

携帯端末用無線回路のマルチバンド化検討

LTE用を中心に新しい周波数帯が世界各地で利用されつつある。周波数帯それぞれに無線回路を備える従来の方法では無線回路部の肥大化、高コスト化が懸念されるため、1つの回路でさまざまな周波数帯に対応する無線回路の研究を進めている。本稿では無線回路を構成するキーデバイスであるフィルタとアイソレータについて、その周波数特性を適応的に可変できる構成を提案する。試作した各デバイスの特性を示すとともに、今後の研究課題について述べる。

先進技術研究所

かわい くにひろ
河合 邦浩
おかざき ひろし
岡崎 浩司

ふる た たかゆき
古田 敬幸
ならはし しょういち
榎橋 祥一

1. まえがき

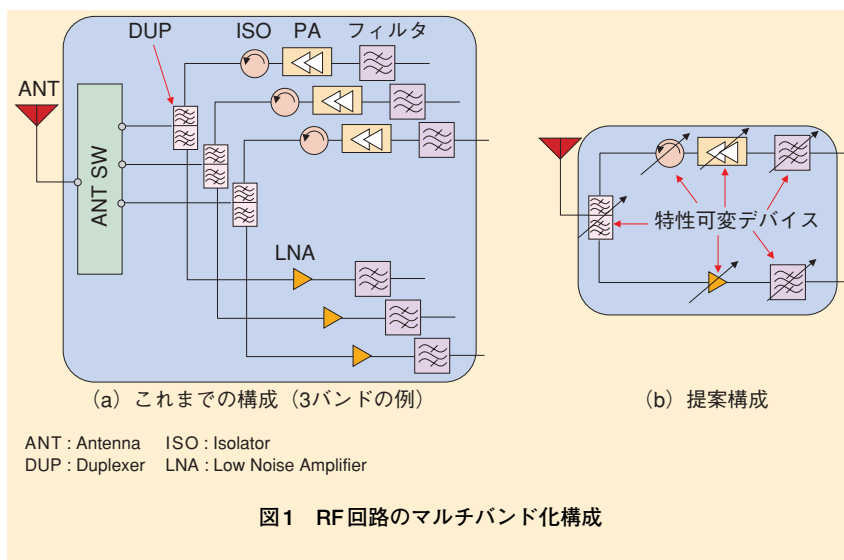
将来の無線通信サービスは、さまざまな無線通信システムによって形成される無線環境において、利用者を取り巻く環境や要求、すなわち、利用者の位置する場所、時間、利用可能な周波数、必要な信号伝送スピードなどの条件に基づいて、その時最も適した無線通信システムを適応的に選択することにより提供されるようになるであろう。利用者側から見ると、例えばW-CDMA、LTE、無線LANを利用できる場合において、最も快適な無線通信システムを利用できるだろう。

データ通信の大容量化に伴い、必要な帯域幅を確保するため、新しい周波数の利用が検討されており、将来の通信端末は、さまざまな周波数や帯域幅のシステムを介して通信することが要求される。このため端末

に搭載されるRF (Radio Frequency) 回路^{*1}には、異なる複数の周波数帯の信号を処理できることが求められる。

携帯電話のRF回路において複数の周波数帯に対応すること(マルチバンド化)は、これまで図1(a)に示すように、必要とする周波数帯用

に設計されたRF回路を必要な数だけ装備し、適宜RF回路を切り替えて使用することで対応してきた[1]。しかしこの手法では、利用する周波数帯の数が増加するにつれ、搭載しなければならないRF回路の数も増加する。このRF回路の数の増加は、部品点数の増加によるコスト上昇



© 2011 NTT DOCOMO, INC.
本誌掲載記事の無断転載を禁じます。

*1 RF回路：無線回路、RF信号を扱う電力増幅器やフィルタなどの個々の回路、またはそれら全体。

や、RF回路の面積増大による携帯電話のサイズ増加の要因となる。

このような課題に対し、著者らはRF回路のマルチバンド化とそれに伴うRF回路面積増大の抑制を同時に達成可能な技術として、図1(b)に示すような周波数特性の変更を可能としたRF回路によるマルチバンド化を提案している[2]。著者らはこの図1(b)に示すRF回路を構成するデバイスの中から、以下に示す3つのデバイスを重要なキーデバイスとして、その周波数特性の可変化に取り組んできた。

