

博 士 論 文

マイクロ環境発電における極低電力  
パワーマネジメント回路構成法の研究  
**(Ultralow-power-consumption Power-management  
Circuit Scheme in Micro-scale Energy Harvesting)**

2014年3月

立命館大学大学院理工学研究科  
総合理工学専攻博士課程後期課程

宇 都 宮 文 靖

立命館大学審査博士論文

マイクロ環境発電における極低電力  
パワーマネージメント回路構成法の研究  
(**Ultralow-power-consumption Power-management  
Circuit Scheme in Micro-scale Energy Harvesting**)

2014年3月

**March, 2014**

立命館大学大学院理工学研究科  
総合理工学専攻博士課程後期課程  
**Doctoral Program in Integrated Science and Engineering  
Graduate School of Science and Engineering  
Ritsumeikan University**

宇 都 宮 文 靖

**Fumiyasu Utsunomiya**

指導教官：道関 隆国教授

**Supervisor : Professor Takakuni Douseki**

## 要旨

本論文では、マイクロ環境発電を用いたセンサネットワーク用ワイヤレスセンサ端末の極低電力パワーマネジメント回路構成を明らかにした。具体的には、パワーマネジメント回路構成として熱発電腕時計における電源回路構成と、LED発電による零待機電力フォトセンサスイッチ構成を述べた。

熱発電腕時計は、体温と室温の温度差で発電する熱電発電素子を腕時計内部に組み込んだ機器であり、装着時に熱電発電素子の発電電力を二次電池に常に充電することで時計の電池交換を不要にできる。熱電発電素子は、乾電池と異なり周囲の環境によって出力が大きく変動し、内部抵抗が大きいため、発電電力を二次電池に効率良く充電するパワーマネジメント回路が必要になる。本論文では、可変段数スイッチトキャパシタ昇圧回路で最大電力点追従制御（MPPT）を行う極低電力の電源回路を提案し、熱電発電素子から発電電力を最大限に取り出す手法を確立した。本電源回路を熱発電腕時計に適用した場合、1時間の装着で12時間分の時計動作のための充電量が得られること、MPPT技術を用いることにより約2倍の充電量を確保できることを明確にした。

零待機電力フォトセンサスイッチは、ワイヤレスセンサ端末の待機電力を削減することにより電池を長寿命化する回路である。従来のセンサ端末は、起動時に外部からの起動トリガー信号を検出する検出回路が必要であり、消費電力の大きい検出回路を常時動作させる必要があるため、検出回路を含むセンサ端末の待機電力が大きくなる問題があった。本研究では、LED素子を発電に用い、発電変化をnWレベル以下の極低電力で検知できる零待機電力フォトセンサスイッチを提案した。まず、可視光LEDを用いたフォトセンサスイッチとして、ディプレッション型nMOSFETを用いた単一入力のラッチ回路構成によるLED-CMOSレベル変換回路を提案し、nWレベルの消費電力でLED素子での発電の有無をレベル変換回路で検出できることを示した。また、試作したフォトセンサスイッチをワイヤレスマウスに搭載し、通常使用で従来機器に比べて電池寿命が2倍に延びることを示した。次に、赤外LEDを用いたフォトセンサスイッチとして、サブスレッショルド動作の電源立上りエッジ検出回路を提案し、消費

電力40 pWで赤外線の起動パルス信号を検知できることを示した. 本センサスイッチを赤外線制御の受信機に適用し, 零待機電力で距離6 mから受信機のリモコン制御が可能となることを実証した.

# 目次

## 1. 序論

1.1	マイクロ環境発電の必要性	1
1.2	マイクロ環境発電素子とその応用機器の開発経緯と本研究の位置づけ	2
1.2.1	熱電発電素子	3
1.2.2	太陽電池	4
1.3	本研究の目的, 及び, 課題	7
1.4	本論文の構成	7

## 2. 体温-室温 温度差発電を利用した熱発電腕時計用電源回路構成

2.1	まえがき	13
2.2	熱発電腕時計の断面構造	14
2.3	熱電発電ユニットの構成および発電特性	14
2.4	可変段数SC昇圧回路の動作原理	16
2.5	可変段数SC昇圧回路を用いたMPPT制御方式	19
2.6	可変段数SC昇圧回路を用いた電源回路	24
2.6.1	可変段数SC昇圧回路構成	25
2.6.2	クロック回路構成	27
2.6.3	制御回路構成	30
2.7	回路シミュレーション	31
2.8	試作評価	33
2.9	まとめ	36

## 3. 可視光LED発電を利用した零待機電力フォトセンサスイッチ構成

3.1	まえがき	39
3.2	nW動作のフォトセンサスイッチ構成	40
3.3	nW動作のED-CMOSレベル変換回路設計	43
3.4	試作評価	51

3.5	まとめ	54
4.	赤外光LED発電を利用した零待機電力フォトセンサスイッチ構成	
4.1	まえがき	56
4.2	赤外LEDの赤外線リモコン信号に対する発電特性	57
4.3	電圧立上りエッジ検出回路構成	60
4.4	試作評価	67
4.5	まとめ	70
5.	応用例	
5.1	まえがき	73
5.2	熱発電腕時計	73
5.3	ワイヤレスマウス	77
5.4	デジタルフォトフレーム	82
5.5	リモコンカー	83
5.6	まとめ	85
6.	今後の課題	
6.1	まえがき	87
6.2	熱発電腕時計用蓄電池のキャパシタ対応	87
6.3	赤外光LED発電利用フォトセンサスイッチの検出感度向上	88
6.4	まとめ	90
7.	結論	91
	謝辞	94
	本研究に関する発表文献リスト	96

# 第1章 序論

## 1.1 マイクロ環境発電の必要性

多数のセンサ群を人，物，環境中に配置し，各種情報をセンシングするセンサネットワークサービスは，我々の生活の安全・安心を保証する有用な手段として普及しつつある．センサネットワークで解決すべき重要な問題の1つに無線センサ端末の電源の問題がある．多数に撒かれた端末の電池交換を頻繁にできなくなるためであり，これらの端末は電池交換のいらぬメンテナンスフリーシステムにすることが必要となる．センサ端末のエネルギー源として，我々の身の回りに存在する熱，光，振動といったアンビエントエネルギーを活用する環境発電技術を用いれば，一次電池が不要で人手による充電操作の必要のないバッテリーレス端末や待機電力を零に削減できる長寿命端末を実現できる．

環境発電は，各種のアンビエントエネルギー源を電気エネルギーに変換し，その電気エネルギーを効率よく収穫する技術であり，発電素子技術とパワーマネジメント技術からなる．各種アンビエントエネルギー源と環境発電による収穫エネルギーの関係を表 1-1 にまとめる<sup>(1)</sup>．環境発電は，太陽光や産業廃熱等のエネルギー量の大きい再生可能エネルギーを利用した大規模独立電源から応用が広まった．具体的には，光エネルギーを利用した発電応用として，太陽光発電所（メガソーラ）<sup>(2) (3)</sup>，住宅用の太陽光発電システム<sup>(3) (4)</sup>，街路灯の小型発電システム<sup>(4) (5)</sup>，携帯機器の充電器<sup>(5)</sup>等が実用化されている．熱エネルギーを利用した発電応用としては，地熱発電システム<sup>(6)</sup>，ガスの燃焼熱を熱源とするガスパイプライン用の熱電発電機<sup>(7)</sup>が実用化されており，自動車のエンジンの廃熱を利用した熱発電機搭載のハイブリット車も開発中である<sup>(8) (9)</sup>．また，ろうそくの炎を熱源とするラジオ用発電機<sup>(10)</sup>も日本で製品化されている．運動エネルギーを利用した発電応用としては，風力発電システム<sup>(11)</sup>や手回し発電によるラジオや携帯電話の充電器<sup>(12)</sup>が実用化されている．

環境発電をあらゆる場所にばらまかれるセンサ端末に適用するためには，電力密度は小さいが，我々の身の回りに常に存在するアンビエントエネルギーを

活用するマイクロ環境発電が有用である。マイクロ環境発電では、太陽電池駆動の電卓や腕時計、あるいは、自動巻発電腕時計のように発電機を携帯機器の中に組み込むことが必須となる。組み込み型発電機は、発電素子の電力密度自体が小さいことに加えて、素子の寸法が制限されるため、発電機の発電量は表 1-1 に示すように最大でも数十 mW レベルとなる。マイクロ環境発電機の発電特性は、電池と異なり出力電圧が大きく変動し、内部抵抗も大きいいため、発電電力を効率よく充電あるいは内部回路に供給するためには、消費電力が nW レベルで動作する極低電力パワーマネージメント回路が必須となる。

表 1-1 アンビエントエネルギー源と環境発電による収穫エネルギー

アンビエントエネルギー		収穫エネルギー
種類	電力密度	電力密度
光エネルギー		
屋外(快晴時)	100 mW/cm <sup>2</sup>	10 mW/cm <sup>2</sup>
屋内(オフィス机上)	0.1 mW/cm <sup>2</sup>	10 μW/cm <sup>2</sup>
熱エネルギー		
産業 (ΔT = 50 °C)	100 mW/cm <sup>2</sup>	1-10 mW/cm <sup>2</sup>
人体 (ΔT = 15 °C)	20 mW/cm <sup>2</sup>	30 μW/cm <sup>2</sup>
運動エネルギー		
産業 (10 m/s <sup>2</sup> at 1 KHz)	----	100 μW/cm <sup>2</sup>
人体 (1 m/s <sup>2</sup> at 5 Hz)	----	4 μW/cm <sup>2</sup>
電磁波エネルギー		
GSM基地局	0.3 μW/cm <sup>2</sup>	0.1 μW/cm <sup>2</sup>

■ : マイクロ環境発電

## 1.2 マイクロ環境発電素子とその応用機器の開発経緯と 本研究の位置づけ

我々の身の回りに常に存在する熱、光、振動といったアンビエントエネルギーを利用したマイクロ環境発電素子として、熱電発電素子、光電発電素子（太陽電池）、回転式電磁誘導型マイクロ発電機や、ピエゾ型圧電発電機、振動発電機等がある。本論文では、半導体マイクロ環境発電素子として代表的な、熱電発電素子と太陽電池の素子開発、および、それらの応用開発の経緯を述べる。



## 1.2.1 熱電発電素子

熱電発電素子の開発ルーツは、1821年にドイツの Seebeck が発見した温度差による熱電効果（後の Seebeck 効果）に遡る。Seebeck は、異種金属をつないだループ状の回路の接合部の一方を加熱すると回路内部に置いた方位磁石の磁針が振れること、磁針の振れは温度差によって回路に電流が流れることに起因することを明確にした<sup>(13)</sup>。1834年には、フランスの Peltier が同様な異種金属をつないだループ状の回路に電流を流すと、一方の接合部で吸熱、他方の接合部で発熱が起きること（後の Peltier 効果）を発見した<sup>(13)</sup>。イギリスの Thomson は、1851年に Seebeck 効果、Peltier 効果、および、それらの効果の可逆性を熱力学によって理論づけた<sup>(13)</sup>。一般に、Seebeck 効果は、異種導体の両端を接合し両接点を異なる温度に保つ時に回路に起電力が生じる現象を、また、Peltier 効果は、異種の導体の接点に電流を流すと接点で吸熱、あるいは、発熱が発生する現象を言う<sup>(45)</sup>。1913年には、ドイツの Coblentz が銅とコンスタンテン(Ni-Cu 合金)の接合対を直列に 105 対つないだ熱電発電機を試作し、太陽熱で熱電発電機の発電出力 0.6 mW を実証した<sup>(13)(17)</sup>。最初の熱電発電機のエネルギー変換効率は、わずか 0.008%であったが、1940年始めには、「パルチザンの飯盒」と呼ばれる、焚火を熱源とする飯盒型熱電発電機が軍用の無線通信電源として実用化された<sup>(13)</sup>。民生用としては、1959年に灯油ランプの排熱を熱源とする熱電発電ランプがラジオ用電源として実用化された<sup>(24)</sup>。1929年にソビエト連邦の Ioffe は、化合物半導体（II-V, IV-VI, V-VI 族の半導体）を用いれば、熱電発電機のエネルギー変換効率が 2.5 ~ 4.0%まで向上できることを理論的に予見した<sup>(13)(18)(19)</sup>。1949年にベル研究所の Shockley により接合形トランジスタが公表されると<sup>(20)</sup>、半導体の製造技術が進展し、熱電半導体による熱電発電素子のデバイス試作が行われるようになった。1954年には、イギリスの Goldsmid が、p 形と n 形のビスマス・テルル( $\text{Bi}_2\text{Te}_3$ )接合対が熱電冷却材料として有望となることを発表した<sup>(13)(22)</sup>。以来、今日まで Bi-Te 系の化合物半導体は室温付近の熱電材料として使用されるようになった。以後、熱電発電機は、熱エネルギーの大きい産業用の大規模独立電源や宇宙用惑星探査機の独立電源（原子力電池）<sup>(13)</sup>として応用展開されていく。

熱電発電素子を最初にマイクロ環境発電に適用したのは、1998年に著者らが実用化した体温発電腕時計<sup>(29) - (34)</sup>である。腕時計のユニット内に熱発電機を組み込み、極低電力パワーマネージメント回路により、時計装着時には、いつでも発電電力を二次電池に充電できるようにした。その後、体温熱発電を用いたウェアラブルセンサ端末として、パルス酸素濃度計や心電計等の端末試作<sup>(36) - (38)</sup>や、カーボンナノチューブと高分子複合材料を用いた体内埋込み型光熱電発電素子<sup>(42)</sup>やフレキシブル熱電発電素子<sup>(44)</sup>の実証等、センサネットワーク用の自力発電型ウェアラブルセンサ端末に向けた取り組みが加速してきた。

### 1.2.2 太陽電池

太陽電池の開発ルーツは1839年にフランスのBecquerelが発見した光電効果に遡る。電解液に浸した2つの白金電極からなる湿式セルに光が照射されると電圧が発生することを報告した<sup>(14)</sup>。1876年にイギリスのAdamsらは、セレンと金属との点接触面で固体状態での光起電力効果を初めて観測した<sup>(14) (15)</sup>。1883年にアメリカのFrittsがセレンに極めて薄い金の膜を接合した面接触型の光電池を作成した<sup>(14) (16)</sup>。この光電池が現在の太陽電池の原型と言われている。1949年、ベル研究所のShockleyの接合形トランジスタが公表されると<sup>(20)</sup>、前節の熱電発電素子の開発経緯と同様、シリコン太陽電池の開発が加速されることになる。1952年にベル研究所のFullerにより、気相からの不純物拡散によりシリコン基板にpn接合を形成する手法が確立されると<sup>(14)</sup>、1954年にChapin, Fuller, Pearsonらがシリコン太陽電池の原型を開発した<sup>(14) (21)</sup>。太陽電池の最初の応用機器としては、僻地の通信ケーブル用リモート電源として、1955年にベル研究所が太陽電池モジュールを実用化した<sup>(14)</sup>。シャープは1961年に世界初の単結晶シリコン太陽電池搭載のトランジスタラジオ<sup>(14)</sup>を、1976年に単結晶シリコン太陽電池搭載の電卓を製品化した<sup>(14)</sup>。しかしながら、上記の携帯機器は太陽電池が高価であること、機器の消費電力が大きいため太陽電池だけで機器を駆動できない等により、当時は、あまり普及しなかった。1960年代には、低コストが可能な薄膜太陽電池を目指したシリコン材料としてアモルファスシリコンの研究が進められるようになった。1975年にイギリスのSpearらにより、シラン中のグロー放電で形成したアモルファスシリコンでp型、n型半導体を作成

する手法が提案されると<sup>(14) (25)</sup>, 翌年の 1976 年には, アメリカ RCA 社の Carlson らが薄膜アモルファスシリコン太陽電池を開発した<sup>(14) (26) (27)</sup>. また, 1989 年には, 桑野らがポリエステルやポリイミドなどの有機系材料の上に集積型アモルファスシリコン太陽電池を形成したフレキシブル太陽電池を開発すると<sup>(14)</sup>, アモルファス太陽電池は, その他の太陽電池とともに社会に大きく普及して行くことになる.

太陽電池を最初にマイクロ環境発電に適用したのは, シチズンの太陽電池搭載腕時計である<sup>(14) (28)</sup>. 単結晶シリコン太陽電池を時計内部に組み込むことで従来の時計サイズのまま, 二次電池の長寿命化を図った. 1980 年に (旧) 三洋電機が, 集積型アモルファスシリコン搭載の電卓を製品化すると, 腕時計等の小型携帯機器の分野で, 太陽電池が一気に普及するようになった. マイクロ環境発電の新たな応用分野としては, 2008 年に道関らが超小型シリコン球状太陽電池をイヤホン内部に組み込んだ LED 照明光デジタル通信によるバッテリーレス・イヤホンを試作している<sup>(39)</sup>. 著者らは, 1 個の砲弾型 LED が発生する発電電力を用いて無線端末の待機電力をほぼ零にできる零待機電力フォトセンサスイッチを提案し, 電池の長寿命化に寄与することを実証した<sup>(40) (41) (43)</sup>.

マイクロ環境発電素子とその応用機器の開発経緯と本研究の位置付けを表 1-2 にまとめる. 著者らが開発した熱発電腕時計は, 熱電発電素子をマイクロ環境発電に初めて適用し実用化したものであり, 本研究がウェアラブル熱電発電センサの開発を先導してきたこと, また, LED 発電によるフォトセンサスイッチの研究は, 無線端末の待機電力を削減し電池の長寿命化に寄与できることから, マイクロ環境発電の新たな産業応用分野を開く可能性が高い.

表 1-2 マイクロ環境発電素子及びその応用機器の開発経緯と本研究の位置づけ

報告年次	熱電発電素子	光電発電素子(太陽電池)	報告者(会社)
1821年	異種金属(Bi, Sb)による熱電効果(ゼーベック効果)の発見		T. J. Seebeck [13]
1834年	異種金属による吸熱・発熱効果(ペルチェ効果)の発見		J. C. A. Peltier [13]
1839年		光起電力効果の発見(湿式セル)	H. Becquerel [14]
1851年	ゼーベック・ペルチェ効果の可逆性を理論化		W. Thomson [13]
1876年		光起電力効果の観測(固体セレン)	W. G. Adams, et al. [14][15]
1883年		セレン光電池の発明	C. Fritts [14][16]
1913年	異種金属(Cu, Ni-Cu合金)による熱電発電の実証		W. W. Coblentz [13][17]
1929年	化合物半導体(II-V, IV-VI, V-VI族)での熱電変換効率向上予測		A. F. Ioffe [13][18][19]
1940年	無線通信機(軍用)の電源に飯盒型熱電発電器(ZnSb, Ni-Cu合金)採用		旧ソ連軍 [13]
1949年		接合型トランジスタの発表	W. B. Shockley [20]
1952年		不純物拡散によるpn接合の形成	C. Fuller [14]
1954年	Bi-Te系熱電半導体素子の提案、実証	pn接合型シリコン太陽電池の提案、実証	D. M. Chapin, et al. [14][21] H. J. Goldsmid, et al. [13][22]
1955年		通信ケーブルのリモート電源として太陽電池を採用	ベル研究所 [14]
1956年		GaAs太陽電池の発明	D. A. Jenny, et al. [14][23]
1959年	灯油ランプ型熱電発電器(ZnSb-Ni合金)による民生用ラジオの製品化		旧ソ連 [24]
1961年		単結晶シリコン太陽電池付トランジスタラジオの製品化	シャープ(株) [14]
1975年		アモルファスシリコンのpn制御成功	W. E. Spear, et al. [14][25]
1976年		アモルファスシリコン太陽電池の発明	D. E. Carlson, et al. [14][26][27]
		単結晶シリコン太陽電池付電卓の製品化	シャープ(株) [14]
		単結晶シリコン太陽電池付腕時計の製品化	シチズン時計(株) [14][28]
1980年		集積型アモルファスシリコン(a-Si)太陽電池搭載電卓の製品化	三洋電機(株) [14]
1989年		集積型フレキシブルa-Si太陽電池の開発	桑野、他 [14]
1995年	熱発電腕時計用の熱電発電素子およびパワーマネージメント回路の提案		岸、宇都宮他 [29]-[34]
1998年	熱発電腕時計の製品化		セイコーウオッチ(株) [35]
2006年	熱発電を用いたウェアラブル小型パルス酸素濃度計、心電計の試作		IMEC [36]-[38]
2008年		LED照明光デジタル無線通信による球状太陽電池駆動バッテリーレスイヤホンの提案	道関、他 [39]
2010年		赤色LED発電を用いた零待機電力の非接触フォトセンサスイッチ回路の提案	宇都宮、他 [40][41]
2011年	カーボンナノチューブ-高分子複合材料による体内埋込み用光熱発電素子の提案		産業技術総合研究所 [42]
2013年	カーボンナノチューブ-高分子複合材料双極型フレキシブル熱発電素子の提案	赤外LED発電を用いたリモコン受信機駆動用零待機電力フォトセンサスイッチ回路の提案	宇都宮、他 [43] 奈良先端大 [44]

### 1.3 本研究の目的, 及び, 課題

本研究は, マイクロ環境発電を用いたセンサネットワークシステムにおいて, メンテナンスフリーを可能にする極低電力パワーマネジメント回路の構成法を主題とする. 研究を進めるにあたり, 実用性を考慮し, 以下の点を課題として検討を進めることとした.

#### (1) 高効率

環境発電源の電力を効率良く利用できること.

#### (2) 小型化

小型端末に搭載できる大きさであること.

#### (3) 発展性

様々な端末に応用可能であること.

### 1.4 本論文の構成

本論文の構成を図 1-1 に示す. 第 2 章で体温と室温の温度差発電で動作する熱発電腕時計に用いた電源回路構成を述べる. 第 3 章では可視光 LED の発電電力を利用して零待機電力を実現したフォトセンサスイッチ構成について述べる. 第 4 章では赤外光で発電する赤外 LED の発電電力を利用して零待機電力を実現したフォトセンサスイッチ構成について述べる. 第 5 章では, 電源回路とフォトセンサスイッチの応用例について述べる.

各章は以下の様に構成されている.

第 2 章では, 熱発電腕時計に用いた極低電力パワーマネジメント回路として, 可変段数スイッチトキャパシタ昇圧回路を用いた電源回路の構成について述べる.

第 3 章では, 可視光 LED 発電の有無を  $nW$  レベルの消費電力で検出できる ED-CMOS レベル変換回路構成について述べる.

第 4 章では, 赤外光 LED 発電の発電変化を  $pW$  レベルの消費電力で検出できる電圧立上りエッジ検出回路構成について述べる.

第 5 章では, 前章で述べる電源回路, フォトセンサスイッチを, それぞれ,

熱発電腕時計，ワイヤレスマウス，及び，赤外線リモコン制御のデジタルフォトフレームやリモコンカーに応用した例を示す。

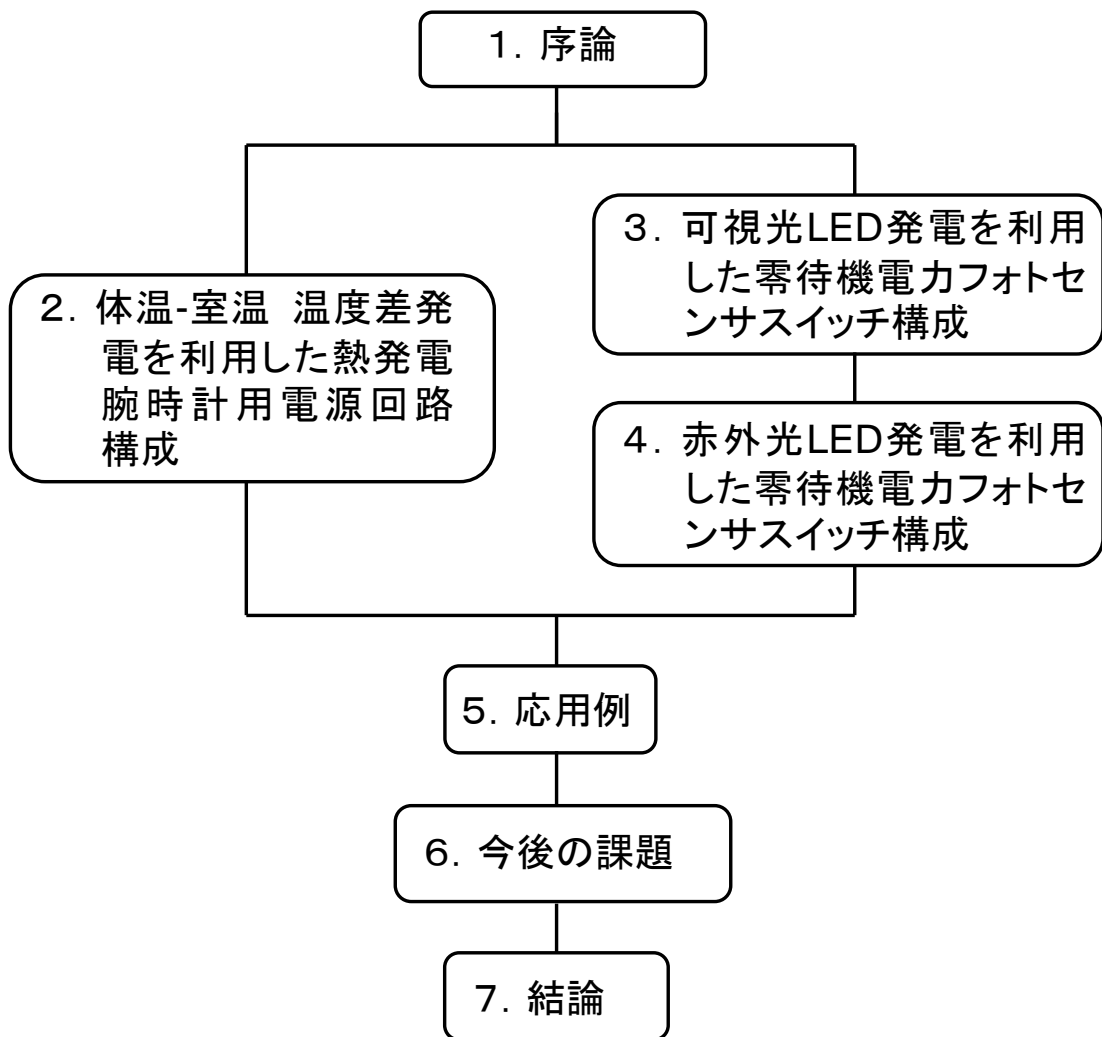


図 1-1 論文構成

## 参考文献

- (1) R. J. M. Vullers, R. V. Schaijk, H. J. Visser, J. Penders, and C. V. Hoof: “Energy Harvesting for Autonomous Wireless Sensor Networks”, IEEE SOLID-STATE CIRCUITS MAGAZINE, pp. 29-38, SPRING 2010.
- (2) 電機事業連合会 HP: 「メガソーラ発電計画」,   
[http://www.fepc.or.jp/envirment/new\\_energy/megasolar/](http://www.fepc.or.jp/envirment/new_energy/megasolar/).
- (3) 経済産業省 HP: 調達価格等算委員会資料「我が国における再生可能エネルギーの現状」,   
[http://www.meti.go.jp/committee/choutatsu\\_kakaku/001\\_07\\_01.pdf](http://www.meti.go.jp/committee/choutatsu_kakaku/001_07_01.pdf).
- (4) 桑野幸徳, 中野昭一, 岸靖雄, 大西三千年: 「太陽電池とその応用(改訂版)」, パワー社, pp. 116-136, 1994.
- (5) 松本聡, 「0.4 V 動作の昇圧型コンバータ 単セル太陽電池を有効活用」, NIKKEI ELECTRONICS, 9月7日号, pp. 92-98, 2009.
- (6) 経済産業省 資源エネルギー庁 HP: 「地熱発電」,   
<http://www.enecho.meti.go.jp/saiene/park/op02.html>.
- (7) 森本出身, 内田幸夫, 坂本勇夫, 長沢建吾: 「低消費電力マイクロ波通信システム用電源システム」, NEC 技報, Vol. 35, No. 11, pp. 72-78, 1982.
- (8) J. Liebl, S. Neugebauer, A. Eder, M. Linde, B. Mazar, and W. Stutz: “Der Thermoelektrische Generator von BMW macht Abwarme nutzbar” , Motortechnische Zeitschrift, Vol. 70, No. 4, pp. 272-281, 2009.
- (9) アメリカ合衆国エネルギー省 エネルギー効率・再生可能エネルギー部 HP:   
[http://www1.eere.energy.gov/vehiclesandfuels/pdfs/thermoelectrics\\_app\\_2011/monday/eder.pdf](http://www1.eere.energy.gov/vehiclesandfuels/pdfs/thermoelectrics_app_2011/monday/eder.pdf).
- (10) 坂田亮(編): 「熱電変換工学 基礎と応用」, リアライズ社, pp. 449-452, 2001.
- (11) 牛山泉: 「風力発電の歴史」, オーム社, 2013.

- (12) J. Krikke: “Sunrise for Energy Harvesting Products”, *IEEE Pervasive Computing Magazine*, pp. 4-8, Jan.-March 2005.
- (13) 上村欣一, 西田勲夫: 「熱電半導体とその応用」, 日刊工業新聞社, 1988.
- (14) 桑野幸徳: 「太陽電池はどのように発明され, 成長したのか」, オーム社, 2011.
- (15) W. G. Adams and R. E. Day: “The Action of Light on Selenium”, *Proceedings of the Royal Society of London*, Vol. 25, pp. 113-117, 1876.
- (16) C. E. Fritts: “On a New Form of selenium Cell, and some Electrical Discoveries made by its Use”, *American Journal of Science*, Vol. 26, pp. 465-472, 1883.
- (17) M. Tekes: “Solar Thermoelectric Generators”, *Journal of Applied Physics*, Vol. 25, No. 25, pp. 765-777, June 1954.
- (18) A. F. Ioffe 著, 坂田民雄(訳編): 「半導体とその応用」, 日刊工業新聞社, 1957.
- (19) A. F. Ioffe 著, 坂田民雄(訳編): 「サーモエレメント」, 日刊工業新聞社, 1962.
- (20) W. Shockley: “The Theory of p-n Junctions in Semiconductors and p-n Junction Transistors”, *Bell System Technical Journal*, Vol. 28, pp. 435-489, 1949.
- (21) D. M. Chapin, C. S. Fuller, and G. L. Pearson: “A New Silicon p-n Junction Photocell for Converting Solar Radiation into Electrical Power”, *Journal of Applied Physics*, Vol. 25, pp. 676-677, 1954.
- (22) H. J. Goldsmid and R. W. Douglas: “The Use of Semiconductors in Thermo-electric Refrigeration”, *British Journal of Applied Physics*, Vol. 5, No. 11, pp. 386-390, 1954.
- (23) D. A. Jenny, J. J. Loferski, and P. Rappaport: “Photovoltaic Effect in GaAs p-n Junctions and Solar Energy Conversion”, *Physical Review*, Vol. 101, No. 3, pp. 1208-1209, 1956.
- (24) D. Pantalony: “Photo Essay: What is it? Twentieth-century Artifacts out of Context”, *Newsletter of the History of Science Society*, Vol. 37, No. 3, July 2008. 熱電発電ランプの形状は下記参照:



<http://www.neazoi.com/technology/thermocouple.htm>

- (25) W. E. Spear and P. G. Le Comber: “Substitutional Doping of Amorphous Silicon”,  
Solid State Communications, Vol. 17, pp. 1193-1196, 1975.
- (26) D. E. Carlson and C. R. Wronski: “Amorphous Silicon Solar Cell”, Applied  
Physics Letters, Vol. 28, No. 11, pp. 671-673, 1976.
- (27) D. E. Carlson: “Amorphous Silicon Solar Cells”, IEEE Trans. on Electron  
Devices, Vol. ED-24, No. 4, pp. 449-453, April 1977.
- (28) シチズン時計(株)HP: “世界初のアナログ式太陽電池腕時計”,  
[http://citizen.jp/discovery/topics/showalt/crystron\\_solarcell.html](http://citizen.jp/discovery/topics/showalt/crystron_solarcell.html)
- (29) 岸松雄, 根本裕彦, 岡野宏: “熱電変換素子とその製造方法”,  
特許第 3592395 号, 出願日 1994 年 7 月 29 日.
- (30) 宇都宮文靖, 吉田宜史, 森内美和: “電子機器”, 特許第 3205756 号,  
出願日 1997 年 7 月 22 日.
- (31) 吉田宜史, 宇都宮文靖: “電子機器”, 特許第 3657445 号,  
出願日 1998 年 11 月 13 日.
- (32) M. Kishi, H. Nemoto, T. Hamano, M. Yamamoto, S. Sudou, M. Mandai,  
and S. Yamamoto: “Micro-Thermoelectric Modules and Their Application to  
Wristwatches as an Energy Source”, Proceedings of 18<sup>th</sup> International  
Conference on Thermoelectronics, pp. 301-307, 1999.
- (33) 金坂俊哉, 小棚木進, 中林靖, 間峠彰弘: 「熱発電ウオッチの開発」,  
日本時計学会マイクロメカトロニクス, Vol. 43, No. 3, pp. 29-36, 1999.
- (34) 宇都宮文靖, 吉田宜史, 道関隆国: 「簡易 MPPT 機能を有する熱発電腕  
時計用可変段数型スイッチトキャパシタ昇圧回路」, IEEJ Trans. on  
Electronics, Information and Systems, Vol. 133, No. 2, pp. 226-233, 2013.
- (35) セイコーウオッチ(株)HP: “World’s first watch driven by body heat”,  
[http://www.seikowatches.com/heritage/worlds\\_first.html](http://www.seikowatches.com/heritage/worlds_first.html)
- (36) T. Torfs, V. Leonov, C. V. Hoof, and B. Gyselinckx: “Body-Heat powered  
Autonomous Pulse Oximeter”, Proceedings of IEEE SENSORS 2006, pp.  
427-430, 2006.

