

学位論文 博士（工学）

GaN HEMT を用いた宇宙環境耐性に  
優れる小型軽量高効率な次世代宇宙用  
電力増幅回路に関する研究

2013 年度

総合研究大学院大学物理科学研究科  
宇宙科学専攻

小林 雄太

# 目次

第1章 序論.....	15
1-1 研究背景.....	16
1-1-1 宇宙通信の現状と課題.....	16
1-1-2 化合物半導体 <sup>[1-3]</sup> .....	19
1-2 本研究の目的と意義.....	23
1-3 本論文の構成.....	24
1-4 文献.....	24
第2章 高効率宇宙用電力増幅回路の実現に向けて .....	25
2-1 TWTA と同等の効率を持つ SSPA の実現に向けた設計目標 .....	26
2-2 関連研究と本研究の位置付け・本研究で解決すべき課題とアプローチ.....	28
2-3 文献.....	32
第3章 GaN HEMT を用いた宇宙用電力増幅回路設計 .....	36
3-1 設計手法.....	37
3-2 デバイス選定.....	38
3-2-1 搭載用デバイスとして考慮すべき項目 .....	38
3-2-2 X 帯搭載用デバイス選定手法.....	40
3-3 高出力デバイスにおける RF・DC 特性取得.....	42
3-4 X 帯搭載用デバイスの非線形モデル構築.....	45
3-5 高効率電力増幅回路設計.....	50
3-6 文献.....	56
第4章 GaN HEMT を用いた宇宙用電力増幅回路作製および評価.....	57
4-1 搭載用を考慮した実装方法を用いた宇宙用電力増幅回路作製.....	58
4-2 宇宙用電力増幅回路評価.....	65
4-2-1 基本性能評価.....	65
4-2-2 動作点による特性の改善.....	70
4-2-3 X 帯 20W 級 SSPA の評価.....	75
4-3 高信頼・高確度設計に向けた不確定パラメータ推定・非線形モデル調整.....	77
4-4 まとめ.....	84
4-5 文献.....	85
第5章 宇宙環境耐性評価 .....	86
5-1 評価項目.....	87
5-2 X 帯搭載用デバイス選定手法の評価.....	87
5-2-1 放射線試験.....	87
5-2-2 熱真空試験.....	93
5-3 搭載用を考慮した実装方法の評価.....	100
5-4 まとめ・課題と今後の検討.....	105

5-5 文献.....	107
第6章 結論.....	108
謝辞.....	112
論文リスト.....	114

## **List of Tables**

Table 1-1	Comparison between TWTA and SSPA by merit and demerit. ....	18
Table 1-2	Comparison of semiconductor devices of Si, GaAs, GaN and 4H-SiC by lattice constant, band gap, relative permittivity, breakdown electric field, saturation electron velocity, thermal conductivity, electron mobility and Johnson's figure or merit. ....	21
Table 2-1	Comparison of existing X-band onboard PAs by specifications, such as PA type, output power, size, weight, power consumption, <i>PAE</i> and total efficiency. ....	27
Table 2-2	Target specifications of space-use amplifier for next generation SSPA comparable to TWTA with respect to RF output power, linear <i>Gain</i> , <i>PAE</i> , radiation tolerance, operation temperature and vacuum condition. ....	28
Table 3-1	Comparison between S-band terrestrial application and X-band space application of GaN HEMTs by type, matching, structure and substrate. ....	41
Table 3-2	Parameter description of Angelov nonlinear GaAs FET model. ....	47
Table 4-1	Comparison of thermal conductivity of (a) solder paste includeing Sn-3.0Ag-0.5Cu, Au-20Sn, Sn-37Pb and Ag paste, and (b) base plate (case) including Cu, CuMo and Al. ....	61
Table 4-2	Density, thermal conductivity and heat capacity of the materials (Cu, CuMo, Al, Au-20Sn, Sn-3.0Ag-0.5Cu, AD1000, GaN and SiC) used in thermal analysis.....	64
Table 4-3	Comparison of <i>Gain</i> , <i>P1dB</i> , <i>P3dB</i> , the maximum output power ( <i>Pmax</i> ), the maximum power added efficiency ( <i>PAE Max</i> ) with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) between measurement data and simulation (design) data under the condition of operation frequency at 8.4 GHz, 8.425 GHz and 8.45 GHz. ....	68
Table 4-4	Comparison of the maximum output power ( <i>Pmax</i> ) and the maximum power added efficiency ( <i>PAE Max</i> ) with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) between $V_g=-3.4$ V, $V_g=-3.6$ V and $V_g=-3.8$ V under the condition of operation frequency at 8.4 GHz and $V_d=28$ V.....	72
Table 4-5	Comparison of the maximum output power ( <i>Pmax</i> ) and the maximum power added efficiency ( <i>PAE Max</i> ) with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) between $V_d=26$ V, $V_d=28$ V and $V_d=30$ V under the condition of operation frequency at 8.4 GHz and $V_g=-3.5$ V. ....	73
Table 4-6	Comparison of the maximum output power ( <i>Pmax</i> ) and the maximum power added efficiency ( <i>PAE Max</i> ) with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) between operation frequency at 8.4 GHz, 8.425 GHz and 8.45 GHz with $V_d=30$ V and $V_g=-3.8$ V.....	74
Table 4-7	Comparison of RF output power, linear <i>Gain</i> and power added effieicncy ( <i>PAE</i> ) with respect to the RF unit of X-band 20 W-class SSPA including the amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) between target value and measurement data.....	76

Table 4-8	Size, weight, output power, power consumption and efficiency of X-band 20 W-class SSPA including the amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05). ....	76
Table 4-9	Comparison of output power, power consumption and total efficiency between the existing X-band onboard amplifiers and X-band 20 W-class SSPA including the amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05). ....	76
Table 4-10	Comparison of parameters with respect to the constructed GaN HEMT (TGF2023-05) nonlinear model between design-time value and adjusted value. ....	81
Table 4-11	Comparison of the minimum value of $S_{11}$ ( $S_{11} Min$ ), the maximum value of $S_{21}$ ( $S_{21} Max$ ), the minimum value of $S_{22}$ ( $S_{22} Min$ ) and the frequency of each data with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) between measurement data, design-time simulation data and adjusted simulation data under the condition of $V_d=28$ V and $I_{dset}=0.5$ A. ....	82
Table 4-12	Comparison of $Gain$ , $P_{1dB}$ , $P_{3dB}$ , the maximum output power ( $P_{max}$ ), the maximum power added efficiency ( $PAE Max$ ) with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) between measurement data, design-time simulation data and adjusted simulation data under the condition of operation frequency at 8.4 GHz. ....	83
Table 5-1	Comparison of power added efficiency ( $PAE$ ), output power ( $P_{out}$ ), input power ( $P_{in}$ ) and $Gain$ with respect to GaN HEMTs (F344, TGI7785-25L and NPT25015) between radiation start time and radiation finish time. ....	89
Table 5-2	Comparison of the degradation of output power ( $P_{out}$ ) and power added efficiency ( $PAE$ ) between GaN on SiC HEMTs (F344 and TGI7785-25L) and GaN on Si HEMT (NPT25015) at the time of both after total ionizing dose (TID) test and after accelerated aging test. ....	90
Table 5-3	Comparison of the differences of output power ( $P_{out}$ ) and power added efficiency ( $PAE$ ) between GaN on SiC HEMTs (F344 and TGI7785-25L) and GaN on Si HEMT (NPT25015) at the conditions of both high and low temperature in thermal vacuum test. ....	94
Table 5-4	Conditions of space environmental test with respect to an X-band 20 W-class SSPA including the amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05), (a) radiation and thermal vacuum, (b) vibration (sine wave), (c) vibration (random wave) and (d) quasi-static acceleration. ....	102
Table 5-5	Comparison of output power, power consumption and total efficiency of an X-band 20 W-class SSPA including the amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) between after thermal vacuum test, after vibration (sine) test, after vibration (random) test, after shock acceleration test and after radiation test. ....	104

## **List of Figures**

Fig. 1-1 Power consumption list of Venus climate orbiter (PLANET-C) by components when an observing program is conducted.....	16
Fig. 1-2 Appearance and structure of onboard power amplifiers, (a) TWTA and (b) SSPA. ....	18
Fig. 1-3 Categories of semiconductor devices by structure, constituent element's group and the number of elements. ....	20
Fig. 1-4 Application examples of composite semiconductor devices with respect to both electronic and light devices.....	21
Fig. 1-5 Comparison between X-band GaAs HEMT and GaN HEMT whose output powers are the same by size, drain voltage and drain current. ....	22
Fig. 2-1 Research results of S-band amplifier using GaN by efficiency and output power in recent 5 years. ....	29
Fig. 2-2 Research results of X-band amplifier using GaN by efficiency and output power in recent 5 years. ....	29
Fig. 2-3 Comparison between this research and the existing researches with respect to amplifier using GaN HEMT by how to improve RF characteristics and how to achieve space applicability. ....	31
Fig. 3-1 Flow chart of proposed method with respect to the realization of high-efficiency and space-use amplifiers. ....	37
Fig. 3-2 S-band amplifiers for earth station, (a) 200-W amplifier, (b) 1-kW amplifier. ...	41
Fig. 3-3 Measurement system specifications of GaN HEMT's RF and DC characteristics, (a) measurement circuits and equipments and (b) block diagram. ....	43
Fig. 3-4 (a) magnitude and (b) phase of S-parameters versus operation frequency under the condition of $V_d=28$ V and $I_{dset}=0.5$ A as measurement RF characteristics of GaN HEMT (TGF2023-05). $S_{11}$ and $S_{22}$ show the reflection characteristics at input and output ports. $S_{21}$ means the transmission characteristics from input port to output port. ....	44
Fig. 3-5 Drain current ( $I_d$ ) versus drain voltage ( $V_d$ ) when gate voltage ( $V_g$ ) is swept from -4.0 V to 0.0 V as measurement DC characteristics of GaN HEMT (TGF2023-05). ....	45
Fig. 3-6 Equivalent circuit of Angelov nonlinear GaAs FET model. ....	46
Fig. 3-7 (a) magnitude and (b) phase of S-parameters versus operation frequency with respect to the GaN HEMT device (TGF2023-05) by comparing measurement data (solid line) and simulation data based on the constructed nonlinear model (dotted line) under the condition of $V_d=28$ V and $I_{dset}=0.5$ A. ....	48
Fig. 3-8 (a) real part and (b) imaginary part of Y-parameters versus operation frequency with respect to the GaN HEMT device (TGF2023-05) by comparing measurement data (solid line) and simulation data based on the constructed nonlinear model (dotted line)	

under the condition of $V_d=28$ V and $I_{dset}=0.5$ A. $Y_{11}$ , $Y_{22}$ and $Y_{21}$ show the admittance parameters.....	49
Fig. 3-9 Drain current ( $I_d$ ) versus drain voltage ( $V_d$ ) with respect to the GaN HEMT device (TGF2023-05) by comparing measurement data (solid line) and simulation data based on the constructed nonlinear model (dotted line) under the condition where gate voltage ( $V_g$ ) is swept from -4.0 V to 0.0 V. ....	50
Fig. 3-10 Basic amplifier circuit structure constructed from RF input port, RF output port, input matching circuit, output matching circuit, gate bias circuit, drain bias circuit, GaN HEMT and DC cut capacitors.....	51
Fig. 3-11 Specific circuit structure of (a) schematic and (b) layout with respect to designed X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05). In (a) schematic, L, W and D mean length [mm], width [mm] and degree of the angle [deg] about each microstrip line components. In (b) layout, blue square shows capacitor, and green square shows resistance. ....	53
Fig. 3-12 Magnitude of S-parameters versus operation frequency with respect to the designed X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) under the condition of $V_d=28$ V and $I_{dset}=0.5$ A. ....	54
Fig. 3-13 Output power ( $P_{out}$ ), Gain and power added efficiency (PAE) versus input power ( $P_{in}$ ) with respect to the designed X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) under the condition of operation frequency at 8.4 GHz.....	54
Fig. 3-14 Stability factors ( $K$ and $D$ factors) versus operation frequency with respect to the designed X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05)....	55
Fig. 3-15 Current distribution with respect to the designed X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) based on electromagnetic analysis under the condition of operation frequency at 8.4 GHz. The color bar means current density per unit of line width [A/m]. ....	55
Fig. 4-1 Appearance of the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05). RF in and RF out mean input and output port of RF signal. $V_g$ and $V_d$ show gate voltage supply and drain voltage supply ports. ....	58
Fig. 4-2 Detailed picture of the proposed space applicable mounting method of GaN HEMT device in the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05). ....	59
Fig. 4-3 Comparison of mounting methods by cross-section view between mounting method using through hole, subcarrier and proposed space applicable method. ....	61
Fig. 4-4 Comparison of mounting methods by thermal analysis between mounting method using through hole, subcarrier and proposed space applicable method under the assumption that GaN on SiC HEMT is 20-W heat source. ....	64
Fig. 4-5 Block diagram of measurement systems, (a) small signal characteristics, (b) input-output characteristics and (c) phase noise characteristics. In each figure, DUT	

means device under test, CPL means coupler, ISO means isolator and ATT means attenuator.....	66
Fig. 4-6 Magnitude of S-parameters versus operation frequency with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) by comparing measurement data (solid line) and simulation (design) data (dotted line) under the condition of $V_d=28$ V and $I_{dset}=0.5$ A.....	67
Fig. 4-7 Output power ( $P_{out}$ ), $Gain$ and power added efficiency ( $PAE$ ) versus input power ( $P_{in}$ ) with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05), (a) under the condition of operation frequency at 8.4 GHz (solid line), 8.425 GHz (broken line) and 8.45 GHz (dotted line), and (b) by comparing measurement data (solid line) and simulation (design) data (dotted line) under the condition of operation frequency at 8.4 GHz. ....	68
Fig. 4-8 Measurement results of input power ( $P_{in}$ ), output power ( $P_{out}$ ), $Gain$ , drain current ( $I_d$ ) and power added efficiency ( $PAE$ ) versus $time$ with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) under the condition of operation frequency at 8.425 GHz and continuous 300-hour operation time. ....	69
Fig. 4-9 Measurement result of phase noise versus offset frequency with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) by comparing the characteristics of signal source (solid line) and output of the amplifier using GaN HEMT (dotted line). ....	69
Fig. 4-10 Output power versus power added efficiency ( $PAE$ ) with respect to research results of X-band amplifier using GaN by comparing this work and recent research concerning CW operation.....	70
Fig. 4-11 Measurement drain current ( $I_d$ ) versus drain voltage ( $V_d$ ) with respect to the GaN HEMT device (TGF2023-05) (a) under the condition where $V_d$ is swept from 0.0 V to 31.8 V and $V_g$ is swept from -4.0 V to 0.0 V as an overall view, (b) under the condition where $V_d$ is swept from 25.0 V to 31.0 V and $V_g$ is swept from -3.8 V to -3.4 V as a specific view. In figure (b), black dot indicates the basic operation point ( $V_d=28$ V and $I_{dset}=0.5$ A), and red dots show the operation points for evaluation.....	71
Fig. 4-12 Output power ( $P_{out}$ ), $Gain$ and power added efficiency ( $PAE$ ) versus input power ( $P_{in}$ ) with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) by comparing $V_g=-3.4$ V (solid line), $V_g=-3.6$ V (broken line) and $V_g=-3.8$ V (dotted line) under the condition of operation frequency at 8.4 GHz and $V_d=28$ V.....	72
Fig. 4-13 Output power ( $P_{out}$ ), $Gain$ and power added efficiency ( $PAE$ ) versus input power ( $P_{in}$ ) with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) by comparing $V_d=26$ V (solid line), $V_d=28$ V (broken line) and $V_d=30$ V (dotted line) under the condition of operation frequency at 8.4 GHz and $V_g=-3.5$ V...	73
Fig. 4-14 Output power ( $P_{out}$ ), $Gain$ and power added efficiency ( $PAE$ ) versus input	



power ( $P_{in}$ ) with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) under the condition of operation frequency at 8.4 GHz (solid line), 8.425 GHz (broken line) and 8.45 GHz (dotted line) with $V_d=30$ V and $V_g=-3.8$ V.....	74
Fig. 4-15 Appearance of X-band 20 W-class SSPA including the amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05). .....	75
Fig. 4-16 Flow chart of proposed method with respect to the realization of high-accuracy design. ....	77
Fig. 4-17 Magnitude of $S_{21}$ versus operation frequency with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) by comparing measurement data (solid line), simulation (design) data (broken line) and electromagnetic analysis data (dotted line) under the condition of $V_d=28$ V and $I_{dset}=0.5$ A. ....	78
Fig. 4-18 Comparison of mounting gate wire length of GaN HEMT (TGF2023-05) by short, medium and long.....	79
Fig. 4-19 Magnitude of $S_{21}$ versus operation frequency with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) by comparing simulation (design) data (broken line), measurement data with short wire (solid green line), measurement data with medium wire (solid blue line) and measurement data with long wire (solid red line) under the condition of $V_d=28$ V and $I_{dset}=0.5$ A. ....	79
Fig. 4-20 Magnitude of $S_{21}$ versus operation frequency with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) by comparing measurement data (solid line), design-time simulation data (broken line) and adjusted simulation data (dotted line) under the condition of $V_d=28$ V and $I_{dset}=0.5$ A. ....	81
Fig. 4-21 Magnitude of S-parameters versus operation frequency with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) by comparing measurement data (solid line) and adjusted simulation data (dotted line) under the condition of $V_d=28$ V and $I_{dset}=0.5$ A.....	82
Fig. 4-22 Output power ( $P_{out}$ ), $Gain$ and power added efficiency ( $PAE$ ) versus input power ( $P_{in}$ ) with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) by comparing measurement data (solid line), design-time simulation data (broken line) and adjusted simulation data (dotted line) under the condition of operation frequency at 8.4 GHz.....	83
Fig. 5-1 Block diagram of measurement system in radiation test. DUT means device under tested, CPL means coupler, ISO means isolator and ATT means attenuator. The components in irradiation chamber except for DUT are protected by lead blocks. ....	89
Fig. 5-2 Input power ( $P_{in}$ ), output power ( $P_{out}$ ), $Gain$ , power added efficiency ( $PAE$ ) and drain current ( $I_d$ ) with respect to F344 (X-band GaN on SiC HEMT) versus $time$ and total ionizing dose ( $TID$ ) during TID exposure under the condition of operation frequency at 8.45 GHz with $V_d=24$ V and $I_{dset}=1.0$ A. ....	90

Fig. 5-3	Input power ( $P_{in}$ ), output power ( $P_{out}$ ), $Gain$ , power added efficiency ( $PAE$ ) and drain current ( $I_d$ ) with respect to TGI7785-25L (X-band GaN on SiC HEMT) versus $time$ and total ionizing dose ( $TID$ ) during TID exposure under the condition of operation frequency at 8.45 GHz with $V_d=24$ V and $I_{dset}=1.4$ A. ....	91
Fig. 5-4	Input power ( $P_{in}$ ), output power ( $P_{out}$ ), $Gain$ , power added efficiency ( $PAE$ ) and drain current ( $I_d$ ) with respect to NPT25015 (S-band GaN on Si HEMT) versus $time$ and total ionizing dose ( $TID$ ) during TID exposure under the condition of operation frequency at 2.25 GHz with $V_d=28$ V and $I_{dset}=0.2$ A. ....	92
Fig. 5-5	Block diagram of measurement system in thermal vacuum test. DUT means device undere tested, CPL means coupler, ISO means isolator and ATT means attenuator. ....	94
Fig. 5-6	RF characteristics of F344 in thermal vacuum test, (a) output power ( $P_{out}$ ), $Gain$ and power added efficiency ( $PAE$ ) versus input power ( $P_{in}$ ) by comparing under the condition of 25 degC, $1.1E-3$ Pa (solid line), 60 degC, $1.2E-3$ Pa (broken line) and -20 degC, $5.0E-4$ Pa (dotted line) with the operation frequency at 8.45 GHz, $V_d=24$ V and $I_{dset}=1.0$ A, (b) output power ( $P_{out}$ ), $Gain$ , power added efficiency ( $PAE$ ), chamber temperature and case temperature of both high and low temperature conditions versus time during thermal vacuum test under the condition of operation frequency at 8.45 GHz. ....	96
Fig. 5-7	RF characteristics of TGI7785-25L in thermal vacuum test, (a) output power ( $P_{out}$ ), $Gain$ and power added efficiency ( $PAE$ ) versus input power ( $P_{in}$ ) by comparing under the condition of 25 degC, $7.9E-4$ Pa (solid line), 60 degC, $1.1E-3$ Pa (broken line) and -20 degC, $1.5E-3$ Pa (dotted line) with the operation frequency at 8.45 GHz, $V_d=24$ V and $I_{dset}=1.4$ A, (b) output power ( $P_{out}$ ), $Gain$ , power added efficiency ( $PAE$ ), chamber temperature and case temperature of both high and low temperature conditions versus time during thermal vacuum test under the condition of operation frequency at 8.45 GHz. ....	98
Fig. 5-8	RF characteristics of NPT25015 in thermal vacuum test, (a) output power ( $P_{out}$ ), $Gain$ and power added efficiency ( $PAE$ ) versus input power ( $P_{in}$ ) by comparing under the condition of 25 degC, $1.7E-3$ Pa (solid line), 60 degC, $1.3E-3$ Pa (broken line) and -20 degC, $5.2E-4$ Pa (dotted line) with the operation frequency at 2.25 GHz, $V_d=28$ V and $I_{dset}=0.2$ A, (b) output power ( $P_{out}$ ), $Gain$ , power added efficiency ( $PAE$ ), chamber temperature and case temperature of both high and low temperature conditions versus time during thermal vacuum test under the condition of operation frequency at 2.25 GHz. ....	100
Fig. 5-9	Block diagram of measurement system in temperature test. DUT means device undere tested, CPL means coupler, ISO means isolator and ATT means attenuator. ....	101
Fig. 5-10	Output power ( $P_{out}$ ), $Gain$ , power added efficiency ( $PAE$ ), case temperature and	

base plate temperature of the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) versus time during high temperature test under the condition of operation frequency at 8.45 GHz.....	101
Fig. 5-11 Shock acceleration versus frequency as a condition of space environmental test with respect to X-band 20 W-class SSPA including the amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05). ....	103
Fig. 5-12 HPA case temperature, base plate temperature and vacuum of the X-band 20 W-class SSPA including the amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) versus time during thermal vacuum test under the condition of operation frequency at 8.45 GHz. ....	103
Fig. 5-13 Achievement in this research and expected future plan. ....	106

### **Nomenclature**

$f$	Frequency	Hz
$\lambda$	Wave length	M
$V_d$	Drain voltage	V
$V_g$	Gate voltage	V
$I_d$	Drain current	A
$I_{dset}$	Drain current at operation point	A
$I_g$	Gate current	A
$P_{in}$	Input power	dBm
$P_{out}$	Output power	dBm
$Gain$	Gain	dB
$PAE$	Power Added Efficiency	%
$IM3$	3 <sup>rd</sup> order inter modulation	dBc
$P1dB$	1 dB compression point	dBm
$P3dB$	3 dB compression point	dBm
$S11$	Reflection characteristics at port 1	-
$S22$	Reflection characteristics at port 2	-
$S21$	Transmission characteristics from port 1 to port 2	-
$S12$	Transmission characteristics from port 2 to port 1	-
$Y11$	Short-circuit admittance parameter ( $I_1/V_1$ )	-
$Y22$	Short-circuit admittance parameter ( $I_2/V_2$ )	-
$Y21$	Short-circuit admittance parameter ( $I_2/V_1$ )	-
$Y12$	Short-circuit admittance parameter ( $I_1/V_2$ )	-
$TID$	Total Ionizing Dose	krad

## ***Abstract***

One of the most indispensable impacts on onboard power consumption has been generally caused by a transmitting power amplifier among the other spacecraft bus subsystems. Due to the large amount of power consumption, it is inevitable that the size (or footprint) and weight of the transmitting power amplifiers become large for heat release. Therefore, developing a highly-efficient onboard transmitting power amplifier is one of the great issues for future various space missions. From these backgrounds, this research concerns the world's first space-use amplifier circuit using a gallium nitride (GaN) high-electron mobility transistor (HEMT) for the realization of space-tolerant, small-sized, lightweight, and highly-efficient onboard transmitting power amplifier.

Regarding onboard transmitting power amplifiers, travelling-wave tube amplifier (TWTA) and solid-state power amplifier (SSPA) have been mainly used. In general, TWTA uses a vacuum tube called traveling-wave tube and its component total efficiency is up to 35 to 55%. In contrast, SSPA usually uses a gallium arsenide (GaAs) based field-effect transistor (FET) and its total efficiency is around 20 to 30%. Due to the highly-efficient characteristics, TWTA has been mainly used as a high power amplifier dealing with more than 20-W output power. However, with respect to mechanical environment tolerance, lifetime, occupied area (footprint), and discharge risk, SSPA is superior to TWTA because TWTA uses a fragile sculpted-glass tube and needs high voltage (kV) operation. Thus, highly-efficient SSPA has been strongly required and a highly-efficient amplifier circuit is quite important to achieve this. In this research, GaN is selected as an amplification device among the other semiconductor devices since it has the characteristics of high breakdown voltage and high thermal conductivity in addition to wide band gap. As a result, in comparing Johnson's figure of merit, the suitability as high power and high frequency device, GaN is up to about 100 times higher than GaAs. In addition, GaN is expected to handle large RF power in small size with high efficiency compared to GaAs since GaN's current density in HEMT structure is larger than that of GaAs as well as breakdown voltage and thermal conductivity of GaN is superior to those of GaAs. Here, researches concern amplifier using GaN have been reported a lot. However, they mainly focus on the realization of high power, high frequency and high efficiency. In other words, how to apply GaN to amplifier circuits for space applications has never proposed. Therefore, this research focuses on the following to achieve this:

- I: Device selection method of X-band GaN HEMT for space-use amplifier.
- II: X-band, highly-efficient, highly-reliable and highly-accurate amplifier design/evaluation method that can minimize the error between design and measurement in order to enhance the reliability for space applications as well as achieve high efficiency.
- III: Mounting method of GaN HEMT considering harsh space environment.

With respect to the device selection of X-band GaN HEMT for space-use amplifier, it requires completely different attitude from the selection of S-band, terrestrial GaN HEMT. This is because that there are so many highly-efficient, internally-matched and packaged GaN HEMTs in S-band, but no such devices in X-band. In addition, realizing high power in parallel structure using low power devices and operating with active

thermal control system can be done only for terrestrial applications since there are no strict restrictions regarding size, weight and heat release environment. Considering these things, this research selects externally-matched and bare-chip GaN HEMT that can deal with high power in single-end structure. Moreover, GaN on silicon carbide (SiC) HEMT is selected so as to enhance the space applicability since SiC has good material properties such as high thermal conductivity and wide band gap compared to silicon (Si). To evaluate the validity of the device selection method, X-band GaN on SiC HEMT and S-band GaN on Si HEMT are tested by thermal vacuum and radiation (total ionizing dose). There are no specific differences between X-band GaN on SiC HEMT and S-band GaN on Si HEMT in thermal vacuum test whose temperature range is from -20 to 60 degC. However, in total ionizing dose test using  $^{60}\text{Co}$ , S-band GaN on Si HEMT is degraded up to 1.37 dB of output power and 21.7% of PAE after 320-krad exposure even though X-band GaN on SiC HEMT is not affected at all. Therefore, it is confirmed that proposed device selection method of X-band GaN HEMT is feasible for space-use amplifier.

Next, the realization of X-band, highly-efficient, highly-reliable and highly-accurate amplifier design and evaluation method is one of the great issues for space applications. At the beginning, we conduct both small signal and large signal design using the nonlinear device model that is constructed based on Angelov GaAs FET nonlinear model and the model parameters are modified for GaN HEMT on the basis of measurement RF and DC characteristics. In this case, although fabricated amplifier demonstrates superior (highly-efficient) performance such as 10.1 dB of small signal gain, 42.6 dBm of maximum output power and 47.3% of maximum PAE at 8.4 GHz, the errors between design and measurement are not enough small to enhance the reliability for space applications. For instance, the error of small signal gain is 2.2 dB, peak frequency is 129 MHz, the maximum power at 8.4 GHz is 0.3 dB and the maximum PAE at 8.4 GHz is 4.4%. To reduce these errors, we propose to estimate the error of bonding wire between model and measurement by modifying the length of bonding wire in measurement since the model behavior of bonding wire in circuit simulator is uncertain although it has a profound effect on the peak frequency in measurement. Here, in general, the errors due to the uncertainties of bonding wire are tried to reduce by adjusting the fabricated circuit patterns, such as adding or cutting the copper substrate by trial and error since modifying the length of bonding wire in measurement is quite difficult. However, this kind of method leads to a considerable change in the fabricated circuit patterns. As a result, it becomes extremely-difficult to evaluate the differences between design and measurement fairly as well as to achieve highly-reliable and highly-accurate design and evaluation. By contrast, since proposed estimation can remove the uncertainties of bonding wire without any adjustment of the fabricated circuit patterns, we can fairly estimate the differences between design and measurement. Therefore, it is possible that the remaining errors due to the uncertainties such as parasitic capacitance or parasitic inductance caused by mounting are estimated by adjusting parameters with respect to drain, gate and source capacitances and inductances in the nonlinear model. Consequently, the error of small signal gain becomes 0.5 dB, peak frequency becomes 18 MHz, the maximum power at 8.4 GHz becomes 0.2 dB and the maximum PAE at 8.4 GHz becomes 1.2%. As observed above, we achieve X-band, highly-efficient, highly-reliable and highly-accurate amplifier design and evaluation method for space applications by constructing a nonlinear model in order to conduct a certain level of highly-accurate design and make it possible to adjust the model parameters, estimating the uncertainties in measurement without

any adjustment of the fabricated circuit patterns and adjusting the parameters in the constructed nonlinear model.

Finally, a mounting method considering harsh space environment is quite important since high-power and continuous-wave (CW) operation without any active thermal control is required in space applications as well as heat release characteristics is demanded to be free of the influence of space environment such as vibration, shock acceleration and vacuum. To achieve this, this research proposes that GaN on SiC HEMT is directly mounted on a convex-structure copper case with high thermal-conductivity solder paste (Sn-3.0Ag-0.5Cu). In comparing with the existing mounting method such as through-hole structure or subcarrier structure by thermal analysis, it is confirmed that proposed mounting method has the best thermal release characteristics of all. In addition to the analytical approach, proposed mounting method is evaluated in high temperature, thermal vacuum, vibration and shock acceleration tests. In the high temperature test using Peltier device in the atmosphere, when the temperature of a base plate is 73.3 degC, that of the fabricated amplifier is 85.5 degC, as a result, the temperature difference in the atmosphere is 12.2 degC. After reaching the equilibrium temperature, output power difference during 1-hour continuous operation stays no more than 0.1 dB. In addition to the temperature test, it is confirmed that heat release characteristics is not affected by vacuum condition since the temperature difference between the base plate and the fabricated amplifier results in 12.0 degC under both low temperature (-20 degC) and high temperature (+60 degC) vacuum conditions in a thermal vacuum test. Moreover, output difference is also less than 0.1 dB after vibration and shock acceleration tests. Therefore, it can be said that the validity of proposed mounting method for space application is confirmed.

The output power and efficiency achieved in this research, such as the maximum output power of 42.6 dBm and the maximum PAE of 47.3% at 8.4 GHz, are comparable to other related GaN amplifier researches. In addition, for the world's first actual use in space of SSPA using GaN HEMT in PROCYON project, SSPA engineering model (EM) using the GaN HEMT amplifier circuit achieved in this research is developed. Developed SSPA EM achieves more than 15 W of output power with 33.8% of total efficiency. This efficiency is the highest of all the existing X-band onboard SSPAs. To be more precise, it is about 8.0 to 13.4% higher than that of the other SSPAs. Additionally, radiation-hardiness SSPA is easily achievable due to the excellent material properties of GaN. Thus, the freedom of onboard SSPA's place increases. As a result, it may be possible to set an SSPA just beneath a transmitting antenna where radiation condition is much severer than the other place inside of a spacecraft. Consequently, feeder loss is expected to be mitigated and link margin is supposed to increase. In addition, GaN is also expected to make SSPA small and lightweight because it can deal with large amount of RF power in small size. Therefore, after the world's first actual use in space by PROCYON project, the SSPA is expected to be used in ultra-small deep space explorers launched by Epsilon rockets or large satellite for space science or space exploration missions in the near future. Moreover, it is also expected to apply the SSPA using GaN HEMT to a high power transmitting amplifier for ground stations. From these results, the world's first design, fabrication and evaluation method of a space-use high power amplifier using GaN HEMT for space-tolerant, small-sized, lightweight and highly-efficient SSPA comparable to TWTA is achieved.

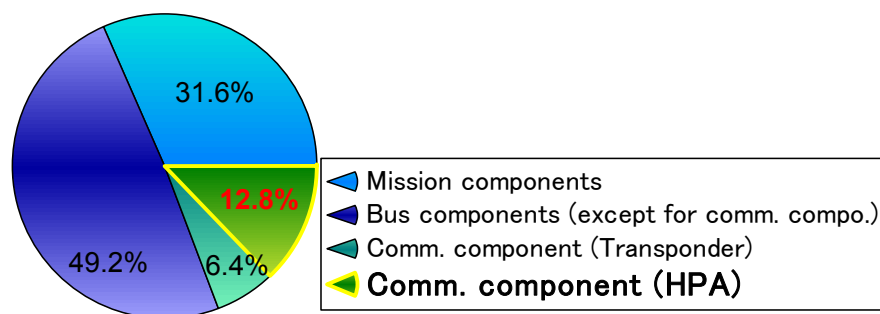
# 第1章 序論



## 1-1 研究背景

### 1-1-1 宇宙通信の現状と課題

小惑星探査機はやぶさ（MUSES-C）のタッチダウン後の通信途絶や金星探査機あかつき（PLANET-C）の軌道変更マヌーバ後の通信途絶等，深宇宙探査においては，軌道決定の予報値と実際の探査機の位置に誤差が生じやすいイベント直後には，大口径の地球局アンテナのビーム幅から探査機方向が逸脱してしまい，探査機からの電波を受信できないことが起きる可能性が高い．これは搭載通信系，地上局，軌道決定精度，タッチダウンや軌道変更の精度といった様々な要素が絡み合うが，探査機における重要な局面で，その状態が全く把握できなくなってしまうため，非常に大きな問題と言える．通信途絶後，探査機はセーフホールドモードで全指向性アンテナを用いて地球局からのコマンドを待つことになるが，ダウンリンクに関しては，送信電力が不足し，中利得アンテナや高利得アンテナを地球方向に指向させるまでは，地球に電波を届けることができない．そのため，地球局側から，探査機が居ると予想される方向にコマンドを送り，コマンドを受けた探査機がセーフホールドモードを脱し，姿勢変更を行った後に，指向性アンテナを用いて地球へ電波を送り，地球局でそれを受け取ることで初めて探査機を見つけ出すことができるというのが現状である．この時，探査機側の全指向性アンテナでもダウンリンク信号を地球局に届けることができれば，複数の地球局でその電波を探索する形で，探査機の発見までの時間は大幅に短縮できると考えられ，そのための一つの解決策として，搭載系の送信用電力増幅器の大電力化が挙げられる．深宇宙探査機の送信用電力増幅器の大電力化は，木星以遠の探査においては，前述するセーフホールドモードといった特殊な状況に限らず，超遠距離通信となることから通常の指向性アンテナでの回線成立においても必須の要求となる．この時，リソースの限られる宇宙機においては，大電力化に伴うサイズ・重量・消費電力・発熱量の増加が大きな問題となり，その実現は容易ではない．つまり，送信用電力増幅器の小型軽量高効率化が重要な課題となっていると言える．ここで，金星探査機 PLANET-C の観測プログラム実行時の消費電力の内訳を Fig. 1-1 に示す．ミッション部の消費電力が全体の 31.6%，通信系以外のバス機器が 49.2%を占めており，結果的に通信系サブシステムのみで，全体の 19.2%もの電力を消費していることが分かる．特に大電力を扱う送信用電力増幅器の消費電力は大きく，通信系サブシステム全体の 66.7%を占めている．したがって，通信機器（特に送信用電力増幅器）の低消費電力化は，衛星システム全体に与える影響が極めて大きいと言える．

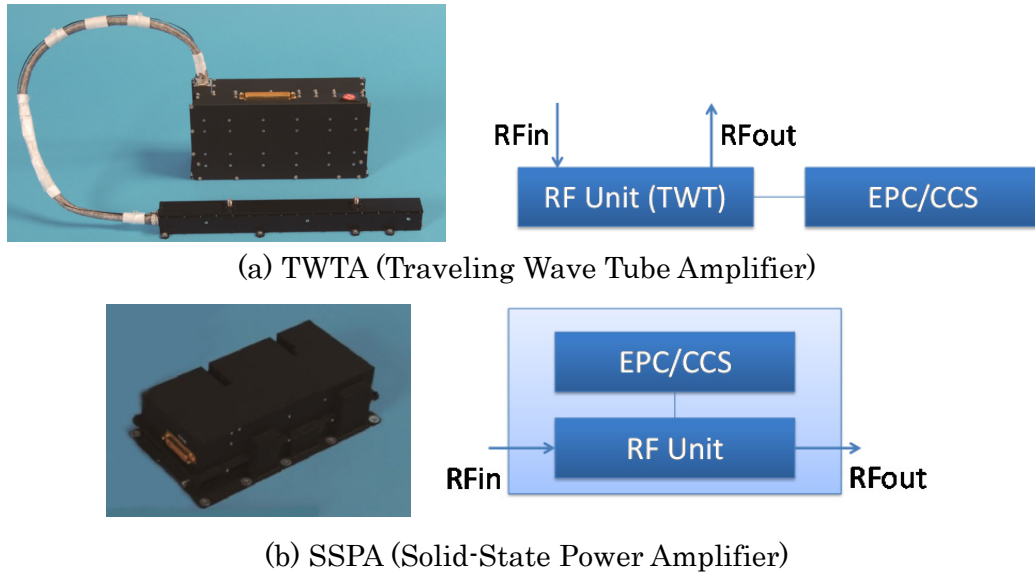


**Fig. 1-1** Power consumption list of Venus climate orbiter (PLANET-C) by components when an observing program is conducted.

次に、小型軽量高効率で大電力送信可能な次世代の宇宙用電力増幅器の実現に向けて、現状の搭載用電力増幅器の長所や短所をまとめる。宇宙機搭載用電力増幅器は、TWTA (Traveling Wave Tube Amplifier : 進行波管増幅器) と SSPA (Solid-State Power Amplifier : 固体電力増幅器) に大別される。TWTA と SSPA の外観と構造を Fig. 1-2 に示す<sup>[1-1]</sup>。これらの電力増幅器は、高周波信号を増幅する RF (Radio Frequency : 高周波) ユニット (電力増幅回路ユニット)、衛星バスシステムからの一次電源を二次電源へと変換し、RF ユニットへ電力供給を行う EPC (Electric Power Control : 電力制御) 部、電力増幅器への指令や電力増幅器の状態に関する情報のやり取りを行う CCS (Control Circuit Section : 制御回路セクション) より構成される。

TWTA は、Fig. 1-2 に示すように、RF ユニットと EPC/CCS 部は分離した構造を基本とし、RF ユニットには、TWT (Traveling Wave Tube : 進行波管) と呼ばれる真空管を使用している。TWT は、kV 以上の高電圧での動作が必要となるため、EPC/CCS 部では、衛星バスからの一次電源を kV に変換し、TWT へ供給する必要がある。TWTA は、その効率が高いことが最大の特徴である。一方、SSPA は、Fig. 1-2 に示すように、RF ユニットと EPC/CCS 部を同一ユニットとする構造を基本とし、RF ユニットには、主として GaAs (Gallium Arsenide : ガリウムヒ素) プロセスによる FET (Field Effect Transistor : 電界効果トランジスタ) を用いた増幅回路を使用しており、TWTA と比較した場合、その効率は低い。

増幅に寄与しなかった電力は、全て熱となり宇宙空間に放出しなければならないので、現在でも主に 20 W 以上の高出力増幅器には、TWTA が使用されている。しかし、TWTA は SSPA と比べた場合、TWT と EPC/CCS 部の分離によるフットプリントの大型化、真空管寿命による短命化、精密度なガラス細工である真空管利用による振動・衝撃耐性の劣化、kV 以上の高電圧動作に伴う真空移行中の放電リスクの増加（これに伴うコールドロンチ（電源オフでの打上げ）要求）、高電圧電源を必要とすることによる EMC (Electro Magnetic Compatibility : 電磁適合性) 問題の悪化、軌道上での高電圧部の不具合等、効率を除くあらゆる面で宇宙機への適用には不利であり、こうした点から SSPA の方がその信頼性は高いと考えられている。つまり、SSPA で TWTA 並みの高効率化が実現できれば、これらの問題は全て解決し、結果的に宇宙機の通信性能の大幅な向上へとつながられる。即ち、小型軽量高効率な次世代の宇宙用電力増幅器としては、TWTA 並の効率を持つ SSPA が求められていると言える。ここまで述べた TWTA と SSPA の長所・短所を Table 1-1 にまとめる<sup>[1-2]</sup>。



- \* EPC: Electric Power Control
- \* CCS: Control Circuit Section
- \* TWT: Traveling Wave Tube

**Fig. 1-2 Appearance and structure of onboard power amplifiers, (a) TWTA and (b) SSPA.**

**Table 1-1 Comparison between TWTA and SSPA by merit and demerit.**

	TWTA	SSPA
Merit	<ul style="list-style-type: none"> <li>● High efficiency</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>● Long life time</li> <li>● Low voltage operation (<math>\sim 50</math> V)</li> <li>● Mechanical hardiness</li> <li>● Low discharging risk</li> <li>● High reliability</li> </ul>
Demerit	<ul style="list-style-type: none"> <li>● Short life time</li> <li>● High voltage operation (1 kV<math>\sim</math>)</li> <li>● Mechanical Vulnerability</li> <li>● EMC problem</li> <li>● High discharging risk</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>● Low efficiency</li> </ul>

### 1-1-2 化合物半導体<sup>[1-3]</sup>

次世代の宇宙用電力増幅器として、SSPAを高効率化するにあたっては、既存のGaAsプロセスのFETに替わる新たな化合物半導体の導入が求められる。ここで、化合物半導体とは、シリコン(Si)やゲルマニウム(Ge)等の単一の元素からなる単元素半導体に対して、周期律表中の2種類以上の元素から構成された材料のことを言う。II-VI族(CdTe, ZnSe, CdS等), III-V族(GaAs, GaN, InP等), IV-IV族(SiC, SiGe等)に分類され、さらに、3元、4元の混晶(GaAlAs, CdZnTe, InGaAlP, GaInNAs等)を生成し、ヘテロ構造を形成することが可能で、単元素半導体では実現し得ない機能を有することが可能である。Fig. 1-3にここまで述べた化合物半導体の種類を示す。次に、主な半導体の物性をTable 1-2にまとめる。デバイス物性として重要な格子定数、バンドギャップ、比誘電率、絶縁破壊電界、電子飽和速度、熱膨張係数、熱伝導率、移動度、ジョンソン指数の値を示している。ヘテロ構造の形成には格子定数の値が近いことが重要であり、混晶を含めた化合物半導体では、その多様性のおかげでヘテロ構造形成が可能となっている。Table 1-2より、Si (Silicon : シリコン) のバンドギャップは1.11 eVで波長1117 nmの赤外域に対応することが分かるが、光遷移の確率が低く光デバイスには適さない。一方、化合物半導体の多くは直接遷移型の半導体(GaP (Gallium Phosphide : リン化ガリウム), SiC (Silicon Carbide : 炭化ケイ素)を除く)で、光遷移確率が高く、そのバンドギャップは材料によって、赤外、可視、紫外までの広範囲な波長域をカバーしている。移動度に関しては、GaAsはSiの約5倍大きく、高周波特性に優れる。NやCといった周期律表第2周期の軽元素を含むGaN (Gallium Nitride : 窒化ガリウム)やSiCに代表される軽元素半導体は、結晶格子定数が小さくバンドギャップが大きいという特徴を持つワイドバンドギャップ半導体で、SiおよびGaAsで代表される半導体とはその特性が大きく異なる。小さい格子定数は原子間の結合力が強いことを表しており、化学的安定性、熱伝導率、絶縁破壊電圧等が高いという特性を持つ。これらのワイドバンドギャップ半導体は、絶縁破壊電圧と電子飽和速度の積の平方であるジョンソン指数(高周波/ハイパワーデバイスに対しての性能指標)を比較しても、 $GaN > 4H-SiC > GaAs > Si$ となることから高出力・高周波増幅器に最適なデバイスと考えられる。ここで、Table 1-2では、Siを基準としたジョンソン指数の値を比較しているが、従来、宇宙用のSSPAに用いられているGaAsと比較しても、GaNは100倍大きな値を示しており、優れた物性値を持つことが分かる。ワイドバンドギャップ半導体は、Si等では適用が困難となる高密度記録、エンジン制御、電力変換、移動体通信等の分野でそのニーズは強く、こうした分野では、短波長光デバイス、高周波デバイス、耐環境デバイス、高温動作デバイス等に対して、その適用が期待されている。

ここで、化合物半導体の主な用途をFig. 1-4にまとめる。用途は主として、電子デバイス用と光デバイス用の2つに大別できる。Fig. 1-4に示すように、電子デバイス用としては、携帯電話用MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit : モノリシックマイクロ波集積回路), HEMT (High-Electron Mobility Transistor : 高電子移動度トランジスタ)等の高周波デバイスやインバータ, SBD (Schottky diode : ショットキーバリアダイオード)等の高効率高出力デバイスがある。一方、光デバイス用としては、可視光LED (Light Emitting Diode : 発光ダイオード), 赤外LED, 紫外線LED等の発光ダイオードがあり、各種表示デバイス、液晶バックライト、白色照明等に使用されている。また、LD (Laser Diode : レーザダイオード)は、光通信用デバイス、CD (Compact

Disc)・DVD (Digital Versatile Disc) 等に使用されている。ここまで述べた中でも、化合物半導体の用途としては、LED, LD に代表される光デバイス用が過半を占めているが、近年、移動体通信関連での高周波デバイス用や自動車関連の高出力デバイス用としての用途も拡大し、ワイドバンドギャップ半導体を用いることで高効率化を図るアプローチが積極的に取られている。

本研究では、小型軽量高効率な次世代の SSPA の実現に向けて、高周波／ハイパワーデバイスとして、従来の GaAs よりも優れ、熱伝導率、バンドギャップ、耐圧等にも優れる GaN に着目する。これらの優れた物性は、GaN が、GaAs と同等のサイズでも大きな電力を扱えること、放射線耐性に優れること、高温環境での安定した動作が可能であることに繋がる。加えて、GaN は、HEMT 構造形成時に GaAs よりも二次元電子ガスを豊富に生み出すことができ、電流密度が増加することから高効率動作が可能になることも期待される<sup>[1-4][1-5]</sup>。Fig. 1-5 に GaAs と GaN 各々の同出力の HEMT の比較を示す。GaN が小型で大電力を扱えること、高電圧・低電流動作での電力増幅が可能であること等が分かる。なお、GaN を X 帯の搭載用電力増幅器として宇宙実証した実績は世界的に見てもまだ無く、まさに次世代の宇宙用電力増幅器と言える。

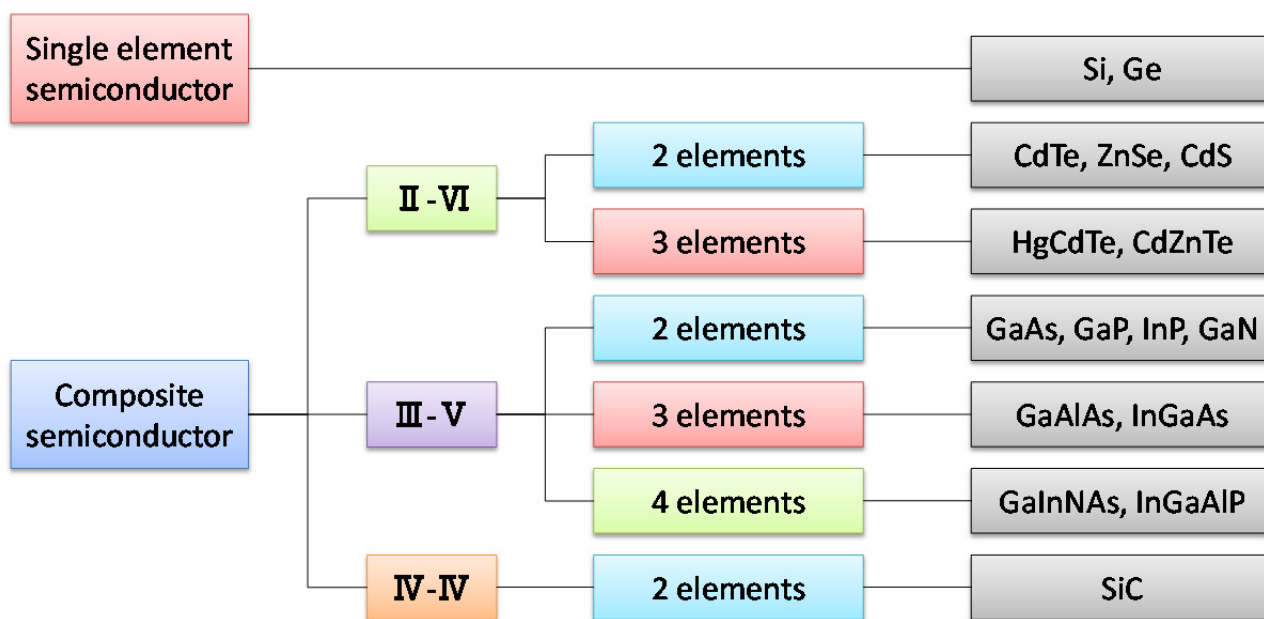
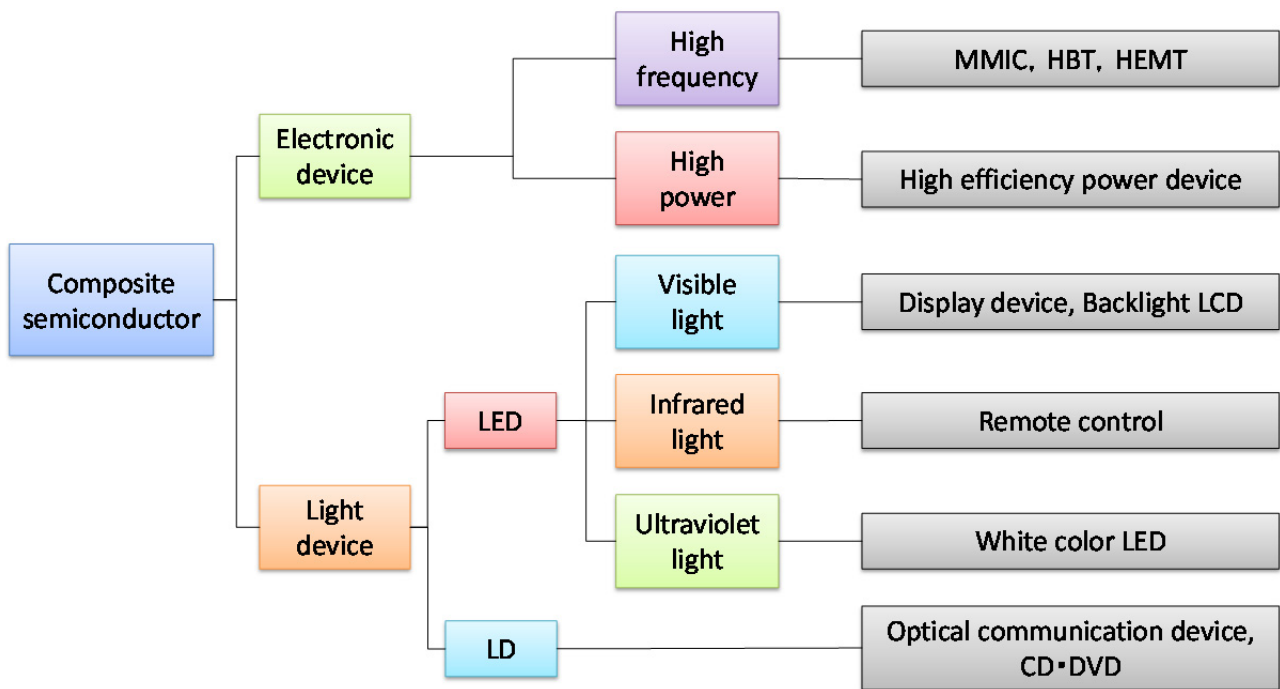


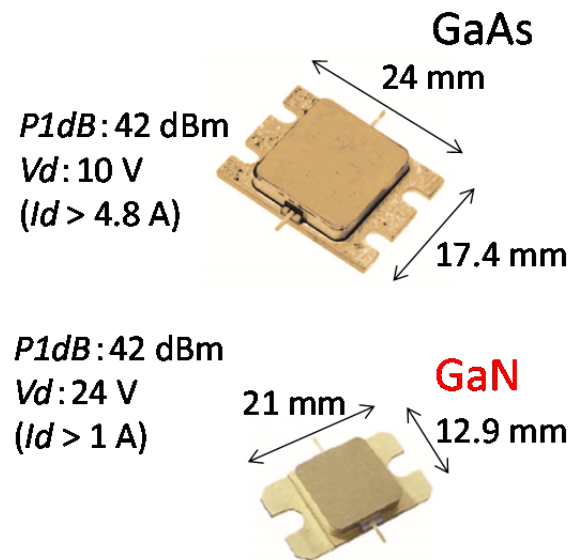
Fig. 1-3 Categories of semiconductor devices by structure, constituent element's group and the number of elements.

