

(iii) パーティクルセンサのMEMS化

(iii) -1.1 研究の目的

クリーンルームの壁や装置壁面、人の衣服など様々な場所に配置し、クリーンルームの局所的なクリーン度を計測することをめざし、現状で、小型化、低コスト化が困難なパーティクルカウンタに関し、MEMS化を検討する。具体的には、小型化の課題であるパーティクルの検出方法を複数比較・検討し、その結果に基づき試作および検出原理の確認を行うことを目的とする。また、小型化に伴い、少量サンプルからのクリーン度を統計的に見積もる方法を検討する。

クリーンルームでは、ファンフィルタユニット (FFUs) によりダウフローを発生させることで、空気中に浮遊するパーティクルを排除し、クリーン度を維持している。現状では、FFUs の出力は、発塵量の多少にかかわらず一定出力で駆動されており、発塵量が少ないときには、クリーンルーム内のクリーン度が必要以上の値になっている場合がある。近年、クリーン度が必要以上の値になっている領域において、FFUs の出力を抑えるといったような、必要な時、必要な場所で、必要な分だけ FFUs を駆動するといった制御を行うことでクリーンルームの消費電力を抑えようという考えが提案されている。このような FFUs の制御のためには、クリーンルーム内の局所的なクリーン度を把握することが必要となり、クリーンルームの壁や装置壁面、人の衣服など様々な場所に配置可能な小型のパーティクルカウンタが求められる (図 1.4.3 () .1.1-1)。現在市販されているパーティクルセンサは、計測対象となる領域の空気を取り込み、取り込んだ空気に光をあて、空気中に含まれる浮遊粒子による散乱光を計測することで、単位体積当たりのパーティクル数を算出し、クリーン度に変換している (図 1.4.3 () .1.1-2)。市販のパーティクルセンサの構成として、ポンプなどの空気取り込み機構、パーティクルに光を当てるためのレーザ、浮遊粒子による散乱光を計測するためのフォトダイオード、レーザ光や散乱光を集光することで、計測信号を増大させるためのレンズ系、浮遊粒子を含む空気が流れる流路からなる。機能の面から考えると、パーティクルの取り込みおよびパーティクルの検出に分けられる。パーティクルの取り込みにおいては、ポンプなどの空気取り込み機構を用いることで、一定量の空気を取り込むことが可能となり、再現性を向上させている。パーティクルの検出においては、レンズ系により、レーザ光や散乱光を集光し、計測信号を増大させることで感度が向上している。しかし、取り込み機構やレンズ系はパーティクルセンサ全体としてのサイズが大きくなる要因となっており、クリーンルームの様々な場所に配置するという用途には向かない。そこで本項目では、パーティクルセンサの MEMS 化を検討する。ただし前述したとおり、市販のパーティクルセンサは感度や再現性を確保するためサイズが大きくなっており、小型化により感度や再現性が低下することが予想される。したがって、小型のパーティクルセンサの使い方として、市販のパーティクルセンサと併用してクリーンルーム内のクリーン度の傾向管理を行うことを想定して小型化の検討を行った。パーティクルの取り込みについては、ポンプの代わりにクリーンルームのダウフローやエアシャ

ワーなどの環境の流れを用いることを想定し、パーティクルの検出については、光学的・電氣的な方法について比較を行った。その結果に基づき、光学的な検出方法によりパーティクル検出部を構成し、実際にパーティクルの検出を行った。また、小型化に伴いパーティクルセンサにおけるサンプリング体積は小さくなるため、少量サンプルからクリーン度を見積もる統計的な手法について検討をおこなった。

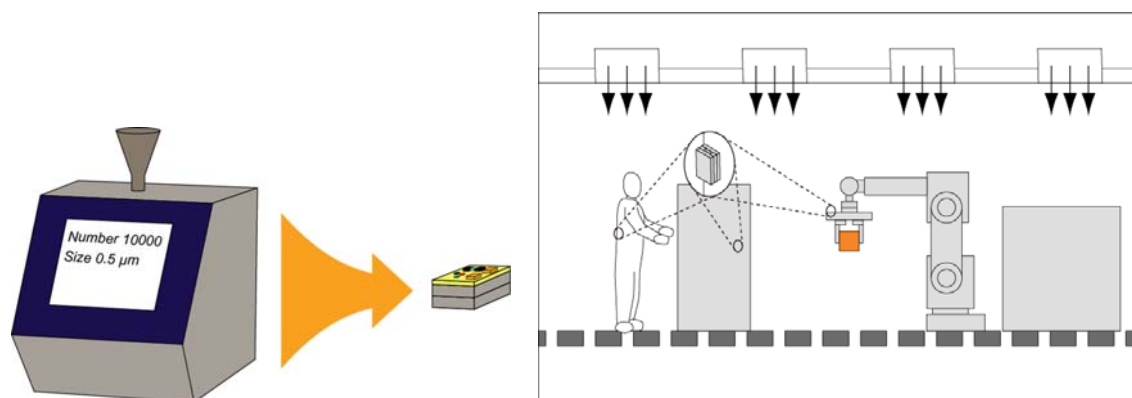


図 .1.4.3 () .1.1-1 小型パーティクルセンサの配置概念図

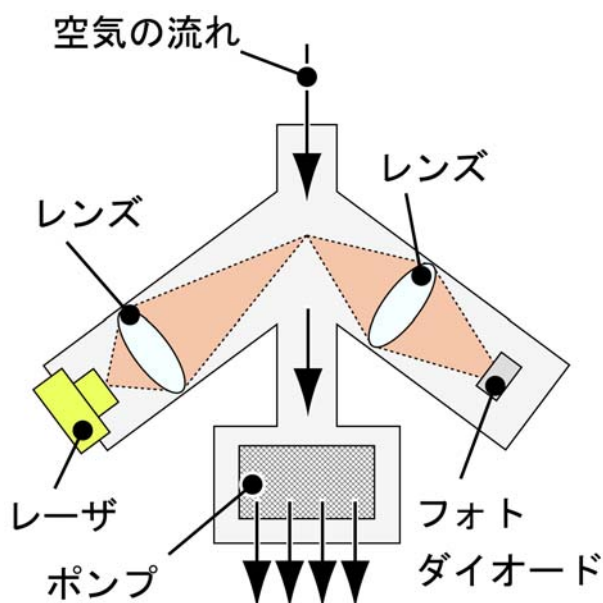


図 .1.4.3 () .1.1-2 一般的なパーティクルセンサの構成

(iii) -1.2 パーティクルセンサの構成

一般的なパーティクルセンサは、パーティクルの取り込み部、パーティクルの検出部を持ち、それぞれにおいて小型化の課題がある。パーティクルの取り込み部については、一般的にはポンプを用いて一定の流量を取り込むことで再現性を高めているが、ポンプのサイズが大きく、小型化の課題となっている。そこで、ポンプなどの取り込み機構を用いる代わりに、クリーンルームのダウンフロー(0.3 m/s)、エアシャワー(25 m/s)などによる空気の流れ、ウエハ搬送アーム(1.2 m/s)や人の歩行(1.1 m/s)によるセンサの移動などによる空間との相対運動による流れなど、周囲の環境によって生じる流れを利用して取り込むこととし、パーティクルセンサとして、取り込み機構を持たない構成とした。この場合、パーティクル検出部に導入される流量は環境の流れに依存し不安定なため、検出部には流量センサを設置可能な構成とする(特許[1])。環境の流れが利用できない場合においては、ポンプを外付けすることで、パーティクルセンサとして機能させることも可能である。パーティクル検出部については、パーティクル検出のための光学系が小型化の課題となっている。本報告では次節において、光学的・電気的な検出方法を複数検討する。提案するパーティクルセンサの概念図を図 1.4.3 () .1.2-1 に示す。パーティクルセンサの流路内に取り込まれた空気の流量と空気中に含まれるパーティクルがそれぞれ計測され、単位体積あたりのパーティクル数を求めることができる。

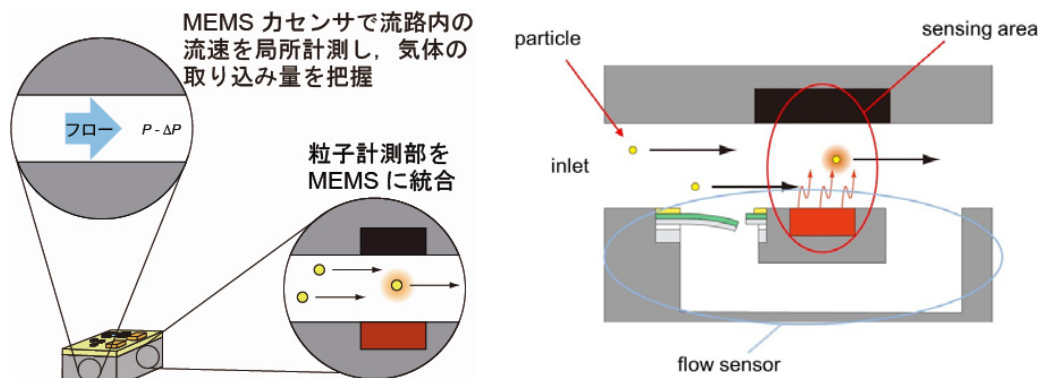


図 1.4.3 () .1.2-1 流量計測機能をもつパーティクルセンサ

(iii) -1.3 パーティクル検出方法の検討

検出方法として、電気特性計測型、質量計測型、光学量計測型の3方式について検討し、有効性を比較する。JIS規格において、クリーン度計測の対象となる粒径は $0.1\sim 5\ \mu\text{m}$ とされているため、直径 $0.5\ \mu\text{m}$ のパーティクルについて検討した。また、クリーンルームの傾向管理を行うにあたり、JIS規格におけるクラス6~8程度を対象クリーン度とした。

電気特性計測型

電気特性計測型の検出原理として、流路の壁面に対向電極を形成し、パーティクルが電極間を通過することによる静電容量の変化を計測する方法について検討した。流路の断面積を $0.5 \times 0.5\ \text{mm}^2$ とし、図 .1.4.3 () .1.3-1 のように流路の壁面に電極を形成した場合に、直径 $0.5\ \mu\text{m}$ のパーティクル1個が電極間を通過した際のパーティクルの誘電率に応じた静電容量の変化率を示したグラフを図V.1.4.3 (iii) .1.3-2 に示す。電極の幅を $0.5\ \mu\text{m}$ とした場合、電極間の静電容量は $0.5\ \mu\text{F}$ となる。この時、通過したパーティクルがシリコンだとすると、シリコンの誘電率は $2.4\ \text{F/m}$ なので、 $0.5\ \text{pF}$ 以下の静電容量の変化を計測する必要がある。流路の断面積を変えず、電極間距離を小さく、電極厚みを大きくするような形状にすることで、信号変化率を増加することができるが、電極間距離を $1/10$ 、電極厚みを 10 倍にしても信号変化率は 100 倍にしかならない。また、センサまでの配線部分も大きく影響するため、センサモジュール内でこの容量変化を計測するのは困難である。

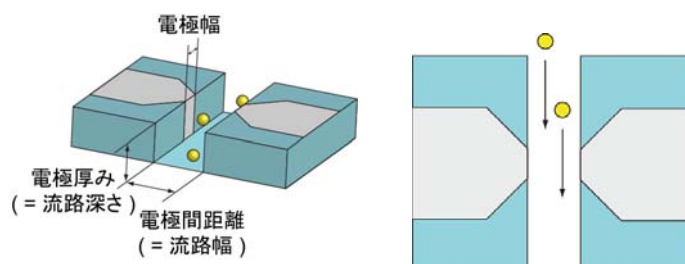


図 .1.4.3 () .1.3-1 静電容量計測によるパーティクルの検出

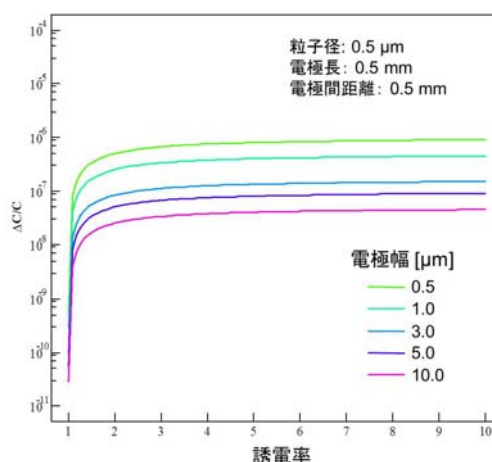


図 .1.4.3 () .1.3-2 パーティクル検出部の比較

質量計測型

質量計測型の検出原理として、Quartz Crystal Microbalance(QCM)について検討を行った。QCMは、表面に物質が付着することによって変化する共振周波数の値から、付着した物質の質量がわかるというものである。QCMにおいて、

$$\Delta f = \frac{2 \cdot f^2}{S \cdot \sqrt{\rho \cdot \mu}} \Delta m \quad (\text{Sauerbrey の式})$$

から、共振周波数変化を計測することで表面に付着した物質の質量を求めることができる。ここで、 f はセンサの周波数、 Δf は周波数の変化量、 S はセンサ面積、 ρ は水晶の比重($2.6 \times 10^3 \text{ kg/m}^3$)、 μ は水晶のせん断応力($2.9 \times 10^{10} \text{ g/cm} \cdot \text{s}^2$)、 Δm は吸着したパーティクルの質量を表す。センサ周波数 9 MHz、センサ領域が直径 5 mm の円形のセンサにおいて、直径 0.5 μm のシリコンパーティクル 1 個がセンサ表面に付着したとき、11 Hz の周波数変化がある。たとえば、クラス 7 のクリーンルームの場合、粒子が均一に分散していると、センサには平均的に 8.3 個/s のパーティクルが吸着することになる。したがって、91 Hz/s 程度の信号変化を計測することが求められるが、現状この感度をセンサモジュールとして組み込むのは困難である。また、QCM センサの特徴として、センサにパーティクルが吸着するにつれ、感度が落ちるという特徴がある(図 .1.4.3 () .1.3-3)。8.3 個/s のペースで粒子が吸着すると 18 時間程度で感度が 1/10 になってしまい、実際に使用する際には、頻繁にメンテナンスをする必要がある。そのため、クリーンルーム内に複数個配置して使用するという用途には向かない。

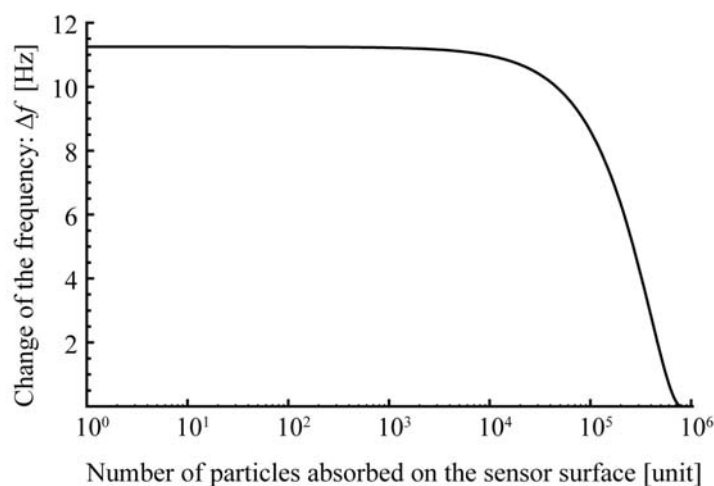


図 .1.4.3 () .1.3-3 QCM センサに吸着した粒子数と単一粒子あたりの周波数の変化量

光学量計測型

光学量計測型の検出原理として、市販のパーティクルセンサで利用されている光の散乱

光を計測する方法について検討した。すでに述べたとおり、市販のパーティクルセンサの原理は、計測対象となる領域に集光したレーザ光を照射し、計測対象に含まれる粒子において散乱された光を集光してフォトダイオードで検出するものである。ここで、微弱な散乱光を計測可能とするため、集光レンズが組み立てられており、小型化の障壁となっている。

ここで、散乱光の空間分布に関して考察する。パーティクルセンサの光源として 660 nm の波長を持つレーザを用いたとき、0.1~5 μm の大きさのパーティクルに対する散乱光はミー散乱が支配的になる。そこで、0.5~1 μm のパーティクルにおけるミー散乱のシミュレーションを行った。詳細な条件と結果を図 .1.4.3 () .1.3-4 に示す。市販のパーティクルセンサにおいて、フォトダイオードは 0~30° の位置に配置されている構成が多く、ミー散乱光を検出するには非常に効率が悪い構成となっていることが分かった。さらに、シミュレーションの結果をみると、レーザ光の進行方向と同一方向 ($\theta=90^\circ$ 付近) や逆方向 ($\theta=-90^\circ$ 付近) へのミー散乱強度が大きいことが分かった。例えば大きさ 1 μm のパーティクルにおける $\theta=90^\circ$ のミー散乱強度は、 $\theta=0^\circ$ のミー散乱強度と比較し、約 100 倍の強度であった。これは、光源とフォトダイオードの位置関係を改善するだけで 100 倍の感度を得られることを示しており、集光レンズが不要になる可能性、つまり小型化の可能性はある。

以上の検討により、パーティクルの検出方式として、すでにパーティクルを検出できている光学的な手法を小型化する構成を検討する。

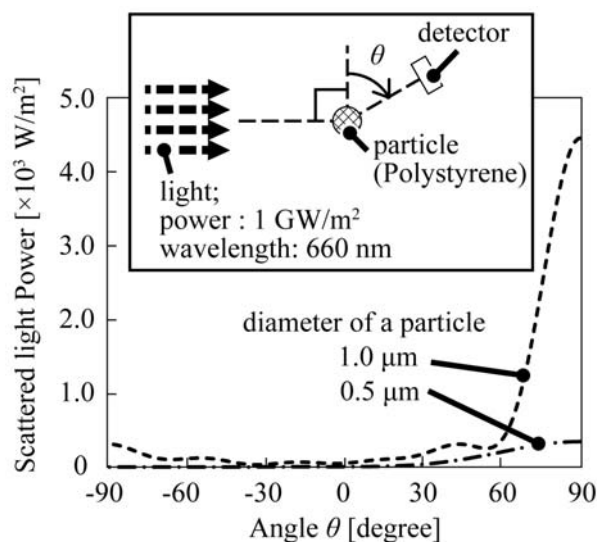


図 .1.4.3 () .1.3-4 ミー散乱シミュレーションの結果

(iii) -1.4 パーティクル検出部の構成の検討

(iii) -1.3 において、パーティクルセンサを小型化する際に、光学的手法が適していることが分かった。すでに述べたとおり、光学的手法が一般的に使用されている従来のパーティクルセンサは、レーザ、フォトダイオード、集光レンズ、ポンプ、流路から構成されており、検出部においては、集光レンズを含む光学系が小型化のボトルネックとなっている。そこで本項では、光学的な検出方法に関して、光源とフォトダイオードの位置関係を工夫することで、レンズ系を持たない構成でのパーティクルの計測可能性の検討を行った。

(iii) -1.4.1 平面型パーティクルセンサ

検出部を小型化する構成として、まず、光源となる LED と受光部となるフォトダイオードを同一面内に構成することを検討した。レンズ系の構成要素を一か所にまとめることで検出部全体の小型化をはかった。図 V.1.4.3 (iii) .1.4-1 に提案する手法でパーティクルを計測する原理を示す。検出部は、フォトダイオードの中心にピンホールがあいており、その穴を通して LED の光が照射される構造となっている。LED から計測対象領域に光を照射し、対象領域内で散乱した光をフォトダイオードで受光し、フォトダイオードの出力から粒子密度を見積もる。検出部の製作プロセスを図 V.1.4.3 (iii) .1.4-2 に示す。まず、p 型にドーブしたシリコンウエハの一部を、電極をとるために DRIE にてエッチングした。次に、LED の光を通すためのピンホール、LED を配置するための穴を、シリコンウエハを DRIE にてエッチングすることで構成した。さらに、表面に金を蒸着することで電極を形成し、フォトダイオードに対して裏から直接 LED の光が入らないように反射防止膜として裏面にアルミを蒸着した。最後に、LED をはんだ付けした銅基板上にかぶせるように、フォトダイオードを配置した。

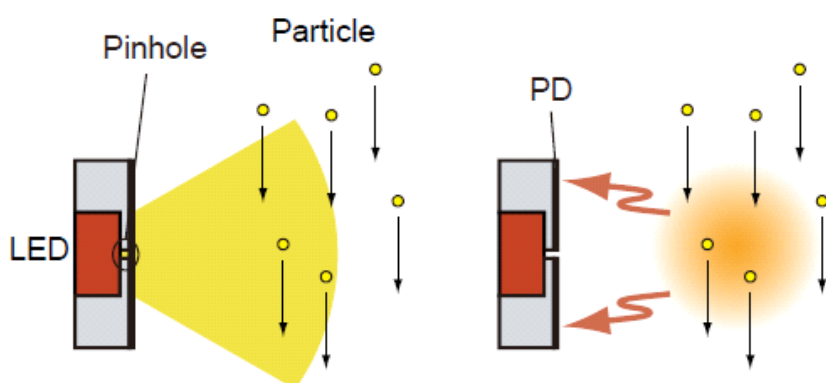


図 .1.4.3 () .1.4-1 平面型パーティクルセンサのパーティクル検出原理

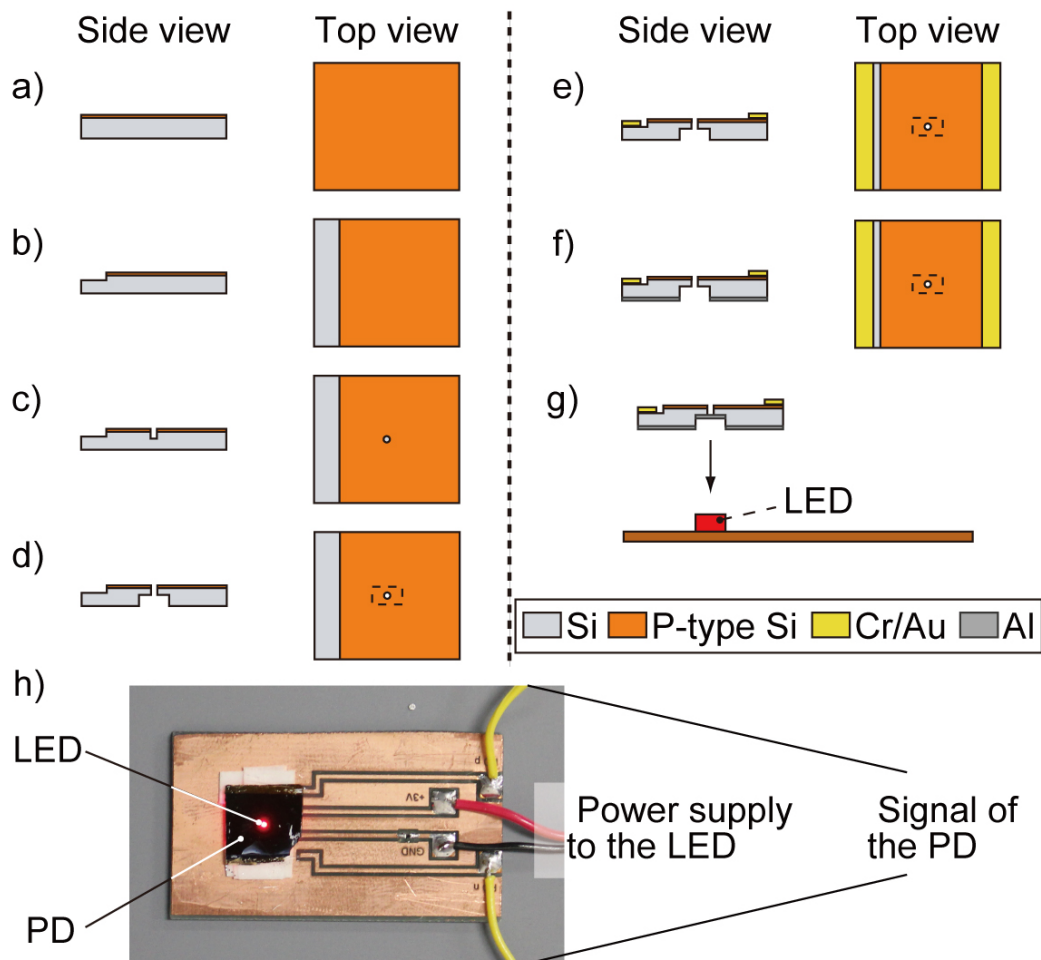


図 V.1.4.3 () V.1.4-2 平面型パーティクルセンサの製作プロセス

シリカビーズを用いたパーティクル検出原理確認

試作した検出部を用いて粒子密度の変化が計測できるかどうかを確認するために、ガラス基板上にシリカビーズを分散させ、分散させる密度を変化させたときの検出部の出力を計測した。シリカビーズを分散させたガラス基板は、ガラス基板上にシリカビーズを含む水を一定量たらし、水を乾燥させることで製作した。このとき、シリカビーズを含む水のシリカビーズの濃度を変化させることで、ガラス表面上のシリカビーズの粒子密度を変化させた。粒子密度は、粒子がない場合から、 10×10^4 個/mm² まで、 10^4 個/mm² ごとに变化させ計測を行った。図 V.1.4.3 (iii) V.1.4-3 のように、試作した検出部の前面にシリカビーズを分散させたガラス基板を配置し、LED の光を照射したときのフォトダイオードの開放電圧を計測した。計測結果を図 V.1.4.3 (iii) V.1.4-4 に示す。グラフを見ると、粒子密度の増加に伴い、開放電圧が増加していることがわかり、試作した検出部で粒子密度の変化を検出することができることを示した。ただし、計測した粒子密度は、クリーンルームの粒子密度に比べ、大きな値となっているため、検出部の感度向上が必要となる。

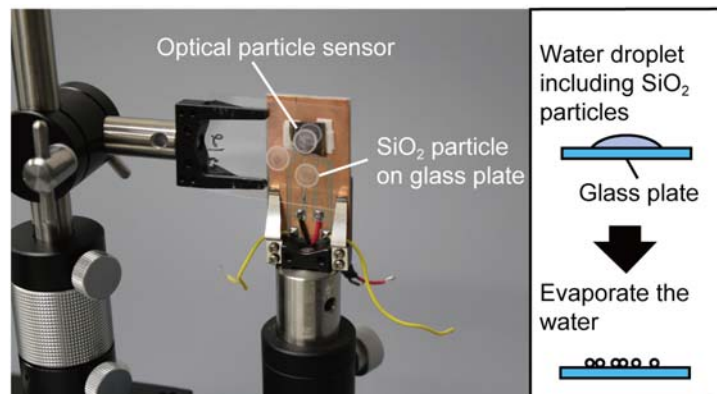


図 .1.4.3 () .1.4-3 粒子密度計測セットアップとシリカビーズ分散基板の製作方法

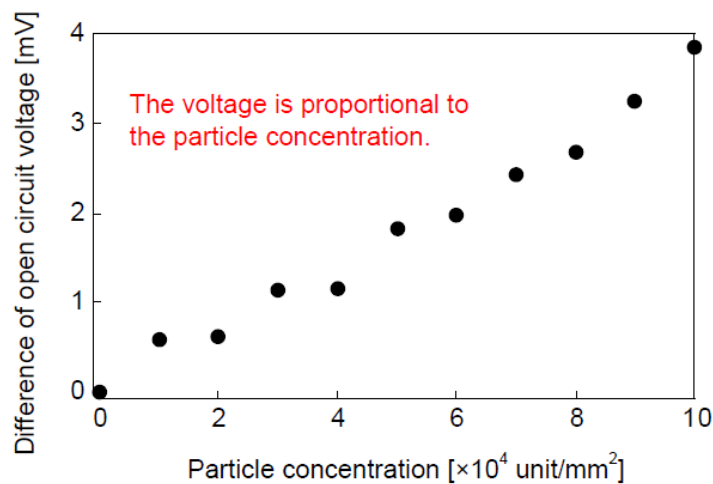


図 .1.4.3 () .1.4-4 粒子密度に応じたフォトダイオードの出力

(iii) -1.4.2 計測可能領域拡大大型パーティクルセンサ (学会発表[1]、特許[2])

次に、レーザー光をミラーにより多数回反射させ、粒子の散乱が起こる領域を拡大した構成のパーティクルセンサについて検討した。このとき、散乱光強度の空間分布特性に基づき、散乱光を効率よく検出する構成とした。提案するパーティクルセンサの構成 (図 .1.4.3 () .1.4-5) は、2つのミラーとレーザー及びフォトダイオードから構成される。ここで特にレーザー光とフォトダイオードの位置関係をミー散乱シミュレーションの結果に基づき設計した。具体的には、図 .1.4.3 () .1.4-6 に示すように、レーザー光とフォトダイオードが平行になるように配置されている。レーザー光の光路にパーティクルが存在した場合、パーティクルからのミー散乱光はレーザー光進行方向 ($\theta = 90^\circ$) に強く散乱される。このとき、レーザー光とフォトダイオードの距離が近ければ、 $\theta = 90^\circ$ に近い散乱光も検出でき、従来のパーティクルセンサと比較し、ミー散乱光を効率的に検出可能である。さらに、レーザー光を

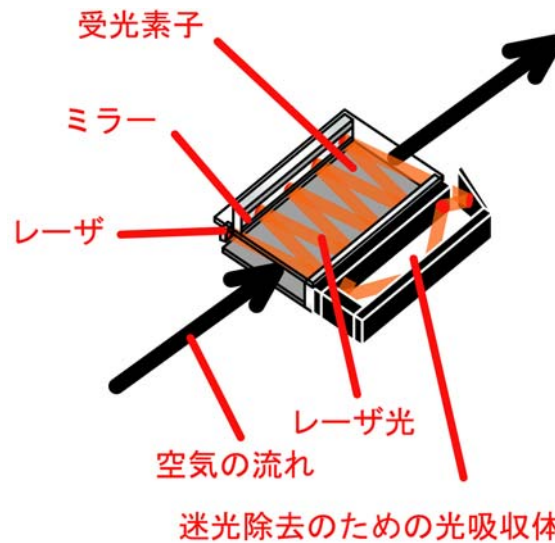


図 .1.4.3 () .1.4-5 提案するパーティクルセンサの概念図

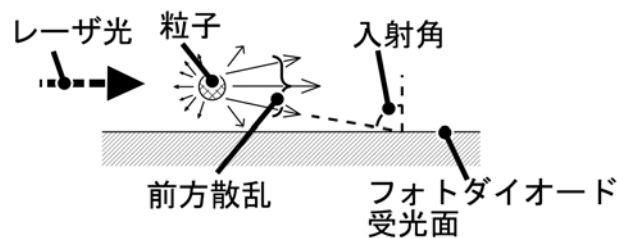


図 .1.4.3 () .1.4-6 図 .1.4.3 () .1.4-5 に示した構成における前方散乱とフォトダイオードに入射する入射光の関係

ミラーにより反射させ、光路長を長くすることで計測可能領域を拡大し、パーティクルからの散乱光を増加させることができる。以上のように図 .1.4.3 () .1.4-5 に示した構造を用いることで集光レンズを用いることなく、従来のパーティクルセンサと比較して効率良く散乱光を検出できることが期待できる。

線香の煙を用いたパーティクル検出原理確認

図 .1.4.3 () .1.4-5 に示したパーティクルセンサの原理検証を行うことを目的とし、簡易的な光学系を組むことでパーティクル検出実験を行った。図 .1.4.3 () .1.4-7 に実験セットアップを示す。実験セットアップは光学系として、レーザ、ミラー、フォトダイオードから構成されている。図 .1.4.3 () .1.4-5 で示したパーティクルセンサと同様に、レーザ光を 2 枚のミラーで反射させている。それらのミラーの間にフォトダイオードを配置した。今回、フォトダイオードは市販のフォトダイオード (Kyosemi、KPD3065C) を使用した。ミラー間で反射を繰り返しているレーザ光に向かって線香の煙を噴射させ、線香の煙で散乱されたレーザ光をフォトダイオードで検出する。このとき、フォトダイオード

ドから得られる信号強度を増幅させるために pre-amplifier および Lock-in Amplifier を使用した (図 .1.4.3 () .1.4-7)。一般に、Lock-in Amplifier を使用することで S/N 比を大幅に向上させることができる。

図 .1.4.3 () .1.4-8 に実験結果を示す。Lock-in Amplifier からの信号と、Pre-Amplifier から直接得られる信号を併せて載せてある。Pre-Amplifier から得られた信号は、線香の煙噴出時にも反応していないが、Lock-in Amplifier を通して得られた信号は顕著に反応が得られていることが分かる。

以上より、図 .1.4.3 () .1.4-5 に示したパーティクルセンサの構成でパーティクルを検出できる可能性が示された。改善すべき課題として、フォトダイオードの感度を向上させる必要がある。特に、今回提案している構成に対して感度良く信号を検出できるようなフォトダイオードを開発する必要がある。その1つとして、マイクロ構造を有するフォトダイオードを提案する (詳細は (iii) -1.6 に示す)。他にも、迷光の低減など改善の余地は多く、さらなる検討が必要となる。

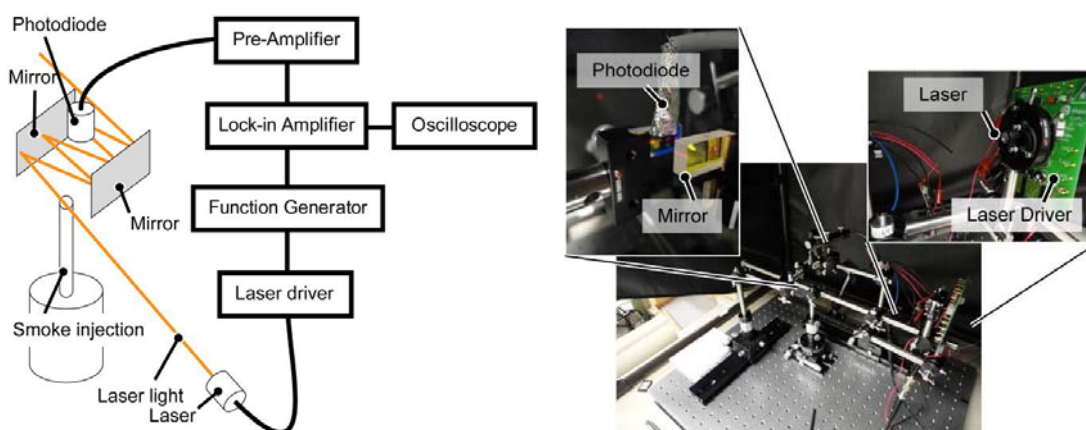


図 .1.4.3 () .1.4-7 実験セットアップ

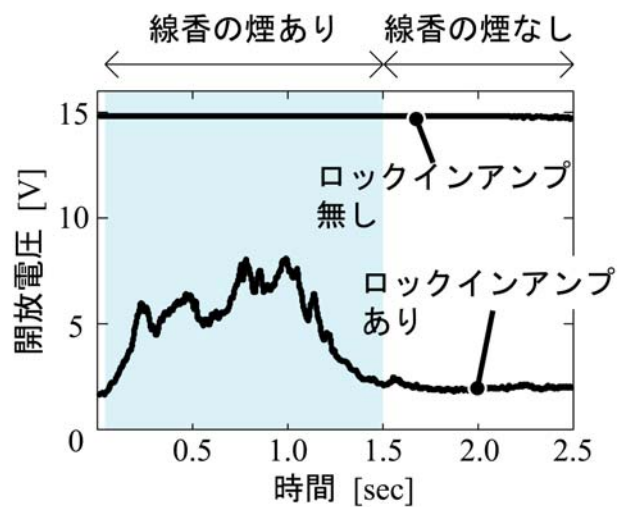


図 .1.4.3 () .1.4-8 市販のフォトダイオードを用いた線香の煙検出実験

(iii) -1.5 マイクロ構造をもつフォトダイオード (学会発表[2、3]、特許[3])

(iii) -1.4.2 で示した構成のパーティクルセンサにおいて、フォトダイオードに対して大きな入射角で照射する散乱光を検出することが必要となるが、平坦な表面形状を有するフォトダイオードでは表面の反射により大きな入射角での感度が悪い。反射を防ぐために微細構造を受光面に形成する研究は古くから提案されている (参考文献[1])。また、近年では、ナノ構造を表面に形成し、反射率を抑える研究が数多く提案されている (参考文献[2、3]) が、これらナノ構造形成プロセスは、スループットが悪く、高価である。そこで、安価で小型のパーティクルセンサを実現するために、フォトリソグラフィで形成できるマイクロオーダの構造を表面に作りこむことにより反射を抑える方法を提案する (図 .1.4.3 () .1.5-1)。マイクロ構造に大きな入射角を持った光が入射したときの伝搬光の挙動の模式図を図 .1.4.3 () .1.5-2 に示す。図 .1.4.3 () .1.5-2(a)、(b)はそれぞれテーパ構造、逆テーパ構造の例である。逆テーパ構造を有する場合、テーパ構造に比べ、効率良く多重反射を利用できることが分かる。図 .1.4.3 () .1.5-2(b)に示すような逆テーパを有するマイクロ構造を試作し、多重反射の効果を利用することで入射角の大きな光を効率的に検出できるフォトダイオードの実現を目指した。

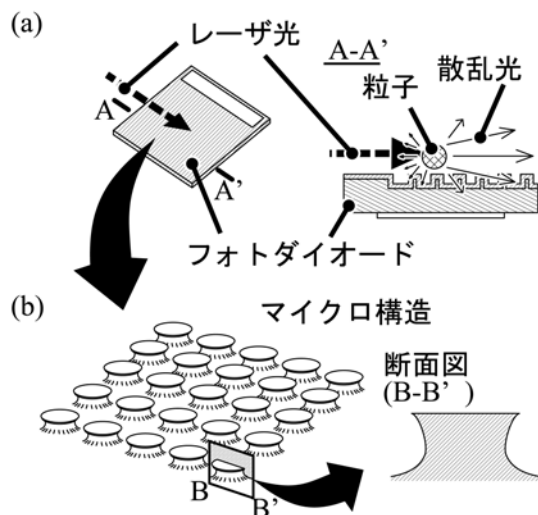


図 .1.4.3 () .1.5-1 (a)パーティクルセンサ用光学系システムの概念図
(b)マイクロ構造の概念図

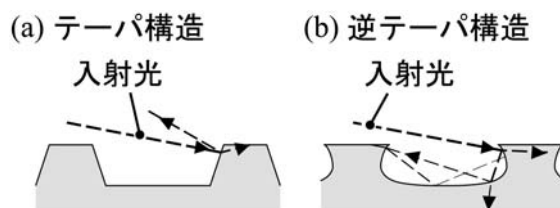


図 .1.4.3 () .1.5-2 (a)テーパ構造と(b)逆テーパ構造のマイクロ構造を持つ表面上の入射光の伝搬の様子

フォトダイオードの試作

マイクロ構造を持つフォトダイオードの試作プロセスのプロセスフローを図 .1.4.3 () .1.5-3 に示す。本報告では、厚み $250\mu\text{m}$ の p 型 Si ウエハに熱酸化により SiO_2 膜を形成した。次に、Si をエッチングする際のマスクとして使用するために、この SiO_2 膜をパターンした。その後、逆テーパのマイクロ構造を製作するため、DRIE を用いて Si をエッチングした。形成されたマイクロ構造の表面を熱拡散によりドーピングした。ドーピング条件は参考文献[4]を参照した。次に、テクスチャ構造が存在する表面の一部に Al 電極を形成し、アニール処理を行った。最後に、裏面に Al 電極を形成した。図 .1.4.3 () .1.5-4 に逆テーパ構造を形成するための DRIE の詳細なエッチング条件を示した。まず、Si ウエハをボッシュプロセスによりエッチングする。その後、 SF_6 のみを用いて等方性エッチングを行う。このようなプロセスを行うことで図 .1.4.3 () .1.5-5 に示すような逆テーパ構造を形成することができた。このマイクロ構造はピッチ $40\mu\text{m}$ で規則的に並んでおり、側面の中央付近にくぼみを持った円柱構造をしている。上部とくぼみ部分の直径は、それぞれ $20\mu\text{m}$ と $15\mu\text{m}$ であった。また、高さは $10\mu\text{m}$ であった。なお、等方性エッチングのみで Si のエッチングをおこなうと、図 .1.4.3 () .1.5-4(cf) のような形状が形成される。したがって、逆テーパ構造を得るためには等方性エッチングの前に、ボッシュプロセスによる異方性エッチングプロセスが必要となる。

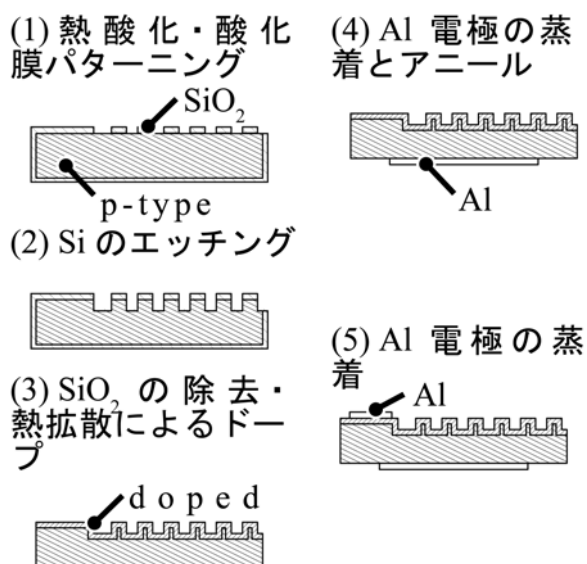


図 .1.4.3 () .1.5-3 プロセスフロー

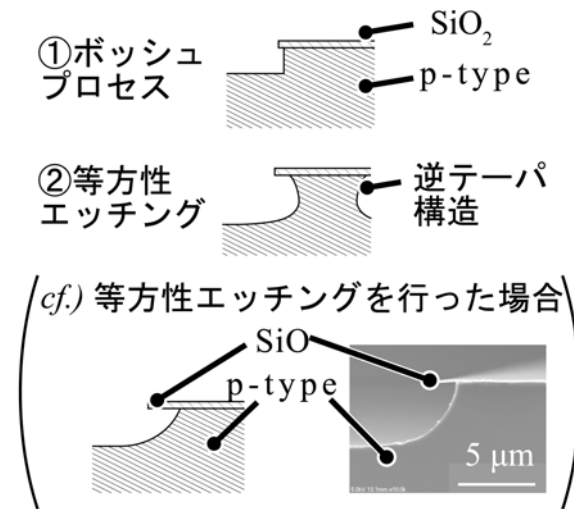


図 .1.4.3 () .1.5-4 逆テーパ構造のエッチング条件

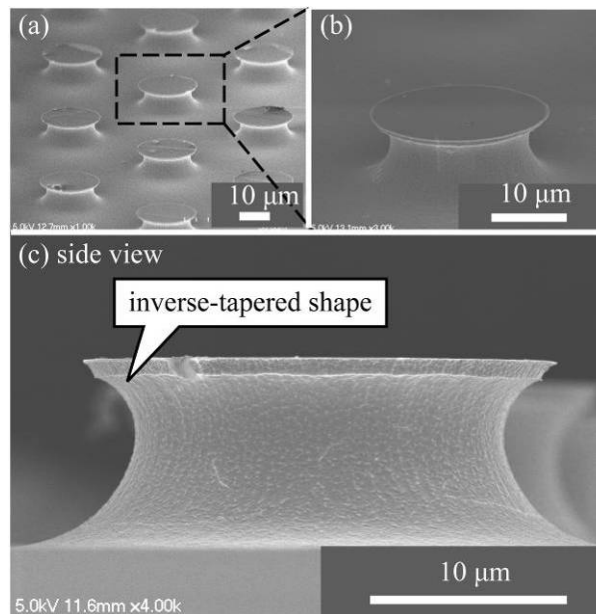


図 .1.4.3 () .1.5-5 試作した逆テーパ構造を持つフォトダイオードのSEM写真

表面のドープ状態の分析

試作したマイクロ構造の表面、特に逆テーパ部の表面がドープされていることを確認するため、拡がり抵抗顕微鏡(SSRM)を用いて表面の観察を行った。図 .1.4.3 () .1.5-6(a)に観察領域を示す。観察領域は、それぞれ、(i)逆テーパ部および(ii)平面部である。観察試料製作手順を以下に示す。まず、電極としてマイクロ構造表面にPtを蒸着する。その後、基板全体をエポキシ樹脂でコーティングする。最後に機械研磨により観測断面を形成する。製作した断面にプローブをあてることにより、プローブとPt電極との間の抵抗値を計測し、

