T2R2 東京科学大学 リサーチリポジトリ Science Tokyo Research Repository

論文 / 著書情報 Article / Book Information

| 題目(和文) | IoTデバイスにおける低電力電源回路技術の研究 |
|-------------------|--|
| Title(English) | Study on Low Power Management Technology for IoT Devices |
| 著者(和文) | 中本裕之 |
| Author(English) | Hiroyuki Nakamoto |
| 出典(和文) | 学位:博士(工学), 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:甲第10882号, 授与年月日:2018年3月26日, 学位の種別:課程博士, 審査員:益 一哉,伊藤 浩之,松澤 昭,髙木 茂孝,岡田 健一 |
| Citation(English) | Degree:Doctor (Engineering), Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:甲第10882号, Conferred date:2018/3/26, Degree Type:Course doctor, Examiner:,,,, |
| 学位種別(和文) | 博士論文 |
| Type(English) | Doctoral Thesis |

博士学位論文

IoT デバイスにおける

低電力電源回路技術の研究

Study on Low Power Management Technology for IoT Devices -

東京工業大学大学院 工学院 電気電子系 電気電子コース

中本 裕之

指導教員 益 一哉 教授

伊藤 浩之 准教授

2018年3月

目次

| 第1章 序論 | 3 |
|--|-----|
| 1.1 本研究の背景 | 3 |
| 1.2 IoT デバイスへの電力供給方法の種類 | 7 |
| 1.3 IoT デバイスにおける技術トレンド | 13 |
| 1.4 従来技術とは異なる電源回路技術の必要性 | 14 |
| 1.5 本研究における課題 | 21 |
| 1.6 本研究の目的 | 22 |
| 1.7 本論文の構成と概要 | 24 |
| 第2章 無線(RFID)を用いた AC-DC 変換器(整流器)の開発と低電力回路設計技術 | 26 |
| 2.1 RF タグの種類とシステム構成 | 26 |
| 2.2 UHF 帯 RFID タグ IC | 33 |
| 2.3 AC-DC 変換器(全波整流器) | 38 |
| 2.3.1 AC-DC 変換器設計に必要な技術 | 38 |
| 2.3.2 整流器の目標効率と入力部等価回路分析 | 39 |
| 2.3.3 整流器の回路設計 | 44 |
| 2.3.4 整流器の実測結果 | 50 |
| 2.4 低電圧で動作可能な電流方式デモジュレータ回路 | 52 |
| 2.4.1 FeRAM 搭載によるデモジュレータ低電圧化の必要性 | 52 |
| 2.4.2 低電圧で動作可能な電流方式デモジュレータ回路 | 55 |
| 2.4.3 電流方式デモジュレータ回路の実測結果 | 61 |
| 2.5 RF タグ IC の電力バジェット検証技術 | 64 |
| 2.6 UHF 帯 RFID タグ IC の設計諸元 | 73 |
| 2.7 RFID タグ回路設計技術を電力検出器設計へ応用 | 76 |
| 2.8 まとめ | 82 |
| 第3章 低電圧かつ広範囲な入力電圧に対応する DC-DC コンバータ設計技術 | 84 |
| 3.1 IoT デバイスに用いられる電源技術への要求と課題 | 84 |
| 3.1.1 ハーベスタの生成電圧・電力の変動 | 84 |
| 3.1.2 低入力電圧対応の従来技術 | 88 |
| 3.2 提案する昇圧コンバータの回路設計 | 99 |
| 3.2.1 ブロック構成 | 99 |
| 3.2.2 Cold-Start 回路に用いる発振器の選択 | 100 |
| 3.2.2.1 LC 発振器使用の考察 | 100 |
| 3.2.2.2 トランス型発振器使用の考察 | 102 |
| 3.2.3 回路構成 | 104 |

| 3.2.3.1 振幅制限回路 | 105 |
|--|-----|
| 3.2.3.2 パワーダウン制御回路 | 109 |
| 3.3 提案する昇圧コンバータの実測 | 113 |
| 3.3.1 Cold-Start 回路と発振器最低入力電圧の実測 | 113 |
| 3.3.2 昇圧コンバータの試作と実測 | 117 |
| 3.4 まとめ | 126 |
| 第4章 バッテリフリーで安定動作を可能にする電力制御技術 | 128 |
| 4.1 バッテリフリー化の必要性 | 128 |
| 4.1.1 システムから見た IoT デバイスの役割と位置づけ | 128 |
| 4.1.2 IoT デバイスへの低電力動作の要求 | 131 |
| 4.1.3 電力制御回路の必要性 | 132 |
| 4.2 従来技術の課題 | 134 |
| 4.2.1 運用管理面での課題 | 134 |
| 4.2.2 電力制御の課題 | 137 |
| 4.3 提案する電力制御技術 | 142 |
| 4.3.1 小型・低電力な電力制御回路のアーキテクチャ、及び解決すべき課題. | 142 |
| 4.3.2 バッテリフリーを可能にする小型・低電力な電力制御回路 | 146 |
| 4.3.3 試作したビーコンの実測 | 151 |
| 4.4 電力制御回路の改良 | 158 |
| 4.4.1 電力制御回路の小型・低消費電力化 | 158 |
| 4.4.2 比較器の貫通電流低減化 | 161 |
| 4.4.3 比較器の起動不安定性の改善 | 164 |
| 4.5 提案する二次電池搭載のビーコン | 165 |
| 4.5.1 長時間動作を可能にする電力制御回路 | 165 |
| 4.5.2 試作した二次電池搭載ビーコンの実測 | 168 |
| 4.6 長距離低電力無線規格への設計対応 | 170 |
| 4.7 IoT サービスへの適用 | 172 |
| 4.8 まとめ | 175 |
| 第5章 結論 | 177 |
| 5.1 結論 | 177 |
| 5.2 将来展望 | 179 |
| 参考文献 | 184 |
| 謝辞 | 201 |
| 研究業績 | 202 |

第1章 序論

1.1 本研究の背景

新しい技術開発を行うモチベーション、その根底にある考え方は、「何かを削除する ことで便利になる、楽になる」ことではないだろうか。例えば、コードレス電話やノー トパソコンは電源配線を削除することで、どこでも持ち運べる利便性をもたらした。交 通系 IC カードや ETC カード等の電子料金で決裁するシステムは、乗車券や通行券を 無くすことで、行先の切符を買う手間や、支払の手間、また渋滞や混雑が緩和され、通 勤や交通の便で大変便利になった。タッチパネルは、キーボードを削除することでコン パクトなモバイル機器で持ち運びを楽にした。また、電気自動車の分野でのワイヤレス 給電は、充電の手間を削除するモチベーションで技術開発が行われている。

人間は便利を追い求め、楽をしたがる動物である。このように考えると、現在、人が 感じている面倒で煩わしいと感じている行動や思惑の全てが課題として取り上げられ る。例えば、今現在でも ID やパスワードを入力しているが、入力や忘却による再設定 は手間である。その手間の削除のため、虹彩や静脈を利用した自分自身が鍵となる生体 認証の技術開発が進んでいる[1][2]。また、介護サポート軽減や家事の手間削減のため、 家庭内で人のサポートを行うロボットの研究もされている[3]。旅行や移動が困難、あ るいは面倒である人向けには、Virtual Reality(VR)でその場さながらの体験が味わえる 時代になるだろう。現在普及しているスマートフォンへ充電する行為は習慣的になって いるが、将来は手間と感じ新たな技術でその行為自体も無くなるだろう。



図 1-1:電子機器/技術の利便性の追求

このように、生活の中で利便性を追い求め、人が欲する行動や思惑に応え、それを凌 駕する技術開発が繰り返されてきた(図 1-1)。

技術開発には、複数の技術あるいは異業種技術を融合するアプローチが有効に働くと 考えられる。現在の電子機器に使用されている部品も、RF回路、アンテナ回路、アナ ログ回路、デジタル回路、これら全てが半導体製造プロセスの微細化と共に1チップ化 され、小型低コスト化を経て普及してきた。スマートフォン自体は、電話やカメラ、メ ール、インターネット、音楽等の各技術や機能が1つに融合されてきた。3Dプリンタ は、積層造形技術と3軸/6軸加工技術が融合され、自由なカタチを造形できるよう進化 してきた。また、プロジェクションマッピングは、プロジェクタの高輝度・高解像度技 術と、映像や位置を補正するジオメトリック補正技術を融合し、大きな建築物にも投影 できるように進化した。さらには、異業種の専門技術分野を融合させた代表例として、 自動車技術と電子技術を融合したカーエレクトロニクスはハイブリッドや電気自動車 として研究が盛んに行われており、科学の分野であった DNA 解析技術も半導体技術と 融合することでバイオエレクトロニクスとして DNA 解析に大きく貢献している[4](図 1・2)。最近では、ロボットとディープラーニングの技術を融合してロボットの「付加価 値」を向上するアプローチが紹介されている[5]。



図 1-2:融合されてきた技術の具体例

利便性を求め、技術を融合することで、今日、我々は性能の良いスマートフォンを1 人が1台持てるようになった。ここで、携帯電話の進化の歴史を振り返ってみる。

最初の携帯電話は、1985年にNTTから販売された肩にぶら下げて使う重さ3kgの ポータブル電話機だった[6]。大きく高価であったが、無線で使用できるようになる利 便性が当時は画期的であった。一方、欧州では同時期にモトローラから世界初の片手で 持てるハンドヘルド型の携帯電話が開発された[7]。機能の統合や新技術の開発で小型 化が一気に進んだ。さらに、1990年代になると、薄く超小型な電話機「モトローラ・ マイクロタック」が販売され[8]、NTTドコモからも小型化されたムーバが登場し、ポ ケットに入れられるサイズへと進化した。安価で小型で低電力なデバイスが次々と開発 され、ハード的には小型薄型化が更に進む一方で、1990年代後半には携帯電話とイン ターネット接続を融合した「i-mode」サービスが登場した。画面も液晶になり、携帯に 着信メロディ機能が付き、更にはショートメールサービスが開始された。2000年にな るとカメラ機能が付き、2003年には動画もメールで送れるようになった。2004年には



図 1-3: IoT を利用したアプリケーション例

FeliCa チップが搭載されたおサイフケータイで電子決済が可能になり、2006 年にはワ ンセグテレビの機能と融合した。2008 年には携帯からボタンを削除しタッチパネルと 融合したスマートフォンが発売された。現在までに、SNS やゲーム、GPS、アプリ、 様々な機能を搭載して進化し続けている。

では、このスマートフォンの次には何が登場してくるのだろうか。安価で小型で低電 力な部品やデバイスは次々と登場しており、この傾向は少し先はまだ続くと考えられる。 この場合、便利を追及して手間や管理を削除するため、そのデバイスを自分以外のモノ や構造物やインフラに取り付け、位置や劣化の把握、物流、在庫管理を楽に運用するこ とを考え始めるようになる。どこかに置き忘れたもの、探したい人が自分だけの閉じた ネットワークで検索でき、手間なく簡単に見つけられる、そのような利便性を追求し始 める。このため、現在我々の時代では、人が探す、管理するという手間を削除し、イン フラや工場を効率よく運営管理するために、図 1-3 に示すように、工場、インフラ、交 通・流通、家庭の様々な現場でモノのインターネット(Internet of Things : IoT)を用い たシステムが一気に加速しようとしている。

図 1-4(a)に示すように、IoT で接続されるデバイスの数は 2020 年には 500 億個に上 ると予測されている[9]。この数は全世界の人々が一人当たり約 6 個の IoT デバイスを



図 1-4: IoT デバイスの接続個数と国内市場規模予測

管理することに相当する。IoT を活用するサービスの市場規模も大きく、図 1-4(b)に示 すように 2020 年には国内でも約 14 兆円の市場になると予測されている[10]。

このように膨大な IoT デバイスが普及した場合の課題は何であろうか?ネットワークの逼迫や各デバイスのセキュリティ管理が最初に挙げられるだろう。高速で短時間な通信、かつ、小型デバイス向けの簡素でスマートなセキュリティ技術の開発が期待される。その他の重要な側面として、IoT を用いたビジネスは、デバイス1つでサービスが提供できるのではなく、図1・3 に示したように複数のデバイスがネットワークに繋がり、集まったデータを分析して価値を提供するソリューションとして展開される。従って、多くのデバイスを取り扱うことにより、デバイスの電池寿命、電池交換の手間が課題になる。500 億個にデバイスが増えれば、それだけ管理が大変になる。その電源確保をどのように行うのか、電池で駆動する場合、その電池交換の手間を誰がいつどのように行うのか、これらはサービスビジネスを行う上では避けては通れない課題である。このため、電池自体や交換の概念を削除するための、新たな技術開発が必要となっている。

1.2 IoT デバイスへの電力供給方法の種類

IoT デバイスは基本的には mW クラスの省電力で動作できるため、コイン型の一次 電池を使用し、無くなれば電池を交換する運用が一般的である。この手間を削除する方 法としては、AC 電源のコンセントから電圧変換して有線で直接デバイスに電源供給す る手段が考えられる。しかし、ケーブルを敷設する設置工事費や作業工数にコストがか かる、さらには有線の引き回しが可能な場所やその本数、長さは有限であるため、適用 範囲が制限される。

運用の手間や設置の手間を削除するため、ワイヤレスで電力供給を行う技術や、後述 するエナジハーベスタを用いた発電を利用する技術の研究開発が行われている。以下に ワイヤレス給電の方式やエナジハーベスタの種類について、その特徴をまとめる。

ワイヤレスでの電力伝送を実現するための方式は、電磁誘導、共鳴、電波通信の大き く3つに分類される[11]。表1-1に比較表、図1-5に送信電力と伝送距離の関係図をま とめる。

電磁誘導方式は、送電側と受電側の二つのコイルの電磁結合により電力を送電する方 式であり、電動歯ブラシやシェーバ、RFID(非接触 IC カード)で用いられている。送電 コイルに電気を送り発生した磁界を、受電コイルが受け取り電気として取り出す方式の ため、電力伝送はかなり近接した距離に限定され、また、効率はコイル同士の位置合わ せによっても変化する。

共鳴方式は、電磁誘導の伝送路が等価的に共振回路になるように構成した方式であり、 現在では電気自動車や工場の大型機器の給電等に導入されつつある。送電側と受電側が 特定周波数でLC共振するように設計して磁界で結合させるため、一般的には磁気共鳴 方式と呼ばれている[12][13]。共振回路を構成した共鳴現象を利用するため、電磁誘導 よりも伝送距離が延ばせるが、効率は少し悪くなる。共鳴方式には、送受信の両方をコ イルではなく導体の面として、コンデンサのように電界結合させることで直列共振を形

| 方式 | 電磁誘導 | 共鳴 | 電波通信 |
|----------|------------|--------------|-------------|
| 伝送距離 | 10cm 以下 | ~数 m | ~数 km |
| 送信電力 | 数百 W | 数百 W | 数W |
| 使用周波数带 | 数百 kHz 以下 | 数 MHz~数百 MHz | 中波~ミリ波 |
| システム伝送効率 | 70~90% | 40~60% | 1%程度 |
| 用途 | デジタル家電、 | 電気自動車、 | デジタル家電、UHF |
| | 非接触 IC カード | 工場内機器充電 | 帯 RFID、レクテナ |

表 1-1: ワイヤレス給電方式の比較表



図 1-5: ワイヤレス給電方式の送信電力と伝送距離の関係[11]

成する方式も有る。これは電場共鳴方式と呼ばれ、共鳴方式の中でも数 cm の比較的短 い距離の電力伝送に用いられる。

電波通信は、電波を直接的に整流回路で直流に変換する方式である。構成は至ってシ ンプルであるがアンテナの大きさによる制約が大きく、伝送効率はかなり低い。ビーム フォーミングによってアンテナに指向性を持たせて効率を上げる研究開発も進んでい る[14]。また、宇宙太陽光発電システム(Space Solar Power System : SSPS)[15]の中核 技術としてもレクテナを用いた無線伝送技術開発が進んでいる。送電ユニットからのマ イクロ波帯の 10kW の電力を、500m 離れた受電ユニットに送電することが実現できて いる[16]。更には、空間に浮遊する微小の電波から発電を行う RF エナジハーベスタの 技術開発も盛んに行われている[17-20]。周波数 900MHz、電力-12dBm の電波から 27µW の電力をハーベスティングした事例[17]や、WiFi の 2.4GHz 帯の電力-30 dBm の電波から 18µW (1.8V、10µA)の電力をハーベスティングした事例[19]が報告されて おり、µW オーダでの間欠センシング動作が可能な範囲になってきている。

ハーベスティングとは、身の回りに存在する光や振動、熱などの環境エネルギを採取 し、そこから小さな電力を得る技術であり、環境エネルギを電力に変換するデバイスを エナジハーベスタ、あるいは、単にハーベスタと呼んでいる。太陽熱、水力、風力、バ イオマス、地熱などのエネルギは、大規模なタービンやモータ、インフラを用いた大規 模発電であり、一般的には再生可能エネルギとして位置づけられているため、本論文で 取り扱うエネルギとは区別して考える。 現在のハーベスタには様々な種類が存在している。よく知られているのは、光発電素 子、熱発電素子、振動発電素子、及び、電磁波による発電である。このハーベスタを用 いた発電量をその条件と共に表 1-2 に示す[21]。直射日光による強力な光や機械などの 安定した振動を利用すると、mW/cm²の大きな電力密度で発電が可能である。室内光や 人の動き、熱電発電ではその発電電力が 3 桁下がり µW オーダになる。電波に至っては さらにそれよりも小さい。

表 1-2 に示した以外のハーベスタとして、圧力、流体、音波、摩擦帯電、焦電効果(温度上昇による結晶構造の変化によって電位差が発生、温度一定時に徐々に低下する点が 熱発電と異なる)や、体表面での汗を利用した発電、体内での発電等が挙げられる。

摩擦発電(帯電)は、ポリマの接触により生じた静電気を電力に変換するデバイスである[22]。小電流(~100µA)、大電圧(10V 超)であるため取り扱いにくい反面、低コストかつ高発電効率(10mW/cm³)という特長がある。ウェアラブル機器への搭載などで 2013 年頃から高い注目を集めており、Triboelectric nanogenerators (TENGs)と呼ばれ、今後の展開が期待されている[23]。

汗を利用した発電については、汗に含まれる乳酸酸化酵素とPt触媒を使って電力を 生み出す事例が紹介されている[24]。汗に含まれる乳酸の量により発電密度は5~70µ W/cm²で発電電力に幅があるが、人の皮膚の上に貼りつけるだけで発電でき、痛みを伴 わない利点がある。一方、体内での発電は、人体内に存在するブドウ糖を利用したバイ オ燃料電池(ブドウ糖から電子を取り去り、電子をもう一方の電極に渡すことで発電)が 紹介されている。

電極にカーボンナノチューブとブドウ糖酸化酵素を混ぜた圧縮物で形成し、ラットの

| ハーベスタ | 発電量 | 条件など |
|------------|----------------------------|-----------|
| <u>л</u> х | 100mW/cm^2 | 直射日光 |
| | $100 \mu W/cm^2$ | 屋内 |
| | 800μ W/cm ³ | 機械やモータの振動 |
| 振動 | 4µW/cm ³ | 人の動きの振動 |
| | 50µJ/N | ボタンを押す動き |
| 熱電 | 60µW/cm ² | 温度差 ~5℃ |
| 電波 | 1µW/cm ² | 電波源が遠い場合 |

表 1-2: ハーベスタを用いた発電電力密度[21]

体内で副作用なく 40 日間動作させ続けることができた事例がある[25]。また、ここ最 近では、マグネシウム(アノード)、塩化銅(カソード)で構成される電極を、体内の胃酸 と反応させることにより発電することを可能にしたという報告がある[26]。錠剤と一緒 に飲み、近接する自身のスマートフォンに飲んだ行為を履歴として残すサービスに導入 されつつある。

また、光を電力に変換するのではなく、電磁波として取り扱う新しい研究開発も行われている。この発電方法は、波長が 10µm 以下の可視光に対応する超小型のアンテナと 整流ダイオードを組み合わせたレクテナの回路構成をしており、半導体の PN 接合を利 用して発電する太陽電池とは原理が異なる[27]。

このように、近年では環境にあるエネルギだけではなく、材料の発見や化学反応、変 換手法、さらには、製造技術の高度化を元に、従来達成できなかった発電を微小ながら も実現できるようになってきた。

図 1-6 は、低電力やモバイル機器に使用される代表的な無線通信規格における通信距離とデータレートの関係を示す。IoT デバイス向けには、画像や動画、音声を常時リアルタイムで送信する高データレートの規格よりは、間欠動作やイベント通知など、データレートが低い規格が使用される。

低電力な通信規格として、2004 年には ZigBee が IEEE802.15.4 として策定され、 2006年にWibreeという名前で開発されていた Bluetooth 4.0 (Bluetooth Low Energy、 以下 BLE)は、2010年7月に策定された。2012年には機器間無線通信規格「EnOcean」 が、国際標準規格 ISO/IEC14543-3-10として採択された。最近では、低消費電力で広 範囲をカバーできる Low Power Wide Area(LPWA)ネットワークの技術として、フラン スのシグフォックス社が仕様策定する Sigfox や LoRa Alliance[28]が策定検討している LoRaWAN 等、低データレートで低電力無線規格の仕様策定も検討されている。無線通 信規格の低電力化が進み、ZigBee や BLE の瞬時的に消費する約 10mW の平均消費電 力は EnOcean の 1mW、更に LPWA の登場によって 1mW 以下になろうとしている。

このような通信規格の低電力化と並行して、トランジスタやセンサの微細化と低電力 化、及び回路設計やセンシング制御の技術が進歩し、センシングしたデータを無線で送 信する一連の動作の平均消費電力も徐々に下がってきた。

一方、ハーベスタの発電量は、図 1-7 の光発電素子のロードマップ[29]に示すように 材料や製造方法などの開発改良により、年を重ねるごとに発電効率が向上してきた。 ZigBee や BLE の元となる Wibree 規格が議論される 2006~2008 年頃になると、ハー



図 1-6:無線通信規格における通信距離とデータレートの関係



図 1-7:無線通信規格や無線モジュールの低消費電力化の推移[29]

ベスタの発電電力と無線やセンサの消費電力の関係が逆転しはじめ、電池を使用せず とも無線センサが駆動できるようになってきた。また、2011年にはスマートフォンが Bluetooth 4.0に対応するようになり、BLEの電波を世界中の人が手軽で簡単に受信で きるようになった。

1.3 IoT デバイスにおける技術トレンド

このようなデバイスの性能向上、通信規格の低消費電力化、半導体テクノロジの進歩 があり、ここ近年でハーベスタによるバッテリフリーの IoT デバイスが注目されるよう になってきた。この背景を 1.1 節で述べた「技術を融合することで新たな付加価値を創 造する」に当てはめるならば、「ハーベスタのデバイス開発技術と低電力電源回路設計 技術を融合することで、無線センサノードの電源の概念、交換の行為自体を除外する」 と言えるだろう。

この技術トレンドは、図 1-8 に示すポータブルデバイスの変遷からも予測できる。 1990 年代は W 級の携帯電話、あるいは機能も単純なものであったが、半導体プロセス 技術の進化や 1 チップ集積化、小型低電力化により、圧倒的に性能が向上し、mW 級 の電力でスマートフォンが動作できるようになった。また、コイン電池 1 つで無線送信 できるセンシングデバイスも登場し、ハーベスタの発電能力も向上してきている。この 変遷から、2020 年代には無線センサノードから電源の概念が無くなる世界になるので はないかと推測できる。すなわち、ハーベスタや無線電波などを用いて電源を自給自足 するセンサノードが当たり前になっているのではないかと考えられる。この場合、キー となる技術は、µW、nW 級の消費電力で無線センサノード全体の電力を生成、管理す る低電力電源回路技術である。



図 1-8:ポータブルデバイスの変遷と今後必要とされる技術

また、小型低電力で性能の良いチップが量産されている昨今、半導体プロセス技術の さらなる微細化や機能統合に対するモチベーションは飽和してきている。つまり、高機 能化や高速化を実現する技術トレンドが続くのではなく、これらの半導体デバイスを組 み合わせる、あるいはビッグデータをうまく利用して学習させる等、サービスオリエン テッドな考え方に変わってきている。従って、高性能なデバイスのみを提供するのでは なく、キーとなる低電力電源設計技術をしっかり押さえ、既存の高性能な半導体デバイ スを駆使して、サービスや価値を提供することが IoT における技術トレンドであると考 える。

1.4 従来技術とは異なる電源回路技術の必要性

図 1-9 は、表 1-2 に記載したハーベスタの発電電力と、BLE 等の無線規格や一般的 なセンサ、及び、代表的なスマートフォン[30]の消費電力を比較してプロットした図で ある。図に示すように、ハーベスタによる発電電力は非常に小さく、スマートフォンを 常時動作させる能力はまだない。この小さなハーベスタの電力を上手に取り扱った成功 例として、ドイツの EnOcean 社によるワイヤレススイッチが知られている[31]。コイ ルと磁石を用いて僅か 2N の押した力で 100µJ の電力を電磁誘導によって生成し、独 自の低電力無線通信規格に基づき、オフィスの天井照明光の照明を個別に ON/OFF す ることが可能な信号を生成する。スイッチを各照明光に後付で挿入でき、省エネ化と導 入コストの削減に役立っている。

大きなハーベスタを用いた事例[32]としては、14 個の太陽電池をシマウマの首に取り 付けて GPS で位置情報を取得する取り組みや[33]、靴にピエゾ素子を接続し、動作す る毎に ID を送信するアクティブ RFID を実現した取り組みが紹介されている[34]。そ の他にも風力で約 16cm あるブレードを回転させて風速 8m/s の風で約 50mW の電力を 生成する報告[35]や、小型のコイルと磁石が、固定子、回転子として交差することで風 速 8m/sec の風で約 1mW の電力を生成する報告[36]がある。しかし、これらの発電に は静穏環境下(0.3m/sec 未満)の風速が必要になる上、無線センサノードを動作させるに は、ブレードやコイルの大きさが巨大になってしまう。

ZigBee、BLE 等の低電力無線の送信電力とセンシングに要する電力の合計は概ね 1mW 程度であるので、例えば、光発電の場合は常時光がある室内天井灯、振動発電の 場合は常時振動するモータやエンジン等、常時存在している環境エネルギから電力を



図 1-9:ハーベスタの発電電力とスマートフォン等の消費電力の比較

ハーベストする場合に 1mW の発電はカバーできる。また、給電を意識する必要はある が電磁誘導も同じ電力オーダに該当する。以上のことから、センシングした情報を定期 的かつ間欠的に低電力無線規格で送信する用途、即ち、インフラや機械等にハーベスタ と無線通信機器、センサを取り付け、その場の環境データを「見える化」する用途に用 いられているのが現状である[37]。

ハーベスタは電池交換不要化を可能にする一方、その取り扱いは非常に難しい。光が 安定して得られない(陰、消灯、光が途切れる)、断続的に振動する等、環境エネルギは 一定ではなく時間や場所によって発電条件が異なり、入力電圧が変動するからである。 このため、ハーベスタとセンシング端末を単純に接続しただけでは、デバイスは安定動 作できない。ハーベスタを使用する際には、発電が不安定な環境下においても、それを カバーして安定的に電力供給するための電力制御技術が必要である。

図 1-10 は電池駆動の携帯機器とハーベスタ利用の場合の電源技術の差異をまとめた 図である。電池利用の携帯機器は一次電池や二次電池から電源が与えられるため、受け 取った電力をもとに、クロック源やバイアス源を生成し、チャージポンプや DC-DC コ ンバータ等の電源回路を動作させることができる。このため負荷として接続されるカメ ラやマイコン、センサの仕様に合わせた、適切な電圧、電流が供給できる。また、電源 回路のスリープ電流やパワーダウン時のいわゆる静止電流も、二次電池の供給電力に対



(a) 電池駆動の携帯機器の場合

(b) ハーベスタ技術活用の場合

図 1-10: 電源技術の差異(電池駆動の携帯機器とハーベスタ利用の場合の比較)

して無視できるレベルであれば、問題にならない。すなわち、与えられた電力を有効利 用する発想での回路設計がなされている。

ここで、電池駆動の携帯機器等、一般的な電子機器に用いられている DC-DC コンバ ータの分類、特徴について表 1-3 を用いて説明する。DC-DC コンバータには、出力電 圧を安定化させるためにフィードバック制御回路を要するレギュレータ機能を持つも のと、その機能を持たないコンバータに分類される。レギュレータには、入力と出力の 電圧が線形の関係にあるリニアレギュレータと、スイッチでエネルギ伝搬を制御するス イッチングレギュレータがある。レギュレーション機能のない DC-DC コンバータとし てはチャージポンプが知られている。

リニアレギュレータに分類される Low Drop Out (LDO)の回路図を図 1-11(a)に示す。 パストランジスタ MPP を可変抵抗として用い、その調整は出力電圧 Vo の分圧電圧と VREFを比較して行う。出力電圧は Vo=(1+R1/R2)× VREF で求められる。構成は簡単であ り、安定性もアンプの設計で補償できるが、降圧専用であり、可変抵抗が常に電力消費 するため効率が悪いという特徴がある。また、動作の大前提として、電源とバイアス電 圧の供給が必要である。

スイッチングレギュレータのうち、インダクタを用いた昇圧コンバータの回路を図 1-11(b)に示す。トランジスタ M_Pと M_Nのスイッチングの Duty を制御して、インダク タに蓄えられたエネルギの供給度合を調整し電圧変換を行う方式である。V_{RMP} で供給

| 八粘 | リニアレギュレータ | スイッチング | チャージポンプ | |
|-----------|------------|--------------|------------|--|
| 万短 | LDO | レギュレータ | | |
| | パストランジスタを可 | インダクタやトランスに蓄 | キャパシタとスイッ | |
| 原理 | 変抵抗として用いて | えたエネルギの伝搬をスイ | チで電荷を遷移・重畳 | |
| | DC 電圧を降圧 | ッチと制御ループで調整 | させて昇圧 | |
| 変換効率 | △ 可変抵抗ロス大 | ○ 高効率 | ○ 高効率 | |
| 出力電流 | ○ 大電流まで可 | ○ 大電流まで可 | △ キャパシタ供給 | |
| 電圧調整 | ○ 細かく調整可 | ○ 細かく調整可 | △ 離散的 | |
| 安定性 | ○ アンプ設計で補償 | △ 制御ループの安定性 | ○ 安定 | |
| | ・電源有が前提 | ・スイッチの配置で昇圧や | ・入出力電圧の関係は | |
| H-1- 2014 | ・降圧専用 | 降圧に変更可、制御は複雑 | 容量比で決まる | |
| 村似 | ・バイアス生成が必要 | ・エネルギ伝搬のための | ・遷移のためのクロッ | |
| | | クロックが必要 | クが必要 | |

表 1-3: DC-DC コンバータの分類と特徴









(d) Dicksonチャージポンプ[38]

図 1-11: 従来の DC-DC コンバータの回路図

されるランプ波形の周期を T_{NN} が ON する時間(=M_P が OFF する時間)を T_{ON} とおく と、スイッチングの Duty は、 $D = T_{ON} / T$ と定義できる。スイッチングにより、イン ダクタ Lの両端には、 T_{ON} の期間に V_{IN} の電位差、 $T - T_{ON}$ の期間に $V_{N} - V_{O}$ の電位差 が与えられるため、インダクタのロスが無いとした場合、以下の関係式が成り立つ。

 $T_{\rm ON} \cdot V_{\rm IN} + (T - T_{\rm ON}) \cdot (V_{\rm IN} - V_{\rm O}) = 0$ (1)

これを変換して、

$$\frac{V_{\rm O}}{V_{\rm IN}} = \frac{T}{T - T_{\rm ON}} = \frac{1}{1 - D}$$
 (2)

を得る。すなわち、スイッチングの Duty により、出力電圧が決定できることがわかる。

スイッチングレギュレータは、インダクタを用いて低損失でエネルギを供給するため 変換効率は良いが、制御ループ含めた安定性の設計が複雑になる。DC-DC コンバータ として動作するためには、スイッチを動作させるランプ信号(あるいはクロック源)やバ イアス電圧が必要である。

レギュレーション機能を持たない昇圧回路として知られているチャージポンプは、図 1・11(c)に示すように、キャパシタとスイッチを用いて蓄えた電荷をバケツリレーのよう に段数を重ねて遷移・重畳させることで昇圧する(図1・11(c)の場合 Vo=2Vn)。図1・11(d) は、クロック源を直接キャパシタの一端に接続して N段接続した Dickson チャージポ ンプである[38]。出力電圧は、トランジスタのしきい値を Vrn とした場合、Vo= N・(Vn -Vrn)で表される。簡単な構成で昇圧回路が実現できるが、出力電圧は入力電圧の容量比 倍(離散値)で決定され、出力電圧をモニタしてフィードバックする制御もないため、入 力電圧が変動すれば出力電圧も容量比倍で変動し、安定電圧の供給(電圧調整)が難しい。 また、負荷回路への供給源がキャパシタであるため、瞬時的に大きな電流が供給できな いというデメリットがある。さらに、動作には必ずクロック源が必要となる。

図 1-12(a)は、図 1-11(d)の Dickson チャージポンプのしきい値ドロップの課題を解決 した従来技術である[39]。反転したクロックを相補で用いて多段化し、各トランジスタ 間のノードの電位差を VIN に保ち耐圧を保護している。また、図 1-12(b)は、さらに Body-bias の供給もクロックに連動させて制御することで電荷遷移の性能を高めたチ ャージポンプである[40]。0.13µm CMOS で試作したテストチップの最大変換効率は、 72.5%(@ VIN=0.45V)を示した。

回路の工夫により性能向上は見られるが、これら従来のチャージポンプの最大のネックはクロック源が必要になることである。図 1-11(d)、図 1-12 に示したいずれの回路も



図 1-12: 改良された従来のチャージポンプの回路図[39-40]

外部からのクロック供給が必要となる構成であり、ハーベスタを活用する場合(図 1-10(b))にはそのまま使用できない。一方、Cold-Start 回路をトリガにして内蔵のリン グオシレータや VCO でクロック生成し、チャージポンプを動作させる昇圧コンバータ も発表されている[41-44]が、このクロック源を動作させるには、最低約 300mV の電源 電圧が必要である。クロック源をさらに低い電圧で動作させるには、しきい値の低い、 あるいはしきい値ゼロのトランジスタを用いて構成する場合が多いため、通常はパワー ダウンできず、常時動作するクロック源の消費電力をハーベスタで賄うことができない。

従って、図 1-10(b)で示したハーベスタ利用で電源自体をゼロから自己生成する場合 は、そもそも電源がなく、クロック源もバイアス源も無いため、スイッチング昇圧レギ ュレータやチャージポンプを理論通りに動作させることができない。さらに、ハーベス タの発電電力は小さく、環境により入力の電圧は容易に、かつ、ダイナミックに変動す る。このため、電圧変動の範囲が既知である電池駆動の携帯機器とは異なる設計論が必 要であり、ゼロから電源生成を行い起動や安定動作に繋げるための Cold-Start 回路技 術の開発が重要、かつ研究対象となる。

図 1-13(a)は、電池駆動の携帯機器における供給電力と消費電力の関係を示した図で ある。AC ケーブルや USB コネクタからの電力を用いる場合、あるいは、蓄えられた





⁽c) 起動や待機の消費大による電力不足で送信動作できない場合

二次電池や一次電池の電力を使用する場合、常時供給電力>瞬時消費電力の関係が成り 立っている。すなわち、センシングや無線送信等の動作は、瞬間的にも供給電力を超え ないように設計されている。この時、USBコネクタ(5V)、リチウムイオン二次電池(4V)、 無線通信モジュール(3V)の電圧変換や過充放電監視等の重要なインタフェイスの役割 を担っているのが、電力管理 IC である。

一方、ハーベスタ活用の場合は、供給電力がµWオーダで微小であるため、瞬時的 に mW の電力を要する無線送信を駆動させるには、電力を少しずつ蓄えて、それが十 分であることを確認した後に一気に使用する間欠動作、及び、その動作を制御するため のマネジメントが必要になる。間欠動作時は、図 1-13(b)の電力プロファイルが示すよ うに、常時供給電力<瞬時消費電力となる時間帯が存在する。仮に、電力制御回路の消 費電力が大きい場合、図 1-13(c)に示すように電力不足に陥り、間欠送信が不可能にな る。電源変動や電力バジェットの監視制御、蓄電素子への充放電、素子の保護、間欠セ ンシング・無線送信の全てを、ハーベスタの小さな電力でマネジメントすることが要求 される。

図 1-13: 電池駆動の携帯機器とハーベスタ利用時の電力プロファイル

1.5 本研究における課題

IoTシステムの適用範囲は、インフラ監視、農業、物流、見守りなどの屋外の広範囲 な現場から、工場の作業効率化、オフィスの空調管理、店舗サービス、家電制御、館内 案内など屋内に至るまで様々である。このため、取り扱うセンサや無線仕様、データ取 得条件や筐体の大きさは各現場によって異なり、それに伴い設置する IoT デバイスの消 費電力も異なる。また、新たなケーブル敷設などの大工事を行うことなく、既設備を最 大限に利用し、後付けで簡単に設置できることも要求される。電池を用いた設計は容易 であるが、膨大な電池交換作業がシステム運用の大きな課題になる。ハーベスタを利用 すれば、その電池交換は不要になり、システムのメンテナンスコストは下げられるが、 その一方で、ハーベスタの発電電力は現場の環境によって変動する。つまり、この電源 確保や電源設計のやり方が、IoT デバイスの適用範囲を決めていると言える。すなわち、 IoT デバイス設計における課題の本質は、「多くの IoT 導入現場で使用できるデバイス 電源設計」である。

この解決には、汎用的な設計手法の構築が求められる。解決手段の1つとして、例え

| 項目 | 電池駆動の携帯機器 | ハーベスタ利用 | 技術課題 |
|----------------|---|---|--|
| 電源 | 一次・二次電池から与えられる電源を有効利用 | 電源はゼロから 自己生成 | Cold-Start 回路の設計技術 ⇒クロック等が無い電源ゼロの状態から昇圧・蓄電し電力 生成する回路設計技術 |
| 電力 関係 役割 | 常時供給電力 >瞬時消費電力 電圧変換のインタフ | 常時供給電力 <瞬時消費電力 待機、動作、起動 | ② 低消費電力化 ・起動や間欠動作の電力制御 技術 |
| 待機時 | ェイス 二次電池に対して無 視できる電力 | を制御する司令塔生成電力に対して無視できる電力 | ・待機時電力 n₩~数 μ₩ の 低電力設計技術 |
| 環境 変動 | 供給電力はほぼ 変動なし | 発電電力が変動 | 3 環境変動に対応可能な 設計技術 |
| サイズ | 電池サイズに依存 | ハーベスタ依存 | ④ 小型・低コスト化 |
| 設計 手法 | 専用用途向けに 限定した設計 | 様々な現場の環境 に適応できる設計 | ⑤ 汎用設計への対応 |

表 1-4:ハーベスタを利用した IoT デバイスにおける電源技術の課題

ば、現場の発電状況や用途に合わせて変更が必要な電力管理・電力制御部を、チップ外 部でカスタマイズすることが挙げられる。この場合、1チップ化する設計工数や開発コ ストが不要になり、IoTの現場の要求に素早く応えることができる。

また、IoTデバイスにとっては、物理的なサイズも重要なファクタである。ハーベス タを大きくすれば、発電電力は得られるが、大きさが取り付け場所を限定してしまう。 目立たず様々な場所に設置するには軽くて薄く小型なデバイスが求められる。

以上で述べたハーベスタを利用した IoT デバイスにおける電源技術の課題を、前節で 述べた電池駆動の携帯機器とは異なる設計技術と共に表 1-4 にまとめる。技術的課題は ①Cold-Start 回路の設計技術、②低消費電力化、③環境変動への対応、④小型・低コス ト化、⑤汎用設計への対応の5つである。

1.6 本研究の目的

本研究では、IoT デバイス設計において課題の本質である、「多くの IoT 導入現場で 使用できるデバイス電源設計」技術を確立することを目的とする。より具体的には、IoT デバイスの設計条件を決める電源について、ハーベスタを最大限に活用した小型・低電 力で動作する電源回路設計技術、電力制御技術に関して研究を行う。前節で述べた5つ の課題を解決する技術は、使用電圧範囲が決められている従来の電池駆動の電源技術と は異なり、環境変動や屋内外を問わず様々な IoT の現場で使用できる技術でなければな らない。

図 1-14 は、本研究における課題解決のアプローチである。高周波設計や寄生容量低 減が必要な場合、すなわち、チップ内部に手を入れなければ性能が出ない場合は1チッ プ化を進め、適用用途に応じて設置現場ごとに変更が必要な電力制御部はディスクリー ト部品でカスタマイズするアプローチで研究開発を進める。

図 1-15 は、本研究のカバー領域である。デバイスに入力される信号には、図 1-15 に 示すようにワイヤレス給電や振動・電波発電の AC 信号、光発電や温度差発電の DC 信 号の大きく 2 種類ある。一般的な無線 IC や電源 IC 等のデバイスは DC 電源で動作す るため、発電によって得られた AC 信号を取り扱うには、一度 AC 信号を DC 信号に変 換する必要がある。このため、AC 信号を効率よく DC 信号に変換する技術、例えば整 流器のような AC-DC 変換回路の設計がキーテクノロジになる。振動発電は、比較的大 きな電圧生成(2V 以上[45])が可能な反面、電波発電は基地局やゲートウェイ等から離れ るにつれて信号が減衰するため、図 1-9 に示すように得られる信号は振動発電の 3~4



図 1-14:本研究における課題解決のアプローチ



図 1-15:本研究のカバー領域

桁小さい。電波発電に対応するためにはアンテナ設計等の回路設計とは別の技術も必要 になるため、本研究では対象外としている。

光発電素子の1セルはダイオードでモデル化でき[46]、発電電圧は概ね0.6~0.8Vで あるため、複数直列に接続すれば3~4VのDC電圧を容易に得ることができる。一方、 光発電1セルを単独で用いる場合や、温度差発電(1℃の温度差で25mV/K[47]を出力) を用いる場合は、ICが動作する電圧(デジタル回路は1~2V、アナログ回路は1~3V、 二次電池充電は4.2V)への昇圧が必要になる。さらに、3章でも詳しく述べるが、季節 や時間帯、設置する環境によっては、発電電圧が数十 mV~数 V にも変動する場合があるため、DC-DC コンバータには、広い入力電圧範囲に対応する設計技術が重要になる。

従って、電波発電以外の全てのハーベスタをカバーするために、本研究では以下の3 つの要素技術について開発を行う。

- (1) AC-DC 変換回路としてのキーテクノロジである整流器設計技術
- (2) 数十 mV~数 V まで広範囲な入力電圧に対応する DC-DC コンバータ設計技術
- (3) (1)(2)の技術を活用して得られたハーベスタからの DC 電力を元に、無線やセン サをそれよりも小さな消費電力で動作させる電力制御技術

上述の 3 つの技術開発により、例えば(1)の整流器を(2)の DC-DC コンバータの前段 に挿入することで、光や熱からの DC 信号だけでなく、振動発電や AC 信号による給電 も可能になる。更に、(3)の電力制御技術により IoT デバイスとしてハーベスタを有効 的かつ実用的に活用できるようになる。図 1-9 に示したハーベスタのほぼ全ての領域、 即ち IoT デバイスとしての適用範囲を広くカバーすることが可能になる。

