

汎用三次元数値シミュレーションソフトを用いたヘリックス型進行波管の最適設計手法に関する研究

メタデータ	言語: ja 出版者: 静岡大学 公開日: 2024-06-17 キーワード (Ja): キーワード (En): 作成者: 中島, 研二 メールアドレス: 所属:
URL	https://doi.org/10.14945/0002000646

博士論文

汎用三次元数値シミュレーションソフトを
用いたヘリックス型進行波管の
最適設計手法に関する研究

2024年2月

静岡大学

大学院自然科学系教育部

ナノビジョン工学専攻

中島 研二

目次

第1章	序論.....	1
1.1	本研究の背景.....	1
1.1.1	進行波管増幅器の用途と適用領域.....	1
1.1.2	従来の進行波管設計手法の課題.....	2
1.1.3	進行波管設計への三次元数値シミュレーションソフトの適用.....	4
1.2	本研究の目的.....	5
1.3	本論文の構成.....	6
第2章	進行波管.....	11
2.1	ヘリックス型進行波管の構成.....	11
2.1.1	高周波回路.....	11
2.1.2	電子銃.....	17
2.1.3	集束装置.....	19
2.1.4	コレクタ.....	22
2.2	動作原理.....	25
2.2.1	電子ビームと回路波の相互作用.....	25
2.2.2	異常発振およびその抑制.....	28
第3章	TWT 設計への三次元数値シミュレーションの適用.....	35
3.1	CST による 3D モデル化と妥当性確認.....	35
3.1.1	高周波回路.....	38
3.1.2	アッテネータ.....	46
3.1.3	電子銃.....	48
3.1.4	電子ビーム.....	54
3.1.5	動作解析.....	56
3.2	まとめ.....	61
第4章	TWT 設計における三次元数値シミュレーションを用いた最適設計手法の提案.....	65
4.1	アッテネータの最適化.....	65
4.1.1	アッテネータの最適化手法.....	65
4.1.2	アッテネータ最適化手法を適用した動作解析の結果.....	66
4.2	ピッチプロファイルの最適化.....	70
4.2.1	ピッチプロファイルの最適化手法.....	70
4.2.2	適用結果.....	72
4.3	まとめ.....	78
第5章	結論.....	80

5.1	結論	80
5.1.1	TWT 設計への三次元数値シミュレーションの適用	80
5.1.2	TWT 設計における三次元数値シミュレーションを用いた最適設計手法の提案 82	
5.2	今後の展望	82

第1章 序論

1.1 本研究の背景

1.1.1 進行波管増幅器の用途と適用領域

進行波管増幅器 (TWTA : Traveling-wave tube amplifier) は, 電子管の一種である進行波管 (TWT : Traveling-wave tube) を増幅素子として用いる RF (Radio frequency) 増幅器である. 近年の TWTA の出力電力は, 数百 W から数 kW まで実現されており, 電界効果トランジスタ (FET : Field effect transistor) などの半導体を増幅素子として用いる固体電力増幅器 (SSPA : Solid state power amplifier) に比べて, マイクロ波およびミリ波帯といった超高周波領域において, 非常に高い出力電力を得ることができる. また TWTA は, 増幅器に入力される直流電力と RF 出力電力の比で表される効率に関しても, SSPA より優れた効率を得られることが知られている. 衛星通信やレーダシステムに用いられる送信機には, 大気による RF の減衰を考慮して高い出力電力が要求され, 人工衛星搭載用の送信機では人工衛星の電力リソースが限られることから, より高い効率を求められることが一般的である. TWTA は, このような衛星通信に固有な要求によく合致していることから, 特に衛星通信・放送やレーダシステムにおけるキーデバイスとして広く利用されている. また, TWTA は SSPA と比較して, 高い周波数で動作させることが可能であり, また周波数帯域を広く確保できるという特長も有するため, 近年の無線通信技術の高度化にも対応可能である. 図 1-1 に TWTA と SSPA の適用領域の概略図を示す[1]. TWTA の動作周波数と出力電力は通信技術の発展に伴い高度化しており, 近年では動作周波数が 300 GHz を超えるテラヘルツ帯で動作する TWT の研究開発も盛んに行われている[2]–[6].

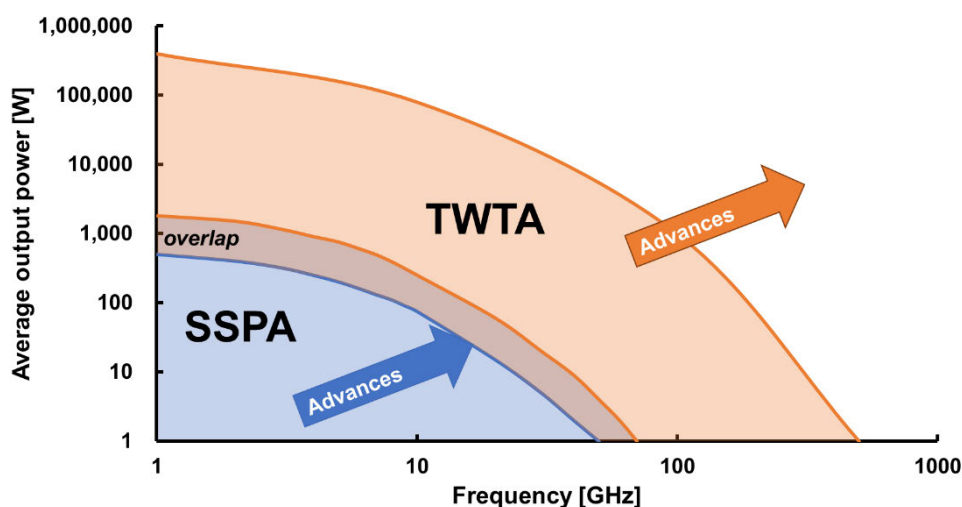


図 1-1 TWTA と SSPA の適用領域の概略図

通信や放送等の応用分野向けに実用化されている周波数帯で用いられる TWTA においては、現在も効率や広帯域化等の性能改善の努力が継続されている。人工衛星搭載用 TWT のうち、衛星通信用途に広く用いられる K 帯 (17.7–21.2 GHz) 用の TWT においては、2011 年に飽和出力電力 170 W、効率 64%、帯域幅 1 GHz 程度の TWT が実現されたと報告がなされたが[7]、数年のうちに帯域幅の広帯域化が実現され、2017 年には帯域幅 2.5 GHz の TWT が報告されている。同 TWT においては、効率が 68%を超える周波数帯域も報告されており、さらに飽和出力電力が 300 W 程度の TWT も報告されている[8]–[11]。近年の無線通信技術の発展に伴い需要が高まっている、より周波数の高い Q 帯 (37.5–42.5 GHz) 用の TWT においても、2015 年の報告においては飽和出力電力 40 W、帯域幅 2 GHz および飽和出力電力 100 W、帯域幅 3 GHz 程度であったが[12]、性能改善が継続され 2018 年には飽和出力電力 200 W、帯域幅 5 GHz、効率 58%の TWT が報告されている[13]–[15]。地上から人工衛星へのアップリンクに用いられる Q/V 帯 (47.2–52.4 GHz) 用の TWT においても同様に、広帯域化、高効率化、高出力電力化の研究開発が行われている[16]–[17]。さらに、MPM (Microwave power module) と呼ばれる、小型の TWT と SSA (Solid state amplifier) を組み合わせた、小型かつ高出力電力な増幅器も報告されており、TWTA と SSPA の長所を併せ持つ増幅器として通信システムへの適用が検討されている[18][19]。

このように、TWT は無線通信技術の発展に伴って高度化する要求に追従する形で高性能化を続けており、通信システムの最終段増幅器として現在も広く用いられている。また、ミリ波帯への移行やテラヘルツ帯といった超高周波数領域への活用など、高度化が予測される通信システムにおいて今後も重要な役割を果たすと考えられる。

1.1.2 従来の進行波管設計手法の課題

TWT は、遅波回路と呼ばれる高周波回路部分を伝搬する電磁波と電子ビームの相互作用によって電磁波の増幅作用を得るデバイスであり、遅波回路の構造によって異なる数種類の TWT が実用化されている。実用されている代表的な TWT として、通信やレーダ用途で比較的小型小電力のヘリックス型 TWT やレーダ用途で大電力が可能な結合空洞型 TWT、高出力電力が実現可能なリングループ型 TWT、そして近年テラヘルツ帯で採用されている Folded Waveguide TWT 等がある。本研究では、現在衛星通信分野の最終段増幅器として広く実用化されているマイクロ波帯及びミリ波帯のヘリックス型 TWT に対して、高出力化、高効率化、広帯域化等のさらなる高性能化のための設計手法について述べる。

従来、TWT の設計には、モデル化する物体を軸対称形で近似して計算を行う軸対称二次元モデルが用いられていた[20]。現在実用化されている多くの TWT の基本構造は軸対称であるため、有用な設計ツールとして軸対称二次元モデルが使用されてきた。しかし、TWT の構成要素には軸対称形でない部分も多く存在し、TWT の動作を正確にモデル化することができていなかったことによる設計上の課題も存在した。ヘリックス型 TWT 内の遅波回路を例に挙げると、図 1-2 のように、実際の遅波回路はヘリックスと呼ばれる金属線をらせ

ん状に巻いた線路を金属シェルの内側に 3 本の誘電体支柱で保持する構造であるが、軸対称二次元モデルではヘリックスから金属シェルまでの空間をある等価比誘電率を持つ誘電体で充填した形状でモデル化されており、また、ヘリックスについても厚みを考慮しないテーパーヘリックスモデルと呼ばれる形状でモデル化されていた。そのため、軸対称二次元モデルでは、支柱形状の特性への影響を考慮することができなかった。

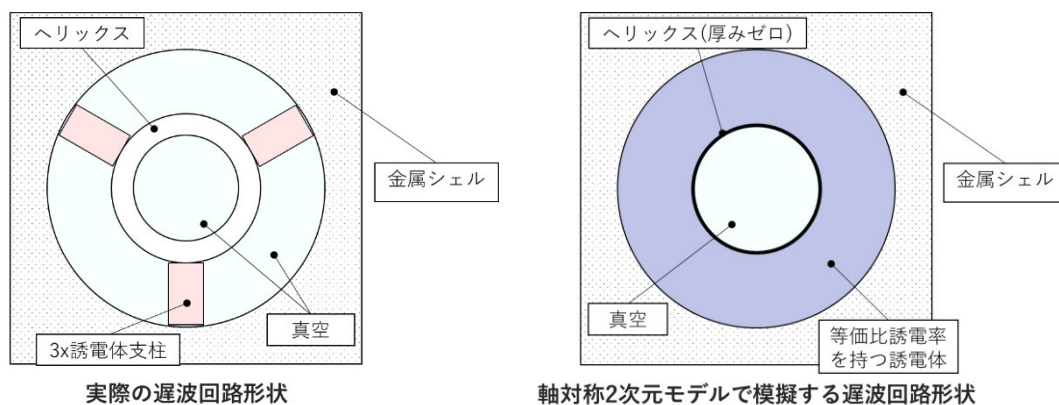


図 1-2 実際のヘリックス型遅波回路形状と軸対称二次元モデルで模擬される形状

さらに、軸対称二次元モデルでは製造誤差などに起因する非対称性を考慮することが不可能である。入出力回路に具備される真空窓と呼ばれる部品では、製造誤差などによる非対称性が生じると、ghost mode と呼ばれる不要共振が発生することが知られている。Ghost mode が使用周波数帯域内に発生すると、真空窓を通過する RF 信号の振幅および位相の周波数特性に不連続点が発生することから、TWT の出力電力、位相の周波数特性にも不連続点が生じる。周波数特性に不連続点が生じると、一般的に通信や放送に用いられる振幅や位相を変調した変調波に対して悪影響を及ぼすことで、BER (Bit error rate) などの通信品質の悪化の原因となる。また、真空窓はセラミックと金属部品をろう付けなどにより組み立てた構造をしており、共振周波数に一致する周波数の信号が入力されると、真空窓が発熱し、セラミックと金属の熱膨張率の差によってセラミックにクラックが発生することで、真空管内部の真空度が悪化し、TWT が故障する原因となる。また、図 1-2 で示した遅波回路においても、実際のヘリックス型 TWT では、誘電体支柱が等間隔で配置されないなどの非対称性が発生する。支柱が等間隔に配置されないことで、 π ポイントと呼ばれる不安定動作を引き起こす周波数領域が生じ、TWT が異常発振を起こすなど動作が不安定になることが知られている。

以上のような従来の設計手法では考慮が不足する課題が存在することにより、従来の TWT 設計においては複数の試作機を製造し、測定結果と設計結果を比較することで設計に反映するといった手法が用いられてきた。この手法では、複数回のイタレーションが発生することが一般的であり、TWT 開発の長期化や高コスト化の一因であると考えられる。また、前述のような軸対称二次元モデルを用いる設計ツールは、TWT 製造業者や研究者が個別に作

成した公開されていないツールである場合が多い。

1.1.3 進行波管設計への三次元数値シミュレーションソフトの適用

表 1-1 にヘリックス型 TWT の設計要素ごとの二次元モデルと三次元モデルにおける特徴の比較を示す。二次元モデルでは正確に考慮できない形状も三次元モデルでは考慮可能になるなど、三次元モデルの方がより正確なモデル化が可能である。

表 1-1 ヘリックス型 TWT の設計要素ごとの二次元モデルと三次元モデルにおける特徴の比較

	二次元モデル	三次元モデル
真空窓	形状は再現可能だが、製造誤差を模擬することが不可能である。	形状および製造誤差を考慮したモデル化が可能である。
遅波回路	支柱は等価比誘電率として模擬される。支柱形状および製造誤差による影響は考慮できない。等価比誘電率は類似品の測定結果からの類推が必要となる。	ヘリックス、支柱形状など形状を正確にモデル化可能。類似品からの類推が不要であり、より正確なモデル化が可能である。
電子銃	形状は再現可能。電子の放出角はある固定値であり、ばらつき等は考慮されない。	形状が再現可能であるとともに、各電子の放出角のばらつきを考慮することが可能である。
動作解析	DDM (Deformable disk model) と呼ばれるディスク状の電子やリング状の電子の運動を追跡する解析手法[21]が用いられる。アツテネータ部など、測定結果を直接、精度よくモデルに反映することが困難であり、異常発振などの不安定性は分離して計算する必要がある。	PIC (Particle-in-cell) と呼ばれる複数の電子を集約した超粒子 (Macro-particle) の運動を追跡する解析手法が用いられる。粒子の追い越しなども考慮され、時間領域で計算が実行されることから異常発振などの不安定性を同時に考慮することが可能である。
コレクタ	非対称な形状は考慮できない。	非対称な形状も考慮できる。
総合	物理的な形状に近似がある分、不正確性が存在する。ただし、計算負荷が小さいため、短時間で多くの計算を実行することが可能である。	物理的な形状はおおよそ実際の形状と一致させることが可能。計算負荷が大きく、モデルと計算機性能によるが1通りの計算に数時間を要する場合もある。

近年の計算機の性能向上および TWT への性能要求の高度化に伴い、TWT の設計精度向上を目的として、TWT の設計により高度なモデルを適用する研究がなされてきた[22]–[29]. Chernin らは CHRISTINE 3D と呼ばれる独自のコードを開発し、それまで使用されてきた CHRISTINE 1D および CHRISTINE 2D を三次元大信号動作モデルに拡張した. また、CHRISTINE 3D を用いて、TWT における独立した不安定性を評価した[23]. Kory は MAFIA を用いて、数十巻のヘリックス型遅波回路をモデル化し、利得や出力電力を計算し、それまで使用されていたソフトウェアの計算結果と比較を行い、MAFIA の計算結果の検証を行った[24]. Zhu らは、MAGIC と呼ばれる 2.5 次元の PIC コードを用いて、X 帯 (8–12 GHz) 用ヘリックス型 TWT をモデル化し、その出力電力と利得の計算結果が測定値とよく一致することを示した[25]. Safi らは CST Studio Suite[30]を用いて、Ku 帯 (12–14 GHz) 用ヘリックス型 TWT をモデル化し、利得や出力電力および非線形性の計算が実行された. また、従来用いられた 2.5 次元 PIC コードである MVTRAD と呼ばれる独自のコードの計算結果との比較、および測定結果との比較を実施し、CST Studio Suite の計算結果が測定結果とよく一致することを示した. 同報告において、電子ビームのモデル化やアッテネータ部のモデル化手法が述べられている[26]. Mincna らは、DIMOHA と呼ばれる独自のコードを用いて、Ku 帯ヘリックス型 TWT をモデル化し、出力電力と位相の非線形性、出力電力の周波数特性および 2 トーン信号入力時の出力周波数スペクトルを計算し、測定値とよく一致することを示した[27][28]. このように、ヘリックス型 TWT の設計に 3 次元数値シミュレーションを適用する手法はこれまでもいくつか報告されている. しかし、いずれの報告においても、アッテネータ部のモデル化において、遅波回路の空間に損失を定義するといった現実とは異なるモデル化を用いており、計算結果を実際の設計にフィードバックすることが困難で異常発振などの不安定現象への言及がなされていない、または不安定現象は独立に考慮されており、TWT 性能と不安定現象の総合的な考慮がなされていないといった課題があり、実用的なレベルで TWT の設計に適用された例は少ない. また、Chernin, Antonsen ら、および David らによる報告によって、ヘリックス型 TWT の不安定動作を評価するためには三次元数値シミュレーションが重要であるということが示された[31]–[33].

1.2 本研究の目的

近年の高周波数かつ高出力なヘリックス型 TWT では、後進波発振 (BWO) や π ポイントと呼ばれる帯域での不安定性を詳細に考慮した設計が必要となり、従来用いられてきた軸対称二次元モデルでの設計では、これらの不安定現象を TWT の数値シミュレーションにおいて総合的に考慮することが困難であるという問題があった.

そのため本研究では、今後予測される無線通信技術の発展に伴う TWT への性能要求の高度化に応えるために、TWT の主要性能と不安定性を同時に考慮しながら、実際のヘリックス型遅波回路における三次元構造やアッテネータをより厳密にモデル化することによって、

これまで困難であった不安定現象を抑制したヘリックス型 TWT の最適設計手法を提案することを目的とする。

1.3 本論文の構成

以下に、本論文を構成する各章の内容を概説する。

第1章では、本研究の背景と目的を述べる。

第2章では、TWT のモデル化や最適設計手法の確立を実現するうえで理解することが必要となる、TWT の構成要素および動作原理を述べる。

第3章では、TWT を三次元数値シミュレーションソフトでモデル化する手法を述べ、計算結果と理論値、および試作機の測定結果を比較することでモデルが妥当であることを確認する。

第4章では、衛星搭載用 TWT で重要視される性能である効率に大きく寄与するアッテネータおよび速度テーパに着目して、三次元数値シミュレーションソフトを用いた最適設計手法を提案する。また、最適設計を行った結果と試作機の性能を比較し、提案する最適設計手法の有効性を示す。

第5章では、結論および汎用三次元数値シミュレーションソフトによる TWT 設計手法の展望および今後の課題について述べる。

参考文献

- [1] T. Munehiro, Y. mori, N. Kasuu, N. Kosugi, and D. Matsumoto, "The Status of Traveling Wave Tubes," The 14th International Vacuum Electron Sources Conference (IVESC 2023), Tsukuba, Japan, 2023.
- [2] 梶川恵広, 吉田満, 宗廣孝継, 増田則夫, 関根徳彦, 菅野敦史, 山本直克, 笠松章史, 寶迫巖, "テラヘルツ波帯における真空デバイスへの取組み (その3)," 信学技報, vol. 117, no.267, ED2017-39, pp. 13-16, 2017年10月
- [3] 蔦木邦夫, 根尾陽一郎, 三村秀典, 梶川恵広, 増田則夫, 吉田満, "300GHz 帯 MEMS-FWG-TWT の設計検討 (その3)," 信学技報, vol. 117, no.267, ED2017-40, pp. 17-22, 2017年10月
- [4] Thomas Kürner, Tetsuya Kawanshihi, "Terahertz end-to-end wireless systems supporting ultra-high data Rate applications ThoR D4.5 TWTA," Accessed: October 10th, 2023. [Online]. Available: <https://thorproject.eu/results/deliverables/>
- [5] N. Masuda, M. Yoshida, K. Okamoto, "Development Activity of 0.1/0.3 THz Power Module," International Conference on Energy, Materials, Nanotechnology (EMN) Meeting on Terahertz, pp. 4-5, 2017.
- [6] K. Tsutaki, Y. Neo, H. Mimura, N. Masuda, M. Yoshida, "Design of a 300 GHz TWT with a Folded Waveguide Fabricated by Micro electro mechanical Systems," J Infrared Milli/THz Waves, 37, 1166–1172, 2016. DOI 10.1007/s10762-016-0306-5.
- [7] J. Gastaud, E. Gérard and A. Laurent, "170 W Ka-band TWT for space applications," 2011 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC), Bangalore, India, 2011, pp. 75-76, doi: 10.1109/IVEC.2011.5746882.
- [8] J. Gastaud, E. Gérard, A. Laurent and H. Stalzer, "170W Ka-Band space TWT," IEEE International Vacuum Electronics Conference, Monterey, CA, USA, 2014, pp. 41-42, doi: 10.1109/IVEC.2014.6857480.
- [9] N. R. Robbins, W. L. Menninger and X. Zhai, "150 to 300-Watt K-band TWT for space downlink applications," IEEE International Vacuum Electronics Conference, Monterey, CA, USA, 2014, pp. 39-40, doi: 10.1109/IVEC.2014.6857479
- [10] L. F. Pena, B. Michel, J. Gastaud and A. Laurent, "170W Ka wideband space TWT," 2016 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC), Monterey, CA, USA, 2016, pp. 1-2, doi: 10.1109/IVEC.2016.7561763.
- [11] D. C. Eze and W. L. Menninger, "170-W radiation-cooled, space K-band TWT," 2017 Eighteenth International Vacuum Electronics Conference (IVEC), London, UK, 2017, pp. 1-2, doi: 10.1109/IVEC.2017.8289726.
- [12] D. Kupidura, F. Vasseur, A. Laurent, P. Ehret and E. Bosch, "Thales 45W and 100W Q-Band conduction cooled Travelling Wave Tubes," 2015 IEEE International Vacuum Electronics

- Conference (IVEC), Beijing, China, 2015, pp. 1-2, doi: 10.1109/IVEC.2015.7223813.
- [13] T. Barsotti, J. Gastaud, J. Pontic and M. Barentin, "40W Q wideband space TWT," 2018 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC), Monterey, CA, USA, 2018, pp. 15-16, doi: 10.1109/IVEC.2018.8391522.
- [14] F. Andre et al., "80 to 100 Watts TWT in Q-band for Space Downlink Communication," 2019 International Vacuum Electronics Conference (IVEC), Busan, Korea (South), 2019, pp. 1-2, doi: 10.1109/IVEC.2019.8744860.
- [15] N. Robbins et al., "Space qualified 200-Watt Q-band linearized traveling-wave tube amplifier," 2018 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC), Monterey, CA, USA, 2018, pp. 13-14, doi: 10.1109/IVEC.2018.8391521.
- [16] C. K. Chong, D. A. Layman, W. L. McGeary, W. L. Menninger, M. L. Ramay and X. Zhai, "Q/V-Band High-Power Uplink Helix TWT for Future High-Data-Rate Communications," in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 65, no. 6, pp. 2201-2205, June 2018, doi: 10.1109/TED.2018.2818619.
- [17] N. Kosugi, D. Matsumoto, T. Machida, T. Munehiro, Y. Mori and T. Stewart, "NEC Network and Sensor Systems, Ltd. Q/V-band Helix TWT for Future High Throughput Satellite Uplink Applications," 2020 IEEE 21st International Conference on Vacuum Electronics (IVEC). 2020, pp. 125-126, doi: 10.1109/IVEC45766.2020.9520582.
- [18] D. Springmann et al., "A 40W Ku-band NanoMPM™ for mobile communication," IVEC 2012, Monterey, CA, USA, 2012, pp. 151-152, doi: 10.1109/IVEC.2012.6262112.
- [19] D. Springmann, D. Chan, T. Schoemehl and J. Taylor, "A 50W Ka-band NanoMPM®," IEEE International Vacuum Electronics Conference, Monterey, CA, USA, 2014, pp. 123-124, doi: 10.1109/IVEC.2014.6857520.
- [20] K. Tsutaki, Y. Yuasa, and Y. Morizumi, "Numerical analysis and design for high performance helix traveling-wave tubes," in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 32, no. 9, pp.1842-1849, Sept. 1985, doi: 10.1109/T-ED.1985.22207
- [21] Joseph E. Rowe, "Nonlinear Electron-Wave Interaction Phenomena," Academic Press, Inc., 1965.
- [22] 中島研二, 小杉直史, 蔦木邦夫, 三村秀典, "3D 数値シミュレーションによる TWT 用ピルボックス窓および電子銃の最適設計", 信学技報, vol. 121, no.ED-290, ED2021-44, pp. 32-37, 2021 年 12 月
- [23] D. Chernin, T. M. Antonsen, B. Levush and D. R. Whaley, "A three-dimensional multifrequency large signal model for helix traveling wave tubes," in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 48, no. 1, pp. 3-11, Jan. 2001, doi: 10.1109/16.892161.
- [24] C. L. Kory, "Investigation of fully three-dimensional helical RF field effects on TWT beam/circuit interaction," in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 48, no. 8, pp. 1718-1726, Aug. 2001, doi: 10.1109/16.936694.

- [25] Zhaojun Zhu, Baofu Jia, Deming Wan and Ding Shuai, "Particle-in-cell simulation of helix traveling-wave tube," 2009 IEEE International Vacuum Electronics Conference, Rome, Italy, 2009, pp. 131-132, doi: 10.1109/IVELEC.2009.5193471.
- [26] D. Safi, P. Birtel, S. Meyne, and A. F. Jacob, "A Traveling-Wave Tube Simulation Approach With CST Particle Studio," in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 65, no. 6, pp. 2257–2263, June 2018, doi: 10.1109/TED.2018.2798810.
- [27] D. F. G. Mincma et al., "DIMOHA: Traveling-wave tube simulations including band edge and multiple-carriers operations," 2019 International Vacuum Electronics Conference (IVEC), Busan, Korea (South), 2019, pp. 1-2, doi: 10.1109/IVEC.2019.8744984.
- [28] F. André et al., "Progress with DIMOHA for fast time-domain simulations of traveling-wave tubes," 2020 IEEE 21st International Conference on Vacuum Electronics (IVEC), Monterey, CA, USA, 2020, pp. 169-170, doi: 10.1109/IVEC45766.2020.9520629.
- [29] 中島研二, 蔦木邦夫, 根尾陽一郎, 三村秀典, "3D 数値シミュレーションによるヘリックス型 TWT のアッテネータの最適設計", 信学技報, vol. 122, no.298, ED2022-66, pp. 51-54, 2022 年 12 月
- [30] CST Studio Suite. Accessed: July 21st, 2023. [Online]. Available: <https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/>
- [31] D. Chernin, T. Antonsen, and B. Levush, "Implementation of a 3D helix TWT stability model in the large signal code CHRISTINE 3D," Third IEEE International Vacuum Electronics Conference (IEEE Cat. No.02EX524), Monterey, CA, USA, 2002, pp. 75–76, doi: 10.1109/IVELEC.2002.999268.
- [32] T. M. Antonsen, P. Safier, D. P. Chernin and B. Levush, "Stability of traveling-wave amplifiers with reflections," in IEEE Transactions on Plasma Science, vol. 30, no. 3, pp. 1089-1107, June 2002, doi: 10.1109/TPS.2002.801563.
- [33] J. -F. David and D. Bariou, "A 3D large signal model for helix TWT," 2013 IEEE 14th International Vacuum Electronics Conference (IVEC), Paris, France, 2013, pp. 1-2, doi: 10.1109/IVEC,2013.6571135.
- [34] A.S. Gilmour, Jr., "Principal of Traveling wave tubes," Artech House, 1994.
- [35] R. J. Barker, J. H. Booske, N. C. Luhmann Jr., G. S. Jusinovich, "Modern Microwave and Millimeter-Wave Power Electronics," Wiley-IEEE Press, 2005.
- [36] R. Strauss, J. Bretting, and R. Metivier, "Traveling wave tubes for communication satellites," in Proceedings of the IEEE, vol. 65, no. 3, pp. 387–400, March 1977, doi: 10.1109/PROC.1977.10491.
- [37] R. H. Abrams, B. Levush, A. A. Mondelli and R. K. Parker, "Vacuum electronics for the 21st century," in IEEE Microwave Magazine, vol. 2, no. 3, pp. 61-72, Sept. 2001, doi: 10.1109/6668.951550.

- [38] S. K. Ghosh, "Travelling-Wave Tubes for Space Application: Present and Future," 2020 URSI Regional Conference on Radio Science (URSI-RORS), Varanasi, India, 2020, pp. 1–3, doi: 10.23919/URSIRCRS49211.2020.9113591.

第2章 進行波管

2.1 ヘリックス型進行波管の構成

ヘリックス型 TWT の構成を図 2-1 に示す[1]. TWT は電子銃から放出される電子ビームと遅波回路を伝搬する回路波を相互作用させることで回路波を増幅する装置である. 電子ビームは, 周期磁界装置によって所望の径に集束され遅波回路中を進行する. 回路波との相互作用を終えた電子ビームはコレクタで回収される. 回路波は RF 入力から遅波回路に入力され, RF 出力から出力される. RF 入力および RF 出力と遅波回路の間には真空窓と呼ばれる部品が具備され, 真空管内の真空度を保ったまま RF 信号を透過させる働きを持つ. 以下に各要素の詳細を示す.

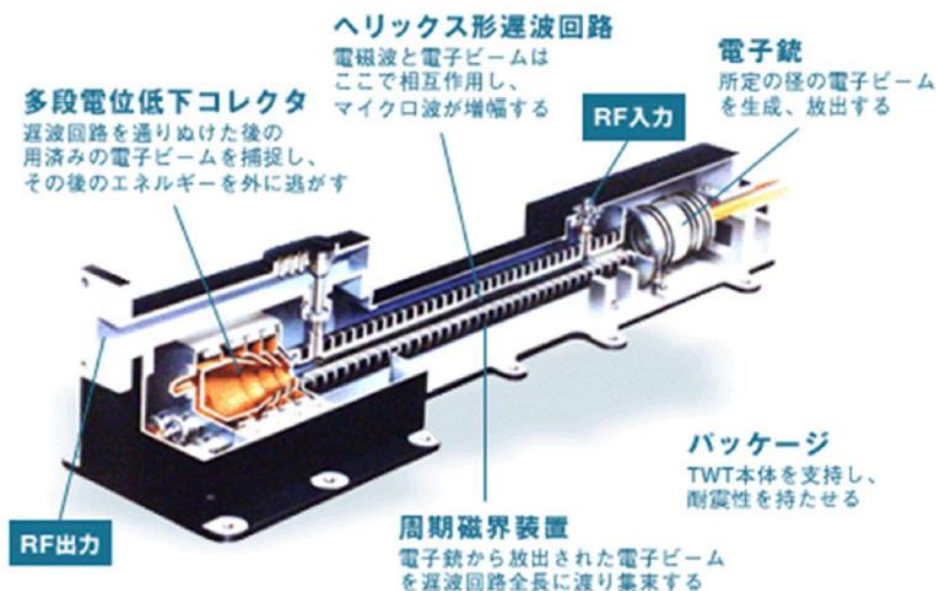


図 2-1 ヘリックス型 TWT の構成[1]

2.1.1 高周波回路

(1) 真空窓

RF 入力および RF 出力から遅波回路までの間に配置され, 真空管内の真空度を保つ役割と RF 信号を低損失で透過させるという役割を併せ持つ. 現在の TWT に使用される真空窓には主に同軸型とピルボックス型が存在する. 同軸型真空窓の模式図を図 2-2 に, ピルボックス型真空窓の模式図を図 2-3 に示す.

