

デュアルバンド増幅器と関連技術

Dual-band Amplifiers and Related Technologies

石川 亮

Ryo ISHIKAWA

電気通信大学

The University of Electro-Communications

概要

5G の運用が目前に迫り、そこで検討されている複数帯域同時利用に対応すべく、マイクロ波電力増幅器にも、より高周波かつ広帯域のマルチバンド化技術が求められている。そこで先ず、基本的な増幅器マルチバンド化の考え方について説明を行い、また、課題について、最近の研究成果を交えて解説を行う。

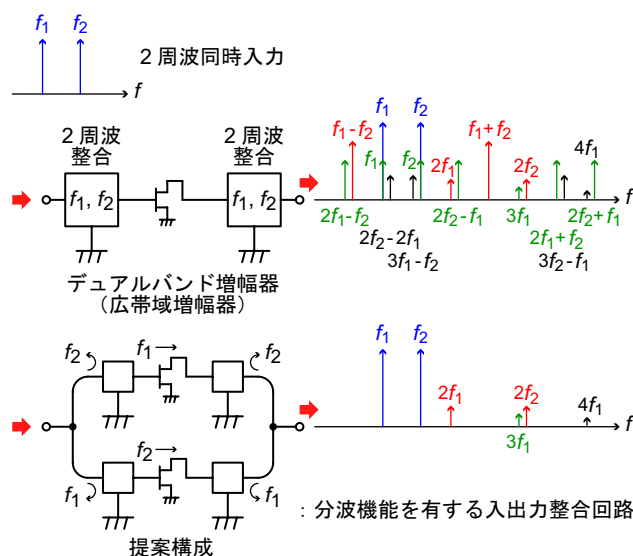


図 コンカレント（2周波同時入力）動作時の出力スペクトラムの様子

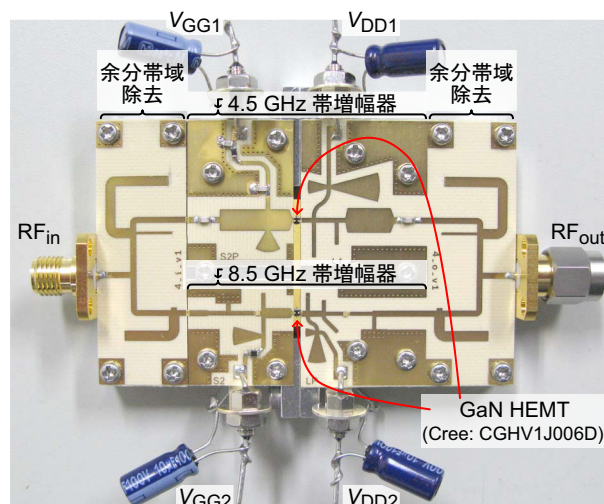


図 4.5/8.5 GHz 帯コンカレント動作用高効率 GaN HEMT 増幅器

Abstract

Multiband microwave power amplifier techniques are strongly required for realizing concurrent multiband systems with higher and wider frequency bands in 5G. For this issue, a basic concept of a multiband amplifier operation is explained. In addition, issues in the concurrent operation are also explained based on recent reports about dual-band amplifiers.

1. はじめに

第5世代移动通信システム(5G)のサービス開始を目前に控え、関連技術の研究開発・実証実験等が最終段階に入っている。また、3~4 GHz帯などの低SHF帯から28 GHz帯などの高SHF帯へと段階的な導入が検討されており、特に、準ミリ波・ミリ波帯の研究開発が引き続き進められている。さらに、5Gでは従来よりも格段に大容量化が要求されているため、高周波化・広帯域化に加え、複数帯域同時利用(コンカレント動作)が必要になる。

無線通信システムに不可欠であるマイクロ波電力増幅器にも当然上記の性能が求められることになるが、高周波化に対しては、受動デバイスと同様に周波数の増加に伴う挿入損失増加の影響を受けることに加え、トランジスタ性能の周波数上限の影響も受けることになり、高性能を保つことが困難になる。また、大容量通信を支える広帯域デジタル変調信号も電力増幅器の設計を複雑化する要因となる。さらに、複数帯域同時利用における非常に複雑な合成信号は、電力増幅器の性能を著しく低下させる要因となる。

本稿では、まず、コグニティブ無線などでも利用可能である、キャリア周波数を切り替えて使用することを前提とした、単一トランジスタを用いたマルチバンド・広帯域電力増幅器の基礎的な設計の考え方について述べる。その後、特に周波数変化に対して敏感である効率に関し、マルチバンド化・広帯域化を実現する手法について述べる。さらに、コンカレント動作での問題点について述べ、それを回避する手法の一例を紹介する。

2. マルチバンド・広帯域電力増幅器設計の基礎

電力増幅器の基本構成を図1に示す。単一トランジスタ(図はFET)に対して入出力整合回路が接続されることは通常の増幅器と同じである。トランジスタ素子は、直流から最大発振周波数(f_{max})まで増幅可能であり、さらに、トランジスタの周波数特性は、トランジスタ内の寄生容量などの寄生リアクタンス成分の影響で変化を受け、電圧制御非線形電流源として等価的に表される真性部自体はほぼ周波数特性を持たない。それに対し、受動素子で構成される入出力整合回路は、周波数特性を有する無損失リアクタンス素子や分布定数素子で構成されることから、この入出力整合回路での分散特性が増幅器の周波数特性を決めることになる。ここでは入出力整合回路の設計方針について述べる。

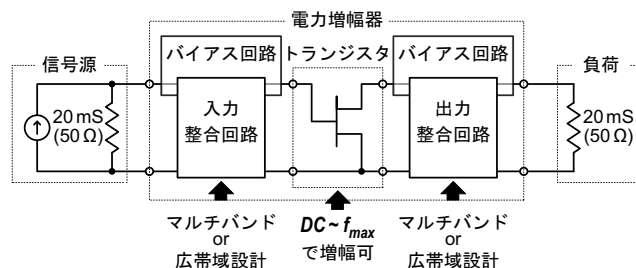


図1 電力増幅器の基本回路構成
(マルチバンド・広帯域設計)

2.1 マルチバンド・広帯域整合条件

電力増幅器は非線形動作となる大信号領域での設計となるが、まず、指標として、電力利得、飽和出力、効率、等々が最大となるように入出力整合回路を調整する必要があります。これらは両立できるとは限らず、設計目標の優先順位を定める必要があります。近年は、シミュレータをベースにトランジスタの大信号等価回路モデルを用い、入出力終端インピーダンスを数値で走査して最適値を探すロード/ソースプルスミュレーションにより、入出力整合回路に要求される終端インピーダンスを得ることができる。これを周波数ごとに行えば、マルチバンドでの最適インピーダンス条件が求まる。また、この最適条件が広い周波数範囲で実現できれば広帯域動作が実現される。

