

MEMS 振動発電素子の プルイン自動回復手法に関する研究

令和3年1月28日(木) 提出

指導教員

年吉 洋 教授

東京大学大学院 工学系研究科

電気系工学専攻 電気電子工学コース

37-196508 原田 翔太

内容梗概

エレクトレット型 MEMS 振動発電素子を予期せぬプルインから自動復帰するため、通常の発電時にエレクトレットを一時的に打ち消す解除電圧を生成し、プルイン時に印加するシステムを提案する。これまでに、デバイスがプルインしないように設計する方法や、制御する方法は多く研究されてきたが、それらの方法では、予期せぬプルイン時に人の手を借りずに対応することはできない。

そこで、プルインしてもデバイス自身が検知し解除電圧を印加することで、その都度対応することが可能となるシステムを考案した。解除方法は、プルイン時に外部から電圧を印加することで、エレクトレット電位を打ち消し、極板間の静電引力の電位差を小さくする方法である。システムを構築する上で、振動発電素子のプルイン解除電圧、電圧の印加時間、プルイン検出から解除までの一連の遅延が大事となる。そこでまず、回路シミュレータを用いて、原理検証を行い、その後、先行研究で作製したエレクトレット電位-200V の振動発電素子に導入する際のシステムにおける各パラメータを考えた。

目次

第1章 序論	1
1.1 IoT 社会におけるセンシングの電力供給方法	1
1.2 振動発電による電力変換方法	3
1.3 静電型エナジーハーベスタの発電能力と IoT センサノードの電力	4
1.4 プルイン解除に関する様々な取り組み	7
1.5 研究の目的	7
1.6 論文の構成	8
第2章 エレクトレット振動発電素子の発電理論	10
2.1 振動発電素子の発電原理	10
2.2 エレクトレット型 MEMS 振動発電素子の動作原理	12
2.3 エレクトレット型振動発電素子の高出力化	15
2.4 静電プルイン現象	17
2.4.1 プルイン現象の発生原理	17
2.3.2 SPICE 等価回路モデルを用いたプルイン現象の再現	18
2.3.3 プルイン変位の 1/3 ギャップルール	20
第3章 プルイン発生からの回復手法	22
3.1 プルイン自動検出・回復システムの概要	22
3.2 プルイン自動検出・解除システムの原理検証	24
3.3 プルイン発生の機械的応答と回路設計の電氣的応答の関係	30
3.4 プルイン検出回路およびスイッチ	31
3.4.1 MEMS 加速度センサー	31
3.4.2 オペアンプのスルーレート	32
3.4.3 CMOS インバータを用いたプルイン解除	34
第4章 自動回復手法の設計と評価	37
4.1 昇圧回路の選定	37
4.1.1 コッククロフト・ウォルトン回路の特性	37
4.1.2 コッククロフト・ウォルトン回路の設計方針	38
4.1.3 CW 回路を取り付けた際の入力電圧および解除電圧の特定	39
4.1.4 等価回路モデルを用いた昇圧回路の段数特定	44
4.2 CW 回路の作製・出力電圧測定	47
4.2.1 CW 回路の設計・動作確認	47
4.2.2 振動発電素子を用いた際の CW 回路の出力電圧の測定	50

4.3 解除電圧の印加時間	51
4.4 プルイン検出・スイッチングの解析	54
4.4.1 差動増幅を用いたプルイン検出の解析結果.....	54
4.4.2 プルイン発生及び検出からスイッチングまでの解析結果	56
4.4.3 レベルシフタを用いたプルイン検出およびプルイン解除の解析.....	58
第5章 結論	61
5.1 本研究の結論	61
5.2 今後の展望	62
発表文献	63
謝辞	64
参考文献	66

第 1 章 序論

本章では、本研究の背景、取り組み意義、論文構成を示す。本研究の背景として、IoT 社会実現に必須となる小型無線センサ端末の、電力供給方法で注目されているエネルギーハーベスティング技術を説明する。その後、発電素子の高出力化に向けた取り組み、および弊害として生じている課題について述べ、先行研究のまとめを行う。最後に、先行研究に対する本研究の比較を行いつつ、独自性および目的を述べ、論文構成を示す。

1.1 IoT 社会におけるセンシングの電力供給方法

昨今、第四次産業革命とも呼ばれるテクノロジーの発展により、IoT という言葉は日に日に注目を浴びている。従来インターネットは人と人の間のコミュニケーション手段だったが、今では、ヒトと機械、あるいは機械と機械がインターネットを介して通信を行うようになっている。IoT とは、まさにこのような電化製品やインフラ等あらゆるものをインターネットに接続し、そこから得られる膨大な情報を収集、そして解析を通して活用することであり[1]、IoT の対象となるデバイスには、データを取得するためのセンサーや無線通信が搭載されている。応用先は、人々の生活に密着しているスマートフォンやタブレット端末をはじめ、農業機械などの産業分野、そして道路交通網などの社会インフラまで至る。そこで IoT 社会の実現に向けて重要になってくるのは、無線センサネットワーク・ノードである。無線センサネットワーク・ノードは、外界の情報を取り入れ、演算後に離れた場所にデータを無線送信する機能を果たす。現在、無線センサネットワーク・ノードにはボタン電池などが用いられているが、今後右肩上がりに使用個数が上昇していくと予想され、近い将来では 1 兆個近くのセンサーが社会に散りばめられると言われている[2]。このようなトリリオンセンサー社会の実現に向けた現状の技術的課題として、LSI 自体の小型化、低価格化、センサとデータを送受信に適した通信方式、駆動するためのエネルギー供給方法が挙げられる。中でも、最大の課題が各センサノードへの電力供給方法である。全ての端末への有線による電源供給は、非現実的であることおよび消費電力が大きく、頻繁に交換が必要となることから今後はボタン電池などの化学電池は厳しいとされる。よって、設置する際の経済的コストや設置場所の制約を考慮すると、外部からの給電が必要のない小型分散電源が適している。そこで電池に変わるメンテナンスフリーで長期間利用可能な分散電源として、周囲の環境から微小なエネルギーを収穫し、電力へ変換して使用する「エネルギーハーベスティング」という技術が注目されている。図 1 に、環境発電と無線センサと組み合わせた無線センサネットワーク・ノードの概念図を示す。主な環境発電として太陽光[3]、振動[4]、熱[5]、電磁波[6]などがあり、これまで何にも使われずに、ただ単に捨てられてきた身の回りに存在している希薄なエネルギーを利用して電力に変換する技術である[7]。また、無線センサネットワークの 90%は、環境発電なしには実現が難しいとする報告もある[8]。一方で、電池交換が不要である代わりに、電源安定化、すなわち電源変動を「抑制」するために、大きな蓄電素子や周辺部品点数の

多い電源 IC が必要となるため、小型化が難しいという課題もある[9][10]。

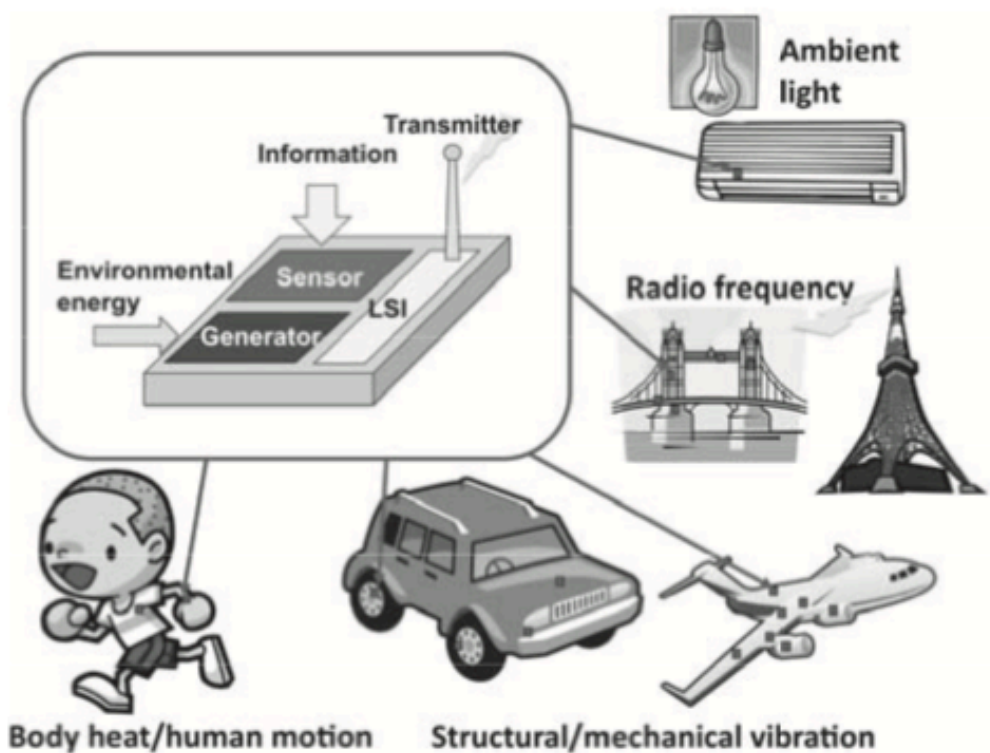


図 1 無線センサノードと環境発電 © 2019 日本 AEM 学会[7]

表 1 エナジーハーベスティングの比較

	振動発電	太陽光発電	熱発電	電磁波発電
エネルギー 密度[W/cm ²]	10 ⁻³	10 ⁻⁴ – 10 ⁻¹	10 ⁻⁵	10 ⁻⁶
天候による 安定性	○	×	○	○
CMOS 集積	○	○	×	×

表 1 に、本研究で扱う振動発電を含めたエナジーハーベスティング技術の比較を示す。それぞれの出力は、用いたデバイスや効率などにより変化するが、エナジーハーベストに属する技術の中で最も高い出力が得られる方式は太陽電池である。太陽電池技術は自然エネルギーの代表格として現在広く普及しており、需要の拡大とともに発電効率向上及び低コスト化などの取り組みが続けられている。しかしながら、太陽電池は太陽光が届かない室内などの環境下では大幅な発電量低下が不可避であり、その使用環境や発電可能な時間帯により大きく制限を受ける[11]。

一方、振動の機械的な環境エネルギーは比較的大きな出力が得られることから、太陽電池が利

用できない環境下での利用が期待されている。特に、輸送機器や端梁などの構造物、また回転機器など、使用時に振動が発生する環境では、振動発電による運動エネルギーを効率的に電気に変換することで、微小電力で動作するデバイスを駆動させることができる[11]。また CMOS 集積化が可能であるため、マイクロセンサなどに代表される微小電力で動力可能なエレクトロニクス、とくに無線通信機能を有したセンサノードの電源としての応用が期待される。センサノードの駆動に必要な電力として、数十 μW 程度の電力があれば可能とされているが、蓄電デバイスとのくみあわせにより μW クラスでの動作に関する研究も行われている[12]。また、MEMS (Micro-Electro Mechanical Systems)型の振動発電素子は、夜間・暗所では発電できない太陽電池を補完する技術として注目されている[13]。

1.2 振動発電による電力変換方法

振動発電素子に対する要求仕様は応用先によって異なるが、小型かつ高い発電出力が共通した技術課題であり、低コスト、高い信頼性が実用における必要条件となる[11]。センサ素子との統合、集積化が求められることから MEMS 分野の新しい技術領域として研究が活発に行われている。センサ素子の電源として用いる場合、設置場所の振動に応じて最適な構造を整合させる必要がある。つまり、環境振動の最も大きな周波数に発電素子の共振周波数を合わせることが求められる[11]。

表 2 身の回りの振動源の比較

振動源	加速度[m/s^2]	ピーク周波数[Hz]
乾燥機	3.5	121
自動車インパネ	3	13
電子レンジ	2.5	121
自動車エンジン	12	200
3 軸加工機	10	70

表 2 に一般的な機器の最も強い振動周波数とその加速度を示す。一般的に、環境振動は 200Hz 以下の周波数がピークであり、加速度も小さい。よって MEMS エナジーハーベスタは、定周波数でかつ小さい加速度においても、大きな振動が生じることが必須である。振動発電による機械—電気変換における変換方式は大きく 3 種類に分類することができ、圧電型[14]、電磁力型[15]、静電型[16]となる。圧電型は圧電効果を持つ圧電材料を用いて振動エネルギーを電力に変換する。圧電材料は、チタン酸ジルコン酸鉛(PZT)に代表されるプロプスカイト構造の複合酸化物が高い圧電特性を有しており、振動発電デバイスとして一般的に用いられている。圧電方式の特徴として、高電圧・高出力が得られやすい一方で、圧電薄膜の特性に大きく依存しているため、低い動作周波数を小型デバイスで実現することが難しい。電磁型は、永久磁石とコイルにより構成され、磁場が振動により変動することによりコイル内に電流が生じる電磁誘導現象を用いた発電機である。電磁誘導による発電は、基本的に大きな機械的エネルギーを投入することができ、かつ大型化によりそ

の効率も向上するため、これまでほぼ全ての大型発電機に採用される方式である[11]。しかし、小型化に伴い磁場の面積の現象、振動周波数の低下により損失分が増加するため、発電量および効率の低下が引き起こされる。静電型は、発電素子と振動を支えるバネ構造は完全に分離しており、異なる材料を用いてそれぞれ最適化可能であるため、低い共振周波数を実現することが容易である。そこで、低共振周波数、小容積を同時に満たす振動発電機では、静電誘導を用いた発電、特に外部電圧を必要としないエレクトレットを用いた発電が注目されている[17]。エレクトレットは、誘電体に電荷を打ち込んだものであり、半永久的に静電場を発生させることができる物質を指す。エレクトレットの概念は、Heaviside が提案したとされるが、江口元太郎は、1920 年にカルナウバ・ワックスを用いて世界で初めてエレクトレットの作製に成功した[18]。エレクトレットの、身近な例をあげるとマイクロホンや空気清浄機などが製品化されている[19]。

本研究では、MEMS 技術との相性のよい静電誘導型のエネルギーハーベスタの研究開発に取り組んだ。なかでもシリコンの表面酸化膜中にエレクトレットを閉じ込めた静電誘導型の発電器は、電極を微細化することで単位面積当たりの発電能力の増強が可能となり、特に MEMS との統合が高い。

1.3 静電型エネルギーハーベスタの発電能力と IoT センサノードの電力

無線センサノードの電力供給方法としてエネルギーハーベスタを用いるために、実際にどの程度の電力が必要か考える。現在、無線センサネットワークは、スマートグリッド[20]、HEMS(Home Energy Management System)[21]、植物工場[22]、環境モニタリングなどへの適用が期待されている。図 2 に無線センサーネットワークと基地局の概要を示す。無線センサーネットワークは、複数のセンサノードから構成されている。固定のネットワークがいらないため、中継基地局や電話線・固定ルーターが不要である。また、計測データは基地局まで配送される必要があるが、センサノードと基地局間の距離が離れている場合、複数のセンサノードを経由してバケツリレー式にデータを転送することが可能である。センサノード間は ZigBee による近距離用無線通信モジュールを用いる。ZigBee は無線 LAN よりも狭い範囲で使う無線ネットワーク WPAN(Wireless Personal Area Network)の一種であり、他にも Bluetooth や Wi-Fi などがある。しかし、いずれの通信方式も動作時の消費電力が大きく、最新の研究において Bluetooth の瞬時値はおよそ 2.9mW[23]の消費電力となっている。もし、この消費電力で頻繁に動作させると、搭載した電池は数日から1ヶ月程度で空になってしまう。

無線センサノードは情報収集センサ、処理部、外部に送受信するための通信部、電源ユニットから構成されている。表 3 より無線モジュールおよび MCU(Micro Control Unit)を駆動する際に多くの電流を用いている。ZigBee Alliance[24]では、単三電池 2 本で 2 年以上を団体目標としており、一般的に ZigBee を使ったセンサネットワークを普及させるには数年以上の長期間のセンシングが可能であることが求められる[17]。無線ノードそのものの省電力化ができれば、電池寿命を延長できるだけでなく、エネルギーハーベスタを用いて無線ノードを駆動させることも可能となる。また、無線

ノードの省電力化が実現できれば無線ノードの動作時間が増え、センシング可能な時間帯が広がり、電池交換作業などのメンテナンス性向上あるいはフリーメンテナンスに繋がる[25][26]。

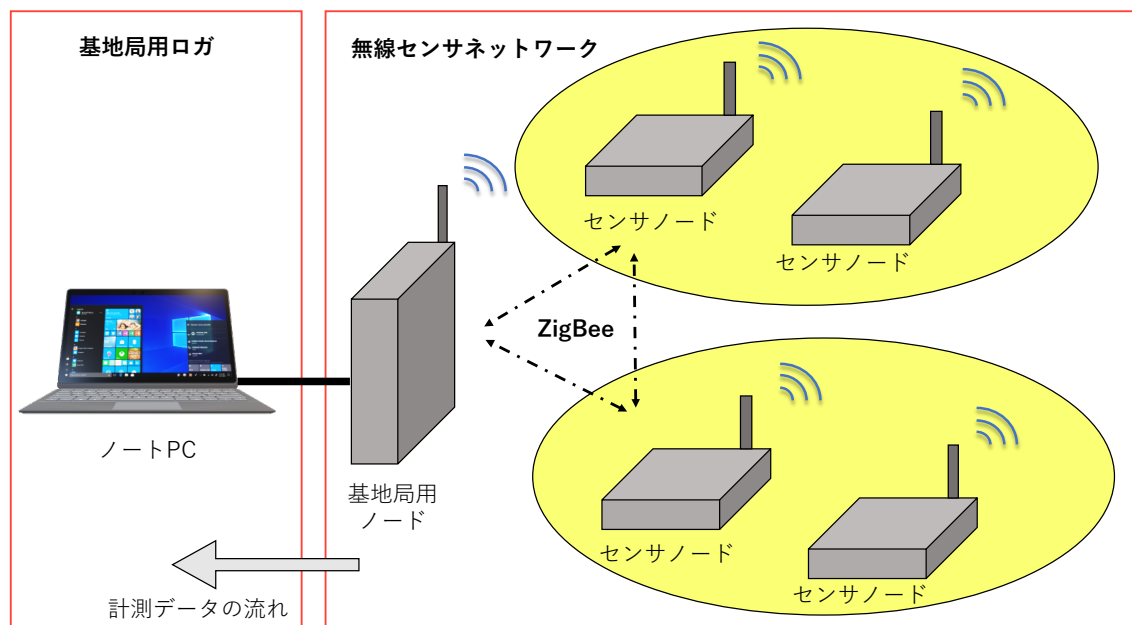


図 2 無線センサネットワークの概念図

アプリケーションの要求仕様によって異なるが、現状では通信頻度が少ないものが多いとされており、通信時間帯よりも待機時間帯の方が長いのである。アプリケーションによっては 90%以上がスリープ状態の場合もあるため、無線ノードの待機時には消費電力の大きな無線モジュールと MCU を同時に省電力化モードのスリープ状態に移行させ、全体的に無線ノードが送受信動作している時間帯よりもスリープ時間が占める割合を大きくすることで省電力化が可能となる[27]。また、省電力化を目指した研究は、間欠制御をはじめ、低消費電力型 MCU(Micro Control Unit)ならびに無線センサチップの開発[28][29]、省電力化を意識した通信プロトコルの拡張[30][31]など様々な手法が行われている。エナジーハーベスタの高出力化により、常時数 μW の電力供給が可能であるならば、通信部を間欠動作にしたり、外部から供电することで、IoT センシングへの応用は十分に可能である。

表 3 センサモジュールの消費電流比較

デバイス	型式	待機時	動作時
		消費電流	消費電流
無線モジュール	UM-200	1 μ A 以下	23mA 以下
制御 CPU	RR8C/L36C	3 μ A 以下	5mA 以下 (10MHz)
RTC	S-25190A	$\sim 0.5 \mu$ A	$\sim 0.5 \mu$ A
2.5V 基準電源	LT6656	0.85 μ A(TYP)	0.85 μ A(TYP)
モーションセンサ	AMN42121	46 μ A(TYP)	46 μ A(TYP)

図 3 に先行研究で作製したカリウムイオンエレクトレットを用いた静電誘導型振動発電素子のデバイス構造を示す。カリウムイオンエレクトレットはカリウムイオンを含むシリコン酸化膜の個体エレクトレットであり、高アスペクトの MEMS 機械構造の側面に形成することが可能な[32]唯一のエレクトレットである。エレクトレット型振動発電素子の電力改善には、環境振動によって電極間に誘導される電荷量を増やす必要があり、そのためにはエレクトレット密度[33]や電極表面積[34]の増強が有効であると報告されている。そこで、本デバイスでは、高アスペクトの MEMS 櫛歯構造の側面に表面電位-200 V の高密度のエレクトレットを形成することで高出力化を実現している。しかし、高出力化に向けたこれらの設計変更は同時に電極間の静電引力をも強めてしまうため、プルイン現象[35]と呼ばれる可動電極の意図しない不安定性が顕著な問題となる。このプルインというのは、極板間の静電引力がバネの復元力よりも大きくなった際に、可動電極が固定電極にくっついてしまう現象を指す。一度電極同士が張り付いてしまうと、外部から電圧を加えない限りデバイス自身で解除するのは困難である。よって、高出力化に向けた設計の反動によるプルイン現象をいかにして対処するかが、無線センサノードの電力供給源として用いるためには大きなカギとなってくる。

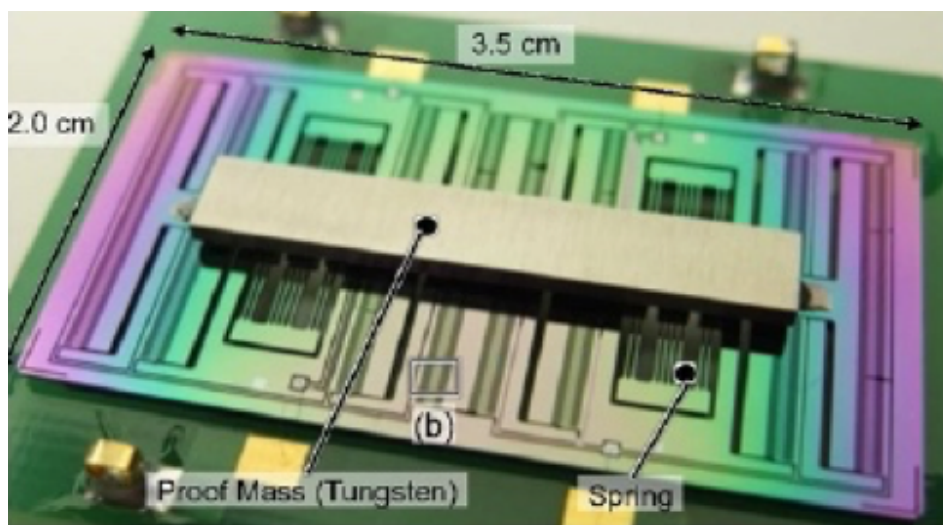


図 3 エレクトレット型静電エネルギーハーベスタ[33] © 2019 IOP Publishing Ltd.

1.4 プルイン解除に関する様々な取り組み

静電 MEMS デバイスでは、プルインによる不安定性をいかに抑制・制御し、プルインを超えてアクチュエータの移動範囲を拡大・調整できるかについて、重要な研究対象とされてきた。現在も、可動電極の移動範囲を拡張して安定性を向上させるためのデバイス設計や、制御戦略など数多くのアプローチがなされている。デバイス設計により、プルイン制御可能領域を拡張する試みとして、外部電極構成[36]、プレストレス櫛歯駆動アクチュエーター[37]、サスペンションビーム設計の改良[38][39][40][41]などがある。Zhou and Dowd [39]は、櫛歯式アクチュエータの安定性を向上させ、安定範囲を拡大するための改良されたサスペンション設計を提案した。Grade ら[40]は、コムドライプのプルインにより制限された移動範囲を防止するために、個々の櫛歯の長さを調整するアプローチを提案した。Hou ら[41]は、等価なばね定数曲線の最小値をずらすために二次櫛歯電極を追加して拡張する方法を発表した。しかし、いずれの方法も、製作の複雑さが増してしまったり、用途が制限されたり、完全に課題を解決できていない。

また、制御によりプルインを調整する方法は、閉ループ制御が有効な解決策であると考えられており、Chen ら[42]は、マイクロミラーにおけるプルイン問題を克服するために、線形電圧制御則を用いた閉ループ制御技術を開発し、実験的に実装すると、安定した動作角はオープンループのプルイン角 6.1° から 10° に拡張できた。このようにフィードバック制御は、プルインの制限を克服し、アクチュエータを安定化させるために広く使用されている[43]反面、複雑な制御回路やアルゴリズムを設計する必要がある。また、エナジーハーベスタは入力が振動であるため、入力する電圧電流を制御する方法でのプルイン制御は、用いることが出来ない。さらに、実際の環境で使う場合は様々な振動(大きさや方向が異なる)が加わる可能性があるため、プルインを防ぐことが困難である。よって IoT センサノードの電力供給源としてエナジーハーベスターを用いる場合、あらかじめプルインすることを見越した対処方法を考えるのが最もよい。

1.5 研究の目的

情報通信技術の急速な発展により、IoT 社会が到来しつつあり、それを支える無線センサノードの数は、近年劇的に増えている。エナジーハーベスタを用いることで、電源供給問題解決に向けて、大きく前進できているが、まだまだ高出力化が必要とされている。しかし、高出力化のために設計を変更するとプルインを引き起こしやすくなってしまう。トリリオンセンサ時代では、プルインが発生した際にその都度、人の手で交換することはセンサの数とセンサがあらゆる地に点在しているという観点から極めて厳しいとされている。プルインを発生させないような設計や制御を試みている研究は多くある一方で、デバイスがプルインした際に自動解除するという研究はされておらず、トリリオンセンサ時代になった際に自動的にプルインを解除する機能を持つことがエナジーハーベスタの安

定性を向上させるために必要不可欠だと考えられる。

そこで、本研究の目的は無線センサ端末内部に自動でプルインを解除できる **Built in Self Recover(BISR)**システムを構築することである。**BISR** システムでは、無線センサ端末に昇圧回路を取り付け、端末がプルインした際に自ら電圧を加えることでエレクトレット電位を打ち消し、極板間の電位差を小さくして自動的に解除することができる。本研究では、**BISR** システムを構成する際に必要となる「昇圧-蓄電」、「スイッチング」、「プルイン検出」を設計段階で評価するために、回路シミュレータ上の振動発電素子等価回路モデルを用いて手法を考案した。

1.6 論文の構成

図 4 に本論文の構成を示す。本章では、エネルギーハーベスティングの需要増加、エネルギーハーベスタの実用化に向けた高出力化およびそれに伴う弊害について説明し、プルインを自動で検出し解除する **BISR** システムの有効性を述べてきた。第 2 章では、振動発電素子の振動力学・電磁気学モデルについて述べ、本章で説明した高出力化およびプルイン現象についての原理を説明した後、回路シミュレータの説明及び現象の確認を行う。第3章では、今回提案する **BISR** システムについての動作原理を述べた後、構成要素である昇圧回路の設計をするためにどの程度電圧を昇圧させる必要があるのかについて等価回路モデルを用いた解析および、実験を通じて決める。また、スイッチングの要件について述べる。第4章では、実際に昇圧回路を設計し実験を通じて、理論上と同じような特性および出力を計測できるか確認した後、回路シミュレータを用いてプルイン前後のどのような信号を検出し、どのようにスイッチを起動させるか解析を行った。第5章では、本論文の結論および、今後の課題について示す。