同軸型真空窓は, 同軸構造を持つ真空窓であり, RF 入力および RF 出力から遅波回路までの間に配置される同軸線路に配置される. 同軸内導体と外導体の間にアルミナ (Al_2O_3) などのセラミックを挿入することで実現される. 主な設計パラメータは図

2-2に示すセラミック厚み t_{coax} , 同軸内導体外径 d_{coax} , 同軸外導体内径 D_{coax} である。同軸線路構造を持つため、設計次第では通過帯域を広く確保することが可能となるメリットがある一方で、構造が比較的小型となり、高電力のRF信号の伝送には耐熱や耐放電性の観点で不利となるため、大電力TWTのRF出力側の真空窓にはピルボックス型真空窓が採用されることが多い。

ピルボックス型真空窓は導波管構造を持つ真空窓であり、RF入力およびRF出力のインタフェースに導波管を使用するTWTにおいて使用される。円筒形のアルミナ (Al_2O_3) などのセラミックの両端を円形導波管で挟み込み、矩形導波管に接続することで実現される。ピルボックス型真空窓の基本構造は導波管であるため、耐熱性や耐放電性に優れ、TWTで広く採用されている。主な設計パラメータは図2-3に示すセラミック厚み t_{pb} , 円筒導波管部長さ L , 円形導波管部内径 D_{pb} である。また、セラミックの比誘電率 ϵ_r もRF信号の通過特性に大きく影響し、特にミリ波などより高周波数を扱うTWTでは一般に t_{pb} を小さくする必要があるため、アルミナの他にもサファイアやダイヤモンドなどの素材を採用する検討が進められている[2][3]。

ピルボックス型真空窓を構成する部品の寸法公差や組立時の製造誤差などにより、ピルボックスの形状が非対称となることで、Ghost mode と呼ばれる不要共振が発生することが知られている。このGhost modeの周波数では、RF信号がピルボックス内を伝搬せず、RF信号のエネルギーがピルボックス内壁等による損失により熱エネルギーに変換されることで、ピルボックス内の温度上昇が生じる。通常、円形導波管は金属で製造され、ろう付けによりセラミックと固定されている。Ghost modeにより温度上昇が発生すると、両者の線膨張係数の違いにより熱歪が生じ、セラミックにクラックが生じる恐れがある。クラックが生じると真空管内の真空度が低下し、電子ビームの透過特性が悪化することでTWTとしての動作が不可能となる恐れがある。また、Ghost modeがTWTの動作周波数帯域内に発生すると、TWTの周波数特性に不連続点が発生し、通信品質に悪影響を与える。以上のように、Ghost modeによって、TWTの周波数帯域が制限されることから、ピルボックス型真空窓を採用する場合は、Ghost modeの周波数を正確に把握し、周波数帯域内にGhost modeが生じないように設計パラメータを設定することが必要となる。

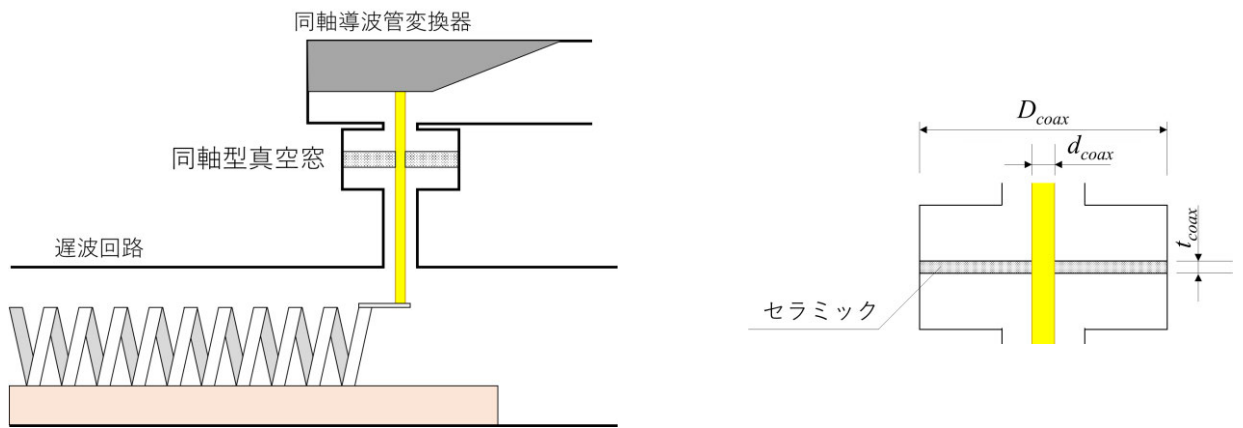


図 2-2 同軸型真空窓

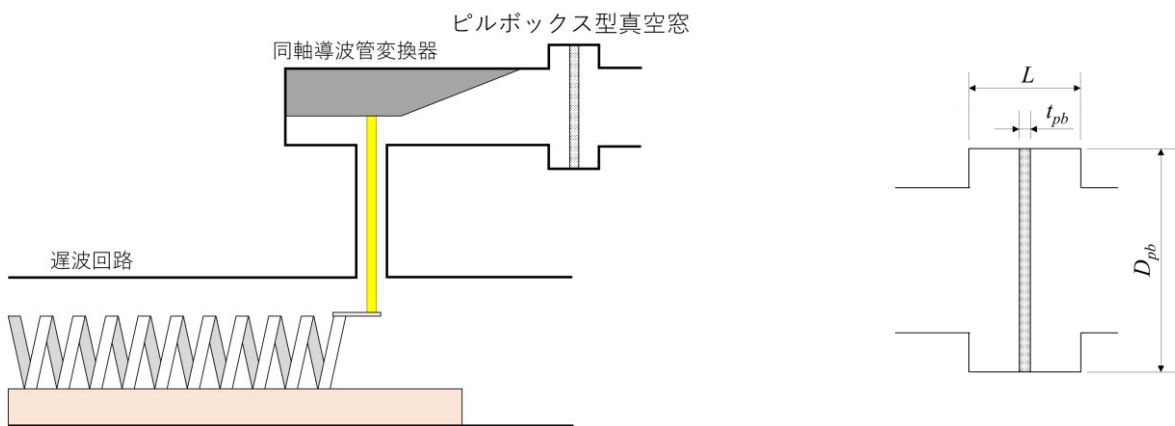


図 2-3 ピルボックス型真空窓

(2) 遅波回路

遅波回路は、入力された回路波と電子ビームを相互作用させ、回路波を増幅させる回路である。遅波回路にはヘリックス型、Folded Waveguide 型、結合空洞型 (CC : Coupled Cavity) などの種類が存在するが、いずれにおいても、回路波の位相速度 v_p を遅波回路形状によって制御する役割を持つ。近年の通信用 TWT には主に、比較的広帯域化が可能という特徴を有するヘリックス型遅波回路が採用されるため、本研究ではヘリックス型遅波回路に焦点を当てるものとする。

ヘリックス型遅波回路はヘリックスと呼ばれるらせん形線路、ヘリックスを支える誘電体支柱および金属シェルからなる。ヘリックス型遅波回路の概略図を図 2-4 に示す。ヘリックス型遅波回路では、ヘリックスピッチ p 、ヘリックス径 a 、支柱形状およびシェル内径により回路波の位相速度 v_p を決定する。ヘリックス型遅波回路内を伝搬する回路波の位相速度は、光速 c および図 2-4 中 ψ を用いて式 2-1 のように表される。

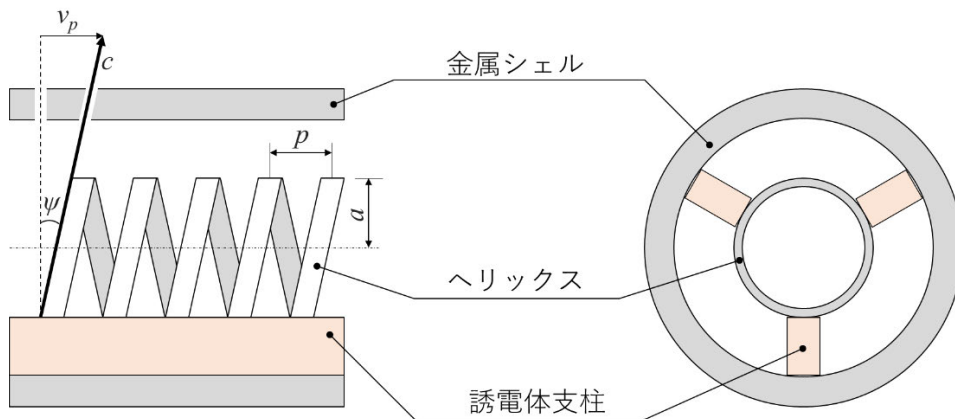


図 2-4 ヘリックス型遅波回路概略図

$$v_p = c \sin \psi \tag{2-1}$$

ここで、 ψ が十分小さい時、式 2-2 の関係が成立し、位相速度 v_p は式 2-3 のように表される。

$$\sin \psi \approx \tan \psi = \frac{p}{2\pi a} \tag{2-2}$$

$$v_p = c \frac{p}{2\pi a} \tag{2-3}$$

以上のように、ヘリックスに沿って伝搬する波は光速 c で伝搬するが、位相速度 v_p 、すなわちヘリックスの軸方向の速度成分は光速より遅くなる。TWT では、電子ビームの速度が回路波の位相速度に比べてわずかに大きい時に両者が同期し、相互作用が発生することで回路波の増幅作用を得ることができる。そのため、遅波回路を伝搬する回路波の位相速度を計算することは、TWT の設計を行う上で重要であり、支柱やシェルの影響を考慮して計算を行うためには、三次元での電磁界解析が必要となる。

図 2-5 に周波数に対する位相速度の変化の例を示す。位相速度は周波数によって変化し、電子ビーム速度はビーム電圧によって一意に決まる。つまり、周波数に対する位相速度の変化が小さいほうが広帯域に回路波の増幅作用が発生する条件を満たすため、増幅作用が発生する周波数帯域を広く確保することが可能となる。図 2-5 では、シェル内半径 a_s とヘリックス平均半径 a の比 a_s/a を変化させたときの位相速度の変化を示しており、 a_s/a が小さくなると位相速度の周波数に対する変化が小さくなり、広帯域で動作が可能となることがわかる。

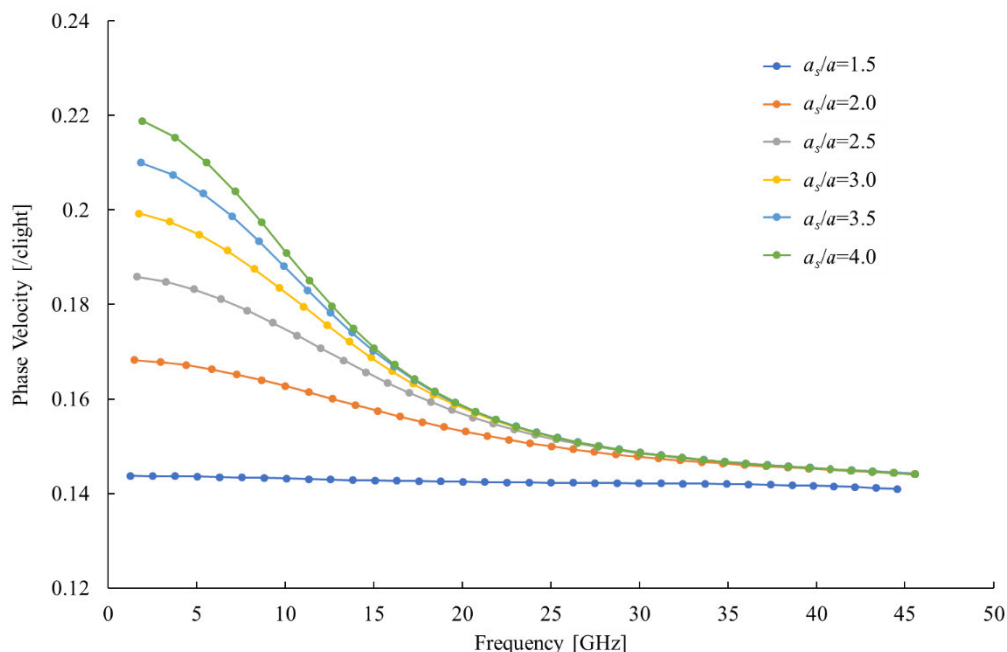


図 2-5 位相速度 vs 周波数

また，遅波回路の特性を議論する上で重要なパラメータとして結合インピーダンスがあげられる．結合インピーダンスは電子ビームと回路波の相互作用の強さを表すパラメータであり式 2-4 で表される．式 2-4 において，添え字 n は空間高調波の次数を示す．

$$K_n = \frac{|E_{z,n}|^2}{2\beta_n^2 P_{RF}} \quad 2-4$$

ここで， $|E_{z,n}|$ は n 次空間高調波の軸方向電場の大きさ， β_n は n 次空間高調波の軸方向位相定数， P_{RF} は時間平均された RF のパワーフローである． P_{RF} は群速度 v_g と時間平均された単位時間当たりの蓄積エネルギー w を用いて式 2-5 で示される． [4]

$$P_{RF} = wv_g \quad 2-5$$

TWT の増幅動作を考える上で，遅波回路の広い範囲の分散特性を知ることが基本となる．一般に，TWT の分散特性は ω - β 図と呼ばれる図を用いて表される．ヘリックス TWT の ω - β 図の一例を図 2-6 に示す．図 2-6 における横軸は正規化された位相定数 β を示し，縦軸は正規化された電磁波の角周波数 ω を表す．縦軸および横軸はそれぞれ式 2-6, 式 2-7 によって正規化されている．

$$ka / \cot \psi \quad 2-6$$

$$\beta a / \cot \psi \quad 2-7$$

ここで、 a はヘリックスの平均半径、 ψ は図 2-4 に示すヘリックス型遅波回路断面図に示す角度である。図 2-6 において、TWT 動作に関与する $n=0$ 次（基本波）の空間高調波である進行波（電子ビームと順行する回路波）、TWT における不安定動作の一種である後進波発振（BWO : Backward wave oscillation）を引き起こす $n=-1$ 次の空間高調波の後進波（電子ビームと逆行する回路波）、シェルを外導体、ヘリックスを内導体とする変形同軸モード（ TE_{11} モード）の分散特性を示している。また、 ω - β 図の傾きは位相速度を表し、微係数 $d\omega/d\beta$ は群速度 v_g を表す。図 2-6 における横軸が 0.5 となる点は π ポイントと呼ばれ、このポイントでは誘電体の配置のズレなど遅波回路に非対称性が発生することによって、回路波が伝搬しなくなる領域である。また、 TE_{11} モードにおいて、傾きがゼロとなる点は位相速度がゼロ、すなわち回路波が伝搬しない領域であり、 TE_{11} モードのカットオフ周波数を示す。本周波数の周辺においても、TWT の周波数特性に不連続点が生じ、TWT の動作帯域を制限する一因となる。

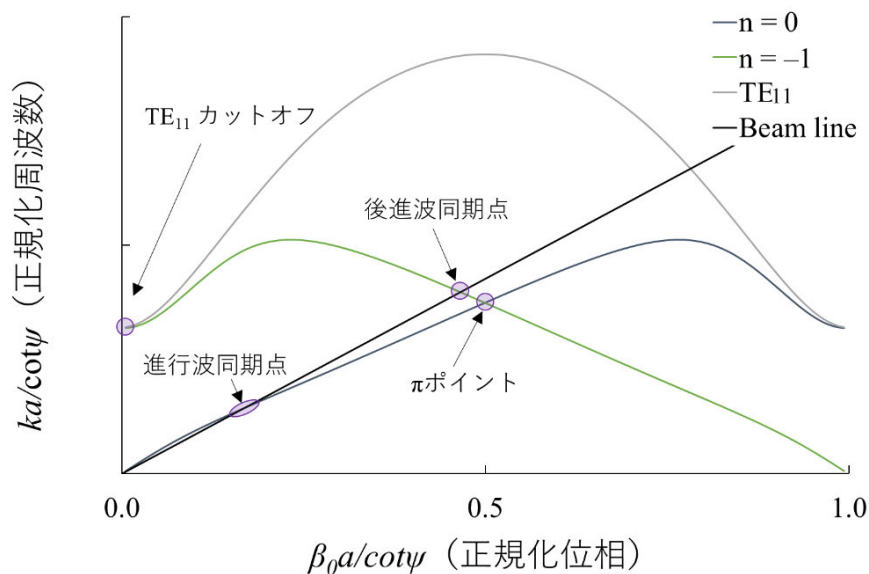


図 2-6 ω - β 図

遅波回路が対称形の時と非対称形の時 ω - β 図および結合インピーダンス K_n の計算例を図 2-7 に示す。図 2-7(b) において回路が非対称形となる時、 π ポイントでは ω - β 図と結合インピーダンスが不連続に変化していることが確認できる。この領域では群速度 v_g がゼロとなり、式 2-5 より P_{RF} がゼロ、すなわち式 2-4 より理論上は結合インピーダンスが無限大となることで、異常発振等の不安定動作が発生することが知られている。なお、図 2-7(a) にお

いても結合インピーダンスが不連続に変化する領域が確認できるが、この領域では回路波と電子ビームが同期しないため TWT の動作には影響しない。

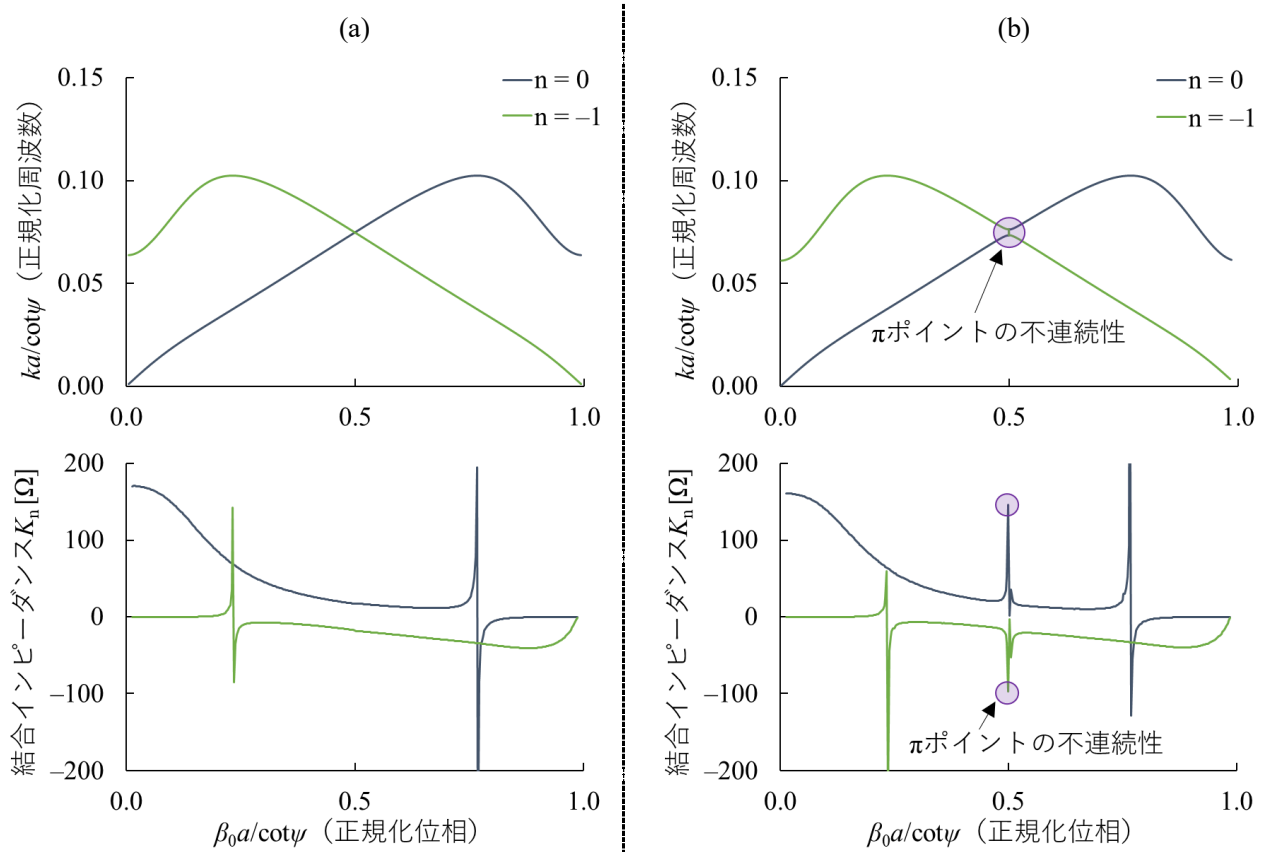


図 2-7 (a) 回路が対称形の時の ω - β 図および結合インピーダンス K_n
 (b) 回路が非対称形の時の ω - β 図および結合インピーダンス K_n

2.1.2 電子銃

一般に、電子銃は電子ビームを生成する部分であり、主に電子を放出するカソード、カソードを加熱するヒータ（フィラメント）、カソードから放出される電子の量（ビーム電流）を決定するアノード、電子ビームを集束させる集束電極（BFE：Beam Focusing Electrode またはウェネルト）から構成される。特にヘリックス型 TWT 用の電子銃は、円柱形状の電子ビームを形成するために電子放出面が球面のカソードを採用しており、各電極の構造は軸対象となっている。この他に、人工衛星搭載用 TWT にはイオンバリアと呼ばれる電極が存在する。イオンバリアは、真空管内に微量に存在するガス分子とカソードから放出される電子が衝突する際に発生する陽イオンがカソードに衝突することを防ぐ働きを持ち、陽イオンが衝突することによるダメージからカソードを保護する役割を有する。人工衛星搭載用 TWT に用いられる電子銃の模式図を図 2-8 に示す。図において、ヘリックス型遅波回路の電位は地絡している。

フィラメントによってカソードが加熱されることによるカソード温度の上昇に伴い、カソードの電流密度が上昇する。カソード温度によってカソード電流が変化する領域は温度制限領域、カソード温度によってカソード電流が変化しない領域は空間電荷制限領域と呼ばれ、TWT用の電子銃では、空間電荷制限領域で動作させるのが一般的であることから、カソードはフィラメントによって約1000°C程度に加熱される。TWTのカソードからの電子放出は熱電子放出によるものであり、放出される電子には熱速度と呼ばれるTWT軸方向に対して横方向の速度成分が生じる。この横方向成分による電子ビームの拡がりを抑え込むためにより強い中心磁束密度が必要となる。また、熱速度による速度の横方向成分は電子ビームのリップルの一因となり、電子ビームのリップルは電子ビームと回路波のエネルギー授受に悪影響を与える。特に、ミリ波など高周波数を扱うTWTでは熱速度の影響が顕著に表れることが知られており、高性能なTWTを設計するためには、熱速度を考慮した詳細な電子銃の設計が必要である。

また、カソードはTWTの寿命に大きく影響を与える部品である。カソードの単位面積当たりの電流量はカソードローディング L_c と呼ばれ、式2-8で表される。式2-8において、 r_c はカソード半径、 I_k はビーム電流である。 L_c が大きいとカソードの寿命が短くなるため、特に衛星搭載用TWTなど15年程度の長寿命を求められるTWTにおいては L_c を適切に設定する必要がある。カソード寿命を長くするためには、 I_k を小さくするか、 r_c を大きくする必要があるが、 I_k を小さくするとTWTの出力電力が小さくなり、 r_c を大きくすると集束比 M と呼ばれる r_c とビーム半径 r_b の比から算出されるパラメータが大きくなるため、設計の難易度が上がることが知られている。集束比は式2-9から算出される。以上のように、電子銃の設計は、要求されるTWTの寿命と性能を考慮して決定される必要がある。

$$L_c = \frac{I_k}{\pi r_c^2} \quad 2-8$$

$$M = \left(\frac{r_c}{r_b}\right)^2 \quad 2-9$$

電子銃の特性を表すパラメータとして、ガンパービアンス $P\mu$ があり、式2-10で定義される。ここで、 I_k はカソード電流、 E_a はアノード電圧である。TWTの電子銃は空間電荷制限領域で動作するため、 $P\mu$ は電子銃の形状で一意に決まる値である。通常、TWT用電子銃の初期設計段階ではカソード電流は近似式等を用いて計算する[5]が、最終的には軸対称二次元または三次元の数値シミュレーションによって求める。前述のとおり、TWT用の電子銃ではカソードを約1000°Cに加熱する必要があるが、動作時のカソード位置はこの熱によって組立時の位置から変化する。それに加えて、カソード周囲のBFEなどの電極にも熱により変位が生じる。よって、熱による変位を考慮せずに設計を行うと、実際の動作時と電子銃の

形状が異なり，ガンパービアンスが設計値からずれ，所望の電子ビームを得られない可能性がある．そのため，電子銃設計では熱による変位量を考慮し熱補正量を加味したうえで電極配置を決定し，組立位置を決定する必要がある．

$$P_{\mu} = \frac{I_k}{E_a^{3/2}} \quad 2-10$$

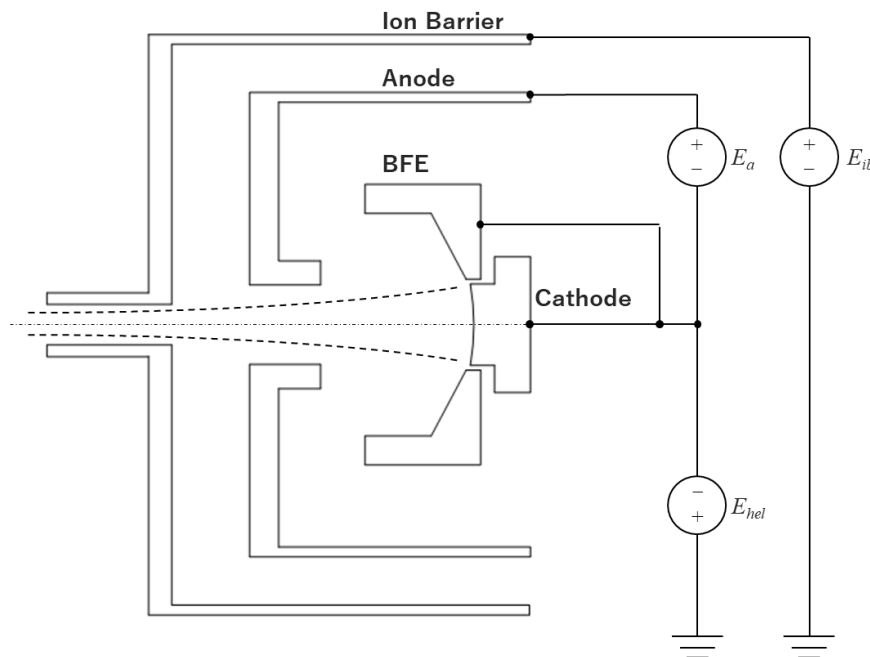


図 2-8 人工衛星搭載用 TWT の電子銃の模式図

2.1.3 集束装置

集束装置は電子銃から放出された電子ビームを磁界によって所望の径に集束する装置である．近年のヘリックス型 TWT では周期磁界によって電子ビームを収束させる周期磁界装置（PPM : Periodic Permanent Magnet）が広く採用されている．PPM の概略図を図 2-9 に示す．PPM では遅波回路全長に渡って電子ビームを集束させるため，遅波回路周囲にリング状の永久磁石とポールピースを周期的かつ隣接する磁石の極性を反対方向に配置することで所望の磁界を得る．PPM では中心磁束密度 B_z が軸方向位置 z に依存し，次回周期を L ，ポールピース間のギャップを g として， $g/L \approx 1/3$ に設定すると，近似的に式 2-11 に示される値をとる．ここで， B_p は B_z のピーク値，すなわち図 2-9 に示す永久磁石間隔の 2 倍の値である．

$$B_z = B_p \cos \frac{2\pi z}{L} \quad 2-11$$

電子の空間電荷による反発力と磁界による集束力が平衡状態になる時の磁束密度は Brillouin 磁束密度 B_b と呼ばれ、式 2-12 で与えられる。式 2-12 において、 I_b はビーム電流、 V_0 はビーム電圧である。

$$B_b = 0.83 \times 10^{-3} \frac{\sqrt{I_b}}{r_b V_0^{0.25}} \quad 2-12$$

PPM の磁界周期や磁束密度は、電子ビームの平均径やリップルの大きさに影響を与える。TWT で用いられる電子ビームのように、遅波回路の中心に軸対称周期磁界によって集束された細い円形断面の電子ビームの場合、電子に対する運動方程式や静電磁界の近軸近似が可能となり、PPM の周期や磁束密度および電子ビーム径等の基本設計を考える上で有用な次の関係式が導かれる。

電子ビームのリップルが最小となる条件は式 2-13 で与えられ、この時のリップル率 R_{min} は式 2-14 で与えられることが知られている。

$$K_0 = \frac{\alpha - \beta}{2\alpha} \quad 2-13$$

$$R_{min} = \frac{\alpha}{4 - 4\alpha + 2\beta} \quad 2-14$$

K_0 はカソードパラメータと呼ばれるパラメータであり、式 2-15 で表される。ここで、 B_c はカソード磁束密度である。

$$K_0 = \left(\frac{B_c r_c^2}{B_z r_b^2} \right)^2 \quad 2-15$$

α と β はそれぞれ磁場係数と空間電荷係数と呼ばれる係数であり、それぞれ式 2-16、式 2-17 で表される。 α 、 β と電子ビームリップルの関係を示した概略図を図 2-10 に示す。 $\alpha = \beta$ の時、つまりカソード磁界が 0 の時リップル率が最も小さくなる (Brillouin flow) が、実際の TWT ではビーム透過を考慮して $\alpha > \beta$ となる様に 0 でないカソード磁界で動作する (Confined Flow) ように設計される。

$$\alpha = 2.784 \times 10^8 \frac{B_z^2 L}{V_0} \quad 2-16$$

$$\beta = \frac{385I_k L^2}{V_0^{1.5} r_b^2}$$

2-17

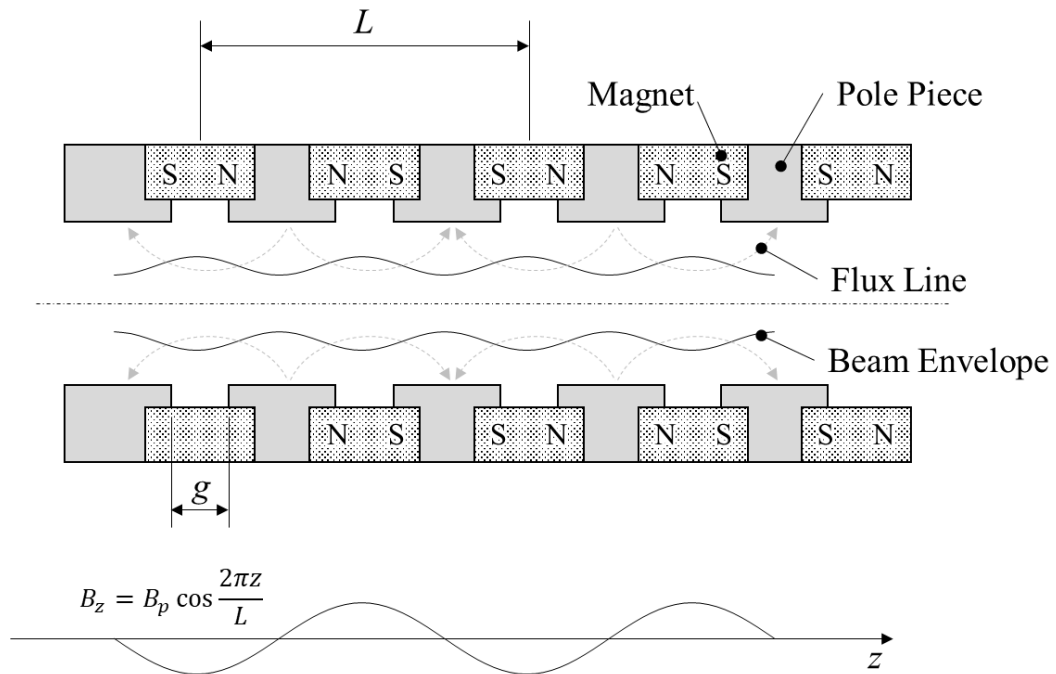


図 2-9 PPM の概略図

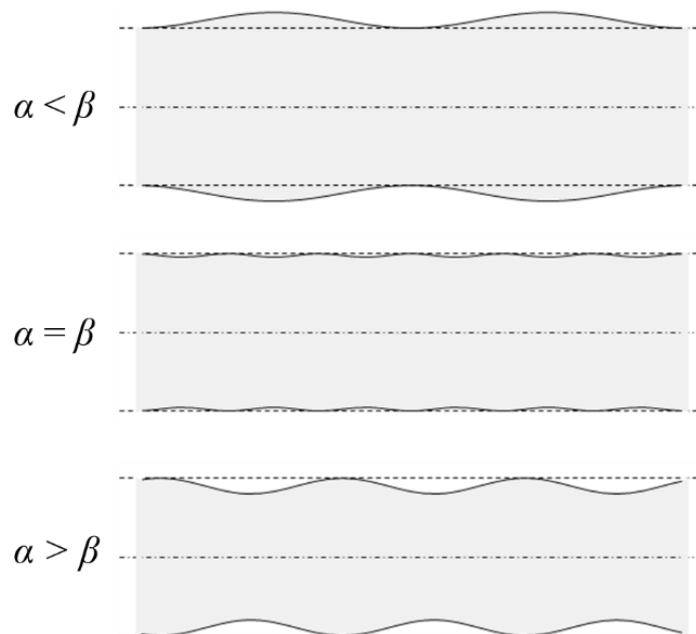


図 2-10 磁場係数 α , 空間電荷係数 β と電子ビームリップルの関係

また、最小リップルを得るために必要なカソードを通過する磁束密度 B_c は PPM からの漏れ磁界によって形成する。 B_c によって電子の速度成分にビームの回転方向の成分を生じ、 Busch の定理によるとこの回転方向の速度は式 2-18 で表される。 r_c はカソード径、 r_b はビーム径、 η は電子の比電荷である。

$$\frac{\partial \theta}{\partial t} = \frac{\eta}{2} \left(B_z - B_c \frac{r_c^2}{r_b^2} \right) \quad 2-18$$