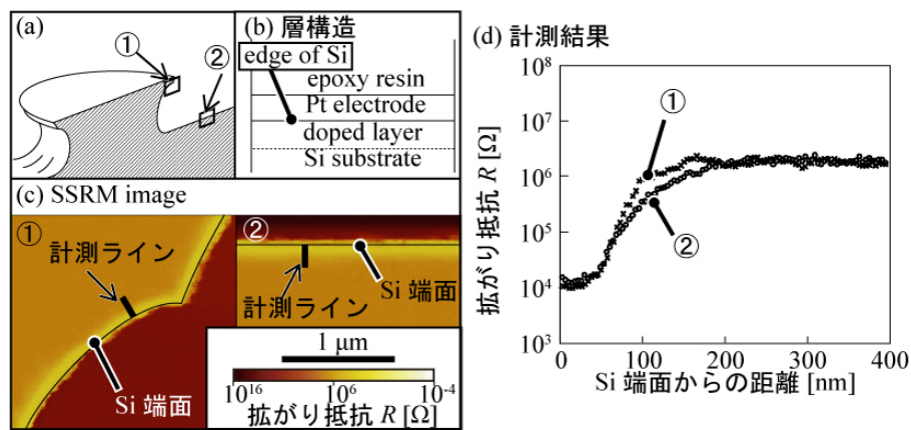


図 .1.4.3 () .1.5-6 SSRMによる観察結果 (a)マイクロ構造の断面図と観察箇所 (b)観察断面の層構造の模式図 (c)SSRM像 R :抵抗 (d)Si端面からの距離と拡がり抵抗の関係

拡がり抵抗を算出する。観察領域の膜構造は図 .1.4.3 () .1.5-6(b)のようになる。図 .1.4.3 () .1.5-6(c)にSSRMの観測像を示す。図中の黒線はSi層のエッジを示している。図 .1.4.3 () .1.5-6(d)はSi層のエッジからの距離と拡がり抵抗の関係を示している。(i)と(ii)の結果は共に140nm程度の領域で低抵抗層が形成されている。すなわち140nmのドーブ層が形成されている。この結果は、参考文献[4]で示されているSIMSデータと一致している。これらの結果からマイクロ構造を有するフォトダイオードの表面全体にドーブ層が形成されていることが分かる。

マイクロ構造を持つフォトダイオードの特性評価

試作したフォトダイオードの特性を評価するために受光面にマイクロ構造を有するフォトダイオードと受光面が平坦なフォトダイオードの光に対する応答の角度依存性を比較した。実験セットアップを図 .1.4.3 () .1.5-7(a)に示す。レーザを固定し、フォトダイオードの角度 α を 0° から 85° まで回転させることで測定した。マイクロ構造を有するフォトダイオードを測定する場合、マイクロ構造の配置が入射光に対して、図 .1.4.3 () .1.5-7(a)のような配置になるように設置した。レーザは波長 660nm、出力パワー0.2mW のものを使用した。図 .1.4.3 () .1.5-7(b)に実験結果を示す。この結果は角度 α が 0° における出力で規格化している。角度 α が 65° から 85° へ増加している範囲に着目すると、平坦な受光面を有するフォトダイオードの出力は減少し、マイクロ構造を有するフォトダイオードの出力は角度 α の増加に従い増加していることが分かる。また、角度 α が 85° のとき、平坦な受光面を持つフォトダイオードの規格化した値は 0.84 であり、マイクロ構造を有するフォトダイオードの規格化した値は 1.68 であった。このとき、角度 α が 0° のときのフォトダイオードの出力値は、平坦な受光面を持つフォトダイオードが 62.8mV であり、マイクロ構造を

有するフォトダイオードが 25.1mV であった。すなわち、マイクロ構造を有するフォトダイオードの出力が低い値になっているが、これはマイクロ構造を形成するプロセスで結晶欠陥などが生じたためと

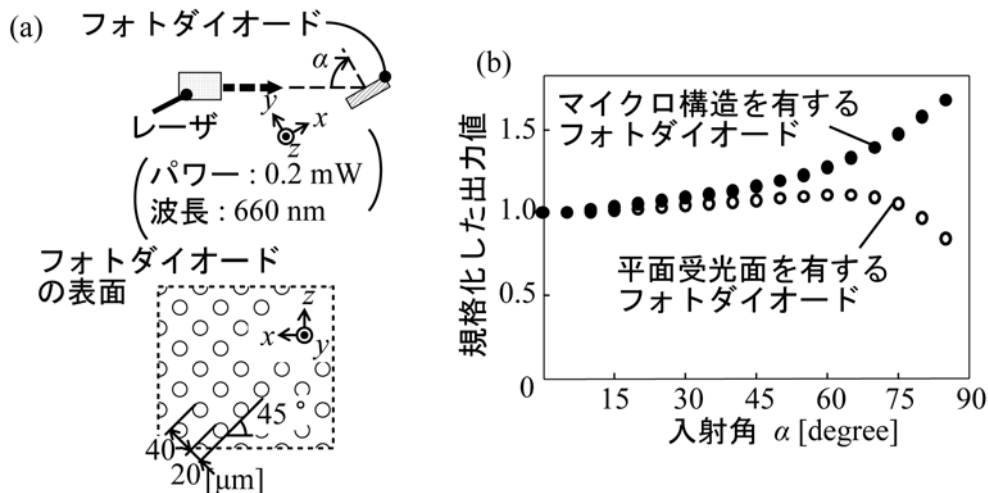


図 1.4.3 () .1.5-7 (a)実験セットアップ。(b)試作したフォトダイオードの角度依存性

考えられる。この問題は参考文献[5]に示されるように、マイクロ構造形成後にウェットエッチングにより結晶欠陥を除去することで解決できると考えられる。

線香の煙に対する応答

マイクロ構造を有するフォトダイオードを用いて簡易的な実験系を組んで、原理検証を行った。実験セットアップを図 1.4.3 () .1.5-8(a)に示す。実験セットアップはマイクロ構造を有するフォトダイオードとレーザーで構成されている。レーザー光をフォトダイオードと平行に照射し、そのレーザー光に線香の煙を噴射する。線香の煙で散乱された光をフォトダイオードで検出する。実験結果を図 1.4.3 () .1.5-8(b)に示す。線香の煙が検出できていることが確認できた。

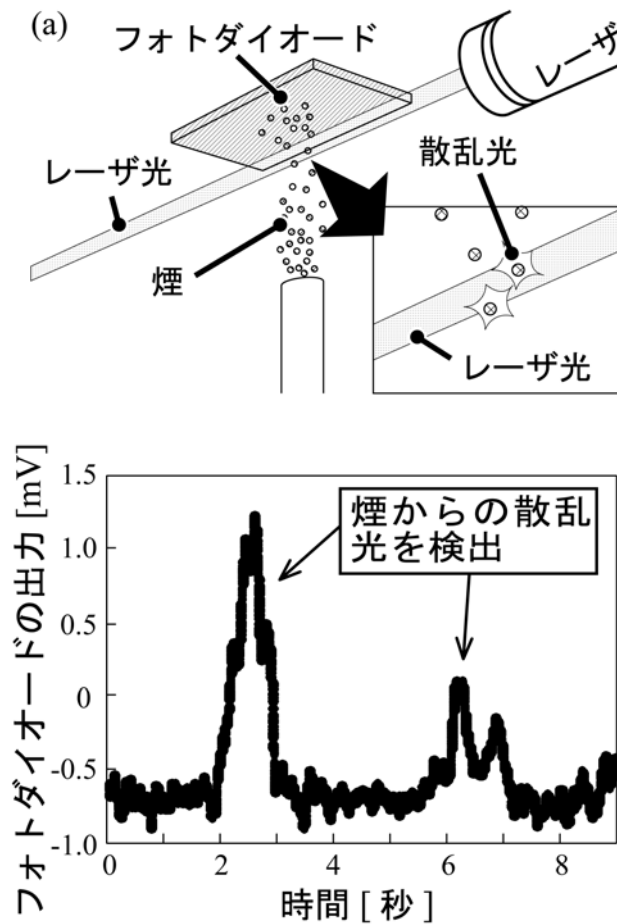


図 1.4.3 () 1.5-8 (a)実験セットアップ (b)試作したフォトダイオードの反応

結論

図 1.4.3 () 1.4-5 で提案したパーティクルセンサに適したフォトダイオードとして、フォトダイオードの受光面に逆テーパ構造を持つマイクロ構造を形成することで、入射角が大きくなるに従って出力が大きくなるフォトダイオードを実現した。このフォトダイオード実現のために、逆テーパ構造を持つマイクロ構造の試作プロセスを開発し、SSRMにより逆テーパ構造に高ドープ層が形成されていることを確認した。また、マイクロ構造を有するフォトダイオードを用いて線香の煙を検出した。(学会発表[3]、特許[3])

(iii) -1.6 少量サンプルからのクリーン度の見積もり

パーティクルセンサを小型化した場合、従来のパーティクルセンサと比較し、サンプリング体積が小さくなることが問題となる。そこで、本項では少量サンプルからのクリーン度の見積もり、特に、センサをクリーンルームの様々な個所に配置した場合を想定し、複数のセンサ出力からクリーン度を見積もる方法について検討する。ここでは、JIS規格においてクリーン度が高く、計測する粒子数が少ない場合に用いられる、逐次サンプリング法をもとに検討する（参考文献[6]）。

JIS規格において、クラス N (N は1~9の整数) の室内での直径 d [μm]のパーティクルの上限濃度 $C(N)$ [$\text{個}/\text{m}^3$]が以下の式であらわされる。

$$C(N) = 10^N \times (0.1/d)^{2.08}$$

Wald-Minimax 法においてクラス N のクリーン度の場合、サンプル体積を V [m^3/s]、サンプリング時間 t [s]とすると、

$$E(N) = V \times t \times C(N)$$

として、上限参照値 $C_H(N)$ および下限参照値 $C_L(N)$ が

$$C_H(N) = 3.96 + 1.03 \times E(N)$$

$$C_L(N) = -3.96 + 1.03 \times E(N)$$

とあらわされ、サンプリング開始からの直径 d [μm]のパーティクルの累計粒子数 N_t が

$N_t > C_H(N)$ のとき、室内のクラスは N より大きい。

$N_t < C_L(N)$ のとき、室内のクラスは N 以下。

とクリーン度が判定される。したがって、室内のクラスが N になるとき、下記の関係式を満たす。

$$C_H(N-1) < N_t < C_L(N) \quad \dots$$

ただし、 $N=1$ のときは、 $N_t < C(N)$ となる。

v [m/s]のダウンフローがある JIS 規格におけるクリーン度がクラス N の室内の床 A_t [m^2]の領域に、流路の断面積（空気の流入面積） A_s [m^2]のパーティクルセンサを n [個]配置したとき、計測された N_t とクラス N との関係を考察する。ただし、センサはまわりの流れに影響を与えないとする。この時、式①を N の関係式に変形すると

$$\log_{10}((N_t + 3.96) / (1.03 \times n v A_s t \times (0.1/d)^{2.08})) < N < \log_{10}((N_t - 3.96) / (1.03 \times n v A_s t \times (0.1/d)^{2.08})) + 1$$

となり、この関係式より、クリーン度 N の範囲が決定される。

ここで、センサの流路断面積を $5 \times 5 \text{ mm}^2$ 、ダウンフローの流速を $0.3 \text{ m}/\text{s}$ 、対象粒径を $0.5 \mu\text{m}$ とし、10 個のセンサで 1 秒間にサンプリングを行うとして、上記の式にしたがってクリーン度を決定した結果を図 1.4.3 () 1.6-1、2 に示す。たとえば、クラス 7 の場合、センサ 1 個につき、平均的に 2.6 個/s の粒子が計測される。図を見ると、10 個のセンサを利用した場合、26 個/s の粒子が計測されることになるため、ほぼクリーン度を判定することが可能となる。

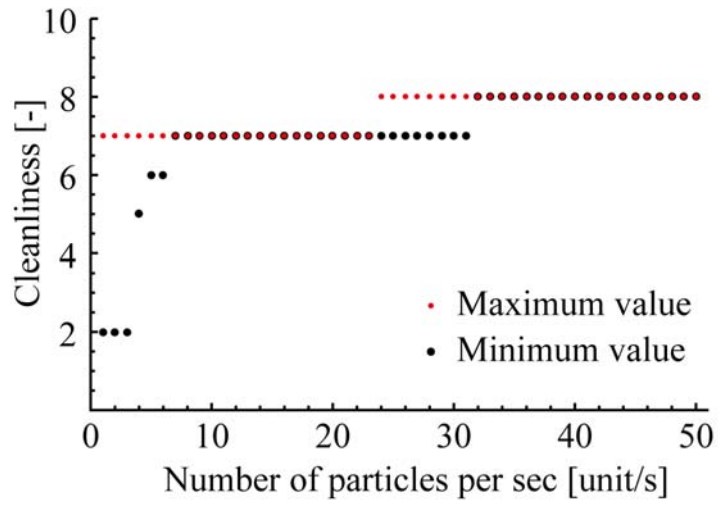


図 .1.4.3 () .1.6-1 計測された粒子数とクリーン度

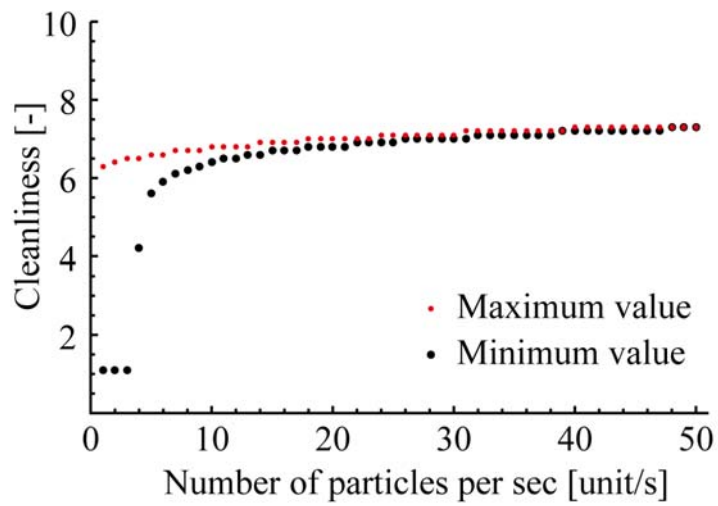


図 .1.4.3 () .1.6-2 計測された粒子数とクリーン度 (中間クラスを用いた場合)

(iii) -1.7 まとめ

パーティクルセンサの MEMS 化の検討を行った。市販のパーティクルセンサの小型化の課題として、パーティクル取り込み部としてのポンプが大きいという点、パーティクル検出部のレンズ系が大きいという点を抽出した。ポンプが大きいという課題に対しては、ポンプの代わりにクリーンルームのダウンフロー、搬送用アームの移動など、環境によって生じる流れを利用してサンプルを取り込む方法を提案した。パーティクル検出部に関しては、光学的・電氣的な検出手法を複数検討し、光学的な検出方法で、レンズ系を用いない検出部の構成を提案し、試作評価を行った。光源となる LED とフォトダイオードを一つの平面で構成した「平面型パーティクルセンサ」においては、ガラス表面に分散させたパーティクル密度に応じた出力が得られ、提案した構成で粒子密度が計測できることを示した。ミラーの反射を用いて粒子の散乱が起こる領域を拡大した構成の「計測可能領域拡大型パーティクルセンサ」においては、線香の煙を検出することができた。「計測可能領域拡大型パーティクルセンサ」においては、ミー散乱のシミュレーションをもとに光源とフォトダイオードの位置関係を設計した。さらに、設計した光源とフォトダイオードの位置関係において効率的に散乱光を計測するためのフォトダイオードとして、逆テーパのマイクロ構造を表面にもつフォトダイオードの試作評価を行った。このフォトダイオードは、フォトダイオード表面に対して大きな角度で入射する光に対して感度が高くなっていることを確認した。最後に、パーティクルセンサの小型化によりサンプリングが可能な体積が小さくなることに伴い、複数のセンサから計測された粒子数とクリーン度の関係性を統計的な方法により求めた。

パーティクルセンサを MEMS 化するにあたり、今後検討すべき課題として以下があげられる。空気の取り込みに関して、流路のサイズ・サンプルの流入流出口の形状を改善することでサンプルを効率よく取り込むことが求められる。パーティクル検出部に関しては、感度向上に関して、光源・フォトダイオード・構成にそれぞれ分けて考えると、光源については、本報告では安全上の理由からレーザ強度の弱いものかつ可視光のレーザを利用して検出方法の原理確認を行った。実際にパーティクルセンサとして構成する際に、光が外部へ漏れない構成にし、レーザ光の強度を上げることで感度を向上させることが可能となる。また、レーザの波長として Si フォトダイオードは可視光よりも長波長において感度が高い。したがって、使用するレーザの波長を長くすることが高感度化につながる。マイクロ構造をもつフォトダイオードに関しては、プロセスおよびマイクロ構造のサイズや配置を最適化することで感度の向上をみこめる。また、PIN フォトダイオード、アバランシェフォトダイオード、など一般に研究開発が進んでいる高感度フォトダイオードに対し、本報告で検討したマイクロ構造を組みこむことで、従来のフォトダイオードの高感度化をはかることが可能である。構成に関しては、ミラーを用いた構成において、ミラーとレーザの入射角度を調整し、ミラーでの反射回数を増やすことが高感度化につながる。

参考文献

- [1] A. W. Blakers, et al., “20% efficiency silicon solar cells,” *Appl. Phys. Lett.* 48, 215 (1986)
- [2] H. Toyota, et al., “Fabrication of Microcone Array for Antireflection Structured Surface Using Metal Dotted Pattern”, *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol. 40, pp.L747-L749, 2001.
- [3] S. Chattopadhyay, “Anti-reflecting and photonic nanostructures”, *Materials Science and Engineering R*, 69, pp.1-35, 2010
- [4] M. Gel *et al.*, “Force sensing submicrometer thick cantilevers with ultra-thin piezoresistors by rapid thermal diffusion,” *Journal of micromechanics and microengineering*, Vol. 14, pp. 423–428, 2004.
- [5] T. Machida *et al.*, “Efficiency improvement in polycrystalline silicon solar cell with grooved surface,” *Conf. Record. 22nd IEEE Photovol. Sqec. Conf. (Las Vegas)*, pp. 1033-1034, 1991.
- [6] JIS B 9920 クリーンルームの空気清浄度の評価方法

(iv) 汚染ガスセンサ

(iv) - 1 研究の目的

現在、クリーンルームではドラフトチャンバー等の排気は一定の風量以上で常時行うことが法令で規定されている。しかしこの排気に伴う電力消費は大きく、排気ファンの運転のための電力だけでなく、排気したクリーンエアーの製造にかかった電力も捨ててしまっていることになる。規制の対象となる汚染ガスの濃度を基準濃度以下に保つために、排気を常時行う必要性は必ずしもなく、図V.1.4.3 (iv) .1-1 に示すようにガスセンサを用いて汚染ガス濃度をモニターしながら、排気量を制御することで電力消費の無駄を省くことが可能となる。

図V.1.4.3 (iv) .1-2 はあるクリーンルームの消費電力の割合の一例を示したもので、排気ファンの運転のための電力が4%、外気加熱・冷却、外気処理ファン運転等のクリーンエアー製造に関わる電力が27%となっている。そしてクリーンエアー製造に関わるエネルギーのうち、ドラフト排気等のスクラブ処理が必要な排気に該当するものはあるクリーンルームでは21%程度となっている。つまりドラフト排気に伴う消費電力のクリーンルーム全体に対する割合は $(4+27) \times 0.21 = 6.5\%$ となる。仮にガスセンサによる排気量制御によって、排気量を1/4にできたとすれば、クリーンルーム全体に対して5%近くの大きな電力削減が見込めることになる。現在、法令上はドラフト排気量の制御は認められていないが、今後の研究によって、ガスセンサによる排気量制御の有効性と安全性を十分に示すことができれば、法令の改正も検討されると思われる。

以上のような検討から、本研究ではクリーンルームの消費電力削減のため、ドラフトの排気量制御に用いることのできる高感度・低消費電力のガスセンサを開発することを目的としている。クリーンルーム内における測定対象の汚染ガスは様々あるが、まずは酸・アルカリ系のガスとして、 NH_3 と H_2S を主なターゲットとした。 NH_3 や H_2S はクリーンルーム内にppbレベルで存在すると、製造物や製造装置を汚染し、品質・歩留まり低下の原因となる。そこで本研究ではppbレベルの NH_3 や H_2S を検知可能な実用的なガスセンサの開発を目標とした。

ガスセンサの検知原理としては様々なものがあるが、本研究では金属酸化物半導体の一種である酸化タングステン (WO_3) をガス検知膜とする半導体ガスセンサを用いることとした。半導体ガスセンサは金属酸化物半導体の表面でのガスの吸着・反応による電気抵抗の変化を利用して、ガスを検知するものであり、検知膜の材料、補助触媒等の添加、動作温度等を最適化することにより、様々なガス種の検知に対応することができ、小型・高感度・低消費電力・低コスト・長寿命等の特徴を持ち、本研究の目的に最も適したガスセンサと言える。

半導体ガスセンサの歴史は長く、今まで多くの研究がなされてきており、 NH_3 や H_2S を検知する半導体ガスセンサの構成も多く提案されている[1]-[6]。しかし NH_3 においてははい

いずれも ppm レベルの検知性能であり、ppb レベルの検知性能を持つ半導体ガスセンサは実現されていない。一方、 H_2S においては NH_3 に比べ、感度の高いものが実現できており、ppb レベルの半導体ガスセンサも提案されている。しかし応答速度・選択性・安定性・再現性・消費電力等、実用化に向けて必要な性能を満たす半導体ガスセンサははまだ実現されていない。

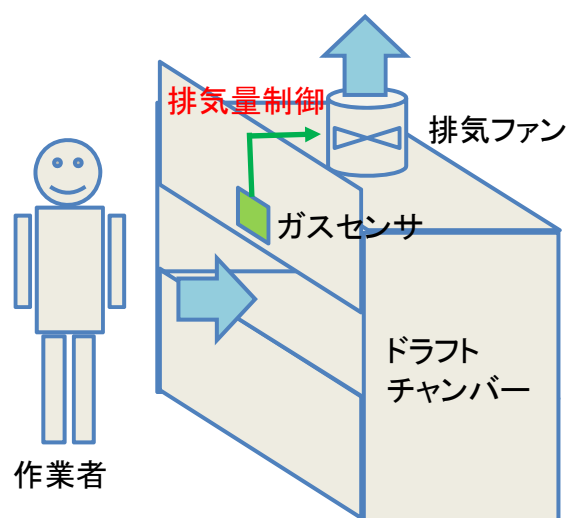


図 V.1.4.3 (iv) .1-1 ガスセンサによるドラフト排気制御の概念図

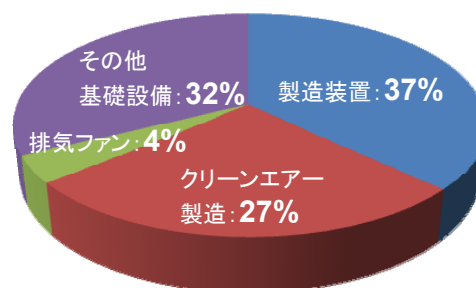


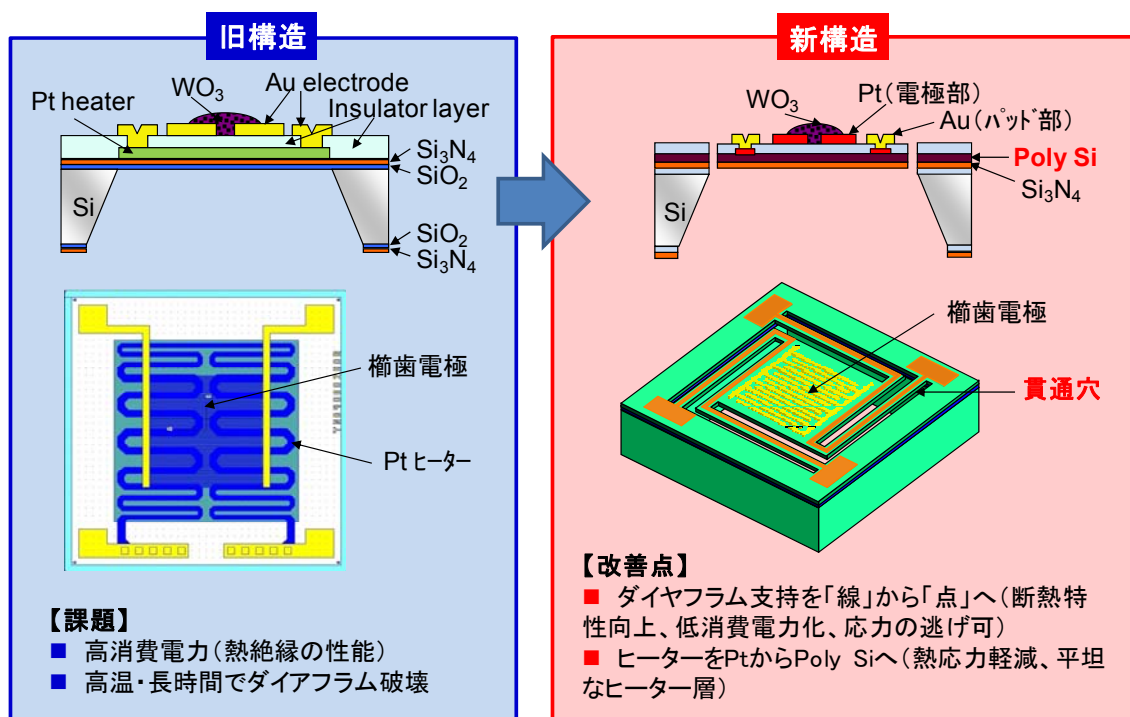
図 V.1.4.3 (iv) .1-2 クリーンルーム全体の消費電力の割合の一例

(iv) - 2 省電力 MEMS センサチップの設計と試作

半導体ガスセンサはガス感応膜を数百度に加熱する必要があり、そのためにセンサチップに加熱用のヒーターを備える必要があり、消費電力が比較的大きくなる。この消費電力を抑えるためにはセンサチップの構造を最適化し、熱分離をうまく図り、ガス感応膜のみを効率よく加熱することが必要となる。

このような設計方針のもと、今回我々が設計した新構造のダイヤフラム構造と従来のダイヤフラム構造のセンサチップの比較を図 V.1.4.3 (iv) .2-1 に示す。従来の構造ではダイヤフラムを基板外枠の四辺で支持していたものを新構造ではダイヤフラムに切り込みを入れ、梁持ち構造によって点でダイヤフラムを支持することによって、基板外枠への熱の逃げを抑制し、断熱特性が大幅に向上することが期待される。またこの構造ではダイヤフラム部が変形によって応力を逃がすことが容易になっているので、熱応力による破壊が起こりにくく、耐熱性も大幅に向上することが期待される。さらに新構造ではヒーター部を従来のジグザグ形の Pt ヒーターから平坦な Poly-Si へ変更した。このようにすることで、熱応力が低減し耐熱性がさらに向上することと、ヒーター層が平坦になり、のちに高感度化のために検討するナノギャップ櫛歯電極をその上に形成する際に加工が容易となる利点が

ある。



図V.1.4.3 (iv) .2-1 MEMS センサチップの特性改善の設計方針

設計したセンサチップの省電力化の効果をあらかじめ見積もるため、MEMS シミュレーターを用いてシミュレーションを行った。シミュレーションの対象とした旧構造と新構造のセンサチップの寸法を図V.1.4.3 (iv) .2-2 に、その結果を図V.1.4.3 (iv) .2-3 に示す。旧構造のセンサチップは全体の大きさが 2mm 角で、ダイアフラム部が 1.3mm 角であり、新構造のセンサチップは 2mm 角のものと 1mm 角のものを設計した。ダイアフラム部の厚みは Poly-Si ヒーターと TEOS-SiO₂ 層を合わせて 2.5 μm である。図V.1.4.3 (iv) .2-3 を見ると明らかなように旧構造に比べ新構造のセンサチップは同じ温度を達成するのに必要な消費電力を大幅に低減できることが示されている。たとえば 200℃のセンサ温度を達成するのに、旧構造のセンサチップでは 312mW 必要なのに対して、新構造の 2mm 角のセンサチップで 42mW、1mm 角のセンサチップでは 18mW で済む。熱分離をうまく行い、サイズを小さくすることで大幅な消費電力低減が見込めることが示された。

そこで実際に設計したセンサチップの試作を行った。試作したセンサチップのプロセスフローおよび完成したセンサチップの実物の外観写真を図V.1.4.3 (iv) .2-4 および図V.1.4.3 (iv) .2-5 に示す。そして試作したセンサチップの Poly-Si ヒーターの抵抗値の温度係数を測定し、ヒーターの抵抗値からセンサ温度を計算して、センサ温度と消費電力との関係を測定した。その結果を図V.1.4.3 (iv) .2-6 に示す。この実験結果と図V.1.4.3 (iv) .2-3 を比較するとよく一致しており、試作した新構造のセンサチップは旧構造のセン

サチップに比べ、大幅な消費電力の低減が実現できていることを確認できた。また旧構造のセンサチップは耐熱温度が 350°C程度であったが、新構造のセンサチップは 500°Cを超えてもダイヤフラムが破壊されないことが確認でき、耐熱性も大幅に向上していることを確認できた。

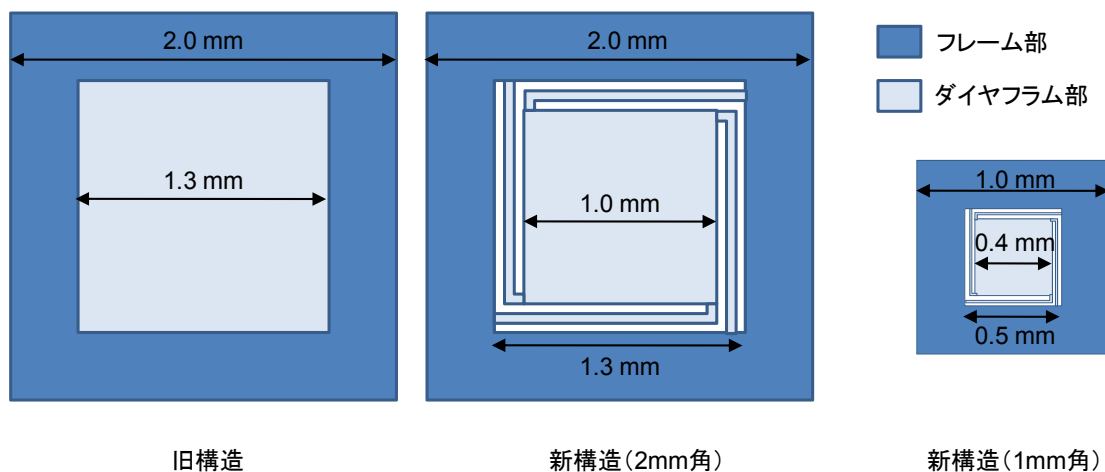


図 V.1.4.3 (iv) .2-2 旧構造と新構造センサチップの寸法

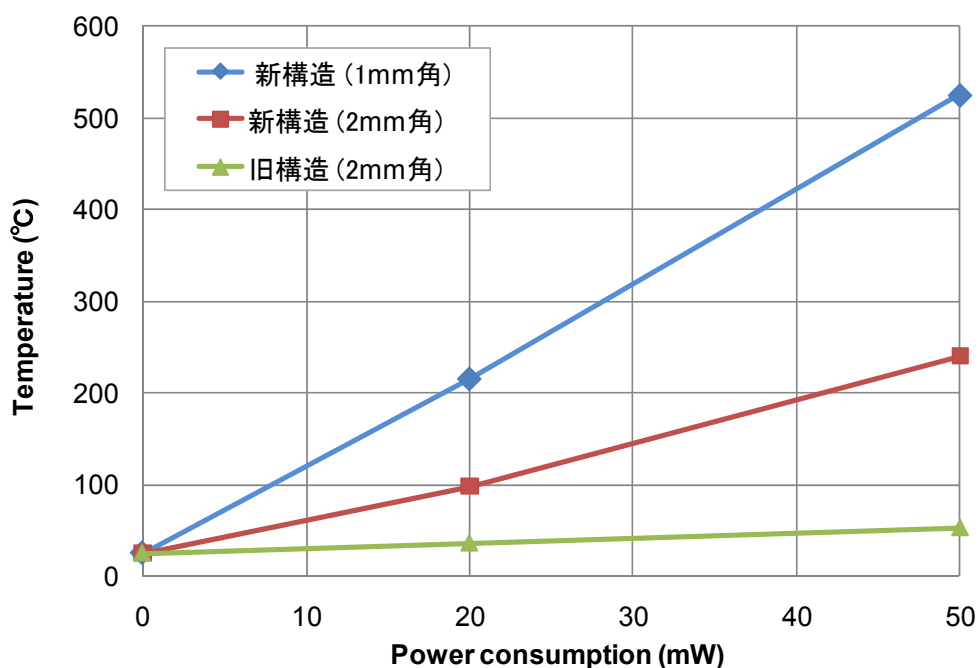
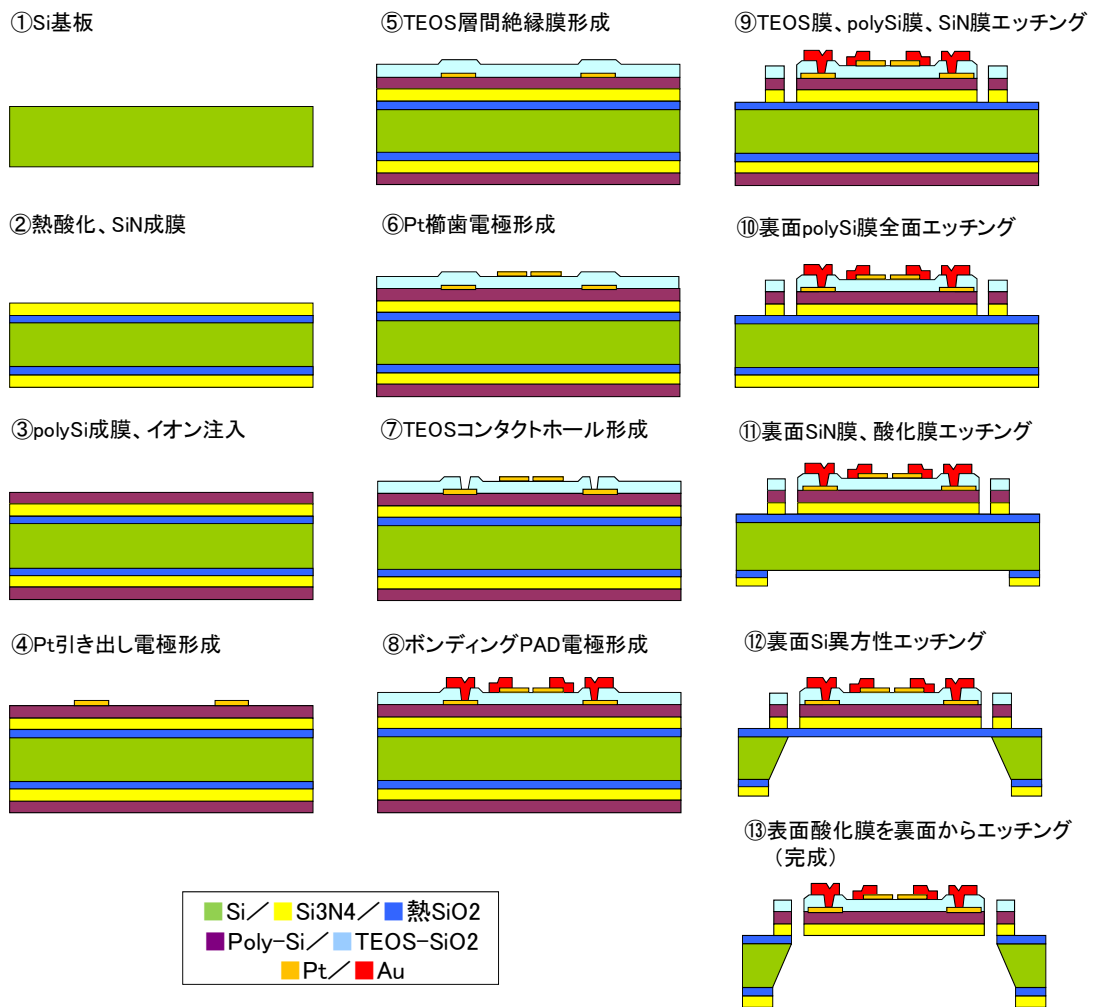
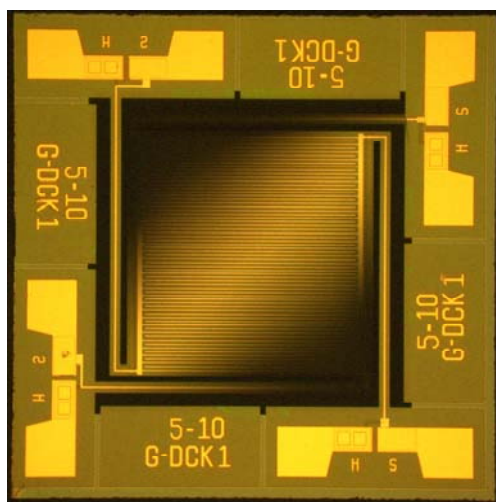


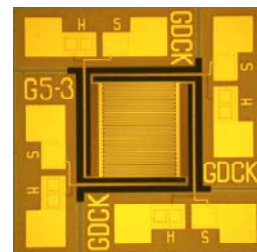
図 V.1.4.3 (iv) .2-3 旧構造と新構造センサチップの消費電力とセンサ温度の関係のシミュレーション結果



図V.1.4.3 (iv) .2-4 新構造センサチップのプロセスフロー



2mm 角



1mm 角

図V.1.4.3 (iv) .2-5 新構造センサチップの外観写真

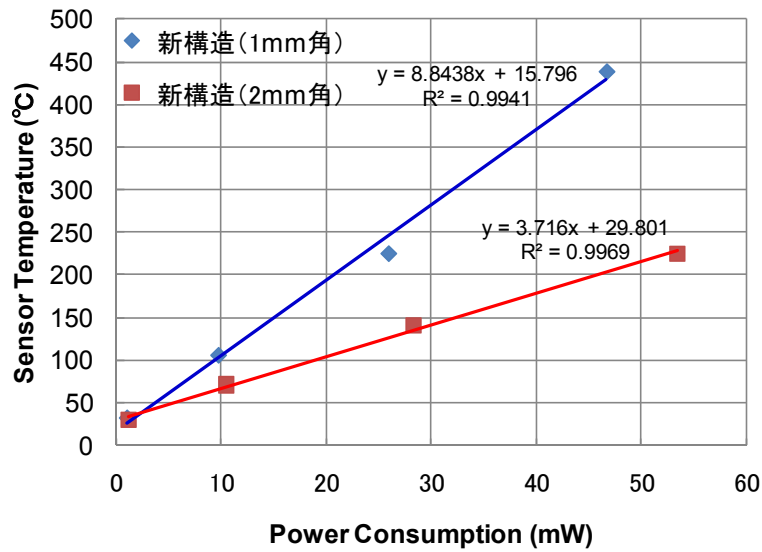


図 V.1.4.3 (iv) .2-6 試作した新構造センサチップの消費電力とセンサ温度の関係

(iv) - 3 WO₃を用いた MEMS ガスセンサの汚染ガス感度評価

本研究では、酸化タングステン (WO₃) をガス検知材料とする半導体ガスセンサの開発を行う。WO₃ はその結晶構造、粒度、膜厚等によって感度が大きく変化することが知られている。我々は六方晶を含むキューボイド状の WO₃ 結晶において、NO₂ に対して大きな感度を有することを以前に見出した。本研究においてもこの WO₃ を用いてガスセンサを構成する。図 V.1.4.3 (iv) .3-1 に高感度 WO₃ 結晶の調製およびセンサチップ上への成膜の手順をまとめる。

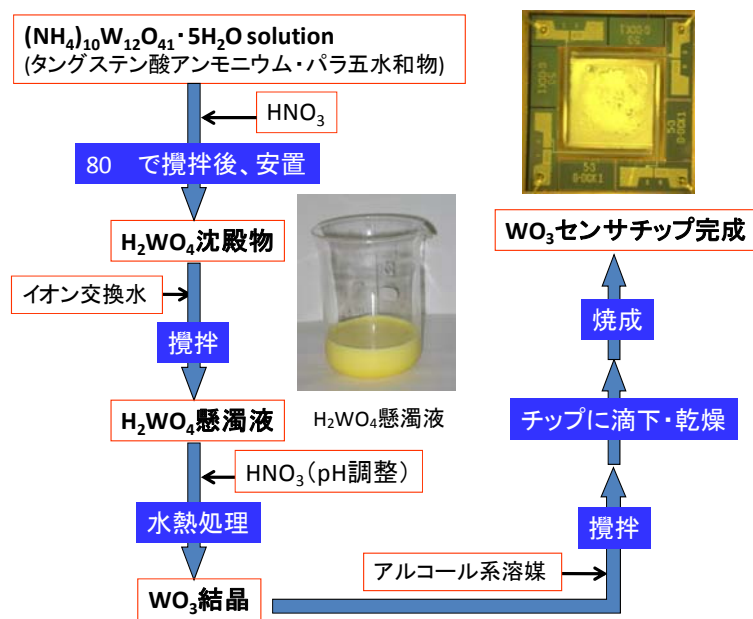


図 V.1.4.3 (iv) .3-1 高感度 WO₃ 結晶の調製・成膜フロー

以上のような方法でセンサチップ上へ WO_3 を成膜して完成したガスセンサの NH_3 および H_2S に対する感度を旧構造、新構造の各センサチップにおいて測定した。その実験系の模式図を図 V.1.4.3 (iv) .3-2 に示す。本実験系は N_2 で希釈された約 5ppm の NH_3 または H_2S のガスボンベ、および N_2 100%、 O_2 100% のガスボンベからのガスをマスフローコントローラー (MFC) で各流量を制御し混合することで、空気 (N_2 80%、 O_2 20%) で希釈された任意の濃度の NH_3 または H_2S のガスを作りだせるようになっている。そしてそのガスをバブラーを通した空気ガスボンベのガスと混合することで、実環境と同じ水分を含んだガスをセンサに供給することができるようになっている。なおこのバブラーは恒温水槽内に置かれており、温調することが可能で、任意の湿度のガスをつくりだすことができる。またセンサおよび MFC は恒温槽の中に置き、温度影響がないようにした。センサに流れるガスの流量は MFC により 50 ml/min に設定し、一定の流量のガスをセンサに供給している。

