

非地上系ネットワークに向けた Ka 帯無線トランシーバの基礎

Basics of Ka-band Wireless Transceiver for Non-Terrestrial Networks

白根 篤史 Wang Yun 岡田 健一
 Atsushi Shirane Yun Wang and Kenichi Okada
 東京工業大学 工学院 電気電子系

概要

本発表では、非地上系ネットワークに向けた Ka 帯無線トランシーバの基礎として、回線設計から、回路ブロックの仕様の策定、実際の Ka 帯無線トランシーバ回路の設計について、一連の流れを説明する。近年、New Space 時代の象徴として活発に研究開発が進められている低軌道衛星を例に挙げながら、非地上ネットワークおよび Ka 帯特有の検討項目に着目して、トランシーバ開発の流れを紹介する。

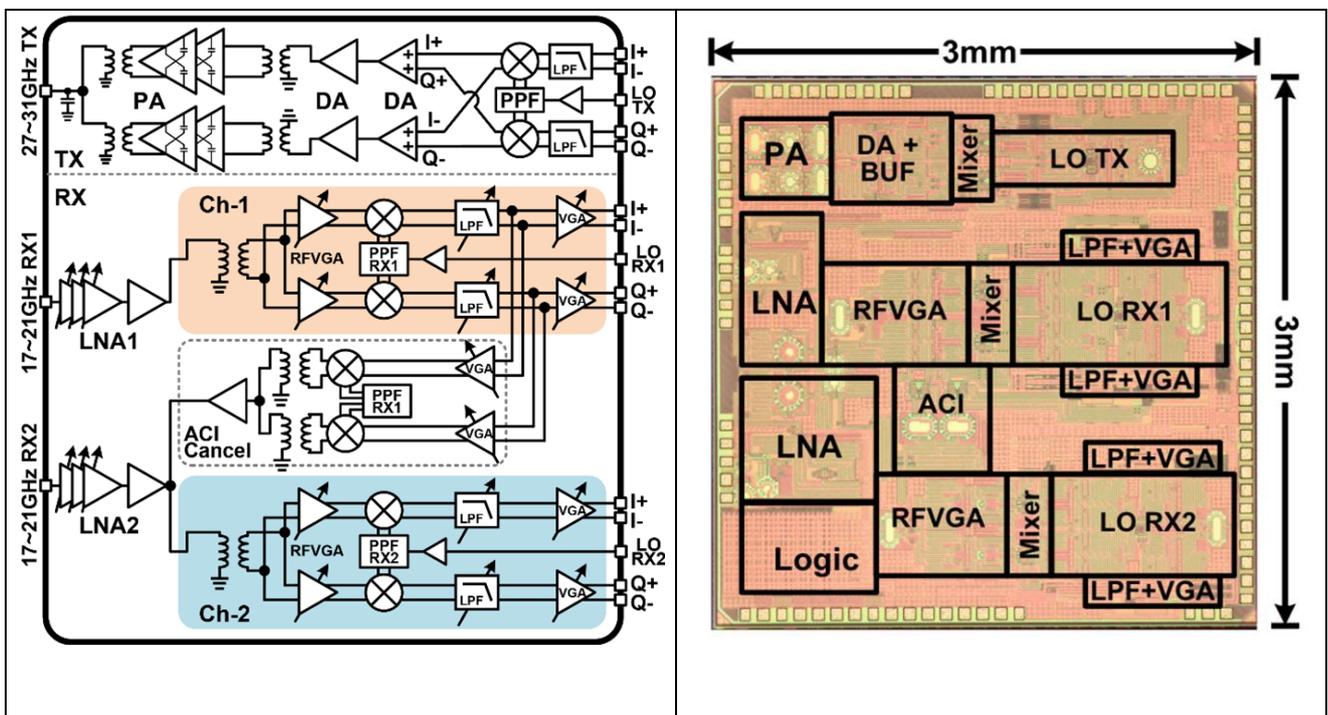


図 Ka 帯衛星通信向けトランシーバ

図 開発した Ka 帯トランシーバチップ

Abstract

This work presents basics of Ka-band wireless transceiver for non-terrestrial networks such as wireless link performance design, defining circuit specification, and transceiver circuit design. The flow of the Ka-band transceiver development is introduced while giving an example of a low earth orbit satellite communication, which has been increasingly studied and developed in New Space paradigm.