この式は電子の角速度が任意の位置とカソード位置でのビーム半径と磁束密度で決定されることを意味しており、例えば TWT 動作解析において、遅波回路に電子ビームを入射する際の初期条件の決定等に有用な重要な式である。なお、ここで記述した内容はビーム断面での電流密度が一様であることを仮定している。近年のミリ波帯 TWT では電子ビーム径が細く、カソードからの熱速度による横方向の速度成分の影響が強く現れる。このような場合には、改めて後で述べる詳細な数値シミュレーションによる補正が必要である。

2.1.4 コレクタ

コレクタの基本的な機能は、遅波回路で相互作用を終えた電子ビームを捕捉することであるが、同時に近年の TWT では多段電位低下コレクタを採用することによって、相互作用を終了した電子ビームのエネルギーを効率よく回収し、効率の改善が行われている。コレクタに入射される電子は、回路波との相互作用により速度分散を持つ。この速度分散は電子のエネルギー分散であり、この分散はスペントビームエネルギー分布と呼ばれる。一般に、コレクタを多段にして、電位差をつけることで、コレクタでの回収電力が大きくなり、TWT の総合効率が向上することが知られている。多段電位低下コレクタは、効率が重要視される衛星搭載用 TWT では 4~5 段のコレクタが用いられるのが一般的であり、地上局用でも 2~3 段が採用されている。

スペントビームエネルギー分布の概形を図 2-11 に示す。図 2-11 において、横軸は電子のエネルギーをビーム電圧 V_0 で正規化した値を示し、縦軸は横軸に示す値以上のエネルギーを持つ電子の量をビーム電流 I_0 で正規化した値を示す。図 2-11 における横軸 $V/V_0 = 1$ 、縦軸 $I/I_0 = 1$ の直線で囲まれる面積 P_0 は、 $V_0 \times I_0$ すなわち電子に与えられた直流電力の総和を表す。また、スペントビームエネルギー分布で囲まれる面積 P_{sp} は、電磁波との相互作用を終えた時点で電子が持つエネルギーを表す。 $V/V_0 < 1$ かつスペントビームエネルギー分布の外側の領域 P_i は、相互作用を終えた時点で電子が失ったエネルギーを表し、つまり電子ビームから回路波に与えられ、回路波の増幅作用に用いられたエネルギーを示している。 $V/V_0 > 1$ かつスペントビームエネルギー分布に囲まれる領域 P_l は、回路波との相互作用を終えた時点で、直流電力として電子が与えられたエネルギーを越すエネルギーを持つ電子が存在することを示し、つまり回路波から電子に与えられたエネルギーを表している。

次に、スペントビームエネルギー分布とコレクタで回収されるエネルギーの関係を示すため、多段電位低下コレクタを有する TWT の電源系統図を図 2-12 に、スペントビームエネルギーと回収エネルギーの関係を図 2-13 に示す。図 2-12 および図 2-13 では4段コレクタでの例を示している。図 2-12 および図 2-13 に示すコレクタ各段に流れる電流 $I_{c1} \sim I_{c4}$ およびコレクタ電圧 $E_{c1} \sim E_{c4}$ は相互に対応しており、図 2-13 における $I_{c1} \sim I_{c4}$, $E_{c1} \sim E_{c4}$ で囲まれる面積 $P_1 \sim P_4$ はコレクタ各段で回収されるエネルギーを表している。スペントビームエネルギー分布に囲まれる領域のうち、 $P_1 \sim P_4$ を除く面積 P_t がコレクタで熱に変換されるエネルギーであり、損失となる。以上をまとめると図 2-13 に示す面積はそれぞれ下記のエネルギーを表している。

- ・ P_0 : 電子ビームに DC 電源から与えられるエネルギー
- ・ P_{sp} : スペントビームエネルギー
- ・ P_i : 電子ビームから回路波に与えられるエネルギー
- ・ P_l : 回路波から電子ビームに与えられるエネルギー
- ・ P_n : コレクタによって回収されるエネルギー (n=1~4 はコレクタ各段を示す)
- ・ P_t : コレクタで回収されずに熱に変換されるエネルギー

コレクタ効率 η_{col} は式 2-19 で表され、 $P_1 \sim P_4$ が大きくなれば η_{col} が大きくなる。

$$\eta_{col} = \frac{\sum_n P_n}{P_{sp}} \quad 2-19$$

図 2-13 からコレクタの段数を増やすことで、 P_n のエネルギーを大きくすることが可能であり、必然的に P_t を小さくすることが可能であることがわかる。また、 P_n を最大化するためには、スペントビームエネルギー分布を正確に計算することが重要であり、電子ビームと回路波の相互作用を正確に計算することが必要となる。

一方、遅波回路において、電子ビームと回路波の相互作用によって増幅された出力電力 P_{out} と入射した電子ビームが持つ直流エネルギー P_0 の比は、ビーム効率 η_b として式 2-20 で表される。

$$\eta_b = \frac{P_{out}}{P_0} \quad 2-20$$

ヒータ電力や RF 損失、および高調波成分等のエネルギーは十分に小さく無視できるとした場合、重要な TWT の総合効率 η_{ov} は、 η_b と η_{col} を用いて近似的に次式で与えられる。

$$\eta_{ov} \approx \frac{\eta_b}{1 - \eta_{col}(1 - \eta_b)} \quad 2-21$$

式 2-21 から，TWT で高い総合効率 η_{ov} を得るためには，電子ビーム効率 η_b の改善が基本となるが，多段電位低下コレクタによるコレクタ効率 η_{col} の改善によっても総合効率 η_{ov} の改善に繋がる．後述する速度テーパ等により η_b を改善できたとしてもスペントビームのエネルギー分布が変わり η_{col} が低下する場合は最終的な η_{ov} の改善に繋がらないので注意が必要である．

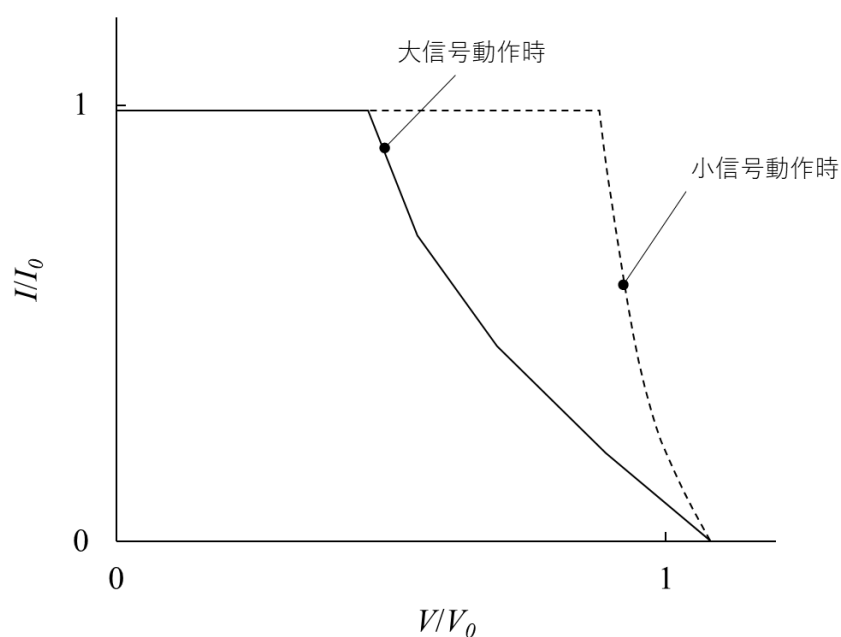


図 2-11 スペントビームエネルギー概形

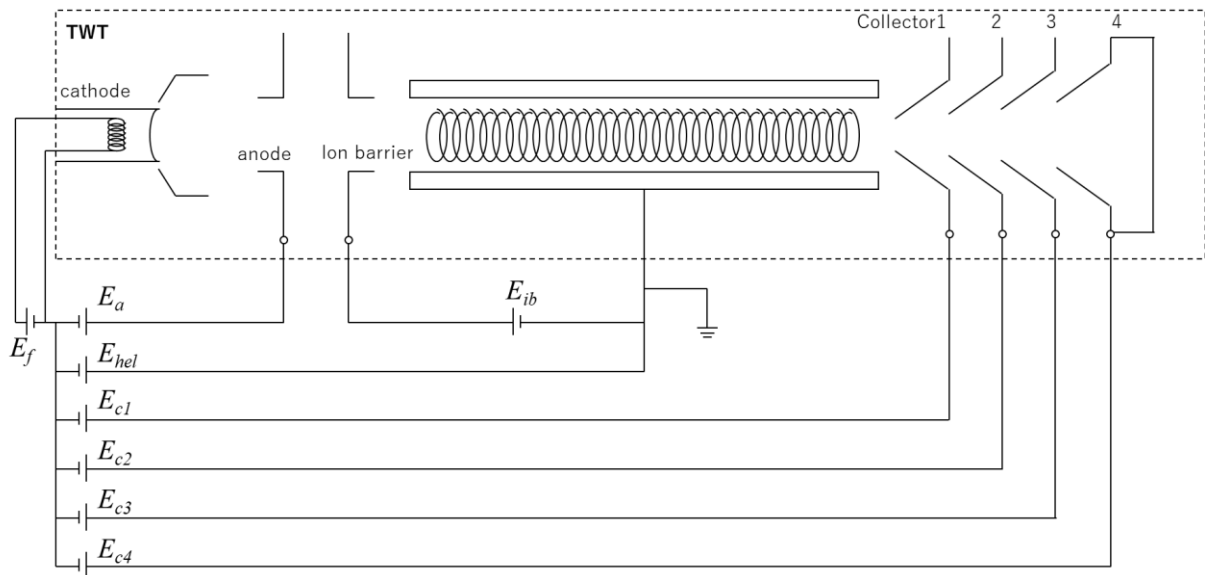


図 2-12 多段電位低下コレクタを有する TWT の電源系統図

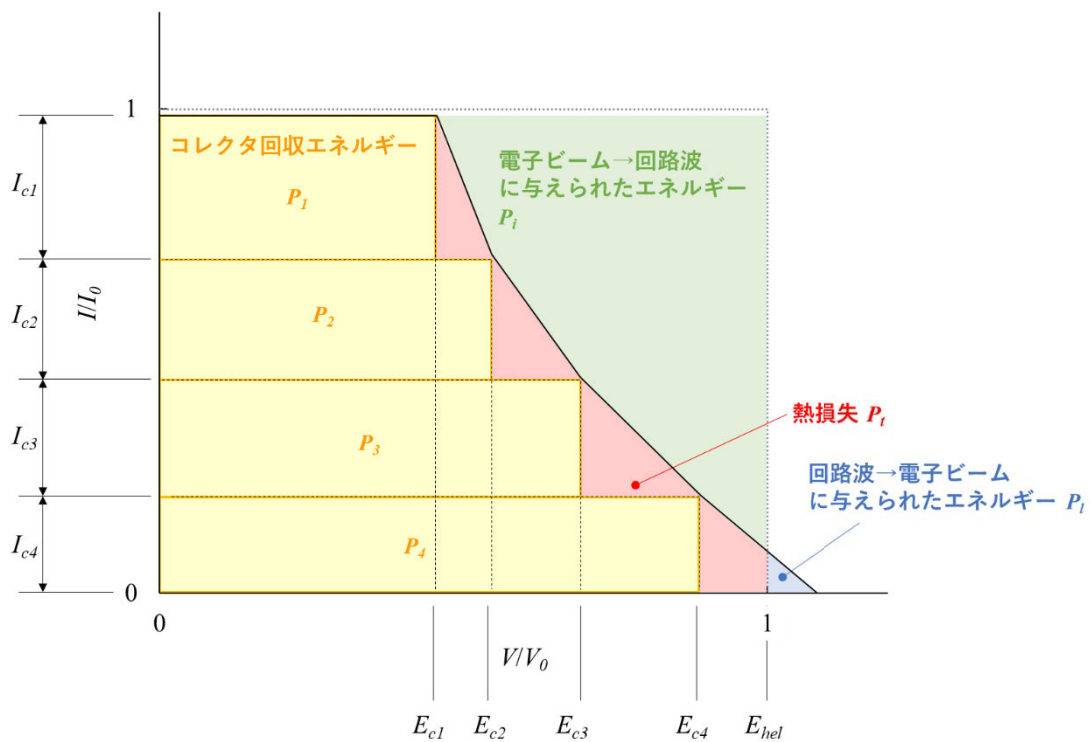


図 2-13 スペントビームエネルギーと回収エネルギーの関係

2.2 動作原理

2.2.1 電子ビームと回路波の相互作用

図 2-14 にヘリックス中を伝搬する回路波による電界分布を示す。ここでは簡単化のために金属シェル中の中空に浮いたヘリックスとその中心を進行する電子ビームを考える。紙

面左手側から伝搬してきた回路波は、ヘリックスに沿って光速で伝搬する。軸方向の平均速度は前項で示した通り、ヘリックスによって光速に比べて減速される。

ヘリックス中に z 方向に進行する電子ビームが入射されると、回路波により発生する電界の位相によって電子の速度に加速領域と減速領域が生じる。図 2-14 に示すように、電子は負の電界が生じる領域では加速され、正の電界が生じる領域では減速される。この領域は電磁波による電界分布として、 z 軸方向に対して正弦波状に変化する。ここで、回路波の位相速度と電子ビームの速度が等しいとき、電子は領域(A)に向かう力を受け、電子の集群が発生する。この電子の集群によって発生する電界によって、ヘリックス上に領域(A)から領域(B)に向かう電子流（いわゆる誘導電流）を生ずる。(A)からヘリックス上を $-z$ 方向に流れる電子流は、 z 方向に流れる電流に相当し、この電流は、(A)の左側のヘリックス上に正の電圧を生成する。同様に、(A)からヘリックス上を右に進行する電子流は、(A)の右に負の電圧を生成する。以上のように、電子の運動によって電圧がヘリックス上に誘導され、電子ビームと回路波の相互作用が進むにつれて、この電圧は急速に成長する。また、この電圧波形は初期の波形に比べて位相が 90° シフトされ、減速領域が集群部に移動する。集群が減速される際に抽出されたエネルギーはヘリックスを伝搬する電界に伝達され、それによって回路波が増幅される。以上により、回路波の増幅が引き起こされる。相互作用が継続するにつれて、電子の速度は減少し続け、集群内の空間電荷力も増加し続ける。その結果、各集群内の一部の電子の位相が遅れ、減速領域から出て加速領域に入る。各集群の加速領域の電子は、回路波の電場からエネルギーを抽出し、最終的に、集群が同相で後退し続けると、回路波から抽出されるエネルギーと回路波に供給されるエネルギーが等しくなり、回路上の波は成長しなくなる。この時点が TWT における飽和であり、最大の出力電力を得るには、この時点で回路波を取り出す必要がある。

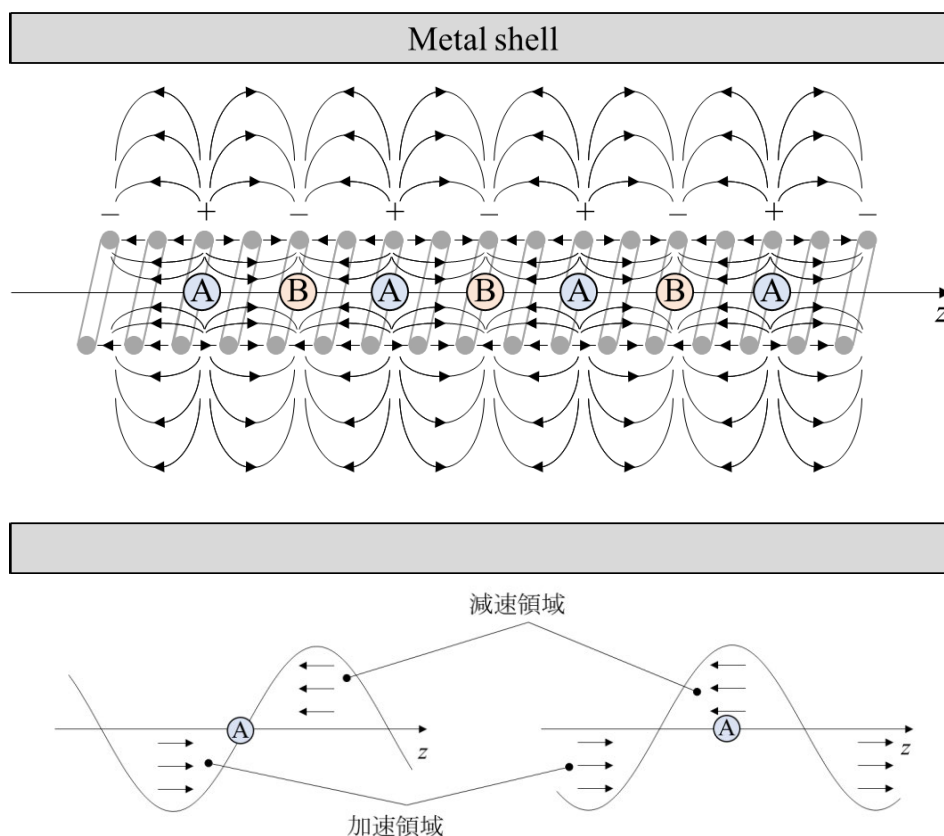


図 2-14 ヘリックス回路中を伝搬する電磁波による電界分布と電子の集群

電子ビームのエネルギーが回路波に受け渡されることにより、TWT の RF 出力端付近では、電子ビームの速度が遅くなる。ヘリックス型 TWT では、遅波回路形状によって決まる回路波の位相速度 v_p と、電子ビームの速度 u_0 において、 u_0 が v_p に比べて若干速いという条件下で電磁波の増幅作用が発生する。 v_p は遅波回路形状によって決まるため、エネルギーの授受により低下した電子の速度に合わせてヘリックスピッチを変化させることでより大きな出力電力を得ることができる。このヘリックスピッチを変化させる箇所は速度テーパと呼ばれ、様々な形式の速度テーパが提案され、実用化されている。また、近年の高周波数・高出力電力の TWT における不安定動作の一因となる異常発振に関しても、速度テーパを用いることで抑制が可能であることが知られており、TWT 設計において重要な設計要素となる。これまでに提案された速度テーパの例を図 2-15 に示す。図 2-15(a)は TWT の発明初期に提案された速度テーパであり、飽和出力が発生する位置まで一様なピッチが続き、飽和出力に到達後にピッチを縮めることで回路波と電子ビームを再同期させ、ビーム効率を改善するものである[5][6]。しかし、電子ビームの速度分散が大きく、位相特性が悪化するという課題があった。図 2-15(b)はビーム効率改善に加え、位相特性改善を実現するために開発された Double Taper と呼ばれる速度テーパである[7][8]。図 2-15(c)は Dynamic Velocity Taper と呼ばれる速度テーパであり、RF output 付近で電子ビームの速度低下に合わせて線形的に

ピッチを変化させることでビーム効率の改善を実現している[9]. 図 2-15(d)は Double Taper と Dynamic Velocity Taper を複合した速度テーパであり, 位相特性の改善を実現し, RF output 付近のピッチ変化を指数関数形とすることでビーム効率の改善を行うとともに BWO の抑制を実現したものである[10].

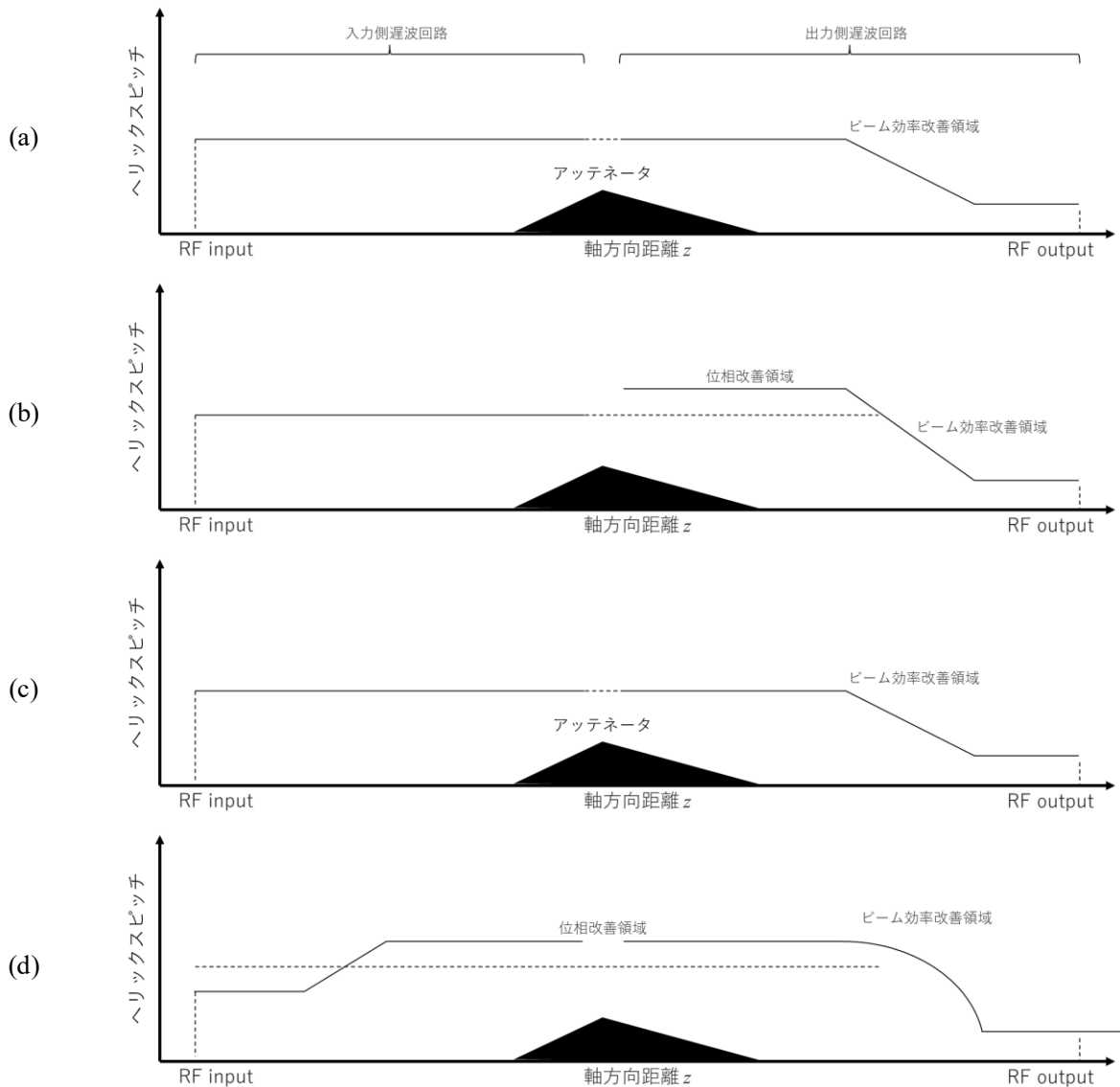


図 2-15 速度テーパの例

2.2.2 異常発振およびその抑制

(1) 回路波の帰還による発振

図 2-16 にヘリックスの模式図と利得 G dB, 回路損失 L dB, 入力端での反射損失 ρ_i dB, 出力端での反射損失 ρ_o dB の関係を示す. 出力端で反射した回路波は, 遅波回路を入力側に向けて伝搬し, 入力端で反射し, 再度出力側に向けて伝搬する. 出力側に

向かって伝搬する際に、電子ビームとの相互作用が発生し、増幅される。これを繰り返すことで、回路での利得が発散し、帰還発振が発生する。帰還発振が発生する条件は、出力端で反射した電磁波が、再び出力端に到達するまでの利得が正になることであるから、図 2-16 より、式 2-22 で表される。利得と回路損失は回路長に依存するが、増幅作用を発生させるためには $G > L$ が必要であることは明らかである。また、入出力端での反射を完全になくすことは不可能であることから、TWT において帰還発振が発生せずに動作するためには回路の利得は式 2-23 で表される制限が課せられる。一般に、一つの回路で確保できる利得は 20-30 dB 前後となる。

$$G - L - \rho_o - \rho_i > 0 \tag{2-22}$$

$$G < L + \rho_o + \rho_i \tag{2-23}$$

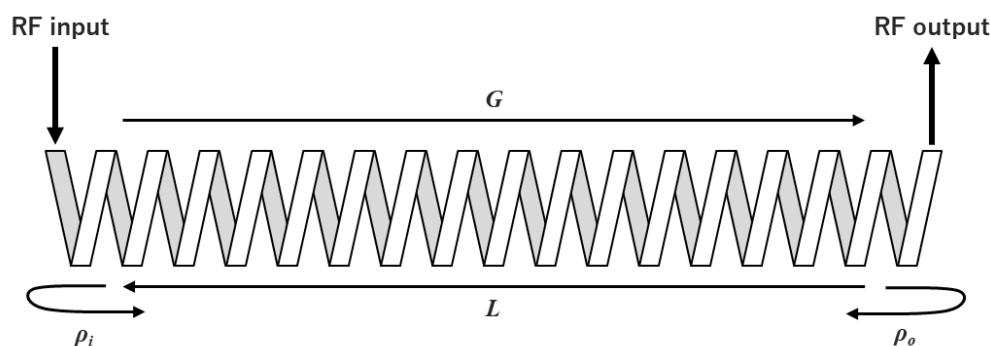


図 2-16 ヘリックス回路に生じる帰還

一方で、近年の TWT に要求される利得は 50-60 dB 程度であり、この要求を実現するために回路を 2 分割もしくは 3 分割する手法を用いて高利得を得ている。この際、回路の分割部にはアッテネータもしくはセバーと呼ばれる箇所を設けることによって、回路波の反射を最小限にとどめている。アッテネータの模式図を図 2-17 に、セバーの模式図を図 2-18 に示す。通常のヘリックス TWT では、図 2-17 に示す入力側と出力側遅波回路の一体構成は、MPM 用の比較的小型で低利得の 2 分割ヘリックス型 TWT に適用されるが、誘電体支柱や金属シェル等の機械的な構造が長くなることによる製造上の課題が生ずる。また、図 2-18 は、ヘリックスからセバーへの変換部のために PPM に非軸対称性を生ずることと変換部での広帯域な整合の確保が難しく、特に PPM 集束のヘリックス型 TWT では適用されない。

アッテネータは、ヘリックスを支える誘電体支柱にカーボン等の損失材料を吹き付けることで形成され、この損失材料の濃淡はロスパターンと呼ばれる。ロスパターンが急激に変化すると、回路のインピーダンスが急激に変化し、回路波の反射を生じる

ため、テーパ状のロスパターンを形成する必要がある。セバーは、回路の途中で回路を終端することで、回路を分割する。回路の分割部に設けられるアッテネータまたはセバーによって、回路波は吸収されるが、入力側回路で発生した電子の集群はそのまま出力側回路に伝搬し、出力側回路ではこの電子ビームの集群によって生じる誘導電圧によって回路波が誘起される。通常のヘリックス型 TWT で採用されているアッテネータによって分割された遅波回路構成と軸方向の利得の推移を図 2-19 に示す。

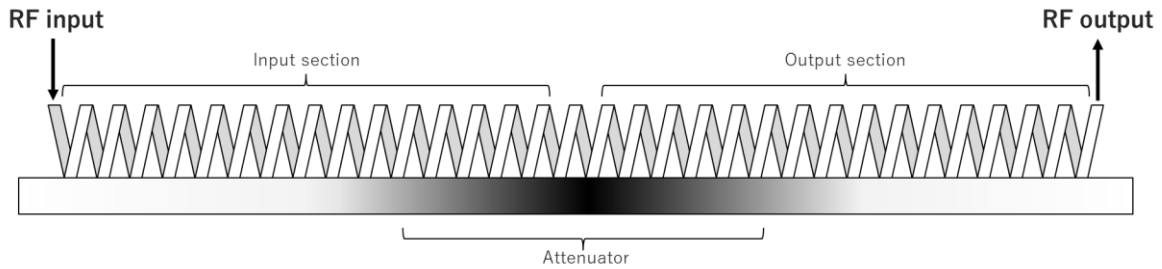


図 2-17 ヘリックス回路におけるアッテネータの模式図

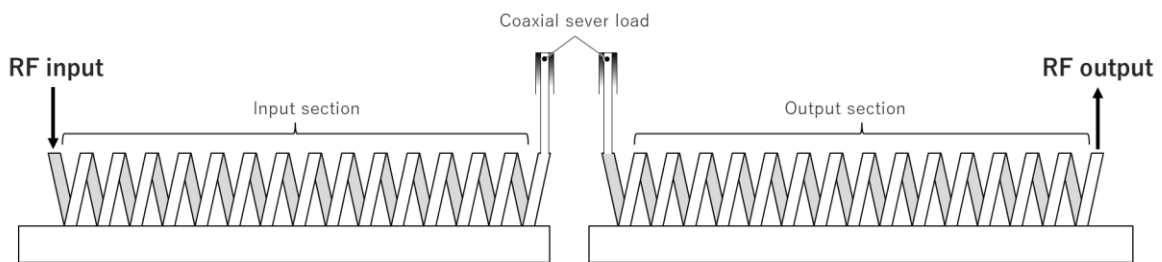


図 2-18 ヘリックス回路におけるセバーの模式図

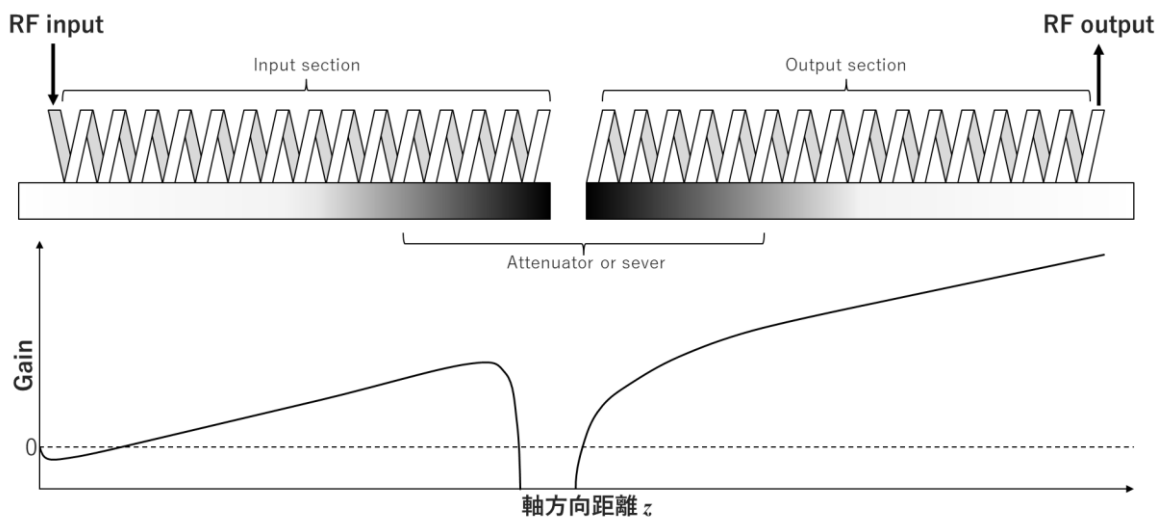


図 2-19 軸方向の利得推移

(2) 後進波発振 (BWO : Backward wave oscillation)

ヘリックス型 TWT における後進波発振は、図 2-6 において、ヘリックス型遅波回路の $n = -1$ 次の空間高調波である後進波成分 (RF 出力側から RF 入力側に向かう回路波) と電子ビームが相互作用することによって増幅され、発振に至る現象である。回路波の帰還発振が TWT 出力端もしくはアッテネータによる反射によって生じるのに対し、BWO の発生は出力端やアッテネータの反射には大きく影響されない。通常のヘリックス型 TWT において、BWO は入力側遅波回路と出力側遅波回路のいずれにおいても発生する可能性がある。入力側遅波回路で BWO が発生する場合には BWO の出力は RF 入力側で観測される。入力側遅波回路で発生する BWO は設計上の配慮で抑制が可能である。一方、出力側遅波回路で発生する BWO は、その抑制対策がビーム効率の改善策との兼ね合いになるため対策が困難であり、両者を考慮した最適設計が必要とされている。出力側遅波回路で BWO が発生する場合、BWO の出力の大部分はアッテネータによって吸収されるが、アッテネータでのわずかなインピーダンス不整合によって出力の一部が反射され RF 出力側で観測される。また、BWO が発生すると、電子ビームのエネルギーが後進波の増幅に使用され、本来必要である進行波の増幅に十分なエネルギーが与えられなくなり、所望の出力電力を得られなくなることが考えられる。また、後進波との相互作用により、電子の運動に変化が生じ、ヘリックス電流の増加など TWT の安定動作に悪影響を及ぼす。BWO の発生を防ぐためには、 ω - β 図を用いて後進波の相互作用領域を把握するとともに、広帯域で反射の少ない良好なロスパターンを生成することが必要となる。一方、電子ビームとの BWO の相互作用を起こす $n = -1$ 次の空間高調波の軸方向電界成分は、中心軸上で強度が 0 で、ヘリックス近傍で最大となる性質を持つため、BWO は電子ビーム径に非常に敏感である。そのため、BWO の抑制にはリップルの少ない良好な電子ビームの実現も重要となる。

