

# 第5世代移動通信システム基地局向け 小型GaNdハティ増幅器モジュール

坂田修一\*  
Shuichi Sakata  
嘉藤勝也†  
Katsuya Kato  
寺西絵里†  
Eri Teranishi

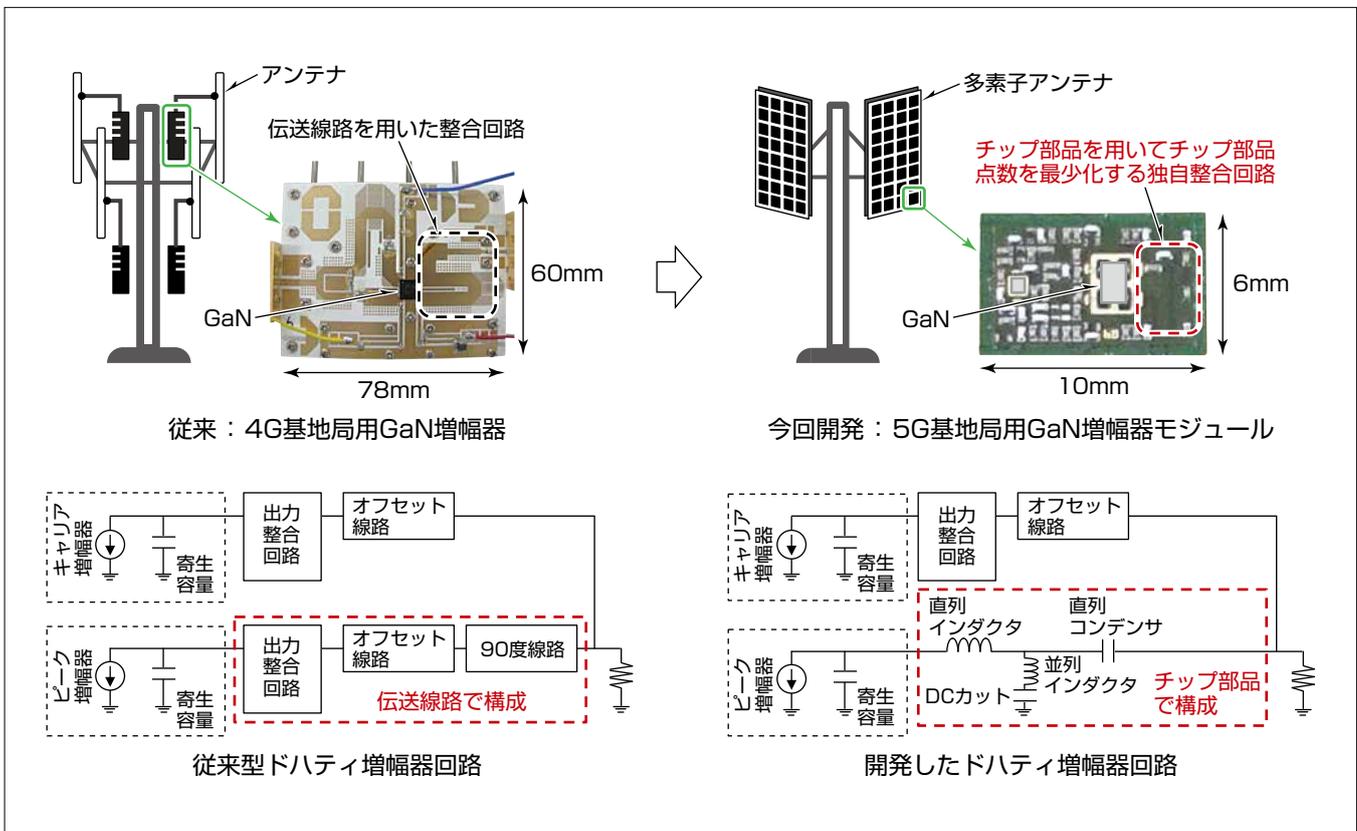
小松崎優治\*  
Yuji Komatsuzaki  
山中宏治\*  
Koji Yamanaka