1.7 本論文の構成と概要

本論文では、前節で述べた目的に関する研究内容について以下の章構成でまとめる。 より具体的には、前節で記載の(1)~(3)の3つの技術について、表1-4に提示した5つ の技術課題を解決するための手段について各章で論述する。

第1章 序論

第2章 無線(RFID)を用いた AC-DC 変換器(整流器)の開発と低電力回路設計技術

第3章 低電圧かつ広範囲な入力電圧に対応する DC-DC コンバータ設計技術

第4章 バッテリフリーで安定動作を可能にする電力制御技術

第5章 結論

第2章では、AC-DC変換器設計に必要な技術を挙げた後、無線(RFID)を用いて電源 生成する AC-DC変換器(全波整流器)について言及する。特に、高周波(UHF帯:953MH) における AC 信号ロスを低減するための手法や効率を高める回路構成について述べる。 その後、信号ロスを低減する手法を別の AC-DC 変換器(パワーディテクタ)に適用した 事例についてまとめる。また、本章では、低電力回路設計技術として、RFID タグ IC の構成要素であるデモジュレータ回路の設計技術、及び、不揮発性メモリ FeRAM の読 み書きに要する電力制御についても実測結果と共に述べる。

第3章では、低電圧かつ広範囲な入力に対応する DC-DC コンバータ設計技術と題し、 低電圧から高電圧まで広範囲な DC 入力電圧に対応可能な DC-DC コンバータの設計技 術について述べる。特に、汎用の昇圧電源 IC に外付けの Cold-Start 回路を挿入し、起 動をアシストすることで、汎用 IC の性能をエンハンスさせる設計手法について述べる。

第4章では、ハーベスタを用いてバッテリフリーで安定動作を可能にするための電力 制御技術について述べる。特に、光発電素子を用いて負荷回路を安定起動させるための、 電力制御技術について言及する。一般的に用いられる電源 IC(PMIC)を使用せず、光発 電素子の電力をダイレクトに取り扱う新たな Cold-Start 回路により、小型・低コスト 化を実現した事例についてまとめる。また、本章では、電力制御を行うために必要な電 圧監視用の比較器について、その貫通電流を削減する回路設計技術、不安定性を改善す る回路設計技術についても述べる。

各章の末尾では、表 1-4 に提示した 5 つの技術課題に対して取り組んだ解決手段、提 案手法について総評してまとめる。

図 1-16 は、本論文の章構成である。第5章では、本論文の結論、及び、将来の展望 について述べる。



図 1-16:本論文の章構成

第2章 無線(RFID)を用いた AC-DC 変 換器(整流器)の開発と低電力 回路設計技術

2.1 RF タグの種類とシステム構成

RFID とは、Radio Frequency Identification の略であり、RF タグと呼ばれる IC タ グ、電子タグ、非接触タグに設定した ID、あるいは、RF タグに蓄積した情報を、無線 技術により非接触に読み取り機(以下、リーダ・ライタ)に伝送・授受するシステムの総 称である。現在でも交通系 IC カードでの運賃支払いや電子マネーでの物品購入・決済 に RFID が使用されている。

RFID システムに使用される RF タグには、その用途によって様々な種類がある。表 2-1 は、RF タグの分類を示した表である。まず、電源方式は、RF タグに電池を内蔵し た能動型(アクティブタグ)と外部の信号から電源を生成する受動型(パッシブタグ)の大 きく2種類に分類される。アクティブ型は電池を搭載しており、センサ等と共に用いら れる場合が多い。センシングデータを蓄積し、リーダ・ライタを翳した時に全てのデー タを読み取る。一方、パッシブ型は、伝送媒体方式である電磁誘導方式や電波通信方式 によって得た電磁界や電波から、電源を自分自身で生成するタグである。受信しながら 電源生成を行い、かつ、送受を制御するため RF タグの構成は複雑になる。本章では、

| 項目 | 分類 | 詳細 |
|-------------|------------------------|----------------------|
| 豪海十十 | 能動型(アクティブ型) | 電池内蔵 |
| 电你刀式 | 受動型(パッシブ型) | 外部から供給 |
| 后送摊休士士 | 電磁誘導方式 | 誘導電磁界 |
| 位达殊仲力式 | 電波通信方式 | 放射電磁界 |
| | Read Only 型 | 読み取り専用 |
| アクセス方式 | Write Once Read Many 型 | 単一書込/読み取り専用 |
| | Read Write 型 | 読み書き可能型 |
| | 密接型 | $0 \sim 数 mm$ |
| 通信可能距離 | 近接型 | 数 mm \sim 数十 mm |
| | 遠隔型 | 数十 mm \sim 数 m |
| | 存在検知型 | 1 byte |
| 記憶情報量 | 情報識別型 | $\sim~16~{ m bytes}$ |
| | 分散データベース型 | 512 kbytes |
| 玉 市 | ボタン型 | 12 mm 	 程度 |
| 月夕1入 | カード型 | 85×54×数 mm |

表 2-1: RF タグの分類

このパッシブ型 RF タグの電源回路設計技術について詳細に述べる。

アクセス方式には、書き込むことができない読み出し専用の Read Only 型、一度だ け書き込みが許される Write Once Read Many 型、また現在の Suica に見られる読み 書き可能型がある。通信可能距離は、密接型の数 mm から遠隔型の数 m まで様々であ り、用いる伝送媒体や取り扱う周波数、リーダ・ライタの送信電力等の条件によって異 なる。また、記憶情報量も、単一 ID を送信する場合と、メモリを設けて履歴情報やセ ンシングデータを蓄える場合で異なる。

図 2-1 は、RFID システムの構成要素であり、RF タグとして表 2-1 に示した分類の うち代表的な以下の 3 つの例を示している。

・パッシブ型、電磁誘導方式、Read Write型、近接型、カード型

- ・アクティブ型、電波通信方式、Read Only 型、遠隔型
- ・パッシブ型、電波通信方式、Read Write 型、遠隔型



図 2-1: RFID システムの基本構成

リーダ・ライタは、通信に必要な情報の授受を行う RF モデム、制御回路、アンテナ で構成され、受信した情報はサーバ等のバックエンドシステムにおいて管理集約される。 電磁誘導を用いた IC カードやパッシブ型の RF タグには送受信を行うタイプが多いが、 アクティブ型は RF タグから ID やセンシング等のデータを一方的に送るため、リーダ としては、コスト的に安価な読み取りのみのタイプが採用される場合が多い。

RF タグとは別に、バーコードもリーダ・ライタを用いてデータを読み取る方式とし て知られている。図 2-2 は、RF タグとバーコードの比較をまとめた表である。1 次元 バーコードは、データ容量が小さく、汚れ(線がつぶれると認識不可能)や水に弱く、さ らにリーダを一方向に翳さなければ認識できない反面、印刷で対応でき価格は1円以下 と非常に安い。

| 特性 | 1次元バーコード | 2次元シンボル | RFタグ (電磁誘導方式) | RFタグ (電波通信方式) |
|----------------|-----------------|---------------------------------|-----------------------------|-----------------------------|
| 容量 | 3-20 bytes | 1Kbytes | 2Kbytesまで 可変 | 2Kbytesまで 可変 |
| 耐環境性 | 汚れ・水に弱い | 汚れ・水に弱いが エラー検知・補正は ある程度可能 | 被覆可能 耐水•耐油性高 | 被覆可能 耐水•耐油性高 |
| 指向性 | 高 一方向読み取り | 高 360度読み取り | 無 360度読み取り | 有 |
| 通信距離 | 数10cm | 数10cm | 50-70cm | > 2m |
| 書き換え | × | × | 0 | 0 |
| ID/複数同 時個認識 | × | × | 0 | 0 |
| 価格 | 1円レベル (印刷対応) | 1円レベル (印刷対応) | 現状100円 以下(数量・ 加工等による) | 現状100円 以下(数量・ 加工等による) |

図 2-2: RF タグとバーコードの比較

2次元シンボルは、同様に価格が安い上、データ容量も Kbytes オーダであるが、印 刷であるため汚れには弱い。ただし、1次元バーコードよりは補正、エラー検知がある 程度可能であり、読み取りの精度はかなり高くなる。

一方 RF タグは、IC チップを内蔵しているため価格はバーコードに比べ高くなり 100 円以下であるが、データ容量が大きい上、通信距離も長い。更には、情報の書き換えや 複数個の同時認識も可能である。表面上に露出させる必要もないため、環境に依存しな い被覆加工なども可能になる。

このように、RF タグはバーコードよりも高価であるため、ユーザ利用時のメリット が増加するよう、データ書き換えや複数個同時認識等の特徴ある機能を有することが求 められる。また、RF タグの小型化や、低コスト化はソリューションとしての価値を高 めるため、バッテリを必要としないパッシブ型のRF タグの開発が盛んに行われてきた。

パッシブ RF タグに用いられるキャリア周波数は、国際標準規格(ISO/ICE 18000)に て規定されている通り、135kHz、13.56MHz、860-960MHz、2.45GHz である[48]。



図 2-3:電磁誘導方式と電波通信方式

一方、伝送方式には図 2-3 に示すように、リーダ・ライタと RF タグの間に発生する 磁界を利用した電磁誘導(磁気的結合)と、ダイレクトに電磁波を送信する電波通信(電気 的結合)の 2 種類がある。電磁誘導の場合、リーダ・ライタの一次側コイルにかかる電 圧が一定の場合、高周波になるにつれてインピーダンスが増加し流れる電流が減少する ため、生成される磁場が弱くなる。このため、磁場を発生させやすい 135kHz、13.56MHz の低周波帯が電磁誘導に用いられている。また、磁界のパワーは通信距離の 6 乗で減衰 することが知られており、RF タグの消費電力が例えば 40~50µW の場合、アンテナ直 径 20cm のかなり大きな RF タグを用いた場合であっても、70cm の通信距離が限界で ある[49]。

一方、電波通信方式では、自由空間で等方性アンテナから電力を放射した場合、受信 側で受け取る電力は電波波長の二乗(λ²)に比例する[50]。従って、理想的には波長の長 い低周波数帯であるほど受信できる電力は大きくなる。ただし、低周波帯はアンテナの サイズが大きくなるため、電力と大きさを考えたデバイス設計が必要になる。

RF タグとリーダ・ライタの通信において、上述のキャリア周波数の他に、変調方式 や転送レート、及び、命令コマンドが ISO/IEC の国際標準として、例えば 860-960MHz の UHF 帯においては[51]に明確に規定されている。表 2-2 は RF タグの通信規格 ISO/IEC18000 について、伝送方式、公称通信距離、通信速度、変調方式をまとめた一 覧表である。

| 周波数帯 | 130- 135kHz | 13.56MHz | | 433MHz | 860-960 MHz[51] | 2.45GHz | |
|---------------------------|----------------------|-----------------------------|------------------------------------|---------|---------------------------------|-----------|-------------|
| 伝送方式 | 電磁誘導 | 電磁 | 誘導 | 電波通信 | 電波通信 | 電波通信 | |
| Passive/ Active | Passive | Passive | Passive | Active | Passive | Active | Passive |
| ISO/IEC 規格 | 18000-2 | 15693 (18000-3 mode1) | 18000-3 (18000-3 mode2) | 18000-7 | 18000-6 | 180 | 000-4 |
| 法制化 | 1950年 | 1998年 | 1998年 | 2006年 | 2005年 | 198 | 86年 |
| 通信距離 (公称値) | 10cm~ 1m | 50cm~ 70cm | 50cm 以下 | 2m以上 | 2m以上 | 10m 以上 | 2m 以上 |
| 通信速度 (RW⇒ タグ) [bps] | 5.2k | 26.48k | 423.75k | 27.7k | 10k~ 40k | 384k | 20k~ 40k |
| 通信速度 (タグ⇒ RW) [bps] | 3.9k | 26.48k | 847.5k | 27.7k | 40k | 384k | 20k~ 40k |
| 変調方式 (RW⇒ タグ) | OOK ASK (100%) | ASK (10%) | Phase Jitter Modula- tion | FSK | ASK (30%) ASK (11/99%) | GMSK | ООК |
| 変調方式 (タグ⇒ RW) | Manches ter / FSK | Manches ter / FSK | BPSK | FSK | ASK (FM0) | BPSK | ООК |

表 2-2: ISO/IEC18000 通信規格一覧[51]

ISO:国際標準化機構 (International Organization for Standardization) IEC:国際電気標準会議 (International Electro-technical Commission)

電磁誘導方式は、通信距離 1m を維持していた 130kHz 帯から、距離は 50cm に低下 するが小型アンテナにより低コスト化が可能な 13.56MHz 帯が使用できるように法制 化された。通信速度も従来の数 kbps から 26.48bps と高速化し複数個同時認識がタグ IC 内部のロジック回路で可能になった。

また、電波通信方式も長距離で小型化が可能な 2.45GHz 帯だけではなく、長距離を 維持しつつ水分の影響が小さい UHF 帯(900MHz 帯)が使用できるように電波法が改正 された。

表 2-3 は、RFID 技術を用いた身近な事例である。現在、日常的に使用されている事 例として、交通系 IC カードの Suica や ICOCA での自動精算や Edy によるコンビニ決 済、学生カードや従業員カードでの入退室開錠、出勤打刻が挙げられる。

| 分野 | 目的 |
|-----------------|----------------------------|
| インフラ関係、工場、建屋内管理 | 工程管理、入退室開錠、打刻 |
| | (従業員カード、学生カード) |
| アパレル業、輸送業、自動車業 | 棚卸管理、検品、補充管理、部品管理、 |
| | 航空バッグ管理、イモビライザ |
| 電子決済、交通系 IC カード | 支払・決済 (Suica、ICOCA、Eddy 等) |
| レンタル業・図書館 | 貸出管理、盗難防止 |
| 飲食業界 | レジ無人化、効率化、在庫管理 |
| 医療 | 薬品管理・患者認証 |
| イベント業 | 入場チケット |
| 畜産家畜業 | 固有識別 |

表 2-3: RFID 導入事例 ([52]の情報を元に作成)



図 2-4: RFID 市場の世界規模の実績と予測

RFID は、アンテナを含め小型のカードサイズで実現できるポータブル性、及び、回転寿司店等でのお皿を重ねたまま枚数を同時認識する RFID 特有の利便性が、人の作業や工場管理の高効率化という付加価値をもたらし、市場も拡大してきた。図 2-4 に示すように RFID の市場規模は今後も増加傾向にある[53]。

近年の研究では、センサと共に室内の独居老人の方の生活をモニタリングする RFID システム[54]や RF タグとニューラルネットワークを駆使して Unified Theory of Acceptance and Use of Technology (UTAUT)と言われる行動予測や状態の見える化を ナースや患者に対して適用する研究[55]、さらには管理者への決定・判断を助長するための在庫供給予測や製造現場での予兆検知や[56]、IoTを用いたヘルスケアシステム向けのRFタグセキュリティ認証[57]等、単なる輸送や管理に留まらない研究開発が行われている。

また、自動車業の分野に対しても、車に搭載したリーダ・ライタがインフラに多数設置した RF タグの情報を読み取り、次に受信する RF タグの情報と併せて運動工学的に現在地を予測する研究にも用いられている[58-59]。

UHF帯の距離が数mの範囲まで受信できる利点を活かし、車以外の動くものに対し て位置検知をする研究開発も行われている。例えば、建屋内の床や工場の敷地にUHF 帯のRFタグを配置し、ロボット、カート、ドローンに設置したリーダ・ライタの位置 を把握する試みや、そのアルゴリズム開発の研究などが挙げられる[60-63]。

2.2 UHF 帯 RFID タグ IC

ID を発信する無線(RFID)をモノに取り付けて新たな IoT システムを構築する場合、 より小型で、かつ、長距離で通信できることが望ましい。UHF 帯の周波数を用いた RF タグは以下の特長がある。

- 電波通信方式であるため、電磁誘導方式(135kHz 帯、13.56MHz 帯)よりも小型

 で長距離伝送(2m 以上)が可能
- ▶ パッシブ型であるため(433MHz帯とは異なり)電池は不要
- 2.4GHz(WiFi、Bluetooth Low Energy、ZigBee)とは異なるため、他の IoT デバイスとの混信、干渉が発生しにくい、水分の影響も受けにくい

参考文献[60-63]で記してあるロボット、カート、ドローンに UHF 帯の RF タグが用 いられた理由も上記特長があるからと考える。

一方、RF タグ IC を用いる場合は低コスト化が重要であり大きな課題である。過去 には、バーコードの置き換えを狙い、IC チップを用いずパターン印刷だけで RF タグ を構成する研究開発が行われてきた。例えば、パッシブ型の Surface Acoustic Wave (SAW:表面弾性波)送受信器は、固有の基板上に描かれたパターンに一致するコマンド を受信した場合のみ応答することができる[64]。また、周波数に応じて応答特性の異な るアンテナを固体別に設計、あるいは、向きを変えることで、リーダ・ライタからの応 答を周波数で識別する IC チップ不要の方式も報告されている[65-66]。しかしながら、 多くの個別パターン描画や個別の周波数変更をすることには限界があり、現時点におい てもバーコード置き換えには至っていない。

IC チップを用いる方式では、極力低コストにするために、製品を識別するための最 低限のユニーク ID (Electronic Product Code: EPC)のみを IC に蓄え、その ID をキー としてネットワーク経由でデータベースにアクセスし、製品の属性確認や情報取得を行 う国際規格 EPCglobal[67]に対応する RF タグ IC が開発されてきた[68]。必要最低限 の ID、回路、機能のみを RF タグ IC に持たせる構成で低コスト化が実現可能になる。 さらには、実装手法の改善や小型化を追求した回路設計技術の開発も行われてきた。電 極配置を工夫してアセンブリコストを低減[69]、無線信号を AC 信号のままダイレクト に受信し整流器やクロック発生器を削除[70]、プロセス工程や製造手法の最適化により 小型の RF タグを実現した事例[71-72]が各々紹介されている。

このように IC チップの実装や回路技術は進展してきたが、IC チップを含む RF タグ はバーコードよりも高価である事実は変わらないため、利用ユーザにとって価値あるサ ービスを如何にして導き出し、提供するかが課題となる。

図 2-5 は、例えばモノの輸送時の通過・検品の履歴管理として、通信距離の長い UHF 帯 RF タグの長所を活かした新しいトレーサビリティサービス案である。リーダ・ライ タ内蔵のチェックゲートを 8m 離して配置し、UHF 帯 RF タグ付きの輸送物を積んだ トラックがゲート間を通過すると、どちらか一方のリーダ・ライタで ID が読み取られ 検品されると共に、ゲートを通過した時間等の履歴が RF タグに瞬時に書き込まれる。 印刷バーコードではトラックを停止させて荷台からモノを出し、バーコードリーダを翳 して 1 つずつ検品を行う必要があるのに対し、RF タグを用いた場合は、高速な応答や 複数同時読み取りができるため、トラックを走らせたまま通過するだけでよい。検品の スピードだけではなく、RF タグにも履歴情報を追記することにより、手作業のバーコ ードに比べ輸送品質は圧倒的に高められる。

また、温度センサも一緒に搭載し、ゲートを通過する度に時刻とセンシングデータを 保持・蓄積しておくことで環境管理状態も把握することが可能になる。さらには、例え ば通過すべき場所のゲート番号を追記していけば、そのゲートを通るはずがない間違っ た荷物(ID)は、通過時点で運転手に即座に知らせることができる。


図 2-5: UHF 帯 RF タグを用いた新しいトレーサビリティサービス案

このような履歴や管理情報の追記には、RF タグ側に ID 保持とは別の高速書き込み 可能なメモリが必要になる。メモリを搭載した RF タグは、EPCglobal の規格に基づい たユニーク ID のみのタグより単価コストは高くなるが、バックエンドシステムを経由 する必要もなく、はるかに高速に、かつ、これまで実現できなかった新しいサービス・ 価値が提供できる。

以上の背景から、

- ▶ 通信距離が長い UHF 帯を使用(目標 4m 以上(図 2-5))
- ▶ 読み書き可能な不揮発性メモリを搭載

した RF タグ IC を開発する。長距離においても AC 信号を DC 信号に効率よく変換し 整流する技術、低電力で信号を複合する技術、不揮発性メモリの書き込み、読み出しに 要する電力を考慮した電源回路設計技術が重要になる。特に、整流器は、無線信号だけ ではなく振動発電等の AC 信号を取り扱うデバイスに対しても、DC 信号に変換するた めの重要な要素技術である。

読み書き可能な RF タグにとって、読み出しと書き込み時における通信距離は同一で あることが望ましい。仮に書き込みの距離が極端に短い場合は、ID を読み出して検品 処理ができたとしても、その時刻や履歴データを同じ距離でリアルタイムに書き込むこ とができなくなってしまう。読み書きが同一の距離であるためには、読み出しと書き込 みに要する消費電力がほぼ一致する不揮発性メモリが必要である。

従来の RF タグは、書き込み時用に高い電圧を生成する付加回路が搭載されており、 読み出しと書き込みの消費電力が大きく異なる不揮発性メモリ Electronically Erasable and Programmable ROM (EEPROM)が使用されている[73]。その結果、書 き込み距離は読み出し距離よりも 80%も短くなり、リードライトの一連の動作が書き 込み可能な距離で短く制限されてしまう。

この課題を解決するために、我々は不揮発性メモリとして読み出しと書き込みの消費 電力がほぼ等しい Ferroelectric RAM (FeRAM)を選択し、RF タグ IC を開発した [74-75]。FeRAM は、書き込み処理が速いため、高速で動く物体や製造ライン上の配送 物などに RF タグを取り付けて行う物流管理にも有効となる。

表2-4は、開発したRFタグICとリーダ・ライタ間のインタフェイス仕様である[76]。 リーダ・ライタは RF タグに対して ASK 変調で通信し、RF タグは受信電波を反射す ることで変調を伝えるバックスキャッタで応答する。

図 2-6 は開発した UHF 帯 RF タグ IC のブロック図である。リーダ・ライタからの 電波信号を CMOS で構成した全波整流器で受信し、UHF 帯のキャリア信号から内部電 源電圧 VDD を生成する。昇圧回路は、3V の FeRAM 用の電源電圧を生成し、過電圧 保護回路は、リーダ・ライタから最大電力 4W の Effective Isotropic Radiated Power (EIRP)を受けても、整流器への入力電圧が耐電圧以下になるよう保護する。

昇圧回路と過電圧保護回路の制御電圧は、バンドギャップリファレンス(BGR)から供給される。各ユニーク ID や履歴などの書き込みデータは、2KB の FeRAM に格納され

| | リーダ・ライタ⇒RF タグ | RF タグ⇒リーダ・ライタ | | |
|-----------|-------------------|---------------------|--|--|
| 変調 | ASK | Backscatter | | |
| 検出可能な | 150/ | | | |
| 最小変調度 | 10% | | | |
| データコーディング | Manchester | FM0 | | |
| データレート | 10 kps or 40 kbps | 40 kbps or 160 kbps | | |

表 2-4:開発した RF タグ IC とリーダ・ライタ間の Air-interface 仕様[76]



図 2-6: UHF帯 RF タグ IC のブロック図

る。FeRAM のデータ整合性を得るため、FeRAM へのアクセス中に電波遮断などで電 カ不足に陥らないようにするため、一連の読み書きが完全にアクセス終了できる十分な 電荷保持用の強誘電体キャパシタを搭載している。強誘電体キャパシタは、一般的な酸 化膜容量に比べ単位面積当たり 10 倍大きな容量を持つため、必要な容量が最小面積で 得られ、チップの小型化にも適する。

リーダ・ライタからの Amplitude Shift Keying (ASK) 変調信号は、一度、過電圧保 護の中で電流信号に変換され、電流方式デモジュレータ回路によって電圧に戻された後、 ロジック回路に転送される。表 2・4 に記載のように、検出可能な最小変調度は 15%であ る。電流方式デモジュレータ回路の信号は Voltage Controlled Oscillator (VCO)にも送 られ、リーダ・ライタの最初のプリアンブル信号の一定周波数パターンを利用して、ク ロック周波数を調整する。クロック周波数は、データレートの変動を±15%以下に抑え るために、リーダ・ライタから送られるコマンドのプリアンブル信号に対して、毎回調 整が行われる。ロジック回路は、復調されたコマンドにマッチする場合に FeRAM ヘア クセスし、読み書き終了後、応答信号を生成する。変調回路は、RF タグ IC の入力イ ンピーダンスを変更することによって、すなわち、バックスキャッタ方式により応答を 送信する。送信は、リーダ・ライタからの受信とリーダ・ライタへの応答を同じ周波数 で行う FM0 方式によって行われる。

以降、2.3 節では、AC-DC 変換器に必要な技術を述べた後、提案する全波整流器の 回路設計について、2.4 節では電源変動をうまく利用した電流変換方式のデモジュレー タ回路について、2.5 節では FeRAM 混載時における電力制御について述べる。

2.3 AC-DC 変換器(全波整流器)

2.3.1 AC-DC 変換器設計に必要な技術

図 2-7 は、AC-DC 変換器の設計に必要な技術を RF タグ IC 及び半波整流器の基本構成と共にまとめた図である。リーダ・ライタ等、AC 信号源から最大電力を受け取るためには、受信側回路の等価抵抗、この場合は RF タグ IC の整流器と負荷回路を含めた等価抵抗値がアンテナ抵抗値と等しくなるようにマッチングさせる必要がある。また、AC の大信号入力時には後段の回路が壊れないように耐圧保護回路を設ける必要がある。 一方、整流器の入力部に着目すると、入力インピーダンスの寄生容量が大きい場合は



図 2-7: RF タグ IC 及び半波整流器の基本構成と AC-DC 変換器設計に必要な技術

| 項番 | 項目 | 詳細 | 本論文 に記載 |
|-----|--------|-----------------------------------|------------|
| 1 | マッチング | アンテナと負荷回路含めた受信回路のインピ ーダンスマッチング | —— 苦[] |
| 2-1 | 日日ココ | 整流ダイオードの AC 信号ロス低減 | ~ |
| 2-2 | 旧方ロハ | 電気ロへ 整流ダイオードの閾値キャンセル技術 | |
| 2-3 | 14109 | 整流ダイオードの逆方向 DC 電流リーク低減 | ~ |
| 3 | リップル低減 | AC-DC 変換後の DC 電圧の安定化 | |
| 4 | 保護回路 | 大信号入力時の耐圧保護 | ~ |

表 2-5: AC-DC 変換器設計に必要な技術とハーベスタ向けの本論文で記載する技術

カップリングにより入力信号がグランド側にリーク(AC 信号ロス)する。特に、この AC 信号ロスは高周波の場合に顕著である。また、図 2-7(b)に示すように、整流器の入力整 流ダイオードには閾値が存在するため、入力 AC 信号が閾値以上の信号でなければ整流 動作ができない。これを回避するためには、閾値キャンセル技術が必要である。さらに、 整流した DC 信号を電源として用いるための電圧リップルを低減化する技術、及び、蓄 えた電荷を維持するための逆方向電流リーク防止の設計技術が必要である。

以上述べた内容を表 2·5 にまとめる。項番 1 のインピーダンスマッチングは、負荷回路を含む受信回路の電気抵抗とアンテナの物理抵抗が、各々等しいオーダになるように設計すれば実現可能である。また、項番 3 の電圧リップル低減については、電源電圧が負荷回路の動作可能範囲内であれば、変動しても電源ノイズとして影響せず大きな問題にならない。以上のことから本節では、項番 2·1 の AC 信号ロス低減化、項番 2·2 の閾値キャンセル、項番 2·3 の逆方向電流低減、項番 4 の耐圧保護、を備えた AC-DC 変換器(全波整流器)について述べる。

2.3.2 整流器の目標効率と入力部等価回路分析

リーダ・ライタからの電力を RF タグ側で受ける際、電波は同じ実行面積のアンテナ で受信すると、距離が遠い程、受信電力は減少する。図 2-8 は無線機器通信における受 信器側の受信電力を示している。自由空間において RF タグ IC 側で受信する電力 *P*_{rec} は、式(1)のように定義される[50]。



図 2-8:無線機器通信における受信器側の受信電力

$$P_{\rm rec}(d) = \frac{P_{\rm t} \cdot G_{\rm t} \cdot G_{\rm r} \cdot \eta \cdot \lambda^2}{(4\pi)^2 \cdot d^2 \cdot L} \qquad (1)$$

(1)式の Rはリーダ・ライタの送信電力、Gはリーダ・ライタ側のアンテナ利得、Gに は RF タグ側のアンテナ利得、 η は RF タグ IC の整流器の効率、dは通信距離、Lは伝 搬に依存しない損失係数を表している。 $R \cdot G$ に、EIRP で定義される送信電力(4W) である。整流器の効率 η は、

$$\eta = \frac{P_{\text{tag}}}{P_{\text{rec}}} \times 100 \,(\%) \qquad (2)$$

で定義する。*P*tagは RF タグ IC を構成する FeRAM やアナログ回路、デジタル回路の トータルの消費電力である。

ここで、UHF帯のキャリア周波数を用い、理想的な条件でRFタグが受信できる最大の電力を計算する。理想的には、ダイポールアンテナのゲインは、Gr=1.64 (2.14dBi) で与えられる。また、マイクロストリップラインで伝搬ロスや損失、及び、整流回路での電力損失も無い場合、L=1、η=1である。キャリア周波数が953MHz、通信距離 d=4(m)

の場合、RF タグが受信できる最大電力は、 $P_{\text{rec}_max}(d) \doteq 250 \mu W$ (-6dBm)となる。表 2-4 に示したデータレートで ASK 信号を復調するアナログ回路の定常消費電力、2KB の FeRAM の消費電力、書き込み読み出しを含めたロジック回路の消費電力を加味すると、 1 コマンドの処理や応答に必要な RF タグ IC の消費電力を見積もることができる。そ の消費電力の目標値は $P_{\text{tag}} = 80 \mu W$ である。このため、整流器に求められる最大の目標 効率は $\eta = 80 \mu W / 250 \mu W = 32\%$ と見積もることができる。

図 2-9 は、RF タグ IC の入力インピーダンス等価モデルである。RF タグ IC の入力 端子の等価モデルは、物理的には入力端子の接触抵抗を含む寄生抵抗 Rs と整流器を含 む入力寄生容量 Cs の直列接続で表される。RF タグのアンテナモデルと適合させるた めに、この直列モデルを並列抵抗 Ro と並列容量 Co によって表される並列モデルに変換 すると、物理モデルのインピーダンス Zs は、

$$Z_{\rm S} = \frac{1 + j\omega C_{\rm S} \cdot R_{\rm S}}{j\omega C_{\rm S}} \qquad \cdots \cdots \qquad (3)$$

で与えられる。一方、並列モデルのインピーダンス なは、式(4)で示される。



図 2-9: RF タグ IC の入力インピーダンス等価モデル

$$Z_{\rm P} = \frac{R_{\rm P}}{1 + j\omega C_{\rm P} \cdot R_{\rm P}} \qquad \cdots \qquad (4)$$

式(3)、式(4)を $Z_8 = Z_P$ として R_P 、 C_P について解くと、

$$R_{\rm P} = \frac{1}{\omega^2 C_{\rm P} C_{\rm S}} \cdot \frac{1}{R_{\rm S}}, \qquad C_{\rm P} = \frac{C_{\rm S}}{R_{\rm P}} \cdot (R_{\rm P} - R_{\rm S}) \qquad (5)$$

RF タグのアンテナは、等価的な放射抵抗 *R*r と、入力容量 *G* とのマッチング用イン ダクタンス *L*の直列接続でモデル化される。*G*r と *L*が共振周波数でマッチングした、 条件下における RF タグの受信電力 *P*rec、及び、RF タグの両端子間電圧 *V*r は、式(6) のように表すことができる。

$$P_{\rm rec} = \frac{(V_{\rm T}/\sqrt{2})^2}{R_{\rm T} + R_{\rm P}}, \quad V_{\rm T} = \sqrt{(2P_{\rm rec} \cdot (R_{\rm T} + R_{\rm P}))} \quad \cdots \cdots \quad (6)$$

受信電力 P_{rec} が 250µW で、仮に $R_{T} = R_{P} = 50 \Omega$ の伝送線路を用いてマッチングした 場合(50Ωは後段の負荷回路の電気抵抗より十分低いと仮定)、式(6)から得られる RF タ グの両端子間電圧 V_{T} は約 220mV であり、図 2-9の RF タグ入力電圧 V_{IN} は、僅か 110mV である。この電圧では AC-DC 変換を行うダイオードを動作させることができない。

並列モデルの CPはマッチングインダクタンス Lで共振させ、回路的にキャンセル(負荷として見えなく)することができる。一方、 RP はアンテナ抵抗 Rr との分圧により後段の VN の電位を決めるパラメータとなる。AC-DC 変換を行うダイオードを動作させるためには、入力電圧 VN がダイオードの閾値電圧よりも高くできる構成、すなわち、受信する信号振幅が大きくなる構成が好ましい。従って、本章で提案する設計手法は、入力電圧 VN を最大化するために、RP がアンテナ抵抗 Rr よりも十分大きくなるように構成することである。前節で述べたように、アンテナと RF タグ IC とのマッチングは、最終的な整流器の入力から見た後段の回路(RFID 全体回路)の等価抵抗が、アンテナ抵抗 Rr と同等の値となるように構成すればよい。

アンテナのサイズや配線太さを最適化した設計により約 $1k\Omega$ 程度までは最大化が可能であるため、 R_P はそれよりも 1 桁大きい $10k\Omega$ に設計できれば、入力電圧 V_{IN} は RF タグの両端子間電圧 VFとほぼ等しい電圧とすることができる。例えば、 $R_T = 1k\Omega$ 、かつ、 $R_P = 10k\Omega$ の時、先の例で受信電力 $P_{rec} = 250\mu$ W が与えられると、入力電圧 VIN は約 2V まで増加できる。

ここで、R_P >> R_Tの条件において並列容量 C_Pと並列抵抗 R_Pについて考察する。こ

の時、式(5)は以下のように近似できる。

$$C_{\rm P} \approx \frac{C_{\rm S}}{R_{\rm P}} \cdot (R_{\rm P}) = C_{\rm S}, \qquad R_{\rm P} \approx \frac{1}{\omega^2 C_{\rm S}^2} \cdot \frac{1}{R_{\rm S}} \qquad \cdots \cdots \qquad (7)$$

並列モデルにおける G_{P} は物理モデルでの直列容量 G_{S} とほぼ一致する。また、 R_{P} は $\omega^{2}G_{S}^{2}R_{S}$ に反比例する。 R_{S} と G_{S} は、アンテナ両端子間のSパラメータを測定して抽出 することができため、 G_{P} と R_{P} は式(7)により近似的に求めることが可能である。

ωは UHF 帯のキャリア周波数で決まり、 R_s は接触抵抗等、テクノロジやプロセス条件によって決まるため、 R_P を最大にするためには式(7)より C_P を最小化する必要があることがわかる。仮に、キャリア周波数が 953MHz、 $C_P = C_s = 1$ pF の場合、 $R_s = 10$ Ωの時、 $R_P \Rightarrow 2.8$ kΩとなる。 $R_P >> R_T$ の条件となるにはこれでは不十分であり、 C_P は 1pFよりもさらに小さく設計する必要がある。

図 2-10 は、図 2-9 の RF タグ IC の入力等価回路の後段に一般的な整流器の入力部を 接続し、その中で整流器効率に関係する電力ロスを記載した図である。*R*P に起因した AC 信号リーク(表 2-5 の項番 2-1)、及び、入力部の整流ダイオードの閾値電圧ドロップ (同項番 2-2)を図示している。

表 2-6 は本節のまとめである。整流器の目標効率は 4m の通信距離において 32%以上 である。電力ロス分析としては、入力部の等価並列容量が入力信号の電圧最大化を妨げ



図 2-10: 整流器効率に関係する電力ロス

| 目標効率 | 32%以上@4m | | | | |
|------|----------|---------------------------------|--|--|--|
| | A | 入力等価並列容量が大きいことが、整流器への入力電圧を小さくす | | | |
| 電力ロス | | る要因であり、整流器の設計を困難にしている | | | |
| 分析 | | MOS ダイオードの閾値がもたらす入力電圧のドロップが、整流器 | | | |
| | | の効率を劣化させる | | | |

表 2-6:目標効率と電力ロス分析

ること、及び、整流器を構成する MOS ダイオードの閾値が入力電圧ドロップを発生さ せることが挙げられる。次節では、これらの課題を解決し目標効率を達成する整流器の 回路設計手法について述べる。

2.3.3 整流器の回路設計

図 2-11 は、従来の半波整流器の回路構成図である[77]。この従来例では、入力部の MOS ダイオードとして NMOS を用いている。また、NMOS の閾値をキャンセルする 手段として、元々バイアスをゼロから供給する手段がないため、外部から NMOS のゲ ートとソース間に閾値 Vbthに相当する電圧を供給している。Vbth の電圧がスイッチ ON によって供給されるとゲート・ソース間に挿入された容量 *C*g にチャージされ、Mn2 の ゲート電圧が Vbth だけバイアスされるため、閾値がキャンセルされる(Mn1 についても 同様である)。



図 2-11: 従来の半波整流器の回路構成図[77]

しかしながら、図 2-11 の回路は、NMOS でダイオード接続しているため、ゲートの 接続先は入力端子側であり、大きなゲート・ソース間容量が寄生容量 G-となって見え る。また、Vbthを供給するためのスイッチを構成することで生じる寄生容量、Cgの電極 やビア等で生じる寄生容量が G-となって等価並列容量として見える。このため、R-が 小さい構成となり、入力側に得られる電圧が低下してしまう。また、閾値キャンセルも 外部電圧により行う必要があり、タグ IC としての独立動作ができない。

この NMOS 半波整流器を全波整流器として構成した場合、4m (-6dBm)における整流 器効率は 16.6%である[77]。今回提案する整流器の目標効率は表 2-6 に示すように 32% であり、従来例に比べ約 2 倍の効率改善が必要である。

図 2-12 は提案する CMOS 半波整流器の回路図である。従来の課題を解決するために、 表 2-7 に示す対策を施している。図 2-12 の半波整流器は、MOS ダイオード M_{p1}、M_{n2}、 及び、閾値キャンセル回路(Internal V_{th} Cancellation: IVC)で構成されている。

閾値キャンセル回路についての課題は、DC+とDC-の電位間にMOSダイオードと 等しいレプリカトランジスタ M_{pb}を抵抗 R_b を介して接続することにより、閾値電圧を 内部生成させることで解決している。DC+からDC-に電流が流れるため、M_{pb}のゲー ト電圧 V_{gp} は閾値電圧付近に自動設定される。M_{p1}と M_{pb}のトランジスタサイズは等し いため、 V_{gp} を共通にすると、M_{p1}の閾値電圧が DC バイアスとして内部生成すること ができる。この場合、 R_b には定常的に電流が流れることになるが、 R_b =1MΩの大きな



図 2-12:提案の CMOS 半波整流器の回路図[75]

| 課題 | 対策 |
|-------------|------------------------------|
| 閾値キャンセル | MOS ダイオードのレプリカ電流生成により閾値電圧を |
| (従来は外部供給) | 生成し、閾値をキャンセルする回路を内蔵 |
| Crの低減化 | 入力整流トランジスタを CMOS 構成にして、入力ノード |
| (AC 信号ロス低減) | 寄生容量を低減 |

表 2-7:提案する整流器の課題に対する施策

抵抗値に設定することで流す電流を絞り、低電力化と内部閾値生成を両立させている。 もう一方の MOS ダイオード Mn2 についても同様である。ゲート電圧を共通にし、同じ トランジスタサイズの Mnb をレプリカとして設け、Rb の抵抗に流れる微小電流で閾値 電圧 Vgn を生成させる。Cbp 及び Cbn は、MOS ダイオードのゲート電圧が入力の AC 信 号により変動しないようにするための安定化容量である。

ゆの低減化(AC 信号ロス低減)についての課題は、MOS ダイオードを従来の NMOS 構成ではなく、PMOS(M_p)と NMOS(M_n)の CMOS 構成にすることで解決した。従来(図 2·11)はダイオードを形成するために M_{n2}のゲートを電位の高い入力側に接続する必要 があった。このため、スイッチやバイアス回路、ゲート・ソース間の寄生容量がすべて アンテナ入力側に見えていた。これに対し、提案の図 2·12 では、ゲート端子がアンテ ナ入力とは反対側と接続されるように、上部側ダイオードを PMOS(M_p)、下部側ダイ オードを NMOS (M_n)で構成する。閾値キャンセル回路を付加してもアンテナ入力端に は寄生容量として見えず、C_Pが増加することはない。また、入力の DC カット容量 C_{INF} に単位面積当たりの容量が大きい強誘電体キャパシタを用いることで、回路の面積を低 減し寄生容量 C_P を低減している。このように、MOS ダイオードの閾値キャンセルで 電圧ドロップを防ぎ、C_Pを低減することで R_Pを最大化している。

図 2-13(a)は、図 2-11 の半波整流器を用いて構成した従来の整流回路である[77]。3 段構成にした回路を2つスタックにして電圧を生成している。PLS 端子から 100Hz の パルス信号は、Vbth 分配回路の閾値キャンセル用の供給電圧を定期的に安定化させるた めに必要である。

一方、図 2-13(b)は、図 2-12 の半波整流器を 2 つ縦積みにして構成した提案する全波 整流器である。Positive 周期と Negative 周期でそれぞれ整流できるように上段の半波 整流器は M_{p1}、M_{n2}、下段の半波整流器は M_{n1}、M_{p2}で構成している。これらトランジ スタのバックゲートードレイン間の寄生 PN ダイオードによる IN+側への電流リーク





(b) 提案の全波整流器 [75]図 2-13:半波整流器を2つ縦積み構成した全波整流器

を防止するため、バックゲートは、安定した DC 電位(M_{p1}、M_{p2}は VDD、M_{n1}、M_{n2}は VSS)に接続している。M_{p1}、M_{p2}、M_{n1}、M_{n2}は、チップ内部の小さな MOS ダイオード を用いて構成するため、ダイオードに逆バイアスが供給されてもそのリーク電流は 1µA 以下に抑えることができる(表 2-5 の項番 2-3 逆方向 DC 電流リーク対策)。

信号は、IN+を共通にして半波整流器に入力されるため、IN-はその中心の電位、す なわち、AC グランドになる。このため、IN-の端子に多くの寄生容量が接続されても AC 信号ロスにはならず、CPも大きくならず、効率にも影響しない。複数段にして生成 電圧を高めることなく、1 段のミラー構成にした全波信号動作により整流効率を高める ことができる。

図 2-14 を用いて全波整流器の動作を説明する。キャパシタ $C_{\rm H}$ には、IN+<IN-の Negative 周期(a)に M_{n1} から負電荷を、IN+>IN-の Positive 周期(b)に M_{p1} から正電 荷を、それぞれチャージすることで電荷が保持される。また同時に、Negative 周期(a) には、IN-から M_{n2} を経由してノード INP にチャージ電流が流れ、それが $C_{\rm INF+}$ に蓄 えられる。この電圧を ΔV とする。Negative 周期で INP は IN+に対して+ ΔV までの 電荷を毎回チャージし維持することができるため、その次の Positive 周期(b)では、INP は IN+に対して DC 的に+ ΔV の電位を保つことができ、キャパシタ $C_{\rm H}$ への充電が行 いやすくなる。この ΔV は、

$$\Delta V = \frac{1}{C_{\rm INF}} \cdot \frac{\left|I_{\rm d_{Mn2}}\right|}{\sqrt{2}} \cdot \frac{t_{\rm carrier}}{2} = \frac{\left|I_{\rm d_{Mn2}}\right| \cdot t_{\rm carrier}}{2\sqrt{2} \cdot C_{\rm INF}} \qquad (8)$$

