

博士論文

左右円偏波利用による X 帯 Gbps 級 偏波多重衛星通信

X-band Gbps-class satellite communications
with right- and left-hand circular
polarization multiplexing

2019 年 11 月 29 日提出
指導教員 廣瀬 明 教授

東京大学大学院工学系研究科
電気系工学専攻

37 - 177070

金子 智喜

目次

第 1 章	背景・目的	1
	参考文献	5
第 2 章	従来法の問題点	7
	参考文献	9
第 3 章	偶モード給電と奇モード給電に注目したセプタム型偏波分離器 の設計手法	10
3.1	はじめに	10
3.2	従来手法	12
3.3	本研究で提案された方法を用いた設計例	19
3.4	まとめ	25
	参考文献	31
第 4 章	X 帯両偏波 2.65 Gbps ダウンリンク通信の軌道実証	33
4.1	はじめに	33
4.2	通信システム的设计	35
4.3	衛星搭載用 X 帯送信機	41
4.4	衛星搭載用両偏波アンテナ	48
4.5	地上局	52
4.6	ダウンリンク結果	59
4.7	まとめ	67
	参考文献	68

第 5 章	予測型合成偏波クロストークキャンセラ	73
5.1	従来のクロストーク除去方法	73
5.2	ポアンカレ球を用いたクロストークの除去手法	74
5.3	四元数ニューラルネットワークの理論	78
5.4	四元数ニューラルネットワークの検証	87
5.5	ダウンリンク信号の合成偏波を用いた結果	89
5.6	まとめ	96
	参考文献	97
第 6 章	結論	100
	発表文献	104
	謝辞	108

目次

1.1	The number of launched satellites per 1 year [1].	2
1.2	The ground surface observation by using an interferometric SAR [3] [4].	2
1.3	A concept of our high speed communication system.	3
2.1	The crosstalk problems by a polarization multiplexing.	8
3.1	(a) Even-mode excitation ($A_1 = 1, A_2 = 1, A_3 = A_4 = 0$) [1], [14] (b) odd-mode excitation ($A_1 = 1, A_2 = -1, A_3 = A_4 = 0$) [1], [14] and (c) equivalent four-port network of polarizer [1].	13
3.2	(a) The propagation mode at an even-mode excitation and (b) the propagation mode at an odd-mode excitation.	13
3.3	The concept of SRAM.	14
3.4	(a) Design parameters of a septum-type polarizer, and (b) electrical variables and (c) equivalent circuit for an odd-mode excitation.	15
3.5	An equivalent circuit of ridge waveguide for the TRM.	16
3.6	The proposed parameter determination sequence in the septum-type polarizer.	19
3.7	(a) S -parameters measurement by connecting two identically fabricated polarizers, (b) isolation S_{21} and (c) crosstalk S_{51} of the polarizer versus frequency, respectively.	22
3.8	(a) The XPD measurement model of polarizer, and (b) XPD of the polarizer with a corrugated horn antenna versus frequency.	23
3.9	A picture of the fabricated polarizer designed by the SRAM. . .	24
3.10	(a) The measurement system of the phase difference between two output modes excited by even- and odd-mode inputs, and (b) the phase difference versus frequency.	24
3.11	Block diagram of the two polarizers and the S -parameters. . .	26

3.12	(a) The derivation process of XPD equation from crosstalk, and (b) the verification result of (3.28) by using the ANSYS/HFSS electromagnetic simulator.	29
3.13	(a) <i>S</i> -parameters of septum-type polarizers, and (b) the amplitude of output microwave at even- and odd-mode excitations.	30
4.1	System block diagram of a high speed downlink where the upper part is an on-board segment while the lower part is a ground segment.	35
4.2	(a) EVM versus upper limit frequency, and (b) the spectrum at the filter output.	37
4.3	An atmospheric XPD versus angle of elevation for various rainfall rate at 8.2 GHz.	40
4.4	An evaluation system of X-band transmitter in a laboratory room.	41
4.5	(a) A picture of the digital unit, (b) the RF unit, and (c) the power & control unit in the XTX.	41
4.6	(a) The CAD model of XTX with a deep space protection filter, and (b) a picture of XTX.	42
4.7	Diagram of the digital unit, the RF unit, the power & control unit in the XTX.	43
4.8	(a) An explanation of EVM, and (b) a relation between AM-AM performance and 3rd order distortion.	44
4.9	(a) An EVM for various output microwave power in a HPA, (b) the AM-AM and AM-PM characteristics in a HPA, (c) a spectrum at a HPA, and (d) a constellation of 64APSK(4/5) at the XTX output [8].	45
4.10	(a) EVM versus E_s/N_0 and (b) EVM versus $E_s/(N_0 + I_{XPD})$ for various XPD when we added thermal noise to the signal including the crosstalk in System Vue until bit error occurs. In System Vue, the threshold E_s/N_0 values with 64APSK (4/5) are 16.8, 16.9, 17.1, 17.5, 19.3 dB at ∞ , 30, 28, 25, 20 dB of XPD.	46
4.11	(a) A heat pass of XTX, and (b) the results of thermal vacuum test.	47
4.12	Pictures of (a) the dual circularly polarized-wave antenna [8] and (b) the septum-type polarizer [29].	48

4.13	<i>S</i> -parameters of the septum type polarizer and its measurement system.	49
4.14	<i>S</i> -parameters of the polarizers for various tilt angle.	49
4.15	A measurement system of XPD in the dual circularly polarized wave antenna.	50
4.16	(a) XPD versus frequency with the dual circularly polarized wave antenna and (b) an antenna radiation pattern of XPD.	50
4.17	The thermal design results of the on-board antenna.	51
4.18	The equipments of the ground station.	53
4.19	<i>S</i> -parameters of the polarizers with LNAs in a cryogenic cooler.	53
4.20	The update of weight function in an adaptive channel environment.	55
4.21	A format of DVB-S2X frame with the pilot signals. The 64APSK data in the frame has 10800 symbols. After 1440 symbols of data, the 36 symbols of the pilot signals are inserted. The combinations of them are allocated 7 times in the frame. The last group of data has 720 symbols (= 10800 - 1440×7) In addition, this figure explains the equalization process.	56
4.22	The sequence of the demodulation process.	57
4.23	A comparison of our demodulator with the System Vue (reference demodulator). We analyze signal quality with 64APSK (4/5). We added thermal noise to the signal without the crosstalk and the Doppler effects in a laboratory room experiment. Then, the decoded binary data has no bit error.	58
4.24	The antenna tracking results: the angle of azimuth and elevation, and the received power of R- and L-channels.	59
4.25	(a) The EVM comparison of the room signal and the downlinked signal for various SINR, and BER of the downlinked 64APSK signal for various SINR.	59
4.26	The 64APSK (4/5) constellation of the downlinked (a) R- and (b) L-channel signals.	60
4.27	(a) The E_s/N_0 versus the angle of elevation in calculation and experiment, and (b) XPD, E_s/N_0 , and SINR versus angle of elevation with 510 km of the satellite altitude in L-channel experiment at June 23, 2019.	62

4.28	(a) The correction value of the atmosphere noise temperature [47], and (b) the system noise temperature for various elevation.	64
4.29	(a) The E_s/N_0 versus angle of elevation in calculation and experiment, and (b) XPD, E_s/N_0 , and channel SINR versus angle of elevation with 510 km of the satellite altitude in L-channel experiment at December 25, 2019.	64
4.30	The 256APSK (3/4) constellation of downlinked (a) R- and (b) L-channel signals.	66
5.1	The model of Faraday rotation in the atmosphere.	74
5.2	(a) A shape of a falling raindrop with an equivalent radius of 3 mm, and (b) a frequency dependence of a rain-induced differential attenuation and (c) a phase shift [10].	76
5.3	A concept of XPIC in this paper.	76
5.4	(a) The parameters in Poincare sphere, and (b) the explanation of this sphere [10].	77
5.5	A polarization state on the Poincare sphere [15].	77
5.6	A quaternion neural network.	78
5.7	(a) The Mapping transformation of the real and imaginary activation functions, and (b) an anisotropic activation function and (c) an isotropic activation function.	79
5.8	(a) The verification result of the quaternion neural network, and (b) the learning plot of the verification signal.	88
5.9	(a) The robustness of the quaternion neural network at X-component, (b) Y-component, (c) Z-component, and (d) Root Mean Square Error (RMSE) of norm.	88
5.10	A format of DVB-S2X frame with the pilot signals. The 64APSK data in the frame has 10800 symbols. After 1440 symbols of data, the 36 symbols of the pilot signals are inserted. The combinations of them are allocated 7 times in the frame. The last group of data has 720 symbols ($= 10800 - 1440 \times 7$) In addition, this figure explains the equalization process [20].	89
5.11	(a) The constellation of the downlinked signal without an average and (b) the 16 symbol average of the constellation.	90
5.12	The polarized compositions state of RHCP and LHCP on the Poincare sphere for the various averaged parameters.	90

5.13	(a) The non-synchronous carrier frequencies of the L- and R-channel signals, and (b) their crosstalk.	91
5.14	(a) Three dimensional Poincare sphere of the polarized compositions state of the RHCP and LHCP without frame shift and, (b) two dimensional Poincare sphere without it.	92
5.15	(a) Three dimensional Poincare sphere of the polarized compositions state of the RHCP and LHCP with one frame shift and, (b) two dimensional Poincare sphere with it.	92
5.16	(a) Poincare sphere of the downlinked polarized compositions state of RHCP and LHCP signals predicted by the quaternion neural network, and (b) the learning plot of the downlink signals.	93
5.17	(a) Three dimensional Poincare sphere of the the polarized compositions state of RHCP and LHCP, and (b) two dimensional Poincare sphere.	94
5.18	(a) The signal qualities of header, (b) data, and (c) pilot. . .	95

表目次

1.1	Operation sequence of the two SAR satellites.	3
1.2	Comparison of this work with the conventional satellite communication systems.	4
2.1	Three type of the circularly polarized-wave antennas [8] [9] [10].	8
3.1	Design parameters obtained by the SRAM.	20
3.2	Odd-mode electric characteristics at septum elements.	20
3.3	Electrical characteristics in relation to phase difference at septum elements.	20
4.1	Specification of the communication system.	35
4.2	Specification of the on-board transmitter and antenna.	36
4.3	Specification of the ground station antenna	36
4.4	Communication data-rate for various modulations and coding rates.	38
4.5	Link calculation of our downlink with 64APSK (4/5).	38
4.6	Parameters in the rainfall region K in [19].	39
4.7	Specification of the X-band transmitter.	42
4.8	Downlink experiment conditions: Acquisition Of Signal (AOS), state of weather, modulation scheme, SINR, elevation of antenna and resulting XPD.	61
4.9	Stability of 64APSK link after zenith showing various SINR on June. 23, 2019.	61
4.10	Stability of 256APSK link after zenith showing various SINR on December. 25, 2019.	67
5.1	XPIC parameter of 2β for various plots on the Poincare sphere.	94

第 1 章

背景・目的

近年、1つのロケットに複数の小型衛星を搭載する相乗り打ち上げにより、図 1.1 のように人工衛星の数が爆発的に増えてきた [1]。さらに、高分解能な可視光画像や合成開口レーダ (Synthetic Aperture Radar (SAR)) 画像などの需要が高まったので、観測データの量も膨大になってきた [2]。しかし、地上局の飽和や周波数利用の混雑という問題が生じているため、複数の人工衛星から膨大なデータをダウンリンクすることは困難である。また、最も打ち上げ頻度の多い太陽同期軌道の衛星において、図 1.2 のように SAR を用いた地表面の干渉画像を頻繁に取得するためには、2機の人工衛星は同一の軌道面を飛行している必要がある。同一の軌道面を飛行している複数の人工衛星を効率的に運用するためには、10分程度の1回の運用中に時間を区切って各々の人工衛星から観測データをダウンリンクできる通信システムが不可欠である。そこで、本研究では「2機の衛星から 100 Gbit と仮定した観測データを 10 分以内にダウンリンク可能な通信システム」を目指した。この高速衛星通信システムのコンセプトを図 1.3 にまとめる。

私達の研究チームでは (INnovative-technology Demonstration EXperiment (INDEX)) という 60kg 級の人工衛星の運用を行っている [5]。INDEX の運用では、ハウスキーピングデータという衛星の健康状態を表すデータをダウンリンクして衛星の健全性を確認した後に、高速通信モードに切り替えて実験データをダウンリンクする [6]。この経験から、私たちの研究チームは効率的な衛星運用のために蓄積されたデータをまとめてダウンリンクする必要があるという知見を得た。そこで、表 1.1 のように1回の運用で2つの人工衛星から 100 Gbit と仮定した蓄積データをダウンリンクする運用シーケンスを想定した。ここで、従来の大型衛星と本研究の通信速度についての比較を表 1.2 にまとめる。

表 1.1 のような運用順序において 100 Gbit と仮定された蓄積データを 60 秒でダウンリンクするために 2 Gbps 以上の通信速度を目標にした。表 1.2 のように、質量 2000 kg 級の ALOS-2 は右円偏波に 16 Quadrature-Amplitude Modulation (16QAM) を用いて 0.8 Gbps の通信速度を実現した。質量 3000 kg 級の WorldView-3 は左右円偏波に 8 Phase Shift Keying (8PSK) を用いて 1.2 Gbps の通信速度を実現した。小型衛星を用いた偏波多重通信という観点で PlanetLab

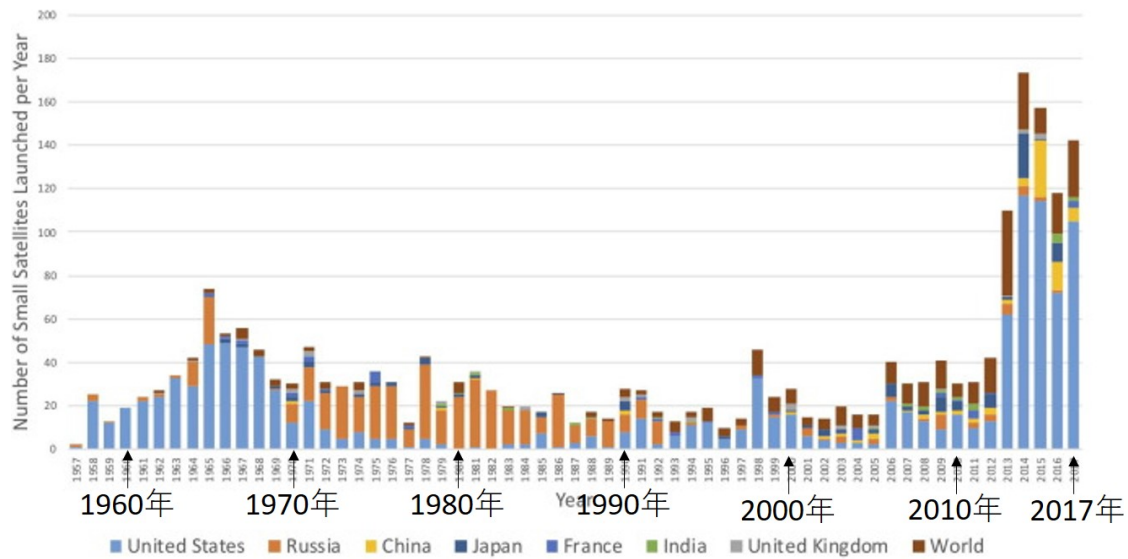


図 1.1 The number of launched satellites per 1 year [1].

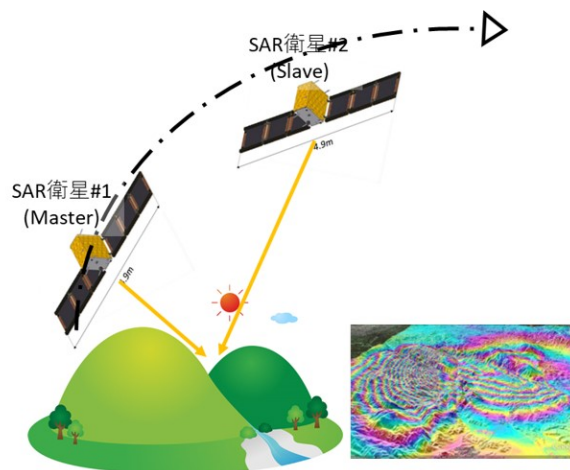


図 1.2 The ground surface observation by using an interferometric SAR [3] [4].

の研究があるがシステム全体の偏波分離識別度 (Cross Polarization Discrimination (XPD)) が低いため 32APSK までの変調となっている [7]。また、DVB-S2 規格を用いているのでコサインロールオフ係数 α が本研究に比べて大きいため、周波数利用効率の観点から不十分である [7] [8]。地上の通信においては帯域幅の空白を埋める手段として Orthogonal Frequency Division Modulation (OFDM) が広く使われている。2015 年、OFDM による周波数多重を用いた High Throughput Satellites (HTSs) が研究された。National Institute of Information and Communications Technology (NICT) のチームは、ドップラの無い静止衛星から DVB-S2X に準じた 16APSK と 16QAM を用いて Ka 帯で 3.2 Gbps 通信を実現した [9]。また、低軌道衛星「ほどよし 4 号機」の 64APSK を用いた 500 Mbps 通信では、復号器の等化器が不十分であり安定した復号ができていない [10]。

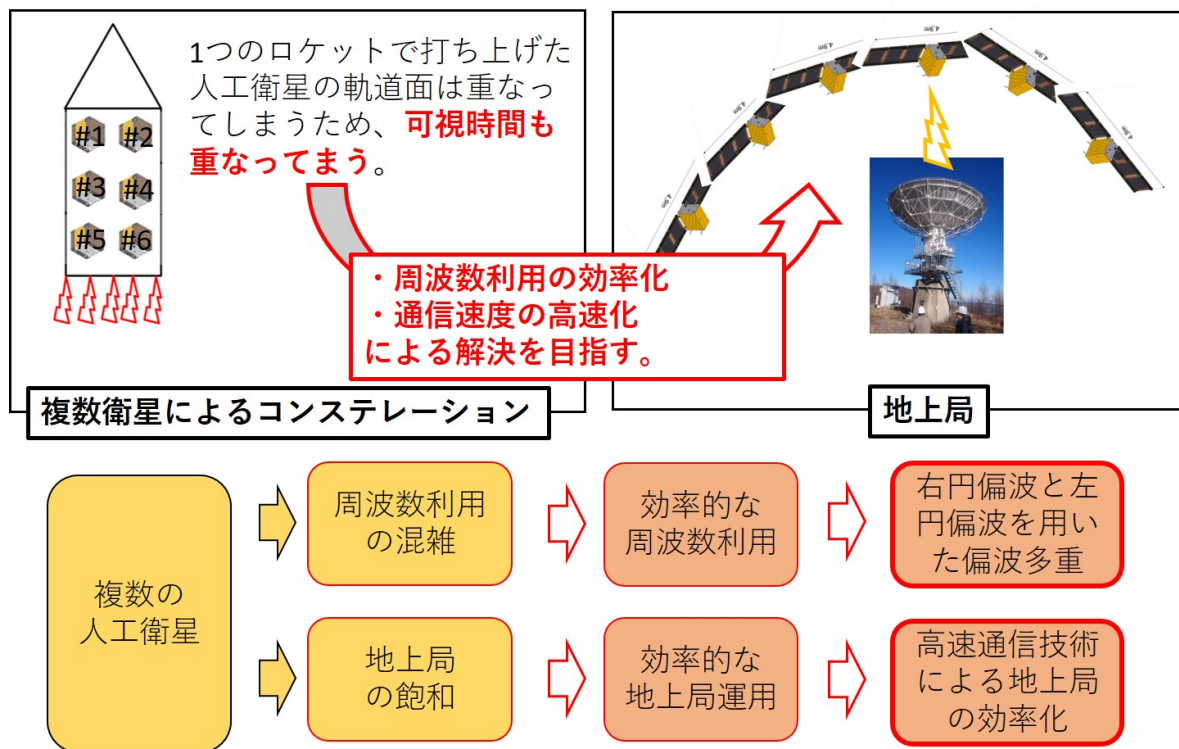


図 1.3 A concept of our high speed communication system.

表 1.1 Operation sequence of the two SAR satellites.

Time /min	Elevation/deg	detail of operation
0-1	5-10	Acquisition of Signal(AOS) with satellite 1
1-2	10-15	Check house keeping data with satellite 1
2-3	20-30	Downlink SAR data with satellite 1
3-4	25-35	Antenna tracking for satellite 2
4-5	30-35	Acquisition of Signal(AOS) with satellite 2
5-6	35-30	Check house keeping data with satellite 2
6-7	30-25	Downlink SAR data with satellite 2

表 1.2 Comparison of this work with the conventional satellite communication systems.

satellite	Bandwidth	Multiplexing	Modulation	Data rate	Frequency efficiency
WorldView3 [14]	375 MHz	Polarization	8PSK	1.2 Gbps	3.2 bit/Hz
ALOS-2 [15]	375 MHz	None	16QAM	0.8 Gbps	2.1 bit/Hz
Dove [7]	288 MHz	Polarization & frequency	32APSK	1.6 Gbps	5.5 bit/Hz
WINDS [9]	940 MHz	Frequency	16APSK & 16QAM	3.2 Gbps	3.4 bit/Hz
This work [16]	315 MHz	Polarization	64APSK	2.65 Gbps	8.4 bit/Hz

このような中、本研究では質量 100–150 kg の人工衛星に搭載可能な 2.65 Gbps 通信を達成するために、左右円偏波による偏波多重や 64APSK に注目した [11] [12]。さらに、耐雑音性のために誤り訂正符号 LDPC と周波数利用効率向上のために低いコサインロールオフ係数 ($\alpha = 0.05$) を有する DVB-S2X 規格という放送静止衛星用の通信規格を太陽同期軌道の衛星で始めて採用した [13]。本研究で開発した通信システムは、「フレームの先頭から 20 万フレーム誤りなく復号できること」と「 $E_s/(N_0 + I_{XPD}) = 21\text{--}26$ dB のダウンリンク信号を 300 フレームずつ 2 秒おきに区切ってもドップラの追従ができフレーム誤りなく復号できること」を検証要求した。

本通信システムを用いて地球観測データを効率的にダウンリンクすることにより、緊急性の高い災害時における迅速な衛星データの利用や高頻度な衛星データの取得が可能となる [17] [18]。

参考文献

- [1] M. Millan Robyn, von Steiger Rudolf, Ariel Meir, Bartalev Sergey, Borgeaud Maurice, Campagnola Stefano, C. Castillo-Rogez Julie, Fleron Rene, Gass Volker, Gregorio Anna, M. Klumpar David, Lal Bhavya, Macdonald Malcolm, Uk Park Jong, Rao V. Sambasiva, Schilling Klaus, Graeme Stephens, M. Title Alan, and Ji Wu. Small satellites for space science: A COSPAR scientific roadmap. *Advances in Space Research*, 64(8):1466 – 1517, October 2019.
- [2] Hirobumi Saito. Compact X band synthetic aperture radar compatible with 100kg small satellite. In *Technical Committee on Space, Aeronautical and Navigational Electronics*, volume 114, pages 29–34, Malacca, Malaysia, October 2014.
- [3] <https://publicdomainq.net/mountain-river-nature-0004725/>.
- [4] <http://geolib.gsi.go.jp/node/2365>.
- [5] Seisuke Fukuda, Takahide Mizuno, Shinichiro Sakai, Yousuke Fukushima, and Hirobumi Saito. Integrated satellite control in REIMEI (INDEX) Satellite. In *Transactions of the Japan Society for Aeronautical and Space Sciences*, volume 57, pages 25 – 31, January 2009.
- [6] Hiroyuki Nagamatsu and Hirobumi Saito. Development of Automatic Satellite Operation System. In *Journal of Space Science Informatics Japan*, June 2012.
- [7] Kiruthika Devaraj, Matt Ligon, Eric Blossom, Joseph Breu, Bryan Klofas, Kyle Colton, and R.Ryan Kingsbury. Planet High Speed Radio: Crossing Gbps from a 3U Cubesat. In *AIAA/Utah State University Small Satellite Conference*, number SSC19VI01, Utah, USA, August 2019.
- [8] European Telecommunications Standards Institute (ETSI). Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2), August 2009.
- [9] Kenji Suzuki, Masatomo Yahata, Midori Kato, Tessuya Watabe, Kenichi Hoshi, Tamio Okui, Shiro Yoshikawa, Masayoshi Yoneda, Yoshiki Arakawa, Toshio Asai, Takashi Takahashi, and Morio Toyoshima. 16APSK/16QAM-OFDM 3.2Gbps RF Signal Direct-Processing Transmitter and Receiver Communication Experiments Using WINDS Satellite. In *Technical Committee on Space, Aeronautical and Navigational Electronics, IEICE*, volume 115, pages 137 – 140, October 2015.

-
- [10] Tomoya Fukami, Hiromi Watanabe, Atsuh Tomiki, Takahide Mizuno, Naohiko Iwakiri, Takahiro Shinke, Kaname Kojima, Koichi Kawamoto, Osamu Shigeta, Hitoshi nunomura, and Yasuaki Kanda. The Experiments of 505 Mbps Downlink Communication from the 50 kg Class Satellite using 64APSK and Future Plans. In *Technical Committee on Space, Aeronautical and Navigational Electronics*, volume 115, pages 25–30, Hiroshima, Japan, February 2016.
- [11] Tomoki Kaneko, Yasuhiro Ohikata, Makoto Mita, and Hirobumi Saito. 2Gbps Downlink System of 100kg Class Satellite for Compact Synthetic Aperture Radar Mission. In *Small Satellite System and Services symposium*, Sorrento, Italy, May-June 2018.
- [12] Tomoki Kaneko, Hirobumi Saito, Makoto Mita, and Yasuhiro Ohikata. Dual circularly polarization X band 2Gbps downlink communication system of earth observation satellite. In *AIAA/Utah State University Small Satellite Conference*, number SSC18-XII-01, Utah, USA, August 2018.
- [13] European Telecommunications Standards Institute (ETSI). Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications; Part 2: DVB-S2 Extensions (DVB-S2X), October 2014.
- [14] MathWorks. Digitalglobe Simulates Complete Satellite to Ground Communications Systems. February 2014.
- [15] Kazuya Inaoka, Masashi Shirakura, Masaaki Shimada, Terumi Sunaga, and Noboru Takata. Development of An X-Band Multi-Mode High-Speed-Modulator. *The Journal of Space Technology and Science*, 28(1):12–21, September 2013.
- [16] Tomoki Kaneko, Noriyuki Kawano, Yuhei Nagao, Keishi Murakami, Hiromi Watanabe, Makoto Mita, Tomoda Tomoda, Keiichi Hirako, Seiko Shirasaka, Shinichi Nakasuka, Hirobumi Saito, and Akira Hirose. 2.65 Gbps downlink communications with polarization multiplexing in X-band for small earth observation satellite. *IEICE Transactions on Communications*, E104-B(1), January 2021.
- [17] <https://www.jst.go.jp/impact/program/13.html>.
- [18] Shyusaku Yamaura, Seiko Shirasaka, and Keiichi Hirako. Model-Based Design of On-Demand Small SAR Satellite System. In *Proceedings of the Space Sciences and Technology Conference*, volume 60, September 2016.

第2章

従来法の問題点

通信速度を2倍にするために偏波多重をすると偏波干渉が生じてしまい通信品質が劣化することが知られている [1]。このようなチャネルの干渉のことをクロストークという。そのため、偏波混合量の指標である偏波分離識別度 (Cross Polarization Discrimination (XPD)) に優れた送受信アンテナとクロストーク除去の信号処理が不可欠である [2] [3]。

表 2.1 のように円偏波アンテナは3種類ある。この中で XPD に最も優れたホーンアンテナを選択した。ホーンアンテナの XPD は給電導波管であるセプタム型偏波分離器の性能で決まる [4]。しかし、本研究で用いる帯域において、市販のセプタム型偏波分離器の XPD は 25 dB 程度なので高品質な 64APSK 信号を取得するのには不十分である [5]。そこで、本研究は「伝搬モードに注目することで XPD に優れたセプタム型偏波分離器を設計する理論」を提案し、設計・製造・評価した。そして、ハードウェアの観点からクロストークの問題を解決することを目指した。

電波が大気中を伝搬する過程において雨粒や水滴により XPD が劣化することが知られている [6]。従来のクロストーク除去方法では、衛星通信のように時々刻々変化するチャネル状態においてクロストークを除去することは難しかった [7]。そこで、本研究は、時々刻々変化するチャネル状態においてクロストークを除去するために、ポアンカレ球を用いた合成偏波のチャネル予測とクロストーク除去を組み合わせた予測型合成偏波クロストークキャンセラを提案した。そして、ソフトウェアの観点からクロストークの問題を解決することを目指した。

表 2.1 Three type of the circularly polarized-wave antennas [8] [9] [10].

Performance	Helical antenna	Horn antenna	Plane antenna
XPD	×	○*	×
Residence for vibration	△	○	◎
Residence for thermal	△	○	○
Mass	△	×	◎
Manufacture	△	◎	○

* Insufficient XPD for 64APSK

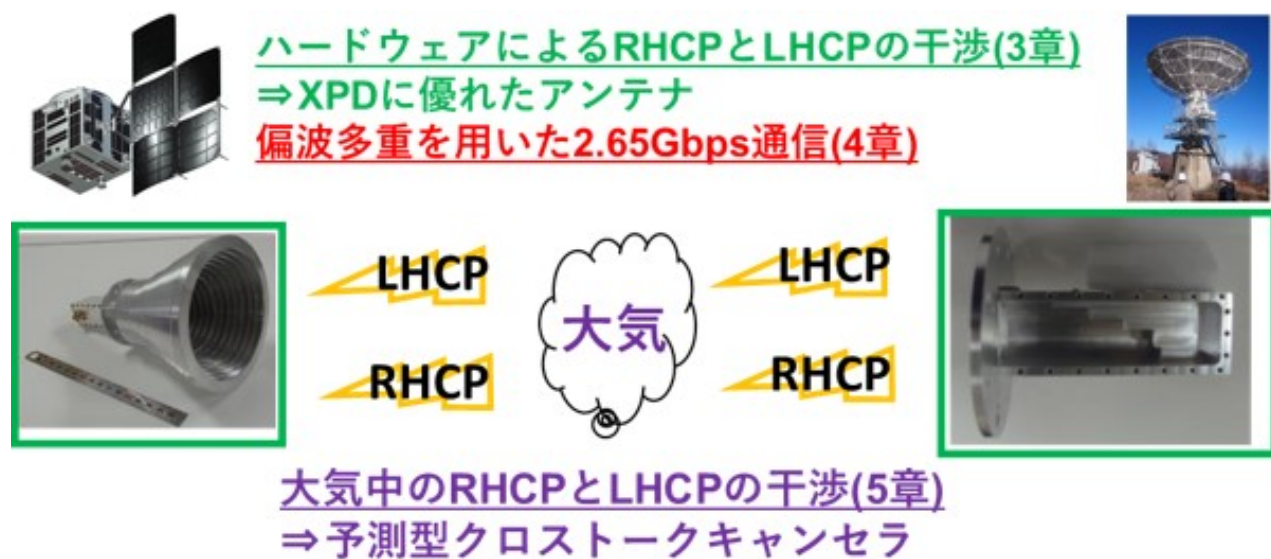


図 2.1 The crosstalk problems by a polarization multiplexing.

このように本研究は、偏波干渉による問題をハードウェアとソフトウェアの両方の観点から解決することを目標とした。図 2.1 のような左右円偏波通信システムにおいて、本研究で提案されたアンテナを用いて信号を送信する。その後、 G/T と XPD に優れた地上局アンテナの中にある偏波分離器を用いて左右円偏波成分を分離してダウンリンク信号を受信する。そして、本研究で提案された予測型合成偏波クロストークキャンセラを用いて信号品質を向上させた。

参考文献

- [1] Balachander Ramanmurth, Cowley G. William, Davis M. Linda, and Bolding Gerald. On MIMO SATCOM Capacity Analysis: Utilising Polarization and Spatial Multiplexing. In *IEEE Military Communications Conference*, pages 163 – 168, Tampa, FL, USA, October 2015.
- [2] Tomoki Kaneko, Shigeki Morisawa, and Hirobumi Saito. Right and Left circular polarized wave antenna for small satellite. In *Topical Workshop on Internet of Space (TWIOS)*, pages 13–16, Phoenix, AZ, USA, January 2017.
- [3] Tomoki Kaneko and Hirobumi Saito. Dual circularly polarization antenna with High XPD for downlink communication of earth observation satellite. In *Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA) Tsukuba*, pages 232–234, Tsukuba, Japan, December 2017.
- [4] A. Carlos Leal-Sevillano, B. Ken Cooper, A. Jorge Ruiz-Cruz, and R. Jose Montejo-Ga. A 225 GHz Circular Polarization Waveguide Duplexer Based on a Septum Orthomode Transducer Polarizer. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 3(5):574 – 583, June 2013.
- [5] Atlantic Microwave. Hybrid Polarizers.
- [6] ITU. Rec. ITU-R PN.837-1 "RECOMMENDATION ITU-R PN.837-1" CHARACTERISTICS OF PRECIPITATION FOR PROPAGATION MODELLING" (Question ITU-R 201/3), December 2017.
- [7] Tianben Ding and Akira Hirose. Fading Channel Prediction Based on Complex-Valued Neural Networks in Frequency Domain. In *International Symposium on Electromagnetic Theory*, pages 640 – 643, Hiroshima, Japan, May 2013.
- [8] Sami Hebib, Nelson J.G fonseca, and Herve Aubert. Compact Printed Quadrifilar Helical Antenna With Iso-Flux-Shaped Pattern and High Cross-Polarization Discrimination. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 10:635 – 638, June 2011.
- [9] Takanori Noro, Yasuhiro Kazama, Masaharu Takahashi, and koichi Ito. Circularly Polarized Patch Antennas Combining Different Shaped Linearly Polarized Elements. *IEICE Transactions on Communications*, J91-B(5):595 – 604, May 2008.
- [10] Tom Milligan. A High-Performance Dual-Mode Feed Horn for Parabolic Reflectors with a Stepped-Septum Polarizer in a Circular Waveguide. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 53(3):142 – 146, June 2011.

第3章

偶モード給電と奇モード給電に注目したセプタム型偏波分離器の設計手法

3.1 はじめに

セプタム型偏波分離器とは階段状の仕切りを用いてポートごとに給電された電波から右円偏波または左円偏波を生成する導波管のことである。セプタム型偏波分離器は1973年にChenらの研究を起源とする[1]。この研究では、 TE_{10} モードと TE_{01} モードの振幅が等しく位相差が 90° の時に円偏波が生じることに注目した。そして、実験的にセプタムを削りアイソレーションを -25 dB以下に抑え、軸比を向上させるためにテフロン性のスタブを挿入した。この時、帯域内で最も良い軸比は 0.2 dBであった。その後、セプタム形状について様々な研究がされてきた。

1980年代、Edge & McAndrewらはセプタム型偏波分離器をリッジ導波管として扱いモード整合法 (Mode Matching Method (MMM)) を用いて解析した[2]。その後、BornemannとArndtらは横共振法とMMMを組み合わせることでセプタム形状の研究を行った[3], [4]。また、彼らはセプタムの厚さを徐々に変えたり溝やピンを用いることで、偏波分離識別度 (Cross Polarization Discrimination (XPD)) に優れた偏波分離器を設計する研究を行った[5] [6]。

2000年代以降、コンピュータシミュレーションを用いて様々なセプタム形状が研究されてきた。Piovanoらの研究では導波管形状を改良することでアイソレーションを向上させた[7]。Noureddineらの研究ではモード整合法を用いてセプタム型偏波分離器の遮断周波数を数学的に計算した[8]。Ilkyuらの研究では電磁界シミュレータを用いた試行錯誤によりセプタム形状をシグモイド関数で表して広帯域化を目指した[9]。2010年代になると電磁界シミュレータの進歩により、偏波分離器とコルゲートホーンアンテナを一緒に設計する研究が行われてきた[10], [11]。2020年になると、DeutchmannとJacobの研究は、三角形ポートを有するセプタム型偏波分離器を設計して 28 dB程度のXPDで広帯域化を実現した。しかしながら、XPDに優れたセプタム型偏波分離器を理論的に設計する

研究はほとんどなかった [12]。

そこで、本研究は、セプタム型偏波分離器を理論的に設計する理論を提案した。偶モード給電時のモード伝搬を方形導波管として扱い、奇モード給電時のモード伝搬を4つのリッジ導波管として扱う。1段目と2段目セプタムにおける反射係数を等しくして、3段目と4段目セプタムにおける反射係数も等しくする。その後、1, 2, 3段目セプタムの電気長を 90° にすることで、奇モード給電時の反射係数の総和 Γ を相殺する。さらに、偶モード給電と奇モード給電の位相差 $\Delta\theta$ が 90° になるように4段目のセプタム長を決定する。この方法を Short Ridge-waveguide Approximation Method (SRAM) と名付けた。

Kaneko の研究 [11] と Deutschmann らの研究 [13] では、電磁界シミュレータを用いてセプタム形状を決定した。一方、SRAM では、電磁界シミュレータを用いずにセプタム形状を決定した。シミュレーションと実測で設計周波数 8.2 GHz の近傍において $\Gamma = 0$ と $\Delta\theta = 90^\circ$ を満たしていることより SRAM が検証された。8.025 – 8.4 GHz (帯域比：約 5%) の周波数が地球観測データのダウンリンクに割り当てられている。その帯域幅における XPD の実測値は 40.7 – 64.1 dB であった。SRAM を用いることで、X帯衛星通信の全帯域幅において優れた XPD を実現した。電磁界シミュレータを用いた先行研究において、比帯域 5% における XPD は 37.5 dB (軸比：0.23 dB) であった [6]。この値は、電磁界シミュレータを用いない本研究の結果と同じ程度である。このことは、中心周波数で理論的な設計を施すことで $\pm 2.5\%$ の帯域幅を確保できることを表している。

3.2 従来の手法

3.2.1 セプタム型偏波分離器の偶モード給電と奇モード給電

導波管中に給電された電波は偶モードと奇モードの重ね合わせで表される。図 3.1(a) の A 面に偶モードを給電すると、図 3.2(a) のように 2 つの領域でセプタム上に反転する向きの電流が生じ、不連続なセプタム形状における電磁界は打ち消される。そのため、セプタム形状の変化による電磁界の影響は生じない。そして、給電された全てのエネルギーは TE_{01} モードとして C 面へそのまま伝搬する。一方、図 3.1(b) の A' 面に奇モードを給電すると、図 3.2(b) のように 2 つの領域でセプタム上に同じ向きの電流が生じ、不連続なセプタム形状において電磁界が強め合う。そのため、セプタム形状の変化が電磁界に影響を及ぼす。そして、給電された一部のエネルギーは反射されて、残りのエネルギーは TE_{10} モードとして C' 面へ伝搬する。

図 3.1(c) にセプタム型偏波分離器の 4 ポートネットワークモデルを記す。ポート 1 とポート 2 は A 面と A' 面における給電ポートである。ポート 3 は C 面における TE_{01} モードが出力するポートである。一方、ポート 4 は C' 面における TE_{10} モードが出力するポートである。 A_p ($p = 1, 2$) は入力する電波の振幅であり、 B_p ($p = 3, 4$) は出力する電波の振幅であり、 A_p ($p = 3, 4$) と B_p ($p = 1, 2$) は反射する電波の振幅である。偶モード給電の時、 $A_1 = A_2 = 1$, $A_3 = A_4 = 0$ と表される。一方、奇モード給電の時、 $A_1 = 1$, $A_2 = -1$, $A_3 = A_4 = 0$ と表される。1 ポートのみ給電は偶モードと奇モードの重ね合わせ ($A_1 = 1$, $A_2 = 0$, $A_3 = A_4 = 0$) で表される。この時、偏波分離器から出力される電波の振幅 B_p ($p = 1, 2, 3, 4$) は次のように与えられている [1]。

$$\begin{cases} B_1 = \frac{\Gamma}{2} = -B_2 \\ B_3 = \frac{1}{\sqrt{2}} \\ B_4 = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - |\Gamma|^2} e^{j\Delta\theta} \end{cases} \quad (3.1)$$

Γ は入力ポートから見た奇モード給電による反射係数の総和であり、 $\Delta\theta$ は偶モードと奇モードを入力した際に生じる 2 つの伝搬モードの位相差である。(3.1) において B_3 と B_4 の振幅が等しく、位相差 $\Delta\theta$ が 90° の時に優れた XPD を持つ円偏波が生成される。そのため、奇モード給電時の反射係数の総和 Γ を相殺して偶モード給電と奇モード給電による位相差 $\Delta\theta$ を 90° にすることで XPD に優れたセプタム形状を設計できる。ここで、図 3.3 に SRAM のコンセプトをまとめる。

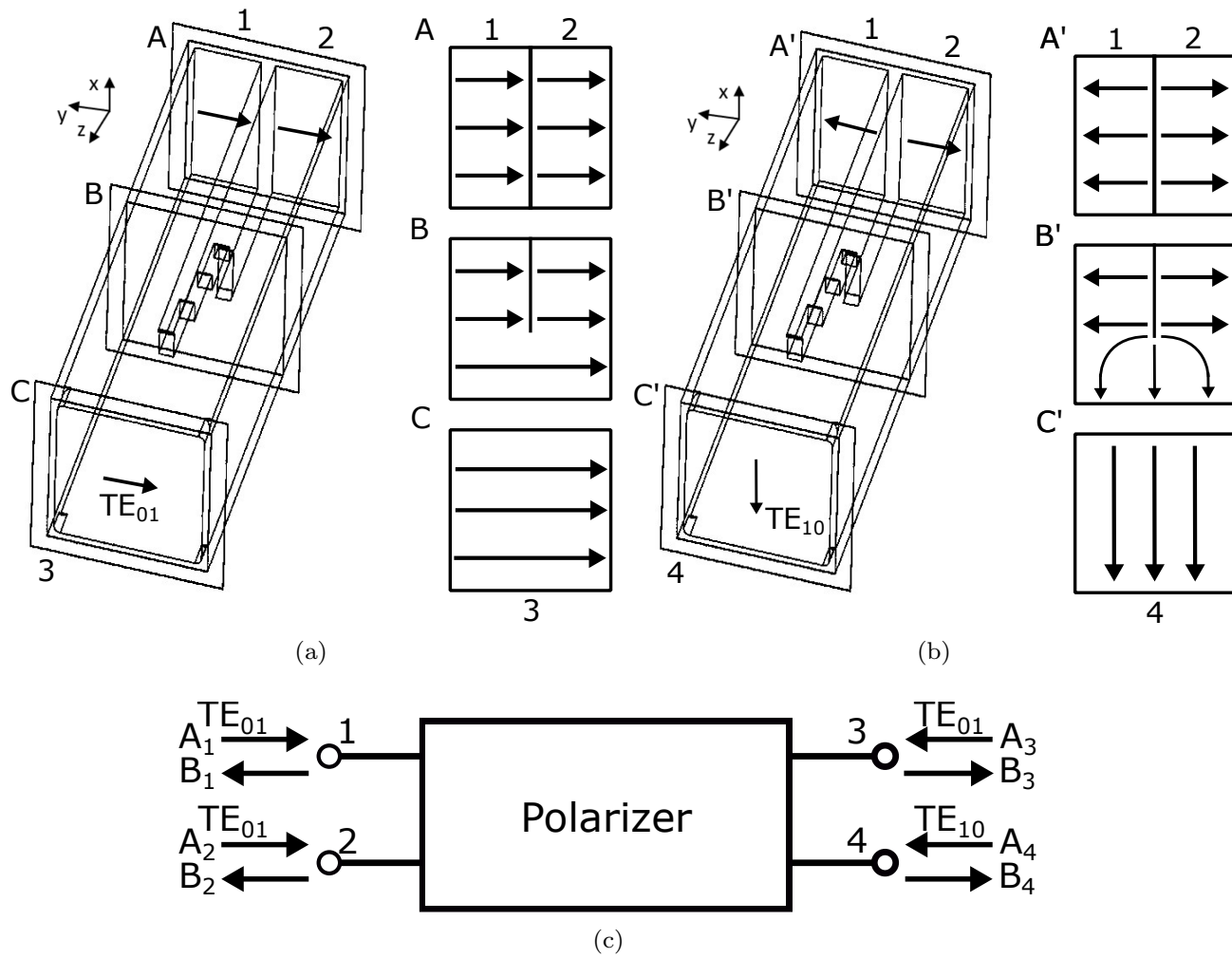


図 3.1 (a) Even-mode excitation ($A_1 = 1, A_2 = 1, A_3 = A_4 = 0$) [1], [14] (b) odd-mode excitation ($A_1 = 1, A_2 = -1, A_3 = A_4 = 0$) [1], [14] and (c) equivalent four-port network of polarizer [1].

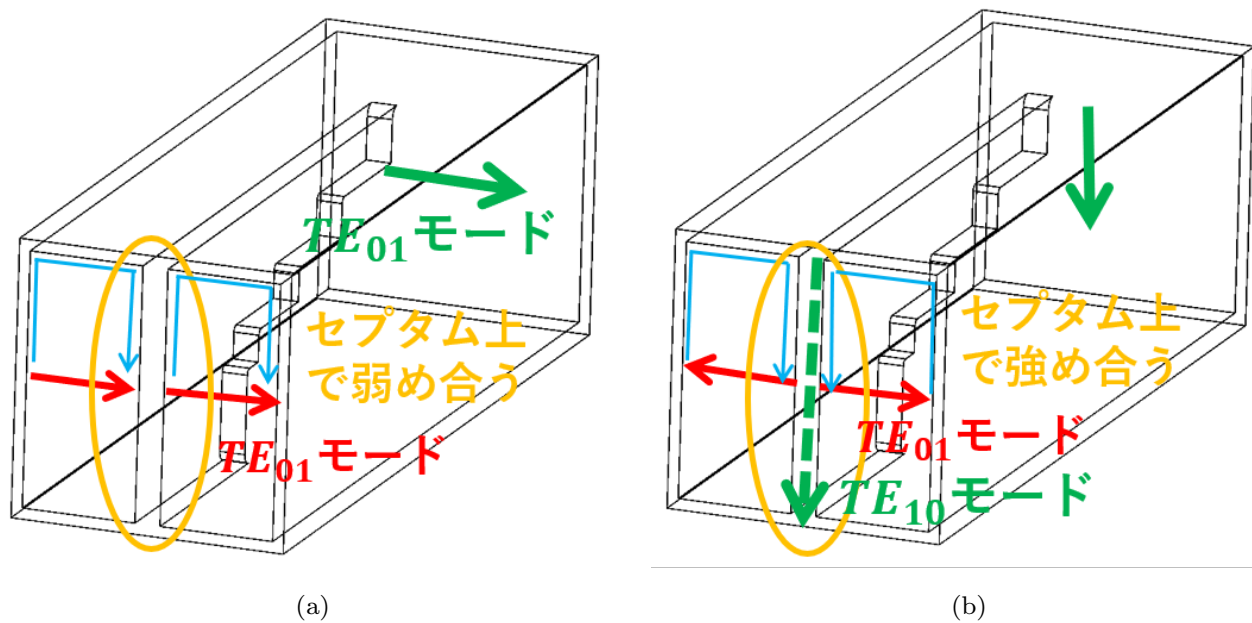


図 3.2 (a) The propagation mode at an even-mode excitation and (b) the propagation mode at an odd-mode excitation.