(3) π モード不安定性

2.1.1 項(2)で述べたように、ヘリックス遅波回路においては、3本の誘電体支柱の 120° 等配からのずれ等の断面構造の非対称性によって、図 2-7 に示す様に回路波のヘリックスピッチ間の位相差が π となる付近で回路波の伝搬異常が発生する。伝搬異常が発生すると、 π ポイント近傍で回路波が伝搬しない阻止帯域 (Stop band) の両端のカットオフ周波数付近で現れる π モード発振や TWT の動作周波数の 2 倍の高調波が π ポイントの周波数に近い場合に起こる大信号動作時の周波数特性異常等の TWT の動作異常が観測される。大信号動作時の周波数特性異常については現象面での理解は進んでいるが、その発生のメカニズムについてはまだ解明されていない点もある。また、通常的设计では π モード発振の周波数と BWO の発振周波数が近く、両者の区別が難しい場合がある。BWO の発振周波数は電子ビーム電圧を上げると高くなる性質がある

が、 π モード発振はビーム電圧に対する依存性はほとんどない。この両者の性質の違いから区別は可能であるが、実際には π モードのTWT動作による発振とBWO動作の発振が同じ周波数で同時に起こっている事も考えられる。いずれにしても、3D数値シミュレーションによる π ポイント付近で起こる動作異常の詳細な分析が望まれる。

参考文献

- [1] NEC ネットワーク・センサ株式会社ホームページ. Accessed: October 2nd, 2023. [Online]. Available: <https://www.necnets.co.jp>
- [2] D. Xu et al., "A Semi-Analytic Numerical Algorithm of Diamond Pillbox Windows for Terahertz Vacuum Electron Device Applications," in *IEEE Electron Device Letters*, vol. 42, no. 2, pp. 252-255, Feb. 2021, doi: 10.1109/LED.2020.3045531.
- [3] Z. Lyu et al., "A Broadband Sapphire Disc Pillbox Window for Terahertz Traveling-Wave Tubes," 2023 24th International Vacuum Electronics Conference (IVEC), Chengdu, China, 2023, pp. 1-2, doi:10.1109/IVEC56627.2023.10157935.
- [4] C. L. Kory and J. A. Dayton, "Accurate cold-test model of helical TWT slow-wave circuits," in *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 45, no. 4, pp. 966-971, April 1998, doi: 10.1109/16.662812.
- [5] A.S. Gilmour, Jr., "Principal of Traveling wave tubes," Artech House, 1994.
- [6] Joseph E. Rowe, "Nonlinear Electron-Wave Interaction Phenomena," Academic Press, Inc., 1965.
- [7] R. Strauss, J. Bretting, and R. Metivier, "Traveling wave tubes for communication satellites," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 65, no. 3, pp. 387-400, March 1977, doi: 10.1109/PROC.1977.10491.
- [8] P. Thouvenin, D. Henry, and A. Pelletier, "New helix tapers boost space TWT efficiency to 55%, broadband," 1987 International Electron Devices Meeting, Washington, DC, USA, 1987, pp. 477-480, doi: 10.1109/IEDM.1987.191463.
- [9] H. G. Kosmahl and J. C. Peterson, "A TWT amplifier with a linear power transfer characteristic and improved efficiency," NASA Technical Memorandum 83477, prepared for the Tenth Communications Satellite Systems Conference Sponsored by the American Institute of Aeronautics and Astronautics Orlando, Florida, March 18-22, 1984.
- [10] R. Harper, D. Holstein, F. Francisco and D. Abe, "Optimization of a dynamic velocity taper for a wide-band TWT design using Christine1D," Third IEEE International Vacuum Electronics Conference (IEEE Cat. No.02EX524), Monterey, CA, USA, 2002, pp. 17-18, doi: 10.1109/IVELEC.2002.999237.
- [11] M. J. Duffield, G. Doherty, R. North, M. Butler and A. Griggs, "Broadband windows for a Gyro TWA," 2008 IEEE International Vacuum Electronics Conference, 2008, pp. 245-246, doi: 10.1109/IVELEC.2008.4556491.
- [12] A. M. Cook, C. D. Kimura, E. L. Wright and J. P. Calame, "Broadband 220-GHz Vacuum Window for a Traveling-Wave Tube Amplifier," in *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 60, no. 3, pp. 1257-1259, March 2013, doi: 10.1109/TED.2012.2232929.
- [13] M. Hägermann, P. Birtel and A. F. Jacob, "Simulation of Drive-Induced Oscillations in Helix Traveling-Wave Tubes," in *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 68, no. 1, pp. 353-358,

- Jan. 2021, doi: 10.1109/TED.2020.3039475.
- [14] M. Hägermann, P. Birtel and A. F. Jacob, "Drive-Induced Backward-Wave Oscillations in Helix Traveling-Wave Tubes—A Case Study," in *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 68, no. 12, pp. 6492-6497, Dec. 2021, doi: 10.1109/TED.2021.3120055.
- [15] D. Chernin, T. M. Antonsen and B. Levush, ""Power holes" and nonlinear forward and backward wave gain competition in helix traveling-wave tubes," in *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 50, no. 12, pp. 2540-2547, Dec. 2003, doi: 10.1109/TED.2003.819252.
- [16] P. Ramins, H. G. Kosmahl, D. A. Force, R. W. Palmer and J. A. Dayton, "Verification of an improved computational design procedure for TWT-Dynamic refocuser-MDC systems with secondary electron emission losses," in *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 33, no. 1, pp. 85-90, Jan. 1986, doi: 10.1109/T-ED.1986.22442.
- [17] R. J. Barker, J. H. Booske, N. C. Luhmann Jr., G. S. Jusinovich, "Modern Microwave and Millimeter-Wave Power Electronics," Wiley-IEEE Press, 2005.

第3章 TWT 設計への三次元数値シミュレーションの適用

本研究では、ヘリックス型 TWT の設計に三次元数値シミュレーションを適用するために、TWT を構成する各要素に対して CST Studio Suite (CST) による 3D モデル化を行い、理論値や測定値と 3D モデルでの計算結果を比較することで作成した 3D モデルの妥当性の確認を行った。本章では CST による TWT 各要素の 3D モデル化手法およびその妥当性確認の結果を示す。

3.1 CST による 3D モデル化と妥当性確認

本研究では、回路、アッテネータ、電子銃、電子ビームのモデル化を行い、それらを統合することで、TWT の主要性能と安定性を同時に考慮することが可能な動作解析モデルを作成した。3D モデル化において、回路およびアッテネータには CST Microwave Studio (CST-MWS) を、電子銃、電子ビーム、動作解析のモデル化には CST Particle Studio (CST-PS) を用いた。以下に本研究で用いた CST のソルバについて簡単に述べる。[1][2]

CST-MWS では、基礎方程式となる式 3-1 に示すマクスウェル方程式を離散化し、与えられた境界条件の下で有限積分法 (FIT : Finite Integration Technique) などを用いて数値的に解くことで電磁界を計算している。ここで、 \mathbf{E} は電場、 \mathbf{H} は磁場、 \mathbf{D} は電束密度、 \mathbf{B} は磁束密度、 \mathbf{J} は電流密度、 ρ は電荷密度である。

$$\begin{cases} \nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \\ \nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \\ \nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \\ \nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \end{cases} \quad 3-1$$

CST-PS の内、Tracking (TRK) ソルバでは、式 3-2 の電磁場中の荷電粒子の運動方程式および式 3-3 を離散化し、数値的に解くことで荷電粒子の運動量と位置情報を更新し、電磁場中の荷電粒子のふるまいを計算している。ここで、 \mathbf{r} 、 \mathbf{v} はそれぞれ荷電粒子の位置ベクトルおよび速度ベクトルを表し、 m 、 q は荷電粒子の質量および電荷である。また、TRK ソルバでは繰り返し計算を行うことによって空間電荷を考慮した計算が可能である。本研究では電子銃のモデリングに CST-PS TRK ソルバを用いた。

PIC (Particle-in-cell) ソルバでは、図 3-1 に示すようなアルゴリズムを用いて各時間ステップごとにマクスウェル方程式と荷電粒子の運動方程式を計算し、電磁場および荷電粒子

の運動量と位置を更新することでビームと電磁場の相互作用を計算する。PIC ソルバでは、図 3-1 に示すように時間領域で計算が行われ、ソルバ自身において収束判定は行われなため、解析時間を十分長く実行し、計算結果が十分収束しているかを確認する必要がある。本研究では電子ビームおよび動作解析に PIC ソルバを用いた。

$$\frac{d}{dt} m\mathbf{v} = q(\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B}) \quad 3-2$$

$$\frac{d}{dt} \mathbf{r} = \mathbf{v} \quad 3-3$$

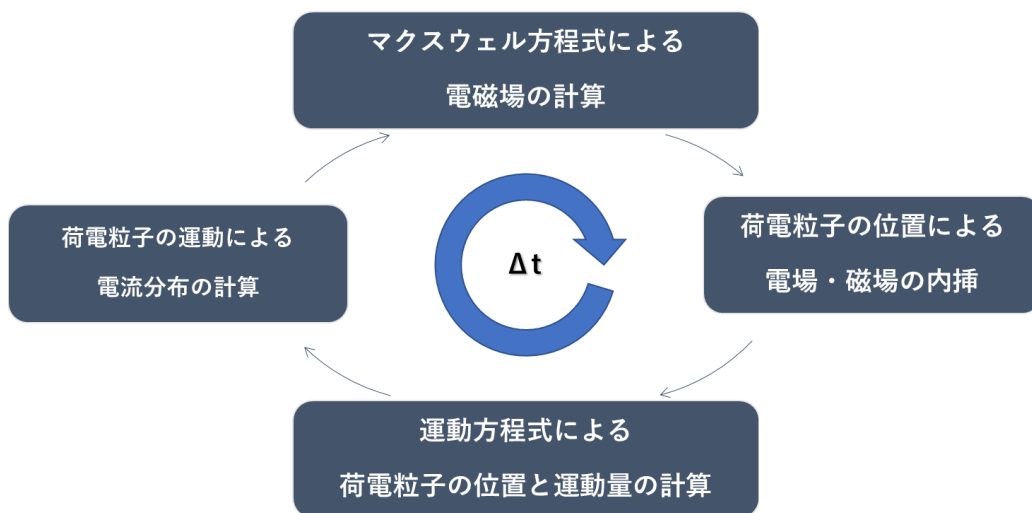


図 3-1 Particle in cell アルゴリズム

以下に TWT 設計に CST を適用するにあたって用いられる数値解析手法である FIT および PIC について簡単に述べる。 [3][4]

FIT では Yee によって考案された Yee 格子[5]と呼ばれる電磁場の格子構造モデルに基づいて数値計算がなされる。Yee 格子を基礎にマクスウェル方程式を直接差分化し電磁場を計算する時間領域差分 (FDTD : Finite Difference Time Domain) 法と異なり、FIT では Yee 格子を 2 種類のグリッド (G) とデュアルグリッド (\tilde{G}) に分離して二重グリッド構造として考える。電磁場の Yee 格子モデルを図 3-2 に、FIT で用いられる電磁場の二重グリッド構造を図 3-3 に示す。二重グリッド構造において、グリッドの各边上には電場ベクトル \mathbf{E} の各成分が割り当てられ、同時に磁束密度ベクトル \mathbf{B} の各成分は各面上に面の法線方向に割り当てられる。デュアルグリッドはグリッドに対し、グリッドサイズの半分だけずらした位置に配置され、デュアルグリッドの各面上に面の法線方向に電束密度ベクトル \mathbf{D} の各成分が、各边上に磁場ベクトル \mathbf{H} の各成分が割り当てられる。また、電流密度ベクトル \mathbf{J} の各成分は \mathbf{E} , \mathbf{D} と同じ位置でデュアルグリッド上にあり、電荷密度 ρ はデュアルグリッドの中心に配置

される。変数には電場、磁場など微分量を用いず、これらを各辺で積分した電圧降下値 e 、磁気電圧降下値 h 、各面で積分した磁束 b 、電束 d 、電流 j 、各体積で積分した電荷 q を用いる。これにより、方程式がすべて 0, 1, -1 のみからなる行列によって表現され、格子空間全体でのマクスウェル方程式は式 3-4 に示されるようなマクスウェルグリッド方程式と呼ばれる方程式で表される。ここで、行列 C および \tilde{C} 、 S および \tilde{S} はその要素が 0, 1, -1 で表される行列であり、 C と \tilde{C} がそれぞれグリッドおよびデュアルグリッド上での rot 演算子、 S と \tilde{S} が div 演算子となる。また、直交グリッドの場合、FDTD 法と FIT は等価となる。

PIC では、FIT によって計算された電磁場と荷電粒子の相互作用を計算する。PIC における荷電粒子は実際の粒子の電荷質量比を一定に保ったまま多数の粒子をまとめた超粒子と呼ばれる粒子を計算で取り扱う。この超粒子の電荷を格子点上に割り振ることで電磁場の計算に用い、また粒子の運動方程式を解く際に、電磁場解析によって格子点上に割り振られた値を内挿する。これにより、荷電粒子と電磁場の相互作用を計算する。

マクスウェル方程式

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad \Leftrightarrow$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad \Leftrightarrow$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad \Leftrightarrow$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad \Leftrightarrow$$

マクスウェルグリッド方程式

$$C\mathbf{e} = -\dot{\mathbf{b}}$$

$$\tilde{C}\mathbf{h} = \mathbf{j} + \dot{\mathbf{d}} \quad 3-4$$

$$\tilde{S}\mathbf{d} = q$$

$$S\mathbf{b} = 0$$

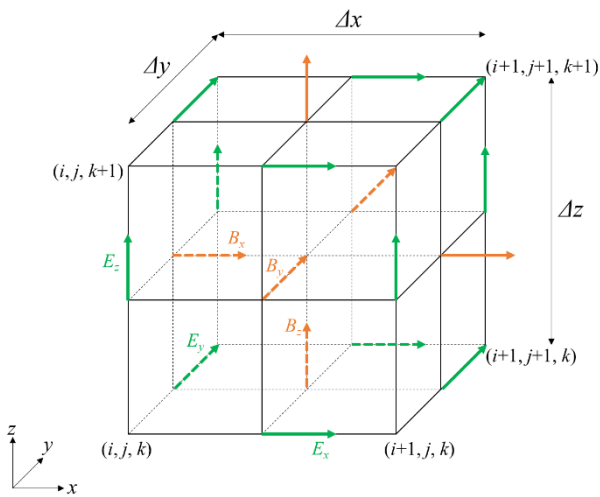


図 3-2 電磁場の Yee 格子モデル

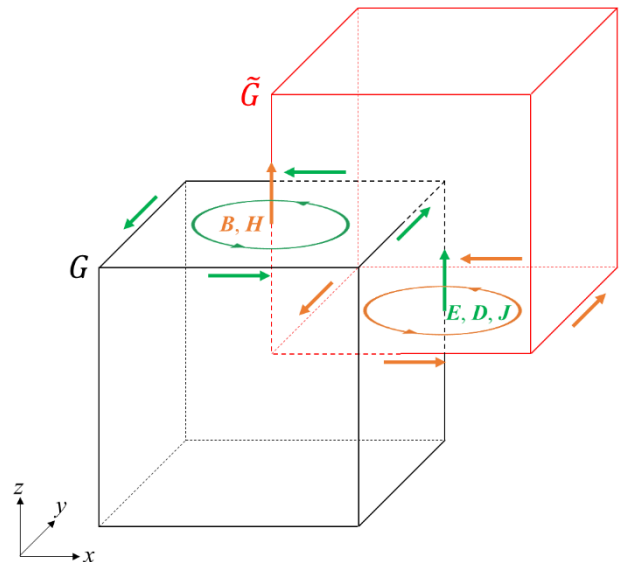


図 3-3 電磁場の二重グリッド構造

3.1.1 高周波回路

3.1.1.1 CST による 3D モデル化

(1) ピルボックス型真空窓

従来、TWT 用のピルボックス型真空窓の設計に用いられた軸対称二次元モデルでは、製造時公差によるピルボックス型真空窓の非対称性を考慮できなかった。そのため、設計時に確認されなかった ghost mode が製造後に確認される事象が発生し、TWT の歩留悪化の一因となっていた。三次元解析ソフトである CST を用いることで、非対称な形状をモデル化することが可能となり、設計段階で ghost mode を考慮して設計を行うことが可能となる。本研究において作成したピルボックス型真空窓の解析モデル概形を図 3-4 に示す。モデル化に際し、製造公差を模擬するため、図 3-5 に示すような(b)回転方向の製造公差と(c)並進方向の製造公差を考慮可能なモデルとした。

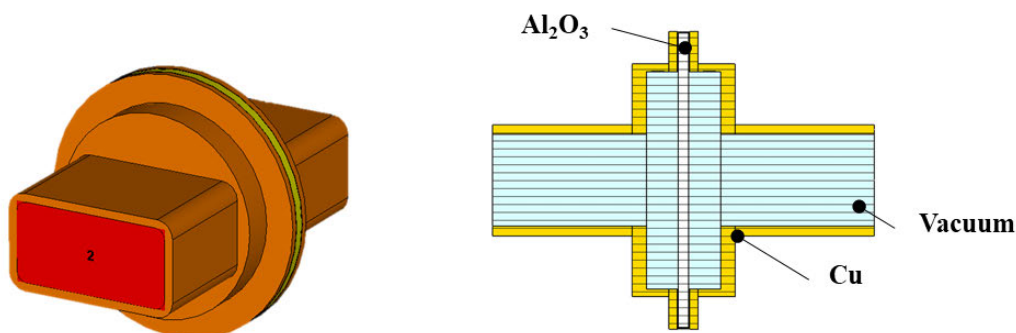
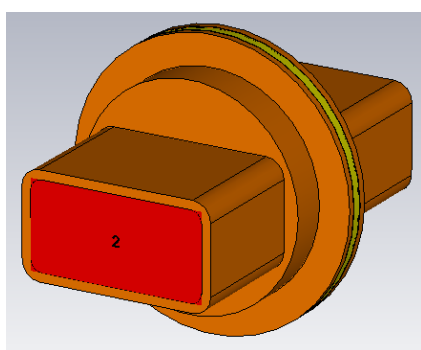
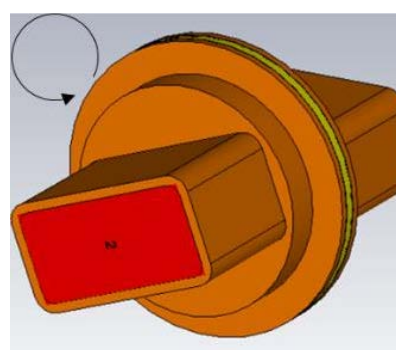


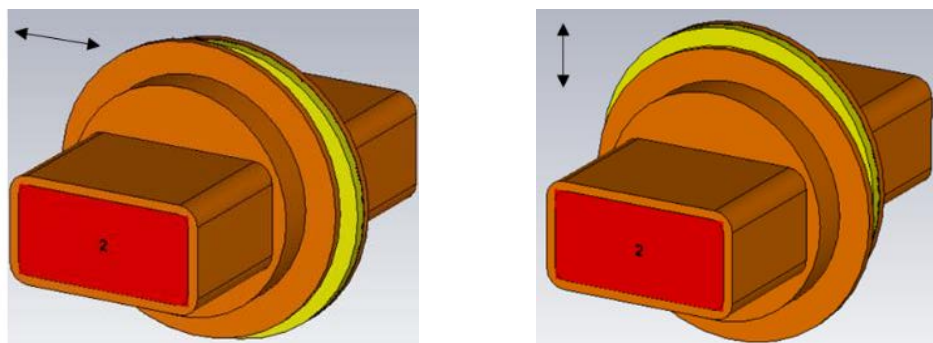
図 3-4 CST を用いて作成したピルボックス型真空窓の三次元モデル



(a) 正位置



(b) 製造公差 (回転)



(c) 製造公差（並進）

図 3-5 製造公差を考慮したピルボックス型真空窓の三次元モデル

(2) 遅波回路

従来、ヘリックス遅波回路の設計に用いられた軸対称二次元モデルでは、軸対称形でない支柱形状を模擬することが不可能であった。そのため、ヘリックスからシェルまでの空間を、ある等価比誘電率を持つ誘電体で充填した形状でモデル化されていた。また、ヘリックスの厚みを模擬しないテープヘリックスモデルと呼ばれる形状でモデル化されていた。そのため、支柱の形状による特性の変化を考慮することができなかった。CST を用いて作成したヘリックス型遅波回路の三次元モデルの概形図を図 3-6 に示す。CST を用いて作成したモデルでは軸対称二次元モデルと異なり、支柱形状やヘリックスの厚みも実際の遅波回路形状に則した形でモデル化されている。

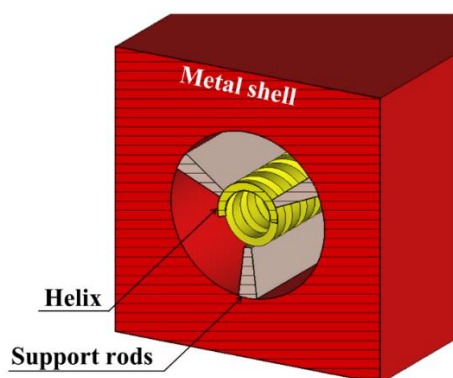


図 3-6 CST を用いて作成したヘリックス型遅波回路の三次元モデル

3.1.1.2 測定結果との比較による 3D モデルを用いた計算結果の妥当性確認

(1) ピルボックス型真空窓

ピルボックス型真空窓の解析モデルの妥当性確認を実施するために、実際に製造されたピルボックス型真空窓のリターンロスの測定値と計算値の比較を行った。また、ghost mode の計算結果の妥当性検証のため、ピルボックス型真空窓に製造公差を模擬した意図的なずれ

を生じさせた時、実測においてリターンロスに不連続な変化を観測した周波数と、計算結果の比較を実施した。解析対象としては、50GHz 帯 TWT に用いられるピルボックス型真空窓を用い、3D モデルで考慮する製造公差範囲は表 3-1 に示す範囲とした。この範囲は、製造に用いられる治具やピルボックス型真空窓の部品の寸法公差を考慮して発生しうる製造公差範囲を求めたものである。

表 3-1 計算において考慮する製造公差範囲

	Min.	Max.
回転 [deg]	0	5
並進 (各軸方向) [mm]	-0.04	+0.04

図 3-7 にピルボックス型真空窓における 2D モデルの計算結果と 3D モデルの計算結果および実測値の比較結果を示す。図 3-7 において、実線が測定結果、破線が 3D モデルによる計算結果、一点鎖線が 2D モデルによる計算結果を示す。同図より、基本波における周波数計算結果と測定結果の差異が 2D モデルでは 4.5%程度であるのに対し、3D モデルでは 1.6%の差異に収まっており、3D モデルにおいて実機を精度よく模擬できていることが確認できた。また、基本波周波数以外においても、2D モデルでは再現できていない 58 GHz 周辺の共振を 3D モデルによる計算結果では精度よく再現できていることから製造誤差を考慮しないモデルにおいて CST-MWS による計算結果は妥当であることが確認できた。さらに、図 3-8 に 3D モデルの計算結果に現れる共振モードの電界分布を示す。図 3-8 より、3D モデルでの計算結果で確認された共振点は、円形導波管の基本モードである TE_{11} モードに加え、高次モードである TE_{31} および TE_{12} モードであることが確認できる。

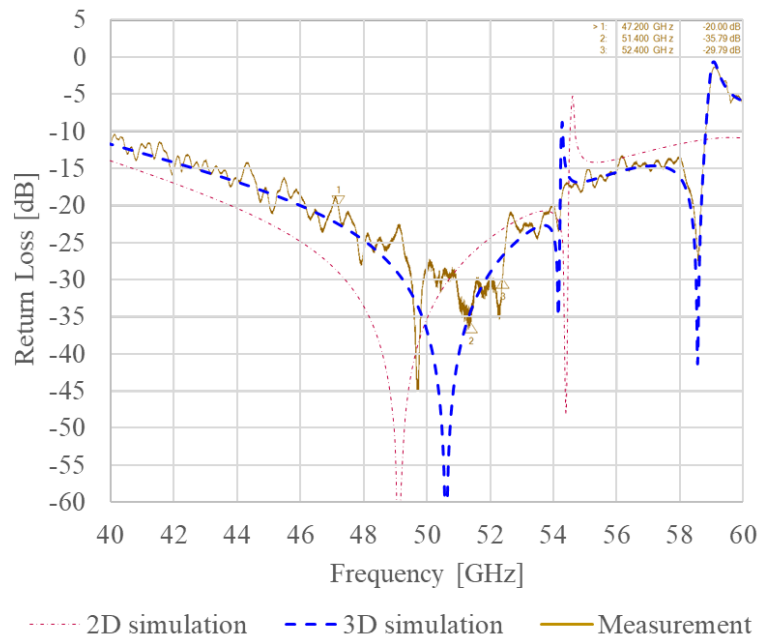


図 3-7 ピルボックス型真空窓における 2D モデルの計算結果と 3D モデルの計算結果および実測値の比較

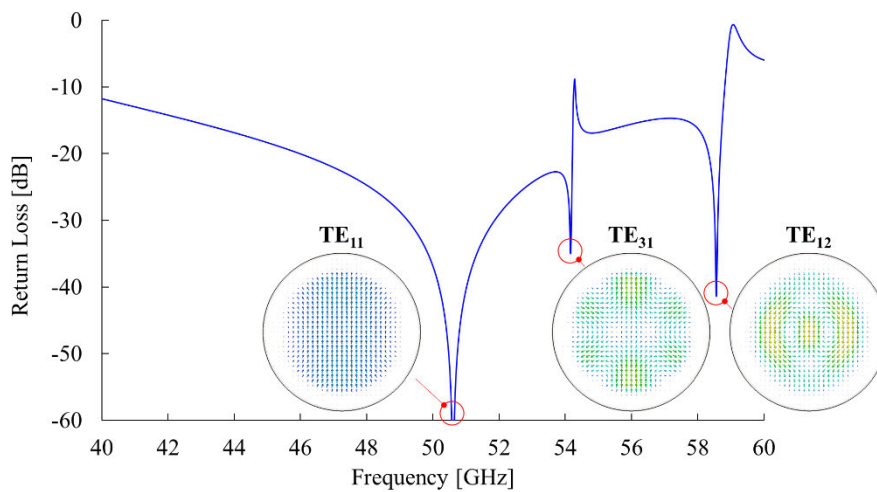


図 3-8 3D モデルの計算結果に現れる基本モードと高次モード

次に、製造公差を考慮した場合に発生する ghost mode の周波数の測定結果と計算結果を図 3-9 に示す。また、表 3-2 に ghost mode 周波数の測定結果と計算結果、およびその差異を示す。図 3-9 において、実線で示す計算結果は、表 3-1 に示す公差範囲での計算結果を重ね書きしたものであり、破線は意図的に回転方向および並進方向のずれを生じさせた時の測定結果において、リターンロスに不連続な変化を観測した周波数を示している。図 3-9 における計算結果には、円形導波管の基本モードおよび高次モードに加え、構造の非対称性により発生した ghost mode とみられる不連続点を確認でき、その周波数は測定において不連

続点が観測された周波数とよく一致しており、表 3-2 によるとその差異は 1%以下に収まっている。さらに、図 3-10 に 3D モデルの計算結果に現れる ghost mode の電界分布を示す。Ghost mode の電界分布では、円形導波管の高次モードには見られない電界分布が確認でき、これらがピルボックス型真空窓の非対称性によって発生する新たなモードであることが確認できる。

以上より、CST-MWS によるピルボックス型真空窓の 3D モデルは、正位置における計算結果においても、製造公差を考慮した際に発生する ghost mode の周波数においても測定結果をよく再現しており、妥当であることが確認できた。

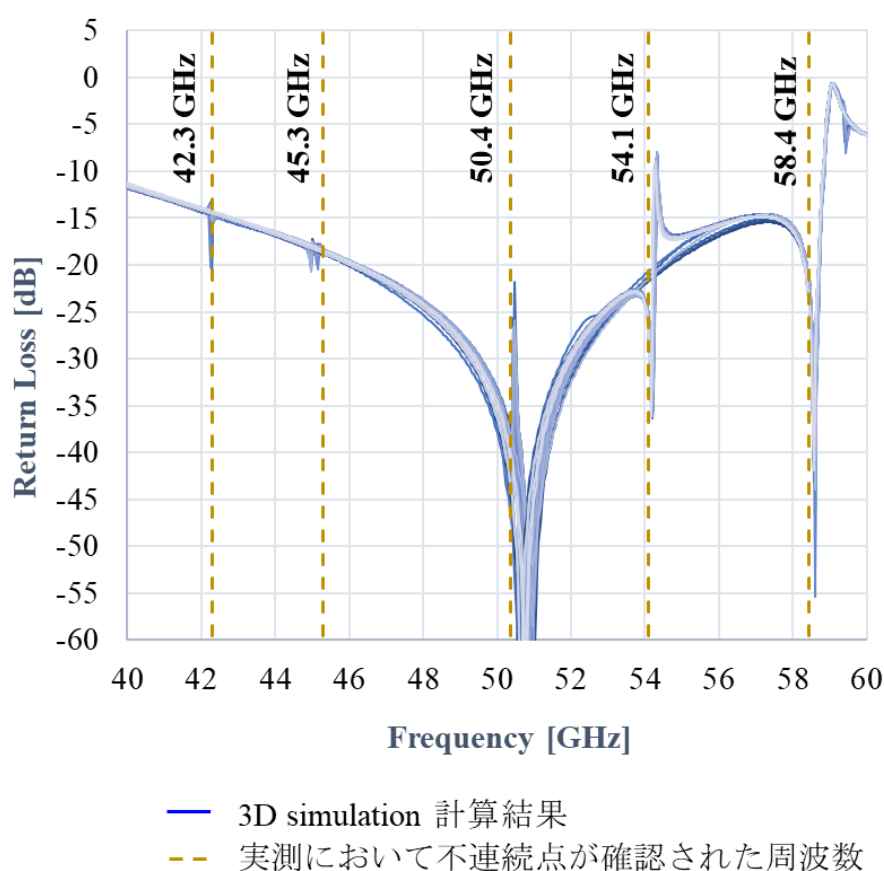


図 3-9 ghost mode 周波数の測定結果と計算結果の比較

表 3-2 ghost mode 周波数の測定結果と計算結果の比較

No.	不連続点の周波数 [GHz]		計算結果と 実測結果の差異
	測定結果	計算結果	
①	42.3	42.2	-0.095%
②	45.3	45.0	-0.71%
③	50.4	50.5	0.24%
④	54.1	54.2	0.15%
⑤	58.4	58.6	0.31%

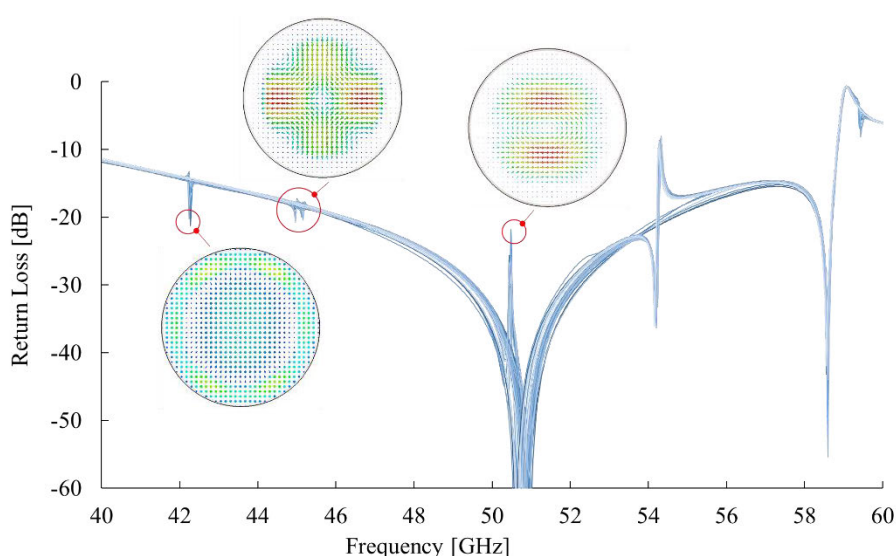


図 3-10 3D モデルの計算結果に現れる ghost mode の電界分布

(2) 遅波回路

遅波回路の 3D モデルにおける妥当性確認として、従来の設計で用いられた軸対称二次元モデルとの比較と、測定結果との比較を実施した。測定結果を元にした分散特性をプロットするためには、遅波回路の位相速度を測定する必要がある。しかし、遅波回路の位相速度を測定するためには特殊な測定装置が必要であり、現実的ではない。そこで、本研究では 3D モデルを用いて ω - β 図をプロットし、その ω - β 図から予測される発振周波数と実機で発生した異常発振の周波数を比較することで妥当性確認を実施した。

まず、軸対称二次元モデルとの比較を実施するにあたり、軸対称二次元モデルと 3D モデルの解析条件を近づけるため、CST を用いて軸対称二次元モデルで模擬される遅波回路形状の 3D モデルを作成した。作成した 3D モデルを図 3-11 に示す。ここで、CST 上では厚さを持たない構造体であるテープヘリックスを模擬することができないことから、ヘリックスの厚みを可能な限り薄くすることで軸対称二次元モデルを模擬している。図 3-12 に軸対称二次元モデルによる計算結果と CST で作成した 3D モデルによる計算結果の比較を示

す. 図 3-12(a)は TWT 動作に關する $n=0$ 次 (基本波) の空間高調波である進行波の $\omega\text{-}\beta$ 図を比較したものであり, 図 3-12(b)は図 3-12 (a)を周波数に対する位相速度のグラフに変換して比較したものである. いずれにおいても CST の計算結果は軸対称二次元モデルの計算結果をよく再現しており, 妥当であると考えられる.

