

# 修士学位論文

## 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低雑音増 幅器MMICの検討

指導教授                      大橋   隆哉                      教授

平成27年    1月            19日            提出

首都大学東京大学院

理工学研究科                      物理学    専攻

学修番号 13879329

氏   名   野地   拓匡



## 概要

20 世紀半ばまでは可視光の観測が宇宙・天体の観測の唯一の方法であり、人類の宇宙を見る目は電磁波の中でもごく僅かな可視光の領域に限られていた。しかし、1930 年代に電波望遠鏡が発表され宇宙を見る電磁波の領域が拡張された。そして、1960 年代には赤外線検出器が発達し、赤外線望遠鏡による赤外線宇宙探査が可能になった。一方、X 線は地球大気により吸収されるため地上には届かない。X 線観測は地球大気が十分薄くなる高度 300 km 以上の領域で行う必要があり、人工衛星が科学的に利用可能になる事を待つ必要があった。そして、1962 年に初めて X 線星が発見され、世界で初めての X 線観測衛星は 1970 年に打ち上げられたアメリカの「Uhura」である。日本での X 線観測は、1979 年に打ち上げられた日本初 X 線観測衛星「はくちょう」と共に始まった。現在では、可視光（光）、電波、赤外線、X 線の 4 つの電磁波領域が天文観測の重要な要素となっている。中でも、X 線は宇宙の誕生にも起因する高エネルギー現象の解明が期待され、高温・大重力場の極限状態で激しく活動する現象を観測する重要な手段となっている。

X 線を観測するための検出器にはガス検出器や半導体検出器等いくつかある。日本初の X 線観測衛星「はくちょう」の検出器には比例計数管が搭載され、現在運用されている X 線観測衛星「すざく」には、硬 X 線からガンマ線の検出器と、シリコン半導体を用いたセンサである X 線 CCD カメラと X 線マイクロカロリメータ XRS (X-ray Spectrometer) が搭載されている。XRS は「すざく」衛星で初めて搭載された検出器であり、これまでの X 線検出器に比べて、一桁も波長分解能の高い、高エネルギー分解能 X 線分光器である。残念ながら「すざく」衛星は不具合があつて XRS を使用しての天体観測を行うことは出来なかった。しかし、次期 X 線観測衛星「Astro-H」には不具合の改善がされ、改良された XRS が搭載される事が決まっている。XRS は素子の温度上昇を測定することで X 線を観測する X 線検出器である。X 線マイクロカロリメータには、半導体サーミスタ型や TES 型等いくつか種類がある。「すざく」衛星から導入された XRS であるが、素子の温度上昇を抵抗変化として読み出すため、素子数を増やすと配線数が多くなり、数 1000 素子以上の多素子ア

レイの形成と信号多重化が困難であり、技術革新が求められている。この問題を解決するために、誘電体 X 線マイクロカロリメータ(DMC : Dielectric micro calorimeter) が提案されている。DMC は極低温下での誘電率の温度依存性を利用し、その読み出し方法として GHz 帯の LC 共振回路を用いることができるため、数 1000 素子以上の多素子アレイ形成と信号多重化が実現可能である。DMC の簡単な原理は、X 線エネルギーによる素子の温度変化から誘電率が変化し、それに伴う共振周波数の変化を読み出す仕組みである。X 線エネルギーに対して共振周波数の相対変化を大きくするには、システム全体の動作温度を低くする必要がある。さらに、ノイズ元となる熱流入を避けるためにシステム全体の冷却が必要である。また、X 線の信号は微弱であり、そのまま読みだすことは困難である。したがって、DMC の X 線観測システムの一部には低雑音増幅器 (LNA : Low noise amplifier) が不可欠である。そこで、DMC への応用を目的とした低雑音増幅器の特性評価を行う必要がある。

本修士論文では、GHz 帯の高周波、マイクロ波の知識・技術を異分野である天文分野にて活かし、上記の「DMC に向けた極低温動作低雑音増幅器 MMIC の検討」を行った。常温での S-Parameter ・利得・NF の評価を行った。極低温では、S-Parameter の測定を行い、利得・NF の評価を行った。また、衛星搭載システムに組み込むため、宇宙環境試験が不可欠であり、宇宙環境下を想定した放射線耐久性の評価を行ったので報告する。

本論文の構成として、序論では X 線天文学、X 線マイクロカロリメータの原理について述べ、高周波について解説する。第 2 章基礎理論ではマイクロ波基礎理論について記述した。その後、第 3 章において、使用した低雑音増幅器の回路について述べ、測定系・実験結果を第 4 章以降で説明する。

## 研究業績

2013-2014 年度

### 論文

[1] 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>

### 学会発表

[1] 野地拓匡, 吉田賢史, 小林雄太, 福田豪, 長谷川雅巳, 須田保, 城崎俊文, 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,” 電子情報通信学会ソサイティ大会 2013, pp. 121, 福岡, 日本, 2013 年 9 月.

[2] Takumasa Noji, Goh Fukuda, Satoshi Yoshida, Yuta Kobayashi, Takahiro Kikuchi, Norio Sekiya, Noriko Y. Yamasaki, and Shigeo Kawasaki, “Cryogenic Wide Band and High Gain Low Noise MMIC Amplifier Module for a Dielectric Microcalorimeter of Radio Astronomy,” APRASC2013, Taipei, Taiwan, Sep. 2013.

[3] 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, P2-244, 相模原, 日本, 2014 年 1 月.

[4] 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,” 電子情報通信学会総合大会 2014, 新潟, 日本, 2014 年 3 月.

[5] Takumasa Noji, Akihira Miyachi, Takahiro Kikuchi, Noriko Y. Yamasaki, Kazuhisa Mitsuda, and Shigeo Kawasaki, “The X-band High Gain and Radiation-Hardness Low-Noise GaAs MMIC Amplifier with Cryogenic Temperature for X-ray Astronomy,” APMC, Nov 2014.

[6] Noji Takumasa, Akihira Miyachi, Takahiro Kikuchi, Ju Hyeonjae, Naoki Hasegawa, Satoshi Yoshida, Noriko Y. Yamasaki, Kazuhisa Mitsuda, Takaya Ohashi, and Shigeo Kawasaki

“Fundamental Experiment of S-band Low Noise Amplifier and Dielectric Microcalorimeter for X-ray Detection System,” TJMW, Nov 2014.

[7] 野地拓匡, 宮地晃平, 菊地貴大, 星野全俊, 吉田賢史, 山崎典子, 満田和久, 大橋隆哉, 川崎繁男, “誘電体カロリメータ用極低温動作低雑音増幅 MMIC の検討,” 第 15 回宇宙科学シンポジウム, P-068, 相模原, 日本, 2015 年 1 月.

[8]野地拓匡, 宮地晃平, 菊地貴大, 山崎典子, 満田和久, 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高利得 X 帯低雑音増幅器の耐放射線性の検討” MW 研究会, Jan 2015.

[9]野地拓匡, “S 帯低雑音増幅器と誘電体マイクロカロリメータの X 線検出システム基礎実験,” 電子情報通信学会総合大会, Mar. 2015.

[10]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.

[11]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.

[12]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.

[13]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.

[14]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.

[15]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,” 信学ソサイティ大会 2013, pp. 55, 福岡, 日本, 2013 年 9 月.

[16]福田豪, 吉田賢史, 野地拓匡, 小林雄太, 川崎繁男, “無線情報電力伝送用マイクロ波整流器に関する変調方式の比較検討,” 信学ソサイティ大会 2013, pp. 47, 福岡, 日本, 2013 年 9 月.

- [17]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, pp. 1-4, 米子, 日本, 2013年10月.
- [18]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, P2-126, 相模原, 日本, 2014 年 1 月.
- [19]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, P2-232, 相模原, 日本, 2014 年 1 月.
- [20]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, P2-236, 相模原, 日本, 2014年1月.
- [21]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, P2-237, 相模原, 日本, 2014年1月.
- [22]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, P2-155, 相模原, 日本, 2014 年 1 月.
- [23]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, P2-238, 相模原, 日本, 2014 年 1 月.
- [24]甲斐誉史朗, 吉田賢史, 長谷川直輝, 野地拓匡, 福田豪, 杉村さゆり, 大槻真嗣, 村口正弘, 川崎繁男, “月面ローバー用バッテリーへのワイヤレス給電システム,” 信学総大 2014, 新潟, 日本, 2014 年 3 月.
- [25]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.
- [26]朱玄宰, 野地拓匡, 長谷川直輝, 吉田賢史, 宮地晃平, 川崎繁男, 川原佳博, 浅見徹, “高い変換効率ミキサを用いたレトロディレクティブ HIC の特性” MW 研究会, Sep 2014.
- [27]長谷川直輝, JuHyeonjae, 吉田賢史, 宮地晃平, 野地拓匡, 森治, 菊池翔太, 加藤秀樹,

川口淳一郎，川崎繁男，“ソーラー電力セイルに用いる子機 RF センサのための送信用 X 帯 /K 帯/Ka 帯 GaAs・MMIC 増幅器の研究，” 第 15 回宇宙科学シンポジウム，P-263，相模原，日本，2015 年 1 月。

[27] 宮地晃平，長谷川直輝，野地拓匡，吉田賢史，朱玄宰，金子智喜(日大),川崎繁男(JAXA) “ソーラー電力セイルに用いる子機 RF センサのための送信用 X 帯/K 帯/Ka 帯 GaAs・MMIC 増幅器の研究，” 第 15 回宇宙科学シンポジウム，P-263，相模原，日本，2015 年 1 月。

[28]吉田賢史，長谷川直輝，野地拓匡，金子智喜，朱玄宰，前川千咲，山澤裕之，漆原育子，佐藤光，川崎繁男，“5.8 GHz マイクロ波電力伝送と両立可能な 920MHz 帯ワイヤレスセンサネットワークシステム” MW 研究会,Jan 2015.

## 受賞

MWE2013 大学展示奨励賞 川崎研究室



## 2012 年度

### 学会発表

- [1]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,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, Sep 2012.
- [2]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,” 電子情報通信学会総合大会, Mar. 2013.
- [3] 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,” TJMW, Aug 2012.
- [4]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,” 宇宙科学連合講演会, Nov 2012.
- [5]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 ワイヤレスヘルスモニタリングシステムの基礎実験,” 宇宙科学シンポジウム, Jan 2013.
- [6]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, 3A3, Dec 2012, pp. 391-393.
- [7]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, 4A5, Dec 2012, pp. 905-907.
- [8]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,” 電子情報通信学会総合大会, Mar 2013.
- [9]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,” 宇宙科学シンポジウム, Jan 2013.
- [10]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,” 電子情報通信学会総合大会,Mar 2013.

[11]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,” 電子情報通信学会総合大会,Mar.2013.

#### 受賞

川崎研学生（福田豪, 野地拓匡, 田代俊太郎） ローデ・シュワルツ・ジャパン レポート・コンテス 最優秀賞 受賞

# 目次

<b>第1章 序論</b>	<b>19</b>
1.1 X線天文学	19
1.2 X線観測の意義	22
1.3 X線観測衛星	24
1.4 検出器性能	26
1.4.1 エネルギー分解能	26
1.4.2 位置分解能	28
1.4.3 時間分解能	29
1.5 X線検出器	29
1.5.1 比例計数管	30
1.5.2 半導体検出器	32
1.5.3 回折格子	33
1.5.4 X線 CCD カメラ	34
1.5.5 超伝導トンネル接合検出器	36
1.6 X線マイクロカロリメータ	38
1.6.1 X線マイクロカロリメータ	38
1.4.2 誘電体 X線マイクロカロリメータ	40
1.7 マイクロ波	42
1.7.1 マイクロ波とは	42
1.7.2 マイクロ波の応用	43
<b>第2章 基礎理論</b>	<b>45</b>

2.1	伝送線路 .....	45
2.1.1	伝送線路 .....	45
2.1.1	マイクロストリップ線路 .....	47
2.2	電磁界 .....	48
2.3	S-Parameter .....	50
2.4	高周波増幅器.....	53
2.4.1	高出力増幅器 .....	55
2.4.2	低雑音増幅器 .....	56
2.5	雑音.....	57
2.5.1	雑音の種類 .....	57
2.5.2	FET の雑音 .....	59
2.5.3	雑音指数 .....	60
2.5.4	雑音指数の測定 .....	63
2.5.4.1	直接雑音測定法 .....	63
2.5.4.2	Y ファクタ法 .....	63
2.6	MMIC .....	66
<b>第 3 章 低雑音増幅器回路.....</b>		<b>68</b>
3.1	設計とシミュレーション.....	68
3.2	パッケージ化.....	81
3.3	モジュール化.....	84
<b>第 4 章 冷却測定.....</b>		<b>92</b>
4.1	測定系.....	92
4.1.1	冷凍機による冷却 .....	92
4.1.1.1	S-Parameter 測定 .....	92

4.1.1.2	Noise Figure & 利得測定 .....	100
4.1.2	冷却媒体含浸冷却.....	107
4.2	冷却測定結果.....	113
 <b>第5章 宇宙環境試験 .....</b>		<b>115</b>
5.1	放射線環境試験条件.....	116
5.2	放射線環境試験結果.....	120
 <b>第6章 接続赤外線検出実験 .....</b>		<b>123</b>
6.1	実験概要.....	123
6.2	誘電体素子の誘電率・共振周波数変化.....	125
6.3	実験結果.....	130
 <b>第7章 考察、まとめ .....</b>		<b>136</b>
 参考文献 .....		<b>139</b>
謝辞 .....		<b>142</b>

## 図目次

図 1.1.	宇宙空間からの電磁波が地上に到達する波長別高度.....	20
図 1.2.	衛星による X 線画像.....	21
図 1.3.	各電磁波（波長）で見た天の川銀河.....	23
図 1.4.	X 線天文衛星年表.....	25
図 1.5.	単色 X 線入射時の計測スペクトル.....	26
図 1.6.	比例計数管 .....	31
図 1.7.	半導体検出器 .....	32
図 1.8.	Chanda 衛星に搭載されている回折格子「HETG」 .....	34
図 1.9.	すざく衛星に搭載されている X 線 CCD カメラ「XIS 」 .....	35
図 1.10.	すざく衛星に搭載されている X 線 CCD カメラ .....	35
図 1.11.	超伝導トンネル接合検出器 .....	37
図 1.12.	X 線マイクロカロリメータ.....	39
図 1.13.	誘電体 X 線マイクロカロリメータ.....	40
図 1.14.	X線観測 DMC システムブロック図.....	41
図 2.1.	伝送線路 .....	46
図 2.2.	マイクロストリップ線路構造 .....	47
図 2.3.	マイクロストリップ線路の電磁界分布.....	48
図 2.4.	伝送線路の境界における電圧と電流.....	51
図 2.5.	二端子回路網における入射電圧と反射電圧の関係.....	52
図 2.6.	増幅器の基本構成 .....	54
図 2.7.	雑音入力時における増幅器の応答.....	62
図 3.1.	低雑音増幅器ブロックダイアグラム.....	69
図 3.2.	低雑音増幅器 1 段目 S-Parameter S(1,1) .....	70
図 3.3.	低雑音増幅器 1 段目 S-Parameter S(2,2) .....	71
図 3.4.	低雑音増幅器 1 段目 S-Parameter S(1,2) .....	71
図 3.5.	低雑音増幅器 1 段目 S-Parameter S(2,1) .....	72
図 3.6.	低雑音増幅器 1 段目 Noise Figure.....	72
図 3.7.	低雑音増幅器 1&2 段目 S-Parameter S(1,1).....	73
図 3.8.	低雑音増幅器 1&2 段目 S-Parameter S(2,2).....	74

図 3.9.	低雑音増幅器 1&2 段目 S-Parameter S(1,2).....	74
図 3.10.	低雑音増幅器 1&2 段目 S-Parameter S(2,1).....	75
図 3.11.	低雑音増幅器 1&2 段目 Noise Figure.....	75
図 3.12.	低雑音増幅器 1&2&3 段目 S-Parameter S(1,1) .....	76
図 3.13.	低雑音増幅器 1&2&3 段目 S-Parameter S(2,2) .....	77
図 3.14.	低雑音増幅器 1&2&3 段目 S-Parameter S(1,2) .....	77
図 3.15.	低雑音増幅器 1&2&3 段目 S-Parameter S(2,1) .....	78
図 3.16.	低雑音増幅器 1&2&3 段目 Noise Figure .....	78
図 3.17.	3 段構成低雑音増幅器 Schematic.....	79
図 3.18.	設計&製作した低雑音増幅器.....	80
図 3.19.	実装基板に実装した低雑音増幅器 MMIC.....	81
図 3.20.	パッケージ化した低雑音増幅器 MMIC.....	82
図 3.21.	パッケージ低雑音増幅器 MMIC の利得&NF 測定結果.....	83
図 3.22.	モジュール化した低雑音増幅器パッケージ.....	84
図 3.23.	電波吸収体充填後の低雑音増幅器.....	85
図 3.24.	低雑音増幅器モジュール .....	86
図 3.25.	モジュール化後のドレインバイアス変更時の 10GHz での測定結果.....	87
図 3.26.	モジュール化後のゲートバイアス変更時の 10 GHz での測定結果.....	87
図 3.27.	モジュール化後の 10 GHz での入出力特性測定結果.....	88
図 3.28.	低雑音増幅器モジュール Sparameter S(1,1) 測定結果.....	89
図 3.29.	低雑音増幅器モジュール Sparameter S(2,2) 測定結果.....	89
図 3.30.	低雑音増幅器モジュール Sparameter S(1,2) 測定結果.....	90
図 3.31.	低雑音増幅器モジュール Sparameter S(2,1) 測定結果.....	90
図 3.32.	低雑音増幅器モジュール NF 測定結果 .....	91
図 4.1.	冷凍機 .....	94
図 4.2.	冷凍機測定ブロック図 .....	94
図 4.3.	冷凍機キャリブレーション後における cable 端 open 時の反射特性.....	95
図 4.4.	デュワー冷却でのキャリブレーション後における cable 端 open 時の反射特性 .....	96
図 4.5.	冷凍機内部同軸ケーブルによる電力損失.....	98
図 4.6.	冷凍機による影響の補正後の S11.....	99
図 4.7.	NFA による測定ブロック図.....	100
図 4.8.	Y ファクタ法による低温 NF 測定 .....	101
図 4.9.	校正時、測定時ブロック図 .....	102
図 4.10.	冷凍機有無における常温 NF 測定比較 .....	103

図 4.11.	冷凍機有無における常温 Gain 測定比較	103
図 4.12.	測定外観図	104
図 4.13.	Gain @ 77 K	105
図 4.14.	NF @ 77 K	105
図 4.15.	Gain @ 4 K	106
図 4.16.	NF @ 4 K	106
図 4.17.	測定系	107
図 4.18.	LNA 固定プローブ先端	108
図 4.19.	ダイキャストボックス	109
図 4.20.	冷却媒体含浸冷却実験概観	110
図 4.21.	S21 @ 77 K	111
図 4.22.	S11 @ 77 K	111
図 4.23.	S21 @ 4 K	112
図 4.24.	S11 @ 4 K	112
図 4.25.	300 K, 77 K, 4 K における利得の測定結果比較	114
図 5.1.	半導体の放射線影響	116
図 5.2.	照射量 - 線源距離	117
図 5.3.	TID 試験における外観図	119
図 5.4.	TID 試験下における利得- 時間特性	120
図 5.5.	TID 試験下における NF - 時間特性	121
図 6.1.	赤外線検出実験ブロック図	124
図 6.2.	冷凍機内部概観	124
図 6.3.	S-Parameter, S21 @ 300 K	130
図 6.4.	S-Parameter, S21 @ 77 K	131
図 6.5.	S-Parameter, S21 @ 4 K	132
図 6.6.	赤外線照射パルス	133
図 6.7.	DMC システム検出パルス	133
図 6.8.	赤外線照射パルス 100 average	134
図 6.9.	DMC システム検出パルス 100 average	134
図 6.10.	$\alpha$ 線検出信号	135
図 7.1.	利得及び NF の温度依存性	138



## 表目次

表 1.1.	代表的な X 線検出器の典型的性能.....	30
表 3.1.	使用した FET のプロセス.....	69
表 3.2.	パッケージ低雑音増幅器 MMIC の利得&NF 測定結果@10 GHz .....	83
表 5.1.	低雑音増幅器の比較 .....	115
表 5.2.	従来の X 線観測衛星運用条件.....	117
表 5.3.	本実験による照射条件 .....	118
表 5.4.	TID 試験前後における RF 特性 .....	121
表 5.5.	主な半導体材料のバンドギャップ.....	122

---

## 第 1 章 序論

### 1.1 X 線天文学

天文学は古代から現在に至るまで世界中で研究が続けられてきた学問の一つである。そして近年、観測技術の向上により加速度的に発展を遂げてきた学問の一つでもある。20 世紀初めまでの天文学は可視光による宇宙の観測を礎に成り立ってきた。しかし、宇宙には可視光以外にも様々な波長の電磁波が飛び交っており、それらを観測できるようになったことで我々が宇宙について宇宙から入手できる情報は飛躍的に増大した。1930 年代に電波望遠鏡が発表され宇宙を見る電磁波の領域が拡張された。そして、1960 年代には赤外線検出器が発達し、赤外線望遠鏡による赤外線宇宙探査が可能になった。一方、X 線は地球大気により吸収されるため地上には届かないため、観測は待たれていた。

宇宙空間から発生する電磁波のうち、地球の大気を透過して地上まで到達するのは電波、赤外線の一部、可視光だけである。X 線は地球大気によって吸収されてしまうため、地上には届かず、上空ないし大気圏外に出なければ観測することはできなかった。しかし、20 世紀頃から気球やロケット、人工衛星等の技術の向上により地球外での観測が可能になった。図 1.1. に宇宙空間から波長別に電磁波が到達できる高度を示す。

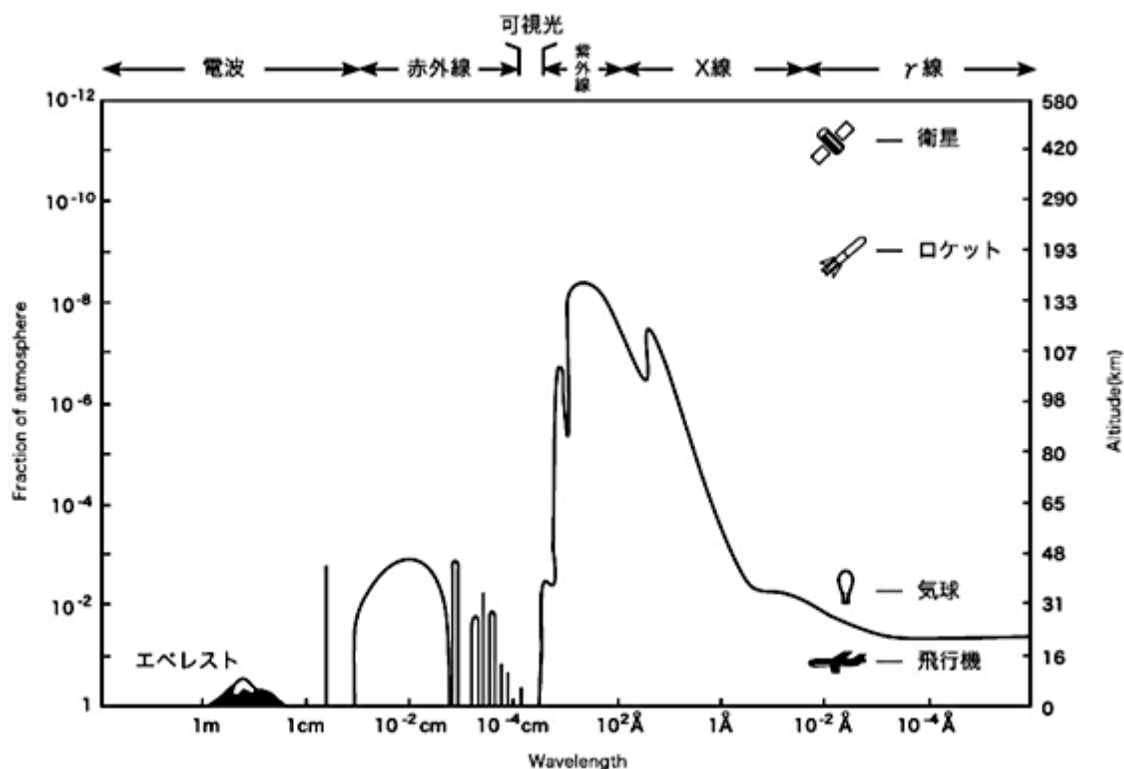
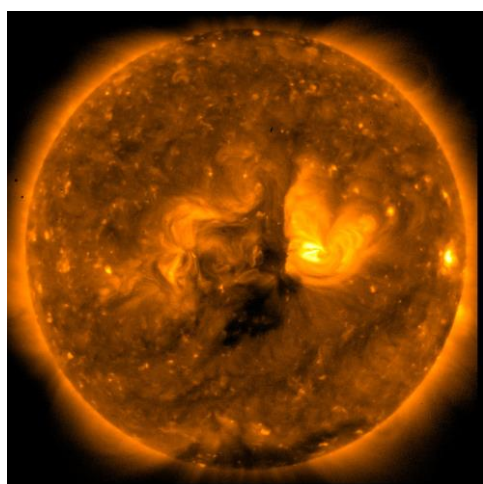


図 1.1. 宇宙空間からの電磁波が地上に到達する波長別高度

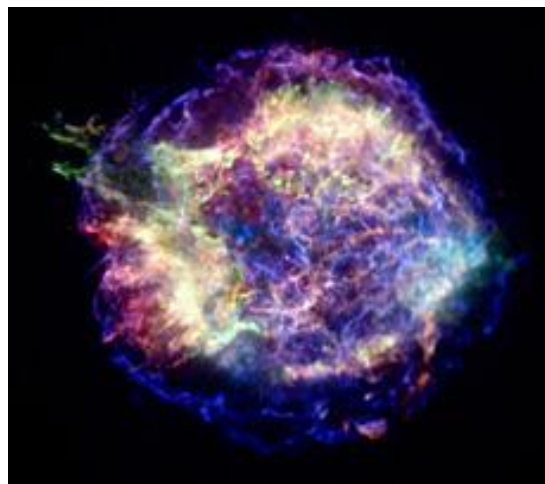
これを受けて、1948 年、人類は初めて大気圏外で X 線を観測した。それはロケットによって観測された太陽からの X 線であった。1962 年に MIT(Massachusetts Institute of Technology) の B. Rossi や ASE(American Science & Engineering Inc.) の R. Giacconi らによるガイガー計数管を用いたロケット実験を実施した。後にさそり座 X-1 (Sco X-1) と呼ばれる太陽系外で最も明るい天体からの強い X 線を偶然発見し、宇宙のあらゆる方向から到来する X 線(宇宙 X 線背景放射)を検出した。この成果が讃えられ、R. Giacconi は 2002 年にノーベル物理学賞を受賞した。

1970 年には世界初の X 線天文衛星「Uhuru」(アメリカ) が打ち上げられ、長時間の全天走査観測によって約 400 個の X 線天体を発見した。X 線天文学はこうして始まり、その後多くの国によって様々な特徴を持った X 線天文衛星が打ち上げられてきた。現在では宇宙の多くの天体が X 線を放射していることが知られており、カタログ化された X 線天体は 10 万個以上に達している。日本での X 線観測は、1979 年に打ち上げられた日本初 X 線観測衛星「はくちょう」と共に始まった。

現在では、X 線天文学は天文学の中の一分野として研究されるまでに至り、可視光（光）・電波・赤外線・X 線の 4 つの電磁波領域が天文観測の重要な要素となっている。その中で、X 線は宇宙の誕生にも起因する高エネルギー現象の解明が期待され、高温、大重力場の極限状態で激しく活動する現象を観測する重要な手段となっている。図 1.2. に「ひので」衛星が X 線で撮影した太陽、NASA の Chandra 衛星が撮影した超新星残骸のカシオペア座 A、ブラックホールのイメージ図を示す。



(a) ひので衛星が X 線撮影した太陽



(b) Chandra 衛星が X 線撮影したカシオペア座 A



(c) ブラックホールイメージ図

図 1.2. 衛星による X 線画像

X 線の観測は物質との相互作用により検出できる。これまで様々な種類の X 線検出器が開発され、X 線天文学の発展に貢献してきた。X 線検出器の種類はいくつかあり、比例計数管・ガス検出器・マイクロチャンネルプレート・回折格子・半導体検出器等がある。日本初の X 線観測衛星「はくちょう」の検出器には比例計数管が搭載され、現在運用されている X 線観測衛星「すざく」には、硬 X 線からガンマ線の検出器と、シリコン半導体を用いたセンサである X 線 CCD カメラと X 線マイクロカロリメータ (XRS : X-ray Spectrometer) が搭載されている。

## 1.2 X 線観測の意義

前述のように宇宙観測は電波・赤外線・可視光・X 線・ $\gamma$  線の電磁波を用いて複合的に行われている。各電磁波による同天体のイメージを図 1.3. に示す。

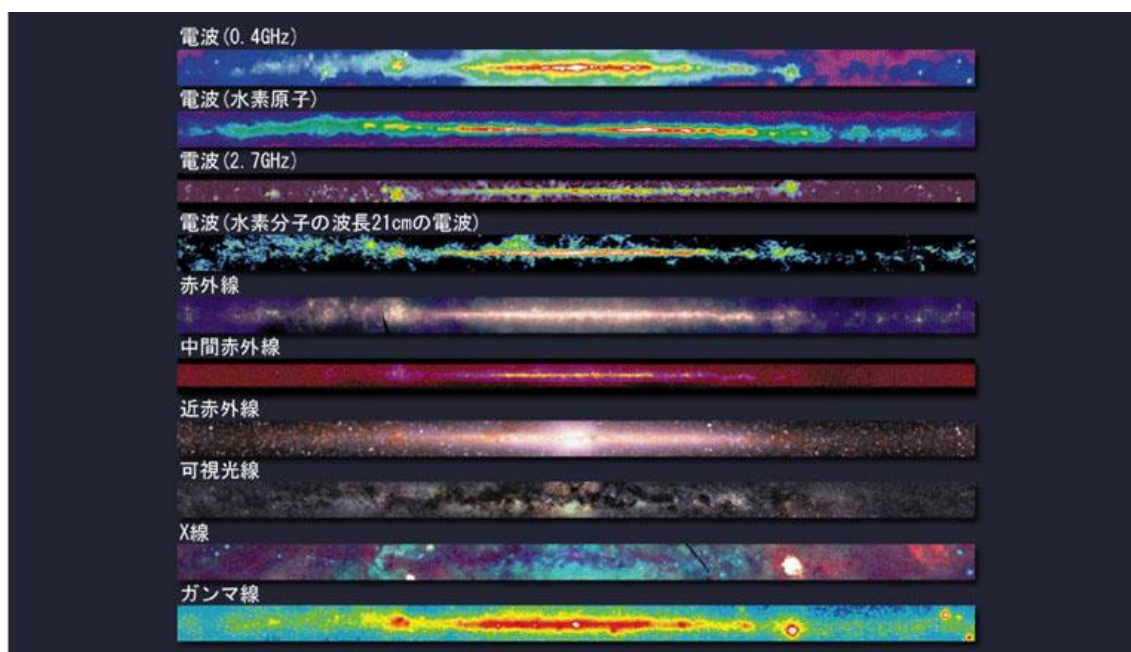


図 1.3. 各電磁波（波長）で見た天の川銀河

それらの電磁波で宇宙に存在するミクロからマクロまで、低温から高温までの様々な物質や現象を幅広く観測している。その中で X 線領域の放射は比較的大きい。X 線発生機構は大きく 2 つあり、1 つは熱的なメカニズムによる超高温プラズマに起因する。もう 1 つは、非熱的なメカニズムであり、シンクロトロン放射や逆コンプトン効果によるプラズマ内の高エネルギー電子による放射である。具体的には、銀河間に存在する超高温ガスからの熱放射、超相対論的電子による逆コンプトン散乱、超新星残骸や  $\gamma$  線バーストからのシンクロトロン放射、X 線パルサーからのサイクロトロン共鳴などである。つまり、宇宙における高エネルギー、高温現象を捉える電磁波である。また、0.1~10 keV の X 線エネルギー帯には、炭素、窒素、酸素、ネオン、マグネシウム、シリコン、硫黄、アルゴン、カルシウム、鉄、ニッケル等の宇宙に存在する主要な重元素の K, L 輝線が存在する。したがって、X 線観測は、宇宙におけるこれらの重元素の量や物理状態を解明する重要な手段の一つであると言える。

歴史的には、1960-70 年代に、X 線源星が X 線を放射するのは、連星を形成している高密度の星に恒星から流れ込むプラズマが解放する重力エネルギーであることが判明した。また、自らの重力でつぶれる高密度性、つまり中性子星やブラックホールはそれまで、理論的のみ証明されていたが、X 線観測により実際に証明されることになった。

X 線を放射する天体は多岐に渡り、それぞれ異なった特徴の X 線を放射している。例えば、白色矮星、中性子星、活動銀河核のブラックホール等の高密度天体と恒星（伴星）との連星系では、伴星からの質量降着によって高温の降着円盤が形成され、そこからの黒体放射や熱制動放射による X 線が観測される。中心星の自転や伴星の公転によって X 線強度が周期的に変化する X 線パルスが観測されることもある。また、銀河や銀河団からはそれらに付随する高温プラズマによる熱制動放射の X 線が見られる。最近では、太陽系惑星周辺の中性原子と太陽風の電離プラズマによる電荷交換反応によって X 線輝線が放射されることも分かってきた。X 線を通して見ると宇宙は高エネルギー、高温現象で満ちあふれていることが分かる。こういった情報をより正確に捉えるために、X 線検出器の撮像能力やエネルギー分解能、時間分解能等を向上させることは重要である。

## 1.3 X 線観測衛星

X 線領域の観測は、一般的に光子のカウントレートが低く、典型的には 1 count/sec ほどである。よってその観測は、一つの光子について、入射時間、進行方向、エネルギー（波長）を測定することになる。このため、多くの X 線天文衛星は、（X 線望遠鏡 or コリメーター）＋（エネルギーや時間分解能を持つ検出器）という組み合わせで観測機器が搭載されている。

1970 年に打ち上げられたアメリカの世界初 X 線観測衛星「Uhuru」は、（コリメーター）＋（ガス比例計数管）であった。その後の衛星でもこの組み合わせは主要な観測機器として用いられた。この組み合わせによる検出感度は 1 mCrab 程度であった。

1978 年に打ち上げられたアメリカの「Einstein」衛星でコリメータに変わり、X 線望遠鏡が初めて搭載された。コリメータを用いた場合は、多くの光子を集めるために検出器の開口面積を大きくしていた。しかし、それと同時にバックグラウンドとなる宇宙背景放射



と荷電粒子などの宇宙線が増えてしまっていた。しかし、X線望遠鏡を用いることで対象とする天体のX線のみを見ることができ、小さな開口面積の検出器で多くの光子を集めることが出来る。これにより、検出感度は  $0.1 \mu\text{Crab}$  を達成した。

さらに、1999年に打ち上げられた欧州の「XMM-Newton」衛星やアメリカの「Chandra」衛星は、秒角単位の分解能を持つ（X線望遠鏡）＋（X線 CCD カメラ）の組み合わせになっている。

日本の衛星は「はくちょう」をはじめ、これまでの比例計数管の2倍のエネルギー分解能をもつ蛍光比例計数管を搭載した「てんま」、 $4000 \text{ cm}^2$  という大面積でありながら低いノイズをもつ比例計数管が搭載された「ぎんが」などがある。現在は2005年に打ち上げられた「すざく」が運用中で、これまでに宇宙の構造形成やブラックホール直近領域の探索等で順調に成果をあげている。2015年打ち上げ予定の「Astro-H」では高波長分解能と高エネルギー分解能を実現する（X線望遠鏡）＋（X線マイクロカロリメータ）での観測が期待されている。

下記の図 1.4. に X 線天文衛星の年表を示す。

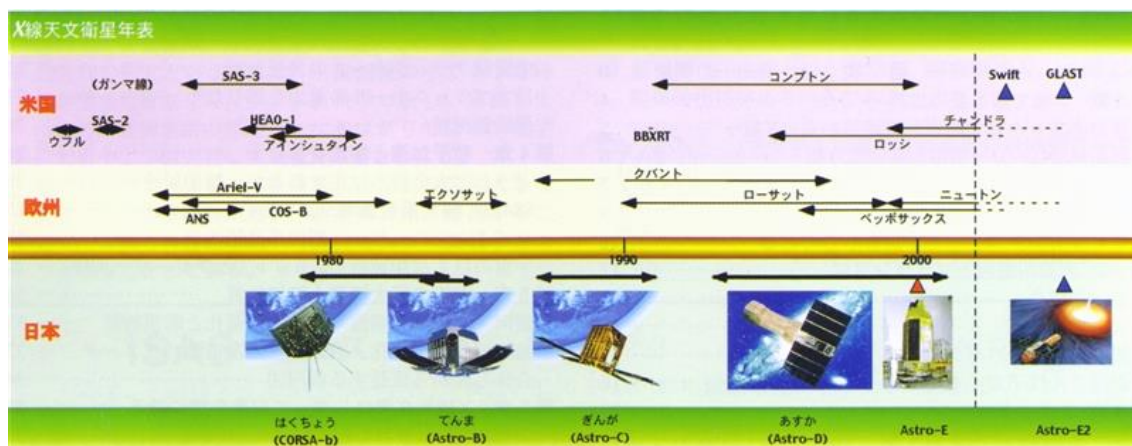


図 1.4. X 線天文衛星年表

## 1.4 検出器性能

### 1.4.1 エネルギー分解能

エネルギー分解能とは X 線光子のエネルギーの決定精度のことで、決定した X 線光子のエネルギーの頻度分布を X 線エネルギースペクトルと呼ぶ。エネルギー  $E_0$  の単色の X 線が入射した際に得られるエネルギースペクトルを図 1.5. に示す。

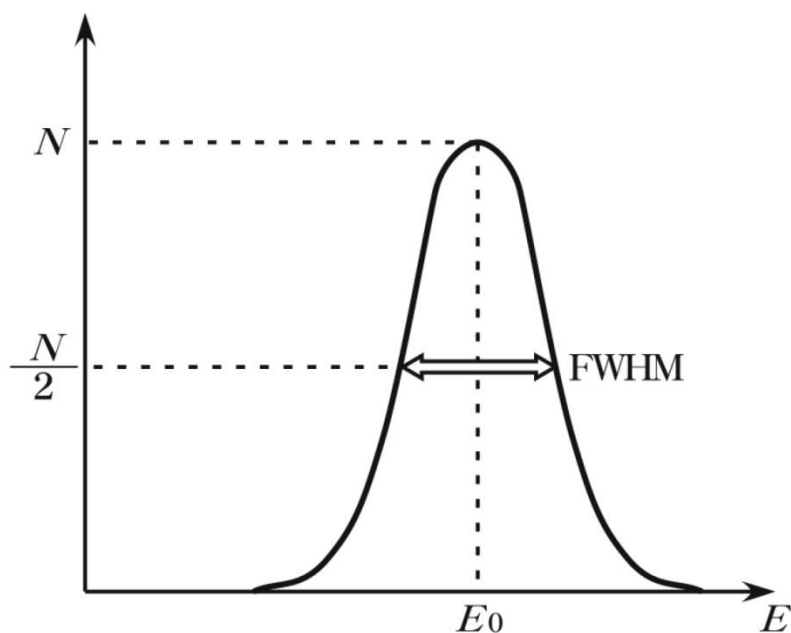


図 1.5. 単色 X 線入射時の計測スペクトル

キャリアの揺らぎや読み出しシステムによるノイズなどの影響により、単色 X 線を入射した場合であっても得られるエネルギースペクトルは必ず有限の幅を有する。この分布の高さが半分になるところの幅を半値幅(FWHM: Full Width Half Maximum) とよび、検出器のエネルギー分解能の指標として用いられる。半値幅が小さいほど分解能は高い。

一般に X 線検出器では、X 線入射時の検出器との相互作用によって生じる電子、イオン、正孔、フォノンなどのキャリアを収集して入射エネルギーを測定する。検出器に 1 つの光子が入射し、生成した情報キャリアが  $N$  個であったとする。ここで、キャリアの生成はポアソン(Poisson) 統計に従うとし、情報キャリア生成に必要なエネルギーは入射 X 線光子のエネルギー  $E_0$  に比べて十分に小さく、情報キャリア数  $N$  が十分に大きい場合には、図 1.5. に示す応答関数はガウス(Gauss) 分布となる。その標準偏差は  $\sigma = \sqrt{N}$  であり、半値幅は  $\text{FWHM} = 2.35\sqrt{N}$  で表されることとなる。これより、情報キャリア数の統計揺らぎによって決まるエネルギー分解能  $\Delta E$  は、

$$\Delta E_{FWHM} = \frac{2.35E_0}{\sqrt{N}} \quad (1.1)$$

と表される。しかし、実際には情報キャリアの生成はポアソン分布に完全には従わないので、実際のエネルギー分解能の限界は、

$$\Delta E_{real} = 2.35E_0 \sqrt{\frac{F}{N}} \quad (1.2)$$

と表される。ここで  $F$  は Fano 因子と呼ばれるポアソン統計からのずれを定量化するために導入された係数であり一般に  $F \leq 1$  である。

従来、X 線からガンマ線の観測に使われてきたシンチレータのエネルギー分解能は数 100 keV で 10–20 % (100 keV で、FWHM 15 keV 程度) であった。

