熱と電気の連成シミュレーションによる GaN HEMT 高周波パワーアンプの 高性能化に関する研究

日浦 滋

電気通信大学大学院情報理工学研究科 博士(工学)の学位申請論文

2018年2月

熱と電気の連成シミュレーションによる GaN HEMT 高周波パワーアンプの 高性能化に関する研究

博士論文の審査委員

主査	石川	亮	准教授
副主査	山尾	泰	教授
審査委員	肖	鳳超	教授
審査委員	和田	光司	教授
審査委員	萱野	良樹	准教授

著作権所有者 日浦 滋

A Study on Performance Improvement of GaN HEMT RF Power Amplifier Based on Electrothermal Co-Simulation Technique

Abstract

Gallium nitride (GaN) high-electron-mobility transistors (HEMTs) are used in various power amplifiers (PA) operating at radio frequency (RF). A self-heating effect in GaN HEMTs causes a transient variation of the electrical characteristics, which degrades the reliability of the PA circuit design. In this thesis, a methodology for designing accurate GaN HEMT PA circuits based on an electrothermal co-simulation technique is reported. As examples, this method was applied to a high-switching-speed power supply and an envelope-tracking PA design.

In chapter 1, the background to this thesis is explained. The above-mentioned thermal effect affects the MHz-order temperature variation. Then, this thesis addresses the issue of building the electrothermal co-simulation environment for high-speed operation of MHz order. A basic flow diagram of the electrothermal co-simulation in previous works is referred. The novel points in this thesis are summarized as an increase in the accuracy of the electric model, simulation-model constructions for actual operation conditions, and the establishment of RF data extraction methods from the simulation results to estimate PA performances.

In chapter 2, a switch-mode PA for a high-switching-speed power supply is analyzed. The switching loss in a very short time generates most of the heat in the PA and increases under higher-frequency operation. Thus, the accuracy of the electrothermal co-simulation must be improved. For this purpose, parameters of an Angelov large-signal transistor model including its temperature dependence were precisely extracted to emulate GaN HEMT behavior. The simulation results for a half-bridge inverter including the switch-mode PA showed a significant operation characteristic that cannot be estimated from an approximated mathematical analysis at MHz-order modulation frequencies.

In chapter 3, a PA with dynamic drain voltage biasing for wireless high-speed communication systems is analyzed. Before the simulation, a theoretical analysis considering the temperature variation of the amplitude modulation (AM) –AM and AM– phase modulation (PM) characteristics was carried out. From the results, it was predicted that the AM–AM and AM–PM hystereses during the rise and fall periods of the RF signal envelope were induced by the thermal effect. It was confirmed that the AM–AM and AM–PM hystereses were precisely emulated by the electrothermal co-simulation.

In chapter 4, a fabricated GaN HEMT PA is measured for AM signals. From the measured results, the accuracy of the GaN HEMT model was verified and the predicted AM–PM hysteresis was observed. Consequently, it was confirmed that the proposed methodology based on the electrothermal co-simulation can be applied to various PA analyses related to transient thermal effects.

In chapter 5, the conclusion and issues to be addressed in the future are described.

近年,高速スイッチング電源や無線通信用送信機などの高周波デバイスとして GaN (窒化ガリウム:Gallium Nitride) HEMT (高電子移動度トランジスタ:High Electron Mobility Transistor) が多用されている。GaN HEMT を用いた高周波パワー アンプでは,自己発熱のためにデバイスおよびパッケージ内での過渡的な温度変 動が生じる。本論文では,温度変動が電気的特性に与える影響を明らかにするた め,実際の信号形態に応じた熱と電気の連成シミュレーションによる解析手法を 提案する。高速スイッチング電源においては,発熱が極めて短い時間に集中して 発生する過渡熱応答に連成シミュレーションを適用し,動作周波数の上限や温度 変動を求めて,高いスイッチング周波数の動作解析に有効であることを示した。 無線通信用送信機においては,無線変調波のエンベロープに応じて発熱量が変化 することによって発生する過渡熱応答が温度変化のヒステリシスを引き起こし, 線形性能を劣化させることを示した。さらに実測により解析結果の検証を行った。 各章の内容は以下の通りである。

第1章では、研究の背景を基にして熱電気連成シミュレーションの実現のための課題を設定し、本論文で述べる課題解決の方法について説明した。無線通信システムにおいては送信側の高周波パワーアンプの低歪化が必要とされる。そのため、GaN HEMT パワーアンプの実使用状態での動作をシミュレーションで明らかにすることを目的として、「MHz オーダーの高速動作における熱と電気の連成シミュレーション環境を構築すること」を課題とした。熱と電気を連成するシミュレーションの基本的な流れはこれまでの研究を踏まえ、等価熱抵抗と熱容量の並列多段接続で温度変動を再現し、その熱等価回路を回路シミュレータに組み込むことにより過渡熱応答を精密に反映した電気特性をシミュレータ上で解析する方

法とした。本論文においては、様々な動作の高周波パワーアンプ全般に適用でき る熱電気連成シミュレーション環境を構築するために、電気モデルの高周波特性 精度を向上すること、高周波パワーアンプへ与える高周波信号や直流電圧の時間 波形を実使用状態に合わせてシミュレータ回路を盛り込むこと、シミュレーショ ンで得られたデータを数値処理して高周波特性に換算することを行った。

第2章では、高周波電源の高速スイッチング部に用いたスイッチモード RF パ ワーアンプに熱電気連成シミュレーションを適用した。高周波電源では、大電力 動作により大きな自己発熱が生じ、スイッチング動作に応じて温度が変動する。 スイッチング周波数が高くなると、自己発熱の要因として、オンとオフが切り替 わる短い時間に発生するスイッチング損失の占める割合が増すため、高周波領域 での GaN HEMT 動作を精度よく表現することが重要である。本章では最初に、熱 電気連成シミュレーションで使用する熱モデルと電気モデルを説明した。GaN HEMT の電気モデルとして Angelov モデルを採用し、パラメータの温度依存性と 電圧依存性を設定することにより、様々な動作状態での精度向上を図った。その 後、GaN HEMT を直列接続したハーフブリッジ電圧型のスイッチモード RF パワ ーアンプの熱電気連成シミュレーションを行い、パワーアンプが高い電力効率を 示すスイッチング周波数として 100MHz を得た。さらに、ハーフブリッジインバ ータ動作に対して解析を行った。出力電圧が MHz オーダーで変化する場合にお いては、理論解析では温度変動を十分に表現できず、本手法が有効であることが 確認された。

第3章では、無線通信用 RF パワーアンプに熱電気連成シミュレーションを適 用した。電力効率を向上することが可能なエンベロープトラッキング技術では、 入力電力のエンベロープに比例した直流印加電圧の変化に温度が追随することが 知られている。まず、温度変化を理論計算で算出し、エンベロープの変化に応じ て高周波パワーアンプの利得変動と位相変動が発生すること,またその変動には エンベロープの上昇時と下降時でヒステリシスが発生することを予想した。その 後に実施した熱電気連成シミュレーションにおいては,シミュレーション結果か ら利得と位相を算出し,過渡熱応答に起因するヒステリシス現象の詳細な解析に 成功した。

第4章では、GaN HEMT を用いた高周波パワーアンプへの入力電力を振幅変調 して高周波特性を測定した。実測結果に含まれる誤差要因を分析して必要なデー タを抽出した。実測とシミュレーション結果から、第2章で定めた電気モデルの 精度を検証し、第3章で予測した過渡熱応答による位相変化のヒステリシス現象 を確認した。これにより、本論文で構築した熱電気連成シミュレーション手法が MHz オーダーの高速動作を解析できることを実験的に示した。

第5章では,各章の結果をまとめ,今後の課題として本手法の応用展開について述べた。

目次

第1章 序論	1
1.1. 研究の背景	1
1.1.1. 熱電気連成シミュレーションの必要性	1
1.1.2. GaN デバイス	
1.2. 従来の研究	5
1.3. 本研究のシミュレーション手法	7
1.4. 本論文の構成	11
第2章 スイッチモード RF パワーアンプの熱電気連成シミュレーシ	
2.1. はじめに	14
2.2. GaN HEMT のシミュレーションモデル	15
2.2.1. 熱モデル	15
2.2.2. 電気モデル	18
2.3. スイッチング周波数の決定	25
2.3.1. スイッチモード RF パワーアンプの動作	25
2.3.2. シミュレーション値と理論値の比較	
2.4. 高速スイッチング電源の解析	
2.4.1. ハーフブリッジ PWM インバータ回路の動作	
2.4.2. 出力電圧一定の時	
2.4.3. 出力電圧が時間変化する時	
2.5. まとめ	40
第3章 RFパワーアンプの熱電気連成シミュレーション	42
3.1. はじめに	42
3.2. シミュレーションの概要	43

3.3.	理詞	論解析による温度変動の予測	46
3.4.	RF	パワーアンプの設計	50
3.5.	RF	パワーアンプの熱電気連成シミュレーション	55
3.5	5.1.	エンベロープトラッキング RF パワーアンプの動作	55
3.5	5.2.	温度変動のシミュレーション結果	58
3.5	5.3.	AM-AM 特性のシミュレーション結果	62
3.5	5.4.	AM-PM 特性のシミュレーション結果	63
3.5	5.5.	直流印加電圧が矩形の場合へのシミュレーションの適用	64
3.6.	まる	とめ	67
第4章	RF	パワーアンプのヒステリシス特性の測定	68
4.1.	は	じめに	68
4.2.	実調	険に用いる GaN HEMT	70
4.3.	シ	ミュレーション	71
4.4.	測知	定系	81
4.4	.1.	測定系の構成	
4.4	.2.	測定誤算に関する検討	
4.5.	測知	定データの解析方法	
4.5	5.1.	DC 入力	87
4.5	5.2.	RF 特性	90
4.6.	実調		96
4.6	5.1.	入力電力の依存性	96
4.6	5.2.	変調周波数の依存性	99
4.7.	考察	<u> </u>	
4.7	.1.	AM-AM 特性	

4.7	7.2. AM-PM 特性	
4.7	7.3. GaN HEMT の電気モデルの精度	101
4.7	7.4. GaN HEMT の熱モデルの精度	
4.8.	まとめ	104
第5章	結論	
5.1.	第1章から第4章の結果	105
5.2.	全体の結論	106
5.3.	応用と今後の課題	
文献		
謝辞		115
論文目	録	116
著者略	歴	117

図目次

図 1-1	高速無線通信用 RF パワーアンプ2
図 1-2	GaN HEMT RF パワーアンプの熱電気連成シミュレーションフロー7
図 1-3	パワーアンプの消費電力11
図 2-1	パッケージ入り X 帯 GaN HEMT の外観と FEM 熱解析用断面図…16
図 2-2	GaN HEMT の熱等価回路17
図 2-3	GaN HEMT の過渡的な温度変化18
図 2-4	GaN HEMT の I _{DS} -V _{DS} 特性を求める熱電気連成シミュレーション回
路.	
図 2-5	GaN HEMT の I _{DS} -V _{DS} 特性の実測値とシミュレーション値21
図 2-6	CGS モデルの電圧依存性と温度依存性23
図 2-7	CGD モデルの電圧依存性と温度依存性24
図 2-8	スイッチモード RF パワーアンプの熱電気連成シミュレーション回
路.	
図 2-9	スイッチモード RF パワーアンプの電流と電圧の時間波形26
図 2-10	・ スイッチモード RF パワーアンプの熱電気連成シミュレーション結
果	と簡易理想モデル計算値29
図 2-11	ハーフブリッジ PWM インバータのブロック図32
図 2-12	PWM インバータの電圧と電流の時間波形33
図 2-13	出力電圧一定のPWMインバータの熱電気連成シミュレーション結
果	と簡易理想モデル計算値35
図 2-14	出力電圧が変調された PWM インバータへの入力波形
図 2-15	は 出力電圧が変調された PWMインバータの熱電気連成シミュレーシ

ョン結果
図 2-16 出力電圧が変調された PWM インバータの熱電気連成シミュレーシ
ョン結果と簡易理想モデル計算値
図 3-1 直流ドレイン印加電圧が変化する RF パワーアンプの熱電気連成シ
ミュレーション回路45
図 3-2 ソースプルとロードプルのシミュレーション回路51
図 3-3 ソースプルシミュレーションから得た出力電力の等高線52
図 3-4 ロードプルシミュレーションから得た出力電力と電力効率の等高線
図 3-5 ロードプルシミュレーションにおいて負荷インピーダンスを変えた
場合の出力電力と電力効率の関係53
図 3-6 入出力整合回路を設計した GaN HEMT RF パワーアンプの RF 特性
シミュレーション回路54
図 3-7 入出力整合回路を設計した GaN HEMT RF パワーアンプの RF 特性
シミュレーション結果55
図 3-8 変調周波数 10 MHz で振幅変調された入力信号の電圧波形56
図 3-9 直流印加電圧が一定の場合と変調されている場合の RF パワーアン
プの入力信号, 直流印加電圧, 出力電力, 消費電力のシミュレーション
結果57
図 3-10 直流印加電圧が一定の場合と変調されている場合の RF パワーアン
プ内の GaN HEMT のチャネル温度変化60
図 3-11 直流印加電圧が一定の場合と変調されている場合の RF パワーアン
プ内の GaN HEMT のチャネル温度ヒステリシス60
図 3-12 消費電力の近似式表現61

図 3-13 GaN HEMT のチャネル温度ヒステリシスの近似式表現61
図 3-14 直流印加電圧が一定の場合と変調されている場合の RF パワーアン
プの AM-AM 歪62
図 3-15 直流印加電圧が一定の場合と変調されている場合の RF パワーアン
プの AM-PM 歪63
図 3-16 直流印加電圧が矩形の場合の RF パワーアンプの入力信号,直流印
加電圧,消費電力, GaN HEMT のチャネル温度変化65
図 3-17 直流印加電圧が矩形の場合の RF パワーアンプの AM-AM 歪66
図 4-1 C帯 25W 級の内部整合型 GaN HEMT TGI5867-25L の外観70
図 4-2 ソースプルシミュレーションから得た出力電力の等高線72
図 4-3 ロードプルシミュレーションから得た出力電力と電力効率の等高線
図 4-4 ロードプルシミュレーションにおいて負荷インピーダンスを変えた
場合の出力電力と電力効率の関係
図 4-5 RF パワーアンプの入出力整合回路
図 4-6 入出力整合回路を設計した RF パワーアンプの RF 特性シミュレーシ
ョン結果
図 4-7 RF パワーアンプの入力信号, 直流印加電圧, 出力電力, 消費電力の
シミュレーション結果78
図 4-8 RF パワーアンプ内の GaN HEMT のチャネル温度変化
図 4-9 RF パワーアンプ内の GaN HEMT のチャネル温度ヒステリシス79
図 4-10 RF パワーアンプの AM-AM 歪と AM-PM 歪80
図 4-11 測定用に製作した RF パワーアンプの写真81

