

修 士 論 文 の 和 文 要 旨

研究科・専攻	大学院 情報理工学研究科 情報・通信工学専攻 博士前期課程		
氏 名	陶 垚	学籍番号	1531074
論 文 題 目	低周波アクティブロード・プルシステム評価に基づくマイクロ波高効率電力増幅器設計の高精度化に関する研究		
<p>要 旨</p> <p>近年、スマートフォンを代表とするデジタル無線通信技術の発展は著しく、更に高速・大容量通信の第五世代(5G)携帯電話システムに関する研究が盛んに行われている。また、エネルギー需要の多様化により、マイクロ波を用いたマイクロ波無線電力伝送技術の研究も非常に重要となっている。そのため、各種技術に対して、共通に使用されるマイクロ波電力増幅器の高効率化が求められている。</p> <p>増幅器の高効率化に関しては、E 級、F 級、J 級といった高調波処理による設計手法が数多く提案されている。しかし、いずれの高効率を実現する方法も共通の原理を有している。すなわち、トランジスタの非線形等価電流源における瞬時電圧波形及びそれに流れ込む瞬時電流波形の周期積分値がゼロとなるように、波形が制御されている。言い換えると、電圧・電流波形の基本波及び高調波の振幅・位相の調整の最適化を行うということである。一般に、高効率増幅器を設計するために、ハーモニックバランス回路シミュレーションで設計する方法と、動作周波数における高調波のロード・プルを行うことにより実験的にトランジスタの最適負荷インピーダンスを求める方法の二通りのアプローチがある。シミュレーションで設計する場合は、使用するトランジスタ大信号モデルの高精度を保証する必要がある。一方、GHz 帯における高調波（ソース）ロード・プルを利用して設計すると、処理する高調波の数が増える毎にシステム全体が更に複雑になり、高価な装置が必要となる。</p> <p>以上の問題を解決するために、当研究室ではこれまでにトランジスタ内の非線形等価電流源がほぼ周波数特性を持たないことを利用して、GHz 帯におけるトランジスタの寄生リアクタンス成分を無視できる MHz 帯の安価なロード・プルを提案している。ここでは、別途抽出したトランジスタ GHz 帯寄生リアクタンスを用いて最適基本波、高調波インピーダンスを実験的に導く方法をとっているが、トランジスタ内寄生容量は全て線形近似とされ、設計精度が不十分だった。そこで、本研究では、GaN HEMT 素子を用いる電力増幅器の設計精度の向上させるため、トランジスタの寄生リアクタンスの非線形性を考慮し、MHz 帯ロード・プルを用いて高効率電力増幅器の設計を行った。提案手法により、設計・試作した電力増幅器は 30.5 dBm の飽和出力で 2.13 GHz において最大ドレイン効率 77%、最大付加電力効率(PAE)74%の特性を達成した。</p>			

電気通信大学大学院 情報理工学研究科

平成 28 年度 修士論文

低周波アクティブロード・プルシステム評価に基づく
マイクロ波高効率電力増幅器設計の高精度化に関する研究

情報・通信工学専攻 情報通信システムコース

学籍番号：1531074

氏名：陶 珪

主任指導教員：本城 和彦 教授

指導教員：石川 亮 准教授

提出日：2017 年 3 月 13 日

論文概要

近年、スマートフォンを代表とするデジタル無線通信技術の発展は著しく、更に高速・大容量通信の第五世代(5G)携帯電話システムに関する研究が盛んに行われている。また、エネルギー需要の多様化により、マイクロ波を用いたマイクロ波無線電力伝送技術の研究も非常に重要となっている。そのため、各種技術に対して、共通に使用されるマイクロ波電力増幅器の高効率化が求められている。

増幅器の高効率化に関しては、E 級、F 級、J 級といった高調波処理による設計手法が数多く提案されている。しかし、いずれの高効率を実現する方法も共通の原理を有している。すなわち、トランジスタの非線形等価電流源における瞬時電圧波形及びそれに流れ込む瞬時電流波形の周期積分値がゼロとなるように、波形が制御されている。言い換えると、電圧・電流波形の基本波及び高調波の振幅・位相の調整の最適化を行うということである。一般に、高効率増幅器を設計するために、ハーモニックバランス回路シミュレーションで設計する方法と、動作周波数における高調波のロード・プルを行うことにより実験的にトランジスタの最適負荷インピーダンスを求める方法の二通りのアプローチがある。シミュレーションで設計する場合は、使用するトランジスタ大信号モデルの高精度を保証する必要がある。一方、GHz 帯における高調波（ソース）ロード・プルを利用して設計すると、処理する高調波の数が増える毎にシステム全体が更に複雑になり、高価な装置が必要となる。

以上の問題を解決するために、当研究室ではこれまでにトランジスタ内の非線形等価電流源がほぼ周波数特性を持たないことを利用して、GHz 帯におけるトランジスタの寄生リアクタンス成分を無視できる MHz 帯の安価なロード・プルを提案している。ここでは、別途抽出したトランジスタ GHz 帯寄生リアクタンスを用いて最適基本波、高調波インピーダンスを実験的に導く方法をとっているが、トランジスタ内寄生容量は全て線形近似とされ、設計精度が不十分だった。そこで、本研究では、GaN HEMT 素子を用いる電力増幅器の設計精度の向上させるため、トランジスタの寄生リアクタンスの非線形性を考慮し、MHz 帯ロード・プルを用いて高効率電力増幅器の設計を行った。提案手法により、設計・試作した電力増幅器は 30.5 dBm の飽和出力で 2.13 GHz において最大ドレイン効率 77%、最大付加電力効率(PAE)74%の特性を達成した。

<目次>

第 1 章 序論	3
第 2 章 電力増幅器の高効率化	5
2.1 増幅器の高効率について	5
2.2 高調波リアクティブ終端処理の原理	6
第 3 章 MHz 帯マルチ高調波ロード・プルシステム	7
3.1 等価非線形電流源に対する最適負荷の導出原理	7
3.2 MHz 帯マルチ高調波ロード・プルシステムの構成及び測定結果	8
第 4 章 GaN HEMT 及び特性測定	11
4.1 GaN HEMT 素子について	11
4.2 非線形寄生容量の定式及びパラメータ抽出・フィッティング	11
4.3 パラメータ抽出結果に基づく線形素子の決定	13
4.4 最適負荷インピーダンスの導出	13
第 5 章 高調波リアクティブ終端処理型増幅器の設計	16
5.1 回路及び基板の決定	16
5.2 入力整合回路の設計	16
5.3 出力整合回路の設計	18
第 6 章 GaN HEMT 増幅器の試作と評価	22
6.1 電力増幅器の試作	22
6.2 電力増幅器の効率測定と評価	25
第 7 章 まとめ	27
謝辞	28
参考文献	29
発表実績	30

第1章 序論

近年、スマートフォンを代表とするデジタル無線通信技術の発展は著しく、更に高速・大容量通信の第五世代(5G)携帯電話システムに関する研究が盛んに行われている。また、エネルギー需要の多様化により、マイクロ波を用いたマイクロ波無線電力伝送技術の研究も進んでいる。そのため、各種技術に対して、共通に使用されるマイクロ波電力増幅器の高効率化が求められている。高効率化の電力増幅器の設計には基本波と高調波の両方を考慮する必要がある。

増幅器の高効率化に関しては、F級[1,2]、逆F級[3]、E級[4]、逆E級[5]、F/E級[6]混在型J級[7]と逆J級[8]といった高調波処理による設計手法が数多く提案されている。しかし、いずれの高効率を実現する方法も共通の原理を有している。すなわち、トランジスタの非線形等価電流源における瞬時電圧波形及びそれに流れ込む瞬時電流波形の周期積分値がゼロとなるように、波形が制御されている。言い換えると、電圧・電流波形の基本波及び高調波の振幅・位相の調整の最適化を行うということである。そして、このようなことを周波数ドメインで考えると、高調波成分に関して、トランジスタの外部に接続されたリアクティブ終端負荷を調整することで、高調波ロスをなくし、高効率動作を実現する手法をリアクティブ終端処理型[9]といわれる。

そして、一般的なトランジスタの最適負荷条件を求める方法として、トランジスタの大信号モデルを利用し、ハーモニクバランス回路シミュレーションで設計する方法と、動作周波数 GHz 帯における高調波のロード・プルを行うことにより実験的にトランジスタの最適負荷インピーダンスを求める方法の二通りのアプローチがある。シミュレーションで設計する場合は、使用するトランジスタ大信号モデルの高精度を保証する必要がある。しかし、一般にトランジスタの大信号のモデルはどの周波数に対しても、精度が保証できるとは限らない。そして、設計精度を上げる毎に、トランジスタごとにモデル化の必要があると思われる。それに、どのモデルであろうと、精度の限界がある故に、限界特性に達成することができないと思われる。一方、GHz 帯における高調波（ソース）ロード・プルを利用して設計すると、処理する高調波の数が増える毎にシステム全体が更に複雑になり、高価な装置が必要となる。また、周波数も高くなるため、処理が非常に難しくなる。一般的に高々3次高調波まで処理が可能となっている。しかし、高効率を取得しようとする場合は、4次以上の高調波処理が望ましい。やはり限界特性達成のために、不十分であると考えられる。

以上の問題を解決するために、これまでにトランジスタ内の非線形等価電流源がほぼ周波数特性を持たないことを利用して、GHz 帯におけるトランジスタの寄生リアクタンス成分を無視できる MHz 帯の安価なロード・プルを既に提案

している。ここでは、別途抽出したトランジスタ GHz 帯寄生リアクタンスを用いて最適基本波、高調波インピーダンスを実験的に導く方法が提案されている[10]。そして、この手法を用いて実際に GaAs pHEMT 増幅器を試作し、実証が行われている[11,12]。[11,12]で利用される GaAs pHEMT の特性として、GHz 帯での非線形動作が強くないことで、寄生リアクタンスに関して非線形性まで考慮していなかった。