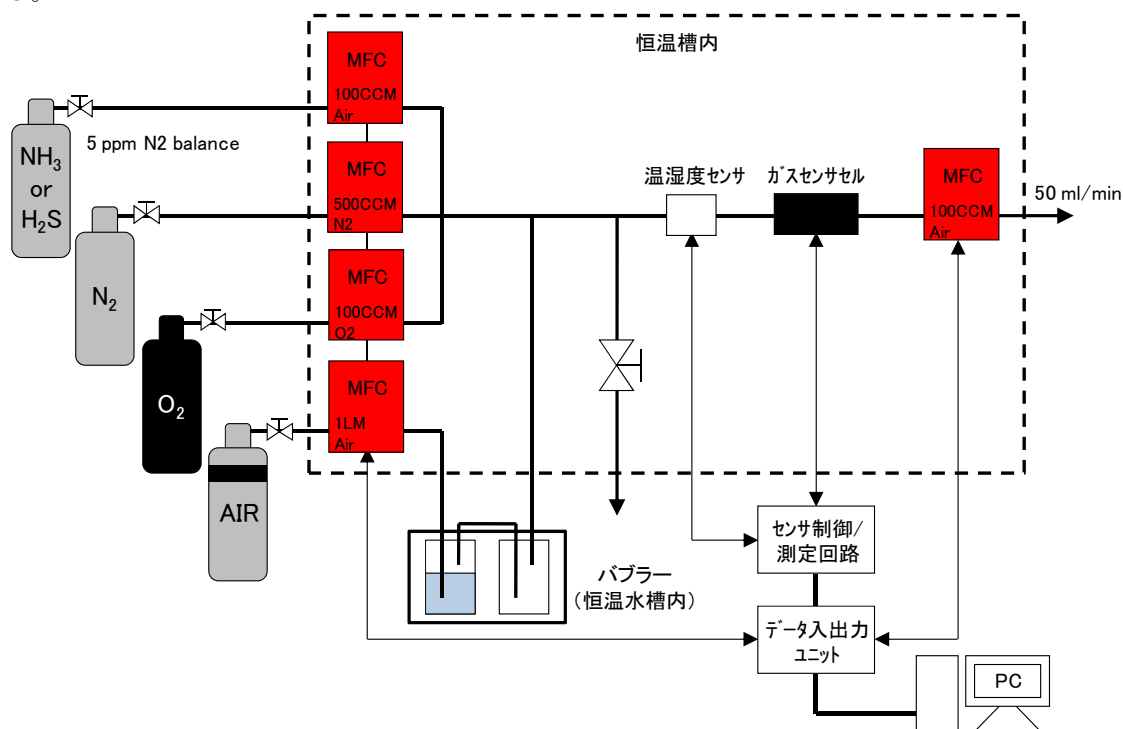


図 V.1.4.3 (iv) .3-2 ガスセンサ感度評価実験系

以上のような実験系を用いて、今回試作した新構造センサチップ (2mm 角、1mm 角) に WO_3 を成膜したガスセンサの NH_3 および H_2S に対する感度を評価した。すべての実験において、ガスセンサの周囲温度は 25°C 、ガスの相対湿度は 30% になるよう調節して測定を行った。ガス感度はセンサ温度によって大きく依存するため、センサチップ内にあるヒーターへの印加電圧を変化させながら感度測定を行い、最大感度が得られるセンサ温度を見出すようにした。そして測定結果から各センサチップにおける NH_3 および H_2S の最大感度、検出限界、消費電力、センサ温度等を算出し、比較した。

ここで、空気（ゼロガス）中のセンサ抵抗値を R_{AIR} とし、ある濃度の対象ガス（スパンガス）中のセンサ抵抗値を R_{GAS} とすると、その濃度におけるセンサの感度 S は以下の式で定義される。

$$S = \frac{R_{AIR}}{R_{GAS}} - 1$$

NH_3 や H_2S などの還元性ガスにおいては S は 0 より大きい値となり、値が大きいほど感度が高いことを意味する。なお、実際の測定結果において、 R_{AIR} および R_{GAS} の値が安定していない場合は、 R_{AIR} の値はゼロガスからスパンガスに切り替える直前の値とその時の傾きからスパンガスからゼロガスへ戻す直前の値を推定し、 R_{GAS} の値はスパンガスからゼロガスへ戻す直前の値を用いて、感度 S を算出した。

また検出限界 (LOD: Limit of Detection) とは対象ガスの検出可能な最小の濃度であり、空気中のセンサ抵抗値 R_{AIR} の測定における標準偏差が σ で、ある濃度 C_g における感度が S であるセンサの検出限界は以下の式で定義される (ガス濃度 C_g と感度 S は比例関係にあるものと仮定する)。

$$LOD = \frac{3\sigma}{R_{AIR}} \frac{C_g}{S}$$

そして、センサの消費電力はヒーター電圧と電流をモニターし、その積として算出し、その消費電力の値から、図 V.1.4.3 (iv) .2-6 の消費電力とセンサ温度の関係の測定結果を用いて、センサ温度を換算した。

1mm 角、2mm 角の新構造センサチップにおける NH_3 および H_2S に対する感度の温度依存性の測定結果、および最大感度時のセンサ応答の様子を図 V.1.4.3 (iv) .3-3~図 V.1.4.3 (iv) .3-10 に示す。そして測定結果から得られた各センサチップの最大感度、最大感度時のセンサ温度、検出限界、消費電力等のデータを表 V.1.4.3 (iv) .3-1 および表 V.1.4.3 (iv) .3-2 にまとめる。

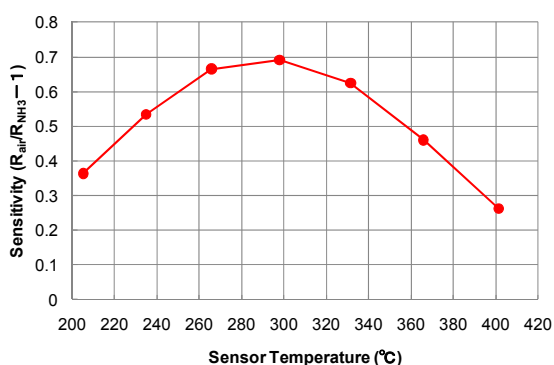


図 V.1.4.3 (iv) .3-3 2mm 角センサチップにおける NH_3 400ppb に対する感度の温度依存性

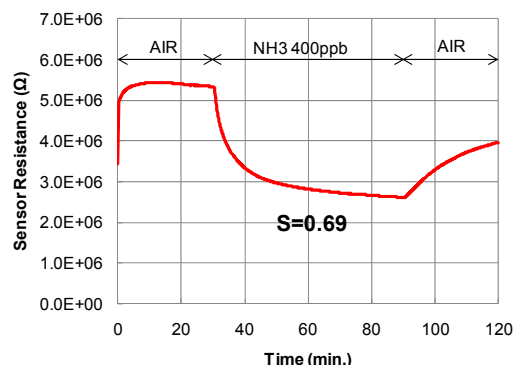


図 V.1.4.3 (iv) .3-4 2mm 角センサチップにおける NH_3 400ppb に対する応答 (センサ温度 298°C)

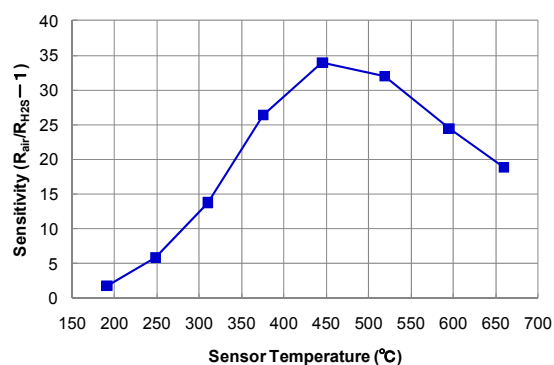


図 V.1.4.3 (iv) .3-5 2mm 角センサチップにおける H₂S 260ppb に対する感度の温度依存性

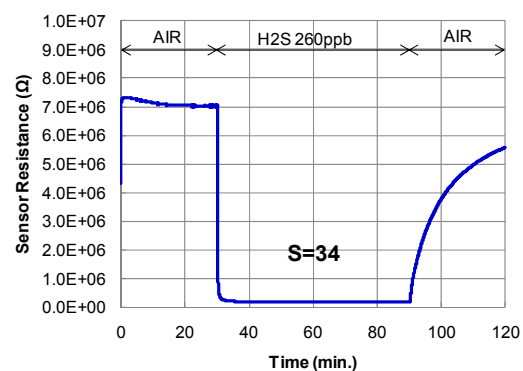


図 V.1.4.3 (iv) .3-6 2mm 角センサチップにおける H₂S 260ppb に対する応答 (センサ温度 445°C)

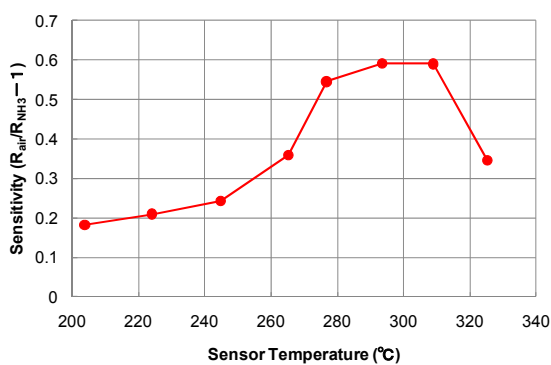


図 V.1.4.3 (iv) .3-7 1mm 角センサチップにおける NH₃ 500ppb に対する感度の温度依存性

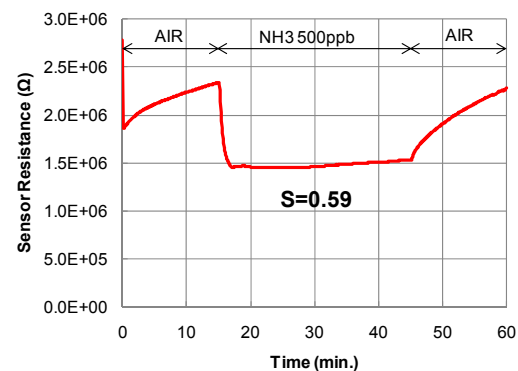


図 V.1.4.3 (iv) .3-8 1mm 角センサチップにおける NH₃ 500ppb に対する応答 (センサ温度 293°C)

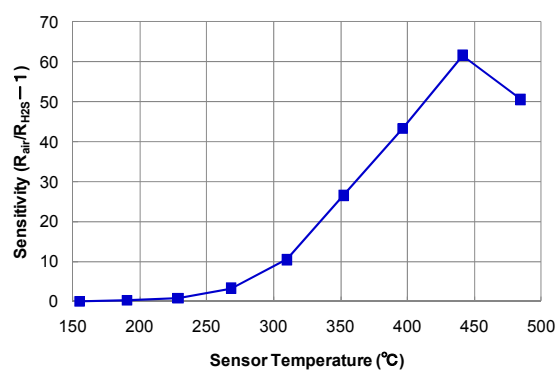


図 V.1.4.3 (iv) .3-9 1mm 角センサチップにおける H₂S 500ppb に対する感度の温度依存性

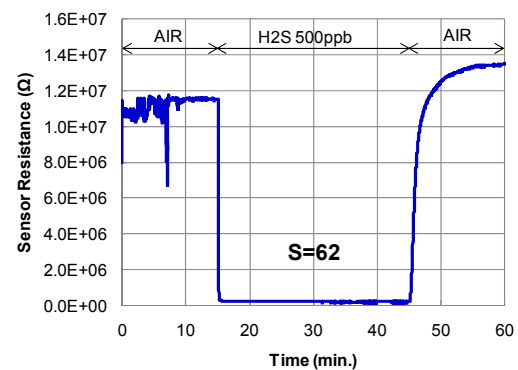


図 V.1.4.3 (iv) .3-10 1mm 角センサチップにおける H₂S 500ppb に対する応答 (センサ温度 441°C)

表 V.1.4.3 (iv) .3-1 NH₃ に対する最大感度時のセンサ特性の比較

	2mm 角	1mm 角
感度／ガス濃度	0.69／400ppb	0.59／500ppb
検出限界(ppb)	1.7	2.5
消費電力(mW)	61	31
センサ温度()	298	293

表 V.1.4.3 (iv) .3-2 H₂S に対する最大感度時のセンサ特性の比較

	2mm 角	1mm 角
感度／ガス濃度	34／260ppb	62／500ppb
検出限界(ppb)	0.023	0.024
消費電力(mW)	91	48
センサ温度()	445	441

以上の実験結果を整理し、考察・検討した内容を以下にまとめる。

感度については、まず我々の試作したセンサは NH₃ に対する感度に比べ、H₂S に対する感度が二桁程度も高く、H₂S に対して非常に高感度であるということがわかった。検出限界として、最高で NH₃ で 1.7ppb、H₂S で 0.023ppb とそれぞれ ppb レベルの感度を持つことが確認できた。2mm 角と 1mm 角の感度を比較するとやや 2mm 角の方が大きい傾向があるがセンサ間のばらつきの範囲内であり、ほぼ同等であると言える。理想的なモデルで考えると、単位体積当たりのガス吸着表面積が変化しないならば、感度はガス感応膜の面積には依存しないはずなので、妥当な結果だと言える。

最大感度が得られる消費電力については、まず図 V.1.4.3 (iv) .2-3 のシミュレーション結果から、旧構造センサチップの消費電力は NH₃ 測定時 (295℃) で 482mW、H₂S 測定時 (445℃) で 749mW となる。この値と比較すると、新構造センサチップの 2mm 角で約 1/8、新構造の 2mm 角から 1mm 角でさらに約 1/2 の消費電力の低減がなされており、旧構造のセンサチップに比べ、新構造のセンサチップは大幅な消費電力の低減が実現できている。2mm 角と 1mm 角では感度には大きな差がないので、より消費電力の低い 1mm 角のセンサチップが有利であると言える。

(iv) - 4 スパッタ成膜による WO₃ 薄膜センサの評価

前章までに評価したガスセンサの WO₃ 膜は化学的に合成した WO₃ 結晶を含む懸濁液をマイクロディスペンサーでセンサチップ上へ滴下・焼成する方法で成膜している。この手法では膜厚等の正確な制御が難しく、センサ特性の大きなばらつきに繋がり、実用上問題となる。そこでスパッタ成膜によってセンサチップ上へ WO₃ 膜を形成することで、膜厚を精度よく制御することができ、特性にばらつきの少ないガスセンサを作製することができ

と考え、スパッタ成膜による WO₃ 薄膜センサを実際に試作し、ガス検知特性の評価を行った。

スパッタによる WO₃ 成膜条件を表 V.1.4.3 (iv) .4-1 にまとめる。ターゲットをタングステン（純度 99.5%）とし、Ar 50%、O₂ 50%の雰囲気中で反応性スパッタリングを行い、センサチップ上に WO₃ 膜を形成した。センサチップは試作の都合上、旧構造のものを用いた。

表 V.1.4.3 (iv) .4-1 スパッタによる WO₃ 成膜の成膜条件

スパッタ装置	雰囲気	真空度	RF パワー	基板温度	成膜時間
ULVAC 製 SH-100 (RF スパッタ)	Ar=50% O ₂ =50%	6 × 10 ⁻¹ Pa	500 W	70	120 分

試作したスパッタ WO₃ 薄膜センサの NH₃ および H₂S に対する感度を評価した。測定は図 V.1.4.3 (iv) .3-2 で示した系を用いて、センサセルの周囲温度は 25°C、ガスの相対湿度は 30%になるよう調節して測定を行った。NH₃ に対する感度は非常に小さく評価できなかった。一方、H₂S に対してはある程度の感度を持つことがわかった。H₂S に対する感度の温度依存性の測定結果、および最大感度時のセンサ応答の様子を図 V.1.4.3 (iv) .4-1 および図 V.1.4.3 (iv) .4-2 に示す。測定結果より、最大感度はセンサ温度が 240°C の時に得られ、H₂S 500ppb に対して S=3.7 となっており、検出限界としては 0.4ppb と見積もられる。従来の WO₃ 膜でのセンサと比較すると、表 V.1.4.3 (iv) .3-2 で示したように、2mm 角のセンサチップにおいて、最大感度はセンサ温度 445 で、H₂S 260ppb に対して S=34、検出限界が 0.023 であったので、感度としてはスパッタ WO₃ 膜の方が 1 桁以上小さい。しかし最大感度が得られるセンサ温度が従来の WO₃ 膜に比べ、大幅に低いので、消費電力の低減にはスパッタ WO₃ 膜の利用が効果的であると言える。今後、スパッタ条件、膜厚、電極構成等を最適化することでさらなる感度向上が図れれば、スパッタによる WO₃ 成膜は、実用上、非常に有用なセンサ作製手法となりえることがわかった。

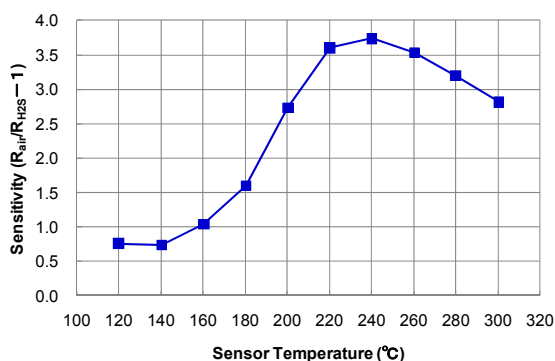


図 V.1.4.3 (iv) .4-1 H₂S 500ppb に対する感度の温度依存性

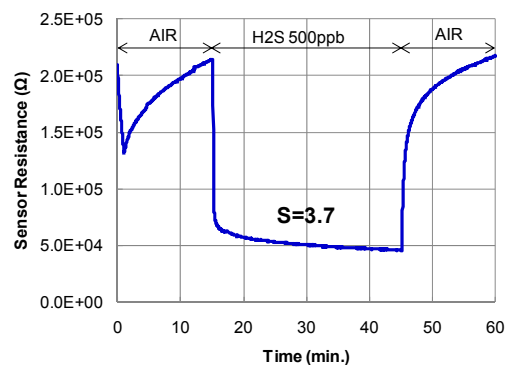
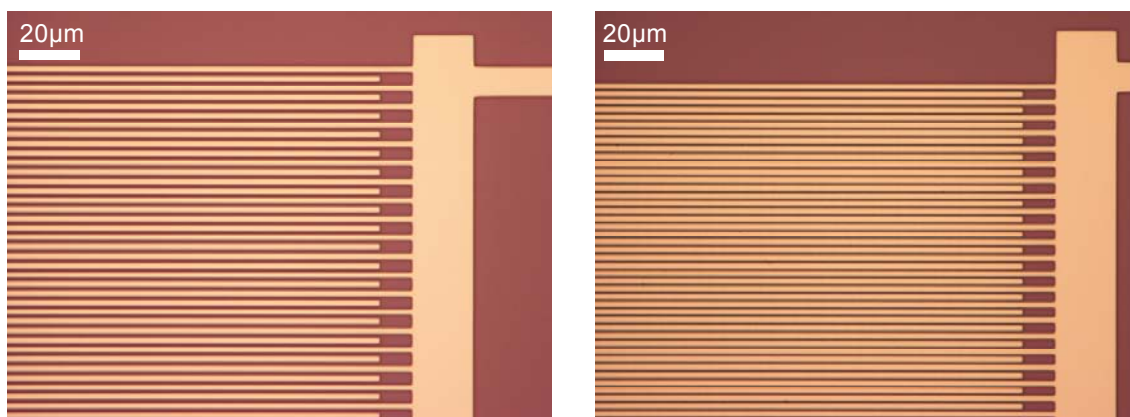


図 V.1.4.3 (iv) .4-2 H₂S 500ppb に対する応答 (センサ温度 240°C)

(iv) - 5 ナノギャップ櫛歯電極による高感度化の検証

半導体ガスセンサにおいて、検知膜の抵抗値測定のために設けられたセンサチップ上の電極の両極間の距離が小さいほど感度が上がることが知られている[7]。特に電極間距離が数十 nm～数百 nm である時に高感度化の効果が大きい。前章までに述べてきた今回我々が開発したガスセンサはすでに ppb レベルの感度を持つ高感度なセンサを実現できているが、スパッタ成膜を用いた WO_3 センサにおいては特に NH_3 に対してはまだまだ感度向上が必要である。そこでこのナノギャップ効果を用いて、更なる高感度化を図れるかどうかを検証した。

ナノギャップ効果による高感度化を検証するため、櫛歯電極の電極間距離が従来のセンサチップでは $5\mu\text{m}$ であったが、 $1\mu\text{m}$ および $0.5\mu\text{m}$ まで小さくしたセンサチップを試作した。櫛歯電極の材質は Pt とし、Si 基板上に酸化膜を挟んで Pt を成膜した後、電子線露光装置によってマスクを形成し、ドライエッチングによって、線幅/線間 = $2\mu\text{m}/1\mu\text{m}$ および $2\mu\text{m}/0.5\mu\text{m}$ の櫛歯電極を形成した。このセンサチップはヒーター構造を持たないため、電気炉等で外部から加熱して評価する必要がある。試作したセンサチップの櫛歯電極部の顕微鏡写真を図 V.1.4.3 (iv) .5-1 に示す。



ギャップサイズ $1.0\mu\text{m}$

ギャップサイズ $0.5\mu\text{m}$

図 V.1.4.3 (iv) .5-1 ナノギャップ櫛歯電極加工後の顕微鏡写真

試作したナノギャップ櫛歯電極センサチップ、および従来のギャップサイズ $5\mu\text{m}$ のセンサチップにそれぞれ従来の手法 (図 V.1.4.3 (iv) .3-1) で WO_3 膜を成膜し、出来上がったセンサの NH_3 に対する感度を評価した。測定は図 V.1.4.3 (iv) .3-2 で示した系を用いて、センサセルの代わりに電気炉の中にセンサを入れ、炉の温度を 240°C に設定し、ガスの相対湿度は 30% になるよう調節して測定を行った。 NH_3 500ppb に対する応答の様子を図 V.1.4.3 (iv) .5-2、その結果から得られたギャップサイズと感度の関係を図 V.1.4.3 (iv) .5-3 に示す。これらの結果から明らかなように、櫛歯電極のギャップサイズが小さくなるほど NH_3 に対する感度が向上することが確認でき、ナノギャップ効果を実証できた。ギャップ

サイズを $5\mu\text{m}$ から $0.5\mu\text{m}$ にすると感度が約 6 倍になり、ナノギャップ櫛歯電極を採用することで、更なる感度向上が見込めることがわかった。

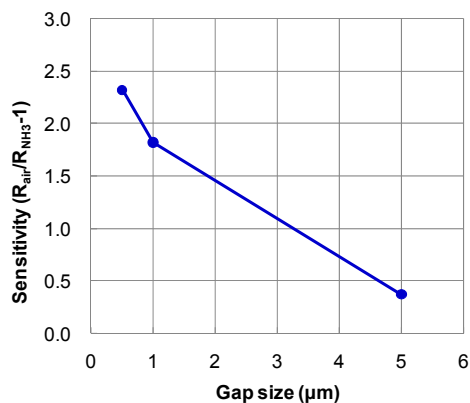
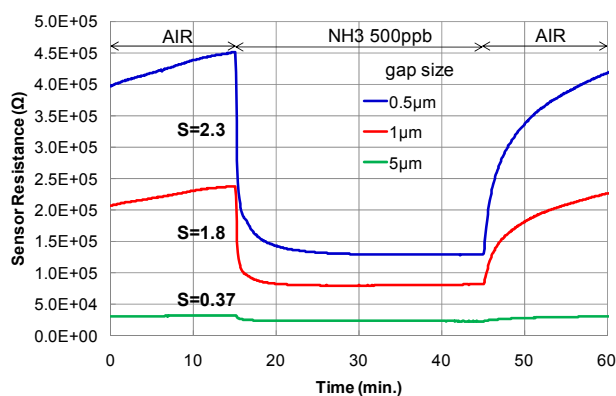


図 V.1.4.3 (iv) .5-2 ナノギャップ櫛歯電極センサの NH_3 500ppb に対する応答 (センサ温度 240°C)

図 V.1.4.3 (iv) .5-3 ギャップサイズと感度の関係

(iv) - 6 結論

本研究ではクリーンルームの消費電力削減のため、ドラフトの排気量制御に用いることのできる高感度・低消費電力のガスセンサの開発を行った。ターゲットガスは酸・アルカリ系のガスとして、 NH_3 と H_2S とし、ppb レベルの検知性能を有する実用的なガスセンサの開発を目標とした。本研究により以下の成果が得られた。

MEMS センサチップの省電力化設計により、クリーンルーム内汚染ガス (NH_3 , H_2S) を ppb レベルで検知可能な従来のセンサチップ構造に比べ、大幅に耐熱性が向上し、低消費電力化された MEMS ガスセンサを開発した。耐熱温度 500°C 以上で、 NH_3 に対する検出限界は 2ppb、消費電力は 482mW から 31mW に低減、 H_2S に対する検出限界は 0.02ppb、消費電力は 749mW から 48mW に低減を達成した。更なる低消費電力化にはセンサの間欠動作および初期応答からの感度推定等を行うことで実現可能となる。

スパッタ成膜による WO_3 薄膜センサを評価した結果、 NH_3 に対しては感度は認められなかったが、 H_2S に対しては従来の WO_3 膜のセンサに比べ、一桁程度低いながら、ppb レベルの検出限界を有することを確認した。そしてセンサ温度が従来の WO_3 膜のセンサに比べ、大幅に低い温度で動作が可能で、更なる消費電力の低減に効果的である。今後、スパッタ条件・膜厚・電極構成等の最適化で更なる高感度化を実現できれば、スパッタ成膜による WO_3 膜の形成により、高安定性・高再現性・ばらつき小・生産効率向上が期待でき、実用上非常に有用なセンサ作製手法となりえる。

ナノギャップ櫛歯電極を採用することで更なる高感度化が見込めることを実証した。ギャップサイズ $5\mu\text{m}$ から $0.5\mu\text{m}$ にすることで、感度が約 6 倍向上した。今後、ギャッ

プサイズをさらに小さくすることでどこまで感度向上が見込めるか検討し、最適なギャップサイズを見出し、スパッタ WO₃ 薄膜センサと組み合わせることで、更なる高感度・低消費電力でかつ生産効率が高く、実用性の高いガスセンサを実現することができる。

以上のように、本研究では、MEMS 技術により高感度化・低消費電力化を図った NH₃、H₂S に対する世界最高水準の検出感度を有する半導体ガスセンサを実現した。本成果を他種の半導体ガスセンサに適用すれば、様々なガスに対して高感度・低消費電力のガスセンサの実現が可能となる。また本成果により、半導体ガスセンサのセンサネットワークへの適用が容易となり、高機能センサネットワークにガス計測の要素が加わり、付加価値が向上し、新たな市場の創造につながる。

実用化に向けての課題としては、センサ応答の安定性・再現性・選択性の向上、製作ばらつきの改善があげられる。これらの課題の解決には WO₃ の成膜条件のばらつきを抑え、膜の耐環境性の向上が必要であり、スパッタによる WO₃ 成膜条件、膜厚、アニール条件、電極構造の最適化等の検討が鍵を握っていると思われる。これらの課題が解決されれば実用的な小型・高感度・低消費電力・低コストのガスセンサが実現でき、ドラフト排気の制御や都市環境の広域大気汚染モニタリング等、センサネットワークに適合した今までにないガス計測応用技術へ展開できる。

1. 論文・学会発表・特許

- [1]【学会発表】Dzung Viet Dao, Takeshi Hashishin, Jun Tamaki, Ling-Han Li, Kyoji Shibuya, Susumu Sugiyama: “Development of a Miniaturized NO₂ Gas Sensor Based on Nanoparticles WO₃ Thin Film on Interdigitated Electrodes”, IEEE Sensors 2010 (November 1-4, 2010, Waikoloa, Hawaii USA) B1L-C3.
- [2]【学会発表】Dzung Viet Dao, Kyoji Shibuya, Tung Thanh Bui and Susumu Sugiyama: “Micromachined NH₃ Gas Sensor with ppb-level Sensitivity Based on WO₃ Nanoparticles Thinfilm”, Eurosensors 2011 (September 4-7, 2011, Athens, Greece) submitted.
- [3]【特許】半導体ガスセンサ（高感度化を容易に実現できる半導体ガスセンサの構造に関するもの）出願準備中

2. 参考文献

- [1] Xusheng Wang, Norio Miura and Noboru Yamazoe: “Study of WO₃-based sensing materials for NH₃ and NO detection”, Sensors and Actuators B **66** (2000) 74–76.
- [2] Vibha Srivastava and Kiran Jain: “Highly sensitive NH₃ sensor using Pt catalyzed

- nonaqueous sol–gel route”, *Sensors and Actuators B* **145** (2010) 847–853.
- [4] Jun Tamaki, Kengo Shimano, Yoshihiro Yamada, Yoshifumi Yamamoto, Norio Miura and Noboru Yamazoe: “Dilute hydrogen sulfide sensing properties of CuO–SnO₂ thin film prepared by low-pressure evaporation method”, *Sensors and Actuators B* **49** (1998) 121–125.
- [5] Chandra Sekhar Rout, Manu Hegde and C.N.R. Rao: “H₂S sensors based on tungsten oxide nanostructures”, *Sensors and Actuators B* **128** (2008) 488–493.
- [6] Vivek Kumar, Shashwati Sen, K.P. Muthe, N.K. Gaur, S.K. Gupta and J.V. Yakhmi: “Copper doped SnO₂ nanowires as highly sensitive H₂S gas sensor”, *Sensors and Actuators B* **138** (2009) 587–590.
- [7] Jun Tamaki, Akira Miyaji, Jiro Makinodan, Shunsuke Ogura and Satoshi Konishi: “Effect of micro-gap electrode on detection of dilute NO₂ using WO₃ thin film microsensors”, *Sensors and Actuators B* **108** (2005) 202–206.

(v) 振動発電を中心とした小型高効率発電デバイス

(v) .1 研究の目的

軟 X 線を用いたエレクトレットの新しい荷電方法の高速化を目指すとともに,従来デバイスよりも MEMS プロセスとの整合性が高く,小型化に有利な楕歯型エレクトレット発電器の原理検証を行う.また,体温を用いた新しい環境低負荷の熱電発電器の基礎検討を実施し方針を明確化する.

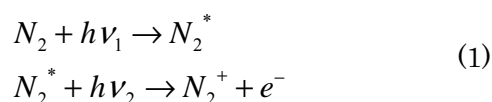
(v) .2 各研究内容の検討

(v) .2.1 新しい荷電法を用いた楕歯型 MEMS 発電器の検討

Suzuki et al [1],Miki et al [2] は,パリレン樹脂をばねとして用いた一体型の振動型エレクトレット MEMS 発電器を試作し,38Hz, 1G の振動条件において, 発電出力 3.8 μ W を実現している.しかし,この一体型発電器では,シリコン基板およびガラス基板上に別々にエレクトレット膜・電極を形成し,エレクトレット膜を荷電した後,最後にエレクトレット膜と電極が対向するようアセンブリする必要があった(図 V.1.4.3 (v) .2.).現在, エレクトレットを用いない静電誘導発電器としては,楕歯型電極を用いたものが試作されている[3]. エレクトレットへの荷電方法は, コロナ荷電法が一般的であるが, この方法で楕歯型の側壁に成膜したエレクトレットへの荷電を行った場合, 開口部に電荷が集中し, 静電反発力により内部までコロナイオンが侵入することができず, 十分な荷電量を得られない(図 V.1.4.3 (v) .2.1-2).

別の荷電方法に, Hagiwara ら[4]が開発した軟 X 線照射による荷電方法がある. 気体に波長が 0.1~10 nm の軟 X 線を照射すると気体が電離し, 生じたイオンや電子をバイアス電圧で分離して荷電を行うものである. 楕歯型デバイスに対してこの方法で荷電すると, 狭ギャップの中で気体が電離するため側壁エレクトレットへの荷電が可能である(図 V.1.4.3 (v) .2.1-3). しかし, 電荷が飽和するまでに 30 分以上もの長い時間を要する. これは軟 X 線の吸収率が非常に小さいことに起因している. 窒素の場合, 吸収率は 0.02%である.

一方で, 軟 X 線よりも吸収率が大きい波長が 120~160 nm の真空紫外線(Vacuum UltraViolet, VUV)を用いることで, 非パターン膜に対し, より短時間での荷電が可能であるという予備的な結果が得られている(図 V.1.4.3 (v) .2.1-4). VUV は大気圧下ではすぐに吸収されてしまうが, 数 Pa 程度の低圧下において直進性が得られる. この方法では式(1)に示した 2 光子吸収反応によって電離が起こる.



気体を電離した後, バイアス電圧により正イオンまたは電子のみをエレクトレット膜へ帯電させる. VUV の吸収率は図 V.1.4.3 (v) .2.1-5 に示すように 1 Pa で 4%と軟 X 線に比

べ 100 倍以上大きくなっており，短時間での荷電が期待できる。

そこで本研究では，VUV 照射荷電法を確立し，櫛歯型デバイスに適用することを目的とする。

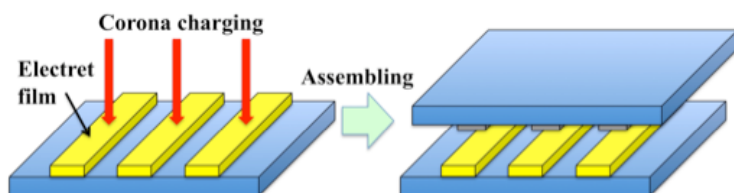


図 V.1.4.3 (v) .2. 一体型 MEMS 発電器におけるアセンブリ

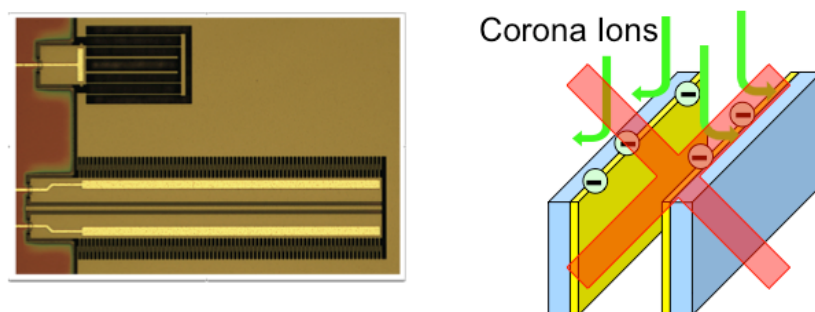


図 V.1.4.3 (v) .2.1-2 コロナ荷電では櫛歯電極の開口部に電荷が溜まり，側壁部への荷電が困難[3]

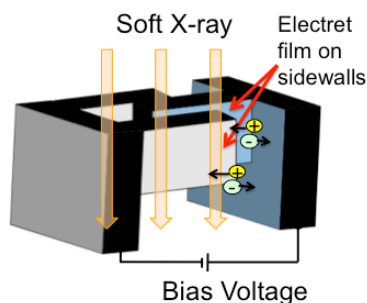


図 V.1.4.3 (v) .2.1-3 軟 X 線による垂直エレクトレットの荷電

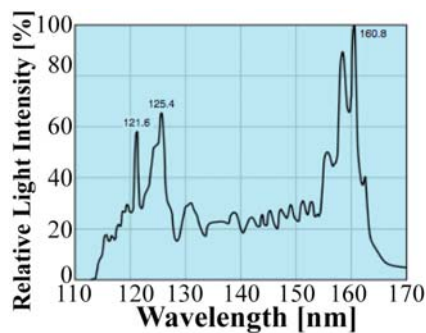


図 V.1.4.3 (v) .2.1-4 真空紫外線（波長 120~160 nm）における吸収率 [1]

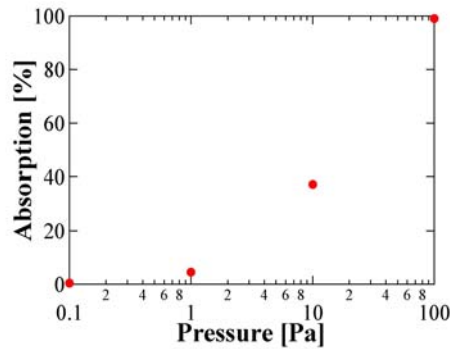


図 V.1.4.3 (v) .2.1-5 真空 UV 荷電法における圧力に対する吸収率

(v) .2.2 VUV 照射荷電法の検討

図 V.1.4.3 (v) .2.2-1 に製作した VUV 荷電装置の概念図を示す。紫外線源として DUV ランプ L1835 (浜松ホトニクス製) を使用し、紫外線が直接サンプルにあたらないように配置した。エレクトレット下部電極へかけるバイアス電圧源および電流計としてソースメジャーユニット Model 2410 (ケースレーインスツルメンツ製) を使用した。窒素ガスはボンベから導入し、マスフローコントローラ SCE-E40 (堀場エステック製) を用いて流量の制御を行い、バタフライバルブと電離真空計 GI-M2 (アルバック製) を用いてチャンバ内の圧力を制御した。

荷電はまず 5×10^{-3} Pa まで真空引きを行い、窒素を導入、圧力調整の後に紫外線照射、バイアス電圧を所定の時間印加した。また、エレクトレット膜は高い表面電荷密度をもつ CYTOP (旭硝子製) を採用し、低抵抗の Si 基板上にスピコートで成膜した。荷電後の表面電位は表面電位計 Model 279 (モンローエレクトロニクス) で測定した。

エレクトレット膜の電荷保持特性を他の荷電方法と比較するために TSD (Thermally Stimulated Discharge) 測定を行った。これは図 V.1.4.3 (v) .2.2-2 に示すようにあらかじめ荷電したエレクトレット膜を室温から徐々に加熱し、その漏れ電流を測定する手法であり、電流値がピークとなる温度から電荷保持特性を評価することができる。

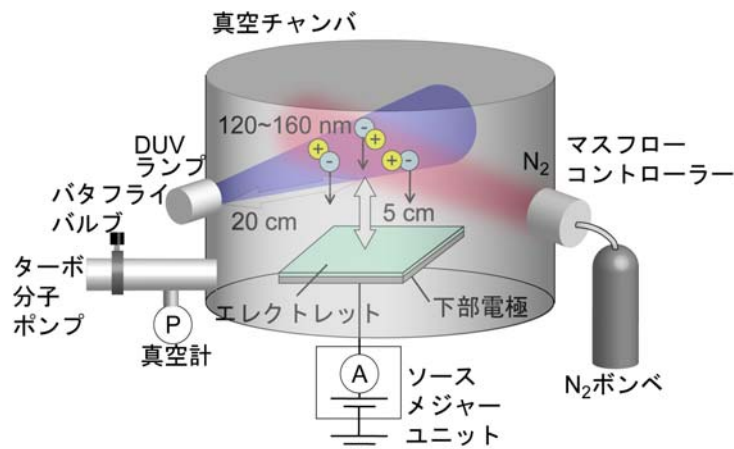
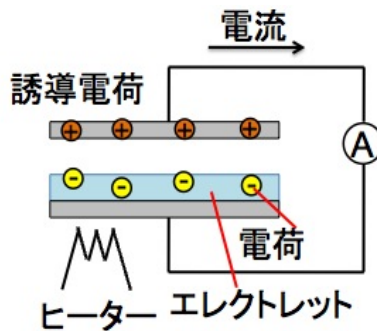


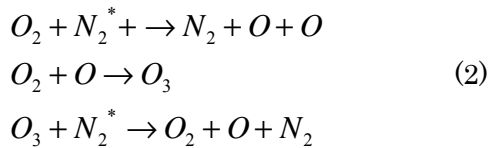
図 V.1.4.3 (v) .2.2-1 真空紫外線荷電装置の概念図



図V.1.4.3 (v) .2.2-2 電荷保持特性を測定する TSD の概念図

(v) .3.1 VUV 照射荷電条件の検討および荷電評価

図に気体の種類に対する荷電結果を示す。使用した気体はドライエア、窒素(99.9%)，高純度窒素(99.9995%)の 3 種類である。窒素の純度をあげることによって荷電量が大きく上昇している。これは、酸素が存在すると式(2)に示した反応が起こり、窒素の電離が阻害されるためであると考えられる。以降の実験で 99.9995%の窒素を使用した。



次に、荷電条件を最適化するためエレクトレットを成膜していない Si 基板を用いてイオン電流の測定を行った。図V.1.4.3 (v) .3.1-2 に窒素流量を変化させたときのイオン電流を示す。イオン電流は窒素流量に依存しないことがわかる。そのため、流量は 5 sccm とした。図V.1.4.3 (v) .3.1-3 に圧力を変化させた場合のイオン電流の変化を示す。高バイアス電圧印加時の破線部分は電極とチャンバの間で放電が起きてしまい、測定不可能であった領域である。イオン電流は最大で 1.5 Pa のときに 70 μ A であった。コロナ荷電では 2 μ A，軟 X 線では 0.1 μ A であり、非常に大きなイオン電流が得られた。また、この結果より 5 Pa 付近でイオン電流が最大になることがわかる。得られる表面電位はバイアス電圧と同程度であるため、できるだけ大きなバイアス電圧がかけられることが望ましいが、チャンバの構造や大きさを最適化することで +1.0 kV のバイアス電圧でも放電を起こさないようにすることができるといえる。

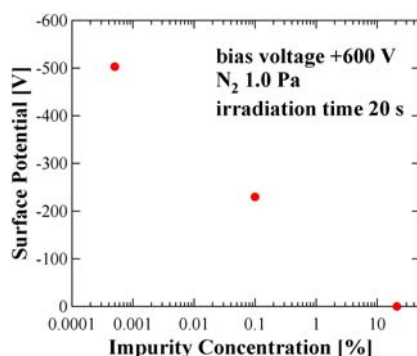
イオン電流の基礎的な知見が得られ荷電条件がある程度把握できたため、CYTOP を成膜した Si 基板を用いて表面電位を評価した。図V.1.4.3 (v) .3.1-4 に圧力を変化させた場合の表面電位を示す。0.1~0.5 Pa が最適であることがわかった。これは 5 Pa 程度で最大となるイオン電流の傾向と一致していない。その原因は荷電粒子の平均自由行程にあると考えられる。0.1 Pa での平均自由行程は 6 cm であるのに対し、1 Pa では 0.6 cm である。一方、イオン発生エリアとエレクトレット基板との距離は 5 cm であるから 1 Pa では荷電粒

子がエレクトレット膜へ到達する前に再結合する割合が大きくなっていると考えられる。

図V.1.4.3 (v) .3.1-5 に荷電時間と表面電位の関係を示す。わずか 2 秒間で表面電位は飽和しており、コロナ荷電 (2 分)、軟 X 線荷電 (30 分) に比べ 100 分の 1 以下の非常に短い時間で荷電できることがわかった。図V.1.4.3 (v) .3.1-6 に荷電後の表面電位の経時変化を示す。荷電条件によらず 3500 時間以上経過してもまったく減衰していない。

図V.1.4.3 (v) .3.1-7 に TSD 測定の結果を示す。測定サンプルは Si 基板上に成膜した CYTOP 15 μm である。電流がピークとなる温度は 141 $^{\circ}\text{C}$ となった。一方でコロナ荷電法ではピーク温度は 150 $^{\circ}\text{C}$ であるため、VUV で荷電したもののほうが 9 $^{\circ}\text{C}$ ほど低くなっている。この理由は、以下のように考えられる。一般にポリマーエレクトレットでは、荷電中にガラス転移温度以上に加熱することで安定な電荷保持特性が得られる。コロナ荷電では CYTOP を加熱し荷電しているが、現在の VUV 荷電装置では加熱するための機構が備わっていないため室温で荷電している。そのために電荷保持特性が低くなっている可能性がある。

次に、櫛歯型デバイスへ適応するため狭ギャップ構造への荷電を検討した。具体的には、図V.1.4.3 (v) .3.1-8 のようにエレクトレット下部電極にバイアス電圧を印加し、70 μm のギャップをカプトンテープによって保持し、電気的に浮いている対向電極を配置した。荷電後に表面電位計にて開口部からどのくらいの深さまで荷電できているかを評価した。図V.1.4.3 (v) .3.1-8 は荷電時間を変化させた場合の結果である。荷電時間が 10 秒の場合には不十分であるが、時間をのばすに従い深くまで荷電されていることがわかる。3 分間の荷電によりギャップ幅である 70 μm の 100 倍の深さまで荷電できているので十分と判断した。また、+1 kV のバイアス電圧に対し表面電位は -400 V と十分な値が得られていない。これは対向電極を浮かせているためである。図V.1.4.3 (v) .3.1-9 は圧力を変化させた場合の測定結果である。圧力の上昇に伴い、イオン電流が大きくなるため表面電位は上昇している。一方、電子の平均自由行程が短くなるため荷電できる深さは浅くなってしまっている。



図V.1.4.3 (v) .3. 真空 UV 法における、気体の種類に対する荷電結果

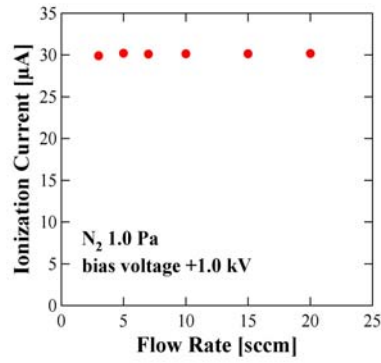


図 V.1.4.3 (v) .3.1-2 窒素流量を変化させた時のイオン電流 (Si 基板)

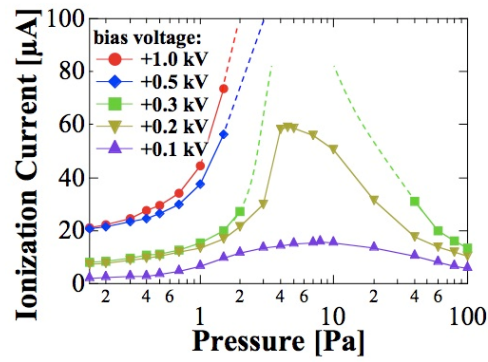


図 V.1.4.3 (v) .3.1-3 圧力を変化させた時のイオン電流 (Si 基板)