1. はじめに

上空 36,500km の静止軌道から 500km の低軌道を周回する衛星、さらに地上 20km の成層圏を飛び続ける High Altitude Platform Station (HAPS)のような非地上系ネットワークを利用することで、さらなる通信カバレッジの拡大、災害に強いネットワーク構築の実現が期待されている。国外では、SpaceX 社が現在までに 600 基以上の衛星を低軌道に打ち上げ、衛星コンステレーションによって全世界をカバーするインターネット網を着実に構築してきている。Amazon 社も、3000 基以上の衛星打ち上げの計画を発表している。国内に目を向けると、大手通信キャリアによる HAPS への注目が集まっている。さらに、今年 2020 年にサービスが開始された 5G では、現在の地上ネットワークに対して、Release17 において非地上系ネットワークのさらなる活用・連携が検討される。今後、国外・国内問わず、非地上系ネットワークへの注目はますます高まっていく。

現在も、海上であったり、災害時において静止軌道衛星を用いた通信ネットワークの利用が可能だが、非常に大型の数千 kg 級の衛星のため、打ち上げには莫大なコストが生じる。このようなコストも開発期間も莫大な Old Space に対して、より小型で低コスト、開発期間も短い New Space の進展が非地上ネットワークの進化の原動力となってきた。例えば、地球観測衛星を手掛ける Planet Labs 社によるわずか 3U cubesat (10cm×10cm×30cm)において、500km の低軌道衛星から 1.6Gbps のダウンリンク通信に成功している[1]。また、国内の大学による小型衛星の無線通信においても、3.3Gbps のダウンリンクに成功している[2]。このように、従来の大型・長期開発から小型・短期開発の New Space へと変わりつつある現在の状況が、非地上系ネットワークの発展を後押ししている。

Ka 帯は、小型衛星の無線通信の次世代の周波数帯として期待されており、現在一般的に使われる X 帯よりもより広い帯域幅が利用できるため、さらなる高速通信を可能とする。加えて、ミリ波帯の 5G は、28GHz 帯のサービスがまさに始まったところであり、5G における衛星通信の利用という点でも注目が集まる。さらに HAPS に用いられるミリ波帯の周波数帯域としても Ka 帯が検討されており、次世代の非地上系ネットワークの鍵を握る周波数帯域と言える。

本稿では、今後の発展が期待される New Space を切り拓いていく Ka 帯の無線トランシーバの開発の基礎について、システムから回路レベルまで幅広く紹介する。