- (37) V. Leonov, C. V. Hoof, and R. J. M. Vullers: "Thermoelectric and Hybrid Generators in Wearable Devices and Clothes", Proceedings of 6<sup>th</sup> International Conference on Wearable and Implantable Body Sensor Networks, pp. 195-200, 2009.
- (38) V. Leonov: "Energy Harvesting for Self-powered Wearable Devices", in Wearable Monitoring Systems, Springer, pp. 27-49, 2011.
- (39) T. Douseki, S. Sasaki, and Y. Matsuya: "Optical-wireless Digital-sound Transmission System With Spherical Solar Cells", Proceedings of IEEE SENSORS 2008, pp. 608-611, Oct 2008.
- (40) F. Utsunomiya and T. Douseki: "Nanowatt-Power-Level Automatic-Switch Combining CMOS and Photodiode", Proceedings of IEEE SENSORS 2010, pp. 1918-1921, 2010.
- (41) F. Utsunomiya and T. Douseki: "Nanowatt-power-level Automatic Switch Combining ED-CMOS Circuit and Photodiode", IEICE Trans. on Electron, Vol. E95-C, No. 6, pp. 1104-1109, 2012.
- (42) E. Miyako, C. Hosokawa, M. Kojima, M. Yudasaka, R. Funahashi, I. Oishi, Y. Hagiwara, M. Shichiri, M. Takashima, K. Nishio, and Y. Yoshida: "A Photo-Thermal-Electrical Converter Based on Carbon Nanotubes for Bioelectric Applications", Angewandte Chemie International Edition, Vol. 50, pp. 12266-12270, 2011.
- (43) F. Utsunomiya, A. Tanaka, and T. Douseki: "A Self-powered Photosensor Switch Detects Only Rising Edge of Infrared-light Pulse for Wireless Zero-standby-power Wake-up Receiver", Proceedings of IEEE SENSORS 2013, pp. 1432-1436, 2013.
- (44) Y. Nonoguchi, K. Ohashi, R. Kanazawa, K. Ashiba, K. Hata, T. Nakagawa, C. Adachi, T. Tanase, and T. Kawai: "Systematic Conversion of Single Walled Carbon Nanotubes into n-type Thermoelectric Materials by Molecular Dopants", Scientific Reports, No. 3344, pp. 1-7, 2013.
- (45) 長倉三郎, 井口洋夫, 江沢洋, 岩村秀, 佐藤文隆, 久保亮五 (編): "岩波理化学辞典(第5版)", 岩波書店, p. 1015, p. 1265, 1998.

## 第2章 体温-室温 温度差発電を利用した

### 熱発電腕時計用電源回路構成

#### 2.1 まえがき

電池駆動の小型端末において、マイクロ環境発電源の発電電力で動作することで、充電や電池交換を無くす手法は、1970年代の電卓や腕時計で研究開発が始まった。腕時計の分野では、シチズン時計株式会社が、1976年に太陽電池を用いたソーラー腕時計<sup>(1)</sup>を製品化した。また、セイコーエプソン株式会社が、1988年に超小型自動巻発電機<sup>(2)</sup>を搭載した自動巻発電腕時計を製品化した。これら腕時計に使用するマイクロ環境発電源は、電池と異なり、周囲の環境に応じて大きく変動する。ソーラー腕時計では、曇りの天候が続く場合や、服の袖が時計を常に覆っている場合、また、自動巻発電腕時計では、時計を動かさない状態が続く場合時計動作が停止する。そこで、腕時計の装着時には、常時、時計にエネルギーを供給できるマイクロ環境発電源として、体温と周囲温度の温度差を利用した熱発電腕時計<sup>(3)</sup>を1998年に実用化した。

本章では熱発電腕時計に用いた極低電力パワーマネージメント回路として、 $\mu\text{W}$ 以下の発電電力で、発電電圧が変化する熱電発電素子に対応可能な可変段数スイッチトキャパシタ昇圧回路<sup>(4)(5)</sup>を用いた電源回路構成を述べる。さらに、熱電発電素子から最大限の電力を取り出せる可変段数スイッチトキャパシタ昇圧回路を用いたMPPT (Maximum Power Point Tracking) 技術<sup>(5)(6)</sup>について述べる。具体的には、まず、熱発電腕時計の構成と、熱電発電素子を搭載した熱電発電ユニット<sup>(7)</sup>の発電特性を述べる。次に可変段数スイッチトキャパシタ昇圧回路(以降、可変段数SC昇圧回路と略称する)によるMPPT技術を述べる。さらには、可変段数SC昇圧回路、クロック回路、および、制御回路からなる電源回路の回路構成を述べる。最後に、 $0.6\ \mu\text{m}$  CMOSプロセスで試作した電源回路の特性を述べる。

## 2.2 熱発電腕時計の断面構造

熱発電腕時計の断面構造を図 2-1 に示す。熱発電腕時計は、熱発電ユニット、可変段数 SC 昇圧回路を用いた電源回路、二次電池、および時計ムーブメントで構成される。熱発電ユニットは、腕と外気の温度差を電力に変換しており、得られた発電電力は電源回路で電圧変換し、二次電池にその電力を蓄電する。二次電池は、腕時計用に開発したチタン系リチウムイオン二次電池<sup>(8)</sup>であり、1.3 V の充放電電圧特性を有している。時計ムーブメントは二次電池の蓄電電力で動作する。熱発電ユニットの発電電力量を高めるため、ケースやベゼルは放熱性の高いステンレス材料で構成し、フレームは、断熱性の高いプラスチックで構成した。

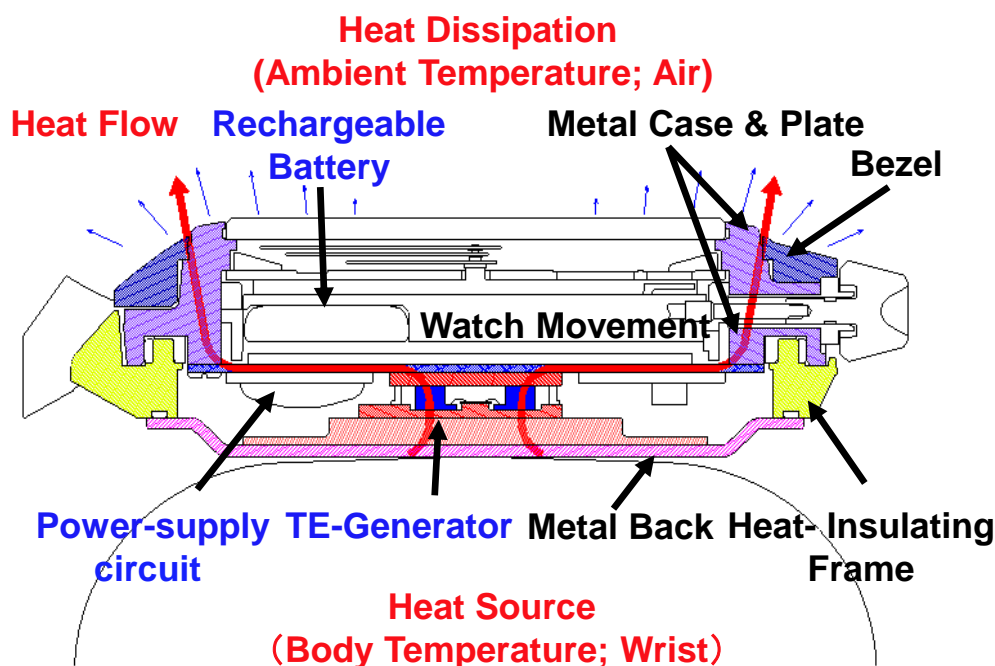


図 2-1 熱発電腕時計の断面構造

## 2.3 熱発電ユニットの構成および発電特性

熱発電ユニットの写真を図 2-2 (a) に示す。サイズは、15.2 mm × 10.0 mm × 2.7 mm である。熱発電ユニットは、直列接続した 10 個の熱発電モジュールからなる。熱発電モジュールの SEM 写真を図 2-2 (b) に示す。サイズは、2 mm

×2 mm × 1.3 mm である。上下のシリコン基板間に直列接続した 100 本の熱電発電素子を挟み込んでいる。下側のシリコン基板には、出力用の電極パッドを形成し、この電極パッドで他の熱電発電モジュールと接続している。熱電発電素子の柱は、断面積が  $80\ \mu\text{m} \times 80\ \mu\text{m}$  で、高さが  $600\ \mu\text{m}$  である。熱電発電素子 1 本の抵抗値は  $1.2\ \Omega$  である。このため 1000 本の熱電発電素子が直列接続された熱電発電ユニットの内部抵抗は、約  $1.2\ \text{k}\Omega$  となる。

熱発電腕時計に組み込んだ熱電発電ユニットの発電特性を図 2-3 に示す。被験者 4 名の手で発生した熱電発電ユニットの無負荷時発電電圧 ( $V_{\text{TE}}$ ) を測定した。この時の周囲温度は、 $25\ ^\circ\text{C}$  である。いずれの被験者も、熱発電腕時計を装着した直後の  $0.7\ \text{V}$  程度をピークに徐々に低下し、装着から 50 分後には、 $0.25\ \text{V}$  近傍で発電電圧が一定となることがわかる。この  $0.25\ \text{V}$  の発電電圧が得られている際の発電電力は、熱電発電ユニットの内部抵抗を  $1.2\ \text{k}\Omega$  とすると、約  $13\ \mu\text{W}$  程度である。

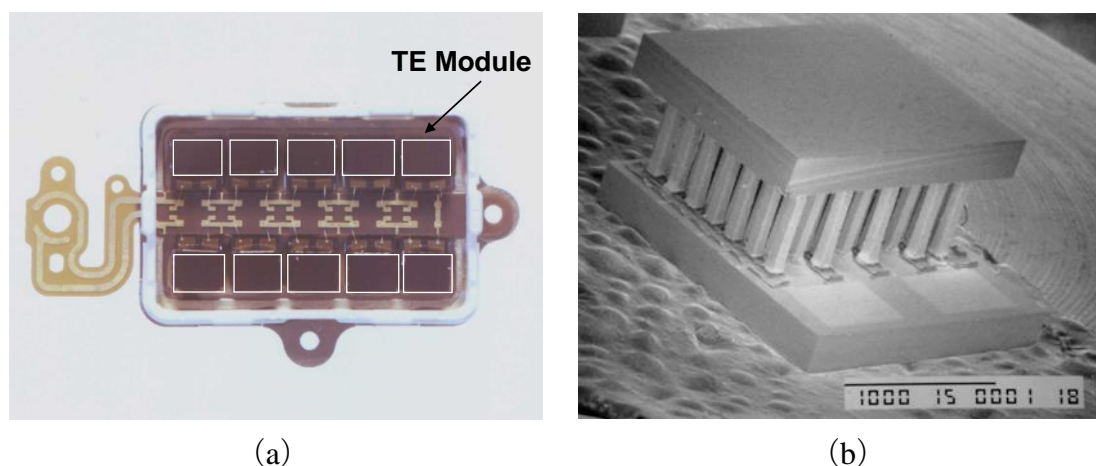


図 2-2 熱電発電ユニットの写真

(a) 熱電発電ユニット (b) 熱電発電モジュール

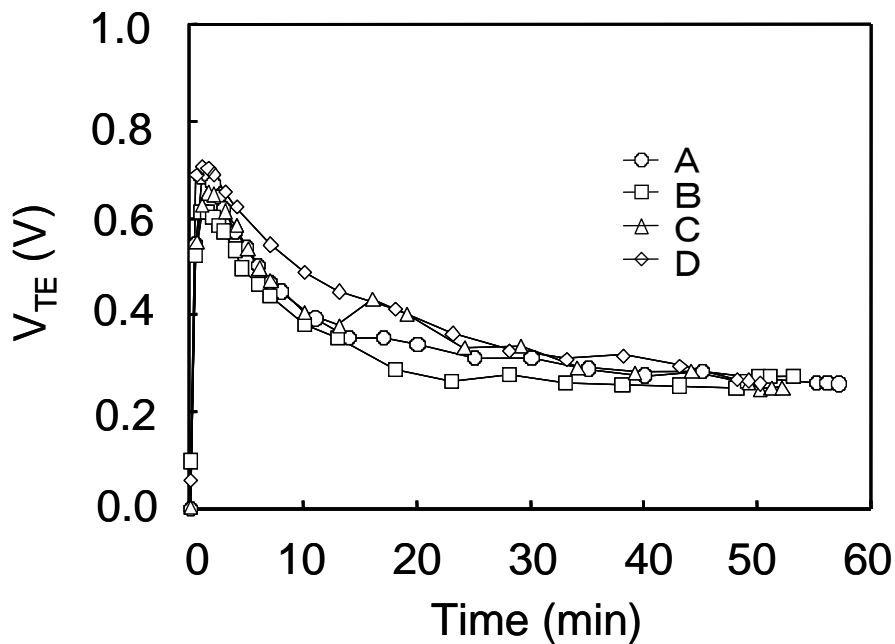


図 2-3 熱電発電ユニットの発電特性

## 2.4 可変段数 SC 昇圧回路の動作原理

熱電発電ユニットに電源回路を接続して発電電力を取り出す場合、熱電発電ユニットの内部抵抗が大きいため、熱電発電ユニットから最大の電力を取り出す MPPT 技術が必要となる。電源回路に、コイルやトランス等で構成した昇圧回路を用いると、コイル等に流れる電流のスイッチング時間を制御する複雑な回路や、出力電圧ロスを生じるショットキーダイオード、あるいは、逆流防止回路が必要となり、 $\mu\text{W}$  オーダでの電圧変換が困難である。そこで、電源回路に  $\mu\text{W}$  オーダでの電圧変換が可能な可変段数 SC 昇圧回路を用いた。

図 2-4 に SC 昇圧回路の昇圧動作原理を示す。SC 昇圧回路は、2 個の容量 ( $C_1$ ,  $C_2$ ) と 4 個のスイッチで構成する。SC 昇圧回路は、先ず、容量  $C_1$  と  $C_2$  を入力電圧 ( $V_{\text{IN}}$ ) で並列充電する (図 2-4 (a) 参照)。その後、容量  $C_1$  と  $C_2$  を直列に接続することで、 $V_{\text{IN}}$  の 2 倍の昇圧電圧 ( $V_{\text{OUT}}$ ) が出力する動作である (図 2-4 (b) 参照)。この昇圧動作を繰り返すことで、 $V_{\text{IN}}$  の 2 倍の  $V_{\text{OUT}}$  を連続して出力する。

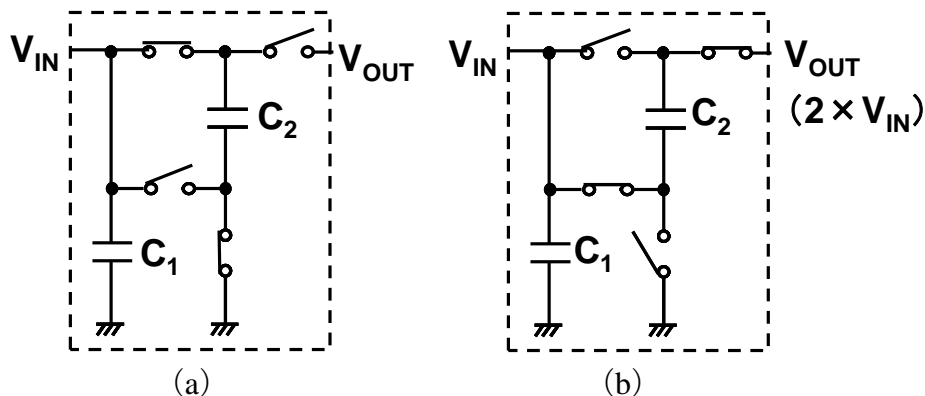


図 2-4 SC 昇圧回路の昇圧動作原理

(a) 並列接続時 (b) 直列接続時

図 2-5 に可変段数 SC 昇圧回路の段数切り替え動作原理を示す。可変段数 SC 昇圧回路は、入力 ( $V_{IN}$ ) と出力 ( $V_{OUT}$ ) の間に直列接続した 4 段の SC 昇圧回路と、各段の SC 昇圧回路をバイパスするバイパススイッチ ( $SW_1, SW_2, SW_3, SW_4$ ) と、各段の SC 昇圧回路への昇圧用クロック信号 ( $CLK$ ) の入力をスイッチングする 4 個のクロックスイッチ ( $SW_{C1}, SW_{C2}, SW_{C3}, SW_{C4}$ ) で構成する。バイパススイッチがオフした SC 昇圧回路は、クロックスイッチがオンするので、入力される昇圧用クロック信号で昇圧動作を行う。一方、バイパススイッチがオンした SC 昇圧回路は、クロックスイッチがオフするので、昇圧クロック信号が入力されず、昇圧動作が停止する。これにより、バイパスされた SC 昇圧回路の無駄な消費電力による可変段数 SC 昇圧回路の昇圧効率悪化を防止できる。可変段数 SC 昇圧回路の各 SC 昇圧回路の昇圧倍率は 2 倍である。このため、可変段数 SC 昇圧回路の昇圧倍率は、SC 昇圧回路の直列段数を 0, 1, 2, 3, 4 段と設定すると 1, 2, 4, 8, 16 倍の昇圧倍率が選択できる。各段の SC 昇圧回路の入力電圧は、前段は低く、後段は高いため、前段の SC 昇圧回路は低い入力電圧に適した構成であり、後段の SC 昇圧回路は高い入力電圧に適した構成である。従って、可変段数 SC 昇圧回路は、入力電圧が低下するに従って、最後段から手前の段の SC 昇圧回路へと直列段数を増加することで、昇圧倍率を増加さ

せる構成である。

各バイパススイッチのオン・オフ状態と可変段数 SC 昇圧回路の昇圧倍率の関係を表 2-1 に示す。全てのバイパススイッチがオンの時、全ての SC 昇圧回路が昇圧動作を停止するため、昇圧倍率は 1 倍となる。後段側のバイパススイッチから前段側へ順次オフすることで、昇圧段数は 0, 1, 2, 3, 4 段と設定されるため、昇圧倍率は 1, 2, 4, 8, 16 倍に設定される。

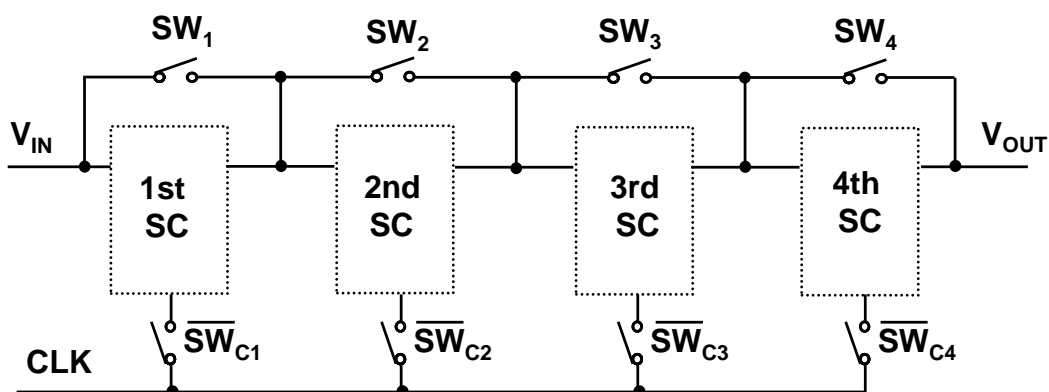


図 2-5 可変段数 SC 昇圧回路の段数切り替え動作原理

表 2-1 バイパススイッチ状態と昇圧倍率の関係

$SW_1$	$SW_2$	$SW_3$	$SW_4$	Conversion ratio
ON	ON	ON	ON	1
ON	ON	ON	OFF	2
ON	ON	OFF	OFF	4
ON	OFF	OFF	OFF	8
OFF	OFF	OFF	OFF	16



## 2.5 可変段数 SC 昇圧回路を用いた MPPT 制御方式

熱電発電ユニットと出力に二次電池負荷を接続した可変段数 SC 昇圧回路の等価回路を図 2-6 に示す。熱電発電ユニットの等価回路は、熱電発電ユニットの無負荷時発電電圧と等価な可変電圧源 ( $V_{TE}$ ) と、熱電発電ユニットの内部抵抗である抵抗 ( $R_{TE}$ ) を直列に接続した回路で表される。可変段数 SC 昇圧回路の等価回路は、出力に二次電池を接続すると、可変入力電圧 ( $V_{IN}$ ) で表される。これら等価回路において、熱電発電ユニットからの取り出し電力 ( $P_{IN}$ ) は (2-1) 式で表され、最大電力点 (Maximum Power Point) ( $P_{INMAX}$ ) は (2-2) 式に示す様に可変入力電圧 ( $V_{IN}$ ) が  $1/2V_{TE}$  の時となり、熱電発電ユニットから取り出せる最大電力は、(2-3) 式で表される。

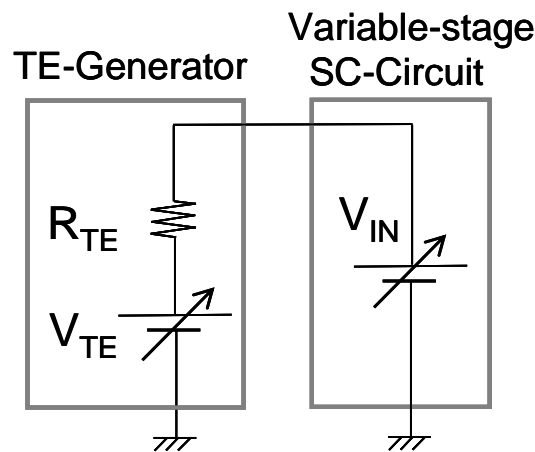


図 2-6 熱電発電ユニットと可変段数 SC 昇圧回路の等価回路

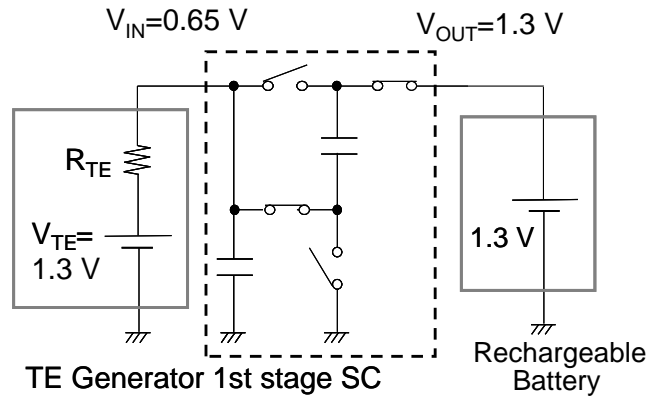
$$P_{IN} = \frac{V_{IN} (V_{TE} - V_{IN})}{R_{TE}} \dots\dots\dots (2-1)$$

$$V_{IN} = \frac{1}{2} V_{TE} \dots\dots\dots (2-2)$$

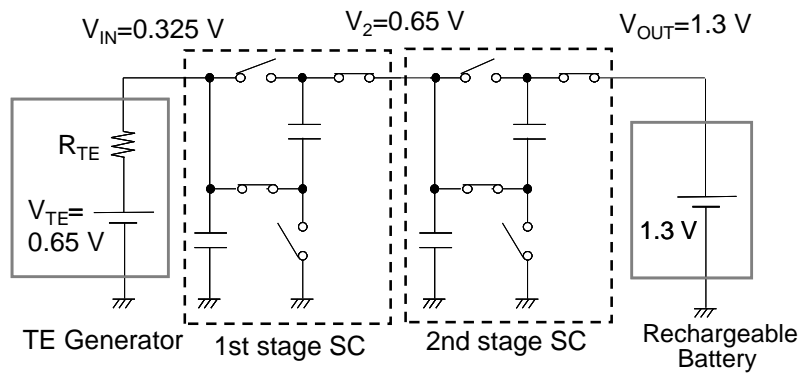
$$P_{INMAX} = \frac{(V_{TE})^2}{4R_{TE}} \dots\dots\dots (2-3)$$

熱電発電ユニットに、多段 SC 昇圧回路を接続し、SC 昇圧回路の出力に二次電池 (1.3 V) を接続した場合の等価回路を図 2-7 に示す。各 SC 昇圧回路を構成するスイッチは、電圧ロスの生じない理想スイッチで表した。

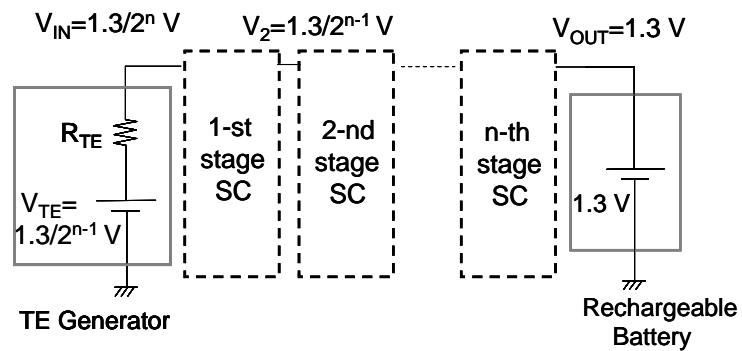
先ず、熱電発電ユニットの無負荷時発電電圧 ( $V_{TE}$ ) が 1.3 V の場合、熱電発電ユニットに 1 段の SC 昇圧回路を接続すると、SC 昇圧回路の入力電圧 ( $V_{IN}$ ) は、0.65 V となり、 $V_{TE}$  の 1/2 となるので熱電発電ユニットから最大の電力が取り出せる (図 2-7 (a) 参照)。次に、熱電発電ユニットの無負荷時発電電圧 ( $V_{TE}$ ) が 0.65 V の場合、熱電発電ユニットに 2 段の SC 昇圧回路を接続すると、SC 昇圧回路の入力電圧 ( $V_{IN}$ ) は、0.325 V となり、 $V_{TE}$  の 1/2 となるので熱電発電ユニットから最大の電力が取り出せる (図 2-7 (b) 参照)。同様に、n 段の SC 昇圧回路に無負荷時発電電圧 ( $V_{TE}$ ) が  $1.3/2^{n-1}$  V の熱電発電ユニットを接続した場合、SC 昇圧回路の入力電圧 ( $V_{IN}$ ) は、 $1.3/2^n$  V であり、 $V_{TE}$  の 1/2 となるので熱電発電ユニットから最大の電力が取り出せる (図 2-7 (c) 参照)。



(a)



(b)



(c)

図 2-7 熱電発電ユニットと各段数の SC 昇圧回路を接続した等価回路

(a) 1 段の SC 昇圧回路

(b) 2 段の SC 昇圧回路

(c)  $n$  段の SC 昇圧回路

SC 昇圧回路の取出し電力効率 ( $\eta_E$ ) を、最大取出し電力に対する取出し電力と定義した場合の多段 ( $n=1\sim 4$ ) SC 昇圧回路の取出し電力効率 ( $\eta_E$ ) と熱電発電ユニットの無負荷時発電電圧 ( $V_{TE}$ ) の関係を図 2-8 に示す。  $V_{TE}$  が 0.1625 V, 0.325 V, 0.65 V, 1.3 V の場合、最適な SC 昇圧回路の段数は、それぞれ 4 段, 3 段, 2 段, 1 段であり、各 SC 昇圧回路の取出し電力効率 ( $\eta_E$ ) は 100% となる。

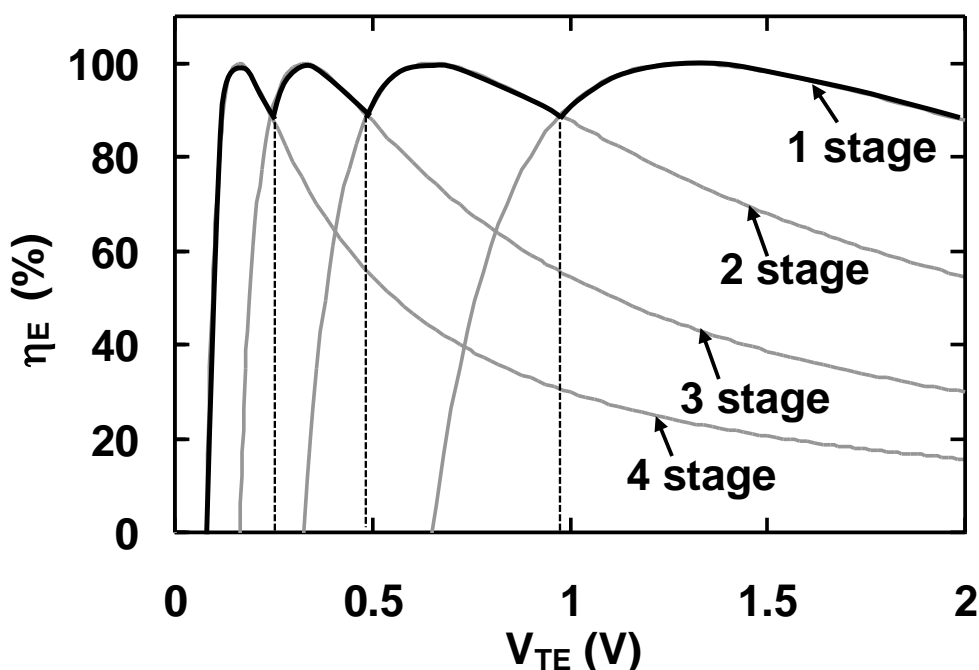


図 2-8 多段 SC 昇圧回路の取出し電力効率

可変段数 SC 昇圧回路の段数を  $V_{TE}$  に対して理想的に切り替えた取り出し電力効率のカーブを図 2-8 の実線で示す。段数切り替えを行う熱電発電ユニットの発電電圧は、  $V_{TE}$  が 0.244 V, 0.488 V, 0.976 V であり、切り替えた各段数の SC 昇圧回路では 90% 以上の高い取出し電力効率を得られる。

可変段数 SC 昇圧回路の段数切り替えは、熱電発電ユニットの無負荷時発電電圧を検出する必要がある。この電圧は、非常に低く、かつ、変動するため検出回路が複雑となる。ここでは、可変段数 SC 昇圧回路の無負荷時出力電圧を検出

することで、熱電発電ユニットの無負荷時発電電圧を間接的に検出する構成とし、検出回路を簡略化した（図 2-9 参照）。

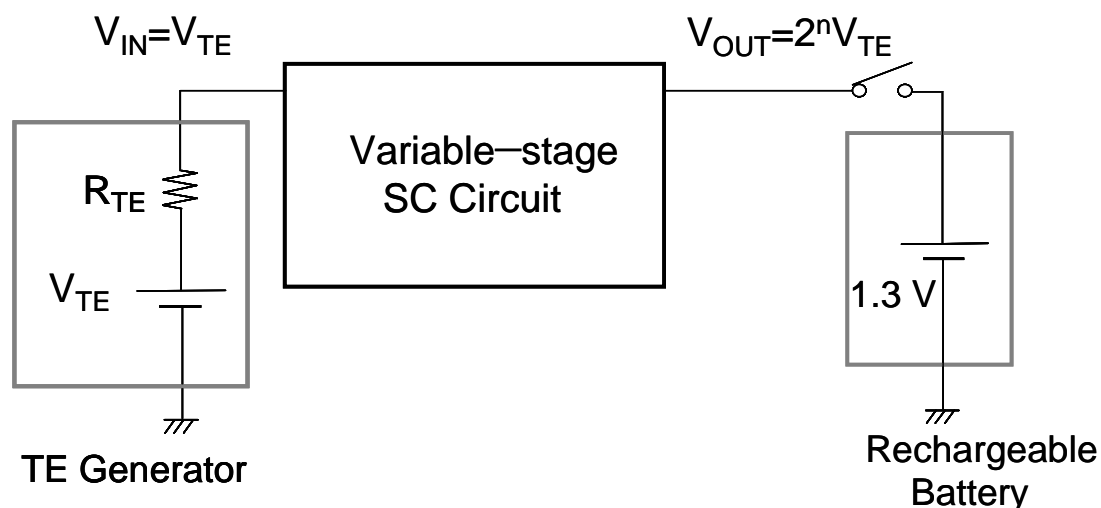


図 2-9 可変段数 SC 昇圧回路の無負荷時出力電圧測定回路

熱電発電ユニットの無負荷時発電電圧 ( $V_{TE}$ ) と可変段数 SC 昇圧回路の無負荷時出力電圧 ( $V_{OUT}$ ) の関係を図 2-10 に示す。