### 1.4.2 位置分解能

X 線検出器の多くは受光部をアレイ化することにより位置分解能を持たせることができる。初期の X 線観測ではコリメータを用いることで視野を制限しており、空間分解能は持っていなかった。X 線望遠鏡が登場して以降は、特定の方向から飛来する X 線を集光して、X 線の到来方向と検出器面上の位置を対応させる撮像観測が可能になった。検出器の位置分解能、望遠鏡の角度分解能と焦点距離が空間分解能を決める要因である。X 線望遠鏡は点状の X 線放射を見たときでも、その撮像にはある有限の広がりが生じる。この広がりを FWHM で評価したものを  $\Delta\theta_{tele}$  とすると、検出器上での到来光子の位置のゆらぎ  $\Delta x_{ph}$  は、

$$\Delta x_{ph} = \Delta\theta_{tele} \times L \quad (1.3)$$

と表される。ここで  $L$  は焦点距離である。これに対し、検出器の位置分解能を FWHM で  $\Delta x_{det}$  とすると、検出される X 線光子の位置決定精度  $\Delta x$  は、

$$\Delta x = \sqrt{(\Delta x_{ph})^2 + (\Delta x_{det})^2} \quad (1.4)$$

となる。 $\Delta x$  を天球上に投影したものが空間分解能であり、これを  $\Delta\theta$  と書くと、

$$\begin{aligned} \Delta\theta &= \frac{\Delta x}{L} \\ &= \sqrt{\left(\frac{\Delta x_{ph}}{L}\right)^2 + \left(\frac{\Delta x_{det}}{L}\right)^2} \\ &= \sqrt{(\Delta\theta_{tele})^2 + \left(\frac{\Delta x_{det}}{L}\right)^2} \quad (1.5) \end{aligned}$$

Suzaku/XIS の場合、CCD の pixel size は  $24 \mu\text{m}$ 、焦点距離  $4.5 \text{ m}$  より  $\Delta x_{det}/L \sim 1$  であり、数分角である  $\Delta\theta_{tele}$  に対して十分無視できる。一方、Chandra のような秒角スケールの分解

能を持つ望遠鏡では、検出器の位置分解能が制限されることが無いように焦点距離を大きく取っている。上では角度分解能を FWHM で評価したが、一般的には点状天体を観測したときにその 50 % の光量を含む直径、Half Power Diameter (HPD) で評価することが多く、HPD 値が小さいほど結像性能が高い。

撮像観測は、広がった天体の形を観測するだけでなく、目標とする天体以外からの X 線の混入をなくすため、観測感度の向上に貢献する。ミラーを工夫することで、バックグラウンドは検出器の体積に比例するが、集光をおこなうとバックグラウンドはそのまま、有効面積が増やすことも可能である。

### 1.4.3 時間分解能

X 線と物質との相互作用では、コンプトン散乱が大きな割合を占める。時間分解能は、1 個の X 線イベントに対し、検出に用いるキャリアの発生が収束するまでの時間、キャリアの収集にかかる時間などで決まる。また X 線 CCD カメラのように複数の検出部を 1 個の読み出し口でまとめて読み出す場合は、その分読み出しに時間がかかり、時間分解能が悪化する。

## 1.5 X 線検出器

X 線の検出器には様々な種類が存在する。そのどれもが、放射線により物質中に与えられたエネルギーが電子・分子の相互作用の繰り返しを通じて、化学変化の過程・結果から

放射線を検出するものである。以下の表 1.1. に主な検出器の主要特性をまとめた。代表的な X 線検出器の原理や特徴について説明する。

表 1.1. 代表的な X 線検出器の典型的性能

	位置分解能	エネルギー分解能	時間分解能
比例計数管	0.1 – 1 mm	- 1 keV @ 5.9 keV	1 – 100 $\mu$ sec
半導体検出器	- 20 $\mu$ m(アレイ)	- 120 eV @ 5.9 keV	- 20 nsec
回折格子	-	1 – 10 eV @ 1 keV	-
X線CCDカメラ	- 20 mm	- 120 eV @ 5.9 keV	0.1 – 10 sec
超伝導トンネル接合検出器	0.1 - 1 mm(アレイ)	- 10 eV @ 5.9 keV	1 – 100 $\mu$ sec
X線マイクロカロリメータ	0.1 – 1 mm(アレイ)	1 – 10 eV @ 5.9 keV	0.1 – 10 msec

### 1.5.1 比例計数管

比例計数管は最も古くから使用されてきた X 線検出器である。図 1.6. に示すように、希ガスと少量の有機ガスの混合ガスを封入した筒型の密閉容器（陰極）と、筒の中心に伸びている細い芯線（陽極）からなる。容器の一部はベリリウムやプラスチックなどの X 線透過率の高い薄膜になっており、そこが X 線入射窓になっている。そこから X 線が入射すると、管内のガスによる光電吸収が起こり、ガスは電離して 1 次電子群とイオン群を生成する。X 線エネルギーが管内で完全に消費される場合、1 次電子の数は X 線エネルギーに比例するので、管内の 1 次電子群を陽極に集めてこれを電気信号として取り出すことができれば X 線エネルギーを測定することができる。しかし、1 次電子の数は信号として取り出すには小さすぎる。そこで、陰極と陽極の間に高電圧を印可する。すると 1 次電子群は陽極に移動する際に高いエネルギーまで加速され、ガスを電離して 2 次電子群とイオン群

を生成する。これを繰り返すことによって電子数は増幅され（電子雪崩）、有意な信号として検出することができる。

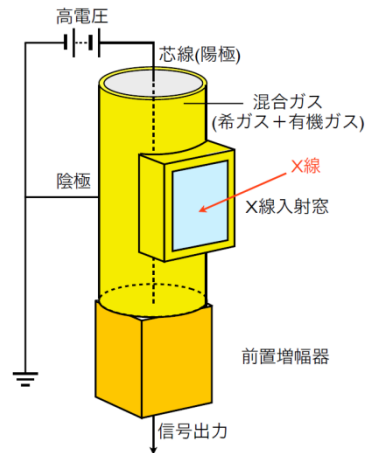


図 1.6. 比例計数管

電子数から X 線エネルギーを求める X 線検出器は、電子数の統計的な揺らぎによってエネルギー分解能が劣化してしまう。具体的に、 $\Delta E_{FWHM}$  は入射 X 線エネルギーを  $E$ 、光電吸収する物質の平均電離エネルギーを  $W$  とすると、

$$\Delta E_{FWHM} = 2\sqrt{2\log 2}\sqrt{EW(F + f)} \quad (1.6)$$

となる。 $(2\sqrt{2\log 2})$  は  $1\sigma$  (rms) を FWHM に変換する係数であり約 2.355 である。) また、 $F$  と  $f$  (Fano 因子) はそれぞれ電子数の揺らぎ、あるいは電子雪崩の電子数増幅の揺らぎの Poisson 統計からのずれを表し、Poisson 統計に従う場合は 1 となる。式(1.6) の  $\Delta E_{FWHM}$  には読み出し回路のノイズを含めていない。比例計数管の場合は特に 2 次電子数の寄与が大きく、典型的に  $W \sim 20$  eV,  $(F + f) \sim 1$  なので、 $^{55}\text{Fe}$  線源のマンガン  $K\alpha$  輝線(5.9 keV) に対して  $\Delta E_{FWHM} \sim 1$  keV 程度となる。

## 1.5.2 半導体検出器

X 線の光子は半導体に限らず、物質と相互作用し、物質中でエネルギーを失う。物質との相互作用には光電吸収、コンプトン散乱、電子対生成があり、これらの相互作用とこれに引き続く 2 次的な相互作用により、光子の失ったエネルギーは、物質中の電子に引き継がれる。半導体検出器(SSD: Solid State Detector) では半導体ダイオードによる光電吸収を用いる。図 1.7. のように半導体中でエネルギーを持った荷電粒子が運動すると、その飛跡に沿って、電子ホール対が作られる。一つの電子ホール対を作るのに費やされる電子の平均エネルギーは  $\varepsilon$  で表され、通常、バンドギャップのエネルギーの数倍である。さらに電場があると作られた電子とホールはその電場に沿って移動する。したがって、電極間にバイアス電圧をかけ、電場を生成することにより、検出器中を電子とホールが動く。このような反応が余分な電荷キャリアが存在しない領域 (空乏層) で起こった場合、作られた電子ホールの移動を信号として取り出すことができ、X 線を検出できる。さらに信号の大きさは、できた電子ホール対の数、すなわち X 線、ガンマ線光子が検出器中で失ったエネルギーに比例するため、入射 X 線のエネルギー分布 (スペクトル) を得ることができる。

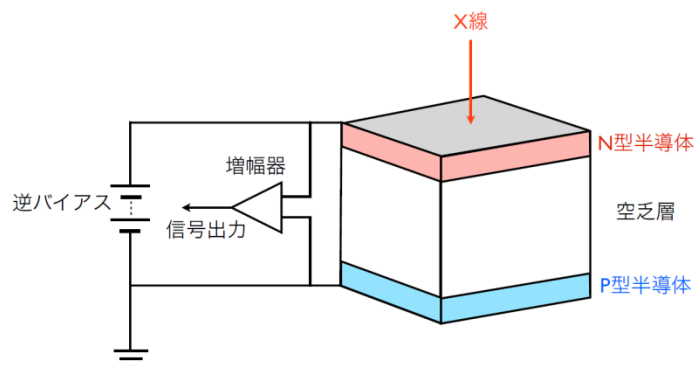


図 1.7. 半導体検出器



### 1.5.3 回折格子

回折格子は X 線検出器の中では最も高いエネルギー分解能を得ることができる検出器の一つである。ただし、分散型分光器である回折格子は分散された光だけがエネルギー情報を持つため、非分散型分光器に比べて X 線検出効率が低い。また、分散角が入射 X 線の波長に比例するため、波長の短い（エネルギーの高い）X 線に対しても高いエネルギー分解能を得ることができない。さらに、分散型分光器であるため、空間的に広がった天体に対しては高いエネルギー分解能を得ることができない。つまり、回折格子を用いた観測に適した対象は、軟 X 線で明るい点状の X 線源に制限される。

回折格子は X 線望遠鏡とその焦点面の間に配置され、エネルギー分解能は望遠鏡の角度分解能や X 線エネルギー等に依存する。具体的には  $\Delta EFWHM \propto E^2$  であり、典型的に 1 keV の X 線に対して  $\Delta EFWHM$  は数 eV 程度となる。

現在軌道上で観測を行っている「Chandra」衛星（アメリカ）には透過型回折格子(HETG : High Energy Transmission Grating, LETG : Low Energy Transmission Grating), XMM-Newton 衛星（ヨーロッパ）には反射型回折格子(RGS : Reflection Grating Spectrometer) が搭載されている(図 1.8.)。

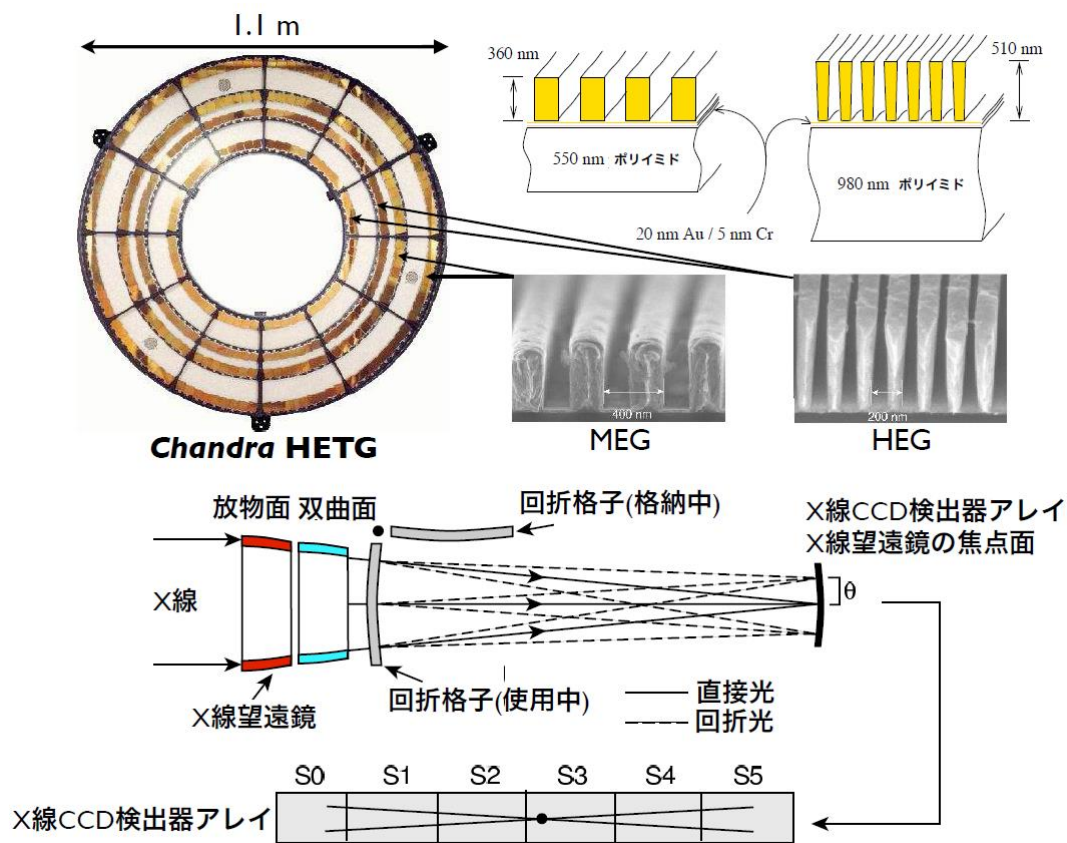


図 1.8. Chanda 衛星に搭載されている回折格子「HETG」

### 1.5.4 X 線 CCD カメラ

ビデオカメラやデジタルカメラ等としても多用される CCD(Charge Coupled Device) は X 線検出器としても有用である。X 線 CCD カメラは小さな半導体検出器をモザイク状に並べたようなものであり、1 つの半導体検出器が 1 つの画素に対応する。

現在軌道上で観測を行っている日本の衛星「すざく」には、XIS(X-ray Imaging Spectrometer) として X 線 CCD カメラが搭載されている(図 1.9., 1.10.)。

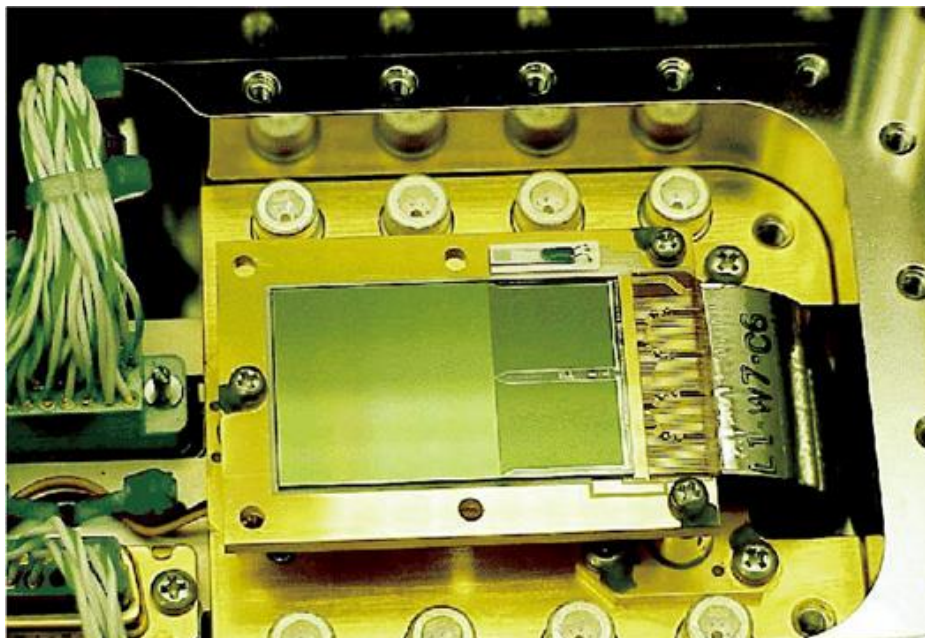


図 1.9. すざく衛星に搭載されている X 線 CCD カメラ「XIS」



図 1.10. すざく衛星に搭載されている X 線 CCD カメラ

エネルギー分解能は半導体検出器と同様に電子数のゆらぎと読み出し回路系の雑音によって決まる。電子数を正確に測定するためには、電子群の転送効率が 100 % に近い必要がある。半導体結晶中に宇宙線等によって格子欠陥が生じると、電子がトラップされてしまい、転送効率が劣化してしまうため、これを防ぐ仕組みが必要である。「すざく」衛星の XIS では電荷注入機能によってそのトラップを埋め、転送効率の劣化を抑制している。また、X 線 CCD カメラでは前段増幅器から見た電気容量が小さくなり、さらに、低温で動作させることで読み出し回路系の雑音を大幅に低減させることができる。典型的に 5.9 keV の X 線に対して  $\Delta EFWHM \sim 120$  eV 程度となる。

X 線 CCD カメラの最大の長所はメガピクセルの精細撮像能力を持っていることである。多画素の情報を読み出すための仕組みとして、ある画素に入射した X 線光子が生成する電子群を電場によって電荷転送領域に移動させて蓄積し、電極に加える電圧を規則的に変化させることで蓄積された電子群をバケツリレー方式で読み出し口まで転送する。この方法を用いることで画素毎の信号を順番に取り出し、位置情報を再構築することができるが、時間分解能は数 sec. 程度と低くなってしまう。

### 1.5.5 超伝導トンネル接合検出器

超伝導トンネル接合検出器は極低温での固体物性を利用することで、高エネルギー分解能を実現する X 線検出器である。超伝導トンネル接合検出器(STJ : Superconducting Tunnel Junction) は、2 枚の超伝導対で薄い絶縁膜を挟んだ構造をしている。STJ 素子にて X 線が光電吸収される際に生成された光電子が Cooper 対を破壊して準粒子（単独の電子）群を生成する。STJ ではトンネル効果で絶縁体を通過した準粒子を信号として検出する。超伝導現象を利用するため、4 K の極低温にて動作させる必要がある。超伝導状態にある電子が常伝導状態となるのに必要なエネルギー、すなわちクーパー対を一つ破壊するのに必要なエネルギーは数 meV である。エネルギー分解能の限界は情報キャリア数の統計揺らぎによって決まるので、STJ の分解能は半導体検出器に比べ数十倍も良くなると考えられ、原理的

には 4 eV のエネルギー分解能を達成することが可能である。図 1.11. に STJ を示す。

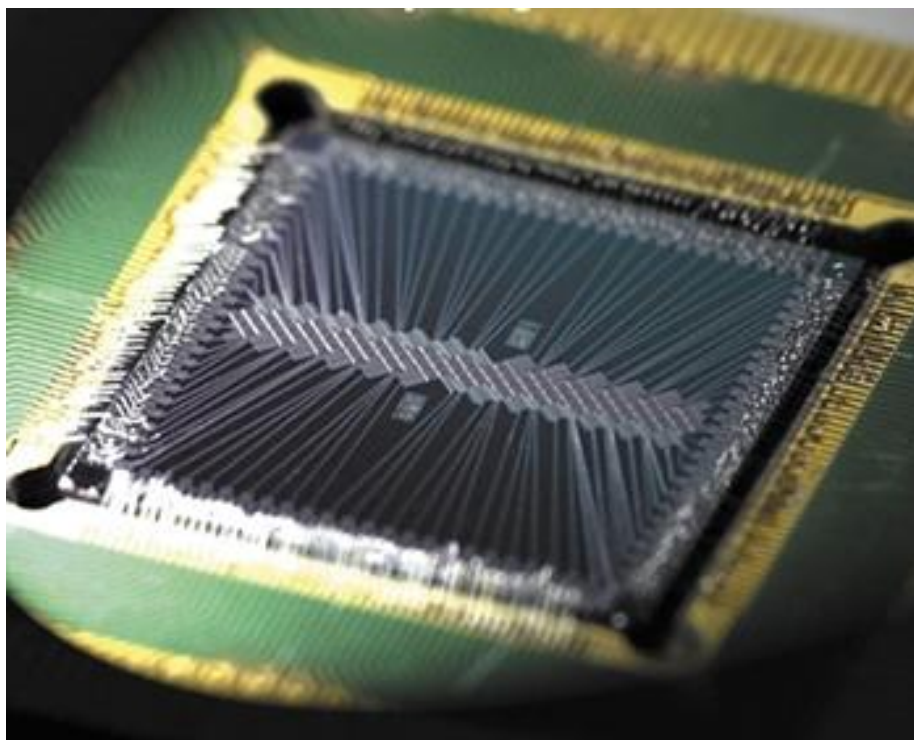


図 1.11. 超伝導トンネル接合検出器



## 1.6 X線マイクロカロリメータ

### 1.6.1 X線マイクロカロリメータ

これまで多くの X 線検出器の仕組みとして物質による X 線の光電吸収が利用されてきた。光電吸収が起こると X 線エネルギーは最終的に熱へと変換される。X 線マイクロカロリメータはこの熱を素子の温度上昇として測定し、X 線エネルギーを測定する検出器である。これまでガス検出器や半導体検出器等では、電子が X 線エネルギー情報のキャリアとなっていたが、X 線マイクロカロリメータではそれが熱を担う量子（フォノン）に代わる。1 個のフォノンを生成するのに必要なエネルギーはこれまでの検出器の情報キャリアと比べて非常に小さく、生成されるフォノンの数は非常に多い。エネルギー分解能はフォノン数の統計的な揺らぎや読み出し回路系の雑音によって決まり、具体的に  $\Delta E$  は、素子が接している熱浴の温度を  $T_b$ 、素子の熱容量を  $C_{th}$  とすると、

$$\Delta E = 2\sqrt{2 \log 2} \xi \sqrt{k_B T_b^2 C_{th}} \quad (1.7)$$

となる。ここで、 $\xi$  は素子の温度計としての絶対感度や熱浴との熱コンダクタンスの温度特性によって決まる定数 ( $\xi < 1$ ) であり、 $k_B$  は Boltzmann 定数である。高いエネルギー分解能を達成するためには素子のサイズを小さくすれば良い。また、 $C_{th}$  は温度を低くすることで小さくなるので、素子の動作温度を低くすればよいことが分かる。典型的な X 線マイクロカロリメータの動作温度は  $\sim 100$  mK である。これまで、素子の温度上昇を測定するための温度計として高感度の超伝導遷移端温度計(TES)を用いた TES 型 X 線マイクロカロリメータにおいて、5.9 keV の X 線に対して  $\Delta E_{FWHM} = 1.8$  eV というエネルギー分解能が報告されている。これは X 線輝線の微細構造を分解できるエネルギー分解能である。

マイクロカロリメータの時間分解能は、X 線入射後に素子が熱的に緩和するまでの時間によって決まり、典型的に数 100  $\mu\text{sec}$  程度である。X 線 CCD カメラや超伝導トンネル接合検出器と同様に、多素子アレイの形成によって位置分解能を持たせ、X 線撮像分光検出器として用いることが可能であるが、素子の充填率の向上と信号多重化が課題である。これまでに  $16 \times 16$  素子や  $20 \times 20$  素子の多素子アレイが製作され、 $6 \times 6$  素子の信号多重化に成

功している。

日本の X 線天文衛星「すざく」には XRS(X-Ray Spectrometer) として半導体サーミスタ型 X 線マイクロカロリメータの 6×6 素子アレイが搭載され、 $\Delta E_{\text{FWHM}} = 6.7 \text{ eV}$  のエネルギー分解能が確認されたが、打上げから 1 ヶ月後に極低温冷却用の液体ヘリウムが枯渇してしまう不具合が生じ、本格的な科学観測は不可能となった。「すざく」衛星に搭載された X 線マイクロカロリメータを図 1.12. に示す。

「すざく」衛星の後継機として 2015 年度に打ち上げ予定の日本の衛星「Astro-H」や日本の次々期衛星「DIOS」(Diffuse Intergalactic Oxygen Surveyor) に X 線マイクロカロリメータが搭載される予定である。

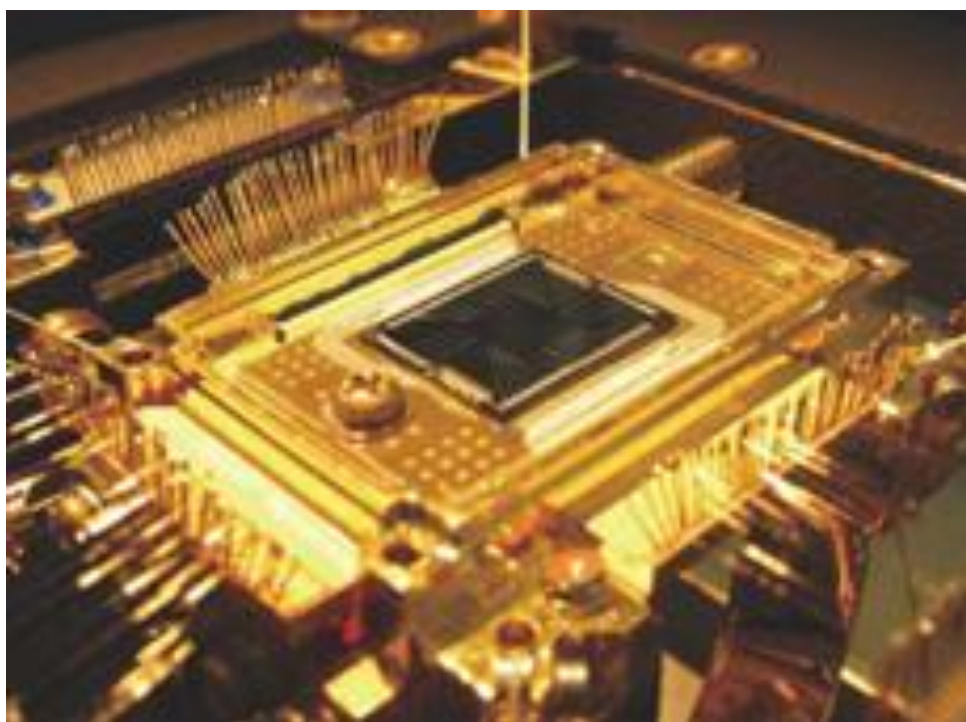


図 1.12. X 線マイクロカロリメータ

## 1.6.2 誘電体 X 線マイクロカロリメータ

上述したように X 線マイクロカロリメータは入射した X 線光子のエネルギーを素子の電気抵抗や磁化量等の温度依存性を用いて素子の温度上昇を測定する検出器であり、動作温度を極低温(~100 mK) にすることで、 $E/\Delta E \geq 1000$  という高いエネルギー分解能を達成することができる。しかし、これまでの X 線マイクロカロリメータでは数 1000 素子以上の多素子アレイの形成と信号多重化が困難であり、技術革新が求められている。

そこで、素子の誘電率の温度依存性(誘電体温度計) を用いて X 線エネルギーを測定する「誘電体 X 線マイクロカロリメータ」が提案されている。図 1.13. に X 線マイクロカロリメータを示す。

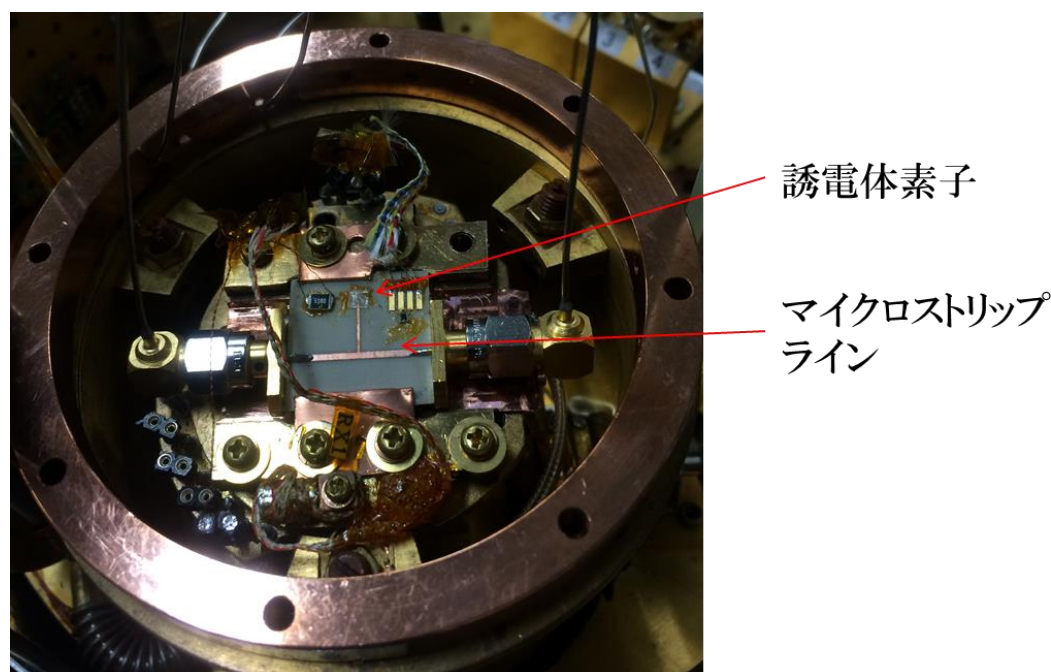


図 1.13. 誘電体 X 線マイクロカロリメータ



誘電体 X 線マイクロカロリメータは、X 線入射による素子の温度変化により、誘電率が変化する。その誘電率の変化により、RF 信号の共振周波数の変化を読み出すことで X 線を検出する。誘電体温度計の読み出し回路には高周波 LC 共振回路を用いることができ、高周波において素子ごとに周波数割り当てすることで、極低温下で単純な仕組みによる多素子アレイの形成と信号多重化が可能になる。これにより数 1000 素子、さらにはメガピクセルアレイが可能になることを期待されている。

X 線観測は誘電体 X 線マイクロカロリメータだけで行うことはできない。X 線の信号は微弱であり、検出素子の温度上昇を避けるために入力する RF 信号のパワーを抑える必要がある。したがって、誘電体 X 線マイクロカロリメータからの信号を、そのまま読みだすことは困難である。そこで、誘電体 X 線マイクロカロリメータの後段に増幅器が必要不可欠である。また、微弱な X 線の信号をノイズに埋もれずに区別するために、低雑音増幅器が望ましい。図 1.14. に誘電体 X 線マイクロカロリメータによる X 線観測器のシステムブロック図を示す。また、これ以降は低雑音増幅器の検討に必要な高周波（マイクロ波）について記述する。

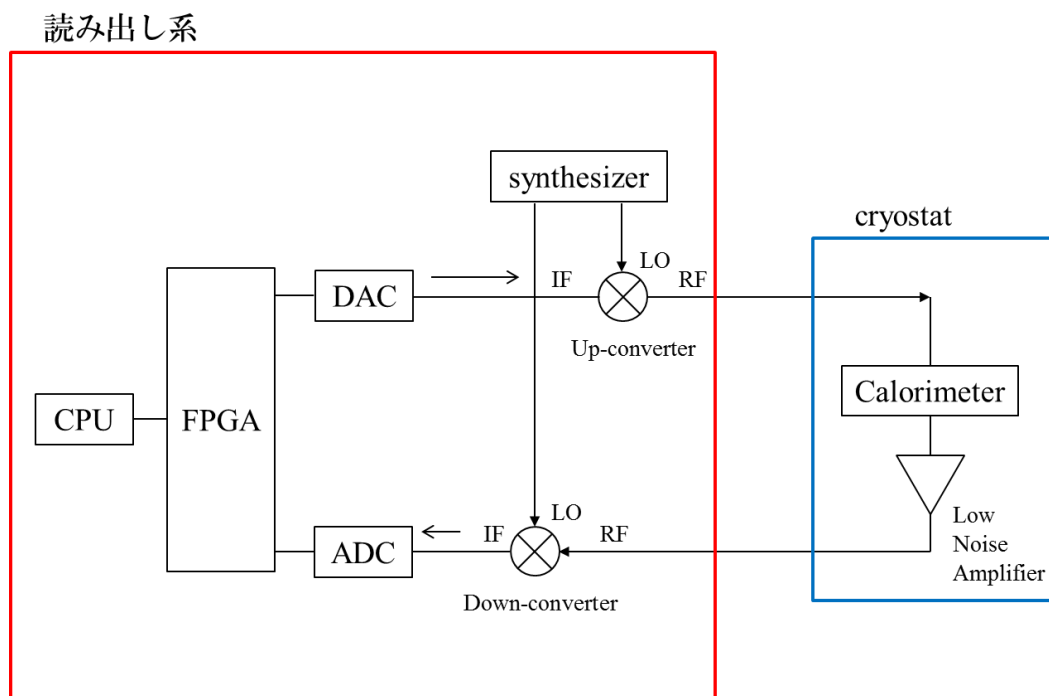


図 1.14. X線観測 DMC システムブロック図

## 1.7 マイクロ波

### 1.7.1 マイクロ波とは

マイクロ波とは、微小な波長の電波を指し、主に波長が  $1\text{ m} \sim 1\text{ cm}$  となる  $300\text{ MHz} \sim 30\text{ GHz}$  の周波数帯を示す。電磁波は船舶無線などに用いられる非常に長い波長から、光や X 線にいたるごく短い波長の波までほとんど無限の広範囲にわたって存在している。これらは、マクスウェルの電磁方程式で記述されるという点において全く同一の現象であるが、電磁波が物質と相互作用する場合、電磁波の波長と物質の大きさとの相対的な大小関係から、電磁波の性質は異なってくる。

我々が工学において、通常扱っている機器の大半は数十 cm オーダーであるが、ごく概念的には、電磁波の波長がこの機器より長い、同程度か、または短いかによって、3つの異なった取り扱い方が存在する。放送に用いられているような波長の長い電磁波に対しては、機器の中で波長が直接問題となることはなく、回路素子は波長に比べて小さいので、1点にまとまった集中定数として働き、普通の交流（これも電磁波の一種）の理論とほぼ同様に扱うことが出来る。しかし、その波長が機器と同程度の大きさとなるマイクロ波に対しては、電気回路で通常用いられている必要となるような交流理論を適用することが出来ない。このため、線路のどの微小部分を取った場合も常にインダクタンス、キャパシタンス、レジスタンス、コンダクタンスが分布していると考える分布定数的な扱いが必要となる。なお、通常マイクロ波より波長が短い mm オーダーの波はミリ波と名付けられているが、波

長はマイクロ波と極端に異なる訳ではないので、マイクロ波と同様に分布定数的に扱うことが出来る。ここで言うミリ波とは、30 GHz~300 GHz で、波長が 1 cm~1 mm の電波をいい、現在実用されている無線周波数と赤外線の間をうめる非常に光の性質に近い電波のことである。さらに波長が短い波に対しては、現在、研究が進められ始めており、その利用が期待されている。

### 1.3.2 マイクロ波の応用

電波工学の応用において、マイクロ波・ミリ波は通信分野で重要な役割を担うものであるという認識が一般的である。しかし、近年これらの周波数は、電子レンジのような誘電加熱等の非通信分野にも応用されている。所望の場所へ送受信機とアンテナさえ用いれば、実現可能であるためいろいろな応用が考えられ、静止軌道上からの電力を送る宇宙太陽発電衛星や、高度 20km に停留する成層圏無線中継システムなどの大規模なシステムから、衛星や宇宙機内での情報と電力の無線伝送(Wireless Communication and Power Transmission)、月面ローバーへの送電、天体観測におけるエネルギー線の検出など多くの有用な応用例が挙げられる。

このマイクロ波無線電力伝送技術は電波の新しい応用分野を切り開くものであり、この中で特に、環境問題の一つの解決策として太陽エネルギーから太陽電池を用いて直流電力を得て、さらにこれをマイクロ波に変換し、この電力を無線で宇宙から地球に送る宇宙太陽発電衛星計画が注目されている。これは、地球温暖化防止に効果的なクリーンエネルギーの一つとして、非燃焼発電を太陽エネルギーのマイクロ波変換とその無線電力伝送にて行おうとするものである。これにより、所望の場所への送受信機とアンテナを用いて無線でエネルギーを送ることが出来るので、これも電波応用の一つといえる。

また、マイクロ波の応用の代表としてレーダがある。これは空間を伝わってきた電波が物体によって反射される性質を用いたもので、その反射波と送信波の時間差から目標の物体の空間位置や大きさを測定するものである。マイクロ波が使われている理由として、直進性が高い、小型化が見込める、指向性が鋭いなどが挙げられる。

通常は送信側において電波を発射する方向を時々刻々と変化させて、あらゆる方向における物体を探しうるようにしている。

レーダに使用される周波数として、1 GHz 程度から 24 GHz までの各周波数が用途に応じ使われており、その用途は多岐にわたる。民間の利用では、航空機の安全運行を目的とする航空路や空港の管制・監視、航法、計器着陸等、また船舶の運航のための港湾の監視、船上での航法や監視等の他に、気象観測、自動車の速度監視等、日常の社会生活に密着したものも多い。軍事面では、敵機が存在や目標地形の確認等に使われている。また、最近では、60 GHz 帯や 77 GHz 帯での自動車衝突防止用レーダへの応用が開発されている。

これらの他に衛星通信・放送への応用がある。衛星放送とは地球の周りを回る人工衛星から発射される電波を、不特定多数の視聴者が直接受信する放送システムである。この場合、地球から衛星へ信号を送信する uplink（上り回線）と、衛星から地球へ放送を送り返す downlink（下り回線）が必要であり、いずれの場合も電離層を突き抜けなければならない。また、周波数帯域が広く取れるといったことから、比較的減衰の少ない 1 GHz から 10 GHz のマイクロ波が用いられている。我が国では 12 GHz 帯が用いられている。現在では、世界各地からテレビ中継等で恩恵を受けている。このような衛星放送は次のような特徴を持つ。

- ① 一つの衛星からの電波で、離島や山間辺地等をカバー出来るため、難視聴がない。
- ② 広帯域の周波数が使用出来るため、高品質・多チャンネルのテレビ放送が可能である。
- ③ どこからでも衛星にアクセス出来るため、災害など非常時の放送・通信に適している。
- ④ 指向性の鋭いアンテナをしようすることにより、周辺からの反射やパルス雑音等の妨害が避けられ、良質な受信品質が得られる。

また、天文学分野へも応用されている。誘電体 X 線マイクロカロリメータはその代表である。X 線の検出システムにマイクロ波技術を利用することにより、高エネルギー分解能を維持したま、検出器の多素子アレイ化、信号多重化を容易にする。検出器は高周波共振器を応用し、温度依存性を持つ、材料を利用し、X 線の入射による温度変化から素子の誘電率変化が生じ、それに伴う共振周波数の変化として、所望のエネルギー線を検出する。これに伴い、検出システム全体に高周波技術・デバイスが必要となり、本研究の低雑音増幅器もその一部である。

## 第 2 章 基礎理論

### 2.1 伝送線路

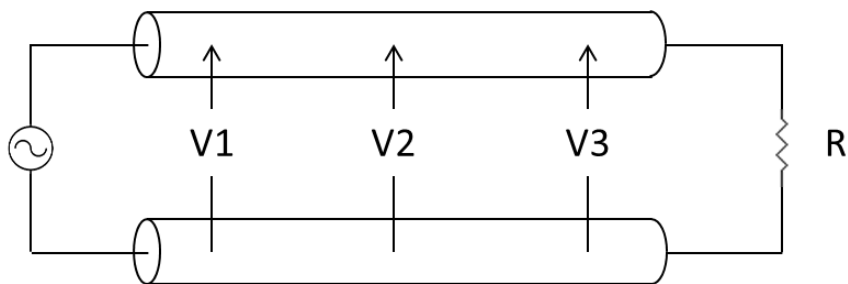
#### 2.1.1 伝送線路

電波工学に用いられる伝送線路は通常、空気や絶縁物のような誘電体と金属導体で構成される。通常の低周波回路においては、磁気的エネルギーを蓄積するインダクタンス  $L$ 、静電エネルギーを蓄積するコンデンサ  $C$ 、電気エネルギーを熱に変換し消費する抵抗  $R$  を組み合わせ、これらの間を適当な線で接続することにより集中定数回路を構成している。また、これらの素子の大きさは数 cm- 数 mm 程度であることから、波長に比べて非常に小さい周波数ではその大きさを考えなくてよい。

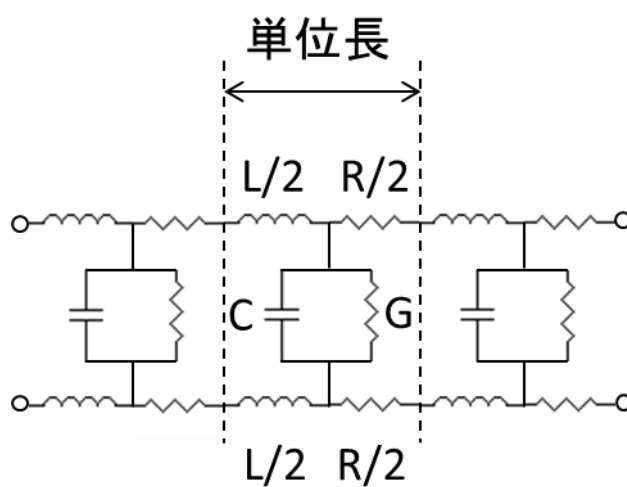
一般にマイクロ波・ミリ波のような高周波を用いる場合、伝送線路は集中定数回路でその特性が表わされるのではなく、単位長さ当たりの等価回路であらわされる分布定数回路で表わされる。これは、高周波で誘電体は完全な絶縁体ではなく、金属上の電流はその表面近傍のわずかな部分でしか流れないという特徴を持つからである。

