

ホールスラスタのワイドレンジアノード電源の小型化
に関する研究
A Study on Miniaturization of Wide-range Anode Power
Supply for Hall Thruster

2023年3月

長崎総合科学大学 工学研究科博士課程

総合システム工学専攻

松永 芳樹

目次

まえがき	1
1 章 緒論	10
1.1 本研究の背景	10
1.2 衛星の電源システムとホールスラスト	14
1.3 ホールスラストと電源構成	15
1.4 ホールスラストの性能指標	17
1.5 放電電流振動	19
1.6 フライト実績のある PPU	22
1.7 マルチモード 6kW ホールスラストのワイドレンジアノード電源の課題	27
1.8 本研究の目的	33
2 章 300V および 600V の 2 つの出力電圧設定が可能なワイドレンジアノード電源	35
2.1 まえがき	35
2.2 フルブリッジインバータと倍電圧整流部からなる 1.5kW コンバータ	36
2.3 定抵抗との組み合わせ試験	37
2.4 ホールスラストとの組み合わせ試験	40
2.5 まとめ	44
3 章 175V から 800V のより幅広い出力電圧設定が可能なワイドレンジアノード電源 45	
3.1 まえがき	45
3.2 フルブリッジインバータと全波整流部からなる 1.5kW コンバータ	47
3.3 設計基準	49
3.4 1.5kW コンバータ単体の設計	50
3.4.1 1.5kW コンバータ単体のモデル化	50
3.4.2 制御パラメータの選定	56
3.5 組み合わせ試験	59
3.5.1 コンバータ 4 台と定抵抗負荷との組み合わせ試験	59
3.5.2 ホールスラストとの組み合わせ試験	60
3.6 まとめ	63
4 章 過大な放電電流振動からワイドレンジアノード電源を保護する機能	64
4.1 まえがき	64
4.2 放電電流振動振幅検出システム	64
4.2.1 放電電流振動振幅検出システムの概要と課題	64
4.2.2 放電振動周波数モデル	67
4.2.3 周波数応答設計	71
4.2.4 振幅検出アルゴリズム	73

4.2.5	6kW ホールスラスタの放電電流振動検出テスト	75
4.3	ホールスラスタ制御アルゴリズム	81
4.3.1	制御アルゴリズム	81
4.3.2	組み合わせ試験	84
4.3.3	まとめ	89
5章	結論	91
	謝辞	93
	参考文献	94

数式記号

C_1	= 振幅検出システムのキャパシタ C_1 , F
C_2	= 振幅検出システムのキャパシタ C_2 , F
C_i	= 入力キャパシタ C_i , F
C_o	= 出力キャパシタ C_o , F
E_i	= 入力電圧, V
E_o	= 出力電圧, V
f_i	= 放電電流振動の周波数, Hz
f_{sw}	= スイッチング周波数, Hz
G_{iv}	= 振幅検出システムの伝達関数
G_{PWM}	= PWM コントローラの伝達関数,
G_{vd}	= 1.5kW コンバータ回路の伝達関数
h	= チャネルの幅, m
h_e	= チャネルの下流端の幅, m
I_{ad}	= A/D コンバータで取得した電流, A
I_d	= 放電電流, A
I_{dp}	= カレントプローブとオシロスコープで取得した放電電流, A
I_{dpp}	= 区間 T における放電電流の振幅, A
I_i	= イオン電流, A
I_o	= 1.5kW コンバータの出力電流, A
I_{th}	= 放電電流の上限判定の閾値, A
K_p	= PI コントローラの比例ゲイン, -
k	= ボルツマン数
L	= チャネル深さ, m
L_i	= 電離領域の長さ, m
L_o	= 出力のインダクタンス, L
m	= キセノン原子, kg
n	= トランスの巻き数比, -
n_1	= トランスの1次巻き数, -
n_2	= トランスの2次巻き数, -
N	= 区間数, -
N_i	= イオン密度, /m ³

N_n	= 中性ガス密度, /m ³
N_s	= I_{th} を超えるピークの区間の数
$N_{s_{ad}}$	= 振幅検出システムで計算された N_s calculated by the ADS
N_{sp}	= 電流プローブ計測データから計算した N_s
Q	= 素電荷量, C
r	= ホールスラスタの中心からチャンネル端までの距離, m
r_d	= ダイオードの抵抗, Ω
rL_i	= L_i の抵抗, Ω
rL_o	= resistance of L_o の抵抗, Ω
r_{t_1}	= トランス 1 次側の巻き線抵抗, Ω
r_{t_2}	= トランス 2 次側の巻き線抵抗, Ω
R	= スラスタ負荷, Ω
R_1	= R_1 の抵抗, Ω
R_2	= R_2 の抵抗, Ω
t	= 時間, s
t_d	= むだ時間, s
T_i	= 積分時間, -
T_e	= 電子温度, V
T_n	= 中性ガス温度, K
t_{CR}	= 時定数, s
V_a	= アノード電圧, V
V_b	= ビーム電圧, V
V_d	= 放電電圧, V
v_i	= イオン速度, m/s
v_n	= 中性ガス速度, m/s
ζ	= 減衰率, -

まえがき

ホールスラスタをはじめとする宇宙用電気推進は古くから人工衛星・探査機の姿勢制御や軌道変更のための推進器として幅広く活用されてきた⁽¹⁾。宇宙分野における電気推進とは電力によって推進ガスを加速し排気することで推力を得る推進器のことであり、化学反応によるエネルギーによって燃焼ガスをノズルで膨張し加速させる化学推進と比較すると、推力は小さいが比推力と呼ばれる燃費に相当する指標において優れており、推進ガスを節約することができる。比推力は推進ガスの速度を重力加速で割ったもので単位は秒で表され、単位質量の推進ガスを噴射して単位推力を発生させている状態を何秒継続できるか、ということを表している。化学推進の比推力は 300~400 秒であるのに対して、電気推進の比推力は 500~1 万秒であり、電気推進に置き換えることで推進ガスの搭載量を削減でき、ミッション機器を増やしたりより小型の衛星で同じミッション機器を搭載したりできるというメリットがある^{(2),(3)}。

電気推進にはヒーターで推進ガスを温める伝熱型と、推進ガスをプラズマ化させ発生したイオンを電場によって加速する静電加速型と、同じく発生したイオンを電場と磁場によって加速する電磁加速型に分類される⁽⁴⁾。伝熱型は推力は電気推進の中では大きいですが、比推力は数百秒であり、化学推進と近い運用方法で衛星の姿勢制御や軌道投入に使用される。電磁加速型には MPD スラスタなどがあり、大電力が必要なためパルス作動での宇宙実証が行われている。静電加速型の電気推進は、方式としてはホールスラスタやイオンエンジンなどがあり、化学推進や伝熱型の電気推進と比較して推力は小さいものの 1000 秒~数千秒と高い比推力のおかげで燃料が削減できるため、長い運用期間が求められる静止衛星の姿勢制御や、軌道変更に大きなエネルギーを必要とする探査機などで活用されてきた。推進ガスとしてはキセノンなどの希ガスや、ヨウ素などの昇華性のものが使われる。

ホールスラスタは 1971 年に旧ソ連において SPT-60 が初めて宇宙で動作し^{(5),(6)}、その後、より大電力の SPT-100 が 1994 年にロシアにおいて衛星の姿勢制御に用いられた⁽⁵⁾⁻⁽⁷⁾。アメリカではイオンエンジンのほうの研究が先行していて探査機や静止衛星の姿勢制御に使われてきたが、冷戦終結後に、ロシアのホールスラスタの情報は欧米に公開され、2004 年に SPT-100 がアメリカの衛星に搭載され打ち上げられた⁽⁸⁾。その後も活発な研究開発が行われ、2025 年には月周回有人拠点 (Gateway) の推進器として 12.5kW という過去最大の電力規模のホールスラスタを搭載した PPE (Power and Propulsion Element) を打ち上げる予定である⁽⁹⁾。日本においてもイオンエンジンの研究がホールスラスタに先んじて行われ、マイクロ波放電式イオンエンジンが小惑星探査機はやぶさ⁽¹⁰⁾、はやぶさ 2⁽¹¹⁾に搭載され、直流放電式イオンエンジンが技術試験衛星シリーズ⁽¹²⁾⁻⁽¹⁴⁾に搭載されている。イオンエンジンは比推力が高いものの、電力当たりの推力が低いため、より大きな推力を出すためには、より大型化する必要があるが搭載面積が大きくなり、より大きな電力が必要になるので現実的ではない。また、イオンエンジンを動作させるためには、絶縁された電源が多数必要で、電源をまとめた Power processing unit (PPU) が大型化する傾向にある。一

方、ホールスラストは比推力は低い、電力あたりの推力が大きいため、イオンエンジンよりも小さい搭載面積で大きな推力を出せるという特徴を有する。また、ホールスラストは動作に必要な電源がイオンエンジンよりも少ないのでPPUをより小型化することができる⁽¹⁵⁾。このための特に近年、世界規模で大電力化が進む静止衛星においては、地球低軌道から静止軌道への軌道投入にかかる日数を削減するなどのメリットがあり多数のホールスラストが採用されている。現在市場にあるホールスラストは4.5kWクラスのものが最大であるが、6kWクラスのホールスラストの開発が進められている^{(16),(17)}。これは、近年の静止衛星バスの電力供給量は20kW程度にまで大型化が進み、このような衛星システムの推進システムとしては4.5kWクラスのホールスラストだと4台運転になるのが、6kWクラスのホールスラストだと3台運転になり、スラストシステムの数少なく済むからである^{(18),(19)}。しかし日本においてホールスラストについてはまだ宇宙での動作実績はなく、欧米に追い付くべく国産6kWホールスラストの開発が進められており、国産全電化衛星のための技術獲得を目的とした技術試験衛星9号機⁽²⁰⁾⁻⁽²²⁾において実証される予定である。

技術試験衛星9号機での実証のさらに先を見据えて、国産6kWホールスラストの動作範囲を拡大し、より大きな推力あるいは、より高い比推力を出せるようにした6kWホールスラストの研究開発が行われている。このホールスラストをマルチモード6kWホールスラストと呼ぶ。このホールスラストのメリットは全電化衛星において、より大きな推力で動作することで地球低軌道から静止軌道への投入をより短い日数で達成でき、より高い比推力で動作することで搭載する推進ガスを削減できるということである^{(19),(23)}。また、高比推力動作のおかげで、探査ミッションでも目標天体へ向かうのに必要な推進剤が削減できるため、探査機の小型化を実現できるというメリットがある。

マルチモード6kWホールスラストを実現するためにはPPU、特にアノード電源が重要である⁽²⁴⁾。ホールスラストのPPUは、推進ガスを電離させ生じたイオンを加速するためのアノード電源と、磁場を発生させるためのコイル電源と、カソード内部の電子放出材料を加熱するためのヒーター電源、カソードから電子を引き出すための電圧を印可するためのキーパー電源、推進ガスの流量を制御するための流量制御電源の5つの電源そしてこれらの電源を制御する制御部からなる。制御部は各電源のON・OFF、電圧電流の指示を行うことでホールスラストの所定の動作を実現させる。ホールスラストは円環状のチャンネルを持ち、チャンネルの内部と出口近傍にはコイル電源によって印可された磁場が存在する。アノード電源は+側がチャンネルの奥のアノードと呼ばれる電極に接続され、-側がカソードと呼ばれる電子源に接続されていて、アノードにアノード電圧と呼ばれる高電圧が印可されている。カソードから引き出された電子はアノードに引き寄せられるが、磁場によってトラップされ推進ガスと衝突することで電離しプラズマが発生する。放電電圧と呼ばれるプラズマの電位はアノード電圧におおむね等しく、プラズマ中のイオンはプラズマ内部の電場によって加速され外部に放出されることで推力を生み出す。このとき放電電流と呼ばれる電流パスはアノード電源+側、アノード、プラズマ、プラズマとカソード間の電子の

流れ、カソード、アノード電源-側という流れになる。アノード電圧と放電電流の積を放電電力と呼び、アノード電源が供給していて、ホールスラストのサイズはこの放電電力の大きさを分類されるのが一般的である。放電電流は電離と推進ガスの供給の繰り返しが原因により数十 kHz で振動し、ノイズ源となったりホールスラストの劣化を早めたり最悪の場合、ホールスラスト、PPU、衛星システムを破損させる恐れがある^{(4),(25)}。そのため放電フィルタをアノード電源出力とホールスラストの間に挿入するのが一般的である⁽²⁶⁾。推力電力比が大きいのは、電離とイオンの加速を同じ領域で行うために空間の電荷密度制限にかかわらず、イオンを高密度で加速できるためである⁽¹⁵⁾。推力を増やすには、加速されるイオンの量を増やせばよいので推進ガスの供給量を増やす必要があり、それに伴ってカソードから供給される電子の量も増えるので放電電流も増える。比推力を上げるにはイオンの速度を上げる必要があり、これはアノード電圧を上げることで放電電圧も上がりイオンはより加速される。アノード電圧を上げるほど放電電圧は高くなり、プラズマ内部の電場は強くなりイオンの速度は速くなるため比推力は上昇する。アノード電圧はアノード電源の出力電圧に等しいので、比推力を上げたければアノード電源の出力電圧設定を上げれば良いということである。以上よりマルチモード 6kW ホールスラストを実現するためには、出力電圧が幅広く設定可能なワイドレンジアノード電源が必要不可欠である。

従来のホールスラスト向けの PPU のアノード電源は 300V 出力電圧設定だった⁽²⁷⁾。これは 300V が最もスラスト動作が安定していたからである。論文などでスペックが確認できるフライトしたホールスラストの中で最も数が多いのが Fakel 社製のホールスラスト SPT-100 とその電源である SS/L 社の PPU-100 である。SPT-100 は放電電力 1.5kW 級のホールスラストである。PPU-100 のサイズは 28.9cm×24.6cm×14.7cm で重量は 7.5kg⁽²⁸⁾で、5 つの電源はモジュール化され 1 つの筐体に収められている。ただし、上述の放電フィルタは別コンポーネントとなっていてそのサイズと重量は不明である。アノード電源には位相シフトフルブリッジインバーターと全波整流部からなる 1.5kW コンバータが採用されていて、100V 入力を 300V に昇圧している。SPT-100 のよりも大型の SPT-140 は 4.5kW 級のホールスラストで、2018 年に PPU-140 とともに初フライトした。PPU-140 のアノード電源は PPU-100 の 1.5kW アノード電源を 3 つ並列に接続したものである⁽²⁸⁾。PPU-140 のサイズは 58.4cm×27.9cm×14.7cm で重量は 15kg である⁽²⁸⁾。同様に放電フィルタは含まない。TAS-B 社の Mk3 は PPU-140 と同じく 4.5kW 級のホールスラストのための PPU で、放電フィルタ込みで 39cm×31.5cm×26.3cm で重量は 18.3kg である⁽²⁹⁾。Mk3 は PPU-140 よりも背が高い代わりに設置面積は 39cm×31.5cm と小さく、衛星への搭載性は良いといえる。一方で先に述べたようにホールスラストが選ばれる理由の一つとしてイオンエンジンよりも PPU が小型という点がある。イオンエンジンは電離のための電源、イオンを加速するためのビーム電源、カソードが 2 本あるためキーパー電源 2 つ、ヒーター電源 2 つ、流量制御電源 2 つの計 8 つの電源、そして制御部と、3 つ電源が多く、ホールスラスト電源よりも大きく重い。PPU-140 と同じ電力レベルの 4.5kW 級のイオンエンジンであ

る XIPS-25 の PPU は $54.1\text{cm} \times 35.3\text{cm} \times 20.4\text{cm}$ で重量は 21.3kg である⁽³⁰⁾。PPU-140 が放電フィルタを含んでいないとしても 6kg の差があり、電源の数も多いのでコスト差もあると考えられる。このような差が推進システムの選定に影響しているため、PPU の小型化は非常に重要である⁽³¹⁾。

PPU-100 と PPU-140 のサイズと比較すると、両者に採用されている 1.5kW アノード電源のサイズが予測できる。アノード電源以外の電力に違いがないとすると 1.5kW アノード電源 1 つあたりの重量は 3.7kg 、体積は $6.74 \times 10^3 \text{cm}^3$ となる。割合にすると、PPU-140 ではアノード電源が重量の 74% 、体積の 84% を占めている。このようにアノード電源はホールスラスト PPU のサイズと重量の多くを占めることが分かる。

ワイドレンジアノード電源の出力電圧設定の範囲としては適応先のミッションに応じて 2 種類ある。いずれも入力電圧は 100V である。1 つは出力電圧が 300V と 600V の 2 つが設定可能で、電力の範囲が $2\sim 6\text{kW}$ のワイドレンジアノード電源である⁽³²⁾。このワイドレンジアノード電源の価値は一般的な放電電圧 300V に加えてさらに高い批推力の放電電圧 600V を実現し、推進ガスをより節約することができることである。2 つめは出力電圧がさらに広い範囲の 175V から 800V まで連続的に設定可能で、電力の範囲が $2\sim 6\text{kW}$ のワイドレンジアノード電源である⁽³³⁾⁻⁽³⁵⁾。このワイドレンジアノード電源の価値は、大推力動作が可能で全電化衛星を地球低軌道から静止軌道に投入するのに要する日数を短くできることと、さらに高批推力の動作によってさらに推進ガスを節約できることである。また、高批推力動作が必要な探査機にも適用可能になる。ワイドレンジアノード電源を実現するためのアプローチは 6kW の電力を 1.5kW コンバータ 4 台に分割し、それらの直並列を切替器によって切り替えるということである。コンバータを分割する手法は他のホールスラスト用のアノード電源でも採用されている手法で、TAS-B の Mk-3⁽²⁹⁾ では 2.5kW コンバータ 2 台でアノード電源を構成し、NASA の高電圧ホールスラスト向けの PPU^{(36),(37)} では 2kW を 2 台で構成している。コンバータの接続を切り替えるための切替器が追加されるので各コンバータへの小型化の要求は一層厳しくなる。ワイドレンジアノード電源を含む PPU であるワイドレンジ PPU の市場競争力を考えると、幅広い出力電圧設定を達成しつつ PPU-100 や Mk3 などの先行する PPU を前提とした衛星設計に適合する必要がある、設置面積は PPU-140 と同等の 1630cm^2 とした。この制約において初期検討を実施した結果、ワイドレンジ PPU の目標サイズは $43.1\text{cm} \times 37.8\text{cm} \times 24.3\text{cm}$ 、目標重量は 20kg となった。重量当たりの電力の比である電力密度は 0.3kW/kg となり、PPU-140 の 0.26kW/kg 、Mk3 の 0.3kW/kg と同等である。この仕様目標を実現するためにはワイドレンジアノード電源を構成する 1.5kW コンバータ 4 台で切替器を除いて $37.8\text{cm} \times 18.4\text{cm} \times 27\text{cm}$ 以下にする必要があった。 1.5kW コンバータ 1 台あたり体積は $4.69 \times 10^3 \text{cm}^3$ 以下となり、PPU-140 の 1.5kW コンバータに対して体積で 30% 減を達成しなければならないという厳しい要求である。ワイドレンジアノード電源を構成する 1.5kW コンバータの体積をフライト実績のあるコンバータに対して 30% 以上削減した $4.69 \times 10^3 \text{cm}^3$ 以下にしつつ、ワイドレンジアノード電源と

して 6kW ホールスラストを安定動作させなければならないのが 1 つ目の課題である。

ホールスラストは上述の通り、推進ガスの供給、電離、イオンの加速・排気の繰り返しにより放電電流が数十 kHz で不安定に振動しノイズ源となる^{(4),(24)}。この対策としてフライト実績のある PPU で行われているのは次の 2 つである。1 つ目は、放電フィルタをアノード電源とホールスラストの間に挿入しアノード電源および衛星システムにノイズが伝わるのを防ぐことである^{(25),(26)}。2 つ目は加えて、放電電流を監視し、停止すべき振動が発生した場合に自動でスラスト動作を停止することである⁽²⁹⁾。しかし、ワイドレンジアノード電源では小型化のために放電フィルタの容量に制限があり、1 つ目の方法で防ぐことはできない。そのため、2 つ目の対策を施すが、定常動作時の放電電流振動の振幅に対する仕様上限の余裕が小さく、不安定化した際に、その監視機能によって停止が頻発する。振動時の放電電流はスパイク状に発生し、従来のカレントトランスによるセンサの検出では周波数特性の限界から波形が鈍り、精度の良い放電電流検出ができないということが 2 つ目の課題である。

そこで本論文では、上述の第一の課題を解決するため、ワイドレンジアノード電源の 1.5kW コンバータがフライト実績のあるコンバータ体積の 30%減の $4.69 \times 10^3 \text{ cm}^3$ 以下の体積を実現するコンバータ構成を提案し、ワイドレンジアノード電源として 6kW ホールスラストを安定して動作できることを示す⁽³²⁾⁻⁽³⁵⁾。次に、第二の課題を解決するために、カレントトランスによる電流検出ではなく、シャント抵抗の両端の電圧を測定することで波形が鈍ることなく、高い周波数領域の波形まで精度よく検出する。その後、スパイク状の電流波形から閾値を超えるピークの数のカウントすることで放電電流振動の数値を監視し、仕様上限になる前に磁場を調整して振動を抑制するための機能を提案する。最後にワイドレンジアノード電源と 6kW ホールスラストの組み合わせ試験において振幅検出システムと制御アルゴリズムが正しく動作することを示す⁽²⁴⁾⁽³⁸⁾。その結果、ワイドレンジアノード電源を含むマルチモード 6kW ホールスラストは、フライト実績のあるコンバータに対して 30%以上削減した $4.69 \times 10^3 \text{ cm}^3$ 以下の体積にできることを明らかにした。また、スパイク状の電流波形から閾値を超えるピークの数のカウントする提案方式よれば、放電電流振動の数値を監視し、仕様上限になる前に磁場を調整して振動を抑制できることがわかった。

第 1 章は緒論である。まず、本研究の背景やホールスラストの動作メカニズムと必要な電源、およびフライト実績のある PPU について述べる。そしてマルチモード 6kW ホールスラストのためのワイドレンジアノード電源について、必要な機能、小型化のためのアプローチを示し、最後に課題を明らかにする。

第 2 章では、100V 入力を昇圧し 300V と 600V の 2 つの電圧設定で出力するワイドレンジアノード電源の小型化のための、フルブリッジインバータと倍電圧整流部を用いた出力電圧設定 300V の 1.5kW コンバータ⁽³²⁾について述べる。この 1.5kW コンバータを 2 並列に接続したものをリレーユニットで直並列接続を切り替えることで出力電圧を 300V と 600V とで切り替えることができる。この回路構成を選んだ理由は、トランスのリーケージイン

ダクタンスと出力のコンデンサの共振を利用した ZVS 動作により電圧スパイクを抑えるため、スナバ回路が不要になりコンバータが小型化できるためである。電圧スパイクが抑えられることでより低い耐圧のダイオードが採用でき、より低い ON 抵抗のおかげで効率も良くなるというメリットもある。この回路構成は、プラグインハイブリッド電気自動車 (PHEV)、再生可能エネルギー電力調整システムなど、様々なアプリケーションで広く使用されている^{(39),(40)}。このフルブリッジインバータと倍電圧整流部を用いた出力電圧設定 300V の 1.5kW コンバータの Breadboard Model(BBM)を 2 台製作した。最終的な構成は 4 台であるがまずは 1.5kW コンバータのサイズの検証と、6kW ホールスラスタを動作させる能力があるかどうか確認するために 2 台のみの製作とした。1.5kW コンバータ BBM のサイズは平置きで 400 mm×300 mmの面積があり、これらを 2 段に積み重ねることで実際のフライトモデルでのサイズは海外製 PPU コンバータ体積の 30%減の $4.69 \times 10^3 \text{ cm}^3$ 以下が達成可能であると確認された。また、2 台の出力電圧設定 300V の 1.5kW コンバータ BBM を 2 台並列に接続した構成で 6kW ホールスラスタを安定して動作させ、電圧リップルや EMI 規格など標準的な指標を満たし、効率は 97.0%だった。6kW ホールスラスタの着火と OFF 時の電圧のオーバーシュートまたはアンダーシュートがないことが確認された。以上より、フルブリッジインバータと倍電圧整流部からなる回路方式は 300V と 600V 出力のワイドレンジアノード電源の小型化を可能にし、1.5kW コンバータあたりフライト実績のあるコンバータに対して 30%以上削減した $4.69 \times 10^3 \text{ cm}^3$ 以下が達成できることを確認した。

第 3 章は、入力電圧 100V を昇圧して、175~800V の電圧設定範囲で出力可能なワイドレンジアノード電源の小型化のための 1.5kW コンバータの回路構成とその設計基準⁽³⁵⁾について述べる。このワイドレンジアノード電源では 1.5kW コンバータではフルブリッジインバータと全波整流部の構成を用いる。この理由は、2 章のワイドレンジアノード電源を構成する 1.5kW コンバータの出力電圧設定は 300V 固定だったのに対して、175~800V の出力電圧設定の範囲を実現するために、このワイドレンジアノード電源の 1.5kW コンバータの出力電圧設定は 100~200V で可変できなければならず、倍電圧整流では最大昇圧比以外では効率が落ちてしまうため出力電圧設定を変える用途には適さないからである。フルブリッジインバータと全波整流部からなる構成を用いるにあたっての課題は、コンバータサイズを抑えるために出力フィルタの容量が制限されるということと、制御ボードの小型化のためにデジタル制御を採用するが宇宙用の半導体部品はそれほど性能が高くなく、制御にむだ時間が生じコンバータが不安定化するという 2 つの制限があることである。そこでそれらの制限を許容するための設計基準を提案し、それに基づいて製作したコンバータからなるワイドレンジアノード電源がスラスタを安定動作させることを確認する。175~800V の出力電圧設定の範囲を持つワイドレンジアノード電源は、倍電圧整流方式と比較して整流部の電圧スパイクを抑えるためのスナバ回路が増えている。そのためよりコンバータ単体の小型化がより難しく具体的には、出力フィルタの体積が制限される。高耐圧のコンデンサは容量の割に体積が大きく検討の結果、コンバータサイズの要求である海

外製 PPU コンバータ体積の 30%減の $4.69 \times 10^3 \text{ cm}^3$ 以下を達成するためには、1つの 1.5kW コンバータに搭載可能な出力フィルタのキャパシタは 10 個、合計 $10 \mu\text{F}$ が上限であることが分かった。一方でコンバータの制御においても制限がある。制御回路の規模を小さく抑えるのと信頼性を向上させるために、デジタル制御を採用している。しかし宇宙用の FPGA および A/D コンバータは地上用のそれと比較すると性能に劣り、また、4 コンバータの制御に必要なチャンネルが多く、1ch あたりのサンプリング能力を高くすることは出来ないため、サンプリングして duty を算出に要する時間として $80 \mu\text{s}$ 程度のむだ時間が生じている。一般にサンプリング周波数はスイッチング周波数に対して低いとむだ時間が生じ、フィードバックゲインを高くすると、その影響で発振現象が生じる。それを防ぐためには、出力コンデンサの値を大きくしなければならないが、コンバータのサイズの制限から出力コンデンサの値を小さくしなければならないという背反する要求があるというのが 175~800V の出力電圧の範囲を持つワイドレンジアノード電源の小型化の課題である。

この課題を解決するために、175~800V の出力電圧設定の範囲を持つワイドレンジアノード電源の設計基準を提案する。設計基準は 2 つある。1 つ目は出力電圧リプルの観点からすると、出力コンデンサの容量が小さいほど出力電圧リプルは大きくなってしまいが、ホールスラストの特性を考えると、ある程度出力電圧リプルが大きくても許容可能であるという点である。なぜなら、出力電圧が変動すると推力もある程度変動するが、もとより放電電流は振動しており推力も振動的なので許容できるからである。出力電圧リプルの基準は平均値に対して $\pm 5\%$ 以下とした。2 つ目の設計基準は電圧フィードバックに用いている PI 制御のパラメータである。まず設計手順としては、コンバータを状態平均化法でモデル化し、電圧フィードバック制御も含む一巡伝達関数でコンバータの安定性を評価し、フィードバック制御の制御パラメータを選定するという流れである。コンバータの安定性はゲイン余裕、位相余裕、クロスオーバー周波数により評価され、利得余裕と位相余裕の基準値は 10dB 以上、 30° 以上、クロスオーバー周波数は、スイッチング周波数の 10%未満である。

設計基準に基づいてコンバータの設計を行った。電圧リプル率は 1.9%で設計基準の 5%を満たしている。また、PI 制御のパラメータは $K_p=0.5$ 、 $T_i=1\text{E}-4(\text{s})$ が選定され、この時の位相余裕は 87.7° でクロスオーバー周波数は 197Hz、ゲイン余裕は 11.7dB で設計基準を満たしている。上記の制御パラメータを適用した 1.5kW コンバータ 4 台を接続して 175~800V の出力電圧設定の範囲を持つワイドレンジアノード電源として 6kW ホールスラストで安定に動作することを確認した。試験では出力電圧 200V~730V、放電電力 6kW の条件で安定して動作させることに成功し、最大効率は出力電圧 350V 放電電力 6kW の条件で 96.1%だった。また、いずれの動作状態でも電圧リプルも $\pm 5\%$ 以内に収まった。以上より、コンバータの小型化のための厳しい要求においても設計基準のおかげで、175~800V の出力電圧設定の範囲を持つワイドレンジアノード電源は 6kW ホールスラストを安定して動作でき、その 1.5kW コンバータは、フライト実績のある PPU コンバータ体積の 30%減

の $4.69 \times 10^3 \text{ cm}^3$ 以下を満たすことが確認された。

第4章ではスラスト、ワイドレンジ PPU、衛星を過大な放電電流振動から保護するための振幅検出と振動を抑制するためのコイル磁場制御⁽²⁴⁾⁽³⁸⁾について述べる。まず、放電電流振動の振幅を正確に検出するための振幅検出システムの回路構成と仕組みと課題について述べる。そして課題を解決するための予測モデルと検出アルゴリズムを明らかにし、製作した振幅検出システムが正しく振幅を検出できることを 6kW ホールスラストを使用した試験で確認する。次に放電電流の振幅が仕様上限を下回るようにコイル磁場を制御するための機能を PPU の制御アルゴリズムに追加し、同様に 6kW ホールスラストを使用した試験で正しく制御アルゴリズムが動作しているか確認する。

振動時の放電電流はスパイク状に発生し、従来の積分回路によるセンサの検出では周波数特性の限界から波形が鈍り、精度の良い放電電流検出ができない。そこで、シャント抵抗端の電圧を A/D コンバータを介して FPGA に取り込み、その信号を 1000 区間に分けてそれぞれの区間のピーク値を求め、閾値を超えている区間数をカウントする方式を採用した。これにより放電電流の各ピークの振幅が算出できるので放電電流の激しさが正確に評価可能である。一方でこの検出システムの課題は設計のためにあらかじめ放電電流振動の周波数を知る必要があったことと、放電電流振動の周波数とアノード電源のスイッチング電源の周波数が近い場合スイッチングノイズを圧縮しようとするとう放電電流の波形も圧縮されてしまうということである。そこで解決策として、次のような予測モデルと検出アルゴリズムを提案する。まず、放電電流振動の周波数を予測するために、スラスト寸法とアノード電源の出力電圧が変数のモデルを開発した。このモデルにより計測実験や複雑なシミュレーションを行わずに周波数が予測できる。また、この周波数成分がどれくらい圧縮されるか、検出システムのフィルタの定数に着目した周波数特性モデルを開発し、圧縮率を求めた。検出アルゴリズムでは放電電流波形を 1000 区間に分割して各区間の最大値と最小値から振幅値を計算するが、この時に振幅値を圧縮率で除することで正しい値に補正することができる。これらの予測モデルを活用して製作した振幅検出システムは3章のワイドレンジアノード電源に搭載され 6kW ホールスラストの放電電流振動を計測し、正しく計測できていることを確認した。出力電圧 300V 放電電力 3kW の条件で停止閾値 8A を超えるピークは 36 区間と算出され、これは実際の波形から計算した 34 区間に対して 5.8% の誤差であり、十分正確に放電電流の振幅を検出できているといえる⁽³⁸⁾。

放電電流振動の激しさはコイル磁場に大きな影響を受けており⁽⁴¹⁾、コイル磁場を可変し放電電流振動の振幅を低減させることが可能である。これを放電振動制御と呼ぶ。

一方でワイドレンジ 6kW ホールスラストでは定電力制御と推進効率最大化制御も必要で、それぞれの制御中に放電電流振動が激しくなった場合、放電振動制御を開始しなければいけないので3つの制御を統合した制御アルゴリズムが必要である。さらに、スラストを保護する観点から、制御周期の目標仕様は 1 秒以内とした。PPU の FPGA において制御周期 1 秒で行うには計算コストをなるべく低減する必要がある、ガス流量またはコイル

磁場の操作量は固定値として操作量の計算は不要とすることで制御周期は1秒とすることができた。制御アルゴリズムの検証は、放電電流振動検出システムを搭載した3章の175~800Vの出力電圧のワイドレンジアノード電源とコイル電源BBMと市販の流量制御器と6kWホールスラストを組み合わせて実施した。試験の結果、出力電圧300Vおよび放電電力4kWの動作状態において、制御ロジックはコイル磁場制御による閾値を超える放電電流振動の低減に成功した⁽²⁴⁾。小型化したワイドレンジアノード電源では許容できる放電電流振動の仕様上限が制限されるものの放電振動制御によって過大な放電電流振動が発生してもコイル磁場を制御し、落ち着いた電流振動の動作状態に遷移させ電源を保護することができることを確認した。

第5章はまとめである。本研究を総括し、今後の展望を述べる。本論文で提案したワイドレンジアノード電源を含むマルチモード6kWホールスラストによれば、衛星システムのサイズを変えることなく、より大規模なミッション機器を搭載できるようになる。これにより通信の大容量化による衛星通信のより一層の普及やより大規模でより遠方の目標への有人探査ミッションの実現などが可能となり、人類の生活の向上と活動領域の拡大に大いに寄与することができる。また、本技術によれば様々な電源電圧の電子機器に一つの電源で対応できるようになり、宇宙分野に限らず民生分野への応用においても電源のモジュール化やコスト低減、信頼性の向上に広く役立つものと考えられる。

1 章 緒論

1.1 本研究の背景

人類が宇宙に最初の人工衛星を打ち上げてすでに半世紀が過ぎている。地球の周りの人工衛星は通信・放送・測位・地球観測など役割は多様化し、軌道上の人工衛星の数は増え続けている。さらに地球近傍軌道だけではなく、月軌道・月面さらに深宇宙と人類の活動領域は広がっている。宇宙活動はこれまでの官主導から、官民競争の形となり広い分野での宇宙利用による産業の活性化が図られ、その進展の速さは目を見張るものがある。宇宙は科学技術のフロンティアとして依然として大きな魅力をもち、宇宙を開拓しようとする活動は人類発展と進化の大きな推進力である⁽⁴²⁾。

