

次世代移動通信基地局向け超広帯域 GaN ドハティ増幅器

小松崎優治* 坂田修一*
新庄真太郎*
中谷圭吾**

Ultra-wideband GaN Doherty Power Amplifier for Next Generation Wireless Base Stations

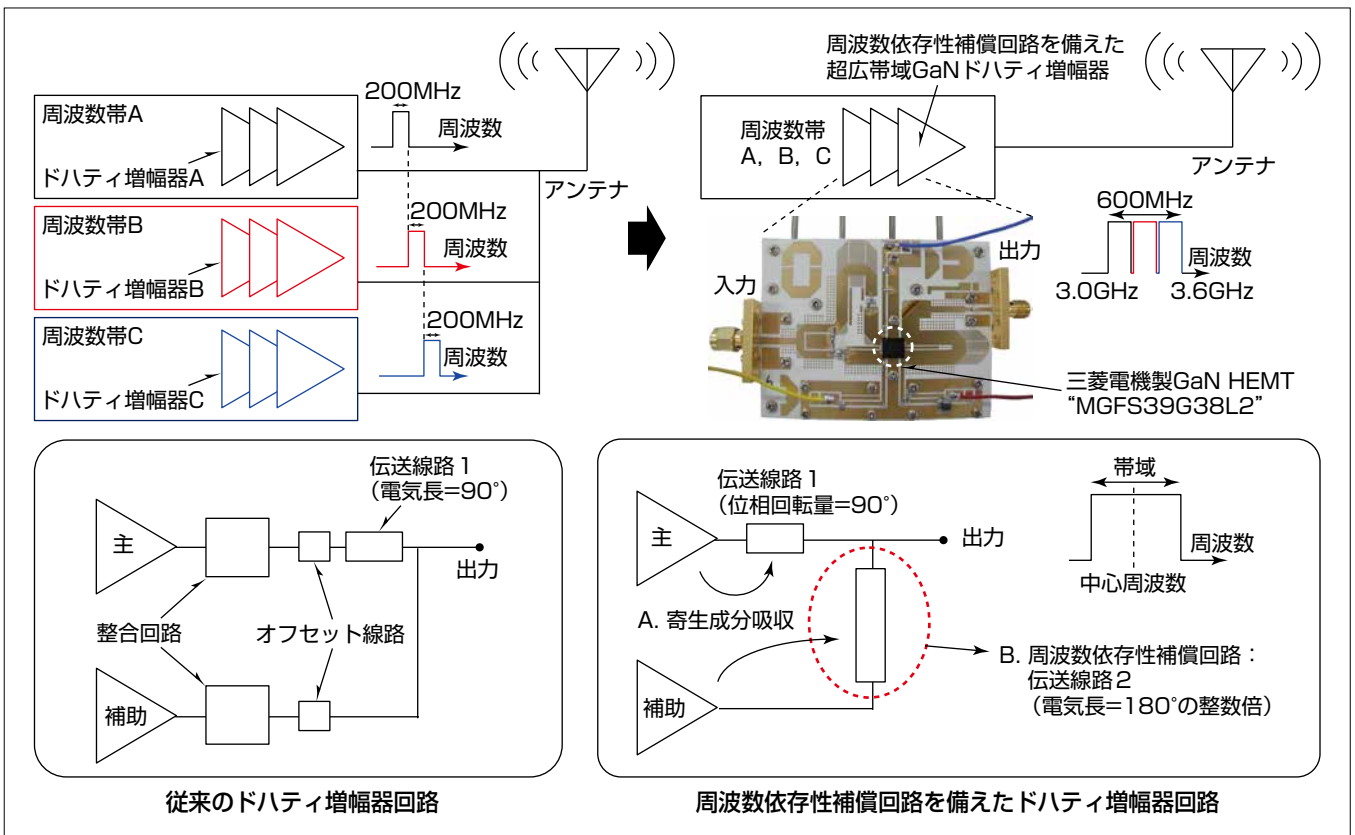
Yuji Komatsuzaki, Shintaro Shinjo, Keigo Nakatani, Shuichi Sakata

