

学 位 請 求 論 文

DC-DC コンバータの基礎検討と その応用システムの研究

Fundamental study of DC-DC converters and
study on its application systems

2023年3月

中 島 篤 志

論 文 要 旨

近年、化石燃料による CO₂ を原因とした地球の気候変動が問題となっている。この気候変動を含む様々な問題を解決し、持続可能な社会を実現するために、2030 年をターゲットとした持続的な開発目標(SDGs)が 2015 年 9 月の国連サミットによって採択された。

持続可能な社会の実現には再生可能エネルギーが重要であるが、世界の再生可能エネルギーの割合は、資源エネルギー庁の統計によると 2018 年現在で約 4% となっており、普及のための取り組みが重要である。

そこで本研究は SDGs を背景に、再生可能エネルギーによる電気の普及および有効利用を大きな目的として推進する。再生可能エネルギーによる電気の普及および有効利用の課題を整理すると、①利用率向上、②小さい電力で大きな価値、③インフラが整っていない地域への再生可能エネルギーの提供が考えられ、本研究では DC-DC コンバータを主体とし、これらの課題について取り組む。

各課題に対する取り組みは、①利用率向上の課題に対し、DC-DC コンバータの基礎検討としてスイッチング損失の検討および再生可能エネルギーに適した DC-DC コンバータの整理を行い、②小さい電力で大きな価値を提供する課題に対し、1 セル太陽電池向け DC-DC コンバータの検討を行い、③インフラが整っていない地域への再生可能エネルギー提供の課題に対し、太陽電池とペルチェ素子を用いた水生成システム向け DC-DC コンバータの検討を行う。本論文は全 5 章構成となっており、以下に本論文の各章ごとの要旨を述べる。

第 1 章では、持続的な開発目標 SDGs を背景とし、再生可能エネルギーの有効利用の観点から、課題の整理とテーマの選定を行い、本論文の構成を述べる。

第 2 章では、これまでに提案/検討している「出力電圧脈動を低減した単相高力率整流器」の DC-DC コンバータ部分について、これまでスイッチング損失の検討が行われておらず、スイッチング損失の低減は再生可能エネルギーの有効利用に重要なことから、スイッチング損失の解析を行い、損失の内訳について回路方式別の比較を行う。対象とする回路方式は、降圧形、昇降圧形、直列形昇降圧形、並列形昇降圧形の 4 種類である。

スイッチング損失の大きさは降圧形=並列形<直列形<昇降圧形となるため、降圧形と並列形が最も有利で、次いで直列形となり、昇降圧形が最もスイッチング損失が大きい。また、各回路の比較検討結果を元に第 3 章、第 4 章で検討する小規模太陽電池システムに適した DC-DC コンバータの整理を行う。再生可能エネルギーによる発電要素は、電圧が変動するため、昇圧機能を有し、かつスイッチング損失が小さい並列形もしくは直列形が適している。並列形は最もス

スイッチング損失が小さいが、出力の電位変動が大きいため、放射ノイズを発生する可能性がある。このため、再生可能エネルギーのアプリケーションには、直列形が最も適している。

第3章では、今後普及すると考えられるウェアラブル機器を想定し、1セル太陽電池向け DC-DC コンバータを提案する。本章の課題は「1セル太陽電池からの低電圧起動」および「ウェアラブル機器に必要な電力の確保」であり、これら課題についての先行研究は見受けられない。そこで本研究では、第2章での検討結果を元に、これを満足する DC-DC コンバータの主回路を選定している。試作した DC-DC コンバータにより動作確認を行い、低電圧起動回路は1セル太陽電池の低電圧で $-40^{\circ}\text{C}\sim 80^{\circ}\text{C}$ の広い温度範囲で起動可能であることが明らかになった。主回路は太陽電池の劣化による地絡を考慮し入出力絶縁形とし、 0.5V の入力電圧からウェアラブル機器の電源として必要な $5\sim 12\text{V}$ の出力電圧、 7W 以上の出力電力を得ることが可能であった。

第4章では、インフラのない地域で、個人で飲料水を得ることを可能とする、太陽電池とペルチェ素子を用いた水生成システム向けの DC-DC コンバータについて、本システムの先行研究は見受けられないためこれを検討する。本章の課題は「太陽電池、ペルチェ素子、2つのファンの4デバイスの個別制御」および「インフラのない地域への普及を考慮し主回路の部品点数削減」である。そこで、第2章での検討結果を元に、これら課題を満足する1入力3出力の DC-DC コンバータを提案する。シミュレーションにて動作の検討を行っており、4デバイスの個別制御が可能であること、部品点数を削減可能であることを示した。また、試作した水生成部の性能を確認し、好条件下では 321g/kWh の水生成が可能であった。

第5章では、以上の検討についての総論と今後について述べる。

第2章：出力電圧脈動を低減した単相高力率整流器の DC-DC コンバータ部分について、回路方式の違いによるスイッチング損失の違いを明らかにし、再生可能エネルギーのアプリケーションに適した回路方式を整理している。

第3章：1セル太陽電池を想定した DC-DC コンバータを提案し、低電圧起動と、ウェアラブル機器の電源として必要な $5\sim 12\text{V}$ の出力電圧、 7W 以上の出力電力を得ることが可能であることを示した。

第4章：水生成に必要なデバイスの制御を行う1入力3出力 DC-DC コンバータを提案し、提案手法により、各出力ポートの独立制御と部品削減が可能であることを示した。

今後は本研究内容を発展させ、再生可能エネルギーを上手に扱うための電力変換技術の進歩に取り組む。

DC-DC コンバータを主体とした持続可能社会に好適な

小規模太陽電池応用システムの研究

目次

表紙	i
第1章 緒論	1
<1.1> 研究の背景	1
<1.2> エネルギーシステムの課題	2
<1.3> 本研究で取り組むテーマ	5
<1.4> 本論文の構成	6
第2章 出力電圧脈動を低減した各種単相高力率整流器のスイッチング損失の解析	8
<2.1> 単相高力率整流器に求められる機能性能	8
<2.1.1> 交流側の高力率動作	9
<2.1.2> 直流側の電圧脈動低減動作	10
<2.1.3> 電力変換効率における課題	11
<2.2> スwitching損失解析手法	12
<2.3> 各種整流器の主回路構成とその動作	13
<2.3.1> 主回路構成	13
<2.3.2> 主回路の動作モード	15
<2.4> 主回路動作とスイッチング損失エネルギー	18
<2.4.1> スwitching損失エネルギー	18
<2.4.2> 降圧形のスイッチング損失エネルギー(E_{BCK})	19
<2.4.3> 昇降圧形のスイッチング損失エネルギー(E_{B-B})	21
<2.4.4> 直列形のスイッチング損失エネルギー(E_{SBB})	22
<2.4.5> 並列形のスイッチング損失エネルギー(E_{PBB})	23
<2.4.6> 各整流器のスイッチング損失まとめ	26
<2.5> 直流インダクタ電流	27
<2.5.1> 直流インダクタ電流の理論波形	27
<2.5.2> 直流インダクタ電流の平均値	29
<2.6> デバイスのスイッチング損失	30
<2.6.1> 想定デバイスのスイッチング損失特性	30
<2.7> シミュレーションによる各種整流器のスイッチング損失評価	32

<2.7.1>	シミュレーション条件.....	32
<2.7.2>	スイッチング損失の比較.....	32
<2.8>	各種整流器に適した用途の検討.....	35
<2.9>	第2章まとめ.....	36
第3章	1セル太陽電池向け低電圧入力高出力昇圧形 DC-DC コンバータの検討.....	37
<3.1>	太陽電池の広がりとウェアラブル太陽光発電システム.....	37
<3.2>	回路構成とその動作.....	40
<3.2.1>	回路構成.....	40
<3.2.2>	低電圧起動回路.....	42
<3.2.3>	主回路.....	45
<3.2.4>	入力抵抗のモデリング.....	51
<3.3>	大電力化および高効率化の検討.....	52
<3.3.1>	主回路の抵抗低減.....	52
<3.3.2>	主回路の並列化.....	53
<3.3.3>	スイッチング周波数と直流インダクタ設定.....	54
<3.4>	実機動作による性能検証.....	57
<3.4.1>	対象の太陽電池と負荷.....	57
<3.4.2>	低電圧起動回路.....	58
<3.4.3>	主回路の動作と設定.....	62
<3.4.4>	昇圧動作、出力電力、および効率.....	65
<3.4.5>	静電容量負荷と MPPT の利用可能領域に関する検討.....	66
<3.5>	第3章まとめ.....	68
第4章	太陽電池とペルチェ素子を用いた水生成システム向け1入力3出力 DC-DC コンバータの検討.....	69
<4.1>	飲料水の各種提供方法.....	69
<4.2>	太陽電池とペルチェ素子を用いた水生成システム.....	70
<4.2.1>	水生成システムの原理.....	70
<4.2.2>	水生成システムの構成.....	73
<4.2.3>	水生成システムの制御方法.....	74
<4.3>	水生成システムの設計.....	75
<4.3.1>	システム設計のポイント.....	75
<4.3.2>	ペルチェ素子の冷却.....	76
<4.3.3>	冷気伝達.....	77
<4.3.4>	水生成チャンバー保冷.....	78
<4.4>	水生成システム向けの3出力 DC-DC コンバータ.....	79
<4.4.1>	提案主回路.....	79
<4.4.2>	主回路の動作モード分け.....	83

<4.4.3>	主回路設計.....	87
<4.4.4>	対象とするデバイスとその制御方法.....	88
<4.5>	実験およびシミュレーションによる動作検証.....	92
<4.5.1>	DC-DC コンバータのシミュレーション結果.....	92
<4.5.2>	試作装置.....	94
<4.5.3>	水生成システムの実験条件と結果.....	95
<4.6>	第4章まとめ.....	99
第5章	むすび.....	100
謝辞	102
文献	103

第1章 緒 論

<1.1> 研究の背景

私たちの生活は、18世紀半ばから19世紀にかけて起こった産業革命以降飛躍的に向上し、豊かさを享受している。これは、様々な技術革新によって構築された機能によって実現しており、これら機能の動作に必要なエネルギー源は石油や石炭、天然ガスといった化石エネルギーによっている。化石エネルギーについては将来的な枯渇が懸念され、省エネ技術の研究開発が盛んに行われている。さらに近年大きな問題となっているのが、化石燃料により排出されるCO₂を原因とした地球の気候変動である。この気候変動は、暑さに起因する病気の増加や山火事の発生、暴風雨の激化による水害や土砂崩れ、干ばつや水不足の深刻化等、様々な影響をもたらす。この気候変動を含む世界が直面する様々な問題を解決し、持続可能な社会を実現するために、2030年をターゲットとした持続的な開発目標(SDGs)が2015年9月の国連サミットによって採択されている。図1-1に示すように、この開発目標は大きく17項目に分類され、人類にとって普遍的な内容となっており、このSDGsに沿った開発が求められている。



国際連合広報センターWeb サイトより引用

https://www.unic.or.jp/activities/economic_social_development/sustainable_development/2030agenda/sdgs_logo

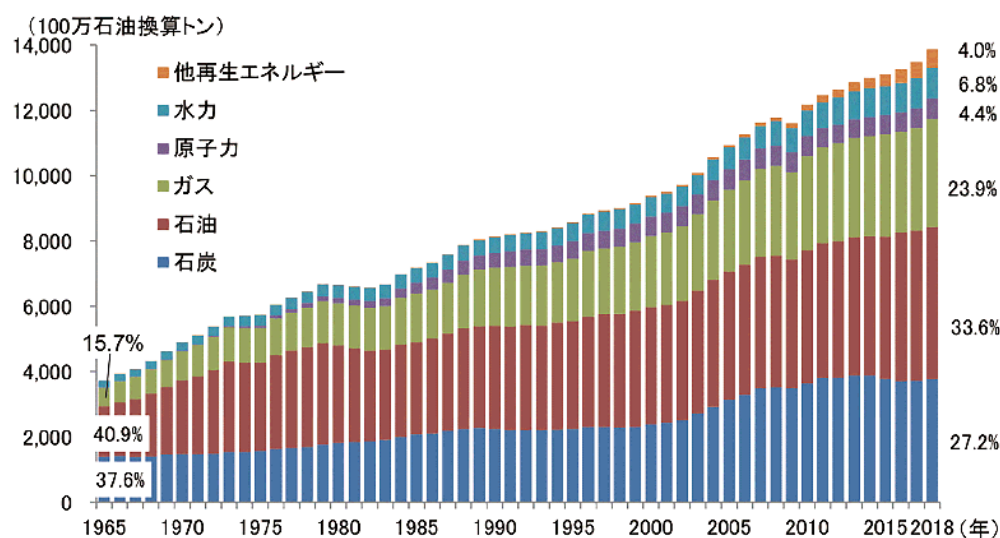
図 1-1 SDGs17 の開発目標

Fig.1-1. 17 Goals of SDGs.

<1.2> エネルギーシステムの課題

図 1-2 に示すように、世界のエネルギー消費量は年々増加している。その内訳は、2018 年現在において石油 33.6%、石炭 27.2%、天然ガス 23.9%と、代表的な化石エネルギー3 種で 84.7%を占めている。一方で、再生可能エネルギーも増加傾向ではあるものの、割合は 4%にとどまる。

再生可能エネルギーへの転換を図るには、徐々に比率を高めていく必要があり、効果的な手法を構築し再生エネルギーへの置き換えを図る必要がある。



経済産業省資源エネルギー庁令和元年度エネルギーに関する年次報告より引用

図 1-2 世界のエネルギー消費量の推移（エネルギー源別、一次エネルギー）

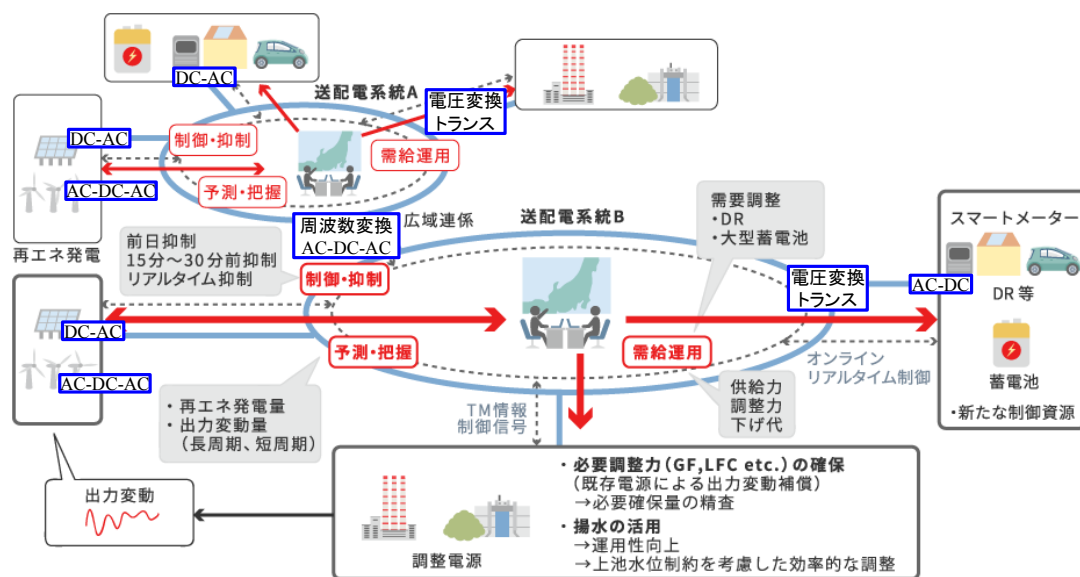
Fig.1-2. Energy consumption trend of the world.

再生可能エネルギーへの転換は、近年の太陽光発電や風力発電などの技術の進歩により、技術的にはできそうであるが、実際は転換には至っていない。再生可能エネルギーの普及が進まない理由は、コストが考えられる。

太陽電池や風力などの再生可能エネルギーによる発電は、年々コストが下がってきており、電力量当たりの単価は、化石燃料による発電方式に近づいている。しかし日射や風況などによって電圧や電流が変動し安定性に欠けるため、電力系統に接続する場合蓄電池などで安定化を図る必要があるが、現状ではこの電力安定化のコストが高くなっている。

電力系統のコストを下げるには、電力安定化を含め、再生可能エネルギーの発電から蓄電、使用に至るまでの効率を高めることが重要になる。図 1-3 は東京電力パワーグリッド社の web サイトに掲載されている 2030 年を想定した電力システム図に、電力変換機能を青枠で加筆したものである。電力安定化手段とし

では、火力および揚水発電に加え、再生可能エネルギー発電の出力抑制、大型蓄電池や住宅用蓄電池さらにはEVを系統に接続するV2G (Vehicle to grid)によるデマンドレスポンスが描かれている。これら電力の安定化を行うには、あらゆる機器を相互に接続する電力変換器が重要技術となる。



東京電力パワーグリッド web サイトより引用、一部加筆

<https://www.tepco.co.jp/pg/technology/renewable.html>

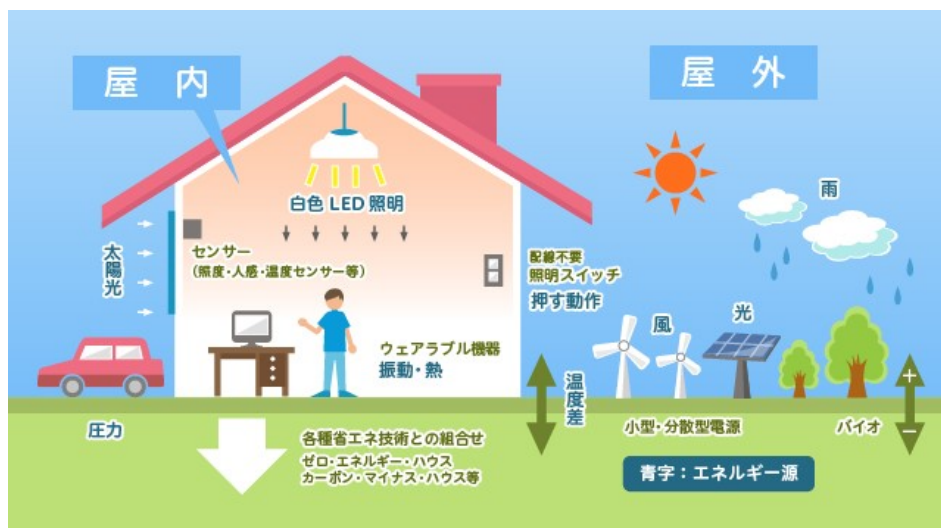
図 1-3 電力安定化手段の方法案
Fig.1-3 A electric grid system example.

また、現状では電気の価格はエネルギー量当たりの単価で決まっているが、利用形態を工夫することにより、小さいエネルギーで大きな価値を提供することも可能であると考えられる。

たとえば電池切れのない携帯端末などがあれば、小さいエネルギーであるが、アウトドアシーンや災害時に大きな価値となる。小さいエネルギーを利用するには、私たちの身の回りに多く存在する未使用エネルギーを回収する技術が重要になる。このような技術をエネルギーハーベスティング技術や環境発電技術と呼び、概念図を図 1-4 に示す。

また、インフラの整っていない地域へ新たにサービスを提供する場合、従来方式の大規模なインフラを建設すると莫大な費用が発生するため、新しい技術で、新しい再生可能エネルギーの使い方を提案できると、化石エネルギーとのコスト比較から抜け出せる可能性があると考えられる。具体例として、図 1-5 に未電化地域での LED ランタン貸し出しサービスの様子を示す。

以上をまとめると、再生可能エネルギーによる電気の普及には、「電力変換技術による利用率向上」、「利用形態を工夫することにより、小さな電力で大きな価値を生み出す」、「インフラ未整備地域への再生可能エネルギーによる新しいサービスの提供」の3つを課題として捉えることができ、次節では、これら3つの課題に対応しうるテーマの選定を行う。



エネルギーハーベスティングコンソーシアム Web サイトより引用

<https://www.nttdata-strategy.com/ehc/about/index.html>

図 1-4 エネルギーハーベスティング技術概念図

Fig.1-4. The image of energy harvesting technology.



事業構想オンライン Web サイトより引用

<https://www.projectdesign.jp/202105/decarbonized-society/009306.php>

図 1-5 オフグリッドシステムによる LED ランタン貸し出しサービス

Fig.1-5. LED lantern rental service by off-grid system.

<1.3> 本研究で取り組むテーマ

本研究は電力変換器分野の DC-DC コンバータに軸足を置いており、この DC-DC コンバータが持続可能な社会の実現に貢献しうるテーマの検討を行う。

SDGs の各目標は様々な分野にわたるが、電力変換器が直接貢献可能な分野は、第 7 目標の「エネルギーをみんなにそしてクリーンに」である。電気エネルギーは、それ自体は CO₂ や汚染物質を出さないクリーンなエネルギーであるため、近年は電気エネルギーへのシフトが行われている。

まず 1 つ目の課題である「電力変換技術による利用率向上」について、DC-DC コンバータは、効率を向上することでエネルギーの利用率を高め、持続可能な社会への貢献が可能である。そこで第一の研究テーマとして、効率に影響するスイッチング損失に着目し、これまで筆者らが提案している、単相ダイオードブリッジと DC-DC コンバータを組み合わせた、「出力脈動を低減した各種単相高力率整流器のスイッチング損失の検討」を行う。

2 つ目の課題である「利用形態を工夫することにより、小さな電力で大きな価値を生み出す取り組み」について着目すると、いつでもどこでも、小さい発電機を持ち運べると、小さい電力で大きな価値を生み出せると考える。また、電気エネルギーは、需要がある場所で発電し、すぐに利用することが効率やコストの観点から望ましい。そこで第二の研究テーマとして、スマートフォン等の携帯端末へ電気を供給可能な、ウェアラブル太陽光発電システムを想定した、「1セル太陽電池向け DC-DC コンバータの検討」を行う。

3 つ目の課題である「インフラの整っていない地域への再生可能エネルギーによる新しいサービスの提供」に着目する。例えば、世界にはきれいな飲み水を十分に得られない地域が存在する。そのような人々に水を届けることは重要である。そこで第三の研究テーマとして、太陽光と大気中の水分から水を作る、「太陽電池とペルチェ素子を用いた水生成システム向け DC-DC コンバータの検討」を行う。本システムの制御には、1 入力 3 出力の DC-DC コンバータを採用しており、DC-DC コンバータを主体とした新しいアプリケーションの提案となっている。また、SDGs の第 6 目標の「安全な水とトイレを世界中に」に直接貢献可能である。以上 3 つのテーマを推進することで、SDGs への貢献、さらには持続可能な社会への貢献が可能になると考えられる。

<1.4> 本論文の構成

本論文は図 1-6 示すように、本章を含め全 5 章で構成されている。

第 1 章(本章)では、研究の背景を述べ課題を整理したのち、本論文で取り上げるテーマ選定を行い、本論文の構成を説明している。

第 2 章では、DC-DC コンバータのスイッチング損失の検討を行っており、第 3 章および第 4 章では DC-DC コンバータを主体とした小規模太陽電池応用システムの検討を行っている。第 2 章で得た知見を第 3 章、第 4 章の DC-DC コンバータの主回路選定に活かしている。

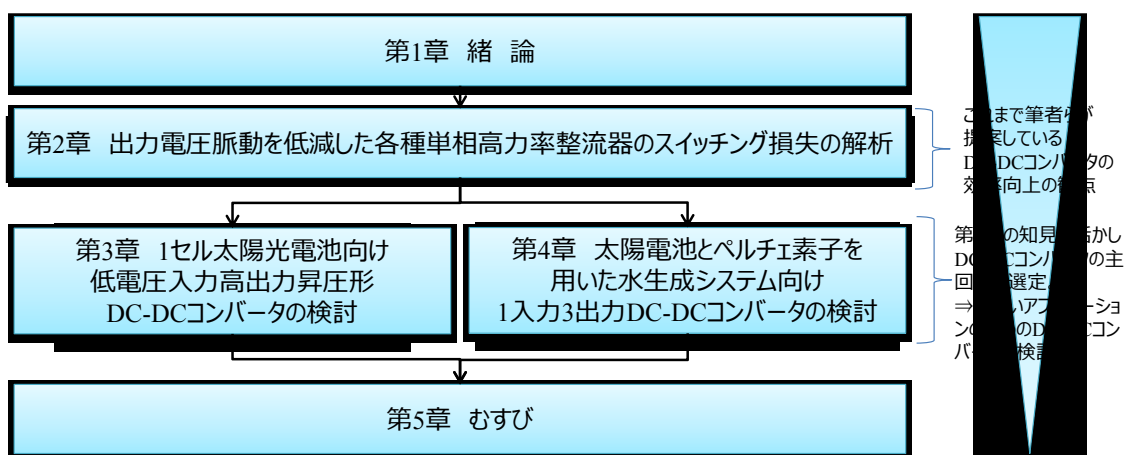


図 1-6 本論文の構成

Fig.1-6 Structure of this paper.

第 2 章では直流電圧脈動を低減した各種単相高力率整流器のスイッチング損失の解析を行う。本章に関連する掲載論文は文献 [1], [2]となっている。文献[1]は、降圧形、昇降圧形、直列形整流器のスイッチング損失の検討を行っており、文献[2]では、降圧形、直列形、並列形のスイッチング損失の検討を行っている。本章は、それら 2 本の論文の内容を整理してまとめたものである。第 1 節では、エネルギーシステムにおける電力変換器の役割と、求められる高効率化設計における課題と、課題であるスイッチング損失評価手法について説明する。第 2 節では、本論文で取り上げる単相高力率整流器の説明および直流電圧脈動低減ニーズと対応方法について説明する。第 3 節では、各種整流器の主回路構成とその動作について説明する。第 4 節では、各主回路のスイッチング損失エネルギーについて説明する。第 5 節では、各主回路の電力変換を司る直流インダクタに流れる、直流インダクタ電流について議論する。第 6 節では、スイッチングデバイス（IGBT、MOSFET）のスイッチング損失特性について議論する。第 7 節では、各主回路における、スイッチング損失の評価をシミュレーションにて行う。第 8 節では、第 2 章で評価した、各種整流器の特徴をまとめ、それぞれの回路の長短所を整理し、各回路にふさわしい用途を明らかにする。

第3章でウェアラブル太陽光発電システム向け DC-DC コンバータの提案および検討について述べる。本章に関連する掲載論文は文献 [3]となっており、第3章の全内容を網羅している論文となる。学会発表は文献 [4], [5], [6], [7]となっている。文献 [4]は第3節で述べる高出力化の手法を中心に検討した内容となる。文献 [5]は第2節で述べる低電圧起動回路について検討した内容となっている。文献 [6]は第2節で述べる昇圧機能について検討した内容となっている。文献 [7]は第3節で述べる高出力化のための入力抵抗のモデリングについて検討した内容となっている。第1節では、太陽電池の広がりウェアラブル太陽光発電システムのメリットの紹介、ウェアラブルに適した湿布型太陽電池の紹介、太陽電池を駆動するための DC-DC コンバータの課題を説明する。第2節では低電圧起動回路と昇圧形絶縁 DC-DC コンバータの回路構成と動作を説明する。第3節では DC-DC コンバータに求められる大電力化と高効率化の手法について説明する。第4節では実験による実機動作による性能評価を行う。第5節では第3章のまとめを述べる。

第4章で太陽電池とペルチェ素子を用いた水生成システムの提案および検討を行う。本章に関連する掲載論文は文献 [8]となっており、第4節で述べる水生成向け DC-DC コンバータの詳細かつ網羅的な検討を行った内容となっている。学会発表は文献 [9], [10]となっている。文献 [9]は、第3節および第4節で述べる水生成システムの水生成部全体の設計と、DC-DC コンバータの3ポート出力の主回路および電流断続モードとポート切替制御の提案を行った内容となっている。[10]は、第1節および第2節、第5節で述べる初期のシステムコンセプト提案と、原理検証を行っており、提案方式による水生成が具現化可能であることを示した内容となっている。第1節では飲料水の各種提供方法とその課題、および提案する水提供方法について紹介する。第2節では、太陽電池とペルチェ素子を用いた水生成システムの原理、システム構成、制御方法の説明を行う。第3節では水生成システムの設計を行う。まず設計のポイントを述べ、ペルチェ素子の冷却の検討、冷気伝達方法の検討、水生成チャンバーの保冷について検討する。第4節では、水生成システム向けの3出力 DC/DC コンバータについて議論する。提案主回路、動作モード、主回路設計、制御方法について述べる。第5節では、試作した水生成装置による、水生成性能の確認と、制御用 DC/DC コンバータの成立性をシミュレーションにて検討する。第6節では、第4章のまとめを述べる。

第5章で本論文の総論と今後の課題について述べる。

第2章 出力電圧脈動を低減した

各種単相高力率整流器のスイッチング損失の解析

<2.1> 単相高力率整流器に求められる機能性能

本章では、電力変換器の高効率化の観点から、これまで筆者らが提案/検討してきた単相のダイオードブリッジと DC-DC コンバータを接続した、出力電圧脈動を低減した単相高力率整流器のスイッチング損失について検討する。

単相高力率整流器は、住宅用ヒートポンプやエアコンのインバータ前段の整流器などに広く使われており、EV（バッテリー式電気自動車）などのバッテリー充電器や住宅向けストレージ用充電器など、さらに応用分野が広がる機運にある [11]。単相高力率整流器の概念図を図 2-1 に示す。

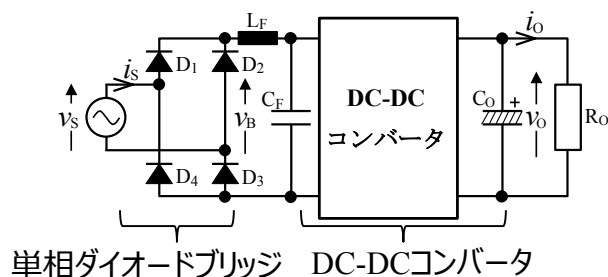


図 2-1 単相高力率整流器の概念図

Fig. 2-1 An abstract diagram of single phase high power factor rectifier.

単相高力率整流器に求められる機能性能には、交流/直流変換、波形品質の向上、場合によっては入出力絶縁がある。本章で取り上げる単相高力率整流器は、ダイオードブリッジの後段に DC-DC コンバータを接続した回路方式を採用しており、この DC-DC コンバータの制御により交流側の電流品質向上、直流側の電圧品質向上が可能である。また、DC-DC コンバータの電力変換効率が重要な項目となる。

このうち交流側の電流は、電源電圧と同相かつ相似形（正弦波）の高力率動作が求められ、様々な方式 [12], [13], [14] が提案されている。本研究では、パルス面積変調 (Pulse Spase Modulation; PSM) [15] を用いた高力率動作を行っている。このパルス面積変調は、主回路と合わせてこれまで筆者らが提案/検討してきた方式となる。一方直流側の電圧については脈動低減が求められ、脈動低減手法として多くの方式 [16], [17], [18] が提案されているが、本研究では主回路中の直流インダクタに交流電力成分をバッファリングする方式 [19] を採用している。この脈動低減手法も交流側と同様に、これまで筆者らが提案/検討してきた手法となる。

筆者らはこれまでに、出力電圧脈動を低減した単相高力率整流器を複数提案

しており、入力電流の正弦波化や出力電圧脈動低減の性能については論じてきた。一方、電力変換器に求められる高効率化の観点から、スイッチング損失の把握は重要である。しかし、これらの回路のスイッチング損失を比較検討した例は、筆者の調査した範囲では見受けられない。そこで本研究では、筆者らが提案してきた各種単相高力率整流器のスイッチング損失の検討を行う。次節以降で、交流側の高力率化および直流側電圧の脈動低減手法を簡単に述べる。

<2.1.1> 交流側の高力率動作

整流器の交流側電流 i_s は、商用電源電圧 v_s と同相かつ正弦波となる高力率運転が求められ、従来からパルス幅変調 (Pulse Width Modulation; PWM) が広く用いられているが、PWM は直流インダクタ電流 i_L に脈動がなく、一定平滑という条件にのみ交流電流の正弦波化が可能である [20]。従って、直流インダクタ電流に脈動がある場合、交流電流は完全な正弦波とならず歪みを生じる。一方、パルス電流の幅に加えて高さも考慮した PSM は、直流インダクタ電流に脈動を含んでいても変調誤差を生じず、交流電流は正弦波となる。また、交流電流の歪みを相殺するような成分を交流電流指令値に事前に重畳しておく方式や、脈動する直流電圧や直流電流で交流電流指令値を除算することにより PWM パルス幅を補整する方式、三角波比較方式 PWM においてキャリア三角波信号を脈動する直流電圧または電流で振幅変調する方式もあり [12], [13], [14]、これらの方式を用いた場合にも同様に交流電流の正弦波化が可能である。

図 2-2 は、PWM 及び PSM による電流波形である。PWM の交流電流 i_s の波形は直流インダクタ電流 i_L の脈動に沿うように歪んでおり電流ひずみ率 $THDi=14.5\%$ であるが、PSM では良好な正弦波となり $THDi=0.58\%$ である。

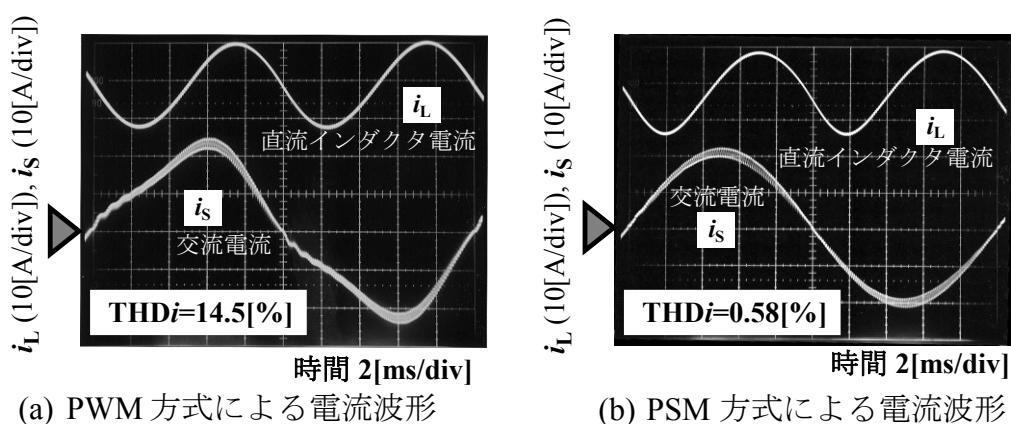


図 2-2 PWM と PSM の交流側電流正弦波化効果の比較

Fig. 2-2 Comparison of sinusoidal AC-current waveforms with PWM and PSM.

<2.1.2> 直流側の電圧脈動低減動作

整流器の直流側電圧 v_O に含まれる脈動は、例えば後段に接続されるインバータの交流出力電圧を歪ませたり、蓄電池や電気二重層キャパシタなどの寿命低下を引き起こしたりするなどの悪影響を及ぼす。このため、整流器の直流側電圧は一定平滑の直流であることが望ましい。しかし本研究で対象とする単相高力率整流器の交流側の電力 P_S には商用電源周波数の二倍の周波数成分が含まれることから、これに起因する直流電圧脈動が発生する。これは、電力=電圧×電流であることから、例えば電圧が $\sqrt{2}A\sin\omega t$ 、電流が $\sqrt{2}B\sin\omega t$ である場合、単相の交流電力は $\sqrt{2}A\sin\omega t \times \sqrt{2}B\sin\omega t = AB\cos(2\omega t - 1)$ となり、商用周波数の2倍の周波数が含まれるためである。通常は直流出力端に大容量の平滑キャパシタ C_O を挿入することでこの脈動を低減しているが、機器の小型化を阻害する要因になり、寿命部品である電解キャパシタが必須となる。

これに対し直流側電圧の脈動低減法として、LC 並列共振回路を主回路に挿入する方式 [16], [17] や、交流チョップを結合する方式 [18] が提案されている。これらの方式は、エネルギー蓄積要素の追加が必要であり、コスト増が懸念される。

一方、図 2-3 に示す概念図のように、従来の単相高力率整流器の直流インダクタに並列に逆阻止スイッチ S_F を追加する方式 [19] も提案されており、新たなエネルギー蓄積要素の追加が必要ないことから低コスト化が期待できるため、本研究では本方式を採用する。

本検討で用いる出力電圧脈動低減法は、“入力電力瞬時値の交流分 P_{S-AC} ” と

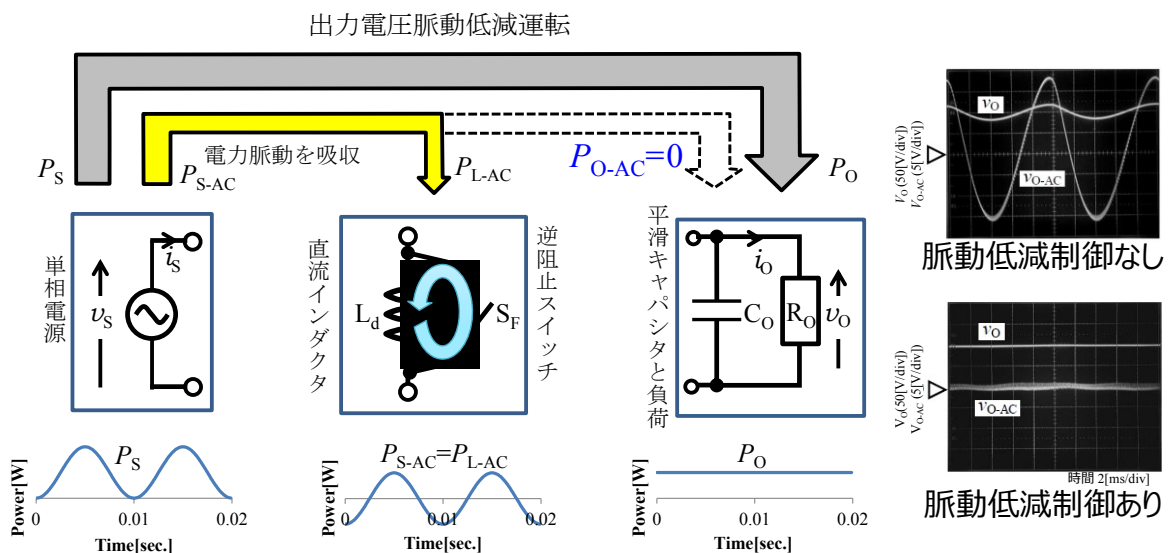


図 2-3 出力電圧脈動を低減した単相高力率整流器の概念図
Fig.2-3. A conceptual diagram of single phase high power factor rectifier applied DC ripple free control.

“直流インダクタの脈動電力の瞬時値 P_{L-AC} ” を等しくすることにより、間接的に直流出力電力の交流分がゼロとなるように制御する。ここで、直流出力側に接続されている負荷 R_O が定電力負荷あるいは定抵抗負荷(本論文では負荷の大きさが変化するものの、時間的变化が緩やかで定電力負荷、定抵抗負荷とみなせる負荷までを含めて、定電力負荷、定抵抗負荷として取り扱う)であれば、直流出力電圧 v_O の脈動低減が可能となる。

<2.1.3> 電力変換効率における課題

電力変換器の効率向上には回路で発生する損失を低減する必要がある。損失を低減するには、回路のどの部分で損失するか把握する必要がある。電力変換回路における損失は、一例として図 2-4 に示すように、スイッチング素子における損失が 23%と最も大きくなっている。スイッチング素子における損失には、

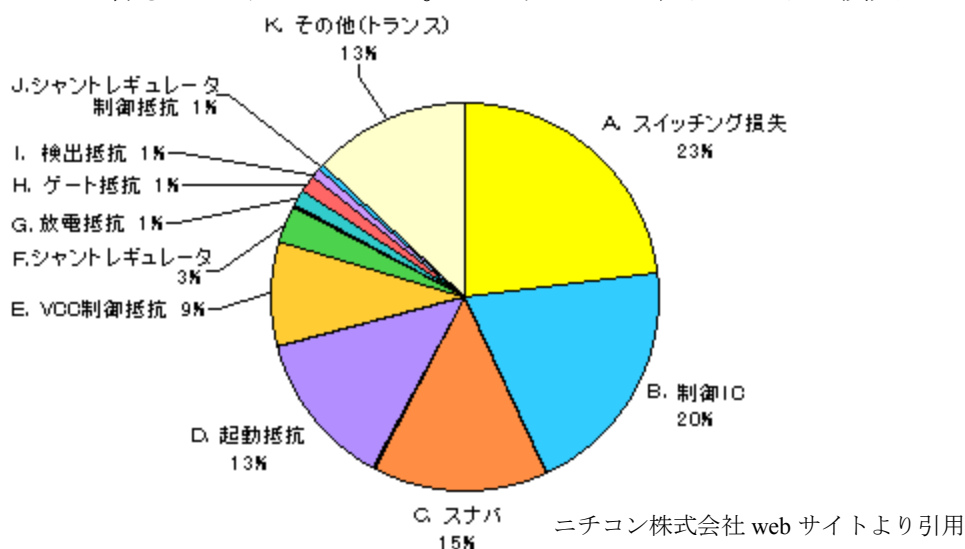


図 2-4 電力変換回路の損失分布例

Fig.2-4. An example of ratio of losses on the power converter.

