため幾何学的な取扱いができない。従って以下のような通常行われている行列演算を用いた最小二乗法の計算を行わなければならない (詳しくは第7章7.2.3節参照)。

まず残差偏微分行列 $A(5 \times 4)$ を考えその要素 a_{ij} ($i=1\sim 5, j=1\sim 4$) を次式で定義する。

$$a_{i1} = \frac{\partial r_i}{\partial X} \quad a_{i2} = \frac{\partial r_i}{\partial Y} \quad a_{i3} = \frac{\partial r_i}{\partial Z} \quad a_{i4} = \frac{\partial r_i}{\partial C} \quad (3.29)$$

変数(解)ベクトルを $\mathbf{x} = (x_1, x_2, x_3, x_4)^T = (X, Y, Z, C)^T$ と表記することになると、各変数による評価関数 η の偏微分 G_j ($j=1\sim 4$) はこれらを用いて、

$$G_j = \frac{1}{2} \frac{\partial \eta}{\partial x_j} = r_1 a_{1j} + r_2 a_{2j} + \dots + r_5 a_{5j} \quad (j=1\sim 4) \quad (3.30)$$

のように表される。

ここで残差ベクトル $\mathbf{r}(5 \times 1)$ 、残差偏微分ベクトル $\mathbf{G}(4 \times 1)$ を次式により定義する。

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \\ r_5 \end{bmatrix} \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} G_1 \\ G_2 \\ G_3 \\ G_4 \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

これらを用いると式(3.30)の関係は次式で表現し直せる。

$$\mathbf{G} = \mathbf{A}^T \mathbf{r} \quad (3.32)$$

解ベクトルを

$$\mathbf{x} = \mathbf{x}_0 + \Delta \mathbf{x} \quad (3.33)$$

とおき、 $\mathbf{x} = \mathbf{x}_0$ での残差ベクトルを \mathbf{r}_0 とする。このとき微小量 $\Delta \mathbf{x}$ に対して以下の線形近似式が成立すると仮定する。

$$\mathbf{r} = \mathbf{A} \Delta \mathbf{x} + \mathbf{r}_0 \quad (3.34)$$

式(3.34)を式(3.32)に代入すると、

$$\mathbf{G} = \mathbf{A}^T \mathbf{A} \Delta \mathbf{x} + \mathbf{A}^T \mathbf{r}_0 = \mathbf{A}^T \mathbf{A} \Delta \mathbf{x} + \mathbf{G}_0 \quad (3.35)$$

のようになる。評価関数 η が最小になる際、残差偏微分ベクトル \mathbf{G} は $\mathbf{0}$ とならねばならない。従って式(3.35)の値が $\mathbf{0}$ になる条件より、

$$\Delta \mathbf{x} = -(\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{G}_0 \quad (3.36)$$

のように $\Delta \mathbf{x}$ が求められる。これを式(3.33)に代入すると解ベクトル \mathbf{x} が求められる。しかしながらこの新しい \mathbf{x} で計算した \mathbf{G} は線形近似のために完全には $\mathbf{0}$ にならない。従って次にこの \mathbf{x} を新たに \mathbf{x}_0 とおきなおして以上の式(3.27)~式(3.36)の計算を行い、この操作を逐次繰り返していく。逐次算出される新しい \mathbf{x} は、もし評価関数 η の

非線形性があまり大きくなければ急速に正しい解に相当する点に収束していく。

b) 3次元精度分布シミュレーション

ロボットの作業領域として半径1000mmの半球面内を考える。図3.14(a)に示すように5個の受波器を配置して、座標計算法として五点法を用いてYZ平面内の精度分布をシミュレーションした結果を図3.14(b)に示す。シミュレーションの手法は3.4.4節で述べたものと同様であり、モンテカルロ法を用いている。

比較のため図3.15(a)に示すように4個の受波器を配置して、座標計算法として音速推定法を用いてYZ平面内の精度分布をシミュレーションした結果を図3.15(b)に示す。

c) シミュレーション結果の考察

図3.14(b)と図3.15(b)を比較することにより、五点法を用いた場合受波器を5個用いて冗長性を持たせることにより音速推定法を用いた場合に比べて0.2mm以下の精度で計測可能な領域が広がっており、五点法が精度改善に有効なことが確認できる。

しかしながら、精度マップを計算するのに必要な時間が音速推定法が3分弱なのに比べて五点法では49分かかっている。これは先に述べた通り五点法では変数にCが加わるため幾何学的な近似計算ができず、行列演算を用いて最小二乗法の計算を行わなければならないからである。

比較のため5個の受波器を用い、変数をX, Y, Zとして、ベクトル \overrightarrow{TR}_i ($i=1\sim 5$) の方向余弦を用いた幾何学的な近似計算を行うガウス-ニュートン法を用いてYZ平面内の精度分布をシミュレーションした結果を図3.16(b)に示す。これを図3.14(b)の五点法の結果と比べ

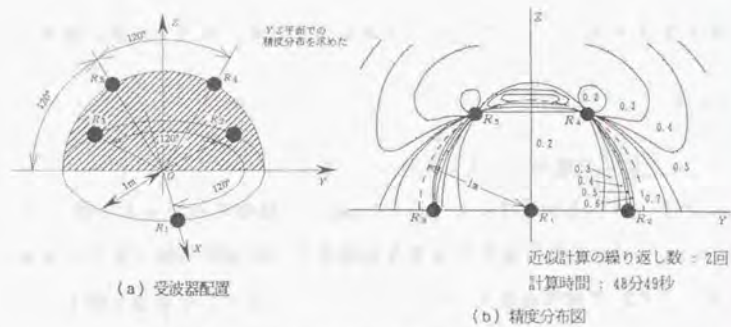


図3.14 五点法による3次元精度分布シミュレーション結果

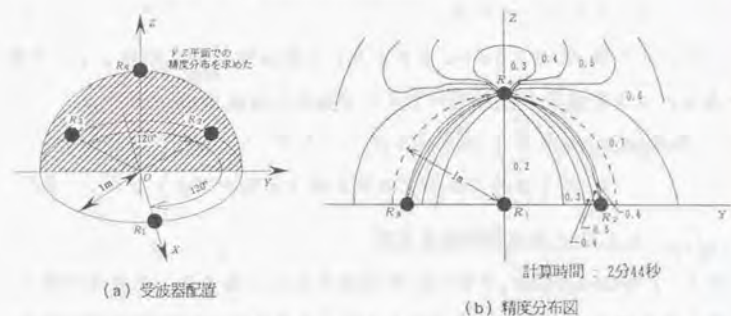


図3.15 音速推定法による3次元精度分布シミュレーション結果

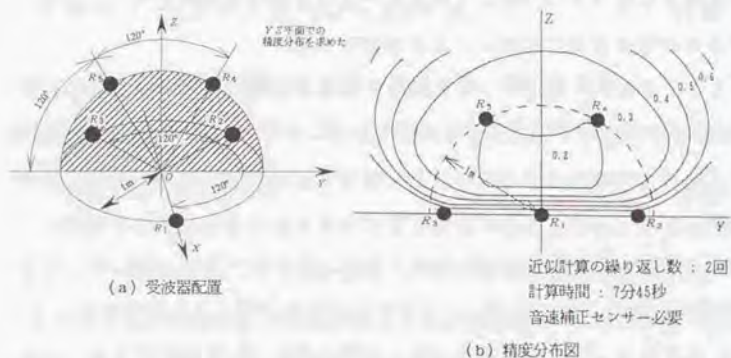


図3.16 ガウスニュートン法による3次元精度分布シミュレーション結果

ると、計算時間は改善されるものの、その代償として0.2mm以下の精度で計測可能な領域が減少しており、精度が劣化していることがわかる。またこの手法は音速補正センサを必要とするため、実際の計測においては前節までに述べた通り測定空間と音速補正センサの設置位置における空気の状態が異なり、この精度分布図よりもさらに精度が劣化する場合が十分予想される。

以上をまとめると、五点法は精度改善に有効であるが、座標計算に費やされる時間が長く、リアルタイムなロボットの計測システムに応用する場合はDSP等の専用の演算プロセッサが必要となると思われる。一方音速推定法は五点法に比べて精度は劣るものの、受波器が4個であるにもかかわらず受波器を5個用いたガウスニュートン法と同程度の計測精度が得られ、しかも座標計算時間が格段に短い。

本研究ではリアルタイム性、システム製作におけるコスト・時間等を考慮して座標計算方法として五点法は用いず、受波器の個数は4個として音速推定法を用いることにする。

3.5.6 本節の概要および結言

本3.5節では、冗長な受波器を1個用いて合計4個の受波器を用い、測定 X, Y, Z 座標の他に、測定空間の音速 C を変数として取扱い、合計4個の変数を4個の到達時間情報から実時間で計算する手法を開発した。本論文ではこの手法を「音速推定法」と呼ぶことにする。本節では、簡単のため2次元平面内に測定空間を限定し、音速推定法を用いた場合の測定空間内の各点における測定精度の分布をモンテカルロ法を用いてシミュレーションした。また、2次元平面内において予備的な位置計測実験を行い、音速推定法の有効性を確認した。

以下、音速推定法の特長を箇条書きにまとめてみる。

- (1) 測定空間内の正確な音速をリアルタイムで推定計算することができる。このため、音速モニタ法（三点法、四点法）の短所である、測定空間と音速補正センサの設置場所が離れてしまい、正確な音速の補正が行えないという問題点が解消され、それらに比べて高い計測精度が得られる。
- (2) 四点法と同様に冗長な受波器を用いるので、三点法に比べて高い精度で測定が可能である空間が広い。
- (3) 四点法で必要なガウス・ニュートン法に基づく繰返し近似計算は必要でなく、解が解析的に求められるので座標計算に必要な計算時間が短い。
- (4) 座標計測において、音速補正センサを別に必要としないので、四点法に比べてシステムが簡便に構成できる。

3.6 静的姿勢の計算方法

ロボットが静止している場合、相対位置関係が既知である3個の発信器を用いて各々の位置を測定すれば、ロボットの姿勢を求めることができる。

図3.17に示すようにロボットハンドに3個の発信器を配置し、各発信器を $T_1(X_1, Y_1, Z_1)$, $T_2(X_2, Y_2, Z_2)$, $T_3(X_3, Y_3, Z_3)$ とする。各発信器の座標は、前節までに述べた三点法、四点法、音速推定法のうちのいずれかの位置測定法を用いて測定できる。ここで、計測に先立ち

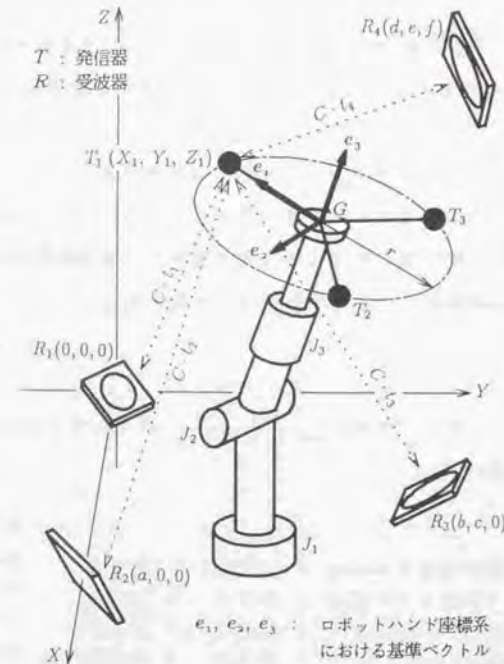


図3.17 3次元姿勢計測原理

3個の発信器の構成する三角形の重心とハンドの先端 G が一致するよう
に位置決めされているとすると、 G の座標 (X_G, Y_G, Z_G) は T_1 、
 T_2 、 T_3 の測定された座標より以下のように求めることができる。

$$X_G = \frac{X_1 + X_2 + X_3}{3}, \quad Y_G = \frac{Y_1 + Y_2 + Y_3}{3}, \quad Z_G = \frac{Z_1 + Z_2 + Z_3}{3} \quad (3.37)$$

図 3.17 に示すように、基準ベクトル e_1, e_2, e_3 をとり、これで
ロボットの姿勢を表すとする。まず

$$p_i = \overrightarrow{GT_i} \quad (i=1\sim 3), \quad q = p_1 - \frac{|p_1|^2}{p_1 \cdot p_2} p_2 \quad (3.38)$$

を計算する。ここで、 q は T_1, T_2, T_3 および G で構成される平面
上で p_1 と直交するベクトルである。これらを用いて基準ベクトルは、

$$e_1 = \frac{p_1}{|p_1|}, \quad e_2 = \frac{q}{|q|}, \quad e_3 = e_1 \times e_2 \quad (3.39)$$

のように求めることができる。以上のようにロボットの姿勢は3個の発
信器を用いることにより一意に求めることができる。

3.7 動的姿勢の推測計算方法

本節では、ロボットの手先が移動しており、その姿勢が時間とともに
変化する場合、その動的姿勢をリアルタイムで計算する方法について述
べる。

3個の発信器を同時に発信させた場合、受波器は3個の超音波パルス
を受け取るが、受信波形からどのパルスが何番の発信器からのものかを
特定することは不可能である。従って3個の発信器は混信が生じない時
間間隔をおいて順番に発信しなければならない。ところが姿勢ベクトル
は3個の発信器の位置座標が同時に求まらなければ計算できないので、
時間とともに変化するロボットの姿勢を計測する場合、ある1つの発信
器が発信した時刻での発信していない他の2つの発信器の位置座標を何
らかの方法で推測する必要が生ずる。

本計測システムでは後で第6章で述べるように、精密な計時機能を備
えているので各発信器の発信時刻を知ることができる。そこで、本研究
では、図 3.18 に示すように直前および2回前の実際に計測された位
置座標ベクトルを用い、時間外挿することで任意の時刻 t における位
置座標ベクトルを推測計算する手法を考案した。この手法を数式で表す
と以下のようなになる。

$$\tilde{T}_i(t) = T_i^{(-2)} + \frac{t - t_i^{(-2)}}{t_i^{(-1)} - t_i^{(-2)}} (T_i^{(-1)} - T_i^{(-2)}) \quad (i=1\sim 3) \quad (3.40)$$

ただし、

- $t_i^{(-1)}$: 発信器 T_i の時刻 t からみて直前の放電時刻
- $t_i^{(-2)}$: 発信器 T_i の時刻 t からみて2回前の放電時刻
- $T_i^{(-1)}$: 発信器 T_i の時刻 $t^{(-1)}$ における実測位置ベクトル
- $T_i^{(-2)}$: 発信器 T_i の時刻 $t^{(-2)}$ における実測位置ベクトル
- $\tilde{T}_i(t)$: 発信器 T_i の時刻 t における推定位置ベクトル
($= (X_i, Y_i, Z_i)$)

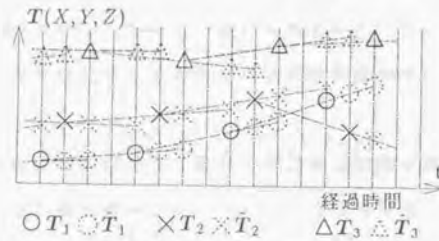


図3.18 動的姿勢の推測計算法

時刻 t で、発信器 T_i が発信しているとする、発信器 T_i の位置ベクトル T_i を実測し、その時刻での他の発信器 T_j, T_k の位置ベクトルを式(3.40)より \hat{T}_j, \hat{T}_k と推測計算し、これら $T_i, \hat{T}_j, \hat{T}_k$ を用いて、式(3.38), (3.39)より時刻 t におけるロボットの姿勢を計算することができる ($i, j, k = 1 \sim 3$)。

以上述べた原理を用いることにより、本計測システムでは、ロボットの動的な姿勢をリアルタイムで計測することが可能である。

3.8 本章の概要および結言

本章ではロボットの3次元位置・姿勢計測原理について説明した。主な結果は以下の通りである。

(1) 測定座標系を定めるため、計測に先立ち受波器の相対位置関係を知ることが必要である。本システムでは、受波器自体が振動膜として能動的に超音波パルスを発信できるので、受波器同志でパルスをやりとりし、相互に距離を測定することにより相対位置を求める。

このように本システムは内部でキャリブレーションを行うため外部から初期座標系を校正する必要がなく、また受波器を任意の位置に配置できるため測定対象の変化に対して大きな柔軟性があるという特長を持つ。

(2) 測定座標系が定まった後に、まずロボットの手先に取り付ける1個の超音波発信器に注目し、その位置を計算する手法について「三点法」「四点法」「音速推定法」の3種類を提唱した。

(3) 三点法は、3個の受波器の設置位置を中心とし、測定距離を半径とした3球の交点として発信器の位置を求める手法である。この手法は Z 座標の計測精度を本質的に高めにくい。

(4) 四点法は、冗長な受波器を1個以上用いて合計4個以上の受波器を用い、冗長な距離情報から非線形最小二乗法(ガウス-ニュートン法)により発信器の位置を計算する手法であり、三点法より高い計測精度が期待できる。

精度分布をシミュレーションした結果、受波器の個数は4個程度、近似計算の繰返し数は2回程度が適当なことが判明した。

(5) 音速推定法は、合計4個の受波器を用い、測定XYZ座標の他に、測定空間の音速を変数として取扱い、これら4個の変数を4個の到達時間情報から実時間で計算する手法である。

この手法は測定空間内の正確な音速をリアルタイムで推定計算することができる。このため、音速モニタ法(三点法、四点法)の短所である、測定空間と音速補正センサの設置場所が離れてしまい正確な音速補正が行えないという問題点が解消され、それらに比べて高い精度が得られる。

(6) 2次元平面内に測定空間を限り、三点法、四点法、音速推定法の三者を用いた場合の精度分布をシミュレーションにより求めた。また実際に2次元位置計測実験を行った。

この結果、音速推定法が他の2者に比べて計測精度が高く、座標計算に要する時間も短くて済むことが理論、実験の両面から確かめられた。

(7) 冗長な受波器を2個用いて受波器を合計5個使用し、測定XYZ座標および測定空間の音速Cを変数として取扱い、これら4個の変数を5個の到達時間情報から最小二乗法を用いて計算する「五点法」を考案した。またこの手法の実現可能性について精度分布図をシミュレーションすることにより検討した。

この結果五点法は音速推定法に比べて精度が改善されるものの、座標計算に要する時間が長く、リアルタイムな計測を行う場合はハードウェア上の何らかの改良をシステムに加えなければいけないことが判明した。

本研究ではリアルタイム性、システム製作におけるコスト・時間等を考慮して五点法は用いず、音速推定法を用いることにした。

(8) 相対位置関係が既知である3個の発信器を用い、各々の計測位置からロボットの3次元姿勢を計算する手法を示した。

(9) 時間とともに変化するロボットの動的な姿勢を計測する場合、ある1つの発信器が発信した時刻での発信していない他の2つの発信器の位置座標を何らかの方法で推測する必要が生ずる。

本研究では、直前および2回前の実際に計測された位置座標ベクトルを用い、時間外挿することで任意の時刻における位置座標ベクトルを推測計算する手法を考案し、この推測位置座標を用いて動的姿勢を計算している。

この装置は、電気の火花を用いた超音波の発生装置である。その原理は、電気の火花を発生させることで、超音波の振動を生じさせることである。この装置は、超音波の発生に非常に効果的であり、多くの応用がある。

この装置の構造は、電気の火花を発生させるための電極と、超音波の振動を生じさせるための共振器からなる。電極は、電圧を印加することで火花を発生させ、共振器は、この火花の振動を超音波に変換する。

この装置は、超音波の発生に非常に効果的であり、多くの応用がある。例えば、超音波の発生装置として、超音波の発生に非常に効果的であり、多くの応用がある。

この装置は、超音波の発生に非常に効果的であり、多くの応用がある。例えば、超音波の発生装置として、超音波の発生に非常に効果的であり、多くの応用がある。

第 4 章

電気火花を用いた 超音波発信器の開発

4.1 緒言

4.1.1 無指向性点音源の必要性

ロボットは様々な位置・姿勢をとるので、図4.1に示すように本システムで用いる超音波発信器は、測定精度および指向性の観点から無指向性点音源であることが望ましい。

まず、体積の大きな発信器を用いた場合、その音源としての中心位置の特定が困難になり、座標計測精度の劣化を招くおそれがある。このため、発信器は点音源近似できる程度に小型であることが望まれる。また発信器の指向性が鋭い場合、ロボットの手先の移動に伴い発信器の送信方向を受波器の存在する方向へ位置決めする作業が必要になる。このためには位置・姿勢が正確にわからないロボットハンドの先端に取り付けられた発信器の姿勢角度

をリアルタイムで制御することが必要になり、システムも複雑で高価になると思われる。

本研究では、無指向性点音源近似の可能性が期待できる超音波発信器として、電気火花を用いた発信器を考案し、その開発を行った。これについて本第4章で詳述する。

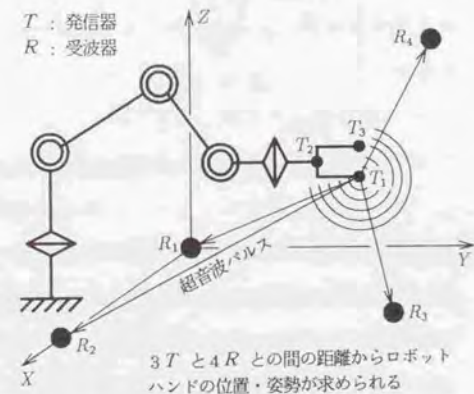


図4.1 無指向性点音源の必要性

4.1.2 超音波発信器の要件

一般的な超音波パルスの受信波形を模式的に図4.2に示す。本論文では、以下超音波パルスの音圧 ΔP 、周波数 f 、ゼロクロス点の到達時間 t 、時間遅れ定数 t_d を図4.2に従って定義し、これを用いることにする。すなわち、超音波パルスの音圧は音圧波形の第1波目の立下がりのピーク音圧値で定義し、周波数は第1波目の立下がりのピークにおける時刻と第2波目のそれとの間の時間の逆数で定義することにする。また時間遅れ定数 t_d は、受波器の周波数特性の影響を受けて波形の立下がりが鈍るので、周期の半分 $1/2 \cdot T = 1/(2f)$ とは一致せず、それよりも値が大きくなる。

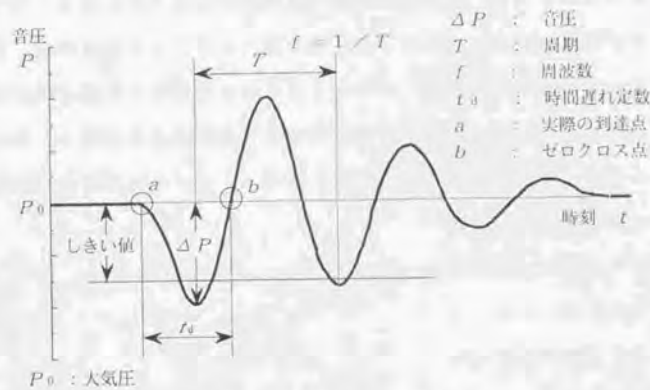


図4.2 超音波パルスの受信波形

本研究で開発する超音波距離計測システムは、超音波パルスの到達時間に音速を乗じて距離を求めるため、超音波パルスが到達した瞬間を正確に検出する必要がある。本距離計では、図4.2に示すように、ある一定のしきい値を設けて、これを波形の振幅が上回った後の最初のゼロクロス点(図のb点)を求め、これを利用している。超音波パルスの到達した瞬間(図のa点)は、ゼロクロス点の時刻 t から図4.2に示す時

間遅れ定数 t_d を引き去ることにより求めている。

このような手法で超音波パルスの到達時間を測定する場合、しきい値が必ず超音波パルスの受信波形の最初の立下がりを捉えるために、発信器は音圧の十分大きい超音波パルスを発信する必要がある。もし、音圧が低いと仮定すると、特に長い距離を測定する場合に受信音圧が低くなり、音圧がしきい値を越えない場合が生じる。これを解消するためにしきい値のレベルを下げると、しきい値が電気回路のグラウンド(0V)のノイズレベルと同等になり、間違えてノイズを検出してしまいう可能性が大きくなる。

またゼロクロス点を正確に検出するために、発信器は立上りの鋭い超音波パルスを発信する必要がある。もし、超音波パルスの立上りが鈍く、超音波パルス波形の第1波目の振幅より第2波目以降の振幅が大きき場合、しきい値が第2波目以降を間違えて捉えてしまう可能性がある。この場合、超音波の波長程度(音速を340m/s、超音波パルスの周波数を100kHzとして3.4mm)の距離測定誤差を生じてしまう。

本距離計では、真の超音波パルスの到達点を求める際に時間遅れ定数 t_d を用いる。 t_d は、距離計測に先立ち、超音波パルスの波形を数百回観測することによりあらかじめ求めておく定数である。この t_d の設定誤差は、 t_d の値が小さいほど小さくなるので、発生する超音波パルスの周波数が高いことが望まれる。また、同様に t_d の精度を高めるという観点から超音波パルスの周波数が安定していることが望まれる。

さらに、本距離計で用いるゼロクロス点は、超音波パルスの振幅の変化の影響を受けにくいものの、より高精度な到達時間の測定精度を得るためには、超音波パルスの振幅、特に第1波目のピーク値が安定していることが望まれる。

以上、前の4.1.1節および本4.1.2節で述べてきたことをまとめると、本論文で開発する計測システムにおける超音波発信器に必要な条件は以下のようなになる。

- (1) 無指向性近似できる。
- (2) 音源の体積が、点音源近似できる程度に小さい。
- (3) 音圧の大きい超音波パルスを送信する。
- (4) 第1波目の立上りが鋭い超音波パルスを送信する。
- (5) 発信する超音波パルスの周波数が高く、安定している。
- (6) 発信する超音波パルスの第1波目のピーク値が安定している。

4.1.3 従来の超音波発信器を利用する際の問題点

超音波パルスの発信器としては、従来よりバイモルフ型圧電素子を用いたもの^{39) 40)}（以下圧電バイモルフ型と呼ぶ）や、振動膜を用いたコンデンサ型のもの^{41) 42)}が研究され、そのうち一部は商品化されている。

図4.3(a)に圧電バイモルフ型発信器の構造を、図(b)に発信された超音波パルスの受信波形の一例を示す。この型の発信器は通常は連続波を送信する用途に用いられるが、あまり短くないパルス波（数十波長）を送信することも可能である。この場合素子の共振を用いているため、図(b)に示すように超音波パルスの立上りが鈍く、ある一定のしきい値を設けて第1波目を検出するのは極めて困難である。またこの型の発信器の半減角（音圧が発信の正面方向に対して半分になる角度）は 20° ～ 30° 程度であり、比較的広い指向性を持つものの無指向性近似は不可能である。

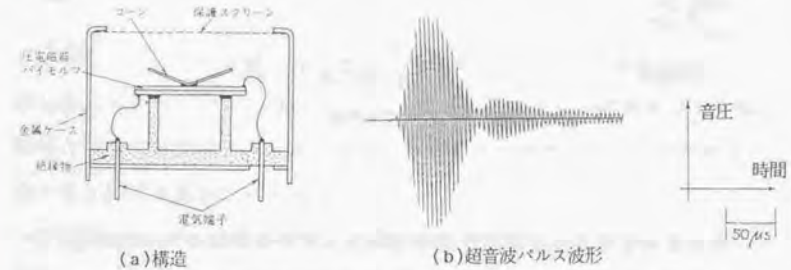


図4.3 バイモルフ型圧電素子を用いた超音波発信器

図4.4(a)にコンデンサ型発信器の構造を、図(b)に発信された超音波パルスの受信波形の一例を示す。この型の発信器は、厚みが数 μm であるポリエチレン製の振動膜と金属製の背極との間の静電力を利用するものであり、同じ構造のものが発信にも受波にも使える。この型の発信器は、圧電バイモルフ型発信器と異なり共振を利用していない。そのた

め図(b)に示すように立上がりの鋭い超音波パルスを発信することができ、その周波数も80~100kHzと高いものが得られる。しかしながら発信器として用いる場合、適当な音圧を得るために膜の直径を数10mmにせざるを得ず、このため半減角が±6°程度とかなり指向性が鋭い⁽⁴⁵⁾。コンデンサマイクロホン64×64の領域に分割し、各領域に互いに異なる位相の電気信号を入力することにより超音波の発信方向を偏向させて電氣的に発信器を無指向化する手法も試みられているが⁽⁴⁶⁾、超音波ビームのスクランに時間が費やされるためリアルタイムでの計測には応用できないと思われる。

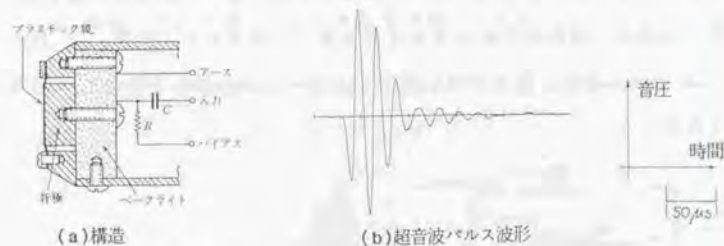


図4.4 コンデンサ型発信器の概要

以上をまとめると、現在一般に用いられている圧電バイモルフ型、コンデンサ型の超音波発信器は、両者とも無指向性点音源近似が不可能であり、本計測システムにおいてロボットの手先に取り付ける超音波発信器として不適当であると言える。このため本研究においては、無指向性点音源近似でき、立上がりが鋭く周波数が高い超音波パルスを発信できるような超音波発信器を新しく開発する必要がある。