**Table 1-2 Comparison of semiconductor devices of Si, GaAs, GaN and 4H-SiC by lattice constant, band gap, relative permittivity, breakdown electric field, saturation electron velocity, thermal conductivity, electron mobility and Johnson's figure of merit.**

	Si	GaAs	GaN	4H-SiC
Lattice constant [Å]	5.43	5.65	a=3.189, c=5.185	a=3.073, c=10.053
Band gap [eV]	1.11	1.43	3.39	3.3
Relative permittivity	11.9	13.1	10.4	10.03
Breakdown electric field [10 <sup>6</sup> V/cm]	0.3	0.4	3.3	3
Saturation electron velocity [10 <sup>7</sup> cm/s]	1	2	2.5	2
Thermal expansion coefficient [10 <sup>-6</sup> /K]	2.4	6	5.59	4.2
Thermal conductivity [Wcm/K]	1.3	0.55	2.1	3.7
Electron mobility [cm <sup>2</sup> /V · s]	1500	8500	1200	460
Johnson's figure of merit	1	7	700	400



**Fig. 1-4 Application examples of composite semiconductor devices with respect to both electronic and light devices.**



**Fig. 1-5** Comparison between X-band GaAs HEMT and GaN HEMT whose output powers are the same by size, drain voltage and drain current.

## 1-2 本研究の目的と意義

以上のような背景を踏まえ本研究では、バス機器として最大規模の消費電力を持つ搭載用電力増幅器を対象として、GaN HEMT を用いた次世代の小型軽量高効率な X 帯 SSPA の世界初となる宇宙実証を目指して、宇宙用電力増幅回路の設計、作製および評価を実施することをその目的とする。

宇宙用電力増幅回路の設計、作製および評価においては、具体的に次のような点に着目する。はじめに S 帯や地上用とは異なる X 帯搭載用のデバイス選定手法を提案する。次に、宇宙用としての信頼性の確保や将来的な様々なミッションでの使用に向けて、量産性が高く、実測値と設計値の誤差が少ない確度の高い高効率増幅回路設計評価手法を提案する。加えて、増幅回路の作製および評価においては、宇宙特有の厳しい環境を考慮した実装方法を提案する。そして、RF 特性の評価に加えて、宇宙環境耐性評価を行うことで、提案手法の有効性を示し、宇宙環境耐性に優れる小型軽量高効率な次世代宇宙用電力増幅回路を実現する。次章で詳細を示すが、GaN を用いた増幅回路に関する研究は、これまでも報告されているが、それらは主として高出力化、高周波化、高効率化を目指すものとなっており、宇宙適用という観点が抜け落ちている。したがって、本研究が世界初となる GaN HEMT を用いた宇宙用電力増幅回路の設計、作製および評価と言え、これまでの GaN HEMT を用いた電力増幅回路の適用範囲を大きく広げるものになる。本研究で示す手法を段階的に進めていくことで、民生品のデバイスで、デバイスの動作モデルが入手できない状況であっても、宇宙用の増幅回路としての作製および評価が可能になる。本研究の成果は、搭載系コンポーネントの性能向上へと直結し、低消費電力で大電力送信を可能にすることや、放熱特性・耐放射線性に優れるコンポーネントとして、搭載位置の自由度を大幅に増加させ、アンテナ直下の搭載による給電損失の最小化をも可能にし、結果的にダウンリンク回線を大きく改善することになる。こうしたコンポーネントの小型軽量高効率化や搭載位置の最適化といった技術課題に対するモチベーションは、宇宙機のサイズや地上局の制約等に起因するため、他国では生まれにくく、日本が先導して得意分野として進めるべき分野である。ただし、こうしたモチベーションの下、推し進められた研究成果は、ローバやランダ等、小型なシステムにおいては、他国も含め役立てる事ができるため、世界的にも価値のあるものになり得ると言える。ダウンリンク回線の性能改善によって、数 dB のマージンが得られれば、これまでと同距離の通信で、ビットレートは 2~4 倍程度増加することが期待できるため、その価値は非常に大きいと言え、通信系のこれまでの常識を覆す次世代の搭載機器となり得るため、本研究の意義は極めて大きいと言える。



### 1-3 本論文の構成

本論文の構成を説明する。本論文は、全 6 章より構成される。以下、各章の概要を述べる。第 1 章では、本論文の背景、目的、および本論文の構成について記す。第 2 章では、高効率宇宙用電力増幅回路の実現に向けて、本研究における設計目標、関連研究と本研究の位置付け、本研究で解決すべき課題とそれに向けたアプローチをまとめる。第 3 章では、GaN HEMT を用いた宇宙用電力増幅回路設計に関して、X 帯搭載用デバイスの選定手法の提案、選定デバイスの実測値に基づく非線形モデルの構築、小信号・大信号を用いた設計等、本研究における宇宙用電力増幅回路の設計手法について述べる。第 4 章では、GaN HEMT を用いた宇宙用電力増幅回路の作製および評価として、搭載用を考慮した実装方法の詳細、作製した回路の RF 特性評価、動作点による RF 特性の改善、SSPA コンポーネントとしての評価、宇宙用としての高信頼・高確度設計のための不確定要素の推定、非線形モデルのパラメータ調整等について述べる。第 5 章では、宇宙環境耐性評価に関して、提案する搭載用デバイス選定手法・搭載用を考慮した実装方法の宇宙適用性の評価等について述べる。第 6 章では、本研究から得られた結論について記す。

### 1-4 文献

- [1-1] T. Toda, T. Nagae, Y. Kamata, N. Ishii, and M. Nakamura, “The newly developed deep space communication instruments for JAXA Venus mission,” Proceedings of 60th International Astronautical Congress, Daejeon, Korea, Oct. 2009.
- [1-2] H. Hausman, et al. “Comparison of high power amplifier technologies: TWTAs vs SSPAs,” *23rd Anniversary Microwave Product Digest*, Jan. 2008.
- [1-3] 財団法人新機能素子研究開発協会, “GaN パワー結晶材料・デバイスに関する技術調査報告書,” 2007 年 3 月.
- [1-4] U. K. Mishra, P. Parikh, and Y. F. Wu, “AlGaIn/GaN HEMTs-an overview of device operation and applications,” Proc. IEEE, vol.90, no.6, pp.1022-1031, June 2002.
- [1-5] M. S. Shur, R. Gaska, and A. Bykhovski, “GaIn-based electronic devices,” Solid-State electronics, vol. 43, no. 8, pp. 1451-1458, Aug. 1999.

## 第2章 高効率宇宙用電力増幅回路の実現に向けて

## 2-1 TWTA と同等の効率を持つ SSPA の実現に向けた設計目標

はじめに、電力増幅器の評価に用いる  $PAE$  (Power Added Efficiency : 電力付加効率),  $\eta$  (ドレイン効率),  $\eta_{total}$  (コンポーネント総合効率) について、それぞれ定義を以下に示す. 一般に宇宙機搭載用電力増幅器は、トランスポンダからの微弱な RF 信号を 40 dB 以上の利得で増幅するため、式(2-1), (2-2)に示す  $PAE$  と  $\eta$  の差はほとんど生じない. また、EPC/CCS 部の消費電力は、高出力増幅器の RF ユニットの消費電力と比較した場合、限りなく小さいため、式(2-3)に示すコンポーネントの総合効率を高めるためには、式(2-4)からも分かるように、RF ユニットの高効率化（低消費電力化）と一次電源から二次電源への変換効率の高効率化が特に重要になる.

$$PAE = \frac{RF_{out} - RF_{in}}{P_{RFunit}} \quad (2-1)$$

$$\eta = \frac{RF_{out}}{P_{RFunit}} \quad (2-2)$$

$$\eta_{total} = \frac{RF_{out}}{P_{total}} \quad (2-3)$$

$$P_{total} = \frac{(P_{RFunit} + P_{EPC/CCS})}{\eta_{DC/DC}} \quad (2-4)$$

$RF_{out}$  : RF output power

$RF_{in}$  : RF input power

$P_{RFunit}$  : Power consumption of RFunit

$P_{EPC/CCS}$  : Power consumption of EPC/CCS

$P_{total}$  : Power consumption of PA component

$\eta_{DC/DC}$  : Efficiency of DC/DC convertor (from primary power source to secondary power source)

次に、これまでに搭載実績のある X 帯の TWTA と SSPA の RF 出力電力、サイズ、重量、消費電力、効率を Table 2-1 にまとめる<sup>[2-1]-[2-9]</sup>. コンポーネントの総合効率として、TWTA は、36~54%、SSPA は、20~26%となっており、TWTA の効率が高いことがこの表からも分かる. EPC/CCS 部の一次電源から二次電源への変換効率は、85~90%程度と考えられるので、各 RF ユニットの高出力動作時の  $PAE$  は、TWTA で、42.8~62.9% ( $\eta_{DC/DC}$ =85%のとき)、または、40.4~59.4% ( $\eta_{DC/DC}$ =90%のとき) となり、SSPA で、24.0~30.4% ( $\eta_{DC/DC}$ =85%のとき)、または、22.7~28.7% ( $\eta_{DC/DC}$ =90%のとき) となる. 線形性やバックオフの要求は、各ミッションによって異なるので、一概には言えないが、今回の比較からは、次世代の SSPA として、TWTA と同等の性能を実現するには、少なくとも RF ユニットの  $PAE$  は、40%以上である必要があると言える. なお、より良い宇宙用電力増幅器を実現するには、RF ユニットの高効率化に加えて、高効率・耐放射線性に優れた DC/DC コンバータの実現も並行して必須になると言える.

**Table 2-1 Comparison of existing X-band onboard PAs by specifications, such as PA type, output power, size, weight, power consumption, *PAE* and total efficiency.**

Spacecraft Name	Agency	PA type	Output power [W]	Size [mm]	Weight [kg]	Power consumption [W]	<i>PAE</i> (RF unit) [%]	Total efficiency [%]
HAYABUSA	JAXA	SSPA	20	310*185*35 266*176*27	1.45 1.03	92.7	-	21.6
PLANET-C	JAXA	SSPA	10	271*150*80	1.9	44.5	-	22.5
GOSAT, ALOS-2	JAXA	SSPA	20	313*147*142	2.05	98	-	20.4
SPOT, HELIOS, SKYNET	ESA	SSPA	22	220*140*84	1.5	90	-	24.4
SPOT-5	ESA	SSPA	22	271*160*70	1.5	91	-	24.2
MER	NASA	SSPA	17	174*134*47	1.37	66	-	25.8
PLANET-C	JAXA	TWTA	20	295*66*60 228*95*113	2.3	55	-	36.4
DAWN	NASA	TWTA	100	-	2.3	187	-	53.5
Deep Impact	NASA	TWTA	20	-	4.5	54	-	37.0
Venus Express	ESA	TWTA	65	-	0.8 (TWT)	-	63	-

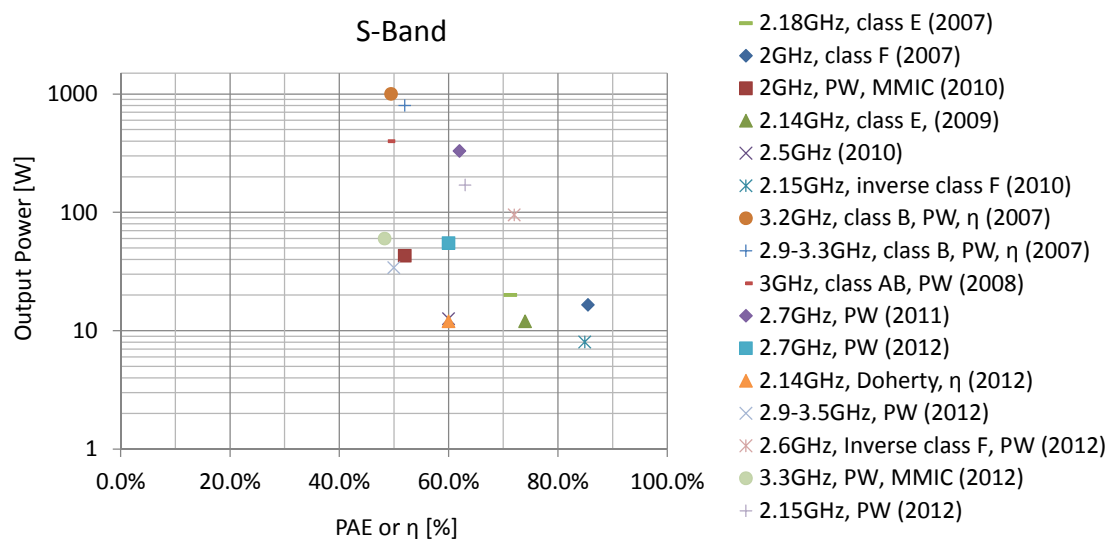
最後に、宇宙環境耐性に関する要求事項をまとめる。本研究では、EPC/CCS 部は対象としないため、コンポーネントとして組み上げた際の特性が重要となる環境試験（振動・衝撃）に関する要求は、明記しない。熱真空に関しても本来はコンポーネントとしての評価が重要になるが、動作電圧による放電リスクや真空環境での放熱特性に関する評価等があるため、こちらは電力増幅回路部に関して、その要求事項に含める。以上の観点から、特に重要となるのは、電力増幅回路部としての耐放射線性と動作温度範囲となり、搭載系コンポーネントに一般に要求される値をここでは適用する。Table 2-2 にこれまで述べた TWTA 並の効率を持つ次世代の SSPA を実現するために電力増幅回路部に求められる設計目標をまとめる。

**Table 2-2 Target specifications of space-use amplifier for next generation SSPA comparable to TWTA with respect to RF output power, linear *Gain*, *PAE*, radiation tolerance, operation temperature and vacuum condition.**

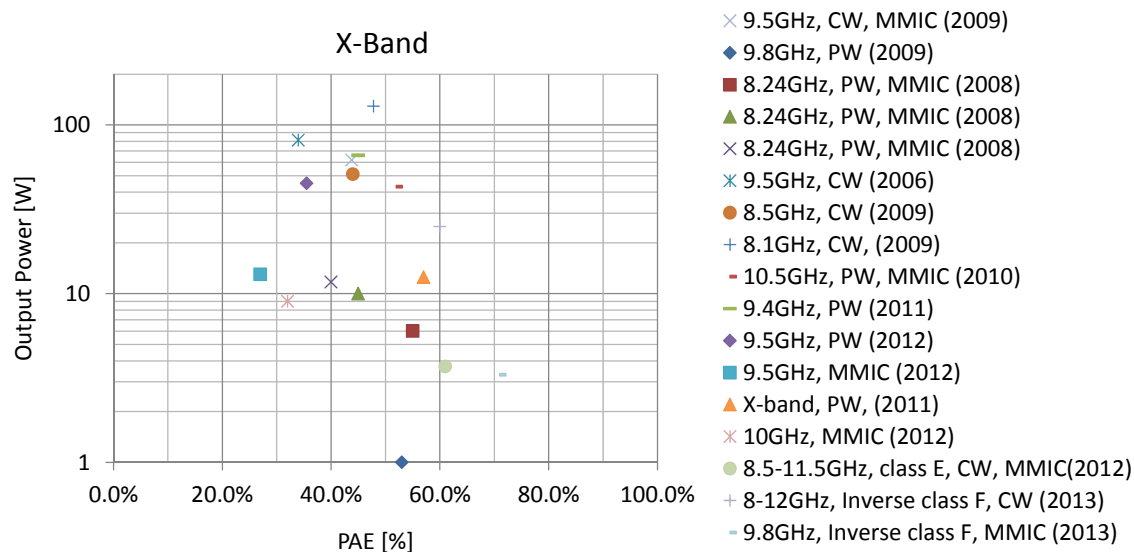
RF output power	> 20 W
Linear <i>Gain</i>	> 40 dB
<i>PAE</i> (RF unit)	> 40%
Radiation tolerance (Total Ionizing Dose)	> 20 krad
Operation temperature, Vacuum condition	-20 to 60 degC, High vacuum condition

## 2-2 関連研究と本研究の位置付け・本研究で解決すべき課題とアプローチ

本研究では、宇宙用割当周波数の中でも、主要な周波数帯である X 帯を対象として、GaN HEMT を用いた世界初となる宇宙用電力増幅回路の実現を目指す。はじめに、S 帯・X 帯に関する近年の GaN を用いた電力増幅回路の研究成果として出力電力と効率を Fig. 2-1, Fig. 2-2 にまとめる [2-10]-[2-38]。S 帯においては、F 級や逆 F 級といった動作級の回路を用いることで、効率 80%以上といった研究成果も出てきており、その出力レベルも kW クラスまで達している。一方、X 帯については、MMIC の E 級や逆 F 級の増幅回路として、60%以上の効率が、CW（Continuous Wave：連続波）動作でも見られるようになってきたものの、PW（Pulse Wave：パルス波）動作が多く、効率 50%以上の成果は、まだ少ない状況にある。また、出力レベルも数 W～数十 W クラスが主となり、高出力・高効率に関して S 帯と比較すると、まだ研究段階にあることが分かる。これは、X 帯においては、S 帯よりも波長が 1/4 程度短くなることから、次数の高い高調波処理が難しくなり F 級や逆 F 級での効率が上がらないことや、デバイス自体が小型化し、大出力時の熱の集中が大きくなることで大電力化が難しいこと等がその理由として挙げられる。加えて、X 帯以上では、高電圧動作時にトランジスタのオン抵抗値が高くなり、結果的に損失が大きくなる電流コラプスの問題が未解決なため、デバイス自体が安定供給に至っていないことも一因として挙げられ、X 帯以上においては COTS（Commercial Off-The-Shelf：民生品）の GaN デバイスも S 帯と比較して極端に少ないのが現状である。



**Fig. 2-1 Research results of S-band amplifier using GaN by efficiency and output power in recent 5 years.**



**Fig. 2-2 Research results of X-band amplifier using GaN by efficiency and output power in recent 5 years.**

ここで、Fig. 2-1, Fig. 2-2 に示す電力増幅回路の特性は、基本的には一素子の MMIC または FET（または、HEMT）を用いた電力増幅回路の結果となる。つまり、MMIC 電力増幅回路での利得は 20~30 dB 程度、FET（または HEMT）を用いた電力増幅回路では、利得は 10~15 dB 程度となっており、SSPA の RF ユニットとして考える場合には利得が不足するため、この手前にドライバアンプが必要となる。したがって、Fig. 2-1, Fig. 2-2 の成果に基づき、SSPA の RF ユニットを考える場合には、ドライバアンプ分の消費電力が加わるため、RF ユニットとしての効率は、数%~10%程度低下することになる。

ここまで述べてきた S 帯・X 帯の GaN を用いた関連研究の近年の成果から、高出力・高効率デ

バイスとして、GaN が非常に優れた特性を持っていることが改めて分かる。しかし、これらの研究は高出力化、高周波化、高効率化といった観点での RF 性能の向上のみに主眼が置かれており、宇宙適用という評価はされていないため、搭載用を考慮したデバイスの選定も行われていない。宇宙通信は、CW 動作での大出力通信を行うため、同出力の PW 動作と比較して、消費電力は 10 倍以上に増加し、発熱量も増加する。加えて、宇宙機搭載用としては、真空環境での底面の接触熱伝導のみの放熱で電子冷却等の積極的な排熱手段は講じることができない状況下での CW 安定動作が求められる。また、ロケット打ち上げ時の振動や分離時の衝撃の影響によっても放熱特性が変わらないことが重要になる。したがって、地上用の PW 動作を中心とした成果や宇宙用途を考慮していない実装方法を宇宙用に適用することはできない。さらに、宇宙通信では、狭帯域通信が多いものの、通信品質の観点も考慮する必要があるため、高調波処理による歪の増加は避けなければならず、F 級や逆 F 級の高効率な成果をそのまま宇宙通信用途へ適用することも難しい。また、こうした最新のデバイスを用いた研究においては、デバイス供給メーカーと提携して研究が行われ、メーカー側から与えられたデバイスのモデルに基づいて設計が行われることが多い。しかし、デバイス供給メーカー側も自社の研究開発技術であることから、デバイスのモデル自体はブラックボックス化され、実デバイスとの差をモデル上で微調整することはできず、この差が実測値と設計値との差として現れ、量産性の高い高確度な設計の妨げとなり、宇宙用としての高信頼化における課題となる。特に X 帯では、デバイス自身のばらつきや実装のわずかな差による RF 特性への影響も大きく、確度の高い設計には実デバイスの振る舞いに基づくモデルの調整は不可欠である。最後に、宇宙分野に限らない劣悪環境での GaN デバイスの評価については、学会や国際宇宙機関の報告書等で高温環境下や放射線環境下での振る舞いが報告されることもあるが<sup>[2-39]・[2-46]</sup>、自社独自で実施している試験データは一般に開示されることは少ないことに加えて、その振る舞いは実装方法によっても大きく異なるため、宇宙用電力増幅回路の実現に向けては、デバイス選定方法や実装方法を考慮した適切な宇宙環境耐性評価が必要になると言える。

つまり、これまでの関連研究では、X 帯宇宙用電力増幅回路の実現は難しく、その実現には、大きく 3 つの課題があると言える。

- ① X 帯搭載用 GaN HEMT デバイスの選定方法の確立
- ② 設計値と実測値の誤差が少なく量産性の高い、宇宙用としての高信頼・高確度な X 帯高効率増幅回路設計評価手法の確立
- ③ 宇宙特有の厳しい環境を考慮した実装方法の確立

これら 3 つの課題に対して、本研究では、以下のようなアプローチを取ることで、その解決を図る。

- ① 高効率な内部整合型のパッケージ品が多数存在し、サイズの制約が無いことから並列高出力化が可能となり、豊富な排熱環境から熱伝導率等の物性値に関する制約も少ない、S 帯地上用とは異なり、X 帯搭載用として目標性能を満足する電力増幅回路を実現するために、外部整合型のベアチップの中で、高熱伝導率、ワイドバンドギャップといった優れた物性値を持つ SiC 基板を用いた GaN HEMT を選定し、小型軽量化のため、単素子で大電力を扱うことが可能なデ

バイスを採用する．提案するデバイス選定方法の評価として，S 帯地上用のデバイスと放射線試験，熱真空試験を通して，宇宙環境耐性評価の比較を行い，その有効性を示す．（3 章，5 章に詳細を示す）

- ② 小信号での増幅回路設計に加えて，選定したデバイスの実測値に基づいて構築した非線形モデルによる大信号での増幅回路設計を行い，作製および評価を行う．この時，ボンディングワイヤのモデル誤差やデバイス実装時の寄生容量，寄生インダクタンス等の不確定要素によって生じる実測値と設計値の誤差を，パラメータ推定とモデルの調整によって最小化することで，確度の高い設計を実現する．（3 章，4 章に詳細を示す）
- ③ 凸型に加工した底面の銅ケースに高熱伝導率な溶剤ペーストを用いて GaN HEMT を直接実装することで，宇宙特有の振動や衝撃，真空の影響で放熱特性が変化しない実装方法を提案する．実装方法の評価として，高温環境での動作確認，熱真空環境での動作確認，振動・衝撃試験による特性変化の確認を行い，その有効性を示す．（4 章，5 章に詳細を示す）

以上のように，本研究は，世界初となる GaN HEMT を用いた宇宙用電力増幅回路の設計，作製および評価を実施し，これまでの高出力化，高周波化，高効率化といった限定的だった GaN HEMT を用いた増幅回路の研究の幅を宇宙適用という方向に大きく広げる初の試みとなり，その成果は世界初の GaN HEMT を用いた X 帯高効率 SSPA の宇宙実証へと繋がる．ここまで示した本研究のアプローチを Fig. 2-3 にまとめる．

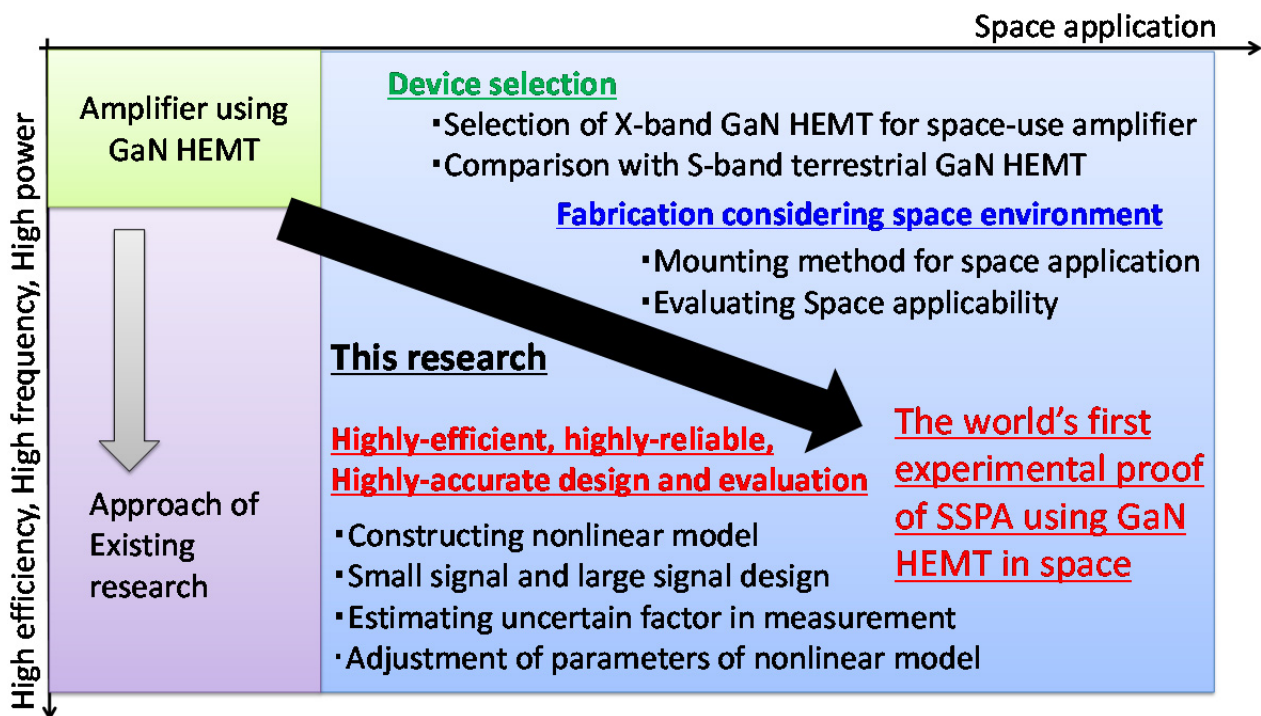


Fig. 2-3 Comparison between this research and the existing researches with respect to amplifier using GaN HEMT by how to improve RF characteristics and how to achieve space applicability.



## 2-3 文献

- [2-1] Thales Alenia Space web page:  
[http://www.thalesgroup.com/Markets/Space/Related\\_Activities/Thales\\_Alenia\\_Space/](http://www.thalesgroup.com/Markets/Space/Related_Activities/Thales_Alenia_Space/)
- [2-2] General Dynamics web page: <http://www.generaldynamics.com/>
- [2-3] J. Taylor and D. Hansen, "Deep impact flyby and impactor telecommunications," DESCANSO Design and performance summary series, article 9, Sep. 2005.
- [2-4] J. Taylor, "Dawn telecommunications," DESOANSO, Design and performance summary series, article 13, Aug. 2009
- [2-5] NASA web page: <http://www.nasa.gov/>
- [2-6] ESA web page: <http://www.esa.int/ESA>
- [2-7] JAXA web page: <http://www.jaxa.jp/>
- [2-8] W. Boger, et al. "X-band 17 watt, solid-state power amplifier for space applications," Microwave Symposium Digest, *2005 IEEE MTT-S International*, June 2005.
- [2-9] M. Zoyo, et al. "X-band 22W SSPA for earth observation satellite," *GAAS99, Munich*, 1999.
- [2-10] Yong-Sub Lee and Yoon-Ha Jeong, "A High-Efficiency Class-E GaN HEMT Power Amplifier for WCDMA Applications," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 8, pp. 622-624, Aug. 2007.
- [2-11] S. I. Long and D. Schmelzer, "A GaN HEMT Class F Amplifier at 2 GHz With >80% PAE," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 10, pp. 2130-2136, Oct. 2007.
- [2-12] M. P. van der Heijden, M. Acar, and J. S. Vromans, "A Compact 12-Watt High-Efficiency 2.1-2.7 GHz Class-E GaN HEMT Power Amplifier for Base Stations," *2009 IEEE MTT-S International*, pp. 657-660, June 2009.
- [2-13] P. Saad and C. Fager, "Design of a Highly Efficient 2-4-GHz Octave Bandwidth GaN-HEMT Power Amplifier," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 7, pp. 1677-1685, July 2010.
- [2-14] M. Roberg, J. Hoversten and Z. Popovic, "GaN HEMT PA with over 84% power added efficiency," *IEEE ELECTRONICS LETTERS*, vol. 46, no. 23, pp. 1553-1554, Nov. 2010.
- [2-15] E. Mitani, M. Aojima and S. Sano, "A kW-class AlGaIn/GaN HEMT Pallet Amplifier for S-band High Power Application," *EuMIC2007*, pp. 176-179, Oct. 2007.
- [2-16] K. Krishnamurthy, J. Martin, B. Landberg, R. Vetury, and M. J. Poulton, "Wideband 400 W Pulsed Power GaN HEMT Amplifiers," *2008 IEEE MTT-S International*, pp. 303-306, June 2008.
- [2-17] K. Yamanaka, M. Kimura, S. Chaki, M. Nakayama, and Y. Hirano, "S-band

- internally harmonic matched GaN FET with 330W output power and 62% PAE,” *EuMIC2011*, pp. 244-247, Oct. 2011.
- [2-18] J. Cheron, M. Campovecchio, D. Barataud, T. Reveyrand, S. Mons, M. Stanislawiak, P. Eudeline, and D. Floriot, “Design of a 55 W packaged GaN HEMT with 60% PAE by internal matching in S-band,” *INMMIC2012*, pp. 1-3, Sep. 2012.
  - [2-19] R. Giofre, L. Piazzon, P. Colantonio, and F. Giannini, “Focusing on Doherty Power Amplifiers for S-Band,” *MIKON2012*, pp. 186-189, May 2012.
  - [2-20] O. Jardel, M. Olivier, D. Lancereau, R. Aubry, E. Chartier, N. Sarazin, M.-A. Di Forte Poisson, S. Piotrowicz, M. Stanislawiak, and D. Rimbert, “A 30W, 46% PAE S-band GaN HEMT MMIC power amplifier for Radar applications,” *EuMIC2012*, pp. 639-642, Oct. 2012.
  - [2-21] K. Motoi, K. Matsunaga, S. Yamanouchi, K. Kunihiro, and M. Fukaishi, “A 72% PAE, 95-W, single-chip GaN FET S-band inverse class-F power amplifier with a harmonic resonant circuit,” *2012 IEEE MTT-S International*, pp. 1-3, June 2012.
  - [2-22] C. Shuoqi, E. Reese, and N. Tuong, “A Compact 70 Watt Power Amplifier MMIC Utilizing S-Band GaN on SiC HEMT Process,” *CSICS2012*, pp. 1-4, Oct. 2012.
  - [2-23] N. Kosaka, H. Uchida, H. Noto, K. Yamanaka, M. Nakayama, K. Kanaya, Y. Nogami, A. Inoue, and Y. Hirano, “An S-Band GaN on Si High Power Amplifier with 170W Output Power and 70% Drain Efficiency,” *CSICS2012*, pp. 1-4, Oct. 2012.
  - [2-24] Y. Yamashita, T. Nakada, T. Kumamoto, R. Suzuki, and M. Tanabe “X-Band GaN HEMT Advanced Power Amplifier Unit for Compact Active Phased Array Antennas,” *ICCAS-SICE2009*, pp. 3047-3050, Aug. 2009.
  - [2-25] H. Shigematsu, Y. Inoue, A. Akasegawa, M. Yamada, S. Masuda, Y. Kamada, A. Yamada, M. Kanamura, T. Ohki, K. Makiyama, N. Okamoto, K. Imanishi, T. Kikkawa, K. Joshin, and N. Hara, “C-band 340-W and X-band 100-W GaN Power Amplifiers with Over 50-% PAE,” *2009 IEEE MTT-S International*, pp. 1265-1268, June 2009.
  - [2-26] R. Quay, F. van Raay, J. Kuhn, R. Kiefer, P. Waltereit, M. Zorcic, M. Musser, and W. Bronner, “Efficient AlGaIn/GaN HEMT Power Amplifiers,” *EuMIC2008*, pp. 87-90, Oct. 2008.
  - [2-27] K. Takagi, K. Masuda, Y. Kashiwabara, H. Sakurai, K. Matsushita, S. Takatsuka, H. Kawasaki, Y. Takada, and K. Tsuda, “X-band AlGaIn/GaN HEMT with over 80W Output Power,” *IEEE CSIC2006*, pp. 265-268, Nov. 2006.
  - [2-28] 高木一考, “X 帯及び Ku 帯高出力 GaN HEMT の現状,” *電子情報通信学会論文誌. C*, vol. J92-C, no. 12, pp. 762-769, Dec. 2009.
  - [2-29] S. Miwa, Y. Kamo, Y. Kittaka, T. Yamasaki, and Y. Tsukahara, “A 67% PAE, 100 W GaN Power Amplifier with On-Chip Harmonic Tuning Circuits for C-band Space Applications,” *2011 IEEE MTT-S International*, pp. 1-4, June 2011.

- [2-30] S. Piotrowicz, Z. Ouarch, E. Chartier, R. Aubry, G. Callet, D. Floriot, and J.C. Jacquet, "43W, 52% PAE X-Band AlGaIn/GaN HEMTs MMIC Amplifiers," *2010 IEEE MTT-S International*, pp. 1, June 2010.
- [2-31] C. F. Campbell, and M. Poulton, "Compact highly integrated X-band power amplifier using commercially available discrete GaN FETs," *APMC2011*, pp. 243-246, Dec. 2011.
- [2-32] Hae-Chang Jeong, Hyun-Seok Oh, A. Ahmed, and Kyung-Whan Yeom, "Design of X-band 40 W Pulse-Driven GaN HEMT power amplifier," *APMC2012*, pp. 466-468, Dec. 2012.
- [2-33] R. Giofre, P. Colantonio, and F. Giannini, "GaN broadband Power Amplifiers for terrestrial and space transmitters," *MIKON2012*, pp. 605-609, May 2012.
- [2-34] K. Yamanaka, T. Morimoto, S. Chaki, M. Nakayama, and Y. Hirano, "X-band internally harmonic controlled GaN HEMT amplifier with 57% power added efficiency," *EuMIC2011*, pp. 61-64, Oct. 2011.
- [2-35] E. Ersoy, C. Meliani, S. Chevtchenko, P. Kurpas, M. Matalla, and W. Heinrich, "A high-Gain X-band GaN-MMIC power amplifier," *GeMiC2012*, pp. 1-4, Mar. 2012.
- [2-36] J. S. Moon, H. Moyer, P. Macdonald, D. Wong, M. Antcliffe, M. Hu, P. Willadsen, P. Hashimoto, C. McGuire, M. Micovic, M. Wetzel, and D. Chow, "High efficiency X-band class-E GaN MMIC high-power amplifiers," *2012 IEEE Topical Conference on PAWR*, pp. 9-12, Jan. 2012.
- [2-37] A. N. Stameroff, H. H. Ta, P. Anh-Vu, and R. E. Leoni, "Wide-Bandwidth Power-Combining and Inverse Class-F GaN Power Amplifier at X-Band," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 3, pp. 1291-1300, Mar. 2013.
- [2-38] M. Litchfield, M. Roberg, and Z. Popovic, "A MMIC/hybrid high-efficiency X-band power amplifier," *2013 IEEE Topical Conference on PAWR*, pp. 10-12, Jan. 2013.
- [2-39] D. Maier, M. Alomari, N. Grandjean, J. F. Carlin, M. A. di Forte-Poisson, C. Dua, A. Chuvilin, D. Troadec, C. Gaquiere, U. Kaiser, S. L. Delage, and E. Kohn, "Testing the temperature limits of GaN-based HEMT devices," *IEEE TRANSACTIONS ON DEVICE and MATERIALS RELIABILITY*, Vol. 10, No. 4, pp. 427-436, Dec. 2010.
- [2-40] E. S. Mengistu, "Large-signal modeling of GaN HEMTs for linear power amplifier design," *Kassl University press*, Dec. 2007
- [2-41] R. D. Harris, L. Z. Scheick, J. P. Hoffman, T. Thrivikraman, Y. Gim, and T. Miyahira, "Radiation characterization of commercial GaN devices," *Radiation Effects Data Workshop*, Nashville, USA, Mar. 2011.
- [2-42] A. I. Nedelcescu, C. Carlone, A. Houdayer, H. J. von Bardeleben, J. L. Cantin, and S. Raymond, "Radiation hardness of gallium nitride," *IEEE TRANSACTIONS ON NUCLEAR SCIENCE*, Vol. 49, No. 6, pp. 2733-2738, Dec. 2002.

- [2-43] X. Hu, A. P. Karmarkar, B. Jun, D. M. Fleetwood, R. D. Schrimpf, R. D. Geil, R. A. Weller, B. D. White, M. Bataiev, L. J. Brillson, and U. K. Mishra, "Proton-irradiation effects on AlGa<sub>N</sub>/AlN/GaN high electron mobility transistors," *IEEE TRANSACTIONS ON NUCLEAR SCIENCE*, Vol. 50, No. 6, pp. 1791-1796, Dec. 2003.
- [2-44] P. J. Sellin and J. Vaitkus, "New materials for radiation hard semiconductor detectors," *Nucl. Instrum. Methods Phys. Res.*, Vol. 557, pp. 479-489, 2006.
- [2-45] O. Aktas, A. Kuliev, V. Kumar, R. Schwindt, S. Toshkov, D. Costescu, J. Stubbins, and I. Adesida, "<sup>60</sup>Co gamma radiation effects on DC, RF, and pulsed I-V characteristics of AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> HEMTs," *Sol. -St. Elect.*, Vol. 48, pp. 471-475, 2004.
- [2-46] R. N. Simons and T. R. Oldham, "Total dose test report for GaN X-band amplifier," *NASA Electronic Parts and Packaging Program*, <https://nepp.nasa.gov/>

## 第3章 GaN HEMT を用いた宇宙用電力増幅回路 設計

### 3-1 設計手法

本章で示す設計手法は、次世代宇宙用固体電力増幅器の電力増幅回路部が宇宙空間で高効率動作するために必要となる設計ステップをまとめたものである。次章に示す作製および評価手法と合わせることで、宇宙用として高信頼で高確度な設計、作製および評価を実現している。本設計ステップは、Fig. 3-1 にフローチャートを示すように、デバイス選定、宇宙環境耐性評価、デバイス特性取得、デバイスモデル化、高周波回路設計、電磁界解析、作製および評価といった各段階によって構成される。以下の各設計ステップの説明では、X 帯の 20W 級宇宙用電力増幅回路に関して、その詳細を記す。

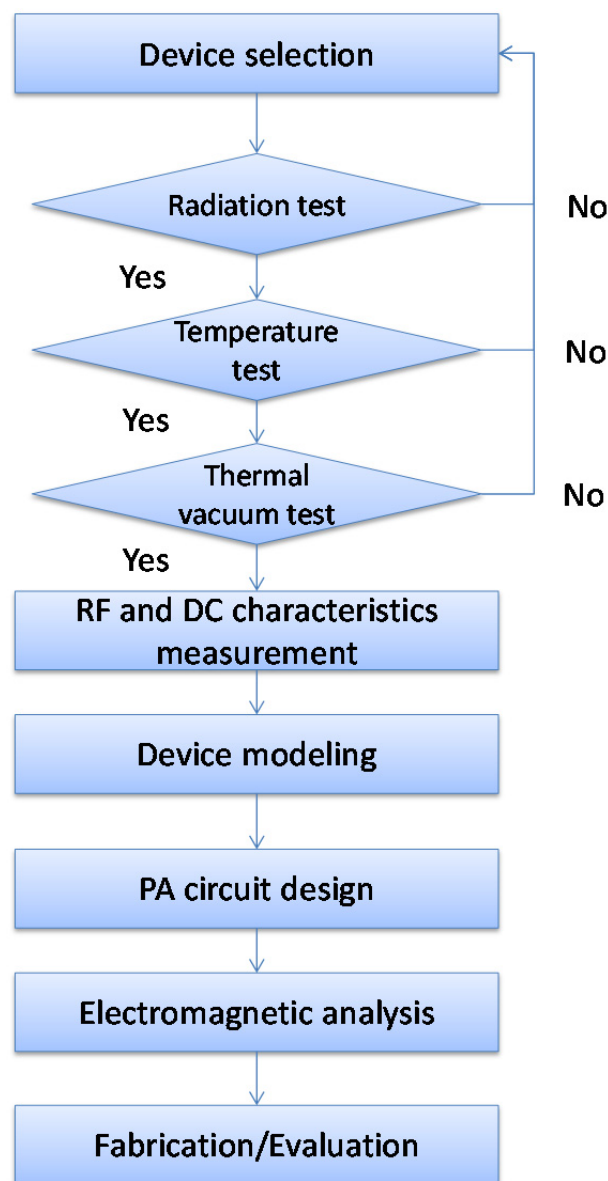


Fig. 3-1 Flow chart of proposed method with respect to the realization of high-efficiency and space-use amplifiers.