可変段数 SC 昇圧回路の無負荷時発電電圧は、熱電発電ユニットの無負荷時発電電圧 ( $V_{TE}$ ) に昇圧倍率をかけた値となる。 $V_{TE}$  の上昇に伴って、取り出し電力効率が 90%以上となる可変段数 SC 昇圧回路の設定段数は、 $V_{TE}$  が 0.244 V 以上で 3 段、0.488 V 以上で 2 段、0.976 V 以上で 1 段に設定する。これら各  $V_{TE}$  で最適段数が設定された時の  $V_{OUT}$  は、全て 1.95 V である。従って、可変段数 SC 昇圧回路の段数設定は、段数を順に増加させて、 $V_{OUT}$  が始めて 1.95 V を超える段数に設定する方法を採用した。

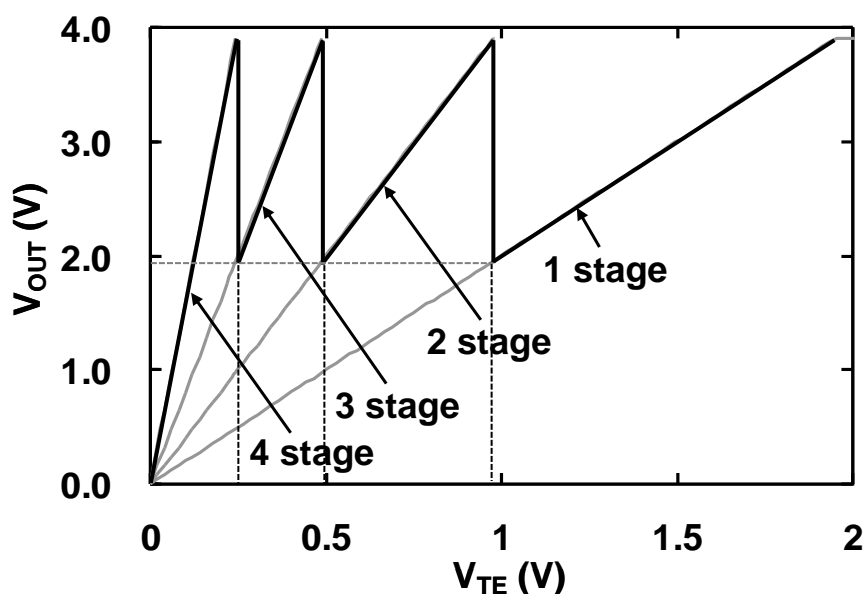


図 2-10 可変段数 SC 昇圧回路の無負荷時出力電圧特性

## 2.6 可変段数 SC 昇圧回路を用いた電源回路

極低電力を扱える可変段数 SC 昇圧回路を用いた電源回路の回路ブロック図を図 2-11 に示す。電源回路は、可変段数 SC 昇圧回路、クロック回路、制御回路、pMOSFET ( $M_1$ )、およびショットキーダイオード ( $D_1$ ) からなる。まず時計 IC が動作を開始するまでの起動時は、熱電発電ユニットが発電を開始すると、熱電発電ユニットは、ショットキーダイオード ( $D_1$ ) を介して、クロック回路と制御回路に発電電力を供給する。クロック回路は、供給された電力を用いて内部クロック信号 (CLK (int)) を生成する。可変段数 SC 昇圧回路は、このクロック信号を用いて熱電発電ユニットの出力電圧を昇圧する。可変段数 SC 昇圧回路は制御回路を介して二次電池を充電する。

二次電池の電源電圧 ( $V_{IC}$ ) が 1 V 以上に上昇し、時計 IC が動作を開始する定常時には、時計 IC は、外部クロック信号 (CLK (ext)) をクロック回路に供給する。クロック回路は、外部クロック信号 (CLK (ext)) が入力されると、内部クロック信号 (CLK (int)) の生成を停止させ、一定振幅の外部クロック信号 (CLK (ext)) を可変段数 SC 昇圧回路へ供給する。また、時計 IC は、5 分毎に制御回路へ昇圧回路段数の選択を行う段数選択開始信号 ( $V_{SW1}$ ) を供給する。制御回

路は、段数選択開始信号を受信すると、可変段数 SC 昇圧回路の段数を選択する動作を開始する。段数の選択は、pMOSFET ( $M_1$ ) が可変段数 SC 昇圧回路の出力負荷を切り離し、可変段数 SC 昇圧回路の無負荷時出力電圧を検出することで最適段数を選択する。可変段数 SC 昇圧回路は、4 段の SC 昇圧回路で構成され、1, 2, 4, 8, 16 倍の昇圧倍率を選択できる。

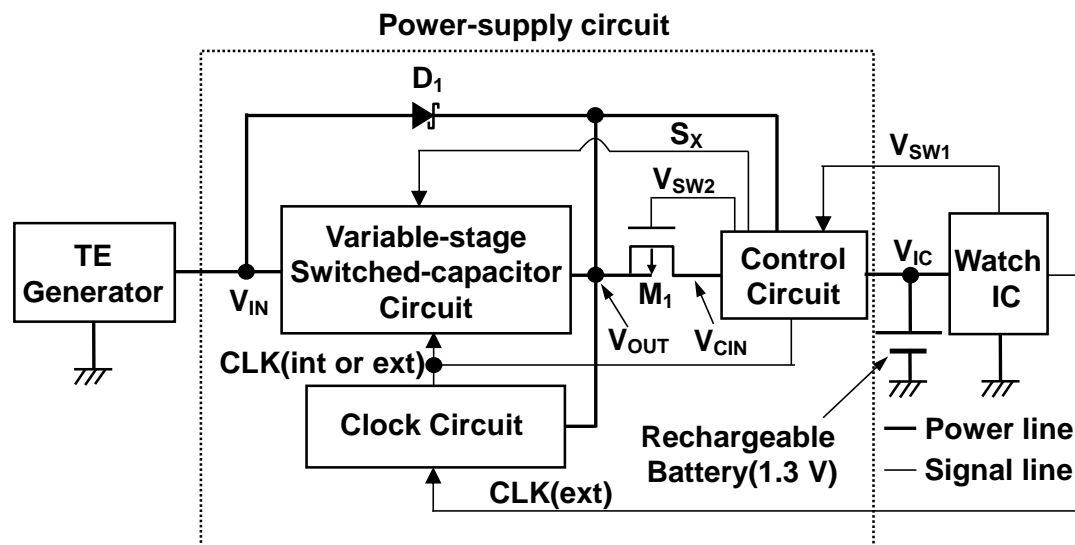


図 2-11 可変段数 SC 昇圧回路を用いた電源回路の回路ブロック図

### 2.6.1 可変段数 SC 昇圧回路構成

可変段数 SC 昇圧回路を図 2-12 (a) に示す。可変段数 SC 昇圧回路は、4 段の SC 昇圧回路、4 つのバイパストランジスタ ( $M_{S1}$ ), ( $M_{S2}$ ), ( $M_{S3}$ ), ( $M_{S4}$ ), および、ショットキーダイオード ( $D_2$ ) からなる。1, 2 段目の nMOS 型の SC 昇圧回路を図 2-12 (b) に、3, 4 段目の pMOS 型の SC 昇圧回路を図 2-12 (c) に示す。定常時には各スイッチトランジスタに入力するクロック信号の電圧レベルは 1 V 以上となるので、1 段目と 2 段目の SC 昇圧回路には、低レベルの入力信号に対応できる nMOS 型 SC 昇圧回路を用い、3, 4 段目の SC 昇圧回路には高レベルの入力信号に対応可能な PMOS 型 SC 昇圧回路を用いた。可変段数 SC 昇圧回路の段数選択信号 ( $S_1 \sim S_4$ ) と昇圧倍率の関係を表 2-2 にまとめる。

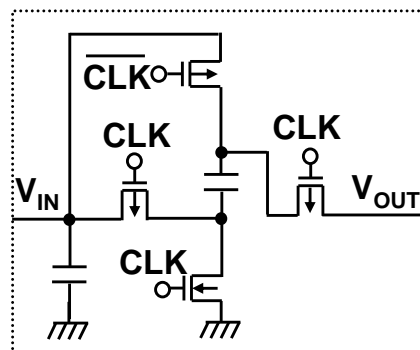
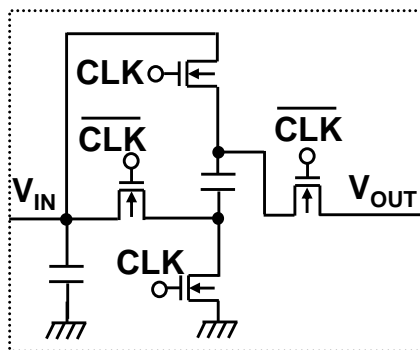
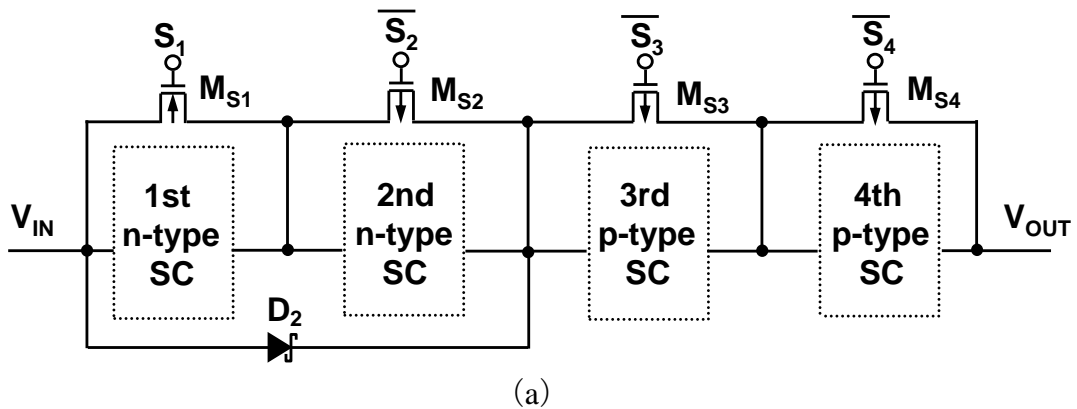


図 2-12 可変段数 SC 昇圧回路構成と SC 昇圧回路

- (a) 可変段数 SC 昇圧回路構成
- (b) nMOS 型 SC 昇圧回路
- (c) pMOS 型 SC 昇圧回路

表 2-2 段数選択信号と昇圧倍率の関係

$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	Conversion ratio
1	1	1	1	1
1	1	1	0	2
1	1	0	0	4
1	0	0	0	8
0	0	0	0	16



各段数選択信号が 1 で各バイパス選択信号がオンする。後段側の段数選択信号 ( $S_4$ ) から順次オフすることで、1, 2, 4, 8, 16 倍の倍率選択ができる。

起動時、各 SC 昇圧回路のスイッチトランジスタに入力するクロック信号が SC 昇圧回路の nMOS スイッチのしきい値電圧近傍 (200 mV) まで低下すると、nMOS スイッチの出力電圧はクロック信号電圧からしきい値電圧だけ低下した電圧となるので、1, 2 段目の nMOS 型の SC 昇圧回路は昇圧できなくなる。このため、しきい値電圧低下のない pMOS 型の SC 昇圧回路から動作するように、入力端子 ( $V_{IN}$ ) と 3 段目の pMOS 型の SC 昇圧回路の入力端子との間にショットキーダイオード ( $D_2$ ) を接続した。

起動時の可変段数 SC 昇圧回路の入力電圧に対する出力電圧の特性を図 2-13 に示す。比較のためにショットキーダイオード ( $D_2$ ) がない場合の特性も示した。ショットキーダイオードの挿入により、昇圧可能な入力電圧を 0.2 V まで低下できることがわかった。

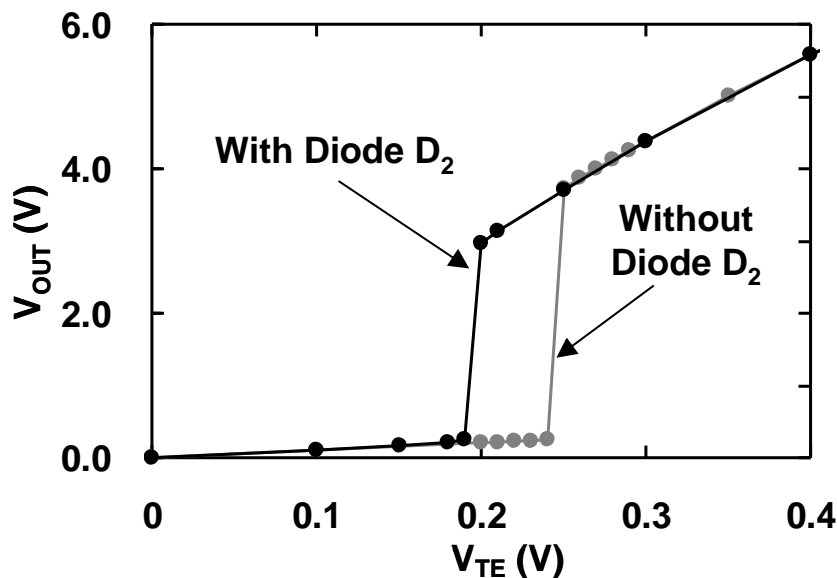


図 2-13 可変段数 SC 昇圧回路の入力電圧に対する出力電圧特性

## 2.6.2 クロック回路構成

クロック回路を図 2-14 に示す。クロック回路は、内部クロック信号 (CLK (int)) を生成するクロック発生回路と、時計 IC からの外部クロック信号 (CLK (ext))

を検出するクロック検出回路からなる。クロック回路は、クロック検出回路が CLK (ext) を検出しない時は、CLK (int) を出力する。一方、検出した時は、CLK (ext) を出力すると共に、クロック発生回路を停止することで無駄な電力消費を防止する構成である。

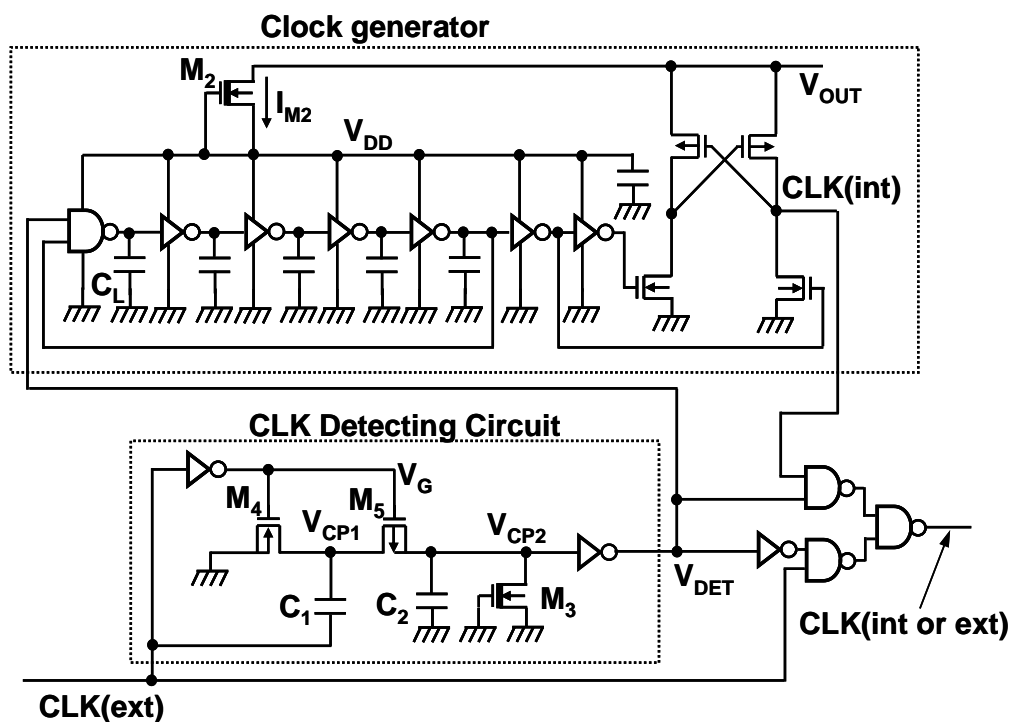


図 2-14 クロック回路

クロック発生回路は、発振回路とレベル変換回路からなる。発振回路は、2入力 NAND 回路と 4 個のインバータ回路の直列接続からなり、最終段のインバータ回路の出力を NAND 回路の入力にフィードバックするリングオシレータ構成とした。特に、発振回路の消費電力を削減するため、また、起動時に変動する電源電圧に対して一定のクロック周波数を得るため、ゲートとソースを接続したディプレッション型 nMOSFET (M<sub>2</sub>) からなる定電流回路により、発振回路の動作電圧 (V<sub>DD</sub>) を、回路を構成する MOSFET のしきい値電圧付近まで低下させた。レベル変換回路は、差動 CMOS 型のラッチ回路からなり、発振回路のクロック振幅を V<sub>OUT</sub> レベルに変換する。

定電流回路で生成する定電流 ( $I_{M2}$ ) に対する発振回路の  $V_{DD}$  とクロック周期 ( $T$ ) の関係を図 2-15 に示す. 発振回路のクロック周期は, 発振回路を構成するインバータ回路の負荷容量 ( $C_L$ ) で調整できる. ここでは, 定電流を 50 nA とし, 負荷容量を 10 pF とすることにより, 消費電力 15 nW でクロック周期 0.3 ms を実現した.

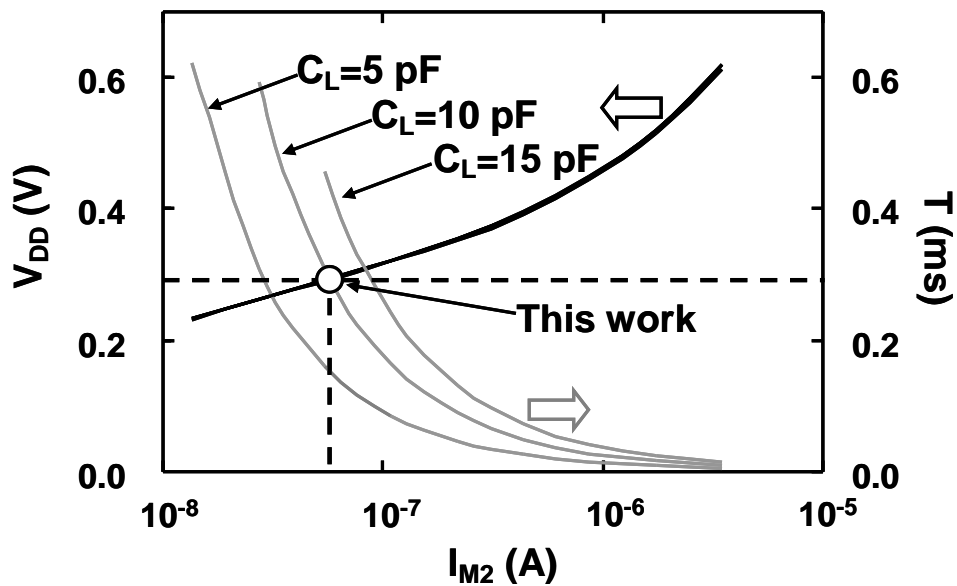


図 2-15 発振回路の動作電圧とクロック周期の関係

クロック検出回路は, 容量 ( $C_1$ ,  $C_2$ ), および, スイッチトランジスタ ( $M_4$ ,  $M_5$ ) からなるチャージポンプ回路, チャージポンプ回路の高抵抗出力負荷 ( $M_3$ ), および, インバータ回路からなる. 外部クロック信号が入力される場合には, チャージポンプ回路の出力 ( $V_{CP2}$ ) が上昇し, インバータ回路が反転し, クロック信号が検出される. クロック信号が入力されなくなると, チャージポンプ回路の  $M_3$  により, チャージポンプ回路の出力が低下し, インバータ回路が反転し, クロック検出が解除される. 本クロック検出回路は, 高い波高値のまとまったクロック信号が入力されないかぎり, チャージポンプ回路の出力が, インバータ回路の反転レベルまで上昇しないため, 従来の CMOS 入力回路を用いたクロック検出回路に比べ, 入力ノイズ耐性が向上する.

### 2.6.3 制御回路構成

可変段数 SC 昇圧回路の段数制御を行う制御回路を図 2-16 に示す。制御回路は、pMOSFET ( $M_6$ ) と、スイッチ制御回路、カウンター回路、および、カウンター制御回路からなる。

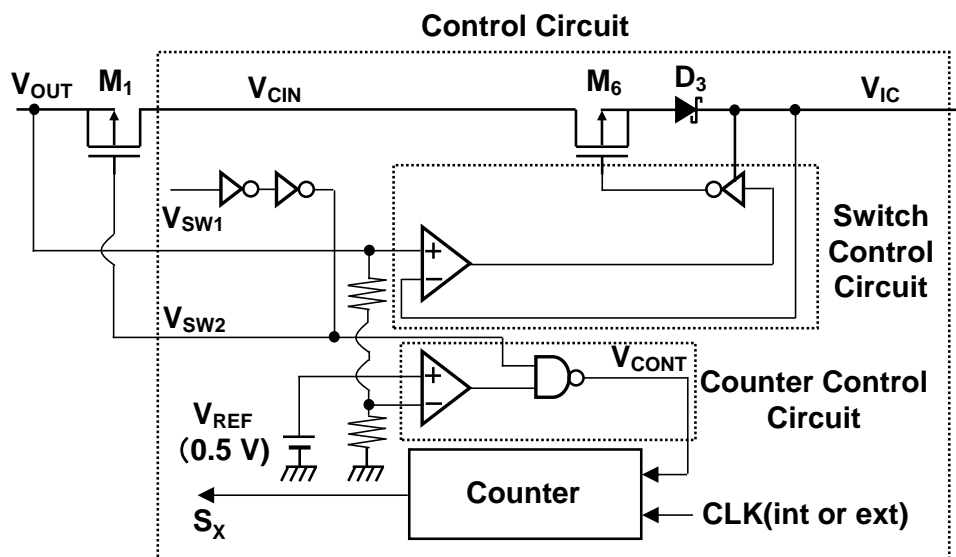


図 2-16 制御回路

まず、SC 昇圧回路の段数選択信号を生成するカウンター回路の出力は初期状態 ( $(S_1, S_2, S_3, S_4) = (0, 0, 0, 0)$ ) となる構成とした。このため、起動時の可変段数 SC 昇圧回路は、最大倍率 16 倍 (段数 4 段) で昇圧動作を開始する。次に、定常時に、時計 IC からハイレベルの段数選択開始信号 ( $V_{SW1}$ ) が入力されると、負荷切り離し信号 ( $V_{SW2}$ ) がハイレベルとなり、pMOSFET ( $M_1$ ) がオフする。このため、可変段数 SC 昇圧回路の出力 ( $V_{OUT}$ ) と、二次電池の入力 ( $V_{IC}$ ) が切り離される。次に、可変段数 SC 昇圧回路の出力 ( $V_{OUT}$ ) が 1.95 V 未満の場合は、カウンター制御回路の出力 ( $V_{CONT}$ ) がローレベルとなるため、カウンター回路は、クロック信号を用いて、段数選択信号 ( $S_x$ ) を出力し始める。段数選択信号 ( $S_x$ ) により、可変段数 SC 昇圧回路の昇圧倍率は 1 倍から 16 倍へ順次変化する。昇圧倍率の増加と共に上昇する  $V_{OUT}$  が 1.95 V になると、 $V_{CONT}$  がハイレベルとなるため、その時点でのカウンター回路の出力および可変段数

SC 昇圧回路の昇圧倍率が保持される。さらに、 $V_{SW1}$  がローレベルとなると、カウンタ回路の出力および昇圧倍率を保持したまま  $M_1$  がオンする。この特、可変段数 SC 昇圧回路の出力 ( $V_{OUT}$ ) が二次電池電圧 ( $V_{IC}$ ) よりも小さい場合、ショットキーダイオード ( $D_3$ ) の逆方向電流リークが生じるので、 $M_6$  をオフすることで、逆方向電流リークを防止する。

## 2.7 回路シミュレーション

試作した電源回路の起動時のシミュレーション結果を図 2-17 に示す。回路シミュレーションの解析時間を短縮するため、回路シミュレーションでは、二次電池の代わりに、 $10\ \mu\text{F}$  の充電用キャパシタを接続した。

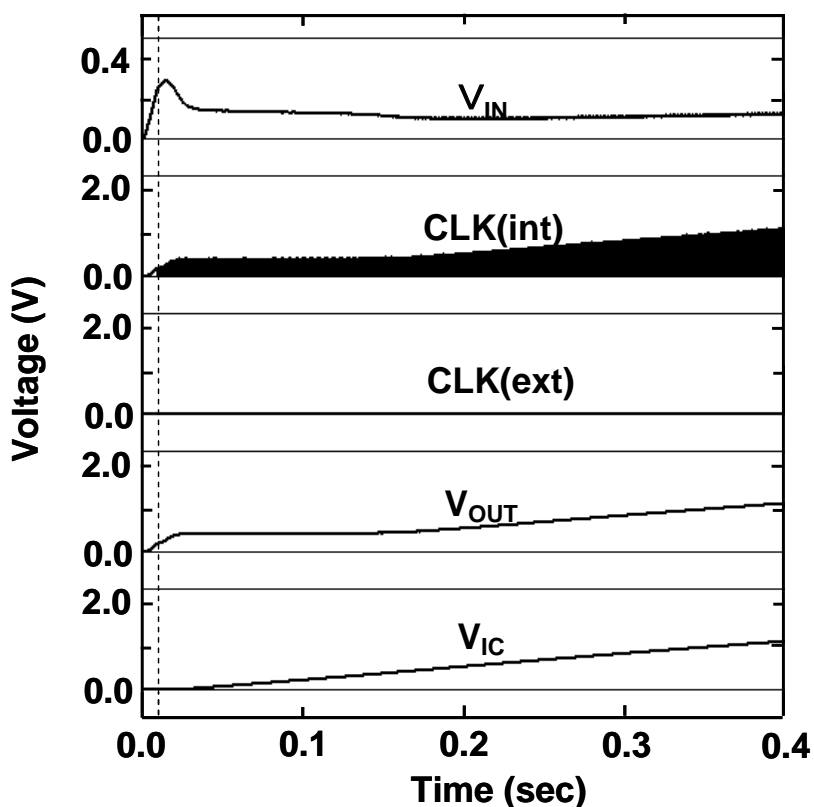


図 2-17 電源回路のシミュレーション波形（起動時）

熱電発電ユニットが発電を開始すると、制御回路内のカウンタ回路の出力が  $(S_1, S_2, S_3, S_4) = (0, 0, 0, 0)$  となるため、電源回路は、内部クロック

信号 (CLK (int)) を用いて 4 段の SC 昇圧回路で、入力電圧を昇圧し、充電用キャパシタに充電を行う。このため、キャパシタの電源電圧 ( $V_{IC}$ ) が上昇する。電源回路の定常時のシミュレーション結果を図 2-18 に示す。

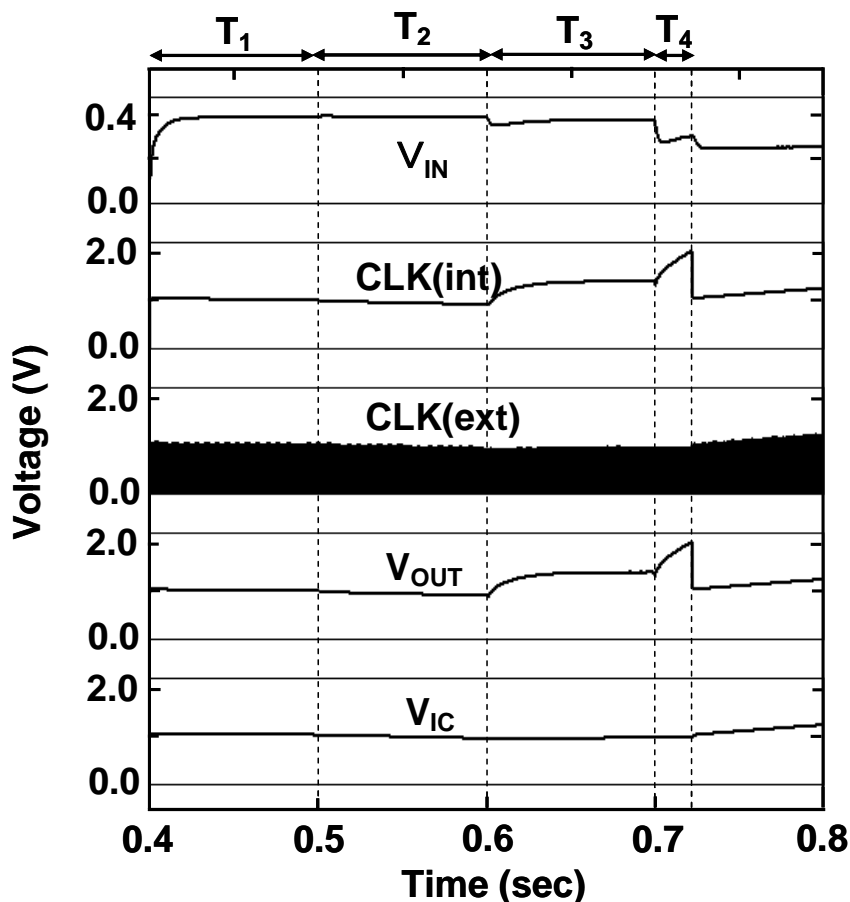


図 2-18 電源回路のシミュレーション波形 (定常時)

まず、 $V_{IC}$  が 1 V を超えると、時計 IC が動作すると共に、時計 IC から外部クロック信号 (CLK (ext)) が出力される。このため、電源回路が CLK (ext) で動作を開始しする。さらに、時計 IC から段数選択開始信号が入力されるので、電源回路の出力と充電用キャパシタは切り離され、電源回路が段数選択動作を開始する。段数選択動作は期間  $T_1 \sim T_4$  で行われ、期間  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$ ,  $T_4$  はそれぞれ 1, 2, 4, 8 倍の昇圧倍率となる段数が選択されている。期間  $T_4$  で電源回路の出力電圧が 1.95 V となるため、期間  $T_4$  の段数 (昇圧倍率 8 倍) が SC 昇圧回路

の最終昇圧倍率となる。次に、SC 昇圧回路の最終昇圧倍率が決定すると、電源回路と充電用キャパシタが接続されるため、電源回路は昇圧倍率 8 倍で入力電圧を昇圧し、昇圧電力を充電用キャパシタに充電する。このため、 $V_{IC}$  が 1 V 以上に上昇する。

## 2.8 試作評価

電源回路の有用性を実証するため、0.6  $\mu\text{m}$  CMOS プロセスを用いて電源回路を試作した。試作したチップ写真を図 2-19 に示す。チップサイズは、3.8 mm  $\times$  3.8 mm である。

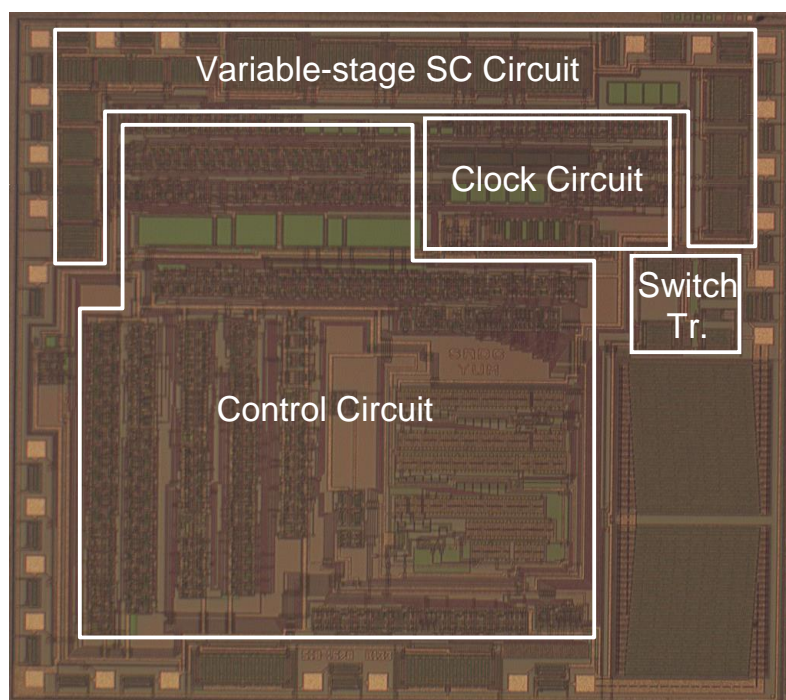


図 2-19 電源回路のチップ写真

試作した電源回路の入力に、熱電発電ユニットの等価回路として外部可変電圧 ( $V_{TE (ext)}$ ) と負荷抵抗 1.2 k $\Omega$  を接続した場合の電源回路の入出力電圧特性を図 2-20 に示す。また、電源回路の取り出し電力効率を図 2-21 に示す。電源回路は、熱電発電ユニットの発電電圧が上昇すると共に、SC 昇圧回路の昇圧回路段数が 4, 3, 2, 1 (昇圧倍率 : 16, 8, 4, 2 倍) と変化し、電源回路の入力電圧