図 2.1.(a) のような平行 2 線伝送路における線間の電圧について考えてみると、線の抵抗は 0 とみなせる場合において周波数  $f$  が低ければ集中定数回路として電流  $I$  は終端に接続されている抵抗  $R$  によってのみ定まり、 $V$  は線上のどこでも同じである。しかしながら、周波数が高くなるにつれて直列インダクタンス  $L$  による誘電性リアクタンス  $X_L = \omega L$  が大きくなり、また、線間の容量による並列容量性リアクタンス  $X_C = -1/\omega C$  が小さくなるので影響が大きくなり、電圧  $V$ 、電流  $I$  は一定でなく場所によって異なり  $V_1 \neq V_2 \neq V_3$  となる。このような場合には、線路の直列インダクタンス  $L$ 、並列キャパシタンス  $C$  は線路全体に分布していると考えられるので、等価回路は図 2.1.(b) のようになる。このように微小部分

を取った場合も常に  $L, C, R, G$  ( $R$ : 抵抗、 $G$ : コンダクタンス) が分布していると考えて、電圧の方程式を解くと電圧は波動として電源から負荷に向かい、一部は反射して定在波を作るため  $V_1 \neq V_2 \neq V_3$  となる。



(a) 平行 2 線伝送線路



(b) 等価回路

図 2.1. 伝送線路

### 2.1.2 マイクロストリップ線路

マイクロストリップ線路は図 2.2. のように誘電体の両面に導体板を接着し、片面をエッチング等で帯状にして線路を形成する構造になっており、最も基本的な高周波伝送線路である。その線路断面構造が非常に簡単であり、設計上・製造プロセス上においても構成が容易であるため、MMIC（「2.6 MMIC」で記述）等の平面高周波帯集積回路の大部分に採用されている線路であり、本論文の低雑音増幅器もマイクロストリップ線路である。

図 2.3. の電磁界分布に示されるように、基本伝送モードは電磁波の進行方向に対して磁場と電場が直交成分しか持たない TEM (Transverse Electromagnetic Mode) であるが、線路媒質が不均質であるため、厳密には疑似 TEM (準 TEM) である。しかしながら、一般に波長に比べて線路が小さいので実質的には TEM と見なすことができる。また、接地導体が誘電体基板裏面に配置されていることから、電磁界の大部分は誘電体内に分布している。

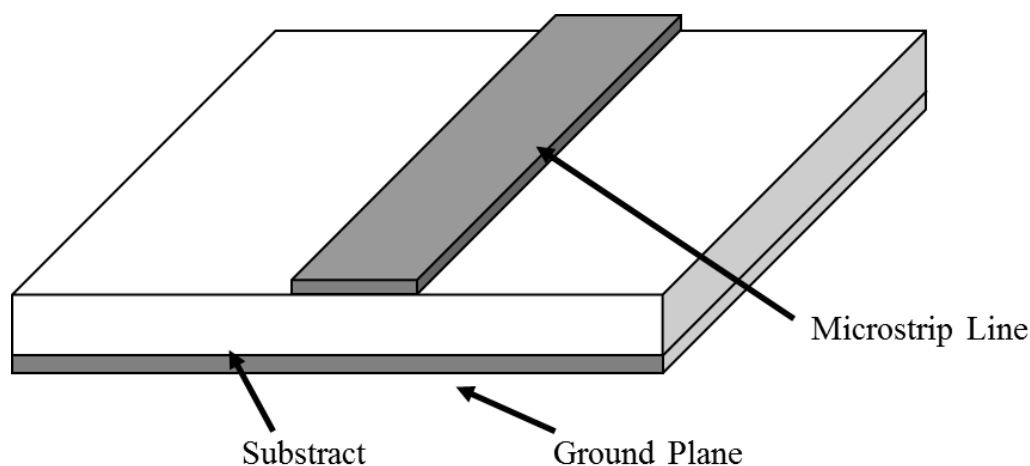


図 2.2. マイクロストリップ線路構造

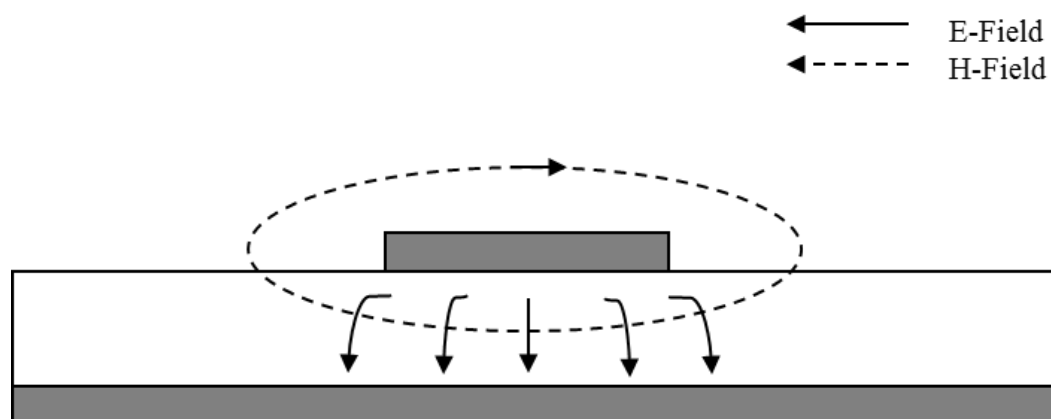


図 2.3. マイクロストリップ線路の電磁界分布

## 2.2 電磁界

Maxwell の方程式は、全ての電磁気現象を説明しうる基本的な微分方程式である。マクスウェルの方程式は以下のように表わされる。

$$\nabla \times H = J + \frac{\partial D}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot D = \rho \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (2.4)$$



これらの式は、電界、磁界が時間的、空間的の変化し、また静電界、静磁界の条件下においても現象を記述している。式(2.1) は電界の変化が磁界を生み出し、式(2.2) は磁界の変化が電界を生み出している事を示している。これは、電磁波が空中伝搬することをあらわしている。また、式(2.3), (2.4) は単極性の電荷は存在できるが、単極性の磁荷は存在できないことを示している。

このように、電磁気学において、マクスウェルの方程式はその基本式となるが、通常、電波工学においては、回路やシステム動作が十分安定した定常状態を扱うため、電界や磁界の時間的変化は、制限的電気特性を示す。したがって、Maxwell 方程式の時間的変化部分は、指数関数で表わされる。

$$E(x, y, z, t) = E(x, y, z) \cdot e^{j\omega t} \quad (2.5)$$

$$H(x, y, z, t) = H(x, y, z) \cdot e^{j\omega t} \quad (2.6)$$

これを式(2.1), (2.2), (2.3), (2.4) に代入すると、

$$\nabla \times H = J + j\omega D \quad (2.7)$$

$$\nabla \times E = -j\omega B \quad (2.8)$$

$$\nabla \cdot D = \rho \quad (2.9)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (2.10)$$

さらに、次の関数式が成り立つ。

$$B = \mu H \quad (2.11)$$

$$D = \epsilon E \quad (2.12)$$

$$J = \sigma E \quad (2.13)$$

## 2.3 S-Parameter

高周波の交流電流が流れる同軸ケーブル等の線路に沿って電圧計を接触させると、位置によって電圧が変化していることが分かる。このように高周波信号は波としての性質を持つので、入力端から負荷に向かう入射波（電圧または電流）と負荷で反射してくる反射を考え、電圧と電流を計算しなければならない。

高周波では、位置と時間を含んだ関係で電圧と電流を記述する。特性インピーダンス( $Z_0$ )はこのような伝送路上での電流  $I$  と電圧  $E$  の関係を与えるものである。

$$I = E/Z_0 \quad (2.14)$$

図2.4. に示すような回路で特性インピーダンス  $Z_0$  から  $Z_L$  の経路へ接続される箇所における電流成分を入射電流  $I_i$  と反射電流  $I_r$  と透過電流  $I_t$  の3つに分けてみると、境界では入射電圧  $E_i$  と反射電圧  $E_r$  が重なるので、

$$I_t = (E_i + E_r)/Z_L \quad (2.15)$$

$$I_i = E_i/Z_0 \quad (2.16)$$

$$I_r = E_r/Z_0 \quad (2.17)$$

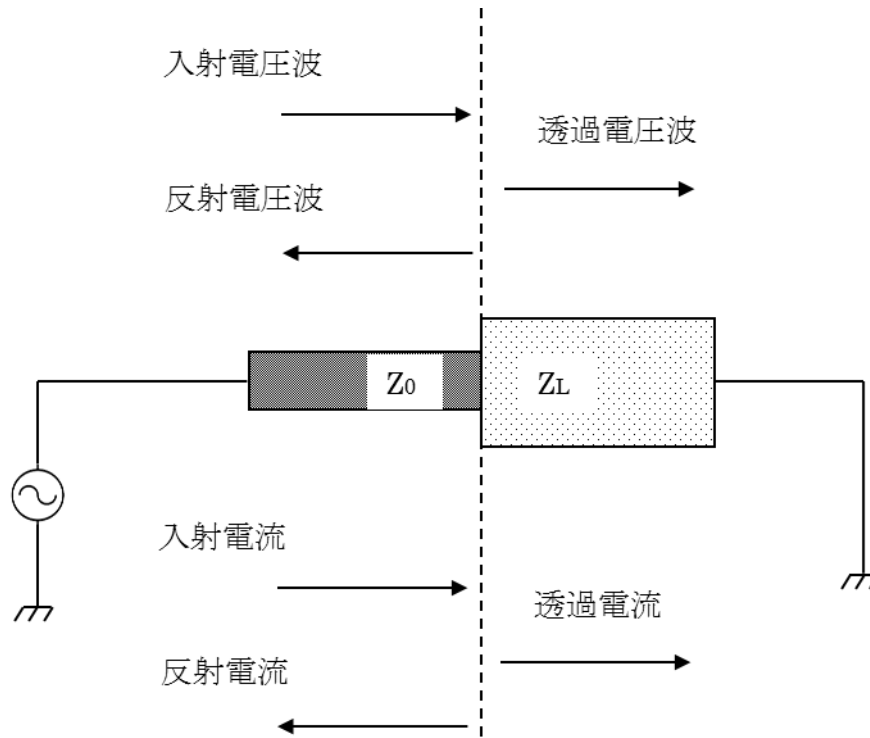


図 2.4. 伝送線路の境界における電圧と電流

ここで、境界での電流の出入りは等しいことを考えると

$$I_t = I_i - I_r \quad (2.18)$$

式(2.15), (2.16), (2.17) を式(2.18) に代入して、電圧の反射係数( $\Gamma$ ) を求めると

$$\Gamma = \frac{E_r}{E_i} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{Z_L/Z_0 - 1}{Z_L/Z_0 + 1} = \frac{z - 1}{z + 1} \quad (2.19)$$

となる。負荷のインピーダンスは基準となるインピーダンス  $Z_0$  ( $50 \Omega$  を用いることが多い) で規格化されたインピーダンス  $Z(Z=Z_L/Z_0)$  を用いることが多い。

この反射係数は次に説明する S-Parameter そのものである。S-Parameter は Scattering Parameter の略称で、図 2.5. に示すような二端子回路網における入射電圧と反射電圧を四つの係数( $S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$ ) で関係づけるものである。両側について入射電圧  $E_i$  および反射電

圧  $E_r$  の関係式(2.20) および式(2.21) のように表現できる。

$$E_{r1} = S_{11}E_{i1} + S_{12}E_{i2} \quad (2.20)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (2.21)$$

電圧  $E$  を  $a = E_i/\sqrt{Z_0}$ 、 $b = E_r/\sqrt{Z_0}$  と変数変換すれば、次式が得られる。

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.22)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (2.23)$$

$a_1$  や  $b_1$  は入出力の波の大きさを表わしているが、二乗したものは電力の次元を持っている。

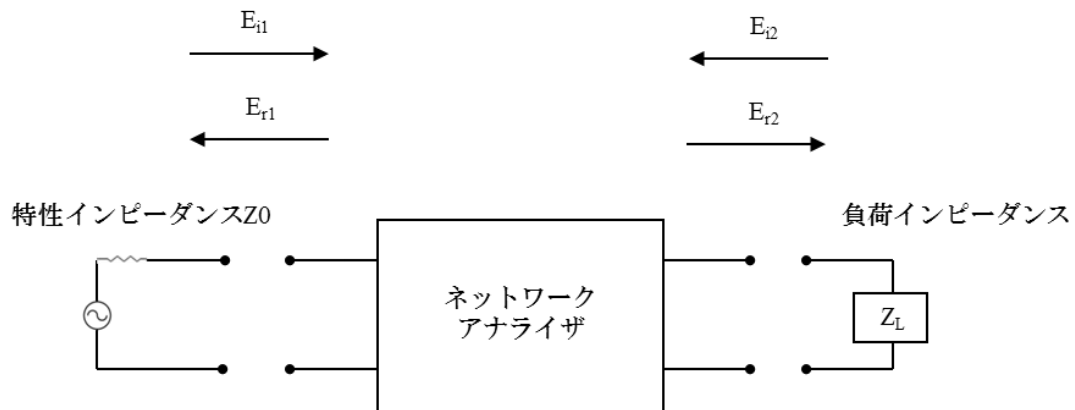


図 2.5. 二端子回路網における入射電圧と反射電圧の関係

ポート 1 では、 $|a_1|^2$  は入射電力、 $|b_1|^2$  は反射電力、ポート 2 では、 $|a_2|^2$  は入射電力、 $|b_2|^2$  は反射電力となる。ネットワークアナライザによる実際の S-Parameter 測定では、入射電力と反射電力をそれぞれ測定して、 $a$ 、 $b$  に換算している。S-Parameter を用いる利点は、回路網を短絡・開放する必要がなく、特性インピーダンスを終端に接触するだけで測定できる。例えば、 $S_{11}$  を求めるときは出力ポートに線路の特性インピーダンス  $Z_0$  と等しい終端抵抗

を接続して反射係数  $\Gamma=0$  となるようにすれば  $a_2 = 0$  となり、 $S_{11}(E_{r1}/E_{i1} = b_1/a_1)$  が求められる。

## 2.4 高周波増幅器

増幅回路とは、入力された信号の電流、電圧、電力のいずれかを入力時よりも大きくして出力する回路のことである。回路構成は、FET(Field effect transistor) などの能動素子の入出力に整合回路とバイアス回路を接続したもので、マイクロ波能動回路において最も基本的な回路である。増幅器において整合回路は、信号源のインピーダンス及び負荷インピーダンスを図 2.6. に示すような能動素子の入力および出力端子からみて能動素子にとって最適なインピーダンス変換回路である。インピーダンス変換回路の構成は無数にあり、増幅器の周波数特性などはインピーダンス変換回路の特性を直接反映したものである。能動素子にとって最適な信号源インピーダンス及び負荷インピーダンスも、目的とする増幅器の性能により異なった値をとる。整合の種類には、利得整合、雑音整合、高出力整合、効率整合があり、これらの各整合の最適信号源インピーダンス及び最適負荷インピーダンスに対応した設計法が必要である。

増幅器の設計において最も基本的な小信号での利得整合について述べる。

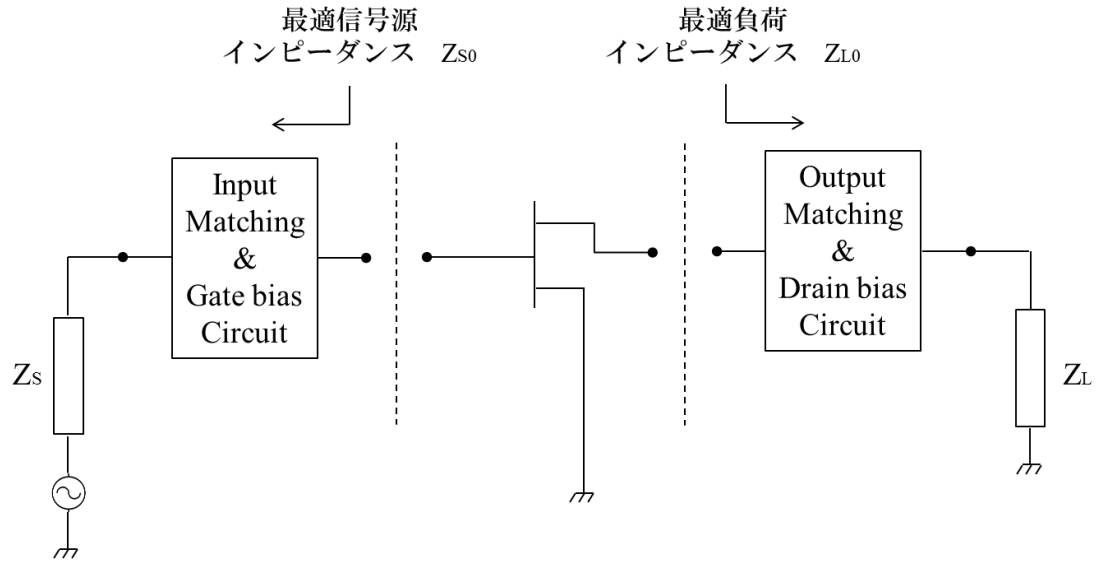


図 2.6. 増幅器の基本構成

利得整合の基本は最大利得を得ることであり、能動素子の入力および出力端子からみて信号源インピーダンスおよび負荷インピーダンスが利得整合の最適信号源インピーダンスおよび最適負荷インピーダンスと一致するように入力および出力整合回路を設計する必要がある。しかし、実際には増幅器の安定性も考慮する必要がある。使用する能動素子が帰還要素を持たない、すなわち能動素子の  $S_{12}$  が 0 であるような特性の素子であれば、入出力整合は独立に扱えると共に、不安定性を生じない。しかしながら、実際の能動素子は帰還要素を持ち  $S_{12}$  は 0 でない。このため素子自身の帰還作用により信号源インピーダンスや負荷インピーダンスの値によっては不安定な状態となり発振が生じる可能性がある。このような能動素子の安定性は周波数によって変化することから、使用する周波数全体で能動素子の安定性を確保しておく必要がある。その判断の基準として安定係数  $K$  (K Factor) が次式で与えられる。

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |D|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (2.24)$$

$$|D| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \quad (2.25)$$

式(2.24) 及び式(2.25) に能動素子の S-Parameter を代入し不等号の条件を満足すれば安定となり、信号源インピーダンス、負荷インピーダンスに関わらず発振は生じない。従って、能動素子がこの安定条件を満足する場合は信号源インピーダンスおよび負荷インピーダンスが利得整合の最適信号源インピーダンスおよび最適負荷インピーダンスと一致するように入力および出力整合回路を設計すれば最大利得が得られる。

### 2.4.1 高出力増幅器

高出力増幅器の重要な基本特性は、出力電力と電力効率である。電力効率は通常、ドレイン効率  $\eta_D$ 、あるいは電力付加効率 PAE(Power Added Efficiency:  $\eta_{add}$ ) で表わされる。これらは次式で定義される。利得  $G$  が大きいと電力付加効率はドレイン効率に近づく。

$$\eta_D = \frac{P_{OUT}}{P_{DC}} \quad (2.26)$$

$$\eta_{add} = \frac{P_{OUT} - P_{IN}}{P_{DC}} = \eta_D \left(1 - \frac{1}{G}\right) \quad (2.27)$$

トランジスタの電力消費及び電力増幅はドレイン電圧及びドレイン電圧波形の重なり具合から決まる。電流と電圧の重なりが少ないほど消費電力は少なく効率は良くなる。トランジスタの消費電力は FET を例にとると、

$$P_T = \frac{1}{T} \int I_d \cdot V_d dt \quad (2.28)$$

で与えられる。ここで、 $T$  は周期時間である。 $P_T$  は直流成分  $P_{DC}$  と RF 成分  $P_{RF}$  に分けられる。

$$P_T = P_{DC} + P_{RF} \quad (2.29)$$

$P_{DC}$  はバイアス直流入力電力であり、 $P_{RF}$  は高調波を含めた全RF 出力電力である。したがって、高効率を得るには電圧および電流の波形が可能な限り重ならない動作を実現することが求められる。高出力増幅器の特性は、トランジスタのバイアス設定及び時間領域での電流あるいは電圧波形を制御する回路条件、すなわち信号周波数に加えて高調波に対する回路インピーダンスに依存する。こうした動作条件からトランジスタの増幅動作は、A 級、AB 級、B 級、C 級、D 級、E 級、F 級などに分類される。実用的にはA 級、B 級および両者の中間的な動作であるAB 級動作、F 級で設計されることが多い。

### 2.4.2 低雑音増幅器

低雑音増幅器の役割は、受信後の極めて微弱な電波をできるだけ雑音を増加させずに増幅することである。低雑音増幅器を構成するには、HEMT を核とし、入力用、出力用の各整合回路、およびバイアス回路などが必要である。増幅器の低雑音化には雑音特性の良好な増幅素子を選択することが必要である。マイクロ波帯で使用される低雑音増幅素子としてはFET, バイポーラトランジスタなどの3端子素子が最も使い易く良好な特性を有している。FET に用いられる材料は、GaAs, InP などが使用され、材料により特性が異なる。

衛星通信のように極低雑音受信が要求される場合は、低雑音増幅器自体を冷却する方法も取られてきた。増幅器の容易性、取り扱いの容易さの面で GaAs FET が多く用いられている。低雑音化のためには、バイアス電流を減らして動作温度を下げることで、雑音が最小となる信号源インピーダンスにすることが必要である。低雑音増幅器の評価は、周波数、出力パワーと共に高出力増幅器で用いられる利得の評価と、低雑音増幅器特有の雑音指数で評価されることが一般的である。

次に、FET(Field effect transistor) で生じる雑音について、雑音のメカニズム、評価項目である雑音指数について説明する。



## 2.5 雑音

### 2.5.1 雑音の種類

FET(Field effect transistor) の雑音には次のようなものがある。

- ① 熱雑音(Thermal Noise or Johnson Noise)
- ② 散弾雑音(Shot Noise)
- ③ 拡散雑音(Diffusion Noise)
- ④ 発生・再結合雑音(Generation-Recombination Noise)
- ⑤ 1/f 雑音(Flicker Noise)
- ⑥ 量子雑音(Quantum Noise)

- ① 熱雑音(Thermal Noise or Johnson Noise)

熱雑音は抵抗内をキャリアが伝導する際に格子衝突して不規則な運動をすることにより発生する雑音である。半導体内の抵抗や回路内の抵抗や線路の損失などで発生する。Nyquist の定理により、ある周波数帯域(B) 内で抵抗(R) から発生する有能雑音電力( $P_{na}$ : available noise Power) は、次式で表わされる。

$$P_{na} = kTB \quad (2.30)$$

ここで、k はボルツマン定数、T は絶対温度、B は帯域幅である。このように熱雑音は周波数に依存しない雑音である。

- ② 散弾雑音(Shot Noise)

正孔や電子が pn 接合やショットキー接合を通過する際の単位時間当たりの数が不規則であることにより発生する雑音である。電子の電荷を q, 半導体内に流れる電流を I

とすると、散弾雑音による雑音電流の自乗平均 $\overline{i_{\text{shot}}^2}$ は、

$$\overline{i_{\text{shot}}^2} = 2qI/B \quad (2.31)$$

で表わされる。式(2.31)に示すように、散弾雑音も周波数に依存しない雑音である。

### ③ 拡散雑音(Diffusion Noise)

拡散雑音は半導体内のキャリアが格子と衝突して不規則な運動をすることにより発生する雑音である。チャンネルの長さを  $dx$ , 幅を  $Z$ , キャリア密度を  $N(x)$ , 電子の電荷を  $q$  とすると、拡散雑音の自乗平均 $\overline{i_{\text{dif}}^2}$ は、

$$\overline{i_{\text{dif}}^2} = q^2 Z \cdot N(x) \overline{\Delta v^2} / dx \quad (2.32)$$

で表わされる。ここで $\overline{\Delta v^2}$ は電子のゆらぎの平均速度である。FET のチャンネル内において、ドレイン・ソース間が高電界領域であり、拡散雑音の原因である電子のゆらぎは式(2.32)に従う。一方、ゲート・ソース間は低電界領域で熱平衡状態にあると考えられるため、式(2.30)に従う。

### ④ 発生・再結合雑音(Generation-Recombination Noise)

半導体に欠陥がある場合、伝導体の電子または荷電子帯の正孔がトラップされて、電子正孔対が発生または再結合し、キャリアの電子の数がゆらぐ現象が生じる。このゆらぎにより雑音が発生し、これを発生・再結合雑音と呼ぶ。発生したキャリアが時間 $\tau$ で減衰する場合、発生・再結合雑音電力( $P_n$ )は

$$P_n \propto \frac{\tau}{1 + \omega^2 \tau^2} \quad (2.33)$$

で表わされる。 $P_n$ の周波数特性として $\omega\tau \ll 1$ で平坦になり、 $\omega\tau \gg 1$ で $1/f^2$ に比例する。

### ⑤ $1/f$ 雑音(Flicker Noise)

1/f 雑音は基本的に④ で述べた発生・再結合雑音であり、半導体内の空乏層、表面あるいは界面に発生する電子または正孔のトラップが原因していると考えられている。遅延時間の異なるいくつかのトラップが存在し、それらの周波数スペクトルを積分したものが 1/f に比例するため、通常 1/f 雑音と呼ばれている。発生・再結合雑音および 1/f 雑音が支配的なのは 100 MHz 以下の低い周波数である。

#### ⑥ 量子雑音(Quantum Noise)

周波数が高くなり上記① から⑤ の雑音がなくなった場合でも存在する高周波の雑音は量子雑音と呼ばれ、周波数に比例して大きくなると考えられている。

### 2.5.2 FET の雑音メカニズム

FET の雑音には真性 FET で発生するドレイン雑音( $i_d$ ) とゲート誘起雑音( $i_g$ ) がある。ドレイン雑音の原因はチャンネル内の熱雑音、散弾雑音、拡散雑音である。一方、ゲート誘起雑音はドレイン電流が雑音によってゆらぐと、ゲート直下の空乏層の電荷がゆらぎ、その結果ゲートに誘起される雑音である。このゲート誘起雑音によりチャンネル内の電流がゆらぎ、これが再度ドレイン電流をゆるがす。このようにドレイン雑音とゲート誘起雑音は密接な関係を有している。チャンネル内のゲート・ソース間は低電界領域で熱平衡状態にあるため、雑音の種類としては熱雑音と拡散雑音が存在する。一方、ドレイン・ソース間は高電界領域にあり、雑音の種類としては散弾雑音と拡散雑音が存在する。FET の寄生成分で発生する雑音としては、ショットキー接合およびオーミック接合で発生する雑音源が考えられる。理想的なオーミックおよびショットキー接合が形成されている場合は、熱雑音のみが存在するが、理想的な接合が得られない場合には、電流のゆらぎ生じ、なんらかの散弾雑音が存在する。

### 2.5.3 雑音指数

雑音性能は SNR（信号対雑音比: Signal to Noise Ratio）の入出力の比を用いて表される。SNR は信号電力と雑音電力の比であり以下のように定義される。

$$\text{SNR} = \frac{\text{Signal}_{\text{Level}} [\text{mW}]}{\text{Noise}_{\text{Level}} [\text{mW}]} \quad (2.34)$$

dB 表示で表すと式(2.35) のようになる。

$$\text{SNR}_{\text{dB}} = \text{Signal}_{\text{Level}}[\text{dBm}] - \text{Noise}_{\text{Level}}[\text{dBm}] \quad (2.35)$$

雑音指数（ノイズ・ファクタ）F は、増幅器などの内部で発生する雑音を評価する値である。式(2.34) で定義された SNR の入出力比(S/N) で表される。

$$F = \frac{\text{SNR}_{\text{in}}}{\text{SNR}_{\text{out}}} = \frac{S_{\text{in}}/N_{\text{in}}}{S_{\text{out}}/N_{\text{out}}} \quad (2.36)$$

$\text{SNR}_{\text{in}}$  : 入力 SNR

$\text{SNR}_{\text{out}}$  : 出力 SNR

$S_{\text{in}}$  : 信号源からの信号電力

$N_{\text{in}}$  : 信号源からの雑音電力

$S_{\text{out}}$  : 出力端からの信号電力

$N_{\text{out}}$  : 出力端からの雑音電力

NF(Noise Figure) は、雑音指数 F を dB で表わしたものであり、次式のように表わせる。

$$\text{NF} = 10 \log_{10} \frac{S_{\text{in}}/N_{\text{in}}}{S_{\text{out}}/N_{\text{out}}} \quad (2.37)$$

ノイズ・ファクタ  $F$  は、信号が増幅器を通過した時の  $S/N$  比の劣化度を表す。理想的な増幅器を考えると、入力信号と入力雑音  $S_{in}, N_{in}$  は同等に増幅する。結果、出力信号と出力雑音の比は入力時と同じになり、入出力前後で  $S/N$  比は維持される。しかし、実際の増幅器はコンポーネントで生じる雑音加わり、 $SNR_{out}$  が減少する。 $(S_{out}$  に比べ  $N_{out}$  の増加率が大きい) 結果、 $F$  が増加し、 $S/N$  比は劣化を示す。

つまり、入力された信号の  $SNR_{in}$  を考えると、 $S_{in}$  に増幅器の利得( $G$ ) 倍された信号が出力される。 $N_{in}$  に対しては、利得( $G$ ) 倍された雑音電力に加え、コンポーネントで生じる雑音  $N_{add}$  が加算される。

これを式で表すと以下のようになる。

$$S_{out} = G \times S_{in} \quad (2.38)$$

$$N_{out} = G \times N_{in} + N_{add} \quad (2.39)$$

式(2.38), (2.39) を式(2.37) に代入する。

$$F = \frac{S_{in}}{N_{in}} \times \left( \frac{G \times N_{in} + N_{add}}{G \times S_{in}} \right)$$

$$F = \frac{G \times N_{in} + N_{add}}{G \times N_{in}} = \frac{N_{out}}{G \times N_{in}} \quad (2.40)$$

式(2.40) の分子である式(2.39) を図示したものを図1に示す。ここから、任意の2点の測定結果から、 $N_{add}$  及び  $G$  が求められる。したがって、ノイズ・ファクタ  $F$  が求まる。

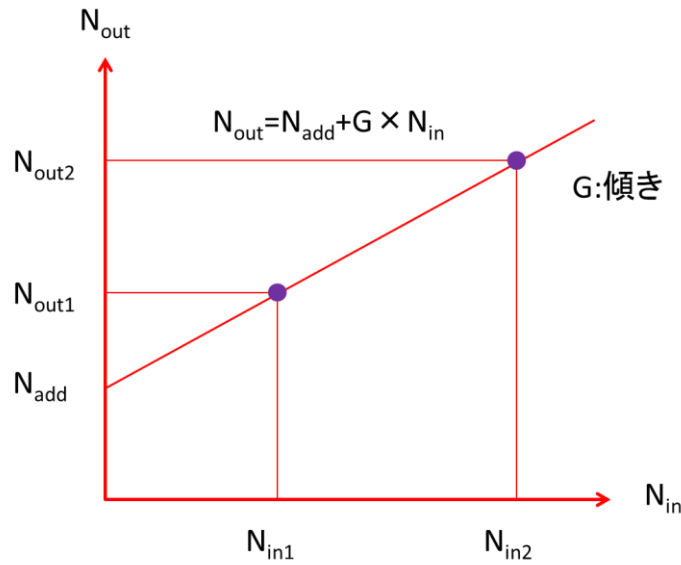


図 2.7. 雑音入力時における増幅器の応答

NF(Noise Figure) は、ノイズ・ファクタ  $F$  を dB で表わしたものであり、次式のように表わせる。

$$NF = 10\log(F) = 10\log_{10} \frac{S_{in}/N_{in}}{S_{out}/N_{out}} \quad (2.41)$$

ここで、多段増幅器を考える。

$N$  個の増幅器を直列に接続した場合のノイズ・ファクタ  $F$  は、各段の増幅器の利得と雑音指数を  $G_i$ ,  $F_i$  ( $i=1\sim n$ ) とすると、以下のように表わせる。

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_n} \quad (2.42)$$

したがって、1 段目の増幅器を低雑音かつ高利得にすることが望ましい。

## 2.5.4 雑音指数の測定方法

### 2.5.4.1 直接雑音測定法

直接雑音測定法はデバイスのパワーの絶対値を測定し、その値から NF を算出する方法である。温度 290 K の負荷で入力端子を終端し、デバイスの出力パワーを測定する。デバイスとの利得とシステムの雑音帯域幅を事前に取得することで、ノイズ・ファクタが求まる。

### 2.5.4.2 Y ファクタ法

「2.5.1 雑音指数」で求めたノイズ・ファクタ  $F$  を Y ファクタ法を用いて求める。Y ファクタ法は2つのレベルの異なる信号を入力し、この2信号の入力と出力の SNR を比較することにより、DUT の  $F$  を算出する測定方法である。つまり、図 2.7. の2点を測定し、 $G$  及び  $N_{\text{add}}$  を求めることで、 $F$  を算出する。

しかし、 $N_{\text{add}}$  を直接的に求めることは出来ない。そこでまず、実行入力雑音温度  $T_e$  を用いる。デバイスが完全に雑音がないと仮定し、これに追加雑音  $N_{\text{add}}$  に等しい雑音を信号源から与えたと考えた場合の信号源インピーダンスの等価温度である。 $T_e$  は以下のように定義される。

$$T_e = \frac{N_{\text{add}}}{kBG} \quad (2.43)$$

$k$ : ボルツマン定数:  $1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$

$B$ : 帯域幅

よって、

$$N_{\text{add}} = kT_e BG \quad (2.44)$$

式(2.40)における入力雑音  $N_{\text{in}}$  は、信号源からの熱雑音である。IRE（IEEE の前身）により雑音指数を決定するための標準温度として定義された  $T_0=290 \text{ K}$  を基準信号温度として、 $N_{\text{in}}$  を次のように表す。

$$N_{in} = kT_0B \quad (2.45)$$

式(2.44), (2.45) を代入し、式(2.40) は次のように書き表される。

$$\begin{aligned} F &= \frac{kT_0BG + kT_eBG}{kT_0BG} \\ &= \frac{T_0 + T_e}{T_0} \quad (2.46) \end{aligned}$$

したがって、 $T_e$  を求めることで、ノイズ・ファクタ  $F$  が求まる。

ここで、 $Y$  ファクタを用いる。 $Y$  ファクタは次式のように定義される。2 つの信号の出力雑音の比を表したパラメータである。

$$Y = \frac{N_{out2}}{N_{out1}} \quad (2.47)$$

式(2.47) は次のように書き換えられる。

$$Y = \frac{G \times N_{in2} + N_{add}}{G \times N_{in1} + N_{add}} \quad (2.48)$$

ノイズソースを用いて測定する場合、 $N_{in1}$  と  $N_{in2}$  の2 つの信号の入力はノイズソースの OFF, ON によって行う。それぞれの時の信号源から与えられる雑音温度を  $T_{cold}$ ,  $T_{hot}$  とする。 $N_{in1}$  と  $N_{in2}$  は次のように表される。

$$N_{in1} = kT_{cold}B \quad (2.49)$$

$$N_{in2} = kT_{hot}B \quad (2.50)$$

式(2.44), (2.49), (2.50) を式(2.48) に代入する。

$$\begin{aligned} Y &= \frac{kT_{hot}BG + kT_eBG}{kT_{cold}BG + kT_eBG} \\ &= \frac{T_{hot} + T_e}{T_{cold} + T_e} \quad (2.51) \end{aligned}$$



$$\begin{aligned}
 Y - 1 &= \frac{T_{\text{hot}} + T_e}{T_{\text{cold}} + T_e} - \frac{T_{\text{cold}} + T_e}{T_{\text{cold}} + T_e} \\
 &= \frac{T_{\text{hot}} + T_e - (T_{\text{cold}} + T_e)}{T_{\text{cold}} + T_e} \\
 T_{\text{cold}} + T_e &= \frac{T_{\text{hot}} - T_{\text{cold}}}{Y - 1} \\
 T_e &= \frac{T_{\text{hot}} - T_{\text{cold}}}{Y - 1} - T_{\text{cold}} \\
 &= \frac{T_{\text{hot}} - T_{\text{cold}}}{Y - 1} - \frac{YT_{\text{cold}} - T_{\text{cold}}}{Y - 1} \\
 &= \frac{T_{\text{hot}} - YT_{\text{cold}}}{Y - 1} \quad (2.52)
 \end{aligned}$$

求めた式(2.52) を(2.46)の F に代入する。

$$F = \frac{T_0 + T_e}{T_0} \quad (2.53)$$

$$\begin{aligned}
 F &= \frac{T_e}{T_0} + 1 \\
 &= \frac{T_{\text{hot}} - YT_{\text{cold}}}{T_0 \times (Y - 1)} + \frac{T_0 \times (Y - 1)}{T_0 \times (Y - 1)} \\
 &= \frac{T_{\text{hot}} - YT_{\text{cold}} + YT_0 - T_0}{T_0 \times (Y - 1)} \quad (2.54)
 \end{aligned}$$

$T_{\text{cold}}$  はノイズソースが OFF の時であり、校正時に 290 K と仮定する。  
したがって、

$$T_{\text{cold}} = T_0$$

これを式(2.55) に代入する。

$$F = \frac{T_{\text{hot}} - T_{\text{cold}}}{T_0 \times (Y - 1)} \quad (2.55)$$

一般に  $T_{\text{hot}}$  と  $T_{\text{cold}}$  の差を  $T_0$  で割った値をノイズソース過剰雑音といい、ENR で表す。

$$F = \frac{\text{ENR}}{Y - 1} \quad (2.56)$$

したがって、 $Y$  ファクタを求めることで、ノイズ・ファクタ  $F$  が求まり、NF が求まる。

## 2.6 MMIC

MMIC(Monolithic Micro Integrated Circuit :モノリシックマイクロ波集積回路) とは、GaAs や InP, Si 等の半導体基板上に能動素子や受動素子、さらには信号分配・合成回路等の受動機能回路を、数 mm 核の大きさで半導体プロセスによって、一括的かつ一体的に制作することにより実現するマイクロ波・ミリ波帯高周波集積回路である。MMIC は半導体製造プロセスで必要な回路要素を一括して制作するものであるから、配線等の微細加工が可能となり回路が大幅に小型化できると共に、量産性も飛躍的に向上出来る。さらには、軽量化にも大きく貢献し、宇宙開発におけるペイロード問題に貢献する。

このような MMIC には、いくつかの回路構造が提案されている。中でも代表的なものは、伝送線路にマイクロストリップ線路を使用した物や、コプレーナ線路を使用したものである。また、次世代 MMIC 構造として、チップの小型・高集積化を目的とした 3 次元の多層 MMIC が提案されており、今後の発展が期待されている。

もともと MMIC は軍事用装置への適用を目指しており米国政府の支援のもとで発達した高周波技術であるが、1990 年以降は、特に移動体通信の分野で積極的に適用されるように

なった。今後は、マルチメディア通信の発展と呼応して、ミリ波帯まで含めた広い周波数帯において様々な用途を目指した MMIC の研究開発が進められて行くと思われる。

## 第 3 章 低雑音増幅器回路

### 3.1 設計とシミュレーション

本低雑音増幅器は誘電体マイクロカロリメータへの提案として 6 つの要求がある。1 つ目は、衛星搭載用として小型かつ軽量である事が求められる。すざく衛星の極低温ステージのサイズを参考に 50 mm×60 mm×30 mm 以下であることが望ましい。2 つ目は、4 K での極低温動作をすること。3 つ目は、微弱な X 線信号を読み出すために低雑音( $NF < 1$  dB)であること。4 つ目は、高利得(利得  $> 30$  dB)であること。5 つ目は、検出器のアレイ化に対応した広帯域周波数特性(1 GHz : 1000 pixels 以上)を持つこと。6 つ目は衛星搭載用として宇宙環境下に適した放射線耐久性(運用期間 10 年以上)を持つこと。以上の 6 つの目標が挙げられる。

低雑音増幅器の設計を KEYSIGHT TECHNOLOGIES 社の RF ・マイクロ波デジタル・アプリケーション用エレクトロニック・デザイン・オートメーション・シミュレーションソフトウェアである ADS (Advanced Design System) ソフトウェアを用いて行った。X band において低雑音かつ、高利得・広帯域な増幅器を設計した。

図 3.1.に設計した低雑音増幅器のブロックダイアグラムを示す。

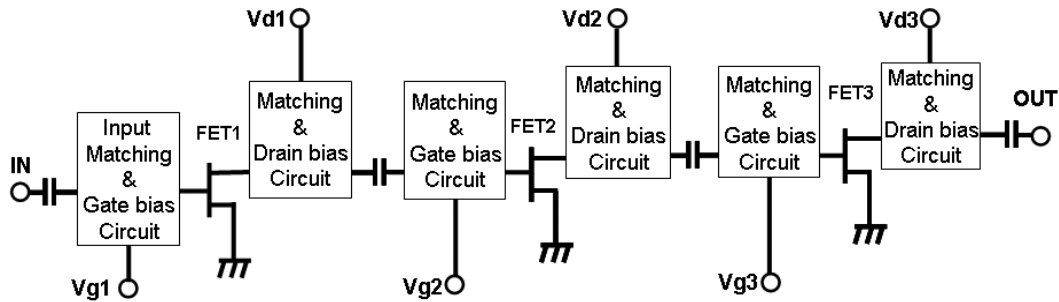


図 3.1. 低雑音増幅器ブロックダイアグラム

回路構造はマイクロストリップ線路である。UMS 社 (united monolithic semiconductors) の PH15 プロセスである GaAs (Gallium Arsenide) 基板の pHEMT (pseudomorphic - High Electron Mobility Transistor) モノリシックマイクロ波集積回路(MMIC : Monolithic Microwave Integrated Circuit) であり、ゲート長  $0.15\ \mu\text{m}$  である。基板の基板厚は  $75\ \mu\text{m}$  であり、誘電率は 12.8 である。FET のプロセスを表 3.1. に示す。