しかし、近年は高出力増幅器として高耐圧である GaN HEMT 素子がしばしば使われている。GaAs pHEMT に比べ、GaN HEMT 素子は高電圧に適用するため、電圧スイングも大きくなり、GaN HEMT 素子内の寄生リアクタンス成分の非線形性が無視できなくなると考えられる。そこで、本研究では、GaN HEMT 素子を用いる電力増幅器の設計精度の向上させるため、トランジスタの寄生リアクタンスの非線形性を考慮できる MHz 帯ロード・プルを用いて高効率電力増幅器の設計手法を提案している。第 6 章では、提案手法により 2.1GHz 帯電力増幅器の試作及び評価を行った結果を示している。また、同時にトランジスタの寄生容量を線形近似にし、同じ最適化シミュレーションより、設計・試作された電力増幅器と比べることにより、本提案手法の有用性を示している。

第2章 電力増幅器の高効率化

2.1 増幅器の効率について

増幅器を評価する指標として、電力効率がとても重要である。電力増幅器の効率はドレイン効率 η_D と付加電力効率(PAE) η_{add} がある。RF 入力電力を P_{in} 、RF 出力電力を P_{out} 、バイアス電源から供給された電力を P_{DC} とすると、ドレイン効率 η_D と付加電力効率(PAE) η_{add} はそれぞれ(1)、(2)式で表す。

$$\eta_D = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \quad (1)$$

$$\eta_{add} = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} \quad (2)$$

また、増幅器の効率を向上させるためには、トランジスタで消費される電力を抑制する必要がある。そこで、トランジスタで消費される電力を P_T とすると、 P_T はトランジスタの出力端子にかかる瞬時電圧 $V_{ds}(t)$ と流れ込む電流 $I_{ds}(t)$ 及び入力信号の周期 T で(3)式のように定義される。

$$P_T = \frac{1}{T} \int_0^T V_{ds} \cdot I_{ds} dt \quad (3)$$

(3)式からすれば、電圧波形と電流波形は時間軸上での重なりが少ないほど、トランジスタで消費される電力は零に近いことがわかる。

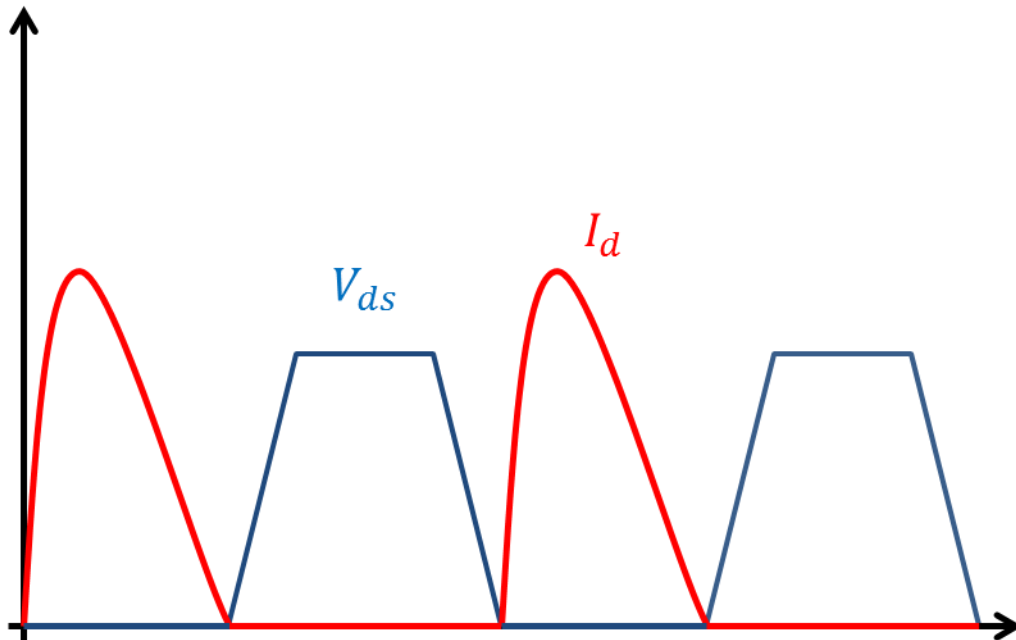


図 1. トランジスタにかかる瞬時電圧・電流波形の理想状態

2.2 高調波リアクティブ終端処理の原理

上述したようにトランジスタの消費電力を低減させるために、高調波リアクティブ終端処理を用いることができる。ここで、(3)式における V_{ds} と I_d を供給された直流電力と周波数成分に分解して、それぞれ(4)、(5)式で表現すると、トランジスタの消費電力 P_T は(6)で定義できる。

$$V_{ds}(t) = V_{DC} + \sum_{n=1} \sqrt{2} V_n \sin(n\omega_0 t + \varphi_n) \quad (4)$$

$$I_{ds}(t) = I_{DC} + \sum_{n=1} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega_0 t + \varphi_n + \theta_n) \quad (5)$$

$$P_T = V_{DC} I_{DC} + V_1 I_1 \cos \theta_1 + \sum_{n=2} V_n I_n \cos \theta_n \quad (6)$$

ここで、 V_{DC} と I_{DC} はそれぞれ供給される電力の直流成分であり、 V_1 と I_1 はそれぞれドレイン端子における電圧と電流の基本波成分である。また、 V_n と I_n は2次以上の高調波成分である。

(6)式からすれば、理想状態でトランジスタの消費する電力を0にしようとすると、以下の(7)、(8)式を満たせば良い。

$$V_{DC} I_{DC} + V_1 I_1 \cos \theta_1 = 0 \quad (7)$$

$$\sum_{n=2} V_n I_n \cos \theta_n = 0 \quad (8)$$

つまり、図2に示すように、基本波成分電力の力率 θ_1 を調整し、それを直流成分電力とバラスさせてその和を最大限小さくし、そして高調波成分に対して負荷を純リアクタンスに見せることで $\theta_n = \pm 90^\circ$ とすれば、トランジスタの消費電力を抑えることができ、増幅器の高効率化が実現できることが分かる。

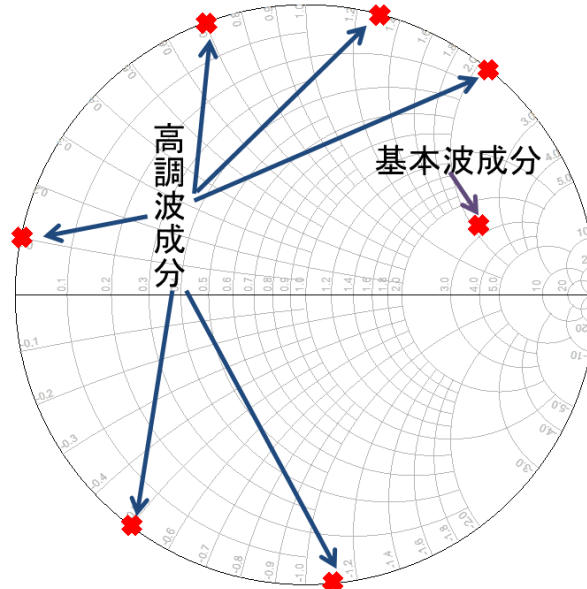


図2. 高効率時の基本波及び高調波に対する最適インピーダンス

第3章 MHz 帯マルチ高調波ロード・プルシステム

3.1 等価非線形電流源に対する最適負荷の導出原理

トランジスタは近似的に周波数特性を持たない非線形等価電流源と様々な寄生リアクタンス成分で表現できると思われる。GHz 帯のような高い周波数帯で動作する場合の全ての寄生リアクタンス成分のインピーダンス値は MHz 帯ではほぼ無視できる。この利点を利用して、MHz 帯で負荷インピーダンスに対して最適化を行えば、等価非線形電流源に対する最適負荷条件が得られる。

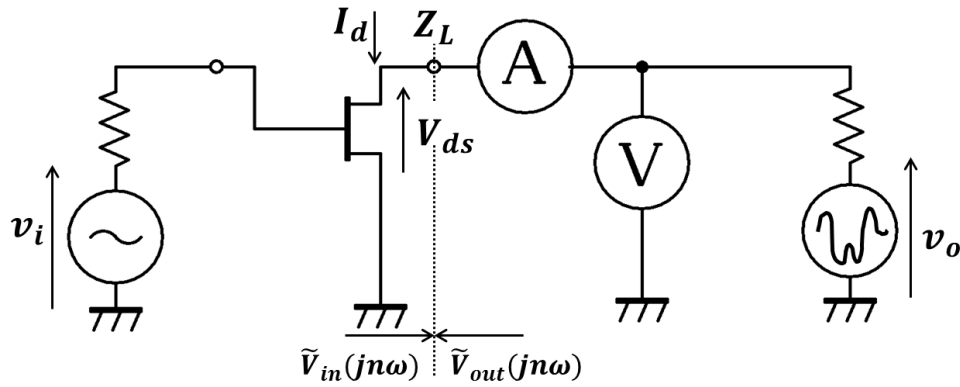


図 3. MHz 帯における真性部最適負荷の導出原理

図 3 に示すように、まず(9)式で表すゲートバイアス電圧とトランジスタの飽和状態で動作させる十分大きな基本波信号をトランジスタの入力側に注入する。

$$v_i = V_{gc} + V_i \sin \omega_0 t \quad (9)$$

それと同時に、トランジスタのドレイン端子に(10)式で表すドレインバイアス信号、基本波及び高調波からなる合成信号を入力する。

$$v_o = V_{dc} + \sum_{n=1} V_{on} \sin(n\omega_0 t + \theta_{on}) \quad (10)$$

そして、入力信号により生じた電圧波信号と出力側から注入された電圧波信号のそれぞれドレイン端子における値を $\tilde{V}_{in}(jn\omega_0)$ (進行波)、 $\tilde{V}_{out}(jn\omega_0)$ (後進波) とすると、トランジスタから負荷側を見込んだ反射係数を(11)式で表すことができる。

$$\Gamma_L = \frac{\tilde{V}_{out}(jn\omega_0)}{\tilde{V}_{in}(jn\omega_0)} \quad (11)$$