通信の分野では航空機・船舶向けサービスやブロードバンド環境の地球全体への普及拡大を背景に商業通信衛星市場での競争は激しいものとなっている。地球上の多様な社会経済課題の解決のためには地球規模のデジタルディバイドの解消が重要で衛星通信は大きな貢献が可能であり、Sustainable Development Goals(SDGs)の観点でも大きな期待が寄せられている。通信衛星市場では多数の小型の衛星を軌道に並べたコンステレーション衛星⁽⁴³⁾と呼ばれる方式の構築が進んでいる一方で、従来の静止衛星の大容量化もますます進んでいる。

人工衛星、探査機、宇宙ステーションなどすべての宇宙機において自身の姿勢・軌道を制御するための力を発生させる装置、推進器、は必要不可欠なコンポーネントである。多くの宇宙機は推進ガスを加速し外部に噴射することで推進力を得ており、推進ガスの枯渇は宇宙機の寿命を意味する。宇宙機の寿命要因は多数あるが多くの場合推進ガスの枯渇が寿命を決めていることが多く、推進ガスの効率的な利用は非常に重要である。推進器としては燃焼ガスで推進力を得る化学推進と、電気によって電力によって推進ガスを加速排気することで推力を得る電気推進の 2 種類がある。電気推進は化学推進よりも推力が劣るものの燃費に優れ推進ガスを節約できるので様々な宇宙機に活用されている⁽⁴⁴⁾。

表 1-1 に各種推進器の性能比較を示す^{(45),(46)}。ホールスラストは電気推進の中でも電場によってイオンを加速する静電加速タイプの電気推進である。電気推進は電熱加速、静電加速、電磁加速の 3 種類の方式がある⁽⁴⁾。電熱加速タイプではヒーターを用いて電気で推進ガスを加熱し、加速排気させるもので、レジストジェットやアークジェットなどがある。静電加速タイプは電離させた推進ガスのイオンを電場によって加速排気させるものでイオンエンジンやホールスラストなどがある。電磁加速タイプは電離させた推進ガスのイオンを電磁場の相互作用で加速排気するものである。電気推進は 1906 年に Robert Goddard⁽⁴⁷⁾によって最初に考案され、1911 年にロシアの Tsiolkovskiy⁽⁴⁸⁾によって独自に記述されたものである。これらの電気推進の黎明期の歴史は Choueiri によって発表されている⁽⁴⁹⁾。1960 年代ではアメリカと旧ソ連で電気推進の初期の研究開発が活発に行われ、1960 年代初頭に

水銀とセシウムを推進ガスにしたイオンエンジンがアメリカとロシアでそれぞれ打ち上げられた。本格的な推進器として電気推進を使用したのはロシアが通信衛星の姿勢制御運用にホールスラストを使用したもので、1971年に旧ソ連は2台のFakel社のSPT-60をMeteor衛星に搭載している^{(5),(6)}。日本としてはJAXAにおいてマイクロ波イオンエンジン μ -10を搭載したはやぶさ⁽¹⁰⁾、はやぶさ2⁽¹¹⁾や、直流放電型イオンエンジンを搭載した技術試験衛星3号機「きく4号機」(ETS-III)、技術試験衛星6号機「きく6号機」(ETS-IV)、通信放送技術衛星かけはし、技術試験衛星8号機「きく8号機」(ETS-VIII)、超低高度衛星技術試験機「つばめ」(SLATS)が開発され軌道上で運用された⁽¹²⁾⁻⁽¹⁴⁾。ホールスラストに関してはFakel社ではその後、1.35kWクラスのSPT-100、4.5kWクラスのSPT-140⁽⁵⁰⁾がラインナップに加わっている。欧米ではソ連崩壊後の1990年代に旧ソ連のホールスラスト技術が公開されると共に再び研究開発が盛んになり現時点ではAerojet社の4.5kWクラスのXR-5⁽⁵¹⁾、Snecma社の1.35kWクラスのPPS-1350⁽⁵²⁾、5kWクラスのPPS-5000⁽⁵²⁾が市場調達可能である。

通信衛星における通信の大容量化と電気推進の発展は全電化衛星という大きなトレンドを生み出した。全電化衛星は地球低軌道から静止軌道への遷移と運用中の姿勢制御をすべて電気推進で行う静止衛星である^{(2),(3)}。衛星の通信機器の大容量化は衛星バスの大電力化をもたらし、大電力の電気推進を使うことができるようになった。図1-1に示すように電気推進の採用によって静止軌道への遷移と姿勢制御に必要な推進ガスを削減でき、さらなる通信機器の追加や、衛星の小型化が可能になった。各国で全電化衛星の開発が行われ、2018年のBoingの702SPバスを使用した衛星の打ち上げに始まり、全電化衛星は増加しつつある。日本でも全電化衛星に関する技術を獲得するために図1-2に示す技術試験衛星9号機(ETS-9)の開発が進められており2023年度に打ち上げ予定である⁽²⁰⁾⁻⁽²²⁾。ETS-9の実証機器の一つが図1-3に示す国産6kW級ホールスラストである^{(19),(23)}。ホールスラストは電気推進の中でも電力当たりの推力に優れ、全電化衛星バスの推進器の有力な候補である。国産6kWホールスラストの強みは現状調達できるホールスラストの電力は5kW程度、推力は305mNに対して、6kW350mNで動作することができる点である。この差は地球低軌道から静止軌道に遷移する時間となる。5tonの衛星の場合6kWホールスラスト2台で半年以内に静止軌道に到達させることができる⁽¹⁹⁾。静止化までの時間の短縮はその分だけサービス開始を早めることができるのでカスタマーとして重要な視点である。また、静止衛星の供給電力は20kW程度に達しつつあり、4.5kW4台よりも6kW3台のほうが推進システムを少なくできる。このようなメリットがあるため日本だけではなく他国でも6kWホールスラストの開発は進んでおり⁽¹⁶⁾、ホールスラストの研究開発競争はとても活発な状況である。

JAXAではETS-9での6kWホールスラスト実証の先を見据え、大推力動作モードと高批推力動作モードを追加しより国産6kWホールスラストの市場競争力を高めることを狙った、マルチモード6kWホールスラストの研究開発を行っている。大推力動作モードによって地

球低軌道から静止軌道への遷移時間を短くすることができ、高批推力動作モードはホールスラスタの推進ガスをさらに節約できる。このように複数の動作状態を可能にすることで静止衛星だけではなく、探査ミッションなどにも使用することができる。

一方で、このような複数の動作状態を実現するためには電源も幅広い出力範囲が必要になる。ホールスラスタの電源、power processing unit(PPU)はホールスラスタの動作に必要な複数の電源と制御部から構成されている。電力の多くはアノード電源と呼ばれる推進ガスの電離とイオンの加速排気に使用される電源が占めている。このアノード電源はフライト実績がある PPU では 300V 出力電圧設定だが、マルチモード 6kW ホールスラスタのための“ワイドレンジ”PPU のアノード電源では出力電圧は 200~800V、電力も 1.8~6kW という主力範囲が求められている。そもそもホールスラスタの PPU はスラスタシステムの中でもコスト、重量で大きな割合を占めており、小型化が常に求められている⁽⁵³⁾。また、ロケットの打ち上げ環境、軌道上の温度環境、放射線耐性を考慮した設計をしなければならない。ロケット打ち上げ時の振動はすさまじく、それに耐えるために筐体、基板、部品固定方法などは考慮されなければならない。また、軌道上では真空のため伝導のみでの排熱設計を考えなければならない。軌道上では PPU は宇宙放射線にさらされるため放射線耐性のない部品は使用することができない。放射線耐性がある半導体部品は民生部品と比較すると性能が劣るためそれを許容する設計でなくてはならない。さらにホールスラスタは特有の放電不安定性をもち放電電流は 1kHz~数十 kHz の振動を持つ。この振動が大きすぎると衛星へのノイズになり、最悪の場合、ホールスラスタ、PPU、衛星を破損させてしまう可能性がある。この放電電流振動は放電フィルタで PPU 側への影響を遮断しているが過大な振動が発生した場合は停止したりそれを回避したりするような制御が PPU には求められる。以上のような要求を考慮しつつ PPU の小型化を実現しなければならないという課題がある。

表 1-1 推進器の性能比較⁽⁴⁵⁾

スラスタ	分類	比推力 ⁻	投入電力[kW]	推力電力比 [mN/kW]	効率範囲[%]	推進ガス
コールドガスジェット	-	50-75	-	-	-	Various
化学推進(1液)	化学	15-225	-	-	-	ヒドラジン 過酸化水素
化学推進(2液)	化学	300-450	-	-	-	Various
レジストジェット	電熱	300	0.5-1	520 ⁽⁴⁶⁾	65-90	ヒドラジン
アークジェット	電熱	500-600	0.9-2.2	125 ⁽⁴⁶⁾	25-45	ヒドラジン
イオンエンジン	静電加速	2500-3600	0.4-4.3	40 ⁽³⁰⁾	40-80	キセノン
ホールスラスタ	静電加速	1500-2000	1.5-4.5	60 ⁽²³⁾	35-60	キセノン
パルスプラズマスラスタ(PPT)	静電加速	850-1200	<0.2	-	7-13	テフロン

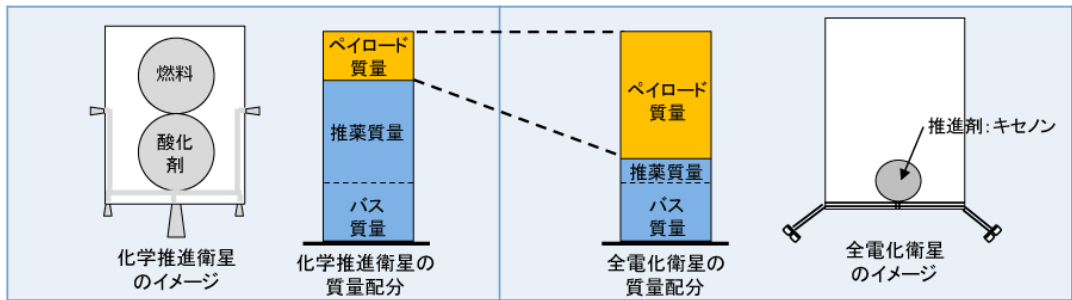


図 1-1 全電化衛星のメリット⁽⁵⁴⁾



図 1-2 技術試験衛星 9 号機⁽⁵⁴⁾

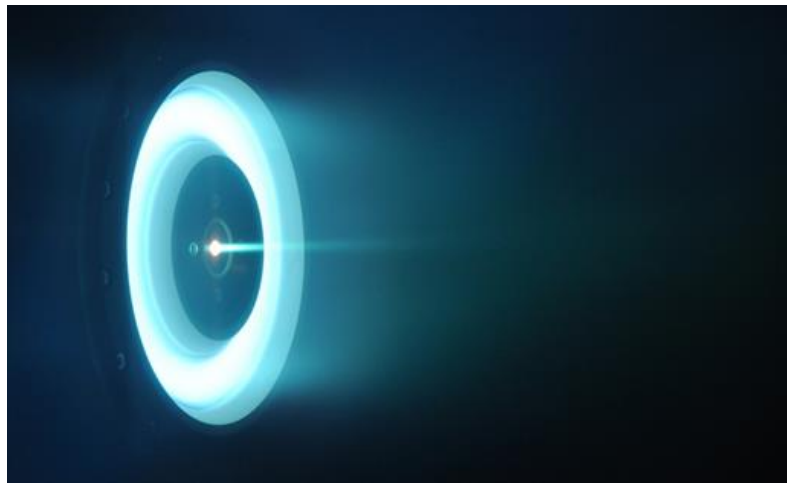


図 1-3 真空チャンバの中で動作する 6kWホールスラスト⁽⁵⁴⁾

1.2 衛星の電源システムとホールスラスタ

人工衛星の電源システムとホールスラスタの構成を図 1-4 に示す。太陽電池パネルで発電された電力は電力制御器を通じてバッテリーへ充電されるか、PPU を介してホールスラスタに投入されるか、通信機器などのミッション機器に投入される。流量制御器(FCU)は推進ガスタンクのガスを調圧し、所定の流量に制御する機器でホールスラスタ本体ほどではないが電力の供給を必要とする。日陰時はバッテリーから電力制御器、PPU を通じてホールスラスタに電力が供給される。日照と日陰の期間は衛星の軌道によって異なり、地球低軌道(LEO)では日照と日陰が数十分間隔で変わるのに対して静止軌道(GEO)では春分と秋分の時にのみ日陰を経験する。バッテリーの充放電サイクルは LEO 衛星の方が多くなる。ホールスラスタの運用計画はバッテリーの充放電サイクルやミッション機器の運用計画を踏まえて決定される。ホールスラスタから噴射されるプルームは太陽電池パネルに当たらないように配慮されなければならない。静止衛星ではブームと呼ばれる腕の先にホールスラスタが配置され、太陽電池パネルを避けつつ推力方向を任意の方向へ向けることができる。衛星のバス電圧は静止衛星だと安定 100V がほとんどであるが小型衛星では非安定 28V などいくつかの方式が混在する。ホールスラスタ、その電源、衛星システムの電気的な接続を適切にすることは予期しない衛星の帯電や放電を起こさないようにするために重要である。カソードの構成やホールスラスタ本体(ボディ)の電位などによって衛星の浮遊電圧の決定メカニズムは異なる⁽⁵⁵⁾⁻⁽⁵⁷⁾。実際にフライトした衛星での構成ではスラスタボディは衛星のシャーシに電気的に接続されており、衛星はローカルプラズマ電位で浮遊する⁽⁵⁸⁾。

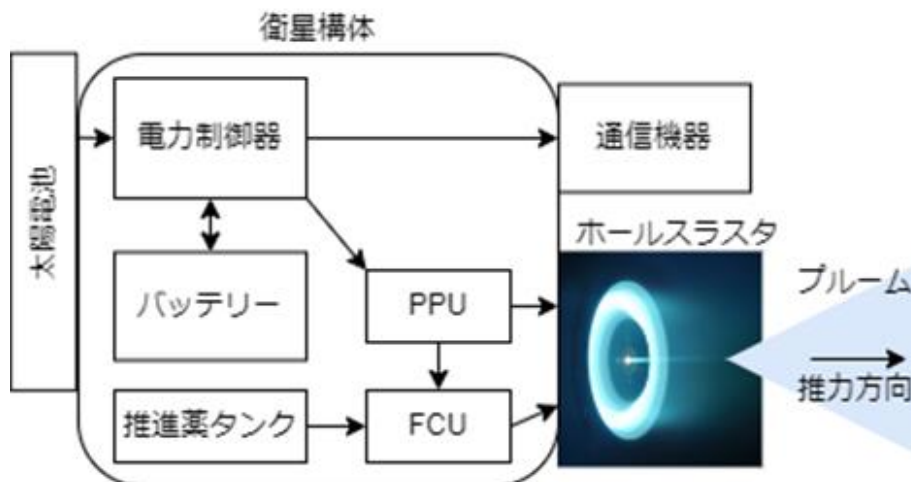


図 1-4 衛星の電源システムとホールスラスタ⁽⁵³⁾

1.3 ホールスラスタと電源構成

図 1-5 は 6kW 級ホールスラスタと必要な電源の概略と、アノード電源が供給する放電電流を示す。電源は一般的に以下の 5 つの電源、プラズマの発生とイオンの加速に必要な電力を供給するアノード電源、電子源の加熱に必要なヒーター電源、電子源から電子を引き出すためのキーパー電源、プラズマの発生に必要な磁場を発生させるコイル電源、ガスを供給するための流量調整器のための電源、を必要とする⁽³⁵⁾。推進ガスはキセノンである。そしてカソードのチューブとアノードに注入される。アノードは導電性の円盤状の部品でセラミック製のチャンネルで囲まれた領域に配置され、円周にわたって均等にキセノンガスを導入させるように内部形状が工夫されている、アノードには数百ボルトがアノード電源によって印加されている。カソードから供給された電子は、アノードとカソードの電場によってアノードへ向かって移動する間に、チャンネル内でインナーコイルとアウターコイルによって作られた r 方向の磁場によってトラップされてチャンネルを θ 方向に旋回運動しながら周回し、キセノン中性原子に衝突し、電離させプラズマを生成する。チャンネル内のプラズマの電場によって Xe^+ は Z 方向に加速排気され推力を発生させる。 Xe^+ が加速排気される領域は、カソードから供給される電子によって電氣的に中和される。

放電電流を供給するのはアノード電源である。アノード電源のホットはアノードに、リターンはカソードに接続されている。スラスタの放電電流のパスは図 1-5 に赤色の線で示されている。ヒーターはカソードプラズマの放電開始時の電子放出材料を加熱する。キーパーに電圧を印可するとカソードチューブとキーパーの間にプラズマが発生し、電子が引き出されて、アノード電源の電流パスが完成する。従って、アノード電源の電流経路は、アノード電源のホット、アノード、チャンネル内のプラズマ、電子の流れ、カソードプラズマ、カソードチューブ、アノード電源のリターンの順である。アノード電源は電離と Xe^+ の加速排気に必要な電力を供給し、ホールスラスタに必要な電力のほとんどを占めており、アノード電源の小型化が PPU 全体の小型化のために重要である。

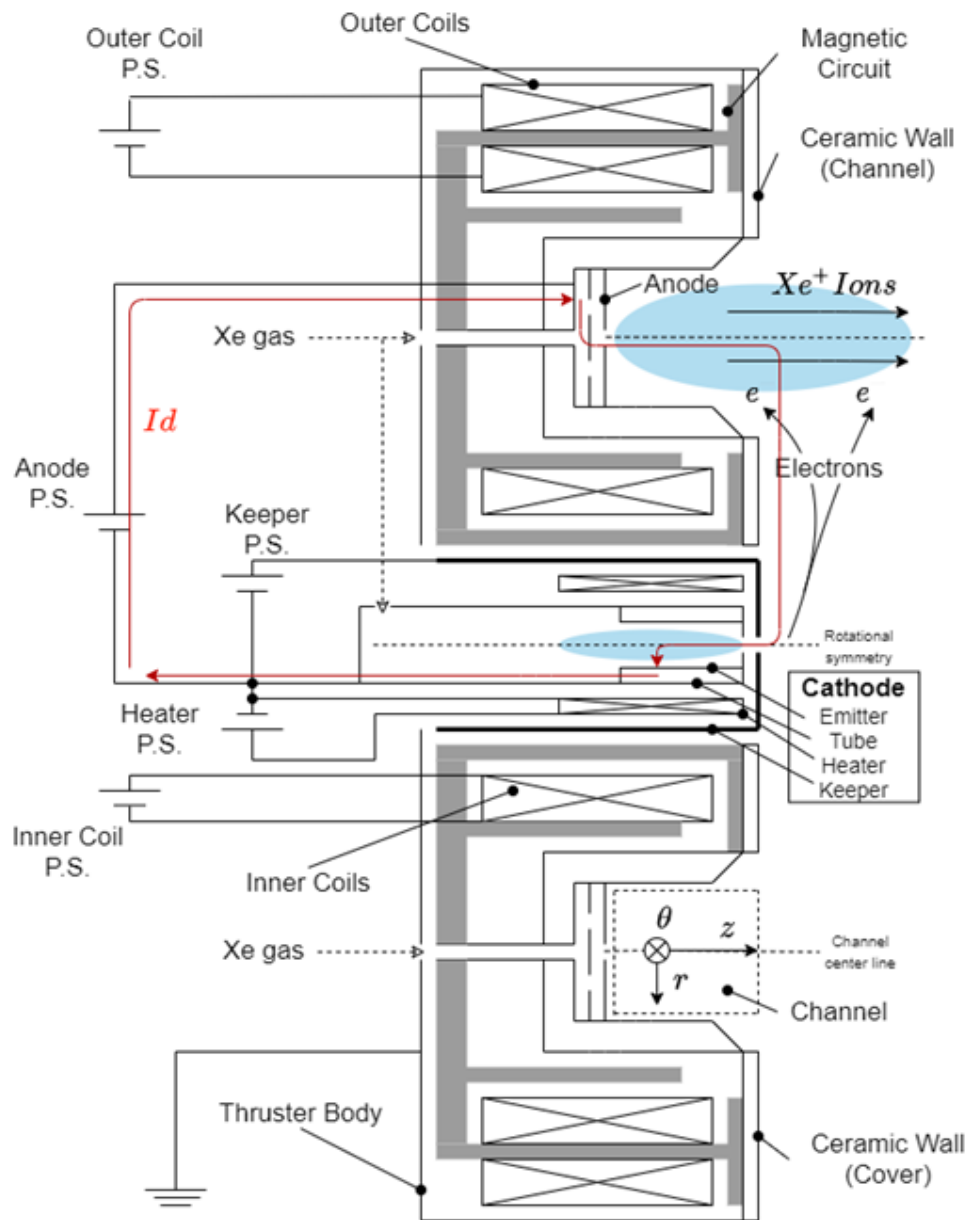


図 1-5 ホールスラスタと電源⁽³⁵⁾

1.4 ホールスラスタの性能指標

ホールスラスタの推力はホールスラスタに供給される推進ガスの内、電離して生じたイオンが加速され排気されることで生じるため、推力は以下の式で表される。

$$Thrust \approx \dot{m}_i v_i \quad (1-1)$$

ここで \dot{m}_i はイオン質量流量、 v_i はイオン速度である。イオン速度は以下の式で与えられる。

$$v_i = \sqrt{\frac{2qV_b}{M}} \quad (1-2)$$

ここで V_b はイオンの加速電圧、 q はイオンの電荷、 M はイオン質量である。ここでビーム電圧 V_b は放電電圧 V_d からグラウンドとカソード間の電圧 V_{cg} (おおよそ 10~20V)を引いたものであるから、

$$V_b \approx V_d - V_{cg} \quad (1-3)$$

一方でイオン質量流量はイオンビーム I_b を用いて以下の式で表される。

$$\dot{m}_i = \frac{I_b M}{q} \quad (1-4)$$

式(1-2)から式(1-4)を式(1-1)に代入し、イオンの電荷は一価($q = e$)とすると

$$Thrust = \sqrt{V_d - V_{cg}} I_b \sqrt{\frac{2M}{e}} \quad (1-5)$$

となる⁽⁴⁾。

ホールスラスタをはじめ推進器の燃費の指標として使用されるのは比推力で推力と推進ガスの質量流量と重力加速度を用いて以下の式で表される。

$$Isp = \frac{Thrust}{\dot{m}_p g} \quad (1-6)$$

ここで式 (1-1) を式(1-6)に代入し、推進剤利用効率 $\eta_m = \dot{m}_i/\dot{m}_p$ を利用すれば式(1-6)は、

$$I_{sp} = \eta_m \frac{v_i}{g} \quad (1-7)$$

となる⁽⁴⁾。式(1-2)、式(1-3)を式(1-7)に代入すれば、

$$I_{sp} = \frac{\eta_m}{g} \sqrt{\frac{2e(V_d - V_{cg})}{M}} \quad (1-8)$$

となる。

式(1-5)と式(1-8)からホールスラスタの推力を上げたければ放電電圧 V_d を上げるか、ビーム電流 I_b を増やす必要がある。放電電圧は配線抵抗による損失を除けばアノード電源の出力電圧に等しい。ビーム電流を増やすには磁場を変えるか推進ガス流量を増やす必要がある。それに伴って放電電流 I_d も増加する。比推力を上げたければ放電電圧 V_d を上げる必要がある。以上より、ホールスラスタの推力・比推力を可変するにはアノード電源は広い範囲の出力電圧と出力電流に対応しなくてはならない。

1.5 放電電流振動

ホールスラスタは、その大きさや動作状態によって、1kHz～数十 MHz の様々な波や不安定性を発生させる⁽⁵⁹⁾⁻⁽⁶¹⁾。Choueiri⁽⁵⁹⁾によって様々なプラズマ波の周波数、スラスタ内の特性長（シースなど）、波や粒子ドリフト速度に関連する振る舞いの違いについてまとめられている。大きすぎる放電電流振動は PPU あるいはスラスタの損傷を与え、衛星システムへのノイズ源になるなどして、衛星の運用に著しい影響を与える

・ 1-20kHz 帯における放電電流振動

“Breathing Mode”, “Predator-Prey Model Oscillation”などとも呼ばれ最もよく観察されるモードである。ある放電電圧に対する最適な磁場を外れるとともに激しさを増す。この現象はチャンネル近傍における電離領域の上流でイオン化率が低下すると、出口方向への電子の移動を大きく妨げ、電離領域の出口付近のイオン化率を低下させる、つまり電流は低下する。その後、ガスが供給されると電離領域の上流のイオン化率が上昇すると電子が出口方向に移動しやすくなり、電離領域の出口付近のイオン化率は上がり、電流は増える。これらの繰り返しが電流の振動になる。この振る舞いは回路との相互作用が指摘されていたが、その後 Boeuf と Garrigues の開発したモデルではスラスタ単独の振る舞いとして説明することができることが分かっている⁽⁶²⁾。この振動の影響を PPU や衛星システムに伝えないようにマッチングネットワークと呼ばれるフィルタを追加するのが一般的である。

・ 5-25kHz 帯における放電電流振動(Rotating Spoke)

周方向に回転する様な振る舞いによって発生する振動である。この帯域の不安定性も電離プロセスに起因する不安定性で、密度と磁場の勾配に関連している。磁場を固定した場合、この振動の振る舞いはスラスタの電圧-電流曲線に沿って異なり、低い電圧で支配的であり高い電圧で減少する傾向があることが分かっている^{(63),(64)}。

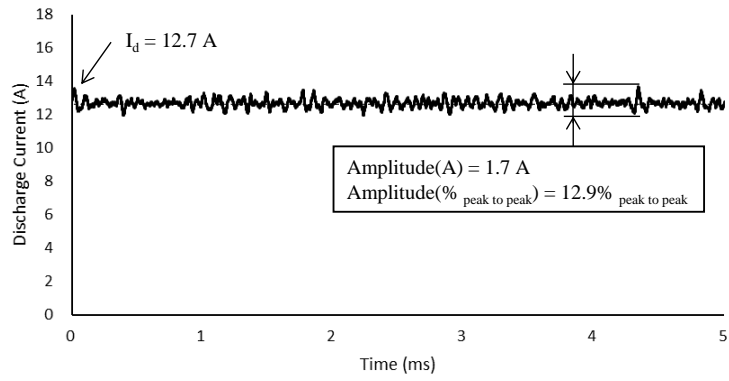
・ 70-500kHz 帯における放電電流振動(Transit-Time Oscillation)

イオンの速度とチャンネル深さの比に対応する周波数を持つので Transit-Time Oscillation と呼ばれる。半径方向磁場に強い相関を持ち、放電電圧とガス流量には鈍感であるという実験報告がある^{(63),(64)}。

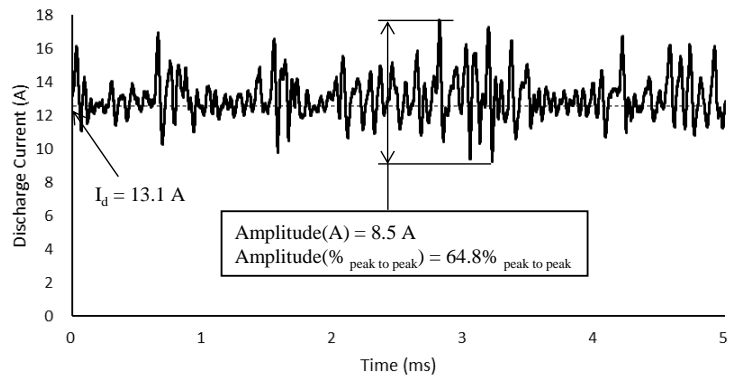
・ 500kHz-5MHz 帯における放電電流振動

Transit-Time Oscillation と同様に半径方向磁場に強い感度を持ち、周方向に伝搬する振動である

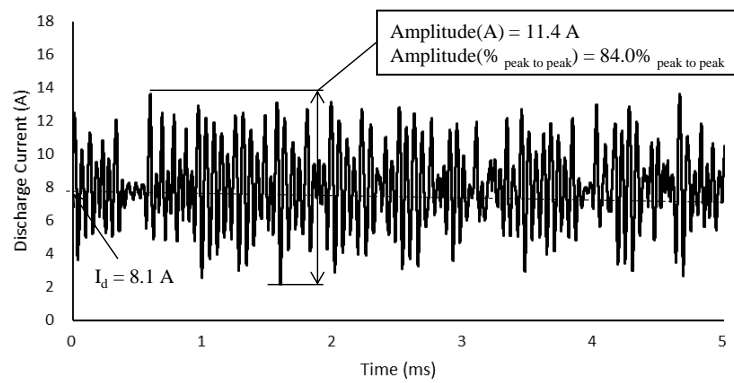
図 1-6(a)-(c)は JAXA の 6kW ホールスラスタにおける振幅の異なる放電電流を示している。アノード電圧は 300V、ガス流量は固定で意図的にコイル磁場を振動が大きくなるように可変したものである。(a)は最も放電電流振動が穏やかな動作状態である。(c)は PPU にとってもスラスタにとっても長時間動作は避けたい動作である。(b)はその中間で、2 A ピーク to ピークに 6~8A ピーク to ピークが混じっている。ピーク to ピークとは最大値と最小値の差である。この大きなピークが増えると(c)になる。一般的な対策はアノード電源とホールスラスタの間に放電フィルタ、マッチングネットワークとも呼ばれる、を挿入してアノード電源や衛星システムにノイズに伝搬しないようにする。あまり大きな振幅を放電フィルタで吸収しようとするると放電フィルタが大型化するので、このような特性の放電不安定性を可能な限り許容しつつ、限界を超える放電電流振動が起きた場合にはスラスタを停止したり磁場を変更したりできることが必要である。



(a)



(b)



(c)

図 1-6 ホールスラストの放電電流振動

1.6 フライト実績のある PPU

ホールスラスタ用の PPU はホールスラスタを動作させるだけではなく、その他の宇宙用電源と同じようにロケットによる打ち上げ・分離の振動衝撃と軌道上の温度・真空・放射線などの制約^{(65),(66)}を考慮しなければならない。そのような制約を考慮しつつフライト実績を積み重ねた PPU のうち、論文でスペックが確認できるものを表 1-2 に記載する。従来のホールスラスタ向けの PPU のアノード電源は 300V 出力電圧設定だった。これは 300V が最もスラスタ動作が安定していたからである。論文などでスペックが確認できるフライトしたホールスラスタの中で最も数が多いのが Fakel 社製のホールスラスタ SPT-100 とその電源である SS/L 社の PPU-100 である。SPT-100 は放電電力 1.5kW 級のホールスラスタである。PPU-100 のサイズは 28.9cm×24.6cm×14.7cm で重量は 7.5kg である⁽²⁸⁾。5つの電源はモジュール化され 1 つの筐体に収められている。ただし、上述の放電フィルタは別コンポーネントとなっていてそのサイズと重量は不明である。アノード電源には位相シフトフルブリッジインバーターと全波整流部からなる 1.5kW コンバータが採用されていて、100V 入力を 300V に昇圧している。SPT-100 のよりも大型の SPT-140 は 4.5kW 級のホールスラスタで、2018 年に PPU-140 とともに初フライトした。PPU-140 のアノード電源は PPU-100 の 1.5kW アノード電源を 3 つ並列に接続したものである⁽²⁸⁾。PPU-140 のサイズは 58.4cm×27.9cm×14.7cm で重量は 15kg である⁽²⁸⁾。同様に放電フィルタは含んでいない。TAS-B 社の Mk3 は PPU-140 と同じく 4.5kW 級のホールスラスタのための PPU で、放電フィルタ込みで 39cm×31.5cm×26.3cm で重量は 18.3kg である⁽²⁹⁾。Mk3 は PPU-140 よりも背が高い代わりに設置面積は 39cm×31.5cm と小さく、衛星への搭載性は良いといえる。

一方で先に述べたようにホールスラスタが選ばれる理由の一つとしてイオンエンジンよりも PPU が小型という点がある。イオンエンジンは電離のための電源、イオンを加速するためのビーム電源、カソードが 2 本あるためキーパー電源 2 つ、ヒーター電源 2 つ、流量制御電源 2 つの計 8 つの電源^{(30),(67)}、そして制御部と、3 つ電源が多く、ホールスラスタ電源よりも大きく重い。PPU-140 と同じ電力レベルの 4.5kW 級のイオンエンジンである XIPS-25 の PPU は 54.1cm×35.3cm×20.4cm で重量は 21.3kg である⁽³⁰⁾。PPU-140 が放電フィルタを含んでいないとしても 6kg の差があり、電源の数も多いのでコスト差もあると考えられる。このような差が推進システムの選定に影響しているため、PPU の小型化は非常に重要である⁽³¹⁾。

PPU-100 と PPU-140 のサイズと比較すると、両者に採用されている 1.5kW アノード電源のサイズが予測できる。アノード電源以外の電力に違いがないとすると 1.5kW アノード電源 1 つあたりの重量は 3.7kg、体積は $6.74 \times 10^3 \text{ cm}^3$ となる。割合にすると、PPU-140 ではアノード電源が重量の 74%、体積の 84% を占めている。このようにアノード電源はホールスラスタ PPU のサイズと重量の多くを占めることが分かる。

表 1-2
 フライト実績がある PPU の仕様

	PPU-100 ^{(28),(68)}	PPU-140 ^{(28),(68)}	Mk-3 ⁽²⁹⁾	XIPS-25 PPU ⁽³⁰⁾
製造	Maxer (旧 SS/L)	Maxer (旧 SS/L)	TAS-B	L-3C
開発ステータス	フライト済み	フライト済み	フライト済み	フライト済み
適合スラスタ	SPT-100	SPT-140	PPS-5000, SPT-140, XR-5	XIPS-25
アノード電源供給電力[kW]	1.5	4.5	4.8	4.3*
アノード電源出力電圧 [V]	300	300	300	-
アノード電源構成	1	3 並列	2 並列	-
アノード電源効率[%]	93-95	94-96	<95.5	-
アノード電源入力電圧 [V]	100	100	100	100
寸法 [cm]	29.0×24.6×14.7	58.4×27.9×14.7	39×31.5×26.3	54.1×35.3× 20.4
重量[kg]	7.5	15	18.6	21.3
電力密度[kW/kg]	0.22	0.3	0.26	0.2

*スラスタ投入電力

以下に PPU-100、PPU-140、TAS-B 社の Mk シリーズおよびフライト品の詳細なスペックは不明であるがフライト実績のある BHT-200PPU、BHT-4000PPU の歴史的なものを合わせて詳細を記載する。