表 3.1. 使用した FET のプロセス

Process	Active device	Power Density	Gate Length	Ids	$V_{\text{BOS}}/V_{\text{NCE}}$	Cut off freq.	$V_{\text{pinch}}$	Noise/Gain
PH15	pHEMT	300 mW/mm	$0.15\ \mu\text{m}$	220 mA/mm	$>4.5\ \text{V}$	110 GHz	-0.7 V	0.5 dB/14 dB @10 GHz

低雑音増幅器は 3 段構成であり、それぞれの FET (Field Effect Transistor) にゲートバイアス回路&インピーダンスマッチング回路とドレインバイアス回路&インピーダンスマッチング回路が付随している。「2.5.3 雑音指数」で述べた通り、複数段構成にする場合、全体の雑音指数は前段の FET による雑音指数による影響が大きい。(式(2.36)) そのため初段の FET での設計では雑音指数を抑えることに比重を置いた。その後、2, 3 段目の設計において、全体の利得の向上を図った。しかし、そのままでは「2.4 高周波増幅器」で述べた安定係

数  $K$  (2.24) が 1 を超えるケースが生じる。その対応とし、再び初段の増幅器の調整を行った。

図 3.2.- 図 3.6. に 1 段目低雑音増幅器の S-Parameter と NF のシミュレーション結果を示す。

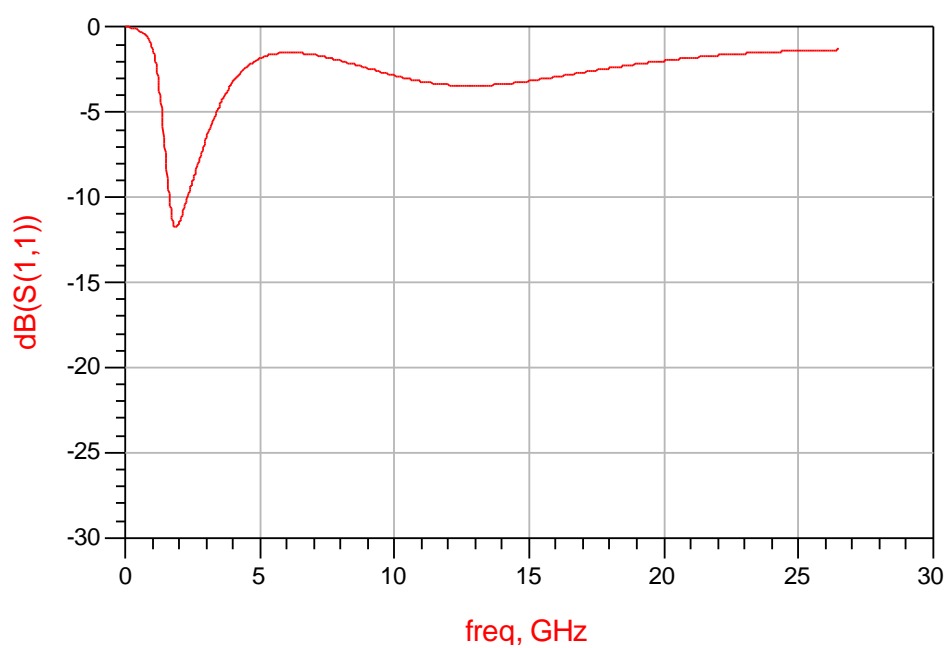


図 3.2. 低雑音増幅器 1 段目 S-Parameter S(1,1)

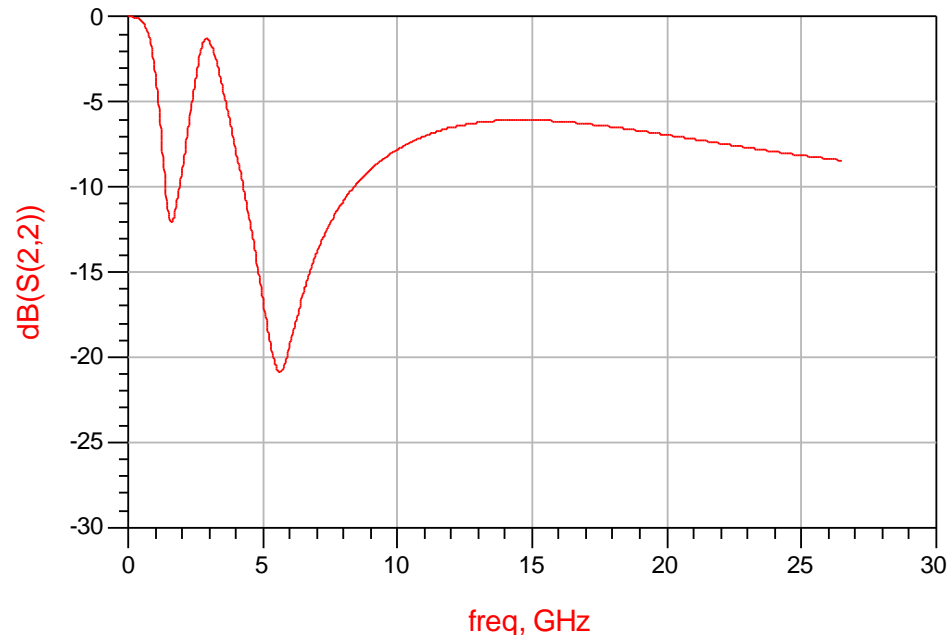


図 3.3. 低雑音増幅器 1 段目 S-Parameter  $S(2,2)$

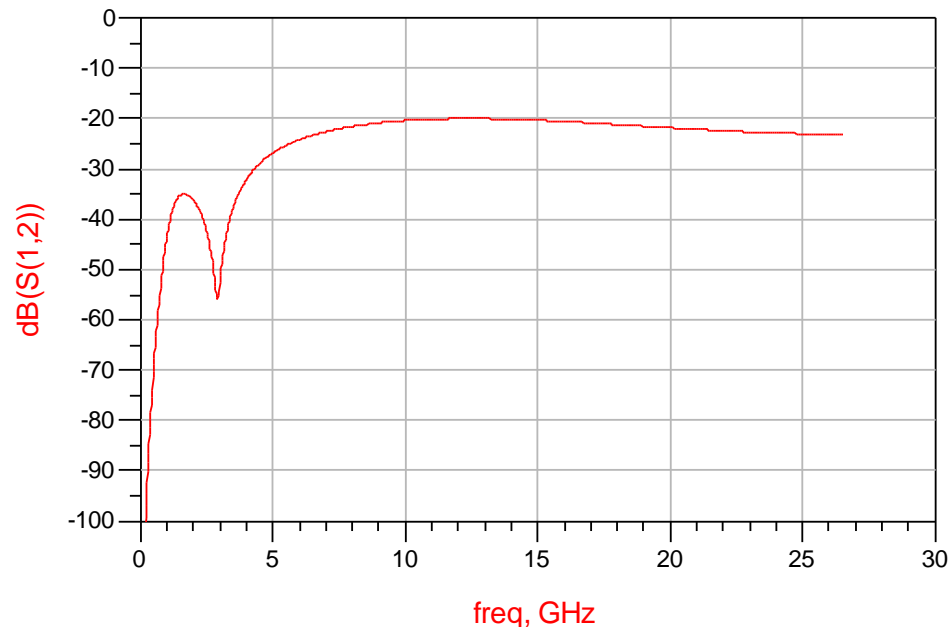


図 3.4. 低雑音増幅器 1 段目 S-Parameter  $S(1,2)$

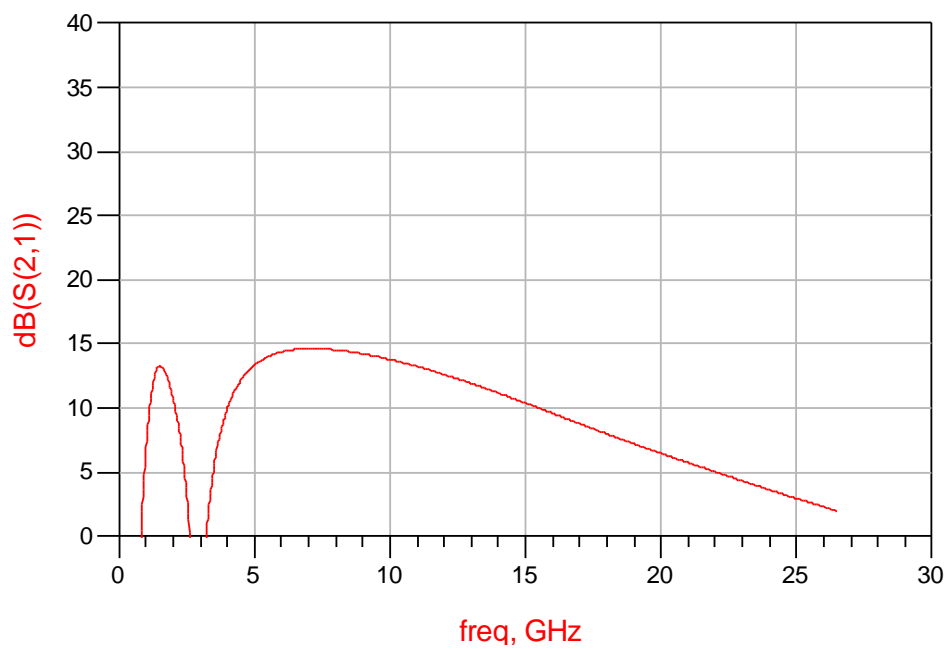


図 3.5. 低雑音増幅器 1 段目 S-Parameter  $S(2,1)$

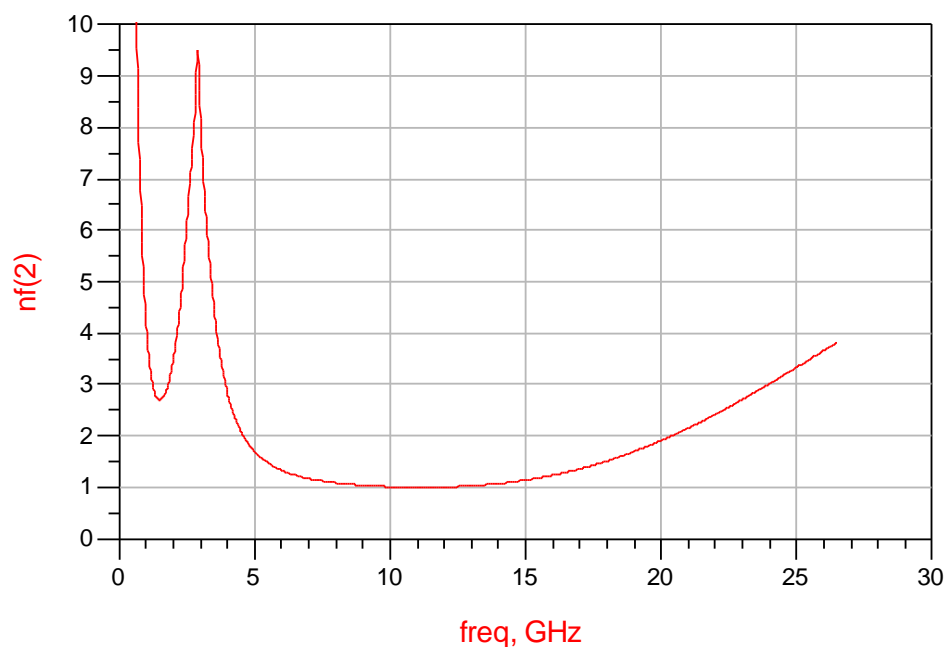


図 3.6. 低雑音増幅器 1 段目 Noise Figure



図 3.7– 図 3.11. に 1&2 段目低雑音増幅器の S-Parameter と NF のシミュレーション結果を示す。

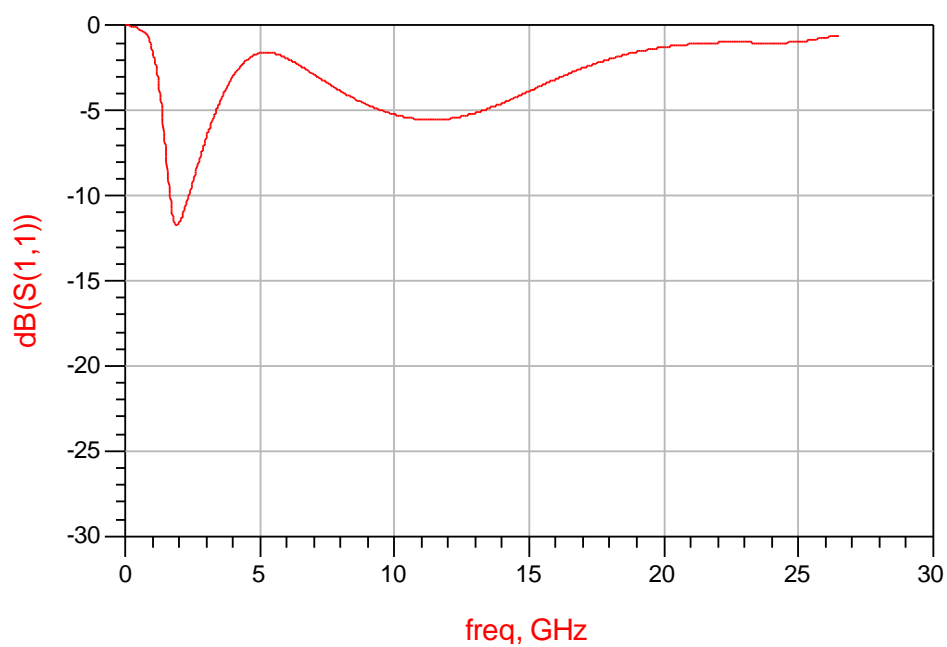


図 3.7. 低雑音増幅器 1&2 段目 S-Parameter S(1,1)



図 3.8. 低雑音増幅器 1&2 段目 S-Parameter S(2,2)

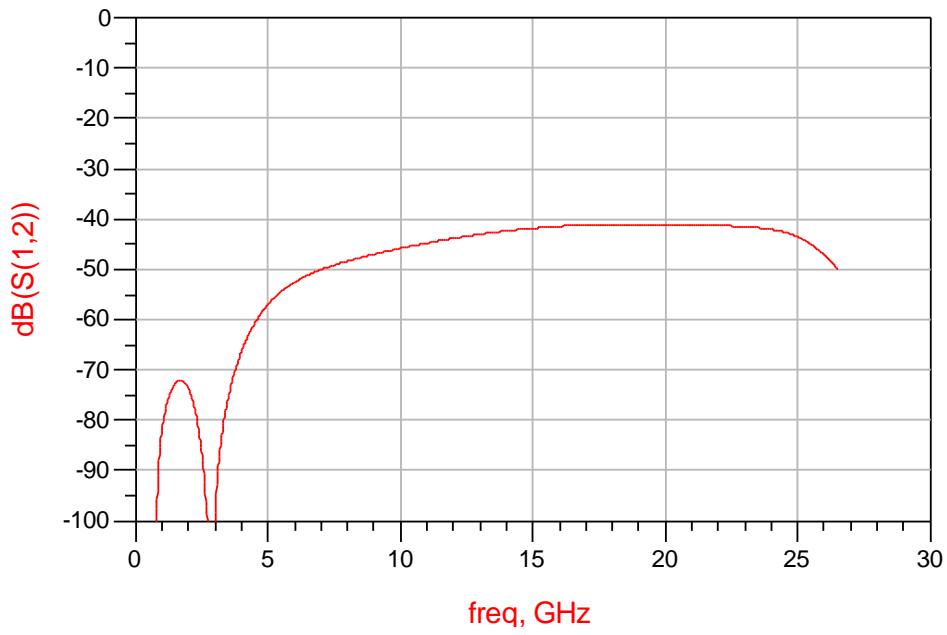


図 3.9. 低雑音増幅器 1&2 段目 S-Parameter S(1,2)

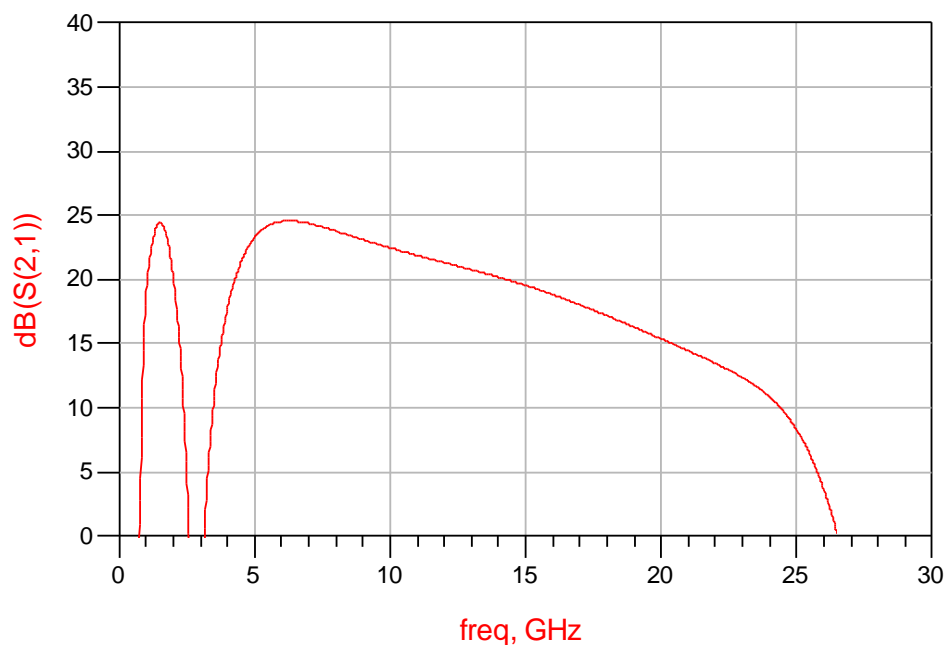


図 3.10. 低雑音増幅器 1&2 段目 S-Parameter S(2,1)

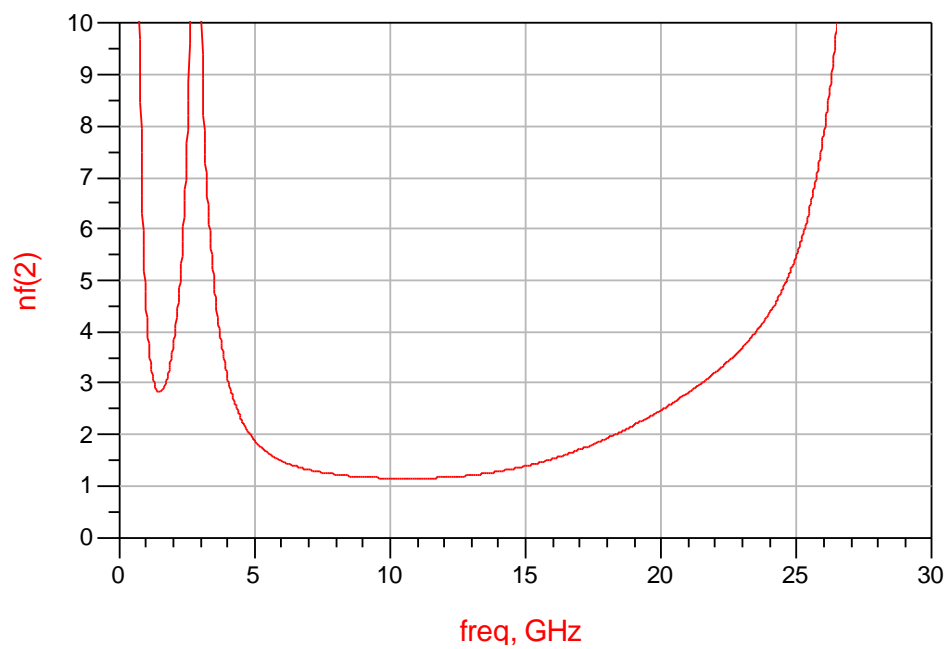


図 3.11. 低雑音増幅器 1&2 段目 Noise Figure

図 3.12.– 図 3.16. に 1&2&3 段目低雑音増幅器の S-Parameter と NF のシミュレーション結果を示す。

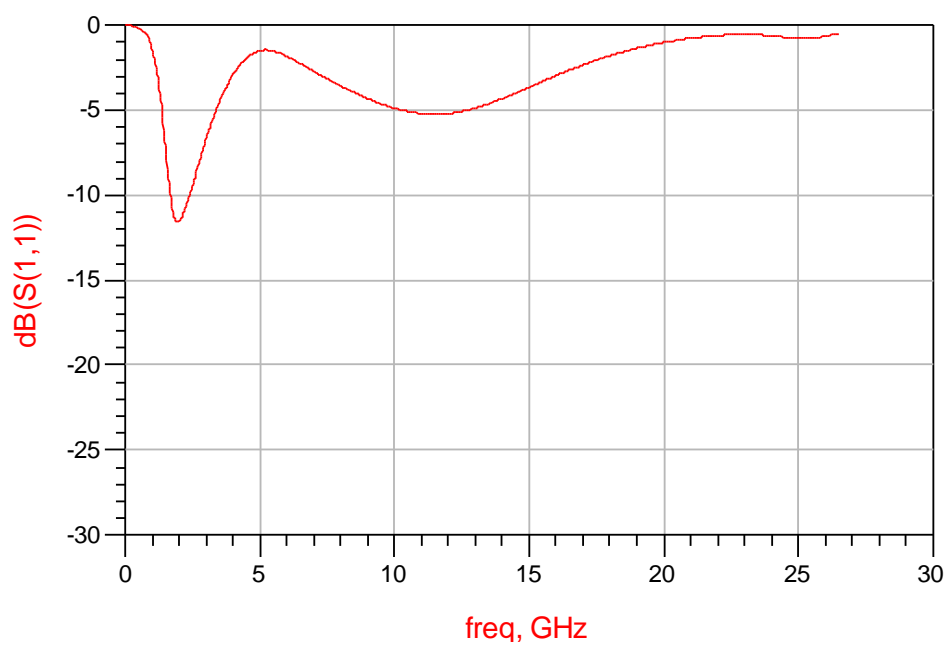


図 3.12. 低雑音増幅器 1&2&3 段目 S-Parameter S(1,1)

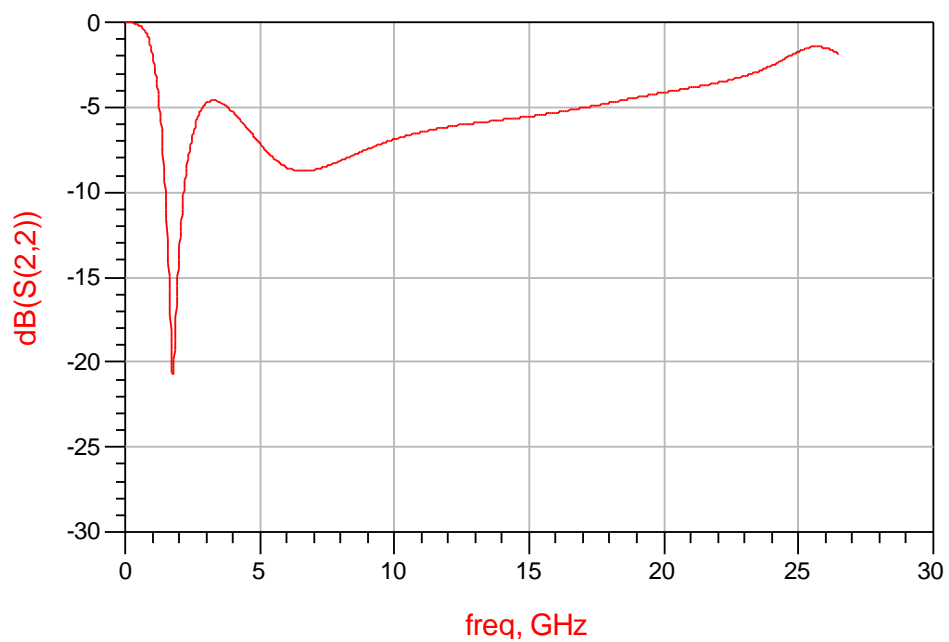


図 3.13. 低雑音増幅器 1&2&3 段目 S-Parameter S(2,2)

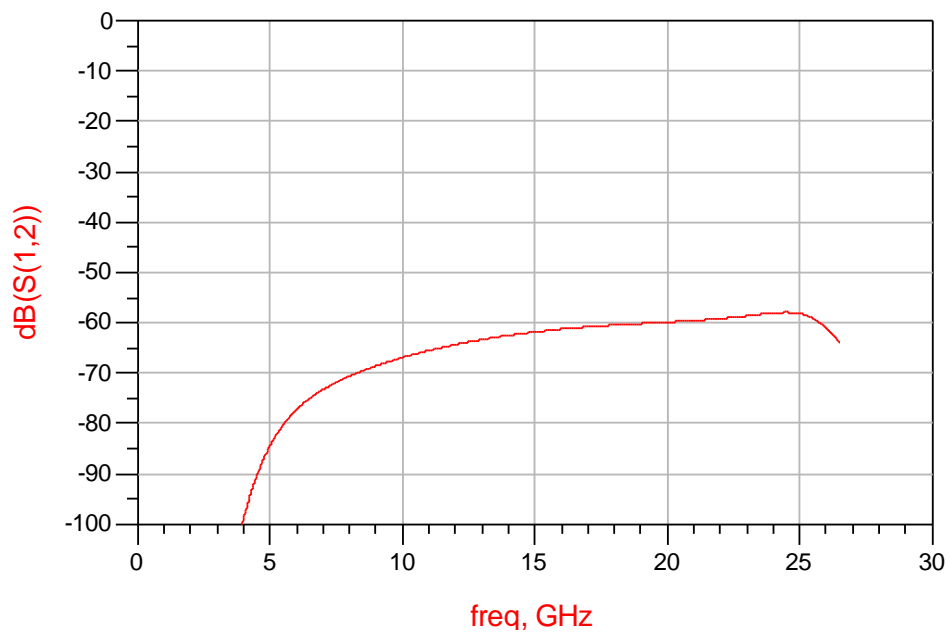


図 3.14. 低雑音増幅器 1&2&3 段目 S-Parameter S(1,2)

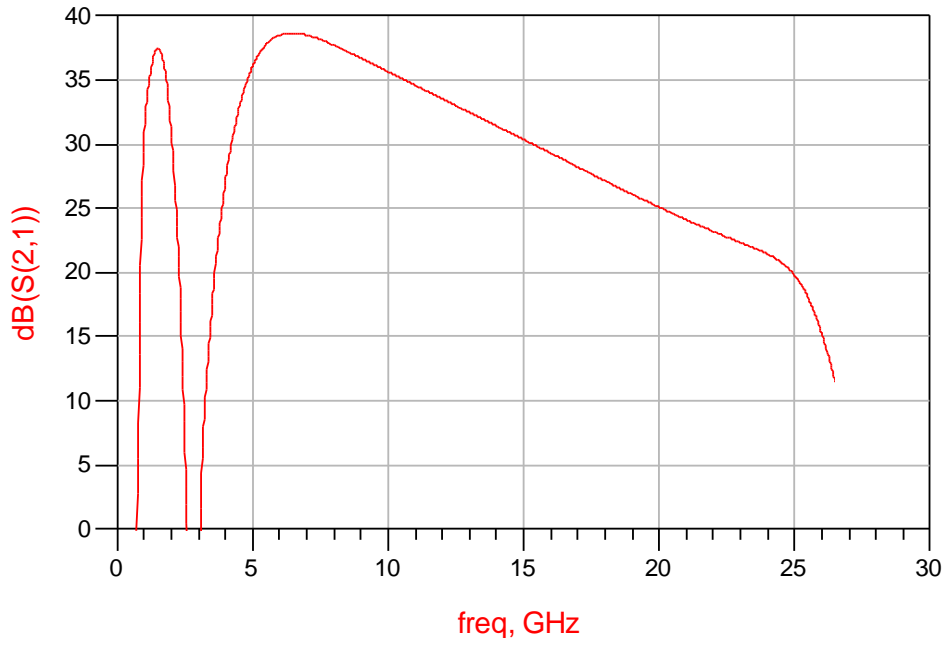


圖 3.15. 低雜音增幅器 1&2&3 段目 S-Parameter S(2,1)

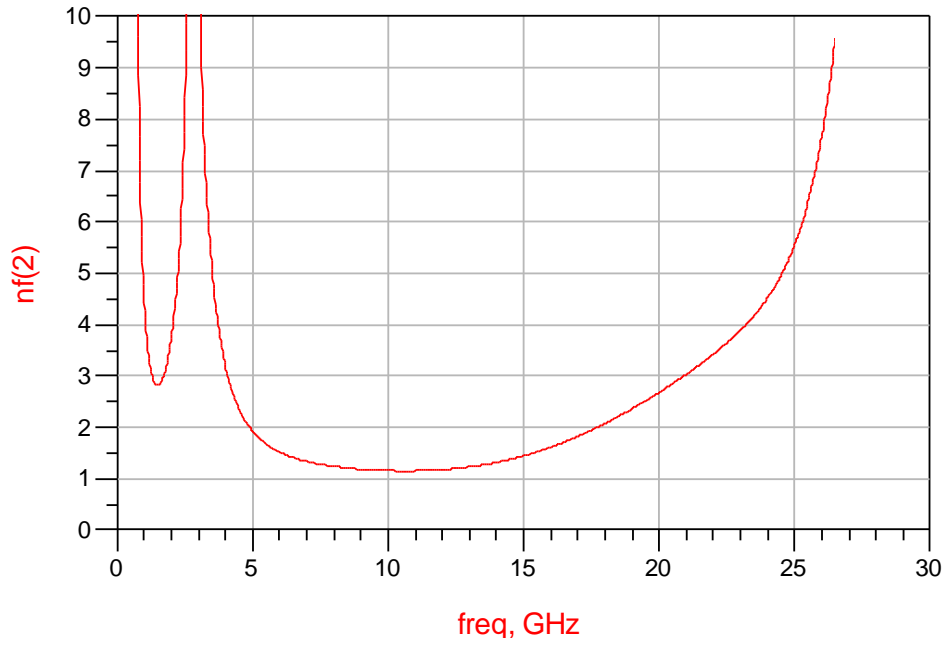


圖 3.16. 低雜音增幅器 1&2&3 段目 Noise Figure

図 3.17. に ADS での設計における 3 段低雑音増幅器の Schematic を示す。

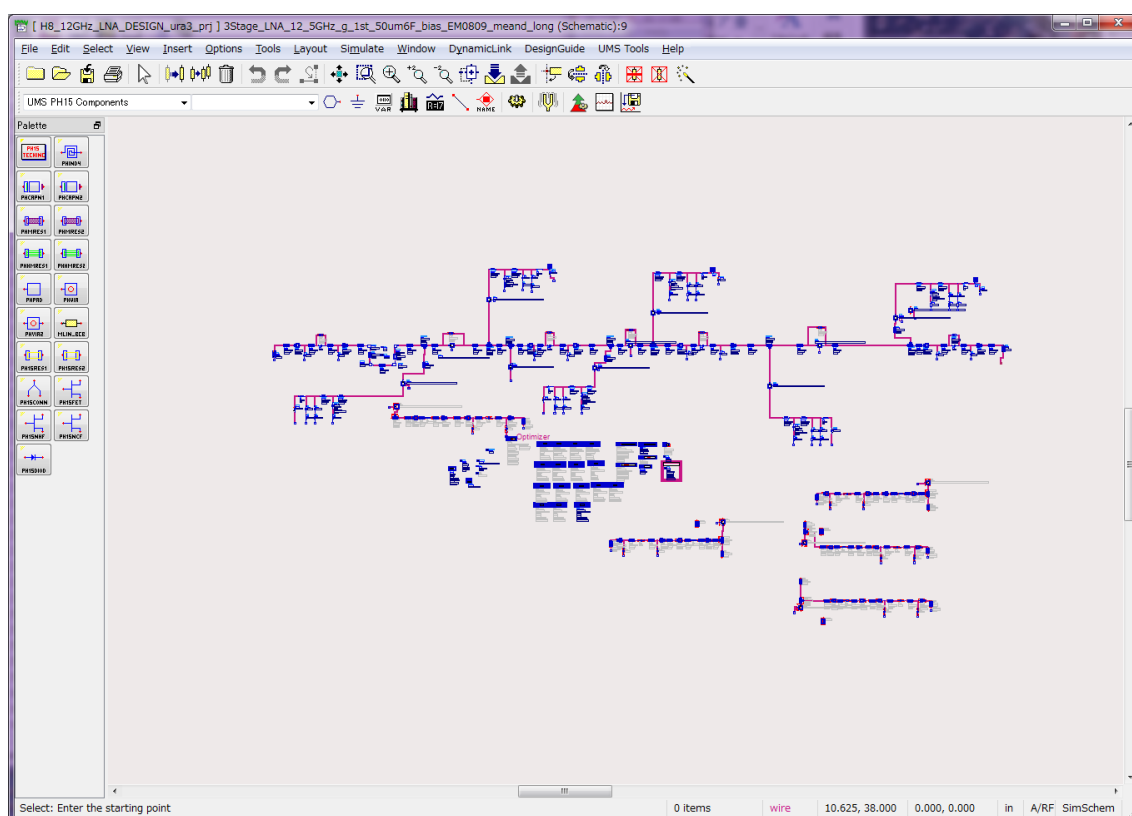


図 3.17. 3 段構成低雑音増幅器 Schematic

設計した低雑音増幅器 MMIC の回路を UMS (United Monolithic Semiconductor) 社に協力頂き製作した。製作した回路を図 3.18. に示す。

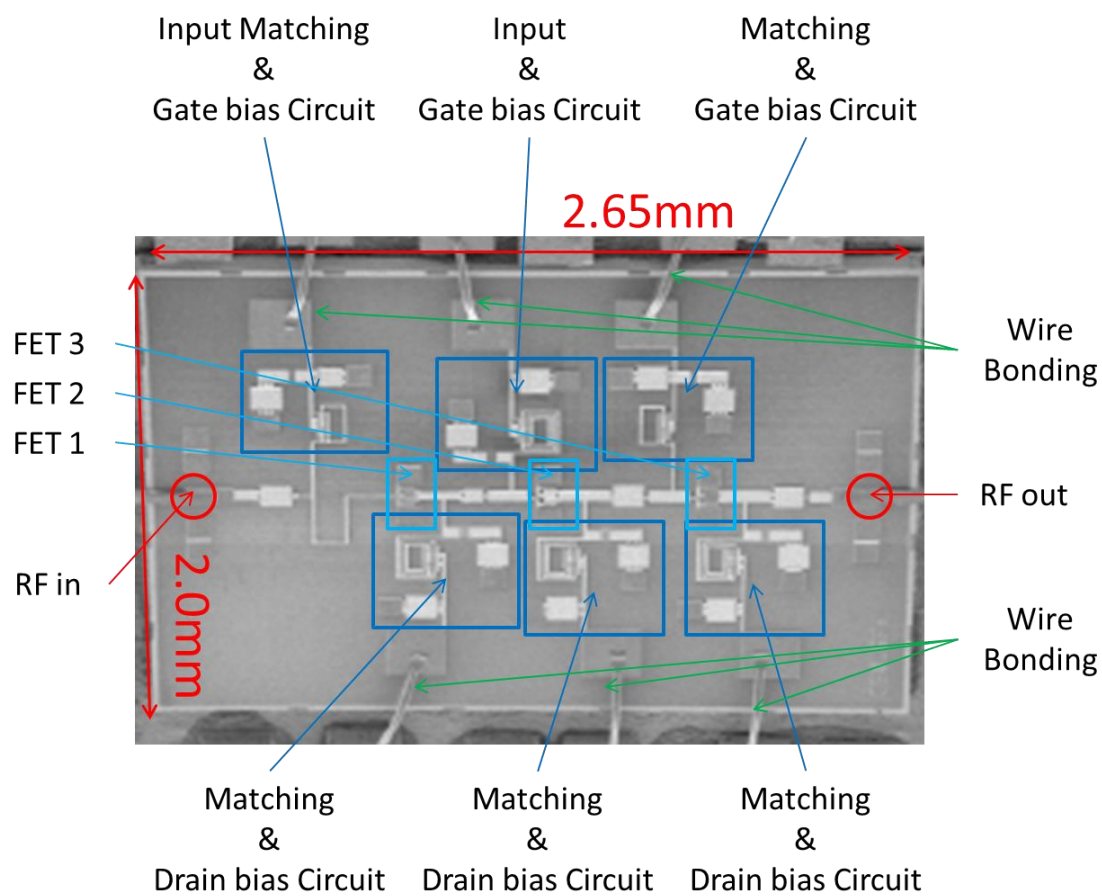


図 3.18. 設計&製作した低雑音増幅器

低雑音増幅器 MMIC のサイズは 2.65 mm×2.0 mm である。



## 3.2 パッケージ化

JRC 社（日本無線株式会社）設計&製作した MMIC 低雑音増幅器をパッケージ化した。MMIC のままでは、プローブ・ステーション（微小電子回路測定装置）なしに測定することは出来ない。システムに取り入れるためには、低雑音増幅器をパッケージにし、さらにモジュール化する必要がある。パッケージ化により、実装・測定・取り扱いを容易し、チップを外部環境から保護することが可能である。また、誘電体マイクロカロリメータ等とのシステム検討するにあたり接続可能にするためパッケージ・モジュール化は不可欠である。

図 3.19. のように実装基板に MMIC を実装し、その後、図 3.20. に示すようにパッケージ化した。パッケージサイズは 5 mm×5 mm である。パッケージ材料はセラミックである。パッケージ化に伴い、バイアス回路に調整用コンデンサをワイヤーボンディングで実装した。これにより、低雑音増幅器 MMIC により純粋なバイアスがかかり、発振を抑制する。