また、トランジスタのドレイン端子にかかる電圧 $v_{ds}(t)$ 及び流れ込む電流 $i_d(t)$ を直接計測することで、トランジスタのドレイン効率 η_D 及び負荷インピーダンス $Z_L(jn\omega_0)$ は(12)、(13)式で計算される。

$$\eta_D = \frac{|V_{ds}(j\omega_0)| |I_d(j\omega_0)| \cos \theta_1}{V_{dsDC} I_{dDC}} \quad (12)$$

$$Z_L(jn\omega_0) = -\frac{V_{ds}(jn\omega_0)}{I_d(jn\omega_0)} \quad (13)$$

ここで、第 2 章で述べたように、高調波による損失を低減させるために高調波成分に対する負荷インピーダンスを純リアクタンスにする必要があると考えられる。

3.2 MHz 帯マルチ高調波ロード・プルシステムの構成及び測定結果

本実験では、MHz 帯ロード・プルシステムは図 4 に示すように構成されている。同時に 2 出力の波形発生装置(Agilent 社の 81150A)を信号源として、そして電圧と電流波形を観測するために、オシロスコープ(テクトロニクス社の DPO3034)が用いられた。この 2 台の装置に対する制御に関しては、パソコンを用いて、オシロスコープの観測電圧・電流波形が第 2 章で述べたような条件になるまで、波形発生装置のバイアス電圧、基本波及び高調波の位相及び振幅を調整する。また、その時点のドレイン効率及び負荷インピーダンスが計算されている。

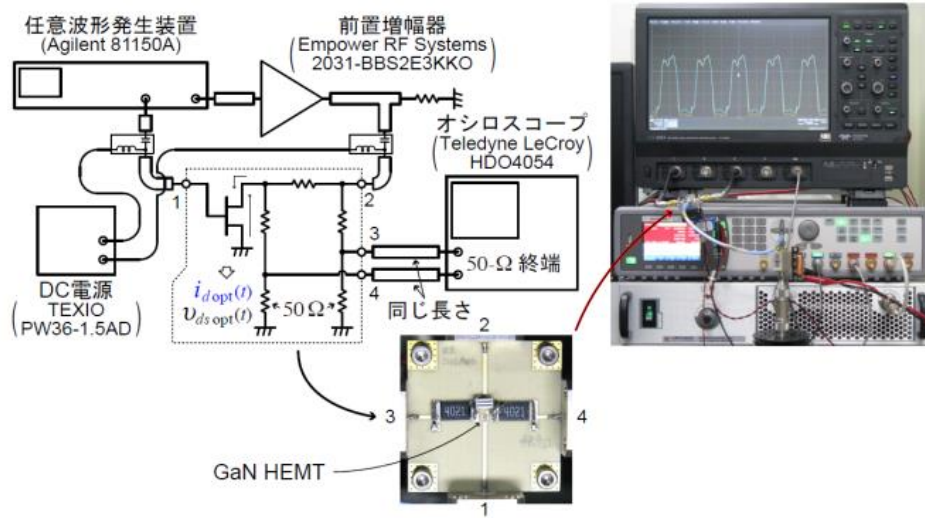


図 4. MHz 帯ロード・プルシステムの構成

このシステムを用いて、図 5 に示すゲート幅 $96 \mu\text{m} \times 10$ 本の GaN HEMT(TOSHIBA 社)に対して、MHz 帯マルチ高調波ロード・プルを行った。観測された最適な電圧・電流波形図 6 に示す。測定の周波数に関しては、トランジスタの寄生成分の影響を最大限なくすように、用いられる周波数は低いほど良い。しかし、極めて低い周波数を用いれば、トランジスタの相互コンダクタンスの分散問題が生じ、ゲインが非常に低くなるおそれがある。また、前置

増幅器の増幅できる範囲の制限があるとともに、非常に低周波による自己発熱の影響があるため、今回の測定周波数は 10MHz といった比較的に低い周波数と定めた。そして、ドレイン効率が最大となるまで、バイアス条件を調整した。結果として、ゲートバイアス V_{GG} が -4.4V、ドレインバイアス V_{DD} が 22V のとき、ドレイン効率が 87.8%となった。

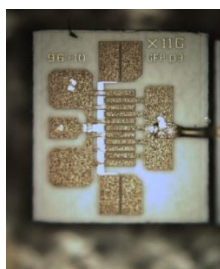
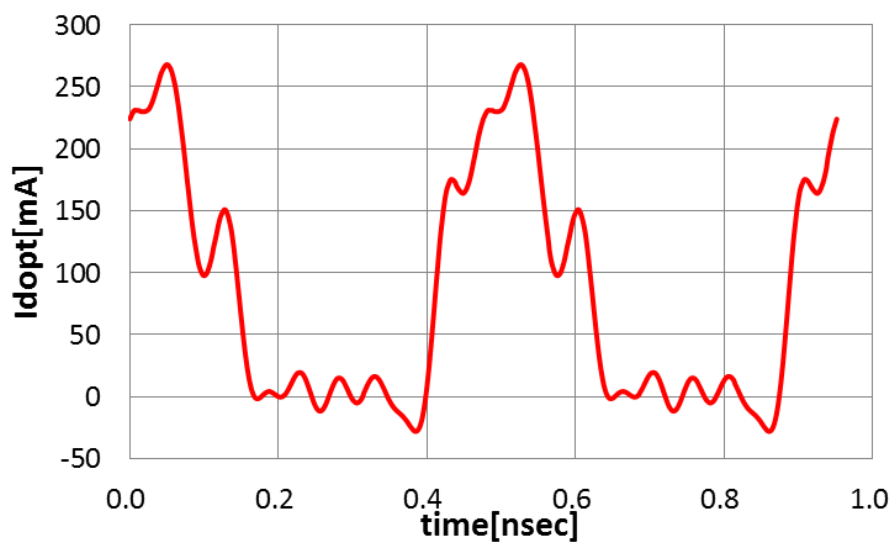
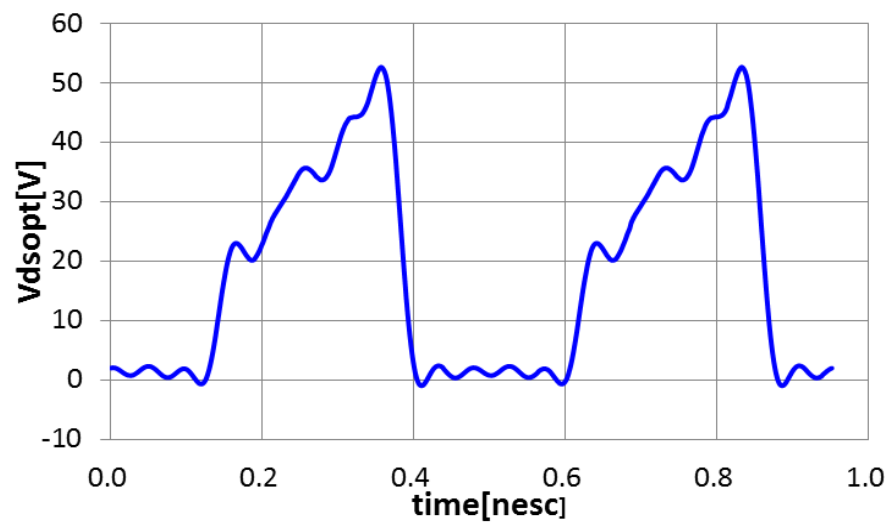


図 5. GaN HEMT の写真



(a)10MHz でロード・プルを実施時のトランジスタの最適電流波形



(b) 10MHz でロード・プルを実施時のトランジスタの最適電圧波形

図 6. 10MHz でロード・プルの測定結果

第四章 GaN HEMT 及び特性測定

4.1 GaN HEMT 素子について

今回の増幅器設計にあたり、トランジスタとして 2W の GaN HEMT (TOSHIBA 社製) を使用した。GaN HEMT 素子はバンドギャップが広いため、高耐電圧が実現可能となった。それに、熱伝導性に優れ、高温動作が可能のため、高効率かつ高出力の電力増幅器の設計に向いていると考えられる。

4.2 非線形寄生容量の定式及びパラメータ抽出・フィッティング

トランジスタを動作させる GHz 帯におき、非線形リアクタンス成分の影響を考慮する必要がある。この中で、非線形性に関しては特にゲート・ソース間の容量 C_{gs} とゲート・ドレイン間の容量 C_{gd} の影響が大きいと考えられる [5]。

$$Q = C \cdot V \quad (14)$$

$$i = \frac{d}{dt} Q(v) \quad (15)$$

(14)式を時間的に微分すると、(15)式で表すように電流が出力される。すなわち、あるコンポーネントの電流を電圧制御することでコンデンサと同様な動作になることがわかる。非線形容量モデルとして、Curtice モデルや Angelov モデルなどに用いられるモデルが挙げられる。特に、Angelov モデルは HEMT の構造に非常に有効であるため、今回の非線形容量のモデルを Angelov モデルに向けるモデルを選定した。非線形容量の定式に関しては、IC-CAP(Keysight 社)の Angelov モデル [13] で表式を使用した。Angelov モデルでは、非線形容量 C_{gd} と C_{gs} はそれぞれ (16)、(17) 式で定義される。

$$C_{gd} = CGDPI + CGD_0 \times \{ [1 - P_{111} + \tanh(P_{30} - P_{31} \times V_{ds})] [1 + \tanh(P_{40} + P_{41} \times V_{gd} - P_{111} \times V_{ds})] + 2P_{111} \} \quad (16)$$

$$C_{gs} = CGSPI + CGS_0 \times [1 + \tanh(P_{10} + P_{11} \times V_{gs} + P_{111} \times V_{ds})] [1 + \tanh(P_{20} + P_{21} \times V_{ds})] \quad (17)$$