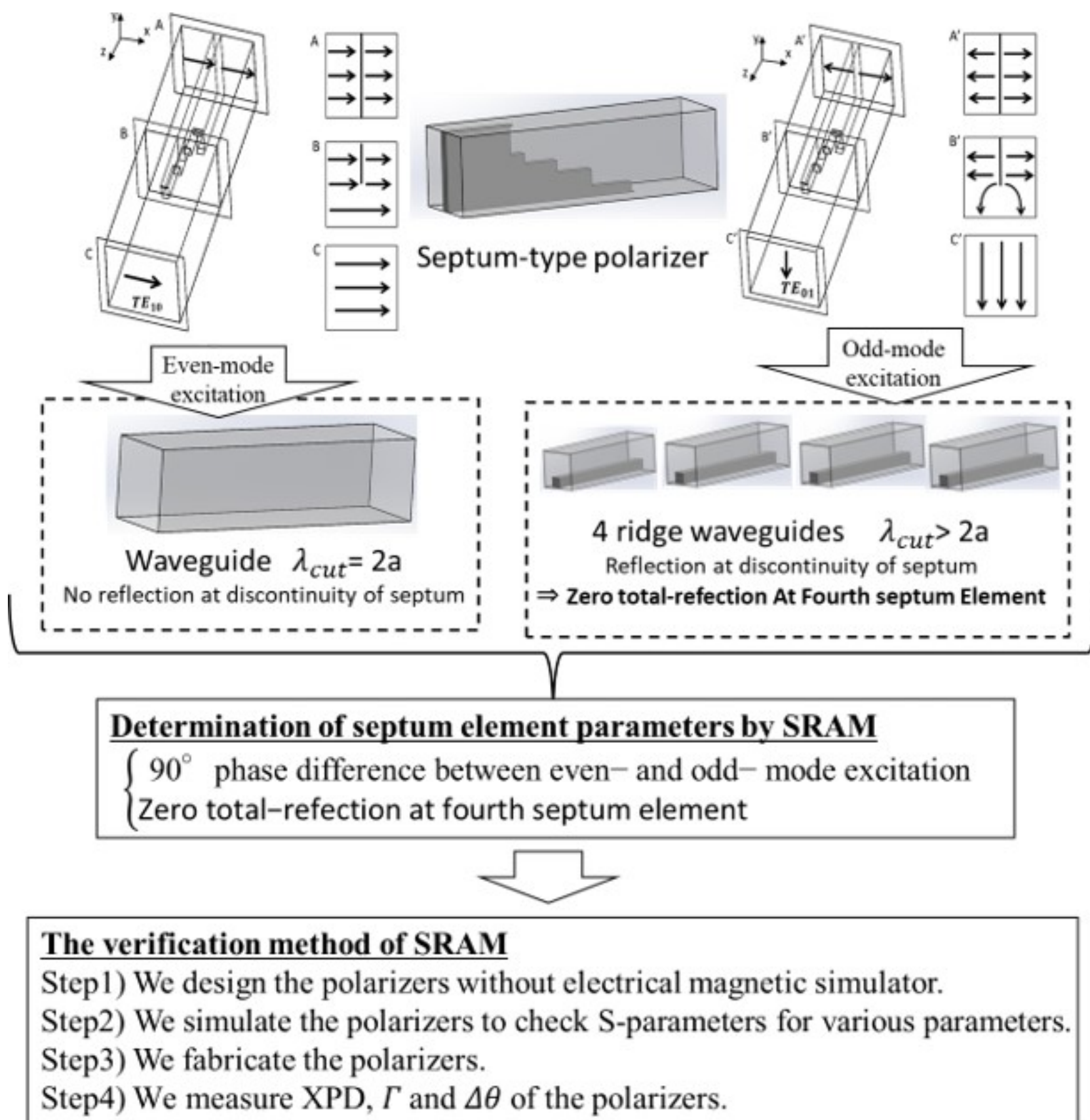


図 3.3 The concept of SRAM.

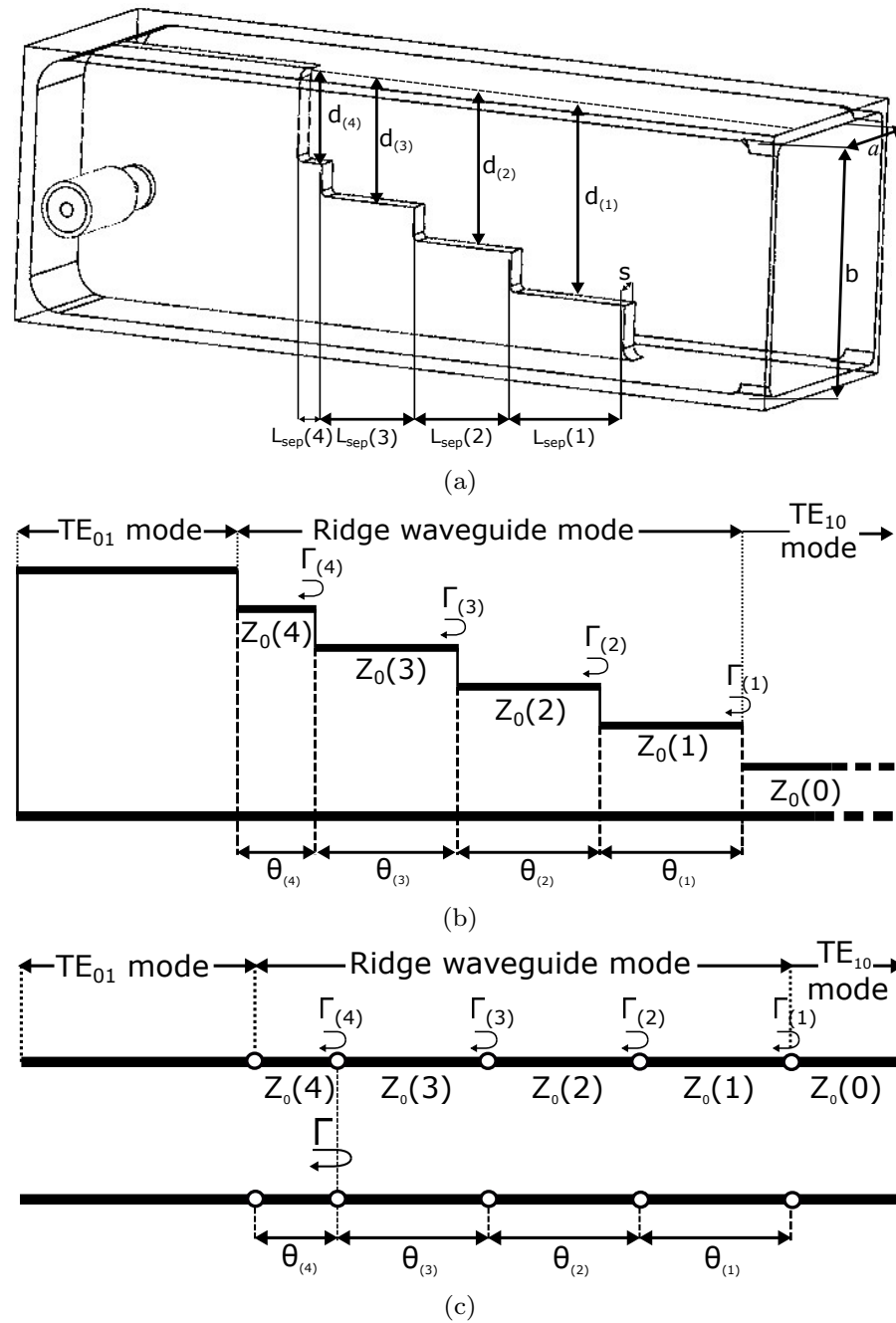


図 3.4 (a) Design parameters of a septum-type polarizer, and (b) electrical variables and (c) equivalent circuit for an odd-mode excitation.

3.2.2 セプタム型偏波分離器の位相

図 3.4 (a) に設計パラメータ (b) に電気的な変数 (c) に奇モード給電時の等価回路を記す。各セプタム段ごとの位相 $\theta_{(i)}$ は次のように定義されている。

$$\theta_{(i)} = \beta_{(i)} L_{\text{sep}}(i) = \frac{2\pi}{\lambda_g(i)} L_{\text{sep}}(i) \quad (3.2)$$

ここで、 $L_{\text{sep}}(i)$ は各段ごとのセプタム長を表し、 $\beta_{(i)}$ と $\lambda_g(i)$ は各セプタム段ごとの伝搬定数と管内波長を表す。

セプタム型偏波分離器を直列接続されたリッジ導波管として扱い横共振法 (Transverse Resonance Method (TRM)) を用いて遮断波長を解析する。横共振

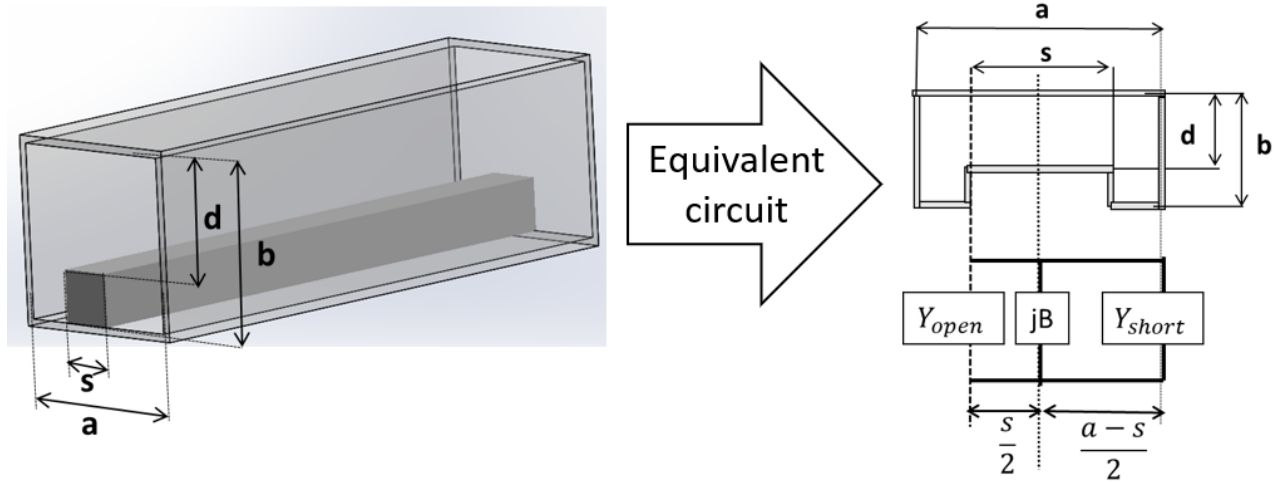


図 3.5 An equivalent circuit of ridge waveguide for the TRM.

法では共振条件によりサセプタンスが0となることに注目して、遮断波長の繰り返し演算を用いて (3.6) を解く。ここで、図 3.5 にリッジ導波管を横共振法で解析する際の等価回路を記す。また、各セプタム段における管内波長 $\lambda_g(i)$ は次のように定義されている。

$$\lambda_g(i) = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{cut}}(i)}\right)^2}} \quad (3.3)$$

ここで、 λ_0 は自由空間波長を表し、 $\lambda_{\text{cut}}(i)$ は各セプタム段における遮断波長を表す。各セプタムごとの突起における $\frac{B(i)}{Y_0(i)}$ は、シングルリッジ導波管のアスペクト比が $b/a = 0.45$ の時に次のように見積もられている [15], [16]。

$$j \frac{B(i)}{Y_0(i)} = j \frac{4b}{\lambda_g(i)} \left\{ \ln \frac{1 - \alpha_{(i)}^2}{4\alpha_{(i)}} \left(\frac{1 + \alpha_{(i)}}{1 - \alpha_{(i)}} \right)^{\frac{1}{2}} \left(\alpha_{(i)} + \frac{1}{\alpha_{(i)}} \right) + \Delta_{(i)} \right\} \quad (3.4)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_{(i)} = \frac{d_{(i)}}{b} \\ A_{(i)} = \left(\frac{1 + \alpha_{(i)}}{1 - \alpha_{(i)}} \right)^{2\alpha_{(i)}} \frac{1 + \sqrt{1 - \left(\frac{b}{\lambda_g(i)}\right)^2}}{1 - \sqrt{1 - \left(\frac{b}{\lambda_g(i)}\right)^2}} - \frac{1 + 3\alpha_{(i)}^2}{1 - \alpha_{(i)}^2} \\ A'_{(i)} = \left(\frac{1 + \alpha_{(i)}}{1 - \alpha_{(i)}} \right)^{\frac{2}{\alpha_{(i)}}} \frac{1 + \sqrt{1 - \left(\frac{d}{\lambda_g(i)}\right)^2}}{1 - \sqrt{1 - \left(\frac{d}{\lambda_g(i)}\right)^2}} + \frac{3 + \alpha_{(i)}^2}{1 - \alpha_{(i)}^2} \\ C_{(i)} = \left(\frac{4\alpha_{(i)}}{1 - \alpha_{(i)}^2} \right)^2 \\ D_{(i)} = \left(\frac{b}{4\lambda_g(i)} \right)^2 \left(\frac{1 + \alpha_{(i)}}{1 - \alpha_{(i)}} \right)^{4\alpha_{(i)}} \left(\frac{5\alpha_{(i)}^2 - 1}{1 - \alpha_{(i)}^2} + \frac{4}{3} \frac{\alpha_{(i)}^2 C_{(i)}}{A_{(i)}} \right)^2 \\ \Delta_{(i)} = 2 \frac{A_{(i)} + A'_{(i)} + 2C_{(i)}}{A_{(i)}A'_{(i)} - C_{(i)}^2} + D_{(i)} \end{array} \right. \quad (3.5)$$

図 3.4(a) に記されている a, b は方形導波管の形状パラメータであり、 $d_{(i)}$ は各セプタム段ごとのリッジ空間である。横共振法において、 $b/a = 0.45$ における遮断波長 $\lambda_{\text{cut}(b/a=0.45)}$ は次のように見積もられている [17]。

$$\frac{b}{d_{(i)}} \tan \frac{\pi}{\lambda_{\text{cut}(b/a=0.45)}} s + j \frac{B_{(i)}}{Y_0(i)} \coth \frac{\pi(a-s)}{2b} - \cot \frac{\pi}{\lambda_{\text{cut}(b/a=0.45)}} (a-s) = 0 \quad (3.6)$$

ここで、 s はリッジの厚さである。任意の b/a における遮断波長 $\lambda_{\text{cut}(b/a)}$ は次のように補正される [17]。

$$\frac{\lambda_{\text{cut}(b/a)}}{a} = \frac{\lambda_{\text{cut}(b/a=0.45)}}{a} + \left(\frac{b}{a} - 0.45\right) F_{(i)} \quad (3.7)$$

$s/a = 0.1$ かつ $b/a = 1$ における補正係数 $F_{(i)}$ のグラフは文献 [17] に書かれており次式で表される。

$$F_{(i)} = 0.7327(d_{(i)}/b)^2 - 3.8477(d_{(i)}/b) + 2.9774 \quad (3.8)$$

3.2.3 奇モード給電時にセプタムで生じる反射波の相殺

各セプタム段ごとの反射係数 $\Gamma_{(i)}$ は次のように定義されている。

$$\Gamma_{(i)} = \frac{Z_0(i-1) - Z_0(i)}{Z_0(i-1) + Z_0(i)} \quad (3.9)$$

ここで、 $Z_0(i)$ は各セプタム段ごとの特性インピーダンスである。反射係数の総和 Γ は次のような近似式で与えられている [18]。

$$\Gamma = \Gamma_{(4)} + \Gamma_{(3)}e^{-2j\theta_{(3)}} + \Gamma_{(2)}e^{-2j(\theta_{(3)}+\theta_{(2)})} + \Gamma_{(1)}e^{-2j(\theta_{(3)}+\theta_{(2)}+\theta_{(1)})} \quad (3.10)$$

1, 2 段目と 3, 4 段目セプタムで生じる反射係数を等しくする。その後、 $\theta_{(i)} = 90^\circ$ となるように $L_{\text{sep}}(i)$ ($i = 1, 2, 3$) を定めることで Γ を相殺させる。すなわち、 $\theta_{(i)}$ と $\Gamma_{(i)}$ は次のような関係式を満たす。

$$\begin{cases} \Gamma_{(1)} = \Gamma_{(2)} \\ \Gamma_{(3)} = \Gamma_{(4)} \\ \theta_{(1)} = \theta_{(2)} = \theta_{(3)} = 90^\circ \end{cases} \quad (3.11)$$

導波管の整合を考える場合、電圧と電流で定義されたインピーダンスが適しており、次のように与えられている [19], [20], [21]。

$$Z_{(VI)0}(i) = \frac{Z_{(VI\infty)0}(i)}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{cut}}(i)}\right)^2}} \quad (3.12)$$

$$Z_{(VI\infty)0}(i) = \frac{\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}}{\frac{2C_d(i)}{\epsilon} \cos \phi_2(i) + \frac{d(i)}{b} + E(i)} \quad (3.13)$$

$$\begin{cases} C_d(i) = \frac{\epsilon}{\pi} \left\{ \frac{1+x_{(i)}^2}{x_{(i)}} \cosh^{-1} \left(\frac{1+x_{(i)}^2}{1-x_{(i)}^2} \right) - \ln \left(\frac{4x_{(i)}}{1-x_{(i)}^2} \right) \right\} \\ x_{(i)} = \frac{d(i)}{b} \\ \phi_1(i) = \left(1 - \frac{s}{a}\right) \frac{2a}{\lambda_{\text{cut}}(i)} \frac{\pi}{2} \\ \phi_2(i) = \frac{s}{a} \frac{2a}{\lambda_{\text{cut}}(i)} \frac{\pi}{2} \\ E(i) = \frac{1}{\pi} \frac{\lambda_{\text{cut}}(i)}{d(i)} \left(\sin \phi_2(i) + \frac{d(i)}{b} \cos \phi_2(i) \tan \frac{\phi_1(i)}{2} \right) \end{cases} \quad (3.14)$$

ここで、 $Z_{(VI\infty)0}(i)$ と $Z_{(VI)0}(i)$ は無限周波数と有限周波数のインピーダンスを表し、 μ と ϵ は透磁率と誘電率を表す。

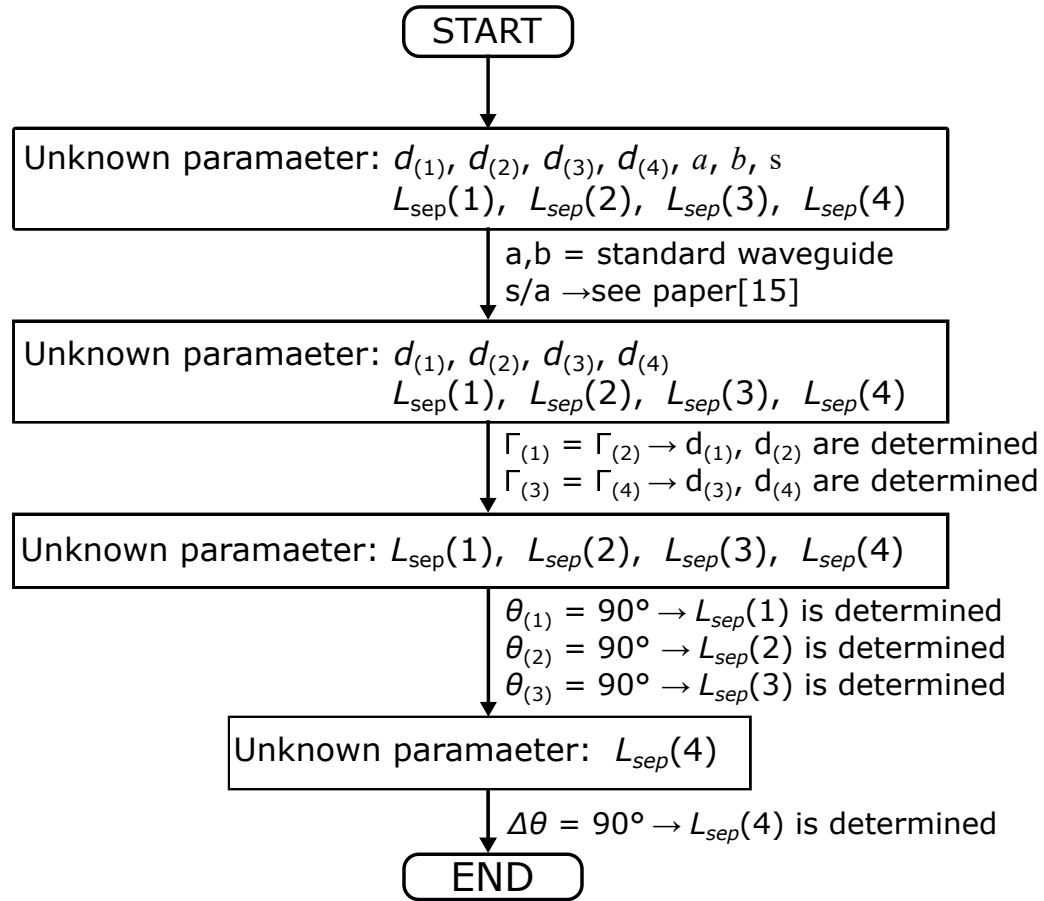


図 3.6 The proposed parameter determination sequence in the septum-type polarizer.

3.3 本研究で提案された方法を用いた設計例

3.3.1 偏波分離識別度に優れたセプタム形状のパラメータ決定

SRAM を用いてセプタム型偏波分離器の形状パラメータを決定する順序を図 3.6 にまとめる。本研究は 8.2 GHz を中心周波数として 400 MHz の帯域幅を想定した。WR-90 規格 (22.86 mm × 10.16 mm) の近似値を方形導波管の寸法 ($a, b = 23$ mm) とした。セプタムの厚さ s は文献 [17] に $s/a = 0.1$ の近似曲線が与えられていることから 2.3 mm とした。奇モード給電時の反射係数の総和 Γ を相殺するように 1, 2, 3 段目セプタムの形状を定める。その後、偶モード給電と奇モード給電による位相差 $\Delta\theta$ が 90° になるように $L_{sep}(4)$ を定める。ここで、表 3.1 にセプタム形状のパラメータである $d_{(i)}$ と $L_{sep}(i)$ を記す。また、表 3.2 に $Z_0(i)$ と $\Gamma_{(i)}$ を記す。さらに、表 3.3 に $\lambda_{cut}(i)$ と $\lambda_g(i)$ と $\theta_{(i)}$ を記す。

表 3.1 Design parameters obtained by the SRAM.

Position	$d_{(i)} / \text{mm}$	$L_{\text{sep}}(i) / \text{mm}$
(1)	18.1	11.9
(2)	14.5	10.2
(3)	11.5	9.6
(4)	8.6	2.6

表 3.2 Odd-mode electric characteristics at septum elements.

Position	$Z_0(i)/\Omega$	$\Gamma_{(i)}$
(0)	976	
(1)	676	0.1823
(2)	468	0.1819
(3)	341	0.1562
(4)	249	0.1554

表 3.3 Electrical characteristics in relation to phase difference at septum elements.

Position	$\lambda_{\text{cut}}(i) / \text{mm}$	$\lambda_g(i) / \text{mm}$	$\theta_{(i)} / \text{deg}$
(1)	54.7	47.9	90.33
(2)	80.9	41.0	89.58
(3)	119.7	38.4	90.01
(4)	179.4	37.4	25.06

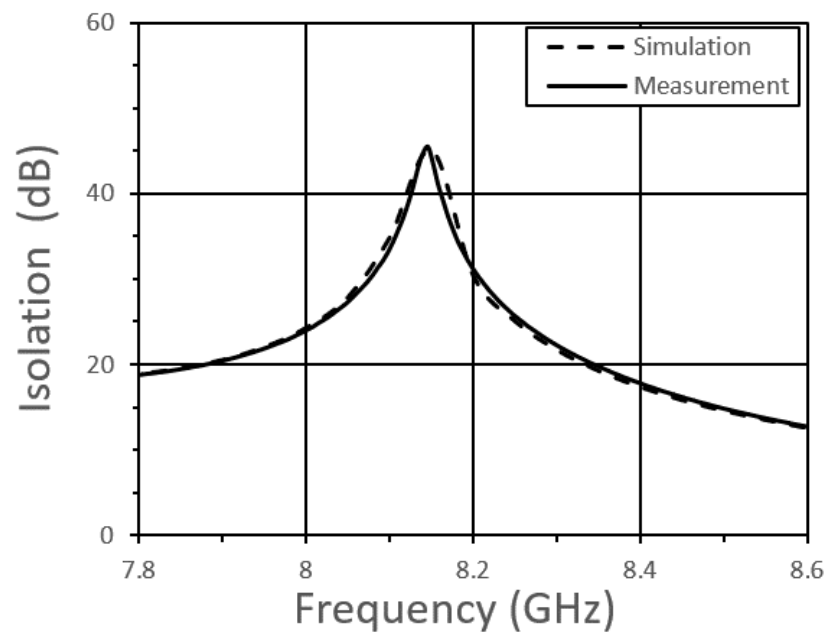
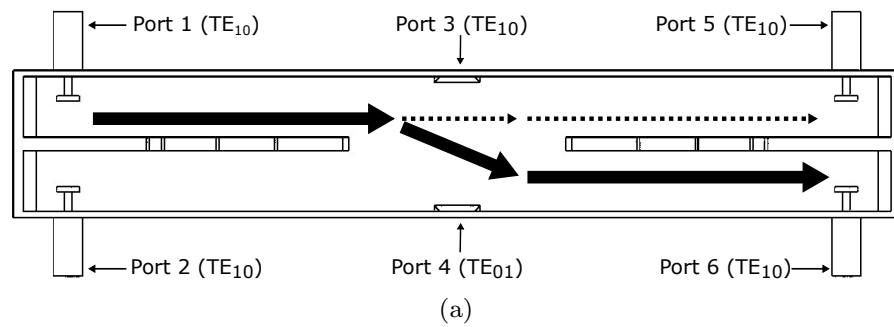
3.3.2 シミュレーションと実測による提案手法の検証

偏波分離器をアルミで作りアロジン 1000 で表面処理を施した。ここで、図 3.9 に製造した偏波分離器の写真を記す。図 3.7(a) のように同じ偏波分離器を 2 つ正面に繋げて S パラメータを評価した。 S_{11} は反射量を表し、 S_{21} はアイソレーションを表し、 S_{51} はクロストークを表し、 S_{61} は挿入損失を表す。ポート 1 から給電された電波のほとんどは右円偏波に変換されてポート 6 から出力されるが、右円偏波に変換できなかった分はクロストークとしてポート 5 に出力される。

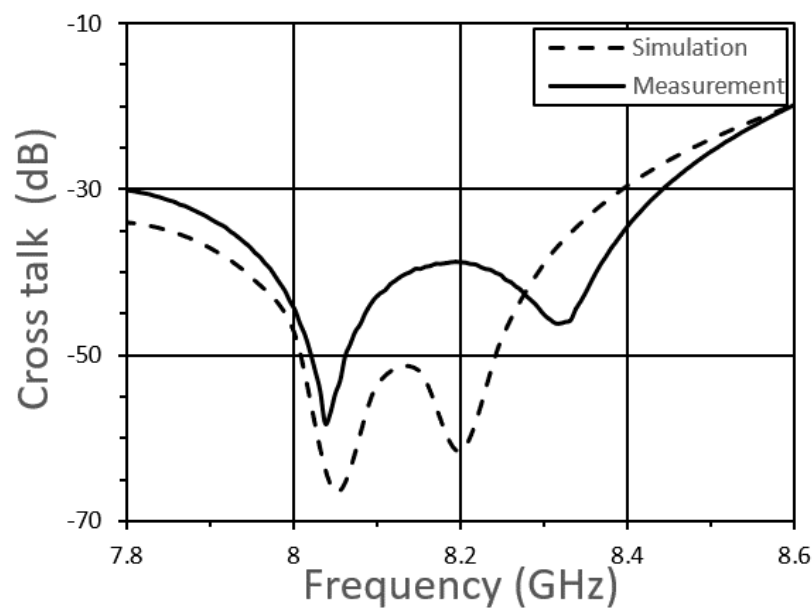
SRAM を検証するために ANSYS/HFSS を用いた電磁界シミュレーションと実測を行った。測定に使っていない同軸ポートは 50Ω の抵抗で終端した。図 3.7(b) より、8–8.4 GHz におけるアイソレーション S_{21} は 18 dB 以上であり実測とシミュレーションが良く一致しており、-0.4%ズレた 8.16 GHz において 45 dB のピークが生じた。図 3.7(c) より、8–8.4 GHz におけるクロストーク S_{51} は 34.8–58.1 dB であり実測とシミュレーションに誤差が生じた。この原因は偏波楕円軸における辺の長さの大小関係が入れ替わったため設計周波数において軸比が劣化したと考察している。図 3.8(a) のようにコルゲートホーンアンテナを取り付けて、偏波パターン法を用いて偏波分離器の XPD を評価した [22]。図 3.8(b) に XPD の周波数変化を記す。

電磁界シミュレータを用いた従来研究の場合、セプタム型偏波分離器の最も優れた XPD の実測値は、帯域比 $\pm 0.025f_c$ (f_c : center frequency) において 37.5 dB の XPD (帯域内の最悪な軸比が 0.23 dB) であった [6]。一方、電磁界シミュレータを用いない SRAM で設計されたセプタム型偏波分離器は帯域比 $\pm 0.025f_c$ において 37.8 dB の XPD (帯域内の最悪な軸比が 0.22 dB) となった。

図 3.10(a) に位相差 $\Delta\theta$ の測定系を記し、図 3.10(b) に Appendix の (3.32) より得た $\Delta\theta$ の実測値と SRAM で算出された $\Delta\theta$ の比較を記す。 $\Delta\theta$ の誤差は同軸ケーブルで生じたものと推測している。設計周波数 8.2 GHz の近傍において、図 3.7(b) より $\Gamma = 0$ と図 3.10(b) より $\Delta\theta = 90^\circ$ となっているため、(3.1) の $|B_3| = |B_4|$ を満たすことが確認された。したがって、本研究で提案した SRAM が検証された。

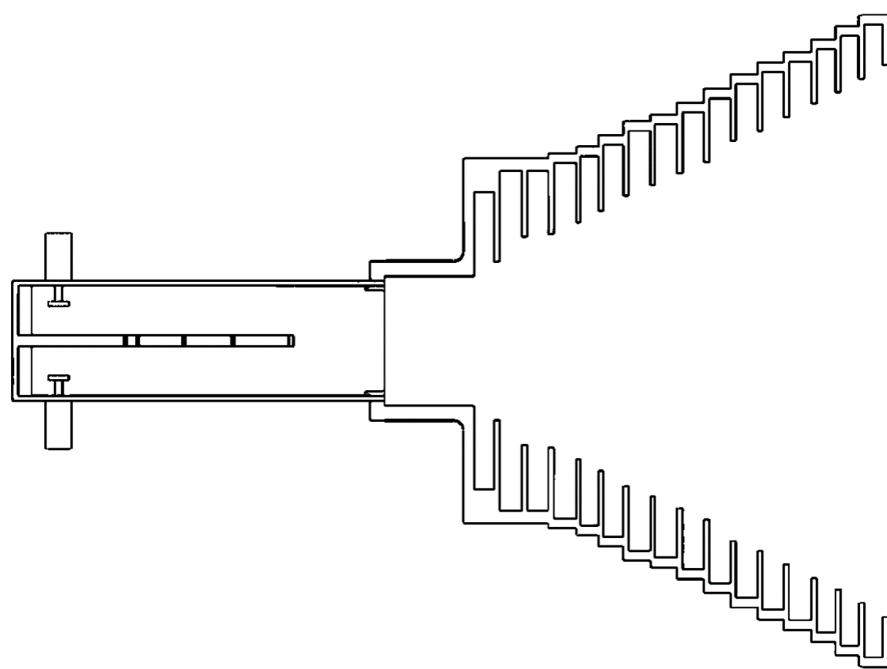


(b)

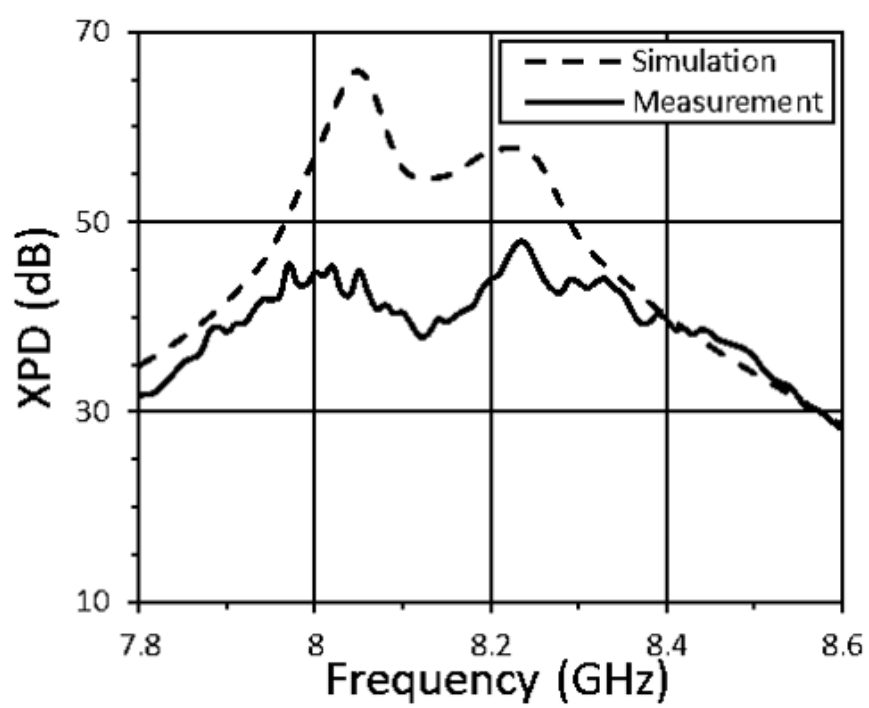


(c)

図 3.7 (a) S -parameters measurement by connecting two identically fabricated polarizers, (b) isolation S_{21} and (c) crosstalk S_{51} of the polarizer versus frequency, respectively.



(a)



(b)

図 3.8 (a) The XPD measurement model of polarizer, and (b) XPD of the polarizer with a corrugated horn antenna versus frequency.

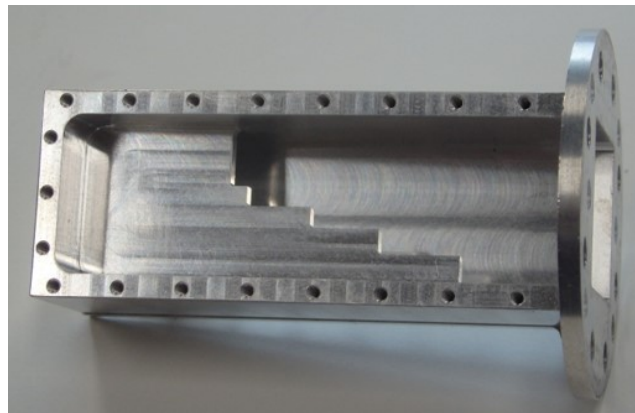
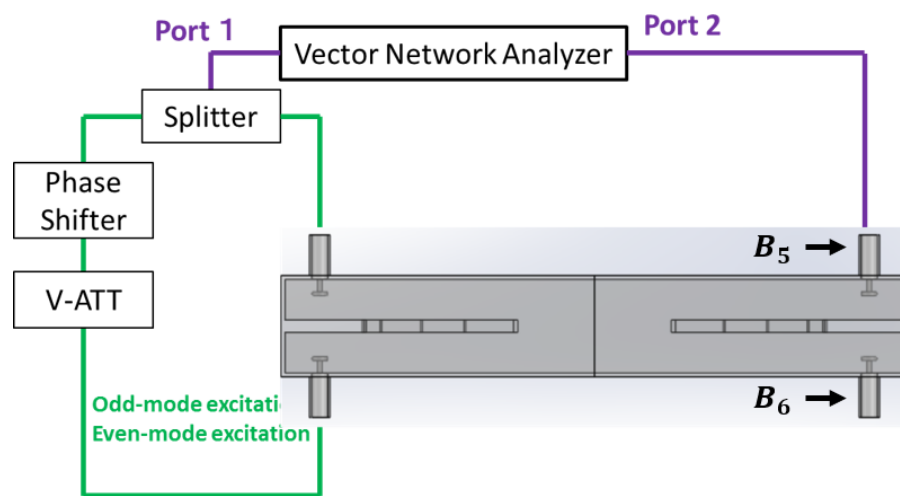
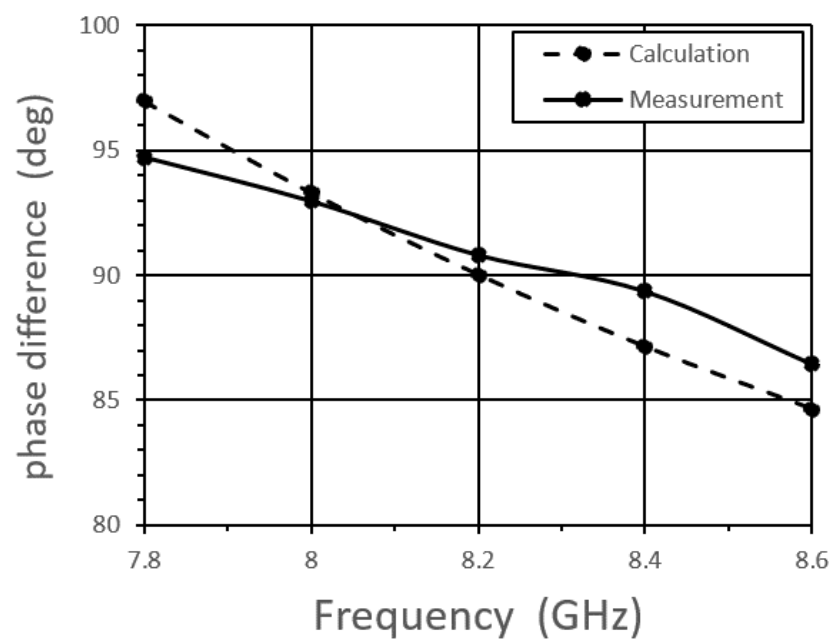


図 3.9 A picture of the fabricated polarizer designed by the SRAM.



(a)

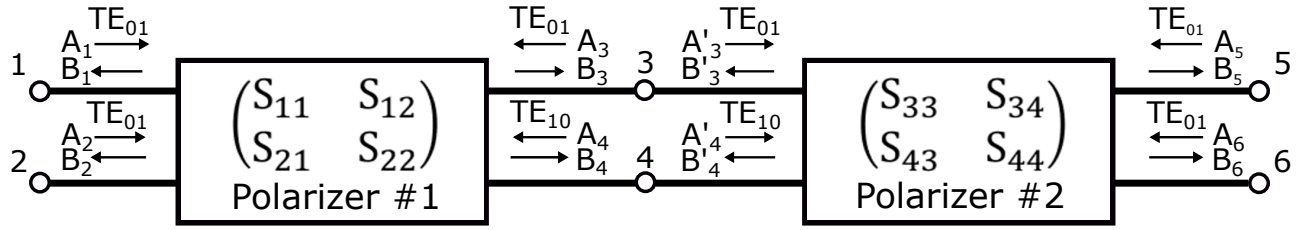


(b)

図 3.10 (a) The measurement system of the phase difference between two output modes excited by even- and odd-mode inputs, and (b) the phase difference versus frequency.

3.4 まとめ

本研究は、XPD に優れたセプタム型偏波分離器を設計する SRAM を提案した。SRAM では、奇モード給電時の反射係数の総和 Γ を相殺して偶モード給電と奇モード給電による位相差 $\Delta\theta$ を 90° にすることで XPD に優れたセプタム形状を設計する。シミュレーションと実測で設計周波数 8.2 GHz の近傍において、 $\Gamma = 0$ と $\Delta\theta = 90^\circ$ を満たしていることより SRAM が検証された。SRAM を用いることで、XPD に優れたセプタム形状を理論的に考察することができる。電磁界シミュレータの不要な SRAM に基づいて設計したセプタム型偏波分離器の 8.0–8.4 GHz における XPD の実測値は 37.8–47.7 dB となった。このことは、中心周波数で理論的な設計を施すことで $\pm 2.5\%$ の帯域幅を確保できることを表している。また、SRAM で提案した $\Delta\theta$ と Γ の計算方法を用いることで、広帯域なセプタム型偏波分離器を設計するための理論的な考察を得られることが期待される。


 図 3.11 Block diagram of the two polarizers and the S -parameters.

付録

ポート 1 のみからの給電は偶モードと奇モードの重ね合わせとして表される。同一のセプタム型偏波分離器を 2 つ接続した S パラメータの解析モデルを図 3.11 に記す。ここで、入力する電波の振幅 A_p ($p = 1, 2$)、出力する電波の振幅 B_p ($p = 3, 4$)、反射する電波の振幅 A_p ($p = 3, 4$)、 B_p ($p = 1, 2$) は次の関係式で表される。

$$\begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \\ B_3 \\ B_4 \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \\ A_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\Gamma}{2} \\ -\frac{\Gamma}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - |\Gamma|^2 e^{j\Delta\theta}} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

偶モードを給電した時、1 つ目のセプタム型偏波分離器の出力する電波の振幅は入力する電波の振幅を用いて次のように表される。

$$\begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \\ B_3 \\ B_4 \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \\ A_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \sqrt{2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

また、奇モードを給電した時、1 つ目のセプタム型偏波分離器の出力する電波の振幅は入力する電波の振幅を用いて次のように表される。

$$\begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \\ B_3 \\ B_4 \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \\ A_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma \\ -\Gamma \\ 0 \\ \sqrt{2} \sqrt{1 - |\Gamma|^2 e^{j\Delta\theta}} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

この時、偏波分離器の S パラメータ行列は (3.18)–(3.21) のように表される。

$$[S] = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} & s_{14} \\ s_{21} & s_{22} & s_{23} & s_{24} \\ s_{31} & s_{32} & s_{33} & s_{34} \\ s_{41} & s_{42} & s_{43} & s_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

接続された2つの偏波分離器の等価モデルは可逆回路であるため、 S パラメータは対称行列となるので次のような関係式が成立する。

$$S_{12} = {}^tS_{21} \quad (3.19)$$

ここで、 ${}^t(\cdot)$ は転置を表す。

$$[S_{11}] = \begin{bmatrix} \frac{\Gamma}{2} & -\frac{\Gamma}{2} \\ -\frac{\Gamma}{2} & \frac{\Gamma}{2} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$$[S_{12}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{1-|\Gamma|^2}e^{j\Delta\theta} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{1-|\Gamma|^2}e^{j\Delta\theta} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

1つ目の偏波分離器から出力する電波の振幅 B_3 と B_4 は S パラメータ行列と入力する電波の振幅 A_1 と A_2 を用いて次のように表される。

$$\begin{bmatrix} B_3 \\ B_4 \end{bmatrix} = [S_{12}] \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

そして、2つ目の偏波分離器から出力する電波の振幅 B_5 と B_6 は $A'_3 = B_3$, $A'_4 = B_4$ と反射波 $B_1 = 0$, $B_2 = 0$, $B'_3 = 0$, $B'_4 = 0$, $A'_5 = 0$, $A'_6 = 0$ より次のように表される。

$$\begin{bmatrix} B_5 \\ B_6 \end{bmatrix} = [{}^tS_{21}] \begin{bmatrix} A'_3 \\ A'_4 \end{bmatrix} = [{}^tS_{21}] \begin{bmatrix} B_3 \\ B_4 \end{bmatrix} = [{}^tS_{21}] [S_{21}] \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

(3.23) において、 ${}^tS_{21}$ と S_{21} に (3.21) を代入すると次のような関係式が得られる。

$$\begin{bmatrix} B_5 \\ B_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} + \frac{1}{2}(1-|\Gamma|^2)e^{j2\Delta\theta} & \frac{1}{2} - \frac{1}{2}(1-|\Gamma|^2)e^{j2\Delta\theta} \\ \frac{1}{2} - \frac{1}{2}(1-|\Gamma|^2)e^{j2\Delta\theta} & \frac{1}{2} + \frac{1}{2}(1-|\Gamma|^2)e^{j2\Delta\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

図 3.11 のポート 1 に給電された時 ($A_1 = 1$, $A_2 = 0$)、2つ目の偏波分離器から出力する電波の振幅 B_5 と B_6 は次のように導出される。

$$\begin{bmatrix} B_5 \\ B_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} + \frac{1}{2}(1-|\Gamma|^2)e^{j2\Delta\theta} \\ \frac{1}{2} - \frac{1}{2}(1-|\Gamma|^2)e^{j2\Delta\theta} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

$\Delta\theta$ が 90° の時、 B_5 と B_6 は次のように表される。

$$\begin{bmatrix} B_5 \\ B_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{|\Gamma|^2}{2} \\ 1 - \frac{|\Gamma|^2}{2} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

B_5 と B_6 は偏波分離器を2つ接続した時のクロストークと通過量をそれぞれ表す。

偏波分離器1つの時における軸比は次のように計算される。

$$r = \frac{B_4}{B_3} = \sqrt{1-|\Gamma|^2} \quad (3.27)$$

この時、XPD は次のように近似される。

$$XPD = -\frac{1+r}{1-r} \simeq -\frac{4}{|\Gamma|^2} \left(1 - \frac{1}{2}|\Gamma|^2\right) \simeq -\frac{4}{|\Gamma|^2} \quad (3.28)$$

$$20 \log \frac{|\Gamma|^2}{4} - 20 \log \frac{|\Gamma|^2}{2} = -6 \text{ (dB)} \quad (3.29)$$

すなわち、XPD はクロストークよりも 6 dB 小さい。ここで、(3.24)–(3.29) の導出過程を図 3.12(a) に記し、図 3.12(b) に ANSYS/HFSS 電磁界シミュレータによる検証結果を記す。

図 3.12(b) のように 1, 2, 3 段目セプタムの電気長が 90° であるセプタム型偏波分離器の方形出力ポートを 2 つ接続した場合、セプタム間の距離が $45^\circ \pm 180^\circ \times n$ (往復で $90^\circ \pm 360^\circ \times n$) の時に反射波が打ち消される。この時、周期的なセプタム間の距離において (3.28) を満たすことが確認できる。

偶モードを給電した時 ($A_1 = 1, A_2 = 1$)、2 つの偏波分離器から出力される電波の振幅 B_5 と B_6 は (3.24) より次のように計算される。

$$\begin{bmatrix} B_5 \\ B_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

一方、奇モードを給電した時 ($A_1 = 1, A_2 = -1$)、2 つの偏波分離器から出力される電波の振幅 B_5 と B_6 は (3.24) より次のように計算される。

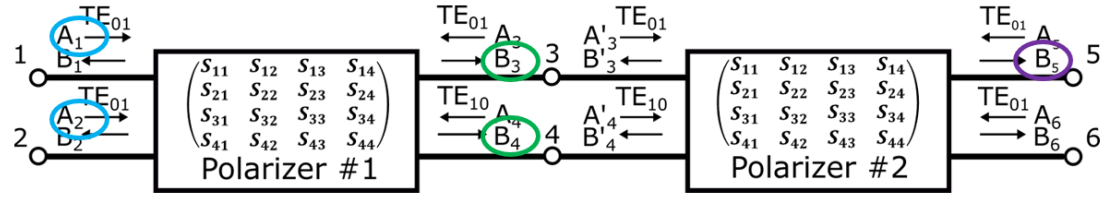
$$\begin{bmatrix} B_5 \\ B_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1 - |\Gamma|^2)e^{j2\Delta\theta} \\ -(1 - |\Gamma|^2)e^{j2\Delta\theta} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

そして、 $\Delta\theta$ は次のように導出される。

$$\Delta\theta = \frac{\angle B_{5(\text{odd})} - \angle B_{5(\text{even})}}{2}, \frac{\angle B_{6(\text{odd})} - \angle B_{6(\text{even})}}{2} \quad (3.32)$$

ここで、(3.31) の導出過程について図 3.13(a) にまとめ、(3.32) の導出過程について図 3.13(b) にまとめる。図 3.13(b) のように偶モード給電と奇モード給電時に出力される位相を測定する。そして、両者の差分を 2 で割ることで、偶モードと奇モード給電時の位相差 $\Delta\theta$ を実測できる。

XPD: Cross-Polarization Discrimination



$$\begin{pmatrix} B_5 \\ B_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{2} + \frac{1}{2}(1 - |\Gamma|^2)e^{j2\Delta\theta} & \frac{1}{2} - \frac{1}{2}(1 - |\Gamma|^2)e^{j2\Delta\theta} \\ \frac{1}{2} - \frac{1}{2}(1 - |\Gamma|^2)e^{j2\Delta\theta} & \frac{1}{2} + \frac{1}{2}(1 - |\Gamma|^2)e^{j2\Delta\theta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} \frac{1}{2} + \frac{1}{2}(1 - |\Gamma|^2)e^{j2\Delta\theta} \\ \frac{1}{2} - \frac{1}{2}(1 - |\Gamma|^2)e^{j2\Delta\theta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{2} + \frac{1}{2}(1 - |\Gamma|^2)(-1) \\ \frac{1}{2} - \frac{1}{2}(1 - |\Gamma|^2)(-1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{|\Gamma|^2}{2} \\ 1 - \frac{|\Gamma|^2}{2} \end{pmatrix}$$

Axial ratio: $r = \frac{B_4}{B_3} = \sqrt{1 - |\Gamma|^2}$

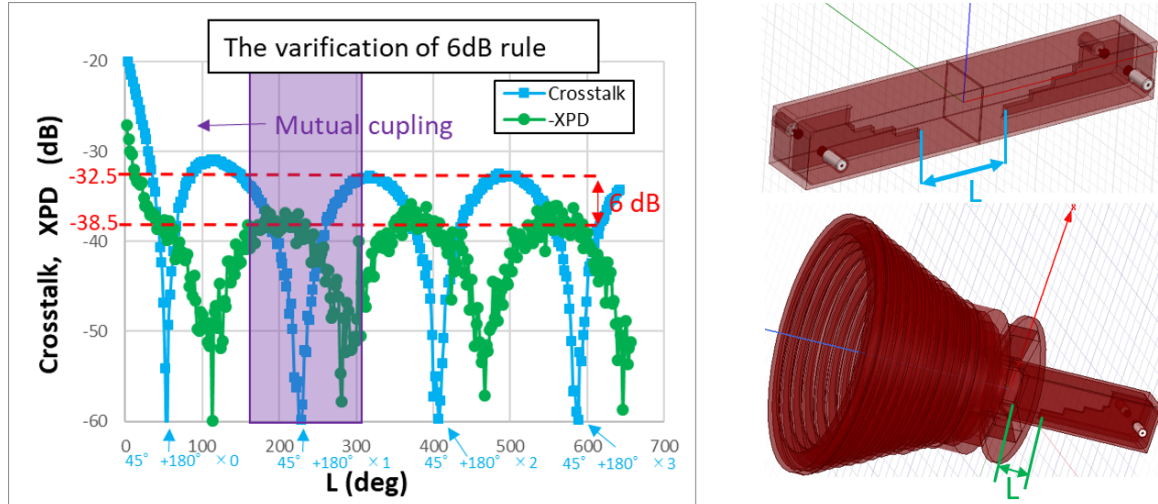
XPD = (cross-polarization) – (co-polarization)

$$= -\frac{1+r}{1-r} = -\frac{1+\sqrt{1-|\Gamma|^2}}{1-\sqrt{1-|\Gamma|^2}} = -\frac{(1+\sqrt{1-|\Gamma|^2})^2}{(1-\sqrt{1-|\Gamma|^2})(1+\sqrt{1-|\Gamma|^2})} = -\frac{(1+\sqrt{1-|\Gamma|^2})^2}{1^2-(1-|\Gamma|^2)}$$

$$\doteq -\frac{(1+1-\frac{1}{2}|\Gamma|^2)^2}{|\Gamma|^2} = -\frac{4}{|\Gamma|^2} \left(1 - \frac{1}{2}|\Gamma|^2\right) \doteq -\frac{4}{|\Gamma|^2}$$

$$\text{XPD [dB]} - \text{Cross-talk [dB]} = 20\log_{10}\left(\frac{|\Gamma|^2}{4}\right) - 20\log_{10}\frac{|\Gamma|^2}{2} = 20\log_{10}\frac{|\Gamma|^2}{\frac{|\Gamma|^2}{2}} = 20\log_{10}\left(\frac{1}{2}\right) = -6[\text{dB}]$$

(a)



$$L (= 45^\circ + 180^\circ n)$$

$$\Gamma_{A(1+2+3+4)} = \Gamma_{A(4)} + \Gamma_{A(3)}e^{-j\cdot 2\cdot 90} + \Gamma_{A(2)}e^{-j\cdot 2\cdot 180} + \Gamma_{A(1)}e^{-j\cdot 2\cdot 270}$$

$$\Gamma_{B(1+2+3+4)} = \Gamma_{B(1)} + \Gamma_{B(2)}e^{-j\cdot 2\cdot 90} + \Gamma_{B(3)}e^{-j\cdot 2\cdot 180} + \Gamma_{B(4)}e^{-j\cdot 2\cdot 270}$$

$$\Gamma_{A+B} = \Gamma_{A(1+2+3+4)} + \Gamma_{B(1+2+3+4)}e^{-j\cdot 360(n+1)} = \Gamma_{A(1+2+3+4)} + \Gamma_{B(1+2+3+4)}$$

$$= \Gamma_{A(1+2+3+4)} - \Gamma_{B(1+2+3+4)} = 0$$

(b)

図 3.12 (a) The derivation process of XPD equation from crosstalk, and (b) the verification result of (3.28) by using the ANSYS/HFSS electromagnetic simulator.