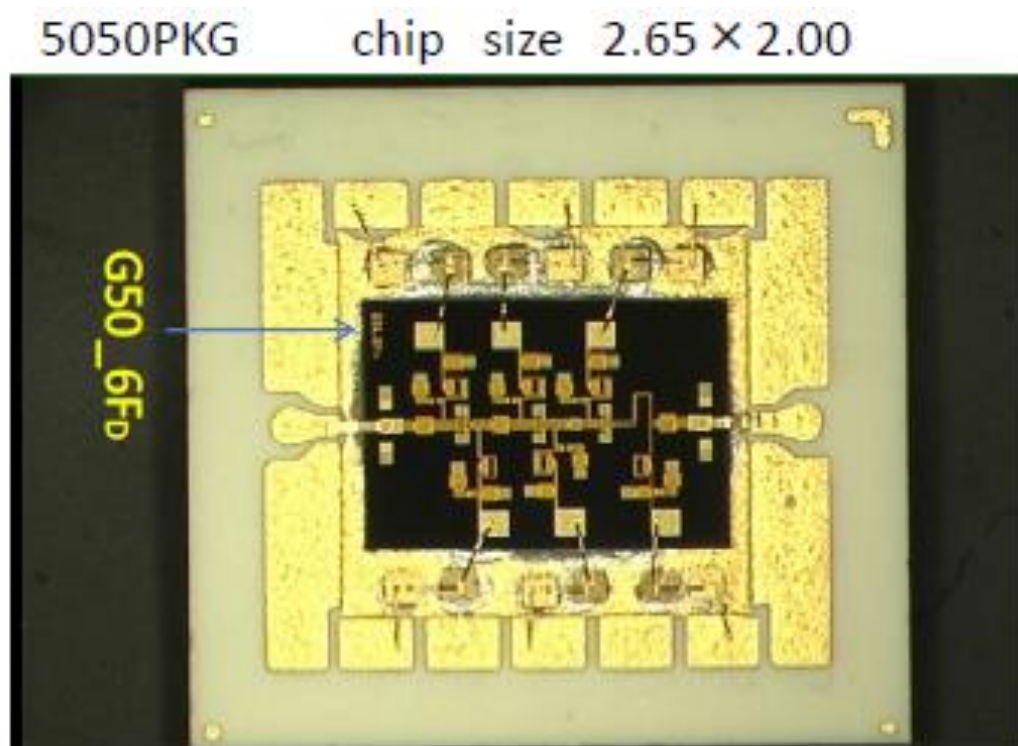


図 3.19. 実装基板に実装した低雑音増幅器 MMIC

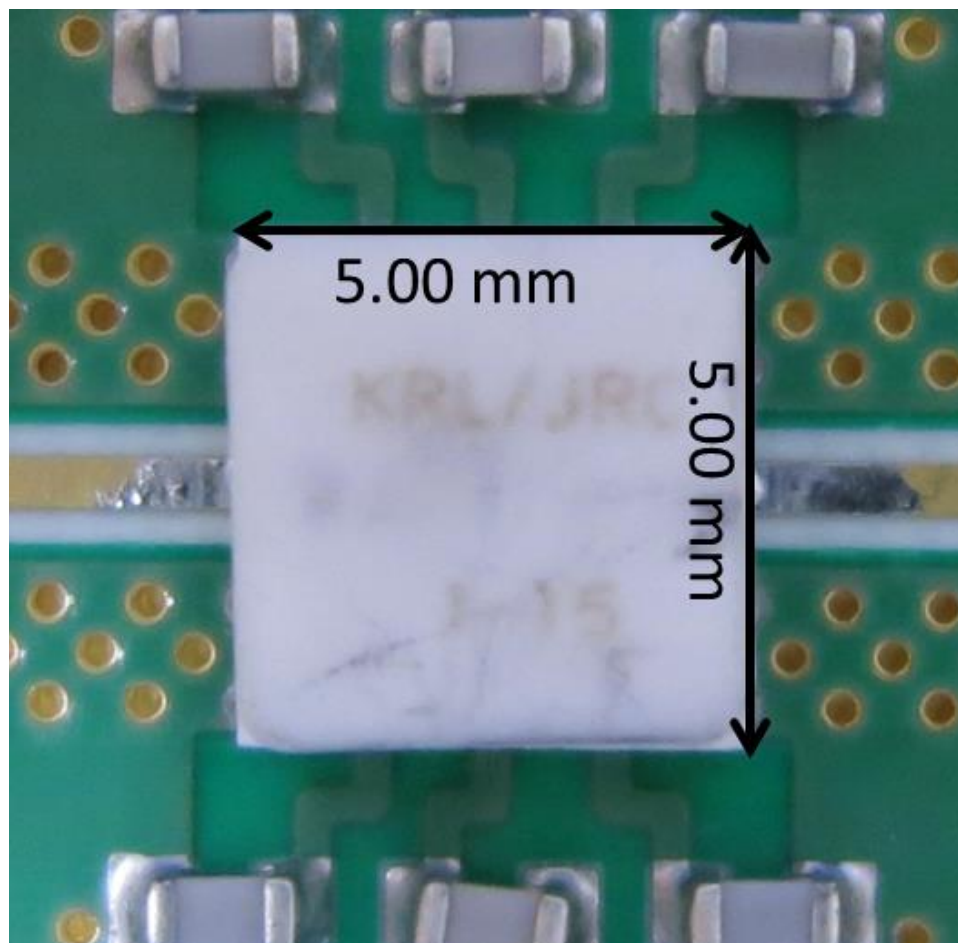


図 3.20. パッケージ化した低雑音増幅器 MMIC

パッケージ低雑音増幅器 MMIC の利得と NF の測定結果を図 3.21. と表 3.2. に示す。

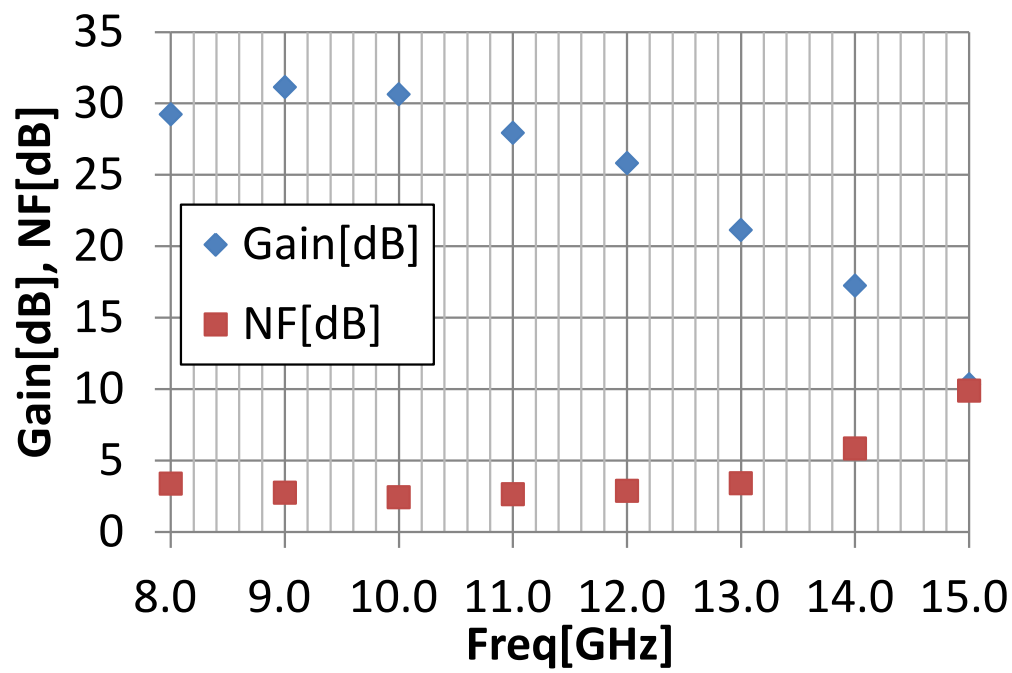


図 3.21. パッケージ低雑音増幅器 MMIC の利得&NF 測定結果

表 3.2. パッケージ低雑音増幅器 MMIC の利得&NF 測定結果@10 GHz

@10 GHz	Room Temperature (300 K)
Gain [dB]	30
Noise Temp. [K]	222
NF [dB]	2.4

### 3.3 モジュール化

JRC 社に協力頂き、パッケージ化した低雑音増幅器をバイアス・RF コネクタを実装したボックスにモジュール化した。モジュールはアルミニウムである。モジュールサイズは 38 mm×20 mm×18 mm である。重さは 41.8 g である。モジュールに充填した低雑音増幅器パッケージを図 3.22. に示す。パッケージ化時と同様に、電源電圧の瞬間的な変化を吸収し、DC バイアスを安定化させるためバイパスコンデンサを実装している。

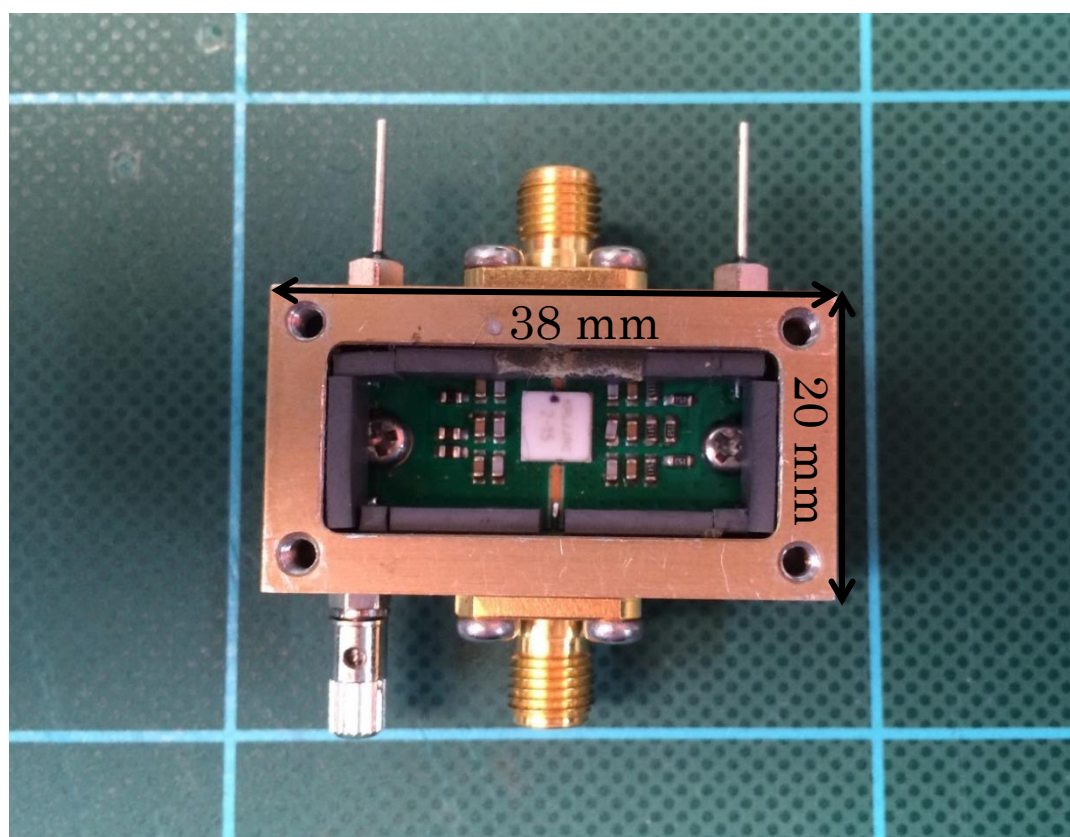


図 3.22. モジュール化した低雑音増幅器パッケージ

モジュール内部での電磁波の反射による高周波特性の劣化を防ぐために、モジュール内部

を電波吸収体で囲った。電波吸収体を充填した様子を図 3.23. に示す。

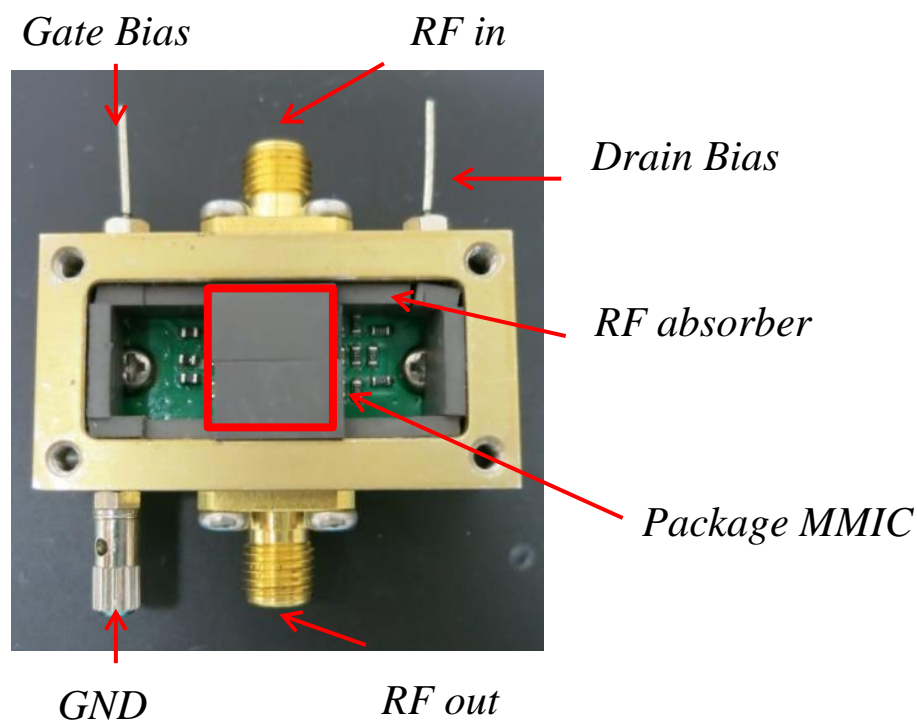


図 3.23. 電波吸収体充填後の低雑音増幅器

図 3.24. にアルミニウムで蓋をした最終モジュールを示す。

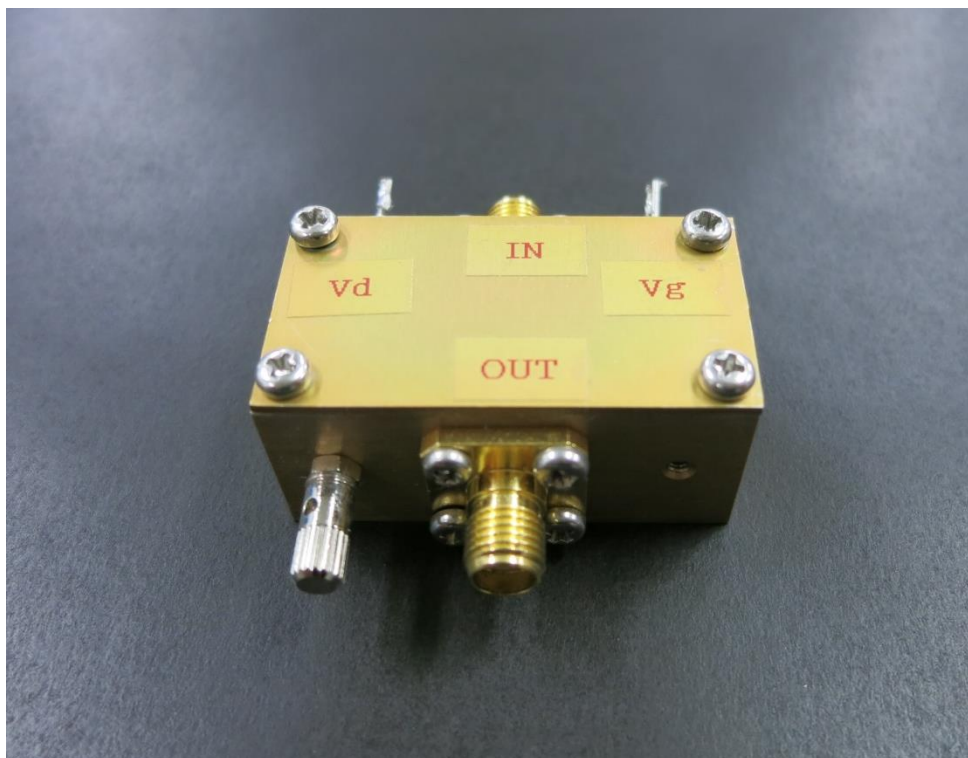


図 3.24. 低雑音増幅器モジュール

以下、低雑音増幅器を低雑音増幅器モジュールとする。低雑音増幅器の評価結果を示す。低雑音増幅器モジュールのゲートバイアス、ドレインバイアスに対する利得のグラフと入出力特性のグラフを図 3.25.- 図 3.27. に示す。測定周波数は 10 GHz である。

最適ドレイン電圧はゲート電圧によらず、どれも  $V_d=1.0$  V 近辺であった。したがって、最適ドレイン電圧は、1.0 V とする。ゲート電圧に関して、ゲート電圧を -1.6 V -0.2 V の間で変化させたが、大きな変化はなく、利得はほぼ 36 dB であった。ゲート電圧を絞りすぎるとドレイン電流が増加し、FET が過電流により故障する事がある。そのため、最適ゲート電流は -1.0 V とした。入出力特性に関しては、入力電力が -35 dBm まで線形動作を確認した。入力電力を大きくするにつれて、 $S_{21}$  の電力との差分が小さくなり、利得が小さくなっている。

次に、低雑音増幅器モジュールの S-Parameter と NF の測定結果を図 3.28.-3.32. に示す。



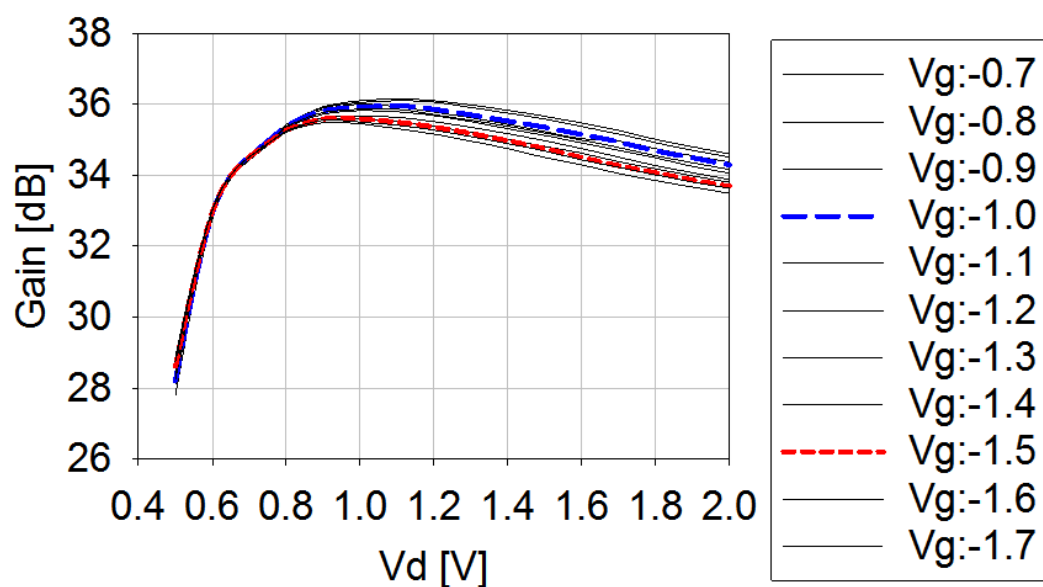


図 3.25. モジュール化後のドレインバイアス変更時の 10GHz での測定結果

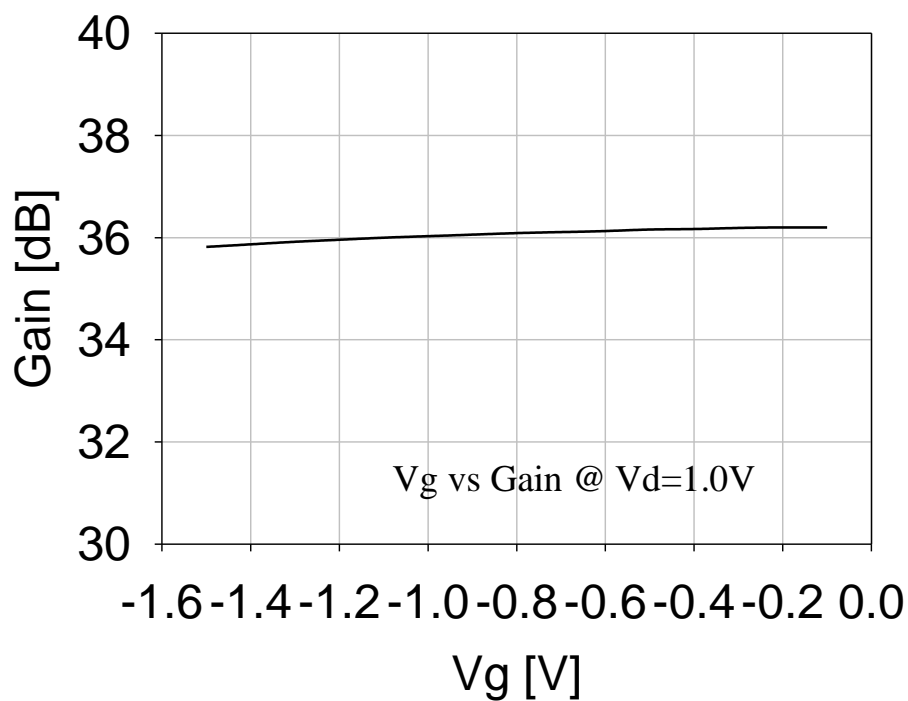


図 3.26. モジュール化後のゲートバイアス変更時の 10 GHz での測定結果

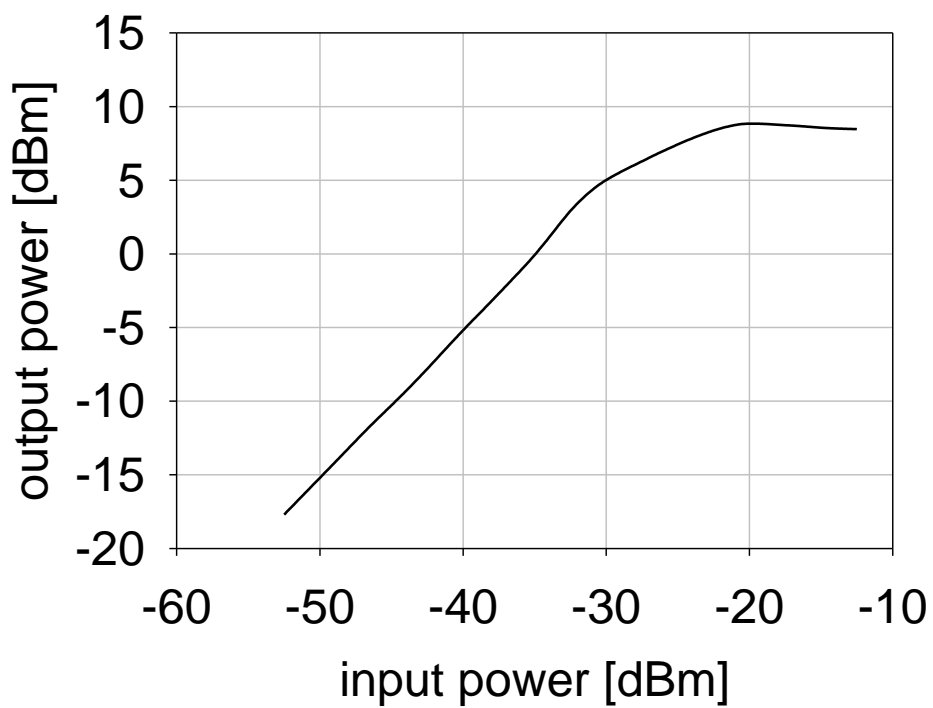


図 3.27. モジュール化後の 10 GHz での入出力特性測定結果



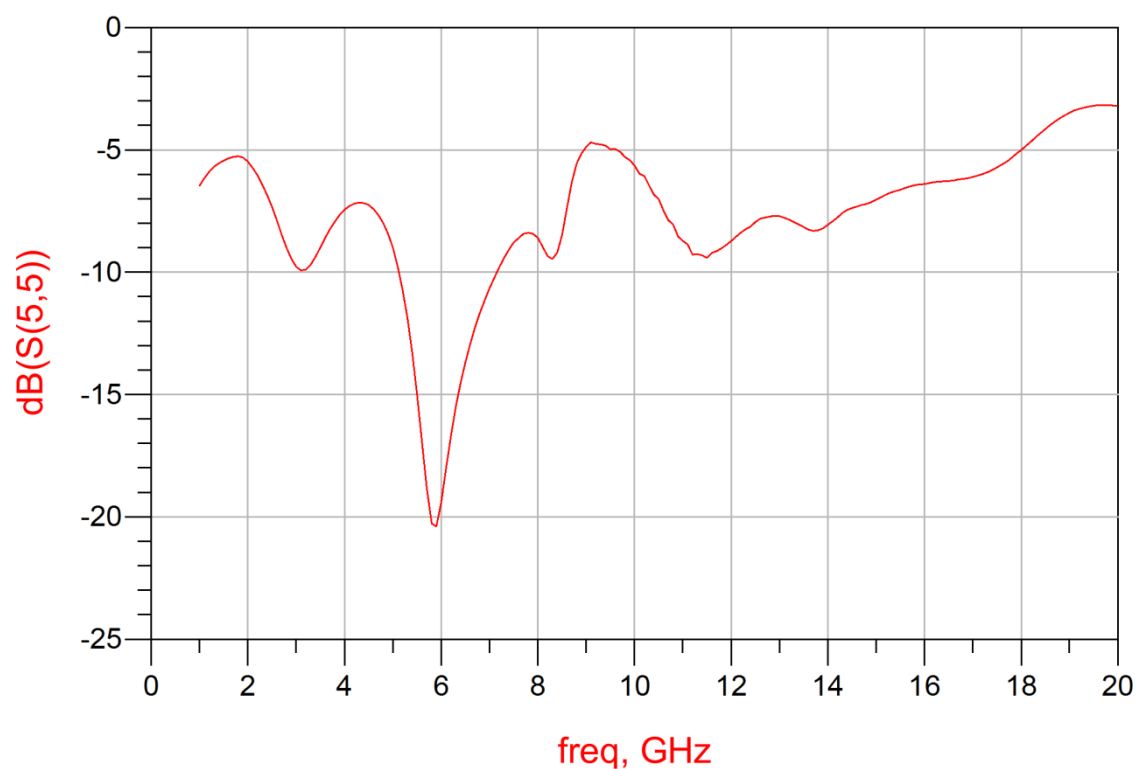


図 3.28. 低雑音増幅器モジュール Sparameter S(1,1) 測定結果

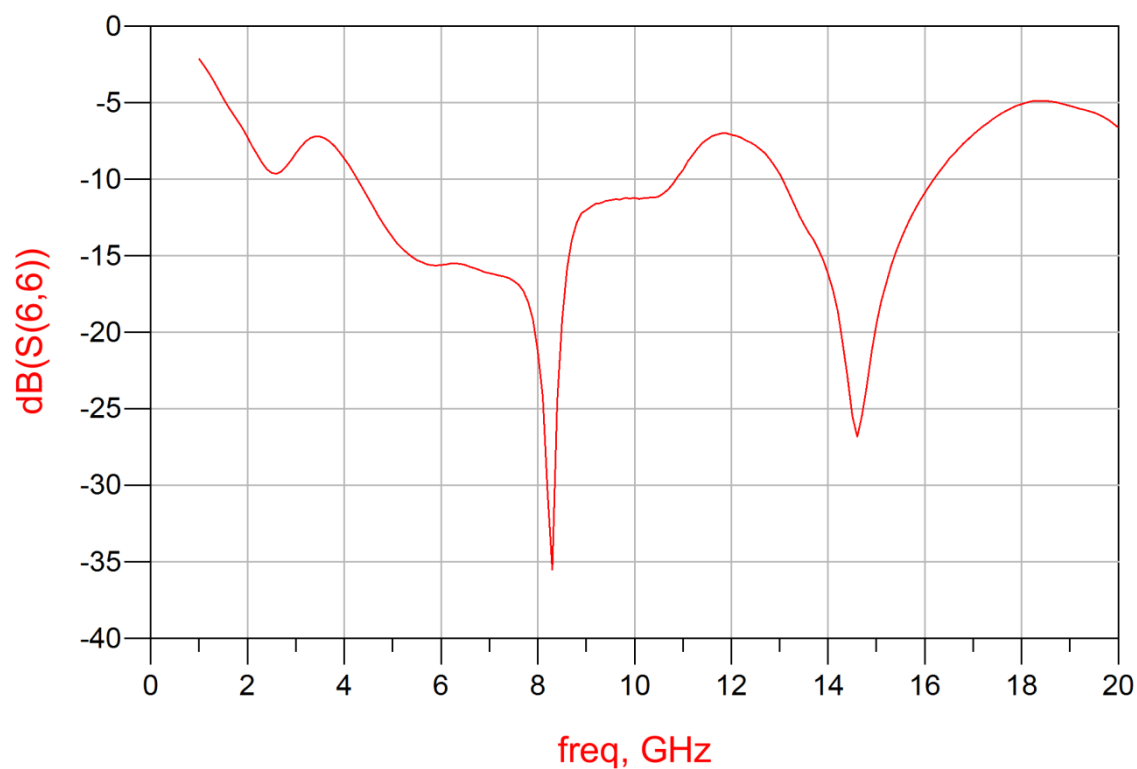


図 3.29. 低雑音増幅器モジュール Sparameter S(2,2) 測定結果

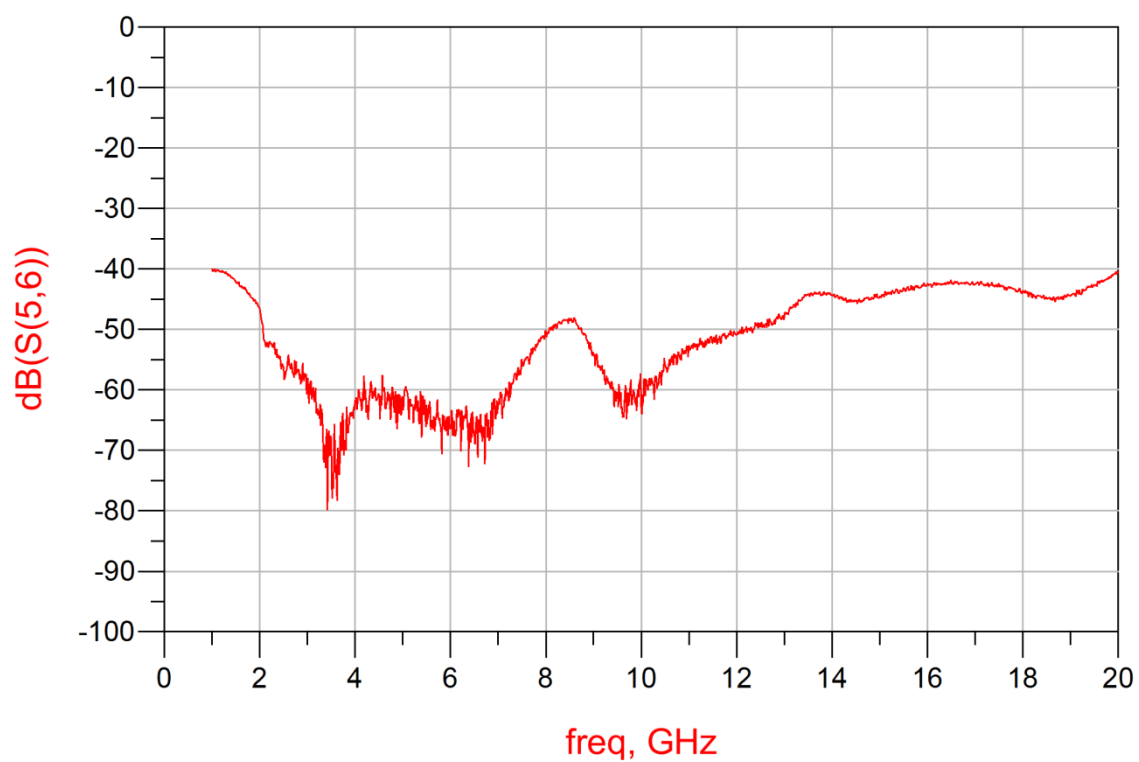


図 3.30. 低雑音増幅器モジュール Sparameter S(1,2) 測定結果

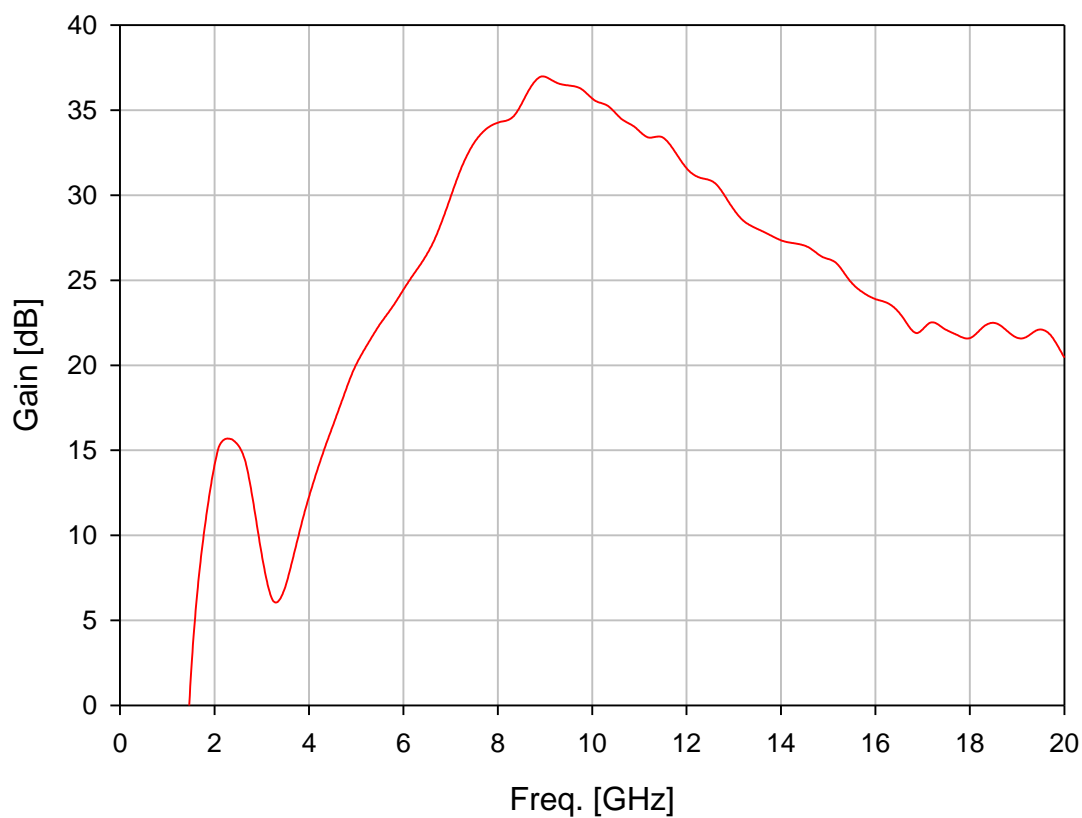


図 3.31. 低雑音増幅器モジュール Sparameter S(2,1) 測定結果

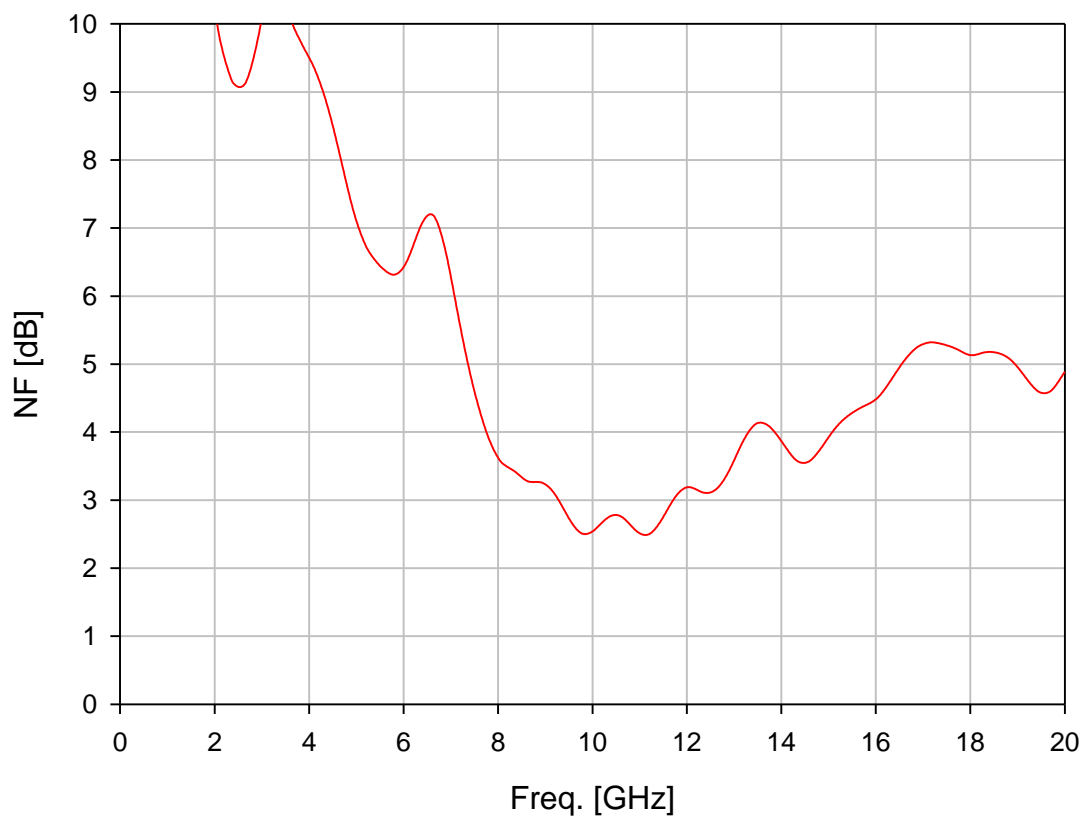


図 3.32. 低雑音増幅器モジュール NF 測定結果

10 GHz において、反射特性  $S(1,1)$  は -5.6 dB であり、2.3 GHz において -6.4 dB であった。利得は、10 GHz で 35.6 dB であり、2.3 GHz において 15.6 dB であった。30 dB 以上の周波数は 7-12.5 GHz であり帯域幅は 5.5 GHz であった。また、NF は 10 GHz で 2.6 dB であり、2.3 GHz では 9.1 dB であった。

次の第4章では常温測定したこの低雑音増幅器の冷却測定を行った。

## 第 4 章 冷却測定

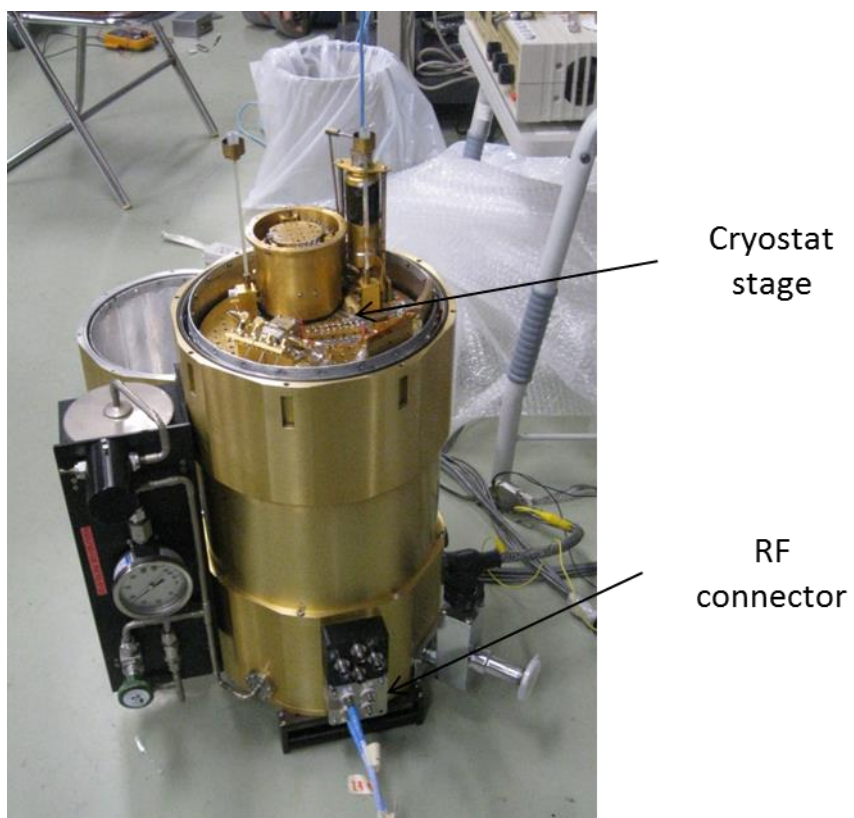
### 4.1 測定系

本研究の低雑音増幅器は、誘電体 X 線マイクロカロリメータに向けた提案であり、上述したように極低温での動作が求められる。そこで、本章では、低雑音増幅器を極低温にて S-Parameter, NF したので報告する。冷却方法は冷凍機による冷却と Dewar での冷却媒体含浸冷却を行った。

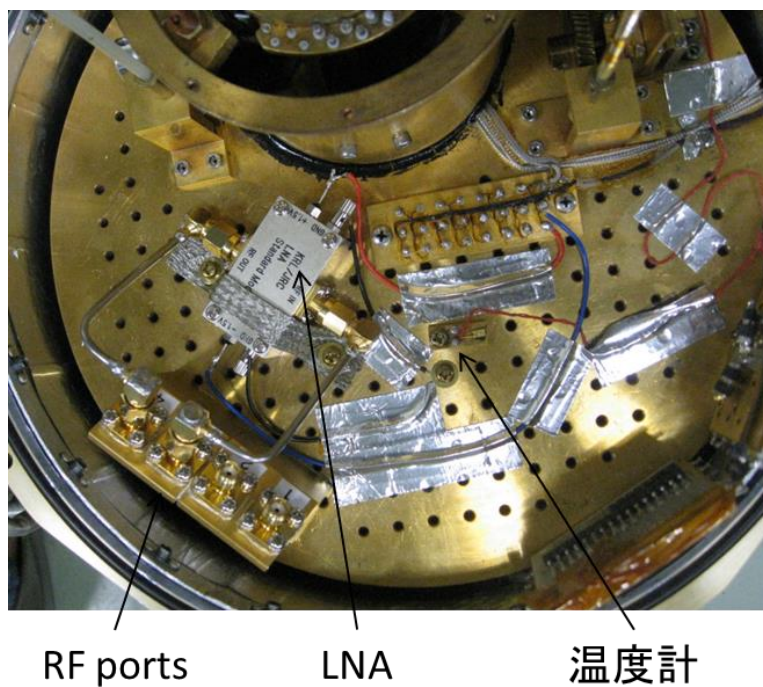
#### 4.1.1 冷凍機による冷却

##### 4.1.1.1 S-Parameter 測定

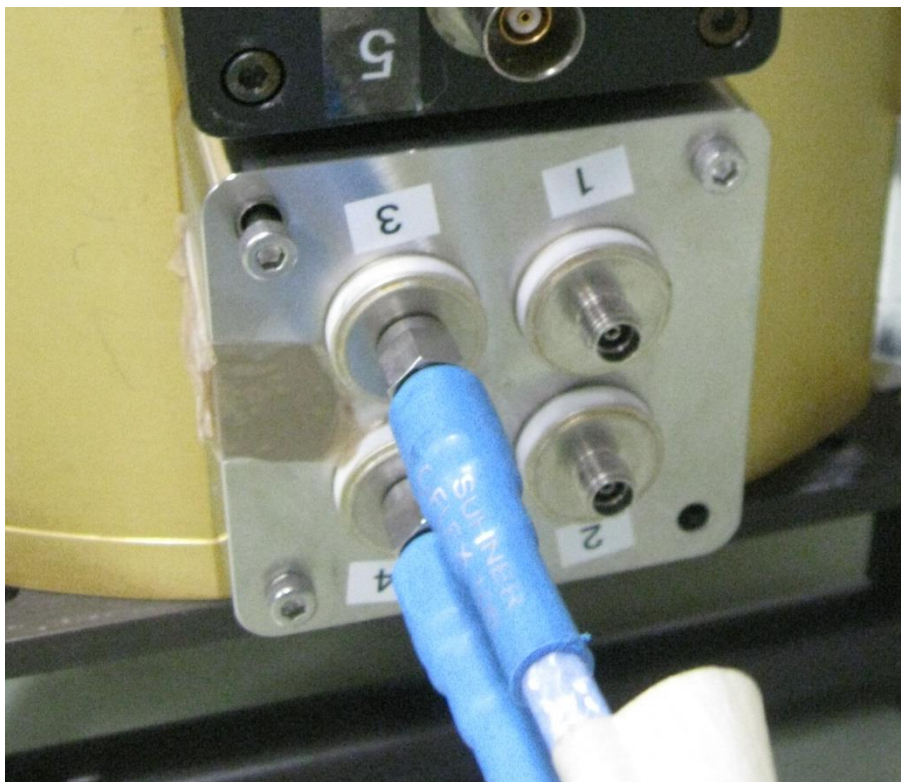
冷却方法に関して、液体ヘリウムを使用し、冷凍機(He3 sorption cooler) を用いて冷却を行った。測定温度は 4 K である。使用した冷凍機を図 4.1. に、測定ブロック図を図 4.2. に示す。測定はネットワークアナライザを使用し、S-Parameter を測定した。