ここで、 V_{gs} と V_{gd} はそれぞれ非線形容量 C_{gs} と C_{gd} の電圧であり、そして V_{ds} はドレイン端子の電圧である。その他のパラメータはパラメータ抽出により得られたものである。(16)、(17)式からすれば、非線形容量 C_{gd} と C_{gs} はそれぞれ素子両端の電圧及びドレイン電圧により制御されるため、今回は ADS 上の SDD4 コンポーネント [14] を用いた。その解析回路図は図 7 に示す。

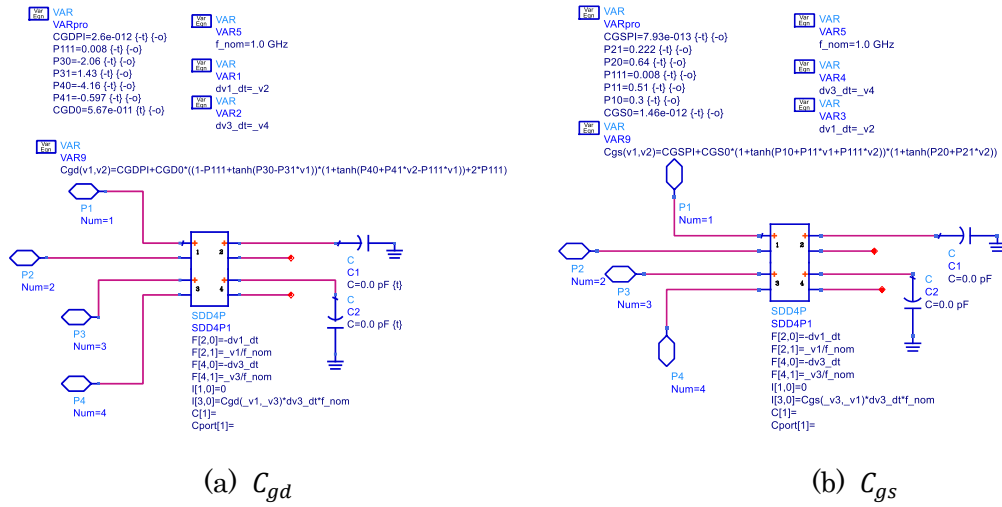


図 7. SDD4 キャパシタモデルの解析回路図

上記の(16)、(17)式に基づき、 C_{gd} と C_{gs} のパラメータ抽出及びフィッティングを行った。結果は図 8 に示す。

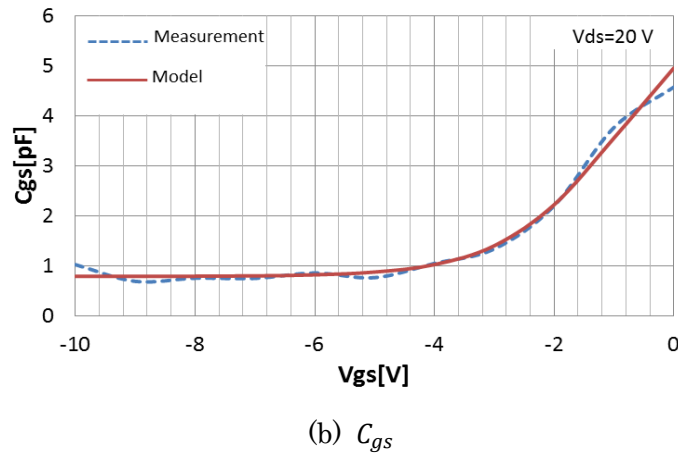
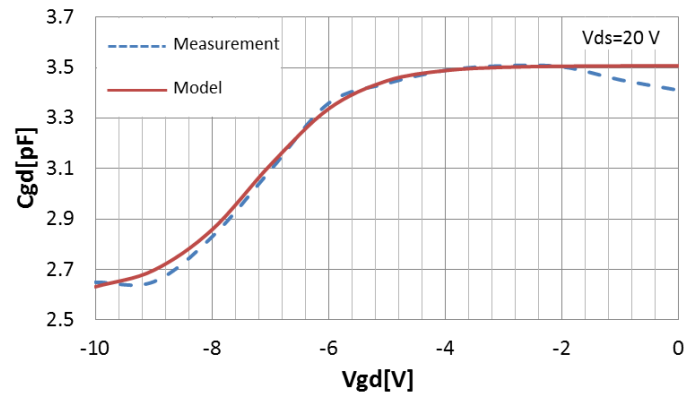


図 8. C_{gd} と C_{gs} の測定及びフィッティング結果

4.3 パラメータ抽出結果に基づく線形素子の決定

トランジスタのモデルでは、非線形容量と非線形等価電流源以外にインダクタや抵抗などの近似的線形素子がある。今回は、簡単に最適インピーダンスを得るため、非線形素子に加え、最低限に必要な線形素子をバイアス点 $V_{GG} = -4.5\text{V}$, $V_{DD} = 20.0\text{V}$ における S パラメータの実測値とのフィッティングにより見積もった。その結果を図 9 に示す。

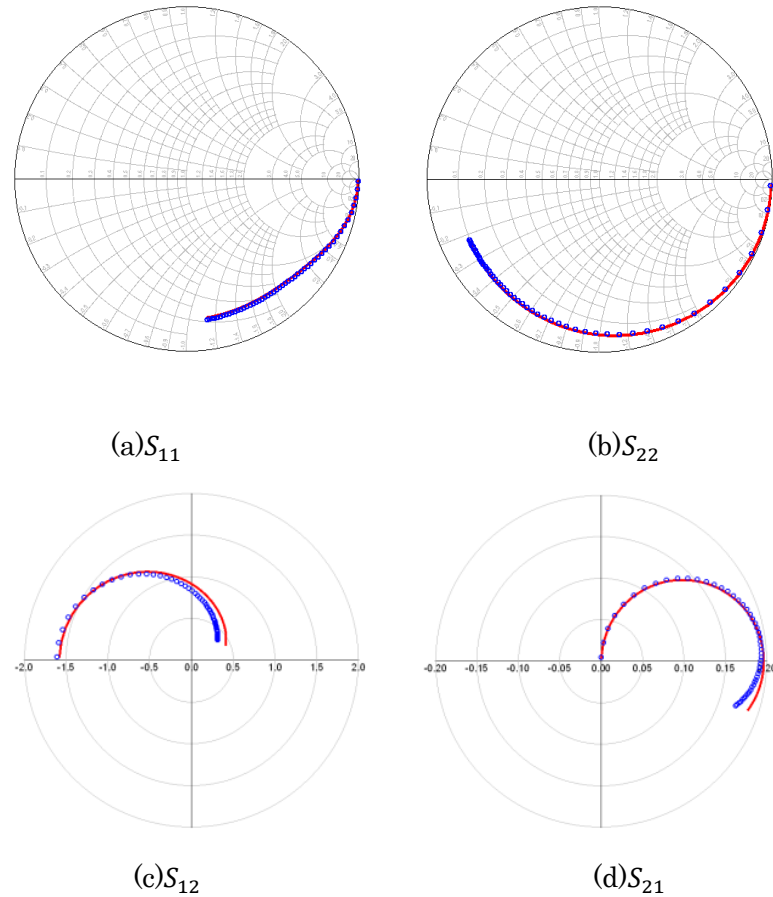


図 9. バイアス点における S パラメータの実測値(実線)とシミュレーション値(○)

4.4 最適負荷インピーダンスの導出

本研究では、動作周波数 2.1GHz のにおけるトランジスタの最適負荷インピーダンスを導出するため、図 10 に示すように、トランジスタの等価回路を組み立てた。等価回路に基づき、トランジスタの出力側に接続される負荷回路に求められる最適負荷条件の導出を行った。シミュレーションでは、電流、電圧情報を 10 次高調波分まで考慮した。非線形電流源に、第 3 章で述べた低周波ロード・プルにより得られた最適電流波形を与え、同じ最適電圧波形が得られるように、ソースインピーダンスの高調波を含めて、負荷インピーダンスの最適化を行った。負荷条件最適化を施した際の等価非線形電流源における電圧波形のフィッ

テイング結果を図 11 に示す。なお、本研究は寄生容量の非線形性の有無によるトランジスタ最適負荷インピーダンスの違いを明確にするため、寄生容量 C_{gd} と C_{gs} を線形素子とした場合でも、同様な最適化シミュレーションを実施した。導出された最適負荷条件を表 1、表 2 にしめす。

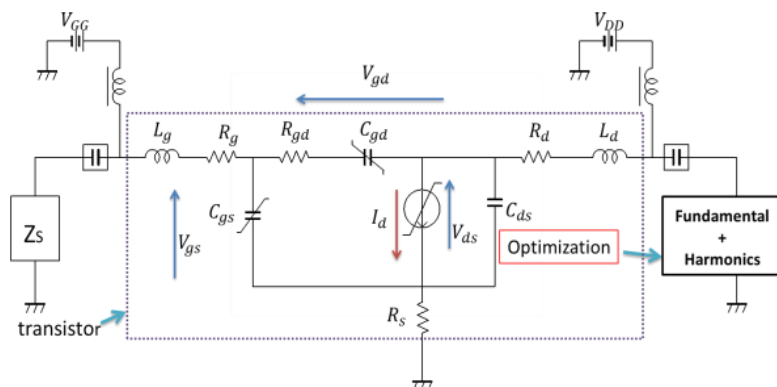
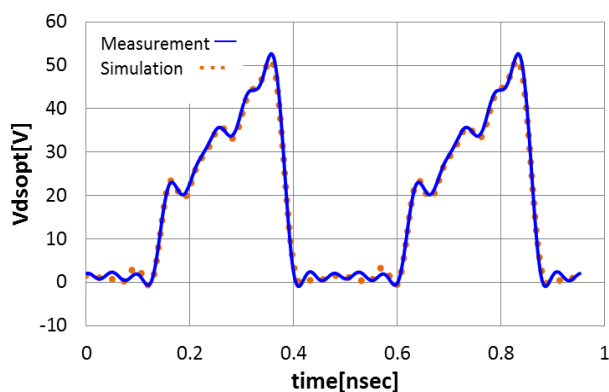
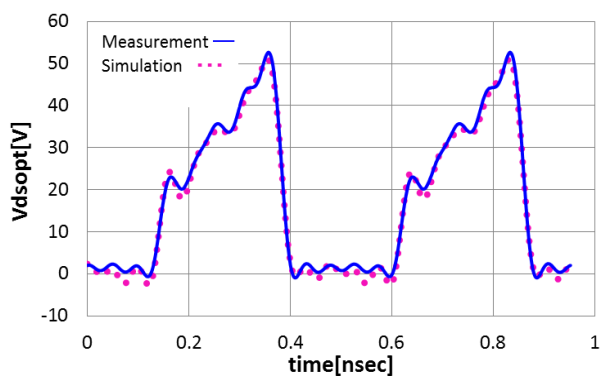