要旨

次世代移動通信での通信量の劇的な増大に対応するため、移動通信基地局向け増幅器にはピーク対平均電力比(Peak to Average Power Ratio : PAPR)の大きい信号を高効率に増幅できること、加えて基地局の小型化・低コスト化などの観点から複数帯域で動作する、つまり広帯域に動作することが求められている。PAPRの大きい信号を高効率に増幅する技術としてはドハティ増幅器が有用である。しかし、ドハティ増幅器はその構成上、一般的に狭帯域な特性となってしまう点が課題となっている。

今回、ドハティ増幅器の広帯域化に有効なGaN(窒化ガリウム)トランジスタを採用し、さらにトランジスタやパッケージの寄生成分を等価的な4分の1波長線路の形成

に利用する回路技術と、周波数依存性を補償する回路技術とを組み合わせることで、4G/LTE-Advanced(Long Term Evolution-Advanced)で利用されている複数の帯域をカバーできる超広帯域GaNドハティ増幅器を開発した。試作評価の結果、このGaNドハティ増幅器は動作周波数3.0GHzから3.6GHzの20MHz帯域のLTE信号で、歪(ひずみ)補償後の隣接チャネル漏洩(ろうえい)電力(Adjacent Channel Leakage Ratio : ACLR)が-50dBcを満たした上で、45.9%から50.2%のドレイン効率を達成した。この結果は、広帯域化が求められる次世代移動通信に対するこのドハティ増幅器技術の有効性を示している。



周波数依存性補償回路を備えた超広帯域GaNドハティ増幅器

次世代移動通信基地局向けに、周波数依存性補償回路を備えた超広帯域GaNドハティ増幅器を試作した。一般的なドハティ増幅器は、伝送線路1(4分の1波長線路)の周波数依存性の影響で狭帯域な特性になる。試作したドハティ増幅器では、トランジスタやパッケージの寄生成分を等価的な4分の1波長線路の形成に利用する回路技術と、伝送線路1による周波数依存性を補償する周波数依存性補償回路とを適用し、広帯域・高効率な動作を実現した。

1. ま え が き

第4世代及び第5世代移動体通信での通信量の劇的な増大に対応するため、基地局向けマイクロ波増幅器にはPAPRの大きい信号を高効率に増幅できることが求められている。3GHz以上の周波数で7dB以上のPAPRを持つ信号を高効率に増幅するには、GaNデバイスを用いたドハティ増幅器が有用である⁽¹⁾⁽²⁾。

さらに基地局の小型・低コスト化などの観点から、ドハティ増幅器は複数帯域をカバーするように、広帯域に動作することが求められている⁽³⁾。しかしながら、ドハティ増幅器はその構成上、一般的に広帯域動作を実現しにくいという課題がある。この主原因は次の二つが挙げられる。一つ目は、バックオフ動作時の高効率動作を実現するためには主増幅器の出力側に4分の1波長線路を装荷する必要があり、この線路が周波数依存性を持つためである。二つ目は、主増幅器の出力側には整合回路やオフセット線路が装荷され、主増幅器内部のトランジスタの等価電流源と4分の1波長線路との間に周波数依存性を生む回路要素を伴うことである。

本稿では、周波数依存性補償回路を備えた超広帯域GaNドハティ増幅器を設計・試作した結果について述べる。この周波数依存性補償回路は、周波数に応じて容量性及び誘導性のリアクタンスとして機能し、上記4分の1波長線路の周波数依存性を補償する。また、主増幅器の出力側にトランジスタの出力側寄生容量(C_{ds})やパッケージの寄生成分を利用して4分の1波長線路を等価的に構成する回路技術を適用した。この構成は、整合回路やオフセット線路を主増幅器の出力側に装荷する必要がないので、周波数依存性の抑制に効果的である。

試作の結果、このGaNドハティ増幅器は3.0GHzから3.6GHzの広帯域で、ACLRが-50dBcを満たした上で、45.9%から50.2%という高いドレイン効率を実現した。なお、信号は20MHz帯域のLTE信号を用いた。この増幅器技術を適用することで、送信機の増幅器の数や消費電力の削減、ひいては基地局の総所有コスト(Total Cost of Ownership: TCO)の削減が期待される。