86	振幅変調のフェーザ表示	図 4-13
ドレイン電	オシロスコープ Osc.2 を用いて測定したドレイン電圧と	図 4-14
87		流
88	ドレイン電圧とドレイン電流の測定結果	図 4-15
	ドレイン電圧とドレイン電流の振幅変調1周期分の波形	図 4-16
90	オシロスコープ Osc.1 を用いて測定した RF 入出力電圧.	図 4-17
91	RF 入出力電圧の測定結果	図 4-18
92	RF 入力電力と RF 出力電力の振幅変調 1 周期分の波形	図 4-19
93	振幅変調1周期分の利得変動測定値	図 4-20
94	AM–AM 特性の測定値	図 4-21
95	振幅変調1周期分の位相変動測定値	図 4-22
95	AM–PM 特性の測定値	図 4-23
96	平均入力電力を変えた場合の AM-AM 特性の測定結果	図 4-24
97	平均入力電を変えた場合の AM-PM 特性の測定結果	図 4-25
98	測定した消費電力,電力効率,出力電力の時間波形	図 4-26
99	変調周波数 5 MHz の時の利得変動と位相変動	図 4-27
り比較102	RF パワーアンプの電力効率のシミュレーションと実測(図 4-28
变化103	実測結果と熱等価回路から推定した GaN HEMT の温度	図 4-29
ションに与	AM-AM 歪と AM-PM 歪がデジタル変調のコンスタレー	図 5-1
108	5影響	える

表目次

表 2-1 スイッチモード RF パワーアンプの簡易モデルから導出した出力電
力と消費電力の理論式27
表 2-2 PWM インバータの簡易モデルから導出した出力電力と消費電力の
理論式
表 3-1 熱等価回路のパラメータと時間定数
表 3-2 RF パワーアンプの平均出力電力,平均消費電力,電力効率のシミュ
レーション結果
表 4-1 TGI5867-25Lの高周波仕様および電気性能70
表 4-2 RF パワーアンプの入出力整合回路の定数
表 4-3 RF パワーアンプの入出力信号を測定するオシロスコープの主な電
気的性能

第1章 序論

1.1. 研究の背景

1.1.1. 熱電気連成シミュレーションの必要性

1980年代の携帯電話サービスの開始以降,無線通信データ量は増え続けており, ここ 10 年間におけるスマートフォンの急速な普及によりさらにその傾向は強ま っている[1]。これに対応するため、携帯電話や無線 LAN(Local Area Network)な どの無線通信システムは、通信速度の高速化と通信容量の増大化を図ってきた。 例えば携帯電話の通信方式は、アナログ変調方式の第1世代から始まった後にデ ジタル変調方式に変わり、LTE-Advanced(Long Term Evolution-Advanced)と呼ば れる第4世代まで開発され、現在では第5世代を実現する技術や国際規格につい て議論されている。また無線 LAN においても, IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) 802.11a / b / g / 11n / 11c / 11ac といった様々な国際規格が策 定されてきた。 携帯電話と無線 LAN のいずれにおいても, 現在主に使われている 無線変調方式は, OFDM(直交周波数分割多重方式: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) であり、その代表的な周波数帯域幅は 20 MHz である。送信側から 送られる情報を受信側で正確に復調するためには、歪の無い信号を送信する必要 がある。歪が発生した場合は,自分自身の復調性能が劣化するだけでなく,20MHz 帯域の外側に存在するチャネルにも電力が漏れて ACLR (隣接チャネル漏洩電力 比: Adjacent Channel Leakage Ratio)が劣化し、自分自身以外のチャネルの復調性 能にも影響を与えることになる。 無線データ量の増加のために OFDM 信号の振幅 や位相の精度に関する仕様が厳しくなっていくこと、電波の有効利用の観点から ACLR を大きくする必要があることから、送信信号の低歪化は重要である。送信 信号の歪の発生は、主に送信信号を増幅する RF(高周波: Radio Frequency)パワ ーアンプが原因であるので, RF パワーアンプの性能を正確に把握して高性能化す

ることが求められる。

OFDM 信号においては,図 1-1(a)のように RF 信号の包絡線であるエンベロー プが大きく変化する。例えば,携帯電話の基地局からの送信波の PAPR(最大電力 と平均電力の差: Peak to Average Power Ratio) は約 7dB である。これは,携帯端 末や基地局の送信信号を増幅する RF パワーアンプの出力電力が無線送信波のエ ンベロープに応じて変化することを意味している。





Fig. 1-1 RF power amplifier for high-speed wireless communication systems. (a) Envelope variation of RF signal. (b) Power efficiency of RF power amplifier with class AB biasing.

RFパワーアンプの電力効率は図 1-1(b)のように出力電力に応じて異なるので[2], 発熱量が時間的に変化することとなり,発熱量の変化は RF パワーアンプの温度 変化につながる。RFパワーアンプに使われている RF 増幅用の半導体デバイスは 動作温度によって利得などの RF 特性が変わり,送信信号の歪に影響する線形性 も変化する。したがって,RFパワーアンプの線形性を正確に把握するには,温度 変化を考慮する必要がある。また,温度変化は半導体デバイスの構造から決まる 時定数を持っており, RF のエンベロープの時間的変化とは一致しない。そのため に, RF パワーアンプの特性にはヒステリシスが発生する。このヒステリシスは熱 メモリー効果と呼ばれ, RF パワーアンプの線形性に影響を与える[3]。すなわち, 温度変化を考慮した RF パワーアンプの線形性把握のためには熱と電気を連成し たシミュレーションが有効である。その解析においては,変調周波数帯域幅を考 慮して数 MHz の速度に対応することが必要である。

1.1.2. GaN デバイス

RFパワーアンプの半導体デバイスとしては、Si(シリコン:Silicon)系と、化 合物系が使われている[4]。携帯電話の基地局のように比較的に出力電力が大きい 場合には、2GHz 以下で Si LDMOS (横方向拡散型 MOS: Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor) FET (電界効果トランジスタ: Field Effect Transistor) [5], それ以上の周波数では GaN (窒化ガリウム:Gallium Nitride) HEMT (高電子移 動度トランジスタ:High Electron Mobility Transistor)が使われることが多い。また、 出力電力が低い携帯端末では、SiGe (シリコンゲルマニウム:Silicon Germanium) HBT (ヘテロ接合バイポーラトランジスタ: Heterojunction Bipolar Transistor) や GaAs (ガリウム砒素:Gallium Arsenide) FET が使われる。本研究では、半導体デ バイスとして GaN HEMT を選定した。その理由は、基地局から端末に向けての通 信データ量の方が逆方向よりも多いので携帯端末よりも線形性が重視されること、 また高い電力効率という GaN HEMT の特徴を活かして 2GHz 以下の周波数でも 使われている事例のあること[6]、さらに第5世代の携帯電話では現在よりも高い 周波数が使われる可能性があることから、GaN HEMT が使われる場面が増えると 想像するためである。

さらに、電源の用途のスイッチモード RF パワーアンプでも GaN デバイスの採

用が検討されている[7]。スイッチング電源用のデバイスとしては Si 系のデバイ スが幅広く用いられており、最近は GaN や SiC(炭化ケイ素: Silicon Carbide)を 素材とする新しいデバイスが開発されている[8]。GaN デバイスを用いると Si 系 デバイスと比べてスイッチング周波数を高くすることができ[9], 出力電圧が MHz オーダーで変化するような高機能電源を高い電力効率で実現できる。これは、例 えば、携帯電話基地局送信機の電力効率を向上する電圧変調電源や振幅変調送信 機に応用される[10], [11]。また、高いスイッチング周波数は周辺回路の小形化に つながり、小形化は低価格化につながる。小形化のためには高密度に部品を配置 する必要があり[12]-[14], 放熱性が低下するので GaN デバイスの動作温度は上昇 する。半導体デバイスは、温度が高くなると信頼性が下がるので、動作温度に注 意する必要がある。しかし, GaN デバイスのスイッチング周波数が高くなると, オン抵抗による導通損失以外の損失が増えて発熱量の計算が複雑になる。さらに 出力電圧が時間で変化する時には発熱量の算出は難しくなり、最悪条件で見積も ると実装面積や放熱構造に無駄が発生する。動作周波数が高くなることで小形化 できるという利点を活かすには, GaN デバイスの動作温度を正確に把握すること が重要である。そのためには、GaN デバイスの特性が動作温度によって変化する ことを考慮して,熱解析と電気解析を連成して行う必要がある[15], [16]。熱と電 気の連成シミュレーションにより正確な動作温度を把握でき、小形化と信頼性の 適正化が図れる。すなわち, 1.1.1 項で述べた高速無線通信用途だけでなく, 電源 用途においても, 熱電気連成シミュレーションは有効である。電源用途でも, GaN デバイスとして GaN HEMT が開発されているので、本研究では電源用途として は GaN HEMT を用いたスイッチモード RF パワーアンプ[17]を対象とする。

以上の背景から本研究では、無線通信システム用および電源用の RF パワーア ンプの高性能化のため、熱電気連成シミュレーションに取り組んだ。

1.2. 従来の研究

GaN HEMT の RF 動作時の熱解析と電気解析の連成に関しては次のような報告がある。GaN HEMT の電流と電圧の振幅が変化する場合,電流と電圧の振幅が変化しない場合の2通りに分けて考える。

まず, GaN HEMT の電流と電圧の振幅が変化する場合は, 1.1.1 項で述べた高速 無線通信システム用 RF パワーアンプに相当する。発熱量に応じて GaN HEMT の 特性が変わる結果として,電力効率や利得が変化することや熱メモリー効果によ り非線形性が発生することの報告[3], [18]がある。これらの報告の多くは, RF パ ワーアンプの出力信号のエンベロープが変化しない定常状態において熱解析と電 気解析を連成し,その結果からエンベロープが変化した状態を類推している。エ ンベロープを変化させながら連成する解析においては周波数帯域がkHz オーダー 以下の変動を対象としており[19],また簡易計算であり厳密なシミュレーション は行われていない。

次に GaN HEMT の電流と電圧の振幅が変化しない場合としては、レーダ用途 のパルス動作がある。この時、PRF(パルス繰り返し周波数:Pulse Repetition Frequency)は RF 周波数に対して十分低い。例えば気象レーダや航空レーダにお いては、PRF は最大数十 kHz である。パルス幅やデューティ比と動作温度の関係 を求め、GaN HEMT の安全動作領域の確認に使われる[20]。また、レーダの性能 に影響する、パルス間の振幅と位相の安定度が計算されている[21]。RF 周波数の 1 周期あたりの発熱量は変化しないので、パルス幅とデューティ比から温度上昇 を見積もることができる。

さらに GaN HEMT の電流と電圧の振幅が変化しない場合として、スイッチン グ電源用途がある。この時、PRF は RF 周波数に等しい。熱電気連成シミュレー

ションを用いて立ち上がりや立ち下がりの波形が解析されている[22]。しかし, PRF やデューティ比の変化に対する温度変動に関する報告は見当たらない。

従来の研究例では,熱電気連成シミュレーションについては報告があるものの, MHz オーダーの報告は無い。GaN HEMT を用いた RF パワーアンプを対象とし て,「MHz オーダーの高速動作における熱と電気の連成シミュレーション環境を 構築すること」が課題であることが分かる。

高速動作における熱電気連成シミュレーションは、文献[15], [16]で GaN HEMT を用いたスイッチモード RF パワーアンプを対象として取り組まれている。本研 究では、その基本的な手法を採用する。文献[15]の手法は以下の通りである。

図 1-2 は熱電気連成シミュレーションの流れを示す図である。電気回路シミュ レータ上に RF パワーアンプの電気回路を作成し、入力電力や直流印加電圧など の動作条件を設定して電力効率や出力電力を計算する。電気回路内にある GaN HEMT の電気モデルは、温度依存性を持つパラメータを含んでいる。GaN HEMT の温度変化は熱モデルで計算される。過渡状態の温度変化を求める方法としては FEM (有限要素法: Finite Element Method) がある。解析対象を有限の細かな要素 に区切り、要素毎に近似式を求める方法であり、温度の過渡的な変化を算出でき る。しかし、解析に時間がかかるため高速な連成シミュレーションを行う場合に は適さない。そこで熱モデルは熱回路網法による熱解析手法[23], [24]によって作 成している。この手法は、熱抵抗と熱容量で熱等価回路を作成し、温度差を電圧、 熱量を電流とすることで、電気回路の場合と同様に温度差を求めることができる。 GaN HEMT とパッケージの物理的な構造を基にして FEM により過渡熱応答を求 め、その結果にフィッティングするように熱等価回路のパラメータを決めている。 電気回路シミュレータとしては Cadence 社の PSpice を使い、GaN HEMT の電気 モデルは Curtice モデルを用いている。熱モデルで計算された温度を電気モデルの 熱端子に入力し,逐次収束演算を繰り返すことで,解を得る。文献[15]では,電力 効率のシミュレーション結果が熱モデルを考慮しないモデルで評価した値と異な ることから,RF動作領域で熱電気連成シミュレーションによる回路解析が有効で あると結論した。



図 1-2 GaN HEMT RF パワーアンプの熱電気連成シミュレーションフロー Fig. 1-2 Electrothermal co-simulation flow of GaN HEMT RF power amplifier

1.3. 本研究のシミュレーション手法

「MHz オーダーの高速動作における熱と電気の連成シミュレーション環境を 構築する」という課題に対して、本研究では次のように解決に取り組む。

既に 1.2 節で説明したように,熱と電気を連成するシミュレーション手法は, 基本的にはこれまでの研究を踏まえ,等価熱抵抗と熱容量の並列多段接続で温度 変動を再現し,その熱等価回路を回路シミュレータに組み込むことにより過渡熱 応答を精密に反映した電気特性をシミュレータ上で解析する方法とする。文献 [15]ではスイッチモード RF パワーアンプを対象にしたシミュレーションであっ たのに対して、本研究では様々な動作の RF パワーアンプ全般に適用できる熱電 気連成シミュレーション環境の構築を目指す。そのためには、パワーアンプの RF 帯域での動作を解析できるシミュレータを選定し、それに合わせて電気モデルを 見直し、シミュレーション回路上の工夫を施し、RF パワーアンプの性能向上に役 立つ指標を算出することが必要である。それらに対する具体的な施策が本研究に おけるシミュレーション手法の新しい点であり、すなわち選定した回路シミュレ ータで用いる電気モデルの高周波特性精度を向上すること、RF パワーアンプへ与 える高周波信号や直流電圧の時間波形を実使用状態に合わせてシミュレータ回路 に盛り込むこと、シミュレーションで得られたデータを数値処理して高周波特性 に換算することである。

熱電気連成のシミュレータとして、NI AWR の RF 回路シミュレータ MWO (Microwave Office)のトランジェント解析を用い、RF 回路を設計する際に HB (ハーモニックバランス: Harmonic Balance)解析を併用する。HB 解析は周波数 領域での解析であり, RF パワーアンプの定常状態の非線形動作の解析に適した方 法である。しかし、本研究におけるスイッチング動作での短時間変化のような過 渡状態を解析するには非常に高次の周波数領域まで含める必要があり、適さない。 一方、トランジェント解析は時間領域の解析であり、過渡解析に適する。また、 RF パワーアンプのエンベロープが時間的に変換する場合、エンベロープの任意形 状にも対応できる利点がある。

熱モデルは文献[25]の熱等価回路のパラメータを用い,電気モデルとしては Angelov モデルを採用する[26]。RF回路シミュレータ MWO ではデバイスモデル として Curtice, Angelov があるが, Angelov モデルの大信号パラメータには温度係

数が設定されており,外付けの熱モデルで計算された温度を電気モデルの熱端子 に入力することで,温度変化を考慮した動作特性を再現することができる[27]。電 気モデルのパラメータは,ドレイン電流-ドレイン電圧の実測値と文献を参考にし て決定する。容量パラメータの決定に際しては,文献[15]では実施していなかった 電圧依存性を考慮することで電気モデルの高周波特性精度の向上を図る。