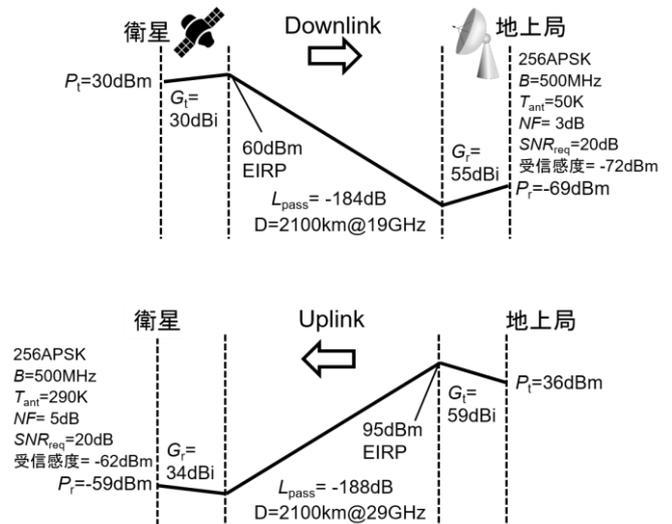


図 1 低軌道衛星のレベルダイヤグラム

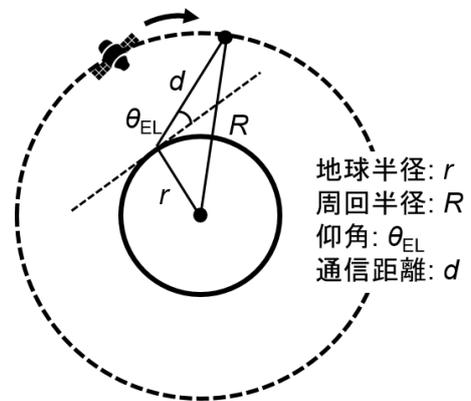


図 2 仰角と通信距離の関係

2. 回線設計

2.1. レベルダイヤグラム

回線設計は、無線トランシーバの仕様を決定するための最初のステップとなる。図 1 に地上 500km の極軌道の低軌道衛星を例としたレベルダイヤグラムを示す。無線通信の信号レベルは、信号の送信、伝搬、受信の順に従って式(1)のように表すことができる。

$$P_r = P_t + G_t - L_{pass} + G_r \quad (1)$$

ここで、 P_r は無線トランシーバの初段の増幅器に入力される受信電力、 P_t はアンテナに供給される出力電力、 G_t は送信アンテナ利得、 L_{pass} は自由空間における伝搬損失、 G_r は受信アンテナ利得を表す。また L_{pass} は下記の式で表される。レベルダイヤグラムをより正確に詳細に検討するには、さらに多くのパラメータを考慮すべきであるが、初期検討では式(1)の精度で問題無い。

2.1.1. 伝搬損失 L_{pass}

伝搬損失 L_{pass} は、式(2)に示すように、無線通信に用いる信号の波長 λ および通信距離 d によって決まる。

$$L_{pass} = (4\pi d/\lambda)^2 \quad (2)$$

図 1 のレベルダイアグラムでは、Ka 帯衛星通信用に割り当てられているアップリンクの 27-31GHz、ダウンリンクの 17-21GHz のそれぞれ中心を取り、29GHz をアップリンク、19GHz をダウンリンクの周波数としている。これにより、式(2)の λ が決まる。

次に、通信距離は、高度、軌道、および最小の仰角から、決めることができる。図 2 からわかるように、仰角が所望の最小値となるとときに通信距離が最大となる。通信距離 d は、式(3)のように書くことができる。

$$d = -r \sin \theta_{EL} + \sqrt{R^2 - r^2 \cos^2 \theta_{EL}} \quad (3)$$

ここで r は地球の半径 6400km、 θ_{EL} は仰角、 R は衛星の周回半径、すなわち地球の半径に衛星の高度を足した値である。所望の仰角を小さくすればするほど、通信可能時間を増やすことができるが、通信距離は長くなってしまふ。高度 500km の衛星において、最小仰角 5° の場合、最大通信距離は 2100km となり、衛星が直上にある最短通信距離の 4 倍以上の通信距離となる。レベルダイヤにおいては、最大通信距離の伝搬損失を用いる。

2.1.2. 出力電力 P_t および送受アンテナ利得 G_t, G_r

伝搬損失をシステムレベルの条件から決定すると、残りは無線機の設計パラメータである出力電力 P_t および送受アンテナ利得を決定していく。送信機の最終的な出力電力である等価等方輻射電力(EIRP)は、 $P_t + G_t$ であるので、同じ EIRP を達成する送信機であっても、アンテナに供給する出力電力と送信機のアンテナ利得のとり方には自由度がある。アンテナに供給する出力電力を増やしていけば、アンテナ利得を減らすことができるため、すなわちアンテナ面積を小さくすることが可能である。一方で、出力電力を増やしていくために電力増幅器(PA)の消費電力は、増加してしまう。無線機のサイズと消費電力のトレードオフを考慮して、設計値を決める必要がある。受信機のアンテナ利得においても、アンテナサイズと受信機の消費電力の間にトレードオフが存在する。