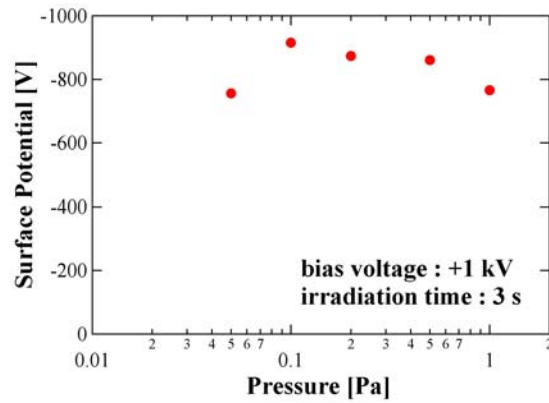


図 V.1.4.3 (v) .3.1-4 圧力を変化させた時のイオン電流 (CYTOP 膜 / Si)

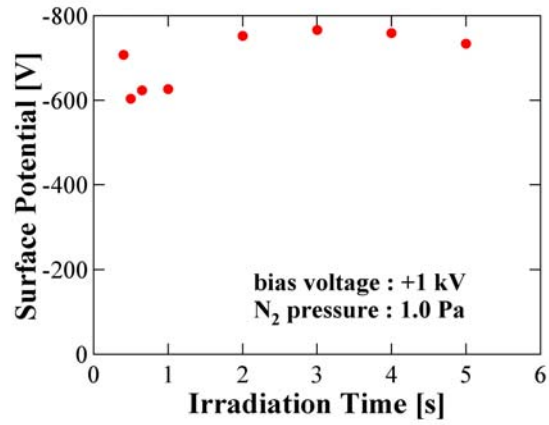


図 V.1.4.3 (v) .3.1-5 荷電時間を変化させた時のイオン電流 (CYTOP 膜 / Si)

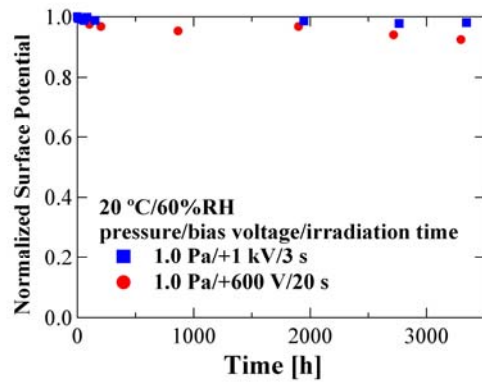


図 V.1.4.3 (v) .3.1-6 荷電後の表面電位の経時変化 (CYTOP 膜 / Si)

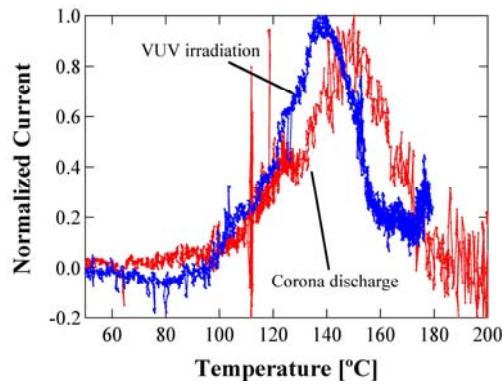


図 V.1.4.3 (v) .3.1-7 TSD による電荷保持特性 (CYTOP 膜 / Si)

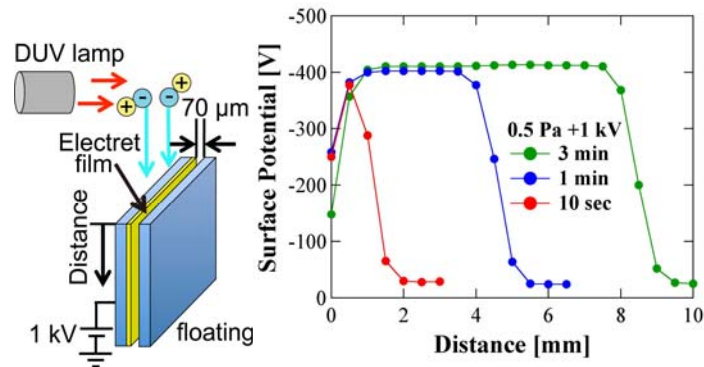


図 V.1.4.3 (v) .3.1-8 狭ギャップ構造への荷電の概念図と荷電時間変化による表V面電位

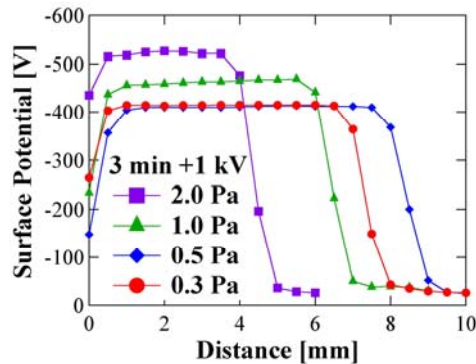


図 V.1.4.3 (v) .3.1-9 狭ギャップ構造への荷電における圧力変化に対する表面電位

次のステップとして、垂直エレクトレットとしての特性を評価するため、DRIEでSi基板上に7 μmのギャップで深さ90 μmの溝を製作し、そこにpolyeneを1 μmの厚さで成膜したものに荷電を行った。モノロー製の表面電位計は分解能が1 mmであるため今回のサンプルは測定不能である。そこで走査プローブ顕微鏡SPM-9600（島津製作所製）の表面電位測定モード（KFMモード）で計測を行った。カンチレバーは分解能が数十nmであるEFM-10（Nano World製）を使用した。具体的には、エレクトレット膜をVUVにより荷電し、溝の部分で2つに割り、図V.1.4.3 (v) .3.0に示すようにその側壁を走査プローブ顕微鏡によって測定した。測定部位の開口部からの距離は取得した写真の画像解析から求めている。荷電条件は、100 V, 1 Pa, 3分で、背圧が 5×10^{-3} Paある。各エレクトレット膜の測定した表面電位を図V.1.4.3 (v) .3.1に示す。

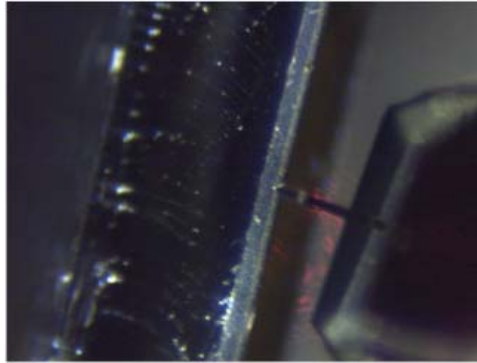


図 V.1.4.3 (v) .3.0 走査プローブ顕微鏡による側壁の表面電位の測定

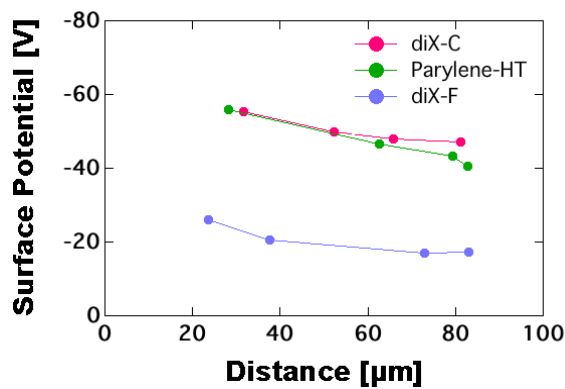


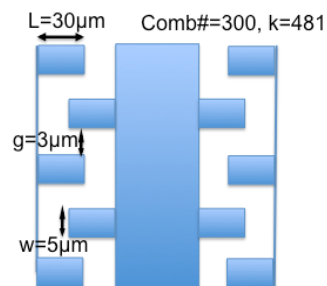
図 V.1.4.3 (v) .3.1 狭ギャップ ($7\mu\text{m}$) における表面電位と電位分布

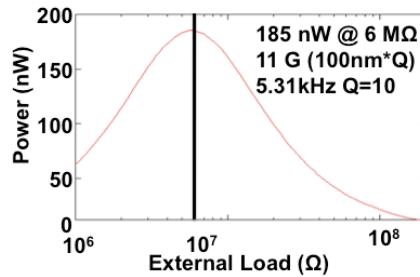
(v) .3.2 垂直エレクトレット用いた楕歯型 MEMS 発電器の設計と試作

初期プロトタイプ的设计として,表V.1.4.3 (v) .3.2-1 にプロトタイプ的设计パラメータを示す. 本パラメータの表面電位, デバイスサイズ, および寄生容量は Honzumi ら[5]が製作した加速度デバイスの結果に基づく. また,本设计パラメータによる発電シミュレーションを図V.1.4.3 (v) .3.2-1 に示す. 出力は 181nW となり, 原理確認デバイスとして十分な発電量と考え, 本设计で試作・評価を行った.

表V.1.4.3 (v) .3.2-1 プロトタイプ的设计パラメータ

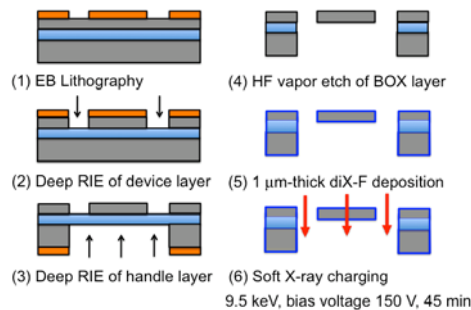
Surface Potential	52 V
Gap (Comb)	3 μm
Number (Comb)	300
Size	4mm x 3mm
Cp	50 pF
Mass	0.43 mg
Spring Constant	481
Resonant F	5.31 kHz
Output	181 nW@11G





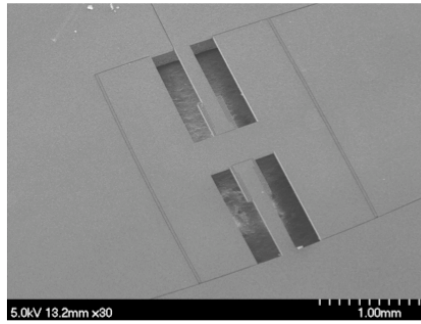
図V.1.4.3 (v) .3.2-1 プロトタイプデバイスの発電シミュレーション

図V.1.4.3 (v) .3.2-2 に楯歯型エレクトレット MEMS 発電器のプロセスチャートを示す。まず、厚膜の EB レジスト (OEBR-CAP2) を用いて、4 インチ SOI ウエハに EB 描画装置 (ADVANTEST, F52) によりパターニングをする (図V.1.4.3 (v) .3.2-2a) 。ばねと楯歯を形成するため、50 μm 厚の活性層を DRIE によりエッチングする (図V.1.4.3 (v) .3.2-2b) 。さらに、エレクトレット材料となるパリレンを蒸着する際に可動部がスティクションしないよう、裏面を DRIE でエッチングする (図V.1.4.3 (v) .3.2-2c,d) 。気相 HF による犠牲層エッチングでリリースを行い (図V.1.4.3 (v) .3.2-2e) ,その後 1.5- μm 厚の diX-F 膜を CVD を用いて、楯歯側壁に蒸着する (図V.1.4.3 (v) .3.2-2f) 。この製作したチップを PC 基板に固定し、軟 X 線 (X-ray : 9.5 keV, Bias Voltage : 150 V for 45 minutes) を用い diX-F 膜に荷電をし、垂直エレクトレット膜を形成する。

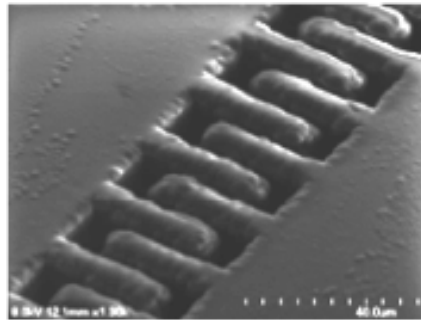


図V.1.4.3 (v) .3.2-2 垂直エレクトレットを持つ楯歯型 MEMS 発電器のプロセスチャート

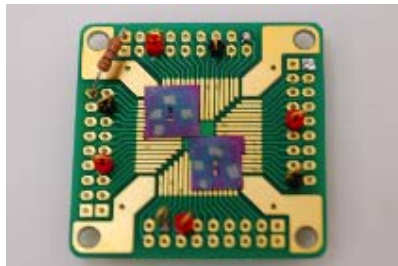
図V.1.4.3 (v) .3.2-3 に製作したデバイスの SEM 像を示す。本デバイスは、共振周波数に関わる中央部のマスを 6 μm 幅のシリコンばねで支持した構造である。さらに、エレクトレット用の diX-F 膜を蒸着後の、楯歯部分の拡大像を図V.1.4.3 (v) .3.2-4 に示す。この時の楯歯間のギャップは 1.5 μm である。また、治具基板にチップを固定した写真を図V.1.4.3 (v) .3.2-5 に示す。



図V.1.4.3 (v) .3.2-3 製作したデバイスのSEM像

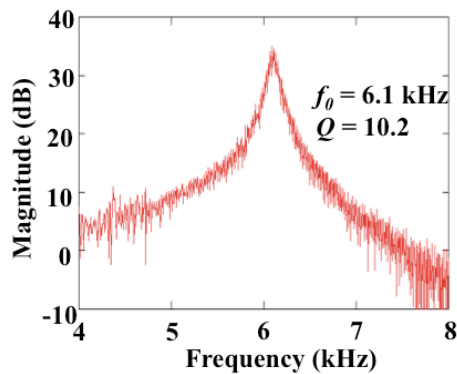


図V.1.4.3 (v) .3.2-4 エレクトレット用の diX-F 膜を蒸着後の、櫛歯部分の拡大像



図V.1.4.3 (v) .3.2-5 治具基板にチップを固定した写真

振動解析装置 (Polytec, MSA-500)を用いて、製作したデバイスの共振周波数を測定した。図V.1.4.3 (v) .3.2-6に示すように、6.1 kHzの共振周波数が測定された。また、Q値は10.2である。ちなみに、設計周波数は5.31 kHzである。



図V.1.4.3 (v) .3.2-6 製作したデバイスの周波数特性

製作したデバイスを電磁加振器 (ET-126B-1, Labworks) に固定して,面内振動を外部から加えた.また,レーザー変位計 (LC-2430, Keyence) を用いて,その時の変位を測定した.100 Hz以下のノイズを,FFTおよび逆FFTで取り除いた測定データを図V.1.4.3(v).3.2-7に示す.得られた出力電圧は 0.4 V_{pp},電力は 2 nW である.測定時の条件は,外部振動 500Hz,15G で,外付け抵抗は 10MΩ であった.

また,図V.1.4.3(v).3.2-8に出力電圧と外部振動の関係を示す.出力電圧は外部振動に対し線形性に近い特性を持ち,この結果から表面電位が約 95V と見積もられた.

一方,図V.1.4.3(v).3.2-1で示した本デバイスのシミュレーション結果と比較すると非常に小さい.これは,①共振周波数からかなり離れた周波数で振動させている.②櫛歯側壁の開口部から底面まで一様に荷電された条件でシミュレーションしている.そこで,試作したデバイスを共振 (6.1 kHz) で振動させた時の発電シミュレーション結果を図V.1.4.3(v).3.2-9に示す.外力10 G ,最適抵抗値 34 MΩ で約0.17 μW の発電が見積もられた.

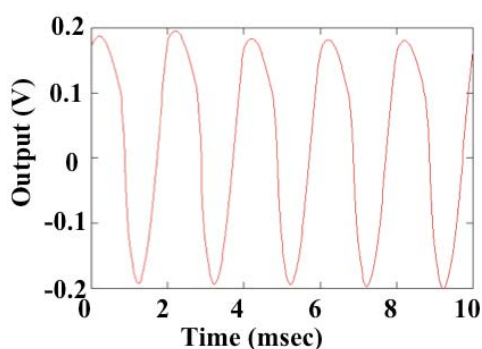


図 V.1.4.3 (v) .3.2-7 製作したデバイスの発電測定結果

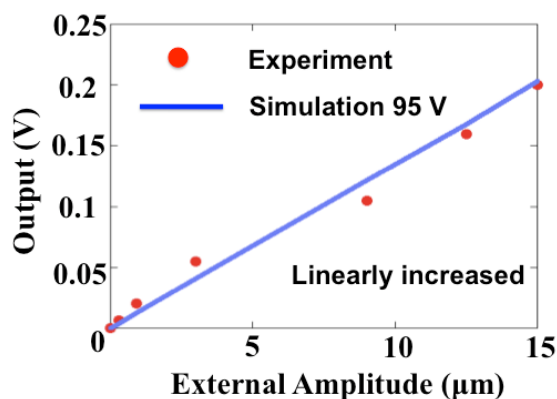


図 V.1.4.3 (v) .3.2-8 出力電圧と外部振動の関係

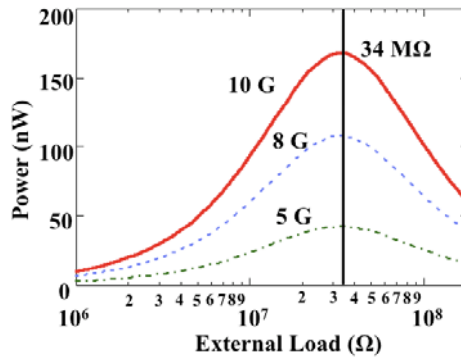


図 V.1.4.3 (v) .3.2-9 製作したデバイスを共振で振動させた時の発電量 (SIM)

次のステップとして、垂直エレクトレットの製作に真空UV荷電法を用いた評価を報告する。また、今回はエレクトレット用の膜にパリレンHTを用いた。パリレンHTは、図 .1.4.3 (v) .3.2-10のようにパリレンCの両側のメチル基の水素をフッ素置換した材料で、非常に高い電荷密度が測定されている [6]。

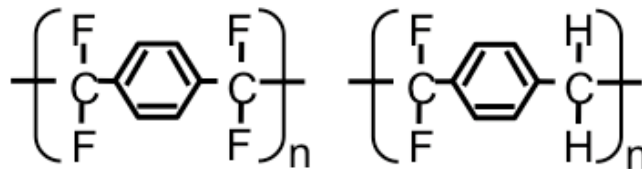
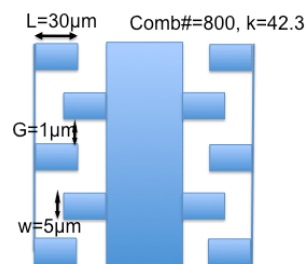


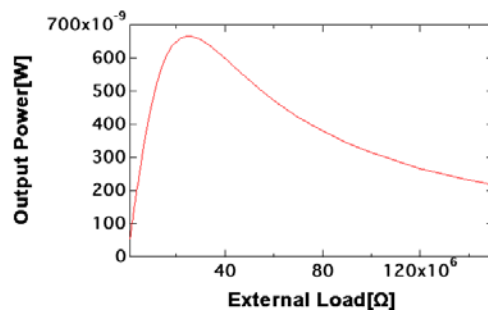
図 V.1.4.3 (v) .3.2-10 パリレンHT (左図 V.1.4.3 (v)) およびdIX-F (右図 V.1.4.3 (v)) の構造

μW レベルの出力を目指す改良型のデザインとして、表 V.1.4.3 (v) .3.2-2 にデザインパラメータを示す。本パラメータの表面電位、デバイスサイズ、および寄生容量はプロトタイプデバイスの結果に基づく。また、本デザインパラメータによる発電シミュレーションを図 V.1.4.3 (v) .3.2- に示す。出力は $0.67\mu\text{W}$ となり、改良型デバイスとして十分な発電量と考え、本デザインで試作・評価を行った。

表 V.1.4.3 (v) .3.2-2 改良型のデザインパラメータ

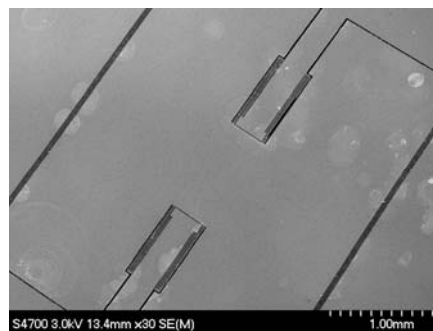
Surface Potential	95 V
Gap (Comb)	1 μm
Number (Comb)	800
Size	7mm x 6mm
Cp	2.6 pF
Mass	3.76 mg
Spring Constant	42.3
Resonant F	534 Hz
Output	$0.67 \mu\text{W}@1.5\text{G}$



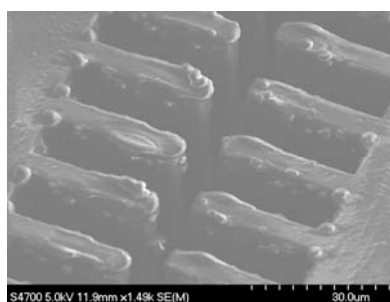


図V.1.4.3 (v) .3.2-11 改良型デバイスの発電シミュレーション

図V.1.4.3 (v) .3.2-12 に製作したデバイスのSEM像を示す。本デバイスは、共振周波数に関わる中央部のマスを $5\mu\text{m}$ 幅のシリコンばねで支持した構造である。さらに、共振周波数を下げるため、マスのサイズを大きくした。また、エレクトレット用のパリレン HT 膜を蒸着後の、櫛歯部分の拡大像を図V.1.4.3(v) .3.2-13 に示す。この時の櫛歯間のギャップは $1\mu\text{m}$ である。



図V.1.4.3 (v) .3.2-12 製作したデバイスのSEM像



図V.1.4.3 (v) .3.2-13 製作したデバイスの櫛歯部分の拡大像

製作したチップをPC基板に固定し、真空UV (Bias Voltage : 150 V for 3 minutes, 1 Pa) を用いパリレン HT 膜に荷電をし、垂直エレクトレット膜を形成する。

荷電後のデバイスを電磁加振器 (ET-126B-1, Labworks) に固定して、面内振動を外部から加えた。また、レーザー変位計 (LC-2430, Keyence) を用いて、その時の変位を測定した。100 Hz以下のノイズを、FFTおよび逆FFTで取り除いた測定データを図V.1.4.3(v) .3.2

図 V.1.4.3 (v) .3.2-14 に示す。得られた出力電圧は 0.1 V_{pp} 、電力は 1 nW である。測定時の条件は、外部振動 1.73 kHz 、 2 G で、外付け抵抗は $10 \text{ M}\Omega$ であった。

また、図 V.1.4.3 (v) .3.2-15 に出力電圧と外部振動の関係を示す。出力電圧は外部振動に対し線形性に近い特性を持ち、この結果から表面電位が約 62 V と見積もられた。

一方、本デバイスのシミュレーション結果と比較すると非常に小さい。これは、プロトタイプデバイスと比較して、寄生容量が非常に大きくなった (2.6 pF から 19.8 pF) からだと示唆される。この改良型デバイスは、共振周波数を下げるためデバイスサイズを大きくしたが、それにより寄生容量が増加してしまったため、最適なデバイスサイズの検討が必要であると考えられる。

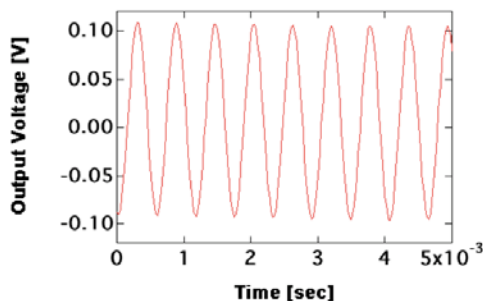


図 V.1.4.3 (v) .3.2-14 真空 UV 荷電による垂直エレクトレット発電器の測定結果

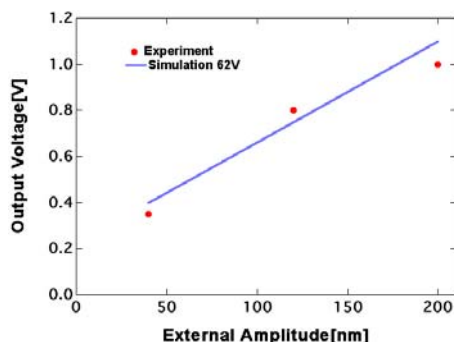


図 V.1.4.3 (v) .3.2-15 出力電圧と外部振動の関係

(v) .2.4 エレクトレットを用いた非定常熱発電デバイス

発電原理の概要図を図 V.1.4.3 (v) .2.3-1 に示す。表面に荷電された CYTOP と誘電体を図のように電極で挟む。誘電体の誘電率が温度によって変化することで、両電極に誘起される電荷量に変化し電流が流れ発電を行う。図 V.1.4.3 (v) .2.3-2 に構築した発電モデルを示す。 s , s_e , ϵ_1 , ϵ_2 , $C(t)$, C_e , E , E_e , σ_1 , σ_e , σ_2 , R , I , V はそれぞれ、誘電体、エレクトレットの静電容量、電場、下極板、エレクトレット表面、上極板の表面電荷密度、抵抗、電流、極板間電圧であり、面積は A である。

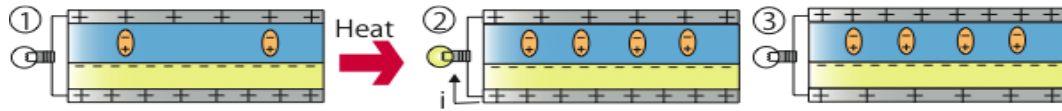


図 1.1.2.3-1 発電原理

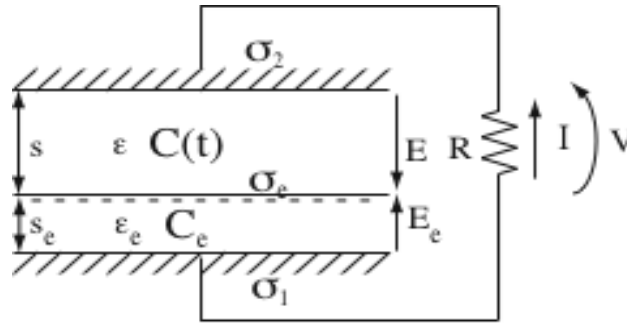


図 1.1.2.3-2 発電モデル

まずキルヒホッフの法則から以下の式が導出される。

$$V = s_e E_e - sE, \quad I = -A \frac{d\sigma_1}{dt} = A \frac{d\sigma_2}{dt} \quad (1)$$

次にガウスの法則から以下の式が導出される。

$$\sigma_1 = \epsilon_0 \epsilon_e E_e, \quad \sigma_2 = \epsilon_0 \epsilon E, \quad \sigma_e = -\epsilon_0 \epsilon_e E_e - \epsilon_0 \epsilon E \quad (2)$$

(1), (2)から次の微分方程式が得られる。

$$\frac{d\sigma_1}{dt} = -\frac{1}{R} \left(\left(\frac{1}{C_e} + \frac{1}{C(t)} \right) \sigma_1 + \frac{1}{C(t)} \sigma_e \right) \quad (3)$$

また出力は以下のようなになる。

$$W = RI^2 = R \left(A \frac{d\sigma_1}{dt} \right)^2 \quad (4)$$

(3)の微分方程式は $C(t)$ にも依るが、基本的に解析的に解くことは出来ないので、数値解析を行い、実験の際に必要なパラメータについて分析する。

(v) .3.4 数値解析によるパラメータの検討

誘電体の静電容量 $C(t)$ は、温度により変化するが、ここでは、簡単のため時間の関数として以下のように仮定する。ここで、 T は誘電率が変化するのに必要な時間である。

$$C(t) = C_0 \left\{ 1 + (\alpha - 1) \frac{t}{T} \right\}$$

まず、面積を4インチウエハ相当の $8.0 \times 10^{-3} \text{ m}^2$ 、誘電率の変化が2倍($\alpha = 2$)、 C_e 、 σ_e はCYTOPと仮定し、それぞれ、 -2.0 mC/m^2 、 9.9 nF とした。誘電率の変化時間を60sとした場合に、誘電体の初期静電容量を決めるための指標である ϵ/d を変化させたときの出力を図V.1.4.3 (v) .3.4-1に示す。

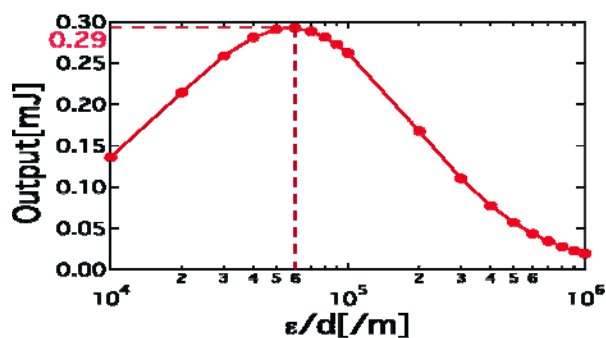


図 1.1.3.4-1 誘電体の静電容量による出力の変化

最適な誘電体の初期静電容量が存在し、その時出力が合計で 0.29 mJ, 平均で 5 μ W である。以上より、センサ用電源として十分な出力が期待出来ることが分かる。

次に誘電率の変化率 α , 変化時間 T , CYTOP の厚さ d , 表面電荷密度 σ_e を変えた時の出力の変化を図 V.1.4.3 (v) .2.3-2 に示す。

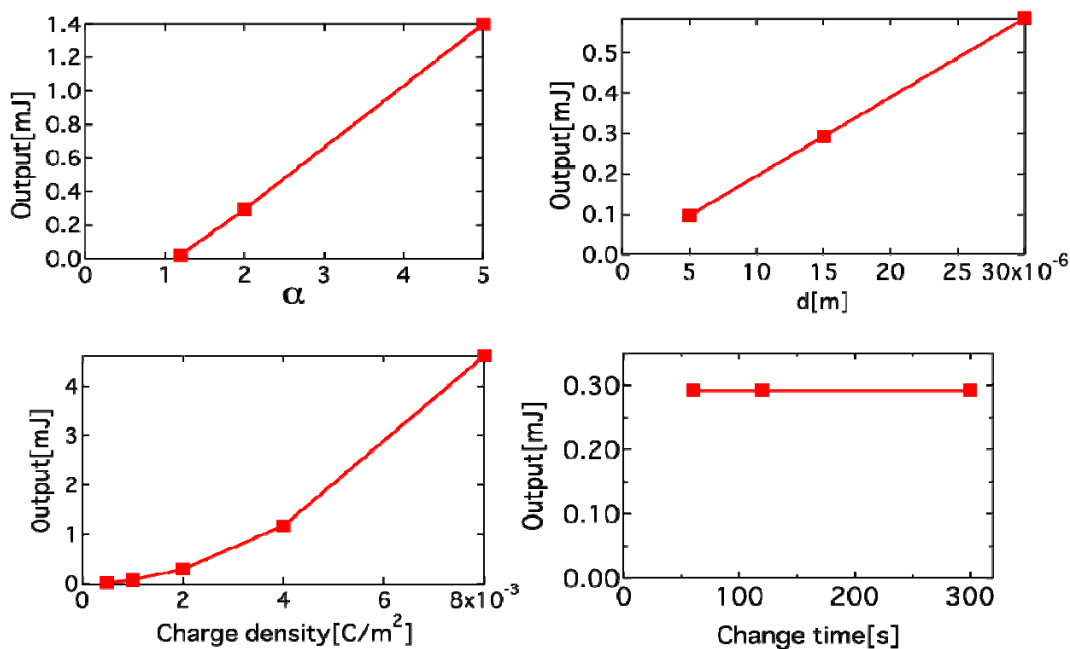


図 1.1.2.3-2 各パラメータによる出力

これより、出力は誘電率の変化率、エレクトレットの厚さ、(表面電荷密度)² に比例することが分かる。また、変化時間は出力の総量には依存しない。

(v) .4 まとめ

1. 垂直エレクトレットを用いた櫛歯型 MEMS 発電器

- ・発電原理検証を確認し、2nW の出力を得た。また、VUV 荷電法を用いた垂直エレクトレットでの発電を確認した。
- ・狭ギャップにおける表面電位の測定により、表面から 80 μ m 程度まで一定した表面電位

を得られた。

2. VUV 照射荷電法による荷電の高速化

- ・新しい荷電法，真空 UV 荷電法を確立した。
- ・従来の荷電法（コロナ荷電法，軟 X 線荷電法）と比較して，非常に短時間で高い表面電位およびイオン電流を得た。

3. エレクトレットを用いた非定常熱発電デバイス

- ・発電原理を確認し，キルヒホッフの法則，ガウスの法則を用いて発電モデルを構築した。
- ・数値解析を行い以下の事を得た。
 - ・ CYTOP の静電容量に対して，最適な誘電体の初期誘電率が存在する。
 - ・ 出力は変化率，CYTOP の厚さ，(表面電荷密度)² に比例する。

(v) .5 参考文献

- [1] Y. Suzuki, D. Miki, M. Edamoto, and M. Honzumi, A MEMS Electret Generator With Electrostatic Levitation For Vibration-Driven Energy Harvesting Applications *J. Micromech. Microeng.*, **20**, 104002, 8pp, 2010.
- [2] D. Miki, M. Honzumi, Y. Suzuki, and N. Kasagi, "Large-Amplitude MEMS Electret Generator with Nonlinear Spring," 23rd IEEE Int. Conf. Micro Electro Mechanical Systems (MEMS2010), Hong Kong, China, January 24-28, 2010, pp.176-179.
- [3] D. Hoffmann, B. Folkmer, and Y. Manoli, "Fabrication, characterization and modelling of electrostatic micro-generators," *J. Micromech. Microeng.*, Vol. 19, 094001pp, (2009).
- [4] K. Hagiwara, M. Goto, Y. Iguchi, Y. Yasuno, H. Kodama, K. Kidokoro, and T. Tajima, "Soft X-ray Charging Method for a Silicon Electret Condenser Microphone", *Applied Physics Express* **3** (2010)
- [5] M. Honzumi, A. Ueno, K. Hagiwara, Y. Suzuki, T. Tajima, and N. Kasagi, "Soft-X-ray-charged vertical electrets and its application to electrostatic transducers," *23rd IEEE Int. Conf. Micro Electro Mechanical Systems (MEMS2010)*, Hong Kong, 635-638, 2010.
- [6] H.-W. Lo, and Y.-C. Tai, "Parylene-based electret power generators," *J. Micromech. Microeng.*, **18**, 104006, 8pp, 2008.

(vi) センサ用パワーマネジメントデバイス

(vi) .1 研究の目的

(1) 背景

無線センサネットワークは端末の仕様や端末に接続するセンサを最適化することにより、設置する場所や収集するデータなどを柔軟に変更することができ、様々な用途に用いることができる。それにより、例えば、被災地や火山の火口など、人間が立ち入ることが困難な場所の情報を収集することができる。多数存在する無線センサデバイスが互いに連携することによりユーザにサービスが提供されるためには、無線通信デバイスは必要なときにセンシングデータをやりとりできる状態でネットワークに接続していることが求められる。しかしながら現在の技術では無線センサデバイスの待機時およびセンシング時の消費電力が大きいため、電池持続時間、センシング頻度もしくは連続センシング時間が制限されてしまうという問題がある。

一般に無線通信部の消費電力は、送受信時だけでなく待機時でもセンサデバイスに比較して大きい。さらにセンサデバイスは高機能化および複合化されて消費電力が増加する傾向にある。したがってこの電池接続時間の制限は、無線センサネットワークの普及を妨げている。

このような問題に対して、センサデバイスでは、端末に搭載されているセンサのセンシング頻度を最小にすることが必要である。その解決策としては一定時間間隔でセンシングや通信を行うタイマー駆動や特定のイベントが発生したときにだけセンシングや通信を行うイベント駆動という考え方がある。しかし、タイマー駆動では、タイマーの時間以外の状態を知ることはできず、場合によっては端末が動作していないために必要な情報をセンシングできないという可能性がある。そこで、必要なときに必要なだけセンサを動かすイベント駆動型の端末の開発が望まれる。一方、無線部では、ハードウェアの改良^[1]^[2]や無線通信制御技術の改良^[3]によって無線通信部の消費電力を削減する研究が進められている。また、センサデータ通信用の無線通信部とは別にウェイクアップ専用の無線通信部を設けることで受信電力を削減する研究も行われている。^[4]^[5]

(2) 目的

無線センサデバイスは、常時または定期的にセンシングデータを送信するような利用シーンと、常時待機してあるイベントの発生によりセンシングを開始し、センサによる測定データを無線通信によってサーバ側に送信するというような利用シーンが考えられる。本研究では、イベントによりセンシングを開始する利用シーンを想定した起動スイッチを付加したセンサ部と無線部の最適化による待機電力レスシステムを提案する。今回は、起動スイッチを付加したシステムの実現性を確認するため、低消費電力化を志向した起動スイッチおよび起動スイッチ向け無線の検討を行い、起動モジュールと無線部の要求仕様を把握することを目的に実施した。

(vi) .2 起動スイッチの低消費電力化検討

(vi) -2.1 目的

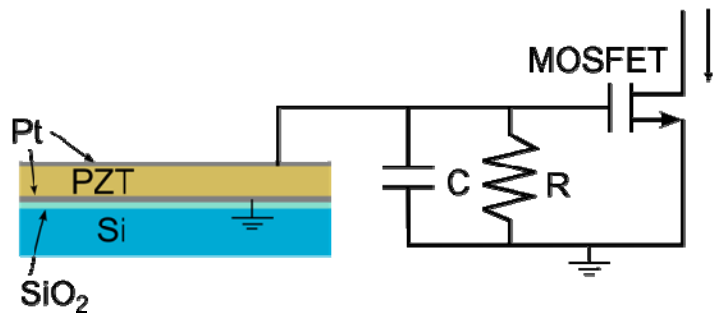
本研究開発では、端末の低消費電力化のために端末のイベント駆動型化を目指した。端末をイベント駆動化するためには、端末をイベントの発生に応じて必要なときに動作させるためのスイッチが必要となる。そこで、本研究開発では、起動スイッチに着目し研究開発を行った。

(vi) -2.2 起動スイッチの構成検討

起動スイッチはその機能から省電力であることが求められ、その理想は待機電力レス、消費電力レスのスイッチである。待機電力レスを実現するスイッチとしては、接点型のセンサもしくは発電型のセンサが考えられる^[6]。

また、起動スイッチで重要である重要なのはイベントの設定である。本研究開発では、センサ端末の設置場所をクリーンルームと想定しているため、クリーンルームにおいて最も必要とされる情報を選択することが望ましい。クリーンルームは半導体や MEMS などを開発および生産する環境であり、クリーン度、すなわちパーティクルの体積密度が非常に重要である。つまり、クリーンルームではパーティクルの数の変化を起動情報として採用することが望ましい。しかしながら、パーティクルセンサを接点型、発電型のセンサにすることは難しい。そこで、まずはパーティクルセンサを起動するための起動スイッチの開発を行った。

クリーンルームのパーティクルは主に空気中を漂い、空気の流れに寄って運ばれるものと、床に堆積したものが、人や物の移動に伴い巻きあげられるものが存在する。どちらにも共通するものは空気の流れがパーティクルを運ぶことである。そこで、本研究開発では、空気の流れの変化に対して ON・OFF するフローセンサ型のスイッチを提案する。しかしながら、それでは空気の流れの無いところではスイッチが ON しないが、例えばスイッチを搬送ロボットのようなものに取り付けることにより、その動作に連動しスイッチの ON・OFF を行うことができると考える。起動スイッチの構成は、接点型特有のチャタリングや耐久性を考慮し、発電型のフローセンサと MOSFET を組み合わせてスイッチとした。発電には圧電体を利用し、圧電体の撓みによって、電圧を発生し MOSFET を ON することにより、スイッチが ON となる (図 V.1.4.3 (vi) -2.2-1)。



図V.1.4.3 (vi) -2.2-1 提案するスイッチの構

(vi) -2.3 フローセンサの動作原理

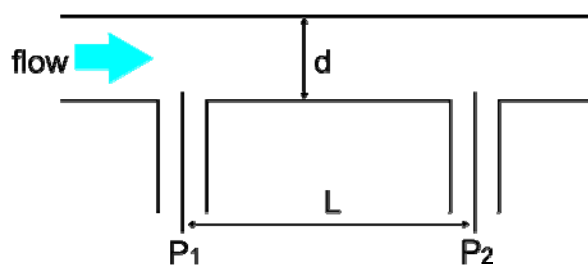
圧電体を用いたフローセンサとして、カンチレバー上に圧電体を形成し、流体の圧力によってカンチレバーと積層された圧電体が撓み電圧を出力するようなセンサを考える。

流体中に流体の流れに垂直に平板をおいた場合、場合に平板に働く力 D は以下のように表される。

$$D = C_D \frac{\rho v^2}{2} A \quad (1)$$

ここで、 C_D は抗力係数、 A は平板の面積、 ρ は流体の密度、 v は流体の流速である。流体が、気体の場合は密度が小さく、流速や平板の面積が大きくないと大きな力を得ることができない。

そこで、図V.1.4.3 (vi) -2.3-1 に示すような流路を考える。流路に流体が流れると、管路損失に寄って流路の上流 (P_1) と下流 (P_2) には圧力差が生じる。



図V.1.4.3 (vi) -2.3-1 流路概念

その圧力差 ΔP は、Darcy - Weisbach の式により以下のように表される。

$$\Delta P = \lambda \frac{l}{d} \frac{\rho}{2} v^2 \quad (2)$$

ここで、 λ 、 l 、 d はそれぞれ管路摩擦係数、測定部の長さ (P_1 と P_2 間の距離)、流路直径である。流路内の流れが層流の場合、管路摩擦係数 λ はレイノルズ数 Re を用いて次のよ

うに表される。

$$\lambda = \frac{64}{Re} \quad (3)$$

したがって、カンチレバーの上面と下面の圧力差 P は動粘度 μ を用い以下のようになる。

$$\Delta P = \frac{32 \cdot \mu \cdot l \cdot v}{d^3} \quad (4)$$

単純に流体を平板に当てた場合に比べ、測定部の長さ l や流路直径 d を変更することにより、大きな圧力を取り出せることが分かる。また、式(1)では、圧力が流体速度の 2 乗に比例しているが、式(4)では、圧力が流体の速度にたいして線形に変化するため、センサとしても利用しやすい。

次に、カンチレバーが圧力を受けて撓んだ時に、圧電体の上面と下面に発生する電圧について考える。圧電体はできるだけ大きな電圧を発生させるため、電気機械結合定数の大きさを考慮し PZT を採用した。先端に錘が付いているカンチレバーへ加速度を与えた場合の単位加速度辺りに PZT に発生する電荷 S_q は以下のように表される。^[7]

$$S_q = \frac{d_{31} \cdot E_p \cdot z_p \cdot m \cdot \frac{1}{2} \cdot (L_m + l) \cdot l}{\sum_i E_i \left(\frac{1}{12} \cdot h_i^3 + h_i \cdot Z_i^2 \right)} \quad (5)$$

ここで、 d_{31} 、 E_p はそれぞれ PZT の圧電歪定数とヤング率であり、 z_p は PZT 層の中心と積層されたカンチレバーの中立線との距離であり、 m は錘の質量である。また、 L_m と l はそれぞれ慣性質量の長さでカンチレバーの長さである。また、 E_i と h_i はカンチレバー上に積層された各層のヤング率と厚さ、 Z_i はカンチレバー上に積層された各層の中心と積層されたカンチレバーの中立線との距離である。したがって、単位加速度が加わったときの PZT に発生する電圧は、

$$V = \frac{d_{31} \cdot E_p \cdot z_p \cdot m \cdot \frac{1}{2} \cdot (L_m + l) \cdot l}{\sum_i E_i \left(\frac{1}{12} \cdot h_i^3 + h_i \cdot Z_i^2 \right)} \cdot \frac{1}{C_p + C_{others}} \quad (6)$$

となる。ここで、 C_p は PZT の静電容量、 C_{others} は測定系などの寄生容量である。また、 C_p は、次の式で表される。

$$C_p = \epsilon \epsilon_0 \frac{S}{h_p} \quad (7)$$

ここで、 ϵ と ϵ_0 はそれぞれ真空の誘電率と PZT の比誘電率、 S は上部電極の Pt/Ti の面積、

h_p は PZT の厚さである。本研究開発で作製するカンチレバーは加速度による力ではなく、圧力を検出するため、以下のように変形する。

$$V = \frac{d_{31} \cdot E_p \cdot z_p \cdot \frac{1}{2} \cdot (L_m + D) \cdot h_p \cdot \Delta P}{\sum_i E_i \left(\frac{1}{12} \cdot h_i^3 + h_i \cdot z_i^2 \right)} \cdot \frac{1}{\epsilon \epsilon_0} \quad (8)$$

