

# 5G基地局用16W GaN電力増幅器 モジュール

本田 慧\*  
Satoru Honda  
寺西 絵理\*  
Eri Teranishi  
嘉藤 勝也\*  
Katsuya Kato

\*高周波光デバイス製作所

16W GaN Power Amplifier Module for 5G Massive MIMO Base - stations

## 要 旨

現在、第5世代移動通信システム(5G)向けにmassive MIMO(Multiple Input Multiple Output, 以下“mMIMO”という。)型の携帯電話基地局が都市部を中心に設置が進められているが、その電力増幅器の平均出力電力は8~10Wが主流である。一方、製造コスト削減や通信距離の伸長のために、より高い平均出力電力である16W級の電力増幅器のニーズも高まりつつある。今回、平均出力電力8WのGaN(窒化ガリウム)電力増幅器モジュールの既製品に加えて新たに開発した、平均出力電力16Wの電力増幅器モジュールの設計・試作の結果、3.3~3.8GHz、出力16Wで、効率40.6~44.4%、電力利得28.1~29.7dB、歪(ひず)み補償適用時の隣接チャネル漏洩(ろうえい)電力比-48dBc以下という5G mMIMO基地局に適用可能な良好な特性を示した。

## 1. ま え が き

高速かつ大容量の通信を特長とする5Gでは、mMIMO型の携帯電話基地局の設置が都市部を中心に進められている。mMIMO基地局には多素子アンテナを用いるため、送信信号を増幅する多数の電力増幅器の搭載が必要であることから、低消費電力化や製造コスト低減の実現に向けて、電力増幅器の高効率化やモジュール化が強く求められている。mMIMO型基地局の代表例は、送信機64個、受信機64個を搭載した64T64R型や、送信機32個、受信機32個を搭載した32T32R型の基地局で、送信機に用いられる電力増幅器の平均出力電力は8~10Wが主流である<sup>(1)(2)</sup>。このmMIMO型基地局は、多数の端末に対して空間分割多重による高速データ通信を実現できることが特長であるが、多数の送信機及び受信機を搭載するため、製造コストの削減が課題の一つである。そこで、平均出力がより高い16W級の電力増幅器の要求が高まりつつある<sup>(3)</sup>。16W級電力増幅器を用いれば、8W級の電力増幅器を用いて構成される5G基地局の総アンテナ出力電力を維持したまま、送信機数を半減でき、製造コスト削減に寄与できる。

今回、平均出力電力8WのGaN電力増幅器モジュールの既製品<sup>(4)(5)</sup>に加えて新たに開発した平均出力電力16Wの電力増幅器モジュールの設計・試作結果について述べる。

## 2. GaN電力増幅器モジュールの回路設計

開発したGaN電力増幅器モジュールの等価回路図を図1に示す。このモジュールは2段のドハティ型の電力増幅器で、高利得化を達成するために主増幅器側と補助増幅器側のそれぞれにドライバ段を設けたデュアルドライバ構成にしている。

一般的なドハティ増幅器で、主増幅器と補助増幅器のゲート幅比が1:1の対称ドハティ構成の場合、理論的には6dBバックオフ時に効率が高くなる。設計に当たっては5Gで用いる変調信号のピーク対平均電力比(PAPR: Peak to Average Power Ratio)である8.5dBバックオフ時の効率を高くすることを目的として、主増幅器終段トランジスターのゲート幅に対して、補助増幅器終段トランジスターのゲート幅を大きくした非対称ドハティ構成を採用し、そのゲート幅比である主増幅器:補助増幅器を1:1.7とした。この比は非対称度と呼ばれ、本稿では主増幅器:補助増幅器を1:aと表したときのaを非対称度と呼ぶ。

次に、高効率化のポイントになるドハティ増幅器の出力整合回路設計について述べる。今回の増幅器では、参考文献(5)に述べられている設計手法を用いて同じ回路構成を採用した。図2(a)に電力増幅器モジュールの出力回路図を、図2(b)に損失計算用の簡易出力回路図を示す。主増幅器終段と電力合成点の間は伝送線路で、補助増幅器終段と電力合成点の間は伝送線路と表面実装部品で、それぞれ構成されるT形回路を配置している。この回路図では、主増幅器終段と補助増幅

