地球温暖化ガスを削減する電動航空機用軽量マルチレベル変換器協調 制御システムの開発

Multi-level converter system for Electric Aircraft

岩田 明彦 (Iwata Akihiko)

1. はじめに

地球温暖化ガス対策は急務であり、各産業界では温暖化ガスを排出しない方式への移 行や機器の高効率化によって温暖化ガスの排出量を抑制する取り組みを進めている。航 空機産業では、2050年までに CO2 排出量をゼロ化する目標を掲げており⁽¹⁾、実現のた めの手段として新燃料 SAF (Sustainable Aviation Fuel)、水素や電動化などの新技術、 およびカーボンオフセットを挙げている。電動化については欧米が先行する形で研究・ 開発が進められているものの、国内でも 2018年に、JAXA を中心とした航空機電動化

(ECLAIR) コンソーシアムが立ち上がり、産学官一体となり研究・開発が加速した(2),(3)。 航空機の推進系の電動化では、発電機で得られた交流を PWM コンバータで直流化して グリッドを形成し、DC/AC インバータにより推進用 FAN モータを駆動する構成が検討 されている⁽⁴⁾。搭載される電気機器や電力変換器には、~20kW/kg の高い軽量性が要求 される。ここで、発電機を軽量化する場合には、効率が高く重量が削減可能な永久磁石 式同期発電機⁽⁵⁾も 1 つの選択肢となる。しかし永久磁石式同期発電機は、軸回転数に出 力交流電圧の大きさが比例するため、整流後の直流電圧がエンジンの回転数に伴って大 きく変化する。そのための対策として DC 側に何らかの電圧調整手段を設ける必要が生 じる。PWM コンバータを用いた電圧調整も可能であるが、調整範囲が大きくなると昇圧 用のフィルタリアクトルが大型化し重量が大きくなってしまう。

本研究では、PWM コンバータの後段に軽量の DC/DC コンバータを設置した推進系の システムを考察する。一般的な昇圧型 DC/DC コンバータはインダクタの重量が大きく 航空機への搭載には不向きである。そこで今回、大きなインダクタを必要としない階調 制御型のスイッチドキャパシタコンバータの設置を提案する。階調制御型のスイッチド キャパシタコンバータは、2 つのビットインバータの電圧を加減算することにより 5 つ の昇圧が可能な方式である⁽⁶⁾。昇圧率を切替える際にキャパシタへの大きな充放電電流 が流れるという課題があるが、その対策として前段の PWM コンバータとスイッチド キャパシタコンバータを連携した制御方式を検討した。

発電機後段の PWM コンバータを模擬した PWM チョッパと階調制御型スイッチド キャパシタコンバータとを組み合わせたコンバータシステム⁽⁷⁾について PSIM シミュ レーションにより動作を検証した。PWM チョッパとスイッチドキャパシタコンバータ との連携制御により、チョッパの入力電圧が大きく変化した場合でも安定した DC 出力 が得られることを示した。またスイッチドキャパシタコンバータの昇圧切替え動作時に 前段チョッパを電流源に見立てた動作とすることで、切替え時の過電流を許容範囲内に 抑制できることを示した。

2. 階調制御型スイッチドキャパシタコンバータ⁽⁶⁾

図1は階調制御型スイッチドキャパシタコンバータの主回路構成と各昇圧率に対する ビット1およびビット2の直流コンデンサの電圧を示している。2つのビットインバー タの出力を加減算する階調制御動作により、昇圧率として1倍、1.33倍、1.5倍、2倍、 3倍、4倍が可能である。図2に例として、V0=100Vの条件での昇圧率4倍の動作を示 している。モード①で電源からビット1の直流コンデンサC1に100Vを充電する。次に モード②で、ビット2の直流コンデンサC2に、電源の100Vとビット1の出力100Vを 加算して、200Vの電圧を充電する。最後のモード③で、電源の100V、ビット1の出力 100V、ビット2の出力200Vを加算する形で出力VRに400Vを供給する。ビット1お よび2の直流電圧がそれぞれ正確に100Vと200Vにコントロールされていれば、各電 流経路の起電力の合計は常にゼロとなり、大きなインダクタが無くても入力電流を直流 化できる。その結果軽量化が実現できる。