前述の通り、トランジスタの分散は真性部近傍の寄生容量等が原因であるため、最適条件はその寄生リアクタンス成分をキャンセルするように変化することになる。図2に簡易的に示したマルチバンド・広帯域整合の概念図を示す。トランジスタを非線形電流源およびシャントのキャパシタで近似すると、それとの共役インピーダンス整合を考える場合、キャパシタを並列共振で打ち消すインダクタを接続し、周波数の変化に応じて値を変化させ、さらに非線形電流源のコンダクタンス成分(有限値)と負荷抵抗のバランスをとることで周波数が変わっても最適条件を保つことができる。これを周波数毎に行えばマルチバンド化ができ、周波数範囲で行えば広帯域化ができる。リアクタンスを含む受動

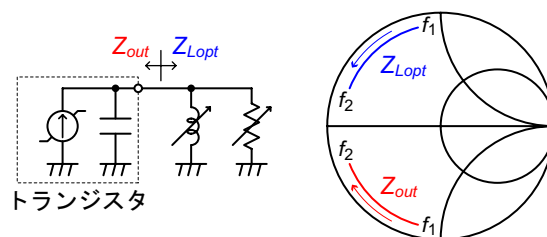


図2 簡易的に示したマルチバンド・広帯域整合の概念図

素子から構成される負荷回路は、通常、周波数の増加に対してインピーダンス軌跡がスミスチャート上を時計回りに変化し、図2に示す最適負荷条件とは逆向きに動くことになる。従って、周波数の変化に対して最適条件を常に維持する回路の実現は難しい。つまり、広帯域動作はマルチバンド動作をカバーすることになるが、当然、その分高度な技術が要求されることになる。なお、この例では、共役インピーダンス整合を考慮しており、大信号での出力整合、利得整合、効率整合など、指標に併せた調整とは厳密には異なるが、出力および利得に関しては、大信号での等価的なリアクタンスおよびコンダクタンスを考えれば概念としてはほぼ同じである。一方で効率に関しては、3章で詳しく述べるが、高調波の関与があるためもう少し複雑になる。

2.2 マルチバンド・広帯域整合

2.1で述べた最適条件を実現する入出力整合回路を実現するためには、例えば一番簡単な2周波整合（デュアルバンド整合）を考えた場合、2つの動作周波数に対して各々最適なインピーダンスで終端させれば良いことになる。図3にデュアルバンド出力整合回路の構成例を示す。図3(a)は整合回路をスイッチで切り替える方法の一例であり[1]、(b)はリアクタンス集中定数素子での構成例、(c)は分布定数線路での構成例を各々示している。基本として、1つの周波数に対して2つの回路素子が調整用に必要であるため、デュアルバンド動作では4つの回路素子が必要となる。ただし、目標となるインピーダンスに応じて回路素子数を減らすことができる場合もある。図3の回路構成はあくまで一例であり、目標値に応じて構成を工夫する必要がある。なお、図では出力側のみ示しているが、入力側も同様の構成となる。また、図ではバイアス回路を省略しているが、バイアス回路もDCブロックは2周波短絡、DCフィード（チョークコイル等）は2周波開放など、2周波で機能さ

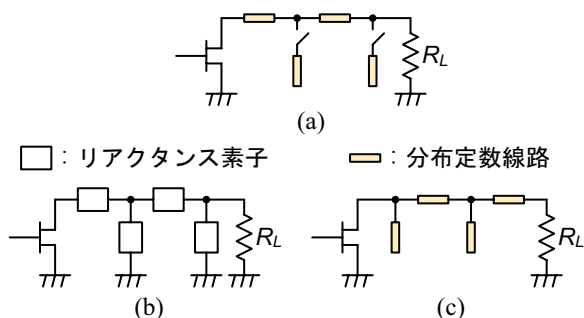


図3 デュアルバンド出力整合回路の構成例

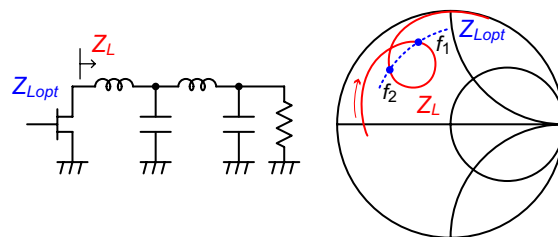


図4 デュアルバンド出力整合の例

せる必要がある。

図4にデュアルバンド出力整合の一例を示す。2段のLCはしご型回路では、インピーダンスは周波数の増加に伴い時計回り方向に図4の赤線 upper を移り、回路パラメータ調整により図のように小さな円を描くような軌跡を描かせることができる。このとき、目標の2つの周波数で、トランジスタの最適インピーダンス軌跡と交わるようにすることで、デュアルバンド整合が実現される。小円の大きさはパラメータ調整で変えることができ、また、段数を増やすことで小円を複数つくることも可能であり、3周波以上あるいは広帯域の整合へと拡張される。このような構成はフィルタ設計と類似しており、広帯域化に関する基本的な考え方は同じである。ただし、一般的なフィルタ理論では入出力が50Ωで終端されており、インピーダンス変換を含めるように拡張された手法でも終端は実数値（純抵抗）となっている。一方で整合回路は、トランジスタに対する最適終端インピーダンスが複素数であることからフィルタ理論をそのまま適用できず、フィルタ理論のさらなる拡張、あるいは近似的に近い実数値で回路パラメータを得て、それを初期値として調整を行う、などの工夫が必要となる。

3. 高効率マルチバンド・広帯域設計

高効率増幅器を実現するためには、トランジスタのドレイン端子（FET系）あるいはコレクタ端子（バイポーラ系）での高調波を含むインピーダンス終端条件が重要となる[2]。電力増幅器の場合、抵抗は損失の原因となるため、入出力整合回路はインダクタ、キャパシタ、伝送線路、等々、理想的には損失を含まない素子を用いる必要がある。これらの素子は、周波数特性を有しており、ある一つの動作周波数で設計を行えば、当然周波数が変わった場合に最適な終端条件からずれることになる。特に、高効率化の場合は高調波に対する終端インピーダンスも同時に最適化されているため、利得や出力電力などにくらべてその低下が顕著に現れる。従って、

マルチバンドで高効率を実現する場合、2章で説明した、多段構成による広帯域整合技術に加えて、高調波に対するマルチバンドインピーダンス（リアクタンス）調整も加わることになり、回路が非常に複雑となる。