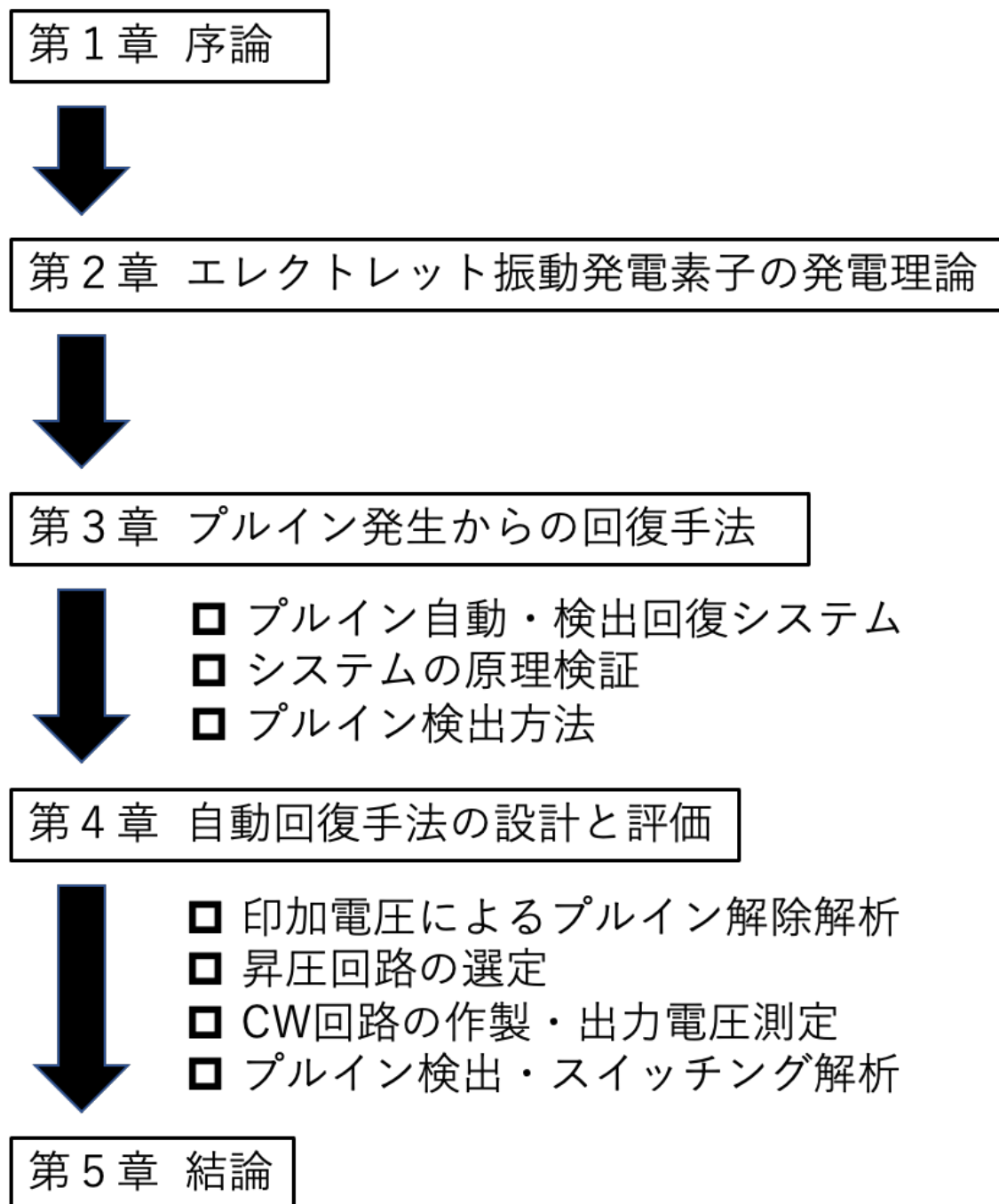


図4 本論文の構成

第2章 エレクトレット振動発電素子の発電理論

本章では、振動発電素子が環境中の機械的振動エネルギーを電気エネルギーに変換する原理、すなわち MEMS 振動発電素子の高出力化の方法および、それによる問題について述べる。まず、環境振動の振動力学モデルと、本研究で使用するエレクトレットを用いた静電誘導型振動発電素子の電磁気モデルについて説明する。その後、高出力化に伴って発生するプルイン現象の問題を LTSPICE 等価回路モデルによって示す。

2.1 振動発電素子の発電原理

図5は、非慣性系の振動発電素子の一般的な振動力学モデルである。振動発電素子は振動源に固定されているフレームと、そのフレームにバネでつながれている質量 m の物体から構成されている。フレームに対してバネ定数 k のバネと、空気粘性によるダンピング項 C_{in} が並列で懸垂されており、左側のダンピング項 C_{in} はエネルギーハーベスタ内で電力を消費する内部損失を表し、右側の係数 C_{ex} はエネルギーハーベスタから外部負荷に取り出される出力電力を表している。

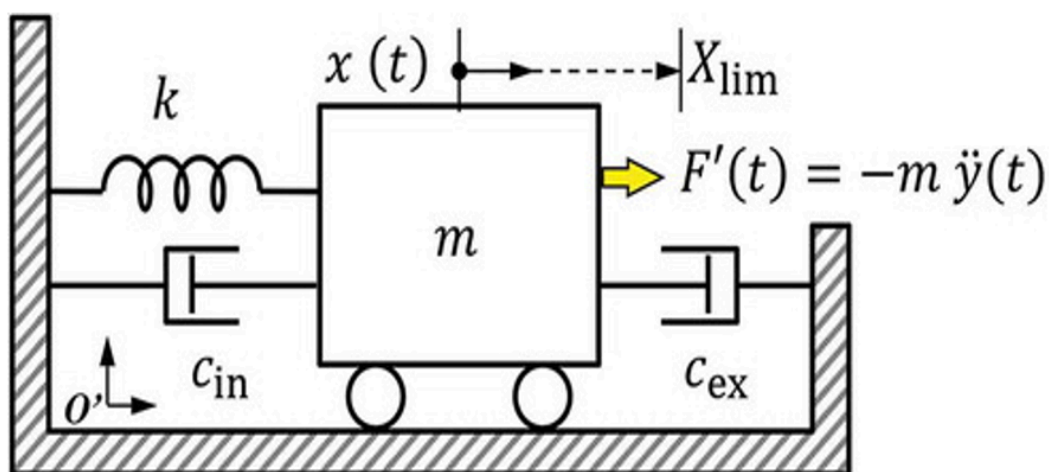


図5 非慣性系における振動発電素子の振動力学モデル

非慣性系における質量 m の運動方程式は次式で表される。

$$m \ddot{x}(t) + C \dot{x}(t) + k x(t) = F'(t) \quad (1)$$

式(1)の右辺は物体に作用する慣性力であり、非慣性系では入力振動は慣性力として定義される。第二項 $\dot{x}(t)$ の係数であるダンピング項 C は常に速度に比例し、運動エネルギーを減少させる向き

にはたらく。このとき、減少した分の運動エネルギーは電気エネルギーへ変換される。また、ダンピング項 C は、内部損失 C_{in} と外部損失 C_{ex} の和であり、式(2)のように表される。

$$C = C_{in} + C_{ex} \quad (2)$$

振動系では、電氣的ダンピングの他に空気抵抗などの機械的なダンピングも存在する。そして、ダンピング項によって、振動の Q 値が定まる。 Q 値とは共振時の振幅増幅率を表し、式(3)のように求める。また振動系の共振条件では、機械ダンピングと電気ダンピングが等しい時に出力が最大となる。

$$Q = \frac{\sqrt{mk}}{c} \quad (3)$$

図6は、共振時におけるエネルギーハーベスターの電力変換メカニズムを示している。共振時では、100%の変換効率でエネルギー変換が行われている。そこで外部の振動エネルギーを電気エネルギーとして取り出す電力変換を説明する上で、2段階のエネルギー変換ステップに分けられる。まず赤い矢印で示されている最初のステップでは、外部の機械的振動エネルギーを共振時の内部運動エネルギーに変換する。その際の増幅率は、中央の Q_{in} で定義される。続いて第2のステップは、青い矢印で示されているように、内部運動エネルギーがエレクトレットによって電力に変換し、外部負荷でエネルギーとして取り出している。

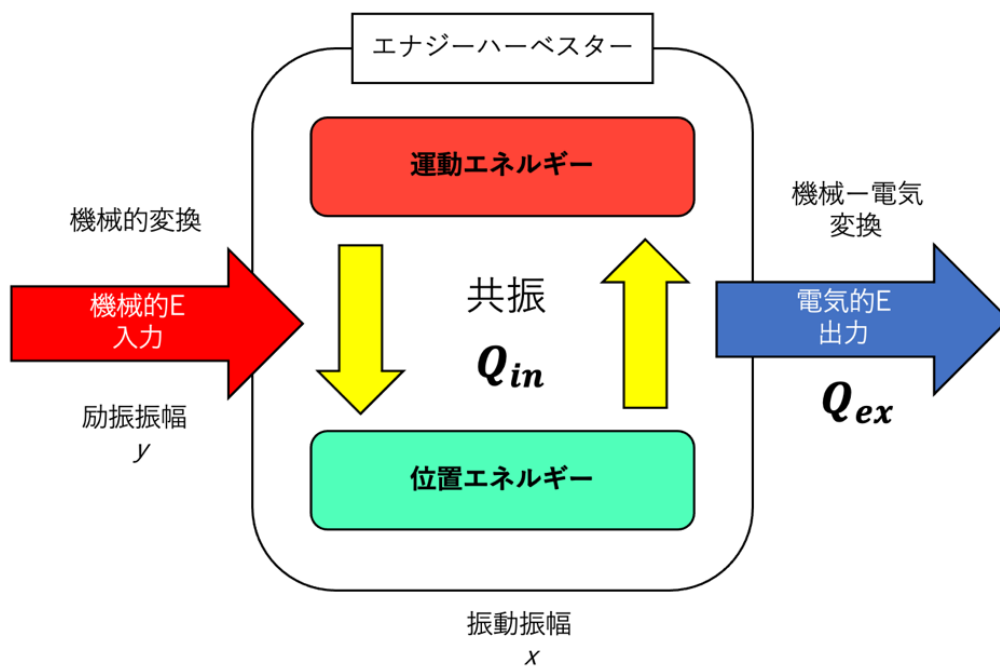


図6 エネルギーハーベスターのエネルギー変換概略図

2.2 エレクトレット型 MEMS 振動発電素子の動作原理

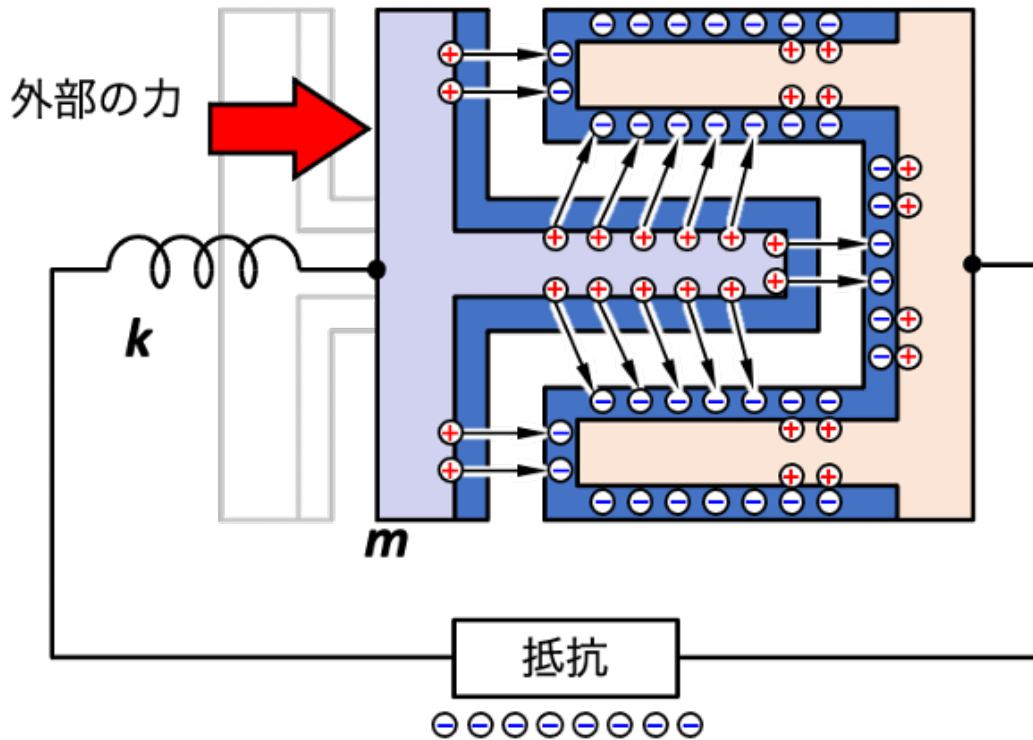


図 7 櫛歯型構造の静電発電素子の発電原理

図 7 は、櫛歯電極型の振動発電素子の概略図である。可動部分とともに動く櫛歯電極、支持バネ、固定電極で構成されている。通常の静電アクチュエータとして使用する場合は、可動構造を電氣的に接地して、固定電極に駆動電圧を印加する。しかし、振動発電として使用する場合は、帯電した櫛歯電極を外力により機械的に励振し、固定電極に発生する静電誘導電荷の変化量を、電流として取り出す。

導体であるミルク色のシリコンの周りを、濃い青のシリコン酸化膜が覆っており、その中に動かずに消えない電荷エレクトレットがある。発電原理は、エレクトレットによる電界が生じ、対極側の可動電極に誘導電荷が生成された時に、外部の環境振動が入ると、バネが変形し可動電極が左右にスライドする。すると、電気力線のつながり変えが起こり、電極間を誘導電荷が動く。これにより、外部に電流が流れるという振動—電力変換プロセスである。

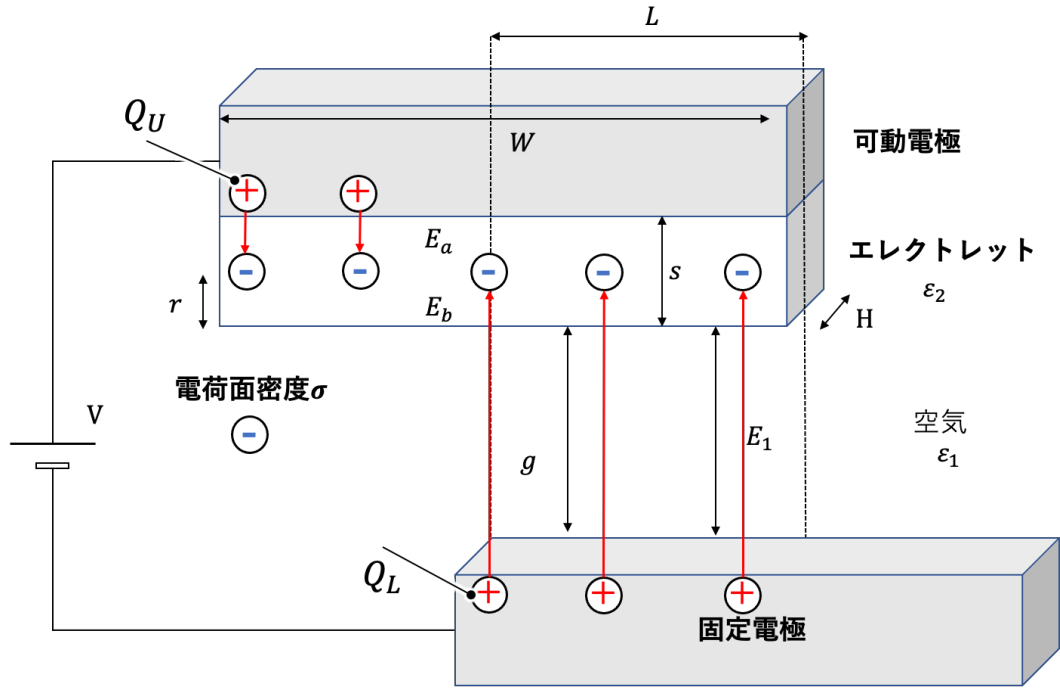


図 8 平行平板を用いたエレクトレットモデル

次に図 8 の平行平板型モデルを水平に動かすことにより、櫛歯型電極モデルに見立てたモデルを使って、櫛歯構造間に働く静電引力とエレクトレットにより誘起される電荷量を算出する。Si から作られた 2 枚の導体電極間の比誘電率を ϵ_1 、ギャップ長 g 上部の導体電極の下面に付いているエレクトレット層の比誘電率を ϵ_2 とし、酸化膜の厚み、電極の幅、奥行きをそれぞれ s, W, H と置いた。また、酸化膜の底面から距離 r のところに電荷密度 σ と定義したエレクトレット電荷を配置する。これらの変数を用いて計算することにより、櫛歯構造間に働く静電引力とエレクトレットにより誘起される電荷量が求められる。

電極間の各部における電場を下から E_1, E_b, E_a とする。また、外部から加える電圧を V 、真空の誘電率を ϵ_0 とする。ガウスの法則と電場と電荷密度の関係式、および電圧のつりあいに関する関係式より、次式が成立する。

$$-\epsilon_0 \epsilon_2 E_a + \epsilon_0 \epsilon_2 E_b = \sigma \quad (4)$$

$$-\epsilon_1 E_1 + \epsilon_2 E_a = 0 \quad (5)$$

$$E_a r + E_1 g + E_b(s - r) = -V \quad (6)$$

これらの式(4)(5)(6)を解くと、各電界は式(7)のようになる。

$$\begin{pmatrix} E_a \\ E_b \\ E_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{\varepsilon_0 \varepsilon_2 V + \varepsilon_1 \sigma (s-r)}{v \varepsilon_2^2 g + \varepsilon_0 \varepsilon_1 \varepsilon_2 s} \\ \frac{\varepsilon_2 \sigma g + \varepsilon_1 \sigma r - \varepsilon_0 \varepsilon_1 \varepsilon_2 V}{\varepsilon_0 \varepsilon_2^2 g + \varepsilon_0 \varepsilon_1 \varepsilon_2 s} \\ -\frac{\sigma(s-r) + \varepsilon_0 \varepsilon_2 V}{\varepsilon_0 \varepsilon_2 g + \varepsilon_0 \varepsilon_1 s} \end{pmatrix} \quad (7)$$

変位 x について右向きを正とすると、駆動電圧 V によって上部可動電極にかかる静電引力 F は右向きとなる。櫛歯の変位後に対向電極と重なっていない部分のエレクトレットは、全て上側の電極との間に電場を形成しているものとする、静電界に蓄えられるエネルギー U は式(9)のようになる。

$$\begin{aligned} U(x) = & \frac{1}{2} \varepsilon_0 \varepsilon_2 E_a^2 r(L+x)H + \frac{1}{2} \varepsilon_0 \varepsilon_2 E_b^2 (s-r)(L+x)H \\ & + \frac{1}{2} \varepsilon_0 \varepsilon_1 E_1^2 g(L+x)H + \varepsilon_0 \varepsilon_1 E_1 (L+x)H V \\ & + \frac{1}{2} \varepsilon_0 \varepsilon_2 \left(\frac{\sigma}{\varepsilon_0 \varepsilon_2} \right)^2 (s-r)(T-L-x)H \end{aligned} \quad (8)$$

式(8)右辺の第1項目および第2項目は、エレクトレットの静電エネルギーを表している。第3項目は、固定電極とエレクトレットの間の静電エネルギーであり、第4項目は電源 V の仕事、第5項目は変位後に対向電極と重なっていない部分の静電エネルギーである。この式(8)に仮想変位の方法を使うと、次式で表される。

$$F = \frac{\varepsilon_1 \{ \sigma(s-r) + \varepsilon_0 \varepsilon_2 V \}^2 H}{2 \varepsilon_0 \varepsilon_2 (\varepsilon_1 s + \varepsilon_2 g)} \quad (9)$$

ここで、発電に寄与するエレクトレットの電荷面密度 σ は、実際のデバイスで直接測定するのが困難であるため、エレクトレット効果を定量的に表す方法として、分極処理後のエレクトレットが形成する電極間の電位差をエレクトレット電位 V_e と定義する。この電位は、式(9)の偏微分をとって求めることができ、次式のように表される。

$$V_e = \frac{\sigma(s-r)}{\varepsilon_0 \varepsilon_2} \quad (10)$$

式(10)を用いると、上部の可動電極と下部の固定電極の誘導電荷量はそれぞれ、次のように簡潔に表すことができる。

$$Q_U = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_2 H \{ \varepsilon_1 (s - r) V + (\varepsilon_1 r + \varepsilon_2 g) V_e \} (L + x)}{(s - r)(\varepsilon_1 S + \varepsilon_2 g)} + \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_2 V_e (T - L - x) H}{(s - r)} \quad (11)$$

$$Q_L = - \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_1 \varepsilon_2 H (V - V_e) (L + x)}{\varepsilon_1 S + \varepsilon_2 g} \quad (12)$$

2.3 エレクトレット型振動発電素子の高出力化

振動発電素子では外部の入力振動の角周波数 ω がエネルギーハーベスターの固有角周波数と一致した場合、最大出力電力は式(13)のように表される[33]。

$$P_{max} = \frac{1}{2} m \omega^3 X_{lim} y \quad (13)$$

ここで、 X_{lim} は共振周波数時の内部質量の最大振幅を表し、デバイスの設計によって値は変化する。通常内部質量の振幅は最大振幅よりも小さいため、 X_{lim} は以下のように置換できる。

$$X_{lim} \geq x = Q_T \cdot y \quad (14)$$

式(14)における Q_T は品質係数を表し、式(3)の Q 値を表す振動系の振幅に関するパラメーターである。また、この Q 値は下記のようにも変形できる。

$$Q_T = \frac{1}{\frac{1}{Q_{in}} + \frac{1}{Q_{ex}}} \quad (15)$$

式(15)の Q_{in} は、空気粘度などの内部損失による寄与を含む減衰係数 C_{in} の逆数である一方で、 Q_{ex} は運動エネルギーが外部負荷抵抗 R で消費される電気出力に変換されるエネルギー損失パラメータ C_{ex} の逆数である。それぞれ、式(16)(17)のように表す。

$$Q_{in} = \frac{\sqrt{m k}}{C_{in}} \quad (16)$$

$$Q_{ex} = \frac{\sqrt{m k}}{C_{ex}} \quad (17)$$

ここで C_{ex} は下記の式(18)となり、 H は櫛歯の高さである。また C_1 はエレクトレット膜に形成される静

電容量と櫛歯のギャップに形成される静電容量との比で決まる係数であり、式(19)のように書き換えられる[33]。

$$C_{ex} = (C_1 z d H)^2 \quad (18)$$

$$C_1 \sigma = N \cdot \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_1 \varepsilon_2^2}{\varepsilon_1 g + \varepsilon_2 T} \quad (19)$$

式(19)中の g は櫛歯間のギャップ、 ε_0 は真空の誘電率、 ε_1 はエレクトレットおよび櫛歯間のギャップの比誘電率、 ε_2 は極板間の比誘電率、 σ はエレクトレット電位 V_e に関連する電荷密度、 T はエレクトレット膜の厚さ、 N は櫛歯の個数をそれぞれ表している。したがって、式(18)(19)を式(17)に代入して書き直すと、次式で表される。

$$Q_{ex} = \frac{\sqrt{m k}}{C_{ex}} = \frac{\sqrt{m k}}{\left(\frac{\varepsilon_0 \varepsilon_1 \varepsilon_2^2}{\varepsilon_1 + \varepsilon_2} \cdot \frac{H}{T/g} \cdot \frac{N V_e}{g} \right)^2 R} \quad (20)$$

デバイスの理論上の最大出力電力を P_{max} とし、供給可能な出力電力を P_{out} とすると次式のように表される。

$$P_{out} = P_{max} \cdot \frac{1}{1 + \frac{Q_{ex}}{Q_{in}}} \quad (21)$$

出力電力を上げるためには、櫛歯電極に流れる誘導電荷の量を増やす必要がある。そこで式(20)より櫛歯電極のアスペクト比(H/g)を大きくする方法[33][34]とエレクトレットの電位を大きくする方法がある。アスペクト比を大きくする方法は、櫛歯の高さを高くし、ギャップを小さくする事で静電容量を増やして櫛歯に誘導される誘導電荷を増やすことである。一方エレクトレット電位を大きくする方法は、エレクトレットの密度を増やして誘導電荷を増やすことである。いずれの方法も静電引力が増大し、静電引力が復元力を上回って、櫛歯どうしがくっつき離れないプルイン現象が生じやすくなる。

2.4 静電プルイン現象

2.4.1 プルイン現象の発生原理

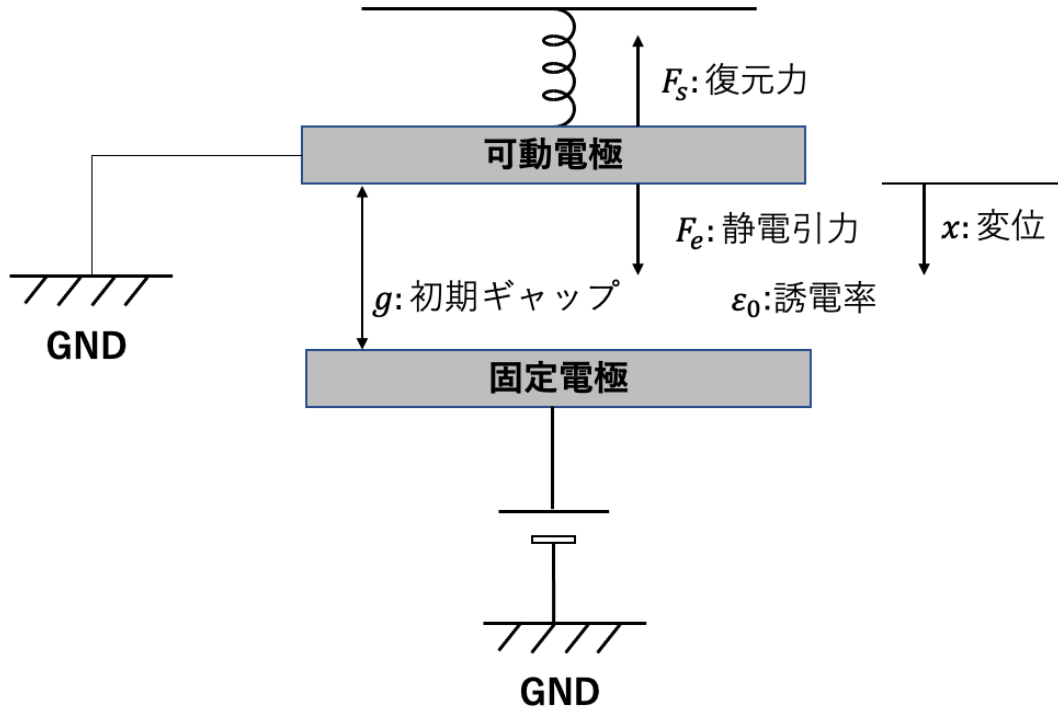


図 9 平行平板型静電アクチュエータモデル

図 9 の平行平板型静電アクチュエータでは、電極間距離が狭まるにつれて静電引力が反比例的に大きくなる。極板間が一定の距離になると、可動電極に働く静電引力がバネの復元力よりも大きくなるため、可動電極が固定電極に引き込まれて固着する現象が見られる。

図 10 は、力と変位の関係をプロットした図である。バネの復元力 F_s と静電引力 F_e はそれぞれ次式で表される。

$$F_s = k x \quad (22)$$

$$F_e = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 S V^2}{(g - x)^2} \quad (23)$$

バネの復元力は、変位 x に関する線形な式であるため、図 10 では直線として表される。一方静電引力は、印加電圧 V によって変化する曲線であるため、いくつかの電圧を選んで図 10 のようにプロットした。この両者の交点が、ある電圧における変位と力を表している。電圧 $V=0$ のときは、静電引力が発生しないため、両者は原点で交わる。しかし、電圧を上げていくと、静電引力は次第に増大

し、変位もともに増大する。ある電圧に達すると復元力を表す直線と静電引力を表す直線がただ一点で接するようになる。それ以上の電圧を印加すると、 $F_s < F_e$ という関係になり、先述のプルイン現象が発生する。