表1は、各昇圧率での各動作モードのビットの出力電圧および時間配分(周期Tに対 する)を記載している。2倍昇圧以外はいずれも3つのモードから構成される。2つの ビットに充電する電圧の配分によって昇圧率を5段階に選ぶことができ、1.33や1.5な ど、2倍よりも小さな昇圧率が得られることも特徴の1つである。また、昇圧率が大き くなる割合は1から1.33(1.33倍)→1.28(1.5倍)→1.33(2倍)→1.5(3倍)→1.33 (4倍)と不連続ではあるものの、おおよそ一定となっている。

前述したように、VC1 および VC2 を適正な値にコントロールして電流経路の起電力 をゼロにすることが、入力インダクタを小さくできるポイントとなる。そのため、①直 流電圧 VC1、VC2 をフィードバックし、モードの時間幅を変えて所定の値に制御する機 能、②電流リプル幅を検出し VC1、VC2 の電圧目標値にフィードバック制御する機能、 が備わっている。図 3 は、昇圧率 4 の場合のタイムチャートである。C1 充電モードの始 点電流 iOt1 と終点電流 iOt2 の電流の差を検出して PI 積分した値をフィードバックし VC1、VC2 の目標値を決める(機能②)。また VC1、VC2 が目標値に一致するよう充電 モードの幅を PWM 制御(機能①)する。

4 倍昇圧の条件で VC1、VC2 の目標値を V0、2V0 とし、機能①のみを搭載して PSIM シミュレーションを行った場合の波形を図 4 に示す。電源側の電流はほぼ直流となって いるものの、電流波形を拡大すると電流リプルが 6%存在していることがわかる。これは、 VC1 の充電期間において始点と終点の差が 55A 存在していることが一つの要因である。 この差の理屈は図 5 に説明される。C1 を充電する電流は、図中の式に表されるように C1 の初期電圧が小さ過ぎれば終点電流が始点よりも大きくなり、大き過ぎれば終点電流 が始点よりも小さくなる。始点 t1、終点 t2 の差を一致させるには初期電圧 VC1-0 を適 切な値に設定しなければならない。

図 6 は、充電モード 1 における始点と終点の差を C1 の電圧目標値にフィードバック する機能②を盛り込んだ場合の波形である。始点と終点の i0 の値はほぼ一致しており、 電流リプルの値は 52A まで縮小していることがわかる。その結果、1μH という配線程度 のインダクタンスながら電流リプルを 3%に抑え込めている。

3. スイッチドキャパシターコンバータシステム(7)

図 7 は、軽量化が期待できる永久磁石式同期発電機および PWM コンバータと スイッチドキャパシタコンバータを連携した DC グリッドシステムの構成を示している。 配線程度のインダクタを入力側に備えたスイッチドキャパシタコンバータは、PWM コ ンバータの後段に設置される。図8は、航空機が滑走、離陸、巡航と進んだ場合の発電 機の出力電圧、PWM コンバータの出力電圧、スイッチドキャパシタコンバータの後段の DC 出力電圧を示したイメージ図である。航空機の状態によって同期発電機の交流出力 は大きな変化を伴うが、その変化を PWM コンバータとスイッチドキャパシタコンバー タとの組み合わせ動作によって補償する。PWM コンバータの昇圧率を低く抑えること が PWM コンバータのフィルタリアクトルを軽くすることに繋がるため、発電機の大き な電圧変化を補償する場合には、スイッチドキャパシタコンバータの昇圧機能を利用す る。図9は、発電機出力の線間電圧の最大値とPWM コンバータの昇圧率およびスイッ チドキャパシタコンバータの昇圧率の関係を示したものである。発電機の交流電圧最大 値が増加していくに連れて、スイッチドキャパシタコンバータの昇圧率は低下していく が、昇圧率が不連続であるため、それを補完するように PWM コンバータが動作する。 そして、PWM コンバータの昇圧率は最大でも 1.5 に留まり、昇圧用インダクタ Ln の大 きさを最小限に抑えることができる。