図 10. 負荷条件の最適化概念図



(a) 寄生容量を線形近似



(b) 寄生容量の非線形性を考慮

図 11. 最適化による非線形等価電流源における最適電圧波形のフィッティング結果

表 1. 負荷回路インピーダンス特性（寄生容量非線形性を考慮）

	f_1	f_2	f_3
Load impedance	80.1+j93.2	0.1+j30.8	0.1+j89.4

表 2. 負荷回路インピーダンス特性（寄生容量を線形近似）

	f_1	f_2	f_3
Load impedance	76.4+j89.8	0.1+j28.7	0.1+j42.3

トランジスタの寄生容量の非線形性を考慮するか否かの各々の場合で、各々フィッティングがなされることが波形から理解できるが、導き出された最適負荷条件は特に 3 次高調波で異なっていることが確認できた。

なお、GaN HEMT のソース側インピーダンスに関して、動作周波数におけるメカニカルソース・ロードプル(Focus Microwaves 社製)より、基本波インピーダンスを事前 to 取得した。それを最適化シミュレーションにおいて、既知の値として利用した。それに、2 次高調波インピーダンスは負荷側と同時に最適化を行っていた。

第5章 高調波リアクティブ終端処理型増幅器の設計

5.1 回路及び基板の決定

第4章で述べたように得られた負荷条件を目標に、入力マッチング回路及び負荷回路の設計及び試作を行った。トランジスタに対する低周波アクティブマルチ高調波ロード・プルでは五次高調波までの最適化を行ったが、実際の回路の損失と考慮次数との兼ね合いを考え、実際の回路の考慮次数を入力側において、2次高調波までとし、負荷側を3次高調波までとした。また、最適負荷条件を実際の回路で実現するにあたり、集中定数を用いる場合は、小型に設計できるかもしれないが、動作周波数 2.1GHz 帯では、寄生リアクタンス成分の影響を受けやすいので、設計が難しくなる。そのため、今回の研究では入出力の回路を分布定数で設計することにした。そして、増幅器を作製するにあたって使用する基板として、「Megtron 7」(Panasonic 社)と選定した。樹脂基板の特性を表3に示す。

表3 Megtron7の特性

基板厚み[mm]	比誘電率	誘電正接	評価条件
0.75	3.3	0.001	1GHz

5.2 入力整合回路の設計

入力側の高調波は効率に対する影響が比較的に小さいと思われるため、入力側の整合回路は2倍高調波まで最適化を行った。入力側整合回路構成は図12に示す。

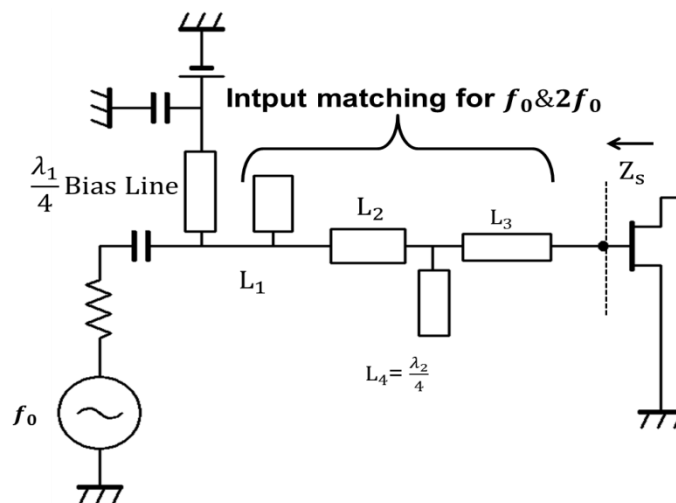
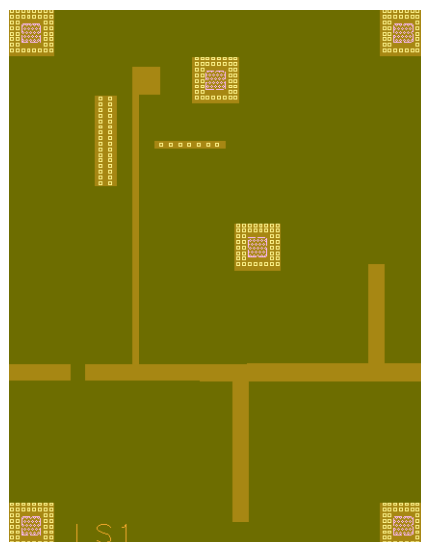
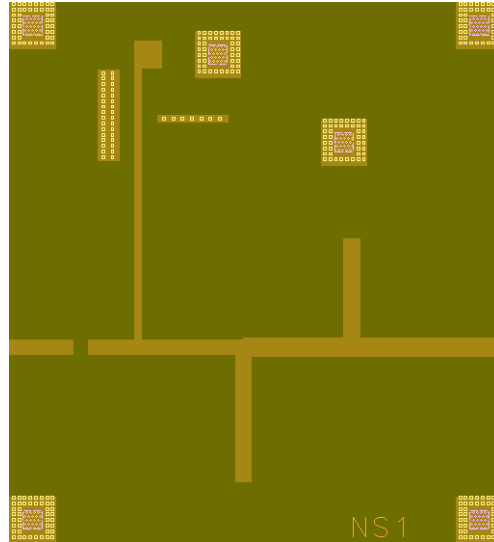


図12. 入力整合回路構成

そして、寄生容量線路の結合によるロスやオープンスタブ間の干渉を考える上で、より現実に近い電磁界シミュレーションを行い、その結果に基づき、回路を調整した。図 12 に示すように、2 倍高調波の $\lambda/4$ 開放スタブを用いて、2 倍高調波においてトランジスタと信号源をつなぐ主線路上において短絡状態を実現し、そして、主線路上への取り付け位置を調整することによって、2 倍高調波リアクティブ終端を実現する高調波処理ができた。また、寄生容量 C_{gd} と C_{gs} に関して、容量の非線形効果を考慮する場合及び考慮しない場合との違い比較するため、両方の特性に対する入力マッチング回路の設計・試作を行った。それぞれの回路基板は図 13 に示す。



(a) 寄生容量を線形近似した場合の入力側整合回路



(b)寄生容量の非線形効果を考慮した場合の入力側整合回路

図 13. 入力側整合回路基板

5.3 出力整合回路の設計

3 次高調波までを考慮し、リアクティブ終端処理を実現する出力整合回路を設計した。負荷側整合回路構成は図 14 に示す。そして、寄生容量線路の結合によるロスやオープンスタブ間の干渉を考える上で、より現実に近い電磁界シミュレーションを行い、その結果に基づき、回路を調整した。図 14 に示すように、2 倍及び 3 倍高調波の各 $\lambda/4$ 開放スタブを用いて、それぞれの高調波においてトランジスタと負荷を繋ぐ主線路上において短絡状態を実現し、そして、主線路上への取り付け位置を調整することによって、各々の高調波リアクティブ終端を実現する高調波処理ができた。また、寄生容量 C_{gd} と C_{gs} に関して、容量の非線形効果を考慮する場合及び考慮しない場合との違い比較するため、両方の特性に対する負荷側の整合回路の設計・試作を行った。それぞれの回路基板は図 15 に示す。基板の電磁界シミュレーション(EM)結果及び実測値の結果を図 16 に示す。そして、それぞれの数値を表 4、表 5 で表す。