は  $1/2V_{TE}$  に比例して上昇する。熱発電腕時計の装着時に最も長い時間発生すると予想できる熱電発電ユニットの発電電圧は、 $0.25\text{ V}$  付近である。この発電電圧  $0.25\text{ V}$  付近では、電源回路の入力電圧が  $1/2V_{TE}$  に近づくので取出し電力効率は  $100\%$  に近づくが、発電電圧が高く昇圧倍率が小さくなる場合には、入力電圧が  $1/2V_{TE}$  からずれ、取出し電力効率が低下することがわかる。この理由としては、各 SC 昇圧回路内のスイッチ抵抗 (MOSFET のオン抵抗) が、可変段数 SC 昇圧回路の入力抵抗に加わり、発電電圧が高いほど、このスイッチ抵抗に流れる電流が多くなり、オン抵抗分の電位差が見え始めるためである。

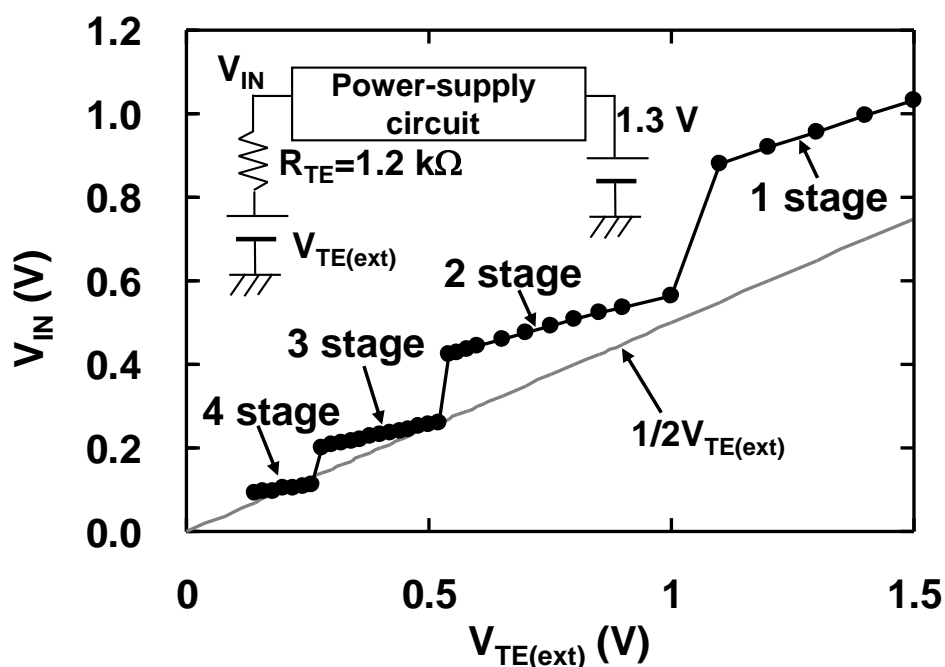


図 2-20 電源回路の入力電圧特性



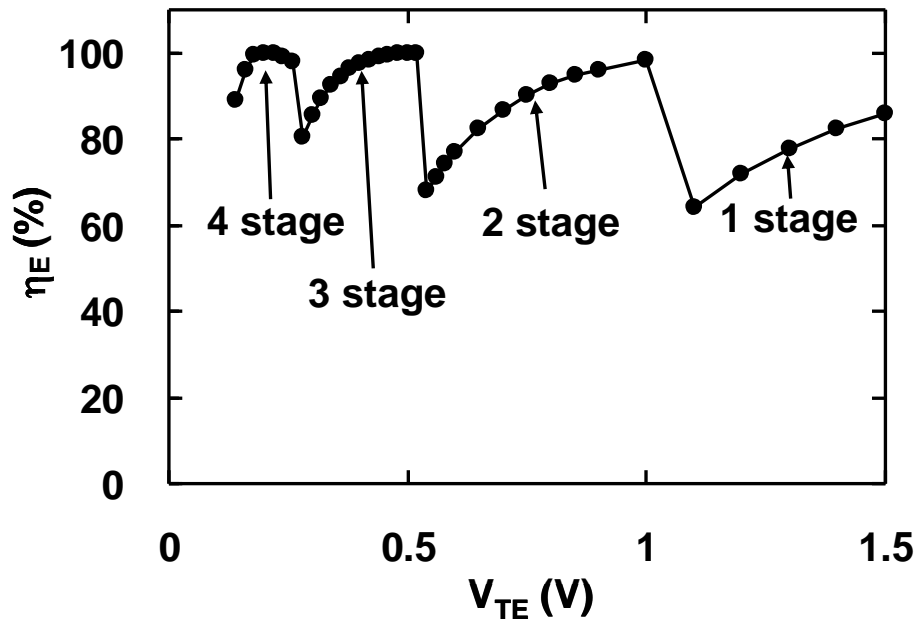


図 2-21 電源回路の取り出し電力効率

## 2.9 まとめ

本章では熱発電腕時計に用いた極低電力パワーマネジメント回路として、 $\mu\text{W}$  以下の発電電力で、発電電圧が変化する熱発電素子に対応可能な可変段数 SC 昇圧回路を用いた電源回路構成を述べた。具体的には、この電源回路のキー技術である極低電力で変動する発電電圧に対応可能な可変段数 SC 昇圧回路構成を提案し、さらに、熱発電素子から最大限の電力を取り出せる可変段数 SC 昇圧回路を用いた MPPT (Maximum Power Point Tracking) 技術を提案した。以下に本章の内容についてまとめる。

- (1) 熱発電腕時計の発電源である熱発電ユニットの構造と発電特性について述べた。熱発電ユニットは、サイズは、 $2\text{ mm} \times 2\text{ mm} \times 1.3\text{ mm}$  であり、断面積  $80\text{ }\mu\text{m} \times 80\text{ }\mu\text{m}$  高さ  $600\text{ }\mu\text{m}$  の熱発電素子の柱が 1000 本直列接続されて搭載されるため、内部抵抗  $1.2\text{ k}\Omega$  であること述べた。また、熱発電腕時計に搭載した熱発電ユニットの発電電圧は、腕時計装着直後の  $0.7\text{ V}$  程度をピークに徐々に低下し、装着から 50 分後には、 $0.25\text{ V}$  近傍で発電電圧が一定となることを示した。さらに、熱発電ユニットの内部抵抗と発電電圧から計算した発電電力は  $\mu\text{W}$  レベルであることを示した。
- (2) 得られる電力が  $\mu\text{W}$  レベルと低く、発電電圧も  $0.7\text{ V}$  以下で変動する熱発電ユニットの発電電力を、腕時計の電力に効率良く変換できる可変段数 SC 昇圧回路を提案した。また、可変段数 SC 昇圧回路に用いる SC 昇圧回路の昇圧動作原理を述べ、これら SC 昇圧回路を 4 段用いた可変段数 SC 昇圧回路の昇圧倍率可変動作原理を述べた。
- (3) 可変段数 SC 昇圧回路を用いて、熱発電ユニットから最大の発電電力を取り出す MPPT (Maximum Power Point Tracking) 技術について述べた。可変段数 SC 昇圧回路の昇圧倍率可変動作と MPPT 技術を用いて、熱発電ユニットの発電電力を 90%以上の効率で取り出すことができた。

- (4) 可変段数 SC 昇圧回路を用いた電源回路の構成について述べた。電源回路は、可変段数 SC 昇圧回路の他に、昇圧用のクロック信号を出力するクロック回路と、昇圧倍率を制御する制御回路等で構成した。クロック回路は、発振回路の動作電流をディプレッション型 nMOSFET で構成した定電流回路で制限することで、15 nW の電力で内部クロック信号を生成できると共に、時計 IC から外部クロック信号が入力されると、外部クロック信号を出力すると共に、内部クロック信号の発生を中止することで無駄な電力消費を防止する構成とした。一方、制御回路は、熱電発電ユニットの無負荷時発電電圧を可変段数 SC 昇圧回路の無負荷時出力電圧で間接的にモニターし、熱電発電ユニットの電圧が無負荷時の電圧の 1/2 となるように昇圧倍率を選択する構成とした。
- (5) 電源回路のシミュレーション結果について述べた。熱電発電ユニットが 0.3 V 程度から発生する内部クロック信号で電源回路が昇圧を開始し、外部クロック信号が入力されると、外部クロック信号で可変段数 SC 昇圧回路が動作することを示した。また、可変段数 SC 昇圧回路が最適な昇圧倍率に設定されることを示した。
- (6) 電源回路の有効性を検証するために、この電源回路を試作、評価した。0.6  $\mu\text{m}$  CMOS プロセスを用いて試作し、チップサイズは、3.8 mm  $\times$  3.8 mm となった。熱電発電ユニットの代わりに、可変電圧源の出力に抵抗 1.2 k $\Omega$  を介して試作した電源回路に接続し、評価した。電源回路は、発電電圧が高い時は、熱電発電ユニットからの電力取り出し効率は悪化するが、最も長い時間発生する 0.25 V の発電電圧付近では、電力取り出し効率がほぼ 100%となることを示した。

## 参考文献

- (1) 樋口晴彦：“ソーラーウォッチの技術動向と展望”，マイクロメカトロニクス，vol.53， no.200 pp.56-66（June 2009）
- (2) 長尾昭一，安川尚昭，吉野雅士：“ウォッチ用自動発電機構の開発”，日本時計学会誌，no.120 pp.40-48（March 1987）
- (3) 金坂俊哉，小棚木進，中林靖，間峠彰弘：“熱発電ウォッチの開発”，マイクロメカトロニクス，vol.43， no.3 pp.21-41（Sep. 1999）
- (4) Y. Yoshida, F. Utsunomiya, and T. Douseki：“Sub-1V Power Supply System with Variable-stage SC-type DC-DC Converter Scheme for Ambient Energy Sources”，IEICE Trans. Electron. vol.E88-C， no.4 pp.484-489（April 2005）
- (5) 宇都宮文靖，吉田宜史，道関隆国：“簡易MPPT機能を有する熱発電腕時計用可変段数型スイッチトキャパシタ昇圧回路”，電気学会論文誌C（電子・情報・システム部門誌），Vol.133， no2 pp.226-233（2013）
- (6) Y. Yoshida, F. Utsunomiya, S. Sasaki, and T. Douseki：“Ultralow-voltage, Smart DC-DC Converter for Thermoelectrically Powered Wristwatch”，214th ECS Meeting Abstract #690（2008）
- (7) M. Kishi, H. Nemoto, T. Hamao, M. Yamamoto, S. Sudou, M. Mandai, and S. Yamamoto：“Micro-Thermoelectric Modules and Their Application to Wristwatches as an Energy Source”，in Proc. of 18th International Conference Thermoelectrics. pp.301-307（1999）
- (8) 西美緒：“高性能小形二次電池の動向”，マイクロメカトロニクス，vol.42， no.3 pp.18-23（Sep, 1998）

## 第3章 可視光 LED 発電を利用した

### 零待機電力フォトセンサスイッチ構成

#### 3.1 まえがき

非接触の赤外線人感センサやトイレ洗浄のようにセンサを用いた電子機器用センサスイッチの要求が高まっている。これらセンサスイッチを用いたメカニカルスイッチがいないシステムは、電源の切り忘れに注意する必要が無く便利であるが、センサの駆動とセンサからの電気的信号を検知するために、常時電力を消費することが課題である。特に、断続的に動作し、ほとんどの時間が待機状態となる電池駆動のシステムでは、この課題は重大である。長い期間の待機状態が、結果的に大きな電力を消費し、電池寿命を短くするためである。

例えば、電池駆動のセンサネットワーク用ワイヤレスセンサ端末<sup>(1)</sup>は、断続的に動作する際の消費電力が 10 mW で、動作時間の割合が 0.1% であり、900 mAh の容量のコイン電池 1 個で、10 年間動作が可能である。このようなセンサ端末の待機電力は、nW レベルが必要であるため、これらに用いるセンサスイッチの消費電力は、nW レベルが要求される。さらに、nW 動作のフォトセンサスイッチを腕時計に用いれば、腕時計の消費電力を劇的に減少できる。腕時計全体の消費電力の内 50% 程度が時刻を表示するために消費される。夜間このフォトセンサスイッチにより時刻表示を停止すれば、このフォトセンサスイッチを用いない腕時計に比べ約 30% 程度消費電力が削減できる。しかし、今までに、携帯電話用にフォトダイオードとオペアンプ回路を用い、周囲光に応じて携帯電話の電源を自動でオン・オフするフォトセンサスイッチ<sup>(2)</sup>が用いられているが、このスイッチの消費電力はサブ mW レベルである。

この要求される nW の消費電力を実現したセンサスイッチが、マルチしきい値 CMOS レベル変換回路と LED を用いた nW 動作のフォトセンサスイッチ<sup>(3)(4)</sup>である。このフォトセンサスイッチは、周囲の明るさをトリガー信号に使う。この周囲光の検出を、可視光で発電する LED で検出する。この LED は電力を与



レベル変換回路は、ゲートとドレインがクロスカップルされたペアの負荷 pMOSFET と、ペアの駆動 nMOSFET ( $M_1$ ,  $M_2$ ) で構成したシングル入力ラッチ回路である。 $M_1$  がエンハンスメント型の nMOSFET で、 $M_2$  がディプレッション型のゲート接地 nMOSFET であるので、この回路を ED-CMOS レベル変換回路<sup>(3)</sup><sup>(4)</sup> と呼ぶ。レベル変換回路の入力は、ソース端子と高抵抗素子  $Z$  に接続され、可変電圧源として働く LED の電圧レベルを変換する。

LED に可視光が入射されると、LED が発電電流を発生するため、レベル変換回路の入力電圧 ( $V_{LED}$ ) は  $Z$  により上昇し、 $M_1$  がオンする。これにより、 $M_1$  の抵抗値が負荷 pMOSFET の抵抗値よりも小さくなるため、出力ノード ( $V_1$ ) はローレベルに低下する。一方、 $M_2$  は、ゲートとソース間の電圧が逆バイアスとなるため、オフする。これにより、 $M_2$  の抵抗値が負荷 pMOSFET の抵抗値よりも大きくなり、出力ノード ( $V_2$ ) はハイレベルに上昇する。従って、 $V_1$  が GND レベルで  $V_2$  が  $V_{DD}$  レベルとなる。

LED に可視光が入射されなくなると、LED が発電電流を発生しなくなるため、レベル変換回路の入力電圧は GND レベルに低下し、 $M_1$  がオフする。これにより、 $M_1$  の抵抗値が負荷 pMOSFET の抵抗値よりも大きくなるため、出力ノード  $V_1$  がハイレベルに上昇する。一方、 $M_2$  は、ディプレッション型であるため、オンする。これにより、 $M_2$  と高抵抗素子  $Z$  の合計抵抗値が、負荷 pMOSFET の抵抗値よりも小さくなるため、出力ノード  $V_2$  はローレベルに低下する。従って、 $V_1$  が  $V_{DD}$  レベルで  $V_2$  が GND レベルとなる。レベル変換回路の出力ノードは、どちらか一方が  $V_{DD}$  レベルであれば、他の出力ノードが GND レベルとなるので、レベル変換回路は、リーク電流以外の直流電流が流れない。このリーク電流は、主にディプレッション型駆動 nMOSFET の  $M_2$  で流れる。

ディプレッション型の MOSFET のリーク電流特性を図 3-2 に示す。このリーク電流は、ゲートとソース間の電圧が 0 V から -1.0 V に低下すると、桁で低下する。逆バイアスが 0.5 V (あるいは 1.0 V) の場合、リーク電流は、3 桁 (あるいは 9 桁) 低下する。

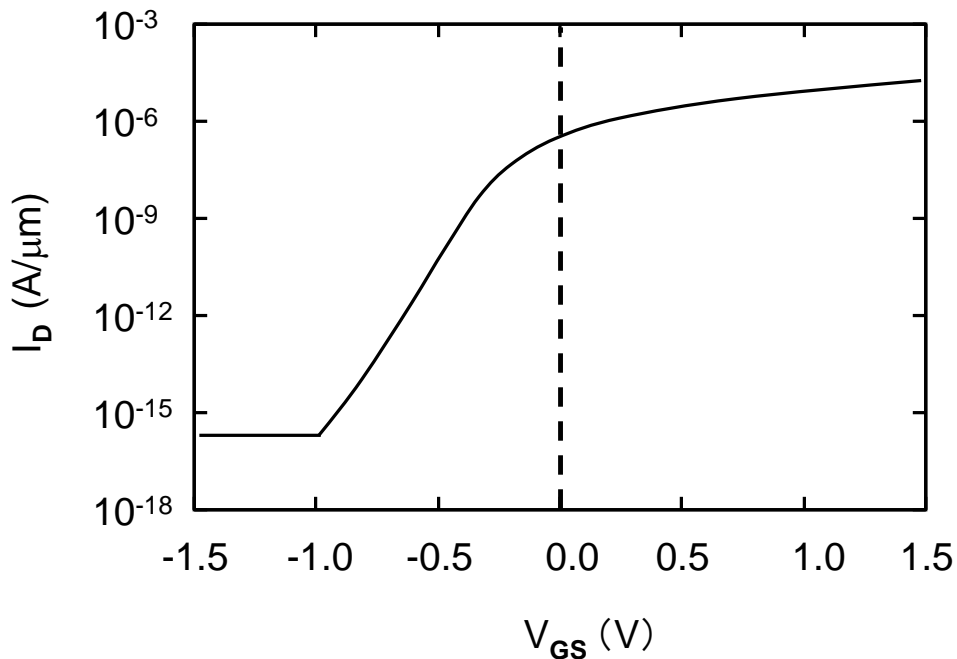


図 3-2 ディプレッション型 nMOSFET の  $V_{GS}$ – $I_D$  特性

照度 200 lx の蛍光灯が入射された単結晶シリコンフォトダイオードとアモルファスシリコンフォトダイオードと GaAs ベースの赤色 LED<sup>(6)</sup> の I-V 特性を図 3-3 に示す. 単結晶シリコンフォトダイオードとアモルファスシリコンフォトダイオードは, 多くの発電電流を発生するが, 発電電圧が 1 V 未満である. これに比べ, GaAs ベースの赤色 LED は, 発電電流は両シリコンフォトダイオードよりも少ないが, 発電電圧が 1 V を超えている. この発電電圧は, ED-CMOS レベル変換回路の駆動 nMOSFET であるディプレッション型の nMOSFET のゲートとソース間逆方向電圧となる. 従って, このディプレッション型の nMOSFET のゲートとソース間逆方向電圧を高くし, この MOSFET でのリーク電流を減少するため, 発電電圧の高い GaAs ベースの赤色 LED を用いた.



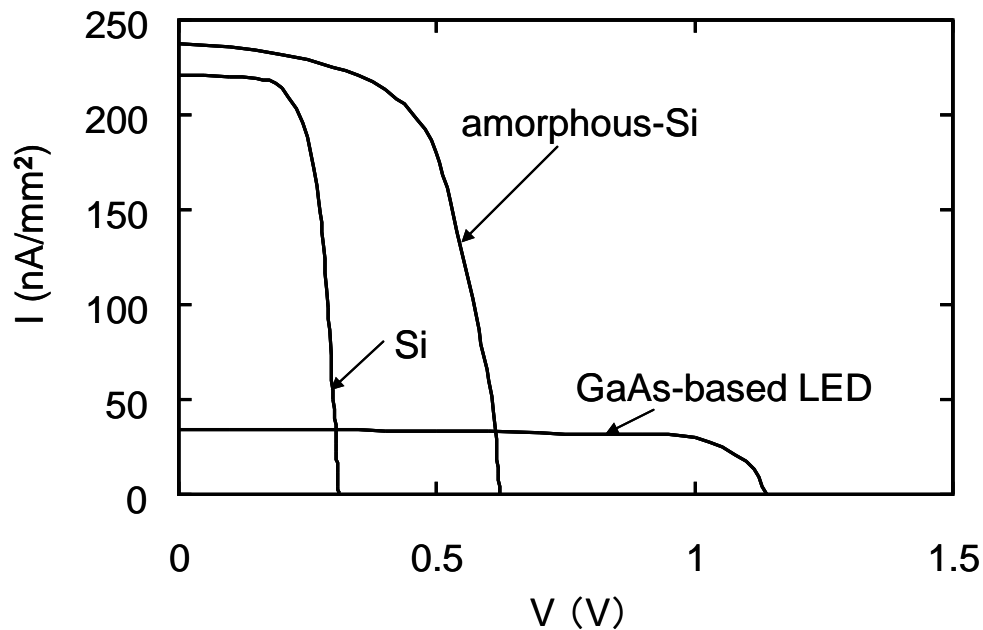


図 3-3 各種フォトダイオードと LED の発電電流－発電電圧特性

### 3.3 nW 動作の ED-CMOS レベル変換回路設計

ED-CMOS レベル変換回路の入力に可変電流源を接続した回路を図 3-4 に示す。ディプレッション型 nMOSFET の  $M_3$  で構成した定電流源は、高抵抗素子として働く。 $M_3$  の抵抗値を  $1\text{ G}\Omega$  に設定することにより、レベル変換回路は、約  $1\text{ nA}$  の微小入力電流で出力ノードが反転できる。 $M_3$  の抵抗値を  $1\text{ G}\Omega$  に設定するため、 $M_3$  のチャンネル長を  $1500\text{ }\mu\text{m}$  に設定した。LED 用等価回路である  $1.3\text{ V}$  の電圧リミットを備えた電流源を用いて行ったレベル変換回路の入出力シミュレーション波形を図 3-5 に示す。

LED の発電電流である入力電流を増加させると、入力ノード ( $V_{\text{IN}}$ ) が上昇する。入力電流が  $0.5\text{ nA}$  に上昇すると、 $V_{\text{IN}}$  が  $M_1$  のしきい値電圧である  $0.5\text{ V}$  以上に上昇し、 $M_1$  がオンする。 $M_1$  がオンすると、出力ノード ( $V_{\text{OUT}}$ ) が GND レベルから  $V_{\text{DD}}$  レベルへ上昇するため、入力電流  $0.5\text{ nA}$  が、ロジック反転のしきい値電流となる。

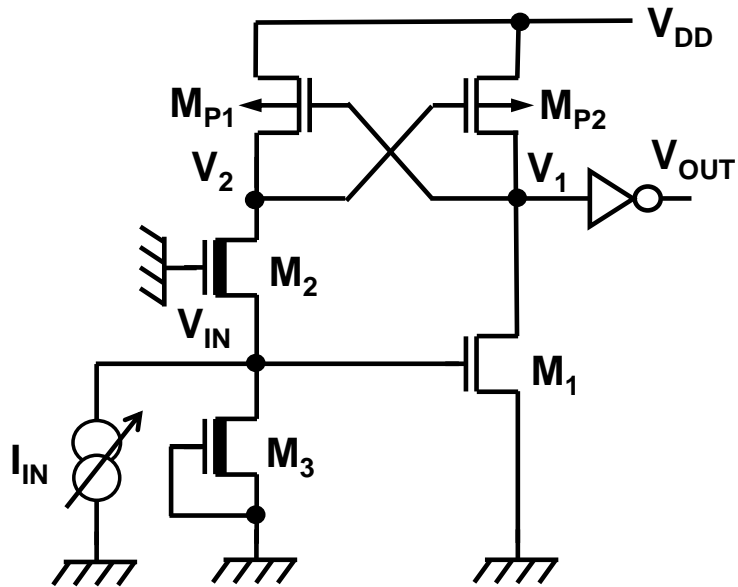


図 3-4 可変電流源を入力した ED-CMOS レベル変換回路

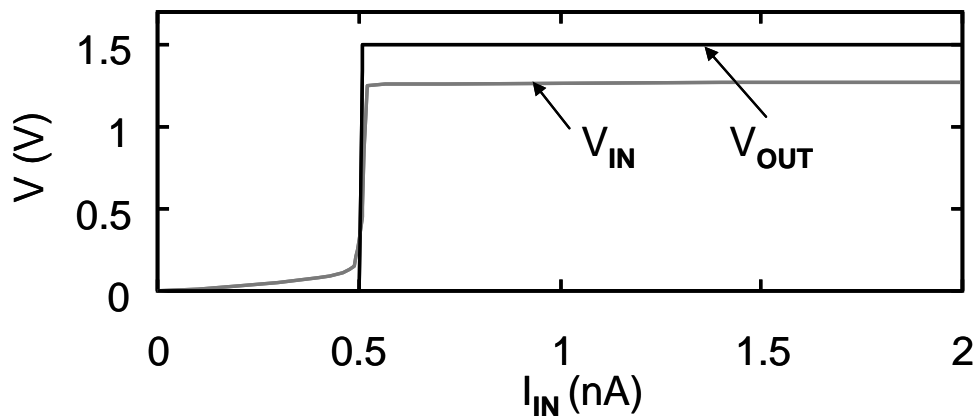


図 3-5 ED-CMOS レベル変換回路の入出力シミュレーション波形

ED-CMOS レベル変換回路では、負荷 pMOSFET である  $M_{P1}$  は、スイッチング機能を有し、駆動 nMOSFET である  $M_2$  を介して、高抵抗素子である nMOSFET の  $M_3$  に接続される。 $M_{P1}$  のオン抵抗値は、入力電流が無い場合の出力ノード ( $V_2$ ) をローレベルとするため、 $M_3$  の抵抗値よりも高くする必要がある。このため、

$M_{P1}$  のチャンネル長は  $8000 \mu\text{m}$  となり、非常に長くなる。そこで、 $M_{P1}$  のチャンネル長を短くするため、 $M_{P1}$  のスイッチング機能と負荷機能を分離した。スイッチング機能として短いチャンネル長の  $M_{P3}$  を用い、負荷機能としてディプレッション型 nMOSFET の  $M_4$  を追加した ED-CMOS レベル変換回路を図 3-6 に示す。 $M_4$  のチャンネル長は、 $2000 \mu\text{m}$  となり、スイッチングと負荷機能を分離する前の  $M_{P1}$  のチャンネル長の  $1/4$  に縮小できる。また、ED-CMOS レベル変換回路は、 $M_1$  で流れる貫通電流を減少させるために、入力に pMOSFET ( $M_5$ ) を設け、この pMOSFET ( $M_5$ ) を介して入力電流を入力する構成とした。

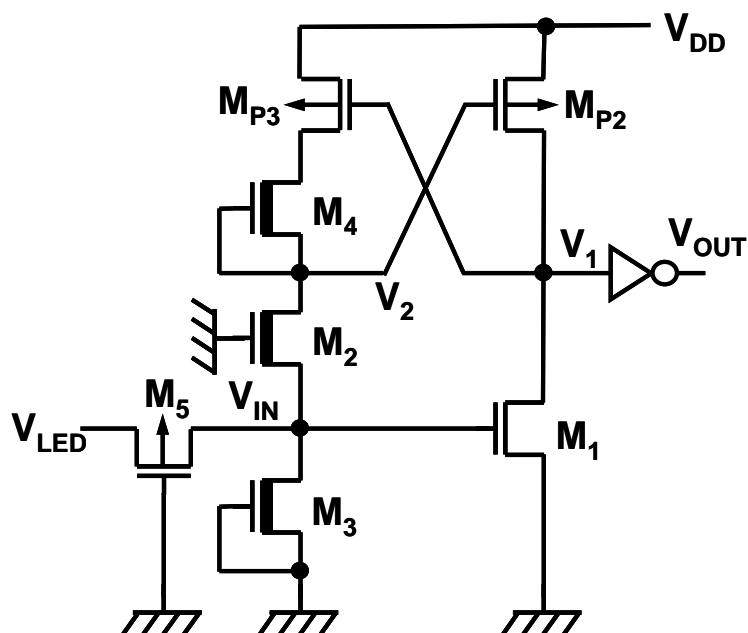


図 3-6 ED-CMOS レベル変換回路の回路図

ED-CMOS レベル変換回路の負荷 pMOSFET である  $M_{P1}$  のスイッチング機能と負荷機能を分離した場合と、分離しない場合の関係する回路部分を図 3-7 に示す。図 3-7 (a) が、分離した場合の関係回路図で、図 3-7 (b) が、分離しない場合の関係回路図である。pMOSFET である  $M_{P1}$  は、スイッチング機能の pMOSFET である  $M_{P3}$  と、負荷機能であるディプレッション型 nMOSFET の  $M_4$  とに分離される。ED-CMOS レベル変換回路は、入力電流が無い場合、出力ノー

ド  $V_2$  をローレベルとする必要がある。このためには、 $M_4$  を  $M_3$  の抵抗値よりも高い抵抗値に設定する必要がある。従って、 $M_4$  が流せる定電流値は、 $M_3$  が流せる定電流値よりも小さい。 $M_3$  と  $M_4$  の定電流値の関係を、MOSFET の飽和の簡略式<sup>(7)</sup> を用いて式 (3-1) で示す。

$$\frac{1}{2} \beta_n \left( \frac{W_4}{L_4} \right) |V_{thn}(d)|^2 \leq \frac{1}{2} \beta_n \left( \frac{W_3}{L_3} \right) |V_{thn}(d)|^2 \quad \dots\dots\dots (3-1)$$

ここで、 $\beta_n$  は  $M_3$  と  $M_4$  のトランスコンダクタンスであり、 $V_{thn}(d)$  は、ディプレッション型 nMOSFET のしきい値電圧である。さらに、 $W_3$  と  $L_3$  は、 $M_3$  のチャンネル幅とチャンネル長であり、 $W_4$  と  $L_4$  は、 $M_4$  のチャンネル幅とチャンネル長である。 $M_3$  と  $M_4$  は小さいサイズで所望の定電流値を得るため、チャンネル幅は最小寸法の  $2 \mu\text{m}$  とした。ED-CMOS レベル変換回路の検出電流を  $0.5 \text{ nA}$  とするため、 $M_3$  のチャンネル長  $L_3$  は  $1500 \mu\text{m}$  とした。式 (3-1) より、 $M_4$  が流せる定電流値を  $M_3$  が流せる定電流値より小さくするためには、 $M_4$  のチャンネル長  $L_4$  は、 $1500 \mu\text{m}$  以上必要となることがわかる。

一方、負荷 pMOSFET である  $M_{P1}$  のスイッチング機能と負荷機能を分離しない場合、 $M_{P1}$  を  $M_3$  の抵抗値よりも高い抵抗値に設定する必要がある。従って、 $M_{P1}$  が流せる電流値は、 $M_3$  が流せる定電流値よりも小さい。 $M_{P1}$  と  $M_4$  の電流値の関係を、MOSFET の飽和の簡略式を用いて式 (3-2) で示す。

$$\frac{1}{2} \beta_p \left( \frac{W_{P1}}{L_{P1}} \right) (V_{DD} - |V_{thp}|)^2 \leq \frac{1}{2} \beta_n \left( \frac{W_3}{L_3} \right) |V_{thn}(d)|^2 \quad \dots\dots\dots (3-2)$$

ここで、 $\beta_p$  と  $W_{P1}$  と  $L_{P1}$  と  $V_{thp}$  は、それぞれ、 $M_{P1}$  のトランスコンダクタンスとチャンネル幅とチャンネル長としきい値電圧であり、 $V_{thn}(d)$  は、ディプレッション型 nMOSFET のしきい値電圧である。式 (3-2) において、 $W_{P1}=W_3=2 \mu\text{m}$  ,

$L_3=1500 \mu\text{m}$  とし, さらに,  $\beta_p = 1/3\beta_n$ ,  $V_{DD} = 1.5 \text{ V}$ ,  $V_{thp} = -0.7 \text{ V}$ ,  $V_{thn} (d) = -0.2 \text{ V}$  とすると, 式 (3-2) の条件を満たすためには,  $L_{P1}$  は  $8000 \mu\text{m}$  以上必要となる.