- ①電力増幅器 (PA: Power Amplifier)
- ②フィルタ (送受共用器も含む)
- ③アイソレータ

このうち①のPAについては、スイッチ (SW) を用いて周波数特性を変化させることにより9つの周波数帯に対応するものを、すでに報告している[3]。

本稿では上記3つのキーデバイス

の中から、②のフィルタと③のアイソレータにつき、新たに考案した周波数特性を可変にする回路構成を解説する。また、試作したデバイスの周波数特性測定結果を示すとともに、今後の研究課題について述べる。

2. フィルタの特性可変化

フィルタは、例えばアンテナで受信した信号のように、さまざまな周波数の信号から、不必要な周波数の信号を除去し、必要な周波数の信号を取り出す機能を有する。本稿では特に帯域通過型フィルタ (BPF: Bandpass Filter)^{*2}に着目する。BPFにおける主要な特性パラメータとして、取り出したい周波数帯 (通過帯) の中心となる周波数である中心周波数 (f_c)、通過帯の幅である帯域幅 (BW: Bandwidth) の2つが挙げられる。

これまでに報告されている周波数特性を変更可能なBPF (可変BPF)

(例えば[4]) では、 f_c とBWをともに変更可能であるが、BWを変更すると、 f_c も変化してしまうため、 f_c とBWを独立に変更することが困難であった。これに対し本稿で提案する構成の可変BPFは、 f_c とBWを独立に変更可能という、新しい特徴を有している。

提案する可変BPFの構成を図2に示す。図の可変BPFは3つの共振器^{*3}を用い、各共振器間や共振器と入出力ポート間を結合回路1~4によって接続する3段フィルタである。なお段数は、フィルタへの要求性能により適宜決めるもので、3段に限ったものではない。結合回路1~4は、ポート1から入力された信号を各共振器およびポート2へと伝達する役割を持つ。結合回路1および4は普通の線路であるが、結合回路2と3は線路に可変容量VC (Variable Capacitor) 1 (容量値 C_1) を装荷した線路で、 C_1 の値によって移相量^{*4}が変化する可変移相器となっ

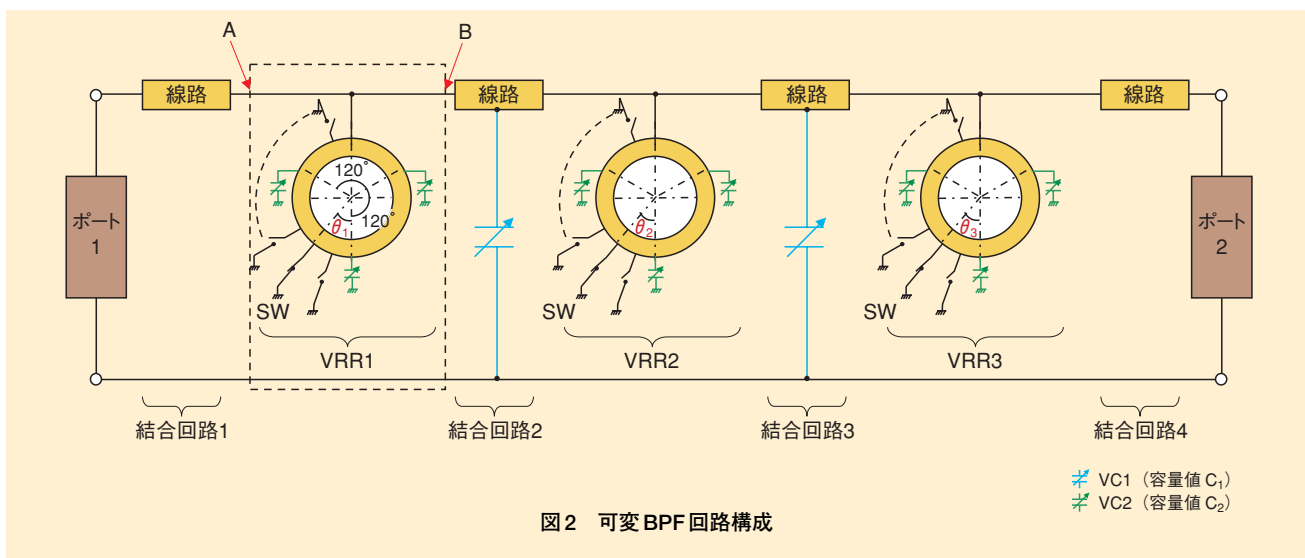


図2 可変BPF回路構成

*2 帯域通過型フィルタ: 特定の周波数帯の信号を取り出すことに特化したフィルタ。

*3 共振器: 特定の周波数 (共振周波数) においてインピーダンスが無限大もしくはゼロになる特性を有する回路部品。

*4 移相量: 波の位相変化量。

いる。可変移相器とする理由は、結合回路2と3は共振器間を周波数 f_c において 90° 移相量で接続しなければならず、BPFの f_c を変更した際、単なる線路では指定の移相量にできないためである[5]。