で設計することができる。ここで、 $|I_{d_Mn2}|/\sqrt{2}$ は、 M_{n2} を流れるドレイン電流の実 効値、 $t_{carrier}$ はUHF帯キャリア周期である。式(8)はすなわち、キャリア周期の半分の 時間に C_{INF+} に流れる電流から、チャージされる電圧が決定できることを意味している。 M_{n2} を経由した C_{INF+} へのチャージと M_{p1} を経由した C_{H} へのチャージを繰り返すことで キャパシタ C_{H} に電荷が蓄えられる。電圧がVDDまで到達すると、図 2-14(c)に示すよ うに Positive 周期ではその電圧を超えた IN+からの AC 信号に対してのみ整流動作が 行われる。

ー方、下段の半波整流器($C_{\rm INF}$ -側)については、全く逆のことが同様に行われる。 Positive 周期(b)で INM は IN-に対して ΔV の電荷を毎回ディスチャージするため、 次の Negative 周期(a)では、INM は IN-に対して DC 的に- ΔV の電位を保つことが でき、キャパシタ $C_{\rm H}$ への負電荷のチャージが行いやすくなる。 $M_{\rm p2}$ を経由したディス



図 2-14(a): Negative 周期の動作



図 2-14(b): Positive 周期の動作



図 2-14(c): CMOS 全波整流器の内部信号波形

チャージと M_{n1} を経由した C_{H} への負電荷のチャージを繰り返すことでキャパシタ C_{H} に負電荷が蓄えられる。電圧が VSS まで下がると Negative 周期ではその電圧よりも低 くなった IN-からの AC 信号に対してのみ整流動作が行われる図 2-14(c)。

図 2-13 の D₁ と D₂は、リーダ・ライタが近距離にある場合など、大電流が発生した 時に IN+をクランプするための、表 2-5 の項番 4 に記した大信号入力時の耐圧保護用ダ イオードである。D₁ と D₂のダイオードは、整流器の MOS ダイオード(M_{p1}、M_{n1})と同 様に、ゲート端子がアンテナ入力とは反対側になるようにそれぞれ PMOS、NMOS で 構成しており、入力部の寄生容量 C_P の低減にも寄与している。また、それぞれのゲー ト電圧も M_{p1}、M_{n1} と同じ閾値キャンセル回路(IVC)の電位を用いることで、電圧信号 に閾値の誤差なく耐圧保護可能である。

2.3.4 整流器の実測結果

まず、図 2-13 に示した提案の全波整流器に対して、入力の等価並列容量 C+の値を実 測するため、IN+と IN-間の S パラメータをネットワークアナライザで取得した。S パラメータ実測値から $R_{\rm S}$ 、 $C_{\rm S}$ を算出し、それを式(7)に基づいた近似により $R_{\rm P}$ 、C+を 抽出した。図 2-15 に示すように、提案の整流器では 953MHz の周波数において、C+ を 0.59pF に最小化した効果により $R_{\rm P}$ =14.2k Ω を達成し、アンテナ抵抗 $R_{\rm T}$ よりも 1 桁以上大きい値に最大化することができた。この値は、従来技術[68]と比べ、C+は 30%



図 2-15:入力インピーダンスの実測結果

小さく、RPは2.4倍大きい値に相当する。

図 2-16 は、整流器の入力電力[dBm]に対する、提案の CMOS 整流器と従来整流器の 電力変換効率の実測値をプロットしたグラフである。横軸には、目安として 4W リー ダ・ライタからの距離を記載している。リーダ・ライタからの距離 4m (-6dBm)におい て 36.6%の効率を達成し、目標とする効率 32%を上回ることができた。また、従来の NMOS 構成の整流器と比較して、4m の距離において 2.1 倍の効率を達成した。

表 2-8 は、4W EIRP のリーダ・ライタの電力における、CMOS 型の提案整流器と



図 2-16:提案の CMOS 整流器と従来整流器の実測効率

| | | 提案CMOS型 [75] | 従来NMOS型 [77] | |
|----------------------|---------------------------|-------------------------|---------------------------|--|
| 実測電力 変換 効率 [%] | @ 4.0 m 953MHz (比率) | 36.6 (2.1) | 16.6 (1.0) | |
| 回路構成 | | CMOS型 閾値Cancel 内蔵 | NMOS型 閾値Cancel 外部入力 | |
| 回路規 (」 | 模 [mm²] 北率) | 0.008 (0.08) | 0.104 (1.0) | |
| | プロセス | 0.35 µm | 0.30 µm | |
| 条件 | スタック数 | 2 | 2 | |
| | 段数 | 1 | 3 | |

表 2-8:提案整流器[75]と従来整流器[77]の構成比較

NMOS 型の従来整流器[77]の構成比較表である。1 段構成で回路をシンプルに、かつ、 余計な寄生容量 ひを持たない2スタック構造にしたことが、従来に対して効率よく、 さらには、回路小規模化につながった。2 倍の効率を達成しながらも、整流器の回路面 積は、従来 NMOS 型の約 1/12(0.08 倍)に低減することができた。

CMOS プロセスではないショットキダイオードを用いた例では、869MHz のキャリ ア周波数を用いた場合、0.5W EIRP のリーダ・ライタの電力で 4.5m の距離において 18%の効率を達成した報告がある[73]。プロセスも異なる上、高価でハイパフォーマン スなショットキダイオードを使用しているため同じ土俵で比較できないが、4.5m の距 離においてもショットキダイオードで構成された整流器の効率を CMOS プロセスによ る整流器によって凌駕することができた。

2.4 低電圧で動作可能な電流方式デモジュレータ回路

2.4.1 FeRAM 搭載によるデモジュレータ低電圧化の必要性

デモジュレータ回路の設計について議論する前に、今回開発した RF タグ IC のメモ リとして選択した FeRAM の特徴について述べる。表 2-9 は、EEPROM と FeRAM の 特性比較を示している。メモリセルの構造は、EEPROM がフローティングゲートを持

| | | EEPROM | FeRAM | | |
|---------------------|-----------|----------------------|--------------|--|--|
| メモリセル構造 | | SG CG AG BL | | | |
| 書き | 換え原理 | トンネル電荷注入 | 分極反転 | | |
| 詰み出し | CLK Speed | 25 | µsec | | |
| | 消費電力 | 12.5 μW | 13.0 µW | | |
| | CLK Speed | 3000 µsec | 25 µsec | | |
| 書き換え | 電圧 | 16 V 📄 | | | |
| | 消費電力 | 35.0 µW 低電 | Ē力 ∕ 15.7 μW | | |
| 読み出しと書き換えの 消費電力差 | | 22.5 μW | 2.7 µW | | |

表 2-9: EEPROM と FeRAM の特性比較

った構造に対し、FeRAM は強誘電体キャパシタを持った構造になっている。

EEPROM の書き換えは、トンネル酸化膜に 14~16V の高い電圧を印加し、フロー ティングゲートに電荷を注入することにより行う[49][73]。この高い電圧は、特に、書 き込み時にのみ必要になるため、読み出しと書き込みの消費電力の差は表 2-9 に示すよ うに 20µW 以上にのぼる。また、トンネリングには原理的な限界があり、書き換えの スピードには少なくとも 3ms が必要である。

一方、FeRAMは、強誘電体キャパシタに電界を印加後、これを除去しても残留する 分極を持つ性質を利用したメモリである[78-79]。強誘電体の分極は、逆方向の電界印 加により反転して行われる。この FeRAM の分極反転に要する時間は、3V の電源電圧 に対して僅か 1µs と高速である(分極自体は 10ns で完了)。

RF タグ IC においては、極力低電力化を図る必要があるため、表 2-9 に示すように、 書き換えに要する時間は CLK 周波数に合わせて 25µs としているが、これでも EEPROM の 100 倍以上の高速で書き換えることが可能である。FeRAM の書き換えに 要する消費電力は、読み出し電力に対して僅か 2.7µW 大きいだけであり、図 2-6 に示 した FeRAM 用の昇圧回路が十分な電流を供給すれば、回路設計で十分許容できる電力 差である。すなわち、FeRAM を用いた場合は、読み出しと書き込みをほぼ等しい電力 で行うことができ、その結果、同じ距離で読み書きが可能になる。

表 2-10 は、EEPROM と FeRAM を RF タグ IC に適用した場合の特性比較である。 一般に、リーダ・ライタは読み出し・書き込み処理の前に、まず RF タグの個別 ID を サーチ、認識する処理が必要である。これは、通信距離の範囲内において、アンチョリ ジョンのアルゴリズムによって行われる。この ID サーチは、バイナリツリーにより行 われ、要する処理時間は概ね 100 tags/sec である[76]。この処理を含んだ上で、読み書 きを行う必要があるため、システムスループットのボトルネックとならないよう、読み 書き処理時間は ID サーチのスループットよりも高速であること、つまり 10ms 以内で 処理できることが好ましい。

表 2-10 には、リーダ・ライタから RF タグへの受信データレートとして Forward 40kbps、RF タグからリーダ・ライタへの送信データとして Return 160kbps の場合の、 読み出し、書き込みを含めた一連のスループットも記載している。EEPROM の読み出 し、書き込みに要する処理時間は、それぞれ、3.6ms、19.4ms であり、FeRAM は同様 にそれぞれ 3.6ms、4.2ms である。EEPROM と FeRAM の読み出しに要する処理時間 はほぼ等しいが、書き込みに要する処理時間は FeRAM が 15ms も短く、10ms 以内で の処理が可能である。この場合、EEPROM の読み出し・書き込みの一連のスループッ トは 44tags/sec であるのに対し、FeRAM のスループットは 129tags/sec であり、図 2-17 に示すように、2.9 倍高速に応答させることができる。書き込みの処理時間を EEPROM に対して 66%も低減できる FeRAM の特長による効果である。これはすなわち、図 2-5 に示した棚卸検品を、FeRAM を用いた RFID システムで実現する場合、2.9 倍多くの RF タグの読み書き、または、2.9 倍高速に移動した状態で処理を行うことが可能にな

| | | Tag with Tag with EEPROM FeRAM | | |
|--------------------------|------|-----------------------------------|--------------|--|
| ID Searchに必要な スループット | | ~100 tags/sec | | |
| | 読み出し | 3.6 msec | | |
| 观理时间 | 書き込み | 19.4 msec | 4.2 msec | |
| 読み出し/書き込み時の 一連のスループット | | 44 tags/sec | 129 tags/sec | |

表 2-10: EEPROM と FeRAM を RF タグ IC に適用した場合の特性比較

(Forward 40 kbps / Return 160 kbps)



図 2-17: RF タグ IC の読み出し/書き込みに必要な処理時間の比較

る。さらに、FeRAM は CMOS バルクプロセスと配線プロセスの間に強誘電体キャパ シタ製造プロセスを追加し、最小のマスク追加で形成することが可能である。すなわち、 通常 CMOS プロセスと完全なコンパチビリティを持ち、コスト増加も最低限に抑えら れる[79]。

しかし、一方で、3~4Vの低電圧で動作できる反面、4W EIRP の電力を 1cm 等の特 に近距離で受ける場合には、トランジスタや FeRAM に過電圧、過電流が流れないよう に保護しなければならない。これは、高耐圧トランジスタを含む EEPROM やショット キダイオードを使用することが可能なテクノロジでは、考慮する必要のなかった新たな 課題である。

過電圧や過電流からデバイスを保護する対策として、過剰に受けた電力を過剰に消費 する、または、受け取らず回避する方法が考えられる。消費する場合は熱を考慮する必 要がある上、消費が過剰供給のスピードよりも上回らなければならない。このため、後 者の「受け取らず回避する」対策が一般的である。RF タグ IC にも図 2-13(b)に示すよ うに過電流保護回路が設けられている。この回路によりデバイス保護が可能になるが、 一方で、キャリア信号にのって送られてきた ASK 変調信号も受け取らず回避してしま う。これはすなわち、信号を復調するデモジュレータ回路からすると、変調を困難にす る要因になる。従って、RF タグ IC に FeRAM を用いる場合は、過電流保護と低電圧 でのデモジュレータ回路動作を両立することが課題となる。

2.4.2 低電圧で動作可能な電流方式デモジュレータ回路

リーダ・ライタから送信された ASK 変調信号は、図 2-6 に示したブロック図の電流

方式デモジュレータ回路によってキャリア周波数がフィルタされ、ベースバンド信号に 変換(復調)される。復調された信号はロジック回路に送られ、どのようなコマンドが送 られてきたか解釈される。ISO/IEC 18000-6 では、ASK 信号の最小変調度は 15%と規 定されており、0cm の近距離でも、4m の遠距離でも同様である[76]。これはすなわち、 RF タグ IC が受け取る電力(電流や電圧)が異なっても、距離に依存せず復調できなけれ ばならないことを意味している。

一般的には、図 2·18(a)に示すように、受信した電圧波形から ASK 信号を復調する電 圧方式が用いられる[73]。この図の Precは ASK 変調を伴ったリーダ・ライタからの入 力電力、Vin と In は、それぞれ RF タグ IC の入力電圧、電流を表している。電圧振幅 は、距離が近づくにつれて徐々に大きくなるが、デバイスの定格電圧を超えないように 設置された耐圧保護回路によって、近距離では図 2·18(a)のように変調信号が飽和して くる。このため、遠距離から中距離では問題なく変調可能であるが、特に近距離では変 換に用いる ASK 信号が潰れてしまう。この従来手法は、EEPROM 等のデバイス定格 電圧(14~16V)が非常に高い場合には有効であるが、今回我々が用いる 4V 耐圧の FeRAM に対しては定格電圧が低く有効な方式とは言えない。たとえ、面積や電力を犠 牲にして潰れた電圧信号を増幅して復調しようとしても、隣接するロジック回路からの スイッチングノイズの影響が大きく、また、限られた SNR で増幅器を設計することは 困難である。

これに対し、図 2-18(b)に示すように、提案の変調電流から ASK 信号を復調する電流 方式の場合は、低いデバイス定格電圧を使用する場合に有効である。入力電圧 V_Nを一 定に保つことにより、距離に応じて入力電流 I_Nが線形的に変化する。このため、近距 離であっても、電圧が一定値である限りは、大きな信号振幅を得ることができる。デモ ジュレータ回路が動作できる最低電圧においても、電流変化から ASK 信号を復調でき るため、低電圧動作に適する方式と言える。本論文では、FeRAM の耐圧を保護しつつ、 大きな変調信号が得られる電流方式のデモジュレータを提案する。

図 2-19 は、変調電流を生成するデモジュレータ入力部の回路ブロック図である。VDD は整流器で生成した電源電圧(一定値)である。電流変換方式では、如何にして入力とな る ASK 変調電流を得るか、が大きな課題である。

近距離時に入力された過電流 *I*_Nは、アンテナ端子に直列に挿入されたダイオードD₁、 D₂によりバイパスされる。これにより整流器としては過電流の受信を回避することが



(a) 従来の電圧変換方式のデモジュレータ[73]



⁽b) 提案する電流方式のデモジュレータ[75]図 2-18:提案方式と従来方式のデモジュレータ検出信号



図 2-19:変調電流を生成するデモジュレータ入力部の回路ブロック図

できる。この時、過電流保護回路には図 2-19 に示すような割と大きな変調信号が入力 されているため、VDD の電圧が一定であれば、電流信号には ASK 変調信号が AC 電流 として得られることになる。この電流を一部コピーして使用することで ASK 変調の AC 電流信号 *I*_{NC} を得ることができる。

遠距離時には、過電流保護が動作しないため電流 $I_{\rm NN}$ は流れない。そこで、図 2-19 に示すように、整流器のキャパシタ $G_{\rm NF-}$ に流れる ASK 変調を伴う AC 電流のコピー を $I_{\rm RCT}$ として生成する。近距離時の電流 $I_{\rm NC}$ と遠距離時の電流 | $I_{\rm RCT}$ | を合算し、後段 の LPF により AC 成分をフィルタリングすることで、ベースバンドの電流信号 $I_{\rm ASK}$ を 得ることができる。

図 2-20 は、電流方式デモジュレータにおけるトランジスタレベルの回路図である。 上述したように、電流方式では電源電圧を一定値に固定しなければならない。VDD を 一定値に固定するために、過電流保護回路は BGR からの固定電圧を用いて、適切な電 圧が常時維持できるようにアナログ的に電流を調整している。この過電流パスに流れる



図 2-20:電流方式デモジュレータ回路図

*I*_Nの電流のコピーを *I*_{NC}として、また、整流器に流れる電流の一部を *I*_{RCT}として、それぞれカレントミラーの構成で生成する。各々のAC電流はノードNmでマージされる。 その後、DC 電流に変換するため、後段のカレントミラー部に設けた LPF で DC 電流 に変換し、変調電流 *I*_{ASK}を得る。

図 2-21 は、ASK 信号を電流から電圧に変換するデモジュレータ回路のブロック図で ある。低い電源電圧においても動作できるよう、得られた電流信号をなるべくそのまま 演算処理するアプローチで構成している。LPF で DC 信号に変換された IASK は、リー ダ・ライタと RF タグ間の距離によって、その電流の絶対値が異なるため、電流の絶対 値分を差し引いた ASK 変調信号の変調部分のみを切り出す必要がある。このため、図 のようなダイオードとキャパシタで構成される電流ピークホールド回路により IASK の ピーク電流 IFK を生成させ、絶対値成分を引き算している。電流の減算は VDD から電 流を供給する側(IFK)と VSS に電流を放出する側(IASK)が 1 つの電流パスになるように、 各々カレントミラーで構成するだけで簡単にゼロ電流を基準とした ASK 変調電流 ISG



図 2-21: ASK 信号を電流から電圧に変換するデモジュレータ回路の構成図

 $(= I_{PK} - I_{ASK})$ を抽出することができる。

変調電流の H/L 判定は、ピーク電流 I/K の n 倍(今回の設計では、最小変調度 15%に 対応するため n=0.1 に設定)の参照電流(閾値電流) I/KEF と、I/SIG の電流比較によって行わ れる。電流比較器は、比較結果を電圧信号 VASK として生成する。電圧 VASK が後段のロ ジック回路に送られ、コマンドや ID 認識等の解釈に用いられる。

上述した電流方式のデモジュレータの利点を以下にまとめる。

- ▶ 電流による演算であるため、低い電源電圧でも動作可能である。電源電圧 を 2V まで下げても動作可能であり、ダイナミックレンジが広い。
- ▶ 電流の引き算(*I*_{PK} − *I*_{ASK})や掛け算(*I*_{PK} × *n*)が、簡単なカレントミラーで構成できる。
- カレントミラーの精度は、回路の工夫ではなく、大部分はトランジスタレ イアウトで決まるため、ミラーの相対ばらつきを最小限に抑えるような工 夫(例えば Common Centroid Layout で配置)することで、電流コピーの精 度は高められる。

全てアナログ回路で構成しているため消費電流は常時ほぼ一定である。つまり、消費電流がASK 信号の 0/1 の変化数やコマンドの種類に依存しないため、電力バジェットの見積もりが容易になる。

2.4.3 電流方式デモジュレータ回路の実測結果

RF タグ IC のチップ端子数は、基本的にはアンテナのプラスとマイナスの 2 個であ る。このため、内部回路が設計通り動作しているかは、リーダ・ライタとの応答を確認 することだけでしか行えない。しかしながら、基本的な原理、新しい方式を検証する上 では、内部個別回路の実測は不可欠である。これを実現する手段として、図 2-22 に示 すような RF タグ IC の内部モニタ波形の取得方法を考案した。

まず、大前提として、評価対象の RF タグ IC の中でモニタしたいテスト端子をあら かじめ出しておく必要がある。端子を外に出す場合、I/O セルなどが新たに必要になり



図 2-22: RF タグ IC の内部モニタ波形取得方法

面積が大きくなるが、例えばチップ四隅の固定用のダミーパッド等をモニタ端子として 流用すると余計な面積増加が避けられる。RF タグ IC を DIP パッケージにワイヤボン ディングで実装し、実際に使用するアンテナ(図の場合はダイポールアンテナ)の両端部 分に DIP パッケージが抜き差しできるよう、丸型ピンを接続・実装したアンテナを用 意する。丸型ピンに DIP パッケージをそのまま差し込めば、チップの 2 つの入力端子 がアンテナのプラスとマイナス端子に接続されるように、ボンディング配置は工夫する。 ボンディングのインダクタやパッケージの容量がマッチングずれをもたらすため、リー ダ・ライタからの信号に応答することができる通信距離は 10cm 未満となってしまう。 しかしながら、実際の無線電波を用いて簡単にかつ、チップを変えて複数個の機能を検 証することが可能になり、電流方式デモジュレータ等の新しい回路の検証を行う場合に は特に有効になる。

図 2-23 は、図 2-22 の環境を用いて取得したデモジュレータ回路の実測波形である。 測定端子として、VDD、*I*ASK、*V*ASK をモニタしている。測定用のトリガ信号をリーダ・ ライタから出力し、それに同期して各端子をモニタした。最初の 8 つのパルス信号は ISO/IEC 18000-6 に規定されているプリアンブル信号である。その後の波形はコマンド の一部を示している。*I*ASK はプローブに抵抗をつけ、電圧としてモニタ出力した結果で ある。

この実測結果より、リーダ・ライタからのキャリア周波数は LPF により除去され、 所望の ASK 変調信号が *I*ASK として抽出できていることがわかる。また、その信号は H/L の *V*ASK としての電圧に忠実に変換されている様子もわかる。これらコマンド受信 中における VDD の変動は 1%以下に抑えられ、一定電圧がキープできていることもわ かる。

以上のことから、新しい電流変換方式のデモジュレータは内部モニタにより機能して いることが実証できた。

図 2・24 は、整流器、過電流保護で構成するデモジュレータ回路への ASK 変調電流 *I*ASKの実測結果である。図 2・22 の測定環境で RF 信号を用いる場合は、10cm 以上の計 測ができないため、DIP パッケージのチップを用いて DC 信号を加えて計測した。電源 端子 VDD に DC 電流を徐々に大きくしながら供給し、その時に生成される電圧(VDD)、 及び、過電流保護が動作してコピーされる電流 *I*ASK を測定した。図 2・24 の横軸は、加 えた DC 電流と生成した VDD 電圧から換算した入力電力値を示している。

入力電流を大きくするにつれ電源電圧 VDD は上昇し、リーダ・ライタからの距離 6m



図 2-23: デモジュレータ回路の実測波形

に相当する-10dBm 以上になると過電流保護回路が動作を開始する。ここから距離 1cm に相当する 20dBm まで、VDD は 2.8V の一定値に固定される。電圧が固定されるため、 *I*ASK は入力電力の増加に比例して線型的に変化することができている。その動作範囲は 27dB であり、0m~6m の通信距離の範囲で機能することに相当する。この実測結果に より、FeRAM のデバイス定格電圧以下の低電圧(2.8V)動作と、広範囲(27dB)での変調



図 2-24: デモジュレータ回路への ASK 変調電流 IASK の実測結果

信号の抽出が両立できることがわかった。

2.5 RF タグ IC の電力バジェット検証技術

RF タグ IC は、自身で電力を生成して受け取った信号を復調し、ロジック回路で解 釈した後、FeRAM アクセスを行い、アンテナ端をロジックからの信号に基づきバック スキャッタでショートさせる一連のコマンド送受信の動作を行う。このため、限られた 電力で各要素回路が動作できているか、一連のコマンド送受信の期間中で電力は十分足 りているか、を検証する全体シミュレーション環境が必要である。本節では、この検証 技術について紹介する。

シミュレーションを行う際に用いるモデルは、図2-25に示すように大きく3つある。

▶ 近似モデル:等価電源や等価抵抗、容量などに置き換えた簡素モデル

- Tr.モデル: BSIM や HiSIM、Spectre 等の特性を模擬したモデル式に実測 結果のパラメータをフィッティングさせた高精度モデル
- HDLモデル: Hardware Description Language を用い、エッジドリブン で動作する回路を機能的な H/L を出力する記述で模擬した高速モデル

シミュレーションはできるだけ高精度、かつ、高速に行うのが理想である。しかしなが ら、RF タグ IC を構成する約 70K 個の全トランジスタを Tr.モデルでシミュレーショ ンした場合、1CLK(25µs)を解析するのに 1.5 時間以上のシミュレーション時間が必要 となった。RF タグ IC の1コマンドの送受信が完了するには、平均的に約 250CLK の 解析が必要であり、全てを Tr.モデルで実施するには 2 週間以上かかる計算となる。高



図 2-25: RF タグ IC の全体シミュレーションモデル

精度で解析できる反面、長い時間がかかってしまうため現実的ではない。このように、 精度と速度はトレードオフの関係にあるため、RF タグ IC に適するシミュレーション モデルは、要素回路毎に適切に選択されなければならない。

RF タグ IC の検証で用いたモデルは以下である。

- アンテナ:インダクタと容量を含めたマッチングは解析時間が長くなるため省略し、アンテナ抵抗やマッチングずれを入力ソースとして等価的に入れた近似モデルを選択。
- アナログ回路:整流器やデモジュレータは寄生容量の見え方やノイズの影響により特性が変わるため、高精度なTr.モデルを選択。
- ▶ ロジック・FeRAM:回路規模が大きいため、機能的な動作を模擬する HDL モデルを選択。

ロジック・FeRAM に HDL モデルを使用した場合、シミュレーション時間は速くなるが、精度の観点で2つ課題が発生する。

- クロックのエッジで H/L の機能的な動作が発生するがノイズは発生しないため、 アナログ回路の動作妥当性が不明
- ② 理想的な H/L の動作になるため電源から電流が流れず、主目的の電力バジェット の調査が検証できない

この課題を解決するために、図 2-26 に示すように、ロジックと FeRAM の理想電源 に対し、電源からグランドに電流を流す消費電流モデルを HDL で作成し挿入した。

まず、アンテナ等価回路を経由して入力された信号は、Tr.モデルで構成した整流器 に入力され、そこで電源電圧が生成される。同じく Tr.モデルで構成した昇圧器、電流 方式デモジュレータによって、FeRAM 用の電源生成、及び、ロジック回路への復調信 号生成がそれぞれ行われる。これらの回路の電源は、Tr.モデルによって生成された電 力を忠実に消費するため、「電流消費を含む電源」である。

一方、ロジックと FeRAM には電源は供給されているが、普通の HDL モデルでは、 イベントが発生しても電力消費はないため、「電流消費のない理想電源」となってしま う。そこで、ロジックと FeRAM の動作のイベントのタイミングに合わせて、相応の消 費電流を電源からグランドに流す図 2・26 下に示す電流モデルを HDL(Verilog-A)で作成 した。VCO(Tr.モデル)で生成したクロックをロジックで受け、それに同期してロジック と FeRAM が動作するタイミングをシミュレーション用の CLK1~4 で消費電流モデル に入力する。例えば、CLK1 は受信用の 10kbps、CLK2 は送信用 40kbps、CLK3 は



Logic全放電量 = 電源、モードに対応する<u>PSCOPEの結果</u> FRAM全放電量 = 電源、Read/Writeに対応するHSPICEの結果

図 2-26:全体シミュレーション高速化のための消費電流モデル近似

FeRAM の書き込み、CLK4 は FeRAM の読み出し、のイベントが起こるタイミングを 表している。ロジックと FeRAM のそれぞれの電源から CLK1~4 の立ち上がり、立ち 下がりに同期して電源からグランドに対して電荷を放出する。この時の放電量は、予め 別ツール(PSCOPE や HSPICE)で抽出しておいた演算結果を利用する。消費電流 HDL モデルは、「受信レート設定毎に抽出した立ち上がり、立ち下がり各々の PSCOPE の 結果」をロジックの全放電量として保持し、また、「読み出し・書き込みそれぞれに対 応する HSPICE の結果」を FeRAM の全放電量として保持している。受信レートは 10kbps か 40kbps かを、シミュレーション開始時に設定できるようにした。

これにより、消費電流モデルは、あるコマンド(クロック数が既知)を決めて受信レートを設定すると、放電するタイミングとイベント毎の放電量(全放電量/クロック数)がわかるため、図 2-26 下に示す消費電流を CLK に同期して生成することができる。電源電圧は、電流モデルが発生する度にドロップしている様子がわかる。また、電流モデルに用いる電流変化の立ち上がり/立ち下がり時間は、アナログ部の Tr.モデルのノイズ成分としての影響も加味し、最終段のバッファに後段の負荷を取り付けて予め抽出した値をモデルに取り込んだ。

挿入した消費電流モデルにより、ロジックや FeRAM が動作する度に適切な電荷が放 電され、電力確保が十分かどうかのシミュレーションが行えるようになった。また、同 時集中的なタイミングで動作した場合の電源のドロップやノイズの影響もシミュレー ションできるようになった。

表 2-11 は、全体シミュレーションに要する時間の比較(一部見積もりを含む)である。 今回設計した RF タグ IC のアナログ部の回路規模は、整流器、過電流保護回路、デモ ジュレータや VCO を含めトランジスタ総数は 8K 個である。一方、ロジック部、FeRAM 部の Tr.数は、それぞれ 30K 個、8.2K 個である。RF タグ IC がリーダ・ライタから受 けるコマンドには、アンチコリジョンを実行するインベントリコマンドや、FeRAM へ のアクセス(読み書き)を行うコマンド等、複数用意されているが、受信してから送信す

| | Analog | | Logic | | FeRAM | | Simulation | | |
|---------|-------------|-----|--------------|-----|---------------|-----------|---------------|-----|-----|
| | Tr. (8K) | HDL | Tr. (30K) | HDL | Tr. (8.2K) | 電流 HDL | 時間※ (hour) | 比 | 備考 |
| Spectre | 0 | 0 | - | 0 | - | 0 | 14.2 | 1 | 計測値 |
| Verilog | 0 | - | 0 | - | 0 | - | 509 | 35 | 見積値 |
| HSPICE | 0 | - | 0 | - | 0 | - | 1625 | 114 | 見積値 |

表 2-11: 全体シミュレーション時間(見積もり含む)の比較

※1コマンド250CLK、約6msecのSimulationに要する時間

るまでに要する時間は、平均的に約 250CLK(40kbps であれば約 6msec)である。

表 2-11 に示すように、アナログ、ロジック、FeRAM を全て Tr.モデルにして HSPICE でシミュレーションする場合、1CLK に要する解析時間から換算して約 1625 時間、す なわち、2.5 か月以上の時間が必要になる。一方、SpectreVerilog のシミュレータを用 いた場合は、クロックの立ち上がり、立ち下がりでは詳細に、固定期間では粗く解析す るように、変化点ごとに解析の粗密が自動で切り替わるため、解析に要する時間は短縮 され、上記条件では約 3 週間(509 時間)にできる。しかしながら、設計フェーズにおい てこのシミュレーション時間は現実的ではない。

一方、ロジック回路、FeRAM を HDL モデルに置き換え、提案の消費電流モデルと 共に用いた場合のシミュレーション時間は、14.2 時間(実際のマシンでの計測値)であっ た。時間としてはまだ長く、マルチスレッド等のマシン側の設定を改良する余地はまだ あるが、従来の Tr.モデルでは検証できなかった受信から送信までの全体のシミュレー ションを、半日の時間の現実的な範囲で確認できるようになった。

図 2・27 は、全体シミュレーションでのコマンド送受信波形である。波形は、それぞ れ FeRAM 電源、アナログ電源(VDD)、ロジックの HDL 電流を表している。一連のコ マンドで、受信待ち(Preamble)、受信、FeRAM アクセス、送信を実施する。キャリア 周波数から整流器で生成したアナログ電源、及び、その後段の昇圧器で生成した FeRAM 電源は、受信、FeRAM アクセス等のフェーズでそれぞれのクロックに応じた HDL 電流が与えられ、消費されている様子がわかる。

また、図 2・27 のシミュレーション波形は、FeRAM アクセス(4msec)後の送信フェー ズで、アナログ電源が下限閾値を下回り、電力不足で送信途中で停止し NG となった例 を示している。送信中はバックスキャッタでアンテナ両端をショートするため、例えば ゼロが連続した値を返信する場合、RF タグ IC 自体は電力が得られない時間が長くな り、整流器が電圧生成できない。このことから、コマンドの長さだけではなく、値(ゼ ロが連続する等)にも電力不足が起きやすい場合があることが分かった。全体シミュレ ーションを通して、一連の送受信がどのフェーズで NG なのか、ノイズの影響なのか電 力不足なのか、切り分けが行えるようになり、また、チップ試作前に、電源電圧が下限 値に至らないような回路の低電力設計にフィードバックすることができるようになっ た。

図 2-28 は、RF タグ IC とリーダ・ライタの距離が 1cm の時の、(a)全体シミュレー ション環境と(b)RF タグ IC の実測波形の比較である。実測波形は、図 2-22 の評価環境



(電力不足で送信途中で NG の例)

下で取得した。この時、インダクタと入力容量のマッチングがずれるため、得られる電 源電圧の絶対値がほぼ等しくなる距離に配置して取得した。近距離時の過電流保護が耐 圧を超えずに機能していること、及び、過電流保護の電流コピーがASK 変調電流とし てデモジュレーション波形を生成していることの動作検証が行えた。この時のアナログ 電源波形(VDD)は、受信から FeRAM アクセス、及び、その後の送信まで、シミュレー ションと実測で形状はよく一致している。挿入した消費電流モデルも十分機能できてい ることがわかる。

また、図 2-29 は、距離が 3.2m の時の同様の波形比較である。到達する電力が弱い ため、整流器で生成する電圧が低い様子がわかる。整流器からの ASK 変調電流がデモ ジュレーション波形を形成する動作検証が行えた。この時のアナログ電源波形もよく一 致していることがわかる。

以上、適所に HDL モデルを挿入することにより、RF タグ IC の電力バジェットを検 証する全体シミュレーションが精度を維持した状態で、かつ、実時間で可能になった。






(b) 実測波形(近距離時相当)

図 2-28: リーダ・ライタと RF タグ IC の距離 1cm 時の波形比較



図 2-29: リーダ・ライタと RF タグ IC の距離 3.2m 時の波形比較

2.6 UHF 帯 RFID タグ IC の設計諸元

図 2-30 は、試作した RF タグ IC のチップ写真である。チップサイズは 1.23mm× 1.50mm(1.85mm²)である。図の左の 2 ピンは入力端子 ANT+と ANT-である。端子付 近に CMOS 整流回路等のアナログ回路が配置されている。過電流保護回路は大きな電 流をバイパスするためのトランジスタ(W=4mm)で構成しているため大きなエリアを占 めている。全体の中心部にはロジックと FeRAM があり、右上側には図 2-22 の環境で 評価するためのテスト用の端子が I/O と共に配備されている。内部状態をモニタするテ スト端子であるため、実際の製品では不要になり、削除した場合は、面積は 2 割低減で きる。

表 2-12は、試作した RF タグ IC の設計諸元である。動作周波数は 860MHz~960MHz の UHF 帯であり、ISO18000-6 に準拠して動作する。受信の変調方式は ASK で、最 低変調度は 15%、データレートは 10kbps、あるいは 40kbps である。送信の変調方式 は、バックスキャッタであり、そのデータレートは 40kbps(受信 10kbps 時)、あるいは、



図 2-30: 試作した RF タグ IC のチップ写真

| 項目 | スペック | | | |
|--------------------------|-------------------------|--|--|--|
| 動作周波数 | 860MHz - 960MHz | | | |
| 変調方式 (Forward) | ASK | | | |
| 最低変調度 (Forward) | 15% | | | |
| データレート (Forward) | 10/40kbps | | | |
| RF Data Coding (Forward) | Manchester | | | |
| 変調方式 (Return) | Backscatter Amplitude | | | |
| データレート (Return) | 40/160kbps | | | |
| FeRAM容量サイズ | 2Kb | | | |
| ESD電圧 (HBM) | 3,000V | | | |
| 通信距離 | Read: 0m - 4.3m | | | |
| (4W EIRP) | Write: 0m - 4.3m | | | |
| インベントリスループット | ~100tags/sec | | | |
| Read/Write スループット | 129tags/sec | | | |
| テクノロジ | 0.35µm CMOS FeRAM 3層メタル | | | |
| チップサイズ | 1.23mm x 1.5mm | | | |

表 2-12: 試作した RF タグ IC の設計諸元

160kbps(受信 40kbps 時)である。FeRAM 容量サイズは 2Kbits であり、ESD 電圧は Human Body Model (HBM)で 3000V である。リーダ・ライタの電力が 4W EIRP の時 の通信距離は、読み出し・書き込み共に 0m~4.3m の範囲内で可能である。インベン トリスループットは 100tags/sec である。これは、1 秒間に 100 個の RF タグを同時に 認識できることを意味している。読み出しした後に書き込みを行うスループットは FeRAM の特長を活かして 129tags/sec が実現できている。チップ設計は、0.35µm CMOS/FeRAM テクノロジ、3 層メタルを用いて行った。

表 2·13 は、RF タグ IC のベンチマークである。提案した我々のタグ IC は、入力寄 生容量削減と閾値キャンセル回路内蔵で効率の良い整流器、近距離から遠距離までの変 調を可能にする電流方式デモジュレータ、読み出しと書き込みを等しい距離(電力)で実 現する FeRAM を内蔵し、他社の RF タグ IC(EEPROM 使用)における読み出し・書き 込みの通信距離を超えるタグ IC を実現した。

図 2-31 は、RF タグ IC を用いた荷物一括検品の様子のデモ写真である。開発した UHF 帯 RF タグ IC を 20 個の荷物に取りつけ、チェックゲートの両端の柱の中に各々 リーダ・ライタを備え、荷台がゲートを通り過ぎると一度に 20 個の検品が行えること をバックエンドのパソコン(画面)で表示している。図 2-5 で示したようなトラックの荷 台に積めた条件ではないが、UHF 帯タグ IC を用いたゲート通過による簡単検品のデ モンストレーションを行うことができた。

| Bender | This work [75] | HITACHI [80] | Alien [81] | NXP [82] | NXP (Philips) [83-84] |
|-------------------------------------|----------------------|---------------------|---------------------------------------|----------------------------------|-----------------------------|
| Products | MB97R7020 | Mu chip | Higgs [™] 4 | ICODE SLIX2 | U-code HSL |
| International Standard | ISO 18000-6 | 非準拠 | EPC Class-1 Gen-2, ISO 18000-6C | ISO 15693 | ISO 18000-4, ISO 18000-6 |
| Carrier Frequency | 900MHz帯 | 2.45GHz帯 | 900MHz帯 13.56MHz | | 900MHz帯 2.45GHz帯 |
| Anti-collision | 0 | × | 0 | 0 | 0 |
| Communication Range | 4.3m (Read/Write) | no data | ~2m (Antennaの大き さ、配置に依存) | ~1.5m (Antennaの大き さ、配置に依存) | 3.5m (Read/Write) |
| Memory | FeRAM | ROM | EEPROM | EEPROM | EEPROM |
| Memory Capacity | 2Kbits | 128bits | 544bits | 2.5Kbits | 2Kbits |
| Process | 0.35µm | 0.18µm | no data | 0.14µm | no data |
| Chip size 1.85mm² | | 0.16mm ² | 0.36mm ² | 0.36mm ² | no data |

表 2-13: RF タグ IC のベンチマーク



図 2-31: RF タグ IC を用いた 20 個の荷物一括検品の様子

2.7 RFID タグ回路設計技術を電力検出器設計へ応用

2.3 節では、無線信号から DC 信号に生成する際には、入力部の寄生容量低減がハーベスタ向け回路には重要であることを述べたが、この回路設計技術は、パワーアンプの出力部に設けられる電力検出器(パワーディテクタ)にも応用できる。本節では、CMOSの RF チップに内蔵した無線信号から DC 信号に変換する電力検出器[85]について詳細を説明する。

図 2-32(a)は、無線モジュール内部の送信出力最終段に設けられている一般的なパワ ーアンプの構成である。1.9GHz や 2.4GHz 帯の高周波無線信号を増幅してアンテナか ら送信するためにパワーアンプが用いられるが、電波法により送信電力を規定値以下に 制限する必要があるため、パワーアンプの出力段には電力検出器が設置され、その値を Variable Gain Amplifier (VGA) にフィードバックして出力電力を調整する。従来手法



電力増幅器の出力電力

(b) 電力検出器を1チップ集積化した際に受ける温度の影響

図 2-32: 従来の電力検出器の課題を説明する図

では、パワーアンプの出力端子はアンテナとのマッチングが行われるため、負荷になら ない分配器(カプラ)を設けて微小信号を受け取る構成が一般的であった(図 2-32(a))。 このため、多段の高周波増幅器を用いて信号を増幅し、電力検出を行っていた。

一方、小型化のための別の手段として、ダイオードを用いて整流する手法も知られているが、ダイオードは温度によって特性が変化するため、図 2-32(b)のようにパワーアンプ近傍に集積化した場合には、パワーアンプの自己発熱によってチップの温度、すなわち、電力検出器が受ける温度が変動するため、精度が悪化するという課題があった。

そこで、図 2-33(a)に示すように、多段の高周波増幅器を用いず、ダイオード用いて 温度補償することが可能な電力検出器を開発した[85]。この時の設計指針は、パワーア ンプの出力電位をダイレクトに電力検出器に入力しても負荷として影響しないよう、 2.3 節で論述した寄生容量を極力小さくする設計指針が元になっている。

図 2-33(b)及び(c)は、ダイオードを用いた電力検出を行う際に必要となる温度補償の



図 2-33:提案する電力検出器[85]のブロック構成と温度補償の動作概要

動作概要である。等しい2つのダイオードを用いて、温度により変化する電流を相殺し、 電力に比例した電流のみを出力している。温度により変化する図の緑の電流が、電流減 算により引き算される。

図 2-34 は提案する電力検出器の回路図である。入力はパワーアンプの出力電圧 *V*RFOUT であり、出力は *V*PD である。入力部には *V*RFOUT の最大±30V の大電圧から回路 を保護するアテネータを設けており、 *V*RFOUT の負荷にならず、かつ、寄生容量が小さ い Metal Insulator Metal (MIM) キャパシタを上位層のメタル配線で形成した。この アテネータを介して得られる振幅 *V*Ac の AC 信号は、ダイオード D₁及び、*R*₂ と *C*₂の LPF で DC 電流に変換される。この時生成される電流は、振幅 *V*Ac による電流 *I*Ac と、 温度で変化するダイオードの閾値で決まる *F* との和(*F*+*I*Ac)で表される。

一方、ダイオード D_2 に流れる電流は、振幅 V_{AC} とは無関係に、温度で決まる F_A と可変抵抗の増加分 R_A によって減少した電流 $-I_{RA}$ の和で表される。

図 2-34 のカレントミラーで構成した電流減算回路により、これら 2 つの電流減算が 行われ、出力 VPD には Fr の電流が相殺された IAC + IRA の電流が生成される。この時、

 $V_{\rm PD} = R_0 \cdot (I_{\rm AC} + I_{\rm RA}) \qquad (9)$

で表される。それぞれのダイオード D1、D2のアノード・カソード間の電位差の差分は、



図 2-34:提案する電力検出器の回路図

 $(V_1 - V_2) - (V_1' - V_2')$

 $= V_{\rm AC} - (R_1 + R_2) \cdot (I_{\rm AC} + I_{\rm RA}) + R_{\rm A} \cdot (I_{\rm T} - I_{\rm RA}) \quad \cdots (10)$