(a)冷凍機外観



(b)冷凍機冷却ステージ拡大図



(c)冷凍機 RF 外部コネクタ接続部拡大図

図 4.1. 冷凍機

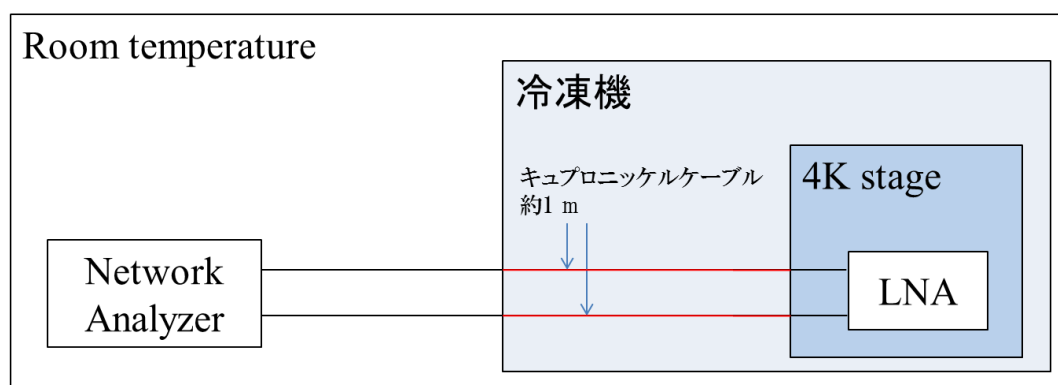
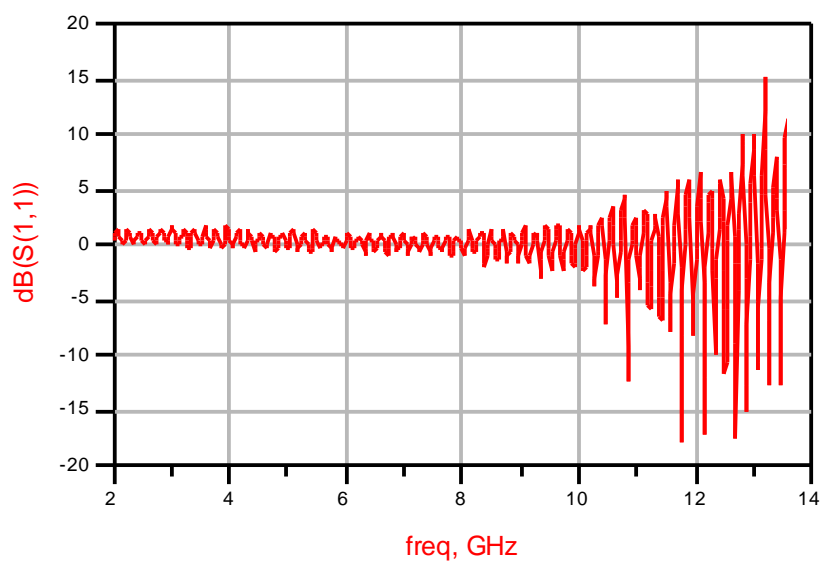


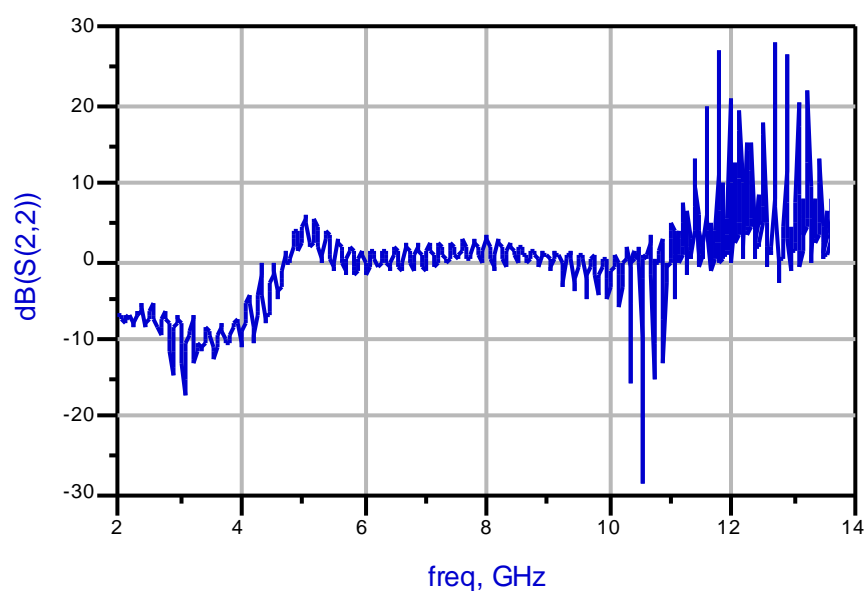
図 4.1. 冷凍機測定ブロック図

図 4.1. (b) に示すように極低温ステージ上に温度計を設置し、常時、測定温度を確認して

測定した。冷凍機を含めネットワークアナライザの校正を行った。図 4.3. に校正後に、校正端の冷凍機内部 RF port を開放にした反射特性を示す。また、比較として正常な校正後の校正端解放時の S-Parameter を図 4.4. に示す。

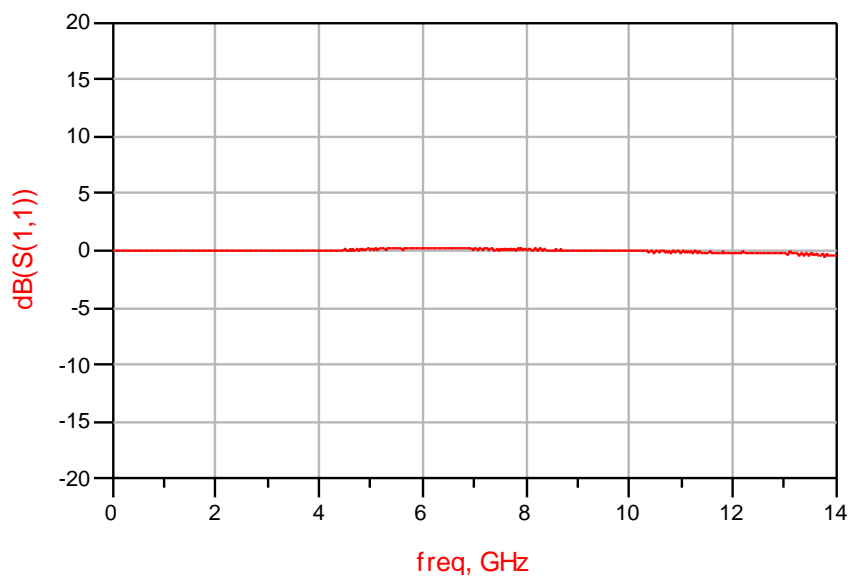


(a)S11

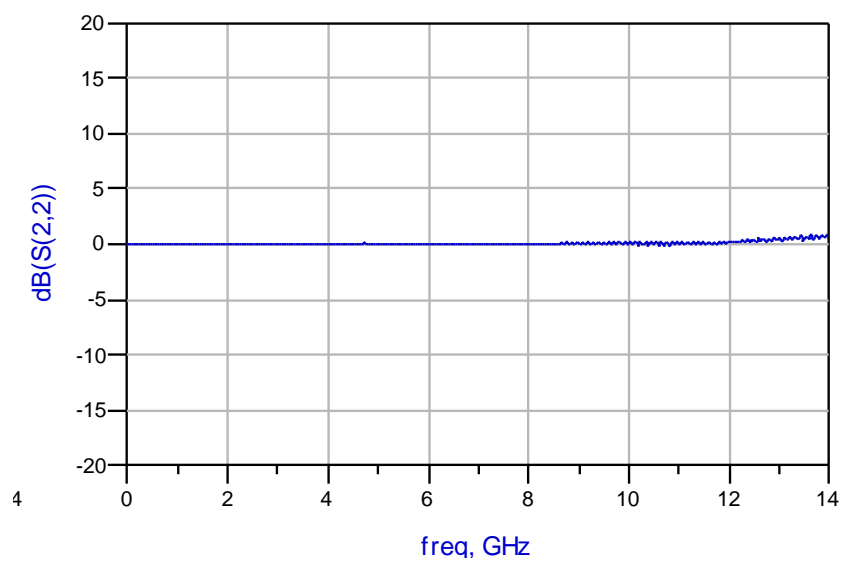


(b)S22

図 4.3. 冷凍機キャリブレーション後における cable 端 open 時の反射特性



(a)S11

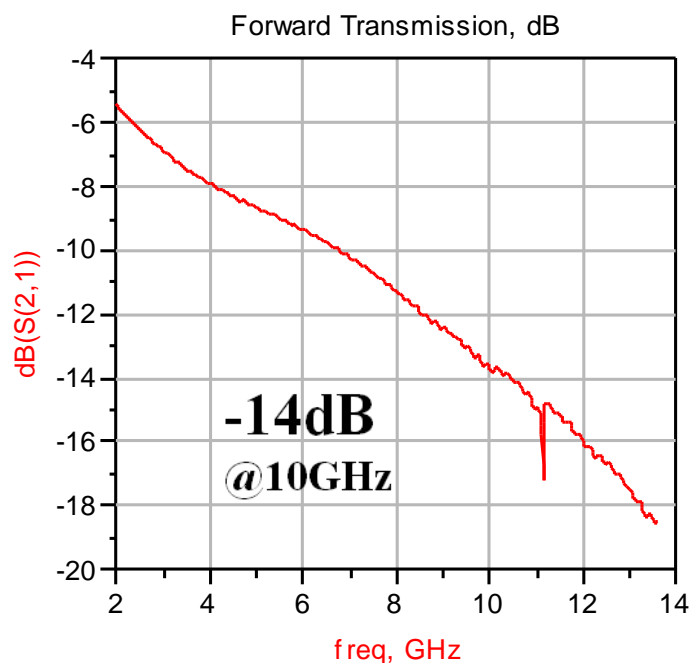


(b)S22

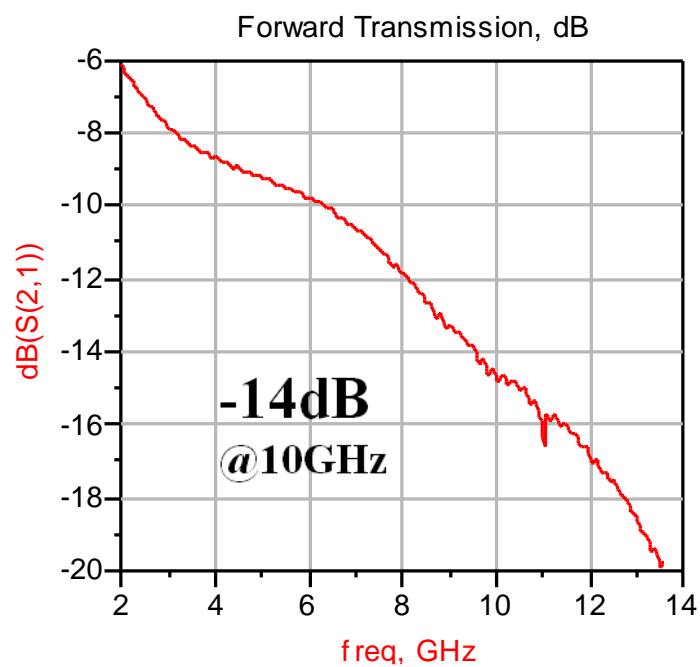
図 4.4. デュワー冷却でのキャリブレーション後における cable 端 open 時の  
反射特性



図 4.3. の結果から、冷凍機を通した校正が正常な校正結果と異なる事が分かる。高周波 ( $> 8 \text{ GHz}$ ) において、より顕著であるが、測定周波数全体において反射特性が収束せず、発散している。つまり、校正が正常に取れていないと考えられる。校正の方法として、Keysight 社の Economy Calibration Kit である 85052D (対応周波数:  $0\text{--}26.5 \text{ GHz}$ ) を使用した。一般に、校正が取れない理由は、校正時または校正前後での状態変化が考えられる。本実験ではその原因として、図 4.1. の RF Connector 部自体の固定が不十分である事(ネジ穴のズレのため固定不可能)による振動あるいは接続の不安定、微小な隙間での共振雑音が考えられる。また、冷凍機内部の同軸ケーブルの電力損失が大きい事による測定電力も考えられるため、冷凍機内部の同軸ケーブルの電力損失を測定した。その結果を、図 4.5. に示す。



(a)Input



(b)Output

図 4.5. 冷凍機内部同軸ケーブルによる電力損失

冷凍機内部のケーブル材質はキュプロニッケルであり、データシートより損失は 10 dB/m at 10 GHz である。冷凍機内部に使用しているキュプロニッケルケーブルの長さは入出力両側でそれぞれ約 1 m である。測定値は input 側、output 側共に 10 GHz において -14 dB であった。キュプロニッケルの特性は電気伝導性が悪いが、熱伝導性も悪いため、外部との温度を遮断し、冷凍機の主要性能である極低温温度の安定化のために選択された材料である。

上述のように冷凍機を通した校正では不十分であるため、校正に冷凍機を含めず通過特性の測定を行った。図 4.1.(c) における冷凍機外部で校正を取り、別途の冷凍機の特性を測定し、低雑音増幅器と冷凍機を測定対象とした測定結果から、冷凍機単体の特性を補正した。補正後の通過特性を図 4.6. に示す。

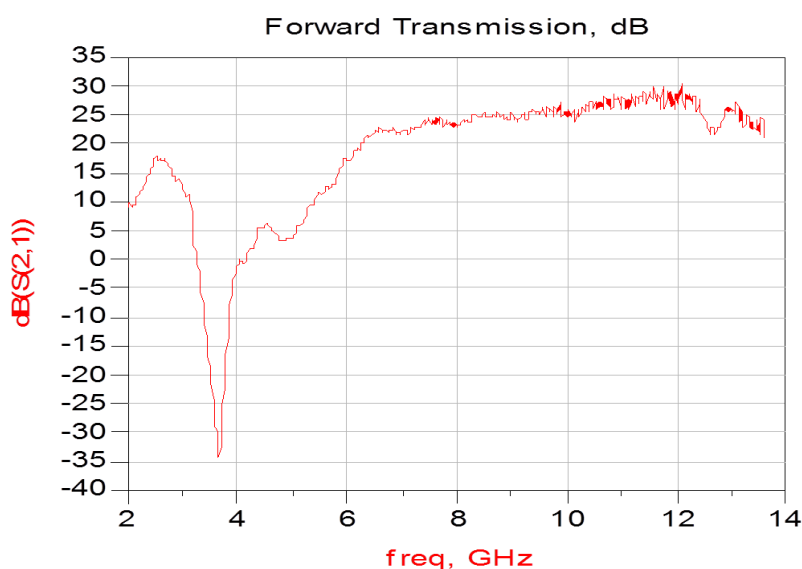


図 4.6. 冷凍機による影響の補正後の S11

測定結果より、4 K での低雑音増幅器の動作は DC バイアスより確認できた。しかし、通過特性の評価は、図 3.31. と比較し、冷却による抵抗値の低下から推測される利得の向上は確認できなかった。その原因として、冷凍機の状態変化が考えられる。そこで、測定方法

を変えて再度、測定を行った。4.1.2. に冷却方法をジャゴ浸けにした測定を示す。

#### 4.1.1.2 Noise figure & Gain 測定

冷凍機を使用し、ネットワークアナライザにて S-Parameter を測定した結果は上記の 4.1.1.1 に示した。その結果は、4 K での低雑音増幅器の動作を確認するまでに留まった。そこで、測定装置を変更し、再度、同冷凍機による冷却にて NF の測定を行った。測定器は Keysight Technologies 社の Noise Figure Analyzer (N8975A) を使用し、Noise Source は同 Keysight Technologies 社の SNS Series Noise Source (N4002A) を使用した。測定温度は、77 K, 4 K である。測定ブロック図を図 4.7. に示す。

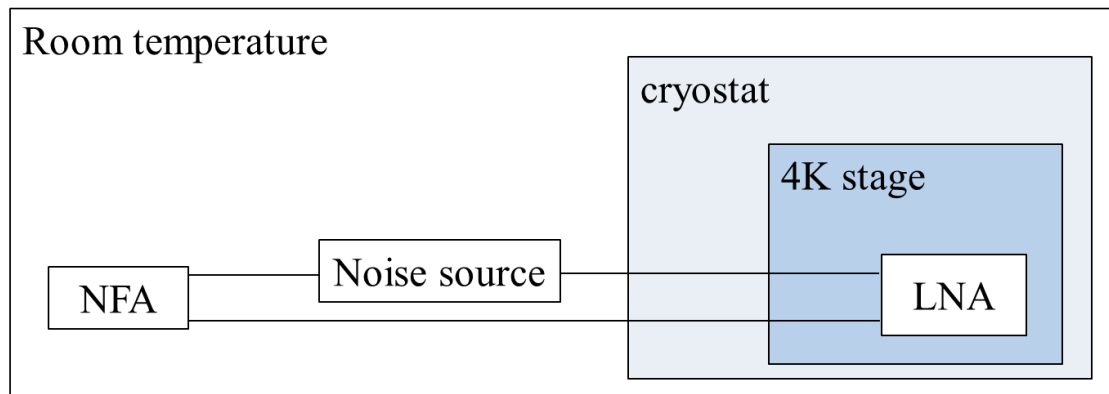


図 4.7. NFA による測定ブロック図

NFA は NF 測定において Y ファクタ法(2.5.2.2 Y ファクタ法) を利用している。2 点のノイズ温度をノイズソースから発生させ、図 4.8. のグラフの  $N_{add}$  を求めることで、雑音指数を計算している。計算式は次式(4.1) の通りである。

$$F = \frac{N_{add} + G \times N_{in}}{G \times N_{in}} \quad (4.1)$$

したがって、ノイズソースを常温で動作させ、4 K 以上のノイズ温度の 2 点( $N_{in1}$  と  $N_{in2}$ ) で、 $N_{add}'$  を導き、低温における雑音指数を求めることは可能だと考えられる。

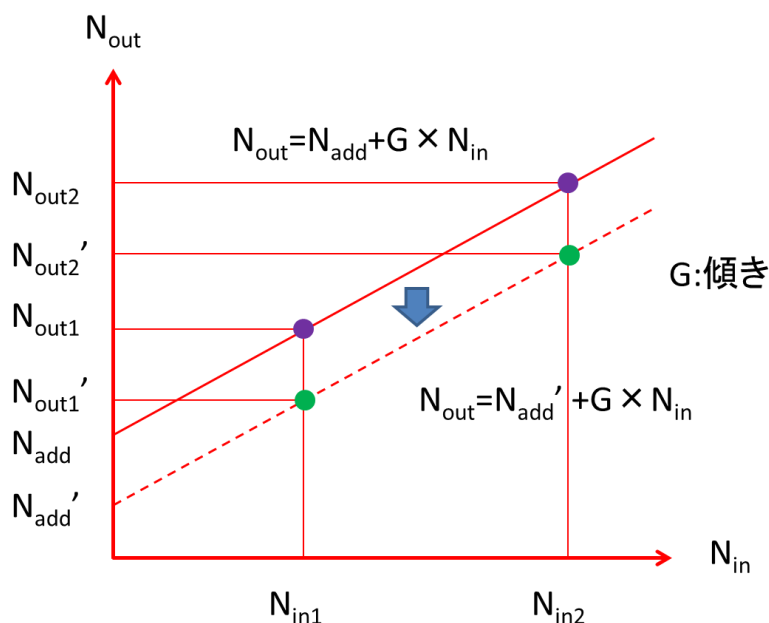


図 4.8. Y ファクタ法による NF 低温測定

熱雑音が低下することで、図 4.8. の実線から点線の変化が生じる。しかし、Y ファクタ法により点線の 2 点を測定することで  $N_{add}'$ ,  $G$  が求まり、低温時の雑音指数 NF が求まると考えられる。

測定において、ノイズソースは 290 K の雑音信号温度にて校正が行われている。測定時はノイズソースを常温に保ち ENR を使用する。測定時に冷却箇所の DUT を through で校正を行い、測定を行った。

NFA の校正箇所は、LNA の直前で行い、冷凍機を含めた NFA-LNA 間のケーブル特性を s2p データとして保存し、NFA に読み込み補正を行った。校正時、測定時のブロック図を図 4.9. に示す。

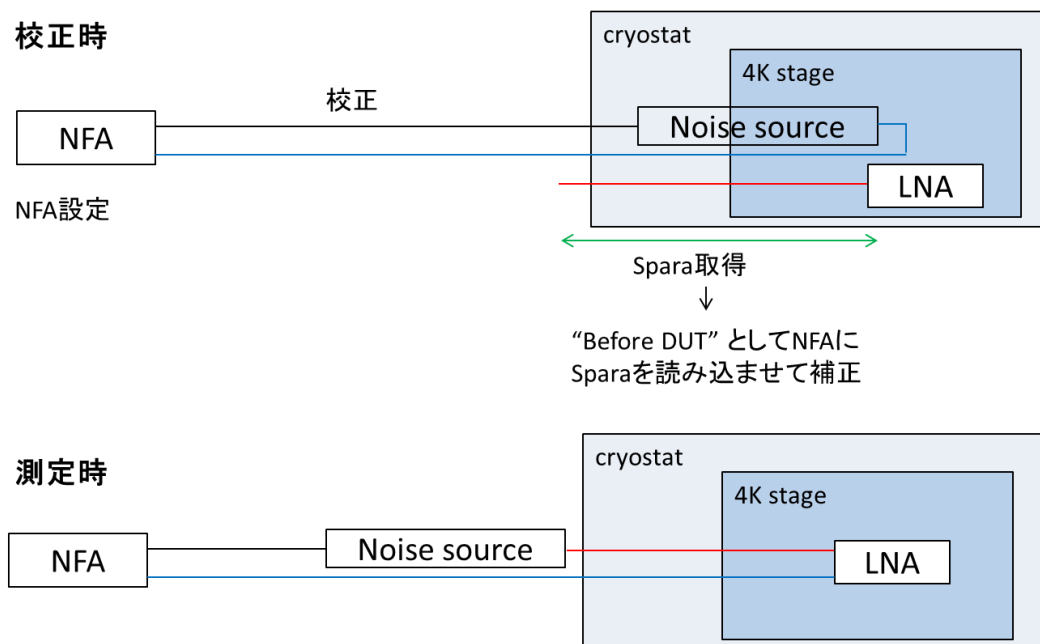


図 4.9. 校正時、測定時ブロック図

セッティング完了後の冷凍機を含んだ常温での測定と冷凍機を含まない通常測定の NF, Gain の測定結果を図 4.10., 図 4.11. 示す。

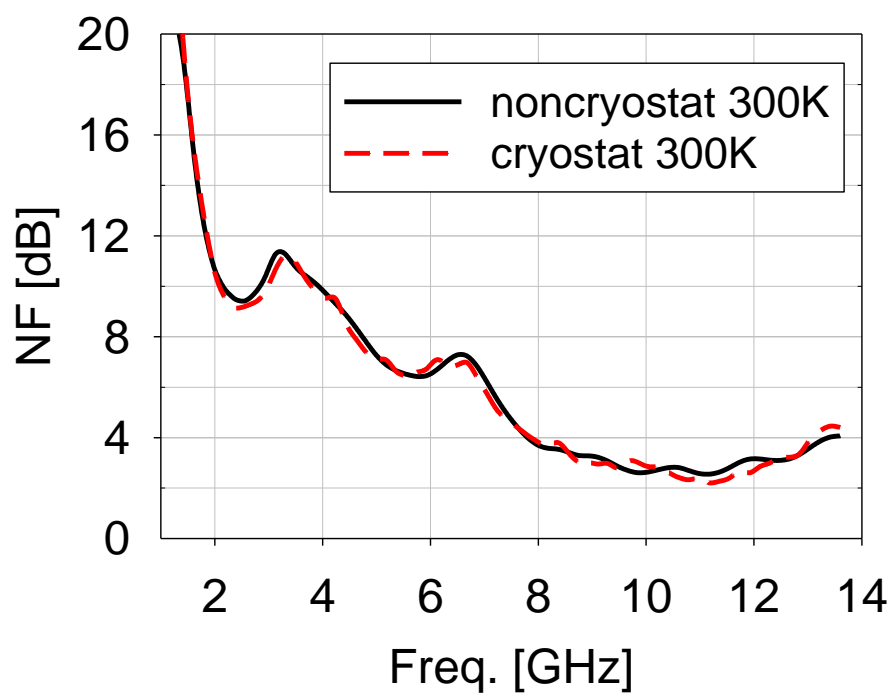


図 4.10. 冷凍機有無における常温 NF 測定比較

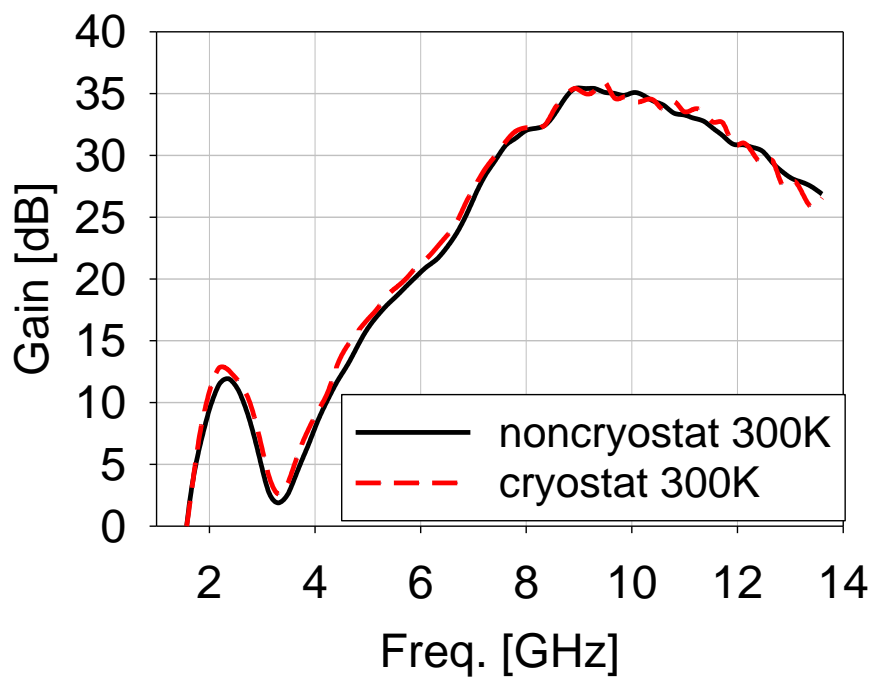


図 4.11. 冷凍機有無における常温 Gain 測定比較

図 4.10., 図 4.11. より、ネットワークアナライザでの測定時の校正に比べて、冷凍機を通さない測定との誤差は測定誤差内に収まっている。

測定外観図を図 4.12. に示す。

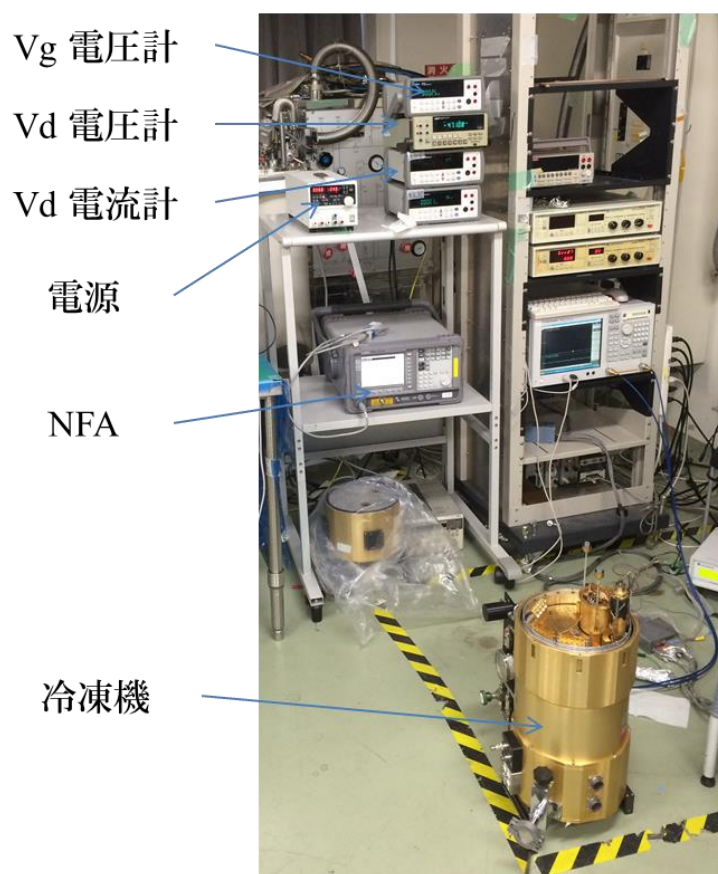


図 4.12. 測定外観図

図 4.13., 図 4.14. に 77 K, 図 4.15., 図 4.16. に 4 K での測定結果を示す。



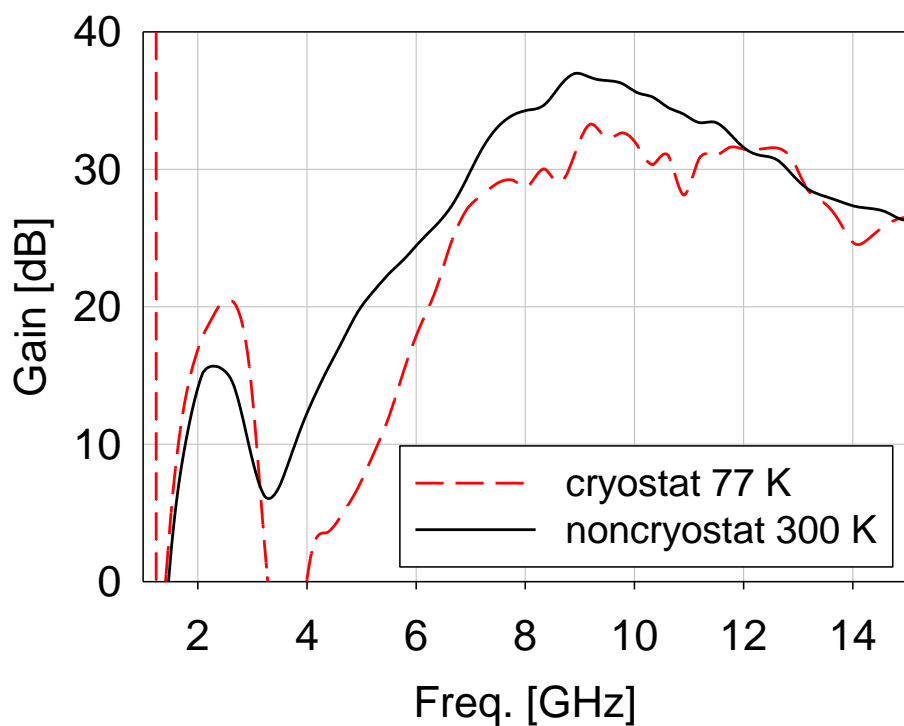


図 4.13. Gain @ 77 K

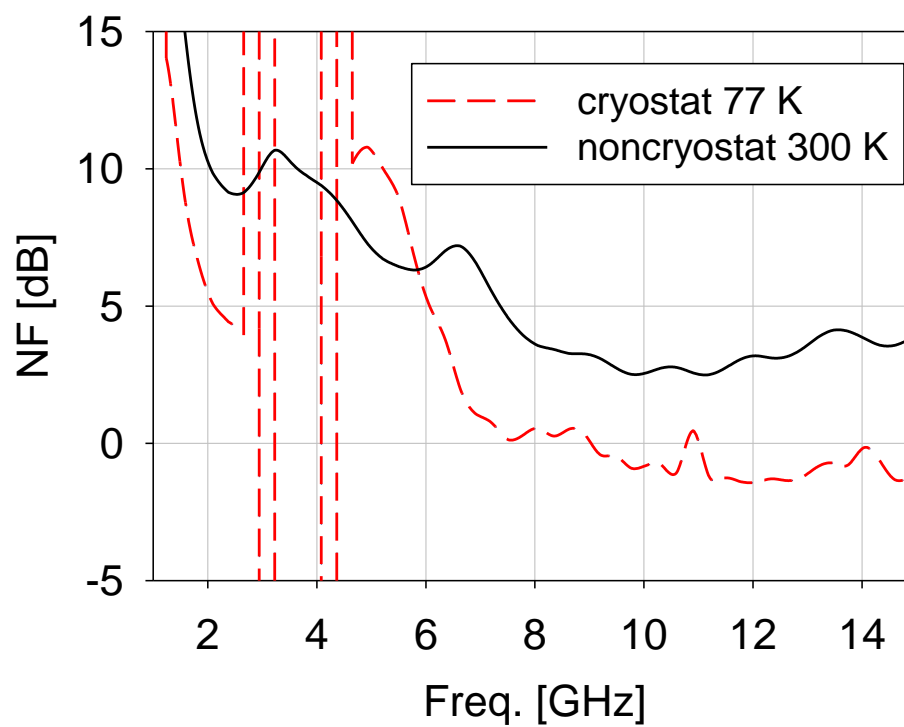


図 4.14. NF @ 77 K

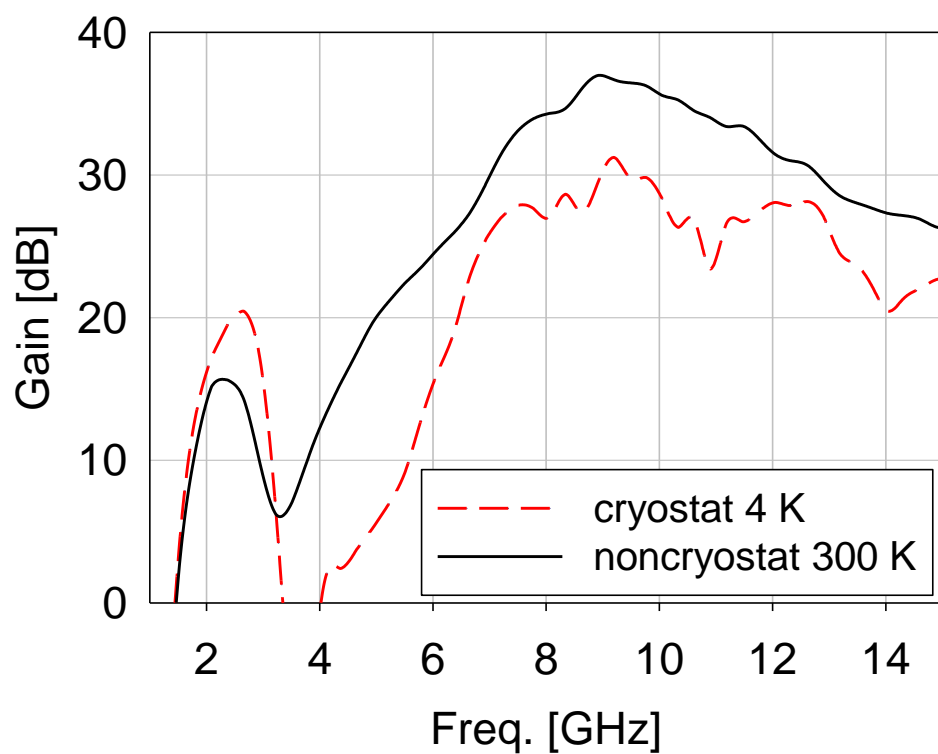


図 4.15. Gain @ 4 K

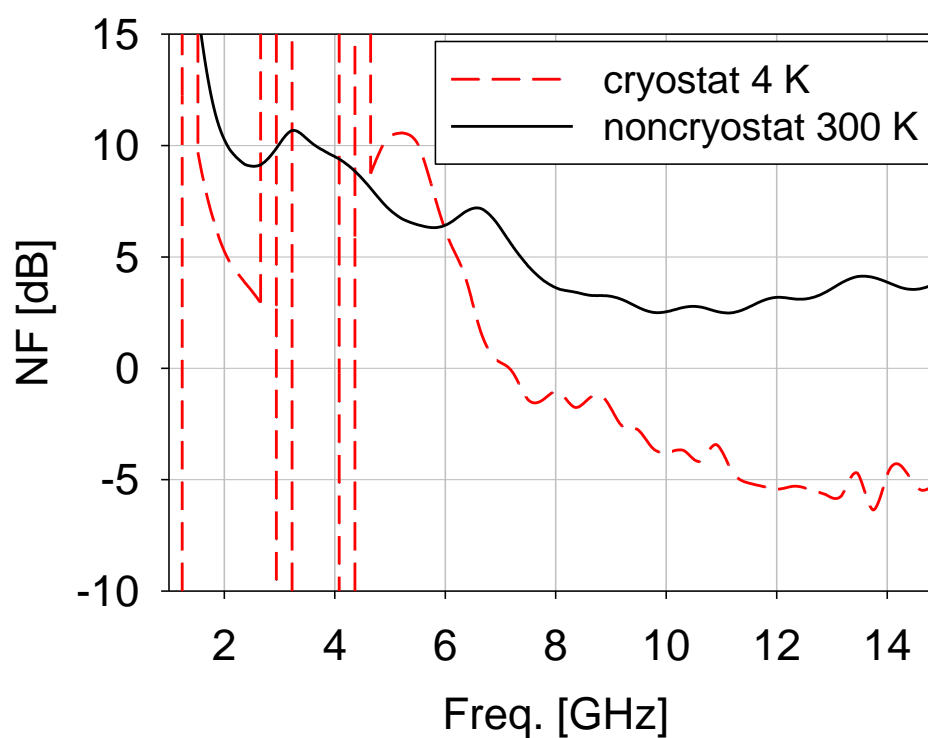


図 4.16. NF @ 4 K

77 K, 4 K 共に Gain, NF の測定結果の一部が発散している。S-Parameter の測定時と同様に校正後の減圧、温度変化により状態変化が生じた事による影響が考えられる。そこで、LNA の冷却実験後、DUT (Device under Test) を LNA からスルー終端に変更し再度冷却を行った。冷凍機自体の測定を NFA を用いて行い、状態変化を補正するためである。結果、冷凍機自体の特性を補正する前と同様に Gain, NF は発散した。S-Parameter 測定とも同様、冷凍機を用いた測定では十分な結果を得られなかった。そこで、冷却方法を変更した。下記に別途冷却媒体含浸冷却による測定での結果を示す。

#### 4.1.2 冷却媒体含浸冷却

冷却媒体含浸冷却の測定系図を図 4.17. に示す。液体窒素と液体ヘリウムを使用して測定を行った。測定温度はそれぞれ 77 K, 4 K である。

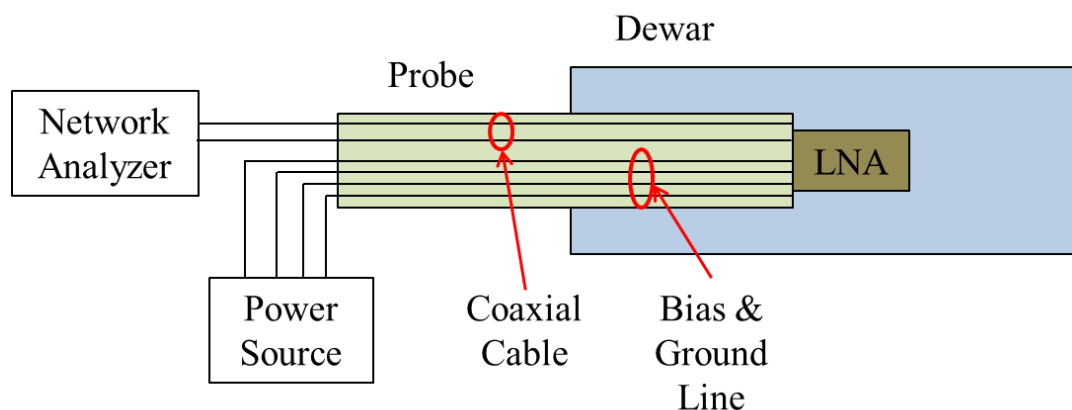


図 4.17. 測定系

冷却媒体含浸冷却の測定にあたり、まず同軸ケーブルのみの冷却媒体に直接含浸し、測定を行い、動作・温度変化による S-Parameter の変化を確認した。測定はネットワークアナライザを使用し、S-Parameter を測定した。その結果、冷却の前後で電氣的、物理的特性に

変化は見られなかった。

Dewar 冷却器に液体冷却媒体(液体窒素 or 液体ヘリウム)を入れる。その中に LNA を固定した Probe を入れ、冷却媒体に LNA をジャボ浸けにし、冷却した。プローブは LNA 固定のために製作した。また、プローブ上部には冷却媒体の蒸発の抑制と、測定器とプローブ内ケーブルの接続のためにダイキャストボックスを制作し、固定した。製作したプローブの LNA 固定部を図 4.18., ダイキャストボックスを図 4.19. に示す。

