

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,高木 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	バッテリーフリーで安定動作を可能にする電力制御技術.....	128
4.1	バッテリーフリー化の必要性.....	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	バッテリー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済するシステムは、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。

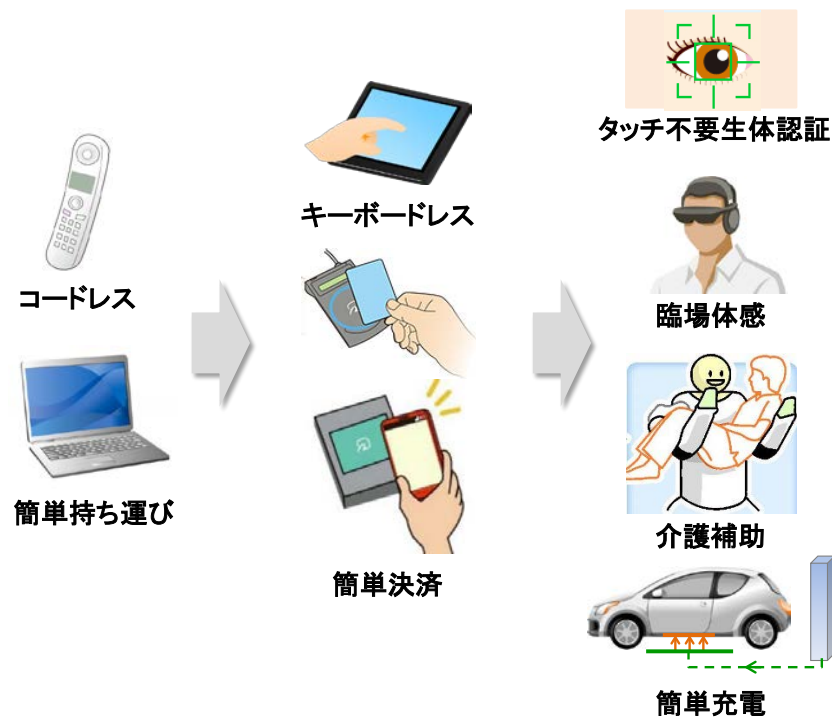


図 1-1：電子機器／技術の利便性の追求

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]。

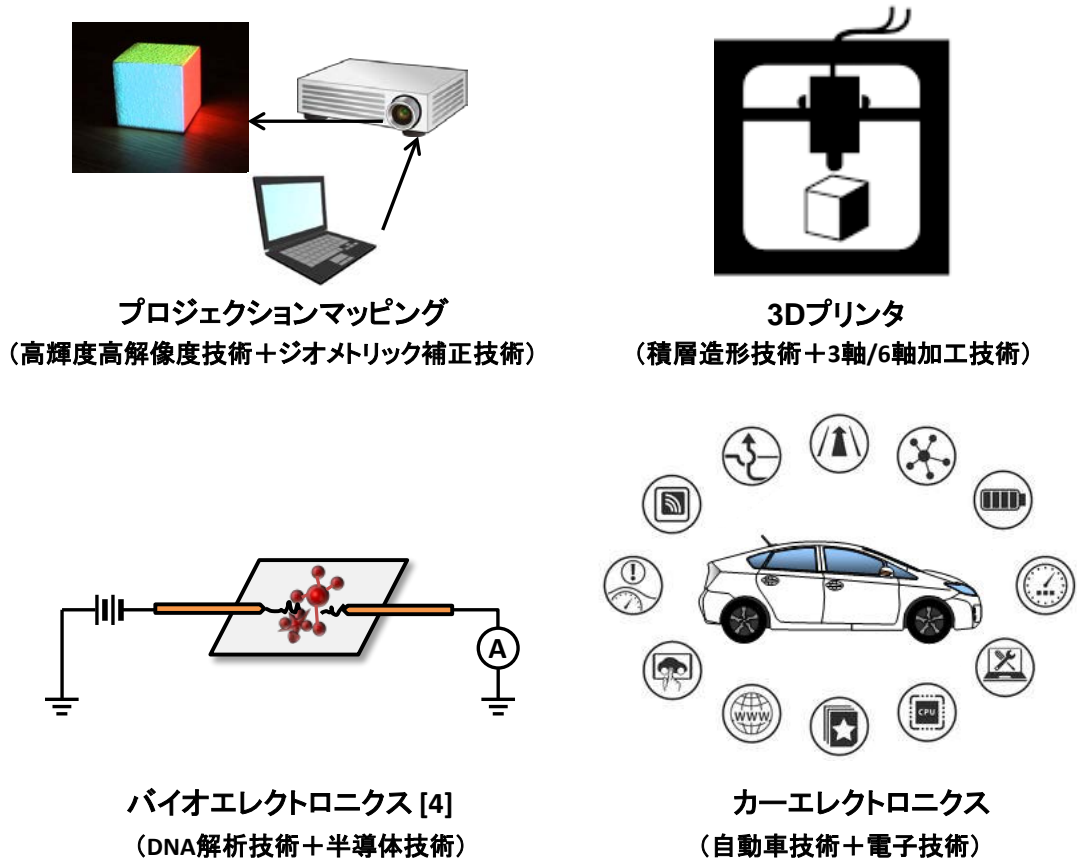


図 1-2：融合されてきた技術の具体例

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

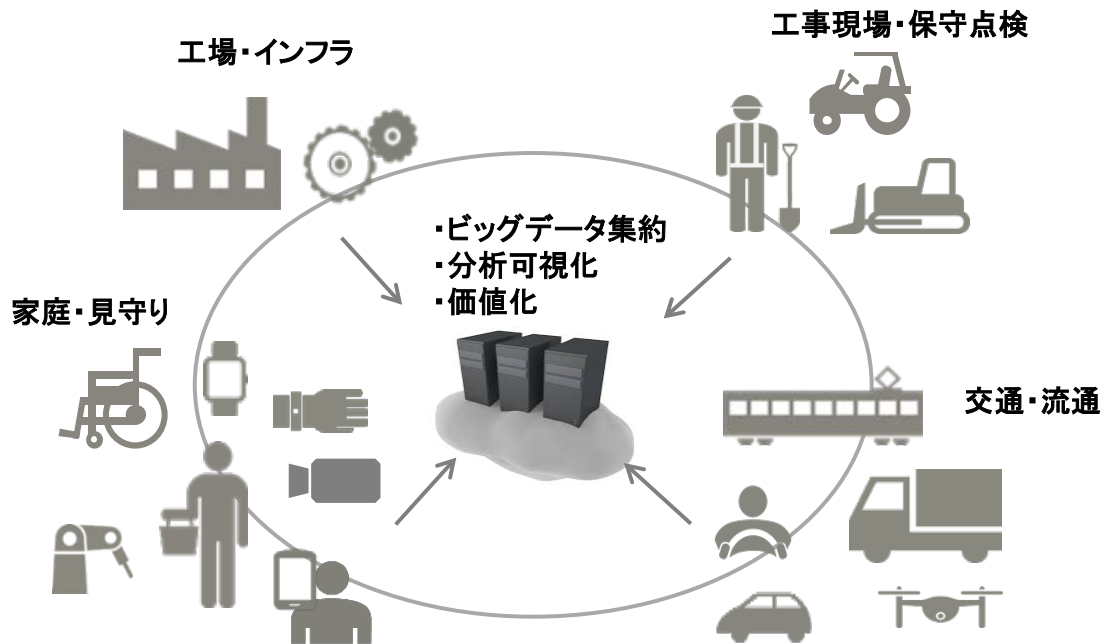


図 1-3 : IoT を利用したアプリケーション例

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、便利を迫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



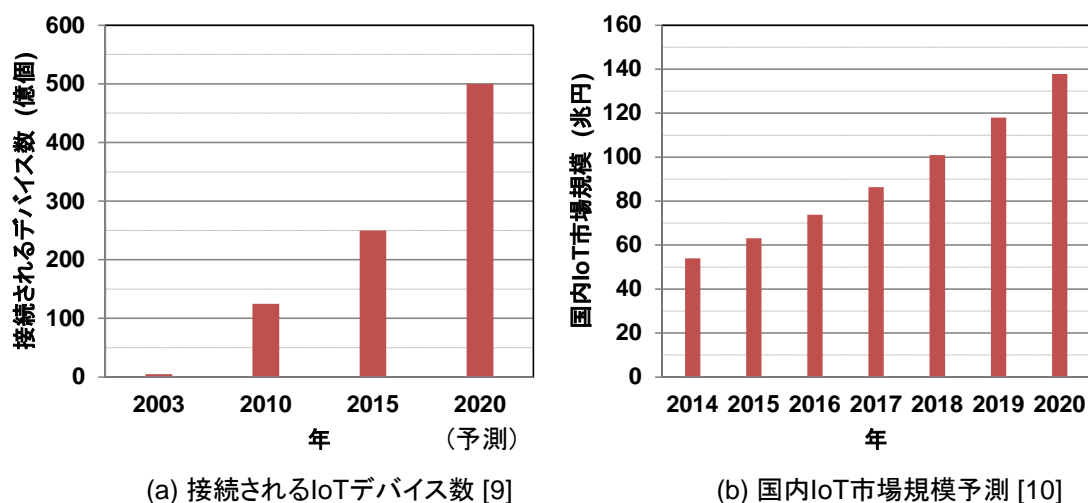


図 1-4 : IoT デバイスの接続個数と国内市場規模予測

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

表 1-1：ワイヤレス給電方式の比較表

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
使用周波数帯	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、 非接触 IC カード	電気自動車、 工場内機器充電	デジタル家電、UHF 帯 RFID、レクテナ

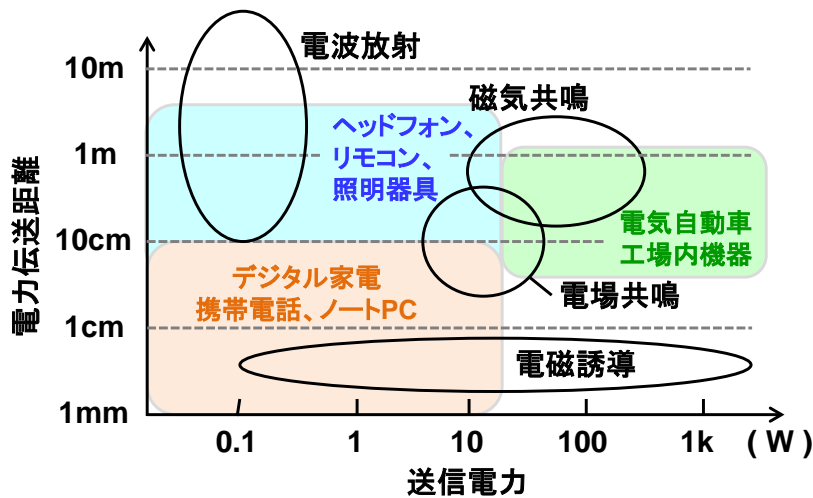


図 1-5：ワイヤレス給電方式の送信電力と伝送距離の関係[11]

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 27 $\mu$ W 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 18 $\mu$ W (1.8V、10 $\mu$ A)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、 $\mu$ W 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ーを採取し、そこから小さな電力を得る技術であり、環境エネルギー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ーは、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ー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ー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、 $mW/cm^2$  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  $\mu W$  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( $\sim 100\mu A$ )、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( $10mW/cm^3$ )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  $5\sim 70\mu W/cm^2$  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

表 1-2 : ハーベスタを用いた発電電力密度[21]

ハーベスタ	発電量	条件など
光	$100mW/cm^2$	直射日光
	$100\mu W/cm^2$	屋内
振動	$800\mu W/cm^3$	機械やモータの振動
	$4\mu W/cm^3$	人の動きの振動
	$50\mu J/N$	ボタンを押す動き
熱電	$60\mu W/cm^2$	温度差 $\sim 5^\circ C$
電波	$1\mu W/cm^2$	電波源が遠い場合

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  $10\mu\text{m}$  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ーだけではなく、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  $10\text{mW}$  の平均消費電力は EnOcean の  $1\text{mW}$ 、更に LPWA の登場によって  $1\text{mW}$  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

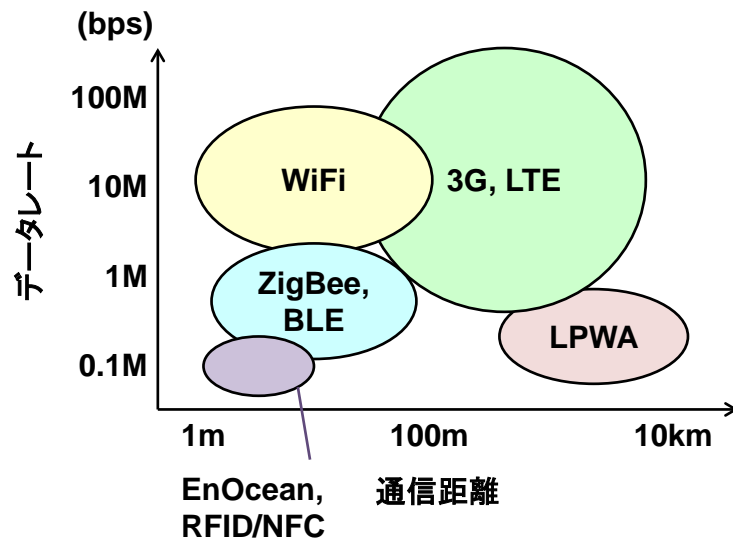


図 1-6：無線通信規格における通信距離とデータレートの関係

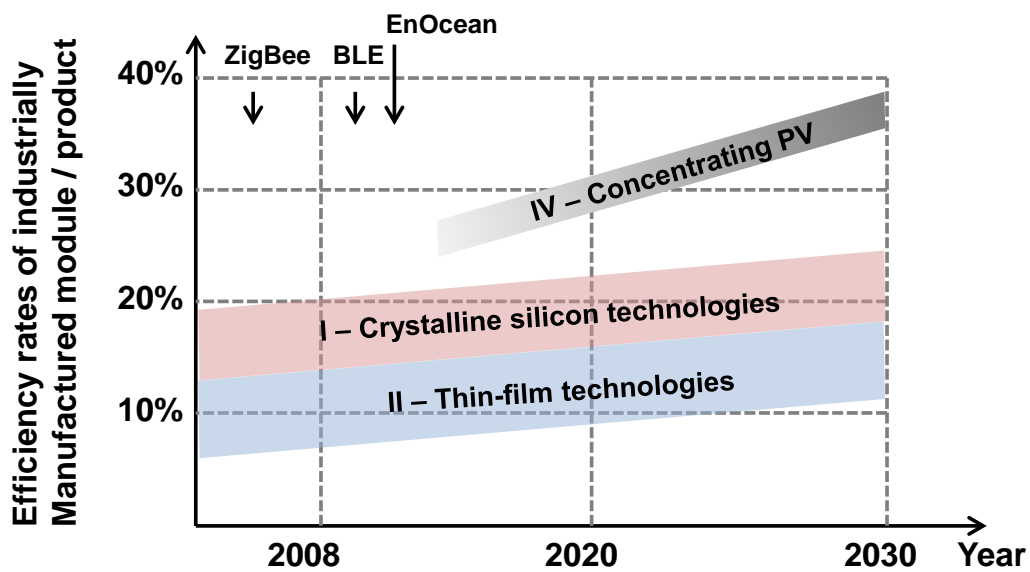


図 1-7：無線通信規格や無線モジュールの低消費電力化の推移[29]

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、半導体テクノロジーの進歩があり、ここ近年でハーベスタによるバッテリーフリーの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、 $\mu\text{W}$ 、 $\text{nW}$ 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。

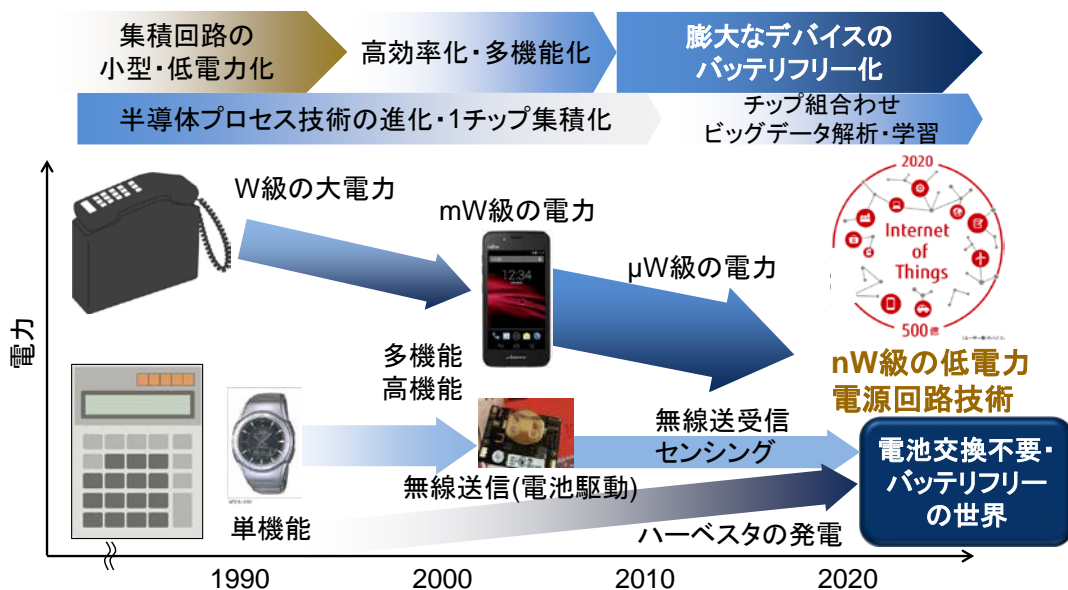


図1-8：ポータブルデバイスの変遷と今後必要とされる技術

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 100 $\mu$ J 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ーから電力を



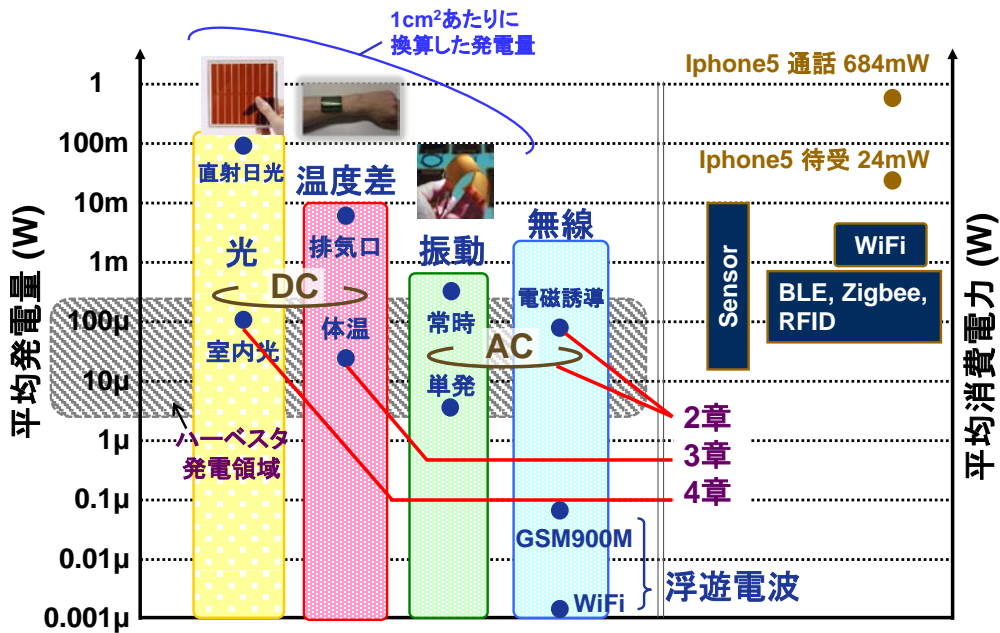


図 1-9 : ハーベスタの発電電力とスマートフォン等の消費電力の比較

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ーに該当する。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、環境エネルギー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

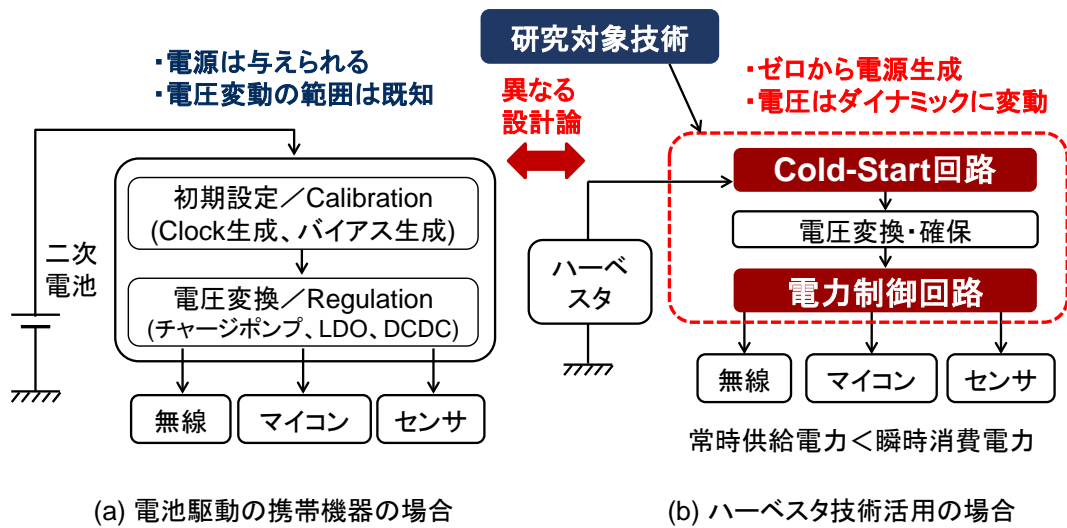


図 1-10：電源技術の差異(電池駆動の携帯機器とハーベスタ利用の場合の比較)

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ー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。パストラジスタ  $M_{PP}$  を可変抵抗として用い、その調整は出力電圧  $V_O$  の分圧電圧と  $V_{REF}$  を比較して行う。出力電圧は  $V_O = (1 + R_1 / R_2) \times V_{REF}$  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ー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

表 1-3 : DC-DC コンバータの分類と特徴

分類	リニアレギュレータ LDO	スイッチング レギュレータ	チャージポンプ
原理	パストランジスタを可変抵抗として用いて DC 電圧を降圧	インダクタやトランスに蓄えたエネルギーの伝搬をスイッチと制御ループで調整	キャパシタとスイッチで電荷を遷移・重畳させて昇圧
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
特徴	<ul style="list-style-type: none"> <li>・電源有が前提</li> <li>・降圧専用</li> <li>・バイアス生成が必要</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>・スイッチの配置で昇圧や降圧に変更可、制御は複雑</li> <li>・エネルギー伝搬のためのクロックが必要</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>・入出力電圧の関係は容量比で決まる</li> <li>・遷移のためのクロックが必要</li> </ul>

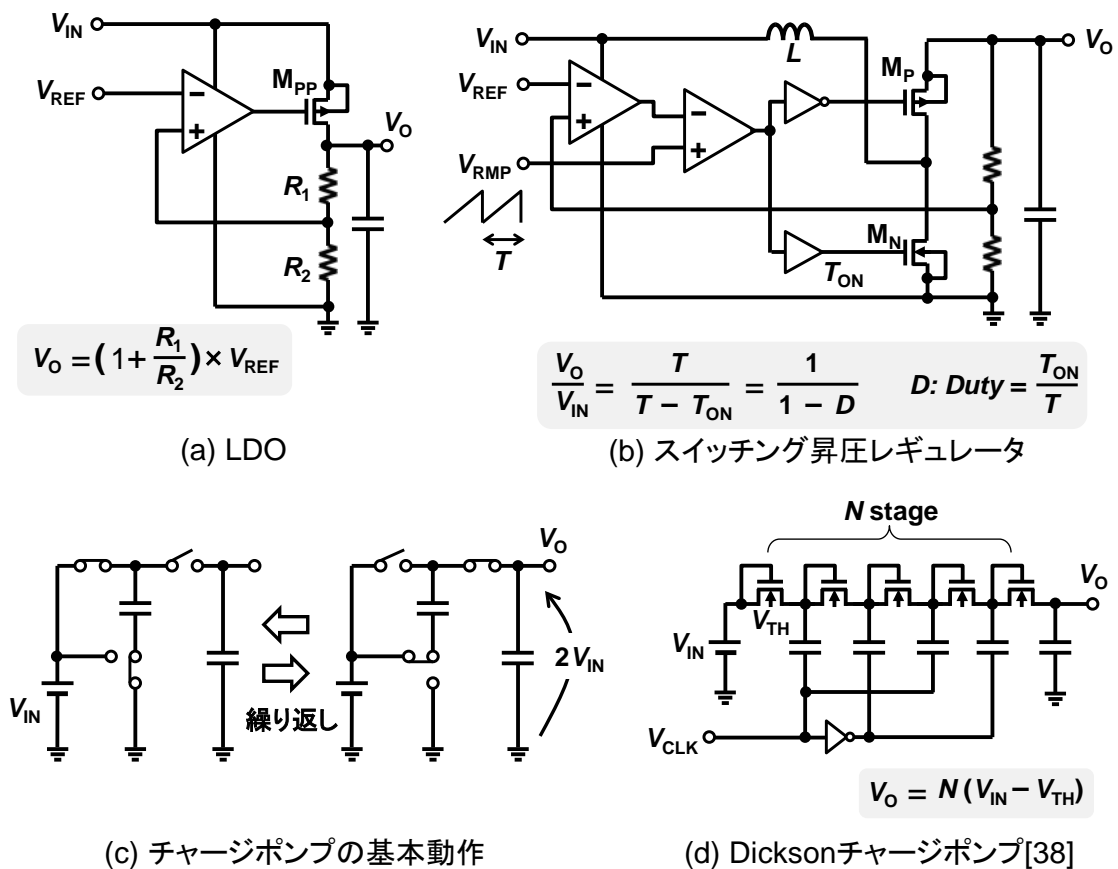


図 1-11 : 従来の DC-DC コンバータの回路図

されるランプ波形の周期を  $T$ 、 $M_N$  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  $V_{IN} - V_O$  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。

$$T_{ON} \cdot V_{IN} + (T - T_{ON}) \cdot (V_{IN} - V_O) = 0 \quad \cdots \cdots (1)$$

これを変換して、

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{T}{T - T_{ON}} = \frac{1}{1 - D} \quad \cdots \cdots (2)$$

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ー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  $V_O = 2 V_{IN}$ )。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  $V_{TH}$  とした場合、 $V_O = N \cdot (V_{IN} - V_{TH})$  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  $V_{IN}$  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]。0.13 $\mu\text{m}$  CMOS で試作したテストチップの最大変換効率は、72.5%(@  $V_{IN}=0.45\text{V}$ )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

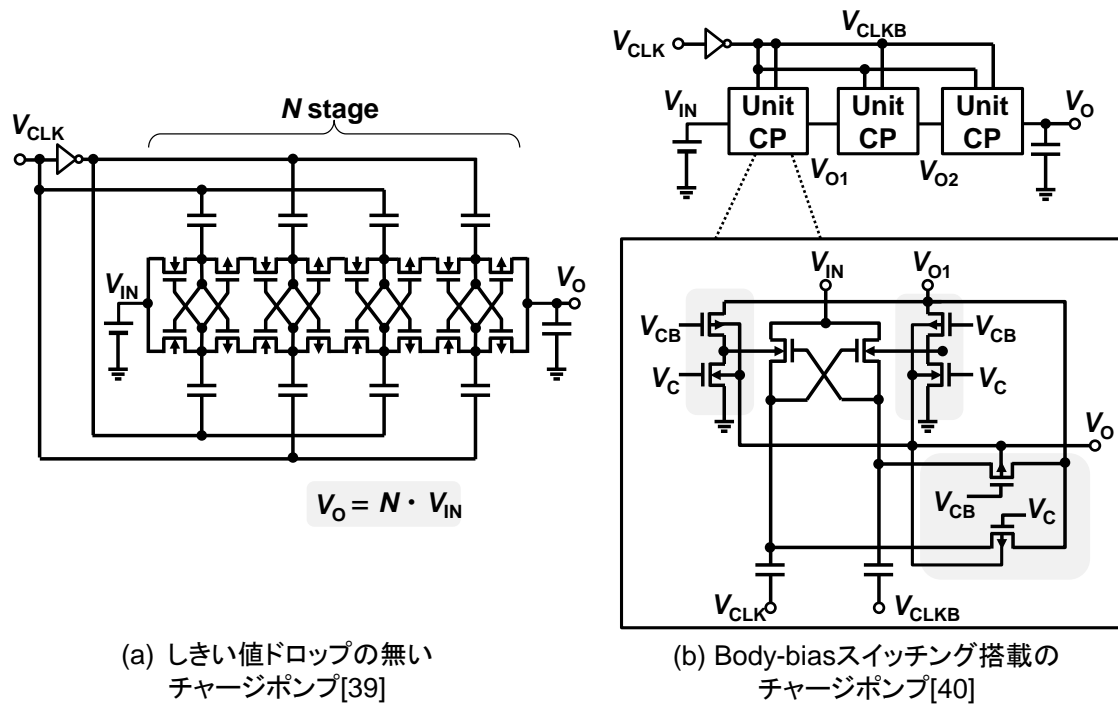


図 1-12 : 改良された従来のチャージポンプの回路図[39-40]

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ケースが多いため、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

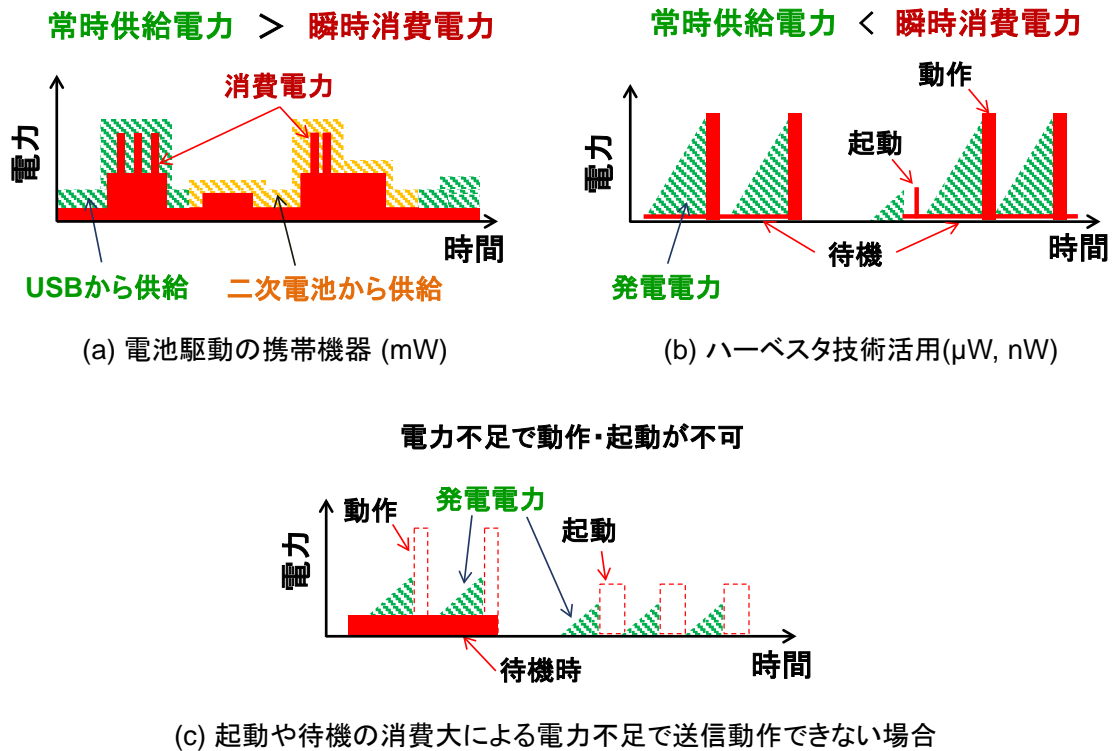


図 1-13：電池駆動の携帯機器とハーベスタ利用時の電力プロファイル

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ー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 $\mu\text{W}$ オーダーで微小であるため、瞬時的に $\text{mW}$ 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。

## 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

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

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	① 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	常時供給電力 > 瞬時消費電力	常時供給電力 < 瞬時消費電力	② 低消費電力化 ・起動や間欠動作の電力制御技術 ・待機時電力 nW~数 μW の低電力設計技術
役割	電圧変換のインタフェイス	待機、動作、起動を制御する司令塔	
待機時	二次電池に対して無視できる電力	生成電力に対して無視できる電力	
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

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ーになる。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



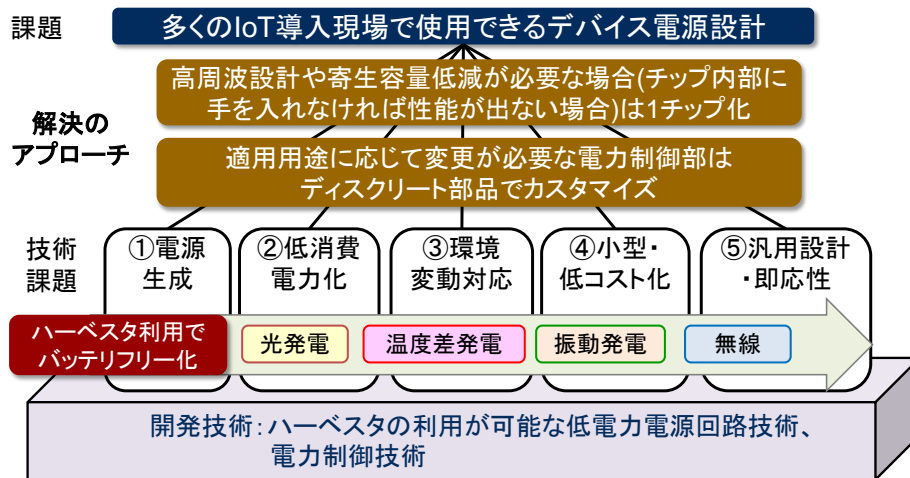


図 1-14 : 本研究における課題解決のアプローチ

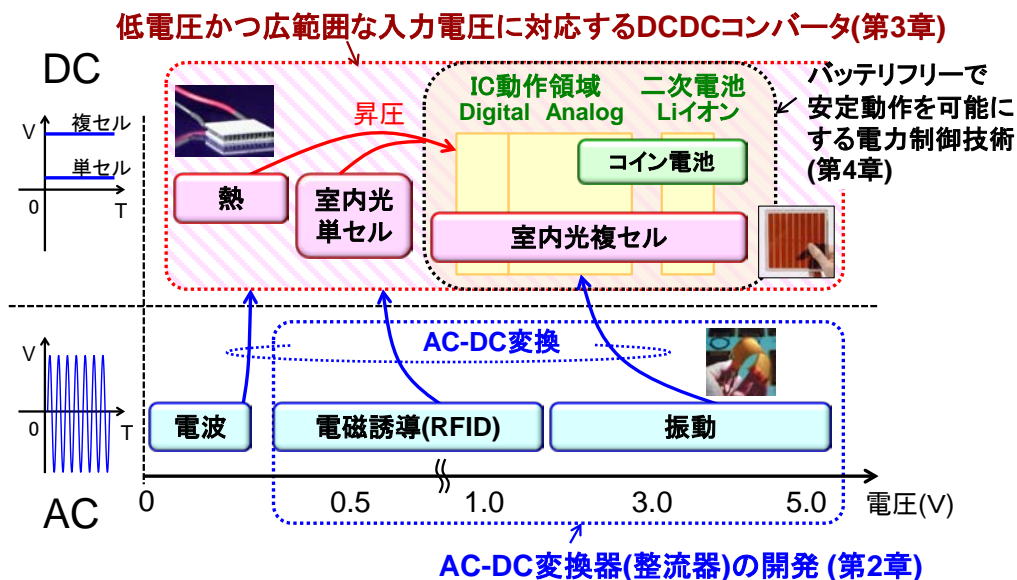


図 1-15 : 本研究のカバー領域

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ります。そのため、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ー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	バッテリー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:953MHz)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ー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。

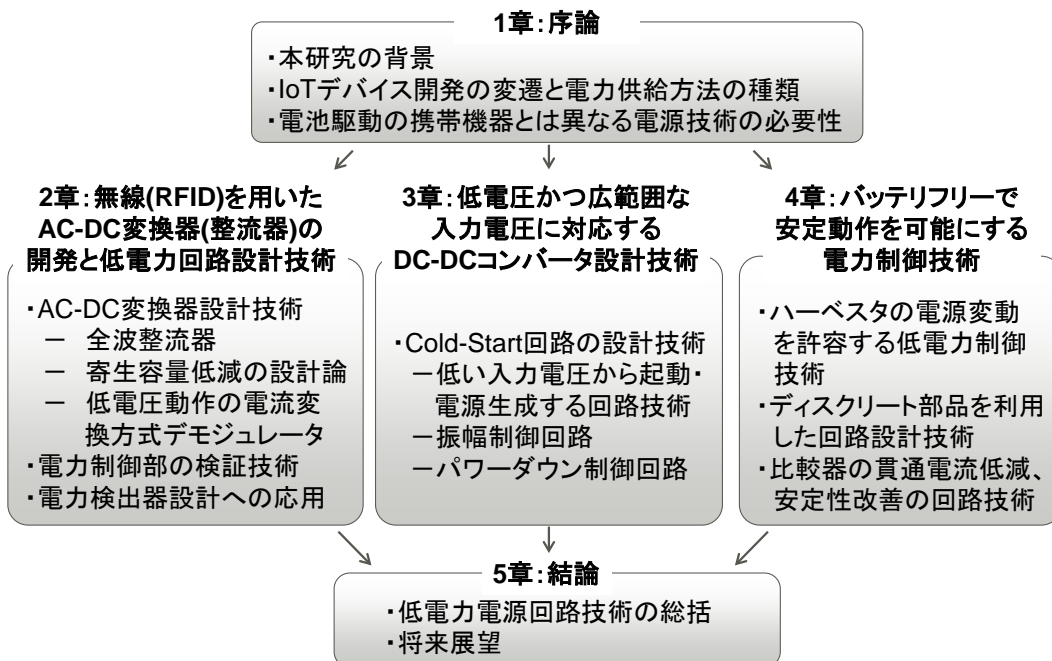


図 1-16 : 本論文の章構成

## 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ことが多い。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、

表 2-1 : RF タグの分類

項目	分類	詳細
電源方式	能動型(アクティブ型)	電池内蔵
	受動型(パッシブ型)	外部から供給
伝送媒体方式	電磁誘導方式	誘導電磁界
	電波通信方式	放射電磁界
アクセス方式	Read Only 型	読み取り専用
	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
通信可能距離	密接型	0 ~ 数 mm
	近接型	数 mm ~ 数十 mm
	遠隔型	数十 mm ~ 数 m
記憶情報量	存在検知型	1 byte
	情報識別型	~ 16 bytes
	分散データベース型	512 kbytes
形状	ボタン型	12 mm φ 程度
	カード型	85×54×数 mm

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

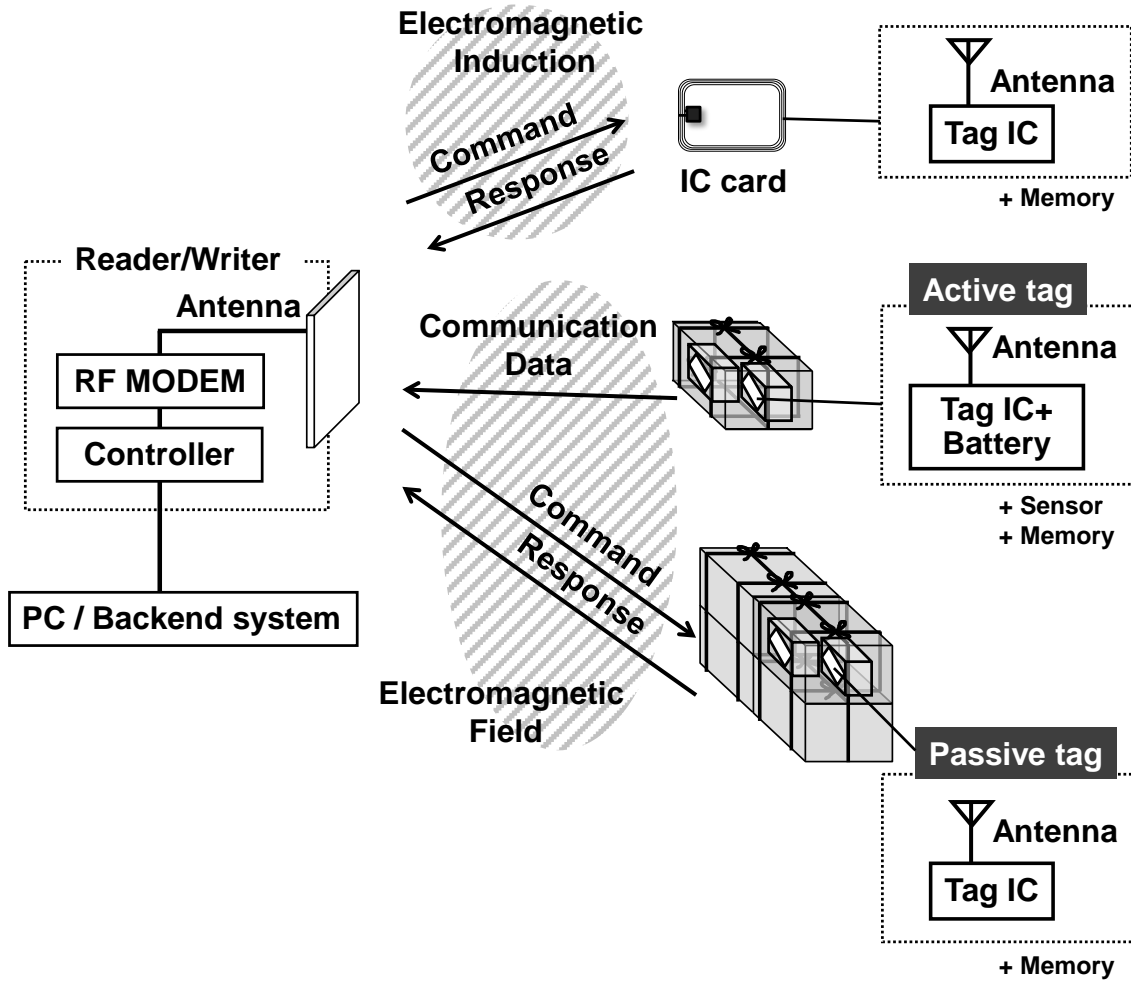


図 2-1 : RFID システムの基本構成

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	×	×	○	○
ID/複数同 時個認識	×	×	○	○
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、バッテリー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]。

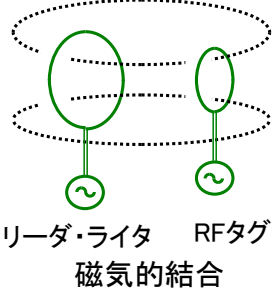
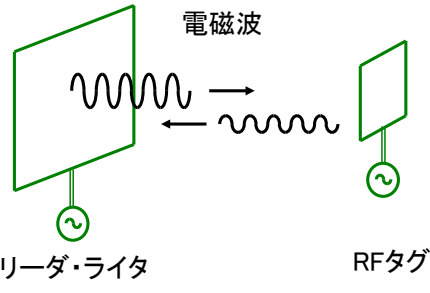
	電磁誘導		電波通信		
方式	交流磁界  リーダ・ライター RFタグ 磁氣的結合		電磁波  リーダ・ライター RFタグ 電氣的結合		
ISO 18000 Part	2	3	4	6	7
周波数[Hz]	<135kHz	13.56MHz	2.45GHz	860-960MHz	433MHz

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・ライターと RF タグの間に発生する磁界を利用した電磁誘導(磁氣的結合)と、ダイレクトに電磁波を送信する電波通信(電氣的結合)の 2 種類がある。電磁誘導の場合、リーダ・ライター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 40~50 $\mu$ W 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( $\lambda^2$ )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・ライターの通信において、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。



表 2-2 : ISO/IEC18000 通信規格一覧[51]

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	18000-4	
法制化	1950年	1998年	1998年	2006年	2005年	1986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	OOK
変調方式 (タグ⇒ RW)	Manches- ter / FSK	Manches- ter / FSK	BPSK	FSK	ASK (FM0)	BPSK	OOK

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)