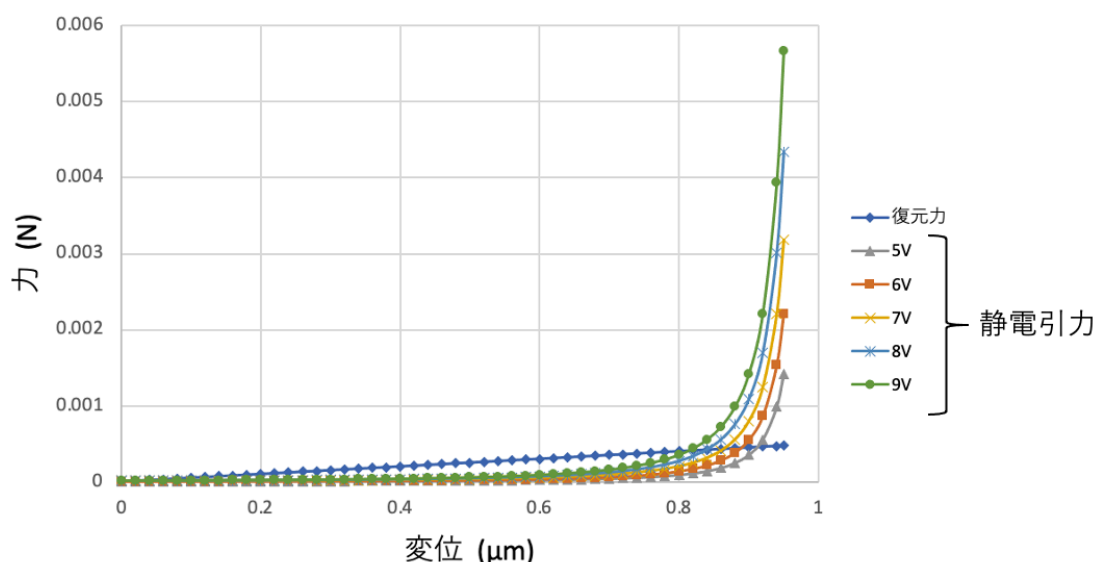


図 10 バネの復元力と静電引力の比較図

2.3.2 SPICE 等価回路モデルを用いたプルイン現象の再現

電気回路シミュレータとして、GUI の SPICE シミュレーションソフトである Analog Devices 社の LTSPICE を使用する。図 11 にエレクトレット楕歯電極を用いた三端子の静電型振動発電素子の等価回路モデルを示す。本回路モデルは、図 5 の振動力学モデルを基にしている。赤い四角で囲まれた部分が静電型振動発電素子の等価回路になり、左よりバネマス系の復元力・減衰力を計算するモジュール、振動発電素子の可動部の運動方程式モジュール、楕歯電極部分のモジュールで構成されている。また本シミュレーション上では力、速度、変位などの力学的な物理量を電流、電圧と定義し直し、各モジュール間でやり取りすることで、発電素子全体の動作を解析している。

バネマス系のモジュールは、二端子の速度・変位を入力として受け取り、その速度・変位の差分から復元力・減衰力の和を出力している。またモジュール内では基本的に他のモジュール間の入出力は電流によって行い、入力は $1\ \Omega$ の抵抗で受けている。

中央の運動方程式モジュールは質点の物体の運動方程式に基づき速度、変位を計算するモジュールであり、力を入力として速度、変位を出力する。力、速度、変位の入出力はそれぞれ二端子に出力され、両方の端子に同じ値を返す。また、力の入力は電気による力と機械的な力の二入力に分けられている。

右側の楕歯電極モジュールの内部は、楕歯電極の変位と電位の入力から生じる静電引力と誘導

電流を計算し出力している。誘導電流の出力端子に関して電極電位の入力を兼ねた入出力端子となっており、誘導電流は出力端の電位を考慮して計算している。

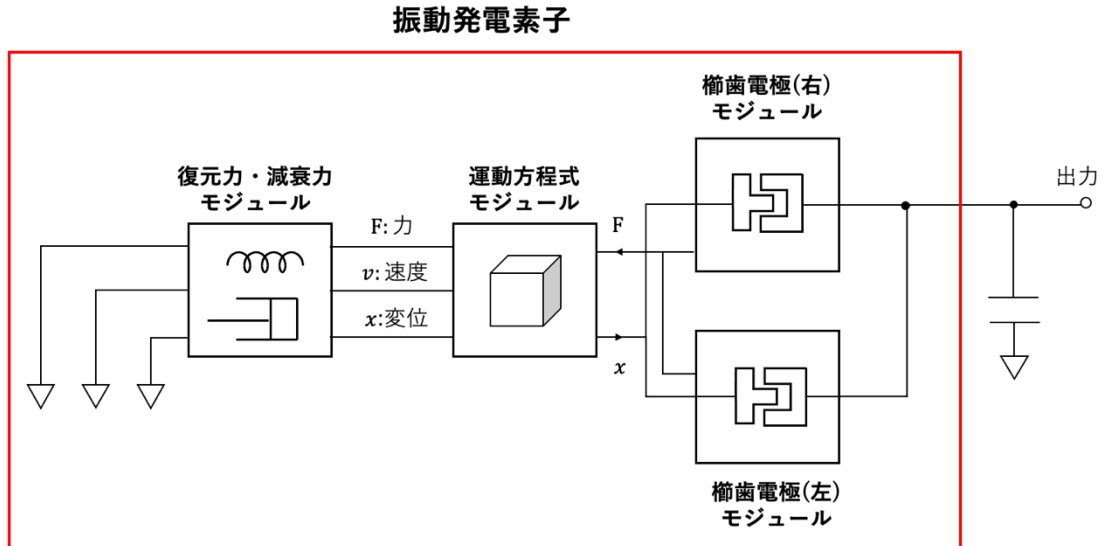


図 11 LTSPICE における静電誘導型 MEMS 振動発電素子の等価回路モデル

図 12 は図 9 の平行平板静電型モデルを LTSPICE で表した概略図である。本解析では、外部から電圧を加えた際の、極板間の変化を確認する。表 1 に平行平板アクチュエータの各パラメータを示す。また、可動電極の最大変位は $\pm 8 \mu\text{m}$ に設定した。外部からの印加電圧は、図 12 における平行平板アクチュエータの可動電極 V_d に、0.8 ms 間で 0 V から 15 V まで線型的に増えるように加えた。

図 13(a),(b)に解析結果を示す。図 13(a)は、外部からの印加電圧のグラフであり、 $t=0.2 \text{ ms}$ で電圧が加わっている。また、図 13(b)は可動電極の変位のグラフであり、外部からの電圧印加後、徐々に固定電極に近づいているのが確認できる。印加後 0.4 ms ほど($t=0.6 \text{ ms}$ 後)に、可動電極が最大変位に設定した $0.8 \mu\text{m}$ でプルインしているのが見て取れる。つまり、このタイミングで極板間の静電引力がバネの復元力を上回ったと言える。また、可動電極の変位はおおよそ最大変位の 1/3 程度移動したときに、プルインしているため、次節でその理由を述べる。

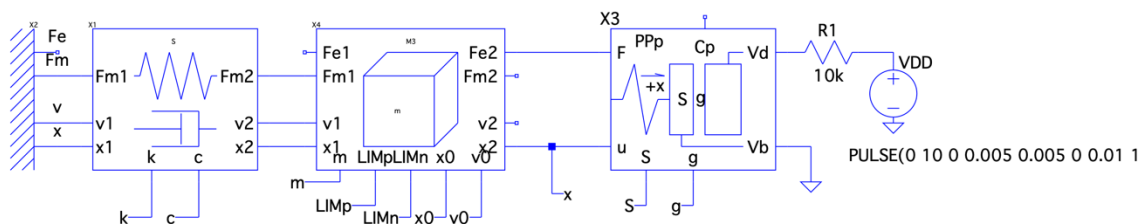


図 12 平行平板型アクチュエータの等価回路モデル

表 4 平行平板アクチュエータのパラメータ一覧

パラメーター	記号	単位	解析モデルで用いる値
質量	m	kg	1.75×10^{-8}
バネ定数	k	N/m	100
減衰係数	c	$N \cdot S/m$	1×10^{-4}
極板間ギャップ	g	m	1×10^{-6}
面積	S	m^2	5×10^{-8}
誘電率	ϵ_0	F/m	8.85×10^{-12}

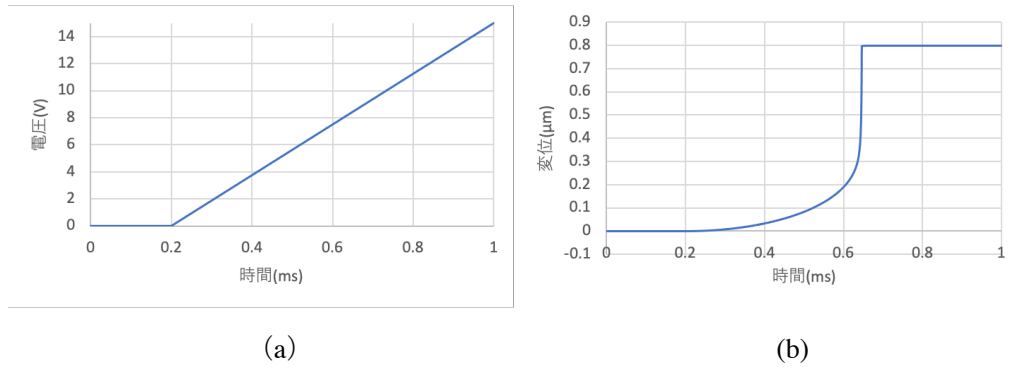


図 13 外部電圧を印加することによるプルイン発生時のグラフ。(a) 外部から加えている電圧。
(b) 可動電極の変位。

2.3.3 プルイン変位の 1/3 ギャップルール

平行平板型の静電アクチュエータでは、初期ギャップ g や電極面積 S 、バネ定数 k には依存せず、可動電極が初期ギャップの 1/3 だけ変位した時点でプルインが発生する。式(22)(23)を、変位 x のみに依存する関数 $f(x)$ と、電圧 V に依存する関数 $h(V)$ に書き換える。

$$f(x) = x(g - x)^2 \quad (24)$$

$$h(V) = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 S V^2}{k} \quad (25)$$

両者を x の関数としてプロットして考えてみると曲線と直線が接する点がプルインに相当する変位となる。そのときの条件は、

$$f'_{(x)} = (x - g)(3x - g) = 0 \quad (26)$$

となるため、これを x について解くと、

$$x_{pull-in} = \frac{g}{3} \quad (27)$$

となり、これがプルイン変位となる。また、この変位を使って計算するとプルイン電圧

$$V_{pull-in} = \sqrt{\frac{8k g^3}{27\epsilon_0 S}} \quad (28)$$

が得られる。式(27)より、プルイン変位はアクチュエータの初期ギャップ g のみに依存する一方で、プルイン電圧はアクチュエータの平板面積 S やばね定数 k に依存することになる。

第3章 プルイン発生からの回復手法

本章では、プルイン発生時に人の手に頼らずデバイス自身が検知し、解除する新たなシステムを提案する。まずこのシステムにおける新規性、システムの構成について触れ、システムの原理を説明する。その後、システムの構成要素である昇圧回路およびプルイン検出方法について述べる。昇圧回路に関しては、解除電圧を特定し、どのような設計を行うべきか示す。また、プルイン検出方法に関しては、検出する信号およびその際の課題について述べる。

3.1 プルイン自動検出・回復システムの概要

高出力化に向けた振動発電素子の設計変更は、同時に極板間の静電引力を強めることから、静電プルインを起こし易くしてしまうという大きな課題を生み出した。エレクトレット型振動発電素子において、予期せぬ外乱により可動電極が一度固定電極へ張り付くと、エレクトレットによる静電引力を消さない限り、電極を再び解放することは、困難になってしまう。つまり、一度プルインすると人の手で外部から静電引力を弱めるように電圧を加えない限り、プルインをすぐに解除するのは不可能である。図14に無線端末の電力供給源として振動発電素子を用いた概略図を示す。プルインにより発電素子が動けなくなるとエナジーハーベスタの後段にあるセンシング回路(パワーマネジメント回路、センサー、無線モジュール)への電源供給が滞り、端末全体の機能が失われる。

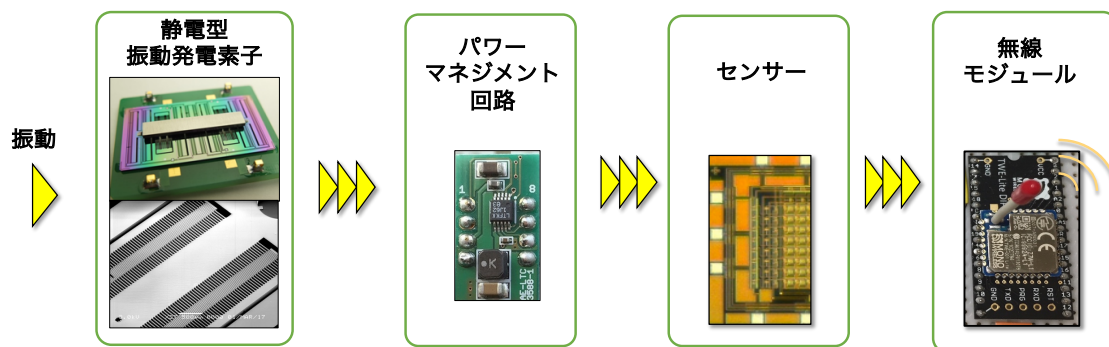


図14 無線センサー端末のブロックダイアグラム

そこで、本研究ではあらかじめプルインが発生することを見越し、自立型端末内に自動でプルインを検知し、解除する Built In Self Recovery (BISR) システムを一体化することを提案する。解除方法として、プルインの発生原因であるエレクトレットによる静電引力の増大に対し、外部から打ち消すように解除電圧を印加した。通常デバイス中にはプルインを解除するための電圧源が存在しないため、外部の印加電圧による解除方法は人の手が必要とされる。しかし、BISR システムではプルイン解除のための電圧を、プルイン前のエナジーハーベスタ自身の出力で蓄電し、プルイン発生時に外付けのプルイン検出回路で信号を捕えるとともに、蓄電した電圧をもう一度櫛歯に戻す

機能を持たせている。よって、人の手に頼ることなくデバイス自身で、プルインを検知し解除することが可能となる。

図 15 に振動発電素子の定常状態からプルインが発生した際の、BISR システムの動作を示す。図 15 の一番上に櫛歯の様子を確認するために、櫛歯型電極の可動部の変位を表し、中央のグラフに外乱に見立てた力、一番下のグラフに BISR システムの一連の動作を示す。時刻 $t=0$ の時からプルインするまでの定常状態では、振動発電素子は、解除電圧の生成に向けて充電している。しかし、時刻 $t = t_1$ で外乱が発生すると、可動電極と固定電極の極板間が徐々に小さくなり、やがてプルインが発生する。そこで BISR システムでは、プルイン寸前の極板に流れる電荷量の変化を検出し、外部からプルインしている電極に電圧を印加し、解除するといった一連の流れになる。システムを構築するには、4 つのパラメータを把握する必要がある。振動発電素子のプルイン電圧、プルインを解除する電圧、プルイン解除電圧をかけ続ける時間、プルインを検出してからプルイン解除電圧をかけるまでの遅延、の 4 つである。回路設計次第では、4 つ目の遅延を早めることで、デバイスが完全にプルインする前に電圧をかけることができるため、未然にプルインを防止できる可能性もある。

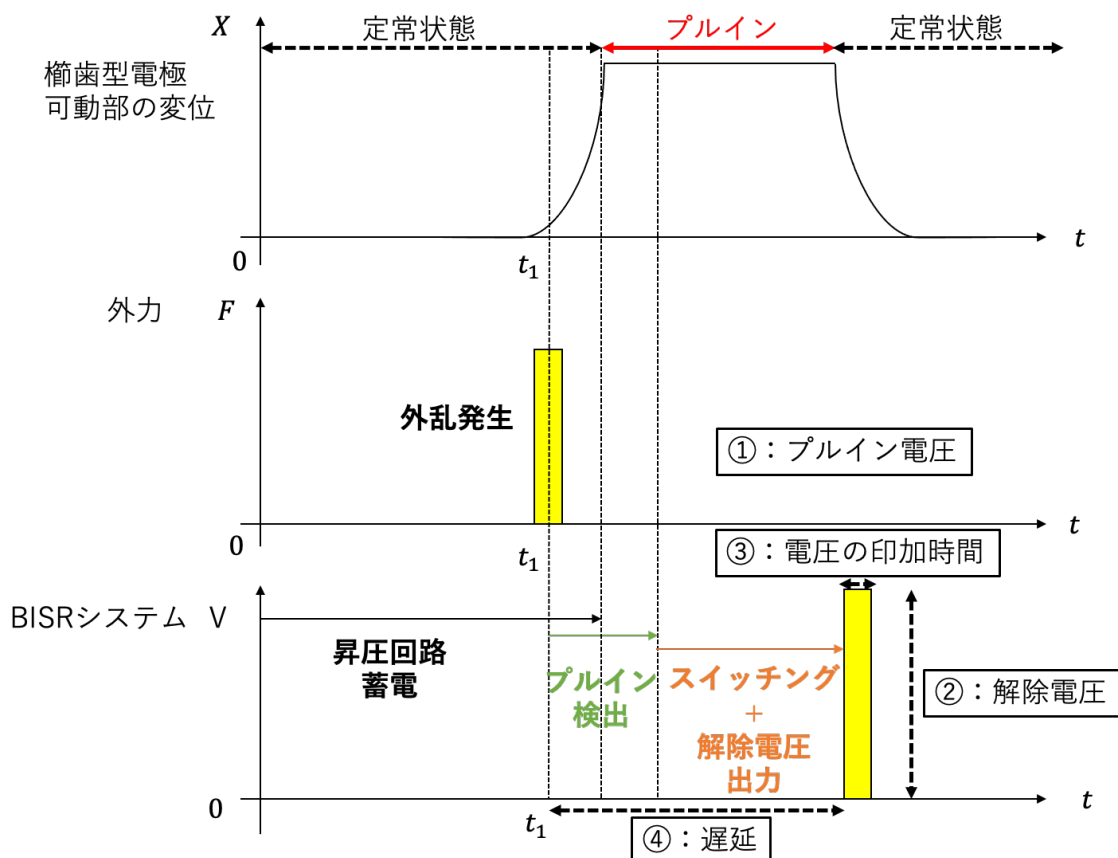


図 15 振動発電素子の定常状態から、プルイン発生および解除までの BISR システムの動作

図 16 に BISR システムの概略図を示す。通常、数 100 V 程度のエレクトレット電位を持つ振動発電素子では、出力電圧は数 V から 10 数 V である。そのため、出力電圧を整流しただけでは、プルインを解除するための電圧まで到底届かない。よって、その場合システムには整流-昇圧回路が必要となると同時に、解除電圧をシステム内に蓄電するための貯蔵装置が必要となる。本研究では、先行研究で製作したエレクトレット-200 V の振動発電素子にシステムを一体化させることを検討しているため、プルイン検出回路、スイッチ、プルイン解除電圧の蓄電用キャパシタ、プルイン解除電圧を生成する昇圧回路を用いてシステムを構成しようと考えている。

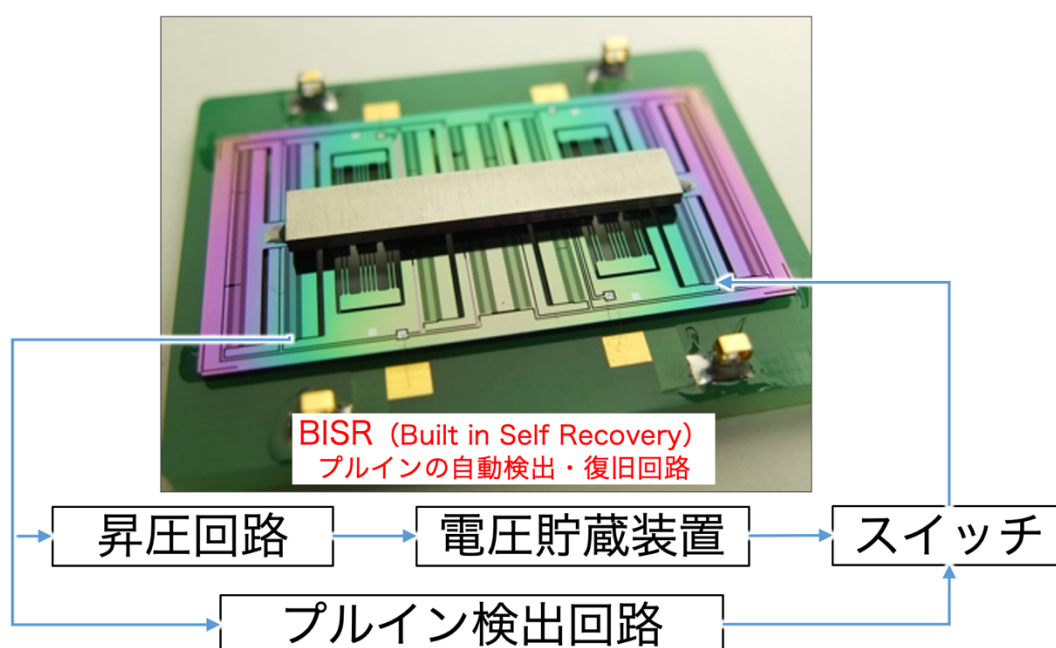


図 16 プルイン自動検出・解除システムのブロックダイアグラム

3.2 プルイン自動検出・解除システムの原理検証

本節では、BISR システムの動作原理を、平行平板アクチュエータを用いて、LTSPICE で説明する。表 5 に、平行平板アクチュエータのパラメータを示す。また図 17 に、BISR システムの動作原理を説明するためのエレクトレット付き平行平板アクチュエータの概念図を示した。本解析では、外乱に見立てたパルス波でアクチュエータをプルインさせ、その後解除電圧を印加することで解除する一連の解析を行う。意図的にプルインが発生および解除するような解析を行うためには、プルイン電圧およびプルイン解除電圧を知る必要がある。そこで、表 5 におけるパラメータを用いてプルイン電圧を求めると、4.97 V となった。この 4.97 V のプルイン電圧を参考にし、エレクトレット 電位を -5.5 V とした。一方で、プルイン解除電圧は、式(28)における極板間ギャップ g の代わりに、極板間ギャップから可動電極の最大変位を引いた長さを代入することで求まる。本解析では、可動電極の

最大変位を $\pm 1 \mu\text{m}$ にしたため、ギャップ g には $0.2 \mu\text{m}(=1.2\mu\text{m}-1.0\mu\text{m})$ を代入して求めた。計算結果は 0.33V となり、図 17 のように解除電圧は 0.4V と設定した。

表 5 平行平板アクチュエータのパラメータ

パラメーター	記号	単位	解析モデルで用いる値
質量	m	kg	0.0028
バネ定数	k	N/m	7.5×10^4
減衰係数	c	$\text{N} \cdot \text{S}/\text{m}$	10
極板間ギャップ	g	m	1.2×10^{-6}
面積	S	m^2	1.75×10^{-4}
誘電率	ϵ_0	F/m	8.85×10^{-12}
櫛歯本数	N	本	900
エレクトレット電位	V_e	V	-6
酸化膜厚み	T	μm	0.8
エレクトレット位置	R	μm	0.79

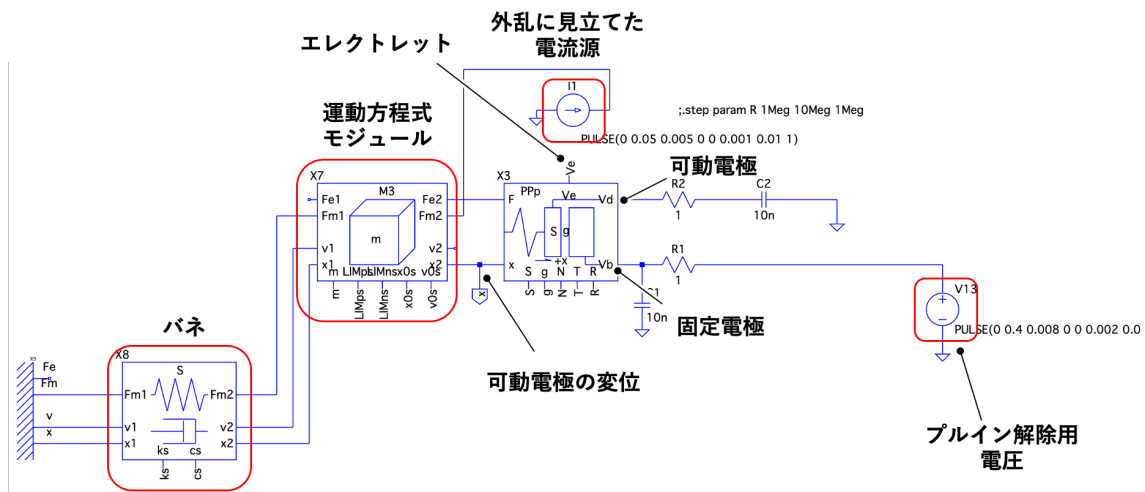


図 17 平行平板アクチュエータを用いた BISR システムの動作検証の等価回路モデル

図 18 に解析結果を示す。電極の変位のグラフより、解析を始めてすぐに可動電極が固定電極に近づいているのが確認できる。これは、エレクトレット電位により静電引力が発生したためだと考えられる。次に可動電極の変位が変化するのは、 $t=0.005 \text{ s}$ のときに、外乱に見立てた電流源よりパルス波を入れた時である。可動電極は、パルス波が入ると一気に固定電極にくっつきプルインが発生する。その後、パルス波がなくなっても、可動電極はプルインしたままである。この理由は、一旦プルインすると極板間ギャップが狭くなり、エレクトレット電位による静電引力が働き続けるからである。しかし、 $t=0.008 \text{ s}$ で、エレクトレット電位を打ち消すプルイン解除電圧 0.4V を固定電極に印加すると、静電引力は弱まりプルインが解除される。よって今回の解析では、エレクトレット電位 -5.5V が付いているデバイスは、外力によってプルインした場合、解除電圧 0.4 V を 2 ms 間かけ続けることで

プルイン解除可能であると分かった。

次に、BISR システムの実現動作範囲を考える。先述のように、システムを設計する際には、プルイン解除電圧の大きさと印加時間が重要となる。そこで、引き続き今回と同様のバネ定数 k 、極板間ギャップ g 、極板の面積 S を用いて、その理由を説明する。