導通損失とスイッチング損失に分けられ、同図にはスイッチング損失と表現されているが、導通損失も含まれていると考えられる。

スイッチング素子における損失の測定は、導通損失は半導体スイッチが ON している間の電流と電圧を測定するため、ほぼ定常状態の値を取得すればよく、比較的容易で高精度で測定可能である。一方、スイッチング損失は半導体スイッチがターン ON もしくはターン OFF する間の過渡現象をとらえる必要があり、高精度に測定することが難しく、高精度にスイッチング損失を測定することが課題である。

次節では、スイッチング損失に着目し、机上でのスイッチング損失解析を可能とする手法を説明する。

<2.2> スイッチング損失解析手法

提案するスイッチング損失の解析手順を図 2-5 に示す。本手法を行うにあたり、無料提供の三菱電機デバイスシミュレータ(Melcosim ver.5.1.0 [21])を使用する。

- ① まず、スイッチング損失の解析対象の回路の動作モード分けを行い、各モード遷移における半導体スイッチのターンオン損失、ターンオフ損失、ダイオードのリカバリ損失の発生有無を検討し整理する。次に、損失発生時に各スイッチングデバイスに発生する電圧、電流の種類を検討整理する。本研究では、電圧、電流の種類は交流側の全波整流電圧 v_B 、直流側の電圧 V_O 、直流インダクタ電流 i_L とその組み合わせとなる。
- ② 入力電圧の実効値 V_S 、出力電圧 V_O をパラメータとして設定。
- ③ デバイスに流れる電流の理論式を算出。本研究では、直流インダクタ電流 i_L の理論式となる。
- ④ 三菱電機より無償提供されている、「三菱電機デバイスシミュレータ」にて、選定したデバイスの電流および電圧をパラメータとしたときのスイッチング損失の近似関数を算出する。
- ⑤ ①～④の結果を用いて表計算ソフト等の計算ツールにて、実際の回路動作点におけるスイッチング損失を算出

次節以降で、各種単相高力率整流器のスイッチング損失解析を行う。

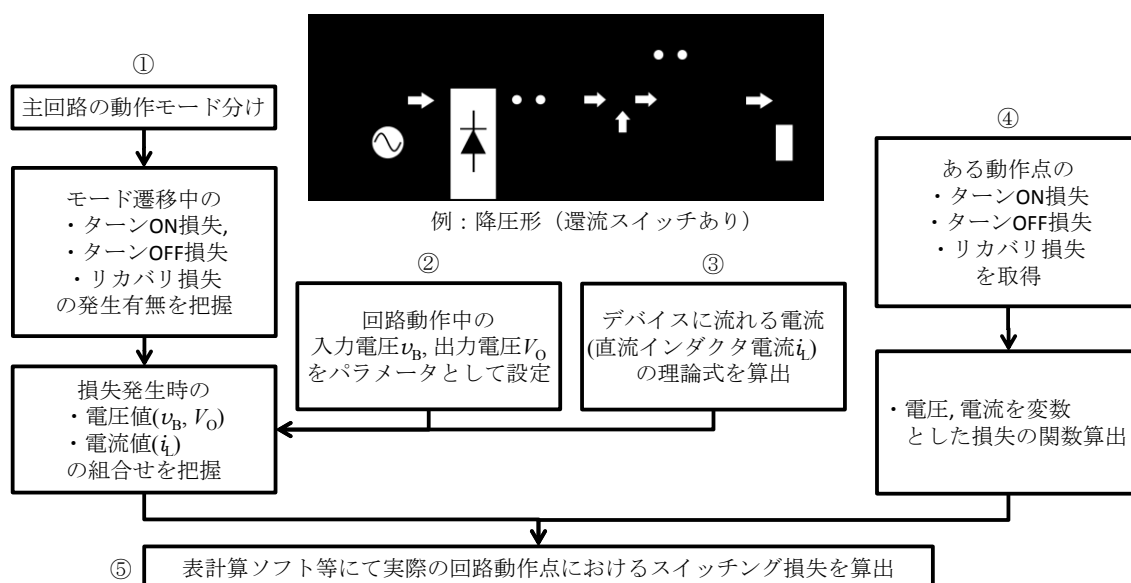


図 2-5 提案するスイッチング損失解析手法
Fig.2-5. A proposed analysis method of switching loss.

<2.3> 各種整流器の主回路構成とその動作

<2.3.1> 主回路構成

図 2-6 は本稿で議論の対象とする直流電圧脈動を低減する各種電流形整流器である。それぞれ、ダイオードブリッジの直流側に二石式(補助スイッチを含める)DC-DCコンバータを接続し低コスト化を志向した回路構成としている。

ここで、

(a)は一石式降圧形DC-DCコンバータに直流インダクタ電流 i_L を環流させるためのスイッチ S_F を追加した回路構成 [22]となっている。このスイッチ S_F には同スイッチがOFFとなっているときにボディダイオードを介して電流が流れるのを防止するためにボディダイオードと逆向きに直列にダイオード D_{SF} を設けており、以下では S_F , D_{SF} をまとめて「逆阻止スイッチ」と呼ぶ。ここでは、直列のダイオードを挿入していないスイッチのことを、「ノーマルスイッチ」と呼ぶ。また、入力電圧 v_B が出力電圧 V_O より低い場合に逆流防止するためにスイッチ S_A にも S_F と同様な逆阻止スイッチを採用している。本回路構成を以下では単に「降圧形」と呼ぶ。

(b)は一石式昇降圧形DC-DCコンバータに降圧形と同様に環流用の逆阻止スイッチ S_F を追加した回路構成 [19]であり、以下では単に「昇降圧形」と呼ぶ。

(c)は降圧形と昇圧形の各一石式DC-DCコンバータの直流インダクタを共有したうえで、それぞれを直列に接続し出力電圧の昇降圧が可能な回路構成 [23], [24]であり、以下では単に「直列形」と呼ぶ。

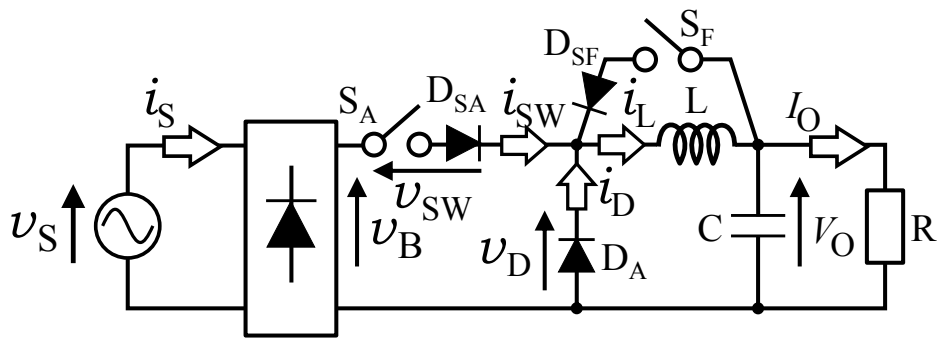
(d)は並列形 [25]に還流用逆阻止スイッチ S_F を設け、 S_A にも逆阻止スイッチを設けた回路構成であり、以下では単に「並列形」と呼ぶ。

なお、昇圧形(等価的)に環流スイッチを追加する回路構成 [26]もあるが、出力電圧脈動低減動作に必要なモードⅢを取れないため、本稿では検討の対象外とする。各回路方式に必要な半導体スイッチの種類を整理し、表 2-1 に示す。

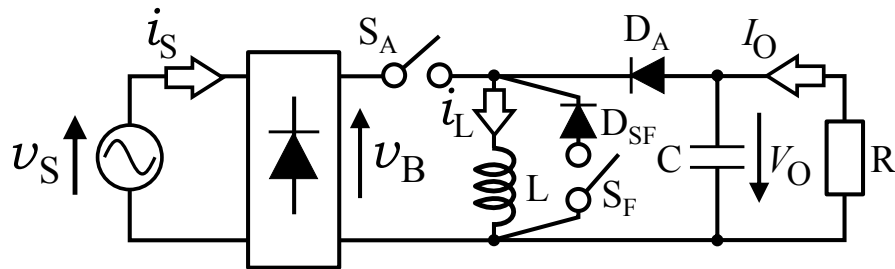
表 2-1 出力電圧脈動を低減した各種高力率整流器のスイッチ種類

Table 2-1 Switch types for various high power factor rectifiers with reduced output voltage ripple.

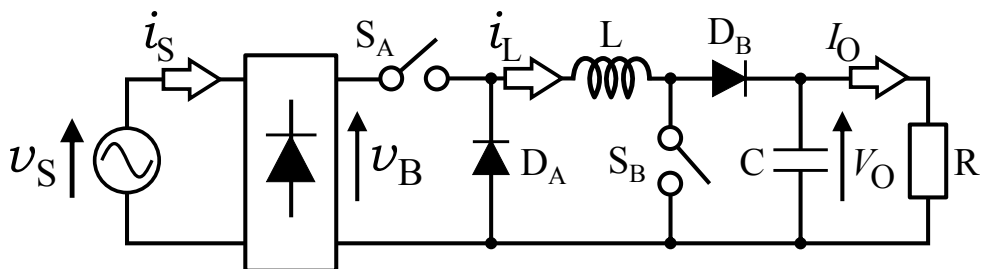
スイッチ名	降圧形	昇降圧形	直列形	並列形
S_A	逆阻止	ノーマル	ノーマル	逆阻止
S_F	逆阻止	逆阻止	-	逆阻止
S_B	-	-	ノーマル	ノーマル



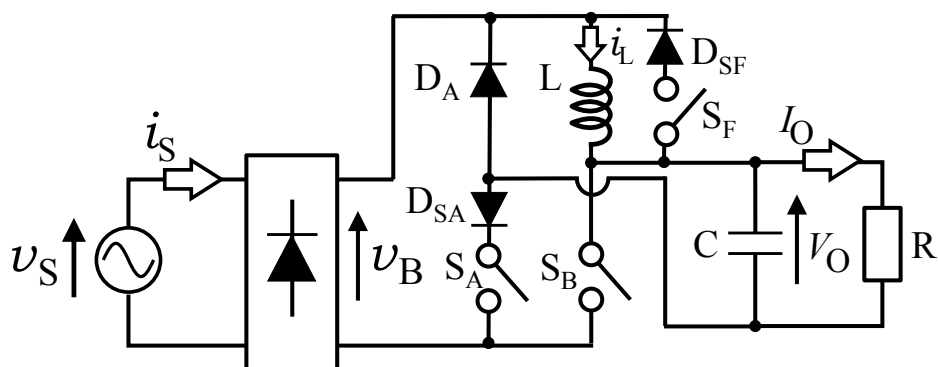
(a) A buck type with a freewheeling switch S_F .



(b) A buck-boost type with a freewheeling switch S_F .



(c) Series-type buck/boost.



(d) A parallel-type buck/boost with a freewheeling switch S_F .

図 2-6. 出力電圧脈動を低減する各種単相高力率整流器
Fig.2-6. The single-phase PFC converters with the output-voltage ripple reducing operation.

<2.3.2> 主回路の動作モード

図 2-6 に示す各整流器の動作は、直流インダクタ L の交流電源側、直流負荷側との接続状態により四種類の動作モードに分類できる(ただし、直流インダクタ電流 i_L が零になる動作モードは除外する)。

- ・モード I: 直流インダクタが電源側に接続
- ・モード II: 直流インダクタが電源側と負荷側に接続
- ・モード III: 直流インダクタが負荷側に接続
- ・モード IV: 直流インダクタの両端が短絡され、直流インダクタ電流が還流

これらの動作モードを図 2-7~2-10(DC-DC コンバータ部のみを図示し、直流インダクタの内部抵抗や各スイッチングデバイスの順方向降下電圧などは省略している)に、それぞれの整流器が取り得る動作モードの一覧を表 2-2 に示す。同表に示すように、直列形や並列形は全ての動作モードを実現できることから、還流スイッチを有する降圧形(図 2-6(a))や昇降圧形(図 2-6(b))と比較して、自由度の高い変換動作を行うことが可能である。

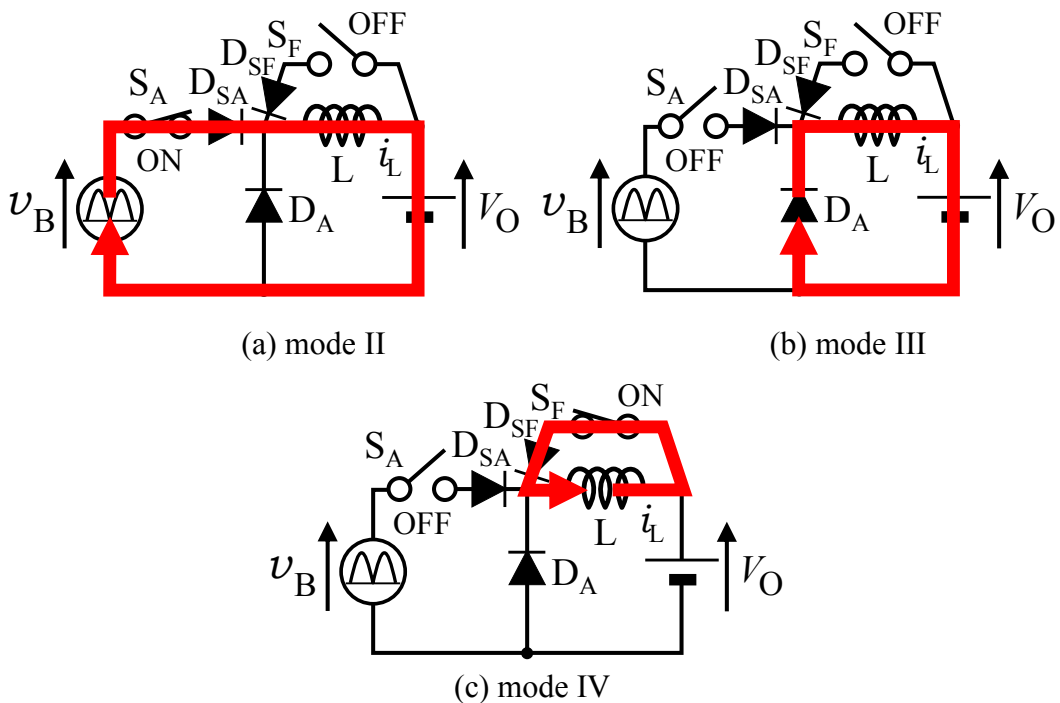


図 2-7 降圧形の動作モード

Fig.2-7. Operation modes (buck type).

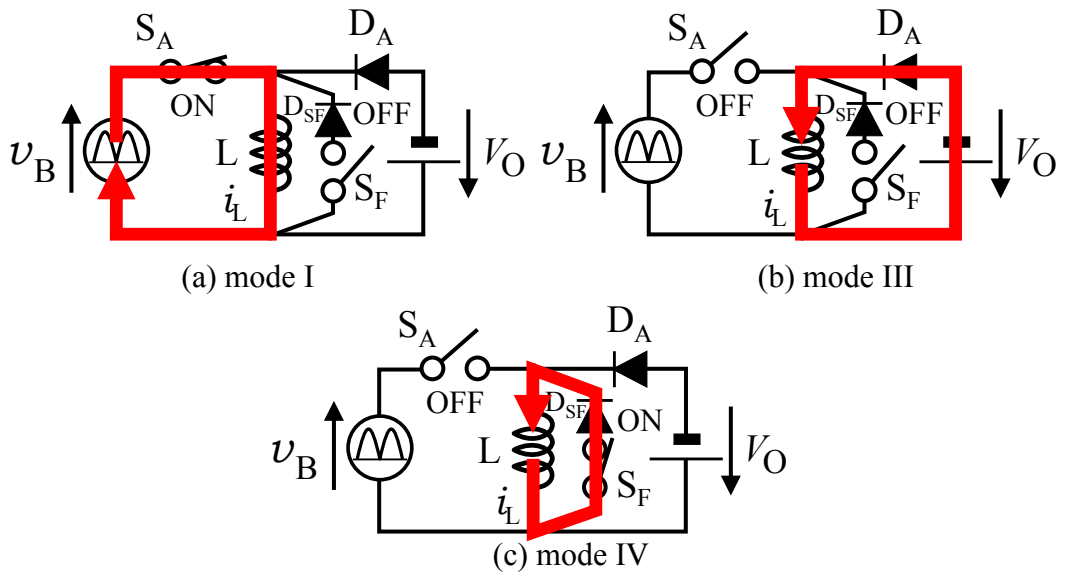


図 2-8 昇降圧形の動作モード
Fig.2-8. Operation modes (buck-boost type).

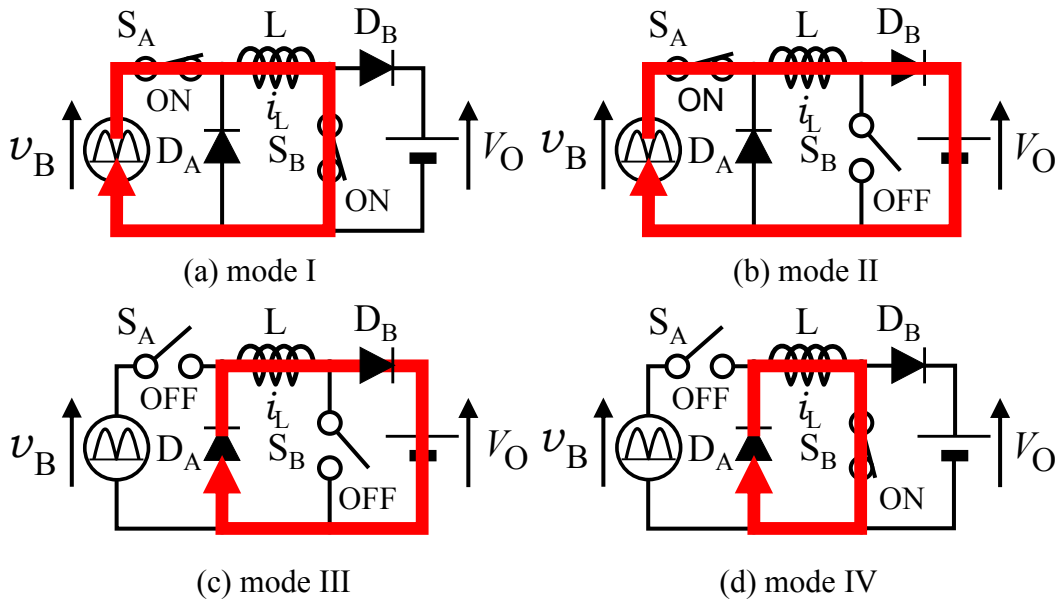


図 2-9 直列形の動作モード
Fig.2-9. Operation modes (series type).

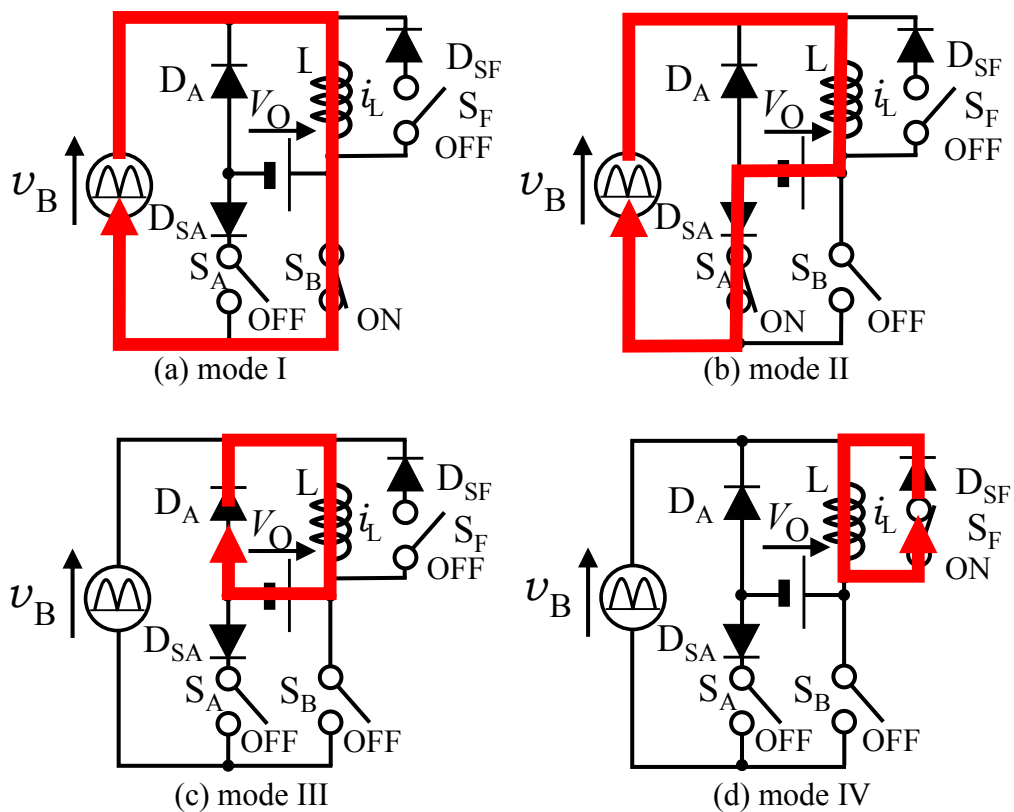


図 2-10 並列形の動作モード
Fig.2-10. Operation modes (parallel type).

表 2-2 動作モード
Table 2-2 Operation modes of each converter.

Type of converter	Operation mode	Reference number	Fig. number				
				I	II	III	IV
Conventional (w/o Free Wheeling Switch)	Buck	—	○	○	—	—	—
	Boost	○	○	—	—	—	—
	Buck-Boost	○	—	○	—	—	—
with Free Wheeling Switch	Buck	—	○	○	○	[22]	Fig. 2-6
	Boost	○	○	—	○	[26]	—
	Buck-Boost	○	—	○	○	[19], [28]	Fig. 2-7
	Parallel-type Buck/Boost	○	○	○	○	—	Fig. 2-9
Series-type Buck/Boost	○	○	○	○	[23], [24]	Fig. 2-8	
Parallel-type Buck/Boost	○	○	○	—	[25]	—	

<2.4> 主回路動作とスイッチング損失エネルギー

<2.4.1> スwitchング損失エネルギー

本稿では一回のスイッチングで生ずるスイッチング損失エネルギー(単位[J])、即ち、ターン ON 損失エネルギー E_{ON} (以下では単にターン ON 損失と略す)、ターン OFF 損失エネルギー E_{OFF} (以下では単にターン OFF 損失と略す)、リカバリ損失エネルギー E_{REC} (以下では単にリカバリ損失と略す)の大きさを、スイッチとダイオードに加わる電圧と流れる電流の関数として定義する。例えば、図 2-6(a)に示す降圧形の場合は、スイッチの電圧 v_{SW} 、電流 i_{SW} 、ダイオードの電圧 v_D 、電流 i_D の各波形(図 2-11 参照)から、

$$\left. \begin{aligned} E_{ON} &= \lambda_{ON}(V_{SW①}, I_{SW①}) \\ E_{OFF} &= \lambda_{OFF}(V_{SW②}, I_{SW②}) \\ E_{REC} &= \lambda_{REC}(V_{D③}, I_{D③}) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2-1)$$

で定義する。なお、スイッチとダイオードに流れる電流の大きさ(式(2-1)の $I_{SW①}$ 、 $I_{SW②}$ 、 $I_{D③}$)は、すべて直流インダクタ電流の瞬時値 i_L となる(図 2-7~2-10 参照)。また図の補足として、解析に採用する電圧および電流値を表 2-3 に示す。

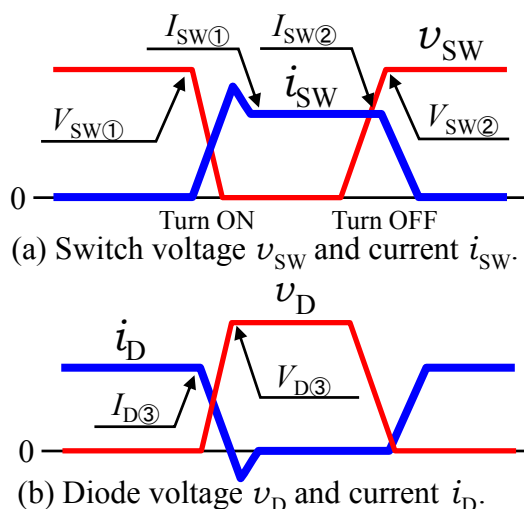


図 2-11 降圧形 DC-DC コンバータの各部電圧電流波形
 Fig.2-11. Model waveforms in the buck DC-DC converter.

表 2-3 解析に採用する電圧および電流値

Table 2-3. Voltage and current values used for analysis.

	ターンON時	ターンOFF時	リカバリー時
V_{SW}, V_D	$V_{SW①}$: ターンON直前の定常値	$V_{SW②}$: ターンOFF直後の定常値	$V_{D③}$: リカバリー直後の定常値
I_{SW}, I_D	$I_{SW①}$: ターンON後オーバーシュート直後の定常値	$I_{SW②}$: ターンOFF直前の定常値	$I_{D③}$: リカバリー直前の定常値

<2.4.2> 降圧形のスイッチング損失エネルギー(E_{BCK})

降圧形は、表2-2および図 2-7 に示すように、動作モード II, III, IV を利用して運転を行う。これら動作モードの一変調周期内における遷移順序には、II→III→IV→II, II→IV→III→II, II→III→IV→III→II などがあるが、ここでは文献 [22]での遷移順序である II→III→IV→II を検討の対象とする。

以下では、先ず、動作モード II→III, III→IV, IV→II の各動作モード遷移時に生ずるスイッチング損失エネルギーについて検討(検討結果は、他の動作モード遷移時も含めて表 2-4 に示す)し、次に、II→III→IV→II と遷移した場合の合計のスイッチング損失エネルギーを導出する。

表 2-4 各素子のスイッチング損失(降圧形)

Table 2-4 Switching power losses on the switching devices (buck type).

mode (from)	mode (to)		
	II	III	IV
II	—	$S_A: \lambda_{OFF}(v_B, i_L)$	$\begin{array}{l} v_B > V_O \\ S_A: \lambda_{OFF}(v_B - V_O, i_L) \\ \hline v_B < V_O \\ S_F: \lambda_{ON}(V_O - v_B, i_L) \\ D_{SA}: \lambda_{REC}(V_O - v_B, i_L) \end{array}$
III	$\begin{array}{l} S_A: \lambda_{ON}(v_B, i_L) \\ D_A: \lambda_{REC}(v_B, i_L) \end{array}$	—	$\begin{array}{l} S_F: \lambda_{ON}(V_O, i_L) \\ D_A: \lambda_{REC}(V_O, i_L) \end{array}$
IV	$\begin{array}{l} v_B > V_O \\ S_A: \lambda_{ON}(v_B - V_O, i_L) \\ D_{SF}: \lambda_{REC}(v_B - V_O, i_L) \\ \hline v_B < V_O \\ S_F: \lambda_{OFF}(V_O - v_B, i_L) \end{array}$	$S_F: \lambda_{OFF}(V_O, i_L)$	—

(1) 動作モード II→動作モード III($E_{II\rightarrow III}$) この動作モード遷移においては、スイッチ S_A でターン OFF 損失 E_{OFF} が発生する。その大きさ $E_{II\rightarrow III}$ は式(2-1)から、

$$\begin{aligned} E_{II\rightarrow III} &= E_{OFF} \\ &= \lambda_{OFF}(v_B, i_L) \dots\dots\dots (2-2) \end{aligned}$$

で与えられる。

(2) 動作モード III→動作モード IV($E_{III\rightarrow IV}$) この動作モード遷移においては、スイッチ S_F でターン ON 損失 E_{ON} , ダイオード D_A でリカバリ損失 E_{REC} が発生する。その合計の大きさ $E_{III\rightarrow IV}$ は式(2-1)から、

$$\begin{aligned} E_{III\rightarrow IV} &= E_{ON} + E_{REC} \\ &= \lambda_{ON}(V_O, i_L) + \lambda_{REC}(V_O, i_L) \dots\dots\dots (2-3) \end{aligned}$$

で与えられる。

(3) **動作モード IV→動作モード II**($E_{IV\rightarrow II}$) この動作モード遷移においては、動作モード II→動作モード IVの動作モード遷移と同様に、入力電圧 v_B と出力電圧 V_O の大小関係によって発生する損失が変化する。具体的には、スイッチ S_F が ON(動作モード IV)，入力電圧 $v_B < 出力電圧 V_O$ の状態において、スイッチ S_A に ON 指示を与えても、スイッチ S_A は相対的に V_O 側プラス、 v_B 側マイナスの電圧(大きさ $V_O - v_B$)によって(逆阻止用のダイオードが)逆バイアスされるため OFF 状態のままとなる。そして、 S_F に OFF 指示が与えられることで S_A は ON 状態となるため、結果的に S_F においてターン OFF 損失 E_{OFF} が発生する。その大きさ $E_{IV\rightarrow II}$ は式(2-1)から、

$$E_{IV\rightarrow II} = E_{OFF} = \lambda_{OFF}(V_O - v_B, i_L)$$

但し、入力電圧 $v_B < 出力電圧 V_O$ …………… (2-4)

で与えられる。

一方、スイッチ S_F が ON(動作モード IV)，入力電圧 $v_B > 出力電圧 V_O$ の状態において、スイッチ S_A に ON 指示を与えると、スイッチ S_F は相対的に v_B 側プラス、 V_O 側マイナスの電圧(大きさ $v_B - V_O$)によって(逆阻止用のダイオードが)逆バイアスされるため自動的に OFF 状態となる。従って、スイッチ S_A でターン ON 損失 E_{ON} ，スイッチ S_F でリカバリ損失 E_{REC} が発生する。それぞれの大きさは式(2-1)から、

$$E_{IV\rightarrow II} = E_{ON} + E_{REC} = \lambda_{ON}(v_B - V_O, i_L) + \lambda_{REC}(v_B - V_O, i_L)$$

但し、入力電圧 $v_B > 出力電圧 V_O$ …………… (2-5)

で与えられる。

(4) **動作モードが II→III→IV→II と遷移した場合のスイッチング損失** これまでの議論から、動作モードが II→III→IV→II と遷移した場合の k 番目の変調周期における合計スイッチング損失 $E_{BCK(k)}$ は、式(2-2)～(2-5)より、

$$E_{BCK(k)} = E_{II\rightarrow III} + E_{III\rightarrow IV} + E_{IV\rightarrow II} = \lambda_{OFF}(v_{B(k)}, i_{L(k)}) + \lambda_{ON}(V_{O(k)}, i_{L(k)}) + \lambda_{REC}(V_{O(k)}, i_{L(k)}) + \lambda_{OFF}(V_{O(k)} - v_{B(k)}, i_{L(k)})$$

但し、入力電圧 $v_{B(k)} < 出力電圧 V_{O(k)}$ …………… (2-6)

$$E_{BCK(k)} = \lambda_{OFF}(v_{B(k)}, i_{L(k)}) + \lambda_{ON}(V_{O(k)}, i_{L(k)}) + \lambda_{REC}(V_{O(k)}, i_{L(k)}) + \lambda_{ON}(v_{B(k)} - V_{O(k)}, i_{L(k)}) + \lambda_{REC}(v_{B(k)} - V_{O(k)}, i_L)$$

但し、入力電圧 $v_{B(k)} > 出力電圧 V_{O(k)}$ (2-7)
 となる。ここで、各スイッチング損失が各デバイスに加わる電圧に比例すると仮定 [27]すると、

$$E_{BCK(k)} = \lambda_{ON}([v_{B(k)}, V_{O(k)}]_{MAX}, i_{L(k)}) + \lambda_{OFF}([v_{B(k)}, V_{O(k)}]_{MAX}, i_{L(k)}) + \lambda_{REC}([v_{B(k)}, V_{O(k)}]_{MAX}, i_{L(k)}) \dots\dots\dots (2-8)$$

が得られる。なお、降圧時 ($v_{B(k)} > V_{O(k)}$) のスイッチング損失は、環流スイッチを有しない一石式降圧形 DC-DC コンバータのスイッチング損失 [27]と等しい。

<2.4.3> 昇降圧形のスイッチング損失エネルギー (E_{B-B})

昇降圧形は、表 2-2 および図 2-8 に示すように、動作モード I, III, IV を利用して運転を行う。これら動作モードの一変調周期内における遷移順序には、 $I \rightarrow III \rightarrow IV \rightarrow I$ [19], $I \rightarrow IV \rightarrow III \rightarrow I$, $I \rightarrow III \rightarrow IV \rightarrow III \rightarrow I$ [28]などがあるが、ここでは文献 [19]の遷移順序である $I \rightarrow III \rightarrow IV \rightarrow I$ を検討の対象とする。

まず、各動作モード遷移時に生ずるスイッチング損失は降圧形と同様の議論から表 2-5 で与えられる。

従って、動作モードが $I \rightarrow III \rightarrow IV \rightarrow I$ と遷移した場合の k 番目の変調周期における合計スイッチング損失 $E_{B-B(k)}$ は、表 2-5 より、

$$E_{B-B(k)} = E_{I \rightarrow III} + E_{III \rightarrow IV} + E_{IV \rightarrow I} = \lambda_{OFF}(v_{B(k)} + V_{O(k)}, i_{L(k)}) + \lambda_{ON}(V_{O(k)}, i_{L(k)}) + \lambda_{REC}(V_{O(k)}, i_{L(k)}) + \lambda_{ON}(v_{B(k)}, i_{L(k)}) + \lambda_{REC}(v_{B(k)}, i_{L(k)}) \dots\dots\dots (2-9)$$

となる。なお、各スイッチング損失が各デバイスに加わる電圧に比例すると仮定 [27]すると、

$$E_{B-B(k)} = \lambda_{ON}(v_{B(k)} + V_{O(k)}, i_{L(k)}) + \lambda_{OFF}(v_{B(k)} + V_{O(k)}, i_{L(k)}) + \lambda_{REC}(v_{B(k)} + V_{O(k)}, i_{L(k)}) \dots\dots\dots (2-10)$$

が得られ、これは環流スイッチを有しない一石式昇降圧形 DC-DC コンバータのスイッチング損失 [27]と等しい。

表 2-5 各素子のスイッチング損失(昇降圧形)
Table 2-5 Switching power losses on the switching devices (Buck-Boost type).

mode (from)	mode (to)		
	I	III	IV
I	—	$S_A: \lambda_{\text{OFF}}(v_B + V_O, i_L)$	$S_A: \lambda_{\text{OFF}}(v_B, i_L)$
III	$S_A: \lambda_{\text{ON}}(v_B + V_O, i_L)$ $D_A: \lambda_{\text{REC}}(v_B + V_O, i_L)$	—	$S_F: \lambda_{\text{ON}}(V_O, i_L)$ $D_A: \lambda_{\text{REC}}(V_O, i_L)$
IV	$S_A: \lambda_{\text{ON}}(v_B, i_L)$ $S_F: \lambda_{\text{REC}}(v_B, i_L)$	$S_F: \lambda_{\text{OFF}}(V_O, i_L)$	—

<2.4.4> 直列形のスイッチング損失エネルギー(E_{SBB})

直列形は、表 2-2 および図 2-9 に示すように、動作モード I~IV を利用して運転を行う。これら動作モードの一変調周期内における遷移順序としては、多くのパターンが考えられるが、ここでは文献 [24]で紹介されている II→III→IV→II ($i_B^* < I_O^*$)、II→I→IV→II ($i_B^* > I_O^*$)を検討の対象とする(ここで、 i_B^* は交流側入力電流の指令値 $i_S^* (= \sqrt{2}I_S^* \sin(\omega t))$ の絶対値、 I_S^* は同入力電流の実効値指令値、 I_O^* は出力電流の指令値である)。

各動作モード遷移時に生ずるスイッチング損失は降圧形と同様の議論から表 2-6 で与えられる。

まず、動作モードが II→III→IV→II と遷移した場合の k 番目の変調周期における合計スイッチング損失 $E_{\text{SBB}(k)}$ は、表 2-6 より、

表 2-6 各素子のスイッチング損失(直列形)
Table 2-6 Switching power losses on the switching devices (series type).

mode (from)	mode (to)			
	I	II	III	IV
I	—	$S_B: \lambda_{\text{OFF}}(V_O, i_L)$	$S_A: \lambda_{\text{OFF}}(v_B, i_L)$ $S_B: \lambda_{\text{OFF}}(V_O, i_L)$	$S_A: \lambda_{\text{OFF}}(v_B, i_L)$
II	$S_B: \lambda_{\text{ON}}(V_O, i_L)$ $D_B: \lambda_{\text{REC}}(V_O, i_L)$	—	$S_A: \lambda_{\text{OFF}}(v_B, i_L)$	$S_A: \lambda_{\text{OFF}}(v_B, i_L)$ $S_B: \lambda_{\text{ON}}(V_O, i_L)$ $D_B: \lambda_{\text{REC}}(V_O, i_L)$
III	$S_A: \lambda_{\text{ON}}(v_B, i_L)$ $D_A: \lambda_{\text{REC}}(v_B, i_L)$ $S_B: \lambda_{\text{ON}}(V_O, i_L)$ $D_B: \lambda_{\text{REC}}(V_O, i_L)$	$S_A: \lambda_{\text{ON}}(v_B, i_L)$ $D_A: \lambda_{\text{REC}}(v_B, i_L)$	—	$S_B: \lambda_{\text{ON}}(V_O, i_L)$ $D_B: \lambda_{\text{REC}}(V_O, i_L)$
IV	$S_A: \lambda_{\text{ON}}(v_B, i_L)$ $D_A: \lambda_{\text{REC}}(v_B, i_L)$	$S_A: \lambda_{\text{ON}}(v_B, i_L)$ $D_A: \lambda_{\text{REC}}(v_B, i_L)$ $S_B: \lambda_{\text{OFF}}(V_O, i_L)$	$S_B: \lambda_{\text{OFF}}(V_O, i_L)$	—

$$\begin{aligned}
E_{SBB(k)} &= E_{II \rightarrow III} + E_{III \rightarrow IV} + E_{IV \rightarrow II} \\
&= \lambda_{OFF}(v_{B(k)}, \dot{i}_{L(k)}) \\
&\quad + \lambda_{ON}(V_{O(k)}, \dot{i}_{L(k)}) + \lambda_{REC}(V_{O(k)}, \dot{i}_{L(k)}) \\
&\quad + \lambda_{ON}(v_{B(k)}, \dot{i}_{L(k)}) \\
&\quad + \lambda_{REC}(v_{B(k)}, \dot{i}_{L(k)}) + \lambda_{OFF}(V_{O(k)}, \dot{i}_{L(k)})
\end{aligned}$$

但し、 $i_B^* < I_O^*$ (2-11)

である。次に、動作モードが $II \rightarrow I \rightarrow IV \rightarrow II$ と遷移した場合の直列形のスイッチング損失 $E_{SBB(k)}$ は、表 2-6 より、

$$\begin{aligned}
E_{SBB(k)} &= E_{II \rightarrow I} + E_{I \rightarrow IV} + E_{IV \rightarrow II} \\
&= \lambda_{ON}(V_{O(k)}, \dot{i}_{L(k)}) + \lambda_{REC}(V_{O(k)}, \dot{i}_{L(k)}) \\
&\quad + \lambda_{OFF}(v_{B(k)}, \dot{i}_{L(k)}) \\
&\quad + \lambda_{ON}(v_{B(k)}, \dot{i}_{L(k)}) + \lambda_{REC}(v_{B(k)}, \dot{i}_{L(k)}) \\
&\quad + \lambda_{OFF}(V_{O(k)}, \dot{i}_{L(k)})
\end{aligned}$$