4.1.4 電気火花の利用可能性

火花が飛ぶ際に超音波が発生することは昔から知られており、この原理に基づいた超音波発信器は水中などで用いられてきたが⁽⁴⁷⁾、空気中で使用された例は少ない⁽⁴⁸⁾。また空気中で電気火花を超音波パルスの音源として用いる場合も、主に空気中における音波の吸収を調べることを目的としている⁽⁴⁹⁾。これらの研究で用いられる放電回路はメカニカルな放電スイッチを用いているため数百回の放電しか行えず、コンピュータからの放電時刻は制御できず、装置も大型である。このため本研究で開発する計測システムの発信器に応用することは困難であると思われる。

なお電気火花を音源として応用したものにイオンスピーカ⁽⁵⁰⁾が知られており、また電気火花を音源、光源として応用したディスプレイ商品も開発されているが⁽⁵¹⁾。これらは可聴領域の音波の発信を目的としており、超音波の発信を目的としたものではない。

以上のように空中で超音波距離計の発信器として火花放電を利用した例は極めて少ない⁽⁴⁴⁾。しかしながら、電気火花はギャップ長を小さく設定すれば無指向性点音源近似が可能であることが期待され、この特長は他の発信器では得がたいものである。

また本章の4.6節で述べるように、放電電気回路の2次側に数百pFの高耐圧セラミックコンデンサを挿入することにより、強力な音圧が得られる。さらに機械振動系を用いないので、立上がりが鋭くかつ残留振動

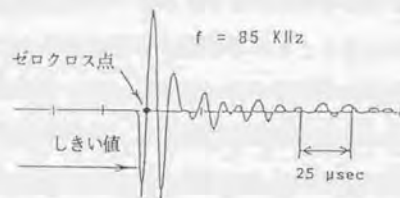


図4.5 電気火花による超音波パルスの受信波形

のない超音波パルスを得ることができる。図4.5に電気火花により生じた超音波パルスの受信波形の一例を示す。波形は超音波パルスが到達した瞬間をとらえるのに十分な鋭い立上がりを持ち、その音圧はロボット的位置・姿勢計測への応用に必要な2~3m程度距離測定に十分である。

このように電気火花を用いた超音波発信器は、無指向性点音源近似できること、大きな超音波パルスの音圧が得られる等の大きな利点があるため、本研究ではロボットの手先に取り付ける超音波発信器の候補として電気火花を用いた超音波発信器を開発することにする。

電気火花を用いた超音波発信器はこのような利点がある一方で、次のような問題点があり、これらを解決せねば実用とはならない。

- (1) 電極消耗による測定誤差の発生。
- (2) 放電に伴う放射ノイズ、電源ノイズの発生。
- (3) 放電時刻の正確な制御が困難である。(実際の放電時刻が指令時刻よりもわずかに遅れ、この遅れ時間が統計的にばらつく。従って何らかの方法で正確な放電時刻を検出してやる必要がある。)
- (4) 超音波パルスの波形(振幅のピーク値、周波数等)が不安定。

本研究では研究の初期の段階において(1)~(4)の問題点に悩まされ続けたため、電気火花の代替として小型の積層型圧電素子を用いた超音波発信器を開発してその使用可能性を検討した。この結果、この発信器は、積層型圧電素子が数mm角の有限の大きさを持っていること、発信器が呼吸振動でなく縦振動を行うこと等の理由により指向性が比較的鋭く、ロボットの位置・姿勢計測の用途に利用するのは困難であることが判明した。従って本研究では(1)~(4)の問題を本章の以下の各節で述べるように解決し、最終的には電気火花を用いた超音波発信器の方を採用することにしたことをここであらかじめ断って述べておく。

4.2 電気火花による超音波パルスの発生メカニズム

4.2.1 緒言

本研究で用いる超音波発信器の要件として、既に述べたように無指向性点音源近似できること、音圧が大きく立上がりの鋭い超音波パルスが発生できること、超音波パルスの周波数、音圧、波形が安定していること、等が挙げられる。電気火花放電は本来確率的で不安定な現象であるので、これらの要件を実現しようとする場合には、放電電気回路、計測アルゴリズム等を工夫する必要がある。この際の指針や理論づけのために、電気火花による超音波の発生メカニズムを検討しておくことは非常に重要であると思われる。

本節では、高電圧工学、音響工学の2つの分野での研究結果を調査し、主にそれらを参考にすることにより電気火花放電により超音波が発生するメカニズムを定性的、定量的に解明することを目的とする。またそれに基づいて、超音波距離計を構成する際に問題点となる火花放電の遅れ、音源近傍における音速の非線形性、空気の音波吸収による超音波パルスの周波数の変化等についても説明することにする。

4.2.2 衝撃電圧破壊による放電方式^{*)}

火花放電を発生させる方式として、ギャップ間に高電圧を定常的に印加する方式と、衝撃的な電圧(電圧印加の瞬間から数 μs 程度の極めて短時間で電圧の最高値まで達し、その後また短時間で減衰する単極性の電圧)を印加する方式の2通りがある。

一般に溶接等に広く用いられているのは前者の方式であり、数秒間自続するアーク放電を得ることを目的としている。しかしながら本研究では超音波パルスの発信を目的とするため、瞬間的、間欠的な電気火花放電を実現したい。従って本研究では、ギャップ間の絶縁を衝撃電圧破壊

することにより火花放電を得る後者の方式を採用する。

4.2.3 放電のメカニズム^{*)}

図4.6に示すように、2本の電極針を対向させた針先ギャップを考える。この針の一方をグラウンド(0Vレベル)に落とし、他方に波高値が数千~数万Vの衝撃電圧を印加するとギャップ間の空気の絶縁が破壊されて放電が生じる。以下この放電のメカニズムについて説明する。



図4.6 針先ギャップと電気力線

空气中に存在する原子、分子のうちのごくわずかには、地中からの放射線や宇宙線などのエネルギーを受けて、電子が原子殻から電離し、正イオン化されている。この状態で電極間に高電圧が印加されると、以下のような過程を経て放電が生じる。

① 高電圧によりギャップ間に電界が形成される。体積の小さい針先に電気力線が集中するので、針先での電界は非常に強い。陽極の針先付近に存在する偶存電子が、この電界からクーロン力を受けて、陽極へ引きつけられて吸収される。

電子は移動する過程で原子または分子と衝突し、それらの電子を電離させる(衝突電離)。電子は衝突により指数関数的に増大し、これを電子なだれという。

電離によって生じた正イオンは、質量が大きいため移動速度が電子に比べて遅く、陽極付近に取り残される。(図4.7(a)参照)。

② 取り残された正イオンにより、電界がその近傍で強められ、付近に存在する電子を吸引する。

吸引された電子はイオンの中に流入し、導電率の高いプラズマを形成する。プラズマとは電子、イオン、原子、分子が共存した状態の名称である。プラズマ部分は電子なだれの進展につれて陰極方向に進展する(図4.7(b)参照)。

③ 一方、陰極部分では、正イオンが陰極に引き寄せられ、この過程で原子、分子と衝突してそれらを電離させる。また、正イオンが陰極に衝突することによっても電子が陰極から放出される(電子の2次放出)。このようにして陰極側でも電子なだれが生長し、プラズマ部分が進展する。

④ 陽極、陰極両側から進展してきたプラズマ部分がギャップのほぼ中央で出会うと、両電極間に導電率が1mmあたり数Ω程度と低い電路が形成されることになり、印加される高電圧により大電流が急激に流れる。これを主放電と呼ぶ(図4.7(c)参照)。

図4.7(a)~(c)に放電生成過程におけるギャップ間の電子、正イオンの流れを示す。

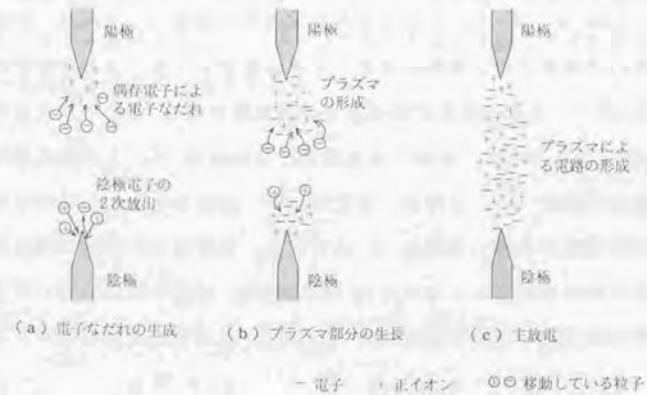


図4.7 針先ギャップの放電生成過程説明図

4.2.4 火花放電の遅れ⁵⁶⁾

ギャップ間に直流高電圧を定期的に印加する場合、火花放電が発生するために必要な電圧を直流火花電圧 V_d と呼ぶ。 V_d

はギャップの長さ、形状、材質等により決定され、数千~1万V程度の値をとる。一方図4.8に

示すような方形波衝撃電圧をギャップに加える場合、電圧が V_d に達してもすぐには火花放電は発生せず、数 μ s の遅れ時間 τ をおいた後に火花放電が発生する。

前節で述べたように、放電現象は電子の衝突電離がなだらかに増長する現象であり、ギャップ間に偶存する電子が陽極に引きつけられることをきっかけとして生じる。衝撃電圧を加えてから偶存電子が出現するまでの時間は電子の存在確率に従って統計的にばらつくので、統計的遅れと呼び τ_0 で表す。初期電子が電界からエネルギーを得て衝突電離を行い、実際に火花を形成するまでに要する時間を形成遅れと呼び τ_f で表す。この τ_0 と τ_f の和が火花放電の遅れ時間 τ である。形成遅れは数nsの極めて短い時間であることが高速度カメラにより確認されているため⁵⁷⁾、火花放電の遅れの主要部分は統計遅れ τ_0 であると言える。

図4.8において、印加した衝撃電圧の波高値 V_1 と直流火花電圧との差を過電圧 ΔV と呼ぶ。過電圧 ΔV が大きいと τ は減少する。逆に過電圧が小さい場合は τ は増大し、初期電子の供給確率が低い場合は火花が飛ばないこともある。この他に、空気の圧力が高いほど、空気中の紫外線の濃度が高いほど τ が減少することが知られている。

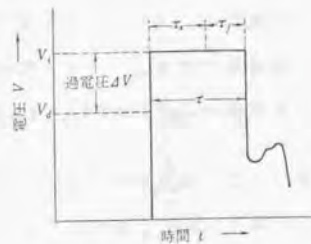


図4.8 火花放電の遅れ⁵⁶⁾

4.2.5 超音波パルス発生メカニズム

放電により超音波パルスが発生することは現象的には知られているが、現状ではその詳細な音波発生機構は理論的に明らかにされていない⁵⁸⁾。しかしながら、一般には以下のような過程を経て超音波パルスが発生すると推察されている⁵²⁾⁵⁹⁾。

- ① 放電現象はギャップの空隙中に存在する電子の衝突電離がなだらかに増長する現象であり、放電電流はこの電子の移動により生じている。電子は移動の過程で原子、分子、イオン、電子等の粒子と衝突を繰返し、その度に運動エネルギーを失う。電子の失ったエネルギーは衝突した粒子に与えられ、その粒子の熱振動エネルギーとなる。こうしてギャップ間の空気は放電により瞬時に加熱される。
- ② ギャップ間の微小空隙に衝撃的な熱エネルギーが投入されるので、媒質である空気が急速に熱膨張し、ギャップ中心を中心とし、1~2mm程度の半径を持つ球状の高温・高圧力分布を生じる。これを初期高圧気体球と呼ぶ。
- ③ 音波は空気の圧力の粗密波であるので、初期高圧気体球が瞬時に生じることによりインパルス状の音波が発生する。これが超音波パルスの正体であると考えられる。

4.2.6 音源近傍における伝播速度の非線形^{*)-(*)}

火花放電の音源近傍では音圧が極めて大きくなるので、それより発生する超音波は衝撃波となる。図4.9の a-b の部分で表されるような音圧が ΔP である衝撃波面の伝播速度は、以下の式で表されることが理論的に求められている^{*)-(*)}。

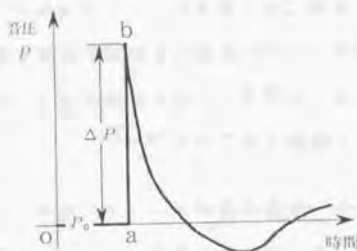


図4.9 衝撃音波の波形

$$C = C_0 \left(1 + \frac{\gamma+1}{2\gamma} \frac{\Delta P}{P_0} \right) \quad (4.1)$$

ここで、 C : 有限振幅音速
 C_0 : 無限小振幅音速
 γ : 定圧比熱と定積比熱の比 (= 1.4)
 P_0 : 大気圧

点音源からの基準距離 r_0 における音圧の瞬時値を ΔP_0 とすると、任意の距離 r における音圧 $\Delta P(r)$ は

$$\Delta P(r) = \Delta P_0 \frac{r_0}{r} \quad (4.2)$$

で表される^{*)}。これを式(4.1)に代入すると、以下の微分方程式が得られる。

$$\begin{aligned} C = \frac{dr}{dt} &= C_0 \left(1 + \frac{\gamma+1}{2\gamma} \frac{\Delta P_0 r_0}{P_0} \frac{1}{r} \right) \\ &= C_0 \left(1 + \frac{m}{r} \right) \end{aligned} \quad (4.3)$$

ただし、 $m = \frac{\gamma+1}{2\gamma} \frac{\Delta P_0 r_0}{P_0}$

これを解くと、以下の経過時間 t と伝播距離 r の関係式が得られる。

$$t = \frac{r}{C_0} - \frac{m}{C_0} \ln \left(1 + \frac{r}{m} \right) \quad (4.4)$$

式(4.4)の関係を図に示すと図4.10の実線のようになり、この曲線の導関数が音速を表している。これより音源近傍 ($r=0$ 近傍) では音速が大きく、それより遠ざかるにつれ音速が通常の大気圧における音速 C_0 に漸近することがわかる。このように有限振幅を持つ音波の伝播速度は距離に対して非線形な特性を示す。

一方実験的には、シュリーレン法^{*)-(*)}、シャドウグラフ法^{*)-(*)-(*)}等の光学的手法を用いて波面を観測することにより、半径1~2mm程度の初期高圧気体球が放電から数nsの極めて短い時間で形成されることが確かめられている。すなわち放電により衝撃波は初期高圧気体球の半径 a 程度まで極めて速い速度で瞬時に広がっており、このことは理論式(4.1)の妥当性を裏付けている。実際にシャドウグラフ法により波面を観測し、経過時間と伝播距離との関係をプロットした例を図4.10に示す^{*)}。これは理論値(図の実線)とよく一致しており、理論式(4.1)~(4.4)の妥当性を裏付けている。

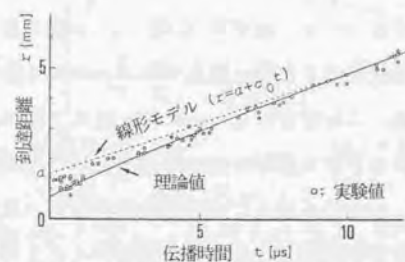


図4.10 超音波の伝播時間と到達距離との関係^{*)}

今、初期高圧気体球の半径を a とし、理論式(4.4)から求まる非線形な経過時間と伝播距離の関係を以下のように線形近似することを考える。

$$r = a + C_0 t \quad (4.5)$$

この関係を図4.10に点線で示す。音源から5mm以上離れたところでは、音波が拡散減衰を受けて非線形性が弱まるために、式(4.5)で表される線形近似は比較的精度良く成り立つと思われる。このことは、超音波パルスを遠距離において観測した場合、電気火花放電による音源が等価的に半径 a の球音源と見なせることを意味している。すなわち、超音波パルスは時刻 $t=0$ において音源中心から初期高圧球の半径 a だけ離れた場所から伝播し始めると考えて良い。

4.2.7 等価球音源の半径と超音波パルスの周波数との関係^{*)*)}

前節の式(4.5)に基づいて超音波距離計測を行う場合、到達時間 t を測定し、それに音速 C_0 を乗じたものに初期高圧気体球の半径 a を加算して伝播距離 r を求めることになる。従って a の値を計測に先立ち求めておくことが必要である。

初期高圧気体球の半径 a は、次の4.5節、4.6節で述べるようにギャップ長、放電電気回路の2次側に挿入するコンデンサ容量等により決定される定数である。これを求めるためには、前節で述べたようにシュリーレン法やシャドウグラフ法等の光学的手法を用いて波面の進展状況を観察すればよい。しかしながらこれらの光学装置は一般に高価であるので、本研究では超音波パルスの周波数を標準コンデンサマイクロホン(B&K社製、型番4138)で観察し、これより a を求めることにする。この目的のため、本節では a と超音波パルスの周波数 f との関係について説明する。

初期高圧気体球の内部の圧力分布(密度分布)として、時刻 $t=0$ の瞬間にのみ図4.11に示すような球の中心($r=0$)で無限大の値をとり、球の半径($r=a$)において0になるようなインパルス状のものを与えることにする。この分布を式で表すと以下のようなになる。

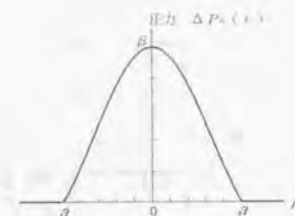


図4.11 高圧気体球の時刻 $t=0$ における初期圧力分布

$$\Delta P_0(r) = \begin{cases} \beta \frac{\sin\left(\pi \frac{r}{a}\right)}{\pi \frac{r}{a}} & (r \leq a) \\ 0 & (r > a) \end{cases} \quad (4.6)$$

ここで β は適当な定数とする。この初期圧力分布により発生する音圧波形は、速度ポテンシャルを用いて波動方程式を解くことにより以下のように理論的に求められる^{*)}。

$$\Delta P(\tau) = \begin{cases} 0 & (-\tau_0 > \tau) \\ -\frac{\beta}{2r} \cdot \frac{a}{\pi} \sin\left(\pi \frac{\tau}{\tau_0}\right) & (-\tau_0 \leq \tau \leq \tau_0) \\ 0 & (\tau_0 < \tau) \end{cases} \quad (4.7)$$

ここで、 $\tau_0 = \frac{a}{C}$ 、 $\tau = t - \frac{r}{C}$ 、 C :音速

式(4.7)より音源からの距離 r_0 における音圧波形を $t = r_0/C$ の時刻(すなわち、超音波パルスが到達した時刻)において求めると図4.12

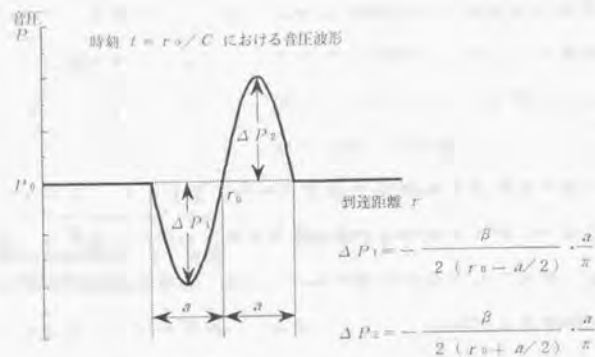


図4.1.2 初期圧力分布により得られる音圧波形

のようになる。これより、得られる音圧波形は正弦1波であり、その周期を T 、周波数を f とすると以下の関係式が成立することがわかる。

$$2a = CT = \frac{C}{f} \quad (4.8)$$

式(4.8)より、例えば $a = 1.5\text{mm}$ 、 $C = 340\text{m/s}$ とした場合、得られる正弦1波の音圧波形の周波数は 113kHz となり、これは超音波領域の周波数である。以上より、初期高圧気体球の内部の圧力分布として $\sin X/X$ 型のものを時刻 $t=0$ の瞬間にのみ与えると、これにより正弦1波の超音波パルス波形が得られることが理論的に導かれた。

超音波距離計を構成する際に必要となる初期高圧気体球の半径 a は、音圧校正用の標準コンデンサマイクロホンを用いて超音波パルスの周波数 f を測定し、その値から式(4.8)を用いて求めることが可能である。

4.2.8 伝播距離と超音波パルスの周波数との関係²³⁾

前節で取り扱った初期高圧気体球の初期圧力分布は、時刻 $t=0$ の瞬間にのみ与えられる。すなわち初期圧力分布は空間分布をしているが、時間的にはインパルス状の衝撃関数である。従って得られる音圧波形もインパルス応答であり、理論的には全ての周波数領域の成分を含んでいる。

図4.1.3に電気火花放電により得られる超音波パルスのスペクトルを測定した一例を示す²³⁾。高周波で利得が落ちているのは、マイクロホンの周波数特性も影響しており、このことを考慮すると超音波パルスの有効スペクトル帯域は $10\sim 200\text{kHz}$ と見積も

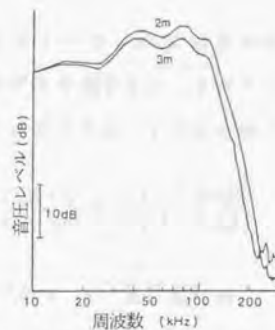


図4.1.3 超音波パルスの周波数スペクトルの測定例

られる。この測定例より、火花放電により発生する超音波パルスは非常に広い周波数領域の成分を含んでおり、時間領域においてインパルス音源として近似できることが実験的にも確認できる。

このように広い周波数帯域を持つ超音波パルスが空气中を伝播する場合、周波数の高い成分ほど減衰を受けるため、超音波パルスの波形に変化が生じてその周波数が低くなる。これは、超音波距離計測システムを構成した場合、4.1.2節で述べた時間遅れ定数 t_d が超音波パルスの伝播距離に従って増加することを意味しており、距離測定精度を向上させる上で検討しておかなければならない事項である。本節ではこのことについて述べる。

点音源から放射された音波を音源から距離 r の地点で観測すると、 r における音圧 $\Delta P(r)$ は以下のように表される。

$$\Delta P(r) = \Delta P_0 \frac{r_0}{r} \exp(-\alpha(r-r_0)) \quad (4.9)$$

ここで、

r_0 : 単位距離, ΔP_0 : 単位距離での音圧, α : 媒質(空気)の音波吸収係数

なお前出の式(4.2)は、式(4.9)において α が小さく、0 と近似できるとしたものである。この音波吸収係数 α は、空気の粘性、熱電導度、周波数等の関数になり、以下の理論式で表される。

$$\alpha = \frac{(2\pi f)^2}{2\rho C^3} \left(\frac{4}{3}\mu + \frac{\gamma-1}{\gamma} \frac{\kappa}{c_p} \right) \quad (4.10)$$

ここで μ は粘性係数、 κ は熱伝導度、 f は音波の周波数、 c_p は定積比熱、 $\gamma = c_p/c_v$ は比熱比、 ρ は密度、 C は音速である。これに具体的な数値を代入すると、

$$\alpha = 1.15 \times 10^{-11} \times f^2 \quad (4.11)$$

のようになる。これより音波吸収係数 α は音波の周波数の2乗に比例して増大することがわかる。 α はさらに気体分子(酸素、窒素)の分散によっても増加し、実際には式(4.11)の値の1.5倍程度の値をとる。

超音波パルスを距離計測に応用する場合の問題点のうちの1つがこの音波の吸収であり、伝播に従って周波数が高い成分ほど音圧が減衰してしまう。このため、これらの周波数成分の重ね合わせとして観測される超音波パルスの周波数は伝播距離に比例して減少することになる。図4.14に本研究で開発した電気火花を用いた超音波発信器から発信される超音波パルスを標準マイクロホン(B&K社製、型番4138)で観測し、距離

と周波数の関係を求めた結果を示す。これより伝播距離に比例して周波数が減少しており、理論式(4.9)~(4.11)の妥当性を裏付けている。

本研究では、超音波距離計を構成した場合の時間遅れ定数 t_d が、超音波パルスの周波数の減少により伝播距離に比例して増大することを考慮し、計測に先立ちあらかじめ実験的に伝播距離と t_d との関係を求め、実際の計測においてはこれを用いている。

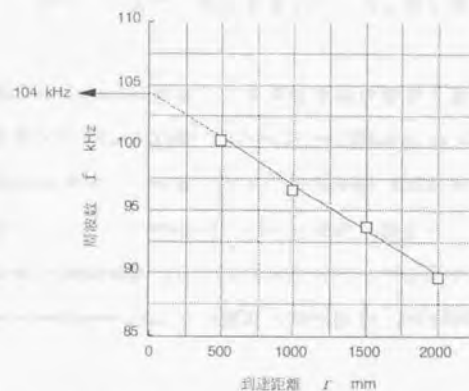


図4.14 伝播距離による超音波パルスの周波数の変化

4.2.9 本節の概要および結言

本節では、高電圧工学および音響工学の分野における研究結果を調査し、主にそれらを参考にすることにより、電気火花放電により超音波が発生するメカニズムを解明した。またそれに基づいて、超音波距離計を構成する際に問題点となる火花放電の遅れ、音源近傍における音速の非線形性、空気の音波吸収による超音波パルスの周波数の変化等についても説明した。本節で得られた主な結果は以下の通りである。

- (1) ギャップ間に衝撃電圧を加えると、絶縁が破壊されて放電が生じる。このメカニズムは、ギャップ間に存在する電子が陽極へ引きつけて移動する際に他の原子、分子と衝突し、それらの殻外電子を電離させること（衝突電離）によって説明できる。この衝突電離がなだらかに増長することによってギャップ間に抵抗が数 Ω 程度と低い回路が形成され、印加される高電圧により大電流が流れて放電が生じる。
- (2) 衝撃電圧を加えてから放電が生じるまでには数 μ sの時間遅れがある。この遅れ時間は、ギャップ間に存在する電子の存在確率によって統計的にばらつく。衝撃電圧の波高値が高いほど、空気の圧力が高いほど、空気中の紫外線濃度が高いほど遅れ時間は小さくなる。
- (3) 放電の生成過程において、ギャップ間で電子と他の粒子とが衝突し、その際失われた電子の運動エネルギーが衝突した粒子の熱振動エネルギーに変換される。これによりギャップ間の微小空隙に衝撃的な熱エネルギーが投入され、媒質である空気が急速に熱膨張して初期高圧気体球が形成される。この初期高圧気体球が超音波パルスの音源となる。

- (4) 音源近傍では、音圧が極めて高いために衝撃波が形成される。この波面は瞬時に1~2mm程度まで伝播し、初期高圧気体球を形成する。すなわち、音源近傍において音波の伝播速度は非常に速く、伝播距離に対して非線形な関係を有する。

音波は音源から遠ざかるにつれて急激な拡散減衰を受けるため、非線形性は速やかに弱くなり、音速は通常の大気圧における音速に漸近する。

- (5) 超音波パルスは時刻 $t = 0$ において音源中心から初期高圧気体球の半径 a だけ離れた場所から通常の大気圧における音速 C_0 で伝播し始めると近似できる。これを式の関係で表すと $r = a + C_0 t$ となる。ただし r は伝播距離である。

すなわち、遠距離において超音波パルスを観測した場合、電気火花放電による超音波音源は等価的に半径 a の球音源と見なせる。

- (6) 初期高圧気体球の内部の圧力分布として $\sin X/X$ 型のものを時刻 $t = 0$ の瞬間にのみ与えると、これにより正弦1波の超音波パルス波形が得られることが理論的に導かれる。この周波数 f と初期高圧気体球の半径 a との間には、音速を C として $2a = C/f$ の関係がある。

- (7) 火花放電により発生する超音波パルスの有効帯域は10~200kHzと非常に広く、時間領域においてインパルス音源と見なせる。

これらの周波数成分のうち、周波数の高いものほど伝播距離に従って音波の吸収を受ける。このため周波数成分の重ね合わせとして観測される超音波パルスの周波数は伝播距離に比例して減少する。

4.3 発信器の構造および電気回路

4.3.1 発信器の構造

本システムにおける発信器は、図4.15に示すように2本の電極針が微小な空隙を隔てて対向する構造を持つ。電極間に高電圧を印加して電気火花を生じさせると、それに伴い超音波パルスが発生する。

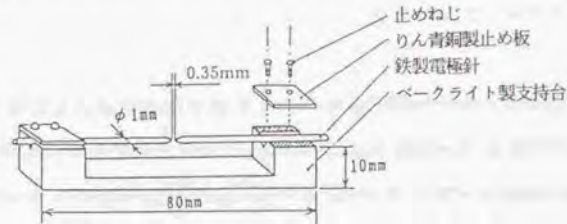


図4.15 発信器の構造

4.3.2 放電電気回路とその特長

a) C D I方式の採用

図4.16に放電電気回路のブロック線図を示す。コンデンサに蓄えた電荷をトリガ素子(サイリスタ)により瞬間的にイグニッションコイルの1次側に放電させ、2次側で高電圧を得る。このようにして火花を生じさせる方式は、C D I (Condenser Discharge Ignition) 方式と呼ばれ、自動車エンジンの点火回路に用いられている^{(*)-(*)}。