ここで、 P はカンチレバーの上面と下面の圧力差である。また、簡単のために寄生容量 C_{others} は無視する。式 (8) は先端荷重の場合の計算であり、圧力により発生する力は面荷重であるため、厳密には単にカンチレバーにかかる荷重を圧力に荷重に置き換えることはできないが、大まかな設計指針を得るためには十分である。

以上より、本研究開発で提案するセンサの出力は、

$$V = \frac{d_{31} \cdot E_p \cdot z_p \cdot (L_m + D) \cdot l^2}{\sum_i E_i \left(\frac{1}{12} \cdot h_i^3 + h_i \cdot z_i^2 \right)} \cdot \frac{h_p}{\epsilon \epsilon_0} \cdot \frac{16 \cdot \mu \cdot v}{d^2} \quad (9)$$

となる。

(vi) -2.4 圧電フローセンサの構造

本研究開発で開発するフローセンサの断面概念図を図 V.1.4.3 (vi) -2.4-1 に示す。フローセンサはセンサ部とメイン流路とバイパス流路から構成される。センサ部は SOI ウエハから MEMS 技術を用いて、カンチレバーと圧力を伝えるための孔が形成され、カンチレバー上には絶縁のための SiO₂、下部電極の Pt/Ti、PZT 上部電極の Pt/Ti が積層されている。メイン流路とバイパス流路は PDMS (Polydimethylsiloxane) で形成されている。

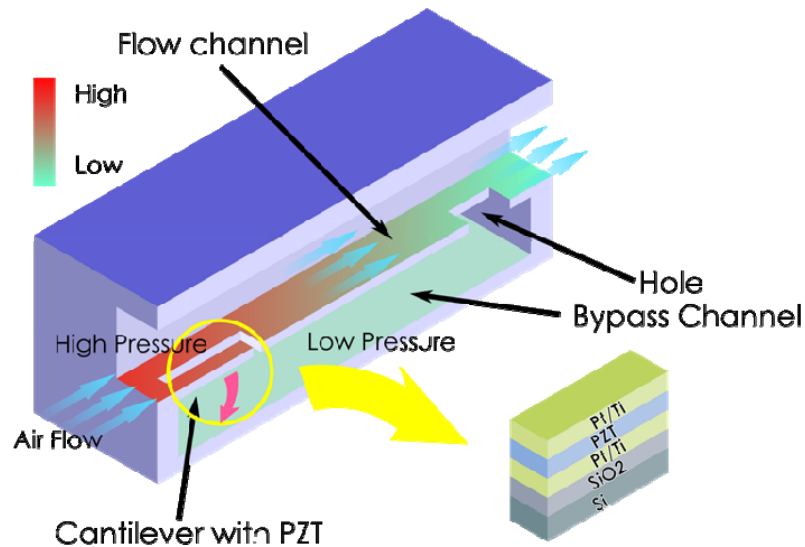
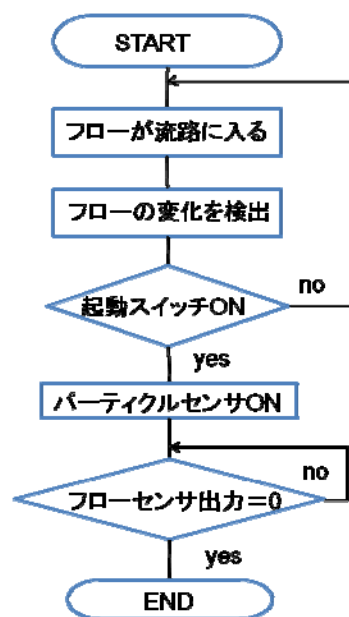


図 V.1.4.3 (vi) -2.4-1

図の左側から入った空気は流路で壁との摩擦により圧力を失う、そして孔を通してカンチレバーの下側は圧力が低くなる。その結果、カンチレバーの上面と下面に圧力差が生じ。カンチレバーが撓む。この時、カンチレバーと SOI 基板との隙間が大きいと空気がバイパス流路に流れ圧力差が生じなくなるため、隙間の大きさが重要となる。

このセンサのスイッチとしての動作は以下のようなフローチャートで表される。



図V.1.4.3 (vi) -2.4-2 フローチャート

(vi) -2.5 フローセンサの作製

(vi) -2.6.1 PZT 積層基板の形成

ここでは、SOI ウェハに PZT を成膜する方法を述べる。サブ μm から $1\mu\text{m}$ 程度の膜厚を有する PZT の成膜方法としては、スパッタ法、CVD 法、ゾルゲル法がよく使用されている。スパッタ法や CVD 法で、PZT のような多元系酸化物薄膜を成膜する場合、その膜組成のコントロールが難しいことが知られている。そのため、本研究開発では、ゾルゲル法を用いて PZT の成膜を行った。しかし、ゾルゲル法には段差被覆性に乏しいという欠点があるため、PZT を成膜してからカンチレバーの加工を行うことが必要である。

ゾルゲル法は、まず有機溶媒に溶かした金属の無機化合物を部分的に加水分解・重縮合反応を進行させたゾルゲル液を基板上に塗布する。塗布された液は、加水分解・重縮合反応によりゲル膜として固化する。それを加熱し結晶化する。

本研究開発では、まず活性層 $2\mu\text{m}$ 、BOX $1\mu\text{m}$ 、支持層 $400\mu\text{m}$ の N 型 SOI 基板を熱酸化により、酸化膜の形成を行った。この酸化膜は、PZT 形成時に Pt/Ti と Si が反応したり、Pb や Zr が Si に拡散するのを防ぐためのものである。したがって、この酸化膜は PZT の形成上必要不可欠なものである。他方で、この酸化膜は寄生容量となってしまうため、 $1\mu\text{m}$ 程度あることが望ましい。熱酸化膜を形成したあと、スパッタ法により Pt/Ti を成膜する。

この Pt/Ti は下部電極として、機能すると共に PZT の結晶化にも大きく寄与する。続いて、形成した Pt/Ti 上にゾルゲル液をスピコートし、120°Cのホットプレートで2分、250°Cのホットプレートで5分加熱して、熱分解・重縮合を行いゲル膜を形成、その後、650°Cまで急速に加熱し、ゲル膜を結晶化という工程により PZT 膜を形成する。これら一連の工程で得られる膜厚は 0.12~0.13 μm であり、この工程を所望の厚さまで繰り返す。今回は 1 μm の PZT 膜を得るために、8 回工程を繰り返した。PZT の成膜後、スパッタ法により上部電極となる Pt/Ti を形成する。この上部電極の Pt の厚みを変えることにより、PZT の引張応力をキャンセルし、カンチレバーを平坦に作製することが可能となる。最後に、裏面の熱酸化膜を除去して膜の形成は終了となる。

(vi) -2.5.2 PZT 付きカンチレバー及び孔の形成

ここでは (vi) -2.5.1 のプロセスにより作製した積層基板からカンチレバーと孔を形成するプロセスについて述べる。図 V.1.4.3 (vi) -2.5.2-1 に作製プロセスフローを示す。

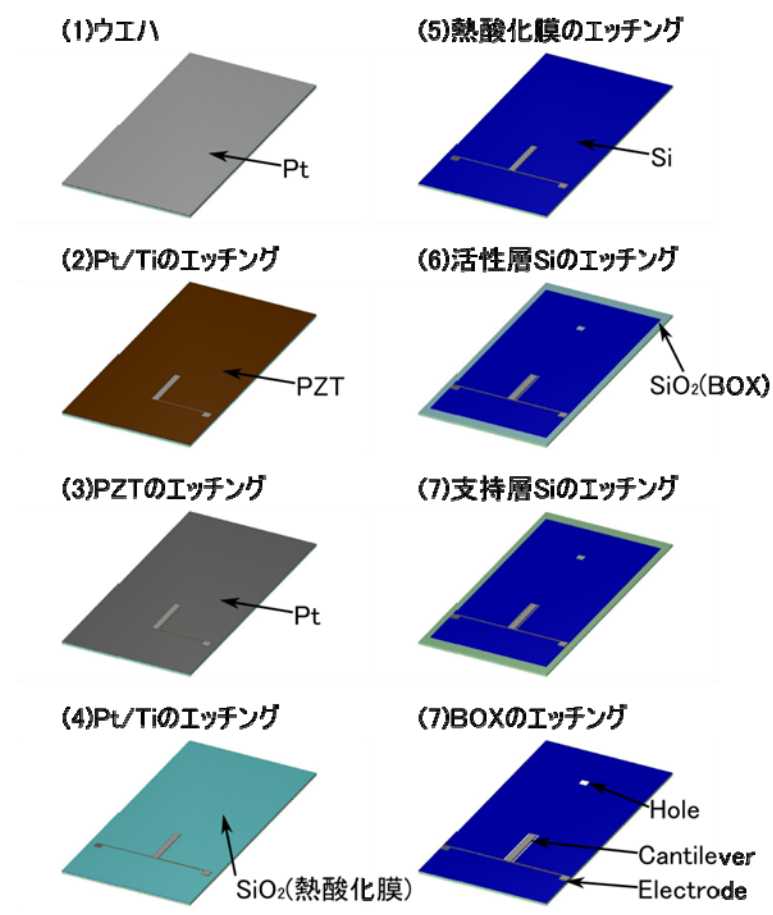


図 V.1.4.3 (vi) -2.5.2-1 プロセスフロー

まず、上部電極の Pt/Ti を Ar イオンでミリングし、上部電極のパターニングを行った。エッチング後にウエハ表面の電気抵抗を測定し、絶縁されていれば誘電体である PZT が露出していると判断できるため、エッチング終了となる。次に、PZT を混酸 (BHF/60% HNO_3 /35% $\text{HCl}/\text{H}_2\text{O}= 10/ 47/ 50/ 300$) を用いてウエットエッチングした。PZT のエッチング後には白い残渣が残ったが、アセトンに浸漬することにより除去することができた。続いて、上部電極と同様に下部電極の Pt/Ti を Ar イオンでミリングし、下部電極のパターニングを行った。その後、熱酸化膜を CHF_3 を用いて、ドライエッチングした。最後にボッシュプロセスにより活性層の Si をエッチングし、BOX を CHF_3 でドライエッチングすることでカンチレバーと孔の形状が出来上がる。ここまでで活性層側の加工が完了し、続いて支持層側を加工する。支持層の Si をボッシュプロセスで BOX までエッチングするとカンチレバーはリリースされ、孔は貫通する。最後に、カンチレバー裏面の BOX を CHF_3 で除去することにより、センサ部の加工は完了である。

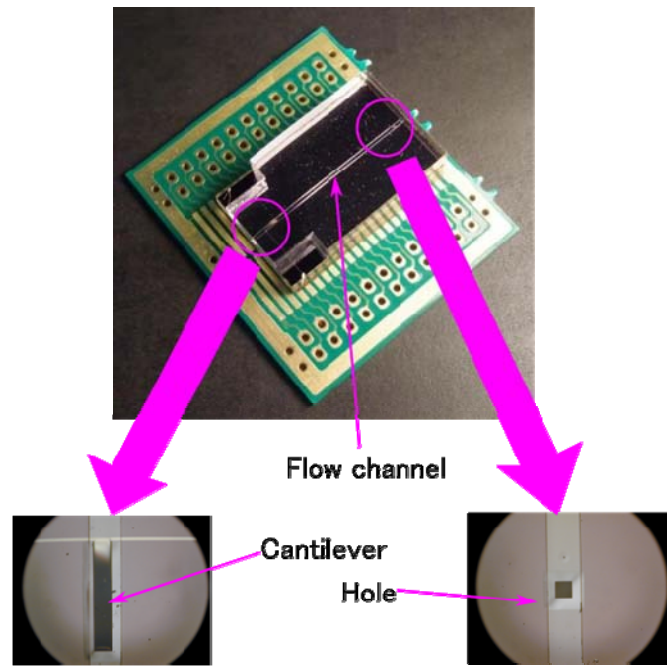
(vi) -2.5.3 PDMS による流路形成

まず、厚膜ネガ型レジスト SU-8 (化薬マイクロケム(株)) を用いて型を作製した。Si ウエハ上に SU-8 をスピコートし、ホットプレートでベーク後、露光を行った。その後、オーブンで PEB (Post Exposure Bake) を行った後、現像して型の作製は完了である。そこに PDMS を流して、 100°C のオーブンで、1 時間ベークして流路を形成した。

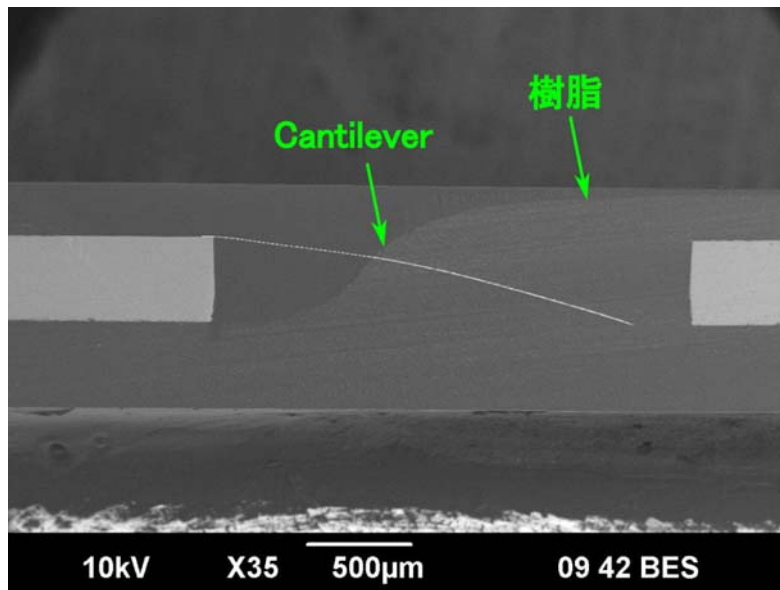
(vi) -2.6 フローセンサの特性評価

作製した流路は長さが、2.5 mm で幅が 0.5 mm、高さが 0.3mm である。また、カンチレバーの大きさは、長さが 3mm、幅が 0.3 mm である。

図 V.1.4.3 (vi) -2.6-1 に作製したセンサの外観写真を示す。カンチレバーが下向きにたわんでいることが分かる。これは、Pt の膜厚が厚く、Pt の圧縮応力が PZT の引張応力よりも大きくなったことが原因だと考えられる。図 V.1.4.3 (vi) -2.6-2 に作製したセンサの断面 SEM 像を示す。これはセンサを樹脂に埋め込んで機械研磨し、さらにブロードな Ar ビームにより研磨断面をミリングする事により得られた断面を SEM にて観察したものである。カンチレバーの根本付近と先端付近で、樹脂のコントラストが異なっているのは、根元付近のみ Ar ビームでミリングしてあるためである。広範囲を Ar ビームでミリングするには非常に長い時間が必要となるため、根本付近だけ Ar ビームミリングを行った。次に図 V.1.4.3 (vi) -2.6-3 にカンチレバーの断面 SEM 像を示す。



図V.1.4.3 (vi) -2.6-1 センサ外



図V.1.4.3 (vi) -2.6-2 センサ断面

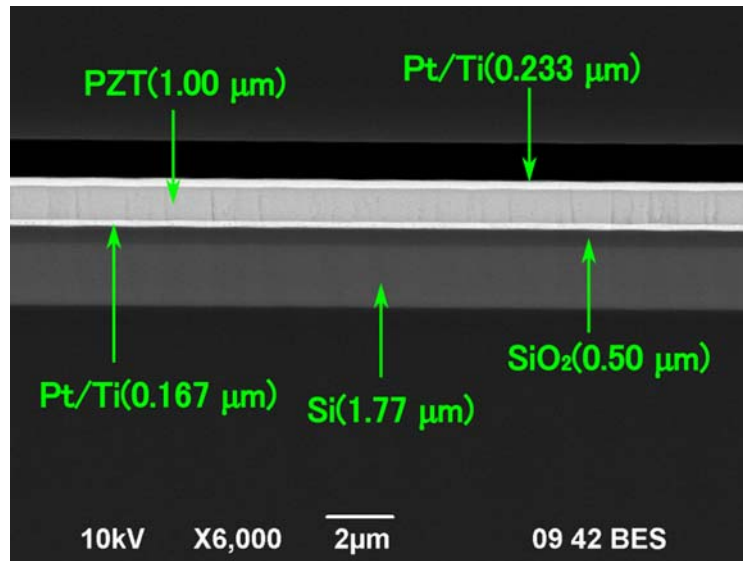


図 V.1.4.3 (vi) -2.6-3 カンチレバー断面

図中に示された数字は SEM の測長機能を用いて測定した各層の膜厚である。また、上部電極の Pt/Ti の上の黒い部分は樹脂が上部電極から剥がれてできた隙間である。

DC ファンモータの後ろにシャッターを設置して、シャッターの開閉に応じた出力の変化を測定した。図 V.1.4.3 (vi) -2.6-4 に測定系概要を示す。

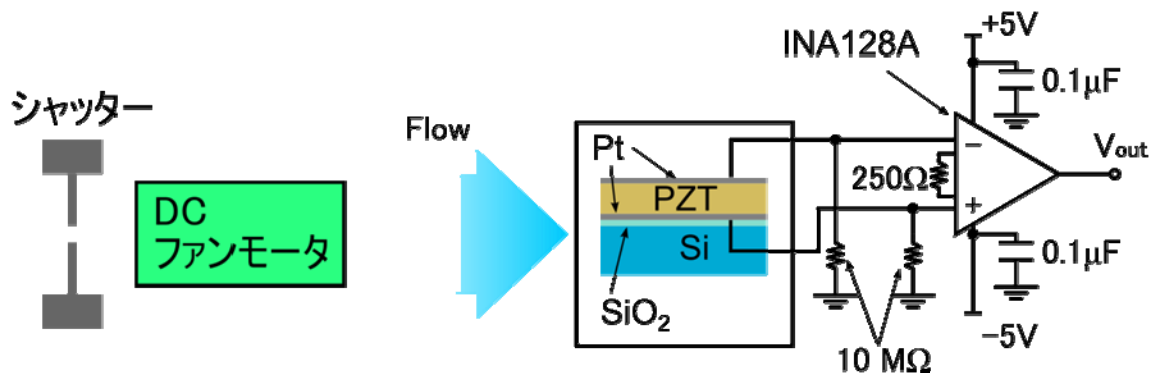
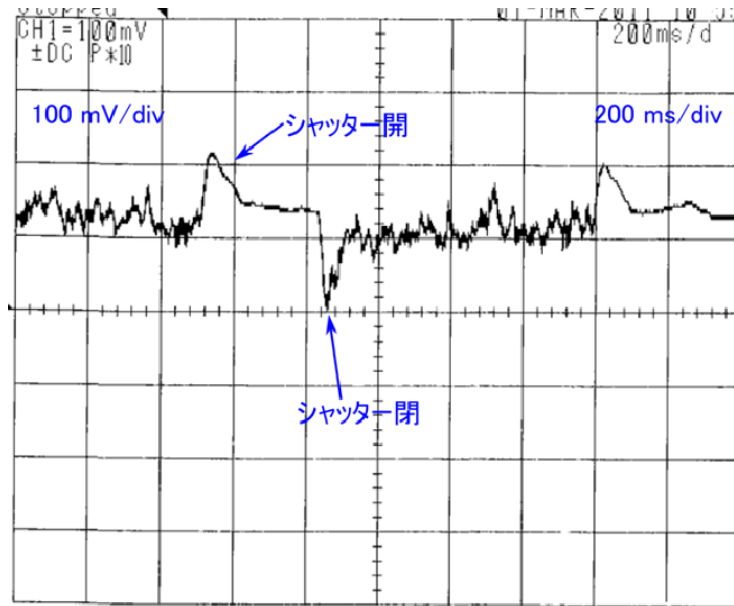


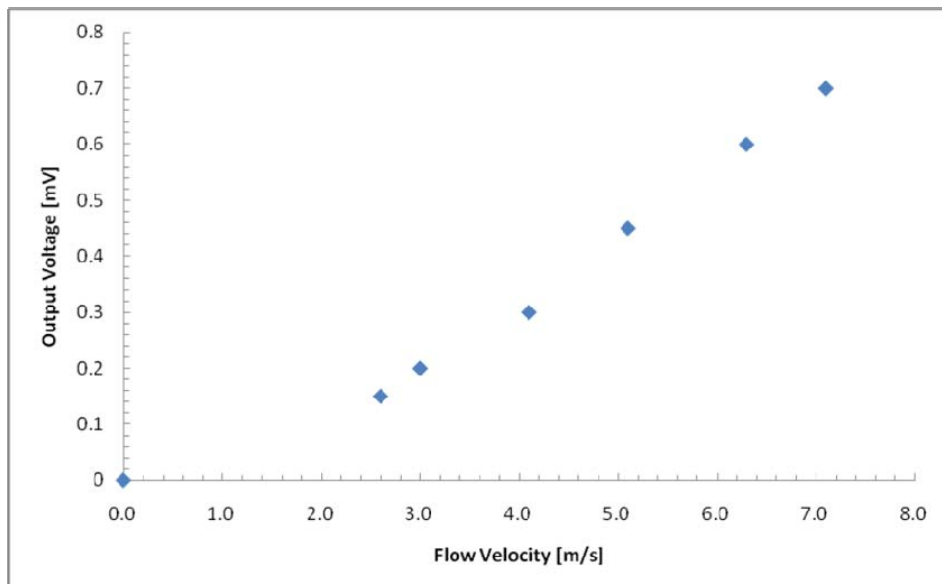
図 V.1.4.3 (vi) -2.6-4 測定系概要

PZT の出力はオペアンプ (INA128A) で 200 倍に増幅し、オシロスコープにて出力波形を観察した。センサ直前の流速が 7.1 m/s の時のオシロスコープの波形を図 V.1.4.3 (vi) -2.6-5 に示す。シャッターの開閉に伴う出力はシャッターを閉めた時のほうが大きく 0.7 mV であった。測定したセンサはカンチレバーの長さが 3 mm、幅は 0.3 mm である。



図V.1.4.3 (vi) -2.6-5 オシロスコープ出力 (7)

シャッターを開けたときと閉めたときで出力の正負が逆転しており、妥当な結果が得られている。次に様々な流速でシャッターを開閉したときの出力を図V.1.4.3 (vi) -2.6-6に示す。縦軸は出力電圧、横軸は流速である。流速が大きくなるにつれて出力が増加することが確認できた。しかし、式(8)から予想される出力は流速が7.1 m/sの時、0.15 Vであり、得られた結果は200分の1程度になった。



図V.1.4.3 (vi) -2.6-6 各流速に対する

考えられる原因は以下のとおりである。

- (1) 空気が流路に入る際に損失が大きく流路内の流速が遅くなっている。
- (2) カンチレバーが下向きに大きく撓んでいる。
- (3) 配線の寄生容量が大きいと。

したがって、センサの外形および、流路入り口の形状の変更と上部電極の膜厚を PZT の応力に応じて最適化することにより、感度の改善が可能である。また、配線の寄生容量を減らすために配線のデザインの変更をすることで、PZT に発生する電荷が同じでも、出力電圧を大きくすることができる。

(vi) -2.8 まとめ

本研究開発では、起動スイッチとして、PZT を用いたフローセンサの開発を行った。ゾルゲル法により PZT を成膜し、流路構造を用いることで圧力差を増加させセンサ感度の向上を試みた。その結果、7.1 m/s のとき 0.7 mV の出力を得ることができた。また、流速にたいして、ほぼ線形な出力電圧の変化を確認した。出力が小さく、MOSFET を動作させるには至らなかったが、圧電型フローセンサによる端末のイベント駆動化の可能性を示すことができたといえる。

(vi) .3 起動スイッチ向け無線検討

(1) 要求仕様の策定

本研究では、本システムのクリーンルーム内搬送ロボットへの適用を想定し、以下のような利用シーンを考える。

1. クリーンルーム内にある搬送ロボットにウェハが搭載される。
2. 搬送ロボットには、新型パーティクルセンサと起動スイッチが装備されている。
新型パーティクルセンサは、起動スイッチにより始動する。
起動スイッチは、搬送ロボットが移動することによって発生する空気のフローを検出することで ON になる。
(起動スイッチは、クリーンルーム内の大気流によっては ON にならない。)
3. 搬送ロボットが成膜装置まで移動する。
4. 起動スイッチは、搬送ロボットが移動したことを検出し、新型パーティクルセンサを起動し、測定データを無線通信により送信する。
5. クリーンルーム管理システムは、新型パーティクルセンサの測定値を判断して、異常がなければ、搬送ロボットに搭載されているウェハを成膜装置に移動される。
6. 搬送ロボットは次の装置に移動する。
7. 搬送ロボットは1つのクリーンルーム内に複数台稼働している。
8. 電池を搭載した無線センサデバイスの使用を前提とする。

次に、クリーンルームで現在使用されている天井走行型搬送用ロボット^{[8] [9]}の移動速度は 3m/s(200m/min)程度、床走行型搬送ロボット^{[10] [11]}は 0.5m/s～1m/s(2km/h～3.6km/h)である。この移動速度において安定して動作することが求められる。

上記利用シーンを実現するために、無線部には以下の要件が求められる。

移動する搬送ロボットに設置されることから、小型で軽量であることが求められる。また設置性操作性の面からアンテナなどの突起物はないこと、電池駆動であることが求められる。

搬送ロボットは設備機器であるため、一般的な設備償却期間である 5 年以上の電池寿命が求められる。さらに、搬送ロボットは一般的な工業製品と同様日本国内専用ではなく世界中で共通に使用できることが望ましい。

搬送ロボットは連続して動作するのではなく、装置に供給されているウェハを使用したときに新たにウェハを供給するために動作するというような間欠的な動作モードが想定される。したがって、搬送ロボットが移動した時、つまりパーティクルセンサが起動した時に高速で測定データを送信することだけでなく、長時間の待機状態でも低消費電力であることが求められる。

通信として必要な距離は、全センサデータを確実に送信するために 5 秒間の通信時間を確保すると、最大速度 3m/s のときに、 $15m=3m/s \times 5s$ となる。

クリーンルーム内に搬送ロボットは複数台あることが考えられるので、装着されている搬送ロボットを識別できる必要がある。また、センサモジュールには複数のセンサが搭載されているので、どのセンサのデータであるかを識別する必要がある。さらに各センサのデータが取得された時刻を個別に記録する必要がある。また、複数の搬送ロボットが稼働しているため、複数の起動スイッチから送られてくるデータを全て取得する必要がある、取得した複数のデータがそれぞれどの起動モジュールからのデータなのかを識別する必要がある。

データの暗号化の必要性については用途に応じて今後検討する必要がある。

以上の要件から、無線部に対する要求仕様を以下のように策定した。

無線部要求仕様	
電池寿命	5年以上
寸法・重量	小型軽量
稼働地域	日本以外を含む
通信距離	15m以上
データ	測定値
	測定時刻情報
	その他情報(ベンダID・センサ種別など)
通信機能	複数センサデータの同時取得
アンテナ	内蔵

表V.1.4.3 (vi) .3-1 無線部要求仕様

以下、次のようなステップで上記要求仕様に関する分析を行い、現在の技術レベルとの差異を把握した。

1. 要求仕様を満足するために必要な起動スイッチ向け無線の基本仕様について検討する。
2. 従来技術を採用している機器を使用した実験により、無線通信モデル作成に必要なデータを求める。
3. その実験結果を用いて無線通信モデルを作成し、今回検討した基本仕様による要求仕様の実現性について検討する。

(2) 無線部基本仕様の検討

以下、要求仕様を満足するデータ構造と、そのデータを通信するための通信シーケンスについて検討した。さらに、検討した通信を行う時の消費電力を低減するために備えるべきハードウェア構成と、そのハードウェアの制御シーケンスについて検討した。最後に、無線に関する仕様について検討した。

(2.1)通信データ構造に関する検討

通信データはデータに関する要求仕様を満足するために、アプリケーション層と制御層の2層とし、以下の構造とする。これにより1台の起動モジュールが、ソフトウェア的には、最大9個のセンサデータを処理することが可能になる。

アプリケーション層		
データ種類	サイズ(Byte)	備考
計測データ	Measurement Data	4 計測データ
計測時刻	Time Stamp	4 計測時刻(yyyy.mm.dd.tt.mm.ssss)
計測条件	Measurement Characteristic	2 計測条件(精度、雑音除去などの処理)
センサー情報	Device Characteristic	2 センサ情報(ベンダーID、種類、仕様など)
アプリケーション層 小計		12 1パケットにつきセンサー9個まで
制御層		
データ種類	サイズ(Byte)	備考
データフォーマット	data format	1 以下に続くデータのフォーマット・バージョンなど
分割フラグ	division frag	1 送信されるデータが複数パケットになるかなど
制御層 小計		2 1パケットにつき1セット

表 V.1.4.3 (vi) .3-2 通信データ構造

このとき、パケットのデータ構造は以下ようになる。

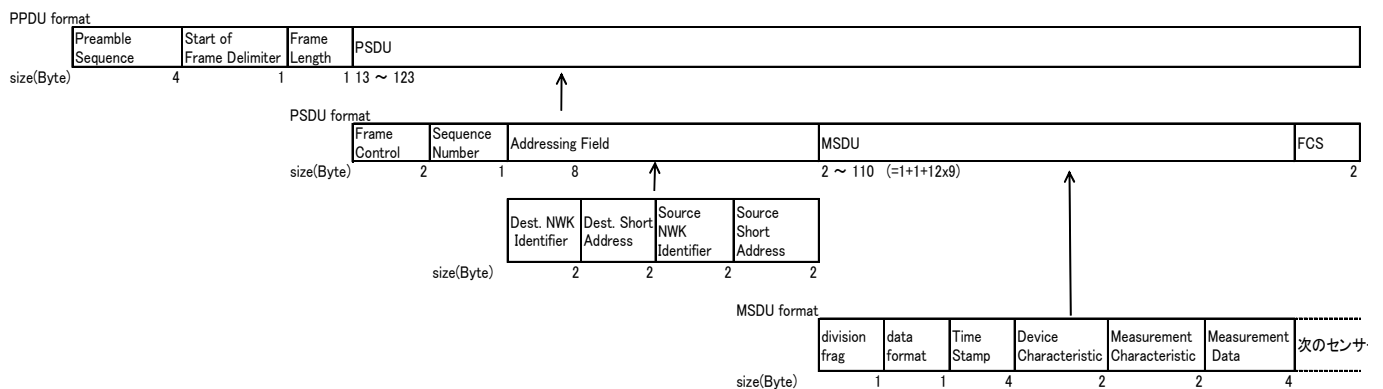


図 V.1.4.3 (vi) .3-1 パケットデータフォーマット

パケットサイズは以下の式で表現される。

$$P = Cd + (Sd * Ns)$$

P: パケットサイズ (バイト)

Cd: 制御層パケットサイズ = 2 バイト

Sd: センサあたりのアプリケーション層パケットサイズ = 12 バイト

Ns: センサ数 (最大 9 個)

パケットサイズ P は、センサが 9 個の時に最大で、129 バイトになる。

(2.2)通信シーケンスに関する検討

前記通信データ構造を用いて通信を行うが、通信の多くを占めることが想定される

センサデータを送信する場合のメッセージシーケンスを以下に示す。

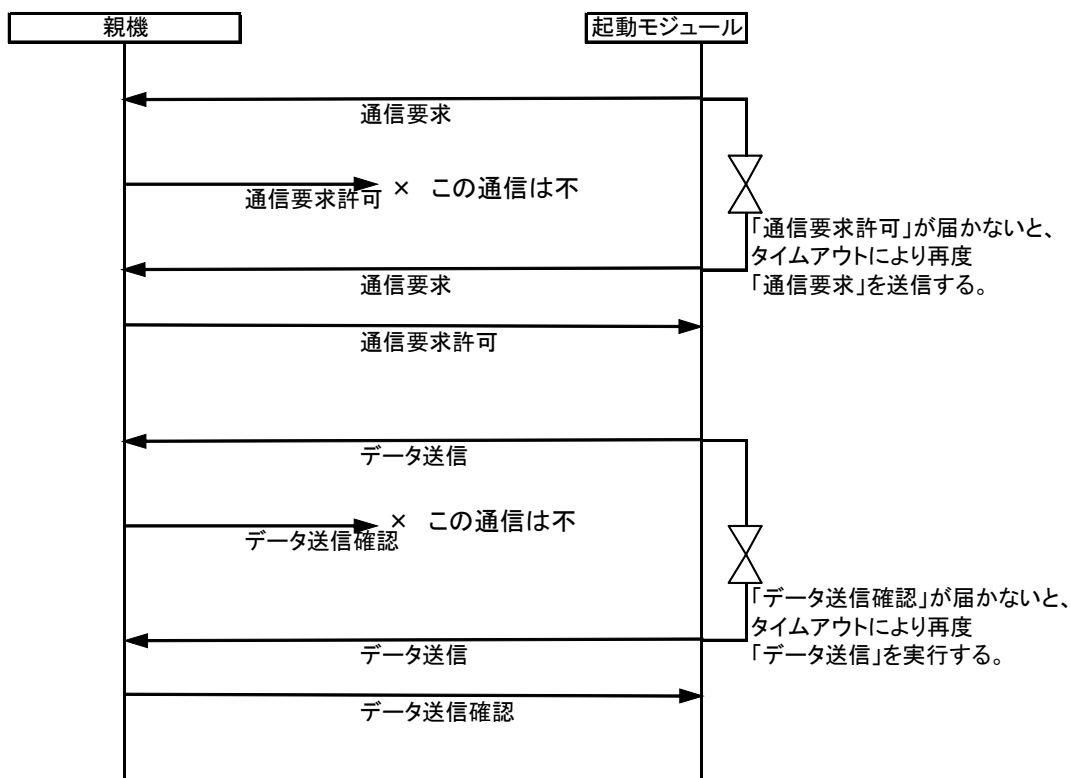


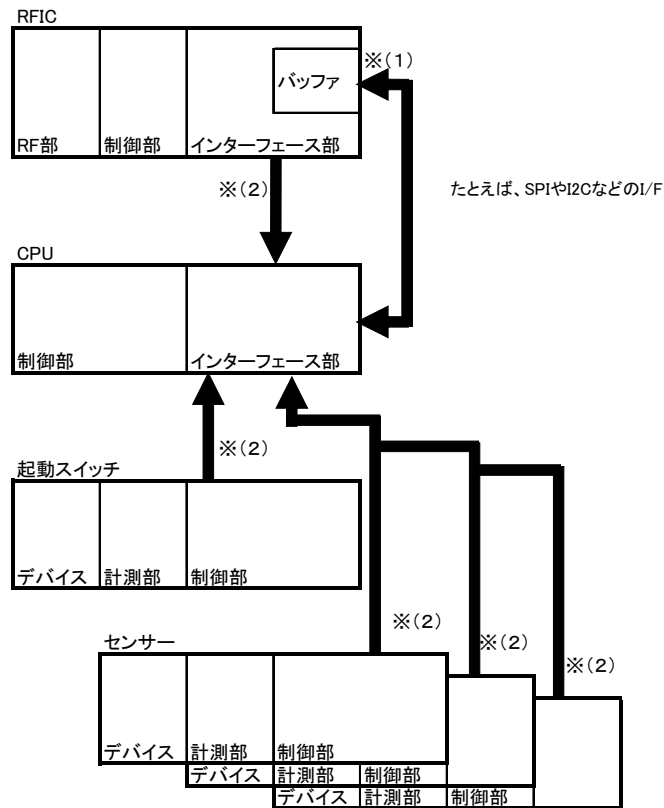
図 V.1.4.3 (vi) .3-2 センサデータ送信時メッセージシーケンスチャート

クリーンルーム内に複数の軌道モジュールが存在するため、同時にデータ送信を買い始する可能性がある。したがってデータ送信前に親機に対する通信を確保する必要があるため、親機に対して「通信要求」を送信する。

アプリケーション層での「データ送信確認」によって、データが送信されたことを確認して通信を終了する。本検討では消費電力低減を優先して、MAC 層での確認(ACK)は行わないものとする。

(2.3)ハードウェア構成に関する検討

ハードウェアは、低消費電力化を実現するため以下の構成とする。



- (1) 無線ICは通信データ用バッファを備える
- (2) CPUは、無線IC、起動スイッチおよびセンサーからの割込インターフェースを備える

図V.1.4.3 (vi) .3-3 ハードウェア構成図

一般に CPU をはじめとする能動部品に比較して無線 IC の消費電力は極めて大きい。したがって、無線通信時のみに無線 IC の電源を ON し、その他の場合は必要に応じて細かなタイミングで無線 IC と CPU を独立して ON/OFF できるように、無線 IC および CPU には通信用バッファを備える。また、CPU は無線 IC、起動スイッチ、センサなどからの割込インターフェースを備える。

(2.3)通信制御タイミングに関する検討

通信の制御は、消費電力削減を目的に、前記ハードウェア構成以下のタイミングで行う。これは、ここでは通信時の消費電力を低減するために、無線 IC と CPU を必要最小限な時間に限定して動作させる。そのような制御を行うために必要なハードウェア構成を前節で検討している。

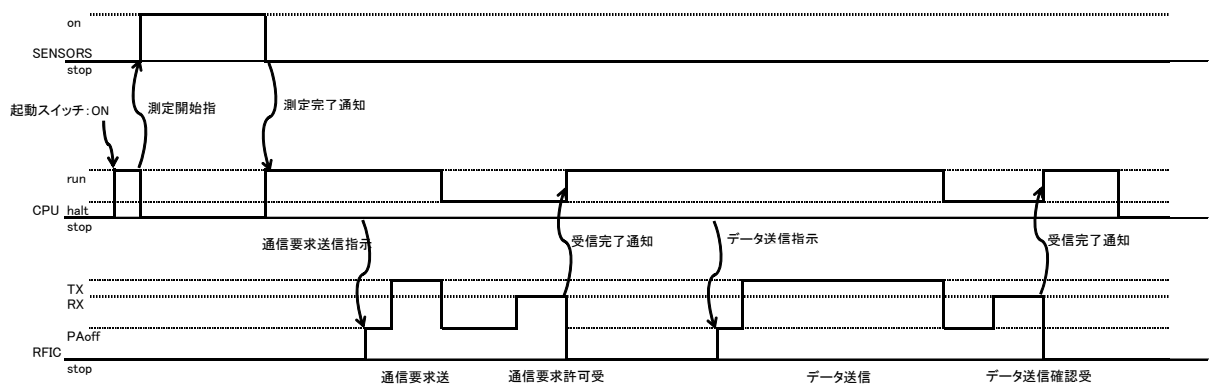


図 V.1.4.3 (vi) .3-4 通信制御タイミングチャート

タイミングチャートの横軸は、経過時間を示している。縦方向に下から、RFIC、CPU、センサ(SENSOR)の状態を、縦方向高さで示している。RFICでは、1番下の状態が停止(STOP)状態、2番目がパワーアンプのみ OFF(PAoff)状態、その上が受信(RX)状態で、1番上が送信(TX)状態を示している。CPUは下から、停止(STOP)状態、2番目が HALT(halt)状態、1番上が動作(RUN)状態を示している。センサでは、下が停止(STOP)状態、上が動作(ON)状態を示している。

(2.4)無線通信性能に関する検討

本検討では適正なコストで実現できる技術を採用することを前提とする。具体的には RF CMOS 技術での実現を想定する。

まず通信速度について検討する。今回検討するシステムにおいては、センサはパーティクルセンサや温湿度センサであり、データサイズは 1 データにつき数バイト程度であり、間欠的にセンシングするものである。したがって、高速もしくは大容量通信は要求されないので、通信データレートは 250kbps とする。

次に受信感度および送信出力について検討する。要求される通信距離は 15m 程度であるので、受信感度は IEEE802.15.4 で規定している -85dBm、送信電力は 0dBm とする。そしてアンテナは特に利得を必要としない。自由空間の伝達損失は Friis の伝達公式によると、送信出力 0dBm、送受信アンテナの利得を 0dB とすると距離 100m において -80.2dBm となるためである。

反対に、送信電力 0dBm より絞っても、ベースバンド処理のデジタル回路部での消費電力の方が大きく、無線 IC の電力削減への寄与は小さいと考えられる。したがって送信出力は 0dBm より小さくしない。受信感度 -85dBm および送信電力 0dBm は現在の

RF CMOS 技術では安価で安定して製造可能な仕様である。

次にアンテナについて検討する。アンテナは操作性の面から、小型もしくは内蔵型が望ましい。また指向性については搬送ロボットが移動することを考慮すると、無指向性であることが望ましい。

この要求仕様とここまでの仕様検討結果から、通信速度などの性能に関する要求は高くない、つまり従来技術レベルであることがわかる。一方電池寿命などの消費電力に関する要求は従来技術よりかなり高いことがわかる。したがって、消費電力に着目して検討を実施した。

(3) 無線部基本仕様基礎データの取得

(3.1) 実験環境

本実験では、現在市販されている IEEE802.15.4^[12] 準拠の RFIC である Texas Instruments 社(以下 TI 社)の CC2520^[13] および Atmel 社(以下 AT 社)の AT86RF231^[14] を、通信プロトコルとしては ZigBee^[15] を採用した。ハードウェアとしては、それぞれの RFIC の評価キットを用い、ネットワークの検索、接続、切断、再接続、データ送信の各動作をさせ、各通信の状態における送受信タイミングとその時の RFIC の消費電流を測定することで性能を確認した。実験装置の構成図および実験装置の写真をそれぞれ以下に示す。

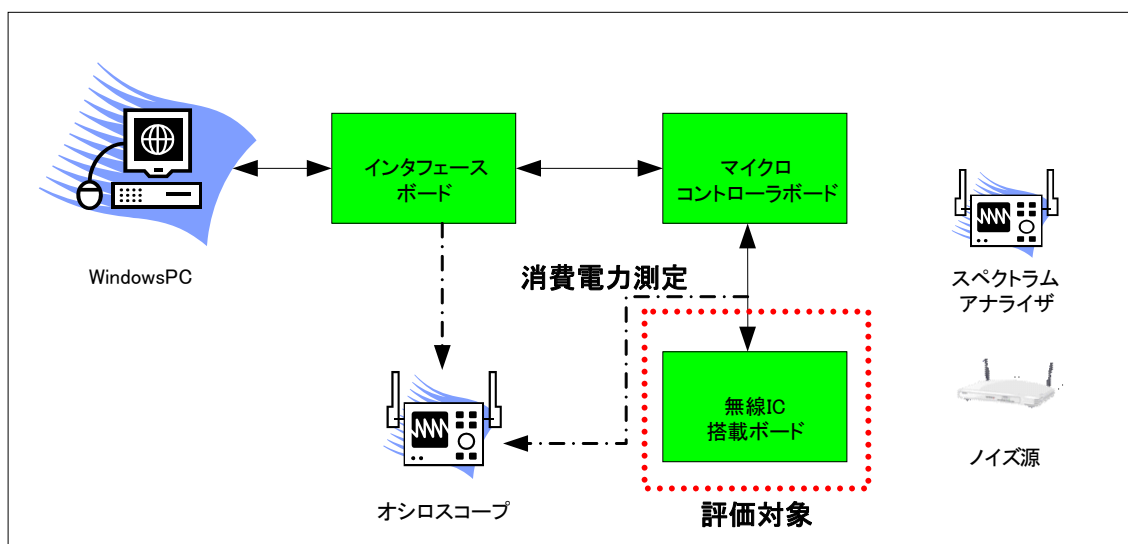
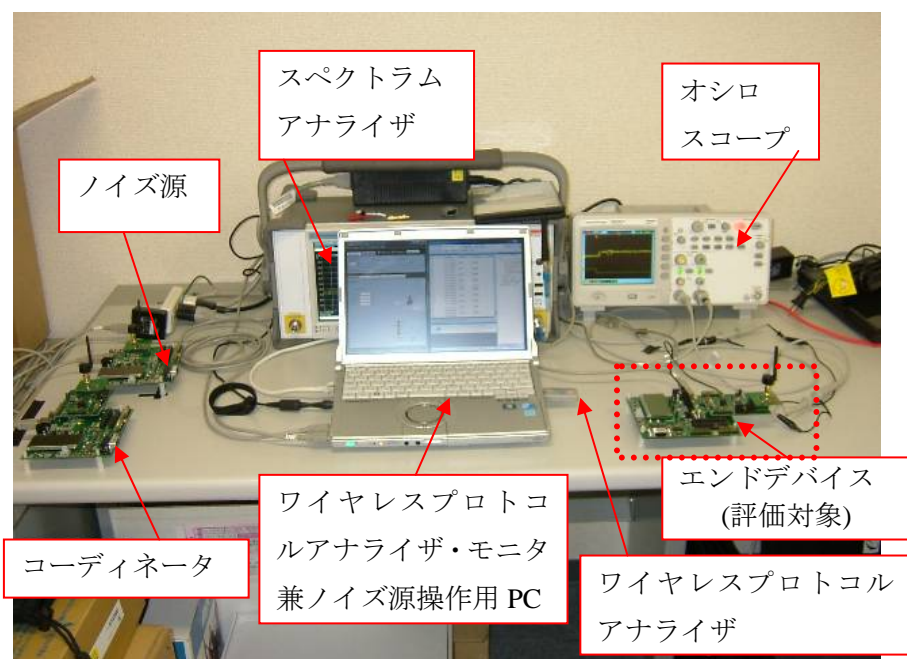