Compact GaN Doherty Power Amplifier Module for 5G Base - stations

## 要 旨

近年、急速に拡大する高速・大容量通信の需要に応えるため、移動通信システムは第4世代(4G)から第5世代(5G)に変わりつつある。5G基地局では、多素子アンテナが採用され、各部品が密に配置されるため、5G用増幅器には大幅な小型化が求められる。さらに、基地局全体の低消費電力化のための高効率化、基地局の小型化・低コスト化の観点から複数バンドに対応可能な広帯域性が求められる。従来の4G基地局用では高効率・広帯域に動作させるため伝送線路を用いたドハティ増幅器が用いられてきたが、その構成では小型化が困難であった。今回、伝送線路で構成していた回路と同等の電気特性を持つ回路をチップ部品で構成

することで、小型化・高効率・広帯域を並立させる独自回路を開発し、小型GaNd(窒化ガリウム)ドハティ増幅器モジュールを試作・評価した。20MHz変調帯域の信号を用いて評価した結果、5Gで使用される主要帯域3.4~3.8GHzで、歪(ひず)み補償後のACLR(Adjacent Channel Leakage Ratio)が-50dBcを満たした上で、50.4~54.8%のドレイン効率を達成した。この結果は、開発した回路が小型・高効率・広帯域が求められる5G基地局に有効であること、さらにGaNdデバイスの新たな可能性を示すものである。



## 従来の4G基地局用GaNdハティ増幅器と今回開発した5G基地局用GaNdハティ増幅器モジュール

5G基地局用に小型GaNdハティ増幅器モジュールを試作した。開発したドハティ増幅器回路では、ピーク増幅器側の回路について伝送線路で構成していた回路と同等の電気特性を持つ回路をチップ部品で構成してモジュールに適用することで、小型・高効率・広帯域を並立させる動作を実現した。

## 1. ま え が き

近年、急速に拡大する高速・大容量通信の需要に応えるため、移動通信システムは第4世代(4G)から第5世代(5G)に変わりつつある。5G基地局では、多数同時接続を実現するために、多素子アンテナ(massive MIMO(Multi Input Multi Output)アンテナ)が採用される。この多素子アンテナでは、アンテナに加えて、高周波部品が密に配置されることから各部品の小型化が必須である。増幅器に関しても同様であり、第4世代用増幅器と比較して、第5世代用増幅器では大幅な小型化を実現しなければならない<sup>(1)</sup>。また、発熱・消費電力の大きい増幅器には多素子アンテナでの放熱機構の簡略化と基地局全体の低消費電力化のために高効率化が求められる。さらに5Gでは、高速・大容量通信に向けてピーク帯平均電力比(Peak-to-Average Power Ratio : PAPR)が大きく、変調帯域幅が広帯域な信号が使用されるため、増幅器には飽和から大バックオフした点での高効率化と広帯域性さらには歪み保障による線形性が求められる。これらのことから、第5世代用増幅器には①小型、②高効率、③広帯域性、④歪み補償による線形性の四つの要件が同時に求められる。

このような課題を解決する手段としてGaNDハティ増幅器が有力な候補として考えられている。GaNDハティ増幅器はSi(シリコン)やGaAs(ガリウムヒ素)よりも大きく、電力密度が高いため小型化・広帯域化に有利である。またDハティ増幅器はバックオフでの効率改善が可能である。しかし、Dハティ増幅器はキャリア増幅器の出力端に接続される4分の1波長線路を用いて、バックオフでの効率改善を図っているため、バックオフで高効率を示す帯域は狭帯域になる。一方で、この狭帯域を改善するためにピーク増幅器側に2分の1波長線路の整数倍の線路を付加することによって、広帯域化することが知られている<sup>(2)(3)</sup>。この2分の1波長線路は、キャリア増幅器側の4分の1波長線路で付加される周波数特性と逆特性を持ち、その4分の1波長線路の周波数特性を補償することから周波数補償回路と呼ぶ。この手法によって広帯域は達成されるが、ピーク増幅器出力端に2分の1波長線路の整数倍の線路とキャリア増幅器の入力端に2分の1波長線路の整数倍から4分の1波長分を引いた線路を付加しなければならないので回路が大型化し、第5世代用増幅器には適用困難であるという課題があった。