以上の熱モデルと電気モデルを用いて、電源用スイッチモード RF パワーアン プと高速無線通信用 RF パワーアンプについて、熱電気連成シミュレーションを 実施する。

電源用途では, スイッチモード RF パワーアンプを出力電圧が MHz オーダーで 変化する高周波電源の高速スイッチ部に用いる構成とする。高周波電源はスイッ チング周波数 100 MHz のハーフブリッジ PWM(パルス幅変調:Pulse Width Modulation) インバータ型で構成し、パルス周波数やデューティ比が変化する場合 についてシミュレーションを実施する。RF パワーアンプ性能として GaN HEMT の表面温度に着目し、動作条件と温度の関係を明らかにする。高周波電源では、 大電力動作による自己発熱のために生じる温度変動の速度はスイッチングの速度 と同じとなる。そのため、RFパワーアンプの特性もスイッチング動作に合わせて 大きく変動することが確認されている。スイッチング周波数が高くなると,自己 発熱の要因として、オンとオフが切り替わる短い時間に発生するスイッチング損 失の占める割合が増す。そのため、高周波領域での GaN HEMT 動作を精度よく表 現することが重要である。スイッチング損失による温度変化量の妥当性について は、温度を直接測定して検証することができない。そこで、スイッチング損失が 発生する RF パワーアンプの動作時間が GHz 帯の RF パワーアンプの動作時間と 同じであることに着目し, RF パワーアンプの HB シミュレーションの結果と本研 究内で実施した実験の結果を比較して検証に充てることとする。

無線通信用途では, 高効率 RF パワーアンプに熱電気連成シミュレーションを 適用する。RF パワーアンプの性能として線形性に着目して動作条件と線形性の関 係を明らかにする。高効率 RF パワーアンプは発熱量が少なくなり、平均的な温 度上昇は低減するが、温度変化には次のような特徴がある。RF パワーアンプの効 率向上策としては負荷変調型[5], [28], [29]と電圧変調型[2], [30]があるが、本研究 では電圧変調型のエンベロープトラッキングを適用した場合の RF パワーアンプ を想定した。エンベロープトラッキングは、直流のドレイン印加電圧が変調波の エンベロープに沿って変化する手法である。図 1-3 に従来の RF パワーアンプと エンベロープトラッキングの動作の違いを示す。ドレイン印加電圧が一定の場合, RF パワーアンプの電力効率は、入力信号レベルが小さい場合は低く、大きい場合 は高くなり, RF パワーアンプの出力電力が飽和する地点でほぼ最高の電力効率と なる。一方エンベロープトラッキングでは、どの入力信号レベルでも高い電力効 率を保つことができる。携帯端末や基地局の無線送信波のエンベロープは大きく 変化するので, RF パワーアンプの発熱量も大きく変化する。これは, エンベロー プトラッキングを適用した RF パワーアンプ内の GaN HEMT の時間的な温度変化 は、通常の GaN HEMT の温度変化に比べて大きいことを意味している。したがっ て熱メモリー効果が大きくなり, RF パワーアンプの線形性に与える影響が大きく なる。シミュレーションの実施のため、RF パワーアンプへ与える高周波信号や直 流電圧の時間波形を、エンベロープトラッキング動作状態に合わせて変化させる ようにシミュレータ回路を工夫した。また、線形性能を示す高周波特性としては、 RF 入力信号が MHz オーダーで変化する場合の AM-AM(利得の入力電力依存性: Amplitude Modulation – Amplitude Modulation) 歪と AM–PM(通過位相の入力電力 依存性: Amplitude Modulation-Phase Modulation) 歪[31]とした。トランジェント 解析では、回路上の指定した点における電圧と電流について時間軸上で離散的な

データを得るので、これらに数値に処理を実施して AM-AM 特性と AM-PM 特性 に換算し、その変化量である AM-AM 歪と AM-PM 歪を算出する。AM-AM 歪と AM-PM 歪については、RF パワーアンプの実測を行い、実験結果とシミュレーシ ョン結果を比較することで妥当性を検証する。



図 1-3 パワーアンプの消費電力

Fig. 1-3 Dissipated power of power amplifier. (a) Conventional power amplifier with constant V_{DD} . (b) Envelope tracking power amplifier.

1.4. 本論文の構成

本論文は以下の構成とする。

第2章では高周波電源用のスイッチモード RF パワーアンプの熱電気連成シミュレーションを述べる。最初に、熱電気連成シミュレーションで使用する熱モデルと電気モデルを説明する。その後、GaN HEMT を直列接続したハーフブリッジ 電圧型のスイッチモード RF パワーアンプの熱電気連成シミュレーションを行い、 スイッチング周波数を決める。さらに、ハーフブリッジ PWM インバータ動作に 対して、出力電圧一定の時と出力電圧が時間的に変化する時のシミュレーション を実施する。スイッチング電源の動作理論から得られる理論計算の結果とシミュ レーション結果を比較し、その差が大きくなる場合には原因を考察して理論計算 の限界とシミュレーションの有効性を示す。

第3章では、高速無線通信用の高効率 RF パワーアンプの熱電気連成シミュレ ーションを述べる。まず、発熱量が正弦波で変化する場合の温度変化を理論計算 で算出し、熱ヒステリシスが発生することを示す。そして、エンベロープの変化 に応じてパワーアンプの利得変動と位相変動が発生すること、またその変動量は エンベロープの上昇時と下降時でヒステリシスが発生することを予想する。さら に、熱等価回路の定数と正弦波の周波数が、温度変化や熱ヒステリシスにどのよ う関係するかを理論的に明らかにする。次に、RF パワーアンプのソースプルとロ ードプルシミュレーションにより入出力回路を設計して、入出力特性などの RF 基本性能を示す。その後、熱電気シミュレーションを実施する。RF パワーアンプ の高効率化手法としてエンベロープトラッキングを適用する。エンベロープトラ ッキングは、直流ドレイン印加電圧が入力信号のエンベロープに比例する場合と 2 値で変化する場合とし、本研究のシミュレーション手法が電圧形状の変化に対 応できることを示す。線形性として AM-AM 歪と AM-PM 歪を求め、理論計算に よる予想と比較する。

第4章では、熱電気連成シミュレーションの妥当性検証のため、GaN HEMT と して東芝製のC帯(4GHz から8GHz帯)25W級TGI5867-25Lを用いてRFパワ ーアンプの実測を行い、AM-AM 歪、AM-PM 歪の測定結果を示す。まず実験に 用いるGaN HEMTを説明し、実測と同じ周波数条件でRFパワーアンプの設計と 熱電気連成シミュレーションを行う。次に、実験の測定系と測定方法を説明する。

測定に伴う誤差要因を考慮して誤差排除の方法を検討する。その後,実験データ の解析手法を述べて実験結果を示す。シミュレーション結果と実測結果を比較し, 熱電気シミュレーションの妥当性について考察する。また,実験とシミュレーシ ョンの精度向上策を合わせて考察する。

第5章はまとめであり,各章の結果を再確認し,最後に本研究で得た結論を総 括する。また,今後の課題として,本手法の製品開発への応用展開について述べ る。

第2章 スイッチモード RF パワーアンプの熱電 気連成シミュレーション

2.1. はじめに

本章では、高周波電源用のスイッチモード RF パワーアンプの熱電気連成シミ ュレーションを述べる。RF パワーアンプの性能として GaN HEMT の動作時の温 度に着目し、動作条件と温度の関係を明らかにする。

高周波電源では、大電力動作による自己発熱のために温度変動が生じるため、 パワーアンプの特性もスイッチング動作に合わせて大きく変動することが確認さ れている。スイッチング周波数が高くなると、自己発熱の要因として、オンとオ フが切り替わる短い時間に発生するスイッチング損失の占める割合が増す。その ため、高周波領域での GaN HEMT 動作を精度よく表現することが重要である。

最初に,熱電気連成シミュレーションで使用する GaN HEMT の熱モデルと電 気モデルを説明する。熱モデルは文献[25]で作成された,高速領域まで精密に温度 変化を表現する熱等価回路を採用する。電気モデルは高周波の大電力動作でのモ デル化の報告が多い Angelov モデル[26],[32]-[36]を採用し,パラメータの温度依 存性と電圧依存性を設定することにより,様々な動作状態での精度向上を図る。 熱モデルと電気モデルの連成シミュレーションは,NI AWR の RF 回路シミュレ ータ MWO のトランジェント解析により実施する。

次に、GaN HEMT を直列接続したハーフブリッジ電圧型のスイッチモード RF パワーアンプの熱電気連成シミュレーションを行い、スイッチング周波数を決め る。その後、スイッチモード RF パワーアンプを高速スイッチ部に用いたハーフ ブリッジインバータ型で高周波電源を構成し、出力電圧一定の時と出力電圧が時 間的に変化する時のシミュレーションを実施する。シミュレーション結果とスイ ッチング電源の動作理論から得られる理論計算の結果を比較し、その差が大きく なる場合には原因を考察して理論計算の限界とシミュレーションの有効性を示す。 理論計算は,スイッチング周波数が低い場合には十分実績があるが,オンオフ切 り替え時のスイッチング損失はスイッチンデバイスが理想的な動作をすると仮定 して求めたものである。

なお、スイッチング損失による温度変化量の妥当性については、温度を直接測 定して検証することができない。そこで、スイッチング損失が発生する RF パワ ーアンプの動作時間が GHz 帯の RF パワーアンプの動作時間と同じであることに 着目し、第4章で行う RF パワーアンプの HB シミュレーションの結果と実験の 結果を比較して検証に充てる。

2.2. GaN HEMT のシミュレーションモデル

2.2.1. 熱モデル

過渡状態の熱解析手法として、熱回路網法による熱解析手法を用いた。この手法は、熱抵抗と熱容量で熱等価回路を作成し、温度差を電圧、熱量を電流とすることで、電気回路の場合と同様に温度差を求めることができる。熱モデルは文献 [25]で抽出した Foster 型の熱等価回路を用いた。文献[25]では、図 2-1 (a)[37]に示すX帯(8 GHz から 12 GHz帯)の GaN HEMT についてパッケージ内部および GaN HEMT チップの構造と寸法を文献[37]、[38]から推定し、熱解析用の3次元モデルとして図 2-1 (b)[25]を作成した。ここで、GaN HEMT の動作温度 T_{CH} はGaN 表面の熱源直下の温度である。周囲温度 T_A はパッケージの下面温度であり、本論文では 25℃とする。



図 2-1 パッケージ入り X帯 GaN HEMT の外観と FEM 熱解析用断面図 Fig. 2-1 X-band GaN HEMT with package. (a) Photograph of GaN HEMT and package [38]. (b) Cross section of thermal model for FEM analysis [25].

この3次元モデルについて過渡熱状態における T_{CH} の変化をFEMにより求め, 図 2-2 に示す熱等価回路のパラメータを抽出した[25]。この熱回路素子パラメー タは GaN HEMT のゲート幅 11.52 mm の時の値である。 V_{TA} は周囲温度 T_A に相当 する電圧源であり,発熱量 P_{dis} を電流源として熱等価回路に加えることにより T_{CH} に相当する電圧 V_{TCH} を得る。



図 2-2 GaN HEMT の熱等価回路

Fig. 2-2 Thermal equivalent circuit for GaN HEMT [25].

熱シミュレーションの例として,20Wの熱源を与えた時の過渡温度変化を図 2-3に示す。熱源印加後1ns経過時に温度は5.3K上昇しており,熱等価回路はns オーダーの過渡熱応答を表現できている。なお,図中に示した0.05 µsと0.2 µsは, スイッチング周波数10 MHzと2.5 MHzでGaN HEMTをスイッチング動作した 時のオン時間に相当する。



図 2-3 GaN HEMT の過渡的な温度変化 Fig. 2-3 Transient thermal responses of GaN HEMT.

2.2.2. 電気モデル

電気モデルは NI AWR の RF 回路シミュレータ MWO の Angelov モデル[26], [27] を用いた。このモデルにおいては、温度依存性をもつ回路パラメータはドレイン 電流 *I*_{DS},ゲート-ソース間容量 *C*_{GS},ゲート-ドレイン間容量 *C*_{GD} である。なお、 ミリ秒オーダーよりも遅い時定数を持つ電子トラップに関する温度依存性は、こ こでは考慮しない。

 I_{DS} は、ゲート-ソース間電圧 V_{GS} に依存する項とドレイン-ソース間電圧 V_{DS} に 依存する項そして I_{pk0} の積で表される。 V_{GS} に依存する項が Curtice モデルなどと 比べて Angelov モデルの特徴である。なお、 I_{pk0} は相互コンダクタンス(= ΔI_{DS} / ΔV_{GS})が最大になる時の電流である。

$$I_{DS} = I_{pk0} \left[1 + \tanh(\Psi) \right] \left(1 + \lambda V_{DS} \right) \tanh(\alpha V_{DS})$$
(2-1)

ここで、 Ψ は V_{GS} と相互コンダクタンスが最大になる時の V_{GS} である V_{pkm} との差のべき級数である。

$$\Psi = P_1 (V_{GS} - V_{pkm}) + P_2 (V_{GS} - V_{pkm})^2 + P_3 (V_{GS} - V_{pkm})^3$$
(2-2)

$$V_{pkm} = V_{PKS} - D_{VPKS} + D_{VPKS} \tanh(\alpha_S V_{DS})$$
(2-3)

αは次式である。

$$\alpha = \alpha_R + \alpha_S \left[\tanh(\Psi) \right] \tag{2-4}$$

 α と λ は $I_{DS}-V_{DS}$ 特性の傾きに関係する値で、 α_{R} は小 I_{DS} -低 V_{DS} の時、 α_{S} は大 I_{DS} -低 V_{DS} の時、 λ は小 I_{DS} -高 V_{DS} の時の傾きを示す。温度依存性を持つパラメータは I_{pk0} と P_1 であり、動作時のチャネル温度 T_{CH} と、基準とするチャネル温度 T_{nom} と の差を使って次の式で表される。

$$I_{pk0} = I_{PK0} \left[1 + T_{CIPK0} \left(T_{CH} - T_{nom} \right) \right]$$
(2-5)

$$P_{1} = P I \left[1 + T_{CP1} \left(T_{CH} - T_{nom} \right) \right]$$
(2-6)

本論文では、 $T_{nom} = 25^{\circ}C$ とした。 $T_{CIPK0} \ge T_{CP1}$ が温度係数である。

 I_{DS} のパラメータは、文献[37]の I_{DS} - V_{DS} 特性の測定結果を参照し、シミュレーション結果が実測結果にフィッティングするようにパラメータを決めた。図 2-4 は I_{DS} - V_{DS} 特性のシミュレーション回路である。解析開始時は T_{CH} =25 °C であり、右 側の電気回路を計算して I_{DS} と V_{DS} を求める。GaN HEMT の発熱量 P_{dis} は I_{DS} と V_{DS} の積となる。熱等価回路に P_{dis} を加え、動作温度に相当する電圧 V_{TCH} を得る。 求めた V_{TCH} を電圧源として Angelov モデルの熱端子に与える。計算値が収束す れば解析終了とし、解析ステップ時間毎に解析を実施する。ドレイン電源の電圧 V_{DD} はパルス状に印加する。 V_{DD} のパルス条件は、パルス幅 T_{on} が 0.5 μ s、パルス 繰り返し間隔 *T*_{PRI} が 50 µs とする。このパルス条件ではパルスオンの間に上昇した *T*_{CH} はパルスオフの間に下がり,次のパルス *V*_{DD} の印加開始時には *T*_{CH} は 25 ℃ であったので,解析停止時間は 2 つめのパルス印加開始までとした。

なお,この時の熱モデルは文献[37]に合わせたパラメータとした。GaN HEMT の構造は,図 2-1 ではマルチフィンガーであり,文献[37]ではシングルフィンガ ーである。文献[37]の熱抵抗は図 2-2 に比べて低い値となった[39], [40]。

図 2-5 の破線は、文献[37]の *I*_{DS}-*V*_{DS} 特性の実測値をゲート幅 11.52 mm に換算 したものであり、実線はフィッティングしてパラメータを決めた後のシミュレー ション結果である。ゲート印加電圧 *V*_{GG} は-3 V から+1 V まで1 V 刻みで変えて いる。図 2-5(a)は熱モデルを考慮しない場合、図 2-5(b)は熱モデルを考慮した場 合である。*V*_{DS} が高くなると発熱量が増えて *T*_{CH} が高くなるので、実測値は *I*_{DS} が 減る。熱モデルを考慮するとその現象を表現できており、GaN HEMT がオン状態 である *V*_{GG} が 1 V の時、*V*_{DS} が 4 V から 40 V の範囲での実測とシミュレーション の差は、最大 5.0% である。

Thermal equivalent circuit



図 2-4 GaN HEMT の $I_{DS}-V_{DS}$ 特性を求める熱電気連成シミュレーション回路 Fig. 2-4 Electrothermal co-simulation circuit for $I_{DS}-V_{DS}$ of GaN HEMT. (a) Simulation circuit. (b) V_{DD} vs. time.