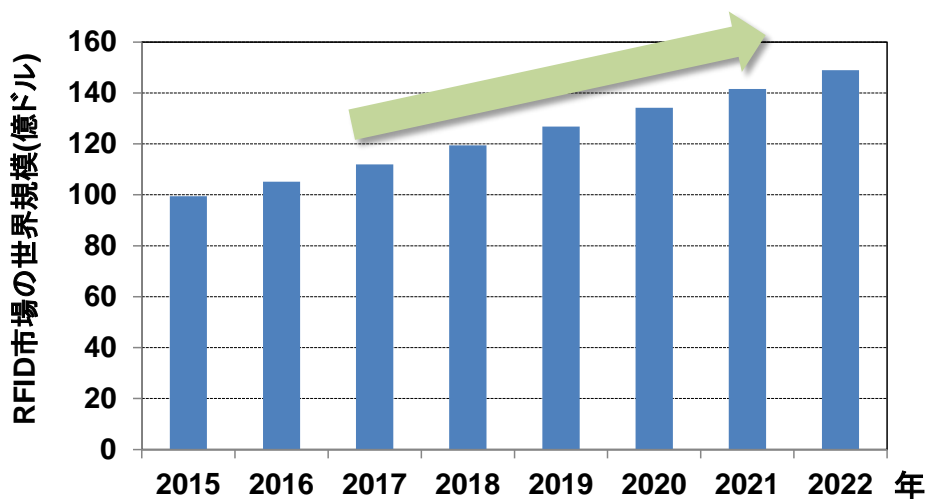
電磁誘導方式は、通信距離 1m を維持していた 130kHz 帯から、距離は 50cm に低下するが小型アンテナにより低コスト化が可能な 13.56MHz 帯が使用できるように法制化された。通信速度も従来の数 kbps から 26.48bps と高速化し複数個同時認識がタグ IC 内部のロジック回路で可能になった。

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。

表 2-3 : RFID 導入事例 ([52]の情報を元に作成)

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



ID TechEx[53]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。

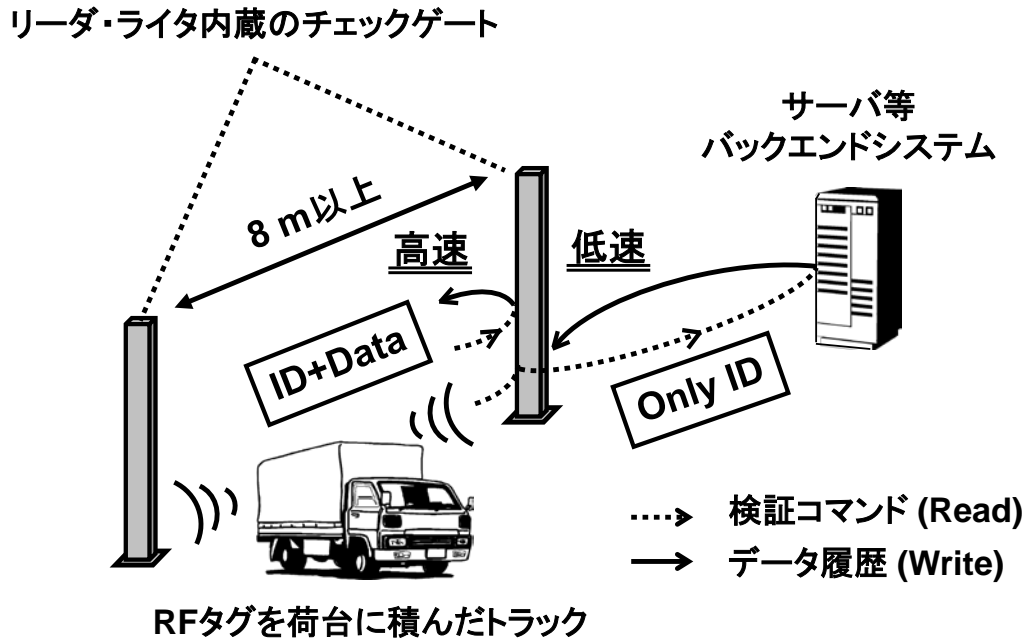


図 2-5 : UHF 帯 RF タグを用いた新しいトレーサビリティサービス案

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ース仕様である[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

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]

	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 最小変調度	15%	—
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

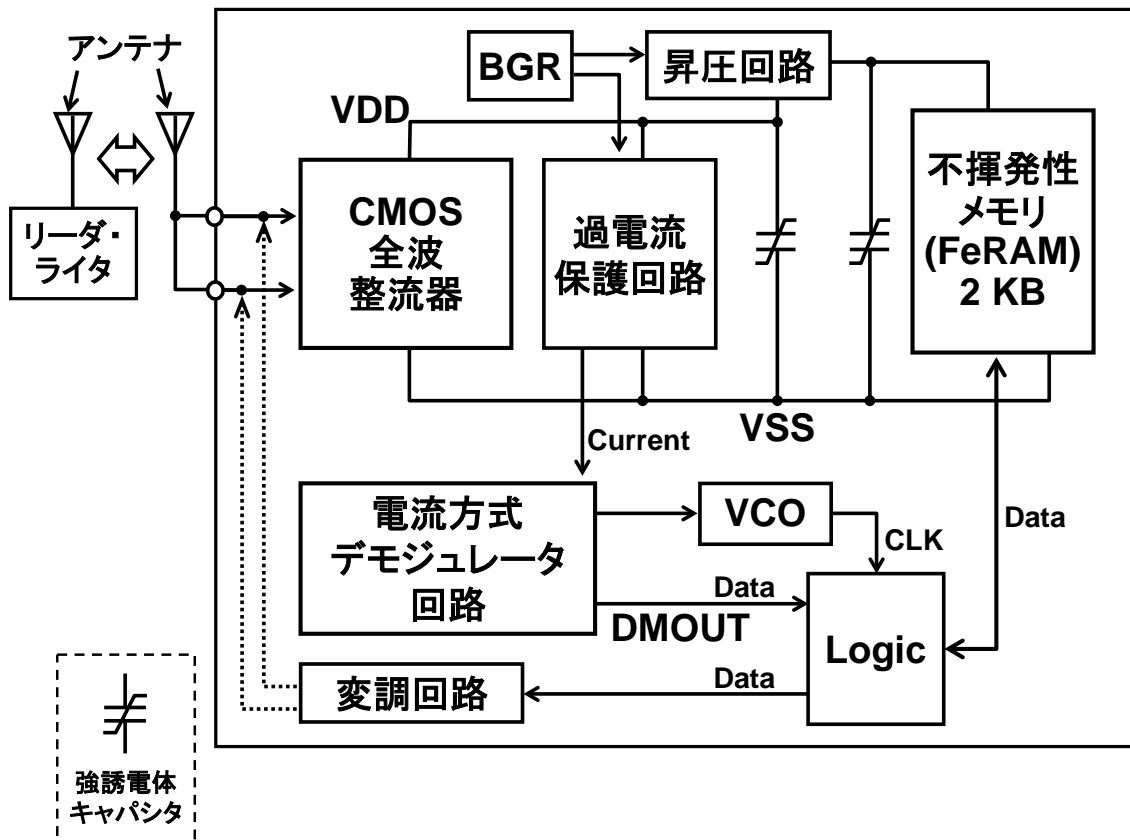


図 2-6 : UHF 帯 RF タグ IC のブロック図

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力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プ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プル信号に対して、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 へア

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、バックキャッチャ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

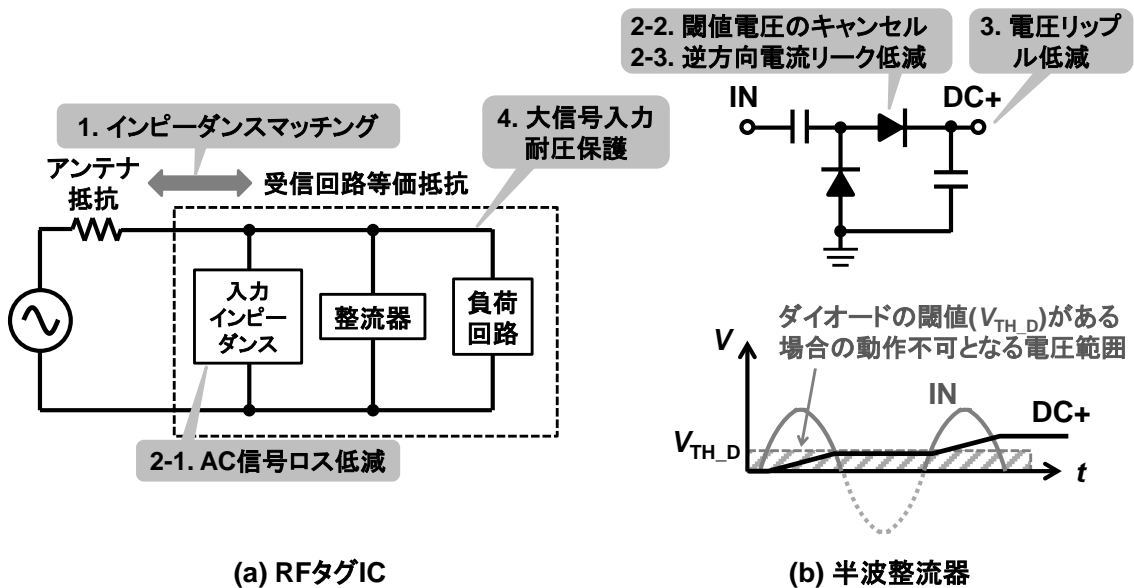


図 2-7 : RF タグ IC 及び半波整流器の基本構成と AC-DC 変換器設計に必要な技術



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

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	一部
2-1	信号ロス 低減	整流ダイオードの AC 信号ロス低減	✓
2-2		整流ダイオードの閾値キャンセル技術	✓
2-3		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	✓

カップリングにより入力信号がグラウンド側にリーク(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]。

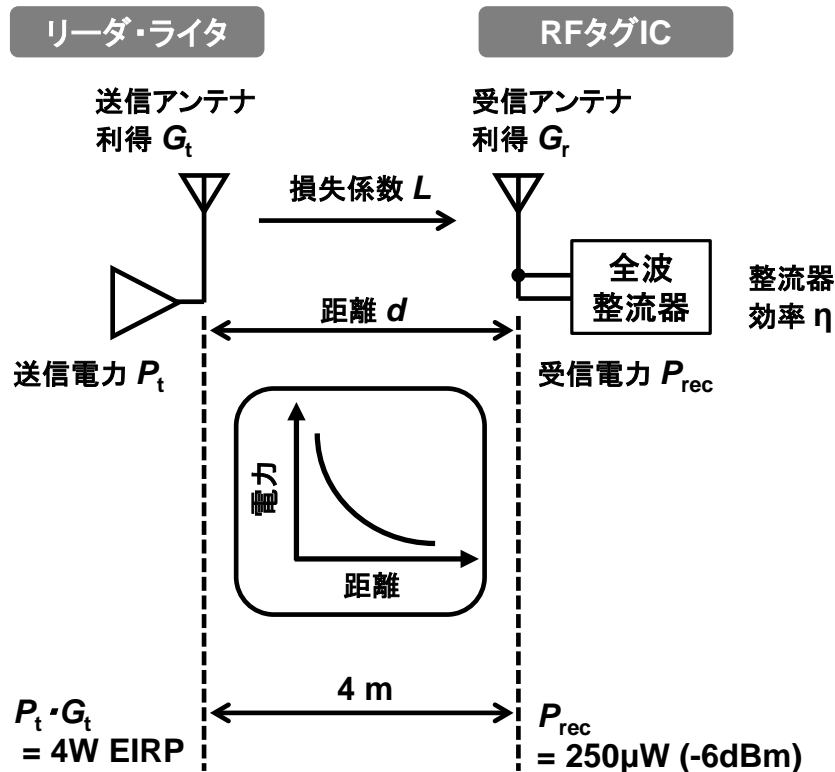


図 2-8 : 無線機器通信における受信器側の受信電力

$$P_{\text{rec}}(d) = \frac{P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \eta \cdot \lambda^2}{(4\pi)^2 \cdot d^2 \cdot L} \quad \dots \quad (1)$$

(1)式の  $P_t$  はリーダ・ライタの送信電力、 $G_t$  はリーダ・ライター側のアンテナ利得、 $G_r$  は RF タグ側のアンテナ利得、 $\eta$  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。 $P_t \cdot G_t$  は、EIRP で定義される送信電力(4W)である。整流器の効率  $\eta$  は、

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

で定義する。 $P_{\text{tag}}$  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、 $G_r = 1.64$  (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、 $L=1$ 、 $\eta=1$  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、 $P_{rec\_max}(d) \approx 250\mu\text{W} (-6\text{dBm})$ 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  $P_{tag} = 80\mu\text{W}$  である。このため、整流器に求められる最大の目標効率は  $\eta = 80\mu\text{W} / 250\mu\text{W} = 32\%$ 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  $R_S$  と整流器を含む入力寄生容量  $C_S$  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  $R_P$  と並列容量  $C_P$  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  $Z_S$  は、

$$Z_S = \frac{1 + j\omega C_S \cdot R_S}{j\omega C_S} \quad \dots\dots (3)$$

で与えられる。一方、並列モデルのインピーダンス  $Z_P$  は、式(4)で示される。

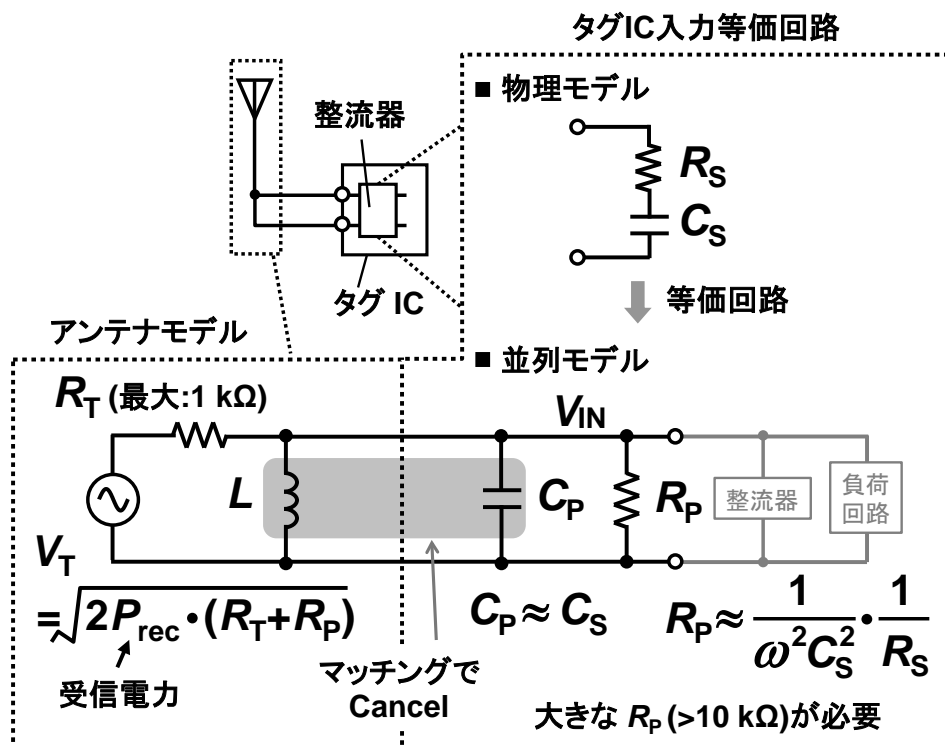


図 2-9 : RF タグ IC の入力インピーダンス等価モデル

$$Z_P = \frac{R_P}{1 + j\omega C_P \cdot R_P} \quad \dots\dots\dots (4)$$

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

$$R_P = \frac{1}{\omega^2 C_P C_S} \cdot \frac{1}{R_S}, \quad C_P = \frac{C_S}{R_P} \cdot (R_P - R_S) \quad \dots\dots\dots (5)$$

RF タグのアンテナは、等価的な放射抵抗  $R_T$  と、入力容量  $C_P$  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。 $C_P$  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  $V_T$  は、式(6)のように表すことができる。

$$P_{rec} = \frac{(V_T/\sqrt{2})^2}{R_T + R_P}, \quad V_T = \sqrt{(2P_{rec} \cdot (R_T + R_P))} \quad \dots\dots\dots (6)$$

受信電力  $P_{rec}$  が  $250\mu\text{W}$  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( $50\Omega$  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  $220\text{mV}$  であり、図 2-9 の RF タグ入力電圧  $V_{IN}$  は、僅か  $110\text{mV}$  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  $C_P$  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、 $R_P$  はアンテナ抵抗  $R_T$  との分圧により後段の  $V_{IN}$  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  $V_{IN}$  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  $V_{IN}$  を最大化するために、 $R_P$  がアンテナ抵抗  $R_T$  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  $R_T$  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  $1\text{k}\Omega$  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  $10\text{k}\Omega$  に設計できれば、入力電圧  $V_{IN}$  は RF タグの両端子間電圧  $V_T$  とほぼ等しい電圧とすることができる。例えば、 $R_T = 1\text{k}\Omega$ 、かつ、 $R_P = 10\text{k}\Omega$  の時、先の例で受信電力  $P_{rec} = 250\mu\text{W}$  が与えられると、入力電圧  $V_{IN}$  は約  $2\text{V}$  まで増加できる。

ここで、 $R_P \gg R_T$  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。

$$C_P \approx \frac{C_S}{R_P} \cdot (R_P) = C_S, \quad R_P \approx \frac{1}{\omega^2 C_S^2} \cdot \frac{1}{R_S} \quad \dots\dots (7)$$

並列モデルにおける  $C_P$  は物理モデルでの直列容量  $C_S$  とほぼ一致する。また、 $R_P$  は  $\omega^2 C_S^2 R_S$  に反比例する。 $R_S$  と  $C_S$  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ため、 $C_P$  と  $R_P$  は式(7)により近似的に求めることが可能である。

$\omega$  は UHF 帯のキャリア周波数で決まり、 $R_S$  は接触抵抗等、テクノロジー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、 $C_P \doteq C_S = 1\text{pF}$  の場合、 $R_S = 10\Omega$  の時、 $R_P \doteq 2.8\text{k}\Omega$  となる。 $R_P \gg R_T$  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

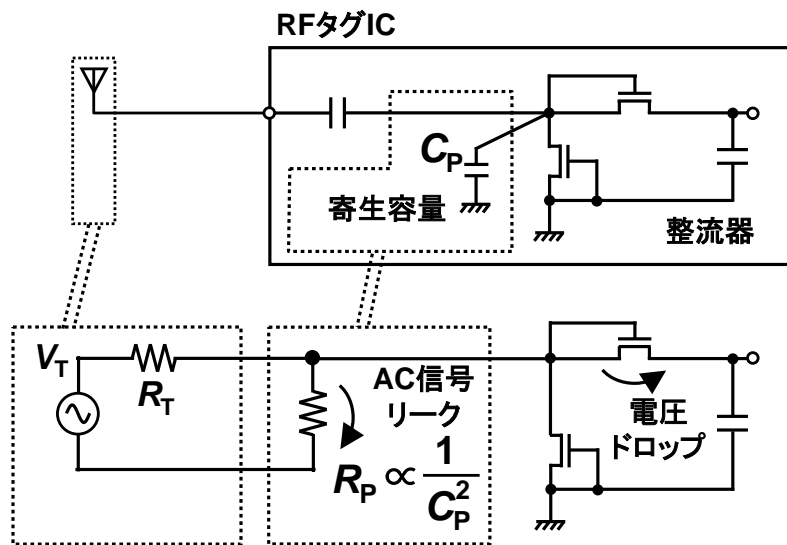


図 2-10 : 整流器効率に関する電力ロス

表 2-6 : 目標効率と電力ロス分析

目標効率	32%以上@4m
電力ロス分析	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ 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る要因であり、整流器の設計を困難にしている</li> <li>➤ 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</li> </ul>

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  $V_{bth}$  に相当する電圧を供給している。 $V_{bth}$  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、 $M_{n2}$  のゲート電圧が  $V_{bth}$  だけバイアスされるため、閾値がキャンセルされる( $M_{n1}$  についても同様である)。

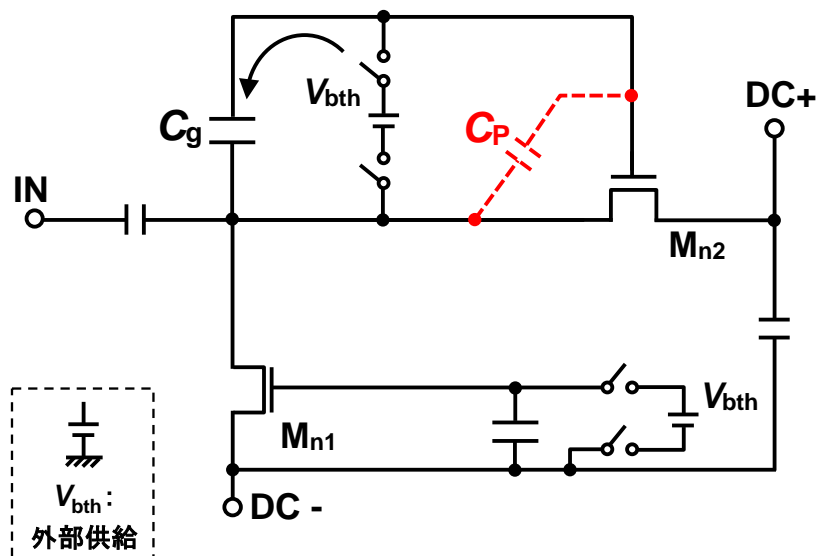


図 2-11 : 従来の半波整流器の回路構成図[77]

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  $C_p$  となって見える。また、 $V_{bth}$  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、 $C_g$  の電極やビア等で生じる寄生容量が  $C_p$  となって等価並列容量として見える。このため、 $R_p$  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、 $R_b = 1M\Omega$  の大きな

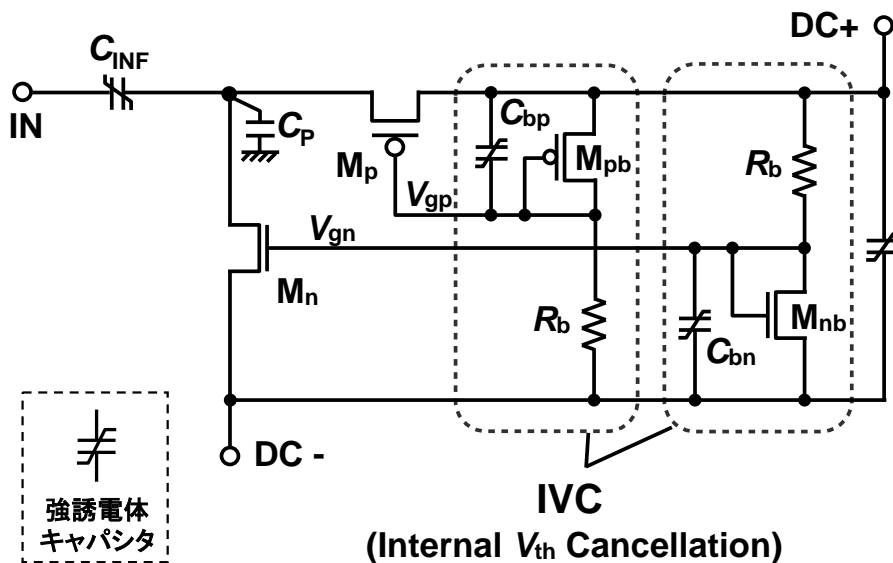


図 2-12 : 提案の CMOS 半波整流器の回路図[75]

表 2-7：提案する整流器の課題に対する施策

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

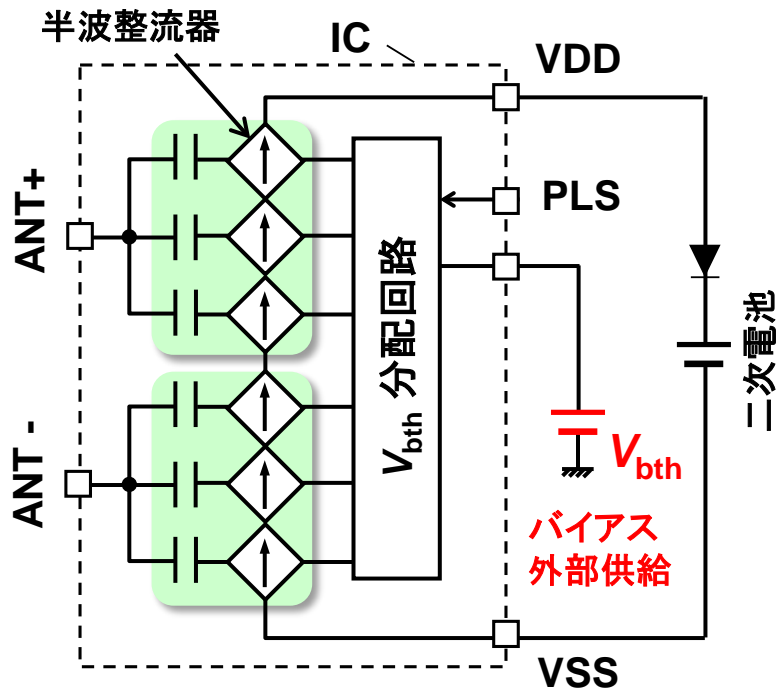
抵抗値に設定することで流す電流を絞り、低電力化と内部閾値生成を両立させている。もう一方の MOS ダイオード  $M_{n2}$  についても同様である。ゲート電圧を共通にし、同じトランジスタサイズの  $M_{nb}$  をレプリカとして設け、 $R_b$  の抵抗に流れる微小電流で閾値電圧  $V_{gn}$  を生成させる。 $C_{bp}$  及び  $C_{bn}$  は、MOS ダイオードのゲート電圧が入力の AC 信号により変動しないようにするための安定化容量である。

$C_p$  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。

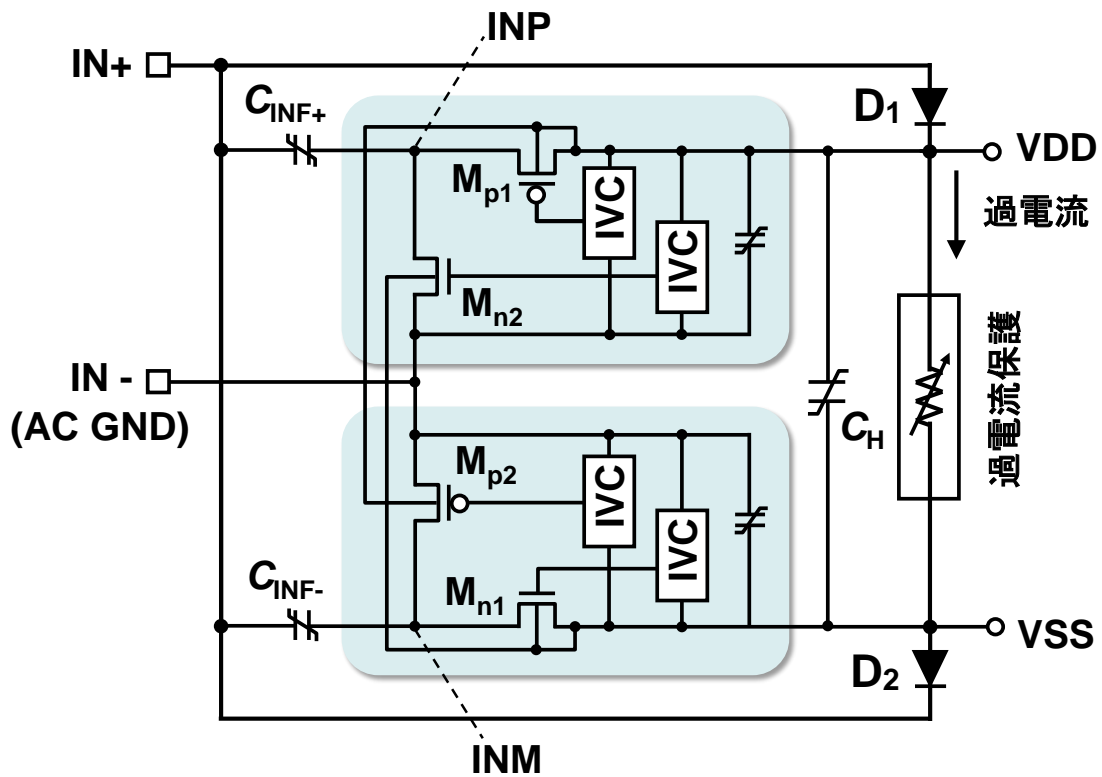
図 2-13(a)は、図 2-11 の半波整流器を用いて構成した従来の整流回路である[77]。3 段構成にした回路を 2 つスタックにして電圧を生成している。PLS 端子から 100Hz のパルス信号は、 $V_{bth}$  分配回路の閾値キャンセル用の供給電圧を定期的に安定化させるために必要である。

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





(a) 従来の全波整流器[77]



(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  $1\mu\text{A}$  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、 $C_p$ も大きくなり、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  $C_H$  には、 $\text{IN+} < \text{IN-}$  の Negative 周期(a)に  $M_{n1}$  から負電荷を、 $\text{IN+} > \text{IN-}$  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  $C_{\text{INF+}}$  に蓄えられる。この電圧を  $\Delta V$  とする。Negative 周期で INP は IN+ に対して  $+\Delta V$  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  $+\Delta V$  の電位を保つことができ、キャパシタ  $C_H$  への充電が行いやすくなる。この  $\Delta V$  は、

$$\Delta V = \frac{1}{C_{\text{INF}}} \cdot \frac{|I_{d_{Mn2}}|}{\sqrt{2}} \cdot \frac{t_{\text{carrier}}}{2} = \frac{|I_{d_{Mn2}}| \cdot t_{\text{carrier}}}{2\sqrt{2} \cdot C_{\text{INF}}} \quad \dots\dots (8)$$

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、 $t_{\text{carrier}}$  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  $C_{\text{INF+}}$  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  $C_{\text{INF+}}$  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。

一方、下段の半波整流器( $C_{\text{INF-}}$ 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  $\Delta V$  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  $-\Delta V$  の電位を保つことができ、キャパシタ  $C_H$  への負電荷のチャージが行いやすくなる。 $M_{p2}$  を経由したディス

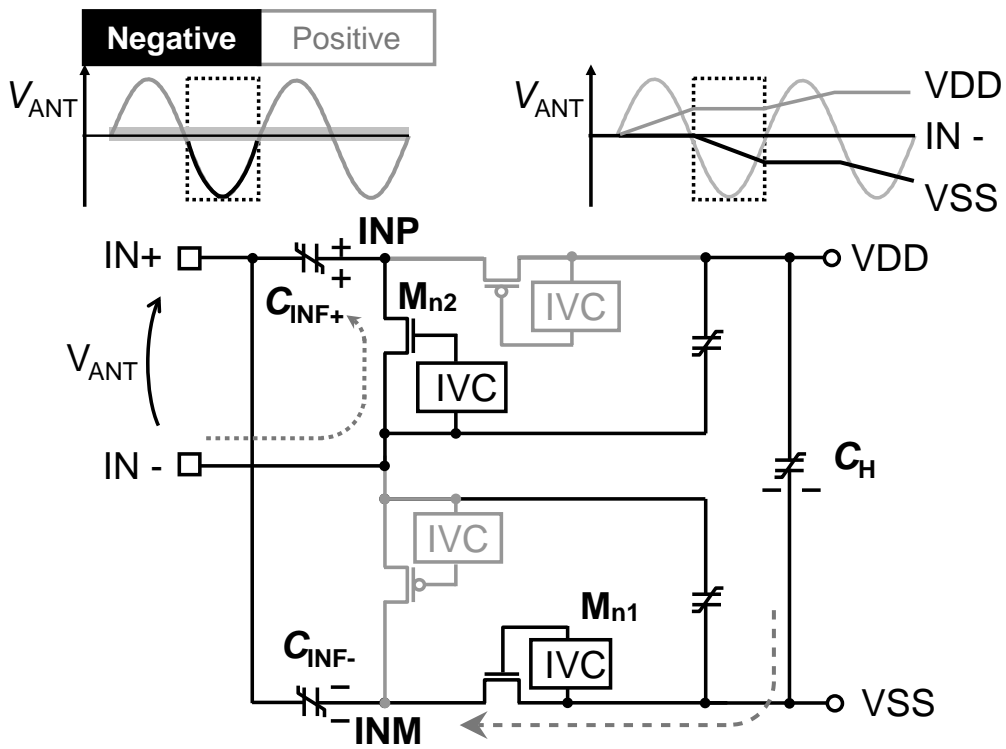


図 2-14(a) : Negative 周期の動作

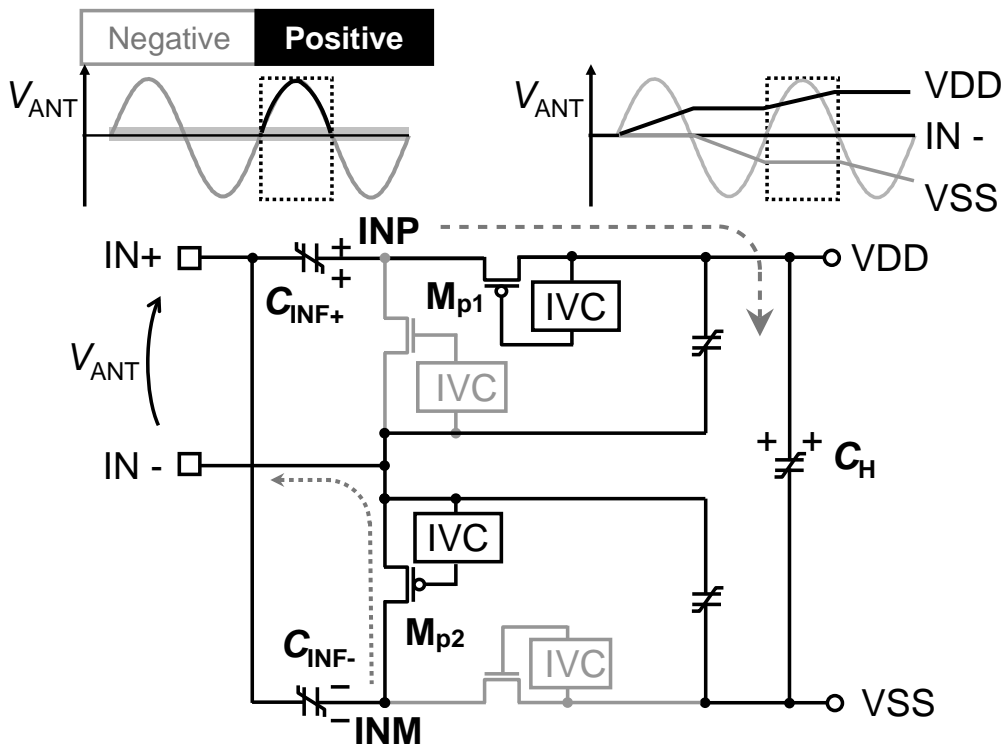


図 2-14(b) : Positive 周期の動作

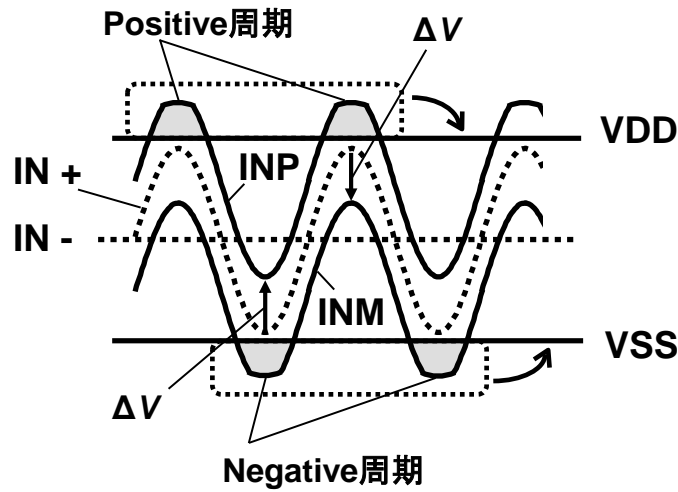


図 2-14(c) : CMOS 全波整流器の内部信号波形

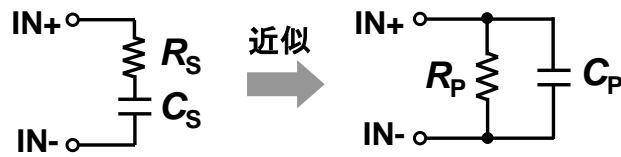
チャージと  $M_{n1}$  を経由した  $C_H$  への負電荷のチャージを繰り返すことでキャパシタ  $C_H$  に負電荷が蓄えられる。電圧が  $VSS$  まで下がると Negative 周期ではその電圧よりも低くなった  $IN-$  からの AC 信号に対してのみ整流動作が行われる図 2-14(c)。

図 2-13 の  $D_1$  と  $D_2$  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。 $D_1$  と  $D_2$  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  $C_p$  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  $R_s$ 、 $C_s$  を算出し、それを式(7)に基づいた近似により  $R_p$ 、 $C_p$  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、 $C_p$  を 0.59pF に最小化した効果により  $R_p = 14.2k\Omega$  を達成し、アンテナ抵抗  $R_t$  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、 $C_p$  は 30%

Sパラメータ測定



@ 953MHz	提案整流器	Ref. [68]	比率
$C_P$ (pF)	0.59	0.84	0.7
$R_P$ (k $\Omega$ )	14.2	5.8	2.4

図 2-15 : 入力インピーダンスの実測結果

小さく、 $R_P$  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

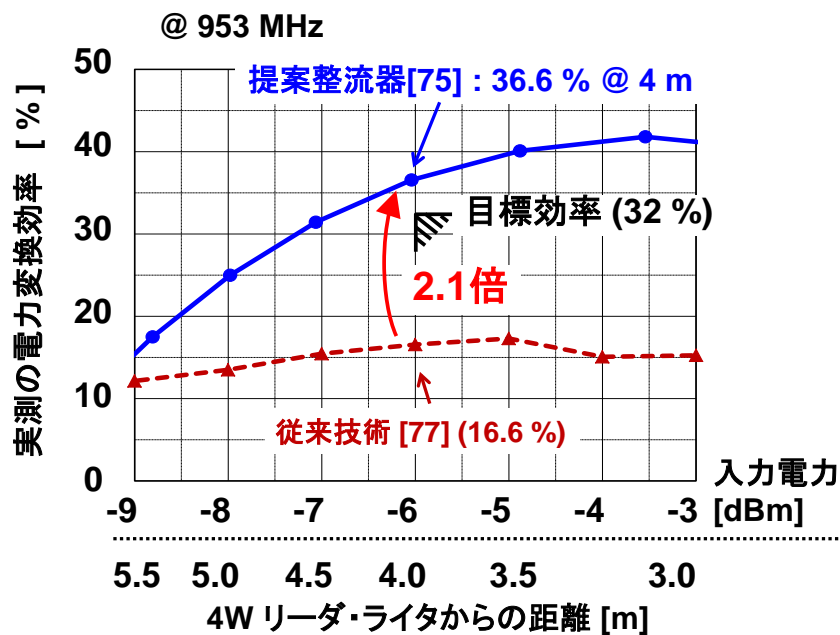


図 2-16 : 提案の CMOS 整流器と従来整流器の実測効率

表 2-8 : 提案整流器[75]と従来整流器[77]の構成比較

		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 [mm <sup>2</sup> ] (比率)		0.008 (0.08)	0.104 (1.0)
条件	プロセス	0.35 $\mu\text{m}$	0.30 $\mu\text{m}$
	スタック数	2	2
	段数	1	3

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  $C_p$  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。

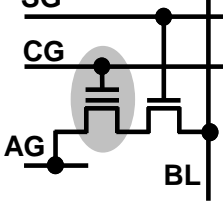
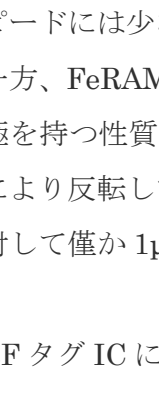
CMOS プロセスではないショットキダイオードを用いた例では、869MHz のキャリア周波数を用いた場合、0.5W EIRP のリーダ・ライタの電力で 4.5m の距離において 18%の効率を達成した報告がある[73]。プロセスも異なる上、高価でハイパフォーマンスなショットキダイオードを使用しているため同じ土俵で比較できないが、4.5m の距離においてもショットキダイオードで構成された整流器の効率を CMOS プロセスによる整流器によって凌駕することができた。

## 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

表 2-9 : EEPROM と FeRAM の特性比較

		EEPROM	FeRAM
メモリセル構造			
書き換え原理		トンネル電荷注入	分極反転
読み出し	CLK Speed	25 μsec	
	消費電力	12.5 μW	13.0 μW
書き換え	CLK Speed	3000 μsec	25 μsec
	電圧	16 V	3.0 V
	消費電力	35.0 μW	15.7 μW
読み出しと書き換えの消費電力差		22.5 μW	2.7 μW

高速・低電力

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、書き込み時にも必要になるため、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、それでも 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、アンチコ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

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

		Tag with EEPROM	Tag with FeRAM
ID Searchに必要なスループット		~100 tags/sec	
処理時間	読み出し	3.6 msec	
	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

( Forward 40 kbps / Return 160 kbps )



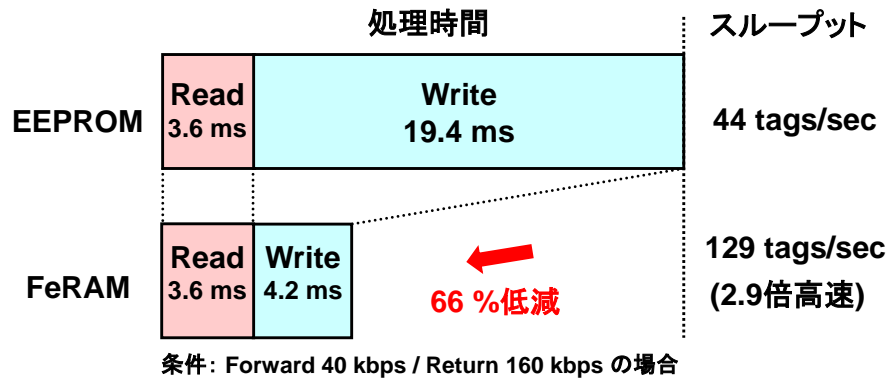


図 2-17 : RF タグ IC の読み出し/書き込みに必要な処理時間の比較

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ーでは、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、キャリア信号によって送られてきた 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

リーダー・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

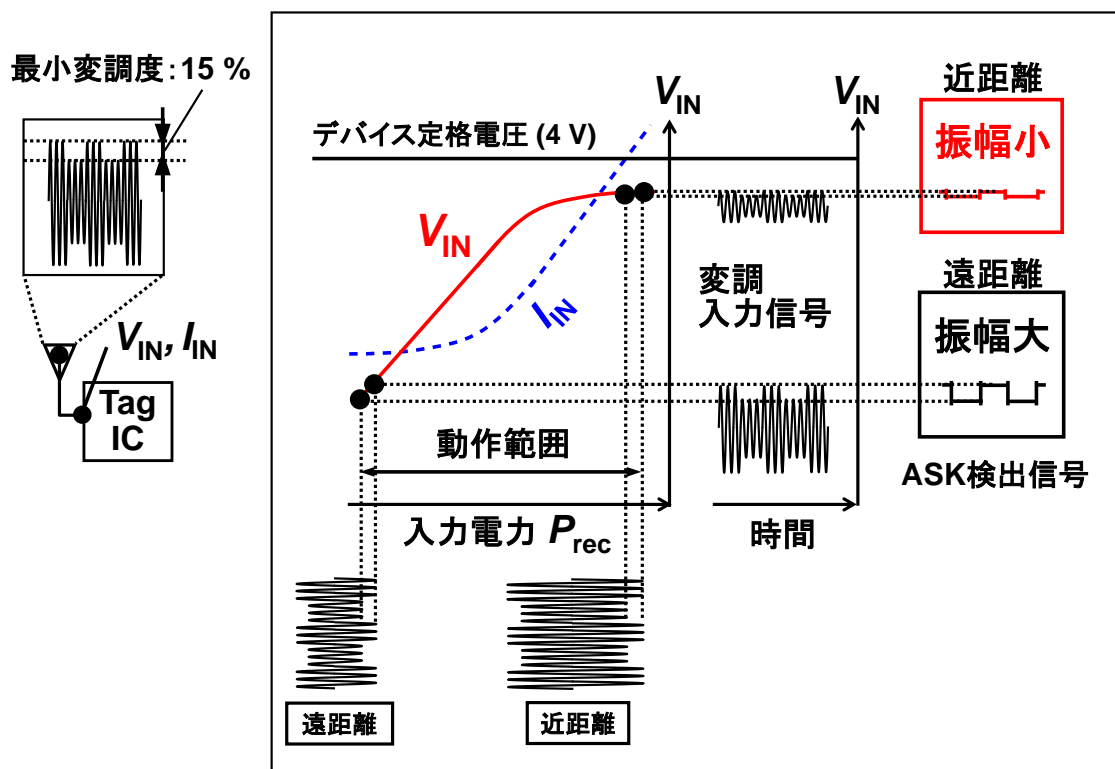
方式デモジュレータ回路によってキャリア周波数がフィルタされ、ベースバンド信号に変換(復調)される。復調された信号はロジック回路に送られ、どのようなコマンドが送られてきたか解釈される。ISO/IEC 18000-6 では、ASK 信号の最小変調度は 15%と規定されており、0cm の近距離でも、4m の遠距離でも同様である[76]。これはすなわち、RF タグ IC が受け取る電力(電流や電圧)が異なっても、距離に依存せず復調できなければならないことを意味している。

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  $P_{rec}$  は ASK 変調を伴ったリーダ・ライタからの入力電力、 $V_N$  と  $I_N$  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。