そこで、新規に小型周波数補償回路を考案し、その回路を採用した5G基地局向け小型GaNDハティ増幅器モジュールを開発した。

本稿では、考案した小型周波数補償回路と、この回路を

採用した小型GaNDハティ増幅器モジュールの設計・試作・評価について述べる。

## 2. 5G基地局用GaNDハティ増幅器モジュールの回路設計

### 2.1 小型周波数補償回路

図1(a)に従来型周波数補償回路を用いたDハティ増幅器回路、図1(b)に今回開発した周波数補償回路を用いたDハティ増幅器回路を示す。

まず従来型の回路について述べる。トランジスタには必ず寄生容量が存在するため、トランジスタの電流源での最適負荷は出力整合回路によってインピーダンス変成されなければならない。ここではキャリア増幅器側、ピーク増幅器側の寄生容量をそれぞれ $C_{ds,c}$ 、 $C_{ds,p}$ と、トランジスタの電流源での最適負荷をそれぞれ $R_{opt,c}$ 、 $R_{opt,p}$ とする。図1(a)に示すようにトランジスタの最適負荷は出力整合回路によってそれぞれ $R_{coff}$ 、 $R_{poff}$ に変成される。これらの出力整合回路の出力端にはそれぞれオフセット線路が付加され、キャリア増幅器側は寄生容量と出力整合回路、オフセット線路を含めて等価的90度になるように設計される。

ピーク増幅器側も同様に寄生容量と出力整合回路、オフセット線路を含めて等価的180度又はその整数倍になるように設計される。バックオフ時でピーク増幅器は完全にオフしているため、この等価的180度を構成している回路がオープンスタブとしての機能を持つ。このオープンスタブは中心周波数でオープン、高周波側で容量性、低周波側で誘導性のインピーダンスを持つため、キャリア増幅器側の等価的90度を構成する回路と逆特性を持ち、その周波数

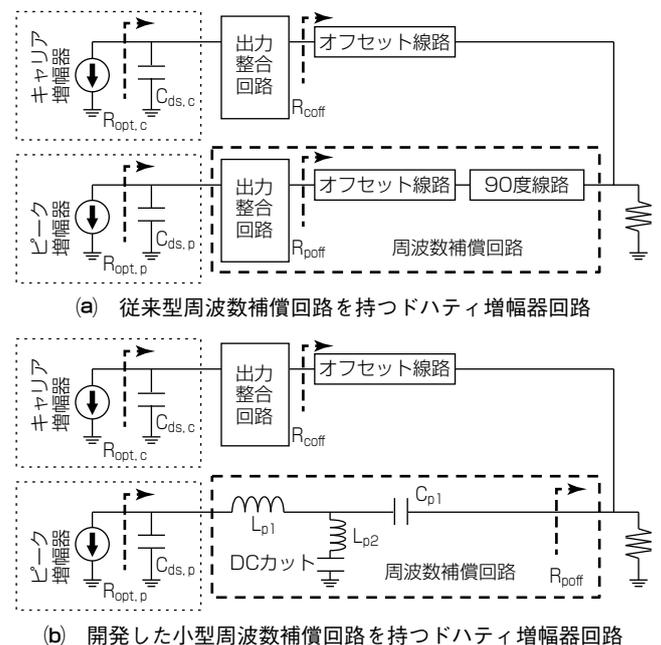


図1. Dハティ増幅器回路の比較

特性を補償し、広帯域動作が可能になる。

一方、開発した回路では、ピーク増幅器側回路は、出力整合回路とオフセット線路の代わりに、直列インダクタ $L_{p1}$ 、並列インダクタ $L_{p2}$ 、直列コンデンサ $C_{p1}$ の三つの集中定数で構成される。キャリア増幅器側回路は従来回路と同様である。開発した回路では、周波数補償回路と出力整合回路の両機能を回路に持たせることが可能である。両機能を持たせる回路パラメータは解析的に解くことができ、次の式で表される。

$$\omega_0 L_{p1} = \frac{Q_{FET} - Q_1}{1 + Q_{FET}^2} R_{opt, p} \dots\dots\dots (1)$$