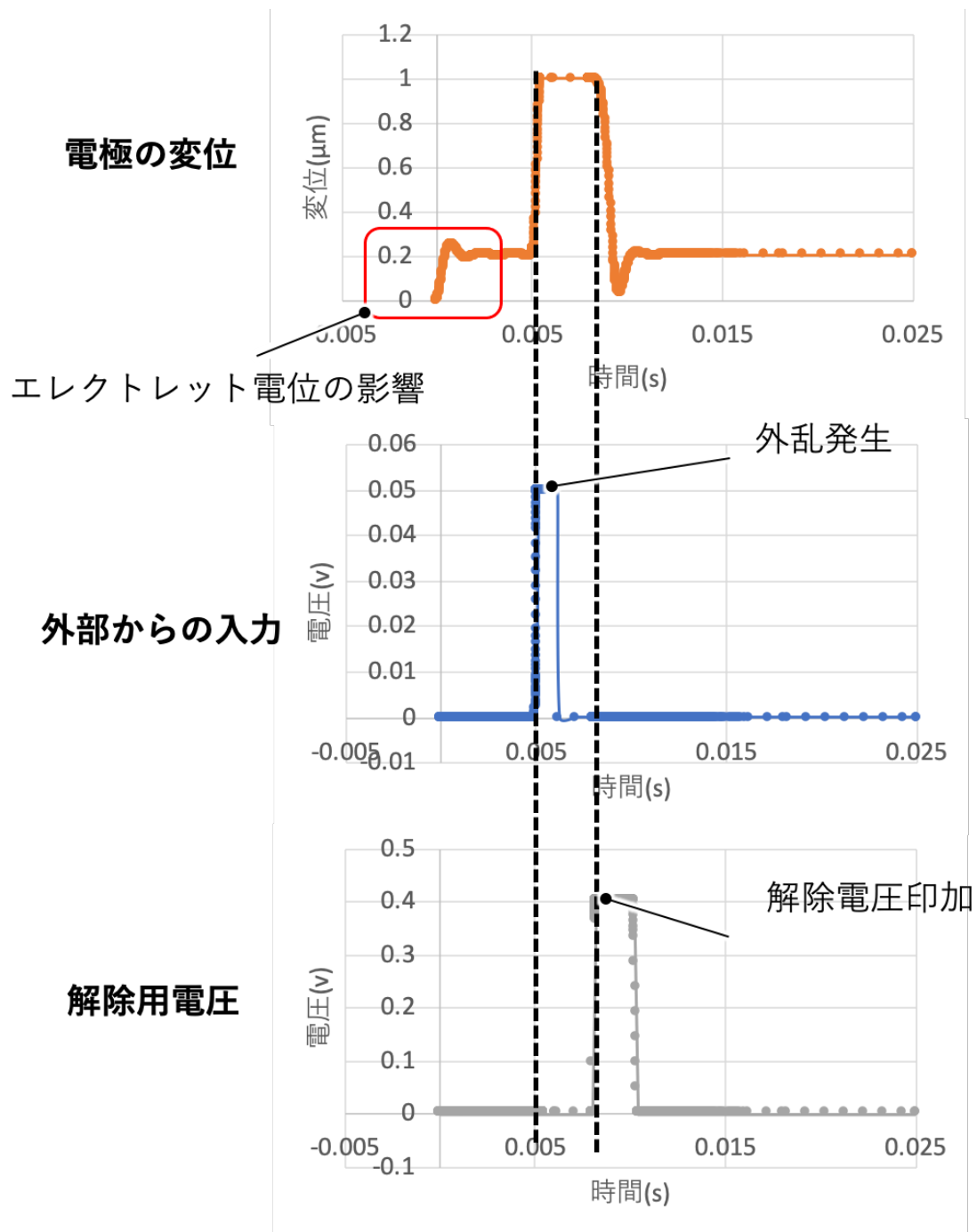


図 18 外乱によるプルイン発生と解除電圧によるプルイン解除時の一連の動作の流れ

まず、エレクトレット電位と解除電圧について述べる。図 19 に、エレクトレット電位とプルイン解除電圧の関係を示す。図 19 より、エレクトレット電位 V_e を絶対値として考えると $V_e > -6.8 \text{ V}$ の場合、外力を加える前から電極同士がくっついてしまう。つまり、エレクトレット電位がプルイン電圧よりも大きい状態にある。一方で、エレクトレット電位が -5.1 V より小さい時は、パルス波が入った時だけ、(静電引力 + 外乱の力 > バネの復元力)という関係になり、電極同士がくっついているように見えるが、パルス波が消えると極板同士が離れるため、実質プルインしているとは言えない。よって、外力によってプルインが発生するエレクトレット電位 $-5.3 \sim -6.7 \text{ V}$ の範囲における解除電圧との関係性を考える。

図 19 より、エレクトレット電位が高いほど、解除電圧も大きくする必要があると見て取れる。しかしとにかく大きな解除電圧を用意すべきであるとは言えない。なぜなら、エレクトレット電位の大きさに応じた最適な解除電圧があるため、エレクトレット電位が小さいのに、わざわざ大きな解除電圧を用意する必要はないからだ。よって、製作する発電素子のエレクトレット電位に応じた解除電圧を用意することが求められる。本研究では、 -200 V のエレクトレット電位を櫛歯電極に取り付けることを想定しているため、それに応じた解除電圧が求められる。先述の通り、エレクトレット付の振動発電素子の出力のみでは、到底用意することができないので、システムを設計するには昇圧回路を用いることを検討する。

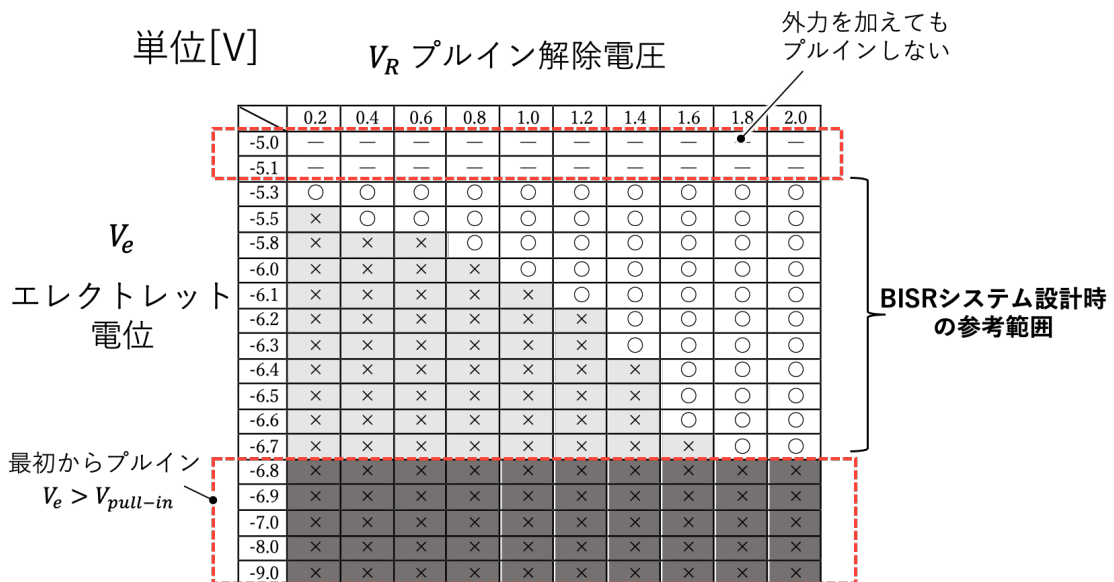


図 19 エレクトレット電位とプルイン解除電圧の関係

次に、解除電圧の印加時間について考える。解除電圧の印加時間が短いと、一度可動電極が固定電極から離れてもその後またすぐにプルインする可能性がある。図 20 にエレクトレット電位 -5.5 V 時に外乱によりプルインした場合の解除電圧 2.7 V を印加時間 0.02 ms と 0.03 ms で分けた場合

の結果を示す。本解析では、どちらも同じタイミングで同じ大きさ 2.7 V を加えている。しかし、印加時間が短い 0.02 ms の場合は、一瞬可動電極の変位に動きが見られたもののプルインを解除できていないのが分かる。しかし印加時間を 0.03 ms に増やすと、解除電圧を印加後、可動電極は固定電極から離れ、プルインが解除された。

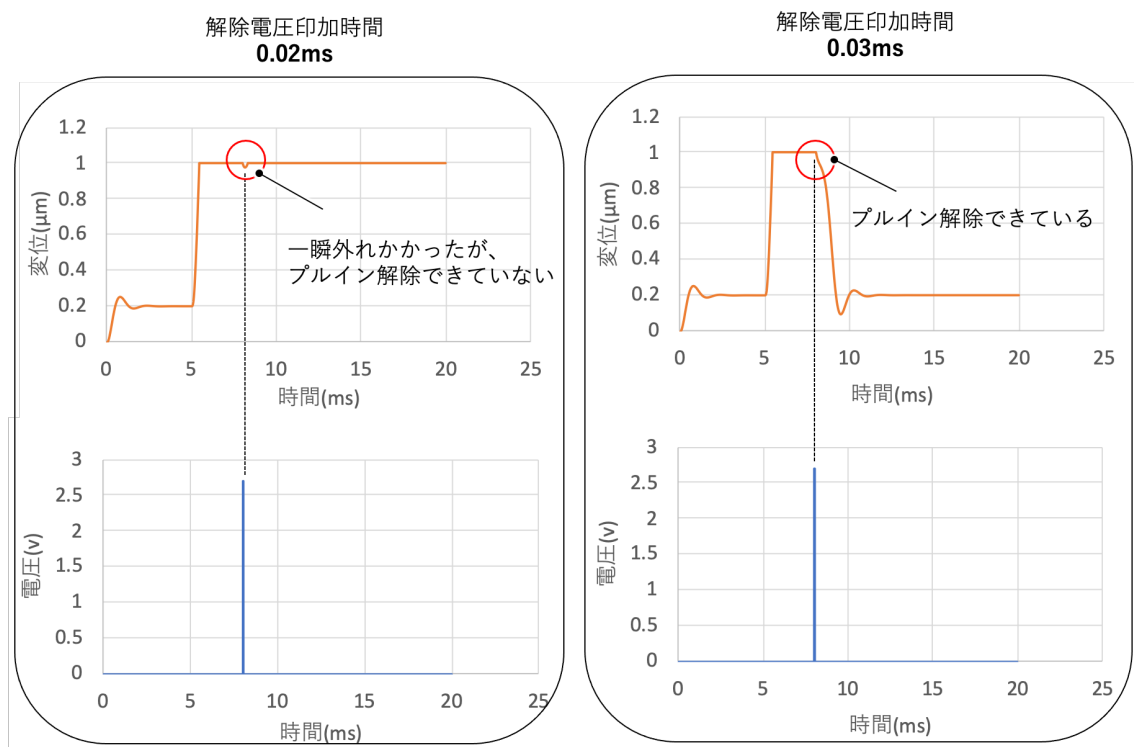
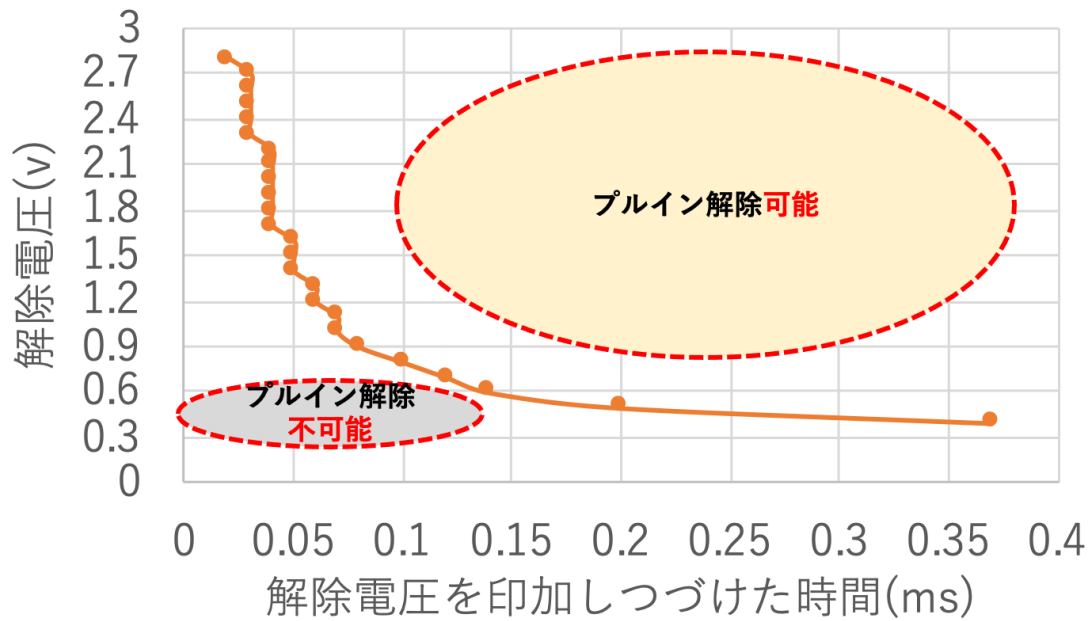


図 20 エレクトレット電位-5.5V の振動発電素子に、解除電圧 2.7V をかけた際の印加時間による変化

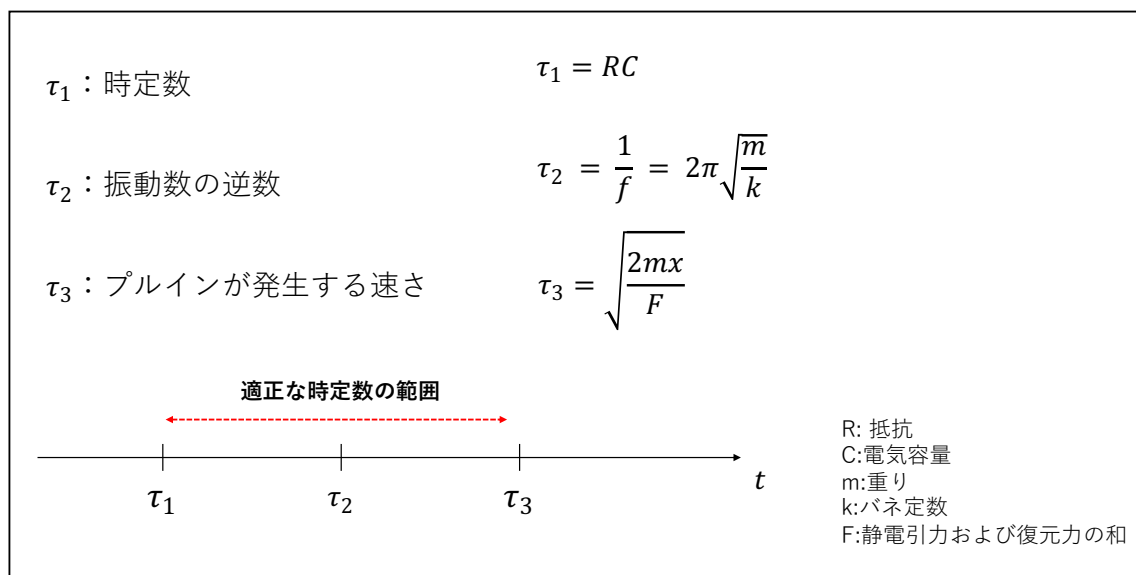
体系的に調べるために、エレクトレット電位は-5.5 V のままにして、表 5 のパラメータを用いた平行平板アクチュエータをプルインさせた場合、解除電圧の大きさと印加時間どのような関係があるか検証を行う。解除電圧は、図 19 よりエレクトレット電位-5.5 V 時の最小プルイン解除電圧である 0.4 V から 2.7 V までの範囲にした。

図 21(a)に結果を示す。図 21(a)より、最小プルイン解除電圧である 0.4 V の場合、0.37 ms 印加しつづけてはプルインを完全に解除することができない。また、解除電圧が大きいほど印加時間が短くてもプルイン解除可能であることが見て取れる。この解析結果より、BISR システムを構築する際には、プルイン解除電圧を求めただけでは完全にプルインを解除することは不可能であり、印加時間も重要なパラメータであることがわかった。そこで、時定数が非常に重要となる。時定数が小さすぎると、十分な時間電圧を印加することができず、プルインを解除できない。逆に大きすぎると、デバイスの周波数に対応できずに解除電圧まで昇圧しない可能性がある。表 5 のパラメータを用いて本解析のデバイスの振動数を求めると、820 Hz となり周期は 0.0012 s と求まった。この 0.0012

s よりも時定数が大きくなると十分に解除電圧まで昇圧できない可能性があるため、時定数をこれよりも小さい値にする必要がある。



(a)



(b)

図 21 (a) プルイン解除電圧の大きさと印加時間の関係 (b) BISR システムにおける理想的な時定数の範囲

3.3 プルイン発生時の機械的応答と回路設計の電氣的応答の関係

BISR システムでは、外部の解除電圧をかけるタイミングによって、プルインを未然に防ぐか、プルインからの復旧を行うか分かれる。前者のようにプルインを未然に防止するためには、プルイン検出から印加時間までの遅延を短くなるような回路設計にする必要がある。遅延は、回路設計の時定数およびスルーレートによって決まる。図 22 に BISR システムの遅延が外乱によるプルインの発生よりも短くなった場合のシステムの動きを示す。図のように回路設計で遅延を短く調整できた場合、完全に極板がプルインする前に、印加電圧が加わり、プルインを未然に防止できる。

本節では、図 18 の解析結果を例にして、プルインが発生する機械的応答の速さを求める。図 23 に図 18 の可動電極の変位を拡大したものを示す。外乱を 5 ms で発生させた時に、可動電極が固定電極に向かって動き出すのがおよそ 5.05 ms である。その後、5.45 ms で完全にプルインが確認できる。この結果から、プルインの機械的応答の速さはおよそ 0.4 ms 程度があることが分かる。よって、表 5 のパラメータを用いた平行平板アクチュエータが外乱によってプルインする場合、プルイン検出から電圧印加までの応答を 0.4 ms 程度以下に抑えることができれば未然に防止することができると言える。

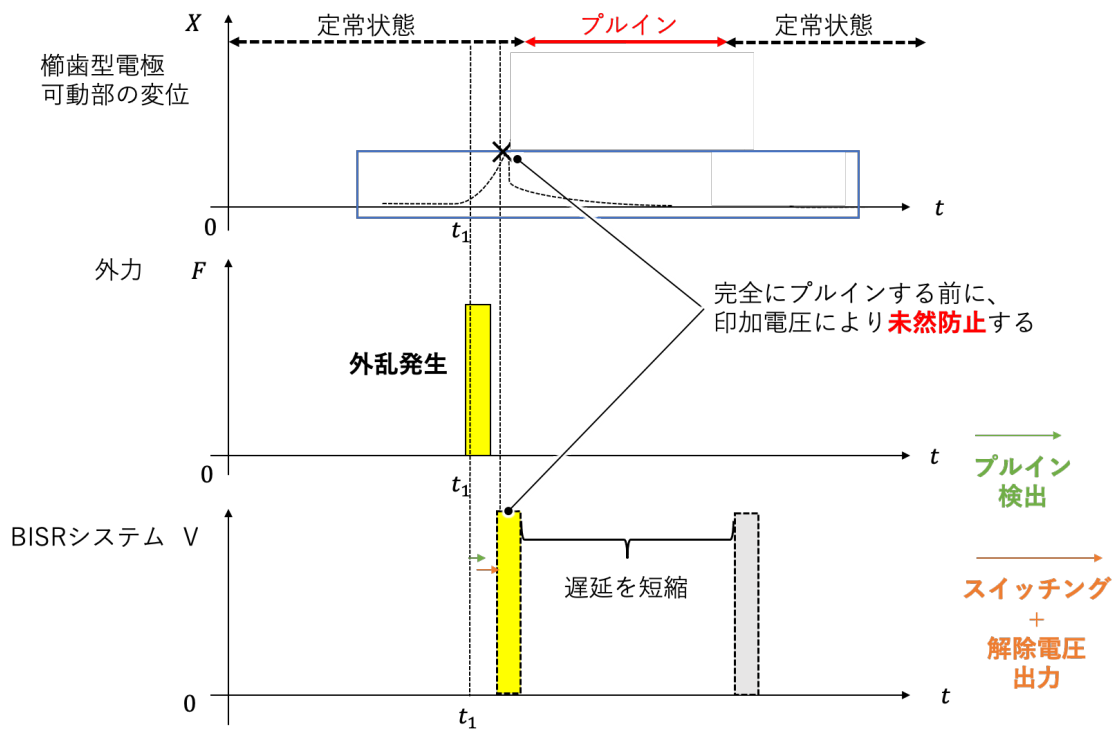


図 22 プルイン検出から解除電圧印加までの遅延を小さくした場合の BISR システムの流れ

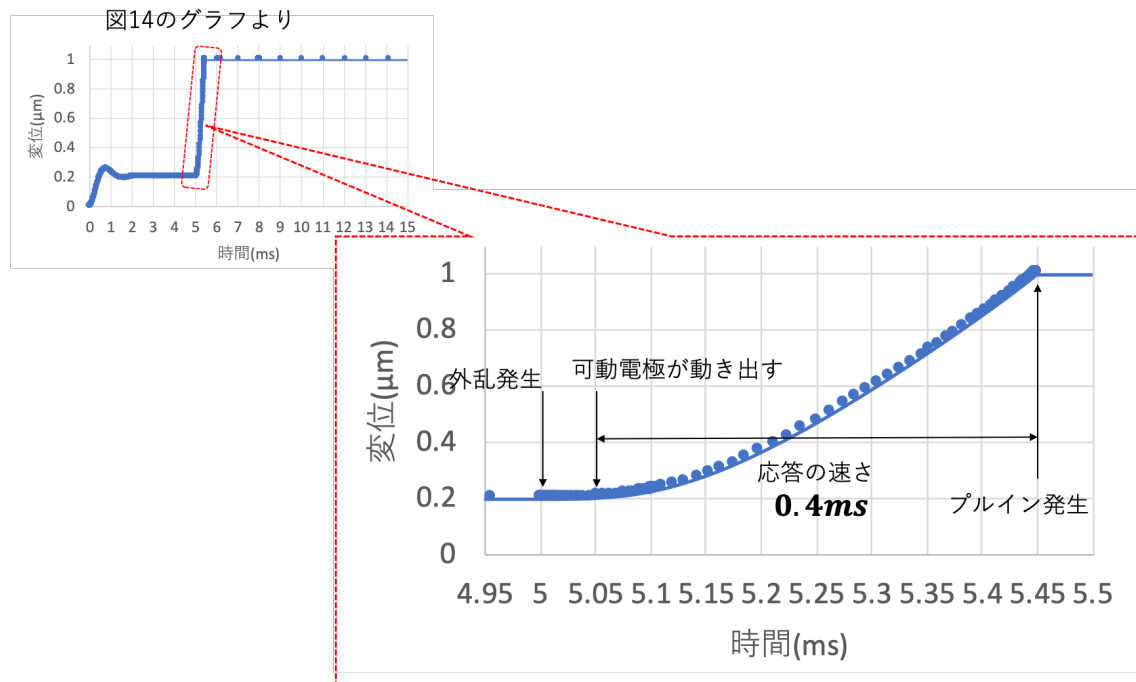


図 23 エレクトレット電位-5.5V 時に解除電圧 0.4V 印加し、プルインが解除された際のデバイスの機械的応答の速さ

3.4 プルイン検出回路およびスイッチ

本節では、プルインの検出方法について加速度センサーを用いて原理を説明する。その後スイッチとして検討している CMOS オペアンプをコンパレータとして用いる場合に、重要となるスルーレートについて述べる。最後に、LTSPICE で CMOS インバータを用いて、プルイン検出から解除までの一連の解析を行う。

3.4.1 MEMS 加速度センサー

プルインの検出は、加速度センサの原理を応用する。加速度センサーとは加速度の測定を目的とした慣性センサーであり、測定範囲から見た場合、「低 G 加速度タイプ」と「高 G 加速度タイプ」に分類可能である。前者は低い加速度($\pm 1 \sim \pm 20g$)を検出する加速度センサーであり、携帯電話機から HDD 保護システム、自動車の電子安定走行システムまで、幅広く使用されている。一方後者は、高い加速度($\pm 20 \sim \pm 250g$ 以上)を検出する加速度センサーであり、主に自動車のエアバックシステムで使われている。また、自動車だけでなく、衝動や振動の計測用としてスポーツ、産業、医療のアプリケーションに使用されることが多くなってきている。加速度は力と同様にベクトル量で表すため、3次元空間の各軸成分(X,Y,Z 軸)の検出軸数で加速度センサーを分類することも可能である。

3 軸成分のうち 1 軸のみを検出すれば 1 軸加速度センサーであり、3 軸全てを検出すれば 3 軸加速度センサーとなる。MEMS 型加速度センサーは加速度を検出する検出素子部と、検出素子からの信号を増幅、調整して出力する信号処理回路で構成され、検出素子部の方式によって、ピエゾ抵抗型、静電容量型、圧電型と分類可能である。プルインは、極板間の静電引力がバネの復元力を上回って可動電極が固定電極に張り付く現象であるため、検出方法として静電容量型加速度センサーが適していると言える。静電容量方式の検出素子部には加速度によって動く可動部とバネ、またその動き(移動距離)により静電容量変化を発生させるための楕歯状電極が形成されており、可動マスに形成された可動電極 1 本当たりにつき 2 本の固定電極に挟まれる形で電極の単位セルを形成している。加速度が加わっていない状態では、固定電極と可動電極の間の距離は同じであるが、加速度がかかると可動電極が移動し、固定電極との位置関係に変化が生じ、電極間静電容量が変化する。この原理を用いると、楕歯がプルインする際に、電極間距離に変化が生じて電荷量が変わるため、電流を読み取ることでプルインを検出することが可能となる。BISR システムでは、差動増幅器であるオペアンプを用いて、プルイン検出を検討する。

3.4.2 オペアンプのスルーレート

プルイン検出後、解除電圧をかける際には、スイッチが必要となる。スイッチは低消費電力が望ましいため、CMOS オペアンプを検討している。オペアンプをコンパレータとして用いる場合は、出力電圧が切り替わる際の遅延を考慮する必要がある。特に出力電圧が大きい場合は、注意すべきである。遅延の長さにより、プルイン解除電圧の印加するタイミングが変わってくるからだ。そこで、まず遅延の長さを決めるスルーレートについて説明する。スルーレートとは、入力電圧の変化に対して出力電圧が 1us あたり何 V の割合で変化に追従可能かを示す数値である。また、単位は「V/us」と表される。スルーレートが大きければ大きいほど、高速な入力電圧波形に追従することが可能となる。理想的なオペアンプは、スルーレートが ∞ 「V/us」であり、どのような波形の入力電圧に対しても忠実に出力電圧が追従可能である。しかし「立ち上がり」もしくは、「立ち下がり」が急峻な入力電圧をオペアンプに印加すると、出力電圧は入力電圧に対して完全に追従することができず、一定時間かかってしまう。図 24 にオペアンプにある入力電圧を入れた際の出力電圧のグラフを示す。理想的なオペアンプの場合は、図 24 中央の入力電圧と同じ波形の出力電圧が表示されるが、実際のオペアンプでは図 24 の右側のようになる。この立ち上がりのスルーレートと立ち下がりのスルーレートはそれぞれ次式のように表せられる

$$SR_r = \frac{\Delta V}{\Delta T_r}, \quad SR_f = \frac{\Delta V}{\Delta T_f} \quad (29)$$

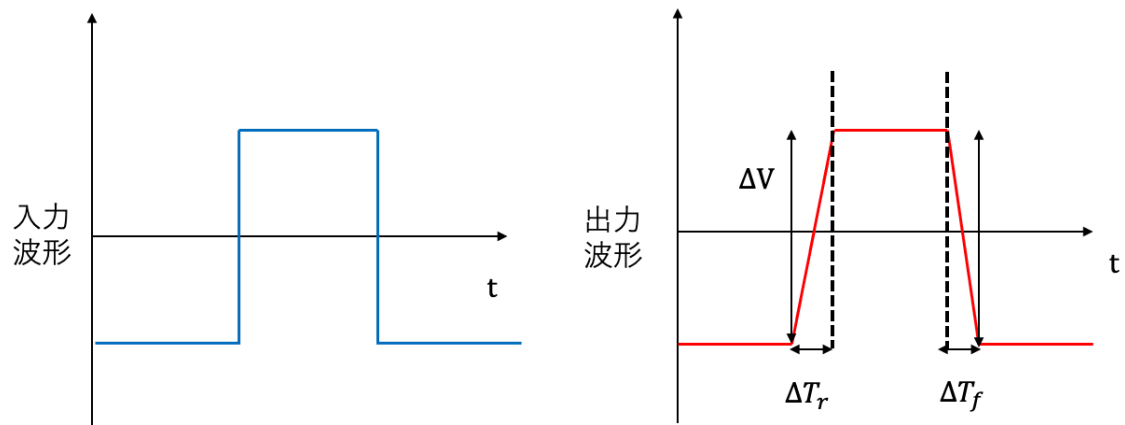


図 24 オペアンプにおけるスルーレートの入力波形と出力波形

前節より、機械的応答はおよそ 0.4ms と求めたため、 0.4ms で 0.4V まで昇圧する際のスルーレートは 10^{-3} V/us である。よって、 10^{-3} V/us よりも大きいスルーレートを持つオペアンプを用いることで、プルインする前に未然に防止することができると言える。