2.1.3. 受信電力 P_r

伝搬損失、出力電力、および送受アンテナ利得が決まると、受信機の初段に入力される受信電力が求まり、そこから無線通信に必要な信号対雑音比 (SNR_{req}) を満たしているかがわかる。受信電力は、雑

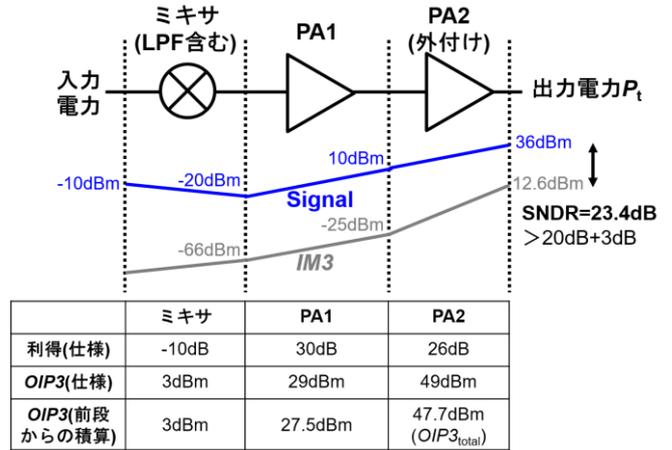


図 3 アップリンクの送信機の回路仕様

音電力に対して式(4)を満たす必要がある。

$$P_r - kT_{ant}B - NF \geq SNR_{req} \quad (4)$$

ここで k はボルツマン定数、 T_{ant} はアンテナ雑音温度、 B は信号帯域幅、 NF は受信機の雑音指数を示す。初期検討においては、 T_{ant} はアップリンクでは 290K、ダウンリンクでは、仰角に依存するが、50K 程度で計算を行う[3]。実際には、各種損失を考慮して、式(4)からさらにマージンが確保できるよう設計パラメータを調整する。

3. 無線トランシーバ回路仕様

ここまでの回線設計により、無線トランシーバの主要な性能仕様が決まり、より詳細な無線トランシーバの回路仕様にブレークダウンしていく。

3.1. 送信機の回路仕様

送信機においては、回線設計より決定したアンテナに供給する出力電力を満たすように、各回路ブロックに利得および線形性の指標である出力 3 次インターセプトポイント ($OIP3$) を割り振っていく。図 1 のアップリンクにおける送信機の各ブロックの回路仕様を図 3 に例として示す。利得は、DAC が出力するベースバンドもしくは中間周波数信号の入力電力を所望の出力電力になるよう設定する。

$OIP3$ は、所望出力電力時の 3 次相互変調歪 $IM3$ による信号対雑音および歪比 ($SNDR$) の劣化が、所要 SNR_{req} から 3dB 程度のマージンが取れるよう設定する。カスケード接続における $OIP3$ は、式(5)のように求めることができる。

$$\frac{1}{OIP3_{total}} = \frac{1}{OIP3_1 G_2 G_3} + \frac{1}{OIP3_2 G_3} + \frac{1}{OIP3_3} \quad (5)$$

ここで、 G_N は N 段目の回路ブロックの電力利得である。各段まで積算した $OIP3$ を求め、出力段において、十分な $SNDR$ が取れていることを確認する。