可変BPFの回路構成における最大の特徴は、等間隔に配置された3つの容量VC2 (容量値 C_2)、複数のスイッチ (SW)、リング型の線路からなる可変リング共振器 (VRR: Variable Ring Resonator) を採用している点にある。

2.1 VRR の特性

VRRにおいて、共振周波数 (f_r) を変更する場合は、VC2の容量値 C_2 を変更する。一方BWは、リング型線路と地導体^{*5}の間を接続するSWの状態によって変化する。1つのリング型線路に接続された複数のSWは、少なくとも1つはオン状態とする。このオン状態SWの位置を θ とすると、BWは θ に応じて変化する。図2の点線で示した、VRR1を通過する点Aから点Bへの信号通過係数^{*6}の周波数特性を計算した結果を図3に示す。なお、このVRR1のリング型線路の長さは5.00GHzにおいて1波長に相当するものとする。このVRRはLC並列共振器^{*7}に相当するため、 f_r は図3に示す通過特性が最大となる周波数である。 C_2 の値を0pFから0.5pFに増加させると、 f_r は5.00GHzから4.18GHzに変化する。また通過係数において最大値から1dB低下するBW (1-dB BW) を比較すると、VRR1の θ (θ_1) の値を

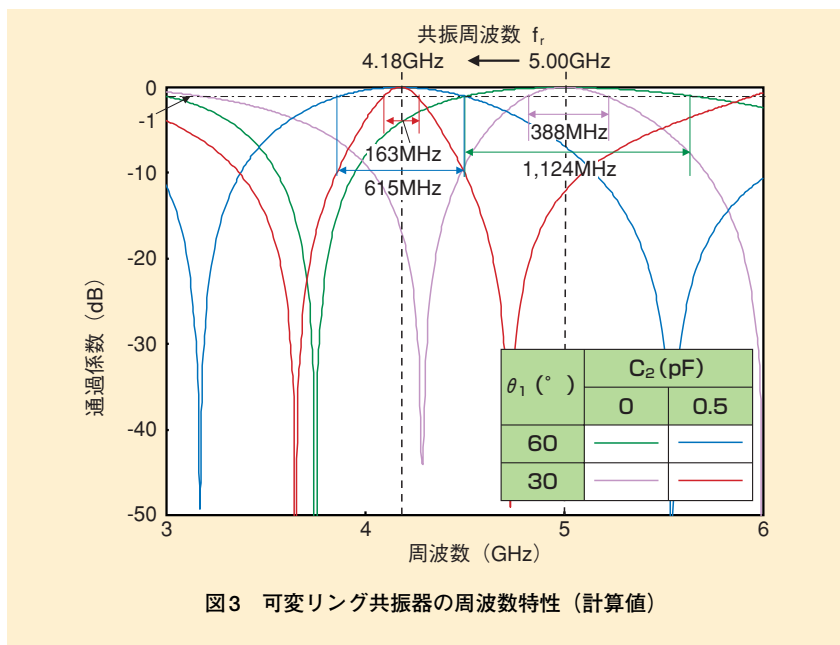


図3 可変リング共振器の周波数特性 (計算値)

60° から 30° と変化させれば、 f_r が 5.00GHz では BW は 1,124MHz から 388MHz へ、 f_r が 4.18GHz では BW は 615MHz から 163MHz へと、それぞれ f_r を一定に保ったまま狭くなる。このように VRR は、 f_r と BW を独立に変更可能である。BPF の f_c と BW はそれぞれ用いた共振器の f_r および BW によって決定されるため、VRR を用いることで、 f_c と BW を独立に変更可能な可変 BPF が構成可能である。

2.2 可変 BPF の特性

図2の構成を基に試作した可変 BPF を写真1に示す。誘電体基板上に導体薄膜を形成し、基板の裏面を地導体、表面を信号線路とするマイクロストリップ^{*8}線路構造を採用した。基板の誘電体にはアルミナセラミックを用いた。リング型線路の内側にある円形の導体は、裏面の地導