3.4.3 CMOS インバータを用いたプルイン解除

図 25 の等価回路モデルを用いて、プルイン検出からプルイン解除までの一連の解析を行った。

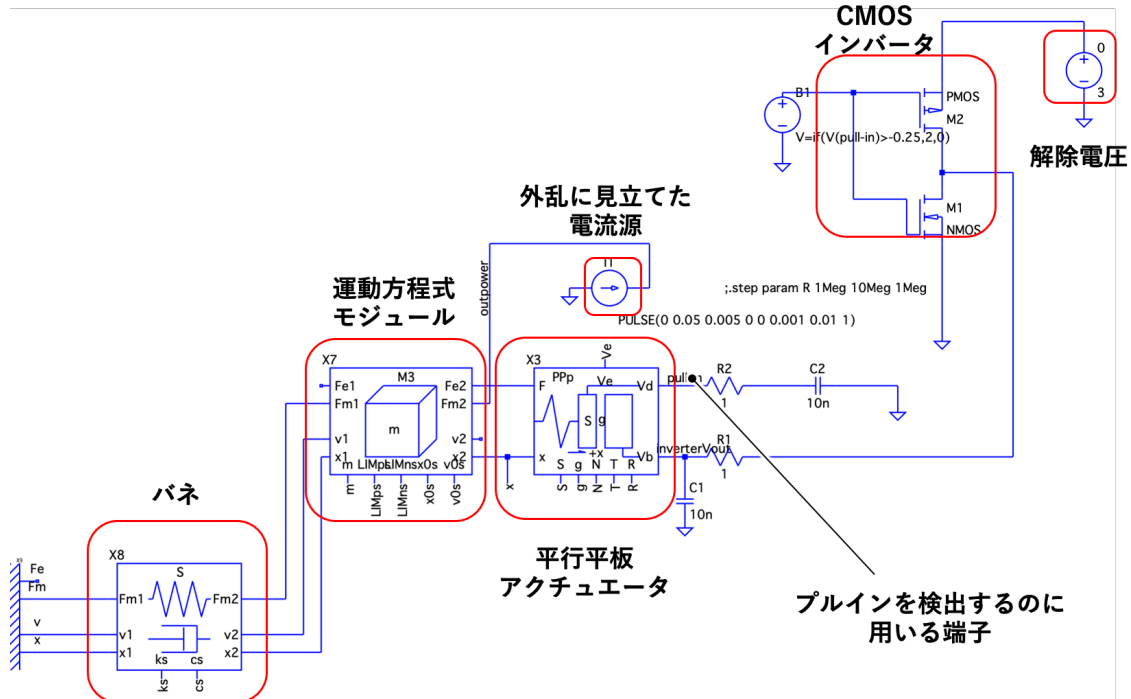


図 25 プルイン検出から解除まで一連の解析を行った際の
平行平板アクチュエータの等価回路モデル

平行平板アクチュエータのパラメータは図 17 の解析と同じく、表 5 のものを使用した。また解析も同様に、外乱に見立てたパルス波を入れて、アクチュエータをプルインさせ、その後解除電圧を印加し、解除する一連を行った。しかし、図 17 の解析のときは、解除電圧を印加するタイミングを自由に決めたが、本解析では BISR システムの設計が目的であるため、プルイン検出後すぐに、解除電圧を印加した。今回スイッチは、CMOS インバータを使用し、プルインしていないときは出力が 0 V、プルインした際に出力が解除電圧である 3 V 印加する論理演算にした。CMOS インバータの出力端子は、固定電極と接続し、入力端子はビヘイビア電圧源と接続した。ビヘイビア電圧源は、プルインしたときに、可動電極に発生する電圧がおおよそ -1V 程度なので、-0.4V をしきい値にした。

解析結果を図 26 に示す。プルインする直前に、可動電極が -0.4 V になると、CMOS インバータのスイッチの切り替えにより、解除電圧が 3V 固定電極にかかりプルインが解除できている。しかし、プルイン解除が外乱のパルス波と重なっていることから、そもそもプルインしていない可能性があるため、プルインしているか否か確認するために、比較解析を行った。

図 25 の CMOS インバータを取り外し、平行平板のみ用いて、同様の条件で解析を行った。図 27 に解析結果を示す。外乱の発生で可動電極はプルインし、外乱が消えてもプルインしたままである。

よって、図 26 で可動電極はパルス波によって、プルインしたがインバータの出力電圧によりプルインが解除されたと言える。

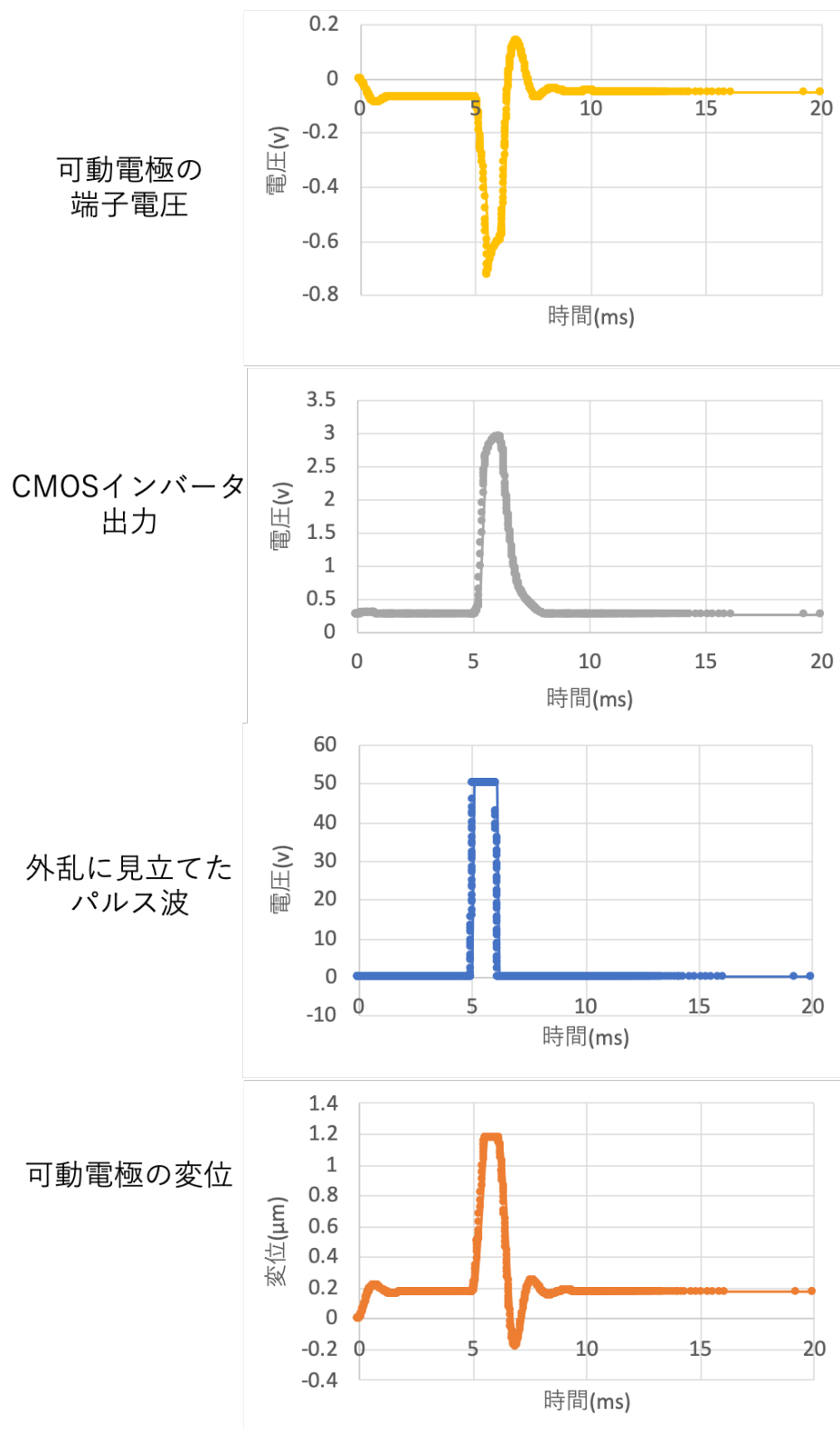
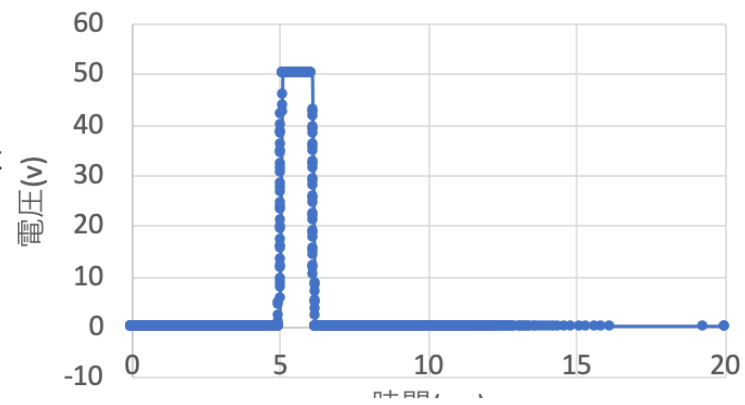


図 26 CMOS インバータをスイッチとして用いて、プルイン発生から解除までを行った際の様子

外乱に見立てた
パルス波



可動電極の変位

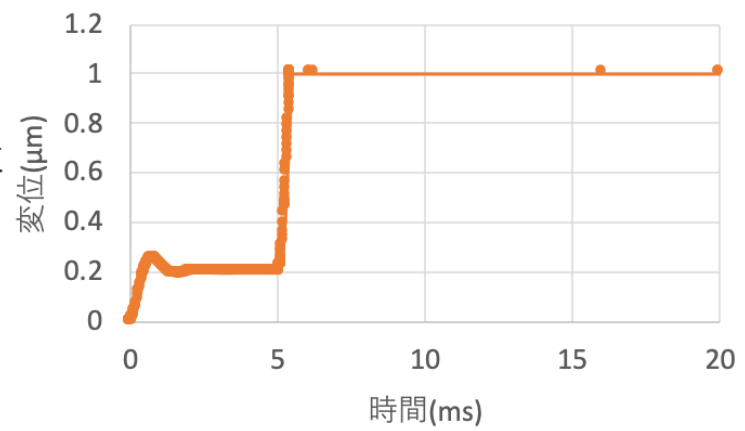


図 27 外部より解除電圧を用いずに、平行平板アクチュエータに、外力を加えた際の結果

第4章 自動回復手法の設計と評価

本章では、実際に先行研究で製作したエレクトレット電位-200V 付きの櫛歯型振動発電素子を用いた場合に BISR システムはどのようにして設計する必要があるのかについて述べる。まず、エレクトレット電位-200V に対しての解除電圧を特定し、昇圧回路の設計について考え、製作し、解除電圧まで昇圧可能か出力を測定する。その後、解析を用いて解除電圧の印加時間を求める。最後に、引き続き解析を使用し、プルイン検出および CMOS インバータを用いて解除電圧を印加し、プルイン解除を行った。

4.1 昇圧回路の選定

4.1.1 コッククロフト・ウォルトン回路の特性

プルイン自動検出・解除システムの構築に向けて、昇圧回路として単純な回路部品で、低い入力電圧を大幅に昇圧できるという理由より、コッククロフト・ウォルトン(CW)回路と呼ばれる電圧増倍回路を用いる。CW 回路は図 28(a),(b)のようにダイオードとコンデンサーを組み合わせ、電圧レベルが低い交流、もしくはパルス入力を高圧の直流電圧に変換する回路のことである。図 28(a)は全波整流型と呼ばれる回路であるのに対し、図 28(b)は半波整流型と呼ばれている。両者の大きな違いは、全波整流型は 1 段を対称に組むことによって、正弦波の正負が利用可能となるため充電回数が倍となることと、負荷抵抗の変動に対するリップル率の差である。今回はエナジーハーベスタに昇圧回路を取り付けることを想定しているため、エナジーハーベスタの特性(電圧の入出力が変化すると共振も変化すること)を考慮してリップルを限りなく小さくできる全波整流型を用いる。

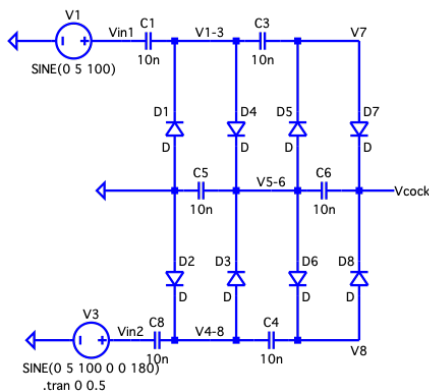
続いて、CW 回路の出力電圧に関して式(7)のようになる。

$$V_0 = 2NV_p \quad (30)$$

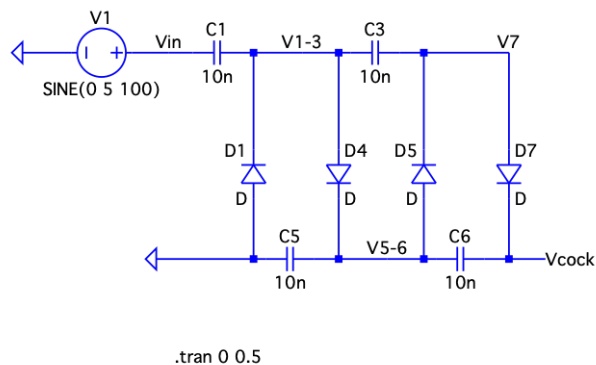
式(30)における V_0 は出力電圧であり、 V_p と N はそれぞれピーク入力電圧、回路の段数を表している。CW 回路における段数は全波整流型の場合、ダイオード 4 つコンデンサー 3 つを 1 段とするのに対し、半端整流型はダイオード 2 つ、コンデンサー 2 つを 1 段と数える。よって図 29(a),(b)を例にとると、両者の段数はともに $N=2$ 段となる。

続いて図 29(a),(b)にそれぞれ図 28(a),(b)の入力電圧および出力電圧を示す。入力電圧 V_p は 5 V であり、これを用いて $V_p = 5$, $N = 2$ を式(20)に代入すると出力電圧 V_0 は 20V となる。

しかし図 29(a),(b)ともにそれよりも下回っている。この理由は、回路に組み込まれたダイオードによる、電圧降下が働いているからだと考えられる。また先述した通り、図 29(b)の半波整流型 CW 回路に関して、時刻 0 ~ 0.1 s にかけて出力電圧にリップルが観測されている

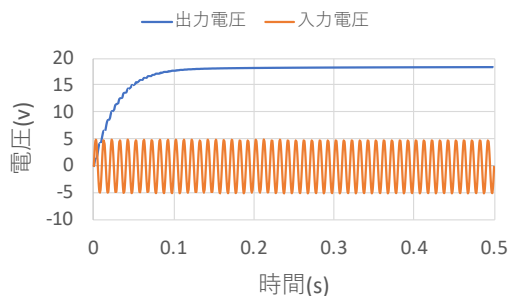


(a)

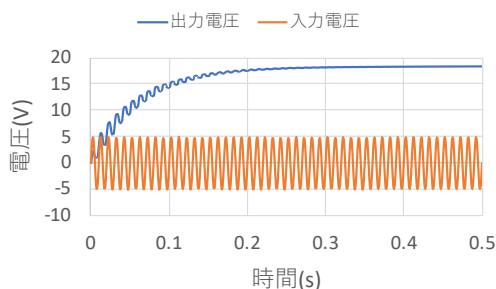


(b)

図 28 2 段 CW 回路の等価回路モデル。(a) 全波整流型。(b) 半波整流型。



(a)



(b)

図 29 2 段 CW 回路における入力電圧 5 V 時の解析結果。(a) 全波整流型。(b) 半波整流型。

4.1.2 コッククロフト・ウォルトン回路の設計方針

プルイン自動検出・解除システム内の昇圧回路を設計するにあたって、図 30 のように2つのパラメーター、入力電圧および出力電圧の目標値が必要となる。まず入力電圧を判断するために、可動電極のプルインしない入力振動領域を考える必要がある。それは、解除電圧を生成する前にプルインしてしまえば解除できなくなるため、たとえ櫛歯がプルインしないほど小さい駆動状態でも解除電圧を生成できるようにしなければならないからだ。よって、小さな入力振動でも発電する電圧、これを昇圧回路の入力電圧とする。次に出力電圧を判断する上で必要な情報は、プルインが解除される電圧である。プルイン時の櫛歯の重なり長によらず必ず、解除可能な電圧を特定する必要がある。

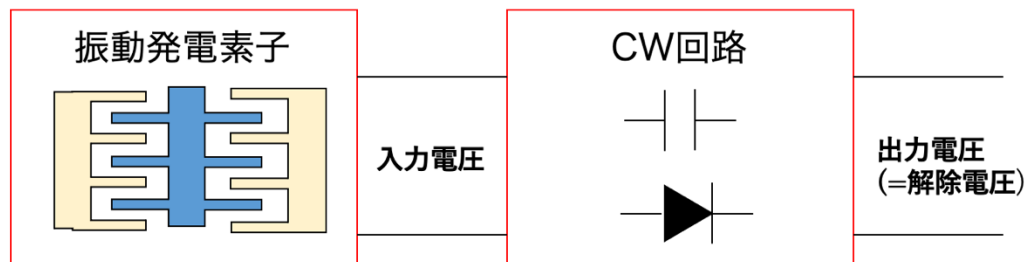
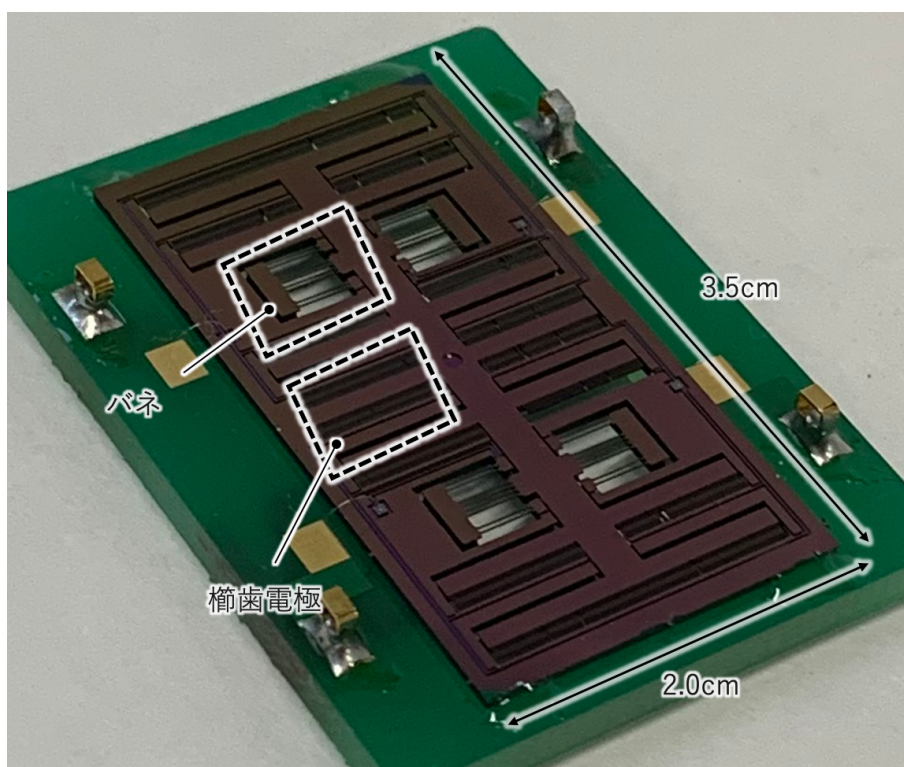


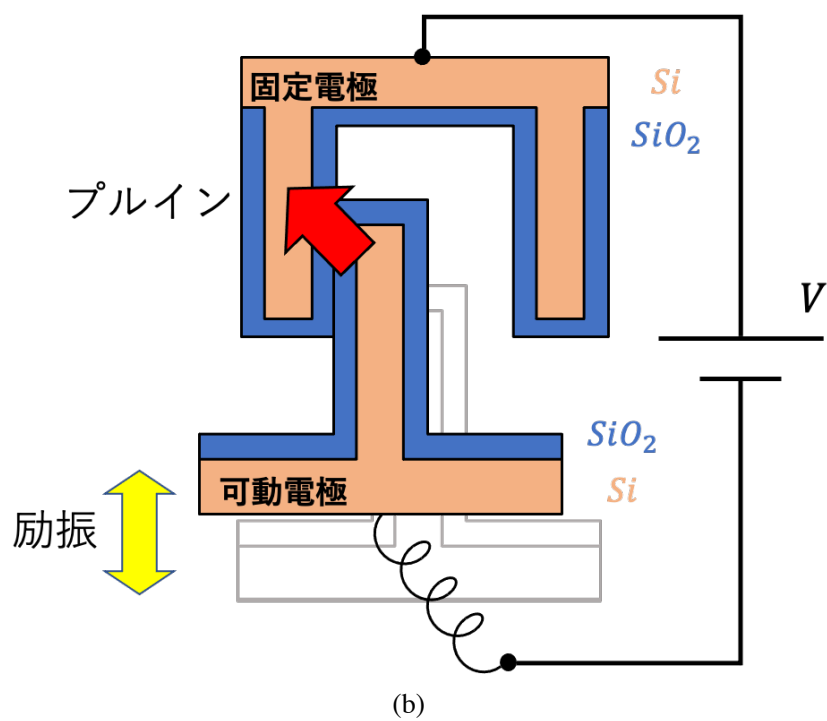
図 30 振動発電素子につなげる CW 回路設計上で重要となるパラメータ

4.1.3 CW 回路を取り付けた際の入力電圧および解除電圧の特定

前節で述べた2つのパラメータを抽出するために、静電櫛歯電極を外部振動で励振した状態で、わざとプルインを起こし、その後に外部から電圧を印加することでプルインが解除される電圧を検証する。図 31(a)は SOI 基板に製作した帯電前のエレクトレット型振動発電素子のチップ写真である。本実験では、エレクトレットと見立てた任意の電圧を供給するため、帯電前のチップを用いた。バネ(駆動方向のバネ定数: 2030 N/m 、垂直方向のバネ定数: $7.5 \times 10^6 \text{ N/m}$)により支えられた可動部には 900 本の櫛歯電極が存在し、その表面には、図 31(b)のように SiO_2 層が形成されている。本実験では、プルインの発生頻度によるエレクトレットの劣化への影響が確認出来ていないため、プルイン解除電圧を測定する際に、実験回数によって結果に差が生じる可能性がある。よって本実験では、エレクトレット等価電源を発電素子に繋げることにした。可動電極と固定電極の初期の櫛歯重なり長は $350 \mu\text{m}$ であり、可動部の最大変位は $\pm 350 \mu\text{m}$ 、初期ギャップは $9 \mu\text{m}$ である。



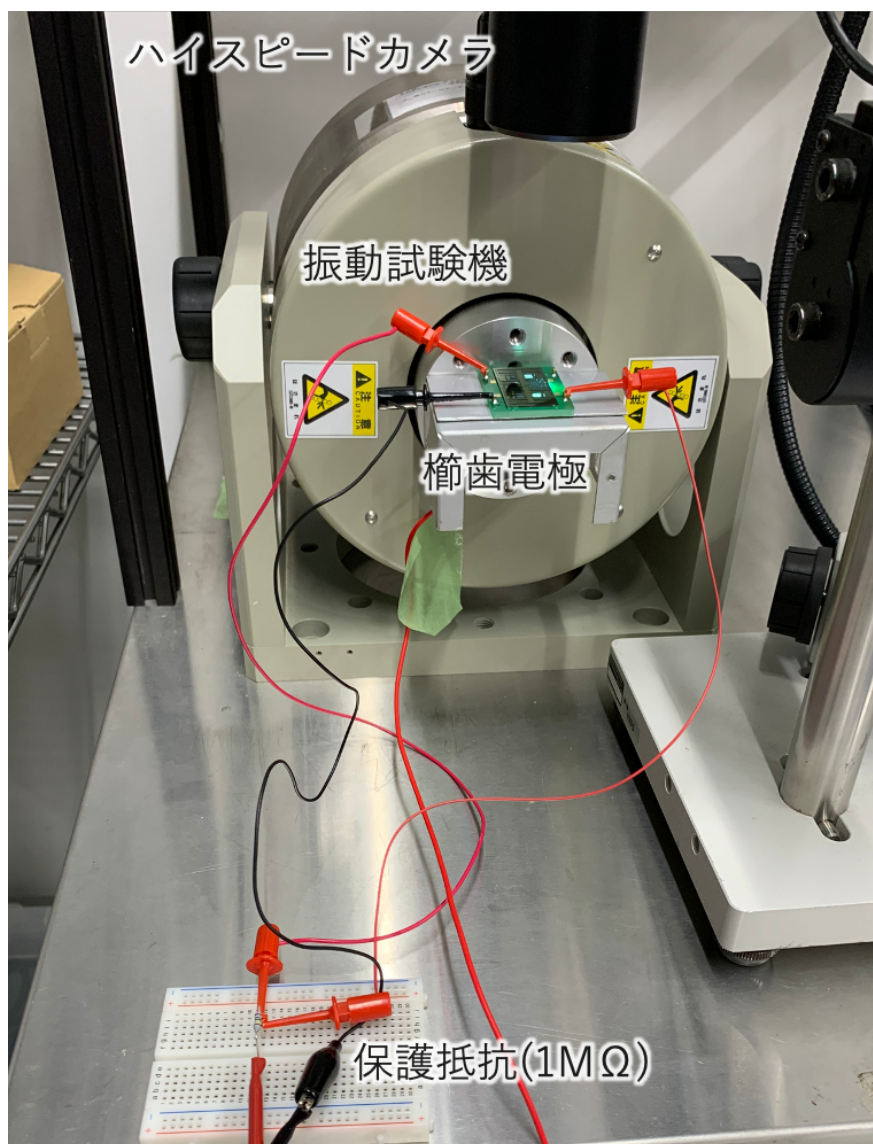
(a)



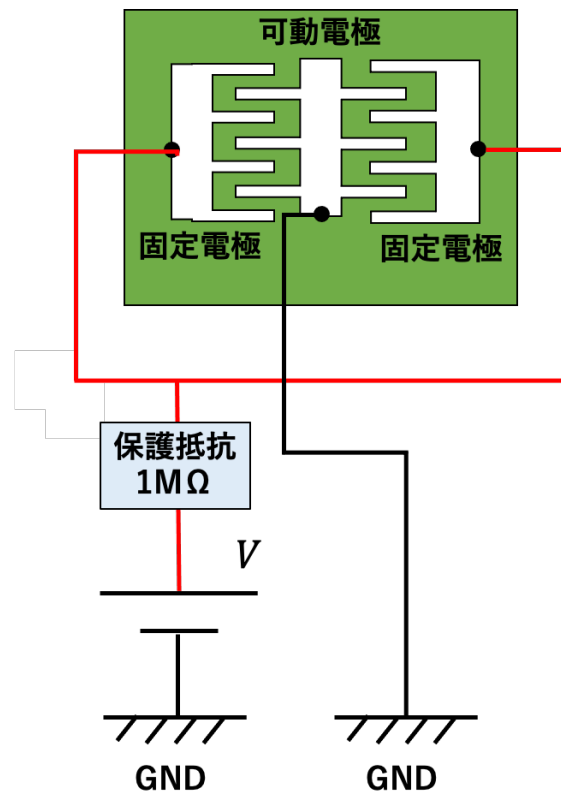
(b)