$$\omega_0 L_{p2} = \frac{\gamma_1}{Q_1 + Q_2} R_{opt, p} \dots\dots\dots (2)$$

$$\omega_0 C_{p1} = \frac{1}{\gamma_2 Q_2 R_{opt, p}} \dots\dots\dots (3)$$

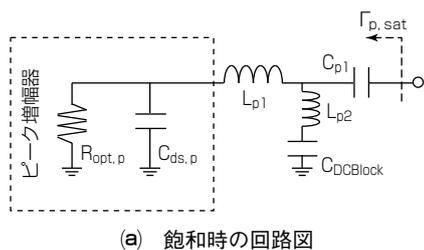
ここで、 $Q_{FET} = \omega_0 R_{opt, p} C_{ds, p}$ 、 $\gamma_2 = R_{poff} / R_{opt, p}$ である。また $Q_1$ 、 $Q_2$ 、 $\gamma_1$ は $Q_{FET}$ と $\gamma_2$ を用いて次のように表される。

$$Q_1 = \frac{-1 + \sqrt{\gamma_2(1 + Q_{FET}^2)}}{Q_{FET}} \dots\dots\dots (4)$$

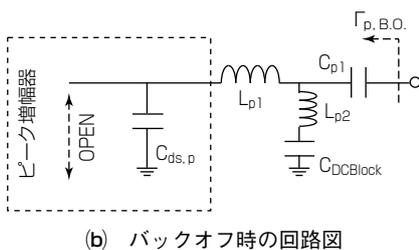
$$Q_2 = \frac{Q_{FET} - Q_1}{1 + Q_{FET} Q_1} \dots\dots\dots (5)$$

$$\gamma_1 = \frac{1 + Q_1^2}{1 + Q_{FET}^2} \dots\dots\dots (6)$$

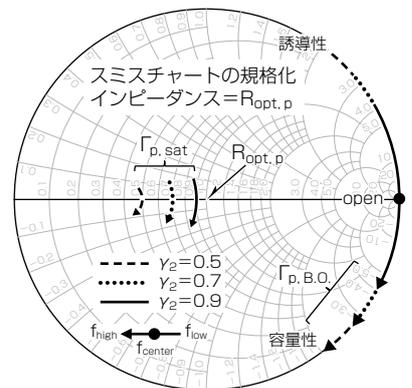
したがって、トランジスタのロードプルデータから最適負荷 $R_{opt, p}$ と寄生容量 $C_{ds, p}$ が抽出され、インピーダンス変成比 $\gamma_2$ が決定されたならば、これらの回路定数は一意に決定される。図2は、様々なインピーダンス変成比 $\gamma_2$ で飽和時とバックオフ時に電力合成点からピーク増幅器側を見たインピーダンスシミュレーション結果である。飽和時とバックオフ時の計算結果をそれぞれ $\Gamma_{p, sat}$ 、 $\Gamma_{p, B.O.}$ と表している。これらを計算するための回路図を図2(a)(b)に示している。図2(c)に計算した結果をスミスチャート上に示している。このスミスチャートの中心は、ピーク増幅器の



(a) 飽和時の回路図



(b) バックオフ時の回路図



(c) シミュレーション結果

図2. インピーダンスシミュレーション結果

最適負荷 $R_{opt, p}$ で規格化されている。図から $\Gamma_{p, sat}$ は所望のインピーダンス変成比に変成されており、 $\Gamma_{p, B.O.}$ は周波数補償回路と同様の特性を示している。つまり、 $\Gamma_{p, B.O.}$ は中心周波数でオープンであり、高周波側で容量性、低周波側で誘導性である。したがって、開発した回路を用いることによってサイズを大きくすることなく、ドハティ増幅器の広帯域化とインピーダンス変成に設計の自由度を持たせることが可能である。

開発した周波数補償回路を用いて、2段GaNDハティ増幅器モジュールを設計した。図3に全体の設計回路を示す。最終段ドハティ増幅器に使用しているキャリア及びピーク増幅器側トランジスタには当社製GaNHMT (High Electron Mobility Transistor)を用いて、そのゲート幅は、それぞれ2.4mmと4.0mmである。この開発した回路をドハティ増幅器の出力合成器に使用し、このときのインピーダンス変成比 $\gamma_2$ は帯域と回路損失のトレードオフから0.7に設定した。トランジスタとモジュール基板を接続するワイヤはピーク増幅器の $L_{p1}$ に含めている。キャリア増幅器は、トランジスタとモジュール基板を接続するワイヤ $L_{c1}$ と並列インダクタ $L_{c2}$ 、オフセット線路 $TL_{c1}$ で構成した。