図 2-5 GaN HEMT の $I_{DS}-V_{DS}$ 特性の実測値とシミュレーション値 Fig. 2-5 Measured [37] and simulated $I_{DS}-V_{DS}$. (a) GaN HEMT without thermal model. (b) GaN HEMT with thermal model.

NIAWR の RF 回路シミュレータ MWO の Angelov モデルにおいては、 C_{GS} は 次のように定義される。

$$C_{GS} = C_{GSPI} + C_{gs0} [1 + \tanh(\Psi_1)] [1 + \tanh(\Psi_2)]$$
(2-7)

ここで Ψ_1 およびは Ψ_2 ,

$$\Psi_1 = P_{10} + P_{11} V_{GS} \tag{2-8}$$

$$\Psi_2 = P_{20} + P_{21} V_{DS} \tag{2-9}$$

である。

CGDは次のように定義される。

$$C_{GD} = C_{GDPI} + C_{gd0} [1 + \tanh(\Psi_3)] [1 + \tanh(\Psi_4)]$$
(2-10)

ここで Ψ_3 およびは Ψ_4 ,

$$\Psi_3 = P_{30} + P_{31} V_{DS} \tag{2-11}$$

$$\Psi_4 = P_{40} + P_{41} V_{GD} \tag{2-12}$$

である。温度依存性を持つパラメータは C_{gs0} と C_{gd0} であり、チャネル温度 T_{CH} の時はそれぞれ次の式で表される。

$$C_{gs0} = C_{GS0} \left[1 + T_{CGS0} \left(T_{CH} - T_{nom} \right) \right]$$
(2-13)

$$C_{gd0} = C_{GD0} \left[1 + T_{CGD0} \left(T_{CH} - T_{nom} \right) \right]$$
(2-14)

容量値については実測データが無いので、文献を参考にしてチップサイズから一般的な値を類推した。 $V_{DS} = 20 \text{ V}, V_{GS} = 0 \text{ V}, 常温での <math>C_{GS}, C_{GD}, \text{ F} \nu \ell \nu \cdot \nu$ ース間容量 C_{DS} の値を、文献[15]と同様に、それぞれ、10.5 pF、1.2 pF、2.6 pF と した。そして、温度変動のパラメータと電圧変動のパラメータは文献[41]を参考と して決めた。図 2-6 と図 2-7 に C_{GS} と C_{GD} の電圧依存性と温度依存性を示す。





図 2-6 *C*_{GS}モデルの電圧依存性と温度依存性 Fig. 2-6 Modeled *C*_{GS}. (a) Voltage dependency. (b) Temperature dependency.







図 2-7 C_{GD}モデルの電圧依存性と温度依存性 Fig. 2-7 Modeled C_{GD}. (a) Voltage dependency. (b) Temperature dependency.

2.3. スイッチング周波数の決定

2.3.1. スイッチモード RF パワーアンプの動作

図 2-8 はスイッチモード RF パワーアンプの熱電気連成シミュレーション回路 である。GaN HEMT を直列に接続してハーフブリッジ電圧型とした。 Q1 と Q2 は、それぞれハイサイド側とローサイド側の GaN HEMT である。Q1 のドレイン 端子にドレイン電圧 V_{DD} を印加し、Q1 と Q2 のゲート-ソース端子間にはそれぞ れ $V_{in,H}$ と $V_{in,L}$ を入力する。Q1 と Q2 のドレイン-ソース端子間の電圧はそれぞれ $V_{DS,H}$ と $V_{DS,L}$ であり、ドレイン・ソース端子間に流れる電流はそれぞれ $I_{DS,H}$ と $I_{DS,L}$ である。



図 2-8 スイッチモード RF パワーアンプの熱電気連成シミュレーション回路 Fig. 2-8 Electrothermal co-simulation circuit of switch-mode RF power amplifier.

図 2-9 にスイッチモード RF パワーアンプの電流,電圧時間波形を示す。GaN HEMT のオンとオフは V_{in,H} と V_{in,L} が+1 V と-6 V に相当する。オンとオフのタイ ミングは図 2-9(a)と(b)の通りであり,Q1 と Q2 はオンとオフを交互に繰り返す。 *T*_Sはスイッチング周期であり、スイッチング周波数*f*_Sの逆数に等しい。*V*_{in,H}において、*T*_{on}はオン時間、*T*_rは立ち上り時間、*T*_fは立ち下り時間であり、デューティ 比*D*は*T*_{on}/*T*_sで定義する。図 2-9 (c) に*V*_{DS,H} と*I*_{DS,H}を示し、図 2-9(d)に*I*_{DS,H}× *V*_{DS,H}を示した。立ち上りと立ち下りの時間帯においては*V*_{DS,H} と*I*_{DS,H}が交差して スイッチング損失 *P*_{sw}が生じ、オンの時間帯においては GaN HEMT のオン抵抗 *R*_{on}が原因で導体損失 *P*_{con}が生じる。さらに図示していないが、GaN HEMT の出 力容量 *C*_oに蓄積されるキャパシタ損失 *P*_cが発生する。



図 2-9 スイッチモード RF パワーアンプの電流と電圧の時間波形 Fig. 2-9 Voltage and current waveforms of switch-mode RF power amplifier. (a) *V*_{in,H} vs. time. (b) *V*_{in,L} vs. time. (c) *V*_{DS,H} and *I*_{DS,H} vs. time. (d) *I*_{DS,H} × *V*_{DS,H} vs. time.

スイッチモード RF パワーアンプの電力効率 $E_{\rm ff}$,出力電力 $P_{\rm out}$, GaN HEMT の 動作温度 $T_{\rm CH}$ の理論値は以下のように求める。2.3 節,2.4 節の解析においては, Q2 よりも Q1 の動作温度が高いので, $T_{\rm CH}$ は Q1 の動作温度を示すものとする。 $E_{\rm ff}$ は

$$E_{ff} = \frac{P_{out}}{P_{DC}}$$
(2-15)

と定義する。ここで P_{DC} は直流投入電力であり、 P_{out} 、 $P_{dis,H}$ 、 $P_{dis,L}$ の和である。 Q1 がオンの時の電流 I_{D} は、

$$I_{p} = \frac{V_{DD}}{R_{on} + R_{L}}$$
(2-16)

であり, Q2 には電流が流れないので, P_{out}, P_{dis,H}, P_{dis,L}は表 2-1 となる。ここで, C_oは Q1 の C_{DS} と C_{GD} の和である。T_{CH}は,図 2-2 から算出される定常状態の熱 抵抗 3.16 K/W と P_{dis,H}の積で求める。

表 2-1 スイッチモード RF パワーアンプの簡易モデルから導出した出力電力と 消費電力の理論式

Table 2-1 Output power and dissipation power derived from simplified ideal model of switch-mode RF power amplifier.

P _{out}		$I_{\rm p}^{\ 2}R_{\rm L}D$			
	P _{con}	${I_{\rm p}}^2 R_{\rm on} D$			
P _{dis,H}	P _{sw}	$\left(\frac{1}{6}I_{\rm p}V_{\rm DD} + \frac{1}{3}I_{\rm p}^2R_{\rm on}\right)(T_{\rm r} + T_{\rm f})f_{\rm s}$			
	P _c	$\frac{1}{2}C_{\rm o}\left[V_{\rm DD}^2 - \left(I_{\rm p}R_{\rm on}\right)^2\right]f_{\rm s}$			
	$P_{\rm con}, P_{\rm sw}$	0			
P _{dis,L}	P _c	$\frac{1}{2}C_{\rm o}V_{\rm DD}^{2}f_{\rm s}$			

2.3.2. シミュレーション値と理論値の比較

シミュレーションは図 2-8 の回路で行った。シミュレーションフローは 2.2.2 項 と同じであるが,解析停止時間は *T*_{CH} が安定するまでとした。*P*_{out} および *P*_{DC} は次 のように定義した。

$$P_{out} = \frac{1}{TR_{L}} \int_{-T/2}^{T/2} V_{L}^{2}(t) dt$$
(2-17)

$$P_{DC} = \frac{V_{DD}}{T} \int_{-T/2}^{T/2} I_{DS,H}(t) dt$$
(2-18)

ここでTはスイッチング周期Tsである。(2-15), (2-17), (2-18)からEffを得る。

図 2-10 に f_s を変えた時の, スイッチモード RF パワーアンプのシミュレーション結果と理論計算結果を示す。(a)は $E_{\rm ff}$ と $P_{\rm out}$ であり, (b)は $T_{\rm CH} - T_{\rm A}$ である。 $T_{\rm r}$ と $T_{\rm f}$ は $T_{\rm s}$ の 2%, D は 40%に設定した。 $V_{\rm DD}$ は 40 V, $R_{\rm L}$ は 6 Ω である。理論計算の $R_{\rm on}$ は, 図 2-5(b)において $V_{\rm GG}$ =1 V, $I_{\rm DS}$ =8A の時の 0.7 Ω とした。シミュレーションの $T_{\rm CH} - T_{\rm A}$ は, パルスのオンオフで変化するので最大値と最小値を表示した。







Fig. 2-10 Simulated results for electrothermal co-simulation circuit and calculated results for simplified ideal model of switch-mode RF power amplifier. (a) $E_{\rm ff}$ and $P_{\rm out}$ vs. $f_{\rm s}$. (b) $T_{\rm CH} - T_{\rm A}$ vs. $f_{\rm s}$.

パルスのオンオフでの T_{CH}-T_Aの変化について,2.2.1 項の熱モデルを用いて考 える。

図 2-10 (b)では, $f_s = 10$ MHz においては最大温度と最小温度の差は 18 K である。 図 2-10 (a)において, $f_s = 10$ MHz の時の P_{out} は 83 W, E_{ff} は 86%であることから $P_{dis,H}$ は 13.5 W である。D は 50%なのでオン時間での $P_{dis,H}$ は 27 W となる。図 2-3 に示した $f_s = 10$ MHz 相当の 13.3 K は $P_{dis,H} = 20$ W の時であるので, シミュレーシ ョン結果として得られた, $P_{dis,H} = 27$ W の時の 18 K は熱モデルから考えて妥当で あると言える。

図 2-10(a), (b)では,スイッチング周波数が 100 MHz 以下ではシミュレーション 値と理論値はほぼ同じであるが,1,000 MHz を超えるとその差が大きくなってい る。原因は下記のように考える。

Q1 がオフの時に C_{DS} に蓄積された電荷は、Q1 がオンへ切り替わる際に時定数 $C_{DS}R_L$ で放電される。

- 図 2-9(c)に示した破線は, fs が高くなるにしたがい Ton が短くなり, CDSRL>
 0.02Ts となった時の VDS,H と IDS,H を示している。この時には D が減少するので,表 2-1 から Pout が減少する。
- ② ①で説明した $C_{DS}R_L > 0.02T_s$ の時は,図 2-9(c)の破線のように $T_r \ge T_f$ が大きくなる。したがって,表 2-1から P_{sw} が増え E_{ff} は低下する。
- ③ Angelov モデルでは動作温度が上昇すると *I*_{DS} が減少する。結果として(2-16) から *R*_{on} が大きくなる。例えばこのシミュレーションにおいては, *f*_s が 2,000 MHz の時, *T*_{CH}は 125 ℃である。シミュレーションで得た *R*_{on}は 75 ℃で 0.7 Ω, 125 ℃で 1.9 Ω であったので, (2-16)と表 2-1 から *P*_{con} は約 2 倍になり *E*_{ff} は低下する。

上記の①と②は、周波数が高くなると GaN HEMT の出力容量の影響が現れ始め

ることを意味している。また,③は発熱量が増えると電気モデルのパラメータの 変化が無視できなくなるので,熱電気連成シミュレーションが必要であることを 示している。以上の結果から,これ以降の解析においては*f*sを 100 MHz とする。 この周波数では,GaN HEMT の出力容量の影響は小さい。よって,スイッチング 電源の特性に影響を与える主要因は熱となり,シミュレーション値と理論計算を 比較することで熱電気連成シミュレーションの効果を評価することが可能となる。

2.4. 高速スイッチング電源の解析

2.4.1. ハーフブリッジ PWM インバータ回路の動作

次に出力電圧を可変できる高速スイッチング電源を考える。図 2-11 は 2.3 節の スイッチモード RF パワーアンプを用いたハーフブリッジ PWM インバータのブ ロック図である。PWM はスイッチモード RF パワーアンプの f_s を一定とし、規格 化した振幅信号と D が等しくなるような変調方式である。PWM 信号の生成は、 振幅信号とのこぎり波信号をコンパレータで比較して行う。振幅信号がのこぎり 波信号よりも大きい時に Q1 をオンして Q2 をオフし、逆の場合は Q1 をオフして Q2 をオンする。スイッチモード RF パワーアンプの出力電流は 2 段 LC 型のロー パスフィルタにより平滑される。平滑後に負荷に流れる電流は、リップルのない 一定の値とする。なお、ローパスフィルタのパラメータは、減衰特性が 20 MHz で 3 dB 以上、100 MHz で 50 dB 以上となるように設定した。例えば R_L が 8 Ω の時、 L_1 =49 nH、 L_2 =120 nH、 C_1 =1.8 nF、 C_2 =0.76 nF である。以降の解析においては、 V_{DD} は 40 V、 f_s は 100 MHz, T_r と T_f は T_s の 5% とした。また理論計算の R_{on} は 2.3 節 と同様に 0.7 Ω とした。



図 2-11 ハーフブリッジ PWM インバータのブロック図 Fig. 2-11 Block diagram of half-bridge PWM inverter including switch-mode RF power amplifier.