・ PPU-100

PPU-100 のベースとなったと思われる PPU の SPT-100 との組み合わせ試験についての報告が NASA から行われている⁽⁶⁹⁾。ホールスラスタは 1971 年にはじめてソ連において Fakel 社の SPT-60 がフライトし、1977 年に SPT-50、1982 年に SPT-70、そして 1994 年に SPT-100 がフライトしている⁽⁵⁾⁻⁽⁷⁾。SPT シリーズはスラスタ径が名前に含まれていて SPT-100 のスラスタ径はおおよそ 100mm である。いずれの SPT シリーズに関するソ連・ロシアでの PPU の情報は無いようである。文献(69)の取り組みでの PPU は米国製で、その仕様はアノード電源においては入力 115—130V、出力電圧 300V 出力電流 12A である。また、すべての電源のスイッチング周波数は 20kHz ある。位相シフトフルブリッジインバーターと全波整流部から構成されている。このトポロジーはアークジェットスラスタ用の電源の技術を転用したもので、メリットはゼロ電圧スイッチングにより整流部の電圧スパイクが抑えられスナバ回路が不要である点であると述べられている⁽⁷⁰⁾。ホールスラスタ特有の放電電流振動の対策としてアノード電源の出力にマッチングネットワークと呼ばれる LC フィルタを設け、放電電流の振動がアノード電源側に伝わらないようになっている。この出力フィルタを設けるのは現在のホールスラスタ PPU でも採用されている方法である。マッチングネットワークの存在は 92 年のロシアとアメリカの共同での SPT-100 の動作試験の報告書が最初の様である⁽⁷¹⁾。その後フライト品質の SPT-100 の PPU、PPU-100 はアメリカの Space Systems/Loral (SS/L) によって製品化された。39—45V 入力の非安定 45V バスの PPU-100 と 95—100V の 100V バスの PPU-100 の QT が完了しているようである⁽²⁸⁾。トランスの小型化と放熱の効率化による低コスト化の試みも行われた^{(28),(72)}。SS/L における SPT-100/PPU-100 の組み合わせの初フライトは 2004 年であり⁽⁸⁾、2018 年時点で SPT-100/PPU-100 は 31 機の衛星に搭載され、のべ 62 台の PPU-100 が軌道以上に打ち上げられた⁽⁷⁴⁾。

・ PPU-140

SPT-140 は SPT-100 よりも大型の 4.5kW クラスのホールスラスタで、2018 年に Maxer 社の静止衛星に搭載され、打ち上げ後地球低軌道から静止軌道への遷移を完了させた⁽⁷³⁾。SPT-140 のための PPU である PPU-140 も PPU-100 と同様、アノード電源には ZVS 動作するトポロジーが採用されている⁽⁷⁴⁾。アノード電源はこの ZVS コンバータ 3 台を並列に接続したもので入力電圧は 100V で出力電圧は 300V である。放電電流振動対策のフィルタは The Thruster Auxiliary Support Unit (TASU) と呼ばれる、電流センシングやスラスタ切り替え装置など共に PPU に収められている。SPT-140 は商用衛星だけではなく小惑

星探査ミッションとして初めてホールスラストを採用する Psyche ミッションにも SPT-140 は採用される。PPU はキーパー電源と流量制御電源に改修を加えた PPU-140 DS が採用される^{(75),(76)}。

PPU-140DS⁽⁷⁵⁾はさらに、月軌道に設定予定の”ゲートウェイ”の推進器モジュールである Power and Propulsion Element (PPE) の 12kW ホールスラストと Busek 社の 6kW クラスのホールスラスト”BHT-6000”の PPU に使用されている⁽⁹⁾。BHT-6000 のための PPU である PPU-6000 は PPU-140DS をベースにしアノード電源に 1.5kW モジュールを追加し、切り替えリレーによって最大 600V までを出力可能にしたものである。12kW PPU はこの PPU-6000 を 2 台並列に接続したものである。PPE は 2024 年に打ち上げられる予定である。

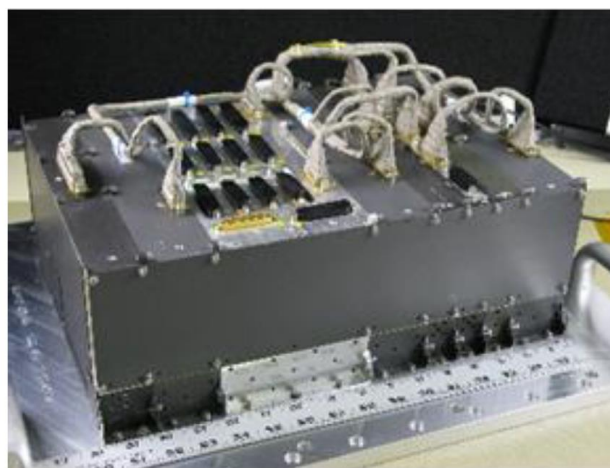


図 1-7 PPU-140⁽⁷⁴⁾

・ TAS Mk シリーズ⁽²⁹⁾

Thales Alenia Space in Belgium(TAS-B)は自社ではホールスラストのラインナップを持たず、Mk1、Mk2、Mk3 という 3 つの電力レベルに応じた PPU のラインナップを持ち、多くのスラストとの適合性を有している。Mk-1 は最大 1.5kW のホールスラストまでに対応した PPU で PP-1350-G と SPT-100 への適合性を有しており、2005 年に初フライト済みである⁽⁵⁸⁾。Mk2 は Mk1 をベースに 2.5kW に電力を増強したもので 100V 安定バスへの対応、出力電圧が拡大し 220-350V 出力が可能と、機能の拡張が図られている。図 1-8 に示す Mk3 は 5kW クラスのホールスラストに対応し、XR-5、PPS-5000⁽⁷⁷⁾、SPT-140 に適用可能である。アノード電源は 2.5kW のモジュールを並列に接続し、100-400V の出力レンジで動作させることが可能である。Mk1,Mk2 では上述のマッチングネットワークに相当するフィルタは別コンポーネントだったが Mk3 では PPU 内にその機能を統合している。2022 年現在、22 台の Mk3 がフライト中である。



図 1-8 PPU Mk3 EQM⁽²⁹⁾

・ BHT-200PPU

BHT-200 は米国の Busek 社の SPT-100 よりも小型の 200W クラスのホールスラストで 2006 年に米空軍の TacSat-2 でフライトした^{(78),(79)}。この PPU も Busek 社のものでアノード電源は位相シフトフルブリッジコンバータを採用し、スイッチング周波数は 50kHz である⁽⁸⁰⁾。アノード電源の仕様は 24~35V で最大 350V の出力が可能で、他の PPU と同様に出力フィルタによって放電電流振動が PPU と衛星に影響を与えないように配慮されている。また、ブレッドボードモデルのテストの結果、アノード電源のゲイン余裕は 17dB、位相余裕は 75° だったことが報告されている。

・ BPT-4000PPU

XR-5(BPT-4000)⁽⁸¹⁾ は米国のエアロジェット社のホールスラストで SPT-100 よりも大きい 4.5kW クラスのホールスラストで、2010 年に初フライトした⁽⁸²⁾。BPT-4000PPU のアノード電源の入力電圧はノミナル 70V で出力電圧は 150-400V である。アノード電源は 2 つのモジュールから構成され、所望の放電電流になるように流量制御器をコントロールする機能を有する^{(83),(85)}。2 つのモジュールを直並列で切り替えることで最大 800V までの出力電圧に対応し、より広い入力電圧 70-140V に対応する深宇宙向けの取り組みが実施されていたが⁽⁸⁶⁾、近年の開発ステータスは不明である。

1.7 マルチモード 6kW ホールスラストのワイドレンジアノード電源の課題

ホールスラストの PPU、特にアノード電源に対する新たな要求は出力電圧設定の拡大である。

従来のホールスラストの多くのアノード電源の出力電圧は 1.6 章の表 1-2 に示すように 300V 付近だった。これはホールスラストの動作がアノード電圧 300V 付近でもっとも安定しやすいからである。現在、日本でも開発が進められている全電化衛星向けの 6kW ホールスラストもアノード電圧は 300V である。現在市場にあるホールスラストは 4.5kW 級が最大であるため、国産 6kW ホールスラストの狙いは推力の点でこれらを上回り、全電化衛星において軌道投入にかかる期間を短縮することである。しかし、米国も 6kW 級ホールスラスト BHT-6000 およびその PPU である PPU-6000 の開発⁽⁹⁾をしており、しかも 600V 作動が可能である。1.4 章で示したようにアノード電圧を高くすると比推力が上昇し、より推進ガスを節約できるというメリットがある。日本としてもこのトレンドに後れを取らないように 600V 作動に加えて、さらなる高批推力動作および大推力動作を狙った 175~800V のアノード電圧のマルチモード 6kW ホールスラストの研究開発目標を掲げている⁽²³⁾。この動作状態の価値は、大推力動作が可能で全電化衛星を地球低軌道から静止軌道に投入するのに要する日数を短くできることと、さらに高批推力の動作によってさらに推進ガスを節約できることである。また、高批推力動作が必要な探査機にも適用可能になる。これらの幅広い範囲のアノード電圧を出力するのがワイドレンジ放電電源であり、これを搭載した PPU をワイドレンジ PPU と呼ぶ。

表 1-3 にワイドレンジアノード電源および PPU の目標仕様を示す。また、図 1-9 にワイドレンジ PPU の概略図を示す。ワイドレンジ PPU の目標サイズは 43.1cm×37.8cm×24.3cm、目標重量は 20kg としており、設置面積としては PPU-140 と同じ、電力密度としては Mk3 の 0.3kW/kg とすることで、既存の 4.5kW ホールスラスト PPU との互換性を持たせることを目指している。上記の通りワイドレンジアノード電源の出力電圧設定の範囲としては 2 種類ある。いずれも入力電圧は 100V である。1 つは出力電圧が 300V と 600V の 2 つが設定可能で、電力の範囲が 2~6kW のワイドレンジアノード電源である⁽³²⁾。2 つめは出力電圧がさらに広い範囲の 175V から 800V まで連続的に設定可能で、電力の範囲が 2~6kW のワイドレンジアノード電源である⁽³³⁾⁻⁽³⁵⁾。このワイドレンジアノード電源ワイドレンジアノード電源を実現するためのアプローチは 6kW の電力を 1.5kW コンバータ 4 台に分割し、それらの直並列を切替器によって切り替えるということである。図 1-9 の赤枠がワイドレンジアノード電源で赤く塗りつぶされた領域が 1.5kW コンバータ 4 台分の体積である。薄い青で塗りつぶされているのが切替器である。コンバータを分割する手法は他のホールスラスト用のアノード電源でも採用されている手法⁽²⁹⁾⁽⁷¹⁾であり複数のコンバータに分割することで、半導体部品の選択肢が広がり、トランス・コイル・コンデンサなどの受動部品も小型化、分散配置することができる。これによって打ち上げ環境に耐える強度を満たすことができ、また、発熱が分散するので熱設計も容易になる。

図 1-10 にワイドレンジアノード電源の動作範囲を示す。また、図 1-11 にコンバータの構成を示す。図 1-10(a)は 300V と 600V の出力電圧設定のワイドレンジアノード電源の設定範囲である。黒線で囲われた領域は 300V 出力電圧設定のコンバータを図 1-11(a)の 4 並列接続で対応し、赤線で囲われた領域は図 1-11(c)の 2 直 2 並列で対応する。図 1-10(b)は 175V から 800V の出力電圧設定の範囲のワイドレンジアノード電源の動作範囲である。塗りつぶされた領域が動作可能な範囲で、赤い実線で囲われた領域はコンバータ単体の常用可能な動作領域で、黒色の実線で囲われた領域はコンバータは図 1-11(c)の 2 直 2 並列構成の動作範囲で、黄色の実線で囲われた領域はコンバータは図 1-11(b)の 4 直列構成の動作範囲で、緑色の実線で囲われた領域はコンバータは図 1-11(a)の 4 並列構成の動作範囲で、青色、黄色、そして緑色の点線はそれぞれ、6kW、3kW、そして 1.5kW の曲線である。

ワイドレンジアノード電源は、1.5kW コンバータの接続を切り替えるための切替器が追加されるので各コンバータへの小型化の要求は一層厳しくなる。1.6 章に記したように、フライト実績のある PPU である PPU-100 と PPU-140 のサイズと比較すると、両者に採用されている 1.5kW アノード電源のサイズが予測できる。アノード電源以外の電力に違いがないとすると 1.5kW アノード電源 1 つあたりの重量は 3.7kg、体積は $6.74 \times 10^3 \text{ cm}^3$ となる。一方で、ワイドレンジアノード電源は図 1-9 の赤色で塗りつぶされた領域であり寸法にして $37.8\text{cm} \times 18.4\text{cm} \times 27\text{cm}$ で、1.5kW コンバータ 1 台当たり体積は $4.69 \times 10^3 \text{ cm}^3$ 以下でなければならない。これは PPU-100 および PPU-140 の 1.5kW コンバータに対して 30% 以上削減した $4.69 \times 10^3 \text{ cm}^3$ 以下にしつつ、ワイドレンジアノード電源として 6kW ホールスラストを安定動作させなければならない。これが課題の 1 つ目である。

2 つ目の課題は、ワイドレンジアノード電源を小型化するために放電フィルタの容量が制限されており、過大な放電電流振動は発生すると監視機能によって停止が頻発してしまうということである⁽²⁴⁾。すでに述べたように、ホールスラストでは、推進ガスの供給、電離、イオンの加速・排気の繰り返しにより放電電流が数十 kHz で不安定に振動する⁽⁴⁾。一般的な対策はアノード電源の出力とホールスラストの間に放電フィルタ^{(27),(25)}を挿入することと、過大な放電電流を検知して停止することである。大きな振幅の放電電流振動を許容しようとするとは放電フィルタのサイズは大きくなるため、ワイドレンジアノード電源の 1.5kW コンバータを目標のサイズに収めるため最低限の放電フィルタしか搭載していない。そのため、定常時の振幅に対して仕様上限にマージンが無く、監視機能によってスラストの停止が頻発してしまう。そこで放電電流振動を監視し、仕様上限になる前に磁場を調整して振動を抑制する機能を追加したいが、既存の振幅検出機能では時間分解能が高くなく、不安定の兆候となる放電電流のスパイクの増加を見つけることが困難である。

表 1-3

ワイドレンジアノード電源および PPU の目標仕様

アノード電源供給電力[kW]	6	6
アノード電源出力電圧 [V]	300, 600	175-800
コンバータ 1 台の出力電圧[V]	300	100-200
アノード電源構成	4 並列, 2 直 2 並列	4 並列, 2 直 2 並列, 4 直列
アノード電源効率[%]	>94	>94
アノード電源入力電圧 [V]	100	100
寸法 [cm]	43.1×37.8×24.3	
重量[kg]	20	
電力密度[kW/kg]	0.3	

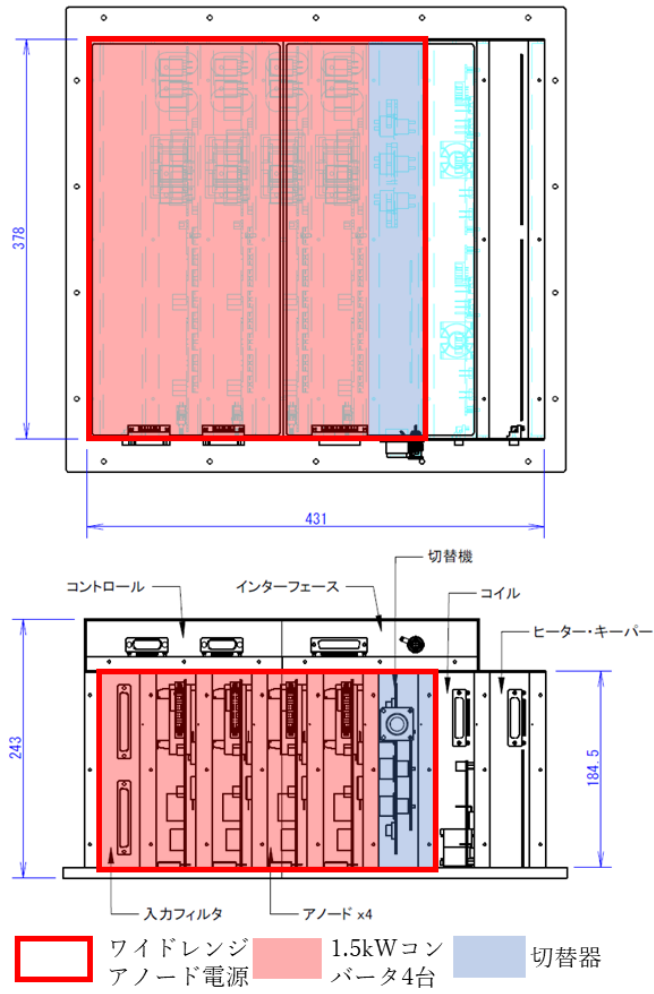
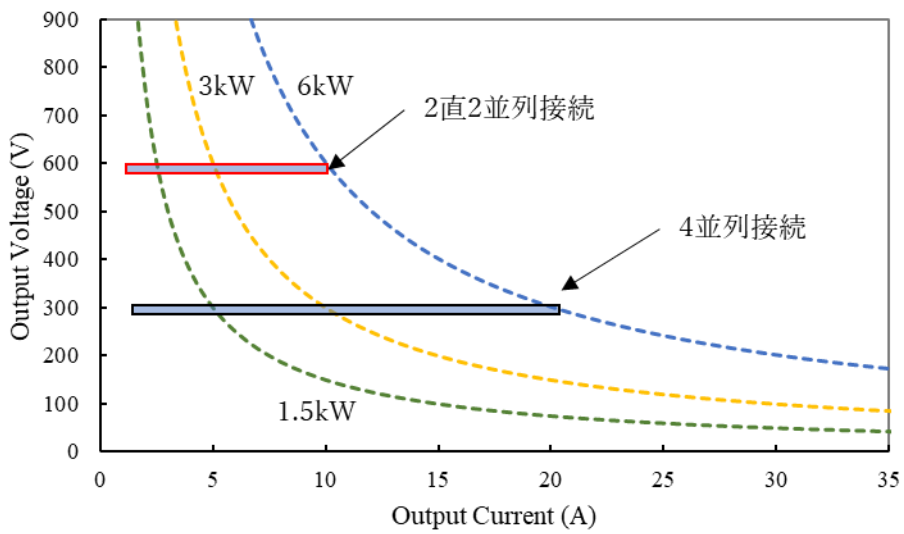
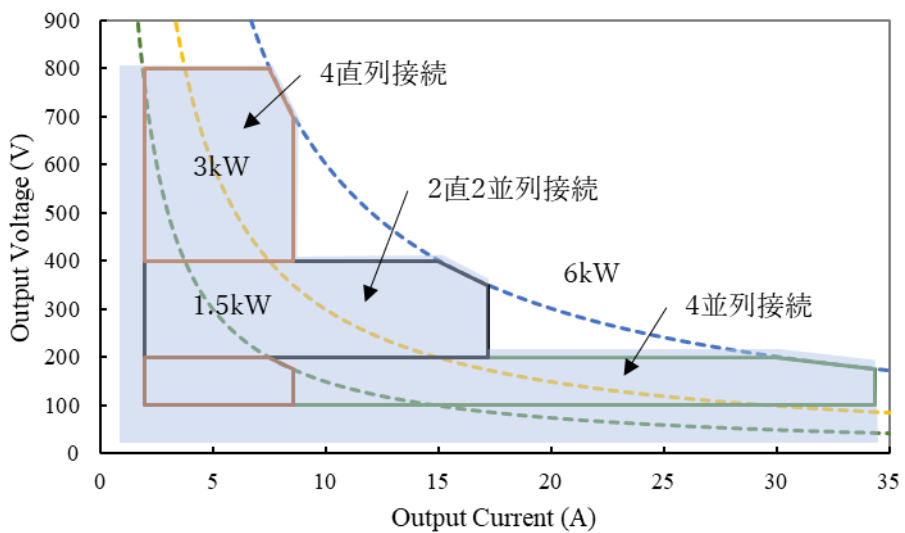


図 1-9 ワイドレンジ PPU

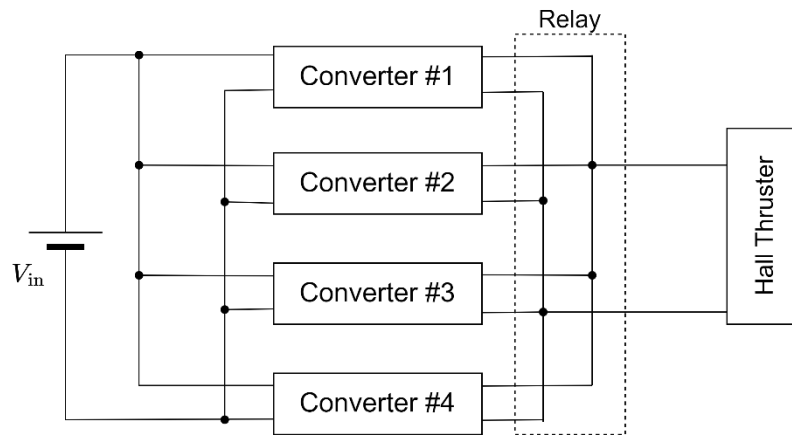


(a)

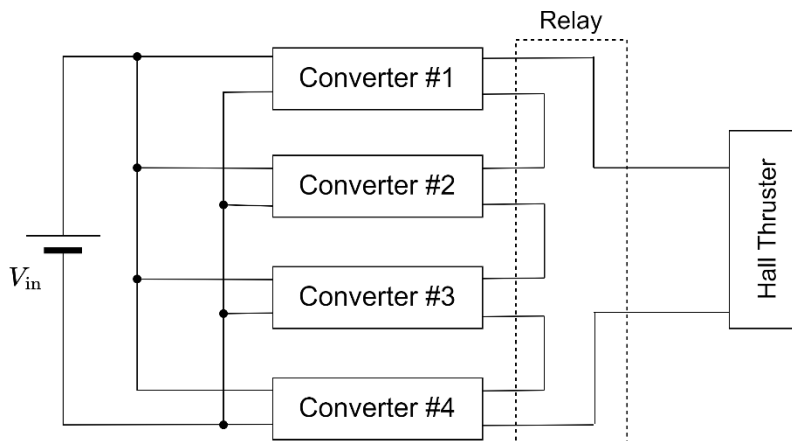


(b)

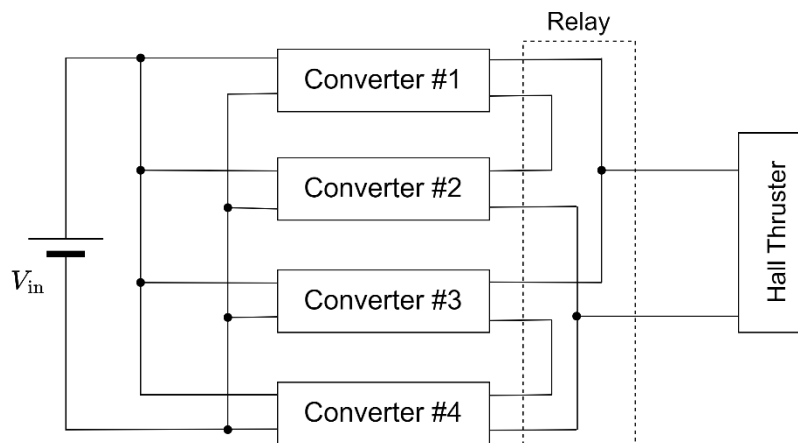
図 1-10 ワイドレンジアノード電源の出力範囲 (a)300V と 600V の出力電圧設定
(b)175-800V の出力電圧設定



(a)



(b)



(c)

図 1-11 ワイドレンジアノード電源のコンバータ構成 (a)4 並列接続 (b)4 直列接続
(c)2 直 2 並列接続

1.8 本研究の目的

ホールスラスタは推進システムとして5tonクラスの大型静止衛星から数100kgクラスの小型衛星まで幅広く活用されており研究開発が活発である。JAXAでも6kW級ホールスラスタを技術試験衛星9号機で実証する予定である。さらに将来の静止衛星や探査機そして軌道間輸送機の需要を見据えて、6kWホールスラスタの推力、燃費を可変できるように複数の動作状態を追加したマルチモード6kWホールスラスタの研究を進めている。その研究の中でスラスタ同様に重要な研究テーマがPPU(Power Processing Unit)である。PPUは複数の電源から構成され、ホールスラスタシステムの中でも重量と価格の大きな割合を占めている。特にPPUの電力の大部分を占めるのがアノード電源である。マルチモード6kWホールスラスタのためのアノード電源をワイドレンジアノード電源と呼び、スラスタが要求する複数の動作状態に応じたアノード電圧を出力し、ホールスラスタ特有の不安定性、宇宙環境、打ち上げ時の環境を考慮しつつ小型でなければならない。

そこで本論文では、まず、1.7章の第一の課題を解決し、ワイドレンジアノード電源の小型化を達成するためのコンバータ構成を提案する。コンバータ構成は2つあり、1つは300Vと600Vの出力電圧設定のワイドレンジアノード電源のためのフルブリッジインバータと倍電圧整流部からなる構成で、もう一つは175Vから800Vまでのより広い範囲の出力電圧設計のワイドレンジアノード電源のためのフルブリッジインバータと全波整流部からなるコンバータ構成である。それぞれの電源を構成するコンバータの体積が、PPUとして競争力を持つために必要な $4.69 \times 10^3 \text{ cm}^3$ 以下を実現できることを明らかにし、ワイドレンジアノード電源として6kWホールスラスタを安定して動作できることを示す⁽³²⁾⁻⁽³⁵⁾。次に、1.7章の第二の課題を解決するために、カレントトランスによる電流検出ではなく、シャント抵抗の両端の電圧を測定することで波形が鈍ることなく、高い周波数領域の波形まで精度よく検出する。その後、スパイク状の電流波形から閾値を超えるピークの数を実数でカウントすることで放電電流振動の数値を監視し、仕様上限になる前に磁場を調整して振動を抑制するための機能を提案する。最後にワイドレンジアノード電源と6kWホールスラスタの組み合わせ試験において振幅検出システムと制御アルゴリズムが正しく動作することを示す⁽²⁴⁾⁽³⁸⁾。その結果、ワイドレンジアノード電源を含むマルチモード6kWホールスラスタは、フライト実績のあるコンバータに対して30%以上削減した $4.69 \times 10^3 \text{ cm}^3$ 以下の体積にできることを明らかにした。また、スパイク状の電流波形から閾値を超えるピークの実数でカウントする提案方式よれば、放電電流振動の数値を監視し、仕様上限になる前に磁場を調整して振動を抑制できることがわかった。

第1章は緒論である。まず、本研究の背景やホールスラスタの動作メカニズムと必要な電源、およびフライト実績のあるPPUについて述べる。そしてマルチモード6kWホールスラスタのためのワイドレンジアノード電源について、必要な機能、小型化のためのアプローチを示し、最後に課題を明らかにする。

第2章では、100V入力を昇圧し300Vと600Vの2つの電圧設定で出力するワイドレン

ジアノード電源の小型化を実現するためのコンバータ構成を提案する。この電源を構成する出力電圧設定 300V1.5kW コンバータはフルブリッジインバータと倍電圧整流部を用いる。このフルブリッジインバータと倍電圧整流部を用いた出力電圧設定 300V の 1.5kW コンバータの Breadboard Model(BBM)を製作し、フライト実績のある PPU のコンバータ体積の 30%減の $4.69 \times 10^3 \text{ cm}^3$ 以下が達成可能であることを示す。最後に、2 台の 1.5kW コンバータ BBM を 2 台並列に接続した構成において効率、電圧リップル、EMI 規格など標準的な仕様を満たしつつ、6kW ホールスラストを安定して動作できることを示す。

第 3 章は、入力電圧 100V を昇圧して、175~800V の電圧設定範囲で出力可能なワイドレンジアノード電源の小型化のための 1.5kW コンバータの回路構成を提案しその設計基準を明らかにする。このワイドレンジアノード電源では 1.5kW コンバータではフルブリッジインバータと全波整流部の構成を用いる。この構成を用いる理由は 2 章の 1.5kW コンバータの出力電圧設定は固定であり、幅広い出力電圧で効率を出すことが難しいからである。フルブリッジインバータと全波整流部からなる構成を用いるにあたっての課題は、1.5kW コンバータサイズをフライト実績のある PPU のコンバータ体積の 30%減の $4.69 \times 10^3 \text{ cm}^3$ 以下に抑えるために出力フィルタの容量が制限されるということと、制御ボードの小型化のためにデジタル制御を採用するが宇宙用の半導体部品はそれほど性能が高くなく、制御にむだ時間が生じコンバータが不安定化するという 2 つの制限があることである。そこでこれらの制限を許容するための設計基準を提案し、それに基づいて製作した 4 台の 1.5kW コンバータからなるワイドレンジアノード電源が 6kW ホールスラストを幅広い出力電圧設定で安定動作させることを確認する。

第 4 章ではスラスト、ワイドレンジ PPU、衛星を過大な放電電流振動から保護するための振幅検出と振動を抑制するためのコイル磁場制御について述べる。まず、放電電流振動の振幅を正確に検出するための振幅検出システムの回路構成と仕組みと課題について述べる。そして課題を解決するための予測モデルと検出アルゴリズムを明らかにし、製作した振幅検出システムが正しく振幅を検出できるか、6kW ホールスラストを使用した試験で確認する。次に放電電流の振幅が仕様上限を下回るようにコイル磁場を制御するための放電振動制御を提案する。放電振動制御は、定電力制御と推進効率最大化制御が行われている間に放電電流振動が激しくなった場合、このような動作状態を回避するよう制御しなければならないため 3 つの制御を統合した制御アルゴリズムを考案した。6kW ホールスラストを使用した試験で提案の制御アルゴリズムを動作させ、放電振動制御が正しく動作しているか確認する。

第 5 章はまとめである。本研究を総括し、今後の展望を述べる。

2章 300V および 600V の 2 つの出力電圧設定が可能なワイドレンジアノード電源⁽³²⁾

2.1 まえがき

本章では、100V 入力を昇圧し 300V と 600V の 2 つの電圧設定で出力するワイドレンジアノード電源の小型化のためのコンバータ構成について提案する。この電源は、フルブリッジインバータと倍電圧整流部を用いた出力電圧設定 300V の 1.5kW コンバータ⁽³²⁾ 4 台によって構成される。この 1.5kW コンバータ Breadboard Model(BBM)を製作し目標サイズの $4.69 \times 10^3 \text{ cm}^3$ 以下に収まることを確認する。動作実験においてこの 1.5kW コンバータから構成されるワイドレンジアノード電源が 6kW ホールスラストを安定して動作できることを示す。

この回路構成を選んだ理由は、トランスのリーケージインダクタンスと出力のコンデンサの共振を利用した ZVS 動作により電圧スパイクを抑えるため、スナバ回路が不要になりコンバータが小型化できるためである。電圧スパイクが抑えられることでより低い耐圧のダイオードが採用でき、より低い ON 抵抗のおかげで効率も良くなるというメリットもある。この回路構成は、プラグインハイブリッド電気自動車 (PHEV)、再生可能エネルギー電力調整システムなど、様々なアプリケーションで広く使用されている^{(39),(40)}。このフルブリッジインバータと倍電圧整流部を用いた出力電圧設定 300V の 1.5kW コンバータの BBM を 2 台製作した。この 1.5kW コンバータ BBM を 2 並列に接続したものをリレーユニットで直並列接続を切り替えることで出力電圧を 300V と 600V とで切り替えることができる。最終的な構成は 4 台であるがまずは 1.5kW コンバータのサイズの検証と、6kW ホールスラストを動作させる能力があるかどうか確認するために 2 台のみの製作とした。1.5kW コンバータ BBM のサイズは平置きで 400 mm × 300 mm の面積があり、これらを 2 段に積み重ねることで実際のフライトモデルでのサイズは、フライト実績のある PPU コンバータ体積の 30% 減の $4.69 \times 10^3 \text{ cm}^3$ 以下が達成可能であると確認された。また、2 台の出力電圧設定 300V の 1.5kW コンバータ BBM を 2 台並列に接続した構成で 6kW ホールスラストを安定して動作させ、電圧リップルや EMI 規格など標準的な指標を満たし、効率は 97.0% だった。また、6kW ホールスラストの着火と OFF 時の電圧のオーバーシュートまたはアンダーシュートがないことが確認された。以上より、フルブリッジインバータと倍電圧整流部からなる 1.5kW コンバータを用いた構成は、300V と 600V の出力電圧設定が可能なワイドレンジアノード電源の小型化を実現するための、有用な選択肢であることが明らかになった。この 300V と 600V の出力電圧設定が可能なワイドレンジアノード電源は、PPU としても目標仕様の 43.1cm × 37.8cm × 24.3cm、重量 20kg を達成し、静止衛星向けのホールスラスト用 PPU として市場競争力を持つことができる。

2.2 フルブリッジインバータと倍電圧整流部からなる 1.5kW コンバータ

本章ではアノード電源を構成するコンバータとして出力インダクタを持たない電圧ダブル整流器とフルブリッジインバータからなるコンバータを提案する⁽³²⁾。このコンバータの主な魅力的な機能は、シンプルな回路、高い変換効率、および低い電磁干渉 (EMI) である。提案のコンバータの概略を図 2-1 に示す。トランスのリーケージインダクタと整流用コンデンサ C_1 、 C_2 の共振を利用して、二次側ダイオード D_1 、 D_2 の電圧スパイクを排除している。 C_{in} は入力フィルタ、 V_{in} は 1 次電圧 100V、 V_o は出力電圧、 I_{sec} はトランス 2 次側電流、そして R はスラストを模した抵抗である。リーケージインダクタンスを調整するための追加のインダクタ L_l がある。ダイオード電圧 V_D の電圧スパイクの低減により、以下のメリットがある。

- 1) 整流ダイオード D_1 、 D_2 の散逸抵抗・コンデンサ・スナバが不要となり小型化、高効率が期待できる。
- 2) 低ノイズが実現できる。
- 3) 耐圧の低いダイオードが採用できる。耐圧の低いダイオードはよりオン抵抗が小さいため効率向上が期待できる⁽⁸⁴⁾。

また、電圧ダブル整流器の構成はフルブリッジ整流と比較して、大容量の出力インダクタが不要なため、構造がシンプルで、低コスト、小型・軽量化に寄与している。

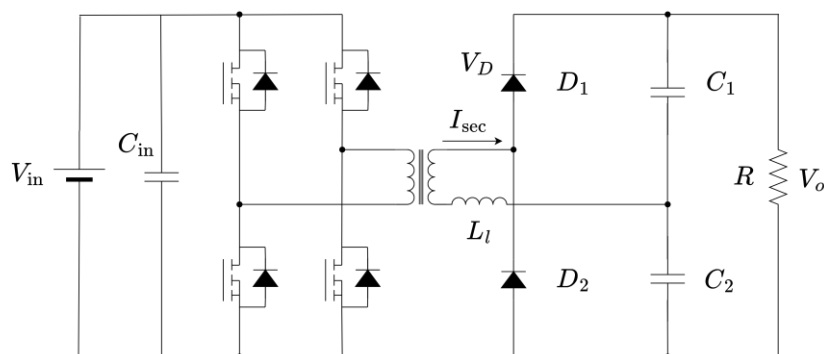


図 2-1 電圧ダブル整流器とフルブリッジインバータからなるコンバータ

2.3 定抵抗との組み合わせ試験

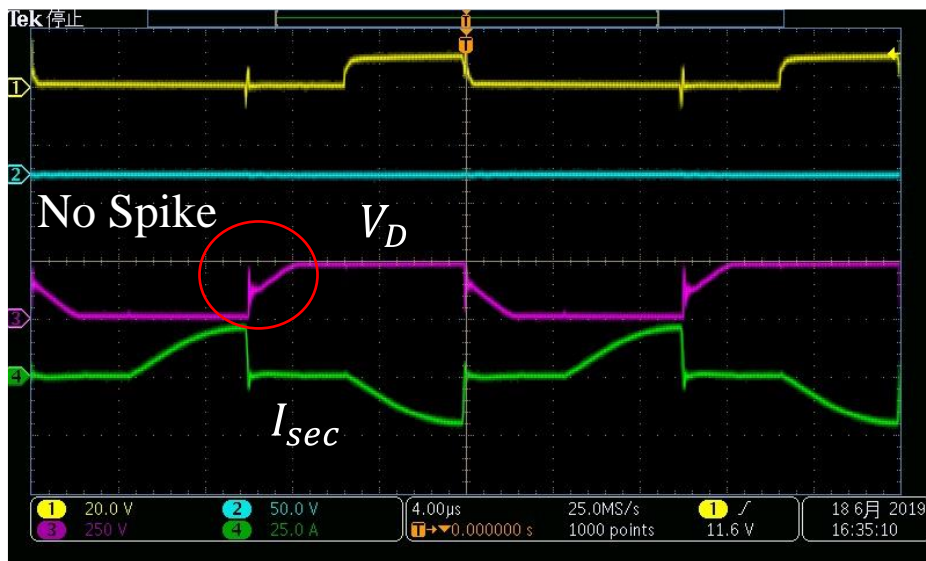
提案のコンバータを評価するために図 2-2 の 1.5kWBBM コンバータを製作した。写真には含まれていないが 6kW ホールスラストのかみ合わせ試験の際には、EMI 基準値を満たすために、追加の L と C からなるフィルタが接続される。BBM コンバータのインバータ、トランス、整流部そして追加の LC フィルタは 40cm×30cm×3.5cm のサイズに収まり、体積としては $4.2 \times 10^3 \text{ cm}^3$ となり、フライト実績のある PPU のコンバータ体積の 30% 減が達成可能である。また、ダイオードは従来品が 1200V 耐圧品なのに対して提案のコンバータでは 600V 耐圧が使用でき、 V_f から予測されるダイオードの損失は提案のコンバータのほうが 15% ほど少ない。スイッチング動作の周波数可変 40kHz~200kHz で、加えて Duty も可変で、周波数が低くなるにつれて Duty 幅が大きくなる。ハイサイドとローサイドの位相は 50% ずらしている。これらの制御は DSP によるデジタル制御で従来の PPU のデジタル制御ボードを転用してソフトウェアだけ変更している。この 1.5kW コンバータ BBM2 台で 3kW のワイドレンジアノード電源を構成する。

BBM コンバータ#1 を電子負荷と接続し最大電力 1.5kW で動作させた際のダイオード D_1 の電圧 V_D とトランスの 2 次側の電流 I_{sec} の波形を図 2-3 に示す。 V_D にはスパイクが無いことから、提案のコンバータは想定通りの動作をしていることが分かる。

BBM コンバータ#1 と#2 を並列に接続してワイドレンジアノード電源として電子負荷と組み合わせて動作させた際の効率を図 2-4 に示す。効率はすくなくとも 3 回取得し、最も低いものを示している。それぞれの効率は、入出力の電圧・電流をパワーメータで取得して得られた。入力電圧は 97V、100V、103V で、出力電圧は 300V である。出力電圧 300V において入力電圧 97V が最大 Duty となり効率も高い。これは Duty が大きくなるほど図 2-3 の I_{sec} のピークが低くなりダイオードでの導通損が減るためである。ノミナルの入力電圧は 100V であり、そのときの最大効率は出力電流 5A のときで 97.1% だった。



図 2-2 1.5kW コンバータ BBM



Vertical axis: V_D ;250 V/div., I_{sec} ;25 A/div.