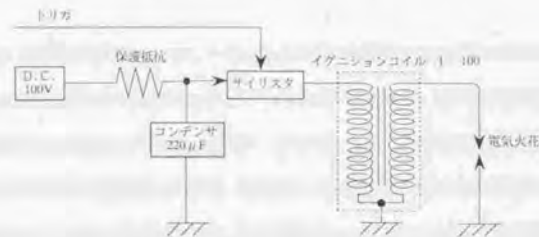


図4.16 放電電気回路のブロック線図

衝撃破壊による電気火花を得る方式として、イグニッションコイルを用いず、数千ボルトの高電圧でコンデンサを充電し高耐電圧スイッチ(接点閉閉型スイッチ、トリガ電極付放電スイッチ等)を用いて直接放電電極に電荷を導く方法が提唱されている^{(*)-(*)}。しかし、スイッチの寿命が数百回と短く、放電時刻をサイリスタのように電氣的に制御するのが困難なためロボットの位置・姿勢計測システムには適していない。

以下、C D I方式の利点を述べる。

- (1) イグニッションコイルで昇圧するので、高電圧を発生させる電源が不要であり、重量・大きさが小さくて済み、コストも安い。
- (2) イグニッションコイルで昇圧するので、コンデンサの充電電圧が小さくて済み、充電時間が短くできる。このため100Hz以上の周波数で放電が可能である。
- (3) 電氣的なスイッチであるサイリスタを使用するので、放電時刻をパーソナルコンピュータ等により制御するのが容易である。(ただし後で4.4.3節で述べるように、トリガ信号を放電回路に加えてから、実際に火花放電が開始するまでには数 μ sの時間遅れがある。)
- (4) 機械的なスイッチ(接点閉閉型)を使用しないので、数十万回以上の連続放電が可能である。

b) 回路の動作原理

図4.17に具体的な回路図を示す。また図4.18にこの回路のタイミングチャートを示す。以下この回路の動作原理について信号の流れの順に説明する。

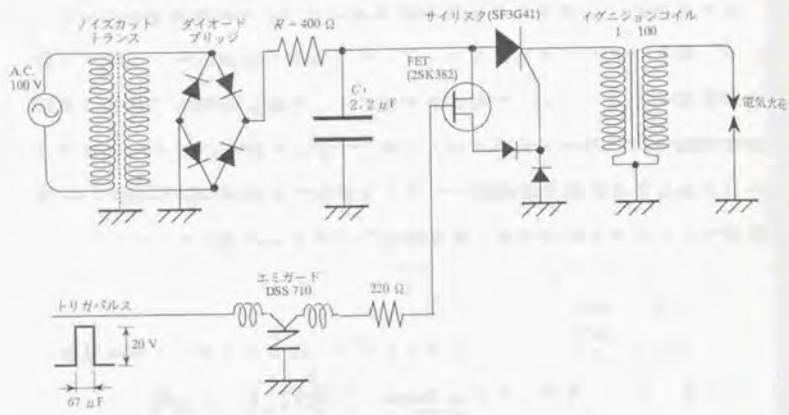


図4.17 放電電気回路図

- ① 交流 100V 電源をノイズカットトランスを通した後、ダイオードブリッジを用いて半波整流する。この電圧により抵抗 $R = 400 \Omega$ を介してコンデンサ C_1 ($2.2 \mu\text{F}$, 耐圧 250V) を充電する。このコンデンサは、イグニッションコイルの1次側に挿入されるので、以下「1次側コンデンサ」と呼ぶことにする。
- ② FET (2SK382) のゲートにトリガパルスを加えると、FETが導通状態となり、サイリスタ (SF3G41) のゲートへ電源から電流が導かれる。サイリスタはこのゲート電流によりターンオンする。
- ③ サイリスタがターンオンすると、コンデンサ C_1 に蓄積されていた電荷が瞬時にサイリスタを通してイグニッションコイル (巻き数比 1:100, 1次側 $12 \mu\text{H}$, 2次側 0.48H) の1次側に流れる。
イグニッションコイルはこの急激な電流の変化率に応じた衝撃高電圧 (約 7000V) を2次側に発生し、この電圧によりギャップ間の絶縁破壊が生じて電気火花が発生する。

- ④ コンデンサ C_1 の電荷が $3 \mu\text{s}$ 程度で瞬時に放電された後、サイリスタは速やかにターンオフし、その後は再びコンデンサ C_1 の充電が開始される。

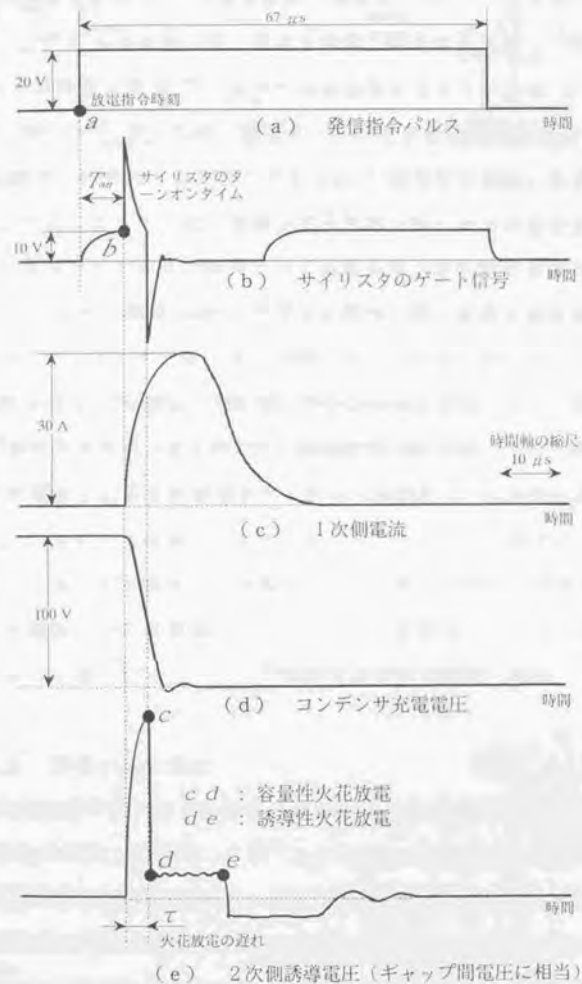


図4.18 放電電気回路のタイミングチャート

c) 素子の選択理由

コンデンサの電荷を1次側コイルに導くトリガ素子として、サイリスタを採用したのは、他のスイッチング素子に比べて、i)耐圧が高い ii)大電流を流せる iii)サージ電圧・電流に強い iv)寿命が半永久的で信頼性が高い v)素子が小型・軽量である 等の理由による^{*)}。

抵抗 R はサイリスタの保護抵抗である。 R の値に依存してコンデンサ C_1 の充電時間が決定される。本回路で設定した $R=400\Omega$ 、 $C=2.2\mu F$ の場合、充電は時定数 $0.8ms$ 程度で速やかに行われ、放電の繰返し周波数は理論的には $1kHz$ 程度の高い値まで設定できる。ただし、電源が完全な直流電源でなく半波整流された電源であるので、実現できる最大放電周波数は実際にはこの値より低く $600Hz$ 程度である。

エミガード DSS710 はバリスタ機能付き三端子コンデンサであり、ノイズに対してバイパスコンデンサとして働くと同時に、サージ電流のほとんどをグラウンドに流す性質を持っている^{*)}。この素子をFETのゲートに挿入することで、FETがノイズにより誤動作することを防いでいる。

4.4 波形・距離計測装置の構成

4.4.1 緒言

超音波発信器の性能を評価するためには、それから発信される超音波パルスの波形を観測する必要がある。また、受波器と組み合わせて超音波距離計を構成した際の距離測定精度も発信器の性能の評価項目となる。従って本節では、電気火花を利用した超音波発信器と音圧校正用の標準コンデンサマイクロホン (B&K社製、型番4138) を組み合わせて用い、図4.19に示すような波形・距離計測装置を構成した。

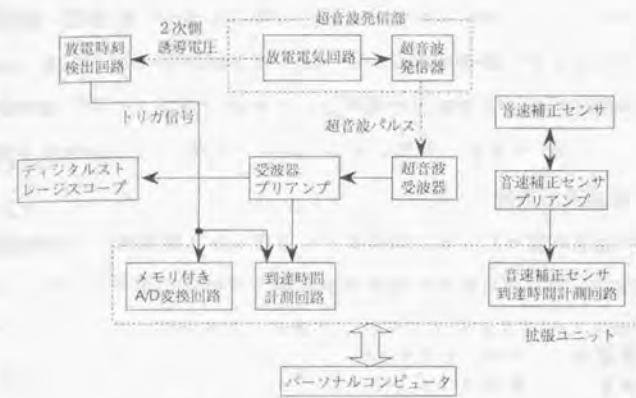


図4.19 波形・距離計測装置の構成

本波形・距離計測装置は、発信器と受波器の間の距離を4.1.2節で述べたようにゼロクロス点の時刻を「到達時間検出回路」により検出し、これから時間遅れ定数を引き去ることにより超音波パルスの真の到達時間を求め、これに「音速補正センサ」から得られる音速を乗ずることにより求めている。また電気火花放電が生じた正確な時刻を「放電時刻検出回路」で検出し、この時刻をトリガ点として超音波パルスの伝播時間計測を行っている。

4.4.2 装置の構成要素

本節では図4.19に示した波形・距離計測装置の各構成要素について以下説明していくことにする。

なお「放電時刻検出回路」については本研究において重要な役割を果たすものなので、別に節を設けて次の4.4.3節において詳述することにする。また装置の構成要素のうち「受波器プリアンプ」、「到達時間検出回路」、「音速補正センサ」等は本論文で最終的に構築するロボッ

この位置・姿勢計測システムにおいても用いられているので、説明の重複を避けるため回路の詳細等は後で第5章で詳述することにし、ここではその機能を概説するにとどめることにする。

① 超音波受波器

超音波受波器としては、発信器より発信される超音波パルスの正確な音圧を測定するために音圧校正用の標準コンデンサマイクロホン

製造元: Bruel & Kjaer社
 型番: 標準コンデンサマイクロホン 4138 (1/8インチ径)
 性能: 周波数帯域: 0~200kHz, 共振周波数 160kHz,
 感度: 1.3 mV/Pa

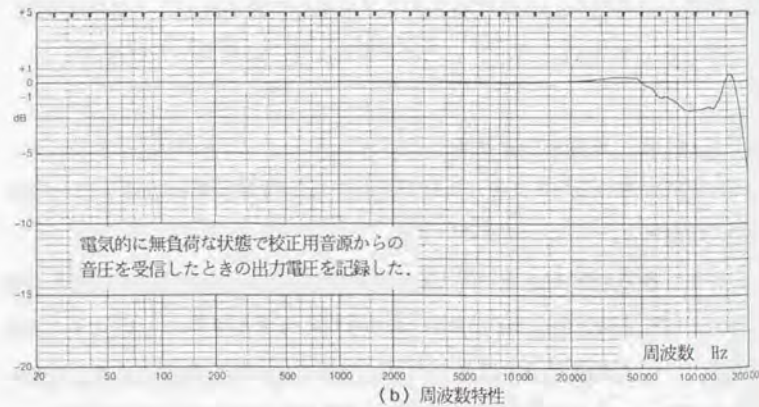
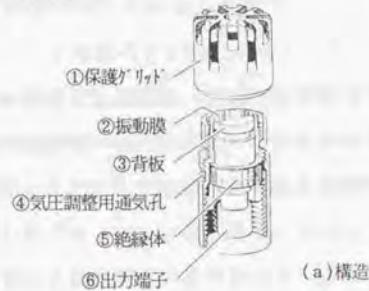


図4.20 B&K社コンデンサマイクロホン4138

を用いる。図4.20(a)にこのマイクロホンの構造を、図(b)に周波数特性を示す。図(b)より、このマイクロホンの周波数特性は100kHz程度まで平坦であり、本研究で用いる発信器から発信される超音波パルスの周波数は最大100kHz程度なので、正確な音圧の測定が可能である。

② 受波器プリアンプ

受波器により受信された信号の増幅を行う。ゲインは40~100kHzの帯域で約37dBである(74倍程度に増幅)。回路の詳細等については後で第5章において述べる。

③ 到達時間計測回路

ゼロクロス点の時刻をハードウェアで検出する回路である。発信器が発信した時刻をトリガ点とし、この瞬間からカウンタを一定クロックでカウントアップさせる。ゼロクロス点をアナログ回路で検出し、その瞬間のカウンタの値をラッチする。ラッチされた値はパーソナルコンピュータで読み込むことが可能である。カウンタの1クロックは200nsであるので、距離計の分解能は、音速を340m/sとして、

$$(\text{分解能}) = 340 \times 10^3 \times 200 \times 10^{-9} = 0.068 \text{mm}$$

となる。回路の詳細等については後で第5章において述べる。

④ 音速補正センサ

本波形・距離計測装置では既知の一定距離(1350mm)を超音波パルスが伝播する時間をリアルタイムで求めて、それから正確な音速を得ている。音速補正センサの詳細については第5章において述べる。

⑤ メモリ付きA/D変換回路

プリアンプによって増幅された受信アナログ信号をデジタル値に変

換し、その値をメモリに記憶する回路である。A/Dコンバータの入力電圧範囲は $\pm 0.5V$ 、分解能は8bit、変換周波数は5MHzである。メモリは8bit \times 64kByteであり、A/D変換のクロックに同期してデジタル化されたデータを書き込んでいく。

ゼロクロス点の検出は到達時間検出回路によりリアルタイムで行えるが、超音波パルス波形をパーソナルコンピュータに取り込んで、その音圧の安定性等を評価するために本回路を製作した。

⑥ デジタルストレージコープ

メモリ機能の付いたオシロスコープであり、過渡現象の観測ができる。プリアンプによって増幅された受信アナログ信号を観察するために使用する。具体的には、岩崎通信機(株)製、型番DS-6612を用いる。

⑦ パーソナルコンピュータ

波形・距離計測装置の各要素の制御とデータの処理は、日本電気(株)製のパーソナルコンピュータ PC9801VX (CPU 80286、演算処理プロセッサ 80287搭載)で行っている。ソフトウェアはC言語により記述した。

4.4.3 放電時刻検出回路

放電電気回路(図4.1.7参照)において、サイリスタの電気的特性により、ゲートに電圧が印加されてからサイリスタが実際にターンオンするまでに数 μs の遅れ時間 t_{on} がある。また、衝撃電圧により火花放電を得る場合、4.2.4節において述べたように高電圧が印加されてから実際に放電が生じるまでに数 μs の遅れ時間 τ があり、この値はギャップ間に存在する電子の存在確率に従って統計的にばらつく。結局、発信指令パルスがパーソナルコンピュータから放電電気回路に送出されてか

ら実際に火花放電が生じるまでには $\tau_d = t_{on} + \tau$ だけ時間遅れが生じることになる(以上図4.1.8のタイミングチャート参照)。このため、発信指令パルスの立ち上がりの時刻を超音波パルスの発生時刻としたのでは、正確な距離計測が行えないことになる。従って正確な火花放電時刻を何らかの方法で検出する必要がある。

火花放電が生じる瞬間には、ギャップ間に瞬時に電流が流れ、それに伴いギャップ間電圧(イグニションコイルコイルの2次側の電圧と同じ値をとる)も急激に変化する。これらを直接検出すれば放電時刻は求められるが、

たとえ分流、分圧等の手段を用いたとしても¹⁾、ノイズ源となる放電電流や放電電圧を直接計測システムに導入することは好ましくない。そこで本研究では図4.2.1に示すようにサーチプローブを用い、イグニションコイルの2次側からサーチプローブへ誘導される電圧を検出することで、ギャップ間に印加される電圧波形を得ることとする。ただし電磁誘導を用いて間接的に観測を行っているので、電圧値そのものを得ることはできない。

サーチプローブにより得られたギャップ間電圧波形を図4.2.2(a)に示す。放電時刻はギャップ間電圧波形が鋭く立ち下がった瞬間である。本研究では図4.2.3に示すように、サーチプローブに誘起された誘導電圧をワンショット・マルチバイブレータIC(74LS221)の入力ピンに導き、その出力を放電時刻検出パルスとして利用している(図4.2.2(b)参照)。このICはデジタル入力の上上がり(または下下がり)を検

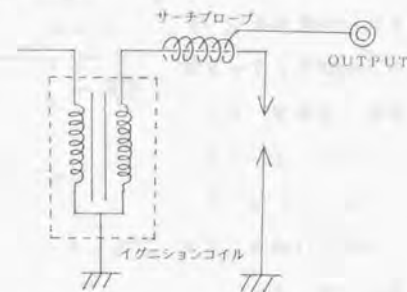


図4.2.1 ギャップ間電圧波形の間接的測定

出し、外付けの抵抗、コンデンサにより所望のパルス幅のパルスを発生する機能を持つ、サーチプローブに誘起された誘導電圧は5V以上の値やマイナスの値をとるので、デジタルICにとってはノイズ入力である。従って本研究で開発した放電時刻検出回路は、ノイズ入力の急峻な変化を感知してワンショット・マルチバイブレータICが誤動作することを利用してのことになる。

本研究の初期の段階

においては、誘導電圧波形をアナログ的に処理して放電時刻を検出する回路を作製し、これを用いていたが、誘導電圧が不安定なこと、ノイズにより回路が誤動作すること等の理由により正常に動作しないことが多かった。そこで試行錯誤の開発を行った結果最終的に開発されたものが図4.23に示す回路である。この回路はデジタルICのノイズによる誤動作を逆利用しているにもかかわらず、常に正確な放電時刻の検出が可能である。

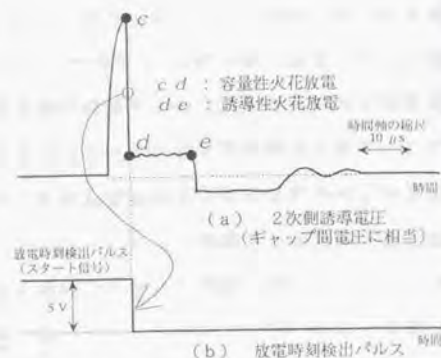


図4.22 放電電気回路のタイミングチャート



図4.23 放電時刻検出回路

4.5 放電電気回路条件の検討

4.5.1 緒言

本節では、放電電気回路の条件として、

- 1) 電極形状 (針先ギャップ, 球ギャップ等)
- 2) ギャップ長
- 3) 放電電気回路の1次側コンデンサ容量
- 4) 放電電気回路の充電電圧
- 5) 電極材質

を考え、これらの条件を変化させることにより、

- 1) 超音波パルスの音圧
- 2) 超音波パルスの音圧の安定性
- 3) 超音波パルスの周波数
- 4) ゼロクロス点の安定性

がどのように変化するかを、前節でのべた波形・距離計測装置を用いることにより検討する。またそれらの結果から、4.1.2節「超音波発信器の要件」で述べたように、音圧が高く、立上がり鋭く、波形(音圧、周波数等)が安定した超音波パルスを発生する超音波発信器を実現するために最適な放電回路条件を決定する。

なお、本研究では放電電気回路の2次側にコンデンサを挿入することにより音圧の強化をはかっており、この2次側コンデンサ容量も放電回路条件である。しかしながら、2次側コンデンサの挿入により強力な音圧を実現していることは本発信器の最大の特長であるので、これについては別に節を設けて次の4.6節において述べることにする。

4.5.2 電極形状およびギャップ長の影響

a) ギャップ長調整装置の構成

発信器を図4.2.4に示すように回転ステージ(シグマ光機(株)製、型番Σ-401-(2)、角度分解能 5arcmin)に固定し、この回転ステージを顕微鏡(倍率50倍)のステージに固定することによりギャップ長調整装置を構成した。本装置は顕微鏡に付属した目盛りスリットによりギャップ長を精度 $2\mu\text{m}$ で調節することが可能である。



図4.2.4 ギャップ長調整装置

b) 電極形状の種類および放電状態の観察

本実験においては図4.2.5に示すような4種類の電極を用いた。経路制限付きギャップとは、図に示すように針先の先端部分を除いた部分を絶縁材であるエポキシ樹脂でコーティングしたものである。これにより針の先端部分でのみ放電が生じ、放電経路がばらつかないようにしている。このようにして放電経路を制限することにより、音圧の安定性、ゼロクロス点の安定性の向上を目指している。

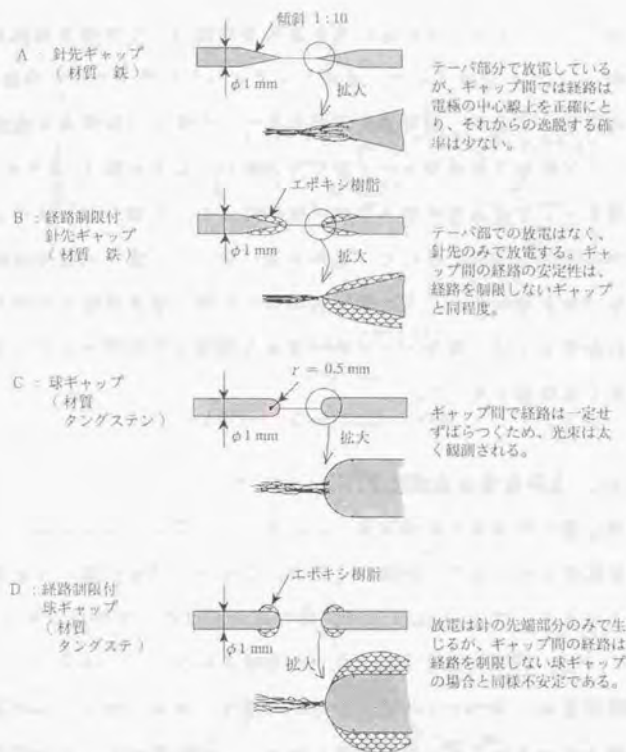


図4.2.5 電極形状の種類と放電状態の観察結果

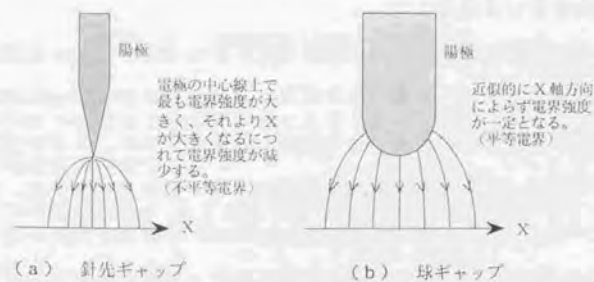


図4.2.6 ギャップに形成される電界

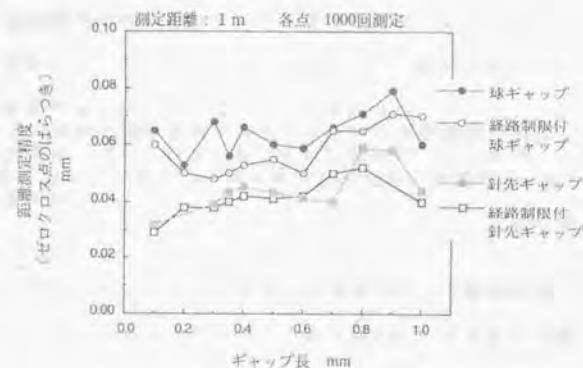
各ギャップ形状における放電状態を顕微鏡により肉眼で観測した結果を図4.25に併せて示す。球ギャップよりも針先ギャップの方が放電経路は安定しており、放電経路が電極針の中心線から逸脱する度合いは球ギャップの方が針先ギャップよりも大きい。これは図4.26に示すように球ギャップが近似的な平等電界を形成するのに対して針先ギャップは不平等電界を形成するため、電界が強い針の中心線上に放電経路が集中するためと思われる。また顕微鏡観察の結果、放電経路を制限した場合は針先ギャップ、球ギャップの両者とも電極の先端部分以外で放電が生じることは無くなった。

c) 実験結果および考察

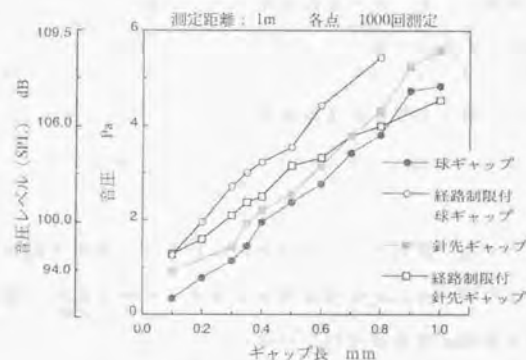
発信器と受波器の距離を約1mに設定し、電極形状の種類、ギャップ長を変化させ、それと距離測定精度、音圧との関係を調べた結果を図4.27に示す。図4.17における放電電気回路の1次側コンデンサの容量 C_1 は $2.2\mu\text{F}$ に設定した。測定は各条件において1000回行った。距離測定精度は、ゼロクロス点の時刻に音速センサから得られる音速を乗じた値(ゼロクロス点の到達距離に相当)を1000回求め、その標準偏差を用いて評価した。また音圧は、発信器から1m離れた場所における超音波パルスの第1波目の立ち下りのピーク音圧値を1000回測定し、その平均値を用いて評価した。

なお本実験では放電回路条件の変化による音圧の変化の定量的な評価を目的とするので、結果の表示においては圧力の単位[Pa]を用いた。一方人間の音の感覚は音圧のほぼ対数に比例するので、人間の可聴範囲の音圧 P [Pa]が0から120程度と使いやすい値になるように、次式で音圧レベル(SPL: sound pressure level)が定義されている^{7,8)}。

$$\text{SPL} = 20 \log \frac{P}{2 \times 10^{-5}} \approx 20 \log P + 94 \text{ [dB]} \quad (4.12)$$



(a) ギャップ長と測定精度との関係



(b) ギャップ長と音圧との関係

図4.27 電極形状およびギャップ長の影響

本論文では以下参考のため図の縦軸に圧力[Pa]の目盛りの他に音圧レベル[dB]の目盛りも併記した。

本実験で得られた図4.27に示す結果より、以下の事実が判明した。

- (1) ギャップ種類、ギャップ長にかかわらず、1mの測定距離において0.05mm程度の精度(測定距離の2万分の1)が得られる。

- (2) 針先ギャップの方が球ギャップよりも 0.02mm 程度高い距離測定精度が得られる。
- (3) 電極を絶縁材でコーティングして放電経路を制限することにより、0.01mm 程度高い距離測定精度が得られるが、この値は無視できる程度である。
- (4) 経路制限をしない場合は、針先ギャップの方が球ギャップより 1m 離れた場所で 0.2Pa 程度高い音圧が得られる。
- (5) 経路制限をした場合は、球ギャップの方が針先ギャップよりも高い音圧が得られる。また経路制限をしない場合に比べて両ギャップとも異なった音圧が得られる。
- (6) ギャップ長と音圧とは比例する。

(2) については、針先ギャップが針の中心線上に電気力線が集中した不平等電界を形成するので放電経路が安定するためであり、顕微鏡による放電状態の観察結果を裏付けている。

(3) については、電極を絶縁材でコーティングすることにより電極の先端部分以外で放電が生じることが無くなるが、電極間の放電経路までは制限できなかったために距離測定精度の向上が微小であったと思われる。

(4) については、針先ギャップの方が球ギャップに比べて火花電圧 V_s (放電開始電圧と同義、図 4.18 (e) の C 点の電圧。) が高く⁷⁾、このためギャップに投入される熱インパルスエネルギーが高かったためと思われる。

(5) については、放電経路を制限したギャップは電極にコーティング

したエポキシ樹脂が誘電体として働き、ギャップ間の電界が複雑に変化したためと思われる。このため経路を制限しない場合に比べて放電電流が増減し、発生する音圧も変化したものと思われる。

(6) については、球ギャップにおいて火花電圧 V_s [V] とギャップ長 d [mm] の間には、

$$V_s = \alpha d + \beta \sqrt{d} \quad (4.13)$$

ただし、 $\alpha = 2367$ 、 $\beta = 2475$ 。

の実験式が成り立つことが知られており⁷⁾、ギャップ長の増大に従い火花電圧が増大し、このためギャップ間に投入される熱インパルスエネルギーが増大したためと思われる。式 (4.13) は球ギャップについての実験式であるが、ギャップ長に従い火花電圧が増大する同様の関係は針先ギャップについても成立する。図 4.28 に針先ギャップについて抵抗分圧の原理を用いて火花電圧とギャップ長との関係を調べた結果を示す。

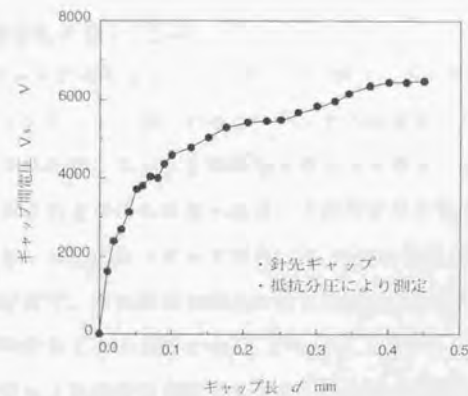


図 4.28 火花電圧 V_s とギャップ長 d との関係

d) ギャップ形状の決定

実験結果より、針先ギャップの方がわずかではあるが球ギャップに比べて距離測定精度が高く、得られる音圧が大きいことが判る。また球ギャップを作製するには針先を研削加工する必要がある。従って電極損耗時の交換等を考えると、針先ギャップの方がコスト的にも球ギャップに比べて優れているといえる。また実験結果より、電極に絶縁物を塗布して放電経路を制限することにより距離測定精度がわずかに向上するものの、その度合いは無視できるほどに小さいことがわかった。従って本研究では放電経路を制限しない通常の針先ギャップを採用することにした。