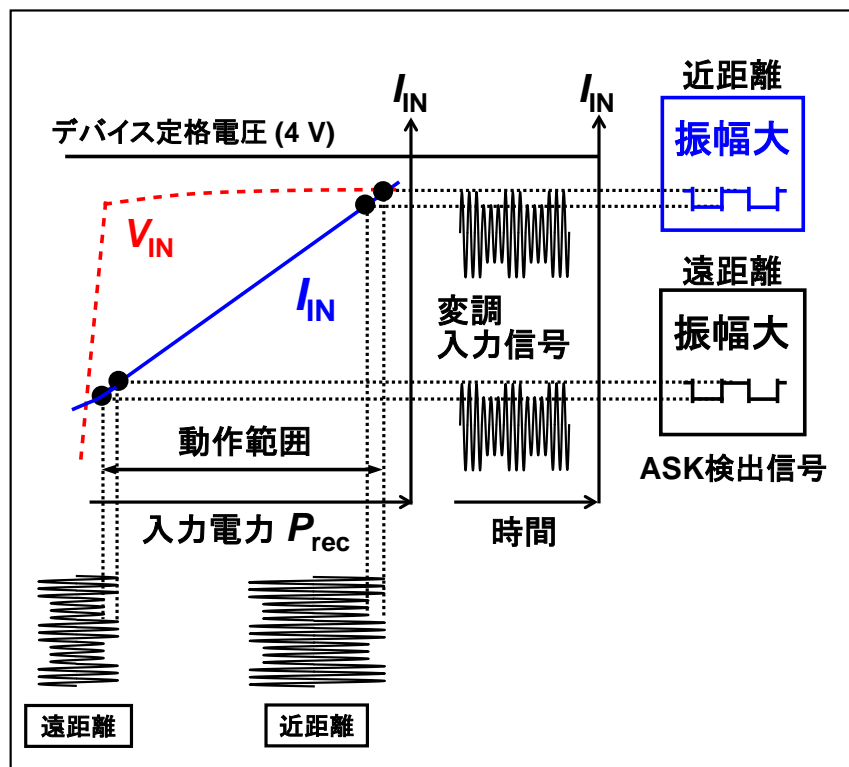
これに対し、図 2-18(b)に示すように、提案の変調電流から ASK 信号を復調する電流方式の場合は、低いデバイス定格電圧を使用する場合に有効である。入力電圧  $V_N$  を一定に保つことにより、距離に応じて入力電流  $I_N$  が線形的に変化する。このため、近距離であっても、電圧が一定値である限りは、大きな信号振幅を得ることができる。デモジュレータ回路が動作できる最低電圧においても、電流変化から ASK 信号を復調できるため、低電圧動作に適する方式と言える。本論文では、FeRAM の耐圧を保護しつつ、大きな変調信号が得られる電流方式のデモジュレータを提案する。

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  $D_1$ 、 $D_2$  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

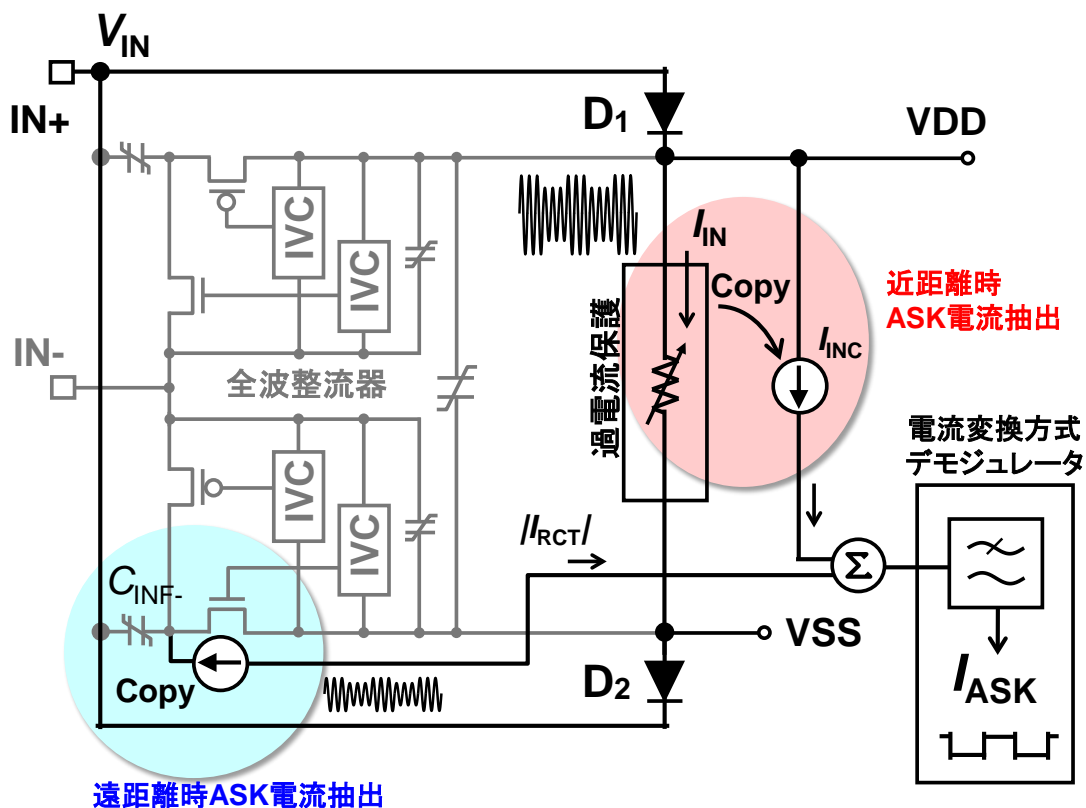


図 2-19 : 変調電流を生成するデモジュレータ入力部の回路ブロック図

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  $I_{IN}$  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  $C_{INF-}$  に流れる ASK 変調を伴う AC 電流のコピーを  $I_{RCT}$  として生成する。近距離時の電流  $I_{NC}$  と遠距離時の電流  $|I_{RCT}|$  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  $I_{ASK}$  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

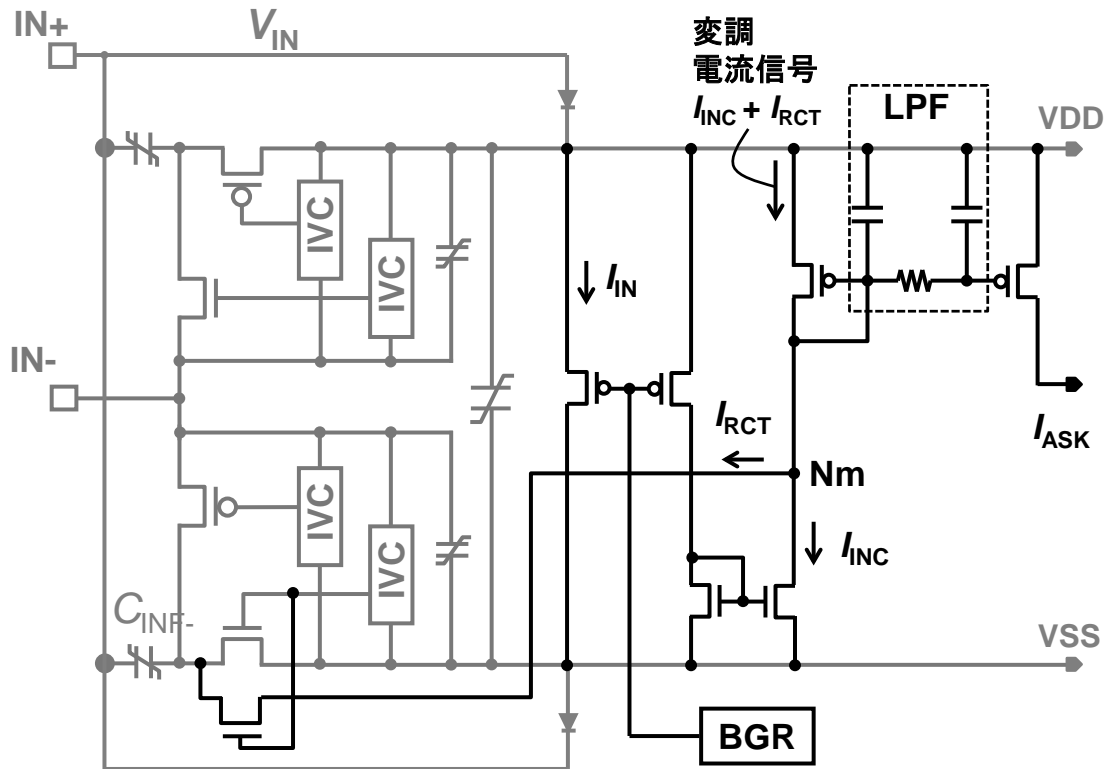
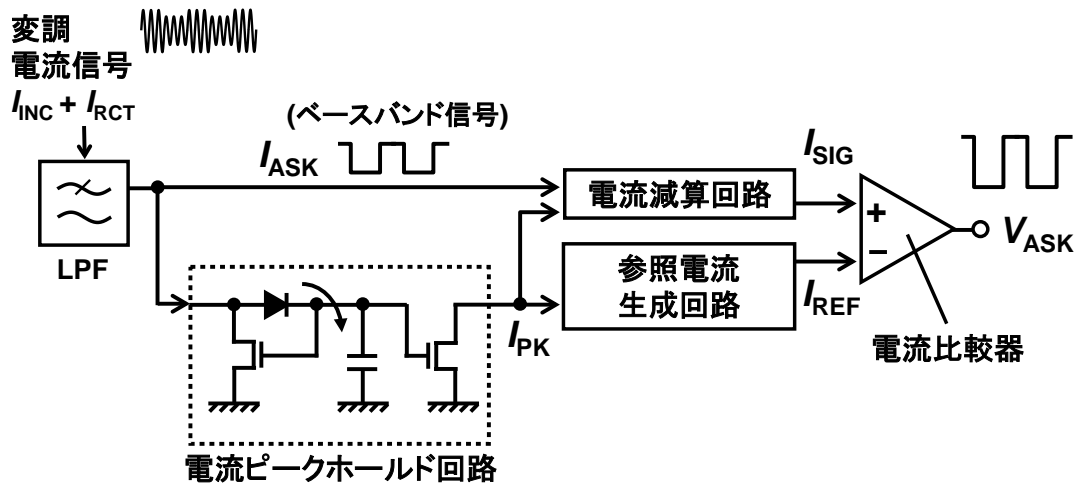


図 2-20 : 電流方式デモジュレータ回路図

$I_{IN}$  の電流のコピーを  $I_{INC}$  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に、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  $I_{ASK}$  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  $I_{ASK}$  のピーク電流  $I_{PK}$  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( $I_{PK}$ )と VSS に電流を放出する側( $I_{ASK}$ )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  $I_{SIG}$



$I_{ASK}$	$I_{PK}$	$I_{SIG} = (I_{PK} - I_{ASK})$	$I_{REF} = I_{PK} \times n$

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  $I_{PK}$  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)  $I_{REF}$  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  $V_{ASK}$  として生成する。電圧  $V_{ASK}$  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( $I_{PK} \times n$ )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

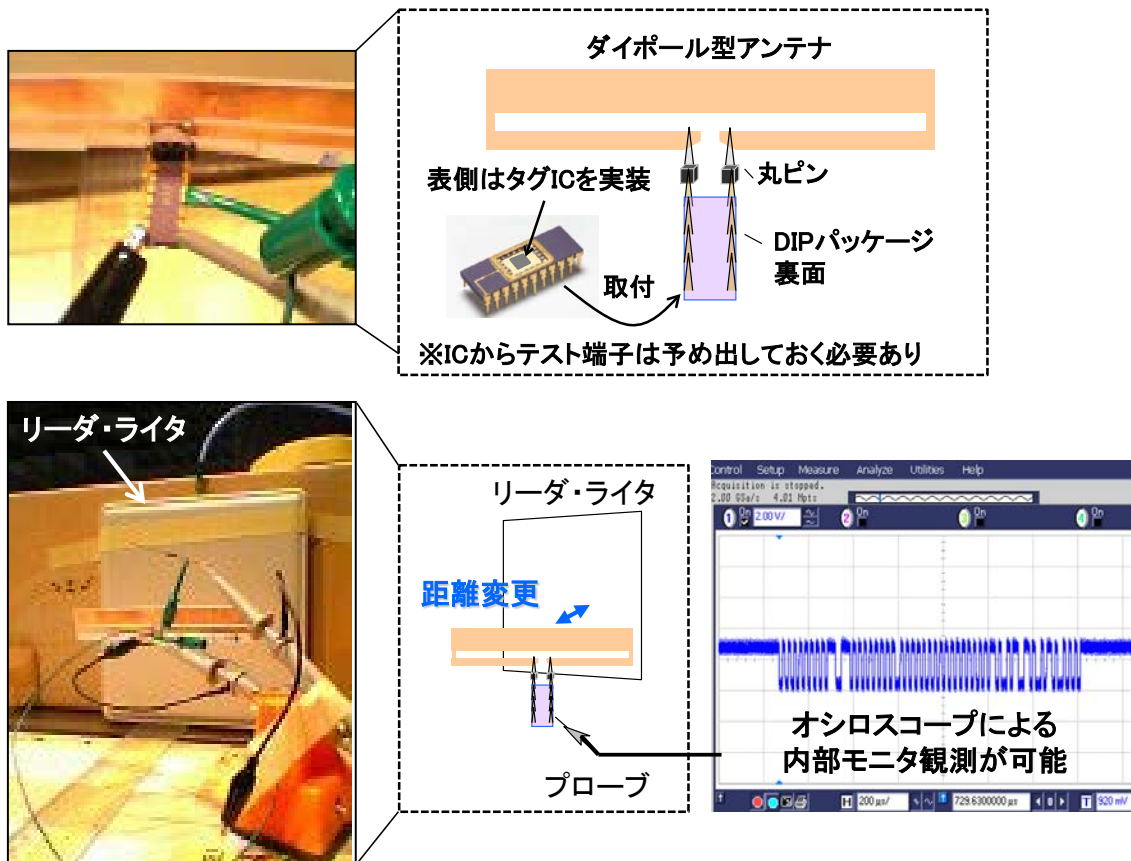


図 2-22 : RF タグ IC の内部モニタ波形取得方法

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プル信号である。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



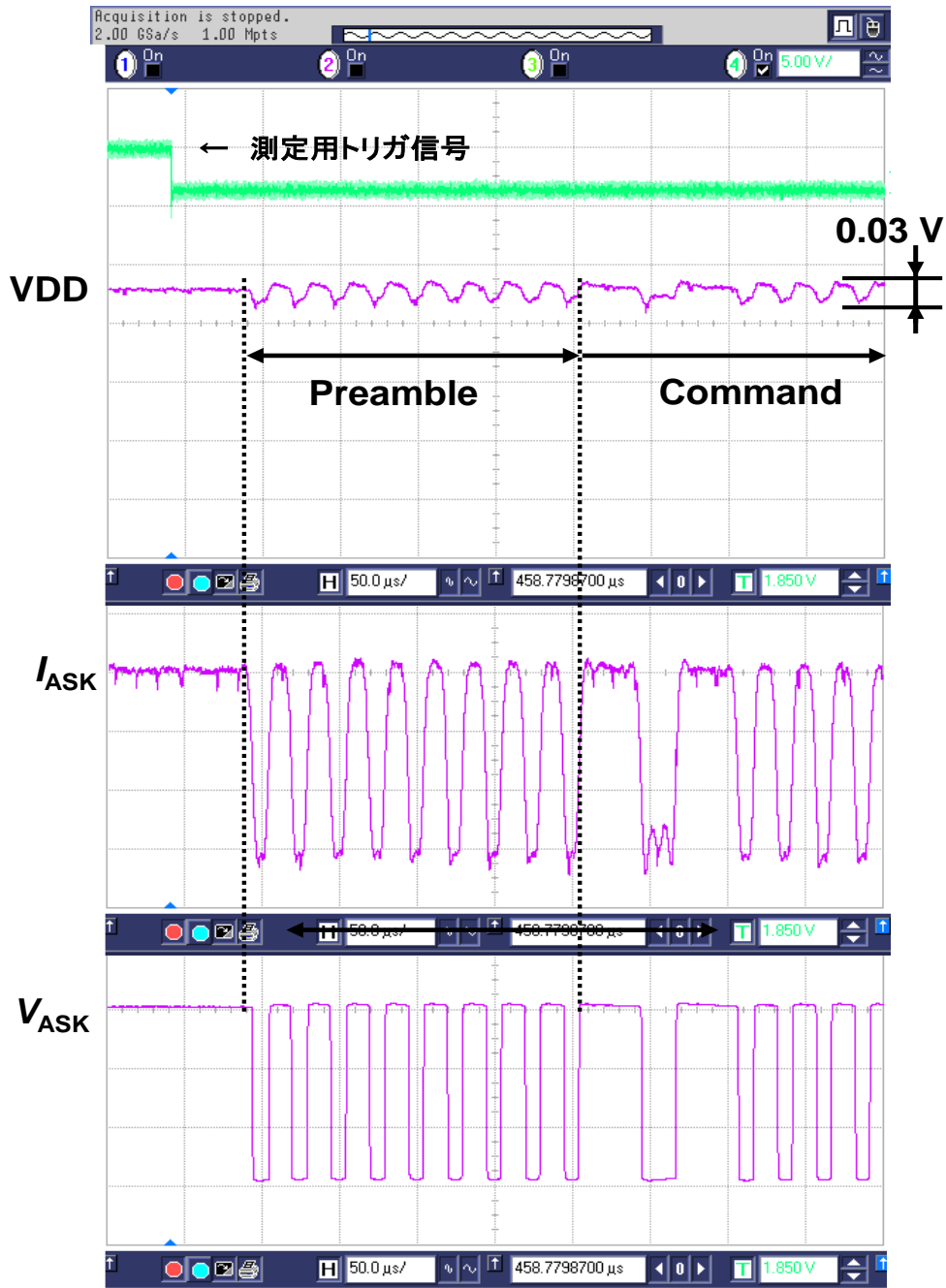


図 2-23 : デモジュレータ回路の実測波形

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

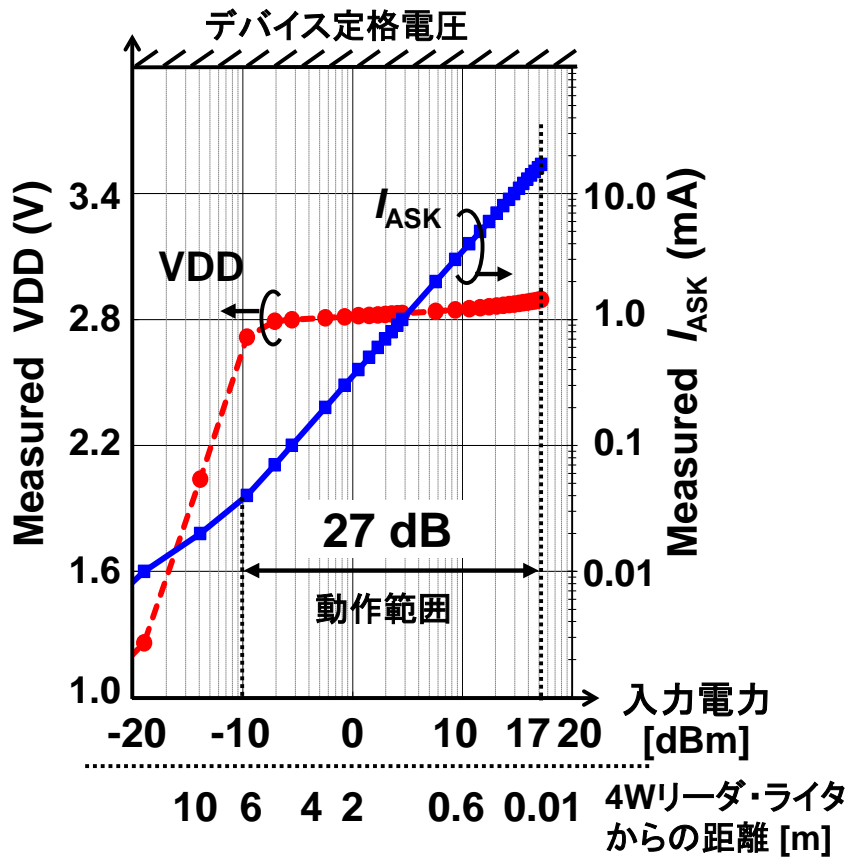


図 2-24 : デモジュレータ回路への ASK 変調電流  $I_{ASK}$  の実測結果

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scatter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(25 $\mu$ s)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

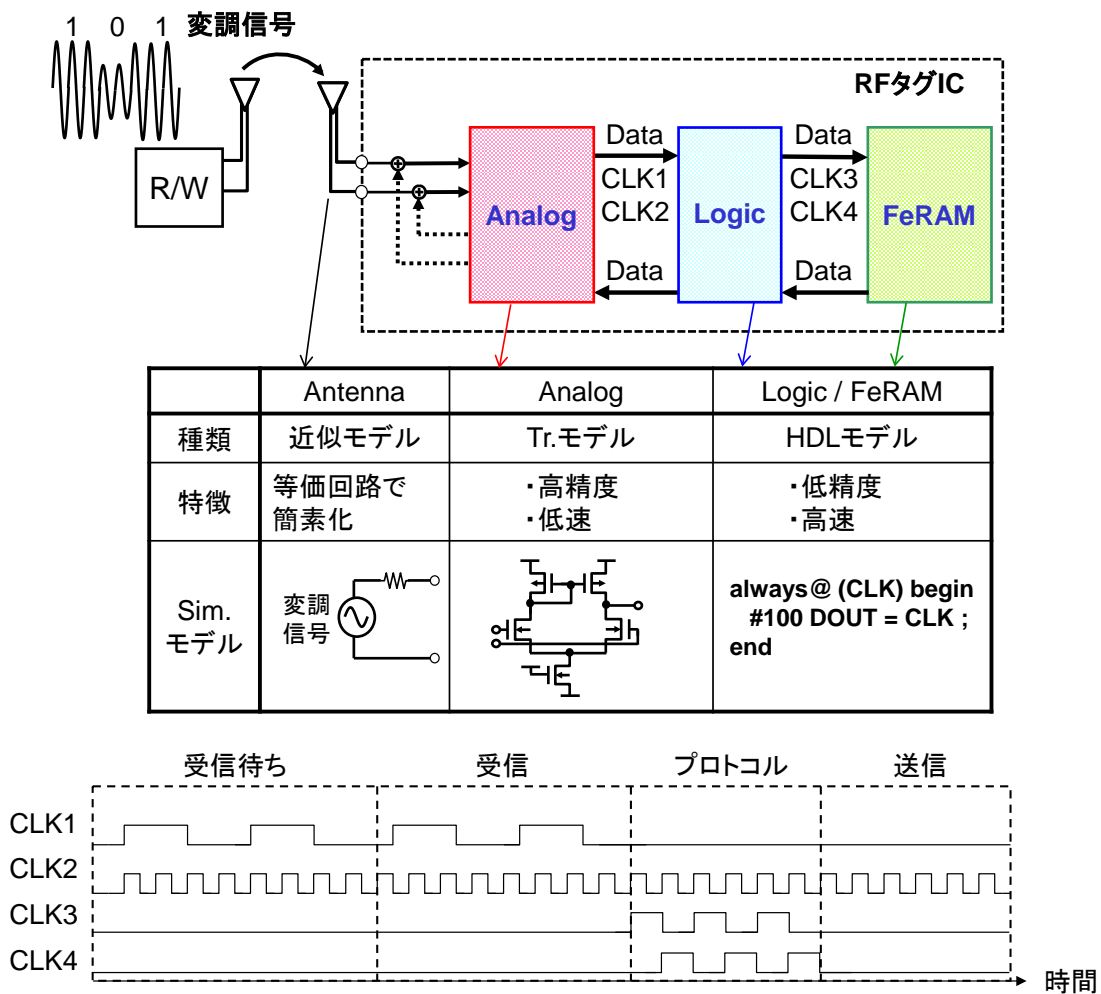


図 2-25 : RF タグ IC の全体シミュレーションモデル

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。

- ① 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、電源からグラウ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ウンドに流す図 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PSCOPEの結果  
 FRAM全放電量 = 電源、Read/Writeに対応するHSPICEの結果

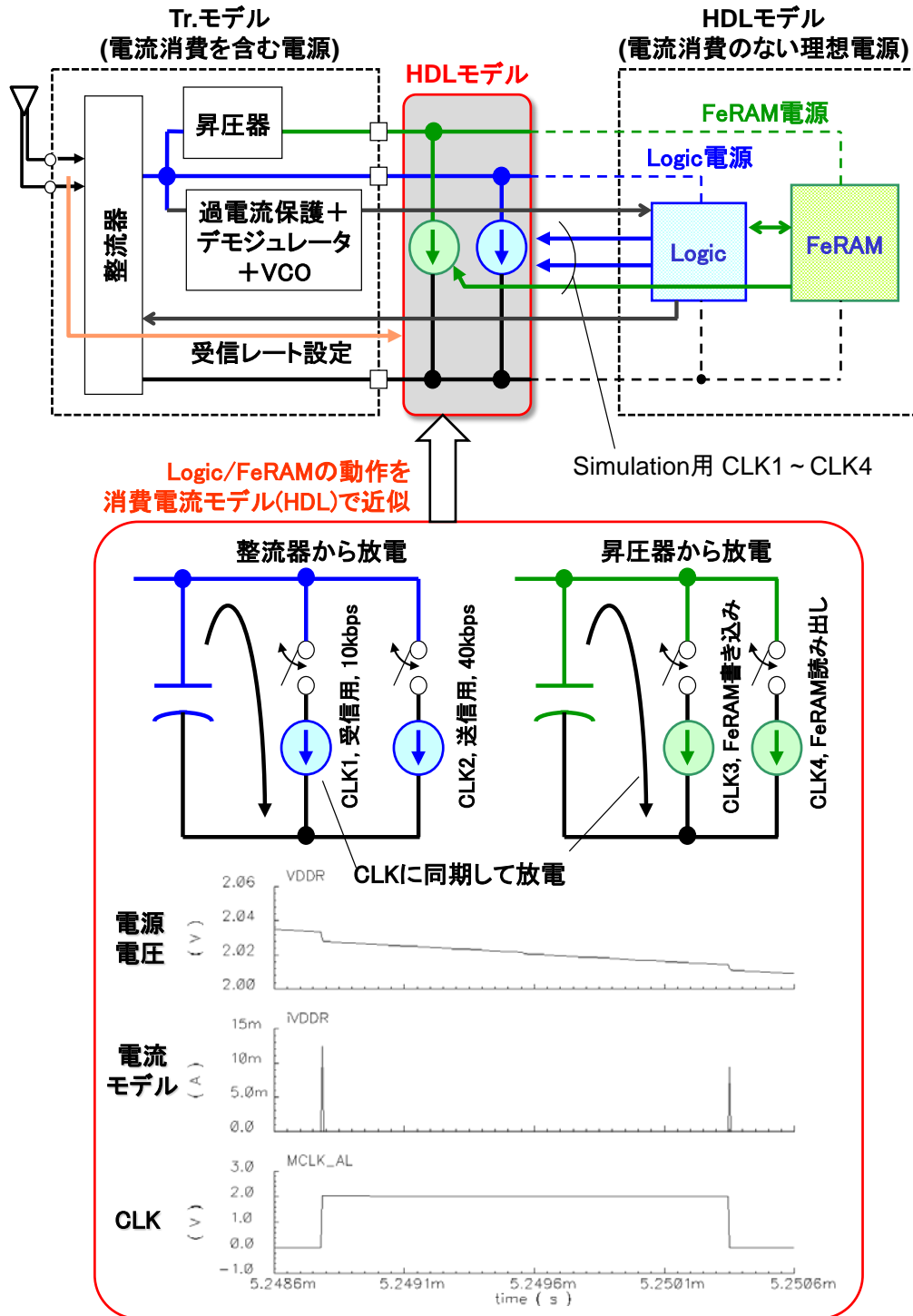


図 2-26 : 全体シミュレーション高速化のための消費電流モデル近似

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ウ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、デモジューレータや 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

表 2-11 : 全体シミュレーション時間(見積もり含む)の比較

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

※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。送信中はバックキャッチ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

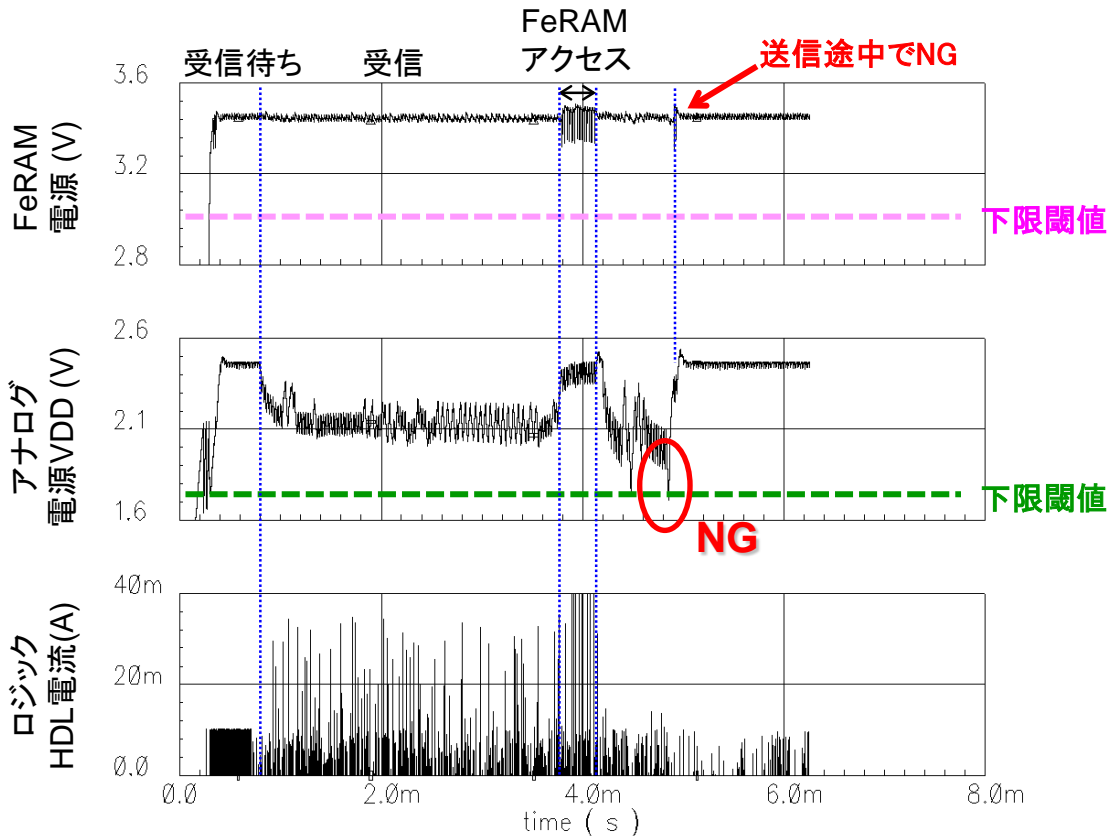


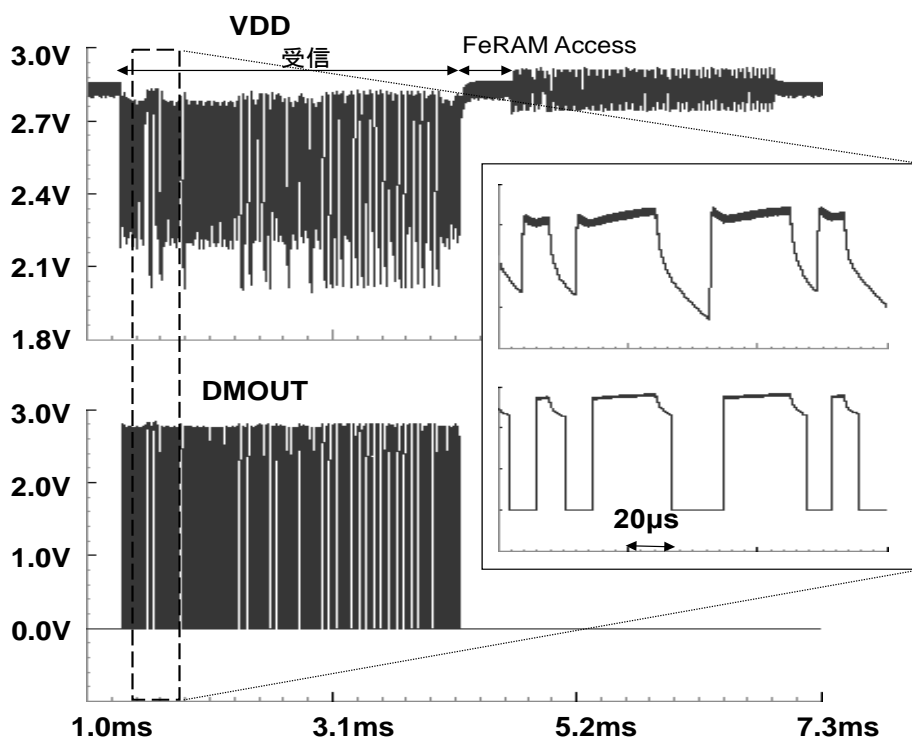
図 2-27 : 全体シミュレーションでのコマンド送受信波形  
(電力不足で送信途中で NG の例)

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。

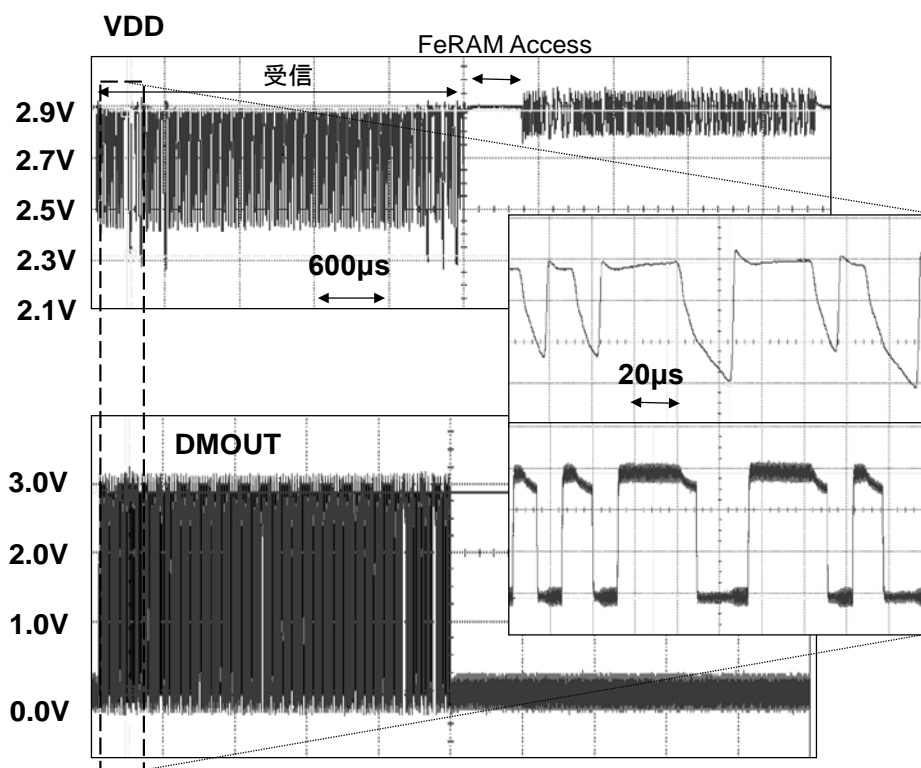
また、図 2-29 は、距離が 3.2m の時の同様の波形比較である。到達する電力が弱い  
ため、整流器で生成する電圧が低い様子がわかる。整流器からの ASK 変調電流がデモ  
ジュレーション波形を形成する動作検証が行えた。この時のアナログ電源波形もよく一  
致していることがわかる。

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。



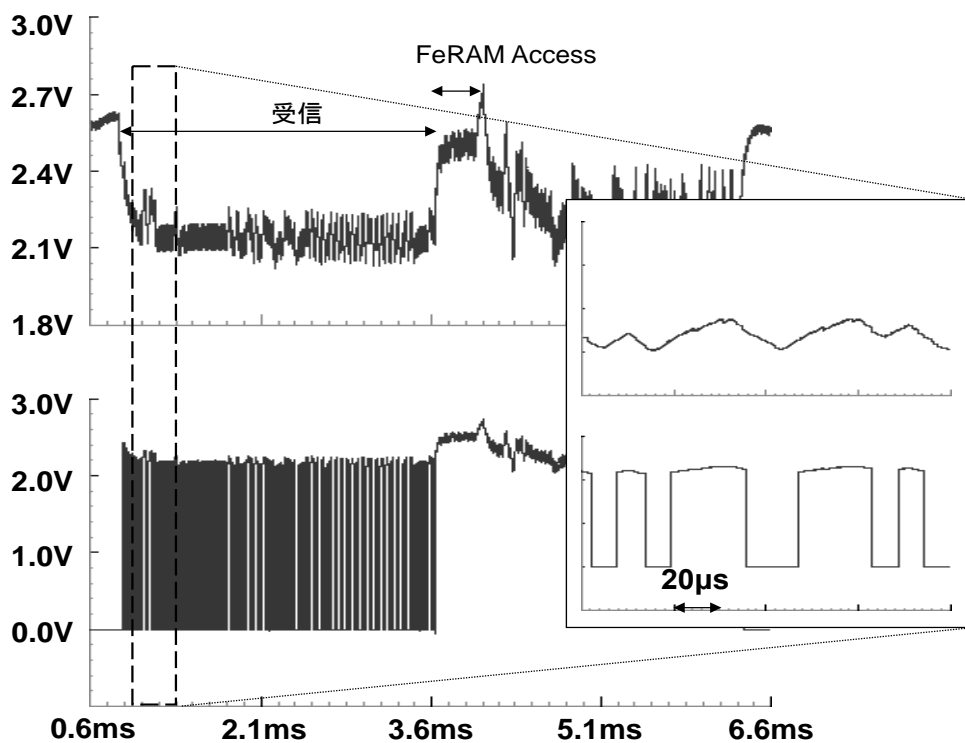


(a) 全体シミュレーションの波形

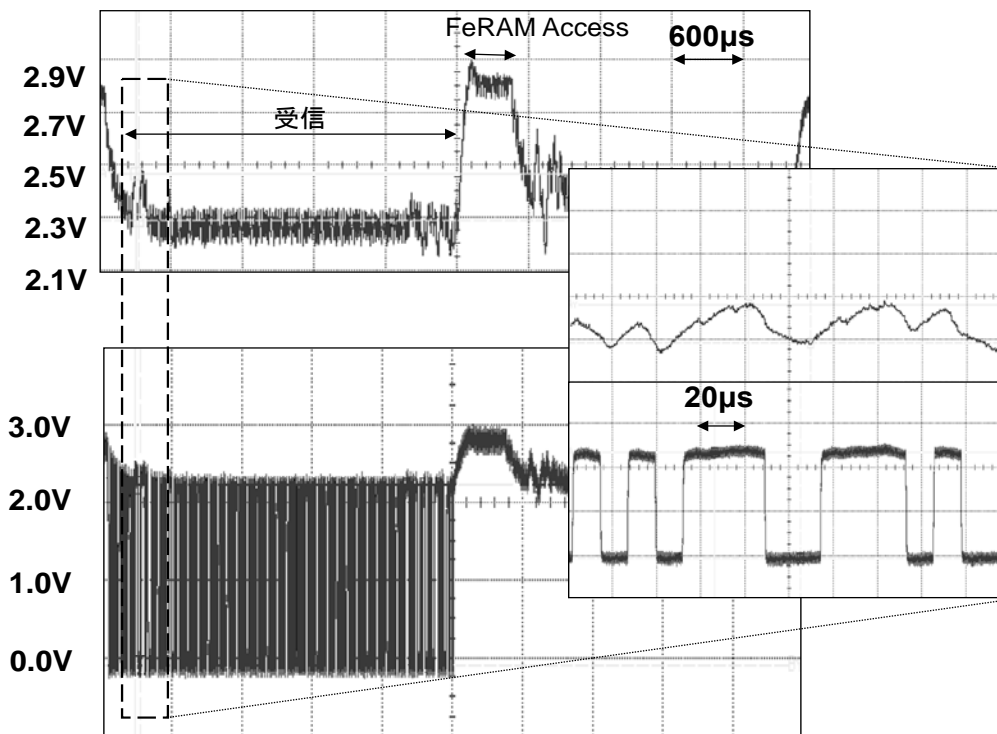


(b) 実測波形(近距離時相当)

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



(a) 全体シミュレーションの波形



(b) 実測波形(遠距離時相当)

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(1.85mm<sup>2</sup>)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、

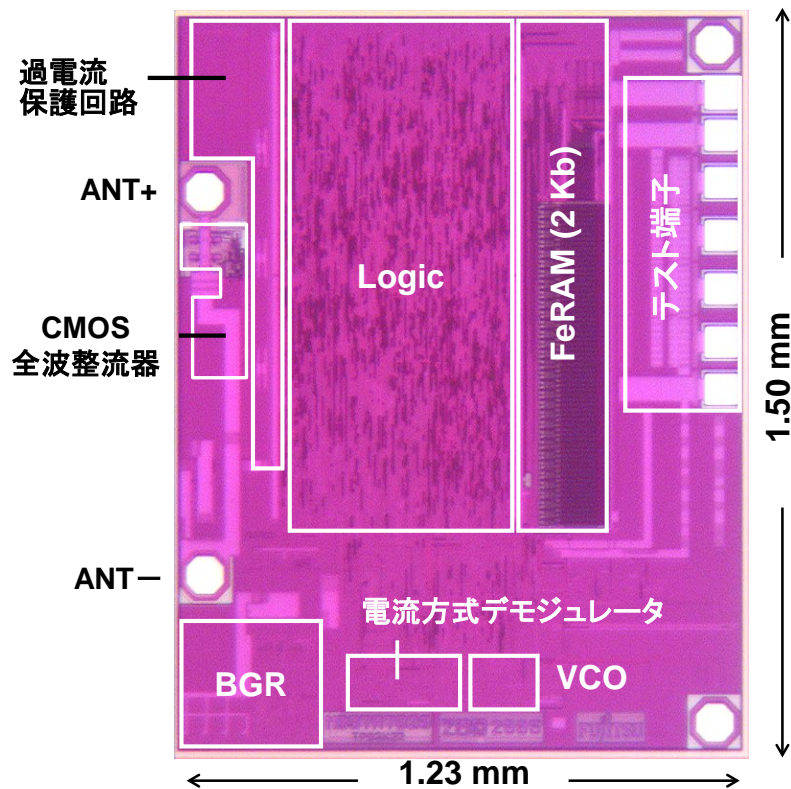


図 2-30 : 試作した RF タグ IC のチップ写真

表 2-12：試作した RF タグ IC の設計諸元

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 (4W EIRP)	Read: 0m - 4.3m
	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
テクノロジー	0.35 $\mu$ m CMOS FeRAM 3層メタル
チップサイズ	1.23mm x 1.5mm

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、0.35 $\mu$ m CMOS/FeRAM テクノロジー、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 個の荷物に取り付け、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。

表 2-13 : RF タグ IC のベンチマーク

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

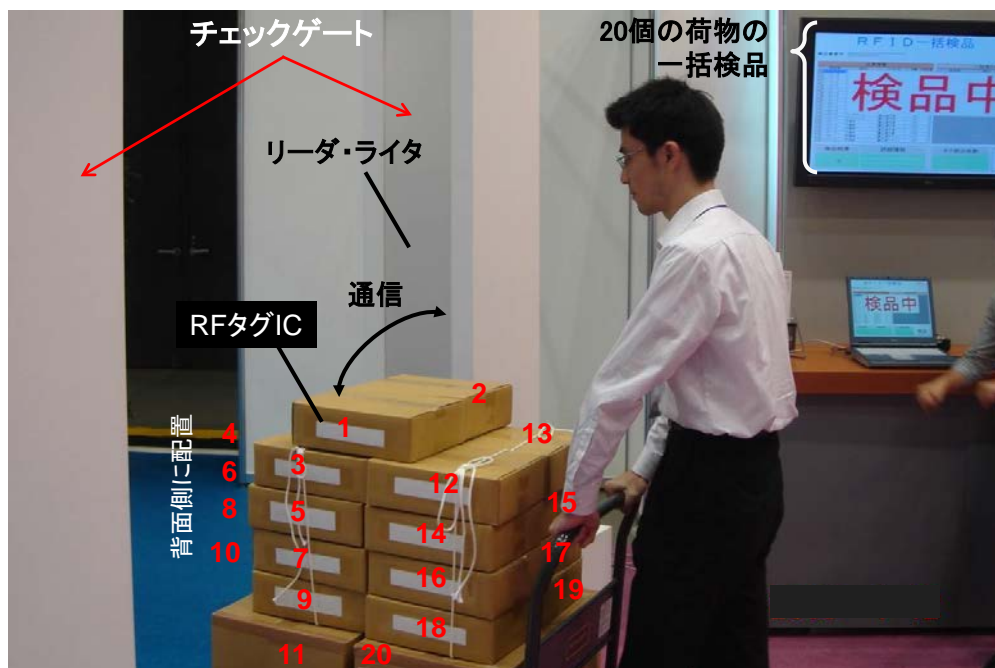
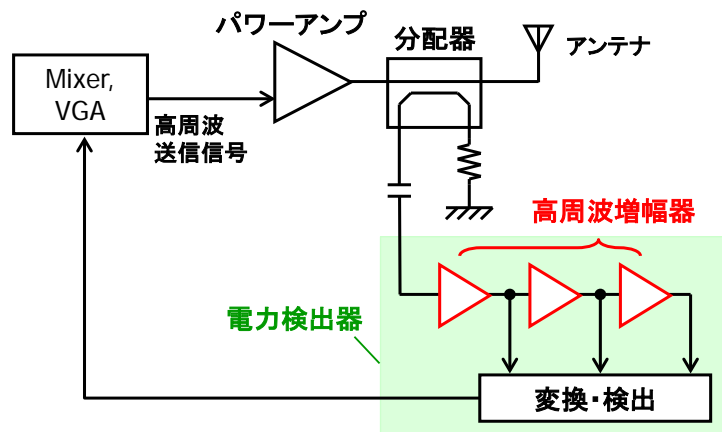