## 3-2 デバイス選定

### 3-2-1 搭載用デバイスとして考慮すべき項目

本研究では、GaN HEMT に着目し、宇宙環境耐性に優れる小型軽量高効率な次世代宇宙用電力増幅回路の実現を目指している。ここで、ひとえに GaN HEMT といっても、その種類は様々であり、宇宙用電力増幅回路へ適用するにあたっては、以下の各点について、考慮する必要がある。

#### ① デバイス形状

デバイス形状としては、主にパッケージ化されているものと、HEMT がむき出しのベアチップがある。次項の整合とも関連する部分ではあるが、特に X 帯以上の周波数では、パッケージ化する部分でのロスによる利得の低下は大きくなってくるので、デバイスの形状の選択は重要となる。一方で、ベアチップを用いる場合は、デバイスがむき出しになっている分、その扱いは難しく、ワイヤボンディングを含む実装技術が必須となる。また、ソース部分の固着に用いる溶剤ペーストの熱伝導率が、デバイス自身の動作温度範囲や熱真空環境での振る舞いに影響を与え得るため、適切な材質の選択と実装方法の採用が宇宙用電力増幅回路においては重要になる。

#### ② 整合

GaN HEMT デバイスには、外部整合型と内部整合型のデバイスが存在する。ベアチップは全て前者に相当し、パッケージ品の場合は、内部整合型のものが大半であるが、中には外部整合型のパッケージ品も存在する。HEMT 自身はインピーダンスが低いため、増幅回路として用いる場合には、所望の動作周波数で 50  $\Omega$  に整合する入出力整合回路が必要になる。内部整合型デバイスでは、本来 HEMT が持つ広帯域な利得特性の中で、ある定められた帯域に限定した整合回路をパッケージ内部に含めており、パッケージの入出力面では、50  $\Omega$  に整合された状態になる。整合回路が内部に存在し、既に 50  $\Omega$  に整合されていることから、周辺の調整回路も基本的には不要になるため、増幅回路の実装は容易になり、全体のサイズの小型化にも大いに貢献できる。しかし、民生品のパッケージ品は、宇宙用に特化していることはないため、その動作帯域が数 GHz 程度と広く、帯域幅を広くすることで、利得は低くなり、宇宙通信に用いる周波数帯域のみの性能を向上させることは難しい。したがって、宇宙通信用に特化した内部整合型デバイスが得られれば、そのメリットは大きいですが、宇宙通信の市場規模からもそうしたデバイスは開発されにくいことから、外部整合型デバイスを用いて、宇宙通信に特化した整合回路を外部に設ける方が、その特性を向上させることができるというのが現状である。外部整合型のデバイスの場合は、周辺回路での特性の調整に関する自由度が飛躍的に上昇するが、これは同時に増幅回路の実装や調整が内部整合型よりも困難になることを意味する。

#### ③ 動作電圧

現在の GaN HEMT デバイスの動作電圧（ドレイン電圧）は、28 V 系と 48 V 系が主である。これは、10 V 以下が主流の GaAs と比較した場合、高電圧動作となる。動作電圧の選定に際しては、宇宙機バス電源電圧、インピーダンス、高電圧動作による放電リスク等を考慮すること

になる。はじめに宇宙機バス電源電圧であるが、大型衛星では、+32.5～+52 V の非安定直流電源、大学衛星等の小型衛星では、+22～+36 V の非安定直流電源が一般的に用いられる。したがって、GaAs と比較した場合、GaN はバス電源電圧との適合性は高いと言える。次に、インピーダンスに関しては、同じ RF 出力レベルで考えた場合、動作電圧が高い程、電流値が低くなり、インピーダンスは高くなる。整合の部分でも述べたように、RF 回路では入出力の回路は 50 Ω に整合を取ることになるため、デバイス自身のインピーダンスが 50 Ω に近ければ近い程、その整合を取ることが容易になる。出力電力にも依存するが、この点も動作電圧選定においては重要となる。最後に、高電圧動作による真空移行中の電離層プラズマを放電パスとする放電現象のリスクに関して述べる。宇宙機はロケットでの打ち上げ時に高度と共に真空度が高くなる遷移期間が存在し、その際に電離層プラズマが存在することから、高電圧機器は放電のリスクが存在すると考えられている。このリスクは主として  $10^2$  V 以上の高電圧動作で高まるため<sup>[5-1]</sup>、kV 以上の動作を行う TWTA では特に注意が必要となる。従来の GaAs を用いた SSPA では特に考慮する必要は無かったが、GaN の動作電圧の高電圧化が今後も進むことを考えると、このリスクについても無視できなくなる可能性が出てくるため、動作電圧の選定においては、考慮する必要がある事項となる。

#### ④ 出力電力レベル

デバイスの選定においては、デバイス単体で扱う出力電力レベルも重要となる。GaN は GaAs と比較しても、その優れた物性値から単素子で大電力を扱えるため、このメリットを活かすためにも可能な限り大きな出力電力を一つのデバイスで扱うことが、増幅回路全体の小型化や高効率化への有効手段となる。しかし、一方で、デバイス飽和領域での過負荷な動作は、故障のリスクや寿命へと影響するため、ディレーティングを考慮し、複数デバイスを並列で用いるといった観点も必要になる。また、並列にデバイスを配置する場合は、単一故障時にも半分以上の電力は確保されるといったメリットも存在する。加えて、単素子で大電力を扱う場合は、HEMT のゲート本数が増えることになるため、デバイス自体が低インピーダンス化し、前述の通り、50 Ω との整合を取るのが難しくなるといった課題も存在する。ただし、複数デバイスを利用すれば用いるほど、回路規模が大型化し、各素子の動作効率も下がるため、増幅素子として、GaAs ではなく GaN を用いるメリットは薄れていってしまう。

#### ⑤ 基板

GaN HEMT は、その構造の最下層に使用される基板材料によってもその特性が大きく変わる。GaN on Si HEMT, GaN on Sapphire HEMT, GaN on SiC HEMT が主な種類であり、基板材料の熱伝導率やバンドギャップ等で、動作温度範囲や放射線耐性等に差が生まれる。物性値として最も優れる SiC が宇宙環境耐性においても有利であるが、Si と比較するとコストは 10 倍以上となる。

#### ⑥ サイズ

デバイスの出力レベルやパッケージ品とするかどうかといった部分と関連する内容になるが、一般にデバイス自身のサイズが大きくなればなるほど、機械環境耐性は劣化するため、デバイ



ス自身のサイズも重要となる．特に 20mm 角を超えるようなデバイスの場合は，振動・衝撃試験での機械環境耐性評価が重要になってくる．また，増幅回路全体の小型化を考えた際にも，デバイス自身は可能な限り小さいことが望ましいと言える．

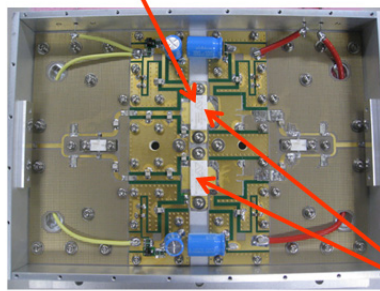
### 3-2-2 X 帯搭載用デバイス選定手法

前節で示した項目を考慮し，X 帯搭載用としてのデバイス選定手法を提案する．提案手法を説明するにあたって，S 帯地上用の電力増幅回路の外観，回路構成や特徴を Fig. 3-2 に示し，S 帯地上用におけるデバイスの特徴と比較する形で提案する X 帯搭載用のデバイスの特徴を Table 3-1 にまとめる．Fig. 3-2 に示すように，S 帯では，パッケージ品の GaN HEMT で高性能な民生品が多数存在し，内部整合型であっても本研究で定める設計目標を満足するようなデバイスが容易に入手できる．加えて，地上用においては，Fig. 3-2 の 200 W 級における 2 並列構成や，1 kW 級における 8 並列構成のような複数素子を並列に配置することによる大電力化が容易である．これは，サイズや重量に関する制約が宇宙機搭載用のように厳しくはないことに起因するものである．さらに，地上用では，消費電力に関しても，電力が限られる搭載用のような厳しい要求は存在しないため，Fig. 3-2 の 1 kW 級の増幅器に示すように電子冷却系といった電力を消費する積極的な排熱手法を講じることが可能であることも大きく異なる点である．また，大気が存在することで，宇宙空間よりも優れた放熱環境での動作が可能である点も搭載用とは大きく異なる．これらの排熱環境の差は，GaN HEMT デバイスの基板の選択に影響を与え，地上用では安価だが熱伝導率に劣る Si 基板の採用が可能になると言える．

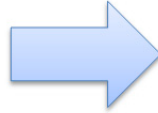
こうした点を踏まえて，X 帯搭載用としてのデバイス選定手法を提案するにあたって，まず何よりも重要な点として，パッケージ品，内部整合型で設計目標を満足することが可能な X 帯 GaN HEMT デバイスは，現在，民生品としては存在しないということを考慮しなければならないことが挙げられる．そのため，必然的に外部整合型のベアチップを選択することとなるが，このことは，GaN HEMT 自身の小型軽量化から，GaN HEMT 自身の機械環境耐性は優れることになるものの，得られるメリット以上に実装や放熱特性，整合回路を含めた増幅回路全体の小型化といった観点で設計を非常に困難なものとする結果につながる．つまり，X 帯における GaN HEMT を用いた増幅回路は，S 帯における技術とは全く異なる高度な要素が求められるものになる．搭載用では，サイズ重量の制約も非常に厳しくなるため，複数素子を並列に構成することでの大電力化は難しく，GaN HEMT が持つ堅牢な物性値を活かすことで，単素子で大電力を扱い，小型軽量高効率化を目指す必要がある．加えて，積極的な排熱手法を講じることができず，基本的には底面の接触熱伝導のみで放熱を行わなければならないこと，放射線をはじめとする過酷な環境下での使用が求められることから，搭載用としては，熱伝導率，バンドギャップ等の物性値に優れる SiC 基板のデバイスの選択が必須になる．また，放電リスクを考慮すると，動作電圧としては，28 V 系の採用が適切であると言える．

以上をまとめると，本研究では，X 帯搭載用デバイスとして，外部整合型のベアチップの中で，シングルエンドの構成で所望の出力が得られる大出力デバイスを選定することで小型軽量化・高効率化を目指し，熱伝導率やバンドギャップ等の物性値に関して宇宙環境耐性を考慮し，SiC 基板を用いた GaN on SiC HEMT を選定することを提案する．

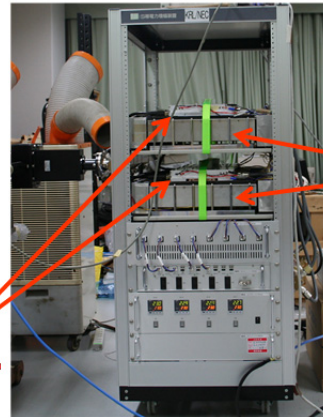
Package type GaN on Si HEMT



Combining  
8 units



Parallel structure



Cooling  
equipment

(a) S-band, 200-W amplifier

(b) S-band, 1-kW amplifier

Fig. 3-2 S-band amplifiers for earth station, (a) 200-W amplifier, (b) 1-kW amplifier.

Table 3-1 Comparison between S-band terrestrial application and X-band space application of GaN HEMTs by type, matching, structure and substrate.

	S-band terrestrial application	X-band space application
Type	<u>Package</u> <ul style="list-style-type: none"> <li>● Mounting: ○ (easy)</li> <li>● Size: Δ (large)</li> <li>● Heat release: ○ (good)</li> </ul>	<u>Bare chip</u> <ul style="list-style-type: none"> <li>● Mounting: Δ (not easy)</li> <li>● Size: ○ (small)</li> <li>● Heat release: Δ(not good)</li> </ul>
Matching	<u>Internal matching</u> <ul style="list-style-type: none"> <li>● Amplifier size: ○ (small)</li> <li>● Mounting: ○ (easy)</li> <li>● Design flexibility: Δ (given characteristics (wide band, low Gain))</li> </ul>	<u>External matching</u> <ul style="list-style-type: none"> <li>● Amplifier size: Δ (not small)</li> <li>● Mounting: Δ (not easy)</li> <li>● Design flexibility: ○ (good (narrow band, high Gain))</li> </ul>
Structure	<u>Parallel (low power device)</u> <ul style="list-style-type: none"> <li>● Size, efficiency: Δ (not small, not high)</li> <li>● Redundancy, reliability: ○</li> </ul>	<u>Single end (high power device)</u> <ul style="list-style-type: none"> <li>● Size, efficiency: ○ (small, high)</li> <li>● Redundancy, reliability: Δ</li> </ul>
Substrate	<u>Si</u> <ul style="list-style-type: none"> <li>● Space applicability: Δ (low thermal conductivity, narrow band gap)</li> <li>● Cost: ○ (low)</li> </ul>	<u>SiC</u> <ul style="list-style-type: none"> <li>● Space applicability: ○ (high thermal conductivity, wide band gap)</li> <li>● Cost: Δ (high)</li> </ul>

### 3-3 高出力デバイスにおける RF・DC 特性取得

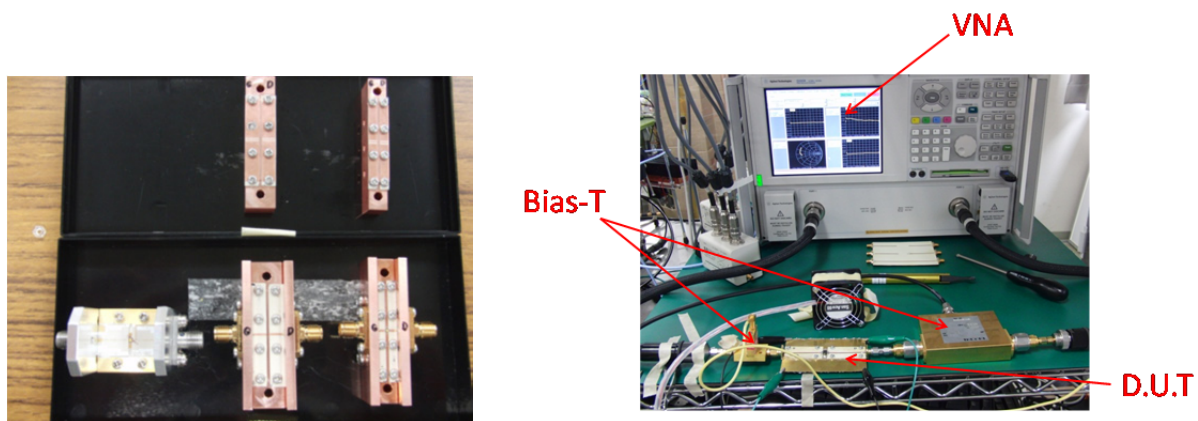
ここでは、外部整合型の GaN HEMT の実デバイスの特性を取得する手順をまとめる。デバイスの非線形モデルの構築には、GaN HEMT の動作点での高周波特性としての小信号特性と、動作点を含むゲート電圧、ドレイン電圧のバイアス条件を変化させた際の DC (Direct current : 直流) 特性の取得が必須となる。高周波で高出力な GaN HEMT デバイスの測定は、これら RF・DC いずれにおいても低周波・低出力なデバイスとは比較にならない程、困難である。Fig. 3-3 にデバイス特性取得の際の治具や測定系セットアップを示すが、はじめに RF 特性に関しては、同図に示す測定回路の大きさが取得特性に大きく影響を与えることになる。VNA (Vector Network Analyzer : ベクトルネットワークアナライザ) での RF 特性の取得では、コネクタ、または、プローブでの測定を可能とする測定用の動作周波数における 50  $\Omega$  ラインで構成された回路治具が必要となる。なお、ベアチップで、プローブステーションにおいて GSG (Ground-Signal-Ground) のプローブが直接接続できる場合はこの例外となるが、高出力デバイスではゲート本数が複数となるので、測定用の回路は基本的に必要になるものである。この時、GaN HEMT デバイスの端面をリファレンスプレーンとする RF 特性を取得するためには、測定用の回路治具やコネクタ、ベアチップの場合はボンディングワイヤの影響を取り除く必要があり、TRL (Through-Reflect-Line) 校正やディエンベディングによって、デバイス以外の周波数特性を後から引き算することや、タイムドメインでの測定を行い、所望の時間領域の特性のみを取り出し、周波数特性に再度変換すること等のアプローチが取られる<sup>[3-1][3-2][3-3]</sup>。測定用治具が大きくなり、50  $\Omega$  ラインの長さが長くなると、治具の反射の影響が低周波側に現れ、高調波周波数においてもその影響が出てきてしまうため、影響を取り除くことが非常に難しくなる。したがって、RF 特性の取得における測定用治具は可能な限り小さくし、治具の反射の影響が動作周波数よりも高周波側に現れるようにする工夫が必要になる。しかし、一方で、測定用の回路治具が小さいと次に示す DC 特性の取得時には熱の影響でデバイスが壊れてしまうという問題が生じてしまう。なお、RF の特性取得では、小信号特性を取得しているため、熱の影響でデバイスが故障することは、デバイスが正しく実装されている限りはまず起こらない。

DC 特性は、Fig. 3-3 に示すように、半導体パラメータアナライザによって、供給するゲート電圧・ドレイン電圧を制御することで測定を行う。低出力デバイスの測定であれば、半導体パラメータアナライザの内部電源によって、供給電圧・電流値を満足できるが、高出力デバイスの測定の際は、内部電源では、特にドレイン側の供給電流値が不足するため、同図に示す外部電源が必須となり、半導体パラメータアナライザによって、この外部電源を制御することになる<sup>[3-4]</sup>。高出力デバイスの DC 特性の取得において、特に気を付けなければならない点は、先にも示した通り、熱の影響である。DC 特性の測定では、ゲート電圧条件を変化させながら、各ゲート電圧条件下で、ドレイン電圧をスイープさせることになる。この時、測定条件を増やし、長時間に渡る測定を行うと、蓄積した熱によって、デバイスの振る舞いが変わってしまうことや、最悪の場合、デバイス自身が壊れてしまうことが起こる。したがって、熱の影響を抑えるように、デバイスから治具、治具から底面の冷却系への熱の伝達がスムーズに行われる測定系を組むことや、熱が蓄積しない測定条件や測定数を工夫することが必要になる。また、高電圧・高電流となるドレイン側の電圧スイープは、連続的なスイープとパルス的なスイープが考えられ、熱の影響の最小化の観点では、パルススイープ

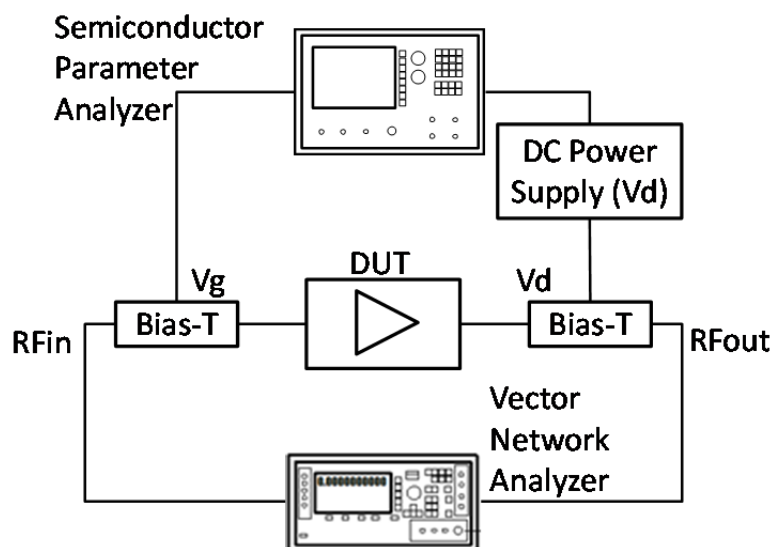
が理想となる<sup>[3-5]</sup>。なお、治具のサイズを十分に大きくし、熱抵抗を下げ、底面を電子冷却等で低温に保持し続けても、デバイス自身が扱える電力の限界値を超える条件においては、チャネル温度が限界に達し、デバイスは必ず壊れてしまうため、測定条件の設定の際には、ドレイン側の供給電圧・電流値の積の値に気を付ける必要がある。

以上から、デバイス端面での高周波特性の取得のために極力小型な測定用治具を用いて、デバイス以外の特性を適切に除外することと、DC 特性の取得における極力大型で放熱特性に優れた測定用治具によって、熱の影響を適切に取り除くこととを共に考慮し、デバイスの RF・DC 各々の特性取得を行うことが重要になる。

Fig. 3-4, Fig. 3-5 に外部整合型ベアチップの GaN on SiC HEMT : TGF2023-05 (TriQuint) の RF 特性としての小信号 S パラメータ (振幅・位相) と DC 特性の測定結果を各々示す。測定系の制約から、今回の DC 特性取得においては、連続的なドレイン電圧のスweepを行っているため、熱の影響が特に高電流領域に生じているが、今回のデバイスの動作点を考えた際には、この近辺の振る舞いは非線形モデルの構築においても、重要な測定ポイントとはならない。以上のデータを基に、デバイスの振る舞いを表す非線形モデルを構築する。

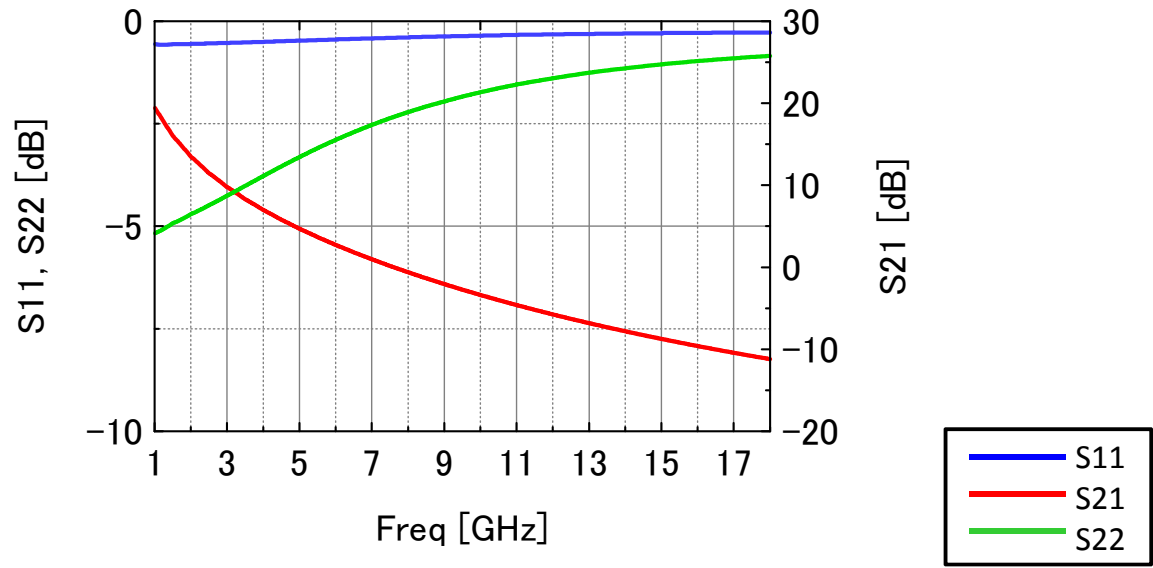


(a) Measurement circuits and measurement equipment

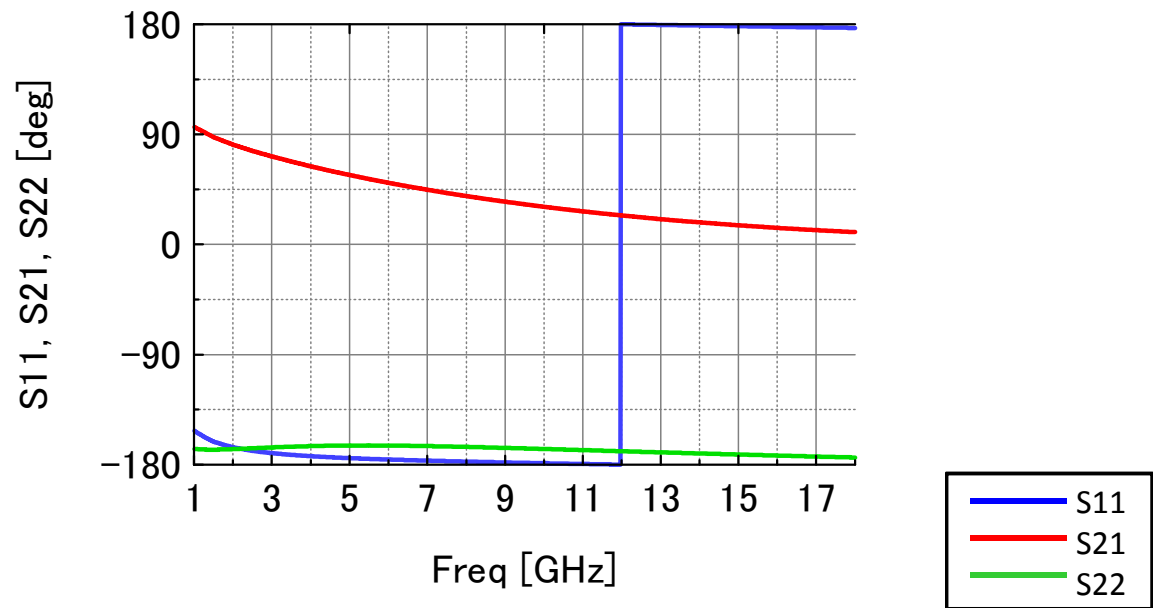


(b) Block diagram

**Fig. 3-3 Measurement system specifications of GaN HEMT's RF and DC characteristics, (a) measurement circuits and equipments and (b) block diagram.**



(a) Magnitude



(b) Phase

**Fig. 3-4 (a) magnitude and (b) phase of S-parameters versus operation frequency under the condition of  $V_d=28$  V and  $I_{dset}=0.5$  A as measurement RF characteristics of GaN HEMT (TGF2023-05).  $S_{11}$  and  $S_{22}$  show the reflection characteristics at input and output ports.  $S_{21}$  means the transmission characteristics from input port to output port.**

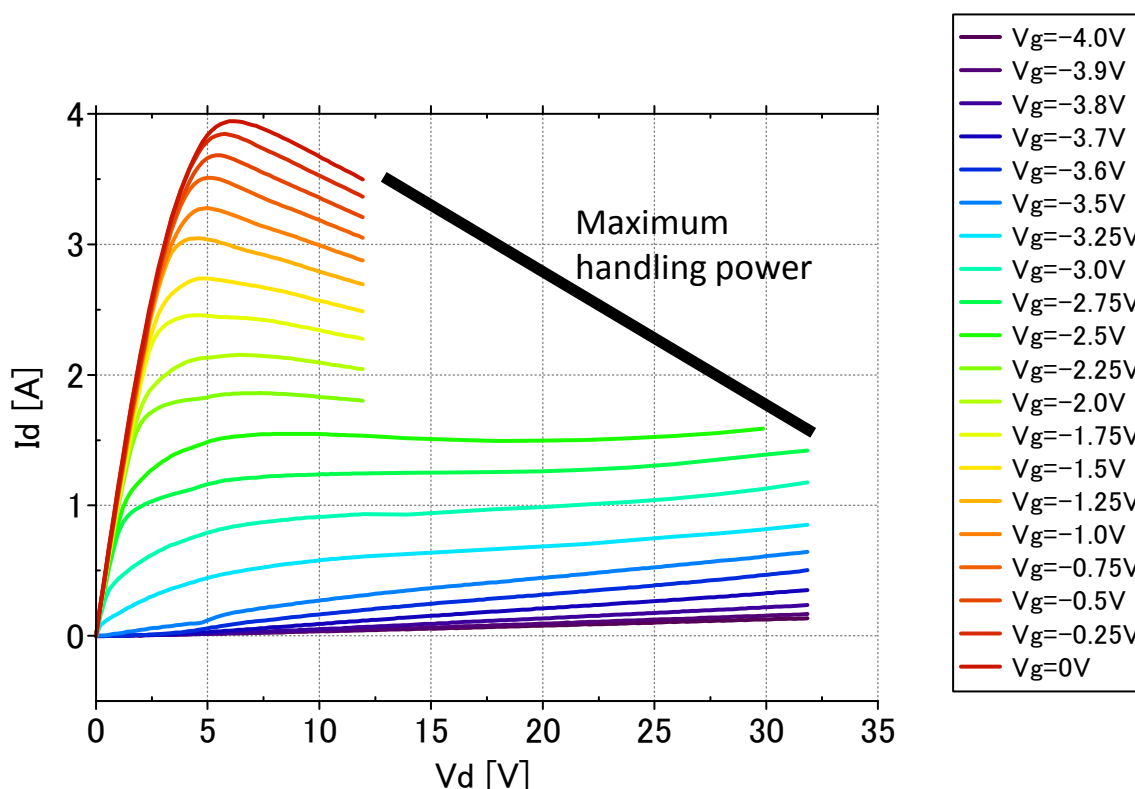


Fig. 3-5 Drain current ( $I_d$ ) versus drain voltage ( $V_d$ ) when gate voltage ( $V_g$ ) is swept from -4.0 V to 0.0 V as measurement DC characteristics of GaN HEMT (TGF2023-05).

### 3-4 X 帯搭載用デバイスの非線形モデル構築

本研究において、取得したデバイス特性に基づいて非線形モデルを構築する際には、Iltcho Angelov 氏が提案する Angelov Nonlinear GaAs FET モデルをベースとして、Agilent 社の高周波回路シミュレータソフト ADS (Advanced Design System) 内で、取得データを取り込み、パラメータ抽出を行う。Angelov Nonlinear GaAs FET モデルの等価回路、各パラメータの定義を各々 Fig. 3-6 と Table 3-2 に示す<sup>[3-6][3-7]</sup>。パラメータ抽出にあたっては、ベースとなるモデルが GaAs を対象としたものであることから、特にインピーダンスの差に関する抵抗値や動作電圧の差に関するスレッシュホールド電圧、高耐圧高出力デバイスであることに起因するキャパシタンスの値等で、そのオーダーが大きく異なるため、こうしたパラメータのオーダーを揃えてから、詳細なパラメータ抽出を行う必要がある。非線形モデルの構築においては、ベースとなるモデルとして何を用いたかということに加えて、モデル自体に変更を加えているか、高周波特性としての S-parameter と Y-parameter がどれだけ測定と一致するか、DC 特性がどれだけ測定と一致するか、測定と一致しない部分に関しては、どこを重視してモデル化したかといった評価が重要になる。本研究では、各パラメータのオーダーを適切に変更することで、GaN の振る舞いを得ているため、モデル自体には変更は加えていない。また、測定値と一致しない部分については、動作点や動作周波数近辺での振る舞いを可能な限り一致させる方針でパラメータ調整を行っている。Fig. 3-7, Fig. 3-8 に S-parameter の振幅と位相、Y-parameter の実部と虚部に関して、それぞれ測定値と構築した非線

形モデルに基づくシミュレーション値の比較を示す．また，Fig. 3-9 に同様に DC 特性の測定値と構築した非線形モデルに基づくシミュレーション値の比較を示す．高周波特性では，デバイスの全動作周波数領域である 18 GHz までの特性を比較しているが，Y-parameter の低周波側領域で一部誤差の生じている部分が残るが，広帯域に渡って構築した非線形モデルに基づく RF 特性は，測定値と一致していることが分かる．一方，DC 特性では，先にも示した通り，今回の測定が連続的なドレイン電圧のスweepを用いたものであるため，特にドレイン電流が 2 A を超えた領域で，ピーク電流値以降のドレイン電流のドレイン電圧に対する傾きが，測定値では負となっているが，モデル化するには，この熱の影響を補正し，傾きは正としている．今回のデバイスの動作点は，ドレイン電圧 28 V，ゲート電圧-3.5 V 前後（ドレイン電流=0.5 A）であることから，この領域での振る舞いが一致することを重視している．以上から，取得したデバイス特性に基づき，所望の動作周波数，動作点における増幅回路設計に用いることが可能な GaN HEMT の非線形モデルを，GaAs FET のモデルをベースに構築することが可能であることが確認できた．

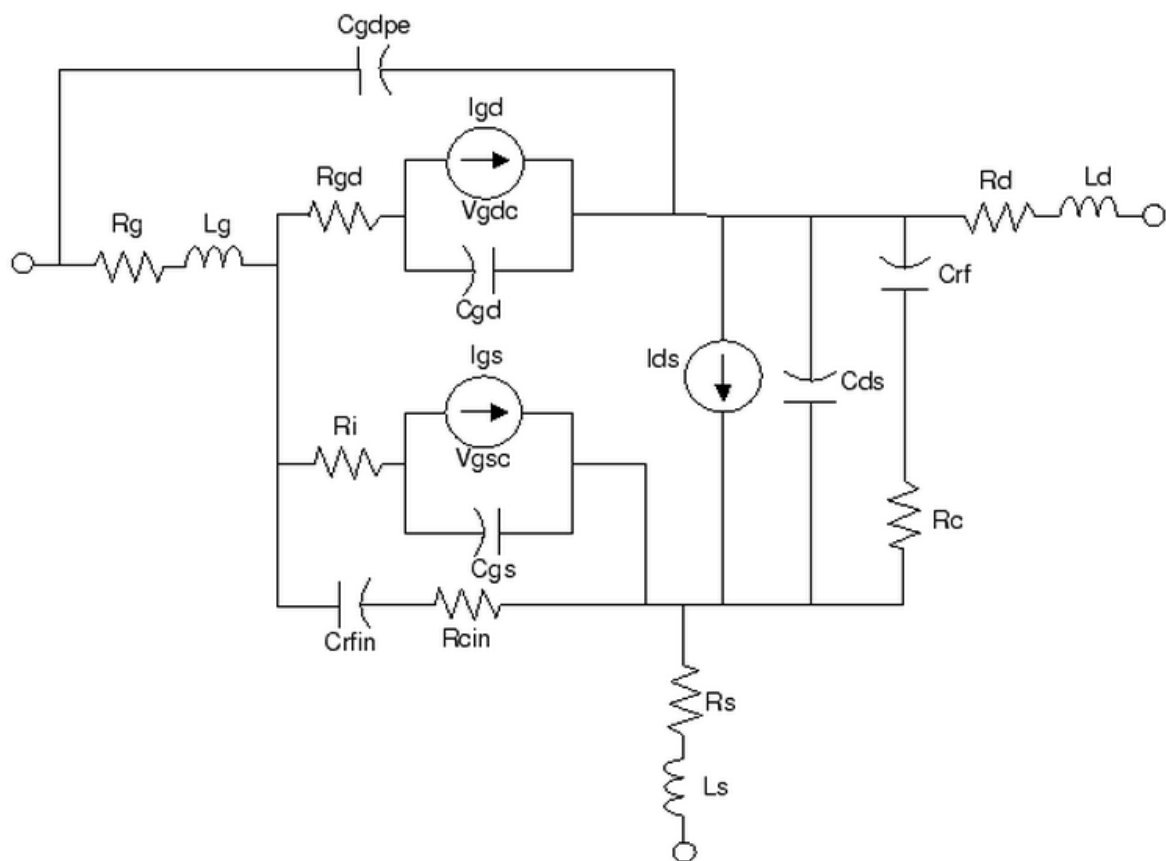
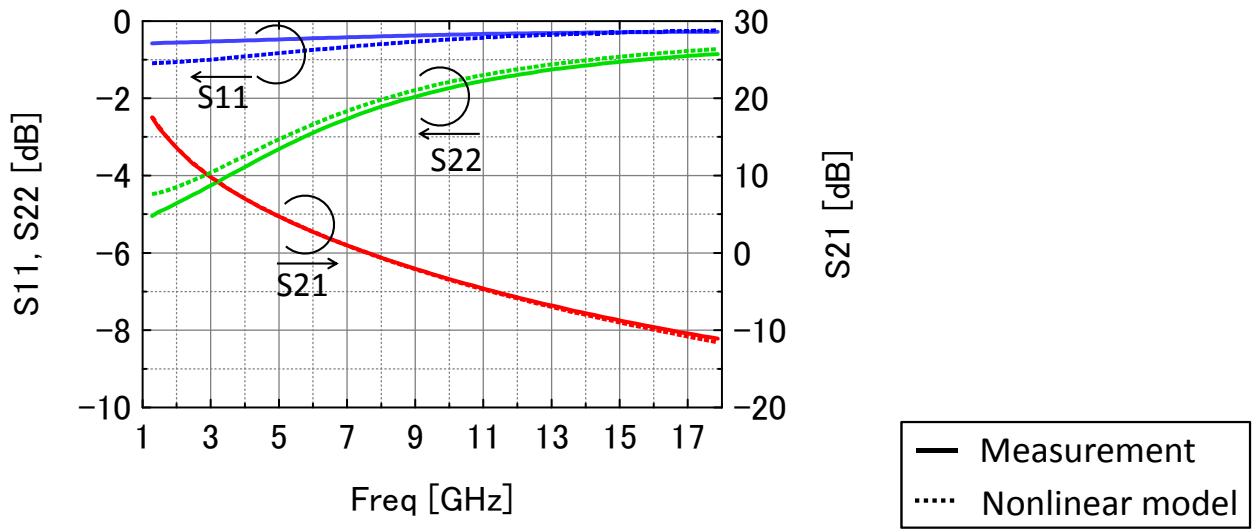


Fig. 3-6 Equivalent circuit of Angelov nonlinear GaAs FET model.

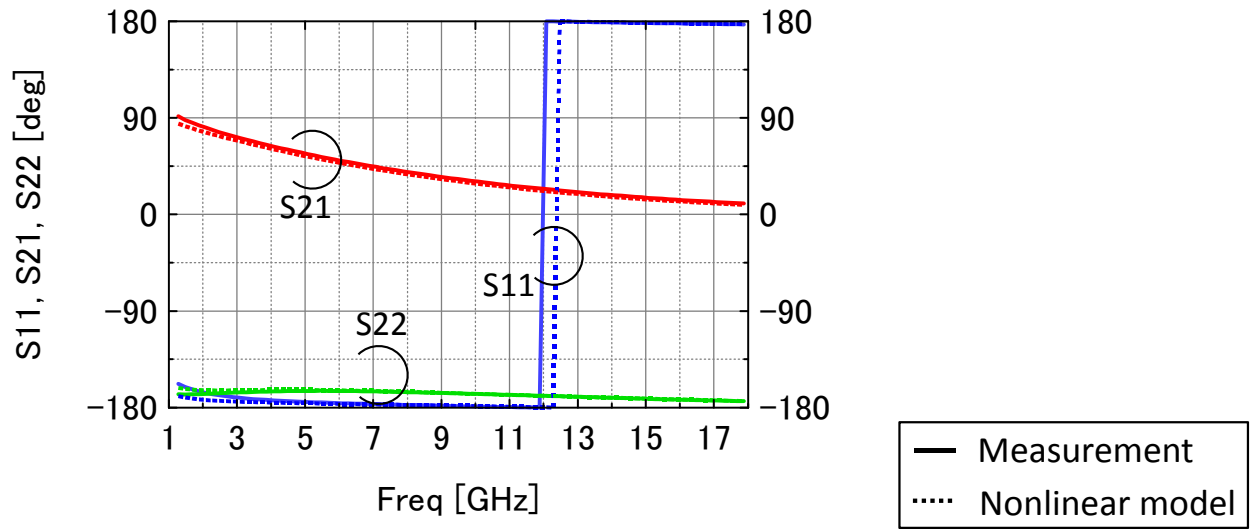
**Table 3-2 Parameter description of Angelov nonlinear GaAs FET model.**

Name	Description
$I_{ds}$	Drain-source current
$I_{gs}$	Gate-source current
$I_{gd}$	Gate-drain current
$V_{dsc}$	Drain-source voltage
$V_{gsc}$	Gate-source voltage
$V_{gdc}$	Gate-drain voltage
$C_{ds}$	Drain-source capacitance
$C_{gs}$	Gate-source capacitance
$C_{gd}$	Gate-drain capacitance
$C_{gdpe}$	External gate-drain capacitance
$R_i$	Gate-source resistance
$R_{gd}$	Gate-drain resistance
$R_c$	Resistance for frequency dependent output conductance
$C_{rf}$	Capacitance for frequency dependent output conductance
$R_{cin}$	Resistance for frequency dependent input conductance
$C_{rfin}$	Capacitance for frequency dependent input conductance
$R_d$	Drain resistance
$L_d$	Drain inductance
$R_g$	Gate resistance
$L_g$	Gate inductance
$R_s$	Source resistance
$L_s$	Source inductance



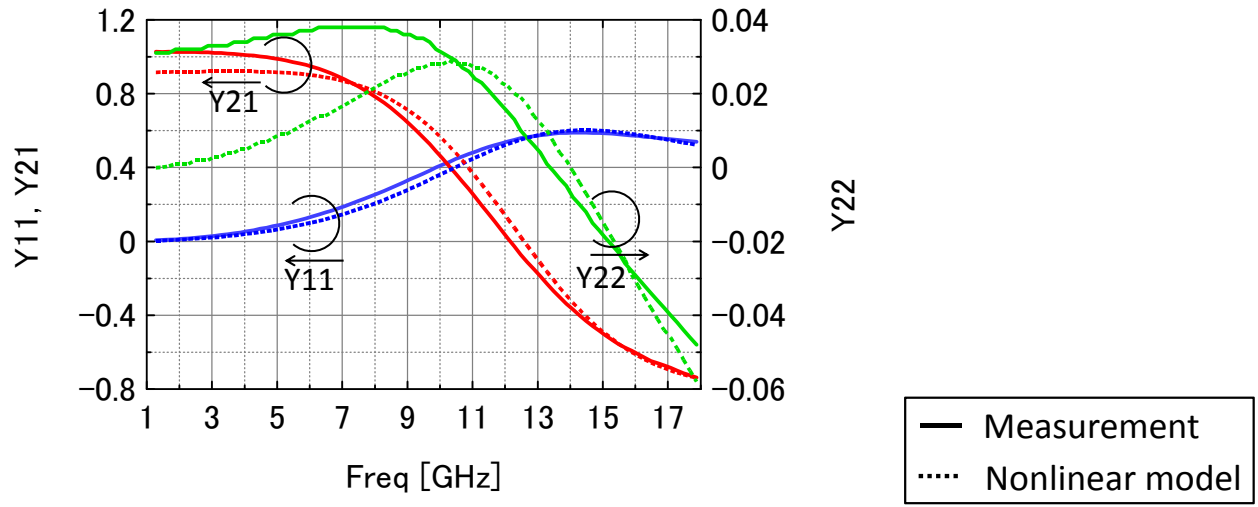


(a) Magnitude

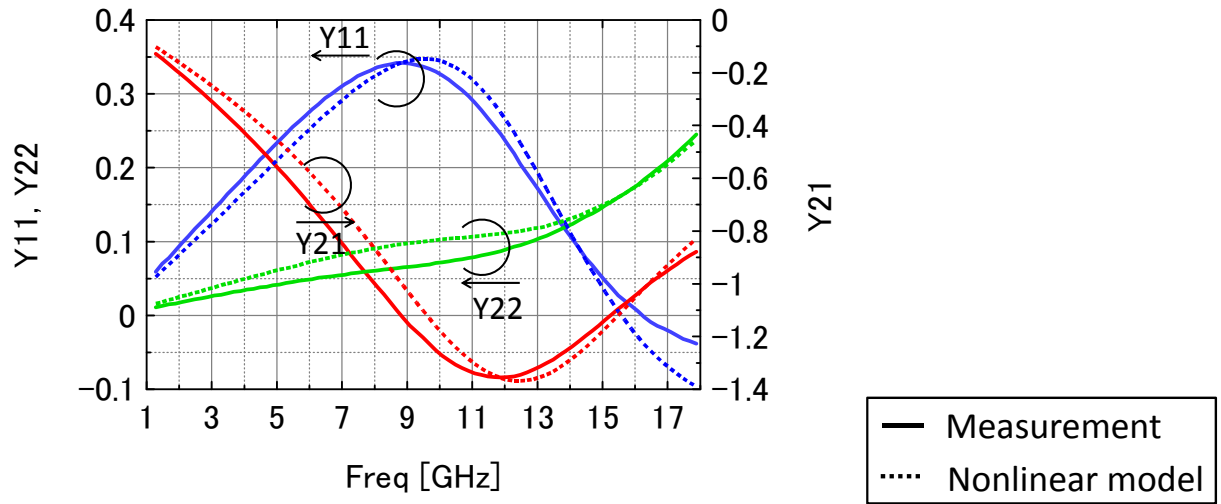


(b) Phase

**Fig. 3-7 (a) magnitude and (b) phase of S-parameters versus operation frequency with respect to the GaN HEMT device (TGF2023-05) by comparing measurement data (solid line) and simulation data based on the constructed nonlinear model (dotted line) under the condition of  $V_d=28$  V and  $I_{dset}=0.5$  A.**