一方で、広帯域に程々の高効率を実現する基本的な考え方として、J級増幅器 [3] が提案されている。ここでは先ずこのJ級増幅器の基本的な動作原理について説明を行う。その後に、デュアルバンド高調波処理型の高効率増幅器の実例をいくつか紹介する。

3.1 J級増幅器

理論効率 100% が達成可能な E 級 [4] および F 級 [5] 増幅器では、あるひとつの動作周波数における高調波を含むインピーダンス終端条件が決まっており、E 級の場合は、高調波に対して E 級動作用に出力端子に対してシャントに装荷されたキャパシタのリアクタンス成分のみとなり、また、F 級の場合は、偶数次高調波に対して短絡、

奇数次高調波に対して開放である。この条件を無損失回路素子で実現する場合は、前述の通り、その周波数特性から、複数の周波数で実現することは非常に困難となる。それに対し、理想最大効率が B 級増幅器と同じ 78.5% であるが、そのときのインピーダンス終端条件が唯一でなく、インピーダンスの範囲を持たせるような条件を数式で表現したものが、J 級増幅器の基本的な考え方である。

先ず、基となる B 級増幅器の動作について考える。最大効率を実現するドレイン端子における電流・電圧波形は図 5 (b) で示されるように、電流は半波整流波、電圧は下限が 0 V に接する正弦波となる。これらを各々式で表すと、

$$i_d(t) = I_m \left[\frac{2}{\pi} + \sin \omega_0 t - \frac{4}{3\pi} \cos 2\omega_0 t - \frac{4}{15\pi} \cos 4\omega_0 t - \frac{4}{35\pi} \cos 6\omega_0 t - \dots \right] \quad (1)$$

$$v_{ds}(t) = V_m(1 - \sin \omega_0 t) \quad (2)$$

となる。これらの式では基本波が逆相となっており、消費電力が負となり、発生（基本波出力）を表すことになる。また、高調波は電流にしか存在しないため、高調波での消費は零である。このときのドレイン効率は直流入力と基本波出力との比より、

$$\frac{I_m V_m \frac{1}{2}}{I_m V_m \frac{2}{\pi}} = \frac{\pi}{4} \approx 78.5\% \quad (3)$$

と求まる。また、このときのトランジスタに対する基本波終端インピーダンスはドレイン電流の負の値が負荷側に流れることになるため、

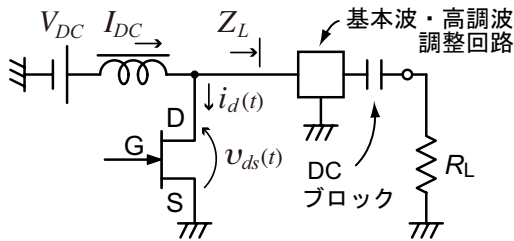
$$Z_L(j\omega_0) = \frac{V_{ds}(j\omega_0)}{-I_d(j\omega_0)} = \frac{V_m}{I_m} \quad (4)$$

となり、また高調波は電圧が零であるため、短絡 ($Z_L(jn\omega_0) = 0, n = 2, 3, \dots$) となる。

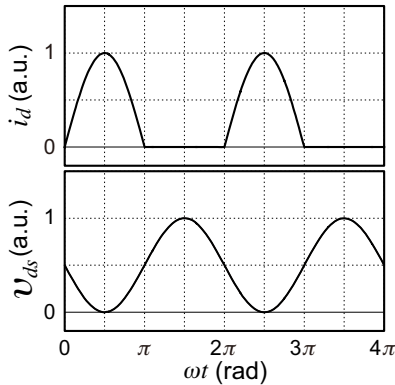
次に、J 級増幅器の動作について考える。最初の基本原理では 2 次高調波まで考慮している。電流波形は B 級増幅器と同じ (1) 式で与えられる半波整流波とし、電圧波形を次式の様に拡張する。

$$v_{ds}(t) = V_m(1 - \sin \omega_0 t)(1 - \beta \cos \omega_0 t) \\ = V_m \left[1 - \sin \omega_0 t - \beta \cos \omega_0 t + \frac{\beta}{2} \sin 2\omega_0 t \right] \quad (5)$$

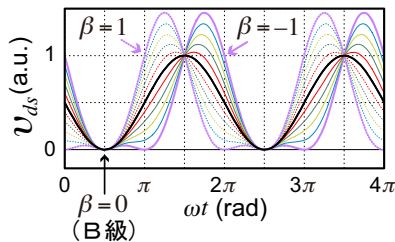
ここで、 β は $-1 \leq \beta \leq 1$ の任意変数である。 β を変化させた場合の電圧波形を図 5 (c) に示す。 β を変化させることで波形も変化しているが、変



(a) 増幅器出力側の基本回路構成



(b) B 級増幅器の最大効率時電流・電圧波形



(c) J 級増幅器の電圧波形

図 5 理想 B 級および J 級増幅器の電流・電圧波形

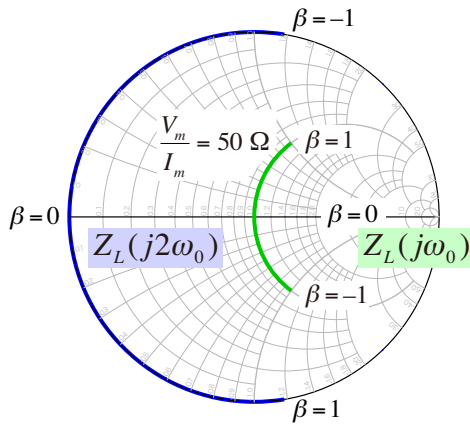
化の範囲内では常にトランジスタ動作領域である正電圧 (≥ 0 V) を保っている。このときのドレイン効率、基本波出力に関して電流の $\sin$ 成分と電圧の $\cos$ 成分が直交性より零となるため B 級増幅器と同じになり、また、直流入力も同じであり、さらに、2 次高調波での消費電力も同様に直交性から零となるため、結局 B 級増幅器と同じ値を保つことになる。このときのトランジスタに対する基本波終端インピーダンスは、

$$Z_L(j\omega_0) = \frac{V_{ds}(j\omega_0)}{-I_d(j\omega_0)} = \frac{V_m}{I_m}(1 + j\beta) \quad (6)$$