図 31 プルイン発生電圧、リリース電圧検証用の静電櫛歯素子の (a) チップ写真
(b) 電極部分における 1 組の固定電極と可動電極の拡大略図

図 32(a)は本実験でプルイン電圧を観測した振動試験系であり、図 32(b)はプルイン解除電圧を求めるための回路構成である。プルイン時に、大電流が流れてデバイスが破損するのを防止するために、固定電極に保護抵抗 $1\text{M}\Omega$ を介して直流安定化電源(松定、PL-250-0.3)を接続した。この際、振動試験機(Emic, 9514-AN/SD 373-A, DCS-98S Smart)を使い、可動電極を変位 $\pm 250\mu\text{m}$ で励振しながら、エレクトレットに見立てた外部電源 V を 0V から徐々に上げていき、プルイン発生時の電圧と櫛歯電極の重なり長を求めた。その後続けて、プルイン発生時の電圧より徐々に電圧を下げ、可動電極が固定電極から外れたときのリリース電圧を記録した。素子の上部に設置したハイスピードカメラ(キーエンス、VW-9000)を使い観察したプルイン時の様子が図 33 となる。この図 33 より櫛歯のプルイン時の重なり長を求めた。同様の試験を 20 回行うことで統計的にプルイン解除電圧を算出した。



(a)



(b)

図 32 (a) プルイン観測用振動試験系。(b) 直流安定化電源により、意図的にプルインおよびプルイン解除を行い、ハイスピードカメラにてそれぞれの発生時を確認する実験におけるプルイン発生電圧とリリース電圧の測定回路

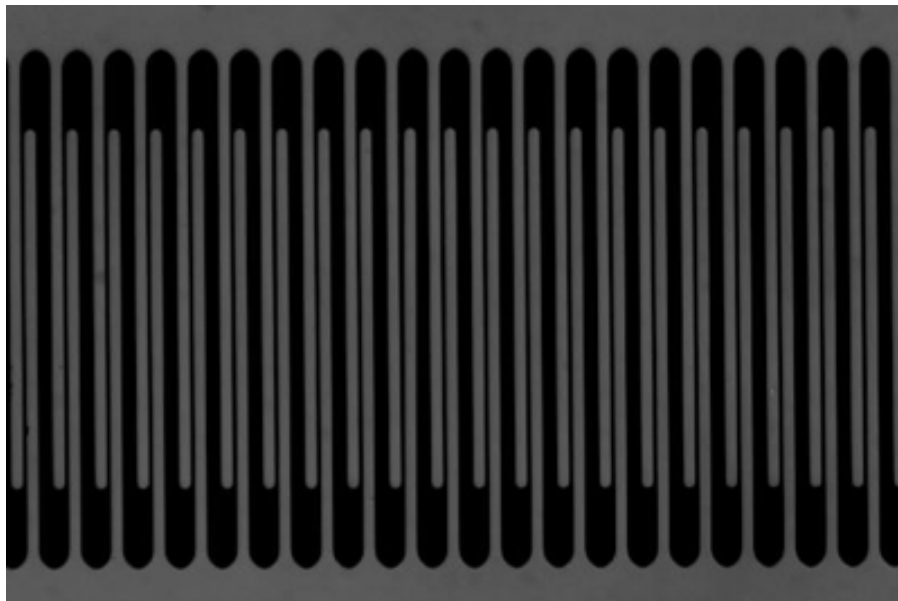


図 33 プルイン発生時にハイスピードカメラにより観測した櫛歯電極

本実験(可動部を $\pm 250\ \mu\text{m}$ で 励振させた際のプルイン発生時の電圧とリリース電圧を 20 回測定)の結果を図 34 に示す。青いドットがプルイン発生時の電圧であり、破線矢印で対応づけられたオレンジ色のドットが、その試行時のリリース電圧を示している。20 回の試験を通じ、プルインは 220 ～250 V の電圧を印加した際に発生し、100～120 V まで印加電圧を下げると可動電極がリリースできた。また、図 34 より発生電圧とリリース電圧は櫛歯の重なり長に依存していないことが確認できる。図 35 は、プルイン解除に必要な電圧を示しており、図 34 の青色のドットであるプルイン発生電圧とオレンジ色のドットで表されたリリース電圧の差を、プルイン解除電圧と定義し直した。この電圧を一時的に電極間に印加することで、極板間の静電引力を弱めることができ、電気的に静電プルインを解除可能となる。図 35 より、プルイン解除電圧は最小 118 V、最大 140 V であることが見て取れる。また、実施した 20 回の試験全てにおいてプルインは、重なり長 100 μm 以上で発生しており、これ以下での発生頻度は皆無であった。さらに、プルイン解除に必要な電圧はプルイン発生位置に依存していないことがグラフより分かった。よって、研究で検討する自動検出・復旧システムにおいて、解除電圧保持用のキャパシタを充電中にプルインを発生させないためには、エレクトレット型振動発電素子の設計として、振動振幅 100 μm での出力で十分に目的の解除電圧である 140 V まで昇圧できるように、回路設計をすることが必要だと判明した。

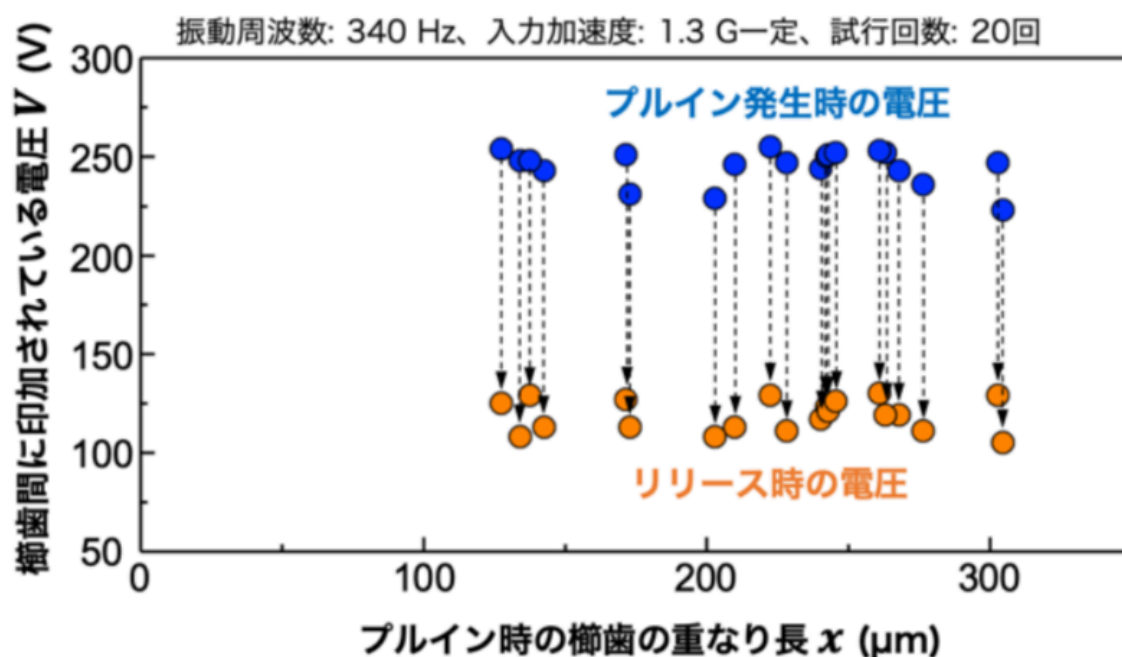


図 34 可動部を $\pm 250\ \mu\text{m}$ で励振した際のプルイン発生時の電圧とリリース時の電圧の実測値

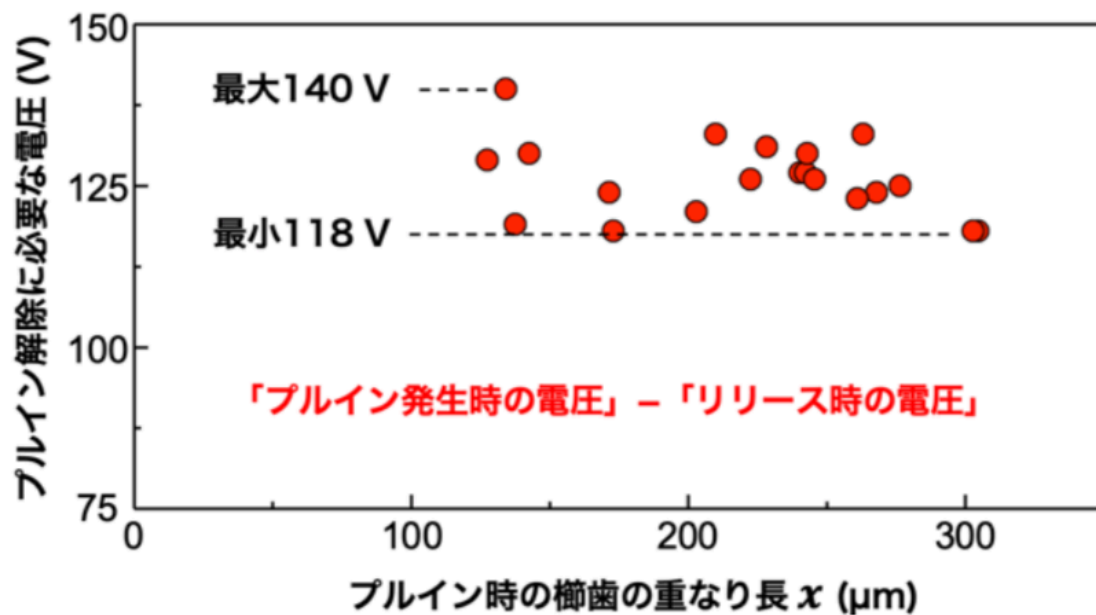


図 35 プルイン解除に必要な電圧

4.1.4 等価回路モデルを用いた昇圧回路の段数特定

可動部振幅 100 μm 以下で解除電圧 140V を供給可能な CW 回路の段数を決めるために、図 31(a)と同じパラメータを用いて解析を行った。表 6 にパラメータを示す。櫛歯の長さやギャップ間隔などの設計で定めることが可能な値は、設計値をそのまま用いた。バネ定数は、櫛歯電極の駆動方向の 2030[N/m]で使用し、質量は 0.0028kg と定めた。

表 6 MEMS 振動発電素子の等価モデル内のパラメータ

パラメーター	記号	単位	解析モデルで用いる値
質量	m	kg	0.0028
バネ定数	k	N/m	2030
減衰係数	c	$\text{N} \cdot \text{S}/\text{m}$	0.014
櫛歯長さ	L_t	μm	700
櫛歯重なり長さ	L	μm	350
櫛歯間ギャップ	g	μm	9
櫛歯厚み	H	F/m	300
エレクトレット位置	R	μm	0.79
櫛歯本数	N	本	900
エレクトレット電位	V_e	V	-200
酸化膜厚み	T	μm	0.8

また、段数を決めるに際して前節より CW 回路の解除電圧を 140 V まで昇圧する際に、発電素子の可動部振幅が 100 μm 以下でなければ、安定的に解除電圧を生成することができないため、振動発電素子における運動方程式モジュールに入力する力の加速度を 1.39 m/s^2 に設定することで、可動部振幅 100 μm を再現した。

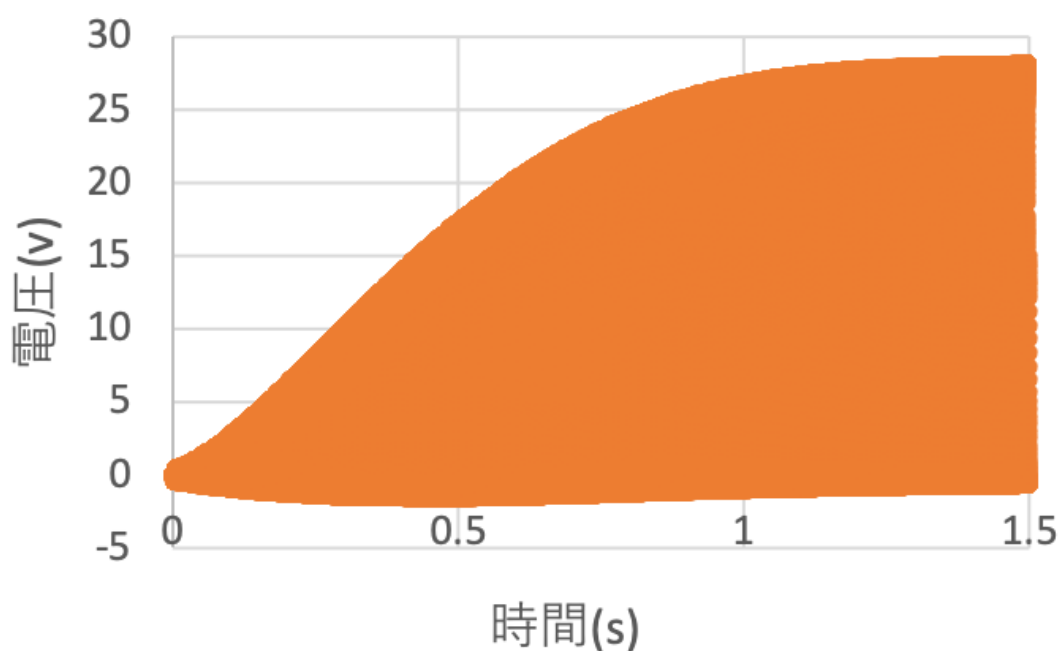
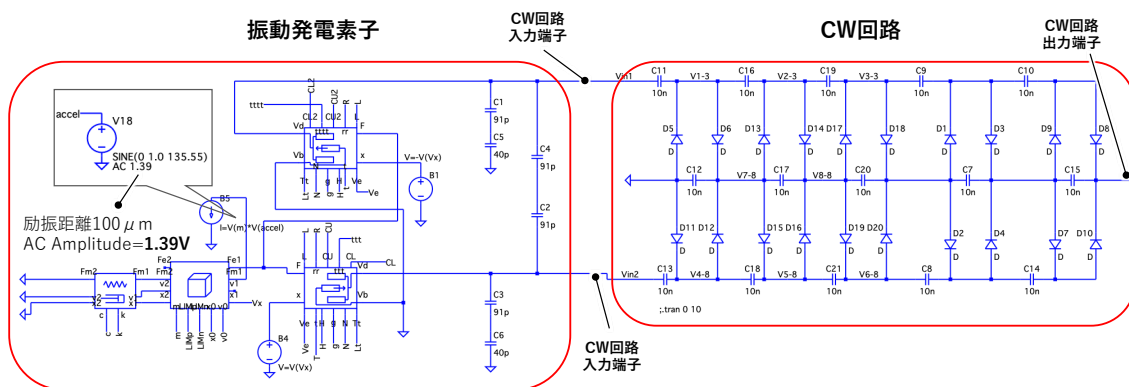


図 36 可動部振幅を 100 μm にして解析を行った際の振動発電素子の出力電圧

図 36 に可動部振幅が 100 μm 時の振動発電素子の出力電圧を示す。グラフより出力が定常状態になった $t=1.5 \text{ s}$ で、およそ 28 V の出力が確認できる。よって、解除電圧 140 V 用意するためには、振動発電素子に CW 回路を 5 段取り付ける必要があると分かった。

次に、図 37 のように振動発電素子の等価回路モデルに 5 段の全波整流型 CW 回路を一体化させて、実際に 140 V まで昇圧できるか否か解析を行った。なお、振動発電素子の各パラメータは先ほどと同様に表 6 と同じものを用いた。また、振動発電素子の出力二端子を CW 回路の入力端子に接続し、CW 回路を構成しているダイオードおよびコンデンサーはそれぞれ、理想ダイオード、電気容量 10 nF のコンデンサーとした。



4.2 CW 回路の作製・出力電圧測定

前節より、本研究で用いるエレクトレット型振動発電素子はプルイン時に 140V 印加することで、解除可能であることが検証された。また、プルインしない可動電極の励振距離で 140V まで昇圧するのに 5 段の CW 回路が適当であると判明した。よって、本節では実際に CW 回路を設計し 140V まで昇圧できるかどうか実験を行う。

4.2.1 CW 回路の設計・動作確認

CW 回路の動作確認を行うために、まずファンクションジェネレーターを入力電圧として用いて、CW 回路の出力電圧が理論通りに出力されるか確認をした。その際に CW 回路を 1 段目から順に「作製→出力電圧の測定」を 5 段目まで繰り返した。その後、エレクトレット型振動発電素子の出力電圧でも同様に CW 回路を 140V まで昇圧できるか検証するために、入力電源をファンクションジェネレーターから発電素子に変えて実験を行った。CW 回路はブレッドボード (Sunhayato、SRH-74) を用いて作製した。また CW 回路で用いたコンデンサー (RS、144-7224、EKMQ201ELL4R7MF11D) およびダイオード (RS、751-4607、MUR120-T) は前節の解析結果を参考に、コンデンサーは、電気容量、定格電圧、極性に着目し、ダイオードは順方向の最大電流に着目して決めた。

図 39 に本実験で使用した CW 回路一段の測定系を示す。ファンクションジェネレータ (KEYSIGHT、33500B) 二端子を CW 回路の入力端子とオシロスコープ (KEYSIGHT、DSOX2014A) にそれぞれ繋げ、CW 回路の出力端子はプローブでオシロスコープの端子に接続した。ファンクションジェネレータの出力波形を正弦波にし、電圧振幅を 5V、周波数を 100Hz、二端子の位相差を 180°にし、出力電圧を計測した。また、ファンクションジェネレータで電圧をかける際はブレッドボードの下に絶縁体の紙を数枚置くようにした。

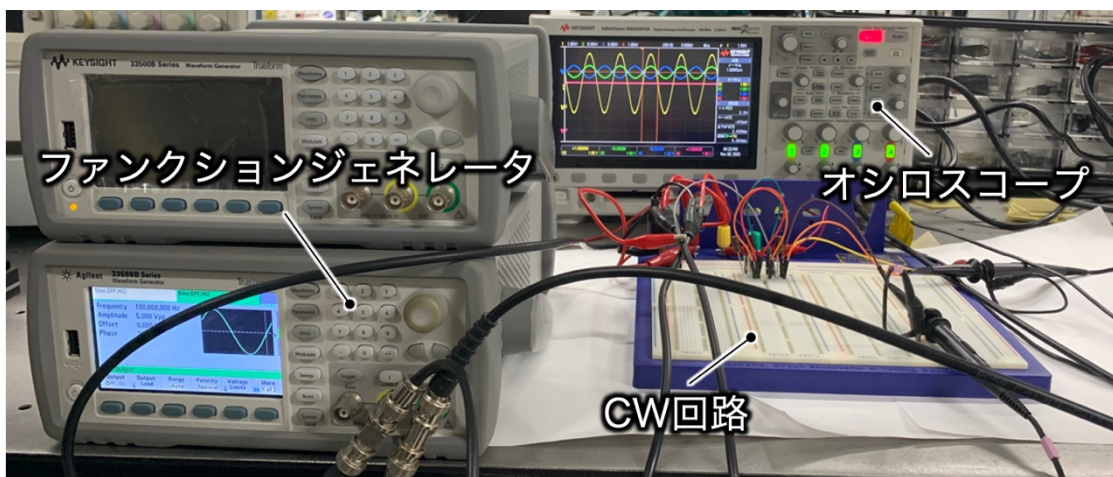


図 39 ファンクションジェネレータを入力電圧として CW 回路の出力電圧を計測した際の実験系

図 40 に CW 回路 1 段の定常状態における測定結果を示す。CW 回路の入力端子にファンクションジェネレータから電圧を加えると、CW 回路の出力電圧は整流され、8.7V まで昇圧できることが確認できた。同様の実験を 2 段から順に 5 段まで行い、それぞれの実験結果を図 41 にまとめた。今回使用するオシロスコープの端子が 4 つであるため、2 段目以降は CW 回路の入力電圧 2 端子、CW 回路 1 段目の出力電圧、最高段の出力電圧をグラフに表示した。グラフより、いずれの段においても CW 回路の出力電圧は理論値よりも若干下回っていることが確認できる。本実験で使用したシリコンダイオードの順方向降下電圧が 0.715V であり、その影響によって昇圧回路の出力電圧に出たと考えられる。

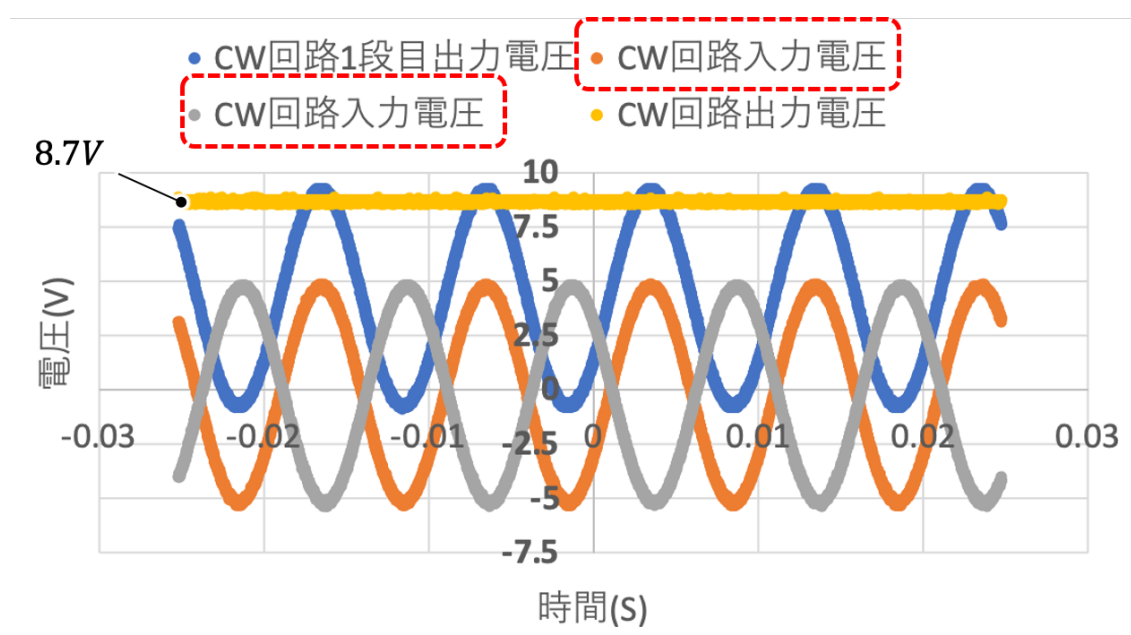


図 40 ファンクションジェネレータを入力電圧として、10V 加えた際の CW 回路 1 段の出力電圧

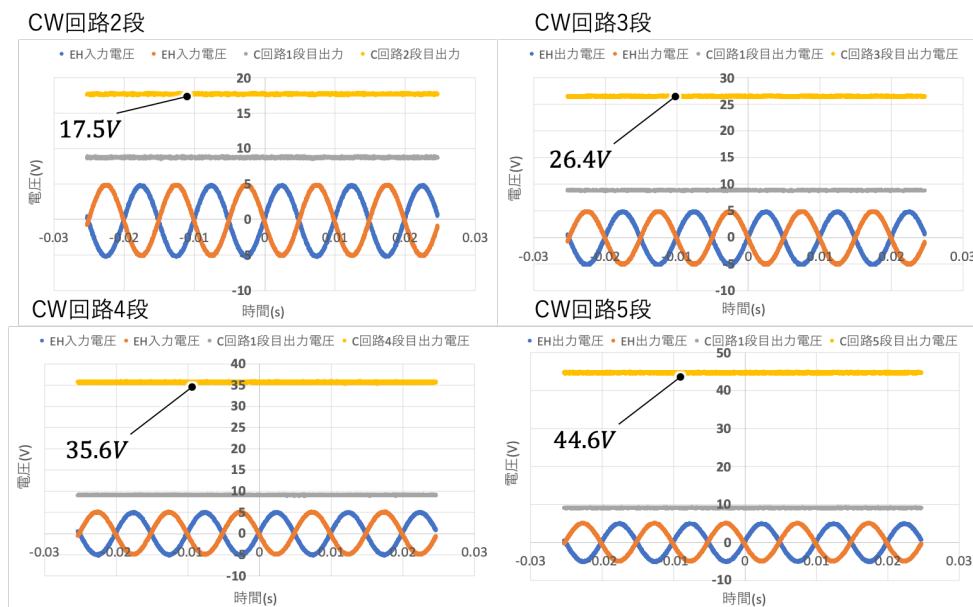


図 41 ファクションジェネレータを入力電圧として 10V 加えた際の

CW 回路 2～5 段目の出力電圧

次にファクションジェネレータの電圧を、プルインする確率が低い振動振幅 100 μm 時の入力電圧である 30 V に変えた際の結果を図 42 に示す。灰色の横線が、CW 回路の 1 段目の出力電圧でありおよそ 30V となっている。5 段目の出力電圧を表す黄色い横線は、およそ 144V と見て取れる。どちらの出力電圧ともシリコンダイオードの影響により、理論上の数値と比べれば多少低くなっているものの、理論上で求められる数字と大きく差はないと言える。また、5 段目の出力電圧はプルイン解除に必要とされている 140V を上回っていることから段数を 5 段のままで設計することとする。よって本実験で作製した CW 回路 5 段を用いると、入力電圧 30V で解除電圧に必要な 140V まで昇圧可能であると言える。

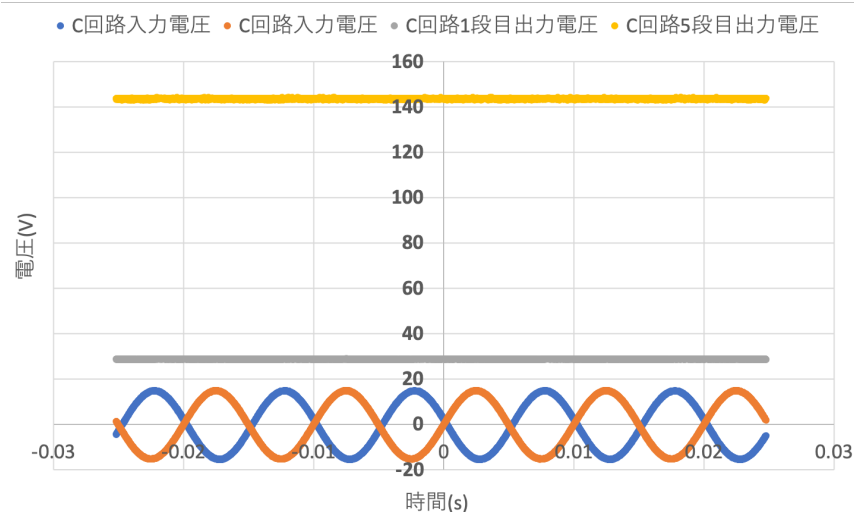


図 42 ファクションジェネレータを入力電圧として 30V 加えた際の CW 回路 5 段目の出力電圧

4.2.2 振動発電素子を用いた際の CW 回路の出力電圧の測定

次に CW 回路の入力電圧をファンクションジェネレータから振動発電素子に変えて、同様の方法で計測した。図 43 に実験系を示す。本実験では、エレクトレット電位-200V がついた振動発電素子を使用し、設計は図 31(a)と同じものである。オシロスコープ用プローブを用いて CW 回路の出力端子とオシロスコープを接続し、振動試験機により、デバイスを励振させ、15 分ほどコンデンサーに電荷が溜まるのを待った。その後、オシロスコープに表示される CW 回路の出力電圧を確認した。この際、CW 回路の出力端子にジャンパー線を介して繋げているプローブ内の入力インピーダンスが小さいため、電流がある程度流れてしまい、電圧降下が発生し、オシロスコープに表示される電圧は実際の電圧よりも大きく落ちてしまう。よって、電流を逃さないために CW 回路が充電し終わるまでは CW 回路の出力端子とプローブは繋げないようにし、測定時につなげた。

図 44 に実験結果を示す。 $t=2\text{ s}$ で CW 回路の出力端子とオシロスコープをつなげると、瞬間的に CW 回路の出力電圧は 143V となった。この結果より、振動発電素子の出力を CW 回路の入力電圧とした際でも、140V まで昇圧可能であると言える。しかし、図 44 より一旦 143V まで昇圧できているものの、徐々にオシロスコープの内部抵抗により電圧降下が発生している。実際にプルインを解除する際には、時定数を考慮してコンデンサーを並列でつなげる必要がある。