写真1 試作した可変 BPF

体と穴を介して電氣的に接続され、地導体として機能する。

基本的な特性を示すため、オン状態の SW として $100 \mu\text{m}$ 幅の金属リボンを用い、地導体とリング型線路間を接続した。一方 SW がオフ状態の場合は当該箇所金属リボンに接続しない状態とした。写真1の θ_1 、 θ_2 および θ_3 は図2の θ_1 、 θ_2 および θ_3 に該当し、それぞれ VRR1、VRR2、VRR3 の θ である。VC1 は VRR 間の

*5 地導体：信号電位の基準となる導体。グラウンド、アース。
 *6 通過係数：入力ポートに入力された電力と出力ポートに出力された電力の比。 $\log_{10}(\text{出力電力}/\text{入力電力})$ で求められる。単位は dB。
 *7 LC 並列共振器：インダクタとキャパシタを並列に接続した共振器。共振周波数において無限大のインピーダンスを示す。
 *8 マイクロストリップ：高周波回路に用いる基板の構造の1つ。

線路周辺、VC2はリング型線路周辺に配置した長方形の導体（導体パッチ）で代替し、容量値を増加させたい場合には、リング型線路およびVRR間の線路と導体パッチ間を100 μm の金属リボンで接続するものとした。

図4に特性測定結果を示す。(a)は f_c が約4.8 GHz、(b)は f_c が約4.2 GHzの結果である。測定条件および主要な特性を表1に示す。表1のVC1およびVC2における「オン」とは、写真1でVC1およびVC2と示した金属リボン接続箇所金属リボンを接続した状態を表し、「オフ」とは当該箇所金属リボンを接続しない状態を表す。

図4および表1より、VC1とVC2をオフからオンへと変えることで、 f_c が約4.8GHzから約4.2GHzへと低くなるのが分かる。次に通過係数の最大値から3dB低下するBW (3-dB BW) については、各 θ の値を変更することにより、(1)と(2)では約220MHz、(3)と(4)では約250MHz変化したが、その際に f_c はほとんど変化していない。以上から、提案構成による可変BPFが f_c とBWを独立に変化可能であることを実験的に検証できた。

今後の課題として、今回試作した可変BPFは、リング型線路の半径が3.7 mmと大きいことが挙げられるため、多層基板の適用等により回路の小型化を図る必要がある。また、SWや可変容量素子を実際に用いた可変BPFの設計および試作により、デバイスを含めた提案回路の特性と

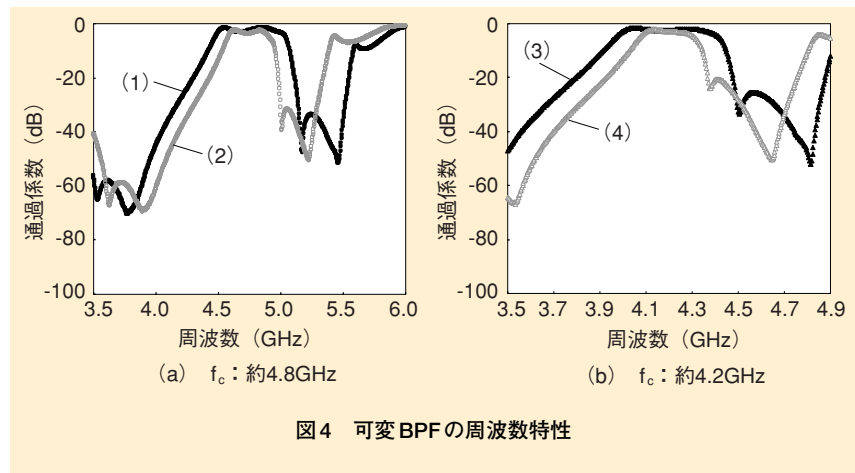


図4 可変BPFの周波数特性

表1 可変BPF測定条件と主要特性

	VC1	VC2	θ_1, θ_3	θ_2	f_c	3-dB BW
(1)	オフ	オフ	36°	26°	4.76GHz	554MHz
(2)	オフ	オフ	26°	19°	4.75GHz	336MHz
(3)	オン	オン	43°	28°	4.19GHz	503MHz
(4)	オン	オン	34°	20°	4.20GHz	252MHz