2. 超広帯域ドハティ増幅器の回路構成

図1にドハティ増幅器の理想回路(a)と従来回路(b)、そして提案回路(c)の比較を示す。理想的な回路(a)では、ドハティ増幅器は二つの増幅器が並列し、主増幅器の出力に4分の1波長線路が接続された構成となる。このような構成をとることで、増幅器の動作状況に応じて4分の1波長線路が負荷変調を実現し、バックオフ時に高効率な動作になる。なお、増幅器は電流源とみなされ、寄生のリアクタンスは含まれない。それに対し、従来の現実的なドハティ

増幅器(b)では、整合回路とオフセット線路を主増幅器と補助増幅器の出力側に接続する。一般的に、増幅器を構成するトランジスタは寄生リアクタンスを含み、かつインピーダンスを50Ω系に整合するため、整合回路が必要になる。オフセット線路は、抵抗性の負荷変調を起こす目的で電気長を調整するために必要な線路で、整合回路の後に接続される。主増幅器側には、オフセット線路の後に4分の1波長線路が接続される。一方、提案回路(c)では整合回路とオフセット線路に代わり、パッケージとトランジスタの寄生成分を含む等価的な4分の1波長線路を主増幅器トランジスタの電流源に接続する(図1(c)のA部)。さらに、周波数補償回路を補助増幅器の出力に接続する(図1(c)のB部)。次にこれらの構成について述べる。

2.1 パッケージとトランジスタの寄生成分を含む等価的4分の1波長線路

図2にパッケージとトランジスタの寄生成分を含む等価的な4分の1波長線路の回路図を示す。図に示すパッケージとトランジスタの寄生成分と、一部の外部回路を組み合わせることで、ある周波数で特性インピーダンス(Z_c)を