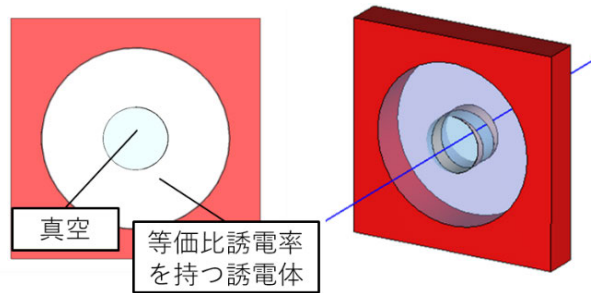
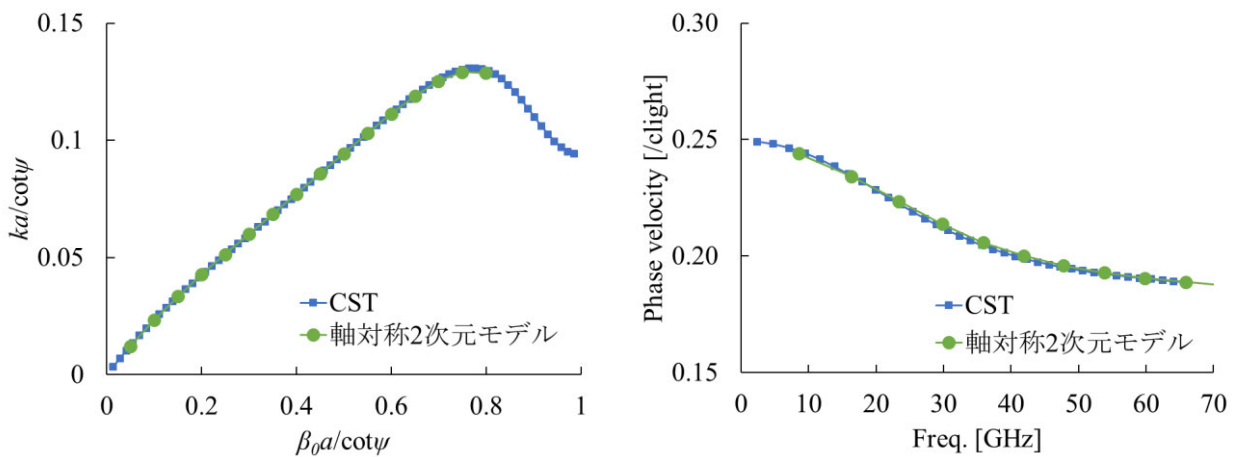


図 3-11 CST で模擬した軸対称 2D モデル



(a) $\omega\text{-}\beta$ 図の比較

(b)位相速度の比較

図 3-12 軸対称二次元モデルと CST の計算結果の比較

次に, 図 3-13 のように, 支柱形状およびヘリックス厚を考慮し, 実機の遅波回路形状を模擬したモデルを作成し, 発振周波数を用いた実測結果と計算結果の比較を実施した. 解析対象は 50GHz 帯 TWT に用いられる遅波回路とした. 解析対象の TWT において, 測定時に異常発振が確認された周波数は 54.0 GHz 付近であった. 図 3-14 に CST を用いて計算した $\omega\text{-}\beta$ 図を示す. 図 3-14 より, 解析対象とした TWT において予測される発振周波数は, 後進波発振の 55.2 GHz もしくは π ポイントに起因する発振の 54.3 GHz である. また, 表 3-3 に CST および従来の軸対称二次元モデルを用いて計算した発振周波数と, 測定時に観測された異常発振の周波数の比較を示す. 測定時に観測された発振が BWO か π ポイントに起因する発振かは判断が困難であるが, 図 3-14 および表 3-3 より, 発振周波数による比較は従来

の軸対称二次元モデルによる計算結果より CST を用いた計算結果の方が測定値をよく再現しており、CST による 3D モデルによる計算結果が妥当であると考えられる。

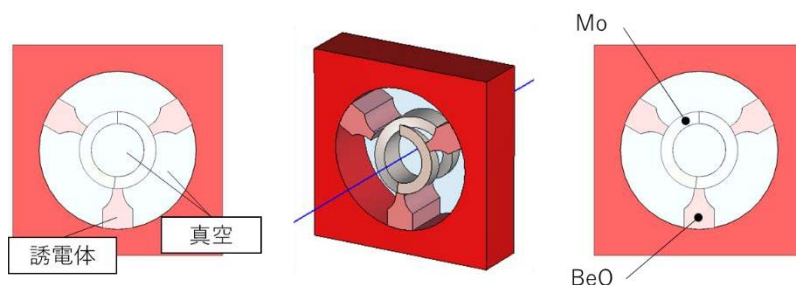


図 3-13 50 GHz 帯 TWT 用遅波回路の 3D モデル

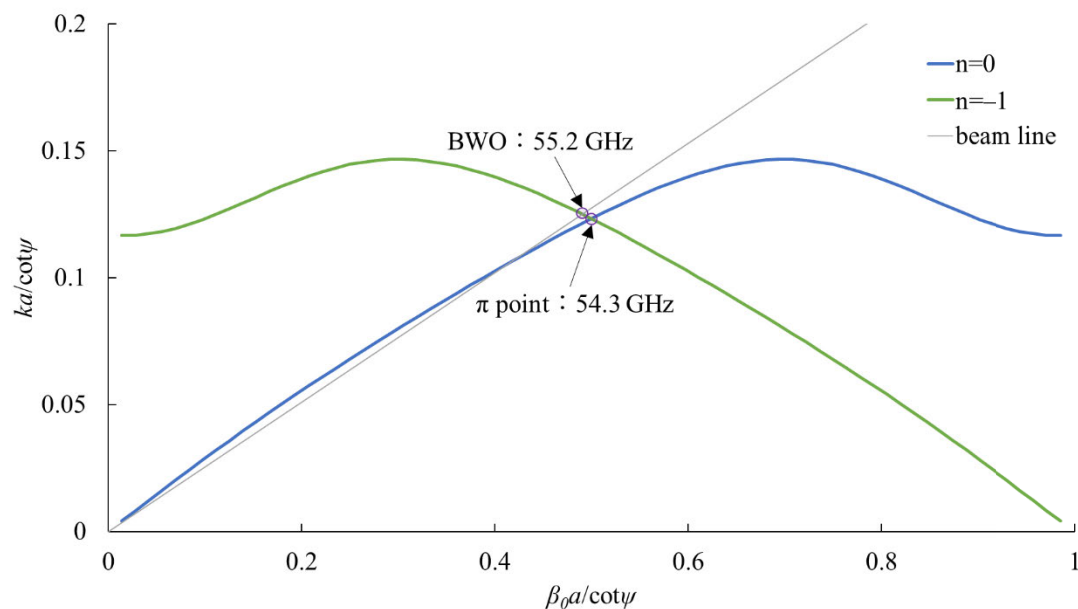


図 3-14 CST を用いて計算した ω - β 図から予測される発振周波数

表 3-3 発振周波数の計算結果と測定結果の比較

	CST(3次元モデル) 計算結果	軸対称2次元モデル 計算結果	異常発振周波数測定値
π ポイント	54.3 GHz	56.2 GHz	54.0 GHz
BWO	55.2 GHz	57.2 GHz	

3.1.2 アッテネータ

3.1.2.1 CST による 3D モデル化

ヘリックス TWT において、回路を 2 分割または 3 分割して高利得を得る場合、分割部は RF 的に反射点となるため、反射点に向かってロスが大きくなるようなテーパ状のロスパターンを形成することで、RF の反射を最小限に留める必要がある。特にロスパターンの裾部は周波数特性のリップルや BWO の発生、およびビーム効率に強く影響を与えるため、この部分の制御は特に重要である。一般に、実際のヘリックス型 TWT におけるアッテネータのロスパターンは、損失材料を塗布した誘電体支柱を導波管内に挿入した時の導波管端面で測定した通過損失の変化をモニタする手法で測定される。ロスパターン測定系の例を図 3-15 に示す。本研究では、図 3-15 に示す測定系を CST で模擬することでロスパターンの計算結果と測定結果を合わせ込み、そのモデルを動作解析モデルに適用するものとする。

アッテネータの 3D モデル化においては、(1) 誘電体支柱の周囲にカーボンなどの損失材料の薄膜を描画する、または(2) 誘電体支柱の Bulk 導電率などの物性値を変更するという方法で誘電体支柱の損失を模擬する手法が考えられる。(1)の手法においては、CST 上で描画した損失材料の薄膜にメッシュを生成する必要があるため、メッシュ数が増え、計算負荷が大きくなることが考えられる。また、損失材料によって支柱の構造的な寸法が大きくなるため、動作解析モデルにおいてヘリックスおよびシェルと組み合わせた際に、損失材料が干渉し、損失材料が計算上考慮されない部分ができる可能性があるものと考えられる。以上のように(1)の手法は、図 3-15 のロスパターン測定系を模擬した 3D モデルで合わせ込みを行ったロスパターンと、動作解析に適用した際の損失材料の状態が異なる可能性があるため、本研究では(2)の誘電体支柱の物性値を変化させることによるロスパターンの模擬を用いるものとした。モデル化においては V.B.Naidu らの先行研究を参考にし、誘電体支柱の Bulk 導電率を用いてロスパターンを模擬する方針を採用した。V.B.Naidu によると、Bulk 導電率でアッテネータを模擬した通過損失の計算結果と測定結果はよく一致することが報告されている[12]。本研究では、誘電体支柱の 3D モデルを複数に分割し、それぞれに対して Bulk 導電率を設定した。これにより誘電体支柱の Bulk 導電率をステップ状に変化させることが可能となり、実機で形成されるテーパ状のアッテネータを模擬することが可能になると考えられる。

作成した 3D モデルを図 3-16 に示す。図 3-16 において左図がモデルの全形であり、ある口径の矩形導波管の両端に励振用のポートを具備し、導波管の中央には誘電体支柱を通すための貫通穴を具備する。貫通穴周囲の断面図を示したものが図 3-16 の右図である。貫通穴を介して導波管内に誘電体支柱が挿入されるモデルとなっている。また、誘電体支柱には複数に分割された部分があり、この部分の Bulk 導電率をそれぞれ変化させることでテーパ状のロスパターンの合わせ込みを実現するモデルとなっている。

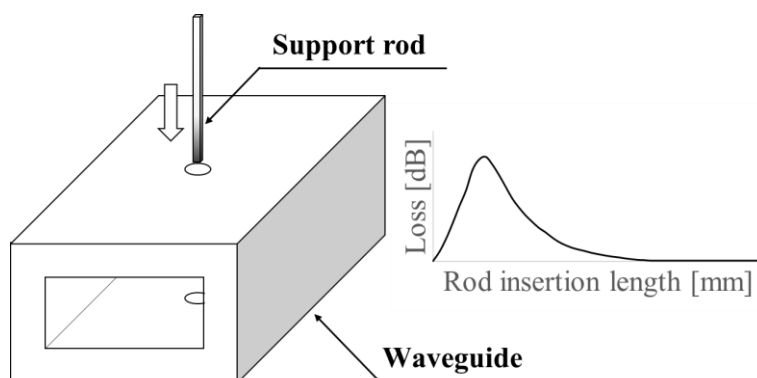


図 3-15 ヘリックス TWT 用アッテネータの測定系

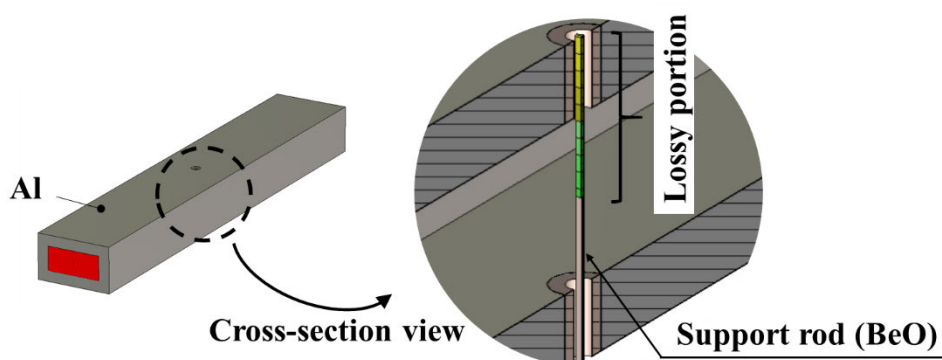


図 3-16 CST によるアッテネータの 3D モデル

3.1.2.2 測定結果との比較による 3D モデルの合わせ込み

前項に述べた誘電体支柱を分割し、それぞれに Bulk 導電率を設定する手法を用いて K 帯 (17.7 GHz–21.2 GHz) TWT に使用されるアッテネータをモデル化し、CST-MWS を用いた計算結果と測定結果の合わせこみを実施した。合わせ込みの結果を図 3-17(a)に、合わせ込みに使用した Bulk 導電率の値を図 3-17(b)に示す。図 3-17(a)において、横軸は誘電体支柱の導波管への挿入長、縦軸は導波管端面に配置したポートで測定した通過損失を表している。図 3-17(a)より、計算結果と実測結果を比較すると、TWT の性能に強く影響を与えるロスパターン裾部の結果がよく一致していることがわかる。図 3-16 に示すモデルのように、誘電体支柱を分割し、図 3-17(b)のようにステップ上の Bulk 導電率を設定することで、CST-MWS 上でロスパターンを模擬できることを確認した。

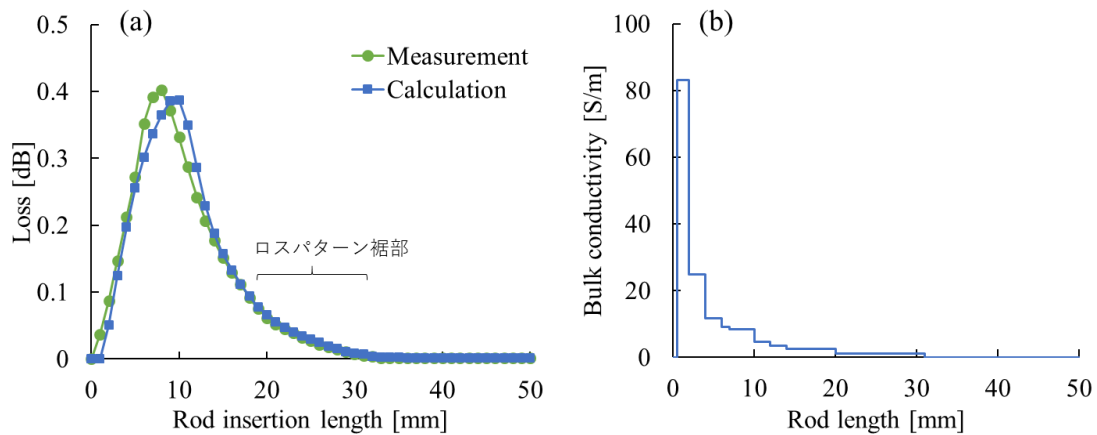


図 3-17 (a) K 帯 TWT 用アッテネータのロスパターン合わせ込み結果 および (b)合わせ込みに使用した Bulk 導電率

3.1.3 電子銃

3.1.3.1 電子放出モデルにおける仮想カソードおよび放出角の考慮

TWT に用いられる電子銃は空間電荷制限領域で用いられるため、CST-PS による電子銃解析における電子放出モデルも空間電荷制限による電子放出を模擬したモデルを用いる。TRK ソルバによる空間電荷制限に基づく電子放出は、Child-Langmuir の法則によってモデル化される。TRK ソルバによる電子放出モデルでは図 3-18 に示すように電子放出面であるカソード表面から距離 d だけ離れた位置に仮想放出面が生成され、電子はこの仮想放出面より角度 θ の方向に放出される。Child-Langmuir の法則を適用すると、仮想放出面から放出される電子ビームの電流密度 J は式 3-5 で表される。 J は電流密度、 q は電子の電荷、 m は電子の質量、 ϵ_0 は真空の誘電率であり、 ϕ および d は図 3-18 に示す電位および距離である。

$$J = \frac{4\epsilon_0}{9} \sqrt{\frac{2q}{m}} \frac{|\phi(d) - \phi(0)|^{\frac{3}{2}}}{d^2} \quad 3-5$$

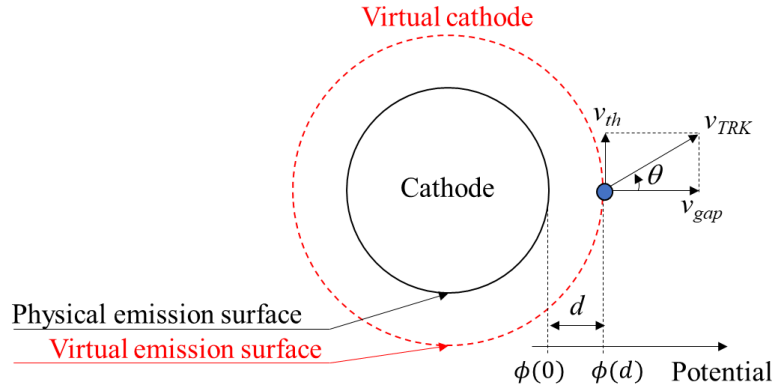


図 3-18 TRK ソルバによる空間電荷制限に基づく電子放出モデル

電子放出を定義する際、電子の放出角 θ を与える必要があり、放出角は電子の進行方向に垂直な速度成分である熱速度 v_{th} と、仮想放出面における電位 $\phi(d)$ による速度 v_{gap} により式 3-6 のように表される。

$$\theta = \tan^{-1} \frac{v_{th}}{v_{gap}} \quad 3-6$$

ここで、 v_{gap} は電位差による速度であるから、式 3-7 で表される。

$$v_{gap} = 5.93 \times 10^5 \sqrt{|\phi(d) - \phi(0)|} \quad 3-7$$

また、 v_{th} はマクスウェル分布に従うことから、電子の速度 v 、ボルツマン定数 k 、温度 T 、電子の質量 m を用いて式 3-8 で表される。

$$f(v) = 4\pi v^2 \left(\frac{m}{2\pi kT} \right)^{3/2} \exp\left(-\frac{mv^2}{2kT} \right) \quad 3-8$$

マクスウェル分布の分布関数をプロットすると、図 3-19(a) のようになる。 $f(v)$ の最頻値がその温度における電子がとりうる速度分布の内、最も確率が高い速度であり、その時の速度

(最確速度 v_{mp}) は $\frac{d}{dv} f(v) = 0$ の条件より式 3-9 で表される。また、マクスウェル分布の累積分布関数は図 3-19(b) のように表される。

$$v_{mp} = \sqrt{\frac{2kT}{m}} \quad 3-9$$

以上を踏まえ、TRK ソルバにおける電子の放出角を設定する際の v_{th} には、最も確率の高い速度として v_{mp} を適用するか、より厳しい条件として累積分布関数から総電子の内、任意の割合の電子が持つ最大速度を求め、 v_{th} に適用するといった手法が考えられ、定量的な指標に則して熱速度の影響を考慮することが可能となることが考えられる。

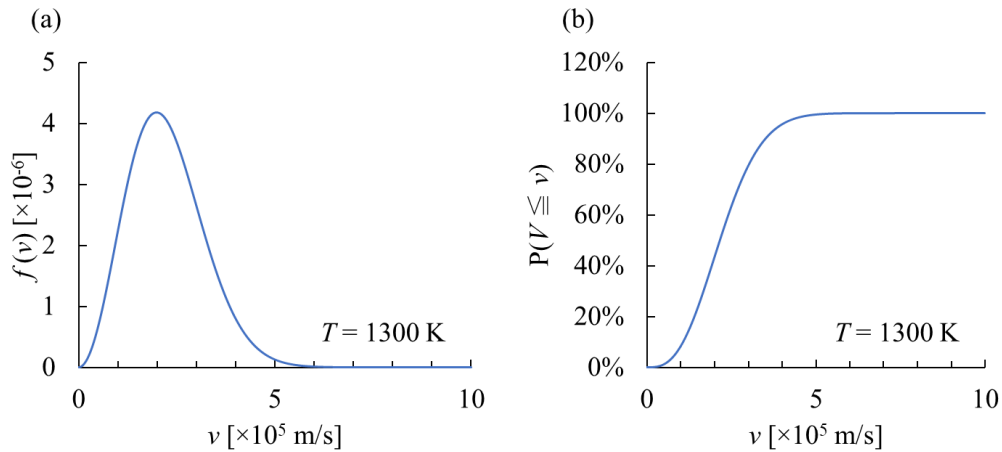


図 3-19 マクスウェル分布における (a)分布関数 $f(v)$ および (b)累積分布関数 $P(V \leq v)$

3.1.3.2 電子銃解析の妥当性確認

CST による電子銃解析の妥当性確認として、空間電荷制限領域で動作する平行平板二極管の理論値との比較を実施した。比較するパラメータはパービアンス $P\mu$ と電子ビーム軌道とした。比較に用いるモデルを図 3-20 に示す。また、図 3-20 に示すモデルのパラメータを表 3-4 に示す。図 3-20 に示す平行平板二極管に対するポアソン方程式は解析的に解くことが可能であり、結果としてカソード電極面の電子ビーム放射部に対する外周部の面との角度を 67.5° に設定することによって、電子ビームが中心軸に平行にアノードに向かって進む。図 3-20 において、アノード電圧を E_a 、カソードとアノード間距離を d とした時、カソード電流 I_k は Child-Langmuir の式と呼ばれる式 3-10 で与えられる。ここで、 S はカソード面積、 ϵ_0 は真空の誘電率、 η は電子の比電荷である。式 3-10 で I_k を求めることで式 2-10 から $P\mu$ の理論値が求められ、図 3-20 に示す平行平板二極管の $P\mu$ の理論値は $3.981 \mu\text{A}/\text{V}^{3/2}$ となる。

$$I_k = \frac{4}{9} \epsilon_0 \sqrt{2\eta} \frac{E_a^{3/2}}{d^2} S \quad 3-10$$

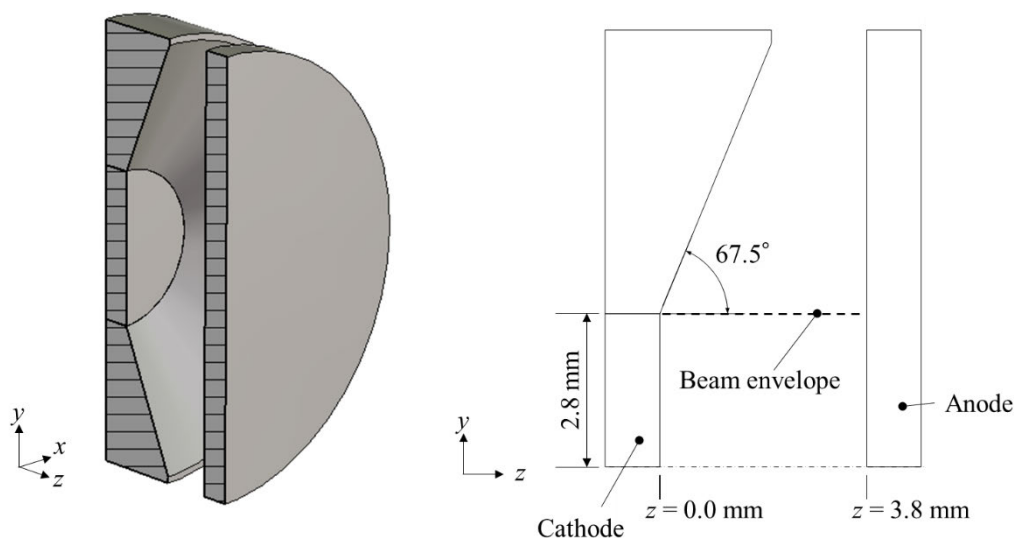


図 3-20 平行平板二極管モデル

表 3-4 平行平板二極管モデルパラメータ

変数名	記号	値	単位
カソード半径	r_c	2.8	mm
カソード-アノード間距離	d	3.8	mm
アノード電圧	E_a	1000	V

CST による計算結果を図 3-21 に示す. 図 3-21 より, TRK ソルバの繰り返し計算により, 計算結果は理論値に近い値に集束することが確認できる. CST による P_μ の計算結果は $3.984 \mu\text{A}/\text{V}^{3/2}$ であり, 理論値と 0.08% の差異で一致した. また CST による電子ビーム軌道の計算結果を図 3-22 に示す. 図 3-22 において, 左図は放出された電子の軌道とその電子が持つエネルギーをモデル断面においてプロットしたものであり, 右図は電子ビームにおける最外殻電子軌道 (エンベロープ) を示したものである. 右図において, エンベロープはカソード半径 r_c で正規化している. 前述のとおり, 図 3-20 の平行平板二極管モデルにおける電子ビームはカソードから中心軸に平行に進むため, アノード表面での電子ビーム半径の理論値はカソード半径 r_c と等しく, 2.8 mm となる. 図 3-22 右図より, CST による計算で算出されたアノード表面での電子ビーム径は理論値と 0.6% の差異で一致していることが確認できる. ただし, これは仮想放出面位置 z_{VC} , カソード近傍のメッシュ寸法 z_{mesh} および放出面から放出される電子の数 N_p が適切に設定された場合の結果であり, これらの設定が適切でないと理論値との差異が大きくなることが確認できた. z_{VC} , z_{mesh} , N_p の概略図を図 3-23 に示す. また, 仮想放出面位置 z_{VC} とカソード近傍のメッシュ寸法 z_{mesh} の比を横軸にとり, 単位面積当たり電子数 N_p/S_k を変化させた時の P_μ の計算結果を図 3-24 に示す. ここで S_k はカソード面積である. 図 3-24 より, N_p が少なすぎる, または z_{VC}/z_{mesh} が 1 未満である場合,

第3章 TWT 設計への三次元数値シミュレーションの適用

$P\mu$ の計算値と理論値の差異が大きくなることが確認できる。 $z_{VC}/z_{mesh}=1$ はカソードから仮想放出面の距離が、メッシュ寸法と一致している状態であり、カソードから仮想放出面は1メッシュ以上の距離を確保する必要があることがわかる。また、 $z_{VC}/z_{mesh}=1$ の条件下で、 N_p を変化させた時の z_{VC} 位置での電流密度をプロットしたものを図 3-25 に示す。 N_p を多くするほど、電流密度が理論値付近で安定し、 N_p が少なすぎると電流密度が安定しないことが確認できた。

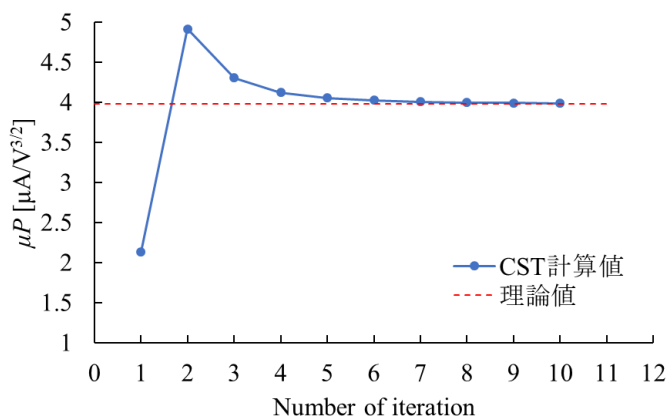


図 3-21 CST による平行平板二極管のガンパービانس計算結果

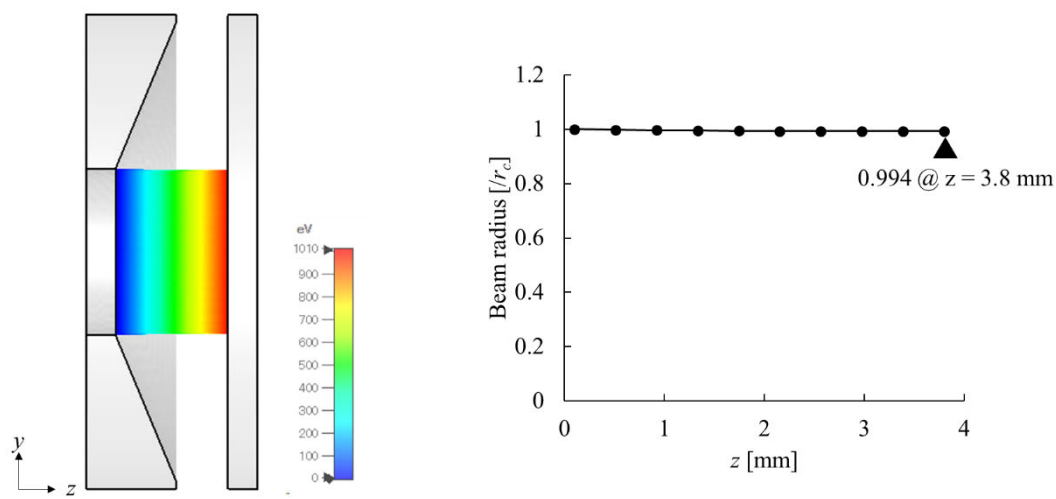


図 3-22 CST による電子ビーム軌道の計算結果

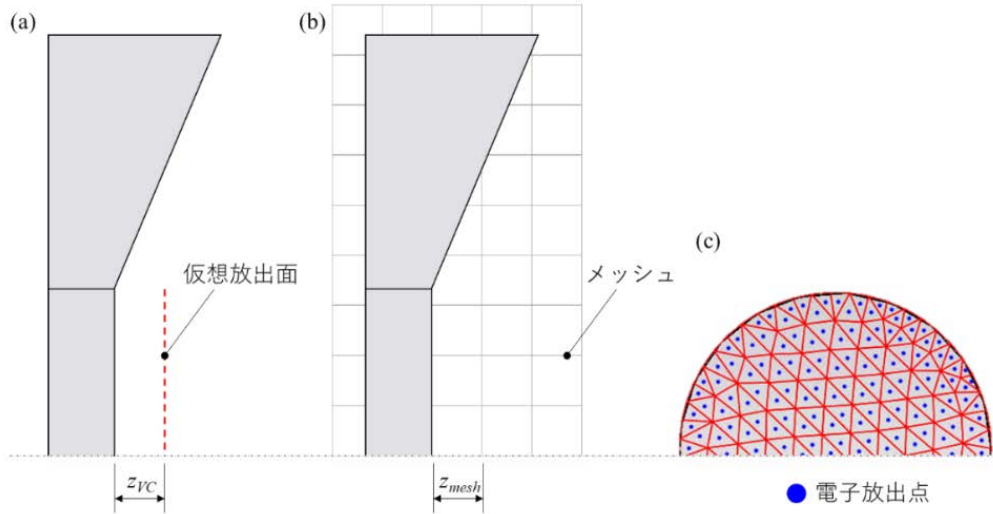


図 3-23 (a) 仮想放出面位置 z_{vc} , (b) カソード近傍のメッシュ寸法 z_{mesh} , (c) 放出面から放出される電子の数 N_p の概略図

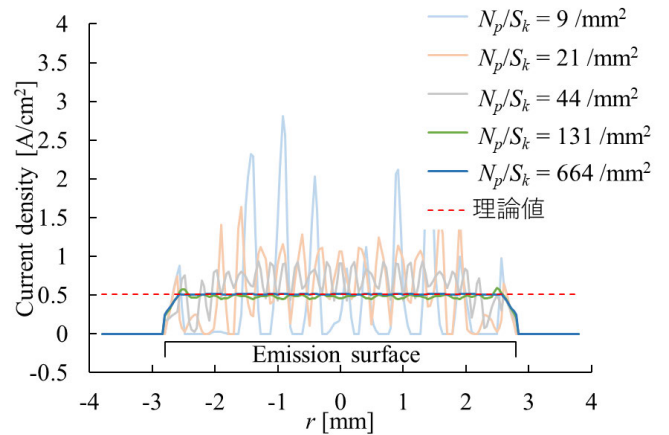
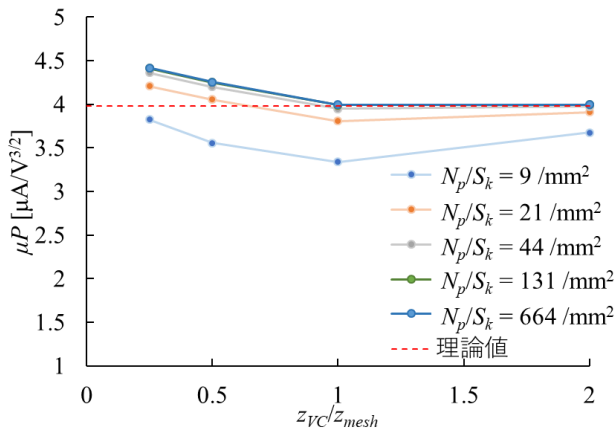


図 3-24 z_{vc}/z_{mesh} , N_p の変化による $P\mu$ 計算結果の変化 図 3-25 N_p の変化による電流密度計算結果の変化

CST-PS の TRK ソルバを用いた電子銃の計算は、不適切な設定の状態では理論値から外れるもしくは不安定な状態となることが確認できた。しかし、適切に設定を行った状態での計算結果は理論値と 0.08% 程度の精度で一致し、妥当な結果を得られることを確認した。本研究における電子銃の計算においては、 $z_{vc}/z_{mesh} > 1$ を確保したうえで、仮想放出面位置での電流密度が安定するように N_p を設定することで、不適切な計算結果を使用しないよう配慮した。

次に、上記のような設定値を適切に設定したうえで、CST による計算結果と実際の TWT に用いられる電子銃における $P\mu$ の測定結果を比較することで妥当性確認を実施した。解析対象は 3.1.2 項で用いた K 帯 TWT に使用される電子銃とし、CST による計算における熱速度の影響は最確速度を用いた。作成した解析モデルを図 3-26 に示し、 $P\mu$ の比較を表 3-5 に

示す. 表 3-5 より, $P\mu$ の計算結果は測定結果と差異 0.39%で一致し, 実機をよく再現していることが確認できた.