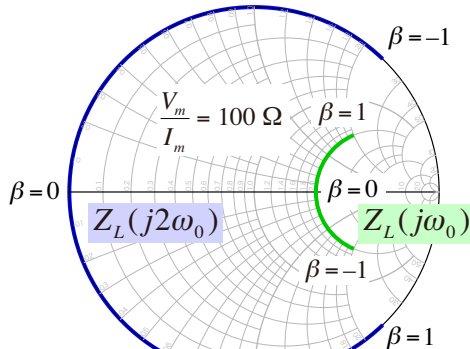
と表せる。また、2 次高調波に対しては、

$$Z_L(j2\omega_0) = \frac{V_{ds}(j2\omega_0)}{-I_d(j2\omega_0)} = -j \frac{V_m}{I_m} \frac{3\pi}{8} \beta \quad (7)$$

と純リアクタンスであり、高効率動作の条件である高調波リアクティブ終端 [6] が実現されていることがわかる。それ以上の高調波に対しては、B 級増幅器と同様に短絡となる。この条件をスミスチャート上 ($Z_0 = 50 \Omega$) に示したものを図 6 に示す。式からもわかるように電圧と電流の



(a) $V_m/I_m = 50 \Omega$ の場合



(c) $V_m/I_m = 100 \Omega$ の場合

図 6 スミスチャート上 ($Z_0 = 50 \Omega$) に示した J 級増幅動作における終端インピーダンスの変化の様子

振幅の比は調整パラメータとすることができる。図 6 (a) の比を 50Ω とした場合、 $\beta = 0$ の B 級動作では、終端インピーダンスが基本波は 50Ω 、2 次高調波は短絡となり、 β の変化に応じて回りが逆の方向に各々変化することになる。図 6 (b) の比を 100Ω とした場合も同様に変化し、ただし、比が増加した分、基本波インピーダンスは定抵抗円が 100Ω となり、また、2 次高調波の範囲が (7) 式より広がることになる。

終端インピーダンスを実現する無損失調整回路を考える場合、高調波に対しては、純リアクタンス終端を実現する回路は、リアクタンス回路の性質よりリアクタンス分が周波数増加に対して常に単調増加するため、スミスチャートの外周を常に時計回りに変化することになる。従って、周波数の変化と β の変化とを併せるように基本波終端インピーダンスを調整すれば、広帯域で B 級増幅器の上限効率を維持する J 級増幅器が実現可能となる。ただし、前述の通り、基本波と 2 次高調波では β に対する変化が逆回りであるため、基本波広帯域整合には工夫が必要となる。

以上が J 級増幅器の基本的な考え方であるが、更なる高効率化を目的に、この考え方を F 級増幅器に拡張とした Continuous Class-F が提案されている [7]。

3.2 デュアルバンド高調波処理

3 章の冒頭で述べたように、基本波マルチバンド整合に加え、高調波に対するマルチバンドリアクティブ終端処理を行えば、マルチバンド高効率動作が可能となる。ここでは先ず、2 次高調波処理まで処理を施したデュアルバンド高効率増幅器の実例を紹介し、設計上の注意点について述べる。

図 7 に分布定数回路で構成された 2.1/2.6 GHz デュアルバンド高効率増幅器 [8] の回路図を示す。トランジスタの入出力両側の直近に 2 周波分の 2 倍波を処理する回路が接続されており、その後に 2 周波分の基本波整合回路が接続されている。このように、高調波分だけ追加でスタ

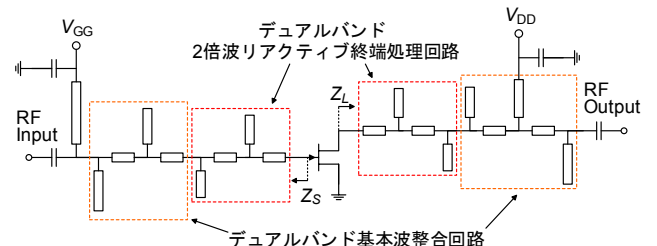


図 7 2.1/2.6 GHz デュアルバンド高効率増幅回路

ブが必要になり、構造が大きくなる。また、入力側でも2倍波を処理することが高効率化に寄与することが知られている [9]。

回路の構造が大きくなると、特に出力側で挿入損失の効率への影響に注意する必要がある。図8に、2次高調波の処理の順番を入れ替えた場合の、基本波整合回路のインピーダンス軌跡の様子を示す。図8(a)に示す2次高調波処理回

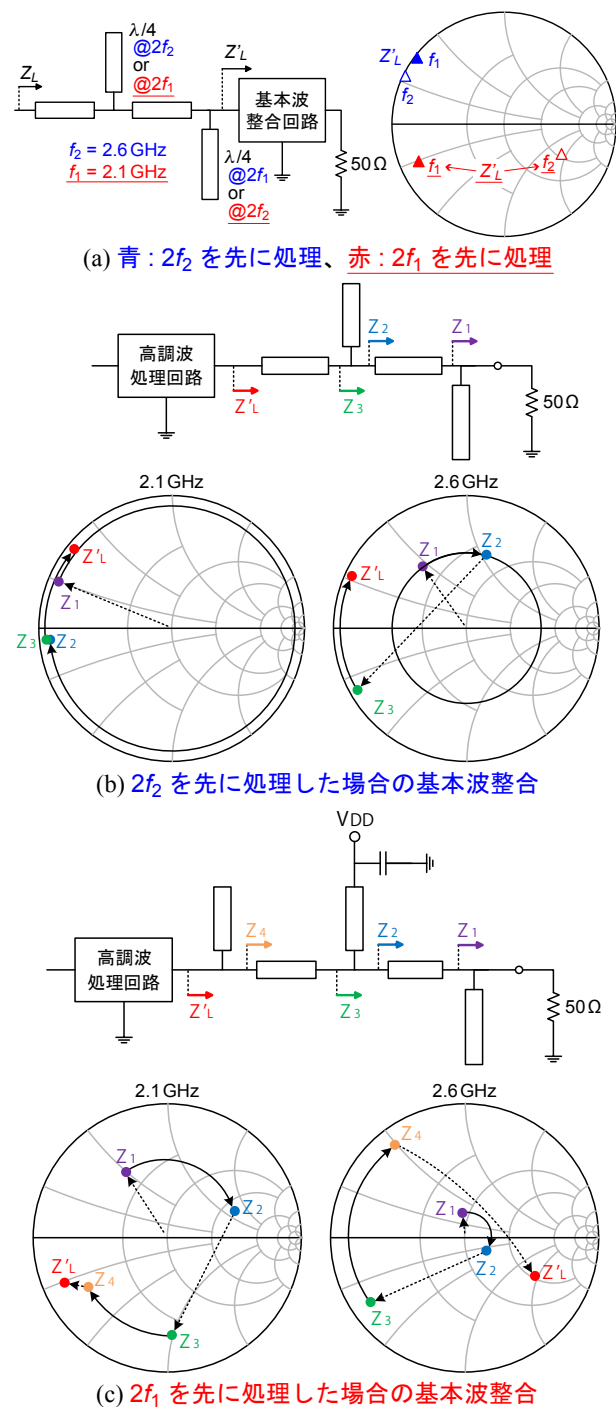


図8 2次高調波の処理の順番を入れ替えた場合の基本波整合回路のインピーダンス軌跡

路では、主線路上に各々の周波数での $\lambda/4$ 開放端スタブを接続して短絡点を作り、リアクティブ終端を実現している。その際、後段の回路は前段のリアクタンスの影響を受けるため、損失の影響を受けやすくなる。通常は周波数が高い方が損失が大きいため、前段を高い周波数用の回路とした方がバランスが取れる。しかしながら、周波数の間隔や、目標となる最適リアクタンス値によって実現の容易さが変わるため、実際は試行錯誤が必要となる。