Horizontal axis: 4 μ s/div.

図 2-3 定抵抗と組み合わせて動作させたワイドレンジアノード電源 BBM のコンバータ#1
のダイオード電圧 V_D とトランス 2 次側電流 I_{sec}
動作条件は入力電圧 100V、出力電圧 300V、そして出力電流 5A である。

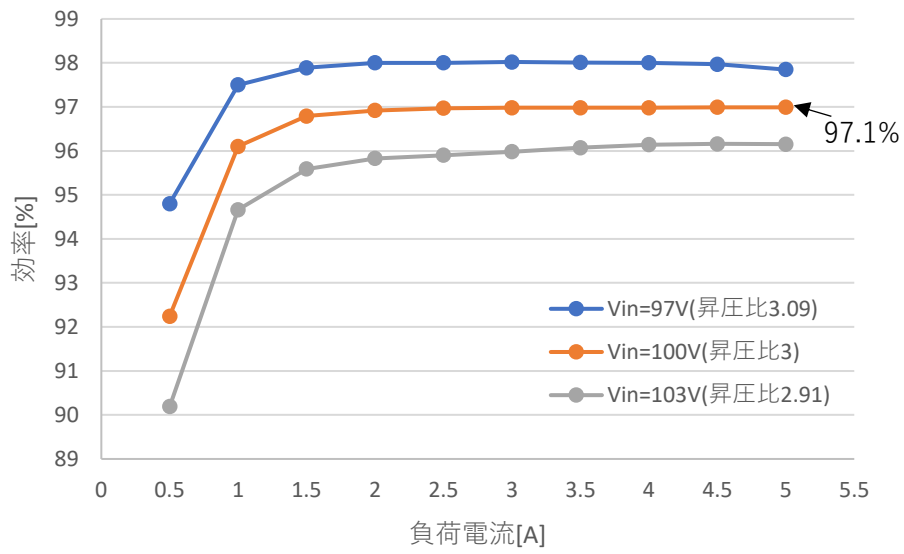


図 2-4 ワイドレンジアノード電源 BBM と定抵抗負荷の組み合わせ試験における効率
動作条件は入力電圧 97V、100V、103V で出力電圧はいずれも 300V である。

2.4 ホールスラスタとの組み合わせ試験

BBM コンバータ#1 と#2 を並列に接続したワイドレンジアノード電源のスラスタかみ合わせ試験を Hall-DT チャンバで実施した。Hall-DT チャンバは直径 3m 長さ 8m で排気量は 175kL/s で、最大 10kW の電力レベルのホールスラスタが動作可能である。試験コンフィギュレーションを図 2-5 に示す。流量制御器は市販の流量制御器を使用した。キーパー電源、コイル電源は 6kW 級ホールスラスタのために開発された BBM モデルを使用した。1 次電源 V_{in} は市販の電源から 100V を供給した。入力電圧 V_{in} 、入力電流 I_{in} 、出力電圧 V_{out} 、出力電流 I_{out} はオシロスコープによって記録された。EMI 規格値を満たすために、追加の放電フィルタとして L_{in1} 、 L_{in2} と C_{in1} 、 C_{in2} を追加されている。

表 2-1 に動作パラメータと得られた効率を示す。動作状態 1-3 は出力電圧 300V、磁場は 1200、1400、1600AT、アノードに供給する流量は 105sccm でカソード流量はアノード流量の 10%である。磁場を変えることでスラスタの放電電流振動の振る舞いが変わる。動作状態 4 と 5 を比較することで、昇圧比と効率の関係を確認することができる。磁場を 1400AT で出力電圧を 296V と 300V の条件で、昇圧比と効率の関係を動作状態 2、4、5 で比較することで明らかにする。ワイドレンジアノード電源は安定して 6kW 級ホールスラスタを最大電力 3kW で稼働させることに成功した。動作状態 4、5 を比較することで、効率は 100V 入力に対して昇圧比が高いほど高いことが分かる。動作状態 5、305V の出力電圧の時、97.0%に達した。これはフライト実績のある PPU-140^{(28),(68)}や Mk3⁽²⁹⁾の効率より 1%も高い。なお効率は少なくとも 3 回計測したうち最も低い値を記載している。スラスタの動作開始はアノード流量 50sccm でおおよそ 300V5A の放電電流で立ち上げた。その後、ガス流量を増やして計測のための動作点に遷移させた。アノード電源のターンオン波形を図 2-6 に示す。出力電圧のオーバーシュートがなくスラスタは安定して立ち上がっている。もっともはげしい電流振動が観測された動作状態である、動作状態 3 の入力出力電圧電流波形を図 2-7 に示す。最大 4A ピーク to ピークの振動が見られる。このとき出力電圧リップルは $5V_{p-p}$ で、出力電圧は 300V なので 1.6% $_{p-p}$ となる。動作状態 3 のオシロスコープで得られた入力電流 I_{in} の FFT スペクトラムと MIL-STD-461C の伝導ノイズの規格値 CE01/03 の規準を図 2-8 に示す。入力電流 I_{in} は CE01/03 の規格値を満たしている。FFT のスペクトラムには約 3kHz の入力フィルタの共振周波数のピークが見えているが規格を満たしている。6kW 級ホールスラスタの放電電流振動は約 15kHz だが、FFT スペクトラムには目立つピークとして表れておらず、入力フィルタによって圧縮できていると考えられる。スイッチング周波数は 100kHz 程度だが、目立つピークとしては表れていない。

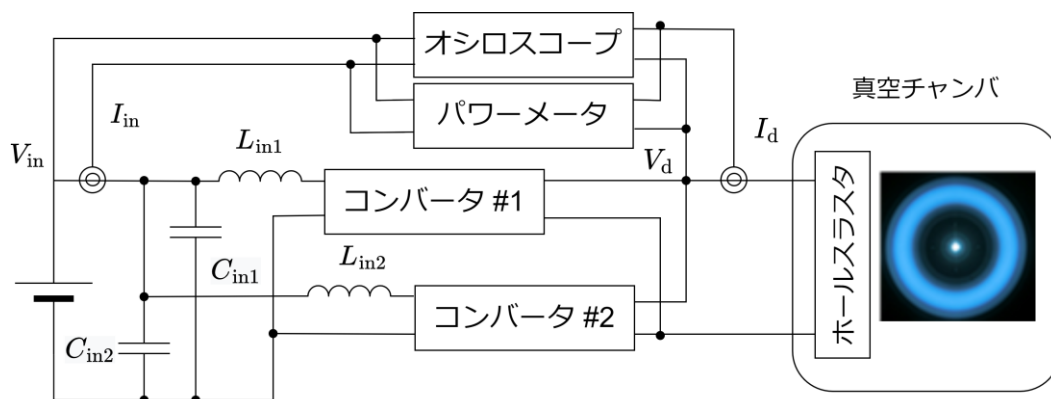
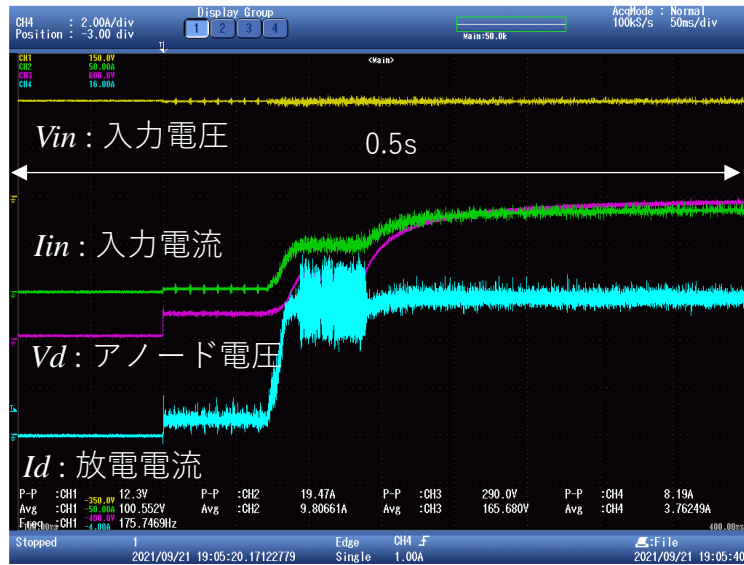


図 2-5 組み合わせ試験のコンフィギュレーション

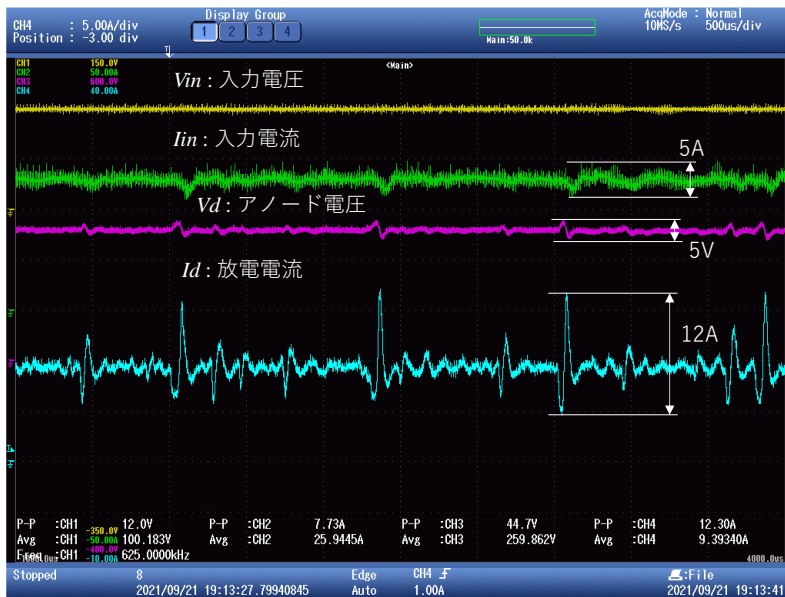
表 2-1. 組み合わせ試験結果

Operation Condition	Discharge voltage	Anode Cathode		Total AT	V _{in}	I _{in}	V _{out}	I _{out}	Efficiency
		mass flow rate	mass flow rate						
	V	SCCM	SCCM	AT	V	A	V	A	
1	300	105.0	10.50	1200	100.1	28.93	301.4	9.265	0.965
2	300	105.0	10.50	1400	100.1	29.34	300.9	9.405	0.964
3	300	105.0	10.50	1600	100	30.34	301.7	9.72	0.966
4	296	94.9	9.49	1400	100.1	26	297.5	8.39	0.959
5	305	94.9	9.49	1400	100.1	26.53	306.1	8.412	0.970



Vertical axis: V_d ; 100 V/div., V_{in} ; 50 V/div., I_{in} ; 10 A/div., I_d ; 2.0 A/div.
Horizontal axis: 500 ms/div.

図 2-6 ワイドレンジアノード電源 BBM のターンオン波形



Vertical axis: V_d ; 100 V/div., V_{in} ; 50 V/div., I_{in} ; 10 A/div., I_d ; 2.0 A/div.
Horizontal axis: 500 μ s/div.

図 2-7 6kW ホールスラスタを動作中のワイドレンジアノード電源 BBM の入出力電流および電圧

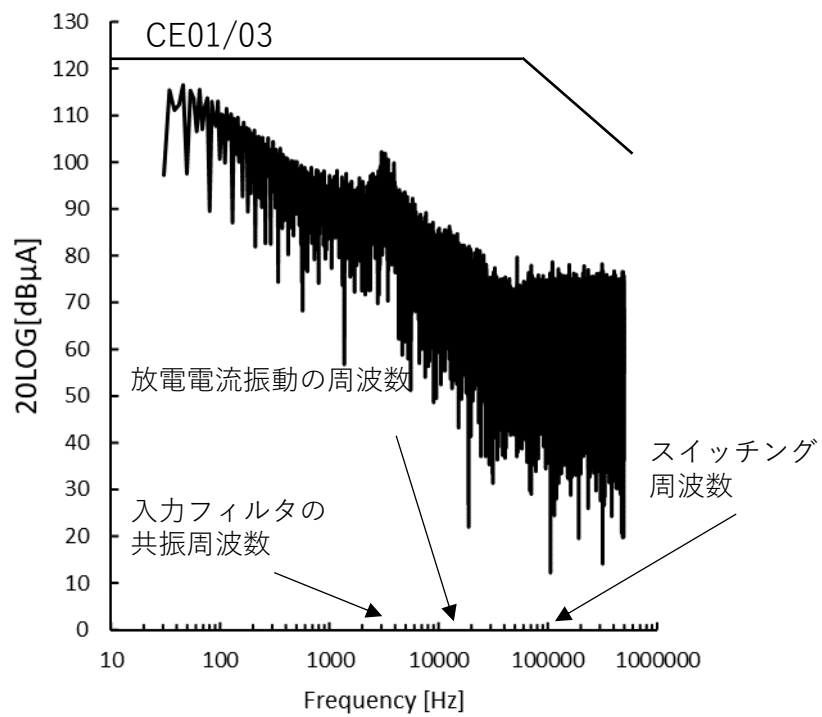


図 2-8 アノード電源 BBM の入力 FFT スペクトラムと CE01 および 03 の上限

2.5 まとめ

全電化衛星向けの次世代推進器であるマルチモード 6kW 級ホールスラストのための 300V と 600V の出力電圧設定が可能なワイドレンジアノード電源の小型化を実現するためのコンバータ構成を提案した。この電源ではフルブリッジインバータと倍電圧整流部からなる出力電圧設定 300V の 1.5kW コンバータを用いる。このコンバータの特徴は、トランスのリーケージインダクタと整流用コンデンサの共振を利用してゼロ電圧スイッチングを実現することにより、スパイクが低減されるためスナバ回路が不要であり、また整流用のインダクタも不要なため、小型化に有利であるということである。また、耐圧の低いダイオードが使用でき、そのより低い ON 抵抗のおかげで高効率化も期待できる。

1.5kW コンバータ BBM の設計製作の結果、BBM コンバータのインバータ、トランス、整流部そして追加の LC フィルタは 40cm×30cm×3.5cm のサイズに収まり、体積としては $4.2 \times 10^3 \text{ cm}^3$ となり、フライト実績のある PPU のコンバータ体積の 30% 減が達成可能であることが確認された。

1.5kW コンバータ BBM2 台からなるワイドレンジアノード電源と 6kW ホールスラストとの組み合わせ試験を実施し、以下の結果を得た。

- 1) 1.5kW コンバータ BBM2 台からなるワイドレンジアノード電源はホールスラストを 3kW で安定して動作させ、最も高い効率は 97.0% でフライト実績のある PPU のアノード電源よりも 1% 高かった。
- 2) スラスト、PPU にダメージを与えるようなオーバーシュートはターンオンで見られず、電圧リップル、EMI 特性は許容可能なものだった。

以上より、フルブリッジインバータと倍電圧整流部からなる 1.5kW コンバータを用いた構成は、300V と 600V の出力電圧設定が可能なワイドレンジアノード電源の小型化を実現するための、有用な選択肢であることが明らかになった。この 300V と 600V の出力電圧設定が可能なワイドレンジアノード電源は、PPU としても目標仕様の 43.1cm×37.8cm×24.3cm、重量 20kg を達成し、静止衛星向けのホールスラスト用 PPU として市場競争力を持つことができる。

3章 175V から 800V のより幅広い出力電圧設定が可能なワイドレンジアノード電源^{(34),(35)}

3.1 まえがき

本章では、100V 入力を昇圧し 175V から 800V もの広い電圧設定で出力するワイドレンジアノード電源の小型化のためのコンバータ構成について提案する。この電源は、フルブリッジインバータと全波整流部を用いた出力電圧設定 100~200V の 1.5kW コンバータ 4 台によって構成される^{(34),(35)}。この構成を用いる理由は 2 章の 1.5kW コンバータの出力電圧設定は固定であり幅広い出力電圧で効率を出すことが難しいからである。図 2-4 に示すように昇圧比が 10%変わっただけで効率はおよそ 1%低下することが読み取れる。これは出力電圧を変えようとした場合に、Duty の変化に対して図 2-3 に示すダイオード電流 I_{sec} のピークが増加量は大きく、導通損が大きく増加してしまうためである。フルブリッジインバータと全波整流方式の組み合わせであれば幅広い出力電圧範囲で効率を維持できる。次に 100~200V の 1.5kW コンバータを実現する上での課題を明らかにし、それを解決するための設計基準を明らかにする。最後に、その設計基準を用いて設計された 1.5kW コンバータ Breadboard Model(BBM)を製作し、それが目標サイズ収まることを確認すると共に、動作実験においてこの 1.5kW コンバータ 4 台から構成されるワイドレンジアノード電源が 6kW ホールスラストを安定して動作できることを示す。

フルブリッジインバータと全波整流部からなる構成を用いるにあたっての課題は、1.5kW コンバータサイズをフライト実績のある PPU のコンバータ体積の 30%減の $4.69 \times 10^3 \text{ cm}^3$ 以下に抑えるために出力フィルタの容量が制限されるということと、制御ボードの小型化のためにデジタル制御を採用するが宇宙用の半導体部品はそれほど性能が高くなく、制御にむだ時間が生じてコンバータが不安定化するという 2 つである。そこでこれらの制限を許容するための 2 つの設計基準を提案した。1 つ目はホールスラストの特性を踏まえた出力電圧リップルの基準の設定である。出力電圧が変動すると推力もある程度変動するが、もとより放電電流は振動しており推力も振動的なのである程度の変動は許容できるため、出力電圧リップルの基準は平均値に対して $\pm 5\%$ 以下とした。2 つ目の設計基準は電圧フィードバックに用いている PI 制御のパラメータである。まず設計手順としては、コンバータを状態平均化法でモデル化し、電圧フィードバック制御も含む一巡伝達関数でコンバータの安定性を評価し、フィードバック制御の制御パラメータを選定するという流れである。コンバータの安定性はゲイン余裕、位相余裕、クロスオーバー周波数により評価され、利得余裕と位相余裕の基準値は 10dB 以上、 30° 以上、クロスオーバー周波数は、スイッチング周波数の 10%未満である。これらの設計基準に基づいて選定された制御パラメータを 1.5kW コンバータ 4 台に適用しワイドレンジアノード電源として、6kW ホールスラストとの動作試験を行い、正常に動作することを確認した。以上より、提案の設計基準を用いることでフルブリッジインバータと全波整流部からなる 1.5kW コンバータを用いた構成は、175V から 800V の出力電圧設定が可能なワイドレンジアノード電源の小型化を実現するための、有用な選択肢であることが明らかになった。この 175V から 800V の出力電圧

設定が可能なワイドレンジアノード電源は、PPU としても目標仕様の 43.1cm×37.8cm×24.3cm、重量 20kg を達成し、静止衛星向けのホールスラスト用 PPU として市場競争力を持つことができる。

3.2 フルブリッジインバータと全波整流部からなる 1.5kW コンバータ

175V から 800V の出力電圧設定が可能なワイドレンジアノード電源を構成する 1.5kW コンバータの概略を図 3-1 に、実際に製作した 4 台の 1.5kW コンバータ BBM のうち #1 と #2 を図 3-1 示す。1.5kW コンバータの体積を小さくするために、出力フィルタの体積が制限される。出力フィルタは整流と放電フィルタの役割を兼ねている。放電フィルタによって電流振動の影響を抑えるのはフライト品 PPU でも採用されている有力な手法である^{(27),(80),(87)}。しかし、高耐圧のコンデンサは容量の割に体積が大きく、容量を大きくできない。我々の選んだ 650V 耐圧コンデンサは 1 個当たり 1 μ F だった。見積もりの結果、コンバータの体積の上限に加えて排熱や振動を考慮して実装設計をおこなうと、図 3-1、図 3-2 のように 1 つのコンバータの出力フィルタのキャパシタを 10 個合計 10 μ F が上限であることが分かった。コンバータのサイズは 37cm \times 18cm \times 6.5cm で、体積としては 4.39 \times 10³ cm³ となり目標の 4.69 \times 10³ cm³ 以下を達成している。出力フィルタのキャパシタは整流部回路基板上に配置され、赤枠で囲われた範囲である。インバータ基板は整流部回路基板の下に配置されている。

4 つのコンバータの出力電圧を制御するための回路も簡素である必要がある。制御回路の規模を小さく抑えるのと信頼性を向上させるために、デジタル制御を採用している。しかし宇宙用の FPGA は地上用のそれと比較すると性能に劣り、また、4 コンバータの制御に必要なチャンネルが多く、1ch あたりのサンプリング能力を高くすることは出来ない。複数の FPGA を採用するのはコストの観点で許容できない。したがって、スイッチング周波数に対して、低いサンプリング周波数での設計をしなければならない。サンプリングして duty を算出に要する時間として 80 μ 秒程度のむだ時間が生じている。

このワイドレンジアノード電源の課題をまとめると以下の相反する要求を満たさなければならないということである。

- 1) 一般にサンプリング周波数はスイッチング周波数に対して低いとむだ時間が生じ、フィードバックゲインを高くすると、その影響で発振現象が生じる。それを防ぐためには、出力コンデンサの容量を大きくしなければならない。
- 2) しかしながら、むだ時間が生じる中でアノード電源の体積の制限から出力コンデンサの容量を小さくしなければならない。

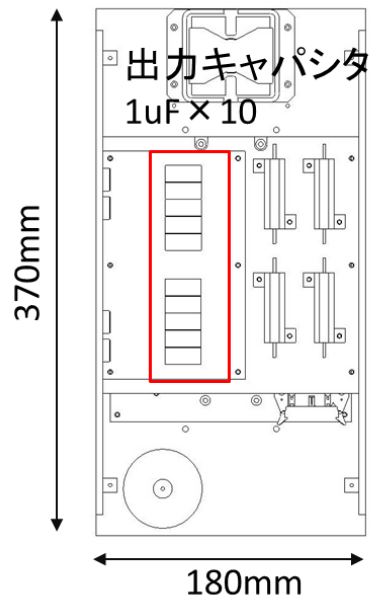


図 3-1 1.5kW コンバータ BBM の概略図

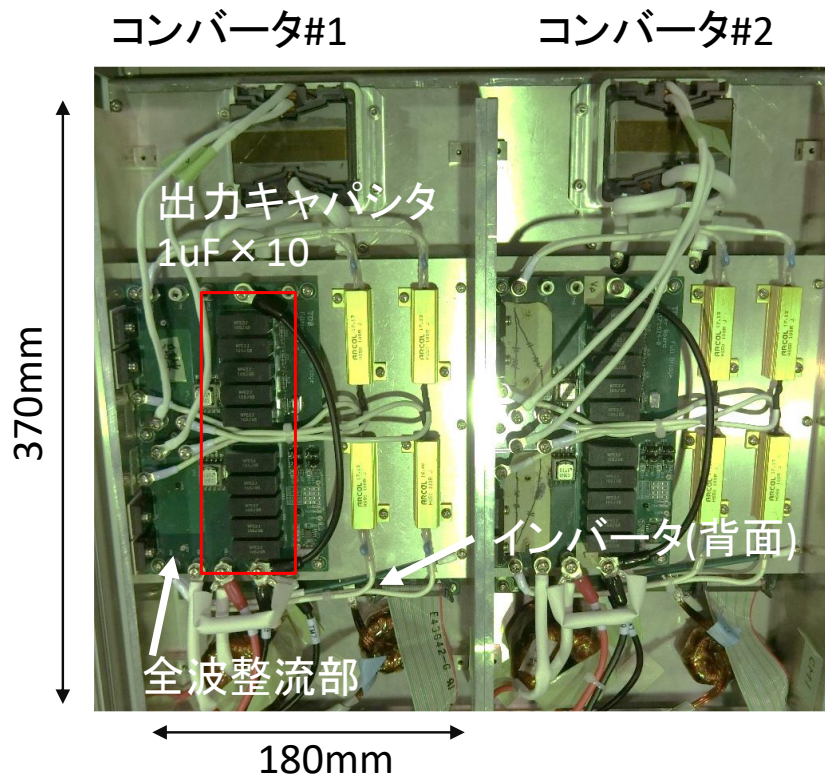


図 3-2 ワイドレンジアノード電源 BBM の 1.5kW コンバータ BBM#1 および#2

3.3 設計基準

3.2章の要求を満たすための重要な点は、まずホールスラストの特性と運用を考慮すると、ある程度のアノード電源の出力電圧リップルは許容できるということである。ホールスラストの推力の式を式1に示す。

$$T \approx I_i \sqrt{\frac{MV_d}{2e}} \quad (3-1)$$

T は推力、M はキセノン原子の質量(kg)、 V_d は放電電圧≈アノード電圧、e は電気素量 $1.6 \times 10^{-19} \text{C}$ 、 I_i はイオン電流である。すでに述べたようにホールスラストの特性として、 I_i は振動しているため、推力も同様に振動している。改めてアノード電源の出力電圧、すなわち V_d 、と推力の関係を考えると、式(3-1)に示すように推力は V_d のルートに比例しているため、電圧リップルは推力の振動につながる。

ホールスラストの実際の運用は数十分から数時間以上の長い噴射時間になるため、重要なのは時間平均の推力だから、推力の数 kHz の振動は軌道の制御の観点では大きな問題にならない。

出力電圧リップルが許容できるということは、より小さい出力のコンデンサ容量を許容することができ、小さいゲインでも不安定にならずに早い応答性を確保することができる。

電圧リップルは±5%は許容できるとした。つまり出力電圧設定が 300V の場合は、±15V 以内のリップルは許容可能である。10 μF の出力コンデンサ容量が電圧リップルの要求を満たしていることは本章のモデルを使って、3.5.2 章で示される。以上のように大きな電圧リップル許容できるということが第一の設計基準である。

第二の設計基準は制御パラメータとその選定手順である。設計は4つのコンバータの特性差に起因する影響はないと仮定してコンバータ単体に着目する。状態平均化法⁽⁸⁸⁾を用いてアノード電源の1つのコンバータのモデル化を行い、そのコンバータの最大負荷条件、すなわち最も不安定になると予測される条件、においてボード線図で周波数特性を評価した。最大負荷条件の電流は平均値ではなく、ホールスラストの放電電流振動のピーク値である。

モデルから一巡伝達関数を導出し、ボード線図を用いて評価を行う。一般的なプロセス制御の安定の基準である、10dB 以上、位相余裕は 20° 以上を基準とする。また、その制御パラメータを適用した一巡伝達関数のクロスオーバー周波数がスイッチング周波数の1/10 以下になっていることも確認した。3.4 章でコンバータのモデル化を行い、具体的な第二の設計基準である制御パラメータを選定する。

3.4 1.5kW コンバータ単体の設計

3.4.1 1.5kW コンバータ単体のモデル化

図 1-11(a) –(c)を構成する 1.5kW コンバータ単体およびその制御機構を状態平均化法でモデル化した。図 3-3 は、図 1-11(a) –(c)を構成するコンバータ単体の詳細な回路図である。S₁からS₄は MOSFET を、D₁からD₄はダイオードを表している。n₁、n₂はトランスの 1 次巻き線、2 次巻き線の数を表している。

入力フィルタとしてインダクタL_iおよびキャパシタC_iがあり、出力フィルタとしてインダクタL_oおよびキャパシタC_oがあり、Rはホールスラスタを模擬した負荷をコンバータ 1 個あたりの定抵抗に置き換えたものである。E_oは出力電圧である。E_iは図 4-6 でも示された 100V バス電圧である。

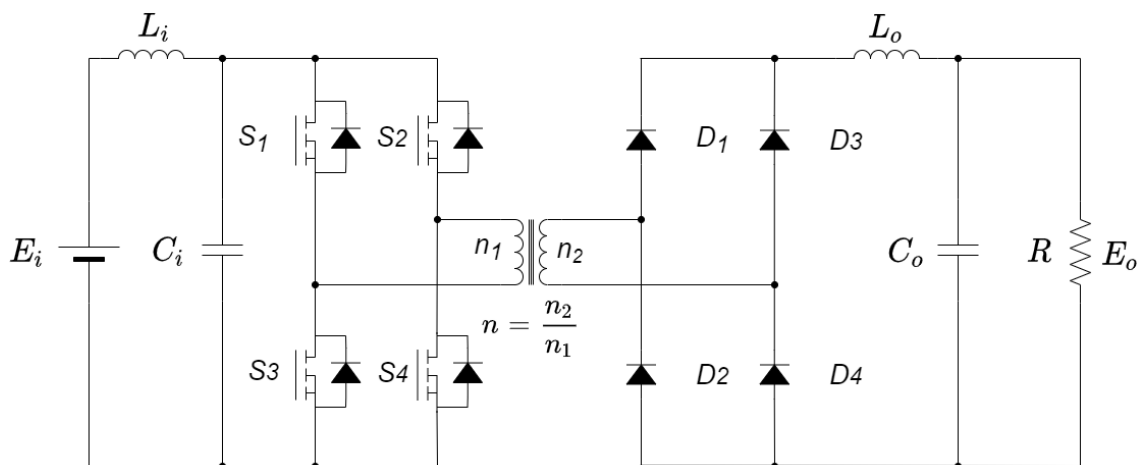


図 3-3 インバータと全波整流部からなる 1.5 コンバータ単体の回路図。コンバータ #1 から#4 はすべて共通の設計である。

図 3-3 に示したフルブリッジ構成のコンバータのふるまいは、電流連続モードで動作すると仮定すると、図 3-4、図 3-5、の動作モードに分けることができる。MOSFET S は、オン時の抵抗を r_s とし、オフ時の抵抗は無限大とする。スイッチング時のターンオンとターンオフ時間は無視する。浮遊容量の影響を無視する。ダイオード D のオン時間の抵抗を r_d とし、オフ時の抵抗は無限大とする。スイッチング時のターンオンとターンオフ時間は無視する。浮遊容量の影響を無視する。また、順方向電圧降下は無視する。インダクタ L_i および L_o は線形とし、飽和しないものとする。それぞれの導体の抵抗を r_{L_i} 、 r_{L_o} とし、鉄損は無視する。キャパシタ C_i および C_o の寄生抵抗分および寄生インダクタは無視する。入力電圧 E_i は図 3-3 のトランスの巻き線比を考慮し、また、内部インピーダンスは無視している。 r_{t1} はトランスの 1 次巻き線抵抗、 r_{t2} はトランスの 2 次巻き線抵抗である。トランスの励磁電流、漏れインダクタンスと過渡的な転流は無視している。2 つの動作モードに対応する空間状態方程式は、式(3-2)として表すことができる。 x は状態変数のベクトルで、MOSFET がオンしているときの行列は A_1 と B_1 である。MOSFET がオフしているときの行列は A_2 と B_2 である。

$$\dot{x} = A_m x + B_m E_i \quad (m = 1, 2,) \quad (3-2)$$

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \frac{di_{L_i}}{dt} \\ \frac{di_{L_o}}{dt} \\ \frac{de_1}{dt} \\ \frac{dE_o}{dt} \end{bmatrix} \quad x = \begin{bmatrix} i_{L_i} \\ i_{L_o} \\ e_1 \\ E_o \end{bmatrix}$$