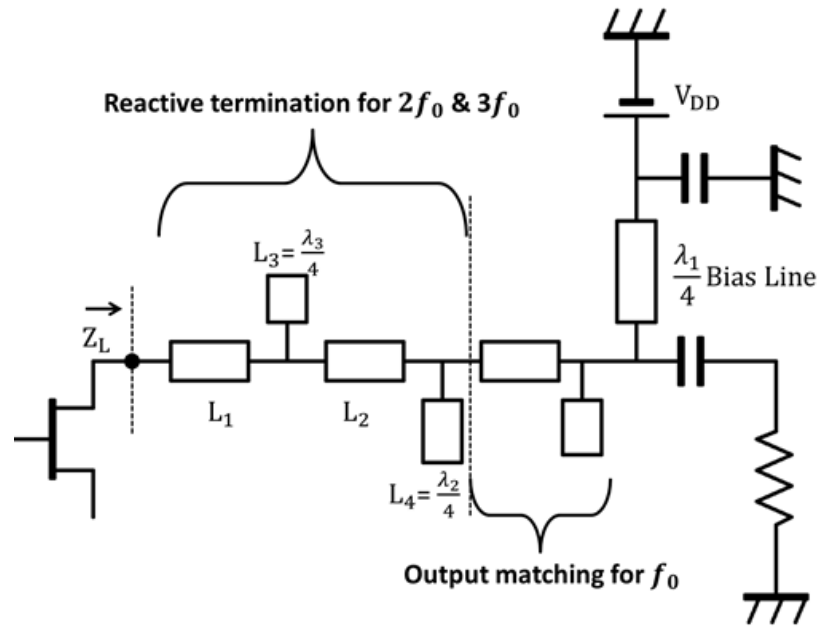
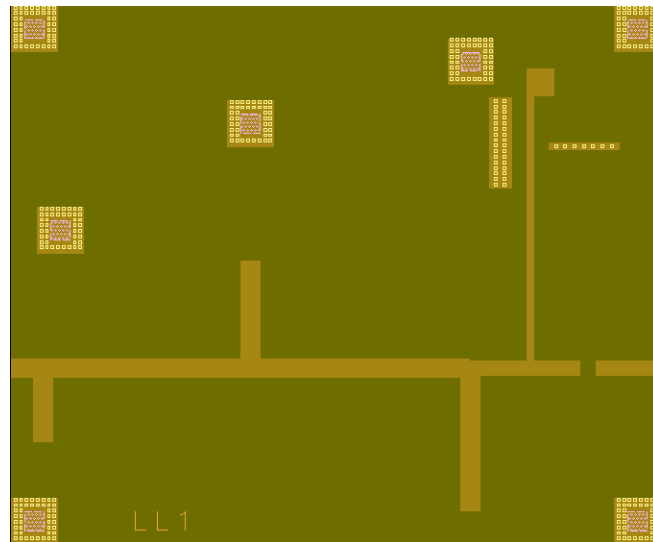
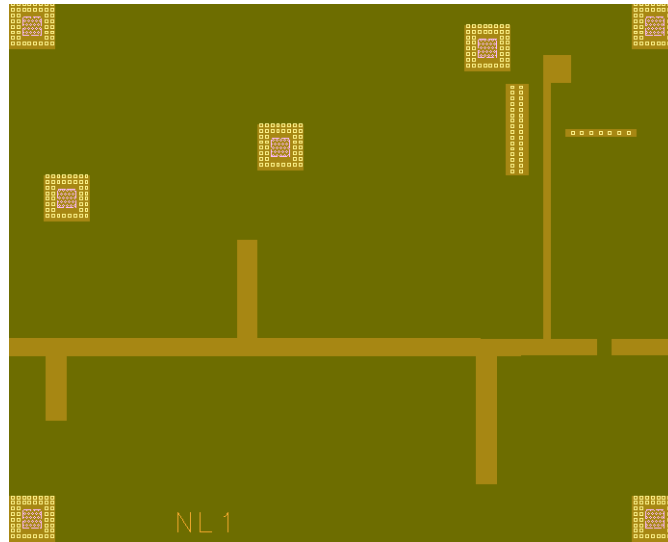


図 14. 入力整合回路構成



(a) 寄生容量を線形近似とした場合の負荷側整合回路



(b)寄生容量の非線形効果を考慮した場合の負荷側整合回路

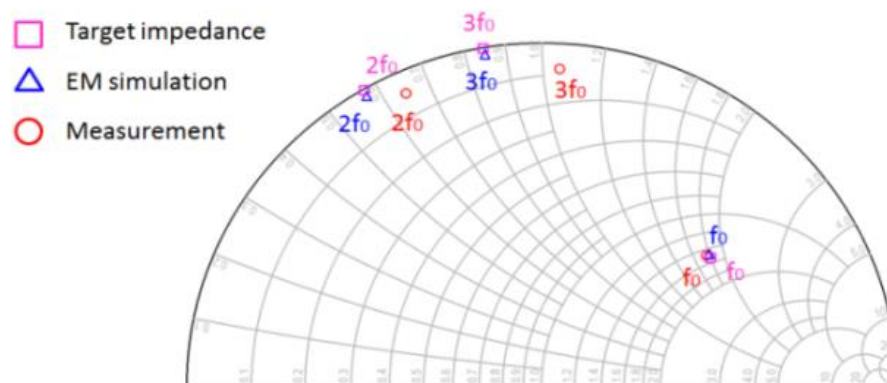
図 15. 設計した出力整合回路

表 4. 負荷回路インピーダンス特性（寄生容量非線形性を考慮）

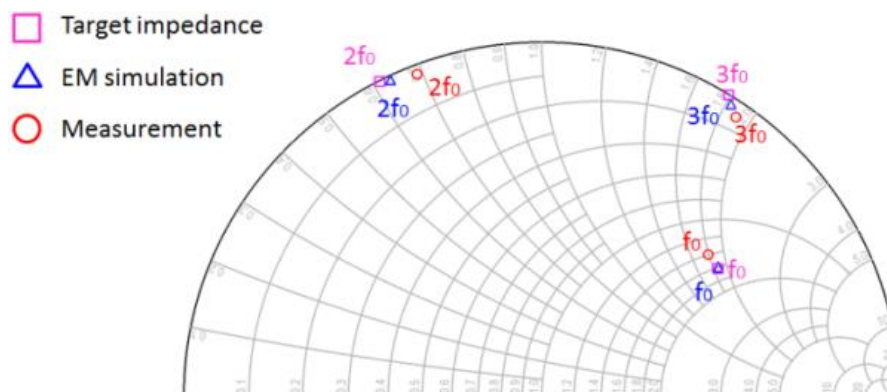
	f_1	f_2	f_3
Target impedance	80.1+j93.2	0.1+j30.8	0.1+j89.4
EM simulation	80.8+j93.1	0.4+j30.8	2.1+j89.9
Measurement	69.8+j89.8	1.0+j34.4	5.0+j94.8

表 5. 負荷回路インピーダンス特性（寄生容量を線形近似）

	f_1	f_2	f_3
Target impedance	76.4+j89.8	0.1+j28.7	0.1+j42.3
EM simulation	73.7+j89.9	0.6+j28.7	0.8+j42.4
Measurement	74.1+j87.9	2.3+j32.3	4.1+j52.6



(a) 寄生容量を線形近似



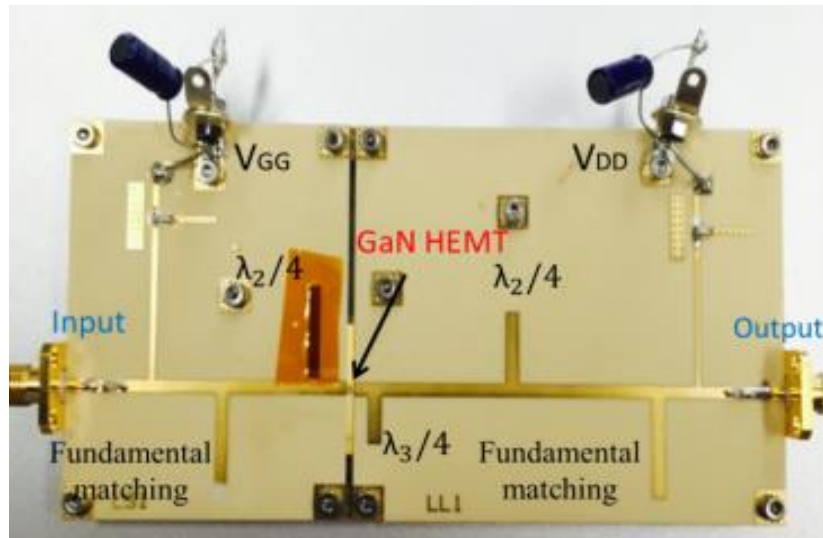
(b) 寄生容量の非線形性を考慮

図 16. 各最適化による最適負荷インピーダンス条件

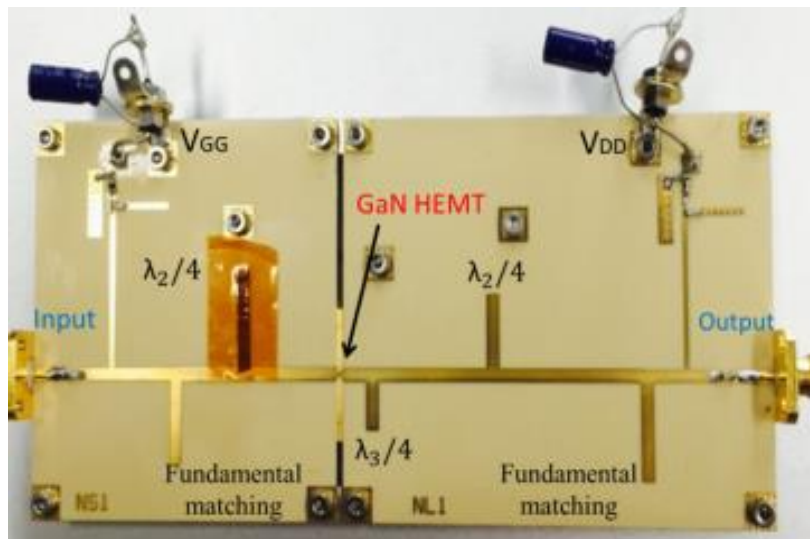
第6章 GaN HEMT 増幅器の試作と評価

6.1 電力増幅器の試作

上述した回路基板に加え、寄生容量 C_{gd} と C_{gs} の容量の非線形効果を考慮する場合及び考慮しない場合の両方に関して、GaN HEMT 素子を用いて、2.1GHz 帯 GaN HEMT 電力増幅器を試作した。それぞれ図 17 に示す。