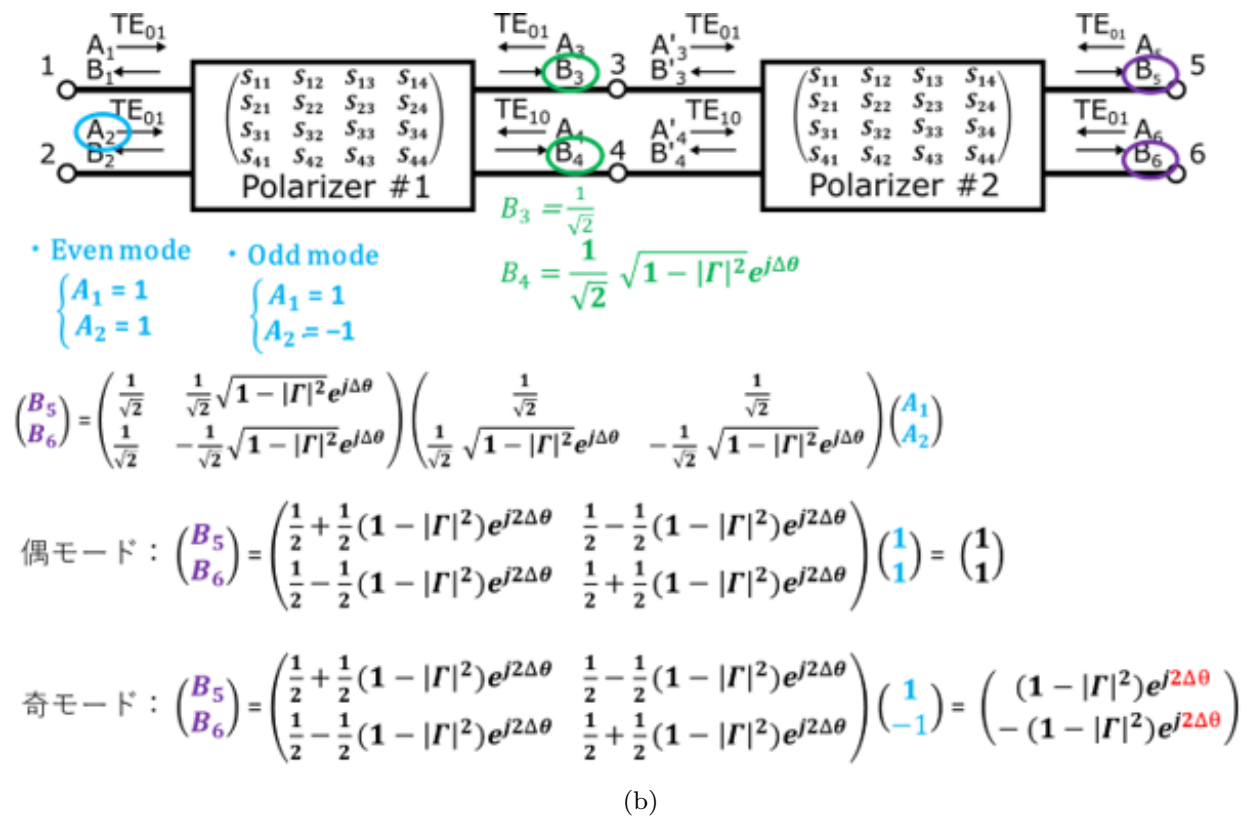
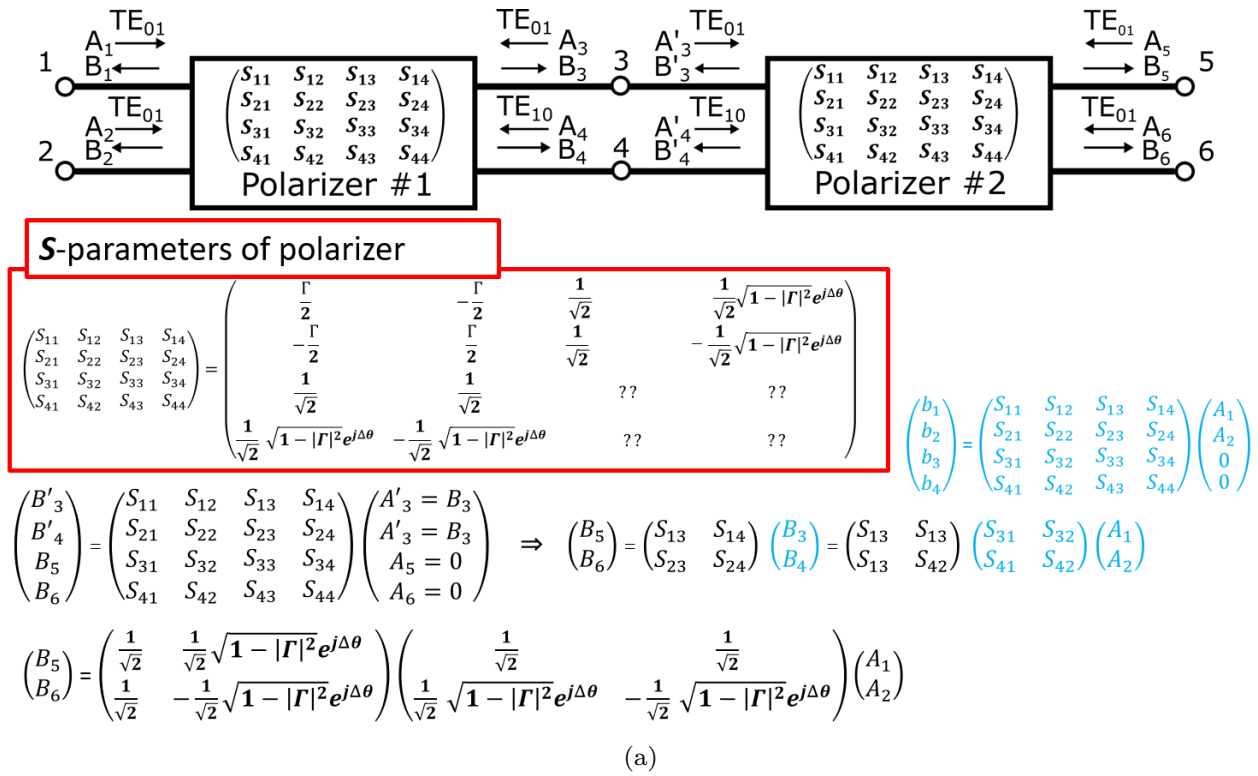


図 3.13 (a) S-parameters of septum-type polarizers, and (b) the amplitude of output microwave at even- and odd-mode excitations.

参考文献

- [1] Ming Hui Chen and G. N. Tsandoulas. A wide-band square waveguide array polarizer. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-21(5):389–391, May 1973.
- [2] T. Ege and P. McAndrew. Analysis of stepped septum polarizers. *Electronics Letters*, 21(24):1166–1168, September 1985.
- [3] Jens Bornemann and Fritz Arndt. Transverse resonance standing wave and resonator formulations of the ridge waveguide eigenvalue problem and its application to the design of E-plane finned waveguide filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-38(8):1104–1113, August 1990.
- [4] Jens Bornemann and Fritz Arndt. Modal-*S*-Matrix Design of Optimum Stepped Ridged and Finned Waveguide Transformers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-35(6):561–567, June 1987.
- [5] Jens Bornemann and A Vladimir Labay. Ridge Waveguide Polarizer with Finite and Stepped-Thickness Septum. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-43(8):1782 – 1787, August 1995.
- [6] Jens Bornemann, Smain Amari, Jaroslav Uher, and Rudiger Vahldieck. Analysis and design of circular ridged waveguide components. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, MTT-47(3):330–335, May 1999.
- [7] B. Piovano, G. Bertin, L. Accatino, and M. Mongiardo. CAD and Optimization of Compact Wide-band Septum Polarizers. In *29th European Microwave Conference Munich*, pages 235–238, October 1999.
- [8] Noureddine Boukli-Hacene, Jacques Sombrin, and Albert Papiernik. Approximation by Gegenbauer polynomials in the study of a rectangular ridged waveguide. Application to the analysis of a waveguide septum polarizer. *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, 16(3):299–318, April 2003.
- [9] likyu Kim, Joshua M. Kovitz, and Yahya Rahmat-Samii. Sigmoid profiled septum: Evaluation of the parabolic reflector with the septum feed horn. In *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI) Orlando*, pages 236–237, July 2013.
- [10] Tomoki Kaneko, Shigeki Morisawa, and Hirobumi Saito. Right and left circular polarized wave antenna for small satellite. In *Topical Workshop on Internet of Space (TWIOS) Phoenix*, pages 1–4, January 2017.
- [11] Tomoki Kaneko and Hirobumi Saito. Dual circularly polarization antenna

- with High XPD for downlink communication of earth observation satellite. In *Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA) Tsukuba*, pages 232–234, December 2017.
- [12] Tomoki Kaneko, Hirobumi Saito, and Akira Hirose. SRAM: A septum-type polarizer design method based on superposed even- and odd-mode excitation analysis. *iet microwave, antenna & propagation*, submitted. *IET Microwave, Antenna & Propagation*, submitted.
- [13] Bjorn Deutschmann and Arne F Jacob. Broadband Septum Polarizer With Triangular Common Port. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 68(2):693–700, February 2020.
- [14] Xing Wang, Xiaodong Huang, and Xiuhua Jin. Novel square/rectangle waveguide septum polarizer. In *International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB) Nanjing*, pages 1–4, October 2016.
- [15] N.Marcuvitz. *Waveguide Handbook*, volume 10. M.I.T. RAD. Radiation Lab. Series, McGraw-Hill, New York, 1951.
- [16] J.Helszajn. *Ridge waveguide and passive microwave components*. IEE ELECTROMAGNETIC WAVES Series 49, Institution of Electrical Engineers, London, 2001.
- [17] J. R. Pyle. The Cutoff Wavelength of the TE_{10} Mode in Ridged Rectangular Waveguide of Any Aspect Ratio. *IRE Trans. Microwave Theory Tech*, MTT-14(4):175–183, April 1966.
- [18] David M.Pozar. *Microwave Engineering*. WILEY, New Jersey, 4 edition, 2011.
- [19] T.G. Mihran. Closed- and Open- Ridge Waveguide. *Proceedings of the IRE*, 37:640–644, June 1949.
- [20] B. Seymour Cohn. Properties of Ridge Wave Guide. *Proceedings of the IRE*, 35:783–788, August 1947.
- [21] TSUNG-SHAN Chen. Calculation of the parameters of ridge waveguides. *Proceedings of the IRE*, 37:12–17, January 1957.
- [22] Yuzo Tamaki, Takehiko Kobayashi, and Atushi Tomiki. Automatic Determination of Phase Centers and Its Application to Precise Measurement of Spacecraft Antennas in a Small Anechoic Chamber. *IEICE Transactions on Communications*, 2:364 – 372, February 2018.

第4章

X帯両偏波 2.65 Gbps ダウンリンク通信の軌道実証

4.1 はじめに

小型衛星の高性能化に伴い地球周回コンスタレーションミッションが注目されてきた。特に合成開口レーダミッションは光学画像ミッションに比べてデータ量が膨大である [1]。例えば、干渉合成開口レーダの場合、同一の軌道面を飛翔している2機の人工衛星を効率的に運用するために10分程度の1回の運用で複数の人工衛星から観測データをダウンリンクする必要がある。そこで、本研究では「100 Gbit と仮定された観測データを2機の人工衛星から10分以内にダウンリンク可能な通信システム」を目標とした。

自然災害などの緊急性の高いデータのダウンリンクも想定しているため耐天候性を有するX帯を採用した。しかしながら、X帯の帯域幅は8.025–8.4 GHzと限られている。他の候補であるKa帯は25.5–27 GHz 37.5–40.5 GHzという広い帯域幅が割り当てられているが、Ka帯の技術レベルは未成熟であり降雨減衰も大きい。また、Ka帯を用いた実用的な通信システムは少ない。

従来の中型大型地球観測衛星におけるX帯を用いた観測データのダウンリンク速度は1chあたり0.3~0.6 Gbpsが多い。それらの変調方式は大電力増幅器の非線形性の問題を軽減するため、Quadrature Phase Shift-Keying (QPSK) や8 Phase Shift-Keying (8PSK) が主流である。大型光学衛星のWorldView-3は偏波多重と8PSK変調を200 Mega symbol per second (Msps) に用いてX帯で1.2 Gbpsのダウンリンクを実現した [2]。大型SAR衛星のALOS-2は16 Quadrature Amplitude Modulation (16QAM) を200 Msps に用いてX帯で0.8 Gbpsを実現した [3]。しかし、誤り訂正符号の符号化率も考慮した実効通信速度はこれらよりも遅い。また、これらの通信システムは周波数利用効率も低い。

2019年にPlanet Labのキューブサットは左右円偏波多重を用いてX帯で1.6 Gbpsを達成した [4]。3つの周波数帯で76.8 Mspsの32 Amplitude Phase Shift-Keying (32APSK) を周波数多重している。そのダウンリンクシステムの偏

波分離識別度 (Cross Polarization Discrimination (XPD)) は、主に搭載アンテナにより決まり 20 dB である。さらに高速な通信速度を実現するためには2つの問題を解決する必要がある。一つ目の問題は、分割多重したことによる隣接周波数との干渉を避けるために帯域幅の空白があることである。もう一つの問題は、特に 64APSK などの多値変調を用いる場合、通信システムの XPD が低いため通信品質が劣化することである。

地上の通信においては帯域幅の空白を埋める手段として Orthogonal Frequency Division Modulation (OFDM) が広く使われている。2015 年、OFDM による周波数多重を用いた High Throughput Satellites (HTSs) が研究された。National Institute of Information and Communications Technology (NICT) のチームは、ドップラの無い静止衛星から DVB-S2X に準じた 16APSK と 16QAM を用いて Ka 帯で 3.2 Gbps 通信を実現した [5]。そのチームでは、さらなる高速化のために偏波多重を施した HTS を研究している [6]。

本研究では、次のようなキーポイントに注目することで高速ダウンリンクを実現した。1 点目は、大電力増幅器の動作点を最適化することで三次歪を少なくして高品質な 64APSK を取得した。2 点目は、偏波干渉を最小にする XPD に優れたアンテナを使った [7]。3 点目は、XPD と G/T に優れた地上局アンテナを開発した。

本通信システムは JAXA の RAPIS-1 (RAPid Innovative payload demonstration Satellite 1) に搭載され宇宙実証された [8] [9]。64APSK (4/5) と左右円偏波と 300 Msps のシンボルレートを用いて 2.65 Gbps (8.4bit/Hz) 通信を達成した [10]。さらに、復号器のドップラ補正のパラメータをチューニングすることで、256APSK(3/4) を復号して 3.3 Gbps (10.8 bit/Hz) も実現可能である [11]。

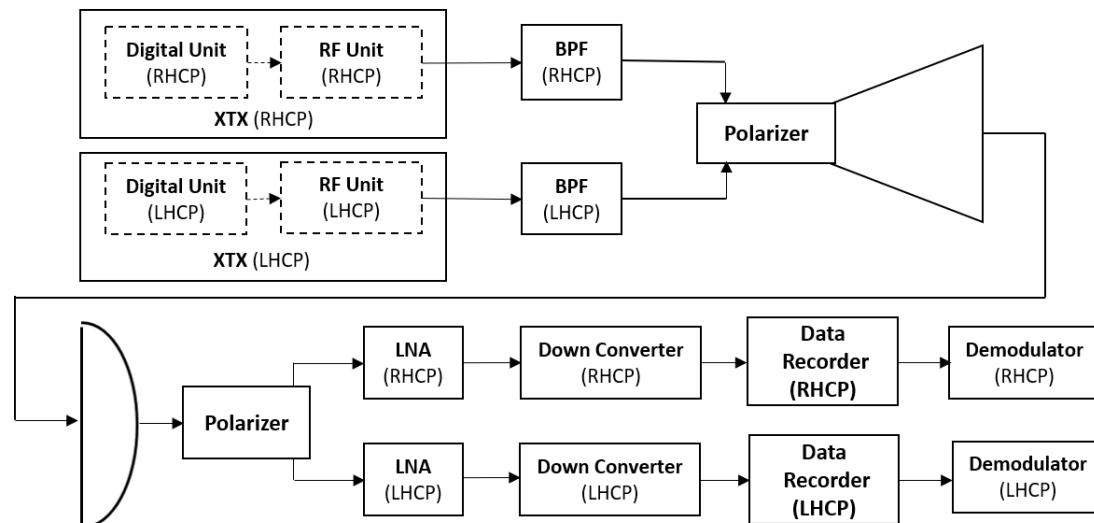


図 4.1 System block diagram of a high speed downlink where the upper part is an on-board segment while the lower part is a ground segment.

表 4.1 Specification of the communication system.

Frequency	8.025 – 8.34 GHz
Occupied Bandwidth	315 MHz
Symbol Rate	300 Msps
Modulation	QPSK – 64APSK (256APSK)
Bit Rate	Max 2.65 Gbps / 2 ch
Roll-off Factor	0.05
Communication Standard	DVB-S2X
Error Correction Code	LDPC, BCH
Polarization Channel	RHCP / LHCP 2 ch
Total XPD*	> 27 dB

*The total XPD includes atmospheric effects.

4.2 通信システム的设计

この節では、衛星搭載用 X 帯通信機と両偏波アンテナと地上局アンテナを含めた図 4.1 の高速通信システムについて記述する。ここで、表 4.1, 4.2, 4.3 に本通信システムの緒言をまとめる。

4.2.1 DVB-S2X 規格

DVB-S2X 規格とは主に放送静止衛星で用いられている DVB-S2 という通信規格を発展させたものである。DVB-S2X は QPSK から 256APSK までの広い変調方式とコサインロールオフ係数の最小値 $\alpha = 0.05$ となる Square-Root-Raise-Cosine (SRRC) フィルタを含んでいる [12], [13]。このように周波数利用効率に優れているので、本研究の高速ダウンリンクシステムは DVB-S2X 規格を採用

表 4.2 Specification of the on-board transmitter and antenna.

Transmitter	RF Power	29.5 dBm /ch
	DC Power	75 W /2ch
	Size	20 cm × 20 cm × 20 cm
	Weight	6 kg
Antenna	Type	Corrugated Horn
	Gain	17 dBi
	XPD	> 37 dB

表 4.3 Specification of the ground station antenna

Antenna	10 m Cassegrain
Ant Gain	56.6 dBi at Pol input
Ant XPD	> 37 dB
LNA noise temperature	5 K in a cryogenic chamber
System noise temperature	58 K at EL 90°
Ant G/T	39 dB / K at EL 90°

した。

DVB-S2X 規格は標準で 64800 ビットのフレーム長を持ち、Low Density Parity Check code (LDPC) という誤り訂正符号が実装されている。LDPC は繰り返し演算により誤りを訂正するため大きな計算量を必要とする [14]。また、フレームの複数箇所にパイロット信号があるため等化器の構成が容易である。

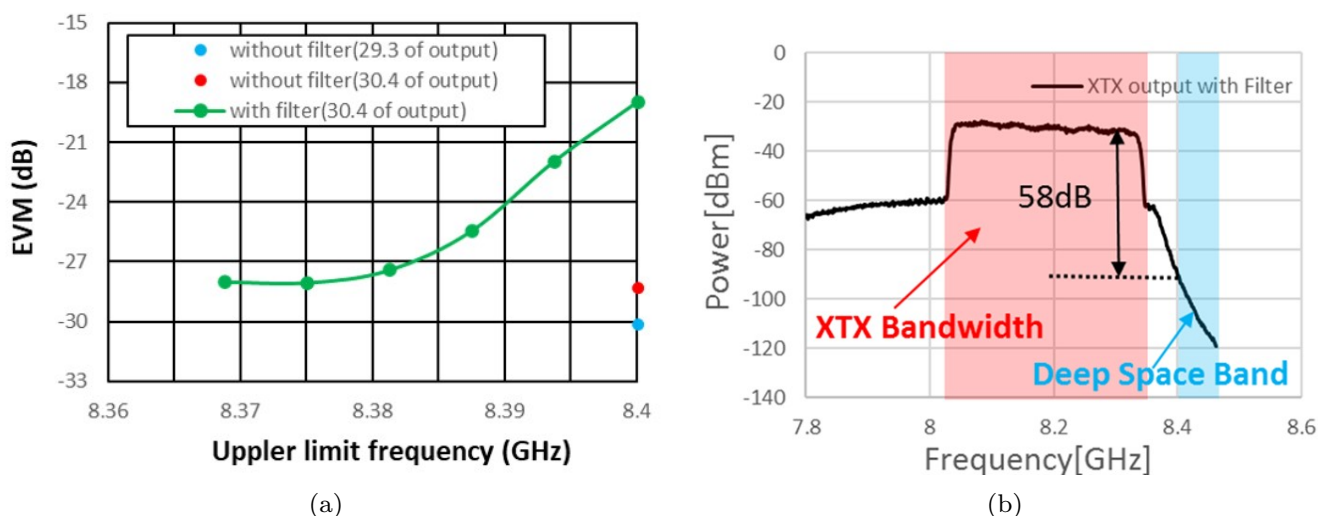


図 4.2 (a) EVM versus upper limit frequency, and (b) the spectrum at the filter output.

4.2.2 シンボルレートと占有帯域幅

8.025 – 8.4 GHz (375 MHz の帯域幅) は地球観測データのダウンリンクのために割り当てられている。8.4–8.45 GHz には、深宇宙ダウンリンク用の周波数帯がある。International Telecommunication Union (ITU) が ITU SA1157-1 で、深宇宙帯保護の基準を推奨している [15]。深宇宙用地上局の受信機入力ポート (低雑音増幅器) の受信する電力の基準は 8.4 – 8.45 GHz において -221 dB (W/Hz) 以下と規定されている。

本研究の地上局アンテナは JAXA 宇宙空間観測所にある深宇宙通信用の開口径 64 m アンテナ (X 帯利得: 72.5 dBi) から 500 m 離れたところにある。本通信システムを用いた時、深宇宙通信用 64 m アンテナの受信する帯域内の信号電力は -165 dB (W/Hz) と見積もられている。そのため、帯域外 (8.4 – 8.45 GHz) の信号電力を帯域内 (8.025 – 8.34 GHz) の信号電力に比べて 56 dB ($= -165$ dB (W/Hz) – (-221 dB (W/Hz))) 以上減衰させる必要がある。

大電力増幅器の非線形三次歪を -30 dB 以下に抑えることで帯域外の放射を少なくした。さらに、8.4 – 8.45 GHz において 26 dB ($= 56 - 30$ dB) 以上の減衰量をもつ帯域通過フィルタを挿入した。図 4.2(a) のように上限周波数をズラして復号すること帯域通過フィルタの群遅延が信号品質に与える影響を評価した。ここで、Error Vector Magnitude (EVM) の上限周波数に対する変化を図 4.2(a) に記す。ただし、EVM は送信機の評価ソフトウェア System Vue で得られた値である。上限周波数は 8.275 GHz にすることで帯域通過フィルタによる群遅延の影響を抑えられる。ここでは、帯域通過フィルタに個体差があるため上限周波数を 8.340 GHz とした。図 4.2(b) に出力されるスペクトラムを記す。

表 4.4 Communication data-rate for various modulations and coding rates.

Modulation	Coding Rate	Data-Rate (Gbps)*
QPSK	13/45	0.160
16APSK	26/45	0.479
64APSK	132/180	1.214
64APSK	4/5	1.325

$$\begin{aligned}
 \text{Data Rate} &= (\text{symbol rate}) \times (\text{bits per symbol}) \times (\text{coding rate}) \\
 &\times (1 - \text{ratio of frame gap}) \times (\text{ratio of data without known signal}) \\
 &= 300 \times 10^6 \times 6 \times 4/5 \times (1 - 0.05) \times (10800 / (10800 + 36 \times 7 + 90))
 \end{aligned}$$

表 4.5 Link calculation of our downlink with 64APSK (4/5).

Orbit Altitude	510.0	km
Elevation	20.0	deg
Center Frequency	8.2	GHz
Symbol Rate	300.0	Msp
RF power	29.5	dBm
Tx Cable Loss	1.5	dB
Tx Ant Gain	17.0	dBi
Prop. Loss	172.4	dB
Rx Ant Gain	56.6	dBi
System noise temperature	58.0	K
Received C/N	110.4	dB
Received E_s/N_0	25.6	dB
Req E_s/N_0	19.5	dB
Margin	6.1	dB

4.2.3 回線計算

本研究で開発した通信システムの回線計算を行った。変調方式ごとの通信速度を表 4.4 に記し、回線計算の結果を表 4.5 に記す。

DVB-S2X の規格書には、大電力増幅器モデルに Non-Linear Hard Limiter Channel を用いた時にシンボル誤り率 10^{-5} で復号するのに必要な E_s/N_0 (E_s :symbol energy, N_0 :thermal noise spectrum density) が記述されている。ここに、符号化率 4/5 の 64APSK に必要な E_s/N_0 は 19.5 dB と書かれている [16]。表 4.5 のようにエレベーション 20° において 64APSK (4/5) を用いた時の回線マージンは 6.1 dB となった。

表 4.6 Parameters in the rainfall region K in [19].

R (mm/h)	p (%)	σ (°)
1.5	1.00	0.0
4.2	0.30	2.7
12.0	0.10	5.0
23.0	0.03	7.6

4.2.4 通信システムの偏波分離識別度

左右円偏波を用いて通信速度を2倍にすることは効率的である。しかしながら、左右円偏波のクロストークにより通信品質の劣化が生じてしまう。そこで、本通信システムではクロストークの小さな送受信アンテナを開発した。XPDは主偏波と交差偏波の電力比で定義され、クロストークの影響を評価する指標の1つである。

晴天時における大気中のXPDはX帯で30–35 dBであると報告されている[17]。XPDは雲の氷や雨の影響で劣化する。雨天時のXPDは次のように記述されている[18]。

$$XPD_{\text{rain}} = C_f + C_A + C_\tau + C_\theta + C_\sigma \quad (4.1)$$

$$\begin{cases} C_f = 60 \log f - 28.3 \\ C_A = 30.8 f^{-0.21} \log A_p \\ C_\tau = -10 \log (1 - 0.484(1 + \cos 4\tau)) \\ C_\theta = -40 \log (\cos \theta) \\ C_\sigma = 0.0053 \sigma^2 \end{cases} \quad (4.2)$$

ここで、 f (GHz) と θ (°) は周波数と地上局アンテナのエレベーション角度を表し、 A_p (dB) と τ (°) は降雨損失とチルト角を表し、 σ (°) は雨粒傾斜角の実効標準偏差を表し、 p (%) は時間率を表す。円偏波の時、 τ は 45° である。 σ の値は時間率が 1%, 0.1%, 0.01%, 0.001% の時、0°, 5°, 10°, 15° となる。 f の値は 8.2 とした。降水量に応じた時間率 p における σ の値は、表 4.6 のように見積もった[18][19]。

降雨減衰 A_p は次のように定義されている[18][20]。

$$A_p = \gamma_R D_{\text{rain}} \quad (4.3)$$

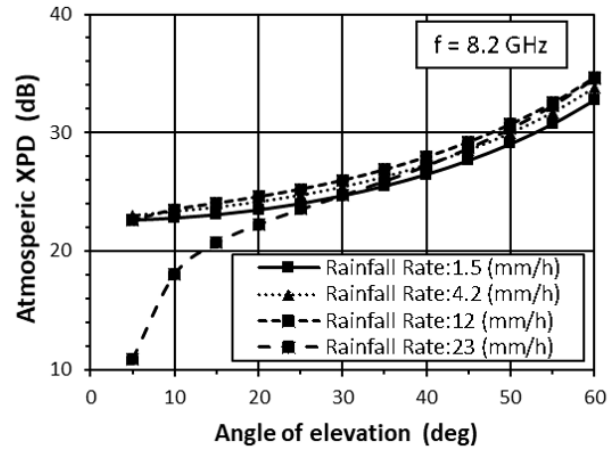


図 4.3 An atmospheric XPD versus angle of elevation for various rainfall rate at 8.2 GHz.

$$\begin{cases} \gamma_R = KR^\alpha \\ D_{\text{rain}} = \frac{h_{\text{RAIN}} - h_{\text{ANTENNA}}}{\sin\theta} \\ h_{\text{RAIN}} = 5 - 0.0075(\Phi - 23) \end{cases} \quad (4.4)$$

ここで、 $\Phi (= 36.13^\circ)$ と $h_{\text{ANTENNA}} (= 1.5 \text{ km})$ はそれぞれアンテナの緯度と海拔高度を表す。この時、8 GHz の円偏波における K と α は水平偏波と垂直偏波の平均値として見積もった。そして、 K と α はそれぞれ 0.00425 と 1.3185 となった [21]。雲の中の氷と雨の影響を含んだ大気中の XPD は次のように与えられている [18]。

$$\begin{cases} XPD_A = XPD_{\text{rain}} - C_{\text{ice}} \\ C_{\text{ice}} = XPD_{\text{rain}} \frac{0.3 + 0.1 \log p}{2} \end{cases} \quad (4.5)$$

ここで XPD_A は大気中の XPD を表す。図 4.3 に降水量ごとの 8.2 GHz における XPD_A のエレベーション変化を記す。8.2 GHz の周波数において降水量が 4.2 mm/h の時、エレベーション 45° における XPD_A は 28 dB であるを見積もられた。通信システム全体の XPD は次のように与えられている [16]。

$$XPD_{\text{total}} = (XPD_{T_x}^{-1} + XPD_{R_x}^{-1} + XPD_A^{-1})^{-1} \quad (4.6)$$

ここで、 XPD_{T_x} と XPD_{R_x} は送信アンテナと受信アンテナの XPD をそれぞれ表す。

37 dB 以上の XPD をもつ搭載用アンテナと地上用アンテナを開発した。そして、通信システム合計の XPD は (4.6) より 27 dB であるを見積もられた。

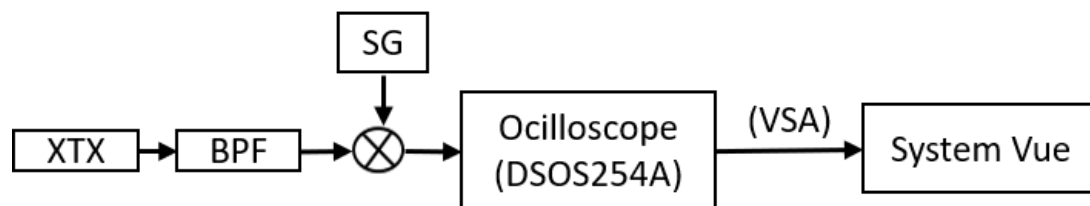


図 4.4 An evaluation system of X-band transmitter in a laboratory room.

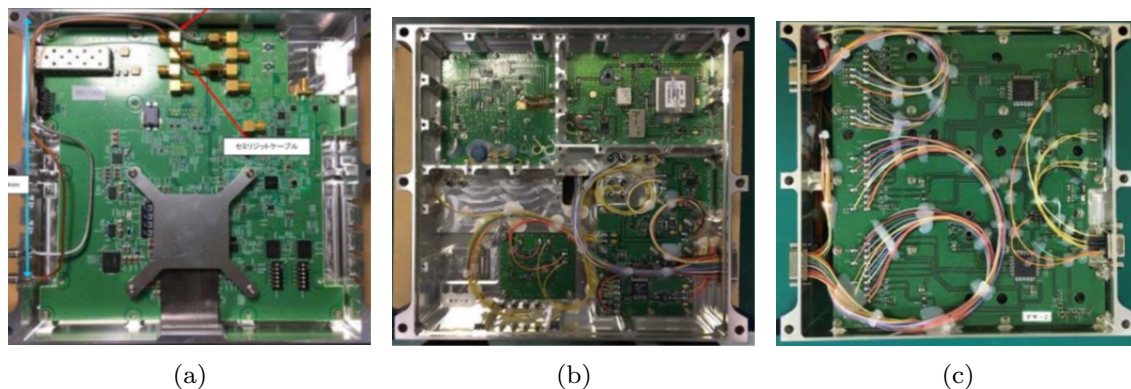


図 4.5 (a) A picture of the digital unit, (b) the RF unit, and (c) the power & control unit in the XTX.

4.3 衛星搭載用 X 帯送信機

図 4.4 に実験室内における X 帯送信機 (X-band transmitter (XTX)) の評価系を記す。X 帯送信機の開発段階ではオシロスコープと 89600VSA ソフトウェアと System Vue などの Keysight の評価システムを用いて評価した。X 帯送信機から出力された信号は深宇宙帯保護用の帯域通過フィルタに送られる。その後、中間周波数 (IF) 信号にダウンコンバートされて、オシロスコープで取得される。取得された信号は Keysight System Vue の DVB-S2X ライブラリで復号される [22]。X 帯送信機の評価指標は System Vue の等化器を通した後の EVM である [23]。

4.3.1 衛星搭載用 X 帯送信機の構成

図 4.7 に X 帯送信機のブロックダイヤグラムを記す。X 帯送信機は左右円偏波用の 2 つの送信機から構成されている。それぞれのチャンネルは、デジタルユニット、RF ユニット、共通の電源 & 制御ユニットで構成されている。これらのユニットは剛性の高いチタンの棒とワッシャーで固定されている。図 4.5(a), (b), (c) に X 帯送信機のデジタルユニットと RF ユニットと共通の電源 & 制御ユニットの写真を記す。図 4.6(a), (b) に X 帯送信機の CAD モデルと写真を記し、表 4.7 に X 帯送信機の仕様を記載する。また、図 4.7 に X 帯送信機のダイヤグラムを記す。

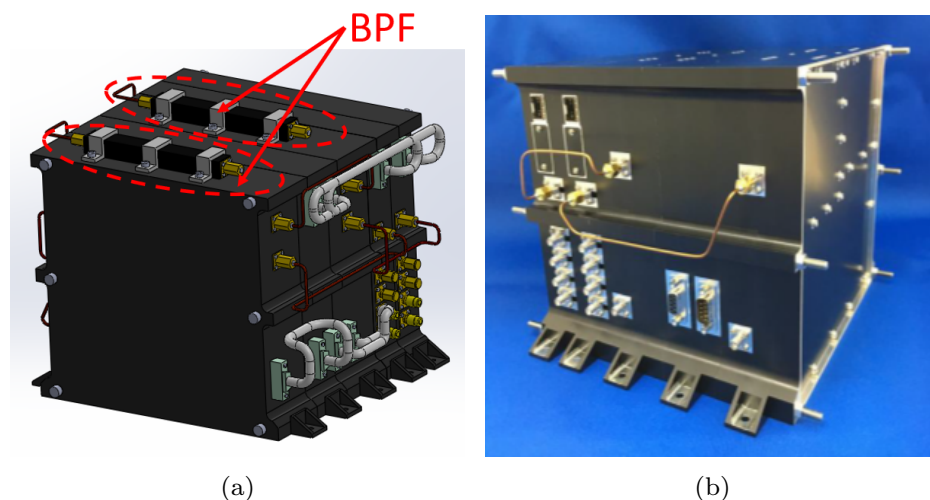


図 4.6 (a) The CAD model of XTX with a deep space protection filter, and (b) a picture of XTX.

表 4.7 Specification of the X-band transmitter.

Roll-off Factor	8.025 – 8.34 GHz
Cosine roll off coefficient	0.05
Symbol Rate	300 Msps
Modulation	QPSK – 256APSK
Communication Standard	DVB-S2X
Error Correction Code	LDPC, BCH
Power amplifier output	29.5 dB
Power consumption	75 W
Size	20 cm × 20 cm × 20 cm
Weight	6 kg

図 4.5(a), (b), (c) のようにポッティングを施して配線の耐振動性を確保した。また、RF ユニットでは発振を防ぐために各基板ごとに部屋を区切った。デジタルボードには Ball Grid Array (BGA) で実装された Field Programmable Gate Array (FPGA) がある。FPGA で生成された IQ 信号は SRRC フィルタを通る。デジタル IQ 信号は数 Gbps 高速通信プロトコルの JESD204B を用いて外付け DA コンバータ (DAC) に伝送される。その DA コンバータから 1.2 GHz の IF 変調信号が出力される [24]。RF ユニット内の Phase Locked Loop (PLL) は、水晶発振子を用いて 7 GHz のローカル周波数を生成する。IF 変調信号はその 7 GHz によりアップコンバートされて X 帯となる。その後、ドライバ増幅器と 2 段 GaN High Electron Mobility Transistor (HEMT) 大電力増幅器で増幅されて 29.5 dBm の RF 電力となる。そして、深宇宙帯保護用の帯域通過フィルタに伝送される。

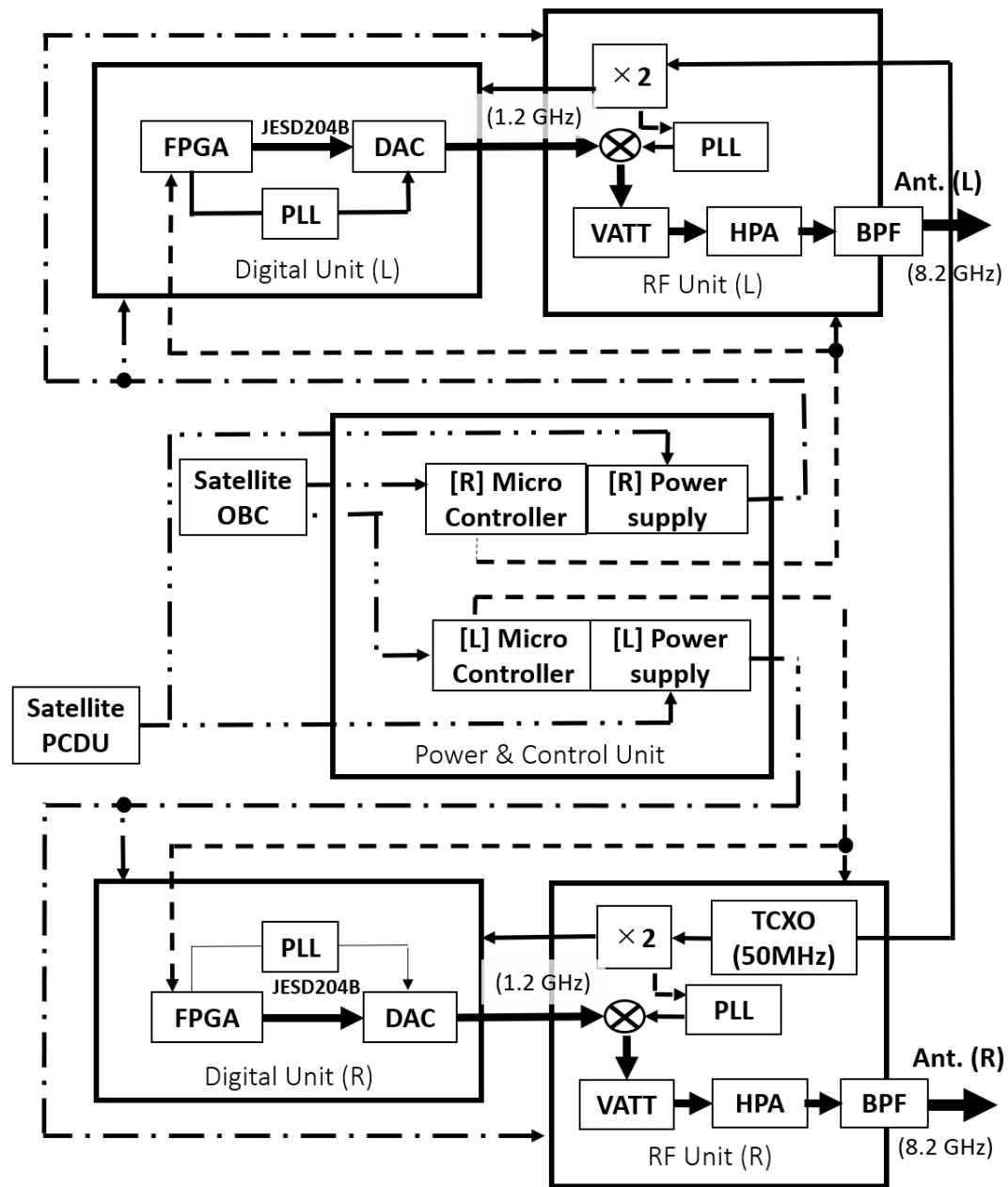


図 4.7 Diagram of the digital unit, the RF unit, the power & control unit in the XTX.

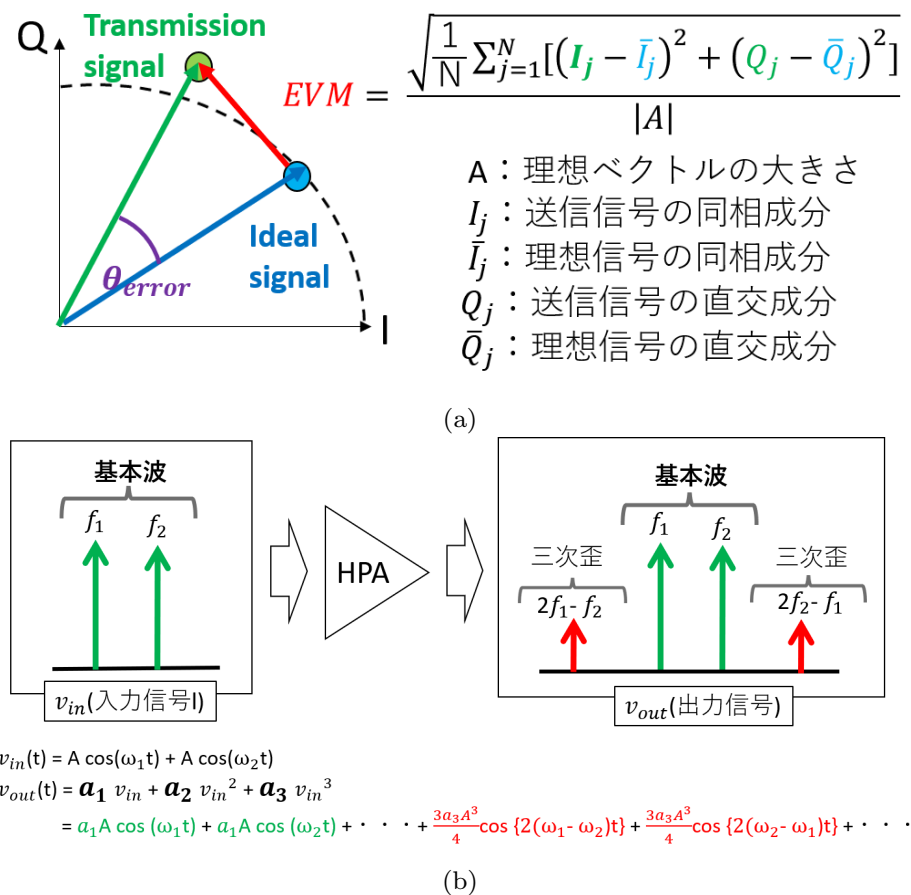


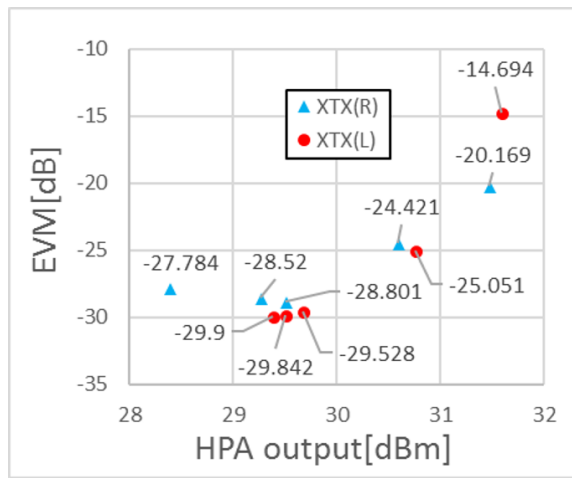
図 4.8 (a) An explanation of EVM, and (b) a relation between AM-AM performance and 3rd order distortion.