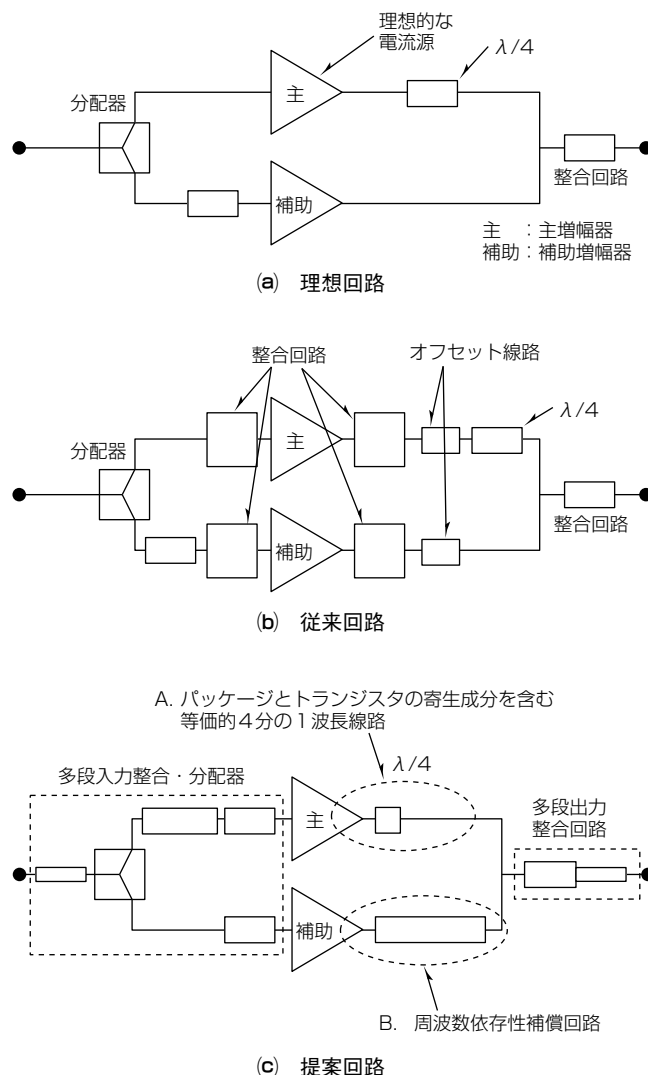


図1. ドハティ増幅器の回路構成の比較

持つ等価的な4分の1波長線路を形成している。一般に、多くのドハティ増幅器では、整合回路やオフセット線路を伴うため、トランジスタの電流源から主増幅器と補助増幅

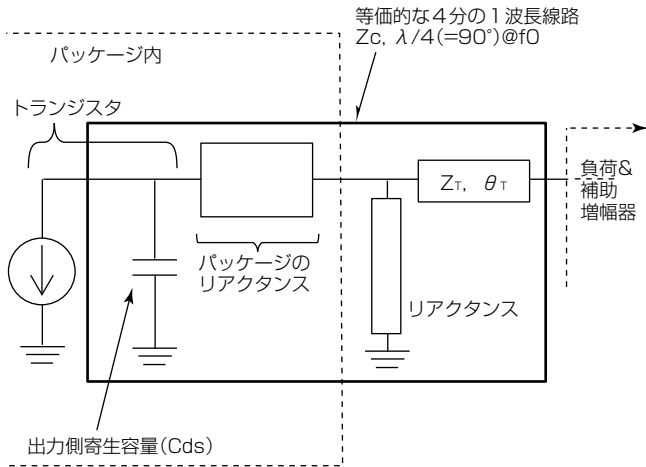


図2. パッケージとトランジスタの寄生成分を含む等価的4分の1波長線路の回路図

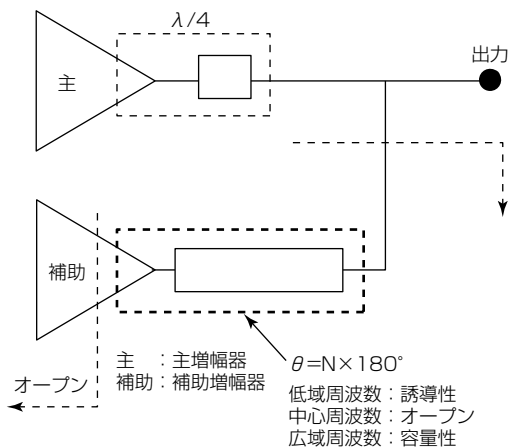


図3. 周波数依存性補償回路の回路図

器との合成点までの電気長が4分の1波長より大きいため(例えば270°や450°), その分, 帯域特性を狭くしてしまう。又は, トランジスタの寄生成分(通常キャパシタンス)を打ち消す回路要素(例えばインダクタンス)を装荷する手法もあるが, 装荷した要素による狭帯域化や回路損失の増加を招く。これらの方法と比べて, 図2の回路構成はトランジスタの電流源に直接4分の1波長線路を接続できるため, 低損失で広帯域にドハティ増幅器を構成できる。

2.2 周波数依存性補償回路

図3に周波数依存性補償回路の回路図を示す。周波数依存性補償回路は, 主増幅器に装荷された4分の1波長線路の周波数依存性を補償する。周波数依存性補償回路は, 補助増幅器のパッケージとトランジスタの寄生成分を含んで構成され, 補助増幅器の電流源から見て2分の1波長($\lambda/2$)の整数倍(N)の電気長を持つ。特性インピーダンスと電気長は, 主増幅器に装荷された4分の1波長線路の周波数依存性を打ち消す適切な値に設計する。

図4に出力からドハティ増幅器を見た反射特性の周波数依存性のシミュレーション結果を示す。周波数依存性補償回路の電気長が0, $\lambda/2 \times 1(180^\circ)$, $\lambda/2 \times 2(360^\circ)$ の場合の計算結果をそれぞれ示している。周波数依存性補償回路が高周波側で容量性, 低周波側で誘導性となり, インピーダンスが実軸に集約していることが分かる。また, 図では $\lambda/2 \times 2$ の場合が最も広帯域に整合がとれていることが分かる。

3. 超広帯域ドハティ増幅器の試作結果

図5に周波数依存性補償回路を備えた超広帯域GaNドハティ増幅器の試作機を示す。ドハティ増幅器のトランジスタには, 二つのGaN HEMT(High Electron Mobility Transistor)を備えた当社製“MGFS39G38L2”を用いた。