(a) 寄生容量を線形近似とする場合試作した電力増幅器

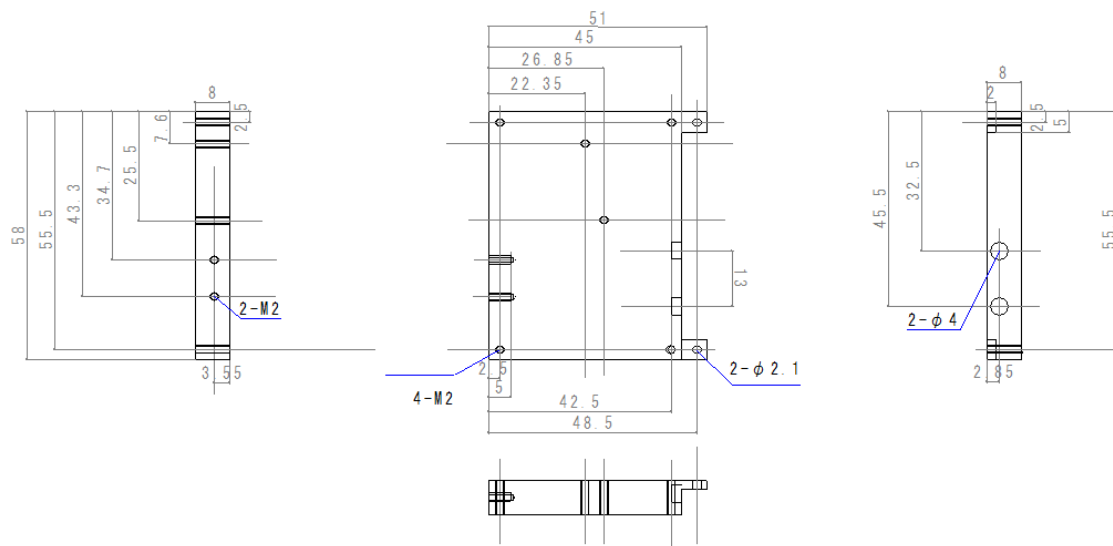


(b) 寄生容量の非線形効果を考慮する場合試作した電力増幅器

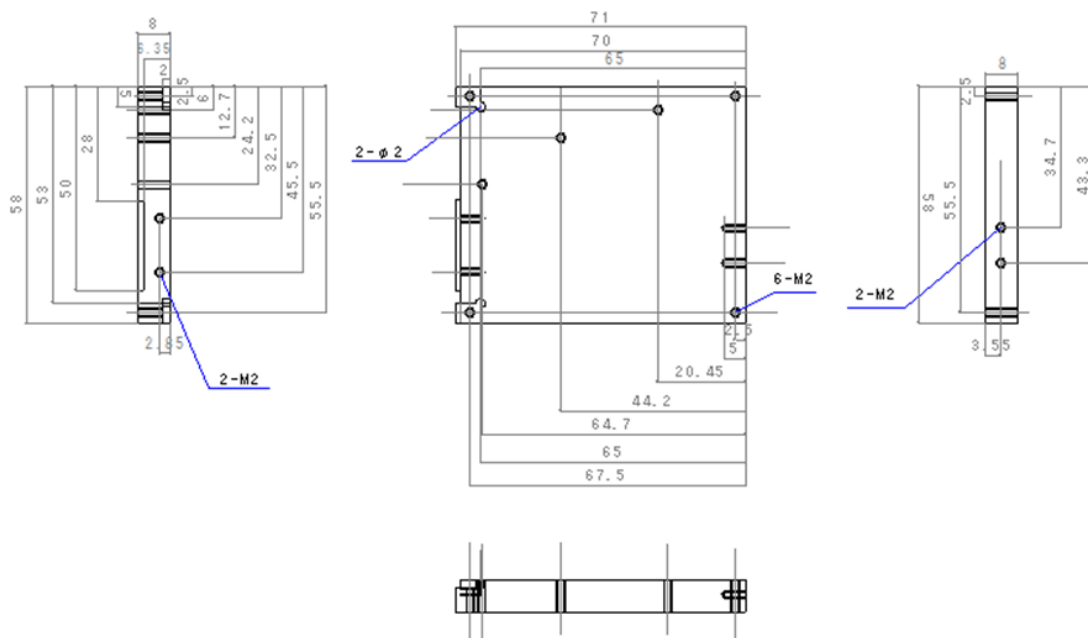
図 17. 2W 級 GaN HEMT 素子を用いて試作した GaN HEMT 増幅器

基板を増幅器用に設計した治具に固定し、増幅器バイアス回路上には DC ブ

ロック用単層キャパシタとバイアス線路用バイパスコンデンサ、増幅器のチップキャリア上には GaN HEMT 素子をクリームはんだではんだ付けをした。基板とトランジスタをボンディングによる金ワイヤで接続している。

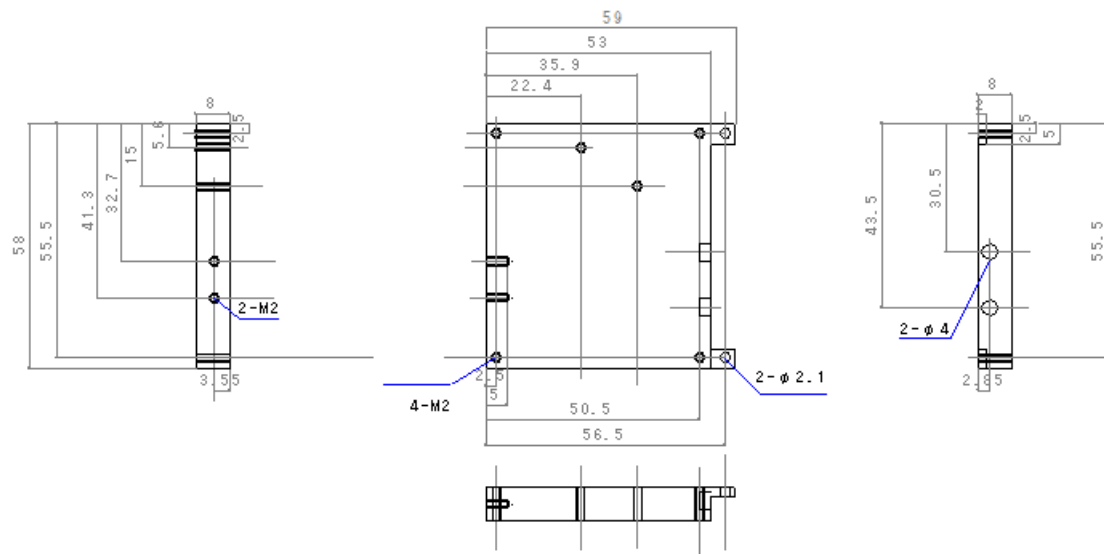


(a) 入力側基板用器具

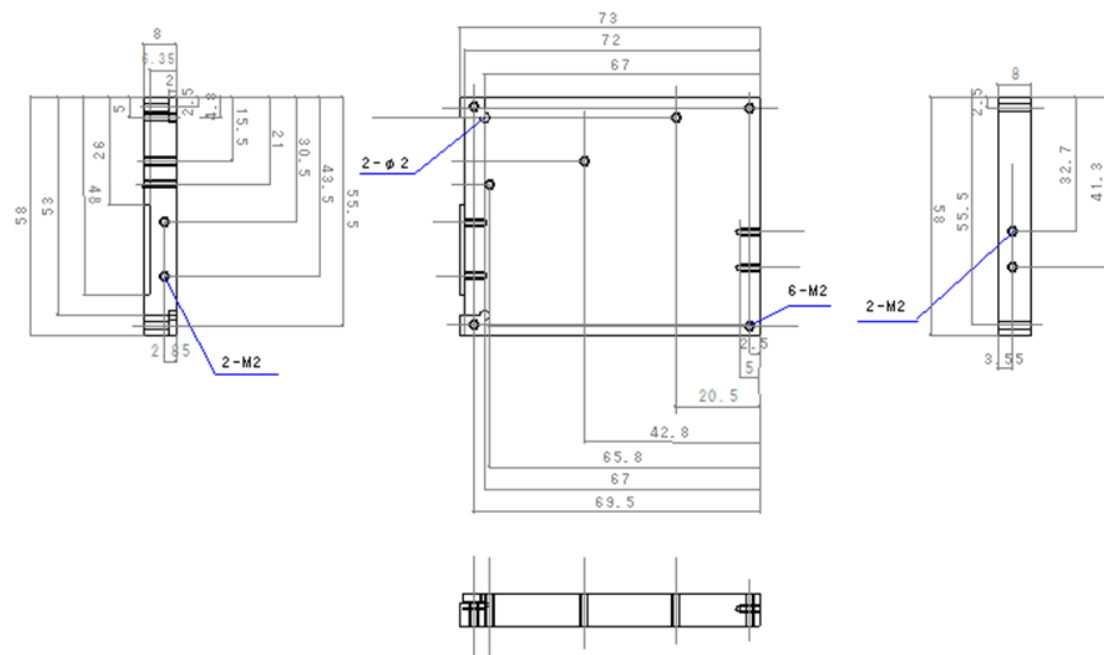


(b) 出力側基板用器具

図 18. 試作した GaN HEMT 増幅器用器具(寄生容量を線形近似)



(a) 入力側基板用器具



(b) 出力側基板用器具

図 19. 試作した GaN HEMT 増幅器用器具(寄生容量の非線形効果を考慮)