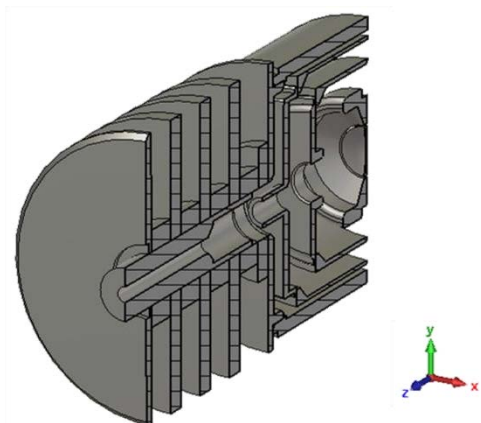


図 3-26 電子銃の CST 解析モデル

表 3-5 $P\mu$ 計算値と測定値の比較

	$P\mu$
測定値	$0.256 \mu\text{A}/\text{V}^{3/2}$
計算値	$0.257 \mu\text{A}/\text{V}^{3/2}$
差異	+0.39 %

以上のように, CST-PS の TRK ソルバを用いた電子銃の計算は適切な設定を行った状態であれば, 理論値とも測定値ともよく一致しており, 妥当な結果を得られることを確認した.

3.1.4 電子ビーム

3.1.4.1 PIC ソルバにおける電子放出条件の算出

TWT の動作解析を実施するためには, 回路波と電子ビームの相互作用を解析することが可能である CST-PS の PIC ソルバを用いる必要がある. PIC ソルバで用いる電子ビームには, TRK ソルバで計算された電子ビームを使用することが好ましい. しかし, 前項で示した通り, TRK ソルバで妥当な計算結果を得るためには, 計算に用いる電子の数 N_p を十分多くする必要があり, その電子数は PIC ソルバで扱うには膨大であり, 計算負荷が高い. そのため, PIC ソルバに用いる電子の放出条件を工夫し, TRK ソルバで計算された電子ビームを PIC ソルバ上で模擬することが必要となる. TRK ソルバで計算した電子ビームの情報を PIC ソルバで使用するために, TRK ソルバで計算した電子ビームの任意の位置での電子の速度を PIC ソルバで再現することを考える. 任意の位置では, 電子の速度に回転方向の速度成分 v_θ が存在する. PIC ソルバの電子放出面では, 図 3-27 の通り, θ と φ を決定する必要がある. 今, TRK ソルバで計算した電子ビームエンベロープにおける極大点を考える. 極大点のため電子の速度における径方向成分 v_r は 0 であることが明らかである. また, θ が 0 でないという条件下で, 径方向成分 v_r が存在しないためには φ は 90° である必要がある. すると, θ は軸方向成分 v_z と回転方向成分 v_θ を用いて, 式 3-11 であらわされる.

$$\theta = \tan^{-1} \frac{v_z}{v_\theta} \tag{3-11}$$

v_θ は式 3-12 の Busch の定理より電子の比電荷 η , カソード半径 r_c , カソード位置での磁束密度 B_c , 任意位置でのビーム半径 r , 任意位置での磁束密度 B_z から算出可能である.

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{\eta}{2} \left(B_z - B_c \frac{r_c^2}{r^2} \right) \quad 3-12$$

また, v_z は電子のポテンシャルから算出可能であり, 電子ビームによる直流電位低下を式 3-13 で考慮する. ここで, ρ_0 は空間電荷密度, r_b は電子ビームの最外殻軌道半径, r_h はヘリックス内半径, ϵ_0 は真空の誘電率である.

$$V(r) = \frac{\rho_0 r_b^2}{2\epsilon_0} \begin{cases} \frac{1}{2} + \ln \frac{r_h}{r_b} - \frac{r^2}{2r_b^2} & , r < r_b \\ \ln \frac{r_h}{r} & , r \geq r_b \end{cases} \quad 3-13$$

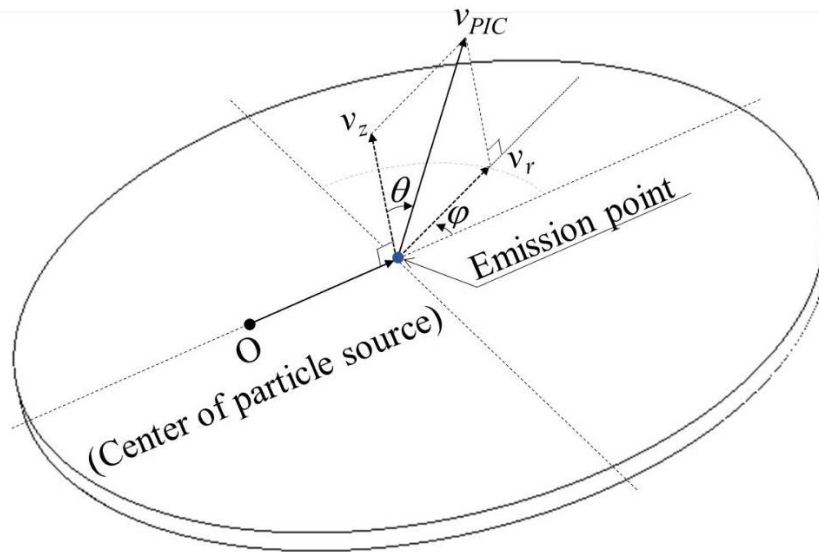


図 3-27 PIC ソルバにおける電子放出モデルの概略図

以上より, PIC solver における θ と ϕ を算出可能である.

3.1.4.2 PIC ソルバにおける TRK ソルバの電子ビーム計算結果の再現

前項で示した手法を用いることで, TRK ソルバで計算された電子ビームを PIC ソルバで再現することが可能であることを確認するために, K 帯 TWT に使用される電子銃から生成される電子ビームを解析対象として, TRK ソルバの計算結果と PIC ソルバの計算結果の比較を行った. PIC ソルバでの電子位置と, TRK ソルバでの電子ビームエンベロップの比較

結果を図 3-28 に示す。TRK ソルバによる計算結果は、 Pu の実機との比較により、妥当性が確認された図 3-26 のモデルを用いて計算されたものである。また、電子ビームの集束には、実機に用いられた PPM 装置の磁界を模擬した中心磁束密度を中心軸上に外挿するモデルを使用している。中心軸上の磁束密度は TRK ソルバおよび PIC ソルバで同様であり、図 3-28 に破線で示している。図 3-28 において、PIC ソルバを用いて計算された電子の位置と TRK ソルバを用いて計算された電子ビームエンベロップを比較すると、両者の差異は小さく上記の手法を用いることで、TRK ソルバを用いて計算された電子ビームを PIC ソルバで再現することが可能であることが確認できた。

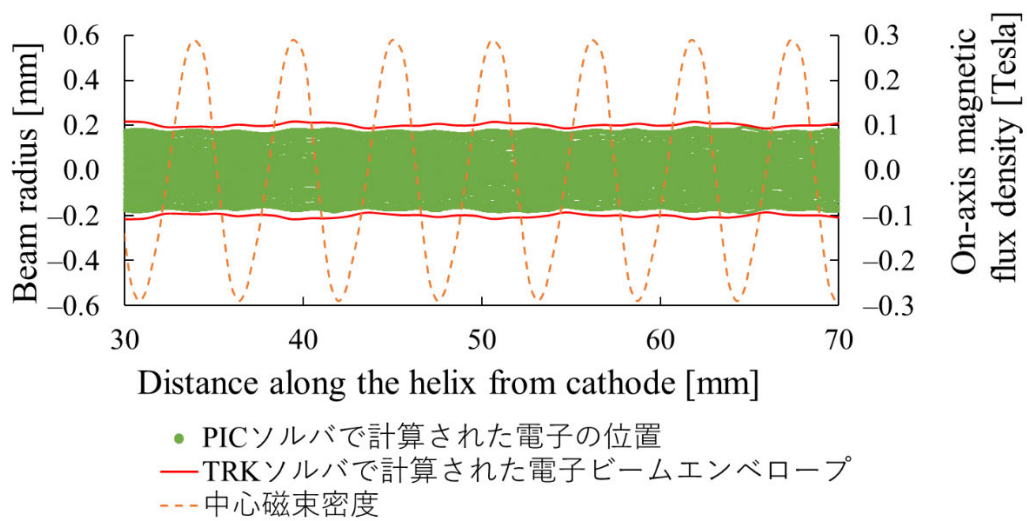


図 3-28 PIC ソルバで計算した電子位置と TRK ソルバで計算した電子ビームエンベロップの比較

3.1.5 動作解析

3.1.5.1 ヘリックス TWT 動作解析モデルへのアッテネータおよび電子ビームの反映

第3章での検討の結果を反映したヘリックス型 TWT の動作解析モデルを図 3-29 に示す。図 3-29 において、RF Input から回路波を入力し、RF Output から増幅された回路波を出力する。回路波のインタフェースとなる同軸線路はリターンロスが -20 dB 以下になるように寸法を設定している。電子ビームは電子源から放出される。電子源は、測定されたビーム電圧および電流を用いて、図 3-28 に示すように TRK ソルバで計算した電子ビーム軌道を模擬するように設定されている。電子ビームは PPM で集束され、ヘリックス遅波回路中を透過する。遅波回路分割部には 3.1.2 項で妥当性を確認した手法で作成したアッテネータのモデルを具備する。アッテネータは入力側および出力側で計 6 本ある誘電体支柱それぞれに対して、実機との合わせこみを実施し Bulk 導電率を設定している。

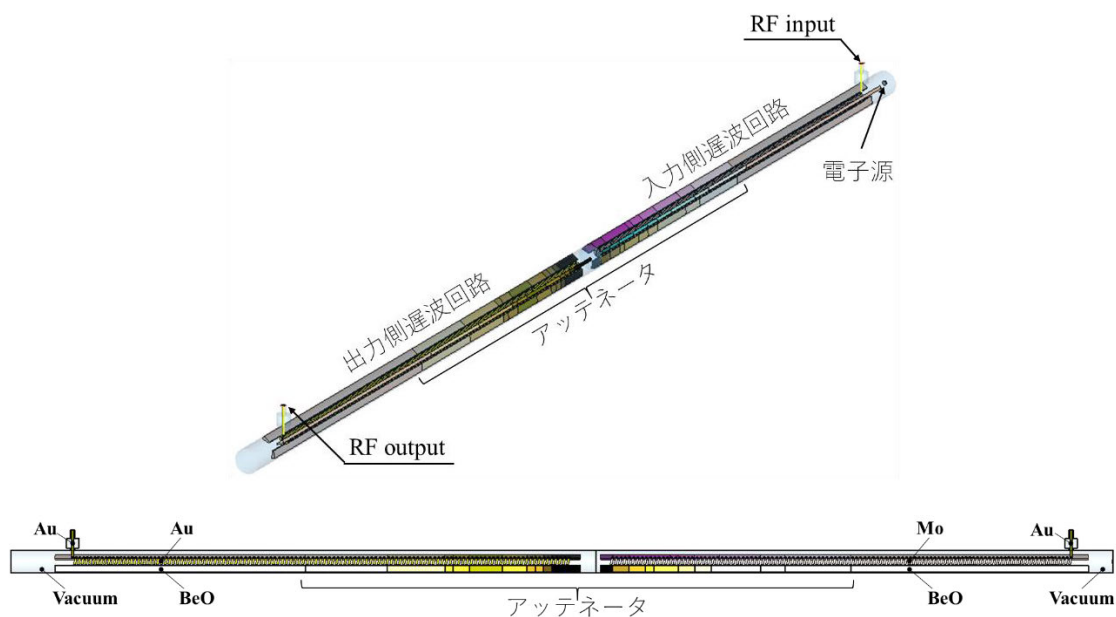


図 3-29 ヘリックス TWT の動作解析モデル

3.1.5.2 動作解析モデルの計算結果と測定値の比較による妥当性確認

図 3-29 に示す動作解析モデルを用いて、TWT の主要性能となる利得、出力電力、Phase Shift および異常発振の有無を計算し、測定値との比較を行うことで動作解析モデルおよび前項までに検討したアッテネータおよび電子ビームのモデル化手法の総合的な妥当性を確認した。解析対象は 3.1.2 項～3.1.4 項で用いた K 帯 150 W 級 TWT とする。比較対象となる K 帯 150 W 級 TWT の外観写真を図 3-30 に示す。図 3-30 に示す TWT は人工衛星搭載用として開発されたものであり、特に TWT の効率が重要視される。

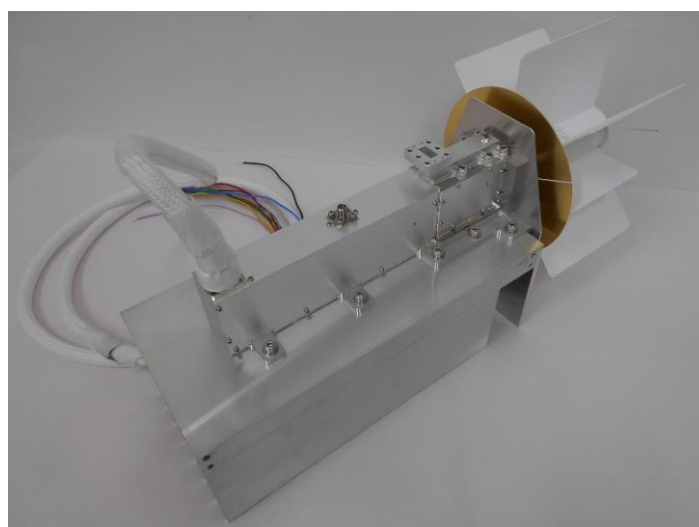


図 3-30 K 帯 150 W 級 TWT の外観写真

図 3-29 に示す動作解析モデルを用いて、K 帯 TWT の動作解析を実施した結果を表 3-6 および図 3-31～図 3-34 に示す。表 3-6 は TWT 主要性能の実測結果と計算結果の比較である。図 3-31、図 3-32 はそれぞれ AM/AM Transfer, Phase Shift の計算結果と実測結果の比較、図 3-33 および図 3-34 は大信号動作時および小信号動作時の周波数スペクトルと時間領域波形の計算結果を示す。図 3-31、図 3-32 において、横軸は飽和出力電力を得るときの入力電力からのバックオフ量 (Input back-off) を示している。また、図 3-35 に示す解析対象となる K 帯 TWT の分散特性解析結果より、解析対象において不安定動作が予測される周波数は 45.5 GHz および 48.4 GHz である。

表 3-6 より、利得、出力電力などの主要性能は計算結果と測定結果がよく一致していることが確認できる。ただし、利得においては計算結果が測定結果より 1~2 dB 程度低い結果となることを確認した。これは、図 3-28 のように、PIC ソルバでの電子ビーム径が TRK ソルバより小さくなっていることに起因するものと考えられる。図 3-31、図 3-32 より、本研究で作成したモデルの計算結果と実測結果は TWT の非線形動作においても測定結果をよく再現していることが確認できた。このことから、先に述べたアッテネータモデルを含む解析モデルは妥当であると考えられる。また、図 3-33 より、大信号動作、小信号動作時とも、基本波および高調波以外の周波数成分は確認されず、本モデルで模擬した TWT は安定動作しているものと考えられる。

なお、PIC 解析における解析時間は 50 nsec とした。図 3-34 に示すように、50 nsec の解析時間において、出力信号の時間領域波形は十分安定しており、収束した定常状態の計算結果を得られているものと考えられる。

表 3-6 動作解析モデルを用いた TWT 主要性能の計算結果と測定値の比較

項目	測定値	計算結果	差異
周波数	19.5 GHz		-
小信号利得	63.88 dB	61.98 dB	-1.9 dB
飽和利得	56.36 dB	55.12 dB	-1.24 dB
飽和出力電力	159.6 W (52.03 dBm)	162.8 W (52.12 dBm)	+3.2 W (+0.09 dB)
ビーム効率	22.4%	22.8%	+0.4%
異常発振の有無	No Oscillation	No Oscillation	-

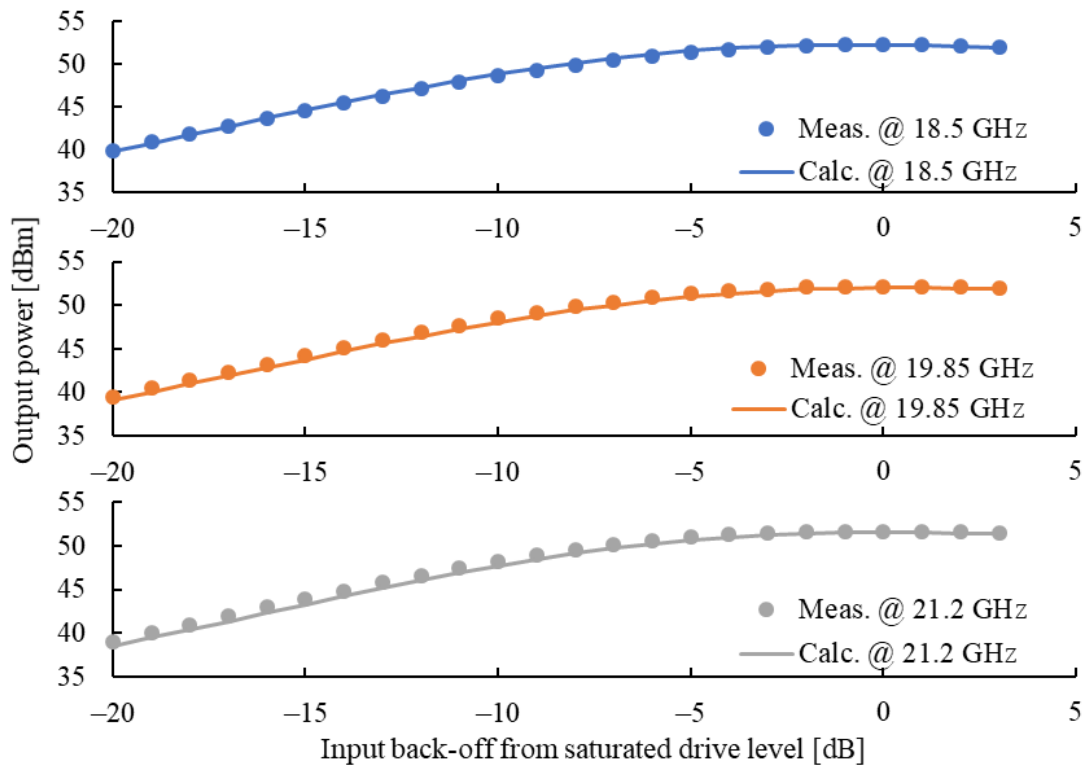


図 3-31 AM/AM transfer カーブの動作解析モデルを用いた計算結果と測定値の比較

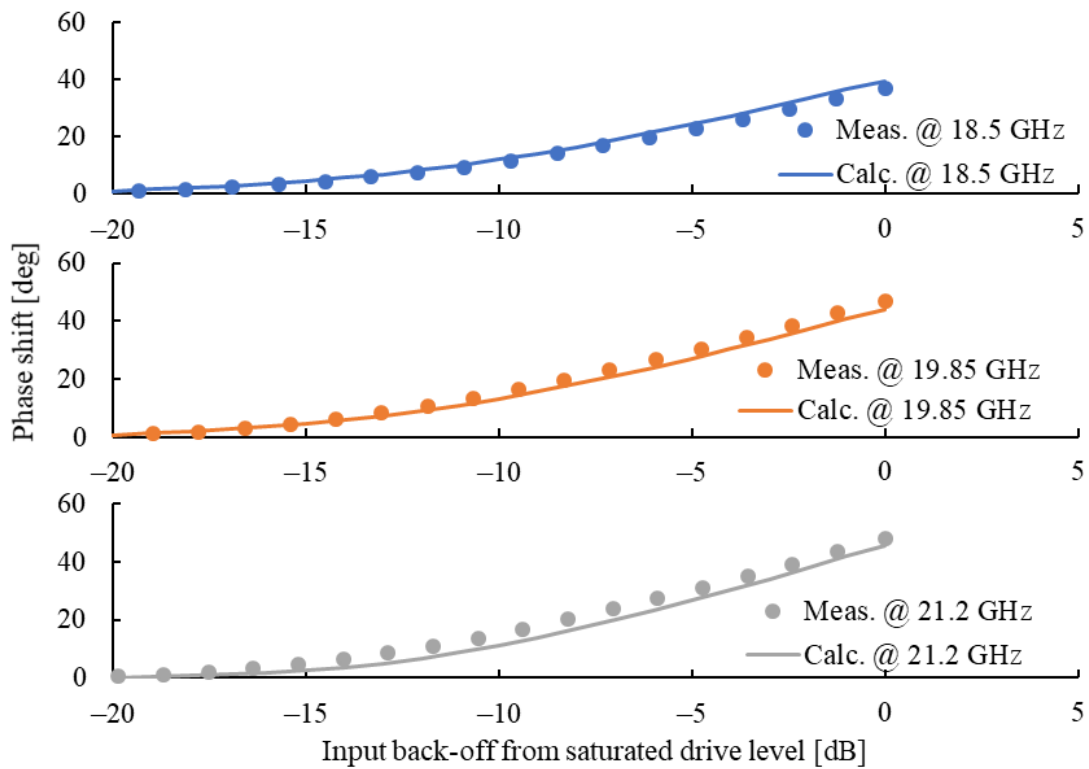


図 3-32 Phase shift の動作解析モデルを用いた計算結果と測定値の比較

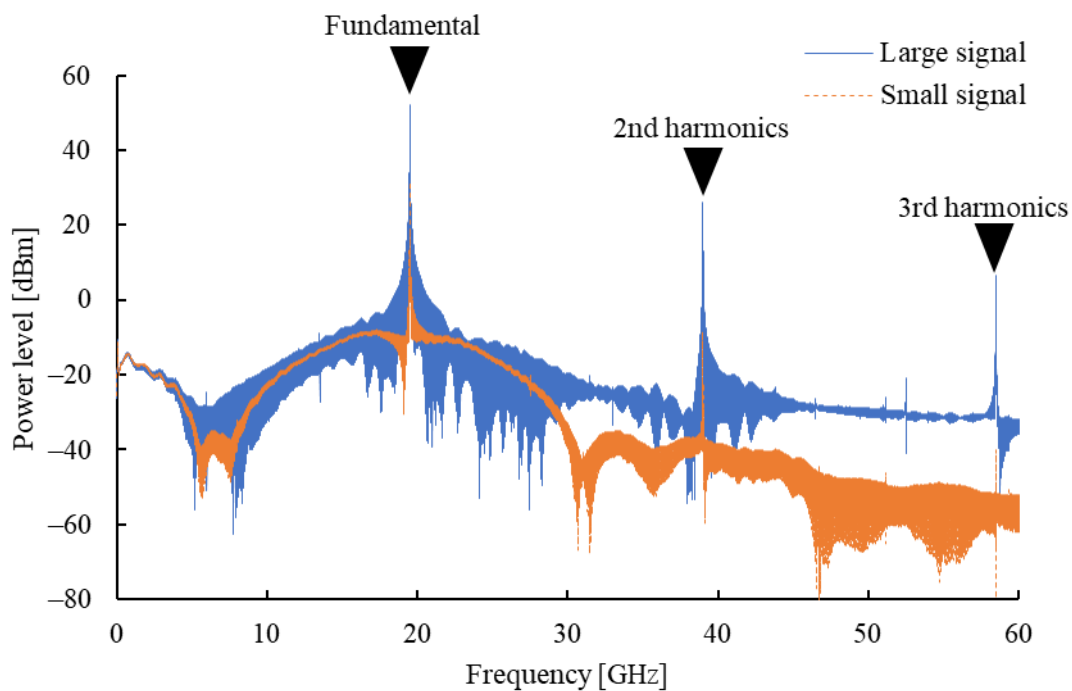


図 3-33 大信号動作時と小信号動作時の周波数スペクトルの計算結果

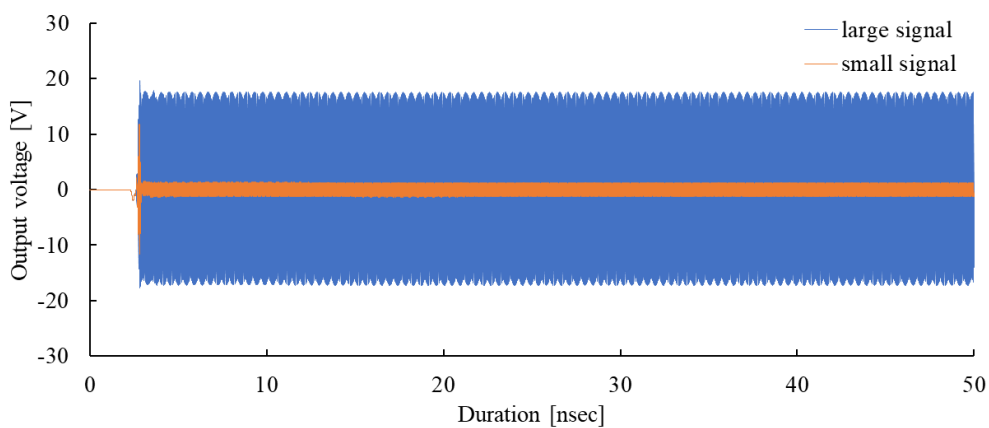


図 3-34 大信号動作時と小信号動作時の出力信号の時間領域波形

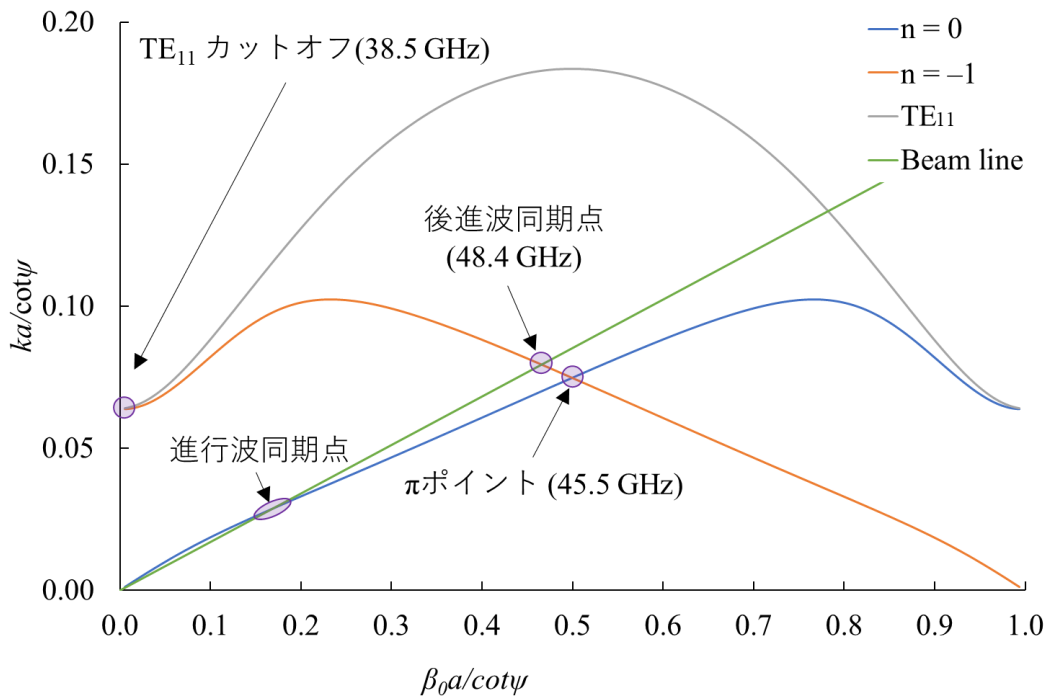


図 3-35 K 帯 TWT における分散特性解析結果

3.2 まとめ

本章では、TWT を構成する回路（真空窓および遅波回路）、入力側遅波回路と出力側遅波回路の分割部に具備されるアッテネータ、電子銃、電子銃の計算結果を用いて動作解析を実行するために必要となる電子ビームに関して、三次元数値シミュレーションソフトである CST を用いて 3D モデルを作成した。また、それぞれの構成部品に対して、理論値、既存の実績のある 2D 解析ツールおよび試作機の測定結果と CST による計算結果を比較することで、作成した 3D モデルが妥当であることを確認した。特に、アッテネータに関しては、先行研究で検討された、分割部の空間に損失を定義する手法ではなく、遅波回路の誘電体支柱に適切な Bulk 導電率を定義する形で 3D モデル化を行うことで、より現実に則した形でのモデル化を実現し、実際の TWT 製造へのフィードバックを念頭に置いたモデル化を行った。

また、妥当性が検証された各構成部品を組み合わせる形で、TWT のフルモデルシミュレーションが可能となる 3D 動作解析モデルを作成した。動作解析モデルにおいても、TWT 試作機の利得、飽和出力電力、出力電力および位相の非線形性に関して計算結果との比較を行い、両者がよく一致することから、作成した動作解析モデルが妥当であることを示した。動作解析モデルの計算結果と測定結果には小信号利得で -1.9 dB、飽和出力電力で $+3.2$ W の差異が確認されたが、これは電子ビームの径や試作機に具備される入出力回路を考慮していない点などが原因として考えられる。いずれにおいても、利得が 50 dB を超える TWT にお

第3章 TWT 設計への三次元数値シミュレーションの適用

いて、これらの差異は軽微であり、作成したモデルを実際の設計に供することに関して正確性を欠いているということではないと考えられる。同時に、時間領域で計算を実行する CST-PS では、ツールにおいて収束の判定がなされないが、計算結果として得られる出力信号が解析時間に対して安定していることから、本章で実行した計算は十分収束しているものと考えられる。

次章においては、本章で妥当性が検証された動作解析モデルを用いて最適化の手法を提案し、適用することで、TWT の性能向上に対する有効性を検証する。

参考文献

- [1] CST Studio Suite. Accessed: July 21st, 2023. [Online]. Available:
<https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/>
- [2] U. Becker, "Recent Developments in 3D Electromagnetic and Charged Particle Simulation," 2007 IEEE International Vacuum Electronics Conference, Kitakyushu, Japan, 2007, pp. 1-4, doi: 10.1109/IVELEC.2007.4283194.
- [3] 本間利久, 五十嵐一, 川口秀樹, “数値電磁力学—基礎と応用—,” 森北出版株式会社, 2002, pp.201–08.
- [4] R. J. Barker, J. H. Booske, N. C. Luhmann Jr., G. S. Jusinovich, “Modern Microwave and Millimeter-Wave Power Electronics,” Wiley-IEEE Press, 2005, pp. 507–513.
- [5] Kane Yee, “Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell’s equations in isotropic media,” in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 14, no. 3, pp. 302-307, May 1966, doi: 10.1109/TAP.1966.1138693.
- [6] 阿部哲郎, ” 加速器のためのマイクロ波入門第 2 版,” Accessed: November 11th, 2023.[Online]. Available:
http://accwww2.kek.jp/ofo/ofo17/OHO17_txt/01_02_Abe_Tetsuo_180416.pdf
- [7] M. J. Duffield, G. Doherty, R. North, M. Butler and A. Griggs, “Broadband windows for a Gyro TWA,” 2008 IEEE International Vacuum Electronics Conference, 2008, pp. 245-246, doi: 10.1109/IVELEC.2008.4556491.
- [8] A. M. Cook, C. D. Kimura, E. L. Wright and J. P. Calame, "Broadband 220-GHz Vacuum Window for a Traveling-Wave Tube Amplifier," in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 60, no. 3, pp. 1257-1259, March 2013, doi: 10.1109/TED.2012.2232929.
- [9] 中島研二, 小杉直史, 蔦木邦夫, 三村秀典, “3D 数値シミュレーションによる TWT 用ピルボックス窓および電子銃の最適設計”, 信学技報, vol. 121, no.ED-290, ED2021-44, pp. 32-37, 2021 年 12 月
- [10] C. L. Kory and J. A. Dayton, "Computational investigation of experimental interaction impedance obtained by perturbation for helical traveling-wave tube structures," in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 45, no. 9, pp. 2063-2071, Sept. 1998, doi: 10.1109/16.711375.
- [11] P. R. R. Rao and S. K. Datta, "Estimation of conductivity losses in a helix slow-wave structure using eigen-mode solutions," 2008 IEEE International Vacuum Electronics Conference, Monterey, CA, USA, 2008, pp. 99-100, doi: 10.1109/IVELEC.2008.4556452.
- [12] V. B. Naidu et al., "Three-Dimensional Electromagnetic Analysis of Attenuator-Coated Helix Support Rods of a Traveling-Wave Tube," in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 56, no. 5, pp. 945-950, May 2009, doi: 10.1109/TED.2009.2015613.
- [13] S. K. Datta, V. B. Naidu, P. R. R. Rao, L. Kumar and B. Basu, "Simple Formulas for Stopband Attenuation Characteristics of Asymmetric Helical Slow-Wave Structures of Traveling-Wave

- Tubes," in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 57, no. 6, pp. 1447-1454, June 2010, doi: 10.1109/TED.2010.2047069.
- [14] K. Aliane, F. André and Y. Elskens, "Perturbative analysis of the losses in a TWT," 2021 22nd International Vacuum Electronics Conference (IVEC), Rotterdam, Netherlands, 2021, pp. 1-2, doi: 10.1109/IVEC51707.2021.9721928.
- [15] S. Yoshikado and I. Taniguchi, "Microwave complex conductivity of a square post in rectangular waveguide," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 37, no. 6, pp. 984-992, June 1989, doi: 10.1109/22.25400.
- [16] 中島研二, 蔦木邦夫, 根尾陽一郎, 三村秀典, "3D 数値シミュレーションによるヘリックス型 TWT のアッテネータの最適設計", 信学技報, vol. 122, no.298, ED2022-66, pp. 51-54, 2022 年 12 月
- [17] D. Safi, P. Birtel, S. Meyne and A. F. Jacob, "Helix traveling-wave tube interaction simulation with CST particle studio," 2017 Eighteenth International Vacuum Electronics Conference (IVEC), London, UK, 2017, pp. 1-2, doi: 10.1109/IVEC.2017.8289620.
- [18] D. Safi, P. Birtel, S. Meyne, and A. F. Jacob, "A Traveling-Wave Tube Simulation Approach With CST Particle Studio," in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 65, no. 6, pp. 2257-2263, June 2018, doi: 10.1109/TED.2018.2798810.
- [19] C. L. Kory, "Investigation of fully three-dimensional helical RF field effects on TWT beam/circuit interaction," in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 48, no. 8, pp. 1718-1726, Aug. 2001, doi: 10.1109/16.936694.
- [20] D. Chernin, T. Antonsen, and B. Levush, "Implementation of a 3D helix TWT stability model in the large signal code CHRISTINE 3D," Third IEEE International Vacuum Electronics Conference (IEEE Cat. No.02EX524), Monterey, CA, USA, 2002, pp. 75-76, doi: 10.1109/IVELEC.2002.999268.
- [21] V. B. Naidu, S. K. Datta, S. U. Reddy, and L. Kumar, "Three-dimensional particle-in-cell analysis of beam-wave interaction in a multi-section severed helix TWT," 2009 IEEE International Vacuum Electronics Conference, Rome, Italy, 2009, pp. 453-454, doi: 10.1109/IVELEC.2009.5193566.
- [22] X. Wang, Q. Chen and M. Li, "Multiple-GPU-Based Simulation of Ka-Band Helix Traveling Wave Tube," in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 67, no. 6, pp. 2585-2592, June 2020, doi: 10.1109/TED.2020.2986931.