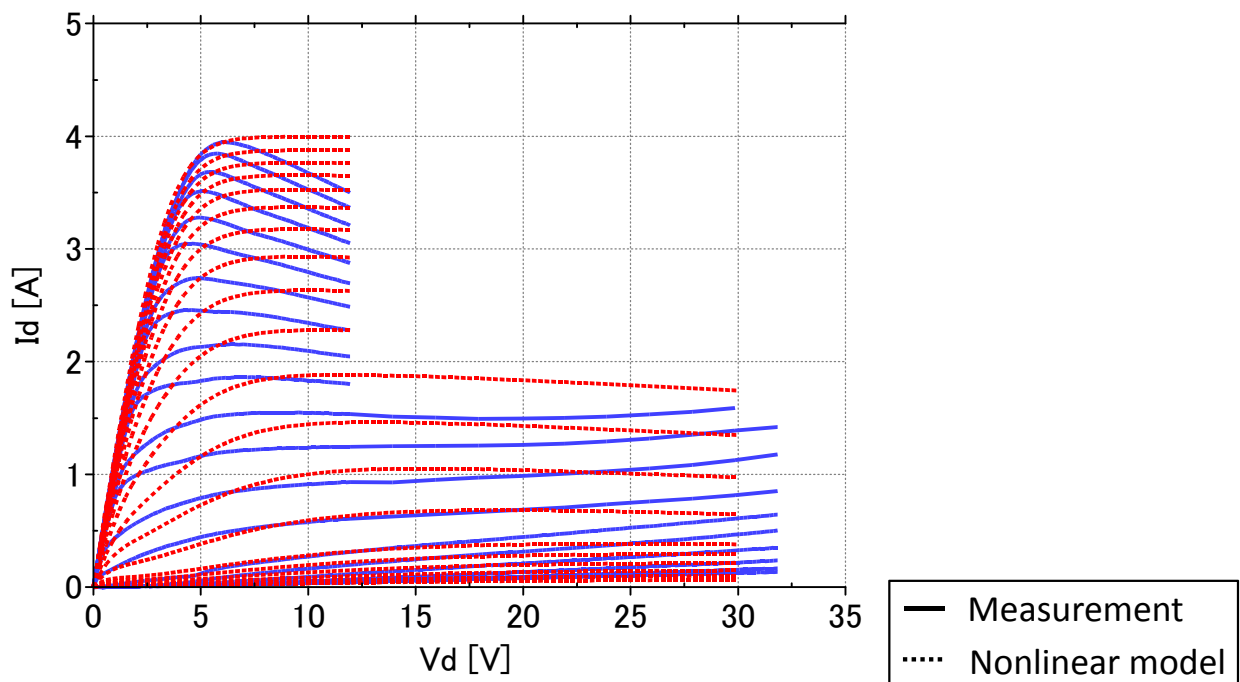


(a) Real part



(b) Imaginary part

**Fig. 3-8 (a) real part and (b) imaginary part of Y-parameters versus operation frequency with respect to the GaN HEMT device (TGF2023-05) by comparing measurement data (solid line) and simulation data based on the constructed nonlinear model (dotted line) under the condition of  $V_d=28$  V and  $I_{dset}=0.5$  A.  $Y_{11}$ ,  $Y_{22}$  and  $Y_{21}$  show the admittance parameters.**



**Fig. 3-9 Drain current ( $I_d$ ) versus drain voltage ( $V_d$ ) with respect to the GaN HEMT device (TGF2023-05) by comparing measurement data (solid line) and simulation data based on the constructed nonlinear model (dotted line) under the condition where gate voltage ( $V_g$ ) is swept from -4.0 V to 0.0 V.**

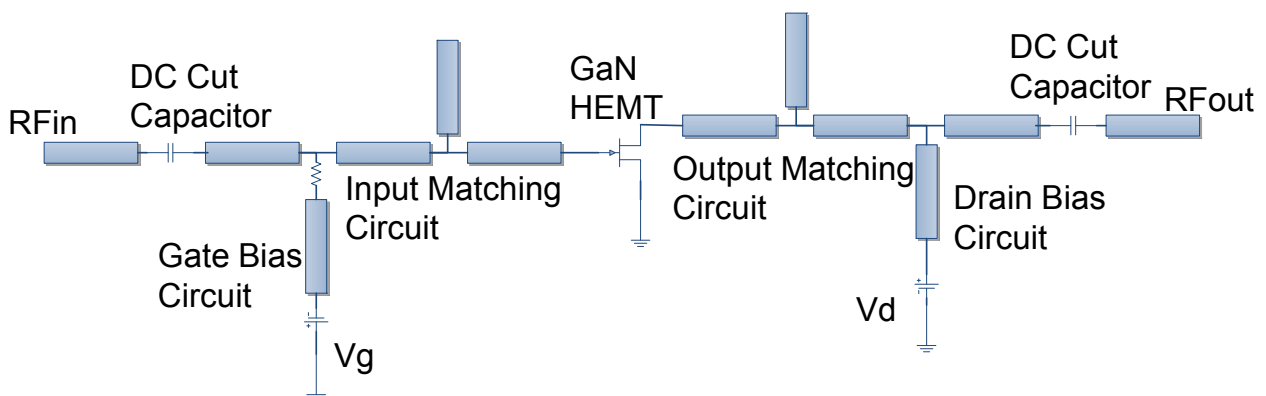
### 3-5 高効率電力増幅回路設計

前項で構築した GaN HEMT の非線形モデルに基づき、電力増幅回路の設計・電磁界解析を行う。前述の通り、電力増幅回路のバイアス条件としては、ドレイン電圧 28 V、ゲート電圧 3.5 V ( $I_d=0.5$  A) の AB 級の動作点を選択する。これは宇宙通信における通信品質の確保と効率の上昇の双方を考慮した結果である。はじめに、基本となる増幅回路の構造を Fig. 3-10 に示す。電力増幅回路は、GaN HEMT デバイス、入出力整合回路、バイアス回路、DC カットキャパシタ、入出力ポートより構成される。入出力整合回路は、入出力の 50  $\Omega$  ポートと GaN HEMT デバイス間に挿入され、入力された動作周波数の RF 信号が GaN HEMT に効率的に inputs され、GaN HEMT デバイスで増幅された RF 信号が出力ポートに効率的に出力されるように設計される。理想的には、信号源と負荷のインピーダンスに対して、複素共役となる整合回路が、最も効率的に電力を増幅させることになる。回路シミュレータでは、小信号での整合特性の確認と並行して、大信号での出力電力、効率を確認し、出力最大点や効率最大点に基づき、適切な設計を行う。次に、ゲート、ドレイン各々のバイアス回路は、先に設計した入出力整合回路の RF 特性に影響を与えないように設計される。つまり、バイアス回路の接続点では、メインラインから見た際に、高周波に対してインピーダンスが無限大となり、高周波信号はバイアス回路側には流れ込まないことが求められる。これを実現するために、バイアス回路には動作周波数に対して  $\lambda/4$  ( $\lambda$ : 波長) となるスタブを配置する。このスタブがショートスタブに見えることが、高周波信号の全反射条件となるため、スタブの先端には、DC から動作周波数を含む高周波領域まで、低インピーダンスとなるようにバイパスのキャパシタ

を並列に複数配置する．これに加えて，わずかに漏れこんだ高周波信号を逆相の反射で打ち消すため，広帯域な特性を持つラジアルスタブをスタブの先端に設ける形を採用している．最後にバイアス回路から供給された DC 信号が，入出力の RF ポートに流れ込むことを遮断する目的で DC カットキャパシタがゲート，ドレイン側それぞれに挿入される．なお，これらの DC カットキャパシタにも，入出力の整合を調整する機能は持たせない．このようにシーケンシャルな設計を行うことで，各々の構成要素は自身の役割のみを担うことになり，結果的に設計の自由度が増すことになる．加えて，これらの各構成要素を付加する度に，増幅回路の安定性を確認することで，特にデバイスが高利得の特性を持ち不安定な低周波領域での特性への影響を段階的に管理し，不安定要素を取り除いている．ここで，電力増幅回路の安定性の評価には，(3-1)，(3-2)に示す  $K$  ファクターを用いており，デバイスの全動作周波数領域で  $K > 1$  の無条件安定となるような設計を行っている．

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |D|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (3-1)$$

$$D = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| \quad (3-2)$$



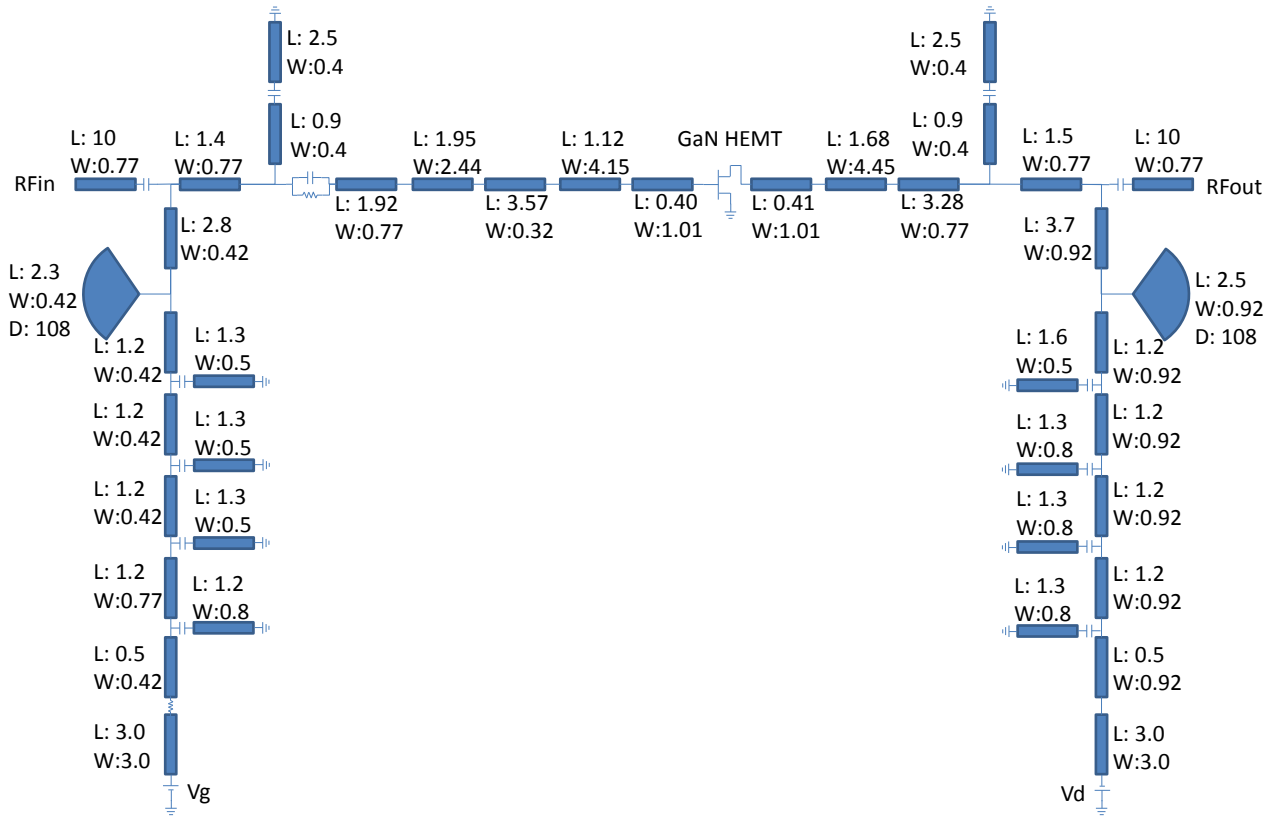
**Fig. 3-10 Basic amplifier circuit structure constructed from RF input port, RF output port, input matching circuit, output matching circuit, gate bias circuit, drain bias circuit, GaN HEMT and DC cut capacitors.**

次に，高周波回路シミュレータで設計・解析を行った増幅回路の電磁界解析を行う．電磁界解析では，高周波回路解析では，評価しきれない回路表面からの放射や回路パターン同士の結合による影響を主に評価し，その影響が大きい際は，高周波回路シミュレータで当該部分の影響を消失させる形で再設計を行う．このように高周波回路シミュレータと電磁界シミュレータでの解析を繰り返すことも，作製回路を評価した際の実測値と設計値との誤差を小さくすることに寄与できる．電磁界解析では，高周波回路解析における回路レイアウトをインポートし，チップキャパシタやチップ抵抗，GaN HEMT デバイス部分の S-parameter を取り込むことで，周波数特性の評価や放射や結合の影響，電流分布の評価等を行う．

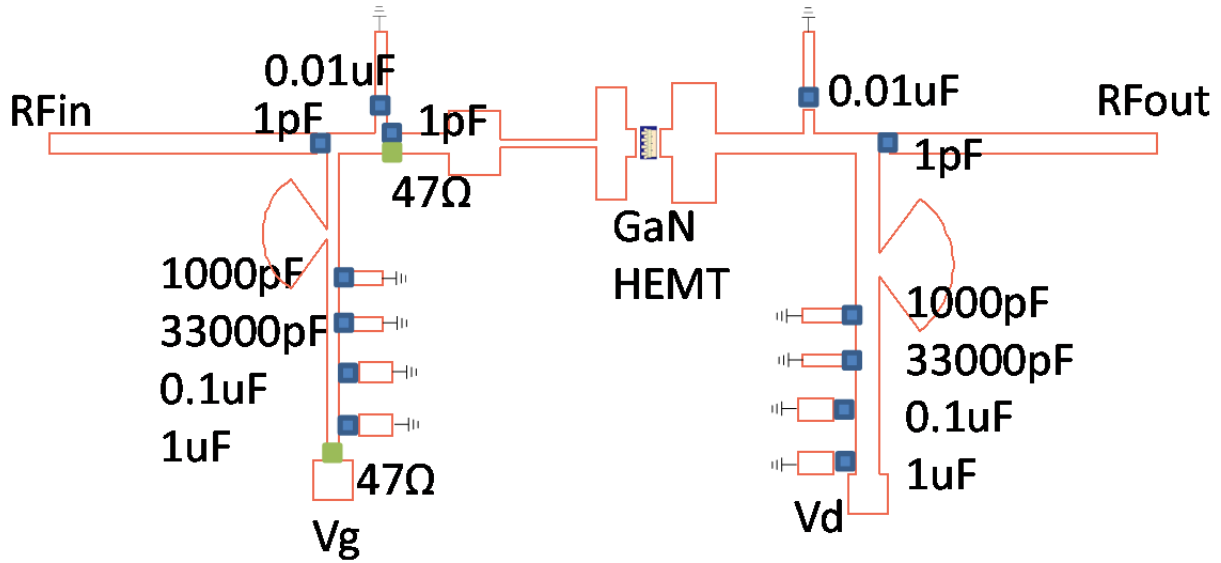
ここまで述べた高周波回路シミュレータに基づく X 帯 20 W 級の増幅回路設計，電磁界解析の結果を示す．はじめに設計回路の回路図とレイアウトを Fig. 3-11(a), (b)に各々示す．Fig. 3-11(a)において，L, W, D はそれぞれマイクロストリップラインの線路長[mm]，線路幅[mm]，ラジアルスタブの角度[deg]を示している．先に示した設計思想に基づいて入出力整合回路，バイアス回路の設計を行い，DC カットキャパシタを最後に配置している．本設計では，低周波側の不安定性を解消するために，ゲート側に RC の並列回路を付加しているが，動作周波数における整合には影響を与えないものとなっている．

X 帯以上の周波数では，GaN HEMT デバイスのばらつきが大きく，設計値と実測値との間の誤差も生じやすい．そのため，宇宙用として高信頼で高確度な設計評価手法の確立に向けて，はじめに，小信号 S パラメータでの回路設計を行った．小信号 S パラメータを用いて設計を行った小信号特性を Fig. 3-12 に示す．8.4 GHz において，小信号利得値 13.0 dB が得られていることが分かる．次に，小信号のみの設計では，実測との間で，特に大信号特性に関して，大きな誤差が生じてしまうため，実デバイスの特性に基づき構築した非線形モデルを用いた大信号での回路解析を行い，出力電力・効率の向上を図った．構築した非線形モデルを用いた大信号特性として，8.4 GHz における入出力特性の設計結果を Fig. 3-13 に示す．シミュレーション結果として，8.4 GHz において，最大出力 42.9 dBm，最大 PAE 51.7%という良好な結果が得られていることが分かる．加えて，高周波回路シミュレータにおける安定性解析の結果として，(3-1)，(3-2)に示す K ファクターと D ファクターを Fig. 3-14 に示す．同図から K ファクターは全周波数領域で 1 以上となっており，設計した増幅回路が無条件安定であることが分かる．最後に，電磁界シミュレータによる 8.4 GHz における電流分布の様子を Fig. 3-15 に示す．Fig. 3-15 において，色の分布は，マイクロストリップラインにおいて，導体表面のみに電流が流れることから，単位線路幅辺りの電流密度 [A/m]を示している．同図より，バイアス回路部への高周波信号の漏れこみは見られず，入力ポートから入力された高周波信号は，GaN HEMT に効率的に供給され，GaN HEMT にて増幅された信号が出力ポートから効率的に出力されていることが分かる．

以上のステップによって，搭載用を考慮して選定したデバイスの実デバイスの特性に基づく非線形モデルの構築，小信号設計・非線形モデルに基づく大信号設計を組み合わせた増幅回路設計，電磁界解析を実施したことになる．実デバイスの特性に基づくモデルを用いた設計や電磁界解析による振る舞いの確認を行っているため，作製回路における実測値と設計値の間には大きな誤差は生じないものと予想される．しかし，実際には回路設計では考慮しきれない不確定要素が存在し，実測値との間では誤差が生じることになる．本研究では，作製回路における実測値からこうした不確定要素を推定し，非線形モデルのパラメータ調整を行うことで，確度の高い設計評価手法の確立を目指す．設計値と実測値の評価，不確定要素の推定，非線形モデルのパラメータ調整については，作製および評価に関する次章にその詳細を示す．



(a) Schematic



(b) Layout

**Fig. 3-11 Specific circuit structure of (a) schematic and (b) layout with respect to designed X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05). In (a) schematic, L, W and D mean length [mm], width [mm] and degree of the angle [deg] about each microstrip line components. In (b) layout, blue square shows capacitor, and green square shows resistance.**

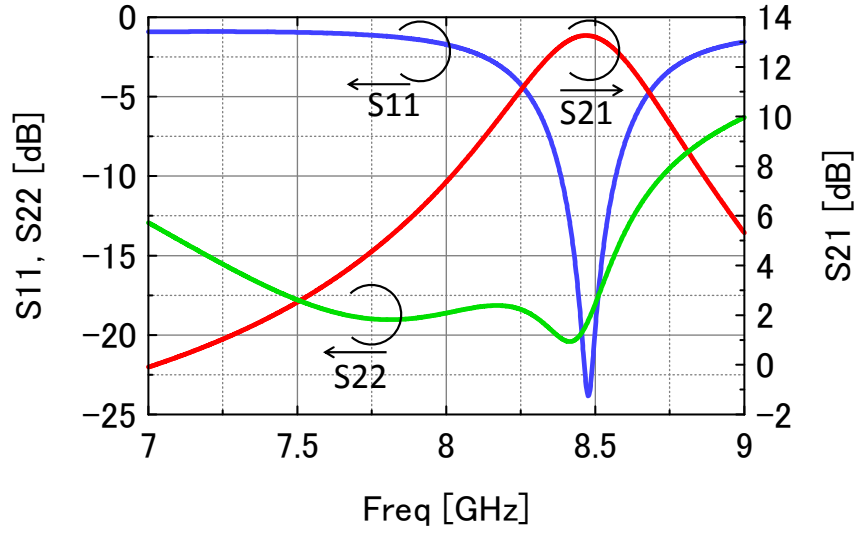


Fig. 3-12 Magnitude of S-parameters versus operation frequency with respect to the designed X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) under the condition of  $V_d=28$  V and  $I_{dset}=0.5$  A.

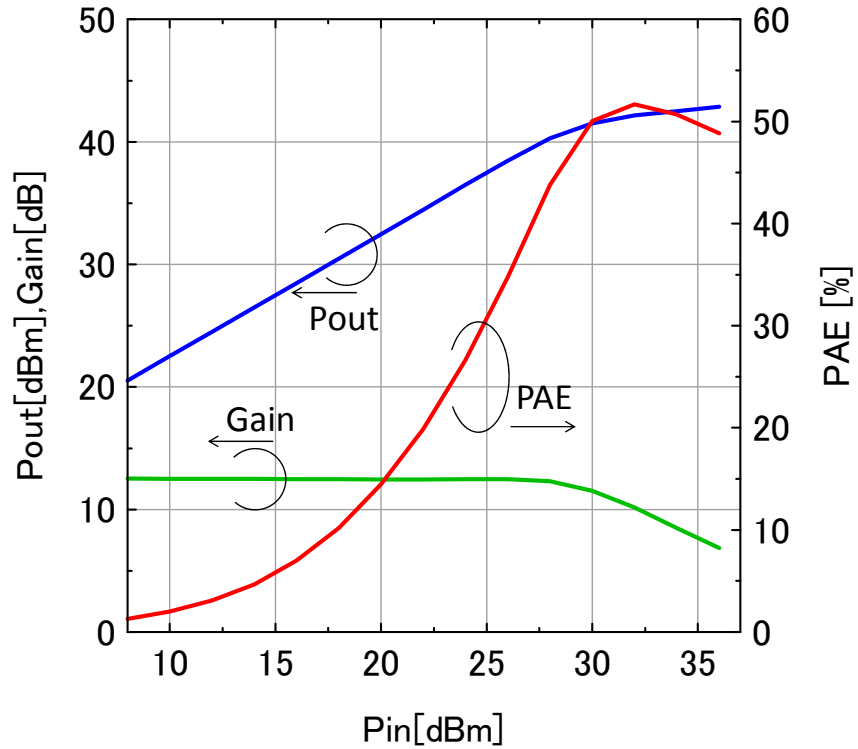
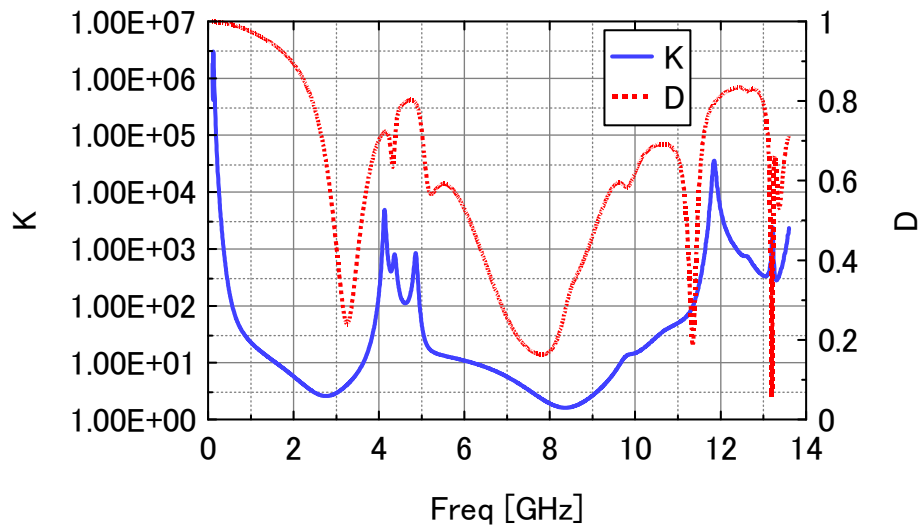
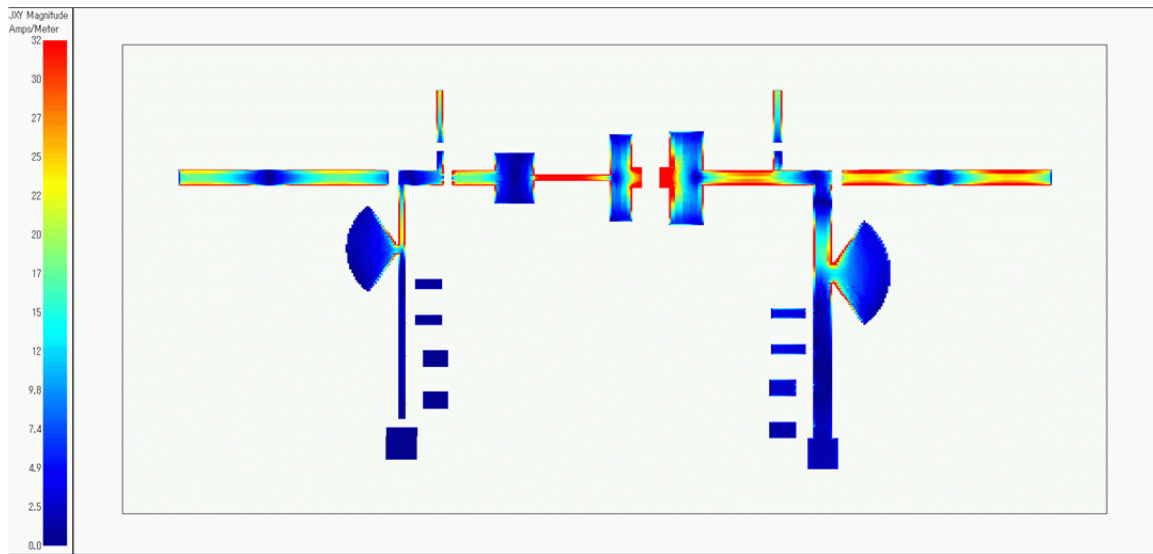


Fig. 3-13 Output power ( $P_{out}$ ),  $Gain$  and power added efficiency ( $PAE$ ) versus input power ( $P_{in}$ ) with respect to the designed X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) under the condition of operation frequency at 8.4 GHz.



**Fig. 3-14** Stability factors ( $K$  and  $D$  factors) versus operation frequency with respect to the designed X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05).



**Fig. 3-15** Current distribution with respect to the designed X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) based on electromagnetic analysis under the condition of operation frequency at 8.4 GHz. The color bar means current density per unit of line width [A/m].



### 3-6 文献

- [3-1] Agilent technologies, “TRL 校正を使用したインフィクスチャ・マイクロストリップ・デバイス測定,” プロダクト・ノート 8720-2.
- [3-2] Agilent technologies, “ベクトル・ネットワーク・アナライザを使用した S パラメータ・ネットワークのディエンベディングおよびエンベディング,” アプリケーション・ノート 1364-1.
- [3-3] Agilent technologies, “タイム・ドメイン・リフレクトメトリの原理,” アプリケーション・ノート 1304-2.
- [3-4] Agilent technologies, “外部 DC 電源を用いたパワー・デバイス測定,” アプリケーション・ノート 4156-5.
- [3-5] I. Angelov, “Compact, equivalent circuit models for GaN, SiC, GaAs and CMOS FET,” *FET training course compact models*:  
[http://www.mos-ak.org/baltimore/talks/02\\_Angelov\\_MOS-AK\\_Baltimore.pdf](http://www.mos-ak.org/baltimore/talks/02_Angelov_MOS-AK_Baltimore.pdf)
- [3-6] I. Angelov, H. Zirath, and N. Rorsmann, “A new empirical nonlinear model for HEMT and MESFET devices,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, no. 12, pp. 2258-2266, Dec. 1992.
- [3-7] I. Angelov, L. Bengtsson, and M. Garcia, “Extensions of the Chalmers nonlinear HEMT and MESFET model,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, no. 10, pp. 1664-1674, Oct. 1996.

## 第4章 GaN HEMT を用いた宇宙用電力増幅回路 作製および評価

#### 4-1 搭載用を考慮した実装方法を用いた宇宙用電力増幅回路作製

前章で設計を行った 20 W 級宇宙用電力増幅回路の作製についてその詳細を示す．デバイスには外部整合型ベアチップの GaN on SiC HEMT : TGF2023-05 (TriQuint) を用い，基板には，基板厚 0.8mm，銅箔厚 35 $\mu$ m の AD1000 (ARLON) を用いたシングルエンドの増幅回路構造を採用している．Fig. 4-1 に電力増幅回路の外観を示すが，そのサイズは，50\*50\*20 mm である．また，GaN HEMT 実装部分の拡大図を Fig. 4-2 に示す．単素子で高出力な CW 連続動作を電子冷却等の積極的な排熱が存在せず，熱伝導のみの放熱環境下で安定動作させることが求められる宇宙用電力増幅回路においては，放熱特性に優れる実装方法が不可欠となり，更には，ロケット打上げ時の振動や分離時の衝撃の影響や真空環境でもこの放熱特性が変化しないことが重要となるため，本研究では独自の実装方法を提案している．Fig. 4-2 に示すように，本研究では，凸型形状に底面の銅ケースを加工することで，高熱伝導率な物性値を持つ銅へ GaN HEMT を直接実装している．なお，宇宙用のコンポーネントとして，銅のケースを採用した例はこれまでには無い．また，溶剤ペーストには，高熱伝導率な Sn-3.0Ag-0.5Cu を用いることで，GaN HEMT から銅ケースまでの熱抵抗を極限まで下げている．また，基板には金メッキを施し，GaN HEMT のゲートとドレインそれぞれのパッドとの間のボンディングワイヤにも金ワイヤを採用することで，接続を強固なものとし，機械環境等による影響の低減や長期信頼度の向上を可能としている．

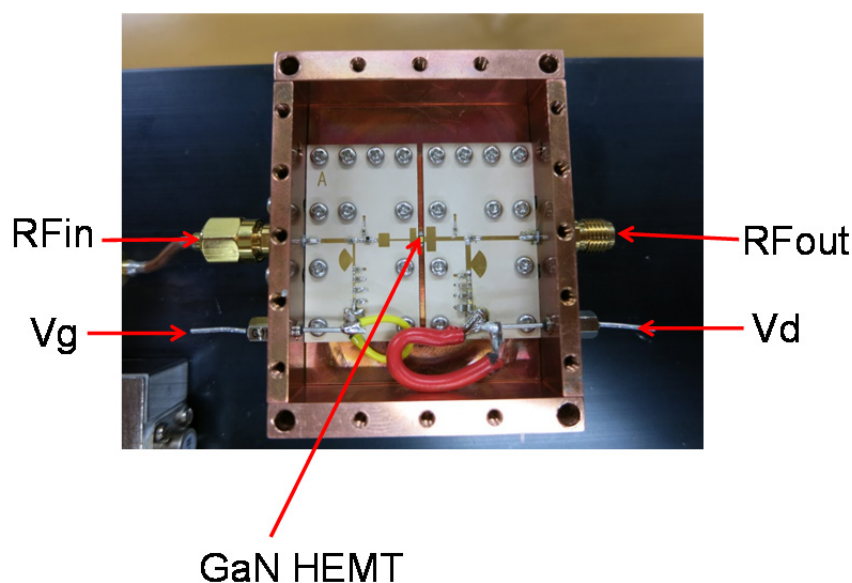
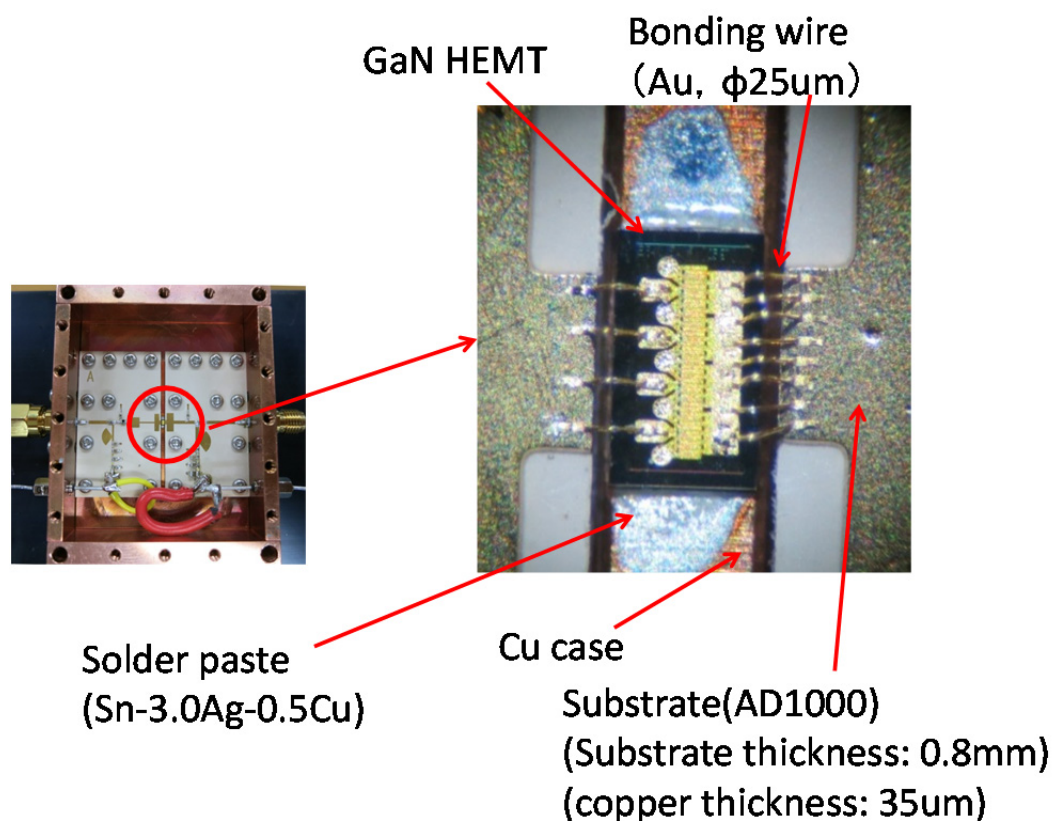


Fig. 4-1 Appearance of the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05). RF in and RF out mean input and output port of RF signal. Vg and Vd show gate voltage supply and drain voltage supply ports.



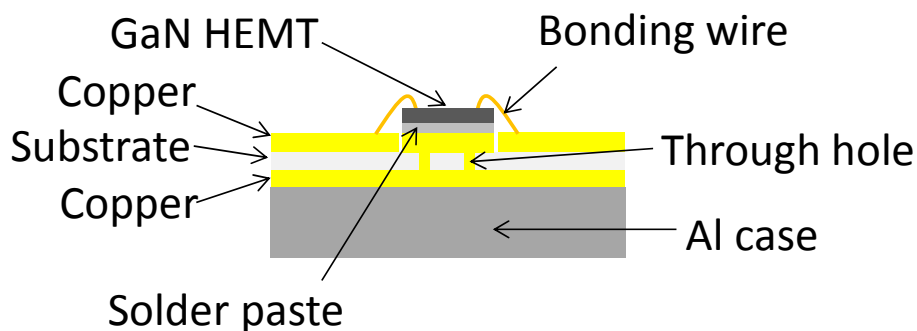
**Fig. 4-2 Detailed picture of the proposed space applicable mounting method of GaN HEMT device in the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05).**

実装方法に関して、既存の手法やデバイス供給メーカー推奨の手法それぞれの断面図との比較を Fig. 4-3 に示す。Fig. 4-3(a)は、スルーホールを用いた実装方法となっており、表面実装のデバイスの実装方法としては最も一般的なものである。基板の表面と裏面の銅箔を接続するスルーホールをデバイス実装部分に複数設け、このスルーホールを使って、熱を底面側の基板の銅箔に逃がし、銅箔と接触する底面のケースへと熱を拡散させていく形となる。この時、底面のケースとしては、アルミニウムが一般的には採用されることとなる。スルーホールを用いた実装方法は、一般に基板の熱伝導率が低いために放熱特性が著しく悪く、高出力動作では、常温であっても HEMT のチャネル温度が限界に達し、故障してしまう可能性があることに加えて、HEMT のソースの接地が確実に取れないため、増幅回路としての動作も不安定となる。したがって、宇宙用としての信頼度を考えた際には、高出力増幅回路にスルーホールを用いた実装方法を採用することはできない。

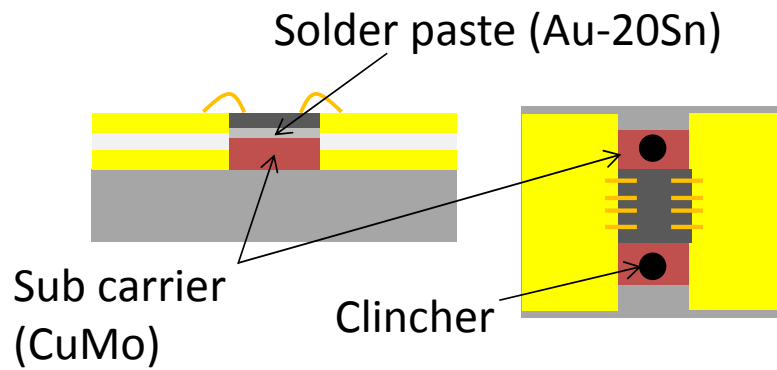
次に、Fig. 4-3(b)は、サブキャリアを用いた実装方法であり、TGF2023-05 のデバイス供給メーカー推奨の実装方法である。Fig. 4-3(b) の左図が断面図となり、右図は上面図となる。ここに示すようにメーカー推奨の実装方法では、アルミケースの上に CuMo（銅モリブデン）のサブキャリアプレートをねじ固定し、このサブキャリアプレートに Au-20Sn の溶ダーペーストを用いて GaN HEMT を固定する形となる。この方法の場合、GaN HEMT デバイスの固定の際には、サブキャリアプレートのみを加熱して、Au-20Sn の溶ダーペーストを溶かす形となるため、実装は容易になる。特に Au-20Sn の溶ダーペーストでは、その融点が高く、サブキャリアプレートを用いた実装の方が本研究で提案するような一体型のケースを加熱するよりも加熱時間を大幅に短縮でき、

GaN HEMT デバイスや他の実装部品への影響を確実に減らすことができる。先に示したスルーホールを用いた実装方法と比較しても、十分なソースの接地面積が確保されることで増幅回路の安定した動作が期待でき、熱伝導についても、高熱伝導率な CuMo を通じて直接底面のアルミケースへと熱を逃がすことができるため有利である。しかし、サブキャリアを用いる実装方法の場合、サブキャリアプレートと底面のケースとの間の各金属接触面の表面精度によって、底面から GaN HEMT までの熱抵抗が大きく変動し、大気中では大きな問題にならない場合であっても、真空中では接触面の精度が直接放熱能力へと影響するため、宇宙用としては適した実装方法とは考えにくい。また、ロケット打上げ時の振動や分離時の衝撃によって、サブキャリアを固定するねじが緩む可能性も排除できないことから、本研究では、メーカー推奨の実装方法は採用しない。なお、サブキャリアを用いた実装方法において、底面のケースとの接触が悪くなった際には、スルーホールによる実装方法における放熱能力の問題と同様に、熱の逃げ場が無くなり、HEMT のチャンネル温度が限界に達し、故障してしまうことが容易に発生してしまう。

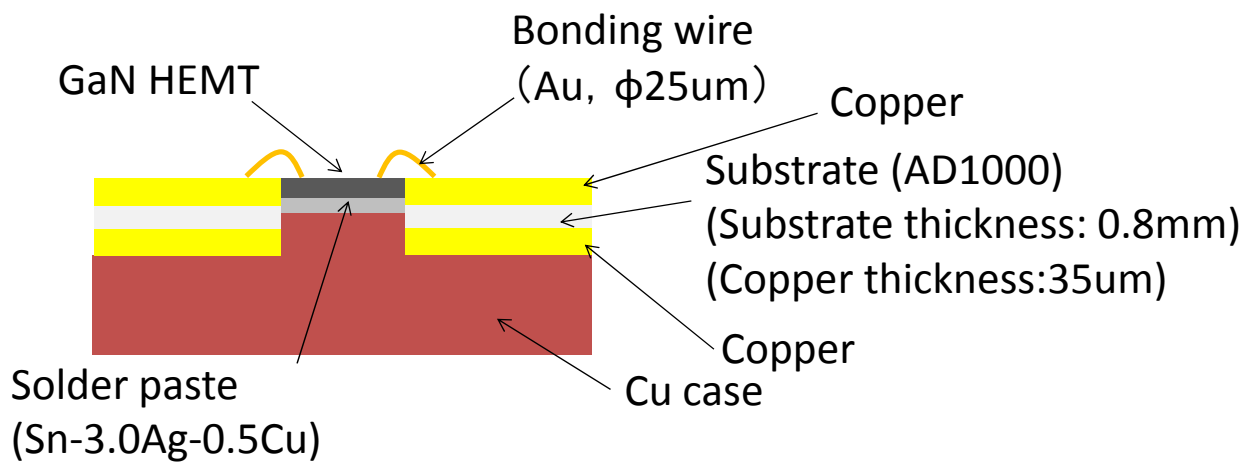
そこで、本研究では、Fig. 4-3(c)に示すように、凸型に加工した底面の銅ケースに、高熱伝導率な Sn-3.0Ag-0.5Cu の溶剤ペーストで直接実装する手法を採用している。比較手法として挙げた二種類の実装方法と比較しても、その放熱特性は優れており、高出力動作においても HEMT のチャンネル温度の上昇を抑え、故障すること無く安定した動作が可能になる。GaN HEMT の実装時には、底面の銅ケース全体を加熱しなければならないため、サブキャリアを用いた手法よりも実装は困難になるが、全体のサイズを小型化することで、過剰な加熱による GaN HEMT や他の実装部品への影響を最小化することに加えて、部品の実装順序を工夫することで、各部品に対する許容温度以上の加熱を避けている。また、実装に関しては、ケースに固定された状態でのワイヤボンディングとなるため、ケース側壁とワイヤボンダの干渉等の問題も発生するため、側壁部分をねじ固定式とする等の工夫を施している。ここで、溶剤ペースト、底面のケース材料の熱伝導率を Table 4-1 にまとめる [4-2][4-3][4-4]。Table 4-1 から本研究で提案する実装方法が、他の実装方法よりも優れた熱伝導特性を持つことが分かる。



(a) Mounting method using through hole



(b) Mounting method using subcarrier



(c) Proposed space applicable mounting method

**Fig. 4-3 Comparison of mounting methods by cross-section view between mounting method using through hole, subcarrier and proposed space applicable method.**

**Table 4-1 Comparison of thermal conductivity of (a) solder paste including Sn-3.0Ag-0.5Cu, Au-20Sn, Sn-37Pb and Ag paste, and (b) base plate (case) including Cu, CuMo and Al.**

(a) Solder paste

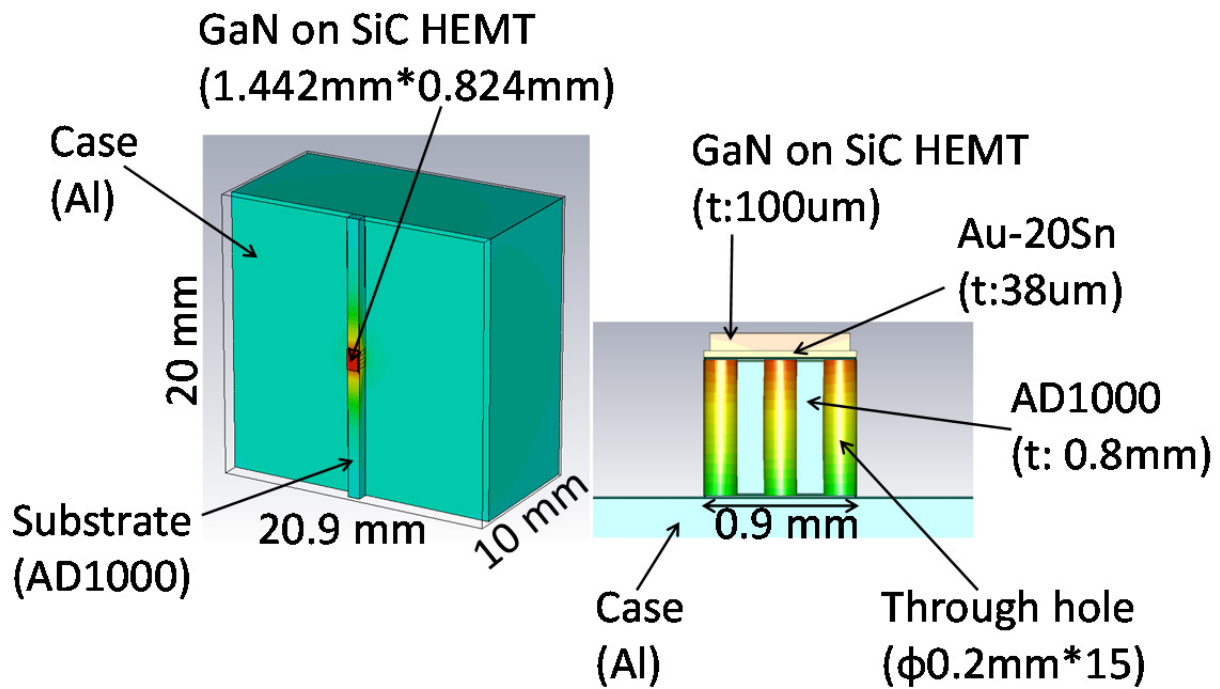
Sn-3.0Ag-0.5Cu	Au-20Sn	Sn-37Pb	Ag paste
64 W/(m·K)	57 W/(m·K)	54 W/(m·K)	25 W/(m·K)

(b) Base plate (Case)

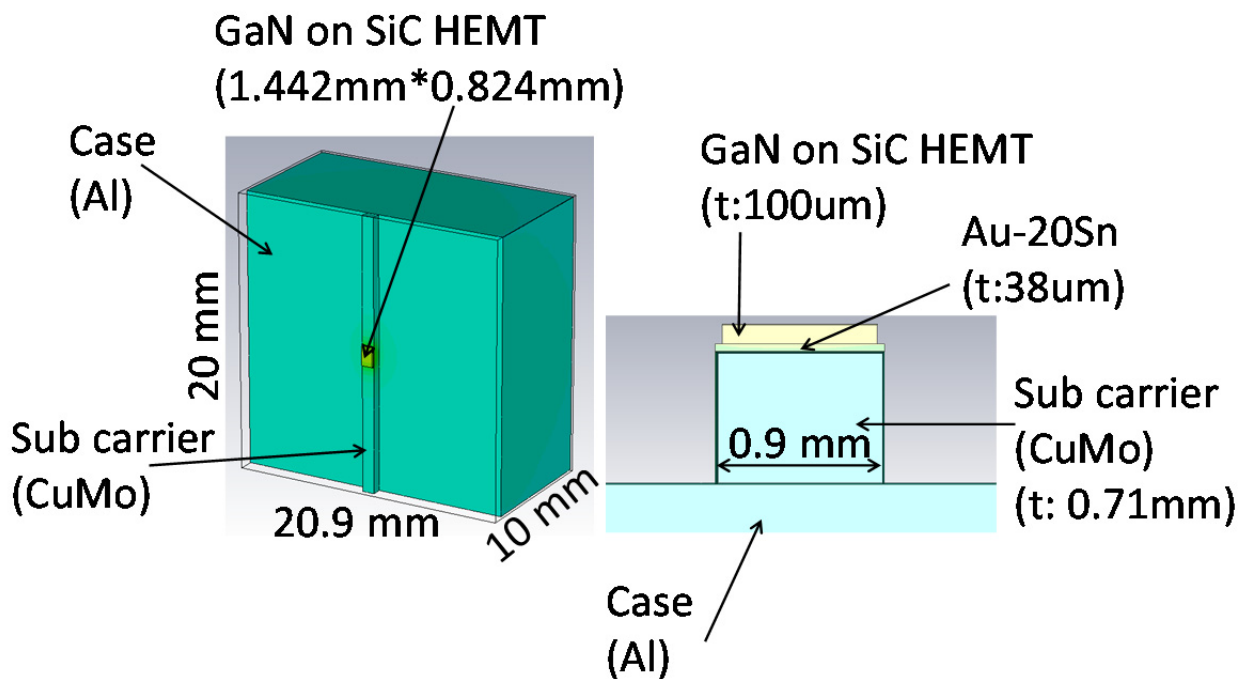
Cu	CuMo	Al
400 W/(m·K)	182~280 W/(m·K)	218 W/(m·K)

次に、これら 3 つの実装方法について、熱解析を通して、その温度分布を比較する。ここでは、ケース部分に相当するサイズとして、いずれも  $20 \times 20.9 \times 10$  mm を仮定し、底面の熱伝導の差を比較するため、ボンディングワイヤからの放熱については考慮しない。各実装方法の解析上の構成、解析結果を Fig. 4-4 に示す。Fig. 4-4(a)に示すように、スルーホールを用いた実装方法では、アルミケースの上に、 $20 \times 0.9 \times 0.8$  mm の AD1000 の基板、 $1.442 \times 0.9 \times 0.038$  mm の Au-20Sn の溶ダーペースト、 $1.442 \times 0.824 \times 0.1$  mm の GaN on SiC HEMT という層構成としている。AD1000 の基板には、GaN on SiC HEMT の下面に直径 0.2 mm のスルーホールを 15 本配置し、基板の上面と下面の銅箔を接続している。次に、Fig. 4-4(b)に示すように、サブキャリアを用いた実装方法では、アルミケースの上に、 $20 \times 0.9 \times 0.71$  mm の CuMo のサブキャリアプレート、 $1.442 \times 0.9 \times 0.038$  mm の Au-20Sn の溶ダーペースト、 $1.442 \times 0.824 \times 0.1$  mm の GaN on SiC HEMT という層構成としている。ここでは、各実装方法を同条件で解析するため、サブキャリアプレートのねじ固定部等の再現はしていない。最後に、Fig. 4-4(c)に示すように、提案手法では、凸型に加工した銅ケースの  $20 \times 0.9 \times 0.71$  mm の突起部分に、 $1.442 \times 0.9 \times 0.038$  mm の Sn-3.0Ag-0.5Cu の溶ダーペースト、 $1.442 \times 0.824 \times 0.1$  mm の GaN on SiC HEMT を配置する層構成としている。各構成要素の密度、熱伝導率、比熱の値は Table 4-2 に示す通りである。Fig. 4-4 では、各ケースにおいて、GaN on SiC HEMT の最上面に 20 W の熱源を仮定した際の温度分布をカラーマップで表現している。結果を比較すると、AD1000 の熱伝導率が  $0.81 \text{ W/(K}\cdot\text{m)}$  と低いことから、スルーホールを用いた実装方法において、底面のケースと GaN on SiC HEMT の間で温度差が生じていることが分かる。サブキャリアを用いた実装方法と提案手法においては、Al, CuMo, Au-20Sn の熱伝導率と比較して、Cu, Sn-3.0Ag-0.5Cu の熱伝導率が高い分、提案手法の温度分布がわずかに優れる結果を示しているものの、いずれもこの解析においては、底面のケースと GaN on SiC HEMT の間の温度差は、スルーホールを用いた実装方法と比較して小さくなっている。本解析では、各層構成の接触部分は理想状態となっているため、サブキャリアを用いた手法と提案手法の間に大きな差異は見られない。しかし、先にも示したように、接触面精度の影響は宇宙空間のような真空状態では顕著に放熱特性へと影響を与えること、理想的な面精度を実加工において実現することは困難であり、この部分の影響は無視できないこと、ロケット打上、分離時の振動・衝撃によって接触面積が影響を受ける可能性があること等を考えると、宇宙用の実装方法としては、提案手法が適すると言える。なお、これらの評価は次章の宇宙環境耐性評価において、その詳細を記載する。



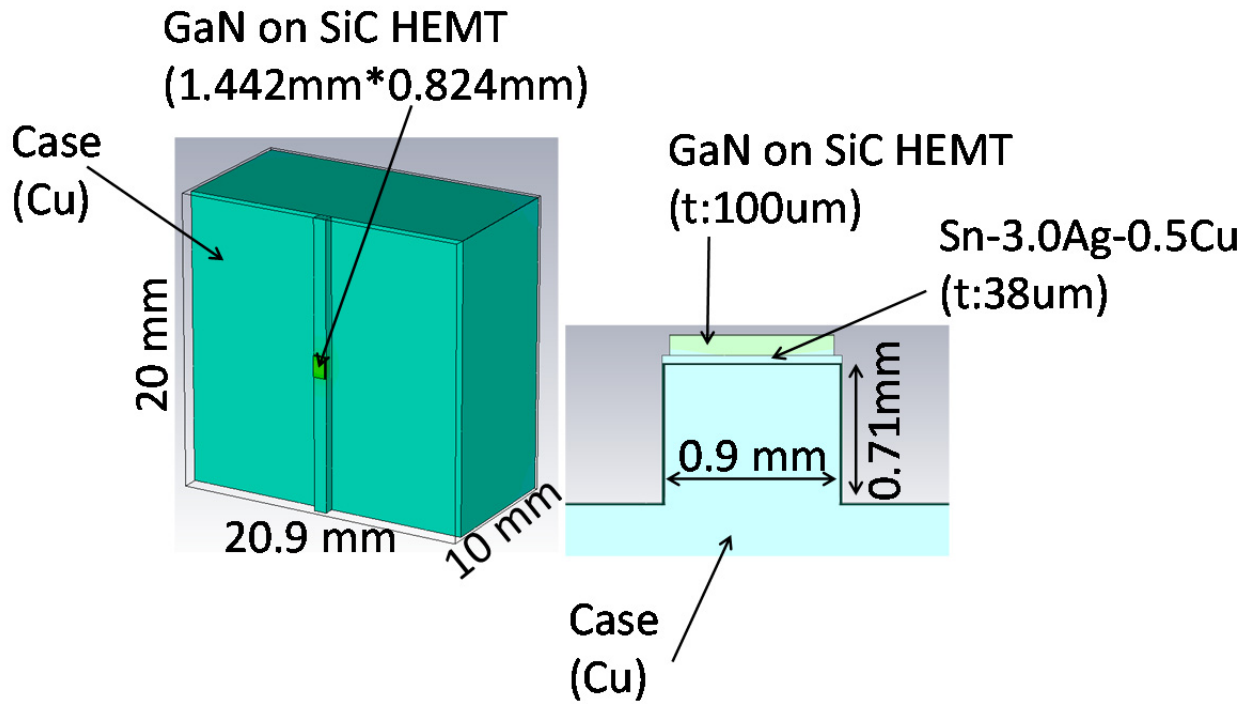


(a) Mounting method using through hole. Left side shows overall view and right side shows cross-section view.