さらに、その後の基本波整合への考慮も必要となる。図8(a)の例では、処理の順番を変えた場合に各々の基本波整合回路に求められるインピーダンスを示している。図より、高い方の高調波を先に処理した方は、目標値がスミスチャートの左側、つまり低インピーダンス領域に寄っているのに対し、低い方を先に処理した方は、 f_2 に対しては高インピーダンス側に、 f_1 に対しては少し内側に入っている。前者の基本波整合を実現する回路を図8(b)のように構成した場合、どうしても低インピーダンス領域を多く通過する必要がある、そこでは低電圧・大電流となるため損失の影響を受け易くなる。実際に損失を含む回路シミュレーションを行うと、 $f_1 = 2.1$ GHzで0.9 dB、 $f_2 = 2.6$ GHzで0.83 dBの挿入損失となった。一方で、後者の基本波整合を実現する回路を図8(c)のように構成した場合、特に f_1 の場合には低インピーダンス領域を回避でき、 f_2 の場合も少し内側を回る程度であったため、シミュレーションより、 $f_1 = 2.1$ GHzで0.35 dB、 $f_2 = 2.6$ GHzで0.45 dBと挿入損失が軽減された。これは5%程度の効率改善に繋がる。

図9に実際に試作された2.1/2.6 GHzデュアルバンド GaN HEMT 増幅器の写真を示す。また、図10にその諸特性を示す。図より、効率特性において、2つの周波数で高効率特性が得られて

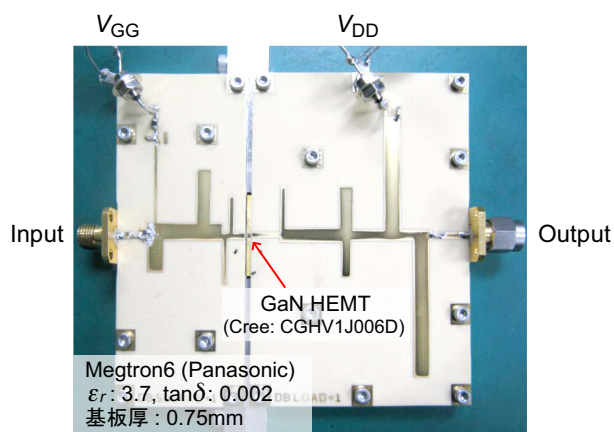


図9 2.1/2.6 GHz デュアルバンド GaN HEMT 増幅器

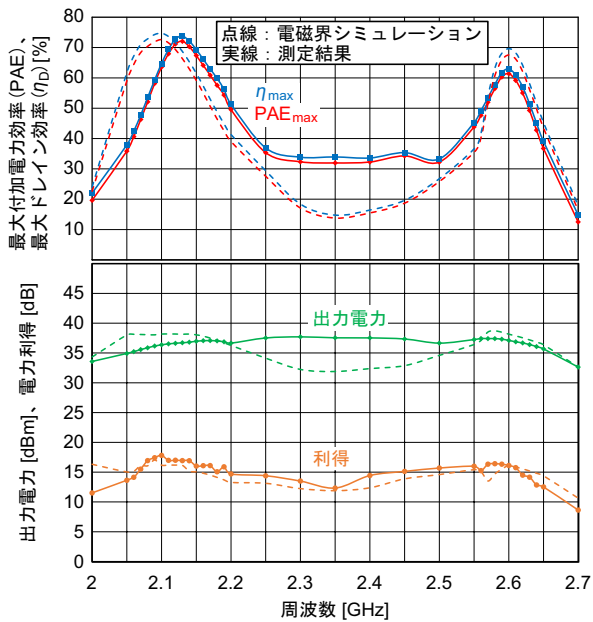


図 10 試作増幅器の効率・出力・利得の周波数特性

いることがわかる。一方で、出力および利得に関しては比較的広帯域で平坦な特性が得られている。図 11 に実測した負荷インピーダンスの軌跡およびロードプルシミュレーションによる出力と効率の等高線を示す。なお、等高線は f_1 に関して行ったものであるが、前述の通りトランジスタ自体の周波数特性は寄生容量が主に影響し、今回の動作周波数に対して比較的小さい値であるため、 f_1 と f_2 とでは比較的近い特性となっている。図 11 より、高い効率が得られる領域は比較的狭いものに対し、出力は最高点からの低下が比較的緩やかである。また、インピーダンス軌跡が効率に対しては低下が大きい領域を通り、出力に対しては最高点を取り囲むように変化している。出力と利得は比較的近い傾向となった

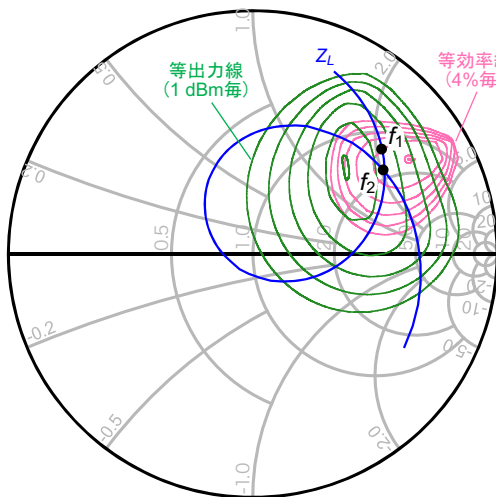


図 11 実測した負荷インピーダンス軌跡およびロードプルシミュレーションによる出力・効率の等高線

め、以上の結果として、図 10 に示す特性の違いがでたものと考えられる。

次にデュアルバンドで 3 次高調波まで処理を行った 4.5/4.9 GHz 帯増幅器 [10] の例を示す。高調波の処理次数を 2 次から 3 次までに増やすと、動作状態によるが 3~5% 程度の効率改善が見込める。しかしながら前述の通り回路が大きくなり挿入損失が増える。そこで、図 12 に示すように、T 型の開放端スタブを主線路に接続し、1 つのスタブで 2 つの高調波を短絡する構成を採用した。図 13 に 2 つのスタブを並列接続した場合の合成インピーダンスの特性を示す。T 型スタブ各線路長を適切に設定することで、各々の 2 次および 3 次高調波において、短絡状態が得られていることがわかる。また、この原理を元に設計した回路の電磁界シミュレーション結果も、同様に各高調波をほぼ短絡状態にできていることがわかる。