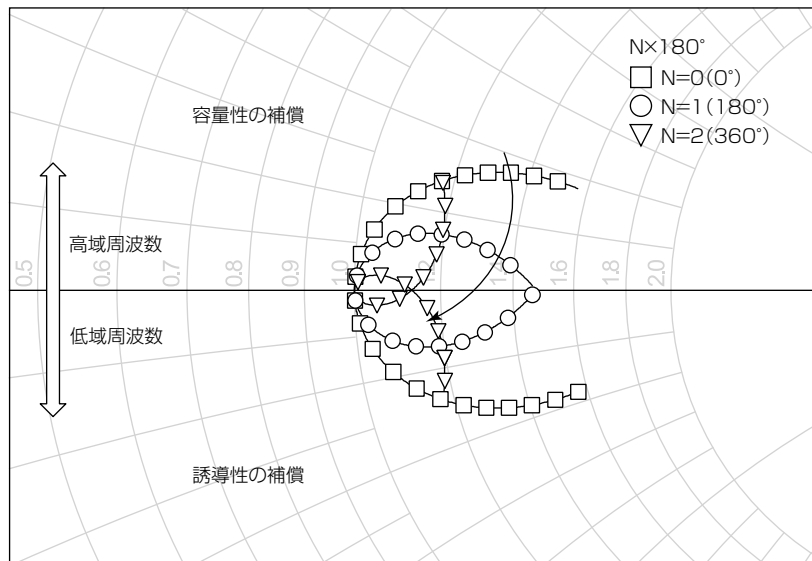


図4. 出力からドハティ増幅器を見た反射の周波数依存性のシミュレーション結果

図のドハティ増幅器で、上側の経路が主増幅器として、下側の経路が補助増幅器として動作する。

図6と図7は、それぞれドハティ増幅器の動的AM (Amplitude Modulation)/AM特性と動的AM/PM (Phase Modulation)特性を示す。周波数3.4GHzで、デジタルプ

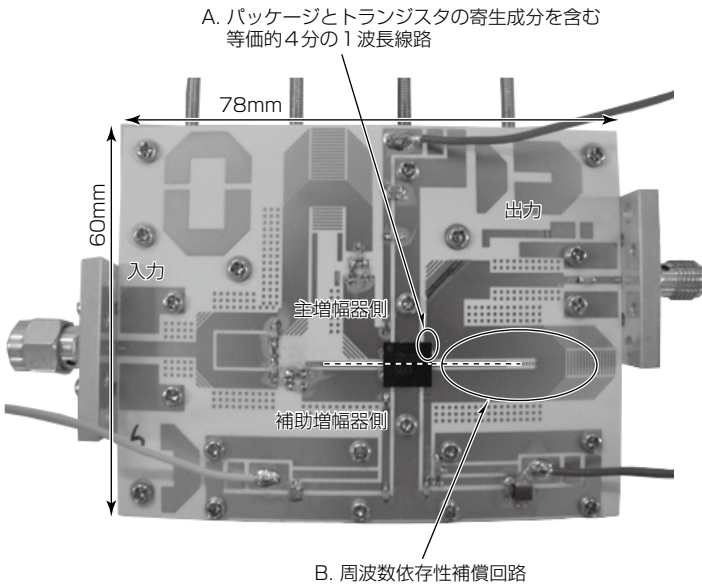
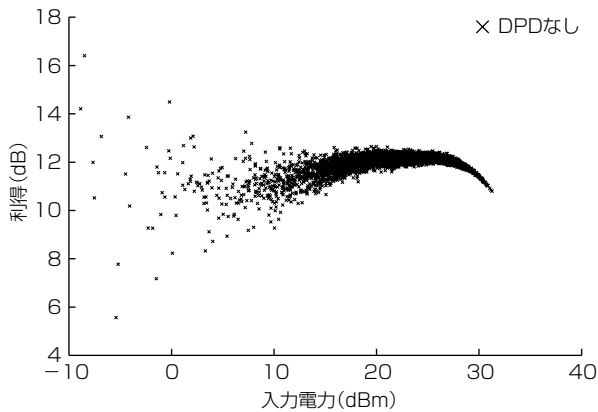


図5. 周波数依存性補償回路を備えた超広帯域ドハティ増幅器

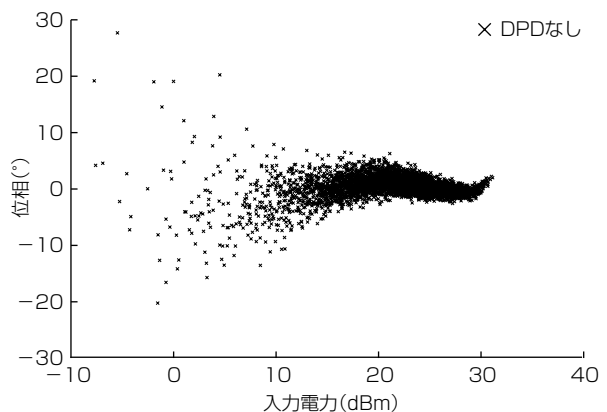
リディストーション(Digital Pre-Distortion : DPD)ありの場合となしの場合をそれぞれ測定した。ドレインバイアス電圧は30Vである。入力信号は、帯域幅20MHz, PAPR7.5dBのLTE Downlink信号を用いた。図6と図7に示されるように、DPDによってAM/AM及びAM/PM特性の線形性が十分に改善されていることが分かる。