4.3.2 X 帯送信機の大電力増幅器における三次歪

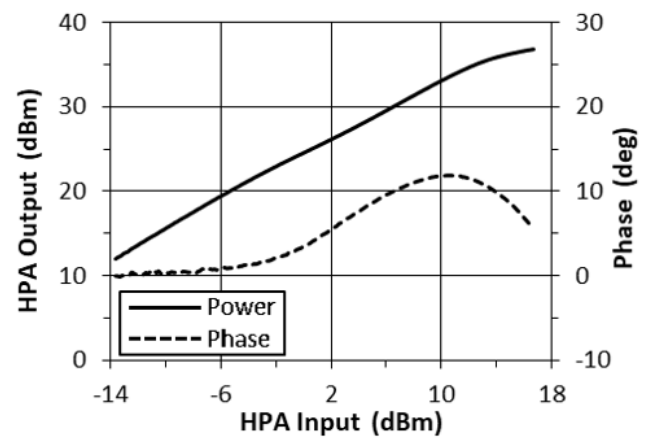
EVM は送信機の性能を決める指標の 1 つであり、IQ 平面上の実信号と理想信号の位置ズレを定量的に表す。この位置ズレが大きい場合、ビット誤りの増加という通信品質の劣化を引き起こす [25]。大電力増幅器のバイアス条件に起因する三次歪を減らすことで高品質な信号を取得できる。その非線形三次歪は AM-AM 特性により評価される [26]。

図 4.9(a) に EVM の電力変化を記し、図 4.9(b) に大電力増幅器の AM-AM 特性と AM-PM 特性を記す。さらに、図 4.9(c) に大電力増幅器から出力されるスペクトラムを記し、図 4.9(d) にコンスタレーションを記す。

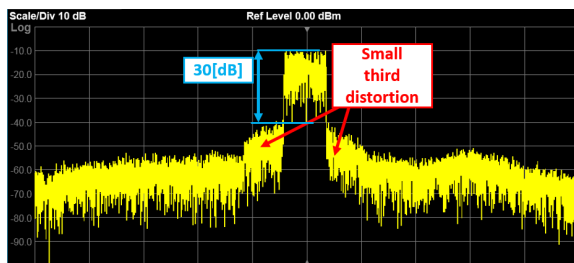
本通信機に搭載されている HEMT は、29.5 dBm 以上の出力電力になると急激に 3 次歪が増大する。図 4.9(a) のように出力電力の増加により EVM が劣化することが確認できる。そこで、出力電力を 29.5 dBm に抑えるために入力電力を調整しながらバイアス電流を変化させ、図 4.9(b) のように AM-AM 特性が線形性を保ち、AM-PM 特性が平坦になるようにした。図 4.9(c) より、スペクトラム帯域外近傍における非線形三次歪が -30 dB 以下に抑えられていることが確認できる。図 4.9(d) のコンスタレーションより得られる EVM の実測値は、R チャネルが -28.5 dB となり、L チャネルが -29.8 dB となった。R と L チャネルの



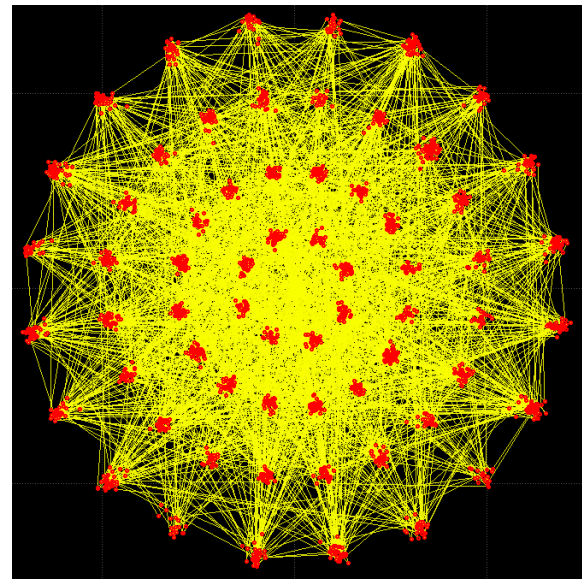
(a)



(b)



(c)



(d)

図 4.9 (a) An EVM for various output microwave power in a HPA, (b) the AM-AM and AM-PM characteristics in a HPA, (c) a spectrum at a HPA, and (d) a constellation of 64APSK(4/5) at the XTX output [8].

EVM の違いは大電力増幅器における非線形歪の個体差が起因している。

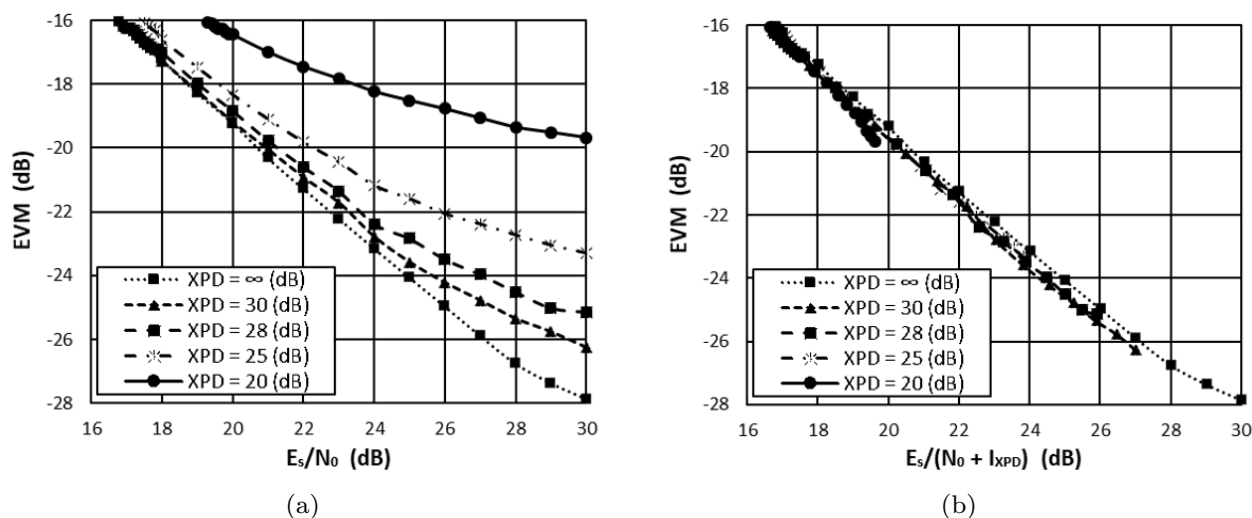


図 4.10 (a) EVM versus E_s/N_0 and (b) EVM versus $E_s/(N_0 + I_{XPD})$ for various XPD when we added thermal noise to the signal including the crosstalk in System Vue until bit error occurs. In System Vue, the threshold E_s/N_0 values with 64APSK (4/5) are 16.8, 16.9, 17.1, 17.5, 19.3 dB at ∞ , 30, 28, 25, 20 dB of XPD.

4.3.3 クロストークによる通信品質の劣化

2つの独立した情報を左右円偏波に多重して伝送することは効率的である。しかし、2偏波チャンネルの干渉は通信品質を劣化させる。そこで、クロストークによる信号品質の劣化を評価した。データレコーダに保存された2チャンネルの信号を再生した。この時、所望の電力まで減衰させたクロストーク信号と主信号をコンバイナで合成させることでクロストークを含んだ信号を生成した。その後、その信号をオシロスコープで取得してから、System Vueで熱雑音を加えた。そして、5,128,288ビット(=100フレーム)のクロストークと熱雑音を含んだ信号をSystem Vueでビットエラーが生じるまで解析した。図4.10(a)と(b)に、様々なXPDにおけるEVMの熱雑音に対する変化を記す。図4.10(a)は、XPDが25dB以上であり E_s/N_0 が20–25dBなら、信号品質の劣化は2dB程度以下であることを表している。また、 $EVM < -16.1$ dBの時、Bit Error Rate (BER)は 10^{-6} 以下であった。図4.10(a)におけるEVMのフローは、温度補償水晶発振器の位相雑音とデジタルボード内の反射に起因するものである。図4.10(b)より、XPDを ∞ , 30, 28, 25, 20 dBとした際のEVMに対する $E_s/(N_0 + I_{XPD})$ の変化は、0.5 dB程度以下の差で同一線上にプロットされた。このことは、クロストークを熱雑音として近似可能であることを示している。ここで、 I_{XPD} はクロストークによる干渉量を表す。

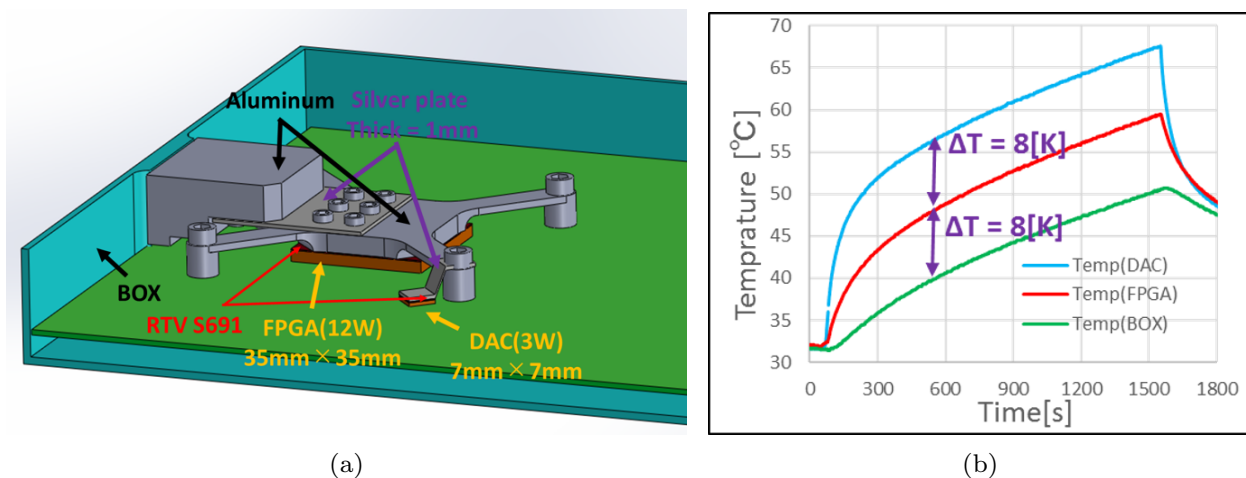


図 4.11 (a) A heat pass of XTX, and (b) the results of thermal vacuum test.

4.3.4 X帯送信機の熱設計

衛星搭載用機器の熱設計をする場合、局所的な発熱量が大きな機器は使用しないことが一般的である。しかし、100 kg 級の人工衛星で 2.65 Gbps の通信を実現するためには、小型で優れた演算能力をもつが局所的な発熱量が大きな FPGA や DA コンバータを搭載する必要がある。そこで、大電力増幅器や FPGA や DA コンバータなどを X 帯送信機の底面近くに配置し、放熱面までの熱コンダクタンスを大きくした [27]。また、ロケット振動にも耐えられるために排熱経路の耐振動性（剛性・固有振動数）も考慮した。本研究で開発した送信機は 12 W 発熱する FPGA と 3 W 発熱する DA コンバータにパッケージ上面からケースへの伝熱経路を設けたりアンダーフィルを施した。さらに、各ユニットを横積みにするこことで、大きな熱コンダクタンスを衛星接続面まで確保した。図 4.11(a) に X 帯送信機の熱設計の CAD 図を記し、図 4.11(b) に熱真空試験の結果を記す。図 4.11(b) のように、熱真空試験で初期温度 32 °C の X 帯送信機が 1500 秒間 75 W 発熱した際の温度を測定した結果、温度規定点の温度より DA コンバータは 16 K 高い 67 °C となり、FPGA は 8 K 高い 59 °C となったので、十分な熱コンダクタンスを確保できていることが検証された。

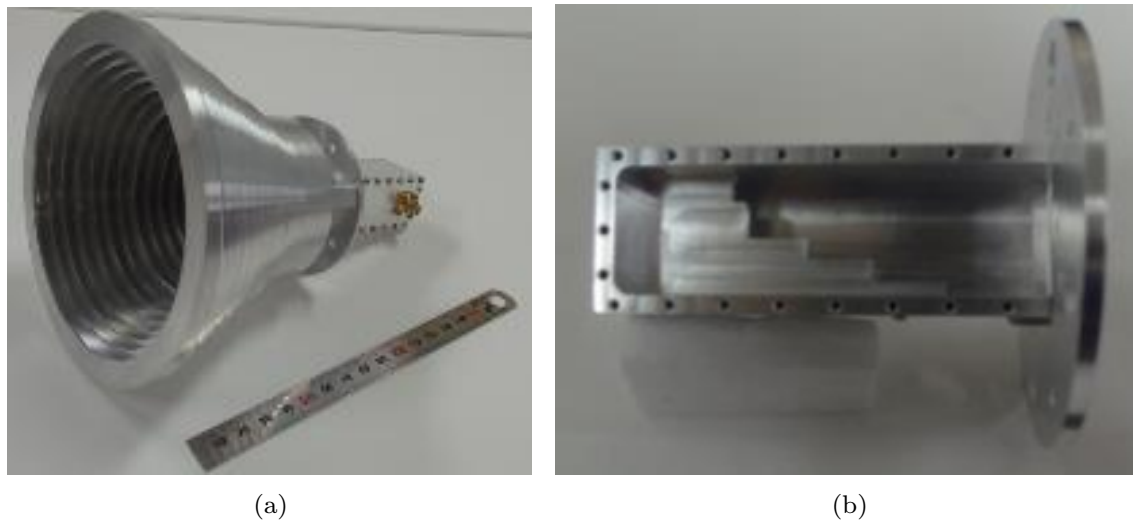


図 4.12 Pictures of (a) the dual circularly polarized-wave antenna [8] and (b) the septum-type polarizer [29].

4.4 衛星搭載用両偏波アンテナ

2つの独立した情報を左右円偏波に多重して伝送することは効率的である。しかし、2偏波チャンネルの干渉は通信品質を劣化させるため、XPD に優れた送受信アンテナが不可欠である [28], [29]。

4.4.1 偏波分離識別度に優れた両偏波アンテナ

ANSYS/HFSS 電磁界シミュレータを用いて、セプタム型偏波分離器とコルゲートホーンアンテナを設計・製造した。そして、コルゲートホーンアンテナとセプタム型偏波分離器から構成される両偏波アンテナを開発した。そのアンテナの開口径は 140 mm であり、長さは 104 mm である。円形コルゲートホーンアンテナは優れた XPD をもつ広帯域な中利得アンテナに適していることが知られている [30]。この時、搭載系の XPD は主に左右円偏波を生成する偏波分離器で決まる [31]。図 4.12(a) 両偏波アンテナ（搭載アンテナ）の写真を記し、図 4.12(b) にセプタム型偏波分離器の写真を記す。

地上局の偏波分離器には人工衛星と搭載されたものと同じモデルを用いた。図 4.13 のように同じ偏波分離器を 2 つ接続して S パラメータを計測した結果、帯域内におけるクロストークは -30 dB 以下となった。図 4.14 のように人工衛星の回転によって変化する偏波面がクロストークに与える影響を評価した。この時、8.7 GHz 付近に高次モードが生じたが、帯域内におけるクロストークは -30 dB 以下となった。また、2つの偏波分離器が直交する時にクロストークが最も小さくなった。

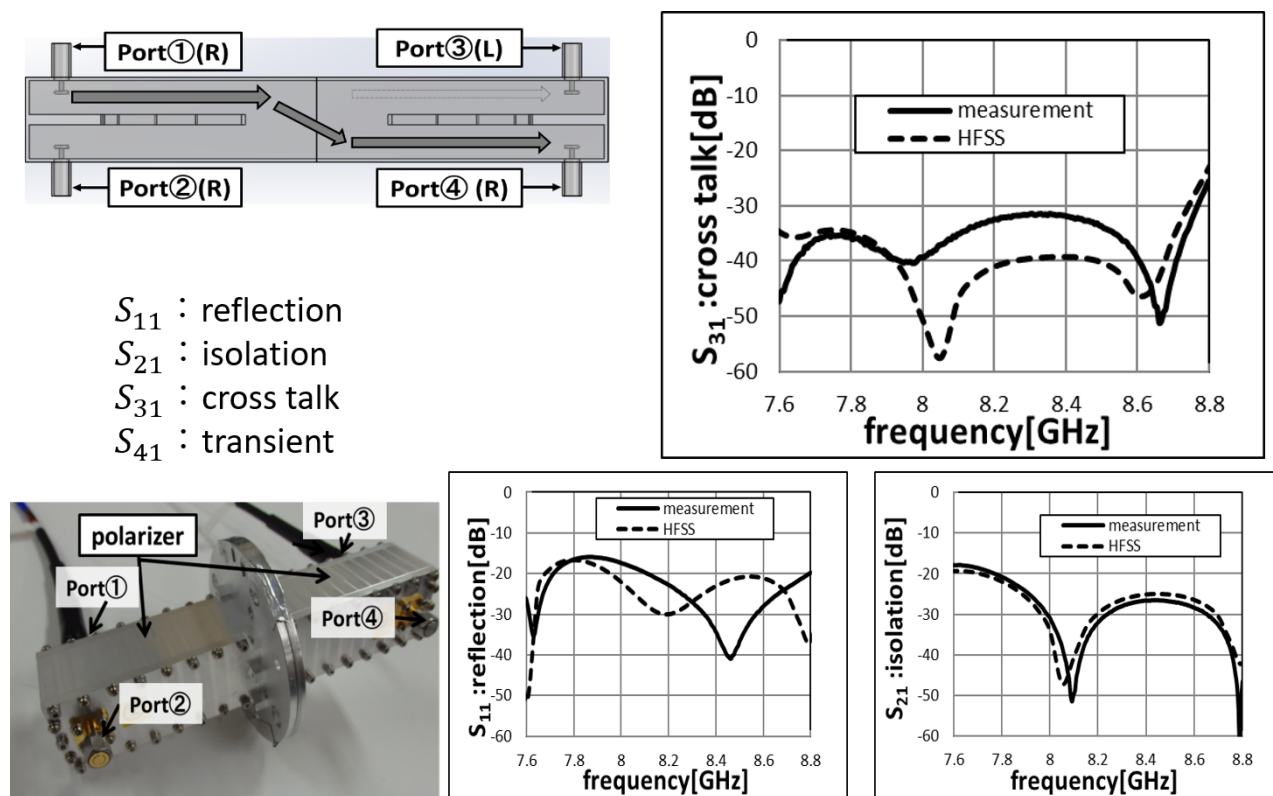


図 4.13 S-parameters of the septum type polarizer and its measurement system.

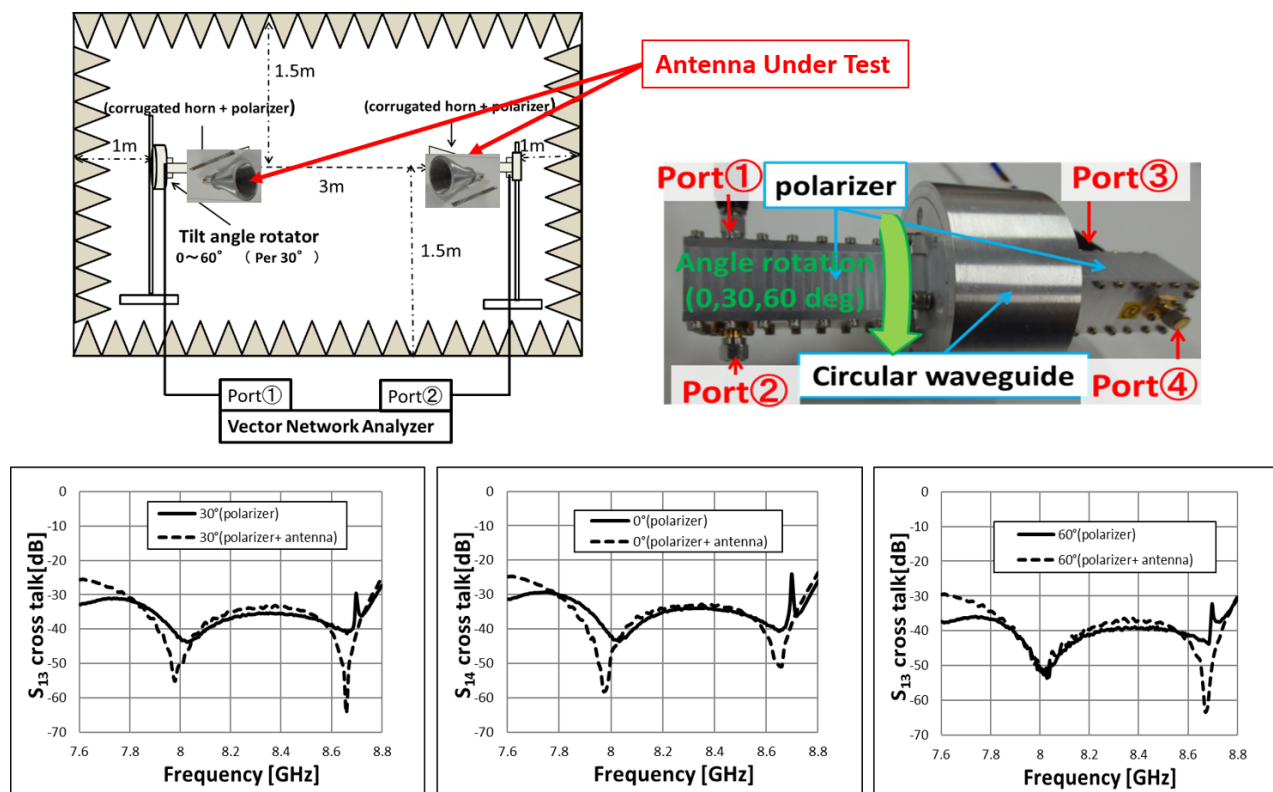


図 4.14 S-parameters of the polarizers for various tilt angle.

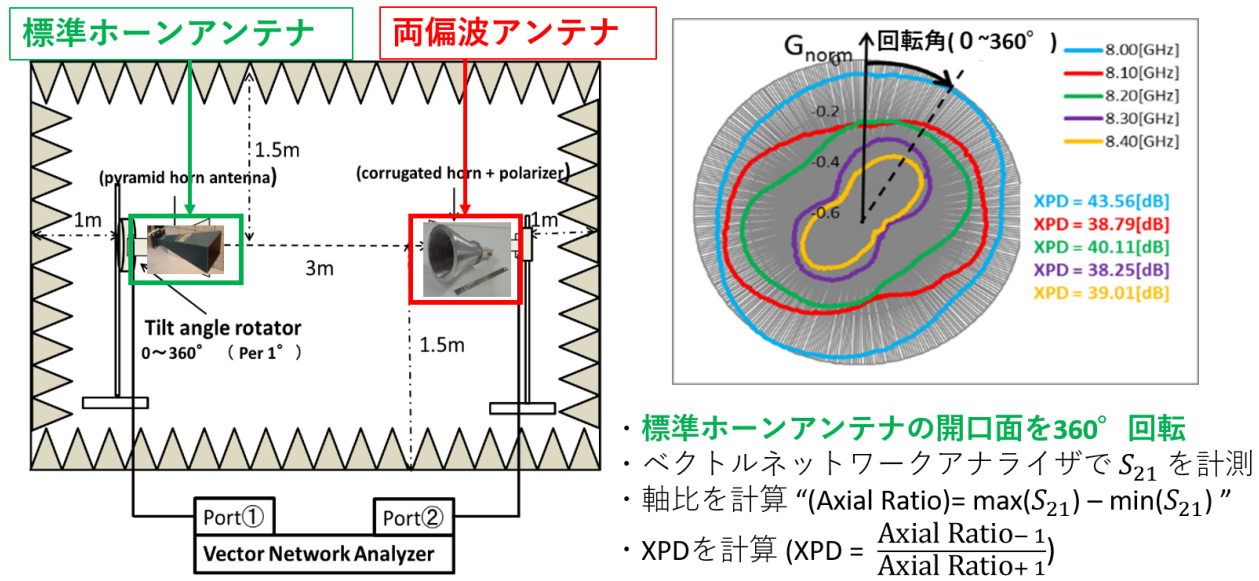


図 4.15 A measurement system of XPD in the dual circularly polarized wave antenna.

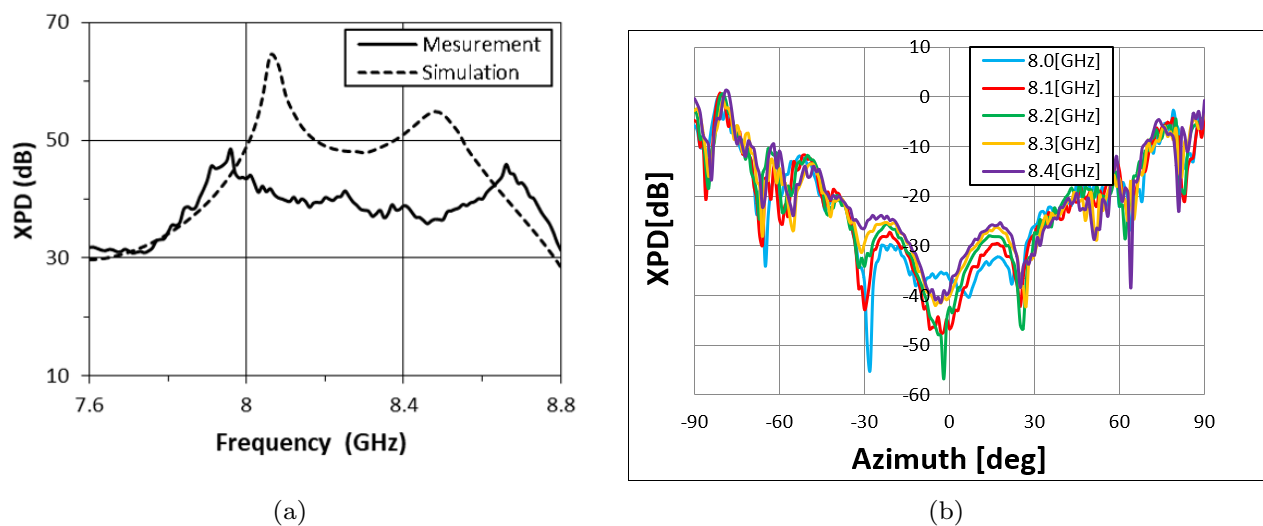


図 4.16 (a) XPD versus frequency with the dual circularly polarized wave antenna and (b) an antenna radiation pattern of XPD.

図 4.15 のように偏波パターン法を用いて搭載アンテナの XPD を評価した [32], [33]。搭載アンテナを固定して角錐ホーンアンテナの開口面を照射方向に向けて 1° おきに 360° 回転させた。その後、受信電力の最大値と最小値の差から軸比を測定した。そして、その軸比を XPD に換算する。XPD の周波数変化を図 4.16(a) に記し、XPD のアンテナ放射パターンを図 4.16(b) に記す。図 4.16(a) のように 8.025–8.34 GHz における XPD は 37–43 dB となった。また、図 4.16(b) のように正面方向に優れた XPD であることが確認できる。

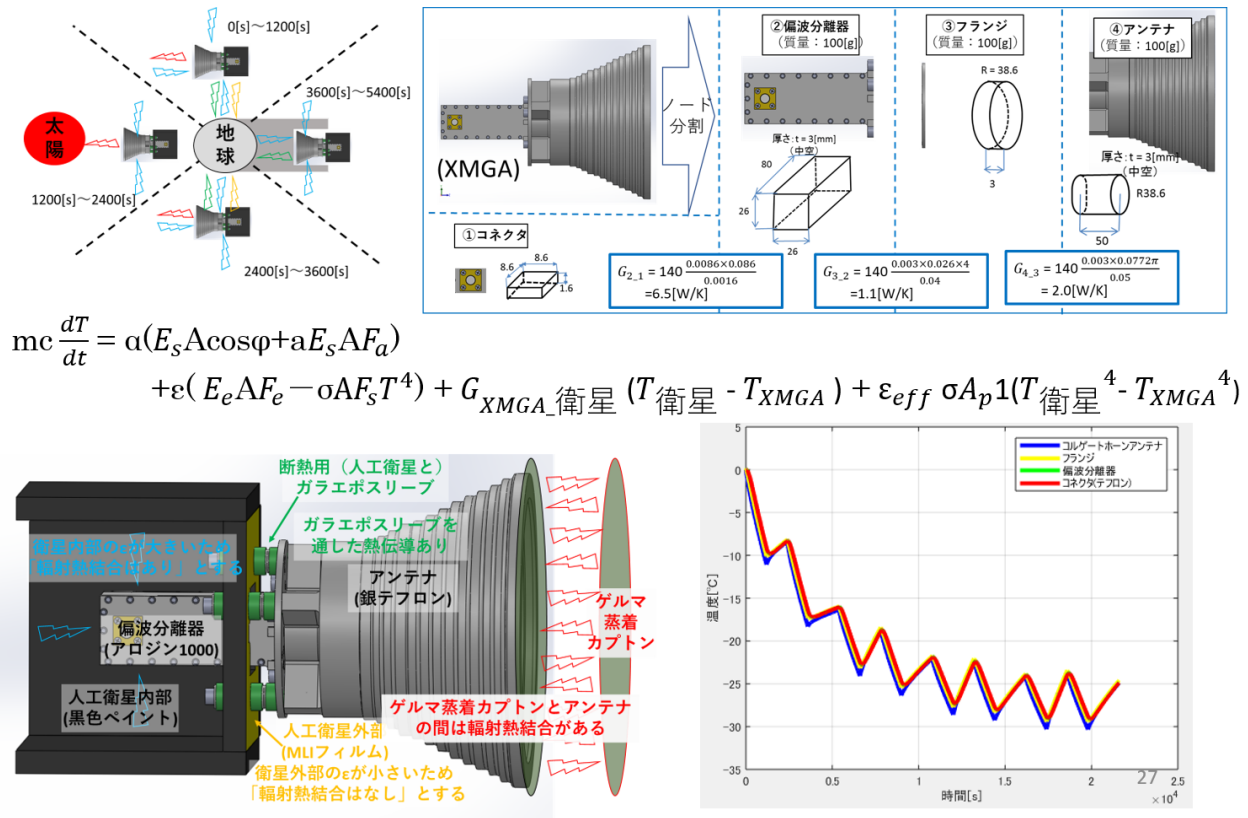


図 4.17 The thermal design results of the on-board antenna.

4.4.2 両偏波アンテナの熱設計

衛星に搭載されたアンテナは人工衛星の外側にあるため軌道熱入出力が大きくなる。そのため、熱収縮による XPD の劣化やコルゲート溝で生じる多重反射により SMA コネクタが高温化してテフロンが損傷する懸念があった。同じ偏波分離器を地上局用の冷凍機に入れて極低温まで冷却した時、 S パラメータの変化が微少であったことより、両偏波アンテナを冷やす熱設計を行った。開口面にゲルマ蒸着カプトンを貼り、側面に厚さ $127 \mu\text{m}$ の銀テフロンを貼った。図 4.17 にルンゲクッタ法で一階の微分方程式を解くことで熱解析をした詳細をまとめる [34]。図 4.17 のように両偏波アンテナの温度は $-30 \text{ }^\circ\text{C}$ となった。そして、両偏波アンテナの温度が人工衛星の温度に与える影響を少なくするために構造的インターフェースをガラスエポキシで断熱した。

4.5 地上局

4.5.1 地上局アンテナ

偏波多重を用いた通信システムには優れた XPD が不可欠である。従来のほとんどの地上局は 20 – 25 dB の XPD なので、本研究のダウンリンクシステムには不十分である [4]。そこで、優れた XPD を確保するために JAXA が臼田宇宙空間観測所に所有する開口径 10 m の既存パラボラアンテナの一次放射器を改修した。このアンテナは 1980 年代に VLBI 衛星”HARUKA” の Ku 帯通信のために作られた。

一次放射器の候補にはコルゲートホーンアンテナと副モードホーンアンテナがある。大きなコルゲートホーンアンテナの製造はとても難しいので副モードホーンアンテナを選んだ。X 帯における設計利得は 56.6 dBi であり、一次放射器の給電ポートからの開口効率 は 67 % の地上局アンテナとなった。

カセグレンアンテナの一次給電ホーンアンテナは 1.5 m の円形導波管を通して偏波分離器に接続されている。偏波分離器と同軸型低雑音増幅器 (LNA) は極低温の冷凍機の中で 18 K に冷却されている。物理温度 18 K における LNA と偏波分離器の雑音温度は 7 K と測定されている。天空雑音を 15 K とし冬晴れの中、エレベーション 90° の時、8.0 – 8.4 GHz における地上局システム雑音温度の実測値は Y ファクタ法を用いて 52–58 K と計算された [35]。以上より、Gain - system noise Temperature ratio (G/T) は 39 dB/K の地上局アンテナが開発された。

主鏡の精度より XPD の設計値は約 52 dB である。一次放射器の XPD の実測値は 45 dB である。地上局のセプタム型偏波分離器は搭載品と同じものである。極低温 18 K における偏波分離器の XPD は 37 dB 以上であると測定された。そのため、地上局アンテナの XPD は 37 dB 以上であると見積もられた。

図 4.18 に地上局の詳細図を記す。また、図 4.19 に極低温の冷凍機に入れた低雑音増幅器と偏波分離器の S パラメータを記す。図 4.19 における直径 24 mm で長さ 100 mm の円形導波管は深宇宙通信用アップリンク帯 7.1 GHz を減衰させるためのフィルタである。

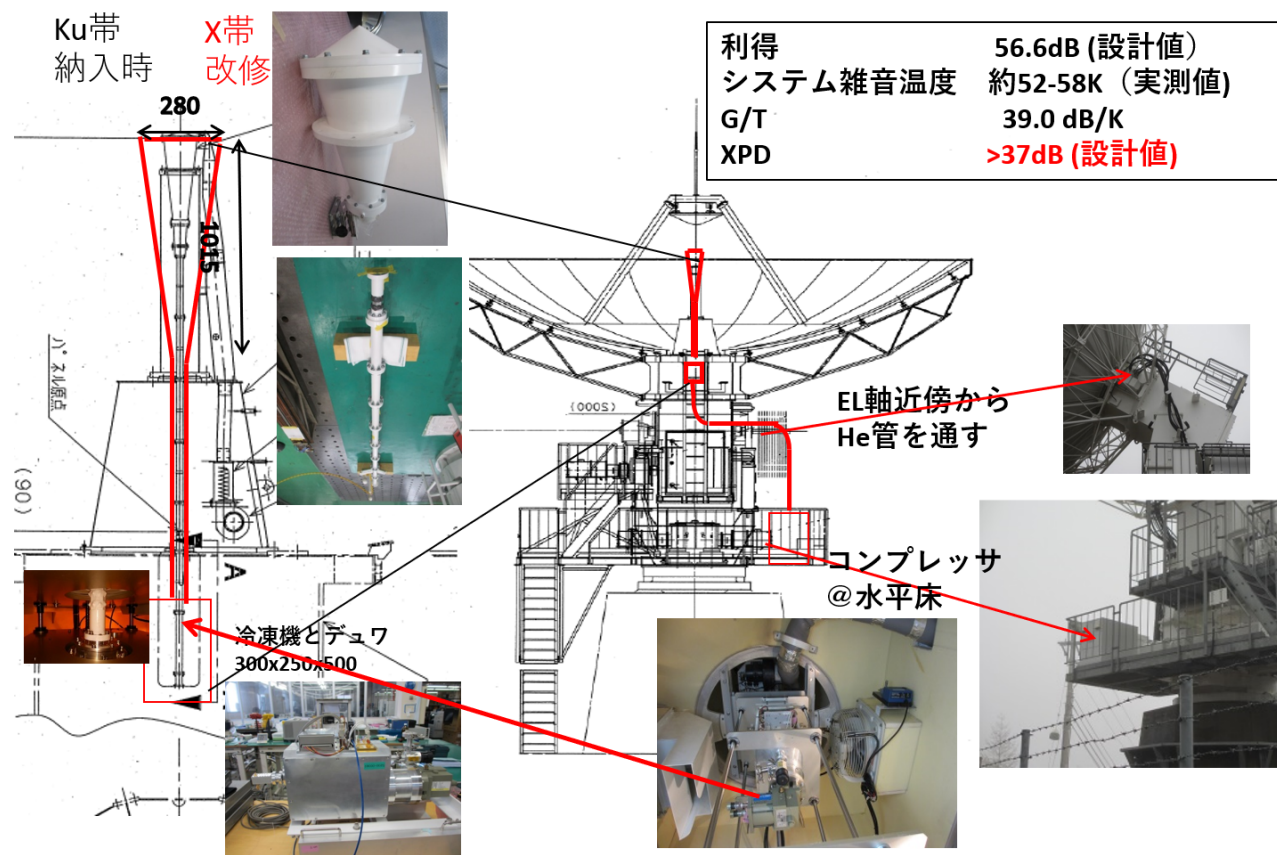


図 4.18 The equipments of the ground station.

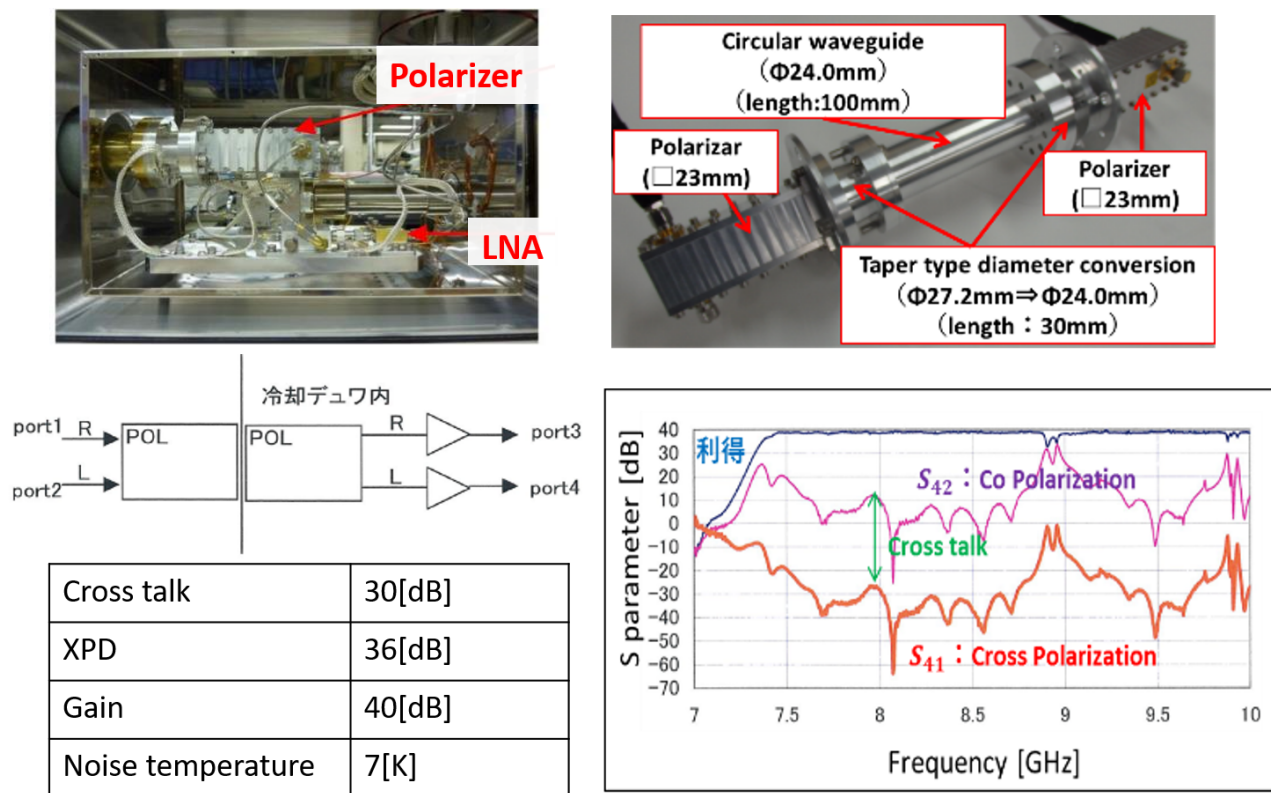


図 4.19 S-parameters of the polarizers with LNAs in a cryogenic cooler.

4.5.2 復号とドップラ補正の理論

送信機からの信号 $s(t)$ がチャネルインパルス応答 $h(t)$ の通信路を通過して、 $r(t)$ という信号が受信された通信システムを考える。この時、受信信号 $r(t)$ は次式のように送信信号 $s(t)$ と通信路チャネルインパルス応答 $h(t)$ の畳み込みで表現される [36]。

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t - \tau)h(\tau) d\tau = s(t) \otimes h(t) \quad (4.7)$$

そして、(4.7) を行列表示すると次のようになる。

$$\begin{bmatrix} \vdots \\ r_{n-1} \\ r_n \\ r_{n+1} \\ \vdots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_L & \dots & h_0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_L & \dots & h_0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & h_L & \dots & h_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & h_L & \dots & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vdots \\ s_{n-1} \\ s_n \\ s_{n+1} \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

$s(t)$ が既知なら $s(t) = b(t)$ とおいて通信路チャネルインパルス応答は次式で計算される。

$$h(t) = \text{inv}(b(t)) \otimes r(t) \quad (4.9)$$

ただし、 $b(t)$ は逆行列を存在させるためにテプリッツ化されている。そして、送信信号 $s(t)$ の推定語 $\hat{s}(t)$ は次のように求められる。

$$\hat{s}(t) = \text{inv}(h(t)) \otimes r(t) \quad (4.10)$$

この時、 n シンボル目の推定語 $\hat{s}_n(t)$ はデルタ関数を掛けて次のように表される。

$$\hat{s}_n(t) = \text{inv}(h(t))\delta(t)_n r_n(t) = W(t)_n r_n(t) \quad (4.11)$$

複数シンボルの推定語 $\hat{s}_n(t)$ を求める場合は (4.11) の演算を行列で行うために畳み込み演算が用いられる。そして、複数シンボルの推定語 $\hat{s}(t)$ は次のように計算される。

$$\hat{s}_n(t) = W(t)_n \otimes r(t) \quad (4.12)$$

ここで、 $W(t)_n = \text{inv}(h(t))\delta(t)_n$ を等化器の重み付け関数という。ただし、通信路チャネルインパルス応答行列が逆行列を持たない場合もあるので、次のような疑似逆行列 (Pseudo INVerse matrix (PINV)) を用いる [37]。

$$\text{pinv}(h(t)) = \text{inv}(h(t)^H h(t))h(t) \quad (4.13)$$

ここで、 $h(t)^H$ は $h(t)$ のハミルトニアン共役行列を表す。チャネル環境は時々刻々変化するため、図 4.20 のように 144 シンボルずつ解析した等化器の出力値とそれを検波した値の差分をステップ幅 μ 倍して重み付け関数の更新を行う。

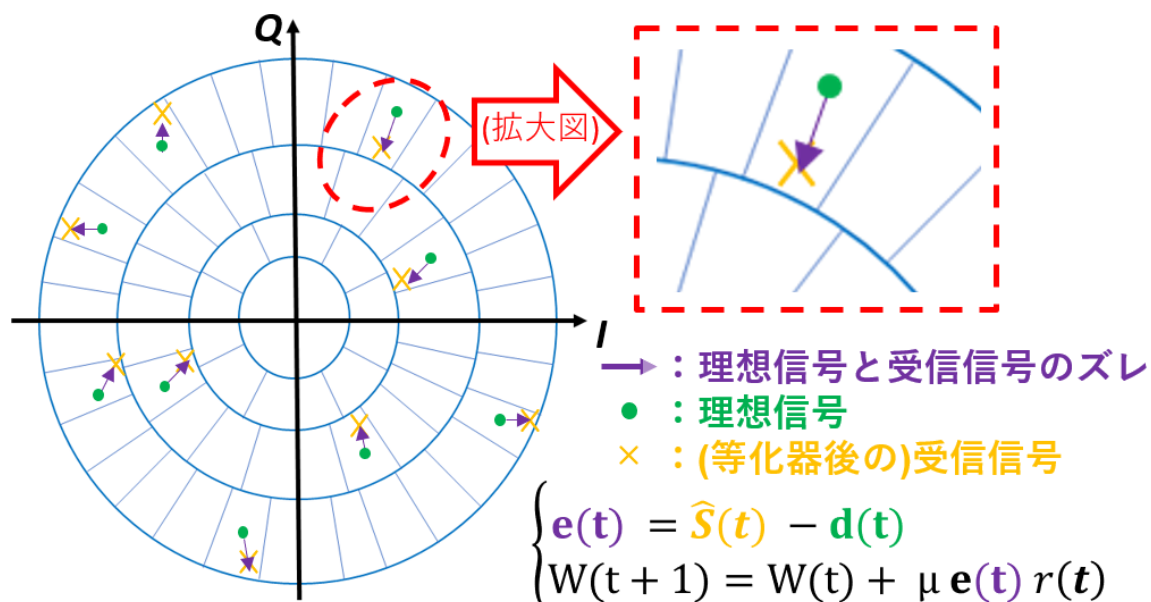


図 4.20 The update of weight function in an adaptive channel environment.