なおギャップ長については、4.6節において2次側コンデンサ容量の検討を行ってから決定することにする。

4.5.3 1次側コンデンサ容量および充電電圧の影響

a) 実験の意味および条件

図4.17の電気回路において、1次側コンデンサ容量 C_1 および充電電圧 V を大きくし、放電前にイグニッションコイルの1次側に蓄えられるエネルギー $1/2 \cdot C_1 \cdot V^2$ を大きくすれば、これが電気火花放電時の熱インパルスエネルギーに変換されると考えられるので、強力な超音波パルスが得られることが期待できる。そこで本節では、 C_1 、 V の値を変化させて、発生する超音波パルスの音圧がどのように変化するかを実験により確かめた。

実験においては、図4.17のノイズカットトランスの後にスライダックおよび昇圧トランス(100V→3000V, 容量0.1A)を挿入し、交流100, 150, 200Vを発生させた。各条件において1000回の測定を行って、音圧の平均値を評価した。

b) 実験結果および考察

図4.29に結果を示す。これより1次側コンデンサ容量を増やすことにより C_1 が約 $1\mu\text{F}$ 以下の場合には得られる超音波パルスの音圧は増大するが、それを越えると音圧の増加は頭打ちになる。また充電電圧の増加につれ得られる音圧も増加するが、その増加量は微小である。これらの結果より、1次側コンデンサ容量 C_1 や充電電圧 V はほとんど音圧に影響を与えず、高い音圧を得るためにはギャップ長を長くした方が大きな効果があることが判明した。

このように1次側の放電回路条件を変化させても超音波パルスの音圧が増加しない原因として、1次側回路における電気エネルギーの増加が容量性火花放電のエネルギーに効率よく変換されなかったことが考えられる。後で4.6節で述べるように、電気火花放電は $0.1\mu\text{s}$ 程度で終了

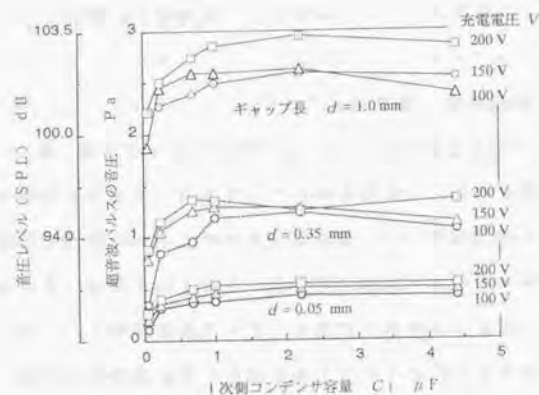


図4.29 1次側コンデンサ容量 C_1 、充電電圧 V と音圧との関係

する容量性火花放電と、それに引き続いて $10\mu\text{s}$ 程度継続する誘導性火花放電から成り立っており、超音波パルスの音源である初期高圧気体球を発生させるのは前者である。従って高い音圧を得るためには容量性火花放電にエネルギー配分を片寄せなければならないが、このためにはイグニッションコイルの2次側に容量成分を与えてやる必要がある。本実験においては、イグニッションコイルの2次側回路はコイルからなる誘導成分のみで構成されているので、1次側回路のエネルギーの増加が全て誘導性火花放電のエネルギーの増加に費やされて容量性火花放電のエネルギーの増加につながらず、結果として超音波パルスの音圧が増加しなかったものと思われる。

c) ギャップ形状の決定

本研究では、 C_1 が $1\mu\text{F}$ 以上であれば1次側の放電回路条件を変化させても超音波パルスの音圧が増加しないことを考慮して、 $C_1 = 2.2\mu\text{F}$ 、 $V = 100\text{V}$ に設定した。

4.5.4 電極の損耗および電極材質の決定

電気火花放電に伴い電極は損耗し、損耗の度合いが激しい場合はギャップ長が変化し、超音波パルスの音圧、周波数等が変化する可能性がある。これらの変化は、後で第5章で述べるように距離計測システムを構成した際に必要となる初期高圧気体球の半径 a 、時間遅れ定数 t_0 を変動させることにつながり、距離計測精度を劣化させるおそれがある。またギャップ長の大幅な増大は、発信器の点音源から線音源への変化を引き起こす。線音源の場合、点音源と異なり音源が大きさをもち、しかも発生する音波は球面波とはならず厳密には楕円面波となり伝播していくことが実験的に確かめられているので²¹⁾、3次元位置計測を行う際に座標の計測精度を劣化させるおそれがある。以上のことを考慮すると、電極の損耗について検討を加えることは、発信器の開発の過程でかなり重要な意味を持っているといえる。

放電による電極の損耗は、電子、正イオン等の粒子が電極に衝突した際に発生する熱エネルギーにより電極の一部が溶融し、蒸発あるいは離散することによって生じるとされている²²⁾。このため損耗の少ない放電電極としては、高融点を持つ材質が望ましい。そこで本研究では一般に針の材質と使用されている鉄以外に、高融点を持ち放電加工機の加工電極として一般に用いられているタングステンを電極材質の候補として検討することにした²³⁾。

この他に電極材質の候補として接点用材料として用いられている白金²⁴⁾も挙げられるが、この材質は耐アーク性よりも耐食性、耐酸化性に優れていること²⁵⁾、高価であること等を考慮して本研究では使用可能性を検討しなかった。しかしながら今後機会があれば検討してみたい。

また自動車のスパークプラグに用いられているニッケル合金²⁶⁾も電極材質の候補となり得るが、白金と同様に耐アーク性よりも耐食性、耐酸化性に優れていることを考慮して本研究では検討しなかった。

本研究では、4.5.2節において述べたように図4.25に示すようなタングステン（住友金属（株）製、商品名ELCON）製の球ギャップ、鉄製の針先ギャップを用いて超音波距離計を構成し、距離測定精度、音圧を検証する実験を行った。この実験の過程において各電極針とも延べ10万回以上の放電を行ったが、その際電極が損耗して著しく音圧やゼロクロス点の変動することは無かった。実験終了後の各電極針の表面を顕微鏡（倍率50倍）で観察したところ、各電極針ともにわずかにクレータ状の損耗を生じていたが、電極形状は原型をとどめていた。これより材質にタングステンを用いても、鉄を用いても測定精度に影響を与えるほどに大きい電極の損耗は生じないことが判明した。

この理由として、本研究では衝撃電圧破壊を用いて放電を行っているので、各放電における放電継続時間が $10\mu\text{s}$ 程度と短いことが挙げられる。すなわち放電によって加熱された電極はすぐに空気によって冷却されるので、放電が数秒継続するアーク放電等とは異なり電極の損耗が少ないものと思われる。

本研究では、1)鉄、タングステンともに電極の損耗は微小であること、2)タングステンは硬度が高いため機械加工が容易でなく、針先ギャップを作製することは難しいこと、3)鉄製の針は安価であり、入手しやすいこと等を考慮して、電極材質として鉄を採用することにした。

4.6 2次側コンデンサの挿入による音圧の強化化

4.6.1 緒言

本研究は、最終的に6自由度多関節型ロボットの位置・姿勢を計測するシステムを開発することを目的としている。作業領域が広い大型の溶接用ロボットや塗装用ロボットの位置・姿勢を測定する際には、 $2\times 2\times 2\text{m}$ 程度の比較的広い空間が測定対象となるため、発信器にはこの程度の範囲内の空間を伝播できる強力な超音波パルスを発信することが要求される。

前節までに説明してきた発信器においては、 2m 程度までの距離の測定が可能であるが、それ以上の測定距離においては音圧の低下により波形がノイズレベルに埋もれてしまい、ある一定のしきい値を設けて波形の立ち下がりを検出することが困難となる。音圧を高めるためには4.5.2節で述べたようにギャップ長を広げる手法が効果的である。しかしながら、ギャップ長を広げた場合、発信器が点音源から線音源に変化する可能性があり、また音源自体も有限の大きさを持つことになるので、この手法は測定精度の観点から好ましくない。従って、ギャップ長を広げることなしに音圧を高める何らかの手法が望まれる。

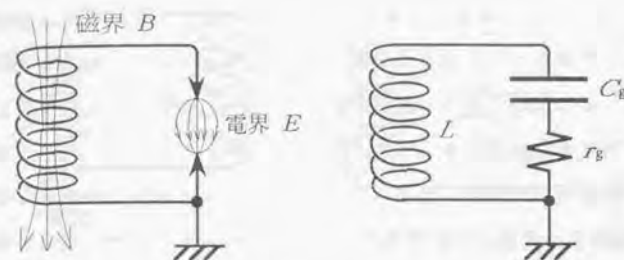
本節ではまず最初に、超音波パルスの音圧が容量性火花放電のエネルギーにより決定されることを説明する。次に放電電気回路のイグニッションコイルの2次側に数百pFの高耐圧セラミックコンデンサを挿入することで火花放電のエネルギー配分を誘導性火花放電から容量性火花放電に片寄せ、発生する超音波パルスの音圧を高めたので、それについて説明する。

4.6.2 容量性火花放電と誘導性火花放電^(*)

イグニッションコイルを用いた放電電気回路により発生する火花放電は、輝きを持った白色の光を発生する瞬間的な容量性火花放電と、薄紫色の弱い光を発生する持続的な誘導性火花放電の2つの過程に分類できることが内燃機関工学の分野において実験的に確かめられている^(*)。これらの過程を本研究においてサーチコイルで観察したギャップ間電圧波形との対応で考えると、4.3節の図4.18(e)に示すようになる。以下、容量性火花放電、誘導性火花放電のメカニズムを定性的に説明することにする。

なおシミュレーションにより定量的な解析を行うことも重要であると思われるが、実用的なシステムの開発を優先したいこと、火花発生メカニズムが解析的に明確化されていないためシミュレーションのモデルが構築しにくいこと、シミュレーションの際に用いるパラメータは予測値や実験によるデータで与えなければいけないこと等を考えて本論文では省略し、本節で述べる定性的な理論を次の4.6.3節以降で述べる実験により検証することにした。

放電電流のエネルギーは、イグニッションコイル1次側の放電電気回路において、充電電圧 V によりコンデンサ C_1 に蓄えられたエネルギー $1/2 \cdot C_1 \cdot V^2$ が源となっている。 C_1 に蓄えられた電荷がイグニッションコイルの1次側を流れることにより、このエネルギーは2次側回路に伝達され、イグニッションコイルに蓄えられる磁気エネルギーとギャップ間に蓄えられる静電エネルギーに変換される。この様子を図4.30(a)に模式的に示す。ギャップを極めて微小な容量 C_0 を持つコンデンサと見なした場合の等価的な2次側回路を図4.30(b)に示す。図中の r_0 はギャップ間の電気抵抗を表している。



(a) 2次側回路

(b) 等価回路

図4.30 2次側回路に蓄えられるエネルギー

放電開始時には、まず最初に容量 C_0 により電極間に蓄積されていた電荷 $Q_0 = C_0 \cdot V_0$ (ただし V_0 は放電開始電圧) がプラズマによって形成された放電経路に瞬間的に流入するものと考えられる。これが容量性火花放電である。この放電においては、放電経路の抵抗が 1mm あたり数 Ω と小さく、ギャップ間に高電圧 V_0 により強力な電界が形成されているために瞬時 ($0.1\mu\text{s}$ 以下) に大電流が生じるが、 $1/2 \cdot C_0 \cdot V_0^2$ で表される放電の総エネルギーは C_0 が微小であるために小さい。

容量性火花放電が終了した後、ギャップ間電圧は図4.18(e)に示すようにほぼ一定の低い電圧 ($15 \sim 30\text{V}$) を $10\mu\text{s}$ 程度の間保つ。これは一旦放電が開始されると、正イオンが陰極に衝突することにより2次電子が安定に供給され、外部から高いエネルギーを供給されなくても放電が自続するためである^(*)。この自続放電をアーク放電と呼ぶが、本研究で取り扱うような衝撃電圧破壊では自続時間が数 $10\mu\text{s}$ と短く、また電流量も少ないので、グロー放電と呼ばれる。グロー放電において放電ギャップは維持電圧 V_0 の逆起電力を持つ電池と等価的にみなすことができ、等価回路は図4.31のように表される。この図よりギャップにはイグニッションコイル L と r_0 のみが接続されており、放電のエネルギーは

L に蓄えられた磁気エネルギーから供給されていることがわかる。この意味でグロー放電を誘導性火花放電と呼ぶ。

誘導性火花放電は、ギャップ間電圧 V_0 が低いため形成される電界が弱く、電流は数A程度と容量性火花放電に比べて低い。

しかしながら、イグニッションコイルに蓄えられた磁気エネルギーはギャップに蓄えられた静電エネルギーに比べてはるかに大きいので、放電の総エネルギーは容量性火花放電に比べて大きい。このため、放電は磁気エネルギーが r_0 によりギャップの熱エネルギーとして消費されて無くなるまでの $10\mu\text{s}$ 程度の比較的長い間継続する。

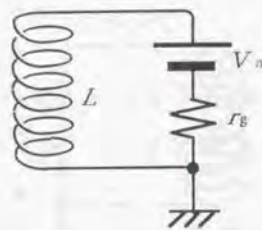


図4.3.1 誘導性火花放電における等価回路

4.6.3 2次側コンデンサによる音圧の強化メカニズム

電気火花放電により超音波パルスが発生するメカニズムは、放電電流によりギャップ間に熱インパルスエネルギーが投入され、媒質である空気が急速に熱膨張して半径1~2mmの初期高圧気体球が生じることにより説明される(4.2.5節参照)。初期高圧気体球は、音源近傍での音速の非線形性により、放電開始から数nsの極めて短い時間で形成されることが理論的、実験的に確かめられている(4.2.6節参照)。初期高圧気体球が瞬間的に形成されることと、火花放電の開始時点では容量性火花放電が支配的なことを併せて考慮すると、超音波パルスを形成しているのが容量性火花放電であることが導かれる。従って超音波パルスの音圧を高めるには、電気火花放電のエネルギー配分を誘導性火花放電から容量性火花放電に片寄せれば良い。

本研究においては、容量性火花放電のエネルギーを高めることを目的として図4.3.2に示すように、イグニッションコイルの2次側とグラウンドとの間に数百pFのコンデンサ C_2 を挿入する手法を開発し

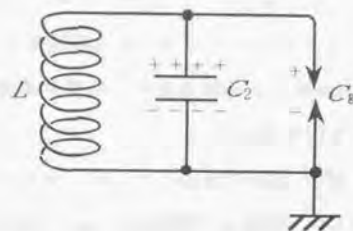


図4.3.2 コンデンサを挿入した2次側回路

た。この手法によりイグニッションコイルを通じて放電回路の1次側から2次側へ送られる電気エネルギー(充電電圧を V 、1次側コンデンサ容量を C_1 として $1/2 \cdot C_1 \cdot V^2$)のうち、静電エネルギーに変換される成分が大きくなる。放電開始電圧を V_0 とし、それが C_2 の挿入によって変化しないと仮定すると、静電エネルギーの増加分は、

$$\Delta E_c = \frac{1}{2} (C_2 + C_g) V_0^2 - \frac{1}{2} C_g V_0^2 = \frac{1}{2} C_2 V_0^2 \quad (4.14)$$

となる。ギャップ間に形成される容量 C_g は極めて小さいため、 C_2 の挿入により静電エネルギーは飛躍的に増大することになる。

4.6.4 2次側コンデンサの挿入効果

a) 2次側コンデンサ容量と超音波パルスの音圧との関係

図4.3.3に2次側コンデンサ容量 C_2 およびギャップ長を変化させて、発信器から1m離れた位置で超音波パルスの音圧を測定した結果を示す。データは、各条件において1000回音圧の測定を行い、その平均値をとることにより求めた。2次側コンデンサとしては、(株)村田製作

所製の中高圧セラミックコンデンサDEシリーズのうちSL特性のものを用いた¹⁾。このコンデンサは耐圧が6.3kVと高く、外形がφ15mm以下、厚さ7mm以下と小型であり、温度や負荷電圧による容量の変動が少ないという特長を持つ。

図4.33の結果より、 C_2 が大きいほど高い音圧が得られることがわかる。一例としてギャップ長0.35mmにおいて150pFのコンデンサを挿入した場合は、挿入しない場合に比べて約10倍の音圧が得られており、2次側コンデンサの挿入により音圧が飛躍的に高まることが確認できる。これは、前節で述べたように容量性火花放電のエネルギー配分率が高まったためである。

C_2 が 250pF 以上になると、 C_2 の増加による音圧の増加は頭打ちになる。また C_2 が 300pF 付近では放電が生じないこと（ミスファイア）

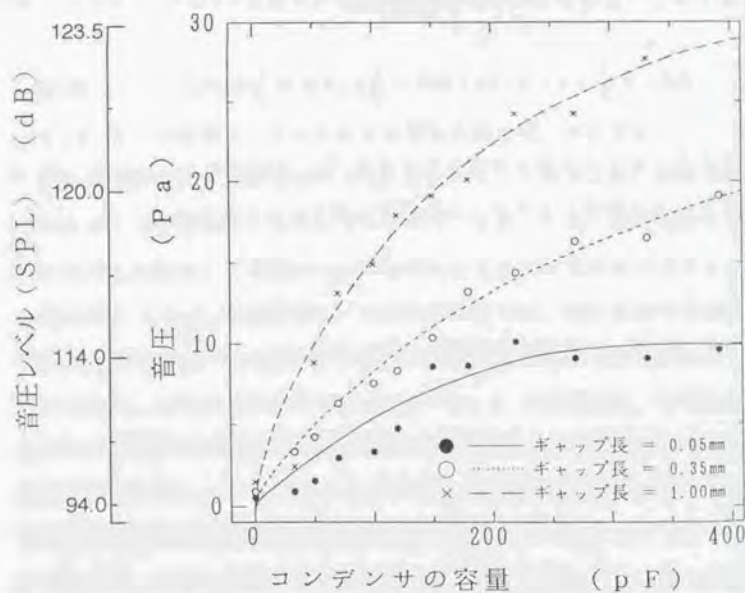


図4.33 C_2 と超音波パルスの音圧との関係

が度々生じ、 $C_2 = 400\text{pF}$ では放電は全く生じなかった。これは C_2 が大きいため、イグニッションコイルの1次側から送られてくる電気エネルギーでは C_2 を放電開始電圧まで充電することができなかったためと思われる。

b) 2次側コンデンサ容量と超音波パルスの周波数との関係

図4.34に2次側コンデンサ容量 C_2 およびギャップ長を変化させて、発信器から1m離れた位置で超音波パルスの周波数を測定した結果を示す。データは、標準マイクロホン(B&K社製、型番4138)で受信された超音波パルスの波形をデジタルストレージスコープで観測して周波数を求める操作を10回行い、その平均値をとることにより求めた。

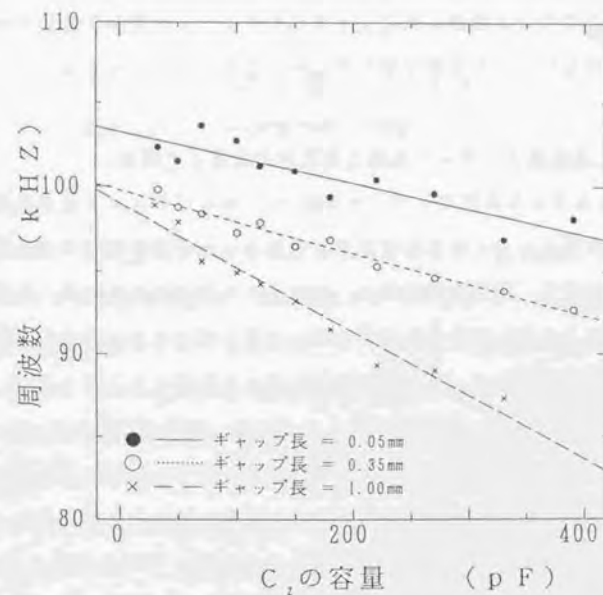


図4.34 C_2 と超音波パルスの周波数との関係

この図より、 C_2 およびギャップ長の増加に従い超音波パルスの周波数 f が減少することがわかる。これは C_2 およびギャップ長の増加に伴いギャップ間に投入される容量性火花放電のエネルギーが増大し、初期高圧気体球の半径 a が増大したためである。4.2.7節で示した

$$2a = \frac{C}{f} \quad \text{ただし, } C: \text{音速} \quad (4.8 \text{ 再掲})$$

によれば、 a の増大に従って f が減少することがわかる。

2次側コンデンサ容量 C_2 やギャップ長の変化による周波数の変化は、超音波距離計測システムにおいて必要な時間遅れ定数 t_d の変化につながる。しかしながら、 C_2 やギャップ長は計測に先立ち設定するもので、計測の途中に変化することはない。従って t_d は超音波パルス波形を観測することにより計測に先立って求めておくことが可能な定数であり、この求め方については後で第5章において述べることにする。

c) 2次側コンデンサ容量と距離測定精度との関係

図4.35に2次側コンデンサ容量 C_2 およびギャップ長を変化させて、発信器から1m離れた位置で超音波パルスの距離測定精度を測定した結果を示す。距離測定精度は、ゼロクロス点の時刻を求め、それに音速補正センサから得られる音速を乗じた値(ゼロクロス点の到達距離に相当)を1000回求め、その標準偏差を用いて評価した。

この結果から C_2 を挿入することにより、若干ではあるがゼロクロス点の安定性が良くなることがわかる。実験は通常の室内で行われたため、ゼロクロス点の安定性は空気の揺らぎの影響も受けたと思われる。従って定量的な評価は困難であるが、少なくとも C_2 を挿入することによりゼロクロス点の安定性が損なわれて距離測定精度が劣化することはないと考えられる。

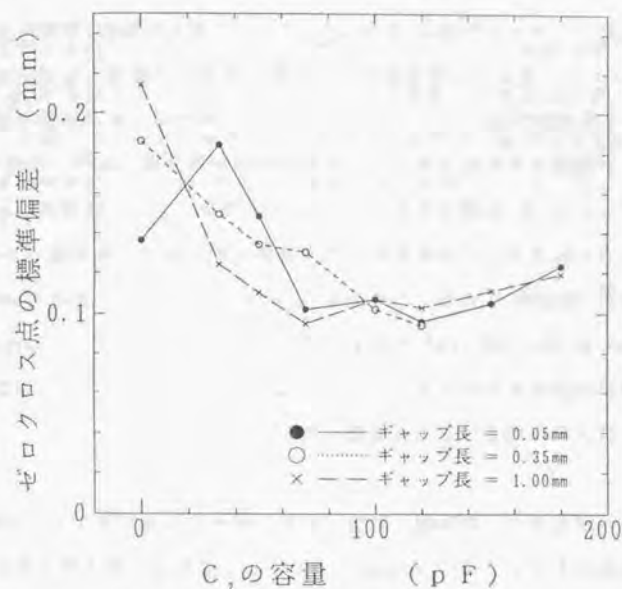


図4.35 C_2 と距離測定精度との関係

4.6.5 2次側コンデンサの容量およびギャップ長の決定

図4.33の実験結果より、2次側コンデンサ容量 C_2 を増加させてもギャップ長を増加させても超音波パルスの音圧を高めることができる。ギャップ長を増加させることは発信器の点音源から線音源への変化を引き起こし、測定精度の観点から好ましくない。従って音圧と測定精度との折衷を考え、本研究ではギャップ長を0.35mmに設定した。

また、 C_2 が300pFを越えるとミスファイアが生じたり放電が全く生じないことがある。これは本発信器をロボットの位置・姿勢計測システムに応用する場合致命的なことである。従って本研究では $C_2 = 150\text{pF}$ に設定した。

4.6.6 初期高圧気体球の半径の決定

2次側コンデンサ容量 C_2 を150pF, ギャップ長を1.5mmに設定した場合, 図4.34に示すように発信器から1m離れた場所で観測した場合の超音波パルスの周波数は97kHzとなる. 4.2.8節で述べたように音波の吸収により観測される超音波パルスの周波数は伝播距離に比例して減少する. 従って4.2.8節の図4.14に示した実験データを線形近似して外挿することにより, この条件における音源近傍における超音波パルスの周波数は104kHzとなる. これより $f = 104 \times 10^3$ とし, 音速を340m/sと仮定して $C = 340 \times 10^3$ とおき, 式(4.8) ($2a = C/f$)に代入すると初期高圧気体球の半径 a は1.6mmとなる. 本研究では次章以降この値を用いて計測システムを構築していくことにする.

実際には音速 C は気温, 湿度, 空気の局所的な流れ等によって時々刻々変化するので, 式(4.8)により求められる初期高圧気体球の半径も音速により異なってしまう. 例えば音速が340m/sから350m/sに変化した場合 $a = 1.7$ mmとなり, 測定される a の値は0.1mm増加してしまう. そもそも超音波パルスの発生原理からすれば, 初期高圧気体球の半径 a は2次側コンデンサ容量 C_2 , ギャップ長等により決定される定数であるべきで, マイクロホンにより観測される周波数 f の方が音速の変化により式(4.8)に基づいて変化する変数である. 従って厳密には真の a の値はマイクロホンによる波形観測では求められず, それ以上の精度を得たい場合は光学的手法による波面の時間推移の観測に頼らざるを得ない.

さらに, 放電現象の不安定性により初期高圧気体球の半径自体も放電の度に統計的に変化しているものと思われる.

本研究では次章の第5章で述べるように電気火花放電による音源を等価的に半径 a の球音源とみなし, 超音波の伝播距離 r を以下の式

$$r = a + Ct \quad \text{ただし, } C: \text{音速} \quad (4.5 \text{ 再掲})$$

に基づいて求めている(この式の導出については4.2.6節参照). 従って a の推定誤差やそれ自体のばらつきは直接に距離測定誤差に影響する. これらのことを考慮すると, 本研究で開発する超音波距離計測システムは潜在的に0.1mm程度の距離測定誤差を持っているといえる.