(b) Mounting method using subcarrier. Left side shows overall view and right side shows cross-section view.





(c) Proposed space applicable mounting method. Left side shows overall view and right side shows cross-section view.

**Fig. 4-4 Comparison of mounting methods by thermal analysis between mounting method using through hole, subcarrier and proposed space applicable method under the assumption that GaN on SiC HEMT is 20-W heat source.**

**Table 4-2 Density, thermal conductivity and heat capacity of the materials (Cu, CuMo, Al, Au-20Sn, Sn-3.0Ag-0.5Cu, AD1000, GaN and SiC) used in thermal analysis**

	Density [kg/m <sup>3</sup> ]	Thermal conductivity [W/(K·m)]	Heat capacity [kJ/(K·kg)]
Cu	8930	400	0.39
CuMo	9700	280	0.301
Al	2700	218	0.9
Au-20Sn	14510	57	0.15
Sn-3.0Ag-0.5Cu	7400	64	0.234
AD1000	3200	0.81	0.7
GaN	6150	210	0.49
SiC	3200	370	0.69

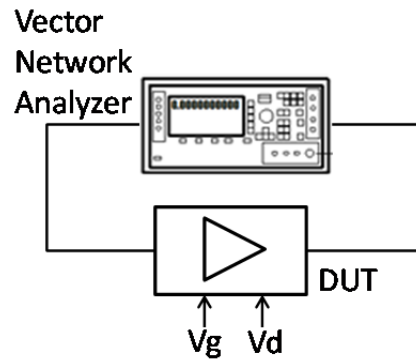
## 4-2 宇宙用電力増幅回路評価

### 4-2-1 基本性能評価

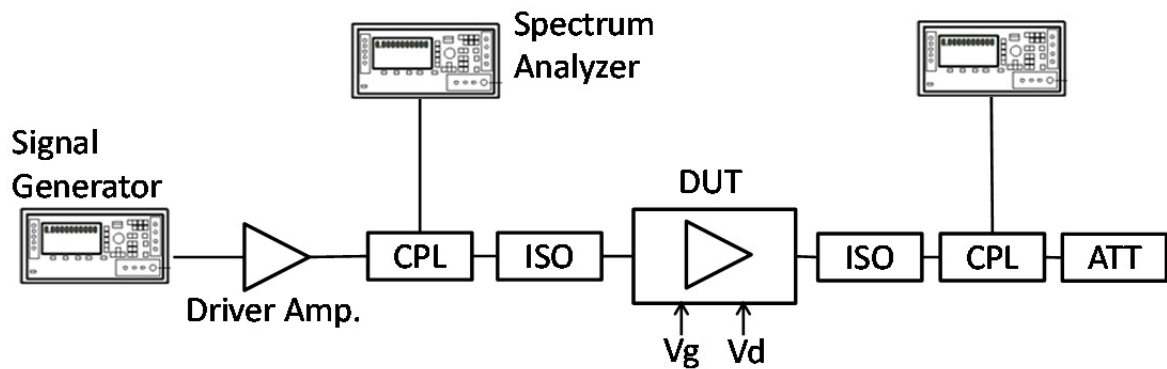
作製した宇宙用電力増幅回路の電気特性の評価として、小信号特性、入出力特性、CW 連続動作、位相雑音特性を評価した。はじめに Fig. 4-5 に小信号特性、入出力特性、位相雑音特性の各々の測定系ブロック図を示す。小信号特性は VNA を用いて測定し、GaN HEMT にはドレイン電圧 28 V、ゲート電圧-3.5 V を供給し、入力電力-20 dBm での周波数特性を取得した。Fig. 4-6 に小信号特性の評価結果を示す。同図には、設計値と実測値を各々示している。測定した S パラメータは、8.2-8.6 GHz の周波数帯域で入出力の反射特性は-10 dB 以下を示し、小信号利得は同様の周波数帯域で 10 dB 以上となっている。ここで、設計値と実測値を比較すると、ピーク周波数のずれやピーク値の差が生じているものの、実測値は設計値と同等の振る舞いをしていると言える。次に、入出力特性の評価結果を示す。入出力特性は Fig. 4-5(b)に示すように、信号源からの高周波信号をドライバアンプで増幅し、測定対象となる宇宙用電力増幅回路の前後の信号レベルをスペクトラムアナライザで測定する。信号源の信号レベルをスweepさせながら、ドレイン電流値をマルチメータで測定することで、効率の算出を行っている。入出力特性に関しても小信号特性の際と同様に、ドレイン電圧 28 V、ゲート電圧-3.5 V の条件で GaN HEMT を動作させた。8.4 GHz, 8.425 GHz, 8.45 GHz 各々の周波数での CW 信号に対する入出力特性を Fig. 4-7, Table 4-3 にまとめる。Fig. 4-7(a)は、3 つの周波数での測定結果を示しており、Fig. 4-7(b)は、8.4 GHz における測定値と構築した非線形モデルを用いた大信号の設計値との比較を示している。また、Table 4-3 は、各周波数における利得、 $P1dB$  (1 dB compression point : 1 dB 利得圧縮点) ,  $P3dB$  (3 dB compression point : 3 dB 利得圧縮点) , 最大出力、最大効率の測定値と設計値の比較をまとめたものである。これらの結果から、設計値と測定値の間には 1.7 dB 程度の利得差が生じ、最大出力では、設計値と測定値との差は、0.3~0.6 dB、最大効率では、0.1~4.4%の差となっており、パラメータ抽出を行って構築した非線形モデルを用いることで、大信号に関しても誤差は残るものの実測値は設計値と同等の振る舞いを示していると言える。結果的に作製した増幅回路では、8.4 GHz において、最大出力 42.6 dBm、最大  $PAE$  47.3%という良好な特性が得られた。また、常温大気中での CW 連続動作時の特性として、温度制御はせずにヒートシンクの上で飽和出力連続動作を 300 時間実施した際の入力電力、出力電力、利得、ドレイン電流、 $PAE$ を Fig. 4-8 に示す。300 時間の連続動作において、出力変動は 0.1 dB 程度となっており、安定した動作が実現できていることが分かる。最後に、特に深宇宙通信において重要となる信号純度に関して、位相雑音特性の測定結果について示す。Fig. 4-5(c)に示すように、水素メーザからの超高安定な 10 MHz の基準信号を信号源と位相雑音測定器へと供給し、信号源からの高周波信号をドライバアンプで増幅し、測定対象となる宇宙用電力増幅回路を通して、増幅された信号をアッテネータを介して位相雑音測定器で評価した。ドレイン電圧 28 V、ゲート電圧-3.5 V をここでも供給している。Fig. 4-9 に信号源の特性と比較する形で、測定した位相雑音特性を示す。同図から、水素メーザを利用することで得られる、-50 dBc/Hz @1 Hz, -68 dBc/Hz @10 Hz, -76 dBc/Hz @100 Hz, -82 dBc/Hz @1 kHz という優れた信号源の信号純度を劣化させることなく、所望の電力に増幅可能であることが確認できた。したがって、GaN HEMT を用いた宇宙用電力増幅回路は深宇宙用途へ適用可能であると言える。

ここまで示した結果は、Fig. 4-10 に示すように、関連する近年の GaN を用いた電力増幅回路の

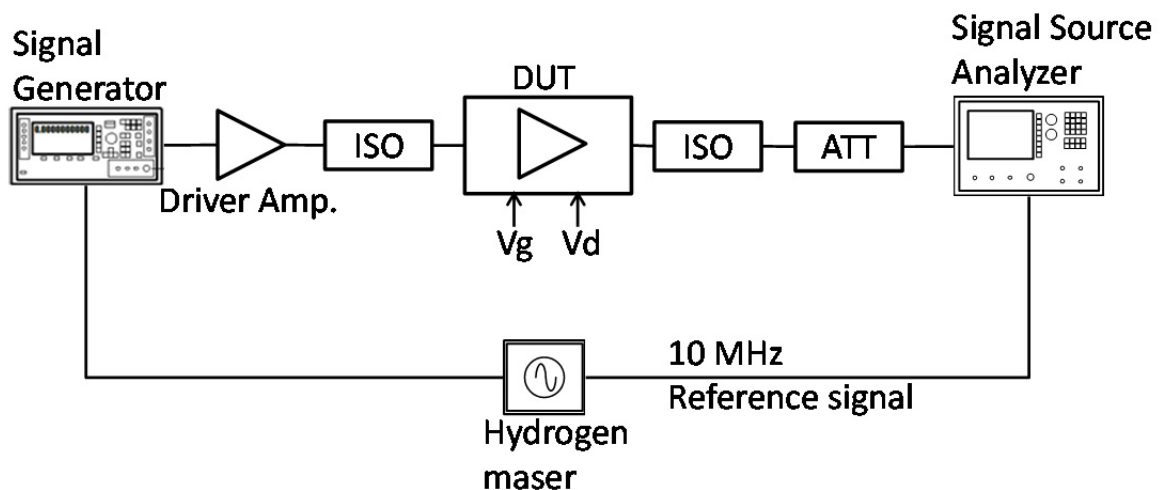
出力や効率と比較した場合も、高調波処理を施していない CW 動作の増幅回路としては、世界最高クラスの成果であり、本研究よりも高出力で高効率な結果は、PW 動作か逆 F 級の高調波処理を施した成果のみである。



(a) Small signal measurement system



(b) Input-output characteristics measurement system



(c) Phase noise characteristics measurement system

**Fig. 4-5 Block diagram of measurement systems, (a) small signal characteristics, (b) input-output characteristics and (c) phase noise characteristics. In each figure, DUT means device under test, CPL means coupler, ISO means isolator and ATT means attenuator.**

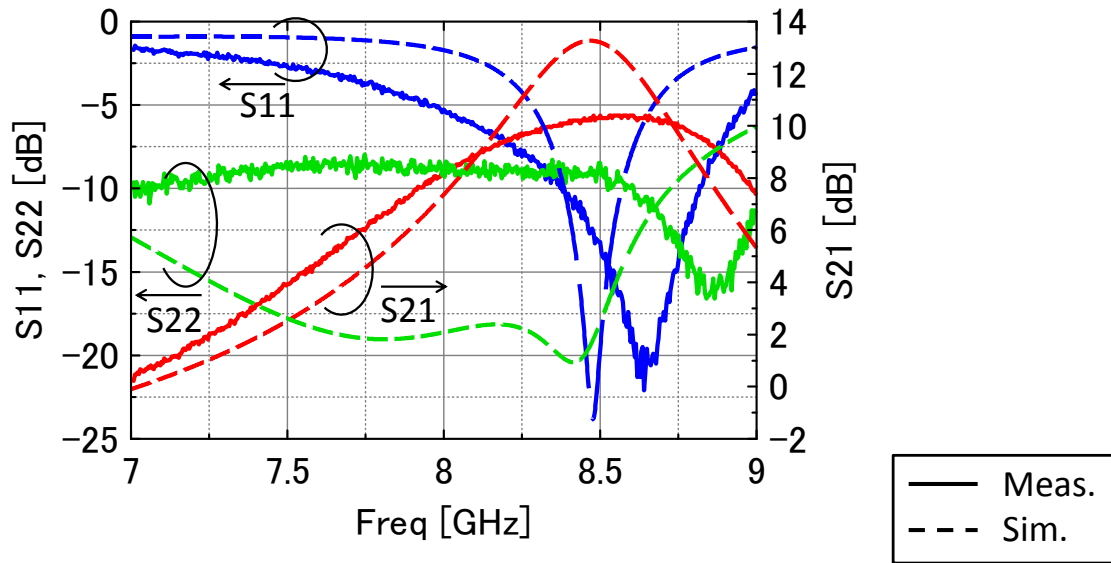
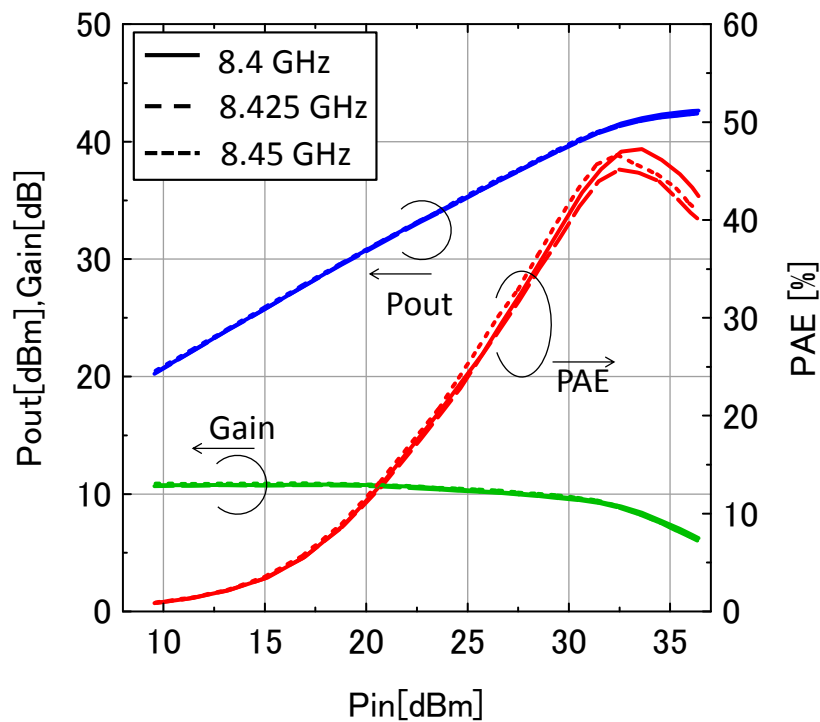
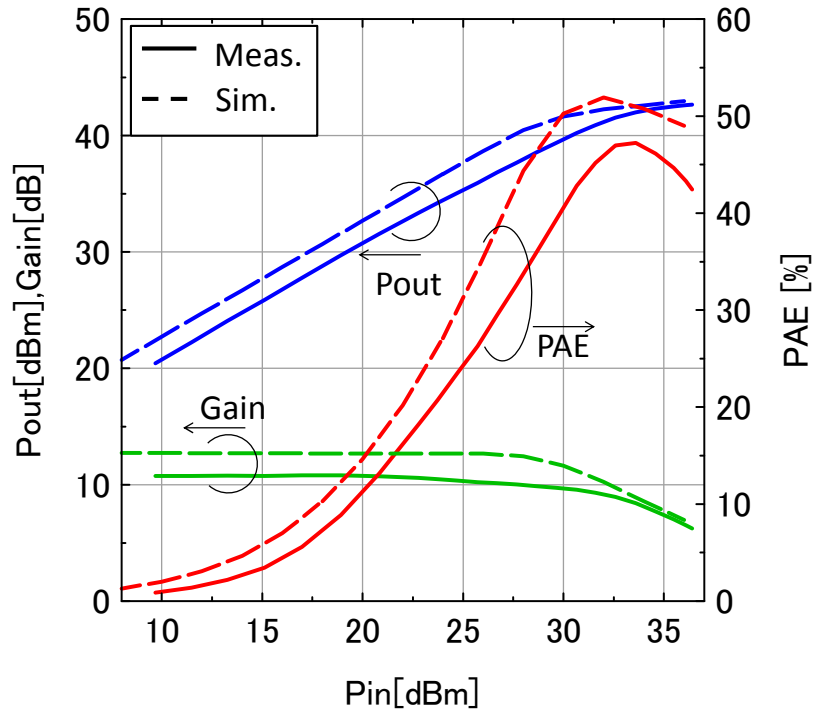


Fig. 4-6 Magnitude of S-parameters versus operation frequency with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) by comparing measurement data (solid line) and simulation (design) data (dotted line) under the condition of  $V_d=28$  V and  $I_{dset}=0.5$  A.



(a) Measurement results



(b) Comparison of measurement data and simulation data at 8.4 GHz

**Fig. 4-7** Output power ( $P_{out}$ ),  $Gain$  and power added efficiency ( $PAE$ ) versus input power ( $P_{in}$ ) with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05), (a) under the condition of operation frequency at 8.4 GHz (solid line), 8.425 GHz (broken line) and 8.45 GHz (dotted line), and (b) by comparing measurement data (solid line) and simulation (design) data (dotted line) under the condition of operation frequency at 8.4 GHz.

**Table 4-3** Comparison of  $Gain$ ,  $P1dB$ ,  $P3dB$ , the maximum output power ( $P_{max}$ ), the maximum power added efficiency ( $PAE_{Max}$ ) with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) between measurement data and simulation (design) data under the condition of operation frequency at 8.4 GHz, 8.425 GHz and 8.45 GHz.

	8.4 GHz		8.425 GHz		8.45 GHz	
	Meas.	Sim.	Meas.	Sim.	Meas.	Sim.
$Gain$	10.8 dB	12.5 dB	10.8 dB	12.6 dB	10.9 dB	12.6 dB
$P1dB$	39.4 dBm	41.5 dBm	39.2 dBm	41.4 dBm	39.3 dBm	41.2 dBm
$P3dB$	42.3 dBm	42.3 dBm	42.1 dBm	42.1 dBm	42.0 dBm	41.9 dBm
$P_{max}$	42.6 dBm	42.9 dBm	42.4 dBm	42.9 dBm	42.4 dBm	43.0 dBm
$PAE_{Max}$	47.3%	51.7%	45.1%	48.6%	46.6%	46.7%

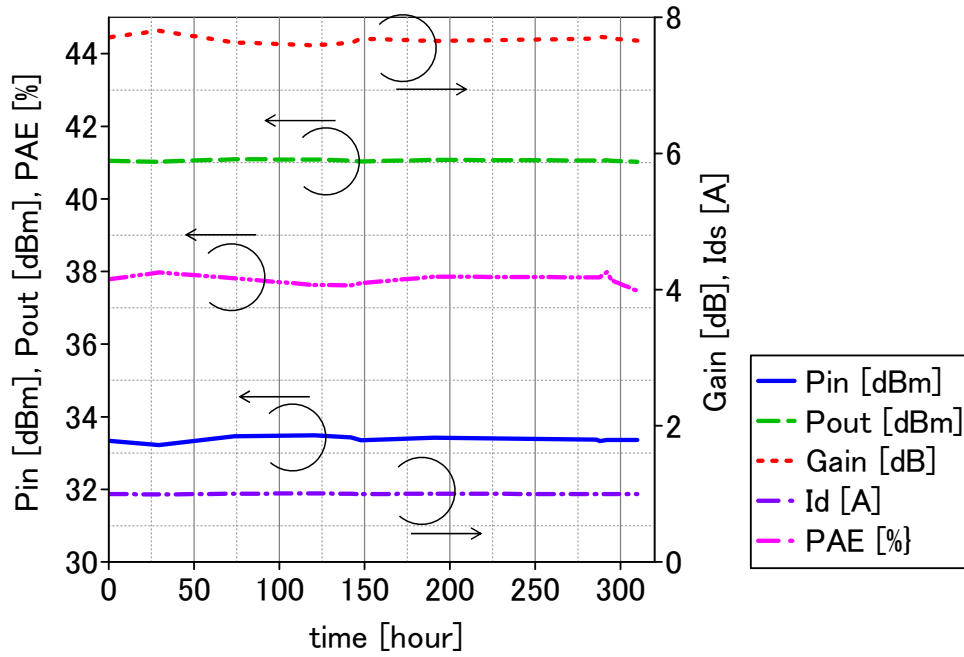


Fig. 4-8 Measurement results of input power ( $P_{in}$ ), output power ( $P_{out}$ ), Gain, drain current ( $I_d$ ) and power added efficiency (PAE) versus *time* with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) under the condition of operation frequency at 8.425 GHz and continuous 300-hour operation time.

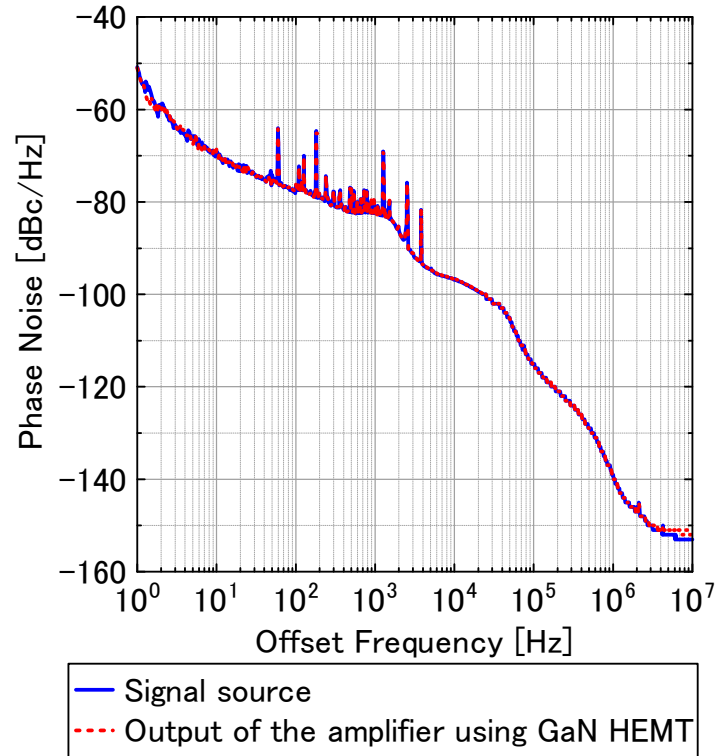


Fig. 4-9 Measurement result of phase noise versus offset frequency with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) by comparing the characteristics of signal source (solid line) and output of the amplifier using GaN HEMT (dotted line).

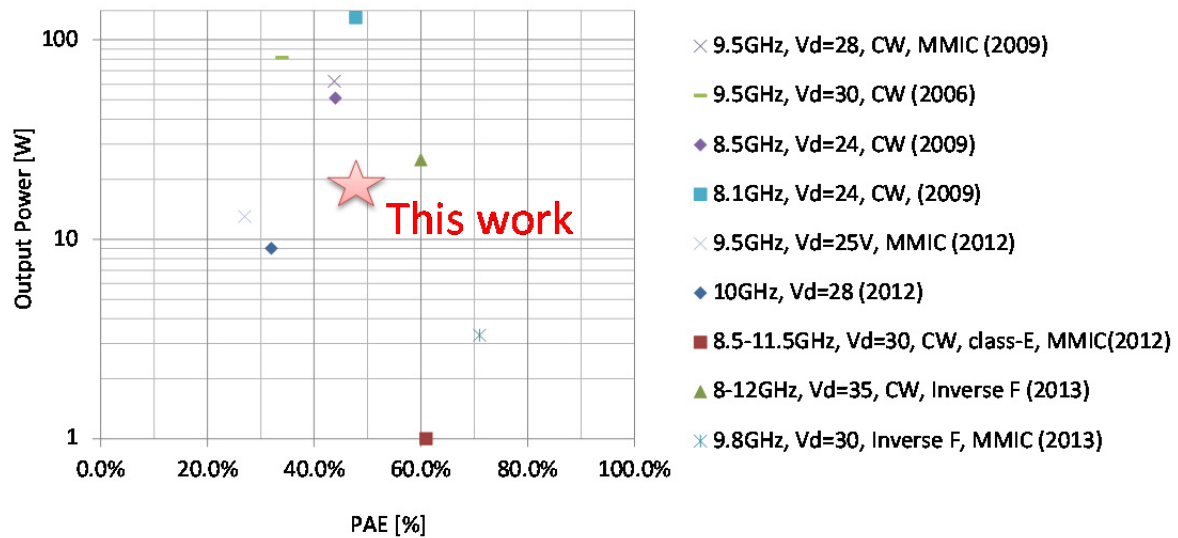
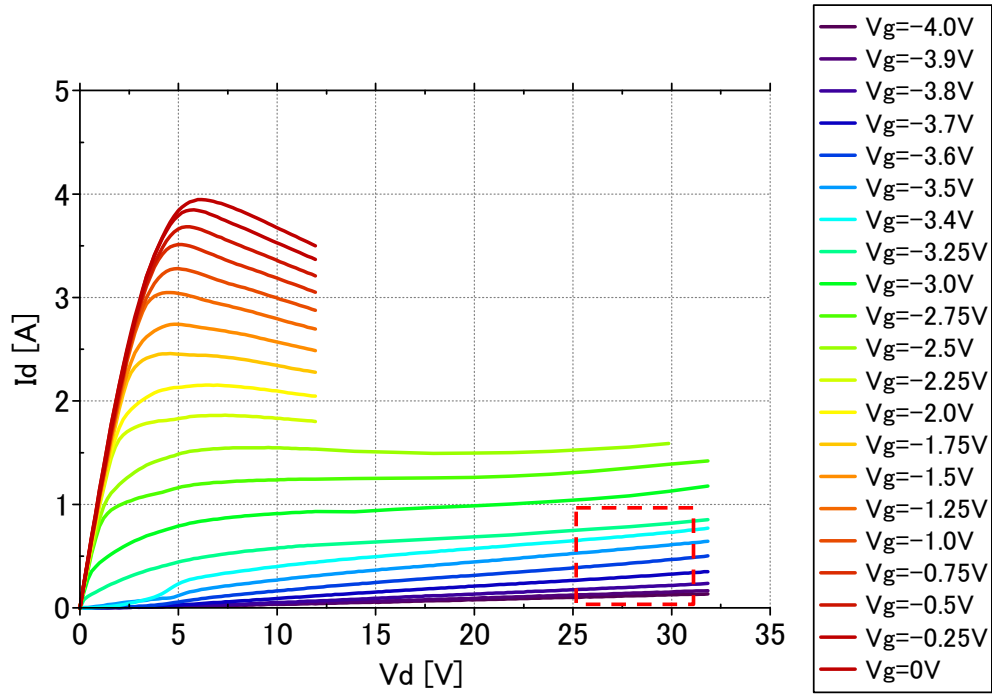


Fig. 4-10 Output power versus power added efficiency (*PAE*) with respect to research results of X-band amplifier using GaN by comparing this work and recent research concerning CW operation.

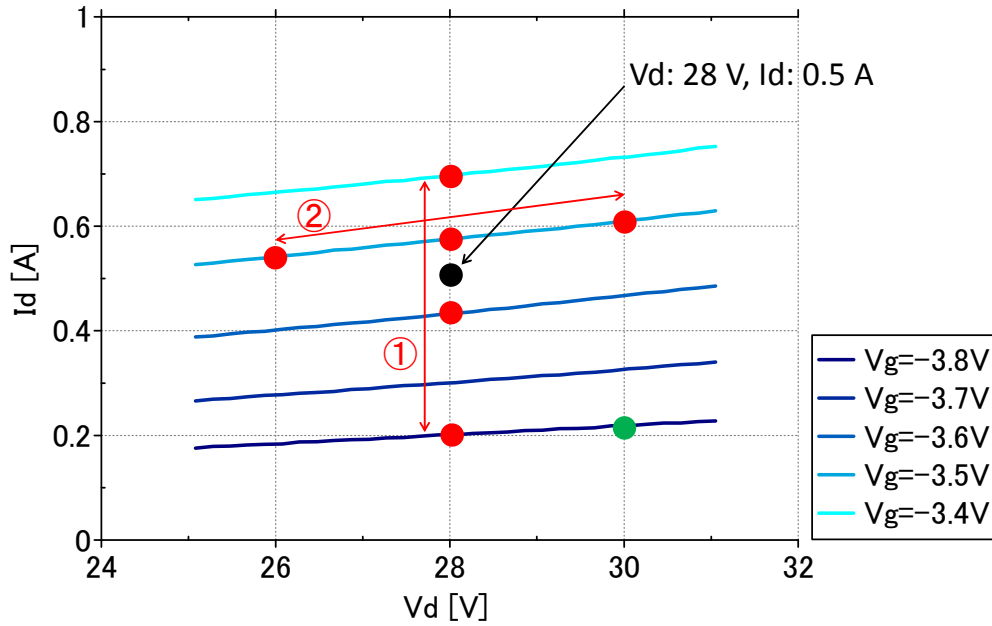
#### 4-2-2 動作点による特性の改善

本項では、動作点による特性の改善に関して、特に出力電力や *PAE* の観点で、ドレイン電圧、ゲート電圧のバイアス条件を変化させた際の RF 特性を評価する。はじめに Fig. 4-11 に示す GaN HEMT デバイスの DC 特性の実測値に基づき、評価を実施したバイアス条件について、その詳細を示す。Fig. 4-11(a)に示す DC 特性の中で、ドレイン電圧 25 V～31 V、ドレイン電流 1 A 以下の領域（赤枠部分）で、ゲート電圧 -3.8～-3.4 V の部分を拡大したものが、Fig. 4-11(b)になる。Fig. 4-11(b)の黒点が、設計時のバイアス条件であるドレイン電圧 28 V、ドレイン電流 0.5 A を示している。今回の評価におけるバイアス条件は、赤点に示している箇所になり、以下の評価に分けられる。

- ① ゲート電圧の変化による入出力特性への影響 ( $V_g = -3.4$  V,  $-3.6$  V,  $-3.8$  V ( $V_d = 28$  V (共通)))
- ② ドレイン電圧の変化による入出力特性への影響 ( $V_d = 26$  V, 28 V, 30 V ( $V_g = -3.5$  V (共通)))



(a) Overall view



(b) Specific view

**Fig. 4-11 Measurement drain current ( $I_d$ ) versus drain voltage ( $V_d$ ) with respect to the GaN HEMT device (TGF2023-05) (a) under the condition where  $V_d$  is swept from 0.0 V to 31.8 V and  $V_g$  is swept from -4.0 V to 0.0 V as an overall view, (b) under the condition where  $V_d$  is swept from 25.0 V to 31.0 V and  $V_g$  is swept from -3.8 V to -3.4 V as a specific view. In figure (b), black dot indicates the basic operation point ( $V_d=28$  V and  $I_{dset}=0.5$  A), and red dots show the operation points for evaluation.**



① ゲート電圧の変化による入出力特性への影響

ドレイン電圧を 28 V で共通とした際のゲート電圧-3.4 V, -3.6 V, -3.8 V 各々のバイアス条件における 8.4 GHz の入出力特性を Fig. 4-12 に示す. Fig. 4-12 より, ゲート電圧の影響は, 小信号での利得差と飽和出力時の効率に現れており, RF 未入力時のドレイン電流の値が小さくなるゲート電圧-3.8 V のバイアス条件では, B 級により近い動作点となっていることから, 小信号利得は低くなるものの, 飽和出力時の効率は最大となった. Table 4-4 に各々のバイアス条件における最大出力と最大 *PAE* を示す. 各条件において, 最大出力電力には, 大きな差は見られず, *PAE* については, 約 1% 程度の差が見られる. 以上からゲート電圧に関しては, 今回の条件の中では-3.8 V が出力・効率の面で優れる結果となったと言える.

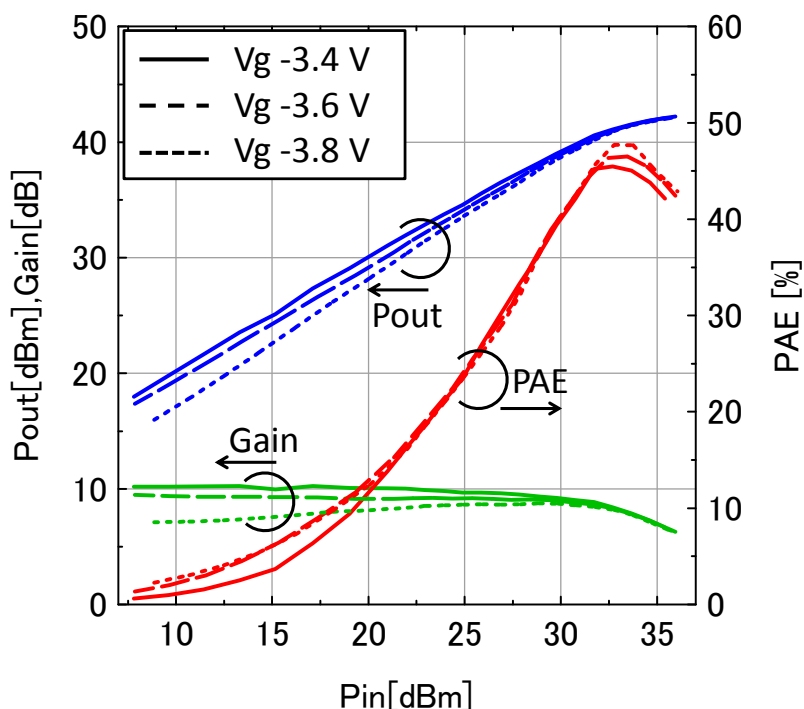


Fig. 4-12 Output power (*Pout*), *Gain* and power added efficiency (*PAE*) versus input power (*Pin*) with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) by comparing  $V_g=-3.4$  V (solid line),  $V_g=-3.6$  V (broken line) and  $V_g=-3.8$  V (dotted line) under the condition of operation frequency at 8.4 GHz and  $V_d=28$  V.

Table 4-4 Comparison of the maximum output power (*Pmax*) and the maximum power added efficiency (*PAE Max*) with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) between  $V_g=-3.4$  V,  $V_g=-3.6$  V and  $V_g=-3.8$  V under the condition of operation frequency at 8.4 GHz and  $V_d=28$  V.

	8.4 GHz, $V_d=28$ V		
	$V_g=-3.4$ V	$V_g=-3.6$ V	$V_g=-3.8$ V
<i>Pmax</i>	42.1 dBm	42.2 dBm	42.2 dBm
<i>PAE Max</i>	45.5%	46.5%	47.7%

② ドレイン電圧の変化による入出力特性への影響

ゲート電圧を-3.5 Vで共通とした際のドレイン電圧 26 V, 28 V, 30 V 各々のバイアス条件における 8.4 GHz の入出力特性を Fig. 4-13 に示す. Fig. 4-13 より, ドレイン電圧の影響は, 飽和出力電力に主として現れており, それに伴い効率にも若干の影響が出ている. Table 4-5 に示す各々のバイアス条件における最大出力と最大 *PAE* を比較すると, ドレイン電圧 30 V においては, ドレイン電圧 26 V と比較して, 最大出力電力に 0.9 dB の差が生まれ, *PAE* についても, 1.4% の改善が見られる. 以上からドレイン電圧に関しては, 今回の条件の中では 30 V が出力・効率の面で優れる結果となったと言える.

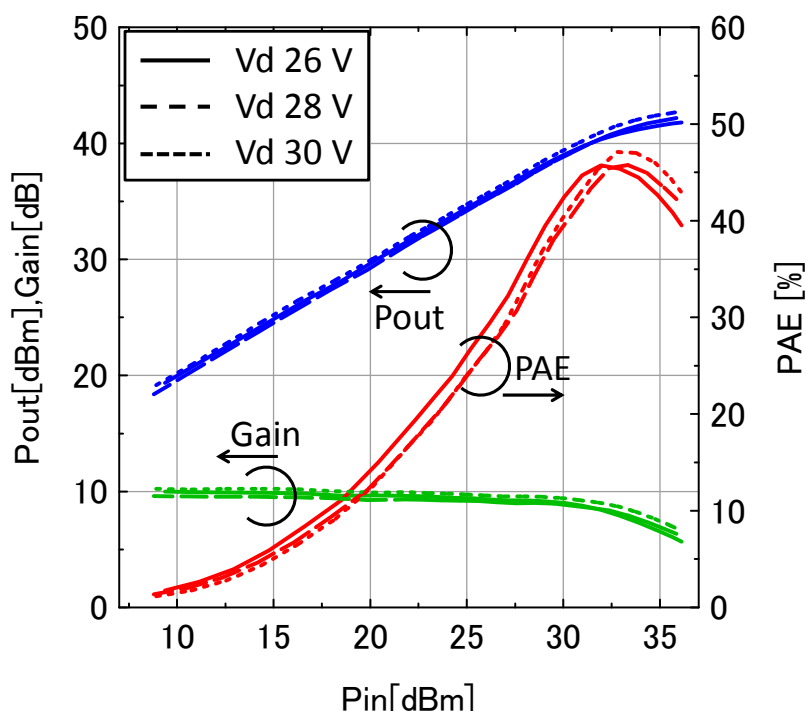


Fig. 4-13 Output power (*Pout*), *Gain* and power added efficiency (*PAE*) versus input power (*Pin*) with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) by comparing *Vd*=26 V (solid line), *Vd*=28 V (broken line) and *Vd*=30 V (dotted line) under the condition of operation frequency at 8.4 GHz and *Vg*=-3.5 V.

Table 4-5 Comparison of the maximum output power (*Pmax*) and the maximum power added efficiency (*PAE Max*) with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) between *Vd*=26 V, *Vd*=28 V and *Vd*=30 V under the condition of operation frequency at 8.4 GHz and *Vg*=-3.5 V.

	8.4 GHz, <i>Vg</i> =-3.5 V		
	<i>Vd</i> =26 V	<i>Vd</i> =28 V	<i>Vd</i> =30 V
<i>Pmax</i>	41.8 dBm	42.2 dBm	42.7 dBm
<i>PAE Max</i>	45.7%	45.8%	47.1%

①②の評価を受けて、特性の優れる結果となった条件として、Fig. 4-11(b)の緑点で示すドレイン電圧 30 V、ゲート電圧-3.8 Vにおける、8.4 GHz、8.425 GHz、8.45 GHz 各々の入出力特性を Fig. 4-14 に示す。また、各周波数における最大出力、最大 *PAE* を Table 4-6 に示す。前項での結果と比較して、8.4 GHz における最大 *PAE* は 0.7% 改善し、ドレイン電圧 30 V、ゲート電圧-3.8 V においては、最大出力 42.6 dBm、最大 *PAE* 48.0% が得られる結果となった。ただし、バイアス条件の変更は、GaN HEMT のインピーダンスの変更も伴い、整合回路への影響も生じることから、全測定周波数における改善には至っておらず、設計の段階で動作点における RF 特性に基づいて、非線形モデルを構築することの重要性がこの結果からも分かると言える。

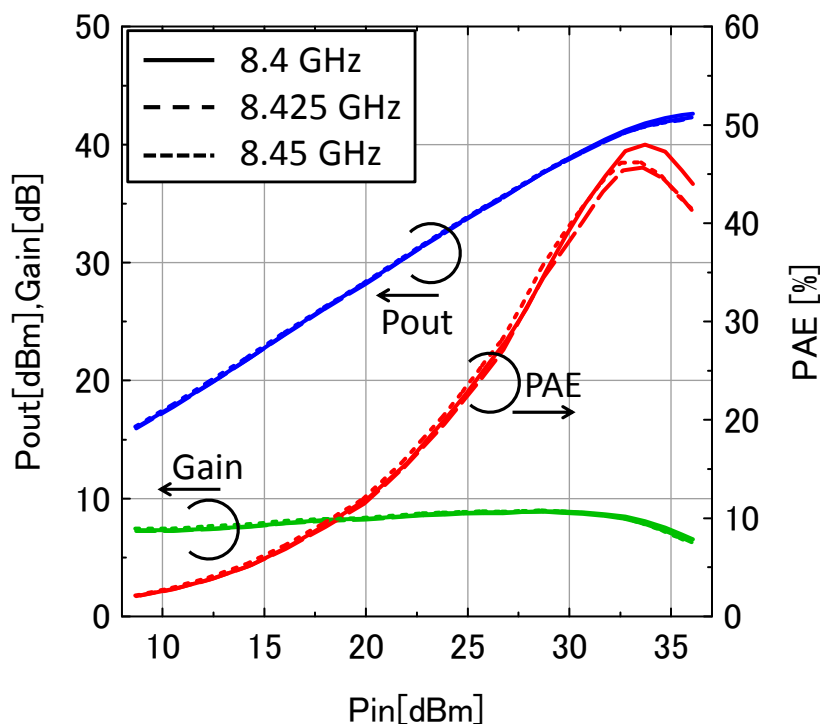


Fig. 4-14 Output power (*P<sub>out</sub>*), *Gain* and power added efficiency (*PAE*) versus input power (*P<sub>in</sub>*) with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) under the condition of operation frequency at 8.4 GHz (solid line), 8.425 GHz (broken line) and 8.45 GHz (dotted line) with  $V_d=30$  V and  $V_g=-3.8$  V.

Table 4-6 Comparison of the maximum output power (*P<sub>max</sub>*) and the maximum power added efficiency (*PAE Max*) with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) between operation frequency at 8.4 GHz, 8.425 GHz and 8.45 GHz with  $V_d=30$  V and  $V_g=-3.8$  V.