但し、 $i_B^* > I_O^*$ (2-12)

となり、式(2-11)と等しくなる。従って、式(2-11)と式(2-12)を整理すると、

$$\begin{aligned}
E_{SBB(k)} &= \lambda_{ON}(v_{B(k)}, \dot{i}_{L(k)}) + \lambda_{ON}(V_{O(k)}, \dot{i}_{L(k)}) \\
&\quad + \lambda_{OFF}(v_{B(k)}, \dot{i}_{L(k)}) + \lambda_{OFF}(V_{O(k)}, \dot{i}_{L(k)}) \\
&\quad + \lambda_{REC}(v_{B(k)}, \dot{i}_{L(k)}) + \lambda_{REC}(V_{O(k)}, \dot{i}_{L(k)}) \\
&\quad \dots\dots\dots (2-13)
\end{aligned}$$

となる。ここで、各スイッチング損失が各デバイスに加わる電圧に比例すると仮定すると、

$$\begin{aligned}
E_{SBB(k)} &= \lambda_{ON}(v_{B(k)} + V_{O(k)}, \dot{i}_{L(k)}) \\
&\quad + \lambda_{OFF}(v_{B(k)} + V_{O(k)}, \dot{i}_{L(k)}) \\
&\quad + \lambda_{REC}(v_{B(k)} + V_{O(k)}, \dot{i}_{L(k)}) \\
&\quad \dots\dots\dots (2-14)
\end{aligned}$$

が得られ、これは環流スイッチを有しない一石式昇降圧形 DC-DC コンバータのスイッチング損失 [27] や、環流スイッチを有する昇降圧形(式(2-10))に等しい。

<2.4.5> 並列形のスイッチング損失エネルギー (E_{PBB})

並列形は、表 2-2 および図 2-10 に示すように、動作モード I~IV を利用して運転を行う。これら動作モードの一変調周期内における遷移順序としては、多くのパターンが考えられるが、ここでは直列形と同様に文献 [24] で紹介されている $II \rightarrow III \rightarrow IV \rightarrow II$ ($i_B^* < I_O^*$)、 $II \rightarrow I \rightarrow IV \rightarrow II$ ($i_B^* > I_O^*$) を検討の対象とする。

各動作モード遷移時に生ずるスイッチング損失は降圧形と同様の議論から表 2-7 で与えられる。なお、並列形の動作モード $II \leftrightarrow IV$ の遷移においては、降圧形と同様に、入力電圧 v_B と出力電圧 V_O の大小関係によって発生する損失が変化

する。先ず、動作モードが $\text{II} \rightarrow \text{III} \rightarrow \text{IV} \rightarrow \text{II}$ と遷移した場合の k 番目の変調周期における合計スイッチング損失 $E_{\text{PBB}(k)}$ は、表 2-7 より、

表 2-7 各素子のスイッチング損失(並列形)

Table 2-7 Switching power losses on the switching devices (parallel type).

mode (from)	mode (to)			
	I	II	III	IV
I	—	$S_B: \lambda_{\text{OFF}}(V_O, i_L)$	$S_B: \lambda_{\text{OFF}}(v_B + V_O, i_L)$	$S_B: \lambda_{\text{OFF}}(v_B, i_L)$
II	$S_B: \lambda_{\text{ON}}(V_O, i_L)$ $D_{SA}: \lambda_{\text{REC}}(V_O, i_L)$	—	$S_A: \lambda_{\text{OFF}}(v_B, i_L)$	$\frac{v_B > V_O}{S_A: \lambda_{\text{OFF}}(v_B - V_O, i_L)}$ $\frac{v_B < V_O}{S_F: \lambda_{\text{ON}}(V_O - v_B, i_L)}$ $D_{SA}: \lambda_{\text{REC}}(V_O - v_B, i_L)$
III	$D_A: \lambda_{\text{REC}}(v_B + V_O, i_L)$ $S_B: \lambda_{\text{ON}}(v_B + V_O, i_L)$	$S_A: \lambda_{\text{ON}}(v_B, i_L)$ $D_A: \lambda_{\text{REC}}(v_B, i_L)$	—	$S_F: \lambda_{\text{ON}}(V_O, i_L)$ $D_A: \lambda_{\text{REC}}(V_O, i_L)$
IV	$S_B: \lambda_{\text{ON}}(v_B, i_L)$ $D_{SF}: \lambda_{\text{REC}}(v_B, i_L)$	$\frac{v_B > V_O}{S_A: \lambda_{\text{ON}}(v_B - V_O, i_L)}$ $\frac{v_B < V_O}{D_{SF}: \lambda_{\text{REC}}(v_B - V_O, i_L)}$ $S_F: \lambda_{\text{OFF}}(V_O - v_B, i_L)$	$S_F: \lambda_{\text{OFF}}(V_O, i_L)$	—

$$E_{\text{PBB}(k)} = E_{\text{II} \rightarrow \text{III}} + E_{\text{III} \rightarrow \text{IV}} + E_{\text{IV} \rightarrow \text{II}}$$

$$E_{\text{PBB}(k)} = \lambda_{\text{OFF}}(v_{\text{B}(k)}, i_{\text{L}(k)}) + \lambda_{\text{ON}}(V_{\text{O}(k)}, i_{\text{L}(k)}) + \lambda_{\text{REC}}(V_{\text{O}(k)}, i_{\text{L}(k)}) + \lambda_{\text{OFF}}(V_{\text{O}(k)} - v_{\text{B}(k)}, i_{\text{L}(k)})$$

但し、入力電圧 $v_{\text{B}(k)} < \text{出力電圧 } V_{\text{O}(k)}$

かつ $i_{\text{B}}^* < I_{\text{O}}^*$

..... (2-15)

$$E_{\text{PBB}(k)} = \lambda_{\text{OFF}}(v_{\text{B}(k)}, i_{\text{L}(k)}) + \lambda_{\text{ON}}(V_{\text{O}(k)}, i_{\text{L}(k)}) + \lambda_{\text{REC}}(V_{\text{O}(k)}, i_{\text{L}(k)}) + \lambda_{\text{ON}}(v_{\text{B}(k)} - V_{\text{O}(k)}, i_{\text{L}(k)}) + \lambda_{\text{REC}}(v_{\text{B}(k)} - V_{\text{O}(k)}, i_{\text{L}(k)})$$

但し、入力電圧 $v_{\text{B}(k)} > \text{出力電圧 } V_{\text{O}(k)}$

かつ $i_{\text{B}}^* < I_{\text{O}}^*$

..... (2-16)

である。次に、動作モードが $\text{II} \rightarrow \text{I} \rightarrow \text{IV} \rightarrow \text{II}$ と遷移した場合の並列形のスイッチング損失 $E_{\text{PBB}(k)}$ は、表 2-7 より、

$$E_{\text{PBB}(k)} = E_{\text{II} \rightarrow \text{I}} + E_{\text{I} \rightarrow \text{IV}} + E_{\text{IV} \rightarrow \text{II}} = \lambda_{\text{ON}}(V_{\text{O}(k)}, i_{\text{L}(k)}) + \lambda_{\text{REC}}(V_{\text{O}(k)}, i_{\text{L}(k)}) + \lambda_{\text{OFF}}(v_{\text{B}(k)}, i_{\text{L}(k)}) + \lambda_{\text{OFF}}(V_{\text{O}(k)} - v_{\text{B}(k)}, i_{\text{L}(k)})$$

但し、入力電圧 $v_{B(k)} < \text{出力電圧 } V_{O(k)}$
 かつ $i_B^* > I_O^*$
 (2-17)

$$E_{PBB(k)} = \lambda_{ON}(V_{O(k)}, i_{L(k)}) + \lambda_{REC}(V_{O(k)}, i_{L(k)})$$

$$+ \lambda_{OFF}(v_{B(k)}, i_{L(k)})$$

$$+ \lambda_{ON}(v_{B(k)} - V_{O(k)}, i_{L(k)})$$

$$+ \lambda_{REC}(v_{B(k)} - V_{O(k)}, i_{L(k)})$$

但し、入力電圧 $v_{B(k)} > \text{出力電圧 } V_{O(k)}$
 かつ $i_B^* > I_O^*$
 (2-18)

となり、式(2-16)と等しくなる。従って、式(2-15)～式(2-18)を整理し、

$$E_{PBB(k)} = \lambda_{ON}(V_{O(k)}, i_{L(k)})$$

$$+ \lambda_{OFF}(V_{O(k)}, i_{L(k)})$$

$$+ \lambda_{REC}(V_{O(k)}, i_{L(k)})$$

但し、入力電圧 $v_{B(k)} < \text{出力電圧 } V_{O(k)}$
 (2-19)

$$E_{PBB(k)} = \lambda_{ON}(v_{B(k)}, i_{L(k)})$$

$$+ \lambda_{OFF}(v_{B(k)}, i_{L(k)})$$

$$+ \lambda_{REC}(v_{B(k)}, i_{L(k)})$$

但し、入力電圧 $v_{B(k)} > \text{出力電圧 } V_{O(k)}$
 (2-20)

となる。ここで、各スイッチング損失が各デバイスに加わる電圧に比例すると仮定すると、

$$E_{PBB(k)} = \lambda_{ON}([v_{B(k)}, V_{O(k)}]_{MAX}, i_{L(k)})$$

$$+ \lambda_{OFF}([v_{B(k)}, V_{O(k)}]_{MAX}, i_{L(k)})$$

$$+ \lambda_{REC}([v_{B(k)}, V_{O(k)}]_{MAX}, i_{L(k)})$$

..... (2-21)

が得られ、これは環流スイッチを有しない一石式降圧形 DC-DC コンバータのスイッチング損失 [27] や、環流スイッチを有する降圧形(式(2-8))に等しい。

<2.4.6> 各整流器のスイッチング損失まとめ

前項の議論から各整流器のスイッチング損失の内訳と頻度を整理すると、表ここで、各整流器の平均スイッチング損失(単位[W])は、各整流器の k 番目の

表 2-8 各種整流器のスイッチング損失
Table 2-8 Switching losses on each type of rectifiers.

回路方式		スイッチング損失						
		λ_{ON} (v_B, \dot{i}_L)	λ_{OFF} (v_B, \dot{i}_L)	λ_{REC} (v_B, \dot{i}_L)	λ_{ON} (v_O, \dot{i}_L)	λ_{OFF} (v_O, \dot{i}_L)	λ_{REC} (v_O, \dot{i}_L)	λ_{OFF} (v_O+v_B, \dot{i}_L)
降圧形	$v_B > v_O$	○	○	○				
	$v_B < v_O$				○	○	○	
昇降圧形		○		○	○		○	○
直列形		○	○	○	○	○	○	
並列形	$v_B > v_O$	○	○	○				
	$v_B < v_O$				○	○	○	

変調周期における合計スイッチング損失エネルギー(単位[J])に、入力電圧(=電源電圧の絶対値) $v_{B(k)}$, 出力電圧 $V_{O(k)}$, 直流インダクタ電流 $i_{L(k)}$ を代入し、1秒間の積算(或は同様の処理)をすることで得られる。例えば、電源半周期から平均スイッチング損失を求める場合は、

$$\left. \begin{aligned}
 P_{BCK} &= \frac{1}{2f_s} \sum_{k=1}^{f_{sw}/2f_s} E_{BCK(k)} \\
 P_{B-B} &= \frac{1}{2f_s} \sum_{k=1}^{f_{sw}/2f_s} E_{B-B(k)} \\
 P_{SBB} &= \frac{1}{2f_s} \sum_{k=1}^{f_{sw}/2f_s} E_{SBB(k)} \\
 P_{PBB} &= \frac{1}{2f_s} \sum_{k=1}^{f_{sw}/2f_s} E_{PBB(k)}
 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2-22)$$

但し、 k : 変調周期
 f_s : 電源周波数
 f_{sw} : スイッチング周波数

となる。

<2.5> 直流インダクタ電流

本節ではスイッチング損失を比較検討するうえで重要となる直流インダクタ電流について議論する。まず、文献 [19], [22], [24], [28]で紹介されている整流器の直流インダクタ電流の理論波形を紹介し、次に、同理論波形から求められる直流インダクタ電流の平均値について議論する。

<2.5.1> 直流インダクタ電流の理論波形

文献 [22], [24], [28]では、スイッチ S_A (降圧形, 昇降圧形, 直列形) で交流側入力電流の正弦波化を行い、環流スイッチ S_F (降圧形, 昇降圧形), ないしは、スイッチ S_B (直列形) で出力電圧の脈動低減を行っている。並列形については、スイッチ S_A および S_B で交流側入力電流の正弦波化を行い、還流スイッチ S_F で出力電圧の脈動低減を行っている。この時のモデル波形を図 2-12 に示す。

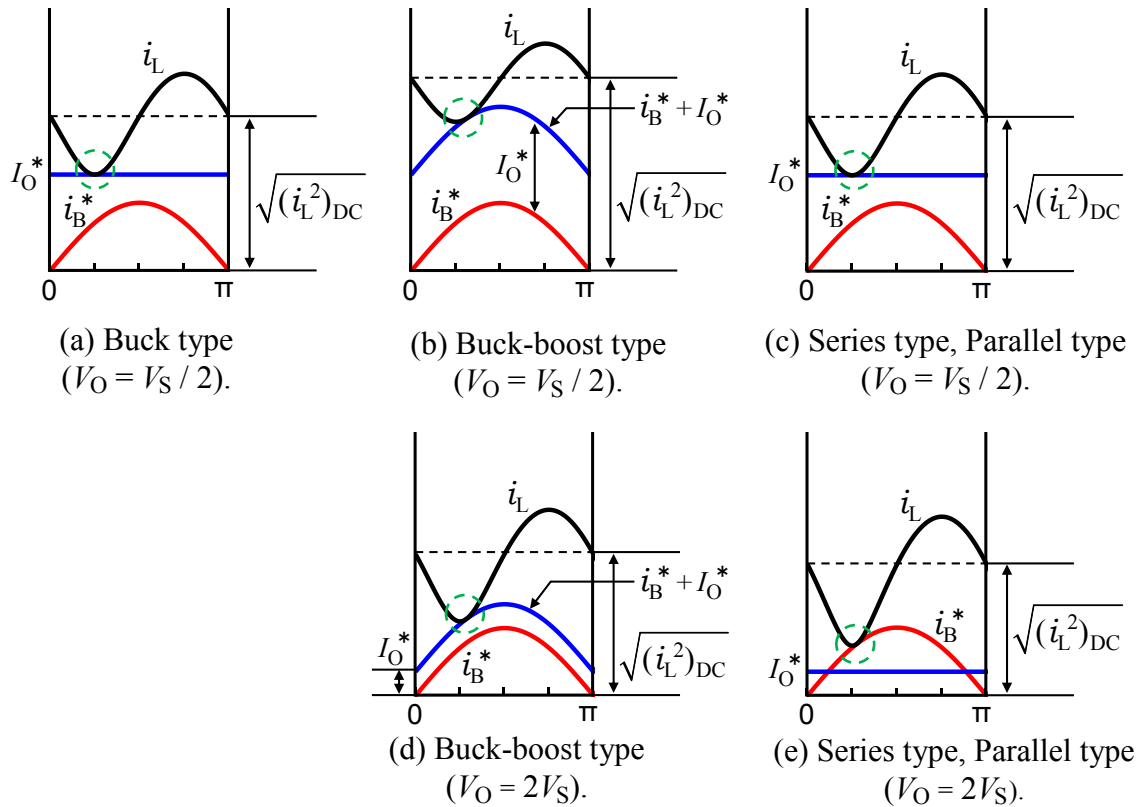


図 2-12 モデル波形

Fig.2-12. Model waveforms in each type of PFC converter
(DC-inductor current i_L (black), AC-current reference i_B^* (red), fig.(a)•(c)•(e);
DC-current reference I_O^* (blue), fig.(b)•(d);
AC-current reference + DC-current reference $i_B^* + I_O^*$ (blue).).

図 2-12 に示す直流インダクタ電流 i_L は、スイッチングによる電流リップルを無視すると、入力電流 i_s の正弦波化と出力電圧 v_o の脈動低減の双方が行われている時、

直流インダクタ電流
瞬時値基本式

$$i_L = \sqrt{-\frac{P_s}{Z_L} \sin(2\omega t) + (i_L^2)_{DC}}$$

$$Z_L = \omega L$$

直流インダクタ電流
平方瞬時値の直流分

降圧形	$(i_L^2)_{DC} = \frac{P_s}{Z_L} + (I_o)^2$	
昇降圧形	$(i_L^2)_{DC} = \frac{P_s}{Z_L} + (I_s + I_o)^2$	
直列形 昇降圧形,	$(i_L^2)_{DC} = \frac{P_s}{Z_L} + (I_o)^2$	降圧状態 $I_s \leq I_o$
並列形 昇降圧形		昇圧状態 $I_s \geq I_o$

P_s : 交流側電力(変換電力)
 ω : 交流電源の角周波数
 L : 直流インダクタのインダクタンス

..... (2-23)

で与えられる(詳細は文献 [19]を参照されたい)。ここで、 $(i_L^2)_{DC}$ は、

$i_L \geq I_o^*$ (降圧形)	} (2-24)
$i_L \geq i_B^* + I_o^*$ (昇降圧形)		
$i_L \geq [i_B^*, I_o^*]_{MAX}$ (直列形, 並列形)		

を全ての位相で満足した上で最小値に設定するのが望ましい。そこで、以下の比較検討では、直流インダクタ電流 i_L と I_o^* (降圧形), $i_B^* + I_o^*$ (昇降圧形), $[i_B^*, I_o^*]_{MAX}$ (直列形, 並列形) がそれぞれ一点で接するように設定している(図 2-12 参照)。

<2.5.2> 直流インダクタ電流の平均値

主回路条件は以下の通りとする。

- ・変換電力 P_C : 2kW
- ・電源電圧 V_S : 200V_{RMS} / 50Hz
- ・出力電圧 V_O : ~400V
- ・交直電圧比 $\alpha (= V_O / V_S)$: ~2.0
- ・直流インダクタ L : 10mH
- ・出力電圧 V_O を一定平滑と仮定
- ・直流インダクタ電流のスイッチングリップルは無視

上記の条件と式(2-23), (2-24)から求めた直流インダクタ電流の平均値を図2-13に示す。同図に示すように、 $\alpha < \sqrt{2}/2$ では降圧形(白色破線)と直列形(赤色実線)は等しく、 α に対してほぼ反比例している。一方、昇降圧形は α に依らず降圧形、直列形(黒色実線)よりも大きく、直列形および並列形は $\alpha > 1.0 (I_S^* > I_O^*)$ では一定となる。

直流インダクタ電流 i_L の大きさは、降圧形(白色破線)=直列形(黒色実線)=並列形(赤色実線) < 昇降圧形となり、昇降圧形のみ直流インダクタ電流 i_L が大きくなっている。このため、電流の項に関しては、昇降圧形はほか3種の回路に対して不利であると考えられる。式(2-23)を見ると、降圧形、直列形、並列形は入力電流 I_S または出力電流 I_O の大きい方が直流インダクタ電流 i_L の直流分として乗ってくるが、昇降圧形は、入力電流 I_S と出力電流 I_O の和($I_S + I_O$)が直流分として乗ってくるのがわかる。このため、昇降圧形のみ直流インダクタ電流が大きくなる。

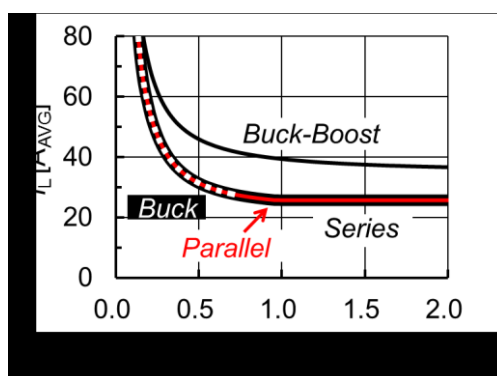


図 2-13 直流インダクタ電流平均値 I_L [A_{AVG}]

Fig.2-13. Average of DC-inductor current

($V_S = 200V_{RMS} / 50Hz$, $L = 10mH$, $P_S = 2kW$,

Buck type (dashed white), Buck-Boost type, Series type (black), Parallel type (red).)

<2.6> デバイスのスイッチング損失

実デバイスを適用した場合のスイッチング損失を検討する。まず、想定するスイッチングデバイスに転流前後に加わる電圧、電流と、発生するスイッチング損失エネルギーとの関係を明らかにする。そして、想定する主回路条件(入力電圧、変換電力、交直電圧比など)と 2.4 および 2.5 節での議論をもとに各整流器の平均スイッチング損失を求める。

<2.6.1> 想定デバイスのスイッチング損失特性

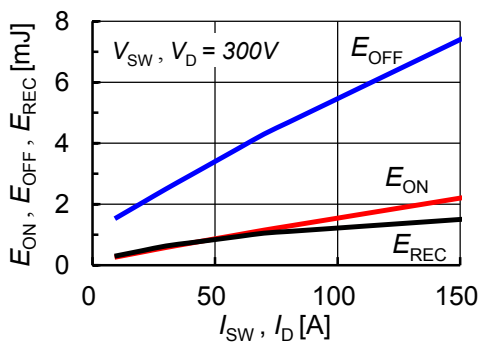
想定するスイッチングデバイス CM150RX-12A (600V/150A) @三菱電機のスイッチング損失(ターンON 損失, ターンOFF 損失, リカバリ損失)はデータシートに記載されているものの、電圧を変化させた場合の損失が記載されていない(300V のデータのみ)。そこで本論文では、メーカ供給のデバイスシミュレータ(Melcosim ver.5.1.0^[21])により、電圧と電流を変化させた場合のスイッチング損失((2-1)式参照)を求める。シミュレータは、本稿の検討対象である単相整流器の動作に最も近いと考えられるチョップモードを選択する。詳細の設定は以下の通りである。

- ・ 条件 : 2 レベルインバータ (標準)
- ・ 回路 : Chopper-Down/Motor Lock
- ・ デバイス : CM150RX-12A
- ・ 条件設定 : 10kHz
- ・ 他 : デフォルト値

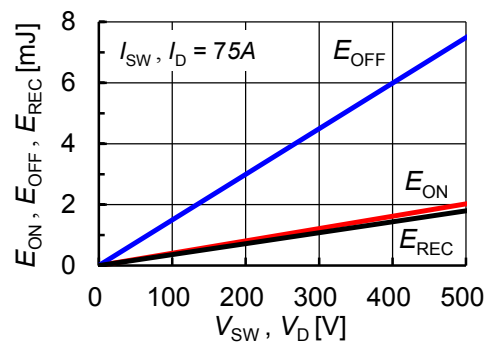
図2-14(a)は電圧値を300V一定とし電流設定値を変化させた場合の各スイッチング損失エネルギー(ターン ON 損失エネルギー E_{ON} , ターン OFF 損失エネルギー E_{OFF} , リカバリ損失エネルギー E_{REC})のシミュレーション結果である。同図に示すようにターン ON 損失, ターン OFF 損失, リカバリ損失はともに一次近似が可能である。一方、図 2-14(b)は電流値を 75A 一定とし電圧設定値を変化させた場合のスイッチング損失のシミュレーション結果であり、それぞれの損失は電圧に比例することがわかる(この結果から、式(2-6)・(2-7)→式(2-8), 式(2-9)→式(2-10), 式(2-13)→式(2-14), 式(2-20)・(2-21)→式(2-22)の式変形が妥当であることがわかる)。

以上の結果を基に本稿では各スイッチング損失を下式で与える。

$$\begin{aligned}
 E_{ON} &= \lambda_{ON}(V_{SW}, I_{SW}) \\
 &= (0.01365 \times I_{SW} + 0.1708) V_{SW}/300[\text{mJ/switching}] \\
 E_{OFF} &= \lambda_{OFF}(V_{SW}, I_{SW}) \\
 &= (0.04137 \times I_{SW} + 1.287) V_{SW}/300[\text{mJ/switching}] \\
 E_{REC} &= \lambda_{REC}(V_D, I_D) \\
 &= (0.007964 \times I_D + 0.3897) V_D/300[\text{mJ/switching}]
 \end{aligned}
 \tag{2-25}$$



(a) I_{SW}, I_D vs E_{ON}, E_{OFF}, E_{REC}



(b) V_{SW}, V_D vs E_{ON}, E_{OFF}, E_{REC}

図 2-14 スイッチング損失エネルギーのシミュレーション結果

Fig.2-14. Simulation results of switching power loss energy (switching power loss energy[mJ/switching], turn-on: E_{ON} (red), turn-off: P_{OFF} (blue), recovery: E_{REC} (black), CM150RX-12A@Mitsubishi Electric).

<2.7> シミュレーションによる各種整流器のスイッチング損失評価

<2.7.1> シミュレーション条件

以下の条件にて計算機によるシミュレーションを行い、各種整流器のスイッチング損失を評価した。

- ・変換電力 P_C : 2, 4, 6kW
- ・電源電圧 V_S : 200V_{RMS} / 50Hz
- ・出力電圧 V_O : (80)~400V
- ・交直電圧比 $\alpha (= V_O / V_S)$: (0.4)~2.0
- ・直流インダクタ L : 10mH
- ・出力電圧 V_O を一定平滑と仮定
- ・直流インダクタ電流のスイッチングリップは無視
- ・デバイス : CM150RX-12A (600V/150A) @三菱電機
- ・スイッチング周波数 f_{sw} : 10kHz

<2.7.2> スwitching損失の比較

各種整流器のスイッチング損失のシミュレーション結果を表 2-9 および図 2-15 に示す。ここで、図 2-15(a)は変換電力 2kW, (b)は 4kW, (c)は 6kW におけるシミュレーション結果である(但し、同図ではスイッチングデバイスに加わる電圧が 500V を超える領域と、直流インダクタ電流のピーク値が 100A を超える領域を破線で示している)。図 2-15 に示すように、スイッチング損失は各整流器とも交直電圧比 α が小さい領域では、損失は α に対して反比例のような形となっている。さらに α が大きくなると、損失のボトムを迎えたのち上昇に転じ、 α と損失が比例のような形となっている。これは、文献 [27] の DC-DC コンバータと同様の傾向である。

表 2-9 各種整流器のスイッチング損失
Table 2-9 Switching losses on each type of rectifier.

スイッチング損失(規格化)	変換電力		
	2kW	4kW	6kW
昇降圧形	40.5W(1.00)	60.2W(1.00)	80.5W(1.00)
回路方式 直列形	35.7W(0.88)	48.3W(0.80)	60.5W(0.75)
降圧形, 並列形	24.4W(0.60)	33.1W(0.55)	41.4W(0.51)

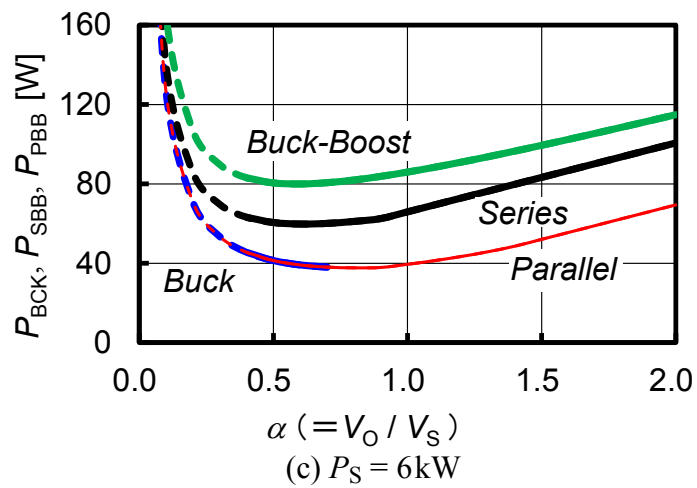
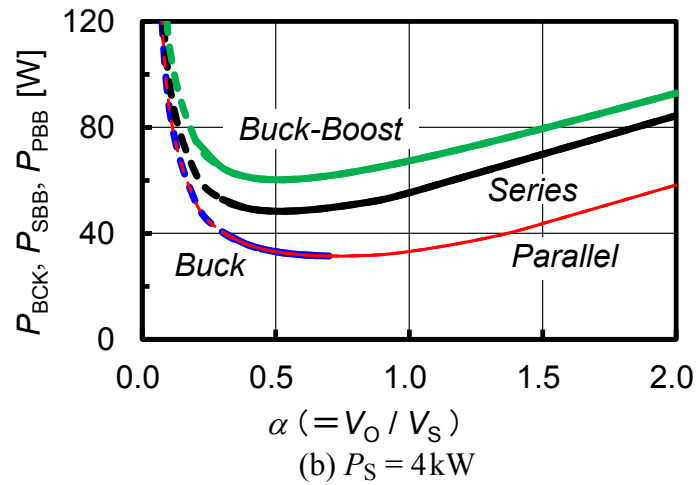
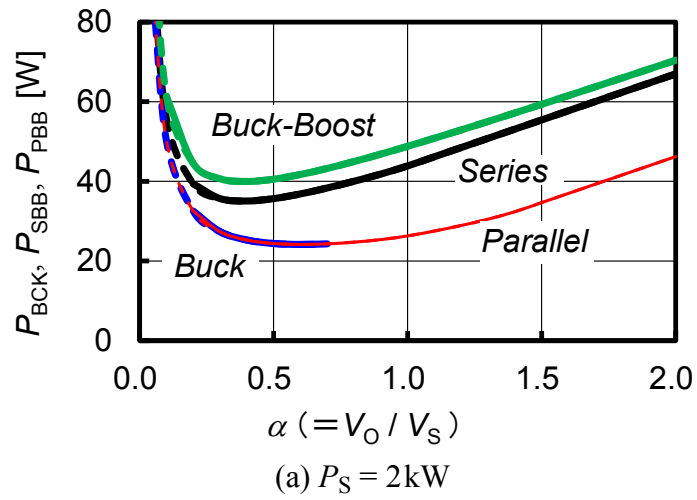


図 2-15 シミュレーション結果

Fig.2-15. Simulation results

(Switching power loss [W] in buck type P_{BCK} (blue), buck-boost type P_{BCK} (blue), series type P_{SBB} (black) and parallel type P_{PBB} (red)).

(1) **降圧形と直列形の比較** 図 2-15 に示すように、降圧形は直列形に比較してスイッチング損失が小さくなっている。これは、降圧形と直列形の直流インダクタ電流の平均値が $\alpha < \sqrt{2}/2$ の範囲において等しい(図 2-13 参照)ことから明らかなように、式(2-8)と式(2-14)の電圧の項の違いに起因する。具体的には、表 2-8 に示すように、降圧形は交流電源電圧の絶対値 v_B と直流出力電圧 V_O のどちらか大きい方 ($[v_B, V_O]_{MAX}$) に比例したスイッチング損失が発生するが、直列形は v_B と V_O の和 ($v_B + V_O$) に比例したスイッチング損失が発生するためである。

(2) **昇降圧形と直列形の比較** 図 2-15 に示すように、昇降圧形は直列形に比較してスイッチング損失が全ての条件で大きくなっている。これは、昇降圧形と直列形のスイッチング損失(式(2-10)と式(2-14))は等しいが、図 2-13 に示すように、直流インダクタ電流の平均値 I_L が昇降圧形の方が大きいためである。

(3) **降圧形と並列形の比較** 図 2-15 に示すように、降圧形と並列形は全ての範囲(降圧形の運転可能範囲は $\alpha < \sqrt{2}/2$) でスイッチング損失が等しくなっている。これは、降圧形と並列形の直流インダクタ電流の平均値が $\alpha < \sqrt{2}/2$ の範囲において等しく、スイッチング損失の式(2-8)と式(2-21)が等しいことから明らかである。具体的には、表 2-8 に示すように、降圧形、並列形共に交流電源電圧の絶対値 v_B と直流出力電圧 V_O のどちらか大きい方 ($[v_B, V_O]_{MAX}$) に比例したスイッチング損失が発生するためである。

(4) **直列形と並列形の比較** 図 2-15 に示すように、直列形は並列形に比較してスイッチング損失が全ての条件で大きい。これは、直列形と並列形の直流インダクタ電流の平均値が全ての範囲において等しいことから明らかなように、式(2-14)と式(2-21)の電圧の項の違いに起因する。具体的には、表 2-8 に示すように、直列形は v_B と V_O の和 ($v_B + V_O$) に比例したスイッチング損失が発生するが、並列形は交流電源電圧の絶対値 v_B と直流出力電圧 V_O のどちらか大きい方 ($[v_B, V_O]_{MAX}$) に比例したスイッチング損失が発生するためである。

<2.8> 各種整流器に適した用途の検討

各種整流器に適した用途について整理し表 2-10 に示す。降圧動作領域である昇降圧比 $\alpha \leq \sqrt{2}/2$ に特化した用途では、損失が少ない降圧形が適している。このため降圧形は、入力電圧が安定している商用電源からのバッテリー充電などに適している。昇降圧形、並列形、直列形は、昇圧動作が可能である。昇降圧機能を持つ回路の中で最もスイッチング損失が少ないのが並列形であり、次いで直列形、そして昇降圧形が最もスイッチング損失が大きい。並列形はスイッチング損失が小さいが、交流側と直流側の電位がスイッチングにより変動するため、放射ノイズ発生の可能性がある。一方直列形は、スイッチング損失では並列形にやや劣るものの、交流側と直流側の電位が共通である。

昇降圧形は、スイッチング損失に関しては最も大きく、また直流インダクタ電流も最も大きいため、導通損失でも不利と考えられ、加えて降圧動作、昇圧動作が可能な回路方式である直列形に対しての部品点数も同様であり、直列形に対してのメリットがない。しかし、本研究で採用した出力電圧脈動方式が最初に適用、提案されたのが昇降圧形であり [28]、その後直列形による出力脈動低減手法が提案されている [24]ため、双方を比較検討の対象とした。

これらを勘案すると、再生可能エネルギーを電源とする用途には、直列形もしくは並列形が適している。この知見を活かし、太陽電池応用システムに最適な DC-DC コンバータの主回路を第 3 章、第 4 章で検討する。

表 2-10 各種整流器に適した用途
Table 2-10 Suitable applications for each type of rectifier.