であり、また、ダイオードの電流式より、

$$(V_1 - V_2) - (V_1' - V_2') = V_T \cdot \ln\left(\frac{I_{AC} + I_{RA}}{I_T - I_{RA}}\right) \quad \dots \dots \quad (11)$$

で表される。ここでの 匠は熱電圧である。(10)式、(11)式より、

$$V_{\rm AC} = (R_1 + R_2) \cdot (I_{\rm AC} + I_{\rm RA}) - R_{\rm A} \cdot (I_{\rm T} - I_{\rm RA}) + V_{\rm T} \cdot \ln\left(\frac{I_{\rm AC} + I_{\rm RA}}{I_{\rm T} - I_{\rm RA}}\right) \quad (12)$$

が求まる。ここで、第3項の V_{Γ} は非常に小さいため、 $R_2 = R_2$ 、 $|R_A| << R_1 + R_2$ を設計条件として与えた場合、(12)式は、

$$V_{\rm AC} \approx (R_1 + R_2) \cdot (I_{\rm AC} + I_{\rm RA}) \qquad (13)$$

と、近似できる。(13)式より、入力振幅 V_{AC} は、 I_{AC} + I_{RA} の電流に比例することがわかり、その電流は(9)式より、電力検出器の出力電圧 V_{PD} として現れることがわかる。入力の RF パワーを P_{IN} とおくと、 $V_{AC} \propto \sqrt{(P_{IN})}$ であるため、(13)式より、パワーディテクタの出力 V_{PD} は、 $V_{PD} \propto \sqrt{(P_{IN})}$ であることを示している。

図 2·35 は、提案する電力検出器のシミュレーション結果である。入力振幅の 2 乗の Vac²に対する検出電流 Iac + Iaa をプロットしている。 $R_2 = R_2$ 、 $R_1 + R_2 = 160$ k Ω の場合 の計算式を理想線で示しており、20dB/decの傾きで Vac²に比例している。これに対し、 $R_A = 0$ の時の Spectre を用いたシミュレーション結果(点線)は、入力振幅が小さくなる につれて理想直線から徐々にずれる。この原因は、ダイオード D₁の寄生容量 CP にチャ ージされてしまう余計な電荷の影響度が、入力振幅が小さいほど大きく見えるからであ る。寄生容量 CP に流れる電流は、引き算に用いる電流を予め小さく設定しておくこと で補正できる。すなわち、 R_A を大きく設定して引き算に用いる $I_T - I_{RA}$ の電流を小さ く設定する。図 2·35 に示すように $R_A = 4.8$ k Ω の時は、シミュレーション結果と理想直 線はほぼ一致する。

図 2-36 は、試作した電力検出器のチップ写真である。90nm テクノロジで試作し、 2GHz帯と 0.8GHz帯の CMOS パワーアンプの出力直近に僅か 0.04mm²の小面積で集 積化することができた。

図 2-37、図 2-38 は、それぞれ提案する電力検出器の温度依存性、電源電圧依存性、



図 2-35:提案する電力検出器の線形性向上のシミュレーション結果



図 2-36: 試作した電力検出器のチップ写真

周波数依存性の実測結果である。実測は、3GPP-R99の信号をパワーアンプに入力し、 パワーアンプを動作させながら出力電圧 VPDをモニタした。図 2-37 は、温度を-35℃、 25℃、55℃に変化させた時の、入力パワーに対する出力電圧の線形性を示している。 温度に依存せず線形性がキープできており、温度補償が機能している様子がわかる。こ の時、電力検出器に要求される線形性誤差±0.5dBを満たす入力信号のダイナミックレ ンジは 25dB である。0.8GHz 帯では 30dB のダイナミックレンジが維持できている。

図 2-38 は、電源電圧を V_B=2.8V、3.2V、3.6V、周波数を 0.824~0.849GHz、 1.92~1.98GHz で変化させた場合における、電力検出器の出力電圧依存性を示している。



図 2-37:提案する電力検出器の温度依存性の実測結果



図 2-38:提案する電力検出器の電源電圧及び周波数依存性の実測結果

| | This work [85] | [86] | [87] | [88] | [89] |
|---|--|---------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|
| Published year | 2012 | 2010 | 2008 | 2009 | 2005 |
| Technology | 90-nm CMOS | 0.13-µm CMOS | 0.13-µm CMOS | 0.18-µm CMOS | 0.35-µm BiCMOS |
| Temperature compensation | Internal | Without | Without | Without | Internal |
| Active area (mm ²) | 0.039 | 0.085 | 0.013 | 0.360 | 2.250 |
| Power consumption (mW) | 0.30 (@ 0 dBm) 0.63 (@ 26.5 dBm) | 0.10 | 0.18 (static) | 3.8 | 25.4 |
| Operating frequency (GHz) | 0.824 - 0.849, 1.92 - 1.98 | 0.5 - 20 | 0.125 - 8.5 | 3.1 - 10.6 | 2.0 |
| Linearity error for specified input range | ±0.5 dB for 27 dB (@ 0.824 GHz) ±0.5 dB for 23 dB (@ 1.980 GHz) | ±1% for 20 dB | ±0.5 dB for 18 dB | ±2.4 dB for 20 dB | ±0.5 dB for 20 dB |

表 2-14: 電力検出器のベンチマーク

電圧や周波数の変化が生じても、±0.5dBの誤差範囲内を満たす入力信号のダイナミックレンジは23dBがキープできている。

表 2-14 は、電力検出器のベンチマークである。温度補償を内蔵した電力検出器の中 では面積は一番小さく、多段の高周波増幅器を不要にし、定常電流による差分演算によ る定常的な電流消費のみに抑えているため、電力検出器の消費電力は 0.3mW(@0dBm)、 0.63mW(@26.5dBm)と小さい。また、±0.5dB の誤差範囲内を満たす入力信号のダイ ナミックレンジは 23dB 以上であり、他の従来技術よりも性能がよいことがわかる。

以上、本節では、AC 信号端子に対して、寄生容量を小さくする設計手法を電力検出 器に応用した事例を紹介した。電力検出器の入力信号として、パワーアンプの出力電位 をダイレクトに用いても負荷として影響せず、精度が確保できることを実証した。

2.8 まとめ

本章では、無線(RFID)を用いた電源回路設計技術について、特に、無線電波のAC 信号からDC信号に変換する整流器の回路設計について述べた。整流器を構成するトラ ンジスタを動作し易くするため、RFID タグ IC が受け取る電圧を最大化する設計手法 を提案した。これは入力の等価抵抗を高くすること、すなわち、入力端子に見える寄生 容量を低減することが本質であることを述べた。この設計論は、CMOS パワーアンプ の出力部に接続するパワーディテクタの設計に応用できることを示した。また、この設 計論は浮遊している空間電波から電力を生成する、将来の RF エナジハーベスタを考え る上でも重要である。構成した回路の入力端子に大きな寄生容量が見えていないか、設 計時に考慮することが大切である。

また、本章では、整流器のトランジスタの閾値キャンセルを行う回路、及び、電源変動をとらえて、カレントミラーで簡潔に変調信号を生成する低電圧化に適する電流方式 デモジュレータ回路について言及した。さらに、発電と消費の電力バジェットが成立す るか等、RF タグ IC の電力バジェットを考える上で重要な全体シミュレーションを実 時間で検証可能にする手法について述べた。

1章で述べた IoT デバイスにおける 5 つの電源技術課題に対し、本章で開発した技術 を表 2-15 にまとめる。①の Cold-Start 回路として、整流器の閾値キャンセル回路を設 計・開発し、より小さな電圧振幅からの整流を可能にした。また、従来比 2 倍以上の高 効率を達成した整流器の回路構成、過電圧保護を内蔵しリーダ・ライタからの距離に依 存しない長短距離対応、RFID タグ IC として 1 チップ化した AC-DC 変換設計技術を 開発することで、②の低電力化、③の環境変動、④の小型低コスト化の課題を解決した。 さらに、⑤の汎用設計の課題には、AC-DC 変換における入力部寄生容量低減の設計論 を提案し、整流器だけではなくパワーディテクタにも応用できること示した。将来的に は、RF エナジハーベスタへの展開も期待できる。

| 言田 旦百 | 1) 2 | | ③環境 | ④小型 | 5 |
|-------|------------------------------|-------|---------|----------|----------|
| 硃闼 | Cold Start | 低電力化 | 変動対応 | 低コスト化 | 汎用設計 |
| 日日 ユペ | 関店さいい | 浴本些。谷 | 巨石町御台内 | RFID タグ | 入力部寄生容量 |
| 用先 | 光 國祖キャン 従来比2倍 術 セル回路 の高効率 | 低米比2倍 | (過電圧保護) | IC として 1 | 低減の設計論(他 |
| 坟竹 | | の高効率 | | チップ化 | 技術へ応用) |

表 2-15: 技術課題に対する開発技術(2章)のまとめ

第3章 低電圧かつ広範囲な入力電圧 に対応する DC-DC コンバータ 設計技術

3.1 IoT デバイスに用いられる電源技術への要求と課題

3.1.1 ハーベスタの生成電圧・電力の変動

近年の小型低消費電力化技術により、コイン電池でセンサを動作させ、無線でデータ を送信することが可能なウェアラブル機器やポータブルガジェットが急速に増えてい る。何百億というさまざまなデバイスがネットワークにつながるモノのインターネット Internet of Things (IoT)を活用したサービスが普及してきている。

表 3-1 は、センサを活用した種類別のサービス事例である。温度や湿度センサ、風量 センサは、データセンタや工場内の気温や気流の見える化、及び、空調管理を効率的に 行い、電力コストを削減することに活用されている。また、気圧センサや水位センサを 用いて、農業生産管理へのフィードバックやマンホール中の水位をモニタして監視する 等、社会インフラへの適用も開始されている。また、スマートフォン等をはじめとした 無線通信機器には、加速度やジャイロなどの慣性力センサ、照度や近接などの光度セン サなど小型で良質なセンサが多用されている。

IoT を活用したサービスを実現するためには、現場や人に接する物理的なアナログ情

| デバイス種類 | 用途例 | 設置環境 or 使われ方 | 原理 | 消費電力とサイ ズ、コスト | ICとの IF |
|------------------------------------|--|--|---|---|----------------------------|
| 環境センサ (温度、湿度) | データセンタや 工場の空調管 理、電力削減 | 屋内の測りた い場所に設置 | バンドギャップ電圧の 温度変化、静電容量 値の湿度変化から検 知 | ・数µW ・数mm角 ・数百円 | I2C、 SPI |
| 気圧センサ | 農業生産管理 (温湿度と共に 使用)、 TPMS(タイヤ の空気圧監視) | 施設、農作業 現場の環境 データ測定、 タイヤのバル ブに取り付け | 圧力変化をピエゾ抵 抗効果による電気抵 抗変化で検知 | ・10µW ・数mm角 ・数百円 | I2C、 SPI |
| 水位センサ | 浄化槽、河川 の水位見守り | マンホールの 中、河川の上、 浄化水槽の中 | 測定物と電極間の静 電容量変化を検知 or 超音波で水面からの 反射時間を検知 or 水圧をピエゾ抵抗 ゲージで電気信号に して水深を推定 | ・数十mW~1W ・数cm×十数cm ・~数万円 | アナロ グ電圧 |
| 塵・埃センサ | 空気の汚れの 見える化 | リビングやオ フィスに設置 | 汚染物質による光の 散乱量を測定 | ・100mW ・数cm角、千円 | アナロ グ電圧 |
| 風量 • 流量 センサ | 気流センシング によるデータセ ンタ等の省エネ 化、工場のプロ セス管理 | 気体や液体の 流れがある場 所に設置 | ヒータの周囲の温度 分布が空気の流れで 変化することをサー モパイルの起電力差 として検知 or プロペ ラの回転速度を測定 | ・数十~数百mW ・数cm×10cm ・流量計としては 数万円 | I2C、 アナロ グ電圧 |
| 慣性力センサ (ジャイロ、加 速度、角度、 振動) | スマートフォン、 ロボット制御 | 画面の向き調 整、ゲームコ ントローラの 角度や振動、 カメラの手振 れ補正、姿勢 検知 | 振動する物体に加わ るコリオリの力から角 速度を検出 | (加速度) 数百µW,2mm角 (ジャイロ) 数mW, 数mm角、 数百円 | I2C、 SPI、 アナロ グ電圧 |
| 衝撃センサ | スポーツ用品 (Reebokのヘッ ドギア) | フットボール等 のヘッドギア に内蔵され頭 部への影響度 を計測 | 圧電セラミックスに衝 撃が加わると加速度 に比例した電荷が発 生することを利用 | ·1cm角 ·数百円 | アナロ グ電圧 |
| 脈拍センサ | 人の状態把握 | 腕時計型 | 反射光の吸収量が血 管の容積変化に伴い 変化することを利用 | ・数百µW ・3mm角 ・数百円 | I2C |
| 一一 光度(照度、 赤外線、RGB、 近接)センサ | スマートフォン、 自動ドア、照明 機器 | 明るさに応じ て輝度調整、 赤外線変化を 検知してドア 開閉 | フォトダイオードで光 量、線量を抽出し明 るさを検知 | ・数百µW ・(照度)2mm角、 数百円、 (赤外線)10mm角、 数千円 | l2C、 アナロ グ電圧 |
| 電流センサ | バッテリへの充 電電流管理、 漏電検知、電 力測定 | バッテリと直 列に抵抗挿入 or ケーブルに カレントトラン ス or ホール 素子を設置 | 挿入抵抗両端の電圧 測定 or 測定電流を 巻線比に応じた二次 電流に変換 or 電流 により生じる磁場を測 定 | (抵抗挿入)1mW、 3mm角、数百円 (トランス)2cm角、 2~3千円 (ホール素子) 2mm角、\$1 | I2C、 アナロ グ電圧 |

表 3-1:センサを活用した種類別サービス事例

報を取得するセンサ、そのデータを無線送信する無線デバイス、データを集約・分析す るゲートウェイを含めたクラウド等のシステムが必要である。複数の場所での多くのデ ータを取得し、分析して新たな価値を創出するため、IoT デバイスは1つではなく、数 百、数千という単位で取り扱って初めてサービスが実現できる。このため、コイン電池 で動作できる便利な IoT デバイスも、電池がなくなれば、全てを交換しなければならな い。特に、データセンタやインフラ監視など、運用上データを取得し続けることが要求 される用途、電池交換作業自体が困難な用途には、電池交換不要化が課題となる。

バーベスタは、その電池交換の不要化を可能にする有力な候補の1つである。光や温度差、振動、及び2章で述べた電磁波からエネルギを収集し、電力に変換することができる。図 3-1 はハーベスタを搭載したセンサノードの基本構成である。ハーベスタから生成された光や温度差からの DC 電圧や、振動発電素子で整流された DC 電圧 V_Nは、



図 3-1:ハーベスタを搭載したセンサノードの基本構成

昇圧あるいは降圧コンバータに入力され、二次電池に蓄えられる。蓄えられた電荷は、 電源回路の制御により、無線送信回路やセンサの動作に用いられる。生成された電力を マネジメントすることにより、電池交換不要化が可能になる。

しかしながら、ハーベスタは、設置された環境により生成電圧や電力が大きく変動す るため、その取扱いは非常に難しい。光は天候や陰日向、屋内外での照度の違い、温度 差は季節による気温の違い、振動は動作する対象の周波数による違いなどで、発電電力 が変動する。例えば、熱発電素子を用いた温度差発電では、1K あたり 25mV の生成電 圧[90]であることが知られている。季節によって気温の変化が激しい内陸部では夏と冬 の温度差が 50℃以上も変化する場合もあり、入力電圧 *V*_Nの変化は 1.2V 以上になる。 また、圧電型振動発電素子(PZT)を用いた振動の場合は、歩行、ジョギング、ランニン グの各々の場合で周波数が異なり、生成電圧は 0~3.5V/g [91-92]で大きく変動する。

図 3-2 は、適用条件によって変化するハーベスタの生成電圧と生成電力である。太陽 電池は PN 接合ダイオードで構成されるため、1cell あたりの発電電圧は約 0.6V である [93]。体温と空気中の温度差を利用した発電は、人の皮膚表面温度を 30℃とした場合の 換算生成電圧は 25mV、発電電力は 10µW/cm² である [94]。一方、工場のダクト等の排 熱と空気中の温度差を利用した場合は、約 100℃の温度差が取れるため、発電電圧・電 力は皮膚に取り付けた場合の 100 倍近い値が得られる。橋梁に振動発電素子を設置し、 車などが通った時に生じる振動では、2Hz の振動で 0.2V の電圧振幅、2.4µW/cm² の電 力[95]、また、モータなどに取り付けた場合の安定した振動においては、77Hz の振動 で 5V の電圧振幅、72µW/cm²の電力[96]が得られた報告がある。

このように、ハーベスタを取り付ける場所や周辺の環境条件、さらには、大きさや時間的変化によっても生成電圧・電力が異なることがわかる。この不安定かつ変動の大きい電圧を、後段の二次電池や無線送信回路に安定供給し、電気的動作を実現させることが、特にハーベスタを取り扱う際には重要である。この重要な役割を担うのが、ハーベスタの小さい電力を回路が使用できる電力に変換する昇降圧コンバータであり、電源回路技術である。特に、昇圧コンバータは、トランジスタの閾値(一般的には数百 mV)を下回る低い電圧条件下においても適切な電源電圧を生成することが望まれる。さらには、環境や周囲の条件変化にも対応できるように、広い入力電圧範囲で動作できなければならない。

87



図 3-2: 適用条件によって変化するハーベスタの生成電圧と生成電力

本章では、低電圧かつ広範囲な入力電圧に対応する DC-DC コンバータ設計技術と題 して、広い入力 DC 電圧範囲に対応可能な昇圧コンバータの回路設計技術について論じ る。バッテリフリーで安定動作を可能にする電力制御技術に関する詳細は、第4章で述 べる。

3.1.2 低入力電圧対応の従来技術

図 3-2 に示したような幅広い生成電圧に柔軟に対応するための昇圧コンバータにとっての最大の課題は、温度差発電による 20mV クラスの低い電圧から、デバイスが動



図 3-3:一般的な昇圧回路の構成図

作できる電圧まで昇圧する回路技術である。トランジスタを用いた回路でスイッチング 動作させるためには、最低でも一般的な閾値電圧を超える数百 mV 以上の入力電圧が必 要である。2章の整流器の設計で用いた閾値キャンセル回路も、一時的に生成した電源 電圧を利用した回路動作になっており、閾値電圧以下の入力電圧には対応できない。従 って、簡単にトランジスタが ON/OFF できない状況下においても、昇圧動作を可能に する新しいトポロジ、新たな回路設計技術が必要である。

図 3-3 は、一般的な昇圧回路の構成図である。インダクタにエネルギを蓄えるために、 インダクタの一方をグランドに接続し、その後、スイッチを切り替えて出力側のキャパ シタにエネルギを送る。制御回路は、出力電圧 Vour をモニタしながらスイッチの ON/OFF の Duty を制御することにより、所望の電圧にレギュレーションする。入力電 圧 V_{IN}が非常に小さくても、発振器などを用いてスイッチングすることができれば、ゆ っくり時間をかけてエネルギを蓄えることができる。また、初期の起動時のみスイッチ ングを行ってエネルギを蓄え、起動した後は制御回路に制御を任せるような仕組みも考 えられる。ここで重要となるのは、低い入力電圧を用いて如何にしてスイッチング動作 を実現するかであり、この回路技術が昇圧コンバータのキーとなる。非常に小さい電力 で初期の起動や制御サポートを行う回路は、Cold-Start 回路と呼ばれている(図 3-3 参 照)。

昇圧コンバータをトランジスタの閾値以下の低い入力電圧から起動させるための技術は、これまで多く紹介されている[97-132]。図 3-4 に示すように、技術を分類すると以下の 4 つに分けることができる。



図 3-4:低い入力電圧から昇圧回路を起動する技術の分類

➢ Battery or Precharge

Cold-Start 回路への電源は、一次電池や二次電池から与える、あるいは、事前 にキャパシタに電荷を蓄えておき、その電力を用いて駆動する手法である。 Cold-Start 回路には所望の安定電源が供給されているため、低い入力電圧から 動作可能である。しかし、*V*_{IN}の入力電圧のみ与えられている場合は、自力で 起動することはできない。

> Transformer

起動や昇圧動作にトランス(変圧器)を用いる手法である。トランスの一次側に 対する二次側の巻線比が大きくなるように設定し、二次側の高い電圧を用いて 昇圧回路を動作させる。全体の回路性能はトランスの巻線比や寄生抵抗によっ て大きく左右される。

Mechanical Assist

発振器などの回路を用いず、外部からのメカニカルスイッチ等により、イベントとなるトリガを供給してスイッチングさせることで昇圧回路を起動する手法である。振動発電素子を用いて AC 的な電圧振幅をスイッチに供給する等、

簡単な構成で実現できるが、イベントトリガが発生できる用途でなければ使用 できない。

> No Assist

ハーベスタからの電力のみを用いて起動する理想的な昇圧コンバータの構成 である。トランジスタを ON/OFF させる発振器を如何に低電力、かつ、低入 力電圧から起動させるかが重要である。

図 3-5 は、1V以下の低い入力電圧で起動することが可能な、従来の DCDC コンバー タの発表を開発年ごとにまとめたマップである。図の縦軸は Cold-Start 回路を起動す



図 3-5:低い入力電圧で起動する DCDC コンバータの開発年マップ

ることが可能な最低入力電圧を示しており、各技術を図 3-4 の 4 つの分類に分けて示し ている。2008 年以降、現在まで多く研究開発されているが、ハーベスタ自身の信号で 動作できるアシストなしの技術(丸い点で記載)が圧倒的に多い。しかしながら、その大 半は、100mV以上の電圧を必要としている。トランジスタの ON/OFF を低い入力電圧 で実現する設計が非常に難しいことがわかる。

100mV以下の低い入力電圧を電源電圧として Cold-Start 回路を実現した従来技術は、 Mechanical Assist[90]や、バッテリのプリチャージ[99][110][128-129]、あるいは、ト ランスを用いた回路[102][111][117][120-121][126-127]の電源アシスト技術を用いた例 が多い。ただし、低入力での動作が可能な反面、使用条件が限られてしまうデメリット もある。このため、IoT デバイスとしてハーベスタを用いて適用用途を拡げるためには、 特別な条件を必要とせず、低い入力電圧から動作し、かつ、動作可能な電圧範囲が広い ことが求められる。

図 3-6 は、昇圧コンバータとして動作可能な入力電圧範囲の一覧表である。横軸は論 文の Reference 番号を、縦軸は入力電圧範囲を示している。図 3-4 の 4 つの分類のうち、 バッテリへのプリチャージの技術と Mechanical Assist の技術は「特別な条件」が必要 となるため、アシストなしの技術とトランスを用いた技術にピックアップしている。例 えば[97]は、アシストなしの技術で 0.65V の入力電圧で Cold-Start 回路が動作(スター トアップ)し、その後、入力電圧が 0.15V~0.9V まで変動しても動作が可能であること を示している。同様に[102]の場合は、20mV の電圧で動作し、入力電圧範囲は 20mV ~500mV であることを意味している。昇圧コンバータには、電力変換効率や出力電圧 範囲、供給可能出力電流など、他にも重要な指標があるが、特に入力電圧範囲に注目し たのは、図 3-2 でも示したように、広い入力の電圧範囲に対応する昇圧コンバータが実 現できれば、ハーベスタの環境変動にも対応することができ、あらゆる用途に適応可能 になるからである。電力変換効率が多少悪くとも、ゆっくりと時間をかけて動作できれ ば、エネルギを蓄え、間欠動作することも可能になる。動作できなければ、蓄えること すらできない。

図 3-6 の[107][109][124][132]に代表されるように、アシストなしの技術を用いて低い入力電圧でスタートアップする回路は、低電圧動作用の特別な回路の仕組みを設けているため、動作可能な入力電圧範囲が狭くなってしまう傾向にある。しかしながら、一



図 3-6:昇圧コンバータとして動作可能な入力電圧範囲の一覧

度起動(スタートアップ)すれば、その後に入力電圧が下がっても、蓄えた電力で制御回路を駆動するように切り替えることで、広い電圧範囲で動作させることは可能になる。 この仕組みを取り入れた昇圧コンバータ[116]は、僅か 50mV の電圧で起動する LC 共振型発振器を構成し、200mV までの入力電圧に対応することができる。

一方、トランスを用いた技術は、スタートアップ可能電圧は最小動作電圧と等しく、 また、動作範囲はアシスト技術に比べ広い傾向にある。この理由は、トランスは信号を 一度 AC 信号に変換するため、Cold-Start 回路として発振器を構成しやすいこと、及び、 AC 信号振幅はトランジスタの閾値を超えるように二次側のトランスの巻線数を増やす ことで構成できることが挙げられる。

以下、従来技術の代表例として、

▶ LC 共振型発振器を用いてアシストなしでクロックを生成[116]

▶ トランスフォーマを用いて二次側の振幅を大きく生成[102][120] について、ブロック図を含めて紹介し、その課題について述べる。

図 3-7 は、アシストなしの技術で LC 共振型発振器を構成して実現した DCDC コン バータの従来例である[116]。LC 発振器で得たクロックを後段の 12 段のチャージポン



図 3-7: LC 共振型発振器を用いた DCDC コンバータの従来例[116]

プで DC 電圧 Vc に変換する回路が Cold-Start 回路である。Vc はトランジスタの ON/OFF を制御するのに十分な電圧であり、その電圧を電源にして後段の Auxiliary Boost Converter を動作させる制御回路を駆動する。Auxiliary Boost Converter でさら に Vc が高くなると、それよりも電力変換効率の高い ZCS-Controlled Boost Converter (Zero Current Switching: ZCS)に動作を切り替えて定常動作に移行する。このように、 低い電圧からの起動を行う Cold-Start 回路、一時的な電力生成を行う Auxiliary Boost Converter、高効率で動作する ZCS Boost Converter の3 段階で処理を切り替えて昇圧 動作を実現している。

この回路の利点は、LC 発振器を搭載し、僅か 50mV の低い入力電圧から起動できる ことである。しかしながら、外付けのインダクタが LC タンクに 2 個、後段の 2 つの Converter にそれぞれ 1 個ずつ、計 4 個必要になる。また、Cold-Start 回路は一度立ち 上がり、不要になればパワーダウンするのが好ましいが、LC 発振器はトランジスタと して Native MOS (閾値がほぼゼロのトランジスタ)を用いて低入力電圧で自走するた め、パワーダウンの機能やスイッチを挿入することができず、常時発振し続ける。この ため定常電流が発生しハーベスタからの発電電力では賄えない場合も生じる。さらには、 チャージポンプが 12 段で固定してあるため、入力可能な電圧範囲 *V*_N が低い電圧側に 制限される(上限の 200mV はこれで制限されている)。

外付けのインダクタを内蔵して LC 発振器を構成し、メインの Boost Converter が起 動した後にオシレータをパワーダウン(切り離す)手法も提案されている[132]が、入力範 囲は起動電圧付近に限定されている。

以上のように、LC 発振器を用いてアシストなしで自走する手法は、100mV 以下の 入力電圧においても昇圧動作は技術的には可能であるが、入力動作範囲が制限されてし まう課題がある。

一方、図 3・8 は、トランスフォーマを用いて一次側の電圧振幅の N倍(Nはコイルの 巻線比)を二次側の振幅として生成する従来例である[102][120]。図 3・8(a)は、入力部の トランスフォーマ型発振器でクロックを生成し、それを後段のチャージポンプと LDO で DC 電圧に変換する構成である。トランスフォーマ型発振器は、閾値ゼロで動作する Native MOS が ON する際の一次側インダクタの両端にかかる電圧の N倍を二次側に 供給する。二次側のインダクタ Lと後段の Cで LC 共振回路となり V_{IN}の N倍の振幅 を持った AC 信号に変換されるため、後段の回路ではトランジスタを ON/OFF できる



図 3-8: トランスフォーマを用いた DCDC コンバータの従来例

+分な電圧が得られる。例えば №100 の場合には、 VIN=20mV を 2V に変換すること ができるため、低い入力電圧からの起動が可能になる。しかしながら、大きな電圧振幅 に変換できる反面、回路の耐圧保護の観点で、入力電圧範囲は制限される。この回路の 保護は5.25V のツェナダイオードで行われているため、入力電圧 VIN=50mV以上では、 保護回路が働き電力効率が悪くなる。図 3-8(a)は、LTC3108 として広く知られており、 すでに実用化されている技術である。

図 3-8(b)は、トランスフォーマを用いた別の昇圧コンバータである[120]。V_{IN}に電圧 変化が加わる時、M₁の寄生容量を介してパルス状の L₀が流れ、V_Gに電荷が蓄えられ る。それと同時に L₁が流れ始め、時間と共に L₁が上昇していく。L₁がある大きさに 到達すると整流器側に一気に電流が流れ、V_Kの電圧が上昇する。それと同時に L₁は減 少するため、V_Gの電位は下がる。この下がるタイミングで V_{IN}と V_Gの電位差に相当す る電流 L₀が流れ、動作を繰り返す。この構成は、常時この切り替え動作を行うための 電流が二次側で必要となるため、二次側に大きな巻線比を用いることができない([120] では N=1 を使用)。耐圧保護の電圧は 1V(保護回路にツェナダイオード使用)であり、こ れが入力範囲を制限している。

また、図 3-7、図 3-8(b)に共通して言える別の課題は、低い入力電圧からの昇圧動作 に注力しているため、二次電池への充電機能がないことである。ハーベスタからの電力 は限られているため、余分な電力は保護回路で捨てるのではなく、二次電池などの別の 蓄電素子に蓄え、電力生成ができない時間帯で使用する構成が好ましい。しかし、一般 的なリチウムイオン二次電池ではチャージに 4.2V の電圧が必要であり、100mV 以下の 低い入力電圧から 4.2V に昇圧することが大きな課題となる。

以上の従来技術の課題を表 3-2 にまとめる。IC 内部の素子の耐圧保護を行いながら、 入力範囲を最大限に広げ、かつ、スタートアップ用の発振器は、起動後にはパワーダウ ンして電力変換効率を高めること、さらには、二次電池の充電機能を装備した昇圧コン バータの実現が求められる。

表 3·3 は、表 3·2 に示した課題の項目に対する、従来の昇圧コンバータと開発目標の 機能比較表である。項目としては、トランジスタの閾値電圧を下回る約 100mV 以下か らの昇圧動作、1V 以上の広い入力電圧範囲、80%以上の電力変換効率、二次電池充電 機能の4つを挙げ、各々の従来技術が機能を満たしているかの可否を示した。また、今 回開発した昇圧コンバータ[126-127]の機能も表 3·3 に示した。表が示すように、トラ ンスフォーマを用いる従来技術[102][111][120]は、全て 100mV 以下の入力電圧に対応 することが可能である。一方、スイッチングによってインダクタに蓄えられたエネルギ をコントロールするスイッチングインダクタ型は、ロスが少なく 70%以上の電力変換 効率が達成できている[113][116]。ただし、[116]は、LC 発振器の動作が停止できない

| 従来技術 | 課題 | 通 ···································· |
|--------|--------------|---|
| LC 発振器 | V | 入力の電圧範囲は LC 発振器が起動・動作する電圧付近 |
| 使用 | | に限定 |
| | \succ | 高効率化を達成するためには、発振器をパワーダウン |
| | | する仕組みが必要 |
| トランス | | 入力範囲はトランスの巻線比と回路素子耐圧の制約で |
| フォーマ使用 | | 決まる |
| 共通の課題 | \checkmark | 二次電池への充電機能がない |

表 3-2: 従来技術の課題

表 3-3: 従来の昇圧コンバータと開発目標の機能比較表

| | | This Work [126,127] | BQ25504, TI [113] | LTC3108, Linear Tec. [102] | ISSCC 2012, J.P.Im [111] | JSSC 2014, Y. Teh [120] | JSSC 2013, P.S.Weng [116] | |
|---|----------------------------------|------------------------------|-------------------------------------|-------------------------------------|-----------------------------------|----------------------------------|------------------------------------|---|
| Cold- Start Voltage (< 100mV) | | 0 | × | 0 | Ο | 0 | 0 | |
| Input Voltage Range | Input /oltage Range (> 1V) | | 0 | 0 | × | × | × | × |
| Power conversion | | > 70% | 0 | 0 | × | × | 0 | Ο |
| Efficienc (Peak) | зy | > 80% | 0 | 0 | × | × | × | × |
| Capable of charging secondary batteries | | 0 | 0 | 0 | × | × | × | |
| Converter Type | | Transfor mer (Startup) | Switched | Transfor | Transfor mer (<100mV) | Transfor | Switched | |
| | | | Switched Inductor (Operation) | | | Switched Inductor (>100mV) | | |

ため、効率は70%で頭打ちであり、80%を超える実用的な効率での動作は実現できていない。

本章で提案する昇圧コンバータは、トランスフォーマ型の低い入力電圧での動作とス

イッチングインダクタ型の定常時の高効率動作、この両者の特長をマージした新たな構成である。すなわち、トランスフォーマを用いて構成した Cold-Start 回路が、一時的な起動電源電圧を生成し、その電圧を用いてスイッチングインダクタ型昇圧コンバータが起動した後、Cold-Start 回路をパワーダウンさせるという、いわゆるハイブリッド構成である。二次電池への充電機能も兼ね備え、広い入力電圧への対応と高効率化を両立することで、ハーベスタを用いた IoT デバイスの適用範囲を拡大することができる。

3.2 提案する昇圧コンバータの回路設計

3.2.1 ブロック構成

図 3-9 は、提案する昇圧コンバータのブロック構成図である。ハーベスタからの電力 を受けて、まずは Cold-Start 回路が動作し、生成した電圧をもとにスイッチングイン ダクタ型昇圧コンバータが動作を開始する。昇圧コンバータは、生成した電圧が自立動 作可能な規定電圧に到達した後、パワーダウン信号を Cold-Start 回路に供給する。 Cold-Start 回路は昇圧コンバータが立ち上がった後はパワーダウンするため、定常的に は高効率動作が可能になる。

ここで昇圧コンバータの起動をアシストする Cold-Start 回路の構成について考察する。入力電圧の仕様は、温度差 1℃の発電電圧(25mV[90])でも動作できること、図 3-6 で示す Cold Start が可能な最小入力電圧は 20mV であることから、本設計でも 20mV



図 3-9:提案する昇圧コンバータのブロック構成

を目標値にする。この時、Cold-Start 回路を構成する発振器として、

▶ トランスフォーマを用いて発振器を構成する方法が適切なのか

▶ LC 発振器を使用した場合は 20mV からの発振は不可能なのか を明確にしておく必要がある。

提案する昇圧コンバータに適する発振器を選択するため、以下に、2つの発振器の基本構成を示し、その発振可能な最低電圧を考察した。

3.2.2 Cold-Start 回路に用いる発振器の選択

3.2.2.1 LC 発振器使用の考察

図 3-10 は、一般的な LC 発振器の回路図である。発振を継続するためには、クロス カップルを構成するラッチが負性抵抗になっている必要がある。例えば、VF=VMの時、 M1のトランジスタは Vgs=Vds であるが、VFの電圧上昇と VMの電圧減少が同時に起こ った次の瞬間に、Vgs による電流増加が Vds による電流減少よりも勝る時、すなわち、 Aaが増加する時、M1は負性抵抗となり、電圧が減少しても Aaを維持し、発振を継続す ることができる。以下、LC 発振器の発振限界電圧を導出する。VN は閾値以下の低い 入力電圧であるため、Aaはサブスレッショルド領域のドレイン電流式(1)を用いて、以下 の式で表される[133]。



図 3-10:一般的な LC 発振器の回路図

$$I_{\rm d} = I_0 \cdot \exp\left(\frac{V_{\rm gs} - V_{\rm th}}{\eta V_{\rm T}}\right) \cdot \left\{1 - \exp\left(-\frac{V_{\rm ds}}{V_{\rm T}}\right)\right\} \qquad (1)$$

ここで、

$$I_0 = \mu C_{\rm ox} \frac{W}{L} (\eta - 1) V_{\rm T}^2, \qquad V_{\rm T} = \frac{kT}{q}, \qquad \eta = 1 + \frac{C_{\rm d}}{C_{\rm ox}} \qquad \cdots \cdots \qquad (2)$$

である。 V_{gs} 、 V_{ds} 、 V_{th} は、それぞれ M_1 のゲート・ソース間電圧、ドレイン・ソース間 電圧、閾値電圧であり、 V_t は熱電圧、 C_{ox} は酸化膜容量、 C_d は空乏層容量である。トラ ンジスタ M_1 が負性抵抗を維持するかどうかは、 V_{gs} 、及び V_{ds} の変化による I_d 依存性を 調査する必要がある。このため(1)式を微分して(3)、(4)式を得る。

$$\frac{dI_{\rm d}}{dV_{\rm gs}} = \frac{I_0}{\eta V_{\rm T}} \exp\left(\frac{V_{\rm gs} - V_{\rm th}}{\eta V_{\rm T}}\right) \cdot \left\{1 - \exp\left(-\frac{V_{\rm ds}}{V_{\rm T}}\right)\right\} \qquad (3)$$

$$\frac{dI_{\rm d}}{dV_{\rm ds}} = \frac{I_0}{V_{\rm T}} \exp\left(\frac{V_{\rm gs} - V_{\rm th}}{\eta V_{\rm T}}\right) \cdot \exp\left(-\frac{V_{\rm ds}}{V_{\rm T}}\right) \qquad (4)$$

(3)式と(4)式の差を計算すると、

$$\frac{dI_{\rm d}}{dV_{\rm gs}} - \frac{dI_{\rm d}}{dV_{\rm ds}} = \frac{I_0}{\eta V_{\rm T}} \exp\left(\frac{V_{\rm gs} - V_{\rm th}}{\eta V_{\rm T}}\right) \cdot \left\{1 - (1+\eta) \exp\left(-\frac{V_{\rm ds}}{V_{\rm T}}\right)\right\} \quad \cdots \quad (5)$$

である。(5)式がゼロになる時の $V_{ds}(V_{IN})$ が、 M_1 が負性抵抗になる最小の電圧に相当する。すなわち、

$$(1+\eta)\exp\left(-\frac{V_{\rm IN}}{V_{\rm T}}\right) = 1$$
 (6)

である。ここで、 η を求めるために、サブスレッショルドスロープ $S = (\eta \cdot V_{\rm T} \cdot \ln 10)$ を 用いる[134]。Sは、設計に使用するテクノロジ(今回は 0.35µm を仕様)のトランジスタ シミュレーション結果より 80mV/dec と抽出できるため、 η は、

$$\eta = \frac{S}{V_{\rm T} \cdot \ln 10} \approx \frac{0.08}{V_{\rm T} \cdot \ln 10} \approx \frac{0.035}{V_{\rm T}} = 1.34_{\rm (T=27K)} \qquad (7)$$



図 3-11: LC 発振器の発振可能な最小電圧 VIN

と求められる。従って、(6)(7)式より、

 $V_{\rm IN} = V_{\rm T} \cdot \ln(1+\eta) \approx 0.85 V_{\rm T} \qquad (8)$

である。

図 3-11 は、横軸を温度として(8)式をプロットした結果である。負性抵抗を得る最小 の V_{IN}電圧は V_Iに比例するため、低温ほど小さくなる。常温では V_{IN}=22mV である。 図 3-11 は、負性抵抗のみを考慮した発振可能な理論値を示したが、電流ロスやサブス レッショルドスロープ Sのばらつき、温度依存性などを考慮すると、外部部品で簡単に 組み上げる汎用性の高い構成として、適切であるとは言えない。

3.2.2.2 トランス型発振器使用の考察

トランス型発振器を用いた場合の発振条件式について考察する。図 3-12(a)は、 LTC3108 で用いられている従来のトランス型発振器[102]の回路図である。トランスの 一次側と二次側のインダクタ、抵抗をそれぞれ、L1、L2、R1、R2、巻線比を Nとする。 図 3-12(b)は、理想変圧器にした場合に二次側に見える成分を表した等価回路である。 M1のトランジスタを電圧制御電流源とオン抵抗成分(Rds:ドレインソース間抵抗)で



図 3-12: トランス型発振器[102]の等価回路

表した等価回路が同図(c)である。ここで、 R_{ds} 以外の負荷等価抵抗 R_{LOAD} を含めたイン ピーダンスを Z とおくと、 $N^2 \cdot R_{ds} << Z$ が近似できる条件下では、等価回路は同図(d) となり、設計をシンプルにすることができる。これが発振条件を満たすためには、

$$\frac{gm}{N} \cdot N^2 R_{\rm ds} > 1, \qquad \rightarrow \quad gm \cdot R_{\rm ds} \cdot N \ge 1 \quad \cdots \cdots \quad (9)$$

が必要である。

 $V_{IN}=20mV$ における条件では、デプレッション MOS[136]や Native MOS[102]を用い、トランスとして[135]を使用した場合、N=100の大きな巻線比であっても、 N^{2} ・ $R_{ds} << N^{2} \cdot R_{1}$ 、 $N^{2} \cdot R_{ds} << R_{2}$ であるため、(9)式の近似式より、 $gm \cdot R_{ds} > 0.01$ が満たせると考察できる。また、回路部品点数も少なく、汎用性を持たせる構成としても相応しいと考えられる。従って、低い入力範囲から起動するために必要な Cold-Start 回路の発振器として、トランスフォーマ型を選択することとした。

トランス型発振器では、表 3・2 に示したように、トランスの巻線比が大きい場合は、 耐圧保護の観点(ツェナダイオードを挿入)で、入力電圧範囲を拡げられない課題があっ た。また、一度起動すると常時発振するため、図 3・9 の構成で高効率化を図るためには、 トランス型発振器をパワーダウンする仕組みも必要になる。(9)式の発振条件の負荷に ならずに起動し、大きな電圧入力時には振幅を制限し、かつ、起動後には自動的にパワ ーダウンする Cold-Start 回路が必要である。

3.2.3 回路構成

図 3-13 は、提案する昇圧コンバータの回路ブロック図である[126-127]。Cold-Start 回路は、トランス型発振器に用いるトランジスタとして Native MOS あるいはデプレ



図 3-13:提案する昇圧コンバータの回路ブロック図[126-127]

ッション型 MOS を 2 つ直列に接続した構成にしている。M₁ は図 3-12(a)と同じトラン ジスタであるが、M₂ は発振振幅が発振器の振幅電圧と起動後のパワーダウン信号によ り制御できるように設けた制限用のトランジスタである。M₂ のゲート電圧は、振幅制 限回路、あるいはパワーダウン制御回路によって制御される。トランス型発振器で得た AC 信号は整流器によって DC 電圧に変換され、その電圧は後段のスイッチドインダク タ型昇圧コンバータ(以降、Switched-Inductor Boost Converter : SIBC)の制御回路に 供給される。この時、整流器によって変換された DC 電圧を SIBC の入力(V_{NDC})にダイ レクトに接続することは得策ではない。トランス型発振器は電圧を 100 倍に増幅でき るが、逆に電流を 1/100 にしてしまうため、SIBC が動作するのに十分な電流を供給で きない。一方、SIBC の制御回路は SIBC の Cold-Start 回路でもあるため、整流器出力 の DC 電圧をこの制御回路の電源(V_{STOR})として供給することはできる。整流器から供 給される電流が微小であっても、SIBC は起動することが可能になる。