第4章 TWT 設計における三次元数値シミュレーションを用いた最適設計手法の提案

本研究では、図 3-30 に示す K 帯 TWT を対象として、人工衛星搭載用 TWT において重要な性能となるビーム効率を改善するために、TWT の主要性能および不安定性に大きく寄与するアッテネータのロスパターンおよびピッチプロファイルの最適化を実施した。本章ではアッテネータおよびピッチプロファイルの最適化手法とその結果を示す。

4.1 アッテネータの最適化

4.1.1 アッテネータの最適化手法

本研究では、周波数特性のリップルや BWO の発生、およびビーム効率に強く影響を与える出力側遅波回路に具備される誘電体支柱に生成されるアッテネータのロスパターン裾部の特性を変化させることで最適化を図ることを検討した。図 4-1 に示す出力側遅波回路の誘電体支柱の Bulk 導電率を変化させることにより、ロスパターン裾部の特性を変化させることが可能である。最適化対象となる誘電体支柱の Bulk 導電率を変化させた時のロスパターン計算結果を図 4-2 に示す。3.1.2 項において、測定結果に合わせ込みを実施した際の本誘電体支柱の Bulk 導電率は 0.8 S/m であった。図 4-1 に示す誘電体支柱の Bulk 導電率を 0.4 S/m および 1.2 S/m に変化させた時、ロスパターンは図 4-2 に示す破線および一点鎖線のように変化する。導電率を大きくすることで、アッテネータの損失が大きくなり、利得や飽和出力レベルが低下することが予測される一方で、異常発振の抑制には有利であることが考えられる。逆に、損失が小さくなると利得や飽和出力レベルは向上することが予測されるが、損失を小さくしすぎると異常発振が発生する恐れがある。このように TWT の主要性能と異常発振の有無はロスパターンに対して相反する挙動をとるため、動作解析モデルの誘電体支柱に対して Bulk 導電率を変化させ、ロスパターンを変化させた時の利得と飽和出力レベル、および異常発振の有無を比較することで、主要性能が最大かつ異常発振などの不安定動作が発生しない最適なロスパターンを設計することが可能となることが考えられる。

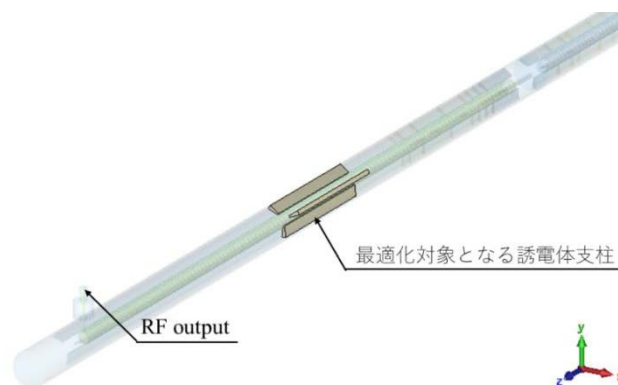


図 4-1 ロスパターン最適化の対象とする出力側誘電体支柱ブロック

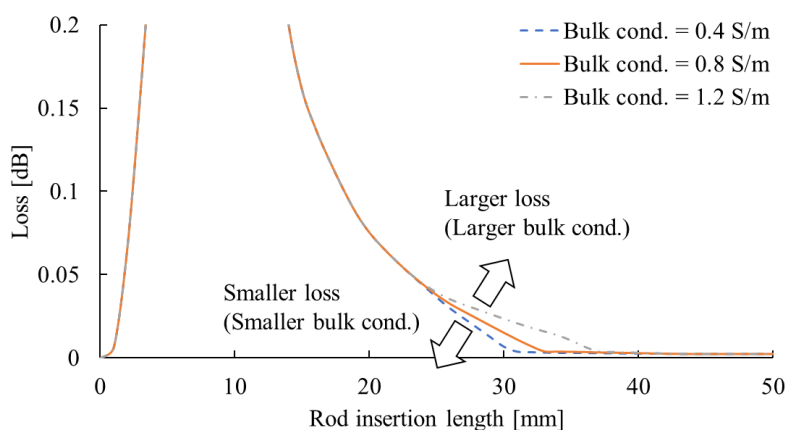


図 4-2 最適化対象となる誘電体支柱の Bulk 導電率を変化させた時のロスパターン

4.1.2 アッテネータ最適化手法を適用した動作解析の結果

図 4-3 に図 4-1 に示した筒所の誘電体支柱の Bulk 導電率を 0.4 S/m および 0.8 S/m とした時の周波数スペクトルを示す。図 4-3 より、Bulk 導電率 0.8 S/m の時は基本波および 2 次、3 次の高調波の周波数成分のみが表れているのに対し、Bulk 導電率 0.4 S/m では基本波と高調波の他に 46 GHz 周辺に異常発振による周波数成分が確認できる。また、図 4-4 に Bulk 導電率を(a) 0.8 S/m および(b) 0.4 S/m とした時の時間領域波形を示す。Bulk 導電率 0.8 S/m では、出力信号の波形が一定であるのに対し、Bulk 導電率 0.4 S/m では出力信号波形において、解析時間 30 nsec を経過したあたりから振幅の変動が確認できる。これは基本波の増幅に用いられるエネルギーが異常発振信号の成長に用いられることによる振幅の減少であると考えられる。また、Bulk 導電率 0.4 S/m の条件下で RF input からの入力信号がない時の時間領域波形を図 4-5 に示す。無入力時においても図 4-4 と同様に解析時間 30 nsec を経過したあたりから出力信号が発生しており、異常発振が発生していることが確認できる。本研究においては、計算時間を 100 nsec 以上に設定して計算を実施しており、図 4-4 および図 4-5 より発振信号を含む出力信号は十分安定していることが確認できる。

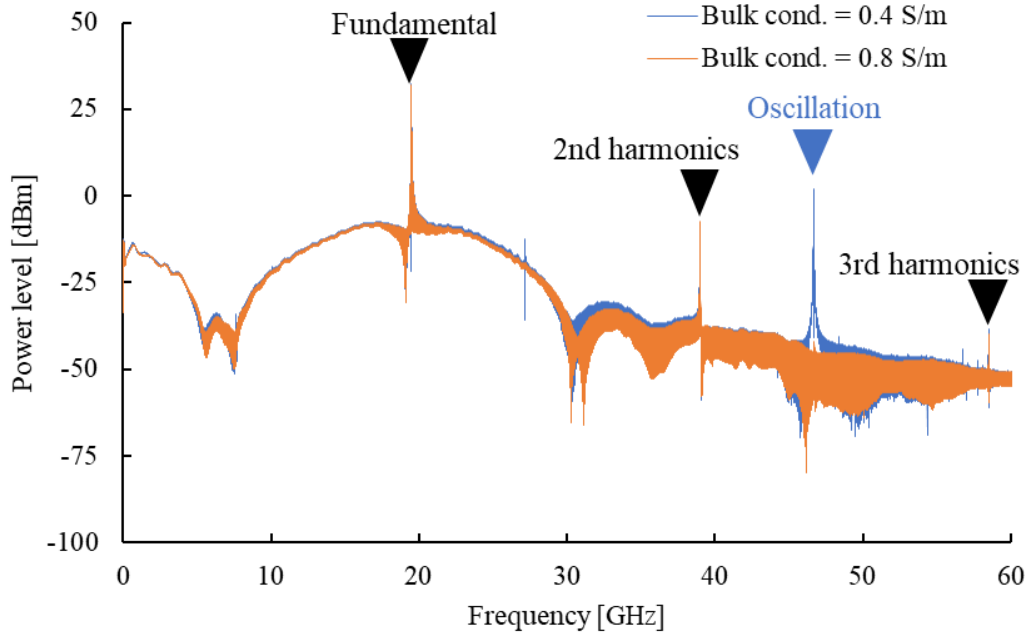


図 4-3 Bulk 導電率 0.4 S/m と 0.8 S/m での出力信号の周波数スペクトル (小信号動作)

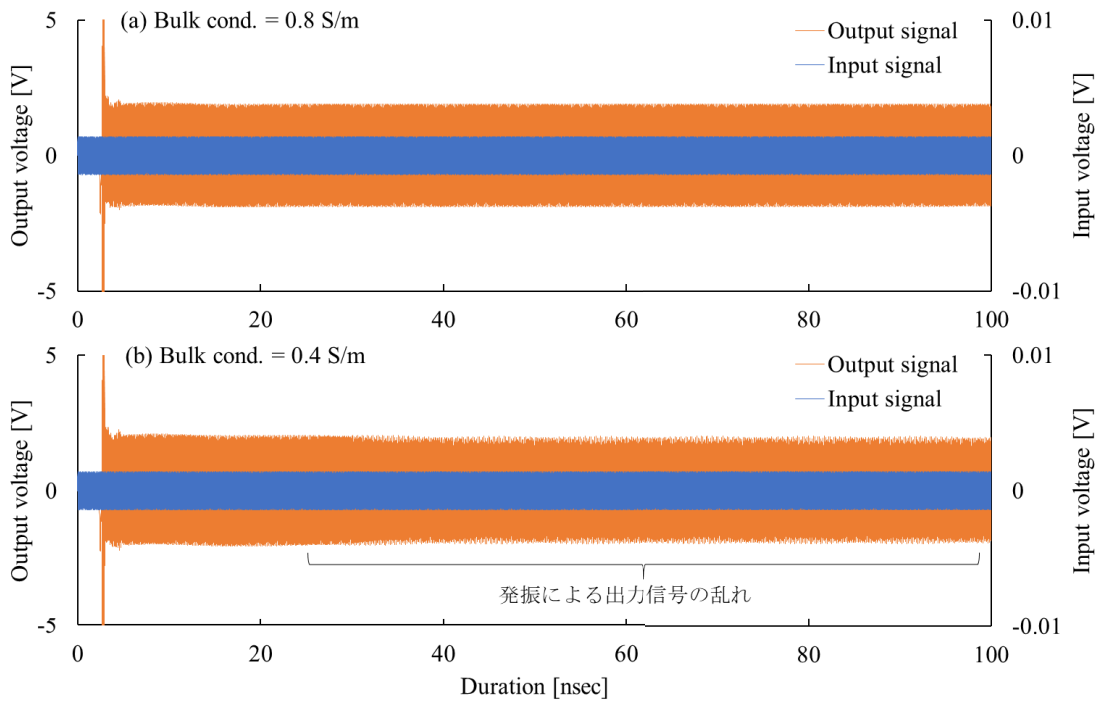


図 4-4 Bulk 導電率 0.4 S/m と 0.8 S/m での時間領域信号 (小信号動作)

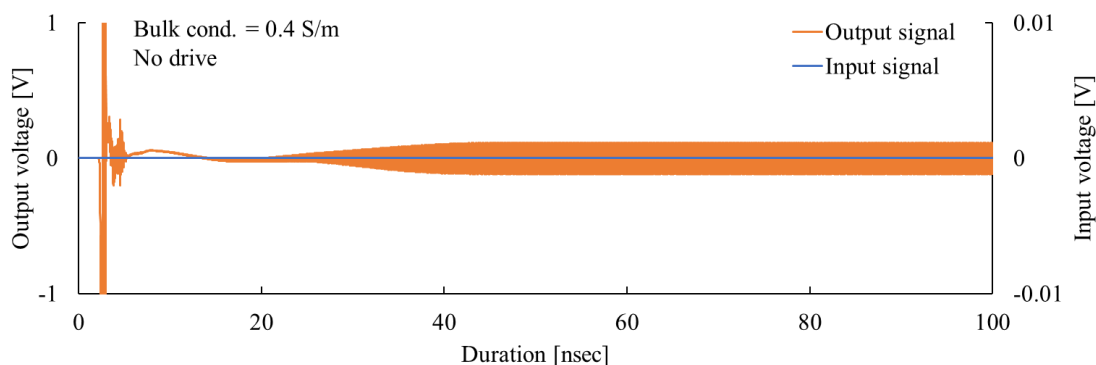


図 4-5 Bulk 導電率 0.4 S/m での時間領域信号（無入力時）

図 4-6 に図 4-1 に示した箇所誘電体支柱の Bulk 導電率を変化させた時の諸特性の変化を示す。図 4-6 (a)が小信号動作時の小信号利得と異常発振電力を、図 4-6 (b)が大信号動作時の飽和出力電力と異常発振電力を示している。小信号利得および飽和出力電力に関しては、表 3-6 で得られた計算値からの差分を示しており、異常発振電力については、入力周波数 (19.5 GHz) における出力電力との D/U を表している。図 4-6 より、Bulk 導電率を小さくすることで、小信号利得および飽和出力電力が増加する傾向にあり、主要性能としては Bulk 導電率を小さく、すなわちアッテネータの損失を小さくすることが好ましいことが確認できる。一方で、異常発振電力に着目すると、大信号動作時は Bulk 導電率を変化させても異常発振が発生しない一方で、小信号動作時において Bulk 導電率を 0.8 S/m 以下に設定すると異常発振電力が増加していることが確認できる。また、図 4-7 にビーム電圧を変化させた時の異常発振周波数の変化を示す。図 4-7 に示すように、計算結果で確認された異常発振周波数はビーム電圧に依存しており、これは BWO の特徴であることから、解析モデルのメッシュの非対称性による π モードに起因する発振ではなく、BWO による発振成分であると考えられる。

以上のように、本研究で作成したアッテネータの 3D モデルを用いることで、アッテネータのロスパターンの変化による諸特性の変化および異常発振の有無を総合的に確認しながらロスパターンの設計が可能となる。先行研究[3]において、本研究と同様にセバーを含む動作解析モデルが提唱されているが、セバー周囲の空間に損失を定義するなどの手法が用いられており、アッテネータ自体のモデル化がなされていないことから、動作解析の結果をロスパターンにフィードバックすることが困難であると考えられる。本研究では、誘電体支柱の Bulk 導電率を変化させるという、より実際に則した形でモデル化を行っており、動作解析によって算出された最適な Bulk 導電率を図 3-16 に示すモデルにフィードバックすることで、最適なロスパターンを生成することが可能となる。また、異常発振の有無を閾値として、製造時のロスパターンに対して、上限値下限値を定量的に設定することなどにも適用可能と考えられ、高性能な TWT の設計・製造に大きく寄与することが可能であると考えられる。

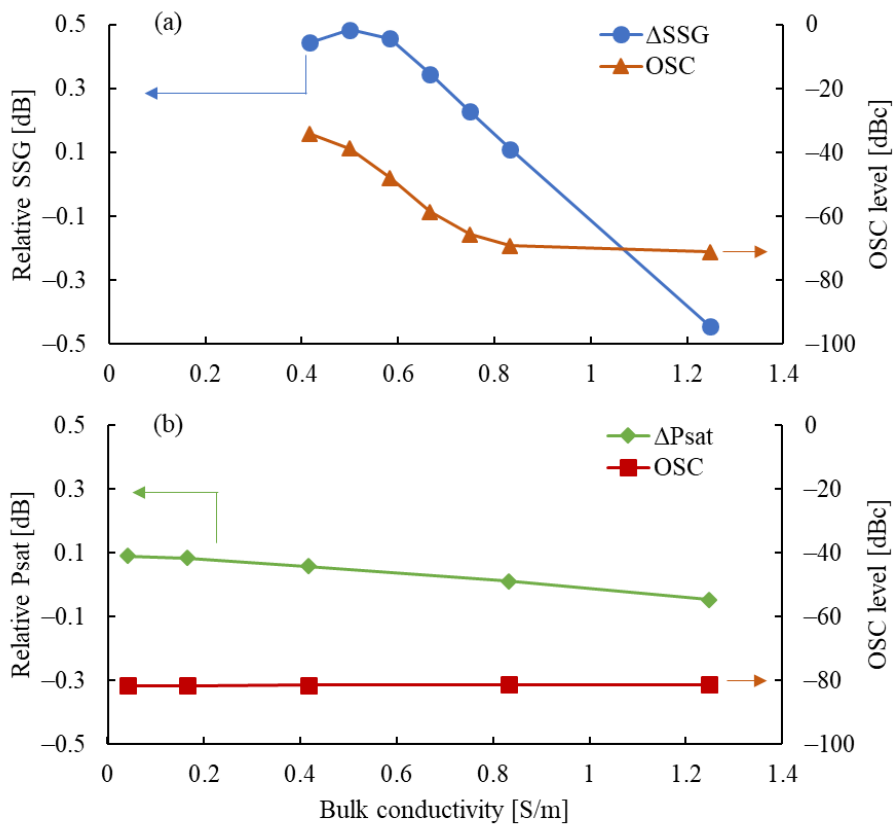


図 4-6 Bulk 導電率を変化させた時の(a) 小信号利得 (SSG) と異常発振電力 (OSC) (b) 飽和出力電力 (Psat) と異常発振電力 の変化

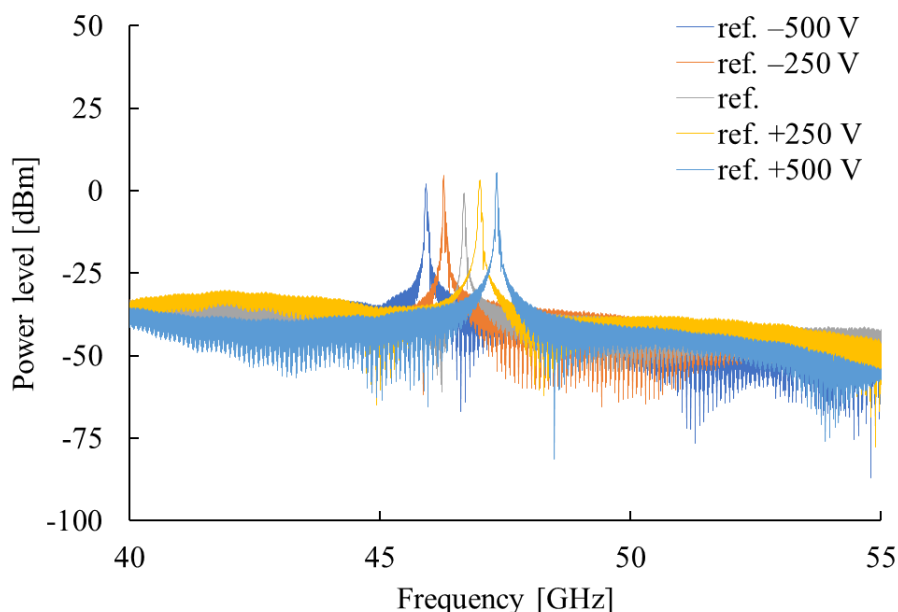


図 4-7 異常発振周波数のビーム電圧依存性

4.2 ピッチプロファイルの最適化

4.2.1 ピッチプロファイルの最適化手法

本研究では、出力側遅波回路のピッチプロファイルを最適化することで、解析対象である K 帯 TWT のビーム効率を最大化することを試みた。まず、速度テーパの概形を決定する。速度テーパは元来、出力に近づくにつれ速度が遅くなる電子に同期するようにピッチを縮めることでビーム効率を高めることを目的としている。CST-PS の PIC ソルバを用いることで、軸上の任意の位置における電子が持つエネルギー分散（速度分散）のデータを得られる。図 4-8 に動作解析モデルの任意の断面で計算した、電子のエネルギー分散データを示す。図 4-8 において、横軸は電子が持つエネルギーを示し、縦軸は経験分布関数 (EDF: Empirical distribution function) を示している。図 4-8 より、RF output ポートに近づくにつれて、電子が持つエネルギーの分散が大きくなり、かつ低いエネルギーを持つ電子が多くなる様子が確認できる。これは、電子ビームと回路波との相互作用によって生じた電子の速度変調による影響であり、回路波にエネルギーを受け渡した結果、電子が持つエネルギーが減少していることを示しているものである。このことから、電子の初速度として与えたエネルギーより小さいエネルギーを持つ電子は、回路波にエネルギーを与える作用を持つ減速領域にあると判断することが可能である。

この速度分散のデータを用いて、飽和出力動作時に減速領域にある電子の平均速度を算出したものを図 4-9 に示す。図 4-9 において、縦軸は速度分散のデータを用いて算出した減速領域にある電子の平均速度を光速で正規化した値を示し、横軸は RF output の位置を”1”

として正規化した TWT の軸上位置を示す．この電子の平均速度の変化に沿ってヘリックスのピッチを縮めるような速度テーパを設計することで，減速した電子と回路波が同期し，ビーム効率を最大化することが可能であると考えられる．

また，小信号利得が最大となるヘリックス電圧を小信号同期電圧 (V_{SS})，飽和出力レベルが最大となるヘリックス電圧を大信号同期電圧 (V_{LS}) と呼ぶ．TWT の動作時はヘリックス電圧を一意に決める必要があるため，両者の差が小さいほど小信号動作，大信号動作いずれの動作状態においても利得及び出力電力の最大値で動作させることが可能である．本研究では出力側遅波回路の一樣ピッチ部を小信号同期状態のピッチに一致させることで， V_{LS} と V_{SS} の差異を小さくすることを考えた．

以上を踏まえ，本研究で提案するピッチプロファイルの概略図を図 4-10 に示す．入力側遅波回路のピッチプロファイルは，図 3-30 に示す K 帯 TWT と同様，ダブルテーパを採用し，出力側遅波回路のピッチプロファイルに対して CST-PS による最適化を行う．出力側遅波回路のピッチに関して， P_1 は小信号同期となるピッチであり，速度テーパ部は図 4-9 に示す電子の速度に同期してピッチを変化させるものとする．さらに，RF 出力位置 z_2 および速度テーパ以降の一樣ピッチ P_2 に関しては CST-PS による計算により最適化を行う．

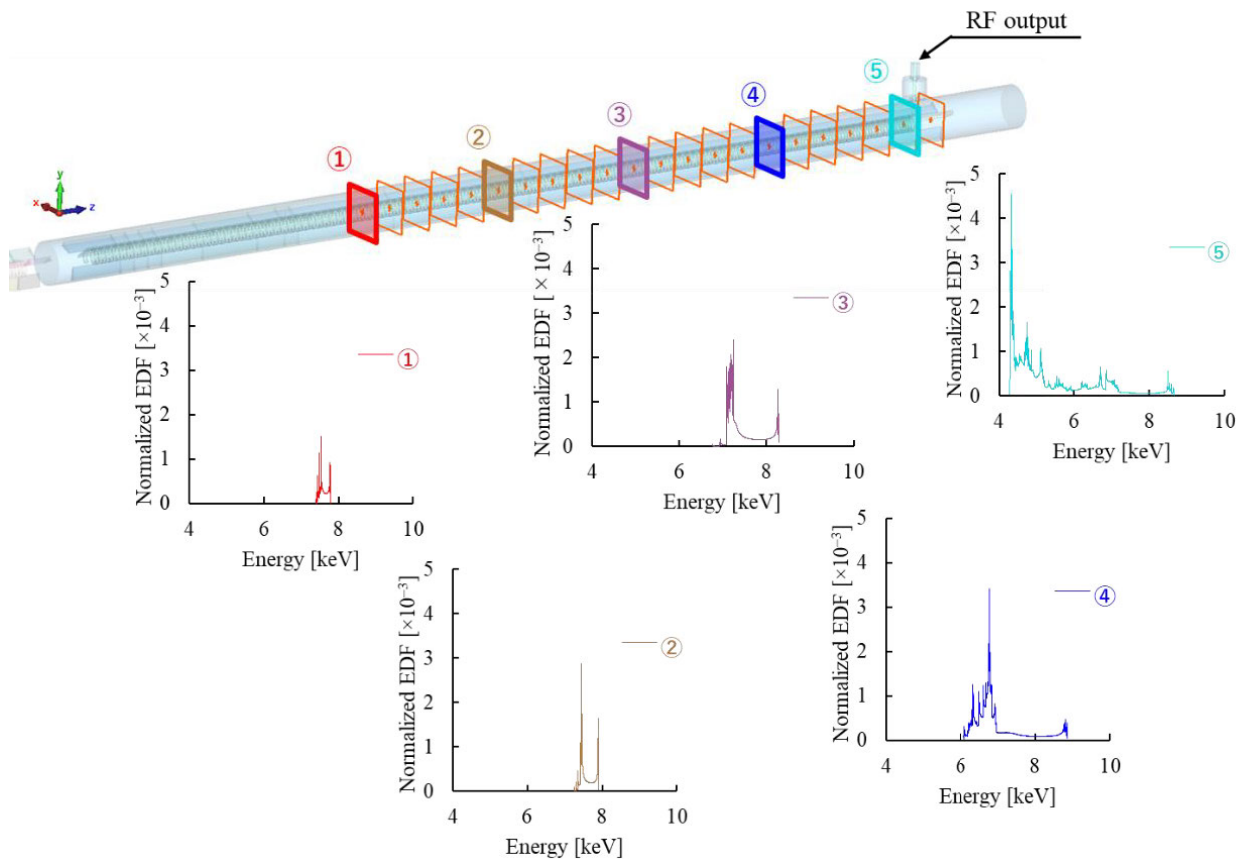


図 4-8 CST-PS を用いて得られる電子のエネルギー分散

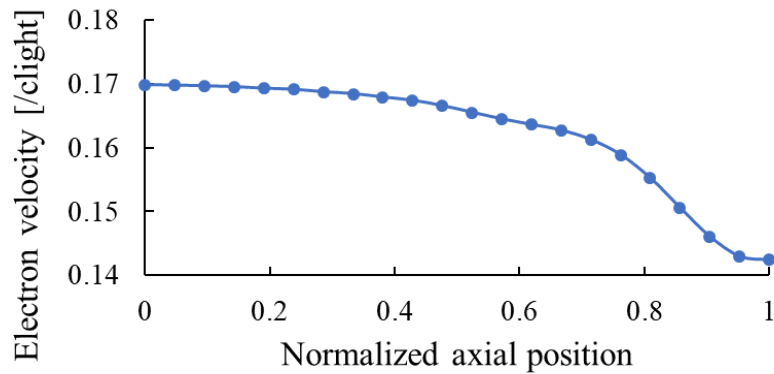


図 4-9 軸上位置に対する電子の平均速度

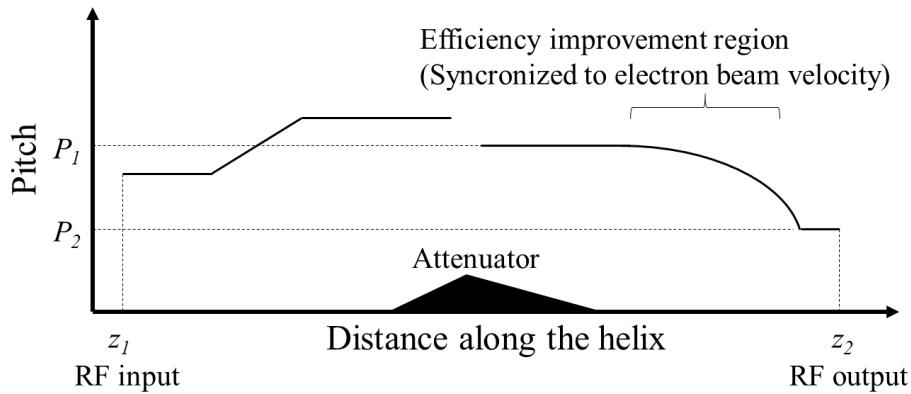


図 4-10 本研究で提案するピッチプロファイルの概略図

4.2.2 適用結果

図 4-11 に、図 4-10 に示すピッチプロファイルに対して、RF 出力位置 z_2 および P_2 を変化させることによるビーム効率の変化を示す。図 4-11 において、縦軸はビーム効率が最大となる値からの差異を示している。また、RF 出力位置は図 3-30 に示す K 帯 TWT における RF 出力位置を基準として、そこからの差異を TWT の管内波長 λ_g で正規化した値を示し、負の値は RF 出力位置 z_2 を RF 入力位置 z_1 に近づけることを、正の値は z_2 を z_1 から遠ざけることを意味する。 P_2 は P_1 との比で表している。計算の結果、 P_2 を P_1 に対して、 -30% 程度まで縮め、 z_2 を $0.13 \times \lambda_g$ だけ z_1 に近づけることで、ビーム効率を最大化することが可能であることが確認できた。ビーム効率が最大となる時のピッチプロファイルを図 4-12 に示す。また、K 帯 TWT 試作機の諸特性の測定結果と最適化を実施したときの諸特性の計算結果を比較したものを表 4-1 に示す。表 4-1 より、本研究で提案する最適化手法を K 帯 TWT に適用することで、K 帯 TWT 動作帯域において、ビーム効率が改善することが確認できる。特に、動作帯域の低周波数側においては、飽和出力電力で 22 W 程度、ビーム効率として 4%