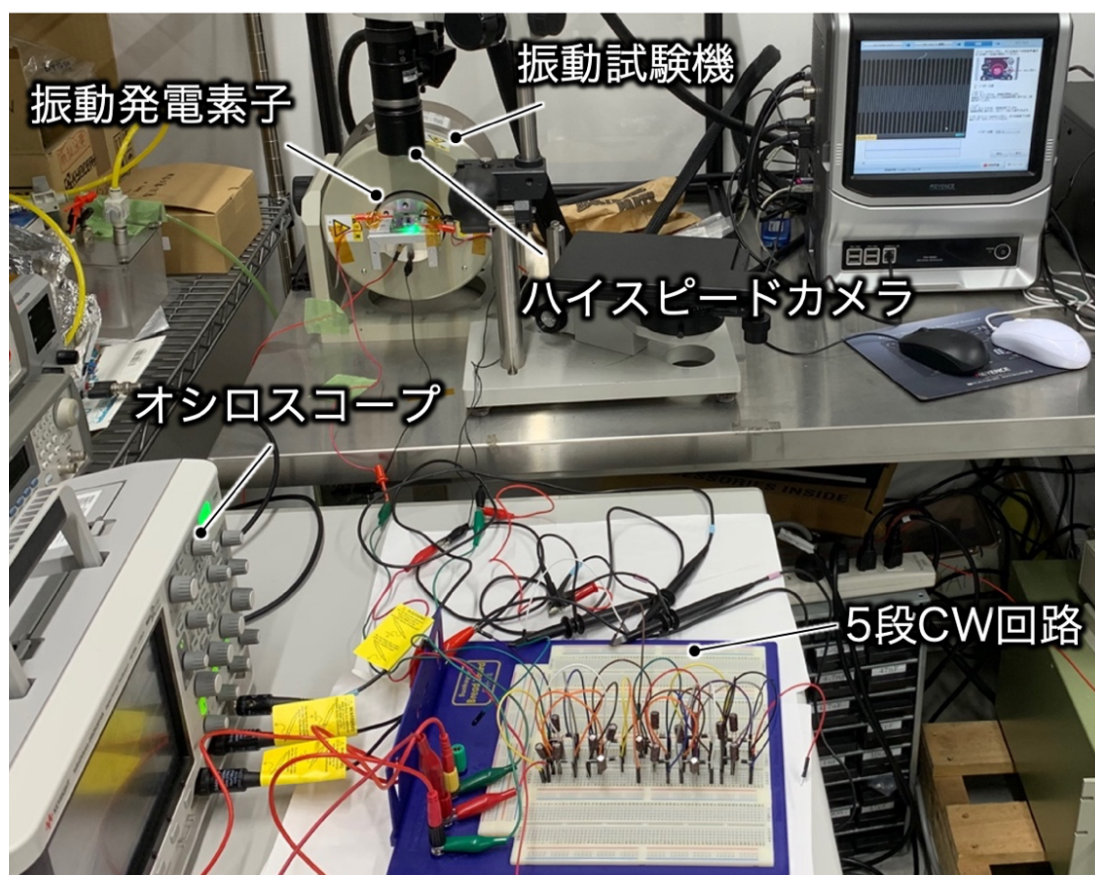


図 43 EH を入力電圧として加えた際の CW 回路の出力電圧の測定系

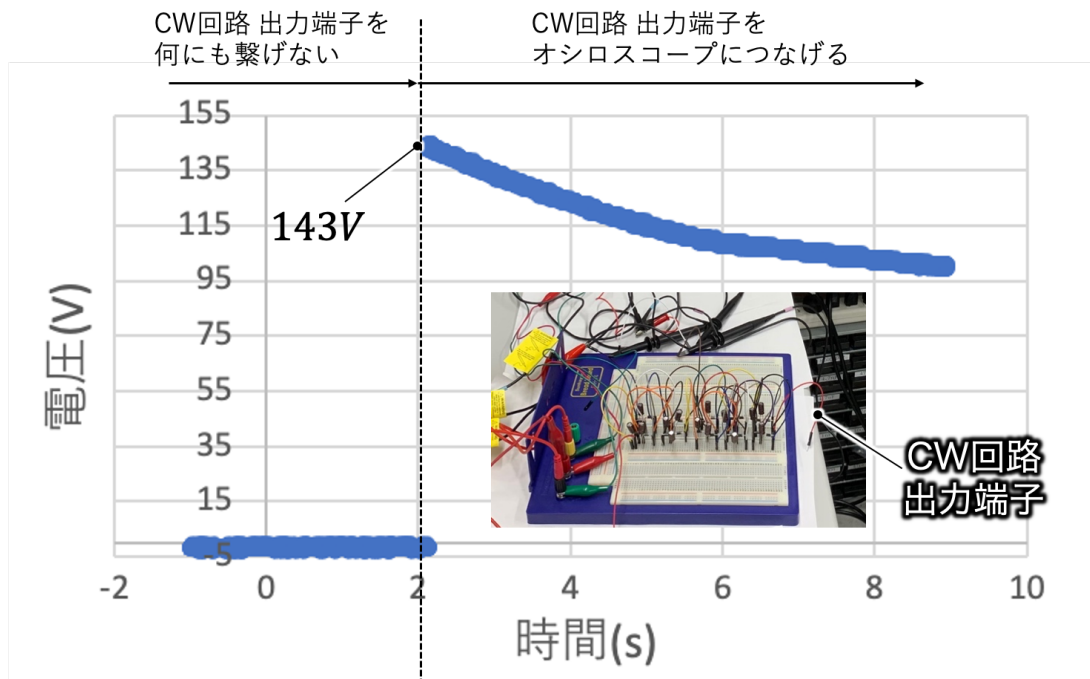


図 44 EH を入力電圧として 30V 加えた際の CW 回路 5 段目の出力電圧

4.3 解除電圧の印加時間

これまで、プルイン解除のために必要な電圧と、CW 回路 5 段を用いることで、昇圧可能であると解析および実験を用いて示した。本節では、LTSPICE を用いて、解除電圧の印加時間について検証を行う。等価回路モデルにおける櫛歯型電極では、プルイン時の横ずれを定義できないため、検証では意図的に、櫛歯がかみ合っている部分(固定電極、空気、可動電極、空気、固定電極)を平行平板が三枚重なったようなアクチュエータに置き換えた。そのため、まず平行平板型アクチュエータの再現性を確かめるために、実験で求めたプルイン解除電圧 140 V で解除可能か解析を行う。その後、プルイン発生の機械的速度と、デバイス自身の周波数から最適な時定数を考案した。

図 45 にエレクトレット付櫛歯型に見立てた静電アクチュエータの概略図を示す。エレクトレット-200V は、固定電極に付けた。また解除電圧により、プルインが外れた際の減衰振動を小さくするために、可動電極とグラウンドの間に抵抗 10 k Ω を加えた。平行平板アクチュエータの設計は、極板間ギャップを 9.0 μm 、可動電極変位を $\pm 8.8 \mu\text{m}$ にし、他のパラメータは表 6 と同じ値を用いる。なお、櫛歯のプルインを再現するためにバネ定数は、図 45 における「櫛歯のプルイン方向」の値に設定した。解析は、可動電極の初期位置を 0 μm とし、5ms 後に外部より、運動方程式モジュールの Fm2 端子に外乱に見立てたパルス波を入れ、アクチュエータをプルインさせる。その後、時間をさらにおいてから、解除電圧 140V を印加し、プルイン解除可能か検証した。

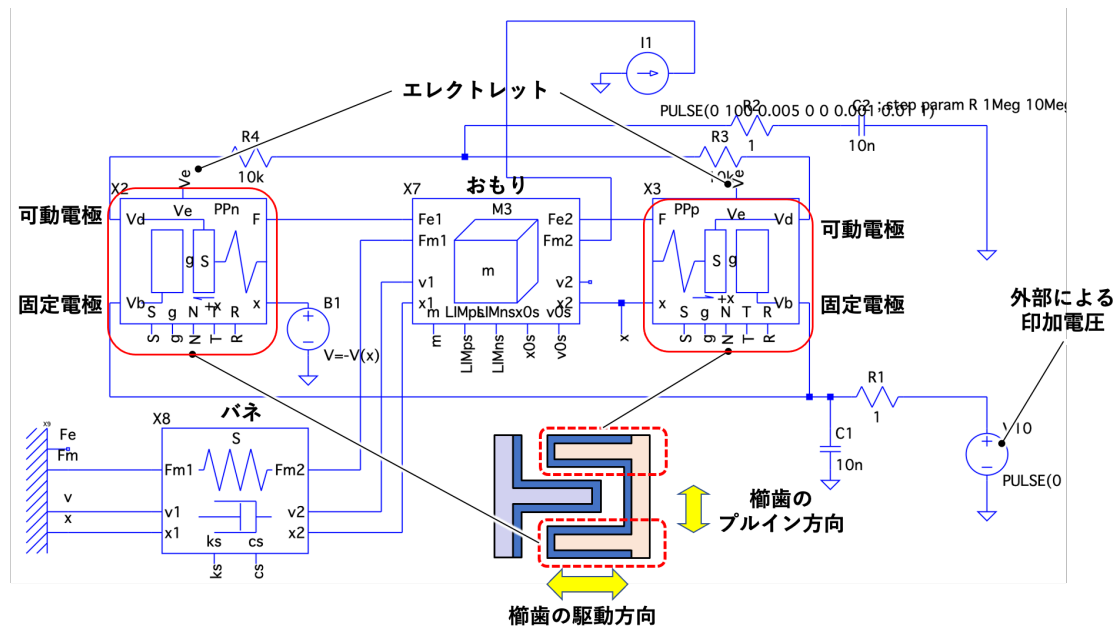


図 45 エレクトレット付櫛歯型に見立てた静電アクチュエータの概略図

図 46 に解析結果を示す。一番上のグラフが可動電極の変位を表し、中央のグラフが外乱に見立てたパルス波の挙動になり、一番下のグラフが外部から印加する電圧の大きさになる。t=5 ms でパルス波が入ると、可動電極は、固定電極に向かって移動し、すぐにプルインしているのが確認できる。その後、パルス波が消えてもプルインは継続したままであり、t=8 ms で電圧を印加した際に初めて解除されて、減衰振動をしている。この際、外部から印加した電圧は、グラフより 140V であるため、実験同様に、解除電圧 140V でプルイン解除が可能であることが解析により判明した。ここで、後にプルイン直前に解除電圧をかけることができるかどうかについて考えるため、140V まで昇圧させる際の、オペアンプに求められるスルーレートを計算する。本研究で用いる振動発電素子の振動数はおよそ 130 Hz であるため、周期は 0.076 s となる。1/4 周期で 140V まで昇圧させると考えると、式(21)より 0.073 V/ μ s となる。この数字より、十分にプルイン直前に印加電圧を加えられる可能性が高いと言える。次に、引き続き図 45 の等価回路モデルを用いて、解除電圧の印加時間について検討を行う。外部による電圧の印加時間を変えながら図 45 と同様の条件で解析を行った結果、解除するには 9.4 μ s 以上印加し続ける必要があると分かった。よって、図 45 のローパスフィルターを用いる場合、抵抗が 1 オームであるためコンデンサーの容量は 10 μ F 程度にして設計を行う。

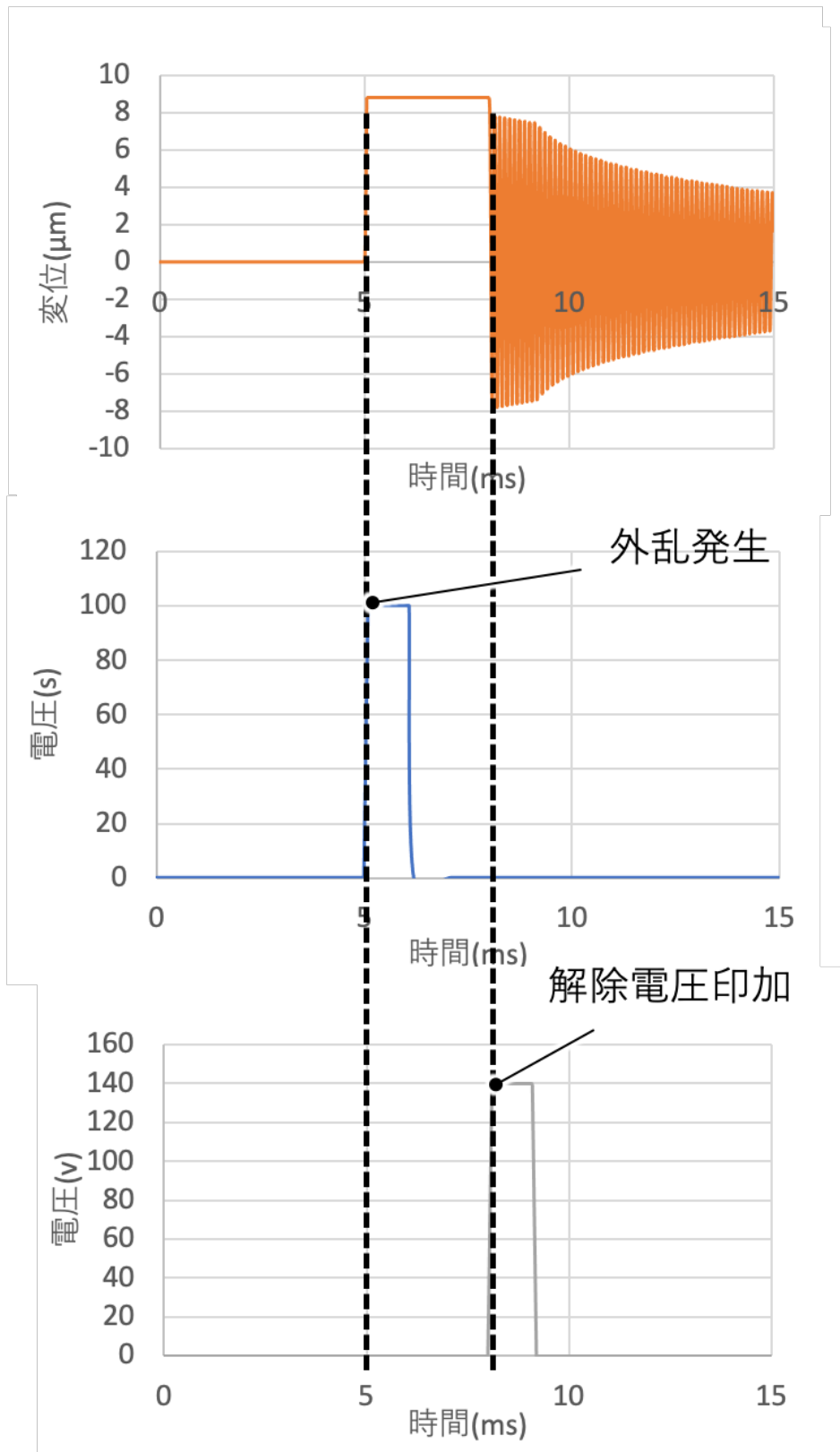


図 46 エレクトレット-200V 付平行平板アクチュエータにシステムを応用した際の一連の流れ

4.4 プルイン検出・スイッチングの解析

4.4.1 差動増幅を用いたプルイン検出の解析結果

本節では、LTSPICE を用いてプルイン時の極板に流れる電流の変化を読み取ってプルイン検出できるか検証を行う。その際に、プルイン検出用のデバイスは前節同様、櫛歯型に見立てた平行平板アクチュエータを用いた。平行平板アクチュエータでは、極板間距離が $1/3$ 以下になると一瞬でプルインが発生する。そこで、本解析では極板間距離が変化した際に流れる電流を、オペアンプを用いて検出した。図 47 に本解析の概略図を示す。平行平板アクチュエータは、図 45 と同じものを用いた。固定電極の端子をオペアンプの入力端子に入れ、ゲインは 50 倍に設定し、電源電圧 $\pm 3V$ を印加した。また、非反転入力端子には、プルイン時の減衰振動を緩くするためにローパスフィルター用にコンデンサー 1μ を加えた。

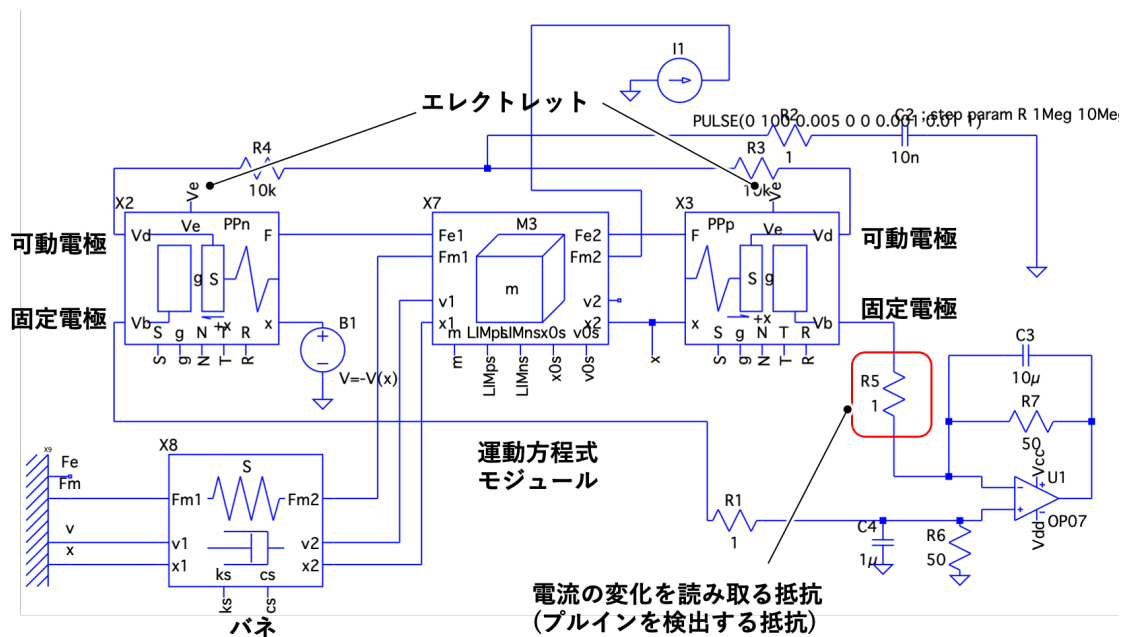


図 47 プルイン検出のためにオペアンプを平行平板アクチュエータに取り付けた際の概略図

図 48 に解析結果を示す。図 48 における上のグラフは、図 47 の赤い四角で囲まれた抵抗に流れる電流のグラフであり、図 48 の下のグラフは、可動電極の変位を表したグラフである。アクチュエータをプルインさせるために前節同様、外乱に見立て力を $Fm2$ 端子から $t=5\text{ ms}$ で入れた。すると、外部より力が入った影響で極板間距離が縮まり、一気にプルインが発生している。このとき、抵抗に流れる電流に着目すると、約 -13.2 mA 流れている。通常、 mA 級なら電流を検出するには十分な大きさであるため、差動増幅器を用いることで、プルイン検出が可能であると言える。

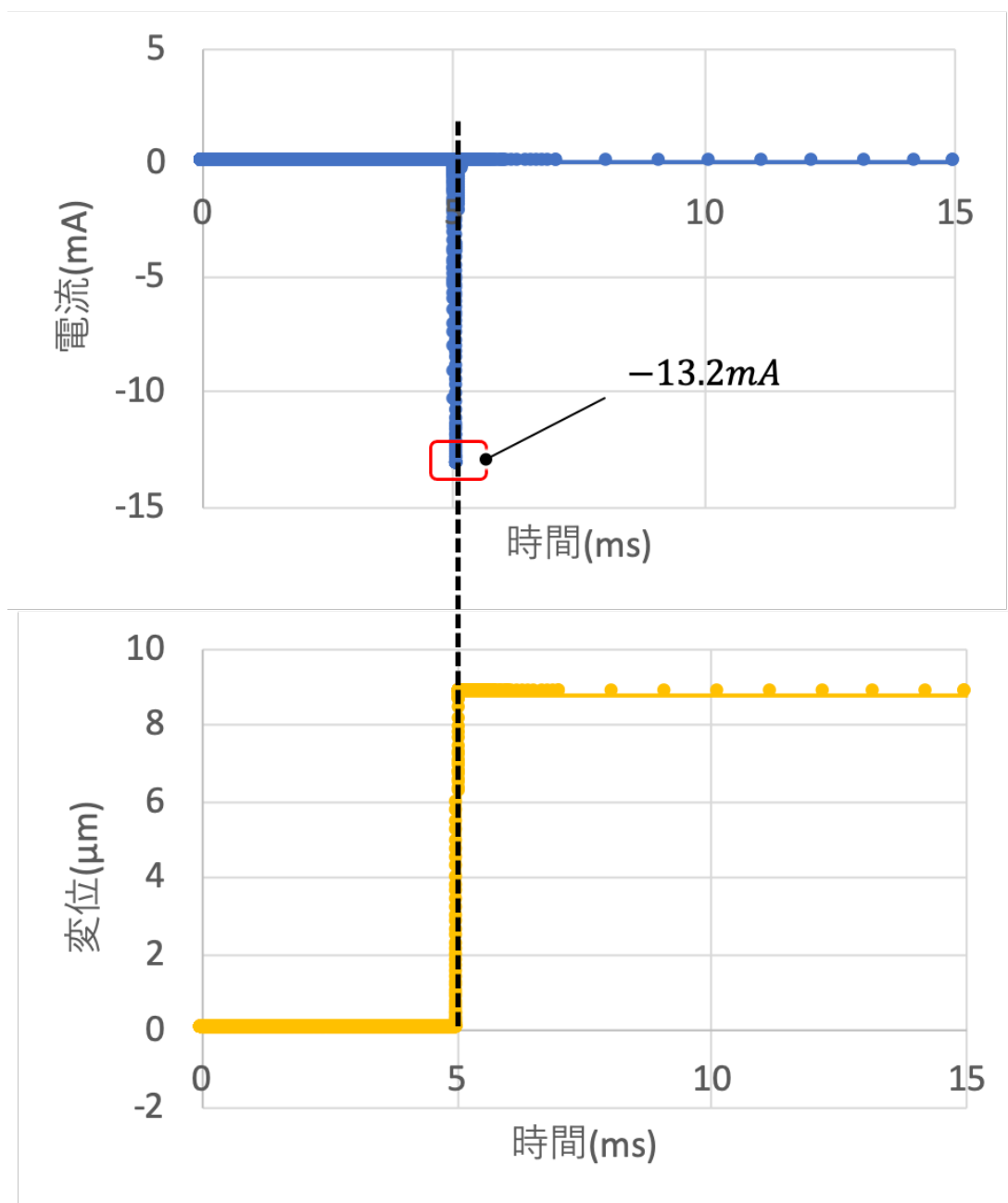


図 48 LTSPICE を用いたプルイン検出の解析結果。(a)差動増幅回路の抵抗に流れる電流。
(b)平行平板型の可動電極の変位。

4.4.2 プルイン発生及び検出からスイッチングまでの解析結果

理想スイッチを用いてプルイン時の電流を検出し、切り替えできるか解析を行う。図 49 に、平行平板アクチュエータに理想スイッチを用いた際の等価回路モデルを示す。理想スイッチは、プルイン時の抵抗に流れる電流で切り替えを行うため、電流制御スイッチを用いることにした。また、プルイン時の電流を計測する電流計として、プルイン検出で使用した抵抗 R1 の直後に電圧源を置き、スイッチのしきい値を、 -0.1mA に設定した。

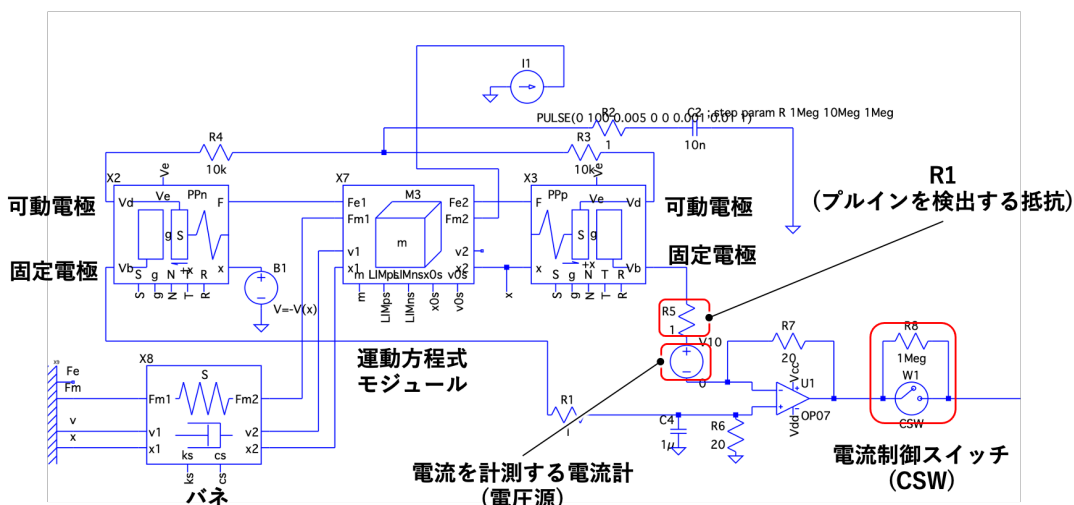


図 49 平行平板アクチュエータを用いたプルイン検出およびスイッチングの検証の概略図

図 50 に結果を示す。外乱に見立てたパルス波を入れた 5 ms で可動電極が図 48 と同様にプルインしており、そのときに抵抗に電流が-14mA ほど発生した。今回の理想スイッチは抵抗に流れる電流が-0.1mA の時にオンとなるが、図 48 より同じタイミングで ON となりスイッチに電流が流れている。よって、理想スイッチを用いることで、プルイン時の極板に流れる電流によって、切り替えが可能であることが分かった。

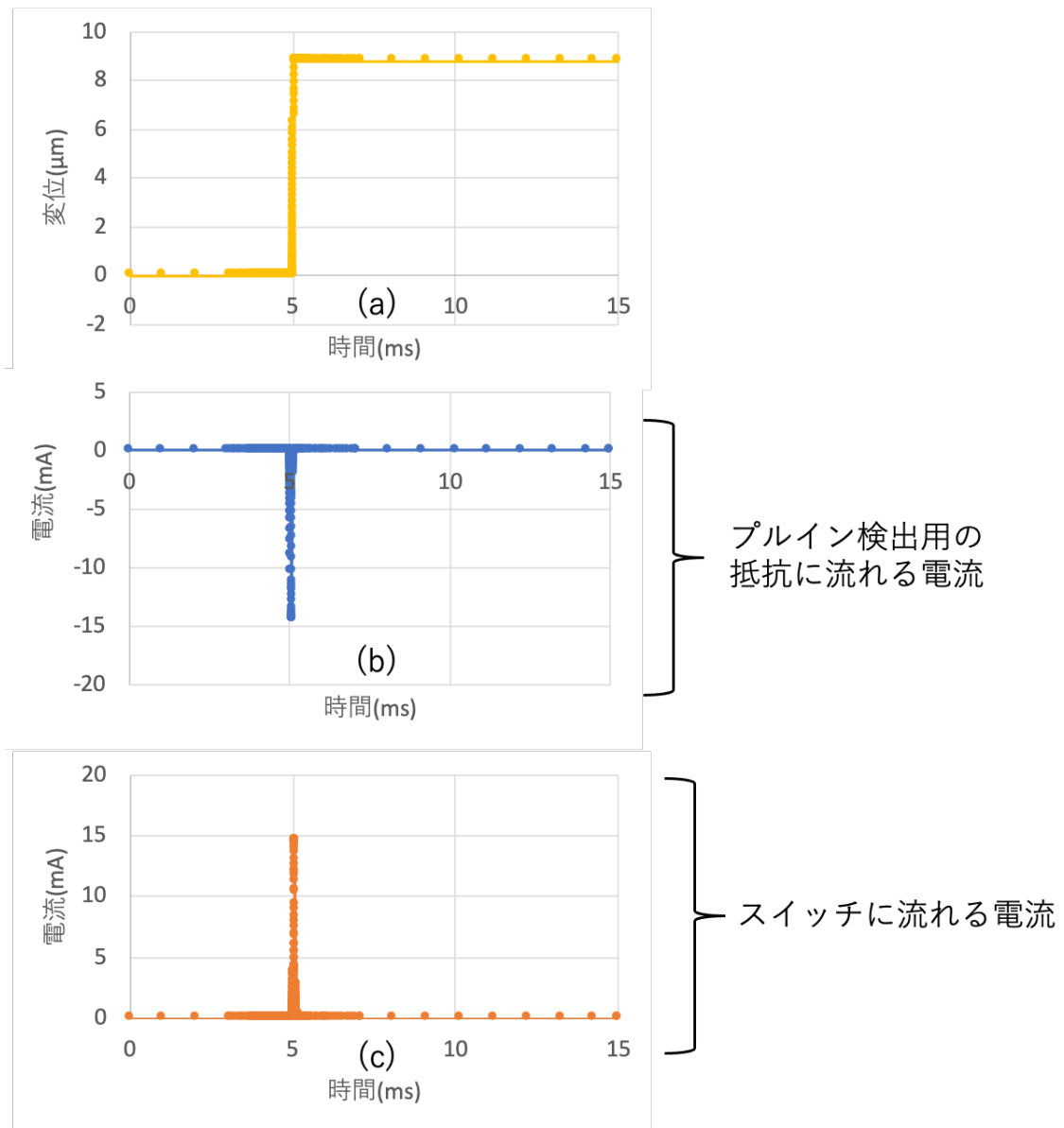


図 50 平行平板アクチュエータのプルイン時における (a)可動電極の変位。(b)プルインを検出する抵抗 R1 に流れる電流。(c)理想スイッチ CSW に流れる電流