図 12 の回路構成において、T 型スタブの各線路長は高調波設計で定まるが、特性インピーダンスが変わっても短絡条件には影響を与えない。そこで、特性インピーダンスをデュアルバンド基本波整合の調整パラメータとして用いている。

T 型スタブにより主線路上の 1 点で計 4 つの高調波に対する短絡条件は満たされているが、トランジスタに対する最適リアクタンス条件を

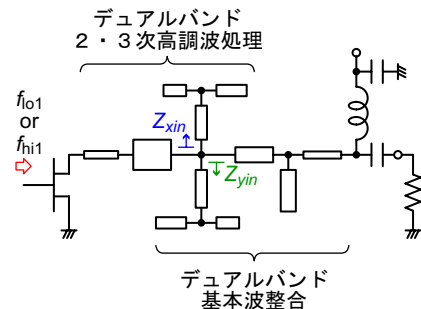


図 12 T 型開放端スタブを用いて各々 3 次高調波まで処理を行った 4.5/4.9 GHz 帯増幅器の出力側回路構成

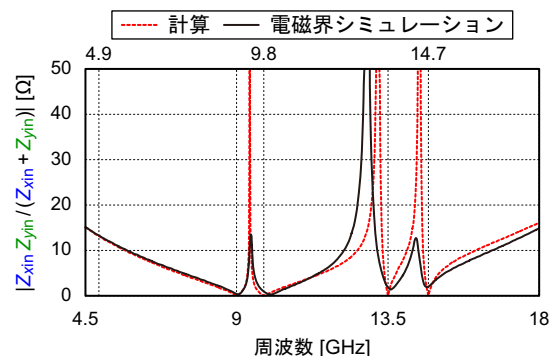


図 13 2 つの T 型開放端スタブの並列接続による 2 次および 3 次高調波の短絡特性

4つ同時に満足させる必要がある。図14に、効率が70%以上となる各基本波インピーダンスおよび各高調波リアクタンスの範囲をシミュレーションにより求めた結果を示す。なお、シミュレーションでは、複数の周波数に対して同時に範囲を走査することが困難であるため、先ず、効率最高となる最適条件を求め、そこを基準に1点ごとに走査を行っている。従って、示した条件の範囲内では70%以下になる可能性もある。

図14より、高調波に対して高効率を得られるリアクタンスの範囲が比較的広いことがわかる。このことは、リアクティブ終端が保たれている限り、比較的高効率が保たれ易いことを表している。そこで、4つの高調波を最適値に合わせるためには図12のトランジスタと高調波短絡点との間に特性インピーダンスと線路長が異なる4つの線路を4段に縦続接続して調整する必要があるが、そうではなく、ある程度以上の高効率動作を見込んで回路素子を2段に省略して調整を行っている。これにより、挿入損失による効率低下を軽減できる。

図15に実際に試作された4.5/4.9 GHz帯 GaN HEMT 増幅器の写真を示す。なお、各入出力回路インピーダンスの測定結果を図14に併せて示している。また、図16には各周波数特性を示している。図16より、シミュレーションでは効率

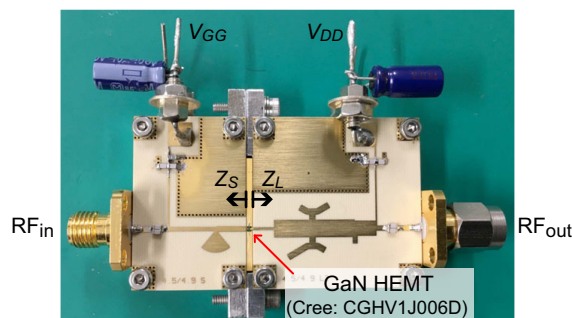


図15 試作4.5/4.9 GHz帯 GaN HEMT 増幅器

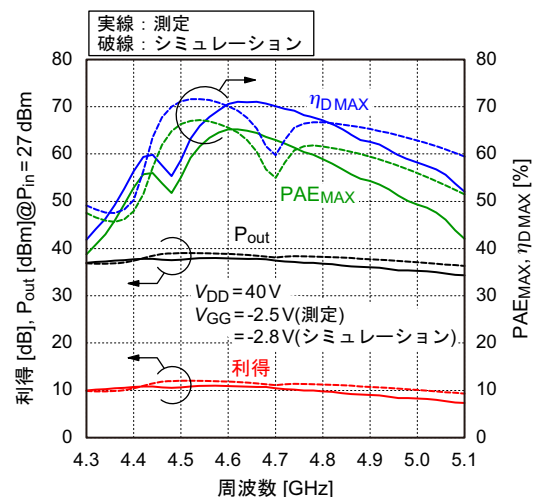


図16 試作増幅器の効率・出力・利得の周波数特性

の2周波特性が得られているが、測定ではシミュレーションより少し高周波側にずれ、かつ間の落ち込みが無くなっている。これは、高調波処理のリアクタンス特性で、短絡間に存在する開放（高リアクタンス）特性が損失により低く抑えられ、間の周波数でもリアクタンス終端特性がそこそ保たれたためと考えられる。結果として高効率広帯域特性が得られている。

4. 多周波同時増幅（コンカレント動作）

前章までは、周波数を切替えて使う場合のデュアルバンド動作を想定したものであるが、1章で述べたように、今後、2つ以上の周波数を同時に扱う（コンカレント動作）要求が出てくる。増幅器において線形動作であれば周波数干渉がないため前章の手法でも問題ないが、電力増幅器は大信号動作が前提であるため、特に線形性において大きな問題が生じる。この対策としてコンカレント動作下でのデジタルプレディストーション技術に関する研究も進められているが[11]、ここでは、増幅器構成を変更することで線形性の問題を解消する方法について述べる。