3.2. 受信機の回路仕様

3.2.1. 妨害波考慮無し

受信機において、まずは所望波信号のみを考え、回線設計から決めた受信機のNFを満たすように、各回路ブロックの利得およびNFの回路仕様を設定していく。図1のダウンリンクにおける受信機の各ブロックの仕様例を図4に示す。まずは、利得に関して、最小受信電力がADCの入力レンジに合うように各ブロックに振り分けていく。雑音のみを考慮すれば、カスケード接続におけるNFの式(6)が示すように、極力前段において、高い利得段を有することが好ましい。

$$NF_{total} = 1 + (NF_1 - 1) + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1 G_2} \quad (6)$$

ここで、 G_N はN段目の回路ブロックの電力利得である。しかし、後述するように、妨害波を考慮すると雑音だけでなく線形性についても考慮しながら、回路仕様を検討する必要がある。ここではRF部分とその後段のベースバンド部分における利得が同程度となるように、利得を振り分けている。

3.2.2. 妨害波考慮有り

次に妨害波を考慮し、NFだけでなく線形性を含め、回路仕様について検討を行う。ここでは、隣接チャンネルに妨害波が入力することを想定する。隣接チャンネルの妨害波は、図5に示すように受信機のOIP3性能によって、所望波帯域に妨害波IM3成分が広がり、所望波のSNDRを劣化させる。それゆえ各段の回路のOIP3を、SNDRの劣化が、ワーストでも所要SNDR_{req}から3dB程度のマージンを取れるよう設定する。図5に所望波より10dB強い隣接チャンネル妨害波を考慮した際の回路仕様例を示す。実際には、さらに強い次隣接チャンネルの妨害波等も考慮するため、SNDRのマージンを大きく取っている。ここでOIP3は、隣接チャンネル妨害波の周波数、すなわちLPFによって減衰を受ける周波数におけるものであることに注意する。

4. Ka帯無線トランシーバ回路設計・実装

それぞれの回路ブロックにおける仕様を満たすように、実際に回路構成を検討し、実装していく。図6に、実際にSi CMOSプロセスにて試作したKa帯衛星通信向けの地上用トランシーバ[4]の構成を示す。トランシーバは、集積度を高めて、部品点数を削減するため、中間周波数を持たないダイレクトコンバージョン方式としている。また受信機を2系統搭載することで、偏波多重および周波数多重に1チップで対応することが可能である。送信機においては、さらに外付けのPAを接続することで、図1のレベルダイヤの出力電力を満たす。