		降圧形	昇降圧形	直列形	並列形
スイッチング損失 (規格化)	2kW	0.60	1.00	0.88	0.60
	6kW	0.51	1.00	0.75	0.51
スイッチング損失発生項		v_B, v_O の大きい項	v_B, v_O 両方の項	v_B, v_O 両方の項	v_B, v_O の大きい項
直流インダクタ 電流直流分	降圧状態	I_O の項	I_S+I_O の項	I_O の項	I_O の項
	昇圧状態	-	I_S+I_O の項	I_S の項	I_S の項
降圧機能		あり	あり	あり	あり
昇圧機能		なし	あり	あり	あり
スイッチング素子数		スイッチ:2 ダイオード:3	スイッチ:2 ダイオード:2	スイッチ:2 ダイオード:2	スイッチ:3 ダイオード:3
出力電位変動		$\sqrt{2}V_S$	$\sqrt{2}V_S$	$\sqrt{2}V_S$	$2\sqrt{2}V_S+V_O$
適した用途		入力電圧が安定している、商用電源等からのバッテリー充電等	直列形に対して損失、素子数においてメリットなし	入力電圧が変動する、再生可能エネルギーによる発電からのバッテリー充電等	直列形と同様。メリット:よりSW損失少。デメリット:出力電位変動大⇒放射ノイズ発生の可能性。

<2.9> 第2章まとめ

第2章では、出力電圧脈動を低減した各種高力率整流器のスイッチング損失について検討を行った。成果を以下にまとめる。

・これまで筆者らが提案/検討してきた出力電圧脈動を低減した各種単相高力率整流器について、スイッチング損失の傾向を明らかにした。対象とした回路方式は、降圧形、昇降圧形、直列形、並列形の4種である。スイッチング損失の大きさは、入出力電圧比 α が等しい場合、降圧形=並列形<直列形<昇降圧形となる。

・各整流器の適した用途としては、降圧形は昇圧不要で高効率が必要な用途、例えば交流側の電圧が安定している商用電源からのバッテリー充電などに向いている。直列形および並列形は昇圧必要で高効率が必要な用途、例えば、入力電圧が変動する、再生可能エネルギーを電源としたアプリケーションに向いている。ただし、並列形は直列形よりスイッチング損失は少ないという特長を持つが、入出力のグラウンドレベルがスイッチングにより上下に変化し、出力電位の変動が大きいため、放射ノイズが大きくなる可能性がある。昇降圧形は直列形に対してのメリットがないため、直列形の採用が奨励される。

・以上より直列形は、入力電圧を昇圧降圧可能であること、スイッチング損失が比較的小さいこと、入出力の電位変動がなく放射ノイズの懸念が少ないことから、再生可能エネルギーを電源としたアプリケーションに最も適した主回路であると考えられる。

今後の課題としては、本解析手法の他回路方式への展開を想定した場合の各々の回路方式の電圧電流値を得るための回路方程式導出手順の確立および、現状で三菱電機製デバイスシミュレータに依存している、ある点におけるデバイスの損失値を関数に展開する手法の確立が挙げられる。

第3章 1セル太陽電池向け

低電圧入力高出力昇圧形 DC-DC コンバータの検討

<3.1> 太陽電池の広がりとウェアラブル太陽光発電システム

太陽光発電システムは世界的に広く利用されており、図 3-1 に示すように定置型、移動型に分けられる。定置型には住宅用やメガソーラーに代表される産業用など系統連系して逆潮流するシステムや、系統と接続するものの EV のバッテリーを充電するなどの自家消費システムがあり、また系統と接続しない自立型発電システムもある。移動型には電卓や時計など数 W 級の比較的小さい電力の電源や EV のルーフに施工するような数 kW 級の比較的大きな電力の電源システム、また携帯に便利なフレキシブル太陽電池を用いたチャージャータイプの物など、多岐にわたっている。

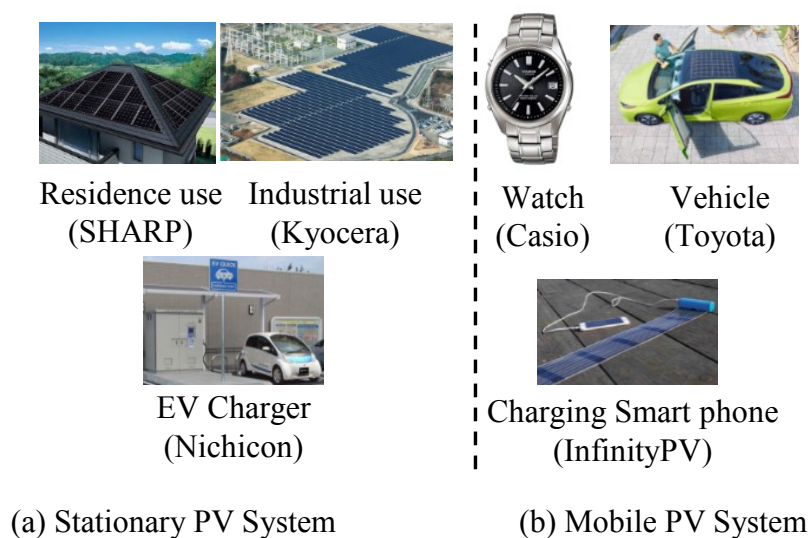


図 3-1 太陽電池システムの応用例

Fig. 3-1 Example Applications of PV System

近年、結晶性 Si ベースの太陽電池システムに加え、様々なタイプの太陽電池が実用化されており、薄膜太陽電池は低コストな太陽電池としての地位を築いている [29]。その中でもペロブスカイト太陽電池の効率は 25%以上に向上し [30]注目を集めている。このペロブスカイト太陽電池は、塗布型太陽電池と呼ばれ、製造工程が簡略化されるため、さらなる低コスト化が期待されている。塗布型太陽電池は、軽量、曲面への追従性、自由な形状、継ぎ目のない高意匠性などの特長を備える (図 3-2, 3-3 (b))。この太陽電池は衣服に成型できる可能性

があり、発電するウェアなどへの応用が期待される。発電するウェアのメリットの一つは、日射があれば場所を問わずスマートフォンに給電でき、場所と時間的制限を軽減できることがある。もう一つのメリットは、近年普及している空調機能付き衣料のファンやヒーターの電源とすることができ、アウトドアウェアや作業着に有効である。

薄膜太陽電池は、一般に製造時の素子分離工程により直列構造を形成し、出力電圧は数十ボルトとなる（図 3-3 (a)）。しかし衣料への適用を考慮すると曲面への追従性や自由形状が必要であり、この場合に従来の太陽電池のように直列に接続すると、影がかかったセルや自由形状セルの中の面積が最も小さいセルの電流によって電流が制限されるため、本来の性能を発揮できない場合がある（図 3-3 (a)）。この問題に対処するために、直列構造を持たない 1 セル太陽電



Charging a smartphone with a PV incorporated in a suit

図 3-2 塗布型太陽電池アプリケーションの概略図

Fig. 3-2 Schematic of painted PV application

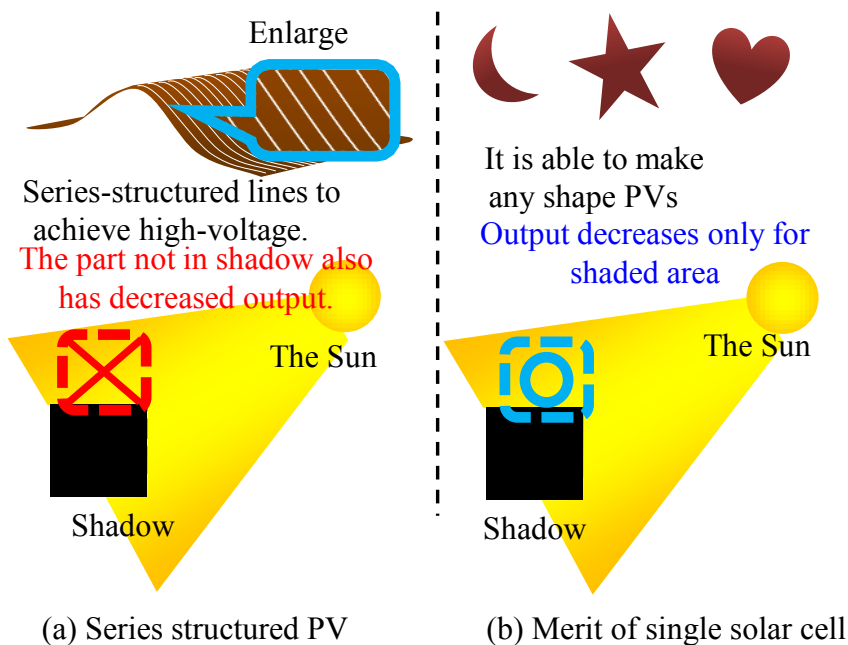


図 3-3 1 セル太陽電池のメリット

Fig. 3-3 Merit of single Solar Cell

池の低電圧を使いやすい電圧に昇圧できる DC-DC コンバータを提案する [4] (図 3-3 (b))。

1 セル太陽電池を駆動する回路には 2 つの課題がある。

第 1 の課題は 1 セル太陽電池が発電する 0.5V という低い電圧から回路を始動することである。従来、シリコンオンインシュレータ (SOI) プロセスを用いた低しきい値トランジスタを用いて回路動作を開始する方法が提案されている [31]。この方法は 0.3V から起動可能であるが、特別な半導体プロセスが必要である。大規模集積回路 (LSI) でレベルシフターを構築し、微弱電波から発振する方法 [32]や、超微細プロセスでチャージポンプを構築する方法 [33]も提案されているが、これらの方法は電力変換器の制御回路に十分な電圧と電流を供給することは不可能である。

第 2 の課題は、ウェアラブルデバイスに必要な電圧と電力を供給することである。スマートフォンなどの充電には、約 10 W の電源 (たとえば、5 V / 2A から 12V / 0.8 A) が望ましい (USB は約 5 V / 2 A)。ただし、1V 未満の低電圧からの昇圧回路は主にセンサーと低電力無線通信に使用され [34]、出力電力はマイクロワットオーダーである。一方、バッテリー充電用コンバータも提案されているが、商用電源を入力として使用するコンバータ [35]、[36]が主であり、また太陽電池を電源として使用するコンバータは、3-12 V の比較的高い入力電圧となっている [37]、[38]。文献[33]に 1 セル太陽電池バッテリー充電システムの一例が提案されており [39]、本研究に最も近い概念であるが、出力電力は 100mW 未満である。筆者が調査した限り、入力電圧 0.5 V 以下から出力電圧 12 V に昇圧し、10 W 程度の電力を出力する例はない。

本研究では、これら 2 つの課題を達成する低電圧起動回路と入出力絶縁タイプの昇圧形 DC-DC コンバータを採用した主回路を提案する。一般的な入手しやすい部品で構成されたリングクチョークコンバータ (RCC) 方式の低電圧起動回路は、1 セル太陽電池の低電圧で起動でき、主回路の制御電源に必要な電力を出力可能である。主回路は、1 セル太陽電池によって生成される電圧を 0.5V から 12V に昇圧し、最大 7W 以上の電力を供給可能である。

本研究では、1 セル太陽電池用の DC-DC コンバータに求められる実用性を以下のように考え、評価基準とする。

まず、低電圧起動回路について：

1. 制御回路の初期動作に十分な電力が得られること。
2. 広い温度範囲で起動可能なこと。

次に、主回路について：

1. ウェアラブル機器の動作に十分な電圧と電力を供給可能なこと。

2. バッテリーやキャパシタなどの充電用途を想定して、0V-12V の低出力電圧で動作可能であること。

3. 太陽電池の最大電力点追従 (MPPT) 動作が可能であること。

DC-DC コンバータのこれらの実用性について、実験データを使用して説明する。

第3章の構成は、第2節で回路全体の構成、低電圧起動回路の構成およびその動作、主回路の構成およびその動作について説明する。第3節では、高出力と高効率化の検討を行う。第4節では実験結果を示す。第5節では、提案 DC-DC コンバータの全体的な実用性について議論する。

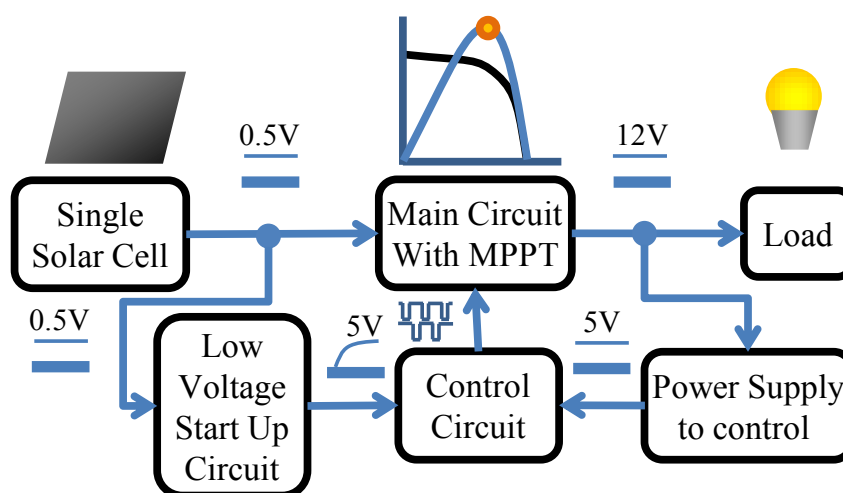


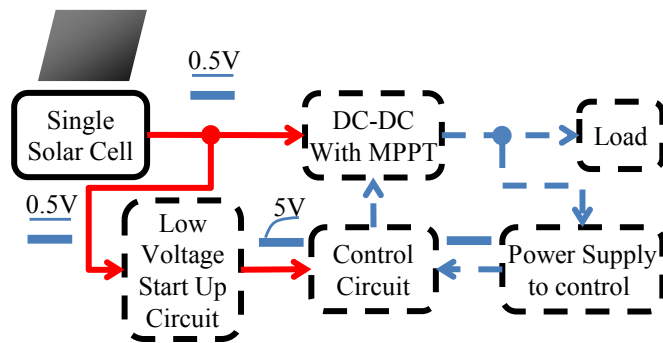
図 3-4 1 セル太陽電池システムのブロック図

Fig. 3-4 Block diagram of a single solar cell system

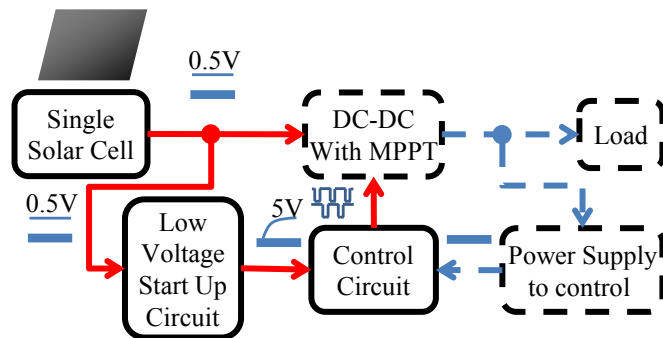
<3.2> 回路構成とその動作

<3.2.1> 回路構成

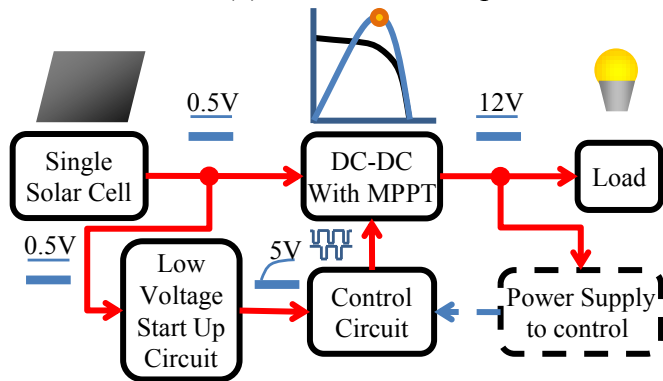
1セル太陽電池用の昇圧形 DC-DC コンバータシステムのブロック図を図 3-4 に示す。低電圧起動回路、制御回路、制御電源、および主回路で構成されている。動作フローの概要を図 3-5 に示す。低電圧起動回路は図 3-5(a)に示すように、1セル太陽電池の開放電圧によって起動し、制御回路に電力を供給する。次に同図(b), (c)に示すように、制御回路は主回路の半導体スイッチを ON/OFF し、主回路は1セル太陽電池の電圧を 0~12V に昇圧する。同図(d)に示すように昇圧された出力電圧は制御電源として使用され、動作が安定すると低電圧起動回路が切り離され、動作が MPPT 制御に移行する。次項では、低電圧起動回路と主回路について説明する。



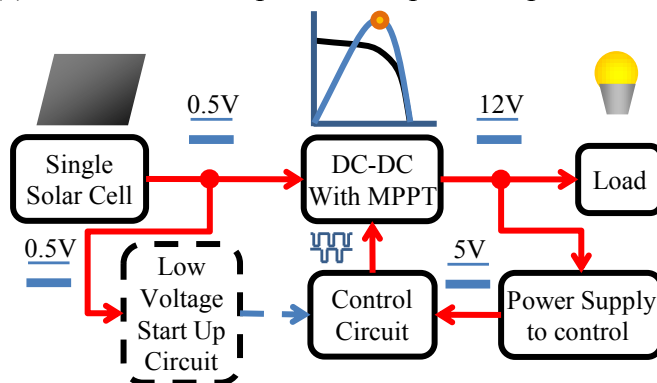
(a) Startup circuit operation



(b) Control circuit operation



(c) The main conv. operates and provides power to the load



(d) Power supply operates, and the startup circuit

図 3-5 1 セル太陽電池システムの動作手順

Fig. 3-5 Operation procedure of the single solar cell system

<3.2.2> 低電圧起動回路

0.5V 程度の 1 セル太陽電池の電圧を昇圧する場合、スイッチングデバイスを駆動するための電圧の確立が困難で問題である。この問題に対する 1 つの解は、SOI プロセスを使用してしきい値電圧 0.3V のチャージポンプ IC [40]を使用することである。これに対し本研究では一般的なトランジスタで開始できる自励フライバック、リングングチョックコンバータ(RCC)電源回路を提案する。

低電圧起動回路の回路図を図 3-6 に示す。回路はトランジスタ T を挟み、大きく 1 次側と 2 次側に分かれる。1 次側は 1 セル太陽電池による電源 V_{PV} 、起動用抵抗 R_S 、発振用トランジスタ Tr 、発振用キャパシタ C_F 、トランジスタ Tr のベース電位保護抵抗 R_F 、トランス Tr の 1 次巻線 L_S 、2 次巻線 L_F で構成される。2 次側はトランス Tr の 3 次巻線 L_O 、ダイオード D_O 、出力段の電圧を確保するためのキャパシタ C_O 、出力用 P チャネル MOS-FET のスイッチ SW_O 、負荷抵抗 R_L で構成され、 R_L は後段に接続される制御回路を想定している。

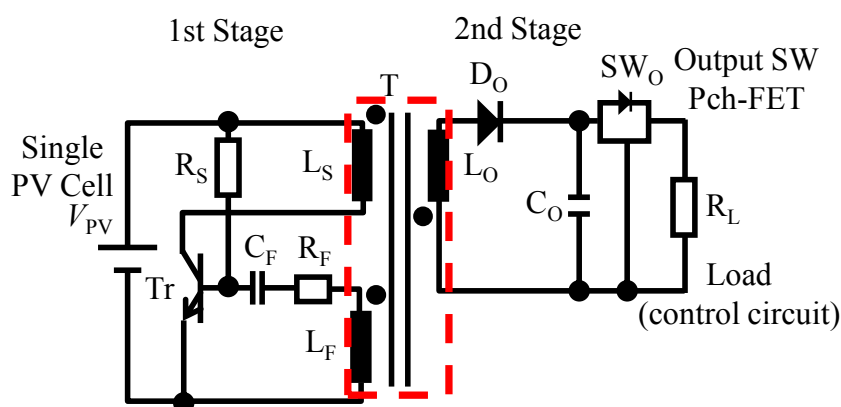


図 3-6 低電圧起動回路

Fig. 3-6 The low voltage startup circuit

動作モードを図 3-7 に示す。図 3-7(a)に示すように、太陽電池からの電流が抵抗 R_S を介してキャパシタ C_F を充電する。キャパシタ C_F が充電されると、トランジスタ Tr のベース電位 v_B がトランジスタ Tr のしきい値電圧 V_{TH} に近づき、トランジスタ Tr のコレクタ-エミッタ間抵抗 R_{CE} が徐々に減少する。変圧器の 1 次巻線 L_S の両端の電圧 V_{LS} は、太陽電池の電圧 V_{PV} に近づく。巻線 L_S に電圧を発生させると、2 次巻線 L_F に $L_S:L_F$ の巻線比に相当する電圧 V_{LF} が発生する (Mode Start Up)。

図 3-7(b)に示すように、2 次巻線電圧 V_{LF} がキャパシタ C_F の両端電圧 V_{CF} に加わり、トランジスタ Tr を ON する。1 次巻線電圧 V_{LS} は太陽電池電圧 V_{PV} に等しく、3 次巻線 L_O で電圧 V_{LO} が発生し、 L_O にエネルギーが蓄積される (Mode 1)。

次に図 3-7(c)に示すように、キャパシタ C_F の電荷が解放され、トランジスタ Tr のベース電位 v_B がトランジスタしきい値電圧 V_{TH} を下回ると、 Tr がオフにな

り、3次巻線 L_O から逆極性の電圧 V_{LO} が生成されて出力キャパシタ C_O が V_{CO} に充電される(Mode 2)。

その後、Mode Start Up → Mode 1 → Mode 2 の動作サイクルが繰り返される。

上記動作サイクルが繰り返されるうちに出力キャパシタ C_O が充電され、出力段の Pch-FET SW_O のゲート電位がソースに対してマイナス電位となりオンする。すると低電圧起動回路の出力電圧 V_O が制御回路に供給される(Mode Output)。

本方式では、トランジスタ Tr のしきい値電圧 V_{TH} よりも高い1セル太陽電池開放電圧 V_{PV-OC} を利用する。本回路に大電流を流すと太陽電池電圧 V_{PV} がトランジスタ Tr のしきい値電圧 V_{TH} よりも低くなるため、低電流を維持し太陽電池電圧 V_{PV} をトランジスタ Tr のしきい値電圧 V_{TH} より高い電圧に維持する必要がある。

実使用では、 -40°C から 80°C などの幅広い機器温度で起動する必要がある。一般に、太陽光発電の開放電圧とトランジスタのしきい値電圧も負の温度特性を持っている [41], [42]。1セル太陽電池電圧 V_{PV} が常にトランジスタ Tr のしきい値電圧 V_{TH} よりも高い場合、広い温度範囲で起動して動作することができる。

低電流を維持するために、抵抗 R_S の設定とトランス T の巻線 L_S および L_F の巻数は小さすぎないようにする必要がある。本研究では、これらのパラメータは $R_S = 470\ \Omega$, $L_S = 5$ ターン, および $L_F = 10$ ターンに設定している [43]。さらに、DC-DC コンバータの制御回路の最初の起動電流に耐えるために、出力段のキャパシタ C_O は十分に高い静電容量に設定する必要があり、本研究では $100\ \mu\text{F}$ に設定する。

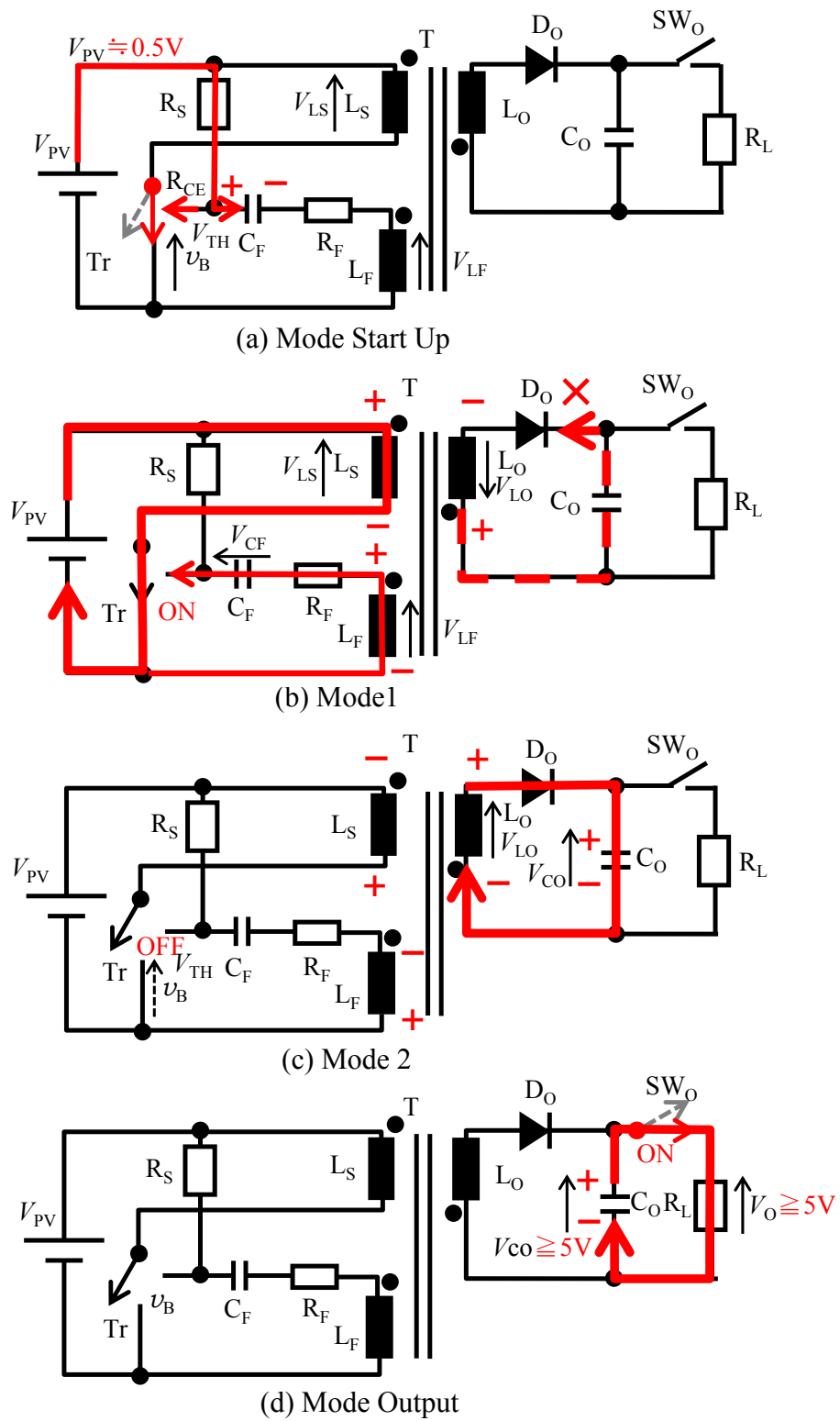


図 3-7 低電圧起動回路の動作モード

Fig.3-7 Operation Modes of the Low-Voltage Startup Circuit

<3.2.3> 主回路

本章で議論する 1セル太陽電池駆動に必要な DC-DC コンバータの主回路に求められる機能性能および対応手法を、図 3-8 に示す。

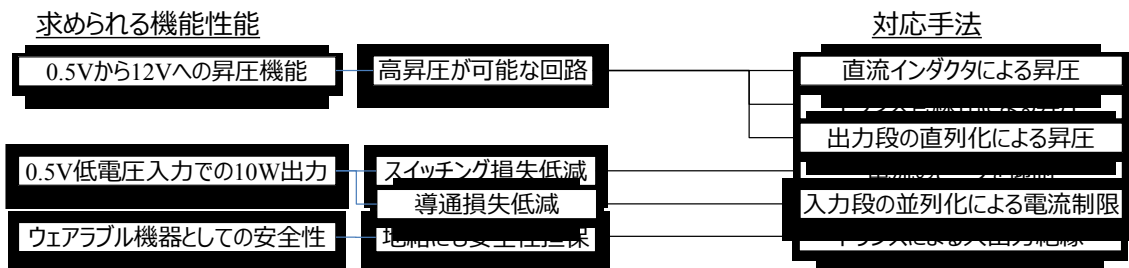


図 3-8 1セル太陽電池駆動のための主回路に求められる機能性能と対応手法
Fig. 3-8 The required function and performance on maincircuit

to operate suitably single solar cell and its counter methods.

第 2 章では、再生可能エネルギーを電源としたアプリケーションに最も適した主回路は、直列形であると整理した。そこでまず、直列形を本アプリケーションに適用することを検討する。図 3-9 に直列形 DC-DC コンバータの主回路を示す。

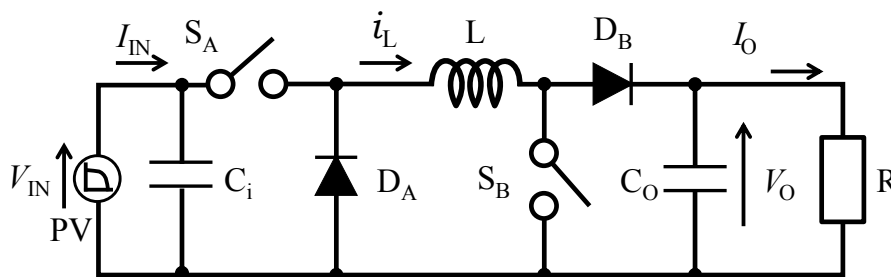


図 3-9 直列形 DC-DC コンバータの主回路

Fig. 3-9 The circuit diagram of series type DC-DC converttr.

図 3-8 より 0.5V から 12V への昇圧が求められるが、これには高昇圧が可能な主回路が求められる。これに対し直列形は昇圧機能を有し、入出力電圧比 α は $\alpha = 1/(1-Duty)$ となるため、3 倍の昇圧比であれば $Duty \doteq 0.67$ となり、良好な制御範囲で昇圧することが可能である。しかし、本システムで必要となる 24 倍の昇圧では $Duty \doteq 0.96$ となり、制御の分解能が取れない。このため、直列形をそのまま使用することはできず、高昇圧機能を付加する必要がある。

次に 0.5V の低電圧入力から 10W の出力を得ることが求められるが、これには入力段のスイッチング損失低減が重要になるため、昇圧を行う際に、スイッチング素子を通る電流のピークを低く抑える必要がある。これに対し直列形は、入力段で降圧するため、より低電圧大電流動作となり、スイッチング損失

の増加が懸念される。このため、入力段には昇圧機能を備え、かつ電流ピークを抑制する手法を付加する必要がある。

次に本システムはウェアラブル用途を想定しているため、地絡時の安全性担保のために入出力絶縁機能が求められるが、直列形は入出力非絶縁のため、絶縁機能の付加が必要になる。

また、第2章では単相交流の商用電源を用いているため、これを整流した直流入力には、商用周波の2倍の脈動が含まれ、これを出力に伝えないために直流インダクタにこの脈動を蓄える制御を行う必要があったが、本システムは1セル太陽電池を電源とするため、こういった脈動は無い。このため、直流インダクタ電流を還流させる機能は不要となる。

本システムに対して直列形で不足しているもしくは過剰な上記内容を踏まえ、適切な機能性能を持つ新しい主回路が必要であるため、これを検討する。

太陽電池セルや同システム向けのDC-DCコンバータにはさまざまな回路トポロジが提案されている。例えば、入出力電圧比の分類では、昇圧形ベースのもの [39]、昇降圧形ベースのもの [37]、降圧形ベースのもの [38]等があり、入出力の絶縁/非絶縁の分類では、非絶縁形 [37], [38], [39]や絶縁形 [44], [45]があり、動作電流の形式による分類では連続電流モード (CCM)、および不連続電流モード (DCM) [46]、また臨界電流モードも考えられる。

本研究に関連する高電圧ゲインDC-DCコンバータも多くのタイプが提案されているが、非絶縁高昇圧比DC-DCコンバータは、主にいくつかのタイプのトポロジ [47]に分類される。それは、インターリーブベースのコンバータ [48]、マルチレベルベースのコンバータ、カスケードベースのコンバータ、結合インダクターベースのコンバータ、ハイブリッドブーストフライバックコンバーター、スイッチトキャパシタベースのコンバータ、そしてスリーステートスイッチングセルコンバーター等である。

またコンバータ出力側に倍電圧回路を加えた場合、昇圧比を高くすることも可能である [49]。これらのコンバータは、高周波トランスを使用することにより入力と出力を分離し、より高い昇圧比を得ることが可能である [50]。トランスで絶縁された複数のコンバータを使用し、一次側を並列に接続し、二次側を直列に接続することによって電圧を上げる方法も提案されている [51]。

1セル太陽電池に必要な主回路の機能と性能について、以下で説明する。1セル太陽電池は約0.5Vの非常に低い電圧であるため、ウェアラブル機器を約10Wで充電するには、20Aの電流が必要である。したがって、主回路の入力抵抗を非常に低い値に設定する必要がある。しかし、調査の範囲では、1セル太陽電池の低い入力電圧によって引き起こされる入力抵抗の問題を指摘する報告は見受けられない。

入力抵抗を低く抑える方法としては、回路内の通過素子数を最小限に抑え、直列に1つのスイッチングデバイスのみを使用することが考えられる。また入力電流による損失を抑えるためには、低いピーク値、低いリップル、および連続電流モード (CCM) である事も重要である。これは損失が入力電流の2乗であるためである。

簡単で安定した制御のために、制御範囲を稼ぐ目的からパルス幅変調 (PWM) のデューティ比が低く、かつ昇圧比が高い回路トポロジが望まれる。サイズとコストを削減するため、グラウンドレベルが統一された回路方式が望ましい。

また、衣服への組込みを想定すると、安全性を考慮し入出力絶縁方式が望ましい。これは、太陽電池、回路、接続機器に地絡が発生した場合、発煙や発火、感電を考慮している。

太陽電池のサイズや数に応じて回路を拡張できることが望ましい。この機能は、入力側または出力側での並列化または直列化によって可能となる。入力側が並列化される場合、各スイッチングデバイスへの電流を $1/(\text{並列数})$ の割合で減らすことができる。出力側が直列化されている場合、出力電圧は直列数に比例して昇圧される。

主回路の要件と最も適した回路トポロジについて、基本回路方式の比較を表 3-1 に示し、主回路の基本トポロジとして絶縁昇圧形を選択する [52], [53]。

主回路の基本トポロジに採用した絶縁昇圧形 DC-DC コンバータの回路図を図 3-10 に示す。

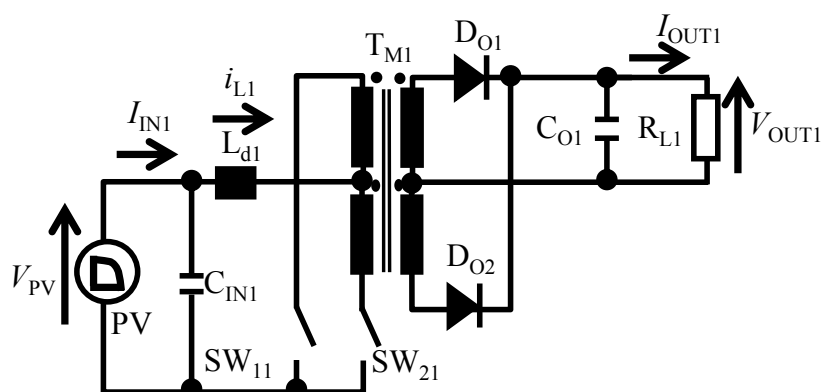


図 3-10 主回路の基本トポロジに採用した絶縁昇圧形 DC-DC コンバータ
Fig. 3-10 The isolated boost-type DC-DC converter that adopted

as a basic topology of main circuit.

入力高昇圧比動作にふさわしい DC-DC コンバータの基本回路方式の比較
 Basic DC-DC converter topologies suitable for low input voltage and high boost ratio operating

Point ◎: 5 ○: 3 △: 1 ×: 0	Non Insulated type				Insulated type			
	Boost	Buck	Buck Boost	Boost	Buck Boost (Typical Flyback)	Buck (Typical Push Pull)	Boost	Buck Boost (Typical Flyback)
Importance	10	9	8	7	6	5	4	3
Galvanic Insulated input to output	◎	◎	◎	◎	◎	◎	◎	◎
Low input series resistance	○	○	○	○	○	○	○	○
Boost ratio α ($\alpha = V_{out}/V_{in}$) (Winding ratio = $n2/n1$)	△	△	△	△	△	△	△	△
Continuity of input current	○	×	×	×	×	×	×	×
Expandability Input parallelizability Output serializability	×	×	×	×	×	×	×	×
Number of Switching devices	○	×	×	×	×	×	×	×
Same voltage level of SW (FET) source and control power supply	◎	×	×	×	×	◎	◎	◎
Total Judgment (Importance*point)	98	0	8	245 ✓	108	140		

本回路は、1セル太陽電池 PV, 入力コンデンサ C_{IN1} , 直流インダクタ L_{d1} , 半導体スイッチ SW_{11} , SW_{21} , 高周波トランス T_{M1} , 出力ダイオード D_{O1} , D_{O2} , 出力コンデンサ C_{O1} および負荷抵抗 R_{L1} で構成される。

直流インダクタ L_{d1} はトランス T_{M1} の1次側センタータップに接続され、入力電流の連続モード動作を行う。電流を連続で流す経路を確保するために、スイッチ SW_{11} と SW_{21} の両方が OFF になることはない。

トランス T_{M1} はセンタータップを用い SW_{11} と SW_{21} が交互に磁束の出し入れを行い磁束はゼロクロスを中心に行き来し、偏磁をしないため、リセット回路は不要である。

主回路の動作モードを図 3-11 に示す。

モード1の動作を図 3-11(a)に示す。 SW_{11} と SW_{21} の両方がオンである。入力電流 I_{IN1} は入力キャパシタ電流 i_{CIN1} と直流インダクタ電流 i_{L1} に分流し、 i_{L1} は直流インダクタ L_{d1} , トランス T_{M1} の1次側巻線 L_{11} , L_{21} に分流し半導体スイッチ SW_{11} , および SW_{21} をそれぞれ i_{SW11} , i_{SW21} として流れ、エネルギーは直流インダクタ L_{d1} に蓄積される。

モード2の動作を図 3-11(b)に示す。半導体スイッチ SW_{11} がオン、 SW_{21} がオフ、直流インダクタ電流 i_{L1} が直流インダクタ L_{d1} , トランス T_{M1} の1次側巻線 L_{11} , 半導体スイッチ SW_{11} を流れる。直流インダクタ電流 i_{L1} は減少し、直流インダクタ L_{d1} の両端に電圧 v_{L1} が発生し、太陽電池電圧 V_{PV} と足し合わせてトランス巻線比で昇圧され、2次側へ出力する。ここで直流インダクタ電流 i_{L1} と半導体スイッチ SW_{11} の電流 i_{SW11} は同じである。出力電流 I_{OUT1} はトランス T_{M1} の2次側巻線 L_{41} , ダイオード D_{O2} , 負荷 R_{L1} を流れる。

モード3の動作を図 3-11(c)に示す。半導体スイッチ SW_{21} がオン、 SW_{11} がオフ、直流インダクタ電流 i_{L1} が直流インダクタ L_{d1} , トランス T_{M1} の1次側巻線 L_{21} , 半導体スイッチ SW_{21} を流れる。直流インダクタ電流 i_{L1} は減少し、直流インダクタ L_{d1} の両端に電圧 v_{L1} が発生し、太陽電池電圧 V_{PV} と足し合わせてトランス巻線比で昇圧され、2次側へ出力する。ここで直流インダクタ電流 i_{L1} と半導体スイッチ SW_{21} の電流 i_{SW21} は同じである。出力電流 I_{OUT1} はトランス T_{M1} の2次側巻線 L_{31} , ダイオード D_{O1} , 負荷 R_{L1} を流れる。

モード4の動作を図 3-11(d)に示す。半導体スイッチ SW_{11} と SW_{21} の両方がオフのモードである。ただし本研究では、モード4は使用しない。直流インダクタ電流 i_{L1} の電流経路を確保するため、スイッチ SW_{11} と SW_{21} の両方がオフになるタイミングはない。したがって、スイッチングタイミングを $0.5 < Duty < 1$ の範囲で制御する必要がある。

以上より、主回路の動作モード遷移は Mode1→Mode2→Mode1→Mode3 となり、Mode1 へ戻るサイクルとなる。

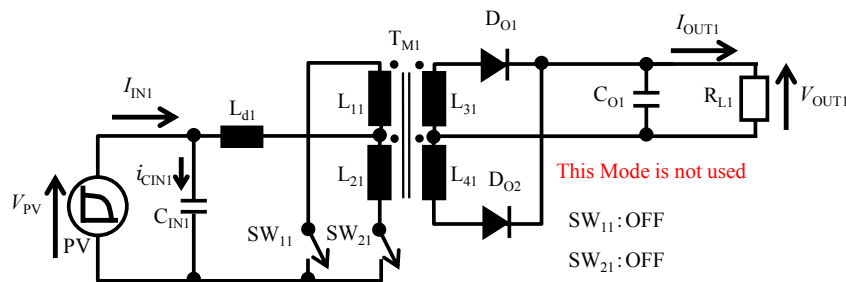
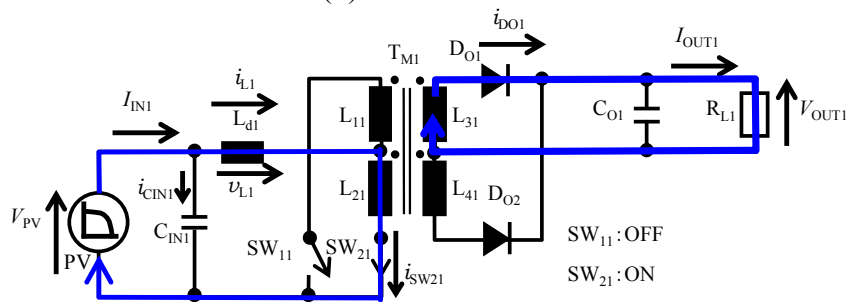
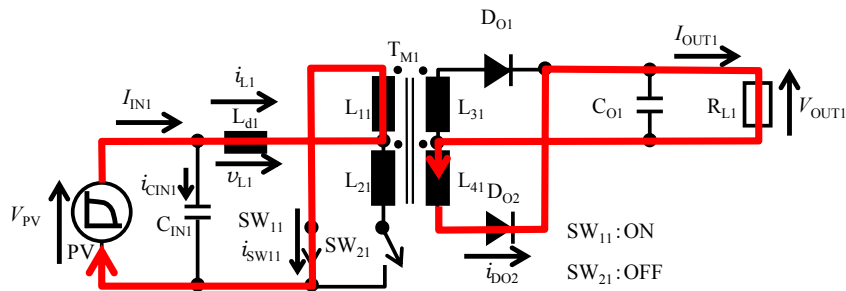
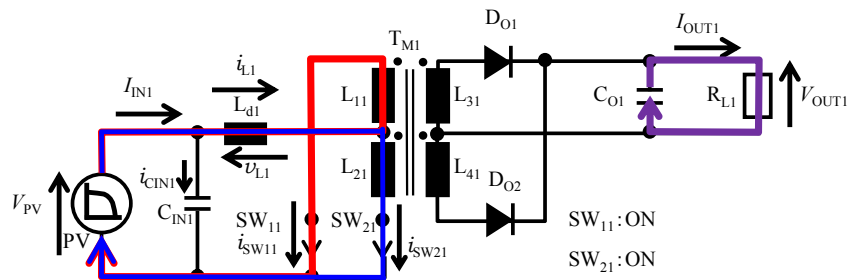


図 3-11 主回路の動作モード分け
Fig. 3-11 Operation modes of the main circuit

<3.2.4> 入力抵抗のモデリング

0.5V 程度の低電圧入力で 10W 程度の電力を入力するためには、入力段の抵抗を低減する必要がある。この入力抵抗の検討を行うために、主回路入力抵抗のモデリングを行う。主回路の入力抵抗のモデルを図 3-12 に示す。

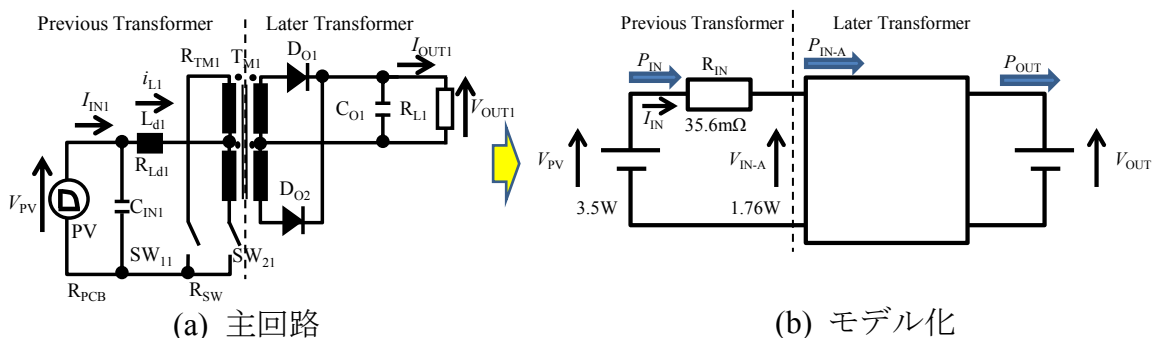


図 3-12 主回路の入力抵抗モデル

Fig. 3-12 Input model of main circuit

入力抵抗 R_{IN} は、各部品やプリント基板の配線の等価直列抵抗として定義する。直流インダクタ R_{Ld1} 、トランス R_{TM1} 一次側巻線、半導体スイッチ R_{SW} 、およびプリント基板 (PCB) R_{PCB} の配線より式(3-1)となる。

$$R_{IN} = R_{Ld1} + R_{TM1} + R_{SW} + R_{PCB} \dots \dots \dots (3-1)$$

入力電圧 V_{PV} が低電圧の主回路では、入力段に大電流 I_{IN} が流れるため、入力抵抗 R_{IN} による損失が大きくなる。実際的主回路に入力できる電力 P_{IN-A} は式(3-2)で与えられる。

$$P_{IN-A} = -R_{IN} \cdot I_{IN}^2 + V_{PV} \cdot I_{IN} \dots \dots \dots (3-2)$$