図 2-31 : RF タグ IC を用いた 20 個の荷物一括検品の様子

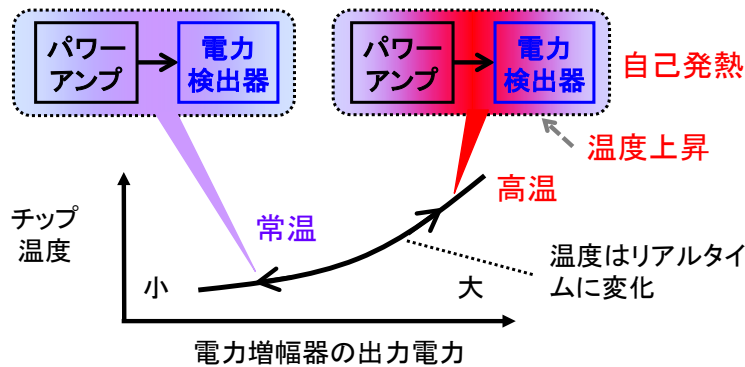
## 2.7 RFID タグ回路設計技術を電力検出器設計へ応用

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



(a) 従来の電力検出器の構成



(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、ダイオードを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

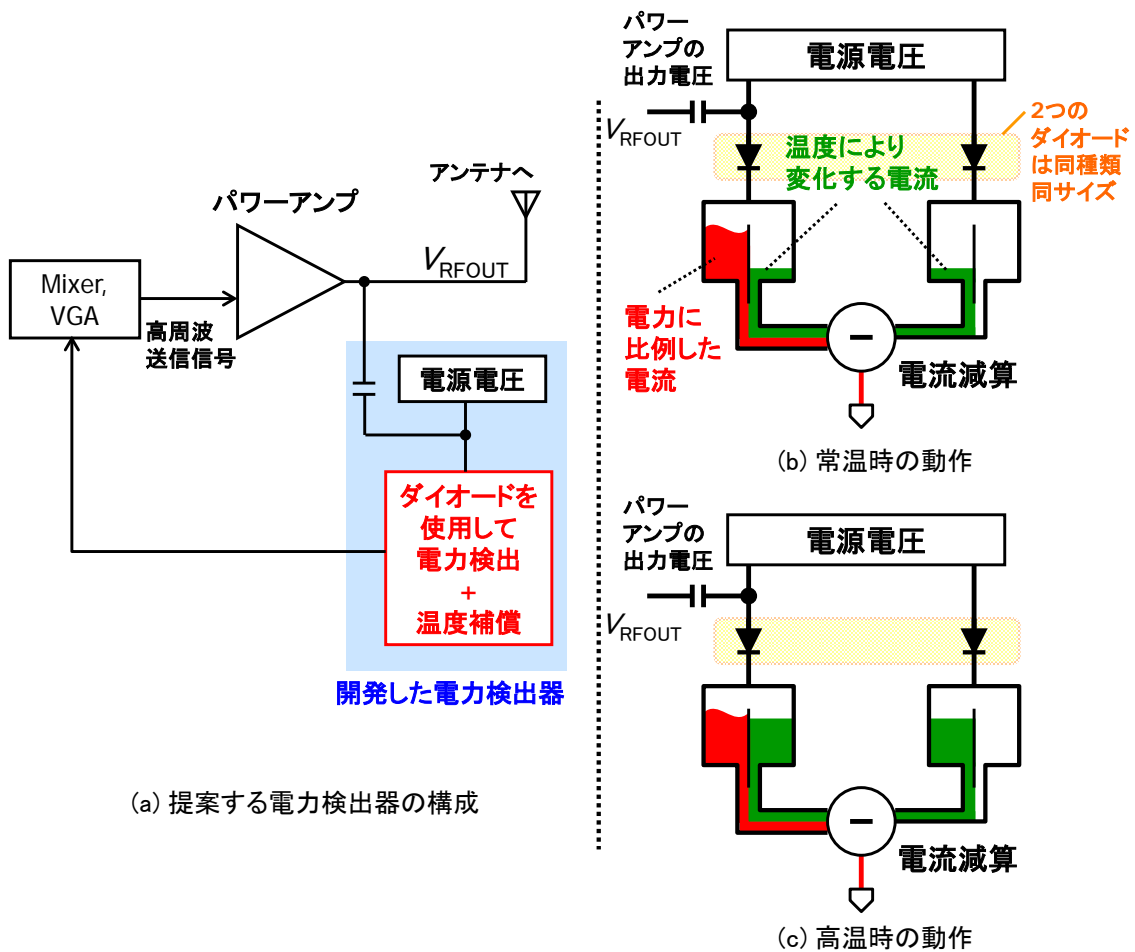


図 2-33 : 提案する電力検出器[85]のブロック構成と温度補償の動作概要

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  $\pm 30V$  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  $D_1$  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  $I_T$  との和( $I_T + I_{AC}$ )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  $I_T$  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  $V_{PD}$  には  $I_T$  の電流が相殺された  $I_{AC} + I_{RA}$  の電流が生成される。この時、

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

で表される。それぞれのダイオード  $D_1$ 、 $D_2$  のアノード・カソード間の電位差の差分は、

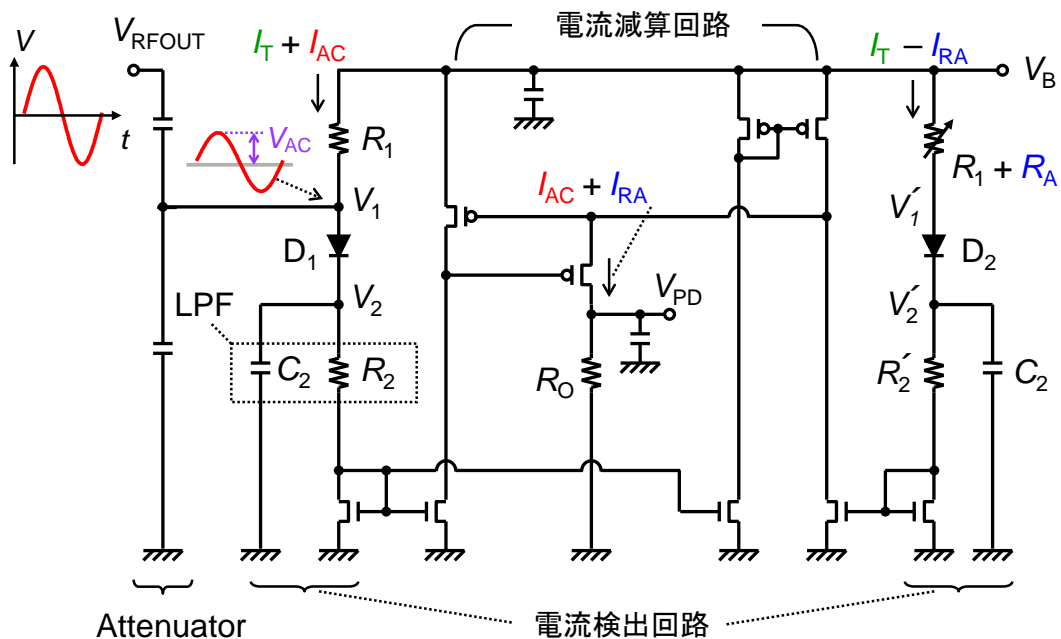


図 2-34 : 提案する電力検出器の回路図



$$(V_1 - V_2) - (V'_1 - V'_2) = V_{AC} - (R_1 + R_2) \cdot (I_{AC} + I_{RA}) + R_A \cdot (I_T - I_{RA}) \quad \cdots (10)$$

であり、また、ダイオードの電流式より、

$$(V_1 - V_2) - (V'_1 - V'_2) = V_T \cdot \ln \left( \frac{I_{AC} + I_{RA}}{I_T - I_{RA}} \right) \quad \cdots \cdots (11)$$

で表される。ここでの  $V_T$  は熱電圧である。(10)式、(11)式より、

$$V_{AC} = (R_1 + R_2) \cdot (I_{AC} + I_{RA}) - R_A \cdot (I_T - I_{RA}) + V_T \cdot \ln \left( \frac{I_{AC} + I_{RA}}{I_T - I_{RA}} \right) \quad \cdots (12)$$

が求まる。ここで、第3項の  $V_T$  は非常に小さいため、 $R_2 = R'_2$ 、 $|R_A| \ll R_1 + R_2$  を設計条件として与えた場合、(12)式は、

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

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  $V_{AC}^2$  に対する検出電流  $I_{AC} + I_{RA}$  をプロットしている。 $R_2 = R'_2$ 、 $R_1 + R_2 = 160k\Omega$  の場合の計算式を理想線で示しており、20dB/dec の傾きで  $V_{AC}^2$  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  $D_1$  の寄生容量  $C_P$  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  $C_P$  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  $R_A = 4.8k\Omega$  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 テクノロジーで試作し、2GHz 帯と 0.8GHz 帯の CMOS パワーアンプの出力直近に僅か  $0.04mm^2$  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、

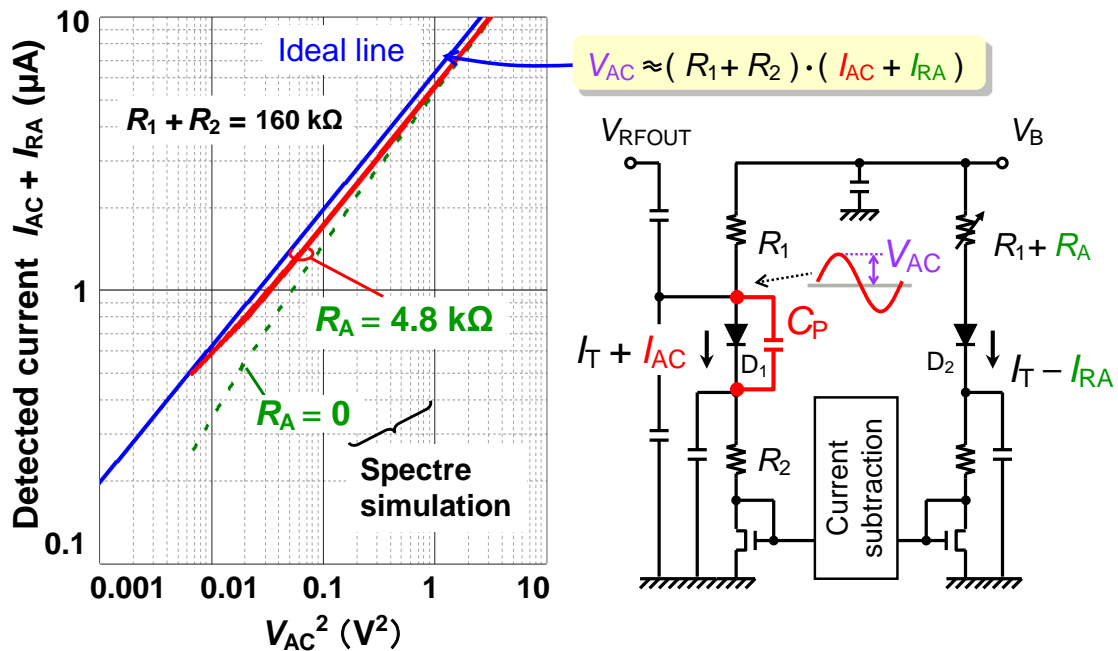


図 2-35 : 提案する電力検出器の線形性向上のシミュレーション結果

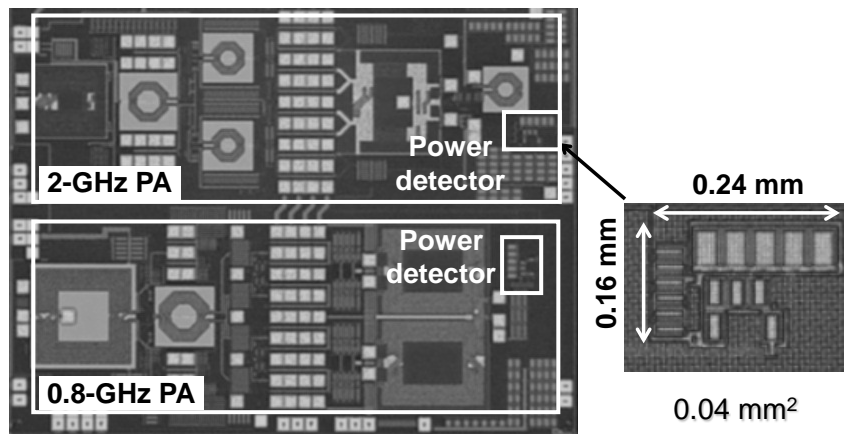


図 2-36 : 試作した電力検出器のチップ写真

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  $V_{PD}$  をモニタした。図 2-37 は、温度を  $-35^\circ\text{C}$ 、 $25^\circ\text{C}$ 、 $55^\circ\text{C}$  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  $\pm 0.5\text{dB}$  を満たす入力信号のダイナミックレンジは  $25\text{dB}$  である。0.8GHz 帯では  $30\text{dB}$  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  $V_B = 2.8\text{V}$ 、 $3.2\text{V}$ 、 $3.6\text{V}$ 、周波数を  $0.824 \sim 0.849\text{GHz}$ 、 $1.92 \sim 1.98\text{GHz}$  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。

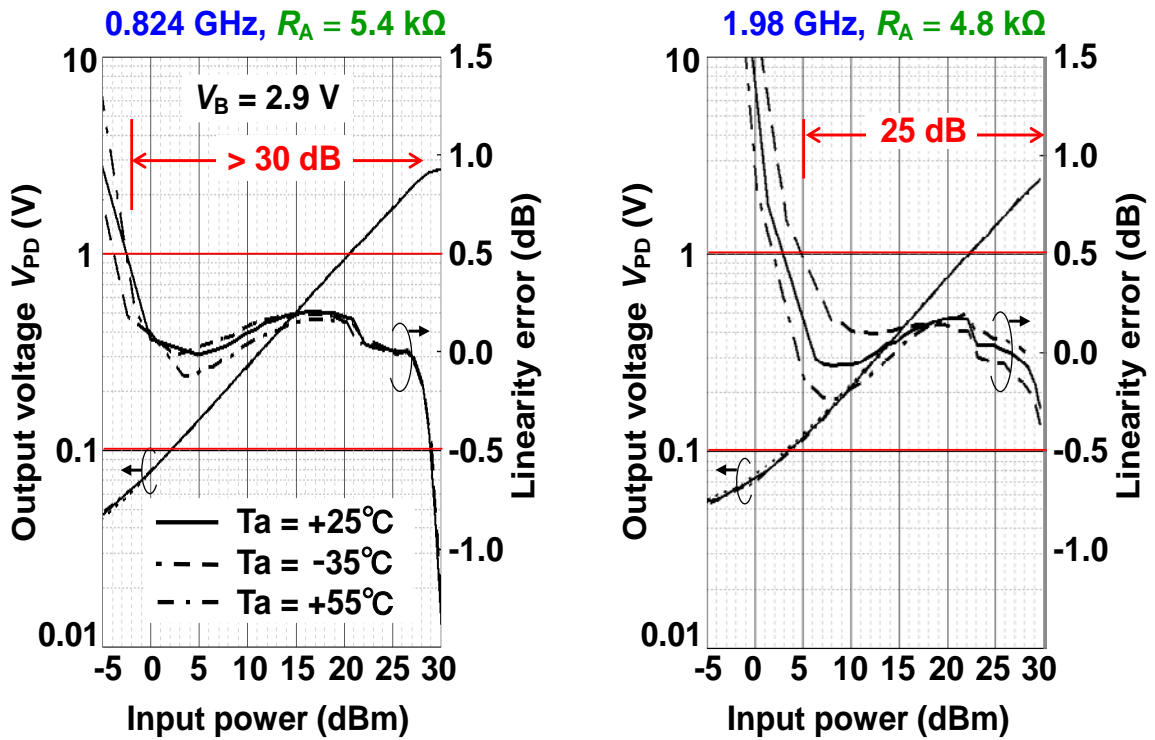


図 2-37 : 提案する電力検出器の温度依存性の実測結果

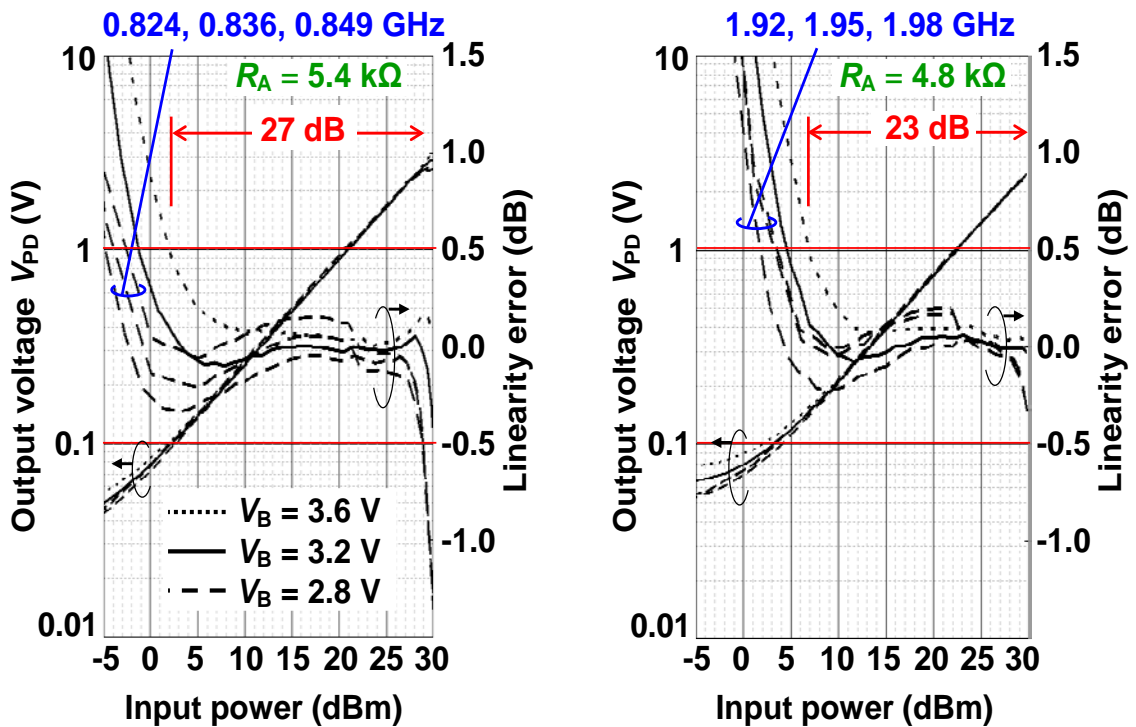


図 2-38 : 提案する電力検出器の電源電圧及び周波数依存性の実測結果

表 2-14 : 電力検出器のベンチマーク

	This work [85]	[86]	[87]	[88]	[89]
Published year	2012	2010	2008	2009	2005
Technology	90-nm CMOS	0.13- $\mu$ m CMOS	0.13- $\mu$ m CMOS	0.18- $\mu$ m CMOS	0.35- $\mu$ m BiCMOS
Temperature compensation	<b>Internal</b>	Without	Without	Without	Internal
Active area (mm <sup>2</sup> )	<b>0.039</b>	0.085	0.013	0.360	2.250
Power consumption (mW)	<b>0.30 (@ 0 dBm)</b> <b>0.63 (@ 26.5 dBm)</b>	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	<b><math>\pm 0.5</math> dB for 27 dB</b> (@ 0.824 GHz) <b><math>\pm 0.5</math> dB for 23 dB</b> (@ 1.980 GHz)	$\pm 1\%$ for 20 dB	$\pm 0.5$ dB for 18 dB	$\pm 2.4$ dB for 20 dB	$\pm 0.5$ dB for 20 dB

電圧や周波数の変化が生じて、 $\pm 0.5$ dB 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が一番小さく、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、 $\pm 0.5$ dB 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。これは入力等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を示した。将来的には、RF エナジハーベスタへの展開も期待できる。

表 2-15：技術課題に対する開発技術(2章)のまとめ

課題	① Cold Start	② 低電力化	③環境 変動対応	④小型 低コスト化	⑤ 汎用設計
開発 技術	閾値キャン セル回路	従来比 2 倍 の高効率	長短距離対応 (過電圧保護)	RFID タグ IC として 1 チップ化	入力部寄生容量 低減の設計論(他 技術へ応用)

# 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

表 3-1 : センサを活用した種類別サービス事例

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 $\mu$ W ・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	・10 $\mu$ W ・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 $\times$ 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の設置	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て変化するの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 $\times$ 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 $\mu$ W, 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 $\mu$ W ・3mm角 ・数百円	I2C
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 $\mu$ W ・(照度)2mm角、 数百円、 (赤外線)10mm角、 数千円	I2C、アナログ電圧
電流センサ	バッテリーへの充電電流管理、漏電検知、電力測定	バッテリーと直列に抵抗挿入 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

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。

ハーベスタは、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ーを収集し、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  $V_{IN}$  は、

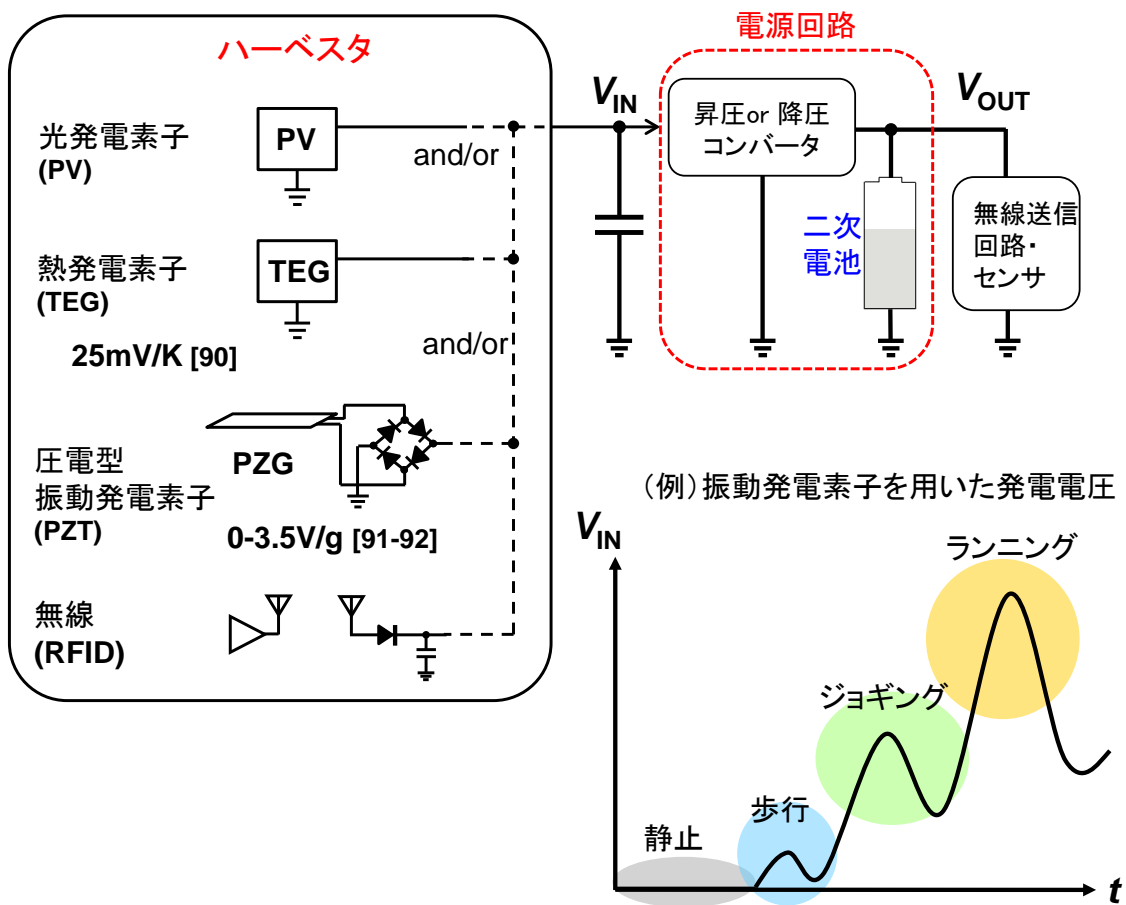


図 3-1 : ハーベスタを搭載したセンサノードの基本構成



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°C 以上も変化する場合もあり、入力電圧  $V_{IN}$  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°C とした場合の換算生成電圧は 25mV、発電電力は 10 $\mu$ W/cm<sup>2</sup> 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°C 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、2.4 $\mu$ W/cm<sup>2</sup> 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、72 $\mu$ W/cm<sup>2</sup> 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的环境条件、さらには、大きさや時間的变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、電氣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。

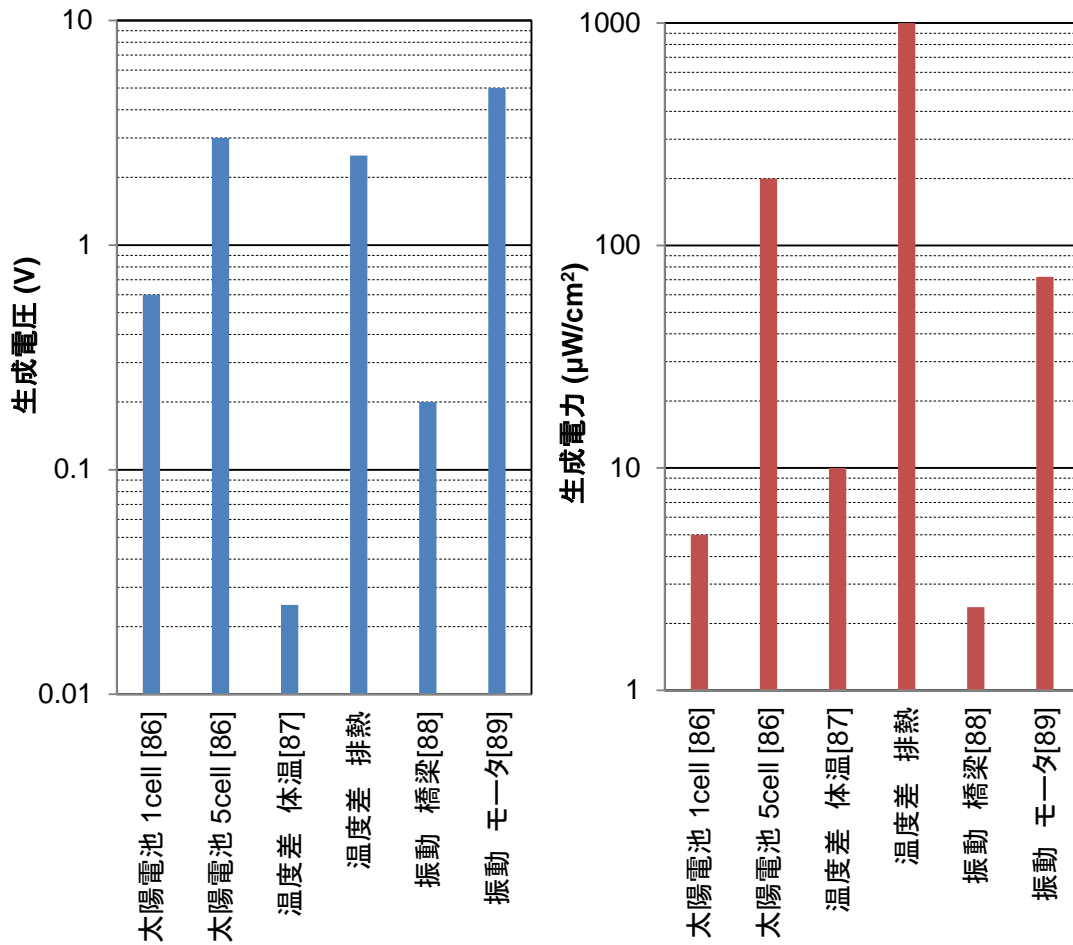


図 3-2 : 適用条件によって変化するハーベスタの生成電圧と生成電力

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。バッテリー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

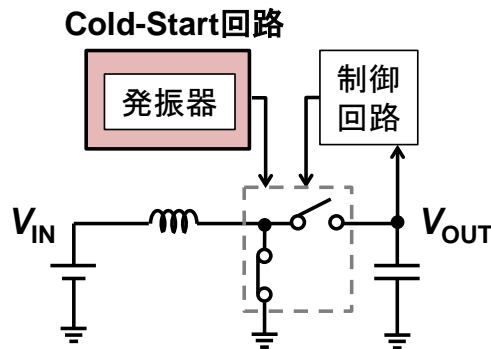


図 3-3 : 一般的な昇圧回路の構成図

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ーを蓄えるために、インダクタの一方をグラウンドに接続し、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ーを送る。制御回路は、出力電圧  $V_{OUT}$  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ー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ーを蓄え、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。

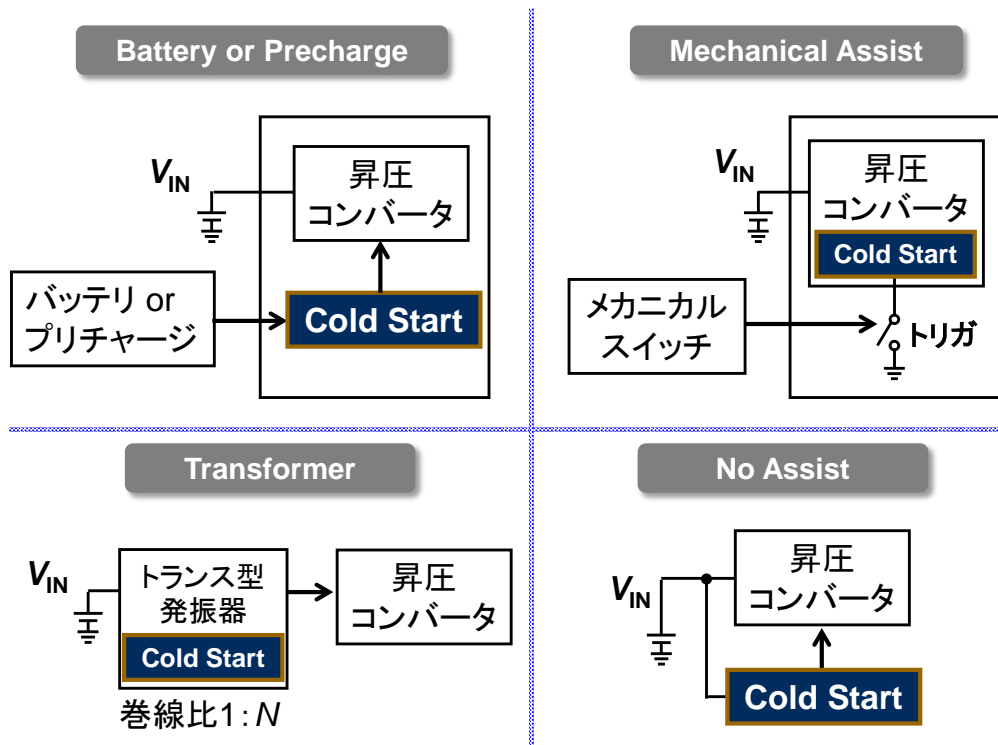


図 3-4 : 低い入力電圧から昇圧回路を起動する技術の分類

➤ 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

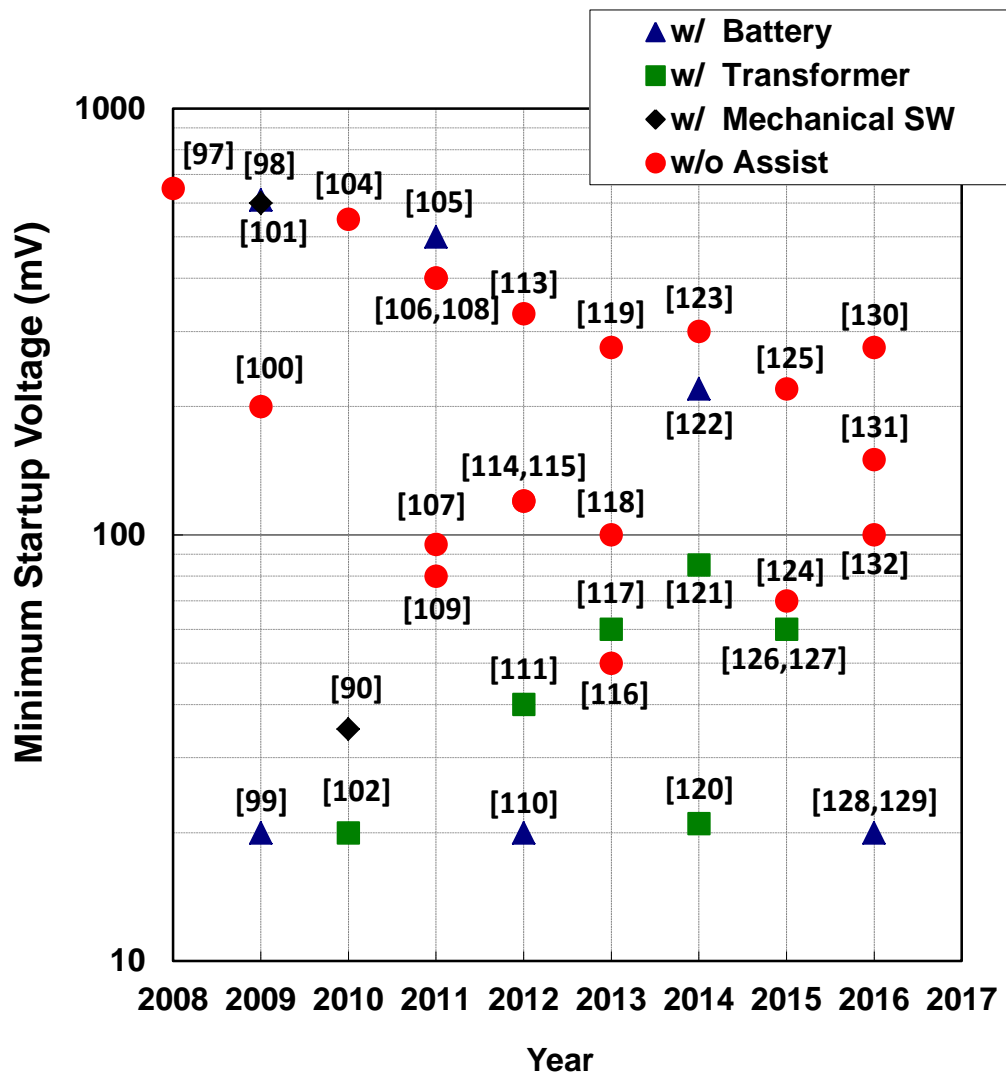


図 3-5 : 低い入力電圧で起動する DCDC コンバータの開発年マップ

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、バッテリーのプリチャージ[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、バッテリー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、エネルギーを蓄え、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いう傾向にある。しかしながら、一

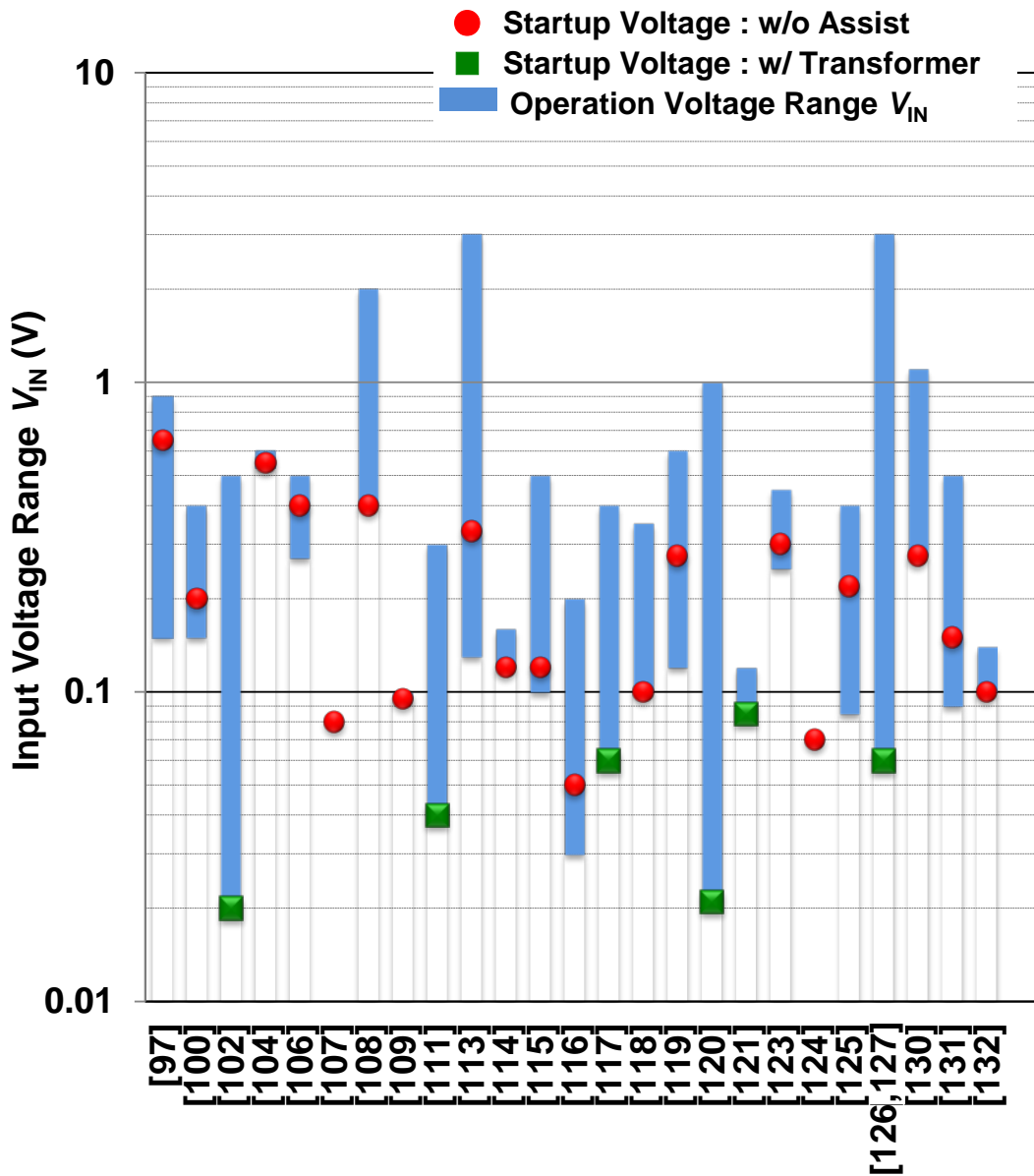


図 3-6 : 昇圧コンバータとして動作可能な入力電圧範囲の一覧

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

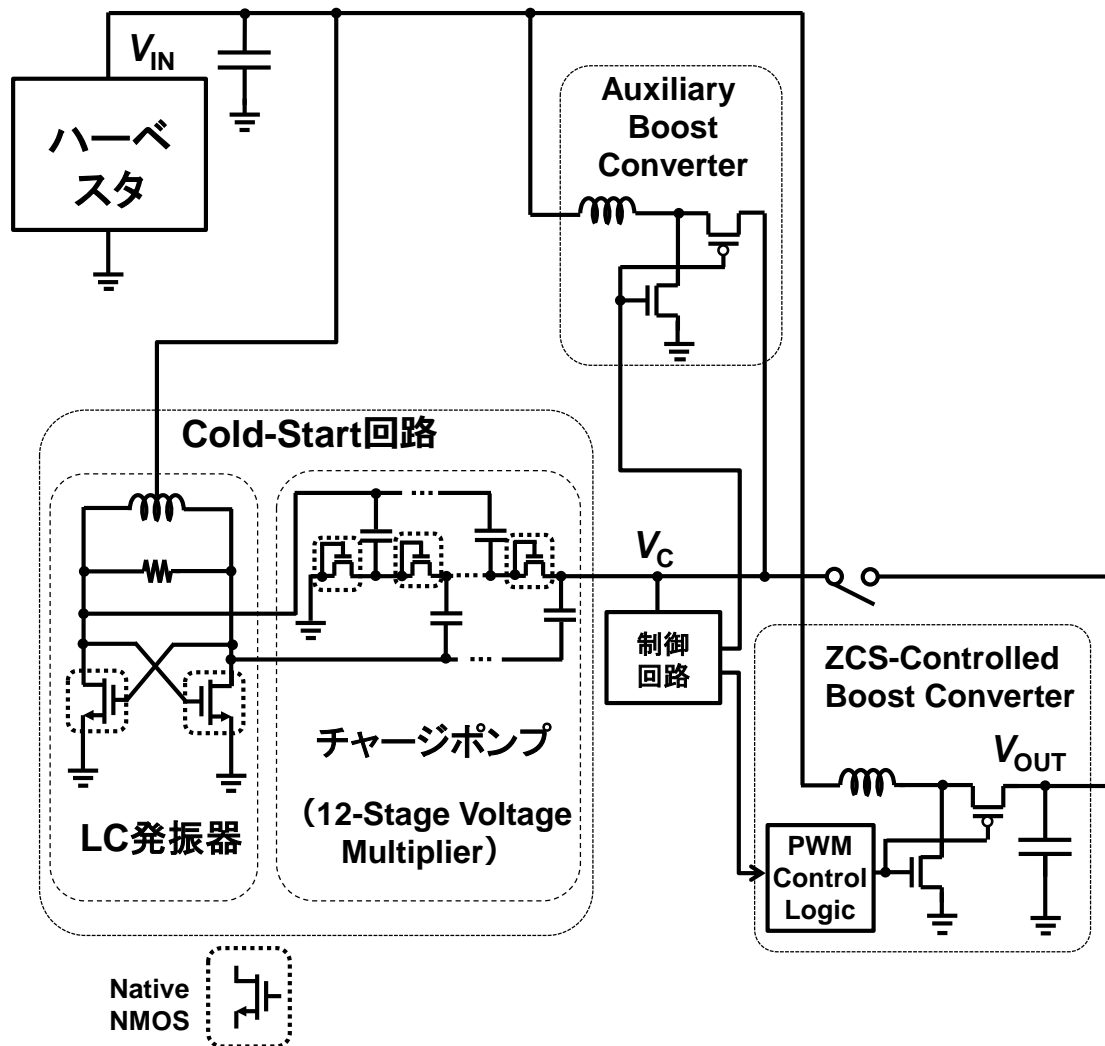


図 3-7 : LC 共振型発振器を用いた DCDC コンバータの従来例[116]



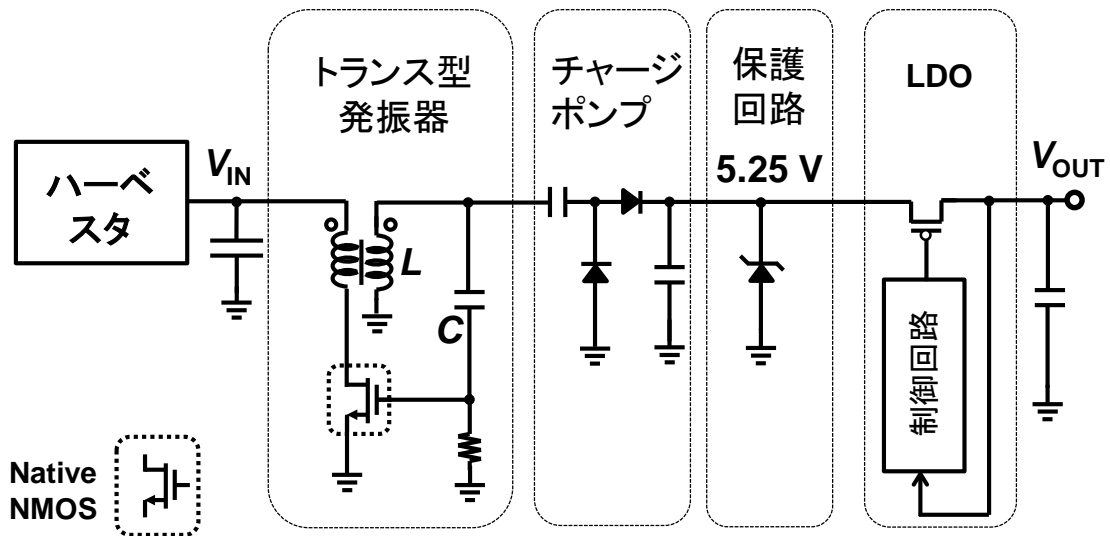
プで DC 電圧  $V_C$  に変換する回路が Cold-Start 回路である。 $V_C$  はトランジスタの ON/OFF を制御するのに十分な電圧であり、その電圧を電源にして後段の Auxiliary Boost Converter を動作させる制御回路を駆動する。Auxiliary Boost Converter でさらに  $V_C$  が高くなると、それよりも電力変換効率の高い ZCS-Controlled Boost Converter (Zero Current Switching: ZCS) に動作を切り替えて定常動作に移行する。このように、低い電圧からの起動を行う Cold-Start 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  $V_{IN}$  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)。