また、SIBC としてバッテリチャージャが搭載されたもの、あるいは、SIBC の昇圧 電圧を別のバッテリチャージャ IC に接続すれば、二次電池への充電も可能になる。さ らに、SIBC の出力電圧をモニタし、規定値に達した信号を比較器で生成し、パワーダ ウン制御回路に入力すれば、起動後にトランス型発振器を停止させることができ、高効 率化が図れる。

3.2.3.1 振幅制限回路

本節では、トランス型発振器の出力振幅をツェナダイオードによる耐圧保護なく制限 する振幅制限回路について述べる。図 3-14 は、図 3-12(d)のトランス型発振器[102]の 等価ブロック図(a)と、その出力波形を示した図である。(9)式を満たすようにトランス の巻線比、トランジスタ M₁、M₂を選択し、発振器が発振を開始すると、(b)のように 振幅 V_{CK_PEAK} (共振周波数は図 3-12(a)の L₂ と Cで決まる)を持つ(10)式に示す電圧が生 成される。

 $V_{\rm CK} = V_{\rm CK \ PEAK} \cdot \sin \omega t \qquad (10)$

発振器の1周期あたりの平均出力電力を Рск と定義すると、



図 3-14: トランス型発振器[102]の(a)等価ブロックと(b)出力波形

$$P_{\rm CK} = \frac{V_{\rm CK_PEAK}^{2}}{2 \cdot R_{\rm LOAD}} \qquad \cdots \qquad (11)$$

で表される。また、平均入力電力を V_{IN}・*I*_{IN}、後段の負荷回路が動作しない状態での回路の電力ロスを PLoss と定義すると、入力平均出力電力 PCK は、V_{IN}・*I*_{IN} – PLoss で表現されるため、(11)式は、

$$V_{\rm CK_PEAK} = \sqrt{(2 \cdot (V_{\rm IN} \cdot I_{\rm IN} - P_{\rm LOSS}) \cdot R_{\rm LOAD})} \qquad (12)$$

となる。これは、発振器の振幅は $V_{\rm IN}$ 、 $I_{\rm IN}$ 、 $P_{\rm LOSS}$ 、 $R_{\rm LOAD}$ によって決定され、 $R_{\rm LOAD}$ が 一定の時は、 $V_{\rm IN}$ ・ $I_{\rm IN}$ によって決定されることを意味している。つまり、入力電圧 $V_{\rm IN}$ が大きくなった場合には、 $I_{\rm IN}$ を低下させるようフィードバックし、結果として $V_{\rm IN}$ ・ $I_{\rm IN}$ が一定に保たれるように制御することで振幅制限が可能になる。これが本節で述べる振幅制限回路のコンセプトである。

図 3-15 は、振幅制限回路の回路図である。振幅制限回路は、 M_2 のトランジスタのゲート電圧を制御するための、 $C_2 \ge D_2$ で構成される Negative Rectifier と、電圧調整用の Voltage Divider で構成される。Negative Rectifier の出力電圧はダイオードの閾値 電圧(V_{TH_D2})だけ減少するため、 $-(V_{\text{CK}_{\text{PEAK}}} - V_{\text{TH}_D2})$ で表される。この時、 M_2 のゲート電圧 V_{GS_M2} は、

$$V_{\text{GS}_{M2}} = -(V_{\text{CK}_{\text{PEAK}}} - V_{\text{TH}_{D2}}) \cdot \frac{R_2}{(R_1 + R_2)}$$
 (13)


図 3-15:提案する振幅制限回路の回路図

で表される。*V*_{IN}が上昇すれば、*V*_{CK_PEAK} も上昇するが、*V*_{GS_M2}が減少するため M₂の オン抵抗が増加する。これに伴い、*I*_{IN} が減少するため、*V*_{CK_PEAK} が減少する。逆に、 *V*_{CK_PEAK} が小さい場合は、*V*_{GS_M2} を増加させて *V*_{CK_PEAK} を大きくするようフィードバ ック制御がかかる。このように(13)式の *V*_{GS_M2} を自身で発生させた振幅を元に自動調整 して振幅制限をかけることで、ツェナダイオードなどのクランプ回路を不要化した耐圧 保護を実現している。

図 3-16 は、振幅制限回路の動作波形である。 $V_{\rm IN}$ が増加していくと、 $V_{\rm CK_PEAK}$ も増加 するが、 $V_{\rm IN}$ が所定の電圧を超えると、ピーク電位の一定振幅を維持する。 M_2 に流れる 電流が $V_{\rm GS_M2}$ の減少によって小さくなるからであるが、一定振幅になる時の $V_{\rm GS_M2}$ の 電圧は、 M_2 に僅かながら電流が流れている時であるため、 M_2 の閾値電圧 $V_{\rm TH_M2}$ に等 しくなる。すなわち、

$$-\left(V_{\mathrm{CK}_{\mathrm{PEAK}}} - V_{\mathrm{TH}_{\mathrm{D}2}}\right) \cdot \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} = V_{\mathrm{TH}_{\mathrm{M}2}} \qquad \cdots \cdots \qquad (14)$$

の時が一定振幅になる時である。



図 3-16:提案する振幅制限回路の動作波形

(14)式を変形して、VCK_PEAKについて整理すると、

$$V_{\text{CK}_{\text{PEAK}}} = -\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot V_{\text{TH}_{\text{M}2}} + V_{\text{TH}_{\text{D}2}} \qquad (15)$$

となる。発振器の最大振幅は VIN に依存せず、R1、R2、VTH_M2、VTH_D2の設計パラメー タによって決定することができる。

以上のように、提案した振幅制限回路は、Negative Rectifier と Voltage Divider の 僅か4素子の簡単な組み合わせで、発振器の出力振幅と I_N の電流を自制した耐圧保護 が実現できる。また、(15)式より、電圧振幅の最大値もパラメータによってあらかじめ 設定することが可能である。

3.2.3.2 パワーダウン制御回路

トランス型発振器は後段の SIBC が一度起動すれば、Cold-Start 回路としての役割を 終えるためパワーダウンできることが好ましい。しかしながら、20mV の低い入力電圧 から起動可能な発振器は、使用しているデプレッション MOS や Native MOS の閾値電 圧が約 0V 付近であるため、外部からの通常の H/L の制御信号を用いてパワーダウンす ることが難しく、高効率化の課題となっている。

図 3-17 は、提案するパワーダウン制御回路の回路図である。この回路は、振幅制限 回路で生成した Negative Rectifier の負電圧-(*V*_{CK_PEAK}-*V*_{TH_D2})と、*C*₁と D₁で構成さ



図 3-17:パワーダウン制御回路の回路図

れる正電圧 $V_{\text{CK},\text{PEAK}} - V_{\text{TH},\text{D1}}(V_{\text{TH},\text{D1}}$ はダイオード D_1 の閾値電圧)を電源に持つレベル シフタ、及び、振幅制限回路とパワーダウンの制御を切り替えるスイッチ $M_3 \sim M_5$ で構成される。レベルシフタへの入力 V_{CTL} は、図 3-13 に示しているように、SIBC が起動 したことを電圧比較器で検知した出力信号を想定している。 V_{CTL} の High の電位は図 3-13の V_{OUT} 、Low の電位はグランドの 0V であるため、Native MOS やデプレッショ ン MOS を用いた閾値が 0V 付近の M_2 をオフさせるためには、パワーダウン時に M_2 のゲートの供給する電位を Negative Rectifier で生成した負電圧として供給するレベル シフタが必要となる。

後段の SIBC が起動を完了する前は、図 3-13 の電圧比較器は Vour > VREF であるため、 VCTL=Low である。この時、M₃~M₅ は、振幅制限回路が動作するようにスイッチされ る。VCTL=Low の信号を受けると、M₆ は ON、M₇ は OFF となり、VCK_PEAK – VTH_D1 の電圧は、M₈ のドレインに供給される。M₁₀、M₁₁ のソースには、Negative Rectifier によって回路で最も低い負電位の-(VCK_PEAK – VTH_D2)が供給されており、M₁₀、M₁₁の トランジスタは初期状態では ON している。この状態から M₆ が ON することによって、 M₉ よりもドレイン電圧の高い M₈ 側のパスに電流が流れ、M₈ のソース電位が上昇する。 その後、VTL1 > VTL2 となるため、M₁₁ が ON、M₁₀ が OFF となる。同時に、ゲートがグ ランド、ソースが負電位になる M₉ も ON となり、全ての状態がクロスカップルのラッ チを含め固定される。この時、VTL2 は負電位の-(VCK_PEAK – VTH_D2)となるため M₄ は OFF であり、VTL1 は M₁₁ が ON できるゲート電位になっており、M₅ を ON させること ができる。また、M₃には VCK_PEAK – VTH_D1 のゲート電圧が供給されており、同様に ON にすることができる。振幅制限回路で Negative Rectifier を動作させながら C_2 に負電 荷を蓄え、(13)式の振幅制限を行う電位を M₂に供給する、いわゆる Cold-Start 回路の 動作モードになる。

一方、後段の SIBC が起動を完了し、図 3-13 の電圧比較器により $V_{OUT} < V_{REF}$ が検知 された後、 V_{CTL} =High の信号を受け取ると、 M_7 は ON、 M_6 は OFF となり、 V_{CK_PEAK} $-V_{TH_D1}$ の電圧は、 M_9 のドレインに供給される。 M_9 は V_{CTL} =Low の時点でも ON して いたため、 M_{11} のドレイン電位である V_{TL2} は上昇する。このため、 M_{10} が ON し、 V_{TL1} は負電位の-($V_{CK_PEAK} - V_{TH_D2}$)となるため M_{11} は OFF、これを受けて M_8 は ON とな り状態が固定される。この時、 V_{TL2} は M_{10} が ON できるゲート電位になっており、 M_4 を ON させることができる。 M_2 のゲート電圧は、 M_4 の ON により負電位の-(V_{CK_PEAK} $-V_{TH_D2}$)が供給されるため、 M_2 は OFF となる。これにより、トランスの一次側に流 れる I_N が遮断され発振は停止する。 M_3 は M_8 の ON により負電位の V_{TL1} が供給され るため OFF となり、振幅制限回路の出力電位を M_2 に供給するパスを遮断しパワーダ ウンすることができる。また、 C_2 に蓄えられた負電位をパワーダウン時に振幅制限回 路経由でリークさせないため、 M_5 も同様に OFF して電位をキープさせている。

図 3-18 は、パワーダウン制御回路の動作図である。 V_{CTL} =Low の時は、振幅制限モ ードとなり、 $V_{TL1} > V_{TL2}$ で M_3 、 M_5 がON、 M_4 がOFFとなるようにスイッチングされ、 M_2 のゲート電圧は(13)式を満たす電圧が供給され発振動作を行う。 V_{CTL} =Highの時は、 パワーダウンモードとなり、 $V_{TL2} > V_{TL1}$ でスイッチが切り替わり、 M_4 がON、 M_3 、 M_5 がOFFとなり、 M_2 のゲートは負電位の-(V_{CK} _PEAK - V_{TH} _D2)が供給され発振が停止す る。

図 3-19 は、*V*_{IN} が 20mV の時と 2V の時の振幅制限回路とパワーダウン回路のモー ド切り替えを行ったシミュレーション波形である。シミュレーションは図 3-17 の回路 で Cadence の Spectre を用い、トランスは巻線比 *N*=100 としたモデルを用いて行った。



図 3-18: パワーダウン制御回路の動作図



図 3-19: 各入力電圧における振幅制限とパワーダウン制御のシミュレーション波形

発振器は $V_{N} = 20 \text{mV}$ から動作し、整流回路 D_1 、 C_1 、及び、 D_2 、 C_2 により、正電位の $V_{CK_PEAK} - V_{TH_D1}$ 、負電位の - ($V_{CK_PEAK} - V_{TH_D2}$)がそれぞれ生成されている様子がわか る。パワーダウン時には、 V_{CTL} の変化時のカップリングが生じるが負電位がキープさ れ、発振器の出力信号(V_{CK})が停止し、 I_N の電流が遮断されていること(消費電流 0.6pA) が確認できた。また、 $V_N = 2V$ の時も同様にパワーダウンできていること、及び、平均 消費電流は 16pA で問題ないレベルであること、さらには、 V_{CK} も振幅制限されている ことが確認できた。

3.3 提案する昇圧コンバータの実測

本節では、Cold-Start 回路の実測及び、発振器の最低入力電圧、さらには、後段の SIBC に接続した昇圧コンバータの実測結果について述べる。また、従来の昇圧コンバ ータとの比較を行うために、同じ条件で実測した電力変換効率の結果についても述べる。

3.3.1 Cold-Start 回路と発振器最低入力電圧の実測

図 3-20 は、Cold-Start 回路の実測に用いた測定回路と使用部品リストである。 Coilcraft 社の巻線比 N=100 のトランス[135]を用い、 M_1 、 M_2 のトランジスタは、 (1)Infineon 社のデプレッション MOS[136]と、(2)Linear Technology 社の LTC3108 に 使用されている Native MOS を使用した場合の 2 通りを試作した。振幅制限の機能と トランジスタの縦積みの有効性、及び、発振器の最低入力電圧を実測することを主眼に おき、ダイオードと整流用のキャパシタを図のようにグランドが中間電位になるように 正負に設け、整流後の電位を抵抗分圧して M_2 にフィードバックする簡易的な回路で構 成した。 $D_1 \ge D_2$ の閾値は等しく V_{TH_D} とすると、この場合 $V_{SP} = V_{CK_PEAK} - V_{TH_D}$ で表 されるため、 V_{GS_M2} の電圧は、

$$V_{\rm GS_M2} = 2V_{\rm SP} \cdot \frac{R_4}{(R_3 + R_4)} - V_{\rm SP}$$
 (16)

となる。 $V_{GS_M2} = V_{TH_M2}$ の条件下において V_{SP} について解くと、



| 部品 | 型番 | 個数 | メーカ |
|-------------------------------------|-----------------------|----|--------------|
| T ₁ | LPR6235-752SML(1:100) | 1 | Coilcraft |
| (1) M ₁ , M ₂ | BSP129 | 2 | Infineon |
| (2) M ₁ , M ₂ | LTC3108[102] | 4 | Linear Tech. |
| D ₁ , D ₂ | 1SR154 | 2 | Rohm |

図 3-20: Cold-Start 回路の実測に用いた測定回路と使用部品

$$V_{\rm SP} = \frac{R_4 + R_3}{R_4 - R_3} \cdot V_{\rm TH_M2}$$
 (17)

となる。デプレッション MOS の閾値電圧は V_{TH_M2} =-1.5V[136]であるため、抵抗値と して R₃=1MΩ、R₄=3MΩを選択し、(17)式より出力 DC 電圧が V_{SP} =3.0V となるよう に構成した。また、図 3-20 の部品表に示す(2)の Native MOS は LTC3108 のチップか ら出ている入出力ピンを利用し、Native MOS として取り扱えるように模擬的に構成し て使用した。通常とは異なる使用の M₂のオン抵抗を小さくするため、Native MOS は 4 個並列接続して実験した。入力は DC 電源 V_{IN} を供給し、出力電圧は負荷回路のない 状態で V_{SP} をモニタした。

図 3-21 は、入力電圧 $V_{\rm IN}$ 印加時の出力電圧 $V_{\rm SP}$ の測定結果である。比較のため、従 来技術である LTC3108[102]も同様に測定し、同じグラフにプロットした。 M_2 のトラ ンジスタを外した振幅制限のない回路で実測した場合、 $30 {\rm mV}$ の入力電圧から発振器は 動作することができたが、電圧振幅は上昇し続けるため、 $V_{\rm SP}$ の出力電位は $V_{\rm IN}$ =0.1V で約 10V に到達した。一方、LTC3108 の従来技術[102]は、内部に 5.25V のツェナダ



図 3-21:入力電圧 VN 印加時の出力電圧 VSP の測定結果

イオードで耐圧保護されているため、5.7V以上は上昇しなかった。

これに対し、提案技術を用いた Cold-Start 回路は、デプレッション MOS を使用した場合は、35mV の電圧から発振を開始し、入力電圧を測定した 2V まで上昇しても、出力電圧はほぼ設計値通りの 3V の一定電圧を維持した。Native MOS を用いた場合は、さらに低い 16mV の電圧から発振を開始し、同様に 2V まで入力電圧を高めても V_{SP}の出力電位はほぼ 3V を維持した。

出力の負荷回路がないため、消費される電力がなく Vsp は一方的に蓄えられるという 条件の測定系ではあるが、図 3-21 の結果より、振幅制限のフィードバック制御が設計 通り機能していることは実証できた。

図 3-22 は、図 3-20 の提案回路と従来技術の供給電力の比較である。従来の LTC3108 では 5.25V 以上の電圧を入力した場合、すなわち、約 53mV 以上の電圧が入力される 場合、耐圧保護のためツェナダイオードを経由して電流が放電される。この時、入力か らは電力が供給され続けるため、図 3-22 に示すように供給電力は VIN=0.3V の時点で、 約 10mW を超える。これに対し提案技術では、過剰な入力が与えられた場合は、振幅 制限回路で M₂のトランジスタに流れる電流を絞り、回路が受け取る電力を低減させる。



図 3-22:提案技術と従来技術の供給電力の比較

このため、供給電力は V_{IN}=0.3V の時点で 1mW 以下(従来の 1/10 以下)に抑えることができる。

図 3-23 は、図 3-21 の発振器最低入力電圧の妥当性を調査するための、トランジスタ 単体の gm と Rds を実測した結果である。測定は、図 3-20 の部品リストに示したトラ ンジスタ BSP129 と LTC3108 のそれぞれについて行い、巻線比 N=100のトランス[135] を用いた場合の発振条件式(9)を満たす最小の VN を抽出した。図 3-23 の縦軸には、VN をパラメータにした gm と 1/(NRds)をプロットした。(9)式より、gm > NRds を満たす ことが発振条件であるため、(a)のデプレッション MOS を用いた場合における発振可能 最小電圧は、32mV、(b)の Native MOS を用いた場合は 12mV であることがわかった。 図 3-21 の発振器として組み上げた場合の実測結果では、発振可能最小電圧はそれぞれ 35mV、16mV であり、(9)式の条件から抽出した値とほぼ一致していることがわかった。

以上の測定結果から、(9)式、図 3-12 で議論してきた発振器の等価回路や発振条件は、 近似として正しいことが立証できた。また、*gm や R*dsのトランジスタのパラメータが 発振可能最小電圧を決めていることも確認できた。この分析は、低入力電圧から発振す る発振器を設計する際の確認手段として有効になる。



(b) LTC3108[102]内の Native MOS

図 3-23:発振条件調査のためのトランジスタの gm と Rdsの関係(実測値)

3.3.2 昇圧コンバータの試作と実測

図 3-24 は、提案する昇圧コンバータの実測回路図である。低い入力電圧から発振す る発振器を Cold-Start 回路に設けて SIBC を駆動し、SIBC が自立起動後に Cold-Start 回路をパワーダウンする昇圧コンバータ(ブロック図は図 3-9 に記載)を試作した。



図 3-24:提案する昇圧コンバータの実測回路図

Cold-Start 回路の発振器に用いるトランジスタ M₁、M₂は単品で市販されているデプレ ッション MOS を用いた。また、発振器のパワーダウン用のトランジスタ M₂には、オ ン抵抗が BSP129[136]の 1/3 である BSP149[138]を用いて構成した。図 3-13 の比較器 及び、図 3-17 のレベルシフタは機能的に後付で構成できるため、今回は V_{TL1}、V_{TL2}は 外部からマニュアルで入力した。Cold-Start 回路のアシスト機能を活かして広い入力範 囲に対応できる昇圧コンバータが実現できるように、後段の SIBC として BQ25504[113]を選択した。BQ25504 は、330mV 以上の入力電圧がなければ自立的に Cold-Start 回路を起動させることはできないが、3V の高い入力電圧まで動作が可能な SIBC である。

図 3-25 は、提案する昇圧コンバータ(図 3-24)の試作ボード写真である。T₁のトランス(1:100)、振幅制限回路、パワーダウン回路を含む Cold-Start 回路と BQ25504 を含む部品を 8cm×6cm のボードに実装した。

図 3-26 は、 $V_{\rm IN}$ を 0V から 0.3V まで上昇させた時の、振幅制限回路あり/なし時の $V_{\rm CK}$ の出力波形である。図 3-24 の素子で構成した発振器は、図 3-23(a)の単体測定とほ ぼ同じ $V_{\rm IN}$ = 35mV から動作を開始した。

 $V_{\rm N}$ が上昇するにつれ、振幅は大きくなるが、振幅制限なしの実測波形(b)では、振幅 が $V_{\rm IN} > 50$ mVにおいても増加し続け、 $V_{\rm IN} = 0.3$ Vで $V_{\rm CK_PEAK} = 30$ Vとなった。 $V_{\rm IN}$ を 0.3V からさらに大きくしていくと、制限なく振幅は増加していく。後段の SIBC の 耐圧を考慮に入れてツェナダイオード等の保護素子を挿入しなければ、破壊してしまい 動作できなくなってしまう。

一方、提案の振幅制限回路ありの実測波形(a)は、入力電圧が 0.3V になっても、 V_{CK} = 5V で制限されている。振幅制限は、 V_{TH_M2} = -1.5V[136]、 V_{TH_D2} = 0.6V[137]、 R_1 = 2M Ω 、 R_2 = 1M Ω を選択して、(15)式より、 V_{CK_PEAK} = 5.1V となるように設計したため、



図 3-25:提案する昇圧コンバータの試作ボード写真



(a) 振幅制限回路ありの VCKの波形



(b) 振幅制限回路なしの V_{CK}の波形
図 3-26: 振幅制限回路あり/なし時の V_{CK}の実測波形

 $V_{\rm IN} > 50 \, {\rm mV}$ の入力電圧において、実測結果はほぼ設計通りの値に制限できていることが確認できた。発振器の実測発振周波数は、約 $30 \, {\rm kHz}$ であり、この値はトランスの二次側のインダクタンス値と $V_{\rm CK}$ のノードに接続されているキャパシタによる共振周波数で決定される。このように、デプレッション MOS とトランス、及び、振幅制限回路の組み合わせにより、100 mV 以下の低い入力電圧で(9)式、及び、(15)式を満たす発

振器を構成することができた。

発振器の M₁、M₂に大きなトランジスタを用いて *gm* を大きくすると、低い入力電圧 からの発振動作が可能になる反面、リーク電流が大きくなる。トランジスタのサイズは、 パワーダウン時にリーク電流が小さくなるように、適切な値に設定する必要がある。

図 3-27 は、パワーダウン回路を有効にする前後の発振器の出力電圧 V_{CK} の実測波形 である。パワーダウンの機能は、図 3-24 の V_{TL1} 、 V_{TL2} に外部から-5V、0V の電位を マニュアルで供給して確認した。 $V_{TL1} = 0V(\text{High})$ 、 $V_{TL2} = -5V(\text{Low})$ の時は、図 3-24 の M₃ と M₅ が ON、M₄ が OFF しているため、振幅制限回路で調整された電圧が V_{GS_M2} として M₂に供給される。 $V_{TL1} を 0V \Rightarrow -5V$ に、 $V_{TL2} を -5V \Rightarrow 0V$ に変化させると、逆 に M₃ と M₅ が OFF、M₄ が ON し、 V_{GS_M2} には内部で生成された負電位-($V_{CK_PEAK} - V_{TH_D2}$)が供給される。この時、M₂ は OFF となるため入力電流 I_N が流れず、図 3-27 の 5ms 以降の時間帯に示すように発振器は動作を停止する。M₃ と M₅のスイッチ OFF により負電位-($V_{CK_PEAK} - V_{TH_D2}$)が放電されずキープされ、M₂のゲート電圧 V_{GS_M2} は 5ms 以降もリークせず一定値を保持できることが確認できた。



図 3-27:パワーダウン回路を有効にする前後の実測波形



図 3-28:昇圧コンバータの Vin と Vour の電圧関係(実測値)

図 3-28 は、昇圧コンバータへの入力電圧 VNを横軸に、Cold-Start 回路が動作し後 段の SIBC が自立動作した後の出力電圧 Vourを縦軸にプロットしたグラフである。図 3-24 の回路では、二次電池に充電するために、SIBC の出力電圧として Vour=4.2V が 得られるように実装してある。

Cold-Start 回路の発振器は 35mV から動作し、図 3-24 の VSTOR として SIBC の制 御回路に電源を供給することができるが、入力電圧 35mV から SIBC がインダクタ L₁ を介して得たエネルギは非常に小さいため、4.2V に昇圧することができなかった。こ のため、提案の昇圧コンバータで 4.2V までの昇圧動作を実現する最小の $V_{\rm IN}$ は、図 3-28 に示す通り 60mV であった。Cold-Start 回路のポテンシャルとしては 35mV まで下げ ても動作可能であるため、例えば、ダイオード D₁、D₂ の閾値を下げることにより、 Cold-Start 回路の出力電圧である VSTOR の電位を上げて、SIBC のスイッチングトラ ンジスタ M_{BQ1}や M_{BQ2}のオン抵抗を低減する、あるいは、M_{BQ1}や M_{BQ2}のトランジス タサイズを 60mV 以下の入力電圧においても動作できるように調整すれば、提案の構 成でさらに低い電圧での動作が期待できる。

図 3-29 は、提案の昇圧コンバータ、LTC3108[102]、BQ25504[113]の電力変換効率 の実測値である。リチウムイオン二次電池へチャージすることを前提とし出力電圧 Vour が 4.2V になるように昇圧コンバータを設定して実測した。また、入力電圧 V_{IN}



図 3-29:入力電圧 VINに依存した電力変換効率の実測値

の変化に対して入力電流 *I*_N が 10mA になるよう負荷電流 *I*_{our}(図 3·24 に記載)を調整 して実測した。電力変換効率の定義は、

Efficiency =
$$\frac{V_{\text{OUT}} \cdot I_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}} \cdot I_{\text{IN}}} \times 100$$
 (18)

である。

BQ25504 の Cold-Start 電圧は 330mV であり、入力電圧は 3V まで加えても高い効率で動作することができている。LTC3108 は 24mV の低い入力電圧から 4.2V に昇圧

することができるが、入力電圧が 500mV 以上になると有効な電力効率が得らず、動作できない。LTC3108の最大効率は $V_{\rm IN} = 40$ mV の時で約 40%である。

一方、提案の昇圧コンバータは、60mVから 3Vまでの広い範囲で昇圧動作が可能で ある。SIBC 起動後にパワーダウンさせると効率は全体的に約 10%向上することがわか る。また、330mV以上の入力においては、従来の BQ25504 と等しい効率で動作して おり、Cold-Start 回路がリーク電流なく、起動後にパワーダウンできている様子がわか る。Cold-Start 回路によって低い入力電圧から起動をアシストすることによって、 BQ25504 の 330mV の Cold-Start 電圧を、60mV にまで下げることが可能となった。 電力変換効率においても、従来技術より改善していること、特に、200mV の入力電圧 においては LTC3108 に対して 50%近く改善できていることを実測で示した。

図 3-30 は、Cold-Start 回路の消費電流の実測値である。この Cold-Start 回路は、SIBC が起動後にはパワーダウンされるため、昇圧コンバータの全体の消費電流には影響しない。従って、Cold-Start 回路を起動するために必要な、ハーベスタの最低発電電力を意味している。入力電圧 60mV の時には 13µA 消費するため、入力として取り付けるハーベスタとしては、最低約 0.8µW の電力が必要であることがわかる。



図 3-30: Cold-Start 回路の消費電流(実測)

また、Cold-Start 回路には Maximum Power Point Tracking (MPPT)の機能は搭載 していない。その理由は、Cold-Start 回路が起動時のみの短い時間に関与すること、複 雑な機能は搭載せず低い入力電圧からの発振動作に注力することが挙げられる。むしろ、 初期起動後は、長時間 SIBC が動作し続けるため、後段の SIBC に MPPT の機能を搭 載すべきである。Cold-Start 回路に、「起動のみをアシストする役割」を持たせること で、昇圧コンバータのポテンシャルを高めることができた。

表 3・4 は、提案の昇圧コンバータと従来技術の特性を比較したベンチマークである。 Cold-Start 回路のアシストにより 60mV の入力電圧からの動作を可能にした提案の昇 圧コンバータは、どの従来技術よりも幅広い入力電圧に対応することができた。また、 提案の Cold-Start 回路の消費電力は、明記のある従来例と比較して 1/7 以下(@100mV) で実現できていることを示した。提案の昇圧コンバータは、後段の SIBC により 4.2V まで昇圧できるため、リチウムイオン二次電池にもチャージすることができ、ハーベス タを用いる用途に適したコンバータであると言える。

| | This Work [126,127] | BQ25504 TI [113] | LTC3108 Linear Tech. [102] | ISSCC 2012, J.P.Im [111] | JSSC 2014, Y.Teh [120] | JSSC 2013, P.S.Weng [116] |
|--|---|------------------------|-------------------------------------|---|---------------------------------|---------------------------------|
| Topology | Switched Inductor + Transformer- based oscillator | Switched Inductor | Trans- former | Transformer (<100mV) Switched Inductor (>100mV) | Trans- former | Switched Inductor |
| Cold-Start Voltage | 60mV | 330mV | 20mV | 40mV* ² | 21mV | 50mV |
| Cold-Start Power Consumption [µW] | 0.78(@60mV) 2.2(@100mV) | N.A. | N.A. | N.A. | 5.8 (@21mV) | 16 (@100mV) |
| Input voltage range | 60mV- 3V | 80mV*1- 3V | 20mV- 500mV | 40mV*²- 300mV | 21mV- 1V | 50mV- 200mV |
| Output voltage | 2.5-5.2V | 2.5-5.2V | 2.3-5V | 2V* ² | 1V | 1.2V |
| Applicable to Li-ion battery | Yes | Yes | Yes | No | No | No |
| Peak efficiency | 92% | 92% | 40% | 61% | 74% | 73% |

表 3-4:提案の昇圧コンバータと従来技術の特性比較

*1 Typical value *2 40~100mVの入力電圧では2Vのレギュレーション出力不可

電力変換効率については、測定条件が異なるため値が高ければ性能が良いとは一概に 言えないが、ピーク効率が指標の目安として議論される。同じ条件で実測した図 3-29 の実測結果から明らかなように、提案の昇圧コンバータは、従来技術 BQ25504の効率 と同等の高い効率(入力電圧 1V 以上で 80%以上の効率)を維持しつつ、適用できる入力 電圧範囲を 330mV以上から 60mV以上に拡大することができた。すなわち、Cold-Start 回路で後段の高効率な昇圧コンバータの起動をアシストする新しいトポロジが有効で あったこと、及び、提案の振幅制限やパワーダウンの回路構成が有効であったことが実 証できた。

3.4 まとめ

本章では、低電圧かつ広範囲な入力電圧に対応する DC-DC コンバータの設計技術、 特に、広い入力電圧に対応する昇圧コンバータの回路設計技術について述べた。ハーベ スタを電源に持つセンサノードを人や様々な場所に取り付けられるようにするために は、予め指定した位置や方向から電力を無線(RFID)で受け取る電源技術とは異なり、 使用している状況が変わっても安定して動作できる電源技術が求められる。例えば、体 温による熱発電(数十 mV)から人の動作、振動(数 V)まで、時間帯や季節、取り付ける 場所によって発電電圧が変わっても、それが許容できるほど広い入力範囲に対応するこ とが求められる。

3 章で言及した提案の昇圧コンバータでは、トランスを用いた Cold-Start 回路には 低い入力電圧からの発振信号を用いた電源生成、後段のインダクタを用いた昇圧コンバ ータには高効率動作、のように活かせる役割を明確に分離した。これにより、トランジ スタがスイッチングできない範囲での電源生成を Cold-Start 回路がカバーし、インダ クタを用いた昇圧コンバータの起動をアシストすることで、高い電力変換効率を維持し つつ、60mV~3V の広い入力電圧に対応可能な昇圧コンバータが実現できた。

今回の昇圧コンバータの設計を通じて言及できることは、全体として特性が最適にな るのであれば、外付け回路の使用も一つの手段に成り得るということである。すなわち、 回路の長所、特性をよく理解した上で、チップ内外での役割を明確化し、適材適所で使 い分けること、あるいは、それらの機能を組み合わせる等の柔軟性が必要である。

1章で述べた IoT デバイスにおける 5 つの電源技術課題に対し、本章で開発した技術 を表 3-5 にまとめる。①の Cold-Start 回路として、トランス型発振器を提案し、60mV の低い入力電圧からの動作を可能にした。また、②の低電力化の課題については、従来 は常時動作していたトランス型発振器を、自身で内部生成した負電圧を用いてパワーダ ウンさせる技術を開発して解決した。③の環境変動は、トランス型発振器の振幅をフィ ードバック制御によって自己調整する技術(振幅制限回路)を開発して解決した。また、 容易にカスタマイズできる外付部品を用いてトランス型発振器、パワーダウン回路、振 幅制限回路を手のひらサイズの大きさで実現できることを実証し、④の小型化、⑤の汎 用設計の課題を解決した。

| 言田 旦百 | 1 | 2 | ③環境 | ④小型 | 5 |
|-------|------------|------------------------|--------|-------|----------|
| 味趣 | Cold Start | 低電力化 | 変動対応 | 低コスト化 | 汎用設計 |
| 日日 文次 | トランフ刑 | い。 フ 、 ガ 占 | ・広い入力電 | チのひとみ | 外付アシスト回路 |
| 用光 | | ハリータリ | 圧対応 | 子のひらり | を用いたカスタマ |
| 拉彻 | 光振奋 | ✓刑御 | ・振幅制限 | イスで夫児 | イズ設計 |

表 3-5: 技術課題に対する開発技術(3章)のまとめ

第4章 バッテリフリーで安定動作を 可能にする電力制御技術

4.1 バッテリフリー化の必要性

4.1.1 システムから見た IoT デバイスの役割と位置づけ

IoT を活用してサービスを実現するためには、我々が生活するフィールドエリア内の 情報を収集し、その分析から気づきや価値を提供・フィードバックするシステムが必要 である。このシステムは、一般的には図 4-1 に示すように、現場や人に接する物理的な アナログ情報を取得するセンサ(表 3-1 参照)、そのデータを無線送信する無線デバイス やゲートウェイ、データを集約・分析するクラウドやサーバで構成されている。

ここで、IoT デバイスは物理データをデジタル化し、それを無線で送信する役割を担 うが、デバイス単体の情報だけでは価値は得られない。デバイスの ID や動作時間、セ ンシングデータを膨大なビックデータとしてクラウドやサーバに集約して分析や予測 を行い、そこで得られた履歴や予兆の他、ユーザや顧客が知りたい内容を見える化して 現場にフィードバックすることで初めて価値となる。多くのビッグデータから価値を見 出すためのアルゴリズム開発や AI (Artificial Intelligence)を用いた分析が、盛んに行 われている。データや情報は、取捨選択を含め多い方が解析には好条件である。このた



図 4-1: IoT デバイスを利用したシステム

め、小型で安価な IoT デバイスがフィールドエリアの様々な場所やモノに多数設置されることは、将来的には必然であり、そのデバイス数は 2020 年には 500 億個になるとも言われている[9]。

IoT システムを用いてビジネス展開、管理運用していくためには、サーバ側には現場 の様々なシーンに、価値創出アルゴリズムが対応できるよう API の共通化や汎用化が 求められる。また、ゲートウェイや基地局における課題は、多くのデバイスからの情報 の同時送信による混信、干渉等によるデータ取りこぼしや、安定受信のための適切なゲ ートウェイ設置場所選定等の無線設計設置が課題になる。また、ゲートウェイには、様々 なデバイスが発信する無線規格やフォーマットの違いを許容する仕組み、セキュアに動 作する仕組みが要求される。

一方、IoT デバイスにおいては、以下の3つの要求が挙げられる[139]。

- (1) ゲートウェイやスマートフォン、基地局等のネットワークへ無線でシームレスに 接続
- (2) 小型薄型化(デバイス設置条件の多様化、人が身に着けても不快にならない)
- (3) デバイスのバッテリフリー化(電池交換不要化)

(1)は Bluetooth Low Energy (BLE) や Low Power Wide Area (LPWA)等、低電力な 無線通信規格を用いた RF チップや通信モジュールが低コストで開発されており、特に、 iBeacon [140]で代表されるような BLE ビーコンの信号は、スマートフォンで受信する ことが可能である。このため、IoT デバイスを容易にネットワークに接続することが可 能になっている。

(2)についても、小型なコイン電池で動作できるセンサ[141]や BLE ビーコン(電波発 信器)[142]がすでに紹介されている。さらに近年では、チップ作成後にチップ間を多層 で再配線し、1 つの樹脂に封入することで小型化する再配線実装技術[143]や人への装着 性を向上させるフレキシブルな二次電池[144-145]も紹介されている。

一方(3)は、デバイスの電源確保に関係する、3つの中でも最も重要な要求である。現場での運用を考慮した IoT システムにおいては、電源確保について下記のような多岐にわたる課題が挙げられる。

- ▶ 何千個もの IoT デバイスの電源を有線の AC 電源で供給する場合、導入時の設置 工事コストが膨大であり、かつ、デバイスの後付けが不可
- ▶ 電池駆動の場合、交換する手間の発生と交換にかかるコストの増大
- システムを一度も停止させることができない場合(例えばデータセンタ)、電池交換が発生するとシステムを継続稼働させることができない
- 電池交換時期を知る手段、及び、多くのデバイスの中から電池残量が一番少ない ものをどのようにして検知するか(電池残量監視手段)

このように、電池交換作業は非実用的、かつ、運用上手間であり、交換に要する人件 費も高くなる[146-149]。データを取得して無線送信する IoT デバイスは1つではなく、 数百、数千という単位で初めてサービスが実現できる。このため、コイン電池で動作で きる便利な IoT デバイスも、電池がなくなれば、全てを交換しなければならない。特に、 データセンタやインフラ監視など、運用上データを取得し続けることが要求される用途、 電池交換作業自体が困難な用途には、電池交換不要化が課題になる。

電池交換を不要にする最も可能性の高い候補の1つとして、ハーベスタを利用するこ とが提案されている[150-154]。ハーベスタは3章で述べたように、適用する環境や条 件によって発電電力が大きく変化する。このため、様々な現場でWireless Sensor Network (WSN)を構成するセンサを動作させながら、ハーベスタを利用して電池交換 不要化を図るには、その電力変動を許容して安定電源を供給する電源技術が不可欠であ る。3章では低電圧かつ広範囲な入力電圧に対応する電源設計技術について言及した。 ー方で、ハーベスタは発電できる電力が元々小さいため、それ以下の電力でセンサノー ド全体が動作できなければバッテリフリー化は困難になる。

本章では、ハーベスタからの小さな発電電力を受けて IoT デバイスを安定動作させる ための、バッテリフリー化を可能にする電力制御技術について述べる。特に、光発電ハ ーベスタを用いた電池交換不要な BLE ビーコンの電力制御回路の設計技術について述 べる。また、電源の電圧監視に必要な要素回路である比較器について、その貫通電流を 削減する回路技術や不安定性を改善する低電力アナログ要素回路設計技術についても 述べる。

4.1.2 IoT デバイスへの低電力動作の要求

図 4・2 は、ハーベスタの発電電力とスマートフォン[30]等で消費される電力の関係を 示した図である。図には、光発電、温度差発電、振動発電、無線給電による生成電力、 及び、スマートフォン、センサ、無線通信による消費電力を示している。ハーベスタの 発電量は、照度や温度の変化、振動周波数の変化、無線給電距離の遠近等により変動す るが、図 4・2 では 1cm² あたりの平均的な発電電力を記載している。我々が生活するフ ィールドエリア(屋内外、地下など)においては、直射日光や連続的な振動が常時得られ る条件が整っているわけではない。このため、mW オーダの電力はハーベスタからは供 給できない。また、IoT デバイスを人が身に着ける、場所に目立たず配置するためには、 ハーベスタ自身も小型化する必要があり、ポケットに入れる大きさ、手のひらサイズに するには数 cm²程度が限度であると考えられる。このため、発電できる電力は概ね数百 µW に限られる。この 100~数百 µW の発電電力がハーベスタとして利用可能な電力に



図 4-2:ハーベスタの発電電力とスマートフォン[30]等の消費電力の関係

なる。2章に記載した無線給電(RFID)や3章に記載した低い入力電圧(数℃の温度差発 電)もこの範囲に含まれる。

発電電力が数百µWオーダであるため、ハーベスタでは、通話や待ち受けで mWオ ーダの消費電力を要するスマートフォンを駆動することはできない。一方で、センサや、 BLE、ZigBee 等の近距離無線規格の消費電力は、瞬時的には数十 mW 消費するが、待 機と通信を繰り返す間欠動作を行う場合は平均的にはµWオーダにできる。これは、ハ ーベスタの発電電力で、センシングと無線送信が可能になることを意味する。電池を用 いず全電力をハーベスタで賄い無線センサノードを動作させる、このような IoT デバイ スを得るには、環境により変動する不安定な発電電力を適切に管理して制御する電力制 御回路が必要である。

4.1.3 電力制御回路の必要性

図 4-3 は、通常の携帯機器とハーベスタを用いた無線通信機器の供給電力と消費電力



図 4-3:携帯機器とハーベスタを用いた無線通信機器の供給/消費電力の違い

の違いを示した図である。携帯機器において無線通信モジュールを動作させるためには、 コイン電池や USB 端子からダイレクトに電力を供給するか、あるいは、一度リチウム イオン二次電池に蓄えられた電力を使用する場合が考えられる。いずれの場合も供給電 力の方が、センシングや無線通信に要する消費電力よりも大きい関係にある。この時、 電池、USB 給電、二次電池、無線モジュールの取り扱う電源電圧は異なるため、図の 電力管理 IC は、その動作電圧の差を調整する DC-DC 変換を担う。

一方、ハーベスタを用いた無線通信機器(図 4-3 右)では、無線通信時の瞬時消費電力 がハーベスタの常時供給電力を一時的に上回る関係にある。この時、電力制御部は単な る電圧変換や、蓄電素子、無線モジュールの電源供給と監視だけではなく、以下の役割 が必要である。

- (1) ハーベスタの出力電圧を監視して耐圧保護を行いながら、エネルギをコンデンサ等の蓄電素子に供給
- (2) 無線送信時と待機時の瞬時的な切り替え制御、及び、切り替え時の電源電圧 変動を許容する電力管理

(3) ハーベスタの発電電力よりも小さい消費電力で待機時の電力を管理する (1)は、広い入力電圧に対応する制御が必要である。低い入力電圧に対応する場合は、 3 章に示した構成が好ましい。(2)も大きな負荷変動をどのように許容するか、という電 力管理 IC の一般的な課題である。これに対し、(3)は待機時消費電力が小さいほど、エ ネルギ源の小さい場所での動作(適用範囲拡大)が可能になり、動作全体、サービス全体 に関係するため重要な課題である。ハーベスタによる発電状況や無線モジュールの電力 消費状況は、全て電源ラインに電圧として反映されるため、電源の電圧監視は電力収支 管理につながる。従って、無線通信機器全体の電力制御は電源の制御回路によって行う ことが可能になる。この全体制御を低電力で行うためには、電圧を監視する比較器や常 時バイアスを生成し続けるバンドギャップリファレンス(BGR)にも低電力化が要求さ れる。この電力制御を如何にして低電力で行うかがハーベスタ利用の IoT デバイスにと ってのキーテクノロジとなる。

4.2 従来技術の課題

IoT を活用してサービスを実現するためには、デバイスのバッテリフリー化が重要で あること、及びハーベスタ利用には電力制御技術が不可欠であることを4.1節で述べた。 4.2節では従来の電力制御技術を紹介し、その課題について論述する。