	$V_d=30$ V, $V_g=-3.8$ V		
	8.4 GHz	8.425 GHz	8.45 GHz
<i>P<sub>max</sub></i>	42.6 dBm	42.3 dBm	42.2 dBm
<i>PAE Max</i>	48.0%	45.7%	46.2%

### 4-2-3 X 帯 20W 級 SSPA の評価

本項では、本研究で設計、作製および評価を行った宇宙用電力増幅回路を最終段の増幅回路として採用し、GaN HEMT を用いた X 帯 SSPA の世界初の宇宙実証を目指す PROCYON プロジェクトにおける SSPA のコンポーネントとしての評価を簡潔に記載する。はじめに SSPA EM の外観を Fig. 4-15 に示す。また、SSPA EM のドライバアンプを含めた RF 部に関する設計目標値と実測値の比較、並びにコンポーネント全体としての性能評価結果を各々 Table 4-7, Table 4-8 にまとめる。コンポーネント化するにあたって、アイソレータや ALC (Automatic Level Control) 用の結合線路を追加し、ALC が機能するレベルまで出力を落としているため、RF 出力は 15.1 W となっているものの、線形利得、*PAE* に関しては、TWTA と同等の性能を持つ SSPA を実現するために本研究で定めた目標値を満たすものになっている。また、コンポーネント全体の消費電力は 44.6 W、効率は 33.8% となっている。ここで、SSPA EM の実測値とこれまでの X 帯搭載系電力増幅器の成果の比較結果を Table 4-9 にまとめる。Table 4-9 より、本研究の成果は、これまでの搭載系 SSPA と比較した場合、世界最高性能を示しており、8.0~13.4% の効率改善が見込め、PLANET-C 搭載の SSPA と同じ消費電力で 1.5 倍の RF 出力が実現できることになる。また、PLANET-C や Deep Impact の TWTA と比較しても、効率劣化分は 2.6~3.2% となり、TWTA 並の高効率化が実現できていると言える。今回、PROCYON においては、短期間低コストでの開発ということで、採用している DC/DC コンバータの効率は 84% 程度と低くなっており、電源系の効率の改善によって、本研究における成果は十分に TWTA に匹敵するものになると言える。

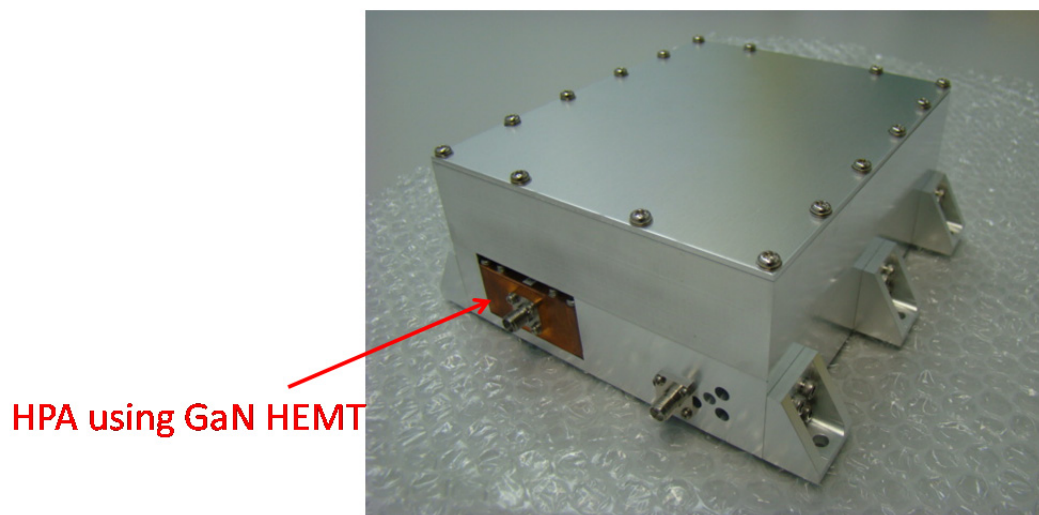


Fig. 4-15 Appearance of X-band 20 W-class SSPA including the amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05).

**Table 4-7 Comparison of RF output power, linear *Gain* and power added efficiency (*PAE*) with respect to the RF unit of X-band 20 W-class SSPA including the amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) between target value and measurement data.**

	Target value	Measurement data
RF output power	> 20 W	15.1 W
Linear <i>Gain</i>	> 40 dB	44 dB
<i>PAE</i> (RF unit)	> 40%	41%

**Table 4-8 Size, weight, output power, power consumption and efficiency of X-band 20 W-class SSPA including the amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05).**

Size	150*120*62 mm
Weight	1.47 kg
Output power	41.8 dBm
	15.1 W
Power consumption	44.6 W (Supply voltage: +36 V)
Efficiency	33.8%

**Table 4-9 Comparison of output power, power consumption and total efficiency between the existing X-band onboard amplifiers and X-band 20 W-class SSPA including the amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05).**

Spacecraft Name	Type	Output power [W]	Power consumption [W]	Total efficiency [%]
HAYABUSA	GaAs SSPA	20	92.7	21.6
PLANET-C	GaAs SSPA	10	44.5	22.5
GOSAT, ALOS-2	GaAs SSPA	20	98	20.4
SPOT, HELIOS, SKYNET	GaAs SSPA	22	90	24.4
SPOT-5	GaAs SSPA	22	91	24.2
MER	GaAs SSPA	17	66	25.8
PLANET-C	TWTA	20	55	36.4
DAWN	TWTA	100	187	53.5
Deep Impact	TWTA	20	54	37.0
This work (PROCYON)	GaN SSPA	15.1	44.6	33.8

### 4-3 高信頼・高確度設計に向けた不確定パラメータ推定・非線形モデル調整

前節に示したように、本研究では、小信号での増幅回路設計に加えて、選定したデバイスの RF・DC 特性の実測値に基づいて Angelov GaAs 非線形モデルをベースにパラメータ抽出することで構築した GaN HEMT の非線形モデルによる大信号での増幅回路設計を行い、作製および評価を行った。作製回路は、8.4 GHz において、小信号利得 10.1 dB，最大出力 42.6 dBm，最大 *PAE* 47.3% という優れた特性を示したが、非線形モデルに基づく設計値と比較した場合、小信号利得のピーク値で 2.2 dB，ピーク周波数で 129 MHz の誤差が生じた。また、大信号の特性においても、8.4 GHz において、最大出力で 0.3 dB，最大 *PAE* で 4.4% の誤差が生じており、実測値は設計値と同等の振る舞いを示しているものの、宇宙用としての高信頼・高確度な設計には至っていない。設計値と実測値の誤差が少なく量産性の高い X 帯高効率宇宙用増幅回路設計評価手法の確立に向けて、Fig. 4-16 に示すように、作製した回路の評価結果に基づいて不確定なパラメータの推定と非線形モデルの調整を実施する。

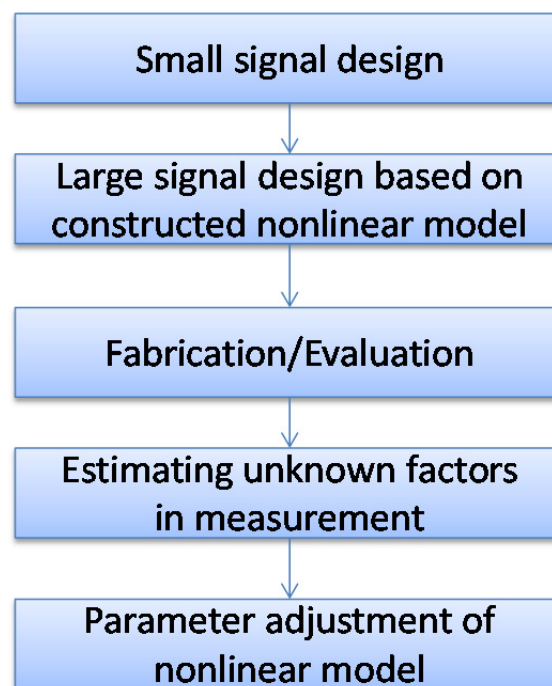
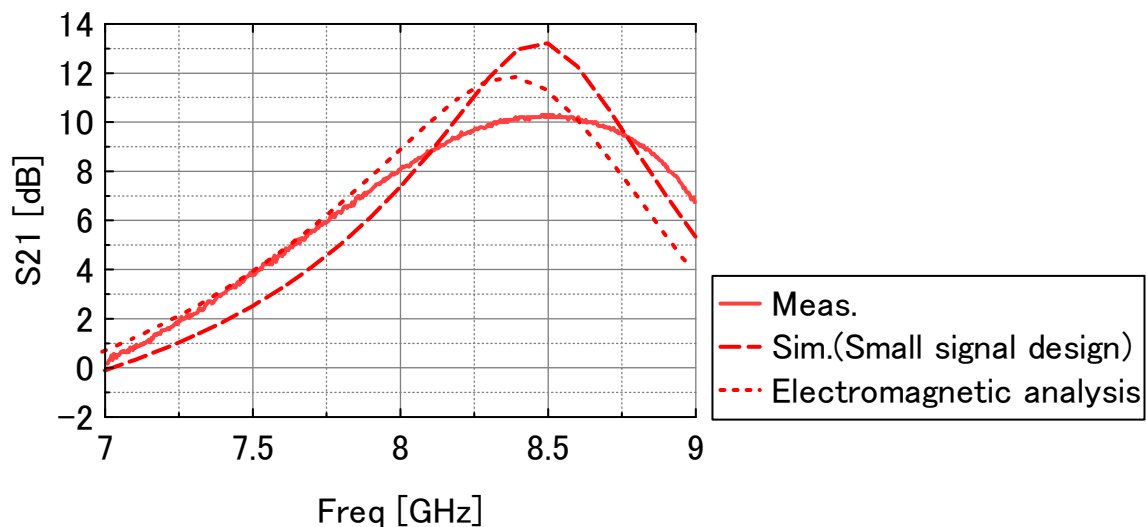


Fig. 4-16 Flow chart of proposed method with respect to the realization of high-accuracy design.

はじめに、Fig. 4-17 に電磁界解析での周波数特性の結果も加えた小信号利得 *S21* の比較結果を示す。電磁界解析の結果は、小信号利得 *S21* のピーク値に関して、実測値よりも 1.4 dB 大きな値を示しているが、回路シミュレータによる設計結果と実測値との間の誤差 2.2 dB と比較した場合、実測に近い値を示している。これは、高周波回路解析では、電磁界的な結合が考慮されていないことによるもので、実測値において、回路パターンからの放射がわずかに生じていることが分かる。しかし、回路表面からの放射の影響を考慮した場合であっても、実測値に現れる設計値からの誤差や周波数ピークのずれは存在し、実装時に現れる不確定な要素に起因するものと考えられる。



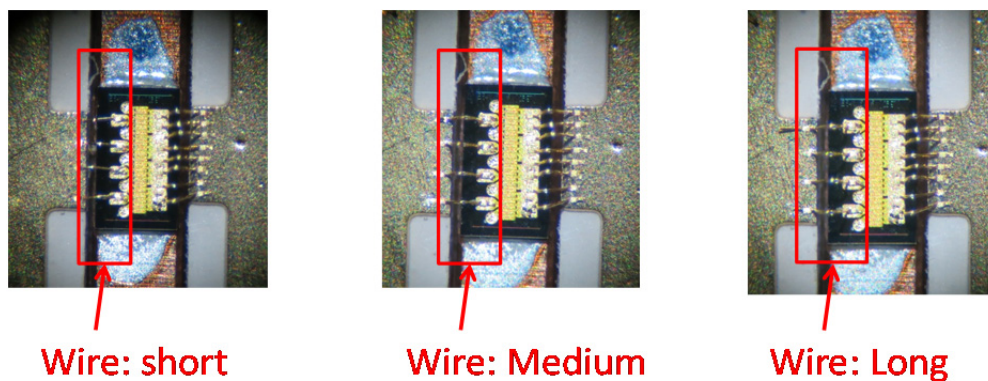


**Fig. 4-17 Magnitude of  $S_{21}$  versus operation frequency with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) by comparing measurement data (solid line), simulation (design) data (broken line) and electromagnetic analysis data (dotted line) under the condition of  $V_d=28$  V and  $I_{dset}=0.5$  A.**

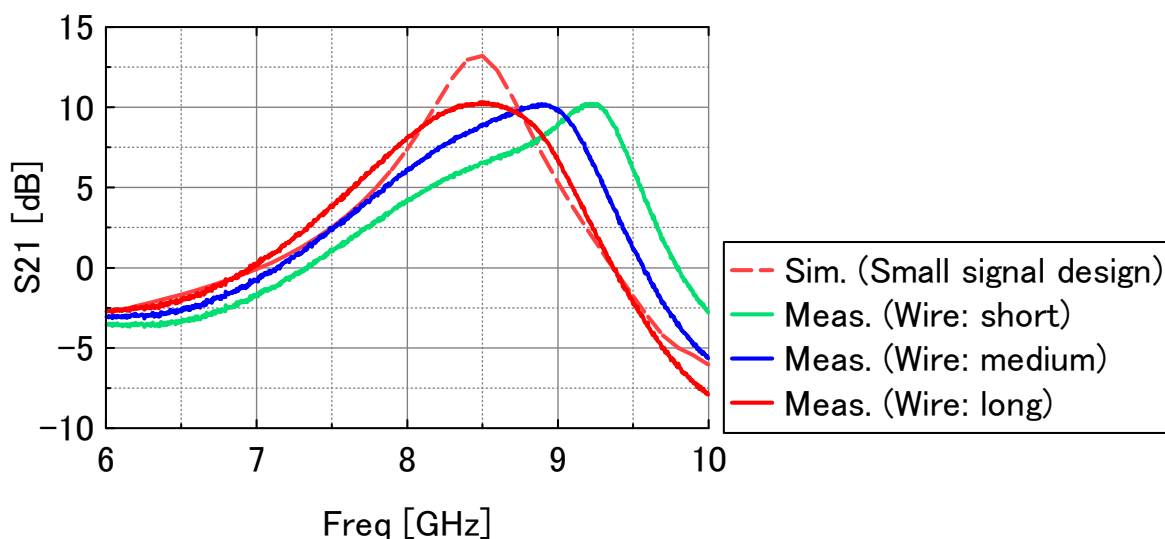
ここで、考えられる不確定要素としては、高周波回路シミュレータにおけるボンディングワイヤモデルと実装ワイヤの誤差、デバイス周辺の実装環境（金属面や基板と HEMT の距離等）による寄生容量や寄生インダクタンスに起因する非線形モデルの各パラメータへの影響による誤差等が挙げられる。そこで、高周波回路シミュレータにおいてブラックボックス化されてしまうボンディングワイヤの設計値と実測値の誤差を実装のボンディングワイヤ長を変更することで推定し、加えて、デバイス実装時に生じる寄生容量、寄生インダクタンス等の不確定要素による実測値と設計値の誤差分を非線形モデル内で調整することを試みる。

まず、Fig. 4-18 に示すように、ゲート側のワイヤ長を短（フットプリント約 300  $\mu\text{m}$ ）、中（フットプリント約 400  $\mu\text{m}$ ）、長（フットプリント約 500  $\mu\text{m}$ ）と変化させた際の小信号利得を取得し、高周波回路シミュレータとの結果を比較した。高周波回路シミュレータにおける設計時のワイヤ長であるフットプリント 1000  $\mu\text{m}$  におけるシミュレーションデータと共に結果を Fig. 4-19 に示す。Fig. 4-19 から、実装時のゲート側のボンディングワイヤ長の周波数特性への影響は非常に大きく、約 200  $\mu\text{m}$  のワイヤ長の差が生じると、周波数は 1 GHz 程度シフトしてしまうことが分かる。また、この結果は同時に、ワイヤ長の影響が、利得のピーク値には効かないことも示しており、高周波回路シミュレータ上でブラックボックス化されてしまう設計におけるボンディングワイヤの特性と実装時の特性との関係を適切に管理することができれば、周波数ピークの誤差は十分に減らすことができると言える。今回のモデルでは、高周波回路シミュレータにおいては、実際のワイヤ長の 2 倍の長さで設計を行うことで、良好な周波数特性が得られると言える。Fig. 4-19 内のワイヤ長：長（フットプリント約 500  $\mu\text{m}$ ）が最終的な実測値を示しており、回路シミュレータとの振る舞いの差異を踏まえてワイヤ長の調整を行っている。なお、一般的には、今回実施したような実装ワイヤ長を変化させることで、シミュレータでのボンディングワイヤモデルの妥当性を評価するこ

とは難しく、実装した回路において、ワイヤ長によるピーク周波数のずれに対する周波数調整を目的として、周辺のマイクロストリップ線路の回路パターンに修正を加えることが実施されているが、この場合、回路パターン自体が変わってしまうため、設計と実測との間の正当な評価は実施できず、量産性の高い設計へと繋げることも難しい。



**Fig. 4-18 Comparison of mounting gate wire length of GaN HEMT (TGF2023-05) by short, medium and long.**



**Fig. 4-19 Magnitude of  $S_{21}$  versus operation frequency with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) by comparing simulation (design) data (broken line), measurement data with short wire (solid green line), measurement data with medium wire (solid blue line) and measurement data with long wire (solid red line) under the condition of  $V_d=28$  V and  $I_{dset}=0.5$  A.**

次に、デバイス実装時に生じる寄生容量、寄生インダクタンス等の不確定要素による実測値と設計値の誤差について評価する。Angelov GaAs 非線形モデルに基づく GaN HEMT の非線形モデルにおいて、ドレイン・ソースキャパシタンス、ゲート・ソースキャパシタンス、ゲート・ドレインキャ

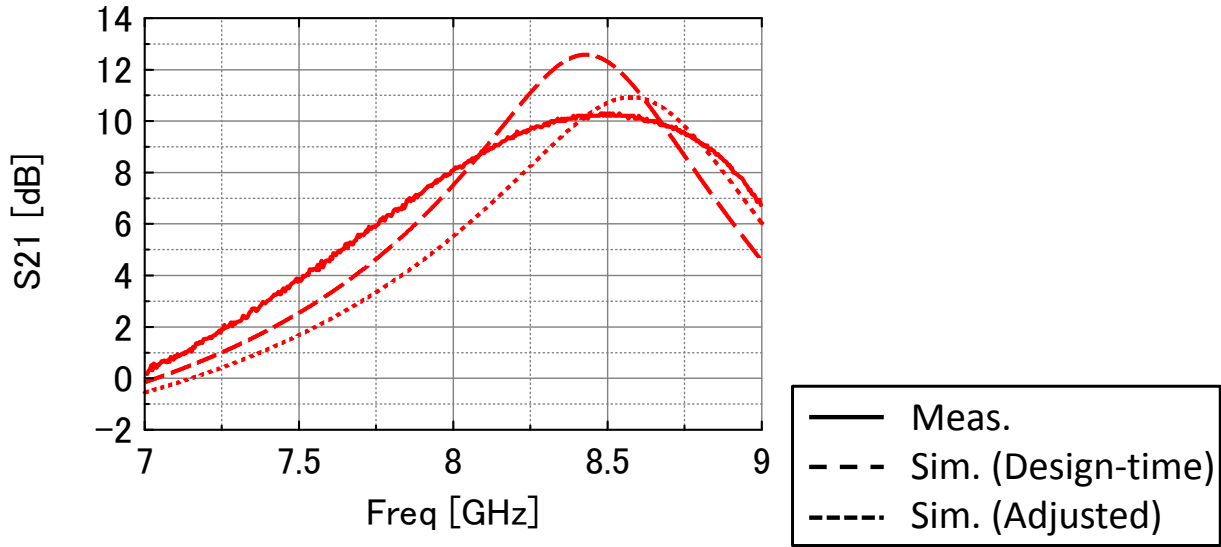


パシタンス，ドレインインダクタンス，ゲートインダクタンス，ソースインダクタンスの値を実測値に基づき調整を行った．Table 4-10 に設計時のパラメータと増幅回路の小信号・大信号の実測値に基づきパラメータ調整を実施した後のパラメータの値を示す．また，設計時の非線形モデル，パラメータ調整後の非線形モデル各々の小信号利得と実測値の比較を Fig. 4-20 に示す．Fig. 4-20 より，小信号利得のピーク値，ピーク周波数共に，パラメータ調整を行うことで，実測値との誤差は小さくなっていることが分かる．Fig. 4-21 に実測値とパラメータ調整後の非線形モデルにおける小信号  $S$  パラメータの比較，Table 4-11 に各  $S$  パラメータのピーク値とピーク周波数，実測値との差をまとめる．Fig. 4-21，Table 4-11 に示すように， $S_{11}$ ， $S_{21}$ ， $S_{22}$  全てのピーク値，ピーク周波数に関して，実測値との誤差は，設計時の非線形モデルの結果よりも調整後の非線形モデルの結果の方が小さいことが分かる．特に小信号利得のピーク値，ピーク周波数に関しては，設計時のモデルでは，2.2 dB，129 MHz の誤差が生じていたが，0.5 dB，18 MHz とその誤差を大幅に減少できている．一方で，大信号での振る舞いに関しても，Fig. 4-22，Table 4-12 に設計時の非線形モデル，パラメータ調整後の非線形モデル，実測値それぞれの 8.4 GHz における入出力特性，利得， $P_{1dB}$ ， $P_{3dB}$ ，最大出力，最大  $PAE$  を示し，比較を行う．Fig. 4-22 から，パラメータ調整を行った非線形モデルの入出力特性と実測値は非常に良く一致しており，Table 4-12 から，設計時のモデルと実測値との間で生じていた最大出力の誤差 0.3 dB，最大  $PAE$  の誤差 4.4% が，0.2 dB，1.2% にまで減少していることが分かる．

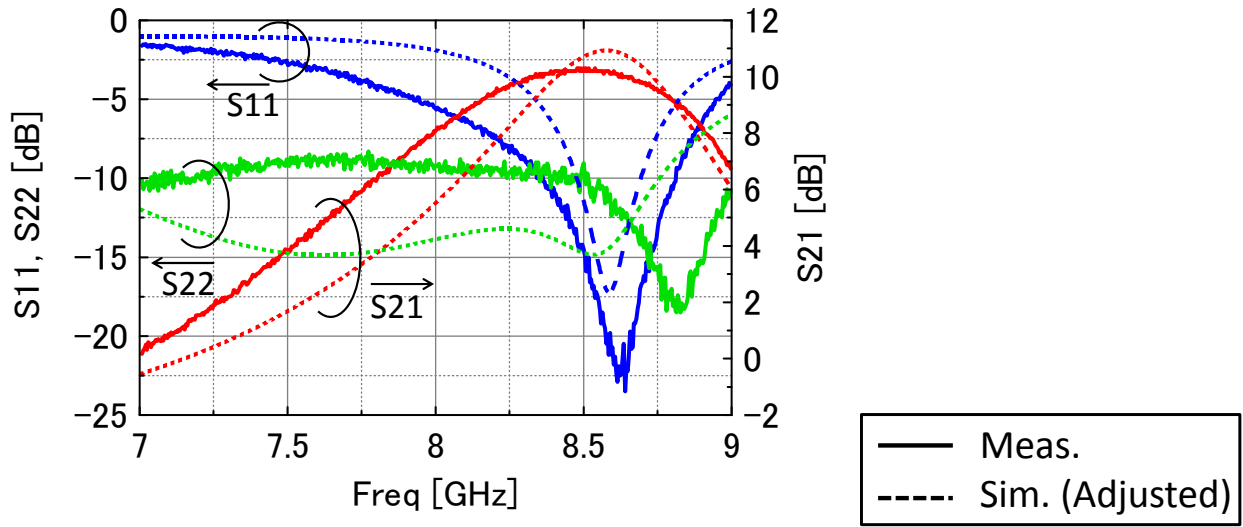
以上から，RF・DC 特性の実測値に基づいて非線形モデルを構築し，構築したモデルを用いて設計した回路の作製および評価を行うことで，実測値の誤差を比較的小さなものとし，その上で，実装時の不確定要素によって不可避となる誤差については，回路シミュレータ上で不確定となる要素として考えられるワイヤ長の実測値との誤差を取り除き，実装時に生じる寄生容量や寄生インダクタンス等の不確定要素によって生じる誤差を，実測値に基づいて推定，パラメータ調整することで，宇宙用としての高信頼・高確度な設計評価が実施できると言える．従来の一般的な増幅回路の設計評価では，デバイス供給メーカーより提供される非線形モデルを用いるため，モデルがブラックボックス化され，パラメータ調整を実施できないことから，こういったアプローチを取ることは難しい．また，仮にモデルを構築し，パラメータ調整が実施できる状況であっても，ワイヤモデルの不確定さから生じる実装ワイヤ長によるピーク周波数の設計値からのずれに対して，一般に実施される周辺のマイクロストリップ線路の回路パターンへの修正が施されてしまうと，回路パターンが変更されてしまうことから，設計と実測との間の正当な評価は難しく，デバイスモデルの調整は困難である．本研究で提案するアプローチによって，これらの課題は解決され，高信頼・高確度な設計評価手法が確立できると言える．

**Table 4-10 Comparison of parameters with respect to the constructed GaN HEMT (TGF2023-05) nonlinear model between design-time value and adjusted value.**

Parameter		Design-time value	Adjusted value
$C_{ds}$	Drain-source capacitance	1.452 pF	1.3 pF
$C_{gs}$	Gate-source capacitance	0.5 pF	0.4 pF
$C_{gd}$	Gate-drain capacitance	0.033 pF	0.043 pF
$C_{gdpe}$	External gate-drain capacitance	0.027 pF	0.026 pF
$L_d$	Drain inductance	17 pH	1 pH
$L_g$	Gate inductance	11 pH	9 pH
$L_s$	Source inductance	7 pH	18 pH



**Fig. 4-20 Magnitude of  $S_{21}$  versus operation frequency with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) by comparing measurement data (solid line), design-time simulation data (broken line) and adjusted simulation data (dotted line) under the condition of  $V_d=28$  V and  $I_{dset}=0.5$  A.**



**Fig. 4-21** Magnitude of S-parameters versus operation frequency with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) by comparing measurement data (solid line) and adjusted simulation data (dotted line) under the condition of  $V_d=28$  V and  $I_{dset}=0.5$  A.

**Table 4-11** Comparison of the minimum value of  $S_{11}$  ( $S_{11} Min$ ), the maximum value of  $S_{21}$  ( $S_{21} Max$ ), the minimum value of  $S_{22}$  ( $S_{22} Min$ ) and the frequency of each data with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) between measurement data, design-time simulation data and adjusted simulation data under the condition of  $V_d=28$  V and  $I_{dset}=0.5$  A.

		$S_{11} Min$	$S_{21} Max$	$S_{22} Min$
Meas.		-22.1 dB @8.64 GHz	10.4 dB @8.56 GHz	-16.6 dB @8.84 GHz
Sim. (Design-time)	Data	-32.4 dB @8.44 GHz	12.6 dB @8.43 GHz	-14.6 dB @7.83 GHz
	Difference	10.3 dB, 197 MHz	2.2 dB, 129 MHz	2.0 dB, 1013 MHz
Sim. (Adjusted)	Data	-17.2 dB @8.59 GHz	10.9 dB @8.58 GHz	-14.9 dB @8.53 GHz
	Difference	4.9 dB, 53 MHz	0.5 dB, 18 MHz	1.8 dB, 308 MHz

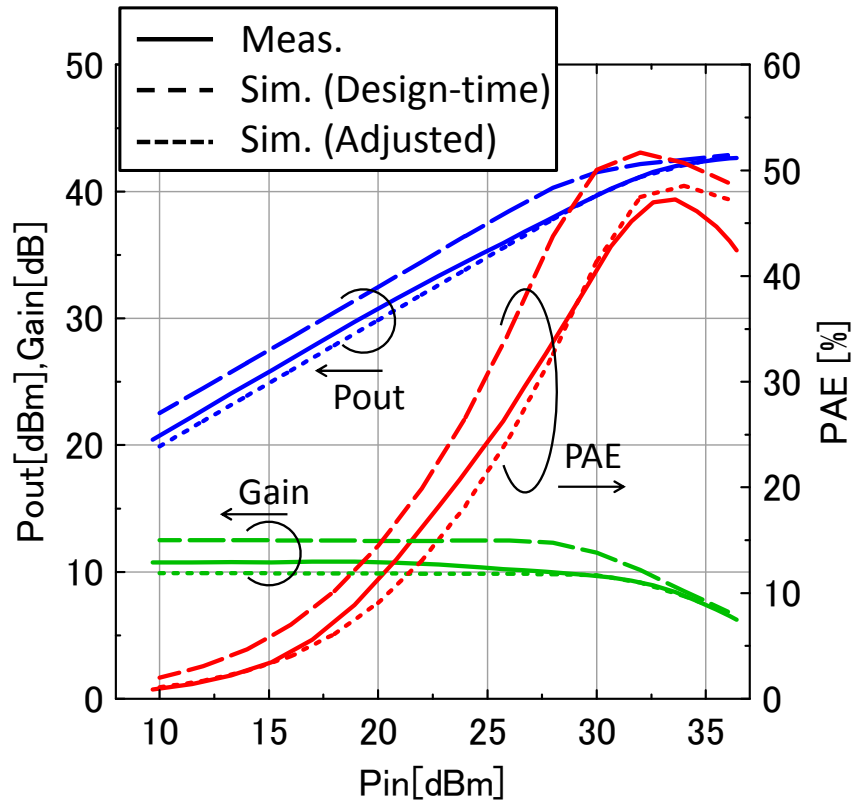


Fig. 4-22 Output power ( $P_{out}$ ),  $Gain$  and power added efficiency ( $PAE$ ) versus input power ( $P_{in}$ ) with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) by comparing measurement data (solid line), design-time simulation data (broken line) and adjusted simulation data (dotted line) under the condition of operation frequency at 8.4 GHz.

Table 4-12 Comparison of  $Gain$ ,  $P1dB$ ,  $P3dB$ , the maximum output power ( $P_{max}$ ), the maximum power added efficiency ( $PAE_{Max}$ ) with respect to the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) between measurement data, design-time simulation data and adjusted simulation data under the condition of operation frequency at 8.4 GHz.

	8.4 GHz		
	Meas.	Sim. (Design-time)	Sim. (Adjusted)
$Gain$	10.8 dB	12.5 dB	9.9 dB
$P1dB$	39.4 dBm	41.5 dBm	41.2 dBm
$P3dB$	42.3 dBm	42.3 dBm	42.3 dBm
$P_{max}$	42.6 dBm	42.9 dBm	42.8 dBm
$PAE_{Max}$	47.3%	51.7%	48.5%

#### 4-4 まとめ

本章では、前章で示した設計結果に基づき作製および評価を実施した X 帯の宇宙用電力増幅回路に関して、その結果を示した。外部整合型ベアチップの GaN on SiC HEMT を用いた電力増幅回路において、凸型に加工した底面の銅ケースに高熱伝導率な溶剤ペースト (Sn-3.0Ag-0.5Cu) を用いて GaN HEMT を直接実装することで、搭載用としての CW 高出力動作に対する優れた放熱特性を有し、宇宙特有の振動や衝撃、真空の影響で放熱特性が変化しない実装方法を提案し、提案手法と既存の実装方法について、熱解析を行い、その放熱特性が優れることを確認した。設計値と実測値の誤差が少なく量産性の高い、宇宙用として高信頼・高確度な X 帯高効率増幅回路設計評価手法の確立に関しては、作製した回路において、構築した非線形モデルに基づく設計値と実測値の間には、小信号利得のピーク値で 2.2 dB、ピーク周波数で 129 MHz の誤差が生じ、大信号特性においても、8.4 GHz において、最大出力で 0.3 dB、最大 *PAE* で 4.4% の誤差が生じたため、不確定要素の推定、モデルの調整に取り組んだ。具体的には、回路シミュレータにおいてブラックボックス化されてしまうボンディングワイヤの設計値と実測値の誤差を実装のボンディングワイヤ長を変更することで推定し、加えて、デバイス実装時に生じる寄生容量、寄生インダクタンス等の不確定要素による実測値と設計値の誤差分に関して非線形モデル内でパラメータ調整を実施した。これによって、小信号利得のピーク値は、0.5 dB、ピーク周波数は、18 MHz、8.4 GHz の大信号特性の最大出力は、0.2 dB、最大 *PAE* は、1.2% と各項目において、実測値との誤差は小さな値を示した。このように、従来、メーカー提供のモデルではブラックボックス化されてしまうデバイスの非線形モデルを、実測値に基づいて構築することでパラメータ調整の自由度を持たせ、実装時に生じる不確定要素を実測値に基づいて推定、調整することで、宇宙用として高信頼・高確度な設計評価手法を実現した。以上のようなステップで実現した宇宙用電力増幅回路の入出力特性では、最大出力 42.6 dBm、最大 *PAE* 47.3% を 8.4 GHz 動作で実現し、300 時間の連続動作で出力変動は 0.1 dB に抑えることができた。加えて、位相雑音特性の評価においても、-50 dBc/Hz @1 Hz、-68 dBc/Hz @10 Hz、-76 dBc/Hz @100 Hz、-82 dBc/Hz @1 kHz という優れた信号源の信号純度を劣化させることなく、所望の電力に増幅可能であることを確認した。また、動作点に関する特性の影響についても評価し、ドレイン電圧 30 V、ゲート電圧 -3.8 V の条件時に、最大 *PAE* 48.0% が得られることを確認した。本成果を X 帯の GaN HEMT を用いた関連研究と比較すると、PW 動作に関する研究や高調波処理を施している研究以外では、本研究の成果よりも高出力・高効率な成果は報告されていない。さらに、本研究の成果である宇宙用電力増幅回路を適用し、GaN HEMT を用いた X 帯 SSPA の世界初の宇宙実証を目指す PROCYON プロジェクトにおいて、搭載用として開発した SSPA の EM の評価結果は、コンポーネントの総合効率 33.8% 以上が期待できるものとなった。これは、20~26% 程度に留まる現状の X 帯の搭載系 SSPA と比較した際には、世界最高性能を示し、JAXA や NASA の搭載系 TWTA の一部の総合効率と比較しても、2~3% 程度の差となるため、TWTA との置換も期待できると言える。

#### 4-5 文献

- [4-1] Y. Kobayashi, A. Tomiki, S. Narita, and S. Kawasaki, "Preliminary design of X-band high efficiency onboard solid state power amplifier for deep space missions using GaN HEMT," Proc. ICSANE2012, Incheon, Korea, pp.1-5, Oct. 2012.
- [4-2] Jim Wilson, "Thermal conductivity of solders," Electronics cooling, Aug. 2006.
- [4-3] S. Kuwahara, K. Sakai, "Pressure sensors of air conditioners to conform to RoHS," JTEKT Engineering Journal, no. 1001, pp. 106-111, 2006.
- [4-4] Carl Zweben, "Thermal materials solve power electronics challenges," Power Electronics Technology, pp. 40-47, Feb. 2006.

## 第5章 宇宙環境耐性評価

## 5-1 評価項目

本章では、本研究で提案する X 帯搭載用デバイス選定手法、搭載用を考慮した実装方法に関して、放射線試験、熱真空試験、温度試験、振動・衝撃試験等を通して、その有効性を評価する。GaN の劣悪環境の振る舞いとして、大気中での温度試験に関しては、Lee らによって、動作温度を低温に保つことで効率の向上が見込まれることが報告されている<sup>[5-3]</sup>。また、Maier らによって、500°C 以上の高温での動作についても報告されている<sup>[5-4]</sup>。しかし、これらは大気中のみの評価であり、真空中の温度変化、大気中・真空中それぞれの動作温度条件変化時の振る舞いの評価、従来の GaAs よりも高電圧動作となる GaN において高まる真空移行中の放電リスクに関する報告はされていない。加えて、放射線試験に関しては、NASA (National Aeronautics and Space Administration : アメリカ航空宇宙局) が DC と RF 特性に関する放射線試験結果を報告しているが<sup>[5-5]</sup>、この報告では、GaN デバイスは DC バイアスのみの状態で放射線を照射され、照射前後の RF 特性を評価しているため、放射線照射環境において長時間 RF 連続動作させる宇宙用途を想定した RF 特性に関する放射線試験は未評価である。さらに、こうした評価においては、デバイスの選定方法や実装方法によっても結果が大きく異なるため、本研究ではこれらの項目を考慮し、提案手法の有効性を示していく。

## 5-2 X 帯搭載用デバイス選定手法の評価

X 帯搭載用としてのデバイス選定手法の中で、宇宙環境耐性という観点で特に重要になる点が、底面の基板の影響である。そこで、ここでは、X 帯搭載用としての GaN on SiC HEMT と S 帯地上用として用いた GaN on Si HEMT について、放射線試験、熱真空試験を通して、その特性を評価することで、提案するデバイス選定手法の有効性を確認する。

### 5-2-1 放射線試験

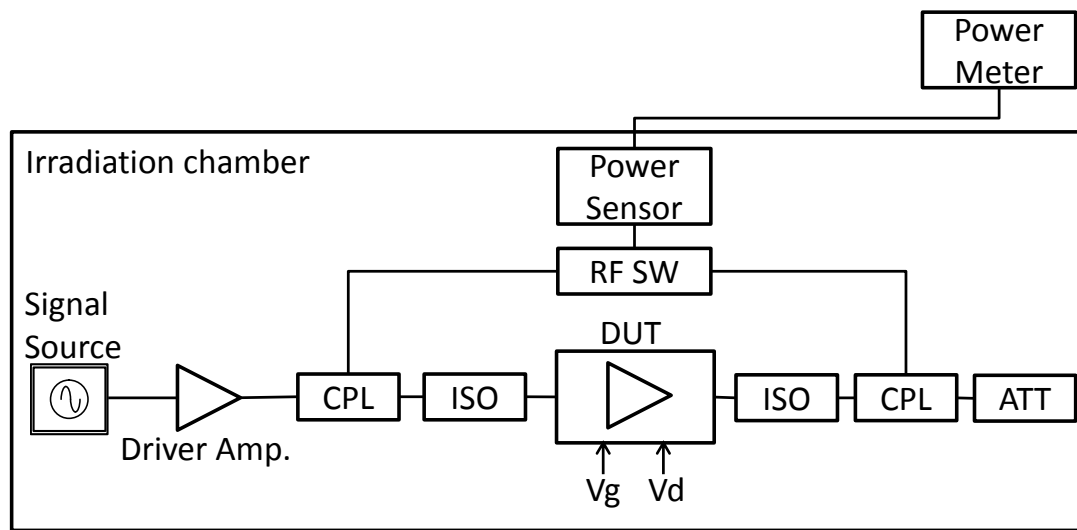
放射線試験に関しては、GaN のワイドバンドギャップという特性が、従来の GaAs と比較してもシングルイベントに対して強い耐性を持つことから、<sup>60</sup>Co を用いた照射レート 20 krad/h、総照射線量 320 krad の TID (Total Ionizing Dose : トータルドーズ) の条件を与えており、照射中は、GaN HEMT デバイスは飽和出力近辺で RF 連続動作させている。トータルドーズ照射後は、加速エージング試験として、100°C の恒温槽で 168 時間の連続動作を実施し、ここまでを含めて放射線試験として評価としている<sup>[5-6]</sup>。ここで、Fig. 5-1 にトータルドーズ試験における測定系ブロック図を示す。次に、Fig. 5-2, Fig. 5-3, Fig. 5-4 に放射線試験照射中の F344 (X-band, GaN on SiC HEMT), TGI7785-25L (X-band, GaN on SiC HEMT), NPT25015 (S-band, GaN on Si HEMT) の入出力特性の時間変化を示す。Fig. 5-2, Fig. 5-3, Fig. 5-4 より、F344, TGI7785-25L, NPT25015 いずれも 320 krad の放射線照射を通して、出力電力、PAE の変化が見られ、最終的に放射線照射終了時点で、開始時よりも F344 で 0.4 dB, 2.5%, TGI7785-25L で 0.3 dB, 1.5%, NPT25015 で 1.4 dB, 21.7% 各々減少した。これらの照射開始時と照射終了時の各測定値の比較を Table 5-1 にまとめる。ここで、X 帯 GaN on SiC HEMT である F344, TGI7785-25L に関しては、Fig. 5-2, Fig.



5-3 より、照射開始直後や照射開始 11 時間後近辺に、PAE の変化が著しい領域が存在する。しかし、ドレイン電流の時間プロットを見ると、F344, TGI7785-25L 各々の電流値は 320 krad の照射で計 25 mA, 22 mA の減少を照射開始から一定の傾きで示しているため、F344, TGI7785-25L の各回路において、これらの時点で極端な変化が見られたとは言い難い。Table 5-1 から分かるように、F344, TGI7785-25L 各回路の出力電力、PAE の低下は、入力電力の低下がその一要因となっており、本試験において、F344 と TGI7785-25L は共通のドライバーアンプから RF 電力を供給していることや、両回路ともに利得の低下が少ないことから、照射室内に設置したドライバーアンプの劣化による影響が 0.2 dB 現れていると言える。ここで、各増幅回路の電流値が飽和出力動作時に 25mA, 22mA 低下した際の出力レベルの変動を入出力特性から算出すると、F344 で、0.1 dB (1.49 A 時 41.4 dBm 出力, 1.47 A 時 41.3 dBm 出力)、TGI7785-25L で 0.14 dB (2.12 A 時 42.8 dBm 出力, 2.09 A 時 42.66 dBm 出力) となる。先に示したドライバーアンプの劣化 0.2 dB と合わせると、F344 では、出力レベルは、0.3 dB 低下し、TGI7785-25L では、0.34 dB 低下することになり、今回の出力レベルの低下とほぼ一致する。つまり、放射線照射試験による変化は、連続時間動作によるエージングの影響とドライバーアンプの劣化によるものであり、放射線による劣化はこの二つの回路に関しては、見られないと言える。一方で、S 帯 GaN on Si HEMT である NPT25015 に関しては、照射開始 1 時間での劣化が特に顕著であり、開始 1 時間で PAE は、18.1%減少している。この際、ドレイン電流値は、66 mA 増加し、利得・出力電力共に、1.1 dB 低下していることから、この時点で明らかな劣化が見て取れる。

ここで、X 帯 GaN on SiC HEMT と S 帯 GaN on Si HEMT の比較として、ここまで述べた放射線試験前の特性に対する TID 照射直後の出力と PAE の変化量に加えて、加速エージング試験後の出力と PAE の変化量を Table 5-2 にまとめる。Table 5-2 から明らかなように、<sup>60</sup>Co の照射に対しては、SiC 基板と Si 基板の間で明確な特性の差が生じている。これは SiC と Si の間のエネルギーバンドギャップの差に依るものと考えられる。TID 照射後の加速エージング試験において、S 帯 GaN on Si HEMT では、最大 21.7%あった PAE の劣化量が、5.1%まで減少してはいるが、トータルドーズに対して、S 帯 GaN on Si HEMT よりも X 帯 GaN on SiC HEMT の方が優れた特性を有していることが分かる。

以上から提案する X 帯搭載用デバイスとしての GaN on SiC HEMT は、宇宙空間での長期間ミッションにおいて、RF を連続動作させることが可能であることが示された。



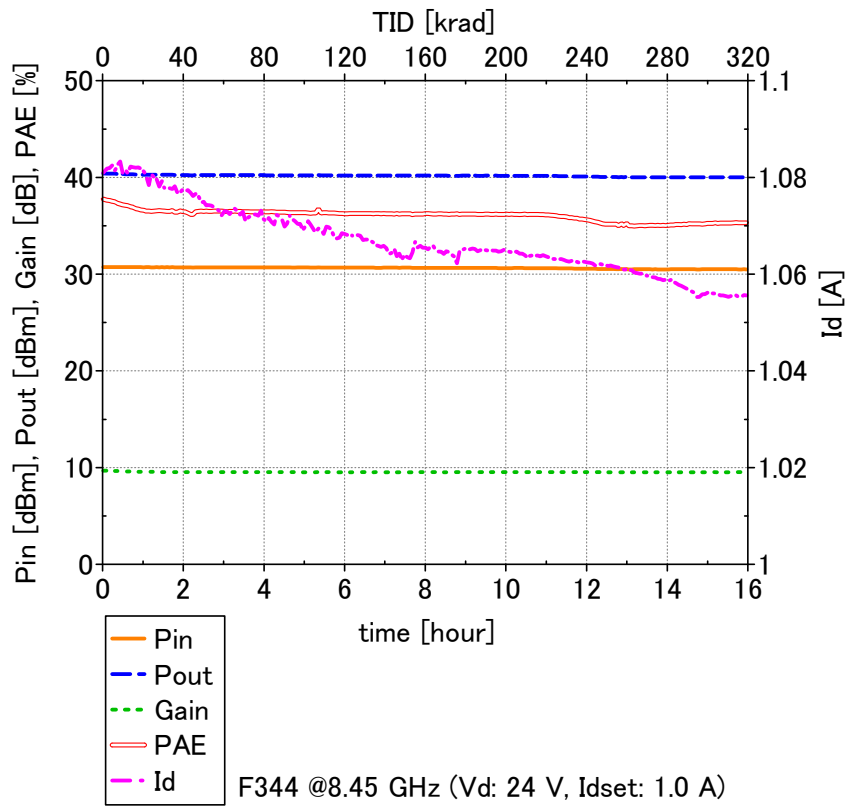
**Fig. 5-1 Block diagram of measurement system in radiation test. DUT means device under tested, CPL means coupler, ISO means isolator and ATT means attenuator. The components in irradiation chamber except for DUT are protected by lead blocks.**

**Table 5-1 Comparison of power added efficiency (*PAE*), output power (*Pout*), input power (*Pin*) and *Gain* with respect to GaN HEMTs (F344, TGI7785-25L and NPT25015) between radiation start time and radiation finish time.**

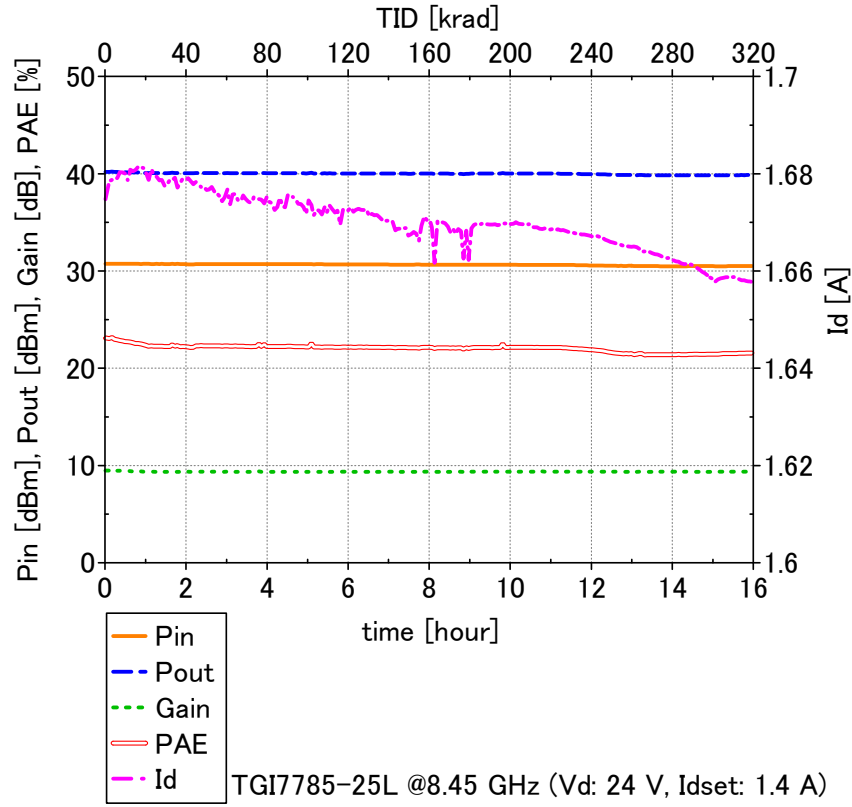
		Radiation start 0:00:00	Radiation finish 16:00:00
F344	<i>PAE</i>	37.8%	35.3%
	<i>Pout</i>	40.4 dBm	40.0 dBm
	<i>Pin</i>	30.7 dBm	30.5 dBm
	<i>Gain</i>	9.7 dB	9.5 dB
TGI7785-25L	<i>PAE</i>	23.1%	21.6%
	<i>Pout</i>	40.2 dBm	39.9 dBm
	<i>Pin</i>	30.7 dBm	30.5 dBm
	<i>Gain</i>	9.5 dB	9.4 dB
NPT25015	<i>PAE</i>	65.5%	43.8%
	<i>Pout</i>	43.3 dBm	41.9 dBm
	<i>Pin</i>	30.1 dBm	30.1 dBm
	<i>Gain</i>	13.2 dBm	11.8 dBm

**Table 5-2 Comparison of the degradation of output power ( $P_{out}$ ) and power added efficiency ( $PAE$ ) between GaN on SiC HEMTs (F344 and TGI7785-25L) and GaN on Si HEMT (NPT25015) at the time of both after total ionizing dose (TID) test and after accelerated aging test.**

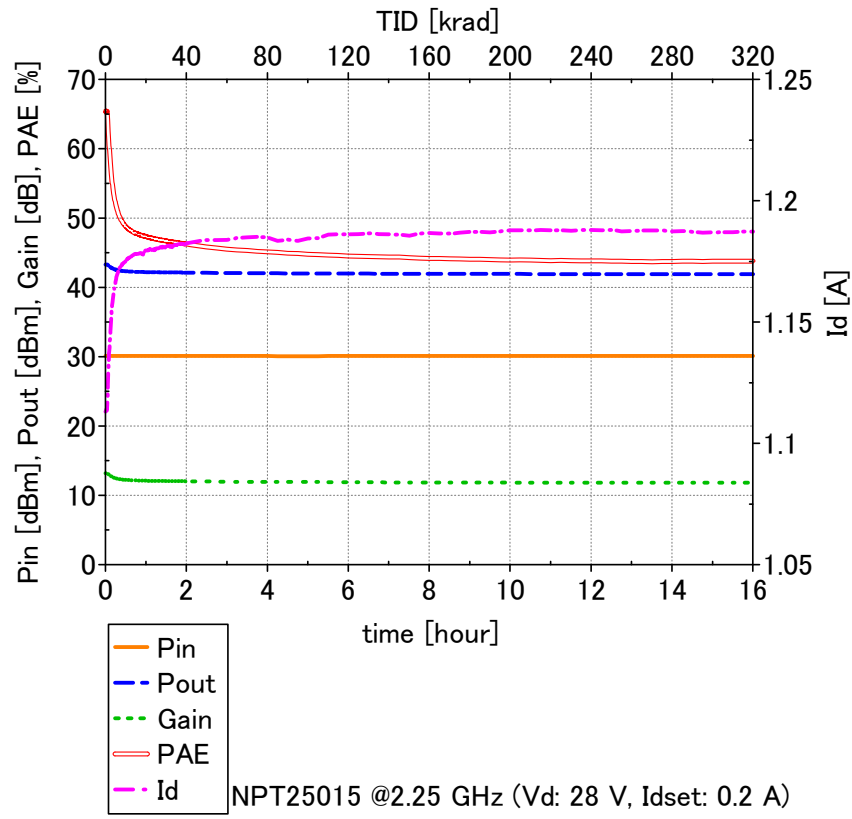
		GaN on SiC HEMT				GaN on Si HEMT	
		F344		TGI7785-25L		NPT25015	
		$P_{out}$	$PAE$	$P_{out}$	$PAE$	$P_{out}$	$PAE$
Radiation	After TID	-0.4 dB	-2.5%	-0.3 dB	-1.5%	-1.37 dB	-21.7%
	After accelerated aging	-0.35 dB	+0.7%	-0.07 dB	-4.1%	-0.64 dB	-5.1%



**Fig. 5-2 Input power ( $P_{in}$ ), output power ( $P_{out}$ ),  $Gain$ , power added efficiency ( $PAE$ ) and drain current ( $I_d$ ) with respect to F344 (X-band GaN on SiC HEMT) versus  $time$  and total ionizing dose ( $TID$ ) during TID exposure under the condition of operation frequency at 8.45 GHz with  $V_d=24$  V and  $I_{dset}=1.0$  A.**



**Fig. 5-3** Input power ( $P_{in}$ ), output power ( $P_{out}$ ),  $Gain$ , power added efficiency ( $PAE$ ) and drain current ( $I_d$ ) with respect to TGI7785-25L (X-band GaN on SiC HEMT) versus *time* and total ionizing dose ( $TID$ ) during TID exposure under the condition of operation frequency at 8.45 GHz with  $V_d=24$  V and  $I_{dset}=1.4$  A.