ドップラ効果による周波数ズレは位相回転量 θ_d として最適尤度推定を用いて求められる [38]。

$$\begin{cases} \hat{s}_{doppler}(t) = \hat{s}(t) \exp(-j\theta_d) \\ \theta_d(i) = \tan^{-1}\left(\frac{\text{Im}[Y_1 Y_2^*]}{\text{Re}[Y_1 Y_2^*]}\right) \\ \theta_d = \sum_i^N (D_{MATRIX}) \theta_d(i) \end{cases} \quad (4.14)$$

ここで、 Y_1 は等化器の出力値であり、 Y_2 は理想信号である。 Y_2^* は Y_2 の複素共役を表す。ここで、 N は θ_d を推定するのに用いるシンボル数であり、 $\theta_d(i)$ はドップラ推定に用いる i 番目のシンボルにおける位相回転量である。 D_{MATRIX} はドップラ推定行列であり、試行錯誤的に次のような行列とした。

$$D_{MATRIX} = inv \begin{bmatrix} 0 & 0.1 & 0.2 & 0.3 & \cdots & 8.7 & 8.8 & 8.9 \\ 0 & 1 & 2 & 3 & \cdots & 87 & 88 & 89 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

そして、最適尤度推定で得られた n 番目の位相回転量 $\theta_d(n)$ は次のように忘却係数 λ を用いて更新される [39]。

$$\theta_d(n) = (1 - \lambda)\theta_d(n-1) + \lambda\theta_d(n) \quad (4.16)$$

ただし、1 番目の $\theta_d(1)$ は (4.14) を用いて計算された値とする。

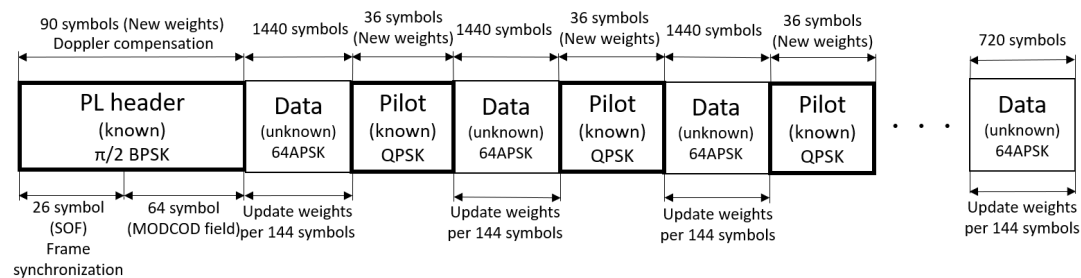


図 4.21 A format of DVB-S2X frame with the pilot signals. The 64APSK data in the frame has 10800 symbols. After 1440 symbols of data, the 36 symbols of the pilot signals are inserted. The combinations of them are allocated 7 times in the frame. The last group of data has 720 symbols ($= 10800 - 1440 \times 7$). In addition, this figure explains the equalization process.

4.5.3 ノンリアルタイム復号器

ノンリアルタイムなソフトウェア復号器を委託開発してから実験的に改修した。受信信号はアンテナ背面個室で 1.4 GHz にダウンコンバートされ、データレコーダに保存される。データレコーダ内部において、その信号はダウンコンバートされベースバンド信号になってから AD コンバータでデジタル化されて Solid State Drives (SSDs) に保存される。

図 4.21 にパイロット信号を含む 64APSK の DVB-S2X フォーマットを記し、図 4.22 に復号器の流れを記す。フレーム間における 5% の無信号区間に注目して、受信信号の平均電力を用いてフレームの先頭を見つける。受信信号は、物理層ヘッダ (PL header) に含まれる既知な 26 シンボルの Start Of Frame (SOF) を用いた整合フィルタにより同期される。その後、同期された受信信号は Automatic Gain Control (AGC) 処理される。PL ヘッダの取得過程において、その信号は Least Mean Square (LMS) アルゴリズムを用いて等化される [40]。その後、Maximum Likelihood Estimate (MLE) アルゴリズムで求めた位相回転の値を用いてドップラ効果を相殺する [38]。そのアルゴリズムでは PL ヘッダにおける既知な 90 シンボルを用いる。

通信路チャネルインパルス応答は (4.9) のように PL ヘッダにおける既知な 90 シンボルによるテプリッツ行列の逆行列と受信信号の畳み込みで表される [41]。等化器の重みは (4.11) のように通信路チャネルインパルス応答行列の逆行列を用いて求められる。そして、(4.12) のようにテプリッツ化された受信信号と重み付け関数の畳み込み演算により PL ヘッダを等化する [40]。DVB-S2X の短いヘッダに起因するドップラ補正に弱いという欠点を補うために (4.14) を用いたドップラ補正を 3 回行う。等化後の信号は図 4.20 に記されている LMS 法を複数回行い、最も誤差が小さかった重み付け関数を用いて再び等化される [42]。また、36 シンボルのパイロット信号を用いて重み付け関数の初期値を生成している。LDPC を 50 回繰り返してもビット誤りが残る場合は、DVB-S2X 規格の

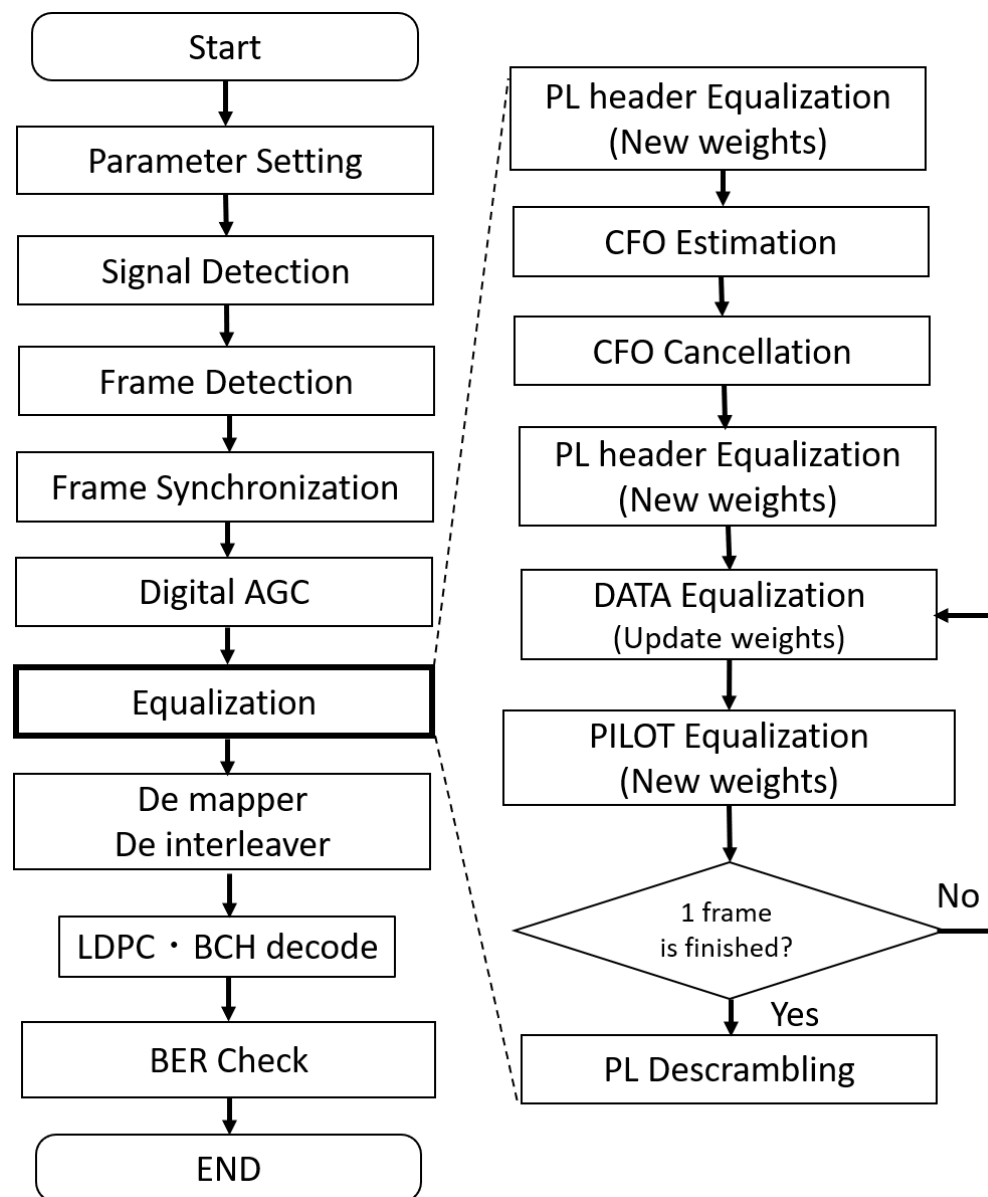


図 4.22 The sequence of the demodulation process.

Bose-Chaudhuri-Hocquenghem (BCH) 符号を用いてビット誤りを訂正をする。

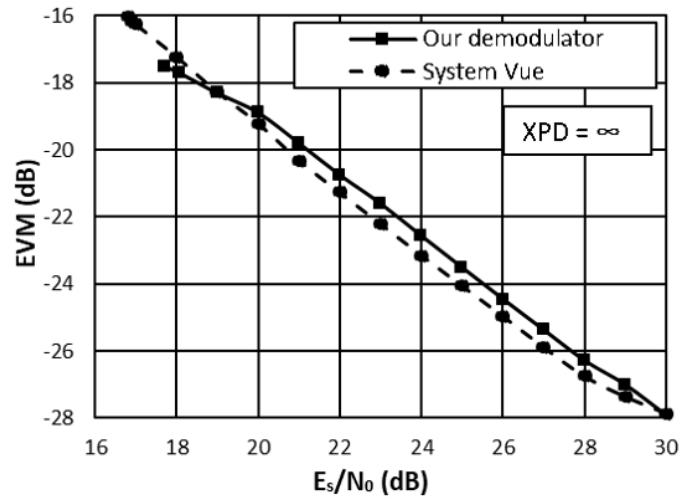


図 4.23 A comparison of our demodulator with the System Vue (reference demodulator). We analyze signal quality with 64APSK (4/5). We added thermal noise to the signal without the crosstalk and the Doppler effects in a laboratory room experiment. Then, the decoded binary data has no bit error.

図 4.23 に System Vue と本研究の復号器の性能比較を記す。ただし、本研究の復号器の等化器はドップラのない信号において信号帯雑音強度が低くてもビットエラーが生じにくいように最適化されている。そして、実験室内で取得したクロストークとドップラ効果のない信号を 5,128,288 ビット (= 100 フレーム) 誤りなく復号することで評価した。

図 4.23 のように本研究の復号器は $E_s/N_0 = 17.7$ dB までビット誤りなく信号を復号できた。一方、System Vue は $E_s/N_0 = 16.8$ dB までビット誤りなく信号を復号できた。そのため、本研究の復号器の E_s/N_0 に対する耐性は、System Vue よりも 0.9 dB 劣っていることが確認された。

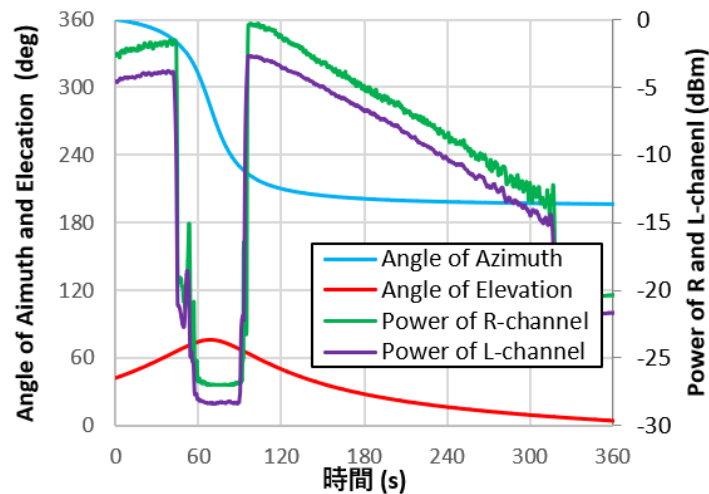


図 4.24 The antenna tracking results: the angle of azimuth and elevation, and the received power of R- and L-channels.

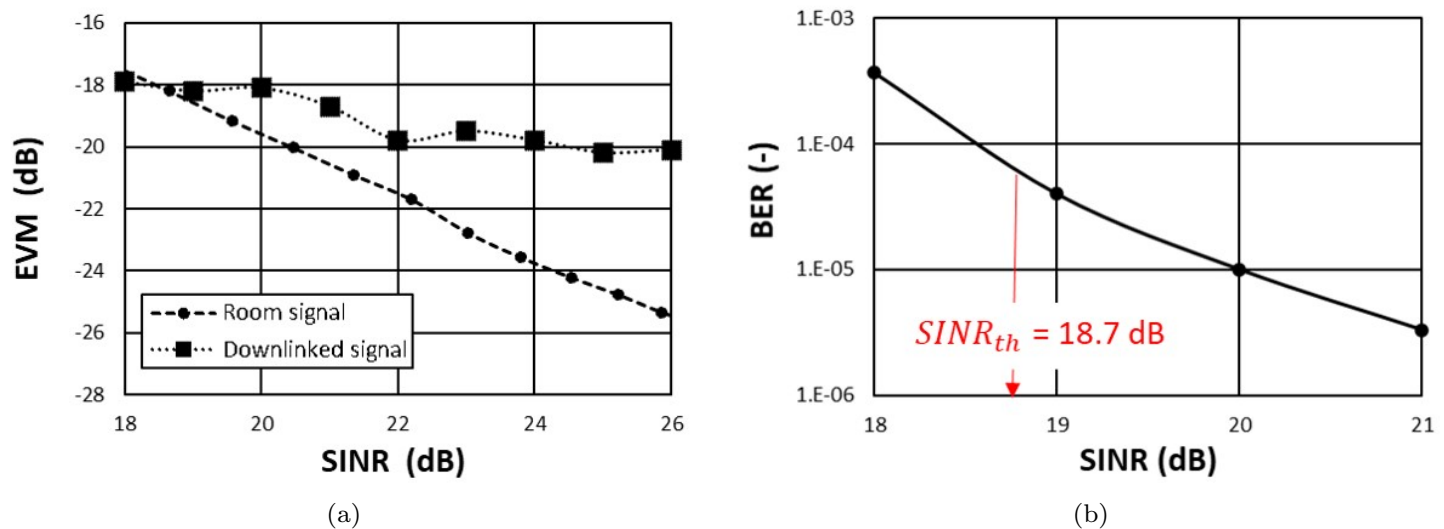


図 4.25 (a) The EVM comparison of the room signal and the downlinked signal for various SINR, and BER of the downlinked 64APSK signal for various SINR.

4.6 ダウンリンク結果

4.6.1 64APSK を用いた 2.65 Gbps 通信の結果

本研究の通信システムは JAXA の RAPIS-1 という人工衛星で軌道上実証された。RAPIS-1 は 2019 年 1 月 19 日に内之浦宇宙空間観測所から打ち上げられた。

X 帯送信機は L チャンネルを出力した 0.1 秒後に R チャンネルを出力する。図 4.24 のようにエレベーション 60° における受信電力の低下は地上局アンテナの天頂回避の影響である。

表 4.8 に実験条件 Acquisition Of Signal (AOS)、天候、変調方式、SINR、エレベーション、XPD を記す。エレベーション 52.8–11.8° における 64APSK (4/5) の耐雑音性を評価した。表 4.9 は天頂通過後の様々な Signal to Interference

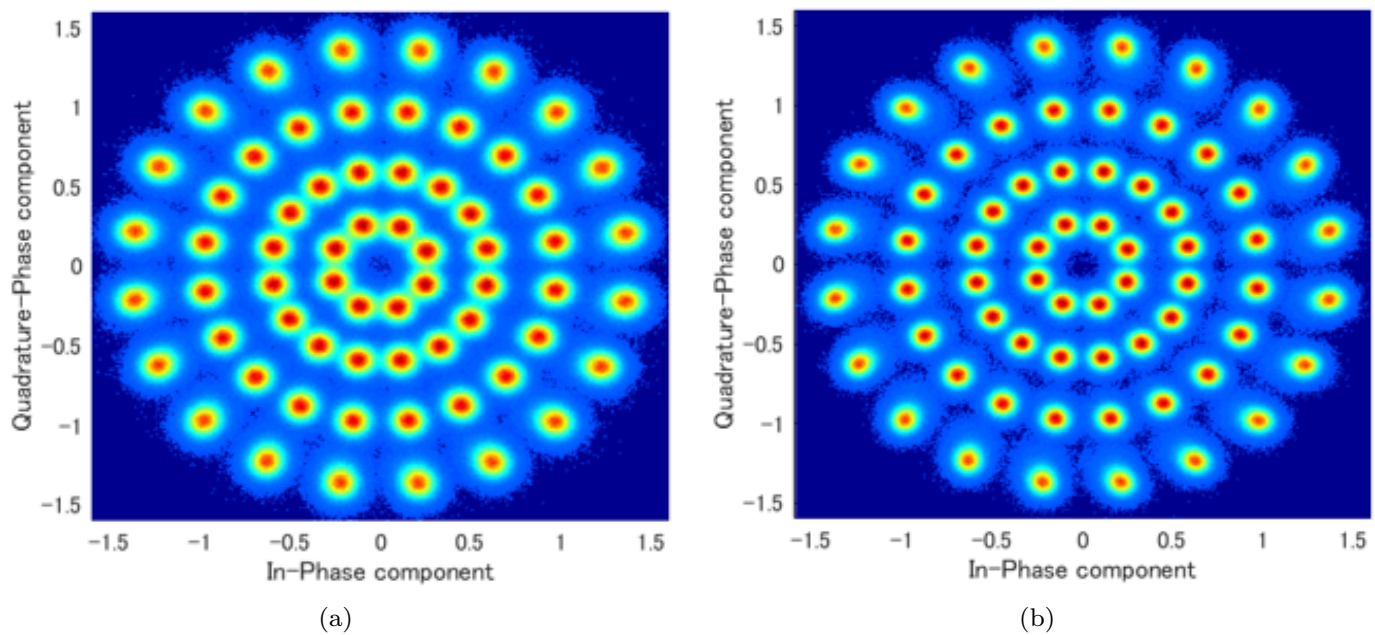


図 4.26 The 64APSK (4/5) constellation of the downlinked (a) R- and (b) L-channel signals.

plus Noise Ratio (SINR) における通信の安定性を表す。ただし、SINR とは $E_s/(N_0 + I_{XPD})$ を表す。エレベーションが高いところで EVM が悪くなっている理由はドップラ周波数の変化率が大きいことに起因していると推測している [43]。SINR > 22 dB の時、LDPC の最大繰り回数 50 回以下であるため、BCH 符号は使わなかった。また、22–26 dB の SINR となったダウンリンク信号を 2 秒おきに区切って 300 フレームずつ復号してもビット誤りは生じなかった。一方、SINR < 21 dB の時、BCH 符号を用いた。5,128,288 ビット (= 100 フレーム) 誤りなく復号できる SINR の閾値は、R チャンネルが 18.8 dB となり L チャンネルが 18.6 dB となり、この時のエレベーションは 13° であった。SINR の平均値 18.7 dB は、図 4.23 に記される実験室の信号の閾値よりも 1.0 dB 劣っていた。この 1.0 dB の違いは、DVB-S2X の短い (90 シンボル) ヘッダに起因する不十分なドップラ補正であると推測している。ここで、図 4.25 (a) に SINR に応じた EVM について地上実験とダウンリンク実験で比較した結果を記し、図 4.25 (b) にダウンリンク信号の SINR に応じた BER をまとめる。

表 4.8 Downlink experiment conditions: Acquisition Of Signal (AOS), state of weather, modulation scheme, SINR, elevation of antenna and resulting XPD.

AOS (UTC)	Rainfall rate (mm/h)	Modulation scheme	SINR (dB)	EL (°)	XPD (dB)
May. 20, 2019, 00:32:03	0	64APSK (132/180)	23.2	45	27.0
May. 21, 2019, 00:15:03	6.5	64APSK (132/180)	23.3	45	28.6
Jun. 23, 2019, 00:29:07	0	64APSK (4/5)	25.3	45	29.2
Jun. 24, 2019, 00:12:38	0.7	64APSK (4/5)	24.4	45	28.6
Dec. 24, 2019, 00:25:20	0	256APSK (3/4)	28.8	45	33.3
Dec. 25, 2019, 00:16:48	0	256APSK (3/4)	29.5	60	33.8
Jan. 20, 2020, 00:06:39	0	256APSK (3/4)	28.0	60	32.0
Jan. 21, 2020, 00:00:22	0.7	256APSK (3/4)	29.6	60	32.7
Feb. 14, 2020, 00:28:40	0	QPSK (13/45)	21.4	30	30.7
Feb. 15, 2020, 00:21:46	0	QPSK (13/45)	25.7	30	31.7
Feb. 16, 2020, 00:15:03	1	64APSK (4/5)	25.1	30	31.6
Feb. 18, 2020, 00:03:08	0	256APSK (3/4)	28.7	60	31.9
Feb. 19, 2020, 23:57:23	0	256APSK (3/4)	31.0	83	34.7

表 4.9 Stability of 64APSK link after zenith showing various SINR on June. 23, 2019.

Start time (UTC)	SINR (dB)	Elevation (°)	Number of Frames (time (s))	EVM (dB)	Mean number of LDPC iteration (-)	Frame error rate (-)
00:34:21	26	52.0	200000 (= 7.64)	-20.1	4.0	0
00:34:57	25	36.1	200000 (= 7.64)	-20.2	3.7	0
00:35:07	24	27.4	200000 (= 7.64)	-19.8	4.3	0
00:35:49	23	22.2	200000 (= 7.64)	-19.5	4.5	0
00:36:04	22	19.4	200000 (= 7.64)	-19.8	4.4	0
00:36:16	21	17.5	90000 (= 3.43)	-18.7	6.7	3.3×10^{-5}
00:36:33	20	15.0	60000 (= 2.29)	-18.1	6.5	1.0×10^{-4}
00:36:46	19	13.3	10000 (= 0.38)	-18.2	10.3	4.0×10^{-4}
00:36:58	18	11.8	10000 (= 0.38)	-17.9	16.7	3.7×10^{-3}

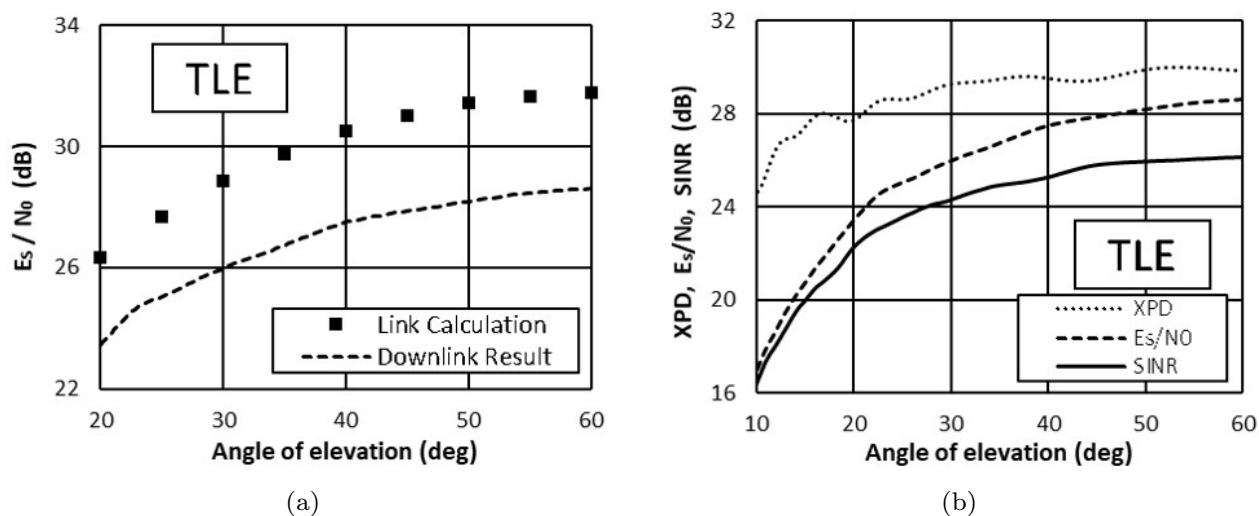


図 4.27 (a) The E_s/N_0 versus the angle of elevation in calculation and experiment, and (b) XPD, E_s/N_0 , and SINR versus angle of elevation with 510 km of the satellite altitude in L-channel experiment at June 23, 2019.

図 4.26(a), (b) にそれぞれ、64APSK (4/5) における R チャンネルと L チャンネルのコンスタレーションを記す。R チャンネルの大電力増幅器の非線形歪は L チャンネルに比べて 1.3 dB 大きいため、ダウンリンク信号の品質も R チャンネルの方が劣っていた。以上より、300 Msps のシンボルレートと左右円偏波に 64APSK (4/5) を用いて X 帯 2.65 Gbps の衛星通信システムに達成した。また、この通信システムは 8.4 bit/Hz という非常に高い周波数利用効率を実現している。

本研究の復号器において時間領域の受信信号を高速フーリエ変換してスペクトラムを得た。そのスペクトラムにおいて、帯域内の信号強度を E_s として帯域外の電力強度を N_0 とした。ここで、1ch 動作時と 2ch 動作時でも周波数領域のスペクトラム E_s/N_0 は変わらないが、時間領域の SINR は変化することに注目する。L チャンネルのみが出力する時、時間領域の SINR と周波数領域の E_s/N_0 が等しくなるように帯域外雑音の範囲を調整した。その後、L と R チャンネルが同時出力されると、信号の回り込みが生じるため XPD に応じて時間領域における SINR の劣化が生じる。そして、2ch 動作時の E_s/N_0 と SINR の差から XPD を計算する。このようにして、2ch 出力時における受信信号の XPD を 1 秒おきに評価した。図 4.27(a) に回線計算と E_s/N_0 の比較を記し、図 4.27(b) に XPD と E_s/N_0 と SINR のエレベーション変化を記す。表 4.1 に記された高い XPD (Total XPD > 27 dB) の通信システムが図 4.27(b) のように 15° 以上のエレベーションで実証された。

4.6.2 回線計算の妥当性検証

この節では、図 4.27(a) における回線計算と実測値に約 3 dB 差があった原因について検証する。人工衛星には利得 17 dBi のアンテナが搭載されており 3σ 姿勢誤差は 1.2° であるため、人工衛星による指向損失は 0.03 dB なので無視できる。誤差要因としては、アンテナ予報値の精度とシステム雑音温度 T_{sys} のエレベーション依存性がある。今回はアンテナ予報値を 2 つの方法で生成した。1 つ目は、TLE コードをもとに軌道計算ソフト Satellite Tool Kit (STK) で読み込んで SGP4 のアルゴリズムでアンテナ予報値を生成する方法である。TLE によるアンテナ予報値の精度は 1 km 程度であり、高度 500 km の衛星では 0.11° の角度誤差が生じる [44]。2 つ目は、GPS の情報を軌道計算ソフト ORBITER FORCE で読み込んでアンテナ予報値を生成する方法である。GPS によるアンテナ予報値の精度は 100 m 程度であり、高度 500 km の衛星では 0.011° の角度誤差が生じる [45]。アンテナ放射パターンは $(\pi D/\lambda) \sin\theta$ を変数にもつ sinc 関数に近似されることが知られている [46]。ここでは、D がアンテナの開口径を表すことから $D = 10$ m とし、 λ は自由空間波長を表すことから $\lambda = 0.366$ m とした。 θ はアンテナ最大利得方向からの角度を表すことから、TLE よりアンテナ予報値を生成した時は $\theta = 0.11^\circ$ とし、GPS の情報よりアンテナ予報値を生成した時は $\theta = 0.011^\circ$ とした。したがって、アンテナ指向損失は、TLE を用いた場合に 2.18 dB となり、GPS を用いた場合に 0.02 dB と計算された。また、アンテナ予報値の生成に必要な GPS 情報を得た時間とダウンリンク開始時間の差が小さい方が、正確なアンテナ予報値となり大きな SINR が得られた。以上より、表 4.9 のエレベーション 60° において SINR と XPD に優れた 12 月 25 日のダウンリンク信号を用いて回線計算の検証をすることにした。

$$Y = \frac{T_0 + T_{ant}}{T_{atm} + T_{ant}} = \frac{P_{amb}}{P_{sky}} \quad (4.17)$$

$$T_{sky} = T_{atm} + \frac{T_{cmb}}{L_{atm}} \quad (4.18)$$

$$T_{sys} = T_{sky} + T_{ant} \quad (4.19)$$

T_{sys} は (4.19) のように計算される。ただし、 T_{sky} は天空雑音温度であり、 T_{ant} はアンテナ雑音温度である。 T_{ant} は (4.17) に示される Y ファクタで実測される [35]。 P_{amb} は一次放射器が電波吸収帯で覆われている時の測定電力であり、 P_{sky} は電波吸収帯がない時の測定電力である。スペクトラムアナライザの掃引周波数を 1 Hz にして P_{amb} と P_{sky} を測定した。 T_0 は電波吸収体の温度であり $T_0 = 290$ K とした。 T_{atm} は大気雑音温度を表し、季節と湿度とエレベーションに依存する値であり、エレベーションが 90° において $T_{atm} = 2.8$ K と報告されている [47]。 T_{sky} は (4.18) のように宇宙マイクロ波背景放射の温度 T_{cmb} と大気減

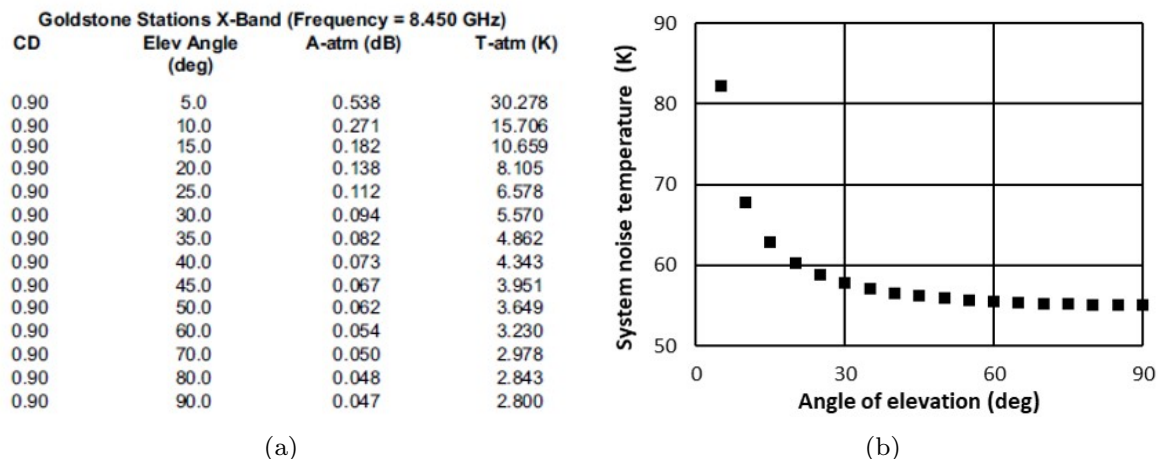


図 4.28 (a) The correction value of the atmosphere noise temperature [47], and (b) the system noise temperature for various elevation.

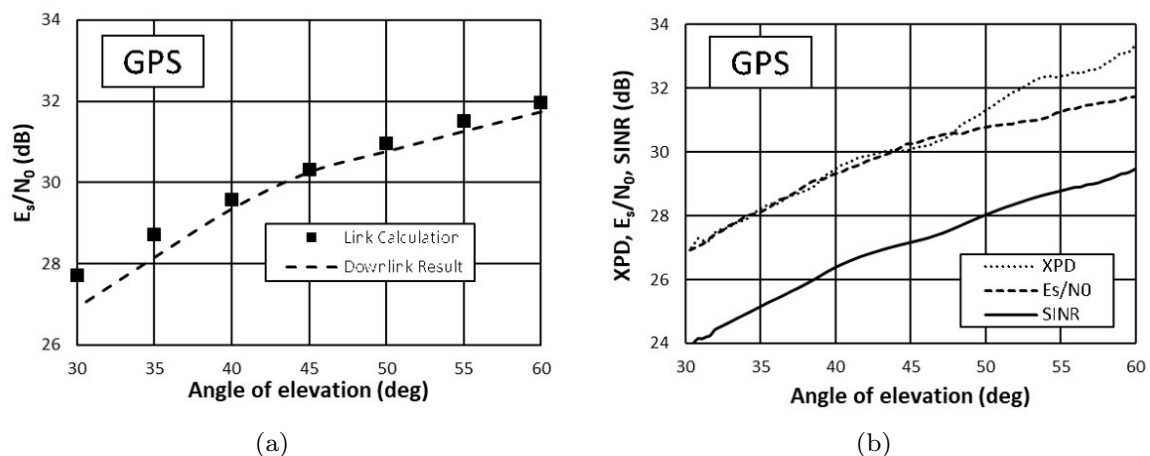


図 4.29 (a) The E_s/N_0 versus angle of elevation in calculation and experiment, and (b) XPD, E_s/N_0 , and channel SINR versus angle of elevation with 510 km of the satellite altitude in L-channel experiment at December 25, 2019.

衰量 L_{atm} を用いて計算される。ただし、文献 [47] のゴールドストーン深宇宙通信施設はカリフォルニア州にあり、IRU の大気モデルでは B 地域であり、本研究の地上局は K 地域であるため、異なった大気モデルである [19]。

文献 [47] では、天候に依存する T_{atm} を規定するのに統計的な累積分布関数 Cumulative Distribution (CD) を用いて場合分けをしている。例えば、 $CD = 0.00$ は砂漠の大気を表し $CD = 0.25$ は晴れの大気を表し、 $CD = 0.50$ は薄い雲に覆われて湿度が高い大気を表し、 $CD = 0.90$ は深い雲に覆われているが雨の降っていない大気を表し、 $CD > 0.95$ は雨の大気を表す。12月25日のダウンリンク実験中の湿度は90%であったので、図4.28(a)のように $CD = 0.90$ の条件で T_{atm} のエレベーション依存性を補正することにした [47]。そして、図4.28(b)に T_{sys} のエレベーション変化を記す。図4.29(a)に E_s/N_0 のエレベーション変化を記し、図4.29(b)に E_s/N_0 と XPD と SINR のエレベーション変化を記す。高精度な軌道予報値と文献 [47] によるシステム雑音温度の補正を用いた時、回線計算と実測値の差は 0.3 dB 程度となった。

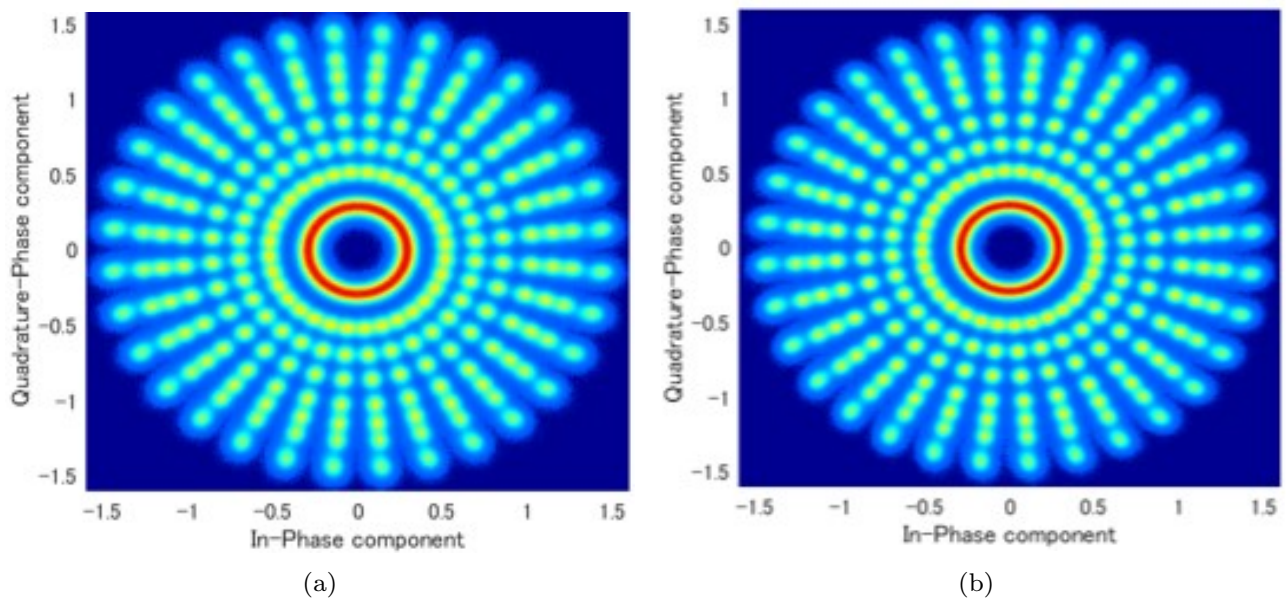


図 4.30 The 256APSK (3/4) constellation of downlinked (a) R- and (b) L-channel signals.

4.6.3 256APSK を用いた 3.3 Gbps 通信の結果

コンスタレーション上のシンボル数が増えるにつれてシンボル間隔が狭くなり高精度なドップラ補正が求められる。しかしながら、DVB-S2X はドップラの無い静止衛星向けの通信規格であるため、衛星通信の主流である CCSDS に比べてヘッダやパイロットのシンボル数が短い [48]。そのため、256APSK を安定的に符号するためにパスごとに通信路チャネルインパルス応答のパラメータを最適化してドップラを補正する必要が生じた。図 4.26(a), (b) に 256APSK (4/5) における R チャンネルと L チャンネルのコンスタレーションをそれぞれ記す。表 4.10 に示される $\text{SINR} = 27.5 - 29.5 \text{ dB}$ となる時、ダウンリンク信号を 20 万フレーム復号した時にビット誤りは生じなかった。一方、 $\text{SINR} = 27.0 \text{ dB}$ の時に信号品質が急激に劣化したことより、256APSK の復号閾値を $\text{SINR} = 27.0 \text{ dB}$ とした。この値は、DVB-S2X の規格書の Non-Linear Hard Limer Channel の閾値と比較した時に 3.5 dB 悪い値であった [13]。以上より、復号器のドップラ補正のパラメータをチューニングすることで、256APSK(3/4) を復号して 3.3 Gbps (10.8 bit/Hz) も実現可能である [11] [49]。

表 4.10 Stability of 256APSK link after zenith showing various SINR on December. 25, 2019.

Start time (UTC)	SINR (dB)	Elevation (°)	Number of Frames (time (s))	EVM (dB)	Mean number of LDPC iteration (-)	Frame error rate (-)
00:17:00	29.5	60.0	200000 (= 5.73)	-25.8	8.69	0
00:17:08	29.0	57.1	200000 (= 5.73)	-26.0	8.62	0
00:17:18	28.5	52.9	200000 (= 5.73)	-25.6	8.55	0
00:17:25	28.0	50.0	200000 (= 5.73)	-25.7	8.68	0
00:17:31	27.5	47.5	200000 (= 5.73)	-25.6	8.52	0
00:17:41	27.0	43.5	20000 (= 0.57)	-23.8	15.5	1.85×10^{-2}

4.7 まとめ

本研究では、搭載用送信機と 37 dB の XPD をもつ両偏波アンテナと G/T と XPD に優れた地上局アンテナと 300 Msps 復調ソフトウェアを開発した。適切なバイアス点を探すことで大電力増幅器の三次歪を小さくして、高品質な送信信号を得た。その後、帯域通過フィルタを挿入することで 8.4 GHz の深宇宙帯における電力を -60 dB 減衰させた。耐雑音性のために誤り訂正符号 LDPC と周波数利用効率向上のために小さなコサインロールオフ係数 ($\alpha = 0.05$) を有する DVB-S2X 規格を用いた。DVB-S2X はドップラの無い放送静止衛星向けの規格であるため、ヘッダが最大 90 シンボルしかないのでドップラ補正を 3 回行った。そして、300 Msps のシンボルレートと左右円偏波に 64APSK (4/5) を用いることで、2.65 Gbps (8.4 bit/Hz) 通信を軌道上実証した。さらに、復号器のドップラ補正のパラメータをチューニングすることで、256APSK(3/4) を復号して 3.3 Gbps (10.8 bit/Hz) も実現可能である。エレベーション 60° において約 31–34 dB の XPD となった。また、実測値と回線計算の E_s/N_0 の相違は 0.3 dB 程度であった。この通信システムにより、10 分以内の 1 回のパスで人工衛星に蓄積された 100 Gbit の観測データを 2 機の人工衛星からダウンリンクできる効率的な衛星運用が可能となった。今後、小型衛星に本通信システムを搭載するために、DVB-S2X の短いヘッダに起因するドップラ補正の精度向上についての問題や搭載品の小型化などの問題がある。また、主流の地上局アンテナの開口径は 3 m 程度であり冷凍器は整備されていないことから、本研究の通信システムよりも帯域幅を絞ったり、1 シンボルあたりのビット数を下げる必要があると考察している。

参考文献

- [1] Hirobumi Saito, Prilando Akbar, Rizki, Vinay Ravindra, Tomiki Tomiki Atushi, Hiromi Watanabe, Jiro Hirokawa, Mia Zhang, and Seiko Shirasaka. Compact X-band synthetic aperture radar with deployable plane antenna and RF feed system through non-contact waveguides –Project of a 100kg-class SAR satellite–. In *AIAA/Utah State University Small Satellite Conference*, number SSC17-IX-01, Utah, USA, August 2018.
- [2] MathWorks. Digitalglobe Simulates Complete Satellite to Ground Communications Systems. February 2014.
- [3] Akira Iwasaki and Takeo Tadano. Future Prospect on Space Communication Infrastructure for Remote Sensing Satellites. In *International Conference on Space Optical Systems and Applications (ICSOS)*, number 25, Kobe, Japan, May 2014.
- [4] Kiruthika Devaraj, Matt Ligon, Eric Blossom, Joseph Breu, Bryan Klofas, Kyle Colton, and R.Ryan Kingsbury. Planet High Speed Radio: Crossing Gbps from a 3U Cubesat. In *AIAA/Utah State University Small Satellite Conference*, number SSC19VI01, Utah, USA, August 2019.
- [5] Kenji Suzuki, Masatomo Yahata, Midori Kato, Tessuya Watabe, Kenichi Hoshi, Tamio Okui, Shiro Yoshikawa, Masayoshi Yoneda, Yoshiki Arakawa, Toshio Asai, Takashi Takahashi, and Morio Toyoshima. 16APSK/16QAM-OFDM 3.2Gbps RF Signal Direct-Processing Transmitter and Receiver Communication Experiments Using WINDS Satellite. In *Technical Committee on Space, Aeronautical and Navigational Electronics, IEICE*, volume 115, pages 137 – 140, October 2015.
- [6] Kazuma Kaneko, Hiroki Nishiyama, Nei Kato, Amane Miura, and Morio Toyoshima. Construction of a Flexibility Analysis Model for Flexible High-Throughput Satellite Communication Systems With a Digital Channelizer. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 67(3):2097 – 2107, March 2018.
- [7] Tomoki Kaneko, Hirobumi Saito, and Akira Hirose. SRAM: A septum-type polarizer design method based on superposed even- and odd-mode excitation analysis. *submitted*.
- [8] Tomoki Kaneko, Yasuhiro Ohikata, Makoto Mita, and Hirobumi Saito. 2Gbps Downlink System of 100kg Class Satellite for Compact Synthetic Aperture Radar Mission. In *Small Satellite System and Services symposium*, Sorrento, Italy, May-June 2018.
- [9] Tomoki Kaneko, Hirobumi Saito, Makoto Mita, and Yasuhiro Ohikata.

- Dual circularly polarization X band 2Gbps downlink communication system of earth observation satellite. In *AIAA/Utah State University Small Satellite Conference*, number SSC18-XII-01, Utah, USA, August 2018.
- [10] Tomoki Kaneko, Noriyuki Kawano, Yuhei Nagao, Keishi Murakami, Hiromi Watanabe, Makoto Mita, Tomoda Tomoda, Keiichi Hirako, Seiko Shirasaka, Shinichi Nakasuka, Hirobumi Saito, and Akira Hirose. 2.65 Gbps downlink communications with polarization multiplexing in x-band for small earth observation satellite. *IEICE Transactions on Communications*, E104-B(1), January 2021.
- [11] Hirobumi Saito, Tomoki Kaneko, Noriyuki kawano, Keishi Murakami, Tomoda Tomoda, Kunii Yoshinori, Seiko Shirasaka, and Shinichi Nakasuka. Demonstration of 2.65 / 3.3 Gbit per sec X band radiowave down link communications from LEO small satellite. In *AIAA/Utah State University Small Satellite Conference*, Utah, USA, August 2020.
- [12] European Telecommunications Standards Institute (ETSI). Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2), August 2009.
- [13] European Telecommunications Standards Institute (ETSI). Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications; Part 2: DVB-S2 Extensions (DVB-S2X), October 2014.
- [14] Seok-Min Kim, Chang-Soo Park, and Sun-Young Hwang. A Novel Partially Parallel Architecture for High throughput-LDPC Decoder for DVB-S2. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 56(2):820–825, July 2010.
- [15] ITU. Rec. ITU-R SA.1157-1 "RECOMMENDATION ITU-R SA.1157-1" Protection criteria for deep-space research (1995–2006), March 2006.
- [16] European Telecommunications Standards Institute (ETSI). Digital Video Broadcasting (DVB); Implementation guidelines for the second generation system for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications; Part 2: S2 Extensions (DVB-S2X), November 2015.
- [17] Hajime Fukuchi, Toshiaki Kozu, Yasuhiro Takahashi, Yuichi Otsu, Tadashi Oda, Tetsuzo Mori, Kazumi Nishimuta, and Akira Suzuki. Radio wave propagation experiments at the MTRS. In *Quarterly review of the Radio Research laboratories (in Japanese)*, volume 32, pages 37–56, January 1986.

- [18] ITU. Rec. ITU-R P.618-13 "Recommendation ITU-R P.618-1" Propagation data and prediction methods required for the design of Earth-space telecommunication systems, December, 2017., September 2014.
- [19] ITU. Rec. ITU-R PN.837-1 "RECOMMENDATION ITU-R PN.837-1" CHARACTERISTICS OF PRECIPITATION FOR PROPAGATION MODELLING" (Question ITU-R 201/3), December 2017.
- [20] ITU. Rec. ITU-R P.839-1 "RECOMMENDATION ITU-R P.839-1" RAIN HEIGHT MODEL FOR PREDICTION METHODS (Question ITU-R 201/3) (1992-1997).
- [21] ITU. Rec. ITU-R P.838-3 "RECOMMENDATION ITU-R P.838-3" Specific attenuation model for rain for use in prediction methods (Question ITU-R 201/3) (1992-1999-2003-2005), March 2003.
- [22] Eduardo De Lima R, F. R. Queiroz Augusto, and J.E Beetuzzo. Design and FPGA Prototyping of a DVB-S2 Receiver : Towards a VLSI Implementation in CMOS. In *3rd Workshop on Circuits and System Design*, Fortaleza, Brazil, September 2013.
- [23] Robert Peters, Elizabeth-Klein Lebbink, Victor Lee, Josh Model, Robert Wezalis, and John Taylor. Applying EVM to Satellite on-Ground and In-Orbit Testing: Better Data in Less Time. In *26th International Communications Satellite System Conference(ICSSC)*, number AIAA 2008-5508, June 2008.
- [24] Zhaoming Wu, Chun Zhang, Fule Li, and Wang Zhihua. High speed serial interface transceiver controller based on JESD204B. In *2016 14th IEEE International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS)*, pages 26–29, Vancouver, Canada, June 2016.
- [25] Celal Dudak and Nzali Kahyaoglu, Deniz. A descriptive study on AM-AM and AM-PM conversion phenomena through EVM-SNR relation. In *2012 IEEE Topical Conference on Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications*, pages 15–18, Santa Clara, CA, USA, January 2012.
- [26] R. Telmo Cunha, Cabral M. Pedro, and Nunes C. Luis. Characterizing power amplifier static AM/PM with spectrum analyzer measurements. In *2014 IEEE 11th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD14)*, pages 11–14, Barcelona, Spain, May 2014.
- [27] Tomoki Kaneko, Ichiro, and Hirobumi Saito. Thermal design for X band 1000W class pulse amplifier at 100kg class satellite. In *Proceedings of 60th Space Sciences and Technology Conference*, number 1K12, Hakodate, Japan, September 2016.
- [28] Tomoki Kaneko, Shigeki Morisawa, and Hirobumi Saito. Right and left

- circular polarized wave antenna for small satellite. In *Topical Workshop on Internet of Space (TWIOS)*, pages 13–16, Phoenix, AZ, USA, January 2017.
- [29] Tomoki Kaneko and Hirobumi Saito. Dual circularly polarization antenna with High XPD for downlink communication of earth observation satellite. In *Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA) Tsukuba*, pages 232–234, Tsukuba, Japan, December 2017.
- [30] Takashi Kitsuregawa. *Advanced Technology in Satellite Communication Antennas: Electrical and Mechanical Design (Artech House Antenna Library)*. House Antenna Library, January 1990.
- [31] Ming Hui Chen and G. N. Tsandoulas. A wide-band square waveguide array polarizer. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-21(5):389–391, May 1973.
- [32] Ishi Nozomu. *Antenna Basic Metrology*. CORONA PUBLISHING CO.,LTD., 2011.
- [33] Yuzo Tamaki, Takehiko Kobayashi, and Atushi Tomiki. Automatic determination of phase centers and its application to precise measurement of spacecraft antennas in a small anechoic chamber. *IEICE Transactions on Communications*, 2:364 – 372, February 2018.
- [34] R. James Wertz and J. Wiley Larson. *Space Mission Analysis and Design*. September 1999.
- [35] Shunyou Qin, Lijun Zhang, and Zhensheng Li. Uncertainty Analysis of Antenna Noise Temperature Measurement Using Y-factor Method. In *11th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (IS-APE)*, pages 421– 423, Guilin, China, October 2016.
- [36] <http://www.de-pro.co.jp/2016/06/28/8805/>.
- [37] Xi Chen, Yue Ye, Yue Xiaoi, An Li, Jiayuan He, Qian Hu, and William Shieh. Equalization of two-mode fiber based mimo signals with larger receiver sets. In *38th European Conference and Exhibition on Optical Communications*, volume 20, pages 413 – 418, Amsterdam, Netherlands, January 2012.
- [38] Moose.H.P. A Technique for Orthogonal Frequency division Multiplexing Frequency Offset Correction. *IEEE Transactions on Communications*, 42:2908–2914, October 1994.
- [39] Chih-Peng Li, Wei-Wen Hu, and Tsang-Yi Wang. Frequency Offset Estimation for OFDM Systems Using ICI Self-Cancellation Schemes. In *IEEE 65th Vehicular Technology Conference*, pages 2305 – 2309, Dublin, Ireland, 2007.