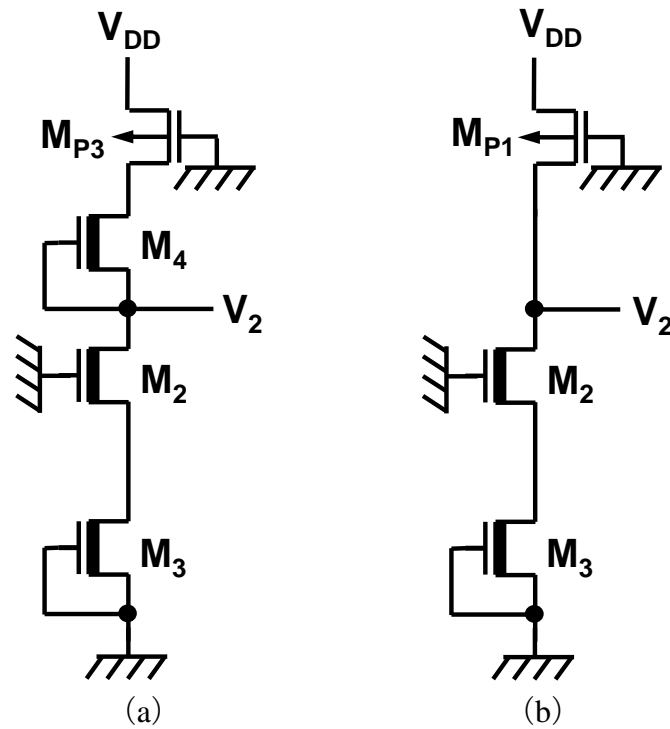
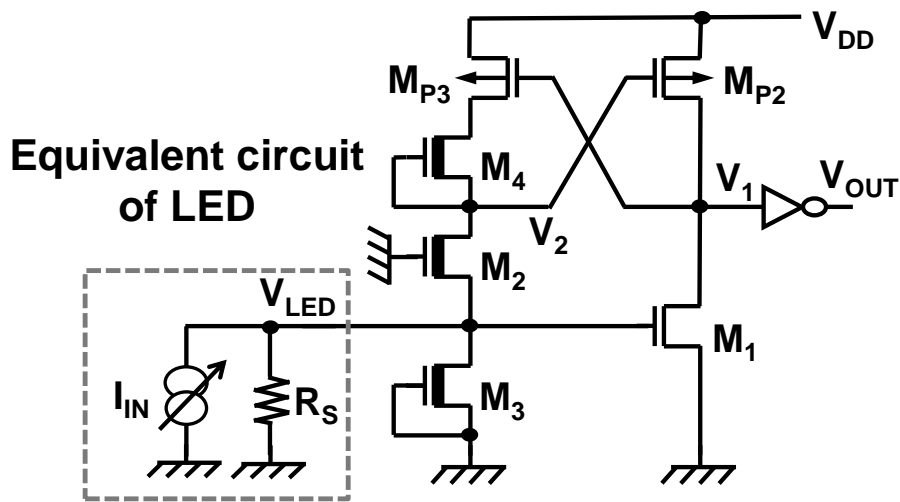


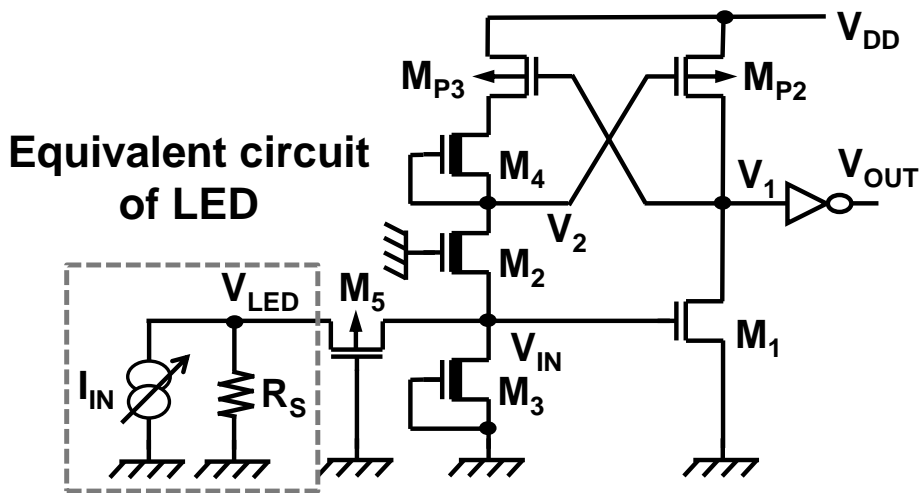
図 3-7 ED-CMOS レベル変換回路の負荷 pMOSFET 付近回路図

- (a) 負荷 pMOSFET 機能分離タイプ
- (b) 負荷 pMOSFET 機能非分離タイプ

図 3-8 に ED-CMOS レベル変換回路のシミュレーションモデル図を示す. 入力に貫通電流防止用 pMOSFET である  $M_5$  が無い場合が図 3-8 (a) で, ある場合が図 3-8 (b) である.



(a)



(b)

図 3-8 ED-CMOS レベル変換回路のシミュレーションモデル図

(a) 貫通電流防止用 pMOSFET 無し

(b) 貫通電流防止用 pMOSFET 有り

入りに貫通電流防止用 pMOSFET である  $M_5$  が無い場合の ED-CMOS レベル変換回路のシミュレーションモデルにおいて、入力電流を増加させてシミュレーションした結果を図 3-9 に示す。

図 3-9 (a) が入力電圧 ( $V_{LED}$ )、図 3-9 (b) が出力電圧 ( $V_{OUT}$ )、図 3-9 (c) が消費電流 ( $I_{VDD}$ ) である。入力電流が増加すると、シャント抵抗 ( $R_S$ ) により

$V_{LED}$  は徐々に上昇する。入力電流が検出電流に達すると  $M_1$  がオンし、レベル変換回路の  $V_{OUT}$  がハイレベルに急上昇する。検出電流が入力された際の入力電圧は  $0.35\text{ V}$  であり、 $M_1$  のしきい値電圧 ( $V_{thn}=0.45\text{ V}$ ) 付近である。従って、検出電流付近では、 $M_1$  に大きなリーク電流が流れる。図 3-9 (c) で示す電流検出付近で増加する消費電流の大半は、 $M_1$  に流れるリーク電流である。

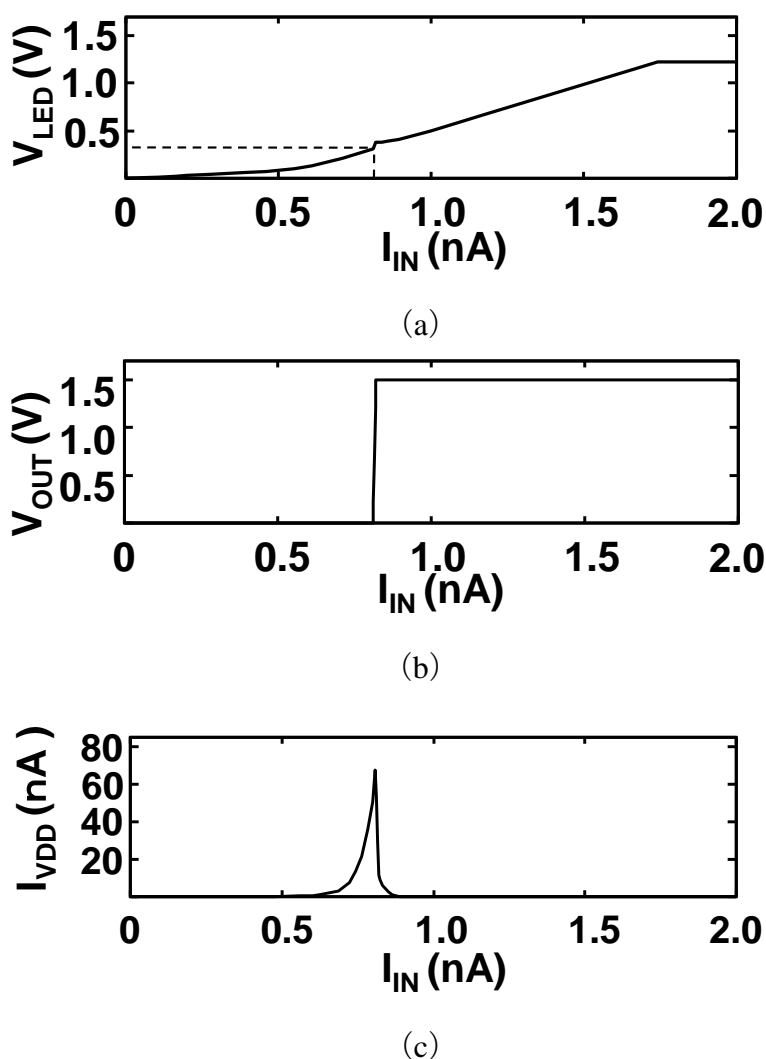
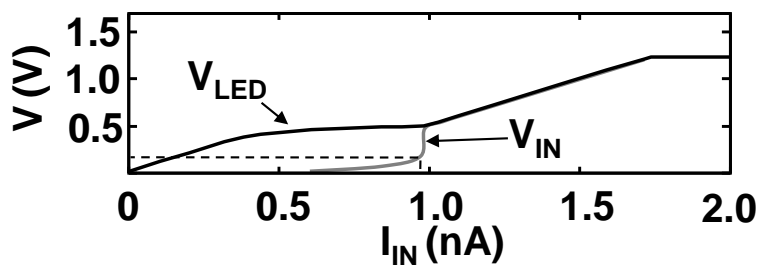


図 3-9 ED-CMOS レベル変換回路のシミュレーション波形

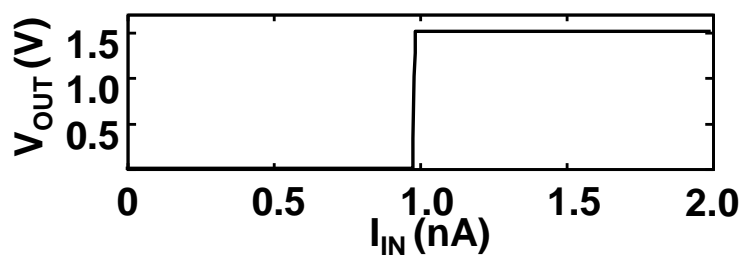
(貫通電流防止用 pMOSFET 無し)

- (a) 入力電圧波形
- (b) 出力電圧波形
- (c) 消費電流波形

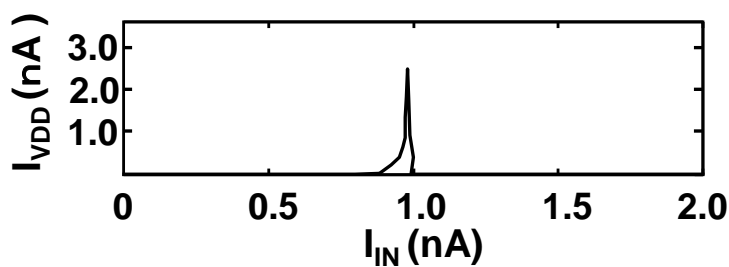
入力に貫通電流防止用 pMOSFET である  $M_5$  が有る場合の ED-CMOS レベル変換回路のシミュレーションモデルを用い、入力電流を増加させてシミュレーションした結果を図 3-10 に示す。図 3-10 (a) が  $V_{LED}$  と  $V_{IN}$ 、図 3-10 (b) が  $V_{OUT}$ 、図 3-10 (c) が  $I_{VDD}$  である。



(a)



(b)



(c)

図 3-10 ED-CMOS レベル変換回路のシミュレーション波形

(貫通電流防止用 pMOSFET 有り)

- (a) 入力電圧及び内部電圧波形
- (b) 出力電圧波形
- (c) 消費電流波形



入力電流が増加すると  $V_{LED}$  が 0.5 V 程度まで上昇するが、 $V_{IN}$  は GND レベルに留まっている。これは、 $M_5$  が高抵抗素子として働くためであり、この抵抗値は、 $V_{LED}$  が  $M_5$  のしきい値電圧に達するまでは、シャント抵抗  $R_S$  の抵抗値よりも高い。さらに入力電流が増加し、入力電圧が 0.5 V に達すると、入力電圧の上昇は停止する。これは、 $M_5$  の抵抗値がシャント抵抗  $R_S$  の抵抗値に近づき、 $M_5$  を介して、 $M_3$  へ電流が流れ始めることを意味する。そして、入力電流の増加と共に、 $M_3$  へ流れる電流が増加すると、 $M_3$  はリニア領域で動作するため、 $V_{IN}$  は徐々に増加する。そしてさらに、入力電流が検出電流である 0.9 nA を越えると、 $V_{IN}$  は 0.2 V を超えるため、 $M_3$  は飽和動作の領域に入り、高抵抗素子として機能する。このため、 $V_{IN}$  が急上昇し、 $M_1$  がオンするため、出力電圧  $V_{OUT}$  がハイレベルに急上昇する。

検出電流が入力された際の  $M_1$  のゲートは、 $M_5$  が無い場合では 0.35 V となるのに対し、 $M_5$  が有る場合では 0.2 V となる。このため、レベル変換回路の検出電流付近で流れる  $M_1$  のリーク電流は、 $M_5$  が無い場合に比べ、 $M_5$  が有る場合の方が一桁以上小さくなる。従って、レベル変換回路の電流検出時の消費電流は 3 nA となり、 $M_5$  が無い場合の 1/25 に減少できる。

### 3.4 試作評価

nW 動作のフォトセンサスイッチの有効性を検証するために、0.6  $\mu\text{m}$  CMOS プロセスで試作した ED-CMOS レベル変換回路のチップ写真を図 3-11 に示す。

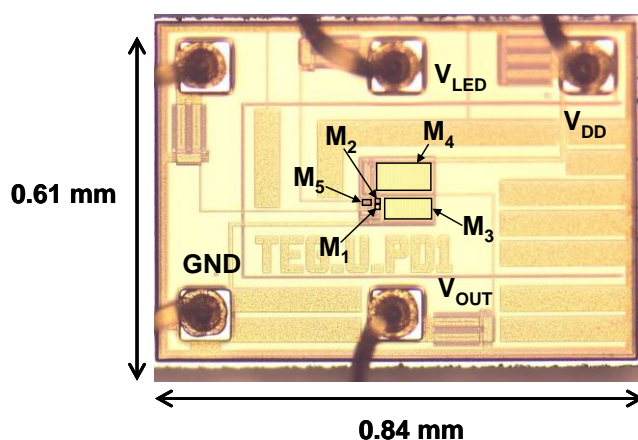
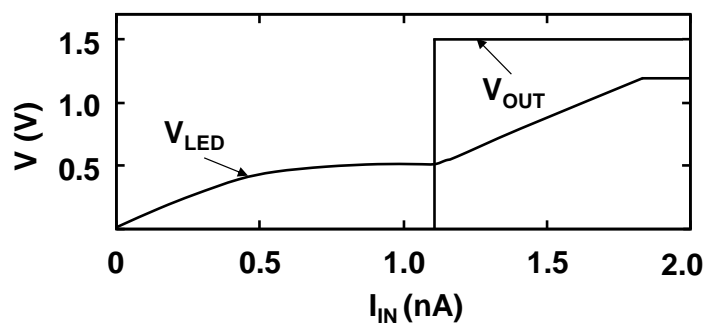


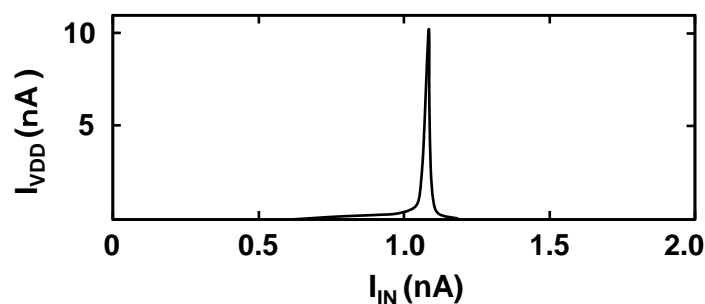
図 3-11 試作した ED-CMOS レベル変換回路のチップ写真

試作チップ付近で測定した各種測定用 MOSFET のしきい値電圧は、nMOSFET が 0.45 V、ディプレッション型 nMOSFET が -0.2 V であり、シミュレーションと同じしきい値電圧であった。一方 pMOSFET は -0.75 V であり、シミュレーションのしきい値電圧 (-0.7 V) から 50 mV 上回った。試作チップのサイズは、0.84 mm × 0.61 mm である。

試作チップの入力電流に対する各実測波形を図 3-12 に示す。図 3-12 (a) が入力電圧 ( $V_{LED}$ ) と出力電圧 ( $V_{OUT}$ )、図 3-12 (b) が消費電流 ( $I_{VDD}$ ) である。入力と GND 間に 1 G $\Omega$  のシャント抵抗  $R_S$  を接続して測定した。シミュレーション結果に対し、試作チップの実測特性は、検出電流が 1.0 nA から 1.1 nA に増加し、消費電流のピーク値が 3 nA から 10 nA に増加したものの、シミュレーション結果に近い結果が得られた。



(a)



(b)

図 3-12 試作チップの実測波形

- (a) 入力電圧, 出力電圧波形
- (b) 消費電流波形

試作チップのステップ電圧入力に対する出力電圧の応答特性を図 3-13 に示す。  $V_{LED}$  がステップ入力されてから、  $V_{OUT}$  が  $1/2V_{DD}$  に達するまでの遅延時間は  $125 \mu\text{s}$  であった。

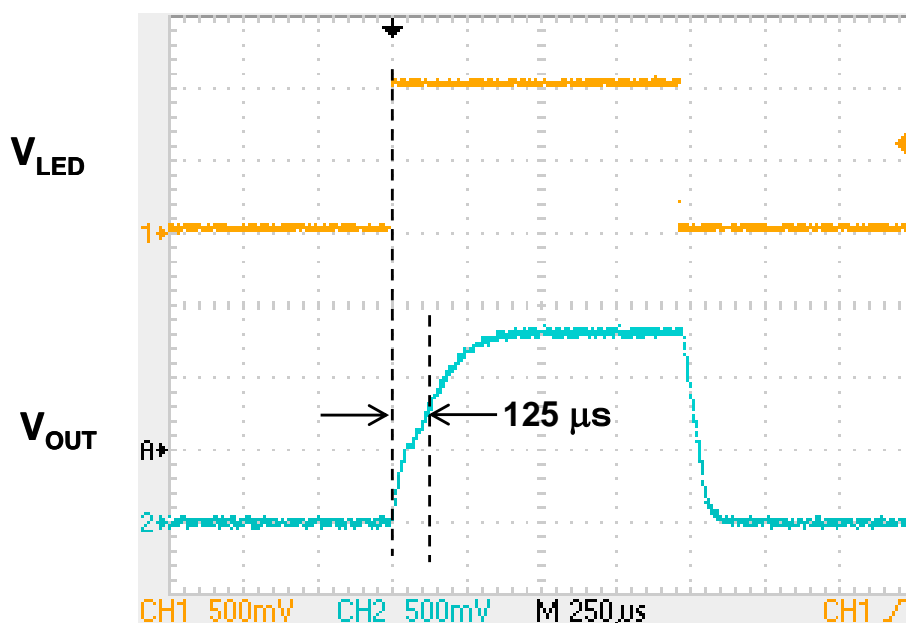


図 3-13 ステップ電圧入力に対する出力電圧応答特性

### 3.5 まとめ

本章では、nW 動作のフォトセンサスイッチ構成について述べた。具体的には、まず、マイクロ環境発電源として可視光で発電する LED を用いた nW 動作のフォトセンサスイッチの構成について述べた。次に、このフォトセンサスイッチのキー技術である ED-CMOS レベル変換回路の構成と設計について述べた。そして、0.6  $\mu\text{m}$  プロセスで試作した ED-CMOS レベル変換回路と LED とで構成したフォトセンサスイッチの評価について述べた。

- (1) nW 動作のフォトセンサスイッチの構成について述べた。フォトセンサスイッチは、可視光で発電する LED と ED-CMOS レベル変換回路からなることを述べ、レベル変換回路の回路構成と動作を述べた。また、レベル変換回路の消費電力をさらに低くするために、LED は発電電圧の高い GaAs ベースの赤色 LED を用いた。
- (2) ED-CMOS レベル変換回路の設計法とシミュレーション結果について述べた。LED の発電電力は nW レベルであり、この発電電力を検出するために、ED-CMOS レベル変換回路の一部のディプレッション型 nMOSFET の L 長を 1000  $\mu\text{m}$  以上とした。また、ED-CMOS レベル変換回路が LED 発電電流を想定した電流を入力し、その入力電流を検出する際に、消費電流が増大するシミュレーション結果を示し、ゲートが GND 端子に接続された pMOSFET を介して電流を入力することで、検出時の消費電流の増大を少なくすることができることをシミュレーションで確認した。
- (3) nW 動作のフォトセンサスイッチの有効性を検証するために、0.6  $\mu\text{m}$  CMOS プロセスで ED-CMOS レベル変換回路試作し、その評価結果について述べた。評価結果は、シミュレーションに対し検出電流が 1.0 nA から 1.1 nA に増加し、消費電流のピーク値が 3 nA から 10nA に増加したものの、シミュレーション結果に近い結果が得られたことを示した。また、ステップ電圧入力に対する出力電圧の応答特性を評価し、出力遅延時間は 125  $\mu\text{s}$  となることを示した。

## 参考文献

- (1) K. Kado, T. Douseki, Y. Matsuya, and T. Tsukahara, "Ultralow-power CMOS/SOI Circuit Technology," IEEJ Trans. EIS, Vol. 126, No. 6, pp. 725-729, 2006.
- (2) T. A. Papalis and M. Wong, "Making sense of light sensors," Electronic Engineering Times, pp. 10-14, Jun. 2006.
- (3) F. Utsunomiya and T. Douseki, "Nanowatt-Power-Level Automatic-Switch Circuit Combining CMOS and Photodiode," in Proc. IEEE Sensors Conf., Hawaii, USA, 2010, pp. 1918-1921.
- (4) F. Utsunomiya, and T. Douseki, "Nanowatt-Power-Level Automatic Switch Combining ED-CMOS Circuit and LED," IEICE Trans. on Electronics, Vol.E95-C, No.6, June 2012, pp.1104 - 1109)
- (5) T. Douseki, T. Shimamura, and N. Shibata, "A Sub-0.5 V Differential ED-CMOS/SOI Circuit with Over-1-GHz Operation," IEICE Trans. Electron, Vol. E88-C, No. 4, pp. 582-588, 2005.
- (6) S. M. Sze, Physics of Semiconductor Devices, pp. 689-700, John Wiley & Sons, 1981.
- (7) M. Shoji, CMOS Digital Circuit Technology, p. 19, Prentice-Hall, 1988.

## 第4章 赤外光 LED 発電を利用した

### 零待機電力フォトセンサスイッチ構成

#### 4.1 まえがき

ワイヤレスリモコン信号として赤外線リモコン信号を用い操作される家庭用電子機器が増えている。この家庭用電子機器には、電源を赤外線リモコン信号でオン・オフするフォトセンサスイッチが内蔵されており、このフォトセンサスイッチの消費電力が、これら家庭用電子機器の待機電力となる。例えば、ワイヤレスリモコン信号で制御されるテレビは、低待機電流の無線起動レシーバ回路<sup>(1)</sup>がフォトセンサスイッチとして用いられており、この回路の待機電流は  $130 \mu\text{A}$  と小さい。しかしながら、この小さい待機電流でも、電池駆動のセンサネットワーク用ワイヤレスセンサ端末に求められる  $\text{nW}$  レベルの待機電力よりもはるかに大きい。

このフォトセンサスイッチを  $\text{nW}$  レベルの消費電力とするために、赤外線リモコン信号が入射される赤外 LED に発生する発電電力を利用して、赤外線リモコン信号が入射されたことを検出する極低電力パワーマネジメント回路が必要となる。しかし、赤外線リモコン信号が入射された赤外 LED で発生する発電電力は  $\text{pW}$  であるため、 $\text{pW}$  動作の回路が必要である。今までも  $\text{pW}$  動作の回路<sup>(1) (2) (3) (4)</sup>は報告されている。しかし、赤外 LED は、蛍光灯や太陽光からの赤外線光でも発電するため、これら外乱光が入射されても、赤外線リモコン信号だけを検出する機能を有していない。この機能を有すると共に  $\text{pW}$  動作が可能な、極低電力パワーマネジメント回路が、赤外線リモコン信号による発電で上昇する発電電圧立上りエッジを検出する零待機電力フォトセンサスイッチ<sup>(5)</sup>である。

本章では、上記フォトセンサスイッチ構成について述べる。具体的には、先ず、マイクロ環境発電源として用いる赤外 LED の赤外線リモコン信号に対する発電特性について述べる。次に、赤外 LED が発電する  $\text{pW}$  の電力で動作し、赤外線リモコン信号が入射された際に、赤外 LED の発電電力増加により生じる入

力電圧の立上りエッジを検出する電圧立上りエッジ検出回路の回路構成について述べる。さらに、電圧立上りエッジ検出回路の設計法について述べる。最後に、電圧立上りエッジ検出回路の出力にレベルシフト回路と CMOS ラッチ回路を組み込み、0.6  $\mu\text{m}$  プロセスで試作し、試作回路に赤外 LED を組み合わせて評価した結果について述べる。

## 4.2 赤外 LED の赤外線リモコン信号に対する発電特性

真っ暗な部屋で一般的な赤外線リモコンからの赤外線信号と等しい強度の赤外線光を入射した赤外 LED で発生する発電電力の I-V 特性を図 4-1 に示す。一般的な赤外線リモコンと同じ強度の赤外線光を発生させる発光側の赤外 LED と I-V 特性を測定した受光側の赤外 LED は、直径 5 mm の砲弾型赤外 LED (ライトン社製、型番 : LED-5208A) <sup>(6)</sup> を用いた。

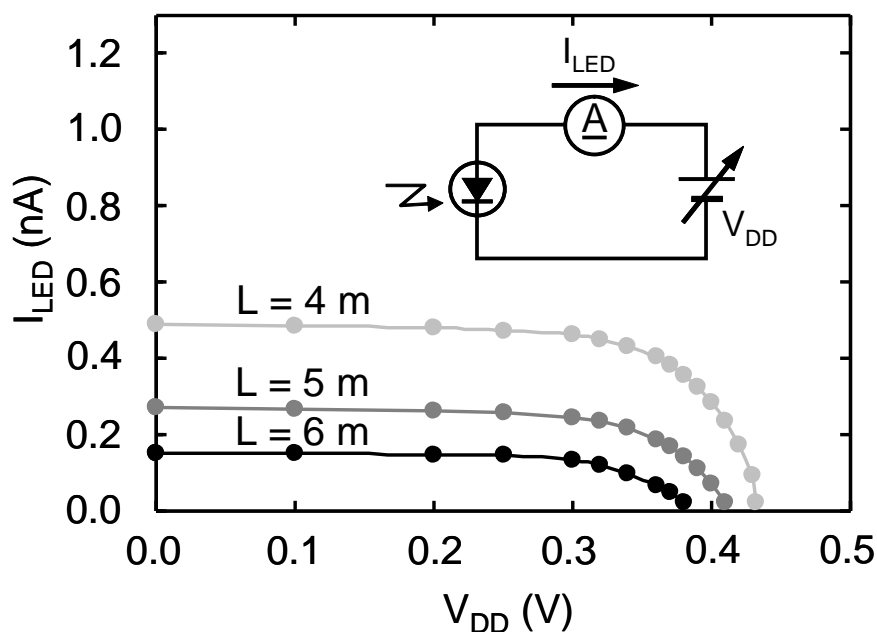


図 4-1 赤外線リモコン信号による赤外 LED の発電特性

一般的な赤外線リモコンの赤外線信号と同じ強度の赤外線光を得るため、赤外 LED の駆動電流は 50 mA に設定した。受光側の赤外 LED の発電電流は、発光側の赤外 LED と受光側の赤外 LED との距離の 2 乗に反比例する。この距離が

6 m の場合、受光側の赤外 LED の発電による短絡電流は 0.15 nA であり、無負荷時の発電電圧は 0.38 V であった。

6 m 離れた赤外線リモコンからのリモコン信号と同等の強度の赤外線光で発電した赤外 LED の発電特性を図 4-2 に示す。発電電圧 ( $V_{DD}$ ) が 0.3 V で最大の発電電力が得られ、この電圧での発電電流は、0.135 nA である。従って、最大の発電電力は約 40 pW である。

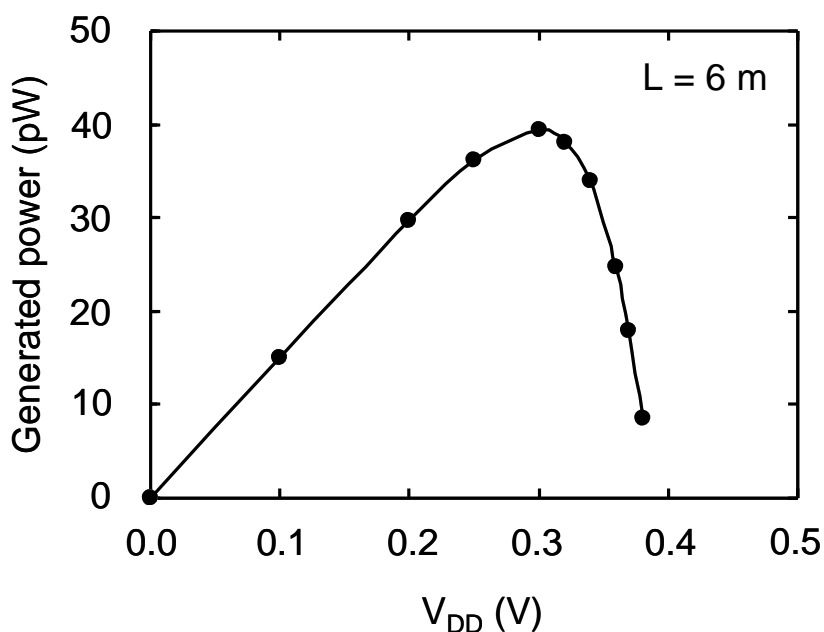


図 4-2 赤外線リモコン信号による赤外 LED の発電電力特性

天井からの蛍光灯光の入射で発電した赤外 LED の I-V 特性を図 4-3 に示す。赤外線リモコン信号の入射を検出する機能において、この蛍光灯光での発電電力は必要の無いノイズとなる。このノイズによるノイズ電流は、約 0.7 nA であり、赤外線リモコン信号による発電電流よりも大きい。さらに、天井の蛍光灯が点灯している部屋で、赤外線リモコン信号が受光側の赤外 LED に入射されると、受光側の赤外 LED は、このノイズに赤外線リモコン信号による発電電力を加えた電力を発生する。従って、赤外線リモコン信号の入射の検出のため、受光側の赤外 LED の発電量を検出する方法では、このノイズにて誤検出する。こ



のため、赤外線リモコン信号が入射された際の、受光側の赤外 LED の発電電力の増加を検出する方法で赤外線リモコンの入射を検出する必要がある。しかし、人が移動することで、さえぎられていた蛍光灯が入射された場合でも、受光側の赤外 LED の発電電力は増加する。従って、赤外線リモコン信号が受光側の赤外 LED に入射された場合と、人の移動で蛍光灯が入射された場合とを区別し、赤外線リモコン信号のみを検出する必要がある。

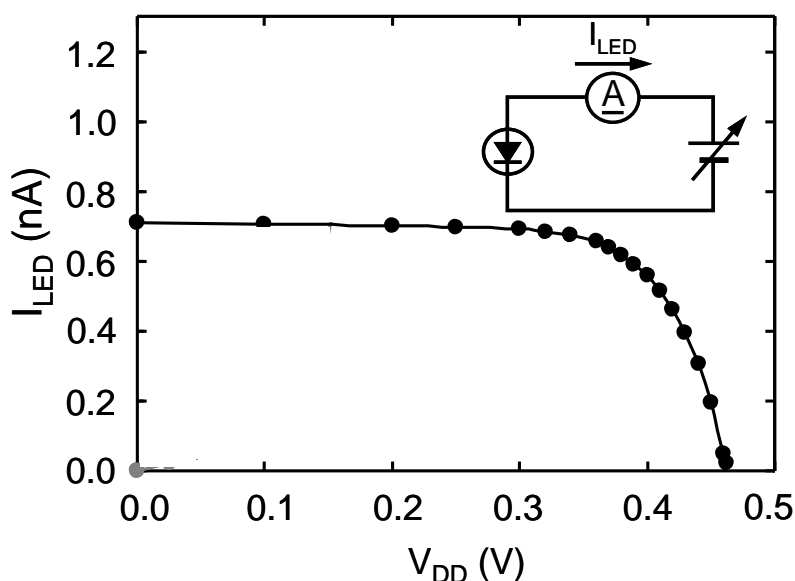


図 4-3 蛍光灯入射時の赤外 LED 発電特性

以上述べてきた様に、赤外線リモコンでオン・オフするフォトセンサスイッチを、待機電力が零で、赤外線リモコン信号のみでオン・オフさせるためには、3 個のキー技術が必要である。1 個目のキー技術は、極低電力で赤外線リモコン信号を検出できる回路技術である。フォトセンサスイッチは、ワイヤレス信号の検出回路を常時動作させる必要があるため、この検出回路の消費電力が待機電力となる。従って、この検出回路を発電電力で動作できれば、フォトセンサスイッチが零待機電力となる。6 m 離れたリモコンから赤外線リモコン信号が入射された赤外 LED の発電は、0.3 V で 0.1 nA レベルの発電電流であり、ここから計算される電力は pW オーダとなる。よって、フォトセンサスイッチでは、