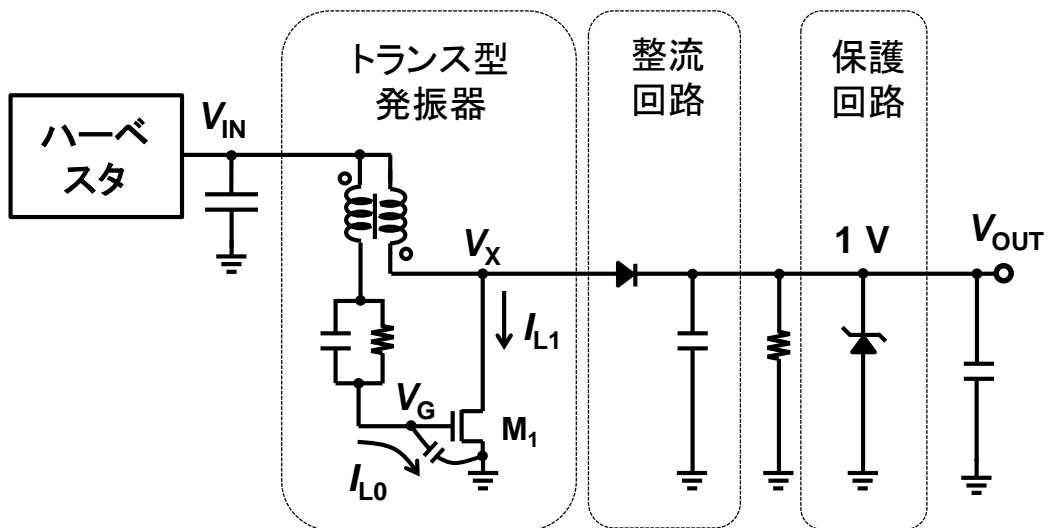
外付けのインダクタを内蔵して LC 発振器を構成し、メインの Boost Converter が起動した後にオシレータをパワーダウン(切り離す)手法も提案されている[132]が、入力範囲は起動電圧付近に限定されている。

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



(a) LTC3108 [102]



(b) トランスフォーマ型コンバータの変形例[120]

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

十分な電圧が得られる。例えば  $N=100$  の場合には、 $V_{IN}=20\text{mV}$  を  $2\text{V}$  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  $5.25\text{V}$  のツェナダイオードで行われているため、入力電圧  $V_{IN}=50\text{mV}$  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、 $M_1$ の寄生容量を介してパルス状の  $I_{L0}$  が流れ、 $V_G$ に電荷が蓄えられる。それと同時に  $I_{L1}$ が流れ始め、時間と共に  $I_{L1}$ が上昇していく。 $I_{L1}$ 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、 $V_X$ の電圧が上昇する。それと同時に  $I_{L1}$ 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  $I_{L0}$ 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ー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

表 3-2 : 従来技術の課題

従来技術	課題
LC 発振器 使用	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ 入力の電圧範囲は LC 発振器が起動・動作する電圧付近に限定</li> <li>➤ 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</li> </ul>
トランス フォーマ使用	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ 入力範囲はトランスの巻線比と回路素子耐圧の制約で決まる</li> </ul>
共通の課題	<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ 二次電池への充電機能がない</li> </ul>

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	Small (< 100mV)	○	×	○	○	○	○
Input Voltage Range	Wide (> 1V)	○	○	×	×	×	×
Power conversion Efficiency (Peak)	> 70%	○	○	×	×	○	○
	> 80%	○	○	×	×	×	×
Capable of charging secondary batteries		○	○	○	×	×	×
Converter Type		Transformer (Startup) Switched Inductor (Operation)	Switched Inductor	Transformer	Transformer (<100mV) Switched Inductor (>100mV)	Transformer	Switched Inductor

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

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°C 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

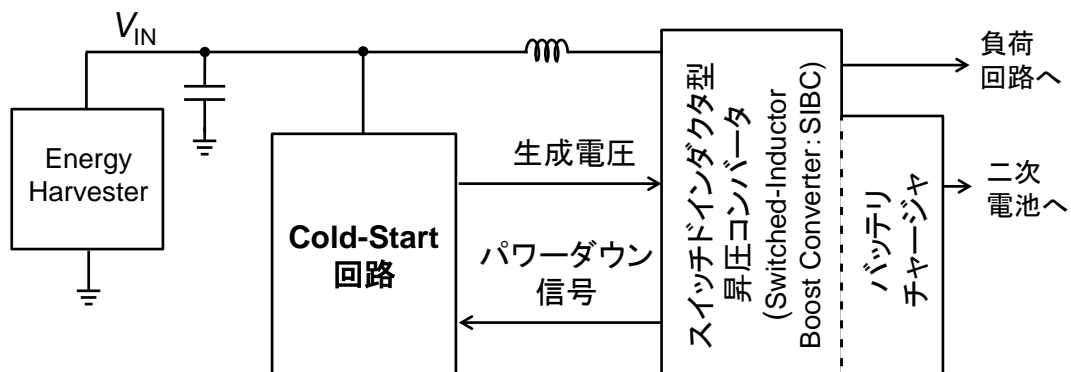


図 3-9 : 提案する昇圧コンバータのブロック構成

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、 $V_P = V_M$  の時、 $M_1$  のトランジスタは  $V_{gs} = V_{ds}$  であるが、 $V_P$  の電圧上昇と  $V_M$  の電圧減少が同時に起こった次の瞬間に、 $V_{gs}$  による電流増加が  $V_{ds}$  による電流減少よりも勝る時、すなわち、 $I_d$  が増加する時、 $M_1$  は負性抵抗となり、電圧が減少しても  $I_d$  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。 $V_{IN}$  は閾値以下の低い入力電圧であるため、 $I_d$  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]。

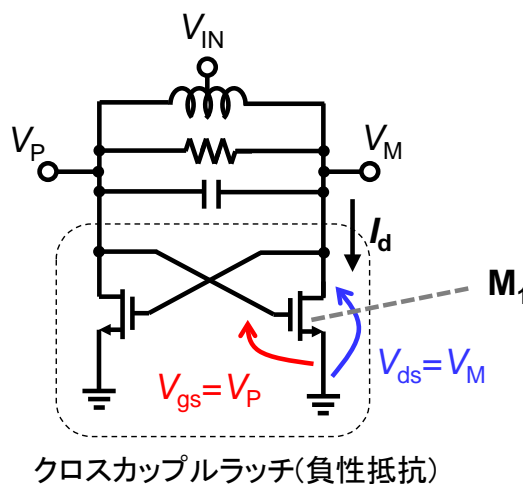


図 3-10 : 一般的な LC 発振器の回路図

$$I_d = I_0 \cdot \exp\left(\frac{V_{gs} - V_{th}}{\eta V_T}\right) \cdot \left\{1 - \exp\left(-\frac{V_{ds}}{V_T}\right)\right\} \quad \dots\dots (1)$$

ここで、

$$I_0 = \mu C_{ox} \frac{W}{L} (\eta - 1) V_T^2, \quad V_T = \frac{kT}{q}, \quad \eta = 1 + \frac{C_d}{C_{ox}} \quad \dots\dots (2)$$

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。

$$\frac{dI_d}{dV_{gs}} = \frac{I_0}{\eta V_T} \exp\left(\frac{V_{gs} - V_{th}}{\eta V_T}\right) \cdot \left\{1 - \exp\left(-\frac{V_{ds}}{V_T}\right)\right\} \quad \dots\dots (3)$$

$$\frac{dI_d}{dV_{ds}} = \frac{I_0}{V_T} \exp\left(\frac{V_{gs} - V_{th}}{\eta V_T}\right) \cdot \exp\left(-\frac{V_{ds}}{V_T}\right) \quad \dots\dots (4)$$

(3)式と(4)式の差を計算すると、

$$\frac{dI_d}{dV_{gs}} - \frac{dI_d}{dV_{ds}} = \frac{I_0}{\eta V_T} \exp\left(\frac{V_{gs} - V_{th}}{\eta V_T}\right) \cdot \left\{1 - (1 + \eta) \exp\left(-\frac{V_{ds}}{V_T}\right)\right\} \quad \dots\dots (5)$$

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、

$$(1 + \eta) \exp\left(-\frac{V_{IN}}{V_T}\right) = 1 \quad \dots\dots (6)$$

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

$$\eta = \frac{S}{V_T \cdot \ln 10} \approx \frac{0.08}{V_T \cdot \ln 10} \approx \frac{0.035}{V_T} = 1.34_{(T=27\text{K})} \quad \dots\dots (7)$$

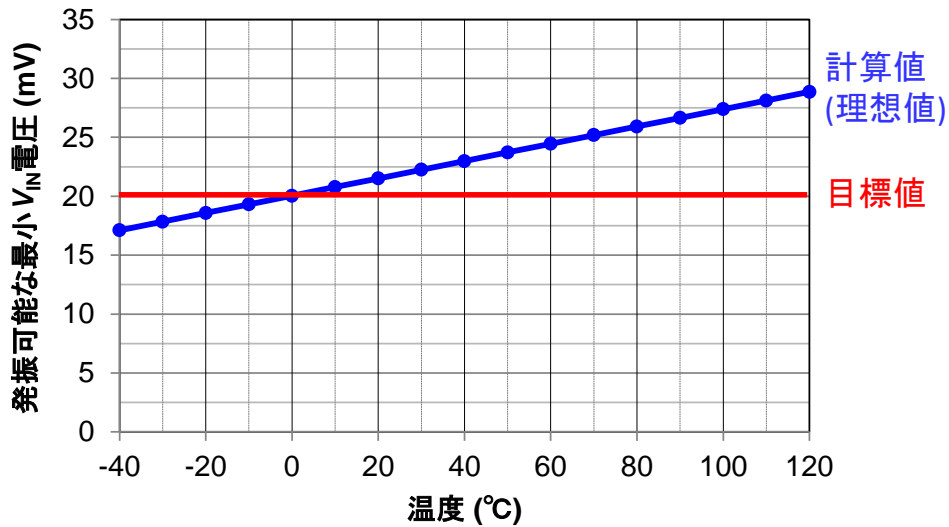


図 3-11 : LC 発振器の発振可能な最小電圧  $V_{IN}$

と求められる。従って、(6)(7)式より、

$$V_{IN} = V_T \cdot \ln(1 + \eta) \approx 0.85V_T \quad \dots\dots (8)$$

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  $V_T$  に比例するため、低温ほど小さくなる。常温では  $V_{IN}=22\text{mV}$  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、 $L_1$ 、 $L_2$ 、 $R_1$ 、 $R_2$ 、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。 $M_1$  のトランジスタを電圧制御電流源とオン抵抗成分( $R_{ds}$  : ドレインソース間抵抗)で



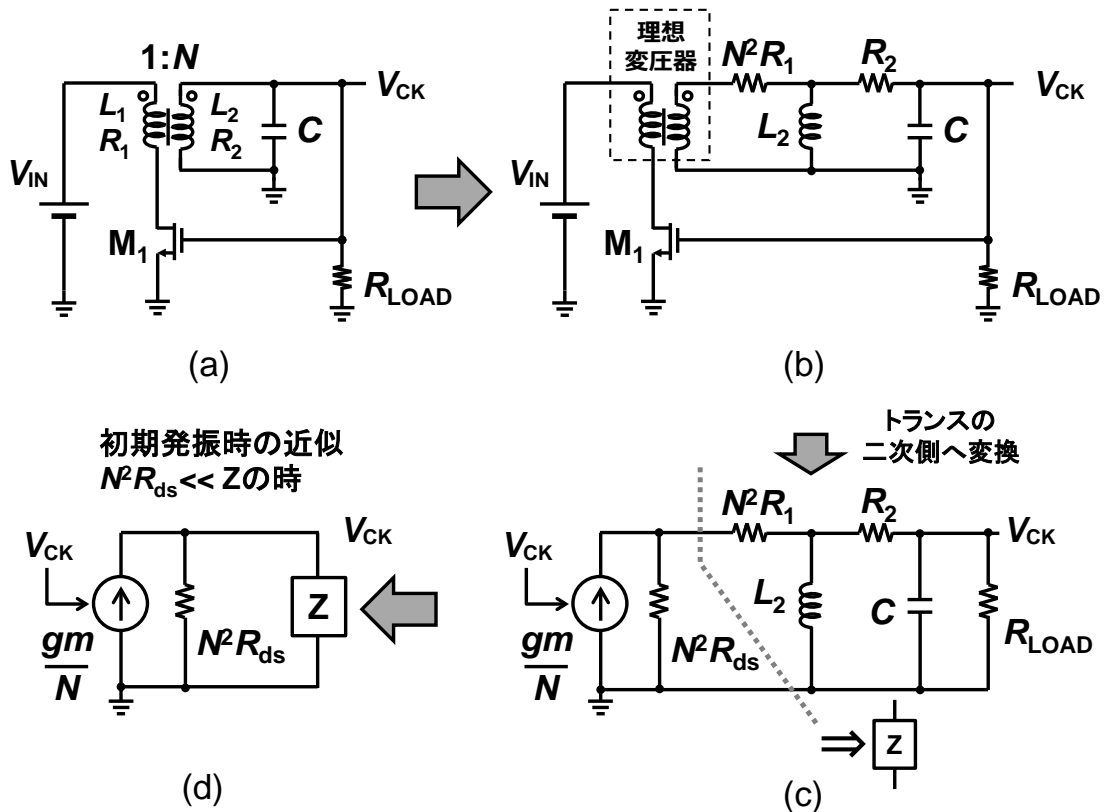


図 3-12 : トランス型発振器[102]の等価回路

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、 $N^2 \cdot R_{ds} \ll Z$ 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、

$$\frac{gm}{N} \cdot N^2 R_{ds} > 1, \quad \rightarrow \quad gm \cdot R_{ds} \cdot N \geq 1 \quad \dots\dots (9)$$

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、 $N^2 \cdot R_{ds} \ll N^2 \cdot R_1$ 、 $N^2 \cdot R_{ds} \ll R_2$ 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、入力電圧範囲を上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

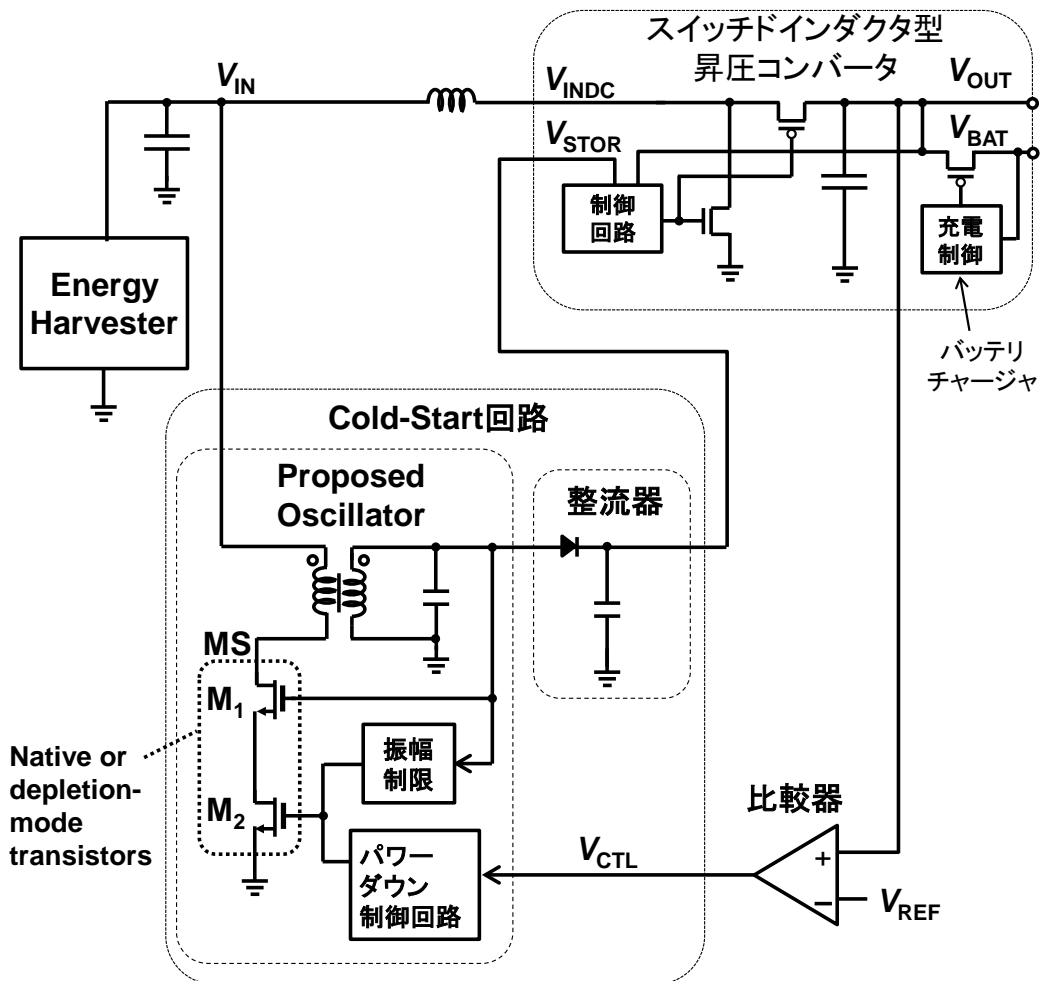


図 3-13 : 提案する昇圧コンバータの回路ブロック図[126-127]

ッション型 MOS を 2 つ直列に接続した構成にしている。M<sub>1</sub> は図 3-12(a)と同じトランジスタであるが、M<sub>2</sub> 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。M<sub>2</sub> 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( $V_{INDC}$ )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 としてバッテリー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ーチャージャ 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 M<sub>1</sub>、M<sub>2</sub> 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  $L_2$  と  $C$  で決まる)を持つ(10)式に示す電圧が生成される。

$$V_{CK} = V_{CK\_PEAK} \cdot \sin \omega t \quad \cdots \cdots (10)$$

発振器の 1 周期あたりの平均出力電力を  $P_{CK}$  と定義すると、

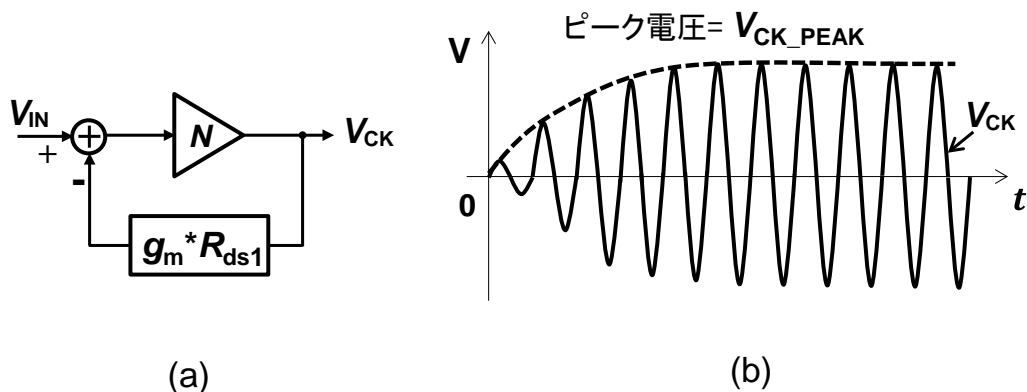


図 3-14 : トランス型発振器[102]の(a)等価ブロックと(b)出力波形

$$P_{CK} = \frac{V_{CK\_PEAK}^2}{2 \cdot R_{LOAD}} \quad \dots\dots (11)$$

で表される。また、平均入力電力を  $V_{IN} \cdot I_{IN}$ 、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  $P_{LOSS}$  と定義すると、入力平均出力電力  $P_{CK}$  は、 $V_{IN} \cdot I_{IN} - P_{LOSS}$  で表現されるため、(11)式は、

$$V_{CK\_PEAK} = \sqrt{(2 \cdot (V_{IN} \cdot I_{IN} - P_{LOSS}) \cdot R_{LOAD})} \quad \dots\dots (12)$$

となる。これは、発振器の振幅は  $V_{IN}$ 、 $I_{IN}$ 、 $P_{LOSS}$ 、 $R_{LOAD}$  によって決定され、 $R_{LOAD}$  が一定の時は、 $V_{IN} \cdot I_{IN}$  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  $V_{IN}$  が大きくなった場合には、 $I_{IN}$  を低下させるようフィードバックし、結果として  $V_{IN} \cdot I_{IN}$  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、 $C_2$  と  $D_2$  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、 $-(V_{CK\_PEAK} - V_{TH\_D2})$  で表される。この時、 $M_2$  のゲート電圧  $V_{GS\_M2}$  は、

$$V_{GS\_M2} = -(V_{CK\_PEAK} - V_{TH\_D2}) \cdot \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} \quad \dots\dots (13)$$

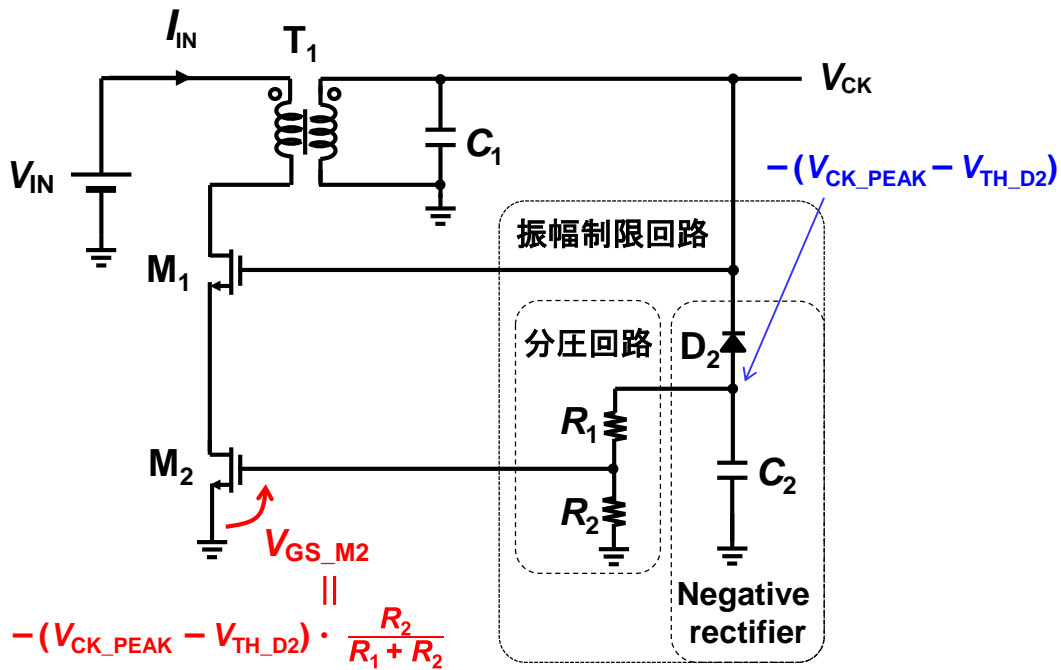


図 3-15：提案する振幅制限回路の回路図

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 $M_2$ 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。 $V_{IN}$ が増加していくと、 $V_{CK\_PEAK}$ も増加するが、 $V_{IN}$ 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 $V_{GS\_M2}$ 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 $V_{GS\_M2}$ 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 $V_{TH\_M2}$ に等しくなる。すなわち、

$$-(V_{CK\_PEAK} - V_{TH\_D2}) \cdot \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} = V_{TH\_M2} \quad \dots\dots (14)$$

の時が一定振幅になる時である。

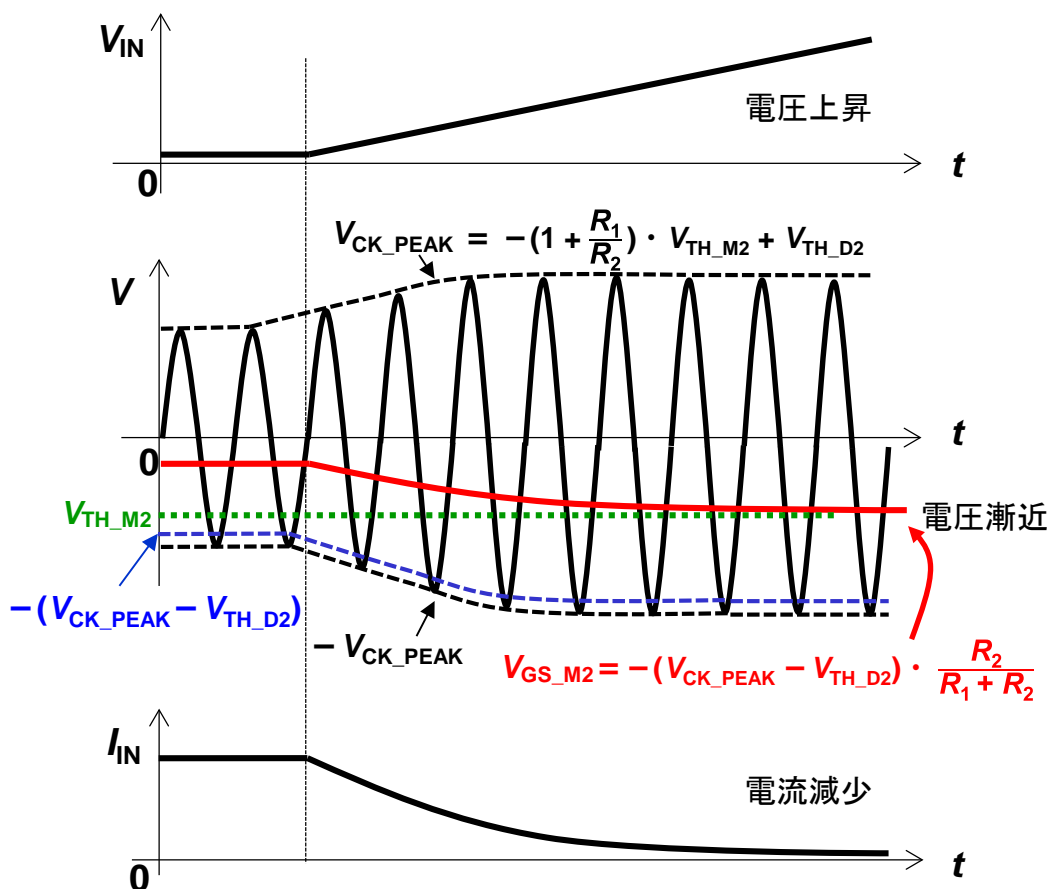


図 3-16 : 提案する振幅制限回路の動作波形

(14)式を変形して、 $V_{CK\_PEAK}$  について整理すると、

$$V_{CK\_PEAK} = -\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot V_{TH\_M2} + V_{TH\_D2} \quad \dots\dots (15)$$

となる。発振器の最大振幅は  $V_{IN}$  に依存せず、 $R_1$ 、 $R_2$ 、 $V_{TH\_M2}$ 、 $V_{TH\_D2}$  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  $I_{IN}$  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  $D_1$  で構成さ

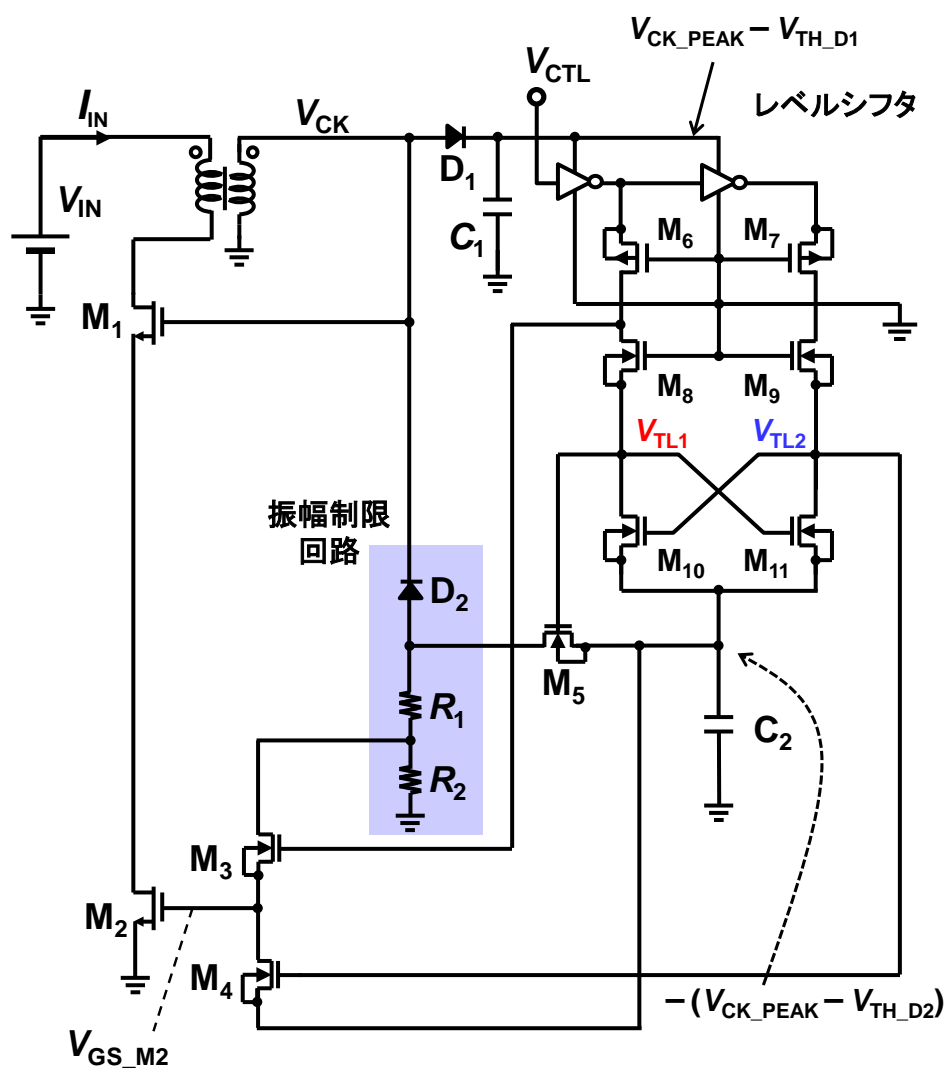


図 3-17 : パワーダウン制御回路の回路図

れる正電圧  $V_{CK\_PEAK} - V_{TH\_D1}$  ( $V_{TH\_D1}$  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 の電位はグラウンドの 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  $V_{OUT} > V_{REF}$  であるため、 $V_{CTL} = \text{Low}$  である。この時、 $M_3 \sim M_5$  は、振幅制限回路が動作するようにスイッチされる。 $V_{CTL} = \text{Low}$  の信号を受けると、 $M_6$  は ON、 $M_7$  は OFF となり、 $V_{CK\_PEAK} - V_{TH\_D1}$  の電圧は、 $M_8$  のドレインに供給される。 $M_{10}$ 、 $M_{11}$  のソースには、Negative Rectifier によって回路で最も低い負電位の  $-(V_{CK\_PEAK} - V_{TH\_D2})$  が供給されており、 $M_{10}$ 、 $M_{11}$  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  $M_6$  が ON することによって、 $M_9$  よりもドレイン電圧の高い  $M_8$  側のパスに電流が流れ、 $M_8$  のソース電位が上昇する。その後、 $V_{TL1} > V_{TL2}$  となるため、 $M_{11}$  が ON、 $M_{10}$  が OFF となる。同時に、ゲートがグラウンド、ソースが負電位になる  $M_9$  も ON となり、全ての状態がクロスカプルのラッチを含め固定される。この時、 $V_{TL2}$  は負電位の  $-(V_{CK\_PEAK} - V_{TH\_D2})$  となるため  $M_4$  は OFF であり、 $V_{TL1}$  は  $M_{11}$  が ON できるゲート電位になっており、 $M_5$  を ON させることができる。また、 $M_3$  には  $V_{CK\_PEAK} - V_{TH\_D1}$  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  $M_2$  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、 $V_{CTL} = \text{High}$  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  $V_{CTL} = \text{Low}$  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<sub>3</sub> は M<sub>8</sub> 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<sub>2</sub> 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<sub>2</sub> 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<sub>5</sub> 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<sub>CTL</sub>=Low の時は、振幅制限モードとなり、 $V_{TL1} > V_{TL2}$  で M<sub>3</sub>、M<sub>5</sub> が ON、M<sub>4</sub> が OFF となるようにスイッチングされ、M<sub>2</sub> 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<sub>CTL</sub>=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<sub>4</sub> が ON、M<sub>3</sub>、M<sub>5</sub> が OFF となり、M<sub>2</sub> 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<sub>N</sub> 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。

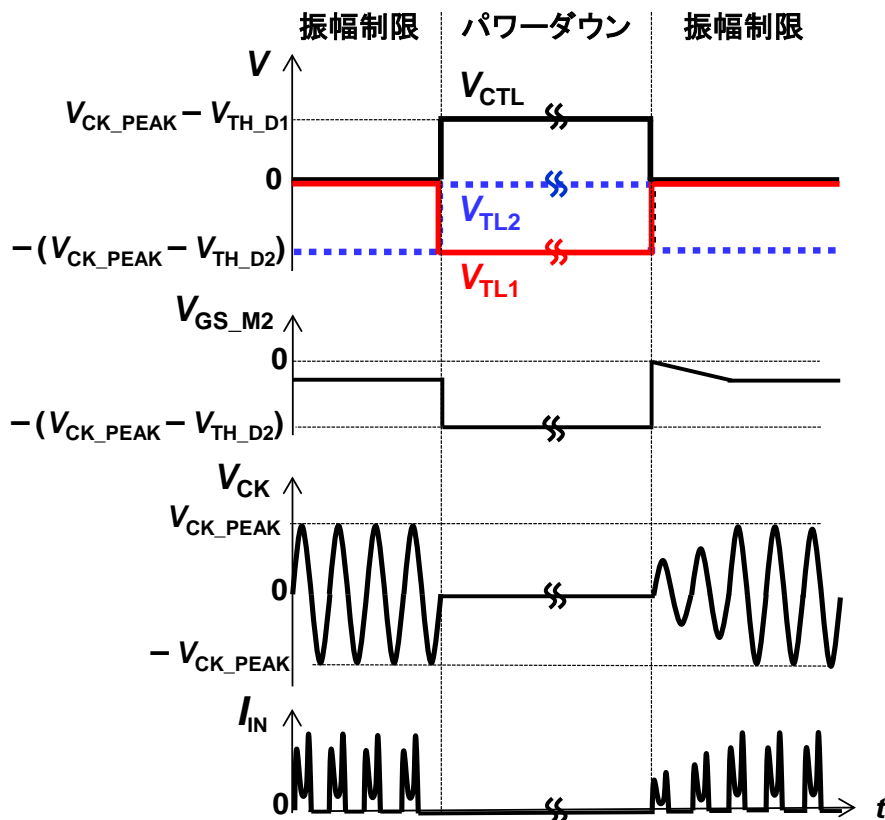
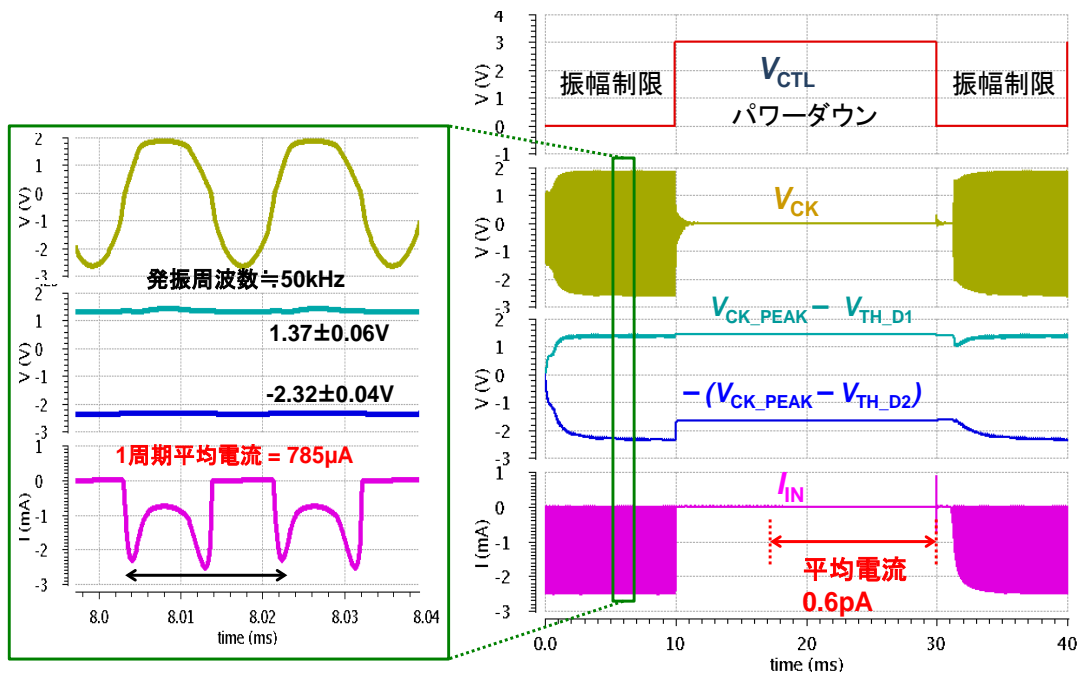
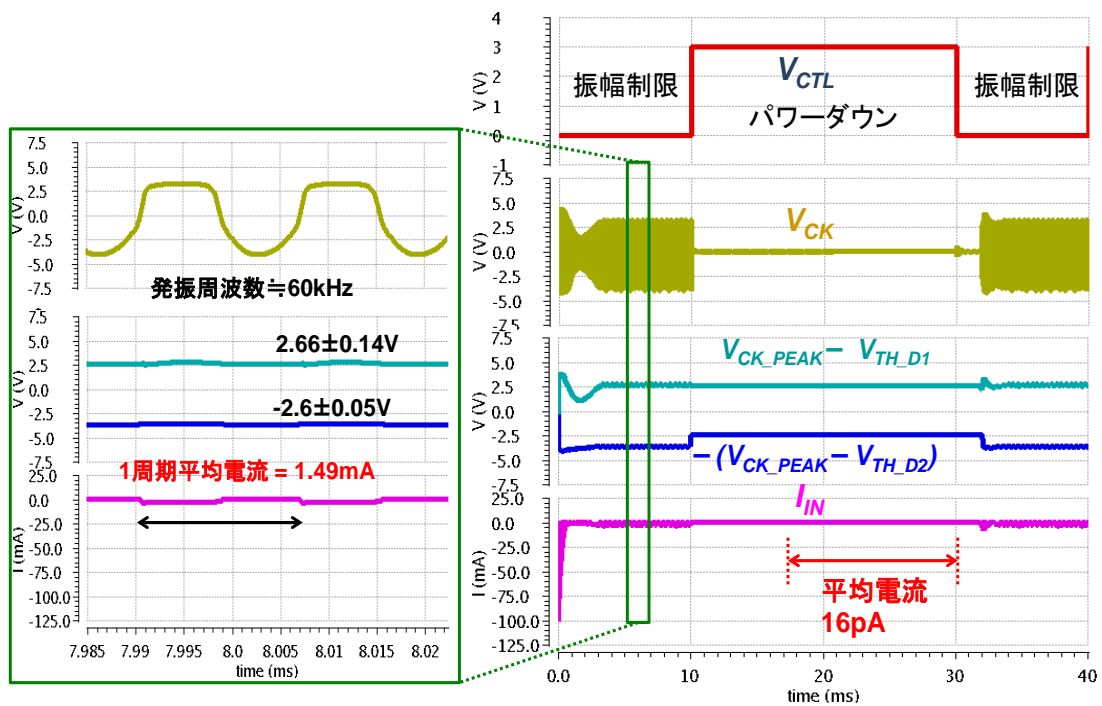


図 3-18 : パワーダウン制御回路の動作図



(a)  $V_{IN} = 20\text{mV}$  (低入力電圧時)



(b)  $V_{IN} = 2\text{V}$  (高入力電圧時)

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  $V_{IN} = 20\text{mV}$  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、 $I_{IN}$  の電流が遮断されていること (消費電流  $0.6\text{pA}$ ) が確認できた。また、 $V_{IN} = 2\text{V}$  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  $16\text{pA}$  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

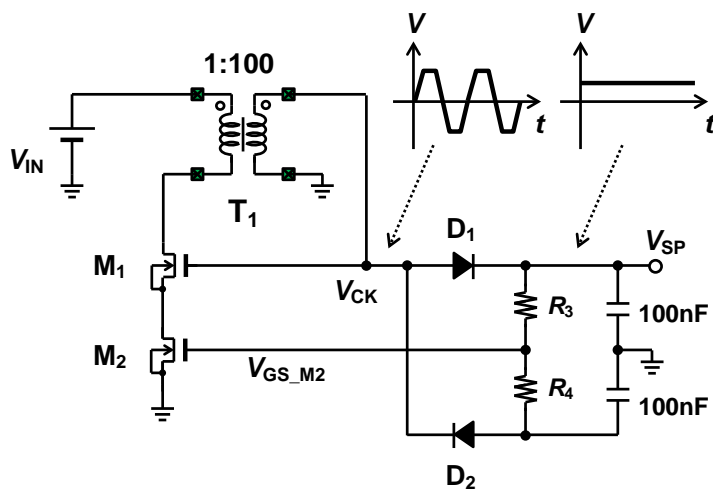
本節では、Cold-Start 回路の実測及び、発振器の最低入力電圧、さらには、後段の SIBC に接続した昇圧コンバータの実測結果について述べる。また、従来の昇圧コンバータとの比較を行うために、同じ条件で実測した電力変換効率の結果についても述べる。

#### 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ウ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。 $D_1$  と  $D_2$  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、

$$V_{GS\_M2} = 2V_{SP} \cdot \frac{R_4}{(R_3 + R_4)} - V_{SP} \quad \dots\dots (16)$$

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	メーカー
T <sub>1</sub>	LPR6235-752SML(1:100)	1	Coilcraft
(1) M <sub>1</sub> , M <sub>2</sub>	BSP129	2	Infineon
(2) M <sub>1</sub> , M <sub>2</sub>	LTC3108[102]	4	Linear Tech.
D <sub>1</sub> , D <sub>2</sub>	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

$$V_{SP} = \frac{R_4 + R_3}{R_4 - R_3} \cdot V_{TH\_M2} \quad \dots\dots (17)$$

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  $R_3 = 1M\Omega$ 、 $R_4 = 3M\Omega$  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 M<sub>2</sub> 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  $V_{IN}$  印加時の出力電圧  $V_{SP}$  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<sub>2</sub> 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、30mV 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、 $V_{SP}$  の出力電位は  $V_{IN} = 0.1V$  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

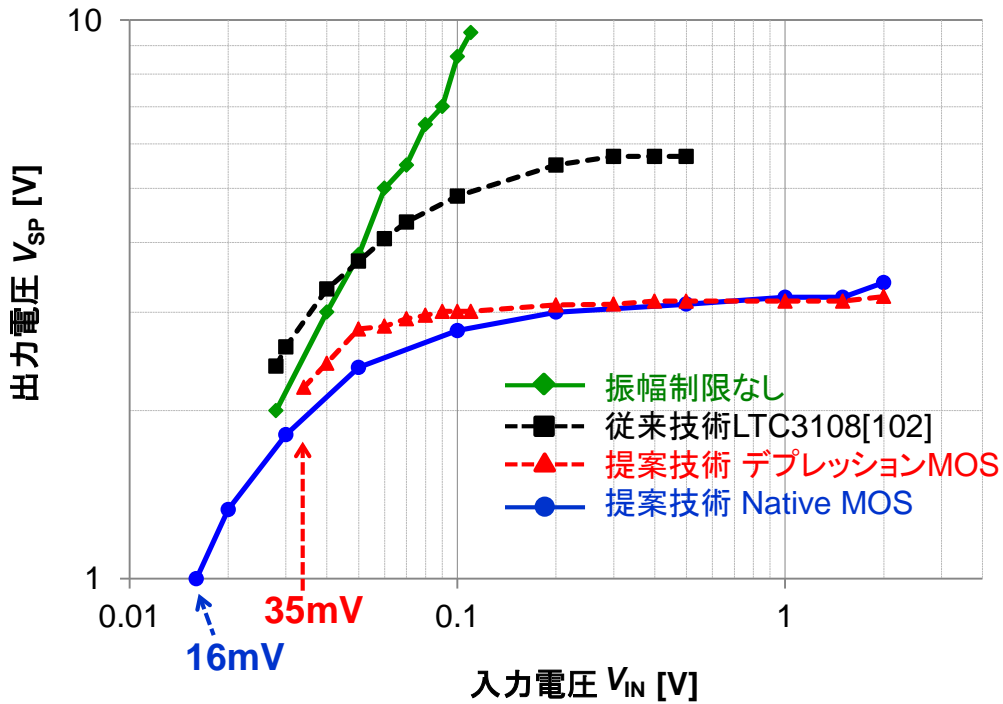


図 3-21 : 入力電圧  $V_{IN}$  印加時の出力電圧  $V_{SP}$  の測定結果

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  $V_{SP}$  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  $V_{IN}=0.3V$  の時点で、約 10mW を超える。これに対し提案技術では、過剰な入力を与えられた場合は、振幅制限回路で  $M_2$  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。