課題を抽出するとともに、得られた課題を解決していきたい。

3. マルチバンドアイソレータ

送信のRF回路においてPAとアンテナの間には、送受共用器 (DUP) とともにアイソレータが用いられる (図5)。アイソレータは非可逆性の素子で、信号がアイソレータを通過する際、PAからアンテナに向かう方向 (図5中の入射波) は低損失、アンテナからPAへ向かう方向 (図5中の反射波) は高損失という特徴をもつ。送受共用器を介しているため、アイソレータに入力されるアンテナからの信号とは、受信信号ではなく、送信信号のうちアンテナから放射されずに戻ってくる反射波である。通常、反射波が生じないように

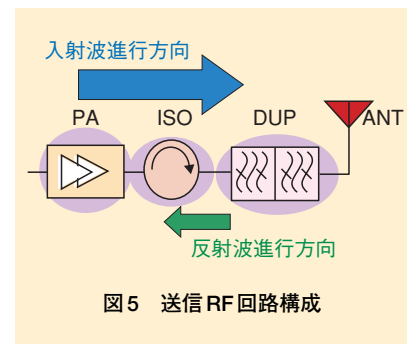


図5 送信RF回路構成

アンテナは設計されるが、アンテナに誘電体 (例えば人体など) が近づくとインピーダンス整合^{*9}の状態が変わり、アンテナから放射されず反射波が生じる。その反射波がPAに戻された場合、特性の劣化や消費電力の増大、場合によってはPAの不具合などを引き起こす。それらを防ぐためにアイソレータは用いられている。

*9 インピーダンス整合：電気信号の伝送路において信号の送り出し側と受け側の特性インピーダンスを合わせることで、伝送線路内の反射損失を防ぐために考慮する必要がある。

3.1 集中定数型アイソレータのマルチバンド化

携帯電話などによく用いられている集中定数型アイソレータ^{*10}は、3本の中心導体（図6のL1～L3）があり、それらはフェライト上で互いに交差し、その一端が接地されている。ポート1から入力された信号はポート2に、ポート2から入力された信号はポート3に接続された抵抗R1に吸収される。各ポートには整合用容量（キャパシタ）が接続され、これにより特定の周波数帯で動作するような特性を得る。現在の携帯電話においては、図1(a)のように各周波数帯に調整されたアイソレータをそれぞれ並列に配置している。アイソレータのマルチバンド化手法として、図6に示されている3つの整合用容量（C1～C3）の容量値を変化させ、周波数特性を制御する方法が提案されている[6]。しかし、3ポートにそれぞれ可変容量素子が必要であり、大型化するという問題があった。そこで著者らは、1つの可変容量素子でアイソレータの周波数特性を制御できる手法を提案した[7]。提案アイソレータの等価回路^{*11}を図7に示す。