一例として、回路の入力電力 P_{IN} が 3.5 W, 入力抵抗 $R_{IN} = 35.6m\Omega$ の場合、主回路中のトランスへの最大実入力電力 $P_{IN-AMAX} = 1.76 W$ であり、式 (3-3) で示される。

$$P_{IN-AMAX} = \frac{V_{PV}^2}{4 \cdot R_{IN}} \dots \dots \dots (3-3)$$

入力電流 I_{IN} と実際の入力電力 P_{IN-A} の関係を図 3-13 に示す。

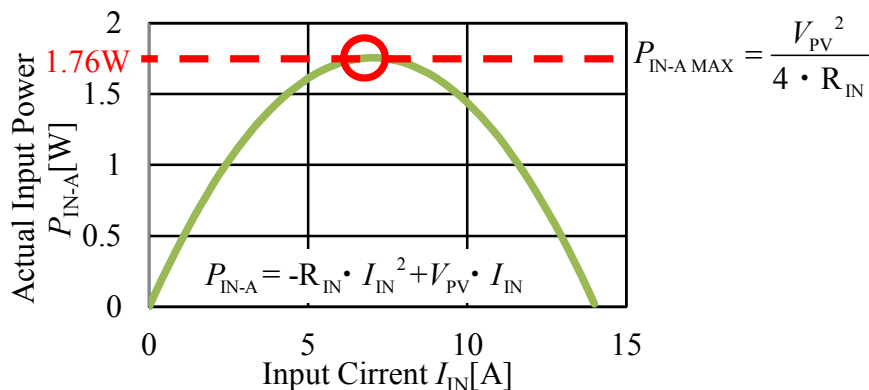


図 3-13 入力電流と実入力電力の関係

Fig. 3-13 Relationship between input current and actual input power

<3.3> 大電力化および高効率化の検討

<3.3.1> 主回路の抵抗低減

高い入力電力と高効率化のためには、入力抵抗 R_{IN} の低減が重要である。図 3-14 に示すように、予備実験でスイッチングデバイスとトランスが全損失の 60% 以上を占めることを確認している。このため、これらスイッチングデバイスやトランスの損失を減らすことが重要である。

入力抵抗 R_{IN} の低減方法には 2 つの方向性があり、1 つはスイッチングデバイス、トランス、直流インダクタなどの回路要素自体の抵抗を減らすことである。もう 1 つは要素を変更せずに回路を多重並列化することである [4]。デバイス自体の低抵抗化は各部品ごとに技術が必要になり、回路主体の本研究の範囲を超えるため、本研究では多重並列化を検討する。入力抵抗 R_{IN} をパラメータとした場合本研究では回路方式した場合の実際の入力電力 P_{IN-A} と入力段の効率 η の関

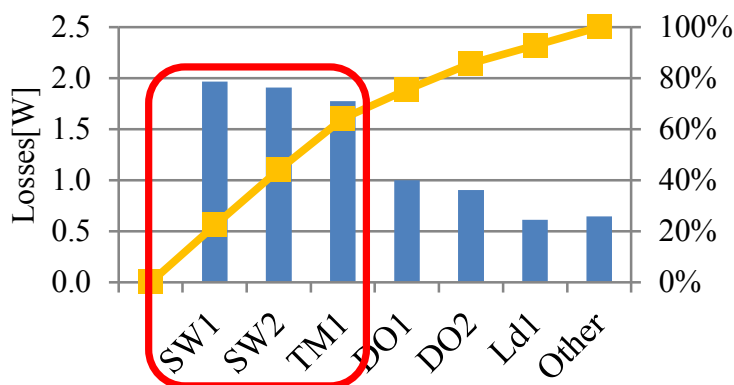


図 3-14 主回路各部の損失

Fig. 3-14 Losses on each part of main circuit

係を式 (3-4) に示す。

$$\eta = 1 - \frac{R_{IN}}{V_{PV}} I_{IN}$$

$$I_{IN} = \frac{\frac{V_{PV}}{R_{IN}} \pm \sqrt{\left(\frac{V_{PV}}{R_{IN}}\right)^2 - \frac{4 \cdot P_{IN-A}}{R_{IN}}}}{2} \dots \dots \dots (3-4)$$

<3.3.2> 主回路の並列化

主回路のトランス一次側を並列化することで入力抵抗 R_{IN} を低減し、トランス二次側を直列化することで高昇圧比を実現する。「m」並列入力と「n」直列出力タイプの主回路を図 3-15 に示す。

1つの主回路の入力抵抗を R_{IN1} とし、一次側の並列数は m とする。実際に入力可能な入力電力 $P_{IN-AMAX}$ を式 (3-5) に示す。

$$P_{IN-A MAX} = \frac{V_{PV}^2}{4 \cdot R_{IN}} = \frac{V_{PV}^2 \cdot m}{4 \cdot R_{IN1}} \dots \dots \dots (3-5)$$

$$R_{IN} = \frac{R_{IN1}}{m}$$

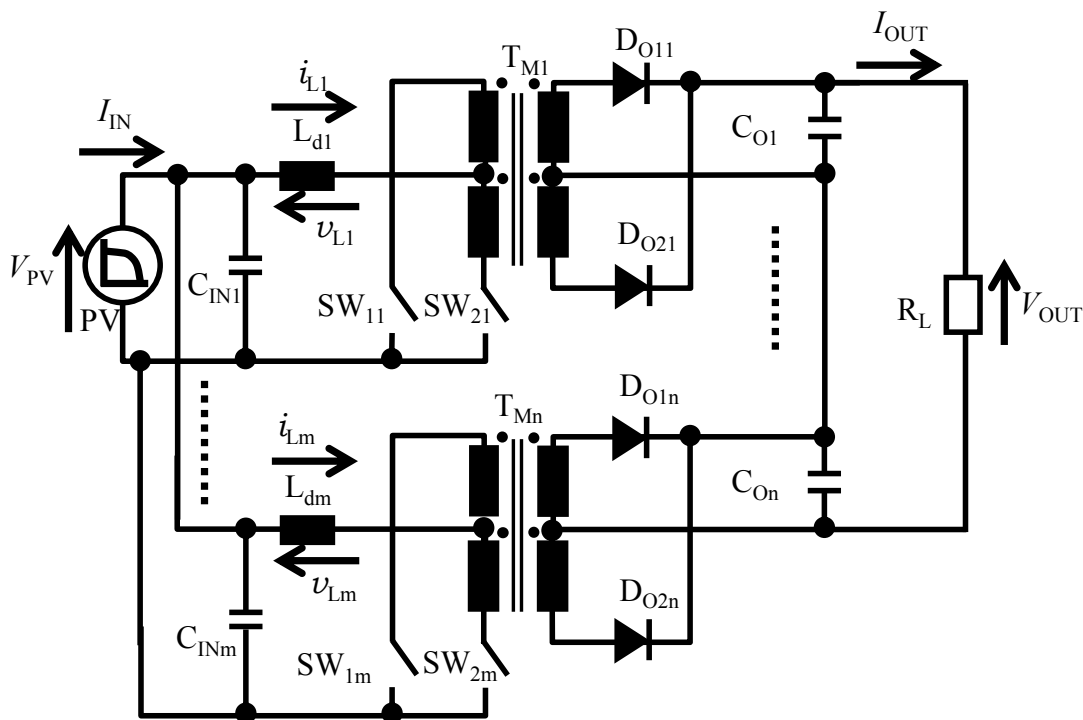


図 3-15 提案する昇圧形 DC-DC コンバータの主回路
Fig. 3-15 A proposed circuit of the boost-type DC-DC converter

ここで、式 (3-5) の 2 行目を式 (3-4) に代入することにより、主回路の一次側を並列したときの実際の入力電力と、入力段の効率 η との関係式(3-6)が得られる。

$$\eta = 1 - \frac{m}{V_{PV} \cdot R_{IN1}} I_{IN} \dots \dots \dots (3-6)$$

この設定においての実際の入力電力 P_{IN-A} と入力段の効率 η のグラフを図 3-16 に示す。主回路の一次側を 6 並列以上とした場合、入力電力 10W 以上を得られることがわかる。このときの効率は約 60% である。さらに電力を増加させていくと、効率が下がっていき、電力のピークでは効率が 50% となるが、これは、コンバータ入力段の抵抗と、負荷抵抗とが同じとなり、入力段の電圧降下と負荷電圧が 1:1 で分圧されている状態である。したがって、電源電圧と入力段の抵抗が既知であれば、最大入力電力の値も計算可能である。ピークを越えて負荷を重くしていくと、入力段の電圧降下が大きくなり、負荷に供給される電圧が低下し、最終的には負荷電圧は 0V になり、電力も 0W になる。このため、効率が 50% を切る範囲は使用しない。

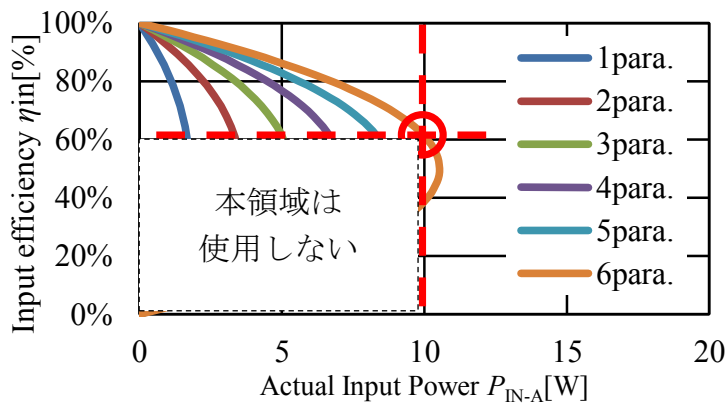


図 3-16 実入力電力と入力段効率の関係

Fig. 3-16 Relation between actual input power and input efficiency

<3.3.3> スイッチング周波数と直流インダクタ設定

各素子における損失とその割合は、図 3-14 より半導体スイッチの損失が最も大きくなっている。これは主に、1 セル太陽電池の低電圧に伴う高電流入力による導通損失によるものである。ただし、図 3-17 からわかるように、スイッチのターンオフ時のリングング電圧と電流は大きく、スイッチング損失も大きいと考えられる。

このため本研究では、スイッチング周波数をできるだけ低く設定することでスイッチング損失を低減する。

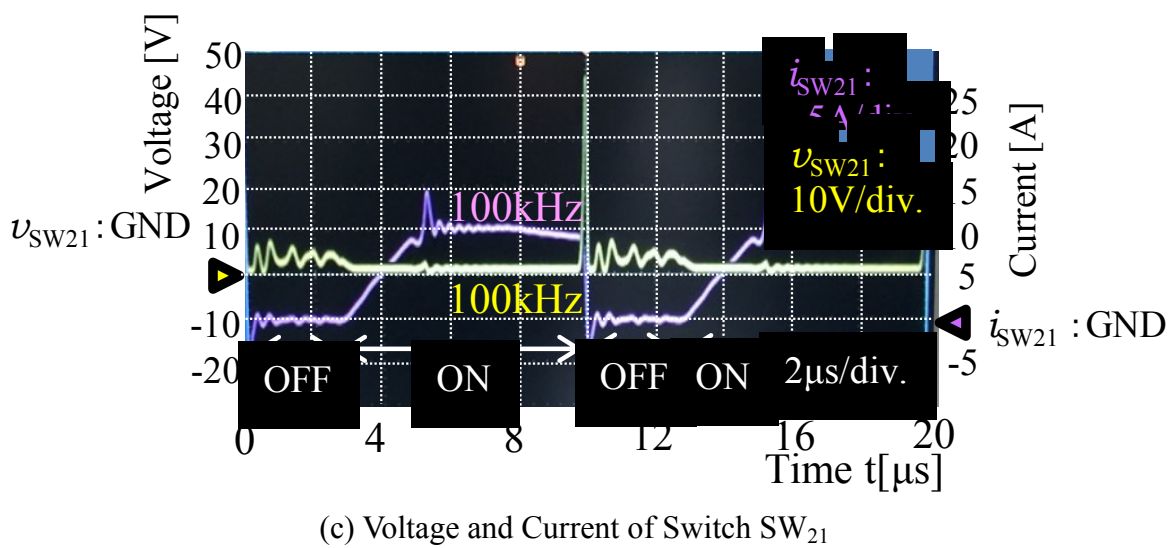
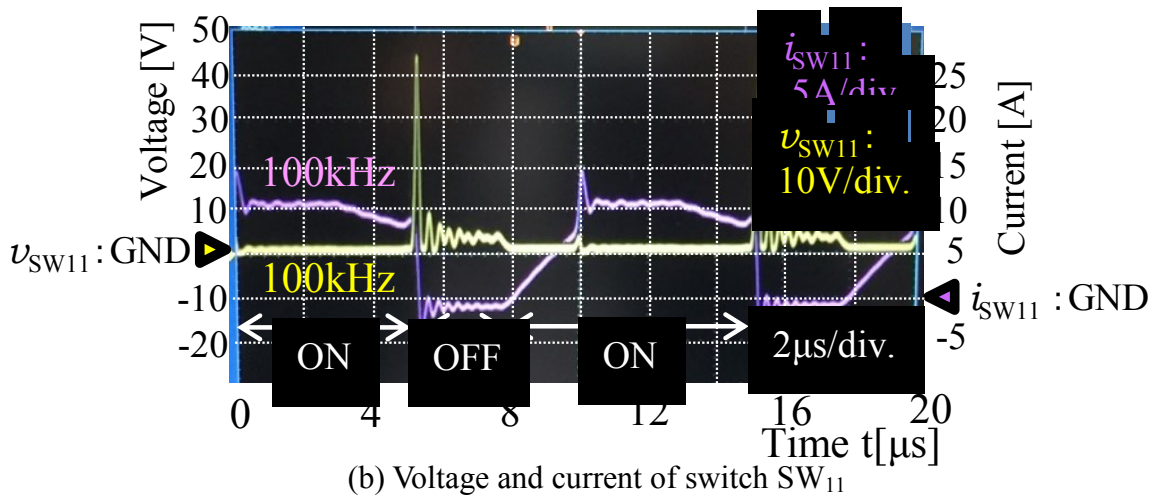
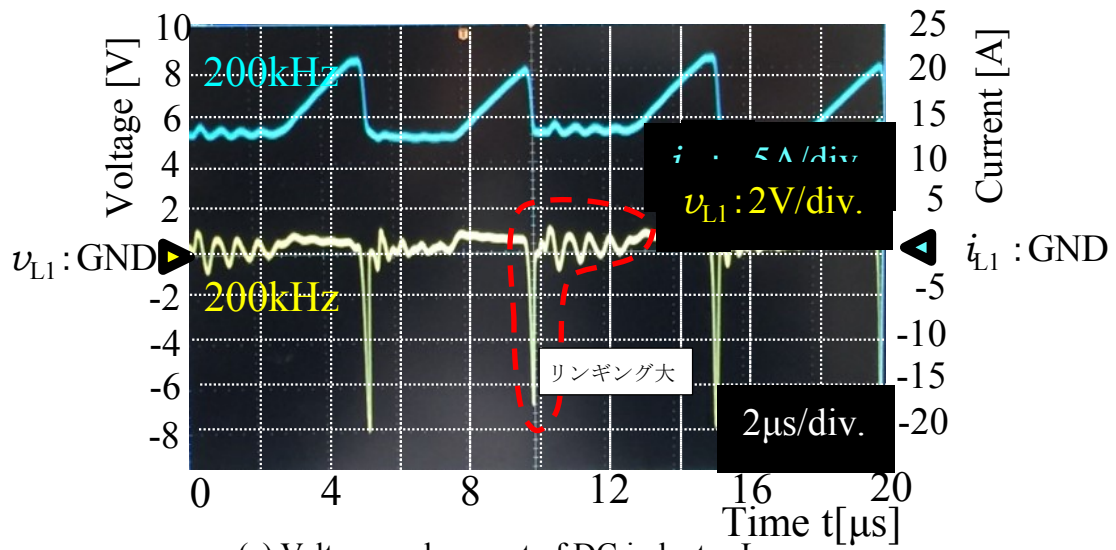


図 3-17 直流インダクタとスイッチに関する電圧電流波形
 Fig. 3-17 Waveform of the voltage and current on DC inductor and switches

スイッチング周波数 f_{sw} を下げた場合にも主回路入力段の直流インダクタ電流 i_{L1} のピーク値を大きくしないために、直流インダクタのインダクタンスを大きくとる。直流インダクタ電流 i_{L1} の平均値とピーク値を一定に保つには、スイッチング周波数 f_{sw} と直流インダクタ L_{d1} のインダクタンス値の積が一定であればよい。この関係を式(3-6)に示す。

$$f_{sw} \times L_{d1} = \text{constant} \quad \dots \dots \dots (3-6)$$

また、スイッチング周波数 f_{sw} を100kHzと10kHzの2パターンにおいて、インダクタンス値 L_{d1} が式(3-6)を満たすように設定した場合のモデル波形を図3-18に示す。

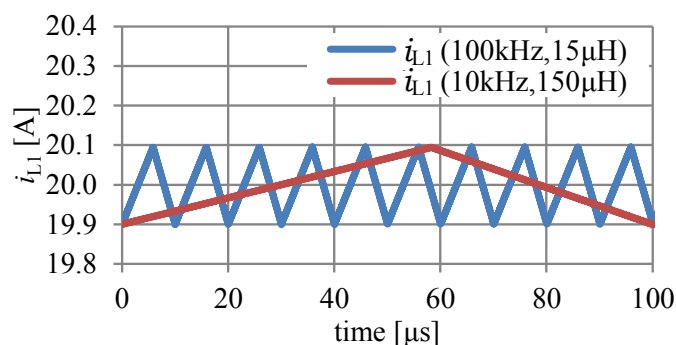
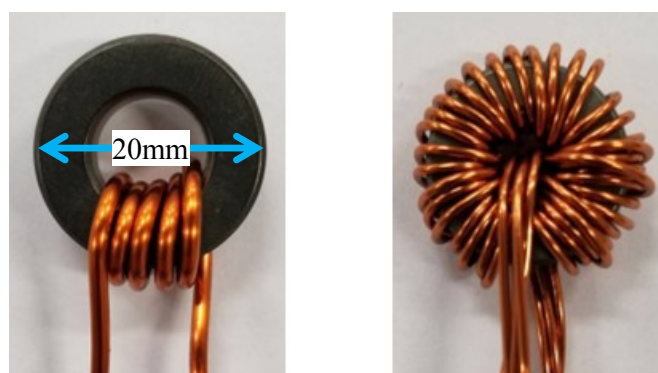


図 3-18 直流インダクタ電流 i_{L1} の平均値とピーク値を保ったモデル波形
 Fig. 3-18 Model waveform of DC inductor current i_{L1} that kept average and peak value

式(3-7)に示すように、直流インダクタ L_{d1} のサイズは最大蓄積エネルギー W によって決まる。

$$W = 1/2 L_{d1} i_{L1}^2 \quad \dots \dots \dots (3-7)$$

最大蓄積エネルギーは、同じ電流値の場合、インダクタンスに比例する。試作した15μHと150μHの2つのインダクタは両方に同じコアを採用しており、15μHのインダクタにはφ2の巻線1本を3ターンとし、150μHのインダクタにはφ1の巻線4本を10ターンして並列している。本設定では150μHインダクタは15μHインダクタの10倍のエネルギーを蓄積するが、150μHインダクタには磁束密度が飽和するまで余裕がある。図3-19にインダクタの写真を示す。コアは共通であるため、インダクタのサイズも保たれている。



(a) 15 μH

(b) 150 μH

図 3-19 直流インダクタンスの写真

Fig. 3-19 Photographs of DC inductors

<3.4> 実機動作による性能検証

<3.4.1> 対象の太陽電池と負荷

本研究で対象とする太陽電池は、ウェアラブルデバイスへの適用を想定している。面積を $100,000\text{mm}^2$ (一辺約 316mm) の正方形、光電変換効率を 10% とすると、日射強度 $1\text{kW}/\text{m}^2$ の場合、太陽電池出力 $P_{\text{PV}} = 10\text{W}$ となる。太陽電池モデルにおける最大電力点の電圧 $V_{\text{PV}} = 0.54\text{V}$ 、電流 $I_{\text{PV}} = 18.6\text{A}$ となる。図 3-20 に想定太陽電池の P-V 曲線と I-V 曲線を示す。電流は主に日射強度によって変化し、電圧は主に温度によって変化する。想定する負荷は、 12V 系のバッテリーまたはキャパシタであるとする。このような状況下で電氣的性能を安定して測定するために、1セル太陽電池を想定し、直流安定化電源を使用した。

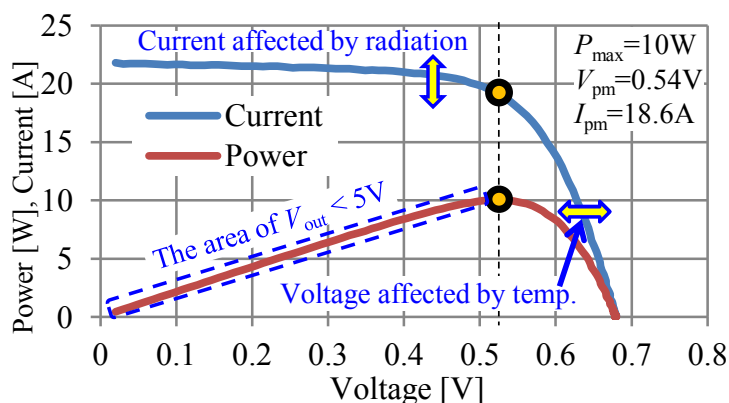


図 3-20 対象とする太陽電池セルの特性

Fig. 3-20 Characteristics of target solar cell

<3.4.2> 低電圧起動回路

図 3-6 に示した低電圧起動回路の動作確認を行う。試作した低電圧起動回路の回路定数を表 3-2 に示す。

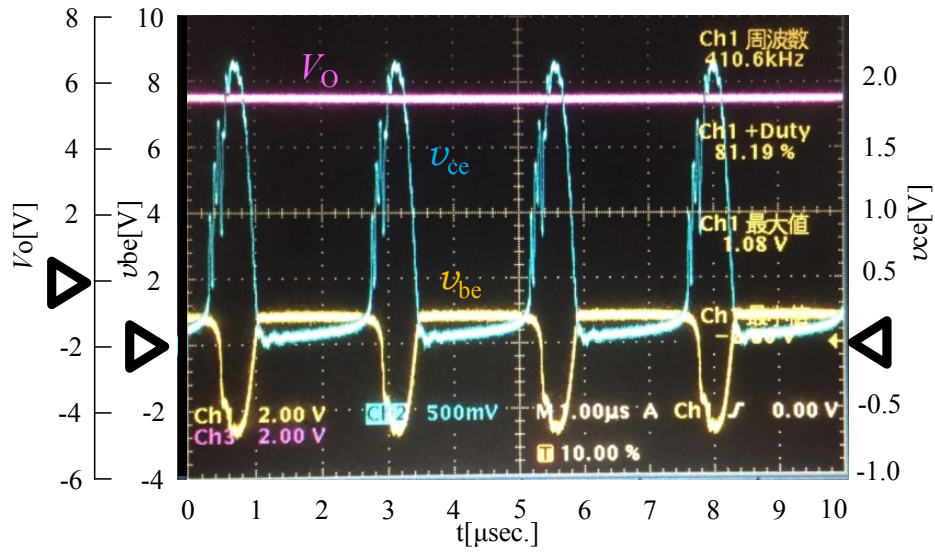
表 3-2 低電圧起動回路の回路設定

Fig. 3-2 Circuit configuration of the low-voltage startup circuit

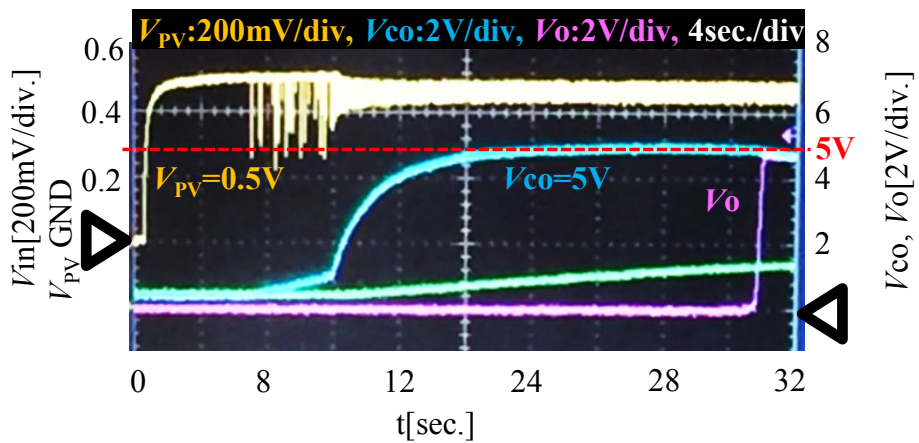
Parts	Specifications
Tr	2n4923
R _S	470Ω
C _F	5μF
R _F	10Ω
L _S	5Turn
L _F	10Turn
L _O	30Turn
C _O	100μF
D _O	D1FH3
SW _O	REP15P05

低電圧起動回路の実験による各部波形を図 3-21 に示す。図 3-21 (a) は、トランジスタのベース-エミッタ間電圧 v_{be} 、コレクタ-エミッタ間電圧 v_{ce} の波形である。410 kHz, デューティサイクル=81%で発振しており、出力電圧 V_{CO} は 5V 以上が得られている。

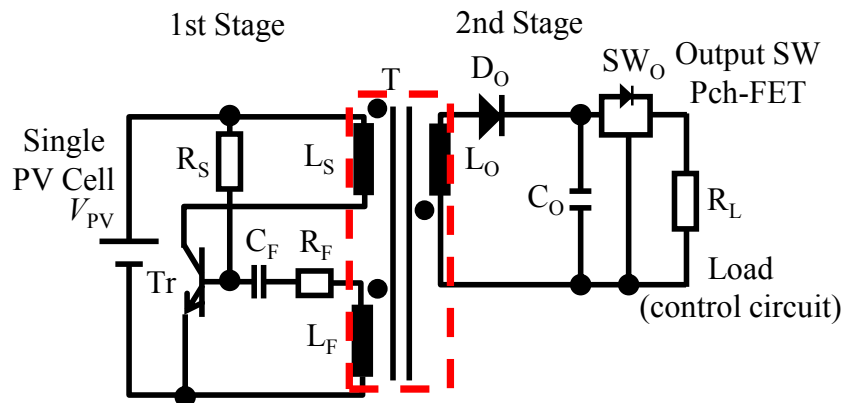
次に図 3-21 (b) に出力 Pch FET SW_O 前後の電圧波形を示す。Pch FET 出力前のキャパシタ電圧 V_{CO} は、回路の起動時から増加し始め、FET がオンになるしきい値の 5V に達するまで徐々に増加している。その後、 V_{CO} が 5V に達すると FET がオンになり、出力電圧 V_O が出力される。これにより、後続段に接続された制御回路の突入電流による起動不良を抑えることができる。



(a) Output voltage v_{CO} and transistor voltage v_{be} , v_{ce}



(b) Operation of the output P-ch FET SW



(c) The low voltage start up circuit

図 3-21 低電圧起動回路の波形

Fig. 3-21 Waveforms of low-voltage startup circuit

低電圧起動回路の静的特性を図 3-22 に示す。出力電圧は、出力電力が 0~12 mW を超えるまで 5V に維持され、そこから出力電力が増加すると、出力電圧が 5V から徐々に減少する。したがって、低電圧起動回路は最大 12mW の負荷に電力を供給可能である。

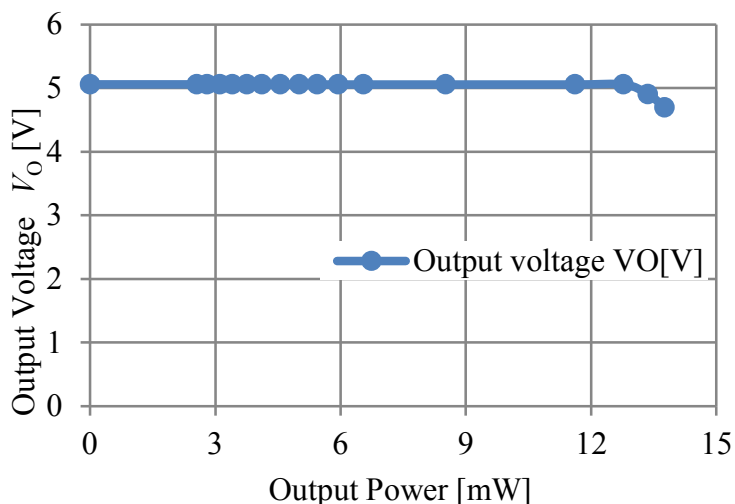


図 3-22 低電圧起動回路の静特性

Fig. 3-22 Static characteristic of low-voltage startup circuit

低電圧起動回路に関する実用性の第 1 の基準は、制御回路を起動するのに十分な電力が得られることである。

必要な電力は、制御器(マイコン)とゲートドライバの消費電力に基づいて定義する。マイコン(ルネサス RX220 シリーズ)の消費電力は $5V \times 2mA = 10 \text{ mW}$, FET (ON Semiconductor NVMFS5C404N)、ゲート駆動電力は $f_{sw} = 10kHz$ で $2mW / FET$ である。制御回路の総消費電力は $10mW + 2mW \times 2 = 14mW$ である。

低電圧起動回路の電力供給能力は 12mW のため、制御回路の消費電力に対して 2 mW 不足であるため、不足分の電力は出力キャパシタ C_O によって供給される。この時、出力電圧 V_O は徐々に低下するため、電力供給可能時間が限られる。電力供給可能時間は、出力キャパシタ C_O の容量によって決定される。

出力キャパシタ C_O の容量を $100 \mu F$ および $1000 \mu F$ とした場合の低電圧起動回路のシミュレーションによる出力電圧 V_O の波形を図 3-23 に示す。

制御回路および主回路が 0.1 秒以内に起動が可能なのは $100 \mu F$ で十分である。また、主回路の起動に 1 秒かかる場合は、 $1000 \mu F$ あればよい。本研究では $C_O = 100 \mu F$ に設定している、

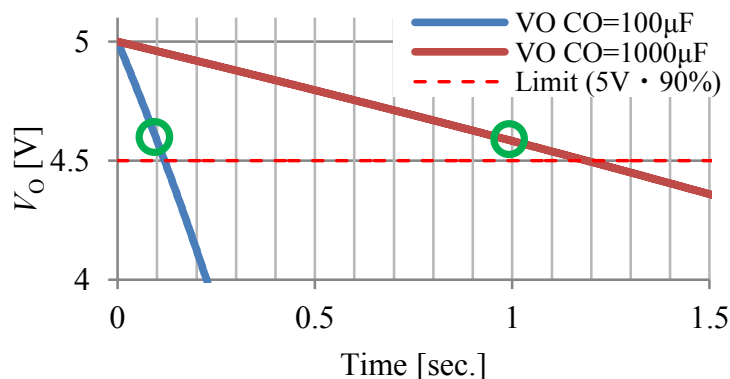


図 3-23 低電圧起動回路の出力キャパシタと電圧の関係 (シミュレーション)

Fig. 3-23 Output capacitor and output voltage of startup circuit by simulation

低電圧起動回路の実用性要件の第2の基準は、広い温度範囲での起動である。低電圧起動回路の起動可能電圧の温度特性について述べる。太陽電池の温度は、気温や日射、風などの環境によって変化し、また環境は日の出前の冬の氷点下から暑い夏の高温まで大きく変化するため、太陽電池の温度は図 3-24 に示すように、およそ -40°C から 80°C の範囲で変化する。

低電圧起動回路の起動に必要な入力電圧は、 -40°C で約 0.65V と最も高くなるが、太陽電池の出力電圧も最大となり $500\text{W}/\text{m}^2$ の日射で 0.73V であるため、起動が可能である。

逆に高温時の 80°C においては、起動に必要な電圧は 0.42V と低くなっているが、太陽電池の出力電圧も低下するため注意が必要である、同図によると、 $500\text{W}/\text{m}^2$ の日射における太陽電池の開放電圧は 0.44V と、起動に必要な電圧の 0.42V を上回っているため起動が可能である。

提案する低電圧起動回路と1セル太陽電池の組み合わせで -40°C から 80°C の全範囲で起動が可能であり、実用的な性能を実現している。

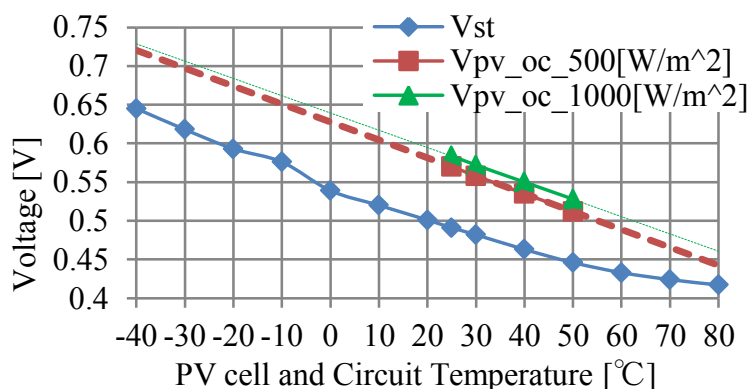


図 3-24 低電圧起動回路の温度特性

Fig. 3-24 Temperature characteristics of low voltage start up circuit

<3.4.3> 主回路の動作と設定

主回路の動作を確認するために、3つの回路設定で実験を行う。各パラメータを表 3-3 に示す。

表 3-3 低電圧起動回路の回路設定

Fig. 3-3 Circuit configuration of the low-voltage startup circuit

Circuit Configurations		Circuit Setting No.		
		1	2	3
Circuit		1	4	4
Parallel, Series No.				
DC Inductor L_{dm}	Core:TDK PC40 Ni-Zn	15 μH	15 μH	150 μH
f_{sw}		100k Hz	100k Hz	10k Hz
C_{INm}, C_{On}	Electrolytic cap.	100 μF		
Transformer T_{Mn}	Core TDK PC40 Ni-Zn	winding ratio 1:10		
Switch SW_{1m}, SW_{2m}	ON Semi. NVMFS5C404N	RDS(ON) $\leq 0.7\text{m}\Omega$		
Diode D_{O1n}, D_{O2n}	Sanken FMEN-2208	VF=0.55V		
Components		Specifications		
Simulated PV DC Source	Kikusui PWR400L	V_{in} :0~80V, I_{in} :0~25A,		
Simulated R_L Electronic Load	Kikusui PLZ164WA	V_{out} :0~150V I_{out} :0~33A		

まず、 $V_{PV} = 1.5\text{ V}$ 、 $V_{OUT} = 12\text{ V}$ 、 $P_{OUT} = 10\text{ W}$ での回路設定 1 (1 並列, $L_d = 15\ \mu\text{H}$, $f_{sw} = 100\text{ kHz}$, 波形は図 3-17 参照) は、直流インダクタ電圧 v_{L1} と電流 i_{L1} を示している。図 3-17 (b) は、スイッチ SW_{11} のドレイン-ソース間電圧 v_{sw11} と電流 i_{sw11} を示している。スイッチの電圧と電流は 100 kHz のリップルであるが、直流インダクタ電圧 v_{L1} と電流 i_{L1} は 200 kHz のリップルであり、スイッチ 11 と 21 の電流が合計されている。また、半導体スイッチが OFF になった瞬間、スイッチと DC インダクタの両方に大きなサージ電圧が発生し、DC インダクタ電流が急激に低下する。その後、電圧 v_{sw11} と電流 i_{sw11} は一定値に収束する。

次に、回路設定 2 (4 並列、 $L_d=15\mu\text{H}$ 、 $f_{\text{SW}}=100\text{kHz}$) で $V_{\text{PV}}=0.5\text{V}$ および $V_{\text{OUT}}=12\text{V}$ に固定したときの動作確認を行う。図 3-25 に示すように、4 つの並列回路の制御位相は 45° シフトしている。

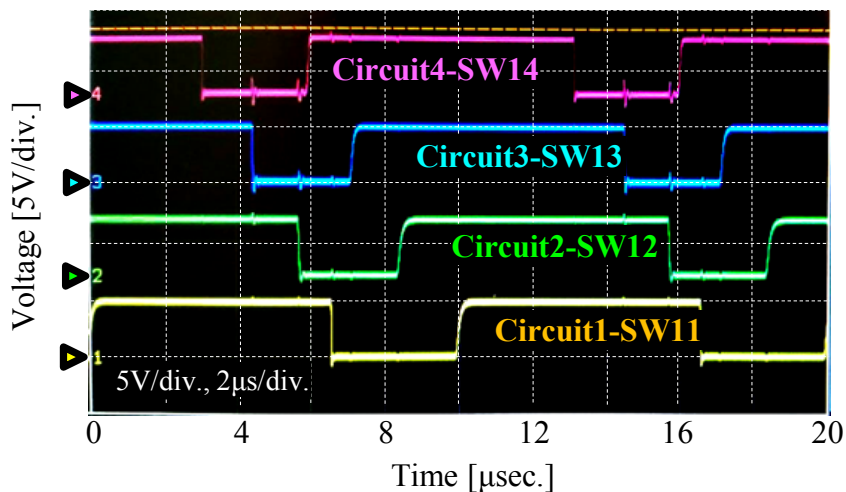


図 3-25 各々が 45° シフトした 4 相 PWM パルスの波形

Fig. 3-25 Waveforms of the four phases of PWM pulses (each shifted by 45°)

「m」並列回路の制御位相は $360/2m$ で得られる。図 3-26 に示すように、入出力電圧電流波形は、各回路のスイッチングリップルが足し合わされ、4 並列の場合 800kHz のリップルが発生する。入力電圧 V_{PV} は 0.5V で、 0.5Vp-p のリップル、入力電流 I_{IN} は 11.3A で、 0.7Ap-p のリップルが発生している。電圧リップルに関しては改善の余地があるが、電流リップルは十分に低減されている。

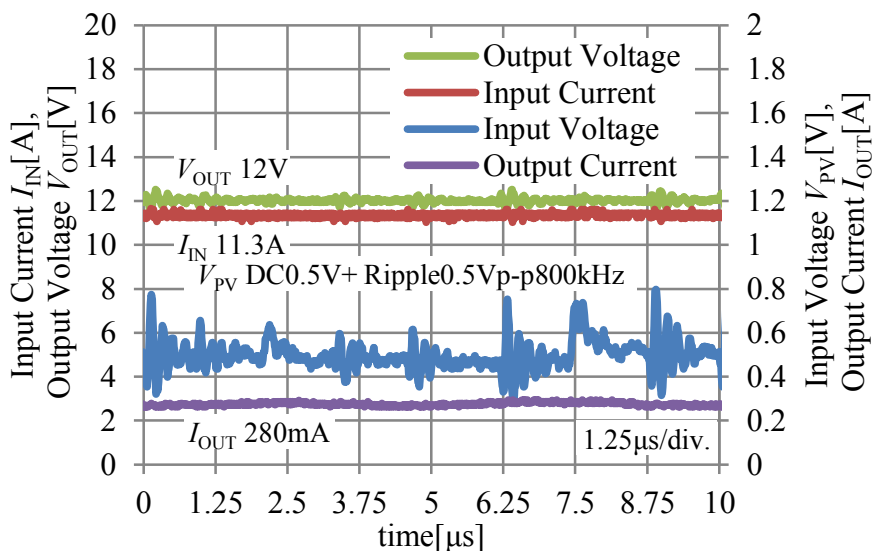


図 3-26 入力 4 並列，出力 4 直列回路の各部波形

Fig. 3-26 Waveforms of the four parallel four series circuit

次に、回路設定2と回路設定3（4並列、 $L=150\mu\text{H}$ 、 10kHz ）の間で、入力電圧 $V_{\text{PV}}=0.5\text{V}$ および出力電圧 $V_{\text{out}}=12\text{V}$ に固定した場合の出力電力 P_{OUT} と効率 η について比較する。

図3-27に示すように、入力電力 P_{IN} が増加すると、両方の設定で出力電力 P_{OUT} が増加するが、電力が増加すると増加ペースは低下する。また、電力が増加すると効率が低下するが、これは主回路の内部抵抗を流れる電流の増加による損失の増加と考えられる。