4.2.1 運用管理面での課題

表4.1は市販品として紹介されている電力制御技術としての従来型ビーコンの構成表 である。一次電池で動作するビーコン、及び、ハーベスタの電力制御を Power Management IC (PMIC)で行うビーコンの代表例である。

一次電池式は安定した電力が無線モジュールに供給できるため、単純に接続するだけ でビーコン動作が可能になる。市販部品をうまく選定すれば小型薄型化は容易に実現で きる。このため市場はレッドオーシャン化しており、性能よりはむしろ、外観・形、使 いやすさやデザインで差別化している状況である。図4-4 は、代表的な市販ビーコンの 外観写真とサイズである。一次電池式のビーコン[142]は、部品を実装した薄い基板と 電池で構成されており、外観のデザインが意識されていることがわかる。電池の厚みも あり、筐体の大きさは 5.5×3.8×1.8cm である。電池寿命も使い方によって異なるが、 CR2032 (220mAh)のコイン電池使用で1秒に数回ビーコン発信する場合、約1年毎の



表 4-1:従来の電力制御技術の構成



図 4-4:従来型ビーコンの外観とサイズ

電池交換が必要になる。膨大な数のビーコンの電池交換にかかる人件費が大きな課題と なる。また、電波を届きやすくするために天井に取り付けること、あるいは、景観を害 さないように目立たない場所に取り付けることが要求される。天井に取り付けたビーコ ンの電池交換をする労力や、ビーコンを見つける手間が負担になる。さらには、筐体が 固いため、万一天井から落ちた場合に危険であることや、電池交換用に筐体を開閉式に する必要があり、防水にすることができない。

ー方、ハーベスタと PMIC を使用した従来型ビーコン[155-159]は、Photovoltaic Cell (太陽電池セル、以降 PV セル)で発電した電力でビーコンを駆動させるため、一次電池 が不要であり、電池交換の課題は解決できる。しかしながら、ハーベスタの電力をマネ ジメントする電力制御部は PMIC を用いて行うため、PMIC を動作させるために外付 けの大きなインダクタやキャパシタ、抵抗の周辺部品が必要になる。また、無線モジュ ールの動作に必要な安定電圧を供給するため、PMIC の出力側にも図示しない追加の蓄 電素子が必要になる。さらに、PMIC は、電源レギュレーションの他、無線モジュール の動作モード切り替えや蓄電素子の充放電管理を行う定常的な消費電力が必要になる。 図 4・4 下側は、ハーベスタと PMIC で構成したビーコン[155][157]の外観写真である。 筐体全体のサイズは PV セルの大きさでほぼ決まっているが、PMIC と共に必要なイン ダクタ等、周辺部品が多くあり回路基板としては複雑化する[157]。PV セル自体は薄い ため、筐体全体を 5.1×3.5×0.4cm のように薄型化することはできる[155]が、平面の 占有面積は増加する。

表 4-2 は、ハーベスタと PMIC を使用した従来型ビーコンの動作照度を示している。 PV セルのサイズは約 12cm²である。[157]は 500 lx (オフィスの机上の明るさ)から動 作可能であるが、厚みや縦横のサイズが大きい。光がある場所に取り付けるには、筐体 が目立つ上、人が身に着けるにも負担が大きい。さらには、非常階段や工場内の廊下等、 100 lx 以下の照度がある場所には設置できない。[155]は 0.4cm と薄型であるが、動作 には、8000lx の照度が必要である。

| ビーコン | 最低動作照度 | PVセルサイズ | 筐体サイズ |
|---------------|---------|---------------------|--------------------------------|
| Cypress [157] | 500 lx | 11.9 cm 2 | $6.5 \times 3.5 \times 1.1$ cm |
| MUSUBU [155] | 8000 lx | 11.9cm ² | $5.1 \times 3.5 \times 0.4$ cm |

表 4-2:ハーベスタと PMIC を使用した従来型ビーコンの動作照度

以上より、従来型ビーコンの運用面での課題は、

- ▶ 一次電池を使用する場合は、電池交換が必要
- ▶ ハーベスタと PMIC を用いた構成では、多くの周辺部品や蓄電素子が必要になり、 筐体として大型化する
- ▶ 100 lx 以下(非常階段や工場内)の低照度においても動作できることが望ましいが、 大きな PV セルが必要になり、さらに大型化する

である。

4.2.2 電力制御の課題

前節では従来型ビーコンの運用面での課題を述べたが、本節では、ハーベスタと PMICを用いた従来型ビーコンの電力制御回路について、電気的動作の観点での課題を 論述する。

図 4-5 は、PV セルと PMIC を用いた従来型ビーコン[157]の動作ブロック図である。 PV セルの発電エネルギは PMIC 入力側の蓄電素子に蓄えられる。PMIC は蓄えられ



図 4-5: PV セルと PMIC を用いた従来型ビーコン[157]の動作ブロック図

た電荷を用いて、出力側の蓄電素子にコンバートした電荷をチャージするいわゆる DC-DC 変換を行う。さらに PMIC 内部の電圧検知回路は、無線モジュールが動作可能 な電位(閾値電位)に到達しているかどうかを PMIC の出力電圧をモニタすることによ って判定する。図 4-5(a)は、閾値電位到達前のスタートアップ時の動作の様子(制御ス イッチ OFF)を、(b)は閾値到達後の無線モジュール動作中の様子(制御スイッチ ON)を 示している。矢印は電流の流れを示しており太さは消費電流量を意図している。

この従来型ビーコンは、PMIC が出力電位のレギュレーションと電圧監視を行うため、 出力電圧が上がれば無線モジュールを ON、下がれば OFF させるように制御をシンプ ルにすることできる。しかしながら、PMIC を動作させるために、入力側の蓄電素子や、 特に大きなインダクタの周辺部品が必要になり、回路が大型化してしまう。

ここで、PMIC を使用しない電力制御の方法として、容易に類推できる回路構成を取 り上げ解析する。図 4-6(a)は、PV セルと無線モジュールをダイレクトに接続した例で あり、(b)は PV セルの電位を電圧比較器で検知し、規定電位以上に達した時に無線モジ ュールに電源を供給するための、スイッチ制御を設けた例である。図 4-6(c)は、一定照 度が与えられた場合の PV セルの電圧 VDD と無線モジュールの消費電流 Iのタイミング チャートである。

図 4-6(a)の構成では VoD が上昇し、無線モジュールの動作下限電圧に達すると、無線 モジュールは初期動作としてプロトコルスタック生成等のマイコンの動作を開始する。 回路が動作すると電力消費が発生し VoD は下がる。このため、下限電圧で動作していた 無線モジュールは動作不可能に転じ停止する。消費される電力が無くなると、VoD は再 び上昇を始め、動作下限電圧まで到達すると、同様の回路動作を開始し、再び VoD は低 下する。従って図 4-6(a)の回路では、VoD が無線モジュールの動作下限電圧付近で上昇・ 下降を繰り返すため、図 4-6(c)のタイミングチャート(回路(a))に記すように回路動作に 至らずビーコンとして動作できない。

図 4-6(b)は、無線モジュールの初期動作に必要な電力を十分蓄えた後に動作開始に切 り替えるための比較器を用いた構成を示している。VbDが上昇し、比較器の閾値電圧に 到達すると、比較器は反転すると共に、無線モジュールに電源が印加され(トランジス タ T₁が ON)、初期動作を開始する。しかしながら、比較器の反転(数 msec)と無線モジ ュールの初期動作(約 100 msec)はほぼ同時刻に行われるため、VbD はその時間帯で大き な電流消費を行い、電圧ドロップを発生する。



(c) タイミングチャート

図 4-6: PMIC を使用しない一般的な電力制御の回路図とタイミングチャート

今ここで、図 4-6(b)の比較器反転後にその状態を維持する条件について考察する。比較器は、出力 Vour として、VoD が上限の閾値電圧 VRH を超えた場合には High(VoD)、下限の閾値電圧 VRL を下回った場合には Low(GND)を出力する。ここで VoD が VRH に達した後に電力消費でドロップする電圧値を Vor、比較器の上限閾値と下限閾値の差分のヒステリシス電圧値を VHY とおくと、Vor と VHY の間には図 4-7 に示すような関係がある。



図 4-7:比較器のヒステリシス電圧 VHY と電源電圧ドロップ VDRの関係

図 4-7(a)は、V_{HY} < V_{DR} の時、すなわち、ドロップ電圧がヒステリシス電圧よりも大きい時であり、出力電圧 V_{OUT} は、V_{DD} が V_{RH} を超えて反転した後すぐに V_{RL} を下回るため、図に示すようにパルス状の波形になる。

一方、図 4-7(b)のように、V_{HY} > V_{DR}の時、すなわち、ドロップ電圧がヒステリシス 電圧よりも小さい時は、V_{DD}が V_{RH}を超えて反転した後も、V_{RL}を下回らず Highの状 態をキープする。比較器を使用する場合は、図 4-7(b)の電圧関係となるように設計すべ きである。この条件式は以下のように定義される。

$$V_{\rm HY} > V_{\rm DR} = \frac{I_{\rm CMP} \cdot t_{\rm CMP} + I_{\rm Int} \cdot t_{\rm Int}}{C}$$
 (1)

 $I_{CMP} \cdot t_{CMP}$ は、比較器の反転に要する電流と時間の積、及び、 $I_{Int} \cdot t_{Int}$ は無線モジュールの初期動作に必要な電流と時間の積である。また、Cは蓄電素子である。

ここで(1)式を用いて、図 4-6(c)に示すように、無線モジュールが動作できる電圧に到 達したことを比較器で検知し、その後、無線モジュールの初期動作(回路のキャリブレ ーションやプロトコルスタック生成等)を動作させる場合の蓄電素子 *C*の値を算出する。 市販品の比較器のヒステリシス電圧 *V*_{HY} は 100mV、反転に要する電流 *I*_{CMP} は 8mA(@2.4V)である[160]。反転に要する時間 *t*_{CMP} は、データシートに記載はないが数 msec のオーダ(実測)である。また、無線モジュールに使用する RF チップ[161]の初期 動作に必要な電流と時間は、RF チップの実測より、*I*_{nt} は 1.5mA であり *t*_{nt} は 100msec であった。これを(1)式に代入すると、*V*_{HY}> *V*_{DR}の条件を満たすには、*C* >1.8~2.0mF となり、動作には大きな蓄電素子が必要になることがわかる。仮に、*I*_{nt}を 1.0mA に低 電流化できても、*C* >1.0mF の蓄電素子が必要である。

現在の市販品における小型コンデンサを表 4-3 に示す。1~2mFのコンデンサを用意 するために、0.1mFの小型薄型サイズを使用すると 20 個程度のコンデンサが必要にな り、また、0.33mFを使用すると 2.5mm に厚さが倍増してしまう。タンタルコンデン サは高価であり、アルミ電解や電気二重層キャパシタはサイズそのものが大きい。この ため、図 4-7 に示す構成では、入力部に必要な 1.8~2.0mFの Cを小型薄型コンデンサ で構成することが難しく大型化してしまう。

| 插粘 | 容量値 | 部品サイズ | 刑来 | イーキ |
|-------------|-----------------------------------|-----------------------------|-----------------------|-----------|
| 个里头只 | (mF) | (mm) | 生金 | ×-> |
| 積層 セラミック | 0.1 | $2 \times 1.25 \times 1.25$ | GRM21BR60J107ME15 | 村田 |
| | 0.15 | $3.2 \times 1.6 \times 1.6$ | GRM31CR60J227ME11 | 村田 |
| | 0.22 | $3.2 \times 1.6 \times 1.6$ | GRM31CR60J157ME11 | 村田 |
| | 0.33 | $3.2 \times 2.5 \times 2.5$ | PMK325AC6337MM | 太陽誘電 |
| | 0.33 | $3.2 \times 2.5 \times 2.5$ | GRM32ER60G337ME05 | 村田 |
| タンタル | 0.33 | $3.5 \times 2.8 \times 1.9$ | 2TPE330MAFB | Panasonic |
| アルミ電解 | 1 | $20 \times 10 \times 10$ | EZMORTOFI I 100M 1000 | 日本 |
| | $1 \qquad 20 \times 10 \times 10$ | 20 ~ 10 ~ 10 | EKWG200ELL102WJ208 | ケミコン |
| 電気二重層 | 220 | $21 \times 14 \times 2.5$ | DMT3N4R2U224M3DTA0 | 村田 |

表 4-3:市販の小型コンデンサー覧

以上より、電気的動作の観点における課題は、特に小型化を目標に PMIC を使用し ない構成において分析した結果、

- ▶ 単純にハーベスタと無線モジュールを接続しただけでは起動できない
- 比較器を用いる場合は、起動時・状態遷移時の大きな電圧ドロップを抑制するための大型コンデンサ、あるいは、大型ハーベスタが必要となり、小型薄型化できないである。

4.3 提案する電力制御技術

本節では、前節で述べた課題を解決するため、PMICを用いず小型低電力で動作する 電力制御技術を提案する。この技術をハーベスタのみで動作する電波送信器(ビーコン) の起動・電力制御回路として適用した。試作・実証を行った結果と共に論述する。

4.3.1 小型・低電力な電力制御回路のアーキテクチャ、及び解決すべき課題

表 4-4 は、提案するビーコンのアーキテクチャ構成図である。表 4-1 の従来技術と比較し、PMIC や PMIC の動作に必要な周辺部品を用いず、ハーベスタの電力をダイレクトに無線モジュールに供給し、電源の監視を低電力で行うことに注力したシンプルな電力制御回路を搭載している。



表 4-4:提案するビーコンのアーキテクチャ構成図


図 4-8:提案する電力制御回路の動作フロー図

図 4-8 は、提案する電力制御回路の動作フロー図である。ハーベスタとして PV セル を用い、そのエネルギをコンデンサ C に蓄える。電圧をモニタする比較器は、電源電 圧 V_{DD}を監視し、その電位が無線モジュールの動作に必要な十分な電圧 V_{RH}に到達し た時に、無線モジュールへ電力供給するためスイッチ SW1を ON する。図 4-8(a)に示 すように、比較器出力が反転する前のスタートアップ時は、比較器に流れる電流を切断 する仕組みがあること以外は、4.3 節で説明した図 4-6(b)と同様である。

図 4-8(b)の無線通信直前の動作では、比較器の反転、すなわち SW1の ON を受けて 無線モジュールが初期動作を開始する。比較器のヒステリシス電圧は 100mV[160]であ るため、反転のタイミングで生じる電圧ドロップ Vor はそれ以下に抑えなければならな い。そこで、提案する回路では、比較器がスイッチ SW1を ON すると同時に、そのタ イミングで比較器自身をパワーダウン(SW2を OFF)し、比較器の反転に要する消費電流 と時間の積 *I*cmP・*t*cmP に起因する電圧ドロップの発生を抑えている。これにより、電 源変動を抑制し、比較器の判定が覆ることが回避できる。その後、無線モジュールの初 期動作が完了した後の通信中(図 4-8(c))において、比較器は電力不足時にスイッチ SW1 を OFF する電圧監視動作を再開する。

図 4-8(a)の点線で囲った部分が提案する電力制御回路であり、比較器の閾値電圧は、 スタートアップ時は V_{RH}、起動後の無線通信中は V_{RL} に設定している。送信直前(図 4-8(b))のスイッチ SW₁ がオンした瞬時電流を抑制する手段により、比較器のヒステリ シス電圧 V_{HY}を間接的に大きくするアプローチである。V_{HY}を直接的に大きくする別の 手段は、4.4.節で論述する。

図 4-8 の提案する電力制御回路での技術的な設計課題は、

課題1:電源電圧が与えられていないスタートアップ時において、比較器のパワー ダウン用のスイッチ SW₂が ON、SW₁が OFF に自動設定される制御をど のように構成するか

課題2:比較器の2つの閾値電圧をどのように切り替えるのか

である。

一方で、運用面を考慮して様々な現場の使用条件を満たすためには、小型薄型化に加 えて、より低照度で動作できることが望ましい。この時、スタートアップをアシスト・ 制御する電力制御回路は、PV セルが発電する電力よりも小さい消費電力で動作しなけ ればならない。PV セルの大きさも重要なパラメータになるため、電力制御回路の設計 は、取り扱う PV セルサイズを考慮して進める必要がある。

図 4-9 は、アモルファス-Si で構成した市販の PV セルの実測特性である。入手性の



図 4-9: PV セル(a-Si)の実測特性

観点も含め、セル面積としては、ウェアラブル機器や手のひらサイズとして許容できる 3×1cm(3cm²)を選択した。図 4-9(a)は、照度をパラメータにして実測した出力電圧 3V における生成電流 A-の変化を示している。生成電流 A-は、照度に対してほぼ線形に変 化することがわかる。この時の関係式は PV セルの面積を規格化して、

 $I_{\rm P}(\mu A/{\rm cm}^2) \approx 0.016 \times lx$ (2)

で表される(lx(ルクス)は横軸の照度)。つまり、この PV セルは 1cm² あたり、1000 lx 照度が高くなるにつれ、生成電流は約 16µA 増加することを示している。

図 4-9(b)は、3cm²の PV セルを使用した際の、100 lx 付近の照度における I-V 特性 である。このサイズでの発電電流 $I_{\rm P}$ は、出力電圧 3V において、150 lx では 6 μ A、100 lx では 5 μ A であることがわかる。JIS Z9110 には現場での作業に必要とされる推奨照 度が明記されており、工場などの倉庫や階段は 100 lx 以下、非常階段に至っては 50~ 75 lx 以下の照度が基準として設けられている[164]。この暗い環境下でも動作するため には、電力制御回路の消費電流を 3~4 μ A 以下に抑えて設計する必要がある。この値は、 表 4-2 に記載した従来技術と比較した場合、照度を 1/10 (500 lx⇒50 lx)、PV セルを約

| | 課題 |
|---|---|
| 1 | スタートアップ時に図 4-8 の SW2を ON、SW1を OFF にする制御 |
| 2 | 比較器の2つの閾値電圧の切り替え方 |
| 3 | 消費電流を 3~4µA 以下にする低電力設計 |

表 4-5: 低電力で動作する電力制御回路の設計課題

1/4 (11.9cm²→3cm²)で実現するため、電力制御回路の消費電流は従来比 1/40 にしなけ ればならないことを意味している。従って、上述した設計課題に加え、

課題3:50 lxの低照度動作を可能にするための電力制御回路の設計技術 が別の課題として挙げられる。

表 4-5 に上述した設計課題をまとめる。

4.3.2 バッテリフリーを可能にする小型・低電力な電力制御回路

図 4-10 は、提案する電力制御回路の回路図[163]である。この回路は、PV セルとキ ャパシタ C、無線モジュール、及び、電力制御回路で構成されており、表 4-4 に記載の アーキテクチャを用いたバッテリフリービーコンである。電力制御回路は、それぞれ VRH、VRLの閾値(VRH > VRL)を持つ2つの比較器と、スイッチやリセットの役割をする



図 4-10: ビーコンに適用した提案する電力制御回路の回路図[163]

4 つのトランジスタ、プルアップ抵抗で構成されている。比較器は、電源電圧を抵抗分 圧して参照電位を内部生成するビルトインタイプを用いており、比較器としての出力電 圧は 0.4V から確定する[160]。また、 $T_1 \sim T_3$ には最小閾値が 0.8V の NMOS トランジ スタ[165]、 T_4 には最小閾値が-0.3V の PMOS トランジスタ[156]を用いている。図 4-8 に示した SW₁、SW₂はそれぞれ、トランジスタ T₂、及び、T₃に対応している。

図 4-11 は、 V_{DD} の変化に応じて切り替わる電力制御回路の動作説明図である。 V_{TH_T3} はトランジスタ T₃の閾値電圧であり、比較器 CP₁ と CP₂の閾値電圧はそれぞれ、 V_{RH} 、 V_{RL} である(各々のヒステリシス電圧 V_{HY} は 100mV である[160])。また、比較器として オープンドレインタイプを使用しているため、出力にはプルアップ抵抗を各々接続して いる。すなわち、比較器の出力は、閾値に到達するまでは Low、閾値に到達すれば比 較器は Hz(ハイインピーダンス)となり、プルアップ抵抗により High となる。電位の High は V_{DD} 、Low は GND ノードとの接続を意味する。

また、電力制御回路の消費電流は I_{PCC} 、 $CP_1 \ge CP_2$ の比較器の定常電流は共に I_{CP} 、 プルアップ抵抗に流れる電流は共に I_{CP} とする。

- ▶ 0V ≤ VDD <0.4Vの時 この電圧範囲においては、比較器もトランジスタも動作できず PV セルからキャ パシタ Cに電荷が蓄えられる。電力制御回路の消費電流 IPCC もゼロである。
- ▶ (a) $0.4V \leq V_{DD} < V_{TH_T3}$ の時

 V_{DD} が 0.4V に達すると、比較器が出力電圧 Low を確定できる。CP₁は T₃によってグランドとの接続が遮断されているため動作できない。一方 CP₂の出力 V_{02} は Low になるため、T₄は ON である。この時、CP₁の出力 V_{01} は T₄の ON により Low となる。このため、T₁と T₂は共に OFF であり、無線モジュールも OFF になる。CP₂に比較器の定常電流 I_{CP} が流れ、 V_{01} と V_{02} が共に Low であるため、2 つのプルアップ抵抗に I_{R} が流れる。この時、 $I_{PCC} = I_{CP} + 2 I_{R}$ である。

▶ (b) V_{TH_T3} ≤ V_{DD} < V_{RL}の時
V_{DD}が V_{TH_T3} を超えると T₃が ON し、比較器 CP₁に電源が供給される。V_{DD}は
V_{RH}に到達していないため、CP₁の出力 V₀₁は Low である。V₀₁ を含め V₀₂ も
(a)からの電位変化はなく、T₁と T₂は継続して Low であり、無線モジュールも
OFF のままである(図 4·8(a))。この時、CP₁に定常電流が流れるため、(a)よりも
消費電流は増加し、I_{PCC} = 2I_{CP} + 2 I_Rである。



図 4-11: VDD の変化に対する電力制御回路の動作説明図

▶ (c) $V_{\rm RL} \leq V_{\rm DD} < V_{\rm RH}$ の時

 V_{DD} が V_{RL} を超えると CP₂の出力 V_{02} は High となる。この時、T₄は OFF となるが、 V_{01} の電位は元々Low であるため、T₁と T₂は Low のままであり、無線モジュールも依然 OFF である(図 4-8(a))。 V_{02} が High になるため、プルアップ抵抗に流れる電流が 1 つに減少し、 $I_{PCC} = 2I_{CP} + I_R$ である。

▶ (d) $V_{\rm RH} \leq V_{\rm DD} \mathcal{O}$ 時

VbD が VRH を超えると CP1の出力 Vo1は High となる。この時、T2は ON とな り、無線モジュールに電源が供給され、初期動作を開始する。それと同時に T1 も ON となるため、T3のトランジスタは OFF となり、CP1への電源供給が遮断 され CP1はパワーダウンする(図 4-8(b))。このため、VHY=100mV の比較器にお いても、無線モジュールの初期動作による電圧ドロップの影響を受けず、判定は 覆らない。すなわち、出力 Vo1はプルアップ抵抗により High の状態が維持され る(図 4-8(c))。消費電流は T1のプルアップ抵抗に流れる電流が増加するが、CP1 がパワーダウンし、Vo1が High となるため、 $I_{PCC} = I_{CP} + I_{R}$ である。

▶ (e) 電圧が(d)の状態から下がった時

 V_{DD} が V_{RH} を超えて一度(d)の状態になると、CP₁はパワーダウンしているため、 V_{DD} が(b)の状態まで下がらない限りは(d)の状態を維持できる。 V_{DD} が(b)の状態 まで下がると、 V_{DD} は V_{RL} よりも小さいため V_{02} は Low となり、T₄が ON して T₁が OFF し、T₃が ON して CP₁が通常動作モードになる。この時、T₂も同時 に OFF となるため、無線モジュールも OFF する(図 4-8(a)の状態に戻る)。 $V_{RH} >$ V_{RL} であるので、CP₁の出力 V_{01} は Low を維持する。再び V_{DD} が上昇すると(c) と(d)を経てビーコン動作を開始する。

▶ (f) 電圧が(d)の状態から上がった時

無線モジュールによるビーコン送信の消費電力よりもPVセルによる発電が多い 場合、VoD は VRH を超えてさらに上昇する。回路の耐圧保護は、無線モジュー ル内のソフトウェアで制御する。無線モジュール内の ADC で間欠的に VoD の電 圧をモニタし、耐圧保護のアラーム電位に到達すれば、無線モジュール内の CPU で空演算を実行する。この自己消費により電位を下げ、PV セルからの大電力入 カ時においても、耐圧から回路を保護する。ツェナダイオード等のハード部品に よる保護ではなく、ソフトウェアでの保護を実現することで、コンパクトな回路 構成が実現できる。

提案する電力制御回路の長所を以下にまとめる。

- ▶ 無線モジュールが初期動作を行う直前に CP₁ がパワーダウンするため、大きな電 圧ドロップが発生しても CP₁ が判定を覆さない
- ▶ 無線モジュールの初期動作と CP₁のパワーダウンは同一信号(V₀₁)で行うため、 制御タイミングのばらつきがない
- ▶ 常時動作する CP₂が CP₁とは別の閾値電圧でT₄を ON してリセットする(状態(d) から状態(b)に戻す)ことができる。
- CP1の閾値 VRHは無線モジュールの動作開始電圧に、CP2の閾値 VRLは無線モジュールの動作下限電圧に設定すると起動/再起動がスムーズに行える。 (CP1は無線モジュールの動作開始後パワーダウンするが、CP1の動作が再び必要となるのは、無線モジュールが電力不足で動作できない状態に陥った後に再度復帰する場合である。状態(d)から状態(b)に戻す VDDを、無線モジュールの動作下限電圧と一致させることにより、回路全体の再起動が可能になる。ハーベスタを使用した場合には、環境により入力電圧がリアルタイムに変化するため、このような再起動の仕組みは必須である。)
- スイッチ切り替えの動作に高速性は要求されないため、プルアップ抵抗値は最大限大きくすることができる。小型 SMD で最大の 10MΩを用いて、常時流れる Acを低減することができる。

表 4-6 は、電力制御回路の設計課題(表 4-5)に対する解決手法である。

課題1については、低い Vonから動作できる比較器(CP2)を常時動作させ、その比較器の出力信号を用いて制御することで、スタートアップ時のSW2のON、SW1のOFFを実現している。

課題2については、各々が異なる閾値(VRH、VRL)を持つ比較器を2つ用意し、VRHは 無線モジュールの動作開始電圧に、VRLは無線モジュールの動作下限電圧に設定して、 それぞれの出力信号をスイッチの制御に用いることで実現している。

課題3については、プルアップに10MΩの高抵抗を使用すること、及び、比較器の

| | 課題 | 解決手法 |
|---|--|--|
| 1 | スタートアップ時に図 4-8 の SW2を ON、SW1を OFF にす る制御 | 常時動作する別の比較器(CP2)の出力信号を用 いて制御 |
| 2 | 2つの閾値の切り替え方 | 各々が異なる閾値を持つ比較器を2つ用意し、 電圧条件によって切り替える |
| 3 | 消費電流を 3~4µA 以下にする 低電力設計 | 高抵抗の多用で常時消費電流を低減、比較器の 自己フィードバックでパワーダウン ■各電圧条件での電力制御回路の消費電流(※) (a) $I_{PCC} = I_{CP} + 2I_R = 0.25 + 2 \cdot 0.08 = 0.41 \mu A$ (b) $I_{PCC} = 2I_{CP} + 2I_R = 0.50 + 2 \cdot 0.2 = 0.90 \mu A$ (c) $I_{PCC} = 2I_{CP} + I_R = 0.50 + 0.31 = 0.81 \mu A$ (d) $I_{PCC} = I_{CP} + I_R = 0.25 + 0.31 = 0.56 \mu A$ |

表 4-6:電力制御回路の設計課題に対する解決手法

(*) $I_{CP} = 0.25 \mu A[160], I_R = V_{DD} / 10 M \Omega, V_{RH} = 3.1 V, V_{RL} = 2.0 V$

パワーダウンで常時消費電流を低減している。図 4-11 に示す(a)~(d)の各モードにおけ る消費電流 *I*_{rcc} は、(a)0.41µA、(b)0.90µA、(c)0.81µA、(d)0.56µA であり、消費電流 1µA 以下での動作が可能である。この電流は図 4-9(b)より、50 lx 以下での発電電流に相当 する非常に低い値である。

4.3.3 試作したビーコンの実測

図 4-12 は、試作したビーコンの写真である。薄膜 a-Si の PV セル、無線モジュール、 キャパシタ、電力制御回路がポリイミドの FPC 基板上に実装されている。ビーコンの サイズは 55×20×2mm、PV セルのサイズは 30×10mm である。使用した無線モジュ ールの RF チップ[161]の仕様に合わせ、比較器 CP1、CP2の閾値電圧はそれぞれ VRH= 3.1V、VRL= 2.0V、すなわち、VHY= 1.1V となるよう選択した。RF チップの初期動作 に必要な電流と時間は、実測からそれぞれ $I_{\rm nt}$ =1.5mA、 $t_{\rm nt}$ =100msec であり、比較器 の反転に要する電流 $I_{\rm CMP}$ =8mA(@2.4V)[160]、反転に要する時間 $t_{\rm CMP}$ =数 msec である ため、(1)式より必要なキャパシタの大きさは、以下のように求められる。



図 4-12: 試作した提案ビーコンの写真

$$C > \frac{I_{\rm CMP} \cdot t_{\rm CMP} + I_{\rm Int} \cdot t_{\rm Int}}{V_{\rm HY}} = \frac{8_{\rm mA} \cdot 3_{\rm msec} + 1.5_{\rm mA} \cdot 100_{\rm msec}}{1.1_{\rm V}} \approx 165 \mu \text{F} \cdot \cdot \quad (3)$$

今回の設計では、キャパシタの経時変化(エージング)による劣化を加味し、マージンを 含め 300µF で設計した。

ビーコンの実測は、細かい照度調整が可能な光源と、光遮断ボックスを用いて光の照 度を変更しながら行った。図 4-13 は、照度 44 lx における電源電圧 Von と無線モジュ



図 4-13:照度 44 lx における電源電圧 Vbp と無線モジュールの消費電流実測波形

ールの消費電流実測波形である。消費電流の波形は、無線モジュールとグランド間に 10Ωの抵抗を挿入して取得した。

時刻 t_1 は、図 4-11(d)で示した $V_{RH} \leq V_{DD}$ の時を示している。CP₁の出力が反転し、 無線モジュールが初期動作を開始した後、CP₁はパワーダウンしている。時刻 t_2 は、無 線モジュールがキャリブレーションやプロトコルスタック生成等の初期動作を開始す るタイミングを示している。時刻 t_2 から t_3 までが、RF チップの初期動作の電流(I_{Int} =1.5mA)と時間(t_{Int} =100msec)である。時刻 t_3 時点での V_{DD} は、 V_{RH} から 0.6V 降下し た 2.5V であり、 V_{HY} (1.1V)> V_{DR} (0.6V)を満足している。これは、キャパシタサイズが マージン含めても 200µF で十分動作可能であることを示している。無線モジュールが 起動した後は、 V_{DD} が V_{RL} を下回らない限りは、時刻 t_4 で見られるようにアドバタイズ パケットを規定間隔(任意に指定可能)で無線(BLE)送信する。

ここまでは無線モジュールが起動するまでの電力制御回路について説明してきたが、 ここからは、PV セルを用いたビーコンの照度と1秒間にアドバタイズ送信できる回数 N(以降、送信回数 N(回/秒)と定義)の関係について考察する。

PV セルによって生成される電流 I_P は、照度を I_X 、PV セルの単位 cm² あたりの面積 を A_{PV} とおくと、(2)式より、

 $I_{\rm P} \approx 0.016 \cdot A_{\rm PV} \cdot lx \qquad (4)$

で表される。一方、提案するビーコンの全消費電流 Ic は、

$$I_{\rm C} = I_{\rm PCC} + I_{\rm STD} + Q \cdot N \qquad (5)$$

で表される。ここで、 I_{PCC} は電力制御回路の消費電流、 I_{STD} は無線モジュールのスタン バイ電流を示している。 I_{STD} は無線モジュール内部のマイコンを起動させることによっ て既定の送信回数 N でのアドバタイズ送信を可能にするために必要な電流である。Qは、1回のアドバタイズ送信に必要な電荷量である。従って、 $Q \cdot N$ は1秒回に N回の アドバタイズ送信を行う際に必要な全電荷量を示している。ビーコンが動作するために は、 $I_P > I_C$ の条件が必要であるため、(4)式、(5)式より、

$$lx > \frac{1}{0.016 \cdot A_{\rm PV}} \cdot (I_{\rm PCC} + I_{\rm STD} + Q \cdot N) \qquad (6)$$

が成立する。Q及び I_{STD} は、無線モジュールの実測や仕様から見積もることができ、Q=25 μ C、 I_{STD} =2.6 μ A である[161]。PV セルは 3cm² であるから、 I_{PCC} が 1 μ A よりも小 さくする条件においては、(6)式は以下のように示される。

$lx > 75 + 520 \cdot N \qquad (7)$

図 4-14 は、送信回数 Nを満足するために必要な最低照度を、実測と計算式で比較し たグラフである。破線は(7)の計算式をプロットしている。実線は実測した結果である。 1 秒に 10 回のアドバタイズ送信を可能にする照度は 4500 lx、1 秒に 1 回であれば 600 lx の照度が必要である。100 lx であれば 20 秒に 1 回の送信が可能である。この結果か ら、破線と実線、すなわち、計算式と実測はよく一致していることがわかる。

ここで、定常的に消費する電流 *I*_{PCC} + *I*_{STD} は 3.6µA であるため、これ以上の電力を PV セルが生成するためには(7)式の第一項に示されるように、75 lx 以上の照度が必要 である。このことは、図 4-9(b)の PV セルの単体測定結果からもわかる。すなわち、送



図 4-14:送信回数と照度の関係

信回数Nをさらに小さくすると、(7)式は図4-14の点線に示すように75lxに漸近する。

スタンバイ電流 ISTD は、無線モジュール内部のマイコンの動作により発生する。この 消費電流は、内部のタイマを動作させて、既定の送信回数でのアドバタイズ送信を可能 にするために必要であるが、この間欠動作を電力制御回路が代替して実現できれば、 ISTD = 0 にすることができ、その結果、低照度動作をエンハンスできる。つまり、電力 制御回路が 1 回のアドバタイズ送信が行える電荷を保持して、1 度に全て使い切れば、 再度蓄えられるまでの時間を一定周期として繰り返しの間欠送信動作が可能になる。こ れを実現するための条件は、

▶ 無線モジュールは常時 OFF であり、送信する時だけ ON になる

- ▶ 図 4-11(b)、(c)、(d)のモードを繰り返す
- ▶ 蓄えられた電荷は1回の送信で全て消費する

である。この一連の間欠動作は、電力制御回路が存在しなければ実現できない動作であ る。

PV セルの生成電流 L が電力制御回路の消費電流 Lccを上回る範囲内においては、 キャパシタ Cに電荷を蓄えることができる。徐々に電荷を蓄え図 4-11(b)、(c)の状態を 経て、図 4-11(d)の状態($V_{RH} \leq V_{DD}$)になった時、無線モジュールが初期動作と1度のパ ケット送信を実行する。この時、電圧ドロップ値 V_{DR} がヒステリシス電圧 V_{HY} に一致 するように、予めキャパシタ Cの値を設定しておくことで、ビーコンは1度のアドバ タイズ送信で全ての電荷を消費して図 4-11(b)の状態に戻ることができる。無線モジュ ールのタイマを使用しない場合の送信回数 Nは、

$$N = \frac{I_{\rm P}}{\left(C \cdot (V_{\rm RH} - V_{\rm RL})\right)} \qquad (8)$$

で表される。照度 44 lx の場合、図 4-9(b)より A=1.8µA であり、また、C=300µF、V_{RH} - V_{RL}=1.1V であるから、N=0.005 (183 秒に 1 度のアドバタイズ送信が可能)と計算で きる。

図 4-14 において、75 lx 以下の照度における送信回数 Nは、(8)式を用いてプロット している。実測結果は実線であり、75 lx 以下の条件においても計算式とよく一致して いることがわかる。特に、44 lx においては、実測で 162 秒に 1 度のアドバタイズ送信 が可能であり、計算式とほぼ近しい結果となった。

照度 Ix と送信回数 Nの関係を数式で表現することができたため、設置場所の照度を

計測すれば、どのくらいの送信回数で動作できるかを予め知ることができる。この情報は、現場に設置して IoT システムを構築・運用する際に有効となる。

さらに、電力制御回路の効果を検証するために、図 4-6(b)の比較器のみを挿入した場合と、提案回路で構成した場合で、同じ照度条件においてビーコン動作を可能にするキャパシタ Cのサイズを実測した。図 4-15 に示すように、比較器のみを挿入した場合(a)では、2800µFのキャパシタが必要であったのに対し、提案の電力制御回路を用いた場合(b)は 300µFのキャパシタで動作できた。この結果は、従来回路(a)は、電圧ドロップ Vor が比較器のヒステリシス電圧 V_{HY}を下回らないようにするため、大きなキャパシタ を設ける必要があったことを示している。提案する電力制御回路を使用した場合は、従来と比べ約 1/9 のキャパシタサイズで実現できることが実証できた。

表 4-7 は試作したビーコンの性能一覧表である。送信電力は 0dBm で、通信距離は、 見通しの良い場所であれば約 10~15m である。アドバタイズ送信頻度は 600 lx で 1 秒 に 1 回、4500 lx で 1 秒に 10 回である。オフィスの机上(概ね 500~600 lx)でも使用可 能である。最低動作照度は 44 lx であり、この時は 162 秒に 1 回のアドバタイズ送信が 可能である。使い方次第では非常階段や工場の廊下など 50 lx 以下の暗い場所でも運用 できる。2.4GHz 帯の Bluetooth Low Energy の無線通信規格で、スマートフォンやタ ブレットでの受信が可能である。大きさは 55×20×2mm、重さは僅か 3g であり、小 型薄型軽量であるため、様々な場所への取り付けが可能になる。

表 4-8 は、従来型ビーコン[155-159]と提案ビーコン[163]の性能比較表である。提案



(a) 比較器のみを挿入した従来回路

(b) 提案の電力制御を用いた回路

図 4-15: 電力制御回路の効果(キャパシタのサイズを実測)

| Items | Specification | | | Unit | Remarks |
|--------|-------------------------|---------|------|----------|-----------------------------------|
| サイズ | 55 × 20 × 2 | | | mm | |
| 重さ | | | 3 | g | |
| 無線通信規格 | Bluetooth Low Energy | | | 電波法に準拠 | |
| 周波数帯 | 2.4000-2.4835 | | | GHz | |
| チャネル | Ch. 37, 38, 39 | | | | |
| 動作温度 | -20–70 | | | °C | |
| Items | Min | Тур Мах | | Unit | |
| 送信電力 | | 0 | | dBm | |
| 通信距離 | 10 15 | | m | 見通しの良い条件 | |
| 送信頻度 | 1 10 | | 回/秒 | | |
| 照度 | 44 | 600 | 4500 | lx | On the office desk: 500–600 lx |

表 4-7: 試作した提案ビーコンの性能

表 4-8:提案ビーコンと従来型ビーコンとの性能比較

| | | This work [163] | 従来 Beacon [155] | 従来 Beacon [156] | 従来 Beacon [157] | 従来 Beacon [158] | 従来 Beacon [159] |
|---------------------------|------------------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|
| 厚さ[mm] | | 2.0 | 4 | 12.0 | 11.0 | 5 | 5.5 |
| 体積 [cm ³] | | 2.2 | 7.1 | 86.9 | 25.0 | 3.9 | 3.3 ^{*1} |
| 最低動作照度 [lx] | | 44 | 8000 | 200 | 500 | 250 | 100 |
| PVセル面積 [cm ²] | | 3.0 | 11.9 | 60.0 | 11.9 | 4.8 | 2.3 |
| 44 lxの 動作 | PVセル面積 [cm ²] | 3.0 | 2163.6 | 272.7 | 135.2 | 27.5 | 5.1 |
| 実現 に対する | 消費電流 [μΑ] | 2.2 | 1587 | 200 | 99 | 20 | 3.8 |
| | 比率 | 1.0 | 721.2 | 90.9 | 45.1 | 9.2 | 1.7 |

*1 スーパキャパシタとすべてのセンサを削除

の電力制御回路を使用した場合は、PMIC や追加のキャパシタを削減することができ、 厚さは従来[155]の半分に、部材全体の体積は従来[159]の 2/3 に低減することができた。 また、表 4-8 には、比較のため 44 lx の照度での動作に必要な PV セル面積、及び、消 費電流も記載した。従来ビーコンの PV セル面積、及び、消費電流は、最低動作照度 44 lx を満足するために必要な値として見積もった。提案するビーコンは PV セル面積 3cm²(@44lx)で動作可能であり、従来ビーコン[159]に比べ 1/1.7(約 0.6 倍)の PV セル面 積、及び消費電流で実現した。提案の電力制御回路が、従来ビーコンに比べ低消費電力 で動作可能であることを示した。

4.4 電力制御回路の改良

4.4.1 電力制御回路の小型・低消費電力化

図4-10では比較器を2つ使用した電力制御回路を提案したが、ヒステリシス電圧 $V_{\rm HY}$ が小さいという本質の課題に着目すると、図4-16の回路に示すように比較器を1つに削減できる。図の CP は、市販のオープンドレイン型の比較器内部回路[160]を示している。この電力制御回路は、比較器 CP の電源 Kと出力 VG の間に、 $R_{\rm H}$ と $R_{\rm L}$ の抵抗を挿入することにより、比較器の閾値電圧を変更している。CP の閾値電圧を K、 $R_{\rm H}$ と $R_{\rm L}$ を付加することにより変化する閾値電圧を VA とした場合、VG が Low の時は、CP の内部抵抗を $R_{\rm R}$ とおくと、図4-16 の右図に示した等価回路より、

$$V_{\rm H} = \frac{R_{\rm H}(R_{\rm L} + R_{\rm R}) + R_{\rm L}R_{\rm R}}{R_{\rm L}R_{\rm R}} \cdot V_{\rm L} \qquad (9)$$

と表される。 $R_{\rm R}$ =6.8MΩは既知であるため、例えば、K=2.0V、 $R_{\rm H}$ =1.5MΩ、 $R_{\rm L}$ =5.6M Ωを選択した場合、(9)式は $V_{\rm H}$ =3.0V と求まる。

一方、 V_G が High の時は、 R_H と R_L の抵抗は無関係となり、 T_1 、 T_3 のトランジスタ が ON するため、 V_{DD} の電位が V_L となり、CP の閾値電圧は $V_{DD} = V_L = 2.0$ V となる。つ まり、 V_G は $V_{DD} = V_H = 3.0$ V で Low から High に変化し、 $V_{DD} = 2.0$ V で High から Low に変化できることを意味している。比較器 1 つで大きなヒステリシス電圧 $V_{HY} = 1.0$ V が 構成でき、比較器の定常電流 I_{CP} の削減と、小型化が可能になる。消費電流は、図 4-11(b)、 (c)に相当するスタートアップ時は $I_{CP} + I_R$ (=0.55µA)、無線モジュール動作時(図 4-11(d))