器終段のトランジスタは理想電流源で表して、トランジスタに存在する寄生ソース・ドレイン容量をそれぞれ $C_{ds,m}$ 、 $C_{ds,a}$ で表す。また理想電流源での飽和出力時の最適負荷をそれぞれ $R_{opt,m}$ 、 $R_{opt,a}$ とする。この回路構成の特長は、非対称度 $a$ に対して、合成点から出力側を見たインピーダンスが $\gamma \cdot (R_{opt,m} // R_{opt,a}) = \gamma \cdot R_{opt,m} / (1 + a)$ と、電力合成点でのインピーダンスを $\gamma$ 倍高く設定できることである。ここで、 $\gamma$ は1以上の任意の値である。ドハティ増幅器の出力が大きくなれば $R_{opt,m}$ は小さくなり、また、バックオフ量が大きくなると $a$ が大きくなるので、出力電力16W、バックオフ量8.5dBに対して、 $\gamma$ が1.0での合成点のインピーダンスは10Ω以下になる。一方で、バックオフ時の主増幅器終段の電流源端から見たインピーダンスは $R_{opt,m} / (1 + \gamma)$ で、バックオフ量の増大に伴い大きくなる。つまり、今回の電力増幅器モジュール設計では、主増幅器終段の電流源端の負荷インピーダンスから合成点インピーダンスへの変成比及び合成点からモジュールの出力端子の負荷(50Ω)までのインピーダンス変成比が増大するため、変成損失は増大する。したがって、 $\gamma$ を1以上の任意の値に設定し、合成点でのインピーダンスを高くすることで、従来の設計方法( $\gamma = 1$ )と比較して低損失で広帯域な設計が可能になる。図2(b)の簡易出力回路図を用いて $\gamma$ に対する出力整合回路損失の計算を実施し、図3に $\gamma$ が1.0, 1.8, 2.6, 3.4の4条件に対する計算結果を示す。図3に示すとおり、 $\gamma$ を1.0から大きくすることで損失を広帯域に抑制できることが分かる。開発目標とした動作周波数帯域である3.3~3.8GHzに注目すると、 $\gamma$ が2.6のときに低損失で広帯域な回路になるため、この増幅器モジュールの出力回路設計は $\gamma$ を2.6として行った。