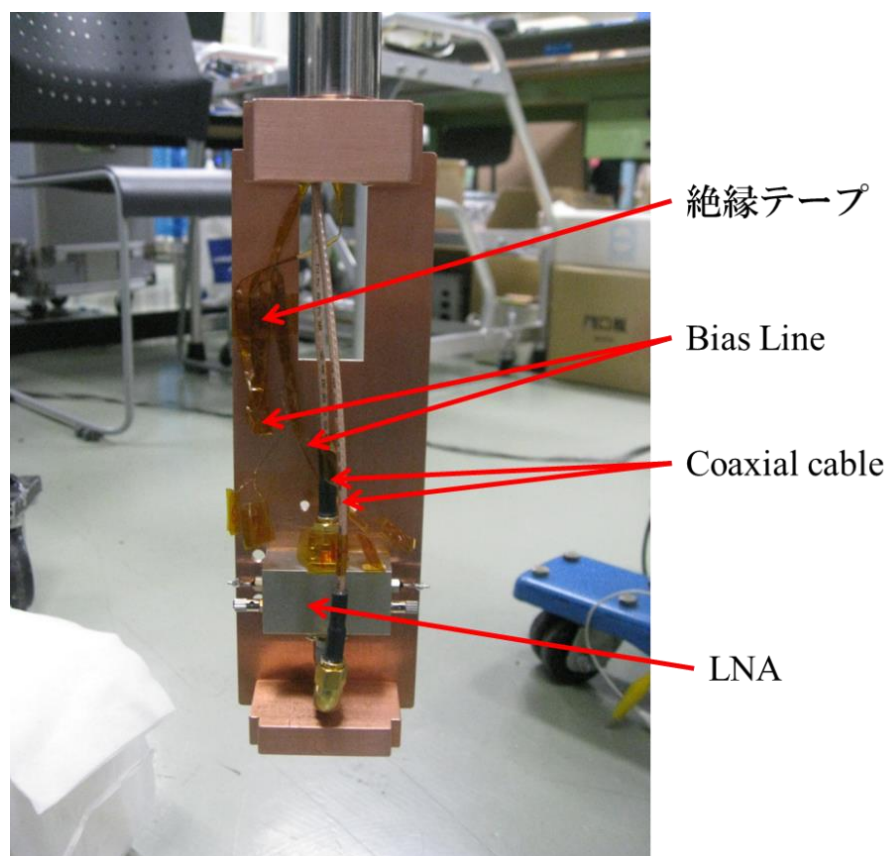


図 4.18. LNA 固定プローブ先端

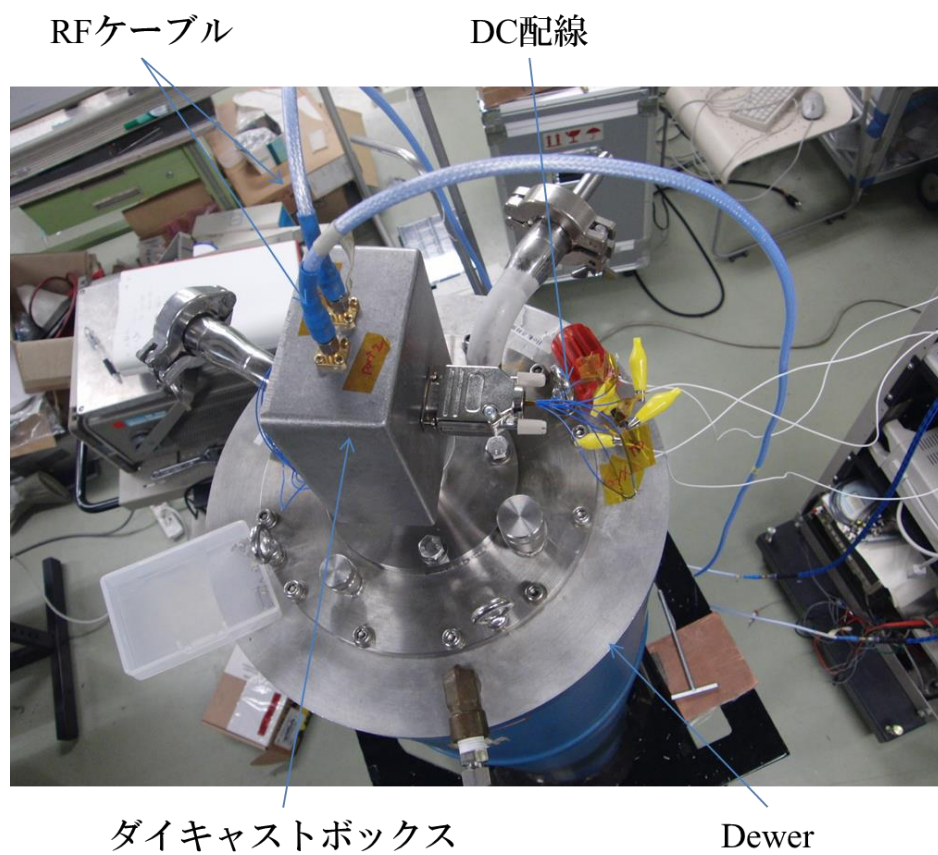


図 4.19.                      ダイキャストボックス

実験が外観図を図 4.20. に示す。



図 4.20. 冷却媒体含浸冷却実験概観

77 K と 4 K での測定結果を下記に示す。

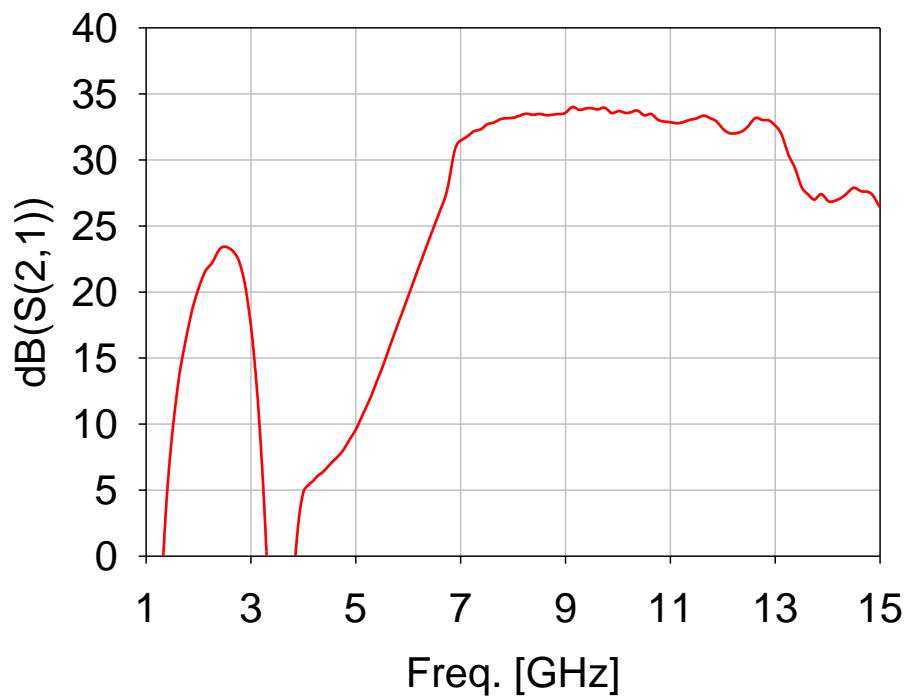


図 4.21. S21 @ 77 K

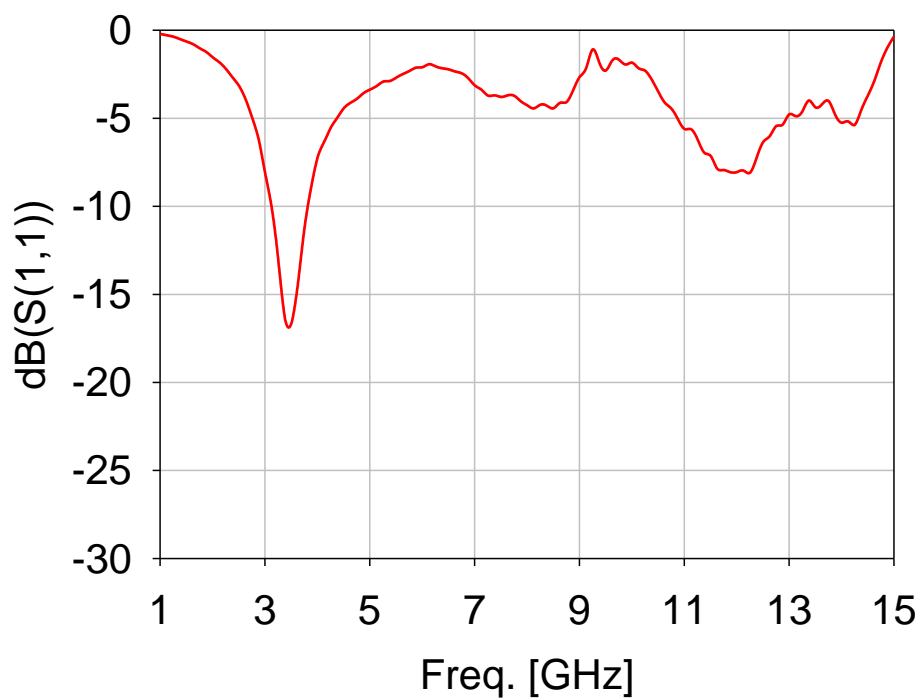


図 4.22. S11 @ 77 K

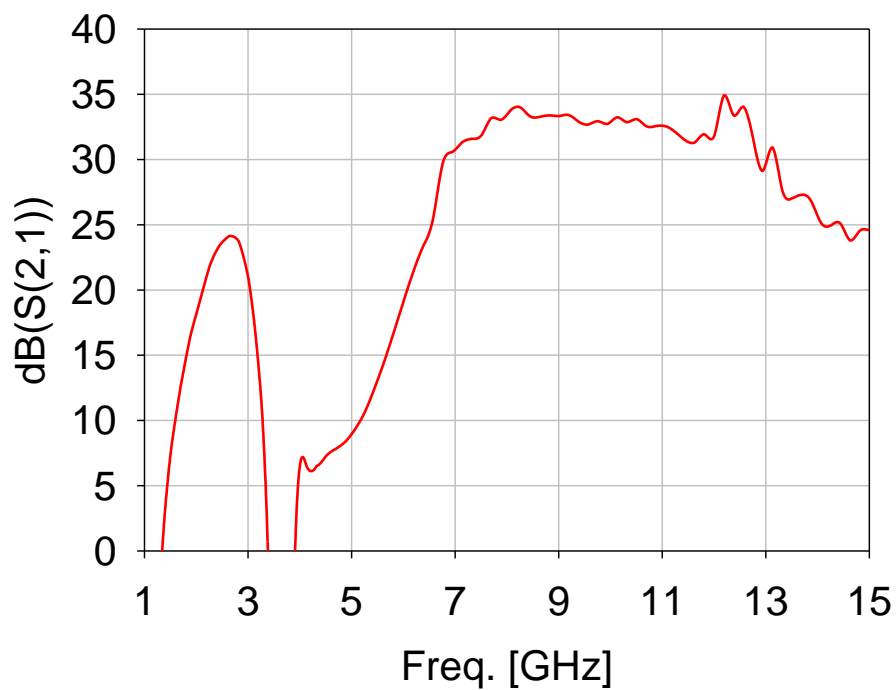


図 4.23. S21 @ 4 K

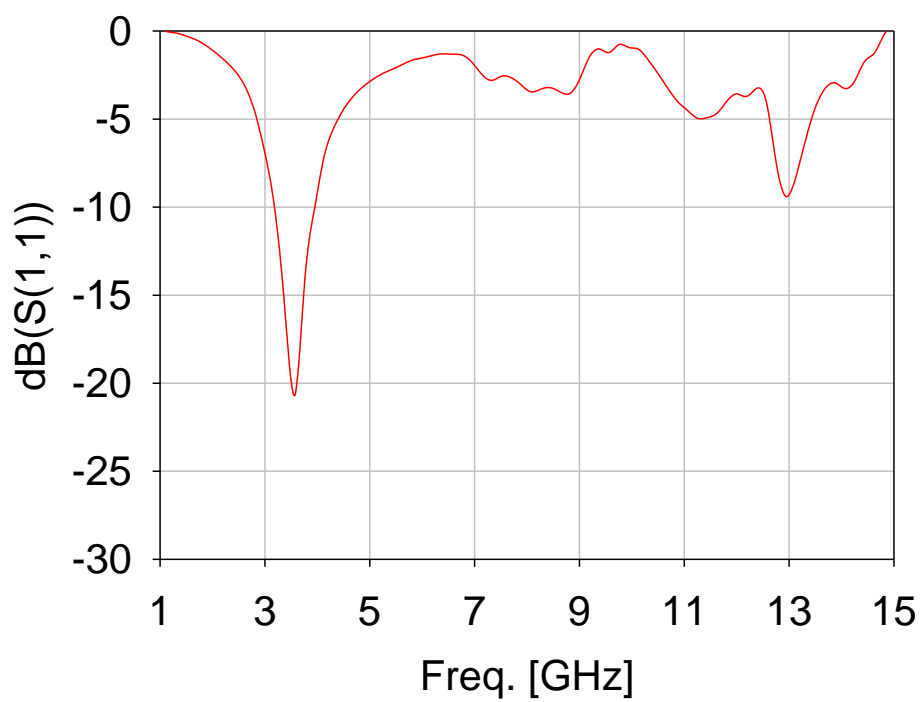


図 4.24. S11 @ 4 K



77 K での結果は、10 GHz で  $S_{11}$  は -1.8 dB, 利得は 33.7 dB であった。2.3 GHz では、 $S_{11}$  は -2.4 dB, 利得は 21.6 dB であった。4 K において、10 GHz において  $S_{11}$  は -0.75 dB であり、利得は 33.4 dB であった。2.3 GHz では、 $S_{11}$  は -1.8 dB であり、利得は 21.6 dB であった。

## 4.2 冷却測定結果

冷凍機を用いて 4 K でネットワークアナライザを使用し、S-Parameter を測定した。また、同様の冷凍機で NFA を使用して、77 K と 4 K で NF と利得の測定を行った。結果、77 K, 4 K 共に、低雑音増幅器の動作を測定し、極低温での使用を確認した。しかし、S-Parameter と NF, 利得の測定結果は状態の変化による校正の変化により十分な結果を得られなかった。そこで、測定方法を変更し、Dewar 冷却器を使用した 77 K, 4 K での低雑音増幅器の冷却測定を実施し、S-Parameter の測定を行った。

300 K での測定は、ドレイン電圧+1.5 V, ゲート電圧-1.5 V にし、ドレイン電流 94 mA において測定を行った。冷却時の 77 K, 4 K では、バイアスラインの抵抗値の変化等により、電源の表示値と増幅器にかかる電圧が常温時とは異なる。そのため、ドレイン電流を 95 mA に共通にして測定した。

以下にネットワークアナライザによる 300 K (room temperature), 77 K, 4 K で取得した Gain の測定結果比較を示す。黒実線が 300 K の測定であり、青長点線は 77 K, 赤短点線は 4 K での測定である。図 4.25. から分かるように、300 K, 77 K, 4 K において 8-12 GHz において 30 GHz 以上の Gain が確認された。300 K, 77 K, 4 K の測定を比較すると、10 GHz において、300 K では 32.7 dB, 77 K では 33.8 dB, 4 K では 33.3 dB であった。冷却により、0.5-1.1 dB の Gain の向上がみられた。また、2.5 GHz において、冷却による Gain の向上が見られた。300 K での  $S_{21}$  は 13.4 dB であり、77 K では 23.5 dB, 4 K では 23.4 dB であった。増幅に 10 dB の変化が見られた。

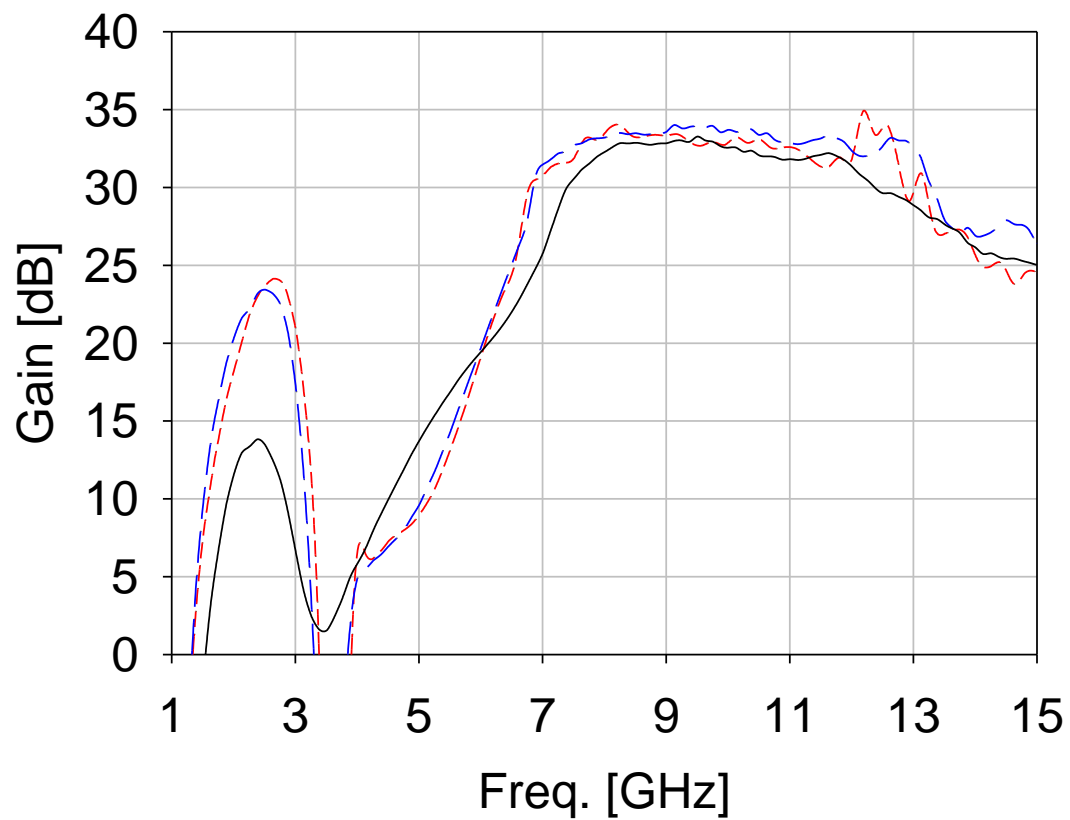


図 4.25. 300 K, 77 K, 4 K における利得の測定結果比較

## 第5章 宇宙環境試験

本章では，本研究で提案する 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低雑音増幅器の衛星搭載に向けて、放射線試験を実施し、その有効性を評価した。

極低温動作低雑音増幅器 MMIC に関して、極低温測定と共に放射線耐久性の評価は十分に行われていない。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、この報告では、GaAs 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。また、その研究では、極低温評価は行われていない。したがって、極低温動作かつ RF 動作下での放射線耐久性の評価の両立を本研究では実施する。下記、表 5.1. に本研究の低雑音増幅器と他の極低温低雑音増幅器 MMIC の比較を示す。

表 5.1. 低雑音増幅器の比較

Ref.		type	Freq.(GHz)	Gain(dB)	NF @T <sub>room</sub>	NF @T <sub>cooling</sub>	evaluation of radiation
1	0.2 um GaAs HEMT	mmic	10-18	10@19K	1.9	0.29@19K	-
2	0.2 um GaAs HEMT	mmic	10-12	10@15K	2.3	0.69@15K	-
3	0.2 um InP HEMT	mmic	6-12	25@10K	1.3	0.19@10K	-
4	0.15 um InGaAs mHEMT	mmic	4-12	27@20K	2	0.26@20K	-
5	0.1 um InGaAs mHEMT	mmic	4-12	22@15K	-	0.18@15K	-
6	0.15 um GaAs pHEMT	mmic	7-10	25@17.5K	1.5	0.29@17K	-
7]	0.13 um SiGe BiCMOS	mmic	8-12	15@15K	2	0.26@15K	-
This work	0.15 um GaAs pHEMT	mmic	8-12	34@77K	2.1	0.86@103K	✓

## 5.1 放射線環境試験条件

放射線の半導体デバイスに与える影響は主に2つある。TID (Total Ionizing Dose) effect と SEE (Single event effect: シングスイベント効果) である。TID 効果は多量の放射線が入射することで生じる電離作用によって引き起こされる。生成された電荷は、固定電荷や界面準位を形成し、閾値電圧のシフト・移動度低下・リーク電流増加を伴い、半導体素子の諸特性を劣化させる。シングスイベント効果は、1個の重粒子が入射し、電離作用により高密度の電荷が生成されることにより引き起こされる。そして、その電荷が半導体素子中を流れることによって、一時的もしくは定常的な誤作動・故障が起こる。放射線の半導体に対する効果の模式図を図5.1.に示す。

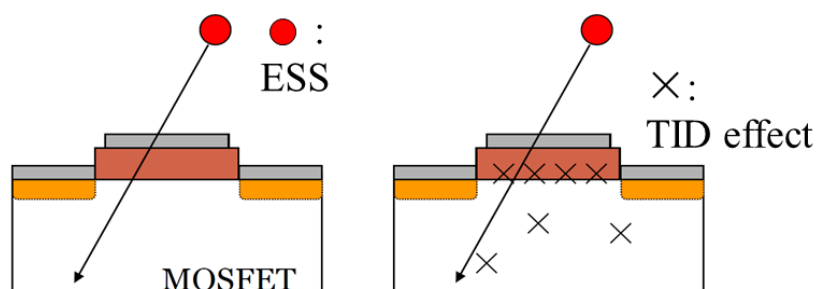


図 5.1. 半導体の放射線影響

本実験では欧州宇宙機関(ESA)が規定する環境文書を参考にし、 $^{60}\text{Co}$ 線源を用いて $\gamma$ 線を照射し、TID試験を実施した。放射線照射中は低雑音増幅器は連続RF動作を行った。本試験の総照射量は、従来のX線観測衛星の実際の運用条件から推定した。表5.2.にこれまでのX線観測衛星の運用条件をまとめた。

表 5.2. 従来の X 線観測衛星運用条件

X-ray satellite in Japan	No.	Operational period	Orbit (circle Earth orbiting) [km]
Hakucho	1	1979-1985 (6ys.)	545-575
Tenma	2	1983-1988 (5ys.)	497-503
Ginga	3	1987-1991 (4ys.)	530-595
Asuka	4	1993-2001 (7ys.)	525-615
Suzaku	5	2005-	570
ASTRO-H	6	2015- (plan)	550

上記の X 線観測衛星はおよそ運用期間:10 年以内、地球周回距離:550 km である。また、「Suzaku」衛星は今年で 10 年目を迎えており、測定デバイスの寿命に十分な運用期間を確保するため、運用期間:30 年以内、地球周回距離:570 km (SUZAKU 衛星に同じ) を想定した条件を設定した。この条件から、総照射量を計算し、TID 試験における総照射量を 12.5 krad とした。線源からの距離は 80 cm である。図 5.2. に照射量-線源距離の関係グラフを示し、表 5.3. に本実験による照射条件をまとめた。

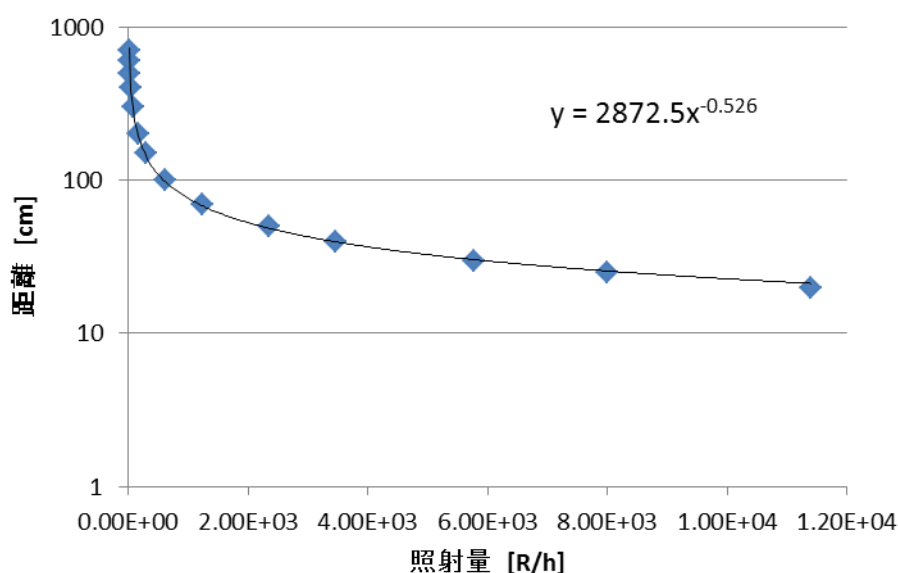
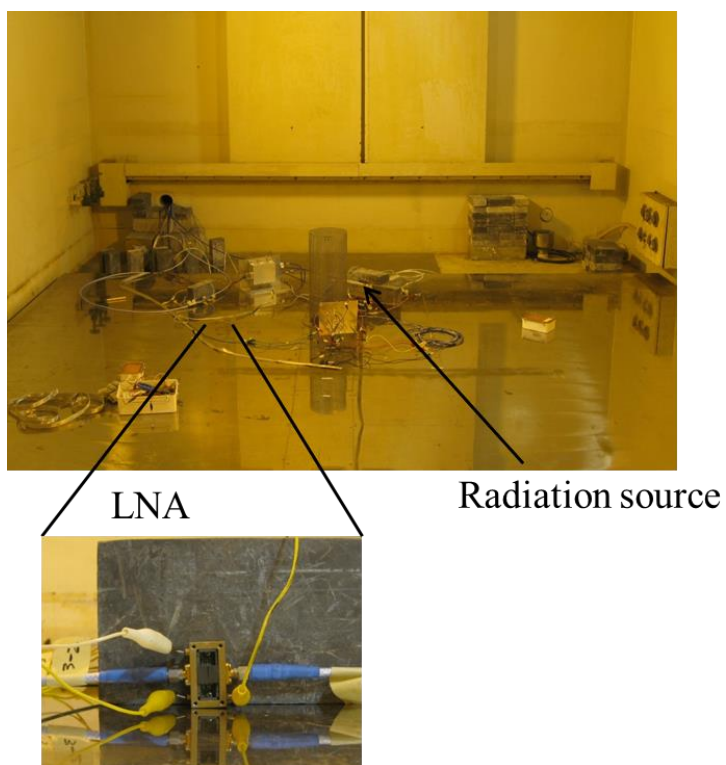


図 5.2. 照射量-線源距離

表 5.3.            本実験による照射条件

Radiation Source	$^{60}\text{Co}$
Radiation Time (h)	16
Distance from the radiation source (cm)	80
Radiation Rate (krad/h)	7.8
Total Dose (krad)	12.5

ここで、図 5.3. に TID 試験における外観図を示す。



(a)Irradiation chanber 内部



(b)Irradiation chanber 外部測定系

図 5.3. TID 試験における外観図

5.2 放射線環境試験結果

次に、図 5.4., 図 5.5. に放射線試験照射中の低雑音増幅器の利得特性、NF 特性の時間変化を示す。また、照射前後の特性測定結果を表 5.4. に示す。

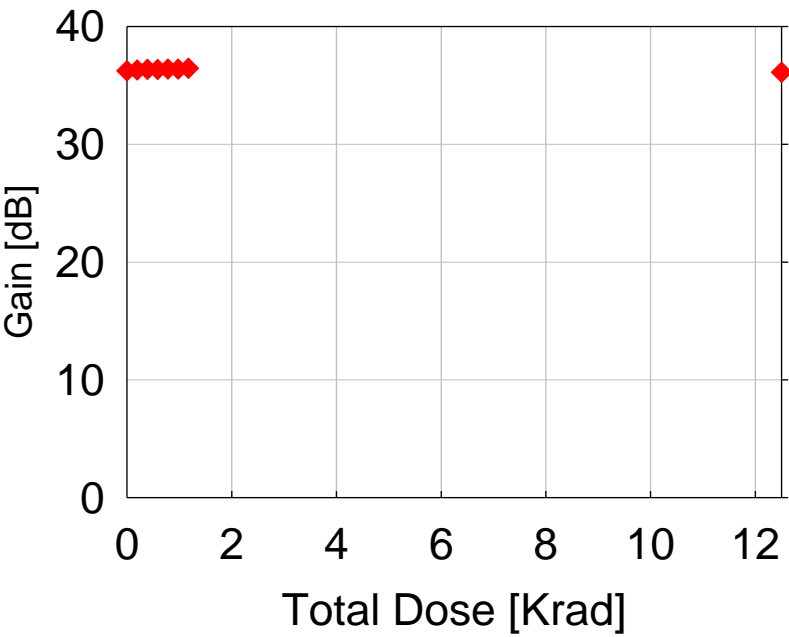


図 5.4. TID 試験下における利得- 時間特性



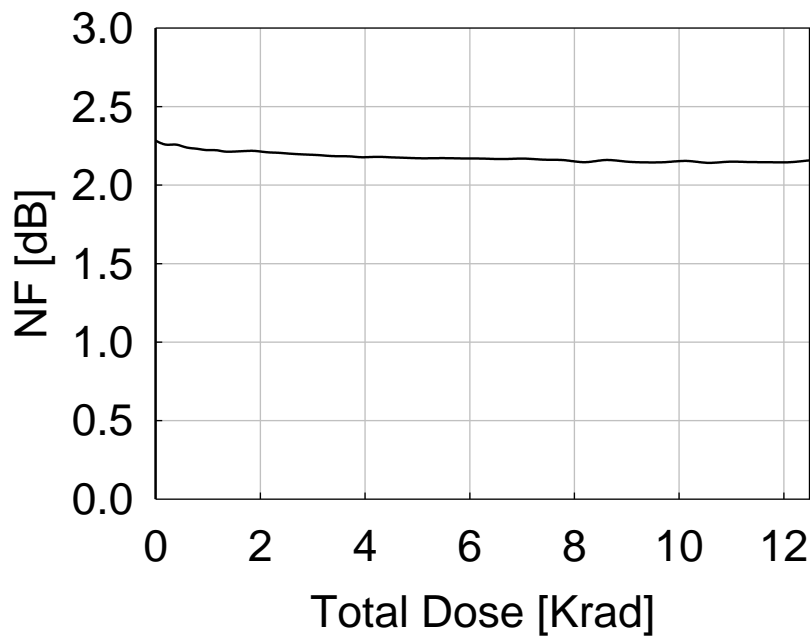


図 5.5. TID 試験下における NF - 時間特性

表 5.4. TID 試験前後における RF 特性

	before	after
@10GHz	0rad	12.5Krad
Gain [dB]	36.1	36.1
NF [dB]	2.28	2.16

利得- 時間特性、NF - 時間特性共に大きな変化は見られず、十分な放射性耐久性を持つことを確認した。照射前の利得は 36.1 dB であり、照射中・後も変化はなかった。NF - 時間特性においては大きな変化は見られなかったが、照射前は 2.28 dB、照射後は 2.16 dB であり、緩やかな低下があった。これは、連続動作によりドレイン電流が安定化したことが考えられる。時間変化において、照射開始 1 時間後からは NF の変化が落ち着いている。

バンドギャップの観点から本低雑音増幅器の GaAs は SiC, InP と比較して大きい。このことから、GaAs FET は Si, InP よりも放射線耐久性を持つことが考えられる。また、近年、高出力増幅器に用いられている GaN のバンドギャップは GaAs よりも大きく、本実験条件よりも過酷な放射線環境下での耐久性をもつことが考えられ、放射線耐久性の視点からも長期的な深宇宙探査での活躍が期待される。表 5.5. に主な材料のバンドギャップを示す。

表 5.5.                    主な半導体材料のバンドギャップ

	Band gap [eV]
Si	1.2
InP	1.35
GaAs	1.43
GaN	3.39

以上の結果から、提案する X 帯低雑音増幅器は衛星搭載用デバイスとしての GaAs HEMT は、運用期間 30 年、地球周回軌道 570 km の条件で放射線耐久性を持つを確認した。そして、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。

## 第 6 章 赤外線検出

本章では、X 線観測に向けた基礎実験として、誘電体 X 線マイクロカロリメータと低雑音増幅器を接続したシステムでの赤外線の検出実験を実施した。赤外線のエネルギーは  $9 \times 10^9$  eV であり、X 線のエネルギー 0.1-10 eV よりも 9 桁以上大きい。そこで、本実験では X 線観測の基礎実験として赤外線検出を行った。

### 6.1. 実験概要

使用した冷却装置は第 4 章 4.1.1. 項「冷凍機による冷却」で使用した冷凍機と同様の冷凍機を使用した。低雑音増幅器と誘電体 X 線マイクロカロリメータを接続した DMC システムの評価を行った。77 K にて S-Parameter を取得し、4 K で再度、S-Parameter の取得を行った。4 K では、誘電体 X 線マイクロカロリメータに LED を用いて 0.3 sec. の赤外線パルス照射し、共振周波数のシフトを時間領域で電圧を測定することで観測した。赤外線検出時の周波数は 2 GHz 近傍である。

図 6.1. に 4 K での赤外線検出実験の測定ブロック図を示す。

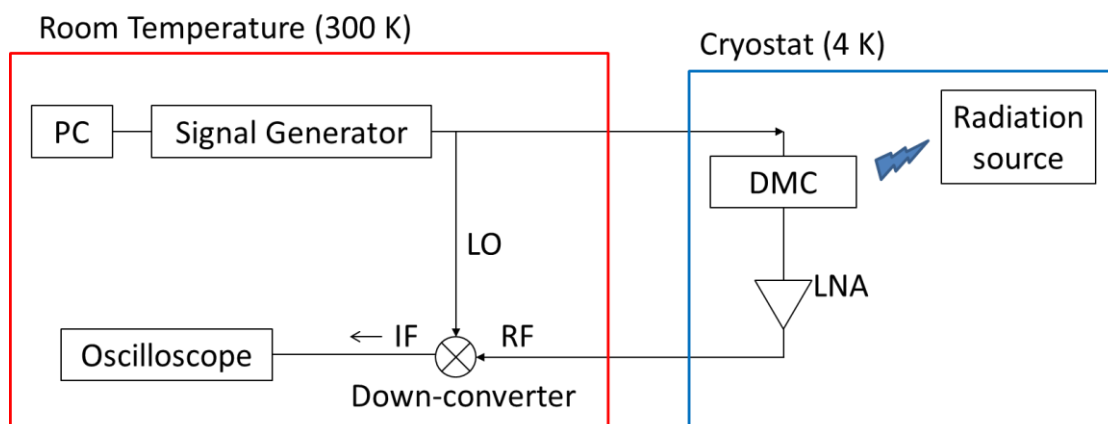


図 6.1. 赤外線検出実験ブロック図

冷凍機セットアップ後の冷凍機内部の様子を図 6.2. に示す。

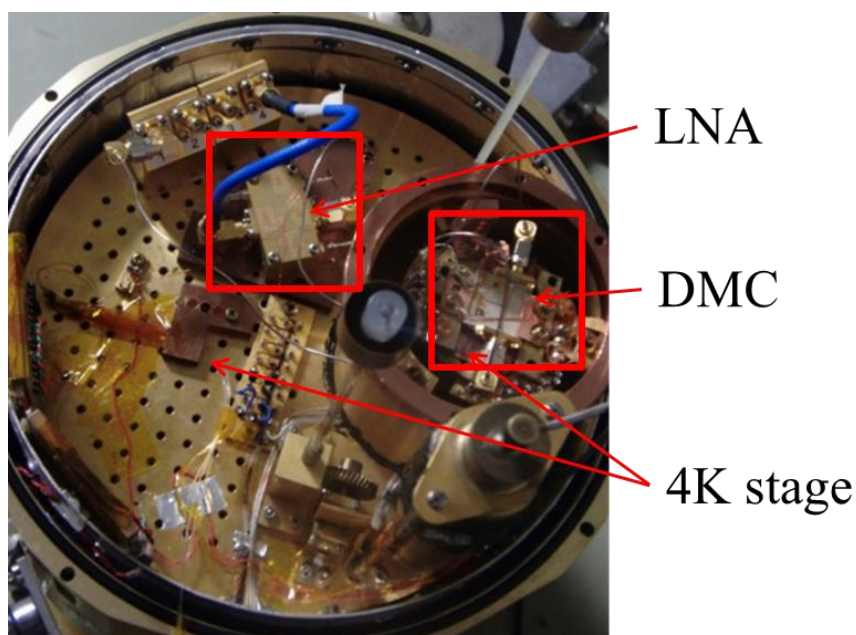


図 6.2. 冷凍機内部外観

## 6.2. 誘電体素子の誘電率・共振周波数変化

X 線は物質に入射すると光電吸収をうけてエネルギーを失う。そのエネルギーは最終的に熱に変換され、温度は上昇する。X 線マイクロカロリメータは、素子に入射した X 線光子 1 つ 1 つのエネルギーを温度上昇として測定する検出器である。熱容量  $C_{th}$  の素子が温度  $T_b$  の熱浴に熱コンダクタンス  $G_{th}$  の熱リンクを通してつながっているモデルを考える。素子にエネルギー  $E$  の X 線が入射するとき、入射直後( $t=0$ ) の素子の温度上昇  $\Delta T(0)$ 、素子の温度  $T(0)$  は、

$$\Delta T(0) = T(0) - T_b = \frac{E}{C_{th}} \quad (6.1)$$

となる。また、時刻  $t$  ( $t > 0$ ) における素子の温度変化  $\Delta T(t)$  は、熱伝導方程式より、

$$C_{th} \frac{d\Delta T(t)}{dt} = -G_{th} \Delta T(t) \quad (t > 0) \quad (6.2)$$

となり、 $\Delta T(t)$  ( $t > 0$ ) は時間経過と共に指数関数的に減衰していく。式(6.1), (6.2) より、時刻  $t \geq 0$  における  $\Delta T(t)$  は、

$$\Delta T(t) = T(t) - T_b = \frac{E}{C_{th}} \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad (t \geq 0) \quad (6.3)$$

X 線入射による信号の立ち上がりはパルス状であることが分かる。X 線の時定数(熱的緩和に要する時間)は、

$$\tau = \frac{C_{th}}{G_{th}} \quad (6.4)$$

であり、典型的に数 100  $\mu\text{sec}$  程度である。

エネルギー入射に対する誘電率（静電容量）の変化における応答関数を求める。熱伝導方程式より、素子の温度上昇  $\Delta T$  は、(6.3) 式のようになり、素子の温度が  $T_p$  から  $\Delta T_p$  上昇するとき、静電容量  $C$  の変化  $\Delta C_d$  は、

$$dC_d = C_d(T_p + \Delta T) - C_d(T_p) \sim \frac{dC_d(T_p)}{dT} \Delta T \quad (6.5)$$

となる。ここで、絶対感度  $\alpha_C$  を下記のように定義する。

$$\alpha_C \equiv \frac{d \log C_d}{d \log T} = \frac{T}{C_d} \frac{dC_d}{dT} \quad (6.6)$$

ここで、式(6.5), (6.6) から、

$$\Delta C_d \sim \alpha_C \frac{C_d(T_p)}{T_p} \Delta T \quad (6.7)$$

となる。式(6.3) より、

$$\Delta C_d \sim \alpha_C \frac{C_d(T_p)}{T_p} \frac{E}{C_{th}} \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad (6.8)$$

となる。式(6.8) より、静電容量の変化の立ち上がりも温度変化と同様にパルス状となることが期待される。次にエネルギー入力として、 $\Delta P_{in}(t) = E \Delta(t)$  を素子に与えることを考える。時空間から周波数空間に変換するために式(6.3) を逆フーリエ変換すると、

$$\begin{aligned} \Delta T(\omega) &= \frac{E}{2\pi C_{th}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{t}{\tau} - i\omega t\right) dt \\ &= \frac{E}{2\pi C_{th}} \int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{t}{\tau} - i\omega t\right) dt \end{aligned}$$

$$= \frac{E}{2\pi G_{th}} \frac{1}{1 + i\omega\tau} \quad (6.9)$$

となる。 $\Delta P_{in}(t)$  はフーリエ変換すると、

$$\Delta P_{in}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} E\Delta(t)\exp(i\omega t) dt = E \quad (6.10)$$

となり、 $\Delta T(\omega)$  と  $\Delta P_{in}(\omega)$  の関係は、

$$\Delta T(\omega) = \frac{1}{2\pi G_{th}(1 + i\omega\tau)} \Delta P_{in}(\omega) \quad (6.11)$$

となる。静電容量の変化は、

$$\Delta C_d(\omega) \equiv S_{Cd} \Delta P_{in}(\omega) \quad (6.12)$$

より、 $S_{Cd}(\omega)$  は、式 (6.7), (6.11), (6.12) より

$$\begin{aligned} S_{Cd} &= \frac{\Delta C_d}{\Delta P_{in}} \\ &= \alpha_c \frac{C_d(T_p)}{T_p} \frac{1}{2\pi G_{th}(1 + i\omega\tau)} \frac{\Delta P_{in}}{\Delta P_{in}} \\ &= \alpha_c \frac{C_d(T_p)}{T_p} \frac{1}{2\pi G_{th}(1 + i\omega\tau)} \quad (6.13) \end{aligned}$$

となる。したがって、静電容量の変化は、式(6.12), (6.13) より、

$$\Delta C_d(\omega) = \alpha_c \frac{C_d(T_p)}{T_p} \frac{1}{2\pi G_{th}(1 + i\omega\tau)} \Delta P_{in}(\omega) \quad (6.14)$$

となる。

次に、共振周波数の変化について誘電体 X 線マイクロカロリメータは静電容量変化を極低温下で動作する LC 共振回路の共振周波数変化として検出し、X 線エネルギーを測定することを考える。