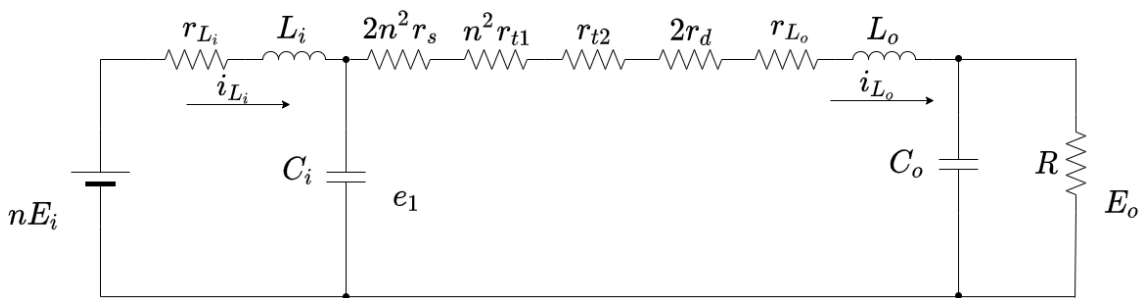


図 3-4 モード 1(MOSFT オン)

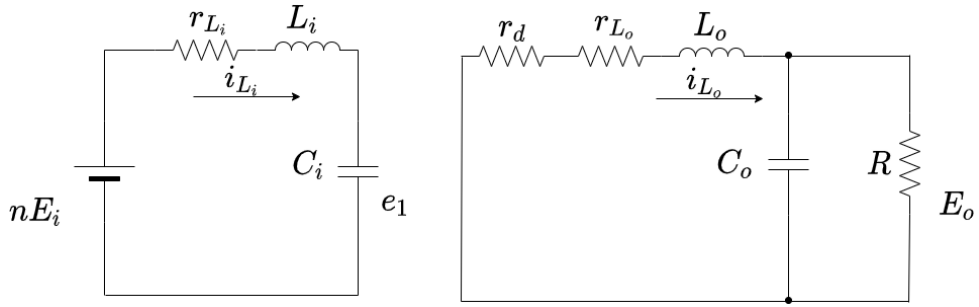


図 3-5 モード 2(MOSFT オフ)

MOSFET がオン時の行列 \mathbf{A}_1 と \mathbf{B}_1 および MOSFET がオフ時の行列 \mathbf{A}_2 と \mathbf{B}_2 は以下の通り。

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L_i}}{L_i} & 0 & -\frac{1}{L_i} & 0 \\ 0 & -\frac{r_{ON}}{L_o} & \frac{n}{L_o} & -\frac{1}{L_o} \\ \frac{1}{C_i} & -\frac{n}{C_i} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{C_o R} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_i} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L_i}}{L_i} & 0 & -\frac{1}{L_i} & 0 \\ 0 & -\frac{r_{OFF}}{L_o} & 0 & -\frac{1}{L_o} \\ \frac{1}{C_i} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{C_o R} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_i} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

ここで、

$$\left. \begin{aligned} r_{ON} &= 2n^2 r_s + n^2 r_{t_1} + r_{t_2} + 2r_d + r_{L_o} \\ r_{OFF} &= r_d + r_{L_o} \end{aligned} \right\} \quad (3-5)$$

である。デューティを D とすると、上記の 2 つの状態空間方程式は以下の式で表すことができる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}E_i \\ \mathbf{A} &= D\mathbf{A}_1 + (1-D)\mathbf{A}_2 \\ \mathbf{B} &= D\mathbf{B}_1 + (1-D)\mathbf{B}_2 \end{aligned} \right\} \quad (3-6)$$

定常状態では $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{0}$ と置くことにより定常状態の電圧・電流はつぎのように求められる。

$$\begin{bmatrix} I_{L_i} \\ I_{L_o} \\ E_1 \\ E_o \end{bmatrix} = -\mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} E_i \quad (3-7)$$

次に出力リアクトル電流、出力コンデンサ電流そして出力電圧のリプルを求める。式(3-2)のスイッチオフ時の状態方程式を用いて出力リアクトル電流のリプルは次のように得られる。

$$\Delta i_{L_o} = (1-D)T_{SW} \left(\frac{r_{OFF}}{L_o} i_{L_o} + \frac{1}{L_o} E_o \right) \quad (3-8)$$

i_{L_o} と E_o を式(3-7)に示す定常値で近似すれば、出力リアクトル電流のリプル率は、

$$\frac{\Delta i_{L_o}}{I_{L_o}} = \frac{(1-D)T_{SW}R}{L_o} \left(\frac{r_{OFF}}{R} + 1 \right) \quad (3-9)$$

となる。また、出力コンデンサのリプル電流については出力リアクトル電流の平均値で近似できるので、

$$\Delta i_{C_o} = \frac{(1-D)T_{SW}R I_{L_o}}{L_o} \left(\frac{r_{OFF}}{R} + 1 \right) \quad (3-10)$$

となる。出力電圧リプルは

$$\Delta E_o = \frac{1}{C_o} \int \Delta i_{C_o} dt = \frac{1}{C_o} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{T_{SW}}{2} \cdot \frac{\Delta i_{C_o}}{2} \quad (3-11)$$

となる。定常状態において、 $E_o = I_o R = I_{L_o} R$ であるから出力電圧のリプル率は、

$$\frac{\Delta E_o}{E_o} = \frac{(1-D)T_{SW}^2}{8L_o C_o} \left(\frac{r_{OFF}}{R} + 1 \right) \quad (3-12)$$

となる。

最後にコンバータの動特性を明らかにする。定常状態において、入力電圧 E_i 、時比率 D 、負荷変動 R などにそれぞれ微小変動 $\Delta E_i(s)$ 、 $\Delta D(s)$ 、 $\Delta R(s)$ が生じ、状態変数 \mathbf{x} に微小変動 $\Delta \mathbf{x}(s)$ が生じた場合の周波特性は以下の式で表される。

$$\Delta \mathbf{x}(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \left\{ \mathbf{B} \Delta E_i(s) + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{x} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)E_i] \Delta D(s) + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial R} \mathbf{x} \Delta R(s) \right\} \quad (3-13)$$

デューティ比の変動分 $\Delta D(s)$ に対する出力電圧変動分 $\Delta E_o(s)$ の伝達関数 $G_{vd}(s)$ は以下の式となる。

$$G_{vd}(s) = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (3-14)$$

ただし、 $a_0 \sim a_3$ は主回路定数およびデューティ比により、 $b_0 \sim b_2$ は主回路定数、デューティ比および i_{L_i} 、 i_{L_o} 、 e_1 の定常値により表される係数である。

コンバータの出力電圧を検出し、基準電圧と比較し、その誤差を増幅し、PWMコントローラを通してスイッチのオン・オフ期間を制御することによって、出力電圧の調整が図られる。 ΔR 、 ΔE_i が0であるとする、そのレギュレーション機構は式(3-14)の伝達関数を用いてブロック線図で表すと図3-6のようになる。

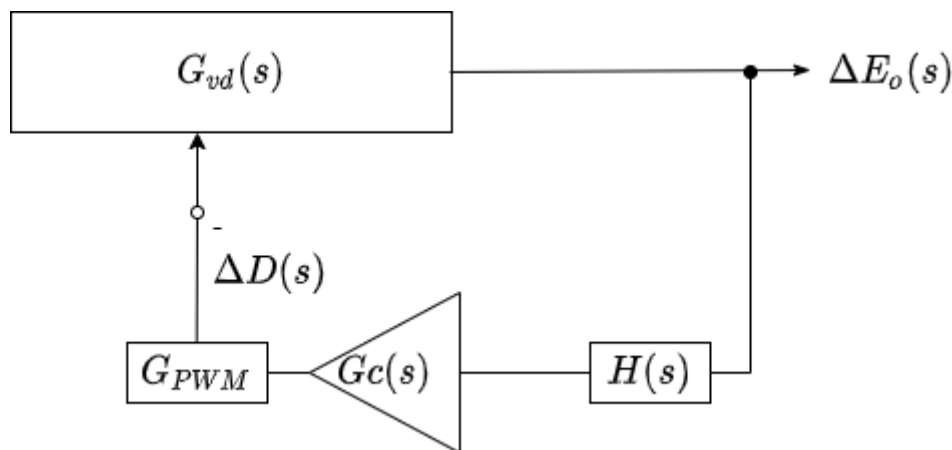


図 3-6 レギュレーション機構

ここで、 $H(s)$ は電圧検出利得とサンプリングによるむだ時間 T_d を含み、 $H(s) = 0.01 \times e^{-T_d s}$ である。今、サンプリング周波数がコンバータのスイッチング周波数 T_{SW} よりも遅く、むだ時間 T_d となり、 $T_d=80 \mu [s]$ である。 $G_c(s)$ は補償器の伝達関数で、 $G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right)$ で、 K_p は比例ゲイン、 T_i は積分時間である。 G_{PWM} はのこぎり波の振幅が 4V なので、ここでは 1/4 としている。式(3-14)および図 3-6 から得られた PWM 回路を含む帰還ループの一巡伝達関数 $L(s)$ は以下で表される。

$$L(s) = G_{vd}(s) \cdot -G_c(s) \cdot H(s) \cdot G_{PWM} \quad (3-15)$$

3.4.2 制御パラメータの選定

3.3章で示した第一の設計基準で示したりプル率を満たしていることは、3.4.1章でもとめたモデルと次の最大負荷条件、すなわち 175V8.5A で最大+20%の振動が重畳された 10.3A のケース、のパラメータを使用して示すことができる。 $E_i=100(\text{V}), N=2.5,$
 $E_o=175(\text{V}); L_i = 10(\mu\text{H}), rL_i = 0.13(\Omega), rL_o=0.12(\Omega), C_o=10(\mu\text{F}), C_i=23.6(\mu\text{F}),$
 $r_{t_1}=0.06(\Omega), r_{t_2}=0.09(\Omega), r_s=0.01(\Omega), r_d=0.06(\Omega), V_{ramp}=4, R=17(\Omega)$ 。式 3-12 より、この時のリプル率は 1.9%で基準の±5%を満たしている。

同様に 3.4.1 章で導いたコンバータ単体のモデルと最大負荷条件に対応するパラメータを使ってそのコンバータの PI 制御のパラメータ、 K_p, T_i を 9通りの組み合わせから選定する。 K_p は 0.1、0.5、1.0 の 3つ、 T_i は 0.5E-04、0.1E-03、0.5E-03 の 3つである。各 K_p, T_i の組み合わせの安定性は、式 3-14 で表されるコンバータ単体における一巡伝達関数から得られたボード線図に 3.3 章で述べた設計基準を適用して評価された。

図 3-7 は K_p および T_i とコンバータの安定性との関係を説明する。図 3-7 の上の図は伝達関数のゲインで下の図は位相である。コンバータ単体の伝達関数 G_{vd} は入力フィルタと出力フィルタの特性に関連するピークがある。 $H \cdot G_{PWM}$ はむだ時間と PWM 生成の伝達関数である。 G_c は補償期の伝達関数で、 K_p と T_i によって変わり、図 3-7 の G_c の曲線は $K_p=1.0,$
 $T_i=5\text{E}-5(\text{s})$ のときである。 L は式 3-14 であらわされる一巡伝達関数であり、ボード線図では、そのゲインと位相は G_{vd} のそれに、 G_c と $H \cdot G_{PWM}$ のそれらを加算したものである。 L のクロスオーバー周波数 $f_c, |L|=0$ のときの周波数、は 1033Hz でその時の位相余裕は 53.8° である。また、 $\angle L$ が 180(deg)のときの $|L|$ の 0dB の差分である、ゲイン余裕は 1.2dB である。3.3 章の設計基準に基づくと、位相余裕、クロスオーバー周波数は基準を満たしているが、ゲイン余裕は満たしておらず不安定である。 L のゲイン余裕を大きくするには、 K_p を小さくして $|G_c|$ を下にシフトさせることで $|L|$ を同様に下にシフトさせるか、 T_i を大きくして $|G_c|$ 、 $\angle G_c$ を低周波数側、つまりボード線図の左側、にシフトさせるか、あるいはその両方が必要である。

K_p を 1.0 に加えてそれより小さい 0.5 と 0.1、 T_i を 5E-5(s)に加えてそれより大きい 5E-04、1E-04 の合計 9通りの K_p と T_i の組み合わせを検討し、 K_p と T_i を選定した。9通りの K_p と T_i の組み合わせにおける一巡伝達関数 L の位相余裕、ゲイン余裕、クロスオーバー周波数を表 3-1 に示す。9通りの条件の中では、 T_i と K_p と安定性の関係は次のようなものである。まず、 T_i が小さくなるほど位相余裕は減少し、ゲイン余裕も減少していく、つまり不安定になる一方で、応答性は良くなる。 K_p が大きくなるほど位相余裕は減少し、ゲイン余裕も減少していく一方で、クロスオーバー数は高くなり応答性は良くなる。9通りの条件の中で、3.3 章での条件に適合してもっとも応答性が良いのは $K_p=0.5, T_i=1\text{E}-4(\text{s})$ の条件である。この時の伝達関数の大きさと位相を図 3-8 に示す。位相余裕は 87.7(deg)でクロスオーバー周波数は 197Hz、ゲイン余裕は 11.7dB である。以上が第 2 の設計基準である。

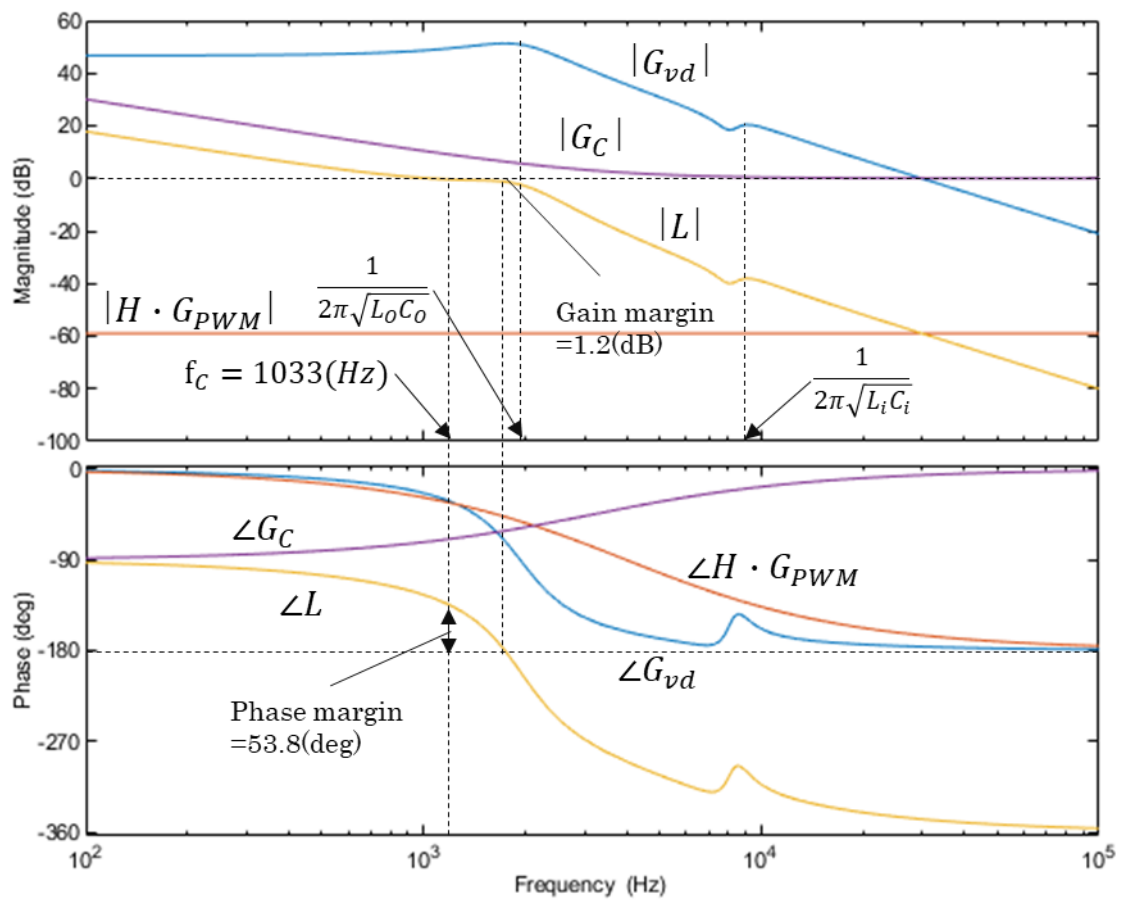


図 3-7 伝達関数の大きさと位相、 G_{vd} 、 $H \cdot G_{P_{PWM}}$ 、そして $K_p=1.0$ 、 $T_i=5E-5$ (s)のときの G_c と L

表 3-1 L の位相余裕、ゲイン余裕、クロスオーバー周波数

Parameter set	Phase Margin(deg)	Gain Margin(dB)	Crossover Frequency(Hz)
$K_p=0.1, T_i=0.5E-04(s)$	87.71	21.26	77.7
$K_p=0.5, T_i=0.5E-04(s)$	77.79	7.28	405.0
$K_p=1.0, T_i=0.5E-04(s)$	53.83	1.26	1033.8
$K_p=0.1, T_i=0.1E-03(s)$	89.56	25.70	38.8
$K_p=0.5, T_i=0.1E-03(s)$	87.68	11.72	197.1
$K_p=1.0, T_i=0.1E-03(s)$	84.65	5.70	416.1
$K_p=0.1, T_i=0.5E-03(s)$	91.03	29.79	7.8
$K_p=0.5, T_i=0.5E-03(s)$	95.15	15.81	39.1
$K_p=1.0, T_i=0.5E-03(s)$	100.32	9.79	80.1

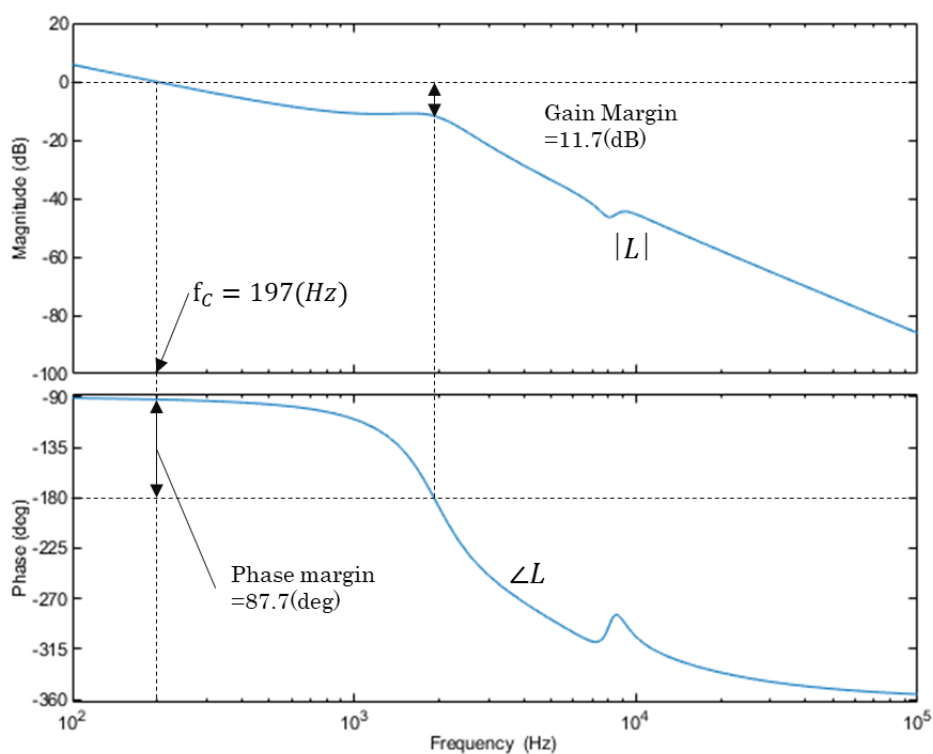


図 3-8 $K_p=1.0, T_i=5E-5(s)$ のときの L の位相余裕、ゲイン余裕、そしてクロスオーバー周波数

3.5 組み合わせ試験

3.5.1 コンバータ4台と定抵抗負荷との組み合わせ試験

$K_p=0.5$ 、 $T_i=1E-04(s)$ の制御パラメータを適用した1.5kWコンバータ#1~#4を接続して電子負荷条件で安定に動作することを確認した。その時の入出力電流・電圧の変化を図3-9に示す。黄色は出力電圧、青は入力電圧、赤色は入力電流、緑は出力電流である。試験セットアップは図3-11のカップリング試験と同様で、負荷はホールスラストではなくて定抵抗負荷でチャンバの外にある。

動作条件は6kW350V17Aで、表3-2かみ合わせ試験結果における動作状態IIに相当する。50kHzのスイッチングに起因する100kHz程度のスパイクが波形に見られ、出力電圧リップルはそれらより小さく評価は困難であるが $\pm 1V$ モデルと予測よりも小さく基準の $\pm 5\%$ 以下を満たしている。スパイク電圧で $\Delta V_o/V_o$ を評価すると $\pm 15V$ で、出力電圧の平均350Vに対しては $\pm 5\%$ 以下である。

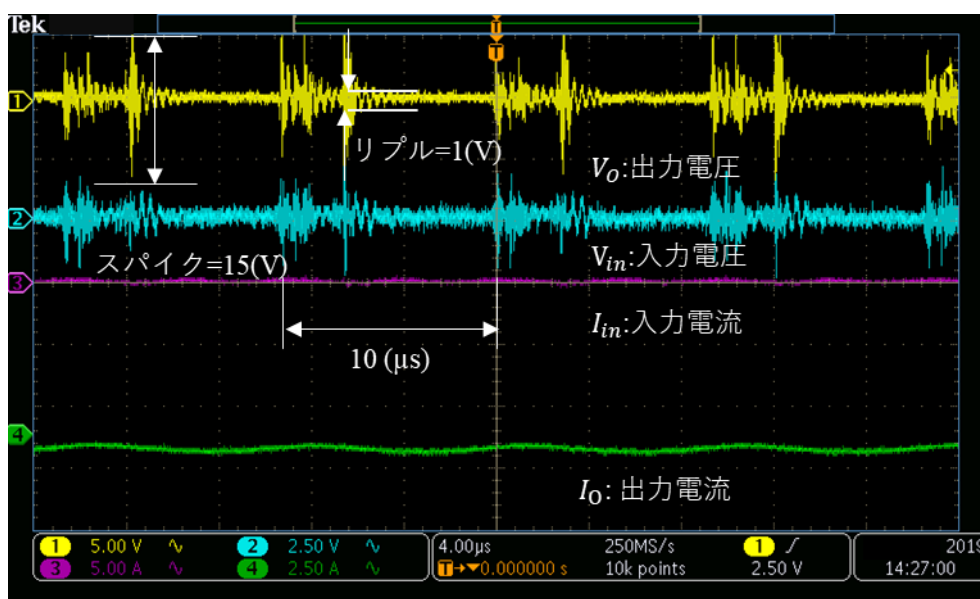


図3-9 4コンバータからなるワイドレンジアノード電源と350V6kW定抵抗負荷とのカップリング試験の電圧および電流の変化。動作条件は動作状態II(表3-2を参照)。

3.5.2 ホールスラスタとの組み合わせ試験

1.5kW コンバータ#1~#4 から構成されるアノード電源を用いて 6kW 級ホールスラスタ BBM 3 を動作させた。試験は図 3-10 に示す宇宙科学研究所の Hall-DT チャンバで実施した。Hall-DT チャンバは直径 3m 長さ 8m で排気量は 175kL/s で、最大 10kW の電力レベルのホールスラスタが動作可能である。図 3-11 にカップリングテストにおける系統図を示す。アノード電源以外の電源、流量調整器は示していない。アノード電源以外は市販の安定化電源を使用した。ガス流量調整器も市販のものである。入力電圧は 100V で市販の直流電源から供給した。電力は真空チャンバの電流フィードスルーを通じてチャンバに入りホールスラスタに接続される。写真のホールスラスタは実際にカップリングテストの動作中のスラスタである。入出力電圧は差動プローブで、入出力電流は電流プローブでセンシングしてオシロスコープで記録すると共にパワーメータで効率も記録した。



図 3-10 Hall Thruster Development Test (Hall-DT) 真空試験設備 (宇宙科学研究所 JAXA)

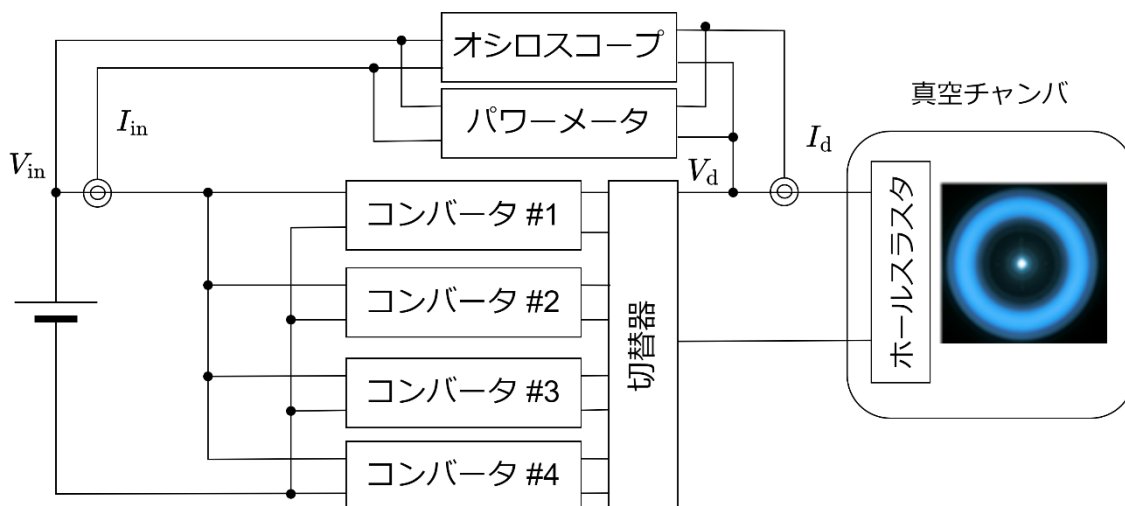


図 3-11 かみ合わせ試験コンフィギュレーション

試験結果を表3-2に示す。動作試験はI～IVの4つの動作条件で実施した。200V～730Vの条件で安定して動作させることに成功し、いずれの動作状態でも $\Delta V_o/V_o$ 、すなわち $\Delta V_d/V_d$ は3.3章で示した設計基準である $\pm 5\%$ 以内に収まっている。電源としては仕様通りのスペックを持つが、設備系の制限があった。出力電圧175V、6kWの条件は電流プローブの測定レンジの上限のため実施しなかった。また、出力電圧800V動作は配線系統の耐圧の上限のため実施しなかった。動作状態Iは、プローブの動作レンジの制限の中でもっとも大電流の動作点である。動作状態IIは宇宙実証が予定されているETS-9向けのホールスラストの大推力モードに近い動作点である。1コンバータあたりの電流がもっとも大きい動作点で、3.4章でモデルを用いて検討した最大負荷の動作状態である。動作状態IIIは表2-3の仕様においてもっとも電力の小さいモードで高Ispを狙ったモードである。動作状態IVは設備・計測の耐電圧の制限の中で、もっとも高電圧の動作状態で、もっとも高いIspを狙った動作状態である。表3-2中の「放電電圧」はワイドレンジアノード電源の出力電圧に等しく、「放電電流」はワイドレンジアノード電源の出力電流に等しい。「各コンバータの出力電圧」、「各コンバータの出力電流」は「放電電圧」および「放電電流」の値を1コンバータあたりに換算している。効率は少なくとも3回計測したうち最も低い値を記載している。

表 3-2
組み合わせ試験結果

動作状態	I	II	III	IV
放電電圧 (V)	200	350	400	730
電圧振動 (%)	3.0	1.7	2.5	1.3
放電電流 (A)	29.04	16.9	4.1	8.1
電流振動 (%)	15.7	20.4	19.4	9.7
Power(W)	5808	5915	1640	5913
電源効率 (%)	95.9	94.9	95.3	96.1
接続形態	Parallel	Series-parallel	Series-parallel	Series
各コンバータの出力電圧 (V)	200	175	200	182.5
各コンバータの出力電流 (A)	7.26	8.45	2.05	8.2

図 3-12 に動作状態 II の出力電圧および電流の変化を示す。黄色は出力電圧、青は入力電圧、赤色は出力電流、緑は入力電流である。図 3-9 と比較すると、ホールスラスト特有の出力振動が見られ、出力電圧の振動も大きくなっているが、 $\Delta V_o/V_o$ すなわち $\Delta V_d/V_d$ は $350V \pm 10\%$ 以内の変動であり許容値以内である。以上から、3.4 章で選定した制御パラメータにおいて、6kW ホールスラストを複数の動作状態で安定して動作させ、着火特性、定常時の特性も仕様の範囲内であることを確認した。

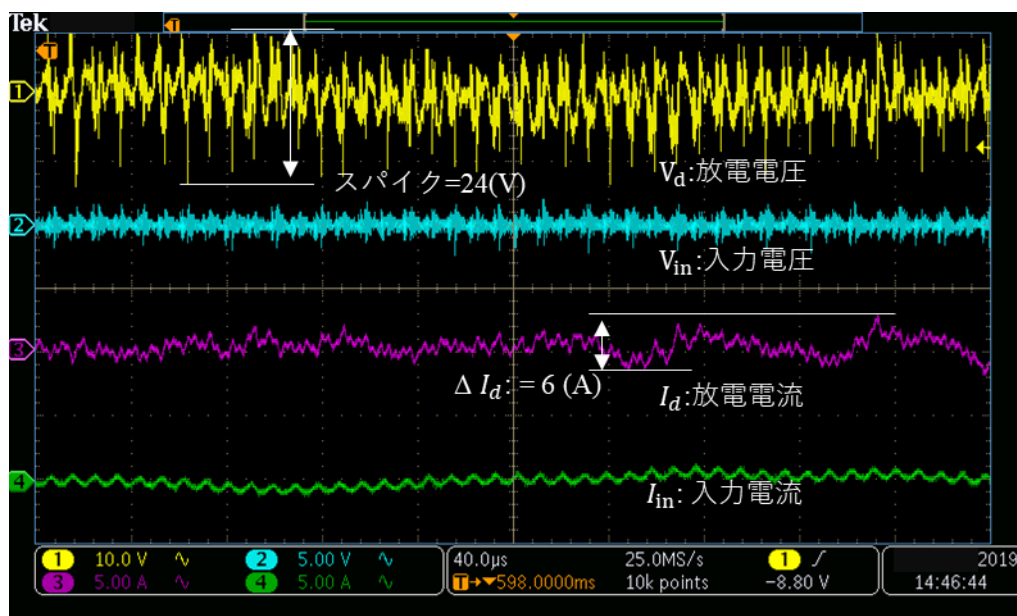


図 3-12 4 コンバータからなるワイドレンジアノード電源によるホールスラスト動作中の出力電圧および電流の変化。動作条件は動作状態 II

3.6 まとめ

全電化衛星向けの次世代推進器であるマルチモード 6kW 級ホールスラストのための 175V から 800V まで出力電圧設定が可能なワイドレンジアノード電源の小型化を実現するためのコンバータ構成を提案した。この電源ではフルブリッジインバータと全波整流部からなる 100V から 200V までの出力電圧設定が可能な 1.5kW コンバータを用いる。この構成を用いる理由は 2 章の 1.5kW コンバータの出力電圧設定は固定であり、幅広い出力電圧で効率を出すことが難しいからである。

このコンバータ構成を使う上での課題は、1.5kW コンバータとして体積 $4.69 \times 10^3 \text{cm}^3$ を達成するために出力キャパシタの容量は制限されること、かつ宇宙用の処理能力が高くはない FPGA しか使用できないためデジタル制御において比較的大きなむだ時間を許容しなければならないということである。これらの制限を許容するための以下の設計基準を提案した。

- (1) 出力電圧が振動していても、6kW ホールスラストの振る舞いはそれほど影響を受けないため、出力電圧リップルは $\pm 5\%$ まで許容できる。
- (2) 1.5kW コンバータをモデル化し得られた伝達関数の特性をボード線図を用いてゲイン余裕、位相余裕で安定性を評価し PI 制御のパラメータ選定を行う。

上記の設計基準を用いて設計した 1.5kW コンバータ 4 台から構成されたワイドレンジアノード電源は、1.5kW コンバータ 1 台の体積は $4.39 \times 10^3 \text{cm}^3$ となり目標の $4.69 \times 10^3 \text{cm}^3$ 以下を達成した。また、6kW ホールスラストとのかみ合わせ試験において、安定して動作し、効率 96.1%を示した。以上より、提案の設計基準を用いることでフルブリッジインバータと全波整流部からなる 1.5kW コンバータを用いた構成は、175V から 800V の出力電圧設定が可能なワイドレンジアノード電源の小型化を実現するための、有用な選択肢であることが明らかになった。この 175V から 800V の出力電圧設定が可能なワイドレンジアノード電源は、PPU としても目標仕様の $43.1\text{cm} \times 37.8\text{cm} \times 24.3\text{cm}$ 、重量 20kg を達成し、静止衛星向けのホールスラスト用 PPU として市場競争力を持つことができる。

4 章 過大な放電電流振動からワイドレンジアノード電源を保護する機能^{(24),(38)}

4.1 まえがき

本章ではスラスタ、ワイドレンジ PPU、衛星を過大な放電電流振動から保護するための制御について述べる。まず、放電電流振動の振幅を正確に検出するための振幅検出システムの回路構成と仕組みと課題について述べる。そして課題を解決するための予測モデルと検出アルゴリズムを明らかにし、製作した振幅検出システムが正しく振幅を検出できることを 6kW ホールスラスタを使用した試験で確認する。次に放電電流の振幅が仕様上限を下回るようにコイル磁場を制御するための放電振動制御を提案する。放電振動制御は、定電力制御と推進効率最大化制御が行われている間に放電電流振動が激しくなった場合、これを抑えるよう働かなければならないので 3 つの制御を統合した制御アルゴリズムを考案した。6kW ホールスラスタを使用した試験で提案の制御アルゴリズムを動作させ、振動抑制制御、定電力制御、推進効率最大化制御が正しく動作しているか確認する。

4.2 放電電流振動振幅検出システム

4.2.1 放電電流振動振幅検出システムの概要と課題

ホールスラスタにおける放電電流振動の研究は活発である^{(41),(89),(90)}。しかしフライトした PPU における放電電流の検出回路やアルゴリズムについてのレポートは少ない。PPU-140⁽⁷⁵⁾と Mk3⁽²⁹⁾において放電電流を検出する仕組みがあることは書かれているがその回路やアルゴリズムはわからない。

フライトはしていないが宇宙用を想定した積分回路を用いた放電電流振動検出の事例がある⁽⁹¹⁾。停止判定アルゴリズムは振幅値に対応する電圧と閾値を比較して決定される。

この事例では非常にコンパクトに検出回路を実現しているが、放電電流振動の振幅は積分回路によって平均化されるため、時間分解能は高くなく電源の仕様上限を超える放電電流のピークを検出しカウントするのは難しいようである。そこでカレントセンサーによって放電電流を電圧に変換して A/D コンバータを介してセンシングし FPGA 上で動作するアルゴリズムで単位時間にある振幅値を超える放電電流のピークを検出するシステムを提案する。