この pW オーダの発電電力で赤外線リモコン信号を検出できる回路技術により、零待機電力フォトセンサスイッチが実現できる。2 個目のキー技術は、蛍光灯などの外乱ノイズ光の入射により赤外 LED が発生する発電電力をキャンセルする回路技術である。天井設置の蛍光灯が入射された赤外 LED に発生する発電電力は、赤外線リモコン信号の場合よりも大きい。これら外乱光ノイズによる発電電力をキャンセルし、赤外線リモコン信号による発電電力のみを検出するノイズキャンセル回路技術が必要である。3 個目のキー技術は、赤外線リモコン信号の入射による受光側の赤外 LED の発電電力変化のみを検出する技術である。人の動き等で変化する外乱光の入射による赤外 LED の発電電力は検出せずに、赤外線リモコン信号の入射による発電電力に変化のみを検出する回路技術が必要である。

### 4.3 電圧立上りエッジ検出回路構成

上記したように、赤外線リモコンでオン・オフする零待機電力フォトセンサスイッチの実現には、pW の発電電力で動作し、外乱光や外乱光の明るさが変化する環境下で、赤外線リモコン信号のみを検出できるフォトセンサスイッチが必要である。これら必要機能を実現したフォトセンサスイッチを図 4-4 (a) に示す。フォトセンサスイッチは、受光側の赤外 LED と、電圧立上りエッジ検出回路とで構成した。電圧立上りエッジ検出回路は、ノイズキャンセル回路と、電源電圧立上りエッジ検出回路で構成した。電源電圧立上りエッジ検出回路は、入力にオフセット電圧を設けた極低消費電力差動増幅回路で構成した。この差動増幅回路は、回路を構成する nMOSFET のサブスレッショルド領域である 0.3 V の電源電圧で動作するため、回路内の各 nMOSFET は、サブスレッショルド領域の非常に少ない電流で動作する。このため、この差動増幅回路は pW オーダの電力で動作できる。さらに、この差動増幅回路は、プラス入力端子を、受光側の赤外 LED からの発電電力が供給される  $V_{DD}$  端子に接続し、マイナス入力端子を、オフセット電圧源を介して、RC フィルタ回路の基準電圧 ( $V_{REF}$ ) 出力端子に接続した。これにより、赤外線リモコン信号が入射された受光側の赤外 LED で発生する発電電力で、 $V_{DD}$  端子に電圧立上りエッジが生じると、遅れて電圧が上昇する  $V_{REF}$  と  $V_{DD}$  端子の電圧差がオフセット電圧を超える。このため、 $V_{DD}$

端子の立上りエッジが  $0.3\text{ V}$  に達した時点で、差動増幅回路は赤外線リモコン信号を検出したとして、ハイレベルの出力信号を出力する。一方、ノイズキャンセル回路は、差動増幅回路の電源が  $0.3\text{ V}$  を超えたことを検出する回路と、ノイズをキャンセルするためにノイズにより発生した発電電流を流す nMOSFET ( $M_1$ ) で構成した。ノイズキャンセル回路は、 $V_{\text{REF}}$  をゲートに入力した nMOSFET がオンすることで、差動増幅回路の電源である  $V_{\text{DD}}$  端子が  $0.3\text{ V}$  を超えたことを検出する。この nMOSFET がオンすると、pMOSFET ( $M_2$ ) がオンするため、 $M_1$  が飽和結線される。  $M_1$  が飽和結線されると、 $V_{\text{DD}}$  端子は、 $M_1$  のしきい値電圧付近にリセットされる。なお、 $M_1$  は、他の nMOSFET に比べ、低いしきい値電圧に設定した。従って、リセットされた際の  $V_{\text{DD}}$  端子の電圧は、差動増幅回路等が動作できる  $0.3\text{ V}$  の電源電圧よりも低い電圧となる。また、 $V_{\text{DD}}$  端子の電圧がリセット電圧へ低下する際、初期段階で  $V_{\text{REF}}$  をゲートに入力した nMOSFET がオフするため、 $M_2$  がオフしようとする。しかし、 $C_2$  により、 $M_2$  のゲート電位がしばらく保持されるため、 $V_{\text{DD}}$  端子の電圧がリセット電圧へ低下するまで、 $M_2$  はオンしたままとなる。このため、 $V_{\text{DD}}$  端子は確実にリセット電圧までリセットされる。そして、 $V_{\text{DD}}$  端子がリセットされた後に  $M_2$  はゆっくりとオフする。 $M_2$  がオフすると、 $M_1$  のゲート電圧は  $C_1$  によりリセット電圧に保持されるため、 $M_1$  は、リセット時のドレイン電流を保持できる。なお、上記動作は、 $V_{\text{DD}}$  端子電圧が上昇する際のリセット動作である。 $V_{\text{DD}}$  端子電圧が低下する場合は、 $M_2$  のリーク電流やジャンクション電流により  $C_1$  の電圧は  $V_{\text{DD}}$  端子電圧と同じになるように制御される。

赤外線リモコン信号のみを検出できる原理説明と動作説明のための図を図 4-4 (b) に示す。 $V_{\text{DD}}$  端子の電圧上昇速度が速い方が  $V_{\text{DD}}$  と  $V_{\text{REF}}$  の電圧差が大きくなる。この電圧差が差動増幅回路のオフセット電源電圧を越えれば、差動増幅回路は検出信号を出力する。赤外線リモコン信号が受光側の赤外 LED に入射された時、受光側の赤外 LED 発生する発電電力による  $V_{\text{DD}}$  端子の電圧上昇速度は急峻であり、外乱光や外乱光の変化による  $V_{\text{DD}}$  端子の電圧上昇速度はゆっくりである。従って、差動増幅回路のオフセット電源電圧を調整することで、赤外線リモコン信号のみを検出することが可能となる。次に、蛍光灯が点灯し

ている室内で、赤外線リモコン信号の入射を検出する一連の動作を図 4-4 (b) の下側の図に示す。

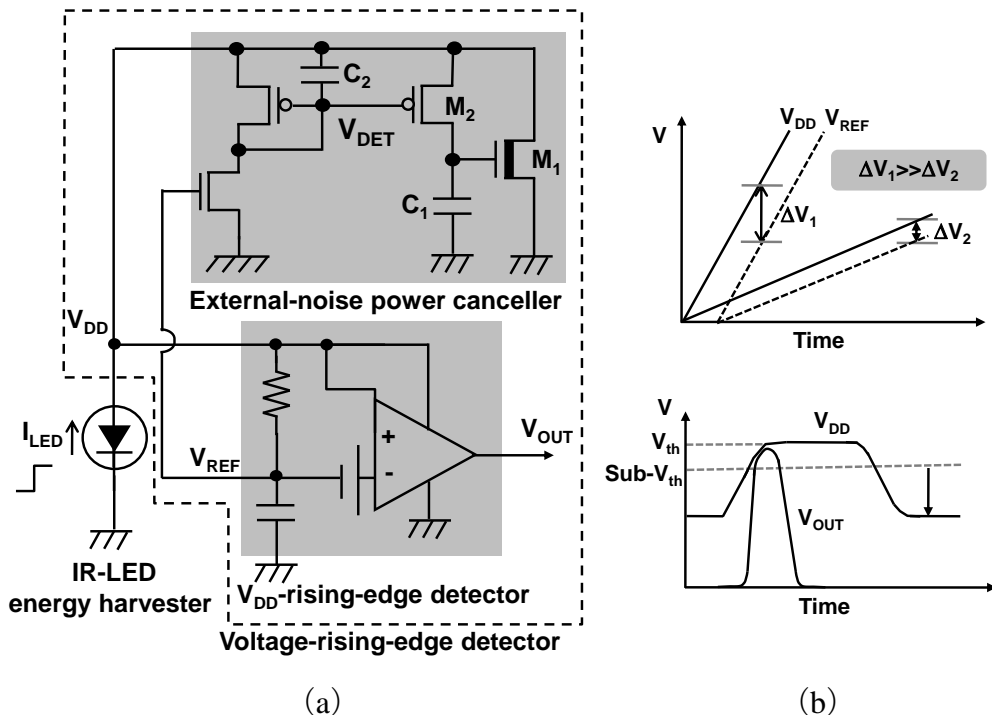


図 4-4 フォトセンサスイッチ構成

(a) 回路ブロック図

(b) 電源電圧立上りエッジの検出回路の原理説明図

赤外線リモコン信号が入射されていない状態では、蛍光灯により受光側の赤外 LED で発生した発電電流は、 $M_1$  に全て流れている。従って、 $M_1$  のゲート電圧は、この発電電流が流れる電圧値となっており、 $V_{DD}$  端子電圧もこのゲート電圧と同じ電圧となっている。この状態から、赤外線リモコン信号が受光側の赤外 LED に入射されると、受光側の赤外 LED の発電電力が急に増加するため、 $V_{DD}$  端子電圧が急峻に立上る。 $V_{DD}$  端子電圧が急峻に立上ると、 $V_{DD}$  端子電圧と  $V_{REF}$  の電圧差がオフセット電圧源の電圧を超える。このため、 $V_{DD}$  端子電圧が差動増幅回路の動作電圧である 0.3 V に達した時点で、出力電圧 ( $V_{OUT}$ ) は、検出信号であるハイレベル信号を出力する。一方、ノイズキャンセル回路は、 $V_{DD}$

端子電圧が 0.3 V を超えたことを検出して、一連のキャンセル動作を開始するが、 $C_2$  や  $C_1$  があるため開始するのに時間を要する。このキャンセル動作が遅延している間に、 $V_{DD}$  端子電圧がさらに上昇し回路内部の各 nMOSFET のしきい値電圧付近に達すると、各回路に消費電流が流れ始める。そして、この消費電流と発電電流が釣り合う電圧で  $V_{DD}$  端子電圧の上昇が止まる。さらに、 $V_{DD}$  端子の電圧上昇が止まると  $V_{DD}$  端子電圧と基準電圧の電圧差が無くなり、 $V_{OUT}$  はローレベル信号となる。そしてさらに、遅延していたキャンセル動作が開始されるため、 $V_{DD}$  端子はリセット電圧まで低下し、 $C_1$  もリセット電圧となる。最後に、オンしていた  $M_2$  がオフすると、リセット動作が完了する。

電源電圧立上りエッジ検出回路は、nMOSFET ( $M_3$ ) と nMOSFET ( $M_4$ ) とを差動対トランジスタとする差動増幅回路で構成した (図 4-5 参照)。赤外線リモコン信号が入射された際の受光側の赤外 LED での発電電力増加で電源電圧 ( $V_{DD}$ ) が上昇する。この電源電圧の上昇速度は、2.0 V/s 以上である。一方、人の動きやカーテンの揺れ等の自然に変化する外乱光が入射された受光側の赤外 LED での発電電力増加でも  $V_{DD}$  が上昇する。この電源電圧の上昇速度は、2.0 V/s 未満である。従って、電源電圧立上りエッジ検出回路が検出する電源電圧立上り速度は 2.0 V/s 以上に設定した (図 4-5 参照)。

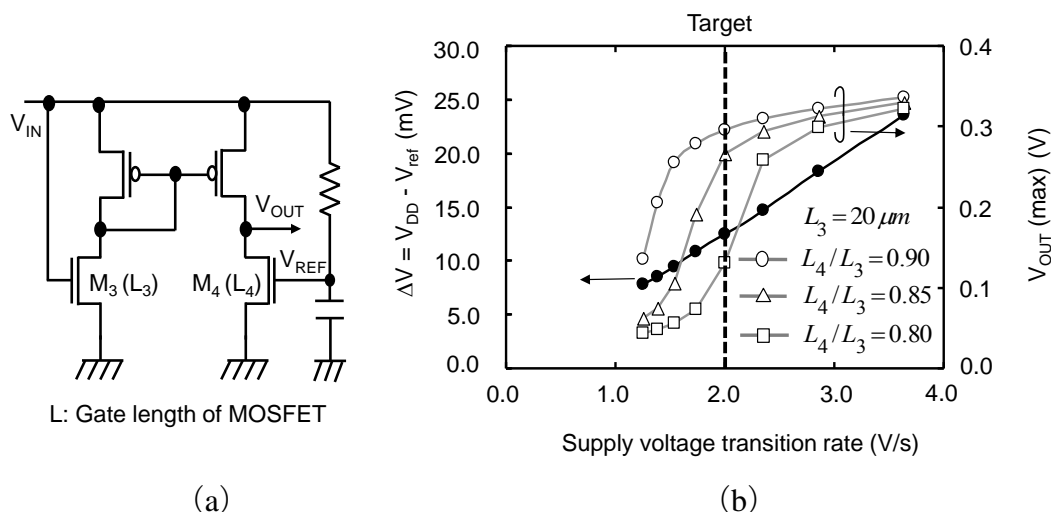


図 4-5 電源電圧立上りエッジ検出回路の回路定数設定方法

(a) 電源電圧立上りエッジ検出回路構成

(b) 電源電圧立上り速度と出力振幅の関係

この電圧立上り速度が  $2.0 \text{ V/s}$  の場合、差動対トランジスタに入力される電圧差 ( $V_{DD} - V_{REF}$ ) は約  $13 \text{ mV}$  となる。このため、差動増幅回路は、この電圧差  $13 \text{ mV}$  が発生した際に検出出力信号であるハイレベル ( $0.2 \text{ V}$  以上) 信号を出力できるように、差動対トランジスタの L 長比 ( $L_3/L_4$ ) を  $0.85$  に設定した (図 4-5 参照)。

フォトセンサスイッチに、外乱光の無い状態で赤外線光を入射したシミュレーション結果を図 4-6 に示す。このフォトセンサスイッチを構成する各 MOSFET のしきい値電圧は、nMOSFET が  $0.65 \text{ V}$ 、pMOSFET が  $-0.45 \text{ V}$ 、低いしきい値電圧の nMOSFET ( $M_1$ ) が  $0.3 \text{ V}$  とした。また、 $V_{DD}$  端子には、赤外 LED のジャンクション容量やその他の寄生容量を想定し、 $50 \text{ pF}$  の容量を GND 端子間に設けた。6 m 離れた赤外線リモコンから赤外線リモコン信号が入射された赤外 LED は、約  $0.15 \text{ nA}$  の発電電流を発生する。そこで、赤外線リモコン信号での発電を想定し、 $0.15 \text{ nA}$  の電流を  $V_{DD}$  端子へステップ入力した。

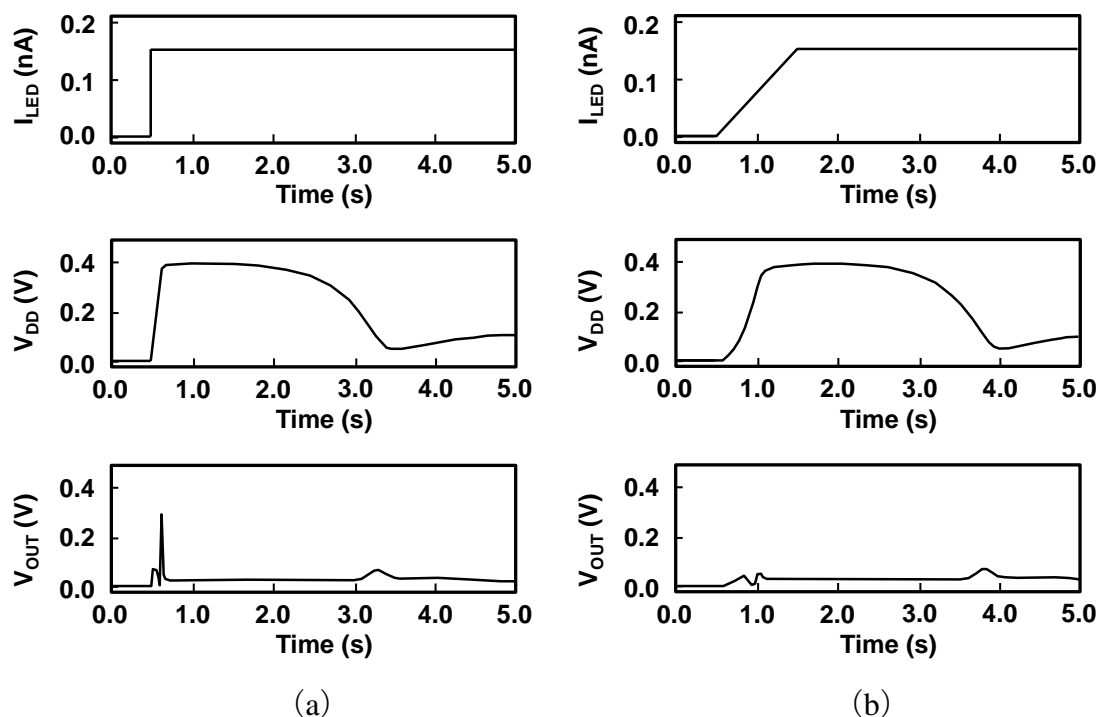


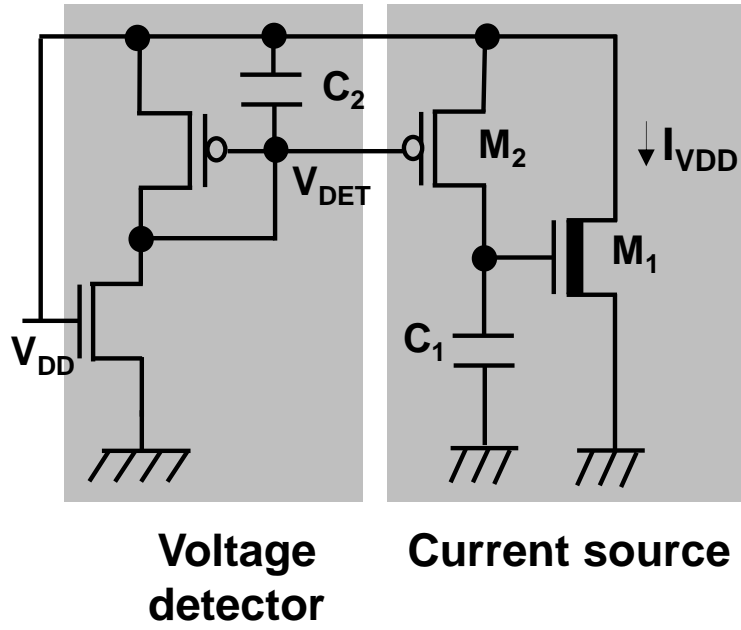
図 4-6 フォトセンサスイッチのシミュレーション波形 (外乱光無し)

(a) ステップ入力時

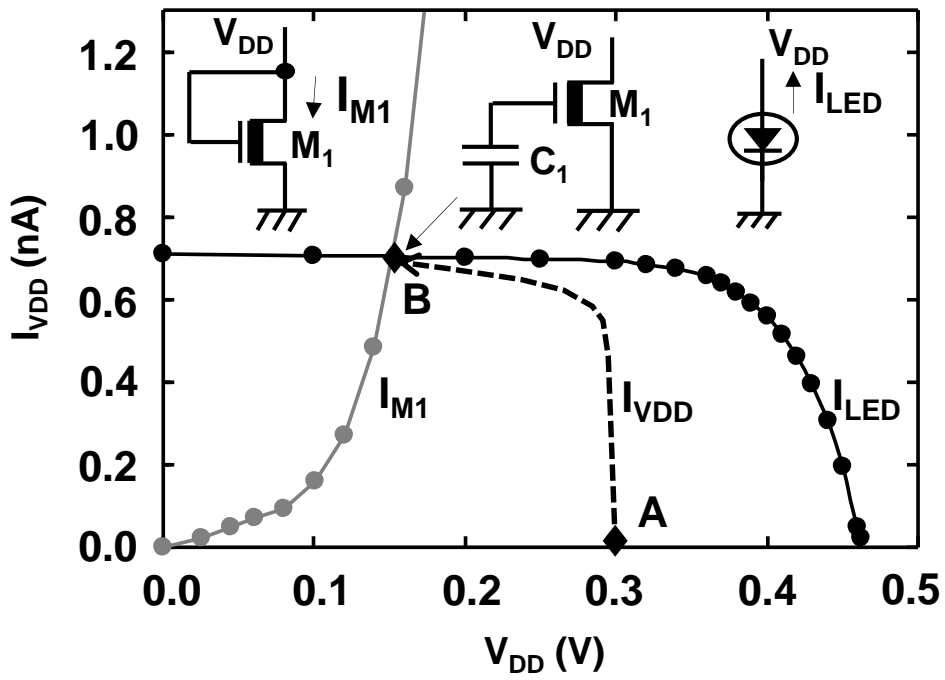
(b) ランプ入力時

このステップ入力のシミュレーション結果を図 4-6 (a) に示す。0.15 nA の電流が  $V_{DD}$  端子へステップ入力されると、約 2 V/s の速度で  $V_{DD}$  端子が上昇する。この上昇により  $V_{DD}$  端子電圧 ( $V_{DD}$ ) が 0.3 V 付近まで上昇した際、出力電圧 ( $V_{OUT}$ ) は GND レベルから検出出力信号であるハイレベルに変化する。そして、 $V_{DD}$  の上昇が止まると出力端子電圧 ( $V_{OUT}$ ) は再び GND 端子レベルとなる。さらに、上記動作から遅れてノイズキャンセル回路が動作するので、 $V_{DD}$  端子電圧は、0.2 V 程度のリセット電圧にリセットされる。一方、外乱光の光強度変化による発電量変化を想定して、0.15 nA/s の増加速度で 0.15 nA の電流を  $V_{DD}$  端子へランプ入力したシミュレーション結果を図 4-6 (b) に示す。0.15 nA の電流が 0.15 nA/s の増加速度でランプ入力されると、 $V_{DD}$  波形は、ステップ入力の場合とほとんど同じ波形となるが、 $V_{DD}$  のライズ速度が 2.0 V/s 未満となるので、 $V_{OUT}$  からは検出出力信号であるハイレベル信号は出力されない。

ノイズキャンセル回路が、ノイズをキャンセルする原理を図 4-7 に示す。図 4-7 (a) にノイズキャンセル回路の回路図を示し、図 4-7 (b) に天井の蛍光灯の入射で受光側の赤外 LED で発電したノイズの V-I 特性 ( $I_{LED}$ ) と、ノイズをキャンセルするためにノイズによる発電電流を流す nMOSFET ( $M_1$ ) が、ダイオード結線された場合の V-I 特性 ( $I_{M1}$ ) を示す。赤外 LED からのノイズにより、 $V_{DD}$  が 0.3 V (図 4-7 (b) の A 点) まで上昇すると、ノイズキャンセル回路は、電源電圧立上りエッジ検出回路の電源電圧が動作を開始できる 0.3 V を検出し、 $M_2$  をオンする。このため、 $M_1$  がダイオード結線される。 $M_1$  がダイオード結線されると、 $V_{DD}$  端子電圧は、 $I_{M1}$  と  $I_{LED}$  の交点 (図 4-7 (b) の B 点) に移動する。なお、 $V_{DD}$  がこの交点に移動する際に、 $V_{DD}$  は 0.3 V 未満となるので、ノイズキャンセル回路は  $M_2$  をオフしようとするが、 $C_2$  により、このオフ動作が遅延する。このため、 $V_{DD}$  が交点に移動してから、 $M_2$  がオフされる。 $M_2$  がオフされると  $C_1$  により  $M_1$  のゲート電圧が交点の電圧に保持される。従って、 $M_2$  がオフしても  $M_1$  にはノイズによる発電電流が流れ、この発電電流が変化しないかぎり  $V_{DD}$  は、交点の電圧に維持される。



(a)



(b)

図 4-7 ノイズキャンセル回路の動作原理

(a) ノイズキャンセル回路構成

(b) 電流源の動作点



フォトセンサスイッチに、外乱光がある状態で赤外線光を入射したシミュレーション結果を図 4-8 に示す。外乱光は、天井の蛍光灯だけでなく、窓からの太陽光も考慮し、受光側の赤外 LED で発生するノイズとして、10 nA のノイズ電流を加えた。赤外線リモコンからの赤外線光の入射を想定したステップ入力の場合 (図 4-8 (a) 参照)、検出出力信号が出力されるが、外乱光の光強度変化を想定したランプ入力の場合 (図 4-8 (b) 参照)、検出出力信号が出力されない。なお、外乱光による 10 nA のノイズ電流のリセット電圧は、動作限界の 0.3V 未満であり、窓からの太陽光等の強い外乱光が入射されても十分動作できることが分かる。

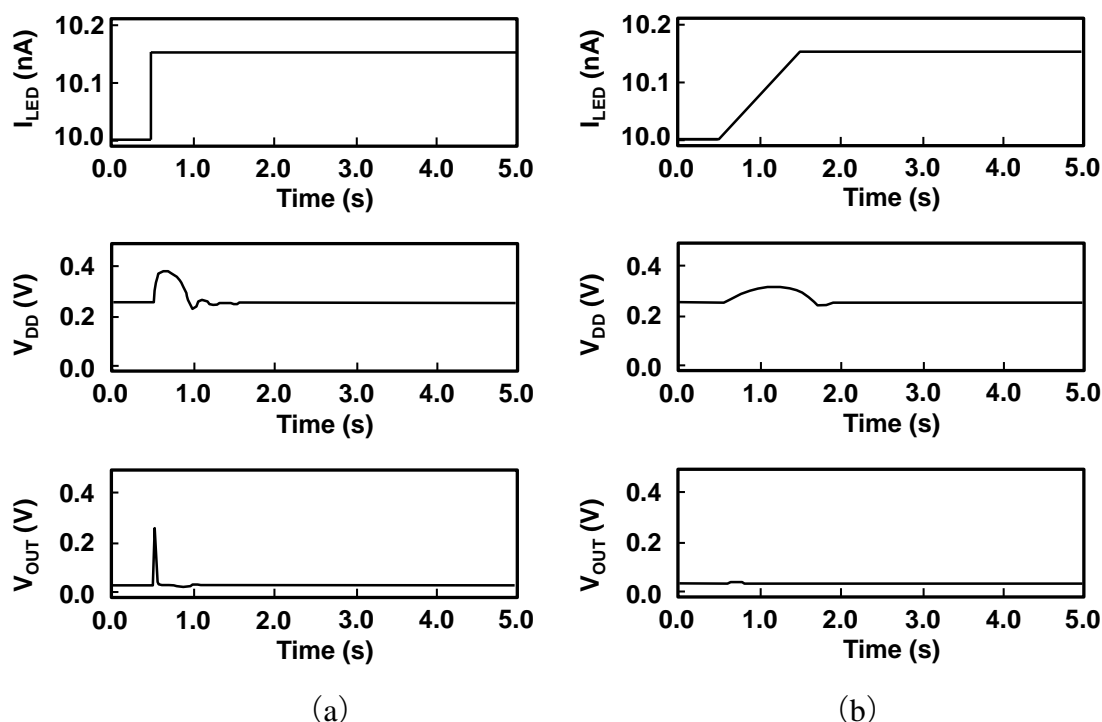


図 4-8 フォトセンサスイッチのシミュレーション波形 (外乱光有り)

(a) ステップ入力時

(b) ランプ入力時

## 4.4 試作評価

フォトセンサスイッチの有効性を検証するために、電圧立上りエッジ検出回路に追加回路を組み込んだ起動回路を試作し、試作した起動回路に赤外 LED を

組み込み、赤外線リモコンでオン・オフするフォトセンサスイッチを試作した。試作は  $0.6\ \mu\text{m}$  の CMOS プロセスで行った。図 4-9 に試作したフォトセンサスイッチのブロック図を示す。追加回路として外部電源電圧 ( $V_{\text{DD}}(\text{ext})$ ) で駆動するレベルシフト回路と R-S ラッチ回路を追加した。追加したレベルシフト回路は、上記した電圧立上りエッジ検出回路の低い検出出力電圧 ( $0.3\ \text{V}$  以下) を、 $V_{\text{DD}}(\text{ext})$  に変換する。また、追加した R-S ラッチ回路は、レベルシフト回路の出力信号 ( $V_{\text{PW}}$ ) を、リセット信号が入力されるまでラッチする。さらに、図 4-9 に試作した起動回路で実測した出力電圧特性も示す。起動回路は、電源電圧 ( $V_{\text{DD}}$ ) の立上り速度が  $2.0\ \text{V/s}$  より速い  $2.5\ \text{V/s}$  の場合、この立上りを検出し、 $V_{\text{DD}}(\text{ext})$  である  $3.0\ \text{V}$  の検出信号を出力する。一方、この立上り速度が  $2.0\ \text{V/s}$  より遅い  $1.7\ \text{V/s}$  の場合、検出信号を出力しない。この結果より、試作した起動回路は、赤外線リモコン信号の入射による電源電圧上昇は検出し、人の動きやカーテンの揺れ等の自然に変化する外乱光の入射によるゆっくりとした電源電圧上昇は検出しないことが実現できており、狙い通りの有効性が検証できた。

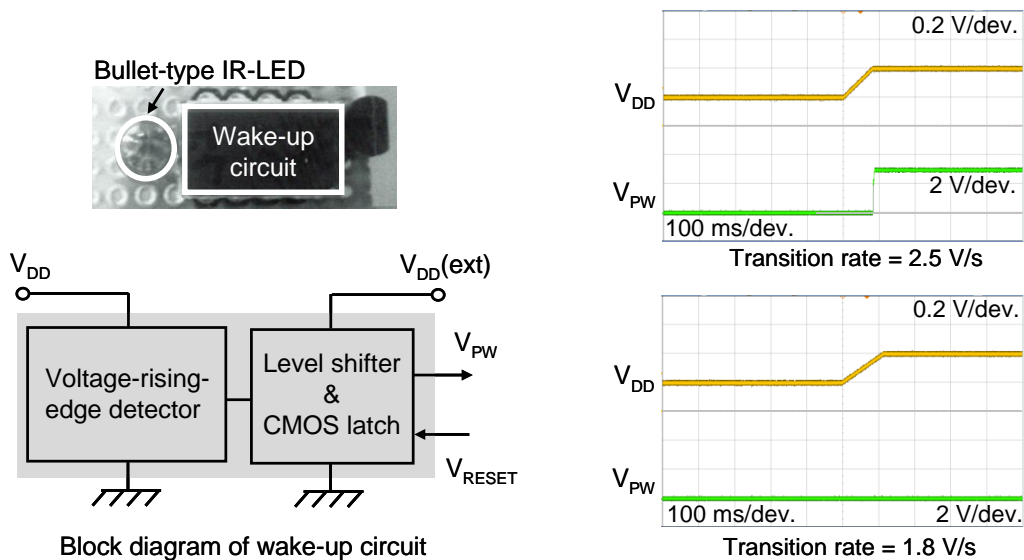
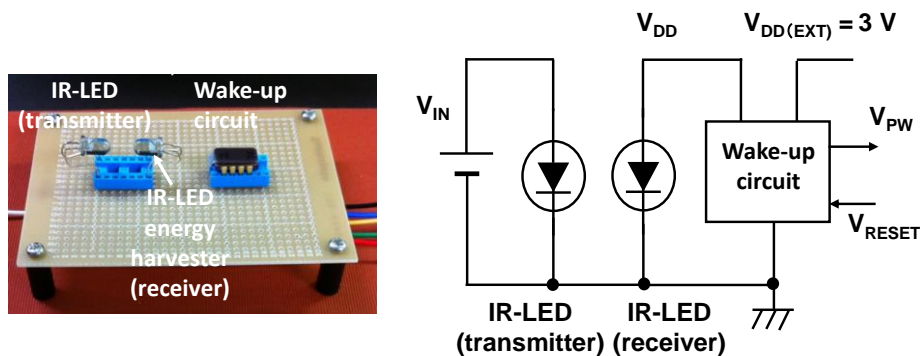
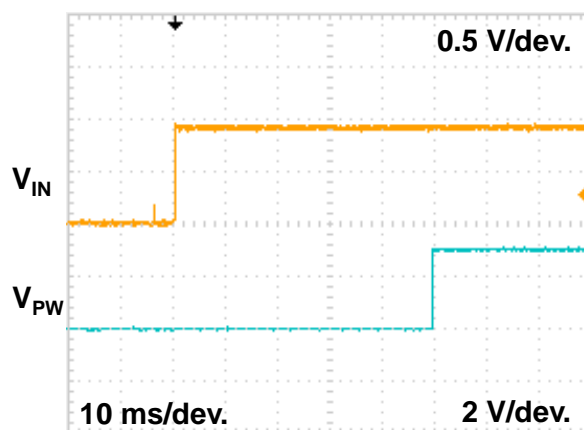