図 4-17:比較器1つで構成した電力制御回路の立ち上がり実測波形

は *I*_{CP}+2*I*_R(=0.85µA)となり、図 4-10 の回路と同水準にできる。図 4-17 は、100 lx の 環境下で実測した提案回路(図 4-16)の *V*_{DD} 波形である。*V*_{DD} が約 3.0V になると無線モ ジュールが起動し、 K以上の電位をキープして動作している様子がわかる。

また、本回路では特に明示していないが、屋外の直射日光(10 万 lx)時の耐圧保護も実現している。一般的なツェナダイオードや耐圧保護用の比較器を用いると、定常電流が大きくなるため、図 4-16 の RF モジュール内のマイコンで Von をモニタし、ある上限 電圧を超えた時に、マイコン内部で空演算を行う。これにより、余計なハードウェアや 消費電流を追加することなく、ソフトウェア(ファームウェア)で耐圧保護が可能となり、 小型低電力化が可能になる。

更なる小型化として、PV セルの中間電位を参照電位として利用すれば、比較器を使用しない電力制御回路が構成できる。図 4-18 は、PV セルの中間の電位がトランジスタの閾値電圧を超えた時に、スイッチを ON させる電力制御回路とそのタイミングチャートである。5 つの PV セルの各セル間の電圧は等しいため、図の V1、V2の電位は、VbD を 5 等分した V1 = VbD /5、V2 = 2· VbD /5 で与えられる。 VG は Low からスタートするため、VbD が上昇すると Vs = V1となる。T1 は、V1 が T1の閾値電圧 VTH1を超えた時、すなわち VbD /5 を超えた時に ON する。T1 が ON すると、T3 が ON して VG が High となり、T2 が ON することによって無線モジュールが ON となる。

一方、 V_{G} が High になると同時に $V_{S} = V_{2} = 2$ · V_{DD} /5 となる(図 4-18(b))ため、 T_{1} は ON を継続し、 V_{S} が V_{DD} /5 を下回った時に再び OFF となる。すなわち、 T_{1} が ON す る V_{DD} の電圧を V_{H} 、OFF する電圧を V_{L} とし、 $V_{TH1}=0.6V$ のトランジスタを使用した 場合、 $V_{H} = 3.0V$ 、 $V_{L} = 1.5V$ に設定できる。トランジスタの閾値ばらつき等に注意す る必要があるが、比較器を使用しないため、消費電流は、スタートアップまでの時間は ゼロ、無線モジュールが動作してからは $2I_{R}$ (=0.60µA)と低減できる。

図 4-19 は比較器を使用しない電力制御回路の立ち上がりの実測結果である。スター トアップまでの消費電流がゼロであるため、僅か 17 lx の照度においても起動できるこ



図 4-18:比較器を使用しない電力制御の回路図とタイミングチャート



図 4-19:比較器を使用しない電力制御回路の立ち上がり実測結果(@17 lx)

とが確認できた。PV セルの一部にのみ負荷となる回路を追加しているため、電位が均等にならないこともあり、VH=3.0Vの設計に対し2.5Vで反転したが、PV セルの負荷が均等になるようにダミーを追加すれば設計通りの動作が実現できると考えられる。

以上の電力制御回路の設計を通じて言えることは、比較器の取り扱い方がキーとなっ ていることである。所定の電源電圧で、精度よく無線モジュールを起動させるには、比 較器を用いる方が好ましい。電力制御回路では、市販の比較器をうまく使いこなすこと で対応しているが、実際のところ、

- ▶ 遷移時に流れる mA オーダの貫通電流が大きい
- 電源電圧の立ち上がりや急激な変動、温度変動を加味して、比較器の閾値 を選択する必要がある

という懸念事項がある。

次節では、比較器内部に手を加え、上記の懸念事項を回避する改善手法について論述 する。

4.4.2 比較器の貫通電流低減化

図 4-20 は、比較器の遷移時貫通電流がもたらす動作不良の課題説明図である。ハーベスタから、例えば 2µA の微小電流が供給された場合、図 4-20(a)に示す一般的な比較器では遷移動作ができない。微小電流を蓄えながら V_{IN}がゆっくり上昇するため、比較器入力の V₆の時間的変化が小さく、その結果 V_Mとの電位差が大きくとれない。この



(a) 一般的な比較器の回路構成

(b) シミュレーション結果

図 4-20:比較器の遷移時貫通電流がもたらす動作不良の課題説明図



図 4-21:反転を高速化させて貫通電流を低減する比較器の回路図



図 4-22:提案の比較器を用いた立ち上がり/立ち下がりのシミュレーション波形

ため、図の量子化器が反転するタイミングで、各ノードがアナログ電圧で平衡状態になり、*V*_Nがそれ以上の電位に上昇しない。図 4-20(b)は、微小電流 2µA を供給し、*V*_Nをゆっくり上昇させた時の比較器のシミュレーション結果である。量子化器が反転するタイミングで平衡状態、すなわち、量子化器の入力 Q は中間電位となってしまう。

図 4-21 は、状態遷移をブーストすることが可能な比較器の回路図である。状態遷移時の貫通電流発生を T₁、T₂のトランジスタで検知し、T₁、T₂に流れる電流のコピーを ブースト電流として量子化器のゲート電位 Q にフィードバックする。Q が立ち上がる 時は、図 4-21 の T₂に流れる電流のカレントミラー I_{UP} をQに供給し電荷をチャージす る。Q が立ち下がる時は、同様に T₁に流れる電流のカレントミラー I_{DW} により Q から 電荷を引き抜く。これにより、Q のゲート電圧は変化が加速される方向にブーストされ、 XQ の Low→High、High→Low の遷移が確実に行われるようになる。また、遷移の高 速化により、貫通電流が流れる時間が短くなり、低電力化が可能になる。

図 4-22 は、提案の比較器を用いた立ち上がり・立ち下がりのシミュレーション波形 である。図 4-20 と同じ入力にもかかわらず、トランジスタの製造プロセス条件とと温 度条件の異なる計 5 つの条件においても Q の電位が遷移している様子がわかる。さら に、この時の貫通電流は僅か 15pA に抑えられていることがわかる。貫通電流の値が大 きければ、その分、ゲート電位 Q にフィードバックする電荷量が増え、遷移が高速に 行われる。貫通電流が mA オーダになり、市販の比較器が使用できない場合は、図 4-21 の比較器の構成が有効である。

4.4.3 比較器の起動不安定性の改善

電源電圧を検知する比較器は、図 4-23(a)に示すように、電源の分圧電圧と、バンド ギャップリファレンス(BGR)等の内部バイアス電圧を比較する構成が一般的である。 Von がゼロからゆっくり上昇していく場合、BGR はまだ立ち上がっていないにもかか わらず、Vonの分圧電圧はダイレクトに量子化器に供給されるため、図 4-23(c)の最下



図 4-23:提案する比較器と一般的な比較器の回路図とシミュレーション波形

部の点線で囲った箇所が示すように誤った電圧で比較判定を行う時間が存在する。例え ば、この電源立ち上がりの不安定な量子化器出力が図 4-10 の回路で発生すると、無線 モジュールが ON してしまい、電力制御回路として動作できなくなる。この不安定性を 改善するための回路が図 4-23(b)である。この回路は、BGR の起動を検知した後に量子 化器を動作させる起動検知回路を付加している。初期状態では T₁のゲートはゼロであ り、T₁が OFF であるため、V_{DD}が上昇すると V_{PD}がそれに連れて上昇し、T₂が ON、 T₄が OFF であるため、V_{DD}が上昇すると V_{PD}がそれに連れて上昇し、T₂が ON、 T₄が OFF となる。これにより、V_{POR}は Low となる。さらに V_{DD}が上昇し、BGR が立 ち上がって V_{BGR}が所定の電圧に到達すると、T₁が ON、V_{PD}は Low となり、T₂は OFF、 T₄は ON して通常の量子化器の動作を開始する。つまり、提案の回路は、内部のバイ アス電位が所望の電圧に到達するまでは Low、到達した時から量子化器の結果を出力 する比較器である。 V_{PD} には電流の放電パスがないため、耐圧防止の目的で T₃ を挿入 している。T₃ はドレインとバックゲートの PN ダイオードで V_{PD} に過剰電荷が蓄えら れた場合に、V_{DD}に対して放電する。

図 4-23(c)のシミュレーション結果に示す通り、提案回路の VPOR は、電源の立ち上が り時の不安定な時間帯においても Low が出力できており、起動時の不安定性を改善、 誤動作を防止することが可能になる。

4.5 提案する二次電池搭載のビーコン

4.5.1 長時間動作を可能にする電力制御回路

4.4 節では、特徴的な電力制御技術を用いたバッテリフリーを可能にするビーコンを 紹介したが、本節では、表 4-4 に示したもう一つの提案アーキテクチャである連続動作 が可能なビーコンについて論述する。図 4-10 の回路は小型でシンプルであるが、夜間 や、人が持ち歩く際のポケットの中、箱の中などの光のない場所では動作することがで きない。例えば、移動する物体の中で、長時間動作が要求されるトレーサビリティの用 途には使用できない。光が得られない場所でも動作することができれば、IoT デバイス として適用範囲はさらに広げられる。

長時間動作を可能にするには、表 4-4 に記載したように二次電池使用が1つの有効な 手段である。日中に動作しながら余剰電荷を蓄え、夜間はその蓄えた電荷を使用して動 作を継続することができる。例えば、真っ暗でも3日間連続動作できる電池容量で設計 すれば、長距離トラック輸送中の荷台や箱の中でも動作できる。使用後は、光のある場 所に置いておけば自然に充電されるため、電池交換の手間なく運用することができる。 ただし、二次電池には無線モジュールを起動させるための制御の他に、過電圧や過充電 を保護するための別の機能が必要である。従って、二次電池の電圧監視を含めた低電力 で動作する電力制御の仕組みが必要である。

図 4-24 は、提案する二次電池搭載ビーコンの回路図である。図の右半分は図 4-10 の ビーコンの回路と同じである。図の左半分が二次電池の電圧監視用に追加した回路であ る。電圧監視部分には、過充電を検知する比較器として CP₃を追加している。過放電を 検知する比較器は CP₂ と兼用している。CP₃ の Low から High に遷移する閾値は V_{BH} =3.2V、High から Low へ遷移する閾値は V_{BL} =3.1V (ヒステリシス電圧は 0.1V)の 比較器を使用している[160]。CP₃は、0.4V \leq VoD の条件では、VoB = Low であるため、 T₆ が OFF、T₅ が ON し、PV セルからの電流はキャパシタ Cに蓄えられる。それ以降 の VoD が上昇したときの動作は、図 4-11 と同様である。

 V_{DD} が上昇し、CP1の閾値 $V_{RH}=3.1V$ を超えた時に V_{O1} が High になり、T1と T2が ON して無線モジュールが ON するタイミングで T7のスイッチが ON となり、ここで 初めて二次電池へのチャージが開始される。二次電池のチャージ開始を無線モジュール の動作開始と同じタイミングにしているのは、スタートアップ時に負荷として見える容 量をキャパシタ Cのみとすることで、ビーコンのアドバタイズ送信を行うまでの起動



図 4-24:提案する二次電池搭載ビーコンの回路図



図 4-25:二次電池搭載ビーコンのタイミングチャート

時間を短くするためである。

さらに V_{DD} が上昇し、 $V_{BH}=3.2V$ を超えた後の動作について、図 4-25 のタイミング チャートを用いて説明する。時刻 & で V_{DD} が $V_{BH}(=3.2V)$ に達すると、 CP_3 の出力 V_{OB} は Low から High に変化する。このため、 T_5 が OFF し、PV セルからの発電電流はキ ャパシタや二次電池(以降、蓄電素子)に流れず遮断される。これにより、二次電池に過 電圧が供給されることを防止している。この時、同時に T_6 が ON し、6 セル構成のハ ーベスタは、3 セル構成に切り替わる。このため V_Pの電位は PV セル 3 つ分の V_{P3}の 電圧に下がる。

これ以降は、蓄えられた蓄電素子の電荷により動作を継続し、徐々に V_{DD} が低下し時 刻 t_{C} で CP_3 の下限閾値 $V_{BL}=3.1V$ に下がると、 V_{OB} は再び Low となり、 T_5 が ON、 T_6 が OFF して 6 セル構成での発電電流が蓄電素子に供給される。時刻 t_{0} から t_{0} の期間に PV セル数を半減させるのは、 T_5 の Pch トランジスタのドレインとバックゲートの寄生 PN ダイオードを経由することで、意図しない発電電流が蓄電素子に流れ込まないよう にするためである。ハーベスタ側の電圧を下げることで、寄生 PN ダイオードが ON す ることを防止している。

一方、 t_0 以降のタイミングチャートで示すように、例えば夜間などで発電が無く、蓄 電電荷を使用して動作を継続すると、 V_{DD} が徐々に下がってくる。時刻 t_0 で、図 4-10 の電力制御回路と同様に CP₂の閾値 V_{RL} (=2.0V)に達すると V_{02} が Low となり、T₄が ON することで、T₁、T₂、T₇が OFF する。これにより $V_{DD} < V_{RL}$ の時に二次電池から の過放電を防止している。 以上のように、電力制御回路に電圧監視機能を追加することで、二次電池を用いる際 に必要な過放電や過放電の保護回路を簡単に構成することができる。

4.5.2 試作した二次電池搭載ビーコンの実測

図 4-26 は、試作した二次電池搭載ビーコンの写真である。薄膜 a-Si の PV セル、無 線モジュール、キャパシタ、二次電池、電圧監視回路、電力制御回路がポリイミドの FPC 基板上に実装されている。二次電池搭載ビーコンのサイズは 73×20×2.5mm、PV セルのサイズは 36×10mm である。二次電池は 5.8mAh のコイン型リチウム二次電池 [157]を使用した。



図 4-26: 試作した二次電池搭載ビーコンの写真



図 4-27:二次電池搭載ビーコンの充放電による電源電圧値実測

図 4-27 は、試作した二次電池搭載ビーコンの充放電時の電源電圧 Vonの実測値をプロットした結果である。ビーコンのアドバタイズ送信は3秒に1回(N=0.33)に設定し、日中は3000 lx で8時間動作(3秒に1回アドバタイズ送信)させながら余剰電荷を二次電池にチャージし、夜間は0 lx で16時間放置した状態で動作(同様に3秒に1回送信)させている。充電時に到達した Vonの電圧は約2.7V であり、夜間使用により2.5V まで低下する。1日を通した Vonの変動は約0.2V であった。

二次電池が放電可能な下限電圧は、図 4-24 の CP₂で設定した V_{RL}=2.0V であるが、 図 4-27 の実測値が示すように、実質 0.3V 程度の無線送信の瞬時的な電圧ドロップが発 生するため、二次電池の過放電は、設定した V_{RL}よりも高い V_{DD}=2.3V で停止する。こ こで、一度 2.7V まで充電された後、3 秒に1回のアドバタイズ送信を行うビーコンを 0 lx の環境下に放置した時の、連続動作可能時間を見積もる。

- ▶ 2.3V~2.7Vの電池容量=2.3mAh (2~3Vの電圧に対して公称容量 5.8mAh である ため、2.3V~2.7V に換算(5.8mAh×0.4=2.3mAh))
- > 3秒に1回の送信時の放電電流≒11µA((6)式のQ=25µC、IstD=2.6µA[161]より、 放電平均電流=(25µA+2.6µA×3秒)/3)=10.9µA)

| Items | Specif | ication | | Unit | Remarks | | |
|--------|----------------------|---------|------------|------|-----------------------------------|--|--|
| サイズ | | 73 | × 20 × 2.5 | mm | | | |
| 重さ | | | 4 | g | | | |
| 無線通信規格 | Bluetooth Low Energy | | | | 電波法に準拠 | | |
| 周波数帯 | 2.4000–2.4835 | | | GHz | | | |
| チャネル | Ch. 37, 38, 39 | | | | | | |
| 動作温度 | | -20–60 | | °C | | | |
| Items | Min | Тур | Max | Unit | | | |
| 送信電力 | | 0 | | dBm | | | |
| 通信距離 | | 10 | 15 | m | 見通しの良い条件 | | |
| 送信頻度 | | 1 | 10 | 回/秒 | | | |
| 照度 | 44 | 600 | 4500 | lx | On the office desk: 500–600 lx | | |
| 連続動作時間 | | 212 | | 時間 | 2.7Vまで充電後、0 lx環 境下で3秒に1回の送信 | | |

表 4-9: 試作した二次電池搭載ビーコンの性能

であるから、2.3mAh/11µA≒212(h)、すなわち 200 時間以上(8 日間以上)の連続動作が 可能となる。表 4-9 に、二次電池搭載ビーコンの性能をまとめる。連続動作時間以外の、 通信距離や動作照度等の電気的特性は表 4-7 で示したビーコンと同様である。電荷がチ ャージされていれば、0 lx の環境下においても1週間以上動作が継続できる。また、シ ステムや所望のサービスが3秒に1回ではなく、0.3秒や1秒のアドバタイズ送信で運 用したい場合にも、光なしでも夜間は継続して動作するため、十分実用的、かつ有効な ビーコンになる。

4.6 長距離低電力無線規格への設計対応

現在、920MHz 帯の周波数を用い、低消費電力で長距離送信が可能な無線通信技術 である LPWA(Low Power Wide Area)が急速に広まっている。この通信規格を用いた IoT デバイスは、図 4-28 に示すように、ゲートウェイやスマートフォンを中継せずに ダイレクトにクラウドにデータを送信できる。このため、現場の設置や運営の手間が軽 減でき、より簡単にシステムが構築できるというメリットがある。

本章で述べた電力制御技術は、この LPWA の通信方式にも柔軟に対応することが可能である。図 4-29(a)は、LPWA に対応する電力制御部のブロック図である。LPWA は、 BLE に比べて少量のデータをゆっくり送信することで、長距離での通信品質を確保している。このため、送信に要する時間が長く、一回の送信に BLE の約 1500 倍の大き



図 4-28: 各通信方式におけるクラウドへのデータ転送への違い

な電力、すなわち、大きな蓄電素子が必要となる。特に、太陽電池の温度依存性まで考慮すると、そのマージン設計で蓄電素子のサイズが巨大化してしまう課題があった。

これを回避するため、最初に温度センサを動作させ、その後、取得した温度データを 元に、LPWA 無線の電波送信のタイミングをリアルタイムに制御するマネジメント技 術を開発した。これにより、LPWA 無線の動作下限電圧を下回らないように、温度に よって異なる起動電圧が最大となるタイミングで電波送信が可能となった(図 4-29(b))。 最初に温度センサを確実に動作させるために、温度センサの電源監視部には図 4-16 の 電力制御回路を搭載した。蓄えた電力を効率利用すること、及び、電源変動を抑制する 余計な蓄電素子を削除することで、最小限の蓄電素子の構成により、デバイスの小型化 を実現した(図 4-30)。



(b) 動作タイミングチャート

図 4-29:提案する LPWA 向け電力制御技術



図 4-30: 試作した電池交換不要の LPWA 対応センサデバイス(温湿度センサ搭載)

4.7 IoT サービスへの適用

4.3 節や 4.5 節で提案してきたビーコンは電池交換等のメンテナンスが不要なため、 IoT サービスに展開した場合、電池交換の手間削減や交換に要するコスト低減が可能に なる。本節では提案ビーコンを IoT システムに組み込んだ適用例を紹介する。

図 4-31 は、提案するビーコンを屋内や地下の天井の蛍光灯付近に取り付けて、ビー コンの ID を受信した人へ直接的なサービスを展開する例である。受信器としてスマー トフォンやタブレットを用いる、あるいは医療機器側に小型受信器を設けることで、以 下に示すようなサービスが電池交換の手間なく実現できる。

▶ 障がい者や同伴者への経路誘導

階段やエスカレータ付近、鉄道の改札口付近に設置したビーコンと、予め登録し たアプリが連動し、障がい者やその同伴者へのエレベータや出口の経路誘導、外 国人観光客への地下マップ提示、地下街店舗のクーポン提示によるサービス促進

- 医療機器の位置管理 病院の各部屋の天井にビーコンを設置し、巡回で使用する医療機器にビーコンの 受信器と WiFi の送信器を配置する。院内 WiFi でナースセンタに情報を集約す ることで、各病室に移動している医療機器のリアルタイムな位置管理が可能
- 入の作業効率向上 工場や生産現場における、配管や圧力メータ等、日々の点検項目を行う作業場所 の天井蛍光灯にビーコンを設置し、タブレットを持った点検者がその付近を通り

過ぎれば、その日の検査項目を提示。作業後はその場所でチェックしたエビデ ンスが日誌に自動刻印される。メモした手書き内容を事務所で電子化する手間 が省略でき、人の作業効率が向上する

上述したサービス例のように、ビーコンを現場に固定設置し、人がスマートフォン(ゲ ートウェイ)を持つ場合は、導入や運用時に以下の課題が生じる。

- ▶ 作業者にスマートフォンを持ってもらう必要があり負担増
- ▶ スマートフォンが作業員の人数分必要になり、導入時のコストが増大
- ▶ 使用後にスマートフォン等への機器の充電作業が発生



図 4-31:ビーコンを適用したサービス例

ビーコンが小型薄型で人が持つことが負担にならない場合は、図 4-31 のビーコンと スマートフォンの関係を逆転させることもできる。図 4-32 は、建築現場や工場等で作 業員の入退室管理やエリア検知を行うシステムの一例である。

作業者の位置情報(危険な場所にどのくらいの人がいるか)をシステム管理者側が把握・分析し、緊急時に放送や責任者に通知するといった、半ばアップリンクの運用でよいケースであれば、図 4-32 のシステムが有効になる。ヘルメットにバッテリフリービーコンを取り付けた作業員が ID を送信し、現場に設置したゲートウェイが、受信したID とその時刻をサーバに送信する。サーバでは、ゲートウェイの ID とビーコンが送信した情報を集計し、作業員がどのエリアにいるのか、いつその場所に居たのかを把握することができる。ゲートウェイの設置場所や設置数、及び、受信電波強度やタイムスタンプの分析を行うことによって、経路把握や入退室管理にも応用できる。一方的にアッ



図 4-32:提案するビーコンを利用した入退室管理/エリア検知システム

プリンクでデータを送信することでシステムは成り立つ。

提案するバッテリフリービーコンを図 4-32 のシステムに適用する場合、以下のメリ ットが挙げられる。

- ▶ ヘルメットへのデバイス設置が作業員の物理的な負担にならない
- 充電コネクタや電池ソケット不要の提案ビーコンは、小型薄型軽量を維持した状態で完全防水防塵化でき、屋外利用にも適する
- 電池交換作業やデバイスへの充電行為が不要なため、システム管理・データ分析 する運用管理側のメンテナンスコストが低減できる
- ▶ 作業現場や工場内、あるいは施設内における閉空間での使用のため、各個人の ID 発信の合意が得られればプライバシも問題にならない

以上のように、電池交換不要で小型薄型なビーコンは、バッテリフリーを実現するこ とに加え、小型薄型な物理的優位性から、ヘルメット等の人が持ち運ぶモノに取り付け ることが可能になる。このため、これまで意識して人が持たなければならなかったデバ イスを、無意識に、違和感なく持つことが可能になる。

4.8 まとめ

本章では、ハーベスタを用いてバッテリフリー化を可能にする電力制御技術について 言及した。PMICを用いずに PV セルからの小さく不安定な発電電力をダイレクトに使 用する電力制御の仕組みによって、市販の無線モジュールを安定に動作させることを可 能にした。提案する電力制御回路は、取り扱う無線モジュールの動作に合わせて比較器 を切り替え、必要なキャパシタンスのサイズを約 1/9 に低減した。取り扱うチップの特 性をよく理解し、必要最低限のアシストを外部で構成することで、十分小型化が実現で きることを実証した。この外部アシスト(チップ外部で電力制御する)手法は、用いるセ ンサや無線モジュール、無線方式が異なる様々な IoT の現場の要求に、的確にかつ早急 に応えることができる。センサの取り換えや、別の無線方式への移行やカスタマイズも 技術適合認証を再取得する必要なく容易に可能になる。さらには、バッテリフリー化と 小型薄型化を両立することで、建物や環境に設置することも人が装備することも可能に なり、IoT デバイスとしての適用範囲拡大が期待できる。

以上で提案してきた電力制御技術は、プリンテッドエレクトロニクスにも適用可能で

ある。有機トランジスタ等、印刷で回路が描ける技術開発が進んでいる。シリコンチッ プでできる回路と有機トランジスタで安く簡単に変更できる回路は、動作周波数も異な れば電源電圧も異なる。このため、役割分担や消費電力をしっかり考慮して設計する、 本章で説明したような電力制御技術が有効になる。

1章で述べた IoT デバイスにおける 5 つの電源技術課題に対し、本章で開発した技術 を表 4-10 にまとめる。①の Cold-Start 回路として、電源変動を許容する電力制御回路 を提案した。10 万 lx(直射日光)の高照度でも回路が壊れないよう耐圧保護しつつ、僅か 17lx の低照度でも 1µW 以下の低消費電力で間欠動作を実現する制御技術を開発し、② の低電力化と③の環境変動対応の課題を解決した。④の小型低コスト化、⑤の汎用設計 の課題については、小型部品を用いた無線チップ外部での電力制御回路設計技術を確立 することにより解決した。IoT 導入現場の要求に応じたカスタマイズ設計が可能になり、 IoT システムの適用範囲を格段に広げることが期待できる。

| 課題 | 1 | 2 | ③環境 | ④小型 | 5 | |
|----|------------|----------|------------|----------|------|--|
| | Cold Start | 低電力化 | 変動対応 | 低コスト化 | 汎用設計 | |
| 開発 | 電力制御 | 世界最低照度 | 17~10 万 lx | 小型部品による | | |
| 技術 | 回路 | (17lx)動作 | 対応 | カスタマイズ設計 | | |

表 4-10: 技術課題に対する開発技術(4章)のまとめ

第5章 結論

5.1 結論

本論文の冒頭で、複数の機能や技術を融合することは、新たな付加価値創造に有効に 働くと述べた。半導体デバイス等の機能の1チップ化は、まさにその代名詞であったが、 低電力・低コストな性能の良いチップが量産されている昨今、半導体プロセス技術のさ らなる微細化や機能統合に対するモチベーションは飽和してきている。現在は、低電 力・低コスト、かつ、膨大なデバイスをうまく利用して、IoTでサービスや価値を提供 する動きが加速している。一方で、環境からのエネルギを電力に変えるハーベスタのデ バイス性能も進歩してきている。この動向から、2020年代にはハーベスタや無線電波 などからエネルギを生成し、電源を自給自足するセンサノードが当たり前になっている 世界が推測できる。この考えは、ハーベスタのデバイス開発技術と低電力な電源回路設 計技術を融合することで、膨大な IoT デバイスから「電源の概念や充電の行為を削除」 するという付加価値を創造するとも言える。

本研究では、ネットワークに繋がる膨大な IoT デバイスから電池交換の手間を無くし、 ハーベスタや無線のエネルギを用いてバッテリフリー化を実現するための電源設計技 術に関する研究を行った。ハーベスタ利用向け電源回路設計における技術課題は、電源 ゼロの状態から電力生成する Cold-Start 回路設計技術、電源回路自体の低消費電力化、 環境変動への対応、小型・低コスト化、IoT を導入する現場の環境に適応可能な汎用設 計技術の5つであることを述べた。この5つの課題に対する解決手段を、IoT デバイス に欠かせない電源の基本設計技術である、(1)AC-DC 変換技術、(2)数十 mV~の低電圧 でも昇圧動作する DC-DC 変換技術、(3)デバイスの動作を nW の電力で制御する電力制 御技術、に対して各章でそれぞれ提案し、有効性を実証した。これら 3 つの技術を確立 することにより、ほぼ全ての領域のハーベスタに対する IoT デバイスの設計対応を可能 にした。

2章では、無線や振動発電のAC信号からDC信号に整流する回路技術について論じ た。入力の寄生容量を低減して受電側の等価並列抵抗を最大化し、極力大きな電圧振幅 を受け入れる構成を提案した。最終的なマッチングは、整流器の入力から見た後段回路 の等価抵抗が、アンテナ抵抗と同等の値となるように設計して CMOS 整流器を構成し た。提案の整流器の電力変換効率は実測で 36.6%に達し、従来効率 16.6%の 2 倍以上の 性能を達成した。RFID やハーベスタ等の小さな電力リソースを用いる場合には、高い 入力振幅を得る本提案手法が有効であることを示した。また、入力寄生容量を低減して AC-DC 変換を構成する本設計論をパワーアンプの出力段に設けられるパワーディテク タに応用し、性能向上を実証した。

3章では低電圧かつ広範囲な入力電圧に対応する DC-DC コンバータの設計技術について論じた。トランジスタの閾値以下の電圧では自力で起動できなかった昇圧コンバータに対し、トランス型発振器を用いて低電圧起動をアシストし、耐圧コントロールを行う Cold-Start 回路を付加することで、入力電圧 60mV からの昇圧動作が実現できることを示した。また、後段の昇圧コンバータが起動した後に Cold-Start 回路をパワーダウンする制御により、高効率化も達成することができた。対応可能な入力電圧は 60mV ~3V であり、世界最高クラスの性能を示す昇圧コンバータが実現できた。

4章では実用的なIoTデバイスをハーベスタで構成するための電力制御技術について 論じた。無線通信モジュールの外部に電力管理を行う電力制御回路を搭載することで、 光発電のハーベスタを用いた電池交換不要なバッテリフリービーコンが実現できるこ とを示した。非常階段や工場の廊下などの 50lx の明るさ(まだ市販製品では実現できて いない性能)での起動、動作も可能にした。小型薄型で、建物や環境に設置することも 人に装着することも可能にする本技術は、製品にも採用された。また本技術は、センサ や二次電池の取り付け、LPWA 等の新しい無線方式への対応やカスタマイズが容易に 可能になるため、IoT の様々な現場の要求に的確・早急に応えることができる。チップ 外部の電源回路設計により構成した IoT デバイスは、2週間程度での試作が可能であり、 IoT システムを実験的に導入する初期段階からキーデバイスとなることが期待できる。
各章で論述した技術を融合することにより、AC 信号も含めハーベスタからの信号を 全て DC 信号で取り扱うことが可能になり、幅広い DC 信号に対して安定、かつ、適切 な電力制御が可能になるため、ほぼ全ての領域のハーベスタに対して設計対応すること が可能になったと言える。カバーできていないのは、浮遊電波からエネルギを得る RF エナジハーベスタであるが、この技術を確立するには、微小の AC 信号を整流する回路 的なアプローチに加え、電波を集中的に得るアンテナ技術が必要になると考えている。

本論文では、IoT を導入する現場の環境に適応するために、回路の長所、特性をよく 理解し、役割を分担して各々の機能を組み合わせる柔軟性も必要であることを述べた。 特に、適用用途が多い IoT デバイスでは、用途に応じてカスタマイズが必要となる電力 制御回路を、チップ外で設計する手法が有効となる。外付け部品を用いたアシスト回路 や電力制御回路により、昇圧 IC や無線センサノードの性能がエンハンスできることを 実証し、この設計手法の有効性を示した。

以上、本論文では、IoT デバイスにおける低電力電源回路技術の研究についてまとめた。各章で述べた各々の回路設計技術、電力制御技術は、開発時点において世界最高クラスの性能を達成した効果的な技術であり、かつ、製品にも採用されている実用的な技術である。これらの研究成果は、様々なフィールドの IoT デバイスとして応用可能であり、その基本的なデバイス設計全般に関与する技術である。

5.2 将来展望

本論文で取り上げた光、熱、振動、無線のうち、将来的に適用範囲が最も広く展望が 期待されるのは、無線であると考える。光がない、温度差が取れない、振動しない、電 波が届かない場所や条件は多く存在する。しかし、電波は人が生活する空間上に様々な 周波数帯で、かつ、広いカバーエリアで存在し、そのエリアは今も拡大し続けている。 例えば、壁や土の中にセンサを埋めても、水につけても時間や季節とは無関係に受けら れる電波は存在する。災害時で地中に埋まっていても何らかの電波を受けて情報発信す ることが可能になるかもしれない。このため、どのような場所に設置・配置しても微小 な電波から電源を自己生成するといった、RF エナジハーベスト技術が重要になってく ると考えられる。

WiFi(2.4GHz)のアクセスポイントから放射状に放たれた電波を数m離れて受信する

場合、受信パワーは-60dBm(1nW)になる。当然ながら、この電力レベルでは、受信した信号の振幅がトランジスタやダイオードの閾値を超えず、3章で述べた CMOS 整流器の回路設計技術は使用できない。RF ハーベスタを実現するには、IC 内部の条件だけではなく、特徴あるデバイスやアンテナの技術と融合したアプローチが必要になる。

図 5-1 は、指向性アンテナを用いた RF エナジハーベスタの例である。半波長 λ/2 の 長さのアンテナを λ/4 の間隔で配置した八木アンテナと、閾値がほぼ 0V の Native ト ランジスタやショットキダイオードで構成したブリッジ整流器を入力部に設け、受信側 からは電波を集中的にビームフォーミングさせることで、電力生成は行いやすくなる。 ここで重要となるのが、整流した後の電源生成である。変換された DC 電圧は非常に低 いため、電気回路が動作できる電圧まで昇圧する必要があり、この時に本論文で言及・ 研究開発してきた低電力電源回路技術、電力制御技術が特に有効になる。

図 5-2 は、RF エナジハーベスタを用いたデバイスへの給電シーンである。図 5-1 の ような RF ハーベスタが実現できれば、送電スポットやアクセスポイントからの電波を 元に、身の回りのウェアラブル機器や作業員が身に着けている IoT デバイスに対して、 作業や動作を行いながら充電することが可能になる。人々は、現在日常的に行っている 充電行為から解放され、電池残量を意識することも無くなる。端末からも充電ケーブル



図 5-1:指向性アンテナを用いた RF エナジハーベスタ例

やコネクタが無くなり、より小型コンパクトなデバイスが開発されていくと考えられる。 図 5-3 は、人が IoT デバイスを直接装着した場合の適用例である。図 5-3 の右の写真 で示したような IoT デバイスを、見守られる人の服、襟、肩、あるいは靴、スリッパに 装備する、あるいは、縫い付けることで、人やモノの所在を把握するシステムに応用す ることが可能になる。各部屋や玄関等に設置されたゲートウェイは、人やモノからのデ



図 5-2: RF エナジハーベスタによる給電シーン



図 5-3: IoT デバイスを人が装着した場合の適用例

ータを受信し、それを WiFi 等で管理システムに送信する。例えば、福祉施設で入居者 の外出や居場所を把握する見守りサービスや、レイアウトが日々刻々と変わる大型建設 現場での作業員の位置把握に役立てることができる。入居者や作業員に意識して IoT デ バイスを持ってもらう必要がなく、持ち運び忘れや、取り外される心配もないため、質 の高い見守りサービスへの展開が期待できる。

一方、人が装着する IoT デバイスには、フレキシブルであることに加え、防水、強い てはウォッシャブルであることが要求される。これには、低電力電源回路技術だけでは なく、洗濯に耐える新たな材料や部材、モジュール、及び実装技術も必要である。ウォ ッシャブルに対応する実装技術として実績があるのは、シリコンのゴムの中に RFID の アンテナとチップを埋め込み、ユニフォームの襟等に縫い付けて使用するリネンタグが 知られている[168]。最近では、洗濯可能な太陽電池が開発されたとの発表もある[169]。 例えば、この太陽電池をハーベスタとして用い、基板にはシリコンゴム、部品の配線に は導電糸を用い、実装にはリネンタグの技術を用いることで、衣服に縫い付けて運用で きるウォッシャブルなデバイスが開発できる。部品のボリュームを最小限にして小型薄 型化、低電力化を実現するためには、本論文で述べた低電力電源回路技術がキーとなる。

本論文で提案した低電力電源回路技術、電力制御技術は、プリンテッドエレクトロニ クスにも適用可能である。実装や装置の技術も進歩しており、基板・筐体の作製、及び、 IC等の電子部品との電気的配線を1度に行う、プリンテッド技術と実装技術を融合し た 3D プリンタが開発されている[170]。また、デバイスやセンサに至っては、真空蒸 着を用いず低コストな塗布装置で有機トランジスタが作製できる技術[171]や、インク ジェット印刷で使い捨ての化学センサが作製できる技術[172]が開発されている。この ような背景から、図5・4に記載するように、現在別々に行っている実装は、将来的には 1つの環境に統合できるかもしれない。すなわち、基板・筐体の作製と電気的配線を行 う 3D プリンタに、部品実装のマウンタ機能、及び、有機半導体の塗布作製、導電糸や インクジェット配線を搭載し、1台の 3D プリンタで実装から配線、筐体作製までを行 う試作も将来的には可能になるかもしれない。このような統合装置が実現できる場合、 例えば、スポーツ選手のゼッケンや競技場のチケット、ウェアや紙等、識別したいモノ に印刷で回路が簡単に描くことができる世界になる。スタジアムやコンサートホールで 直接その場でチケット ID を変えて印刷・発券し、途中退席した人の座席を別の人が利



図 5-4:実装技術を融合した 3D プリンタ統合環境イメージ

用するという、1座席複数回利用の集客ビジネスにも展開できる。

シリコンチップで実現する回路と、有機トランジスタで安く簡単に変更できる回路、 それぞれ異なる特長や性能、動作電圧範囲や周波数帯を持つデバイスが混在する時代に なってくる。各デバイスの特長が活かせるように、電源や電力を適切に制御し、機能を 組み合わせ、性能をエンハンスさせるための設計にも、本論文で提案する低電力電源回 路技術は有効である。

参考文献

- R.P. Wildes, "Iris recognition: an emerging biometric technology," *Proceedings* of the IEEE, Vol.85, Issue 9, pp. 1348-1363, Sep. 1997.
- [2] Daksha Yadav, Naman Kohli, James S. Doyle, Richa Singh, Mayank Vatsa, Kevin W. Bowyer, "Unraveling the Effect of Textured Contact Lenses on Iris Recognition," *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, Vol.9, Issue 5, pp. 851-862, May 2014.
- [3] Toshiharu Mukai, Shinya Hirano, Hiromichi Nakashima, Yo Kato, Yuki Sakaida, Shijie Guo, Shigeyuki Hosoe, "Development of a nursing-care assistant robot RIBA that can lift a human in its arms," *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, pp. 5996-6001, Oct. 2010.
- [4] Bala Murali Venkatesan, Rashid Bashir, "Nanopore sensors for nucleic acid analysis," *Nature Nanotechnology 6*, pp. 615-624, Sep. 2011.
- [5] Pin-Chu Yang, Kazuma Sasaki, Kanata Suzuki, Kei Kase, Shigeki Sugano, Tetsuya Ogata, "Repeatable Folding Task by Humanoid Robot Worker Using Deep Learning," *IEEE Robotics and Automation Letters*, Vol. 2, Issue 2, pp. 397-403, April 2017.
- [6] K. Kobayashi, S. Nishiki, T. Taga, A. Sasaki, "Detachable mobile radio units for the 800 MHz land mobile radio system," *IEEE 34th Vehicular Technology Conference*, pp. 6-11, May 1984.
- [7] T. Farley, "Mobile telephone history," *Telektronikk*, Vol. 101, No.3/4, pp. 22-34, 2005.
- [8] George W. Schaupp, Jr., Laura A. Sheley, Kirk W. Dailey, "Radio Telephone Operating Technique," United States Patent, No. 5594778, Jan. 1997.
- [9] D. Evans, "The internet of things: How the next evolution of the internet is changing everything," *CISCO White Paper*, 2011.
- [10] <u>http://www.idcjapan.co.jp/Press/Current/20160223Apr.html</u>
- [11] H.Shoki, "Trends of Wireless Power Transmission Technologies and

Approaches for Commercialization," *Technical Report of IEICE*, WPT2010-07, pp. 19-24, July 2010.

- [12] A Kurs, A Karalis, R Moffatt, JD Joannopoulos, Peter Fisher, Marin Soljacic,
 "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances," *Science*,
 Vol. 317, Issue 5834, pp. 83-86, July, 2007.
- [13] J Jadidian, D Katabi, "Magnetic MIMO: How to charge your phone in your pocket," *Proceedings of the 20th annual international conference on Mobile computing and networking*, pp. 495-506, Sep. 2014.
- [14] H. Zeine, "Wireless Power Transmission System," United States Patent Application Publication, US 2012/0193999, Aug. 2012.
- [15] Peter E. Glaser, "Power from the Sun: Its future," *Science*, Vol. 162, No. 3856, pp. 857-861, Nov. 1968.
- [16] "Japan Demoes Wireless Power Transmission for Space-Based Solar Farms," *IEEE Spectrum* [online], Mar. 2015.
- [17] Ping-Hsuan Hsieh, Chih-Hsien Chou, Tao Chiang, "An RF Energy Harvester With 44.1% PCE at Input Available Power of -12 dBm," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Vol. 62, Issue 6, pp. 1528-1537, June 2015.
- [18] Véronique Kuhn, Cyril Lahuec, Fabrice Seguin, Christian Person, "A Multi-Band Stacked RF Energy Harvester With RF-to-DC Efficiency Up to 84%," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.63, Issue 5, pp. 1768-1778, May 2015.
- [19] U. Olgun, C.-c. Chen, J.L. Volakis, "Design of an efficient ambient WiFi energy harvesting system," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, Vol. 6, Issue 11, pp. 1200-1206, Aug. 2012.
- [20] Hubregt J. Visser, Ruud J. M. Vullers, "RF Energy Harvesting and Transport for Wireless Sensor Network Applications: Principles and Requirements," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 101, Issue 6, pp. 1410-1423, June, 2013.
- [21] J.A. Paradiso, T. Starner, "Energy scavenging for mobile and wireless electronics," *IEEE Pervasive Computing*, Vol. 4, Issue 1, pp. 18-27, Jan. 2005.
- [22] Feng-Ru Fan, Zhong-Qun Tian, Zhong Lin Wang, "Flexible triboelectric generator!," *Nano Energy*, Vol.1, Issue 2, pp. 328-334, Mar. 2012.

- [23] Simiao Niu, Xiaofeng Wang, Fang Yi, Yu Sheng Zhou, Zhong Lin Wang, "A universal self-charging system driven by random biomechanical energy for sustainable operation of mobile electronics," *Nature Communications* 6, No. 8975, pp. 1-8, Dec. 2015.
- [24] Wenzhao Jia, Gabriela Valdes-Ramirez, Amay J. Bandodkar, Joshua R. Windmiller, Joseph Wang, "Epidermal Biofuel Cells: Energy Harvesting from Human Perspiration," *Angewandte Chemie International Edition*, Vol. 52, Issue 28 pp. 7233–7236, July, 2013.
- [25] P. Cinquin, C. Gondran, F. Giroud, S. Mazabrard, A. Pellissier, F. Boucher, J. Alcaraz, K. Gorgy, F. Lenouvel, S. Mathe, P. Porcu, S. Cosnier, "A Glucose BioFuel Cell Implanted in Rats," *PLoS ONE*, Vol. 5, Issue 5, pp. 1-7, May, 2010.
- [26] Hooman Hafezi, Timothy L. Robertson, Greg D. Moon, Kit-Yee Au-Yeung, Mark J. Zdeblick, George M. Savage, "An Ingestible Sensor for Measuring Medication Adherence," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 62, Issue 1, pp. 99-109, Jan. 2015.
- [27] A. Sharma, V. Singh, Thomas L. Bougher, Baratunde A. Cola, "A carbon nanotube optical rectenna," *Nature Nanotechnology* 10, pp. 1027-1032, Sep. 2015.
- [28] LoRa alliance : <u>https://www.lora-alliance.org/</u>
- [29] Frankl P, Nowak S, "Technology roadmap: solar photovoltaic energy," International Energy Agency publications, p. 22, Oct. 2010.
- [30] <u>http://www.apple.com/iphone-6/specs/</u>
- [31] Armin Anders, "Energy for free- wireless technology without batteries," Enocean White Paper, Nov. 2006.
- [32] Sujesha Sudevalayam, Purushottam Kulkarni, "Energy Harvesting Sensor Nodes: Survey and Implications," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, Vol. 13, Issue 3, pp. 443-461, 2011.
- [33] P. Zhang, C. M. Sadler, S. A. Lyon, and M. Martonosi, "Hardware Design Experiences in ZebraNet," *Proceedings of the 2nd International Conference on Embedded Networked Sensor Systems*. ACM, pp. 227-238, Nov. 2004.