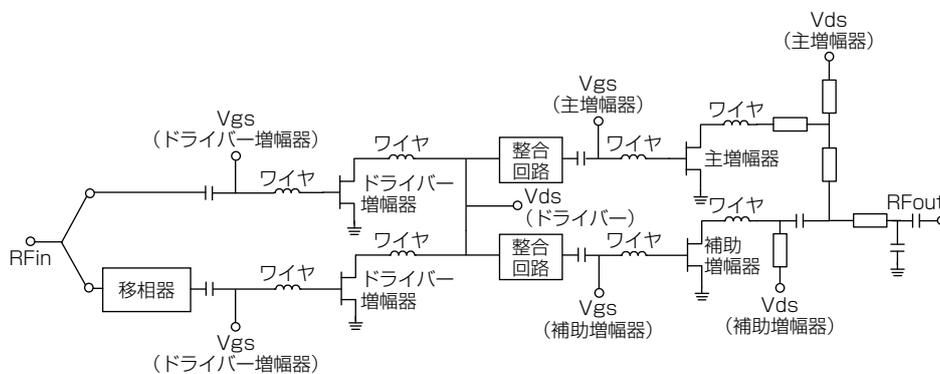


図1-GaN電力増幅器モジュールの等価回路図

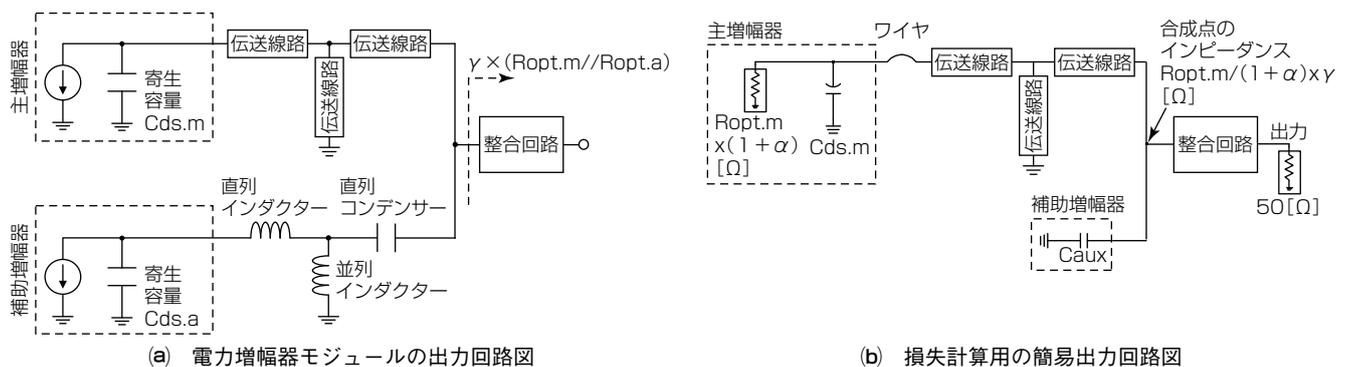


図2-電力増幅器モジュールの出力回路図と損失計算用の簡易出力回路図

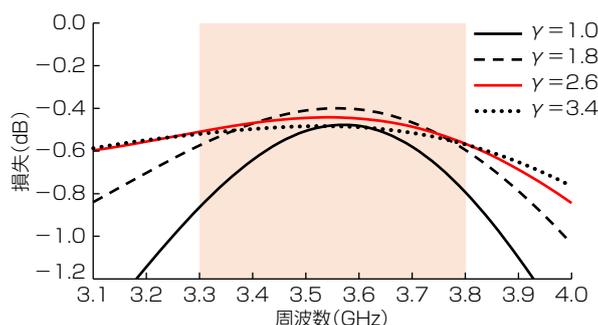


図3- $\gamma$ に対する出力整合回路損失の簡易計算結果

### 3. 試作したGaN電力増幅器モジュール

図4に、開発したGaN電力増幅器モジュールの写真を示す。モジュールは多層基板上に実装されたGaN HEMT(High Electron Mobility Transistor)及び表面実装部品(SMD)で構成されている。電力分配回路, 移相器, 整合回路は, 小型化のためにSMDを用いた集中定数で構成され, 出力回路のRF(Radio Frequency)配線は多層基板の表層に形成しており, モジュール全体を樹脂封止している。モジュールサイズは11.5×8.0(mm)で, 評価基板上に実装している。



図4-開発したGaN電力増幅器モジュール

### 4. 評価結果

試作した電力増幅器モジュールの測定結果について述べる。各トランジスターに印加するドレイン電圧は46Vで, 主増幅器側の終段とドライバー段はAB級に, 補助増幅器側の終段とドライバー段はC級にバイアスしている。

まず, 無変調信号を用いた測定結果について述べる。図5に無変調信号を用いた入出力測定結果として, PAE(Power Added Efficiency)とGainの特性を示す。この測定で, 無変調信号とゲート電圧はDutyが10%のパルス駆動している。3.3~3.8GHzで, 42dBm出力時のPAEは41%と, 高い効率を得ている。またGainの特性で, 補助増幅器側の起動に伴って生じる凹(くぼ)みは1 dB以下に抑制しており, 良好な線形性を得ていることが分かる。

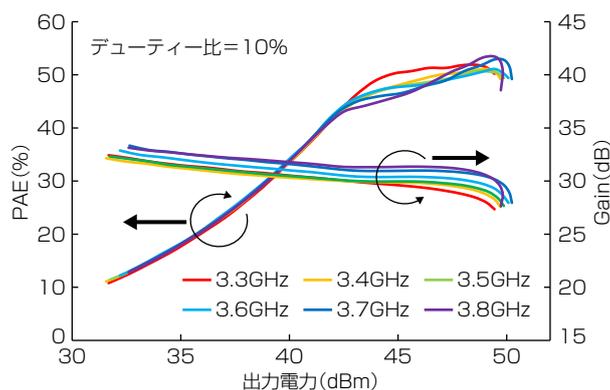


図5-無変調信号を用いた入出力測定結果 (PAE, Gain)

次に, 図6に変調信号を用いた測定結果を示す。図6(a)には, 変調帯域幅20MHzのLTE(Long Term Evolution)信号を使用したPAEとGainの測定結果を示す。また図6(b)には, 変調帯域幅20MHzのLTE-FDD(Frequency Division Duplex)と変調帯域幅100MHzの5G NR(New Radio)-TDD(Time Division Duplex)のそれぞれの信号条件下での, デジタル歪み補償(DPD: Digital Pre-Distortion)の適用前後でのACLR(Adjacent Channel Leakage Ratio)測定結果を示す。これらの測定に使用した変調信号のPAPRは全て8.5dBであり, 平均出力電力が16W(42dBm)時の測定結果である。図6(a)から, 帯域内のPAEは40.6~44.4%でGainは28.1~29.7dBと, 比較的良好な特性を得ている。また図6(b)か

ら、DPDの適用によって変調帯域幅20MHzのLTE-FDD信号では-50dBc以下、変調帯域幅100MHzの5G NR-TDD信号では-48dBc以下にACLRが抑制されている。図7に中心周波数が3.55GHzで変調帯域幅100MHzの5G NR-TDDの変調信号を用いた出力電力スペクトラムを示す。その他の信号条件は図6と同一で、平均出力電力が16W(42dBm)時でのDPD適用前後でのスペクトラムを示している。DPDの適用によって、ACLRが大幅に改善できていることが確認でき、今回試作した電力増幅器モジュールが基地局への搭載に適した特性を持つことが分かる。