6.2 電力増幅器の効率測定と評価

図 20 に作成した増幅器の効率特性及び入出力特性の測定系を示す。

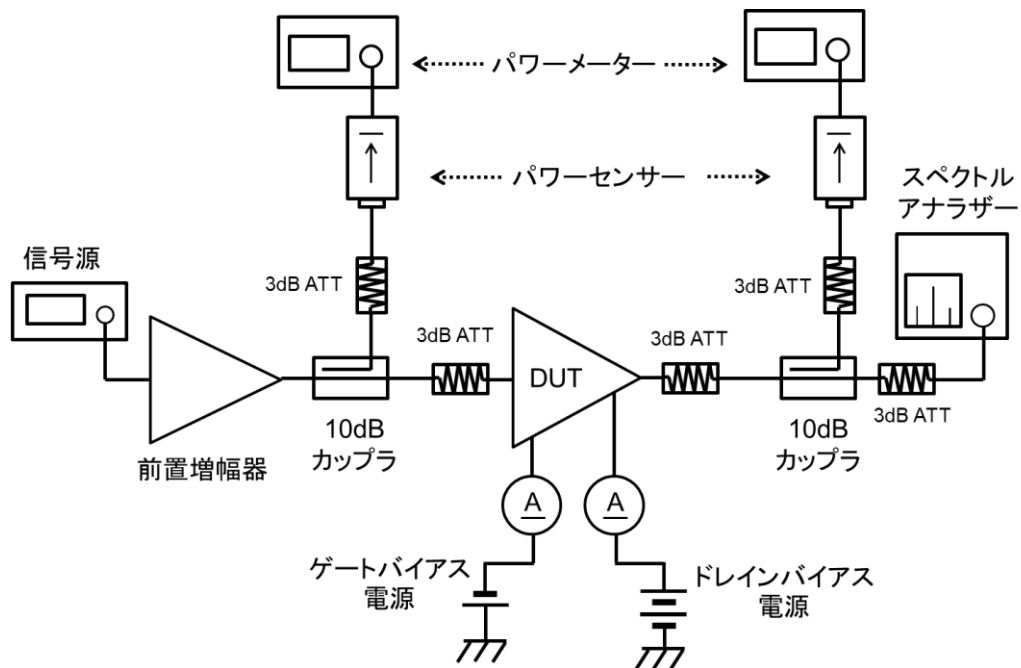
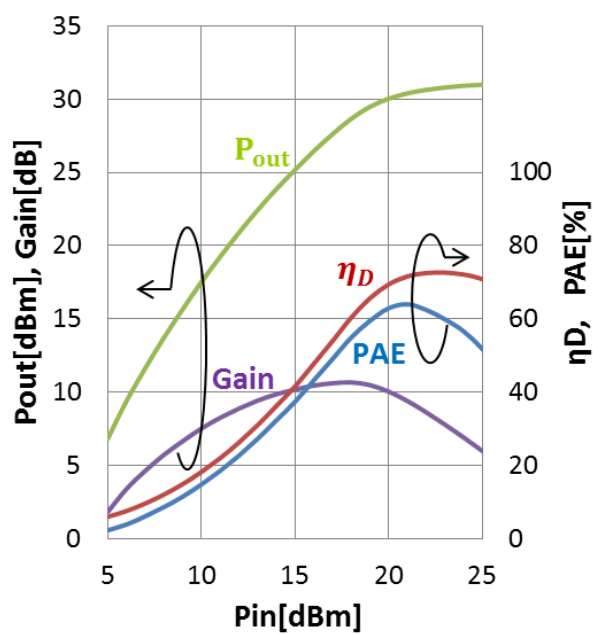
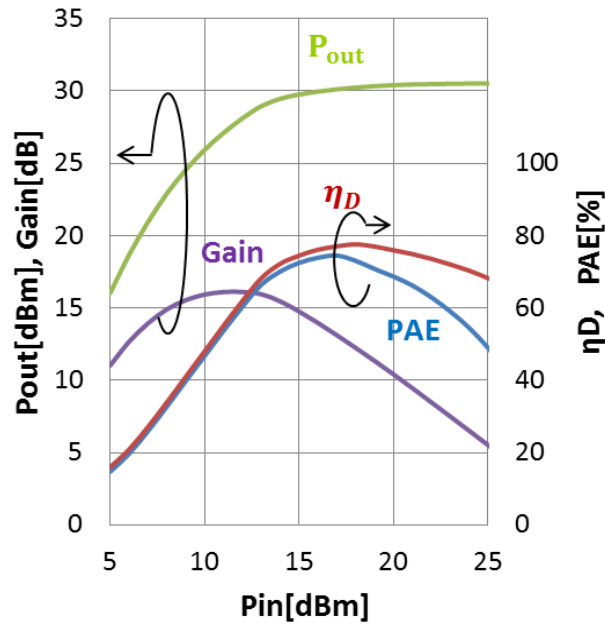


図 20. 電力増幅器の効率・入力特性測定系



(a) 寄生容量を線形近似とする場合



(b) 寄生容量の非線形効果を考慮する場合

図 21. 試作した GaN HEMT 増幅器用器の効率・入力特性

2.1GHz 帯で設計した 2W 級 GaN HEMT 電力増幅器の評価を行った。試作した 2W 級 GaN HEMT 電力増幅器の効率特性及び入力特性の測定結果を図 21 に示す。バイアス条件として、ドレインバイアス 20V、ゲートバイアス-4.5V の時、トランジスタの寄生容量の非線形効果を考慮する場合、設計・試作された電力増幅器は、2.13 GHz において最大ドレイン効率 77%、最大付加電力効率 (PAE) 74%、飽和出力電力 30.5 dBm が得られた。それに対して、トランジスタの寄生容量を線形近似とする場合、設計・試作された電力増幅器は 2.14 GHz において最大ドレイン効率 72%、最大付加電力効率 (PAE) 64%、飽和出力電力 31.0 dBm が得られた。

これらの結果より、トランジスタの寄生容量の非線形効果を考慮する提案手法では、低周波アクティブマルチ高調波ロード・プル際に推定された効率に近い値となっており、寄生容量の非線形効果を考慮することより、高精度に電力増幅器を設計することができると考えられる。

第7章 まとめ

低周波アクティブマルチ高調波ロード・プルシステムを用いた最適負荷インピーダンス導出手法に対し、トランジスタの寄生容量の非線形効果を考慮することで、導出精度の向上を図った。更に、先行研究と異なり、本提案手法では、設計のシンプルさを保ちつつ、より高い精度で設計するために、最適電流・電圧波形を直性用いて振幅情報を含めることにより、容量非線形性の考慮が可能となった。そして、提案手法を用いて、2.1GHz 帯において GaN HEMT マイクロ波電力増幅器を設計・試作した。試作された増幅器は 30.5 dBm の飽和出力で 2.13 GHz において最大ドレイン効率 77%、最大付加電力効率(PAE)74%の特性を達成した。そして、トランジスタの非線形容量を線形近似とし、設計・試作された増幅器に比べ、最大ドレイン効率が 5%、最大付加電力効率が 10%の効率改善が実現できた。以上の結果より、本提案手法の有用性が検証できた。

謝辞

本研究を進めるにあたり、マイクロ波半導体技術の基礎から懇切丁寧にご指導、ご助言をいただいた本城 和彦教授、石川 亮准教授並びに高山 洋一郎特任教授に心より感謝致します。また、回路作成においてご助力をいただいた諸先輩方、日々の研究生活を様々な面で支えてくださった本城研究室の皆様に深く感謝を申し上げます。

参考文献：

- [1] F.H.Raab, "Class-F power amplifiers with maximally flat waveforms," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 45, no. 11, pp.2007-2012, Nov. 1997.
- [2] 本城 和彦, 高山 洋一郎, 石川 亮, "マイクロ波電力増幅器の統一的設計理論とその応用" 電子情報通信学会論文誌 C, vol.J97-C, no.12, pp.446-455, Dec. 2014.
- [3] Y.Y.Woo, Y.Yang, and B.Kim, "Analysis and experiments for igh-efficiency class-F and inverse class-F power amplifiers," IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol.54, no.5, pp.1969-1974, May 2006.
- [4] N.O.Sokal, and A.D.Sokal, "Class E-A new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers," IEEE J.Solid-State Circuits, vol. 10, no. 3, pp.168-176, Jun. 1975.
- [5] T.Mury and V.F.Fusco, "Inverse Class-E amplifier with transmission line harmonic suppression," IEEE Trans. Circuit Syst. I, Reg. Papers, vol. 54, no. 7, pp.1555-1561, Jul. 2007.
- [6] F.You, S.He, X.Tang, and X.Deng, "High-efficiency single-ended class-E/F2 power amplifier with finite dc feed inductor," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.58, no.1, pp.32-40, Jan. 2010.
- [7] P. Wright, J. Lees, J. Benedikt, P. J. Tasker, and S. C. Cripps, "A methodology for realizing high efficiency Class-J in a linear and broadband PA," IEEE Trans. Microw, Theory Tech., vol. 57, no. 12, pp.3196-3204, Dec. 2009.
- [8] Y. Park, "Expansion of Class-J Power Amplifiers into Inverse Mode Operation," IEICE Electron. Express, vol. 18, pp. 1479-1485, 2011.
- [9] M.Kamiyama, R.Ishikawa, and K.Honjo, "5.65 GHz high-efficiency GaN HMET power amplifier with harmonics threatment up to fourth order," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol.22 no. 6, pp.315-317, Jun. 2012.
- [10] A. Raffo, S. Di Falco, V. Vadalà, G. Vannini, "Characterization of GaN HEMT low-frequency dispersion through a multi-harmonic measurement system," IEEE Trans. Microw. Theory and Tech., vol. 58, no. 9, pp. 2490-2496, Sep. 2010.
- [11] R.Ishikawa, Y.Takayama, and K.Honjo, "Experimental design method for GHz-band high-efficiency power amplifier based on MHz-band active harmonics load-pull technique," Proc. 2012 Asia Pacific Microw. Conf., pp. 478-780, Dec.2012.
- [12] 石川 亮, 高山 洋一郎, 本城 和彦, "MHz 帯高調波アクティブ・ロードプルシステムを用いた GHz 帯高調波処理高効率電力増幅器の設計手法" 電子情報通信学会技術研究報告. MW, マイクロ波 112(312), 1-6, 2012-11-14.
- [13] Agilent Technologies Microwave Journal, "Accccrate Modeling of GaAs & GaN HEMT's for Nonlinear Applications," Innovations on EDA Webcast., May 7.2013.
- [14] Keysight."ADS/Documentation,"
<http://edadocs.software.keysight.com/pages/viewpage.action?pageId=58331014>.

発表実績

1. 陶, 石川, 本城, 信学ソ大, C-2-14, p.34, Sept. 2015.
2. Y. Tao, R. Ishikawa, and K. Honjo, Proc. APMC2015, TU1G-4, Dec. 2015.
3. 陶, 石川, 本城, 信学会, MW2015-136, Dec. 2015.
4. 陶, 石川, 本城, 信学ソ大, IECE 和文論文 C 招待論文 VOL. J99-C, No.12, Dec. 2016.