-
- [40] Mathuranathan Viswanathan, editor. *DIGITAL MODULATIONS using MATLAB*. June 2017.
- [41] Ribeiro Carlos and Gameiro Altilio. Direct Time-Domain Channel Impulse Response Estimation for OFDM-Based Systems. In *IEEE 66th Vehicular Technology Conference*, Baltimore, MD, USA, September 2007.
- [42] V. Saranya and M.T.BabiMol. Adaptive Feedback Based Normalized Channel Equalizer Using Minimal Symbol-Error-Rate Approach. In *International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology*, pages 1662–1667, March 2014.
- [43] Jason S. Harrisz Otilia Popescuy and Dimitrie C. Popescuz. Designing the Communication Sub-System for Nanosatellite Cubesat Missions: Operational and Implementation Perspectives. Norfolk, VA, USA, April 2016.
- [44] Kathleen Riesing. Orbit Determination from Two Line Element Sets of ISS-Deployed CubeSats. In *AIAA/Utah State University Small Satellite Conference*, number SSC15-VIII-5, Utah, USA, August 2015.
- [45] Montenbruck Oliver and Eberhard Gill. *Satellite Orbits: Models, Methods and Applications*. Springer, September 2011.
- [46] Lo Y.T. and Lee S.W., editors. *Antenna Handbook: Volume III Applications*. Springer, January 1993.
- [47] Anil V. Kantak and Stephen D. Slobin. Atmosphere Attenuation and Noise Temperature Models at DSN Antenna Locations for 1–45 GHz. In *JPL Publication 09-14*, Pasadena, California, March 2009. National Aeronautics and Space Administration Jet Propulsion Laboratory California Institute of Technology.
- [48] BLUE BOOK. FLEXIBLE ADVANCED CODING AND MODULATION SCHEME FOR HIGH RATE TELEMETRY APPLICATIONS, March 2012.
- [49] Hirobumi Saito, Tomoki Kaneko, Noriyuki Kawano, Keishi Murakami, Yoshinori Kunii, Takahisa Tomoda, Keiichi Hirako, Shinichi Nakasuka, and Seiko Shirasaka. Experiment of 2-3Gbps Data Downlink from Low Altitude Satellite with Polarization Multiplexing in X band. In *IEICE Communications Society*, online, September 2020.

第5章

予測型合成偏波クロストークキャンセラ

5.1 従来のクロストーク除去方法

偏波多重は高い周波数利用効率を実現するために光通信や移動体通信の分野で広く使われているが、偏波干渉（クロストーク）によって通信品質の劣化が生じることが知られている。例えば、光有線通信において偏波干渉量はポアンカレ球を用いて評価される [1], [2]。光通信におけるクロストーク除去では偏光板に適切な位相差を与える方法が用いられている。移動体通信においては、チャープZ変換を用いて電波の飛来方向を推測することでクロストークを補正する研究が行われてきた [3], [4]。しかしながら、チャープZ変換のみを用いた手法では、時々刻々変化するチャネル環境において、クロストークを補正することは難しい。そこで、時々刻々変化するフェージング環境を予測するために複素ニューラルネットワークを用いた手法が提案された [5]。その後、偏波状態も予測する手法が提案された [6], [7]。光衛星通信におけるチャネル状態をポアンカレ球で評価した研究がある [8]。また、衛星から地上までの通信路のモデルに方向性結合器と移相器を用いてポアンカレ球上の位置に応じてクロストークの除去をした研究がある [9], [10], [11]。しかしながら、これらの研究では、時々刻々変化するチャネル状態においてクロストークの除去を実証できていない。そこで、本研究では、両偏波衛星通信における偏波状態を四元数ニューラルネットワークを用いて予測して、ポアンカレ球上の点の位置に応じた適切なパラメータ演算によるクロストーク除去を実証することに注目した。



図 5.1 The model of Faraday rotation in the atmosphere.

5.2 ポアンカレ球を用いたクロストークの除去手法

まず初めに、電離層におけるファラデー効果による偏波分離識別度 (Cross Polarization Discrimination (XPD)) の劣化について注目する。電離層におけるファラデー効果や大気中に含まれる雨粒や氷晶は XPD の劣化を引き起こすことが報告されている。ファラデー効果とは、電波と地磁場の干渉により偏波面が Ω 回転する現象である。その大きさ Ω は周波数の 2 乗に反比例して減少するため 10 GHz 程度の周波数では問題にならない。水平・垂直偏波を用いて多重する場合、主偏波が $\cos\Omega$ 倍されて交差偏波が $\sin\Omega$ 倍されるためクロストークが生じる [12]。一方、円偏波の場合、偏波面の回転量 Ω が電界ベクトルに与える影響は (5.1) のように計算されるためクロストークは生じない。この時、送信側における左右円偏波の電界ベクトル E_L^{Tx} , E_R^{Tx} と、ファラデー効果による回転行列と、受信側における左右円偏波の電界ベクトル E_L^{Rx} , E_R^{Rx} の関係を図 5.1 に記す。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} E_L^{Rx} \\ E_R^{Rx} \end{bmatrix} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -j & 1 \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_V^{Rx} \\ E_H^{Rx} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -j & 1 \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\Omega & -\sin\Omega \\ \sin\Omega & \cos\Omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_V^{Tx} \\ E_H^{Tx} \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -j & 1 \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\Omega & -\sin\Omega \\ \sin\Omega & \cos\Omega \end{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} j & 1 \\ 1 & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_L^{Tx} \\ E_R^{Tx} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\Omega} & 0 \\ 0 & e^{-j\Omega} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_L^{Tx} \\ E_R^{Tx} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.1)$$

(5.1) のように左右円偏波の基底を水平・垂直偏波に変換してから偏波面を Ω 回転させた後、再び円偏波の基底に変換する。そして、非対角成分が 0 となるため、クロストークが生じないことが数式から確認できる。

次に、大気中に含まれている雨粒や氷晶による XPD の劣化について注目する。雨粒形状は空気抵抗のため扁平なものになっているので、吸収や散乱特性は偏波面の入射角によって異なっている [13]。雨粒による減衰や位相遅れは長軸方向が最大となり短軸方向が最小となる。そのため、左右円偏波が大気中を伝搬することで直交モードの減衰や位相差が生じてクロストークが発生する。ここで、図 5.2(a) に半径 3 mm の雨粒モデルを記し、図 5.2(b), (c) に差減衰と差移

相の周波数変化を記す [10]。例えば、ITU の規定している時間率 0.1% の降水量 12.0 mm/h における X 帯の差移相を図 5.2(c) より 1 deg/km と見積もる [14]。対流圏の高度を 10km としてアンテナエレベーションを 45 deg とした場合、対流圏の伝搬距離は 14 km と概算されて約 14 deg の位相差が生じる。図 5.3 に本通信システムの Cross-Polar Interference Cancellation (XPIC) の概要を記す。また、XPIC の数式は (5.2) のように表される。

$$\begin{bmatrix} E_{L(XPIC)} \\ E_{R(XPIC)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\alpha & \sin\alpha e^{j2\beta} \\ \sin\alpha e^{j2\beta} & \cos\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_L \\ E_R \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

$$2\beta = (\text{Phase difference of an ellipticity at a falling drop in atmosphere shown in Figure 5.2(c)}) \\ + (\text{Phase difference of carrier frequency}) \quad (5.3)$$

この時、 $\alpha = \cot^{-1}(\text{AR})$ とチルト角 β のポアンカレ球に対する関係を図 5.4 にまとめる。ただし、AR (Axial Ratio) は軸比を表す。円偏波が 1ch と 2ch のいずれの時でも、左右円偏波のアンテナで受信された信号成分が存在する。そのため、ポアンカレ球にチャネル状態をプロットする時は合成偏波として扱われる。(5.3) で見積もられている 2β は本通信システムのように非同期な搬送波の場合、図 5.2(c) のような大気中の歪んだ水滴による位相差に送信時における非同期な搬送波の位相差が加算される。

偏波状態を表すストークスベクトル \mathbf{g} は E_L と E_R を用いて次のように定義されている [15]。

$$\begin{bmatrix} g_0 \\ g_1 \\ g_2 \\ g_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \langle |E_L|^2 + |E_R|^2 \rangle \\ \langle 2\text{Im}(E_L E_R^*) \rangle \\ \langle 2\text{Re}(E_L E_R^*) \rangle \\ \langle |E_L|^2 - |E_R|^2 \rangle \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \langle |E_L|^2 + |E_R|^2 \rangle \\ \langle 2E_L E_R \sin \delta_{RL} \rangle \\ \langle 2E_L E_R \cos \delta_{RL} \rangle \\ \langle |E_L|^2 - |E_R|^2 \rangle \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

ここで、 $\langle \rangle$ は平均を表す。(5.4) の各成分を g_0 で割った値を X, Y, Z 軸に有する球のことをポアンカレ球という。ポアンカレ球上の任意の点は偏波状態を表し、各軸は次のように定義されている。

$$\begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1/g_0 \\ g_2/g_0 \\ g_3/g_0 \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

このように g_0 で割ることによって正規化されて偏波度が 1 の場合にはポアンカレ球上の点が表面にプロットされる。ここで、ポアンカレ球と偏波状態の関係を図 5.5 に記す。

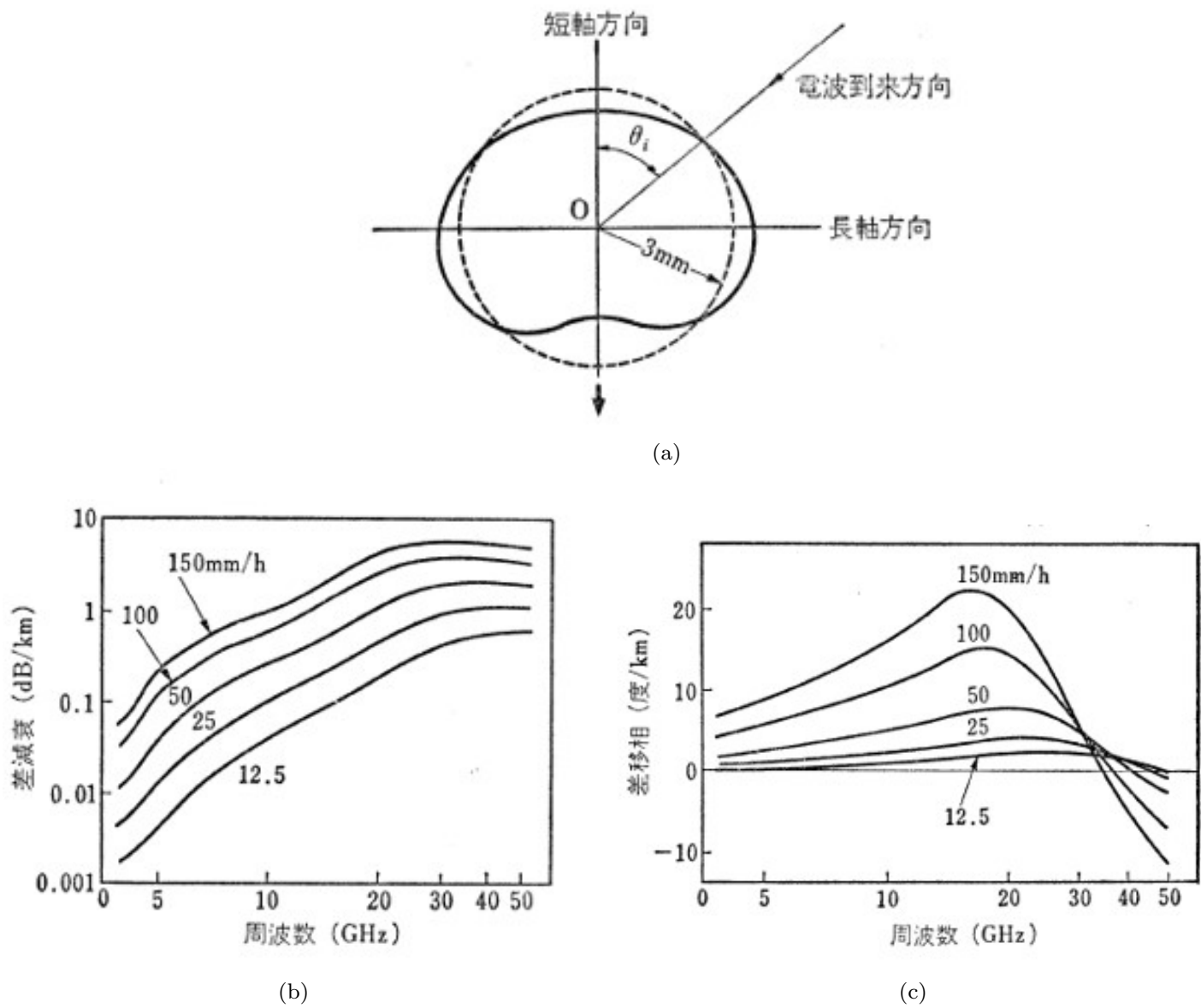


図 5.2 (a) A shape of a falling raindrop with an equivalent radius of 3 mm, and (b) a frequency dependence of a rain-induced differential attenuation and (c) a phase shift [10].

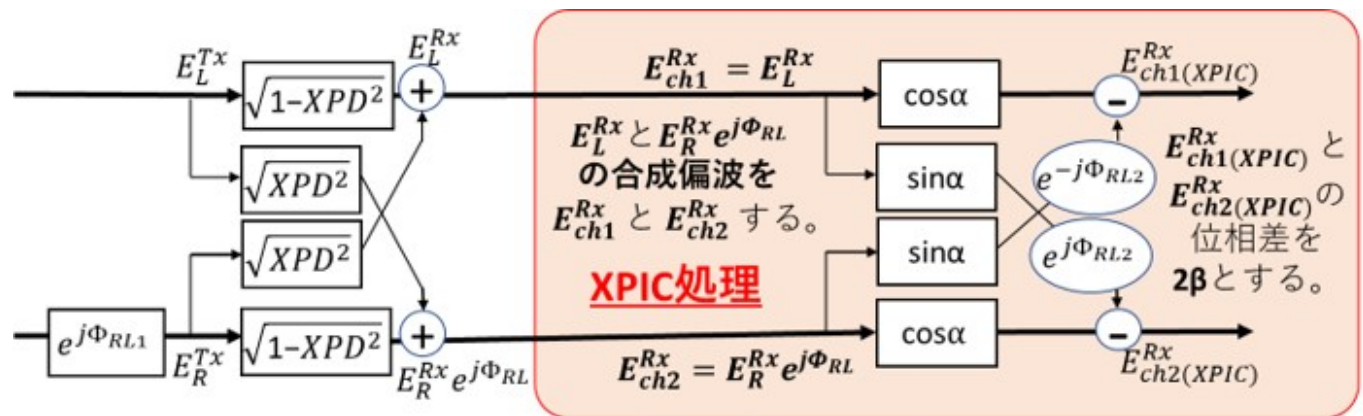
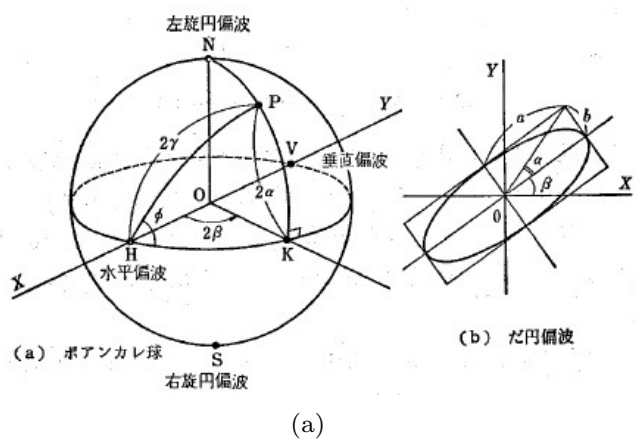


図 5.3 A concept of XPIC in this paper.



地球		偏波の諸要素
赤道		直線偏波
経度	0°	水平偏波
	180°	
北極		左旋円偏波
南極		右旋円偏波
北半球		左旋だ円偏波
南半球		右旋だ円偏波
経度	(2β)	だ円偏波長軸方向がX軸と成す角 β の2倍
緯度	(2α)	$\cot \alpha = \text{軸比}$

図5.4 (a) The parameters in Poincare sphere, and (b) the explanation of this sphere [10].

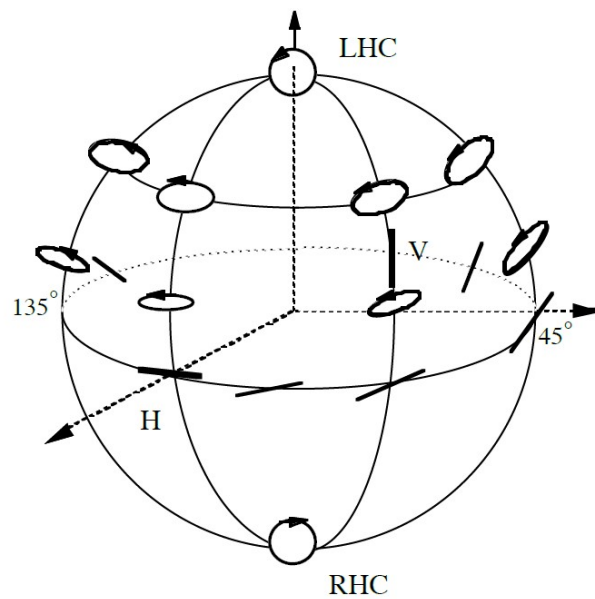


図5.5 A polarization state on the Poincare sphere [15].

図5.5のように北極点が左円偏波を表し、南極点が右円偏波を表し、赤道が理想的な水平・垂直偏波を表す。また、左右円偏波の合成偏波の電界ベクトルは直線偏波になる。そのため、クロストークの除去された偏波は、赤道上の水平・垂直偏波の位置にプロットされる。

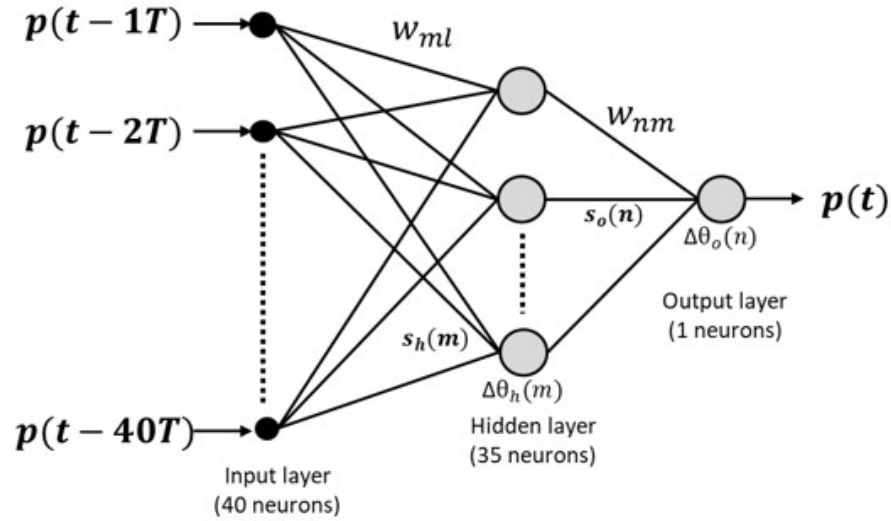


図 5.6 A quaternion neural network.

5.3 四元数ニューラルネットワークの理論

5.3.1 ニューロンの入出力信号と活性化関数

(5.5) のように表される三次元の座標空間における物体の回転を考える。オイラー座標系で物体を回転させると方向余弦行列の成分は 9 個ある。一方、四元数座標系で回転させるとその成分は 4 個である。少ない変数の方が優れた汎化性能が得られることが知られている。そのため、本研究では、少ない変数でポアンカレ球の点を表現できる四元数を用いることにした。このように、四元数座標系を用いたニューラルネットワークのことを四元数ニューラルネットワークという。図 5.6 に本論文で用いる 2 層の四元数ニューラルネットワークの構成を記す。

図 5.6 のように入力層は 40 個の入力端子、隠れ層は 35 個のニューロン、出力層は 1 個のニューロンから構成され、入力値には過去の状態の四元数を入力する。このとき、四元数は次の式で定義されている [16]。

$$\mathbf{p} = 0 + \frac{g_1}{g_0} \mathbf{i} + \frac{g_2}{g_0} \mathbf{j} + \frac{g_3}{g_0} \mathbf{k} \quad (5.6)$$

ただし、 \mathbf{i} , \mathbf{j} , \mathbf{k} は四元数の基底の元で、以下の性質を満たす。

$$\begin{cases} \mathbf{i}^2 = \mathbf{j}^2 = \mathbf{k}^2 = \mathbf{ijk} = -1 \\ \mathbf{ij} = -\mathbf{ji} = \mathbf{k} \\ \mathbf{jk} = -\mathbf{kj} = \mathbf{i} \\ \mathbf{ki} = -\mathbf{ik} = \mathbf{j} \end{cases} \quad (5.7)$$

m 番目の隠れ層のニューロンにおける入力値 $s_h(m)$ は次式で表される [16]。

$$s_h(m) = \sum_{l=1}^L \frac{\mathbf{w}_{ml} \otimes \mathbf{p}(t-lT) \otimes \mathbf{w}_{ml}^*}{|\mathbf{w}_{ml}|} - \Delta\theta_h(m) \quad (5.8)$$

ただし $\mathbf{w}_{ml} \otimes \mathbf{p}(t - lT) \otimes \mathbf{w}_{ml}^*$ は次のような行列演算を表す。

$$\mathbf{w}_{ml} \otimes \mathbf{p}(t - lT) \otimes \mathbf{w}_{ml}^* = \begin{bmatrix} w_{ml}^{(e)} & -w_{ml}^{(i)} & -w_{ml}^{(j)} & -w_{ml}^{(k)} \\ w_{ml}^{(i)} & w_{ml}^{(e)} & -w_{ml}^{(k)} & w_{ml}^{(j)} \\ w_{ml}^{(j)} & w_{ml}^{(k)} & w_{ml}^{(e)} & -w_{ml}^{(i)} \\ w_{ml}^{(k)} & -w_{ml}^{(j)} & w_{ml}^{(i)} & w_{ml}^{(e)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p(t - lT)^{(e)} \\ p(t - lT)^{(i)} \\ p(t - lT)^{(j)} \\ p(t - lT)^{(k)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{ml}^{(e)} & -w_{ml}^{(i)} & -w_{ml}^{(j)} & -w_{ml}^{(k)} \\ w_{ml}^{(i)} & w_{ml}^{(e)} & -w_{ml}^{(k)} & w_{ml}^{(j)} \\ w_{ml}^{(j)} & w_{ml}^{(k)} & w_{ml}^{(e)} & -w_{ml}^{(i)} \\ w_{ml}^{(k)} & -w_{ml}^{(j)} & w_{ml}^{(i)} & w_{ml}^{(e)} \end{bmatrix}^* \quad (5.9)$$

ニューラルネットワークの出力値は活性化関数に入力値を代入したものである。図 5.7(a) に $y = \tanh(x)$ と $y = \tanh(x)i$ での写像結果を記し、図 5.7(b) に異方的な写像結果を記し、図 5.7(c) に等方的な写像結果を記す。ポアンカレ球空間は等方的な空間であるため、隠れ層の活性化関数 f_h には次の等方的な関数を用いることにした [17]。

$$f_h(\mathbf{s}_h(m)) = \tanh(|\mathbf{s}_h(m)|) \frac{\mathbf{s}_h(m)}{|\mathbf{s}_h(m)|} \quad (5.10)$$

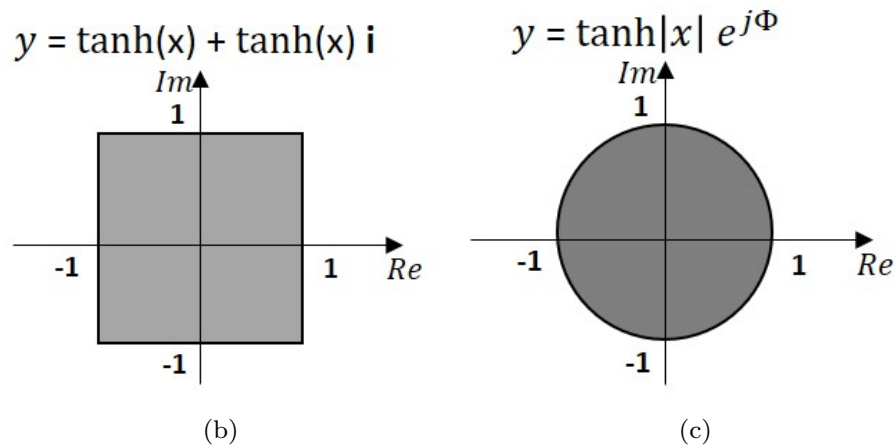
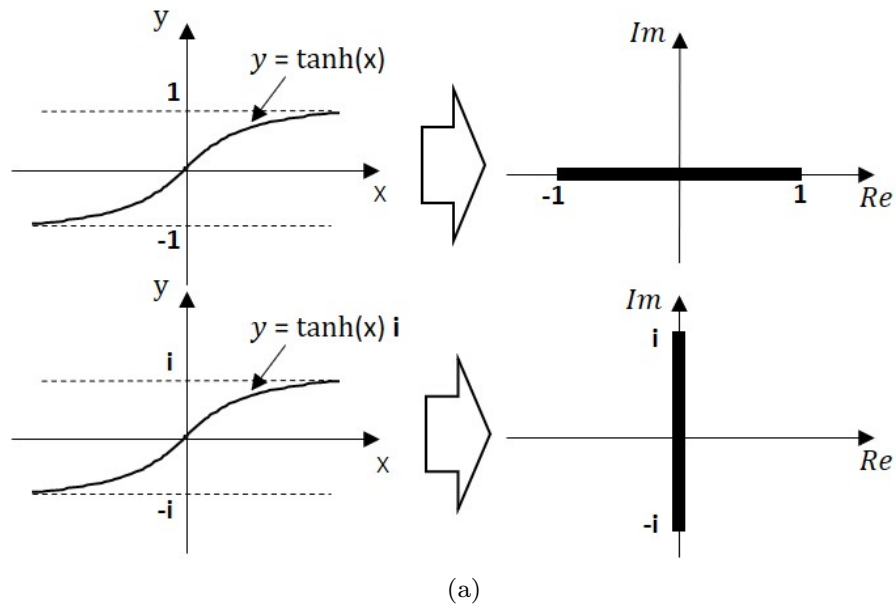


図 5.7 (a) The Mapping transformation of the real and imaginary activation functions, and (b) an anisotropic activation function and (c) an isotropic activation function.

m 番目の隠れ層のニューロンの出力値を $\mathbf{y}_h(m)$ とすると、 n 番目の出力層におけるニューロンの入力値 $\mathbf{s}_o(n)$ は次の式で表される [16]。

$$\mathbf{s}_o(n) = \sum_m \frac{\mathbf{w}_{nm} \otimes \mathbf{y}_h(m) \otimes \mathbf{w}_{nm}^*}{|\mathbf{w}_{nm}|} - \Delta\boldsymbol{\theta}_o(n) \quad (5.11)$$

出力値がポアンカレ球の表面にプロットされるように、出力層の活性化関数 f_o には次の正規化する関数を用いる [18]。

$$f_o(\mathbf{s}_o(n)) = \frac{\mathbf{s}_o(n)}{|\mathbf{s}_o(n)|} \quad (5.12)$$

これは衛星通信において、偏波度が減少せず、常に1と考えることに対応する。

5.3.2 隠れ層と出力層の間における結合荷重の更新

図 5.6 に記される四元数ニューラルネットワークにおいて、 m 番目の隠れ層における閾値 $\Delta\theta_h(m)$ 、入力層と隠れ層の間における結合荷重の更新量 $\Delta\mathbf{w}_{ml}$ 、 n 番目の出力層における閾値 $\Delta\theta_o(n)$ 、隠れ層と出力層の間における結合荷重の更新量 $\Delta\mathbf{w}_{nm}$ 、はそれぞれ次のように定義されている [16]。

$$\begin{cases} \Delta\theta_h(m) = -\frac{\partial E}{\partial\theta_h(m)} \\ \Delta\mathbf{w}_{ml} = -\frac{\partial E}{\partial\mathbf{w}_{ml}} \\ \Delta\theta_o(n) = -\frac{\partial E}{\partial\theta_o(n)} \\ \Delta\mathbf{w}_{nm} = -\frac{\partial E}{\partial\mathbf{w}_{nm}} \end{cases} \quad (5.13)$$

誤差関数は次式のように定義し、バックプロパゲーションのアルゴリズムを用いて学習した。そして、誤差が最小になる結合荷重を取得した。

$$E = \frac{1}{2}|\mathbf{p}(t) - \hat{\mathbf{p}}(t)|^2 \quad (5.14)$$

ここで、 $\mathbf{p}(t) = f_o(s_o(n)) = \mathbf{y}_o(n)$ は偏波状態を表す出力値で、 $\hat{\mathbf{p}}(t)$ は偏波状態の正解（教師信号）である。この誤差関数が小さくなるように、隠れ層と出力層の間の結合荷重を次式を用いて更新する。

$$\mathbf{w}_{nm} \leftarrow \mathbf{w}_{nm} + \eta\Delta\mathbf{w}_{nm} \quad (5.15)$$

ここで、 η は学習率であり、 $\Delta\mathbf{w}_{nm}$ は以下によって求める [16]。

$$\begin{aligned} \Delta\mathbf{w}_{nm} &= \begin{bmatrix} -\frac{\partial E}{\partial w_{nm}^{(e)}} \\ -\frac{\partial E}{\partial w_{nm}^{(i)}} \\ -\frac{\partial E}{\partial w_{nm}^{(j)}} \\ -\frac{\partial E}{\partial w_{nm}^{(k)}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\partial E}{\partial s_o^{(i)}(n)} \frac{\partial s_o^{(i)}(n)}{\partial w_{nm}^{(e)}} - \frac{\partial E}{\partial s_o^{(j)}(n)} \frac{\partial s_o^{(j)}(n)}{\partial w_{nm}^{(e)}} - \frac{\partial E}{\partial s_o^{(k)}(n)} \frac{\partial s_o^{(k)}(n)}{\partial w_{nm}^{(e)}} \\ -\frac{\partial E}{\partial s_o^{(i)}(n)} \frac{\partial s_o^{(i)}(n)}{\partial w_{nm}^{(i)}} - \frac{\partial E}{\partial s_o^{(j)}(n)} \frac{\partial s_o^{(j)}(n)}{\partial w_{nm}^{(i)}} - \frac{\partial E}{\partial s_o^{(k)}(n)} \frac{\partial s_o^{(k)}(n)}{\partial w_{nm}^{(i)}} \\ -\frac{\partial E}{\partial s_o^{(i)}(n)} \frac{\partial s_o^{(i)}(n)}{\partial w_{nm}^{(j)}} - \frac{\partial E}{\partial s_o^{(j)}(n)} \frac{\partial s_o^{(j)}(n)}{\partial w_{nm}^{(j)}} - \frac{\partial E}{\partial s_o^{(k)}(n)} \frac{\partial s_o^{(k)}(n)}{\partial w_{nm}^{(j)}} \\ -\frac{\partial E}{\partial s_o^{(i)}(n)} \frac{\partial s_o^{(i)}(n)}{\partial w_{nm}^{(k)}} - \frac{\partial E}{\partial s_o^{(j)}(n)} \frac{\partial s_o^{(j)}(n)}{\partial w_{nm}^{(k)}} - \frac{\partial E}{\partial s_o^{(k)}(n)} \frac{\partial s_o^{(k)}(n)}{\partial w_{nm}^{(k)}} \end{bmatrix} \\ &= -\frac{\partial E}{\partial s_o^{(i)}(n)} \begin{bmatrix} \frac{\partial s_o^{(i)}(n)}{\partial w_{nm}^{(e)}} \\ \frac{\partial s_o^{(i)}(n)}{\partial w_{nm}^{(i)}} \\ \frac{\partial s_o^{(i)}(n)}{\partial w_{nm}^{(j)}} \\ \frac{\partial s_o^{(i)}(n)}{\partial w_{nm}^{(k)}} \end{bmatrix} - \frac{\partial E}{\partial s_o^{(j)}(n)} \begin{bmatrix} \frac{\partial s_o^{(j)}(n)}{\partial w_{nm}^{(e)}} \\ \frac{\partial s_o^{(j)}(n)}{\partial w_{nm}^{(i)}} \\ \frac{\partial s_o^{(j)}(n)}{\partial w_{nm}^{(j)}} \\ \frac{\partial s_o^{(j)}(n)}{\partial w_{nm}^{(k)}} \end{bmatrix} - \frac{\partial E}{\partial s_o^{(k)}(n)} \begin{bmatrix} \frac{\partial s_o^{(k)}(n)}{\partial w_{nm}^{(e)}} \\ \frac{\partial s_o^{(k)}(n)}{\partial w_{nm}^{(i)}} \\ \frac{\partial s_o^{(k)}(n)}{\partial w_{nm}^{(j)}} \\ \frac{\partial s_o^{(k)}(n)}{\partial w_{nm}^{(k)}} \end{bmatrix} \\ &= -\Delta\theta_o^{(i)}(n) \begin{bmatrix} \frac{\partial s_o^{(i)}(n)}{\partial w_{nm}^{(e)}} \\ \frac{\partial s_o^{(i)}(n)}{\partial w_{nm}^{(i)}} \\ \frac{\partial s_o^{(i)}(n)}{\partial w_{nm}^{(j)}} \\ \frac{\partial s_o^{(i)}(n)}{\partial w_{nm}^{(k)}} \end{bmatrix} - \Delta\theta_o^{(j)}(n) \begin{bmatrix} \frac{\partial s_o^{(j)}(n)}{\partial w_{nm}^{(e)}} \\ \frac{\partial s_o^{(j)}(n)}{\partial w_{nm}^{(i)}} \\ \frac{\partial s_o^{(j)}(n)}{\partial w_{nm}^{(j)}} \\ \frac{\partial s_o^{(j)}(n)}{\partial w_{nm}^{(k)}} \end{bmatrix} - \Delta\theta_o^{(k)}(n) \begin{bmatrix} \frac{\partial s_o^{(k)}(n)}{\partial w_{nm}^{(e)}} \\ \frac{\partial s_o^{(k)}(n)}{\partial w_{nm}^{(i)}} \\ \frac{\partial s_o^{(k)}(n)}{\partial w_{nm}^{(j)}} \\ \frac{\partial s_o^{(k)}(n)}{\partial w_{nm}^{(k)}} \end{bmatrix} \quad (5.16) \end{aligned}$$

この時、 n 番目の出力層における閾値 $\Delta\theta_o(n)$ は次のように表される [16]。

$$\begin{aligned}\Delta\theta_o(n) &= -\frac{\partial \mathbf{E}}{\partial \theta_o(n)} = \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial \mathbf{s}_o(n)} = \frac{\partial}{\partial \mathbf{s}_o(n)} \left(\frac{1}{2} |\mathbf{p}(t) - \hat{\mathbf{p}}(t)|^2 \right) \\ &= \frac{\partial}{\partial \mathbf{p}(t)} \left(\frac{1}{2} |\mathbf{p}(t) - \hat{\mathbf{p}}(t)|^2 \right) \frac{\partial \mathbf{p}(t)}{\partial \mathbf{s}_o(n)} = (\mathbf{p}(t) - \hat{\mathbf{p}}(t)) \frac{\partial \mathbf{y}_o(n)}{\partial \mathbf{s}_o(n)} = (\mathbf{p}(t) - \hat{\mathbf{p}}(t)) \odot \mathbf{f}'(\mathbf{s}_o(n))\end{aligned}\quad (5.17)$$

$\mathbf{f}'(\mathbf{s}_o(n))$ は出力層における活性化関数を入力値 $\mathbf{s}_o(n)$ のベクトルで微分したものであり次のように計算される。

$$\mathbf{f}'(\mathbf{s}_o(n)) = \frac{\partial}{\partial \mathbf{s}_o(n)} \mathbf{f}(\mathbf{s}_o(n)) = \frac{\partial}{\partial \mathbf{s}_o(n)} \mathbf{y}_o(n) = \frac{\partial}{\partial \mathbf{s}_o(n)} \frac{\mathbf{s}_o(n)}{|\mathbf{s}_o(n)|} \quad (5.18)$$

n 番目の出力層における出力値 $\mathbf{y}_o(n)$ と入力値 $\mathbf{s}_o(n)$ を成分ごとに書くと次の式が導出される。

$$\left[\frac{\partial}{\partial \mathbf{s}_o(n)} y_o^{(i)}(n) \quad \frac{\partial}{\partial \mathbf{s}_o(n)} y_o^{(j)}(n) \quad \frac{\partial}{\partial \mathbf{s}_o(n)} y_o^{(k)}(n) \right] = \left[\frac{\partial}{\partial \mathbf{s}_o(n)} \frac{s_o^{(i)}(n)}{|\mathbf{s}_o(n)|} \quad \frac{\partial}{\partial \mathbf{s}_o(n)} \frac{s_o^{(j)}(n)}{|\mathbf{s}_o(n)|} \quad \frac{\partial}{\partial \mathbf{s}_o(n)} \frac{s_o^{(k)}(n)}{|\mathbf{s}_o(n)|} \right] \quad (5.19)$$

ここで、 $s_o^{(e)}(n)$, $s_o^{(i)}(n)$, $s_o^{(j)}(n)$, $s_o^{(k)}(n)$ はそれぞれ、 $\mathbf{s}_o(n)$ の実数成分、 $\mathbf{s}_o(n)$ の i 成分、 $\mathbf{s}_o(n)$ の j 成分、 $\mathbf{s}_o(n)$ の k 成分を表す。さらに、(5.30) を $\mathbf{s}_o(n)$ の i , j , k 成分で偏微分すると次のようになる [18]。

$$\left[\begin{array}{ccc} \frac{\partial}{\partial s_o^{(i)}(n)} \frac{s_o^{(i)}(n)}{|\mathbf{s}_o(n)|} & \frac{\partial}{\partial s_o^{(i)}(n)} \frac{s_o^{(j)}(n)}{|\mathbf{s}_o(n)|} & \frac{\partial}{\partial s_o^{(i)}(n)} \frac{s_o^{(k)}(n)}{|\mathbf{s}_o(n)|} \\ \frac{\partial}{\partial s_o^{(j)}(n)} \frac{s_o^{(i)}(n)}{|\mathbf{s}_o(n)|} & \frac{\partial}{\partial s_o^{(j)}(n)} \frac{s_o^{(j)}(n)}{|\mathbf{s}_o(n)|} & \frac{\partial}{\partial s_o^{(j)}(n)} \frac{s_o^{(k)}(n)}{|\mathbf{s}_o(n)|} \\ \frac{\partial}{\partial s_o^{(k)}(n)} \frac{s_o^{(i)}(n)}{|\mathbf{s}_o(n)|} & \frac{\partial}{\partial s_o^{(k)}(n)} \frac{s_o^{(j)}(n)}{|\mathbf{s}_o(n)|} & \frac{\partial}{\partial s_o^{(k)}(n)} \frac{s_o^{(k)}(n)}{|\mathbf{s}_o(n)|} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{ccc} \frac{1}{|\mathbf{s}_o(n)|} - \frac{s_o^{(i)}(n)^2}{|\mathbf{s}_o(n)|^3} & -\frac{s_o^{(i)}(n)s_o^{(j)}(n)}{|\mathbf{s}_o(n)|^3} & -\frac{s_o^{(i)}(n)s_o^{(k)}(n)}{|\mathbf{s}_o(n)|^3} \\ -\frac{s_o^{(j)}(n)s_o^{(i)}(n)}{|\mathbf{s}_o(n)|^3} & \frac{1}{|\mathbf{s}_o(n)|} - \frac{s_o^{(j)}(n)^2}{|\mathbf{s}_o(n)|^3} & -\frac{s_o^{(j)}(n)s_o^{(k)}(n)}{|\mathbf{s}_o(n)|^3} \\ -\frac{s_o^{(k)}(n)s_o^{(i)}(n)}{|\mathbf{s}_o(n)|^3} & -\frac{s_o^{(k)}(n)s_o^{(j)}(n)}{|\mathbf{s}_o(n)|^3} & \frac{1}{|\mathbf{s}_o(n)|} - \frac{s_o^{(k)}(n)^2}{|\mathbf{s}_o(n)|^3} \end{array} \right] \quad (5.20)$$

そして、 n 番目の出力層における各成分ごとの閾値 $\Delta\theta_o^{(i)}(n)$, $\Delta\theta_o^{(j)}(n)$, $\Delta\theta_o^{(k)}(n)$ は次のように計算される。

$$\begin{aligned}\Delta\theta_o^{(i)}(n) &= \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial s_o^{(i)}(n)} = \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial p(t)^{(i)}} \frac{\partial p(t)^{(i)}}{\partial s_o^{(i)}(n)} + \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial p(t)^{(j)}} \frac{\partial p(t)^{(j)}}{\partial s_o^{(i)}(n)} + \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial p(t)^{(k)}} \frac{\partial p(t)^{(k)}}{\partial s_o^{(i)}(n)} \\ &= (\mathbf{p}(t) - \hat{\mathbf{p}}(t))^{(i)} \left(\frac{1}{|\mathbf{s}_o(n)|} - \frac{s_o^{(i)}(n)^2}{|\mathbf{s}_o(n)|^3} \right) + (\mathbf{p}(t) - \hat{\mathbf{p}}(t))^{(j)} \left(-\frac{s_o^{(i)}(n)s_o^{(j)}(n)}{|\mathbf{s}_o(n)|^3} \right) \\ &\quad + (\mathbf{p}(t) - \hat{\mathbf{p}}(t))^{(k)} \left(-\frac{s_o^{(i)}(n)s_o^{(k)}(n)}{|\mathbf{s}_o(n)|^3} \right)\end{aligned}\quad (5.21)$$

$$\begin{aligned}\Delta\theta_o^{(j)}(n) &= \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial s_o^{(j)}(n)} = (\mathbf{p}(t) - \hat{\mathbf{p}}(t))^{(i)} \left(-\frac{s_o^{(j)}(n)s_o^{(i)}(n)}{|\mathbf{s}_o(n)|^3} \right) + (\mathbf{p}(t) - \hat{\mathbf{p}}(t))^{(j)} \left(\frac{1}{|\mathbf{s}_o(n)|} - \frac{s_o^{(j)}(n)^2}{|\mathbf{s}_o(n)|^3} \right) \\ &\quad + (\mathbf{p}(t) - \hat{\mathbf{p}}(t))^{(k)} \left(-\frac{s_o^{(j)}(n)s_o^{(k)}(n)}{|\mathbf{s}_o(n)|^3} \right)\end{aligned}\quad (5.22)$$

$$\begin{aligned} \Delta\theta_o^{(k)}(n) &= \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial s_o^{(k)}(n)} = (\mathbf{p}(t) - \hat{\mathbf{p}}(t))^{(i)} \left(-\frac{s_o^{(k)}(n)s_o^{(i)}(n)}{|\mathbf{s}_o(n)|^3} \right) + (\mathbf{p}(t) - \hat{\mathbf{p}}(t))^{(j)} \left(-\frac{s_o^{(k)}(n)s_o^{(j)}(n)}{|\mathbf{s}_o(n)|^3} \right) \\ &\quad + (\mathbf{p}(t) - \hat{\mathbf{p}}(t))^{(k)} \left(\frac{1}{|\mathbf{s}_o(n)|} - \frac{s_o^{(k)}(n)^2}{|\mathbf{s}_o(n)|^3} \right) \end{aligned} \quad (5.23)$$