図17に、デュアルバンド増幅器をコンカレント動作させた場合の出力信号のスペクトラムの概要を示す。また、併せて提案構成の場合も示す。

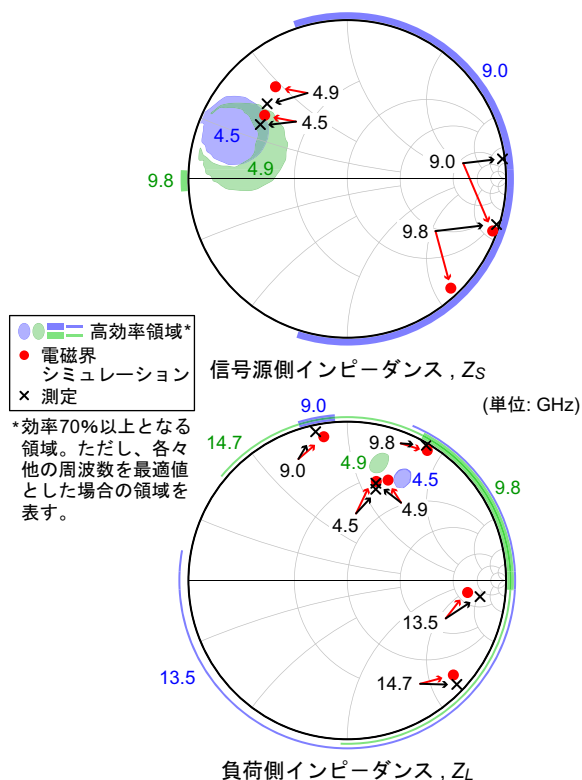


図14 効率70%以上となるインピーダンス範囲 (シミュレーション)

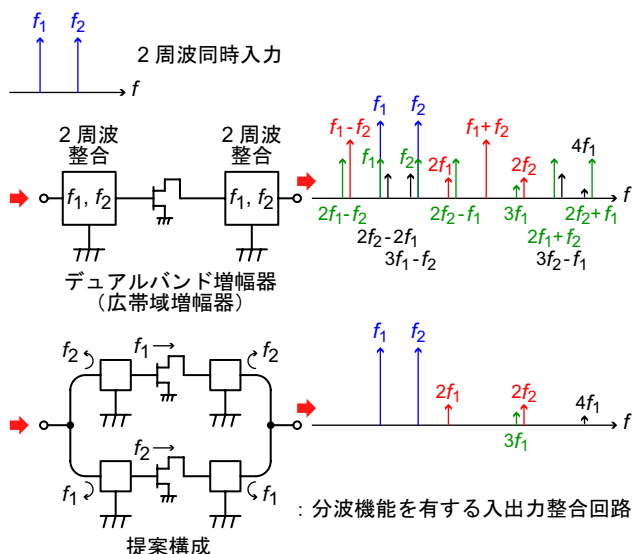


図 17 コンカレント動作時の出力スペクトラム

2つの周波数を同時に増幅する場合、変調波の場合と同様に、トランジスタ内の非線形要素が元で図に示すように多数の周波数成分が発生する。このように、入力した周波数の整数倍の和や差の周波数成分が生じる現象を相互変調と呼ぶ。また、その中で入力した信号と同じ周波数となるものが存在し、相手側の影響を含む成分を混変調と呼ぶ。混変調は奇数次の非線形性により生じる。ここで、2つの入力信号を

$$v_{in} = A \sin \omega_1 t + B \sin \omega_2 t \quad (8)$$

と、各々任意の振幅 A 、 B の正弦波の和で表したとき、非線形増幅による出力は、

$$v_{out} = V_0 + k_1 v_1 + k_2 v_2^2 + k_3 v_3^3 + k_4 v_4^4 + \dots \quad (9)$$

と、直流、線形項、そして2乗以上の非線形項の和で表すことができる。ここで3次の非線形成分を計算すると、

$$k_3 v_{in}^3 = \frac{k}{4} \left[(3A^3 + 6AB^2) \sin \omega_1 t + (3B^3 + 6A^2B) \sin \omega_2 t + \dots \right] \quad (10)$$

となり、入力周波数と同じ成分において、下線部分に各々相手側の振幅が含まれていることがわかる。この成分が混変調を表す。

2信号同時入力の場合、変調波の相互変調とは異なり、2つの周波数間隔に応じて相互変調成分が互いの周波数に近接しない場合もあるが、互いの動作周波数に完全に重なる混変調成分は必ず影響することになる。2つの信号間は独立しており、その強度が大きく異なる可能性もあるため、その場合、強度が弱い方が大きく妨害されることになる [12]。

この相互変調および混変調を回避する方法と

して、図 17 の下側に示した様な構成が考えられる。考え方は単純で、各々の帯域を増幅するシングルバンド増幅器を構成し、その際に、各々の入出力整合回路を相手側の帯域に対して開放となるように設計し、相手側の信号の入力を防ぐ、という方法である。この場合、図のように直接並列接続することができる。この構成だと、原理上は相互変調および混変調を完全に防ぐことができ、出力スペクトラムは各々の信号の周波数およびそれらの高調波のみとなる。また、各々高調波処理をして高効率化を図ると、高調波成分も抑制されることになる。なお、図 17 の上側の構成でも前章のマルチバンド高調波処理で高調波は抑制されるが、和は差などの周波数成分はそのまま出力されてしまう。

図 17 の2つの構成を比較すると、入出力回路において、上側は2周波整合回路、下側は相手帯域開放等々の工夫が必要となり、結果、下側の回路の方が多少大きくなる可能性がある。一方で、トランジスタに関しては必要なサイズが異なる。図 18 に、各々の構成に対して等振幅の2つの周波数の異なる信号を同時に入力した場合の時間波形を示す。異なる周波数の波を重ね合わせると唸り（ビート）が生じ、電圧振幅の最大値が2倍まで振れることになる。これをそのまま増幅する場合、この最大部分まで増幅するためには、1信号入力時と比較して瞬時的ではあるが電力で4倍まで扱える必要がある。一方で、下側の構成のように分波すると、各々の振幅が入力されるため、各々1信号入力の振幅対応で良い。従って、図 18 に示したようにトランジスタのサイズは単純計算でトータルで提案