図 2-12 を用いて図 2-11 の動作を説明する。図 2-12(a)は V_{in,H}, (b)は V_{in,L}である。また,図 2-12(c)と(d)は Q1 と Q2 の電圧波形と電流波形である。負荷に流れる電流 L は Q1 がオン時の電流の平均値に等しいので、VL は

$$V_L = D \left(V_{DD} - I_L R_{on} \right) \tag{2-19}$$

であり, L は次式となる。

$$I_L = \frac{DV_{DD}}{R_L + DR_{on}} \tag{2-20}$$

*I*_{DS,H}はオン時に *I*_{max}から *I*_{min} まで変動し,

$$I_{\max} - I_{\min} = \frac{V_{DD} - I_L R_{on} - I_L R_L}{L} T_{on}$$
(2-21)

で求められる。Pout, Pdis,H, Pdis,L は表 2-2 となる。ここで L はローパスフィルタ

のインダクタ成分である。



図 2-12 PWM インバータの電圧と電流の時間波形 Fig. 2-12 Voltage and current waveforms of PWM inverter. (a) *V*_{in,H} vs. time. (b) *V*_{in,L} vs. time. (c) *V*_{DS,H} and *I*_{DS,H} vs. time. (d) *V*_{DS,L} and *I*_{DS,L} vs. time.

表 2-2 PWM インバータの簡易モデルから導出した出力電力と消費電力の理論 式

Table 2-2 Output power and dissipation power derived from simplified ideal model of PWM inverter.

P _{out}		$I_{\rm L}{}^2 R_{\rm L}$				
P _{dis,H}	P _{con}	$\left[{I_{\rm L}}^2 + \frac{(I_{\rm max} - I_{\rm min})^2}{12}\right] R_{\rm on} D$				
	P _{sw}	$\begin{bmatrix} \frac{1}{6} I_{\min}(V_{DD} + I_{\min}R_{on}) + \frac{1}{3} I_{\min}^2 R_{on} \end{bmatrix} T_r f_s \\ + \begin{bmatrix} \frac{1}{6} I_{\max}(V_{DD} + I_{\max}R_{on}) + \frac{1}{3} I_{\max}^2 R_{on} \end{bmatrix} T_f$				
	P _c	$\frac{1}{2}C_{\rm o}[(V_{\rm DD} + I_{\rm max}R_{\rm on})^2 - (I_{\rm min}R_{\rm on})^2]f_{\rm s}$				
P _{dis,L}	P _{con}	$\left[{I_{\rm L}}^2 + \frac{(I_{\rm max} - I_{\rm min})^2}{12}\right] R_{\rm on}(1 - D)$				
	$P_{\rm sw}$	0				
	P _c	$\frac{1}{2}C_{\rm o}[(V_{\rm DD} - I_{\rm min}R_{\rm on})^2 + (I_{\rm max}R_{\rm on})^2]f_{\rm s}$				

2.4.2. 出力電圧一定の時

図 2-11 の振幅信号を一定として、出力電圧が一定の場合についてシミュレーションと理論計算を実施した。シミュレーションではフローと解析停止時間の設定方法は 2.2 節と同じであり、(2-17)と(2-18)の Tを T_s として P_{out} と P_{dc} を求めた。 図 2-13(a)、(b) は、Dを 0.1 から 0.9 まで変えた時の E_{ff}、P_{out}、T_{CH}-T_Aのシミュレーションと理論計算の結果である。



図 2-13 出力電圧一定のPWMインバータの熱電気連成シミュレーション結果と 簡易理想モデル計算値

Fig. 2-13 Simulated results for electrothermal co-simulation circuit and calculated results for simplified ideal model of PWM inverter with constant $V_{\rm L}$. (a) $E_{\rm ff}$ and $P_{\rm out}$ vs. duty factor. (b) $T_{\rm CH} - T_{\rm A}$ vs. duty factor.

D が小さいほど Eff のシミュレーションと理論計算の差が大きくなっているの は、Tr と Tf の影響が相対的に大きくなるためである。D が小さくなると Q1 がオ ンする時間が短くなるが、Tr と Tf は変わらないため、オン時間が短くなる割合が 増す。その結果、Pout が減少して Eff が低下する。理論計算ではこの現象を考慮し ていない。ただし、Pout が低く発熱量も少ないので、動作温度の誤差には現れてい ない。したがって、D が 0.5 以下の特性は発熱量に与える影響が少ないと考えて、 この後の出力電圧が時間変化する場合の解析ではこの理論計算を適用する。

2.4.3. 出力電圧が時間変化する時

図 2-11 の出力電圧が時間的に変化する場合についてシミュレーションと理論 計算を実施した。図 2-14 は振幅信号,のこぎり波信号, $V_{in,H}$, $V_{in,L}$ の例である。 振幅信号は,その振幅が 0.1 から 0.9 まで変化するサイン波である。変調周波数 f_M は 10 MHz で,周期 T_M は $1/f_M$ に等しく 0.1 µs である。図 2-15 に V_L と $T_{CH} - T_A$ のシミュレーション結果を示す。 V_L の変化に応じて T_{CH} は変化している。 V_L と T_{CH} の時間差はフィルタの遅延特性の影響である。



図 2-14 出力電圧が変調された PWM インバータへの入力波形 Fig. 2-14 Input voltage waveform to PWM inverter with modulated $V_{\rm L}$. (a) Amplitude signal and saw signal. (b) $V_{\rm in,H}$ and $V_{\rm in,L}$.



図 2-15 出力電圧が変調された PWM インバータの熱電気連成シミュレーション 結果

Fig. 2-15 Simulated results for electrothermal co-simulation circuit of PWM inverter with modulated $V_{\rm L}$. (a) $V_{\rm L}$ vs. time. (b) $T_{\rm CH} - T_{\rm A}$ vs. time.

理論計算においては、2.4.1 項で求めた式の $D \, \epsilon (1+0.8 \cos(2\pi t/T_M))/2 \, \epsilon$ し、変調 1 周期分を数値積分した。またシミュレーションにおいては、(2-17)と(2-18)のTを T_M として $P_{out} \geq P_{DC}$ を求めた。

図 2-16(a)は f_M を 10 MHz として R_L を 6 Ω から 30 Ω まで変化させた時の, $E_{\rm ff}$, $P_{\rm out}$, $T_{\rm CH} = T_{\rm A}$ である。 $R_{\rm L}$ が 20 Ω以上の時は発熱量が少なく,シミュレーション 値と理論計算値は一致する。また, $R_{\rm L}$ が小さくなり発熱量が増えると,その差は 大きくなる。例えば, $R_{\rm L}$ が 6 Ω の時の $P_{\rm out}$ の理論値はシミュレーション値よりも 24%大きい。

図 2-16(b) は R_L を 8 Ω に固定し, f_M を 10 MHz, 5 M Hz, 2.5 MHz と変化させ た時の, $E_{\rm ff}$ と $T_{\rm CH} - T_{\rm A}$ である。 $T_{\rm CH}$ の時間変動幅 $\Delta T_{\rm CH}$ は, $f_{\rm M}$ が 10 MHz, 5 MHz, 2.5 MHz の時, それぞれ 5.8 K, 8.3 K, 9.8 K であった。 $T_{\rm CH} - T_{\rm A}$ の平均に対する $\Delta T_{\rm CH}$ の割合を計算すると, $f_{\rm M}$ が 10 MHz, 5 MHz, 2.5 MHz に対してそれぞれ 26%, 37%, 44% である。



- P_{out} : Electrothermal co-simulation
- $E_{\rm ff}$: Electrothermal co-simulation
- $T_{\rm CH} T_{\rm A}$ (max.) : Electrothermal co-simulation
- $T_{\rm CH} T_{\rm A}$ (min.) : Electrothermal co-simulation

 $\begin{array}{c} - \cdot - P_{\text{out}} : \text{Simplified ideal model} \\ \hline \\ - - - E_{\text{ff}} : \text{Simplified ideal model} \\ - - - - T_{\text{A}} : \text{Simplified ideal model} \end{array}$

T_{CH} T_A. Simplified ideal I







(b)



Fig. 2-16 Simulated results for electrothermal co-simulation circuit and calculated results for simplified ideal model of PWM inverter with modulated $V_{\rm L}$. (a) $P_{\rm out}$, $E_{\rm ff}$ and $T_{\rm CH} - T_{\rm A}$ vs. $R_{\rm L}$. (b) $E_{\rm ff}$ and $T_{\rm CH} - T_{\rm A}$ vs. $f_{\rm M}$.

温度変動について理論計算値と 2.2.1 項の熱モデルで考える。図 2-16 の計算にお いては、Dが 0.1 の時に $P_{dis,H}$ は 0.7 W、Dが 0.9 の時に $P_{dis,H}$ は 14.7 W であった。 その差 14.0 W が変調周期で熱モデルに印加されると考える。図 2-3 では、20 W 印加時の 0.05 μ s (= 0.5/10 MHz)と 0.2 μ s (= 0.5/2.5 MHz)の温度上昇は 13.3 K と 15.6 K であった。したがって 14.0 W 印加時, f_M が 10 MHz と 2.5 MHz の ΔT_{CH} は 9.3 K と 10.9 K と予想できる。 $T_{CH} - T_A$ の平均は図 2-16 から 23.3 K である。 $T_{CH} - T_A$ の平均に対する ΔT_{CH} の割合は、 f_M が 10 MHz の時 40%、2.5 MHz の時 47% と なる。シミュレーションではそれぞれ 26%と 44%であったので、シミュレーショ ンの方が温度変動幅の変調周波数依存性が大きい。シミュレーションの場合は $P_{dis,H}$ の時間変動を含めているためである。温度変動について理論計算で定性的な 説明は可能だが、変調周波数が高くなるほど理論値とシミュレーション値の差は 大きくなり、熱電気連成シミュレーションで求める必要のあることがわかる。

図 2-16(a)においては, *R*L毎のシミュレーション時間は 20 分程度であった。計 算機は一般的な仕様のノート PC を使用した。CPU のクロック周波数は 1.7 GHz, メモリーは 4 GB である。解析ステップ時間は 0.1 ns に設定した。なお,解析時間 を短縮するため, *T*_{CH} が早く安定な状態となるようにシミュレーションの初期条 件を工夫した。

2.5. まとめ

GaN HEMTの詳細な熱モデルと電気モデルを作成した。熱モデルはnsオーダーの過渡熱応答を表現できており、電気モデルは*I*_{DS}-*V*_{DS}特性が誤差幅5.0%以下である。これらのモデルを用いた熱電気連成シミュレーションと、スイッチング電源の動作理論から得られる簡略化された理論計算を実施した。

ハーフブリッジ電圧型スイッチモードRFパワーアンプにおいて、デューティ比

を固定してスイッチング周波数に対する、出力電力、電力効率、温度の変化の関係を求めた。スイッチング周波数が100 MHzを超えると理論値との差が大きくなる結果となった。その原因は、周波数が高くなるとGaN HEMTのドレイン-ソース間容量の影響が無視できなくなるためと、温度上昇によるドレイン電流減少のためである。

上記スイッチモードRFパワーアンプを用いたPWMインバータにおいて,出力 電圧一定の時と時間変化する時の動作を解析した。負荷抵抗を変えて発熱量が増 えた場合にはシミュレーション値と理論計算値の差が大きくなり,例えば6Q負荷 では平均出力電力の差は20%以上であった。また,出力電圧が変調周波数10MHz から2.5 MHzで変化する時の温度変化幅は,周囲温度からの上昇温度に対して26% から44%であることをシミュレーションで示した。この現象については理論計算 で定性的な説明はできるものの,シミュレーションとの差は大きい

スイッチモードRFパワーアンプの動作解析において,発熱量が大きい場合には 熱電気連成シミュレーションが必要であることを明らかにした。なお今回の解析 はスイッチング周波数を100 MHzとしたが,100 MHz以上の場合にはスイッチン グ動作が複雑になり,熱電気連成シミュレーションの必要性が増すと考える。

第3章 RF パワーアンプの熱電気連成シミュレ ーション

3.1. はじめに

本章では、無線通信用 RF パワーアンプに熱電気連成シミュレーションを適用 する。RF パワーアンプの性能として線形性に着目して動作条件と線形性の関係を 明らかにする。

RFパワーアンプの線形性能を劣化させる要因として、メモリー効果がある。メ モリー効果を引き起こす原因は、デバイスに起因する電子トラップ[42]-[45]、電 圧バイアス回路に起因する電圧変動[46]、デバイスの自己発熱に起因する熱メモ リー効果であることが知られている。電子トラップはミリ秒オーダーよりも遅い 時定数であるので、MHzオーダーの解析には影響しない。また、電圧変動につい ては実際の回路に応じた回路定数を設定することにより回路シミュレーションに よる正確な動作解析が可能であるので、ここでは、熱メモリー効果に着目した。

温度が変化した時, AM-AM 特性と AM-PM 特性への影響は次のように考える。 2.2.2 項の GaN HEMT の電気モデルでは, 温度依存性をもつ回路パラメータは I_{DS}, C_{GS}, C_{GD} であった。温度が高くなると I_{DS} は減少するので, AM-AM 歪について は利得が減少する方向に変化すると予想する。AM-PM 歪が発生する理由は, C_{GS} と C_{GD} の変化によって起こる信号源側インピーダンスおよび負荷側インピーダン スとのインピーダンス整合の変化や電圧位相に対して直交する電流成分の変化な どである [47]。温度が高くなることによって C_{GS} と C_{GD} はともに増加する傾向で あり, 通過位相変動に影響することは明らかであるが, インピーダンス整合の変 化に対する AM-PM 歪の変動方向を一概に決めることはできない。

高速通信システムにおいては, RF 信号のエンベロープの大きな変化が RF パワ ーアンプ内部の自己発熱の変動を引き起こし,そのために GaN HEMT の動作温

度が変化して熱メモリー効果が発生する。本章では, RF パワーアンプの電力効率 を向上するためにエンベロープトラッキング技術が適用されることを想定して, 直流印加電圧が RF 入力電力に応じて変化する RF パワーアンプについて解析を 行う。

まず、GaN HEMT の温度変化を理論計算で算出する。エンベロープの変化とRF パワーアンプの利得変動と位相変動の関係を予測する。その後に熱電気連成シミ ュレーションを行う。GaN HEMT の熱モデルと電気モデルは第2章と同じものを 用いる。RFパワーアンプの入出力整合回路は、NI AWR の RF 回路シミュレータ MWO の HB 解析を使って GaN HEMT のソースプルとロードプルシミュレーショ ンを実施して最適負荷を求めて集中定数回路で設計する。その後に、RFパワーア ンプに振幅変調波を入力して熱電気連成シミュレーションを行う。直流ドレイン 電圧は、一定の場合と振幅変調波のエンベロープに応じた波形の場合とし、エン ベロープトラッキング動作の電力効率向上効果を確認する。線形性を調べるため に、シミュレーションで得られたデータを AM-AM 特性と AM-APM 特性に変換 する。最後に、シミュレーション結果と理論解析から予測した結果を比較する。 シミュレーション結果の妥当性については、第4章の実測にて考察を行う。

3.2. シミュレーションの概要

図 3-1 は 熱電気連成シミュレーションのための RF パワーアンプ回路図を示 している。GaN HEMT の熱モデルは熱等価回路モデル, 電気モデルは Angelov モ デルであり, それぞれのパラメータは第 2 章で述べたものと同じである。表 3-1 は熱等価回路モデルのパラメータであり, 各々の熱 RC 並列回路の時間定数とと もに示している。RF 信号発生器は搬送波周波数 10 GHz の振幅変調信号を生成す る。振幅変調の周波数 fM は, 10 MHz, 5MHz, 2.5 MHz の 3 つの場合についてシミ

ュレーションを行う。VRFin と VRFout は、それぞれ RF パワーアンプへの入力電圧 とRF パワーアンプからの出力電圧である。VGG と VDD は、それぞれ RF パワー アンプに印加されるゲート電圧とドレイン電圧である。VDDの振幅は、VRFinのエ ンベロープに比例して変化するように電圧変調回路で変調される。電気シミュレ ータとしては NI AWR の RF 回路シミュレータ MWO のトランジェント解析を用 いる。これは様々な形のエンベロープ波形に対応することができる。入力整合回 路と出力整合回路の部品定数は、それぞれ GaN HEMT のソースプルとロードプ ルシミュレーションから決定される。VGG と VDD のバイアス回路は、共振周波数 が 10 GHz となるインダクタとキャパシタの並列共振回路で形成される。V_{Ds} と *I*_{Ds}は、それぞれ GaN HEMT のドレイン-ソース間電圧とドレイン電流である。 GaN HEMT の消費電力 Pdis は VDS と IDS の積で求められる。Pdis を熱抵抗と熱等量 のN次並列回路からなる Foster 型熱等価回路に供給し、その結果として温度に対 応する V_{TCH} が算出され、V_{TCH}を GaN HEMT の熱ポートに供給することで熱と電 気の連成シミュレーションを行う。なお V_{T-A} は周囲温度に相当する電圧である。 また, 電力効率 Eff は第2章と同じ概念であり, ここでは RF 周波数の周期 T_{RF}を 使って次式で求める。

$$E_{ff}(t) = \frac{\frac{1}{R_L} \int_{-T_{RF}/2}^{T_{RF}/2} [V_{RFout}(t+u)]^2 du}{\int_{-T_{RF}/2}^{T_{RF}/2} [V_{DD}(t+u) \times I_{DD}(t+u)] du}$$
(3-1)



図 3-1 直流ドレイン印加電圧が変化する RF パワーアンプの熱電気連成シミュ レーション回路

Fig. 3-1 Circuit schematic of RF power amplifier with dynamic drain voltage for electrothermal co-simulation.