設定2の最大出力電力 $P_{\text{OUT_MAX}}$ は 4.6W 、このときの効率 η は 40% 、設定3の最大出力電力 $P_{\text{OUT_MAX}}$ は 7.0W 、効率 η は 55.9% である。設定3は、スイッチング周波数を下げることによるスイッチング損失の低減により、効率向上していると考えられる。最大効率は、設定2で出力電力 $P_{\text{OUT}}=2.6\text{W}$ の場合は $\eta=60.0\%$ 、設定3では出力電力 $P_{\text{OUT}}=0.4\text{W}$ の場合は $\eta=83.2\%$ である。設定3は動作領域全体で結果が良好なため、以降の検討は設定3で行う。

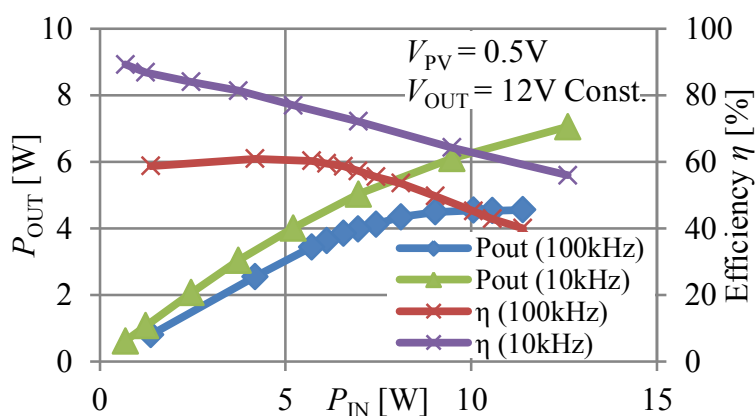


図3-27 各スイッチング周波数 f_{sw} における出力電力 P_{out} と効率 η
 Fig. 3-27 Output power P_{out} and Efficiency η on each f_{sw}

<3.4.4> 昇圧動作、出力電力、および効率

主回路に求められる実用性の第1の基準は、ウェアラブル機器の動作に十分な電圧と電力を得られることである。スマートフォン、家電製品、小型電動工具、屋外機器などのウェアラブル機器の充電には、約10W（5V/2A～12V/0.8Aなど）の電源が望ましい。図3-28に、 $V_{PV} = 0.5V$ 一定の場合の各デューティでの入力電力 P_{IN} と出力電圧 V_{OUT} の静特性を示す。

すべての範囲で、より高いデューティにおいてより高い出力電圧 V_{OUT} が得ら

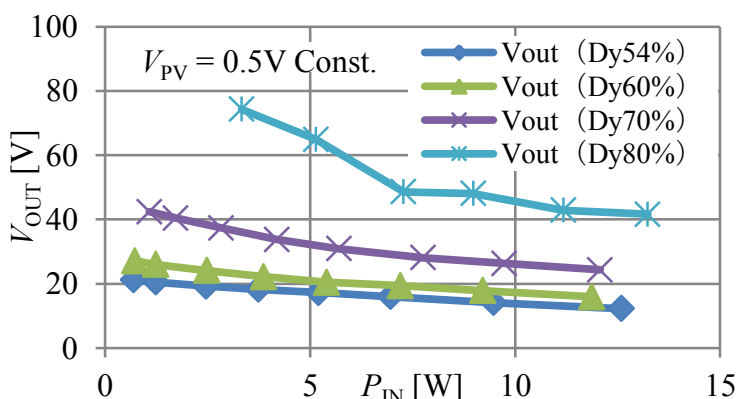


図 3-28 各スイッチング Duty における出力電圧 V_{out}

Fig. 3-28 Output voltages V_{out} on each duty

れる。さらに、入力電力 P_{IN} が増加すると、出力電圧 V_{OUT} は減少する。

入力電力 P_{IN} が約10Wにおいて目標電圧 $V_{OUT} = 12V$ が得られている。入力電力 $P_{IN} = 10W$ における最大の出力電圧 V_{OUT} は45Vである。この出力電圧と電力は、さまざまなアプリケーションに適用可能である。入力電力 P_{IN} と出力電力 P_{OUT} の関係を図3-29に示す。

全体として、入力電力 P_{IN} が増加すると、出力電力 P_{OUT} が増加する。ただし、デューティに関係なく効率 η は低下する。これは、入力電力 P_{IN} が増加すると、内部抵抗を通過する入力電流 I_{IN} の流れにより、導通損失が増加するためである。

さらに、同じ出力電力 P_{OUT} におけるデューティ違いの結果を比較すると、高いデューティ（80%）では、低いデューティ（60%）に対し、低い効率 η を示す。これは、昇圧比が大きくなるとスイッチング損失が大きくなるためである。

これらの結果から、効率には改善の余地があり出力電力 P_{OUT} は10Wに届かないものの、ウェアラブル機器の動作に必要な電圧、電力が得られている。

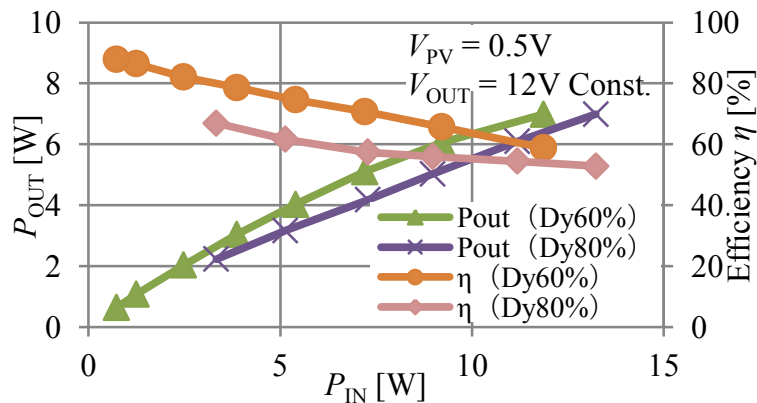


図 3-29 各スイッチング Duty における出力電力 P_{out} と効率 η
 Fig. 3-29 Output power P_{out} and efficiency η of each duty

<3.4.5> 静電容量負荷と MPPT の利用可能領域に関する検討

主回路の実用性要件の第 2 の基準として、バッテリーやキャパシタなどの充電アプリケーションを想定して、0V から 12V までの出力電圧で動作することが可能であること、第 3 の基準として MPPT 動作 [54] が可能であることが求められる。

ウェアラブルデバイスの電源をアプリケーションとする場合、電気はバッテリーまたはキャパシタに蓄えられて使用される。したがって、キャパシタ負荷を想定して、蓄積されたエネルギーレベルに応じてキャパシタの電圧が変化した場合の回路動作を確認する。

出力電圧 V_{OUT} を下げると、入力電圧 V_{PV} の低下を防ぐためにデューティが絞り込まれる。ただし、主回路方式の制限により、最小デューティは 50% 以上に設定される。下限デューティの動作状態で固定している場合、出力電圧 V_{OUT} を下げると入力電圧 V_{PV} が自動的に下がる。

図 3-30(a) に示すように、出力電圧 $V_{OUT} \leq 5V$ の範囲でデューティは 52% のままであり、出力電圧 V_{OUT} をさらに下げると、入力電圧 V_{PV} が 0.5 V から低下することが確認できる。

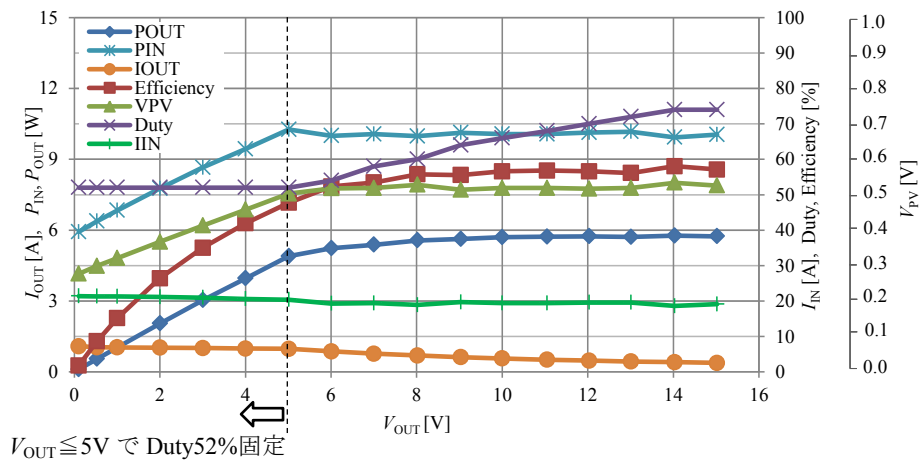
キャパシタ負荷を想定した場合、初期充電を考慮すると $V_{OUT} = 0V$ での動作状態があり得る。同図(b) に示すように、出力電圧 $V_{OUT} = 0.1 V$ で、入力電圧 V_{PV} が 0.28 V と低い場合、太陽電池の最大電力点を追跡できないが、出力電流 I_{OUT} は 1 A 流れるため、キャパシタの初期充電が可能である。

同図(b) を見ると、出力電圧 $V_{PV} = 0.5V$ で動作可能な最小出力電圧 V_{OUT} は 5V である。つまり、 $V_{OUT} \geq 5V$ のとき、太陽電池の最大電力点の電圧 V_{pm} で動作することが可能である。また、出力電圧 $V_{OUT} = 14 V$ のとき、出力電力 P_{OUT} は最大値を取り 5.77W である。

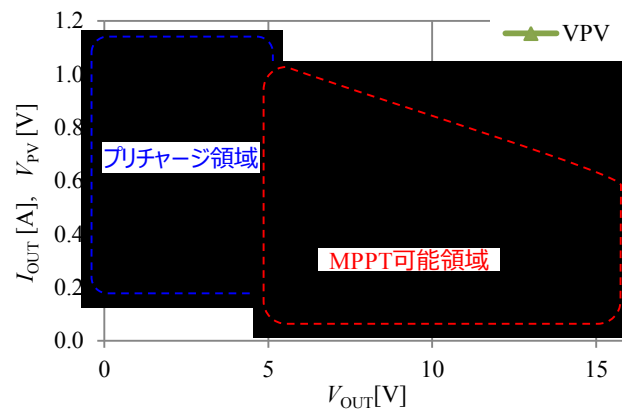
同図(a)によると、出力電圧 $V_{OUT} = 5\text{ V}$ のとき、出力電力 $P_{OUT} = 4.9\text{ W}$ であり、ほぼ 5 W 出力可能である。出力電圧 $V_{OUT} > 5\text{ V}$ の範囲で、出力電力 P_{OUT} は 5 W から 5.77 W の間で安定している。したがって、キャパシタ負荷の初期充電後には、出力電圧 $V_{OUT} \geq 5\text{ V}$ で動作している場合、太陽電池の最大電力点で運転することが可能である。

電力変換効率については出力電圧 $V_{OUT} \geq 5\text{ V}$ で運転すれば 50% 台半ばが得られ、実用に耐えうると考えられる。出力電圧 $V_{OUT} = 12\text{ V}$ の場合、効率は 55.6% である。

これらの結果から、キャパシタプリチャージの出力電圧 $V_{OUT} = 0\text{ V}$ からの非常に低い出力電圧での動作が可能であり、プリチャージ後 ($V_{OUT} \geq 5\text{ V}$) には MPPT 動作が可能である。



(a)各部波形



(b)キャパシタ負荷のプリチャージ動作と MPPT 動作

図 3-30 キャパシタ負荷を想定した静特性

Fig. 3-30 Static characteristics assumed in the capacitor load

<3.5> 第3章まとめ

第3章では、ウェアラブル機器を想定した1セル太陽電池向けDC-DCコンバータについて検討を行った。成果を以下にまとめる。

- ・第2章の知見を活かし、入力電流を押さえ、高昇圧比を達成可能な、ウェアラブル機器を想定した、1セル太陽電池システム向けのDC-DCコンバータを提案。

- ・低電圧起動回路の静特性を取得し、制御回路の起動に十分な12V、12mWの電力が得られることを確認した。温度変化がある場合の起動性能の実験データを取得し、 -40°C ～ 80°C の環境で起動可能であることを確認した。

- ・主回路については、入力抵抗を低減するために一次側に4つの並列接続とし、高い出力電圧を得るために二次側に4つの直列接続を備えた試作回路にて性能検証を行った。提案回路は1セル太陽電池の低電圧を、ウェアラブル機器の充電に求められる5~12Vの電圧と7W以上の電力を提供可能であることを確認した。

- ・提案回路は出力電圧0Vから動作可能で、キャパシタ負荷の0Vからの初期充電可能であることを確認した。出力電圧が5V以上の場合、MPPT動作も可能である。

- ・今後の課題としては、本研究では、まず出力向上を優先したため、スイッチング周波数も10kHzと低く設定していることから、回路の小型化が必要である。ソフトスイッチングなどでさらにスイッチング損失を低減することにより高周波化を行い、トランスやインダクタの小型化を行っていききたい。

第4章 太陽電池とペルチェ素子を用いた水生成システム向け

1 入力3出力 DC-DC コンバータの検討

<4.1> 飲料水の各種提供方法

世界には、きれいな水を安定的に使用できない地域が多くあり [55]、きれいな水を届けることが重要である [56] (図 4-1)。

飲料水を得るためにはいくつかの方法があり、例えば井戸の掘削や水道を引く、外部から輸送する等が従来から行われているが (図 4-2)、パイプ敷設コストや



図 4-1 飲み水の重要性

Fig. 4-1 The importance of drinking water

建設時間、輸送コスト等課題は多い [57]。これに対しきれいな水を作り出す各種方法も多数提案されており海水から蒸留や逆浸透膜を用いて淡水化する方法 [58], [59], [60], [61], [62]や、不衛生な水をろ過や紫外線消毒する方法 [63], [64], [65]、燃料電池運転時の副産物としての水を回収する方法 [66]等が研究されている。こういった一連の方式は、ベースになる水が必要であったり、燃料電池を動作させるための燃料が必要になる。

これに対し、ペルチェ素子を用いて空気中の水分を凝縮させる方法が提案さ



図 4-2 水のインフラ例

Fig. 4-2 The water infrastructures

れ [67]、電源として太陽電池を用いる物 [68]も報告されている。しかし、気軽に持ち運べるパーソナル水生成システムに関する報告は、筆者の調査した範囲では見受けられない。そこで筆者は小型の太陽電池とペルチェ素子を用い、ポータブル飲料水生成システムを提案し検討している [9]。これによれば、水道を整備することなく、また外部から水や燃料を運搬することなく、水を利用することが可能となる。

提案システムは、持ち運びができる程度の小型な個人ユースを想定しており、小型軽量かつ低コストな構成を狙い、シンプルなシステム構成および設計としている。システムは大きく水生成部と制御部に分けられ、水生成部は水生成チャンバー、ペルチェ素子、ペルチェ素子冷却用ヒートシンクおよび水凝縮用ヒートシンクから構成され、制御部は太陽電池、ペルチェ素子冷却ファン、エアフローファンおよび各デバイスの制御を行う DC-DC コンバータにより構成される。

提案システムにおいて水生成に必要な太陽電池、ペルチェ素子、ペルチェ素子冷却ファン、エアフローファンの制御が必要になるが、この制御には1入力3出力の DC-DC コンバータが必須である。電気的入出力の機能は入力段に昇圧形コンバータ、出力段に降圧形コンバータを3つ接続すれば賄えるが、インフラの整っていない地域へ普及を図る観点から、できる限り低コストであることが望ましい。そこで本研究では、部品点数を削減可能な回路方式と、部品点数を削減したことによる出力ポート間の干渉が発生するというデメリットを解消する断続電流モードとポート切替による制御法を提案する。

DC-DC コンバータの構成は、入力段に昇圧形 DC-DC コンバータを採用し、太陽電池のパワートラッキング含む電力制御を行い、出力段に1インダクタ3出力の降圧形 DC-DC コンバータをカスケード接続し、ペルチェ素子、ペルチェ素子冷却ファン、エアフローファンの制御を行う方式とする。これにより、コスト低減と各デバイスの個別制御が可能となる。

本稿では、DC-DC コンバータについてシミュレーションで動作の検討を行い、水生成部については試作機と DC-DC コンバータの代わりに定電圧電源を用いた実験にて検証する。

<4.2> 太陽電池とペルチェ素子を用いた水生成システム

<4.2.1> 水生成システムの原理

大気中に気体として存在する水を飲料水に変えるには、空気を露点以下に冷却する必要がある。原理図を図 4-3 に示す。

DC 電源によりペルチェ素子に電力を供給すると、ペルチェ素子は高温側と低温側で温度ギャップを作る。ペルチェ素子の高温側を冷却ファンによって冷却

し、低温側を露点以下に保つと、ペルチェ素子の低温側に水が液体として現れる。本検討では、簡便に水生成量を検討するために、水生成チャンバーへの空気の出入りは一定量で、空気はもれなく入り口から出口に流れるものとし、大気圧も一定とする。したがって、吸気の気温 T_a [°C]、排気の気温 T_c [°C]、湿度 h [%]、空気の流量 af [m³/min]と生成時間 t [min]で水生成量を推定できる。飽和水蒸気量の近似式を式 (4-1)に示す。

$$F(T) [\text{g/m}^3] = (1\text{e-}8) T^5 + (2\text{e-}6) T^4 + (2\text{e-}4) T^3 + (0.01) T^2 + (0.34) T + 4.76 \quad (4-1)$$

水生成量を求めるには、まず吸気温度 T_a における飽和水蒸気量 $F(T_a)$ と湿度 h を乗算し、吸気に含まれる水蒸気量を求める。次に T_c における飽和水蒸気量 $F(T_c)$ を求め、 $F(T_a)$ から $F(T_c)$ を差し引き、吸気 1m³あたりの水生成量を求める。次に空気の流量 af と水生成時間 t を掛けて、水生成量 V [g]を求める。推定される水生成量を式 (4-2)に示す。

$$V [\text{g}] = (h \times F(T_a) - F(T_c)) \times af \times t \quad (4-2)$$

例えば気温 25°Cのときの飽和水蒸気量は 23g/m³のため、湿度 60%のときの水分含有量は 13.8g/m³、これが気温 10°Cに冷却されると、飽和水蒸気量は 9.4g/m³であるので、4.4gの水が生成されることがわかる。このとき、エアフロー 0.2m³/min.、チャンバー出口温度 10°C、生成時間 1hの条件では、55gの水が得られる計算になる。水生成量推定のグラフおよび具体例を図 4-4 (a), (b)に示す。

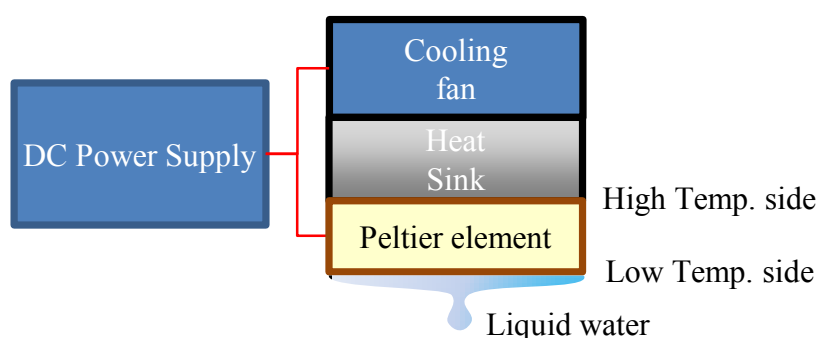
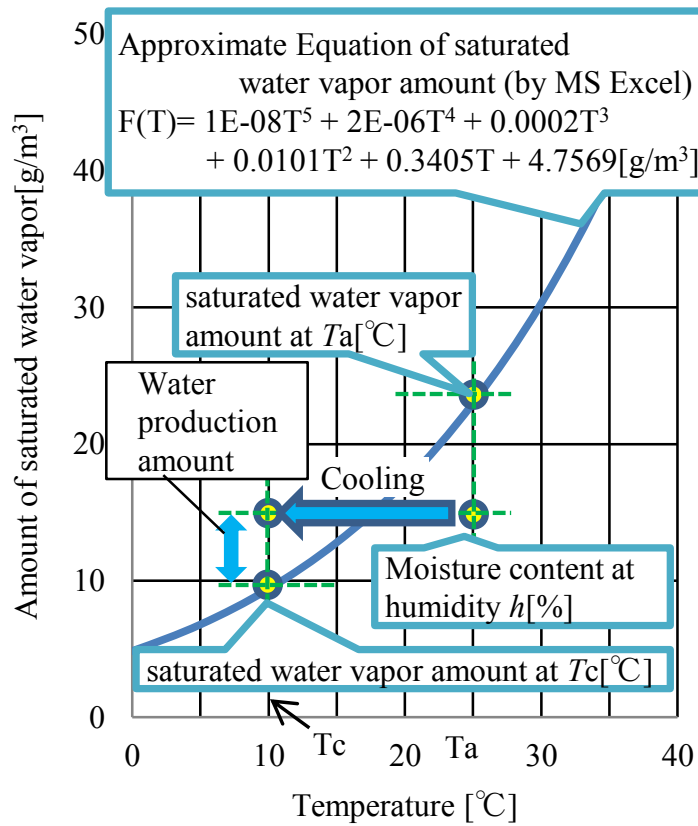
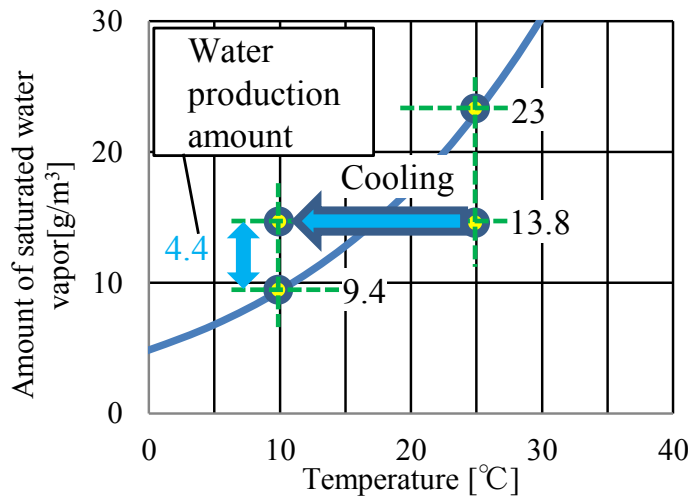


図 4-3 原理図

Fig. 4-3 The principle diagram



(a) Generalized model



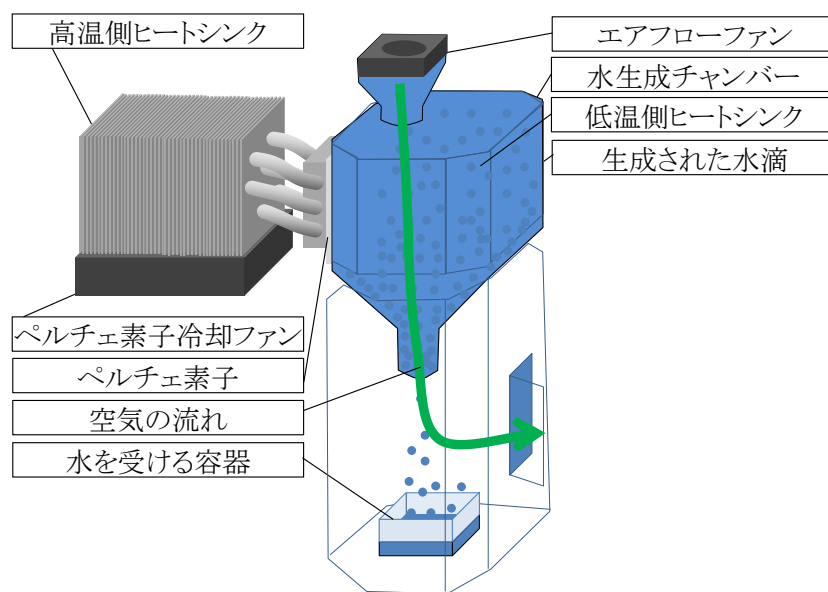
(b) Concrete example

図 4-4 水生成量推定グラフ

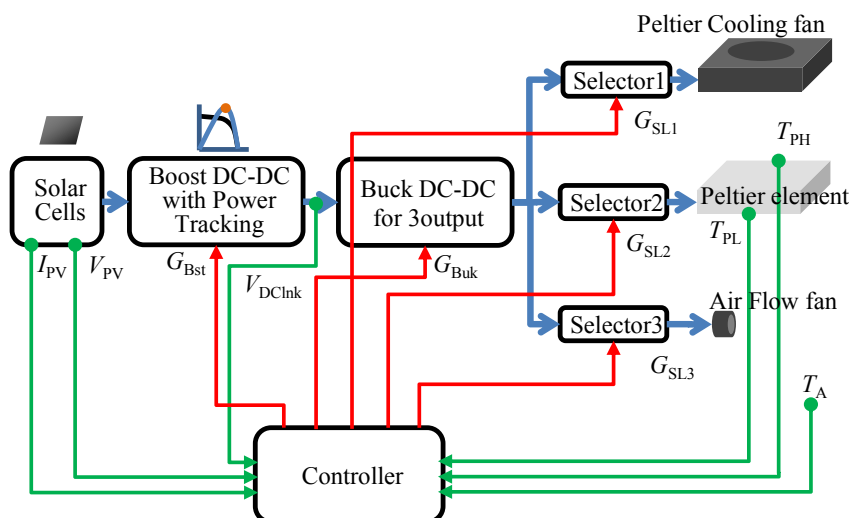
Fig. 4-4 The saturated water vapor amount graph

<4.2.2> 水生成システムの構成

提案する水生成システムのシステム構成を図 4-5 に示す。水生成システムは、水生成チャンバー、ペルチェ素子、エアフローファン、ペルチェ素子冷却ファン、ペルチェ素子を冷却するために高温側に張り付けられたヒートシンク、水生成チャンバー内の空気を冷却する低温側ヒートシンク、さらに太陽電池セルと、ペルチェ素子制御用電源、エアフローファン制御用電源、ペルチェ素子冷却ファン制御用電源で構成される。これら電源は、1 入力 3 出力の DC-DC コンバータで構成する。



(a) The water production system configuration



(b) The abstract of control block diagram

図 4-5 提案水生成システム図

Fig. 4-5 The proposed water production system

<4.2.3> 水生成システムの制御方法

図 4-6 に、水生成システムの制御方法を示す。低温側ヒートシンクは水分の凝縮を促進するようなるべく低い温度かつ生成水が凍結しないよう $0^{\circ}\text{C}+$ に制御するのが最適である。ペルチェ素子の高温側と低温側の温度ギャップは必要最小限が望ましい。大きな温度ギャップはペルチェ素子自身の発熱が増大し、効率の低下ひいては投入エネルギー当たりの水生成量の低下をもたらす。

高温側ヒートシンクは、ペルチェ素子冷却ファンにより外気で冷却するため、外気温以下になることはない。したがって、ペルチェ素子の高温側と低温側の温度ギャップは、周囲温度よりわずかに ($1\sim 2^{\circ}\text{C}$) 大きく制御する。高温側ヒートシンクを周囲温度付近に制御することで、低温側ヒートシンクを 0°C 付近に制御することが期待される。

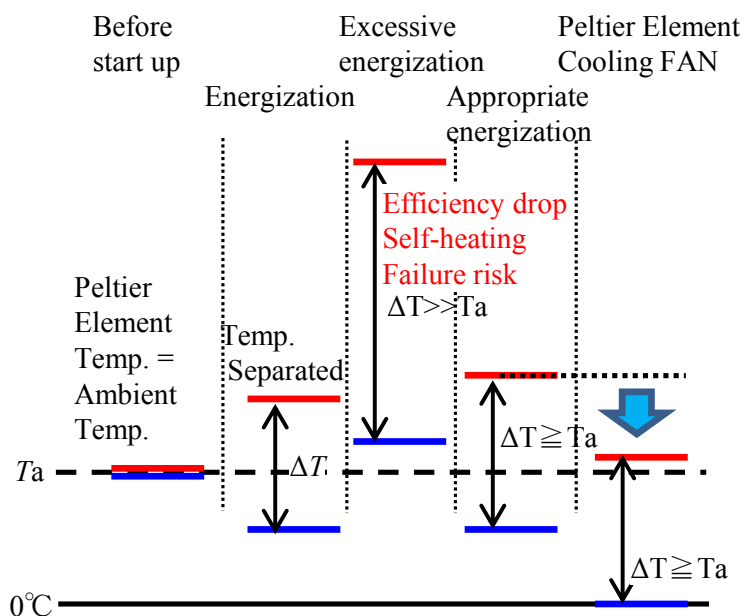


図 4-6 水生成システムの制御方法

Fig. 4-6 The control method of the water production system

<4.3> 水生成システム的设计

<4.3.1> システム设计のポイント

システム设计のポイントを図 4-7 に示す。水生成プロセスには 3 つのポイントがある。第一に、なるべく少ないエネルギーでペルチェ素子の低温側を冷却することである。これにはペルチェ素子の温度分極のためのペルチェ素子制御と、ペルチェ素子の高温側を冷却するためのペルチェ素子冷却ファンの制御、さらにはチャンバー内に送り込む空気を適量に制御するエアフローファンの個別制御が重要となる。第二に、ペルチェ素子の低温を空気に効率よく伝えることである。第三に、冷気を水生成チャンバー内に保つことである。各ポイントについて 4.3.2~4.3.4 節で述べる。

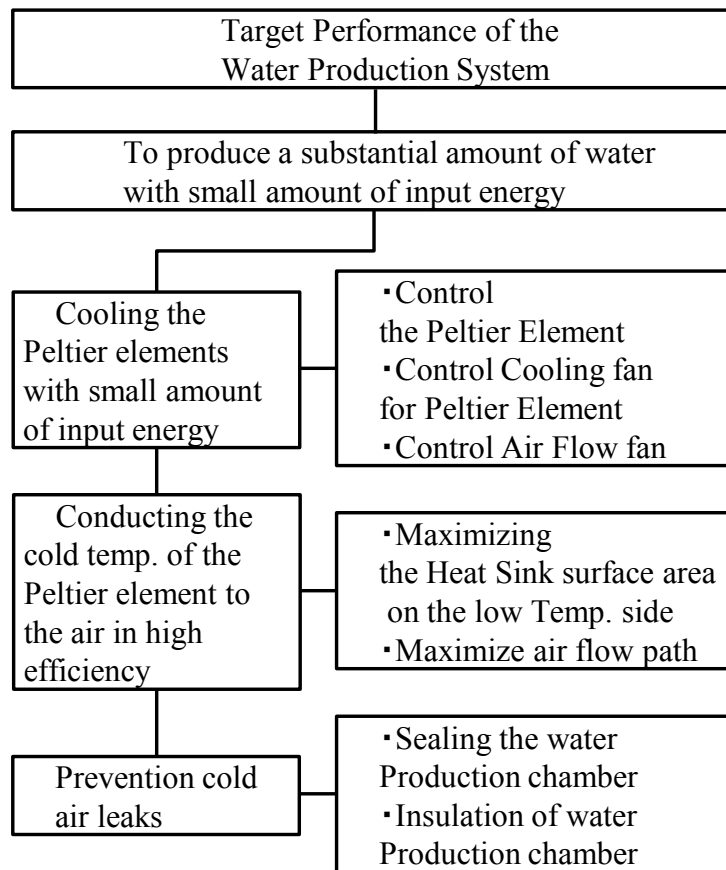


図 4-7 システム设计のポイント
Fig. 4-7 The key points for system design

<4.3.2> ペルチェ素子の冷却

ペルチェ素子の熱暴走および故障を防ぐために、まずペルチェ素子冷却ファンを起動し、ペルチェ素子の高温側を外気で強制空冷にする。次にペルチェ素子に電圧をかけていき、温度分極を作る。十分にペルチェ素子の温度が下がったら、エアフローファンにより水生成チャンバーに外気を取り込むが、エアフローが大きすぎるとペルチェ素子の温度が上昇し、水生成を阻害するため、適切な風量に制御する必要がある。

これらを制御する DC-DC コンバータの回路図を図 4-8 に示す。本 DC-DC コンバータは、部品点数の削減を可能としている。詳細は第 4 節で述べる。

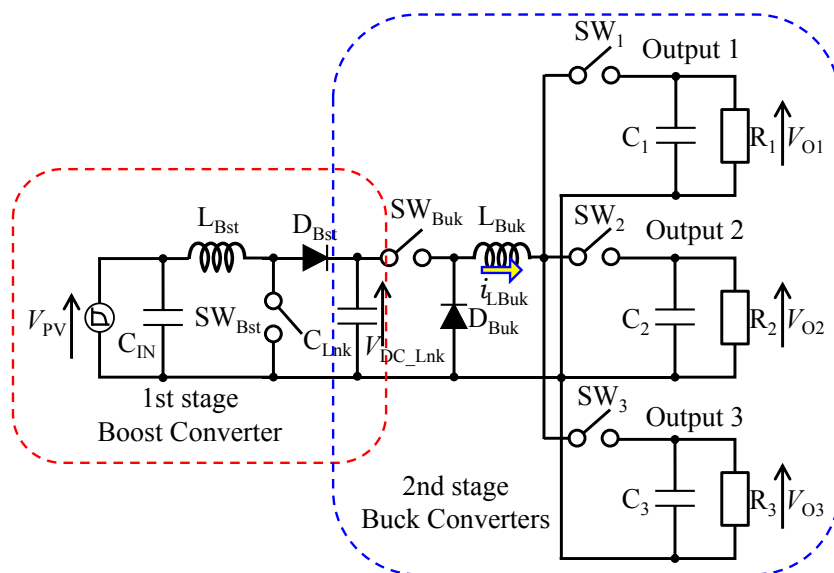


図 4-8 DC-DC コンバータ回路図
Fig. 4-8 The DC-DC converter circuits

本研究で採用するペルチェ素子は、 $40 \times 40 \times 3.9\text{mm}$ 、定格電圧 15.4V 、定格電流 6A 、 127 セル品であり、これに組み合わせる高温側冷却ヒートシンクとクーリングファンは、コストと入手の容易さから、PC用CPUクーラーを用いる。クーラーの銅製ボトムプレートにペルチェ素子に密着させペルチェ素子が発生する熱を集め、ヒートパイプを通して放熱フィンに伝え、付属のファンにて大気に放出する。ペルチェ素子とペルチェ素子冷却ファンの図を図4-9に示す。

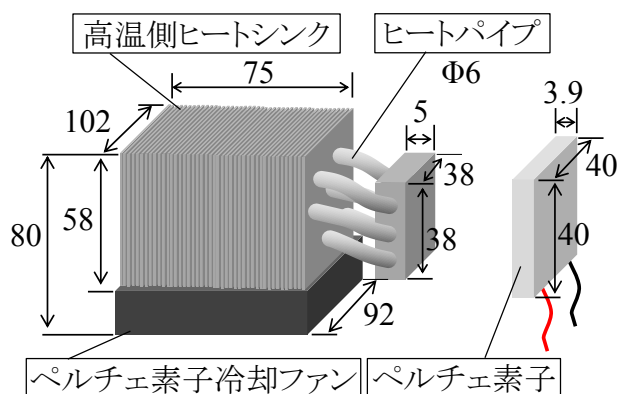


図 4-9 ペルチェ素子および冷却ファン
Fig. 4-9 Peltier Element and Cooling FAN

<4.3.3> 冷気伝達

ペルチェ素子の低温を空気に効率よく伝えるために、熱伝導率の高い銅製のヒートシンクを用いる。こちらにも入手性の観点から市販品を用いている。ヒートシンクの形状は、 $50 \times 50 \times 7\text{mm}$ の銅ベースに、表面積を大きく取るため $50 \times 50 \times 1\text{mm}$ のフィンを 3mm ピッチで 18 枚垂直に立てている。また、ヒートシンク周りに外気を取り込み水分を供給するためのエアフローファンには $40 \times 40 \times 10\text{mm}$ 、定格電圧 12V 、定格電流 0.07A のDC軸流ファンを用いる。ヒートシンクとエアフローファンの図を図4-10に示す。

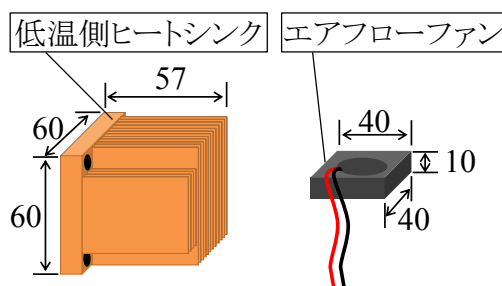


図 4-10 低温側ヒートシンクとエアフローファン
Fig. 4-10 Heat sink, low temperature side and Air flow FAN

<4.3.4> 水生成チャンバー保冷

水生成チャンバーには、軽量で水分や空気の透過がなく入手性の良い、2Lのペットボトルを加工して使用する。また、断熱性を高めるために、5mm厚のスチレンボードをチャンバー全周に貼りつける。水生成チャンバーと同チャンバーにスチレンボードを適用した図を図4-11に示す。また、各構成要素の仕様を表4-1に示す。

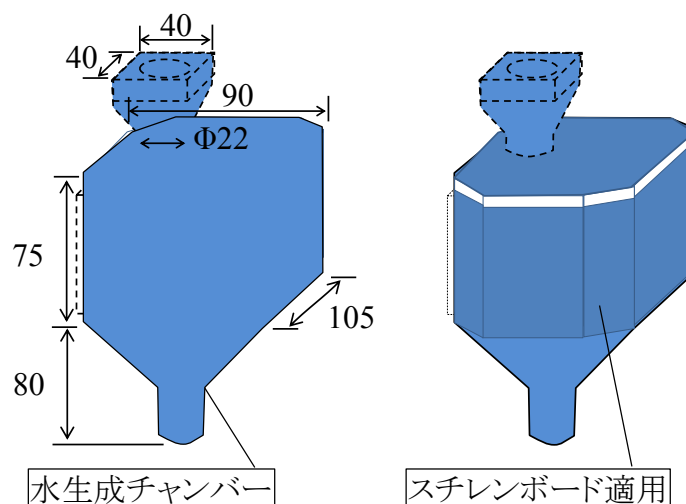


図 4-11 水生成チャンバー

Fig. 4-11 The water production chamber

表 4-1 各構成要素の仕様

Table 4-1 The specifications of devices

Items	Model No.	Maker	Specifications	Size[mm]
Peltier Element	TEC1-12706	STONE COLD	15.4V, 6A 92.4W 127cells	40x40x3.9
Peltier Cooler	SCBYK-2000I	(株)サイズ	3xΦ6 Heat pipes 45Fins	148x140x123
Cooler FAN	KF9225 FD23-P	↑	12V, 0.2A 2.4W 1.38m ³ /min.	92x92x10
Heat sink	A-100C	(株)高木製作所	銅 0.11°C/W (with FAN)	60x60x57
Air Flow FAN	AD0412 MS-G70	ADDA corp.	12V, 0.08A 0.96W 0.161m ³ /min.	40x40x10
スチレンボード	デコパネカラー	光洋産業(株)	青	300x450x5

<4.4> 水生成システム向けの3出力DC-DCコンバータ

<4.4.1> 提案主回路

本章で議論する水生成システムに必要なDC-DCコンバータの主回路に求められる機能性能および対応手法を、図4-12に示す。

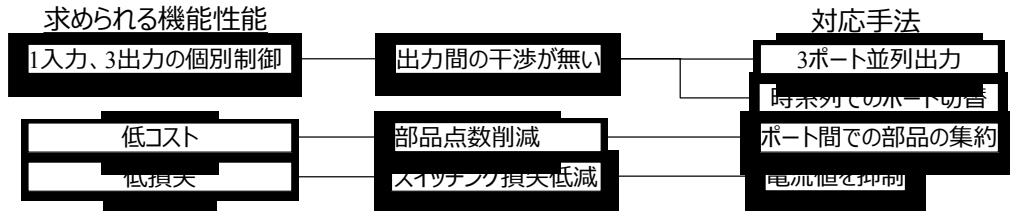
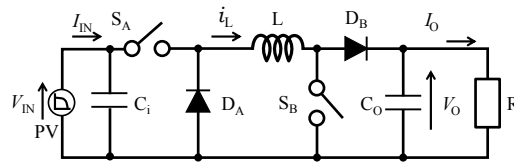


図4-12 水生成システムのための主回路に求められる機能性能と対応手法

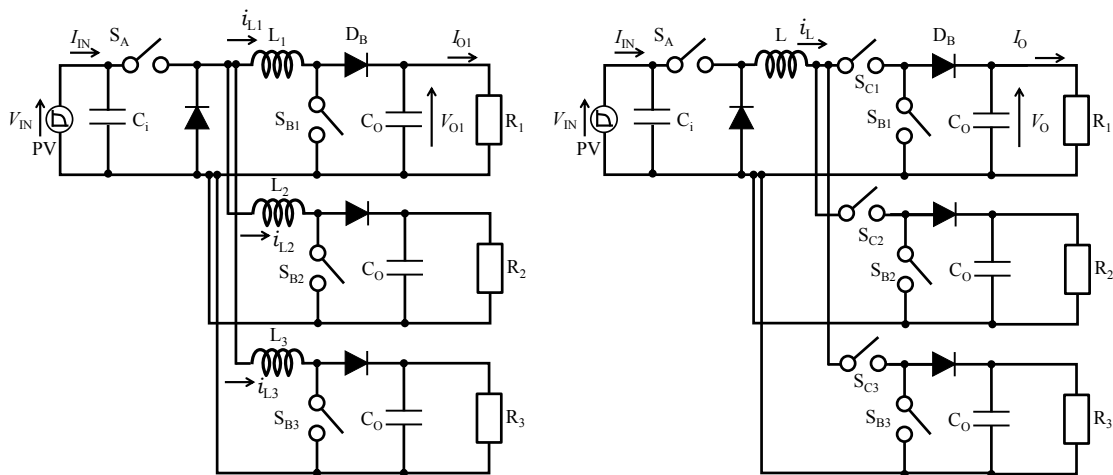
Fig. 4-12 The required function and performance on maincircuit

to operate suitably water production system and its counter methods.