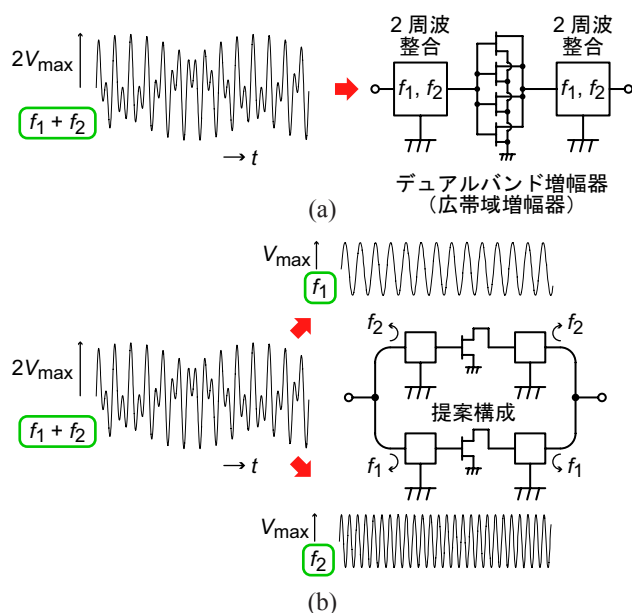


図 18 コンカレント動作時の波形の様子

構成がデュアルバンド構成の半分ですむことになる。

以上の様に、提案構成では回路サイズは多少大きくなる可能性があるが、トランジスタサイズの観点では有利であり、最初に述べた様に線形性の点では大きく有利である。

図 19 に、提案手法の検証として、4.5 GHz 帯および 8.5 GHz 帯の各々の高効率 GaN HEMT 増幅器を分派器を介して接続した増幅器を示す。

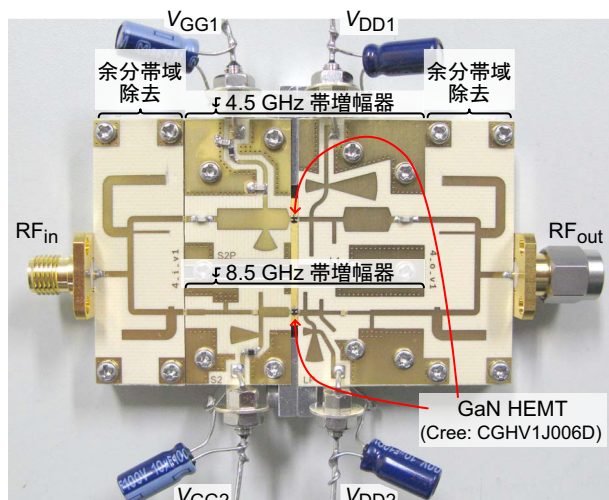


図 19 4.5/8.5 GHz 帯コンカレント動作用高効率 GaN HEMT 増幅器 [13]

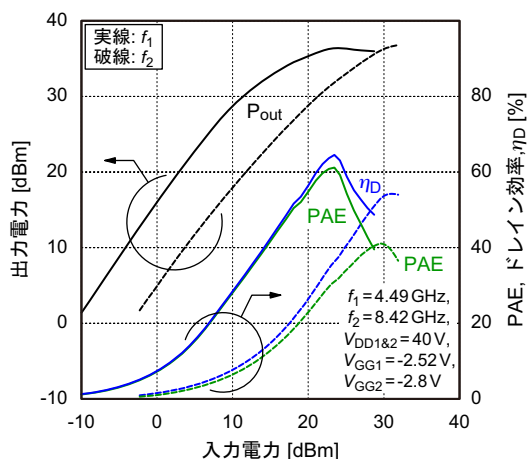


図 20 2 周波同時入力時入出力・効率特性測定結果

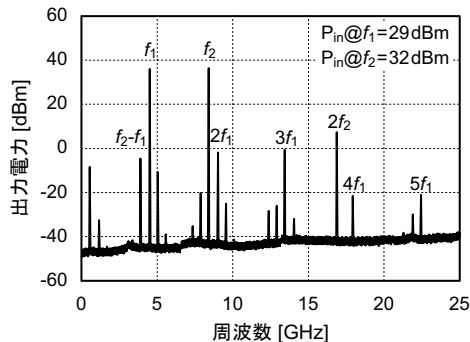


図 21 飽和出力近傍での出力スペクトラム測定結果

また、図 20 に各々の帯域に同時に信号を入力した際の入出力・効率特性の測定結果を、そして、図 21 に飽和出力近傍での出力スペクトラムの測定結果を示す。図 20 に示す特性は、各々単体増幅器として動作させた場合の特性と比較し、ほぼ変わらない特性となり、信号間の干渉の影響は確認されなかった。また、図 21 の結果より、飽和動作付近でも相互変調成分が信号成分と比較して -38 dB 以下と、十分に抑制されていることが確認された。

本検証では、 $50\ \Omega$ 系の増幅器と分波器とで構成されているが、MMIC 上で分波機能を入出力整合回路に埋め込み小型化を図った増幅器の報告も行っている [14]。

5. まとめ

マイクロ波電力増幅器に関して、前半ではマルチバンド・広帯域電力増幅器設計の基本的な考え方に関して説明を行った。また、マルチバンド・広帯域の高効率化に関して、近年よく報告されている J 級増幅器の基本的な考え方について説明を行い、後半では、実際のデュアルバンド増幅器の例を紹介し、設計の注意点等について示した。また最後には、コンカレント動作での線形性の問題点について述べ、それを回避する例を示した。今回、頁の都合で省略した部分があるが、講演において、時間の許す限り詳しく説明を行う予定である。

参考文献

- [1] A. Fukuda, et al., IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett., vol. 14, no. 3, pp. 121–123, Mar. 2004.
- [2] 石川, MWE 2016 基礎講座, FR1B, Dec. 2016.
- [3] S. C. Cripps, RF Power Amplifiers for Wireless Communications, 2nd ed. Norwood, MA: Artech House, 2006.
- [4] N. O. Sokal, et al., IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-10, pp. 168–176, Jun. 1975.
- [5] F. H. Raab, IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 45, no. 11, pp. 2007–2012, Nov. 1997.
- [6] M. Kamiyama, et al., IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett., vol. 22, no. 6, pp. 315–317, Jun. 2012.
- [7] V. Carrubba, et al., IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 59, no. 5, pp. 1294–1303, May 2011.
- [8] J. Enomoto, et al., Proc. 2014 European Microw. Conf., pp. 1488–1491, Oct. 2014.
- [9] T. Yao, et al., Proc. Asia-Pacific Microw. Conf., pp. 745–747, Nov. 2013.
- [10] Y. Takagi, et al., Proc. 2017 European Microw. Conf., pp. 468–471, Oct. 2017.
- [11] Y. Ma, et al., IEEE Trans. Microw. Theory Techn., Vol. 63, pp. 3164–3174, Oct. 2015.
- [12] A. Maruyama, et al., Proc. Asia-Pacific Microw. Conf., DOI: 10.1109/APMC.2017.8251619, Nov. 2017.
- [13] J. Enomoto, et al., Proc. 2016 European Microw. Conf., pp. 1075–1078, Oct. 2016.
- [14] R. Ishikawa, et al., 2017 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., DOI: 10.1109/MWSYM.2017.8059072, Jun. 2017.