また、文献 [16] より次式を得る。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{\partial s_o^{(i)}(n)}{\partial w_{nm}^{(e)}} \\ \frac{\partial s_o^{(i)}(n)}{\partial s_o^{(i)}(n)} \\ \frac{\partial w_{nm}^{(i)}}{\partial s_o^{(i)}(n)} \\ \frac{\partial w_{nm}^{(j)}}{\partial s_o^{(i)}(n)} \\ \frac{\partial s_o^{(k)}}{\partial w_{nm}^{(k)}} \end{bmatrix} &= \frac{1}{|\mathbf{w}_{nm}|} \begin{bmatrix} 2w_{nm}^{(e)}y_o^{(i)}(n) - 2w_{nm}^{(k)}y_o^{(j)}(n) + 2w_{nm}^{(j)}y_o^{(k)}(n) \\ 2w_{nm}^{(i)}y_o^{(i)}(n) + 2w_{nm}^{(j)}y_o^{(j)}(n) + 2w_{nm}^{(k)}y_o^{(k)}(n) \\ -2w_{nm}^{(j)}y_o^{(i)}(n) + 2w_{nm}^{(i)}y_o^{(j)}(n) + 2w_{nm}^{(e)}y_o^{(k)}(n) \\ -2w_{nm}^{(k)}y_o^{(i)}(n) - 2w_{nm}^{(e)}y_o^{(j)}(n) + 2w_{nm}^{(i)}y_o^{(k)}(n) \end{bmatrix} - \frac{(\mathbf{w}_{nm} \otimes \mathbf{y}_h(m) \otimes \mathbf{w}_{nm}^*)^{(i)}}{|\mathbf{w}_{nm}|^3} \begin{bmatrix} w_{nm}^{(e)} \\ w_{nm}^{(i)} \\ w_{nm}^{(j)} \\ w_{nm}^{(k)} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.24)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{\partial s_o^{(j)}(n)}{\partial w_{nm}^{(e)}} \\ \frac{\partial s_o^{(j)}(n)}{\partial s_o^{(j)}(n)} \\ \frac{\partial w_{nm}^{(i)}}{\partial s_o^{(j)}(n)} \\ \frac{\partial w_{nm}^{(j)}}{\partial s_o^{(j)}(n)} \\ \frac{\partial s_o^{(k)}}{\partial w_{nm}^{(k)}} \end{bmatrix} &= \frac{1}{|\mathbf{w}_{nm}|} \begin{bmatrix} 2w_{nm}^{(k)}y_o^{(i)}(n) + 2w_{nm}^{(e)}y_o^{(j)}(n) - 2w_{nm}^{(i)}y_o^{(k)}(n) \\ 2w_{nm}^{(j)}y_o^{(i)}(n) - 2w_{nm}^{(i)}y_o^{(j)}(n) - 2w_{nm}^{(e)}y_o^{(k)}(n) \\ 2w_{nm}^{(i)}y_o^{(i)}(n) + 2w_{nm}^{(j)}y_o^{(j)}(n) + 2w_{nm}^{(k)}y_o^{(k)}(n) \\ 2w_{nm}^{(e)}y_o^{(i)}(n) - 2w_{nm}^{(k)}y_o^{(j)}(n) + 2w_{nm}^{(j)}y_o^{(k)}(n) \end{bmatrix} - \frac{(\mathbf{w}_{nm} \otimes \mathbf{y}_h(m) \otimes \mathbf{w}_{nm}^*)^{(j)}}{|\mathbf{w}_{nm}|^3} \begin{bmatrix} w_{nm}^{(e)} \\ w_{nm}^{(i)} \\ w_{nm}^{(j)} \\ w_{nm}^{(k)} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.25)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{\partial s_o^{(k)}(n)}{\partial w_{nm}^{(e)}} \\ \frac{\partial s_o^{(k)}(n)}{\partial s_o^{(k)}(n)} \\ \frac{\partial w_{nm}^{(i)}}{\partial s_o^{(k)}(n)} \\ \frac{\partial w_{nm}^{(j)}}{\partial s_o^{(k)}(n)} \\ \frac{\partial s_o^{(k)}}{\partial w_{nm}^{(k)}} \end{bmatrix} &= \frac{1}{|\mathbf{w}_{nm}|} \begin{bmatrix} -2w_{nm}^{(j)}y_o^{(i)}(n) + 2w_{nm}^{(i)}y_o^{(j)}(n) + 2w_{nm}^{(e)}y_o^{(k)}(n) \\ 2w_{nm}^{(k)}y_o^{(i)}(n) + 2w_{nm}^{(e)}y_o^{(j)}(n) - 2w_{nm}^{(i)}y_o^{(k)}(n) \\ -2w_{nm}^{(e)}y_o^{(i)}(n) + 2w_{nm}^{(k)}y_o^{(j)}(n) - 2w_{nm}^{(j)}y_o^{(k)}(n) \\ 2w_{nm}^{(i)}y_o^{(i)}(n) + 2w_{nm}^{(j)}y_o^{(j)}(n) + 2w_{nm}^{(k)}y_o^{(k)}(n) \end{bmatrix} - \frac{(\mathbf{w}_{nm} \otimes \mathbf{y}_h(m) \otimes \mathbf{w}_{nm}^*)^{(k)}}{|\mathbf{w}_{nm}|^3} \begin{bmatrix} w_{nm}^{(e)} \\ w_{nm}^{(i)} \\ w_{nm}^{(j)} \\ w_{nm}^{(k)} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.26)$$

以上より、隠れ層と出力層の間の結合荷重 \mathbf{w}_{nm} を更新する。

5.3.3 入力層と隠れ層の間における結合荷重の更新

入力層と隠れ層の間の結合荷重 $\Delta \mathbf{w}_{ml}$ は次式を用いて更新する。

$$\mathbf{w}_{ml} \leftarrow \mathbf{w}_{ml} + \eta \Delta \mathbf{w}_{ml} \quad (5.27)$$

ここで、 η は学習率であり $\Delta \mathbf{w}_{ml}$ は以下によって求める [16]。

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{w}_{ml} &= \begin{bmatrix} -\frac{\partial E}{\partial w_{ml}^{(e)}} \\ -\frac{\partial E}{\partial w_{ml}^{(i)}} \\ -\frac{\partial E}{\partial w_{ml}^{(j)}} \\ -\frac{\partial E}{\partial w_{ml}^{(k)}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\partial E}{\partial s_h^{(i)}(m)} \frac{\partial s_h^{(i)}(m)}{\partial w_{ml}^{(e)}} - \frac{\partial E}{\partial s_h^{(j)}(m)} \frac{\partial s_h^{(j)}(m)}{\partial w_{ml}^{(e)}} - \frac{\partial E}{\partial s_h^{(k)}(m)} \frac{\partial s_h^{(k)}(m)}{\partial w_{ml}^{(e)}} \\ -\frac{\partial E}{\partial s_h^{(i)}(m)} \frac{\partial s_h^{(i)}(m)}{\partial w_{ml}^{(i)}} - \frac{\partial E}{\partial s_h^{(j)}(m)} \frac{\partial s_h^{(j)}(m)}{\partial w_{ml}^{(i)}} - \frac{\partial E}{\partial s_h^{(k)}(m)} \frac{\partial s_h^{(k)}(m)}{\partial w_{ml}^{(i)}} \\ -\frac{\partial E}{\partial s_h^{(i)}(m)} \frac{\partial s_h^{(i)}(m)}{\partial w_{ml}^{(j)}} - \frac{\partial E}{\partial s_h^{(j)}(m)} \frac{\partial s_h^{(j)}(m)}{\partial w_{ml}^{(j)}} - \frac{\partial E}{\partial s_h^{(k)}(m)} \frac{\partial s_h^{(k)}(m)}{\partial w_{ml}^{(j)}} \\ -\frac{\partial E}{\partial s_h^{(i)}(m)} \frac{\partial s_h^{(i)}(m)}{\partial w_{ml}^{(k)}} - \frac{\partial E}{\partial s_h^{(j)}(m)} \frac{\partial s_h^{(j)}(m)}{\partial w_{ml}^{(k)}} - \frac{\partial E}{\partial s_h^{(k)}(m)} \frac{\partial s_h^{(k)}(m)}{\partial w_{ml}^{(k)}} \end{bmatrix} \\ &= -\frac{\partial E}{\partial s_h^{(i)}(m)} \begin{bmatrix} \frac{\partial s_h^{(i)}(m)}{\partial w_{ml}^{(e)}} \\ \frac{\partial s_h^{(i)}(m)}{\partial w_{ml}^{(i)}} \\ \frac{\partial s_h^{(i)}(m)}{\partial w_{ml}^{(j)}} \\ \frac{\partial s_h^{(i)}(m)}{\partial w_{ml}^{(k)}} \end{bmatrix} - \frac{\partial E}{\partial s_h^{(j)}(m)} \begin{bmatrix} \frac{\partial s_h^{(j)}(m)}{\partial w_{ml}^{(e)}} \\ \frac{\partial s_h^{(j)}(m)}{\partial w_{ml}^{(i)}} \\ \frac{\partial s_h^{(j)}(m)}{\partial w_{ml}^{(j)}} \\ \frac{\partial s_h^{(j)}(m)}{\partial w_{ml}^{(k)}} \end{bmatrix} - \frac{\partial E}{\partial s_h^{(k)}(m)} \begin{bmatrix} \frac{\partial s_h^{(k)}(m)}{\partial w_{ml}^{(e)}} \\ \frac{\partial s_h^{(k)}(m)}{\partial w_{ml}^{(i)}} \\ \frac{\partial s_h^{(k)}(m)}{\partial w_{ml}^{(j)}} \\ \frac{\partial s_h^{(k)}(m)}{\partial w_{ml}^{(k)}} \end{bmatrix} \\ &= -\Delta \theta_h^{(i)}(m) \begin{bmatrix} \frac{\partial s_h^{(i)}(m)}{\partial w_{ml}^{(e)}} \\ \frac{\partial s_h^{(i)}(m)}{\partial w_{ml}^{(i)}} \\ \frac{\partial s_h^{(i)}(m)}{\partial w_{ml}^{(j)}} \\ \frac{\partial s_h^{(i)}(m)}{\partial w_{ml}^{(k)}} \end{bmatrix} - \Delta \theta_h^{(j)}(m) \begin{bmatrix} \frac{\partial s_h^{(j)}(m)}{\partial w_{ml}^{(e)}} \\ \frac{\partial s_h^{(j)}(m)}{\partial w_{ml}^{(i)}} \\ \frac{\partial s_h^{(j)}(m)}{\partial w_{ml}^{(j)}} \\ \frac{\partial s_h^{(j)}(m)}{\partial w_{ml}^{(k)}} \end{bmatrix} - \Delta \theta_h^{(k)}(m) \begin{bmatrix} \frac{\partial s_h^{(k)}(m)}{\partial w_{ml}^{(e)}} \\ \frac{\partial s_h^{(k)}(m)}{\partial w_{ml}^{(i)}} \\ \frac{\partial s_h^{(k)}(m)}{\partial w_{ml}^{(j)}} \\ \frac{\partial s_h^{(k)}(m)}{\partial w_{ml}^{(k)}} \end{bmatrix} \quad (5.28) \end{aligned}$$

この時、 m 番目の出力層における閾値 $\Delta \theta_h(m)$ は次のように表される [16]。

$$\Delta \theta_h(m) = -\frac{\partial E}{\partial \theta_h(m)} = \frac{\partial E}{\partial s_h(m)} = \left(\sum_n \frac{\mathbf{w}_{nm}^* \otimes \Delta \theta_o(n) \otimes \mathbf{w}_{nm}}{|\mathbf{w}_{ml}|} \right) \odot \mathbf{f}'(s_h(m)) \quad (5.29)$$

$\mathbf{f}'(s_h(m))$ は隠れ層における活性化関数を入力値 $s_h(m)$ のベクトルで微分したものであり次のように計算される。

$$\mathbf{f}'(s_h(m)) = \frac{\partial}{\partial s_h(m)} \mathbf{f}(s_h(m)) = \frac{\partial}{\partial s_h(m)} \mathbf{y}_h(m) = \frac{\partial}{\partial s_h(m)} \tanh |s_h(m)| \frac{\mathbf{s}_h(m)}{|s_h(m)|} \quad (5.30)$$

m 番目の隠れ層における出力値 $\mathbf{y}_h(m)$ と入力値 $s_h(m)$ を成分ごとに書くと次の式が導出される。

$$\left[\frac{\partial}{\partial s_h(m)} y_h^{(i)}(m) \quad \frac{\partial}{\partial s_h(m)} y_h^{(j)}(m) \quad \frac{\partial}{\partial s_h(m)} y_h^{(k)}(m) \right] =$$

$$\left[\frac{\partial}{\partial \mathbf{s}_h(m)} \tanh |\mathbf{s}_h(m)| \frac{s_h^{(i)}(m)}{|s_h(m)|} \quad \frac{\partial}{\partial \mathbf{s}_h(m)} \tanh |\mathbf{s}_h(m)| \frac{s_h^{(j)}(m)}{|s_h(m)|} \quad \frac{\partial}{\partial \mathbf{s}_h(m)} \tanh |\mathbf{s}_h(m)| \frac{s_h^{(k)}(m)}{|s_h(m)|} \right] \quad (5.31)$$

ここで、 $s_h^{(e)}(m)$, $s_h^{(i)}(m)$, $s_h^{(j)}(m)$, $s_h^{(k)}(m)$ はそれぞれ、 $\mathbf{s}_h(m)$ の実数成分、 $\mathbf{s}_h(m)$ の i 成分、 $\mathbf{s}_h(m)$ の j 成分、 $\mathbf{s}_h(m)$ の k 成分を表す。さらに、(5.30) を $\mathbf{s}_h(m)$ の i , j , k 成分で偏微分すると次のようになる [18]。

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} \frac{\partial y_h^{(i)}(m)}{\partial s_h^{(i)}(m)} & \frac{\partial y_h^{(j)}(m)}{\partial s_h^{(i)}(m)} & \frac{\partial y_h^{(k)}(m)}{\partial s_h^{(i)}(m)} \\ \frac{\partial y_h^{(i)}(m)}{\partial s_h^{(j)}(m)} & \frac{\partial y_h^{(j)}(m)}{\partial s_h^{(j)}(m)} & \frac{\partial y_h^{(k)}(m)}{\partial s_h^{(j)}(m)} \\ \frac{\partial y_h^{(i)}(m)}{\partial s_h^{(k)}(m)} & \frac{\partial y_h^{(j)}(m)}{\partial s_h^{(k)}(m)} & \frac{\partial y_h^{(k)}(m)}{\partial s_h^{(k)}(m)} \end{bmatrix} = \frac{\tanh |\mathbf{s}_h(m)|}{|\mathbf{s}_h(m)|} \mathbf{I} + \\ & \frac{|\mathbf{s}_h(m)|(1 - \tanh^2 |\mathbf{s}_h(m)|) - \tanh |\mathbf{s}_h(m)|}{|\mathbf{s}_h(m)|^3} \\ & \begin{bmatrix} s_h^{(i)2}(m) & s_h^{(i)}(m)s_h^{(j)}(m) & s_h^{(i)}(m)s_h^{(k)}(m) \\ s_h^{(j)}(m)s_h^{(i)}(m) & s_h^{(j)2}(m) & s_h^{(j)}(m)s_h^{(k)}(m) \\ s_h^{(k)}(m)s_h^{(i)}(m) & s_h^{(k)}(m)s_h^{(j)}(m) & s_h^{(k)2}(m) \end{bmatrix} \quad (5.32) \end{aligned}$$

そして、 m 番目の隠れ層における各成分ごとの閾値 $\Delta\theta_h^{(i)}(m)$, $\Delta\theta_h^{(j)}(m)$, $\Delta\theta_h^{(k)}(m)$ は次のように計算される。

$$\begin{aligned} \Delta\theta_h^{(i)}(m) = & \left(\sum_n \frac{\mathbf{w}_{nm}^* \otimes \Delta\theta_o(n) \otimes \mathbf{w}_{nm}}{|\mathbf{w}_{ml}|} \right)^{(i)} \frac{\partial y_h^{(i)}(m)}{\partial s_h^{(i)}(m)} \\ & + \left(\sum_n \frac{\mathbf{w}_{nm}^* \otimes \Delta\theta_o(n) \otimes \mathbf{w}_{nm}}{|\mathbf{w}_{ml}|} \right)^{(j)} \frac{\partial y_h^{(i)}(m)}{\partial s_h^{(j)}(m)} \\ & + \left(\sum_n \frac{\mathbf{w}_{nm}^* \otimes \Delta\theta_o(n) \otimes \mathbf{w}_{nm}}{|\mathbf{w}_{ml}|} \right)^{(k)} \frac{\partial y_h^{(i)}(m)}{\partial s_h^{(k)}(m)} \quad (5.33) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta\theta_h^{(j)}(m) = & \left(\sum_n \frac{\mathbf{w}_{nm}^* \otimes \Delta\theta_o(n) \otimes \mathbf{w}_{nm}}{|\mathbf{w}_{ml}|} \right)^{(i)} \frac{\partial y_h^{(j)}(m)}{\partial s_h^{(i)}(m)} \\ & + \left(\sum_n \frac{\mathbf{w}_{nm}^* \otimes \Delta\theta_o(n) \otimes \mathbf{w}_{nm}}{|\mathbf{w}_{ml}|} \right)^{(j)} \frac{\partial y_h^{(j)}(m)}{\partial s_h^{(j)}(m)} \\ & + \left(\sum_n \frac{\mathbf{w}_{nm}^* \otimes \Delta\theta_o(n) \otimes \mathbf{w}_{nm}}{|\mathbf{w}_{ml}|} \right)^{(k)} \frac{\partial y_h^{(j)}(m)}{\partial s_h^{(k)}(m)} \quad (5.34) \end{aligned}$$

$$\Delta\theta_h^{(k)}(m) = \left(\sum_n \frac{\mathbf{w}_{nm}^* \otimes \Delta\theta_o(n) \otimes \mathbf{w}_{nm}}{|\mathbf{w}_{ml}|} \right)^{(i)} \frac{\partial y_h^{(k)}(m)}{\partial s_h^{(i)}(m)}$$

$$\begin{aligned}
& + \left(\sum_n \frac{\mathbf{w}_{nm}^* \otimes \Delta\theta_o(n) \otimes \mathbf{w}_{nm}}{|\mathbf{w}_{ml}|} \right)^{(j)} \frac{\partial y_h^{(k)}(m)}{\partial s_h^{(j)}(m)} \\
& + \left(\sum_n \frac{\mathbf{w}_{nm}^* \otimes \Delta\theta_o(n) \otimes \mathbf{w}_{nm}}{|\mathbf{w}_{ml}|} \right)^{(k)} \frac{\partial y_h^{(k)}(m)}{\partial s_h^{(k)}(m)}
\end{aligned} \tag{5.35}$$

この時、 $\mathbf{w}_{nm}^* \otimes \Delta\theta_o(n) \otimes \mathbf{w}_{nm}$ は次のような行列演算を表す。

$$\mathbf{w}_{nm}^* \otimes \Delta\theta_o(n) \otimes \mathbf{w}_{nm} = \begin{bmatrix} w_{nm}^{(e)2} + w_{nm}^{(i)2} - w_{nm}^{(j)2} - w_{nm}^{(k)2} & 2(w_{nm}^{(e)} w_{nm}^{(k)} + w_{nm}^{(i)} w_{nm}^{(j)}) & 2(w_{nm}^{(i)} w_{nm}^{(k)} - w_{nm}^{(e)} w_{nm}^{(j)}) \\ 2(w_{nm}^{(i)} w_{nm}^{(j)} - w_{nm}^{(e)} w_{nm}^{(k)}) & w_{nm}^{(e)2} - w_{nm}^{(i)2} + w_{nm}^{(j)2} - w_{nm}^{(k)2} & 2(w_{nm}^{(e)} w_{nm}^{(i)} + w_{nm}^{(j)} w_{nm}^{(k)}) \\ 2(w_{nm}^{(e)} w_{nm}^{(j)} + w_{nm}^{(i)} w_{nm}^{(k)}) & 2(w_{nm}^{(j)} w_{nm}^{(k)} - w_{nm}^{(e)} w_{nm}^{(i)}) & w_{nm}^{(e)2} - w_{nm}^{(i)2} - w_{nm}^{(j)2} + w_{nm}^{(k)2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\theta_o^{(i)}(n) \\ \Delta\theta_o^{(j)}(n) \\ \Delta\theta_o^{(k)}(n) \end{bmatrix} \tag{5.36}$$

また、文献 [16] より次式を得る。

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial s_h^{(i)}(m)}{\partial w_{ml}^{(e)}} \\ \frac{\partial s_h^{(i)}(m)}{\partial w_{ml}^{(j)}} \\ \frac{\partial s_h^{(i)}(m)}{\partial w_{ml}^{(k)}} \\ \frac{\partial s_h^{(j)}(m)}{\partial w_{ml}^{(e)}} \\ \frac{\partial s_h^{(j)}(m)}{\partial w_{ml}^{(j)}} \\ \frac{\partial s_h^{(j)}(m)}{\partial w_{ml}^{(k)}} \end{bmatrix} = \frac{1}{|\mathbf{w}_{ml}|} \begin{bmatrix} 2w_{ml}^{(e)} y_h^{(i)}(m) - 2w_{ml}^{(k)} y_h^{(j)}(m) + 2w_{ml}^{(j)} y_h^{(k)}(m) \\ 2w_{ml}^{(i)} y_h^{(i)}(m) + 2w_{ml}^{(j)} y_h^{(j)}(m) + 2w_{ml}^{(k)} y_h^{(k)}(m) \\ -2w_{ml}^{(j)} y_h^{(i)}(m) + 2w_{ml}^{(i)} y_h^{(j)}(m) + 2w_{ml}^{(e)} y_h^{(k)}(m) \\ -2w_{ml}^{(k)} y_h^{(i)}(m) - 2w_{ml}^{(e)} y_h^{(j)}(m) + 2w_{ml}^{(i)} y_h^{(k)}(m) \end{bmatrix} \frac{(\mathbf{w}_{ml} \otimes \mathbf{p}(l) \otimes \mathbf{w}_{ml}^*)^{(i)}}{|\mathbf{w}_{ml}|^3} \begin{bmatrix} w_{ml}^{(e)} \\ w_{ml}^{(i)} \\ w_{ml}^{(j)} \\ w_{ml}^{(k)} \end{bmatrix} \tag{5.37}$$

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial s_h^{(j)}(m)}{\partial w_{ml}^{(e)}} \\ \frac{\partial s_h^{(j)}(m)}{\partial w_{ml}^{(j)}} \\ \frac{\partial s_h^{(j)}(m)}{\partial w_{ml}^{(k)}} \\ \frac{\partial s_h^{(k)}(m)}{\partial w_{ml}^{(e)}} \\ \frac{\partial s_h^{(k)}(m)}{\partial w_{ml}^{(j)}} \\ \frac{\partial s_h^{(k)}(m)}{\partial w_{ml}^{(k)}} \end{bmatrix} = \frac{1}{|\mathbf{w}_{ml}|} \begin{bmatrix} 2w_{ml}^{(k)} y_h^{(i)}(m) + 2w_{ml}^{(e)} y_h^{(j)}(m) - 2w_{ml}^{(i)} y_h^{(k)}(m) \\ 2w_{ml}^{(j)} y_h^{(i)}(m) - 2w_{ml}^{(i)} y_h^{(j)}(m) - 2w_{ml}^{(e)} y_h^{(k)}(m) \\ 2w_{ml}^{(i)} y_h^{(i)}(m) + 2w_{ml}^{(j)} y_h^{(j)}(m) + 2w_{ml}^{(k)} y_h^{(k)}(m) \\ 2w_{ml}^{(e)} y_h^{(i)}(m) - 2w_{ml}^{(k)} y_h^{(j)}(m) + 2w_{ml}^{(j)} y_h^{(k)}(m) \end{bmatrix} \frac{(\mathbf{w}_{ml} \otimes \mathbf{p}(l) \otimes \mathbf{w}_{ml}^*)^{(j)}}{|\mathbf{w}_{ml}|^3} \begin{bmatrix} w_{ml}^{(e)} \\ w_{ml}^{(i)} \\ w_{ml}^{(j)} \\ w_{ml}^{(k)} \end{bmatrix} \tag{5.38}$$

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial s_h^{(k)}(m)}{\partial w_{ml}^{(e)}} \\ \frac{\partial s_h^{(k)}(m)}{\partial w_{ml}^{(j)}} \\ \frac{\partial s_h^{(k)}(m)}{\partial w_{ml}^{(k)}} \\ \frac{\partial s_h^{(i)}(m)}{\partial w_{ml}^{(e)}} \\ \frac{\partial s_h^{(i)}(m)}{\partial w_{ml}^{(j)}} \\ \frac{\partial s_h^{(i)}(m)}{\partial w_{ml}^{(k)}} \end{bmatrix} = \frac{1}{|\mathbf{w}_{ml}|} \begin{bmatrix} -2w_{ml}^{(j)} y_h^{(i)}(m) + 2w_{ml}^{(i)} y_h^{(j)}(m) + 2w_{ml}^{(e)} y_h^{(k)}(m) \\ 2w_{ml}^{(k)} y_h^{(i)}(m) + 2w_{ml}^{(e)} y_h^{(j)}(m) - 2w_{ml}^{(i)} y_h^{(k)}(m) \\ -2w_{ml}^{(e)} y_h^{(i)}(m) + 2w_{ml}^{(k)} y_h^{(j)}(m) - 2w_{ml}^{(j)} y_h^{(k)}(m) \\ 2w_{ml}^{(i)} y_h^{(i)}(m) + 2w_{ml}^{(j)} y_h^{(j)}(m) + 2w_{ml}^{(k)} y_h^{(k)}(m) \end{bmatrix} \frac{(\mathbf{w}_{ml} \otimes \mathbf{p}(l) \otimes \mathbf{w}_{ml}^*)^{(k)}}{|\mathbf{w}_{ml}|^3} \begin{bmatrix} w_{ml}^{(e)} \\ w_{ml}^{(i)} \\ w_{ml}^{(j)} \\ w_{ml}^{(k)} \end{bmatrix} \tag{5.39}$$

以上より、隠れ層と出力層のニューロン間の結合荷重 \mathbf{w}_{ml} を更新する。

5.4 四元数ニューラルネットワークの検証

四元数ニューラルネットワークの予測性能を検証するため、次の数式で表されるポアンカレ球上の点の移動を予測した。本研究のチャンネル予測が衛星通信よりチャンネル変化速度の大きい移動体通信でも可能であることを示すために、移動体通信を模擬した信号を用いた [18]。

$$\begin{cases} \theta = \frac{\pi}{2} + 0.05t \\ \phi = 1 + 0.1t \\ \frac{g_1}{g_0} = \cos \theta \cos \phi \\ \frac{g_2}{g_0} = \cos \theta \sin \phi \\ \frac{g_3}{g_0} = \sin \theta \end{cases} \quad (5.40)$$

$t = 1$ から $t = 195$ まで学習を行い、 $t = 196$ から $t = 225$ までの時刻における点の位置を予測した。学習率 η は 1 とし、実数成分, i 成分, j 成分, k 成分の絶対値が 0.011 以下となるような値を結合荷重の初期値とした。

入力値には連続した時刻における点の位置を表す四元数を用いて、その出力値を次の時刻の最終の入力値として扱う。具体的には、 $t = 1$ から $t = 40$ までの点の位置を入力し、 $t = 41$ における点の位置を教師信号として四元数ニューラルネットワークを用いた学習を $t = 195$ まで繰り返すことで結合荷重を更新する。ここで、図 5.8(a) に $t = 196$ から $t = 225$ における点の位置を予測した結果を記す。

図 5.8(a) において Actual Polarization State が $t = 1$ から $t = 225$ までの正解の点の位置を表し、Predicted Polarization State は予測された $t = 196$ から $t = 225$ までの点の位置を表し、Teacher Polarization State は学習に用いられた $t = 1$ から $t = 195$ までの点の位置を表す。ポアンカレ球上の点を追従できることより、四元数ニューラルネットワークを用いた偏波状態の予測をシミュレーションで検証した。さらに、図 5.8(b) に学習誤差を Root Mean Square Error (RMSE) で表記した学習曲線を記す。図 5.8(b) のようにエポック数が増えるにつれて i , j , k 成分の二乗誤差が減少していることが確認できる。

図 5.9(a), (b), (c) に四元数ニューラルネットワークの学習数を変化したときの i , j , k 成分の予測結果を記し、図 5.9(d) に RMSE を記す。図 5.9(d) より予測範囲を $t = 207 - 237$ と $t = 217 - 247$ と $t = 227 - 257$ と $t = 237 - 267$ と $t = 247 - 277$ の時に $\text{RMSE} = 0 - 0.2$ となっているため、本研究で用いた四元数ニューラルネットワークは学習数に対して優れた耐性を持つことが確認された。

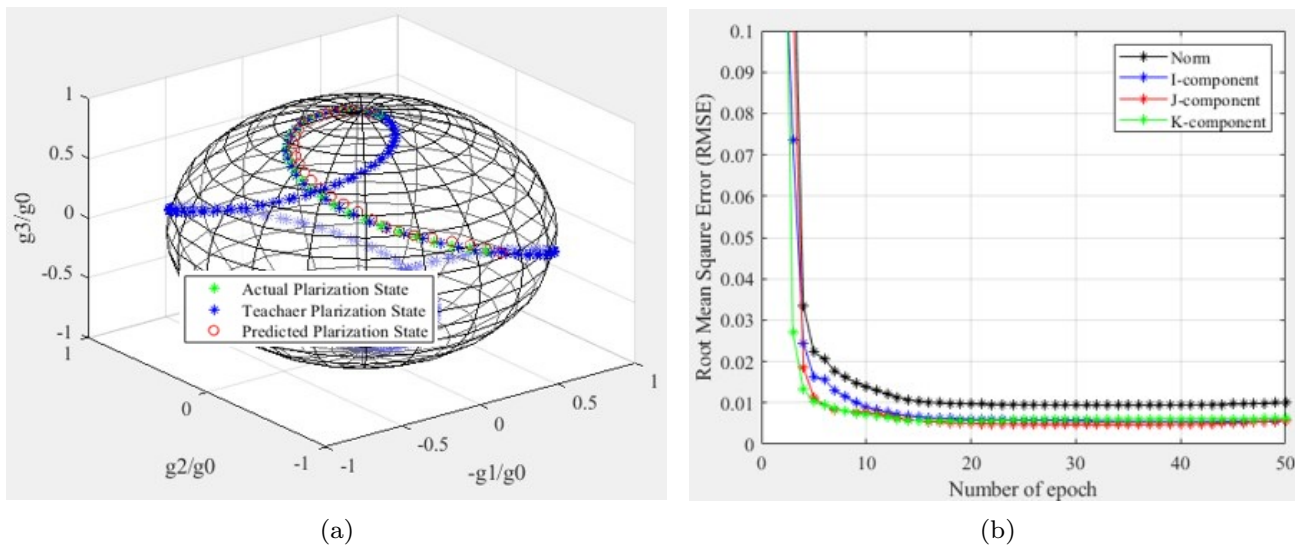


図 5.8 (a) The verification result of the quaternion neural network, and (b) the learning plot of the verification signal.

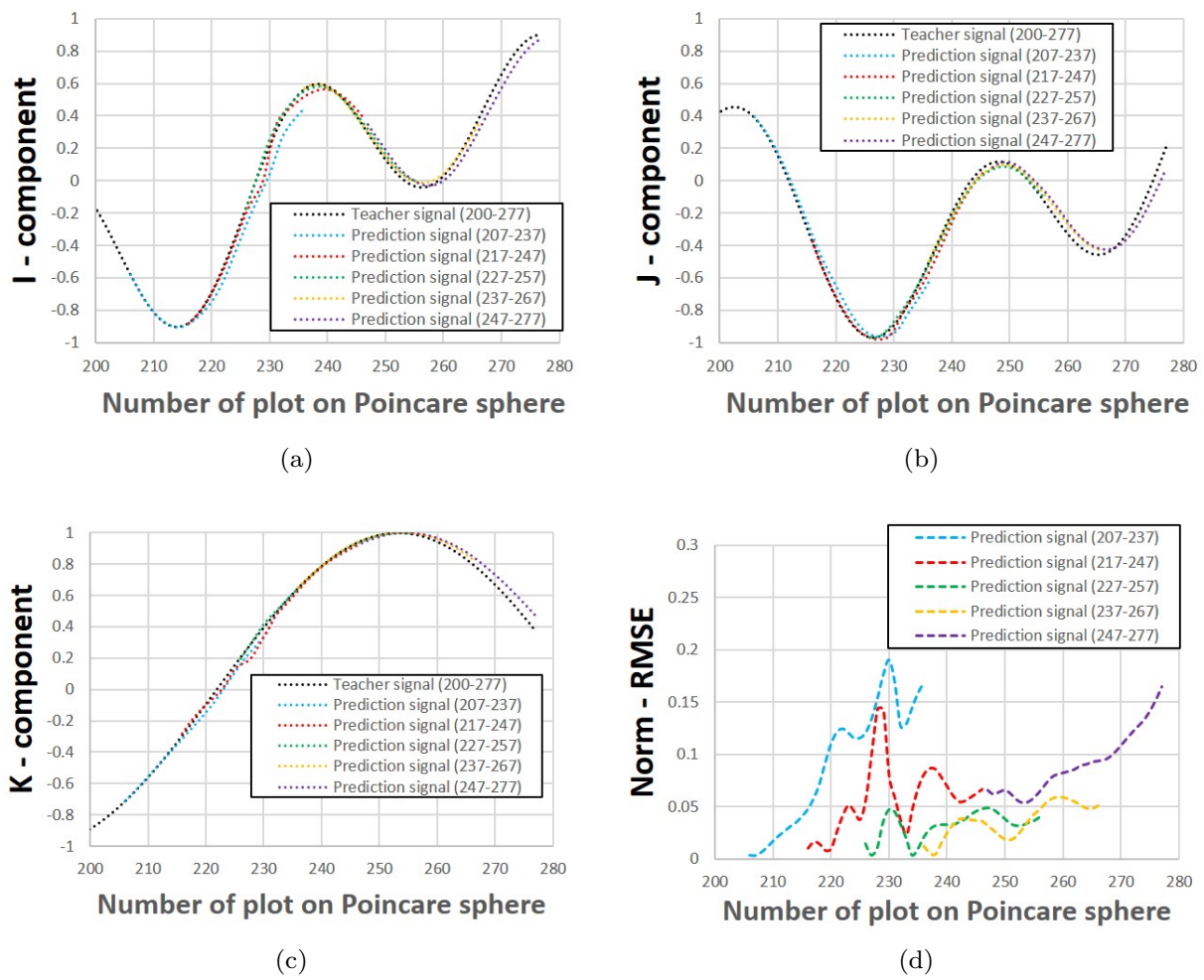


図 5.9 (a) The robustness of the quaternion neural network at X-component, (b) Y-component, (c) Z-component, and (d) Root Mean Square Error (RMSE) of norm.

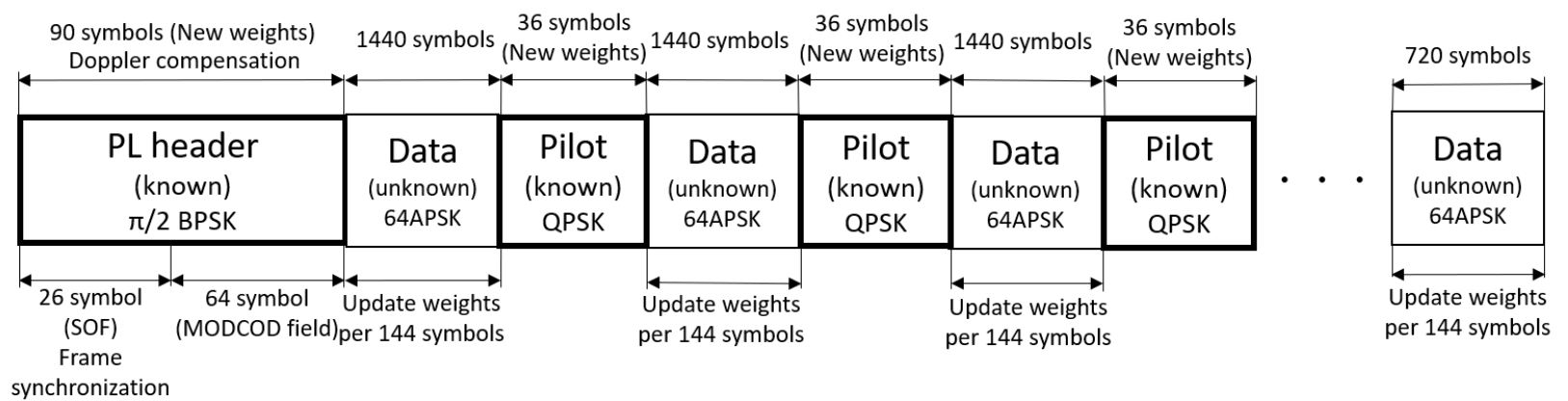


図 5.10 A format of DVB-S2X frame with the pilot signals. The 64APSK data in the frame has 10800 symbols. After 1440 symbols of data, the 36 symbols of the pilot signals are inserted. The combinations of them are allocated 7 times in the frame. The last group of data has 720 symbols ($= 10800 - 1440 \times 7$) In addition, this figure explains the equalization process [20].

5.5 ダウンリンク信号の合成偏波を用いた結果

5.5.1 合成偏波の電界ベクトルにおける変調依存性の除去方法

人工衛星からのダウンリンク信号はダウンコンバートされた後、データレコーダでベースバンド IQ 信号に変換されて保存される。その信号はアップサンプリングされた後、IQ 信号に最尤推定を用いたドップラ補正や Least Mean Square (LMS) による Wiener 解を用いた等化器により復号される [19]。図 5.10 に本通信システムで用いられている DVB-S2X のフレーム構成を記す。

図 5.10 のようにヘッダに $\pi/2$ BPSK 変調された既知信号 Start Of Frame (SOF) が 26 シンボルある。図 5.11(a) のように SOF の 1-16 シンボルまで IQ 平面的の第 1, 2, 3, 4 象限にシンボルが 4 つずつ配置されている。そのため、図 5.11(b) のように 1-16 シンボルを平均することで $I = 0$ かつ $Q = 0$ となり IQ 信号の変調依存性を除去できる。通信路の影響を受けた信号の偏波状態を評価するために、ドップラ補正や等化器の施される前の IQ 信号を用いた。図 5.12 に IQ 信号の変調依存性と平均数との関係を記す。図 5.12 のように 16 シンボル \times 100 フレームで平均することで IQ 信号の変調依存性が無くなることが確認できる。そして、ポアンカレ球を用いて定量的に偏波状態を評価できる。

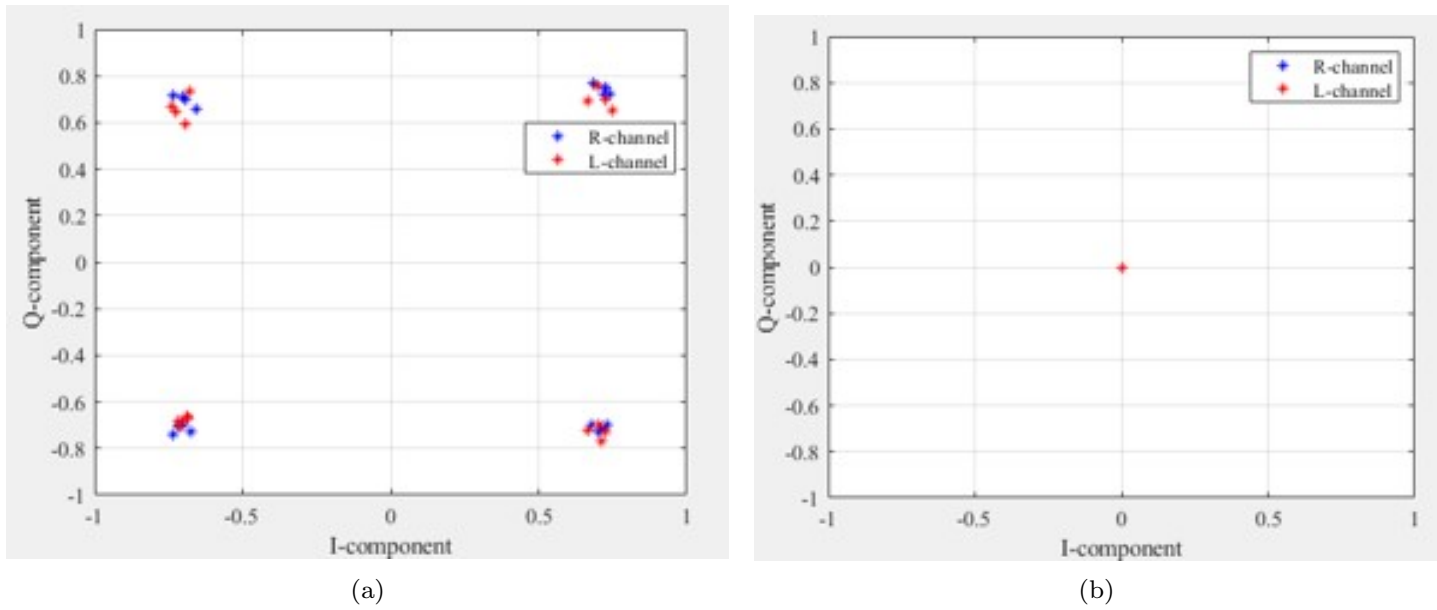


図 5.11 (a) The constellation of the downlinked signal without an average and (b) the 16 symbol average of the constellation.

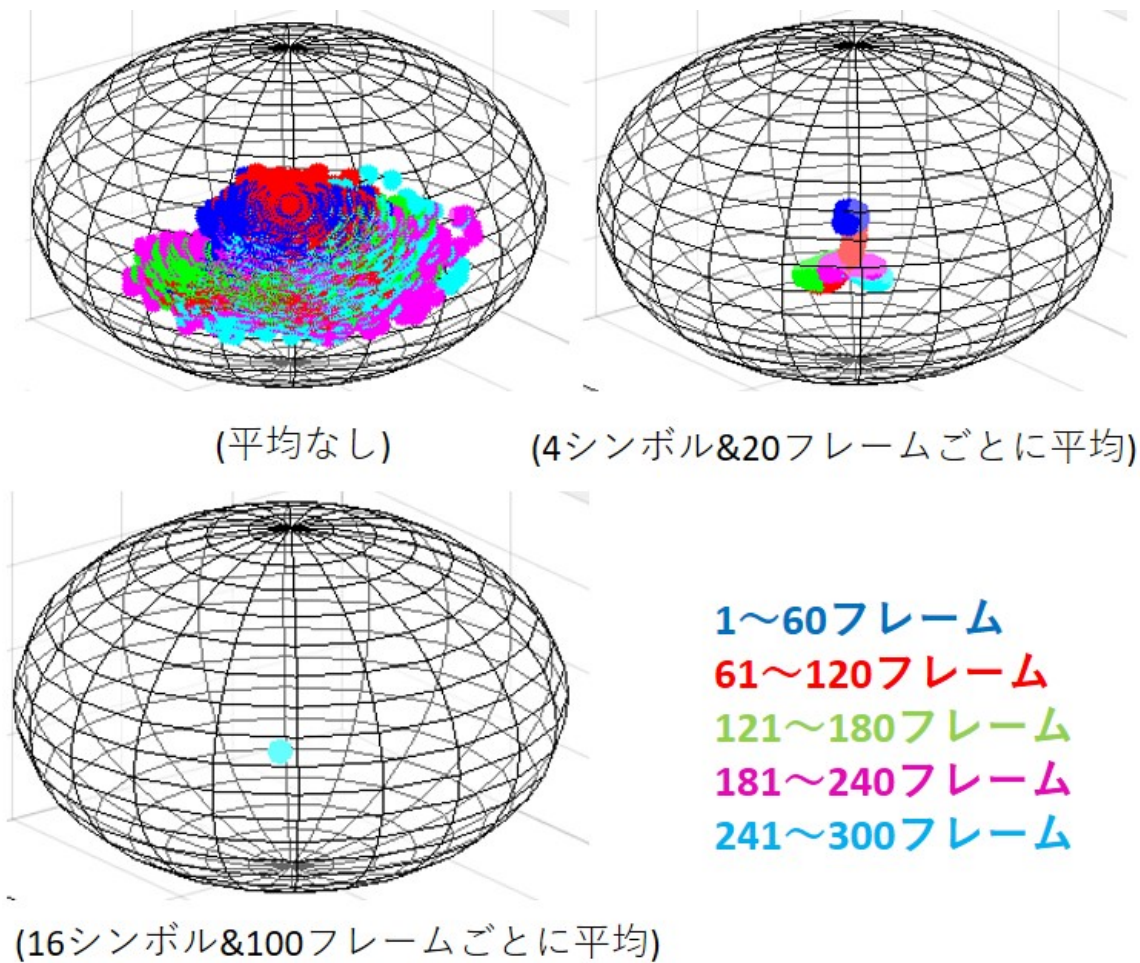


図 5.12 The polarized compositions state of RHCP and LHCP on the Poincare sphere for the various averaged parameters.

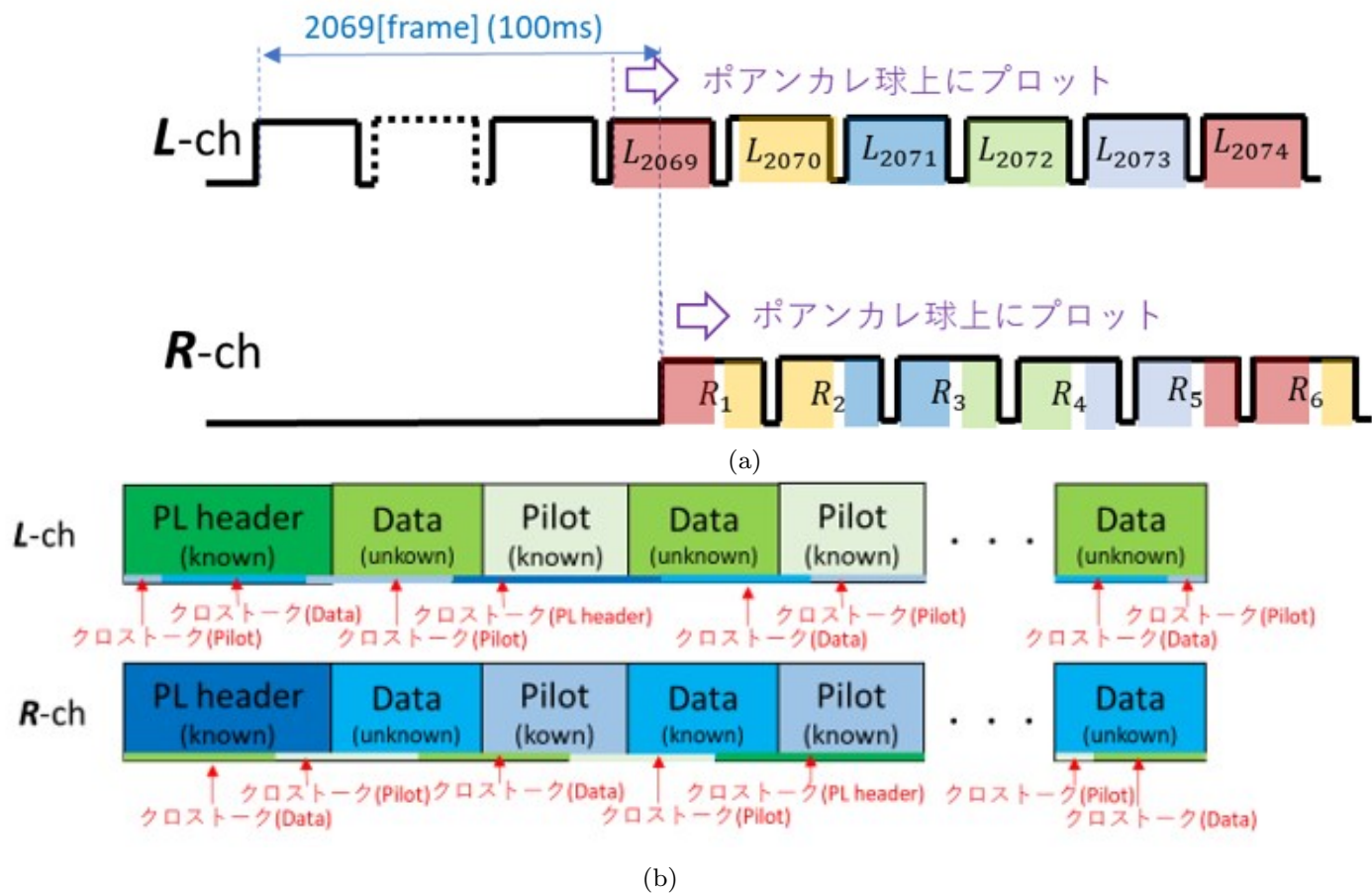
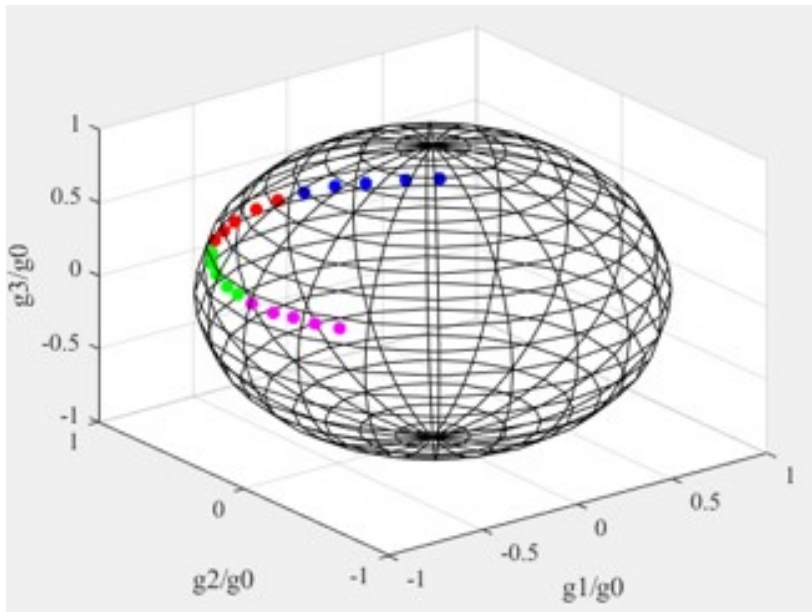


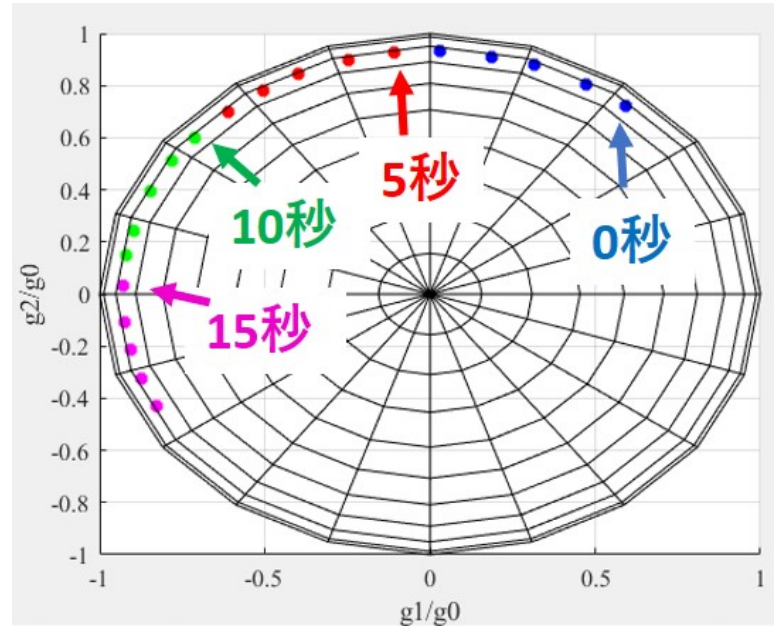
図 5.13 (a) The non-synchronous carrier frequencies of the L- and R-channel signals, and (b) their crosstalk.