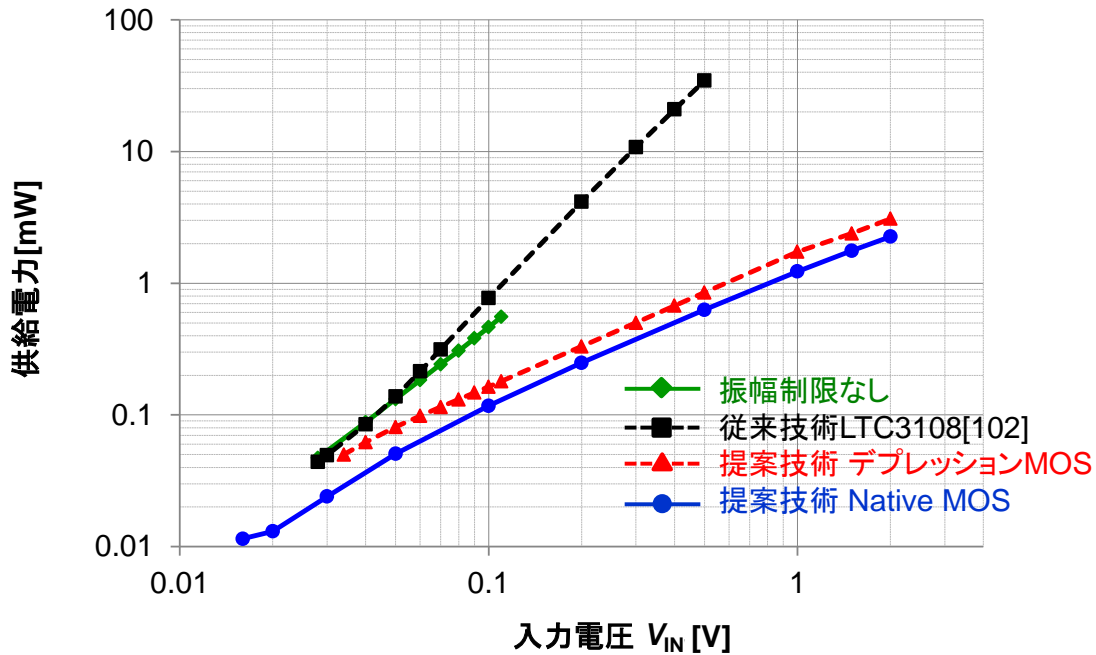
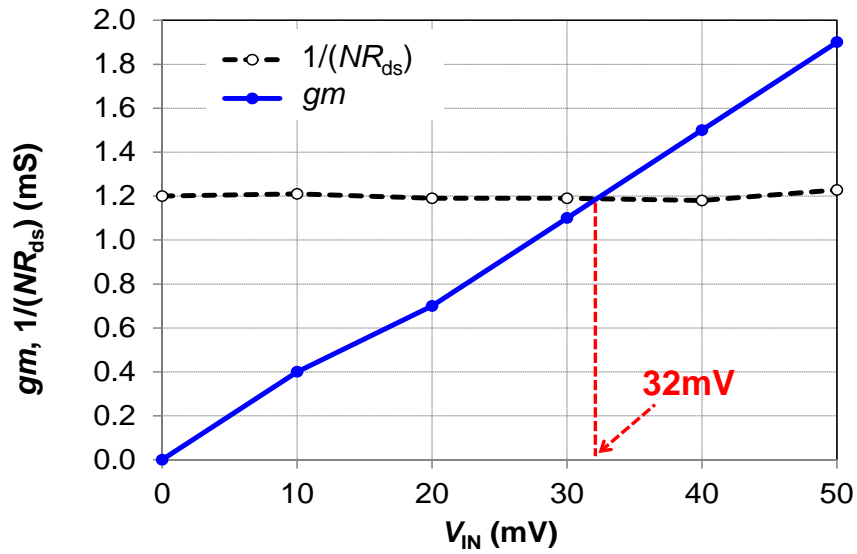


図 3-22 : 提案技術と従来技術の供給電力の比較

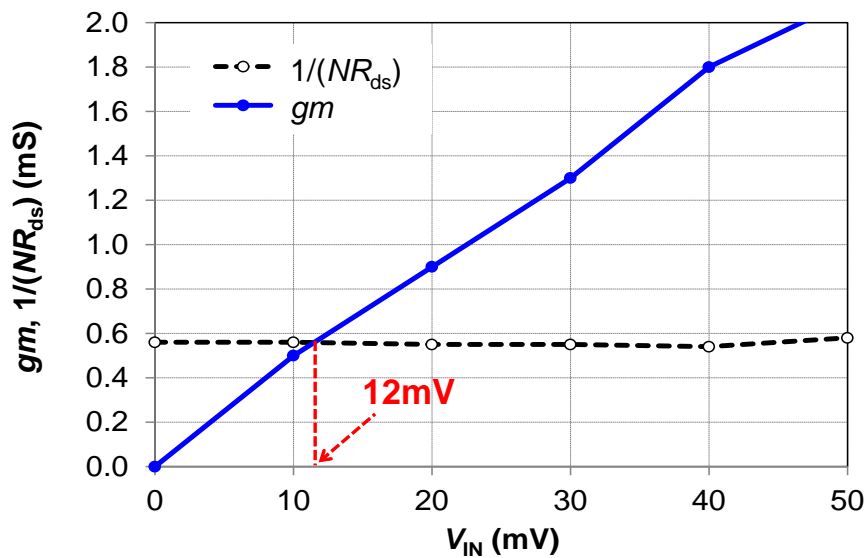
このため、供給電力は  $V_{IN}=0.3V$  の時点で  $1mW$  以下(従来の  $1/10$  以下)に抑えることができる。

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  $R_{ds}$  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  $V_{IN}$  を抽出した。図 3-23 の縦軸には、 $V_{IN}$  をパラメータにした  $gm$  と  $1/(NR_{ds})$  をプロットした。(9)式より、 $gm > NR_{ds}$  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。



(a) デプレッション MOS(BSP129[136])



(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  $R_{ds}$  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。

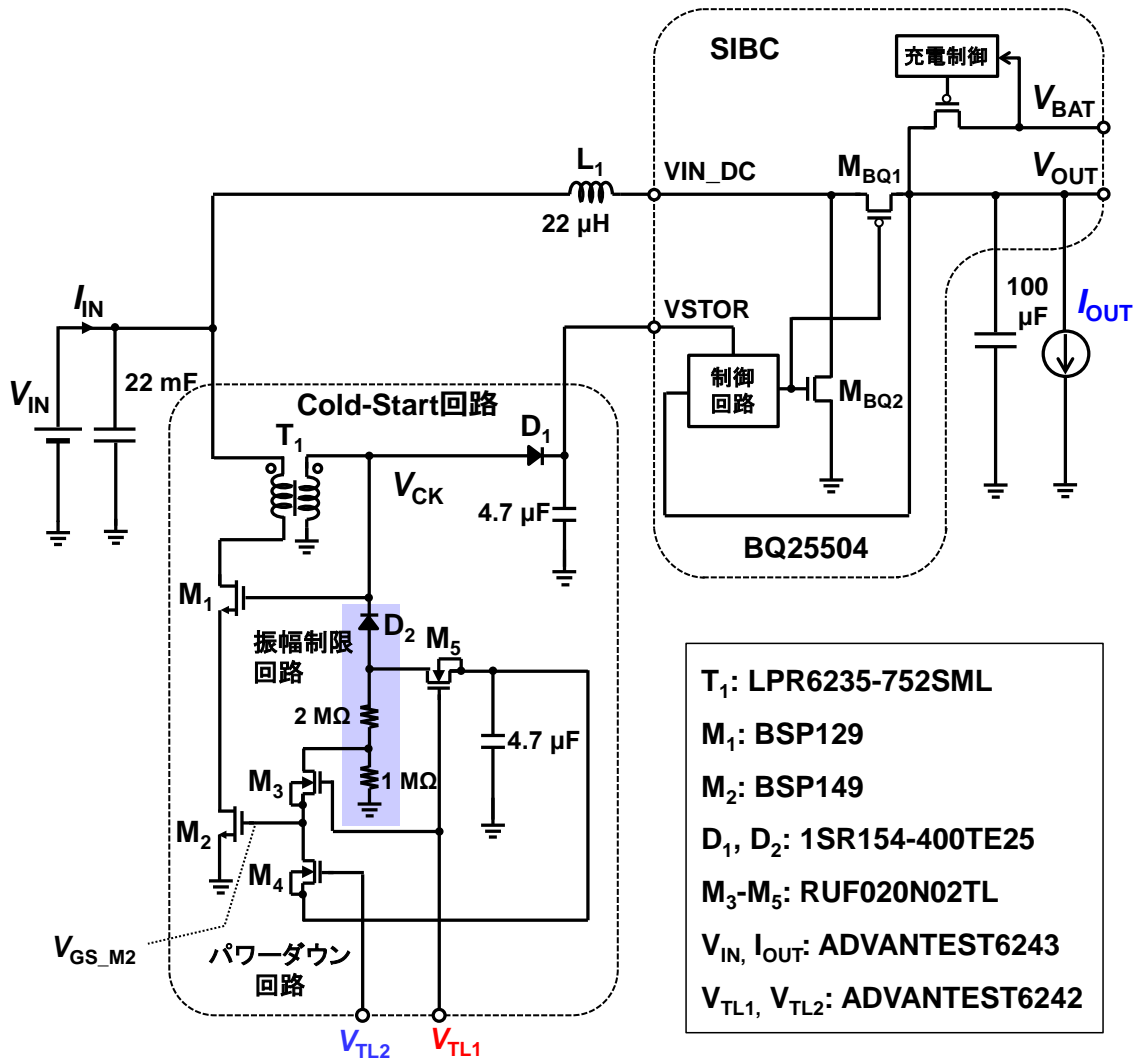


図 3-24 : 提案する昇圧コンバータの実測回路図

Cold-Start 回路の発振器に用いるトランジスタ M<sub>1</sub>、M<sub>2</sub> 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 M<sub>2</sub> 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<sub>TL1</sub>、V<sub>TL2</sub> 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。T<sub>1</sub>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<sub>IN</sub>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<sub>CK</sub>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<sub>IN</sub> = 35mV から動作を開始した。

V<sub>IN</sub>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<sub>IN</sub> > 50mV においても増加し続け、V<sub>IN</sub> = 0.3V で V<sub>CK\_PEAK</sub> = 30V となった。V<sub>IN</sub>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<sub>CK</sub> = 5V で制限されている。振幅制限は、V<sub>TH\_M2</sub> = -1.5V[136]、V<sub>TH\_D2</sub> = 0.6V[137]、R<sub>1</sub> = 2MΩ、R<sub>2</sub> = 1MΩ を選択して、(15)式より、V<sub>CK\_PEAK</sub> = 5.1V となるように設計したため、

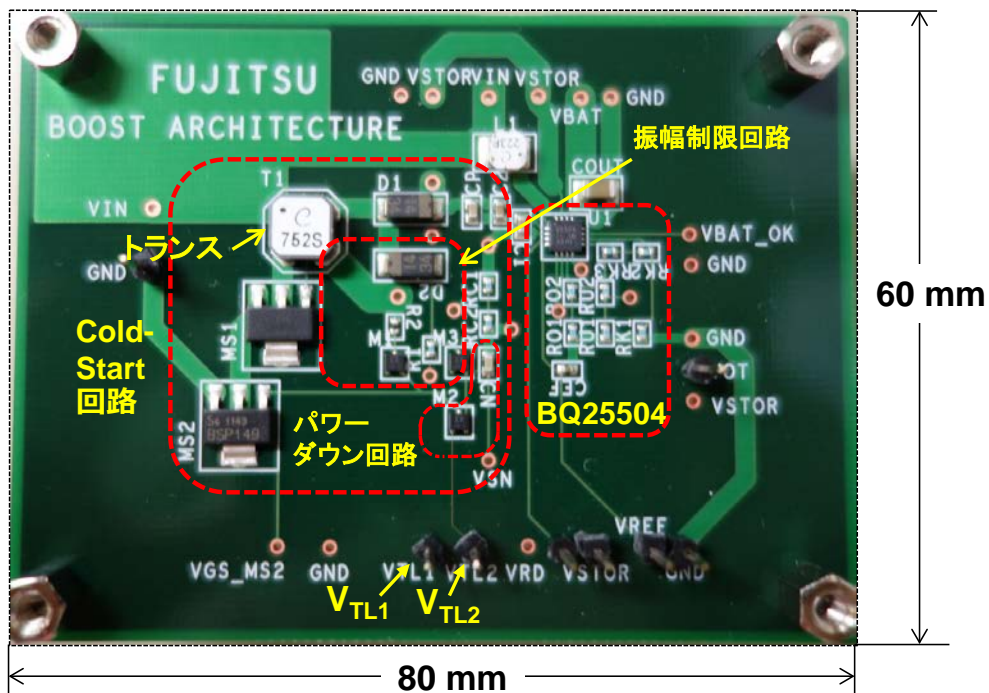
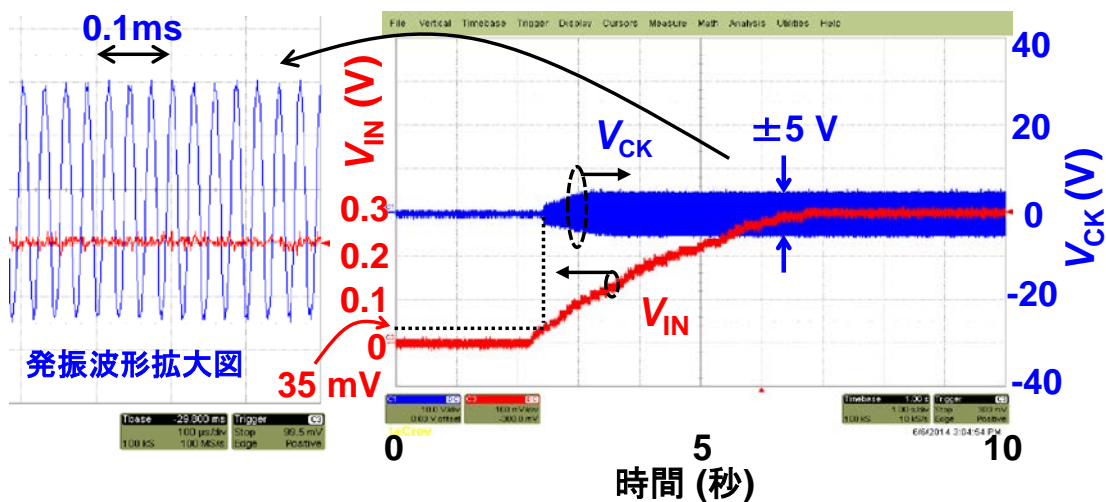
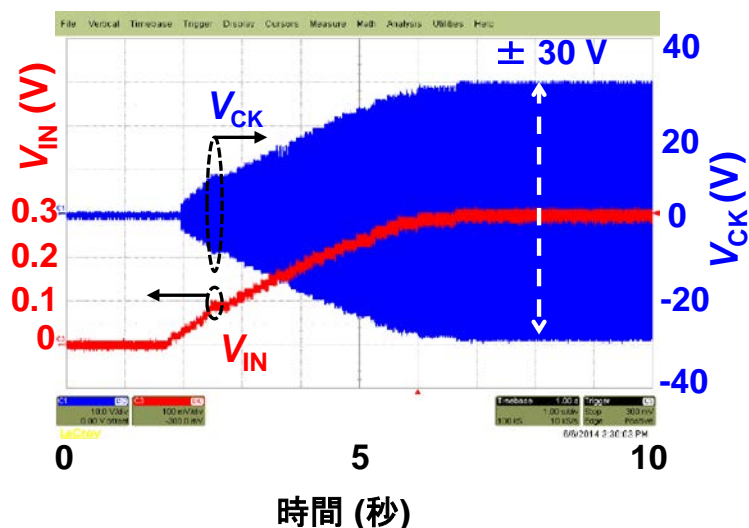


図 3-25 : 提案する昇圧コンバータの試作ボード写真



(a) 振幅制限回路ありの  $V_{CK}$  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

$V_{IN} > 50\text{mV}$  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  $30\text{kHz}$  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  $V_{CK}$  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、 $100\text{mV}$  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  $M_1$ 、 $M_2$  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  $M_3$  と  $M_5$  が ON、 $M_4$  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  $M_2$  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  $M_3$  と  $M_5$  が OFF、 $M_4$  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、 $M_2$  は OFF となるため入力電流  $I_{IN}$  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。 $M_3$  と  $M_5$  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、 $M_2$  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。

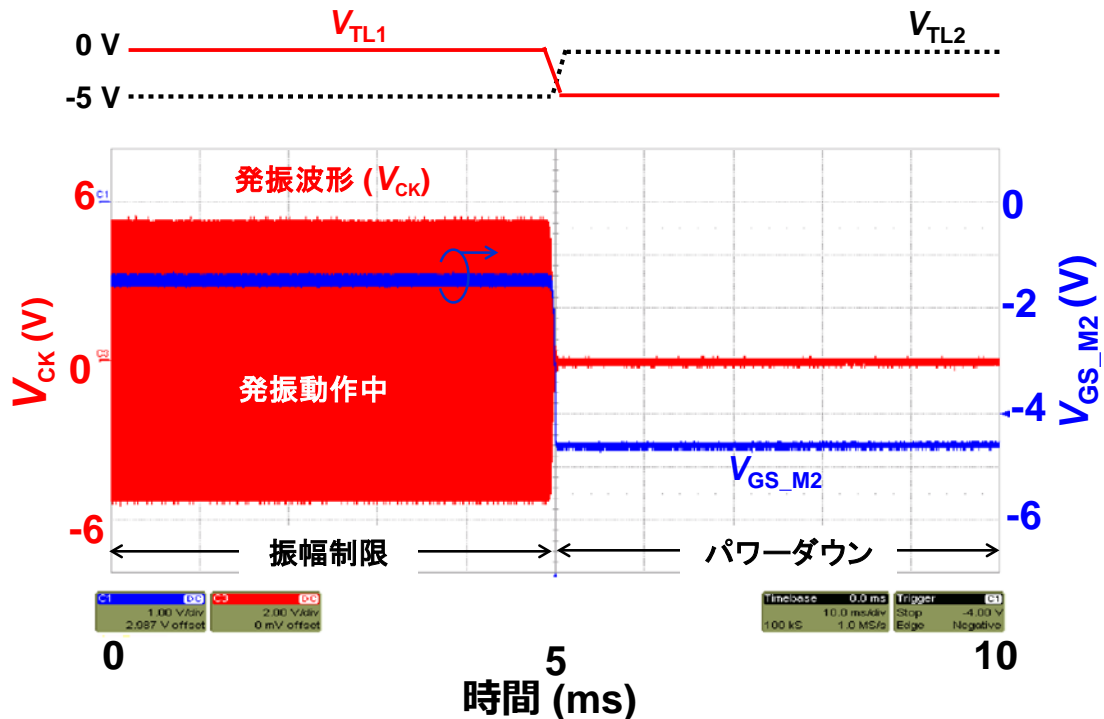


図 3-27 : パワーダウン回路を有効にする前後の実測波形

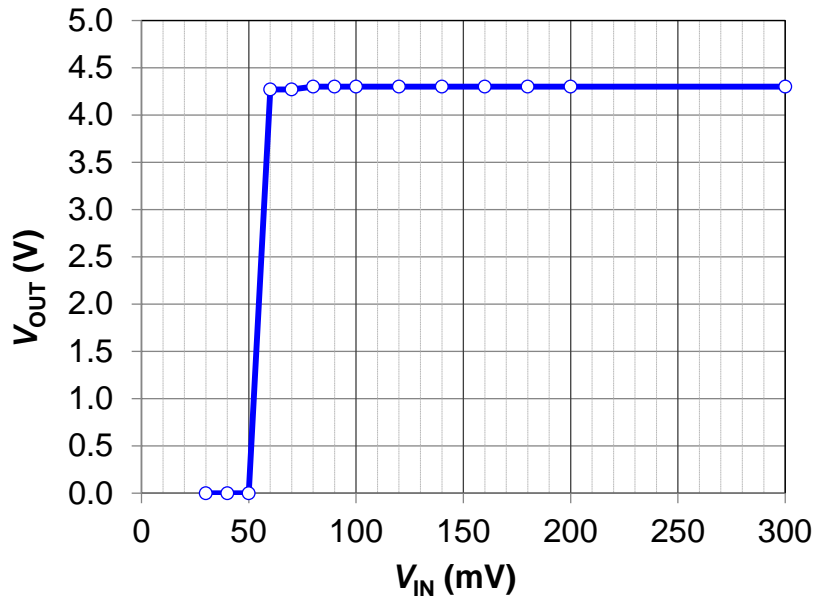


図 3-28 : 昇圧コンバータの  $V_{IN}$  と  $V_{OUT}$  の電圧関係(実測値)

図 3-28 は、昇圧コンバータへの入力電圧  $V_{IN}$  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  $V_{OUT}$  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  $V_{OUT}=4.2V$  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  $L_1$  を介して得たエネルギー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  $V_{IN}$  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  $D_1$ 、 $D_2$  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  $V_{OUT}$  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  $V_{IN}$

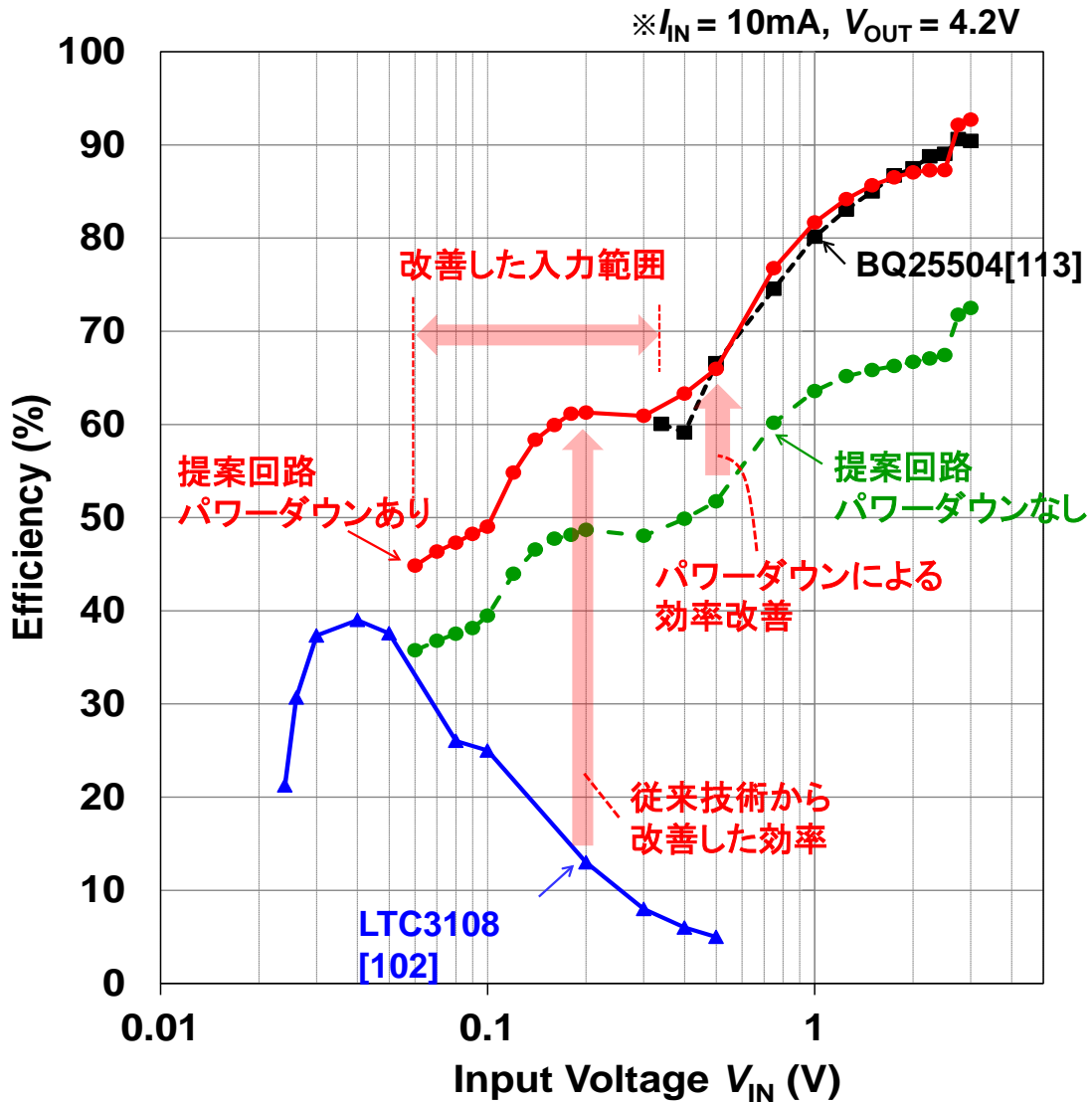


図 3-29 : 入力電圧  $V_{IN}$  に依存した電力変換効率の実測値

の変化に対して入力電流  $I_{IN}$  が 10mA になるよう負荷電流  $I_{OUT}$ (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、

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

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れず、動作できない。LTC3108 の最大効率は  $V_{IN} = 40\text{mV}$  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 13 $\mu\text{A}$  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 0.8 $\mu\text{W}$  の電力が必要であることがわかる。

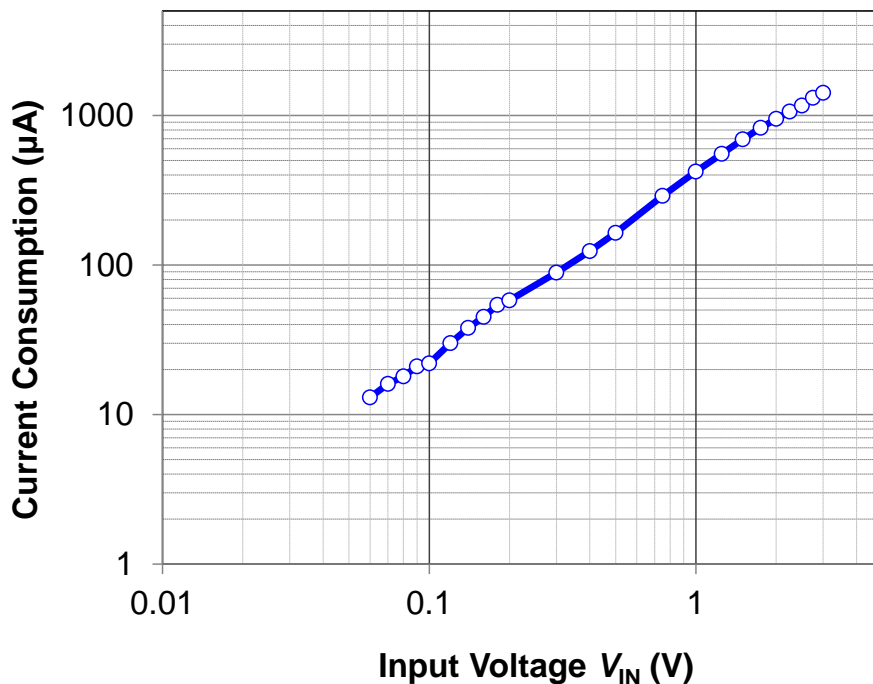


図 3-30 : Cold-Start 回路の消費電流(実測)

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。

表 3-4 : 提案の昇圧コンバータと従来技術の特性比較

	<b>This Work [126,127]</b>	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	<b>Switched Inductor + Transformer-based oscillator</b>	Switched Inductor	Transformer	Transformer (<100mV) Switched Inductor (>100mV)	Transformer	Switched Inductor
Cold-Start Voltage	<b>60mV</b>	330mV	20mV	40mV*2	21mV	50mV
Cold-Start Power Consumption [μW]	<b>0.78(@60mV) 2.2(@100mV)</b>	N.A.	N.A.	N.A.	5.8 (@21mV)	16 (@100mV)
Input voltage range	<b>60mV-3V</b>	80mV*1-3V	20mV-500mV	40mV*2-300mV	21mV-1V	50mV-200mV
Output voltage	<b>2.5-5.2V</b>	2.5-5.2V	2.3-5V	2V*2	1V	1.2V
Applicable to Li-ion battery	<b>Yes</b>	Yes	Yes	No	No	No
Peak efficiency	<b>92%</b>	92%	40%	61%	74%	73%

\*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。

表 3-5 : 技術課題に対する開発技術(3章)のまとめ

課題	① Cold Start	② 低電力化	③環境 変動対応	④小型 低コスト化	⑤ 汎用設計
開発 技術	トランス型 発振器	パワーダウ ン制御	<ul style="list-style-type: none"> <li>・広い入力電 圧対応</li> <li>・振幅制限</li> </ul>	手のひらサ イズで実現	外付アシスト回路 を用いたカスタマ イズ設計

## 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グ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

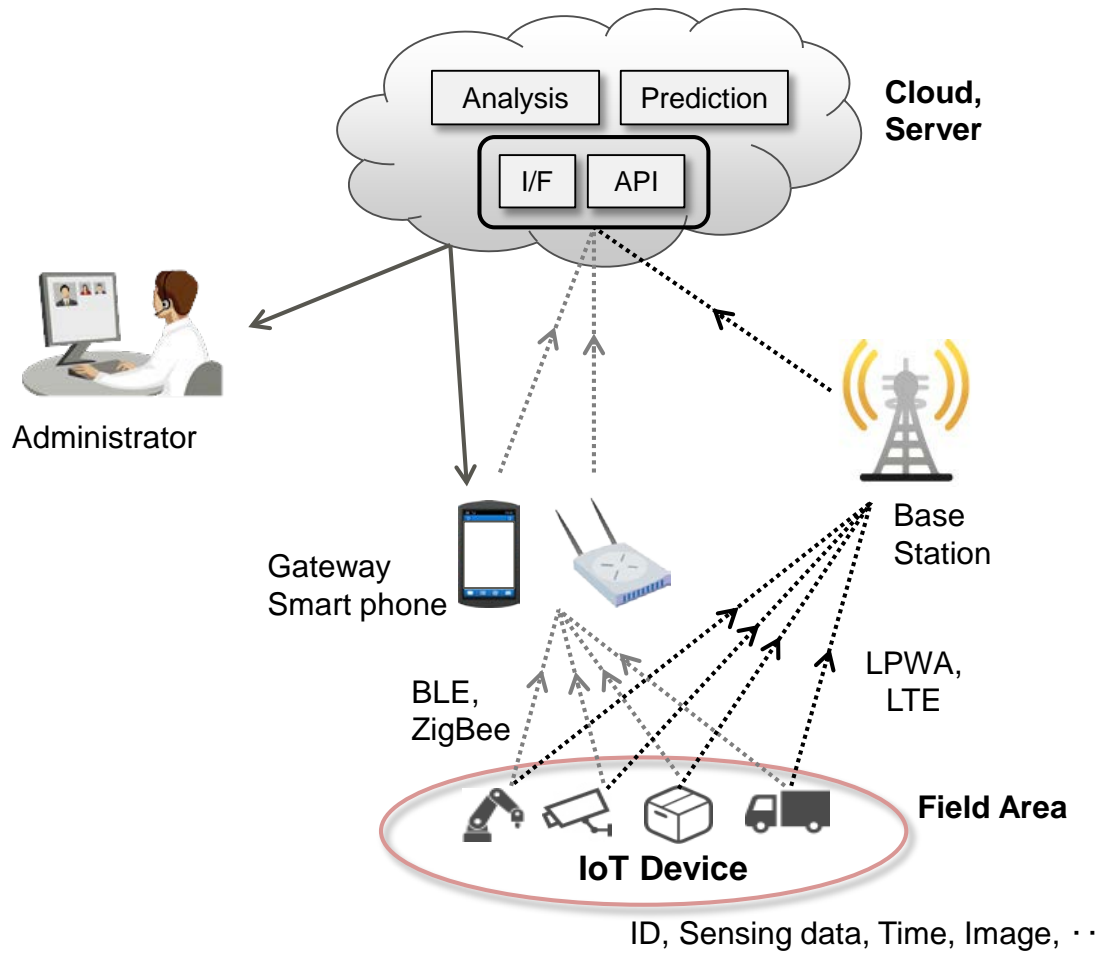


図 4-1 : IoT デバイスを利用したシステム

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。一方で、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1cm<sup>2</sup>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る、ポケットに入れる大きさ、手のひらサイズにするには数cm<sup>2</sup>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

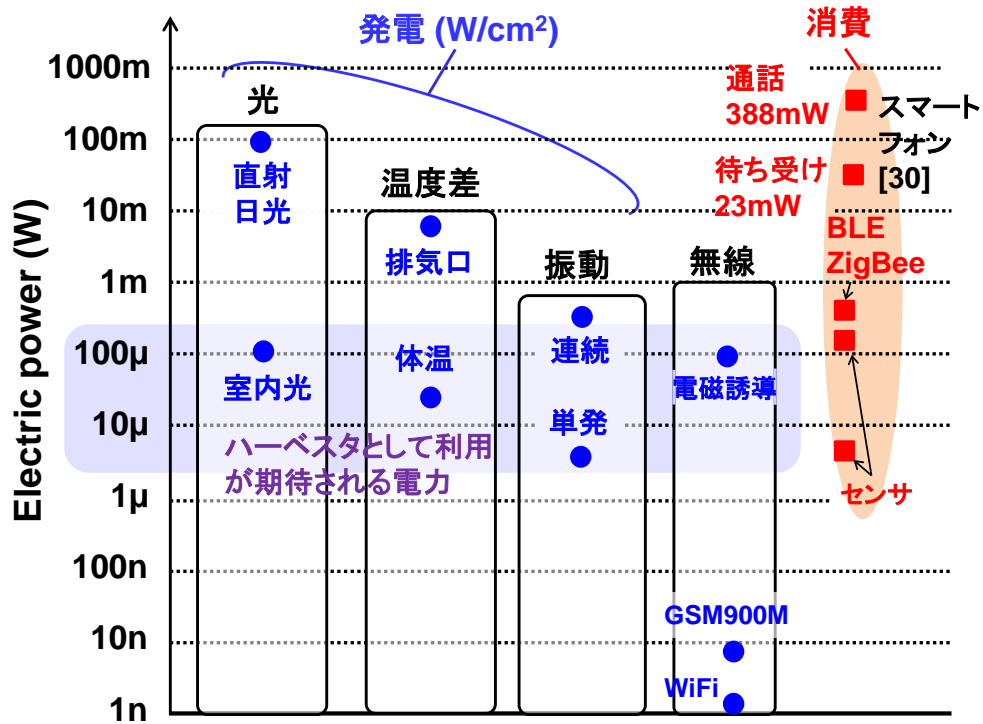


図 4-2 : ハーベスタの発電電力とスマートフォン[30]等の消費電力の関係

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  $\mu\text{W}$  オーダであるため、ハーベスタでは、通話や待ち受けで  $\text{mW}$  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  $\text{mW}$  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  $\mu\text{W}$  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

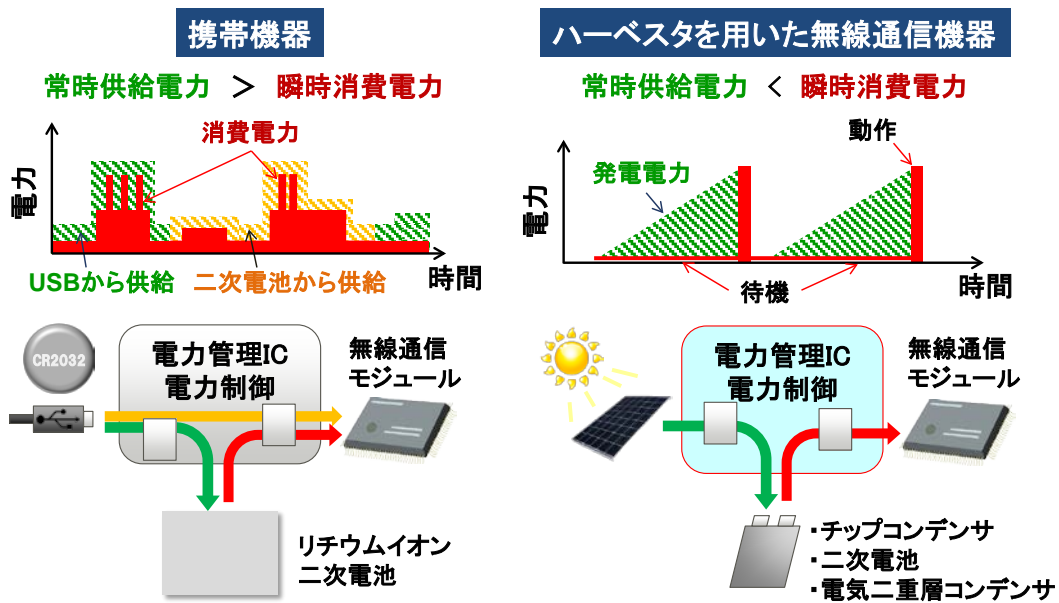


図 4-3：携帯機器とハーベスタを用いた無線通信機器の供給／消費電力の違い

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 端子から直接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、エネルギー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、エネルギー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ーとなる。

## 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  $5.5 \times 3.8 \times 1.8\text{cm}$  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

Beacon	アーキテクチャ	コメント
一次電池式 市販ビーコン		<ul style="list-style-type: none"> <li>➢ 小型</li> <li>➢ 電池交換必要</li> <li>➢ 防水不可</li> </ul>
ハーベスタの電力制御をPMICで行う従来型ビーコン [155-159]		<ul style="list-style-type: none"> <li>➢ 電池交換不要</li> <li>➢ 大型化</li> <li>➢ PMICや蓄電素子の他、それらを動作させる多くの大型・固形周辺部品が必要</li> </ul>

	ベンダ	従来のビーコンとサイズ
一次電池式	Estimote [142]	<p style="text-align: right;">5.5×3.8×1.8cm</p>
ハーベスタ + PMICの構成	Cypress [157]	<p style="text-align: right;">6.5×3.5×1.1cm</p>
	MUSUBU [155]	<p style="text-align: right;">5.1×3.5×0.4cm</p>

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。

一方、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 セル自体は薄いいため、筐体全体を  $5.1 \times 3.5 \times 0.4\text{cm}$  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  $12\text{cm}^2$  である。[157]は  $500\text{ lx}$  (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、 $100\text{ lx}$  以下の照度がある場所には設置できない。[155]は  $0.4\text{cm}$  と薄型であるが、動作には、 $8000\text{lx}$  の照度が必要である。

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

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

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、電氣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ーは PMIC 入力側の蓄電素子に蓄えられる。PMIC は蓄えられ

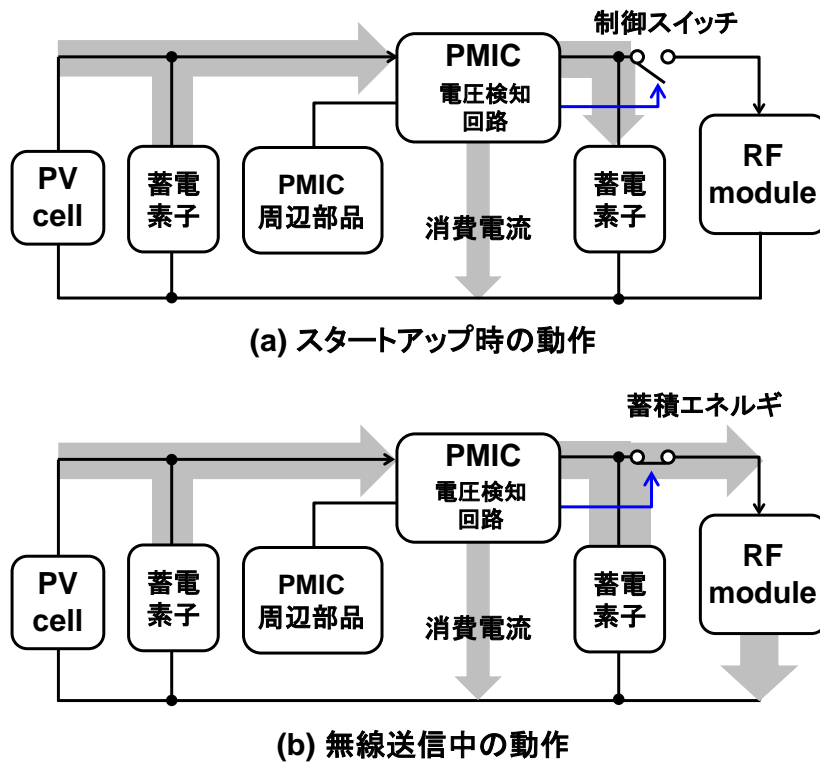


図 4-5 : PV セルと PMIC を用いた従来型ビーコン[157]の動作ブロック図

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ができる。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  $V_{DD}$  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  $V_{DD}$  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  $V_{DD}$  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、 $V_{DD}$  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  $V_{DD}$  は低下する。従って図 4-6(a)の回路では、 $V_{DD}$  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。 $V_{DD}$  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  $T_1$  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、 $V_{DD}$  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。

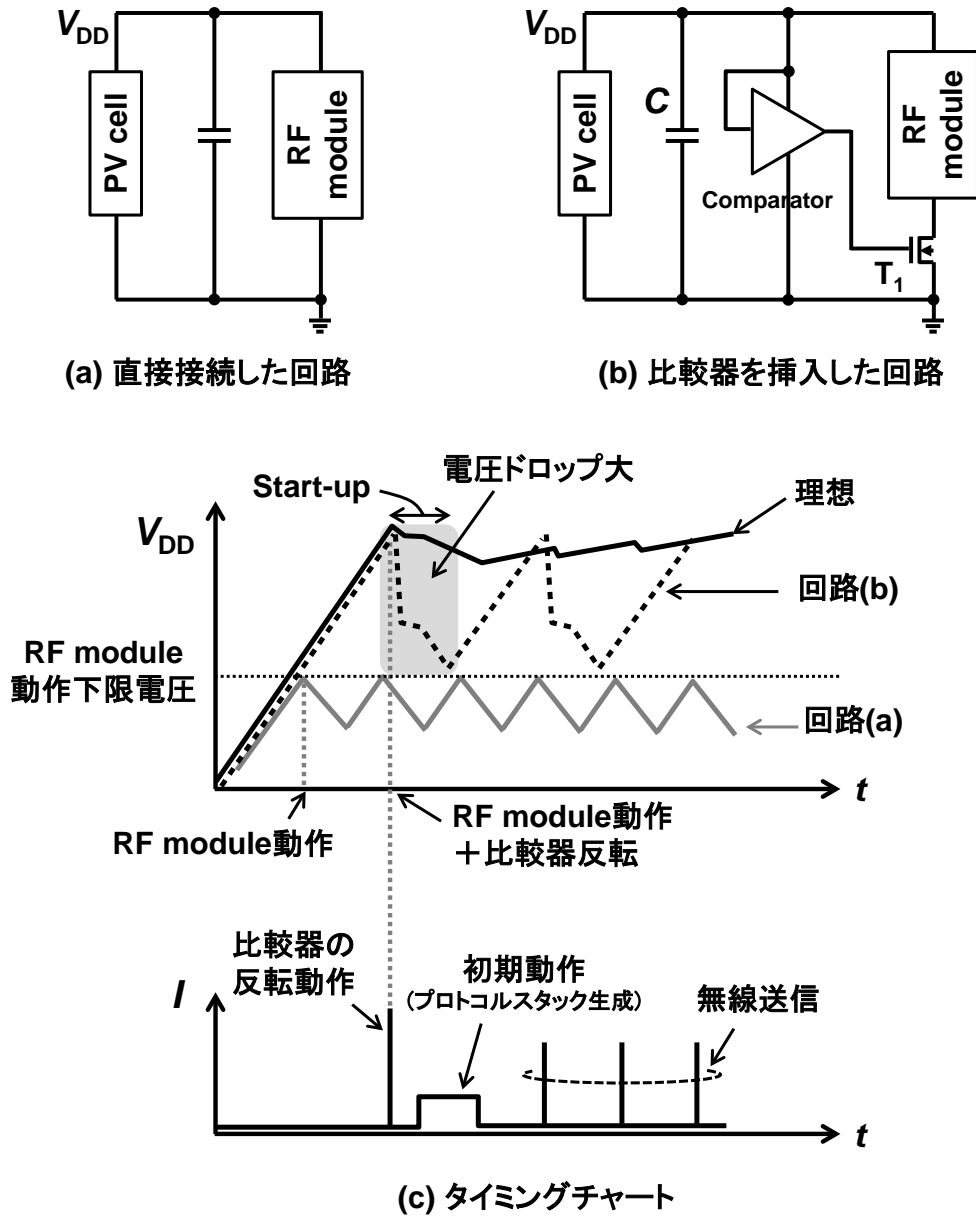


図 4-6 : PMIC を使用しない一般的な電力制御の回路図とタイミングチャート

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  $V_{OUT}$  として、 $V_{DD}$  が上限の閾値電圧  $V_{RH}$  を超えた場合には High( $V_{DD}$ )、下限の閾値電圧  $V_{RL}$  を下回った場合には Low(GND) を出力する。ここで  $V_{DD}$  が  $V_{RH}$  に達した後に電力消費でドロップする電圧値を  $V_{DR}$ 、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  $V_{HY}$  とおくと、 $V_{DR}$  と  $V_{HY}$  の間には図 4-7 に示すような関係がある。