4.7 指向性の検討

a) 理論的な指向性

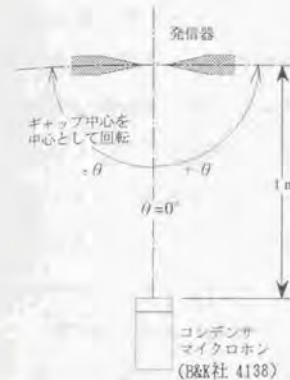
本超音波発信器は有限のギャップ長を有し、そこから超音波パルスを発生するため、形状的には線音源と見なすことができる。しかしながら前節までの理論的、実験的な考察により、ギャップ間に瞬時に高圧気体球が形成され、それが超音波パルスの音源となっていることが明らかになった。従って、本発信器は線音源ではなく、初期高圧気体球の半径を持つ球音源で近似でき、指向性は理論的に無指向性になると考えられる。

b) 実験による指向特性の検証

4.5.2節で述べたギャップ長調節装置においては、発信器は回転ステージの上に固定されており、ギャップ中心とステージの中心は顕微鏡を用いて正確に一致させられている。従ってこの装置を用いることにより、発信器をギャップ中心を中心として回転させることが可能である。

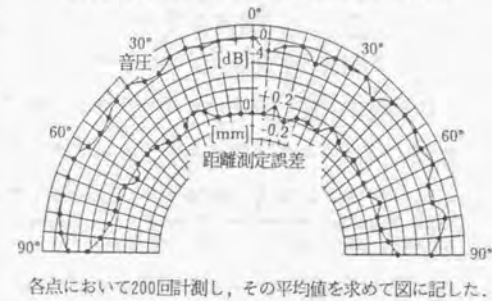
図4.36(a)に示すように発信器と受波器を約1m離して設置し、互いに正面を向かせた場合の測定距離、および超音波パルスの音圧を測定し、この値を基準値とする。次に、発信器を 5° おきに回転させ、その状態で距離および音圧を測定し、基準値と比較することにより指向性を評価する。具体的には、測定距離においては基準値との差、音圧においては基準値をもとにしたdB値を求める。

図4.36(b)に実験により求めた発信器の指向特性を示す。これよりギャップの正面軸に対して $\pm 80^\circ$ まで測定距離、音圧とも一定値を保持しており、本発信器がほぼ無指向性近似可能な指向性を実現できることが確認できた。 $\pm 80^\circ$ 以上の範囲においては、音圧が低下し、測定距離が長くなっている。これは電極針および電極支持部が音波の進路を妨害し、これらを回折する音波やこれらにより反射される音波と、受波器の方向



(a) 実験方法

ギャップから1m離れた場所における音圧の測定結果は10.0 Pa (音圧レベル 114dB) であった。これを基準値 (0 dB) として指向特性図を作成した。



(b) 実験結果

図4.36 電気火花を用いた超音波発信器の指向性

へ進む球面波とが干渉しあい、超音波パルスの受信波形が変化してゼロクロス点がずれたためであると思われる。この様子を図4.37に模式的に示す。

電極針および電極支持部が距離測定精度にどの程度影響を与えるかを検討するために、発信器の回転角度により超音波パルスの受信波形がどのように変化するかをシミュレーションすることは、

電極形状が複雑であるため

非常に困難である。従って各回転角度における超音波パルスの受信波形をデジタルストレージスコープを用いて観察し、回折の影響を実験

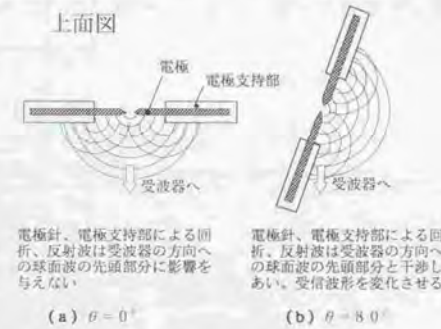


図4.37 電極、電極支持部の影響

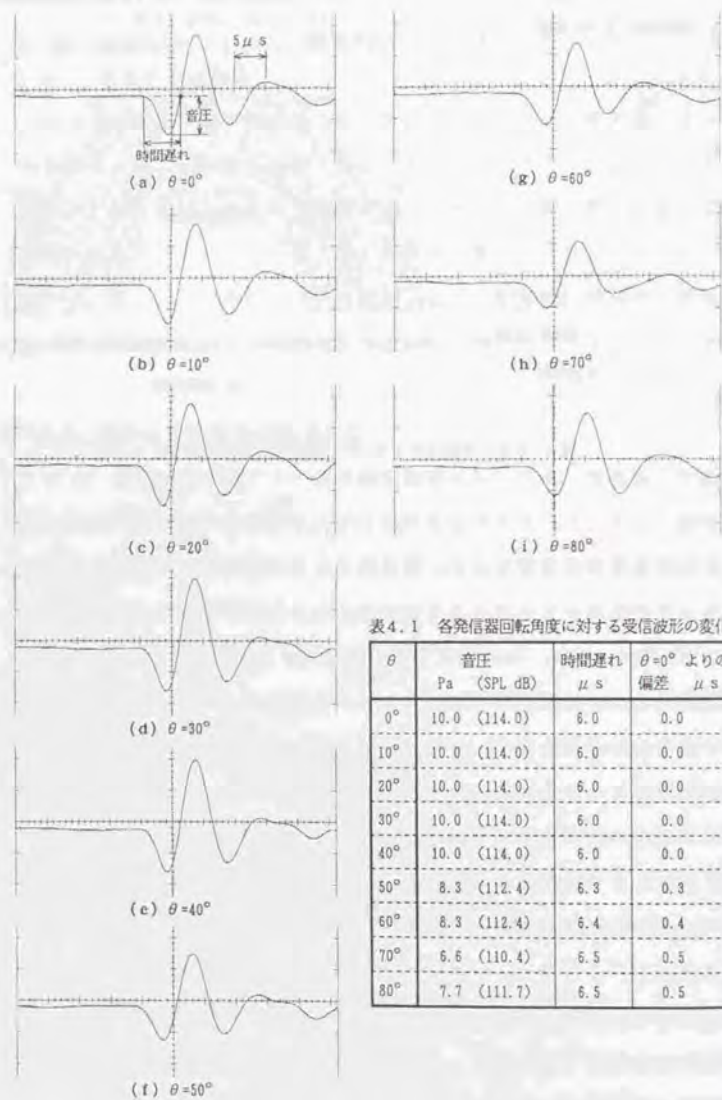


図4.38 各発信器回転角度に対する超音波パルス受信波形

表4.1 各発信器回転角度に対する受信波形の変化

θ	音圧 Pa (SPL dB)	時間遅れ μ s	$\theta=0^\circ$ よりの 偏差 μ s
0°	10.0 (114.0)	6.0	0.0
10°	10.0 (114.0)	6.0	0.0
20°	10.0 (114.0)	6.0	0.0
30°	10.0 (114.0)	6.0	0.0
40°	10.0 (114.0)	6.0	0.0
50°	8.3 (112.4)	6.3	0.3
60°	8.3 (112.4)	6.4	0.4
70°	6.6 (110.4)	6.5	0.5
80°	7.7 (111.7)	6.5	0.5

的に調べることにした。結果を図4.38に示す。またこれらの波形から音圧、時間遅れを求めた結果を表4.1に示す。これより回転角度が 40° までは電極針、電極支持部は受信波形に影響を与えず、ゼロクロス点も変化しない。回転角度が 50° 以上になると音圧が落ち始め、波形が開延びし始め、超音波パルスが到達した時刻からゼロクロス点までの時間遅れが増大し始めることが判る。すなわち受波器が発信器を斜めから見込む場合、ゼロクロス点が後方へ移動し、測定距離が長くなる傾向がある。発信器の回転角度が 0° と 80° の場合の時間遅れの差は 0.5μ sであり、これを音速を 340m/s と仮定して距離に換算すると 0.15mm となる。従って本距離計を用いて3次元位置計測システムを構築した場合、電極針および電極支持部の存在する平面内(図4.39におけるXY平面)に受波器が存在し、しかも受波器が発信器を見込む角度が 80° をなすという精度的に最も厳しい条件において、本計測システムは 0.15mm 程度の距離計測誤差を生じることになる。しかしながらこれは条件が最悪の場合であり、通常の3次元位置計測においては受波器は図4.39に示すXY平面には存在せず、電極針、電極支持部が測定精度に与える影響はこの条件の場合に比べてかなり低いと思われる。

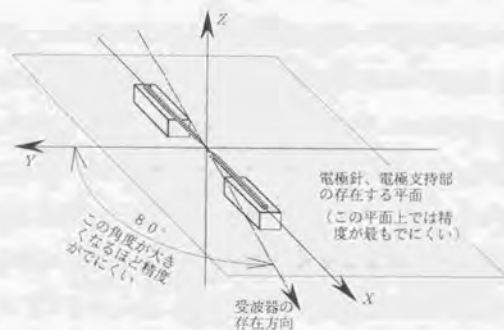


図4.39 指向性の測定平面

実験装置の都合上定量的な実験は行えなかったが、実際に図4.3.9のXZ平面内、YZ平面内において受信波形を観察することにより本発信器の指向性を検討したところ、音圧、時間遅れ定数ともに受波器が発信器を見込む角度にかかわらず一定値を保ち、これらの平面内では本発信器が無指向性を実現していることが確認された。

以上を総合的に考察すると、本発信器は電極針および電極支持部の影響を最も強く受ける条件下において0.15mmの距離測定誤差を生じるものの、それ以外の条件下においてはほぼ完全な無指向性を実現できると言える。また電極針の支持方法等を工夫すれば本発信器の指向特性はさらに無指向性に近づくものと思われる。

c) 考察

指向性の測定結果から、電気火花放電を用いた本超音波発信器はほぼ完全な無指向性音源とみなせることがわかる。このことは、本発信器が初期高圧気体球の半径を持つ球音源と見なせるという理論的考察の正当性を裏付けている。バイモルフ型圧電素子を用いた従来の超音波発信器の指向の半減角が $\pm 20 \sim \pm 30^\circ$ 程度であることを考慮すると、電気火花を用いた超音波発信器がほぼ完全な無指向性を実現することは画期的なことであり、決して他の発信器では実現できない特長であるといえる。

バイモルフ型圧電素子を用いた発信器では、カタログによれば発信器正面方向で0.3m離れた場所で得られる超音波パルスの音圧が25Pa (SPL 122dB)である^{*)}。これに対して本研究で開発した電気火花を用いた超音波発信器ではその値は1m離れた場所で10Pa (SPL 114dB)である。これらの値を定量的に比較することは難しいが、バイモルフ型を含めた通常の超音波発信器が指向性を鋭くして放射エネルギーを発信器の正面方向に集中させることにより実用的な音圧を得ていることを考慮すると、電

気火花を用いた超音波発信器が無指向性であるにもかかわらず強力な超音波パルスを発信できるのは特筆すべきことである。

電気火花を用いた発信器は、以上述べてきた無指向性、高音圧という特長の他に、機械振動系を用いないので立上がり鋭くかつ残留振動のない超音波パルスが得らるといった特長も持つ。これらの特長は、音圧の不安定性、電磁ノイズの発生等の短所を差し引いても十分余りのあるものである。従って本章で開発した電気火花を用いた発信器は、ロボット的位置・姿勢計測システムにおいてロボットの手先に取り付ける発信器として最適であると思われる。

4.8 実際の発信器および放電電気回路の作製

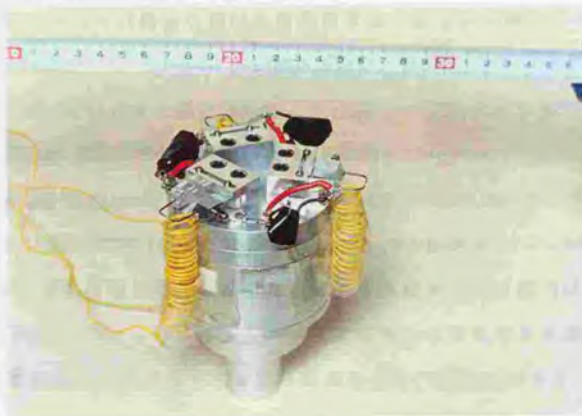
既に3章「3次元位置・姿勢計測原理」において述べたように、ロボットの位置のみを測定する場合は1個の発信器があれば十分であるが、姿勢まで測定する場合はあらかじめ相対位置のわかっている3個の発信器が必要となる。そこで本研究では電気火花を用いた発信器として1個の放電ギャップを具備したものを、3個の放電ギャップを具備したものの2種類を作製した。本論文では、前者を単に「発信器」、後者を「3個組発信器」と呼ぶことにする。

図4.4.0(a)、(b)に発信器および3個組発信器の外観図をそれぞれ示し、図4.4.1、図4.4.2にそれらの組立図をそれぞれ示す。発信器、3個組発信器ともにアルミ製のケースの上部に電極針が固定されており、ケースの内部にイグニッションコイルが装填されている。このように電極

針とイグニションコイルを一体化したのは、放電電流の経路の長さをなるべく短くすることで、電磁ノイズの放射量を低減させようとしたためである。3個組発信器における黄色の巻線は、4.4.3節「放電時刻検出回路」の項で述べたサーチプローブである。



(a) 発信器



(b) 3個組発信器

図4.40 発信器の外観図

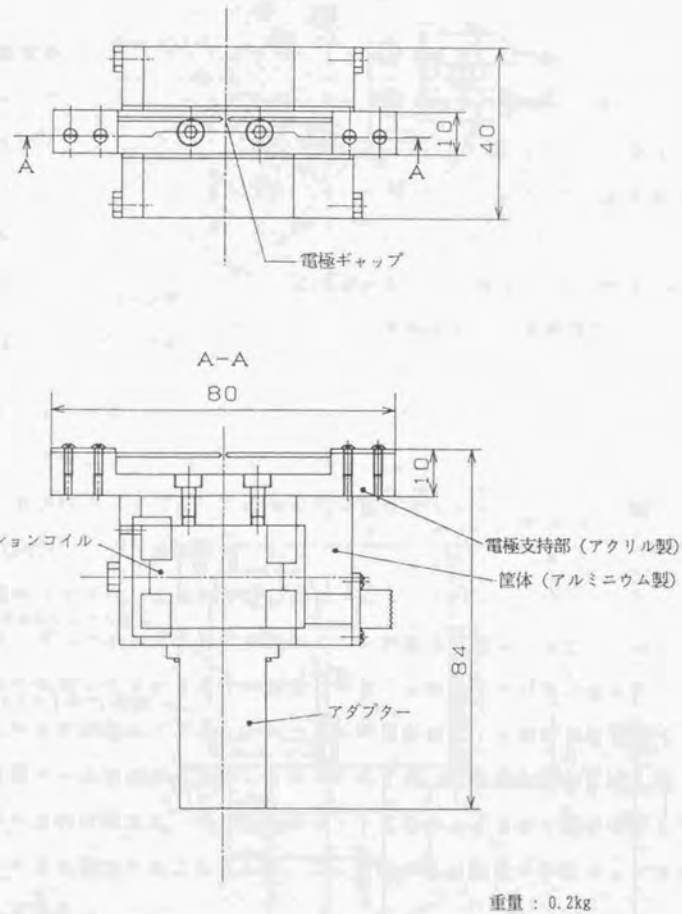


図4.41 発信器の組立図

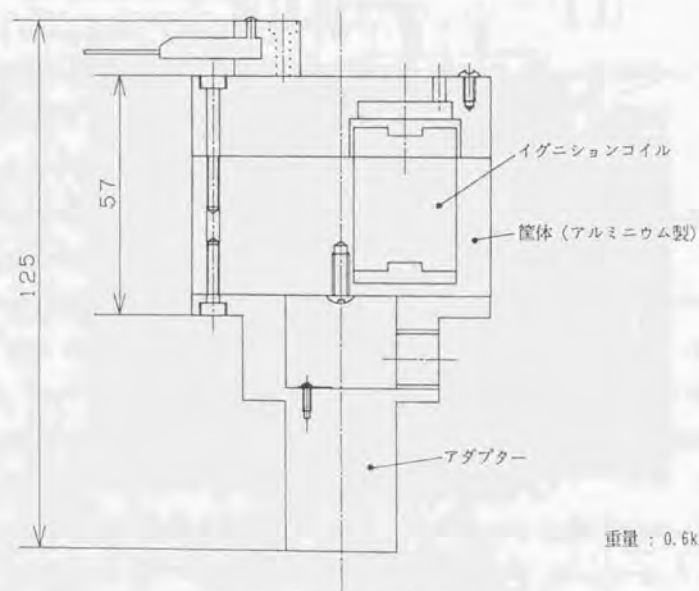
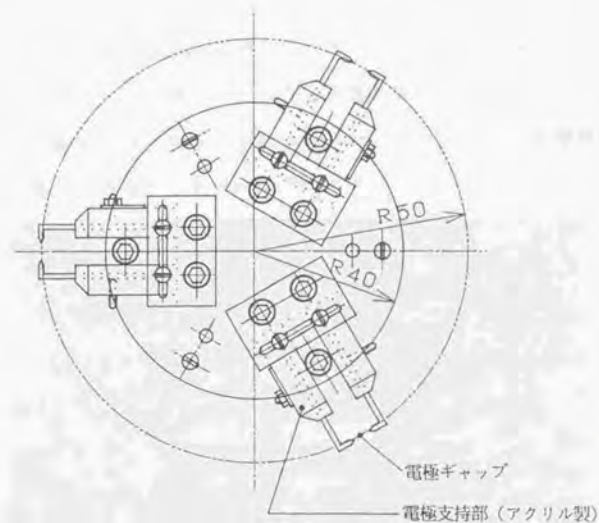


図4.4.2 3個組発信器の組立図

図4.4.3に放電回路のシステム図を示す。放電回路は、「放電電源ボックス」、「手首ボックス」、「発信器(3個組発信器)」から構成されている。図4.4.4に放電電源ボックスおよび手首ボックスの外観図を示す。

放電電源ボックスはノイズカットトランスを具備しており、これとダイオードブリッジにより放電回路に供給する半波整流電圧を生成している。またノイズカットトランスの出力をさらに20V用トランスに導き、ダイオードブリッジと3端子レギュレータ(7820)により20V直流電圧を生成している。この電圧はパーソナルコンピュータの拡張ユニット内に挿入されている「発信タイミング制御回路」(2章2.5節の図2.4参照)に供給されている。発信タイミング制御回路は、放電電源ボックスから供給される電圧をもとに20V、67 μ s幅のトリガパルスを生成し、手首ボックス内のFETに送出している。この際、放電電気回路で発生した電源ノイズが計測システムの電気回路に伝播しないように、発信タイミング制御回路のグラウンドと放電電気回路のグラウンドとはフォトカプラ(TLP521)により絶縁されている。

手首ボックスは、充放電用の1次側コンデンサ C_1 、FET、サイリスタ、エミガードからなる放電電気回路を3回路分具備しており、3個組発信器の放電に対応することが可能である。本来ノイズ対策の意味から、これらの回路はイグニションコイル同様発信器(3個組発信器)のアルミ製ケースの内部に装填したかったのだが、発信器が大きくなるためにこれを断念し、代わりにロボット先端からなるべく近いロボットアーム上に固定することにした。この意味で本回路を「手首ボックス」と呼んでいる。

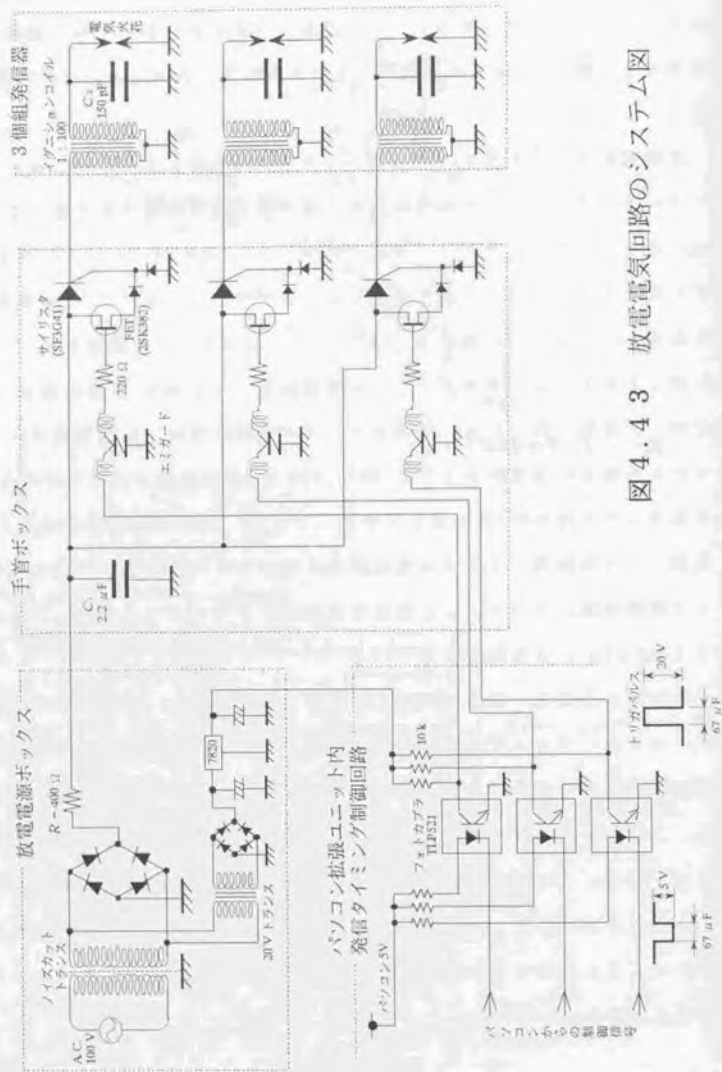
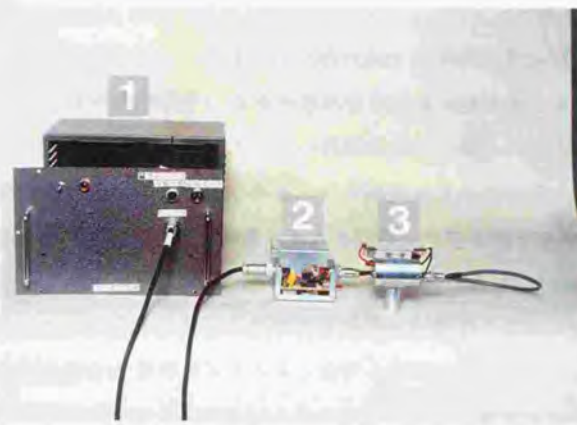


図 4.4.3 放電電気回路のシステム図



- 1 : 放電電源ボックス
- 2 : 手首ボックス
- 3 : 発信器

図 4.4.4 放電電気回路の外観図

4.9 ノイズ対策^{7) 7)}

電気火花を利用した超音波発信器を用いる場合、衝撃的な放電電流がギャップに流れることに伴いノイズが発生し、それが空中や電源ラインを通じて計測システムの各装置やそれ以外の周辺機器の正常な動作に影響を与えるおそれがある。本節では、このノイズの発生メカニズムと実際に本システムにおいて実施したノイズ防止策について述べる。

a) 放射ノイズ対策

電気火花放電に伴い、図 4.1.7 に示すイグニッションコイルの 2 次側の電気回路には瞬時に大電流が流れる。この急激な電流変化に伴い、マクスウェルの方程式に従って電界と磁界の変動の波である電磁波が空中に

放射される¹⁷⁾。

一般の電気回路は必ず浮遊キャパシタンス、浮遊インダクタンスを持っている。このような回路に電磁波が飛来すると、電磁波の振動電界から浮遊キャパシタンスを通じて電気回路内にノイズ電流が流入する（静電結合）。また、電磁波の振動磁界により浮遊インダクタンスに誘導電圧が生じ、これによっても電気回路内にノイズ電流が流れる（電磁誘導）。静電結合の度合いは周波数が高いほど強いので、周波数が数MHz以上である電磁波に対しては特に静電結合の影響が深刻な問題である。このようにして空中を伝わる電磁波に起因して生じるノイズを放射ノイズと呼ぶ。

放射ノイズの防止対策として、グラウンドレベルに落とした導体（以下シールド材と呼ぶ）で電気回路を取り囲み、シールドする手法が一般的に用いられている。シールドによる放射ノイズの低減効果は、電磁波を受ける可能性のある装置をシールドすることによっても、電磁波の発生源をシールドすることによっても全く同じものが得られる。理論的にはどちらか一方のみをシールドすればよいが、一般には電磁波の発生側、受信側両方をシールドすることが行われている。本研究においては、

(1) 電磁波を発生する放電電気回路をシールドする

(2) 電磁波の影響を受ける可能性がある計測システムの各装置（超音波受信回路、受波器回転用モータ制御回路等）をシールドする

ことによって放射ノイズの影響を防止している。以下、主に(1)の放電電気回路のシールドについて述べることにする。

ノイズの発生源である放電電流は、図4.17の回路図に示すようにイグニッションコイルの2次側、電極針およびギャップ、それらを接続する導線の各部分を流れる。ノイズ対策の効果を考えればこれらの全てをシールドすることが望ましいが、電極針およびギャップをシールドするこ

とは、たとえ金網状のシールド材を用いたとしても¹⁸⁾、超音波パルスの伝播の妨げとなることが十分に考えられるので好ましくない。従って本研究では、前節の図4.40で示したようにイグニッションコイルをアルミ製のケース内に装填し、イグニッションコイルのシールドを行った。また前節で述べたように放電ギャップとイグニッションコイルを一体化して発信器を構成することで、イグニッションコイルと電極針とを接続する導線の距離を極力短くした。これにより放射ノイズの源となる放電電流の流れる距離を短縮し、その部分より発生する放射ノイズの量を抑制することを目指した。

さらに、次の b) 電源ノイズ対策 の項で述べるように、共通インピーダンスの影響によりイグニッションコイルの2次側のみでなく、放電電気回路の全てのグラウンドにも衝撃電流が流れる。このため電源部分も含めた全ての発信回路（手首ボックス、放電電源ボックス）をシールドした。また、発信器、手首ボックス、放電電源ボックスの相互を接続する信号線は全てシールド線を用い、そこから発生する電磁ノイズを抑制することを目指した。

b) 電源ノイズ対策

図4.17の回路図に示すように、放電電気回路のグラウンド(0Vレベル)はイグニッションコイルの1次側、2次側ともに共通である。グラウンドは理想的にはインピーダンス0の電送路であるが、分布抵抗、分布容量、分布インダクタンス等の影響によりわずかなインピーダンスを持っている。これを共通インピーダンスと呼び、 Z_c と表すことにする。イグニッションコイルの2次側において衝撃的な放電電流 I が発生した場合、 I は Z_c を通じて電源トランスの側に流入し、回路のグラウンドレベルは $V = IZ_c$ のように変動してしまう。この変動分は電源トランスの2次側から静電結合を介して1次側に伝播し、商用交流電源のラ

インにノイズが混入することになる。このように電源ラインを伝って他の電気回路に流入するノイズを電源ノイズと呼ぶ。

電源ノイズの発生を抑制するためには、

- (1) 電源ラインにACラインフィルタを挿入する^{*)}
- (2) 電源トランスとして静電シールドを施したノイズカットトランスを用いる

ことが一般に行われている。これらの手法は、電源ノイズの発生回路においても、電源ノイズの影響を受ける可能性のある回路においても同様に有効である。本研究では、放電電気回路の電源トランスとしてノイズカットトランスを用いて電源ノイズの発生を防止すると同時に、計測システムの電源の入り口にACラインフィルタを挿入して電源ノイズの混入を防いでいる。

c) ノイズ対策の効果

本研究においては、発信器の開発過程においてノイズ対策に非常に悩まされた。ノイズ対策は、本研究で最も解決に困難を極めた問題点であるといっても過言ではない。以下、本研究における発信器のノイズ対策の実施過程を述べるとともに、その効果としてノイズがどのように低減されたかを説明することにする。

本研究の初期の段階では、パーソナルコンピュータの拡張ユニット内に挿入されている「4チャンネル到達時間計測回路」「音速補正センサ到達時間検出回路」(2章2.5節の図2.4参照)において、使用されているフリップフロップIC(74LS74等)が電気火花放電によるノイズで誤動作し、ゼロクロス点の正確な検出が行えないことが度々生じた。

このため、信号線を抵抗を介して電源(5V)にプルアップしたり、バイパスコンデンサの挿入箇所を増やしたりして、計測システムの方をノイズに強い回路に改良することを試みてその場を凌いでいた。しかしながら、3個組の発信器を作製した際、放電電気回路が誤動作して飛ばしたくない火花が飛ぶ現象に遭遇するに当たって、真剣にノイズ対策を講じることにした。

まず最初に、乾電池を電源としているガスライターの放電火花に注目し、これにより計測システムが全く誤動作しないことから、ノイズの主要因が電源ノイズによるものであると考えた。このため、ガスライターの放電電気回路を改良し、乾電池を電源とする超音波発信器を開発した。(この発信器は、乾電池の寿命が有限であること、1.5Vから100V程度の充電電圧を作るのに時間がかかるため、15Hz程度以上の放電周波数が実現不可能であること、等の短所により実用に至らなかった。)しかしながら、この乾電池式の発信器を精度 $1\mu\text{m}$ のXYステージに固定して2次元自動追尾計測の実験を行った際、XYステージのリミットスイッチが放電によるノイズで誤動作する現象が生じた。このことから、電源ノイズのみでなく放射ノイズの防止も検討しなければならないことが判明した。そこで、4.4.3節で述べたノイズサーチプローブを用いてノイズ発生源を探索した結果、イグニッションコイルおよびそれと放電電極針を接続する導線から放射されるノイズが、他の箇所から放射されるノイズに比べて1桁以上大きいことが確認された。この結果に基づいて、イグニッションコイル、接続導線の部分を金網状のシールド材^{*)}でシールドしてみると、XYテーブルは全く誤動作しなくなった。

以上の様々な経験を踏まえて、先に述べたように i)シールドにより放射ノイズの発生を防止する、ii)ノイズカットトランスにより電源ノイズの発生を防止する、の2点に絞ってノイズ対策を行った。

この結果、本研究で開発した計測システムは、それ自体全く誤動作しなくなり、ゼロクロス点の検出、3個組発信器の放電タイミング等が正確に行えるようになった。すなわち、ノイズ対策の効果により計測システム自体がノイズに対して強くなったと言える。

また本研究ではノイズ対策を施したシステムを用いて、後で第7章、第9章、第10章において述べるようにNC工作機械のチャックや、ロボットの手先に発信器を固定して計測実験を行ったが、その際にNC工作機械やロボットが誤動作したり暴走したことは1回もなかった。このことより、本システムはノイズを発生することにより他のシステムを誤動作させることはなく、ノイズ対策が十分有効であったと言える。(ただし工作機械やロボットはかなり厳重なノイズ対策を施してあると考えられるので、本当に発生ノイズが減少したのかどうかは言明できない。)

4.10 本章の概要および結言

本章では電気火花を用いた超音波発信器を開発し、そのロボットの位置・姿勢計測システムへの適用可能性について検討した。

本発信器はほぼ完全な無指向性点音源とみなせ、このことは他の発信器では実現できない大きな特長である。また放電電気回路を工夫することにより、積層型圧電素子を用いた発信器に比べて約6倍程度の高い音圧が得られる。さらに、機械振動系を用いないので立上がり鋭くかつ残留振動のない超音波パルスが得られるという特長を持つ。以上を考慮すると、本発信器はロボットの位置・姿勢計測システムにおいてロボットの手先に取り付ける発信器として最適であると思われる。

本章の主な結果は以下の通りである。

(1) 高電圧工学、音響工学の分野の研究結果を参考にすることにより、電気火花放電によりギャップ間の微小空隙に衝撃的な熱エネルギーが投入され、媒質である空気が急速に熱膨張して初期高圧気体球が形成され、これが超音波パルスの音源となることを解明した。

また、この音源は等価的に初期高圧気体球の半径 a を半径とする球音源と見なせることを示し、超音波パルスの周波数を f 、音速を C として $\lambda a = C/f$ の関係があることを解明した。

(2) 放電電気回路にCDI (Condenser Discharge Ignition) 方式を採用した超音波発信器を開発した。この回路はトリガ素子としてサイリスタを用いているため、放電時刻の電氣的な制御が容易である。

(3) サイリスタのターンオンタイムおよびギャップ間の偶存電子密度に影響される放電の統計的遅れ時間により、火花放電は放電指令時刻から数 μ s 遅れて発生する。このため、ギャップ間電圧をサーチ

ロープを用いて電磁誘導の原理で検出し、それを基に正確な放電時刻を検出する回路（放電時刻検出回路）を開発した。

(4) 電極形状として針先ギャップ、球ギャップおよびそれらの先端を絶縁物でコーティングして放電経路を制限したものを考え、各々の音圧、距離測定精度を比較した。その結果、針先ギャップが球ギャップに比べて優れていること、放電経路の制限の効果がほとんど無いことが判明した。これより本研究では電極として経路制限を施さない通常の針先ギャップを用いることにした。