第4章 TWT 設計における三次元数値シミュレーションを用いた最適設計手法の提案

前後の大きな改善が見込まれることが確認できる。しかし、ビーム効率の向上に伴い、位相の非線形性は悪化している。図 4-13, 図 4-14 に、最適化を適用したときの AM/AM Transfer および Phase shift の計算結果を示す。一般的に、通信用途など、線形性が重要視されるアプリケーションに用いられる TWT は LCAMP (Linearized channel amplifier) とともに用いられ、非線形性は LCAMP によって補正されるため、本研究における非線形性の悪化は大きな問題とはならないものと考えられる。

次に、提案した最適化手法を適用する前後でのスペントビームエネルギーの比較を図 4-15 に示す。スペントビームエネルギー分布からも、最適化の適用前後で電子ビームから回路波に与えられるエネルギーが大きくなっていることが明確であり、計算によって確認されたビーム効率の増加は、最適化によって電子ビームの運動エネルギーから回路波へのエネルギー変換量が増加したことに起因することが確認できる。ただし、図 4-16 に示す P_2/P_1 に対するスペントビームエネルギーから、 P_2 が小さくなるほどスペントビームエネルギーの波形が崩れることが確認でき、多段電位低下コレクタによる電子の回収が困難になることが考えられる。これは P_2 を小さくすることでコレクタ効率 η_{col} が低下する可能性があることを示し、2.1.4 項でも述べたようにビーム効率 η_b が改善したとしても必ずしも TWT としての総合効率 η_{ov} が改善するというわけではないという点には注意が必要である。一方でスペントビームエネルギー分布を知ることは、多段電位低下コレクタの設計時の基本であり、特に人工衛星搭載用 TWT など、効率が重要視される TWT においては重要な情報となる。本研究で提案したように、TWT の設計に 3D モデルを適用し、相互作用後の電子の挙動を詳細に考慮することで、より実際に則したスペントビームエネルギー分布を計算することが可能となり、TWT の効率改善に寄与することができると考える。

以上のように、本研究で提案した速度テーパの最適化手法は高性能 TWT の設計に有用であると考えられる。

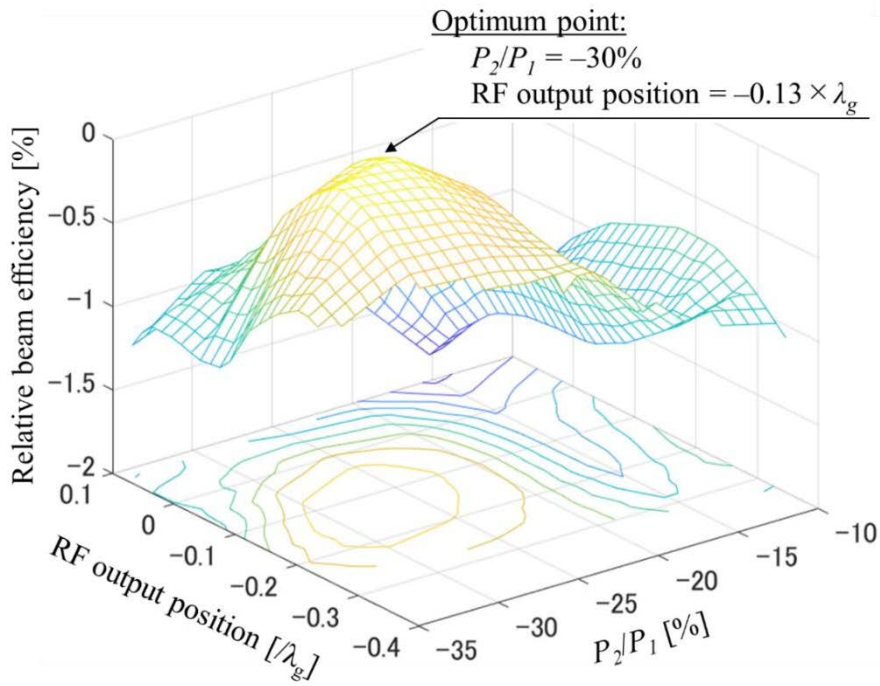


図 4-11 RF 出力位置 z_2 および P_2 の変化に伴うビーム効率の変化

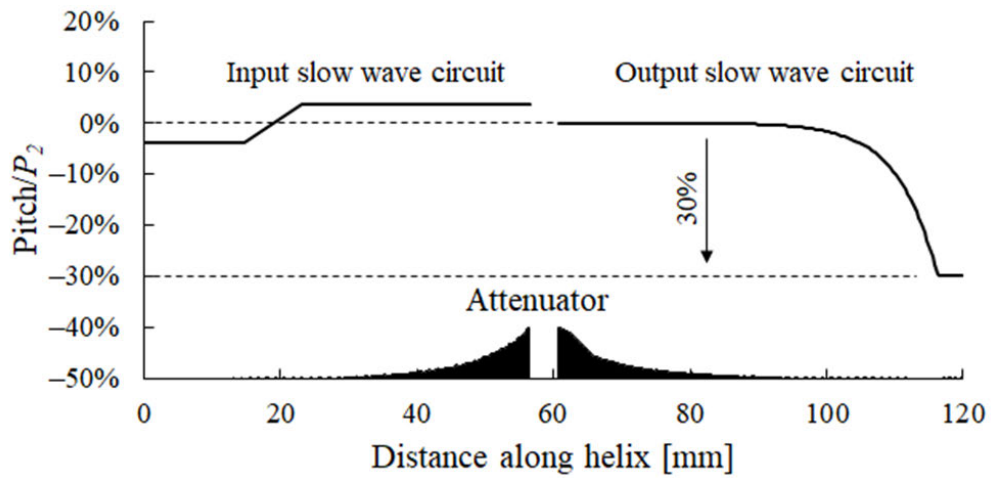


図 4-12 ビーム効率が最大となる時のピッチプロファイル

表 4-1 K 帯 TWT 試作機に最適化を適用した際の周波数ごとの諸特性の変化

項目	測定値	最適化結果	差異
周波数	18.5 GHz		—
飽和出力電力	168.2 W (52.26 dBm)	190.5 W (52.80 dBm)	+22.3 W (+0.54 dB)
ビーム効率	23.3%	26.9%	+3.6 %
フェイズシフト@飽和動作時	36.7 deg	47.8 deg	+11.1 deg
異常発振の有無	No Oscillation	No Oscillation	—

項目	測定値	最適化結果	差異
周波数	19.5 GHz		—
飽和出力電力	159.6 W (52.03 dBm)	181.8 W (52.60 dBm)	+22.2 W (+0.57 dB)
ビーム効率	22.4%	26.7%	+4.3%
フェイズシフト@飽和動作時	47.2 deg	50.0 deg	+2.8 deg
異常発振の有無	No Oscillation	No Oscillation	—

項目	測定値	最適化結果	差異
周波数	21.2 GHz		—
飽和出力電力	145.7 W (dBm)	153.9 W (dBm)	+8.2 W (+0.24 dB)
ビーム効率	20.8%	23.3%	+2.5%
フェイズシフト@飽和動作時	48.0 deg	60.6 deg	+12.6 deg
異常発振の有無	No Oscillation	No Oscillation	—

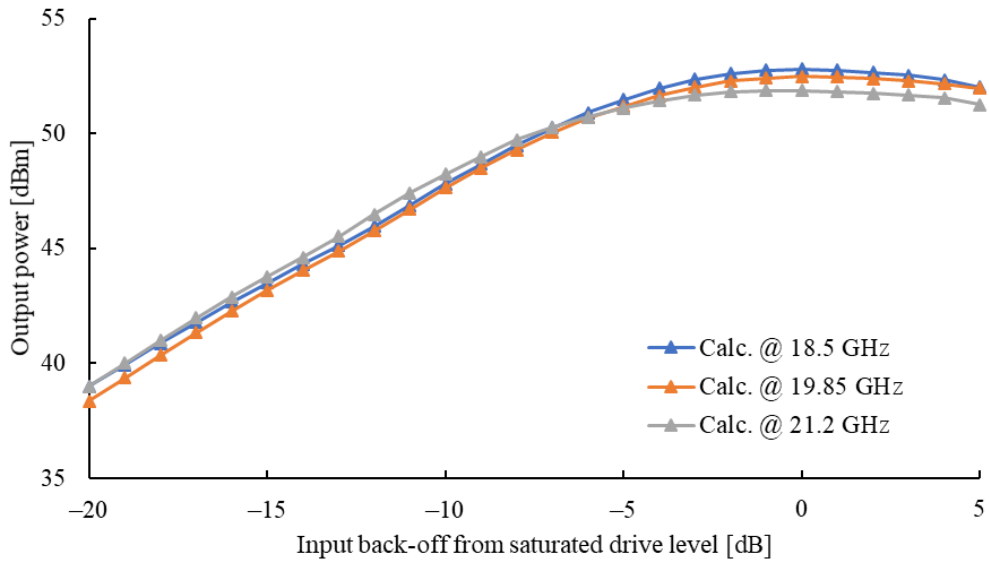


図 4-13 AM/AM transfer カーブの計算結果

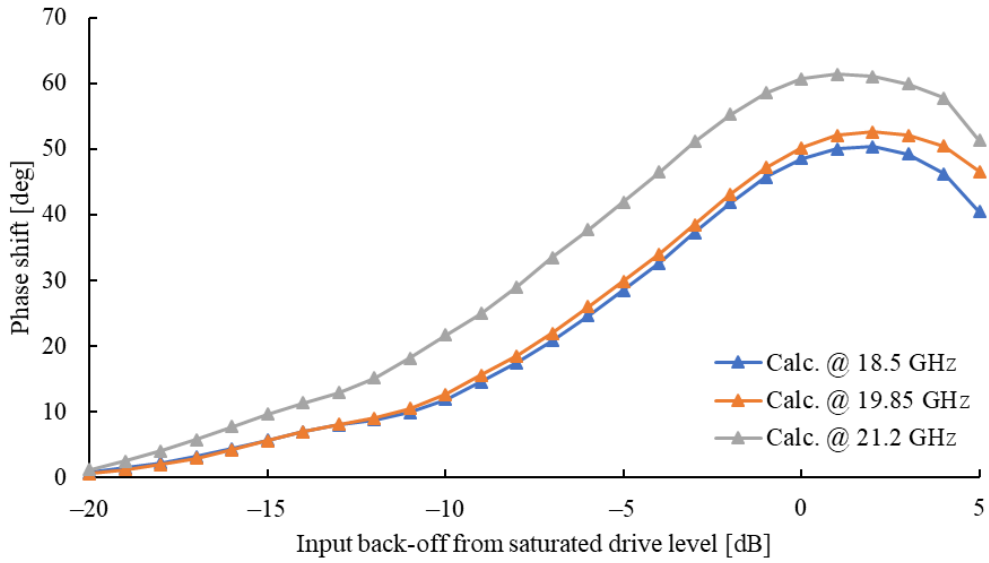


図 4-14 Phase shift の計算結果

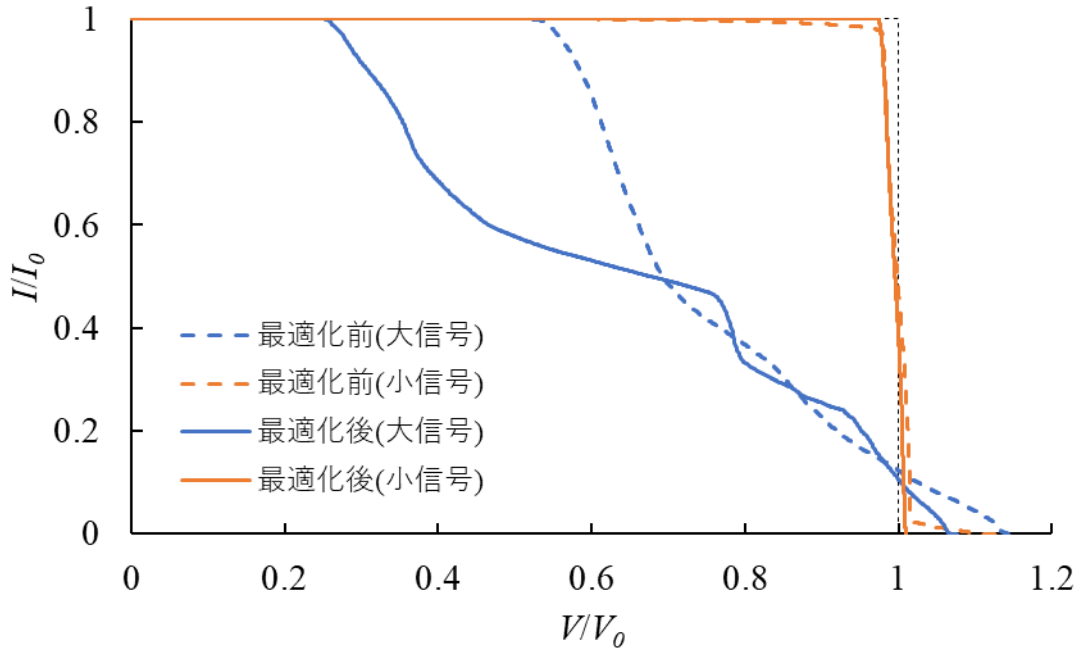


図 4-15 提案する最適化手法適用前後のスペントビームエネルギーの比較

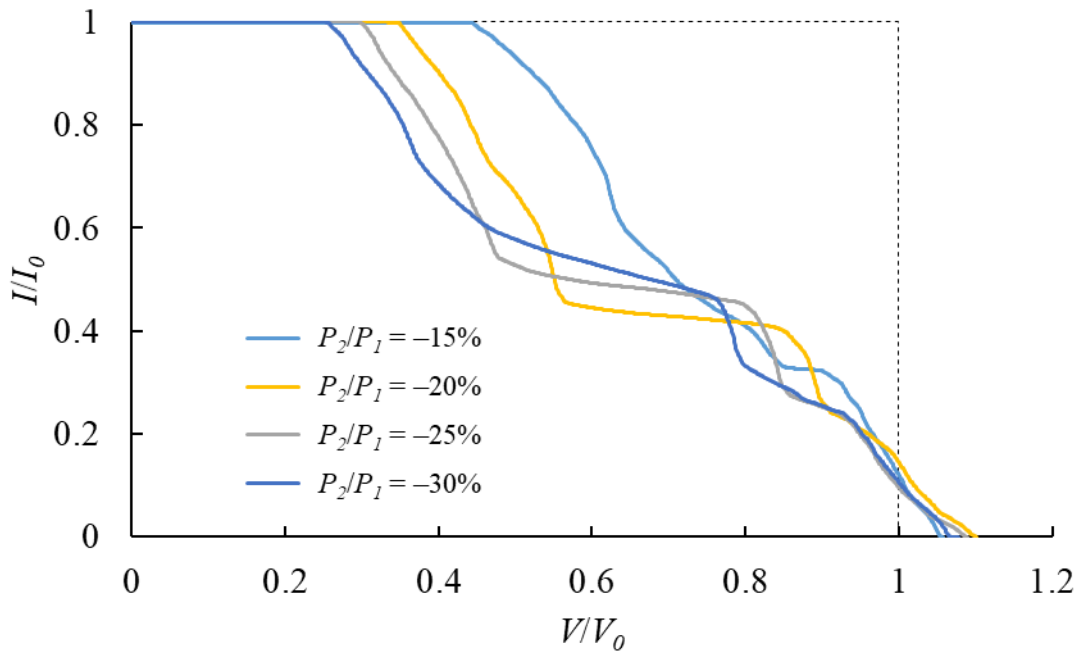


図 4-16 P_2/P_1 に対する大信号動作時のスペントビームエネルギーの比較

4.3 まとめ

本章では、前章において妥当性が検証された動作解析モデルに対して、アッテネータとピッチプロファイルに対する最適化手法を提案し、三次元数値シミュレーションによってその有効性を示した。

出力側遅波回路に具備されるアッテネータのロスパターンにおける裾部は、TWT の利得や飽和出力電力などの主要性能に寄与すると同時に、BWO といった異常発振などの不安定動作の有無にも寄与することから、本研究では特に出力側遅波回路に具備するアッテネータロスパターンの TWT 性能に対する影響を三次元数値シミュレーションにより可視化し、最適化手法の方針を示した。また、出力側遅波回路の速度テーパにおいても、TWT の飽和出力電力や不安定動作に寄与することから、三次元数値シミュレーションを用いた速度テーパの設計手法と最適化手法を提案した。

アッテネータに対しては、ロスパターンの裾部に寄与する誘電体支柱モデルに定義する Bulk 導電率を変化させることで、計算上でロスパターンを変化させることが可能であることを確認した。また、動作解析モデルのアッテネータモデルに対して Bulk 導電率を変化させた時の TWT 性能および異常発振の有無の評価を実施した。結果として、モデル上でロスパターンを変化させることで小信号利得および飽和出力電力が変化すると同時に、異常発振の有無に対する影響も確認することができた。併せて、計算上で検出された異常発振は、ビーム電圧に依存していることも確認できたため BWO であると考えられ、解析時に定義されるメッシュの非対称性による π モードの影響ではないことも確認できた。このことから、計算時に検出された異常発振は計算上のみで発生するエラーではなく、実機でも発生しうる現象であると考えられ、ロスパターンが TWT 性能に与える影響を可視化することができた。以上より、作成したアッテネータモデルは、性能が最大かつ異常発振が発生しない、最適なロスパターンを設計することが可能となる、アッテネータの最適設計に有効なモデルであることを示した。

速度テーパに関しては、三次元数値シミュレーションによって可能となる、ビームの平均速度の算出結果から、ピッチプロファイルを生成する手法を提案し、同手法を用いることでビーム効率が改善することを確認した。また、RF 出力位置 z_2 および RF 出力近傍のピッチ P_2 を最適化することで、ビーム効率が最大で 4.3%改善することを示し、本手法が TWT のビーム効率向上に有効であることを示した。

参考文献

- [1] 中島研二, 蔦木邦夫, 根尾陽一郎, 三村秀典, “3D 数値シミュレーションによるヘリックス型 TWT のアッテネータの最適設計”, 信学技報, vol. 122, no.298, ED2022-66, pp. 51-54, 2022 年 12 月
- [2] V. B. Naidu et al., "Three-Dimensional Electromagnetic Analysis of Attenuator-Coated Helix Support Rods of a Traveling-Wave Tube," in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 56, no. 5, pp. 945-950, May 2009, doi: 10.1109/TED.2009.2015613.
- [3] D. Safi, P. Birtel, S. Meyne, and A. F. Jacob, “A Traveling-Wave Tube Simulation Approach With CST Particle Studio,” in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 65, no. 6, pp. 2257–2263, June 2018, doi: 10.1109/TED.2018.2798810.
- [4] H. G. Kosmahl and J. C. Peterson, “A TWT amplifier with a linear power transfer characteristic and improved efficiency,” NASA Technical Memorandum 83477, prepared for the Tenth Communications Satellite Systems Conference Sponsored by the American Institute of Aeronautics and Astronautics Orlando, Florida, March 18–22, 1984.
- [5] P. Thouvenin, D. Henry, and A. Pelletier, “New helix tapers boost space TWT efficiency to 55%, broadband,” 1987 International Electron Devices Meeting, Washington, DC, USA, 1987, pp. 477–480, doi: 10.1109/IEDM.1987.191463.
- [6] R. Harper, D. Holstein, F. Francisco and D. Abe, "Optimization of a dynamic velocity taper for a wide-band TWT design using Christine1D," Third IEEE International Vacuum Electronics Conference (IEEE Cat. No.02EX524), Monterey, CA, USA, 2002, pp. 17-18, doi: 10.1109/IVELEC.2002.999237.
- [7] B. Qu, M. Liu, J. Feng, S. Cai, L. Li and X. Liang, "P2-23: High electron efficiency design for K and Ka band TWT," 2010 IEEE International Vacuum Electronics Conference (IVEC), Monterey, CA, USA, 2010, pp. 267-268, doi: 10.1109/IVELEC.2010.5503499.

第5章 結論

5.1 結論

本論文は、今後も発展が続くと考えられる衛星通信技術をはじめとするマイクロ波およびミリ波を用いる通信技術におけるキーデバイスである TWTA の高性能化を実現するために、三次元数値シミュレーションを TWT 設計に適用し、従来の手法で考慮することが困難であったアッテネータのロスパターンや詳細なピッチプロファイルを、より実際に則した形で 3D モデル化を行うことで、トレードオフの関係にある利得や飽和出力電力といった TWT の主要性能と異常発振の有無を同時に考慮した最適設計手法に関する研究についてまとめたものである。

5.1.1 TWT 設計への三次元数値シミュレーションの適用

以下に示すように TWT における構成要素ごとに CST を用いて 3D モデル化を行い、そのモデルを用いて計算された計算結果と理論値もしくは測定結果との比較を行うことにより、3D モデルの妥当性を示した。いずれのモデルにおいても CST を用いた計算結果は妥当であり、本研究で作成した 3D モデルは妥当であることが確認できた。

- 回路のモデル化

従来手法では **Ghost mode** と呼ばれる不要共振への考慮が不足するという課題があったピルボックス型真空窓、および支柱形状を考慮することが不可能であった遅波回路に関して 3D モデル化を行った。ピルボックス型真空窓は 50 GHz 帯用 TWT に用いられるピルボックス型真空窓のモデル化を実施し、周波数 40–60 GHz におけるリターンロス (S11) の計算結果と試作機の測定結果との比較を実施した。比較の結果として、リターンロス波形は、比較した 40–60 GHz 全帯域において計算結果と測定結果がよく一致した。また、**Ghost mode** の周波数においても測定された全 **Ghost mode** を計算で再現することができ、その周波数の差異は 1%以下という高い精度があることを示した。また、遅波回路に関しては、従来用いられた 2D モデルで模擬される形状を CST-MWS で模擬し、それぞれの計算結果を比較することで、 ω - β 図および位相速度の計算結果がよく一致することを示した。また、測定結果との比較を実施するために 50 GHz 帯用 TWT に用いられる遅波回路をモデル化し、CST-MWS による ω - β 図の計算結果から予測される発振周波数と測定時に観測された異常発振周波数の比較を実施した。結果として、CST-MWS による計算結果から予測される発振周波数は測定時に観測された異常発振周波数とよく一致していることが確認できた。以上より、本研究で示した回路に関するモデル化は妥当であることが確認できた。

- アッテネータのモデル化

誘電体支柱を複数のブロックに分割し、それぞれに Bulk 導電率を設定することでア

アッテネータのロスパターンモデル化を行った。実際の測定に使用されるロスパターン測定系を CST-MWS でモデル化することで、ロスパターンの計算結果と測定結果の比較を可能にし、3D モデルを測定結果に合わせこむことを可能とした。K 帯 TWT に用いられるアッテネータのロスパターン計算結果と測定結果の比較を行い、計算結果が測定結果をよく再現することから、3D モデルが妥当であることを示すことができた。

- 電子銃のモデル化

平行平板二極管の 3D モデルを CST-PS TRK ソルバで作成し、ガンパービアンスの計算結果と理論値を比較することで、モデルの妥当性確認を実施した。また、CST-PS における計算結果は、CST-PS 上の仮想放出面の位置、メッシュサイズ、放出させる電子の数に依存することを明らかにした。上記を適切に設定することにより、理論値との差異 0.08%程度という精度の高い 3D モデルの計算結果を得ることができた。また、平行平板二極管での妥当性確認によって明らかにした、妥当な結果を得ることができる設定を考慮したうえで、実際の K 帯 TWT 用の電子銃の 3D モデルを作成し、ガンパービアンスの計算結果と測定結果の比較を実施した。結果として、測定結果との差異 0.39 %程度の計算結果を得ることができ、3D モデルが妥当であることを確認できた。実際の電子銃の測定結果に対する計算結果の精度が、平行平板二極管での理論値に対する計算結果の精度に比べると悪くなっているが、これは実際の電子銃の構造が平行平板二極管に比べて複雑であること、また、実際の電子銃は加熱されるカソードの熱により電極位置や形状に微妙な変位が発生することが考えられるため、そういったモデルと実機の物理的な差異が影響しているものと考えられる。

- 電子ビームのモデル化

CST-PS TRK ソルバで計算された電子ビーム軌道を CST-PS PIC ソルバで再現するために、TRK ソルバで計算された電子ビームの電子ビーム径および磁束密度などの情報をもとに、PIC ソルバ上に配置する電子放出源の設定を行う手法を提案した。TRK ソルバで計算された電子ビームから PIC ソルバの電子放出源に与える初速度および放出角を設定することで、PIC ソルバにおける電子の位置が TRK ソルバで計算された電子ビームを再現することが確認できた。

- 動作解析モデルの作成

妥当性が検証された遅波回路、アッテネータ、および電子ビームの 3D モデルを統合することで、K 帯 150 W 級 TWT の動作解析モデルを作成した。作成した K 帯 150 W 級 TWT の動作解析モデルと試作機の利得、出力電力の非線形性、位相の非線形性における計算結果と測定結果を比較した。3D モデルの計算結果は小信号利得で 1.9 dB、飽和出力電力で 0.09 dB、ビーム効率で 0.4%程度の高い精度で測定結果と一致することから、本研究で作成した動作解析モデルが妥当であることを示すことができた。利得において、計算結果が測定結果より低い結果となったが、これは電子ビームの径が厳密には実機と一致していないことが原因であると考えられる。この差異は、測定結果と計算結

果を比較し、電子ビーム径をイタレーションすることで小さくすることが可能であると考えられる。ただし、利得 50 dB を超える TWT において、1.9 dB の利得の差異は製造ばらつきの範囲内であると考えられる。また、飽和出力電力およびビーム効率に関しては計算結果が測定結果より高い結果となった。これは、本研究では計算負荷を考慮して実機に具備される出力側の真空窓などの回路を、3D モデルで割愛しており、回路の伝送損失が考慮されていないことが原因であると考えられる。

5.1.2 TWT 設計における三次元数値シミュレーションを用いた最適設計手法の提案

初めに、アッテネータの最適化手法を示した。本研究では、先行研究で用いられたような遅波回路中に具備されるセバー空間に対する損失量を定義するのではなく、より実機に則した形のモデル化を行うために遅波回路の誘電体支柱に Bulk 導電率を定義することでアッテネータのモデル化を実現している。これにより、TWT の主要性能および不安定動作の有無に大きく寄与するロスパターンを、モデル上で任意に変化させることが可能となり、かつ動作解析によって算出される最適な Bulk 導電率を得ることで、最適なアッテネータのロスパターンを生成することが可能となる。これは先行研究で用いられた手法では実現できない、実際の TWT 製造を考慮した最適化手法であると考えられ、これまで試作と設計へのフィードバックを複数回にわたって実施することで実現されていた、トレードオフ関係にある、TWT 主要性能と安定性の両立を計算によって同時に考慮することが可能となり、TWT の高性能化に大きく貢献するものと考えられる。

次に、ピッチプロファイルを変化させることによるビーム効率の最適化手法を示した。特に出力側遅波回路の速度テーパに関して、CST-PS PIC ソルバによって算出可能な電子ビームの平均速度からピッチプロファイルを生成し、回路波の位相速度と電子の速度を再同期させることでビーム効率の改善を実施した。また、モデル上で RF 出力位置および RF 出力位置でのピッチを変化させ、CST-PS でビーム効率を計算することで、最適な RF 出力位置および RF 出力位置を算出することが可能となった。本手法を用いることで、飽和出力電力で 22 W 程度、ビーム効率として 4%前後の大きな改善が見込まれることが計算上で確認でき、本手法は高性能な TWT の設計において有用であると考えられる。

5.2 今後の展望

近年、人工衛星をはじめとする大規模システムの開発において、システム開発から運用終了までのシステムのライフサイクルを通して一貫したモデルを用いる、MBSE (モデルベースシステムエンジニアリング : Model based systems engineering) と呼ばれる開発手法が提唱され、人工衛星の開発および、近年増加している LEO コンステレーションと呼ばれる、小型の人工衛星を低軌道に複数配置することによってネットワークを形成する手法のように、人工衛星を用いた通信網の開発に適用する検討が行われている[1]-[6]。本研究で提案したよ

うな汎用三次元数値シミュレーションソフトを用いた機器の開発手法は、MBSEの一部となるMBD（モデルベース開発：Model based development）に位置付けられ、従来のTWT製造業者および研究者が独自に開発したコードを用いた開発では実現が困難であった、MBSEへの応用も可能となると考えられる。特にTWTAのような非線形性を有する増幅器の性能は通信システムの通信品質に直結するため、高精度な数値シミュレーションモデルの開発は今後適用範囲が広がると予測されるMBSEにおいても重要であると考えられる。

今後の課題として、本研究で提案した手法によってビーム効率 η_b の最適化が実現可能であることを示したが、TWTとしての総合効率 η_{ov} は式2-21で示されるようにコレクタ効率 η_{col} にも依存する。そのため、TWTとしての総合的な最適設計をするためにはコレクタの最適化も重要であると考えられる。また、本研究で議論した最適化には、通信品質における重要なファクターである振幅および位相の周波数特性が含まれていない。そのため、今後の研究においては、TWT性能の総合的な最適化のためにコレクタ効率も考慮した総合効率の最適設計手法および通信システム全体の性能を視野に入れた最適化についても検討を行う必要があると考える。

今後も通信システムの高速・大容量化の傾向は続くことが予想され、通信システムに用いられる増幅器には、より高性能化が求められると考えられる。その中で、TWTAとSSPAは表裏一体の関係となって発展を続ける必要があり、特にTWTには高周波数化、高出力電力化、高効率化といった高性能化が要求されると考えられる。このような将来のニーズに応えるためには、本論文で示したような実機を詳細に模擬した設計手法の適用が必要であると考えられる。

参考文献

- [1] J. Cohen, M. S. Kaetzer, S. Lumpkins, D. Rubin and K. McGuire, "A Model-Based Systems Engineering Journey to Developing a Concept of Operations (ConOps)," 2022 IEEE Aerospace Conference (AERO), Big Sky, MT, USA, 2022, pp. 1-14, doi: 10.1109/AERO53065.2022.9843691.
- [2] S. C. Spangelo et al., "Applying Model Based Systems Engineering (MBSE) to a standard CubeSat," 2012 IEEE Aerospace Conference, Big Sky, MT, USA, 2012, pp. 1-20, doi: 10.1109/AERO.2012.6187339.
- [3] D. Kaslow et al., "Developing a CubeSat Model-Based System Engineering (MBSE) Reference Model - interim status," 2015 IEEE Aerospace Conference, Big Sky, MT, USA, 2015, pp. 1-16, doi: 10.1109/AERO.2015.7118965.
- [4] D. Kaslow et al., "Developing a CubeSat Model-Based System Engineering (MBSE) reference model — Interim status #2," 2016 IEEE Aerospace Conference, Big Sky, MT, 2016, pp. 1-16, doi: 10.1109/AERO.2016.7500592.
- [5] S. Gao, W. Cao, L. Fan and J. Liu, "MBSE for Satellite Communication System Architecting," in IEEE Access, vol. 7, pp. 164051-164067, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2952889.
- [6] J. A. Ruiz-de-Azúa, C. Araguz, A. Calveras, E. Alarcón and A. Camps, "Towards an Integral Model-Based Simulator for Autonomous Earth Observation Satellite Networks," IGARSS 2018 - 2018 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Valencia, Spain, 2018, pp. 7403-7406, doi: 10.1109/IGARSS.2018.8517811.

謝辞

本研究を実施するにあたり、静岡大学電子工学研究所 蔦木邦夫様、根尾陽一郎准教授、三村秀典教授より多くのご支援とご指導を賜りました。厚く御礼申し上げます。また、本論文の審査過程において、ご助言とご指導を賜りました佐々木哲郎教授、立岡浩一教授、池田浩也教授に深く感謝いたします。

本研究は NEC スペーステクノロジー株式会社において実施した人工衛星搭載用 TWTA の研究開発の過程において得られた成果および知見をまとめたものです。研究を実施するにあたり NEC スペーステクノロジー株式会社の皆様には多大なるご支援をいただきました。この場を借りて深く御礼申し上げます。また、NEC ネットワーク・センサ株式会社マイクロ波管本部の皆様においては、TWT の試作品製造および測定データの提供など本研究における重要なデータの取得に全面的にご協力をいただきました。心より感謝申し上げます。

また、元 NEC スペーステクノロジー株式会社取締役社長の山口進様、近藤邦夫様におかれましては博士課程への入学に際し、快く承諾をいただきました。このような貴重な挑戦の機会をいただき大変感謝しております。

最後に、私の博士課程入学を生活面からバックアップし、大きな支えとなっていたいただいた家族および友人に感謝します。

2024年2月

中島 研二