図 V.1.4.3 (vi) .3-5 評価実験装置構成図



図V.1.4.3 (vi) .3-5.1 評価実験装置

データ送信の評価シーケンスを通信状態の代表例として以下に示す。単独（1 パケット）送信および複数パケット送信の 2 シーケンスが記述されている。

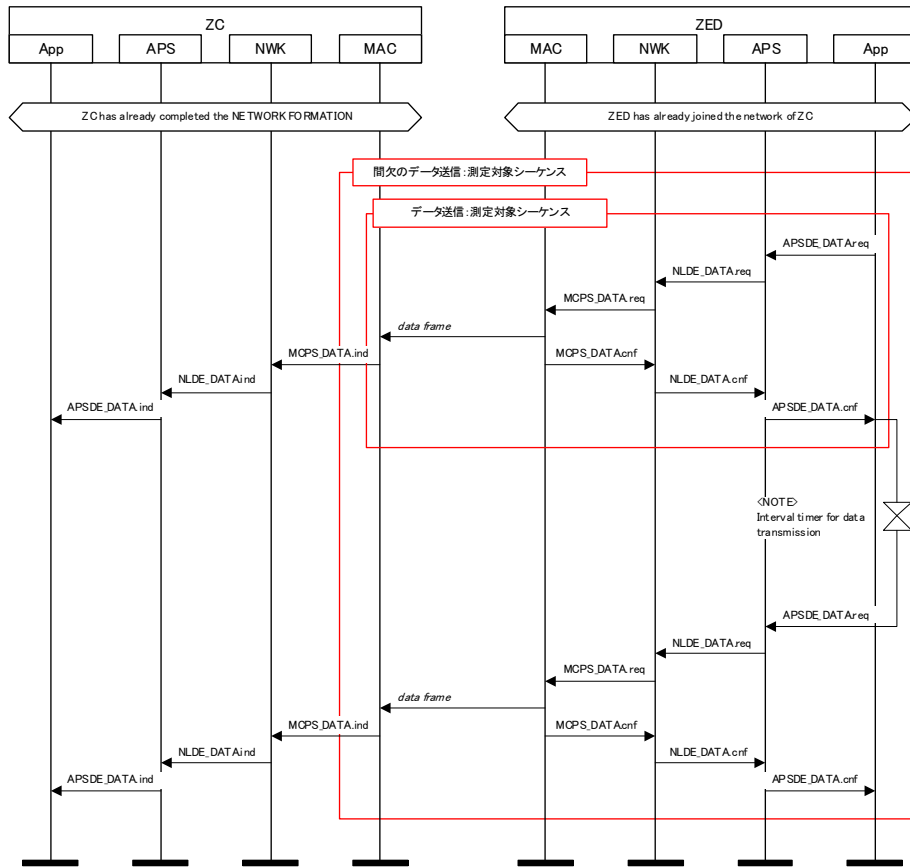
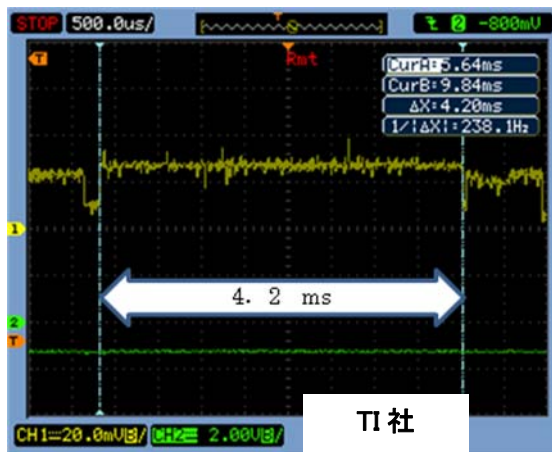


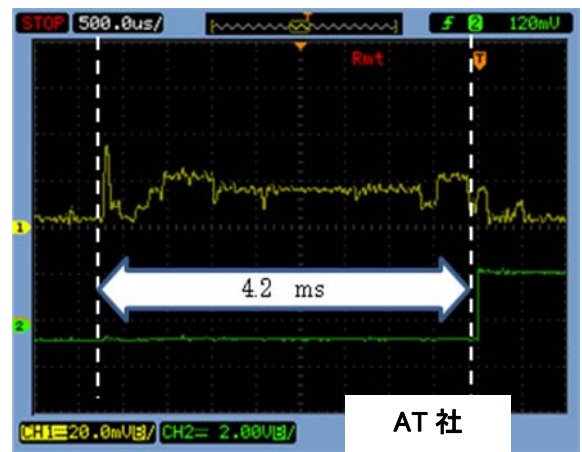
図 V.1.4.3 (vi) .3-6 評価したメッセージシーケンスチャート例

(3.1)実験結果

実験により測定した一例として、MSDU114 バイト (PPDU133 バイト) 送信時の TI 社と AT 社の RFIC の消費電流波形を以下に示す。



TI 社



AT 社

図 V.1.4.3 (vi) .3-7 データ送信時の消費電流波形

PPDU133 バイトの理論上の送信時間は、4.256ms であり、2 社の RFIC の実測値とほぼ一致することが確認できた。理論上の送信時間は以下の式で求められる。

$$4.256\text{ms} = 1/(250\text{kbps}) \times (133 \text{ バイト} \times (8 \text{ ビット}/1 \text{ バイト}))$$

このようにして数値シミュレーションに必要な値を評価実験により求めた。実験結果を以下の表に示す。なお、これらのデータは ZigBee 方式による実験により求めたものだが、得られた通信時間や消費電流は、通信速度、送信出力や変調方式が同等であれば、ZigBee 方式以外の無線通信方式でも十分に参考にできると考えられる。

	TI:CC2520		Atmel:AT86RF231		TI:CC2520		Atmel:AT86RF231	
	電流 (mA)	時間 (mS)	電流 (mA)	時間 (mS)	電流 (mA)	時間 (mS)	電流 (mA)	時間 (mS)
送信 (MSDU:114バイト)	27.2	4.2	12.8	4.2	22.4	2.4	16.0	0.56
受信 (MSDU:8バイト)	24.0	—	17.6	—	18.4	—	17.0	—
CSMA/CA	23.2	1.9	16.0	0.14	18.4	0.4	16.0	0.14
RX<->TX	9.6	0.2	8.0	0.2	6.0	0.2	8.0	0.04
通信条件:								
通信速度	250 kbps		250 kbps		1 Mbps		2 Mbps	
送信出力	0dBm		0dBm		0dBm		0dBm	
プロトコル	ZigBee		ZigBee		TI original		Atmel original	
変調方式	DSSS		DSSS		DSSS		DSSS	

表 V.1.4.3 (vi) .3-3 実験の測定結果一覧表

上記表 V.1.4.3 (vi) .3-3 の中で、MSDU8 バイトの受信時間の測定を行っていない。この値については、他の測定値から理論値に近い数値が出ることが予測されたので、実験を省略した。以下にこの理論値を示す。

$$0.864\text{ms} = 1/(250\text{kbps}) \times (8 \text{ バイト} + 19 \text{ バイト}) \times (8 \text{ ビット}/1 \text{ バイト})$$

以上の結果から求めた、モデルによる評価実験に必要なデータを以下に示す。

RFIC:		
	電流 (mA)	時間 (ms)
送信 (MSDU:114バイト)	12.8	4.2
受信 (MSDU:8バイト)	17.6	0.9
CSMA/CA	16.0	0.9
PAoff	8.0	0.2
OFF	0.0	
設定の条件:	通信速度	250 kbps
	送信出力	0dBm
	電源電圧	3V
CPU:		
	電流 (mA)	
Active	2.760	
Halt	0.0021	
Stop	0.0001	
設定の条件:	CPU	TI: MSP430F5438A
	クロック	12 MHz
	電源電圧	3V

図 V.1.4.3 (vi) .3-8 モデル化に必要なデータ

以下、上記図 V.1.4.3 (vi) .3-8 のデータを用いたモデルを使ったシミュレーション実験を行った。

(4) 無線通信モデルを用いた評価実験

(4.1) 実験環境

図 V.1.4.3 (vi) .3-8 に示すデータを使い MATLAB/Simulink 上に無線通信モデルを開発した。本モデルは、通信速度やエラーレートなどの通信性能をシミュレーションするだけでなく、その消費電力も同時にシミュレーションすることを特長とするものである。最上位層を図 V.1.4.3 (vi) .3-9 に示す。

図 V.1.4.3 (vi) .3-9 の、(a)①、②、③が起動モジュール、(a)④が起動モジュールと通信する中継機である。(b)が(a)の消費電力をモニタする。この(a)と(b)が今回の研究のために新規に開発した機能である。以下、(c)は伝送路でありパケットエラーレートなどの設定などが行える。(d)は通信状態をモニタする。(e)は各種パラメータを設定する機能を持つ。

通信に関する基本的な設定値は、外部のエクセルファイルから読み込むことで、無線通信モデルとは分離した形で設定値を記述することができる。この設定値としては、RFIC および CPU の各動作状態の消費電流や動作時間などがある。

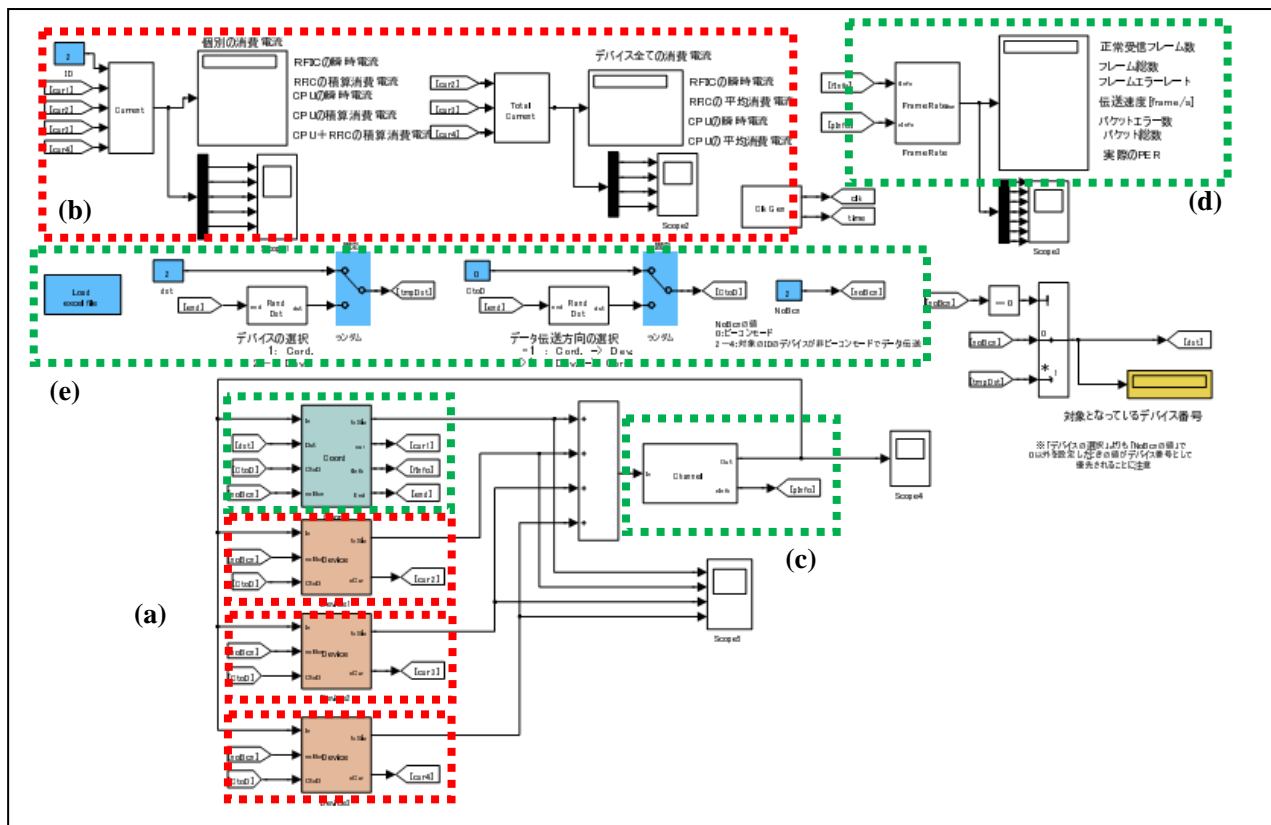


図 V.1.4.3 (vi) .3-9 無線通信モデル

今回のシミュレーションでは、3種類の技術を使った場合の無線通信に要した消費電力を算出した。3種類の技術を以下に示す。

従来技術 1

1秒ごとにセンシングを行いセンサデータを送信し、制御装置側で必要なセンサデータを判断する。したがって1日に86400回センサデータを送信する。

従来技術 2

1秒ごとに制御装置からのセンサデータ取得命令を受信し、取得命令を受信した(起動条件が成立した)場合にセンシングを行い、センサデータを制御装置側に送信する。したがって1日に86400回センサデータ取得命令を受信する。

起動スイッチ

起動スイッチがセンサ起動条件を検出した場合にセンシングを行い、制御装置側にセンサデータを送信する。

またシミュレーションでは電池寿命も算出している。ボタン電池 CR2032 およびアルカリ単三乾電池の仕様を以下に示す。

電池		電圧	標準容量	放電容量
ボタン電池	CR2032	3V	220	154
単三乾電池	アルカリ	1.5V	2000	1600

表 V.1.4.3 (vi) .3-4 電池の仕様

表 V.1.4.3 (vi) .3-4 にある標準容量とは、適正な環境下小電流で使い続けたときに利用できる容量であり、電池メーカーが公表しているものである。放電容量とは、今回のシミュレーションのように 10mA を超えるような大電流で使い続けたときに利用できる容量であり、電池を利用した過去の知見から著者が判断した値で、電池メーカーからは公表されているものではない。今回の電池寿命のシミュレーションには表上段のボタン電池 CR2032 の放電容量を採用した。

(4.2)実験結果

以下に、実験結果を示す。最初に、1 時間に 1 回つまり一日 24 回起動条件が成立し、センサデータを送信する場合の待機電流による変化の結果を示す。

	受信回数	送信回数	待機電流(mA)				
			0.001	0.002	0.003	0.004	0.005
従来技術1	86400	86400	8812.8	8899.2	8977.0	9063.4	9149.8
従来技術2	86400	24	2089.3	2175.7	2262.1	2348.5	2434.9
起動スイッチ	0	24	88.8	175.2	261.6	348.0	434.4

「待機電流」: センサ、無線IC、CPUは待機状態で、起動スイッチのみがOFF状態で動作している状態の消費電流を意味する。

「従来技術1」: 1秒に1回受信を行い、1秒に1回データを送信する。

「従来技術2」: 1秒に1回受信を行い、1日に24回データを送信する。

「起動スイッチ」: 1日に24回起動スイッチにより起動してセンシングを行いデータを送信する。

表 V.1.4.3 (vi) .3-5 待機電流と電力消費量の比較

表 V.1.4.3 (vi) .3-5 では、起動スイッチを採用した場合と、従来技術を採用した場合の一日あたりの消費電力の差異を求めた。

「従来技術1」は、起動スイッチを持たず、1秒に1回管理装置側からのデータ送信要求を受信しデータを送信した場合の一日あたりの消費電力量、単位は mA 秒である。

「従来技術 2」は、起動スイッチを持たず、1秒に1回管理装置側からのデータ送信要求を受信し一日に24回データを送信した場合の一日あたりの消費電力量、単位はmA秒である。「起動スイッチ」は、起動スイッチを持ち、起動スイッチが起動条件を一日に24回検出し計測したデータを送信した場合の一日あたりの消費電力量、単位はmA秒である。また、「待機電流」は、センサ、無線IC、CPUは待機状態で、起動スイッチのみがOFF状態で動作している状態の消費電流を意味し、0.001mAから0.005mAきざみに0.005mAまで変化させた。

グラフを以下に示す。

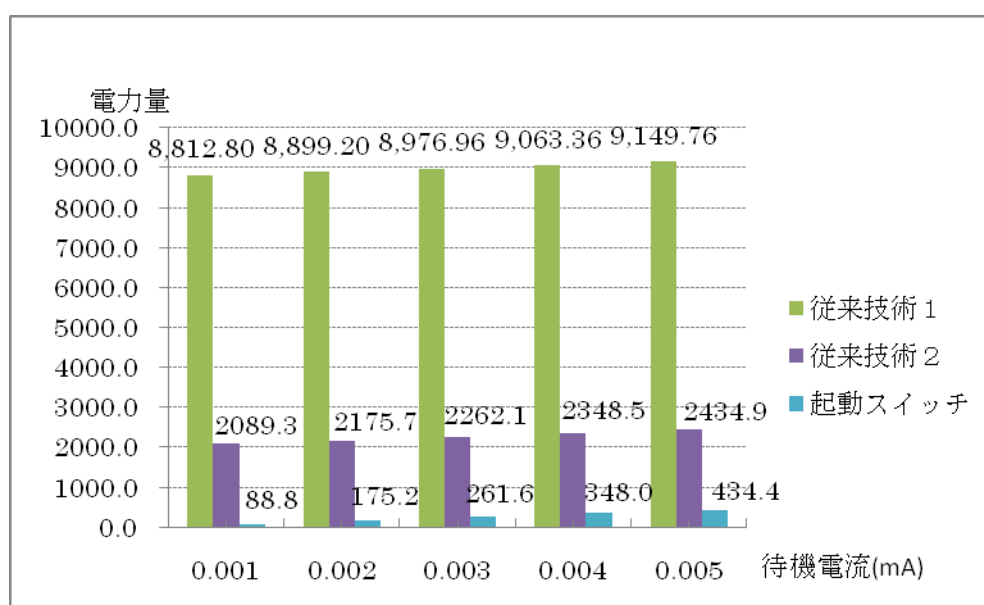


図 V.1.4.3 (vi) .3- 10 待機電流と電力消費量の比較

起動スイッチを使った場合は従来技術 1 を使った場合より、消費電力量が 40 倍前後低いことがわかる。また従来技術 2 と比較しても 10 倍前後消費電力を低減することがわかる。

次に、1 時間に 1 回つまり一日 24 回起動条件が成立し、センサデータを送信する場合のデータ送信回数による変化の結果を示す。

	待機電流 (mA)	受信回数 (回/日)	送信回数(回/日)					
			0	1	24	240	1440	86400
従来技術1	0.003	86400	8977.0	8977.0	8977.0	8977.0	8977.0	8977.0
従来技術2	0.003	86400	2260.2	2260.3	2262.1	2278.9	2372.2	8977.0
起動スイッチ	0.003	0	259.2	259.3	261.6	283.4	404.5	8977.0

表 V.1.4.3 (vi) .3-6 送信回数と消費電力量の比較

表 V.1.4.3 (vi) .3-6 では、起動スイッチを採用した場合と、従来技術を採用した場合の一日あたりの消費電力の差異を求めた。

「従来技術 1」は、起動スイッチを持たず、1 秒に 1 回管理装置側からのデータ送信要求を受信しデータを送信した場合の一日あたりの消費電力量、単位は mA 秒である。

「従来技術 2」は、起動スイッチを持たず、1 秒に 1 回管理装置側からのデータ送信要求を受信し、一日に 0 回から 86400 回(1 秒ごと)データを送信した場合の一日あたりの消費電力量、単位は mA 秒である。「起動スイッチ」は、起動スイッチを持ち、起動スイッチが起動条件を一日に 0 回から 86400 回(1 秒ごと)データを送信した場合の一日あたりの消費電力量、単位は mA 秒である。また、「待機電流」は、センサ、無線 IC、CPU は待機状態で、起動スイッチのみが OFF 状態で動作している状態の消費電流を意味し、0.003mA の時の値を求めた。

グラフを以下に示す。

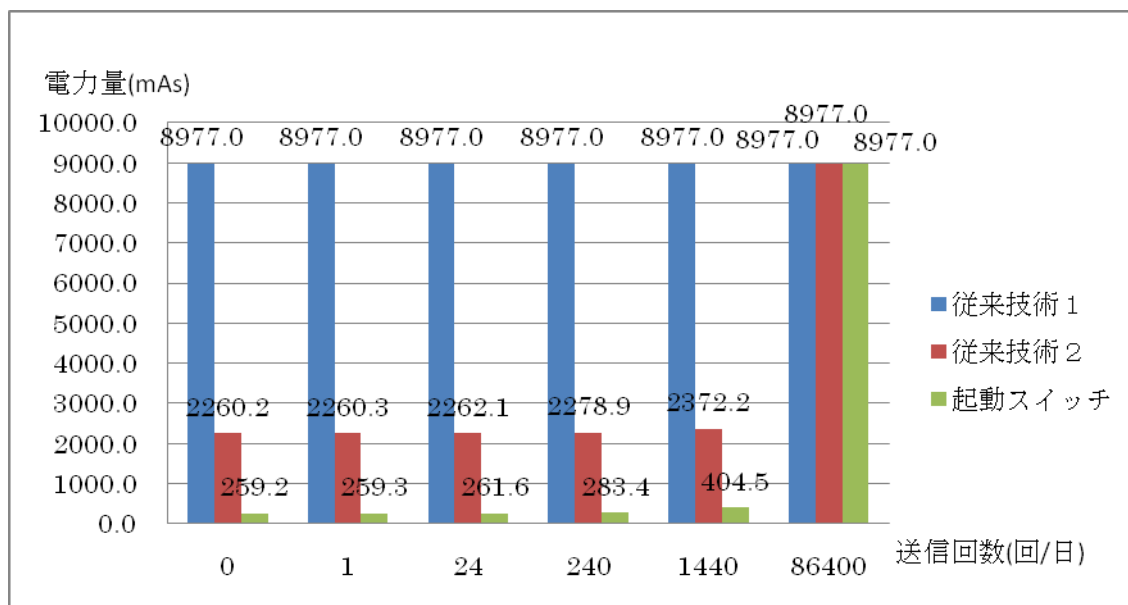


図 V.1.4.3 (vi) .3-11 送信回数と電力量の比較

センサデータの送信回数は、一日数 100 回であれば、起動スイッチの場合の消費電力量は大きな増加傾向は見せないことがわかった。

表 V.1.4.3 (vi) .3-5 と表 V.1.4.3 (vi) .3-6 から以下のことがわかる。待機電流 0.003mA で送信回数が 24 回/日の場合の消費電力量は 261.6mAs であり、同じく待機電流 0.003mA で送信回数が 1440 回/日の場合の消費電力量は 404.5mAs である。一方、待機電流が 0.005mA で送信回数が 24 回/日の場合の消費電力量は 434.4mAs である。これから、送信回数を 24 回から 1440 回（これは一分に 1 回に相当する）に 60 倍するより、待機電流を 0.003mA から 0.002mA 増加させた方が 1 日あたりの消費電力量の増加量が大きいということがわかる。

次にこのように求めた消費電力量を電池寿命として表現する。電池は表 V.1.4.3 (vi) .3- 4 で示すボタン電池 CR2032 と放電容量を使って算出している。待機電流が 0.003mA の場合の電池寿命を示す。

送信回数/日	0	1	24	240	1440	86400
消費電力量(mAs)	259.2	259.3	261.6	283.4	404.5	8977.0
電池寿命(年)	5.860	5.858	5.806	5.359	3.755	0.169

表 V.1.4.3 (vi) .3-7 消費電力量と電池寿命

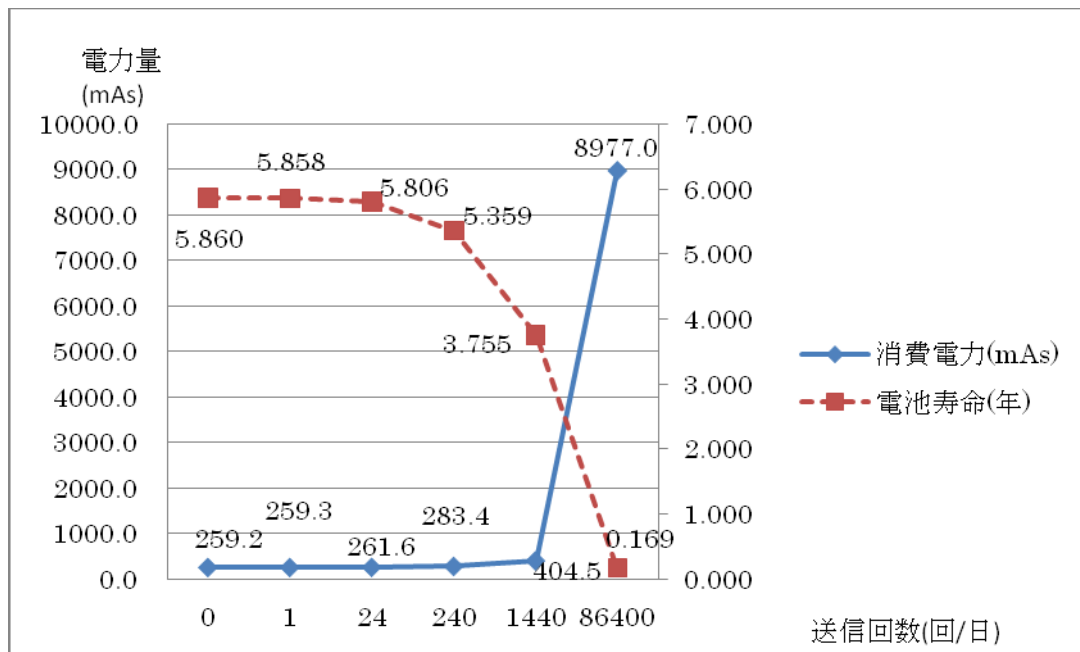


図 V.1.4.3 (vi) .3-12 消費電力量と電池寿命

以上のデータから、待機電流 0.003mA の場合では一日数 100 回のデータ送信で電池寿命約 5 年となっている。一日 1440 回のデータ送信でも 4 年弱の電池寿命であることがわかる。

次に、待機電流と送信回数を変化させた場合の消費電力量を求めたので以下に示す。

待機電流(mA)	0.001	0.002	0.003	0.004	0.005
0回	86.4	172.8	259.2	345.6	432.0
1回	86.5	172.9	259.3	345.7	432.1
24回	88.8	175.2	261.6	348.0	348.0
240回	110.6	197.0	283.4	369.8	456.2
1440回	231.8	318.2	404.5	490.9	577.3
86400回	8812.8	8899.2	8977.0	9063.4	9149.8

表 V.1.4.3 (vi) .3-8 送信回数および待機電力と消費電力量

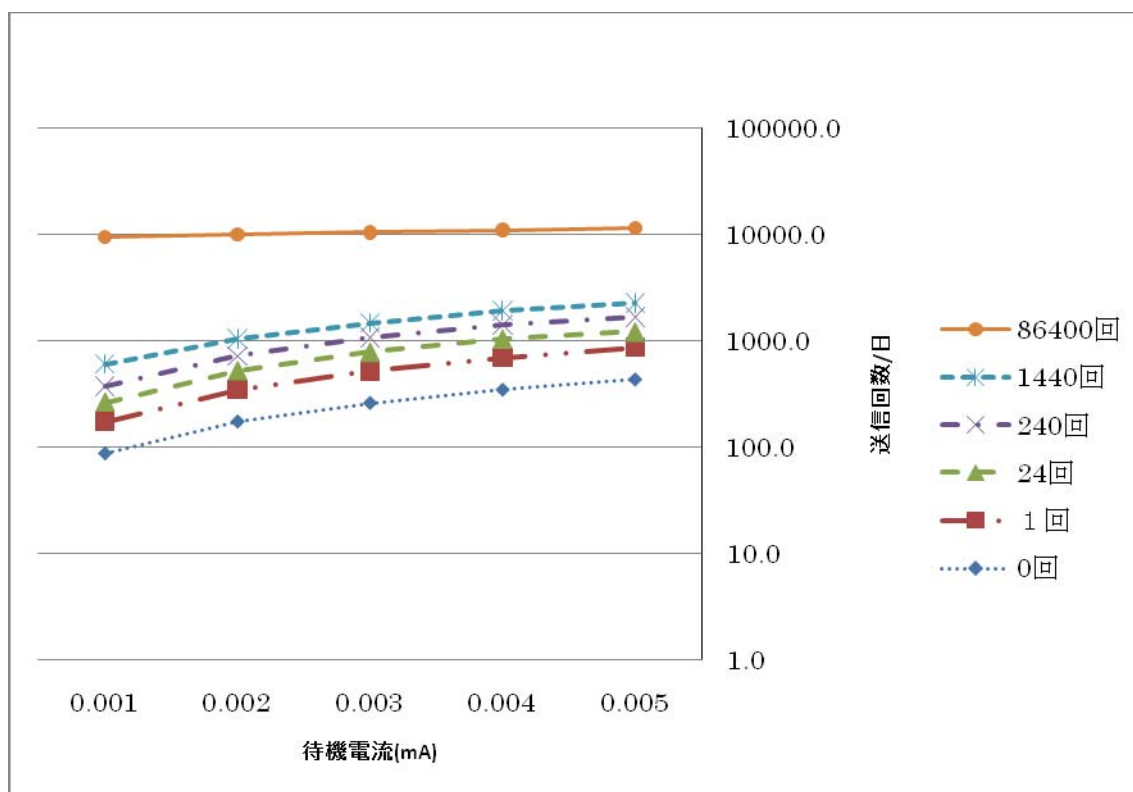


図 V.1.4.3 (vi) .3- 13 送信回数および待機電力と消費電力量

以上のデータから、待機電流よりデータ送信回数の方が電池寿命に大きく影響することがわかる。また、一日数 100 回のデータ送信数であれば、待機電流が 0.005mA の場合でも電池寿命が 2 年以上であることがわかる。

次に、無線 IC の動作電流と送信回数を変化させた場合の消費電力量を求めたので、以下に示す。

無線 IC 動作電流とは図 V.1.4.3 (vi) .3- 5 に示した、送信 (12.8mA)、受信 (17.6mA)、CSMA/CA (16.0mA)、PAoff (8.0mA) の電流値を基本値として、それぞれを、0.5 倍、1.5 倍、2.0 倍した値を用いてシミュレーションを行った結果を示している。

	無線動作電流	×0.5	×1.0	×1.5	×2.0
送信回数	0回	259.2	259.2	259.2	259.2
	1回	259.3	259.3	259.3	259.4
	24回	260.6	261.6	262.6	263.6
	240回	273.4	283.4	293.4	303.4
	1440回	344.6	404.5	464.5	524.4
	86400回	5384.4	8977.0	12579.8	16174.1

表 V.1.4.3 (vi) .3-9 無線 IC 動作電流および送信回数と消費電力量の関係

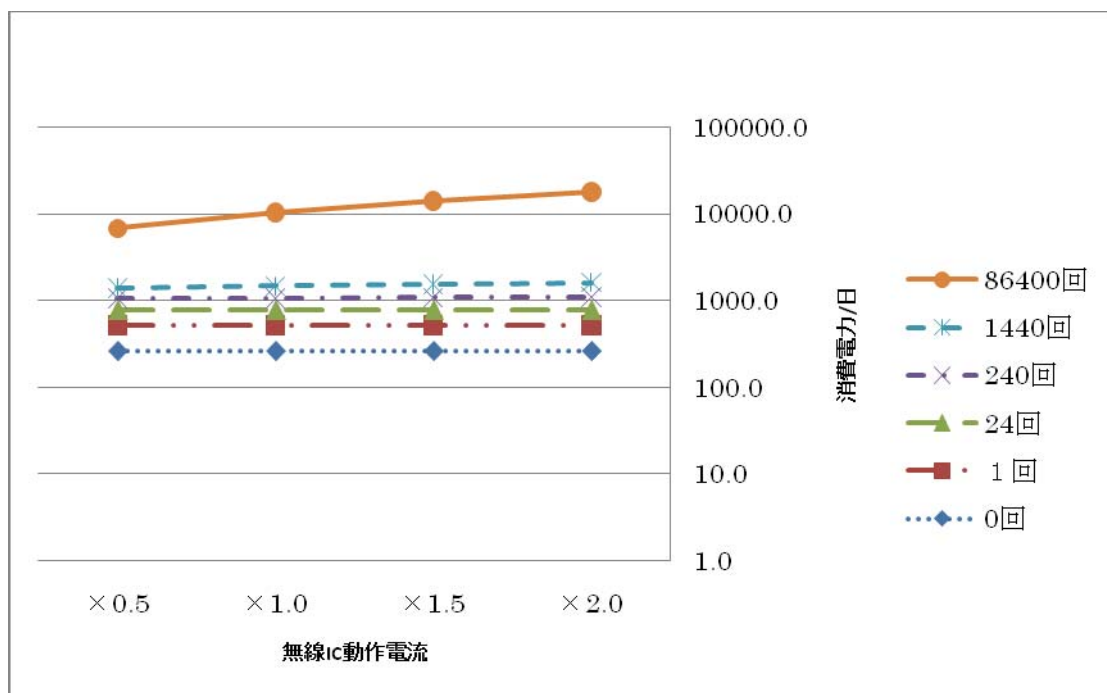


図 V.1.4.3 (vi) .3-14 無線 IC 動作電流および送信回数と消費電力量の

以上のデータから、無線 IC の動作電流を 2 倍（送信電流：25.6mA、受信電流：35.2mA 等）にしても消費電流への影響は、データ送信回数が 240 回の場合で 7%程度短縮されることがわかる。

(5) 無線部検討の結論

常時待機していてイベントの発生によりセンシングを開始する起動スイッチを用いたシステムにおいて、以下の結論を得た。

無線通信方式の詳細な検討を行うことで、以下の条件において、ボタン電池 CR2032 を電源として、電池寿命 5 年程度を達成できる可能性が高い。

条件：

- ・送信するセンサデータは 100 バイト程度で、送信回数は一日に 200 回程度まで
- ・通信距離は 20m 程度まで
- ・待機時の消費電流は 3 μ A 程度、送受信動作時は 20mA 程度まで
- ・起動スイッチは回路部を含み低消費電力 1 μ A 未満で安定して動作する

この時、待機時の消費電流の方が動作時の消費電流より電池寿命に与える影響が大きい。

(vi) .4 起動モジュールと無線部の要求仕様

無線部を含む起動モジュールの要求仕様は、(vi) .3 起動スイッチ向け無線検討 (1)要求仕様の策定で検討した内容から、以下のようになる。

起動モジュール要求仕様	
電池寿命	5年以上
寸法・重量	小型軽量
稼働地域	日本以外を含む
無線部要求仕様	
電池寿命	5年以上
寸法・重量	小型軽量
稼働地域	日本以外を含む
通信距離	15m以上
データ	測定値
	測定時刻情報
	その他情報(ベンダID・センサ種別など)
通信機能	複数センサデータの同時取得
アンテナ	内蔵

表 V.1.4.3 (vi) .4-1 起動モジュールと無線部の要求仕様

(1)機能確認用試作機の仕様

起動モジュールの機能確認用試作機を制作して動作確認を行った。試作機の構成図および全景を以下に示す。本試作では、起動スイッチとして、圧電型圧力センサ、熱発電センサおよびフローセンサを動作させる。センサとしては、温湿度セ

ンサと仮想のフローセンサを接続した。温湿度センサは動作させて温湿度を測定した。仮想のフローセンサは、動作電流 1mA で動作時間を 500ms として動作するように設定して動作させた。無線方式として ZigBee を採用した。

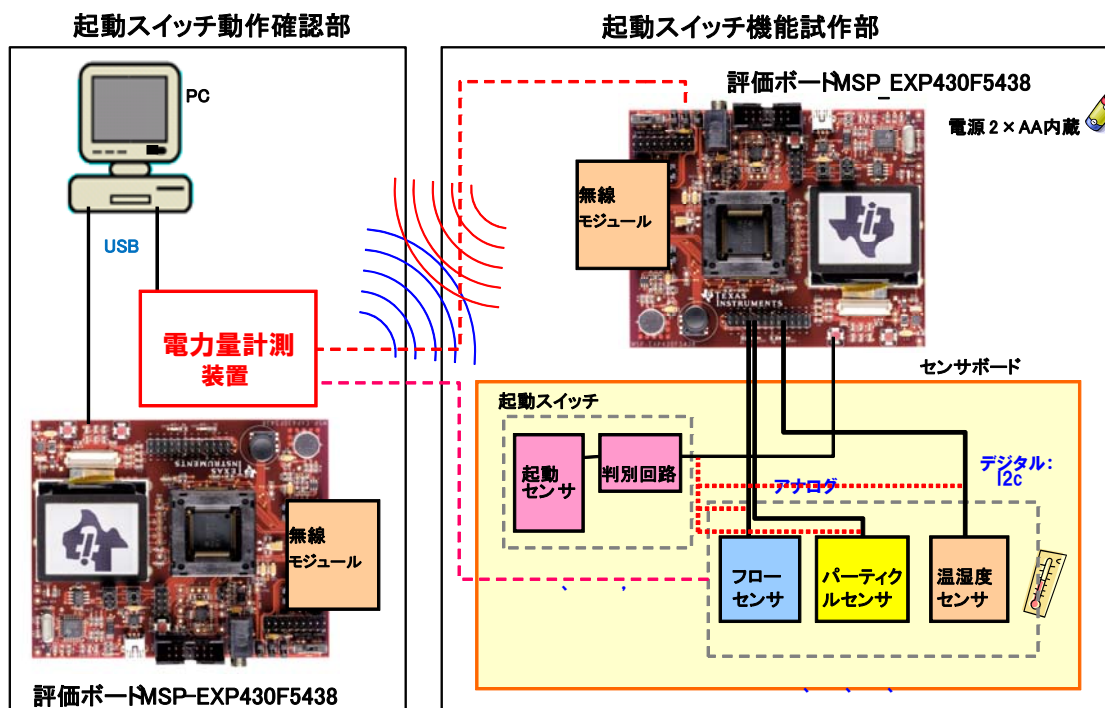


図 V.1.4.3 (vi) .4-1 機能確認試作機構成図

図 V.1.4.3 (vi) .4-1 の右側が機能確認試作機であり、左側は機能確認試作機の消費電力を測定するための計測部である。



図 V.1.4.3 (vi) .4-2 機能確認試作機全景

(2)実験結果

次に、確認実験の結果を示す。

まずフローセンサと温湿度センサを動作させた場合の消費電流の変化を以下に示す。

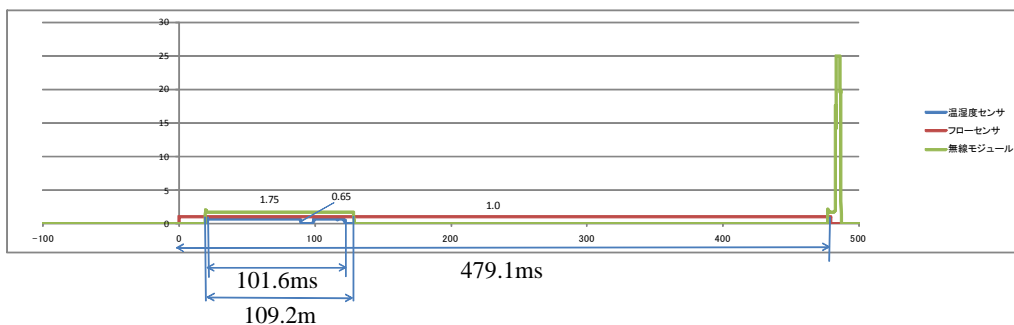


図 V.1.4.3 (vi) .4-3 機能確認試作機動作結果 (全体)

グラフの縦軸は消費電流(単位 mA)、横軸は経過時間(単位 ms)である。温湿度センサとフローセンサの消費電力は以下のように確認できた。

温湿度センサ

$$216.6(\mu\text{W}) = 0.65(\text{mA}) \times 101.6(\text{ms}) \times 3.28(\text{V})$$

フローセンサ

$$1571.4(\mu\text{W}) = 1(\text{mA}) \times 479.1(\text{ms}) \times 3.28(\text{V})$$

無線部(1)

$$626.8(\mu\text{W}) = 1.75(\text{mA}) \times 109.2(\text{ms}) \times 3.28(\text{V})$$

無線部については、以下に図 V.1.4.3 (vi) .4-3 の経過時間 500ms 直前の 25ms を拡大した図を以下に示す。この図では、消費電流の最大値が 25mA になっているが、これは低電流まで精度を確保できるように計測範囲を設定したので、大電流側では測定値が飽和しているためである。以下の電力算出には無線部基礎データより、28mA を用いた。

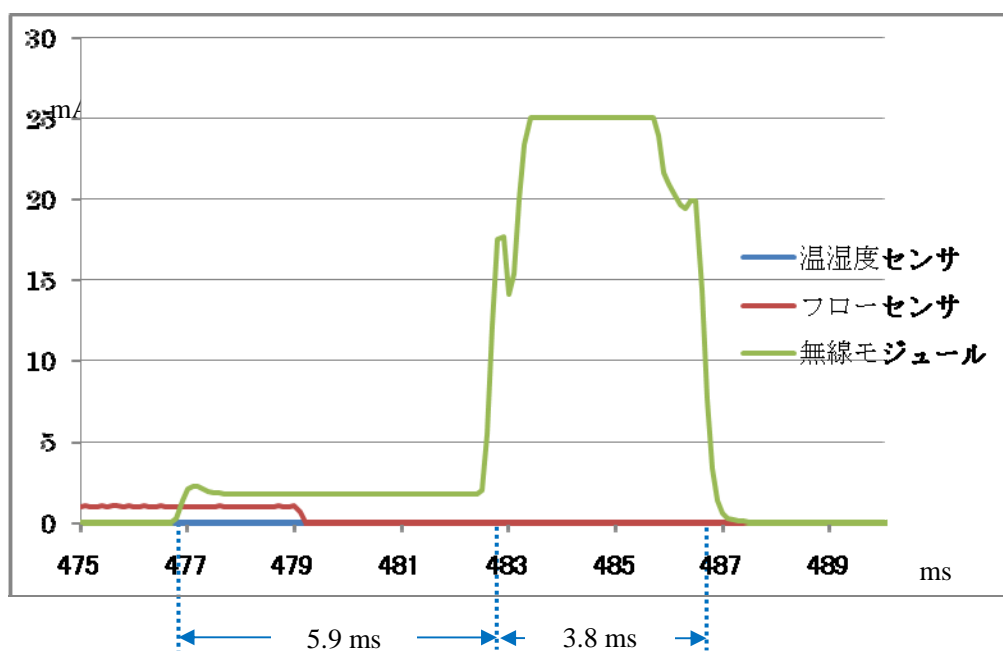


図 V.1.4.3 (vi) .4-4 機能確認試作機測定結果 (無線部)

この部分の無線部の消費電力は以下のようになる。

無線部(2)

$$382.9(\mu\text{W}) = (28.0(\text{mA}) \times 3.8(\text{ms}) + 1.75(\text{mA}) \times 5.9(\text{ms})) \times 3.28(\text{V})$$

無線部総計

$$1009.7(\mu\text{W}) = \text{無線部(1)} + \text{無線部(2)}$$

無線部(1)および無線部(2)の前半にある消費電流 1.75mA で 5.9ms の部分は、従来技術である ZigBee を使用していることで発生する動作であり、今回検討した通信制御を行うことで削減できる電力であるとかんがえられる。