(5) 放電電気回路におけるイグニッションコイルの1次側のコンデンサ容量 C_1 および充電電圧 V を変化させ、発生する超音波パルスの音圧がどのように変化するかを調べた。この結果、 C_1 、 V はほとんど音圧に影響を与えないことが判明した。これより本研究では $C_1 = 2.2 \mu\text{F}$ 、 $V = 100\text{V}$ に設定することにした。

(6) 超音波パルスのエネルギーが容量性火花放電のエネルギーにより決定されることを解明した。

この原理に基づき、放電電気回路のイグニッションコイルの2次側に数100pFの高耐圧セラミックコンデンサを並列に挿入し、火花放電のエネルギー配分を誘導性火花放電から容量性火花放電に片寄せ、発生する超音波パルスの音圧を高めた。

2次側コンデンサ容量 C_2 およびギャップ長 d を変化させて超音波パルスの音圧がどのように変化するかを調べた。 C_2 、 d の増加とも音圧を増大させるが、 C_2 が300pFを越えると放電が不確実になること、 d の増大は測定精度の観点から好ましくないことを考慮して、本研究では $C_2 = 150\text{pF}$ 、 $d = 0.35\text{mm}$ に設定することにした。

この条件では、 C_2 を挿入しない場合に比べて約10倍の音圧が得られる。

(7) C_2 、 d の増加に従い超音波パルスの周波数 f が減少することを実験により確かめた。これは、ギャップ間に投入される容量性火花放電のエネルギーが増大し、初期高圧気体球の半径 a が増大するためである。

超音波の吸収により、伝播距離の増大に従い観測される超音波パルスの周波数が減少することを考慮し、 $C_2 = 150\text{pF}$ 、 $d = 0.35\text{mm}$ の場合の音源近傍での周波数を実験データを外挿することにより求めた。この周波数を関係式 $2a = C/f$ に代入し、初期高圧気体球の半径を $a = 1.6\text{mm}$ に決定した。

(8) 本発信器の指向性を検証した結果、ギャップの正面軸に対して $\pm 80^\circ$ まで測定距離、音圧とも一定値を保つことが判明し、本発信器がほぼ完全な無指向性を実現できることが確認できた。

(9) 放射ノイズ対策としてシールドを施し、電源ノイズ対策としてノイズカットトランスを用い、実際に発信器および放電電気回路を作製した。

これらのノイズ対策により、本研究で開発した計測システムはそれ自体全く誤動作しなくなり、ゼロクロス点の検出、3個組発信器の放電タイミングの制御等が正確に行えるようになった。またNC工作機械やロボット等の他のシステムが電気火花によるノイズで誤動作することは実験の途中1度も生じなかった。

第 4 章 超音波計測システムの開発

超音波計測システムの開発は、計測対象物の特性や計測環境の制約に応じて、適切な超音波計測方法を選択し、高精度な計測を実現するための重要な課題である。本章では、超音波計測システムの開発プロセス、計測精度の向上策、および応用事例について詳しく説明する。

第 5 章

超音波距離計測システムの開発

超音波距離計測システムの開発

5.1 緒言

本章では、電気火花を用いた超音波発信器とコンデンサ型の超音波受波器を組み合わせて超音波距離計測システムを構成したので、それについて述べる。第4章で述べた波形・距離計測装置と、本章で述べる超音波距離計測システムの主要な違いは、前者は受波器として音圧校正用の標準コンデンサマイクロホン（B&K社製、型番4138）を用いているのに対して、後者は送受兼用素子として一般に市販されている超音波センサ（超音波工業（株）製、型番SD1）を用いていることである。この理由は以下の通りである。

- (1) 標準コンデンサマイクロホンは高価であり（プリアンプ、電源等を含めて50万円程度）、安価なシステムの構築を目的の一つとする本研究には不適當であると思われる。
- (2) 本研究で開発するロボットの位置・姿勢計測システムの特長の一つとして、受波器同志で超音波パルスをやりとりし、相互に距離を測定することにより受波器の相対位置が定められ、初期座標系の校正がシステム内部でできることが挙げられる。このためには受波器自体が振動膜として能動的に超音波パルスを発信できることが必要であり、発信が不可能な標準コンデンサマイクロホンは不適當である。

本章では、まず超音波受波器の仕様について述べ、次に距離計測方法について述べる。最後に精度 $1\mu\text{m}$ のNC工作機械を校正基準として開発したシステムの距離計測精度を検証したのでそれについて述べる。

5.2 超音波受波器

5.2.1 受波器の仕様⁽⁴⁵⁾⁻⁽⁴⁷⁾

受波器としてコンデンサ型の送受兼用超音波センサ（超音波工業（株）製、型番SD1）を用いた。図5.1に受波器の外観を示す。振動膜には厚み $4\mu\text{m}$ のポリエチレンフィルムを用いている。膜の片面には電極としてアルミニウムを真空蒸着し、枠組みで挟んで固定している。アルミニウムを蒸着していない面にはレコードの溝のように同心円状に 0.2mm のピッチで 90° のV字型の溝を刻んだ金属円板を押しつけて、もう一方の電極としている。動作原理はコンデンサマイクロホンと同じで、 200V のバイアス電圧を両電極間に加えておき、膜の変形による容量変化が電流出力として取り出せる。受波器の仕様は以下の通りである。

振動膜の直径：26mm
 静電容量：約90pF
 膜の共振周波数：85kHz
 指向の半減角： $\pm 6^\circ$



図5.1 受波器の外観図

5.2.2 超音波送・受信回路

図5.1に示すように受波器には超音波工業（株）製の「受波器付属ブリアンプ」が付属しており、その間は300mmの同軸ケーブルで結ばれている。図5.2に「受波器付属ブリアンプ」の概略回路図を示す。この回路はFET入力オペアンプにより10dBの利得およびインピーダンス変換を実現しているので5m程度の長い距離の信号伝送が可能になり、受波器をパーソナルコンピュータ等の制御装置から離れた任意の位置に配置することが可能になっている。

初期座標系を校正する際に受波器同志で超音波パルスをやとりして相互に距離測定を行う必要がある。このため「受波器付属ブリアンプ」は超音波パルスの送信機能も具備している。トリガパルスを入力するとパルストランスの2次側に波高値400V程度の電気パルスが生じ、これにより受波器の膜が静電引力により振動して超音波パルスが送信される。

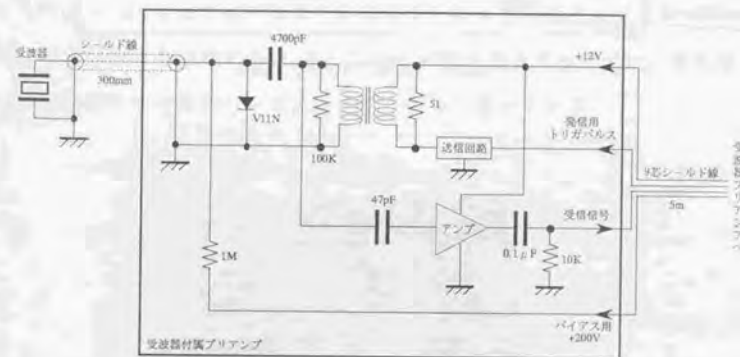


図5.2 受波器付属ブリアンプの概略回路図

超音波受信信号は「受波器付属プリアンプ」から「受波器プリアンプ」へと導かれる。図5.3に「受波器プリアンプ」の回路図を示し、図5.4にその外観図を示す。この回路はオペアンプ LF356 によって増幅を行っており利得は32dB (40倍)である。

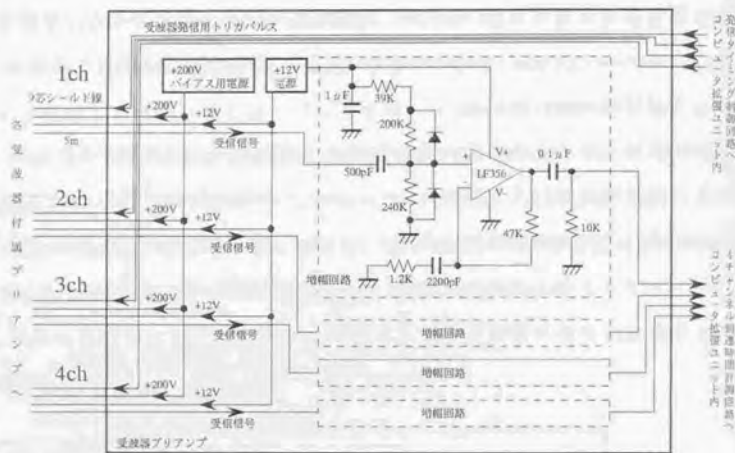


図5.3 受波器プリアンプ回路図



図5.4 受波器プリアンプの外観図

5.3 距離測定方法

5.3.1 概説

電気火花により生じた超音波パルスの受信波形の一例を図5.5に示す。既に第4章の4.1.2節で述べたように、本超音波距離計測システムではある一定のしきい値を設けて、これを波形の振幅が上回った後の最初のゼロクロス点(図のb点)を求め、これを利用して、測定距離の変化等に伴う振幅の変化の影響を受けにくくしている⁽⁴³⁾。第4章の4.6.6節で述べたように本研究で開発した電気火花を用いた超音波発信器は等価的に半径 $a = 1.6\text{mm}$ の球音源と見なせ、発信器から受波器までの距離 r は以下の式によって求められる。

$$r = a + C(t - t_a) \quad (5.1)$$

ここで、 a : 初期高圧気体球の半径 ($= 1.6\text{mm}$)

C : 音速補正センサより得られる音速

t : ゼロクロス点の到達時間

t_a : 計測に先立ち求められる時間遅れ定数

5.3.2 時間遅れ定数の検討

第4章の4.2.8節で述べたように、超音波パルスが空气中を伝播する場合、周波数の高い成分ほど減衰を受けるため、超音波パルスの波形に変化が生じてその周波数が低くなる。これは、超音波距離計測システ

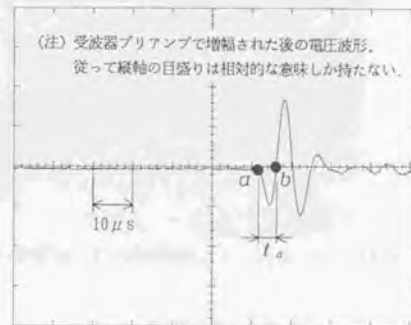


図5.5 電気火花による超音波パルスの受信波形

(注) 受波器プリアンプで増幅された後の電圧波形。従って縦軸の目盛りは相対的な意味しか持たない。

ムを構成した場合、時間遅れ定数 t_d が超音波パルスの伝播距離に従って増加することを意味しており、距離測定精度を向上させる上で検討しておかなければならない事項である。

本研究では測定距離 r mm と t_d s の間の関係をデジタルストレージスコープによる波形観測により求め、以下の線形近似式を得た。

$$t_d = kr + m \quad (5.2)$$

ただし、 $k = 1.39 \times 10^{-10}$ s/mm

$m = 6.39 \times 10^{-8}$ s

式(5.2)を式(5.1)に代入し、 r について解くと以下のようなになる。

$$r = \frac{C(t-m) + a}{1 + Ck} \quad (5.3)$$

実際の距離計測システムにおいては式(5.3)を用いて距離を算出している。

5.3.3 音速のリアルタイム補正

乾燥空気中の音速 C m/s は以下の式で表される。

$$C = 331.45 + 0.607 T \quad T: \text{温度} [^{\circ}\text{C}] \quad (5.4)$$

これより気温 1°C の変動により音速は 0.18% 変動し、測定距離が 1m の場合 1.8mm の測定誤差を生じさせることになる。気温の他に湿度や空気の流れ等にも影響されて音速は時々刻々変化する。従って測定距離の $\pm 0.1\%$ 以内の測定精度を実現するためには、音速を高い精度で正確に補正してやる必要がある。

本システムでは既知の一定距離を超音波パルスが伝播する時間をリアルタイムでモニタする音速補正センサを構成して正確な音速を求めている。図5.6に音速補正センサの外観を示す。受波器の発信機能を用いて



図5.6 音速補正センサの外観図

超音波パルスを発信させ、一定距離 $D/2 = 675\text{mm}$ の位置に設置した反射板による反射波を受波し、ゼロクロス点の到達時間 t を求め、次式によって音速 C を求めている。

$$C = \frac{D}{t - t_d} \quad (5.5)$$

ここで、 C : 音速

D : 受波器と反射板との往復距離 (1350mm)

t : ゼロクロス点の到達時間

t_d : 計測に先立ち求められる時間遅れ定数 ($12.3\ \mu\text{s}$)

このような音速補正を行っても、厳密には、音速をモニタしている位置と距離測定を行っている位置とで温度、湿度、空気の状態等が異なれば、正確に音速を補正したことにはならない。この問題を解決するため、第3章で述べたように発信器の位置計算方法として「音速推定法」を開発したが、この手法は距離計単体には応用できない。本章では超音波距離計測システムの開発を取り扱うので、この場合音速補正センサを測定空間のなるべく近くに配置するのが最善の策であると考えられる。

5.4 超音波距離計測システムの構成

5.4.1 全体構成

超音波距離計測システムの全体構成を図5.7に示す。拡張ユニット内の各回路の制御および一連の距離計算処理は全て16ビットパーソナルコンピュータ

(株)日本電気製、型式 PC9801VX, CPU i80286+i80287, 10MHz

により行われている。超音波発信器である電気火花の放電周波数は「発信タイミング制御回路」により制御されている。放電が生じると「放電時刻検出回路」(4章4.4.3節参照)からトリガ信号が拡張ユニット

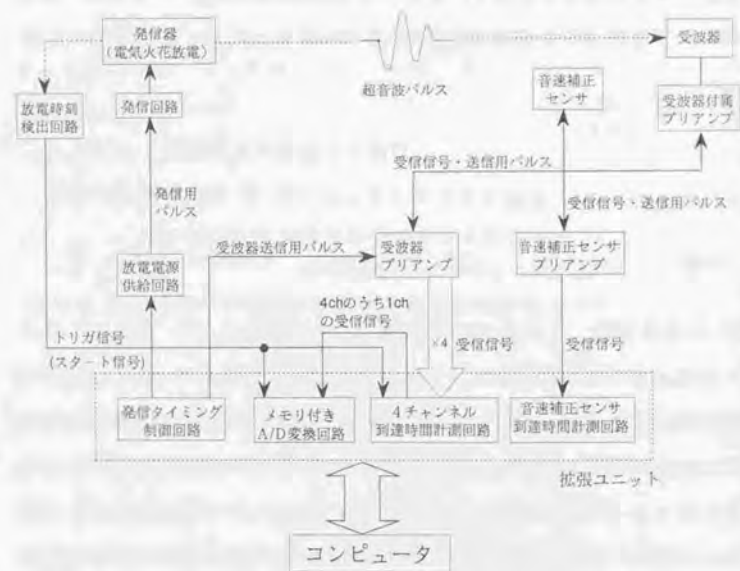


図5.7 超音波距離計測システムの構成

に入力され、その時点から各計測回路の動作が開始される。

「4チャンネル到達時間計測回路」は、ゼロクロス点をリアルタイムで検出する回路を4個実装している。パーソナルコンピュータはこの回路から各受波器のゼロクロス点の到達時刻を読み出すことができる。

「メモリ付きA/D変換回路」は4個の受信信号のうち1個を選択し、これをA/D変換してメモリに書き込む。メモリに記憶された受信波形はデータの書き込みが完了した後にパーソナルコンピュータにより読み出すことができる。この回路は音圧等の波形の情報が必要な時のみ使用され、距離計測のためのゼロクロス点の検出は専ら「4チャンネル到達時間計測回路」が行っている。

「音速補正センサプリアンプ」は、受信波形の増幅回路の他に発信回路も具備している。このため音速補正センサは電気火花放電の発信周期とは非同期に30Hzで自動的に超音波パルスの送・受信を行っている。音速補正センサのゼロクロス点の検出は「音速補正センサ到達時間計測回路」によりリアルタイムで行われている。この回路はゼロクロス点をリアルタイムで検出する回路を1チャンネル分搭載している。

初期座標系を校正する場合に受波器同志で超音波パルスをやりとりする場合は、「発信タイミング制御回路」よりトリガパルスが受波器プリアンプを介して発信させたい受波器に送出される。受波器同志の距離測定を行う場合のゼロクロス点の検出、受信波形の処理も「4チャンネル到達時間計測回路」、「メモリ付きA/D変換回路」により行われる。

図5.8にパーソナルコンピュータの拡張ユニットに挿入された各回路の外観を示す。これらのうち特に重要であると思われる「発信タイミング制御回路」、「4チャンネル到達時間計測回路」について図5.9にその外観を示し、その詳細について次節以降で説明する。

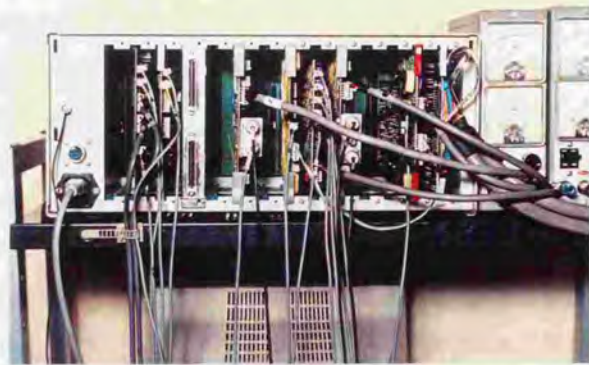
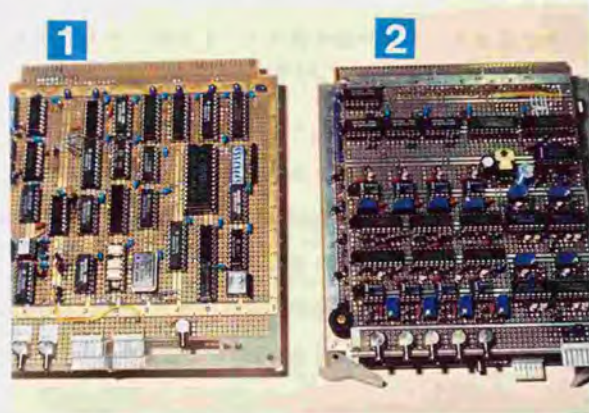


図 5.8 拡張ユニットに挿入された各回路



1 : 発信タイミング制御回路
2 : 4チャンネル到達時間計測回路

図 5.9 超音波距離計測システムの各回路の外観図

5.4.2 発信タイミング制御回路

図 5.10 に「発信タイミング制御回路」のブロック線図を示す。プログラマブル周波数発生 LSI ((株)コスモシステム製、型番 FGC210) は任意の周波数を持つパルス列を出力できる。このパルス列はパーソナルコンピュータの指令により発信器 1~3 および受波器 1~4 に分配される。

姿勢を計測する際には 3 個の発信器を一定間隔で順番に発信させる必要がある。このため FGC210 で発生されるパルス列をステッピングモータ用パルス分配 IC (MB8713) に導き、その出力 ϕA , ϕB , $\phi \bar{A}$ を利用している。

3 個の発信器を順次発信させるか、1 個の発信器のみを選択して発信させるかは、パーソナルコンピュータの指令により選択できる。

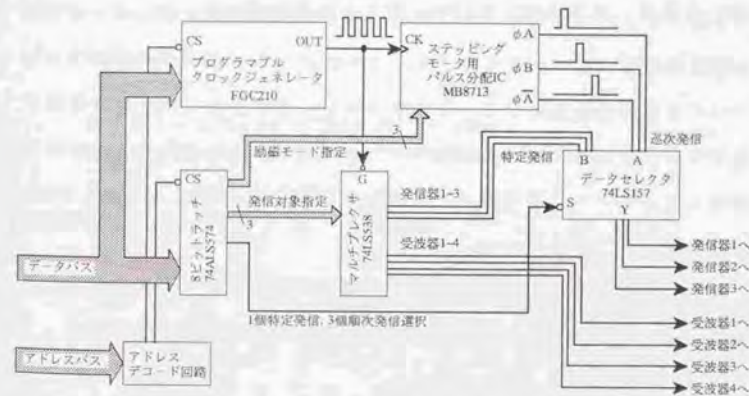


図5.10 発信タイミング制御回路のブロック線図

5.4.3 4チャンネル到達時間計測回路

図5.11に「4チャンネル到達時間計測回路」のブロック線図を示し、図5.12にタイミングチャートを示す。この回路は4個の受波器のゼロクロス点をハードウェアを用いてリアルタイムで検出することが可能である。

a) 増幅回路およびゼロクロス点検出回路

増幅回路はオペアンプ LF356 2段により構成されており、付属の抵抗の値をアナログスイッチ TL191 で切り替えることによりゲインを8段階、0~42dB まで変化させることができる。このゲインの切り替えはパーソナルコンピュータからの制御信号により行われる。

ゼロクロス点検出回路はコンパレータ MC1414 を用いている。スレッシュホールド検出コンパレータの出力(F)は受信信号がしきい値を越えている間ハイレベルになる。この最初の立ち上がりを検出してゼロクロス点検出許可信号(G)が立ち上がり、この時点からゼロクロス点検出コンパレータは稼働状態になる。このコンパレータの出力(H)は受信信号がゼロレベルを越えている間ハイレベルになり、この最初の立ち上がりを検出してゼロクロス信号(I)が立ち上がる(以上図5.11および図5.12参照)。

ゼロクロス信号は各チャンネルに装備されているラッチに接続されており、この信号が立ち上がる瞬間にラッチはカウンタの値を記憶する。

b) カウンタ回路

放電時刻検出回路からのスタート信号(A)により、5MHz(周期 200 ns)のクロック(L)がスタートする。カウンタ回路はこのクロックをカウントアップする。本距離計測システムの分解能は音速を 340m/s と仮定した場合、

$$(\text{分解能}) = 340 \times 10^3 \times 200 \times 10^{-9} = 0.068 \text{ mm}$$

となる。

c) ウィンドウ生成回路

電気火花を用いた発信器を用いる場合、火花放電が発生した瞬間に電磁波の影響により受信回路にはノイズが発生する。また受波器の発信機能を用いる場合、発信直後には膜が振動しているので受信波形も大きな振幅で振動する。結局いずれの場合も超音波パルスが発信した瞬間には受信波形が乱れるので、ゼロクロス点の検出は不可能である。従って図5.12に示すように超音波パルスが発生した瞬間から 200 μ s 経過した時点で立ち上がり、9ms 経過した時点で立ち下がるウィンドウ信号(B)を発生させ、これがハイレベルの間のみゼロクロス点の検出を行うようにしている。従って本距離計測システムの計測可能距離は、音速を 340 m/s と仮定した場合、

$$(\text{最小値}) = 340 \times 10^3 \times 200 \times 10^{-6} = 68 \text{ mm}$$

$$(\text{最大値}) = 340 \times 10^3 \times 9 \times 10^{-3} = 3060 \text{ mm}$$

の範囲内である。

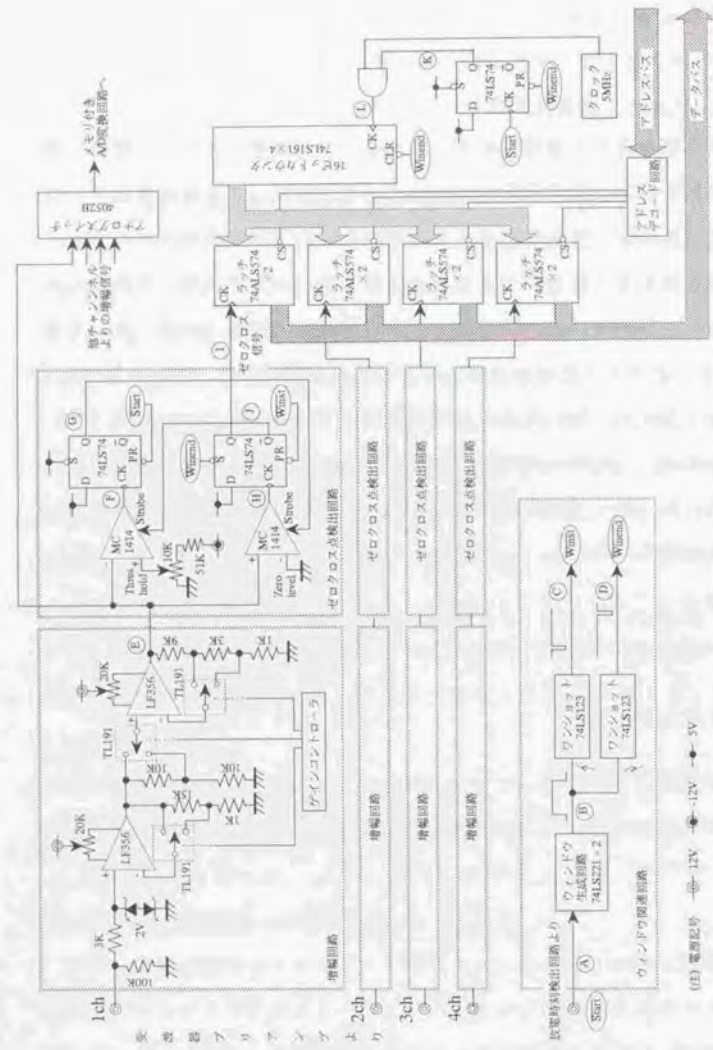


図5.11 4チャンネル到達時間計測回路のブロック線図

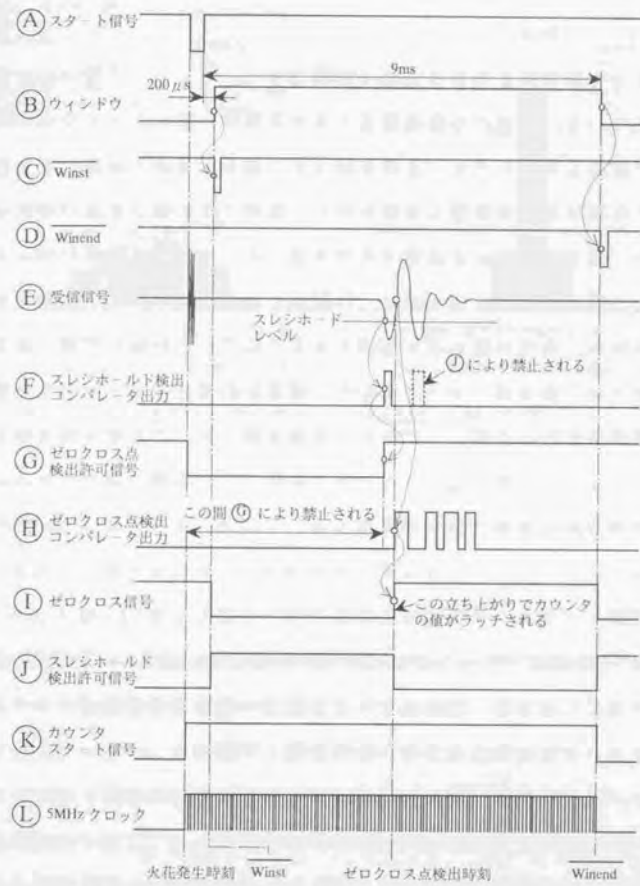


図5.12 4チャンネル到達時間計測回路のタイミングチャート

5.5 無風状態の風洞内における距離計測精度の検証

5.5.1 緒言

通常の実験室内における空気は密閉されていないので、常にわずかに揺らいでいる。このため音速補正センサを距離計測システムのものなるべく近くに設置したとしても、音速を補正する場所と実際に距離計測を行う場所との間で空気の状態に差異があり、厳密には正確な音速の補正は行えない。以上の理由から通常の実験室内において超音波距離計測システムの計測精度の評価を行う際に、計測誤差の要因がシステムに起因するものなのか、空気の揺らぎに起因するものなのかの判断が困難である。

本節では、音速補正センサを含めた超音波距離計測システムを密閉された風洞装置内に設置し、近似的な無風状態において距離計測実験を行う。これにより空気の揺らぎの影響が排除され、距離計測システムに固有な計測精度の評価が可能になる。

5.5.2 ゼロクロス点の安定性

図5.13にゼロクロス点の安定性を測定した一例を (a)通常の実験室内で測定した場合 (b)風洞内で測定した場合 の両者について示す。実験においては電気火花を用いた発信器と受波器を1m離して設置し、ゼロクロス点の到達時間を1000回計測した。ヒストグラム1本はカウンタの1クロック分(200ns)に相当している。

通常の実験室内では図(a)に示すように、空気の揺らぎの影響によりゼロクロス点がばらつき、その標準偏差は370nsである。これは音速を340m/sと仮定した場合0.12mmに相当する。これに対して図(b)より風洞内では全ての測定結果(約30秒で1000個のゼロクロス点の到達時間を計測した結果)がカウンタの3クロック分(600nsに相当)の範囲内に収まり、その標準偏差は120nsである。これは音速を340m/sと仮定した場