ホールスラスタの断面図と放電電流振動検出システムとブロックダイアグラムを図 4-1 に示す。放電電流振動検出システムはカレントセンサー、A/D コンバータ、そして振幅ディテクタから構成される。カレントセンサーはシャント方式あるいはカレントトランス方式があり、放電電流 I_d に応じた電圧を出力する。A/D コンバータはカレントセンサーのある時間間隔で電圧を取得し、デジタルデータに変換する。振幅ディテクタは A/D コンバータから受け取った波形データを 1000 区間に分割し、各々の区間の振幅値を計算し、Current Threshold の値以上の区間の合計を出力する。振幅ディテクタから出力された区間

の数は、参照値と比較されそれ以上であれば、振幅が閾値よりも大きいと判定されアノード電源が停止される。振幅ディテクタは FPGA 上で実行され、Current Threshold と Reference はコマンドで変更可能な値であるため、軌道上運用中に柔軟に変更可能である。

この振幅検出システムを実現するために2つの課題がある。

- 1) 振幅検出システムのフィルタ設計のためにホールスラストの放電電流振動の主要な周波数を特定する必要がある。上記の事例ではホールスラストを動作させ放電電流振動波形を実測していた。しかし、スラストと PPU の開発を同時に進める場合、開発速度を上げるために事前に放電電流振動の周波数を予測することが望ましいがそのためにはプラズマに関するパラメータを含む複雑な解析が必要だった。
- 2) 放電電流の振幅値の検出を行うには、放電電流振動の主要な周波数成分は正しく検出しつつ、スイッチングノイズの影響を排除しなければならない。しかしスイッチング周波数は数十 kHz で放電電流振動の周波成分と近いため、スイッチングノイズを圧縮しようとする急峻なフィルタ、つまり部品点数が多いフィルタ、が必要になるがコンパクト化・低コスト化の観点で望ましくないという相反する要求がある。

これらの課題について以下のような解決策を含む振幅検出システムを提案する^{(24),(38)}。

- 1) ホールスラストの寸法とアノード電源の動作電圧のみなる式から簡易的に放電電流振動の主要な周波数を予測するモデルを4.2.2章で提案する。これによって複雑なシミュレーションなしに放電電流振動の主要な周波数が分かる。
- 2) フィルタによって放電電流振動の主要な周波数において減衰することは許容し、その減衰量を見積もり補正することにする。これによって減衰特性は急峻ではないが部品点数は少ないコンパクトなフィルタが採用できる。2段CRフィルタを持つ検出回路の周波数特性を明らかにし、放電電流振動の主要な周波数での減衰量を見積もる式を4.2.3章で提案する。4.2.3章で見積もった減衰量を用いてピーク値を補正し、閾値以上の放電電流のピークをカウントするアルゴリズムを4.2.4章で提案する。

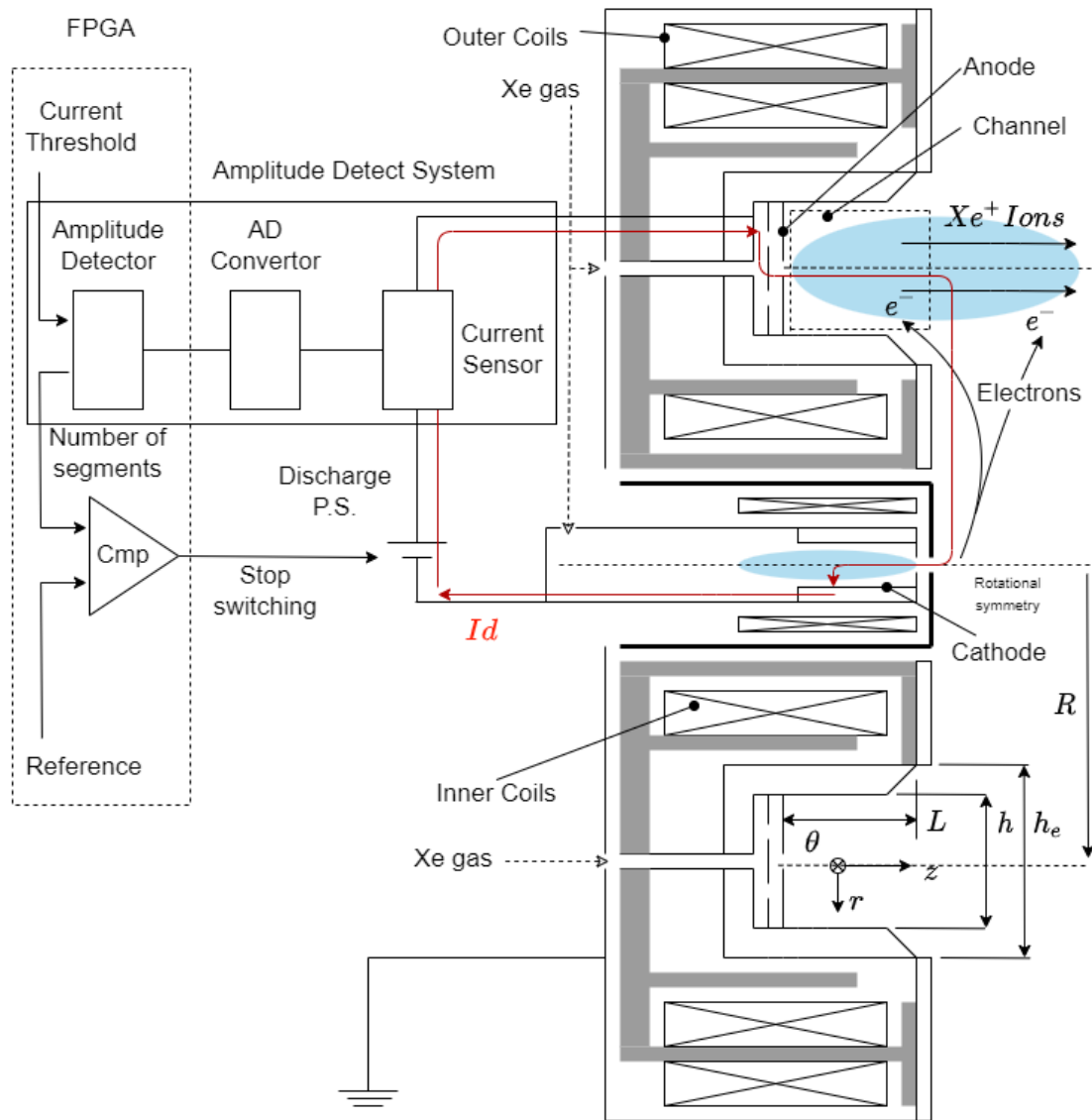


図 4-1 6kW 級ホールスラスタと放電電流振動振幅検出システム

4.2.2 放電振動周波数モデル

ホールスラストの電流振動は kHz から 10MHz までの周波成分があり、いくつかの異なる物理現象に起因している。フィルタの設計では 1～数十 kHz の電離による振動に着目する。これは breathing mode と呼ばれ、ガスの供給と電離の繰り返しによって生じる電流の振動である^{(41),(89),(92),(93)}。通常、この breathing mode の周波成分が最も大きい振幅があるため、この周波数における減衰の度合いを確認することが重要である。この breathing mode の周波数 f_i を予測するために Fife⁽⁹³⁾の放電電流振動の式を使用し、それに新たに仮定を加えることで複雑な数値解析を行わずに放電電流振動の周波数を予測する手法を提案する。

まず、Fife⁽⁹³⁾の放電電流振動の式を説明する。電離による振動を検討するためにイオンと中性粒子の相互作用を、電離発生領域 L_i において保存式を立てる。領域 L_i において電離は $k_i(T_e)N_iN_n$ のレートでイオンを発生させている。イオンは N_iv_i の割合で領域 L_i から下流に流出している。イオンと中性粒子の保存方程式は以下のように書ける。

$$\frac{\partial N_i}{\partial t} = k_i(T_e)N_iN_n - N_i\frac{v_i}{L_i}, \quad (4-1)$$

$$\frac{\partial N_n}{\partial t} = -k_i(T_e)N_iN_n + N_n\frac{v_n}{L_i}, \quad (4-2)$$

ここで N_i 、 N_n 、 v_i 、 v_n 、 L_i はそれぞれ、イオン密度、中性粒子密度、イオン速度、中性粒子速度そして電離が起こる空間の Z 方向距離である。 N_i および N_n を時間的に変動する成分を n_i および n_n と、変動しない成分を \bar{N}_i および \bar{N}_n とする。

$$N_i = n_i + \bar{N}_i \quad (4-3)$$

$$N_n = n_n + \bar{N}_n \quad (4-4)$$

定常状態を近似するために、式(4-3)、式(4-4)をそれぞれ式(4-1)、式(4-2)に代入し、 $n_i = n_n = 0$ および $\partial N_i/\partial t = \partial N_n/\partial t = 0$ とすると以下の式が得られる。

$$k_i(T_e)\bar{N}_i = \frac{v_n}{L_i} \quad (4-5)$$

$$k_i(T_e)\bar{N}_n = \frac{v_i}{L_i} \quad (4-6)$$

式(4-1)から式(4-6)を使用して変動成分 n_i および n_n について以下の式が得られる。

$$\frac{\partial n_i}{\partial t} = k_i(T_e)N_i n_n, \quad (4-7)$$

$$\frac{\partial n_n}{\partial t} = -k_i(T_e)N_n n_i, \quad (4-8)$$

変動成分の2次の項を無視すると、式(4-7)と式(4-8)より以下の式が導出できる。

$$\frac{\partial^2 n_i}{\partial t^2} = -k_i(T_e)^2 \bar{N}_i \bar{N}_n n_i \quad (4-9)$$

この式は n_i が、ある周波数で振動していることを示している。振動の周波数は近似的に以下の式で表される。

$$f_i = \frac{\sqrt{k_i(T_e)^2 \bar{N}_i \bar{N}_n}}{2\pi} \quad (4-10)$$

式(4-5)と式(4-6)を使えば式(4-10)は以下のように書くことができる。

$$f_i = \frac{\sqrt{v_i v_n}}{2\pi L_i} \quad (4-11)$$

式(4-11)は電離領域 L_i とそれを横切るイオンの速度と中性粒子の速度の関数である。ただし長さ L_i は電離率 $k_i(T_e)$ によって決定されるため周波数を求めるためには数値解析が必要になりモデルの構築や計算資源の確保など時間と手間がかかる。そこで以下の3つの仮定を取り入れることで数値解析を用いずに簡単に周波数を求めることを可能にする手法を提案する。

第一に、中性粒子速度は熱速度の式を使い、スラストによらず一定の中性ガス温度 $T_n=1000$ (K)^{(94),(95)}を使えば

$$v_n = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2kT_n}{\pi m}} = 100 \frac{m}{s} \quad (4-12)$$

となる。 k はボルツマン定数、 m はキセノン原子の質量である。この100m/sという値は実測とも相違ない値である⁽⁹⁶⁾。

第 2 に、イオン速度は静電加速の式

$$v_i = \sqrt{\frac{2qV_b}{M}} \quad (4-13)$$

で表されるとする。Q は素電荷量、M はキセノンイオンの質量、 V_b はイオンが加速電圧でアノード電源電圧 V_a に等しいとする。

第 3 に、電離の距離 L_i の最大値は図 4-1 の深さ L チャンネル幅 h からなる断面の対角線であるが、チャンネル中心径 $2R$ に対するチャンネル幅 h_e の比を重みづけとして使用し以下の式とする。

$$L_i = \frac{h_e}{2R} \sqrt{L^2 + h^2} \quad (4-14)$$

以上の式(4-12)-(4-14)を式(4-11)に代入すると

$$f_i = 3858 \frac{R}{h_e \sqrt{L^2 + h^2}} \sqrt{V_a} \quad (\text{Hz}) \quad (4-15)$$

となり、アノード電源電圧とスラスタ寸法のみで非常にシンプルな式が得られる。

式(4-15)から求められる放電電流振動の周波数 f_i と実際の JAXA のホールスラスタの放電電流振動の周波数の比較をしたのが図 4-2 である。JAXA の 6kW ホールスラスタに加えて 1kW ホールスラスタ⁽⁹⁷⁾の f_i とモデルでの予測を比較する。 f_i は各ホールスラスタの動作波形周波数成分の内もっとも大きい振幅を持つ周波数としている。図 4-2 の黒いラインは $V_a=300\text{V}$ とときの式(4-14)で定義される L_i を可変したものである。赤いラインは 6kW ホールスラスタを放電電圧 300V、電力 6kW でコイル磁場を変えて動作させたときの実際の放電電流振動の周波数である。6kW ホールスラスタについては 13.2kHz の予測に対して実測は 8-12kHz である。図 4-2 の青いラインは 1kW ホールスラスタを放電電圧 300V、電力 1kW でコイル磁場を変えて動作させた時の放電電流振動の周波数である。1kW ホールスラスタの場合、39.6kHz のモデル予測に対して 32-42kHz である。以上よりこのモデルは実際のスラスタとよく一致することが確認された。実際のスラスタにおいて周波数が変わるのはコイル磁場が変わるとプラズマの状態が変わり実際の中性ガス温度や電離距離 L_i が変わるためだと考えられる。このモデルにより、スラスタでの実測や複雑なシミュレーションを行わなくても放電電流振動の周波数が大まかに予測できるため、振幅検出システムの設計に役に立つ。また、6kW と 1kW でそれぞれモデルと大まかに一致したことは、今後、スラスタ寸法が異なる、つまり電力レベルが異なる、ホールスラスタの PPU 設計にも活用できる。

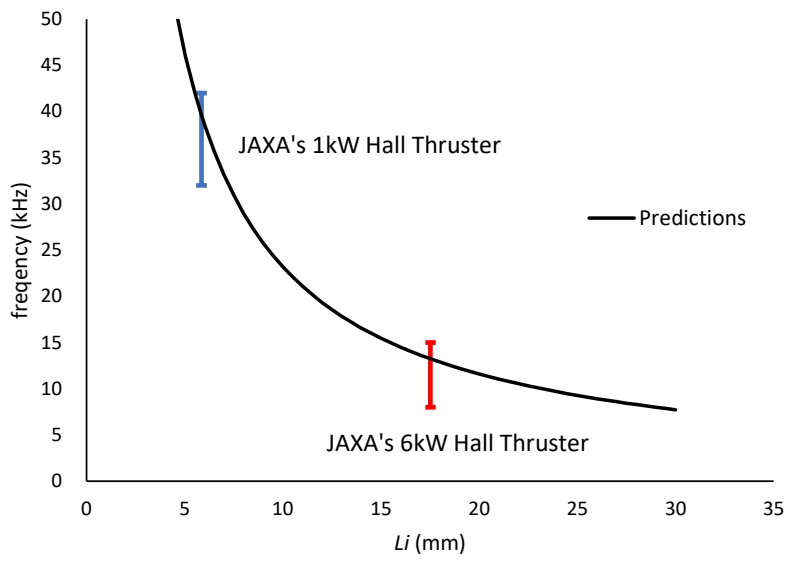


図 4-2 モデルの予測と実際のホールスラスタの放電電流振動の周波数 f_i

4.2.3 周波数応答設計

検出システムの周波数特性は、スイッチング動作由来のノイズの周波数成分は減衰させつつ、放電電流振動の主要な周波数 f_i は減衰させないことが望ましい。加えて、放電電流振動の主要な周波数 f_i とスイッチング周波数 f_{sw} は近いいため、理想的には減衰特性が急峻であることが望ましい。一方で、検出システムの減衰特性はカレントセンサーと A/D コンバータのローパスフィルタによって決まるが、ホールスラスタ用電源では小型化のために部品点数を多くすることができないため、ノイズ圧縮のためのローパスフィルタは少ない部品で設計しなければならず急峻な減衰特性の実現は難しい。そこで、ある程度、放電電流振動の主要な周波数 f_i の成分が減衰されることは許容し、シンプルな2段 CR フィルターでスイッチング周波数 f_{sw} 成分を減衰させることにする。周波数 f_i での減衰割合をモデル化された検出システムのゲインの式から求めて、振幅ディテクタの振幅値計算の係数として用いる。

図 4-3 にカレントセンサーと A/D コンバータの入力のブロック図を示す。 R_S はシャントの抵抗でアノード電源のホットとホールスラスタの間に配置される。シャントの電圧を絶縁アンプによって絶縁し、ノイズが検出信号に入り込むのを防ぐ。オペアンプは絶縁アンプからの信号を増幅する。 R_1, R_2 は抵抗、 C_1, C_2 はキャパシタである。 V_{SS1} と V_{SS2} はそれぞれカレントセンサー基板のアンプの電源のリターンと A/D コンバータの電源のリターンに接続されている。A/D コンバータとカレントセンサーは別の基板にそれぞれ搭載されていて距離があるため、カレントセンサーの出力と A/D コンバータの入力にそれぞれ C_1R_1 と C_2R_2 からなる CR フィルタによってカレントセンサーおよびカレントセンサーと A/D コンバータ間で混入したスイッチング動作に由来するノイズを圧縮する。

検出システムのゲインは以下の式で表される。

$$G_{iv} = 20 \log_{10} \frac{K}{\sqrt{(1 - \omega^2 T_{CR}^2)^2 + (2\zeta \omega T_{CR})^2}} \quad (dB) \quad (4-16)$$

ここで、

$$\left. \begin{aligned} \omega &= 2\pi f \\ T_{CR} &= \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2} \\ \zeta &= \frac{R_2 C_2 + R_1 C_2 + R_1 C_1}{2\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \end{aligned} \right\} \quad (4-17)$$

である。K はシャント抵抗と R_S と絶縁アンプとオペアンプのゲインの合計である。放電電流振動の主要な周波数 f_i の時の減衰は式(4-16)に式(4-17)を代入すれば求められる。

$$G_{iv}(f_i) = 20 \log_{10} \frac{K}{\sqrt{(1 - (2\pi f_i)^2 T_{CR}^2)^2 + (4\zeta \pi f_i T_{CR})^2}} \quad (dB) \quad (4-18)$$

A/D コンバータのサンプリング周波数 f_s は $2f_i$ 以上でなければいけないが、6kW ホールスラスタ用 PPU と 1kW ホールスラスタ用 PPU のどちらも 1MHz の A/D コンバータを使用しておりサンプリング周波数は十分高い。

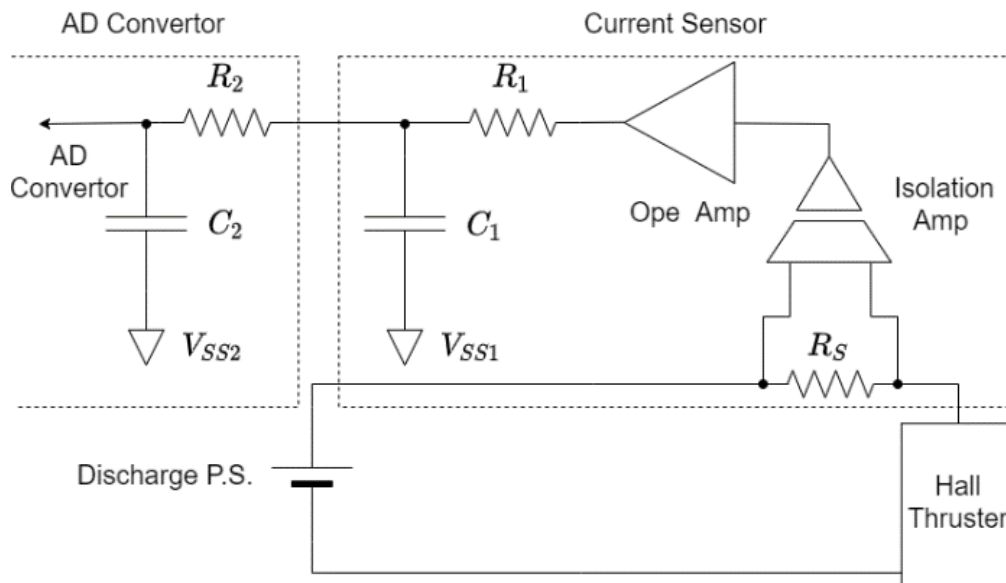
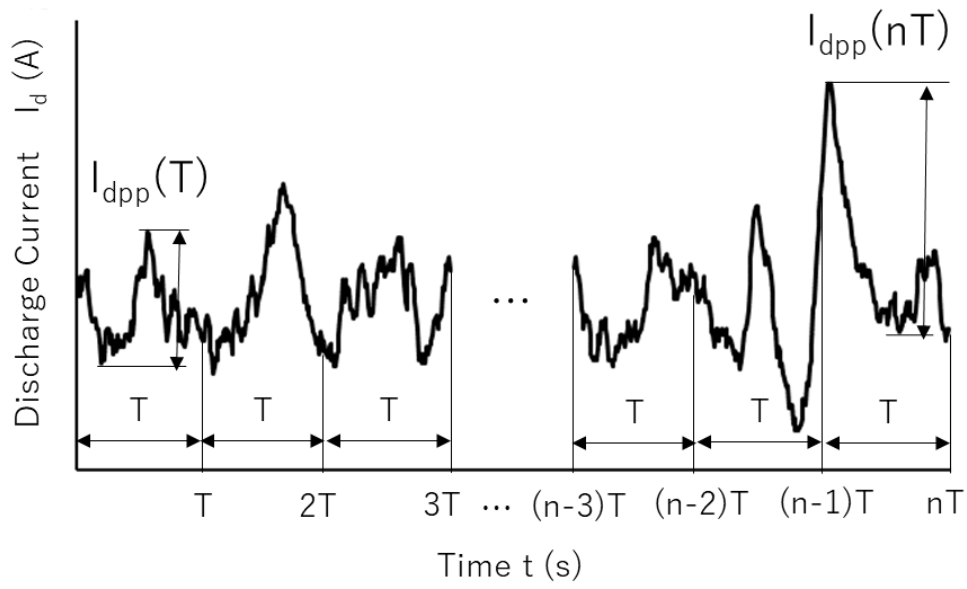


図 4-3 放電電流振動振幅検出システムのブロック図

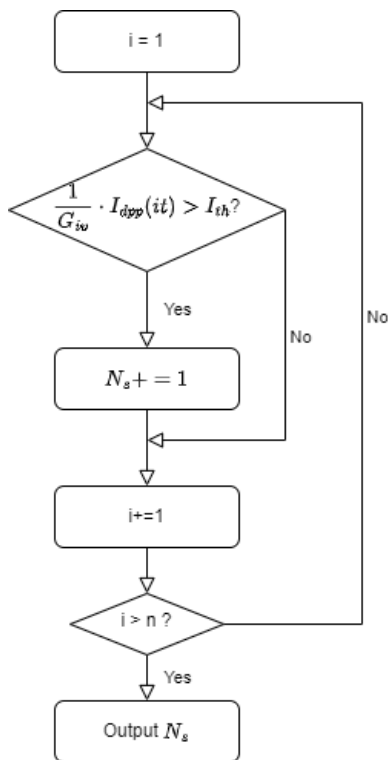
4.2.4 振幅検出アルゴリズム

1.5 章に示したように、JAXA のスラスタでは放電が不安定するにつれて電流振動の振幅がスパイク状の変化が増えてきて最終的にそれらが支配的になり急激な電流振動になる振る舞いがみられる。そのため、不安定化の兆候をとらえるために放電電流の振幅値を平均化するのでは不十分で、単位時間にある振幅値を超える放電電流の変化を検出する必要がある。そのための振幅計算アルゴリズムを図 4-4 に示す。振幅計算アルゴリズムでは、図 4-4(a)に示すように、取得された長さ $N \cdot T$ の放電電流に対応する A/D コンバータ出力電圧から長さ T の区間ごとのピーク値 I_{dpp} を計算する。次に、図 4-4(b)に示すように、各区間の I_{dpp} は制御部から受け取った閾値 I_{th} と比較され、 I_{th} を越えるピーク値の区間数がカウントされる。ここで、フィルタの周波数特性によって振幅値が圧縮されることを考慮して、 I_{dpp} に G_{iv} で割ることで補正する。振幅閾値 I_{th} 以上の振幅値を持つ区間の合計数である N_s が制御コントローラに返され、 N_s が閾値より大きければスラスタは停止される。アルゴリズムのパラメータ N, T の設計基準は以下である。

- 1) 少なくとも 1 つ以上の電流振動のピークが入るように時間 T は $T > 1/f_i$ でなくてはならない。6kW ホールスラスタなら予測値が 13.2kHz なので $T > 0.075\text{ms}$ となる。
- 2) 宇宙用の FPGA、A/D コンバータの性能を考慮し N はアルゴリズムが所定の時間に回る数にしなければならない。6kW ホールスラスタの PPU の制御周期は 1 秒としている、振幅の計算と判定にかかる時間を考慮し、放電電流を取得する時間は制御周期の 1/10 以下、すなわち $N \times T < 0.1$ (s) とする。



(a)



(b)

図 4-4 振幅値計算アルゴリズム

4.2.5 6kW ホールスラストの放電電流振動検出テスト

4.1.4、4.1.5 章に基づき製作された放電電流検出システムを評価するために 6kW ホールスラストとの組み合わせ試験を行い、正しく放電電流振動の振幅を算出できることを確認した。試験は JAXA で開発したワイドレンジ PPU の 3 章の 175V から 800V の出力電圧が設定可能なワイドレンジアノード電源の BBM に放電電流検出システムを追加して行われた。アノード電源 BBM は 4 つのコンバータから構成され、スイッチング周波数は 50kHz である。4.2.2 章で予測された 6kW 級ホールスラストの放電電流振動の主要な周波数は $f_i=13.2\text{kHz}$ である。4.1.3 章の式 6 に必要なフィルタの各パラメタ、 R_1, R_2, C_1, C_2 はそれぞれ $33\Omega, 3.3\Omega, 100\text{nF}, 100\text{nF}$ である。 $f_i=13.2\text{kHz}$ の減衰量は式(4-17)より $|G_{iv}|=-1.19\text{dB}$ となる。スイッチング周波数 50kHz の減衰量は同様に式(4-17)より -7.43dB である。4.2.4 章のアルゴリズムの検出区間 T は 0.1ms で、 N は 1000 である。よって放電電流のセンシング時間は $N \times T=100\text{ms}$ で制御ループ 1 秒の中で検出から振幅値計算・閾値を超えるピークを持つ区間のカウントまで十分に完了する長さである。

試験コンフィギュレーションを図 4-5 に示す。図 4-5 のアノード電源は「ワイドレンジ PPU」のアノード電源 BBM、カレントセンサーはシャント抵抗である。図 4-1 で図示されている FPGA で実現する機能は今回の試験では図 4.5 に示すようにワイドレンジ PPU の制御 PC に搭載されている。A/D コンバータも制御 PC に搭載のものを使用する。4.2.3 章のフィルタデザインと 4.2.4 章の振幅決定アルゴリズムを検証するために、放電電流 I_d は電流プローブによって計測値 I_{dp} と、制御 PC の A/D コンバータの出力値 I_{dad} の 2 つを計測する。A/D コンバータの I_{ad} のサンプリング動作とオシロスコープの I_{dp} 取得の動作は制御 PC のトリガによって同期している。 N_{saa} は波形 I_{dad} を図 4-4 の振幅値計算アルゴリズムによって計算された閾値 I_{th} を超える区間の数である。 I_{ad}, N_{saa} は csv で出力される。 I_{dp} と I_{dad} を比較し、 I_{dad} の I_{dp} の減衰が 4.2.3 章の式(4-17)で求められるものと一致するか確認する。次に I_{dp} と I_{dad} それぞれについて図 4-4 のアルゴリズムから算出した N_{sp} と N_{saa} とを比較し一致するか確認する。 N_{sp} は制御 PC 上で動作する図 4-4 のアルゴリズムによって導出され、 N_{saa} は I_{dp} のオシロスコープデータから変換されたデータを図 4-4 のアルゴリズムに基づき手動で変換したものである。6kW ホールスラストの動作状態は出力電圧 300V、放電電流 10A、電力 3kW である。定格電力 6kW で大きな放電電流振動の動作状態は PPU2 とスラストの重大な破損に至る危険が大きいため、テストは 3kW の条件で行われた。

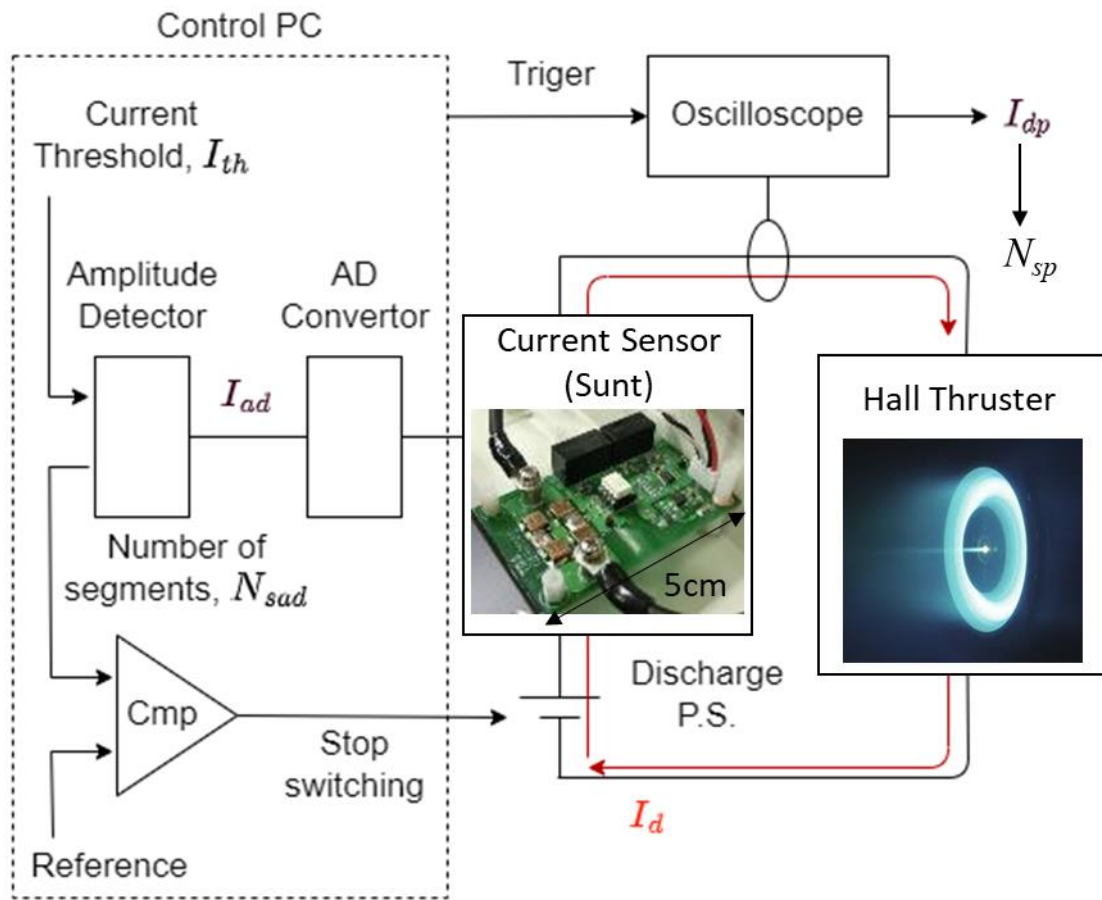
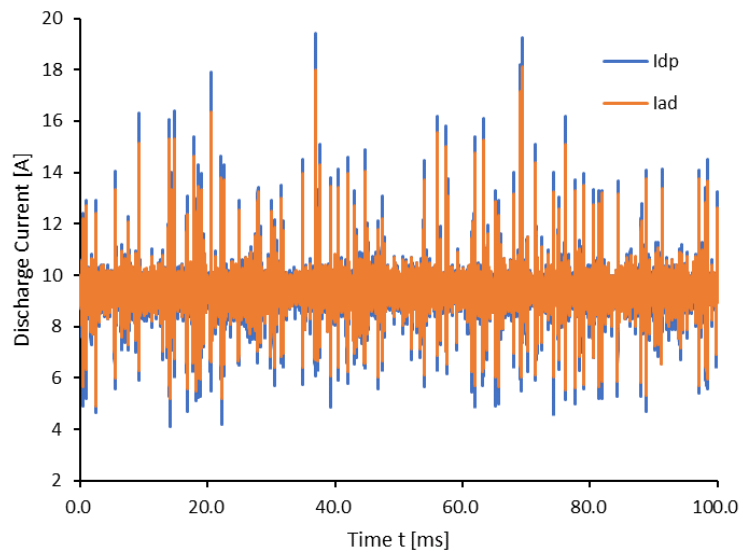


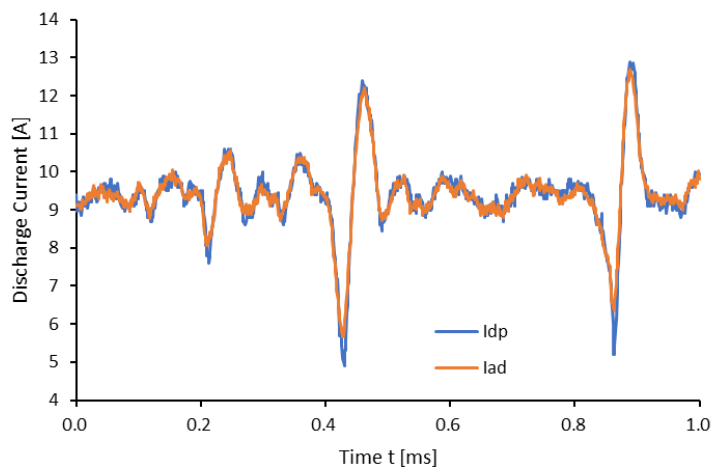
図 4-5 6kW ホールスラスタ組み合わせ試験構成

図 4-6 に電流プローブで計測した放電電流振動の波形 I_{dp} と検出システムで取得した波形 I_{ad} を示す。(a)を見るとこの動作状態では $\pm 2.5\text{A}$ の振幅に大きなスパイク状の振幅が時折みられる。プローブで取得した波形 I_{dp} にたいして A/D コンバータで得られた波形 I_{ad} は振幅が圧縮されているものの良く一致している。(a)の最初の 10 区間を抜き出した(b)を見ると I_{dp} よりも I_{ad} のほうが滑らかに見え、2 段 CR フィルタによって高周波成分が圧縮されているためと考えられる。