4.4.3 レベルシフタを用いたプルイン検出およびプルイン解除の解析

理想スイッチから CMOS インバータに変えて、プルイン検出およびスイッチング・解除電圧印加までの一連の解析を行った。エレクトレット電位-200V には、140V の解除電圧が必要であることが実験から分かっている。CMOS インバータを用いる際に、nMOS と pMOS のゲート端子を繋いでしまうと、スイッチの切り替えに大きな電圧が必要となる。しかし、プルイン時のデバイスの出力には増幅できても数 V であるため、別々に制御する必要がある。そこで、今回は図 51 に示すように、nMOS と pMOS をそれぞれ別のビヘビア電圧源で制御することにした。

櫛歯に見立てた平行平板アクチュエータの設計は、引き続き図 45 と同じパラメータを用いた。また、外乱に見立てたパルス波の入力するタイミングも同じく 5ms にした。CMOS インバータについては、平行平板の可動電極にプルイン時、発生する電圧からしきい値を-0.7V に設定した。

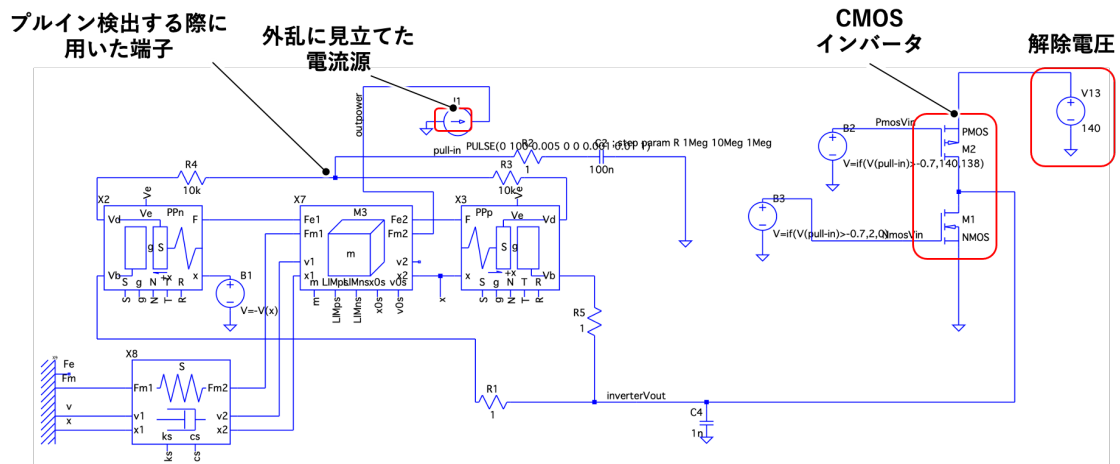
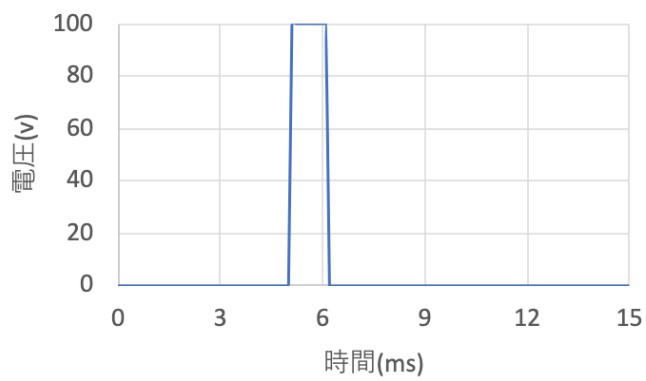


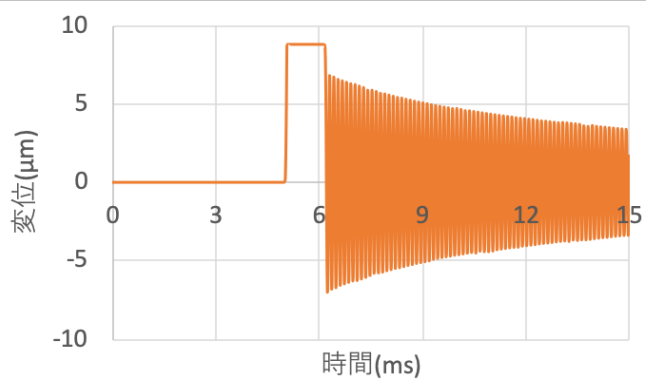
図 51 nMOS と pMOS をそれぞれ別の電圧源で制御し、プルイン検出および解除を行った際の平行平板アクチュエータの等価回路モデル

解析結果を図 52 に示す。外乱による、プルインが発生するまで、CMOS インバータの出力は 0 V となっている。しかし、プルインのタイミングで可動電極に発生する電圧が-0.7V を上回ったタイミングで、インバータの出力は解除に必要な 140V まで出ていることが確認できる。そして、解除電圧 140V 印加することで、プルインが解除され、可動電極は減衰振動を始めている。前章同様に、プルインが外れるタイミングが、外乱に見立てたパルス波と同じであるため、プルインが実際に発生しているかどうか検証するために、一旦図 51 における、CMOS インバータを外して、平行平板あくチュエータと、外乱に見立てたパルス波のみの回路で同様の解析を行う。この際パラメータは、すべて図 51 で用いたものと同じようにする。

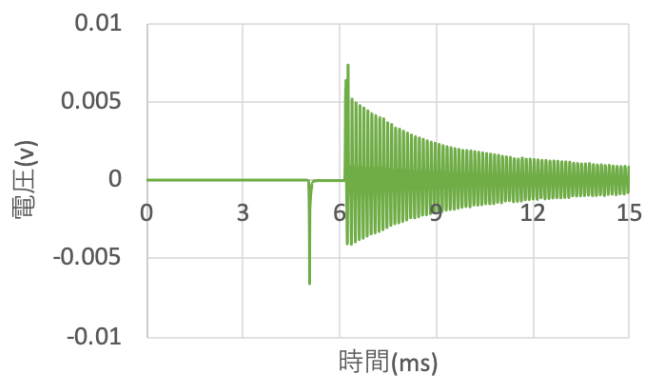
外乱に見立てた
入力



可動電極の
変位



可動電極にかかる
電圧



CMOSインバータ
の
出力

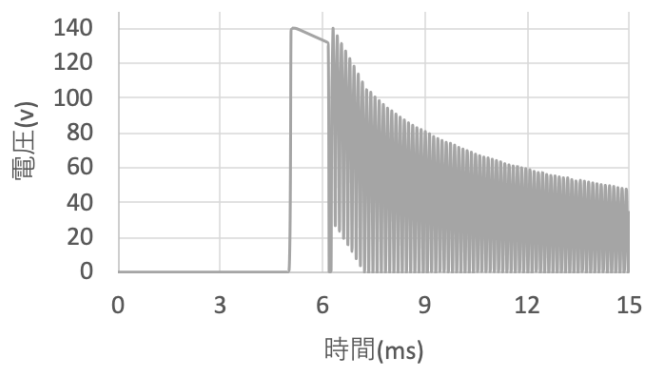


図 52 CMOS インバータを用いたプルイン検出および解除の解析結果

図 53 に解析結果を示す。パルス波の始まりの $t=5\text{ ms}$ と終わりの $t=6\text{ ms}$ に着目すると、パルス波の入力と同時にアクチュエータはプルインをしている。しかし、パルス波が 1 ms 後に消えた後も可動電極は固定電極に張り付いたままである。よって、アクチュエータはパルス波によりプルインをしていたことが見て取れる。

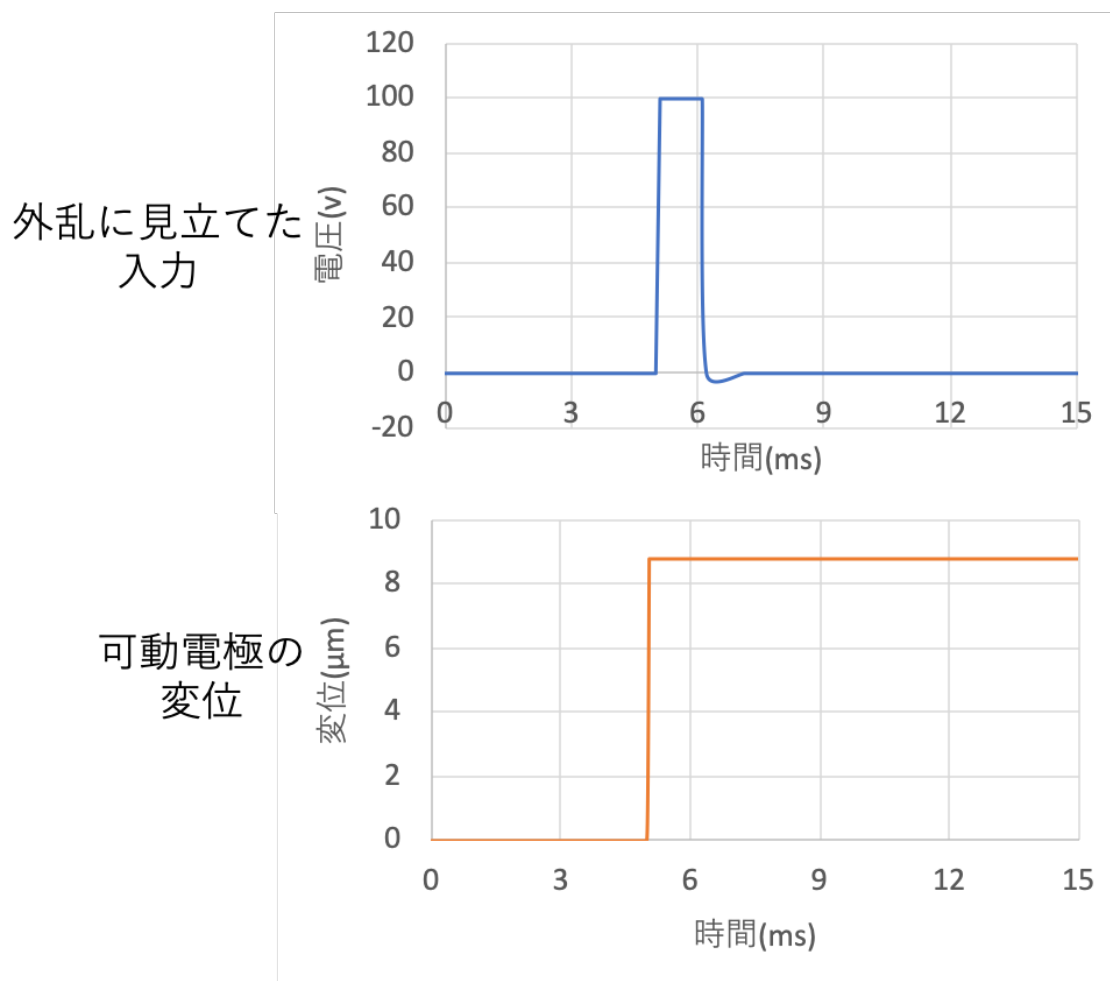


図 53 エレクトレット電位-200V がついている平行平板アクチュエータに外乱を加えた際の様子

つまり、再度図 52 の結果を考えると、可動電極はパルス波によってプルインし、外部の印加電圧によって、プルインが外れていたことがわかった。この解析結果から、原理上、CMOS インバータをスイッチとして用いることで、プルイン時に検出および印加電圧によりプルインを解除することが可能であると言える。

第5章 結論

5.1 本研究の結論

本研究ではトリリオンセンサ時代に向けて、無線センサ端末の電力供給方法としてエナジーハーベスタを用いるために、プルイン時の新たな対処方法であるプルイン自動検出・解除システム(BISR システム)を考案した。BISR システムをエレクトレット付エナジーハーベスタに用いる際には、①プルイン解除電圧、②解除電圧の印加時間を決める時定数、③プルイン検出から解除電圧印加までの遅延が大事となる。

先行研究で作製したエレクトレット-200V 付きのエナジーハーベスタでは、解除電圧も大きくなるため、昇圧回路が必要となる。また、スイッチとして考案した CMOS インバータは、昇圧回路で溜めた解除電圧をエナジーハーベスタの数 V 程度ではプルイン発生時に切り替えることができないため、レベルシフタを用いる必要がある。以下に、エレクトレット-200 V のエナジーハーベスタに対応する BISR システムの条件を、掲載する。

- 昇圧回路

昇圧回路は、昇圧のしやすさ及び設計のしやすさから CW 回路を用いることにする。また実験結果よりプルインを解除するのに必要な電圧は 140 V であること、励振距離 100 μm 以下でのプルイン発生確率は極めて低いという結果が示された。よって、等価回路モデルにて励振距離 100 μm 時のデバイスの出力電圧を解析した結果、30 V であり、140 V まで昇圧するのに 5 段の全波整流型の CW 回路が必要である。また、プルイン解除電圧の印加時間を調整するために、デバイスと並列してコンデンサー 2 μF 程度付けることが求められる。

- プルイン検出回路およびスイッチ

差動増幅器を用いることで、プルイン直前の流れる電流の変化を検出することが可能である。また、スイッチとして CMOS インバータを用いる場合には、nMOS と pMOS のそれぞれに適したゲート電圧で制御できるようなレベルシフト回路を組むことが必要となる。

5.2 今後の展望

本研究では、スイッチとして CMOS インバータを用いて解析を行ったが、解除電圧が 140V 程度の大きさになると、スイッチの切り替えに使う制御電圧をデバイス自身が用意できない。そこで、CMOS インバータガプルイン時と通常時でそれぞれ適切な出力になるような電子回路設計を考える必要がある。現状では、レベルシフト回路によりゲート電位を別々に制御することで、スイッチのコンパレータとしての切り替えが可能であると考えられる。

また、BISR システムの原理検証を行うことができたが、実際にデバイスを用いたプルイン発生から解除までの一連の実験を行えていない。今後は、①プルインしているデバイスに、CW 回路で溜めた電荷を用いて解除することができるか否かについての実験、②スイッチが、プルイン検出すると同時に 140V の解除電圧を印加できるかの解析を中心に行う必要がある。

発表文献

国内学会

原田 翔太、本間 浩章、年吉 洋「エレクトレット型振動発電素子のプルイン自動解除システム構築に向けた検証」第 37 回「センサ・マイクロマシンと応用システム」シンポジウム 2021 年 10 月 26 日～28 日、熊本、オンライン

謝辞

修士課程の二年間、多くの方にお世話になり本研究を遂行できたこと、感謝いたします。まず、指導教員である年吉洋教授には、本研究の遂行と本論文の作成にあたり基礎的なことから一つずつ指導していただき、この二年間大きく成長することができました。研究者としての心構えはもちろんのこと、日々の効率的な進め方や、印象的な発表の行い方などを総合的に指導いただき、今後の人生における確かな基礎が築けたと実感しております。特に、大学院進学と同時に今まで携わったことのない MEMS 分野に飛び込んだ私の稚拙な質問に関しても丁寧な受け答えをしていただいたおかげで、大変充実した 2 年間を送ることができました。また、修士 2 年生ではコロナ下の大変な時期に、体調面にご配慮していただきながら、その都度できる限りの支援をしていただいたこと、厚く御礼申し上げます。

本研究室のアニエス・ティクシエ・三田准教授からは、日頃の研究生生活における有益な助言を頂きました。助手の安宅学様、技術専門職員の高橋巧也様には、クリーンルームおよび研究室の環境をいつも快適にさせていただいたことに深く感謝します。

特任研究員の本間浩章氏には、日々研究に関して様々な相談に応じていただき、研究に詰まっている時には有益な提案をいくつもくださったおかげで、研究活動が深いものになったこと感謝いたします。また、学部時代にほとんど電子回路に触れていなかったこともあり、研究の最中に基本的な質問ばかりしていたにも関わらず、分かりやすいように工夫して説明していただき大変感謝しております。

秘書の小泉弘子様には、事務手続きなどにおいて多大なご助力をいただいたおかげで、何不自由なく、研究に集中することができました。研究室では同期がいなかったこともあり、気を配って色々とお話していただき、とても感謝しております。

年吉研究室研究員である九州工業大学の久米村百子准教授、東京工業大学の山根大輔助教、VDEC の肥後昭男助教授、株式会社鷺宮製作所の三屋裕之様、シャープ株式会社の井樋田悟史様、santec 株式会社の肖熠様には、研究生生活の中で、研究者としての姿勢を見させていただきました。妥協することなく突き詰める姿勢は非常に勉強になりました。

本研究室の先輩である遠山幸也様には、入学したときから定期的に気にかけていただきとても感謝しております。研究室の他の方と比べ、年齢が近い分何でも相談しやすく、様々な場面で助けていただきました。また、佐野智華子様には研究室入りたての際に、他大学である私に色々な方を紹介していただいたおかげで、交流関係が増えました。また、研究に関しても色々なアドバイスをいただきました。

野村研究室の柳澤亮人様には、私が他の研究室であるにも関わらず、日常の出来事についてお話をさせていただいたおかげで研究生生活を楽しく送れました。同研究室の立川冴子様には、私が B4

の際に訪れた学校説明会の時から色々な情報を提供していただいたとともに、明るいお話をいつもしていただいたおかげで、有意義な2年間を送ることができました。同研究室小池壮太様には同期として色々な刺激をいただいたおかげで、研究室生活が楽しく過ごせました。Vivel Menon 様、Eiler Anne Claire 様、邱琬婷様、池野翔様、菅原純平様、このメンバーに囲まれたから、2年間有意義な研究生生活を送ることができました。心より感謝申し上げます。

最後に、私の長い学生生活を支えてくれた両親ならびに家族の皆に感謝を申し上げます。ありがとうございました。

2021 年 1 月 28 日

原田 翔太

参考文献

- [1] A. Al-fuqaha, S. Member, M. Guizani, M. Moham- madi, and S. Member, “Internet of Things : A Sur- vey on Enabling Technologies, Protocols, and Appli- cations,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 17, no. 4, pp. 2347–2376, 2015.
- [2] S. Kaminaga, “Trillion sensors and MEMS,” *Sensors Mater.*, vol. 30, no. 4, pp. 723–731, 2018.
- [3] Taneja, J. Jeong, and D. Culler, “Design, modeling and capacity planning for micro-solar power sensor networks,” *Proceedings - 2008 International Confer- ence on Information Processing in Sensor Networks, IPSN 2008*, pp. 407–418, 2008.
- [4] JP. D. Mitcheson, T. C. Green, E. M. Yeatman, and A. S. Holmes, “Architectures for vibration- driven micropower generators,” *Journal of Microelectrome- chanical Systems*, vol. 13, no. 3, pp. 429–440, 2004.
- [5] V. Leonov, “Thermoelectric energy harvesting of hu- man body heat for wearable sensors,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 13, no. 6, pp. 2284–2291, 2013.
- [6] Kim, Sangkil, et al. "Ambient RF energy-harvesting technologies for self-sustainable standalone wireless sensor platforms." *Proceedings of the IEEE* 102.11 (2014): 1649-1666.
- [7] Y. Suzuki, “環境発電技術の展望,” *日本 aem 学会誌*, vol. 22, no. 3, pp. 339–342, 2014.
- [8] Das, R. "Energy harvesting and WSN markets and trends 2010-2020." *Energy Harvesting & Storage USA* (2010).
- [9] “Indoor Light Energy Harvesting Reference Design for Bluetooth Low Energy (BLE) Beacon Subsys- tem,” TI Designs, Texas Instruments Incorporated, Sept. 2014.
- [10] “CYALKIT-E02 Solar-Powered BLE Sensor Beacon Reference Design Kit Guide,” Doc. No. 002-11317 Rev. *A, Cypress Semiconductor Corporation, 2016.
- [11] 神野伊策. "振動エネルギーによる環境発電 (振動発電)." *表面技術* 67.7 (2016): 348-352.
- [12] 鈴木雄二. "環境発電ハンドブック～ 電池レスワールドによる豊かな環境低減負荷型社会を目指して～ 環境発電ハンドブック～ 電池レスワールドによる豊かな環境低減負荷型社会を目指して～, 2012."
- [13] Paradiso, Joseph A., and Thad Starner. "Energy scavenging for mobile and wireless electronics." *IEEE Pervasive computing* 4.1 (2005): 18-27.
- [14] Li, Huidong, Chuan Tian, and Z. Daniel Deng. "Energy harvesting from low frequency applications using piezoelectric materials." *Applied physics reviews* 1.4 (2014): 041301.

- [15] Moss, Scott D., et al. "Scaling and power density metrics of electromagnetic vibration energy harvesting devices." *Smart Materials and Structures* 24.2 (2015): 023001.
- [16] Suzuki, Yuji, et al. "A MEMS electret generator with electrostatic levitation for vibration-driven energy-harvesting applications." *Journal of Micromechanics and Microengineering* 20.10 (2010): 104002.
- [17] Suzuki, Yuji. "Recent progress in MEMS electret generator for energy harvesting." *IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering* 6.2 (2011): 101-111.
- [18] Okamoto, Hiroshi, et al. "The advantages and potential of electret-based vibration-driven micro energy harvesters." *International journal of energy research* 33.13 (2009): 1180-1190.
- [19] Sessler GM. Electrets. 3rd edition. Laplacian Press: California; 1998.
- [20] 佐藤範之, 福井潔: Smart Energy における無線センサネットワークの活用, OKI テクニカルレビュー, 第 214 号, Vol.76, No.1, 4 月(2009).
- [21] 安部恵一, 澤田尚志, 増井崇裕, 峰野博史, 水野忠則, “無線センサネットワークを用いた簡易型表示系 HEMS の開発と評価, 情報処理学会論文誌, Vo.52, No.2, pp.585-595, Feb.2011.
- [22] Hiroshi Mineno, Kenji Obata, Takahiro Masui, Keiichi Abe, Tadanori Mizuno, “Development of a wireless sensor network for visualizing agricultural knowledge, ” Journal of Intelligent Decision Technologies (IDT), IOS Press, Vol.4, No.4, pp.277-284, Aug.2010.
- [23] Liu, Hanli, et al. "An ADPLL-centric bluetooth low-energy transceiver with 2.3 mW interference-tolerant hybrid-loop receiver and 2.9 mW single-point polar transmitter in 65nm CMOS." *2018 IEEE International Solid-State Circuits Conference-(ISSCC)*. IEEE, 2018.
- [24] ZigBee Alliance, 入手先<<http://www.zigbee.org/>>.
- [25] 久保祐樹, 柳原健太郎, 野崎正典: "無線センサネットワークの省電力化技術", OKI テクニカルレビュー, Vol.76 No.1, 第 214 号, 4 月(2009).
- [26] 安部恵一, 水野忠則, and 峰野博史. "無線センサネットワーク向けの省電力型無線ノードの開発." *研究報告コンシューマ・デバイス & システム (CDS)* 2011.5 (2011): 1-8.

- [27] K.Ishibashi, I. C. H. Lai, K. Takano and M. Fujishima,"A Scalable Model of Shielded Capacitors Using Mirror Image Effects, "IEICE Transactions on Electronics, vol.E90-C, No.12, pp.2237-2247, 2007.
- [28] 日本電気:"低電力・高速センサネットワーク向け無線通信 LSI を開発", 入手先 <<http://www.nec.co.jp/press/ja/0802/0703.html>>.
- [29] Ye, W., et al:"An Energy-Efficient MAC Protocol for Wireless Sensor Network", Proc. of the IEEE Infocom, pp.1567-1576 (2002).
- [30] 西山博仁, 徳永雄一, 武田保孝:「センサノードの低消費電力方式」, 三菱電機技報, Vol.80, No.9, pp.14-17 (2006).
- [31] Sugiyama, Tatsuhiko, et al. "SiO₂ electret generated by potassium ions on a comb-drive actuator." *Applied Physics Express* 4.11 (2011): 114103.
- [32] Improvement of Energy Conversion Effective- ness and Maximum Output Power of Electrostatic Induction-type MEMS Energy Harvesters by using Symmetric Comb-electrode Structures," Journal of Micromechanics and Microengineering, 2018.
- [33] H. Honma, Y. Tohyama, H. Mitsuya, G. Hashiguchi, H. Fujita, and H. Toshiyoshi, "A power-density-enhanced MEMS electrostatic energy harvester with symmetrized high-aspect ratio comb electrodes," J. Micromechanics Microengineering, vol. 29, no. 8, 2019.
- [34] S. Kim, R. Vyas, J. Bito, K. Niotaki, A. Collado, A. Georgiadis, and M. M. Tentzeris,"Ambient RF energy-harvesting technologies for self-sustainable standalone wireless sensor platforms," Proceedings of the IEEE, vol. 102, no. 11, pp. 1649–1666, 2014.
- [35] M.A. Rosa, D.D. Bruyker, A.R. Volkel, E. Peeters, J. Dunec, A novel external electrode configuration for the electrostatic actuation of MEMS based devices J, Micromech. Microeng. 14 (2004) 446–451.
- [36] .C. Chiou, Y.J. Lin, A novel large displacement electrostatic actuator: pre-stress comb-drive actuator J, Micromech. Microeng. 15 (2005) 1641–1648.
- [37] D.-Y. Qiao, W.-Z. Yuan, X.-Y. Li, A two-beam method for extending the working range of electrostatic parallel-plate micro-actuators J, Electrostat. 65 (2007) 256–262.
- [38] G. Zhou, P. Dowd, Tilted folded-beam suspension for extending the stable travel range of comb drive actuators J, Micromech. Microeng. 13 (2003) 178–183.
- [39] J.D. Grade, H. Jerman, T.W. Kenny, Design of large deflection electrostatic actuators J, Microelectromech. Syst. 12 (2003) 335–343.

- [40] M. Hou, T.-K.G. Huang, K.-W. Huang, J.-Y. Liao, K.-M. Chen, R.J.-L.A. Yeh, Extending displacements of comb drive actuators by adding secondary comb electrodes J, *Micromech. Microeng.* 16 (2006) 684–691.
- [41] J. Chen, W. Weingartner, A. Azarov, R.C. Giles, Tilt-angle stabilization of electrostatically actuated micromechanical mirrors beyond the pull-in point J, *Microelectromech. Syst.* 13 (2004) 988–997.
- [42] C.G. Agudelo, M. Packirisamy, G. Zhu, L. Saydy, Nonlinear control of an electrostatic micromirror beyond pull-in with experimental validation, *Microelectromech. Syst.* 18 (2009) 914–923.