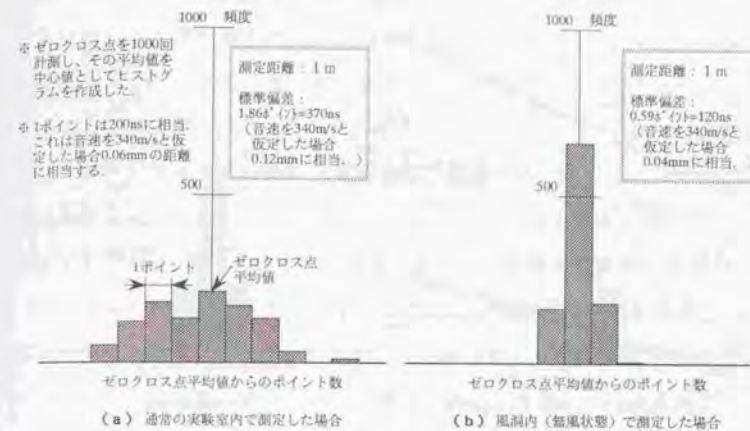


図5.13 ゼロクロス点の安定性の測定結果

合0.04mmに相当する。従って、本距離計測システムは空気の揺らぎがない安定な状態ではかなりよい距離測定精度を持っていると言える。

これらの図(a)および図(b)の結果を比較することにより、距離測定誤差は発信器である電気火花の放電位置のばらつき等に起因するのではなく、その大部分が測定空間の空気の揺らぎに起因していることがわかる。

5.5.3 長時間測定した場合の距離計測精度

風洞装置を用い、近似的な無風状態で約2mの距離を250分(4時間10分)にわたって10000回計測した。図5.14(a)に実験中の距離計測システムのゼロクロス点の推移を示し、図(b)に音速補正センサのゼロクロス点の推移を示す。4時間程度の長い時間測定を行ったので気温が時間とともに低下し、それによって音速が減少してゼロクロス点の到達時間が増大する。両者の傾きが異なるのは、距離計測システムと音速補正センサとの間で超音波パルスが伝播する距離が異なるためである。

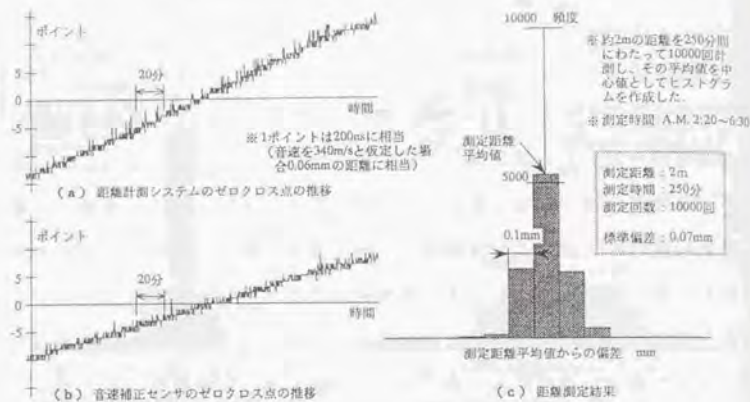


図5.14 長時間測定を行った場合の距離測定誤差

図(c)に距離計測システムのゼロクロス点の到達時間と、音速補正センサより得られる音速を用いて距離を10000回計測した結果をヒストグラムにして示す。ヒストグラム1本は0.1mmの距離測定誤差に相当しており、測定距離の平均値が横軸の中心と一致するように図を作製した。これより、気温の変化による音速のドリフトにもかかわらず測定誤差の標準偏差は0.07mm、測定誤差の最大値と最小値の差は0.34mmと通常の密閉しない実験室内に比べて高い精度が得られた。これは密閉された風洞内では空気が安定しており、音速を補正する場所と実際に距離計測を行う場所との間で空気の状態が同一であるため、正確な音速の補償が行われたためである。

以上の実験より、開発した本距離計測システムは、空気が安定した状態において音速補正を測定空間の近傍で行えば、2m程度の測定範囲で精度0.1mm(測定距離の2万分の1の精度)が保証されることがわかる。

5.6 NC工作機械を用いた距離計測精度の検証

本距離計測システムの精度を1 μ mの位置決め精度を持つNC工作機械を校正基準として検証した。発信器をNC工作機械のベッドに固定し、ベッドを1軸方向上の50mmごと800mmまでの各点で1 μ mの精度で位置決めし、各点における発信器と受波器の間の距離を本システムにより1000回ずつ計測した。図5.15(a)に示すように受波器を最初の発信器の位置から約200mm離して設置した場合と約1200mm離して設置した場合について測定を行った。最初の測定点を原点とし、各点での測定距離から原点での測定距離を差し引いたものを相対座標として求めた結果を図(b)、(c)に示す。本距離計測システムの測定誤差の平均値は1mの測定範囲で

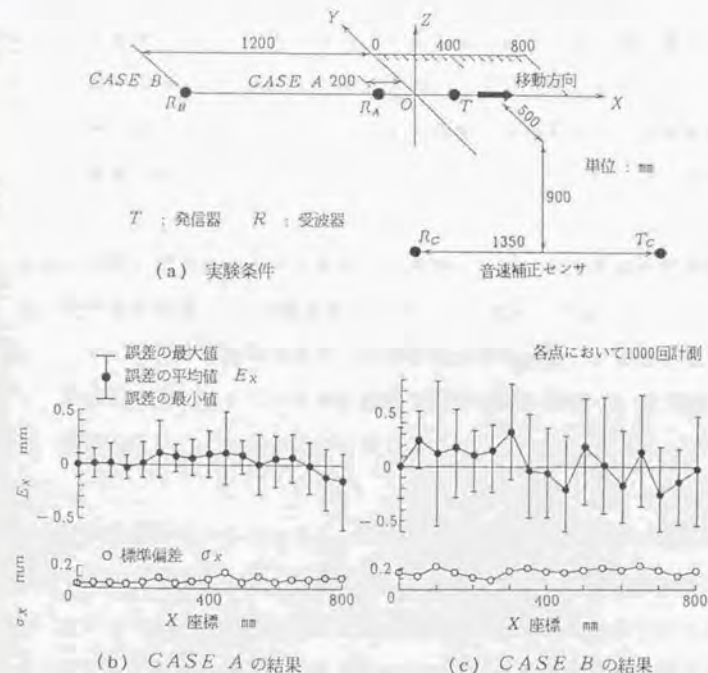


図5.15 超音波距離計測システムの精度検証結果

±0.1mm以内、2mの測定範囲で±0.3mm以内であり、標準偏差は1mの測定範囲で0.1mm以下、2mの測定範囲で0.2mm以下であった。

測定誤差の要因は、測定を行う場所と音速補正用の距離計の設置場所が実験の都合上1mほど離れており、恒温化や空気の安定化がなから考慮されていない工場内で測定したため気温・湿度、空気の流れ等が双方の場所において異なってしまう、正確な音速の補正が行われなかったためと考える。前節の密閉した無風状態の風洞を用いた実験の結果より、測定誤差のばらつきは測定空間における空気の揺らぎに起因する。従って音速補正を測定位置の近傍で行い、測定空間の空気の安定化を配慮すれば本距離計測システムの精度はさらに向上すると思われる。

5.7 本章の概要および結言

本章では、電気火花を用いた超音波発信器とコンデンサ型の超音波受波器を組み合わせ、超音波距離計測システムを構成した。本章の主な結果は以下の通りである。

- (1) 超音波受波器として、送受兼用素子として一般に市販されている超音波センサを採用した。これは、素子が安価なこと、超音波パルスの発信が可能であることを考慮したためである。特に後者は受波器同志で超音波パルスをやりとりして初期座標系を校正する際に必要な要件である。
- (2) 距離測定方法として、受信波形がある一定のしきい値を越えてから最初にゼロレベルをクロスする時点（ゼロクロス点）を検出する方法を採用した。これにより、測定距離の変化等に伴う振幅の変化の影響を受けにくくしている。
- (3) 実際に超音波パルスが到達した時刻は、ゼロクロス点の時刻から時間遅れ定数 t_d を引き去ることにより求められる。
 t_d は音波の吸収を受けて伝搬距離の増加に従って増大する。本距離計測システムでは計測に先立ち波形観測を行い t_d と距離との関係を求め、これを実際の計測の際に利用している。
- (4) 本距離計測システムでは、超音波パルスの到達時間に音速を乗じて距離を求めるため、音速を正確に補正してやる必要がある。このため本システムでは既知の一定距離（1350mm）を超音波パルスが伝播する時間をリアルタイムでモニタする音速補正センサを構成して正確な音速を求めている。

(5) 「発信タイミング制御回路」, 「4チャンネル到達時間計測回路」, 「音速補正センサ到達時間計測回路」等を設計・製作し, パーソナルコンピュータの拡張ユニットに装填した。パーソナルコンピュータとこれらの回路を用い, 発信器の放電周波数の制御, ゼロクロス点の検出, 音速のリアルタイムモニタ, 受波器同志の距離測定等を行う超音波距離計測システムを構築した。

(6) 開発した超音波距離計測システムを密閉された風洞装置内に設置し, 近似的な無風状態において距離計測実験を行った。この結果, 距離測定誤差は発信器である電気火花の放電位置のばらつき等に起因するのではなく, その大部分が測定空間の空気の揺らぎに起因していることが判明した。

近似的な無風状態で約2mの距離を約4時間にわたって10000回計測した。その結果気温の変化による音速のドリフトにもかかわらず測定誤差の標準偏差は0.07mm, 測定誤差の最大値と最小値の差は0.34mmと通常の密閉しない実験室内に比べて高い精度が得られた。

(7) 1 μ mの位置決め精度を持つNC工作機械を校正基準として本距離計測システムの精度を検証した結果, 測定誤差の平均値は1mの測定範囲で ± 0.1 mm以内, 2mの測定範囲で ± 0.3 mm以内, 測定誤差の標準偏差は1mの測定範囲で0.1mm以下, 2mの測定範囲で0.2mm以下であった。

密閉した無風状態の風洞を用いた実験の結果を考慮すると, 測定空間の空気の安定化に配慮し, 音速補正を測定空間の近傍で行えば, 本距離計測システムの精度はさらに向上すると思われる。

第 6 章

位置・姿勢自動追尾 計測システムの開発

位置・姿勢自動追尾計測システムの開発

6.1 緒言

本章では、第 5 章で開発した超音波距離計測システムを用い、第 3 章で述べた計測手法に基づいて、実際にロボットの位置・姿勢計測システムの開発を行ったのでそれについて述べる。

本システムで用いる受波器は第 5 章で述べたように半減角が $\pm 6^\circ$ とかなり指向性が鋭い。このため受波器を DC サーボモータにより水平、鉛直方向に回転させることにより、常に受波面が発信器に対して正面を向くように制御を行っている。この意味で本システムを「位置・姿勢自動追尾計測システム」と呼ぶことにする。

6.2 受波器の回転可能化

6.2.1 受波器を回転可能にするこの利点

指向性の比較的鋭い受波器を用い、それを水平、鉛直方向に回転可能にし、常に受波面が発信器に対して正面を向くように制御を行うことの利点を以下に箇条書きにして示す。

- (1) 従来の固定された受波器を用いるシステム¹²⁾¹³⁾¹⁴⁾に共通な受波器に指向性があるため測定可能な空間が制限されるという問題が解消され、それらに比べて高い精度で計測できる空間が拡大される。
- (2) 受波器の受波面が常に発信器に対して正確に正面を向くため、受波器が有限の面積を持つことおよび半減角 $\pm 6^\circ$ の有限の指向性を持つことは測定精度へ影響を与えず、高精度な測定が可能である。

(3) 測定空間であるロボット作業領域のすぐ外側に受波器を設置することが可能であり、計測に必要なスペースが小さくて済む。

(4) 指向のかなり鋭い受波器を発信器に対して正面を向かせることにより、発信器以外から飛来する超音波領域周波数のノイズの防止が可能になる。

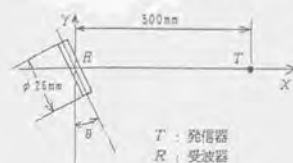
(5) 高速で移動するロボットをリアルタイムで計測する場合、発信器の放電周波数を高める必要がある。この場合、前回の放電による超音波パルスが消滅しないうちに次の放電が生じることになる。このような条件下では、指向性の広い受波器を用いた計測システムは実験室の壁や実験装置等で反射した前回の放電による超音波パルスを誤って拾ってしまい、位置計測が不可能になるおそれがある。

これに対して本システムでは受波器の指向性が鋭く、受波面が発信器に対して常に正面を向いているので、発信器の放電周波数が高い場合も不要な反射波を誤って受信することがない。

6.2.2 受波器に要求される回転位置決め精度

図6.1に受波器が発信器に対して正面を向いている場合($\theta = 0^\circ$)およびその状態から水平面で $\theta = 6^\circ$ 、 9° 傾いた場合の受信波形を示す。また受波器が傾いた状態において500mmの距離を測定した場合の測定誤差を図の表中に併せて示す。

この結果より、受波器の半減角である $\theta = 6^\circ$ 以内の誤差内で受波器が位置決めされていれば、受波器の傾きの測定精度への影響は500mmの測定範囲で0.2mmである。また、 $\theta = 3^\circ$ 以内の誤差内で受波器が位置決めされていれば、受波器の傾きは測定精度に影響を与えない。



約500mmの距離を計測した結果

θ	平均 mm	標準偏差 mm	$\theta = 0^\circ$ の測定距離との偏差 mm
0°	499.0	0.07	—
3°	499.0	0.15	0.0
6°	498.2	0.11	0.2
9°	498.3	0.10	0.3

各角度において100回計測



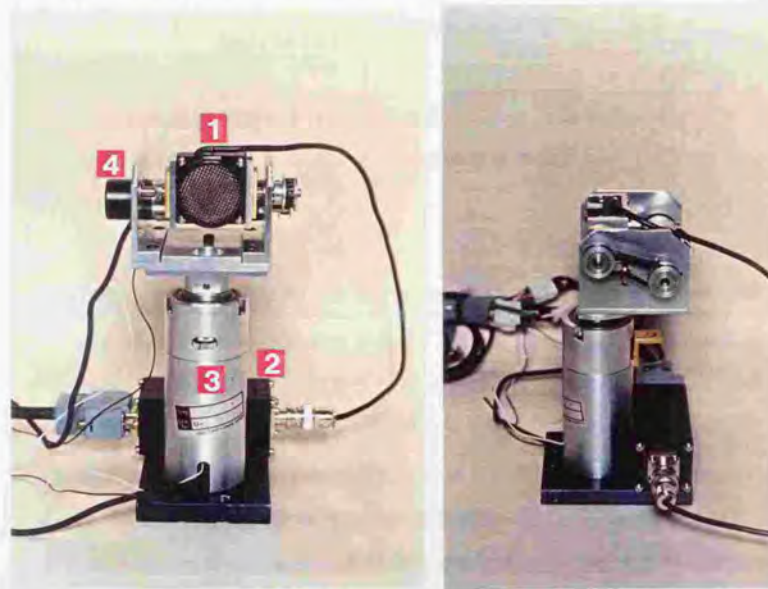
図6.1 受波器の指向特性

実際にロボットの位置・姿勢計測を行う際に発信器と受波器が500mm程度まで接近することは稀であり、発信器と受波器の間の測定距離は通常それよりも長いと考えられる。測定距離が長くなるほど受波器の傾きが測定精度に与える影響は小さくなる。従って $\theta = 3^\circ$ 以内の受波器の位置決め誤差は、ロボットの位置・姿勢計測精度に影響を与えないと考えられる。結局、受波器に要求される回転位置決め精度は $\pm 3^\circ$ 程度の比較的低い値で良いことが実験的に確かめられた。

6.3 受波器回転装置の開発

6.3.1 受波器回転装置の構造

図6.2に開発した受波器回転装置の外観図を示す。受波器はDCサーボモータ1(筐体の中に格納されているので外からは見えない)により水平面内で、DCサーボモータ2により鉛直面内で回転可能であり、各回転は独立に行われる。図6.3に受波器回転装置の組立図を示す。



(a) 正面図

(b) 側面図

- 1 : 受波器 (超音波工業(株)製, SD1)
- 2 : 受波器付属プリアンプ (超音波工業(株)製, SD1)
- 3 : DCサーボモータ1 (ハモニックドライブシステムズ(株), RH-5)
- 4 : DCサーボモータ2 (ハモニックドライブシステムズ(株), RH-5)

図6.2 受波器回転装置の外観図

受波器回転装置を組み立てる際、各回転軸が交わりかつその交点と受波面の中心が正確に一致するように、治具、計測器等を用いて十分に注意した。

組み立て誤差が測定精度に与える影響は、前節の図6.1の受波器の指向特性の測定結果を考慮すると、受波器の回転位置決めが $\pm 3^\circ$ 以内の精度で行われていれば無視できる程度であると思われる。これについては次の第7章において詳述する。

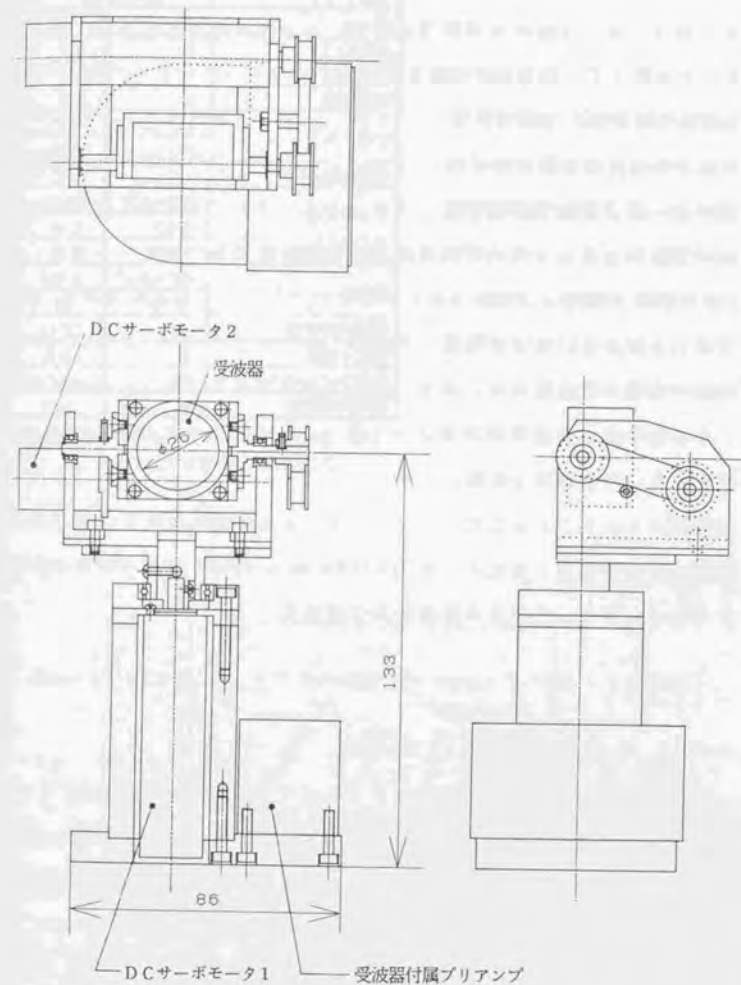


図6.3 受波器回転装置の組立図

DCサーボモータ（ハーモニックドライブシステムズ（株）製，RH-5）は出力軸にハーモニックドライブ（減速比1:80）が付属している。またモータの出力軸の回転角度は付属のエンコーダ（100パルス/1回転）で読みとることができる。ハーモニックドライブはバックラッシュが少ないという特長を持つため、受波器はエンコーダの分解能と減速比により定まる高い角度精度で正確に

位置決めされることになる。エンコーダパルスは電氣的に4通倍されるので、結局受波器1回転につき $4 \times 100 \times 80 = 32000$ 個のパルスが発生することになり、受波器の位置決め分解能は

$$(\text{分解能}) = 360^\circ / 32000 = 1.125 \times 10^{-2} \text{ }^\circ = 6.25 \times 10^{-5} \pi \text{ rad}$$

となる。モータの仕様を表6.1に示す。

モータの駆動には同社製のモータドライバ HS-230-05 を使用している。このドライバはリアパワーアンプを採用しており、速度指令用のアナログ電圧をこのドライバに入力することでモータの回転速度を設定することができる。

表6.1 DCサーボモータ RH-5 の仕様

型番	RH-5 5502	
適用ドライバ	HS-230-05	
減速比	1:R	1:80
定格出力	W	1.7
定格電圧	V	12
定格電流	A	0.5
定格トルク	kgf·cm	3.0
	N·m	0.29
定格回転速度	rpm	55
トルク定数	kgf·cm/A	11.3
	N·m/A	1.11
誘起電圧定数	V/rpm	0.12
慣性モーメント	kgf·cm·s ²	0.016
	kg·cm ²	16
機械的時定数	ms	13.3
電気子抵抗	Ω	8.6
電気子インダクタンス	mH	2.7
電気的時定数	ms	0.31

(注) 全てハーモニックドライブの効率を含んだ出力軸における値を示してある。

6.3.2 積分補償を用いた受波器回転角サーボ系の設計^{*)}

a) 実験によるドライバ+モータの伝達関数の決定

図6.4にドライバにステップ状の速度指令電圧を入力した場合のDCサーボモータの過渡応答を示し、図6.5に定常状態での速度指令電圧と回転速度との関係を示す。

本研究ではドライバとモータを一体として制御対象と考える。この場合、ドライバ内部では複雑な電気信号処理が行われているものと思われる。図6.4の応答もオーバーシュートが生じており単純な1次遅れ応答曲線とはなっていない。しかしながら、制御系の構成を見通しよく行うために制御対象を近似的に1次遅れ要素として取扱うことにし、速度指令電圧を入力とし回転速度を出力とした場合の伝達関数を以下のようにおく。

$$G(s) = \frac{K_M}{T_M s + 1} \quad (6.1)$$

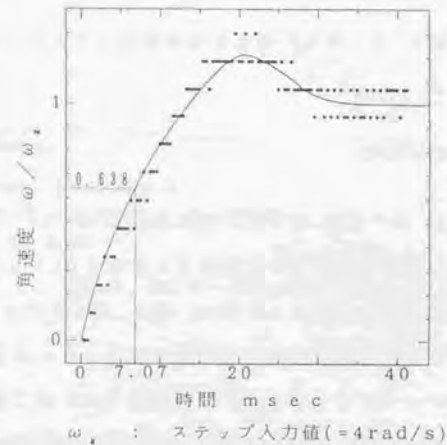


図6.4 ドライバ+DCサーボモータのステップ応答

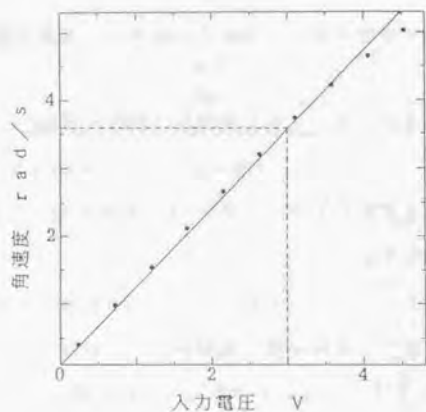


図6.5 ドライバ+DCサーボモータの
電圧-回転速度特性

図6.4の応答曲線が最終値の0.638倍の値に達するまでの時間より時定数 T_M を実験的に求めると、

$$T_M = 7.07 \text{ ms} \quad (6.2)$$

となる。また、図6.5の電圧-速度特性の傾きよりゲイン定数 K_M を実験的に求めると、

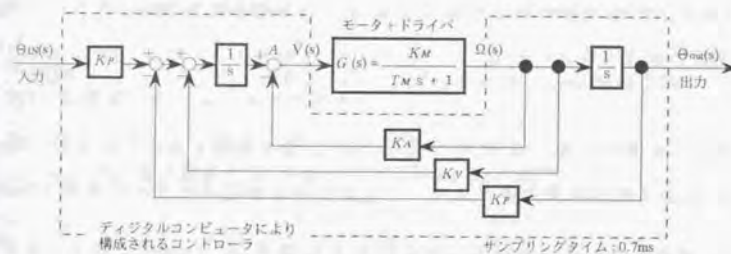
$$K_M = 1.2 \text{ rad}/(\text{s}\cdot\text{V}) \quad (6.3)$$

となる。以下式(6.1)~式(6.3)で定まる伝達関数 $G(s)$ を用いてDCサーボモータの位置決め制御系を構築することにする。

なお実際の受波器回転装置においては、図6.2に示すようにモータの先に受波器およびそれを支持する各種部品が負荷イナーシャとして加わるが、これらはハーモニックドライブの減速比 $1/80$ の二乗を介してモータに加わるので本制御系ではその影響を無視し、図6.4、図6.5で示されるモータ単体のみのデータをもとに制御系の伝達関数を決定した。

b) 積分補償を用いた位置決め制御系の構成^{*)2)}

図6.6に本研究で構成したDCサーボモータの位置決め制御系のブロック線図を示す。本制御系では定常偏差を除去することを目的として積分補償を適用している。図中の K_P 、 K_V 、 K_A はそれぞれ位置、速度、加速度フィードバックゲインである。サンプリングは 0.7ms 間隔で行い、位置はエンコーダパルスをカウントすることにより、速度はエンコーダパルスを時間差分することにより求めている。フィードバックした位置、速度を積分要素 $1/s$ により時間積分し、制御対象 $G(s)$ に加えている。本来なら加速度も検出して時間積分するべきであるが、加速度を離散的なエンコーダパルスから求めることは困難である。このため、加速度を積分すると速度になることに着目し、速度を K_A を介して積分要素の後(図のA点)にフィードバックして同じ効果を得ている。



$$T_M = 7.07 \text{ ms} \quad K_M = 1.2 \text{ rad}/(\text{V}\cdot\text{s})$$

$$K_A = 2.7 \text{ V}\cdot\text{s} \quad K_V = 286.4 \text{ V} \quad K_P = 11691 \text{ V/s}$$

$$\zeta = 0.707, \omega_n = 2\pi \cdot 10$$

図6.6 DCサーボモータの位置決め制御系

c) フィードバックゲインの決定

図6.6に示される制御系の伝達関数を $G_C(s)$ とすると、

$$G_C(s) = \frac{\theta_{out}(s)}{\theta_{in}(s)} = \frac{\frac{K_P K_M}{T_M}}{s^3 + \frac{1+K_A K_M}{T_M} s^2 + \frac{K_V K_M}{T_M} s + \frac{K_P K_M}{T_M}} \quad (6.4)$$

のようになる。これより制御系の特性方程式は以下の3次式で表される。

$$s^3 + \frac{1+K_A K_M}{T_M} s^2 + \frac{K_V K_M}{T_M} s + \frac{K_P K_M}{T_M} = 0 \quad (6.5)$$

フィードバックゲイン K_P , K_V , K_A を適当に与えることにより、式(6.5)の解である3極を位相平面内の任意の位置に指定することが可能である。3極をそれぞれ

$$-\omega_n \zeta_n \pm \omega_n \sqrt{1-\zeta_n^2} j, \quad -T_n + 0j \quad (6.6)$$

とおくと、制御系の特性方程式は式(6.5)とは異なる表現で、

$$(s^2 + 2\zeta_n \omega_n s + \omega_n^2)(s + T_n) = 0 \quad (6.7)$$

のように表される。式(6.5)と式(6.7)の係数を比較することにより、式(6.6)の3極を実現するフィードバックゲインが以下のように求められる。

$$\left. \begin{aligned} K_P &= \frac{T_M}{K_M} T_n \omega_n^2 \\ K_V &= \frac{T_M}{K_M} (T_n \cdot 2\zeta_n \omega_n + \omega_n^2) \\ K_A &= \frac{(T_n + 2\zeta_n \omega_n) T_M - 1}{K_M} \end{aligned} \right\} (6.8)$$

式(6.7)は、図6.6で表される制御系の伝達関数 $G_C(s)$ が1次遅れ要素 $G_1(s)$ と2次振動要素 $G_2(s)$ の積で表されることを意味して

いる。すなわち、

$$\left. \begin{aligned} G_C(s) &= G_1(s) \cdot G_2(s) \\ G_1(s) &= \frac{1}{(1/T_n)s + 1} \\ G_2(s) &= \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta_n \omega_n s + \omega_n^2} \end{aligned} \right\} (6.9)$$

である。 T_n は1次遅れ要素 $G_1(s)$ の折点角振動数であり ω_n , ζ_n はそれぞれ2次振動要素の固有角振動数、減衰比である。

ω_n を大きく採ればより高速な応答が得られるが、制御入力飽和してしまうこと、安定性が損なわれることを考慮して本システムでは10Hzに設定した。 ζ_n は、応答の整定時間を最小にすることから最適減衰比と呼ばれている0.707に設定した^{*)}。 T_n は制御系の定常偏差を e^{-T_n} のように減少させる係数を表しており、 T_n は高い周波数に設定することが望ましい。このことを考慮して T_n は ω_n より8倍大きな値である80Hzに設定した。以上をまとめると、

$$\omega_n = 2\pi \cdot 10 = 62.8, \quad \zeta_n = 0.707, \quad T_n = 2\pi \cdot 80 = 502.7 \quad (6.10)$$

のようになる。式(6.10)を式(6.8)に代入することにより、本制御系ではフィードバックゲインを以下のように定めた。

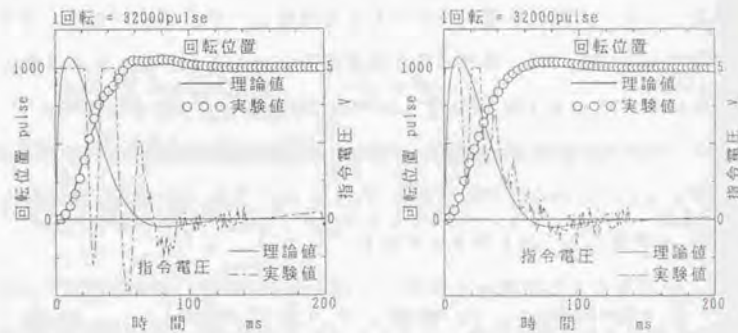
$$K_P = 11691 \text{ V/s}, \quad K_V = 286.4 \text{ V}, \quad K_A = 2.7 \text{ V}\cdot\text{s} \quad (6.11)$$