我 J-1 然守Ш回时 // // / C时间定象	表 3	3-1	熱等価回路の	パラメータ	と時間定数
---------------------------	-----	-----	--------	-------	-------

Symbol	R_1	R_2	<i>R</i> ₃	R_4	R_5	R_6	<i>R</i> ₇
(K/W)	0.20	0.25	0.28	0.26	0.56	0.74	0.87
Symbol	C_1	C_2	<i>C</i> ₃	C_4	C_5	C_6	<i>C</i> ₇
(J/K)	7.40 × 10 ⁻¹⁰	1.59 × 10 ⁻⁸	1.43 × 10 ⁻⁷	3.85 × 10 ⁻⁶	6.60 × 10 ⁻⁵	5.30 × 10 ⁻⁴	3.75 × 10 ⁻³
$\frac{1 / (2\pi R_i C_i)}{(MHz)}$	1.08 × 10 ³	4.00 × 10	3.97	1.59 × 10 ⁻¹	4.31 × 10 ⁻³	4.06 × 10 ⁻⁴	8.70 × 10 ⁻⁵

Table 3-1 Parameters of thermal resistance and capacitance. [25]

3.3. 理論解析による温度変動の予測

V_{RFin}のエンベロープは正弦波で振幅変調されており,変調周波数 f_M,変調度 M と仮定する。電力効率向上策としてエンベロープトラッキングが RF パワーアン プに適用される時, P_{dis}は次の近似式で表される。

$$P_{dis} = P_0 \left[1 + M \cos(2\pi f_M t) \right], \quad 0 \le M \le 1$$
(3-2)

ここで、 P_0 は P_{dis} の平均値である。

GaN HEMT 内の温度変動は次のように求められる。図 3-1 の熱等価回路において, (3-2)の右辺第1項が示す直流源と(3-2)の右辺第2項が示す交流源を分けて考える。

直流源のみの時,キャパシタには電流が流れないので R_i に流れる電流は P_0 である。

交流源のみの時を考える。交流源は振幅 P_0M であり初期位相 0 なのでフェーザ 表示は P_0M である。 R_i に流れる電流 I_{Ti} のフェーザ表示 I_{Ti} は

$$I_{Ti} = \frac{P_0 M}{1 + j2\pi f_M R_i C_i}$$

= $\frac{P_0 M}{1 + (2\pi f_M R_i C_i)^2} \times (1 - j2\pi f_M R_i C_i)$
= $\frac{P_0 M}{1 + (2\pi f_M R_i C_i)^2} \times \sqrt{1 + (2\pi f_M R_i C_i)^2} \times e^{-j\theta_i}$
= $\frac{P_0 M}{\sqrt{1 + (2\pi f_M R_i C_i)^2}} \times e^{-j\theta_i}$

$$=\frac{P_0 M e^{-j\theta_i}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_M}{f_i}\right)^2}}$$
(3-3)

である。すなわち Ri に流れる交流電流 Iri, AC は,

$$I_{Ti,AC} = \frac{P_0 M}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_M}{f_i}\right)^2}} \cos\left(2\pi f_M t - \theta_i\right)$$
(3-4)

となる。

直流源のみの時と交流源のみの時の電流を重ね合わせて*R*_iに流れる電流を求めると、GaN HEMT の温度変動は次式となる。

$$T_{CH}(t) - T_{A} = \sum_{i=1}^{N} V_{Ti}(t)$$
(3-5)

$$V_{Ti}(t) = P_0 R_i \left[1 + \frac{M \cos(2\pi f_M t - \theta_i)}{\sqrt{1 + (f_M / f_i)^2}} \right]$$
(3-6)

$$\theta_i = \arctan\left(f_M / f_i\right) \tag{3-7}$$

ここで, $f_i = 1/(2\pi R_i C_i)$ であり, f_i は i 番目の RC 並列回路に関係する周波数である。

(3-5)から(3-7)を基に考えると以下が分かる。

・変調周波数が RC 回路の時定数に比べて遅い時, すなわち fM << fiの時は,

θ は0度と近似できるので、VTiは次式となる。

$$V_{Ti} \approx P_0 R_i \left[1 + M \cos\left(2\pi f_M t\right) \right]$$
(3-8)

・変調周波数が RC 回路の時定数に比べて速い時、すなわち fM >> fiの時は、
 み は 90 度と近似できるので、VT は次式となる。

$$V_{Ti} \approx P_0 R_i \tag{3-9}$$

・それ以外の時は、 T_{CH} の最大値と最小値の差である変動量は、 f_M が高くなると減少する。

 T_{CH} のヒステリシスを V_{RFin} のエンベロープの増大時と減少時の差と定義すると、 次のように求めることができる。

$$T_{CH}\left(t\right) - T_{CH}\left(-t\right)$$

$$= \sum_{i=1}^{N} \left[V_{Ti}(t) - V_{Ti}(-t) \right]$$

$$= \sum_{i=1}^{N} \left\{ P_0 R_i \left[1 + \frac{M \cos(2\pi f_M t - \theta_i)}{\sqrt{1 + (f_M / f_i)^2}} \right] - P_0 R_i \left[1 + \frac{M \cos(-2\pi f_M t - \theta_i)}{\sqrt{1 + (f_M / f_i)^2}} \right] \right\}$$

$$= \sum_{i=1}^{N} \left[\frac{P_0 R_i M \cos(2\pi f_M t - \theta_i)}{\sqrt{1 + (f_M / f_i)^2}} - \frac{P_0 R_i M \cos(2\pi f_M t + \theta_i)}{\sqrt{1 + (f_M / f_i)^2}} \right]$$
(3-10)

整理すると,

$$T_{CH}(t) - T_{CH}(-t) = \sum_{i=1}^{N} H_i \sin(2\pi f_M t)$$
(3-11)

$$H_{i} = \frac{2P_{0}MR_{i}\sin\theta_{i}}{\sqrt{1 + (f_{M}/f_{i})^{2}}}$$
(3-12)

となる。

(3-11)より, t=0から 0.5 / $f_{\rm M}$ までの間の $T_{\rm CH}$ のヒステリシスは t=0.25 / $f_{\rm M}$ の時に最大値をとることが分かる。さらに, (3-12)を $f_{\rm M}$ で微分する。微分にあたって

は、微分公式
$$\left(\frac{g}{f}\right) = \frac{g'f - f'g}{f^2}$$
を使う。

$$\frac{dH_i}{df_M} = 2M \times d\left[\frac{P_0 R_i}{\sqrt{1 + (f_M/f_i)^2}} \times \frac{f_M}{\sqrt{f_i^2 + f_M^2}}\right] / df_M$$

$$= \frac{2MP_0R_i}{f_i} \times \frac{1}{df_M} d \left(\frac{f_M}{1 + \left(\frac{f_M}{f_i}\right)^2} \right)$$

$$= \frac{2MP_0R_i}{f_i} \times \frac{1 + \left(\frac{f_M}{f_i}\right)^2 - \frac{2f_M}{f_i^2}f_M}{\left[1 + \left(\frac{f_M}{f_i}\right)^2\right]^2}$$

$$= \frac{2MP_0R_i}{\frac{1}{2\pi R_iC_i}} \times \frac{1 - \left(\frac{f_M}{f_i}\right)^2}{\left[1 + \left(\frac{f_M}{f_i}\right)^2\right]^2}$$
(3-13)

まとめると次式となる。

$$\frac{dH_{i}}{df_{M}} = \frac{4\pi P_{0}MR_{i}^{2}C_{i}}{\left[1 + (f_{M}/f_{i})^{2}\right]^{2}} \left[1 - (f_{M}/f_{i})^{2}\right]$$
(3-14)

(3-12)と(3-14)から, *K* 次の熱 RC 並列回路によって引き起こされる T_{CH} のヒステ リシスの最大値は $f_M = f_K$ の時であり、その値は $P_0 M R_K$ となる。

温度が変化した場合には, 3.1 節で述べたように AM-AM 歪 と AM-PM 歪は変わる。したがって温度変動のヒステリシスが AM-AM 歪 と AM-PM 歪のヒステリシスを発生させると予想できる。

3.4. RF パワーアンプの設計

動作周波数を 10 GHz として入出力整合回路を設計する。図 3-2 はソースプル とロードプルシミュレーションを行うシミュレーション回路である。入力側に配 置したソースプルチューナーと出力側に配置したロードプルチューナーを使って、 それぞれ、GaN HEMT の入力側から見たソースインピーダンス Zsr と出力側から 見たロードインピーダンス Ztr を設定する。チューナーはバイアス回路を内蔵し ており、GaN HEMT 側と入出力ポート側から見たインピーダンスにはバイアスポ ートの影響は現れないようになっている。ロードプルシミュレーション時は Zsr を最適と思われるインピーダンスに固定し、ソースプルシミュレーション時は Ztr を最適と思われるインピーダンスに固定する。入力電力を一定として HB シミュ レーションを行い、出力電力 P_{RFout} と電力効率 E_{ff} を求めて、スミスチャート上に 等高線として示す。固定した Zsr と Ztr の設定によりシミュレーション結果が変 わってくるので、何度かシミュレーション繰り返した。なお、ソースプルとロー ドプルシミュレーションは基本波についてのみ行い、2 倍波と 3 倍波はオープン とした。また、GaN HEMT の温度は一定とし、熱ポートには T_{non} に相当する電圧 V_{Tnom} を与えた。



図 3-2 ソースプルとロードプルのシミュレーション回路 Fig. 3-2 Source pull and load pull simulation circuit.

図 3-3 と図 3-4 は、それぞれソースプルとロードプルのシミュレーション結果 である。スミスチャート上に示されたインピーダンス点のシミュレーションを実 施した。ロードプル結果には $E_{\rm ff} \ge P_{\rm RFout}$ の等高線を示し、ソースプルは利得合わ せに使うために $P_{\rm RFout}$ のみの等高線を示した。スミスチャートの特性インピーダ ンスは図 3-3 が 50 Ω、図 3-4 が 5 Ω としている。直流印加電圧は、 $V_{\rm DD} = 20$ V、 $V_{\rm GG} = -2.5$ V とした。図 3-3 の結果から、ソース側の設定インピーダンス $Z_{\rm STO}$ と して 1.5 + j5.0 Ω を選んだ。出力回路インピーダンスの選定に関しては、 $P_{\rm RFout}$ と $E_{\rm ff}$ の関係も考慮した。図 3-5 に、負荷インピーダンスを変えた時の $P_{\rm RFout}$ 対 $E_{\rm ff}$ の 関係を示す。 $P_{\rm RFout}$ の飽和出力電力が高くかつ $E_{\rm ff}$ も高い負荷インピーダンスを選 定し、出力回路の設定インピーダンス $Z_{\rm LTO}$ は 1.9 + j2.8 Ω とした



図 3-3 ソースプルシミュレーションから得た出力電力の等高線 Fig. 3-3 P_{RFout} contours obtained from source pull simulation.



図 3-4 ロードプルシミュレーションから得た出力電力と電力効率の等高線 Fig. 3-4 P_{RFout} and E_{ff} contours obtained from load pull simulation.



図 3-5 ロードプルシミュレーションにおいて負荷インピーダンスを変えた場合 の出力電力と電力効率の関係

Fig. 3-5 Load dependency of relationship between P_{RFout} and E_{ff} obtained from load pull simulation.

図 3-6 は入出力整合回路の設計を確認するための,RF 特性シミュレーション 回路である。入出力整合回路は 1 段の LC 回路で構成することとし、ソースプル とロードプルシミュレーションからそれぞれ選定したインピーダンス Z_{STO} と Z_{LTO} に合うように定数を決定した。入力側の整合回路は L_{in} と C_{in} で、出力側の整合回 路は L_{out} と C_{out} で構成されている。 $L_{in} = 0.12$ nH, $C_{in} = 4.1$ pF, $L_{out} = 0.08$ nH, C_{out} = 3.8 pF である。図 3-7 は P_{RFin} を変えた場合の P_{RFout} と E_{ff} を示している。 P_{RFout} が 44 dBm の時に E_{ff} は 40% となっており、図 3-5 の Z_{LTO} での RF 特性がほぼ再現 できた。



図 3-6 入出力整合回路を設計した GaN HEMT RF パワーアンプの RF 特性シミ ュレーション回路

Fig. 3-6 RF characteristics simulation circuit of GaN HEMT RF power amplifier with input and output matching circuits.



図 3-7 入出力整合回路を設計した GaN HEMT RF パワーアンプの RF 特性シミ ュレーション結果

Fig. 3-7 Simulated RF characteristics of GaN HEMT RF power amplifier with input and output matching circuits.

3.5. RF パワーアンプの熱電気連成シミュレーション

3.5.1. エンベロープトラッキング RF パワーアンプの動作

図 3-1 のシミュレーション回路を用いて熱電気連成シミュレーションを行う。 入力信号は正弦波で振幅変調する。実際の変調信号は単一の周波数ではないが、 複数の周波数の信号を重ね合わさせることで表現できるので、一般的な特徴を導 くことができると考える。変調周波数による影響を調べるために、 $f_{M} = 10$ MHz, 5 MHz, 2.5 MHz の 3 種類とした。電力効率の向上施策としてエンベロープトラ ッキングが適用されることを想定して、 V_{DD} は入力信号に比例して最小値 0 V か ら最大値 20 V まで振幅変調した。合わせて比較ために、 V_{DD} が 20 V 一定の場合 もシミュレーションした。また、 $f_{RF} = 10$ GHz であり、 $V_{GG} = -2.5$ V とした。

図 3-8 は、入力信号を fM =10 MHz で振幅変調した時の VRFin の波形の一例であ

る。図 3-8(a)は振幅変調波の2周期分を示し,図 3-8(b)は f_{RF}=10 GHzの RF 波の 10周期分まで拡大している。トランジェント解析のステップ時間は 0.01 ns に設 定しているので,図 3-8(b)では RF 波の1 周期内で 10 サンプルの計算を行ってい る。この離散的な電圧値 V(t_{N×i+j})から電力値 P(t_i)を算出する際には,次の式を用い た。

$$P(t_i) = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^{N} \left[\frac{V(t_{N \times i+j})^2}{R_L} \right] , i = 0, 1, 2, \dots$$
(3-15)

Nはサンプリング周期と RFの周期の最小公倍数から決まる数値である。



図 3-8 変調周波数 10 MHz で振幅変調された入力信号の電圧波形 Fig. 3-8 Waveform of V_{RFin} modulated by amplitude modulation with f_{M} of 10 MHz. (a) Time = 0 to 200 ns. (b) Time = 149.5 to 150.5 ns.