以上の実験結果から、無線部の動作時間および消費電流は、前節の無線部検討結果が妥当であることが確認できた。

(vi) .5 まとめ

本研究開発では、起動スイッチ、起動スイッチ向け無線、起動モジュールと無線部の要求仕様の検討を行った。起動スイッチとして、PZT を用いたフローセンサの開発を行い、流速にたいしてほぼ線形な出力電圧の変化を確認し、圧電型フローセンサによる端末のイベント駆動化の可能性を示すことができた。また、起動スイッチを用いたシステムにおいて、無線通信方式の詳細な検討を行うことで、以下の条件下では、ボタン電池 CR2032 を電源として、電池寿命 5 年程度を達成でき、この時、待機時の消費電流の方が動作時の消費電流より電池寿命に与える影響が大きいことが分かった。

条件：

- ・送信するセンサデータは 100 バイト程度で、送信回数は一日に 200 回程度まで
- ・通信距離は 20m 程度まで
- ・待機時の消費電流は 3 μA 程度、送受信動作時は 20mA 程度まで
- ・起動スイッチは回路部を含み低消費電力 1 μA 未満で安定して動作する

(vi) .6 参考文献

- [1]. A. P. Chandrakasan, S. Sheng and R. W. Brodersen: "Low-power CMOS digital design", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.27, pp. 473-484 (1992).
- [2]. 吉川嘉茂, 堀池良雄, 林錠二, 滝池敏夫, 中井誠治, 丹藤克彦: "超小型特定小電力無線モジュールとその応用", Matsushita Technical Journal, Vol.52 No.5 (2006).
- [3]. J. Polastre, J. Hill and D. Culler: "Versatile low power media access for wireless sensor networks", Proceedings of the 2nd International Conference on Embedded Networked Sensor Systems (sensys), pp.95-107 (2004).
- [4]. L. Gu and J. A. Stankovic: "Radio-triggered wake-up capability for sensor networks", Proceedings of Real-Time and Embedded Technology and Applications Symposium, pp.27-36 (2004).
- [5]. 石田繁巳, 鈴木誠, 森戸貴, 森川博之: "低受信待機電力無線通信のための多段ウェイクアップ機構", 電子情報通信学会技術研究報告, IN2007-218 (2008).
- [6]. T. Kobayashi, H. Okada, T. Masuda, and T. Itoh, "A Digital Output Piezoelectric Accelerometer Using Patterned Pb(Zr,Ti)O₃ Thin Films Electrically Connected in Series", in Tech. Digest of MEMS 2009 Conference, Sorrento, Jan. 25-29, 2009, pp. 801-804.
- [7]. Q.Zou, W. Tan, E. S. Kim, G. E. Loeb, "Single- and Triaxis Piezoelectric-Bimorph Accelerometers", J. Microelectromech. Syst. Vol. 17, pp45-57,2008 .
- [8]. 株式会社明電舎: "天井走行台車", . (オンライン)
<http://agv.meidensha.co.jp/agv/ceiling.html>.
- [9]. 株式会社ダイフク: "クリーンウェイ", . (オンライン)
http://www.daifuku.co.jp/business/efa/efa_products_index.html.
- [10]. 愛知機械テクノシステム株式会社: "低床タイプ", . (オンライン)
<http://aiki-tcs.co.jp/products/standard.html>.
- [11]. 株式会社日立プラントテクノロジー: "AGV 自律走行型無人搬送車", . (オンライン)
http://www.hitachi-pt.co.jp/agv_intelligentcarry/ic_specification.html.
- [12]. <http://standards.ieee.org/getieee802/download/802.15.4-2006.pdf>. (オンライン)
- [13]. <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/cc2520.pdf>. (オンライン)
- [14]. http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc8111.pdf. (オンライン)
- [15]. <http://www.zigbee.org/Specifications/ZigBee/download.aspx>. (オンライン)

(vii) 位置推定センシング原理

(vii) .1 研究の目的

クリーンルーム内の作業には、その作業環境維持のため照明、空調などのエネルギーを必要とする（ただし、空調は製造設備向けの要素が強い）。一方で作業者は、埃発生の主要な原因でもあり、作業者周辺ではダウンフローを強める（換言すれば、作業者不在の場所では、ダウンフローを弱める）ことで全体としてもエネルギー消費量の削減が期待できるなど、作業者の位置を把握する価値は大きい。このため、慣性センサと RFID を組み合わせた無線方式のセンサモジュールを作業者の靴に装着して、リアルタイムにその位置を追跡するシステムを試作した。



図V.1.4.3 (vii) .1 左 モジュールと基板裏面、右 基板表面



図V.1.4.3 (vii) .2 左 サーバ、右 モジュール装着状態

(vii) .2 詳細仕様の検討

(vii) .2.1 概要

作業者の位置追跡手段としては、超音波、赤外線、カメラ、無線などの諸方式があるが、総合的に判断して、MEMS 加速度センサ、角速度センサを用いて位置を推定し、累積誤差を RFID タグで校正する方法を選定した。

表 V.1.4.3 (vii) .1 各種位置追跡法

方式	特 徴
超音波	・システムコストが高く、構造も複雑。
赤外線	・有線ネットワークが必要で、検出距離も短い。
画像	・システムが複雑、リアルタイム信号処理負荷大。高価。
UWB	・マルチパスが悪影響、既存システムと干渉。
慣性センサ+RFID	・コンパクトでコストも妥当。

出典：What is RTPTS? By Dr. Ranjith Amarasinghe (筆者一部補足)
高性能センサモジュールの開発成果を活用する観点から、同テーマで使用した CPU、無線モジュールとほぼ同一部材を使用することとした。

(vii) .2.2 搭載センサ

小型、低消費電力のセンサとして、ST マイクロ社の 3 軸加速度センサ型 LIS3DH、同社の 3 軸角速度センサ型 L3G4200D を採用した。RFID リーダには、超小型のアートテクノロジー社型 ASI4400 を選定した。

表 V.1.4.3 (vii) .2 MEMS センサの主な仕様 (メーカー： S Tマイクロ)

項 目	3 軸加速度センサ	3 軸角速度センサ
型 式	LIS3DH	L3G4200D
測定範囲	± 2/4/8/16 G 切換	250/500/2000 Deg / s 切換
感度	1/2/4/12 mG / Digit	8.75/17.5/70 mDeg/ s/ Digit
温度特性	0.01% /	0.03 Deg/s /
オフセット	± 40mG	± 15 Deg/s
雑音レベル	220 μ G / SQRT(Hz)	—
電源電圧	1.71~3.8 V	2.4~3.6 V
消費電流	11 μ A	6.1 mA
使用温度範囲	-40~85	-40~85
外形寸法	3*3*1 mm	4*4*1.1 mm

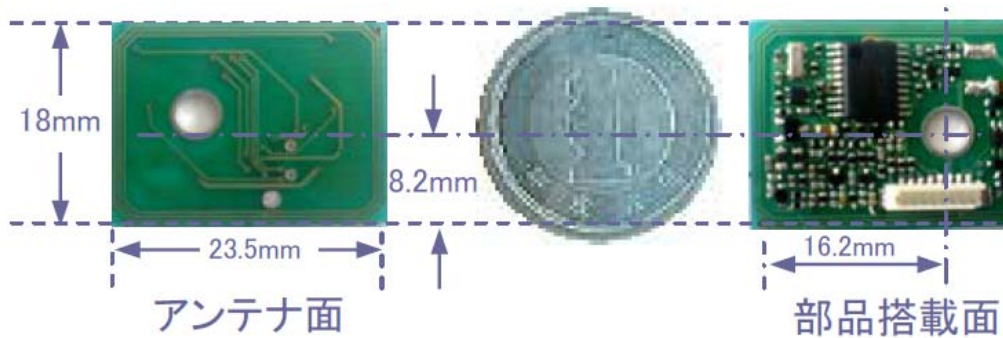


図 V.1.4.3 (vii) .3 超小型 RFID リーダ

表 V.1.4.3 (vii) .3 超小型 RFID リーダの主な仕様

No	項目	仕様
1	中心周波数	13.56MHz
2	伝送速度	ISO15693 送信(本体→タグ)26.48Kbps 受信(本体←タグ)26.69Kbps
		mobileCard 送信(本体→タグ)211.8Kbps 受信(本体←タグ)211.8Kbps
3	通信方式	ISO15693 準拠、MobileCard対応
4	適合チップ	ISO15693 I-CODE SLI I-CODE SLI-S Tag-IT Plus 読書き
		mobileCard IDm 読み取り
5	アンチコリジョン	未対応
6	マルチリーダ接続	IICバスにより最大32モジュールを接続(マスター・スレーブ接続)
7	動作温度	-10℃ ~ 50℃
8	保存温度	-30℃ ~ 60℃
9	保存・動作湿度	25%RH ~ 85%RH(結露無きこと)
10	本体基板	18mm × 23.5mm × 2.5mm (コネクタ含まず)
		18mm × 23.5mm × 4.0mm (コネクタ含む)
11	基板重量	約2g以下
12	制御部寸法	18mm × 23.5mm アンテナ基板裏面に配置
13	供給電源	DC3.3V ±5%
14	読取距離 ※ 参考:I-CODE SLI	カードサイズ 最大 5cm
		20 × 30mmサイズ 最大 4cm
		20φコインサイズ 最大 3cm
		5φ 小型サイズ 最大 1cm
		FeliCa IDm 最大 3cm
※参考値 リーダライトアンテナ、ICタグの設置環境(金属の有無、ノイズ)等に変動します		
15	アンテナ出力	80mW以下 固定 微弱無線通信局
16	消費電流 1台当り	動作時最大
		80mA
	動作時最小	10mA以下
	待機時	250 μA

(vii) .2.3 CPU

高機能センサモジュールテーマで使用したのと同じ TI 社 CPU のシリーズ品 MSP430F2418TPM を採用した。概要を以下に示す。接続確認やピン部での信号チェックなど、扱い易さの観点から、QFP を使用した。

MSP430F241x, MSP430F261x
MIXED SIGNAL MICROCONTROLLER

SLAS341G - JUNE 2007 - REVISED MARCH 2011

- Low Supply Voltage Range, 1.8 V to 3.6 V
- Ultra-Low Power Consumption:
 - Active Mode: 365 μ A at 1 MHz, 2.2 V
 - Standby Mode (VLO): 0.5 μ A
 - Off Mode (RAM Retention): 0.1 μ A
- Wake-Up From Standby Mode in Less Than 1 μ s
- 16-Bit RISC Architecture, 62.5-ns Instruction Cycle Time
- Three-Channel Internal DMA
- 12-Bit Analog-to-Digital (A/D) Converter With Internal Reference, Sample-and-Hold, and Autoscan Feature
- Dual 12-Bit Digital-to-Analog (D/A) Converters With Synchronization
- 16-Bit Timer_A With Three Capture/Compare Registers
- 16-Bit Timer_B With Seven Capture/Compare-With-Shadow Registers
- On-Chip Comparator
- Four Universal Serial Communication Interfaces (USCIs)
 - USCI_A0 and USCI_A1
 - Enhanced UART Supporting Auto-Baudrate Detection
 - IrDA Encoder and Decoder
 - Synchronous SPI
 - USCI_B0 and USCI_B1
 - I²C™
 - Synchronous SPI
- Supply Voltage Supervisor/Monitor With Programmable Level Detection
- Brownout Detector
- Bootstrap Loader
- Serial Onboard Programming, No External Programming Voltage Needed
 Programmable Code Protection by Security Fuse
- Family Members† Include:
 - MSP430F2416
92KB+256B Flash Memory, 4KB RAM
 - MSP430F2417
92KB+256B Flash Memory, 8KB RAM
 - MSP430F2418
116KB+256B Flash Memory, 8KB RAM
 - MSP430F2419
120KB+256B Flash Memory, 4KB RAM
 - MSP430F2616
92KB+256B Flash Memory, 4KB RAM
 - MSP430F2617
92KB+256B Flash Memory, 8KB RAM
 - MSP430F2618
116KB+256B Flash Memory, 8KB RAM
 - MSP430F2619
120KB+256B Flash Memory, 4KB RAM
- Available in 80-Pin Quad Flat Pack (QFP), 64-Pin QFP, and 113-Pin Ball Grid Array (BGA) (See Available Options)
- For Complete Module Descriptions, See the *MSP430x2xx Family User's Guide*, Literature Number SLAU144

(vii) .2.4 電池と充電器

センサと CPU に常時通電するため、200mAh のリチウムイオン電池を使用した。送信周期 30/100ms の場合にそれぞれ 6/8 時間以上使用できた。

また、運用上の利便性を考え、非接触充電モジュール (セイコーエプソン製 型 S4E16402/16403) を追加した。充電所要時間は、4 時間以内であった。

表 V.1.4.3 (vii) .4 電池の仕様

項目	PD2450
公称電圧	3.7V
標準放電電流	100mA
瞬間放電電流	400mA
容量	200mAh
初期内部抵抗	0.5

■ 特徴

- ◆ 空芯平面コイルによる伝送距離 2.8mm、出力 0.5W の無接点電力伝送を実現
- ◆ 空芯平面コイルの採用により薄型ユニットを実現
- ◆ ID 認証機能による識別化が可能
- ◆ 金属検知、異常温度検知により安全性を確保
- ◆ サイズ：送電側=45*33*6.2(t)mm
受電側=22*22*2.3(t)mm



図 V.1.4.3 (vii) .4 非接触充電モジュールの特長と外観

(vii) .2.5 無線モジュール

高性能センサモジュールに使用したものと同一、パイソフトラブ社の特定小電力製品を採用した。(通信頻度の高さに鑑み、型 RFS24D1D-5-B を使用。)

カタログ通信距離の 50m に対し、当初のセンサモジュール構造では、2m 程度しか距離が伸びなかった。高性能センサモジュールでは 10m 強の通信が出来ることから、モジュールケース内の無線アンテナ位置変更などを試み、静止状態では 7m 強までの通信が可能であることを確認した。

しかしながら、モジュールを回転させると、データ欠損が発生した。1 m の距離でも 1 秒以上の欠損が頻繁に発生し、未だに解決できていない。サーバ側では欠損データを埋める対処をしているが、1 秒以上の欠損は追跡精度を大きく損なうものである。以下に、7.1m の距離で静止状態、ならびに 1 m で回転させた場合のデータ欠損例を示す。Y 軸が 2 以上の場合 1 を減じた値が連続欠損数であり、最大 65 回連続欠損 = 6.5 秒間の欠損が記録されている。

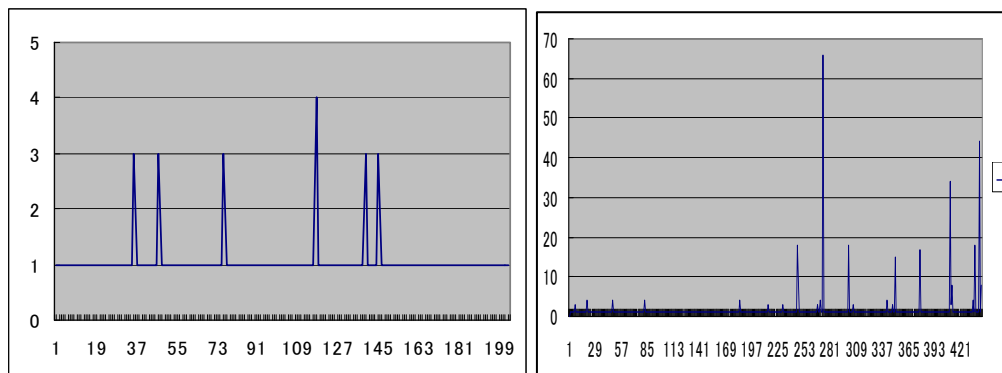


図 V.1.4.3 (vii) .5 モジュール無線出力(a)7.1m での静止時、(b)1m での回転時

データ欠損の理由としては、電池寿命の観点から出力 0 dB (1 mW) と微弱な電波を用いたこと、ゲインの低い基板パターン上のアンテナを使用したこと、2.4GHz の電波は直進性が強く、障害物の影響を大きく受けること、モジュールが金属メッシュ床直近に置かれるため、電波が飛びにくいことなどが挙げられる。バイナリデータを送受することもあり、一旦同期が外れると再同期に時間がかかる。今後は無線方式の再選定、1 秒以上のデータ欠損があることを前提としたシステム構成の見直し、あるいはアルゴリズムの開発が必要である。

なお、無線でなく有線通信を用いた場合にも、時折データが欠損することが観察された。その原因は、Windows OS の処理や別アプリケーションの動作（例えば、タスクマネージャ）であり、本追跡システム稼動にあたっては、別のアプリケーションはすべて終了させる必要がある。

(vii) .2.6 センサ信号前処理

センサ信号の状況より、センサ信号の前処理には、それなりの工夫をした。具体的には、スパイクノイズカットのため急峻な変化波形の除去、最大値リミッタ（実際には、使用不要と判明）、平準化のための移動平均などを組み込んだ。下図において、Z 軸加速度が -1,000 近辺にあるのは重力加速度のため、X 軸加速度が -160 辺りにあるのは、モジュール取り付け角度の傾きによる重力加速度の X 軸方向分力のためである。

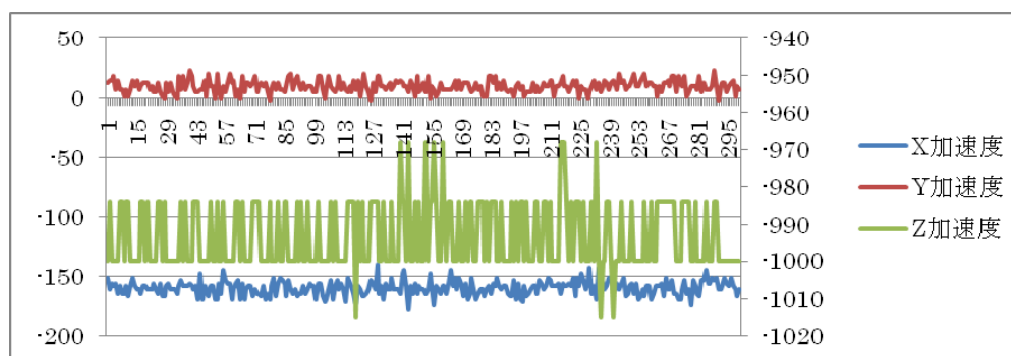


図 V.1.4.3 (vii) .6 静止時の加速度センサ信号 左軸 X、Y 右軸 Z 30ms 周期
(単位は mG)

センサ信号のサンプリング周期は当初 10ms としていたが、短パルスノイズ除去機能追加にあわせ、最終的に 5ms に改めた。サーバへの通信周期は、モジュール 1 個の場合で 30ms または 100ms、複数モジュールの場合は、100ms である。サーバへの通信周期にあわせ、X と Y 軸加速度センサ、ならびに角速度センサ出力には任意回数の移動平均、ないし積分処理する機能を組み込んだが、フィールドテスト時には、通信周期に合わせた移動平均＝積分処理と等価のみ用いた。

Z軸の加速度センサ出力は、当初X、Y加速度と同じ扱いとしたが、着地検知を確実にするため、ピークホールドに改めた。

サーバへの通信データ欠損対策として、2回までの欠損時にはその後のデータで補充することとした。

上記センサ信号のほかに、RFID タグ検出信号と電池電圧もサーバに送った。

(vii) .2.7 追跡アルゴリズム 1：積分法

当初追跡に用いた演算式は、オーソドックスなものである。センサ信号に対してゼロ点補正のためのオフセット調整、ゼロ点近傍ノイズカットのためのリミッタ（正負別の値を設定可）、センサの正負特性バラツキ対策として、積分係数を+側と-側独立して設定可能とするなどの処理を組み込んだ。

モジュールの向きは、ジャイロの角速度出力を積分して求めた。

加速度を積分して速度と X、Y 軸方向位置移動情報を算出し、体の向き情報を加味してクリーンルームの X、Y 軸方向の移動量に換算の上積算した。

以下に、その詳細を記す。

表 V.1.4.3 (vii) .5 使用した記号

	位置	速度	加速度	生加速度	生角速度	加速度変
センサー座標	X _n	V _{xn}	A _{xn}	mA _{xn}		A _{xn}
	Y _n	V _{yn}	A _{yn}	mA _{yn}		A _{yn}
	Z _n	V _{zn}	A _{zn}	mA _{zn}		A _{zn}
ワークスペース	wX _n	wV _{xn}	wA _{xn}			
	wY _n	wV _{yn}	wA _{yn}			
	wZ _n	wV _{zn}	wA _{zn}			
角速度センサ	K _{xn}	C _{xn}			mC _{xn}	
	K _{yn}	C _{yn}			mC _{yn}	
	K _{zn}	C _{zn}			mC _{zn}	

		乗数係数	オフセット係数
実加速度変換係数	X	P _x	Q _x
	Y	P _y	Q _y
	Z	P _z	Q _z
実角速度変換係数	X	E _x	F _x
	Y	E _y	F _y
	Z	E _z	F _z

時間間隔	Δt	サンプル時間
------	------------	--------

n 0～のシリアル番号、通信上は1～
wX wY wZ wV wAの wはワークスペースの記号
x y z は軸を示す記号

(1) 基本計算式

X 軸速度と位置は

$$V_{xn} = A_{xn} dt + V_{xn-1}$$

$$X_n = V_{xn} dt + X_{n-1}$$

Y 軸速度と位置は

$$V_{yn} = A_{yn} dt + V_{yn-1}$$

$$Y_n = V_{yn} dt + Y_{n-1}$$

Z 軸の角度 (ヨー角)

$$K_{zn} = C_{zdt} + K_{zn-1}$$

ただし、n は 0 からの連番

初期位置はセンサー座標では 0、初速度は 0 (ゼロ) である。

$$A_{x0} = A_{y0} = 0$$

$$V_{x0} = V_{y0} = 0$$

$$X_0 = Y_0 = 0$$

$$K_{z0} = 0$$

加速度を XY 座標に毎に変換

$$\begin{bmatrix} A_{xn} \\ A_{yn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(K_{n-1}) & -\sin(K_{n-1}) \\ \sin(K_{n-1}) & \cos(K_{n-1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{xn-1} \\ A_{yn-1} \end{bmatrix}$$

センサーモジュールデータを今のセンサーの向きの実加速度に変換

$$_A_{xn} = P_x (mA_{xn} + Q_x)$$

$$_A_{yn} = P_y (mA_{yn} + Q_y)$$

センサー座標の加速度に変換

$$A_{xn} = _A_{xn} \cos(K_{n-1}) - _A_{yn} \sin(K_{n-1})$$

$$A_{yn} = _A_{xn} \sin(K_{n-1}) + _A_{yn} \cos(K_{n-1})$$

X 軸速度と位置は

$$V_{xn} = A_{xn} t + V_{xn-1}$$

$$X_n = V_{xn} t + X_{n-1}$$

Y 軸速度と位置は

$$V_{yn} = A_{yn} t + V_{yn-1}$$

$$Y_n = V_{yn} t + Y_{n-1}$$

t は一定時間で内部定数を参照する。(100ms または 30ms)

Z 軸の角度（ヨー角）

$$Czn = Ez \cdot mCzn + Fz$$

$$Kzn = Czn \cdot t + Kzn-1$$

足が着地するごとに速度をリセットし、累積誤差を解消した。足の着地は、当初 Z 軸加速度、その後 X 方向の加速度や Z 軸方向の位置情報を加味して判定を試みたが、最終的には通信周期毎にピークホールドされた Z 軸加速度のみから判定することとした。当初着地時 Z 軸の加速度が X 軸に比べて低めに見えたのは、Z 軸加速度変化が X 軸より急峻でパルス巾が狭く、100ms 間の平均化によって小さくなっていたからである。Z 軸加速度は位置検出に用いていないこともあり、平均化処理をピーク値保存処理に改めた。この結果、着地補足失敗率が激減した。加速度の波形例を以下に示す。

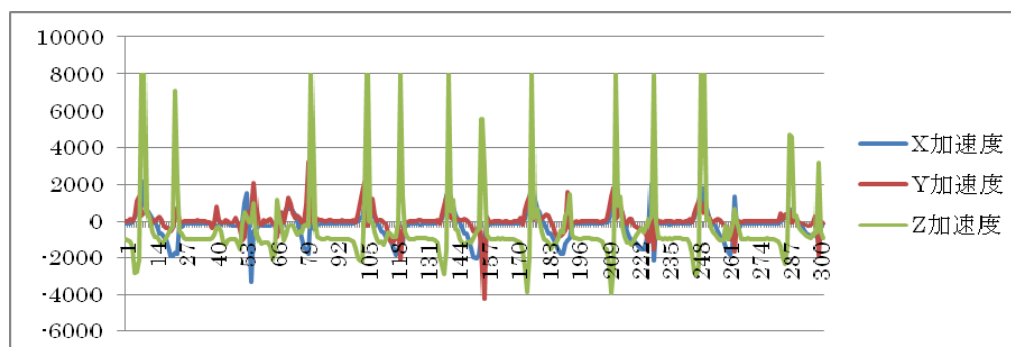


図 V.1.4.3 (vii) .7 歩行時の加速度 周期 30ms (単位 m)

追跡に当たってのモジュールの初期位置、ならびに角度は、クリーンルーム入り口部にキータグを設置し、それを指定された角度で踏むことで教示する。体の向きとモジュールの向きには一定のズレがあるため、そのオフセット角度を設定できるようにになっている。室内にはほかにも複数のタグを置き、それぞれの近辺にモジュールが来ると、各タグの位置に校正する。

後述するが、本方式による追跡結果は当初の期待にまったく及ばなかった。このため、新規な方法（以後、歩数計法と記す）を新たに組み込んだ。

(vii) .2.8 追跡アルゴリズム 2 : 歩数計法

積分法では、加速度を積分して求めた速度を再度積分して、移動量を算出する。実際の加速度波形を見ると、残念なことに、同じように歩いているつもりでも加速度の値は大きく変動している。また、軌跡が実際の歩行のメリハリの利いたモジュール移動にもかかわらず、ほとんど追従できていなかった。

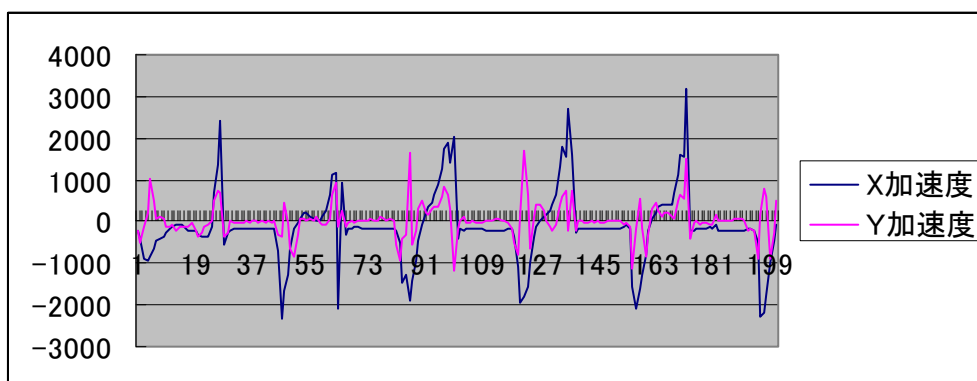


図 V.1.4.3 (vii) .8 歩行時の X、Y 加速度 30ms 周期 (単位 mG)

新アルゴリズム開発に際し、無線通信ではデータ欠落が不可避のため、有線方式のみを対象とした。アルゴリズム検討に集中するため、子機数も 1 台のみとした。

新たに組み込んだ歩数計法は、以下のようなものである。

センサ信号に対する処理、モジュールの角度算出、ならびにモジュールの X、Y 軸方向の速度算出法は、積分法と同じである。

積分法では、算出した速度信号を再度積分して移動量を求めていたのに対し、歩数計法では算出した速度のピーク値に、着地間隔時間と係数を掛けたもので移動量を算出している。前進/後退の判別は、正負それぞれの加速度ピーク値の絶対値の大きいほうを採用することで対応した。

着地時には、Z 方向に大きな加速度が観察されるが、その時間幅は比較的短い。着地前後には、X、Y 方向にも大きな減速加速度が観察される。Z 加速度検知による速度情報のリセット期間が短く、着地時の大きな X、Y 減速加速度を積分した瞬間速度情報によって進行方向を誤って判断することが散見されたため、着地信号を指定期間延長する手段を追加した。

また、着地時刻間隔と速度を乗算する方法では、たとえば椅子に座ってモジュールのついた靴を長時間浮かせていると、次回着地時に大きな移動距離が積算されてしまう。この予防策として、通常の歩行ではありえない時間連続して着地が検知されない場合は、刻々と積分されている速度情報をクリアする手段を付加した。

(vii) .2.9 サーバ機能

サーバ側には、以下の画面を設けた。

- ・タグ配置登録： クリーンルームの広さ、基準点となるキータグの位置とオフセット角度、ならびにその他のタグの位置を登録。(最大 254 個まで登録可能)

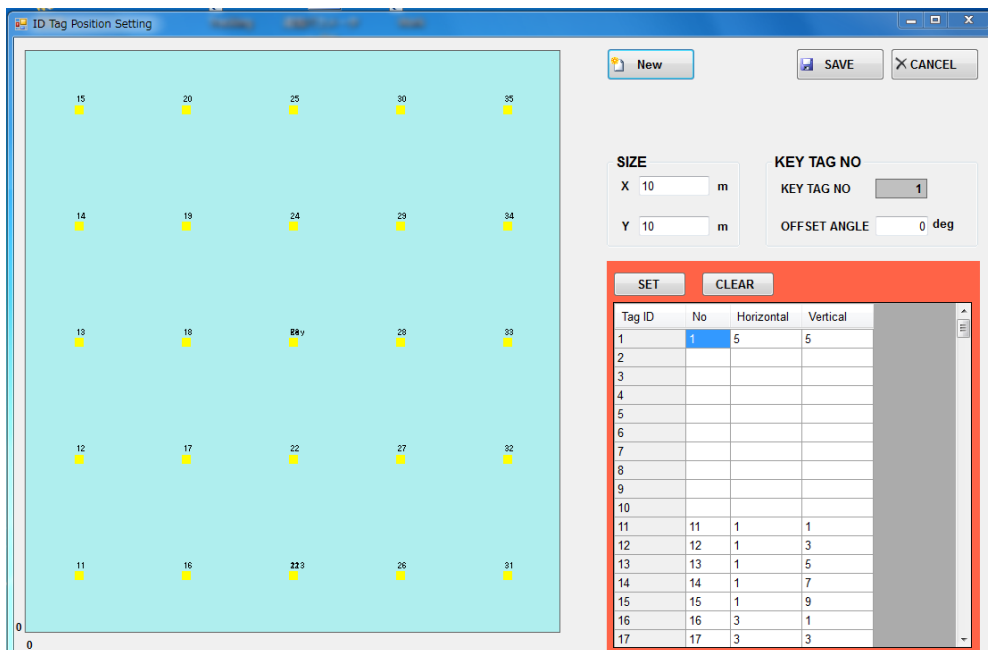


図 V.1.4.3 (vii) .9 RFID タグ配置設定登録画面

- ・設定： システム稼動上の諸条件を設定する。

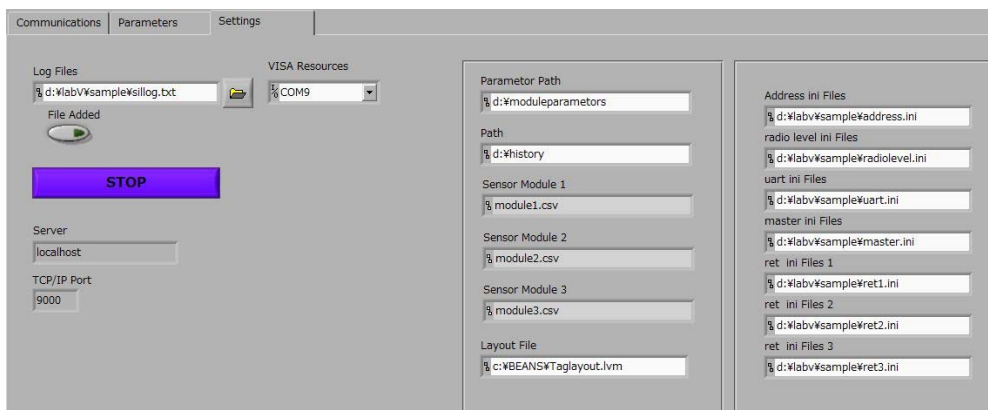


図 V.1.4.3 (vii) .10 動作条件設定画面

- ・パラメータ設定： 位置推定のための各モジュールのパラメータを設定する。

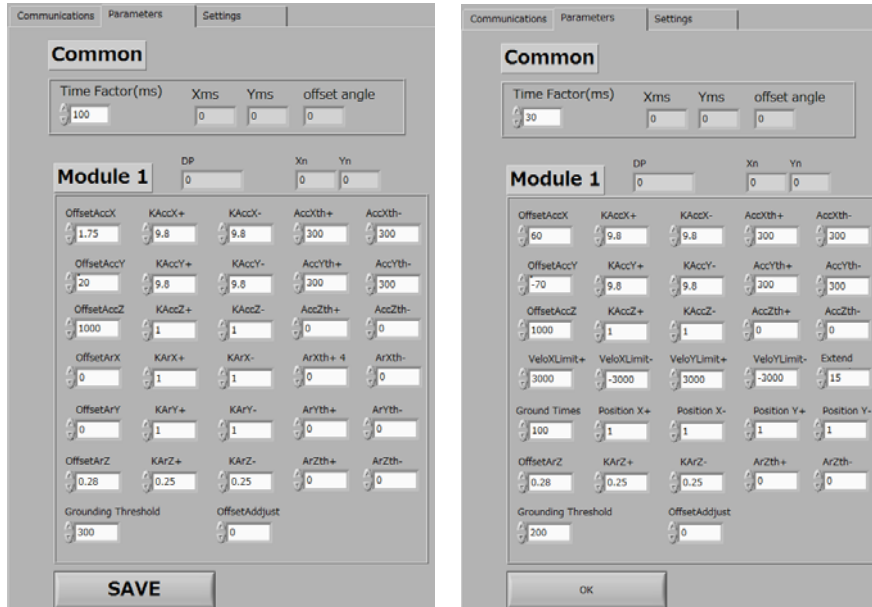


図 V.1.4.3 (vii) .11 パラメータ設定画面 左 積分法 右 歩数計法

- 共通パラメータ： 通信周期、3 軸加速度および Z 軸周り角速度に対するオフセット／正負積分係数／正負微小ノイズリミッタ、着地検知レベル
- 歩数計法専用： X/Y 方向最高速度リミッタ、X/Y 正負移動距離係数、着地信号延長タイマ、非着地継続時速度リセットタイマ

- ・センサモニタ： 各モジュール内蔵センサの出力、検知した RFID タグ、電池残量をリアルタイム表示する。



図 V.1.4.3 (vii) .12 センサ、電池残量のモニタ画面

- 位置表示： 追跡中のモジュールの所在地を画面上に表示する。

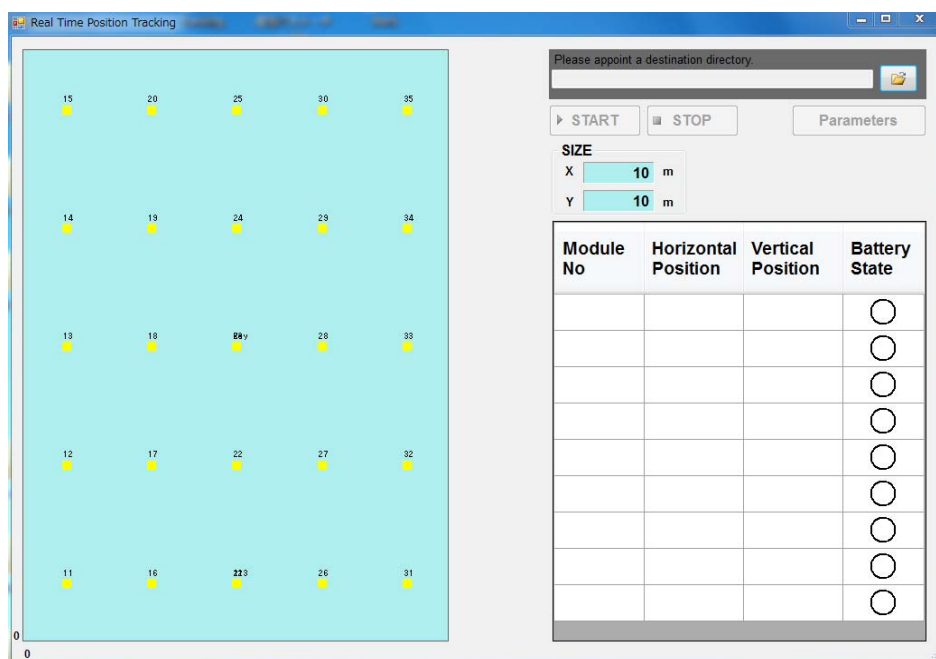


図 V.1.4.3 (vii) .13 追跡位置表記画面

- 履歴表示： 1 個のモジュールのログデータを読み出し、移動軌跡を描画する。一括描画、進行描画、ならびに RFID による校正状況が描画される。画面右側には、加速度と角速度のグラフが表示される。

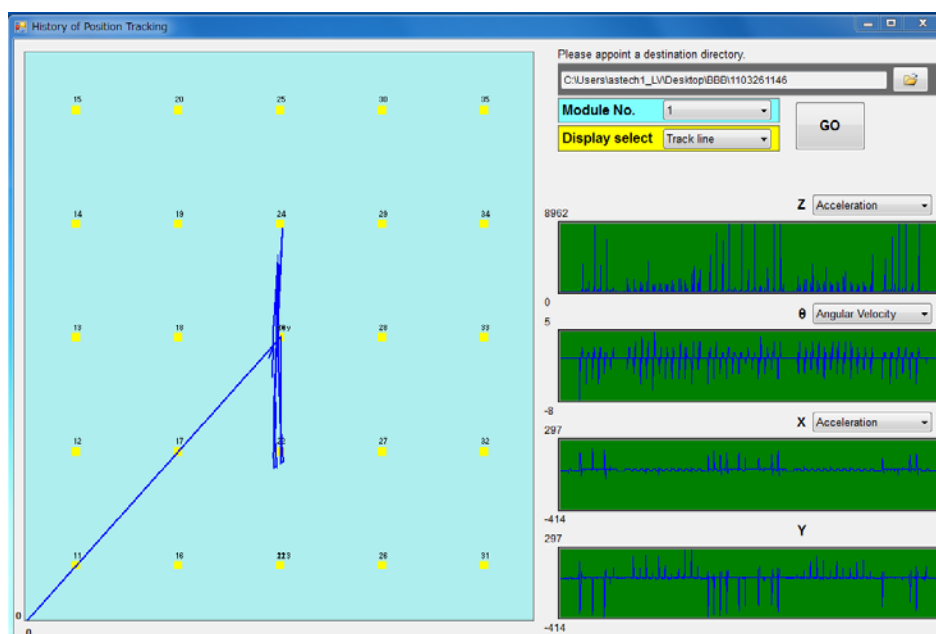


図 V.1.4.3 (vii) .14 移動軌跡一括表示例 (歩数計法、カニ歩き)

(vii) .3 試作品の評価

(vii) .3.1 有線による追跡結果

モジュールからの無線信号にデータ欠損が多発するため、モジュールとサーバを有線で接続して、位置追跡性能を確認した結果を下表に示す。

モジュールは、右足の靴のかかと部に取り付けた。

積分法、歩数計法それぞれについて、所定のパターンで1分間強歩行し、出発点に戻った時点における位置誤差を測定した。(X/Y 方向誤差。単位m。)

RFID タグ検知による校正機能は別途確認済のため、タグは測定開始時の位置ならびに角度校正にのみ使用した。

個別パラメータは、歩行ごとにパラメータを調整した場合、共通パラメータは代表的なパラメータを全歩行パターンに適用した場合の結果を示す。

共通パラメータとしては、個別パラメータ中太字のものを採用した。

表V.1.4.3 (vii) .6 所定パターン1分後の位置推定結果 (X/Y (単位:m))

パターン	積分法		歩数計法	
	個別 P	共通 P	個別 P	共通 P
静止①	0.59/0.08	0.59/0.08	0.00/0.00	0.00/0.00
足踏み②	0.17/0.30	13.59/19.85	0.13/0.08	3.64/2.89
カニ歩き③	0.65/0.09	18.45/6.36	0.23/0.36	1.03/1.76
前後進④	0.82/0.83	18.56/18.06	0.37/0.53	2.07/2.49
前進 CCW⑤	0.20/0.39	1.84/18.44	0.84/0.69	1.24/1.01
円周 CCW⑥	0.62/0.33	11.19/22.43	0.17/0.34	0.27/0.75
円周 CW⑦	.085/0.17	OF/OF	0.01/0.48	0.01/0.48

P:パラメータ OF:オーバフロー (>37.77m)

靴を履いて静止

その場で足踏み

6 mの直線上を、中央から出発して左右に往復を繰り返す。

6 mの直線上を、中央から出発して、Uターンすることなく前後に往復を繰り返す。

6 mの直線上を、中央から出発して、端に来る毎に左回りにUターンして、往復を繰り返す。

直径2 mの円周上を、反時計回りに5回転する。

直径2 mの円周上を、時計回りに5回転する。

最終時点の位置誤差は上表のとおりであるが、軌跡形状も歩数計法のほうが階段に優れていた。

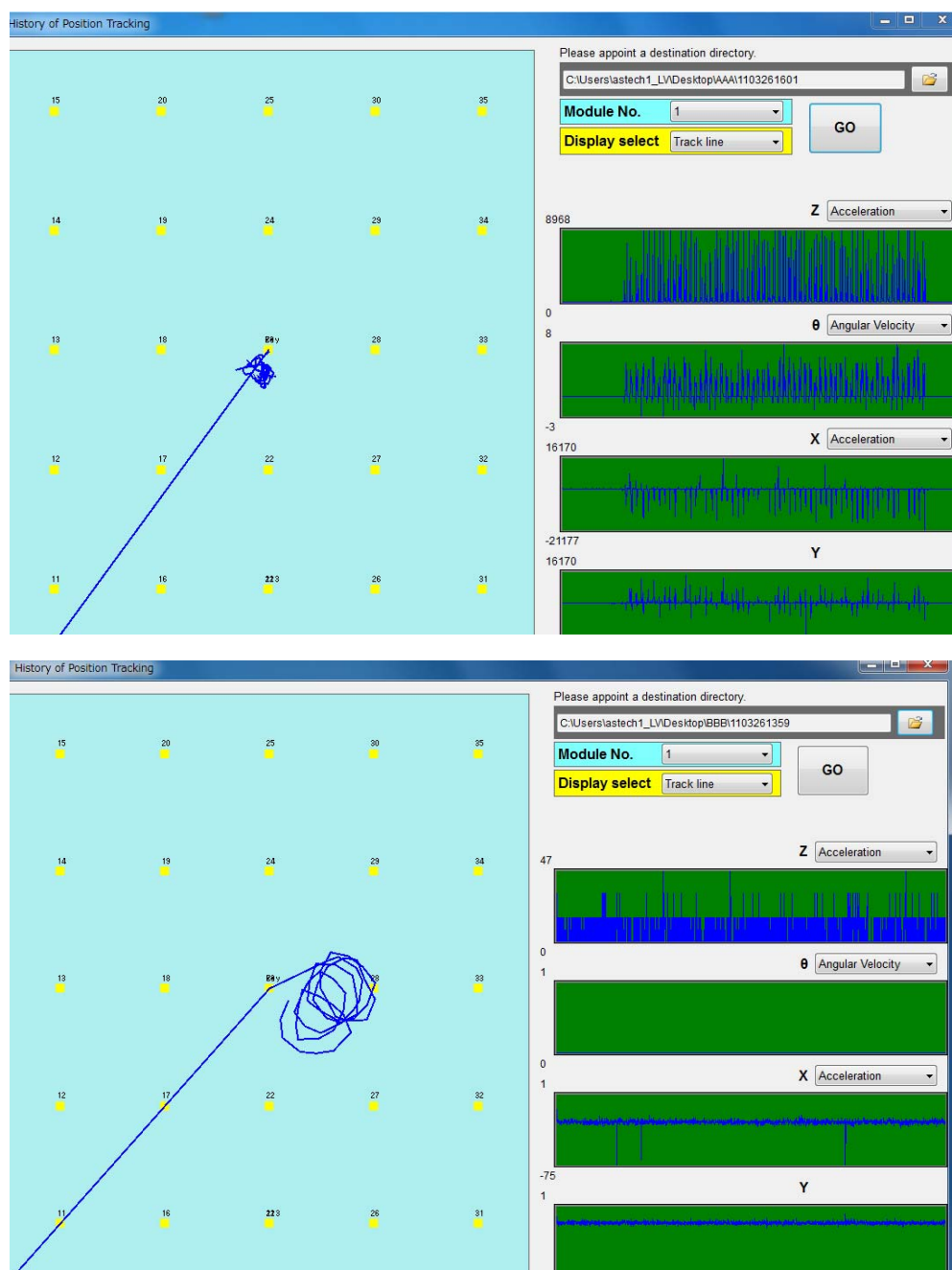


図 V.1.4.3 (vii) .15 円周上歩行時の軌跡 (上：積分法 下：歩数計法)