図 4-9 試作したフォトセンサスイッチと実測した入出力特性

図 4-10 (a) に試作したフォトセンサスイッチで、ワイヤレスリモコンからの赤外線リモコン信号の検出を検証するための実験システムを示す。実験システムは、赤外線リモコンからの赤外線リモコン信号と同じ光強度の赤外線光を送信する送信側赤外 LED と、その送信側赤外 LED からの赤外線光を受光する受光側赤外 LED からなり、受光側赤外 LED の発電電力を試作した起動回路が検出する構成である。図 4-10 (b) に実験システムでの検証結果を示す。送信側赤外 LED を発光させる電圧は、6 m 離れた赤外線リモコンからの赤外線リモコン信号と同等の赤外線光強度を送信するため 0.9 V とした。6 m 離れた赤外線リモコン相当の赤外線光を反応時間約 50 ms で検出できることが検証できた。



(a)



(b)

図 4-10 フォトセンサスイッチ実験システムと入出力波形の測定値

(a) 実験システム

(b) 入出力波形

## 4.5 まとめ

本章では、ワイヤレスリモコン信号でオン・オフするフォトセンサスイッチを、赤外線リモコン信号によるマイクロ環境発電を利用して nW レベル以下の消費電力とすることについて述べた。このフォトセンサスイッチは、電圧立上りエッジ検出回路と赤外 LED を組み合わせた構成であることを述べた。電圧立上りエッジ検出回路は、外乱光によるノイズキャンセル回路と、電源電圧立上りエッジ検出回路で構成することで、ノイズが発生している状態でも、6 m 離れた赤外線リモコンからの赤外線リモコン信号を検出できることを示した。以下に述べた内容をまとめる。

- (1) 一般的な砲弾型の赤外 LED の赤外線リモコン信号に対する発電特性について述べた。6 m 離れた場所から赤外線リモコン信号が赤外 LED に入射されると、赤外 LED に 0.3 V の発電電圧と 0.1 nA レベルの発電電流が発生することを示した。一方、天井からの蛍光灯が赤外 LED に入射されても、赤外 LED に 0.3 V の発電電圧と 0.7 nA の発電電流が発生することを示し、フォトセンサスイッチは、これら外乱光によるノイズが発生しても、赤外線リモコン信号のみを検出する必要があることを述べた。
- (2) フォトセンサスイッチは、赤外線リモコン信号が入射される受光側の赤外 LED と、電圧立上りエッジ検出回路からなり、電圧立上り検出回路は、周囲の外乱ノイズ光で発生するノイズをキャンセルするノイズキャンセル回路と、赤外線リモコン信号が受光側の赤外 LED に入射された際の発電により発生する急峻な電圧変動のみを検出する電源電圧立上りエッジ検出回路とで構成されることを述べた。また、これら回路の動作と設計法について述べ、回路シミュレーションを行い、フォトセンサスイッチは、外乱光の有り無しにかかわらず、赤外線リモコン信号が入射された際の発電による電圧波形のみを検出できることを確認した。
- (3) フォトセンサスイッチの有効性を検証するために、電圧立上りエッジ検出回路を内蔵したフォトセンサスイッチを 0.6  $\mu\text{m}$  の CMOS プロセスで試

作り、評価した結果について述べた。試作したフォトセンサスイッチは、6 m 離れた赤外線リモコンからの赤外線リモコン信号の入射に相当する自身の急峻な電源電圧変動を検出できることを示した。

## 参考文献

- (1) H. Ishihara, T. Umeda, K. Ohno, S. Iwata, F. Moritsuka, T. Itakura, M. Ishibe, K. Hijikata, and Y. Maki, "A 130  $\mu$ A Wake-Up Receiver SoC in 0.13  $\mu$ m CMOS for Reducing Standby Power of An Electric Appliance Controlled by An Infrared Remote Controller," ISSCC Dig. Tech. Papers, pp. 226-227, 2011.
- (2) Y. S. Lin, D. M. Sylvester, and D. T. Blaauw, "A Sub-pW Timer Using Gate Leakage for Ultra low-power Sub-Hz Monitoring Systems," Proceedings of CICC, pp. 397-400, 2007.
- (3) Y. S. Lin, D. M. Sylvester, and D. T. Blaauw, "A 150pW Program-and-Hold Timer for Ultra-low-power Sensor Platforms," ISSCC Dig. Tech. Papers, pp. 326-327, 2009.
- (4) M. Seok, G. Kim, D. Sylvester, and D. Blaauw, "A 0.5V 2.2pW 2-Transistor Voltage Reference," Proceedings of CICC, pp. 577-580, 2009.
- (5) F. Utsunomiya, A. Tanaka, and T. Douseki, "A Self-powered Photosensor Switch Detects Only Rising Edge of Infrared-light Pulse for Wireless Zero-standby-power Wake-up Receiver," IEEE SENSORS 2013 Conference, pp.1432 - 1435, 2013.
- (6) <http://www.eng.yale.edu/ee-labs/morse/compo/datasheets/LTE-5208A.pdf>

## 第5章 応用例

### 5.1 まえがき

本章では、各章で述べた極低電力パワーマネージメント回路の試作チップを、小型端末に応用した例について述べる。まずは、2章で述べた可変段数 SC 昇圧回路を内蔵した電源回路の試作チップを、熱発電腕時計<sup>(1)</sup>に組み込んだ例について述べる。次に、3章で述べた ED-CMOS レベル変換回路を用いたフォトセンサスイッチ<sup>(2)</sup><sup>(3)</sup>の試作チップを、ワイヤレスマウス<sup>(4)</sup>に応用した例について述べる。最後に、4章で述べた電圧立上りエッジ検出回路<sup>(5)</sup>に追加回路を組み込んだ起動回路の試作チップに、赤外 LED を組み込んだ構成のフォトセンサスイッチを、赤外線リモコン信号で制御されるデジタルフォトフレームやリモコンカーに応用した例を述べる。

### 5.2 熱発電腕時計

2章で述べた可変段数 SC 昇圧回路を内蔵した電源回路の試作チップを熱発電腕時計に適用した例を述べる。図 5-1 に熱発電腕時計の時計ムーブメントのブロック図を示す。時計ムーブメントは、二次電池の蓄電電力で動作する時計 IC、秒針、分針、時針、日付板をそれぞれ回転させるための歯車、ステッピングモータとで構成される。時計 IC は、それぞれのステッピングモータをそれぞれ決まった時間毎に回転させることで時刻と日付表示を行う構成である。一般的な時計ムーブメントは、秒、分、時、日付針を 1 個のステッピングモータで駆動する構成である。このため、全ての針を一度に回転させることができるステッピングモータが必要であり、このステッピングモータは回転トルクを高くするため回転に必要な消費電力が大きくなる。このステッピングモータを 1 秒毎に回転させるため、ステッピングモータでの消費電力が大きくなる。しかし、熱発電腕時計用の時計ムーブメントは、回転トルクが少なく回転に必要な消費電力の少ない秒針用ステッピングモータを 1 秒毎に回転させるため消費電力が小さくなる。なお、他のステッピングモータは回転頻度が少ないので、秒針用と比べると無視できる消費電力である。

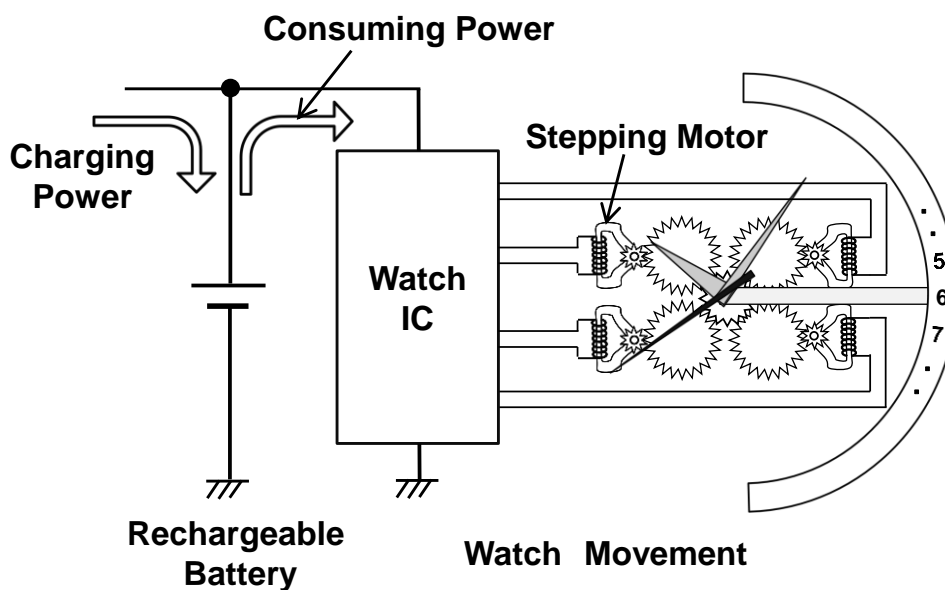


図 5-1 熱発電腕時計用時計ムーブメントのブロック図

図 5-2 に熱発電腕時計用時計ムーブメントにおける消費電力の内訳を示す. 全体の消費電力が約  $1.7 \mu\text{W}$  であり, その内の約  $1.0 \mu\text{W}$  が時計 IC 内の水晶発振回路やカウンター回路の消費電力であり, 残りの  $0.7 \mu\text{W}$  が 4 個のステッピングモータの合計消費電力である.

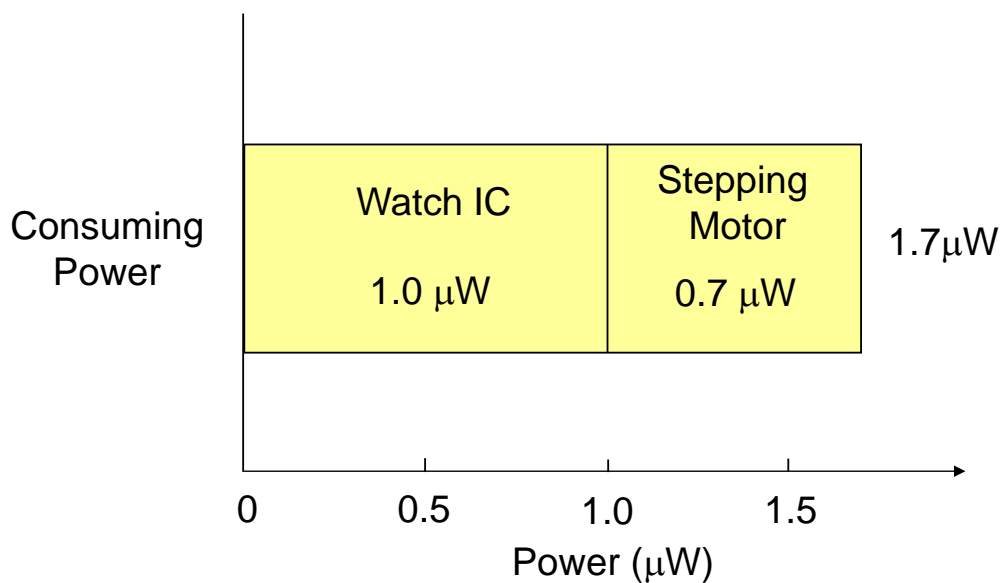


図 5-2 熱発電腕時計用時計ムーブメントの消費電力特性



図 5-3 に熱発電腕時計の外観写真と、二次電池に蓄電電力を供給する電源ユニットの写真を示す。ステンレス製円盤板の中央に熱発電ユニットを設置し、その周辺に電源回路を配置した。電源回路内の可変段数 SC 昇圧回路の容量は、小スペースで大容量の外付けチップ容量を用いた。熱発電ユニットの上面が腕時計の裏蓋に接触し、下面が円盤板に接触し、円盤板の外周部分が腕時計ケースに接触する構成である。この構成により裏蓋の熱が熱発電ユニットを介して腕時計ケースへ放熱されるため、熱発電ユニットの上面と下面間に温度差が発生し、熱発電ユニットが発電する。

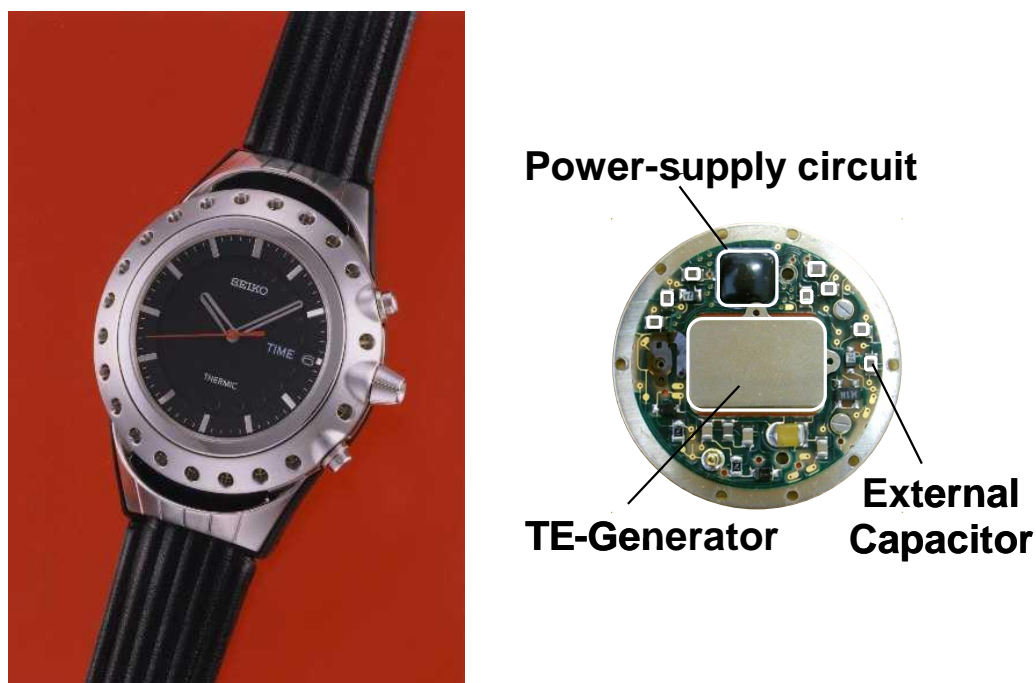


図 5-3 熱発電腕時計と電源ユニット写真

試作した熱発電腕時計を腕に装着してから 1 時間で得られた電力の内訳を図 5-4 に示す。熱発電腕時計に組み込んだ熱発電ユニットの無負荷時発電電圧結果から、熱発電ユニットからは  $35.5 \mu\text{W}$  の電力を 1 時間消費できる電力量が発生する。この電力から電源回路へ取り出せる電力を、電源回路の評価結果を基に計算すると  $31.6 \mu\text{W}$  の電力を 1 時間供給できる電力量が取り出せることが

わかった。また、腕に装着してから1時間で、 $20.8 \mu\text{W}$ の電力を1時間供給できる電力量が二次電池へ蓄電できた。腕に装着してから1時間の電源回路の取出し電力効率は平均で89%となった。また、電源回路へ取り出せた電力の二次電池への平均充電効率は59%となった。

試作した熱発電腕時計を1時間腕に装着して充電できた電力量は、可変段数SC昇圧回路によるMPPT制御により、昇圧倍率16倍固定の場合の $12 \mu\text{W}$ に対し、約2倍の $20.8 \mu\text{W}$ の電力を1時間供給できる電力量であった。この $20.8 \mu\text{W}$ の電力は、熱発電腕時計用時計ムーブメントの消費電力( $1.7 \mu\text{W}$ )の約12倍の電力であるため、熱発電腕時計用時計ムーブメントを12時間動作できる充電量である。

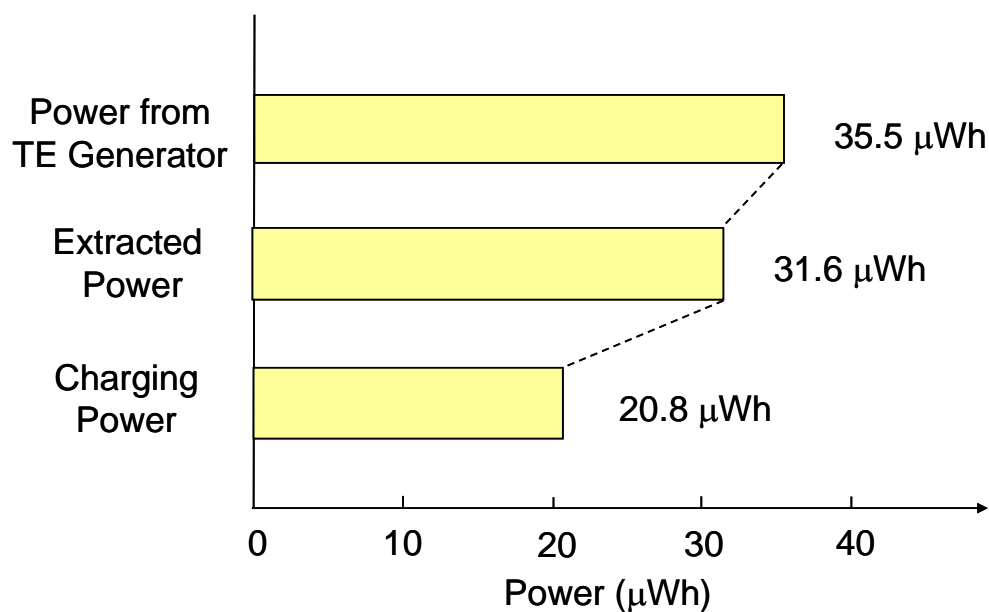


図 5-4 熱発電腕時計の発電特性

### 5.3 ワイヤレスマウス

3章で述べた可視光LED発電を利用した零待機電力フォトセンサスイッチを、光学式のワイヤレスマウスに適用した例について述べる。フォトセンサスイッチを搭載したワイヤレスマウスの外観写真を図5-5に示す。一般的なGaAsベースの砲弾型赤色LEDを2個用い、マウス操作時に手で隠れる場所に1個目のLED (LED<sub>1</sub>) を配置し、手で隠れない部分に2個目のLED (LED<sub>2</sub>) を配置した。

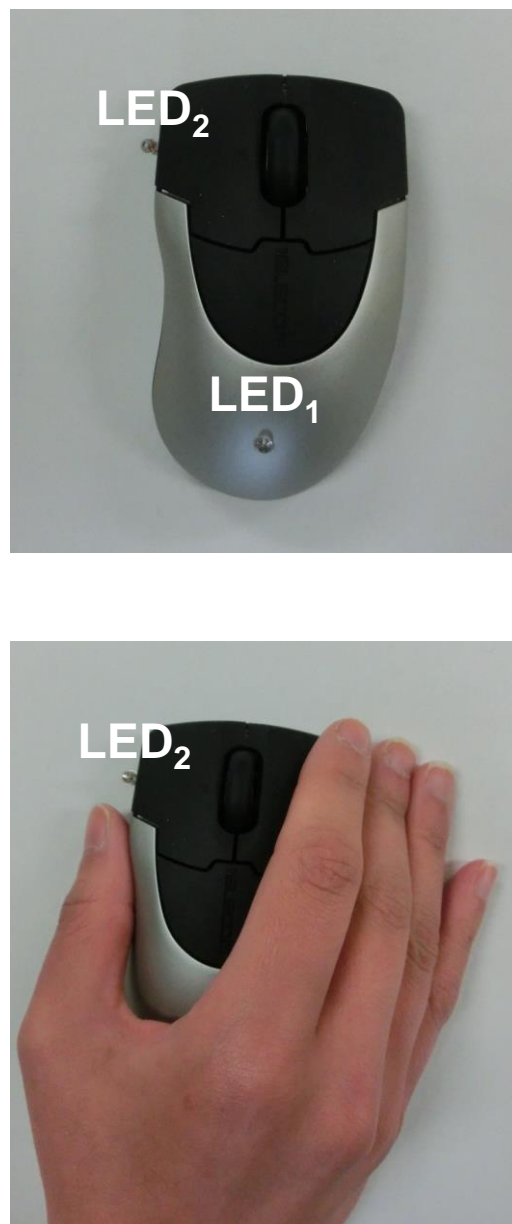
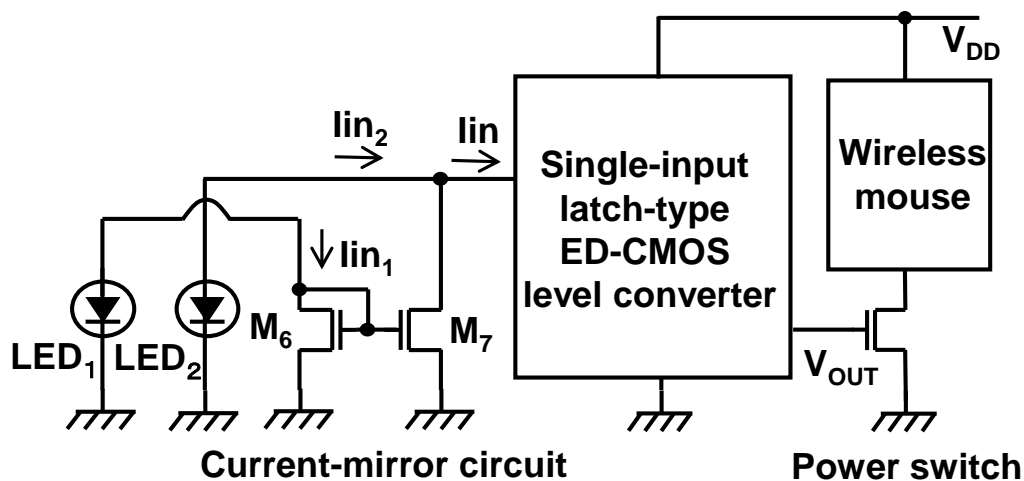
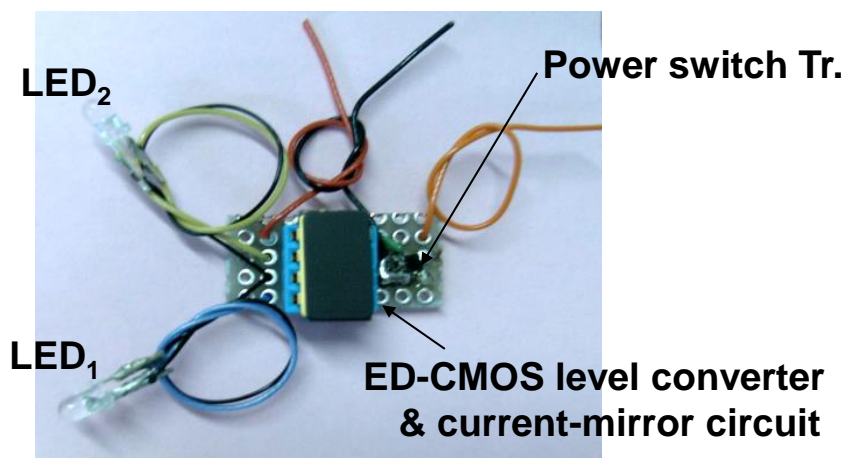


図5-5 フォトセンサスイッチを搭載したワイヤレスマウスの写真

フォトセンサスイッチを搭載したワイヤレスマウスの回路ブロック図を図 5-6 (a) に示し，モジュール写真を図 5-6 (b) に示す。



(a)



(b)

図 5-6 ワイヤレスマウス用フォトセンサスイッチ

(a) ブロック図 (b) モジュール写真

フォトセンサスイッチは，同じ特性の LED である LED<sub>1</sub> と LED<sub>2</sub>，電流ミラー回路，ED-CMOS レベル変換回路，電源スイッチ用 MOSFET で構成される．電流ミラー回路は，ペアの nMOSFET である M<sub>6</sub> と M<sub>7</sub> で構成され，ロジック機能<sup>(6)</sup>

を持たすため、 $M_7$ のチャネル幅は、 $M_6$ のチャネル幅の2倍である。フォトセンサスイッチを搭載したワイヤレスマウスを明るい場所を使用する場合、マウスから手を離すと、 $LED_1$ と $LED_2$ は、手で遮光されないため、発電電流を発生する。 $LED_1$ の発電電流は、 $M_6$ に流れることで、 $M_7$ に2倍されてミラーされる。 $LED_2$ の発電電流から、 $LED_1$ の発電電流を2倍した電流が引かれるため、ED-CMOS レベル変換回路は、入力電流が零となり、出力電圧はGNDレベルとなる。このため、電源スイッチ用MOSFETがオフされ、ワイヤレスマウスの動作が停止する。一方、マウスを手で操作すると、 $LED_1$ だけが、手で遮光されるため、 $LED_2$ のみが発電電流を発生する。 $LED_2$ の発電電流から、発電電流の発生しない $LED_1$ の発電電流を2倍した電流が引かれるため、ED-CMOS レベル変換回路は、 $LED_2$ の発電電流が入力され、出力電圧はハイレベルとなる。このため、電源スイッチ用MOSFETがオンされ、ワイヤレスマウスが動作する。さらに、フォトセンサスイッチを搭載したワイヤレスマウスの周囲が真っ暗な場合、 $LED_1$ と $LED_2$ は発電電流を発生しないため、ED-CMOS レベル変換回路は、入力電流が零となり、出力電圧はGNDレベルとなる。このため、電源スイッチ用MOSFETがオフされ、ワイヤレスマウスは動作を停止する。図5-6(b)に、ワイヤレスマウスに組み込んだフォトセンサスイッチのモジュールの写真を示す。モジュールのサイズは、1.3 cm × 2.0 cm である。フォトセンサスイッチを搭載したワイヤレスマウスは、サイズは、長さ9.0 cm、幅4.0 cm、高さ3.3 cmで、動作時の消費電流は15 mAで、自動オフ時の消費電流は電源電圧1.5 Vで2 nAである。

ワイヤレスマウスに組み込んだフォトセンサスイッチの応答特性を評価するための実験システムを図5-7に示す。評価システムは、非同期で発光できる2個のLEDランプを、それぞれ $LED_1$ と $LED_2$ に対向させ、外乱光は遮光した。

評価システムを用いたフォトセンサスイッチモジュールの過渡応答特性を図5-8に示す。電圧波形 $V_{LAMP1}$ と $V_{LAMP2}$ は、LEDランプ1とLEDランプ2の駆動電圧波形であり。 $V_{OUT}$ は、フォトセンサスイッチの出力波形である。LEDランプ2のみの発光時に、フォトセンサスイッチ回路が応答することがわかる。

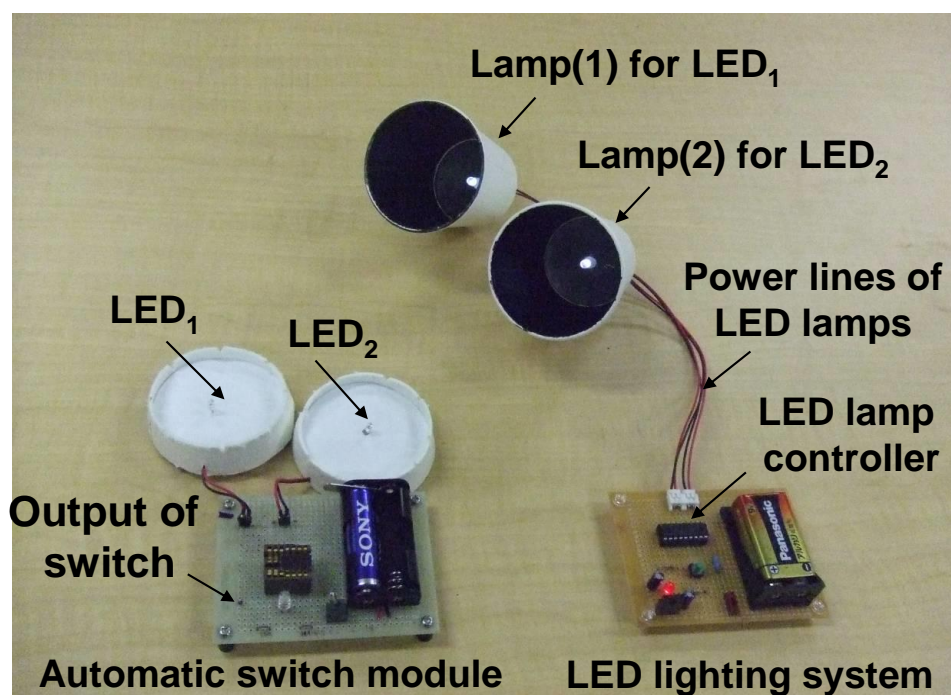


図 5-7 フォトセンサスイッチモジュール評価システム

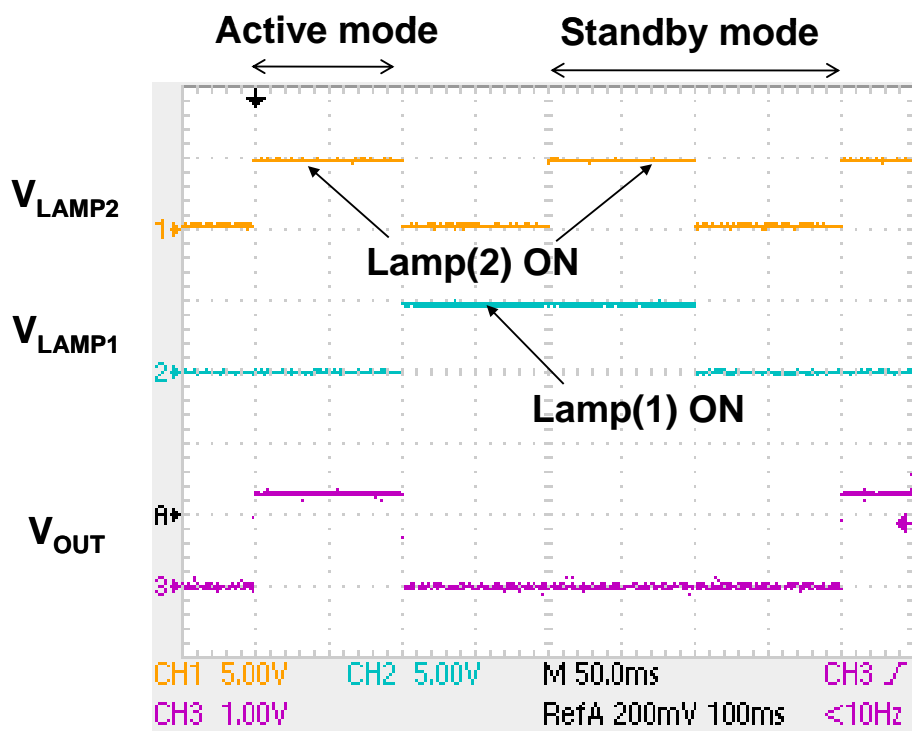


図 5-8 フォトセンサスイッチモジュールの過渡応答特性

フォトセンサスイッチを搭載したワイヤレスマウスと、従来のワイヤレスマウスの電池寿命を計算した結果を図 5-9 に示す。電池寿命の計算は、ワイヤレスマウスを毎日 8 時間動作させ、その内の 2 時間をワイヤレスマウスの操作時間とし、電池容量を 900 mAh として計算した。また、従来のワイヤレスマウスは、アクティブ状態と待機状態があり、所定時間操作されないと、待機状態になる。従来のワイヤレスマウスは、アクティブ状態の消費電流は 15 mA であり、待機状態は、アクティブ状態よりも LED 輝度を低下させるので、消費電流は 3.5 mA に減少する。フォトセンサスイッチを搭載したワイヤレスマウスは、従来のワイヤレスマウスの待機状態の消費電力を nW レベルに減少できる。このため、フォトセンサスイッチを搭載したワイヤレスマウスの電池寿命は、従来のワイヤレスマウスの電池寿命に比べ、約 2 倍長くなることわかる。