次に、スイッチドキャパシタコンバータの課題について説明する。図 10 は、スイッチ ドキャパシタコンバータの昇圧率が 3 から 4 に変化する場合の回路の動きを説明してい る。コンデンサ C0 は PWM コンバータの出力に設置される平滑コンデンサである。ま た、LC は配線程度のインダクタを表現している。まず、V0=166.6V の条件で電圧を 3 倍の 500V まで昇圧している状態を考える。この場合、C1 および C2 に V0 および 2V0 の電圧が充電されており、各 Mode1~3 において経路に起電力は発生しない。この状態 から昇圧率を 4 に変化させた場合、Mode1 および 2 では LC の両端には電圧は発生しな いが、Mode3 の条件では LC の両端に 166.6V の電圧がかかることになる。このまま Mode3 が実行されると LC が小さいことから過大な電流が経路に流れてしまう。図 11 は、スイッチドキャパシタコンバータの入力電圧と昇圧率および VC1,VC2 の関係を示 したものである。昇圧率が切り替わると、VC1,VC2 ともに充電電圧が変化しなければな らない。従って切り替わりの前後に、C1,C2 の電荷の充放電が必要になってくる。この 充放電を C0 から配線程度の小さなインダクタ LC を通して行うと、過大な電流が流れる こととなる。

図 12 は上記に示した昇圧率切替え時の過電流対策を盛り込んだシステムのシミュ レーション回路を示している。PS は発電機の電圧が変化することを模擬した関数電圧源 であり、今回は電圧を 500V~100V まで大きく変化させた。関数電圧源 PS の後段に設 けられるのは、PWM コンバータを模擬した昇圧型のチョッパである。チョッパの後段に はスイッチドキャパシタコンバータが接続されており、その出力を負荷に導く。制御回 路は Switched Capacitor Cont. と Chopper Cont.から構成されている。Switched capacitor Cont.の上流側には、入力電圧 Vin の値を受けスイッチドキャパシタコンバー タの昇圧率を一義的に決定する Step up ratio cont.が設けられている。Chopper Cont. は、スイッチドキャパシタコンバータの出力電圧 Vout が目標電圧 500V となるよう チョッパを PWM 制御する。先に述べたように、PS の大きな電圧変化はスイッチドキャ パシタコンバータで補償されるため、PWM チョッパの昇圧率の最大値は 1.5 倍となる。 Step up ratio cont.の後段には、図 3 で示された、リプル電流抑制のための Capacitor Voltage Cont.が設けられ、C1 および C2 の充電電圧を微細にコントロールする。Step up ratio Cont. には、さらに昇圧率切替え時の過電流対策として以下の 2 つの制御が組 み込まれている。

1つは昇圧率切替え時にチョッパの出力側の平滑コンデンサを切り離す Filter Switch 制御である。昇圧率切替え時には、スイッチドキャパシタコンバータの充放電ループに 大きな起電力が生じ、配線程度のインダクタ Lc では、平滑コンデンサからの過大な電流 を抑制することは困難である。その対策として切替え時に平滑コンデンサを切り離す操 作を行う。平滑コンデンサを切り離すと、スイッチドキャパシタコンバータと PWM チョッパの昇圧用インダクタ LO が直列に接続される形となり、回路ループに生じる起 電力はほぼ L0 にかかる。L0 は Lc に比べて大きなインダクタンス値である 100µH を有 しているため、過電流を抑えることができる。図 13 に Filter Switch 制御の具体的な回 路構成と動作を示している。Filter Switch 制御用の回路は、平滑コンデンサ CO、放電回 生抵抗 Rb および IGBT スイッチから成る。切替え期間には、PWM チョッパからの電流 の変化によって Lc の両端にサージ電圧が毎周期発生し、そのエネルギーが C0 に吸収さ れ電圧が上昇する。その電圧を放電するために Rb を接続している。昇圧率の切替えが開 始されると、回路ループには図 10 で示したような起電力が発生するが、IGBT スイッチ がオフとなるため、充放電電流は PS から L0 を通してスイッチドキャパシタコンバータ に供給される。このとき電流は、L0を通過するため、電流最大値が抑制できる。L0を通 る電流と並列に Rb を通る電流も合わさってスイッチドキャパシタコンバータの充放電 が為される。そして充電が完了すると IGBT スイッチが再びオンとなる。このとき Lcの サージエネルギーにより上昇した C0 の電圧のうち、Rb を通して完全に放電しきれない 分によって、IGBT を通して比較的大きな電流が流れる。図 12 に示すイメージ波形で、 スイッチ再オン時にピーキーな電流が流れているのはそのためである。今回、切替え時 操作の継続時間は 10ms としている。