5.5.2 チャネル予測の実測結果

図 5.13(a) に示すように本通信システムは L-ch と R-ch の搬送波は非同期であり、2069 フレーム分 (100ms) ズれている。そのため、図 5.13(b) のヘッダにはデータとパイロットのクロストークが含まれている。図 5.14(a), (b) と図 5.15(a), (b) のように合成偏波の推移速度はフレームのズレがない時に 8 deg/s であるのに対して、1 フレーム分ズレると 26 deg/s となる。理想信号と受信信号の相関処理をして適切な位相回転量を最尤推定することで、ドップラ効果による周波数変化を補正する方法が知られている [21]。本研究では、フレームがズれることでチャネル状態の推移が早くなる原因は、ドップラ効果による位相回転の量が L-ch と R-ch で異なるからであると考察している。ポアンカレ球には合成偏波の位相差が経度としてプロットされる。この経度 2β は (5.3) のように大気中の歪んだ水滴による位相差と送信時における非同期な搬送波の位相差の和を表している。

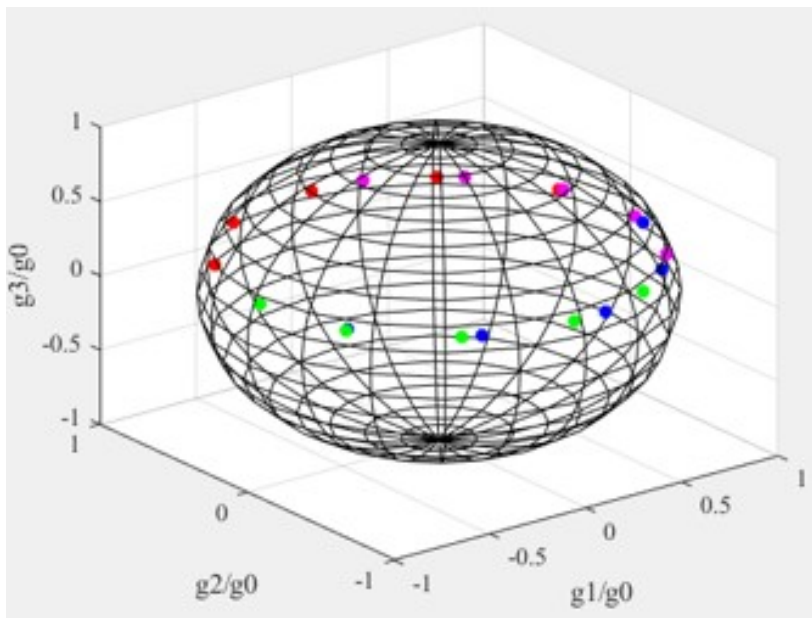


(a)

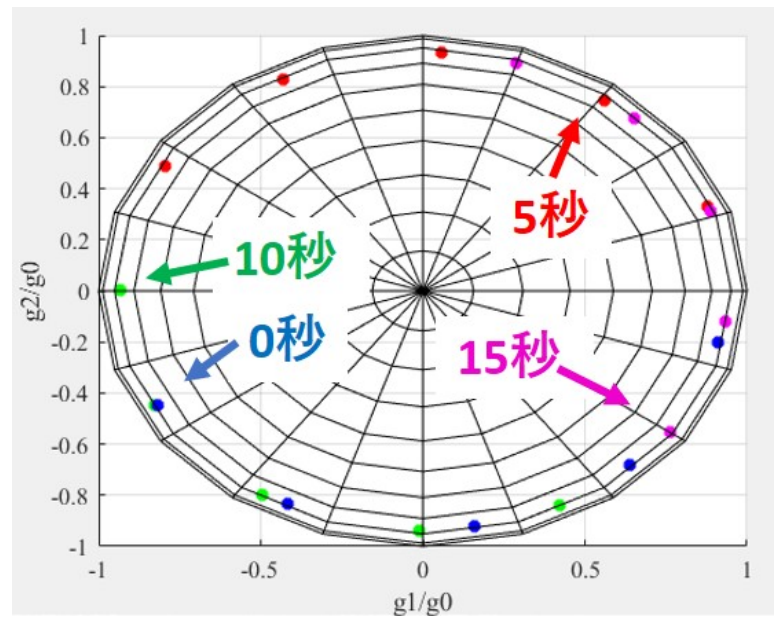


(b)

図 5.14 (a) Three dimensional Poincare sphere of the polarized compositions state of the RHCP and LHCP without frame shift and, (b) two dimensional Poincare sphere without it.



(a)



(b)

図 5.15 (a) Three dimensional Poincare sphere of the polarized compositions state of the RHCP and LHCP with one frame shift and, (b) two dimensional Poincare sphere with it.

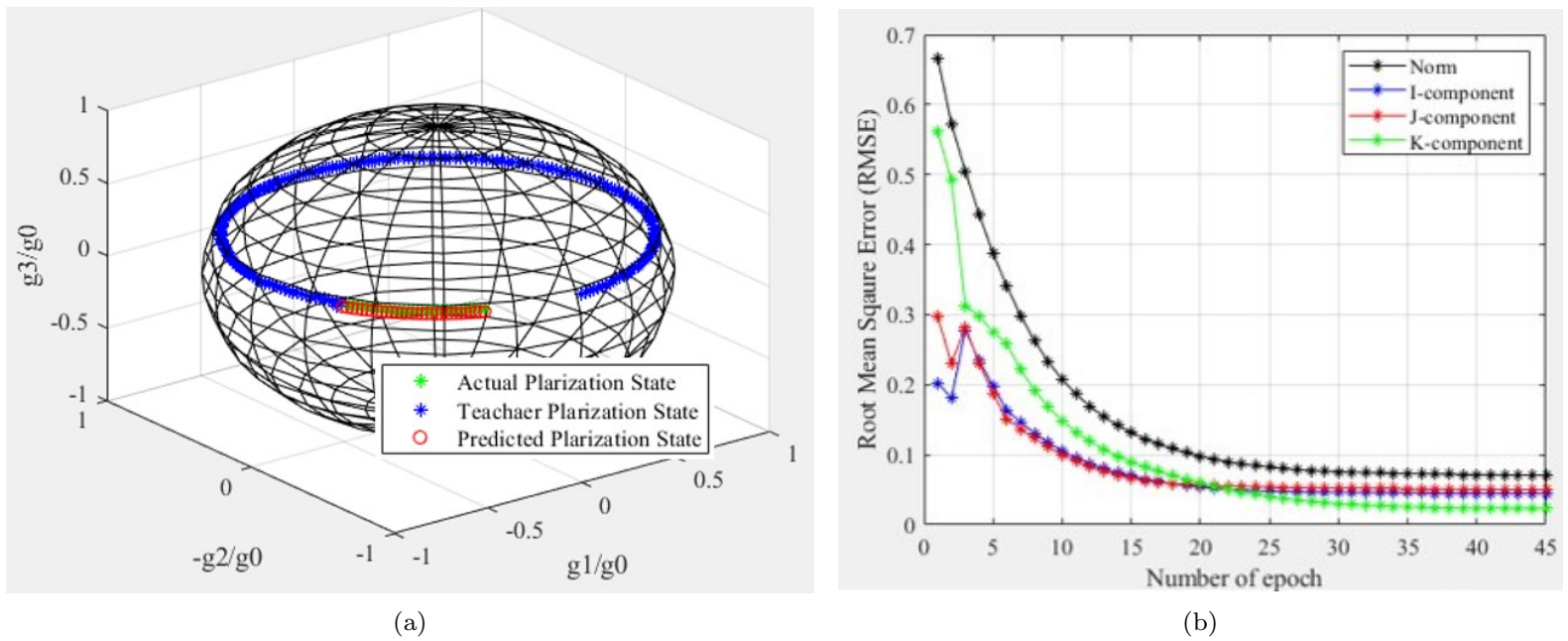


図 5.16 (a) Poincare sphere of the downlinked polarized compositions state of RHCP and LHCP signals predicted by the quaternion neural network, and (b) the learning plot of the downlink signals.

非同期な搬送波による 2069 フレーム分のズレの影響を軽減するために図 5.16 のように時間間隔を 0.01 秒とした時にチャネル状態の予測を行った。図 5.16(a) において Actual Polarization State が正解点の位置を表し、Predicted Polarization State は予測されたの点の位置を表し、Teacher Polarization State は学習に用いられた点を表す。以上より、四元数ニューラルネットワークを用いた偏波状態予測が実証された。ここで、図 5.16(b) に学習誤差を Root Mean Square Error (RMSE) で表記した学習曲線を記す。図 5.16(b) のようにエポック数が増えるにつれて i , j , k 成分の RMSE が減少することが確認できる。

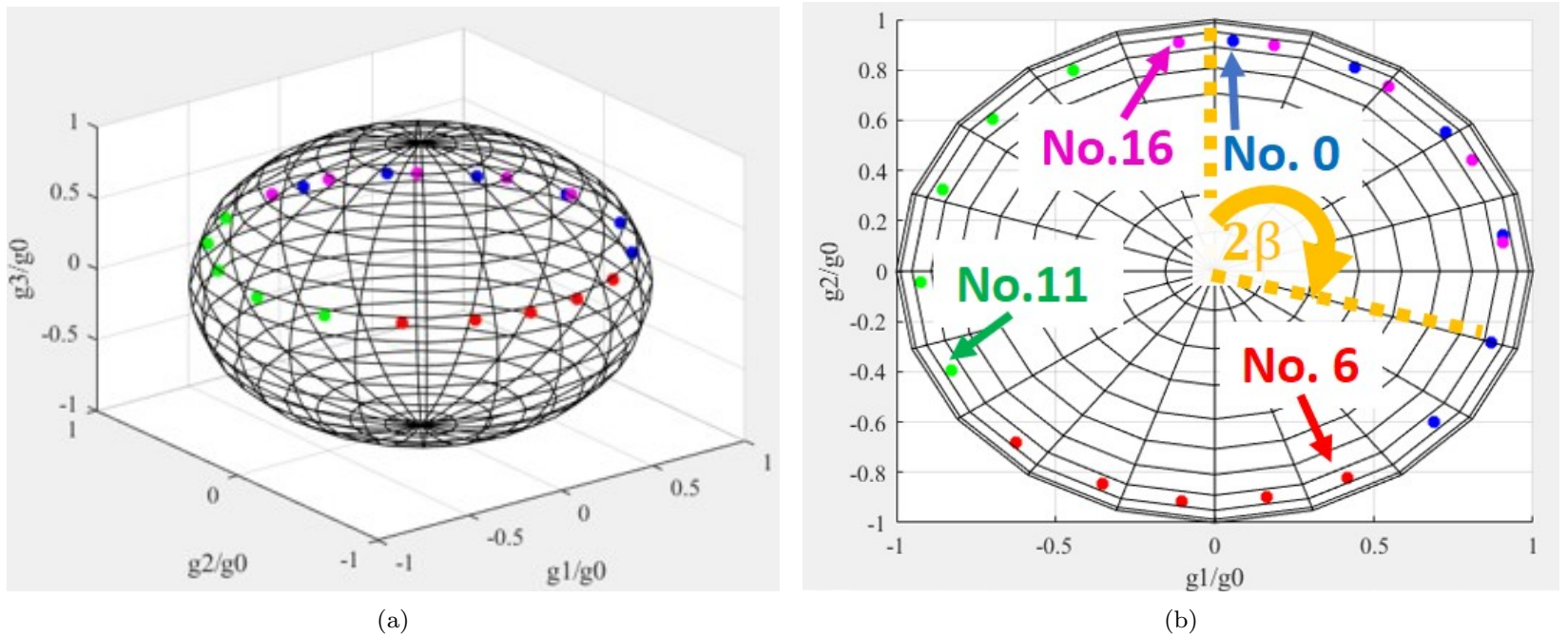


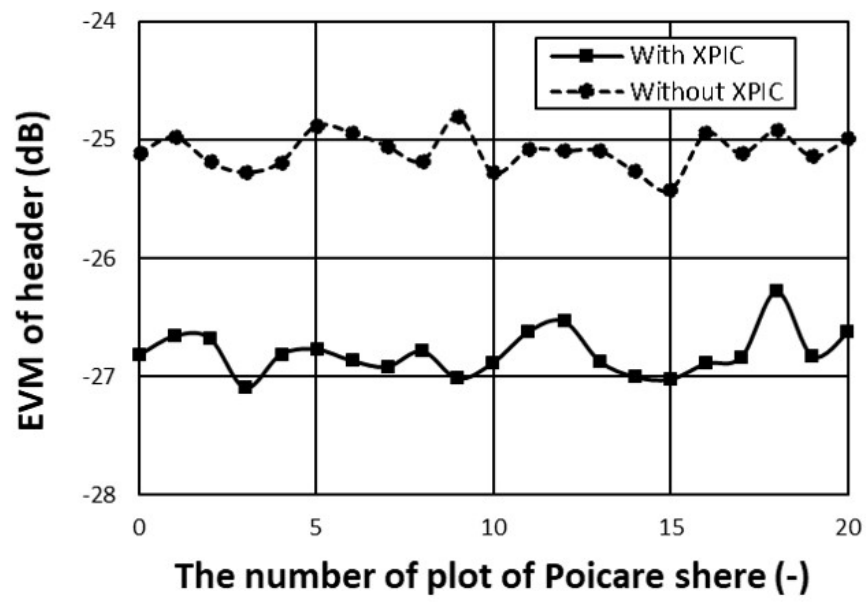
図 5.17 (a) Three dimensional Poincare sphere of the the polarized compositions state of RHCP and LHCP, and (b) two dimensional Poincare sphere.

5.5.3 クロストーク除去の実測結果

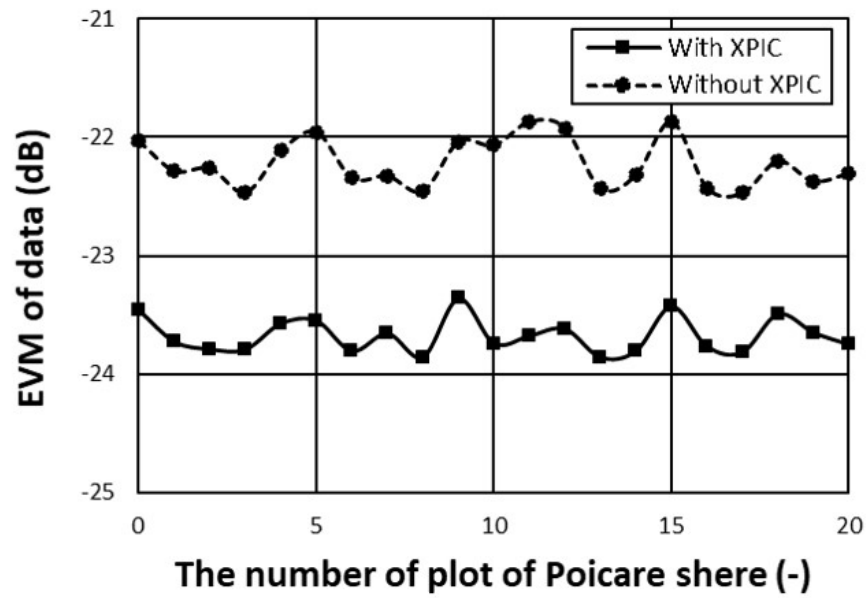
図 5.17(a), (b) における合成偏波のチャネル状態に (5.2) を用いて XPIC を 21 箇所で行った。XPIC の際に用いた α は $\cot^{-1}(\text{AR})$ より計算して 2β は図 5.17(b) より決定した。ただし、AR (Axial Ratio) は左右円偏波の軸比の実測値である。ここで、表 5.1 に図 5.17(b) に記載された No と 2β の関係をまとめる。図 4.10(a) のように、実験室で取得した信号にクロストークを加えて $\text{XPD} = 30, \infty \text{ dB}$ とした時における EVM の差は約 2 dB であった。図 5.18 のように XPIC により信号品質が約 2 dB 向上しているため、ダウンリンク信号のクロストークを除去できたことが確認できる。

表 5.1 XPIC parameter of 2β for various plots on the Poincare sphere.

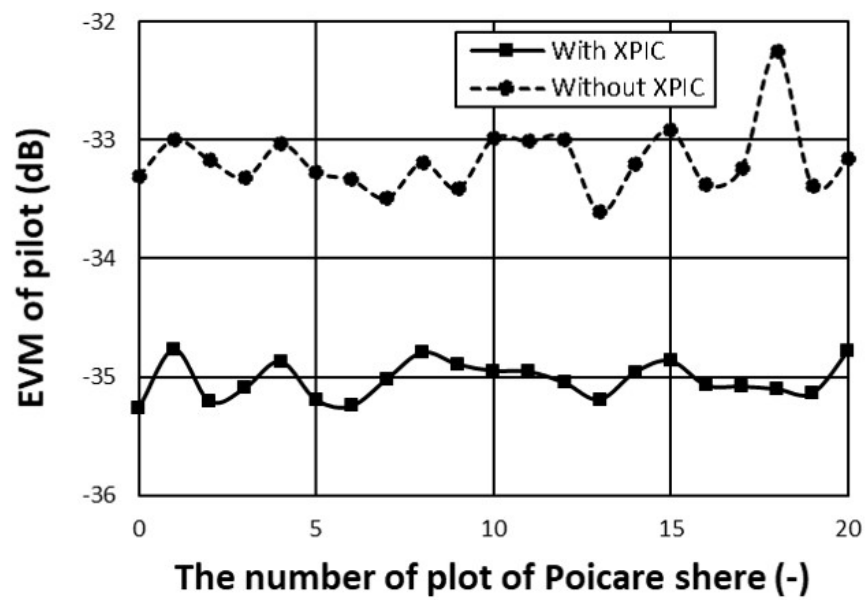
No	$2\beta(\text{deg})$	No	$2\beta(\text{deg})$	No	$2\beta(\text{deg})$
0	3.7	7	169.6	14	311.0
1	28.3	8	186.3	15	330.8
2	52.6	9	202.5	16	352.9
3	81.0	10	222.6	17	11.6
4	107.9	11	244.5	18	36.5
5	131.0	12	267.2	19	61.4
6	153.1	13	290.6	20	82.9



(a)



(b)



(c)

図 5.18 (a) The signal qualities of header, (b) data, and (c) pilot.

5.6 まとめ

従来の研究では時々刻々変化するチャネル状態においてクロストークを除去することが難しかった。人工衛星から左右円偏波の電波を出して、時々刻々変化するチャネル状態におけるクロストークを除去した。この時、ポアンカレ球を用いてチャネル状態を確認した。ポアンカレ球上の点は原点から等方的であるため等方的な活性化関数を隠れ層に用いた。また、偏波度が1になることに注目して、ポアンカレ球の表面に偏波状態をプロットするために出力層には正規化する活性化関数を用いた。そして、ドップラ効果を含んだチャネル状態をポアンカレ球上にプロットした。ポアンカレ球上の点の位置を予測するために、回転体として考えた偏波を四元数で表すことでパラメータ数を減らして優れた汎化性能を得た。入力層40個の入力端子と、隠れ層に35個、出力層に1個のニューロンから構成される四元数ニューラルネットワークを用いてポアンカレ球上の点を予測した。そして、非同期な搬送波と大気伝搬による位相差をポアンカレ球上にプロットした。その後、その位置に応じた適切なパラメータでXPICをすることで信号品質を向上させた。図4.10(a)のように、実験室で取得した信号にクロストークを加えて $XPD = 30, \infty$ dBとした時におけるEVMの差は約2 dBであった。図5.18のようにXPICにより信号品質が約2 dB向上しているため、ダウンリンク信号のクロストークを除去できたことが確認できる。チャネル予測をしてクロストークを除去することが本研究の新しい点である。以上より、本研究で提案された予測型合成偏波クロストークキャンセラの実証に成功した。

参考文献

- [1] Lanlan Liu, Chongqing Wu, Yongliang Li, and Shuai Yang. Crosstalk Caused by Fiber Nonlinear Polarization Rotation in DP-QPSK Systems. In *13th International Conference on Optical Communications and Networks (ICOON)*, Suzhou, China, November 2014.
- [2] Robert Cybulski and krzysztof Perlicki. Polarization attractor optimization for optical signal polarization control. *Optical and Quantum Electronics*, 50(308), February 2018.
- [3] Sofyan Tan and Akira Hirose. Channel Prediction Based on Chirp Z-Transform and Linear Parameter Prediction. January 2008.
- [4] Sofyan Tan and Akira Hirose. Low-calculation-cost fading channel prediction using chirp Z-transform. *Electronics Letters*, 45(8):418–420, April 2009.
- [5] Tianben Ding and Akira Hirose. Fading Channel Prediction Based on Complex-Valued Neural Networks in Frequency Domain. In *International Symposium on Electromagnetic Theory*, pages 640 – 643, Hiroshima, Japan, May 2013.
- [6] Tianben Ding and Akira Hirose. Fading Channel Prediction Based on Combination of Complex-Valued Neural Networks and Chirp Z-Transform. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 25(9):1686 – 1695, September 2014.
- [7] Tetsuya Murata, Tianben Ding, and Akira Hirose. Proposal of Channel Prediction by Complex-Valued Neural Networks that Deals with Polarization as a Transverse Wave Entity. In *International Conference on Neural Information Processing (ICONIP)*, page 541–549, Istanbul, November 2015.
- [8] LI Ming, Pengfei Lu, Zhongyuan Yu, Yumin Liu, Lidong Zhang, and Chuanghua Yang. General model on polarization compensation in satelliteto-ground quantum communication. *Optical Engineering*, 52(4):1–6, April 2013.
- [9] Lionel Arend. *On dual-polarization signalling techniques in satellite communications*. PhD thesis, DOCTEUR DE L’UNIVERSITÉ DU LUXEMBOURG EN SCIENCES DE L’INGÉNIEUR, April 2015.
- [10] Kenichi Miya. *Satellite Communications Technology*. CORONA PUBLISHING CO.,LTD., Tokyo, 2nd edition, 1985.
- [11] Xiangnan Liu, Ming Chen, Peiwen Jiang, and Jingwen Wang. Research and Implementation of High Data Rate Full Digital XPIC Technique. In *2016*

- 15th International Conference on Optical Communications and Networks (ICOON)*, Hangzhou, China, March 2016.
- [12] ITU-R M.2175. Simultaneous dual linear polarization transmission technique using digital cross polarization cancellation for MSS systems, July 2010.
- [13] Oguchi Tomohiro. Scatterinprg optertiosf Pruppacher-and-pitter form raindrops and cross polarization due to rain: Calculations at 11, 13, 19.3, and 34.8 GHz. *Radio Science*, 12(1):41–51, May 1976.
- [14] ITU. Rec. ITU-R PN.837-1 "RECOMMENDATION ITU-R PN.837-1" CHARACTERISTICS OF PRECIPITATION FOR PROPAGATION MODELLING" (Question ITU-R 201/3), December 2017.
- [15] Yoshio Yamaguchi. *Radar Polarimetry from Basics to Applications: Radar Remote Sensing using Polarimetric Information*. December 2007.
- [16] Nobuyuki Matsui, Tejiro Isokawa, Hiromi Kusamaichi, Ferdinand Peper, and Haruhiko Nishimura. Quaternion neural network with geometrical operators. *Journal of Intelligent & Fuzzy Systems: Applications in Engineering and Technology - Engineering applications of Computational Intelligence*, 15(3,4):149 – 164, December 2004.
- [17] Kazutaka Kinugawa, Fang shang, Naoto Usami, and Akira Hirose. Proposal of Adaptive land classification using quaternion neural network with isotropic activation function. In *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, Beijing, China, July 2016.
- [18] Maoki Hikosaka, Tianben Ding, and Akira Hirose. Proposal of Polarization State Prediction Using Quaternion Neural Networks for Fading Channel Prediction in Mobile Communications. In *International Joint Conference on Neural Networks (IJCNN)*, Vancouver, BC, July 2016.
- [19] Tomoki Kaneko, Noriyuki Kawano, Yuhei Nagao, Keishi Murakami, Hiromi Watanabe, Makoto Mita, Tomoda Tomoda, Keiichi Hirako, Seiko Shirasaka, Shinichi Nakasuka, Hirobumi Saito, and Akira Hirose. 2.65 Gbps downlink communications with polarization multiplexing in x-band for small earth observation satellite. *IEICE Transactions on Communications*, E104-B(1), January 2021.
- [20] European Telecommunications Standards Institute (ETSI). Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications; Part 2: DVB-S2 Extensions (DVB-S2X), October 2014.
- [21] Moose.H.P. A Technique for Orthogonal Frequency division Multiplex-

ing Frequency Offset Correction. *IEEE Transactions on Communications*, 42:2908–2914, October 1994.

第6章

結論

本論文は、JAXA の RAPIS-1 (RAPid Innovative payload demonstration Satellite 1) に搭載され宇宙実証された「X 帯 Gbps 級偏波多重衛星通信」を実現するために生じた偏波干渉の問題を解決した。

第1章では、1つのロケットに複数の小型衛星を搭載する相乗り打ち上げにより人工衛星の数が飛躍的に増えたことで生じた地上局の飽和と周波数利用の混雑についての問題を紹介した。近年、利用ニーズの高まっている合成開口レーダ (Synthetic Aperture Radar (SAR)) 用いた干渉画像を効率的にダウンリンクするためには同一の軌道面に2機の人工衛星を配置する必要がある。そこで、10分以内の1回のパスで100 Gbit と仮定された観測データを効率的にダウンリンクする衛星運用を想定した。私達の研究チームでは INnovative-technology Demonstration EXperiment (INDEX) という60 kg 級の人工衛星の運用を行っている。この経験より、1機の人工衛星から観測データを1分でダウンリンクするために2 Gbps 以上の通信速度を目標にした。このような中、2.65 Gbps 通信を実現するために左右円偏波多重や64APSK に注目した。本通信システムは100–150 kg 級の人工衛星に搭載することを想定しており、2000 kg 級の ALOS-2 が実現した1.2 Gbps や3000 kg 級の WorldView-3 が実現した0.8 Gbps よりも高速である。また、本通信システムは PlanetLab の実現した1.2 Gbps 通信よりも偏波分離識別度 (Cross Polarization Discrimination (XPD)) の点で優れている。復号性能の検証要求は「フレームの先頭から20万フレーム誤りなく復号できること」と「 $E_s/(N_0 + I_{XPD}) = 21\text{--}26$ dB のダウンリンク信号を300フレームずつ2秒おきに区切ってもドップラの追従ができフレーム誤りなく復号できること」にした。

第2章では、通信速度を2倍にするために偏波多重をすると偏波干渉が生じてしまい通信品質が劣化する問題について2つの解決策の概要を示した。1つ目の解決策は、XPD に優れたハードウェアの開発である。そこで、コルゲートホーンアンテナとセプタム型偏波分離器を組み合わせた両偏波アンテナを採用した。このアンテナの XPD は給電導波管であるセプタム型偏波分離器のセプタム形状で決まる。本研究では高品質な64APSK を目指したので、市販のセプタム型偏

波分離器の XPD では不十分であった。そのため、「伝搬モードに注目することで XPD に優れたセプタム型偏波分離器を設計する理論」を提案した。2つ目の解決策は、大気中の雨粒や水滴によって劣化した XPD を補正するソフトウェアの開発である。従来のクロストーク除去方法では、衛星通信のように時々刻々変化するチャンネル状態においてクロストークを除去することが難しかった。そこで、本研究は、時々刻々変化するチャンネル状態においてクロストークを除去するために、合成偏波のチャンネル予測とクロストーク除去を組み合わせた。具体的には、ダウンリンク信号をポアンカレ球にプロットすることで偏波状態を確認して、その点の位置に応じた適切なパラメータ演算でクロストークを除去する。さらに、時々刻々変化する合成偏波のチャンネル状態を予測するために四元数ニューラルネットワークを用いた。アンテナと信号処理の2つの観点からクロストークを除去することで信号対雑音比 $E_s/(N_0 + I_{XPD})$ を大きくして信号品質を向上させる必要がある。

第3章では、偶モードと奇モード給電に注目して伝搬モードを理論的に扱うことで XPD に優れたセプタム型偏波分離器を設計する Short Ridge-waveguide Approximation Method (SRAM) を提案した。SRAM では、セプタム型偏波分離器を直列接続されたリッジ導波管とみなし、横共振法を用いて遮断波長を計算する。偏波分離器の各ポートに給電する電波は偶モードと奇モードの重ね合わせで表現される。各セプタム段における反射係数を定量的に扱い、奇モード給電による反射係数の総和 Γ を4段目セプタムで相殺するように1, 2, 3段目のセプタム形状を決定する。その後、偶モード給電時における方形導波管の伝搬モードと奇モード給電時におけるリッジ導波管の伝搬モードに注目して、それらの位相差が 90° になるように4段目のセプタム形状を決める。中心周波数近傍において、アイソレーションのピーク (実測値: 45 dB 周波数ズレ: -0.4%) が生じたことより $\Gamma = 0$ を満たすことを確認した。さらに、偏波分離器の S パラメータモデルを用いて偶モード給電時と奇モード給電時の位相差の実測値が 90° であることより SRAM が検証された。この時、偏波分離器にコルゲートホーンアンテナを取り付けて偏波パターン法を用いて実測した XPD は 8.0–8.4 GHz において 37.8–44.7 dB となった。電磁界シミュレータを用いた従来研究と比較して、5%の帯域比において同じ程度の XPD であった。したがって、SRAM を用いることで、電界シミュレータなしで XPD に優れたセプタム型偏波分離器を設計することに成功した。また、SRAM で提案した $\Delta\theta$ と Γ の計算方法を用いることで、広帯域なセプタム型偏波分離器を設計するための理論的な考察が得られることが期待される。

第4章では、300 Mega symbol per second (Msps) で 64APSK(4/5) を左右円偏波に用いて 2.65 Gbps(8.4 bit/Hz) 衛星通信を軌道上実証したことについて報告した。さらに、復号器のドップラ補正のパラメータをチューニングすることで、256APSK(3/4) を復号して 3.3 Gbps (10.8 bit/Hz) も実現可能である。具体的に

は次のようなことに注目した。耐天候性を考慮して X 帯を用いた。耐雑音性のために誤り訂正符号 LDPC と周波数利用効率向上のために小さなコサインロールオフ係数 ($\alpha = 0.05$) を有する DVB-S2X 規格を用いた。衛星搭載用送信機を小型化するために JESD204B という数 Gbps 級高速伝送プロトコルを採用した。また、耐振動性も考慮して局所的な発熱を有する FPGA や DA コンバータなどの放熱経路を設計した。送信機の信号品質を向上させるために、大電力増幅器において三次歪の小さなバイアス点を探した。さらに、帯域通過フィルタを加えることで 8.4 GHz における電力を -60 dB 減衰させて深宇宙帯を保護した。37 dB の XPD をもつ偏波分離器を用いて搭載用アンテナと地上局アンテナを開発した。熱雑音とクロストークを与えた信号を解析することで、熱雑音とクロストークを加法的に扱える結果が得られた。直径 10 m のカセグレン式パラボラアンテナと極低温の低雑音増幅器を用いて $G/T = 39$ dB の地上局アンテナとなった。地上局アンテナから 500 m 離れたところにある深宇宙通信用アンテナとのアップリンク 7.1 GHz との干渉を防ぐために挿入した直径 24 mm の円形導波管フィルタにより、8.7 GHz 付近に高次モードが生じた。地上局用偏波分離器を極低温に冷やしても S パラメータの変動が微少であったことより搭載アンテナを冷やす熱設計を行った。DVB-S2X はドップラの無い放送静止衛星向けの規格であるためヘッダが最大 90 シンボルと短いので、復号器におけるドップラ補正を 3 回行った。XPD の実測値はエレベーション 60° において約 31–34 dB となった。また、実測値と回線計算の E_s/N_0 の相違は 0.3 dB 程度であった。この通信システムにより、10 分以内の 1 回のパスで 100 Gbit と仮定された観測データを 2 機の人工衛星からダウンリンクできる効率的な衛星運用が可能となった。

第5章では、大気伝播中に劣化した左右円偏波の XPD を補正するために、時々刻々変化するチャネル環境にも適応した予測型合成偏波クロストークキャンセラを提案した。従来の研究では、時々刻々変化するチャネル状態においてクロストークを除去することが難しかった。人工衛星から左右円偏波の電波を出して、時々刻々変化するチャネル状態におけるクロストークを除去した。この時、ポアンカレ球を用いて合成偏波のチャネル状態を確認した。ポアンカレ球上の点は原点から等方的であるため等方的な活性化関数を隠れ層に用いた。また、偏波度が 1 になることに注目して、ポアンカレ球の表面に偏波状態をプロットするために出力層には正規化する活性化関数を用いた。そして、ドップラ効果を含んだ合成偏波のチャネル状態をポアンカレ球上にプロットした。ポアンカレ球上の点の位置を予測するために、回転体として考えた偏波を四元数で表すことでパラメータ数を減らして優れた汎化性能を得た。入力層 40 個の入力端子と、隠れ層に 35 個、出力層に 1 個のニューロンから構成される四元数ニューラルネットワークを用いてポアンカレ球上の点を予測した。そして、合成偏波を用いて非同期な搬送波と大気伝搬による位相差の和をポアンカレ球上にプロットした。その後、その位置に応じた適切なパラメータ演算によりクロストーク除去をすることで信号品質を

向上させた。チャンネル予測をしてクロストークを除去することが本研究の新しい点である。

本研究で、2.65 Gbps(8.4 bit/Hz) 衛星通信を安定的に実現した。搭載用通信機は 20 cm×20 cm×20 cm で 6 kg であり、搭載アンテナは 600 g である。地上局アンテナの開口径は 10 m であり、システム雑音温度を下げるために冷凍機が整備されている。復号器はノンリアルタイムであり約 1 秒のデータを復号するのに 1 時間程度かかる。送信機では L-ch と R-ch の搬送波が非同期であるため、予測型クロストークキャンセラを用いる際に両チャンネルのタイミングをそろえる必要があった。打ち上げ数が飛躍的に増えている小型衛星は質量 100 kg 以下が主流であるため、本研究の衛星搭載品を小型化しなければならない。本通信システムの開発中には無かった半導体を用いることで 20 cm×20 cm のデジタルボードの行った処理を 1 個の FPGA で行うことが可能になった。このように、最新の半導体を積極的に宇宙実証することで送信機の小型化を実現できる。また、SRAM の原理を用いた平面アンテナの開発することで、XPD に優れた搭載アンテナを小型化できる。一般的な地上局アンテナの開口径は 3 m 程度であり冷凍機は整備されていないことから、本研究の通信システムよりも帯域幅を絞ったり、1 シンボルあたりのビット数を下げることで信号対雑音強度を確保する必要があると考察している。また、本研究で MATLAB で実装しているプログラムを FPGA に変更することで、予測型合成偏波クロストークキャンセラの機能をもったリアルタイム復号器を開発中である。上記の技術課題を乗り越えることで、超小型地球周回衛星や超小型深宇宙探査機に本通信システムを搭載することを今後の目標とする。

発表文献

査読付き論文

1. T. Kaneko, H. Saito, and A. Hirose. SRAM: A Septum-type polarizer design method based on superposed even- and odd-mode excitation analysis. *IET Microwave, Antenna & Propagation*, submitted.
2. T. Kaneko, N. Kawano, Y. Nagao, K. Murakami, H. Watanabe, M. Mita, T. Tomoda, K. Hirako, S. Shirasaka, S. Nakasuka, H. Saito, and A. Hirose. 2.65 Gbps downlink communications with polarization multiplexing in X-band for small earth observation satellite. *IEICE Transactions on Communications*, Vol.E104-B, No.1, pp.-, Jan. 2021.
3. T. Kaneko, H. Saito, and A. Hirose. Cross polarization interference cancellation based on polarization prediction using quaternion neural networks for satellite communications. *IEEE Transactions*, in preparation.

国際学会

1. H. Saito, T. Kaneko, N. Kawano, K. Murakami, Y. Kunii, T. Tomoda, and S. Shirasaka. Demonstration of 2.6 Gbit per Sec X Band Radiowave Down Link Communications from LEO Small Satellite . textitSmall Satellites, System & Services Symposium (4S), Session Telecom & Navigation, No6, Quarteira, Portuguese, March 2021.
2. H. Saito, J. Hirokawa, T. Tomura, P. R. Akbar, B. Pyne, K. Tanaka, M. Mita, T. Kaneko, H. Watanabe, and K. Ijich. Development of Compact SAR Systems for Small Satellite. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Society (IGARSS)*, Yokohama, Japan, July 2019.
3. H. Saito, B. Pyne, K. Tanaka, M. Mita, T. Kaneko, J. Hirokawa, T. Tomura, H. Watanabe, P. R. Akbar, and K. Ijichi. Proto-Flight Model of SAR for 100kg class Small Satellite. *AIAA/Utah State University Conf. on Small Satellite*, SSC19-IV-01, Logan, Utah, USA, August 2019.

4. H. Saito, J. Hirokawa, T. Tomura, P. R. Akbar, B. Pyne, K. Tanaka, M. Mita, T. Kaneko, H. Watanabe, and K. Ijichi. PROTO-FLIGHT MODEL TEST RESULTS OF SYNTHETIC APERTURE RADAR FOR 100KG CLASS SMALL SATELLITE. *70th International Astronautical Congress, IAC-19, B4, 4, 2*, Washington DC, USA, October 2019.
5. T. Kaneko, M. Mita, Y. Ohikata, and H. Saito. 2Gbps Downlink System of 100kg Class Satellite for Compact Synthetic Aperture Radar Mission. *Small Satellites, System & Services Symposium (4S)*, Session Telecom, No4, Sorrento, Italy, June. 2018.
6. T. Kaneko, M. Mita, Y. Ohikata, and H. Saito. Dual Circularly Polarization X band 2Gbps Downlink Communication System of Earth Observation Satellite. *32nd Annual Small Satellites, SSC18-XII-01*, Logan, Utah, USA, August 2018.
7. T. Kaneko, A. Tomiki, and H. Saito. Dual circularly polarization antenna with High XPD for downlink communication of earth observation satellite. Antenna. *Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA)*, POS-19, Tsukuba, Japan, January 2017.
8. T. Kaneko, S. Morisawa, H. Saito. Right and Left circular polarized wave antenna system. *IEEE Radio Wireless Week, TU1D-4*, Phoenix, Arizona, USA, January 2017.

国内研究会

1. 齋藤 宏文, 金子 智喜, 渡邊 宏弥, 河野 宜幸, 村上 圭司, 國井 喜則, 友田 孝久, 平子 敬一, 中須賀 真一, 白坂 成功. 低高度地球観測衛星用 2.6GbpsX 帯ダウンリンクの軌道上実証実験. 電子情報通信学会 宇宙・航行エレクトロニクス研究会 (SANE), 信学技報, vol.119, no.416, SANE2019-106, pp.49-54, 2020 年 2 月.
2. 金子 智喜, 廣瀬 明. 衛星通信における四元数ニューラルネットワークを用いたチャネル予測. 東北大学電気通信研究所共同プロジェクト研究会「高次元ニューロダイナミクスとそのニューロハードウェア構築への展開」, 2019 年 12 月.
3. 金子 智喜, 三田 信, 齋藤 宏文, X 帯 2.8Gbps 両偏波ダウンリンク衛星通信システムの開発. 電子情報通信学会 宇宙・航行エレクトロニクス研究会 (SANE), 信学技報, vol.118, no.105, SANE2018-15, pp.13-18, 2018 年 6 月.

4. 齋藤 宏文, アクバル プリランド リズキ, バデウハデイタヤ パイン, 広川 二郎, 田中 孝治, 伊地智 幸一, 渡邊 宏弥, 三田 信, 金子 智喜. 100kg 級小型衛星搭載用 X 帯合成開口レーダの開発 ~ エンジニアリングモデルの成果 ~ 電子情報通信学会 宇宙・航行エレクトロニクス研究会 (SANE), 信学技報, vol.118, no.105, SANE2018-13, pp.1-6, 2018 年 6 月.

国内大会

1. 齋藤 宏文, 金子 智喜, 河野 宜幸, 村上 圭司, 國井 喜則, 友田 孝久, 平子 敬一, 中須賀 真一, 白坂 成功. 低高度地球周回衛星からの X 帯偏波多重 2.65 及び 3.3Gbps データ通信の実証実験電子情報通信学会ソサイエティ大会.
2. 齋藤 宏文, 金子 智喜, 渡邊 宏弥, 河野 宜幸, 村上 圭司, 國井 喜則, 友田 孝久, 平子 敬一, 中須賀 真一, 白坂 成功. 小型地球観測衛星のための X 帯 2 Gbps 超高速ダウンリンクの RAPIS-1 衛星による軌道上実証. 2019 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, BI-3-2, 大阪, 2019 年 9 月.
3. 齋藤 宏文, 金子 智喜, 渡邊 宏弥, 河野 宜幸, 村上 圭司, 國井 喜則, 友田 孝久, 平子 敬一, 中須賀 真一, 白坂 成功. 小型地球衛星のための 2 Gbps X 帯ダウンリンク通信. 第 63 回宇宙科学技術連合講演会, 2K10, 徳島, 2019 年 11 月.
4. 金子 智喜, 深見 友也, 生形 貴, 渡邊 宏弥, Prilando Akbar, 大日方 保広, 三田 信, 富木 淳史, 齋藤 宏文,. X 帯 2Gbps 両偏波ダウンリンク衛星通信システムの開発. 第 17 回 宇宙科学シンポジウム, P-177, 神奈川, 2018 年 1 月.
5. 渡邊 宏弥, 金子 智喜, 田中 孝治, 間瀬 一郎, 杉本 諒, 伊地智 幸一, 友田 孝久, 齋藤 宏文. 小型 SAR 大電力 X バンド送信機. 第 17 回 宇宙科学シンポジウム, P-185, 神奈川, 2018 年 1 月.
6. 金子 智喜, 齋藤 宏文. X 帯 2Gbps 通信を実現するための両偏波アンテナ. 第 61 回宇宙科学技術連合講演会, 3M07, 新潟, 2017 年 10 月.
7. 金子 智喜, 深見 友也, 生形 貴, 渡邊 宏弥, Prilando Akbar, 大日方 保広, 三田 信, 富木 淳史, 齋藤 宏文. X 帯 2Gbps 両偏波ダウンリンク衛星通信システムの開発. 第 17 回 宇宙科学シンポジウム, P177, 神奈川, 2018 年 1 月.
8. 友田 孝久, 和田 紗希, 中村 和行, 松村 健三, 竹内 伸介, 田中 宏明, 金子 智喜, 齋藤 宏文. 小型衛星合成開口レーダアンテナパネルの地上展開実験. 第 16 回 宇宙科学シンポジウム, P-194, 神奈川, 2017 年 1 月.
9. 金子 智喜, 間瀬 一郎, 齋藤 宏文. X 帯 1000W パルス増幅器を 100kg 級人工衛星に適用するための研究. 第 60 回宇宙科学技術連合講演会, 1K12, 函

館, 2016年10月.

10. 金子 智喜, 大谷 昭仁, 齋藤 宏文. Thermal design for X band 1000W class pulse amplifier. 第 59 回日本大学工学部学術講演会, M-1, 東京, 2016 年 12 月.
11. 金子 智喜, 曾根 理嗣, 齋藤 宏文. 100 kg 級合成開口レーダ衛星の電源系とバッテリーの検討. 第 59 回宇宙科学技術連合講演会, 3102, 鹿児島, 2015 年 10 月.
12. 長谷川 直輝, 吉田 賢史, 金子 智喜, 川崎 繁男. 宇宙機内ワイヤレス化および地上局用高出力 GaN 増幅器の研究開発. 第 14 回 宇宙科学シンポジウム, P-280, 神奈川, 2015 年 1 月.
13. 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. マイクロ波電力伝送により電力を供給するワイヤレスヘルスマニタリングシステムの再使用ロケット内におけるシステム評価. 無線電力伝送研究専門委員会信学技報, vol.114, no.524, WPT2014-95, pp.11-16, 2015 年 3 月.
14. 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. 5.8GHz 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. 無線電力伝送研究専門委員会, 信学技報, vol.114, no.392, MW2014-185, pp.25-30, 2015 年 1 月.
15. 田中 康平, 須藤 雄志, 門倉 美幸, 東郷 翔帆, 菊地 優太, 松井 一吹, 川本 直樹, 小野優子, 由井 庸介, 大河原 正篤, 熊川 遼太郎, 金子 智喜, 鴨川 仁, 川島 レイ. 小型衛星共同開発プロジェクトの紹介. 日本航空宇宙学会誌, vol.62, no.7, pp.250-251, 2014.

謝辞

本研究を進めるにあたり、お指導を頂いた齋藤宏文教授と廣瀬明教授には大変お世話になりました。懇切丁寧なご指導を賜りまして誠にありがとうございました。また、本研究は、総合科学技術・イノベーション会議により制度設計された革新的研究開発推進プログラム (ImPACT) により、科学技術振興機構を通して委託されたものです。3年がかりで行った本研究は、最初の2年間は宇宙科学研究所の齋藤研究室で行われ、最後の1年間は東京大学本郷キャンパスの廣瀬明研究室で行われました。

本通信システムの初期検討をして頂いた、宇宙航空研究開発機構宇宙科学研究所の冨木先生、三田先生に感謝を申し上げます。アンテナ設計や製造図面作成には、安藤様、和田様、松井様、石垣様より様々なアドバイスを頂きました。また、アンテナの実測には、東京電機大学 (故) 小林教授、玉木様の協力を頂いたことに感謝します。送受信機の開発については、DST 新井様、Mebius 大日方様、Mebius 三木様、Radrix 長尾様のご協力に感謝を申し上げます。ダウンリンク実験は宇宙科学研究所の河野様、村上様、平子様、渡邊様、友田様、國井様、草留様、のご協力のもと行うことができたことに心より感謝申し上げます。

また、最後の一年に研究の手助けをして頂いた廣瀬明研究室の Song 様、大塚様、市村様、小西様、松本様には四元数ニューラルネットワークについて様々な助言を頂いたことに感謝申し上げます。

そして、本研究を行うためにご尽力頂いた慶応大学の白坂教授と東京大学の中須賀教授に感謝の意を申し上げます。