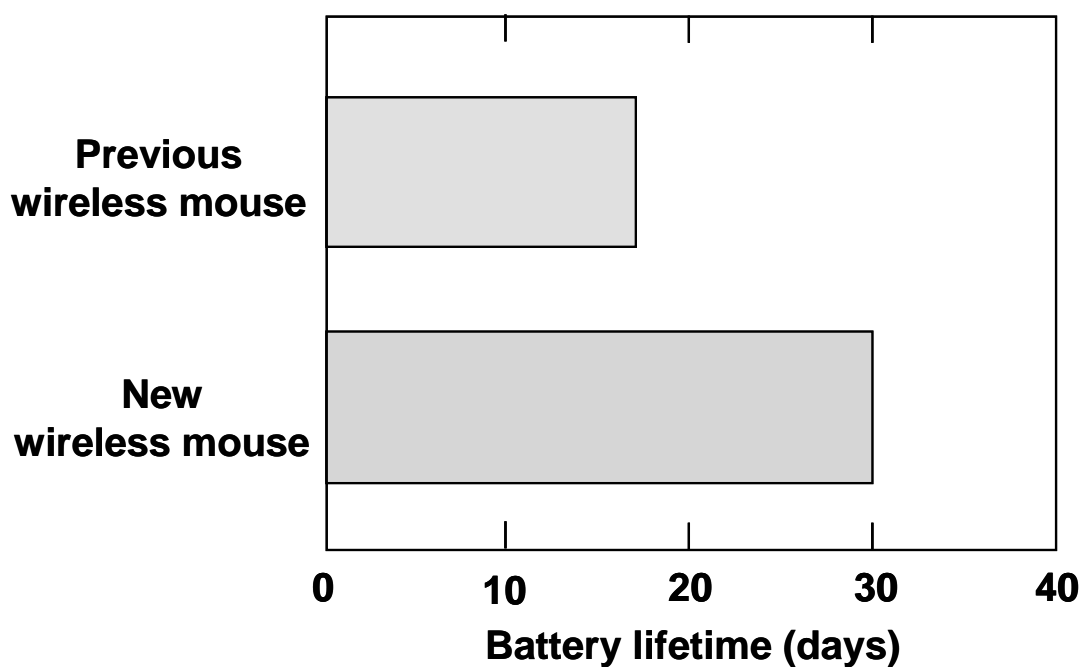


図 5-9 ワイヤレスマウスの電池寿命

## 5.4 デジタルフォトフレーム

赤外光 LED 発電を利用した零待機電力フォトセンサスイッチの応用例として、赤外線リモコン信号で制御されるデジタルフォトフレームに適用した例について述べる。フォトセンサスイッチを搭載したデジタルフォトフレームの外観写真を図 5-10 に示し、回路ブロック図を図 5-11 に示す。デジタルフォトフレームの右上に、試作した起動回路と受光側赤外 LED で構成したフォトセンサスイッチを配置した。試作したデジタルフォトフレームは、受光側赤外 LED と起動回路で構成したフォトセンサスイッチ、パワースイッチ、マイコンとで構成される。フォトセンサスイッチは電池で駆動され、電池の電力はパワースイッチを介しマイコンとデジタルフォトフレームに供給される。フォトセンサスイッチは、赤外線リモコン信号を検出すると、出力信号 ( $V_{PW}$ ) でパワースイッチをオンする。パワースイッチがオンされると、マイコンとデジタルフォトフレームに電力が供給される。デジタルフォトフレームは、赤外線受信機でリモコン信号を受信し、リモコン信号に起動データがある場合は、起動し画像表示を開始する。リモコン信号に遮断データがある場合は、CPU を介してフォトセンサスイッチにリセット信号 ( $V_{RESET}$ ) を印加することで、フォトセンサスイッチにパワースイッチをオフさせ、自身と CPU の電源を遮断する。

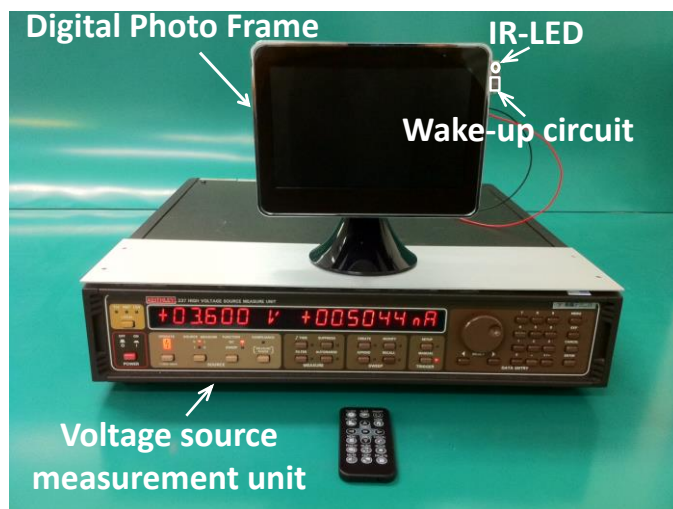


図 5-10 フォトセンサスイッチを搭載したデジタルフォトフレームの写真



試作したデジタルフォトフレームは、カーテンの揺れや人の動き等で発生する外乱光の影響を受けずに市販の赤外線リモコンで 6 m の距離から電源制御を行えることを確認した。デジタルフォトフレームの待機電流は、動作電圧 3.6 V で約 0.5 nA であった。

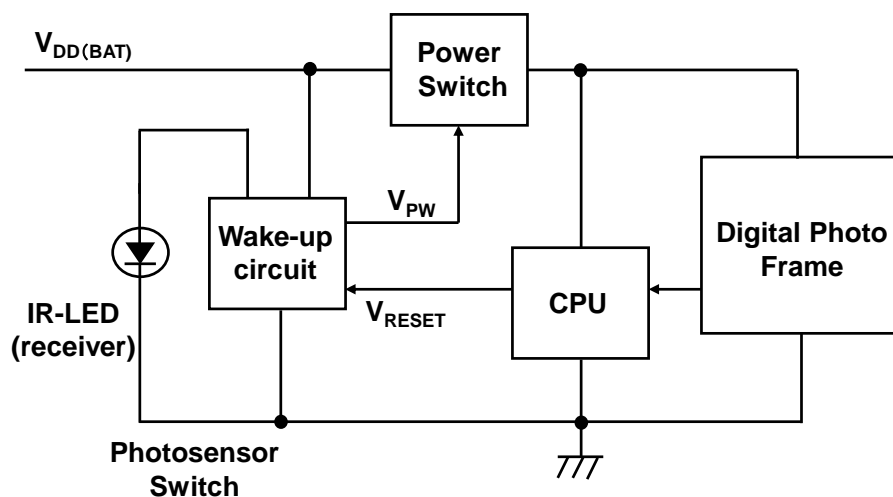


図 5-11 フォトセンサスイッチ搭載のデジタルフォトフレーム回路ブロック図

## 5.5 リモコンカー

フォトセンサスイッチを、赤外線リモコン制御のリモコンカーに適用した例について述べる。フォトセンサスイッチを搭載したリモコンカーの外観写真を図 5-12 に、回路ブロックを図 5-13 に示す。試作した起動回路と受光側赤外 LED で構成したフォトセンサスイッチをリモコンカーの後部に搭載した。試作したリモコンカーは、フォトセンサスイッチ、パワースイッチ、及び、タイマーからなる。パワースイッチは、リモコンカーと GND 端子の間に設けた。タイマーは、フォトセンサスイッチの出力信号 ( $V_{PW}$ ) で動作する。赤外線リモコンからリモコンカーに赤外線リモコン信号が入力されると、フォトセンサスイッチは、赤外線リモコン信号を検出し、ハイレベルの出力信号 ( $V_{PW}$ ) を出力し、パワースイッチをオンし、パワースイッチを介してリモコンカーに電力が供給され、リモコンカーとタイマーが動作する。赤外線リモコン信号の入力が途絶えると、タイマーから定期的に出力されるリセット信号 ( $V_{RESET}$ ) によりリセットされた

フォトセンサスイッチが、ローレベルの出力信号 ( $V_{PW}$ ) を出力し、パワースイッチをオフし、リモコンカーの電源を遮断する。

試作したリモコンカーは、カーテンの揺れや人の動き等で発生する外乱光の影響を受けずに付属の赤外線リモコンで制御できること、リモコン信号が途絶えると、電源を遮断することを確認した。

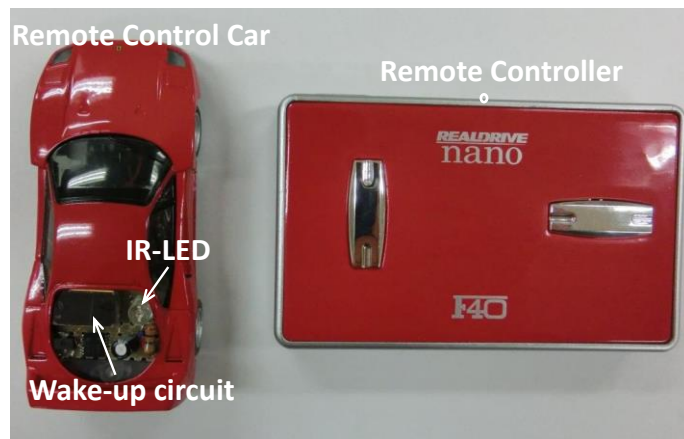


図 5-12 フォトセンサスイッチを搭載したリモコンカーの写真

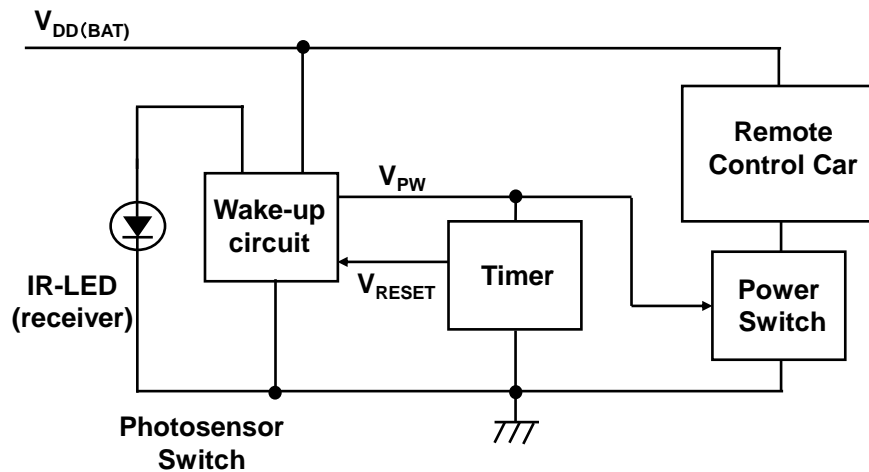


図 5-13 フォトセンサスイッチ搭載のリモコンカー回路ブロック図

## 5.6 まとめ

本章では、各章で述べた極低電力パワーマネージメント回路の試作チップを、小型端末に応用した例について示した。具体的には、試作した電源回路を、熱発電腕時計に応用した応用例と、試作したフォトセンサスイッチをワイヤレスマウスとデジタルフォトフレームとリモコンカーにそれぞれ応用した例について述べた。以下に述べた内容についてまとめる。

- (1) 試作した電源回路を用いた熱発電腕時計の 60 分間で得られた熱電発電ユニットでの発電電力量は  $35.5 \mu\text{Wh}$  であり、電源回路の取出し電力効率は 80%、電源回路の充電電力効率は 58% となったことを示した。
- (2) ワイヤレスマウスに用いた可視光 LED 発電利用のフォトセンサスイッチは、期待通りの動作をし、ワイヤレスマウスの電池寿命を約 2 倍に伸ばすことができることを示した。
- (3) 赤外 LED 発電利用のフォトセンサスイッチは、6 m 離れた一般的な赤外線リモコンからの赤外線リモコン信号を検出し、デジタルフォトフレームの電源をオンできることを示した。また、動作電圧 3.6 V で約 0.5 nA の待機電流であることを示した。さらに、デジタルフォトフレームに搭載したフォトセンサスイッチとパワースwitchの構成をリモコンカーにも応用し、このリモコンカーは、付属する赤外線リモコンにより電源が入り、リモコン制御できることを示した。

## 参考文献

- (1) 金坂俊哉, 小棚木進, 中林靖, 間峠彰弘: ”熱発電ウオッチの開発”, マイクロメカトロニクス, vol.43, no.3 pp.21-41 (Sep. 1999)
- (2) F. Utsunomiya and T. Douseki, “Nanowatt-Power-Level Automatic-Switch Circuit Combining CMOS and Photodiode, ” in Proc. IEEE Sensors Conf., Hawaii, USA, 2010, pp. 1918–1921.
- (3) F. Utsunomiya, and T. Douseki, “Nanowatt-Power-Level Automatic Switch Combining ED-CMOS Circuit and LED, ” IEICE Trans. on Electronics, Vol.E95-C, No.6, June 2012, pp.1104 - 1109)
- (4) <http://www2.elecom.co.jp/peripheral/mouse/>
- (5) F. Utsunomiya, A. Tanaka, and T. Douseki, “A Self-powered Photosensor Switch Detects Only Rising Edge of Infrared-light Pulse for Wireless Zero-standby-power Wake-up Receiver, ” IEEE SENSORS 2013 Conference, pp.1432 - 1435, 2013.
- (6) R. Alejos-Palomares, J. L. Vazquez-Gonzalez, H. Atala-Garcia, and F. Sanchez-Duran, “VLSI Fuzzy Cells, ” Cientifica, The Mexican Journal of Electromechanical Engineering, Vol. 10, No. 2, pp.75-90, 2006.

## 第6章 今後の課題

### 6.1 まえがき

マイクロ環境発電によるバッテリーレスシステムの例として体温-室温 温度差発電を利用した熱発電腕時計と、LED 発電を利用した零待機電力フォトセンサスイッチを述べ、それらの有効性について述べてきた。

本章では、これらのシステムの今後の課題を述べる。まず、熱発電腕時計では、蓄電池として用いた二次電池を、経年劣化による蓄電量低下が少ないキャパシタに変更する場合についての課題を挙げ、この課題を解決する方法を考察した。次に、赤外光 LED 発電を利用した零待機電力フォトセンサスイッチでは、より遠くからの赤外線リモコン信号を検出する場合の課題を挙げ、この課題を解決する方法を考察した。

### 6.2 熱発電腕時計用蓄電池のキャパシタ対応

熱発電腕時計の極低電力パワーマネージメント回路として、発電電力を二次電池に充電する構成で述べたが、二次電池は経年劣化により蓄電量が低下する。二次電池の代わりにキャパシタを用いれば、経年劣化による蓄電量の低下が少なくてできる。しかし、本研究で述べた熱発電腕時計用の MPPT 技術は、蓄電池として充電電圧がほとんど変化しない二次電池を用いているため、充電電圧を固定電圧 (1.3 V) とし、可変段数 SC 昇圧回路の無負荷時出力電圧が、この固定電圧の 1.5 倍である 1.95 V を超える最低の段数に制御する方式である。このため、蓄電池に充電電圧が変化するキャパシタを用いると、MPPT 精度が悪化する。この MPPT 精度の悪化を防止するためには、キャパシタの充電電圧をモニターし、モニター結果を考慮した MPPT 制御が有効であると考えられる。図 6-1 に充電電圧を考慮した制御回路を示す。キャパシタの充電電圧である  $V_{CIN}$  をモニターし、可変段数 SC 昇圧回路の無負荷時の出力電圧である  $V_{OUT}$  が  $V_{IC}$  の 1.5 倍を超える最低の段数に制御できる構成である。この構成により、充電電圧が変動しても MPPT 精度を確保できると考えられる。

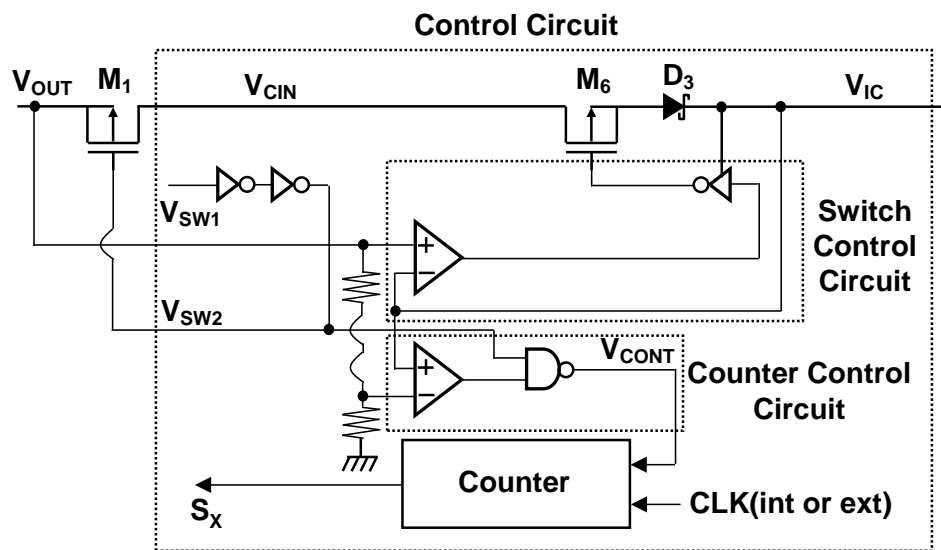


図 6-1 充電電圧の変化を考慮した制御回路

### 6.3 赤外光 LED 発電利用フォトセンサスイッチの検出感度向上

本研究の赤外光 LED 発電を利用した零待機電力フォトセンサスイッチでは、6 m 離れた赤外線リモコンからの赤外線リモコン信号を検出できるが、アプリケーションによっては、より遠くからの赤外線リモコン信号の検出が要求される。この場合、フォトセンサスイッチの検出感度を上げる必要があるが、本研究のフォトセンサスイッチでは、検出感度の向上と外乱光に対するフィルタリング特性はトレードオフの関係にあり、検出感度の向上が困難といった課題がある。本研究のフォトセンサスイッチの外乱光のフィルタリングは、6 m 先からの赤外線リモコン信号の入射で上昇する受光側赤外 LED の発電電圧の上昇速度が、外乱光が入射された場合よりも速いことを利用して行う。しかし、6 m よりさらに先からの赤外線リモコン信号の場合、この上昇速度は、外乱光の場合と同じかそれ以下となる。このため、本研究のフォトセンサスイッチは、6 m より離れた距離からの赤外線リモコン信号を検出できる設定とした場合、外乱光がフィルタリングできなくなる。従って、本研究のフォトセンサスイッチとは異なる検出方法とする必要がある。有効と考える検出方法は、受光側の赤外 LED の発電

電流の増加速度を検出する方法である．赤外線リモコンからの赤外線リモコン信号が入射された受光側の赤外 LED に発生する発電電流は少ないが，短時間で増加するため，発電電流の増加速度は非常に速い．一方，外乱光による発電電流の増加は，増加量は大きい，長い時間をかけて増加する．このため，発電電流の増加速度は遅くなる．つまり，発電電流の増加速度が検出できれば，外乱光のフィルタリングが可能であると考えられる．

図 6-2 に受光側の赤外 LED における発電電流の増加速度を電圧増加速度として出力する回路を示す．受光側の赤外 LED の発電電流 ( $I_{LED}$ ) は，pMOSFET の  $M_{P1}$  と抵抗  $R_1$  を介して GND 端子へ流れる構成であり， $M_{P1}$  のゲートは GND 端子に接続し， $R_1$  と  $M_{P1}$  の接続部である  $V_{DD2}$  端子から出力する構成である． $M_{P1}$  により，受光側の赤外 LED の寄生容量は， $V_{DD2}$  端子から切り離されているため， $V_{DD2}$  端子電圧は， $I_{LED}$  の増加速度に応じて遅延無く上昇できる．この  $V_{DD2}$  端子電圧の上昇速度が所定速度以上であることを検出すれば，外乱光のフィルタリングが可能であると考えられる．

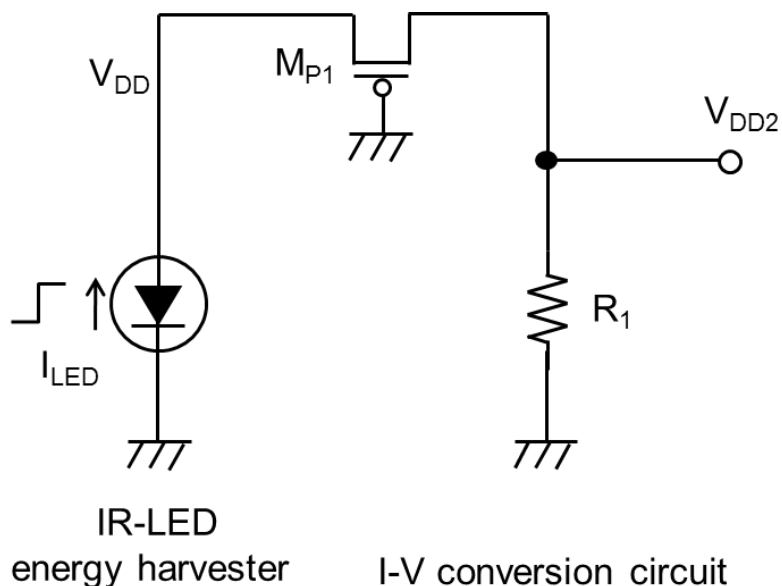


図 6-2 赤外 LED の発電電流増加速度を電圧増加速度として出力する回路

## 6.4 まとめ

本章では，本研究を通じて明らかになった熱発電腕時計用電源回路と零待機電力フォトセンサスイッチに関する今後の課題について考察した．以下に考察した内容をまとめる．

- (1) バッテリレスシステムの例として述べた熱発電腕時計において，内蔵する蓄電池を二次電池から蓄電量の経年劣化の少ないキャパシタに変更する課題について考察した．キャパシタは，二次電池と異なり充電電圧が蓄電量と共に変動するため，本研究で提案した MPPT 方式では精度が悪化する．そこで，キャパシタ型の蓄電池でも対応できる MPPT 方式を示した．本研究で述べた MPPT 方式に充電電圧のモニター機能を追加し，充電電圧も考慮した MPPT 方式に変更すれば，精度が向上すると考えられる．
- (2) 赤外光 LED 発電を利用した零待機電力フォトセンサスイッチにおいて，この回路構成に用いたフォトセンサスイッチの検出感度向上と外乱光に対するフィルタリング特性についての課題を考察した．本研究で示したフォトセンサスイッチの検出方式では，検出感度向上と外乱光に対するフィルタリング特性はトレードオフの関係であり，検出感度の向上は困難である．そこで，検出感度が向上でき，外乱光に対するフィルタリング特性も悪化させないフォトセンサスイッチの検出方式を示した．本研究のフォトセンサスイッチの発電電力増加での電源電圧の立上りエッジを検出する方式に対し，発電電力の増加による発電電流の増加速度を検出する方式に変更することで，外乱光に対するフィルタリング特性を悪化させずに検出感度が向上できると考えられる．



## 第7章 結論

本論文は、マイクロ環境発電を用いたセンサネットワーク用ワイヤレスセンサ端末の極低電力パワーマネージメント回路構成を明らかにしたものである。

具体的には、体温と外気の温度差で発電する熱電発電素子で動作する熱発電腕時計のパワーマネージメント回路構成法と、可視光 LED 及び赤外 LED を発電素子として用いた零待機電力のフォトセンサスイッチ構成法を述べた。また、上記発電源と極低電力パワーマネージメント回路を用いたシステムを試作し、その有効性を実証した。

以下に本研究で得られた主要な結果を要約する。

- (1) マイクロ環境発電として体温-室温 温度差発電を利用した熱発電腕時計構成を述べた。体温と外気温の温度差で発電する熱電発電ユニットの構成と、熱電発電ユニットに温度差を与えるための熱発電腕時計の構成と、熱電発電ユニットの発電特性を述べた。次に、 $\mu\text{W}$  級の極低電力パワーマネージメント回路として、内部抵抗が高く、かつ、環境により発電電圧や電力が変動する発電素子の発電電力を効率良く二次電池に充電できる可変段数スイッチトキャパシタ昇圧回路の構成を提案し、この昇圧回路を用いて、発電電力を最大限に取り出す MPPT (Maximum Power Point Tracking) 技術を提案した。また、上記の昇圧回路と MPPT 技術を搭載した電源回路の構成について述べ、この電源回路の有効性をシミュレーションにて確認できたことを述べた。さらに、この電源回路を試作、評価し、MPPT 技術により熱電発電ユニットから最大の電力を取り出すことができることを示した。(2章)
- (2) マイクロ環境発電源として可視光で発電する LED を用い、 $\text{nW}$  動作可能な ED-CMOS レベル変換回路を用いたフォトセンサスイッチの構成について述べた。 $\text{nW}$  動作のフォトセンサスイッチは、可視光で発電する GaAs ベースの赤色 LED と、極低電力パワーマネージメント回路として、ゲー

トが GND 接地され，ソースが駆動されるディプレッション型 nMOSFET を特徴とするシングル入力のラッチ型 ED-CMOS レベル変換回路により実現したことを述べた．また，ED-CMOS レベル変換回路の回路シミュレーションを行い，この回路の有効性を確認した．さらに，ED-CMOS レベル変換回路の試作，評価を行い上記シミュレーションで得られた有効性を実測でも確認できたことを示した．(3 章)

- (3) nW 級環境発電源として赤外線リモコン信号で発電する赤外 LED を用い，消費電力 40 pW で動作する電圧立上りエッジ検出回路を用いたフォトセンサスイッチの構成について述べた．電圧立上りエッジ検出回路は，外乱光によるノイズをキャンセルするノイズキャンセル回路と，電源電圧立上りエッジ検出回路で構成したことを述べた．また，電圧立上りエッジ検出回路の回路シミュレーションを行い，太陽光や周囲光の入射によるノイズが発生している状態でも，6 m 離れた赤外線リモコン信号の入射を検出できることを示した．さらに，電圧立上りエッジ検出回路を内蔵したフォトセンサスイッチを試作，評価し，試作したフォトセンサスイッチは，外乱光が入射された状態でも，6 m 離れた赤外線リモコン信号と同等の光強度変化のみを検出できることを示した．(4 章)

- (4) 各章で述べた極低電力パワーマネジメント回路の試作チップを，小型端末に応用した例について述べた．具体的には，試作した電源回路を，熱発電腕時計に応用した応用例と，試作したフォトセンサスイッチをワイヤレスマウスとデジタルフォトフレームとリモコンカーにそれぞれ応用した例について述べた．熱発電腕時計では，試作した熱発電腕時計を 1 時間腕に装着して充電できた電力量は，可変段数 SC 昇圧回路による MPPT 制御により，昇圧倍率 16 倍固定の場合の  $12 \mu\text{W}$  に対し，約 2 倍の  $20.8 \mu\text{W}$  の電力を 1 時間供給できる電力量となることを示した．ワイヤレスマウスでは，ワイヤレスマウスの電池寿命を約 2 倍に伸ばすことができることを示した．デジタルフォトフレームでは，フォトセンサスイッチで 6 m 離れた一般的な赤外線リモコンからの赤外線リモコン信号を検

出し、デジタルフォトフレームの電源をオンできることを示した。また、このデジタルフォトフレームの待機電流は、動作電圧 3.6 V で約 0.5 nA であることを示した。さらに、デジタルフォトフレームに搭載したフォトセンサスイッチとパワースwitchの構成をリモコンカーにも応用し、このリモコンカーは、付属する赤外線リモコンにより電源が入り、リモコン制御できることを示した。(5章)

- (5) 熱発電腕時計用電源回路と零待機電力フォトセンサスイッチに関する今後の課題について考察した。電源回路では、内蔵する蓄電池を二次電池から蓄電量の経年劣化の少ないキャパシタに変更する課題について考察した。キャパシタは、二次電池と異なり充電電圧が蓄電量と共に変動するため、本研究で提案した MPPT 方式では精度が悪化する。そこで、キャパシタの蓄電池でも対応できる MPPT 方式を示した。フォトセンサスイッチでは、検出感度向上と外乱光に対するフィルタリング特性についての課題を考察した。本研究のフォトセンサスイッチは、検出感度向上と外乱光に対するフィルタリング特性はトレードオフの関係であり、検出感度の向上は困難である。そこで、本研究のフォトセンサスイッチの発電電力増加での電源電圧の立上りエッジを検出する方式に対し、発電電力の増加による発電電流の増加速度を検出する方式に変更することで、外乱光に対するフィルタリング特性を悪化させずに検出感度が向上できることを提案した。(6章)

## 謝辞

本研究をまとめるにあたり，ご指導とご助言を賜った，立命館大学理工学部電子情報工学科 道関隆国教授に感謝の意を表します．また，ご指導，ご助言を頂いた，立命館大学理工学部電子情報工学科 山内寛紀教授，藤田智弘教授に深く感謝いたします．更には，太陽電池の歴史についてご助言頂いた立命館大学理工学部 高倉秀行教授に感謝します．

本研究の遂行にあたり，ご理解いただき，数多くのご協力を賜りましたセイコーインスツル（株） 濡木伸二 元半導体事業部長（現プリントシステム事業部部長），石田由美子 人事総務本部長，加藤晴彦 元半導体事業部長（現日本写真印刷（株）専務執行役員），須藤稔 半導体設計総括部長，宮城雅紀 半導体設計一部部長，遠藤洋一 元半導体設計総括部長（現半・半導体新ビジネス室部長），山本修平 元 RD センター開発本部長，藤田進 元 RD センター開発部長（現エスアイアイ・プリテック（株）品質保証部部長）に深く感謝いたします．

本研究を進めるにあたり，数多くのご指導とご協力をいただきました，セイコーインスツル（株） 須藤徹 IC 設計 5G 課長，吉田宜史 研究開発センター課長，山下成徳 人事部人事 2 課課長に深く感謝いたします．本研究のフォトセンサスイッチを開発するにあたり，多くのご協力を賜りました半導体事業部 藤井勇主任，村岡大介 光チームリーダ，横道昌弘 元光チームリーダ，有山稔主任，杉浦正一主任，津崎敏之主任に深く感謝いたします．また，フォトセンサスイッチを設計，評価するにあたり，多くのご協力をいただきました半導体事業部 若林悠仁さん，山崎太郎さんに深く感謝いたします．さらに，熱発電腕時計開発にご協力いただきましたセイコーインスツル（株） 岸松雄氏，中林靖 元ムーブ設計 2G 課長（現 Guangzhou SII Watch Co., Ltd. Watch Movement Design Dept. DM），ならびに，熱発電腕時計開発メンバーの方々に深く感謝いたします．また，熱発電腕時計用電源回路の設計，評価にご協力いただきました和気美和さん（元セイコーインスツル（株）社員）に深く感謝いたします．

本研究の実証実験にご協力いただきました田中亜実さんをはじめとする立命館大学道関研究室の方々に深く感謝いたします。

最後に、本研究を行うにあたり、応援いただきました友人、知人のみなさま、そして、家族に心より感謝いたします。

## 本研究に関する発表文献リスト

### 1. 学術論文誌

- (1) Yoshifumi Yoshida, Fumiyasu Utsunomiya, and Takakuni Douseki : “Sub-1V Power Supply System with Variable-stage SC-type DC-DC Converter Scheme for Ambient Energy Sources”, IEICE Trans. on Electronics, Vol. E88-C, No. 4, pp. 484-489, Apr. 2005.
- (2) Fumiyasu Utsunomiya, and Takakuni, Douseki : “Nanowatt-Power-Level Automatic Switch Combining ED-CMOS Circuit and LED”, IEICE Trans. on Electronics, Vol. E95-C, No. 6, pp.1104-1109, Jun. 2012.
- (3) 宇都宮文靖, 吉田宜史, 道関隆国 : 「簡易 MPPT 機能を有する熱発電腕時計用可変段数型スイッチトキャパシタ昇圧回路」, IEEJ Trans. on Electronics, Information and Systems, Vol. 133, No. 2, pp. 226-233, 2013.

### 2. 国際会議

- (1) Norio Hama, Aritsugu Yajima, Yoshifumi Yoshida, Fumiyasu Utsunomiya, Junichi Kodate, Tsuneo Tsukahara, and Takakuni Douseki : “SOI Circuit Technology for Batteryless Mobile System with Green Energy Sources”, 2002 Symposium on VLSI Circuits Digest of Technical Papers, pp. 280-283, 2002.
- (2) Takakuni Douseki, Yoshifumi Yoshida, Fumiyasu Utsunomiya, Norio Itoh, and Norio Hama : “A Batteryless Wireless System Uses Ambient Heat with a Reversible-power-source Compatible CMOS/SOI DC-DC Converter”, 2003 IEEE International Solid-State Circuits Conference, pp. 388 -389, 2003.
- (3) Yoshifumi Yoshida, Fumiyasu Utsunomiya, and Takakuni Douseki : “Adaptive-V<sub>th</sub> CMOS/SOI DC-DC Converter Scheme for 0.3-V Operation”, 2006 IEEE International SOI Conference Proceedings, pp. 484-489, 2006

- (4) Fumiyasu Utsunomiya, and Takakuni Douseki : “Nanowatt-Power-Level Automatic-Switch Circuit Combining CMOS and Photodiode”, IEEE SENSORS 2010 Conference, pp. 1918-1921, 2010.
- (5) Fumiyasu Utsunomiya, Ami Tanaka, and Takakuni Douseki : “A Self-powered Photosensor Switch Detects Only Rising Edge of Infrared-light Pulse for Wireless Zero-standby-power Wake-up Receiver”, IEEE SENSORS 2013 Conference, pp. 1432-1435, 2013.