図8に3.4GHzでのACLRとドレイン効率の測定結果を示す。ACLRは上側周波数と下側周波数とを比較し、歪みが大きい方の値をプロットしている。図8から、DPDによってACLRが10~15dB改善していることが分かる。また、ACLR = -50dBcでドレイン効率47.7%を達成している。図9は、ACLR = -50dBの際のスペクトラムと、DPDなしの状態のスペクトラムの測定結果を比較している。DPDによってACLRが大幅に改善されている。

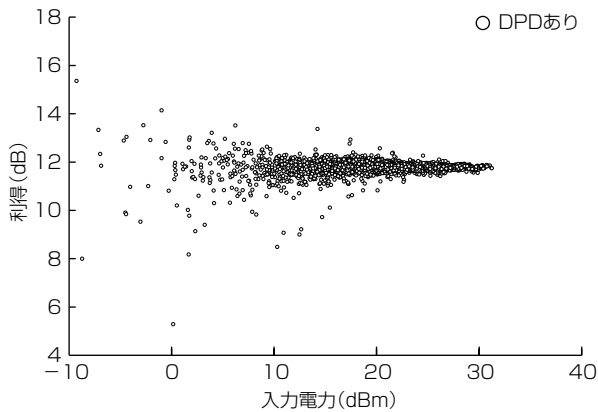
図10に超広帯域ドハティ増幅器の周波数特性の測定結果を示す。図のドレイン効率と出力電力はいずれもACLR = -50dBcを達成した最大値である。3.0~3.6GHzの広帯域にわたってドレイン効率45.9~50.2%を達成した。測定結果の比帯域は、超広帯域ドハティが4G/LTE-Advancedの複数帯域をカバーできることを示している。