第2章では、再生可能エネルギーを電源としたアプリケーションに最も適した主回路は、直列形であると整理した。まず直列形を本アプリケーションに適用することを検討する。図4-13(a)に直列形DC-DCコンバータの主回路を示す。



(b) Single output DC-DC converter



(a) 3output DC-DC converter

(c) Inductor reduced 3output DC-DC converter

図4-13 直列形DC-DCコンバータの主回路

Fig. 4-13 The circuit diagram of series type DC-DC converttr.

図 4-12 より 1 入力 3 出力の個別制御が求められる。これには、3 ポート独立制御の出力段が必要であり、直列形においては、出力段の昇圧形(直流インダクタ L 以降)を 3 並列することで対応可能であると考えられるが(図 4-13(b))、入力段のスイッチ S_A 一つで 3 つの直流インダクタ電流 i_{L1-3} を制御するため、各ポートの負荷電圧および電力のバランスによって動作に制限が発生すると考えられ、回路および制御設計が複雑となる。

次に本システムはインフラの十分に整っていない地域を想定しているため、低コストである必要がある。そこで、部品点数を削減可能な主回路方式が望まれる。これに対し直列形は、部品点数削減のために直流インダクタを 3 ポートで共用し、集約することが考えられるが(図 4-13(c))、ポートごとの相互干渉を回避するためにスイッチの追加が必要となり、かえって部品点数が増加する。

次に水生成性能向上のために低損失が求められており、スイッチング損失の低減が必要である。これに対し直列形は、第 2 章で検討したように、他方式に対してスイッチング頻度と直流インダクタ電流が小さいという特長があり、スイッチング損失の低減が可能であるため、直列形をベースとした新しい主回路を検討する。

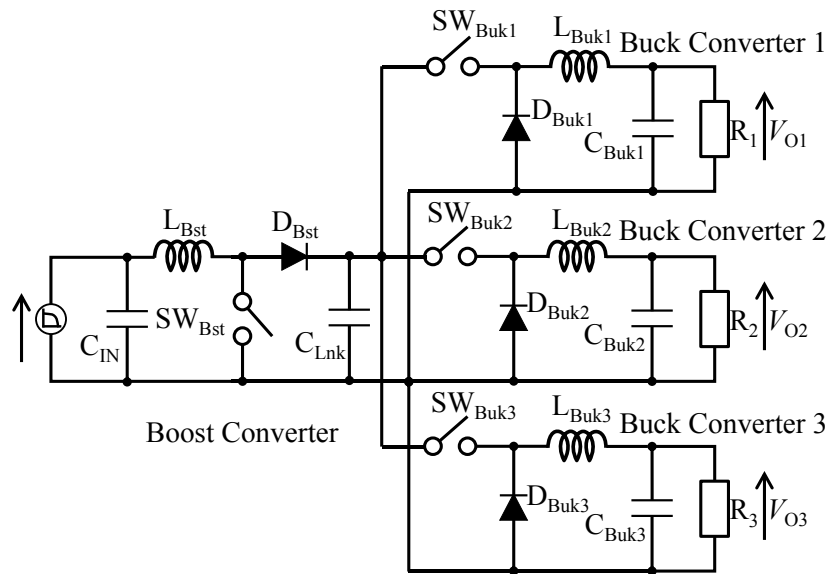
提案する水生成システムでは、変動する太陽電池の電圧を制御しペルチェ素子と 2 つのファンの電圧を適切に制御する必要があるため、直列形をベースに 3 ポート出力が可能な回路を検討する。太陽電池の電圧は日射によって非常に低い電圧になるため、図 4-14(a)に示すように直列形の前段には昇圧形を用いて日射が低い時にも電圧が確保可能とし、後段には降圧形を用いて各ポートの出力電圧を個別に制御する。なお、昇圧形と降圧形の順序を入れ替えても、スイッチング損失は 3%ほどの違いとなり、ほぼ変化がないため、デメリットとはならない。(表 4-2)

表 4-2 「降圧⇒昇圧タイプ」と「昇圧⇒降圧タイプ」のスイッチング損失
Table 4-2 A comparison of switching losses between buck⇒boost and boost⇒buck

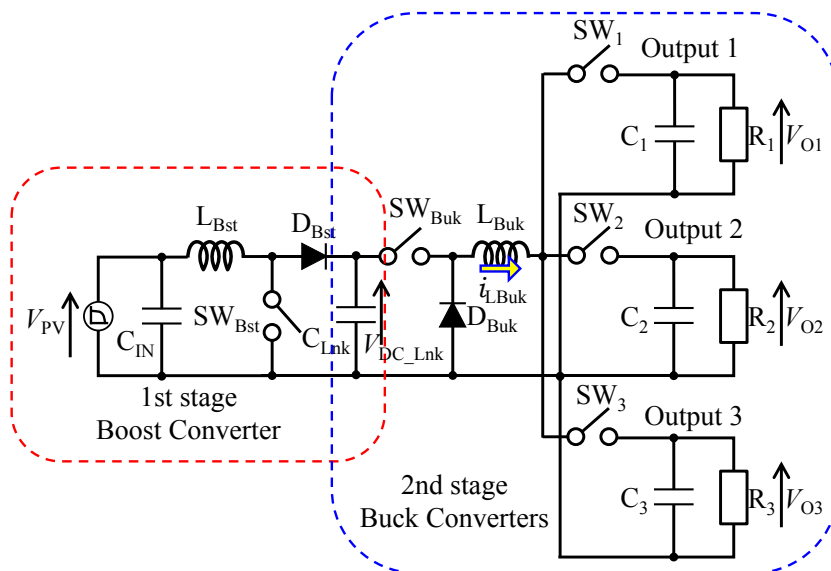
		昇圧⇒降圧タイプ	降圧⇒昇圧タイプ
スイッチ1	電圧	昇圧形出力電圧 (DCリンク電圧)36V	降圧形入力電圧 (太陽電池電圧)19.5V
	電流	昇圧形入力(直流インダクタ)電流 (太陽電池電流)5A	降圧形出力 (直流インダクタ)電流11A
スイッチ2	電圧	降圧形入力電圧 (DCリンク電圧)36V	昇圧形出力電圧 (ペルチェ素子電圧)15.4V
	電流	降圧形出力(直流インダクタ)電流 (ペルチェ素子電流)6A	昇圧形入力 (直流インダクタ)電流11A
スイッチング損失(正規化)		1	0.97

また、上記で検討した前段に降圧形を用いた方式では、コンバータ間の接続に直流インダクタを用いているため電流リンクとなり、ポートごとの相互干渉が問題になったが、前段に昇圧形を用いた方式では、キャパシタを用いた電圧リンクとなるため、相互干渉の対応も行いやすい。

さらに部品点数削減には図 4-14(b)に示す提案回路となる。直流インダクタを1つに集約するためにスイッチが1つ増加するものの、ダイオードも削減することが可能となり、表 4-3 に示すようにトータルで3素子の削減が可能である。



(a) Boost \Rightarrow Buck type 3output (conventional) circuit



(b) The proposed circuit

図 4-14 水生成システムに適用する DC-DC コンバータの主回路図
Fig. 4-14 The main circuits of DC-DC converter for water production system

提案コンバータの構成は、前段に昇圧形 DC-DC コンバータを配置し、後段に 3 出力の降圧形 DC-DC コンバータをカスケード接続している。

本システムを構成する 4 つのデバイスである太陽電池、ペルチェ素子、エアフローファン、ペルチェ素子冷却ファンを個別に制御し、またシステムのパワーフローの制御を行うために 1 入力 3 出力のマルチポートコンバータが必要である。

出力段のコンバータに使用するマルチ出力 DC-DC コンバータは、各方式が検討されており、大きく分けて、入出力絶縁タイプ、入出力非絶縁タイプに分かれる。入出力絶縁タイプは高周波絶縁トランスの 2 次側巻線を複数持ち、巻線比で個別の出力電圧を得る方式が多く提案されており [69], [70]、主回路方式とともに電圧モード制御 [71]や電流モード制御 [72]などの制御方式も提案されている。

これらトランス方式は、出力段の巻線数で出力をポートごとに決定できることや、入出力を絶縁可能であること、また地絡が発生した場合にもトランスを介した反対側には影響が及ばない等のメリットがある一方、トランスの損失が効率に与える影響や、トランスの巻線を複数持つことによる大型化、コストアップなどのデメリットもある。

一方入出力非絶縁タイプは電流連続(Continuous current mode; CCM)方式 [73], [74], [75], [76], [77], [78]と電流断続(Discontinuous current mode; DCM)方式 [79]に分かれ、CCM 方式は電流の利用率高いため比較的大容量のアプリケーションに向いているが、出力間の制御干渉が発生しやすいため、これの取り扱いが課題となる。DCM 方式は電流の利用率が悪く、高出力には向いていないが、各出力ポートの制御を時系列で分割することで、完全独立制御が可能となるメリットがある。

本システムでは最大 135W 程度の小容量をターゲットとしており、また各出力ポートの独立制御が求められるため、非絶縁 DCM タイプを選定し、時系列スイッチングしている。表 4-3 に示すように、提案主回路方式は従来方式に対しデバイス数を減らすことができる。なお、本研究では部品点数削減可能な回路方式の検討を主体としており、回路全体のコスト検討については、今後検討する。

表 4-3 降圧段での素子削減数

Table 4-3 The reduced number of devices in second stage

	SW	Di	L	C	Total
Proposed Circuit	5	2	2	5	14
Conventional Circuit	4	4	4	5	17
Quantity of Reduced Parts	-1	2	2	0	3

<4.4.2> 主回路の動作モード分け

DC-DC コンバータシステムの前段は従来方式の昇圧形コンバータ入力となっており、太陽電池の電力制御を行い、36 V へ昇圧する。動作モードを図 4-15 に示す。

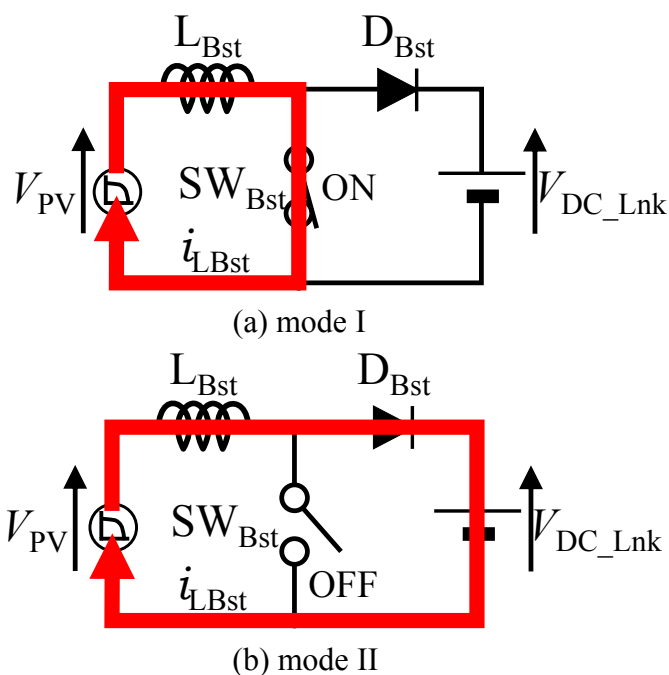


図 4-15 昇圧コンバータの動作モード分け

Fig. 4-15 The operation modes of the first stage (boost converter)

昇圧形コンバータには2つの動作モードがあり、 SW_{Bst} はモード I で ON、モード II で OFF である。モード I では、太陽電池は SW_{Bst} と直流インダクタ L_{Bst} に直列接続される。このモードでは、太陽電池からのエネルギーが提供され、 L_{Bst} に蓄えられる。モード II では、太陽電池と L_{Bst} は互いに直列に接続され、太陽電池電圧と L_{Bst} の電圧が足し合わされ、DC-Bus の電圧 V_{DC_Lnk} に提供される。昇圧比 Boost Ratio は

$$\text{Boost Ratio} = V_{DC_lnk}/V_{PV} = 1/(1-\text{Duty}), \quad (4-3)$$

ここで、Duty は SW_{Bst} のオン時間をスイッチング周期で割ったものである。

$$\text{Duty} = T_{ON}/T_{SW} \quad (4-4)$$

DC-DC コンバータシステムの後段では、3 出力降圧形コンバータが各々の出力を個別に制御する。後段の動作モードを表 4-4 および図 4-16 に示す。

表 4-4 降圧段の回路動作モード

Table 4-4 The circuit operation modes in second stage

Operating Mode	1			2			3		
	1-1	1-2	1-3	2-1	2-2	2-3	3-1	3-2	3-3
SW_1	ON			OFF			OFF		
SW_2	OFF			ON			OFF		
SW_3	OFF			OFF			ON		
SW_{Buk}	ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF
i_{LBuk}	UP	DN	0	UP	DN	0	UP	DN	0

$SW_1 \sim SW_3$ は各コンバータの選択スイッチであり、各コンバータの出力が適切に選択されるように、それぞれが排他的に ON になる。出力電圧は SW_{Buk} によって制御される。ここでは Buck Converter 1 の動作モードについて説明するが、Buck Converter 2 と 3 の動作も同様である。

最初に、Buck Converter 1 は SW_1 が ON, SW_2 と SW_3 が OFF により選択される。次に、 SW_{Buk} によるデューティ制御により出力/入力電圧比を決定する。 SW_{Buk} が ON になると、直流インダクタ電流 i_{LBuk} はゼロから直線的に増加する。 SW_{Buk} が OFF になると、 i_{LBuk} は直線的に減少しゼロになる。このとき、降圧形コンバータの降圧比 Step-down Ratio は

$$\text{Step-down Ratio} = V_{O1} / V_{DC_lnk} = \text{Duty1}, \quad (4-5)$$

$$\text{Duty1} = T_{ON1} / T_{Flow1} \quad (4-6)$$

このとき、 T_{Flow1} は DCM モードにおいて直流インダクタ電流が流れている時間である。実際には、電流が流れていない期間でキャパシタ電圧が低下するため誤差が生じるが、本システムは水生成が目的のため、出力電圧リップルによってペルチェ素子温度に少しの上下動があっても、水生成量には影響が小さいと考えられ、出力段のキャパシタが十分大きく、電流ゼロ時の出力電圧低下を無視できるとして簡易に検討している。

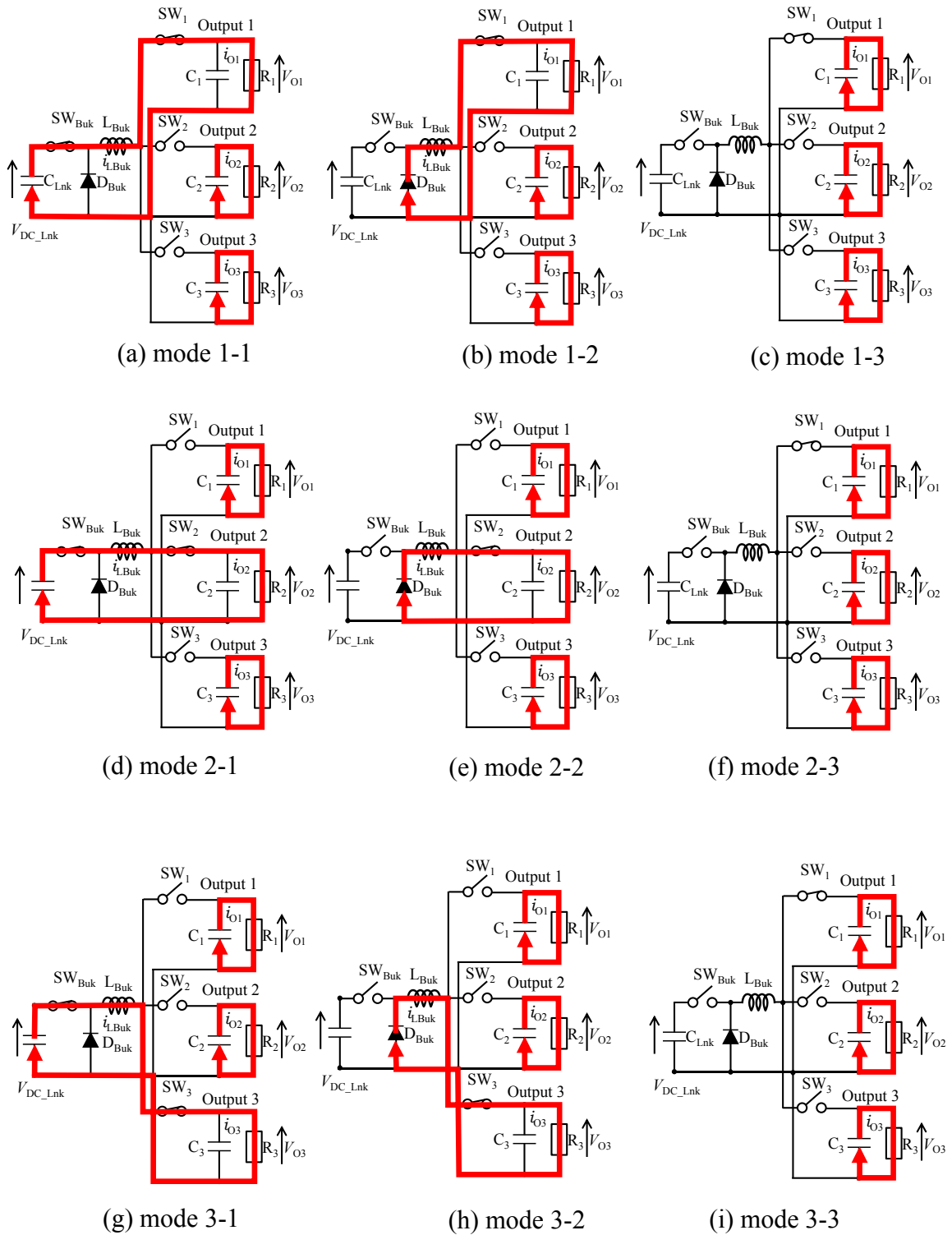


図 4-16 後段の 3 出力降圧コンバータの動作モード分け
 Fig. 4-16 The operation modes of the second stage (3 output buck converter)

後段におけるインダクタ電流波形の模式図を図 4-17 に示す。

1 ポートに対する制御期間では、 SW_{Buk} は ON / OFF 操作を 1 回だけ実行し、次の出力回路を選択する。1 つの降圧コンバータ制御の 1 サイクルは、回路の選択と出力電圧の制御の 1 つのペアで構成される。1 制御期間が完了すると、動作は次のポート制御に移る。具体的な動作モードは、

Mode1-1→Mode1-2→Mode1-3→Mode2-1→Mode2-2→Mode2-3→Mode3-1→Mode3-2→Mode3-3 となる。

また、スイッチング時間の設定は、最も消費電力の大きい負荷であるペルチェ素子の最大電力における ON 時間を決定し、電流がゼロになるまでの OFF 時間と合わせ、さらに少しの空き時間を加え 1 ポートのスイッチング時間としている。2 つの各ファンについては、ペルチェ素子より短いスイッチング時間で十分であるが、本稿では各ポートのスイッチング時間を均等に 3 等分している。

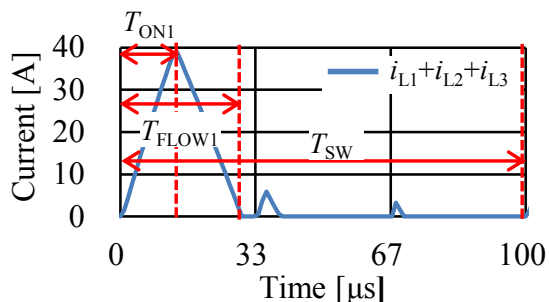


図 4-17 インダクタ電流の模式図

Fig. 4-17 The inductor current i_L and switching Duty

<4.4.3> 主回路設計

各デバイスとその電力の設定を表 4-5 に示す。

表 4-5 各デバイスとその電力の設定

Table 4-5 The specifications of devices

Items	Rated Voltage [V]	Rated Current [A]	Power [W]	No. of Cells	Size [mm]	Air Flow [m ³ /min.]
Photovoltaic	V_{OP} 24.9	I_{SC} 8.0	-	-	H 58	-
	V_{PM} 19.5	I_{PM} 6.9	134.6	36	D 1500 W 668	-
Peltier Element	15.4	6	92.4	127	H 40	
Cooling FAN	12	2.1	25.2	-	D 56 W 40	0.99
Air Flow FAN	12	1	12	-	H 38 D 28 W 38	0.74
Max Input Power			134.6			
Max Consumption Power			129.6			
Items	Circuit Constant					
Inductor for boost converter	330 μ H					
Inductor for buck converter	7 μ H					
Cin, CLnk, C1~3	100 μ F					

最大入力電圧および電流は、太陽電池の開放電圧 V_{OP} 、短絡電流 I_{SC} によって決定される。降圧形コンバータのスイッチングデバイス SW_{Buk} の電流定格は、最大負荷で動作する場合の直流インダクタ電流のピーク値で決定する。このとき、直流インダクタのインダクタンスは、高速な電流のアップダウンを可能とするために、7 μ H と小さい値を採用している。

最大出力電圧および電流は出力ポートごとにペルチェ素子、ペルチェ素子冷却ファン、エアフローファンの各最大負荷点の電圧および電流によって決定する。主回路のキャパシタ C_{IN} , C_{Lnk} , C_1 ~ C_3 は全て 100 μ F としている。

<4.4.4> 対象とするデバイスとその制御方法

入力段には太陽電池が接続され、負荷は系統には接続されないため、独立電源としての電力制御が求められる。

太陽電池を用いた独立システムの電力制御は多数提案されており、バッテリー一等のストレージにチャージ可能なタイプ [80], [81], [82], [83], [84] が多く、例えば文献 [80] では絶縁形のマルチポート DC-DC コンバータを用いて、バッテリー充放電と負荷の制御、太陽電池の MPPT 制御を行うが、このタイプは長期運用ではバッテリーの劣化が課題となる。

一方でバッテリーを持たずに日射があるときのみ動作するタイプ [85], [86] もあるが、こちらは灌漑水ポンプ用途 [87] が多く見受けられ、長期運用にも耐え、また太陽電池がフル出力時にモーターが最大出力となるよう設定することで常に太陽電池は MPPT 制御での運転が可能となり、システム利用率を高め、太陽電池の価値を高めている。

本システムは、バッテリーを持たずに日射があるときに水生成を行うシステムとしており、小型軽量長寿命を狙っている。

<4.4.4.1> 対象とするデバイス

太陽電池の P-V カーブを図 4-18 に示す。太陽電池と負荷の設定については必ずしも太陽電池の最大出力時に最大負荷となる設定にすることが最適とは言えず、最適な冷却温度を得る、ひいては最大の水生成量を得るためには、きめ細かな出力制御が必要となり [88], [89]、この場合太陽電池は MPPT 制御ではなくなる。

電力制御は、太陽電池の最大電力点から右の高電圧低電流側で実行される。

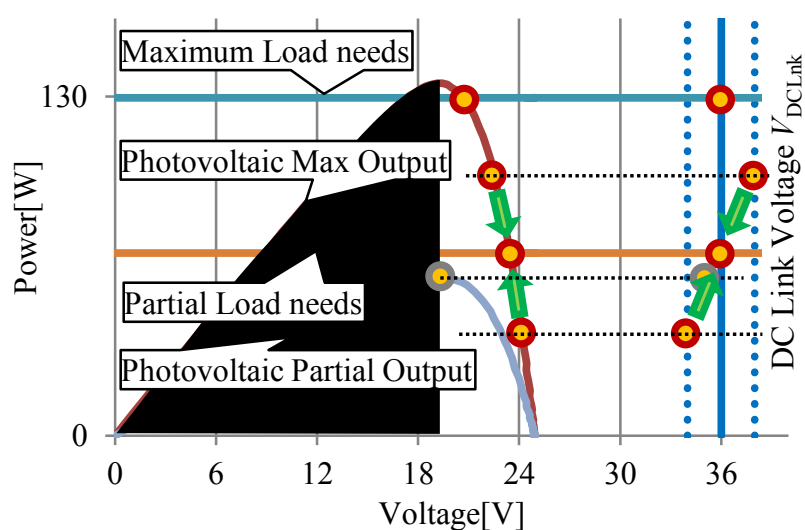


図 4-18 太陽電池の P-V カーブと電力制御法

Fig. 4-18 The P-V curve of Photovoltaic system and its power control method

Duty が増加すると、DC-DC コンバータの入力インピーダンスが減少し、太陽電池の動作点が図の左側に移動し、太陽電池の出力電力が増加する。Duty を下げると、DC-DC コンバータの入力インピーダンスが高くなり、動作点が図の右側に移動し、出力が低下する。ペルチェ素子、ペルチェ素子冷却ファン、エアフローファンの静特性を図 4-19 に示す。静特性によると、これら 3 デバイスはほぼ抵抗負荷とみなすことができるため、出力電圧制御によって制御することが可能である。

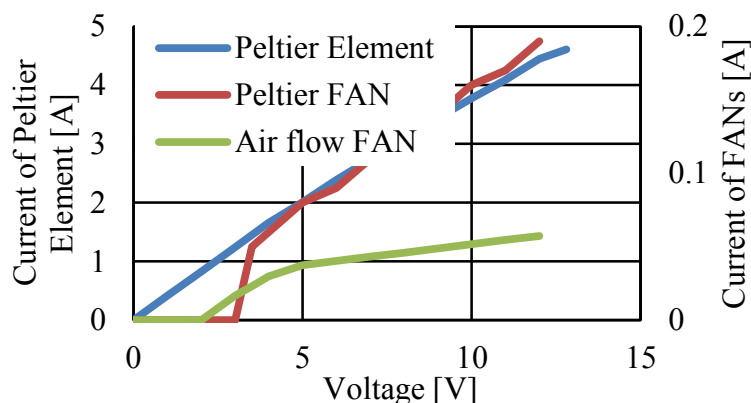


図 4-19 ペルチェ素子と各ファンの静特性

Fig. 4-19 The static characteristics of Peltier element and FANs

<4.4.4.2> DC-DC コンバータシステムの制御

図 4-20 にシステム図を示す。入力段は昇圧形コンバータの制御となり、まず直流インダクタ電流 $i_{L_{Bst}}$ をリセット積分してのこぎり波キャリア $v_{CAR_{Bst}}$ を生成する。DC-BUS 電圧 V_{DCLnk} の目標値 $V_{DCLnk_{ref}}=36V$ から実電圧 V_{DCLnk} を引き算し、偏差を抽出する。

これを PI 制御器に入力し、制御指令値 V_{DCLnk}^* を得る。 $v_{CAR_{Bst}}$ と V_{DCLnk}^* をコンパレータで比較し、DC-BUS 電圧制御用ゲート信号 v_{GBst} を得る。

出力段は降圧形コンバータの制御となり、DC-BUS 電圧 V_{DCLnk} をリセット積分し、のこぎり波キャリア v_{OCAR_1} を得る。このとき 3 ポート分のキャリアを発生するが、それぞれの位相は 120° ずれとする。ポート 1 の出力電圧目標値 V_{Oref1} から実際の出力電圧 V_{O1} を引き算し、偏差を抽出する。

これを PI 制御器に入力し、制御指令値 V_{O1}^* を得る。 v_{OCAR_1} と V_{O1}^* をコンパレータで比較し、ポート 1 出力電圧制御用ゲート信号 v_{GO1} を得る。同様にポート 2, ポート 3 についてもゲート信号 v_{GO2}, v_{GO3} を得て、これらを 3 入力 OR ゲートに入力し、3 ポート合計したゲート信号 v_{GO} を得る。

ポート 1 選択用ゲート信号 v_{GS1} は、キャリア生成用リセットパルス v_{RST1} と v_{RST2} を R-S FF に入力して得る。ポート 2, 3 選択用ゲート信号 v_{GS2}, v_{GS3} についても同様に隣り合うポートのリセットパルスを R-S FF に入力して得る。

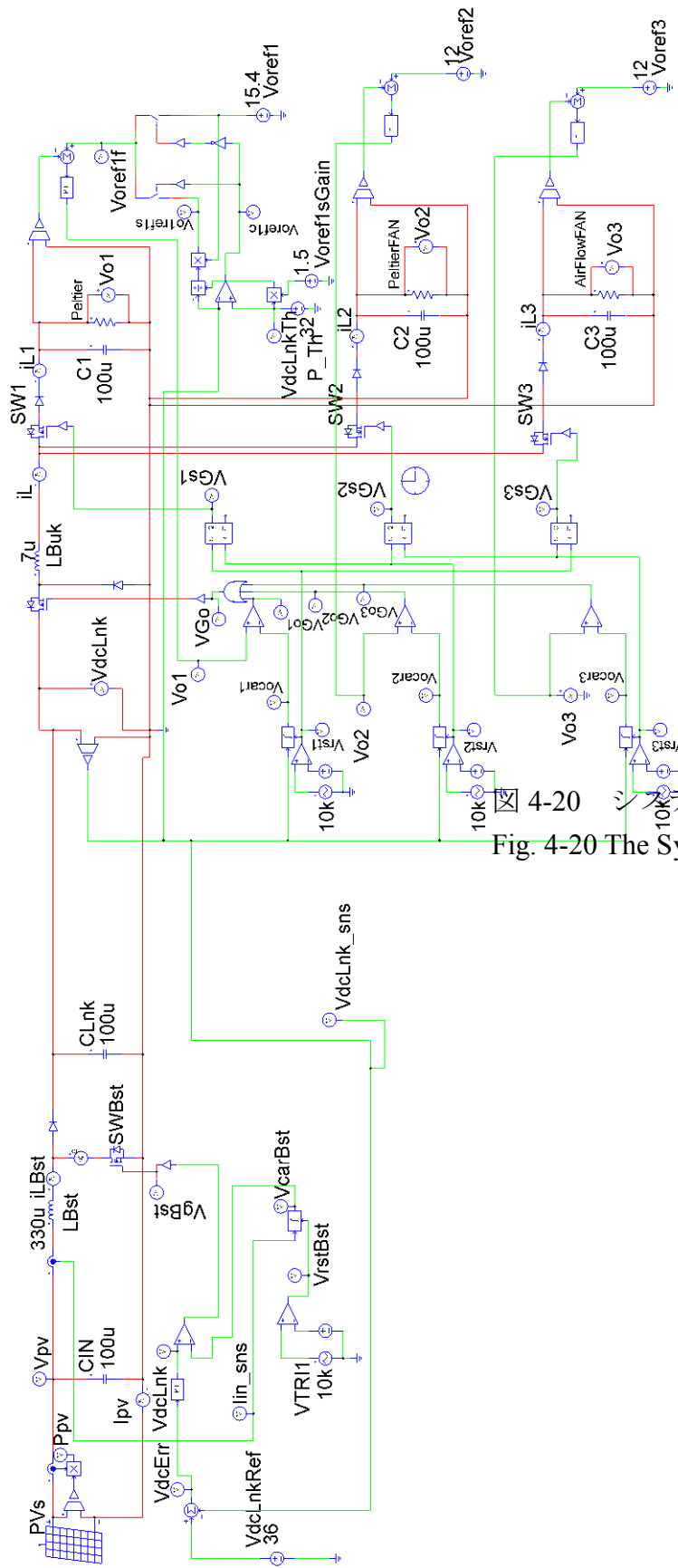


図 4-20 システム図 (PSIM Ver. 9.0.3 による)
 Fig. 4-20 The System diagram (by PSIM Ver. 9.0.3)

太陽電池発電電力 $P_{PV} < P_{LOAD}$ の場合の対応について述べる [90]。この場合 DC-BUS 電圧が低下し、システムがシャットダウンする懸念がある。これを避けるために DC-BUS 電圧が 32V まで低下した場合にペルチェ素子制御ポートの出力電圧指令値を下げて、負荷を低減させる。ペルチェ素子制御ポートでこの対応を行うのは、ペルチェ素子の電力は低下させても温度の分極が少なくなるのみで安全であること、また負荷としてペルチェ素子が支配的で負荷低減効果が大きいからである。

具体的には、DC-BUS 電圧が 32V まで低下したら、負荷低減指令値に切り替える方式を採用している。負荷低減指令値は、実際の DC-BUS 電圧 V_{DCLnk} をある定数（本稿では $32V \times 1.5 \text{ 倍} = 48V$ ）で割り、1 より小さい係数を得る。これに元のポート 1 の出力電圧目標値 V_{Oref1} を乗算し、得る。指令値の切り替えは、DC-BUS 電圧と 32V をコンパレータで比較することで行う。

なお、システム保護の観点から回路の起動順を規定しており、まずペルチェ素子冷却ファンを起動し熱暴走を防止、次にペルチェ素子を起動し温度分極を形成、そしてエアフローファンを起動し、空気の流量確保を行うとともにチャンバー内温度が水生成可能な低温に保たれるよう制御する。

<4.5> 実験およびシミュレーションによる動作検証

<4.5.1> DC-DC コンバータのシミュレーション結果

提案する DC-DC コンバータのシミュレーション波形を図 4-21 および図 4-22 に示す。なお、本シミュレーションは PSIM Ver. 9.0.3 で行った。

回路定数は $L_{\text{Buk}} = 7\mu\text{H}$, $C_{1-3} = 100\mu\text{F}$, $V_{\text{DC_Lnk}} = 36\text{V}$ である。図 4-21 (a)-(c) は、太陽電池最大出力、最大負荷時における各ポートの出力電圧および降圧形コンバータの直流インダクタ電流波形である。直流インダクタ電流は、各ポートに供給する電流が断続的に流れ、出力電圧は目標電圧 ($V_{O1} = 15.4\text{V}$, $V_{O2} = 12\text{V}$, $V_{O3} = 12\text{V}$) を達成している。 V_{O1} にリップルが大きく乗っているが、他のポートに対して負荷が重く、出力キャパシタ C1 からの持ち出しが多く、電圧がドロップするためである。しかし目的であるペルチェ素子による水の凝縮には十分であると考えられる。

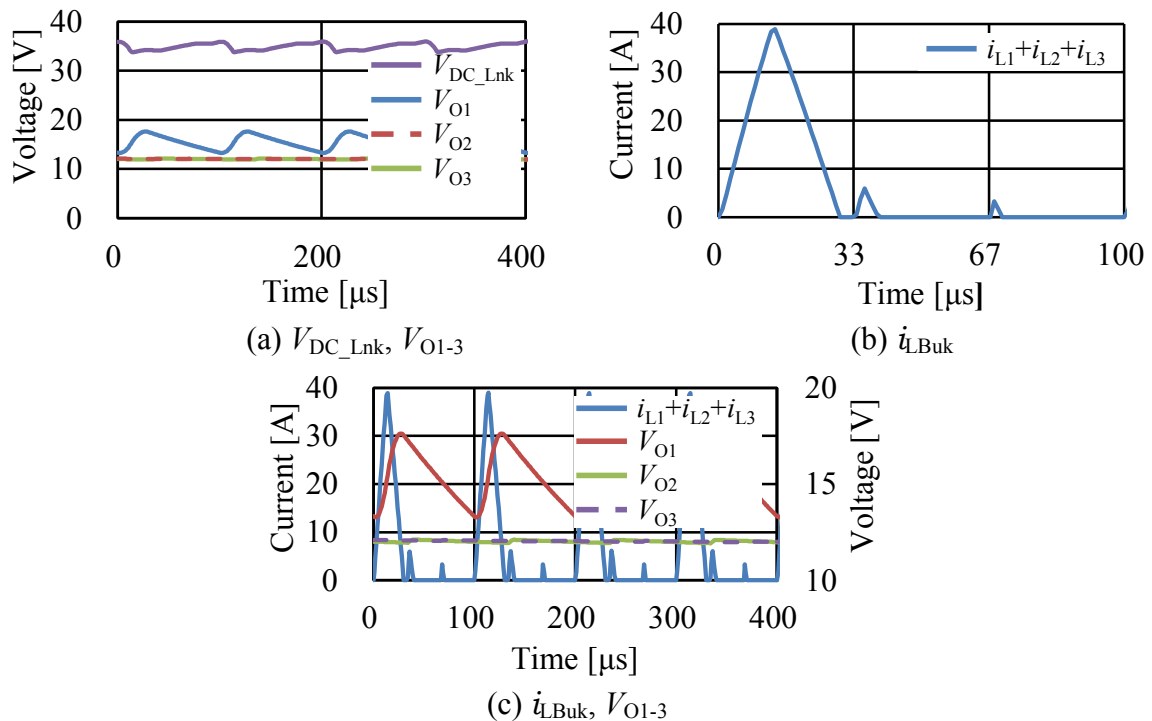
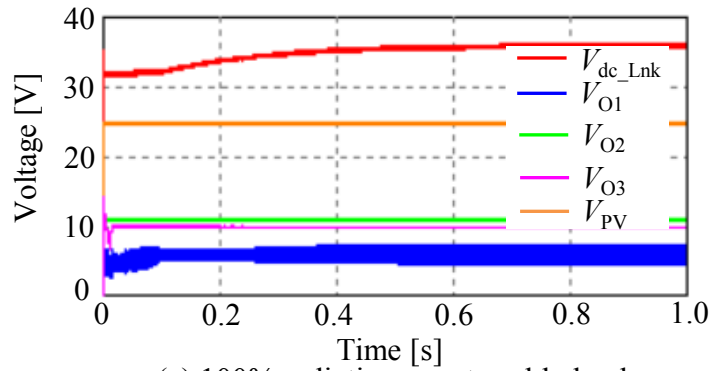
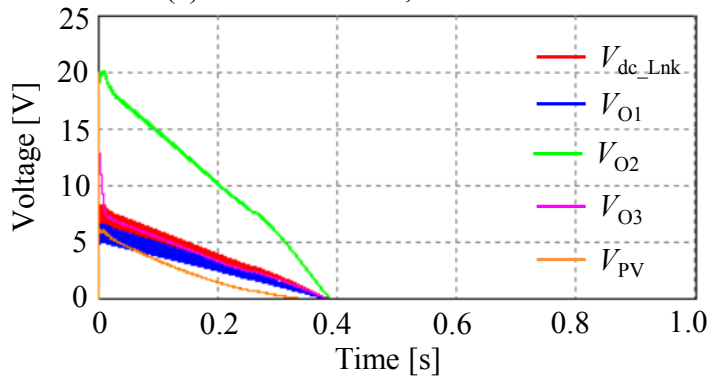