2つ目は、上記の Filter Switch 制御を施してもなお流れる過電流をスイッチドキャパ シタコンバータ全体の動きを止めて抑える Current limit 制御である。電流 iscc が一定 値を超えると S1~S4 のゲートを一斉に遮断し、電流の上昇を抑制するよう動作する。

図 14、図 15 に入力電圧 Vin を、約 1 秒かけて 500V から 100V まで下げ、また 100V から 500V まで上げた場合のシミュレーション結果を示している。出力電圧は、スイッ チドキャパシタコンバータの昇圧率が切り替わる際に、おおよそ 10ms 程度の変動が生 じている。ここで出力電圧の変動の大きさは 5%以下に留まっていることがわかる。

図 16 は、航空機用のグリッド電圧に関する変動電圧のガイドライン(8)であるが、今回 の切替え時間である 10ms の条件で、電圧異常と判断される電圧は-27%以下および +17%以上である。図 14 と図 15 で得られた電圧変動はそれを十分に下回っている。

切り替え時の電流は定常状態の電流よりもかなり大きいものの、最大値は 380A 程度 である。この値は、Vin=100V時の iscc 電流定常値の2倍以内に収まっていることがわ かる。図17は、図14で昇圧率が1から1.33に変わる場合の切替え期間前後の電流 iscc を示している。切替え期間が始まると、L0および Rb を通して充放電電流がスイッチド キャパシタコンバータに流れ、電流が一気に上昇する様子が確認できる。その後、充放 電が完了する約5ms後に徐々に定常状態に移行する。10ms後に切替え期間を終了し、 Filter Switchを導通すると、C0の電圧とスイッチドキャパシタコンバータの入り口の 電圧差に従って一瞬電流が増加し、その後定常状態へ移行する。Rb を小さくすれば、C0 に蓄積された Lc のサージエネルギーを吐き出す量も増えるため上記の電圧差が縮小し、 切替え期間終了後の電流の増加は少なくなる。一方で Rb を小さくすると切替え期間開 始直後に、C0から流れだす電流が大きくなるという課題がある。

図 17 のポイント①、②におけるスイッチドキャパシタコンバータの入力電流 iscc の 波形を図 18 に示す。②は Filter Switch がオン状態の波形であり、2 章で説明した動作 によりリプルの小さな直流電流波形が得られていることがわかる。一方①は切替え期間 中の充放電が完了した以降の定常電流を示している。Rb からの電流がチョッパ電流に加 算されているため、DC 分が重畳されている。また、スイッチドキャパシタコンバータの モード変化による影響も表れている。

昇圧率が 1.33 から 1.5 に変わる切り替え期間での電流波形および Current Limit 制御の指令信号を図 19 に示す。充放電期間に流れる電流は非常に大きいものであるが、 Current limit 制御の効果が発揮され、最大電流は定常電流の 2 倍以下、すなわち 380A 程度で留まっている。但し、current limit 制御は約 100kHz のスイッチング周期を持っ ており、約 10ps の制御応答が必要となる。

4. おわりに

永久磁石式同期発電機の後段に、PWM コンバータとリアクトルレス階調制御型 スイッチドキャパシタコンバータを設置した電動航空機用 DC 出力電圧安定化システム を検討した。発電機の大きな電圧変化をスイッチドキャパシタコンバータの飛び飛びの 昇圧率で補償し、それらの間を PWM コンバータで微調整する構成である。階調制御型 スイッチドキャパシタコンバータの昇圧率切替え時の過電流抑制方法として、PWM コンバータ出力の平滑コンデンサを、その期間のみ切り離す Filter Switch 制御および流 れる過電流を抑える Current Limit 制御を提案した。PSIM シミュレーションにより提 案システムを検証し、約 5 倍の電圧変動に対して 5%以内の電圧変動に抑制できること を確認した。