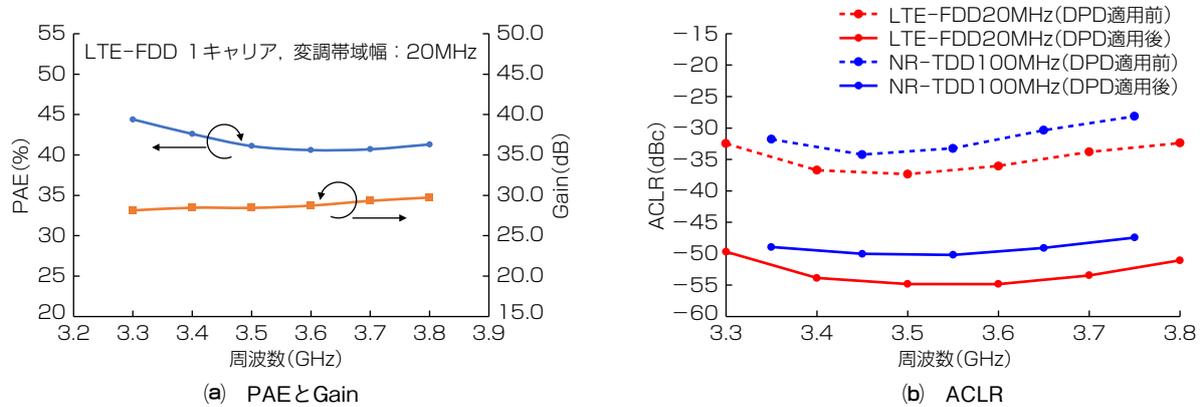


図6-変調信号を用いた測定結果

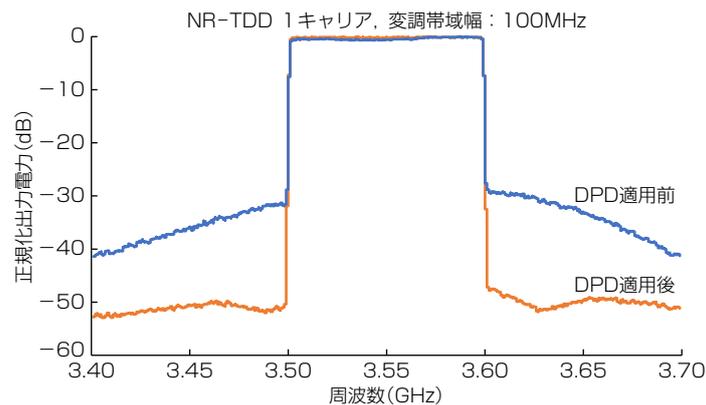


図7-変調帯域幅100MHzの5G NR-TDDの変調信号を用いた出力電力スペクトラム

## 5. む す び

5G mMIMO基地局向けに設計・試作した出力電力16W級GaN電力増幅器モジュールの設計・試作結果について述べた。出力合成点のインピーダンスを任意に設定できるドハティ増幅器で、出力整合回路損失と出力回路のインピーダンス変成比の最適化手法を示した。この手法を用いて設計・試作した電力増幅器モジュールは、mMIMO基地局への搭載に適した良好な特性を持つことを示した。

## 参 考 文 献

- (1) Ladhani, H., et al. : A compact, 42% PAE, two-stage, LD MOS Doherty PA Module for Massive MIMO applications, 2019 IEEE MTT-S International Microwave Conference on Hardware and Systems for 5G and Beyond (2019)
- (2) Maroldt, S., et al. : 3.5-GHz ultra-compact GaN class-E integrated Doherty MMIC PA for 5G massive-MIMO base station applications, 2017 12th European Microwave Integrated Circuits Conference, 196~199 (2017)
- (3) Cavarroc, M., et al. : Compact 40% Fractional Bandwidth Doherty PA With Input Group Delay Engineering, IEEE Microwave and Wireless Technology Letters, **33**, No.6, 851~854 (2023)
- (4) Sakata, S., et al. : A Fully-Integrated GaN Doherty Power Amplifier Module with a Compact Frequency-Dependent Compensation Circuit for 5G massive MIMO Base Stations, 2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, 711~714 (2020)
- (5) Sakata, S., et al. : A 3.4-4.1GHz Broadband GaN Doherty Power Amplifier Module for 5G massive MIMO Base-Stations, 2022 Asia-Pacific Microwave Conference, 500~502 (2022)