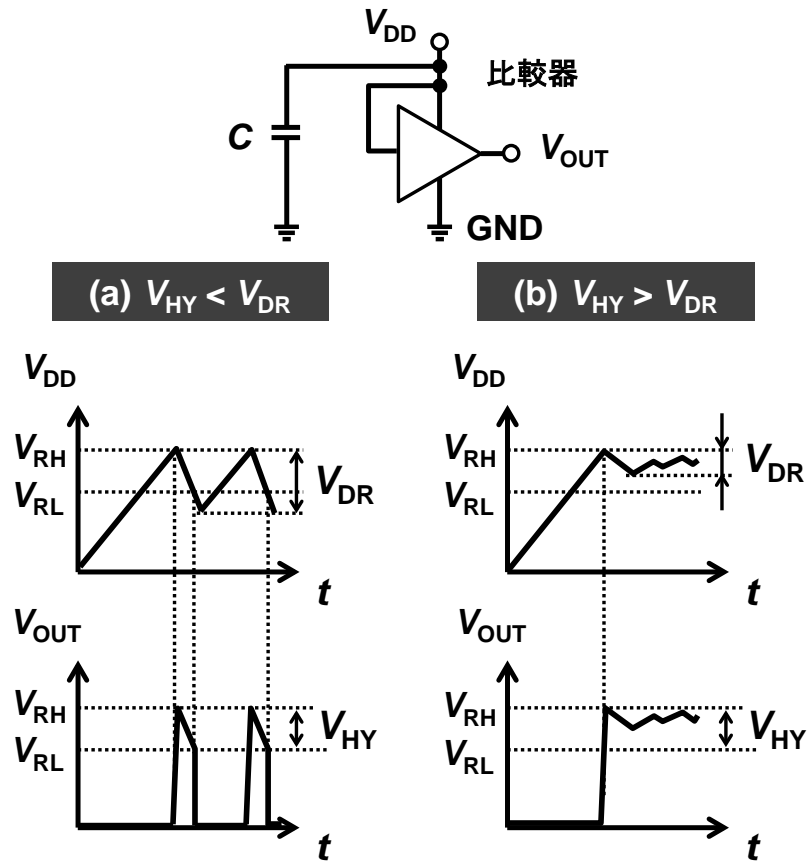


図 4-7：比較器のヒステリシス電圧  $V_{HY}$  と電源電圧ドロップ  $V_{DR}$  の関係

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  $V_{RL}$  を下回するため、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。

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

$I_{CMP} \cdot t_{CMP}$  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 のオーダー(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、 $C > 1.8 \sim 2.0\text{mF}$  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、 $C > 1.0\text{mF}$  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。

表 4-3 : 市販の小型コンデンサー一覧

種類	容量値 (mF)	部品サイズ (mm)	型番	メーカー
積層 セラミック	0.1	2×1.25×1.25	GRM21BR60J107ME15	村田
	0.15	3.2×1.6×1.6	GRM31CR60J227ME11	村田
	0.22	3.2×1.6×1.6	GRM31CR60J157ME11	村田
	0.33	3.2×2.5×2.5	PMK325AC6337MM	太陽誘電
	0.33	3.2×2.5×2.5	GRM32ER60G337ME05	村田
タンタル	0.33	3.5×2.8×1.9	2TPE330MAFB	Panasonic
アルミ電解	1	20×10×10	EKMG250ELL102MJ20S	日本 ケミコン
電気二重層	220	21×14×2.5	DMT3N4R2U224M3DTA0	村田

以上より、電氣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

Beacon	アーキテクチャ	コメント
提案する バッテリーフリー ビーコン [162-163]		<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ 電池交換不要</li> <li>➤ 周辺部品不要で小型</li> <li>➤ 低電力、かつ、シンプルな電力制御回路を搭載</li> </ul>
提案する 連続動作可能 ビーコン[163]		<ul style="list-style-type: none"> <li>➤ 連続動作可能</li> <li>➤ 小型</li> <li>➤ 低電力、かつ、コンパクトな電力制御回路を搭載</li> </ul>



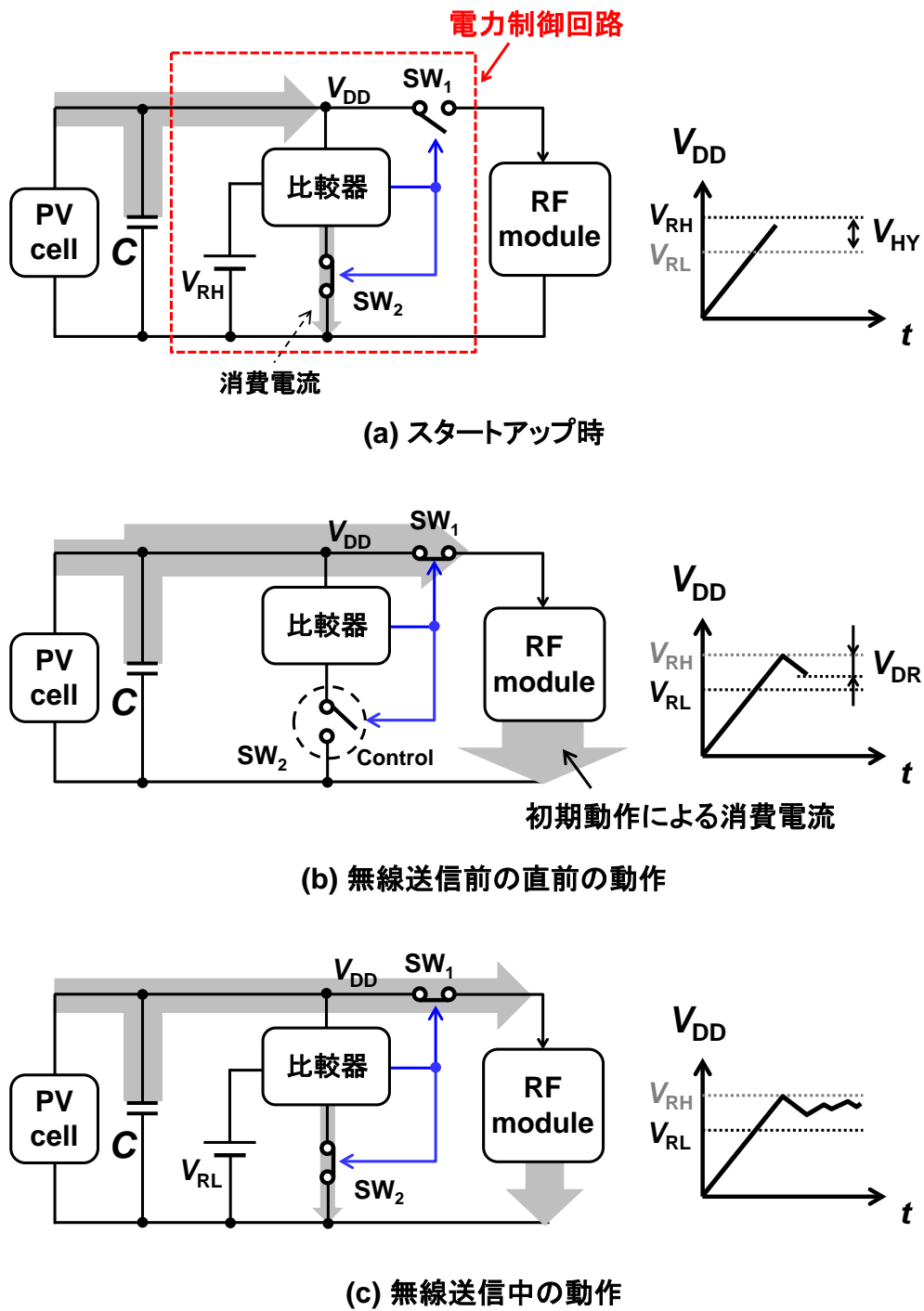


図 4-8 : 提案する電力制御回路の動作フロー図

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、そのエネルギーをコンデンサ  $C$  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  $SW_1$  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  $SW_1$  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  $100\text{mV}$ [160]であるため、反転のタイミングで生じる電圧ドロップ  $V_{DR}$  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  $SW_1$  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( $SW_2$  を OFF)し、比較器の反転に要する消費電流と時間の積  $I_{CMP} \cdot t_{CMP}$  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  $SW_1$  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  $SW_1$  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。

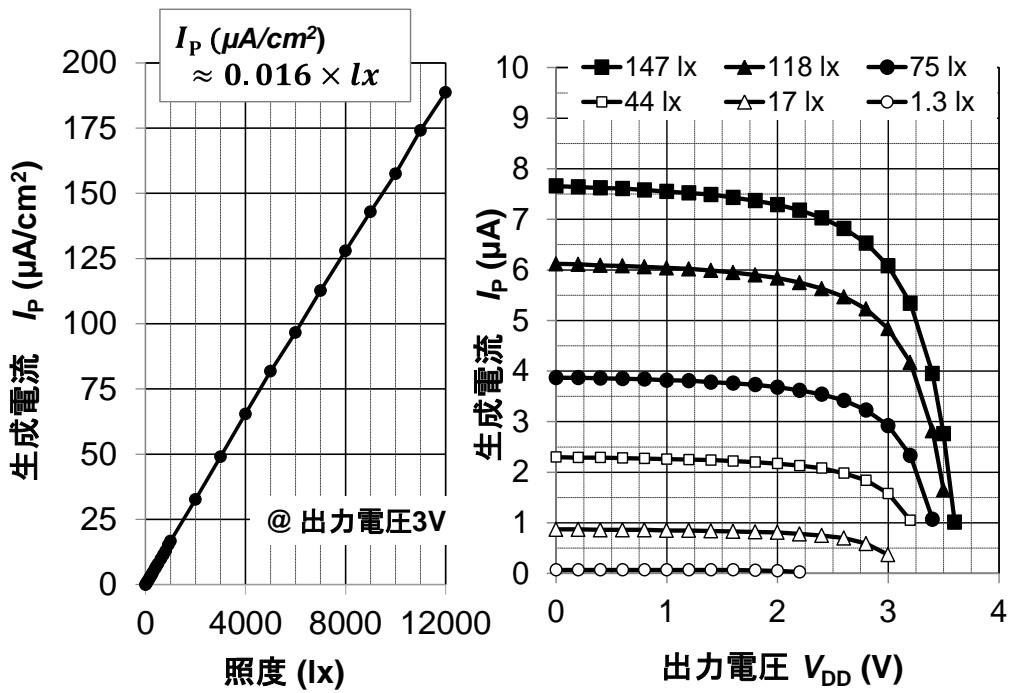
図 4-8 の提案する電力制御回路での技術的な設計課題は、

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  $SW_2$  が ON、 $SW_1$  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



(a) 生成電流(@出力電圧 3V)      (b) I-V 特性(@3cm<sup>2</sup>の PV セル)

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(3cm<sup>2</sup>)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  $I_p$  の変化を示している。生成電流  $I_p$  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、

$$I_p(\mu\text{A}/\text{cm}^2) \approx 0.016 \times lx \quad \dots\dots (2)$$

で表される(lx(ルクス)は横軸の照度)。つまり、この PV セルは 1cm<sup>2</sup>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、3cm<sup>2</sup>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  $I_p$  は、出力電圧 3V において、150 lx では 6μA、100 lx では 5μA 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 3～4μA 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

表 4-5 : 低電力で動作する電力制御回路の設計課題

	課題
1	スタートアップ時に図 4-8 の SW <sub>2</sub> を ON、SW <sub>1</sub> 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

1/4 (11.9cm<sup>2</sup>⇒3cm<sup>2</sup>)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  $V_{RH}$ 、 $V_{RL}$  の閾値 ( $V_{RH} > V_{RL}$ )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

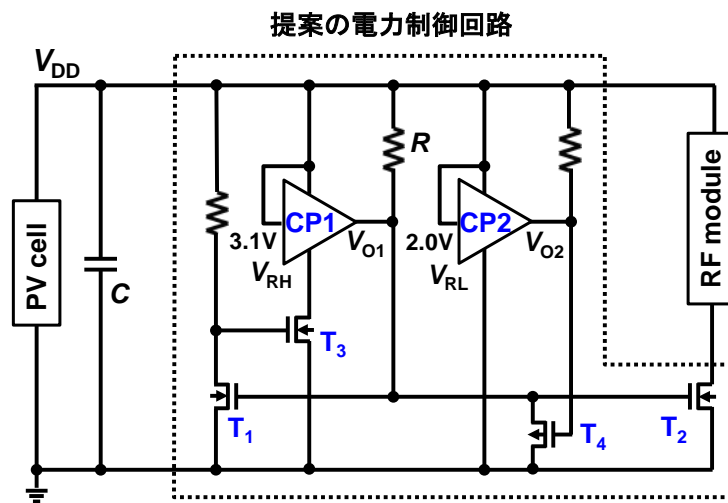


図 4-10 : ビーコンに適用した提案する電力制御回路の回路図[163]

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 $SW_1$ 、 $SW_2$ はそれぞれ、トランジスタ $T_2$ 、及び、 $T_3$ 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 $T_3$ の閾値電圧であり、比較器 $CP_1$ と $CP_2$ 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 $I_{PCC}$ 、 $CP_1$ と $CP_2$ 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 $I_R$ とする。

➤  $0V \leq V_{DD} < 0.4V$ 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 $I_{PCC}$ 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。 $CP_1$ は $T_3$ 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 $CP_2$ の出力 $V_{O2}$ はLowになるため、 $T_4$ はONである。この時、 $CP_1$ の出力 $V_{O1}$ は $T_4$ のONによりLowとなる。このため、 $T_1$ と $T_2$ は共にOFFであり、無線モジュールもOFFになる。 $CP_2$ に比較器の定常電流 $I_{CP}$ が流れ、 $V_{O1}$ と $V_{O2}$ 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、 $I_{PCC} = I_{CP} + 2I_R$ である。

➤ (b)  $V_{TH,T3} \leq V_{DD} < V_{RL}$ の時

$V_{DD}$ が $V_{TH,T3}$ を超えると $T_3$ がONし、比較器 $CP_1$ に電源が供給される。 $V_{DD}$ は $V_{RH}$ に到達していないため、 $CP_1$ の出力 $V_{O1}$ はLowである。 $V_{O1}$ を含め $V_{O2}$ も(a)からの電位変化はなく、 $T_1$ と $T_2$ 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、 $CP_1$ に定常電流が流れるため、(a)よりも消費電流は増加し、 $I_{PCC} = 2I_{CP} + 2I_R$ である。

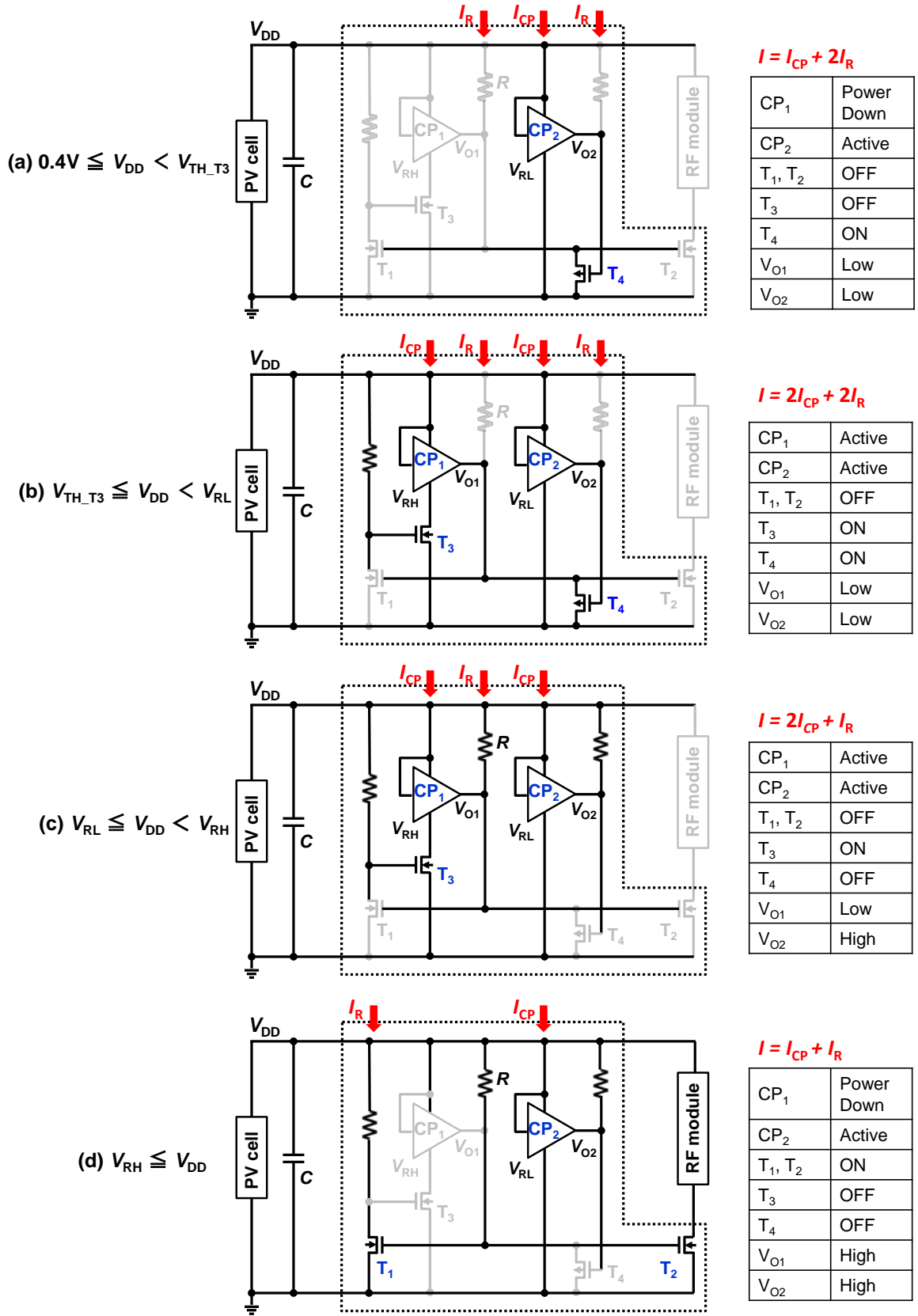


図 4-11 :  $V_{DD}$  の変化に対する電力制御回路の動作説明図

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

$V_{DD}$  が  $V_{RL}$  を超えると  $CP_2$  の出力  $V_{O2}$  は High となる。この時、 $T_4$  は OFF となるが、 $V_{O1}$  の電位は元々 Low であるため、 $T_1$  と  $T_2$  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))。  $V_{O2}$  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)  $V_{RH} \leq V_{DD}$  の時

$V_{DD}$  が  $V_{RH}$  を超えると  $CP_1$  の出力  $V_{O1}$  は High となる。この時、 $T_2$  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  $T_1$  も ON となるため、 $T_3$  のトランジスタは OFF となり、 $CP_1$  への電源供給が遮断され  $CP_1$  はパワーダウンする(図 4-8(b))。このため、 $V_{HY} = 100\text{mV}$  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  $V_{O1}$  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  $T_1$  のプルアップ抵抗に流れる電流が増加するが、 $CP_1$  がパワーダウンし、 $V_{O1}$  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、 $CP_1$  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  $V_{O2}$  は Low となり、 $T_4$  が ON して  $T_1$  が OFF し、 $T_3$  が ON して  $CP_1$  が通常動作モードになる。この時、 $T_2$  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、 $CP_1$  の出力  $V_{O1}$  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、 $V_{DD}$  は  $V_{RH}$  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  $V_{DD}$  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

力時においても、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 CP<sub>1</sub> 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 CP<sub>1</sub> が判定を覆さない
- 無線モジュールの初期動作と CP<sub>1</sub> のパワーダウンは同一信号(V<sub>O1</sub>)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 CP<sub>2</sub> が CP<sub>1</sub> とは別の閾値電圧で T<sub>4</sub> 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。
- CP<sub>1</sub> の閾値 V<sub>RH</sub> は無線モジュールの動作開始電圧に、CP<sub>2</sub> の閾値 V<sub>RL</sub> 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。(CP<sub>1</sub> は無線モジュールの動作開始後パワーダウンするが、CP<sub>1</sub> 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 V<sub>DD</sub> 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 I<sub>R</sub> 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 V<sub>DD</sub> から動作できる比較器(CP<sub>2</sub>)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 SW<sub>2</sub> の ON、SW<sub>1</sub> 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(V<sub>RH</sub>、V<sub>RL</sub>)を持つ比較器を 2 つ用意し、V<sub>RH</sub> は無線モジュールの動作開始電圧に、V<sub>RL</sub> 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



表 4-6 : 電力制御回路の設計課題に対する解決手法

	課題	解決手法
1	スタートアップ時に図 4-8 の SW <sub>2</sub> を ON、SW <sub>1</sub> を OFF にする制御	常時動作する別の比較器(CP <sub>2</sub> )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) $I_{PCC} = I_{CP} + I_R = 0.25 + 0.31 = 0.56\mu A$

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

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  $I_{PCC}$  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 CP<sub>1</sub>、CP<sub>2</sub> の閾値電圧はそれぞれ  $V_{RH} = 3.1V$ 、 $V_{RL} = 2.0V$ 、すなわち、 $V_{HY} = 1.1V$  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  $I_{nt} = 1.5mA$ 、 $t_{nt} = 100msec$  であり、比較器の反転に要する電流  $I_{CMP} = 8mA(@2.4V)$ [160]、反転に要する時間  $t_{CMP} = 数 msec$  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。

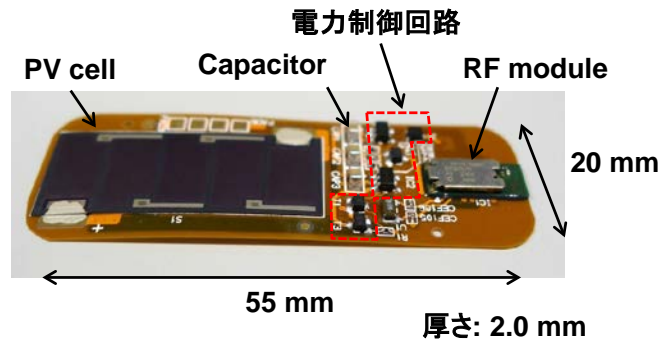


図 4-12 : 試作した提案ビーコンの写真

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

今回の設計では、キャパシタの経時変化(エイジング)による劣化を加味し、マージンを含め 300 $\mu$ F 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  $V_{\text{DD}}$  と無線モジュ

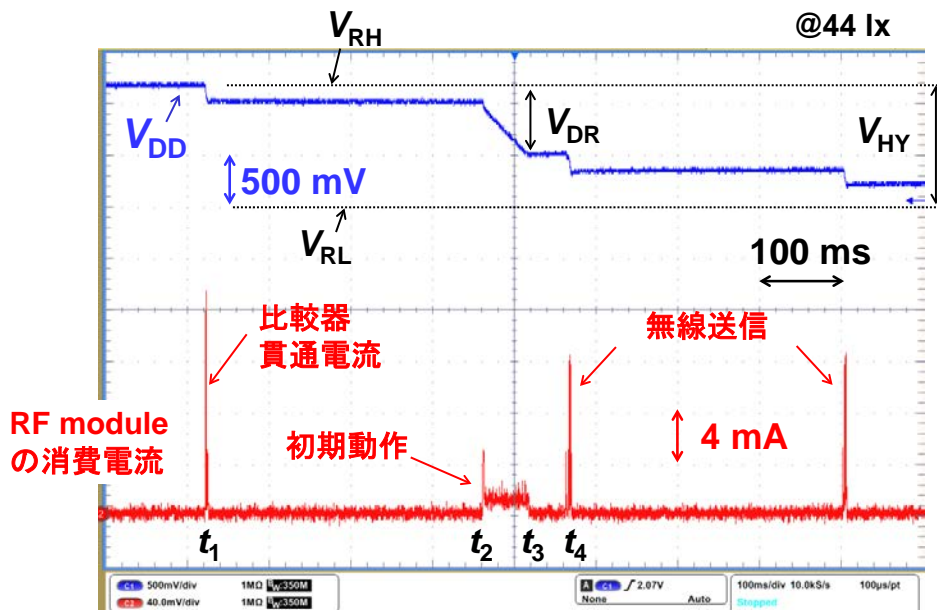


図 4-13 : 照度 44 lx における電源電圧  $V_{\text{DD}}$  と無線モジュールの消費電流実測波形

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  $10\Omega$  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。CP<sub>1</sub> 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、CP<sub>1</sub> 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  $t_3$  まだが、RF チップの初期動作の電流 ( $I_{Int} = 1.5\text{mA}$ ) と時間 ( $t_{Int} = 100\text{msec}$ ) である。時刻  $t_3$  時点での  $V_{DD}$  は、 $V_{RH}$  から  $0.6\text{V}$  降下した  $2.5\text{V}$  であり、 $V_{HY} (1.1\text{V}) > V_{DR} (0.6\text{V})$  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  $200\mu\text{F}$  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 packets 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  $lx$ 、PV セルの単位  $\text{cm}^2$  あたりの面積を  $A_{PV}$  とおくと、(2)式より、

$$I_P \approx 0.016 \cdot A_{PV} \cdot lx \quad \cdots \cdots (4)$$

で表される。一方、提案するビーコンの全消費電流  $I_C$  は、

$$I_C = I_{PCC} + I_{STD} + Q \cdot N \quad \cdots \cdots (5)$$

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 秒間に  $N$  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、

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

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、 $Q = 25\mu\text{C}$ 、 $I_{STD} = 2.6\mu\text{A}$  である[161]。PVセルは  $3\text{cm}^2$  であるから、 $I_{PCC}$  が  $1\mu\text{A}$  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。

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

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  $4500\text{ lx}$ 、1秒に1回であれば  $600\text{ lx}$  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  $3.6\mu\text{A}$  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、 $75\text{ lx}$  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

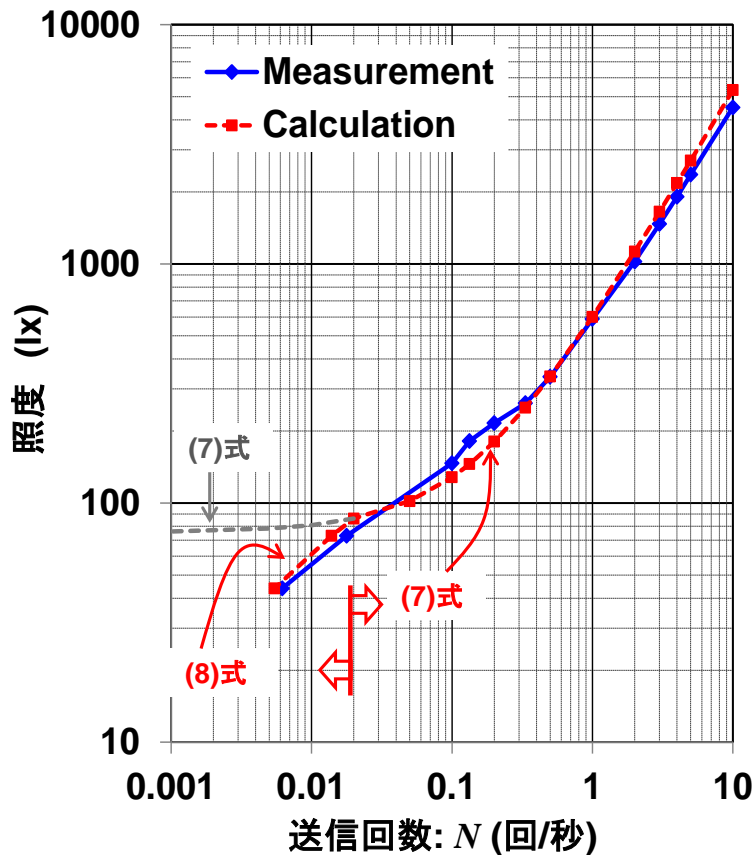


図 4-14 : 送信回数と照度の関係

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 75 lx に漸近する。

スタンバイ電流  $I_{STD}$  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、 $I_{STD} = 0$  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  $I_P$  が電力制御回路の消費電流  $I_{PCC}$  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、

$$N = \frac{I_P}{(C \cdot (V_{RH} - V_{RL}))} \quad \dots\dots (8)$$

で表される。照度 44 lx の場合、図 4-9(b) より  $I_P = 1.8 \mu\text{A}$  であり、また、 $C = 300 \mu\text{F}$ 、 $V_{RH} - V_{RL} = 1.1\text{V}$  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、計算式とほぼ近い結果となった。

照度  $lx$  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、 $2800\mu\text{F}$  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  $300\mu\text{F}$  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  $V_{DR}$  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  $0\text{dBm}$  で、通信距離は、見通しの良い場所であれば約  $10\sim 15\text{m}$  である。アダプタイズ送信頻度は  $600\text{lx}$  で 1 秒に 1 回、 $4500\text{lx}$  で 1 秒に 10 回である。オフィスの机上(概ね  $500\sim 600\text{lx}$ )でも使用可能である。最低動作照度は  $44\text{lx}$  であり、この時は 162 秒に 1 回のアダプ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  $50\text{lx}$  以下の暗い場所でも運用できる。 $2.4\text{GHz}$  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  $55\times 20\times 2\text{mm}$ 、重さは僅か  $3\text{g}$  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

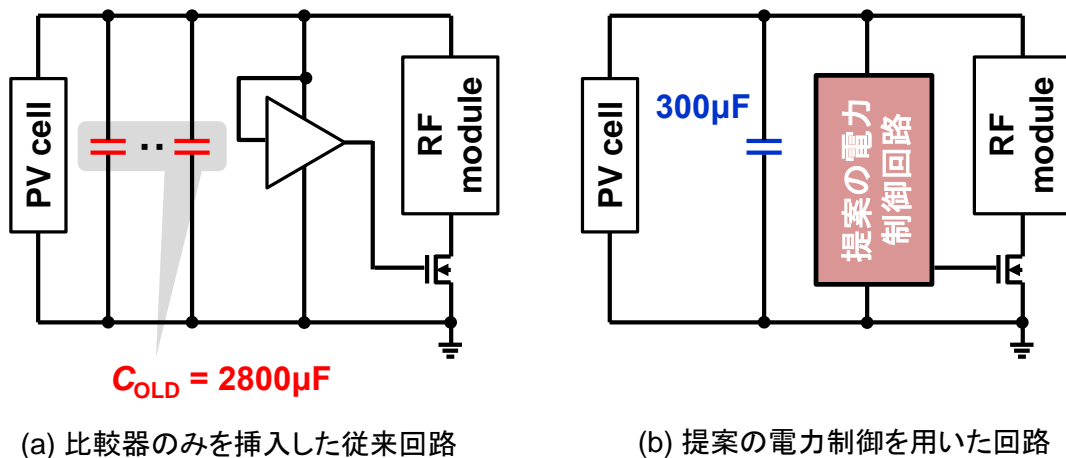


図 4-15 : 電力制御回路の効果(キャパシタのサイズを実測)

表 4-7 : 試作した提案ビーコンの性能

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	--
チャンネル	Ch. 37, 38, 39			--	--
動作温度	-20–70			°C	--
Items	Min	Typ	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

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 <sup>3</sup> ]		2.2	7.1	86.9	25.0	3.9	3.3 <sup>*1</sup>
最低動作照度 [lx]		44	8000	200	500	250	100
PVセル面積 [cm <sup>2</sup> ]		3.0	11.9	60.0	11.9	4.8	2.3
44 lxの動作実現に対する	PVセル面積 [cm <sup>2</sup> ]	3.0	2163.6	272.7	135.2	27.5	5.1
	消費電流 [μA]	2.2	1587	200	99	20	3.8
比率		1.0	721.2	90.9	45.1	9.2	1.7

\*1 スーパー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  $3\text{cm}^2$ (@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  $V_{HY}$  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  $V_L$  と出力  $V_G$  の間に、 $R_H$  と  $R_L$  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  $V_L$ 、 $R_H$  と  $R_L$  を付加することにより変化する閾値電圧を  $V_H$  とした場合、 $V_G$  が Low の時は、CP の内部抵抗を  $R_R$  とおくと、図 4-16 の右図に示した等価回路より、

$$V_H = \frac{R_H(R_L + R_R) + R_L R_R}{R_L R_R} \cdot V_L \quad \dots\dots (9)$$

と表される。 $R_R=6.8\text{M}\Omega$  は既知であるため、例えば、 $V_L=2.0\text{V}$ 、 $R_H=1.5\text{M}\Omega$ 、 $R_L=5.6\text{M}\Omega$  を選択した場合、(9)式は  $V_H=3.0\text{V}$  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  $V_{DD}=V_L=2.0\text{V}$  となる。つまり、 $V_G$  は  $V_{DD}=V_H=3.0\text{V}$  で Low から High に変化し、 $V_{DD}=2.0\text{V}$  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  $V_{HY}=1.0\text{V}$  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  $I_{CP}+I_R(=0.55\mu\text{A})$ 、無線モジュール動作時(図 4-11(d))



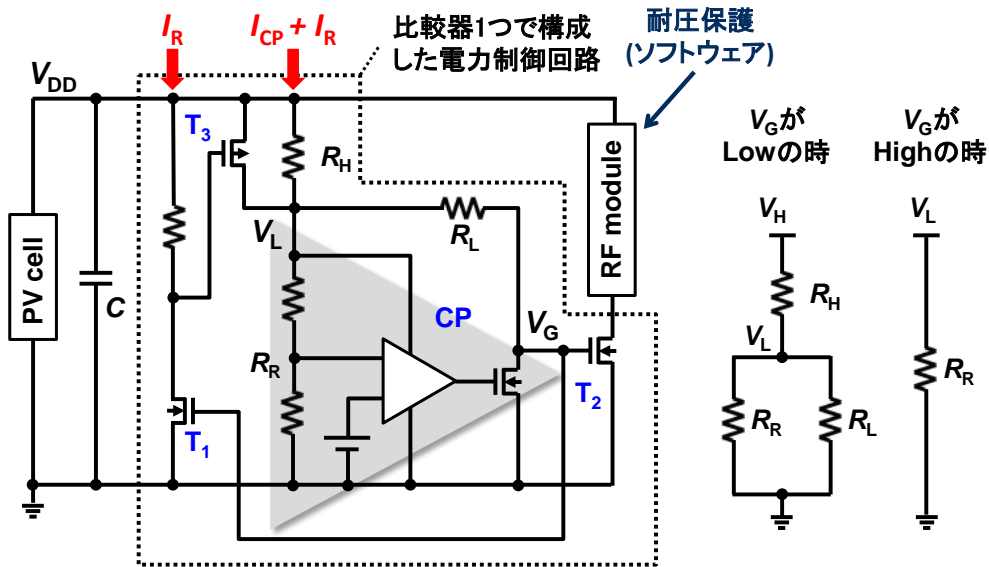


図 4-16 : 比較器 1 つで構成した電力制御回路

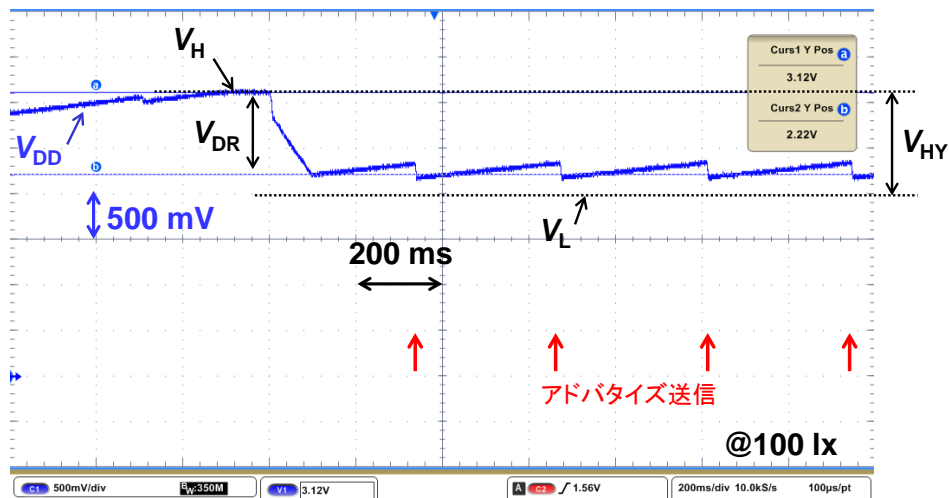


図 4-17 : 比較器 1 つで構成した電力制御回路の立ち上がり実測波形

は  $I_{CP} + 2I_R (=0.85\mu A)$  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、 $V_L$  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  $V_{DD}$  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 $V_1$ 、 $V_2$ の電位は、 $V_{DD}$ を5等分した $V_1 = V_{DD}/5$ 、 $V_2 = 2 \cdot V_{DD}/5$ で与えられる。 $V_G$ はLowからスタートするため、 $V_{DD}$ が上昇すると $V_S = V_1$ となる。 $T_1$ は、 $V_1$ が $T_1$ の閾値電圧 $V_{TH1}$ を超えた時、すなわち $V_{DD}/5$ を超えた時にONする。 $T_1$ がONすると、 $T_3$ がONして $V_G$ がHighとなり、 $T_2$ 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 $V_S = V_2 = 2 \cdot V_{DD}/5$ 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 $2I_R (=0.60\mu A)$ 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17lxの照度においても起動できるこ

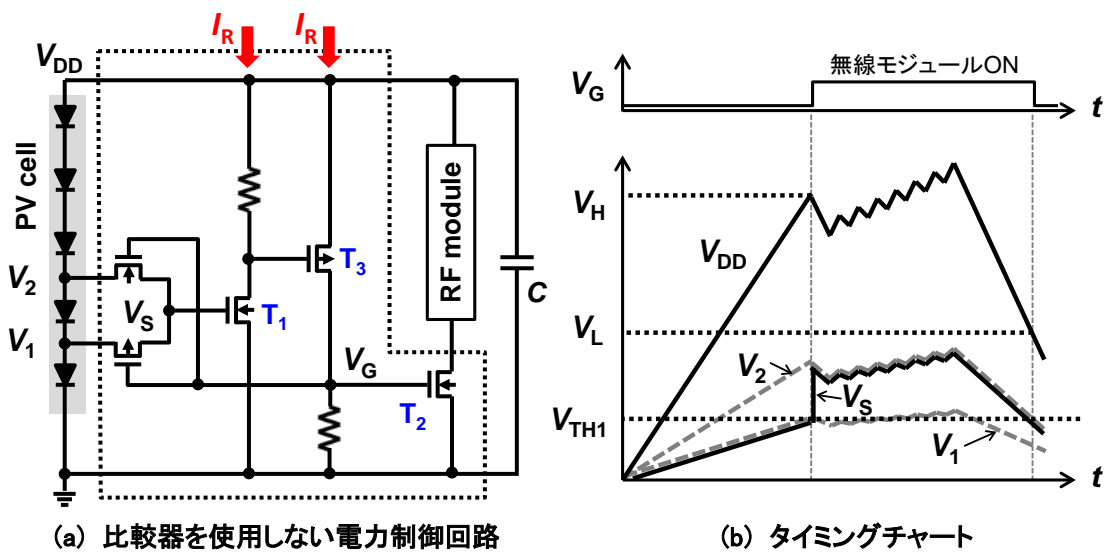


図4-18：比較器を使用しない電力制御の回路図とタイミングチャート

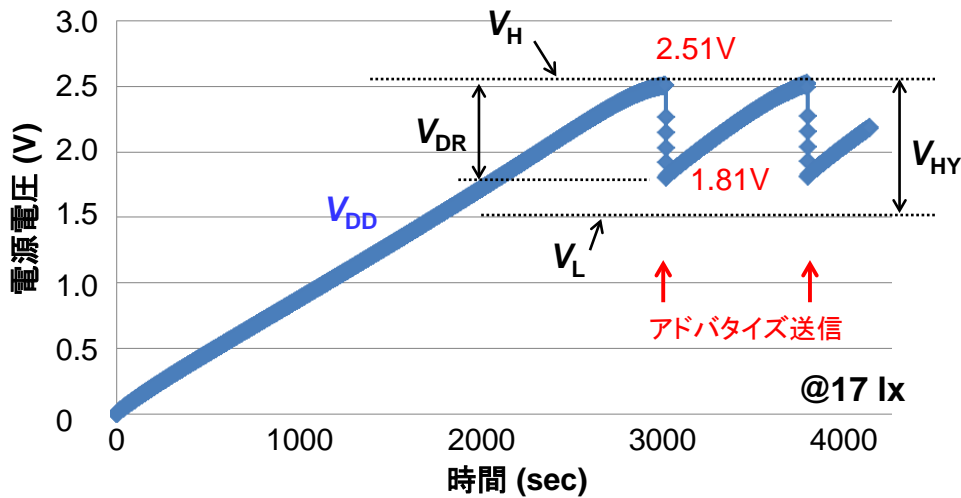


図 4-19：比較器を使用しない電力制御回路の立ち上がり実測結果(@17 lx)

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、 $V_H=3.0V$  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  $2\mu A$  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  $V_P$  の時間的变化が小さく、その結果  $V_M$  との電位差が大きくとれない。この