- [34] N. Shenck and J. Paradiso, "Energy Scavenging with Shoe-mounted Piezoelectrics," *IEEE Micro*, Vol. 21, Issue 3, pp. 30-42, May/Jun, 2001.
- [35] Chulsung Park, Pai H. Chou, "AmbiMax: Autonomous Energy Harvesting Platform for Multi-Supply Wireless Sensor Nodes," 3rd Annual IEEE Communications Society on Sensor and Ad Hoc Communications and Networks, pp. 168-177, Sept. 2006.
- [36] M. A. Weimer, T. S. Paing, R. A. Zane, "Remote area wind energy harvesting for low-power autonomous sensors," *Proc. 37th IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 2911-2915, 2006.
- [37] Rudd J.M. Vullers, Rob van Schaijk, Hubregt J. Visser, Julien Penders, Chris Van Hoof, "Energy Harvesting for Autonomous Wireless Sensor Networks," *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, Vol. 2, Issue 2, pp. 29-38, June, 2010.
- [38] J. F. Dickson, "On-chip high-voltage generation in MNOS integrated circuits using an improved voltage multiplier technique," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol.11, Issue 3, pp. 374-378, Jun. 1976.
- [39] M. Ker, S. Chen, C. Tsai, "Design of charge pump circuit with consideration of gate-oxide reliability in low-voltage CMOS processes," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 41, Issue 5, pp. 1100-1107, May 2006.
- [40] J. Kim, P. K. T. Mok, C. Kim, "A 0.15V-input energy-harvesting charge pump with switching body biasing and adaptive dead-time for efficiency improvement," *IEEE ISSCC Digest of Technical Papers*, pp. 394-395, Feb. 2014.
- [41] W. Jung, S. Oh, S. Bang, Y. Lee, D. Sylvester, D. Blaauw, "A 3nW fully integrated energy harvester based on self-oscillating switched-capacitor DC-DC converter," *IEEE ISSCC Digest of Technical Papers*, pp. 398-399, Feb. 2014.
- [42] X. Liu, E. Sanchez-Sinencio, "A single-cycle MPPT charge-pump energy harvester using a thyristor-based VCO without storage capacitor," *IEEE ISSCC Digest of Technical Papers*, pp. 364-365, Feb. 2016.
- [43] Y. Lu, S. Yao, B. Shao, P. Brokaw, "A 200nA single-inductor dual-input-tripleoutput (DITO) converter with two-stage charging and process-limit cold-start

voltage for photovoltaic and thermoelectric energy harvesting," *IEEE ISSCC Digest of Technical Papers*, pp. 368-369, Feb. 2016.

- [44] J. McCullagh, "An Active Diode Full-Wave Charge Pump for Low Acceleration Infrastructure-Based Non-Periodic Vibration Energy Harvesting," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, accepted paper, pp. 1-13, Nov. 2017.
- [45] Dongwon Kwon, Gabriel A. Rincon-Mora, "A Single-Inductor 0.35 μm CMOS Energy-Investing Piezoelectric Harvester," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 49, Issue 10, pp. 2277-2291, Oct., 2014.
- [46] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, E. R. Filho, "Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 24, Issue 5, pp. 1198-1208, May, 2009.
- [47] Y. K. Ramadass, A. P. Chandrakasan, "A Battery-Less Thermoelectric Energy Harvesting Interface Circuit With 35 mV Startup Voltage," *IEEE ISSCC Digest of Technical Papers*, pp. 486-487, Feb. 2010.
- [48] Information Technology Radio Frequency Identification for Item Management - Part 1: Reference Architecture and Definition of Parameters to be Standardized, ISO/IEC 18000-1, 2008.
- [49] S. Masui and T. Teramoto, "A 13.56 MHz CMOS RF identification passive tag LSI with ferroelectric random access memory," *IEICE Trans. Electron.*, vol. E88-C, no. 4, pp. 601-606, April, 2005.
- [50] T. S. Rappaport, "Wireless communications-Principles and practice," *Prentice-Hall Communications Engineering and Emerging Tech.* Series, pp. 70-73, 1996.
- [51] "860MHz-960MHz Class 1 Radio Frequency Identification Tag Radio Frequency & Logical Communication Interface Specification Recommended Standard, Version 1.0.0," *MIT*-AUTOID-WH-007, Nov. 2002
- [52] C. M. Roberts, "Radio frequency identification (RFID)", *Comp. Security*, vol. 25, pp. 18-26, 2006.
- [53] Raghu Das, "RFID Forecasts, Players and Opportunities 2017-2027," ID TechEx Ltd. (online), Aug. 2017.
- [54] C. Hsu, J. Chen, "A Novel Sensor-Assisted RFID-Based Indoor Tracking

System for the Elderly Living Alone," *Sensors*, Vol.11, Issue 11, pp. 10094-10113, Oct. 2011.

- [55] A. Y. Chong, M. J. Liu, J. Luo, O. Keng-Boon, "Predicting RFID adoption in healthcare supply chain from the perspectives of users," *International Journal* of Production Economics, Vol. 159, pp. 66-75, Jan. 2015.
- [56] Z. X. Guo, E. W. T. Ngai, C. Yang, X. Liang, "An RFID-based intelligent decision support system architecture for production monitoring and scheduling in a distributed manufacturing environment," *International Journal of Production Economics*, Vol. 159, pp. 16-28, Jan. 2015.
- [57] D. He, S. Zeadally, "An Analysis of RFID Authentication Schemes for Internet of Things in Healthcare Environment Using Elliptic Curve Cryptography," *IEEE Internet of Things Journal*, Vol. 2, Issue 1, pp. 72-83, Feb. 2015.
- [58] J. Wang, D. Ni, K. Li, "RFID-Based Vehicle Positioning and Its Applications in Connected Vehicles," *Sensors*, Vol. 14, Issue 3, pp. 4225-4238, March, 2014.
- [59] C. Roehrig, A. Heller, D. Hess, F. Kuenemund, "Global Localization and Position Tracking of Automatic Guided Vehicles using passive RFID Technology," *Proceedings of 41st International Symposium on Robotics*, pp. 401-408, June 2014.
- [60] S. Park, H. Lee, "Self-Recognition of Vehicle Position Using UHF Passive RFID Tags," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 60, Issue 1, pp. 226-234, Jan. 2013.
- [61] E. DiGiampaolo, F. Martinelli, "Mobile Robot Localization Using the Phase of Passive UHF RFID Signals," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 61, Issue 1, pp. 365-376, Jan. 2014.
- [62] M. Scherhaufl, M. Pichler, E. Schimback, D. J. Muller, A. Ziroff, A. Stelzer, "Indoor Localization of Passive UHF RFID Tags Based on Phase-of-Arrival Evaluation," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 61, Issue 12, pp. 4724-4729, Dec. 2013.
- [63] J. Wang, E. Schluntz, B. Otis, T. Deyle, "A New Vision for Smart Objects and the Internet of Things: Mobile Robots and Long-Range UHF RFID Sensor Tags," arXiv, Computer Science, Robotics, July, 2015.

- [64] L. Reindl, G. Scholl, T. Ostertag, H. Scherr, U. Wolff, F. Schmidt, "Theory and application of passive SAW radio transponders as sensors," *IEEE Transactions* on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, Vol. 45, Issue 5, pp. 1281-1292, Sept. 1998.
- [65] S. Preradovic, I. Balbin, N. C. Karmakar, G. Swiegers, "A Novel Chipless RFID System Based on Planar Multiresonators for Barcode Replacement," *IEEE International Conference on RFID*, pp. 289-296, April, 2008.
- [66] Md. A. Islam, N. Karmakar, "On a compact printable dual-polarized chipless RFID tag using slot length variation encoding technique for barcode replacement," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, July, 2015.
- [67] "EPC Radio-Frequency Identity Protocols Class-1 Generation-2 UHF RFID Protocol for Communications at 860 MHz - 960 MHz, Version 1.0.9" Specification for RFID Air Interface, EPC global, Jan. 2005.
- [68] "XRA00, UHF, EPCglobal Class 1b, Contactless Memory Chip 96bit ePC with Inventory and Kill Function," STMicro-electronics, Data Sheet, Oct. 2005.
- [69] M. Usami, A. Sato, K. Sameshima, K. Watanabe, H. Yoshigi, and R. Imura, "Powder LSI: an ultra small RF identification chip for individual recognition application," *IEEE ISSCC Digest of Technical Papers*, pp. 398-399, Feb. 2003.
- [70] S. Briole, C. Pacha, K. Goser, A. Kaiser, R. Thewes, W. Weber, and R. Brederlow, "AC-only RF ID tags for barcode replacement," *IEEE ISSCC Digest of Technical Papers*, pp. 438-439, Feb. 2004.
- [71] M. Usami, A. Sato, H. Tanabe, T. Iwamatsu, S. Maegawa, and Y. Ohji, "An SOI-based 7.5 µm-thick 0.15x0.15 mm² RFID chip," *IEEE ISSCC Digest of Technical Papers*, pp. 308-309, Feb. 2006.
- M. Usami, H. Tanabe, A. Sato, I. Sakama, Y. Maki, T. Iwamatsu, T. Ipposhi, Y. Inoue, "A 0.05x0.05 mm² RFID Chip with Easily Scaled-down ID-Memory," *IEEE ISSCC Digest of Technical Papers*, pp. 482-483, Feb. 2007.
- [73] U. Karthaus and M. Fischer, "Fully integrated passive UHF RFID transponder IC with 16.7-µW minimum RF input power," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 10, pp. 1602–1608, Oct. 2003.

- [74] H. Nakamoto, D. Yamazaki, T. Yamamoto, H. Kurata, S. Yamada, K. Mukaida, T. Ninomiya, T. Ohkawa, S. Masui, and K. Gotoh, "A passive UHF RFID tag LSI with 36.6% efficiency CMOS-only rectifier and current-mode demodulator in 0.35-µm FeRAM technology," *IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC) Digest of Technical Papers*, pp. 310-311, Feb. 2006.
- [75] H. Nakamoto, D. Yamazaki, T. Yamamoto, H. Kurata, S. Yamada, K. Mukaida, T. Ninomiya, T. Ohkawa, S. Masui, and K. Gotoh, "A Passive UHF RF Identification CMOS Tag IC Using Ferroelectric RAM in 0.35-µm Technology" *IEEE Journal of Solid State Circuits*, Vol. 42, Issue 1, pp. 101-110, Jan. 2007.
- [76] Information Technology Radio-Frequency Identification for Item Management - Part 6: Parameters for Air Interface Communications at 860 MHz to 960 MHz, ISO/IEC 18000-6, 2004.
- [77] T. Umeda, H. Yoshida, S. Sekine, Y. Fujita, T. Suzuki, S. Otaka, "A 950-MHz rectifier circuit for sensor network tags with 10-m distance," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 41, Issue 1, pp. 35-41, Jan. 2006.
- [78] S. Kawashima, J. S. Cross, "Embedded Memories for Nano-Scale VLSIs," Springer US, Part of the series Integrated Circuits and Systems, pp. 279-328, Feb. 2009.
- [79] Y. Eslami, A. Sheikholeslami, S. Masui, T. Endo, S. Kawashima, "A differential-capacitance read scheme for FeRAMs," *Symposium on VLSI Circuits Digest of Technical Papers*, pp. 298-301, June, 2002.
- [80] Mu Chip Data Sheet, Hitachi Europe Limited, <u>http://www.paulmcguire.org/</u> <u>media/Worlds%20Smallest%20RFID%20Chip Mu%20Chip%20Data%20Sheet</u> <u>.pdf</u>
- [81] Higgs[™] 4 IC datasheet V1.3.5, Alien Technology, 2014. <u>https://www.rfid-alliance.com/RFIDshop/Alien-Technology-Higgs-4-IC-Datasheet.pdf</u>
- [82] SL2S2602 ICODE SLIX2 Product data sheet Rev. 4.0, NXP Semiconductors, 2016. <u>http://www.nxp.com/documents/data_sheet/SL2S2602.pdf</u>
- [83] UCODE HSL Ultra high frequency Smart Label IC datasheet. Philips Semiconductors, 2003. http://www.ictagsolutions.com/UCode_HSL.pdf
- [84] SL3ICS3001 UCODE HSL Product data sheet Rev. 3.1, NXP Semiconductors,

2012. http://cache.nxp.com/documents/data_sheet/SL3ICS3001_072831.pdf

- [85] H. Nakamoto, M. Kudo, K. Niratsuka, T. Mori, S. Yamaura, "A real-time temperature-compensated CMOS RF on-chip power detector with high linearity for wireless applications," *IEEE Proceedings of the European Solid-State Circuits Conference (ESSCIRC)*, pp. 349-352, Sept. 2012.
- [86] C. Li, F. Gong, P. Wang, "A Low-Power Ultrawideband CMOS Power Detector With an Embedded Amplifier," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 59, Issue 12, pp. 3270–3278, Dec. 2010.
- [87] Y. Zhou, M. Y. Chia, "A Low-Power Ultra-Wideband CMOS True RMS Power Detector," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 56, Issue 5, pp. 1052–1058, May. 2008.
- [88] K. A. Townsend, J. W. Haslett, "A Wideband Power Detection System Optimized for the UWB Spectrum," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 44, Issue 2, pp. 371–381, Feb. 2009.
- [89] M. Kouwenhoven, A. van Staveren, "A 2GHz Mean-Square Power Detector with Integrated Offset Chopper," *IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC) Digest of Technical Papers*, pp. 124–125, Feb. 2005.
- [90] Y.K. Ramadass, A.P. Chandrakasan, "A Battery-Less Thermoelectric Energy Harvesting Interface Circuit With 35 mV Startup Voltage," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 46, no. 1, pp. 333-341, Jan. 2011.
- [91] K.L. Bing, T. Li, H.H. Hng, F. Boey, T. Zhang, S. Li, "Waste Energy Harvesting Mechanical and Thermal Energies," *Springer-Verlag Berlin Heidelberg*, vol. 24, Chapter 2, 2014.
- [92] Z. Wen, L. Deng, X. Zhao, Z. Shang, C. Yuan, Y. She, "Improving voltage output with PZT beam array for MEMS-based vibration energy harvester: theory and experiment," Microsyst Technologies, vol.21, Issue 2, pp. 331-339, Feb. 2015.
- [93] BCS series, Amorphous Silicon Type, Film Solar Cells, TDK corporation, 2011, https://product.tdk.com/info/en/catalog/datasheets/ea511_bcs.pdf
- [94] Vladimir Leonov, "Thermoelectric Energy Harvesting of Human Body Heat for Wearable Sensors," *IEEE Sensors Journal*, Vol. 13, Issue 6, pp. 2284-2291,

June 2013.

- [95] T. V. Galchev, J. McCullagh, R. L. Peterson, K. Najafi, "Harvesting traffic-induced vibrations for structural health monitoring of bridges," *Journal* of Micromechanics and Microengineering, Vol. 21, No. 10, Sept. 2011.
- [96] M. Pozzi, M. Zhu, "Characterization of a rotary piezoelectric energy harvester based on plucking excitation for knee-joint wearable applications," Smart Materials & Structures, Vol.21, Issue 5, April 2012
- [97] N. Sze, W. Ki, C. Tsui, "Threshold Voltage Start-up Boost Converter for Sub-mA Applications," 4th IEEE International Symposium on Electronic Design, Test and Applications, pp. 338-341, 2008.
- [98] I. Doms, P. Merken, R. Mertens, C.V. Van Hoof, "Integrated capacitive power-management circuit for thermal harvesters with output power 10 to 1000μW," *ISSCC Digest of Technical Papers*, pp. 300-301, Feb. 2009.
- [99] E.J. Carlson, K. Strunz, B.P. Otis, "A 20 mV Input Boost Converter With Efficient Digital Control for Thermoelectric Energy Harvesting," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 45, Issue 4, pp. 741-750, April 2010.
- [100] A. Richelli, L. Colalongo, S. Tonoli, Z.M. KovÁcs-Vajna, "A 0.2–1.2 V DC/DC Boost Converter for Power Harvesting Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 24, Issue 6, pp. 1541-1546, June 2009.
- [101] N.J. Guilar, R. Amirtharajah, P.J. Hurst, S.H. Lewis, "An energy-aware multiple-input power supply with charge recovery for energy harvesting applications," *ISSCC Digest of Technical Papers*, pp. 298-299, Feb. 2009.
- [102] LTC3108 datasheet, Linear Technology, 2010. http://cds.linear.com/docs/en/ datasheet/3108fc.pdf.
- [103] C.J. Udalagama, "Electrical energy generation from body heat," *IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies*, Dec. 2010.
- [104] Y.M. Sun, X.B. Wu, "Subthreshold voltage startup module for stepup DC-DC converter," *Electronics Letters*, Vol. 46, Issue 5, pp. 373-374, March 2010.
- [105] S. Wang, J. Im, G. Cho, "Dual-Input Dual-Output energy harvesting DC-DC boost converter for Wireless Body Area Network," *IEEE Biomedical Circuits* and Systems Conference, pp. 217-220, Nov. 2011.

- [106] Y. Shih, B.P. Otis, "An Inductorless DC-DC Converter for Energy Harvesting With a 1.2-µW Bandgap-Referenced Output Controller," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II, Express Briefs*, Vol. 58, Issue 12, pp. 832-836, Dec. 2011.
- [107] P. Chen, K. Ishida, X. Zhang, Y. Okuma, Y. Ryu, M. Takamiya, T. Sakurai, "A 80-mV input, fast startup dual-mode boost converter with charge-pumped pulse generator for energy harvesting," *IEEE Asian Solid State Circuits Conference (ASSCC)*, pp. 33-36, Nov. 2011.
- [108] C. Shi, B. Miller, K. Mayaram, T. Fiez, "A Multiple-Input Boost Converter for Low-Power Energy Harvesting," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II, Express Briefs*, Vol. 58, Issue 12, pp. 827-831, Dec. 2011.
- [109] P. Chen, K. Ishida, K. Ikeuchi, X. Zhang, K. Honda, Y. Okuma, Y. Ryu, M. Takamiya, T. Sakurai, "Startup Techniques for 95 mV Step-Up Converter by Capacitor Pass-On Scheme and VTH-Tuned Oscillator With Fixed Charge Programming," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 47, Issue 5, pp. 1252-1260, May 2012.
- [110] S. Bandyopadhyay, A.P. Chandrakasan, "Platform Architecture for Solar, Thermal, and Vibration Energy Combining With MPPT and Single Inductor," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 47, Issue 9, pp. 2199-2215, Sept. 2012.
- [111] J. Im, S. Wang, K. Lee, Y. Woo, Y. Yuk, T. Kong, S. Hong, S. Ryu, G. Cho, "A 40 mV Transformer-Reuse Self-Startup Boost Converter with MPPT Control for Thermoelectric Energy Harvesting," *ISSCC Digest of Technical Papers*, pp. 104-105, Feb. 2012.
- [112] K. Kadirvel, Y. Ramadass, U. Lyles, J. Carpenter, V. Ivanov, V. McNeil, A. Chandrakasan, B. Lum-Shue-Chan, "A 330nA Energy-Harvesting Charger with Battery Management for Solar and Thermoelectric Energy Harvesting," *ISSCC Digest of Technical Papers*, pp. 106-107, Feb. 2012.
- [113] BQ25504 data-sheet, Texas Instruments, 2012, http://www.ti.com /lit/ds/symlink/ bq25504.pdf.
- [114] P. Chen, K. Ishida, X. Zhang, Y. Okuma, Y. Ryu, M. Takamiya, T. Sakurai, "A

120-mV input, fully integrated dual-mode charge pump in 65-nm CMOS for thermoelectric energy harvester," *17th Asia and South Pacific Design Automation Conference*, pp. 469-470, Feb. 2012.

- [115] A. Richelli, S. Comensoli, Z.M. Kovacs-Vajna, "A DC/DC Boosting Technique and Power Management for Ultralow-Voltage Energy Harvesting Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 59, Issue 6, pp. 2701-2708, June 2012.
- [116] P. Weng, H. Tang, P. Ku, L. Lu, "50 mV-Input Batteryless Boost Converter for Thermal Energy Harvesting," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 48, Issue 4, pp. 1031-1041, April 2013.
- [117] R. Shuttleworth, K. Simpson, "Discrete, matched-load, step-up converter for 60-400 mV thermoelectric energy harvesting source," *Electronics Letters*, Vol. 49, Issue 11, pp. 719-720, May 2013.
- [118] G. Bassi, L. Colalongo, A. Richelli, Z.M. Kovacs-Vajna, "100 mV-1.2 V fully-integrated DC-DC converters for thermal energy harvesting," *IET Power Electronics*, Vol. 6, Issue 6, pp. 1151-1156, July 2013.
- [119] C. Huang, Y. Su, K. Chen, L. Huang, F. Chu, Y. Chu, C. Wey, "Batteryless 275mV startup single-cell photovoltaic energy harvesting system for alleviating shading effect," *IEEE Asian Solid-State Circuits Conference* (ASSCC), pp. 265-268, Nov. 2013.
- [120] Y. Teh, Philip K. T. Mok, "Design of Transformer-Based Boost Converter for High Internal Resistance Energy Harvesting Sources With 21 mV Self-Startup Voltage and 74% Power Efficiency," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 49, Issue 11, pp. 2694-2704, Nov. 2014.
- [121] H. Fuketa, Y. Momiyama, A. Okamoto, T. Sakata, M. Takamiya, T. Sakurai, "An 85-mV input, 50-µs startup fully integrated voltage multiplier with passive clock boost using on-chip transformers for energy harvesting," 40th European Solid State Circuits Conference (ESSCIRC), pp. 263-266, Sept. 2014.
- [122] A. Shrivastava, D. Wentzloff, B.H. Calhoun, "A 10mV-Input Boost Converter with Inductor Peak Current Control and Zero Detection for Thermoelectric

Energy Harvesting," *IEEE Proceedings of the Custom Integrated Circuits Conference (CICC)*, Sept. 2014.

- [123] A.A. Blanco, G.A. Rincon-Mora, "A 44–93-us 250–400-mV 0.18-um CMOS Starter for DC-Sourced Switched-Inductor Energy Harvesters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, Vol. 61, Issue 12, pp. 1002-1006, Dec. 2014.
- [124] J. Goeppert, Y. Manoli, "Fully integrated start-up at 70 mV of boost converters for thermoelectric energy harvesting," 41st European Solid-State Circuits Conference (ESSCIRC), Sept. 2015.
- [125] A. Das, Y. Gao, T.T. Kim, "A 76% efficiency boost converter with 220mV self-startup and 2nW quiescent power for high resistance thermo-electric energy harvesting," *41st European Solid-State Circuits Conference* (ESSCIRC), Sept. 2015.
- [126] H. Gao, H. Nakamoto, H. Yamazaki, M. Kondou, "A 60 mV-3 V input range boost converter with amplitude-regulated and intermittently operating oscillator for energy harvesting," *IEEE Applied Power Electronics Conference* and Exposition, pp. 3283-3290, March 2015.
- [127] H. Nakamoto, H. Gao, H. Yamazaki, "A 60 mV-3 V Wide-Input-Voltage-Range Boost Converter with Amplitude-Regulated Oscillator for Energy Harvesting," *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, Vol. E99-A, No. 12, pp. 2483-2490, Dec. 2016.
- [128] T. Ogawa, T. Ueno, T. Miyazaki, T. Itakura, "20 mV input, 4.2 V output boost converter with methodology of maximum output power for thermoelectric energy harvesting," *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 1907-1910, March 2016.
- [129] Y. Toyama, T. Ogawa, T. Ueno, T. Itakura, "20 mV input, 4.2 V output SIDO boost converter with low-power controller and adaptive switch size selector for thermoelectric energy harvesting," *IEEE Asian Solid-State Circuits Conference (ASSCC)*, pp.9-12, Nov. 2016
- [130] K.Z. Ahmed, S. Mukhopadhyay, "A 190 nA Bias Current 10 mV Input Multistage Boost Regulator With Intermediate-Node Control to Supply RF

Blocks in Self-Powered Wireless Sensors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 31, Issue 2, pp. 1322-1333, Feb. 2016.

- [131] A. Das, Y. Gao, T.T. Kim, "An isolated PoR based pulse generator for TEG energy harvesting with minimum startup of 150 mV and maximum series resistance of 600 Ω," *IEEE Asian Solid-State Circuits Conference (ASSCC)*, pp. 297-300, Nov. 2016.
- [132] H. Fuketa, S. Ouchi, T. Matsukawa, "Fully Integrated, 100-mV Minimum Input Voltage Converter with Gate-Boosted Charge Pump Kick-Started by LC Oscillator For Energy Harvesting," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II, Express Briefs*, Vol. PP, Issue 99, pp.1-5, May 2016.
- [133] K. Ueno, T. Hirose, T. Asai, Y. Amemiya, "A 300 nW, 15 ppm/o C, 20 ppm/V CMOS Voltage Reference Circuit Consisting of Subthreshold MOSFETs," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 44, Issue 7, pp. 2047-2054, July 2009.
- [134] A. Wang, B. H. Clhoun, and A. P. Chandracasan, Sub-Threshold Design for Ultra Low-Power Systems. New York: Springer, 2006.
- [135] LPR6235-752SMR_, Step-Up/Flyback Transformers, datasheet, Coilcraft, 2016. <u>http://www.coilcraft.com/pdfs/lpr6235.pdf</u>
- [136] BSP129, SIPMOS Small-Signal-Transistor, datasheet, Infineon, 2012. <u>http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BSP129-DS-v01_42-en.pdf</u>
- [137] 1SR154-400, Rectifier Diode, datasheet, Rohm, 2014. <u>http://rohmfs.rohm.com/</u> jp/products/databook/datasheet-nrnd/discrete/diode/rectifier/1sr154-400-j.pdf
- [138] BSP149, SIPMOS Small-Signal-Transistor, datasheet, Infineon, 2012. http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BSP149-DS-v02_01-en.pdf
- [139] M. Takamiya, "Energy Efficient Design and Energy Harvesting for Energy Autonomous Systems," International Symposium on VLSI Design, Automation and Test (VLSI-DAT), pp.1-3, April 2015.
- [140] "iBeacon for Developers," Apple Developer, https://developer.apple.com/ibeacon/
- [141] "Bluetooth low energy/Multi-standard SensorTag," Texas Instruments, 2016. <u>http://www.ti.com/tool/CC2650STK</u>
- [142] "Proximity Beacon," Estimote, 2012. <u>http://estimote.com/</u>

- [143] M. Sato, Y. Ishizuki, S. Sasaki, H. Matsumura, T. Suzuki, M. Tani, "Millimeter-wave power amplifier module using redistribution layer technology," 42nd European Microwave Conference, pp. 1198-1201, Oct. 2012.
- [144] M. Alamgir, S. Ketkar, K. Yoo, "Recent Progresses of LG Chem's Large-Format Li ion polymer batteries," *IEEE Power and Energy Society General Meeting*, pp.1-4, July 2011.
- [145] "Thin battery with Bending flexibility, ProLogium Lithium Ceramic Battery Profile," Prologium Corporation, 2013.
- [146] O. Vermesan, P. Friess, "Internet of Things From Research and Innovation to Market Development," *River Publishers Series in Communication*, pp. 92-97, 2014.
- [147] P. C. Jain, "Recent trends in energy harvesting for green wireless sensor networks," *International Conference on Signal Processing and Communication*, pp.40-45, March 2015.
- [148] S. Sudevalayam, P. Kulkarni, "Energy harvesting sensor nodes: survey and implications," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, Vol. 13, Issue 3, pp. 443–461, Third Quarter 2011.
- [149] H. Jayakumar, A. Raha, Y. Kim, S. Sutar, W. S. Lee, V. Raghunathan, "Energy-efficient system design for IoT devices," 21st Asia and South Pacific Design Automation Conference (ASP-DAC), pp. 298-301, Jan. 2016.
- [150] "Energy Harvesting Wireless Power for the Internet of Things," EnOcean White Paper, Aug. 2015.
- [151] A. Klinefelter, N. E. Roberts, Y. Shakhsheer, P. Gonzalez, A. Shrivastava, A. Roy, K. Craig, M. Faisal, J. Boley, S. Oh, Y. Zhang, D. Akella, D. D. Wentzloff, B. H. Calhoun, "A 6.45uW self-powered IoT SoC with integrated energy-harvesting power management and ULP asymmetric radios," *IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)*, pp.384-385, Feb. 2015.
- [152] C. O. Mathuna, T. O. Donnell, R. V. Martinez-Catala, J. Rohan, B. O. Flynn, "Energy scavenging for long-term deployable wireless sensor networks," *Talanta, Elsevier*, Vol. 75, Issue 3, pp. 613–623, May 2008.
- [153] S. Akbari, "Energy harvesting for wireless sensor networks review," Federated

Conference on Computer Science and Information Systems, Vol.2, pp. 987–992, Sept. 2014.

- [154] V. C. Gungor, G. P. Hancke, "Industrial Wireless Sensor Networks, Applications, Protocols, and Standards," *CRC Press, Taylar & Francis Group*, 2013.
- [155] MSU004, BLE Beacon, Musubu, 2015. <u>http://www.musubu.net/news/45/</u>
- [156] "DNP Launches Solar Cell-Powered Bluetooth(R) Beacon," Dai Nippon printing Co., Ltd. 2016. <u>http://www.dnp.co.jp/eng/news/10125654_2501.html</u>
- [157] MB39C811-EVBSK-02, Bluetooth Smart Beacon Operation guide, Cypress Semiconductor, 2014. <u>http://www.cypress.com/file/296116/download</u>
- [158] "Indoor Light Energy Harvesting Reference Design for Bluetooth Low Energy (BLE) Beacon Subsystem," TI Designs, Texas Instruments Incorporated, September, 2014.
- [159] "CYALKIT-E02 Solar-Powered BLE Sensor Beacon Reference Design Kit Guide," Doc. No. 002-11317 Rev. *B, Cypress Semiconductor Corporation, June, 2016.
- [160] "IC for CMOS System Reset Monolithic IC PST81XX, 82XX Series," Mitsumi Electric Co., Ltd.
- [161] "nRF51822 Multiprotocol Bluetooth low energy/2.4 GHz RF System on Chip Product Specification v3.1," Nordic Semiconductor, 2014.
- [162] A. Muramatsu, H. Gao and H. Nakamoto, "Thin and Flexible IoT-supporting beacon requiring no battery replacements," *The 6th International Conference* on Integrated Circuits, Design, and Verification (ICDV 2015), Session II, paper #15, 2015.
- [163] H. Nakamoto, H. Gao, A. Muramatsu, "A Thin, Compact and Maintenance-Free Beacon Transmitter Operating from a 44-lux Photovoltaic Film Harvester," *IEICE Transactions on Electronics*, Vol. E100-C, No.6, pp.584-591, June 2017.
- [164] JIS Z 9110, General Rules of Recommended Lighting Levels, Jan.2010.
- [165] "Transistor 2.5V Drive Nch MOS FET 2SK3018," datasheet Rev. B, Rohm Co., Ltd. 2013.

- [166] "Pch -12V -4A Middle Power MOSFET RAF040P01," datasheet Rev.001, Rohm Co., Ltd. 2016.
- [167] "Cell Type ML621 Specifications," datasheet, FDK Co., Ltd. 2015.
- [168] Washable UHF RFID Tag, Fujitsu Frontech Limited, June 2012. <u>http://www.fujitsu.com/jp/group/frontech/resources/news/press-releases/2012/0611.html</u>
- [169] K. Fukuda, J. Jinno, X. Xu, S. Park, Y. Suzuki, M. Koizumi, T. Yokota, I. Osaka, K. Takimiya, T. Someya, "Stretchable and waterproof elastomer-coated organic photovoltaics for washable electronic textile applications," Nature Energy, supplemetary information, 2017.
- [170] "The world's first 3D electronics printer," Voxel8, Somerville, Massachusetts, 2015. <u>https://www.voxel8.com</u>
- [171] J. Takeya, M. Uno, "Technology Development for Printed LSIs Based on Organic Semiconductors," Symposium on VLSI Circuits Digest of Technical Papers, pp. 6-9, June, 2014.
- [172] T. Minamiki, T. Minami, R. Kurita, O. Niwa, S. Wakida, K. Fukuda, D. Kumaki, S. Tokito, "Accurate and reproducible detection of proteins in water using an extended-gate type organic transistor biosensor," *Applied Physics Letters*, Vol. 104, Issue 24, June 2014.

謝辞

本論文をまとめるにあたり、ご指導を賜りました東京工業大学 益一哉教授、伊藤浩 之准教授に御礼申し上げます。また、本論文の内容についてご教示を賜りました東京工 業大学 松澤昭教授、高木茂孝教授、岡田健一准教授、ご助言等議論賜りました石原昇 特任教授、道正志郎特任教授に御礼申し上げます。

本論文は筆者が株式会社富士通研究所入社後の研究成果をまとめました。本研究の機 会を与えて頂いた株式会社富士通研究所 佐々木繁代表取締役社長、加藤次雄取締役、 田村泰孝顧問、本研究を行うにあたりサポートしてくださった同 IoT システム研究所所 長 奥山敏様、同プロジェクトディレクタ 齋藤美寿様、同コンピュータシステム研究所 主管研究員 石原輝雄様に感謝いたします。また、回路設計に関して多大なる議論賜り ました桝井昇一博士、共同研究者としてご協力を頂きました山﨑博様、近藤雅文様、村 松篤様、高虹様、デバイスの試作や評価についてご協力を頂きました佐藤弘幸様に感謝 いたします。その他、日々技術的なディスカッションを行っていただいた富士通研究所 の諸兄の方々に感謝申し上げます。

社会人博士の期間、運営を支えてくださった東京工業大学 益研究室秘書 益子智恵様 に感謝申し上げます。

最後に、両親、及び、筆者の私生活を支えて頂いた妻 美穂子様、息子 晃誠様、娘 有 莉奈様に深謝します。

研究業績

学術論文

- H. Nakamoto, D. Yamazaki, T. Yamamoto, H. Kurata, S. Yamada, K. Mukaida, T. Ninomiya, T. Ohkawa, S. Masui, and K. Gotoh, "A Passive UHF RF Identification CMOS Tag IC Using Ferroelectric RAM in 0.35-µm Technology," *IEEE Journal of Solid State Circuits*, Vol. 42, Issue 1, pp. 101-110, Jan. 2007.
- [2] H. Nakamoto, H. Gao, H. Yamazaki, "A 60 mV-3 V Wide-Input-Voltage-Range Boost Converter with Amplitude-Regulated Oscillator for Energy Harvesting," *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, Vol. E99-A, No. 12, pp. 2483-2490, Dec. 2016.
- [3] H. Nakamoto, H. Gao, A. Muramatsu, "A Thin, Compact and Maintenance-Free Beacon Transmitter Operating from a 44-lux Photovoltaic Film Harvester," *IEICE Transactions on Electronics*, Vol. E100-C, No.6, pp.584-591, June 2017.

国際学会報告

- H. Nakamoto, M. Nagata, T. Morie and A. Iwata, "A Pattern Matching Processor Using Analog-Digital Merged Architecture Based on Pulse Width Modulation," *IEEE International Conference Solid State Devices and Materials* (SSDM), pp. 98-99, Sept. 1999.
- [2] H. Nakamoto, D. Yamazaki, T. Yamamoto, H. Kurata, S. Yamada, K. Mukaida, T. Ninomiya, T. Ohkawa, S. Masui, and K. Gotoh, "A passive UHF RFID tag LSI with 36.6% efficiency CMOS-only rectifier and current-mode demodulator in 0.35-µm FeRAM technology," *IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC) Digest of Technical Papers*, pp. 310-311, Feb. 2006.
- [3] H. Nakamoto, M. Kudo, H. Ito, D. Yamazaki, "A Carrier Leakage Auto-Calibration Circuit with a Direct DC-Offset Comparison Technique for a

WiMAX Transmitter," *IEEE Symposium on VLSI Circuits*, pp. 91-92, June 2010.

[4] H. Nakamoto, M. Kudo, K. Niratsuka, T. Mori, S. Yamaura, "A real-time temperature-compensated CMOS RF on-chip power detector with high linearity for wireless applications," *IEEE Proceedings of the European Solid-State Circuits Conference (ESSCIRC)*, pp. 349-352, Sept. 2012.

国内学会報告

- [1] 中本 裕之,高 虹,近藤 雅文,山崎 博, "60mV からの昇圧を可能にするエナジー ハーベスター向け電源ICアシスト技術", IMS-09-03,第9回集積化MEMS研究会, May 2015.
- [2] 中本 裕之, "人へも装着可能! 電池交換不要なフレキシブルビーコンを開発", 電子 情報通信学会, 信学技報, Vol. 115, No. 437, pp. 1-6, Jan. 2016.
- [3] 中本 裕之, "変形自在で電池交換不要なフレキシブルビーコンを開発", エレクトロ ニクス実装学会, プリンタブルデバイス実装研究会, 講演・1, Aug. 2016.
- [4] 中本 裕之, "印刷配線を用いた電池交換不要な小型薄型ビーコンの開発", エレクト ロニクス実装学会, マイクロエレクトロニクスシンポジウム秋季大会(MES2017), pp.115-118, Aug. 2017.

学会報告(共著)

- K. Kanda, Y. Kawano, T. Sasaki, N. Shirai, T. Tamura, S. Kawai, M. Kudo, T. Murakami, <u>H. Nakamoto</u>, N. Hasegawa, H. Kano, N. Shimazui, A. Mineyama, K. Oishi, M. Shima, N. Tamura, T. Suzuki, T. Mori, K. Niratsuka, S. Yamaura, "A fully integrated triple-band CMOS power amplifier for WCDMA mobile handsets," *IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC) Digest of Technical Papers*, pp. 86-87, Feb. 2012.
- [2] H. Gao, <u>H. Nakamoto</u>, H. Yamazaki, M. Kondou, "A 60 mV-3 V input range boost converter with amplitude-regulated and intermittently operating oscillator for energy harvesting," *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 3283-3290, Mar. 2015.

- [3] A. Muramatsu, H. Gao and <u>H. Nakamoto</u>, "Thin and Flexible IoT-supporting beacon requiring no battery replacements," *The 6th International Conference on Integrated Circuits, Design, and Verification (ICDV 2015)*, Session II, paper #15, 2015.
- [4] H. Sato, K. Yoshimura, <u>H.Nakamoto</u>, D. Ishibashi, Y. Nakata, Y. Yaginuma and S. Masui, "19.2 cm3 flexible fetal heart rate sensor for improved quality of pregnancy life," *IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS)*, pp. 140-143, Oct. 2016.
- [5] J. Nagata, K. Kawasaki and <u>H.Nakamoto</u>, "Battery Management System Adapted for Energy Harvester with a Low-Power State of Charge Monitoring Method and a 24µW Intermittently Enabled Coulomb Counter," *IEEE Applied Power Electronics Conference & Exposition*, to be poblished in March 2018.
- [6] 高 虹, <u>中本 裕之</u>, 山崎 博, 近藤 雅文, "60mV からの昇圧を可能にするエナジー ハーベスト向け電源回路アシスト技術", 電子情報通信学会, 信学技報, Vol. 115, No. 124, pp. 53-58, July, 2015.
- [7] 桝井 昇一, <u>中本 裕之</u>, "IoT 社会を支えるフロント技術 ーセンシング、ネットワ ーク、電源一", Microwave Workshops & Exhibition, FR3A-4, Nov. 2015.
- [8] 桝井 昇一, <u>中本 裕之</u>, "IoT 社会を支えるフロント技術", 電気学会, センサ・マイ クロマシンと応用システムシンポジウム, 25pm3·B·1, Oct. 2016.
- [9] 桝井 昇一, <u>中本 裕之</u>, "IoT 社会を支えるフロント技術とクラウド連携", 電子情報通信学会, 総合大会講演論文集, ACI-1-4, Mar. 2017.
- [10] 佐藤 弘幸, 吉村 和浩, <u>中本 裕之</u>, 桝井 昇一, "妊娠時期における Quality of Life 向上のための胎児向け心拍センサー", 電子情報通信学会, ソサイエティ大会講演 論文集, AI-1-3, Sep. 2017.

受賞

- [1] IEEE International Conference on Solid State Devices and Materials SSDM, Young Researcher Award, 2000.
- [2] 第 65 回電気科学技術奨励賞, "太陽電池で動作する低電力電源マネジメント技術の 開発と薄く柔らかい電池交換不要なビーコンの実用化", Nov. 2017.

著書

- [1] "ヒューマンセントリック IoT に向けたフロントデバイス技術", 雑誌富士通, Vol.
 67, No.2, pp. 60-66, Mar. 2016
- [2] "Human Centric IoT", FUJITSU SCIENTIFIC & TECHNICAL JOURNAL, Vol.52, No.4, pp.61-67, 2016.
- [3] "変形自在で電池交換不要なビーコンを開発", 月刊自動認識 5 月号, Vol.29, No.6, pp.16-18, Apr. 2016.

特許リスト

| [1] | 特許第 6135768 号 | 降圧電源回路の制御方法 |
|------|---------------|--|
| [2] | 特許第 6118599 号 | パワーオンリセット回路 |
| [3] | 特許第 6071521 号 | 比較回路、半導体集積回路 |
| [4] | 特許第 6048289 号 | バイアス回路 |
| [5] | 特許第 5966503 号 | DC-DC コンバータ |
| [6] | 特許第 5962115 号 | 電源回路 |
| [7] | 特許第 5799745 号 | 信号検波回路 |
| [8] | 特許第 5570954 号 | 発振回路 |
| [9] | 特許第 4821639 号 | 振幅検出装置 |
| [10] | 特許第 4280672 号 | 半導体集積回路 |
| [11] | 特許第 3847214 号 | 補間回路 |
| | | |
| [4] | | \mathbf{D} \mathbf{C} \mathbf{L} \mathbf{C} \mathbf{C} |

- [1] Patent US9729051 Power Control Circuit
- [2] Patent US9577624 Signal Conversion Circuit
- [3] Patent US9270265 Power on reset circuit
- [4] Patent US9240753 Power Management Apparatus
- [5] Patent US9083240 DC-DC Converter
- [6] Patent US9000810 Quantizer, comparator circuit
- [7] Patent US8971077 Power Supply Circuit
- [8] Patent US8941437 Bias circuit
- [9] Patent US8378755 Oscillation circuit
- [10] Patent US8014747 Amplitude detecting device
- [11] Patent US7068548 Noise reduction circuit
- [12] Patent US6720901 Interpolation circuit