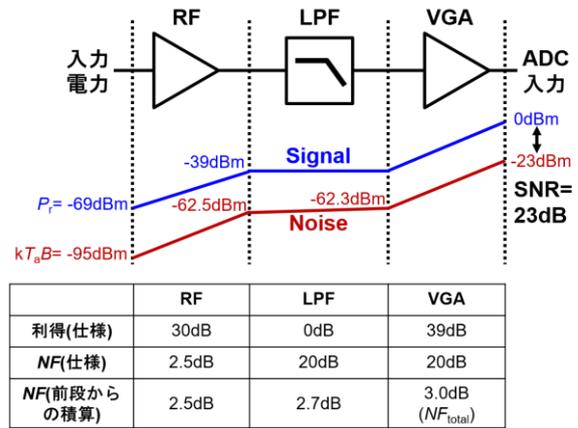


図4 ダウンリンクの受信機のNF回路仕様

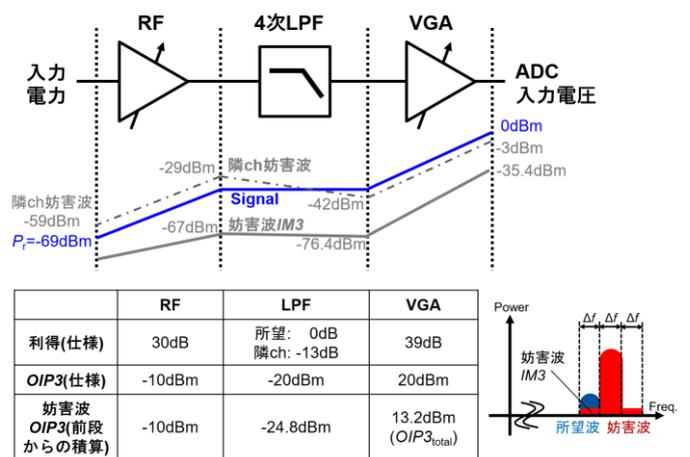


図5 ダウンリンクの受信機のOIP3回路仕様

4.1. 送信機の設計・実装

送信機は、LPF、IQミキサ、ドライバアンプ(DA)、およびPA(図3のPA1に相当)で構成されている。送信機に入力されたIQベースバンド信号は、LPFにおいて、エイリアス信号を抑圧する。IQミキサは、Poly-Phase Filter(PPF)で作られた直交するLO信号を使って周波数変換およびIQ変調を行う。DA部にてIQの足し合わせを行い、出力のPAを駆動する。

PA以外の回路ブロックは、送信機の機能を実現するために不可欠ではあるが、送信機の出力電力および線形性に対しては、多くの場合PAが支配的な影響を持つ。標準的なSi CMOS 65nmプロセスにおいても十分な高周波特性が得られるが、電源電圧が1.0Vと低い。このため、PAの出力に電力合成技術を採用し、低い電源電圧下においても高出力を実現している。また、トランジスタから見た負荷インピーダンスを最適化し、ロードプル法により飽和出力電力 P_{sat} が最大となるように設計している。図7にPAの回路図を示す。2つの差動増幅器の出力は低損失トランスと組み合わせており、それぞれの増幅器は安定性

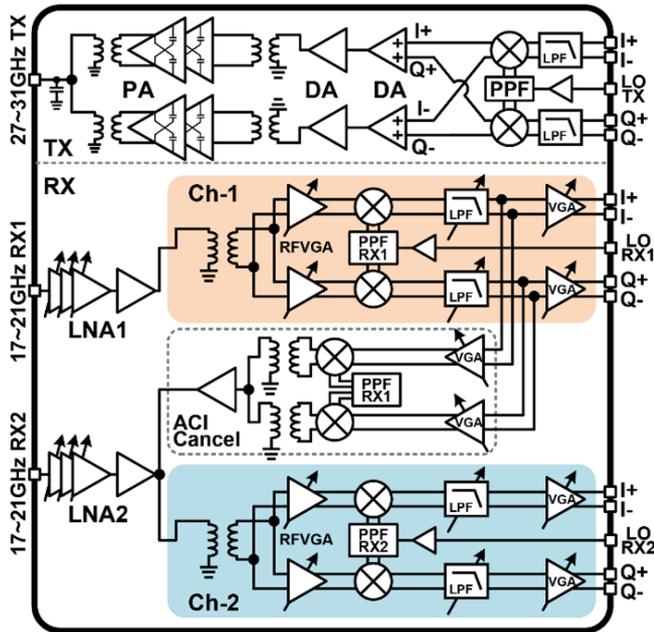


図 6 Ka 帯衛星通信向けトランシーバ

のために容量性中和技術を採用している。送信機は、試作・評価結果より、利得 20dB、 $OIP3$: 24dBm であり、図 3 の回路仕様の PA1 までの値をおおよそ満たしている。さらに外付けの PA を接続することで、レベルダイヤを満たすことが可能となる。

4.2. 受信機的设计・実装

受信機は、低雑音増幅器(LNA)、RF 可変利得増幅器(RFVGA)、IQ ミキサ、LPF、ベースバンド可変利得増幅器(VGA)で構成されている。初段の LNA を通った信号は、信号の大きさに応じて RFVGA においてさらに増幅される。IQ ミキサにおいて、直行する LO 信号と乗算し、ベースバンドまで周波数変換し、LPF において、隣接チャネルの妨害波や、所望帯域以外の信号を減衰させる。VGA において、ADC の入力レンジに合うよう増幅し、出力する。