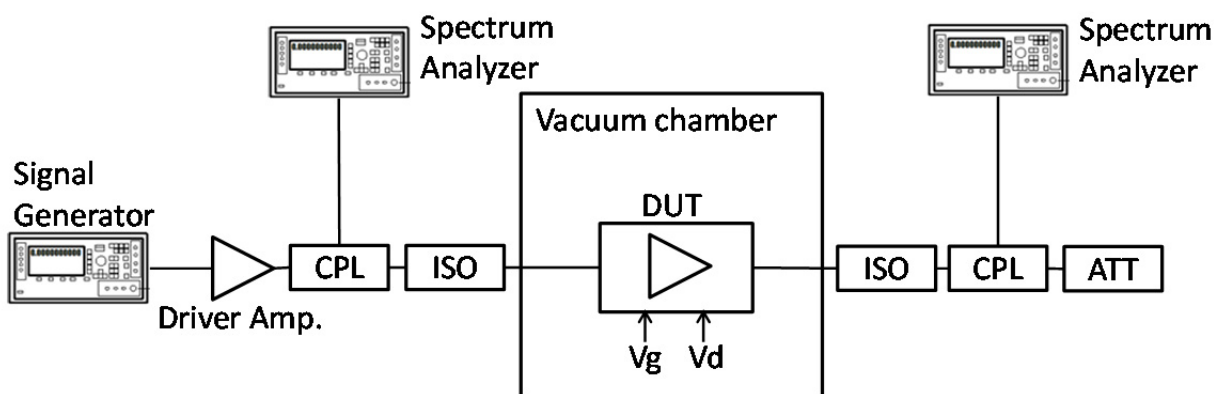
**Fig. 5-4** Input power ( $P_{in}$ ), output power ( $P_{out}$ ),  $Gain$ , power added efficiency ( $PAE$ ) and drain current ( $I_d$ ) with respect to NPT25015 (S-band GaN on Si HEMT) versus *time* and total ionizing dose ( $TID$ ) during TID exposure under the condition of operation frequency at 2.25 GHz with  $V_d=28$  V and  $I_{dset}=0.2$  A.

### 5-2-2 熱真空試験

熱真空試験としては、搭載機器に要求される動作維持温度に基づく温度条件と高真空領域の真空度の条件を付与する。熱真空試験において、F344 (X-band, GaN on SiC HEMT), TGI7785-25L (X-band, GaN on SiC HEMT), NPT25015 (S-band, GaN on Si HEMT)の試験用増幅回路は、300\*400\*10 mm のアルミ板の治具を介して、熱真空試験チャンバの底板に固定した。熱真空試験時の測定系ブロック図を Fig. 5-5 に示す。

ここで、F344 の常温真空時の結果と比較した入出力特性、-20 度の低温最悪、+60 度の高温最悪条件時の連続動作における温度特性をそれぞれ Fig. 5-6(a), (b)に示す。また、Fig. 5-7(a), (b)に TGI7785-25L の同様の結果を、Fig. 5-8(a), (b)に NPT25015 の結果を示す。Fig. 5-6(a), Fig. 5-7(a), Fig. 5-8(a)より、常温真空時を基準とした場合、低温真空動作において、飽和出力電力、利得が向上し、最大効率時と比較した場合、F344 で  $PAE$  が 6.5%上昇し、TGI7785-25L で 2.0%上昇、NPT25015 で 5.2%上昇した。一方で、高温真空動作においては、飽和出力電力、利得が劣化し、最大効率を常温真空動作時と比較した場合、F344 で  $PAE$  が 3.4%低下し、TGI7785-25L において、1.7%、NPT25015 において、5.9%各々低下した。これらの温度による特性の変化は、温度に比例して電子の運動度が変化し、結果的に高温時にはドレイン電流が増加し、低温時にはドレイン電流が減少することに起因するものと考えられる。次に、Fig. 5-6(b), Fig. 5-7(b), Fig. 5-8(b)より、F344, TGI7785-25L, NPT25015 いずれも動作開始後、約 1 時間で温度特性が定常化していることが分かる。その間の出力電力や利得、 $PAE$  に関しても、大きな劣化は見られない。また、いずれの測定においても、GaAs と比較した場合、動作電圧が高くなることで、真空移行中に残留大気等の影響で発生する放電のリスクが漸増すると考えられる GaN の真空動作において、電源系のモニタ結果から、放電現象は見られなかった。

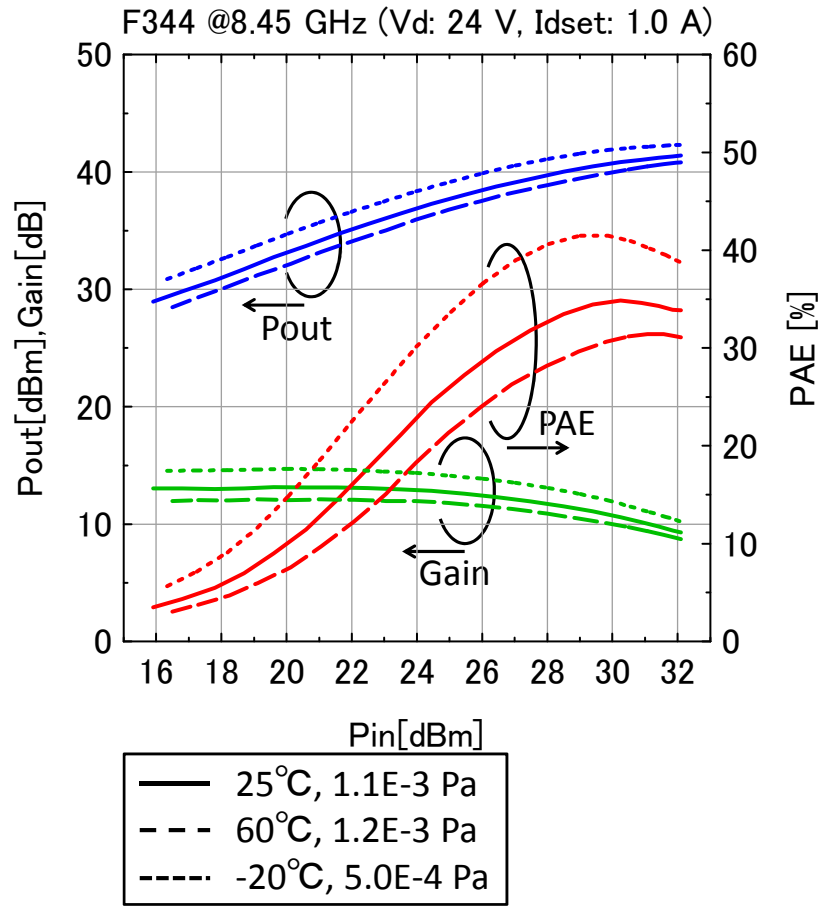
以上の結果から、基板の違いによる熱真空試験による影響を評価する。Table 5-3 に各デバイスの熱真空試験時の出力電力と  $PAE$  の変動をまとめる。Table 5-3 より、GaN on SiC HEMT において、低温側での常温真空時と比較した際の最大出力電力・ $PAE$  の向上は、各々 0.9 dB, 6.5%であるのに対して、GaN on Si HEMT では、0.3 dB, 5.2%となっている。一方で、高温側での常温真空時と比較した際の最大出力電力・ $PAE$  の劣化は、GaN on SiC HEMT で、0.6 dB, 3.4%となっており、GaN on Si HEMT では、0.4 dB, 5.9%となっている。したがって、今回の評価においては、熱真空環境における X 帯 GaN on SiC HEMT と S 帯 GaN on Si HEMT の差異は見られなかったが、より熱の環境が厳しい条件においては、熱伝導率に優れる GaN on SiC HEMT が有利であると考えられる。



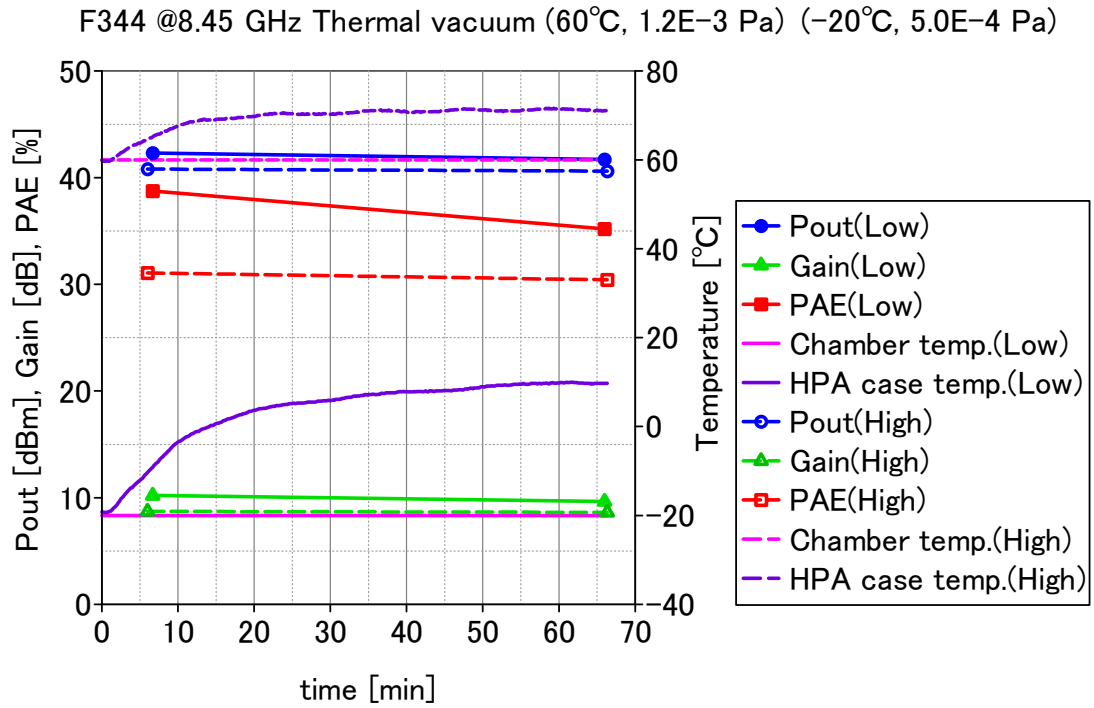
**Fig. 5-5** Block diagram of measurement system in thermal vacuum test. DUT means device under tested, CPL means coupler, ISO means isolator and ATT means attenuator.

**Table 5-3** Comparison of the differences of output power ( $P_{out}$ ) and power added efficiency ( $PAE$ ) between GaN on SiC HEMTs (F344 and TGI7785-25L) and GaN on Si HEMT (NPT25015) at the conditions of both high and low temperature in thermal vacuum test.

		GaN on SiC HEMT				GaN on Si HEMT	
		F344		TGI7785-25L		NPT25015	
		$P_{out}$	$PAE$	$P_{out}$	$PAE$	$P_{out}$	$PAE$
Thermal vacuum	High	-0.6 dB	-3.4%	-0.5 dB	-1.7%	-0.4 dB	-5.9%
	Low	+0.9 dB	+6.5%	+0.5 dB	+2.0%	+0.3 dB	+5.2%



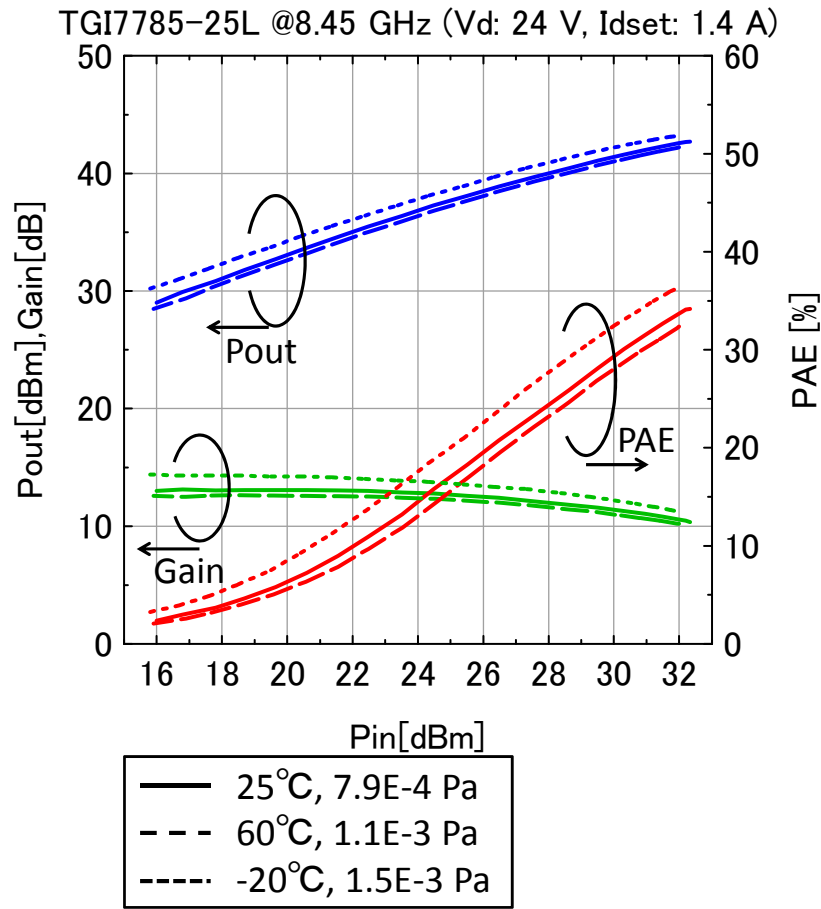
(a) Input-output characteristics



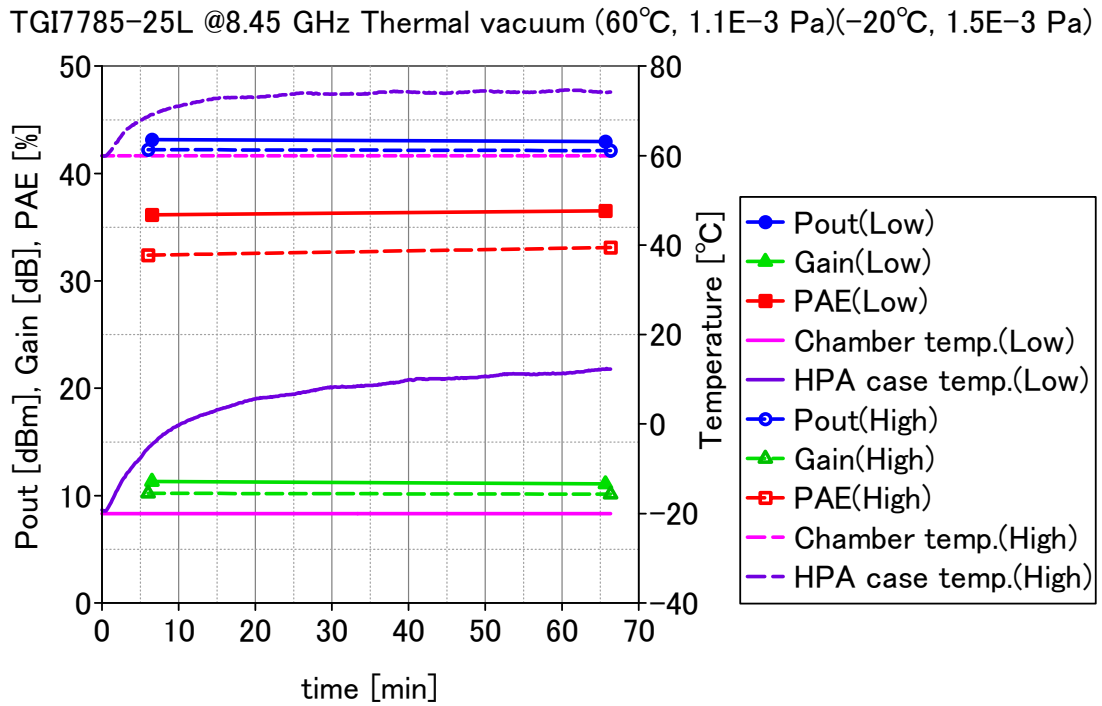
(b) Temperature characteristics (Low: -20°C, High: 60°C)



**Fig. 5-6 RF characteristics of F344 in thermal vacuum test, (a) output power ( $P_{out}$ ),  $Gain$  and power added efficiency ( $PAE$ ) versus input power ( $P_{in}$ ) by comparing under the condition of 25 degC, 1.1E-3 Pa (solid line), 60 degC, 1.2E-3 Pa (broken line) and -20 degC, 5.0E-4 Pa (dotted line) with the operation frequency at 8.45 GHz,  $V_d=24$  V and  $I_{dset}=1.0$  A, (b) output power ( $P_{out}$ ),  $Gain$ , power added efficiency ( $PAE$ ), chamber temperature and case temperature of both high and low temperature conditions versus time during thermal vacuum test under the condition of operation frequency at 8.45 GHz.**

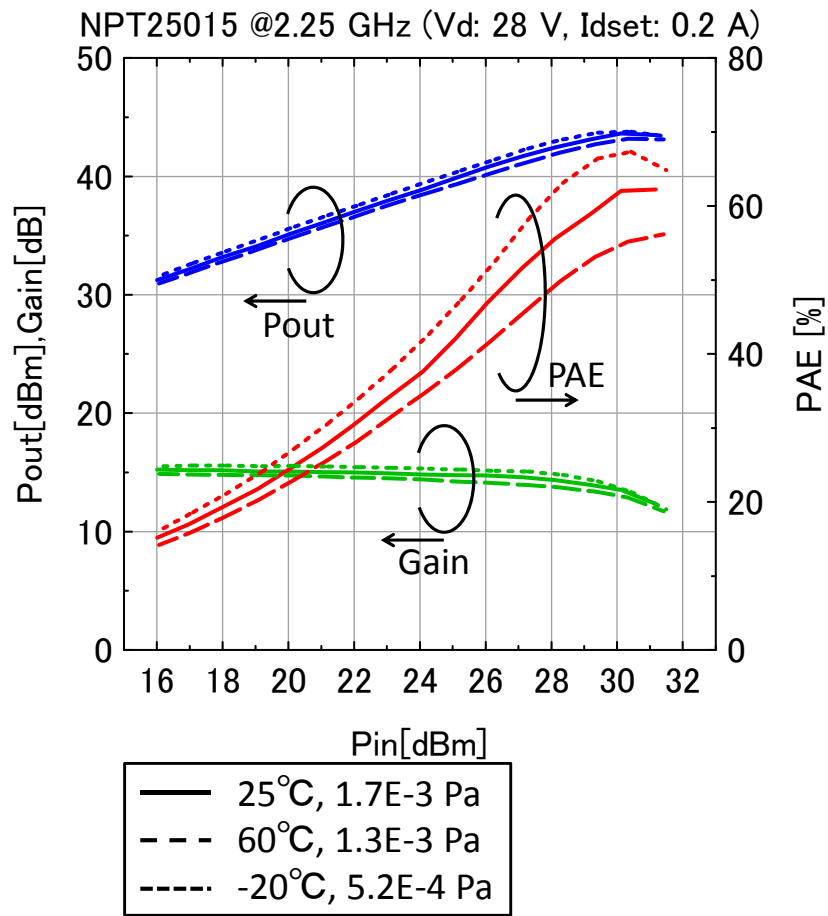


(a) Input-output characteristics

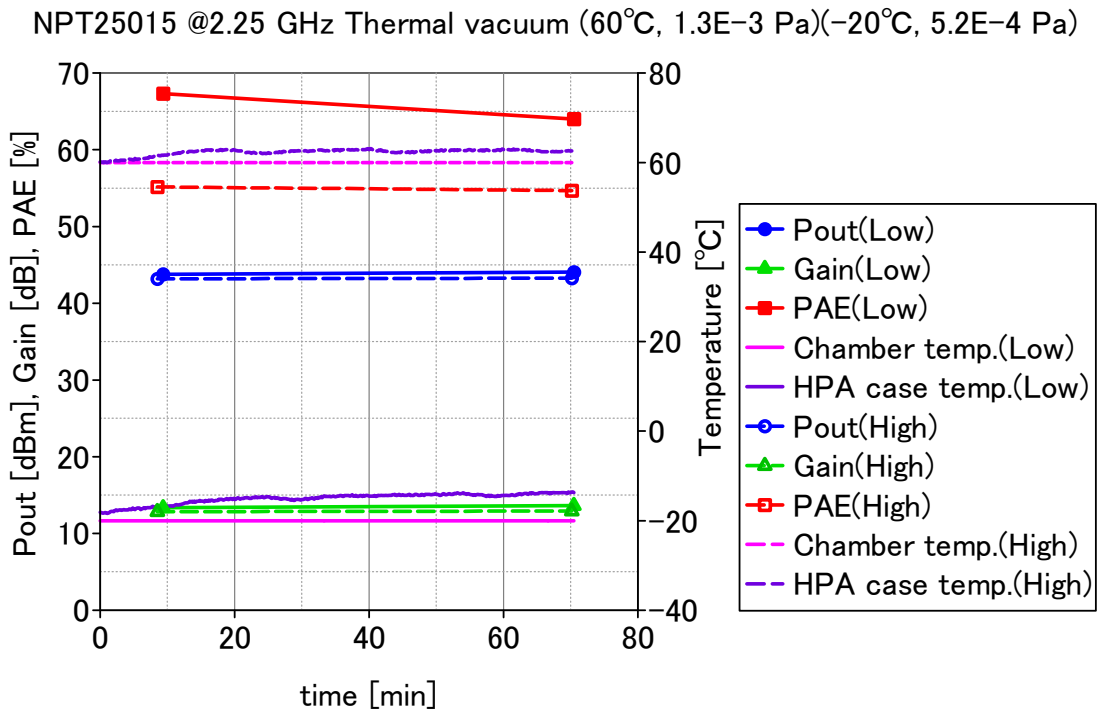


(b) Temperature characteristics (Low: -20°C, High: 60°C)

**Fig. 5-7 RF characteristics of TGI7785-25L in thermal vacuum test, (a) output power ( $P_{out}$ ), Gain and power added efficiency ( $PAE$ ) versus input power ( $P_{in}$ ) by comparing under the condition of 25 degC, 7.9E-4 Pa (solid line), 60 degC, 1.1E-3 Pa (broken line) and -20 degC, 1.5E-3 Pa (dotted line) with the operation frequency at 8.45 GHz,  $V_d=24$  V and  $I_{dset}=1.4$  A, (b) output power ( $P_{out}$ ), Gain, power added efficiency ( $PAE$ ), chamber temperature and case temperature of both high and low temperature conditions versus time during thermal vacuum test under the condition of operation frequency at 8.45 GHz.**



(a) Input-output characteristics



(b) Temperature characteristics (Low: -20°C, High: 60°C)

**Fig. 5-8 RF characteristics of NPT25015 in thermal vacuum test, (a) output power ( $P_{out}$ ),  $Gain$  and power added efficiency ( $PAE$ ) versus input power ( $P_{in}$ ) by comparing under the condition of 25 degC, 1.7E-3 Pa (solid line), 60 degC, 1.3E-3 Pa (broken line) and -20 degC, 5.2E-4 Pa (dotted line) with the operation frequency at 2.25 GHz,  $V_d=28$  V and  $I_{dset}=0.2$  A, (b) output power ( $P_{out}$ ),  $Gain$ , power added efficiency ( $PAE$ ), chamber temperature and case temperature of both high and low temperature conditions versus time during thermal vacuum test under the condition of operation frequency at 2.25 GHz.**

### 5-3 搭載用を考慮した実装方法の評価

宇宙特有の厳しい環境を考慮した実装方法の確立に向けて、凸型に加工した底面の銅ケースに高熱伝導率なソルダーペースト (Sn-3.0Ag-0.5Cu) を用いて GaN HEMT を直接実装することで、搭載用としての CW 高出力動作に対する優れた放熱特性を有する手法を提案し、前章において、熱解析を通して、その放熱特性が優れることを確認した。ここでは、ペルチェ素子を用いた大気中での高温動作、SSPA コンポーネントとしての熱真空試験、振動・衝撃試験を通して、宇宙特有の振動や衝撃、真空の影響で放熱特性が変化しないことを確認し、提案手法の有効性を示す。

はじめに、ペルチェ素子を用いた大気中での高温動作に関して、測定系ブロック図を Fig. 5-9 に、温度平衡点に達してから 1 時間の連続動作における、出力電力、利得、 $PAE$ 、底面温度、増幅回路ケース温度を Fig. 5-10 にそれぞれ示す。底面温度 73.3 度において、増幅回路部の温度は 85.5 度、温度差は 12.2 度となり、温度平衡点に達してから 1 時間の連続動作において、出力変動 0.1 dB 以下という安定動作を実現し、CW 高出力動作に対して、放熱特性に優れた実装方法の有効性が確認された。

次に、宇宙用電力増幅回路単体では無く、増幅回路を組み込んだ SSPA の EM として実施したコンポーネントとしての環境試験項目を Table 5-4 と Fig. 5-11 に示す。ここで、熱真空試験における最初の 1 サイクル目の常温、低温、高温、常温という温度変化時の底面温度、増幅回路部の温度、真空度を Fig. 5-12 に示す。この結果から、熱真空試験においても、底面温度から増幅回路部までの温度上昇は、低温側 (-20 度)、高温側 (+60 度) いずれにおいても、12.0 度となっており、ペルチェ素子を用いた高温試験時と比較しても同等の温度上昇となっていることから、真空環境においても放熱特性に変化が生じないことが確認された。

最後に、SSPA EM の熱真空試験後、正弦波振動試験後、ランダム振動試験後、衝撃試験後、トータルドーズ試験後それぞれの出力電力、消費電力、総合効率の実測値を Table 5-5 に示す。Table 5-5 より、コンポーネントとしての振動・衝撃試験を通して、その出力変動は、0.1 dB 以下となっており、ロケット打上げ時の振動や分離時の衝撃に対しても提案する実装方法は、放熱特性等に影響を与えることなく、安定した動作が実現可能であることが確認された。

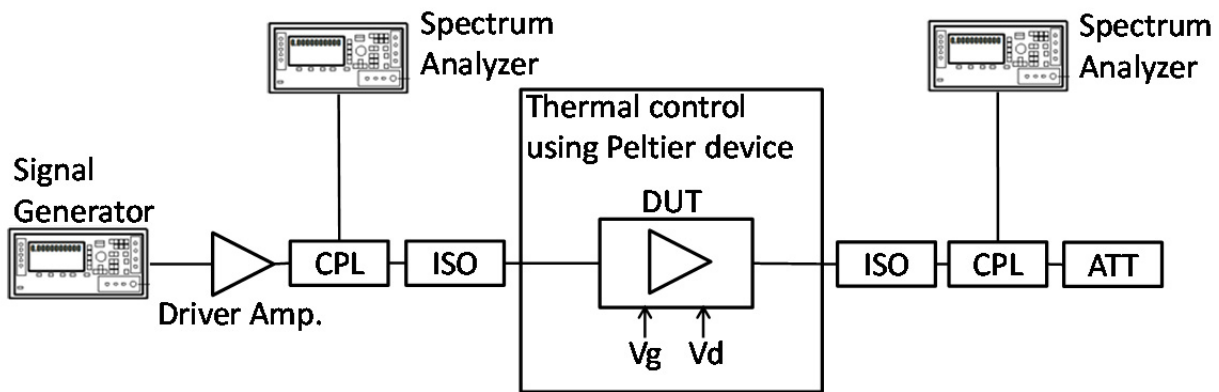


Fig. 5-9 Block diagram of measurement system in temperature test. DUT means device under tested, CPL means coupler, ISO means isolator and ATT means attenuator.

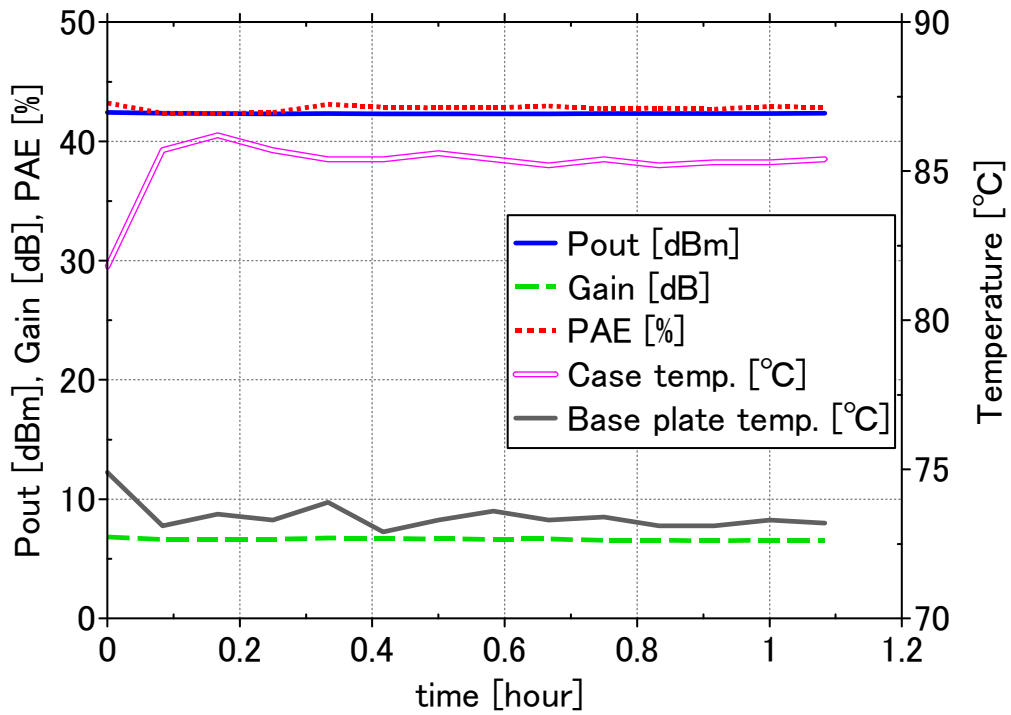


Fig. 5-10 Output power ( $P_{out}$ ),  $Gain$ , power added efficiency ( $PAE$ ), case temperature and base plate temperature of the X-band, 20-W, space-use amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) versus time during high temperature test under the condition of operation frequency at 8.45 GHz.

**Table 5-4 Conditions of space environmental test with respect to an X-band 20 W-class SSPA including the amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05), (a) radiation and thermal vacuum, (b) vibration (sine wave), (c) vibration (random wave) and (d) quasi-static acceleration.**

(a) Radiation/Thermal vacuum

Radiation	10 krad ( <sup>60</sup> Co)
Thermal vacuum	-20 to 60 degC (4 cycles), < 1E-3 Pa

(b) Vibration (Sine wave)

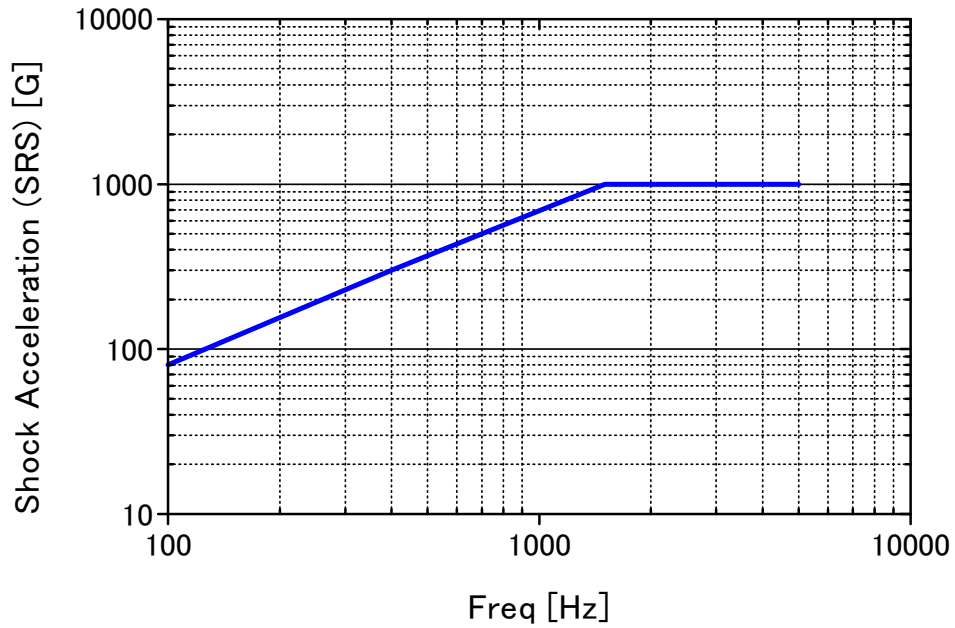
Axis	Frequency [Hz]	Acceleration
X	5-20	49.05m/s <sup>2</sup> <sub>0-P</sub> {5.0G <sub>O-P</sub> }
	40-70	147.2m/s <sup>2</sup> <sub>0-P</sub> {15.0G <sub>O-P</sub> }
	70-100	49.05m/s <sup>2</sup> <sub>0-P</sub> {5.0G <sub>O-P</sub> }
Y	5-20	49.05m/s <sup>2</sup> <sub>0-P</sub> {5.0G <sub>O-P</sub> }
	40-70	147.2m/s <sup>2</sup> <sub>0-P</sub> {15.0G <sub>O-P</sub> }
	70-100	49.05m/s <sup>2</sup> <sub>0-P</sub> {5.0G <sub>O-P</sub> }
Z	5-100	39.24m/s <sup>2</sup> <sub>0-P</sub> {4.0G <sub>O-P</sub> }

(c) Vibration (Random wave)

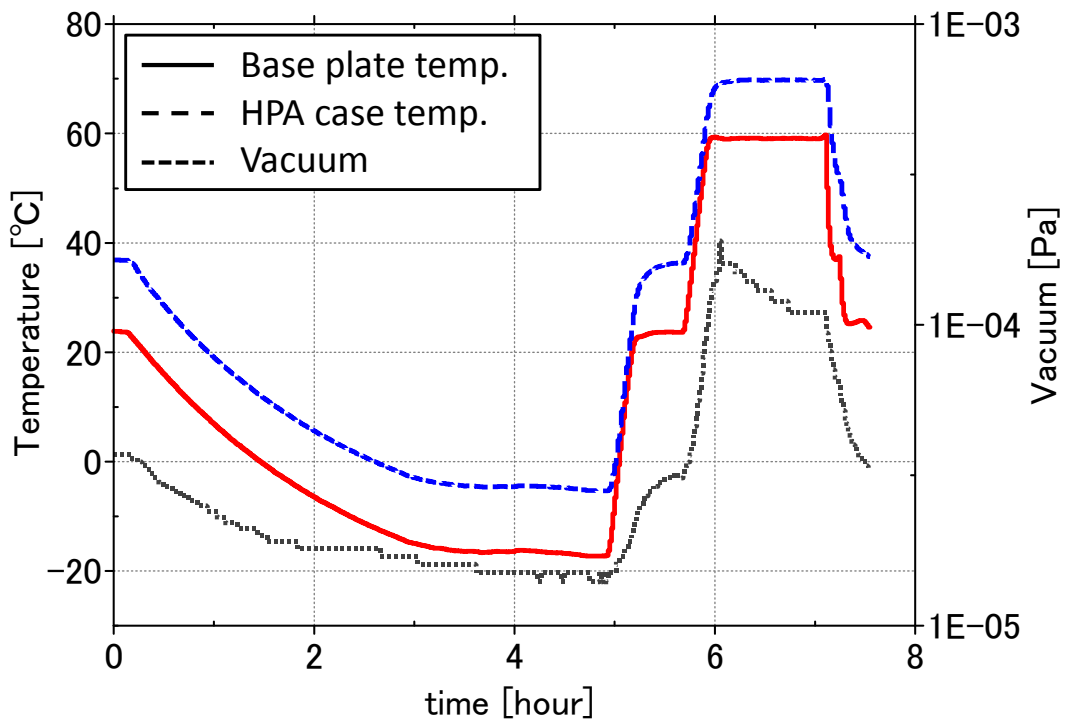
Axis	Frequency [Hz]	Acceleration density [G <sup>2</sup> /Hz]	Effective value [Grms]
X	20-150	+4.5dB/oct	12.3
	150-500	0.2	
	500-2000	-6.5dB/oct	
Y	20-150	+4.5dB/oct	12.3
	150-500	0.2	
	500-2000	-6.5dB/oct	
Z	20-150	+7.9dB/oct	18.1
	150-200	2.0	
	200-350	-12.4dB/oct	
	350-500	0.1	
	500-2000	-5.0dB/oct	

(d) Quasi-static acceleration

Axis	Acceleration
X	± 15G
Y	± 15G
Z	± 15G



**Fig. 5-11 Shock acceleration versus frequency as a condition of space environmental test with respect to X-band 20 W-class SSPA including the amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05).**



**Fig. 5-12 HPA case temperature, base plate temperature and vacuum of the X-band 20 W-class SSPA including the amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) versus time during thermal vacuum test under the condition of operation frequency at 8.45 GHz.**



**Table 5-5 Comparison of output power, power consumption and total efficiency of an X-band 20 W-class SSPA including the amplifier using GaN HEMT (TGF2023-05) between after thermal vacuum test, after vibration (sine) test, after vibration (random) test, after shock acceleration test and after radiation test.**

	Output power [dBm]	Power consumption [W]	Total efficiency [%]
After thermal vacuum	41.7	45.4	32.6
After vibration (Sine)	41.8	46.1	32.6
After vibration (random)	41.8	44.6	33.8
After shock acceleration	41.7	43.9	33.4
After radiation	41.8	46.1	32.5

#### 5-4 まとめ・課題と今後の検討

本章では、提案する X 帯搭載用 GaN HEMT デバイスの選定方法、搭載用を考慮した実装方法に関して、宇宙環境耐性評価を行い、その有効性を確認した。X 帯搭載用 GaN HEMT デバイスの選定方法については、S 帯地上用のデバイスと放射線試験、熱真空試験を通して、宇宙環境耐性評価の比較を行った。-20 度から+60 度の範囲の熱真空試験では X 帯搭載用デバイス (GaN on SiC HEMT)、S 帯地上用デバイス (GaN on Si HEMT) 共に良好な特性を示し、大きな差異は見られなかったが、 $^{60}\text{Co}$  を用いた総照射線量 320 krad のトータルドーズ試験において差異が確認された。GaN HEMT に対して、これまで実施されてこなかった RF 出力中のトータルドーズ試験の照射直後の結果として、SiC 基板を用いた X 帯搭載用デバイスでは、エージング特性以外の放射線による劣化は見られなかったが、Si 基板を用いた S 帯地上用デバイスでは、出力電力 1.37 dB, PAE 21.7% の劣化が確認され、宇宙での実運用を考慮した際に、提案する X 帯搭載用デバイス選定手法が有効であることが確認された。一方、搭載用を考慮した実装方法については、ペルチェ素子を用いた大気中での高温動作、SSPA コンポーネントとしての熱真空試験、振動・衝撃試験によって、その評価を行った。大気中での高温動作では、底面温度 73.3 度において、増幅回路部の温度は 85.5 度となり、温度平衡点に達してから 1 時間の連続動作において、出力変動 0.1 dB 以下という安定動作を実現し、放熱特性に優れる実装方法の有効性が確認された。また、熱真空試験においても、底面温度から増幅回路部までの温度上昇は、低温側 (-20 度)、高温側 (+60 度) いずれにおいても、12.0 度となっており、真空環境においても放熱特性に変化が生じないことが確認された。さらに、X 帯宇宙用電力増幅回路を内部に含む SSPA コンポーネントとしての振動・衝撃試験を通して、その出力変動は、0.1 dB 以下となったことから、機械環境に対しても提案する実装方法が有効であることが確認された。

本章での宇宙環境耐性評価を通して、提案するデバイス選定手法、実装方法の有効性が示され、宇宙用の増幅回路としての性能が保証されたと言える。この評価を持って、世界初となる GaN HEMT を用いた宇宙用電力増幅回路の設計、作製および評価が実現できたと言え、これまでの高出力化、高周波化、高効率化といった限定的だった GaN HEMT を用いた増幅回路の研究の幅を宇宙適用という方向に大きく広げる初の試みとなったと言える。Fig. 5-13 に示すように、本研究グループでは、これまでに S 帯地上用の成果を技術移転することで、内之浦局への GaN HEMT を用いた SSPA の導入という成果を残しており、今回本研究によって、X 帯搭載用という道が開けたため、本成果は PROCYON プロジェクトにおける世界初の GaN HEMT を用いた X 帯高効率 SSPA の宇宙実証へと繋がるものとなる。これによって、小型軽量化、低消費電力での送信電力の大電力化を可能とし、放熱特性・耐放射線性に優れるコンポーネントとして、搭載位置の自由度を大幅に増加させ、アンテナ直下の搭載による給電損失の最小化をも可能にし、結果的にダウンリンク回線を大きく改善することになる。ダウンリンク回線の性能改善によって、数 dB のマージンが得られれば、これまでと同距離の通信で、ビットレートは 2~4 倍程度増加することが期待できるため、その価値は非常に大きい。したがって、通信系のこれまでの常識を覆す次世代の搭載機器となり得ると言え、PROCYON プロジェクトでの宇宙実証を経て、イプシロンロケットを用いた超小型衛星による深宇宙探査の標準バスとしての役割や、将来的な大型科学衛星や探査機におけるバス機器としての役割を担うことが期待できる。また、本研究の成果は、当然地上用としても適用は可能で

あるため、地上局におけるドライバアンプとしての使用や、更なる大電力化を図ることで、S帯と同様に将来の地上局用の大電力送信用電力増幅器への適用も期待できる。

こうした将来展望に向けて更なる進展を遂げるために、本研究において、課題や今後の検討事項として考えられる項目は以下の通りである。はじめに RF 性能の向上として、TWTA と比較した場合に依然として出力、効率は劣るため、宇宙用増幅回路としての出力、効率の改善が挙げられる。これについては、今後も民生 GaN HEMT デバイスの高出力化・高周波化・高効率化は進んでいくと考えられるため、本研究で示したデバイス選定手法に基づき宇宙用としての GaN HEMT デバイスを選定していくことで、回路性能の向上は期待できる。こうしたデバイス自身の性能改善に加えて、高調波処理や B 級プッシュプル等の動作点や動作級の変更による高効率設計と宇宙通信における通信品質のトレードオフを図ることで通信品質を確保した上での効率向上の限界点を見極めること、GaN HEMT 専用の非線形モデルの構築による設計精度の更なる向上や設計予測精度の評価等も RF 性能の改善に関しては、今後の研究テーマになり得る課題と言える。次に、PROCYON のような 50 kg 級の相乗り衛星への適用から大型衛星の標準バスへと発展させていくにあたっては、やはり宇宙用としての更なる高信頼化が課題となる。具体的には、RF 性能を劣化させることなくハーメチックシールのパッケージ化を施すことで、ベアチップよりも、湿気による腐食やコンタミネーションの観点で信頼性を向上させること、高熱伝導率な実装方法として採用している Sn-3.0Ag-0.5Cu の溶剤ペーストとウィスカ発生に関する定量的な評価を実施すること、GaAs と比較して、長期寿命試験に関するデータが少ない GaN HEMT に関して、高温での長時間連続動作試験によって、活性化エネルギーの評価といった寿命の評価を行うこと等が考えられる。また、GaN on SiC HEMT と GaN on Si HEMT における放射線劣化の差異が生じるメカニズムの解明等も今後の GaN HEMT の宇宙での積極的な使用に向けては研究課題の一つになると言える。

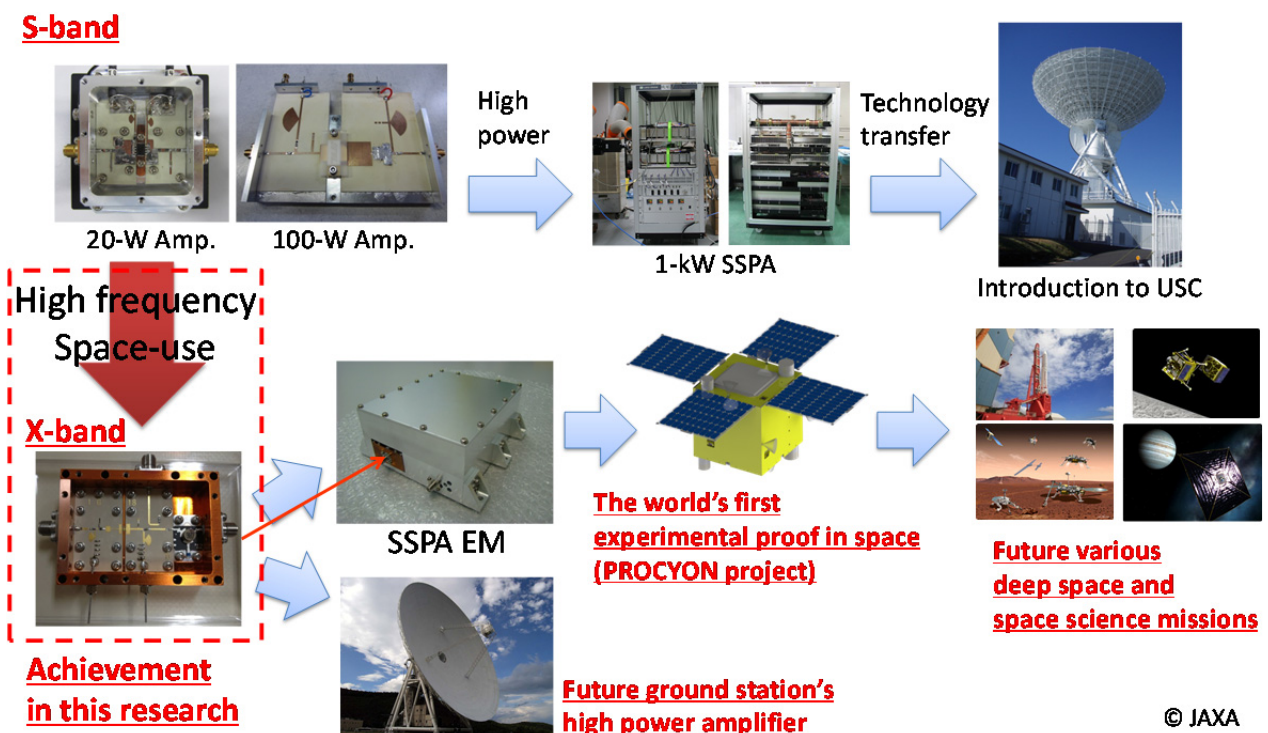


Fig. 5-13 Achievement in this research and expected future plan.