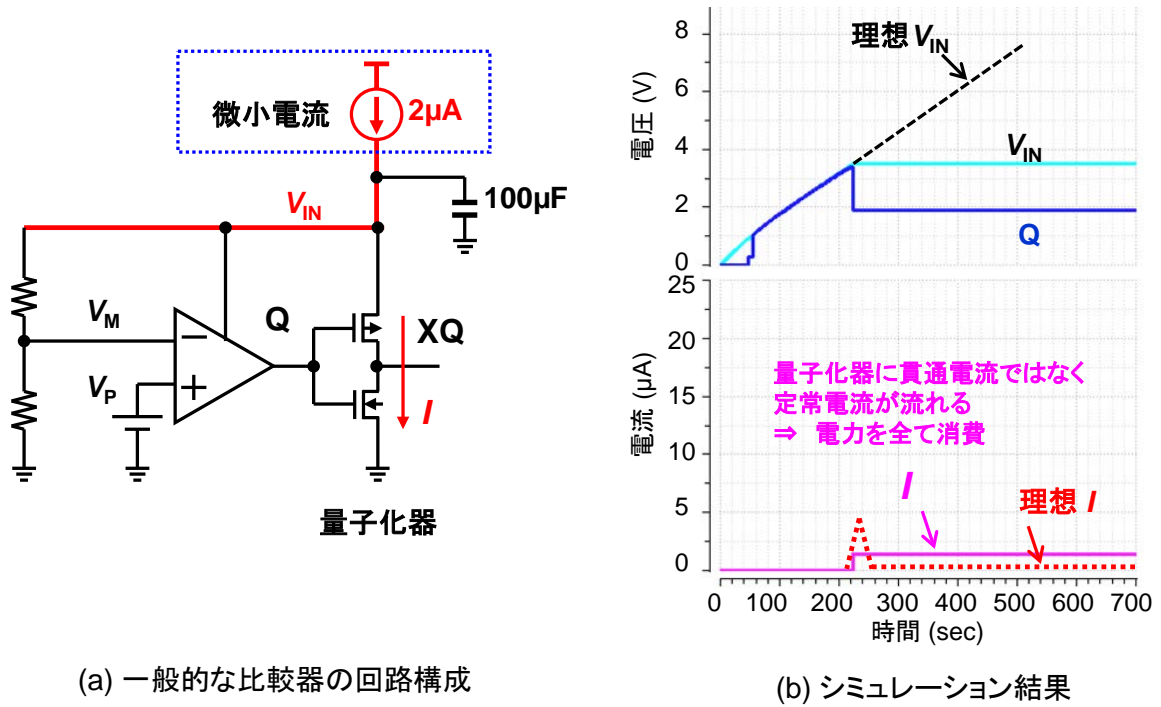


図 4-20：比較器の遷移時貫通電流がもたらす動作不良の課題説明図

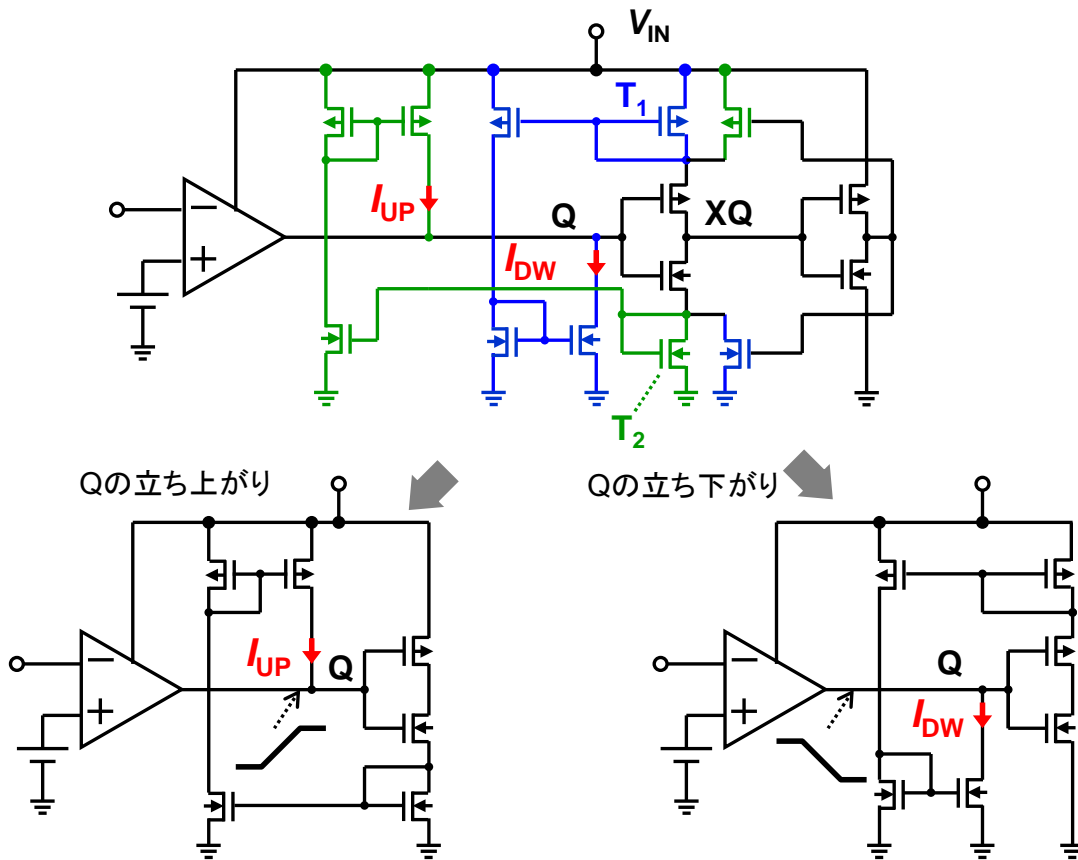


図 4-21：反転を高速化させて貫通電流を低減する比較器の回路図

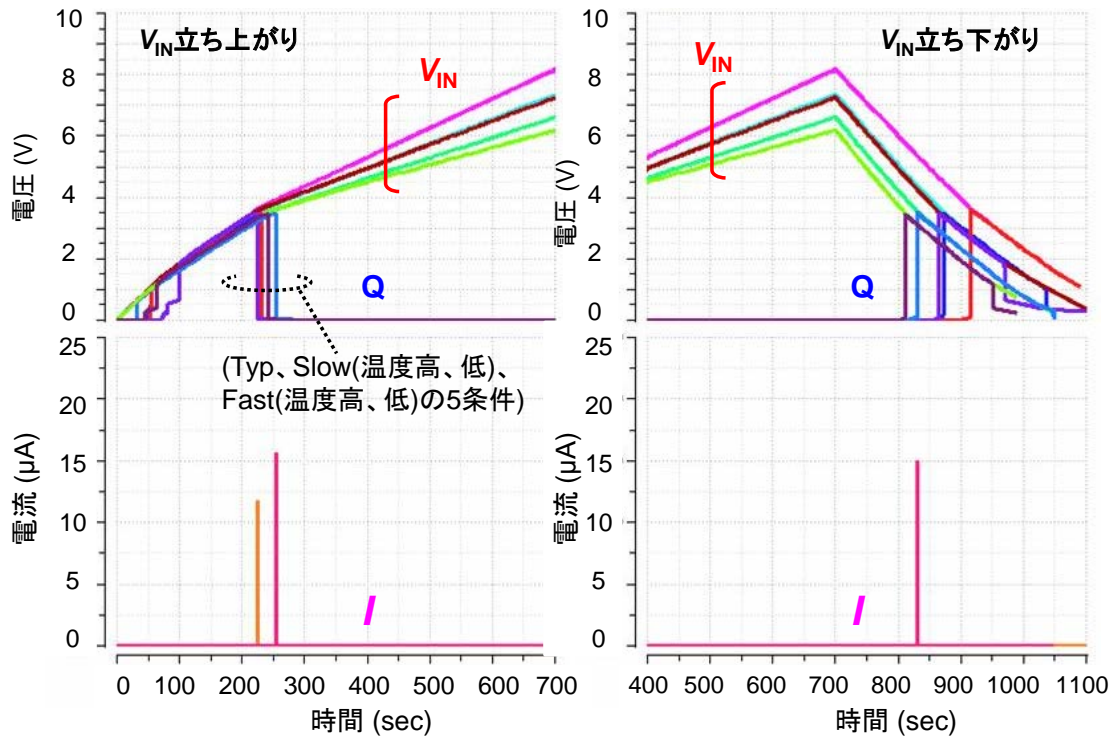


図 4-22：提案の比較器を用いた立ち上がり/立ち下りのシミュレーション波形

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、 $V_{IN}$  がそれ以上の電位に上昇しない。図 4-20(b)は、微小電流  $2\mu\text{A}$  を供給し、 $V_{IN}$  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  $Q$  は中間電位になってしまう。

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  $T_1$ 、 $T_2$  のトランジスタで検知し、 $T_1$ 、 $T_2$  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  $T_2$  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  $T_1$  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  $\text{Low} \Rightarrow \text{High}$ 、 $\text{High} \Rightarrow \text{Low}$  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  $15\mu\text{A}$  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。 $V_{DD}$  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、 $V_{DD}$  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

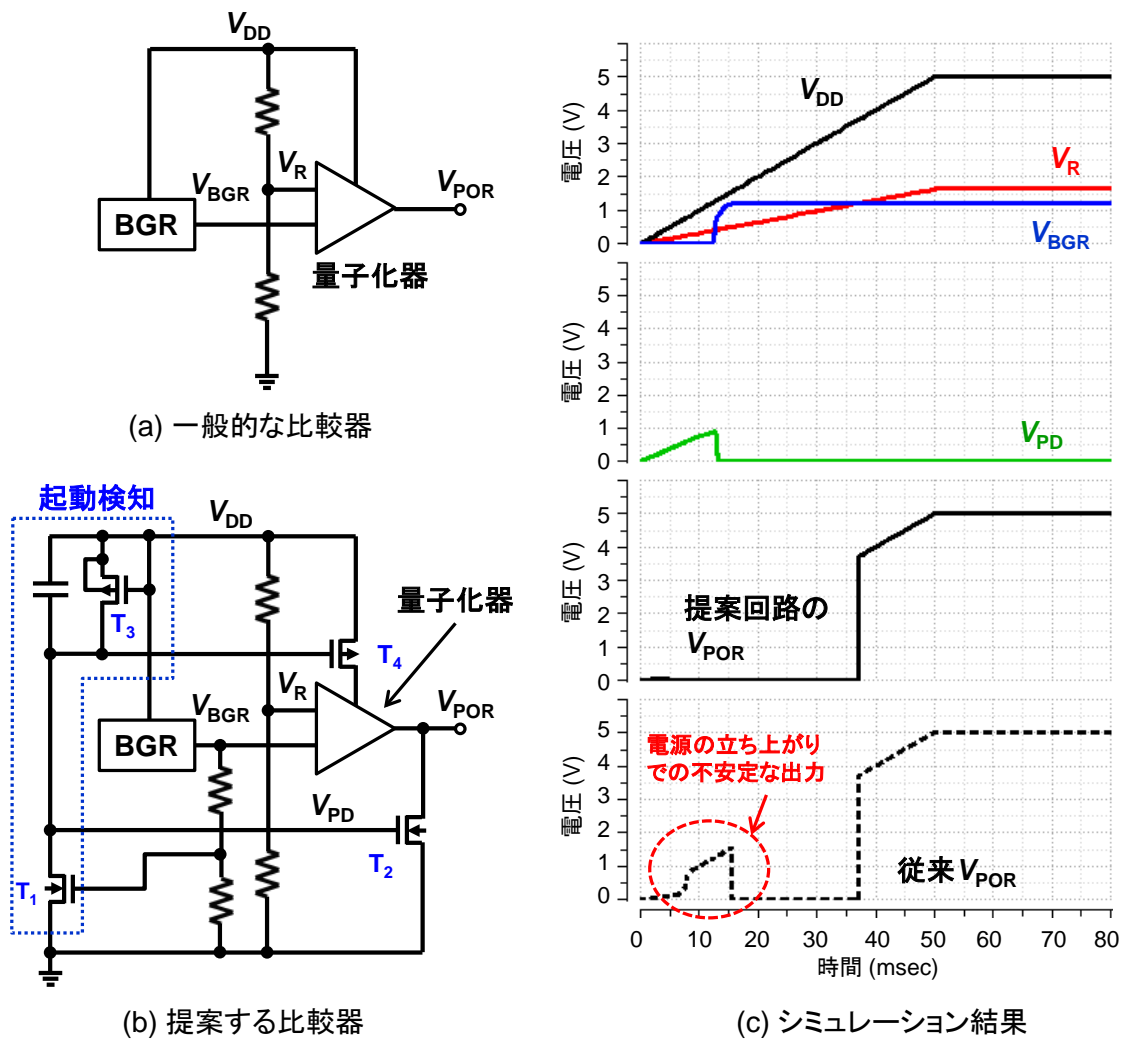


図 4-23：提案する比較器と一般的な比較器の回路図とシミュレーション波形

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  $T_1$  のゲートはゼロであり、 $T_1$  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、 $T_2$  が ON、 $T_4$  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、 $T_1$  が ON、 $V_{PD}$  は Low となり、 $T_2$  は OFF、 $T_4$  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  $T_3$  を挿入している。 $T_3$  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  $V_{POR}$  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 CP<sub>3</sub> を追加している。過放電を検知する比較器は CP<sub>2</sub> と兼用している。CP<sub>3</sub> の Low から High に遷移する閾値は V<sub>BH</sub>=3.2V、High から Low へ遷移する閾値は V<sub>BL</sub> =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]。CP<sub>3</sub> は、0.4V ≤ V<sub>DD</sub> の条件では、V<sub>OB</sub> =Low であるため、T<sub>6</sub> が OFF、T<sub>5</sub> 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 V<sub>DD</sub> が上昇したときの動作は、図 4-11 と同様である。

V<sub>DD</sub> が上昇し、CP<sub>1</sub> の閾値 V<sub>RH</sub>=3.1V を超えた時に V<sub>O1</sub> が High になり、T<sub>1</sub> と T<sub>2</sub> が ON して無線モジュールが ON するタイミングで T<sub>7</sub> のスイッチが ON となり、ここで初めて二次電池への充電が開始される。二次電池の充電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、ビーコンのアダプタイズ送信を行うまでの起動

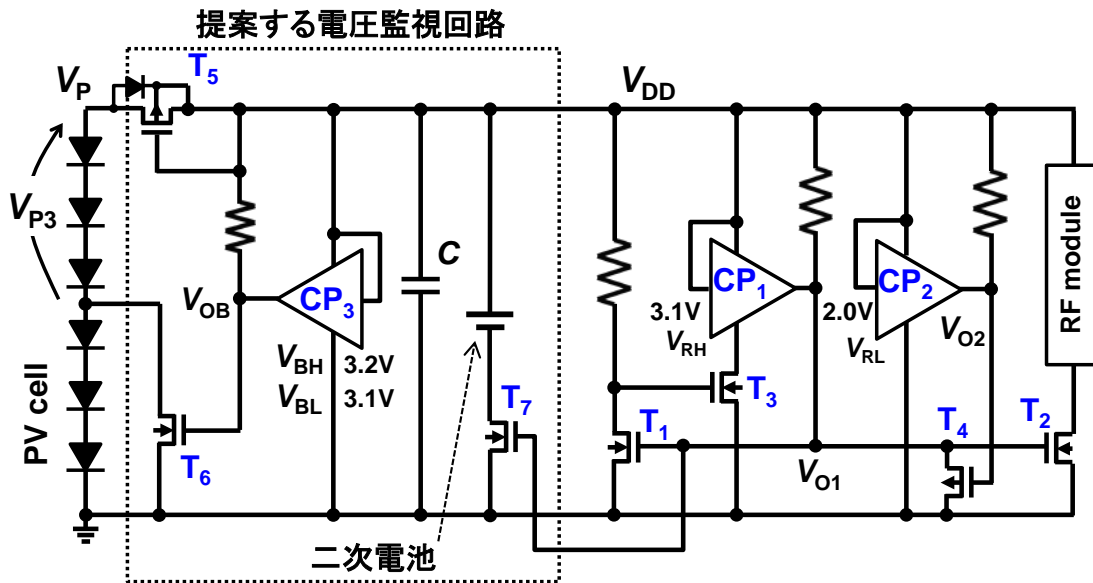


図 4-24 : 提案する二次電池搭載ビーコンの回路図



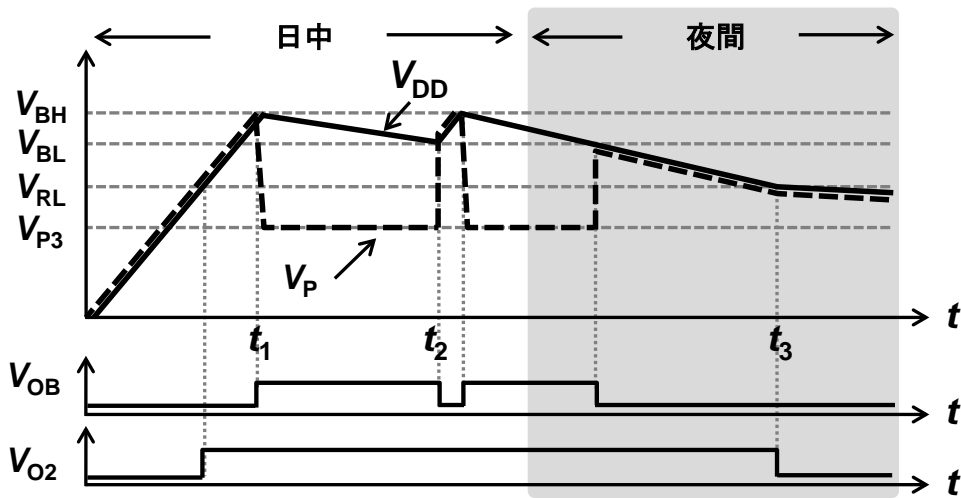


図 4-25：二次電池搭載ビーコンのタイミングチャート

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  $t_1$  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  $t_2$  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  $t_1$  から  $t_2$  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、 $t_2$  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  $t_3$  で、図 4-10 の電力制御回路と同様に  $CP_2$  の閾値  $V_{RL}(=2.0V)$  に達すると  $V_{O2}$  が Low となり、 $T_4$  が ON することで、 $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_7$  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充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。

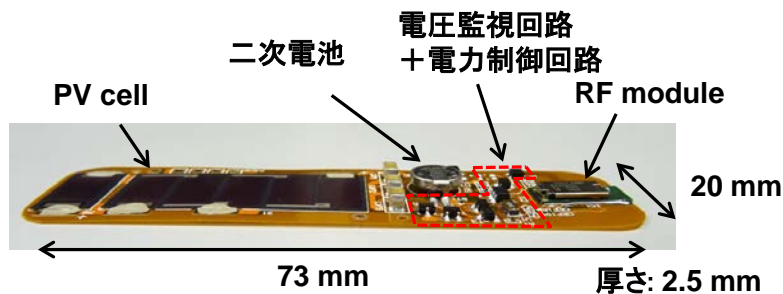


図 4-26 : 試作した二次電池搭載ビーコンの写真

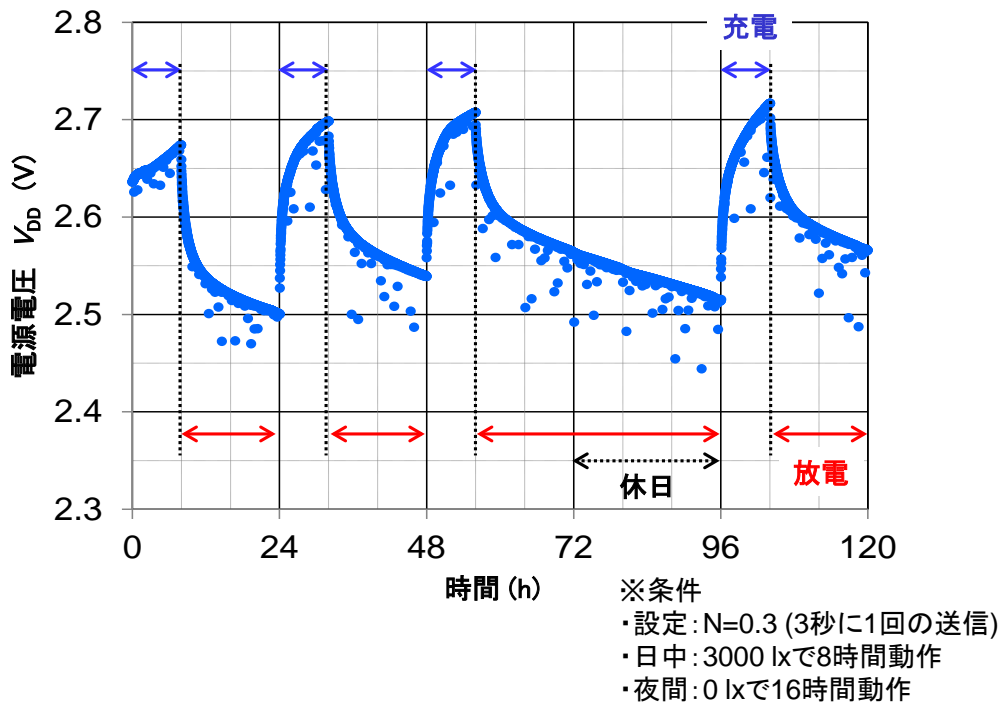


図 4-27 : 二次電池搭載ビーコンの充放電による電源電圧値実測

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  $V_{DD}$  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 ( $\Lambda=0.33$ ) 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  $V_{DD}$  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  $V_{DD}$  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 CP<sub>2</sub> 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( $5.8mAh \times 0.4=2.3mAh$ ))
- 3 秒に 1 回の送信時の放電電流  $\approx 11\mu A$  ((6)式の  $Q=25\mu C$ 、 $I_{STD}=2.6\mu A$ [161] より、放電平均電流= $(25\mu A + 2.6\mu A \times 3 \text{ 秒})/3=10.9\mu A$ )

表 4-9：試作した二次電池搭載ビーコンの性能

Items	Specification			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	--
チャンネル	Ch. 37, 38, 39			--	--
動作温度	-20–60			°C	--
Items	Min	Typ	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

であるから、 $2.3\text{mAh}/11\mu\text{A} \div 212(\text{h})$ 、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直接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

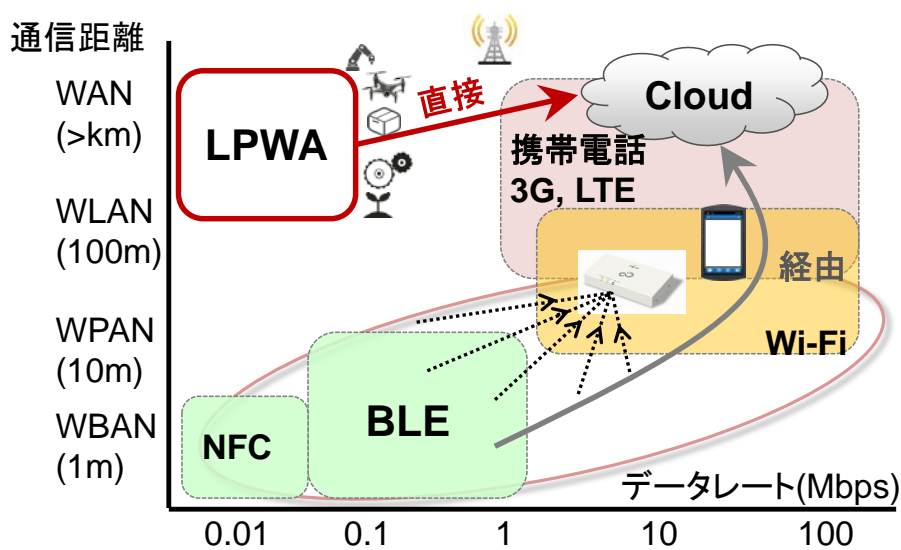
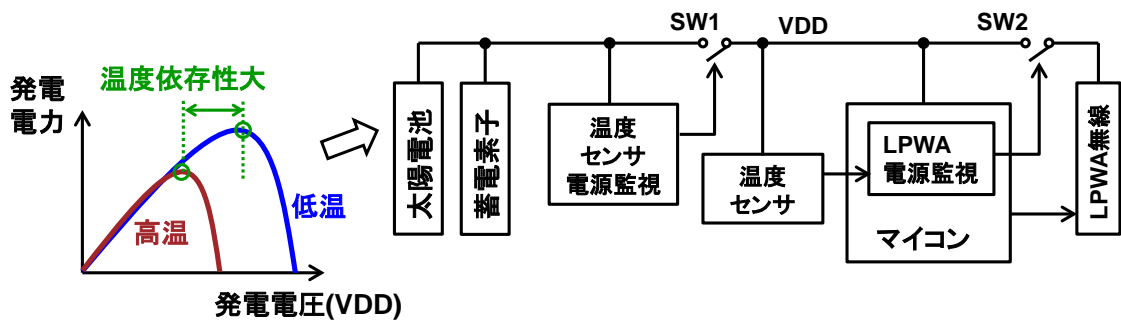


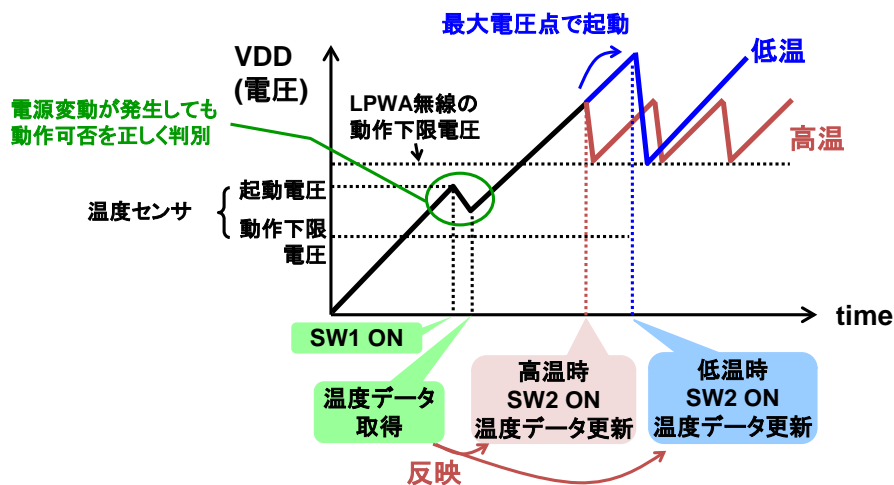
図 4-28 : 各通信方式におけるクラウドへのデータ転送への違い

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用いて、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)。



(a) ブロック図



(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

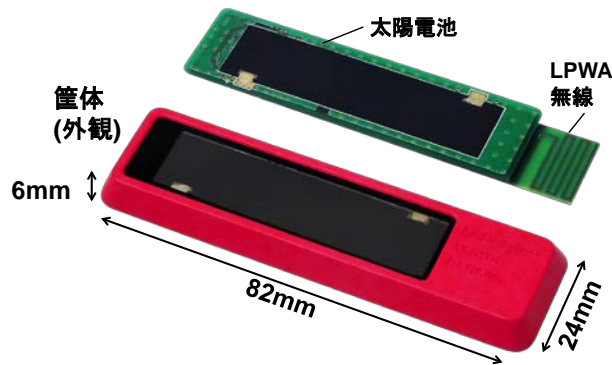


図 4-30：試作した電池交換不要の LPWA 対応センサデバイス(温湿度センサ搭載)

## 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
- 人の作業効率向上
 

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

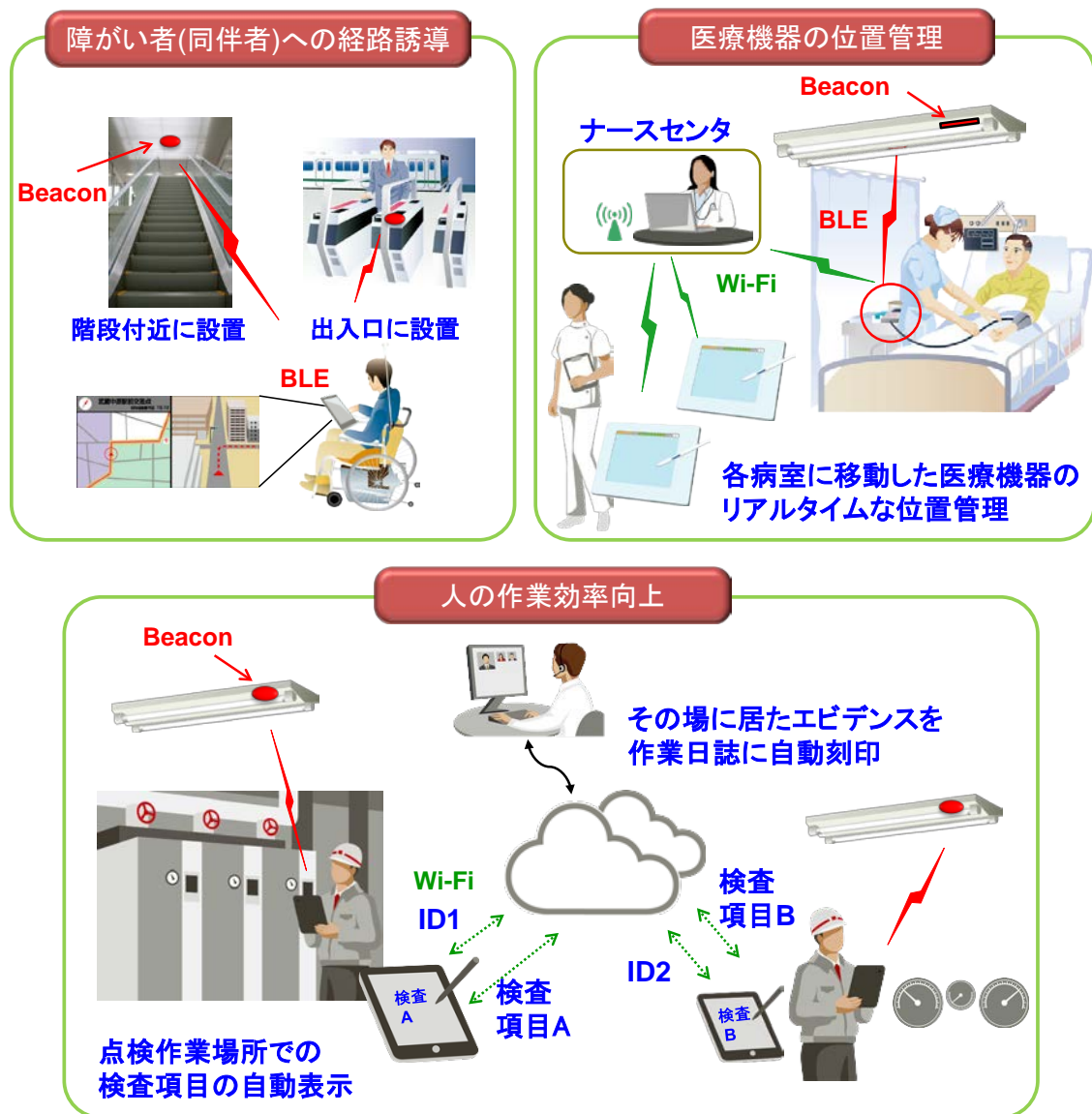


図 4-31 : ビーコンを適用したサービス例

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。

作業員の位置情報(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ー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。一方的にアップ

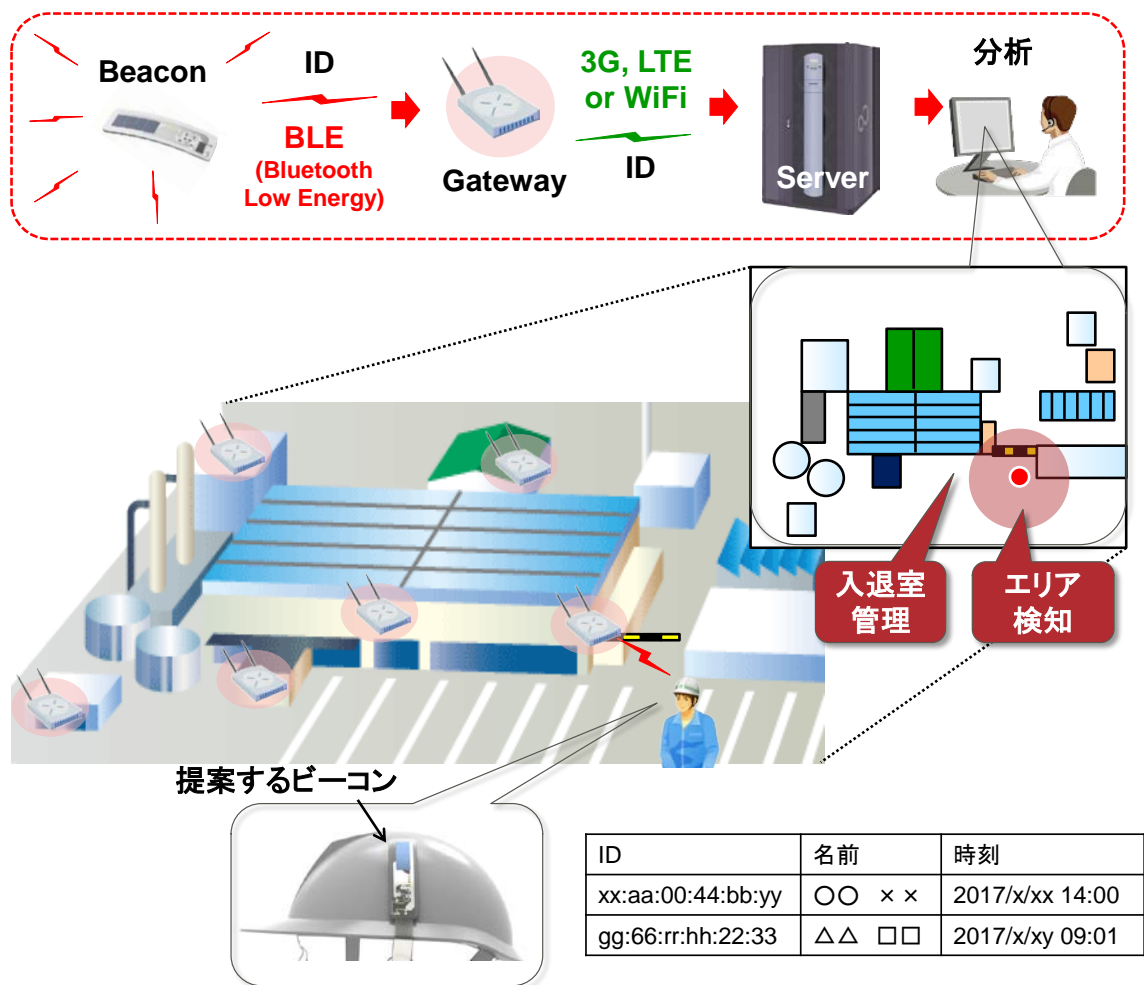


図 4-32 : 提案するビーコンを利用した入退室管理／エリア検知システム



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ーも問題にならない

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、プリント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と考慮して設計する、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1 $\mu$ W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。

表 4-10：技術課題に対する開発技術(4章)のまとめ

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

## 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ー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ーを生成し、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」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ーを用いてバッテリー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ー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ーを得る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エナジハーベスタ技術が重要になると考えられる。

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 $-60\text{dBm}(1\text{nW})$ 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  $\lambda/2$  の長さのアンテナを  $\lambda/4$  の間隔で配置した八木アンテナと、閾値がほぼ  $0\text{V}$  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付けている 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

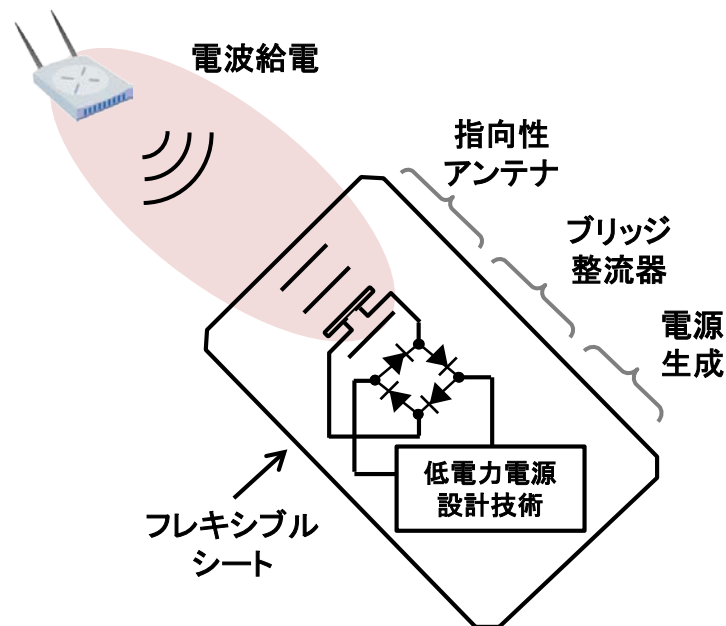


図 5-1 : 指向性アンテナを用いた RF エナジハーベスタ例

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

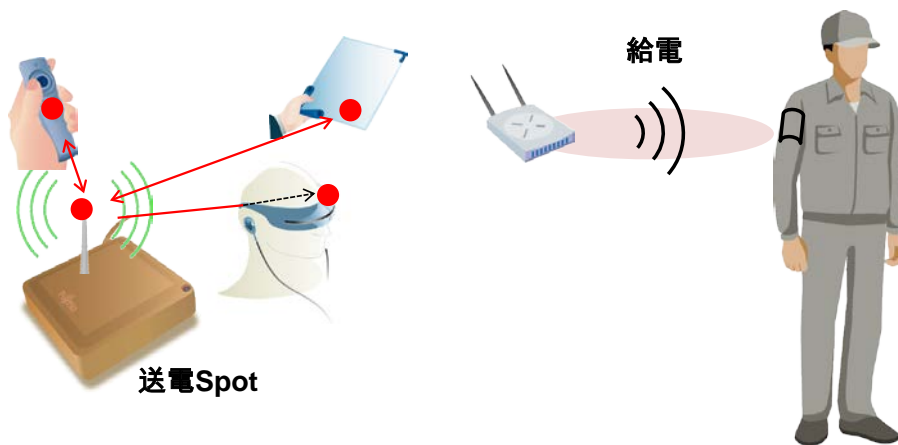


図 5-2 : RF エナジハーベスタによる給電シーン

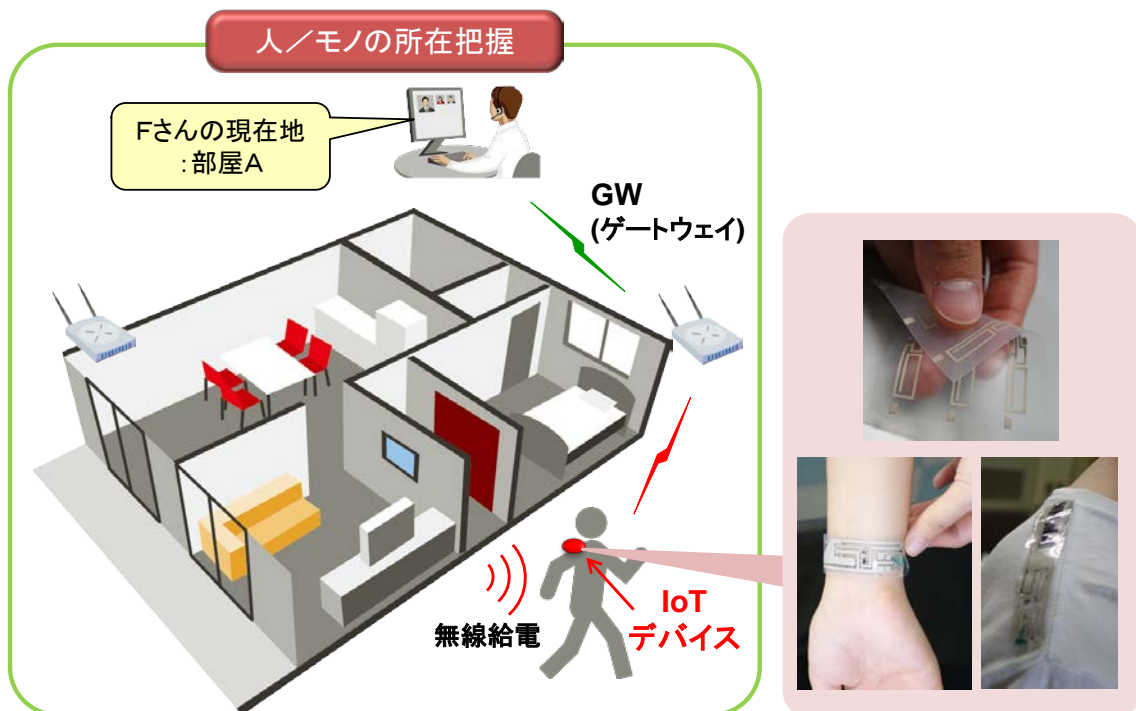


図 5-3 : IoT デバイスを人が装着した場合の適用例

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、強いではウォッシュ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。ウォッシュ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ュ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、プリント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氣的配線を 1 度に行う、プリント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・筐体の作製と電氣的配線を行う 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



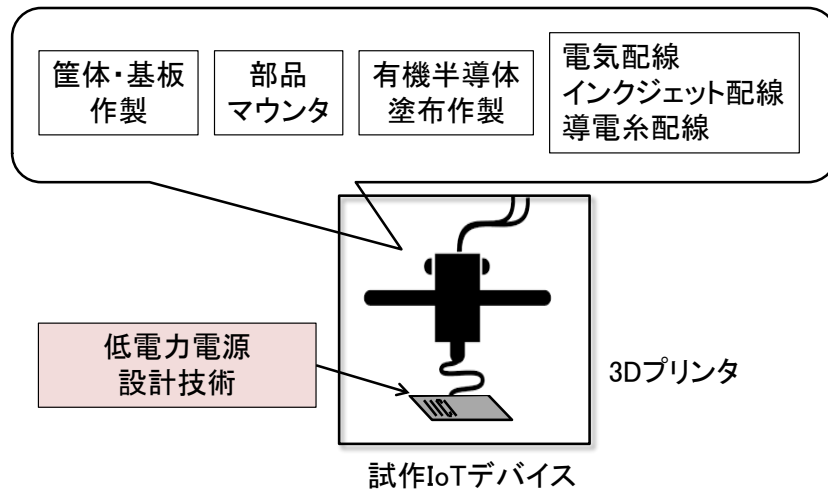


図 5-4 : 実装技術を融合した 3D プリンタ統合環境イメージ

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

- [1] 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 34<sup>th</sup> 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] <http://www.idcjapan.co.jp/Press/Current/20160223Apr.html>
- [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. Bhandodkar, 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 : <https://www.lora-alliance.org/>
- [29] Frankl P, Nowak S, “Technology roadmap: solar photovoltaic energy,” *International Energy Agency publications*, p. 22, Oct. 2010.
- [30] <http://www.apple.com/iphone-6/specs/>
- [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 2<sup>nd</sup> 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/June, 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-triple-output (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  $\mu\text{m}$  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. Scherhauf, 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  $\mu\text{m}$ -thick 0.15x0.15 mm<sup>2</sup> RFID chip," *IEEE ISSCC Digest of Technical Papers*, pp. 308-309, Feb. 2006.
- [72] M. Usami, H. Tanabe, A. Sato, I. Sakama, Y. Maki, T. Iwamatsu, T. Ipposhi, Y. Inoue, "A 0.05x0.05 mm<sup>2</sup> 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- $\mu\text{W}$  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- $\mu\text{m}$  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- $\mu\text{m}$  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, [http://www.paulmcguire.org/media/Worlds%20Smallest%20RFID%20Chip\\_Mu%20Chip%20Data%20Sheet.pdf](http://www.paulmcguire.org/media/Worlds%20Smallest%20RFID%20Chip_Mu%20Chip%20Data%20Sheet.pdf)
- [81] Higgs™ 4 IC datasheet V1.3.5, Alien Technology, 2014. <https://www.rfid-alliance.com/RFIDshop/Alien-Technology-Higgs-4-IC-Datasheet.pdf>
- [82] SL2S2602 ICODE SLIX2 Product data sheet Rev. 4.0, NXP Semiconductors, 2016. [http://www.nxp.com/documents/data\\_sheet/SL2S2602.pdf](http://www.nxp.com/documents/data_sheet/SL2S2602.pdf)
- [83] UCODE HSL Ultra high frequency Smart Label IC datasheet. Philips Semiconductors, 2003. [http://www.ictagsolutions.com/UCode\\_HSL.pdf](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](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](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 1000 $\mu$ W," *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- $\mu$ W 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- $\mu$ s 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- $\mu$ s 250–400-mV 0.18- $\mu$ m 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  $\Omega$ ,” *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/ $^{\circ}$  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. <http://www.coilcraft.com/pdfs/lpr6235.pdf>
- [136] BSP129, SIPMOS Small-Signal-Transistor, datasheet, Infineon, 2012. [http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BSP129-DS-v01\\_42-en.pdf](http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BSP129-DS-v01_42-en.pdf)
- [137] 1SR154-400, Rectifier Diode, datasheet, Rohm, 2014. <http://rohms.rohm.com/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](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. <http://www.ti.com/tool/CC2650STK>
- [142] “Proximity Beacon,” Estimote, 2012. <http://estimote.com/>

- [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. Shakhsher, 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, Taylor & Francis Group*, 2013.
- [155] MSU004, BLE Beacon, Musubu, 2015. <http://www.musubu.net/news/45/>
- [156] “DNP Launches Solar Cell-Powered Bluetooth(R) Beacon,” Dai Nippon printing Co., Ltd. 2016. [http://www.dnp.co.jp/eng/news/10125654\\_2501.html](http://www.dnp.co.jp/eng/news/10125654_2501.html)
- [157] MB39C811-EVBSK-02, Bluetooth Smart Beacon Operation guide, Cypress Semiconductor, 2014. <http://www.cypress.com/file/296116/download>
- [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. <http://www.fujitsu.com/jp/group/frontech/resources/news/press-releases/2012/0611.html>
- [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*, supplementary information, 2017.
- [170] “The world’s first 3D electronics printer,” Voxel8, Somerville, Massachusetts, 2015. <https://www.voxel8.com>
- [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下さった同 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榊井昇一博士、共同研究者としてご協力を頂きました山崎博様、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

- [1] 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- $\mu$ m 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

- [1] 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- $\mu$ m 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ネルギ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, プリント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)

- [1] K. Kanda, Y. Kawano, T. Sasaki, N. Shirai, T. Tamura, S. Kawai, M. Kudo, T. Murakami, H. Nakamoto, 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, 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, Mar. 2015.

- 
- [3] 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.
- [4] H. Sato, K. Yoshimura, H.Nakamoto, D. Ishibashi, Y. Nakata, Y. Yaginuma and S. Masui, “19.2 cm<sup>3</sup> 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 H.Nakamoto, “Battery Management System Adapted for Energy Harvester with a Low-Power State of Charge Monitoring Method and a 24 $\mu$ W Intermittently Enabled Coulomb Counter,” *IEEE Applied Power Electronics Conference & Exposition*, to be published in March 2018.
- [6] 高 虹, 中本 裕之, 山崎 博, 近藤 雅文, “60mV からの昇圧を可能にするエネルギ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] 梶井 昇一, 中本 裕之, “IoT 社会を支えるフロント技術 –センシング、ネットワーク、電源–”, *Microwave Workshops & Exhibition, FR3A-4*, Nov. 2015.
- [8] 梶井 昇一, 中本 裕之, “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] 梶井 昇一, 中本 裕之, “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, 中本 裕之, 梶井 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
  
- [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