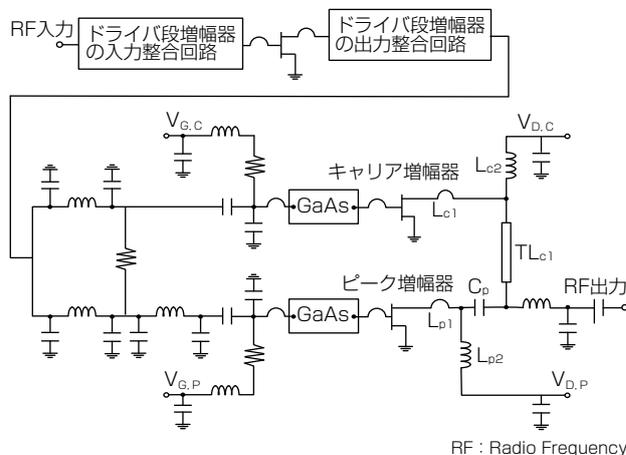


図3. 全体の設計回路

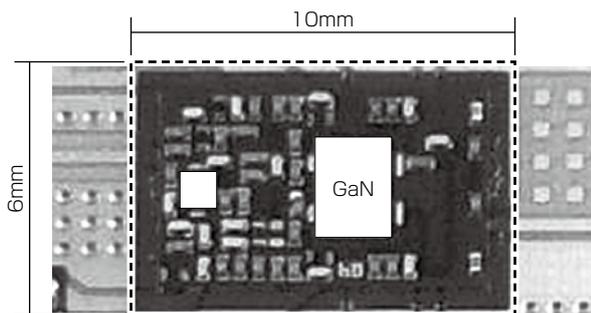


図4. 2段GaNドハティ増幅器モジュール

## 2.2 入力回路とドライバ段増幅器

最終段ドハティ増幅器の入力回路とドライバ段回路の回路要素は全てGaAs MMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuit)とSMD(Surface Mount Device)部品で構成されている。GaAs MMICはトランジスタの入力端に配置され、安定化回路と一部の整合回路が含まれている。ピーク増幅器の入力に付加する位相調整線路は、パイ型回路によって構成されている。同様にウィルキンソン分配器もパイ型回路によって構成されている。

ドライバ段増幅器は、ウィルキンソン分配器の入力端に接続されている。ドライバ段増幅器のトランジスタも当社製GaN HEMTを使用している。また出力整合回路と入力整合回路は共に小型化のためSMD部品で構成した。

これら全ての要素を10×6(mm)の多層樹脂基板に集積し、上からモールド封止した構成にした。

図4に2段GaNドハティ増幅器モジュールの写真を示す。

## 3. 評価結果

2段GaNドハティ増幅器モジュールを評価基板(EVAluation Board : EVB)に実装して評価を行った。全ての評価結果の端面はモジュール端である。ドレイン電圧は39Vに設定し、ゲート電圧に関しては、最終段ドハティ増幅器のキャリア増幅器とドライバ段増幅器はAB級になるように、最終段ドハティ増幅器のピーク増幅器はC級になるように設定した。

図5に周波数3.6GHzで、無変調パルス信号を用いて評価した結果を示す。図では最終段ドハティ増幅器のドレイン効率(Drain Efficiency : DE)と、増幅器全体の電力付加効率(Power Added Efficiency : PAE)と利得を出力電力( $P_{out}$ )の関数として表している。図から、ドハティ増幅器に特徴的なバックオフでの効率の改善が見られることが分かる。周波数3.6GHzでは、飽和出力電力( $P_{sat}$ ) = 45.3dBm, 8dBバックオフでの最終段ドレイン効率DE(最終段DE) = 53.7%, 8dBバックオフでのPAE = 44.8%