受信機全体としての NF 特性は、LNA 単体の NF に大きく依存する。図 8 に示すように、LNA は、十分な利得を得るために、3 段構成としている。 NF に対して最もインパクトのある一段目には、ソースディジェネレーション技術およびデュアルカップリングトランスフォーマを用いることで、低雑音化を実現している。受信機は、試作・評価結果より、利得 32dB、 NF : 2dB、 $OIP3$: 10dBm であり、図 4 および図 5 の回路仕様を利得以外満たしている。利得に関しては、チップ出力と ADC の間にベースバンドアンプを挿入することで、 NF と $OIP3$ の劣化無く利得を向上させることが可能である。

5. まとめ

今後さらなる発展が期待される非地上系ネットワーク向け Ka 帯トランシーバ開発の基礎となる無線

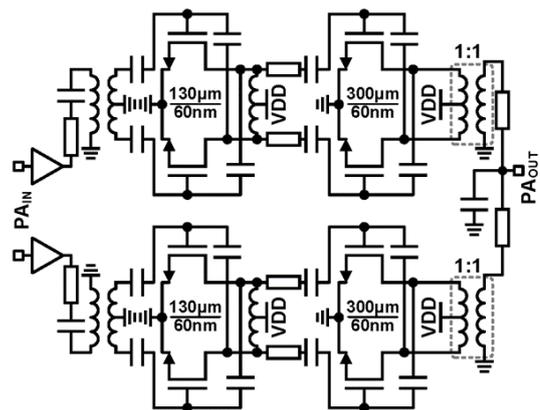


図 7 Ka 帯 PA の回路図

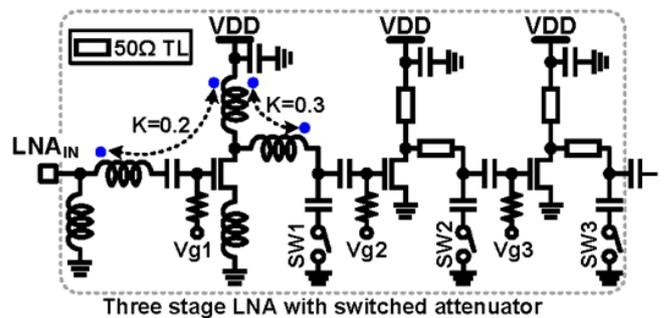


図 8 Ka 帯 LNA の回路図

システムから回路設計まで一連の流れを紹介した。

謝辞

本研究の一部は、東工大基金、総務省 SCOPE (受付番号 192203002、192103003)、並びに東京大学大規模集積システム設計教育研究センターを通し、日本ケイデンス株式会社、シノプシス株式会社、メンター株式会社およびアジレント・テクノロジー株式会社の協力で行われたものである。

文献

- [1] K. Devarajy, et al., "Planet High Speed Radio: Crossing Gbps from a 3U Cubesat", Proc. 33rd Annual AIAA/USU Conference on Small Satellites, Aug. 2019.
- [2] H. Saito, et al., "Demonstration of 2.65 / 3.3 Gbit per sec X Band Radiowave Down Link Communications from LEO Small Satellite", Proc. 34th Annual AIAA/USU Conference on Small Satellites, Aug. 2020.
- [3] G. Maral, and M. Bousquet, "Satellite Communication Systems", 5th ed., John Wiley, 2009.
- [4] Y. Wang et al., "A CMOS Ka-Band SATCOM Transceiver with ACI-Cancellation Enhanced Dual-Channel Low-NF Wide-Dynamic-Range RX and High-Linearity TX" in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp. Dig. Papers*, 2020, pp. 355–358.

著者紹介

白根 篤史 東京工業大学工学院電気電子系 助教, shirane@ee.e.titech.ac.jp

Wang Yun 東京工業大学工学院電気電子系 博士研究員, yun@ssc.pe.titech.ac.jp

岡田 健一 東京工業大学工学院電気電子系 教授, okada@ee.e.titech.ac.jp