積分法は、補正パラメータで幾ら調整しても位置検出が出来たとはとても言い難い。位置精度を話題に出来るレベルではなく、実際の歩行経路とは似ても似つかぬ追跡結果であった。全般的に動きにメリハリがなく、停止中もノイズで位置がふらつき、逆に移動しても殆ど追従できなかった。

センサ信号を観察すると、定常的な歩行においても信号のレベル変動が大きく、積分による平準化効果に期待したが、全くの期待はずれに終わった。

(vii) .3.2 実用化に向けた課題： システム構築手段

開発当初は LabVIEW 単独でシステム構築を目指したが、操作性 (GUI) を考えた場合、LabVIEW で満足するためには非常な労力を必要とする点や、画像表示に於いて複数アイテムの表示が高速に行えない事が判り、データ受信部と計算部分を除き Windows アプリ (C#) で開発した。ただ、動作パラメータのテーブルからの読み込みが困難などの LabVIEW の特殊性を考えると、多数のモジュールを同時追跡する用途では、全て C で組んだほうが結果的に簡単であったといえる。(本見解は、LabVIEW 発売元の NI 社の理解を得ていない。設計担当者の LabVIEW に対する未熟さが原因の可能性は否定できない。)

作業位置表示機能、タグ位置設定機能、履歴表示機能、シミュレーション機能が正常に機能している事を確認した。ただし、履歴ファイルを用いたパラメータ変更効果確認作業については、操作性に課題を残している。

今回は Windows PC を用いたが、無線通信のデータ欠損の原因になることが判明した。この種システムでは、リアルタイム OS の採用が望ましいといえよう。

(vii) .3.3 実用化に向けた課題： 無線通信

今まで述べたように、今回選定した無線モジュールでは、満足の行く通信結果が得られなかった。より大出力を用いる (消費電力は増える)、ゲインの高いアンテナを用いる、アンテナを床面からはなす、あるいは回り込みの大きい周波数の電波を用いる (寸法が大きくなる) などの改善策が考えられるが、程度の差こそあれ、データ欠損は残るであろう。

同時追跡可能なモジュール数についても、無線通信プロトコルにより通信タイミングが定期的に割り振られるため、センサモジュールのデータをエンタリーできる期間に制限が有ることが判明し、通信周期 100ms では最大 9 台であった。更に、センサモジュール 2 個でのテストに於いて、連続したチャンネルに配置した場合、データの欠落が発生する事が判明し、最終的に安定的に通信できるモジュール数は同時 3 台となった。この解決には、サーバ側無線モジュールとサーバ本体の間に大容量の通信バッファを設置し、バッファとサーバ間の通信を現在の RS232C から、高速のイーサネット等にすることが必要である。

今回は、センサデータを高頻度にサーバに取り込み、サーバ側で位置推定計算をさせる構成としたが、モジュール側で位置計算まで実施し、サーバからモジュールに動作パラメータを送り込む方式のほうが、データ欠損には強い。この場合、アルゴリズム構築・調整が困難になるため、今回のシステムなどでアル

ゴリズムを開発、チューニングののちに、子機に書き込むことが求められる。

(vii) .3.4 実用化に向けた課題： アルゴリズム

追跡結果が芳しくない要因を、以下に掲げる。

①知見の欠如

ランジス博士による事前研究や調査から得られた知見・ノウハウを活用できず、既存文献から出発してオーソドックスな数式を立てて臨んだが、実際にセンサから収集されるデータは、波形やレベル変動の非常に大きなものであった。定常的に歩いても、センサ信号は全く定常的ではなかった。このため、得られた追跡結果は、当初の予備的なセンサ信号誤差計算から予想したもの（2%強、換言すれば1分間ごとに2m程度の累積誤差）には、とても及ばなかった。加速度データには、歩行本来の足首の一步ごとの加速減速に起因するもののほかに、歩行時の足の角度変化に起因する重力加速度の分力が重畳する。足首の角度を用いた補正演算である程度解決するとも考えられるが、実際の歩行時データのバラツキ具合からは悲観的にならざるを得ない。

②新方式の検討不足

局面打開のため別方式を試みたが、積分方式よりは優れるものの、軌跡を含む追跡精度を語るレベルには至らなかった。着地検知信号を延長する手段は付加したが、着地時点のX、Y軸加速度信号をカバーしきれなかった。

③方向検知に関する課題

今回のシステムでは、追跡当初にキータグを踏む際モジュールの角度をシステムに教えるが、それ以降の角度情報はジャイロによる計測データにのみ頼っている。現実には、使用した角速度センサの精度（1回転ごとに最大7度以上の誤差が累積する）から、方向情報はすぐにずれ始める。追跡にあたっては、加速度センサ信号から算出されるモジュールのX、Y方向の移動量を、角速度センサで求めたモジュールの向きによってクリーンルームのX、Y方向に都度換算する。このとき、モジュールの向きが狂っていると、追跡結果が全く別方向を向いてしまうことになる。（例えば、逆方向に移動したと誤判断することになる。）今回は、累積的な角度誤差以前の問題として、最初からたったの2回転目でも追跡結果があらぬ方向に動いてしまった。（方向転換速度により、得られる角度変化が大幅に左右されてしまったため。）

この問題は、角速度センサデータのデータ収集精度を上げることによりある程度は改善できようが、今回のテーマで用いたセンサ信号だけからは、根本的解決は見込めない。

ももとは、RFID タグ信号で位置誤差を校正する際に、校正時の誤差量を加速度要因と角速度要因に分解し、角度誤差をも校正することを目指していたが、誤差量が大きすぎて対処できなかった。

(vii) .3.5 実用化に向けた課題

①コンパスの併用

角度の累積誤差を解消するには、コンパスの併用が効果的である。室内では、場所によって地磁気の方向に乱れが生じるが、現在採用しているRFIDタグでの位置校正時に、タグごとの地磁気偏差データを加味すれば方向校正が簡単に可能となる。MEMS地磁気コンパスは、すでに販売されている。(例 ヤマハ YAS525B)

「タグによる位置補正データから、多元連立方程式を解いて方位を修正する」のが絶対不可能とも言えないが、コンパス採用の方が、はるかに容易である。

③追跡アルゴリズム

歩数計法で着地検知信号を延長する手段は付加したが、着地時点のX、Y軸加速度信号をカバーしきれなかった。両加速度信号を所定時間遅延させた後に速度に積分し、延長された着地信号でその速度をクリアできれば、より正確な速度が求まるものと思われる。この着地検知部分の工夫は、積分法にも効果をもたらすはずである。

どのようなアルゴリズムを用いるにせよ、様々な場面を同じ演算パラメータでカバーするには無理がある。追跡成績(タグを踏んだときの校正量)から、演算パラメータをダイナミックに更新するシステムとする必要がある。このための手段としては、カルマンフィルタ、ニューラルネット、ファジィ推論、シーン判定によるモード切替など色々ありうる。

(vii) .4 まとめ

本件開発で作業員の位置検出性能は思うように実現できなかったが、歩行の基礎データは多数収集して履歴データとして保存した。更にセンサのノイズ評価、ドリフト評価も今後の開発に役立つものである。

タグ検出時の位置補正機能も作業員の位置検出システムには有効である。

また、作業員位置表示機能、タグ位置設定機能、履歴表示機能、シミュレーション機能も作業員位置追跡システムには不可欠な機能である。

今回の成果に歩行解析アルゴリズムを強化すれば、目的の位置追跡システムが構築出来るものとする。

(vii) .5 参考文献

花若他「歩行計測システムとその応用」横河技報 Vol151.No.3 PP24-27(2007)

②センサ誤差の予備検討

加速度センサ： LIS3DH (S Tマイクロ)

主な仕様： フルスケール $\pm 8G$ (3軸共)
感度 4mG/Digit
同上温度係数 $\pm 0.01\%/$
オフセット $\pm 40mG$
オフセット温度係数 $\pm 0.5mg/$

誤差の検討 何らかの手段で 0g、+/-8g の3点で初期校正されたとする。

加速度誤差 子機温度範囲は、充電直後の温度上昇を 20°Cとして、10~50°C。
(温度変化 40°C)

温度による誤差 感度 $\pm 0.4\%$ + オフセット $\pm 20mG$

平均加速度を 1G と仮定すると、合計 約 $\pm 2.4\%$

ゼロ点ズレの速度データへの積算を、毎歩ごとにリセットして
も、100m 移動ごとに進行方向に 2.4m 程度の誤差が累積する。

角速度センサ： L3G4200D (S Tマイクロ)

主な仕様： フルスケール $\pm 500^\circ /s$
感度 17.5m $^\circ /s/Digit$
同上温度係数 $\pm 2\%$ (-40~85°C)
オフセット $\pm 15^\circ /s$
オフセット温度係数 $\pm 0.0035^\circ / /s$ (-40~85°C)

誤差の検討 何らかの手段で 0 $^\circ /s$ 、 $\pm 500^\circ /s$ の3点で初期校正済とする。

角速度誤差 子機温度範囲は、充電直後の温度上昇を 20°Cとして、10~50°C。
温度による感度誤差は-40~85°Cの 1/3 の影響とみなして $\pm 0.7\%$
ゼロ点誤差 $\pm 0.14^\circ /s$ 平均角速度を 10 $^\circ /s$ とすると $\pm 1.4\%$
合計 約 $\pm 2.1\%$

1回転ごとに、7.5 $^\circ$ の誤差が累積する。この影響は、加速度センサよりはるかに大きい。(100m 歩いて、横方向に 13m の誤差。) あるいは、ゼロ点誤差だけで 1分間に $\pm 8.4^\circ$ にもなりうる。

両センサとも、データシートに感度のばらつき、非直線性、軸間干渉などの記載がないが、これらを考慮すると、誤差はより大きいものと思われる。

(viii) 高感度温度センシング用機能薄膜

() -1.1 研究の目的

クリーンルーム内の省エネ化において、人の存在や位置情報を正確に検出し、空調、照明等の機器を最適運転するために必要な集積化自立センサネットワークが必要である。本ネットワークを実現するため、人の存在情報を正確に得るために必要な高感度温度センサおよびこのセンサから得られた情報を外部電源にたよることなく処理し伝送することが可能な自立電源として働く振動発電デバイスを一体化したモジュールが必要である。本研究においてはこのモジュールを実現するためのベースとなる高精度の人体検知が可能な焦電センサや自立電源としての振動発電デバイスを目指し、デバイスのキーとなる非鉛系強誘電体薄膜を作製し、前述のデバイスの実現可能性を探る。

具体的には、高感度温度センサおよび本センサに電力を自立供給可能な電源としての振動発電デバイスの実現に向けた、シリコン及びポリマー基板上へのスパッタ法による非鉛系薄膜形成技術を開発する。

本テーマにおいては、前述したような温度センサおよび発電デバイスを実現するために必要な下記の項目について開発をおこなった。

- ・非鉛系強誘電体薄膜の開発
- ・IC 一体化のための焦電薄膜の Si 基板への転写技術の開発
- ・発電デバイス向け圧電膜のガラスおよびポリマー基材への転写形成技術の開発

非鉛系薄膜としての仮目標値は以下である。

焦電係数 ; $2\text{pC}/(\text{cm}^2\text{K})$

圧電係数 $10\text{pC}/\text{N}$

() -1.2 実験方法

我々は、センサネットワークモジュールのキー素子としての温度センサのための焦電薄膜および振動発電デバイスに応用するための強誘電体薄膜をスパッタ法を用いて開発した。

本開発においては、強誘電体材料として広く知られているチタン-ジルコン酸鉛系薄膜 (PZT)¹⁾⁻³⁾、および非鉛系材料として BaTiO₃ 薄膜 (BTO) の形成条件を検討した。

() -1.2-1 PZT 薄膜形成

優れた焦電および圧電特性を示すとされているチタン-ジルコン酸鉛の代表組成である Pb(Zr_{0.53},Ti_{0.47})TiO₃ 薄膜を RF マグネトロンスパッタ法により形成した。スパッタ条件は (表 V.1.4.3 (viii) -1.2-1-1) に示す。基板は PZT の成長によく利用される単結晶 MgO(100) 基板および Si 基板を用いた。基板温度は約 600°C である。MgO 基板においては Pt を成膜したのち、緩衝層である SrRuO₃ (以降 SRO と記す) を成膜しその上に PZT 膜を成膜した。Si 基板においては密着性を上げるため最初に Ti を成膜した後、Pt、SRO および PZT 膜を成膜した。得られた膜は、以下に述べる分析評価手法を駆使し結晶性、電気特性の

評価をおこなった。

表 V.1.4.3 (viii) -1.2-1-1. スパッタ条件

ターゲット組成	0.8Pb(Zr0.53, Ti0.47)O ₃ +0.2PbO ₃ BaTiO ₃
RFパワー	150-200W
Ar/O ₂	19/1
基板温度	600°C

X線ディフракトメーターにより結晶構造の同定、配向性を調べた。また一部の膜についてはより詳細な結晶構造を調べるために X 線による極図形も調べた。電子顕微鏡による表面モフォロジー、断面観察および透過電子顕微鏡により詳細な断面構造観察をおこなった。薄膜の組成は電子顕微鏡に取り付けたエネルギー分散型組成分析機器(EDX)で調べるとともに、ICP 発光分光分析により高精度な分析をおこなった。薄膜の膜厚方法の組成分布を調べるために SIMS 分析をおこなった。

() -1.2-2 BTO 薄膜形成

BTO 薄膜においても PZT 薄膜と同様のスパッタ法により成膜した。成膜条件は PZT 薄膜とほぼ同じである。基板は単結晶 MgO(100)を用いた。得られた膜は PZT 膜と同様に X 線ディフракトメーターによる結晶構造解析等をおこなった。焦電係数は新規に導入した焦電評価システムを用いておこなった。

() -1.2-3 圧電膜の Si、ガラスおよびポリマー基材への転写形成技術

PZT をはじめとする強誘電体薄膜は MgO や SrTiO₃ 単結晶基板にはエピタキシャル成長するが^{1), 2)}、Si 基板には多結晶膜しか成長できず^{1), 3)}、多結晶 PZT 膜においては圧電特性や焦電特性がエピタキシャル膜より低いことが知られている。また、PZT 薄膜の形成には約 600°C の高い基板温度が必要であり、また成長基板との格子整合性が必要であるためガラスやポリマーの上に優れた圧電/焦電特性を示す PZT 膜を成膜することはできない。これらの課題を解決し、より汎用性があり安価な Si、ガラス、ポリマー等の基材上に優れた圧電/焦電特性を示す PZT 膜を形成できれば、強誘電体薄膜の応用範囲を格段に広げることが可能となる。

本研究においては、この点に視点をおいて基本技術としてのレーザ照射による PZT 膜の単結晶基板からの剥離・転写を試みた。

() -1.3 実験結果および考察

() -1.3-1 PZT 薄膜

RFマグネトロンスパッタ法によりPZT薄膜をMgO単結晶基板およびSi基板上に形成した。膜厚は1~3 μm である。得られた膜はas-grownでc軸配向を示すとともに、自発分極を示し、分極のためのポーリング処理は不要であった。図V.1.4.3 (viii) -1.3-1-1にMgO基板およびSi基板の上に形成した薄膜のX線回折図形を示す。両方の膜はともにc軸配向を示している。しかし回折強度に注目すると、照射X線強度40kV、40mAにおいてMgO基板上のPZT膜の(001)ピークでは約30万カウントであったが、Si基板上では最大約5万カウントしか示さなかった。一般的に(100)Si基板上においては格子ミスマッチングに起因しPt膜は(111)配向を示すことがよく知られている。本研究においては格子ミスマッチングを低減するため緩衝層としてSrRuO₃ (SRO)を用いると同時に基板温度、RFパワー等のスパッタパラメータの検討をおこない成膜最適条件を見出した。その結果、Pt膜の上に(100)配向のSRO膜を形成でき、その上にPZT薄膜を形成した。しかしながら、図V.1.4.3 (viii) -1.3-1-1から明らかなようにX線回折ピーク強度においては、Si基板上に形成したPZT膜はMgO基板上のPZT膜より1ケタ以上小さい。またより詳細に分析するため膜面内の結晶方位分布を4軸X線回折法で測定した。MgO基板上PZT膜ではa面が揃いほぼ単結晶状であった。一方、Si上のPZT膜では面内では結晶方位は揃っていない多結晶であることが判明した。

表V.1.4.3 (viii) -1.3-1-1にエネルギー分散型組成分析装置(EDX)で分析したPZT薄膜の構成元素

の組成を示す。得られた膜の組成はターゲット材料の組成の10%以内になっていることがわかった。構成元素の膜厚方向分布をSIMSにより調べた。その結果膜の各構成元素はほぼ均一であることがわかった。

表V.1.4.3 (viii) -1.3-1-1 EDX測定装置により得られたPZT薄膜の組成比

	EDX (換算前)	EDX (換算後)	ICP発光分光
Pb	27.92	50.28	57.1
Zr	13.47	24.52	20.6
Ti	13.54	24.65	22.3
O	45.06	-----	分析不可能

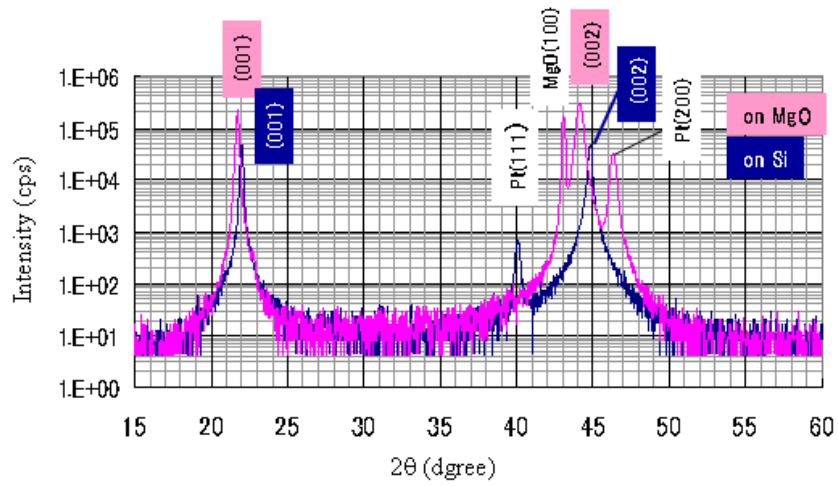


図 V.1.4.3 (viii) -1.3-1-1 MgO 基板及び Si 基板の上に成膜した PZT 薄膜の X 線回折パターン

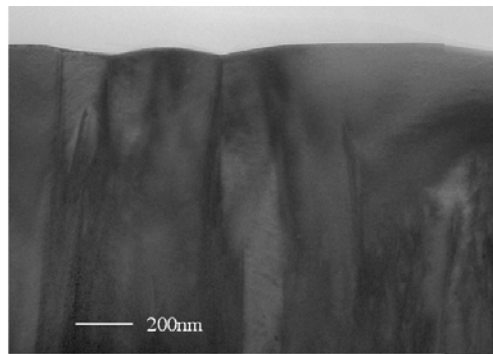


写真 .1.4.3 (viii) -1.3-1-1 MgO 基板の上に形成 PMNzT 薄膜の透過電子顕微鏡写真

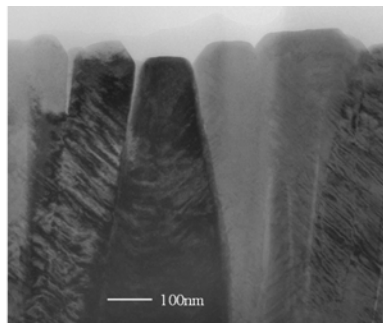


写真 .1.4.3 (viii) -1.3-1-2 Si 基板の上に形成した PMNzT 薄膜の透過電子顕微鏡写真

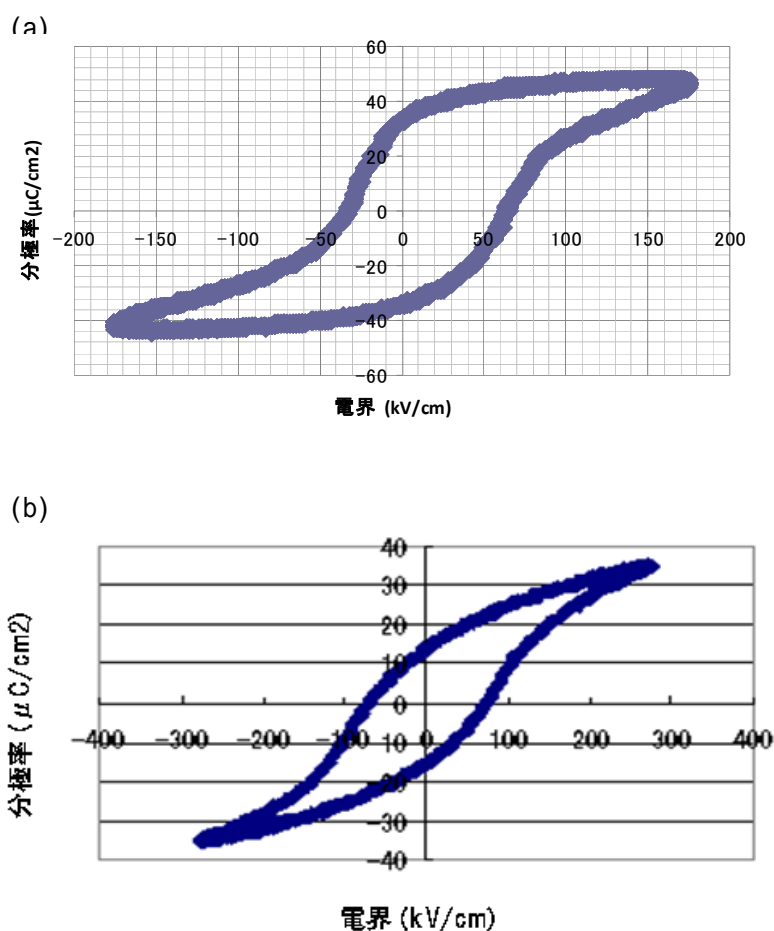


図 V.1.4.3 (viii) -1.3-1-2 PZT 薄膜の P-E 曲線 (a):MgO 基板上の PZT 薄膜、(b) : Si 基板上の PZT 薄膜

写真 .1.4.3 (viii) -1.3-1-1 および 2 に各基板上に形成した PZT 膜の断面 TEM 写真を示す。MgO 基板上では単結晶に近い膜が得られている(写真 (viii) -1.3-1-1)。一方、Si 基板上の PZT 膜は分域(ドメイン)が不ぞろいであることがわかる(斜め 45° にコントラストがついている部分)。

図 V.1.4.3 (viii) -1.3-1-2 に測定した分極 電界特性 (P-E ループ) を示す。両者とも自発分極を示し、強誘電体であることを示している。誘電率は MgO 基板上では約 150、Si 基板上では 700~1000 であり、MgO 基板上の PZT 膜の方が誘電率を低いことがわかる。本研究において、緩衝層として SRO 膜を用いて Si 基板上に c 軸配向をする PZT 薄膜を得ることができたが、PZT 膜の結晶性をより詳細に分析した結果、Si 基板上の PZT 膜は c 軸優先配向を示すが、膜面内においては a 軸の方向が揃っていない、また一部では c 軸配向ドメインが存在していることが判明した。

() -1.3-2 非鉛系強誘電体薄膜

我々は、非鉛系材料としてバルクで強誘電体特性を示す BaTiO₃(BTO)材料をスパッタ法で作製した。これまで Ba と Sr 組成を傾斜的変化させた (Ba,Sr)TiO₃ 薄膜において非常に大きい焦電係数が観察できた焦電係数の温度依存性が大きいと報告されている。⁴⁾ 本開発においては、Sr を添加しない BaTiO₃ 薄膜の焦電係数を調べ、BTO 薄膜での可能性を探ることを目的にした。スパッタ条件は PZT 薄膜とほぼ同じである。(表 V.1.4.3 (viii) -1.2-1-1) 使用した基板は(100)単結晶 MgO である。薄膜構成としては次の 2 種類を検討した。①下部電極 Pt(膜厚約 70nm)を形成した後 BTO 膜を形成した。Pt 膜の上に緩衝層として SRO 膜(膜厚約 80nm)を形成したその上に BTO 膜を形成したものである。図 V.1.4.3 (viii) -1.3-2-2 に得られた BTO 薄膜の X 線回折パターンを示す。SRO 緩衝層の上に成膜した BTO 膜の方が、c 軸配向度が若干良いことがわかる。写真 .1.4.3 () -1.3-2-1 に MgO 基板上 Pt 上に成長した BTO 薄膜の高分解能透過電子顕微鏡写真をしめす。図から明らかのように、非常にきれいにエピタキシャル成長していることがわかる。この膜について PE ヒステリシスカーブを測定した。図 V.1.4.3 (viii) -1.3-2-2 に結果を示す。BTO 膜は強誘電性を示し、自発分極 10 μ C/cm²、抗電界 20kV/cm であった。

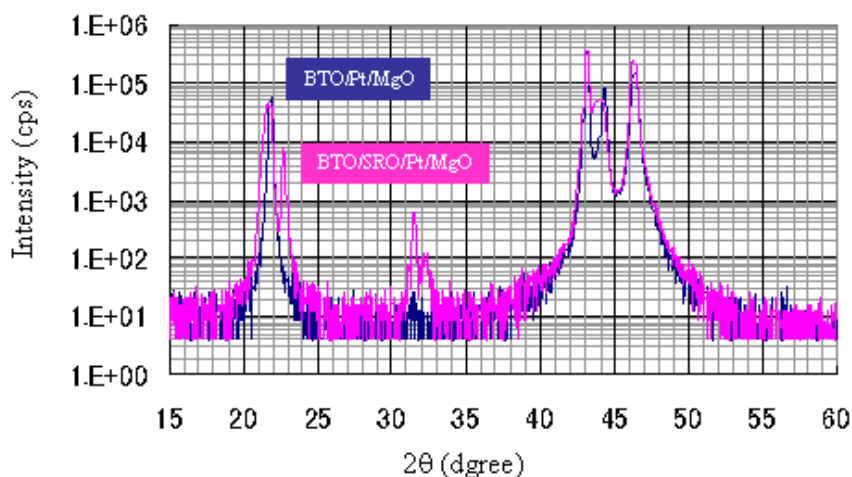


図 V.1.4.3 (viii) -1.3-2-1 BTO/Pt および BTO/SRO/Pt 薄膜の X 線回折図形

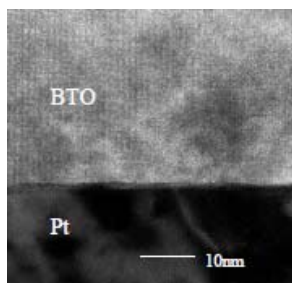


写真 .1.4.3 () -1.3-2-1 BTO 薄膜の高分解能断面 TEM 写真

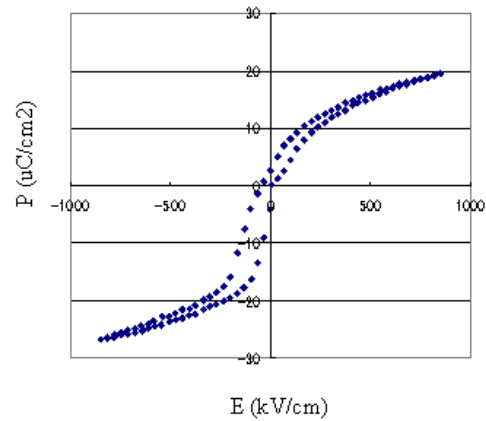


図 V.1.4.3 (viii) -1.3-2-2 BTO 薄膜の PE カーブ



図 V.1.4.3 (viii) -1.3-2-2 焦電係数評価装置の全体写真

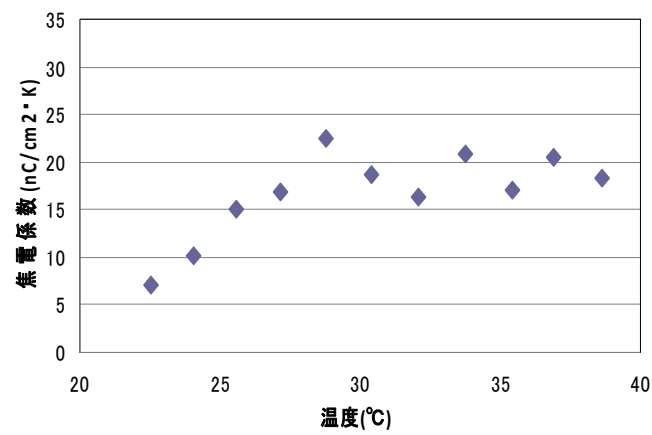


図 V.1.4.3 (viii) -1.3-2-3 BTO 薄膜の焦電係数の温度依存性

それぞれの膜について温度センサの温度検知の指標である焦電特性およびアクチュエーター性能に関与する指標である圧電特性を調べた。

焦電特性は今回新たに導入した焦電評価装置を用いて評価した。装置はペルチェ素子を用いた温度制御ステージ、ピコアンペアメータから構成している。写真 .1.4.3 () -1.3-2-2 に焦電評価装置を示す。被測定サンプルはステージに設置され、温度制御範囲は $-10\sim 80$ 、また昇降温レートは $1\sim 20^{\circ}\text{C}/\text{分}$ である。Pt 膜上に直接形成した BTO 薄膜の測定結果を図 V.1.4.3 (viii) -1.3-3-2-3 に示す。得られた焦電係数は多少のバラツキがあるが約 $10\sim 20\text{ pC}/(\text{cm}^2\text{K})$ であった。この値はこれまで報告されている Si 基板上に形成した PZT 薄膜 $20\text{ pC}/(\text{cm}^2\text{K})$ の焦電係数とほぼ同等であり、この BaTiO₃ 系薄膜が PZT 材料に置き換える非鉛系材料としての可能性があることが判明した。緩衝層 SRO を設けた BTO 薄膜も同様に焦電係数を測定したところ、前述の緩衝層なし BTO 膜の結果より若干小さい値を示した。また圧電係数は $10\text{ pC}/\text{N}$ であった。

() -1.3-3 強誘電体薄膜の剥離転写

本研究において、前述のように単結晶 MgO 基板上にスパッタ法を用い優れた焦電または圧電特性を示す PZT 薄膜および BTO 薄膜を得た。しかしながら、これらの強誘電体薄膜を幅広く各種 MEMS デバイスに応用展開する際には、Si、ガラス、ポリマー等の幅広く使われている基板材料の上に形成すること強誘電体 MEMS デバイスの応用範囲を広げる観点から必要である。これまで、エキシマレーザを用い PZT 薄膜の剥離転写が報告されている。⁵⁾ この報告では転写膜の面積が小さい。本研究においてはレーザ技術を駆使し、MgO 単結晶基板上に成長した高品位な強誘電体薄膜を Si、ガラス、ポリマーに大面積領域に剥離転写形成することを試みた。基本的概念は図 V.1.4.3 (viii) -1.3-3-1 に示す。MgO 単結晶基板上に成長した PZT 膜において、MgO 基板側からレーザ光を照射し PZT 等を MgO 基板から剥離するとともに、PZT 膜の上面に貼り付けた第 2 の基板へ転写する。レーザ光源としては、フェムト秒レーザを用いた。PZT 膜が基板から剥離する原理は以下の様に考えられる。MgO 基板の裏面 (PZT 膜が成膜されていない面) からレーザ照射しレーザ光を Pt/MgO 界面に集光すると、Pt 膜付近においてマイクロエクスプロージョンがおり Pt を MgO 基板から剥離すると同時に Pt 上の PZT 膜も剥離される。ここで PZT 膜は膜の上部に接着固定された基板 (Si、ガラス、ポリマー) へ転写される。用いたレーザは波長 800 nm 、パルス幅 100 fs のフェムト秒レーザである。写真 .1.4.3 () -1.3-3-1(a)、(b) に転写後の PZT 薄膜の写真を示す。(a) は導電性接着剤で PZT 薄膜とガラス基板を接合したサンプルの結果である。(b) は PZT 薄膜およびガラス基板のそれぞれの接着面に Au を成膜した後、両方を超高真空下で圧力を印加しながら常温接合したものの結果である。写真 .1.4.3 () -1.3-3-1(a) における左側の基板は PZT 膜を剥離した後の MgO 基板である。この基板がくすんで見えるのは、Pt が若干残っているためであると考えられる。右側の基板はガラス (表面に Pt 電極形成済み) に転写形成された PZT 膜である。転写形成された PZT 膜にはワレやボイド等は目視では

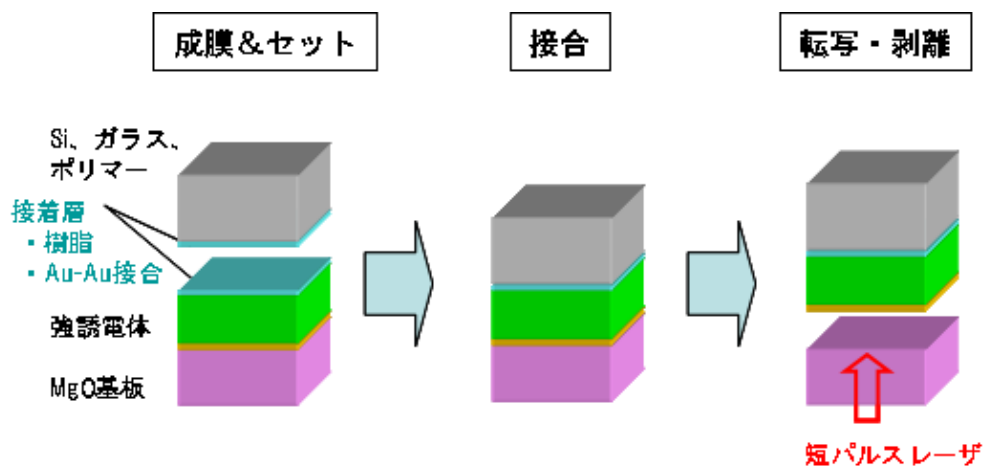
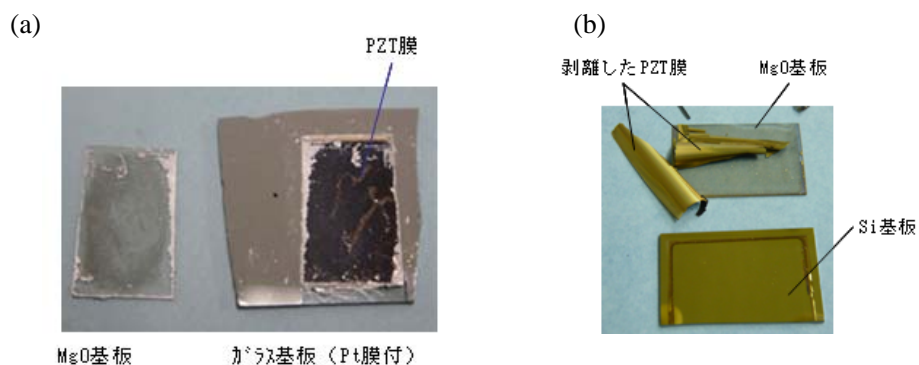


図 V.1.4.3 (viii) -1.3-3-1 レーザ剥離転写プロセスの概念図



写真図 V.1.4.3 (viii) -1.3-3-1 レーザ転写剥離後の PZT 薄膜写真 (a) : ガラス基板への転写 (銀ペースト接着), (b) : ガラス基板への転写(Au-Au 常温接合)

観察できず、かつほとんど均一に転写形成されていることがわかる。

図 V.1.4.3 (viii) -1.3-3-2 に転写前後の X 線回折パターンを示す。転写前後において薄膜の配向性に変化はなくどちらも c 軸配向を示している。高角度側 ($2\theta \sim 96.5$ 度付近) の (004) 回折ピークから格子定数を導出すると、転写前後で c 軸は 4.112\AA から 4.127\AA と約 3%伸びている。これは MgO 基板の上の PZT 膜 (レーザー照射前の膜) においては、PZT 膜の面内の格子定数 a が MgO の格子定数より小さいため、PZT 膜が MgO 基板から応力を受けて引っ張られている。一方、転写後の PZT 膜においては、レーザー照射により PZT 膜が MgO 基板から剥離するため基板から受けている応力が開放される。その結果、PZT 膜が受けていた引っ張り応力がなくなり面内方向に縮むと同時に c 軸方向に伸びた結果であると解釈できる。

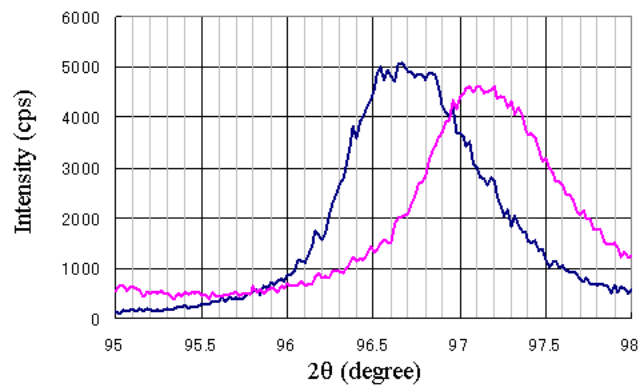
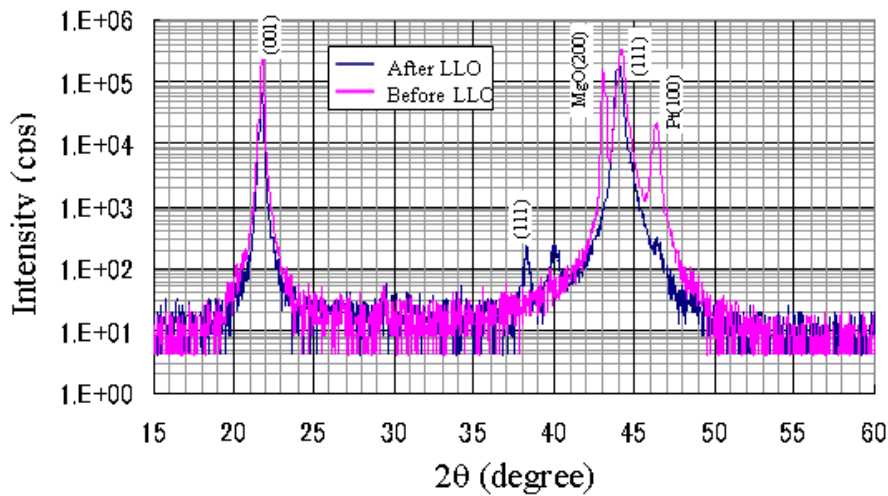


図 V.1.4.3 (viii) -1.3-3-2 レーザ剥離転写前後の X線回折図形 (a): 測定範囲 15° 2θ 60° (b):95° 2θ 98

写真 .1.4.3 () -1.3-3-1(b)に Au-Au 接合したサンプルのレーザー剥離・転写後の PZT 薄膜の写真を示す。カール状の膜は剥離した PZT 薄膜である。これは以下の様に解釈できる。PZT 膜と転写先のガラス基板との接合強度が弱かったため PZT 膜が MgO 基板から剥離されると同時に完全にフリーな状態となった。写真で明らかなように、カール状の PZT 膜表面が金色を示している。これは接合前の PZT 膜の上面に形成した接合用の Au 薄膜の表面の色である。カール形状と PZT 膜の表裏面の関係は以下の様に推測できる。MgO 基板上に成長した PZT 膜は前述した様に PZT 膜と MgO 基板の面内格子定数の差に起因して引っ張り応力を受けているが、レーザー照射により PZT 膜が MgO 基板から剥離すると同時に基板から受けていた応力が開放され、PZT 膜が MgO 基板側を内側にしたカール状に変形したと考えられる。

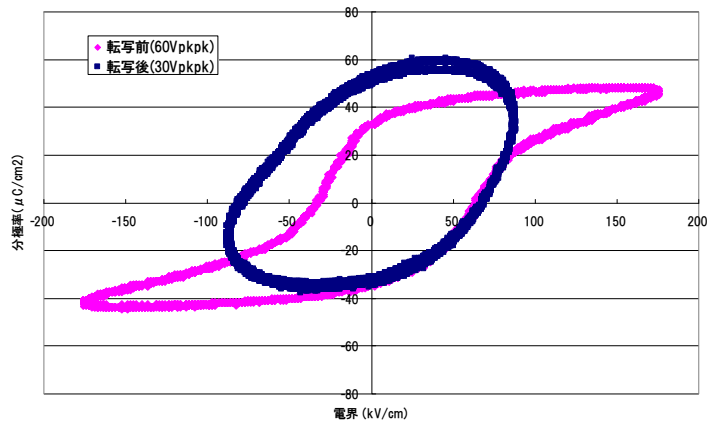


図 V.1.4.3 (viii) -1.3-3-3 レーザ剥離転写前後の PZT 薄膜の P-E ループ

このカール形状の PZT 膜は前述の格子定数の変化と整合していることがわかる。

なお、ポリマー基板への剥離転写実験も実施した結果、Si やガラス基板と同様にポリマー基板にも PZT 薄膜を形成できることがわかった。より詳細な結晶構造解析のためにはレーザ剥離転写前後の薄膜の逆格子マッピング測定等をおこなう必要がある。

レーザ剥離転写前後の PZT 薄膜の P-E ヒステリシス測定を行った。図 V.1.4.3 (viii) -1.3-3-3 にその結果を示す。転写後の膜のヒステリシスカーブは転写前の膜のような角型を示していないが、自発分極および抗電界は共に増大している。これは転写後の膜においては MgO 基板から受ける応力が解放されたためであると推測される。今後、X 線回折等の精密構造解析等を行い、結晶格子の状態を正確に把握して総合的な判断をする必要がある。

() -1.4 まとめ

本研究においては、クリーンルーム内の省エネ化を目指し、人の存在や位置情報を正確に検出し、空調、照明等の機器を最適運転するために必要な集積化自立センサネットワークの実現を目指し、基本構成デバイスである温度センサおよびそれを駆動するための振動発電デバイスのキー技術となる非鉛系焦電/圧電薄膜の開発し、可能性を検討した。その結果、非鉛系強誘電体材料として BaTiO₃ 薄膜をスパッタ法で形成した。得られた薄膜の焦電係数は 10~20pC/N、圧電定数は 10pC/(cm²)であった。これらの値は当初の仮目標値を達成している。レーザ剥離転写技術を開発し、高品位強誘電体薄膜をより汎用性の高い Si、ガラス、ポリマー基板へ形成できることがわかった。この技術は強誘電体薄膜のアプリケーションを拡げることに繋がると期待できる。以上の開発した強誘電体薄膜は、集積化自立センサネットワークの実現のためのキーマテリアルとなりうる可能性を見出した。

参考文献

- 1) I. Kanno, H. Kotera, and K. Wasa, *Sensors and Actuators A* **107**, 68 (2003).
- 2) N. Yamauchi, T. Shirai, T. Yoshihara, Y. Hayasaki, T. Ueda, T. Matsushima, K. Wasa, I. Kanno, and H. Kotera, *Appl. Phys. Lett.* **94**, 172903-1 (2009).
- 3) T. Matsushima, S. Xiong, H. Kawada, H. Yamanaka and P. Muralt, *IEEE TRANSSACTIONS ON ULTRASONICS, FERROELECTRICS, AND FREQUENCY CONTROL* **54**, 2439 (2007).
- 4) F. Jin, G. W. Auner, R. Naik, N. W. Schunbring, J. Mantese and A. L. Micheli, *Appl. Phys. Lett.* **73**, 2838 (1998).
- 5) L. Tsakalakos and T. Sands, *Appl. Phys. Lett.* **76**, 227 (2000).