図 4-7 に I_{dp} および I_{ad} の FFT スペクトラムとそれらから求めた振幅検出システムのゲインを示す。(a)は I_{dp} の FFT スペクトラムで、一番振幅が大きいのは 13.6kHz で 4.1.3 章で予測した周波数 $f_i=13.2\text{kHz}$ と非常に近い。(b)は I_{ad} の FFT スペクトラムで、 100kHz 以上で I_{dp} の FFT 波形よりも高いピークが多く見られる。これらのピークは 50kHz ごとに大きな振幅が見られることからワイドレンジアノード電源のスイッチング周波数の 50kHz 由来のノイズが検出ラインに入っているためだと思われる。 I_{dp} に対する I_{ad} の伝達関数のゲイン $|G_{ad}|$ を算出し、式 4-16 の 2 段 CR ファイルタの伝達関数のゲイン $|G_{iv}|$ と一致するか確認したものが (c) である。伝達関数の推定には MATLAB の `tfestimate` 関数⁽⁹⁸⁾を使用した。 G_{ad} と G_{iv} の比較の結果は予測モデルから $|G_{iv}|=-1.19\text{dB}$ と予測されたのに対して検出システムでは $|G_{ad}|=-1.09\text{dB}$ と両者はよく一致しており I_{dp} に対する I_{ad} の圧縮は 2 段 CR フィルタの影響によるところが大きいといえる。両者の差の原因は C_1 と C_2 の周波数特性や、2 段 CR フィルタを構成している部品以外が影響を与えていると考えられる。また、 100kHz 以上でゲインが大きい周波数は上述の通りアノード電源の 50kHz のスイッチングノイズが原因だと考えられる。2 段 CR フィルタでスイッチングノイズを除去しようとしたものの、PPUBBM と検出システムが分かれています配線にそれなりの長さがありノイズが回り込んでいると思われる。フライトモデルでは検出部は電源内部に組み込まれるため配線長さは短くなり改善できると思われる。



(a)



(b)

図 4-6 電流プローブの放電電流振動の波形 I_{dp} と検出システムで取得した波形 I_{dad}
 (a) : 取得した長さ 100ms,1000 区間の全データ (b) : (a)の最初の 10 区間のデータ

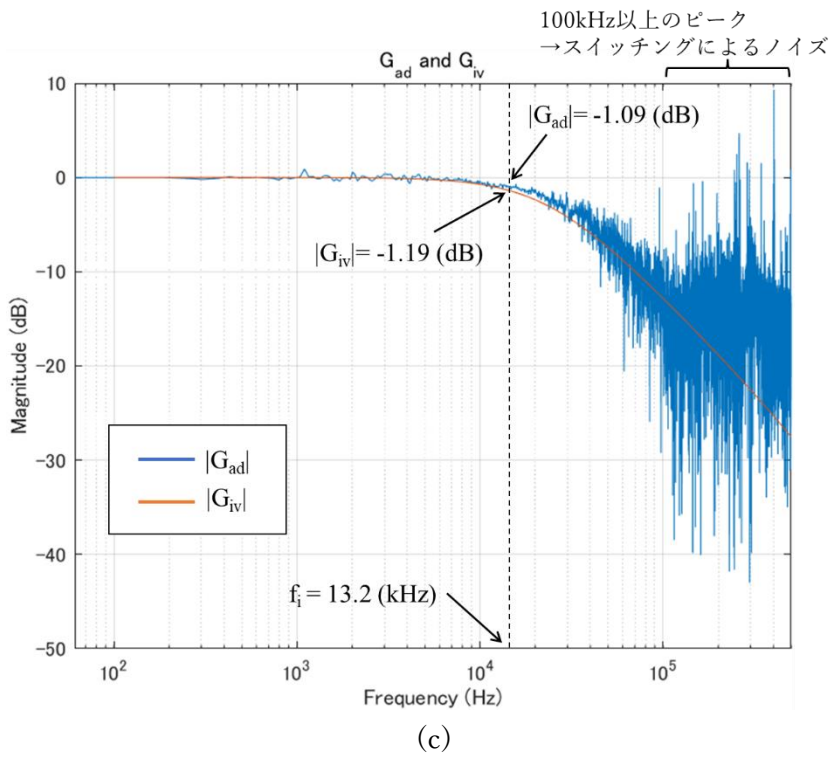
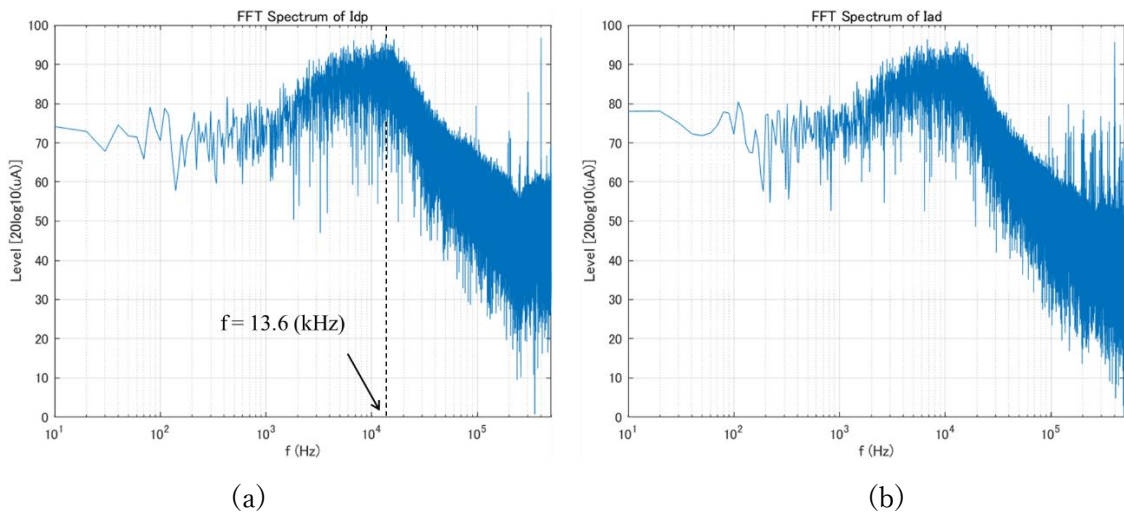


図 4-7 I_{dp} および I_{ad} の FFT スペクトラムとそれらから求めた振幅検出システムのゲイン

図 4-8 は振幅検出システムによって算出された閾値 I_{th} を超える区間数 N_{sad} と電流プローブ波形 I_{dp} から計算した閾値 I_{th} を超える区間数 N_{sp} と両者の誤差 $(N_{sad}-N_{sp})/N_{sp}$ を示したものである。閾値 I_{th} は 0 から 14A に対するそれぞれの N_{sad} および N_{sp} を求めた。 N_{sad} の計算は図 4-4 のアルゴリズムに示すように 4.1.3 章で言及した 2 段 CR フィルタによる減衰 G_{iv} が考慮されている。4.2.2 章で示したように JAXA の 6kW ホールスラスタにおいては、放電電流振動の主要な周波数は $f_i=13.2\text{kHz}$ である。この周波数における放電電流の振幅の減衰は式 4-16 より $G_{iv}=0.872$ である。一方で電流プローブ波形 I_{dp} については実際の波形に等しいと仮定するので、図 4-4 のアルゴリズムによる N_{sp} の導出では $G_{iv}=1$ である。閾値を大きくとると、それをを超える区間の数も少なくなり実際の波形から計算した N_{sp} に対する検出システムで計算した N_{sad} の誤差は大きくなる。停止判定は放電電流の平均値からピークまでの振幅が平均値の 40%、これを 40%_{0-p} と表す、とする。図 4-8 の動作状態では放電電流の平均値は 10A なので I_{th} は 8A となる。 $I_{th}=8\text{A}$ としたとき、実際の波形、 I_{dp} の N_s は $N_{sp}=34$ で、検出システムの算出した N_s は $N_{sad}=36$ で、誤差は 0.058 で、よく実際の波形に一致する。もしこの波形でスラスタを止めたければ停止閾値は 36 以下に設定しておけばよいことになる。閾値 I_{th} が大きくなるほど検出されるセグメントの数は少なくなり、誤差も大きくなる。図 4-7 に示されたように 2 段 CR フィルタの特性で実際の波形に対して高周波になるほど減衰は大きくなる。取得した 100ms の放電電流に含まれるスパイクの特性にはばらつきがあり、より高い周波成分を多く含むものはより大きく減衰する。閾値 I_{th} を高くするほど、検出されるピークの数も少なくなりこのスパイクごとの特性のばらつきの影響が大きくなっていると考えられる。

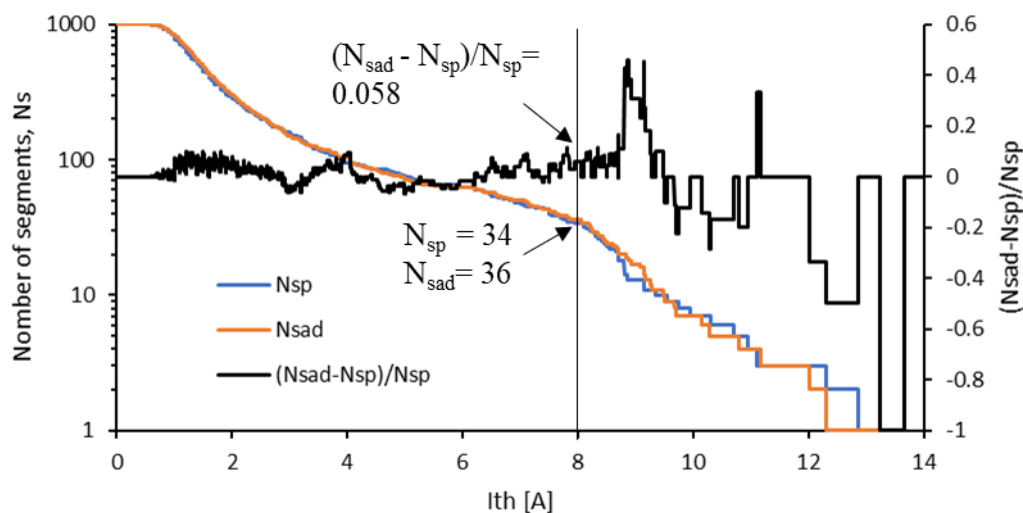


図 4-8 振幅検出システムによって算出された閾値 I_{th} を超える区間数 N_{sad} と電流プローブ波形 I_{dp} から計算した閾値 I_{th} を超える区間数 N_{sp} と両者の誤差

4.3 ホールスラスタ制御アルゴリズム

4.3.1 制御アルゴリズム

ワイドレンジ PPU では、ホールスラスタ、PPU、衛星を保護するために過大な電流振動が発生した場合にスラスタを停止だけではなく、コイル電流の指示値を調整し磁場を変えて放電電流振動が落ち着くように動作状態を遷移させる必要がある。これを放電振動制御と呼ぶ。これはワイドレンジアノード電源の小型化のために放電フィルタの容量を最低限にしていて定常動作に対する仕様上限のマージンが小さく、軌道上でスラスタ動作が不安定化すると停止が頻発してしまうため、コイル磁場を制御して自動で振動が落ち着く領域に遷移することが必要なためである。一方でフライト実績の Mk3⁽²⁹⁾や PPU-140⁽⁷⁵⁾は電流振動を監視しているが、コイル磁場などを制御することで過大な放電電流振動を回避する機能は無いようであり、余裕のある放電フィルタを持っているか、単一の動作点のため地上で十分に放電電流振動に対するマージンが十分に検討されているためだと思われる。

放電電流振動の安定化についてはいくつかのアプローチが行われている。まず地上試験において動作マッピングを行い、放電電圧、流量、磁場に対する放電電流の振幅を事前に把握する手法がある⁽⁹⁹⁾。この手法はマルチモード 6kW ホールスラスタでは複数の動作状態を持つためマッピングが膨大なのと予想できない軌道運用中の不具合に対応することができないため適さない。次に放電電流振動と同程度の周波数でアノード電源の出力電圧を振動させる手法で性能向上や振動低減の報告がなされている^{(100),(101)}。しかし、ワイドレンジアノード電源は出力電圧を数十 kHz で振動させるような機能は持たないため実現できない。最後に放電電流振動と同程度の周波数で磁場を可変する手法⁽¹⁰²⁾も検討されているがそのような高速な磁場変化が可能な磁性体材料はまだなく解析のみにとどまっている。それらに対して、放電電流振動の振幅が小さくなるような動作状態になるようにコイル電流の指示値を探索する放電振動制御は、4.2 章の振幅検出システム以外の追加のハードウェアを必要としないため最も実現性が高いと考えた。

放電振動制御に加えて、マルチモード 6kW ホールスラスタでは電力を一定に保つための定電力制御と、推進効率の最大化を狙う推進効率最大化制御も必要である。定電力制御あるいは推進効率最大化制御が行われている間にスラスタが不安定化した際に放電振動制御を開始する必要がある、3つの制御を統合した制御アルゴリズムにする必要がある。

図 4-9 は、出力制御、放電振動制御、推進効率最大化制御を統合したスラスタ制御アルゴリズムのフローチャートである。フローチャート中のガス流量とコイル電流の増分は固定値であり、PPU デジタルコントローラは計算する必要がないため、このアルゴリズムの計算量はごくわずかである。このアルゴリズムは、スラスタが動作している間、1秒のサイクルタイムで実行される。このアルゴリズムにはシーケンス番号 (Seq No.) があり、最初は Seq No.=1 であり、これが各制御サイクルにおけるアルゴリズムの動作を決定する。この制御アルゴリズムでは、電力制御の有効・無効を選択することができる。また、放電振動制御、推進効率制御のいずれかを有効することができ、どちらも行わないことも可能

である。推進効率最大化制御を選択していてもコイル磁場を変えたことで放電電流の振幅が仕様上限を超えた場合、スラストの動作を安定させるために放電振動制御に移行する。どちらの制御機能も選択されていない場合、アルゴリズムは Seq No.=2 で実行され、放電電流の振幅を監視し続ける。定電力制御と放電振動制御を有効にした場合、アルゴリズムの動作は以下のようになる。

- 1) 放電電流 I_d の振動振幅が I_{limit} を超えた場合、PPUはスラストをオフにし、そうでない場合は電力制御シーケンスを開始する。
- 2) PPUは消費電力と閾値 P_{max} を比較し、総消費電力が P_{max} より大きい場合はガス流量を Δm だけ減少させ、それ以外の場合は流量を Δm だけ増加させる。Seq No.は2に更新され、ガス流量操作後の待ち時間 T_{gas} 経過するまでアルゴリズムは1秒周期で回り続ける。
- 3) T_{gas} 秒経過後、PPUは放電振動制御が選択されているためSeq No.は21に更新される。
- 4) 放電電流振動の振幅が I_{ste} より小さいとき（すなわち、スラストが安定動作しているとき）、コイル磁界を $S_c \cdot \Delta I_c$ だけ変化させ、seq No.を22に設定する。 ΔI_c はコイル電流の変化量である。 S_c は1または-1であり、コイル電流の増加または減少に対応している。 T_{mag} はコイル電流の変化後の待ち時間である。
- 5) T_{mag} 秒経過後、放電電流の振幅が I_{ste} より小さい場合、PPUは、放電電流の値を前サイクルの値と比較し、放電電流が前周期より小さい場合はSeq no.を1とし、それ以外の場合はコイル電流を $-2S_c \cdot \Delta I_c$ 、すなわち前周期と逆のコイル電流増分の、変化させ、放電電流が前周期より小さい場合はSeq no.を2とする。

放電電流制御では、放電電流の振幅が仕様上限を超えた場合、Seq.Noを11に設定し、放電電流の発振を開始する。放電電流制御では、振幅が仕様上限値を下回らない限り、定電力制御は再開されない。放電電流の振動の振幅を算出するアルゴリズムは、図4-9では省略されているが、4.2.4章のアルゴリズムを使用している。

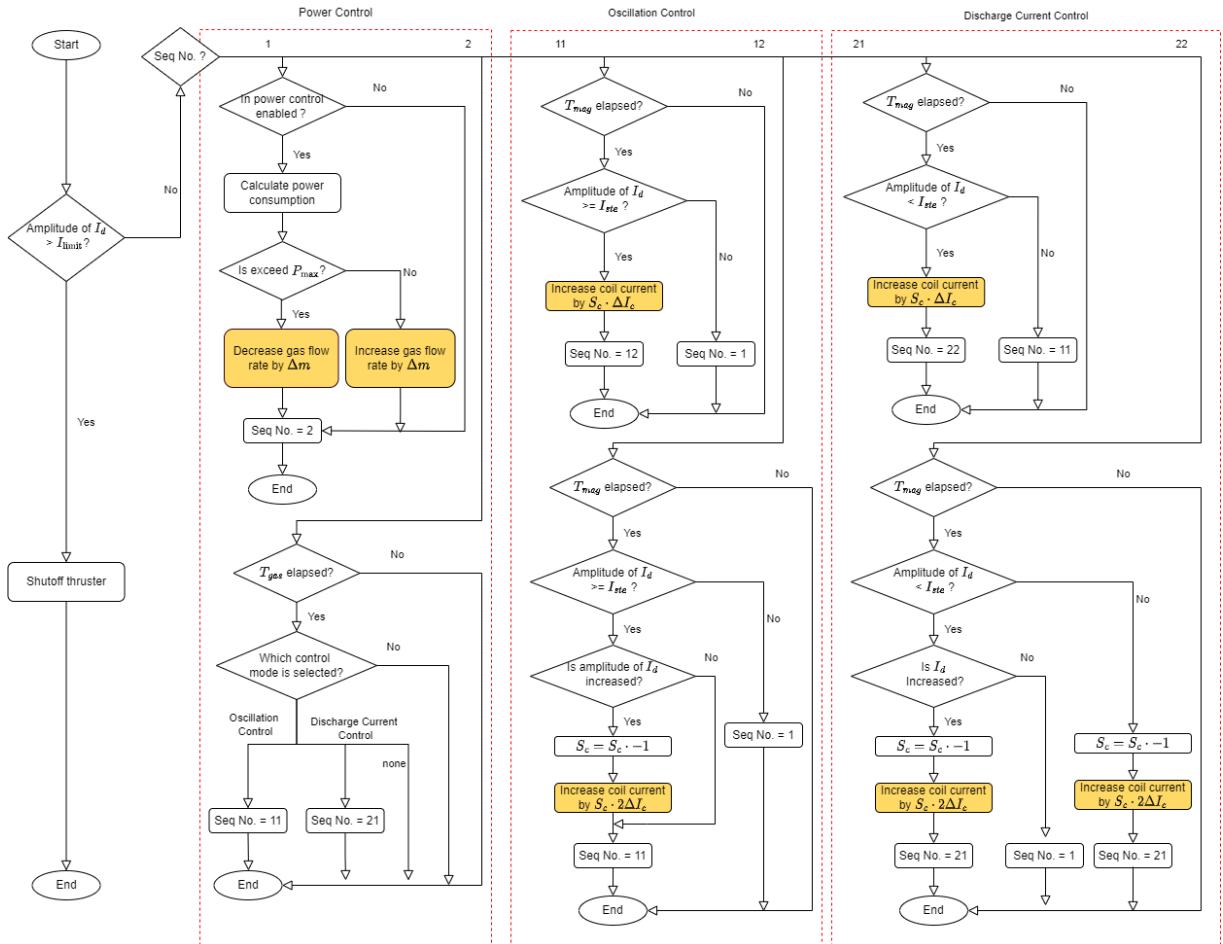


図 4-9 6kW ホールスラスタ制御アルゴリズムのフローチャート

4.3.2 組み合わせ試験

JAXA 宇宙科学研究所の DT チャンバ(図 2-15)にて、6kW ホールスラスタと PPU ブレドボードモデル (PPU/BBM) を用いて組み合わせ試験を行い、電力制御、放電振動制御、放電電流制御が正常に動作することを確認した。図 4-10 に組み合わせ試験時のセットアップのブロック図を示す。制御 PC はアノード電源 BBM, コイル電源 BBM, キープ電源 BBM, 市販のフローコントロールモジュール (FCM) に出力値を指示し、各電源からの出力値を受け取る。ガス系は通常の試験セットアップと同じであり、ガスの純度などは一般的なホールスラスタ試験で使用するものを使っている。真空度は電力 4kW、アノードガス流量 138sccm、カソード流量 13.8sccm のときスラスタ近傍で 2.4mPa だった。制御 PC は USB を用いて、各電源の FPGA や DSP と通信を行う。放電電流 I_d は PPU/BBM 内部のシャント抵抗を用いた検出部で電圧信号に変換される。制御 PC は放電電流 I_d から変換された電圧信号を取得し、図 4-9 に示すアルゴリズムでアノード電源 BBM, コイル電源 BBM, FCM を制御する。本試験では、制御 PC 上でアルゴリズムを実行しているが、フライトモデルでは、FPGA 上で実行される。

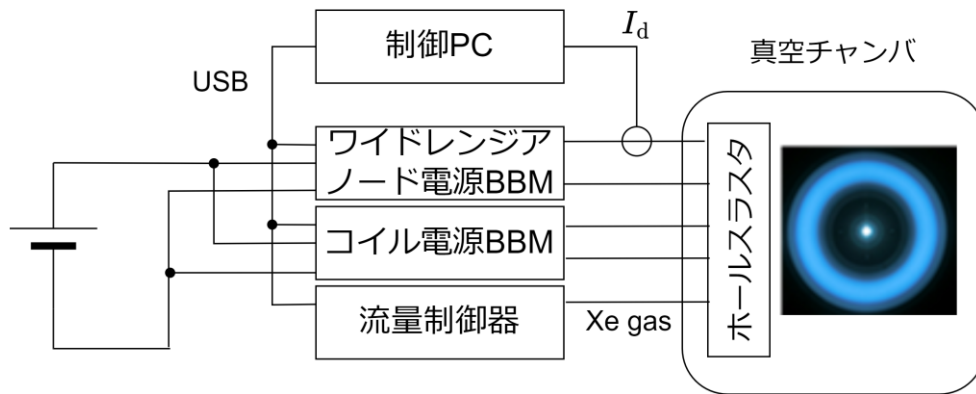


図 4-10 組み合わせ試験構成

図 4-11 は、放電振動制御実行中の I_d 振幅 $> 1.5 \text{ A}$ となる区間の数とコイル電流を示している。区間の数は、4.1.4 章のアルゴリズムに基づき、取得した長さ 100 ms の放電電流波形を 1000 区間に分けて振幅が 1.5 A を超える区間を数えたものである。PPU は磁場に伴うコイル電流を変化させることで、放電電流振動の振幅を低減させることに成功している。スラストの運転条件は、 300 V 、 13 A 、アノードガス流量は 138 sccm である。振幅値の閾値である I_{ste} は 1.5 A である。振幅値が 1.5 A を超えるセグメントの数は 700 から 0 に減少し、この結果は図 4-12 のスラスト性能データと一致している。この運転条件では、コイル電流の減少に伴い、放電電流の振幅が減少する傾向にある。 $I_c = 0.9$ での振幅値は 1.5 A であり、閾値 I_{ste} と等しい。従って、 $I_c = 0.9$ のとき、制御アルゴリズムが検出するインターバル数は 0 であることが適切であり、実際に $I_c = 0.9 \text{ A}$ のときカウント数は 0 区間である。

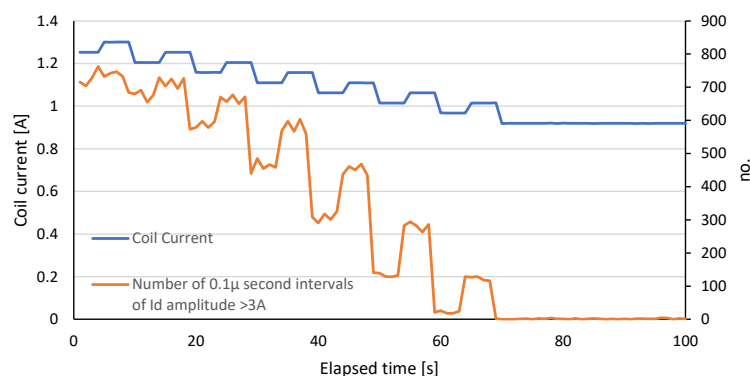


図 4-11 放電振動制御実行中のコイル電流と振幅値 1.5 A を超える区間の数

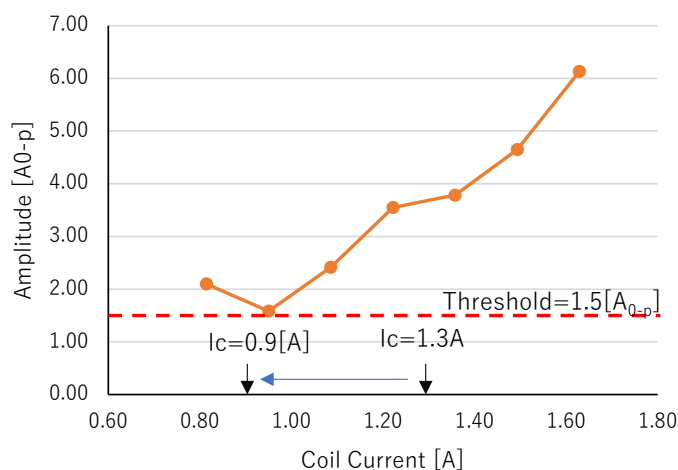


図 4-12 コイル電流に対する放電電流振動の振幅値
スラスト放電電圧は 300 V 、アノードガス流量は 138 sccm

図 4-13 に電力制御時の PPU/BBM の総電力と流量の変化を示す。目標電力は 3.5kW, Δm , T_{gas} は 5sccm, 5 秒である。4.5kW の動作点で制御を開始し、スラスト出力は約 100 秒で目標値である 3.5kW に到達する。目標出力からの偏差に関係なく操作量は一定 Δm sccm であるため、出力関数は目標出力付近で 3.45-3.55kW の範囲で振動しているが、この変動は目標電力に対して 5%以内であるので許容範囲内である。

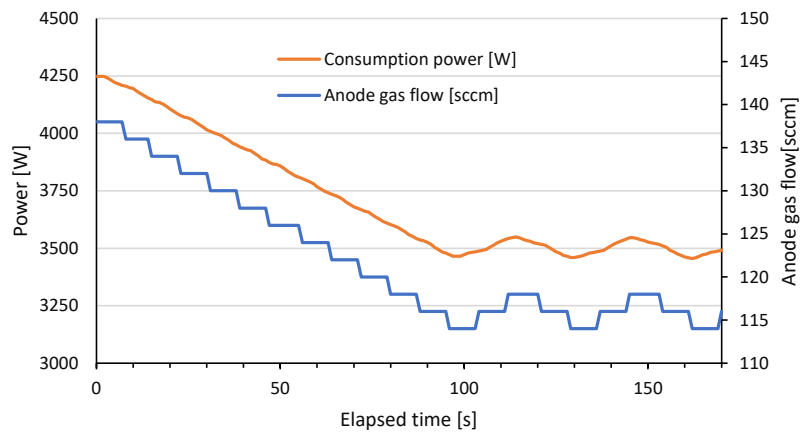


図 4-13 PPU/BBM の総電力とガス流量

目標電力は 3kW、制御ループあたりのガス流量の変化量は 5sccm、ガス流量変更後の待ち時間は 5 秒

図 4-14 は放電電圧 300V、アノードガス流量 138sccm、放電電流制御時の放電電流とコイル電流を示したものである。PPU は、コイル電流を増加させ、 I_d が増加したか減少したかを判断する。そして、 I_d が減少した場合には、コイル電流を増加させる動作を繰り返す、そうでない場合には、コイル電流を減少させる動作を行う。この動作点では、コイル電流を減少させると I_d が減少する。0.9A が下限であるため、0.9A で制御を停止した。放電電流は 13.7A から 13A に減少した。図 4-14 に示した放電電流とコイル電流の相関は、図 4-15 に示した相関と一致している。この運転条件では、推進効率はコイル電流に反比例している。図 4-15 から読み取れるようにコイル電流が 1.3A、0.9A のときの推進効率はそれぞれ 59%、60.5%であるので、PPU はコイルの磁場を制御して放電電流を減らすことにより、推進効率を 59%から 60.5%に改善させることができた。

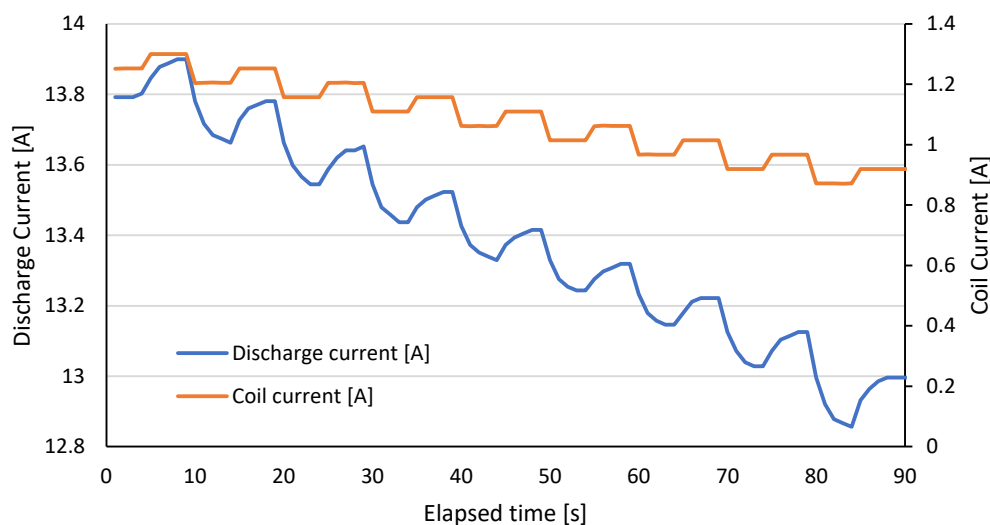


図 4-14 放電電流制御中の放電電流とコイル電流
放電電圧は 300V、ガス流量は 138sccm

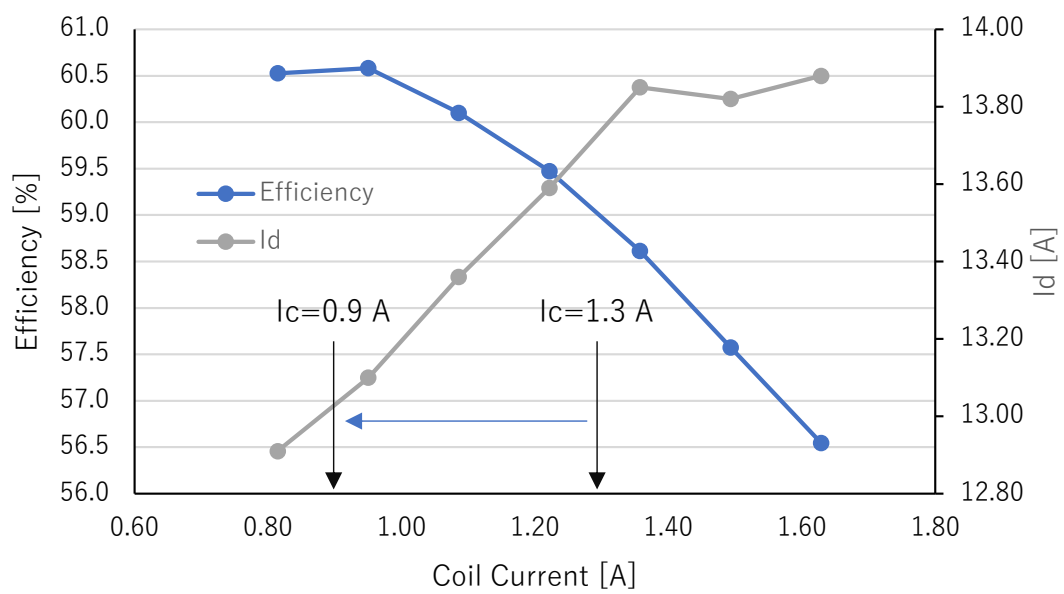


図 4-15 コイル電流と推進効率
 放電電圧は 300V、ガス流量は 138sccm

4.3.3 まとめ

6kW ホールスラストのためのスラスト、PPU、衛星を保護するために、過大な放電電流振動のスパイク状のピークを正確に検出する振幅検出システムを提案した。検出システムを実現するためには、設計に必要な放電電流振動の周波数の推定すること、振幅システムの放電電流をノイズの影響を除去して正確に計測するためのフィルタ、という 2 つの課題がある。

放電電流振動の周波数の推定のためのアノード電源の出力電圧とスラスト寸法のみサンプルモデルを提案し、6kW ホールスラストについては 13.2kHz の予測に対して実測は 8-15kHz、1kW ホールスラストの場合、39.6kHz のモデル予測に対して 32-42kHz だった。

放電電流振動の周波数成分も多少圧縮されることは許容して、部品点数が少なくコンパクトな代わりに減衰特性がなだらかな 2 段 CR フィルタを採用する。その圧縮率を予測し、アルゴリズムで補正する。6kW ホールスラストのために制作した振幅検出システムをワイドレンジ PPU のアノード電源とスラストと組み合わせ試験を行い以下の結果を得た。

- 1) 振幅検出システムの周波数特性は 4 章の提案した 2 段 CR フィルタの周波数特性と一致する。主要な周波数成分である 13.2kHz において 4 章のモデルでは -1.19dB と予測されるのに対して実際は -1.079dB となりよく一致している。50kHz のアノード電源のスイッチングノイズの回り込みが考えられる。この試験では電源に検出システムの基板をアノード電源に後付けしているため、配線をコンパクトにすることで改善可能である。
- 2) 停止判定の閾値 $I_{th}=8A$ を超える区間は実際の 34 区間に対して振幅検出システムは 36 区間で誤差は 5.8% で、許容可能である。

次に、3 章のワイドレンジアノード電源および 4.2 章の放電電流振幅検出システムの検出結果を用いた放電振動制御を提案した。放電振動制御は単体でその機能を使用する場合と、定電力制御、推進効率最大化制御を実行中にスラストが不安定化した場合に自動で遷移する場合とがあり、3 つの制御を統合する必要があった。制御ループ内のガス流量とコイル電流の増分は固定されているため、PPU デジタルコントローラはそれらを計算する必要がないため、アルゴリズムの計算量はごくわずかである。PPU/BBM とスラストの統合試験において、本制御アルゴリズムは正常に動作し、以下の結果を得た。

- 1) 放電振動制御では、コイル電流を変更することで、振幅が 1.5A を超えるセグメント数を 700 から 0 に減少させた。PPU は、振幅を設計閾値以下に抑えることで放電電流振動を回避している。
- 2) 3.5kW を目標とした定電力制御のもと、制御される PPU の総電力は 3.45~3.55kW の範囲で調整された。目標電力付近での $\pm 0.05kW$ の振動は許容範囲内である。
- 3) PPU によるコイル電流制御により、放電電流を 13.7A から 13A に低減することに成功し、推進効率を 59% から 60.5% に向上させることができた。

以上より、振幅検出システムおよび放電振動制御のアルゴリズムは、6kW ホールスラストの放電電流振動を正確に検出し、他の目的の制御と干渉することなくコイル磁場を変えて振幅が小さくなるように制御できることを示した。ワイドレンジアノード電源は小型化のために放電フィルタの容量が削減されているものの、この制御機能によって放電電流振動に対する耐性を損なうことなく、PPU として目標仕様の 43.1cm×37.8cm×24.3cm、重量 20kg を達成し、静止衛星向けのホールスラスト用 PPU として市場競争力を獲得できる。