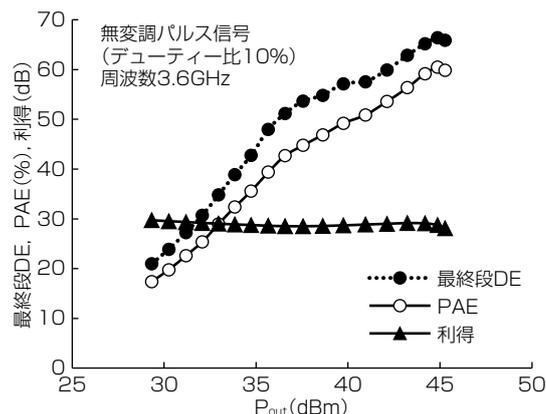


図5. 無変調パルス信号を用いて評価した結果

という特性が得られた。

図6に周波数3.5GHzで、ピーク帯平均電力比(PAPR) 8.0dB, 変調帯域20MHzの変調信号を用いて評価した結果を示す。図では、デジタル歪み補償(Digital Pre-Distortion : DPD)前後の隣接チャネル漏洩(ろうえい)電力比(ACLR)とPAE, 利得を $P_{out}$ の関数として表している。DPD後のACLRが-50dBcを満足する最大のPAEとして、47.8%が得られた。

図7にPAPR8.0dB, 変調帯域20MHzの変調信号を用いて評価した結果の周波数特性を示す。図では、DPD後のACLRが-50dBcを満足する最大の利得と $P_{out}$ , PAE, 最終段DEが周波数の関数として表されている。3.4~3.8GHzの周波数領域で、開発した2段GaNドハティ増幅器モジュールの特性として、PAE42.9~47.8%, 最終段DE50.4~54.8%, 利得26.9~28.6dB,  $P_{out}$ 37.7~38.5dBmという特性が得られた。

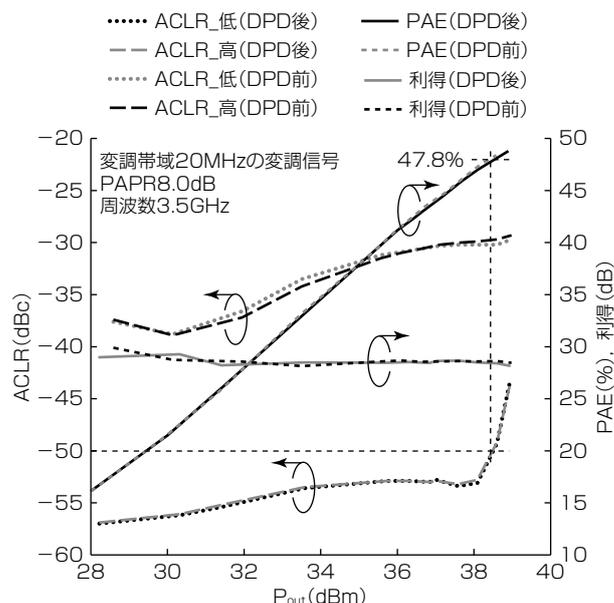


図6. PAPR8.0dB, 変調帯域20MHzの変調信号を用いて評価した結果

表1. ドハティ増幅器の比較

増幅器	年	周波数(GHz)	サイズ(mm)	最終段DE(%)	PAE(%)	P <sub>out</sub> (dBm)	PAPR(dB)
Ozen等の増幅器 <sup>(4)</sup>	2014	3.5	100×95	58.0	52.0	35.5	9.0
	2014	3.5	100×95	56.0	51.0	34.8	9.7
Komatsuzaki等の増幅器 <sup>(2)</sup>	2017	3.0~3.6	78×60	45.9~50.2		34.1~34.6	7.5
今回開発の増幅器	2020	3.4~3.8	10×6	50.4~54.8	42.9~47.8	37.7~38.5	8.0

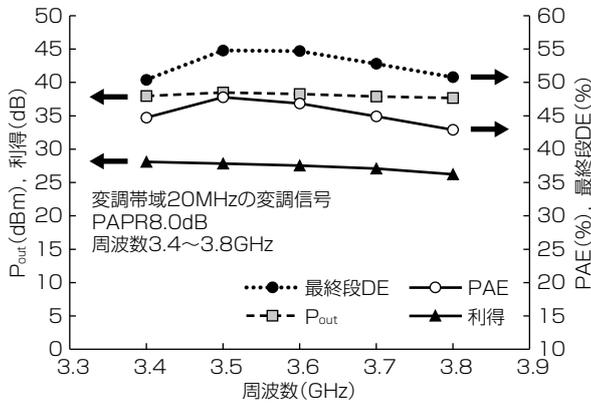


図7. PAPR8.0dB, 変調帯域の20MHzの変調信号を用いて評価した結果の周波数特性

変調帯域20MHzの10CA信号, PAPR8.0dB, DPD後(TM3.1 FDD)