参考文献

- (1) https://forbesjapan.com/articles/detail/60006
- (2) JAXA, 航空機電動化 (ECLAIR) コンソーシアム , http://www.aero.jaxa.jp/about/hub/eclair/pdf/ecl air_vision.pdf
- (3)岩田:「航空機電動化に向けたパワーエレクトロニクスへ の期待」,応用物理学会先進パワー半導体分科会第7回講 演会,2020
- et al., "Stability, (4)MJ Armstrong Transient Response, Control, and Safety of a High-Power Electric Grid for Turboelectric Propulsion of Aircraft", NASA/CR-2013-217865
- (5)<u>https://new.abb.com/jp/about/did-you-know/</u>永久磁石 式軸発電機
- (6) 岩田、久田, 2021 電気学会全国大会 WEB18-B2, 4-109
- (7)岩田、長永、深山,2022電気学会全国大会,4-143(8)MJ Armstrong et al., "Architecture, Voltage, and Components for a Turboelectric Distributed Propulsion Electric Grid Final Report", NASA/CR-2015-218440



Fig1.Gradationally Controlled Switched Capacitor Converter



Table 1. Operation modes and times for all step up ratios

モード	モード①			モード②			モード③		
昇圧率	ビット1	ビット2	出力状態	ビット1	ビット2	出力状態	ビット1	ビット2	出力状態
1.33	TA、ビット 1,2charge			T/4、OUTPUT			T/2、OUTPUT		
	-V0/3	-2V0/3	S4 オン	-\0/3	2V0/3	D4オン	V0/3	Pass	D4オン
1.5	T/3、charge			T/3、OUTPUT			T/3、OUTPUT		
	-V0/2	-\0/2	S4 オン	V0/2	Pass	D4オン	Pass	V0/2	D4オン
2	T/2、ビット 2 charge			T/2、OUTPUT			-		
	Pass	-V0	S4オン	Pass	V0	D4オン	-	-	-
3	T/3、ビット 1charge			T/3、ビット 2 charge			T/3、OUTPUT		
	-\0	Pass	S4オン	V0	-2V0	S4オン	Pass	2V0	D4オン
4	T/2、ビット 1 charge			T/4、ビット 2charge			T/4、OUTPUT		
	-V0	Pass	S4オン	V0	-2V0	S4オン	V0	2V0	D4オン





decreasing the ripple current of $i_{\mbox{\scriptsize o}}$

4 倍昇圧モード、V₀=100V、V_R≒400V、負荷抵抗1Ω、 L=1µH、C₁=1000µF、R_{MOS}=1mΩ、V_{c1}目標値100V、 V_{c2}目標値200V、キャリア30kHz



0 Fig4. Simulation waveforms only with the function 1 of the mode width control.



Fig5. Charge current of C_1 at the mode 1 in the 4 step up ratio operation



Fig6. Simulation waveforms of voltages and i_0 with functions of 1 and 2 reducing the current ripple of i_0 .



Fig7. Grid system using the permanent magnet synchronous generator with the combination of the PWM converter and the switched capacitor converter.



Fig8. Image figure of stabilization of voltage of DC load using the PWM converter and the switched capacitor converter



Fig9. Relationship between step up ratios of PWM converter and switched capacitor converter and V_{in} and V_{out} .



Fig10. Transition from the step up ratio of 3 to 4 and the generation of the loop electromotive force.



Fig11. Characteristic of V_{C1} and V_{C2} for step up ratios in the switched capacitor converter



Fig12. Simulation circuit of switched capacitor converter system employing the over current counter measure at the changing point of the step up ratio.



Fig13. Filter Switch Control of switched capacitor converter restraining the over current when the step up ratio changes.



Fig14. Simulation waveforms of V_{in} , V_{out} and i_{scc} when V_{in} changed from 500V to 100V



Fig15. Simulation waveforms of V_{in} , V_{out} and i_{scc} when Vin changed from 100V to 500V



Fig16. Guide line of voltage fluctuation at the DC grid system of the electric aircraft ⁽⁸⁾



Fig17. Current waveform of i_{scc} at switching duration from the boost up ratio of 1 to 1.33.



Fig18. Current waveforms of i_{scc} at the point of (1) and (2)



Fig19. Current limit control waveforms at the switching duration from boost up ratio of 1.33 to 1.5