実際の制御系はドライバとモータが連続系で、その他の図6.6において点線で囲まれた部分は次節で示す様にパーソナルコンピュータを用いた離散値系であるが、サンプリングタイムをモータの時定数の10%以下に設定したため、近似的に連続時間系として取り扱い極指定を行った^{*)}。

6.3.3 受波器回転装置のサーボ特性の検証

a) ステップ応答結果

図6.7に目標値をエンコーダ1000パルス(11.25°に相当)とした場合の位置決め応答の結果を示す。図(a)が受波器を水平方向に回転させるモータの場合、図(b)が鉛直方向に回転させるモータの場合の結果であり、図中の実線は式(6.5)の3極より求められる理論的な目的応答曲線の計算値を示している。両者ともほぼ理論通りの応答が得られ、エンコーダの分解能(本装置では32000パルス/回転)の精度をもち、立上がり時間が50ms程度の位置決めを達成できた。



(a) 水平軸モータ位置決め応答結果 (b) 鉛直軸モータ位置決め応答結果

図6.7 受波器回転角の位置決め応答結果

図(a)の場合に電圧指令値が理論値とはかなり異なり振動的に変化しているのは、受波器およびそれを支持する各種部品の負荷イナーシャを無視して制御対象の伝達関数を決定したためと思われる。受波器を鉛直方向に回転させるモータの負荷イナーシャは水平方向に回転させるモータのそれに比べて小さいため、図(b)では電圧指令値の理論値からのずれは図(a)に比べて小さくなっている。

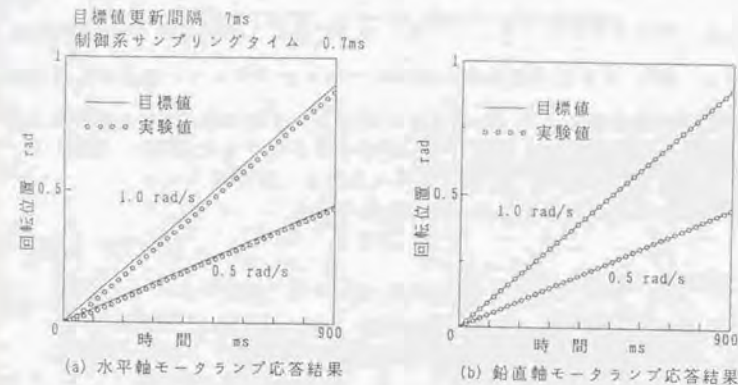
また、電圧指令値がスパイク状に変化しているのはエンコーダパルスの差分値によりデジタル的に求められた回転速度が、図6.5に示す比較的高いゲイン K_A を介して、サンプリングタイムごとに間欠的にドライバの入力電圧へフィードバックされるためである。

b) ランプ応答結果

図6.8に一定速度入力(0.5rad/s, 1.0rad/s)に対するランプ応答の結果を示す。図(a)が受波器を水平方向に回転させるモータの場合、図(b)が鉛直方向に回転させるモータの場合の結果である。実験に際しては制御系の目標値をサンプリングタイム10回ごと(7msごと)に目標速度×経過時間に従って更新し、その際のモータの応答を計測した。

図(a)の水平軸モータのランプ応答のうち目標値が0.5rad/sの場合および図(b)の鉛直軸モータのランプ応答(目標値0.5rad/s, 1.0rad/s)の場合においては定常速度偏差は無視できる程度である。

図(a)の水平軸モータのランプ応答のうち目標値が1.0rad/s(9.6rpm)の場合には0.07rad(4°)程度の定常位置偏差が生じている。これはステ



(a) 水平軸モータランプ応答結果 (b) 鉛直軸モータランプ応答結果

図6.8 受波器回転角のランプ応答結果

アップ応答の際と同様に、受波器およびそれを支持する各種部品の負荷イナーシャを無視して制御対象の伝達関数を決定したためと思われる。しかしながら実際の計測において1.0rad/s程度の速いランプ応答が受波器回転装置に継続的に要求されることは稀であると予想されるので、この定常偏差の計測精度への影響は無視できるものと思われる。

6.3.4 制御装置の構成

図6.9に具体的な位置決め制御系の装置構成をブロック図で示す。本システムはDCサーボモータのコントローラとして専用のハードウェアを用いず、パーソナルコンピュータを用いたソフトウェアサーボ方式を採用した。これは積分補償等の付加やフィードバックゲインの変更等の制御系の改良が、ソフトウェアを変更するだけで容易に実現できることを考慮したためである。

パーソナルコンピュータはサンプリングタイム毎に拡張ユニット内のカウンタ回路からエンコーダパルスのカウント値を読みだし、モータの現在の位置を検出する。またこの値と前回のサンプリングにおけるエンコーダパルスのカウント値との差分をとり、現在のモータの速度を検出する。パーソナルコンピュータはこれらの位置・速度情報および目標値から、図6.6に示す制御系に基づいてモータドライバに出力する速度指令電圧の値を計算する。この電圧は拡張ユニット内のD/Aコンバータを介してモータドライバに送出される。

以下に使用した装置の具体的な仕様を示す。

制御用コンピュータ：

(株)日本電気製、型式 PC9801RX, CPU 180286, 12MHz

カウンタ回路：

(株)コンテック社製 プログラマブルカウンタモジュール 2枚

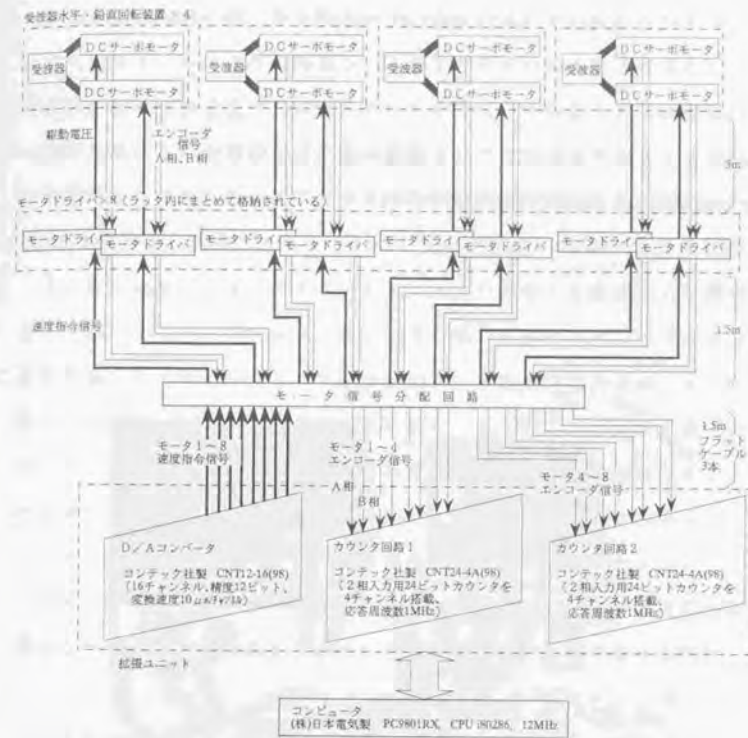


図6.9 DCサーボモータ位置決め制御系の装置構成

型式：CNT24-4A(98)

機能：2相入力カウンタ用の24ビットアップダウンカウンタを4チャンネル搭載。4通倍カウント可能。応答周波数1MHz。

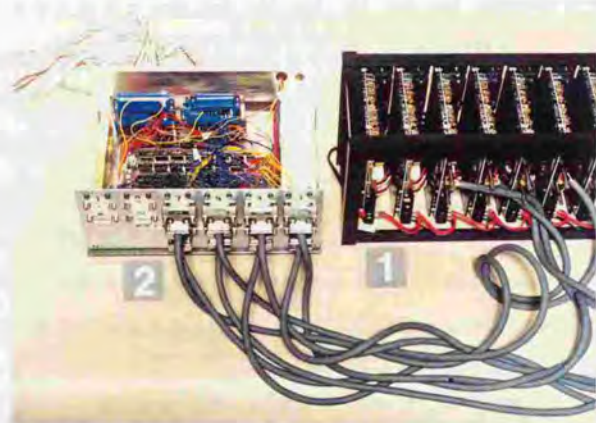
D/Aコンバータ：

(株)コンテック社製 多チャンネルD/A変換モジュール 1枚

型式：CNT12-16(98)

機能：12ビット精度のD/A変換を行う回路を16チャンネル装備。変換速度10μs/チャンネル。

各受波器に2台ずつ合計8台のモータがあり、各々約5mのシールドケーブルを介して8台のモータドライバと接続されている。「モータ信号分配回路」は8台のモータドライバから出力されるエンコード信号を拡張ユニット内の2枚のカウンタ回路に分配し、拡張ユニット内のD/Aコンバータから出力される速度指令信号を8台のモータドライバに分配する回路である。図6.10にモータドライバとモータ信号分配回路の外観図を示す。



1 : モータドライバ (HS-230-05 10台) とラック
2 : モータ信号分配回路

図6.10 モータドライバとモータ信号分配回路の外観図

6.4 2台のコンピュータを用いた計測システムの構成

6.4.1 全体構成

第5章で述べた超音波距離計測システムと、本章で述べてきた受波器回転装置とを組み合わせ、図6.11に示すような位置・姿勢自動追尾計測システムを開発した。

本システムはDCサーボモータのコントローラとして専用のハードウェアを用いず、パーソナルコンピュータを用いたソフトウェアサーボ方式を採用した。現状のパーソナルコンピュータの処理能力では、たとえ割り込み等のソフトウェア上の工夫を施しても、合計8台のDCサーボモータの位置決め制御を定期的に行いながら、他の計算処理を行うことは困難であると考えられる。このため本システムでは2台の16ビットパーソナルコンピュータを用い、それぞれに位置・姿勢計算およびDCサーボモータの制御を担当させることにより、各コンピュータの負担を軽減している。以下に各コンピュータの仕様および役割を示す。

コンピュータ1 : (株)日本電気製, 型式 PC9801VX,
CPU i80286+i80287, 10MHz

[機能] 発信器から各受波器への超音波パルスの到達時間を拡張ボードから読み込み、それを用いてロボット的位置・姿勢を計算する。また各DCサーボモータの回転角度の目標値を計算してコンピュータ2に送出する。

コンピュータ2 : (株)日本電気製, 型式 PC9801RX,
CPU i80286, 12MHz

[機能] DCサーボモータの制御を担当している。コンピュータ1からモータの目標値が送られてくると、割り込み処理により各モータの目標値を更新する。

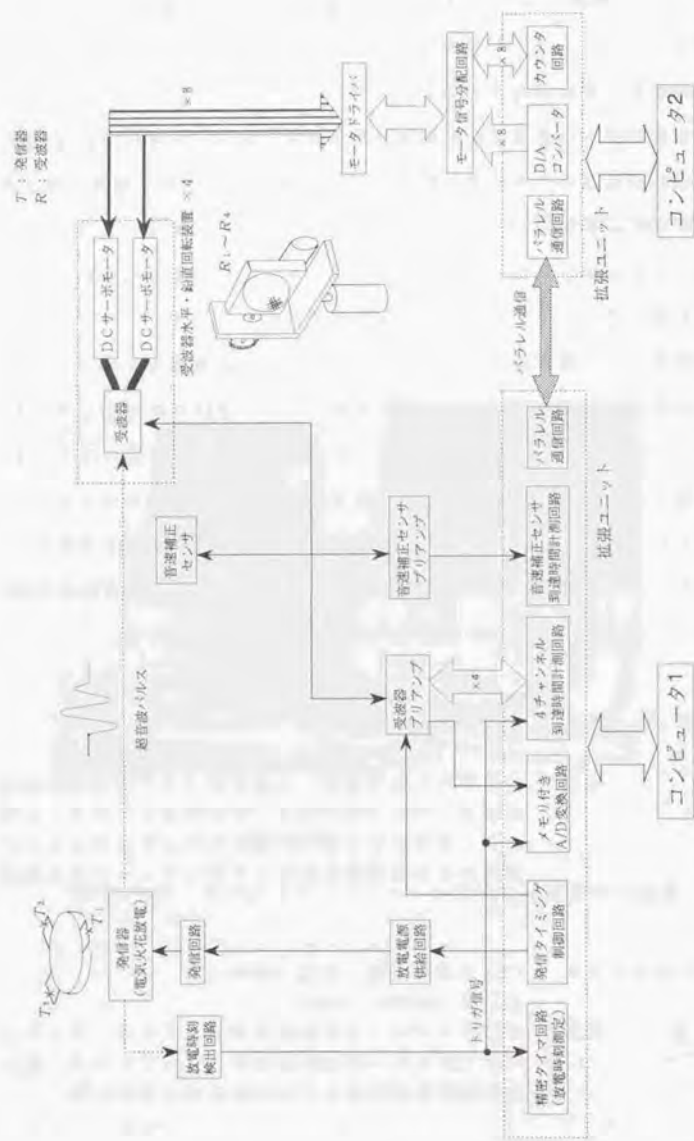


図6.11 位置・姿勢自動追尾計測システムの構成 (図2.4の再掲)

6.4.2 システムの処理の流れ

以下に本システムの位置・姿勢自動追尾計測処理の流れを簡潔書きにして順番に示す。

- ① 発信器から超音波パルスが発生すると、「放電時刻検出回路」がトリガ信号を出力し、この瞬間から「4チャンネル到達時間計測回路」が動作を開始する。
- ② 「4チャンネル到達時間計測回路」内の16ビットカウンタがカウントアップを終了した時点で、コンピュータ1はこの回路のラッチに記憶された発信器から4個の各受波器までの超音波パルスの到達時間を読み込む。
- ③ 発信器の位置計算手法として「三点法」「四点法」(第3章参照)を用いる場合、コンピュータ1は「音速補正センサ到達時間計測回路」から既知の一定距離(1350mm)を超音波パルスが伝播する時間を読み込み、それより音速を計算する、この音速と②で獲得した到達時間を用いて発信器と各受波器との間の距離を計算する。
「音速推定法」(第3章参照)を用いる場合は音速補正センサを必要としないので、以上の処理は行わない。
- ④ コンピュータ1は「三点法」「四点法」「音速推定法」のいずれかの計算方法に基づいて発信器の3次元座標を計算する。
- ⑤ 姿勢計測まで行う場合は、コンピュータ1はさらに後2個の発信器の座標を①～③の処理により求め、3個の発信器の3次元座標から第3章で述べた計算方法に基づき姿勢を計算する。

動的な姿勢を計測する場合は、「精密タイマ回路」から発信器の正確な放電時刻を読み込み、これを用いて第3章で述べた推測計算方法を適用している。

⑤ コンピュータ1は、計算した発信器の位置（または姿勢）をもとに、各受波器の受波面が発信器（または3個の発信器が形成する三角形の重心）に対して正面を向くような各DCサーボモータの回転角度の目標値を計算する。

これらのデータを「パラレル通信回路」を介してコンピュータ2に送信する。

⑥ コンピュータ2は通常DCサーボモータの制御に専念しているが、モータの目標値データがコンピュータ1から送られてくると、割り込み処理により各モータの目標値を更新する。この処理が終了すると再びモータの制御に専念する。

⑦の割り込み処理部分のソフトウェアは処理時間が短いことが要求されるので、アセンブラ（MICROSOFT社製、MASM）で記述した。その他の①～⑤の処理を行うためのソフトウェアは全てC言語（MICROSOFT社製、MS-C）で記述した。

6.4.3 2台のコンピュータ間の通信方式の検討

本システムでは放電が生じる度にコンピュータ1からコンピュータ2へDCサーボモータの目標値が送られる。1回の通信において送られるデータは、目標値のデータが16ビットで構成されており、モータが8台あるので合計 $16 \times 8 = 128$ ビットである。このデータをRS232Cを用いたシリアル通信で送った場合、ボーレートを最高の19200 bit/sに設定したと仮定しても6.7msの時間が通信にかかってしまう。

移動速度の速いロボットを追尾するためには、受波器が発信器の位置を見失わないために、放電周期を高めて位置・姿勢計測が行われる頻度を高める必要がある。しかしながら通信時間が長いと1回の放電に対する計測処理時間が長くなり、放電周期の上限が制限されてしまうおそれがある。また通信時間が長いと、超音波パルスが発生してから実際にモータの目標値が更新されるまでの遅れ時間が長くなり、受波器が発信器を正確に追尾できないおそれがある。

このような理由から、本システムでは通信方式としてパラレル通信を採用し、通信時間の短縮をはかることにした。具体的には「パラレル通信回路」として、

(株)コンテック社製 TTLレベルパラレル入出力モジュール
型式：PI0-48/48T(98)K
機能：48ビットのデジタル入出力が可能。入力信号の内4ビットを割り込み入力として最大4レベルの割り込みが可能。
入出力応答時間：200ns

を用い、コンピュータ1、2の拡張ユニットにそれぞれ1枚ずつ挿入している。一回の通信に要する時間は割り込み処理等のソフトウェアの所要時間も含めて数 μ sであり、この値はモータの制御のサンプリングタイムが0.7msであるのに対して無視できる程度である。

6.4.4 可変クロックタイマボードの開発と放電時刻の正確な計時
 本システムでは発信器の正確な放電時刻を計時するために「精密タイマ回路」を作製し、図6.1.1に示すようにコンピュータ1の拡張ボード内に挿入した。この回路はプログラマブル周波数発生LSI（(株)コスモシステム製、型番FGC210）をクロック発生素子として用いているので、コンピュータ1からの指令によりクロックの周波数が任意に設定できる。第3章の3.7節で述べたように、動的姿勢を推測計算する場合コンピュータ1はこの回路からクロックの分解能を持つ正確な放電時刻を読み込み、その情報を用いている。

6.5 3次元位置計測処理

主なシステムの処理の流れについては6.4.2節において述べたが、本6.5節と次の6.6節においてそれぞれ3次元位置計測処理、3次元姿勢計測処理についての補足説明を行う。

6.5.1 発信器の初期位置の探索

本システムは、受波器の指向性が半減角 $\pm 6^\circ$ と比較的鋭いため、受波器が発信器に対してこの程度の角度精度で正面を向いていなければ計測が不可能である。すなわち本システムにおいては、未知の軌道を移動中の発信器の位置を偶然捕捉することは極めて困難であるといえる。

このため本システムでは自動追尾計測を行う場合、まず最初に発信器を静止させておき、その正面に各受波器を向ける操作を行い、その状態から発信器の運動を開始させている。この操作にあたっては、

- (1) オペレータが目視により受波器が発信器の正面を向くような回転角度を見積り、コンピュータにその値をインプットする。

- (2) 受波器を一定回転角度(5°)ずつ水平方向、垂直方向にスキャンし、受信した超音波パルスの音圧が最大となる回転角度を求め、その角度に受波器を位置決めする。

この2つの手法が選択できるようになっている。(2)の方が人手を介さず自動的に発信器の初期位置を探索できるという利点があるが、スキャンに時間がかかるという欠点がある。従って通常は(1)の手法を用いている。一旦追尾計測が始まると、受波器は指向の半減角である $\pm 6^\circ$ 程度の範囲で斜めから入射する超音波パルスを受信することができるので、放電の頻度がある程度高ければ発信器の位置を見失うことはない。

6.5.2 受波器回転角度のフィードフォワード制御

超音波パルスが発信してから受波器に到達するまでに、測定距離を1m、音速を340m/sとして約3msの時間がかかる。さらに位置計算時間やモータの制御遅れ時間等があるので、計算して求めた発信器の位置に受波器が向くまでにロスタイムが生じ、その間に発信器は先に進んでしまう。

そこで本システムでは図6.1.2のように直前の発信位置および現在の発信位置をもとに時間外挿することで次の発信位置を予測して、そこに受波器を向かせるようにフィードフォワード制御を行っている。



図6.1.2 位置計測におけるフィードフォワード制御

6.5.3 受波器が発信器の位置を見失った場合の処理

発信器がロボット本体や障害物の陰に隠れた場合、受波器は発信器の位置を見失ってしまう。本システムではこのような場合、見失った旨のメッセージをコンピュータのコンソールに出力してプログラムを停止させている。オペレータは各受波器が発信器を捉えられる位置まで発信器を移動させてそこで一旦発信器を静止させ、6.5.1節で述べた手動または自動による発信器初期位置探索法により受波器の回転角度を位置決め直す必要がある。

将来的には、受波器が発信器の位置を見失った場合も計測を継続するために、以下のような手法が考えられる。

- (1) 最低3個の受波器が発信器の位置を捉えていれば位置計測が可能である。従って冗長な受波器を用い、ある受波器が発信器を見失った場合は残りの受波器のデータを用いて計測を行う。
- (2) 過去の実測された発信器の軌道からカルマンフィルター等を用い、受波器が発信器を見失っている間の発信器の軌道を推定する^{*)*)}。受波器は推定軌道を追尾することで、発信器が観測できるような状態に戻った場合に初期探索を行うことなく実際の計測に移行できる。
- (3) あらかじめロボットの軌道がわかっているならば、その軌道を追尾するように受波器の回転角度を制御してやればよい。この場合発信器が観測できない状態になっても受波器はロボットの軌道を追尾することが可能である。

6.6 3次元姿勢計測処理

6.6.1 3個の発信器の配置半径の検討

図6.13に示す3個の発信器を配置する半径 r について考察する。本システムでは計測のリアルタイム性を考え各受波器を3個の発信器の正面に逐一向かせず、 G の正面を向かせたままで3個の発信器の位置を計測する。ここで G は3個の発信器が構成する三角形の重心である。このため受波器が正確に発信器までの距離を計測できる許容振れ角を α 、受波器から G までの距離を L とすると r は $r < L \tan \alpha$ を満たす必要がある。一方 r が大きいほど姿勢測定誤差は小さくなる。例えば

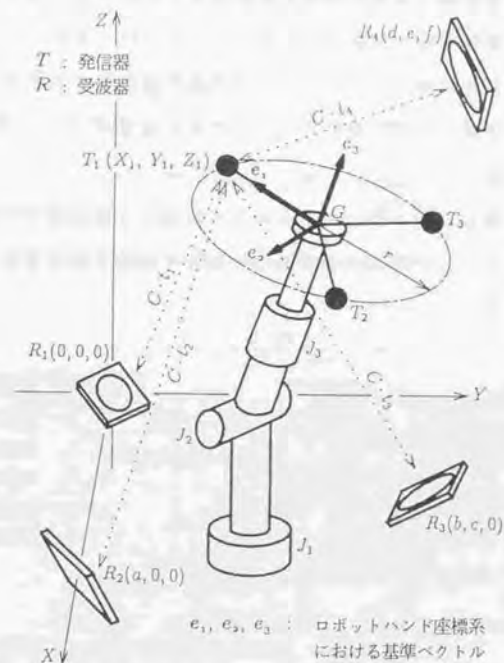


図6.13 3個の発信器の配置半径の検討 (図3.17の再掲)

図中 T_1 の位置測定誤差が δd である場合 $\delta\theta = \tan^{-1}(\delta d/r)$ の角度誤差を伴って e_1 は測定される。

本システムでは、6.2.2節で述べたように受波器が発信器に対して $\pm 3^\circ$ 以内の誤差で正面を向いていれば正確な距離測定が行えることが実験的に確認されている。従って本システムでは $\alpha = 3^\circ$ 、 $L = 1000\text{mm}$ と仮定した場合の条件 $r < 52.4\text{mm}$ より $r = 50.0\text{mm}$ とした。このとき $\delta d = 0.1\text{mm}$ と仮定すると姿勢計測誤差は $\delta\theta = 0.11^\circ$ で見積られる。

6.6.2 放電した発信器の特定方法

姿勢計測を行う場合図6.14に示すように3個の発信器を T_1 、 T_2 、 T_3 の順に一定周期で放電させたあと、次の周期においてどの発信器も放電しない「無音状態」を設けている。システムは「精密タイマ回路」により放電時刻を検出しているため、発信時間間隔が2周期分になる無音状態を検出することが可能であり、その次の放電が T_1 の放電であることを特定できる。

このように無音状態を設けることにより放電した発信器が何番であるかの特定ができ、ミスファイアが生じた場合に計測手順が混乱することを防止している。

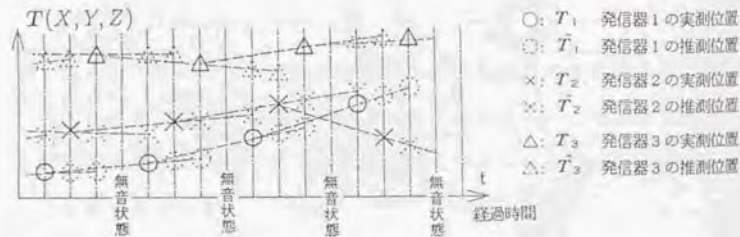
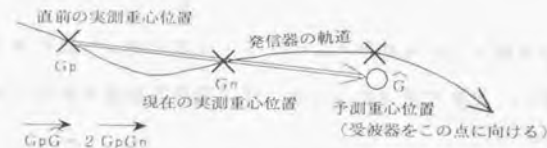


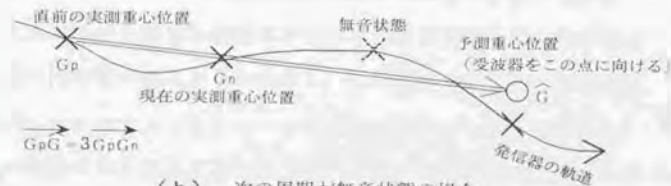
図6.14 動的姿勢の推測計算法 (図3.18の再掲)

6.6.3 重心追尾方式とフィードフォワード制御

本システムでは3次元姿勢の自動追尾計測を行う場合、受波器が重心 G に対して正面を向くように制御する。既に6.5.2節で述べたように、超音波パルスの伝播時間、位置・姿勢計算時間、モータの制御遅れ時間等があるので、計算して求めた重心の位置に受波器が向くまでにロスタイムが生じ、その間に3個組発信器は先に進んでしまう。そこで本システムでは図6.15に示すように直前に計測した重心位置および現在計測した重心位置をもとに時間外挿することで次の放電時刻における重心位置を予測して、そこに受波器を向かせるようにフィードフォワード制御を行っている。図(a)は次の放電周期が放電状態である場合、図(b)は次の放電周期が無音状態である場合である。



(a) 次の周期が放電状態の場合



(b) 次の周期が無音状態の場合

図6.15 姿勢計測におけるフィードフォワード制御

6.7 本章の概要および結言

本章では、第6章で開発した超音波距離計測システムと受波器回転装置を組み合わせて用い、実際にロボットの位置・姿勢自動追尾計測システムの開発を行った。本章の主な結果は以下の通りである。

(1) 本システムで用いる受波器は半減角が $\pm 6^\circ$ とかなり指向性が鋭い。このため受波器をDCサーボモータにより水平、鉛直方向に回転可能にし、常に受波面が発信器に対して正面を向くように制御することにした。

これにより従来の固定された受波器を用いるシステムに共通な受波器に指向性があるため測定空間が制限されるという問題が解消され、それらに比べて高い精度で計測できる空間が拡大された。

(2) 減速機としてハーモニックドライブが付属したDCサーボモータを用い、精密位置決めが可能な受波器回転装置を製作した。

(3) ドライブを含めたDCサーボモータを1次遅れ要素とみなし、積分補償を用いた受波器回転角度の位置決め制御系を設計した。

制御系の固有周波数が10Hz、減衰比が0.707になるように3個の極を指定し、これを実現するように位置、速度、加速度フィードバックゲインを決定した。

この制御系をパーソナルコンピュータを用いたソフトウェアサーボ方式を用いて実際に構成した。

(4) 位置・姿勢計測を担当するコンピュータ1と、8台のDCサーボモータの制御を担当するコンピュータ2とから構成される位置・姿勢自動追尾計測システムを開発した。

(5) コンピュータ1は、発信器から各受波器への到達時間を拡張ボードから読み込み、それを用いてロボットの位置・姿勢を計算する。また各DCサーボモータの回転角度の目標値を計算してコンピュータ2に送出する。

コンピュータ2は通常DCサーボモータの制御に専念しており、コンピュータ1からモータの目標値が送られてくると割り込み処理により各モータの目標値を更新する。

コンピュータ間のデータ伝送はパラレル通信により行われている。

(6) 超音波パルスの伝播時間、位置計算時間、モータの制御遅れ時間等により、計算して求めた発信器の位置に受波器が向くまでにロスタイムが生じ、その間に発信器は先に進んでしまう。

このため直前の発信位置および現在の発信位置をもとに時間外挿により次の発信位置を予測して、そこに受波器を向かせるフィードフォワード制御方式を開発した。

(7) 姿勢計測を行う場合、計測のリアルタイム性を考え各受波器を3個の発信器の正面に逐一向かせず、3個の発信器が構成する三角形の重心 G を向かせたまま計測を行う。

この際、正確な距離計測ができる受波器の許容振れ角をもとに3個の発信器の配置半径を検討し、それを50mmに定めた。

(8) 姿勢の自動追尾計測を行う場合、直前に計測した重心位置および現在計測した重心位置をもとに時間外挿により次の放電時刻における重心位置を予測して、そこに受波器を向かせるフィードフォワード制御方式を開発した。