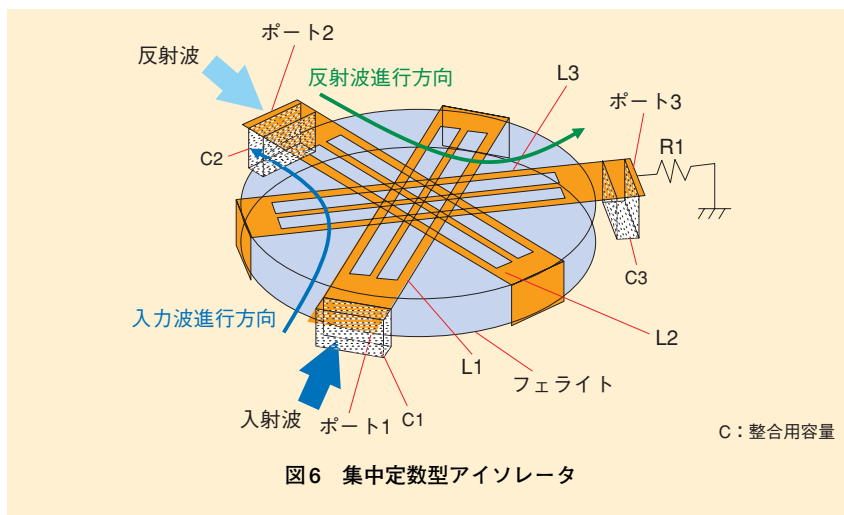


図6 集中定数型アイソレータ

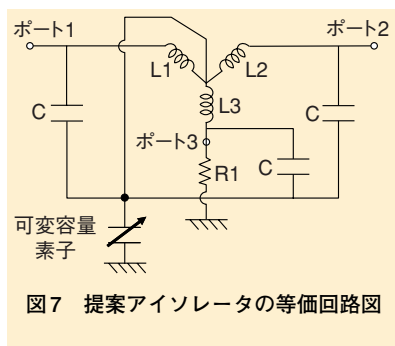


図7 提案アイソレータの等価回路図

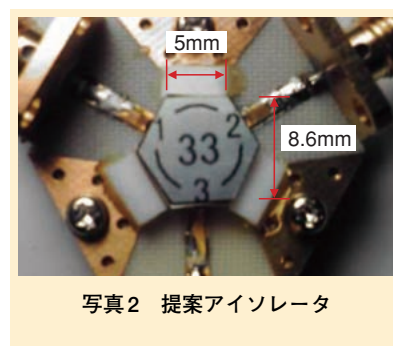


写真2 提案アイソレータ

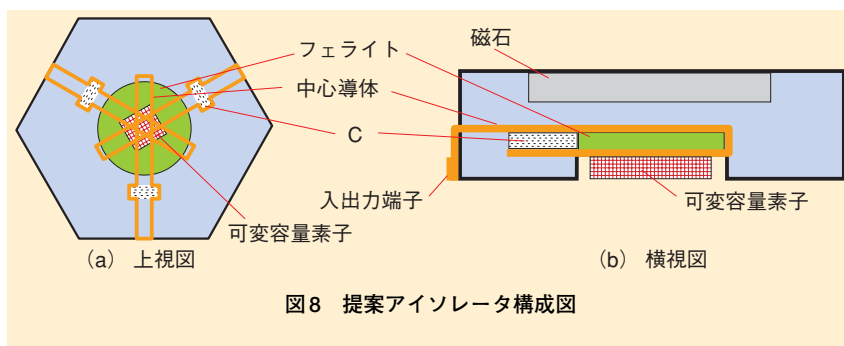


図8 提案アイソレータ構成図

3.2 マルチバンドアイソレータの特性評価

可変容量素子にバラクタダイオード^{*12}（バラクタ）を用いたマルチバンドアイソレータを試作した。その外観を写真2に、上視図、横視図を図8に示す。バラクタには逆方向バイアス^{*13}を印加し（印加電圧）容量

を変えアイソレータの特性を可変化する。バラクタの印加電圧値を0V、5V、20Vとした場合の通過損失（IL：Insertion Loss）、およびアイソレーション（ISOL：Isolation Loss）の周波数特性を図9に示す。ここでILとは図5で示すPAからアンテナ方向

の特性を示しており、ISOLはアンテナで生じた反射波がPAに戻る方向の特性である。ILが小さいということは、それだけ無駄なくPAで増幅された電力をアンテナに伝えることができることを示しており、ISOLが大きいということは、それだけア

*10 集中定数型アイソレータ：抵抗、インダクタ、キャパシタといった集中定数素子により構成されるアイソレータ。集中定数素子を用いることにより小型化が可能となる。
*11 等価回路：ある回路の電気的特性を、抵

抗、インダクタ、キャパシタなどの受動素子と電圧源、電流源などの組合せによって表現したもの。
*12 バラクタダイオード：かけた電圧により容量値を変更可能な可変容量素子の1つ。
*13 逆方向バイアス：電流が少なくなる方向

にかける電圧、ダイオードにおいてアノードからカソードの方向に負の電圧をかけること。

ンテナの反射波の影響を軽減できることを示している。

各印加電圧における $IL < 1\text{dB}$ 、 $ISOL > 15\text{dB}$ が達成された周波数帯域、および各帯域における最小 IL を表2にまとめる。表2より上述した条件における可変帯域は 1.69GHz から 2.06GHz である。各印加電圧での状態を考慮すると本試作アイソレータの動作可能帯域幅は 370MHz となり、 100MHz 程度である通常のアイソレータより動作可能帯域幅を拡大できる。

今後の課題として、本試作アイソレータは $8.6\text{mm} \times 5\text{mm}$ と現状の端末に搭載されているもの ($2 \sim 3\text{mm}$ 角) に比べ大きいと、さらなる小型化が挙げられる。また、動作可能帯域幅における IL も、約 0.8dB と現状の端末に搭載されているアイソレータの IL ($0.3 \sim 0.5\text{dB}$) と比べ大きいと低損失化も重要な課題である。