5章 結論

ホールスラスタは、電気推進と呼ばれる電力によって推進ガスを電離し生じたイオンを加速して排気する推進器の一種で、近年、全電化衛星と呼ばれる大型の静止衛星に数多く搭載されている。今後の日本の宇宙産業の発展を目指すうえで、全電化衛星に関する技術は重要で、国産 6kW ホールスラスタを含む様々なコンポーネントが技術試験衛星 9 号機によって実証される予定である。さらなるホールスラスタのトレンドは、現在は単一の動作点だが、これを推力と燃費に相当する比推力を可変にしようとするものである。これを実現するための大きな課題の一つが、アノード電源と呼ばれる電離とイオンの加速に必要な 6kW の放電電力を供給する電源の出力電圧設定の広範囲化である。出力電圧設定としては 300V と 600V の 2 つを持つものと、さらに広く 175-800V で連続で可変できるものである。しかも体積はその他のフライト実績のある電源よりも大型化してはいけないという制約もある。このようなワイドレンジアノード電源の課題は以下である。

- 1) ワイドレンジアノード電源は 6kW の放電電力を 1.5kW コンバータ 4 台に分割し直並列接続を切り替えることで幅広い電圧範囲を出力しようとするが、切替器の体積が大きいため、1.5kW コンバータの体積はフライト実績のある PPU と比較して 30%以上小型化しないと競争力のあるサイズにはならない。
- 2) 1.5kW コンバータの小型化をするために放電電流振動から電源、ホールスラスタ、衛星を保護するための放電フィルタの容量を制限せざるを得ない。定常状態の放電電流振動に対する放電フィルタの仕様上限のマージンが小さく、スラスタを停止しなければならぬ状況が頻発してしまうため、放電電流を監視し、コイル磁場を調整して振動を抑える制御が必要である。

上記の課題を解決するため、ワイドレンジアノード電源の小型化を達成するためのコンバータ構成と、小型化によって必要になった放電電流振動の振幅検出システムおよび放電振動制御について提案し、以下の結論を得た。

- 1) 300V と 600V の電圧設定のワイドレンジアノード電源の 1.5kW コンバータとしてフルブリッジインバータと倍電圧整流部からなる方式を使用する。出力電圧設定は 300V 固定であり 4 並列で 300V6kW、2 直 2 並列で 600V6kW を出力可能である。製作した 1.5kW コンバータ BBM の体積は $4.2 \times 10^3 \text{ cm}^3$ となり、これは仕様目標の $4.69 \times 10^3 \text{ cm}^3$ を上回る小型化であり、フライト実績のある PPU のコンバータよりも 30%以上の小型化を実現している。1.5kW コンバータ BBM 2 台をワイドレンジアノード電源として使用した 6kW ホールスラスタとの組み合わせ試験では安定して動作し、97%もの高い効率を得られた。これはフライト実績のある PPU である PPU-140 よりも 1%も高い。
- 2) 175V から 800V のさらに幅広い出力電圧設定のワイドレンジアノード電源の 1.5kW コンバータとして、フルブリッジインバータと全波整流部からなる 100V から 200V までの出力電圧設定が可能な 1.5kW コンバータを用いる。この構成を用いる理由は 2

章の 1.5kW コンバータは出力電圧設定が固定で、幅広い出力電圧で効率を出すことが難しいからである。このコンバータ構成を使う上での課題は、1.5kW コンバータの小型化を達成するために出力キャパシタの容量は制限されること、かつ宇宙用の処理能力が高くない FPGA しか使用できないためデジタル制御において比較的大きなむだ時間を許容しなければならないということである。これらの制限を許容するための以下の設計基準を提案した。出力電圧リップルは±5%まで許容できる。1.5kW コンバータをモデル化し得られた伝達関数の特性をボード線図を用いてゲイン余裕、位相余裕で安定性を評価し PI 制御のパラメータ選定を行う。これらの設計基準を用いて設計した 1.5kW コンバータ 4 台から構成されたワイドレンジアノード電源は、1.5kW コンバータ 1 台の体積は $4.39 \times 10^3 \text{ cm}^3$ となり目標の $4.69 \times 10^3 \text{ cm}^3$ 以下を達成した。また、6kW ホールスラストとの組み合わせ試験において、200V から 730V の出力電圧設定で安定して動作し、効率 96.1%を示した。

- 3) 振幅検出システムは、放電電流振動の周波数予測モデルに基づき設計され、事前に実験による放電電流の計測を不要としている。また、スイッチングノイズを除去するためのフィルタによって放電電流の波形が圧縮されるため、それを予測するモデルを開発しアルゴリズムの中で補正する。振幅検出システムを 175V から 800V の出力電圧設定のワイドレンジアノード電源に搭載し、6kW ホールスラストと組み合わせ試験を実施した。組み合わせ試験において、停止判定の閾値 $I_{th}=8\text{A}$ を超える区間は実測では 34 区間に対して振幅検出システムは 36 区間で誤差は 5.8%で、十分許容可能である。
- 4) 放電振動制御では振幅検出システムで検出した閾値を超えるピークの数が増加するようにコイル磁場を制御する。放電振動制御はそれのみ動作に加えて、定電力制御や推進効率最大制御という 6kW ホールスラストの基本となる制御と組み合わせ動作可能で、不安化したら迅速にコイル磁場を変えて電流振動の抑制が可能である。制御ループ内のガス流量とコイル電流の操作量は固定されているため、PPU デジタルコントローラはそれらを計算する必要がなく、アルゴリズムの計算量はごくわずかである。PPU/BBM とスラストの統合試験において、単位時間あたりに閾値を超えるピークが 70%を占めている状態からコイル磁場を制御し、0%にすることに成功した。

これらの成果により、複数の動作状態が可能なマルチモード 6kW ホールスラストのための小型なワイドレンジアノード電源が実現できる。ワイドレンジアノード電源を含むマルチモード 6kW ホールスラストは衛星のサイズを変えることなく、より大規模なミッション機器の搭載を可能にし、通信の大容量化による衛星通信のより一層の普及や、より大規模でより遠方の目標への有人探査ミッションの実現など人類の生活の向上と活動領域の拡大に寄与することができる。また、本技術によれば様々な電源電圧の電子機器に一つの電源で対応できるようになり、宇宙分野に限らず民生分野への応用においても電源のモジュール化やコスト低減、信頼性の向上に広く役立つものと考えられる。

謝辞

本研究を行うにあたり、熱心にご指導、ご教授していただいた黒川不二雄教授に深く感謝の意を表します。博士取得後のその活かし方なども含めて研究者としてどう今後を歩んでいくかという貴重なご助言を多数いただいたことも併せて感謝申し上げます。本研究においてご指導、ご助言を賜りました長崎総合科学大学梶原一宏講師に謹んで謝意を表します。本論文執筆に際して貴重なアドバイスを頂いた長崎総合科学大学工学部工学科の松井信正教授、清山浩司教授、長崎大学工学部工学科の松田良信准教授に心から感謝の意を表します。

本研究を行うにあたり、高橋電機製作所の高橋徹社長をはじめ高橋電機製作所の皆様には、電源の製作していただくと共に、試験の支援などのご協力をいただいたこと厚く感謝申し上げます。また、本論文全章を通して大須賀弘行氏の博士論文「宇宙電気推進システムの制御に関する研究」を参考にさせて頂いたことを付記し、深く感謝申し上げます。

本研究を行うにあたり、宇宙航空研究開発機構の研究開発部門第二研究ユニットの張科寅主任研究開発員、渡邊裕樹主任研究開発員には様々な実験の支援、ホールスラスタに関する様々なご助言をいただき感謝申し上げます。第四研究ユニットの後藤大亮主任研究開発員には電気推進にとどまらず輸送システムとしての観点で貴重なご助言をいただき感謝申し上げます。第二研究ユニットの大川恭志主幹研究開発員には研究環境について多くの相談にのっていただくと共に様々なご支援をいただき感謝申し上げます。第一研究ユニットの舩分宏昌主幹研究開発員には電源に関して様々なご助言をいただき厚く感謝申し上げます。SSPS チームの近藤大将研究開発員には社会人博士課程に挑戦するきっかけをいただき心より感謝申し上げます。宇宙科学研究所船木一幸教授には電源とホールスラスタに関する様々なご助言をいただき感謝申し上げます。第二研究ユニットの杉田寛之ユニット長には本活動にご理解いただき様々なご支援をいただき感謝申し上げます。専門・基盤技術グループの今井駿研究開発員、森下貴都研究員には日々の議論で多数の研究のヒントをいただき感謝申し上げます。先端工作技術グループ福邊健次氏には電源に関する様々な助言をいただき心より感謝申し上げます。

最後に研究期間中、見守ってくれた父、泰生と母、順子、何度も励まし様々なサポートをしてくれた妻、沙織、2022年7月に生まれ愛らしい笑顔で元気をくれた長女、悠未に心から感謝します。

参考文献

- (1) D. Lev, R.M. Myers, K.M. Lemmer, J. Kolbeck, H. Koizumi and K. Polzin, “The Technological and Commercial Expansion of Electric Propulsion,” *Acta Astronautica*, vol. 159, pp. 213-217, Jun. 2019.
- (2) A. Svitak, “Dawn of the All-electric Satellite,” *Aviation Week*, Mar 16, 2015.
- (3) D. R. Lev, G. D. Emsellem, and A. K. Hallock, “The Rise of the Electric Age for Satellite Propulsion,” *New Space*, vol. 5, pp. 4–14, 2017.
- (4) D. M. Goebel and I. Katz, “Fundamentals of Electric Propulsion: Ion and Hall Thrusters (JPL Space Science and Technology Series),” New York, NY, USA: Wiley, 2008.
- (5) A. S. Boever, V. Kiim, A. S. Koroteev, L. A. Latyshev, A. I. Morozov, G. A. Popov, Y. P. Rylov, and V. V. Zhurin, “State of the Works of Electrical Thrusters in the USSR,” IEPC-91-003, *22nd International Electric Propulsion Conference*, Viareggio, Italy, 1991.
- (6) V. Kim, “Electric Propulsion Activity in Russia,” IEPC-2001-005, *27th International Electric Propulsion Conference*, Pasadena, California, October 14–19, 2001.
- (7) B. A. Arhipov, V. N. Vinogradov, K. h'. Kozubsky, S. S. Kudriavtsev, N. A. Maslennikov, and V. M. Murashko, “Development and Application of Electric Thrusters at EDB “FAKEL”,” IEPC-97-004, *25th International Electric Propulsion Conference*, Cleveland, Ohio, USA, Oct. 1997.
- (8) D. J. Pidgeon, R. L. Corey, B. Sauer, and M. L. Day, “Two Years On-orbit Performance of SPT-100 Electric Propulsion,” AIAA Paper 2006-5353, *24th AIAA International Communications Satellite Systems Conference*, San Diego, California, USA, Jun. 2006.
- (9) I. Johnson, L. Zuo, C. Feng, N. Nelson, K. Bass, F. Aghazadeh, J. Myers, R. Corey, J. H. Gilland, J. Frieman, T. Gray, H. Kamhawi, J. Mackey, D. Dinca, P. Peterson, and D. Herman, R. Hofer, “PPE Electric Propulsion Advancing to CDR: 12kW String,” IEPC-2022-467, *37th International Electric Propulsion Conference*, Cambridge, MA, USA, Jun. 2022.
- (10) H. Kuninaka, K. Nishiyama, I. Funakai, K. Tetsuya, Y. Shimizu, and J. Kawaguchi, “Asteroid Rendezvous of Hayabusa Explorer Using Microwave Discharge Ion Engines,” IEPC-2005-010, *29th International Electric Propulsion Conference*, Princeton, New Jersey, October 31–November 4, 2005.
- (11) K. Nishiyama, S. Hosoda, R. Tsukizaki, and H. Kuninaka, “In-flight Operation of the Hayabusa2 Ion Engine System on its way to rendezvous with asteroid 162173 Ryugu,” *Acta Astronautica*, vol. 166, pp. 69–77, Jan. 2020.
- (12) S. Shimada, K. Sato, and H. Takegahara, “20-mN Class Xenon Ion Thruster for ETS-VI,” AIAA-1987-1029, *19th International Electric Propulsion Conference*, Colorado Springs, Colorado, May 11–13, 1987.

- (13) T. Ozaki, E. Nishida, Y. Kasai, Y. Gotoh, T. Itoh, and K. Kajiwara, “Development Status of Xenon Ion Engine Subsystem for ETS-VIII,” *21st International communication satellite systems conference and exhibit*, Yokohama, Japan Apr. 2003.
- (14) T. Ozaki, H. Osuga, H. Nagano, Y. Hayakawa, and K. Kajiwara, “Development Status of Ion Engine for Air Drag Compensation of SLATS,” *47th AIAA/ASME/SAE/ASEE Joint Propulsion Conference & Exhibit*, San Diego, California, USA, Jul. 2011.
- (15) 荒川義博, 小紫公也, 平川美晴, “ホール推進機,” 日本航空宇宙学会誌, 第 46 巻第 530 号 pp.132-145, 1998.
- (16) D. A. Herman, T. Gray, I. Johnson, S. Hussein, and T. Winkelmann, “Development and Qualification Status of the Electric Propulsion Systems for the NASA PPE Mission and Gateway Program,” IEPC-2022-465, *37th International Electric Propulsion Conference*, Boston, MA, United States, Jun. 2022.
- (17) Busek, “BHT-6000,” <https://www.busek.com/bht6000>
- (18) 杵淵紀世志, “全電化衛星の世界動向,” 日本航空宇宙学会誌 第 65 巻 第 9 号, pp.16–21, 2017 年 9 月
- (19) I. Funaki, S. Cho, S. Tadahiko, T. Fukatsu, Y. Tashiro, T. Shiiki, Y. Nakamura, H. Watanabe, K. Kubota, Y. Matsunaga, and K. Fuchigami, "Development of a 6-kW-class Hall Thruster for Geostationary Missions," *Acta Astronautica*, vol. 170, pp. 163–171, May 2020.
- (20) Y. Hatooka, T. Sano, N. Kudoh, Y. Hisamoto, and T. Fukatsu, “Development of All-Electric Satellite through Engineering Test Satellite-9,” *Aeronaut. Space Sci. Jpn.*, vol. 65, no. 10, pp.309–313, 2017 (in Japanese).
- (21) K. Nishi, K. Nishijo, S. Ozawa, T. Sano, Y. Hatooka, and T. Fukatsu, “Conceptual Design for Next Engineering Test Satellite,” ISTS 2017-j-14, *31st International Symposium on Space Technology and Science*, Matsuyama, Japan, Oct. 2017.
- (22) K. Nishi, S. Ozawa, T. Fukatsu, Y. Hatooka, T. Sano, K. Nishijo, F. Otani, and T. Kohama, “Conceptual Design of Japan’s Engineering Test Satellite-9,” AIAA 2017-5427, *35th AIAA International Communications Satellite Systems Conference*, Trieste, Italy, Oct. 2017.
- (23) I. Funaki, T. Sano, T. Fukatsu, Y. Hisamoto, D. Koda, Y. Nakajima, S. Ide, S. Cho, H. Watanabe, Y. Matsunaga, H. Kusawake, Y. Okawa, and S. Imai, “The Updated R&D Status of 6-kW-class Hall-Thrusters at JAXA”, IEPC-2022-328, *37th International Electric Propulsion Conference*, Cambridge, USA, June 2022.
- (24) Y. Matsunaga, T. Takahashi, H. Watanabe, S. Cho, H. Kusawake, K. Kajiwara, F. Kurokawa and I. Funaki, “Development of a Wide-output Range Power Processing Unit for 6-kW Hall Thruster” IEPC-2022-547, *37th International Electric Propulsion Conference*, Cambridge, MA, USA, Jun. 2022.

- (25) L. R. Piñero, “The Impact of Harness Impedance on Hall Thruster Discharge Oscillations” IEPC-2017-023, *35th International Electric Propulsion Conference*, Atlanta, GA, USA, Oct. 2017.
- (26) V. Kim, V. Kozlov, G. Popov, and A. Skrylnikov, “Investigation of the Stationary Plasma Thrusters Scale Impact on the Electric Filter Parameter Choice,” IEPC-99-119, *26th International Electric Propulsion Conference*, Kitakyusyu, Japan, Oct. 1999.
- (27) G. Fischer, T. Colbert, M. Day, J. Kahn, H. Kaufman, K. Kozubsky and V. Sokolov, “Design of a High Efficiency Power Processor for the Russian Stationary Plasma thruster (SPT),” IEPC-93-043, *23th International Electric Propulsion Conference*, Seattle, WA, USA, Sep. 1993.
- (28) P. Stuckey, C. Clauss, M. Day, V. Murashko, N. Maslennikov, K. Kozubsky, R. Gnizdor, B. Arhipov, G. Popov, V. Kim, V. Kozlov, and D. Grdlichko, “SPT-140 High Performance Hall system (HPHS) Development,” AIAA-98-4041, *34th AIAA/ASME/SAE/ASEE Joint Propulsion Conference and Exhibit*, Cleveland, OH, USA, Jul. 1998.
- (29) E. Bourguignon and S. Fraselle, “Medium Power PPU Activities at Thales Alenia Space in Belgium,” IEPC-2022-543, *37th International Electric Propulsion Conference*, Cambridge, MA, USA, Jun. 2022.
- (30) D. M. Goebel, J. E. Polk, R. E. Wirz, J. S. Snyder, I. G. Mikellides, I. Katz, J. Anderson, “Qualification of Commercial XIPS® Ion Thrusters for NASA Deep Space Missions,” AIAA-2008-4914, *44th AIAA/ASME/SAE/ASEE Joint Propulsion Conference & Exhibit*, CT, USA, Jul. 2008.
- (31) Hofer, R. R., and Randolph, T. M., “Mass and Cost Model for Selecting Thruster Size in Electric Propulsion Systems,” *Journal of Propulsion and Power*, vol. 29, no. 1, pp. 166–177, 2013.
- (32) Y. Matsunaga, T. Takahashi, H. Watanabe, S. Imai, S. Cho, H. Kusawake, K. Kajiwara, F. Kurokawa and I. Funaki, “New Discharge Power Supply of 6-kW Hall Thruster, using Voltage-Doubler-Type Rectifier,” ISTS-2022-b-15, *Joint Conference: 33rd ISTS, 10th NSAT & 14th IAA LCPM*, Oita, Mar. 2022.
- (33) 松永芳樹, 高橋徹, 艸分宏昌, 張科寅, 渡邊裕樹, 梶原一宏, 黒川不二雄, 大川恭志, “1kW 級 ホールスラスト用電源の開発,” 2022 年電子情報通信学会総合大会, no. B-2-2, 2022 年 3 月.
- (34) 松永芳樹, 高橋徹, 艸分宏昌, 張科寅, 渡邊裕樹, 後藤大亮, 梶原一宏, 黒川不二雄, 船木一幸, “6kW 級 ホールスラスト用ワイドレンジ出力アノード電源,” 2021 年電気学会産業応用部門大会, pp.173–174, 2021 年 8 月.
- (35) Y. Matsunaga, T. Takahashi, H. Watanabe, D. Goto, S. Cho, H. Kusawake, F. Kurokawa, K. Kajiwara and I. Funaki, “Wide-Output Range Power Processing Unit for 6-kW Hall Thruster,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 58, no. 3, pp. 1609–1620, Jun. 2022.

- (36) L. R. Piñero, H. Kamhawi and V. Shilo, “Performance of a High-Fidelity 4kW-Class Engineering Model PPU and Integration with HiVHAc System,” AIAA 2016-5031, *52th AIAA/SAE/ASEE Joint Propulsion Conference*, UT, USA, Jul. 2016.
- (37) L. R. Piñero, H. Kamhawi and G. Drummond, “Integration Testing of a Modular Discharge Supply for NASA’s High Voltage Hall Accelerator Thruster,” IEPC-2009-275, *31th International Electric Propulsion Conference*, Mi, USA, Sep. 2009.
- (38) Y. Matsunaga, T. Takahashi, H. Watanabe, S. Cho, H. Kusawake, K. Kajiwara, F. Kurokawa and I. Funaki, “Control Algorithm for a 6 kW Hall Thruster,” *Journal of Electric propulsion*, vol. 1, pp. 1–13, Dec. 2022.
- (39) K. Shi , D. Zhang, and Yu Gu, “Interleaved Current-Driven Phase-Shift Full-Bridge Converter With Magnetic Integration and Voltage Doubler Rectifiers,” *IEEE Transactions on Power Electronics.*, vol. 33, no. 10, pp. 8308-8321, Oct. 2018.
- (40) J. Kim, M. Park, J. Han, M. Lee, and J. Lai, “PWM Resonant Converter with Asymmetric Modulation for ZVS Active Voltage Doubler Rectifier and Forced Half Resonance in PV Application,” *IEEE Transactions on Power Electronics.*, vol. 35, no. 1, pp. 508-521, Jan. 2020.
- (41) A. I. Morozov and V. V. Savelyev, “Fundamentals of Stationary Plasma Thruster Theory,” *Review of Plasma Physics*, vol.21, pp.203-391, 2000.
- (42) 内閣府, “宇宙基本計画（令和2年6月30日閣議決定）本文,”
https://www8.cao.go.jp/space/plan/kaitei_fy02/fy02.pdf
- (43) 文部科学省, “資料 4-1-2 宇宙利用の世界市場動向及び将来予測,”
https://www.mext.go.jp/kaigisiryu/content/20210118-mxt_uchukai01-000012441_3.pdf
- (44) 栗木恭一, 荒川義博, 「電気推進ロケット入門」, 東京大学出版会, 2003.
- (45) J. R. Wertz and W. J. Larson, eds., *Space Mission Analysis and Design*, Torrance, California: Microcosm Press, 1999.
- (46) G. W. Butler and R. J. Cassady, “Directions for Arcjet Technology Development,” *Journal of Propulsion and Power*, vol. 12, no. 6, pp. 1026–1034, Nov. 1996.
- (47) R. H. Goddard, *The Green Notebooks*, vol. 1, The Dr. Robert H. Goddard Collection at the Clark University Archives, Clark University, Worcester, Massachusetts.
- (48) T. M. Mel’kumov, ed., *Pioneers of Rocket Technology*, Selected Works, Academy of Sciences of the USSR, Institute for the History of Natural Science and Technology, Moscow, 1964; translated from the 1964 Russian text by NASA as NASA TT F-9285, 1965.
- (49) E. Y. Choueiri, “A Critical History of Electric Propulsion: The First 50 Years (1906-1956),” *Journal of Propulsion and Power*, vol. 20, pp. 193–203, 2004.
- (50) J. S. Snyder, J. D. Frieman, T. W. Haag, and J. A. Mackey, “Effects of Background Pressure on SPT-140 Hall Thruster Performance” *Journal of Propulsion and Power*, vol. 36, no. 5, pp. 668-676, Sep. 2020.

- (51) R. R. Hofer, D. M. Goebel, J. S. Snyder, and I. Sandler, “BPT-4000 Hall Thruster Extended Power throttling range characterization for NASA science missions”, IEPC-2009-085, *31th International Electric Propulsion Conference*, Ann Arbor, MI, 2009.
- (52) Duchemin, J. Rabin, L. Balika, M. Diome, J.-M. Lonchard and X. Cavelan, “Development status of the PPS®5000 hall thruster unit,” AIAA-2018-4420, *35th International Electric Propulsion Conference*, Atlanta, GA, USA, Oct. 2017.
- (53) 松永芳樹, 高橋徹, 梶原一宏, 黒川不二雄, 艸分宏昌, “宇宙用プラズマ推進の電源の研究開発”電子通信エネルギー技術研究会, pp.12–17, 2022年5月.
- (54) 宇宙航空研究開発機構, “技術試験衛星9号機” <https://www.satnavi.jaxa.jp/ja/project/ets-9/>
- (55) P. Y. Peterson, H. Kamhawi, W. Huang, G. Williams, J. H. Gilland, J. Yim, R. R. Hofer and D. A. Herman, “NASA's HERMeS Hall Thruster Electrical Configuration Characterization,” AIAA 2016-5027, *52nd AIAA/SAE/ASEE Joint Propulsion Conference*, Salt Lake City, UT, USA, Jul. 2016.
- (56) I. Katz, A. L. Ortega, D. M. Goebel, M. J. Sekerak, R. R. Hofer, B. A. Jorns, J. R. Brophy, “Effect of Solar Array Plume Interactions on Hall Thruster Cathode Common Potentials,” *14th Spacecraft Charging Technology Conference*, ESA/ESTEC, Noordwijk, NL, 04-08 Apr. 2016.
- (57) J. J. Likar, A. Bogorad, K. A. August, R. E. Lombardi, K. Kannenberg, and R. Herschitz, “Spacecraft Charging, Plume Interactions, and Space Radiation Design Considerations for All-Electric GEO Satellite Missions,” *IEEE Transactions on plasma science*, vol. 43, no. 9, pp.3099–3108, Sep. 2015.
- (58) C. R. Koppel and D. Estublier, “The SMART-1 Hall Effect Thruster Around the Moon: In Flight Experience,” IEPC-2005-119, *29th International Electric Propulsion Conference*, Princeton, New Jersey, USA, 2005.
- (59) E. Y. Choueiri, “Plasma Oscillations in Hall thrusters,” *Phys. Plasmas*, vol. 8, no. 4, pp. 1411–1426, 2001.
- (60) J. Boeuf, “Physics and Modeling of Hall thrusters,” vol. 11101, no. 121, 2017.
- (61) A. Ducrocq, J. C. Adam, A. Heron, and G. Laval, “High-Frequency Electron Drift Instability in the Cross-field Configuration of Hall Thrusters,” *Physics of Plasmas*, 102111, vol. 13, 2006.
- (62) J.P. Boeuf and L. Garrigues. “Low Frequency Oscillations in a Stationary Plasma Thruster,” *Journal of Applied Physics*, 84(7):3541–3554, 1998.
- (63) E. Y. Choueiri, “An Overview of Oscillations in Hall Thrusters,” *31st International Conference on Spacecraft Propulsion*, 2000.
- (64) Y.B. Esipchuck, A.I. Morozov, G.N. Tilinin, and A.V. Trofimov. “Plasma Oscillations in Closed-drift Accelerators with an Extended Acceleration Zone,” *Soviet Physics, Technical Physics*, 18(7):928–932, 1974.

- (65) 大西 晃 他, 「宇宙機の熱設計」名古屋大学出版会, 2014.
- (66) JAXA, “構造設計標準” JERG-2-320.
- (67) G. A. Work and B. G. Herron, “Power Conditioning Systems for Ion Engines,” *Journal of Spacecraft and Rockets*, vol. 3, no. 3, Mar. 1966.
- (68) D. Y. Oh, J. S. Snyder, D. M. Goebel, R. R. Hofer, and T. M. Randolph, “Solar Electric Propulsion for Discovery-class Missions,” *Journal of spacecraft and rockets*, vol. 51, no. 6, pp. 1822–1835, Nov. 2014.
- (69) J. A. Hamley, G. M. Hill, and J. M. Sankovic, “Power Electronics Development for the SPT-100 Thruster,” IEPC-93-044, *23th International Electric Propulsion Conference*, Seattle, WA, USA, Sep. 1993.
- (70) J. A. Hamley and G. M. Hill, “Power Electronics for Low Power Arcjets,” AIAA-91-1991, *27th Joint Propulsion Conference*, Sacramento, California, USA, Jun. 1991.
- (71) J. R. Brophy, “Stationary Plasma Thruster Evaluation in Russia, Summary Report,” JPL Publication 92-4, Mar. 1992.
- (72) J. Dickens and M. Kristiansen, “Development of a "Smart" Power Processing unit for Hall Effect Thrusters,” IEPC-99-066, *26th International Electric Propulsion Conference*, Kitakyusyu, Japan, Oct. 1999.
- (73) I. Johnson, G. Santiago, J. Li, and J. Baldwin, “100,000hrs of On-orbit Electric Propulsion and Maxar’s First Electric Orbit Raising,” AIAA 2020-0189, *AIAA Scitech 2020 Forum*, Orlando, FL, USA, Jan. 2020.
- (74) P. Clayton, M. Staley, B. Tomescu, J. Waranauskas, J. Kendall, S. Saghri, J. Esquivias, S. Malone, and J. Delgado, “High efficiency, Versatile Power Processing Units for Hall-effect Plasma Thrusters,” AIAA 2018-4642, *2018 Joint Propulsion Conference*, Cincinnati, Ohio, USA, Jul. 2018.
- (75) S. Malone, F. Aghazadeh, G. Lenguito, M. Stalet, T. Kerl, B. Tomescu and J. S. Snyder, “Deep Space Power Processing Unit for the Psyche Mission,” IEPC-2019-280, *36th International Electric Propulsion Conference*, Vienna, Austria, Sep. 2019.
- (76) T. Kerl, F. Aghazadeh, G. Lenguito, S. Malone, J. S. Snyder, and V. Chaplin, “Maxar Electric Propulsion Development for Deep Space,” AIAA-2020-3605, *AIAA Propulsion and Energy 2020 Forum (visual event)*, Aug. 2020.
- (77) O. Duchemin, J. Rabin, L. Balika, G. Coduti, V. Vial, D. Vuglec, X. Cavelan, and V. Leroi, “Qualification Status of the PPS®5000 Hall Thruster Unit,” IEPC-2019-906, *36th International Electric Propulsion Conference*, Vienna, Austria, Sep. 2019.
- (78) P. Hruby, N. Demmons, D. Courtney, M. Tsay, J. Szabo, and V. Hruby, “Overview of Busek Electric Propulsion,” IEPC-2019-926, *36th International Electric Propulsion Conference*, Vienna, Austria, Sep. 2019.

- (79) D. Bromaghim, et al., "Summary of On-Orbit Performance of the 200-W Hall Thruster System on TacSat-2," *JANNAF Journal of Propulsion and Energetics*, Vol. 4, No. 1, April 2011.
- (80) V. Hruby, W. Connolly, J. Monheiser, B. PotO and C. Freeman, "DC-DC Converter for Hall Thruster Plasma Discharge," IEPC-1999-061, *26th International Electric Propulsion Conference*, Kitakyusyu, Japan, Oct. 1999.
- (81) K. Grys, A. Mathers, B. Welander, and V. Khayms. "Demonstration of 10,400 Hours of Operation on 4.5 kW Qualification Model Hall Thruster", AIAA-2010-6698, *46th AIAA/ASME/SAE/ASEE Joint Propulsion Conference*, Nashville, TN, July 25-28, 2010.
- (82) J. S. Snyder, T. M. Randolph, D. F. Landau, K. M. Bury, S. P. Malone, and T. A. Hickman, "Power and Propulsion System Design for Near-earth Object Robotic Exploration," AIAA-2011-5662, *47th AIAA/ASME/SAE/ASEE Joint Propulsion Conference & Exhibit*, CA, USA, Jul. 2011.
- (83) R. J. Kay, J. R. Fisher, S. D. Meyer, J. L. DiMicco, and S. Stolzenburg, "The Development of a 4.5kW Hall Thruster Propulsion System Power Processing Unit," IEPC-01-333, *27th International Electric Propulsion Conference*, Pasadena, CA, USA, Oct. 2001.
- (84) 井上 正範, 北村 明夫, 立道 秀平, "宇宙用 p チャンネルパワー MOSFET," 富士時報 vol.84, no.5, pp.344-347, 2011 年 11 月.
- (85) S. Meyer, B. Kay, J. Fisher and F. Wilson, "Development Status of the BPT Hall Thruster Power Processor," AIAA-99-2565, *35th AIAA/ASME/SAE/ASEE Joint Propulsion Conference and Exhibit*, Los Angeles, CA, USA, Jun. 1999.
- (86) A. Sultan, B. Koch, A. Mathers, and R. R. Hofer, "Development of a Modular Hall Thruster Power Converter," AIAA-2011-5997, *47th AIAA/ASME/SAE/ASEE Joint Propulsion Conference & Exhibit*, CA, USA, Jul. 2011.
- (87) L. R. Piñero and G. E. Bowers, "Multi-kilowatt Power Module for High-power Hall Thrusters," AIAA-2004-3973, *41th AIAA/SAE/ASEE Joint Propulsion Conference*, FL, USA, Jul. 2004.
- (88) R. D. Middlebrook and S. Cuk, "A General Unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stages," *IEEE PESC'76 Record*, pp.18-34, Jun. 1976.
- (89) V. V. Zhurin, H. R. Kaufman and R. S. Robinson, "Physics of Closed Drift Thrusters," *Plasma Sources Sci. Technol.* 8, pp.1–20. 1999.
- (90) S. Barral, J. Kaczmarczyk, J. Kurzyna, and M. Dudeck, "Closed-loop Control of Ionization Oscillations in Hall Accelerators," *Phys. Plasmas*, vol.18, no. 8, pp.1–6, Aug. 2011.
- (91) L. Han, Y. Ding, and L. Wei, "Note: An Approach to Measurement of Low Frequency Oscillation Amplitude of Discharge Current of In-orbit Hall Thruster," *Review of Scientific Instruments*, vol. 85, no. 85, 066113, Jun. 2014.
- (92) N. Yamamoto, K. Komurasaki, H. Y. Arakawa, "Discharge Current Oscillation in Hall Thruster," *Journal of propulsion and power*, vol. 21, no. 5, September 2005

- (93) J. M. Fife, M. M. Sanchez, and J. Szabof, "A Numerical Study of Low-frequency Discharge Oscillations in Hall Thrusters," *33rd Joint Propulsion Conference and Exhibit*, Seattle, WA, USA, Jul. 1997.
- (94) S. Mazouffre, D. Pagnon, P. Lasgorceix, and M. Touzeru, "Temperature of Xenon Atoms in a Stationary Plasma Thruster," *23th International Electric Propulsion Conference*, Seattle, WA, USA, Sep. 1993.
- (95) N. Yamamoto, K. Komurasaki, and Y. Arakawa, "Discharge Current Oscillation in Hall Thrusters," *Journal of Propulsion and Power*, vol. 21no. 5 pp. 870– 876, Oct. 2005.
- (96) B. M. Reid and A. D. Gallimore, "Review of Hall Thruster Neutral Flow Dynamics" IEPC-07-038, *30th International Electric Propulsion Conference*, Florence, Italy, Sep. 2007.
- (97) S. Cho, H. Watanabe, Y. Matsunaga, H. Kusawake, Y. Ohkawa, R. Tsukizaki, S. Nakamura, K. Higashino, Y. Takahashi, "Research and Development of a 1-kW Class Long-life Hall Thruster System for JAXA Missions," *Space Propulsion 2022*, Estoril, PORTUGAL, May 2022.
- (98) MathWorks, "tfestimate," MathWorks, <https://jp.mathworks.com/help/signal/ref/tfestimate.html?lang=en/>
- (99) 大須賀弘行, "Study on control for electric space propulsion system," 長崎大学, 博士学位論文, 2011.
- (100) N. Yamamoto, H. Takegahara, J. Aoyagi, K. Kuriki, T. Tamida, and H. Osuga, "Development of a Novel Power Processing Unit for Hall Thrusters" *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 43, no. 1, pp. 158–164, Jan. 2015.
- (101) Y. Tamida, T. Nakagawa, I. Suga, H. Osuga, T. Ozaki, and K. Matsui, "Determining Parameter Sets for Low-frequency Oscillation-free Operation of Hall Thruster" *Journal of Applied Physics*, vol.102, 043304, 6 pages, Aug. 2007.
- (102) S. Barral, and J. Miedzik, "Numerical Investigation of Closed-loop Control for Hall Accelerators," *Journal of Applied Physics*, vol. 109, 013302, 11 pages, Jan. 2011.