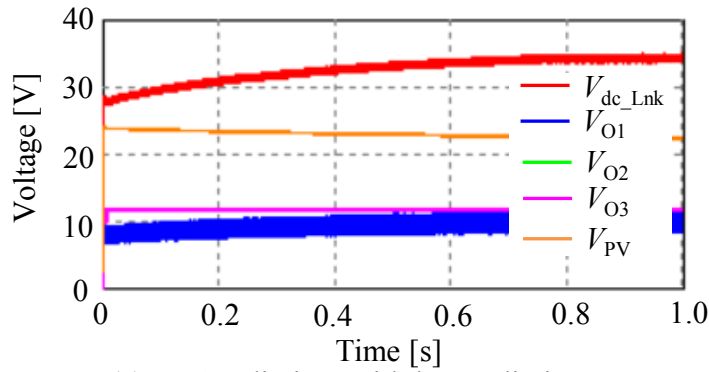
図 4-21 3 出力降圧形コンバータのシミュレーション波形
Fig. 4-21 The waveform of 3 outputs buck converter (Simulation)



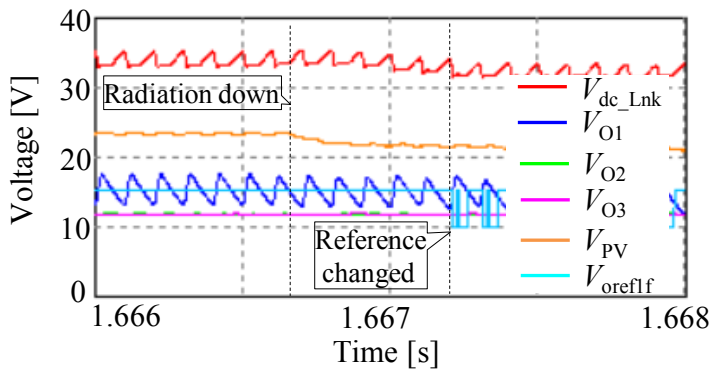
(a) 100% radiation, most usable load



(b) 40% radiation, without low radiation protector



(c) 40% radiation, with low radiation protector



(d) 100% \Rightarrow 40% radiation, each voltage waveforms

図 4-22 DC-DC コンバータシステムのシミュレーション波形

Fig. 4-22 The waveform of DC-DC converter system (Simulation)

図 4-22 (a)は、日射 100%、常用負荷時の入出力電圧と DC-BUS 電圧波形である。回路起動から約 0.6 秒で DC-BUS 電圧は 36V に達し、各出力電圧も $V_{O1}=6V$, $V_{O2}=11V$, $V_{O3}=10V$ と所望の値が得られている。

図 4-22 (b)は、低日射対応を行わないシステムにおける日射 40%、最大負荷時の各部電圧波形である。回路起動とともに DC-BUS 電圧は即座にゼロに落ちて、システムは起動することができない。

図 4-22 (c)は、低日射対応を行うシステムにおける日射 40%、最大負荷時の各部電圧波形である。 V_{O1} の出力電圧指令値は、適宜 DC-BUS 電圧の保護モードに入り、システムの起動ができています。このときの DC-BUS 電圧平均値は 34.6V, ポート 1 の出力電圧は 10.9V で所望の電圧より低くなっているが、システムの運転が継続できるため、水生成を継続することができる。

図 4-22 (d)は、低日射対応を行うシステムにおける日射 100%から 40%へステップ的に変化させた場合の、最大負荷時の各部電圧波形である。DC-BUS 電圧の低下とともに、出力電圧指令値が DC-BUS 電圧保護モードに入り、運転を継続している。このとき日射 100%のときの DC-BUS 電圧は 36V, ポート 1 の出力電圧は 15.4V であるが、日射 40%のときの DC-BUS 電圧は 33V, ポート 1 の出力電圧は 13V である。これにより、急な日射の減少に対して耐性があることを確認できる。

<4.5.2> 試作装置

第 3 節の設計を元に試作した水生成システムを図 4-23 に示す。図 4-23 より、実際に水生成が行えることが見て取れる。

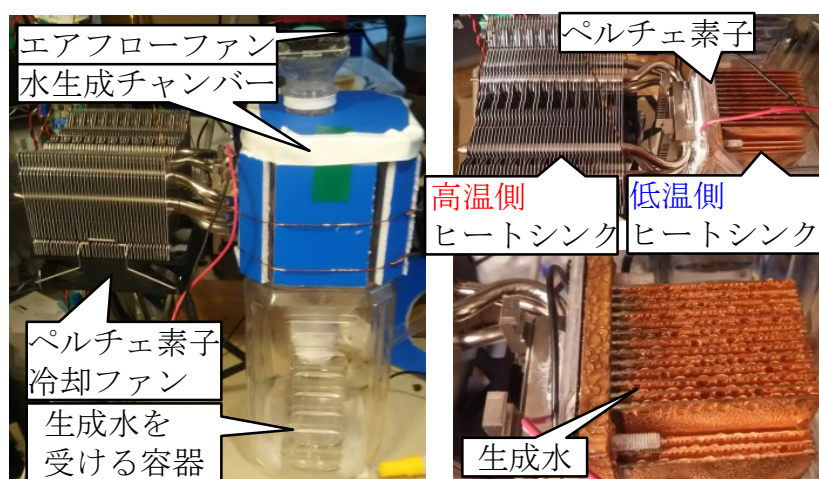


図 4-23 水生成システム試作機

Fig. 4-23 The prototype of water production system

<4.5.3> 水生成システムの実験条件と結果

実験の条件および結果を表 4-6 に示す。

環境条件は、条件 1~4 は高温高湿条件下で水生成に有利な条件である。条件 5 は低温低湿の不利な条件である。条件 6~11 は比較的高温であるが湿度が低く中間的な条件である。

装置条件は、条件 1 はエアフローファン停止、条件 2~4 はエアフローファン 12V, 条件 5~10 は同 7.14V, 条件 11 は同 5V である。吸気の温度, 湿度が低くなるにつれ、チャンバー内温度を下げる必要が生じ、吸気を絞ることで水生成が促進される傾向にあるため、このような動作としている。

条件 1, 2 はスチレンボードによる水生成チャンバーの断熱を行わず、条件 3~11 は断熱を行っている。スチレンボードを適用しない場合、チャンバー外に結露が発生し、チャンバー内の水生成も阻害されるため、チャンバーの断熱は必須である。

なお全ての条件で、ペルチェ素子冷却ファンは定格の 12V で運転している。ペルチェ素子と各ファンの静特性を図 4-19 に示したように、各デバイスはほぼ抵抗負荷とみなすことができ電圧制御が可能であるため、電圧制御を行う。

まず、本システムの能力を検証するために、最良の結果である条件 4 について議論する。条件 4 では気温 32°C, 湿度 75%環境下 180 分の運転で 22g の水をj得ている。この条件では大気的水分含有量は 26.2g/m³ であるが、吸気口で測定した空気温度 29.3°C, 湿度 70% であるので、吸気的水分含有量は 21.1 g/m³ である。

表 4-6 実験の条件と水生成性能

Table 4-6 The experimental conditions and performance

条件	実験日	気温 [°C]	湿度 [%]	水含有 [g/m ³]	A/F FAN 電圧[V]	Styrene Board	Peltier 電圧 [V]	水生成性能 [g/kWh]
1	7/29	26.7	71	18.5	なし	なし	8	85
2	7/29	28.0	68	19	12V	なし	8	247
3	7/31	26.7	71	18.5	12V	あり	8	298
4	9/8	32.0	75	21.1	12V	あり	8	321
5	1/26	19.0	50	8.3	7.14V	あり	8	8
6	9/19	31.0	40	13.2	7.14V	あり	4	70
7	9/14	28.3	57	15.5	7.14V	あり	6	183
8	9/23	31.4	54	18.6	7.14V	あり	8	163
9	9/20	29.3	43	12.9	7.14V	あり	10	54
10	9/13	31.3	49	14.9	7.14V	あり	12	58
11	9/26	22.7	65	12.1	5V	あり	4	126

水生成チャンバーを通した排気の空気温度 26.9°C、湿度 53%であるので、水分含有量は 13.9g/m³であり、差し引きすると、21.1-13.9=7.15g/m³の水生成が行われることになる。チャンバー内への吸気は、エアフローファンの仕様から、全てチャンバー内に送り込まれると仮定すると 0.161m³/min.であり、0.161 m³/min.×180min.=29m³の吸気となる。

180分では 7.15g/m³×29m³=207.7g 水生成される計算となるが、実際には 22g なので、計算値に対して実際に水生成された割合は、22g/207.7g=10.5%であることがわかる。損失として考えられるものには、吸気抵抗が挙げられるが、これはエアフローファンのサイズが 40×40 に対して、チャンバー入り口内径が Φ22 と絞り込まれているためと考えられる。

他には、低温側ヒートシンクに凝縮した水が、表面張力によりフィンに留まり、熱抵抗となっていることも考えられる。また、チャンバー内をヒートシンクのフィンで完全には満たしきれていないため、十分に温度が下がらず排気されている分もあると考えられる。

本セットアップにおける電力量当たりの水生成量は 321g/kWh である。なお、このときペルチェ素子の高温側温度は 36.4°C、低温側温度は 15.4°Cである。チャンバー内の空気温度は 19°Cであるので、ペルチェ素子の低温が十分に空気に伝わっていると考えられる。19°Cのときの飽和水蒸気量は、16.5g/m³であり、チャンバー直下の排気の 13.9g/m³と、多少のずれはあるが、近い値が出ている。条件 4 における水生成モデル図を図 4-24 に示す。

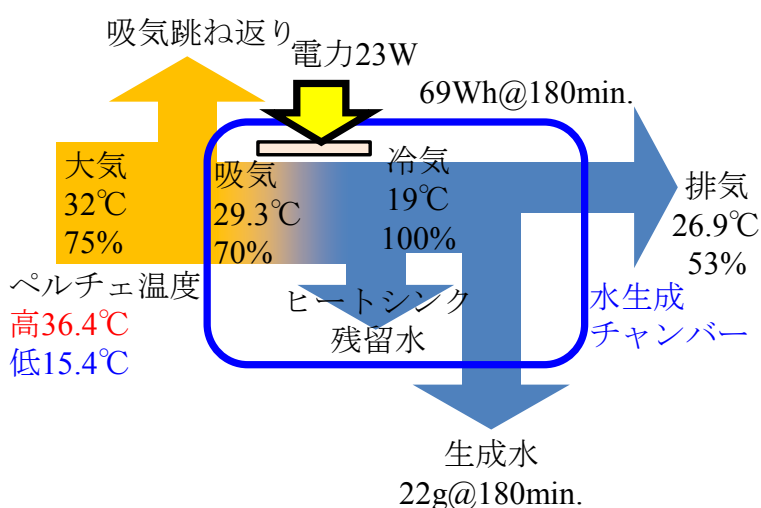


図 4-24 条件 4 における水生成モデル

Fig. 4-24 The model of water production on condition 4

つぎに、各条件における、水生成性能を検討する。

評価指標として、最もシステムコストに影響すると考えられる、投入電力量に対する水生成量[g/kWh]を採用する。条件 1 と 2 で、エアフローファン有無による性能の違いを見ると、ファン無が 85g/kWh に対し、ファン有が 247g/kWh と上回っている。

条件 2 と条件 3 でスチレンボードの有無による違いを見ると、ボード無の条件 2 が 247g/kWh に対しボード有の条件 3 が 298g/kWh となっており、断熱の効果が表れている。

条件 3 と条件 4 は、機器のセッティングは同じだが、温湿度環境が条件 4 のほうが良く、321g/kWh となっている。

条件 5 は条件 4 に対し、エアフローを抑え、チャンバー内温度を低く保つようにしているが、冬季の低温低湿度環境では飽和水蒸気量に達するのが困難と考えられ、8g/kWh となっている。

条件 6~10 は、ペルチェ素子の電圧を 4~12V まで変化させたときの性能変化を見ているが、ペルチェ素子電圧 6~8V の水生成性能が良好である。

条件 11 は、条件 6 との比較であり 12.1~13.2g/m³ と水含有量がほぼ同様に多くなく水生成に不利な条件であるが、条件 11 はエアフローファンを絞り、流量を抑えることで、チャンバー内を低温に保つことができ、条件 6 の 70g/kWh に対し、126g/kWh と改善している。

今回の実験で、321g/kWh の水が取れるポテンシャルがあることがわかったが、この性能について考察する。試作装置では水生成効率に絞った検討は行っておらず、改善の余地は多くあるが、現時点でも利用価値はあるものとする。その理由は、300g の水が取れば、1 回の飲み水としては足りるためである。例えば 200W の太陽電池で 5 時間日射があれば 1kWh となるので、1 日に 300ml 管 1 本の水が取れば、水インフラのない地域では、価値が出てくると考えられる。

また、先行研究との比較を行い、本研究の位置付けを考察する。本研究の狙いは、再生可能エネルギーを活用し、インフラのない地域で、パーソナル水生成システムを提供することにあるため、従来の塩水や泥水を浄化するプラントシステムとは立ち位置が異なるが、あえて比較すると、図 4-25 のようになる。

文献 [91]によると、蒸発法により水を浄化する方式では、投入エネルギー当たりの水生成量は熱源と電力を合わせて 15kg/kWh 程度となっている。本研究が 321g/kWh なので、46.7 倍となり、本研究のほうが取れる水量が少ない。

また、逆浸透膜によって水を浄化する方式では、熱源は使わないため、電力量当たりの水生成量は 250kg/kWh となっている。本研究は 321g/kWh であるので、ベースになる水があることで、投入エネルギー当たりの水生成量は 779 倍となり、本研究では取れる水量が少ない。

一方、本研究と同様な原理を用いたペルチェ素子で水を凝縮させる方式も検討されており、これとの比較では、文献 [68]によると、56g/kWh程度の生成量となっており、本研究の321g/kWhが投入電力量当たりの水生成量は5.7倍多い。

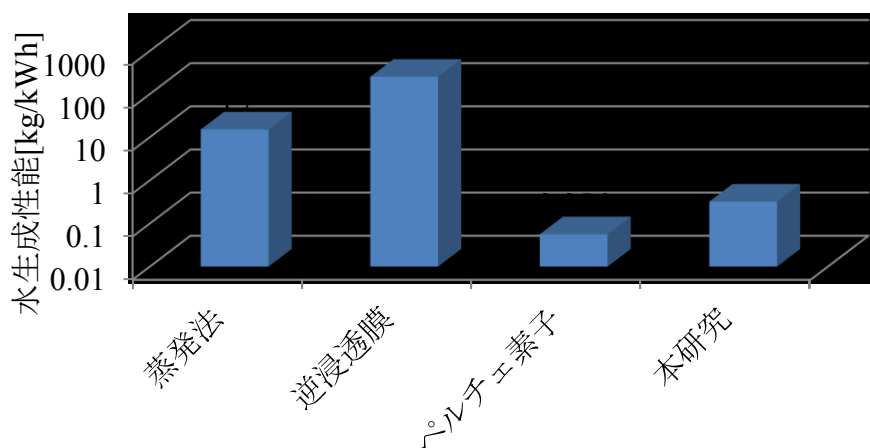


図 4-25 水生成性能の比較

Fig. 4-25 A comparison of water production performance on each system.

<4.6> 第4章まとめ

第4章では、太陽電池とペルチェ素子を用いた水生成システムについて検討を行った。検討内容を以下にまとめる。

- ・きれいな水の必要性を指摘し、この課題に対応するための水生成システムとして、太陽電池で得た電力でペルチェ素子を冷却し、大気中の水分を凝縮し水を得るシステムを提案した。
- ・水生成システムに使用する各デバイスを太陽電池、ペルチェ素子、ペルチェ素子冷却ファン、エアフローファンの4種と設定し、第2章の知見を活かし、直列形昇降圧形をベースとする、それぞれのデバイスを制御するためにふさわしい1入力3出力のDC-DCコンバータシステムを提案した。
- ・降圧形DC-DCコンバータについてはDCMスイッチングとポート切り替えを採用することにより、直流インダクタを1つに削減可能である。
- ・各デバイスに適した制御方法を明らかにし、バッテリーを持たないスタンダードアロン太陽電池システムとして日射が100%から40%へ急変した場合の対応策を検討し、成立可能であることをシミュレーションにより示した。
- ・提案した水生成システムの試作を行い、安定化電源を用いて水生成性能の検証を行った。水生成量は、気温と湿度の条件にもよるが、好条件下では1kWhあたり321g程度の水生成が可能であることを確認した。
- ・今後の課題としては、水生成部分と太陽電池およびDC-DCコンバータを接続し、トータルシステムとして実際に屋外での水生成性能を検証が挙げられる。また、水生成部の物理モデルの精度向上および実機とのコリレーションおよび、水生成部の効率向上も課題となる。

第5章 むすび

本研究は 2030 年をターゲットとした持続可能な開発目標 SDGs を背景として行った。

研究を開始するにあたり、まずエネルギーシステムの課題を抽出する作業を行い、以下 3 項目を課題と位置づけた。

- ・電力変換技術によるエネルギーの利用率向上
- ・利用形態を工夫することにより、小さな電力で大きな価値を生み出す
- ・インフラ未整備地域への再生可能エネルギーによる新しいサービスの提供

次に、上記 3 項目の課題に対応するテーマ検討を行い、以下 3 テーマを抽出した。

- ・出力電圧脈動を低減した各種単相高力率整流器のスイッチング損失の解析
- ・1セル太陽電池向け低電圧入力高出力昇圧形 DC-DC コンバータの検討
- ・太陽電池とペルチェ素子を用いた水生成システム向け

1 入力 3 出力 DC-DC コンバータの検討

であり、第 2 章で検討したスイッチング損失の知見を、第 3 章、第 4 章のアプリケーションに向けた主回路選定に活かしている。

以下に、本論文の研究成果をまとめる。

第 2 章では、電力変換器のスイッチング損失について検討を行い、以下の点を明らかにした。

・これまでに提案/検討している出力電圧脈動を低減した各種単相高力率整流器について、本研究ではスイッチング損失の傾向を明らかにした。対象とした回路方式は、降圧形、昇降圧形、直列形、並列形の 4 種である。スイッチング損失の大きさは、入出力電圧比 α が等しい場合、降圧形=並列形 < 直列形 < 昇降圧形となる。

・各整流器の適した用途としては、入力電圧が安定している商用電源からのバッテリー充電等に適している。直列形や並列形は、入力電力が変動する再生可能エネルギーのアプリケーションに適している。並列形は直列形より SW 損失小だが、出力の電位変動が大きいため、放射ノイズ発生の可能性がある。昇降圧形は直列形に対してのメリットがないため、直列形の採用が奨励される。

第 2 章の今後は、次の 2 点が課題となる。

- ・本解析手法を他の回路に展開するためには、展開する回路の回路方程式を導出しなくてはならない。このためには、回路の動作を十分に理解する必要がある。そこで、回路方程式の導出を容易にするための手法の確立が挙げられる。

- ・現状でデバイスシミュレータに依存している、ある点におけるデバイスの損失値からの、電圧および電流をパラメータとした関数化のプロセス自前化が挙げられる

第3章では、ウェアラブル機器を想定した1セル太陽電池向けDC-DCコンバータについて検討を行い、以下を明らかにした。

- ・第2章の知見を活かし、入力電流を押さえ、高昇圧比を達成可能な、ウェアラブル機器を想定した、1セル太陽電池システム向けのDC-DCコンバータを提案。

- ・低電圧起動回路の静特性を取得し、制御回路の起動に十分な12V、12mWの電力が得られることを確認した。温度変化がある場合の起動性能の実験データを取得し、 -40°C ~ 80°C の環境で起動可能であることを確認した。

- ・主回路については、入力抵抗を低減するために一次側に4つの並列接続とし、高い出力電圧を得るために二次側に4つの直列接続を備えた試作回路にて性能検証を行った。提案回路は1セル太陽電池の低電圧を、ウェアラブル機器の充電に求められる5~12Vの電圧と7W以上の電力を提供可能であることを確認した。

- ・提案回路は出力電圧0Vから動作可能で、キャパシタ負荷の0Vからの初期充電可能であることを確認した。出力電圧が5V以上の場合、MPPT動作も可能である。

第3章の今後の課題としては、本研究では、まず出力向上を優先したため、スイッチング周波数も10kHzと低く設定していることから、回路の小型化が必要である。ソフトスイッチングなどでさらに損失を低減することにより高周波化を行い、トランスやインダクタの小型化を行っていききたい。

第4章では、太陽電池とペルチェ素子を用いた水生成システムについて検討を行い、以下を明らかにした。

- ・きれいな水の必要性を指摘し、この課題に対応するための水生成システムとして、太陽電池で得た電力でペルチェ素子を冷却し、大気中の水分を凝縮し水を得るシステムを提案した。

- ・水生成システムに使用する各デバイスを太陽電池、ペルチェ素子、ペルチェ素子冷却ファン、エアフローファンの4種と設定し、第2章の知見を活かし、直

列形昇降圧形をベースとする、それぞれのデバイスを制御するためにふさわしい1入力3出力のDC-DCコンバータシステムを提案した。

- ・降圧形DC-DCコンバータについてはDCMスイッチングとポート切り替えを採用することにより、直流インダクタを1つに削減可能である。

- ・各デバイスに適した制御方法を明らかにし、バッテリーを持たないスタンダードアロン太陽電池システムとして日射が100%から40%へ急変した場合の対応策を検討し、成立可能であることをシミュレーションにより示した。

- ・提案した水生成システムの試作を行い、安定化電源を用いて水生成性能の検証を行った。水生成量は、気温と湿度の条件にもよるが、好条件下では1kWhあたり321g程度の水生成が可能であることを確認した。

第4章の今後の課題としては、水生成部分と太陽電池およびDC-DCコンバータを接続し、トータルシステムとして実際に屋外での水生成性能を検証が挙げられる。また、水生成部の物理モデルの精度向上および実機とのコリレーションおよび、水生成部の効率向上も課題となる。

本論文全体を通して、今後は各章の課題を達成すべく研究を進めるとともに、再生可能エネルギーを上手に扱うための電力変換技術の進歩に取り組んでいきたい。

謝 辞

本研究を行い、学位論文をまとめるにあたり、研究環境の提供および熱心なご指導を賜りました、東京電機大学教授 柘川重男先生に心から感謝するとともに厚く御礼申し上げます。

本研究を進めるにあたり、貴重なアドバイスを賜りました神戸市立工業高等専門学校教授 茂木進一先生、元千葉工業大学教授 西田保幸先生に感謝いたします。

また、本研究を進めるにあたり、実験補助などご協力いただいた、歴代のパワーエレクトロニクス研究室所属の修士学生並びに卒研究生に感謝いたします。

文 献

- [1] 中島篤志, 枘川重男, 茂木進一, “出力電圧脈動を低減した各種単相電流形高力率整流器のスイッチング損失の比較,” パワーエレクトロニクス学会誌, Vol.39, JIPE-39-11, pp. 73-80, 2014.
- [2] 中島篤志, 茂木進一, 西田保幸, 枘川重男, “出力電圧脈動を低減した単相並列形昇降圧形高力率整流器のスイッチング損失の検討,” パワーエレクトロニクス学会誌, Vol. 40, JIPE-40-15, pp. 136-143, 2015.
- [3] Atsushi Nakajima and Shigeo Masukawa, “Practicality of Boost-type DC-DC Converter for Single Solar Cell,” IEEJ Journal of Industry Applications, Vol.10 No.4, pp. 417-427, 2021.
- [4] Atsushi Nakajima, Shigeo Masukawa, “Study of Boost type DC-DC Converter for Single Solar Cell,” IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2018.
- [5] 中島篤志, 枘川重男, “単セル太陽電池向け昇圧形 DC-DC コンバータの検討,” H28 電気学会産業応用部門大会論文集, 2016.
- [6] 中島篤志, 枘川重男, “単セル太陽電池向け昇圧形 DC-DC コンバータの検討,” H29 電気学会産業応用部門大会論文集, 2017.
- [7] 中島篤志, 枘川重男, “単セル太陽電池向け昇圧形 DC-DC コンバータの検討,” H30 電気学会全国大会講演論文集, 2018.
- [8] 中島篤志, “太陽電池とペルチェ素子を用いた水生成システム向けの 3 出力 DC-DC コンバータ,” パワーエレクトロニクス学会誌 (Journal of the Japan Institute of Power Electronics), Vol. 47, JIPE-47-2, pp. 99-107, 2022.
- [9] Atsushi Nakajima and Shigeo Masukawa, “Water Production System with Peltier Element and Photovoltaic Cell,” 8th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2019.
- [10] 中島篤志, 枘川重男, “小型太陽電池を用いた独立型水生成システム,” 2019 年 (第 37 回) 電気設備学会全国大会講演論文集, 2019.
- [11] 蓮沼正彦, “分散電源システムと EV 急速充電技術,” パワーエレクトロニクス学会, 第 27 回専門講習会テキスト, pp. 71-85, 2012.
- [12] 野中, 根葉, “単相 PWM コンバータの入力電流高調波の検討,” H2 電気学会産業応用部門全国大会, No. 66, pp. 271-274, 1990.

- [13] A. Mechi, S. Funabuki, “Three-Phase PWM AC-to-DC Converter with a Wide Control Range of DC Voltage,” Trans. on IEE Japan, Vol. 114-D, No. 6, pp. 638-646, 1994.
- [14] T. Ohnuki, O. Miyashita, T. Haneyoshi & E. Ohtsuji, “High Power Factor PWM Rectifiers with an Analog Pulsewidth Prediction Controller,” IEEE Trans. on PE, Vol. 11, No. 3, pp. 460-465, 1996.
- [15] 茂木進一, 西田保幸, 前田明志, “昇降圧形高力率整流器,” 平成6年電学全大, No. 521, Vol. 5, pp. 44-45, 1994.
- [16] K.Heumann 著, 前田明志訳, “パワーエレクトロニクスの基礎,” 東京電機大学出版局, p. 197, 1978.
- [17] 野中, 根葉, “直流平滑用に2倍周波並列共振回路を用いた単相PWM電流形コンバータ及びインバータ,” 平成5年電気学会全国大会, No. 509, Vol. 5, pp. 49-50, 1993.
- [18] 根葉保彦, 森潤一郎, “交流チョッパを結合した単相PWM電流形コンバータ,” 電気学会論文誌D, Vol.115, No.12, pp. 1557-1558, 1995.
- [19] 茂木進一, 前田明志, “出力電圧脈動を低減した単相昇降圧形高力率整流器,” 電気学会論文誌D, Vol.117, No.7, pp. 846-855, 1997.
- [20] 清水一彦, 茂木進一, 前田明志, “パルス面積変調を用いた単相降圧形高力率整流器の特性,” 平成10年電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-98-114, pp. 45-49, 1998.
- [21] “パワーデバイス損失シミュレータ,” <http://www.mitsubishielectric.co.jp/semiconductors/simulator/>.
- [22] K.Hirachi, T.Iwade and K.Shibayama, “A Specific Control Implementation on Back-Type Active Power Filtering Converters,” IEEE InTelEC'95, pp. 444-449, 1995.
- [23] 稲生清春, “一般化DC-DC整流器,” 特開昭55-68877, 1978.
- [24] 佐藤和久, 茂木進一, 前田明志, “出力電圧脈動を低減した新しい単相電流形高力率整流器,” 電気学会研究会資料, SPC-96-115, pp. 21-28, 1996.
- [25] 西田保幸, 茂木進一, 中岡睦雄, “昇圧・降圧・昇降圧動作を併用可能な新しいDC-DCコンバータトポロジーとその単相PFC整流コンバータへの応用,” パワーエレクトロニクス研究会論文誌, Vol.24, No.1, pp. 21-26, 1998.
- [26] 小松孝有, 茂木進一, 前田明志, “直流電力リップルを低減した系統連系単相電流形インバータ,” 平成10年電気学会全国大会, No.745, Vol.4, pp. 59-60, 1998.

- [27] 茂木進一, 西田保幸, “各種 DC-DC コンバータにおけるスイッチング損失の比較,” パワーエレクトロニクス学会誌, Vol.37, JIPE-37-22, pp. 203-209, 2012.
- [28] 茂木進一, 西田保幸, 前田明志, “出力電圧脈動を低減した単相昇降圧形高力率整流器,” 平成 6 年電気学会産業応用部門大会, No.37, pp. 169-172, 1994.
- [29] 笠展幸, 麻原寛之, 団迫智幸, “十見百聞 有機薄膜太陽電池実証試験 三菱化学水島事業所を訪ねる,” 電気学会誌 136 (5), pp. 266-269, 2016.
- [30] “Best Reserch-Cell Efficiencies,” National Renewable Energy Laboratory, Rev. 04-06-2020, 2020.
- [31] “SII Ultra-Low voltage operation charge pump IC S882Z Series Datasheet Rev. 2.0_00,” 2005-2010.
- [32] 佐川善彦, 廣本正之, 越智裕之, “低電圧起動回路を用いた省電力チップ間非接触通信回路,” 情報処理学会研究報告 Vol. 2014-SLDM-166 NO. 10, pp. 1-6, 2014.
- [33] K. Le, et al., “An Ultra-Low-Voltage-Startup Circuit For Thermal Energy Harvesting Application,” ICDV 2017 7th International Conference on Integrated Circuit, Design, and Verification, pp. 28-32 , 2017.
- [34] e. a. M. Pasca, “A 0.23 μ W, 96 mV Input Voltage DC-DC Converter for Body Sensor Nodes,” IEEE Sensors Journal, Vol. 15, No. 10, October 2015.
- [35] G. Gabian, et al., “Hybrid Buck Converter Optimization and Comparison for Smart Phone Integrated Battery Chargers,” 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), March 2018.
- [36] J. Monteiro, et al., “An experimental study of an efficient supercapacitor stacking scheme to power mobile phones,” 2011 IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), Oct. 2011.
- [37] S. G. Malla, et al., “Solar powered mobile phone: An innovative experiment,” 2016 International Conference on Signal Processing, Communication, Power and Embedded System (SCOPEs), Oct. 2016.
- [38] e. a. B. ChittiBabu, “Synchronous Buck Converter based PV Energy System for Portable Applications,” IEEE Technology Students' Symposium, Jan. 2011.
- [39] 竹内一平, 金井康通, 黒川浩助, “太陽電池単セルによる充電回路,” 電子情報通信学会 電子通信エネルギー技術研究会, pp. 31-37, Nov. 2001.
- [40] “SII 超低電圧動作チャージポンプ IC S882Z データシート” .
- [41] L. W. Thong, et al., “Analysis of Photovoltaic Panel Temperature Effects on its

- Efficiency,” 2016 2nd International Conference on Electrical Engineering and Electronics Communication (ICEEECS), Nov. 2016.
- [42] N. Goel, “Temperature effects on Threshold Voltage and Mobility for Partially Depleted SOI MOSFET,” International Journal of Computer Applications in Technology, Vol. 42, No. 21, pp. 56-58, March 2012.
- [43] 山崎福一, “RCC トランス設計方法,” 東京精電株式会社 テクニカルレポート No. SZ-YB2002-001A.
- [44] D. Vinnikov et al., “Comparison of Performance of Phase-Shift and Asymmetrical Pulsewidth Modulation Techniques for the Novel Galvanically Isolated Buck-Boost DC-DC Converter for Photovoltaic Applications,” IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 5, No. 2, June 2017.
- [45] 寺江悠太, 安瀬翔平, 大石潔, 芳賀仁, 清水隆之, “太陽光発電システム用絶縁型 DC-DC コンバータの軽負荷時高効率制御法,” 電気学会論文誌 D, Vol. 133, No. 2, pp. 196-202, 2013.
- [46] S. M. Chen et al., “A Cascaded High Step-Up DC-DC Converter With Single Switch for Microsource Applications,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, No. 4, April 2011.
- [47] F. L. Tofoli et al., “Survey on Non-Isolated High-Voltage Step-Up Dc-Dc Topologies Based On The Boost Converter,” The Institution of Engineering and Technology IET Power Electron., 2015, Vol. 8, Issue 10, p. 2044-2057, 2015.
- [48] B. P. R. Baddipadiga et al., “A Family of High-Voltage-Gain DC-DC Converters Based on a Generalized Structure,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 33, No. 10, October 2018.
- [49] Y. Jang et al., “Interleaved Boost Converter With Intrinsic Voltage-Doubler Characteristic for Universal-Line PFC Front End,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 4, July 2007.
- [50] B. Yuan et al., “Analysis and Design of a High Step-up Current-Fed Multiresonant DC-DC Converter With Low Circulating Energy and Zero-Current Switching for All Active Switches,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, No. 2, February 2012.
- [51] W. Li et al., “Design and Analysis of Isolated ZVT Boost Converters for High-Efficiency and High-Step-Up Applications,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 6, November 2007.
- [52] 吉富大祐, 平地克也, “電流型のフォワード型 DC/DC コンバータの提案,”

- 電気学会研究会資料 半導体電力変換研究会 2010(1), pp. 17-22, 2010-01-29.
- [53] 吉富大祐, 平地克也, “電流型 DC/DC コンバータにおけるサージ電圧の抑制について,” 電気学会研究会資料 半導体電力変換研究会 2011(1), pp. 39-44, 2011-01-21.
- [54] 竹内一平, 金井康通, 黒川浩助, “太陽電池単セル昇圧回路への MPPT 制御の適用,” 電子情報通信学会 電子通信エネルギー技術研究会, p. 162-164, 2002.
- [55] “UNICEF Web Site,” <https://www.unicef.org/wash>.
- [56] 小寺正一, “水問題をめぐる世界の現状と課題,” レファレンス, 60(6)国立国会図書館, pp. 73-97, 2010-6.
- [57] 国際協力事業団, “水分野援助研究会報告書 一途上国の水問題への対応一,” JICA, 2001-11.
- [58] Bhambare et al., “Solar Thermal Desalination A Sustainable Alternative for Sultanate of Oman,” INTERNATIONAL JOURNAL of RENEWABLE ENERGY RESEARCH P. S. Vol.8, No.2, June, 2018.
- [59] 遣沢哲夫 他, “蒸発法海水淡水化装置におけるフェノール類の挙動,” 日本海水学会誌第 28 巻第 5 号, pp. 321-326, 1975.
- [60] Masahiro Fujiwara, “Water Management with Membrane Permeation Using Light Energy,” Bulletin of the Society of Sea Water Science, Japan 73, pp. 328-338, 2019.
- [61] Rodrigo Vieira, et al., “Renewable Energy System for Small Water Desalination Plant,” 2018 7th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2018.
- [62] Ali Riahi, et al., “Potable water production by using triangular solar distillation systems in Malaysia,” IEEE Conference on Clean Energy and Technology (CEAT) 2013, pp. 473-477, 2013.
- [63] 野村正則, “簡易ろ過装置によるろ過効果の検証,” 別府大学短期大学部紀要第 32 号, 2013.
- [64] 菊池弘太郎, “循環濾過養魚のための水処理技術,” 日本水産学会, 64(2), pp. 227-234, 1998.
- [65] Natalia Pichel, et al., “A hybrid photovoltaic-photochemical prototype for simultaneous energy generation and water purification in rural areas of Mexico,” IEEE 7th World Conference on Photovoltaic Energy Conversion (WCPEC) (A Joint Conference of 45th IEEEConference of 45th IEEE PVSC, 28th PVSEC &

- 34th EU PVSEC), 2018.
- [66] 津島将司, 平井修一郎, “固体高分子形燃料電池における水の「その場」計測と輸送解析,” 分析化学 Vol. 59, No. 1, pp. 1-11, 2010.
- [67] Hatamian et al., “PELTIER SYSTEM WITH WATER PURIFICATION MEANS,” United States Patent, US 7,559,204 B2, Jul. 14, 2009.
- [68] MA Munoz-Garcia et al., “Water harvesting for young trees using Peltier modules powered by photovoltaic solar energy,” Computers and Electronics in Agriculture, Volume 93, pp. 60-67, April 2013.
- [69] Fujio Kurokawa and Hirofumi Matsuo, “A New Multiple-Output Hybrid Power Supply,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 3, No. 4, October 1988.
- [70] Yie-Tone Chen et al., “Control-Loop Modeling of Multiple-Output Feedback of Forward Converters,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 8, No. 3, July 1993.
- [71] Qmg Chen et al., “Analysis and Design of Weighted Voltage-Mode Control for a Multiple-Output Forward Converter,” IEEE Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, March 1993.
- [72] Tie-Tone Chen et al., “Small-Signal Modeling of Multiple-Output Forward Converters with Current-Mode Control,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, No. 1, January 1996.
- [73] Thomas Li, “SINGLE INDUCTOR MULTIPLE OUTPUT BOOST REGULATOR,” United States Patent, US 6,075,295, Jun. 13, 2000.
- [74] Yuanmao Ye et al., “Single-switch single-inductor multi-output pulse width modulation converters based on optimised switched-capacitor,” IET Power Electronics Vol. 8, Issue 11, p. 2168-2175, 2015.
- [75] A. Pizzutelli et al., “Novel Control Technique For Single Inductor Multiple Output Converters Operating in CCM with Reduced Cross-Regulation,” IEEE Twenty-Third Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008.
- [76] Ray-Lee Lin et al., “Family of Single-Inductor Multi-Output DC-DC Converters,” IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2009.
- [77] Jaya Deepti Dasika, et al., “Multivariable Control of Single-Inductor Dual-Output Buck Converters,” IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 29, Issue 4, pp. 2061-2070, April 2014.

- [78] Zubair Rehman, et al., “Dual input-dual output single inductor dc/dc converter for renewable energy applications,” International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2015.
- [79] Dongsheng Ma et al., “Single-Inductor Multiple-Output Switching Converters With Time-Multiplexing Control in Discontinuous Conduction Mode,” IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 38, NO. 1, JANUARY 2003.
- [80] Whei-Min Lin et al., “Neural-Network-Based MPPT Control of a Stand-Alone Hybrid Power Generation System,” IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 26, NO. 12, DECEMBER 2011.
- [81] Hongyu Zhu et al., “PV Isolated Three-Port Converter and Energy-Balancing Control Method for PV-Battery Power Supply Applications,” IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 62, NO. 6, JUNE 2015.
- [82] Dipankar Debnath et al., “Two-Stage Solar Photovoltaic-Based Stand-Alone Scheme Having Battery as Energy Storage Element for Rural Deployment,” IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 62, NO. 7, JULY 2015.
- [83] Moumita Das et al., “Novel High-Performance Stand-Alone Solar PV System With High-Gain High-Efficiency DC - DC Converter Power Stages,” IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 51, NO. 6, NOVEMBER/DECEMBER 2015.
- [84] Fulong Li, et al., “A modified MPPT algorithm with integrated active power control for PV-battery systems,” IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2016.
- [85] Riccardo Antonello Das et al., “Energy-Efficient Autonomous Solar Water-Pumping System for Permanent-Magnet Synchronous Motors,” IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 64, NO. 1, JANUARY 2017.
- [86] Anjanees Kumar Mishra Das et al., “An Efficient Control Scheme of Self-Reliant Solar-Powered Water Pumping System Using a Three-Level DC-DC Converter,” IEEE JOURNAL OF EMERGING AND SELECTED TOPICS IN POWER ELECTRONICS, VOL. 8, NO. 4, DECEMBER 2020.
- [87] Johan Meyer and Suné Von Solms, “Solar Powered Water Security: An Enabler for Rural Development in Limpopo South Africa,” IEEE Access Journal, pp.

20694-20703, Volume 6, 2018.

- [88] Raseswari Pradhan, Bidyadhar Subudhi, “Double Integral Sliding Mode MPPT Control of a Photovoltaic System,” IEEE Transactions on Control Systems Technology Volume: 24 , Issue: 1, Jan. 2016.
- [89] K. Hirech et al., “An Optimal Control Approach For Off-grid PV System Using Current Strategy Technique,” INTERNATIONAL JOURNAL of RENEWABLE ENERGY RESEARCH, Vol.9, No.3, September, 2019.
- [90] Y. Furukawa et al., “Quick Response Wide Input Range DC-DC Converter for Renewable Energy System,” INTERNATIONAL JOURNAL of RENEWABLE ENERGY RESEARCH Vol.7, No.4, 2017.
- [91] 谷口 雅英, “RO 膜を使った海水淡水化技術の現状と今後の展望,” 日本海水学会誌, 第 卷 63, 第 4, pp. 214-220, 2009.