(a) DPDなし

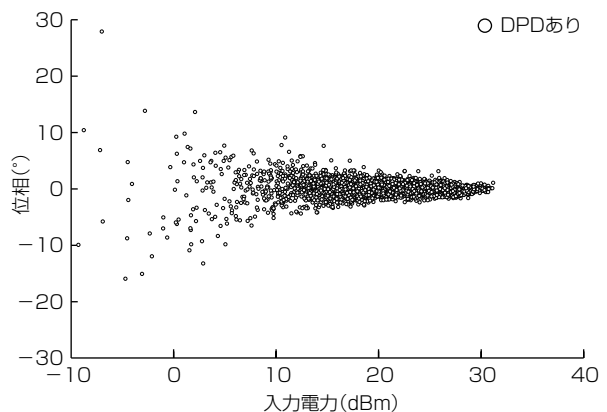


(a) DPDなし



(b) DPDあり

図6. 3.4GHzでの動的AM/AM特性の測定結果



(b) DPDあり

図7. 3.4GHzでの動的AM/PM特性の測定結果

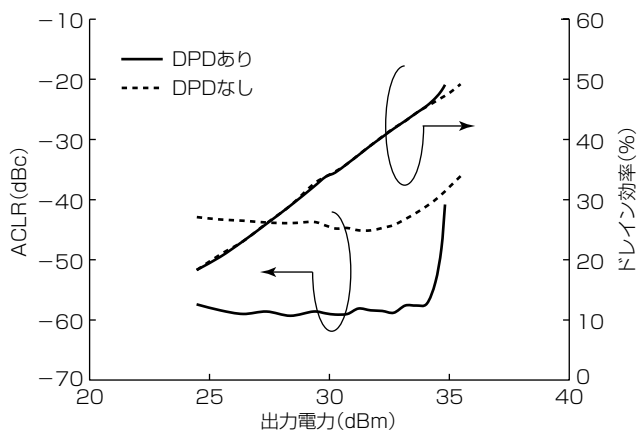


図8. 3.4GHzでのACLRとドレイン効率の測定結果

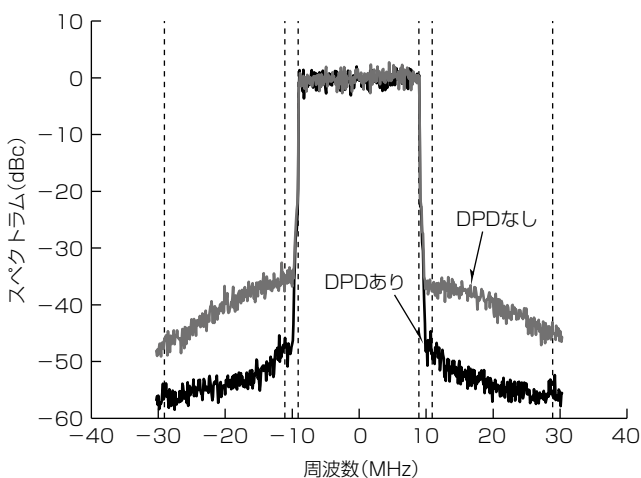


図9. 3.4GHzでのスペクトラムの測定結果

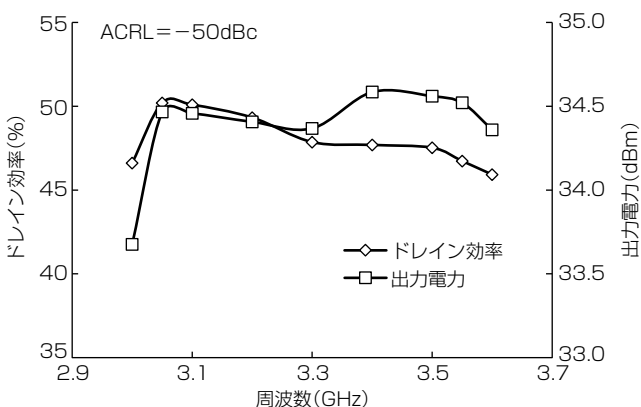


図10. ドレイン効率と出力電力の周波数依存性測定結果

表1. 3GHz以上のLTE帯のドハティ増幅器の特性の比較

参考文献	年	周波数 (GHz)	ドレイン効率 (%)	信号	条件
(3)	2012	3.00~3.60	38.0~56.0	CW	6 dBバックオフ
(1)	2013	3.40~3.50	42.5	5 × 20MHz LTE, DPD	ACLR = -48 (dBc)
(2)	2014	3.45~3.55	56.0	5 × 20MHz LTE, DPD	ACLR = -50 (dBc)
試作機	2016	3.00~3.60	45.9~50.2	20MHz LTE, DPD	ACLR = -50 (dBc)

CW : Continuous Wave

表1に3GHz以上のLTE帯のドハティ増幅器の特性の比較を示す。試作した超広帯域ドハティ増幅器は広帯域にわたって高いドレイン効率を実現しており、この構成の有効性を示している。

4. む す び

周波数依存性補償回路と、パッケージ及びトランジスタの寄生成分を出力合成回路に利用した回路構成を適用した超広帯域ドハティ増幅器の設計・試作について述べた。試作の結果、このGaNドハティ増幅器は、20MHz帯域のLTE信号で、3.0~3.6GHzの広帯域にわたって、ACLRが-50dBcを満たした上で45.9~50.2%という高いドレイン効率を実現した。この増幅器技術を適用することで、送信機の増幅器の数や消費電力の削減、ひいては基地局のTCO削減が期待される。

参 考 文 献

- (1) Xia, J., et al. : High-Efficiency GaN Doherty Power Amplifier for 100-MHz LTE-Advanced Application Based on Modified Load Modulation Network, IEEE Trans. Microw. Theory Techn., **61**, 2911~2921 (2013)
- (2) Özen M., et al. : Symmetrical Doherty Amplifier with High Efficiency over Large Output Power Dynamic Range, IEEE MTT-S International Microwave Symp. (2014)
- (3) Rubio, J. M., et al. : 3-3.6-GHz Wideband GaN Doherty Power Amplifier Exploiting Output Compensation Stages, IEEE Trans. Microw. Theory Techn., **60**, 2543~2548 (2012)