図 3-9 に RF パワーアンプの熱電気連成シミュレーション結果を示した。横軸 は変調周期 T_M で正規化した。図 3-9(a) は V_{RFin} のエンベロープを示しており、縦 軸は $t=-0.25T_M$ の時のエンベロープ振幅値で正規化した。 V_{RFin} は $t=-0.5T_M$ から t=0までは増加し、t=0から $t=0.5T_M$ までは減少する。図 3-9(b) は V_{DD} を示し ている。一定電圧の時は 20 V であり、変調電圧の時は 0 V から 20 V まで正弦
波状に変化する。図 3-9(c) と (d) は出力電力と P_{dis}を示している。f_M=10 MHz, 5 MHz, 2.5 MHz の 3 種類に対して同じ波形であった。



図 3-9 直流印加電圧が一定の場合と変調されている場合の RF パワーアンプの 入力信号,直流印加電圧,出力電力,消費電力のシミュレーション結果 Fig. 3-9 Simulation results of RF power amplifier with constant and modulated V_{DD} . (a) V_{RFin} vs. time. (b) V_{DD} vs. time. (c) P_{RFout} vs. time. (d) P_{dis} vs. time.

表 3-2 に RF パワーアンプの動作条件が異なる場合に対して、 $P_{RFout} \ge P_{dis}$ の平 均値、および E_{ff} をまとめた。平均 P_{RFout} は、 V_{DD} が一定電圧の時に 9.1 W、変調 された V_{DD} の時に 8.7 W から 8.8 W であった。RF パワーアンプの E_{ff} は、 V_{DD} が 一定電圧の時に 28%、変調電圧の時に 44% であった。この E_{ff} の差はエンベロー プトラッキングが電力効率を向上する効果があることを示している。

表 3-2 RF パワーアンプの平均出力電力,平均消費電力,電力効率のシミュレーション結果

Table 3-2 Simulated average P_{RFout} , average P_{dis} and E_{ff} of RF power amplifier with constant and modulated V_{DD} .

М	=	1,	V_{GG}	= -2.	5 V,	$f_{\rm RF} =$	10	GHz
		,			-)	JKF		

V _{DD}	$f_{\rm M}({ m MHz})$	Average P _{RFout} (W)	Average P _{dis} (W)	$E_{\mathrm{ff}}(\%)$
Constant $V_{\rm DD}$ (20 V)	10	9.07	23.15	28.2
Modulated $V_{\rm DD}$	10	8.80	11.24	43.9
(The voltage is changed from 0 V to 20 V with	5	8.76	11.25	43.8
sinusoidal shape)	2.5	8.72	11.25	43.7

3.5.2. 温度変動のシミュレーション結果

図 3-10 は t=0 の温度 $T_{CH}(0)$ からの温度差を示している。変調 V_{DD} においては, $f_M=10$ MHz, 5 MHz, 2.5 MHz の 3 つの f_M 間での P_{dis} の平均値の差は表 3-2 に示 したように非常に小さいので, P_{dis} の差による影響は無い。 T_{CH} の変化量は f_M が 高くなると減少している。 T_{CH} の変化量の f_M 依存性は 3.3 節で述べた結果と一致 する。図 3-11 は T_{CH} のヒステリシスを示している。 T_{CH} のヒステリシスは, V_{RFin} エンベロープが増加する時の T_{CH} と減少する時の T_{CH} の差で定義した。ヒステリ シス量の f_M 依存性は T_{CH} の変化量の f_M 依存性とは一致していない。3.3 節の結果 から、 T_{CH} のヒステリシスは各々の熱 RC 並列回路の時間定数に影響されること が分かっている。 $f_M = 5$ MHz は 3 つのタイプの変調 V_{DD} の中では表 3-1 の f_3 に 最も近い。 $f_i \ge f_M$ の差が T_{CH} のヒステリシス量を決めたと考える。

図 3-9(d)のグラフから, 3.3 節で用いた *P*₀ と *M* に相当する値はそれぞ 14.6 と 1.0 であることが分かる。したがって, (3-11)と(3-12)から, *f*_M = 10 MHz, 5 MHz, 2.5 MHz の時の *T*_{CH}のヒステリシス量はそれぞれ 4.7 K, 5.2 K, 4.7 K と計算でき る。この値は図 3-11 に示されている t = 0.25*T*_M での値にほぼ一致している。

図 3-11 では、変調電圧の場合にピーク値が $0.25T_{M}$ からずれている。これは P_{dis} 内に含まれる高調波成分の影響である。図 3-9(d)の P_{dis} に合わせた近似式として 基本波のみの場合 P_{dis_1} と 2 倍波まで含めた場合 P_{dis_2} を考える。図 3-9(d)の P_{dis} の時間波形を FFT(高速フーリエ変換: Fast Fourier transform)して周波数領域のデ ータとして直流成分と高周波成分を求めると、 P_{dis_1} と P_{dis_2} は次式で表される。

$$P_{dis_{-1}} \approx 11.0 [1 + 1.3 \cos(2\pi f_M t)]$$
(3-16)

$$P_{dis_2} \approx 11.0 [1 + 1.3 \cos(2\pi f_M t) + 0.34 \cos(4\pi f_M t)]$$
(3-17)

この時, $P_{dis_1} \ge P_{dis_2}$ の時間波形は図 3-12 の通りであり, P_{dis_2} は図 3-9(d)の P_{dis} をほぼ再現していることが分かる。これを T_{CH} のヒステリシス量の近似式に当て はめると図 3-13 の通りとなる。 P_{dis_2} は図 3-11 の T_{CH} のヒステリシスを再現して いることが分かる。 P_{dis} の近似式導出は厳密な熱電気連成シミュレーションを実 施して初めて得ることができる。



図 3-10 直流印加電圧が一定の場合と変調されている場合の RF パワーアンプ内の GaN HEMT のチャネル温度変化

Fig. 3-10 T_{CH} variation of GaN HEMT in RF power amplifier with constant and modulated V_{DD} .



図 3-11 直流印加電圧が一定の場合と変調されている場合の RF パワーアンプ内の GaN HEMT のチャネル温度ヒステリシス

Fig. 3-11 T_{CH} hysteresis of GaN HEMT in RF power amplifier with constant and modulated V_{DD} .







図 3-13 GaN HEMT のチャネル温度ヒステリシスの近似式表現 Fig. 3-13 Simulated and approximated T_{CH} hysteresis. (a) P_{dis_1} . (b) P_{dis_2} .

3.5.3. AM-AM 特性のシミュレーション結果

図 3-14 は V_{DD} が一定電圧の場合と変調電圧の場合の RF パワーアンプの AM-AM 特性のシミュレーション結果である。横軸は V_{RFin} のエンベロープであり、 $t = -0.25T_M$ でのエンベロープの振幅値で正規化している。縦軸は $20log(|V_{RFout}|/|V_{RFin}|)$ で求められる利得であり、 $t = -0.25T_M$ における利得で正規化している。AM-AM 歪のヒステリシス量は図 3-11 の T_{CH} のヒステリシス量に一致する。



図 3-14 直流印加電圧が一定の場合と変調されている場合の RF パワーアンプの AM-AM 歪

Fig. 3-14 AM–AM distortion of RF power amplifier with constant and modulated V_{DD} . (a) Constant V_{DD} , $f_M = 10$ MHz. (b) Modulated V_{DD} , $f_M = 10$ MHz. (c) Modulated V_{DD} , $f_M = 5$ MHz. (d) Modulated V_{DD} , $f_M = 2.5$ MHz.

3.5.4. AM-PM 特性のシミュレーション結果

図 3-15 は V_{DD} が一定電圧の場合と変調電圧の場合の RF パワーアンプの AM-PM 特性のシミュレーション結果である。横軸は V_{RFin} のエンベロープであり、 $t = -0.25T_M$ でのエンベロープの振幅値で正規化している。AM-PM 歪の位相に関して は、時間領域のデータ V_{RFin} と V_{RFout} を FFT して周波数領域のデータに変換し、基 本波の位相差から通過位相を求めた。AM-PM 歪のヒステリシス量は図 3-11 の T_{CH} のヒステリシス量に一致する。



図 3-15 直流印加電圧が一定の場合と変調されている場合の RF パワーアンプの AM-PM 歪

Fig. 3-15 AM–PM distortion of RF power amplifier with constant and modulated V_{DD} . (a) Constant V_{DD} , $f_M = 10$ MHz. (b) Modulated V_{DD} , $f_M = 10$ MHz. (c) Modulated V_{DD} , $f_M = 5$ MHz. (d) Modulated V_{DD} , $f_M = 2.5$ MHz.

3.5.5. 直流印加電圧が矩形の場合へのシミュレーションの適用

本論文で用いたトランジェント解析は VDD がサイン波の場合だけでなく矩形の 場合にも適用できる。図 3-16 は、VDD が一定の場合、矩形波の場合、サイン波の 場合のシミュレーション結果である。一定の場合は 20 V、矩形波の場合は 15 V と 20 V の切り替え、サイン波の場合は 10 V から 20 V までの変化としている。平 均 P_{RFout}は V_{DD}によって 7.0 W から 7.8 W まで差があった。E_{ff} は、V_{DD} が一定電圧 の時に 18%、矩形電圧の時に 23%、サイン波状電圧の時に 26%であった。矩形電 圧の場合も電力効率を向上する手法として有効であることを確認できた。矩形電 圧の電源回路は、RF 信号のエンベロープに比例した波形用の電源回路に比べて製 作し易いので簡易なエンベロープトラッキングである。

図 3-17 は V_{DD}が一定電圧の場合一定の場合,矩形波の場合,サイン波の場合の RF パワーアンプの AM-AM 歪のシミュレーション結果である。V_{DD}が矩形波の 場合,サイン波の場合に AM-AM 歪のヒステリシスが現れている。



図 3-16 直流印加電圧が矩形の場合の RF パワーアンプの入力信号,直流印加電 圧,消費電力, GaN HEMT のチャネル温度変化

Fig. 3-16 Simulation results of power amplifier with constant, rectangular and sinusoidal V_{DD} . (a) V_{RFin} vs. time. (b) V_{DD} vs. time. (c) P_{dis} vs. time. (d) T_{CH} variation.



図 3-17 直流印加電圧が矩形の場合の RF パワーアンプの AM-AM 歪 Fig. 3-17 AM-AM distortions of power amplifier with constant, rectangular and sinusoidal *V*_{DD}. (a) Constant *V*_{DD}. (b) Rectangular *V*_{DD}. (c) Sinusoidal *V*_{DD}.

3.6. まとめ

RF パワーアンプの AM-AM 特性と AM-PM 特性を熱電気連成シミュレーショ ンで求めた。直流ドレイン印加電圧は一定の場合と変調電圧の場合とした。変調 電圧の場合は,低い入力電力では消費電力が少なくなりまた高い入力電力では消 費電力が大きくなるため,一定電圧の場合と比べて GaN HEMT の温度変化は大 きく, AM-AM 歪と AM-PM 歪のヒステリシス量は大きい。また,変調電圧の中 では,変調周波数が低い方が温度変化は大きいが,温度変化の量は必ずしも AM-AM 歪と AM-PM 歪のヒステリシスには影響しない。なぜなら,熱応答の時間定 数と変調周波数の関係がヒステリシス量を決めるからである。算出した AM-AM 歪と AM-PM 歪のヒステリシスは、相互変調歪の非対称性の原因となる[2],[48]。 本章では、精密な熱解析と電気解析を連成した熱電気連成シミュレーションに より、過渡熱応答に起因するヒステリシス現象の詳細な解析に成功した。

第4章 RF パワーアンプのヒステリシス特性の 測定

4.1. はじめに

第3章では、熱電気連成シミュレーションの結果として、熱過渡応答が AM-AM 歪と AM-PM 歪のヒステリシスを発生させると予測した。このヒステリシス は RF パワーアンプの相互変調歪の非対称性を引き起こし、結果として ACLR が 劣化する。また、RF パワーアンプの非線形特性を補償するために行う低歪化施策 の効果にも影響する。低歪化技術としては、プリディストーション、フィードフ オワード、フィードバックなどが開発されてきた[2]。このうち現在多く使われて いるプリディストーションは、RF 入力信号に RF パワーアンプの AM-AM 歪と AM-PM 歪の逆の特性を加えることで RF 出力信号の低歪化を図る方法である。 そのため、同じ RF 入力電力であっても増減方向によって利得と通過位相の変化 量が変わることは歪補償量の低下につながる。したがって、AM-AM 歪と AM-PM 歪のヒステリシスを把握することは、RF パワーアンプの高性能化と RF パワーア ンプを用いたシステムの性能向上に重要である。

本章では、AM-AM 歪と AM-PM 歪のヒステリシスの発生を実験で確認する。 合わせて、第2章で作成した GaN HEMT の電気モデルの精度とスイッチモード RF アンプのスイッチング損失量の妥当性を検証する。

振幅変調した RF 信号を RF パワーアンプに入力して AM-AM 特性と AM-PM 特性を測定する。AM-AM 歪と AM-PM 歪は, GaN HEMT の I_{DS} , C_{GS} , C_{GD} が入 力信号の大きさにより変化することにより発生する。 I_{DS} , C_{GS} , C_{GD} は温度と電圧 によって変化する。ここでは電圧変動の影響を考慮して,実験条件を下記の通り とする。

• V_{DD} はエンベロープトラッキングのように変化させずに固定とする。その

68

ことにより、入力電力が変化した時の VDsの直流成分を一定とする。

*P*_{RFout}の飽和レベルからバックオフしたレベルで動作するように *P*_{RFin}を設定する。そのことにより、入力電力が変化した時の *V*_{GS}の直流成分の変動を減らす。なお、*P*_{RFout}が低いレベルの時でも *E*_{ff}が向上するように、*V_{GG}*はAB級動作するように設定する。

この実験条件においては、*P*_{RFout}が低いことと発熱量の変化が少ないことから、RF パワーアンプの非線形性への過渡熱応答の影響が少ないことが予想される。そこ で、AM-AM 歪が発生するよりも低い *P*_{RFout} で発生する AM-PM 歪 [47] に着目す る。

本章では最初に、実験に用いる GaN HEMT デバイスの性能を説明した後、RF パワーアンプの入出力整合回路を設計する。HB シミュレーションの結果とデバ イス性能表を比較することで、本論文で作成した GaN HEMT の電気モデルの精 度を検証する。さらに熱電気連成シミュレーションによって、RF 入力信号が振幅 変調されている時の AM-AM 歪と AM-PM 歪の有無を予想する。次に実験で用い る測定系を説明し、測定データの解析手法について述べる。そして、実験におい ては、振幅変調した RF 信号を入力した時の V_{DS}、*I*_{DS}、*V*_{RFin}、*V*_{RFout}の時間変化を 測定する。測定結果から、*P*_{dis}を求め、また AM-AM 特性と AM-PM 特性を算出 する。最後に、シミュレーション値と実測値を比較し、第2章と第3章で述べた 熱電気連成シミュレーション手法の妥当性について考察する。

4.2. 実験に用いる GaN HEMT

GaN HEMT として東芝製の C 帯(4 GHz から 8 GHz 帯)25W 級 TGI5867-25L [49]を用いた。カタログからのデータとして,図 4-1 に外観を,表 4-1 に主な RF 性能を示す。



図 4-1 C帯 25W 級の内部整合型 GaN HEMT TGI5867-25L の外観

Fig. 4-1 Photograph of C-band 25 W class internal-matched GaN HEMT, TGI5867-25L [49].