## 5-5 文献

- [5-1] N. Hayakawa, M. Hikita, and H. Okubo, "Electric discharge in space environment – discharge characteristics under non-uniform electric field in low and medium vacuum-," *Journal of the Vacuum Society of Japan*, vol. 38, no. 6, pp. 593-599, 1995.
- [5-2] European Space Components Coordination, "Total dose steady-state irradiation test method," *ESCC Basic Specification* No. 22900, Mar. 2007
- [5-3] J. W. Lee and K. J. Webb, "A temperature-dependent nonlinear analytic model for AlGa<sub>N</sub>-Ga<sub>N</sub> HEMTs on SiC," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, no. 1, pp.2-9, Jan. 2004.
- [5-4] D. Maier, M. Alomari, N. Grandjean, J. F. Carlin, M. A. di Forte-Poisson, C. Dua, A. Chuvilin, D. Troadec, C. Gaquiere, U. Kaiser, S. L. Delage, and E. Kohn, "Testing the temperature limits of GaN-based HEMT devices," *IEEE TRANSACTIONS ON DEVICE and MATERIALS RELIABILITY*, Vol. 10, No. 4, pp. 427-436, Dec. 2010.
- [5-5] R. N. Simons and T. R. Oldham, "Total dose test report for GaN X-band amplifier," *NASA Electronic Parts and Packaging Program*, <https://nepp.nasa.gov/>
- [5-6] European Space Components Coordination, "Total dose steady-state irradiation test method," *ESCC Basic Specification* No. 22900, Mar. 2007

## 第6章 結論

本研究では、宇宙機バスシステムの中でも、最大規模の消費電力で、放熱の観点から機器サイズ自体も大型化するという課題を持ち、高速通信や超遠距離通信等の大電力化要求に対して、大きな制約となる送信用電力増幅器を対象とし、宇宙環境耐性の向上、小型軽量高効率化を目的とした GaN HEMT を用いた X 帯の次世代固体電力増幅器の世界初の宇宙実証に向けて、宇宙用電力増幅回路の設計、作製および評価を実施した。

はじめに、既存の搭載用電力増幅器の性能比較を実施し、設計目標を決定した。この時、高効率だが、機械環境耐性や動作電圧、寿命、放電リスク、EMC 問題等に課題を抱える進行波管増幅器 (TWTA) と同等な効率を固体電力増幅器 (SSPA) における設計条件とすることで、高信頼な電力増幅器の実現を目指した。次に、電力増幅回路に用いる増幅素子としては、化合物半導体の中でも、高周波・高出力素子の指標として知られるジョンソン指数を比較した際に、これまで宇宙用として広く用いられてきた GaAs よりも 100 倍優れた数値を示す GaN に着目した。GaN は、GaAs よりも耐圧、熱伝導率等の物性値に優れ、同サイズでの大電力の扱いが期待され、更には、HEMT 構造における電流密度も大きく高効率化が期待できるため、一素子で高出力・高効率な増幅回路の設計が期待できる。GaN を用いた増幅回路に関する研究は、これまでも多数報告されているが、それらは主として高出力化、高周波化、高効率化を目指すものとなっており、宇宙適用という観点が見え落れているため、本研究では、宇宙用電力増幅回路の実現に向けて、X 帯搭載用 GaN HEMT デバイスの選定方法の確立、設計値と実測値の誤差が少なく量産性の高い、宇宙用としての高信頼・高確度な X 帯高効率増幅回路設計評価手法の確立、宇宙特有の厳しい環境を考慮した実装方法の確立という課題に取り組んだ。

X 帯搭載用 GaN HEMT デバイスの選定方法の確立については、具体的に以下のようなアプローチを取った。X 帯搭載用のデバイスの選定においては、高効率な内部整合型のパッケージ品が多数存在し、サイズの制約が無いことから並列大出力化が可能となり、豊富な排熱環境から熱伝導率等の物性値に関する制約も少ない、S 帯地上用とは全く異なる考え方が必要になる。そこで、X 帯搭載用として目標性能を満足する電力増幅回路を実現するために、外部整合型のベアチップの中で、高熱伝導率、ワイドバンドギャップといった優れた物性値を持つ SiC 基板を用いた GaN HEMT を選定し、小型軽量化のため、単素子で大電力を扱うことが可能なデバイスを採用した。提案するデバイス選定方法の評価として、S 帯地上用のデバイスと放射線試験、熱真空試験を通して、宇宙環境耐性評価の比較を行った。-20 度から+60 度の範囲の熱真空試験では X 帯搭載用デバイス、S 帯地上用デバイス共に良好な特性を示し、大きな差異は見られなかったが、 $^{60}\text{Co}$  を用いた総照射線量 320 krad のトータルドーズ試験において差異が確認された。GaN HEMT に対して、これまで実施されてこなかった RF 出力中のトータルドーズ試験の照射直後の結果として、SiC 基板を用いた X 帯搭載用デバイスでは、エージング特性以外の放射線による劣化は見られなかったが、Si 基板を用いた S 帯地上用デバイスでは、出力電力 1.37 dB, PAE 21.7% の劣化が確認され、宇宙での実運用を考慮した際に、提案する X 帯搭載用デバイス選定手法が有効であることが確認された。

次に、設計値と実測値の誤差が少なく量産性の高い、宇宙用としての高信頼・高確度な X 帯高効率増幅回路設計評価手法の確立に関しては、まず、小信号での増幅回路設計に加えて、選定したデバイスの RF・DC 特性の実測値に基づいて Angelov GaAs 非線形モデルをベースにパラメータ抽出することで構築した GaN HEMT の非線形モデルによる大信号での増幅回路設計を行い、作製および評価を行った。この時、作製した回路は、8.4 GHz において、小信号利得 10.1 dB, 最大出力

42.6 dBm, 最大 *PAE* 47.3%という優れた性能を示したが、構築した非線形モデルに基づく設計値と比較した場合、同等の振る舞いを示すものの、小信号利得のピーク値で 2.2 dB, ピーク周波数で 129 MHz の誤差が生じた。また、大信号の特性においても、8.4 GHz において、最大出力で 0.3 dB, 最大 *PAE* で 4.4%の誤差が生じており、確度の高い設計には至っていない。そこで、回路シミュレータにおいてブラックボックス化されてしまうボンディングワイヤの設計値と実測値の誤差を実装のボンディングワイヤ長を変更することで推定し、加えて、デバイス実装時に生じる寄生容量、寄生インダクタンス等の不確定要素による実測値と設計値の誤差分を非線形モデル内で調整することによって、小信号利得のピーク値は、0.5 dB, ピーク周波数は、18 MHz, 8.4 GHz の大信号特性の最大出力は、0.2 dB, 最大 *PAE* は、1.2%と各項目において、実測値との誤差を減らした。このようにメーカー提供のモデルにおいては、ブラックボックス化されてしまうデバイスの非線形モデルを実測値に基づいて構築することでパラメータ調整の自由度を持たせ、実装時に生じる不確定要素を実測値に基づいて推定、調整することで、宇宙用としての高信頼・高確度な設計評価手法を実現した。従来の一般的な増幅回路の設計評価では、デバイス供給メーカーより提供される非線形モデルを用いるため、モデルがブラックボックス化され、パラメータ調整を実施できないことから、こういったアプローチを取ることは難しい。また、仮にモデルを構築し、パラメータ調整が実施できる状況であっても、ワイヤモデルの不確定さから生じる実装ワイヤ長によるピーク周波数の設計値からのずれに対して、一般に実施される周辺のマイクロストリップ線路の回路パターンへの修正が施されてしまうと、回路パターンが変更されてしまうことから、設計と実測との間の正当な評価は難しく、デバイスモデルの調整は困難である。本研究で提案するアプローチによって、これらの課題は解決され、高信頼・高確度な設計評価手法が確立できたと言える。

最後に、宇宙特有の厳しい環境を考慮した実装方法の確立については、凸型に加工した底面の銅ケースに高熱伝導率な溶剤ペースト (Sn-3.0Ag-0.5Cu) を用いて GaN HEMT を直接実装することで、搭載用としての CW 高出力動作に対する優れた放熱特性を有し、宇宙特有の振動や衝撃、真空の影響で放熱特性が変化しない実装方法を提案した。提案手法と既存の実装方法について、熱解析を行い、その放熱特性が優れることを確認した上で、実装した回路を用いて、次の評価を行った。ペルチェ素子を用いた大気中での高温動作では、底面温度 73.3 度において、増幅回路部の温度は 85.5 度、温度差は 12.2 度となり、温度平衡点に達してから 1 時間の連続動作において、出力変動 0.1 dB 以下という安定動作を実現し、放熱特性に優れる実装方法の有効性が確認された。また、熱真空試験においても、底面温度から増幅回路部までの温度上昇は、低温側 (-20 度)、高温側 (+60 度) いずれにおいても、12.0 度となっており、真空環境においても放熱特性に変化が生じないことが確認された。さらに、X 帯宇宙用電力増幅回路を内部に含む SSPA コンポーネントとしての振動・衝撃試験を通して、その出力変動は、0.1 dB 以下となったことから、機械環境に対しても提案する実装方法が有効であることが確認された。

以上のようなステップで実現した宇宙用電力増幅回路における最大出力 42.6 dBm, 最大 *PAE* 47.3%という成果は、X 帯の GaN HEMT を用いた地上用の関連研究と比較しても、PW 動作に関する研究や高調波処理を施している研究以外では、本研究の成果よりも高出力・高効率な成果は報告されておらず、高効率な成果が得られたと言える。加えて、宇宙通信において重要となる位相雑音特性の評価においても、-50 dBc/Hz @1 Hz, -68 dBc/Hz @10 Hz, -76 dBc/Hz @100 Hz, -82 dBc/Hz @1 kHz という優れた信号源の信号純度を劣化させることなく、所望の電力に増幅可能で

あることを確認した。また、本研究の成果である宇宙用電力増幅回路を用いた SSPA の世界初の宇宙実証に向けて、PROCYON プロジェクト搭載用として開発した SSPA の EM の評価結果は、コンポーネントの総合効率 33.8%以上が期待できるものとなった。これは、20~26%程度に留まる現状の X 帯の搭載系 SSPA と比較しても世界最高性能を示し、JAXA や NASA の搭載系 TWTA の一部の総合効率と比較しても、2~3%程度の差となるため、TWTA との置換も期待できる。以上のよう、本研究では、世界初となる GaN HEMT を用いた宇宙用電力増幅回路の設計、作製および評価を実施し、その成果はこれまでの高出力化、高周波化、高効率化といった限定的だった GaN HEMT を用いた増幅回路の研究の幅を宇宙適用という方向に大きく広げる初の試みとなった。本成果は世界初の GaN HEMT を用いた X 帯高効率 SSPA の宇宙実証へと繋がるものとなり、小型軽量化、低消費電力での送信電力の大電力化を可能とし、放熱特性・耐放射線性に優れるコンポーネントとして、搭載位置の自由度を大幅に増加させ、アンテナ直下の搭載による給電損失の最小化をも可能にし、結果的にダウンリンク回線を大きく改善することになる。ダウンリンク回線の性能改善によって、数 dB のマージンが得られれば、これまでと同距離の通信で、ビットレートは 2~4 倍程度増加することが期待できるため、その価値は非常に大きい。したがって、通信系のこれまでの常識を覆す次世代の搭載機器となり得ると言え、PROCYON プロジェクトでの宇宙実証を経て、イプシロンロケットを用いた超小型衛星による深宇宙探査の標準バスとしての役割や、将来的な大型科学衛星や探査機におけるバス機器としての役割、大電力化することで地上局用の SSPA としての役割を担うことが期待できる。



## 謝辞

総合研究大学院大学物理科学研究科宇宙科学専攻山本善一教授には、著者の指導教員として、数多くのご助言を賜りました。特に、宇宙通信に関する深い知識やご経験から頂いた適切なご指摘は、常に本研究における成果を実利用に繋げていく意識を著者に与えて頂きました。また、論文構成や発表資料に関してもたくさんのご助言を頂きました。心より御礼申し上げます。

総合研究大学院大学物理科学研究科宇宙科学専攻川崎繁男教授には、著者の副指導教員を務めて頂きましたが、日々の研究の進捗や増幅回路の設計、測定機材の扱いに至る細かい部分まで数多くの指導を頂きました。仕事と研究の板挟みで悩む著者を常に激励して頂いたこと、世界と技術で対等に渡り合えるような研究者になることの大切さを教えて頂いたこと等、様々な場面で著者を支えて頂きました。心より御礼申し上げます。

総合研究大学院大学物理科学研究科宇宙科学専攻船木一幸准教授、曾根理嗣准教授、鹿児島大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻西川健二郎教授には、特別研究Ⅱの授業や博士論文予備審査、本審査において、主査や審査員、コメンテータを務めて頂きました。皆様より頂いたご助言や激励の言葉が本研究を進めるにあたって大きな後押しとなりました事、ここに謹んで謝意を述べさせていただきます。

カリフォルニア大学ロサンゼルス校 伊藤龍男教授、フロリダ大学 Jenshan Lin 教授、国立台湾大学 Tian Wei Huang 教授の皆様には、主に国際学会の場で、川崎教授を通してたくさんのご助言を頂きました。また、各々の大学から優秀な学生を相模原キャンパスに短期留学といった形で派遣頂き、多くのディスカッションの場を持つことができました。こうした一つ一つの時間が、本研究をマイクロ波分野においても価値のある成果へと結び付けていくことへと繋がったと思っております。たくさんのご助言を頂いた皆様に厚く御礼申し上げます。

宇宙航空研究開発機構宇宙科学研究所通信・データ処理グループ宇宙航空研究員（川崎研究室ボスドク）吉田賢史氏には、本研究を進めるにあたって、たくさんのご助言を賜りました。国際学会や論文誌への投稿時のアドバイスや、研究の方向性、現場での設計、作製、評価作業等、多くの場面で多大な支援を頂いたことに、心より御礼申し上げます。川崎研究室所属メンバーの堀正和氏、磯野晃輔氏、野地紘史氏、渋谷賢広氏、宮地晃平氏、長谷川直輝氏、福田豪氏、野地拓匡氏、甲斐誉史朗氏には、日頃の研究活動を共に進める中で、たくさんのご支援を頂きました。ここに謝意を示します。また、川崎研秘書の鈴木智美様、水谷晃江様には、著者の研究活動を様々な点から支えて頂きました。限られた時間の中で研究に打ち込むことができたのは、こうした支えがあったからだと思っております。ここに感謝申し上げます。

宇宙航空研究開発機構宇宙科学研究所川口淳一郎教授、川勝康弘准教授、東京大学大学院工学系研究科航空宇宙工学専攻船瀬龍准教授、エアロキャプチャ技術実証検討チーム・PROCYON プロジェクトチームの皆様には、特に本研究の成果の適用先として、様々なご助言を頂きました。デバイスや回路モジュールの研究を進める際に、最終ユーザーの率直なご意見を頂ける事は、研究のモチベーションを常に上げる機会となっておりました。厚く御礼申し上げます。

宇宙航空研究開発機構宇宙科学研究所戸田知朗准教授、冨木淳史助教には、著者が JAXA に入社した際の OJT として、宇宙通信やマイクロ波の基礎知識に関して、ご教授頂きました。修士課程とは異なる分野で博士号に挑戦してみたいという気持ちを引き起こすきっかけを頂いたと思ってお

ります。心より御礼申し上げます。

増幅回路作製に関して、多大なるご支援を頂いたアイ電子株式会社伊東正展氏、山下與慶氏、重田修氏、布村仁志氏、DST 青木勝氏、土屋慎二郎氏、NEC-NETS 古田重樹氏、森口幸男氏、小野専氏、三山精工篠原弘治氏、関西電子工業坂梨照久氏、ヤトロ電子河添雅史氏、大房友美氏にこの場をお借りして、心から感謝の意を述べさせていただきます。皆様のご協力無くして、本研究は遂行できなかったものと思っております。

慶應義塾大学理工学部システムデザイン工学科高橋正樹准教授、故・吉田和夫教授には、研究者としての基礎となる心構えについて、たくさんの指導を頂きました。お二人の指導があったからこそ、博士課程にチャレンジすることができたと思っております。この場を借りて心より厚く御礼申し上げます。

公私に渡り大変お世話になった、成田伸一郎氏、七森泰之氏、中島佑太氏、楠田洋一郎氏、三上佳彦氏、梯友哉氏をはじめとする慶應義塾大学 吉田・高橋研究室（狼研究室）の諸先輩方、同輩、後輩の皆様には、社会人になってからも沢山の刺激をもらい、その刺激は常に著者の支えとなっておりました。厚く御礼申し上げます。

宇宙航空研究開発機構（JAXA）2010 年入社の皆さんには、同じ志を持つ同期として、時には熱く語り合い、時には互いの仕事の愚痴をこぼし合い、切磋琢磨させて頂きました。謹んで感謝致します。

慶應義塾大学理工学部体育会サッカー部先輩、同輩、後輩の皆さんには、サッカーに熱中した学生時代だけでなく、社会人になってからも数多くの場面で共に熱い時間を過ごさせて頂きました。多方面で活躍する皆さんの熱意や野心には常に刺激を頂いています。この場をお借りして御礼申し上げます。

最後に、著者の熱い気持ちを常に奮い立たせてくれたサッカー・トライアスロン、学内外の友人、家族、そして、誰よりも身近なところで常に著者を支えてくれた依田希さんに心より熱く厚く御礼を申し上げ、本論文の謝辞と致します。

2014 年 1 月  
小林 雄太

## 論文リスト

### 【原著論文】

小林 雄太, 山本 善一, 川崎 繁男, ” X 帯民生 GaN HEMT を用いた搭載用固体電力増幅器の動作条件による RF 特性と宇宙環境耐性評価, ” 航空宇宙技術, vol. 12, pp. 1-8, 2013.

Yuta Kobayashi, Satoshi Yoshida, Zen-ichi Yamamoto, and Shigeo Kawasaki, “S-band GaN on Si Based 1kW-Class SSPA System for Space Wireless Applications,” IEICE Trans. Electron., vol. E96-C, no. 10, pp. 1245-1253, Oct. 2013.

Yuta Kobayashi, Atsushi Tomiki, Tomoaki Toda, Takehiko Kobayashi, “Onboard Ka-band Extender for Future JAXA Deep Space Missions,” Trans. JSASS Aerospace Tech. Japan, vol. 10, no. ists28, pp. Tj\_1-Tj\_7, 2012.

Satoshi Yoshida, Takumasa Noji, Goh Fukuda, Yuta Kobayashi, and Shigeo Kawasaki, “Experimental Demonstration of Coexistence of Microwave Wireless Communication and Power Transfer Technologies for Battery-free Sensor Network Systems,” IJAP special issue on Wireless Powering of Sensors and Biochemical Devices, volume 2013 (2013), Article ID: 357418, pp. 1-10, 2013. <http://dx.doi.org/10.1155/2013/357418>

(Jan 09, 2014 Accepted) (Trans. JSASS Aerospace Tech. Japan)

Yuta Kobayashi, Atsushi Tomiki, Shinichiro Narita, and Shigeo Kawasaki, "Experimental Evaluation of an X-band GaN High Efficiency Onboard SSPA for Deep Space Missions"

### 【国際会議（査読あり）】

Yuta Kobayashi, Atsushi Tomiki, Tomoaki Toda, and Takehiko Kobayashi, “Onboard Ka-band Extender for JAXA Future Deep Space Missions,” ISTS2011, pp1-6, Okinawa, Japan, June 2011.

Yuta Kobayashi, Masakazu Hori, Hirofumi Noji, Goh Fukuda, and Shigeo Kawasaki, “The S-band GaN-Based High Power Amplifier and Rectenna for Space Energy Transfer Applications,” IMWS-IWPT2012, pp.271-274, Kyoto, Japan, May 2012.

Yuta Kobayashi, Satoshi Yoshida, Yusuke Maru, Kentaro Nishimori, Naoki Honma, Kenjiro Nishikawa, Tomohiko Sakai, Satoshi Nonaka, Yoshihiro Naruo, Yoshifumi Inatani, and Shigeo Kawasaki, “A Wireless Health Monitoring Sensor System in RVT Using Wireless Communication and Energy Transmission,” FBW2012, pp.1-2, Ottawa, Canada, Aug. 2012.

Yuta Kobayashi, Atsushi Tomiki, Shinichiro Narita, and Shigeo Kawasaki, "Preliminary Design of X-band High Efficiency Onboard Solid State Power Amplifier for Deep Space Missions Using GaN HEMT," pp.1-5, ICSANE2012, Incheon, Korea, Oct. 2012.

Yuta Kobayashi, Shuntaro Tashiro, Takumasa Noji, Goh Fukuda, Satoshi Yoshida, Yusuke Maru, Yoshihiro Naruo, Zenichi Yamamoto, and Shigeo Kawasaki, "GaN HEMT Based Rectifier for Spacecraft Health Monitoring System Using Microwave Wireless Power Transfer," APMC2012, pp.391-393, Kaohsiung, Taiwan, Dec. 2012.

Yuta Kobayashi, Atsushi Tomiki, Shinichiro Narita, and Shigeo Kawasaki, "Experimental Evaluation of the Trial Production of X-band High Efficiency Onboard SSPA for Deep Space Missions Using GaN HEMT," ISTS2013, pp.1-6, Nagoya, Japan, June 2013.

Tomoaki Toda, Atsushi Tomiki, Yuta Kobayashi, and Nobuaki Ishii, "Flight Demonstration of AKATSUKI X Band Deep Space Communication Technologies," ISTS2011, pp.1-6, Okinawa, Japan, June 2011.

Hirofumi NOJI, Kosuke Isono, Masakazu HORI, Yasuhiro SHIBUYA, Yusuke DAITO, Tadashi KAWAI, Yuta KOBAYASHI, Zen-ichi YAMAMOTO and Shigeo KAWASAKI "The S-Band High Power Combiner by a GaN Amplifier in a Base Station for Space Communication," ISTS2011, pp1-5, Okinawa, Japan, June 2011.

Hirofumi NOJI, Yasuhiro SHIBUYA, Kosuke ISONO, Masakazu HORI, Yuta KOBAYASHI, Toshio ISHIZAKI, Shigeki FURUTA, Yukio MORIGUCHI, Zen-ichi YAMAMOTO and S. Kawasaki "A 1kW-Class S-Band Compact Waveguide Combiner Unit with GaN HPAs for WPT and Space Communication," EuMC2011, pp.234-237, Manchester, UK, Oct. 2011.

Shuntaro Tashiro, Takumasa Noji, Takako Kuroyanagi, Goh Fukuda, Yuta Kobayashi, Satoshi Yoshida, Yusuke Maru, Yoshihiro Naruo, and Shigeo Kawasaki, "Evaluation of 5-GHz band MIMO communication quality under the wireless power transmission situation in a spacecraft," TJMW2012, Bangkok, Thailand, Aug 2012.

Shigeo Kawasaki, Yuta Kobayashi, "COMPACT GAN HIGH POWER AMPLIFIERS FOR SPACE COMMUNICATION, SENSING AND GREEN POWER TRANSMISSION" ICTRS2012, Sofia, Bulgaria, Aug. 2012.

Satoshi Yoshida, Yuta Kobayashi, Goh Fukuda, Tomohiko Sakai, Shigeo Kawasaki, "The Active Energy Harvesting Using Microwaves," ICEAST2012, Bangkok, Thailand, Nov. 2012.

Goh Fukuda, Satoshi Yoshida, Yuta Kobayashi, Takumasa Noji, Shuntaro Tashiro, and Shigeo Kawasaki, "Cryogenic GaAs High Gain and Low-Noise Amplifier Module for Radio Astronomy," APMC2012, pp.905-907, Kaohsiung, Taiwan, Dec 2012.

Shigeo Kawasaki, Yuta Kobayashi and Satoshi Yoshida "High-Power, High-Efficiency Microwave Circuits and Modules for Wireless Power Transfer Based on Green-Eco Technology," RWS, pp.28-30, Austin, USA, Jan. 2013.

Goh Fukuda, Satoshi Yoshida, Yuta Kobayashi, Syuntaro Tashiro, Takumasa Noji, Toshifumi Shirosaki, Masami Hasegawa, Takashi Suzuki, Tamotsu Suda, Masahiro Muraguchi, and Shigeo Kawasaki, "The 24-GHz Band Beam Switchable Triple-Plane Active Sector Antenna," EuCAP2013, pp.1585-1588, Gothenburg, Sweden, Apr. 2013.

S. Yoshida, G. Fukuda, Y. Kobayashi, S. Tashiro, T. Noji, K. Nishikawa, and S. Kawasaki, "The C-Band MPT Rectifier Using a HEMT without Bonding-Wire Connection for a Space Health Monitoring System," WPTc2013, pp.1-4, Perugia, Italy, May 2013.

S. Yoshida, G. Fukuda, T. Noji, S. Tashiro, Y. Kobayashi, and S. Kawasaki, "Wide Power Range Operable 3-Stage S-Band Microwave Rectifier with Automatic Selector Based on Input Power Level," IMS2013, pp1-4, Seattle, USA, June 2013.

S. Yoshida, Y. Kobayashi, G. Fukuda, R. Funase, O. Mori, M. Hasegawa, T. Suda, and S. Kawasaki, "7/8-GHz Band  $2 \times 2$  Circular Patch Active Integrated Array Antenna for Solar Sail Applications," IEEE AP-S2013, pp.1-3, Orlando, USA, July 2013.

S. Yoshida, G. Fukuda, T. Noji, Y. Kobayashi, and S. Kawasaki, "Ka-Band 2-Stacked Chip-Scale-Package Using GaAs PA MMIC with Hot-Via Interconnections for Spacecraft Applications," EuMC2013, pp.1-4, Nuremberg, Germany, Oct. 2013.

T. Noji, G. Fukuda, S. Yoshida, Y. Kobayashi, T. Kikuchi, N. Seiya, and S. Kawasaki, "Cryogenic Wide Band and High Gain Low Noise MMIC Amplifier Module for a Dielectric Microcalorimeter of Radio Astronomy," APRASC2013, Taipei, Taiwan, Sep. 2013.

S. Kawasaki, S. Yoshida, Y. Kobayashi, T. Noji, M. Ono, Y. Moriguchi, and S. Furuta, "The S-band Multi-Stage Amplifier for Single-Tone and Time-Division Microwave Communication and Power Transmission", APMC2013, pp. 465-467, Seoul, Korea, Nov. 2013.

## 【国内学会発表】

小林雄太，平原大地，富木淳史，戸田知朗，竹内央，鎌田幸男，澤田弘崇，“DVLBI 軌道決定実験に向けた X 帯トーン信号送信機の評価，” 第 54 回宇宙科学技術連合講演会，静岡，日本，2010 年 10 月．

小林雄太，富木淳史，戸田知朗，小林岳彦，“深宇宙デジタルトランスポンダにおける X/Ka 帯コヒーレント送信機能の周波数安定度の改善，” 信学総大 2011，東京，日本，2011 年 3 月．

小林雄太，栗野穰太，野地紘史，富木淳史，川崎繁男，“GaN を用いた搭載用固体電力増幅器の研究，” 第 12 回宇宙科学シンポジウム，相模原，日本，2012 年 1 月．

小林雄太，堀正和，福田豪，野地紘史，川崎繁男，“宇宙機への適用に向けた S 帯 GaN を用いた WiCoPT サブシステム，” 信学総大 2012，岡山，日本，2012 年 3 月．

小林雄太，竹内央，川原康介，鎌田幸男，川崎繁男，三井裕也，成田伸一郎，“火星エアロキャプチャ技術実証機の通信系と高精度軌道決定，” 第 56 回宇宙科学技術連合講演会，別府，日本，2012 年 11 月．

小林雄太，富木淳史，成田伸一郎，川崎繁男，“GaN を用いた深宇宙用 X 帯高効率 SSPA の基本設計，” 第 13 回宇宙科学シンポジウム，相模原，日本，2013 年 1 月．

小林雄太，富木淳史，成田伸一郎，布村仁志，重田修，伊東正展，青木勝，川崎繁男，“GaN を用いた深宇宙用 X 帯高効率 SSPA 試作モデルの評価，” 信学総大 2013，岐阜，日本，2013 年 3 月．

小林雄太，甲斐誉史朗，野地拓匡，福田豪，吉田賢史，川崎繁男，“アクティブエネルギーハーベスティング用広ダイナミックレンジ入力電力対応型自立制御 S 帯整流器，” 第 57 回宇宙科学技術連合講演会，米子，日本，2013 年 10 月．

小林雄太，富木淳史，小島要，新家隆広，青木勝，土屋慎二郎，重田修，布村仁志，羽賀俊行，奥野秀一，石川雅澄，神田泰明，大森義智，船瀬龍，“50kg 級超小型衛星の小惑星フライバイミッションにおける軽量 X 帯搭載深宇宙通信システムの開発，” 第 57 回宇宙科学技術連合講演会，米子，日本，2013 年 10 月．

小林雄太，吉田賢史，福田豪，甲斐誉史朗，野地拓匡，長谷川直輝，川崎繁男，“PROCYON 搭載 X 帯 SSPA における GaN を用いた高効率電力増幅回路モジュール，” 第 14 回宇宙科学シンポジウム，相模原，日本，2014 年 1 月．

小林雄太，富木淳史，川崎繁男，小島要，新家隆広，青木勝，土屋慎二郎，羽賀俊行，奥野秀一，石川雅澄，神田泰明，大森義智，福島洋介，船瀬龍，川勝康弘，“50kg 級超小型深宇宙探査機

PROCYON における軽量 X 帯搭載深宇宙通信システムの開発,” 第 14 回宇宙科学シンポジウム, 相模原, 日本, 2014 年 1 月.

戸田知朗, 富木淳史, 小林雄太, 鹿子嶋憲一, 小林岳彦, “開発最終段階にきた深宇宙探査のための X 帯/Ka 帯通信システム,” 第 11 回宇宙科学シンポジウム, 相模原, 日本, 2011 年 1 月.

平原大地, 小林雄太, 富木淳史, 戸田知朗, 川崎繁男, 齋藤宏文, “小型 S バンドトランスポンダの開発, 第 54 回宇宙科学技術連合講演会,” 静岡, 日本, 2010 年 10 月.

平原大地, 小林雄太, 富木淳史, 戸田知朗, 川崎繁男, 齋藤宏文, “月・L 点ミッションに向けた小型トランスポンダの開発,” 電子情報通信学会 宇宙・航行エレクトロニクス研究会, 相模原, 日本, 2010 年 11 月.

富木淳史, 小林雄太, 戸田知朗, 野崎勇, 小林岳彦, “X 帯深宇宙デジタルトランスポンダの Ka 帯コヒーレント送信機能の周波数安定度の実験的評価,” 電子情報通信学会 宇宙・航行エレクトロニクス研究会, 相模原, 日本, 2010 年 11 月.

野地紘史, 小林雄太, 古田重樹, 森口幸男, 山本善一, 川崎繁男, “宇宙通信用 S 帯 200W 級コンパクト高効率 GaN アンプユニット,” 信学総大 2011, 東京, 日本, 2011 年 3 月.

栗野穰太, 戸田知朗, 富木淳史, 小林雄太, 高田昇, “カテゴリー A 領域汎用マルチバンドトランスポンダ概念検討,” 電子情報通信学会 宇宙・航行エレクトロニクス研究会, 臼田, 日本, 2011 年 4 月.

野地紘史, 堀正和, 澁谷賢広, 磯野晃輔, 小林雄太, 山田三男, 石崎俊男, 古田重樹, 森口幸男, 河合正, 西川健二郎, 加藤隆二, 山本善一, 川崎繁男, “GaN HPA を用いた宇宙通信用 S 帯 500W 級小型電力合成ユニット,” 電子情報通信学会 宇宙・航行エレクトロニクス研究会, 臼田, 日本, 2011 年 4 月.

戸田知朗, 富木淳史, 小林雄太, “臼田宇宙空間観測所と日本の搭載深宇宙通信技術,” 電子情報通信学会 宇宙・航行エレクトロニクス研究会, 臼田, 日本, 2011 年 4 月.

野地拓匡, 田代俊太郎, 福田豪, 小林雄太, 吉田賢史, 丸祐介, 成尾芳博, 川崎繁男, “宇宙機内での 5GHz 帯無線電力伝送下 MIMO 通信品質の評価,” 信学ソサイエティ大会, 富山, 日本, 2012 年 9 月.

吉田賢史, 田代俊太郎, 野地拓匡, 福田豪, 小林雄太, 丸祐介, 成尾芳博, 川崎繁男, “高頻度再使用ロケット実験機内における通信・電力伝送の無線化に関する基礎実験,” 第 56 回宇宙科学技術連合講演会, 別府, 日本, 2012 年 11 月.

福田豪, 田代俊太郎, C. M. Wu, 野地拓匡, 小林雄太, 吉田賢史, 伊藤龍男, 森治, 船瀬龍, 川崎繁男, “イカロス I I 搭載用レトロディレクティブアンテナの研究,” 第13回宇宙科学シンポジウム, 相模原, 日本, 2013年1月.

吉田賢史, 田代俊太郎野地 拓匡, 福田豪, 小林雄太, 西川健二郎, 川崎繁男, “高頻度再使用ロケット実験機内 ワイヤレスヘルスマonitoringシステムの基礎実験,” 第13回宇宙科学シンポジウム, 相模原, 日本, 2013年1月.

平原大地, 小林雄太, 冨木淳史, 戸田知朗, 齋藤宏文, “月・L点ミッションへ向けた小型S帯トランスポンダ開発-RF性能と放射線試験-,” 第13回宇宙科学シンポジウム, 相模原, 日本, 2013年1月.

成田 伸一郎, 三桝 裕也, 藤田 和央, 尾川 順子, 竹内 央, 前田 真克, 清水 成人, 小林 雄太, 梯友哉, 山口 智弘, 田中 啓太, 高野 裕, 川口 淳一郎, “エアロキャプチャ実証機におけるサイエンスミッションの可能性,” 第13回宇宙科学シンポジウム, 相模原, 日本, 2013年1月.

吉田賢史, 福田豪, 田代俊太郎, 野地拓匡, 小林雄太, 城崎俊文, 長谷川雅巳, 鈴木高志, 須田保, 川崎繁男, “探査機搭載用24GHz帯ビームスイッチアクティブアレイアンテナ,” 信学総大2013, 岐阜, 日本, 2013年3月.

丸祐介, 野中聡, 竹内伸介, 志田真樹, 八木下剛, 山本高行, 伊藤隆, 成尾芳博, 小川博之, 森初男, 水越紀良, 大貝高士, 中上禎章, 水谷忠均, 川崎繁男, 小林雄太, 吉田賢史, 岡崎慎司, “高頻度再使用宇宙輸送システムの研究の状況と計画,” 宇宙輸送シンポジウム, 相模原, 日本, 2013年3月.

田代俊太郎, 吉田 賢史, 福田豪, 野地拓匡, 小林雄太, 中島勝利, 川崎繁男, “広ダイナミックレンジ入力電力対応型自律制御 S 帯整流器,” 信学総大 2013, 岐阜, 日本, 2013 年 3 月.

福田豪, 吉田 賢史, 田代俊太郎, 野地拓匡, 小林雄太, 西川健二郎, 村口正弘, 川崎 繁男, “GaAs HEMT MMICを用いたWPT用C帯整流器の基本試作,” 信学総大2013, 岐阜, 日本, 2013年3月.

野地拓匡, 田代俊太郎, 福田豪, 小林雄太, 吉田賢史, 川崎繁男, “深宇宙通信用32GHz 2×2アクティブ集積アンテナ,” 信学総大2013, 岐阜, 日本, 2013年3月.

野地拓匡, 吉田賢史, 小林雄太, 福田豪, 長谷川雅巳, 須田保, 川崎繁男, “ソーラーセイル搭載用送受信7/8-GHz帯2×2アクティブ集積アレーアンテナ,” 信学ソサイティ大会2013, 福岡, 日本, 2013年9月.



吉田賢史，甲斐誉史朗，野地拓匡，福田豪，長谷川直輝，小林雄太，杉村さゆり，嶋田貴信，大槻真嗣，川崎繁男，”探査ロボット搭載用 S 帯無線電力伝送システムの基礎検討，” 第 14 回宇宙科学シンポジウム，相模原，日本，2014 年 1 月．

吉田賢史，甲斐誉史朗，野地拓匡，福田豪，長谷川直輝，小林雄太，川崎繁男，“RVT 内ワイヤレスヘルスモニタリングシステム用 RF フロントエンドの基礎実験，” 第 14 回宇宙科学シンポジウム，相模原，日本，2014 年 1 月．

長谷川直輝，吉田賢史，甲斐誉史朗，野地拓匡，小林雄太，福田豪，川崎繁男，篠原真毅，“RVT 用ワイヤレスヘルスモニタリングシステムのための C 帯 20W 級 GaN HPA の設計，” 第 14 回宇宙科学シンポジウム，相模原，日本，2014 年 1 月．

川崎 繁男，長谷川 直輝，野地 拓匡，吉田 賢史，甲斐 誉史朗，福田 豪，小林 雄太，森 治，白澤 洋次，加藤 秀樹，川口 淳一郎，“ソーラー電力セイル用膜面フェーズドアレーアンテナのための アクティブ集積アンテナアレーの試作，” 第 14 回宇宙科学シンポジウム，相模原，日本，2014 年 1 月．

野地拓匡，福田豪，吉田賢史，小林雄太，菊池貴大・関谷典夫，山崎典子，大橋隆哉，川崎繁男，“X線観測用誘電体マイクロカロリメータに向けた極低温動作下における広帯域高利得な低雑音増幅器の研究，” 第 14 回宇宙科学シンポジウム，相模原，日本，2014 年 1 月．

福田豪，吉田賢史，野地拓匡，小林雄太，甲斐誉史朗，村口正弘，川崎繁男，“WiCoPT システムの実現に向けた整流器と利用可能な変調信号の検討，” 第 14 回宇宙科学シンポジウム，相模原，日本，2014 年 1 月．

吉田賢史，福田豪，野地拓匡，小林雄太，川崎繁男，“Hot-Via 構造を用いた Ka 帯 GaAs PA MMIC の 2 スタック実装，” 信学総大 2014，新潟，日本，2014 年 3 月．

福田豪，吉田賢史，野地拓匡，小林雄太，甲斐誉史朗，村口正弘，川崎繁男，“WiCoPT 用変調方式と帯域の違いによる整流器変換効率の検討，” 信学総大 2014，新潟，日本，2014 年 3 月．

野地拓匡，小林雄太，福田豪，吉田賢史，長谷川直輝，甲斐誉史朗，川崎繁男，“TID 試験での X-band MMIC LNA Module の評価，” 信学総大 2014，新潟，日本，2014 年 3 月．

## 【受賞】

Best Paper Award

(International Conference on Space, Aeronautical and Navigational Electronics 2012, Incheon,

Korea, Oct. 2012)

#### ※修士課程以前

##### 【著書】

Yuta Kobayashi and Masaki Takahashi (2011). Design of Intelligent Fault-Tolerant Flight Control System for Unmanned Aerial Vehicles, Advances in Flight Control Systems, Agneta Balint (Ed.), ISBN: 978-953-307-218-0, InTech, Available from:

<http://www.intechopen.com/articles/show/title/design-of-intelligent-fault-tolerant-flight-control-system-for-unmanned-aerial-vehicles>

##### 【原著論文】

小林雄太, 高橋正樹, 無人航空機における耐故障性を考慮した知的飛行制御システムの設計, 日本機械学会論文集 (C 編), 75 巻 756 号 (2009-8), 論文 No.08-1103

##### 【国際会議 (査読あり)】

Yuta Kobayashi, and Masaki Takahashi, “Study of Nonlinear Adaptive Flight Control System based on Immersion and Invariance (Applying to Spaceplane and Future Tasks),” the 18<sup>th</sup> JAXA Workshop on Astrodynamics and Flight Mechanisms, Sagamihara, Japan, July 2008.

Yuta Kobayashi, “Nonlinear Adaptive Flight Control System for Space Plane based on Immersion and Invariance”, ISTS2009, Tsukuba, Japan, July 2009.

Yuta Kobayashi, and Masaki Takahashi, “Design of Nonlinear Adaptive Flight Control System based on Immersion and Invariance”, AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference, Chicago, USA, Aug. 2009.

Yuta Kobayashi, “Proposal for Concept of a Horizontal Take-off and Landing Space Plane Assisted by a Sea Ship”, International Astronautical Congress 2008 (International Student Zone), Glasgow, Scotland, Sep. 2008.

Naoko Matsubara, Yuta Kobayashi, Yuya Kakehashi, and Masaki Takahashi, “Horizontal Take-off and Landing Space Plane Assisted by a Sea Ship”, Japan International Aerospace Exhibition 2008, Yokohama, Japan, Oct. 2008.

##### 【国内学会発表】

小林雄太, 高橋正樹, 無人航空機における耐故障性を考慮した知的飛行制御システムの設計,

Dynamics and Design Conference 2008, 横浜, 日本, 2008 年 9 月.

小林雄太, 高橋正樹, Immersion and Invariance に基づく非線形適応飛行制御システムに関する研究, 第 52 回宇宙科学技術連合講演会, 兵庫, 日本, 2008 年 11 月.

**【受賞】**

慶応工学会賞 (2008 年 3 月) 理工学部システムデザイン工学科首席卒業

藤原賞 (2010 年 3 月)

SSPS (Society for Promotion of Space Science) President Award

(27<sup>th</sup> International Symposium on Space Technology and Science, Tsukuba, Japan, July 2009)