4. あとがき

将来の利用周波数帯の増加に対応するRF回路のマルチバンド化を提案し、RF部を構成するデバイス(フィルタ、アイソレータ)のマルチバンド化手法を述べた。フィルタについては複数のSWを用いることで中心周波数、帯域幅を独立に可変できることを示し、アイソレータについてはバラクタダイオードを可変容量素子として用いて1カ所に装荷し、容量値を変えることで動作帯域が拡大できることを確認した。

今後は、各デバイスの課題を解決

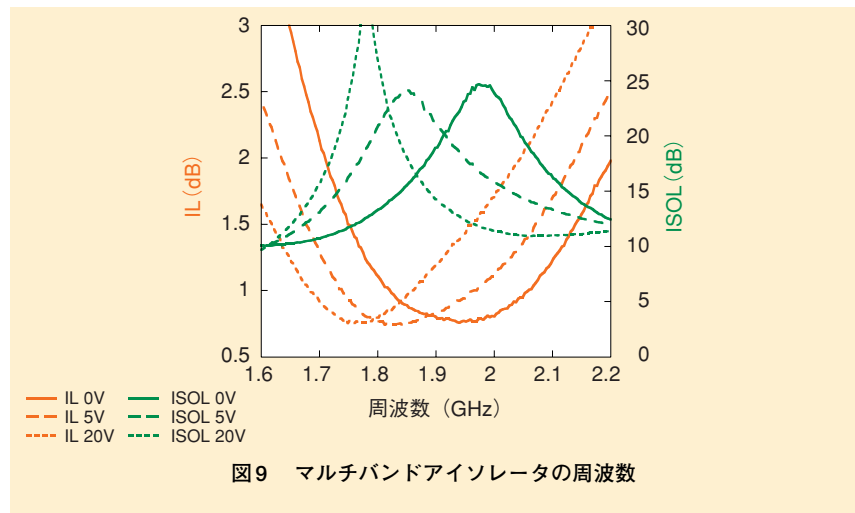


図9 マルチバンドアイソレータの周波数

表2 各状態におけるマルチバンドアイソレータの特性

バイアス電圧	20V	5V	0V
(A) $IL < 1\text{dB}$ となる周波数範囲 (GHz)	1.68-1.86	1.74-1.96	1.82-2.06
(B) $ISOL > 15\text{dB}$ となる周波数範囲 (GHz)	1.69-1.88	1.73-2.02	1.84-2.15
(A)と(B)を満たす周波数範囲 (GHz)	1.69-1.86	1.73-1.96	1.82-2.06
最小 IL (dB)	0.76	0.74	0.76

し、将来の対応周波数の増大に備えるべく、最終的には図1 (b) に示すような、1つの系統でさまざまな周波数帯に適応可能なマルチバンドRF回路を構築できるよう検討を進めていく予定である。

文献

- [1] 岡田：“容量／エリア拡大・国際ローミングを実現する携帯電話無線回路技術,” 本誌, Vol.16, No.2, pp.45-53, Jul. 2008.
- [2] H. Okazaki, A. Fukuda, K. Kawai, T. Furuta and S. Narahashi：“MEMS-Based Reconfigurable RF Front-End Architecture for Future Band-Free Mobile Terminals,” in Proc. 37th EuMC, pp.1058-1061, Oct. 2007.
- [3] 福田, ほか：“700MHzから2.5GHzまでの9つの周波数帯に対応する携帯電話用増幅器の開発,” 本誌, Vol.18, No.2, pp.80-85, Jul. 2010.
- [4] B. E. Carey-Smith, P. A. Warr, M. A. Beach and T. Nesimoglu：“Wide tuning-range planar filters using lumped-distributed coupled resonators,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol.53, No.2, pp.777-785, Feb. 2005.
- [5] G. L. Matthaei, E. M. T. Jones and L. Young：“Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures,” pp.427-438, 1980, Artech House, Inc., Norwood, MA, USA.
- [6] Y. Konishi and N. Hoshino：“Design of a new broad-band isolator,” IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., Vol. MT-19, No.3, pp.260-269, Mar. 1971.
- [7] T. Furuta, A. Fukuda, H. Okazaki and S. Narahashi：“Tunable Isolator with a Three Fold Symmetrical Structure,” in Proc. 39th EuMC, pp. 137-140, Oct. 2009.