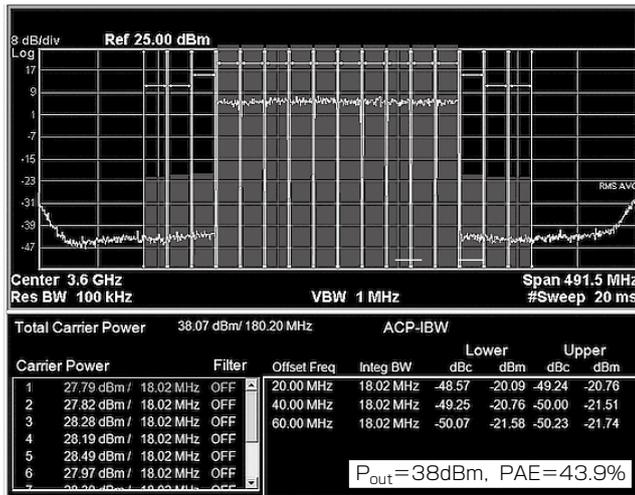


図8. 複数キャリアを用いた変調信号の評価結果

表1に開発した2段GaNドハティ増幅器モジュールとKomatsuzaki等<sup>(2)</sup>やOzen等<sup>(4)</sup>が報告している3~4GHz帯のドハティ増幅器との比較を示す。開発したドハティ増幅器モジュールと類似したサイズのドハティ増幅器に関する報告は少ないが、開発した2段GaNドハティ増幅器モジュールがその他のサイズの非常に大きいドハティ増幅器と比較してほぼ同等の効率が得られていることが分かる。このことから、今回開発したドハティ増幅器モジュールが小型化・高効率化・広帯域化に有利であり、5Gで使用される多素子アンテナに有利であることが示された。

開発した2段GaNドハティ増幅器モジュールの広帯域性を示すために複数キャリアを用いた信号の評価を実施した。この評価では20MHzの変調帯域信号(1 Carrier Component: 1CC)を10個束ねて(10 Carrier Aggregated: 10CA), PAPRが8.0dBの信号を用いて評価を実施した。図8にその評価結果を示す。図から、開発したドハティ増幅器モジュールはDPDによって線形化可能であることが分かる。このとき、PAE=43.9%, P<sub>out</sub>=38dBm, ACLR=-48.6dBcが得られた。この結果から、5Gで使用される広帯域変調信号にも対応可能であることが示された。

## 4. むすび

5Gで使用される多素子アンテナに対応するために、小型周波数補償回路を新たに開発した。同回路を用いて2段GaNドハティ増幅器モジュールを設計・試作・評価した結果、10×6(mm)と小型ながら、それよりも非常に大きなサイズのドハティ増幅器と同等の効率が得られた。また評価結果の周波数特性から、開発したドハティ増幅器モジュールが6GHz以下の5Gで使用される重要な帯域である3.4~3.8GHzの広帯域にわたって、高い効率を示すことが分かった。また、複数キャリア信号の評価結果から線形性も優れていることを示すことができた。開発した回路は小型・高効率・広帯域・線形性が求められる5G基地局に有効であり、さらにGaNデバイスの新たな可能性を示すものである。

## 参考文献

- (1) Yamazaki, K., et al.: DL MU-MIMO Field Trial with 5G Low SHF Band Massive MIMO Antenna, 2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conference (2017)
- (2) Komatsuzaki, Y., et al.: 3.0-3.6GHz wideband, over 46% average efficiency GaN Doherty power amplifier with frequency dependency compensating circuits, 2017 IEEE Topical Conference on RF/Microwave Power Amplifiers for Radio and Wireless Applications (2017)
- (3) Qureshi, J. H., et al.: A 700-W peak ultra-wideband broadcast Doherty amplifier, 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (2014)
- (4) Ozen, M., et al.: Symmetrical doherty amplifier with high efficiency over large output power dynamic range, 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (2014)