静電容量  $C_d$  の誘電体素子(キャパシタ) とインダクタンス  $L$  のインダクタで LC 共振回路を形成したとき、その共振周波数  $\omega_r$  が、

$$\omega_r = \frac{\pi}{2\sqrt{LC_d}} \quad (6.15)$$

となることを仮定する。素子の温度が  $T_p$  から  $T_p + \Delta T_p$  に上昇するとき、インダクタンス  $L$  が温度依存性を持たず、共振周波数変化  $\Delta\omega_r$  が、

$$\Delta\omega_r(T_p) = \omega(T_p + \Delta T) - \omega(T_p) \sim \frac{d\omega_r(T_p)}{dT} \Delta T \quad (6.16)$$

となる。

$$\Delta\omega_r(T_p) = \frac{d\omega_r}{dC_d} \frac{dC_d}{dT} dT \sim \frac{d\omega_r}{dC_d} \frac{dC_d}{dT} \Delta T = -\frac{1}{2} \omega_r \frac{\Delta C_d}{C_d} \quad (6.17)$$

ここで、式(7.12) と同様に共振周波数の変化を

$$\Delta\omega_r(\omega) \equiv S_{\omega_r} \Delta P_{in}(\omega) \quad (6.18)$$

とすると、式(6.12), (6.13), (6.17), (6.18), (6.17) より

$$\begin{aligned} S_{\omega_r} &= \frac{\Delta\omega_r}{\Delta P_{in}} \\ &= -\frac{1}{2} \frac{\omega_r \Delta C_d}{C_d \Delta P_{in}} \\ &= -\frac{1}{2} \frac{\omega_r}{C_d} S_{C_d} \\ &= -\frac{1}{2} \frac{\omega_r}{C_d} \alpha_c \frac{C_d}{T_p} \frac{1}{2\pi G_{th}(1 + i\omega\tau)} \end{aligned}$$



$$= -\frac{\omega_r \alpha_c}{2T_p G_{th}} \frac{1}{1 + i\omega\tau} \quad (6.19)$$

となる。

熱入力として、 $P_{in}=E$  を入力すると式(6.8), (6.17) より

$$\Delta\omega_r(t) = -\frac{\alpha_c \omega_r E}{2C_{th} T_p} \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad (6.20)$$

となり、共振周波数変化の立ち上がりも温度変化・静電容量変化と同様にパルス状であることが分かる。

### 6.3. 実験結果

セットアップ後、常温(300 K)での S-Parameter を取得し、300 K での共振周波数を確認した。冷凍機を密閉し、 $2.96 \times 10^4$  Pa に減圧した。そして、液体窒素を転送し、77 K に冷却した。77 K で S-Parameter を測定し、300 K からの共振周波数のズレを確認した。その後、液体ヘリウムを転送し、4 K にて温度の安定後、4 K での S-Parameter を取得し、300 K, 77 K との共振周波数のシフトの比較を行った。

図 6.3. , 図 6.4. , 図 6.5. に 300 K , 77 K , 4 K での S-Parameter を示す。

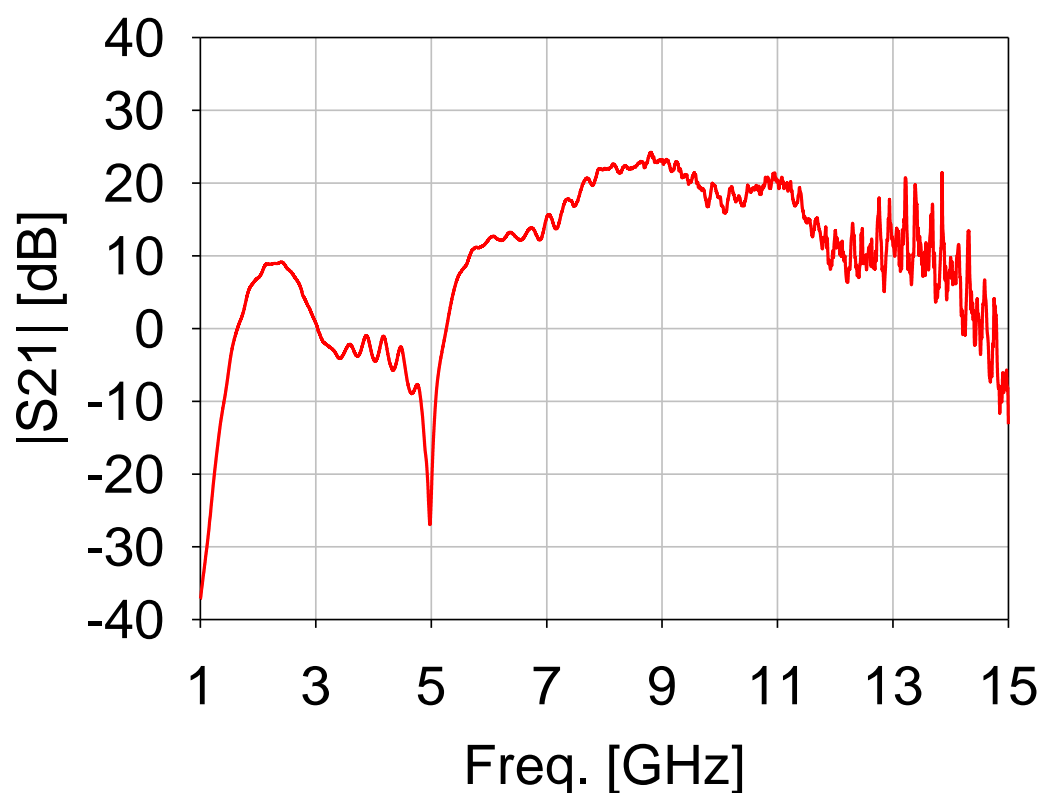
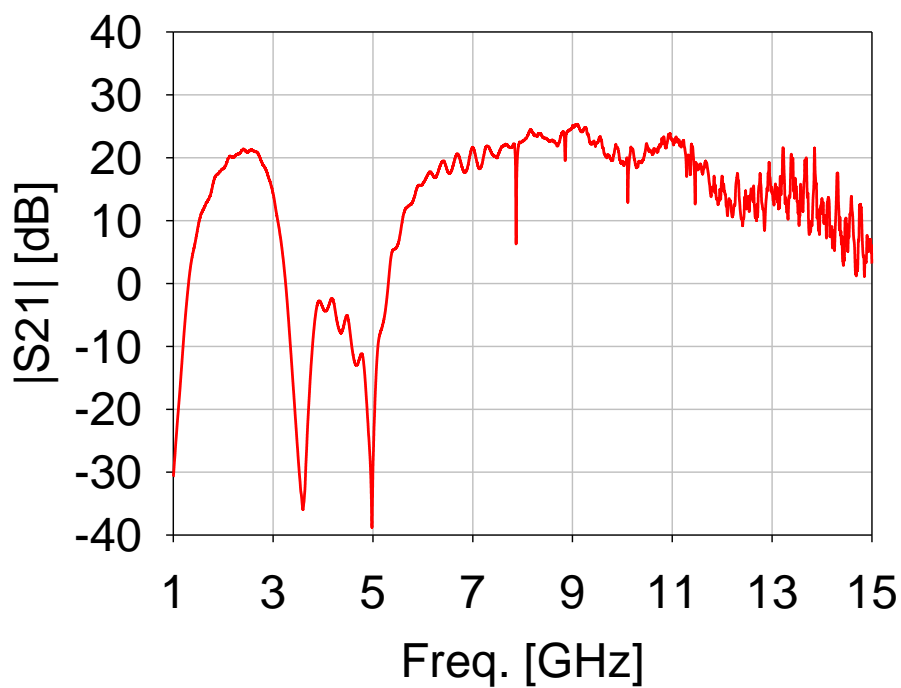
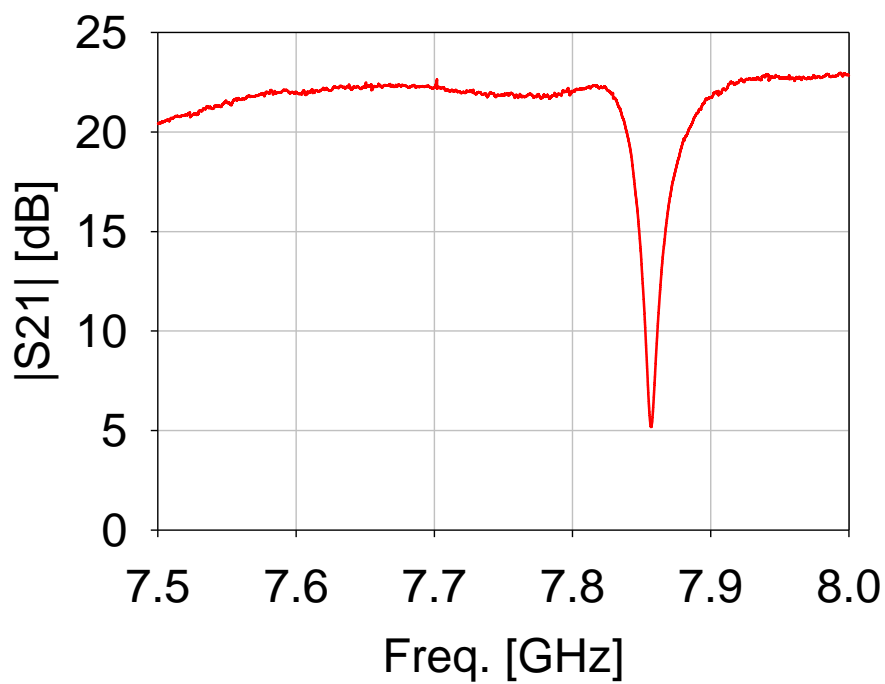


図 6.3. S-Parameter, S21 @ 300 K



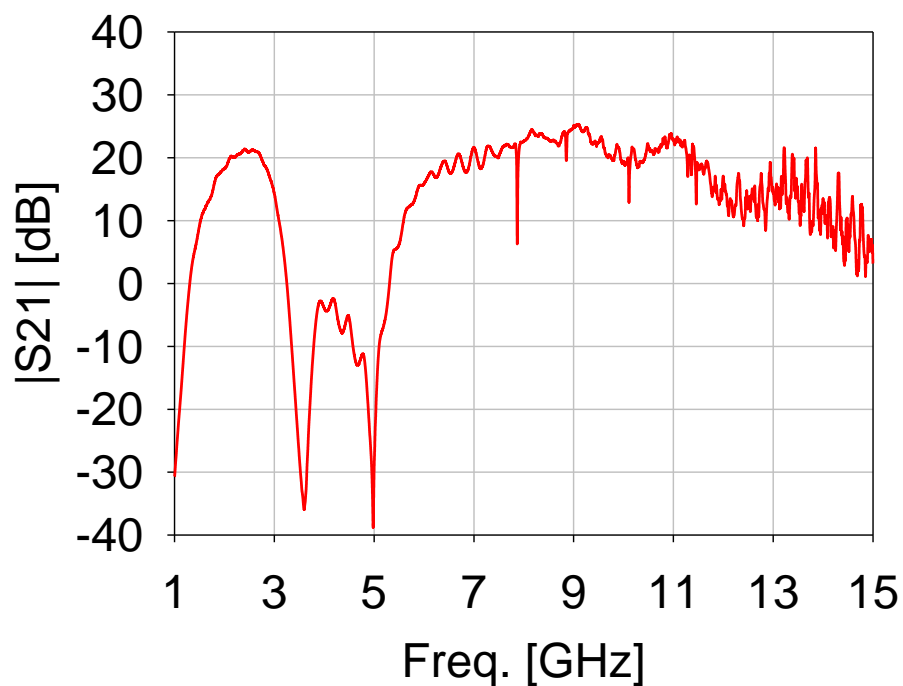
(a) Frequency : 1–15 GHz



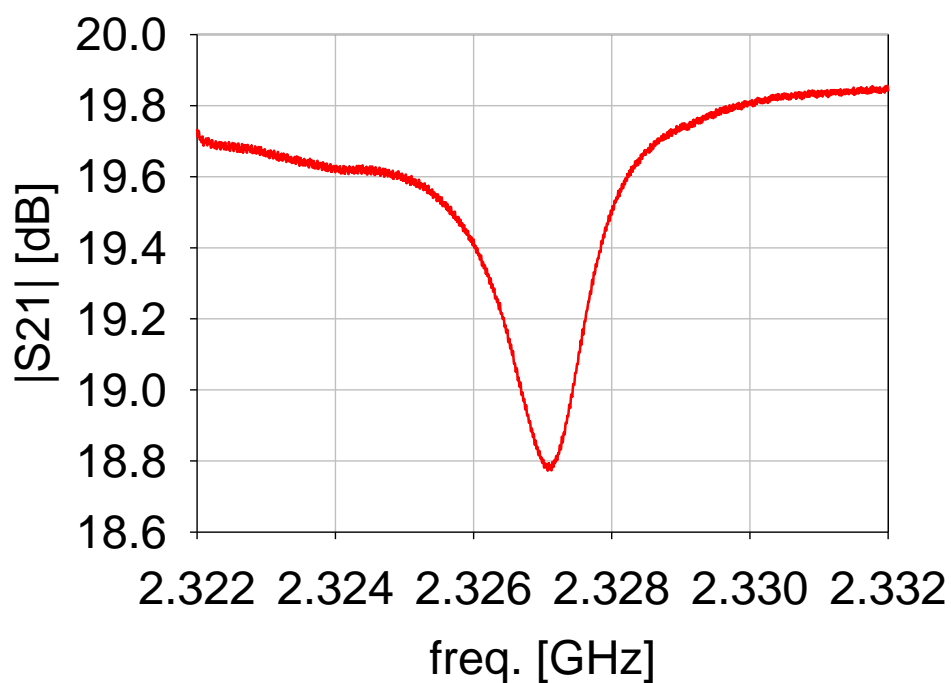
(b) DMC システム共振周波数

図 6.4.

S-Parameter,  $S_{21}$  @ 77 K



(a) Frequency : 1–15 GHz



(b) DMC システム共振周波数

図 6.5. S-Parameter,  $S_{21}$  @ 4 K

冷却するにつれて誘電体X線マイクロカロリメータの共振周波数は低周波に移動していった。77 K では 7.9 GHz 近傍に共振を確認した。共振の深さはおよそ-18 dB であった。4 K での共振周波数は 2.327 GHz であり、dip の深さは およそ-0.9 dB であった。

4 K にて LED の電源を入れ、赤外線検出実験を行った。In put power は-10 dBm であり、LED 付加電圧は 10 V である。測定周波数は 2.327699 GHz である。赤外線の照射周波数は 1 Hz であり、照射時間は 0.3 sec. である。測定は 100 回測定を行い、平均化した。

図 6.6. に LED の照射パルス、図 6.7. に検出後のパルスを示す。図 6.8., 図 6.9. はそれぞれ 100 回平均後の LED パルス、検出パルスを示す。

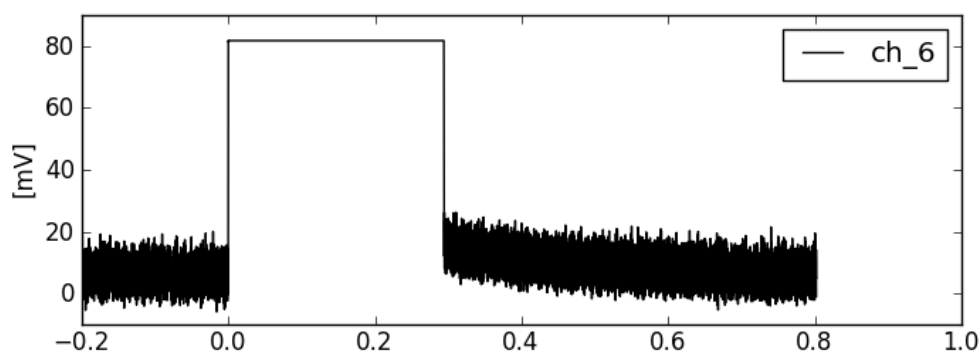


図 6.6. 赤外線照射パルス

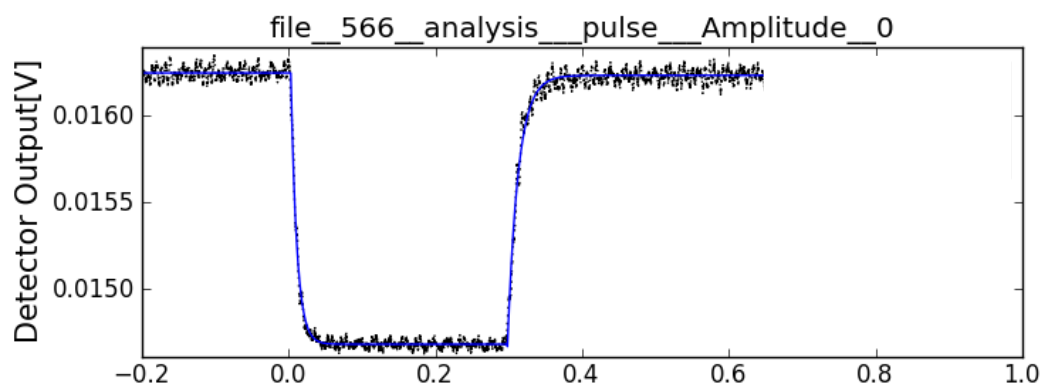


図 6.7. DMC システム検出パルス

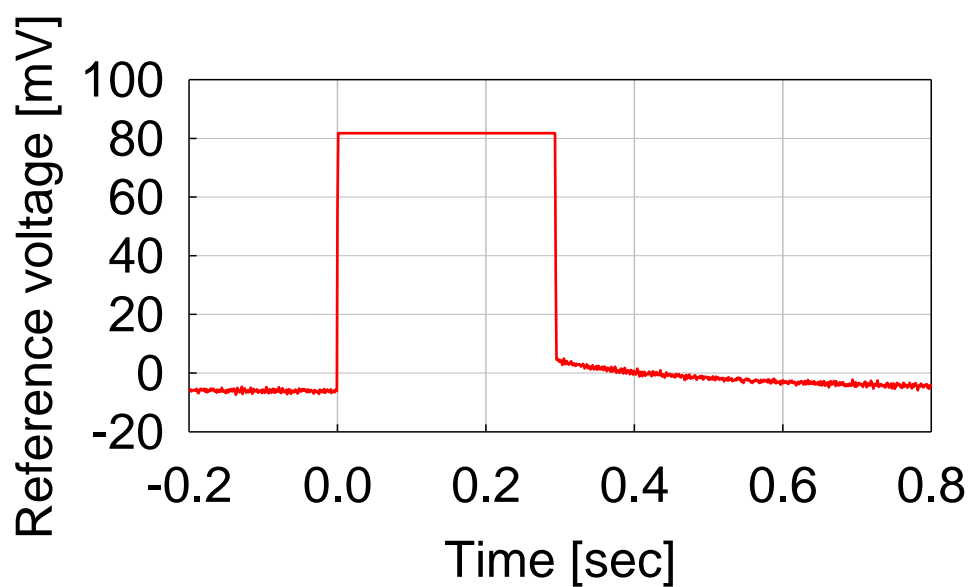


図 6.8. 赤外線照射パルス 100 average

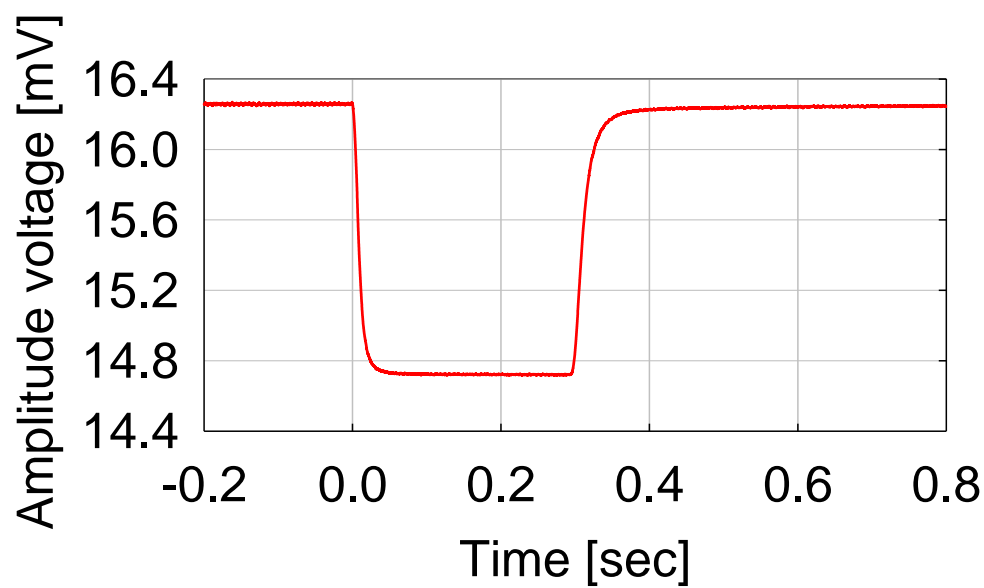


図 6.9. DMC システム検出パルス 100 average

誘電体 X 線マイクロカロリメータと低雑音増幅器を組み合わせた DMC システムを実証した。DMC システムを用いて、2.3 GHz の信号において赤外線検出を行った。低雑音増幅器を用いない場合の検出電圧は 0.02 mV であった。それに対して、本実験で行った低雑音増幅器をシステムに導入した場合は、検出振幅電圧のパルスは、約 1.5 mV であった。低雑音増幅器の有無を比較すると、1.48 mV の検出電圧の向上を確認した。赤外線検出応答速度は 0.2 ms であった。

また、赤外線と X 線間のエネルギーを持つ、 $\alpha$  線の検出実験を同様の測定系を使用し、行った。検出信号を図 6.10. に示す。

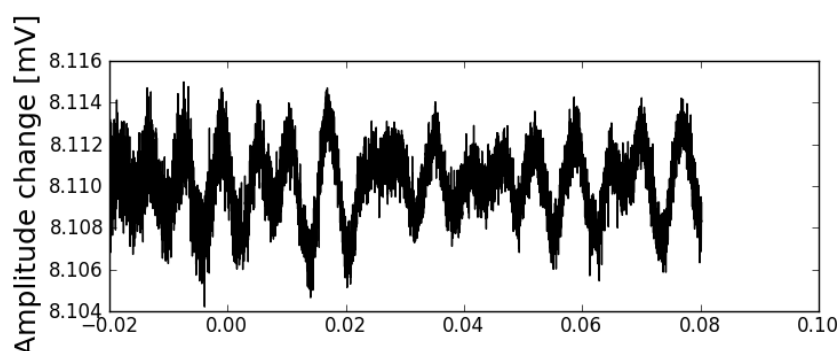


図 6.10.  $\alpha$  線検出信号

結果、 $\alpha$  線は検出できなかった。 $\alpha$  線のエネルギーは  $3\text{--}8 \times 10^6 \text{ eV}$  である。検出信号は十分な電圧を持たないため、ノイズに埋められ検出できなかった。これを改善することが今後の課題であり、システムとして共振の dip を深くし、高い Q 値を実現することが求められる。低雑音増幅器から考えれば、より雑音指数を下げることで検出の可能性を高めることが出来ると考えられる。本低雑音増幅器は本実験で用いた 2.3 GHz に比べ、X 帯である 10 GHz 近傍でより低い雑音指数を持つ。(2.3 GHz: 9.1 dB, 10 GHz: 2.6 dB @300 K)

将来的には、誘電体マイクロカロリメータをアレイ化し、10 GHz で設計することによりサイズの縮小化が期待できる。また、低雑音増幅器に関して、10 GHz で使用することにより利得及び NF もより高いパフォーマンスを発揮することが可能である。(2.3 GHz: Gain=15.6 dB, NF=9.1 dB @300 K, 10 GHz: Gain=35.6 dB, NF=2.6 dB @300 K)したがって、検出される振幅電圧のを大きくし、より小さいエネルギーの検出が期待できる。

## 第7章 考察、まとめ

本研究において、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低雑音増幅器 MMIC の検討を行った。設計した低雑音増幅器 MMIC はパッケージ化後にモジュールにした。常温での測定では、10 GHz において、利得は、10 GHz で 35.6 dB であり、NF は 2.6 dB であった。77 K, 4 K での測定を 2 種類の冷却方法で実施し、冷凍機を用いた冷却と Dewar を使用した冷却媒体含浸冷却を行った。結果、冷凍機を用いた冷却方法では極低温での低雑音増幅器の極低温動作を確認した。しかし、測定結果は十分でなかった。反射特性において 0 dB を超える事や一部測定数値が発散する事が生じた。これは、ネットワークアナライザのキャリブレーションがずれた事が考えられる。その原因として、次の 3 つが考えられる。

- ① 信号にノイズ、ひずみが生じた影響（RF 信号入力部の固定等）
- ② 液体窒素に直接浸ける事による状態及び減圧による状態変化による影響
- ③ ネットワークアナライザのキャリブレーション後の測定システムの物理的移動による影響

1 つ目の原因に対する対処として、可能な限り測定システムにおけるケーブルを短くすることが考えられる。また、使用するケーブルに関しても、より高周波まで対応したケーブルや、伝搬損失の小さいケーブルを使用する事により改善される可能性も考えられる。2 つ目の原因として考えた状態変化は、Dewar 冷却にしたことで減圧がなくなり、改善が見られた。3 つ目の原因は、一つ目の原因に対する対策で考えた、ケーブルの長さ・質を考慮する事で改善の可能性が考えられる。

Dewar を使用した冷却媒体含浸冷却では、S-Parameter を測定した。測定結果として、冷却により 1 dB の向上を確認した。また、300 K と 77 K, 4K の全温度において X 帯(8-12 GHz)



で 30 dB 以上の利得を確認した。

しかし、これら 2 種類の測定では極低温での NF の取得は行えなかった。そこで、別途、NEC 様に協力頂き測定した結果を図 7.1. に示す。

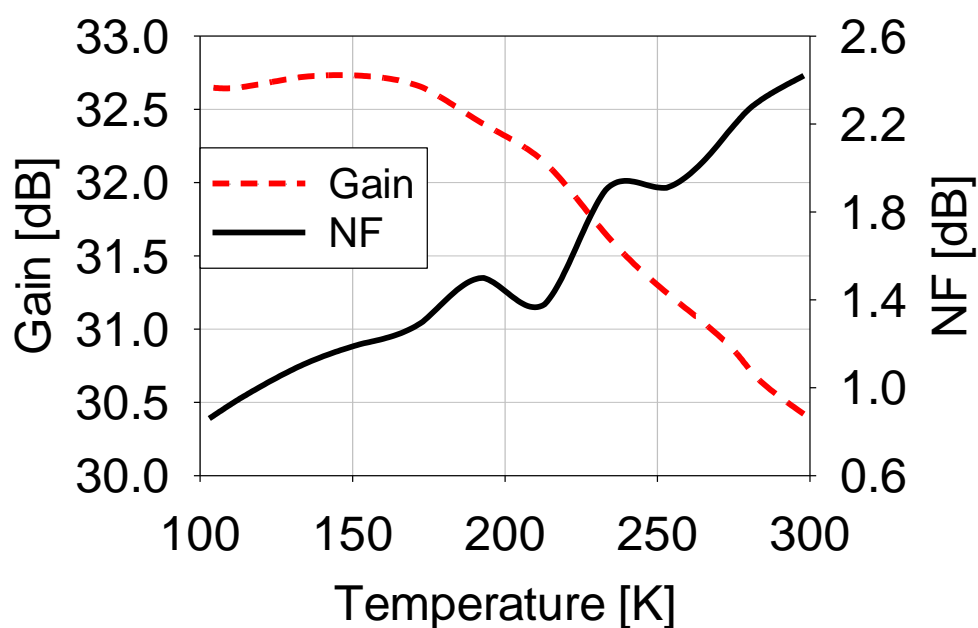


図 7.1. 利得及び NF の温度依存性

300 K から 103 K の温度依存性における利得と NF の結果である。どちらも冷却により特性の向上を確認した。利得は 2 dB, NF は 103 K にて 0.86 dB であり、1 dB 以下であることを核にすると共に、1.54 dB の低下であった。本実験との測定値の違いは、低雑音増幅器の個体差と測定システムの違いによる低雑音増幅器への入力電力による違いが考えられる。入力電力による利得の変化は図 3.27. に示している。

冷却測定では、測定系における状態変化が、低雑音増幅器単体の評価に直接的に影響を与えた。今後の、NF 及び利得の評価では、測定状態において測定校正を取ることが望ましい。例えば、低雑音増幅器と校正に必要な Open, Short, Rord, Through をスイッチで切り替え校正を取り、測定をする系である。

低雑音増幅器の耐放射線性では TID 試験を実施し、連続 RF 動作下における評価を行った。それにより、地球周回軌道 570 km において 30 年の運用期間に相当する耐放射線性を確認した。

誘電体 X 線マイクロカロリメータと低雑音増幅器を接続した DMC システムの赤外線検出実験では、応答速度 0.2 ms, 検出電圧 1.5 mV にて赤外線を検出した。低雑音増幅器がない場合には、0.02mV であり、1.48 mV の検出電圧の向上を確認した。また、 $\alpha$  線の検出実験も行ったが、検出は確認できなかった。ノイズに埋もれていることが考えられ、DMC システムの共振における Q 値を向上させる必要がある。 $\alpha$  線,そして X 線の検出が今後の課題である。低雑音増幅器として、より雑音指数の小さく、利得の大きい X 帯での測定を提案したい。また、高周波にすることで検出器のサイズを小さくしアレイ化に貢献することが可能である。加えて、検出素子のサイズが小さくなることで、熱容量が小さくなる。誘電体 X 線マイクロカロリメータとしては、現状、温度依存性を持つ誘電体をマイクロストリップ線路のスタブ上に置いている。これを、スタブの代わりに渦巻コイルをマイクロストリップ線路で形成することで Q 値の向上の可能性が考えられる。

参考文献：

- [1] 関谷典央, 山崎典子, 川崎繁男, 満田和久, 吉武宏, 竹井洋, 佐藤浩介, 前畑京介, 高島浩, “誘電体 X 線マイクロカロリメータの開発,” 日本天文学会, 2010.
- [2] Bandler, S. R. et al.,” Development of Low-Temperature Detectors For Generation-X and Other Missions Requiring High-Resolution, Large-Format, X-ray Detector Arrays,” 2008, JLTP,
- [3] Wikus, P. et al., 2010, SPIE, 7732, 52
- [4] Takahashi, T. et al., 2010, SPIE, 7732, 27
- [5] Ohashi, T. et al., 2010, SPIE, 7732, 54
- [6] Ito Kazuki. Et al. “CCD 型 X 線検出器,” 2000, The Japanese Society for Synchrotron Radiation Research
- [7] Takaya Ohashi, “高温プラズマの X 線観測で宇宙の大規模構造を探る,” J. Plasma Fusion Res. Vol.90, No.3 (2014), 183-189
- [8] 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,” APMC, Dec 2012.
- [9] S. Kawasaki, H. Seita, M. Kawashima, M. Hori, K. Satoh, and Y. Suzuki, “A high-gain and low-noise MMIC amplifier module for a Ku-band compact active integrated antenna,” Proc. Asia-Pacific Microwave Conf., pp. 1497–1500, Dec. 2010.
- [10] W. Ciccognani, et al., “GaAs cryo-cooled LNA for C-band radioastronomy applications,” Electronic Letters, vol.42, no.8, pp. 471-472, April 2006.
- [11] N. Sekiya, N. Y. Yamasaki, K. Mitsuda, S. Kawaski, Y. Takei, H. Yoshitake, K. sakai, K. Sato, K. Maehara, and H. Takashama, “Development of dielectric X-ray microcalorimeter,” J. of Low Temp. Phys, vol.167, no.3-4, pp. 435-441, May 2012.
- [12] K. Matsuzaki, N. Nemoto, E. Nakamura, T. Akutsu, S. Matsuda, K. Yajima, H. Sasaki, T. Katoh, T.Kashiwa, T. Asano, and K. Mizuguchi, “Radiation hardness of pseudomorphic HEMT and dual-gate GaAs MES-FET MMICs,” RADECS. Fourth European Conf., pp.114-119, Sept. 1997.
- [13] L. R. D’Addario, “Gain stability: Requirements and design considerations,” ALMA Memo, 466, May 2003.
- [14] J. D. Gallego and I. L. Fernandez, “Measurements of gain fluctuations in GaAs and InP cryogenic HEMT amplifiers,” Tech. Rep. C.A.Y., Feb. 2000.
- [15] S. Kawasaki, H. Seita, M. Kawashima, M. Hori, K. Satoh, and Y. Suzuki, “A high-gain and

- low-noise MMIC amplifier module for a Ku-band compact active integrated antenna,” Proc. Asia-Pacific Microwave Conf., pp. 1497–1500, Dec. 2010.
- [16] C. C. Yang, B. L. Nelson, W. L. Jones, and B. R. Allen, “A cryogenically-cooled wide-band HEMT MMIC low-noise amplifier,” IEEE Microw. and Guided Wave Lett., vol. 2, no. 2, pp. 58-60, Feb. 1992.
- [17] C. C. Yang, B. L. Nelson, B. R. Allen, W. L. Jones, and J. B. Horton, “Cryogenic characteristics of wide-band pseudomorphic HEMT MMIC low-noise amplifiers,” IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., vol. 41, no. 6/7, pp.992-997, Jun./July 1993.
- [18] R. Limacher, M. Auf der Maur, H. Meier, A. Megej, A. Orzati, and W. Bächtold, “4-12 GHz InP HEMT-based MMIC low-noise amplifier,” Int. Conf. on Indium Phosphide and Related Materials, June 2004, pp. 28-31.
- [19] C.-C. Chiong, W.-J. Tzeng, Y.-J. Hwang, W.-T. Wong, H. Wang, and M.-T. Chen, “Design and measurements of cryogenic mHEMT IF low noise amplifier for radio astronomical receivers,” European Microw. Integrated Circuits Conf., pp. 1–4, Sept. 2009.
- [20] Chau-Ching Chiong, Ding-Jie Huang, Ching-Chi Chuang, Yuh-Jing Hwang, Ming-Tang Chen and Huei Wang, “Cryogenic 8-18 GHz MMIC LNA using GaAs PHEMT” Asia-Pacific Microwave Conf. Proc. (APMC), pp. 261-263, Nov.2013.
- [21] T. K. Thrivikraman, J. Yuan, J. C. Bardin, H. Mani, S. D. Phillips, W.- M. L. Kuo, J. D. Cressler, S. Weinreb, “SiGe HBT X-band LNAs for ultra-low-noise cryogenic receivers,” IEEE Microwave and Wireless Components Lett., vol.18, pp. 476-478, Jul. 2008.
- [22] European Space Components Coordination, “Total dose steady-state irradiation test method,” ESCC Basic Specification, no.22900, March 2007.
- [23] L. R. D’Addario, “Gain stability: Requirements and design considerations,” ALMA Memo, 466, May 2003.
- [24]M. J. Delaney, R.C. Wong, T.T. Lee, and B.M. Paine, “GaAs PHEMT and InP HEMT MMIC Requirements for Satellite Based Communications Systems,” 2001, GaAs MANTECH
- [25] Marian W. Pospieszalski, “Extremely Low-Noise Amplification with Cryogenic FETs and HFETs,” IEEE microwave magazine, Sep. 2005
- [26] Tetsuro Sawai, Masao Nishida, Toshiki Hirai, Keiichi Honda, Tsutomu Yamaguchi, Shigeyuki Murai, and Yasoo Harada, “Development of a super low-noise GaAs FET amplifier for PHS,” TECHNICAL REPORT IEICE, MW96-16, April 1996

- [27] 原田八十雄, 宇田尚典, “MMIC開発におけるマイクロ波回路シミュレーション技術の確立方法,” 電子情報通信学会, 1996
- [28] R.H. Witvers, J.G. Bij de Vaate, A. Sarvasanu, “MMIC GaAs and InP Very Low Noise Amplifier Designs for the Next Generation Radio Telescopes,” GAAS Symposium, 2004, Amsterdam
- [29] Juan Daniel Gallego, Isaac López Fernández, “MEASUREMENTS OF GAIN FLUCTUATIONS IN GaAs AND InP CRYOGENIC HEMT AMPLIFIERS,” TECHNICAL REPORT C.A.Y. 2000-1, Feb. 2000
- [30] B.A. Mazin, M.E. Eckart, B. Bumble, S. Golwala, P.K. Day, J. Gao, J. Zmuidzinas, “Optical/UV and X-Ray Microwave Kinetic Inductance Strip Detectors,” J Low Temp Phys, vol.151, pp. 537-543, 2008
- [31] Macgregor S. Reid, “Low-Noise Systems in the Deep Space Network,” Technical Report, NASA, Feb. 2008
- [32] 関谷典央, 2011, 修士論文, 東京大学
- [33] 菊地貴大, 2013, 修士論文, 東京大学
- [34] 飯島律子, 2013, 修士論文, 首都大学東京

謝辞：

大橋隆哉教授には、分野の異なる宇宙科学研究所宇宙機応用工学系川崎研究室で研究をしたいという私の希望を柔軟に認めて下さり、心より感謝致します。大学に行くことは数少ない中でゼミ、行事等に参加できない時もありましたが、柔軟に対応頂きました。また、稀に連絡させて頂く時も、出張手続きであつたりしましたが、大橋研の研究にほとんど貢献していない中で、渋ることなくサポート頂きました。繰り返しになりますが、宇宙研で3年間研究する機会を頂き、お礼申し上げます。

川崎繁男教授には、技術研修生として受け入れて頂きました。また、お忙しい中ご指導、ご鞭撻頂き、心より感謝致します。国内、国際学会には何度も行かせて頂き、勉強になる機会を沢山頂きました。また、マイクロ波の知識だけでなく、電気電子分野の知識する疎かった私を叱咤激励して頂きました。この3年間で、マイクロ波に関する専門的な知識・技術だけでなく、精神的にも鍛えられたと思います。社会人に向かう良い準備ができ、来年度からは新しいフィールドになりました。

川崎研究室の吉田賢史様には、日頃より高周波回路の知識と実装技術で直接ご指導頂き、心より感謝致します。丁度、同じタイミングで川崎研に入った事もあつてか最も長く、近くでご指導頂きました。吉田様の研究に取り組む姿勢、知識、考え方は非常に勉強になりました。今では、茂みに突っ込んだ事も良い思い出です。

川崎研究室の宮地晃平様には、低雑音増幅器の冷却測定に関して、具体的なアドバイスを頂き、ありがとうございました。低温での測定知識が非常に心強かったです。また、研究だけにとどまらず、様々な知識が豊富で驚かされました。

JAXAの小林雄太様には、実験時、ミーティングでは多くのご助言・ご協力を頂き、感謝しております。JAXA 職員兼ドクターとして非常に厳しい時もあったと思いますが、常に、前を向き、課題を解決していこうとする姿勢には、非常に刺激を受けました。分野は違いますが、今後の私の社会人としての良い目標になっています。ありがとうございました。

川崎研究室の長谷川直輝様、普段から多くのアドバイスを頂きました。マイクロ波の基礎理論の知識が高く、多くの事を教わりました。誠実かつ優しい性格に頼り、研究室の運営も任せてしまう事を多かったと思います。ありがとうございました。

川崎研究室、金子君、卒研生ながら、モチベーションは高く、宇宙に関する知識が豊富でもっと色々教わればよかったと思っています。時には厳し事も言いましたが、今後の研究活動が上手くいくことを祈っております。

福田豪様には、一つ上の先輩として最も身近でご指導頂きました。理学出身である私にマイクロ波の基礎的な知識や実験の細かな方法を丁寧に教えて頂きました。また、宇宙研

のフットサルや登山に誘って頂くなど日頃からお世話になりました。心より感謝致します。今後も宜しくお願いします。

満田・山崎研究室の皆様、実験時には度々、お世話になりました。冷却測定では、一から丁寧に教えて頂きました。実験で課題が生じたときには、一緒に考え、アドバイスを頂きありがとうございました。特に、菊地様・星野様には、共同実験として測定のサポートに夜遅くまで付き合ってくれて頂くこともありました。お二人の協力がなければ、この修士論文は完成しなかったです。この場で、お礼申し上げます。同期の千葉君、林君とは、研究室に同期のいない私にとって、二人との会話はとても良い息抜きでした。ありがとうございました。

大橋研皆様、ミーティングや行事もなかなか参加できませんでしたが、大変の世話になりました。小波さんには飲み会では良くからんで貰いました。ありがとうございました。石崎先生、江副先生、山田さんには、ミーティング等で、的確なアドバイスを頂きました。自分の不足点を確認し、研究を進めるヒントになりました。ありがとうございました。

鹿児島大学生の高森様、柚様、崎山様、桑ちゃん、前野様、実験や学会、報告会でお会いした時には、研究の話から、学会の後まで、お付き合い頂きありがとうございました。柚さんは同期でしたが、マイクロ波に関する知識が豊富で、私が後輩のように勉強させて頂きました。ありがとうございました。高森様、何度も一緒に実験しましたね。なかなかうまくいかない事が多かったですね。挫けづ、淡々と、可能な限り進めようとする姿勢にはいつも感心していました。サポートできない時もあり、すいませんでした。

大橋研秘書の川上裕子様には、大学にほとんどいないため、お会いする機会は少なかったですが、研究生生活を円滑に進めていくために様々な協力をして頂きました。航空チケットをなくした時はご迷惑おかけしました。心より感謝申し上げます。

川崎研秘書の鈴木様、水谷様、松田様、日頃からサポート頂きありがとうございました。たまに頂くお土産は研究の息抜きに嬉しかったです。心より感謝申し上げます。

最後に、研究生生活を進める上で母親には多大なるサポートを頂きました。日々のお弁当に始まり、帰りが遅くなってもご飯を用意して下さり、一層研究に集中することが出来ました。心より感謝申し上げます。

JAXA でお世話になった職員、学生の皆様には多くの刺激を与えて頂きました。心より感謝致します。