表 4-1 TGI5867-25L の高周波仕様および電気性能

Table 4-1 RF performance specifications and electrical characteristics of TGI5867-25L [49].

Characteristics	Performance	unit	conditions
Output power	44.0 min., 44.5 typ.	dBm	$V_{\rm DD} = 24$ V, $I_{\rm DDset} = 1.75$ A, $f_{} = 5.85$ to 6.75 GHz
Power efficiency	44 typ.	%	at $P_{\rm RFin} = 35 \text{ dBm}$
Linear gain	12.5 min., 13.5 typ.	dB	at $P_{\rm RFin} = 20 \ \rm dBm$
Thermal resistance	2.8 typ., 3.2 max.	K/W	Channel to case

表 4-1 における電力効率 $E_{\rm ff}$ は,カタログ[49]に記載されている電力付加効率 $\eta_{\rm add}$ から次式を用いて換算した。

$$E_{ff} = \frac{P_{RFout}}{P_{RFout} - P_{RFin}} \eta_{add}$$
(4-1)

出力電力が第2章と第3章のシミュレーションで用いたデバイスと同じである

ので、電気モデルと熱モデルは同じパラメータを流用する。また、パッケージ内 に入出力の整合回路を内蔵し、パッケージ端では 50Ω整合となっているので、測 定用 RF 基板は 50Ω線路にゲートとドレインのバイアス回路を付加した単純な構 成とすることができる。

4.3. シミュレーション

表 4-1 に記載されているように、動作周波数を 5.85GHz から 6.75 GHz として GaN HEMT の入出力整合回路を設計した。また、 V_{DD} も表 4-1 に合わせて V_{DD} = 24 V とした。VGG については, RF 信号が無い時のドレイン電流値 IDDset を表 4-1 と同じ 1.75 A を合わせるために、-2.09 V にした。 設計手順は 3.4 節で述べた手順 と同じである。入出力整合回路の目標インピーダンスを, f_{kF}=5.85 GHz, 6.3 GHz, 6.75 GHz に対してそれぞれ求めて、それらを実現する回路を設計した。図 4-2 と 図 4-3 は、frF=6.3 GHz におけるソースプルとロードプルのシミュレーション結 果である。スミスチャート上に示されたインピーダンス点の HB シミュレーショ ンを実施した。ロードプル結果には Eff と PRFout の等高線を示し、ソースプルは利 得合わせに使うために PRFout のみの等高線を示した。スミスチャートの特性イン ピーダンスは図 4-2 が 50 Ω, 図 4-3 が 5 Ω としている。図 4-3 の結果から, ソー ス側の設定インピーダンス Zsto として 0.43 + j2.1 Ω を選んだ。出力回路インピー ダンスの選定に関しては、PRFoutと Effの関係も考慮した。図 4-4 に、負荷インピ ーダンスを変えた時の P_{RFout} 対 E_{ff}の関係を示す。P_{RFout} = 44.5 dBm 付近で E_{ff} が高 くなる負荷インピーダンスを選定し、出力回路の設定インピーダンス ZLT0 は 2.95 + j2.74 Ω とした。



図 4-2 ソースプルシミュレーションから得た出力電力の等高線 Fig. 4-2 P_{RFout} contours obtained from source pull simulation.



図 4-3 ロードプルシミュレーションから得た出力電力と電力効率の等高線 Fig. 4-3 P_{RFout} and E_{ff} contours obtained from load pull simulation.



図 4-4 ロードプルシミュレーションにおいて負荷インピーダンスを変えた場合 の出力電力と電力効率の関係

Fig. 4-4 Load dependency of relationship between P_{RFout} and E_{ff} obtained from load pull simulation.

入出力整合回路は図 4-5 に示す構成することとし、ソースプルとロードプルシ ミュレーションからそれぞれ選定したインピーダンス Zsro と ZLTO に合うように定 数を決定した。表 4-2 に出力側の目標インピーダンスと入出力整合回路のパラメ ータを示す。



図 4-5 RF パワーアンプの入出力整合回路

Fig. 4-5 Input and output matching circuits of RF power amplifier. (a) Input matching circuit. (b) Output matching circuit.

	$Z_{\rm LT0} (f_{\rm RF} = 5.85 \text{ GHz})$	$3.73 + j3.25 \ \Omega$	
Target load impedance	$Z_{\rm LT0} (f_{\rm RF} = 6.30 \rm GHz)$	$2.95 + j2.74 \ \Omega$	
	$Z_{\rm LT0} (f_{\rm RF} = 6.75 {\rm GHz})$	$2.36 + j2.95 \Omega$	
	L_{in1}	0.052 nH	
Input motohing sinouit	C_{in1}	60.0 pF	
input matching circuit	L_{in2}	0.03 nH	
	$C_{ m in2}$	25.0 pF	
	$L_{\rm out0}$	15.22 nH	
	$C_{\rm out0}$	0.05 pF	
	L _{out1}	0.21 nH	
Output matching simulit	$C_{\rm out1}$	6.76 pF	
Output matching circuit	$L_{\rm out2}$	0.33 nH	
	$C_{\rm out2}$	2.98 pF	
	L _{out3}	0.71 nH	
	C _{out3}	0.57 pF	

表 4-2 RF パワーアンプの入出力整合回路の定数

Table 4-2 Parameters of input and output matching circuits of RF power amplifier.

図 3-6 に示した RF 特性シミュレーション回路の入出力整合回路を図 4-5 に変 更して,入出力整合回路の設計を確認した。図 4-6 は f_{RF} = 5.85 GHz, 6.3 GHz, 6.75 GHz において, P_{RFin} を変えた場合の P_{RFout} と E_{ff} を示している。また,表 4-1 に記載した TGI5867-25 の性能の値も図中に示した。図 4-6(a)では、どの周波数も P_{RFout} が 44.0 dBm 以上となっている。また、図 4-6(b)の E_{ff} は、カタログ値 44% typ.に対してどの周波数も 39% typ.程度であり、シミュレーションにおける E_{ff} の 誤差は 5%程度であることが分かる。したがって、本論文で作成した GaN HEMT の電気モデルの大電力動作時における発熱量はほぼ妥当なものであると考える。



図 4-6 入出力整合回路を設計した RFパワーアンプの RF 特性シミュレーション 結果

Fig. 4-6 Simulated RF characteristics of GaN HEMT RF power amplifier with input and output matching circuits. (a) Output power. (b) Power efficiency.

次に熱電気連成シミュレーションを行う。手順は 3.5 節と同じであるが, 4.1 節 で述べたように, V_{DD} は 20 V 固定とし, P_{RFout} の飽和レベルからバックオフした レベルで動作するように P_{RFin} を設定する。また, AB 級動作するように V_{GG} =-2.68 V として I_{DDset} = 0.53 A に設定した。入力信号は, f_{M} = 2.5 MHz, M=1 の正弦波で 振幅変調とした。 f_{RF} は位相変動の影響が現れやすいことを考慮して, 表 4-1 の 推奨周波数である 5.85 GHz から 6.75 GHz までの範囲外であるが, 5.8 GHz を選定 した。図 4-7 は RF パワーアンプの熱電気連成シミュレーション結果を示してい る。横軸は変調周期 T_{M} で正規化している。 図 4-7(a) は V_{RFin} のエンベロープを 示している。縦軸は t=-0.25 T_{M} の時の V_{RFin} のエンベロープ振幅値で正規化した。 V_{RFin} は t=-0.5 T_{M} から t=0 までは増加し, t=0 から t=0.5 T_{M} までは減少する。 図 4-7(b)は V_{DD} を示しており, 一定電圧 20 V である。図 4-7(c)と(d)は P_{RFout} と P_{dis} を示している。 P_{RFout} の最大値は 16 W であり, P_{dis} は 10 W から 24 W の間で 変化している。



図 4-7 RFパワーアンプの入力信号,直流印加電圧,出力電力,消費電力のシミ ュレーション結果

Fig. 4-7 Simulation results of RF power amplifier. (a) V_{RFin} vs. time. (b) V_{DD} vs. time. (c) P_{RFout} vs. time. (d) P_{dis} vs. time.

図 4-8 は t = 0 での温度からの温度差を示している。図 4-9 は V_{RFin} のエンベロ ープが増加する時の T_{CH} と減少する時の T_{CH} の差であり, T_{CH} のヒステリシスが発 生している。図 4-9 から, $t=0.25 T_{\text{M}}$ において T_{CH} のヒステリシスは 2.8 K である。



図 4-8 RF パワーアンプ内の GaN HEMT のチャネル温度変化 Fig. 4-8 *T*_{CH} variation of GaN HEMT in RF power amplifier.



図 4-9 RF パワーアンプ内の GaN HEMT のチャネル温度ヒステリシス Fig. 4-9 *T*_{CH} hysteresis of GaN HEMT in RF power amplifier.

図 4-10 は RF パワーアンプの AM-AM 特性と AM-PM 特性のシミュレーション結果である。横軸は V_{RFin} のエンベロープであり、 $t=-0.25T_{\text{M}}$ でのエンベロープの振幅値で正規化している。AM-PM 特性の位相は、時間領域のデータ V_{RFin} と V_{RFout} を FFT して周波数領域のデータに変換し、基本波の位相差から通過位相を求めた。AM-AM 歪にはヒステリシスが現れていないが、AM-PM 歪にはヒステ

リシスが発生している。第3章のシミュレーションでは,直流印加電圧が一定の 場合における AM-PM 歪のヒステリシスは図 3-14(a)に示すように 0.2 度であっ た。3.5 度のヒステリシスが図 4-10(b)で発生しているのは,インピーダンス整合 回路の違いのためである。4.1 節で述べたように,実測においては AM-PM 歪に着 目する。



図 4-10 RF パワーアンプの AM-AM 歪と AM-PM 歪 Fig. 4-10 AM-AM and AM-PM distortions of RF power amplifier. (a) AM-AM distortion. (b) AM-PM distortion.

4.4. 測定系

4.4.1. 測定系の構成

東芝製 GaN HEMT の TGI5867-25L を用いて RF パワーアンプの測定を行う。 TGI5867-25L はパッケージ内部に GaN HEMT チップと入出力整合回路を含んで いる。図 4-11 に、TGI5867-25L、放熱用アルミケース、RF 基板で製作した RF パ ワーアンプの写真を示す。RF パワーアンプは測定系と接続できるように RF 入出 力部を SMA コネクタとした。RF 基板は、TGI5867-25L の RF 入出力端子と SMA コネクタをつなぐ特性インピーダンス 50 Ω の RF ラインと、V_{DD}、V_{GG} を印加す るためのバイアス回路で構成されている。RF ライン上には測定系と直流的に接続 されないように直列に DC カット用コンデンサを挿入している。バイアス回路は、 RF 信号がバイアス測定系に流れないように RF 周波数の波長の 1/4 の長さの位置 にデカップリング用コンデンサを配置した後、並列に電荷供給用のコンデンサを 接続している。また、V_{GG} 系には安定化用の抵抗を直列に挿入している。なお RF 基板上の回路は、メーカーからの推奨回路を参照した[49]。



図 4-11 測定用に製作した RF パワーアンプの写真 Fig. 4-11 Photograph of fabricated RF power amplifier for measurement.

図 4-12 は測定系のブロック図である。オシロスコープ Osc.1 では, RF パワー アンプへの RF 入力信号と RF 出力信号を測定する。測定値は測定系の損失を含 んだ値として,入出力それぞれ, Vosclin と Vosclout とする。オシロスコープ Osc.2 では,電圧プローブと電流プローブを用いて, VDD と IDD を測定する。振幅変調波 のタイミング信号 V_{timing} は任意信号発生器で作成し,Osc.1 と Osc.2 の両方に送ら れる。Osc.1 と Osc.2 での測定データを処理して, RF パワーアンプの性能評価に 必要な P_{RFin} , P_{RFout} , E_{ff} , AM-AM 特性, AM-PM 特性などに変換した。



図 4-12 RF パワーアンプの測定系ブロック図 Fig. 4-12 Block diagram of measurement set-up.

4.4.2. 測定誤算に関する検討

測定誤差が生じる主な要因として,測定器の精度,測定系によって生じる時間 誤差,インピーダンス不整合による通過位相への影響を挙げ,対策を考える。

最初に測定器の精度である。RF パワーアンプの入出力電圧の測定値 Vosclin と Voscloutは、AM-AM 特性と AM-PM 特性の算出に用いられるので、高い測定精度 が必要である。Osc.1 の主な電気性能を表 4-3 に示す。電圧測定に使う縦軸の分 解能は 8 ビットである。AM-PM シミュレーションの結果から、 P_{RFin} の最大値か ら 6 dB 下がった P_{RFin} までを測定したい。電圧測定値に換算すると、最大 P_{RFin} の 電圧を 1 とした場合、6 dB 低下 P_{RFin} の測定値は誤差を含めて 0.5 ± 2⁸ である。 すなわち、振幅値に関しては±0.07 dB の誤差が発生する。また、時間軸上のジッ タは 1.5 ps である。5.8 GHz の周期に対して 0.9% であり位相差±3.2 度に相当す る。したがって、振幅と位相の測定に関しては RF の 1 波形だけの測定値を使っ て求めると誤差が大きくなる。対策として、電圧値から電力値と位相を計算する 際に用いる(3-15)の N 値を大きくすること、また解析対象とするデータの時間を 変調周期に対して長くして平均値を算出することにする。

表 4-3 RF パワーアンプの入出力信号を測定するオシロスコープの主な電気的 性能

Characteristics	Performance	
Bandwidth	8GHz	
Sampling rate	20GS / s	
Input channel	Four input channels (each with 8-bit resolution)	
Trigger jitter	as low as 1.5 ps	

Table 4-3 Main electrical features of oscilloscope for measuring VOSC1in and VOSC1out.

次に測定系による位相測定誤差は,RFパワーアンプを構成するRF基板の長さ によるものと,測定器をつなぐケーブル長さによるものが考えられる。RF基板の 長さは入出力合わせて fRFの1 波長程度なので,入出力の時間差は約 0.2 ns であ る。測定器をつなぐケーブル長さについては次のように実測した。RFパワーアン プの入力信号と出力信号は,カップラでメインラインから取り出した後,ケーブ ルを通して Osc.1 に入力する。カップラとケーブルの長さ補正をするため,RFパ ワーアンプ無しで測定系を直結して入出差を測定したところ,0.6 ns の差が生じ た。ケーブルの波長短縮率を 70%とすると 6 GHz 帯では 13 cm となり,使用した ケーブルの長さの差としては妥当と考える。したがって,測定系による位相測定 誤差は 0.8 ns である。

最後に、インピーダンス整合状態の周波数依存性が大きい時の位相変動を考え る。出力側のインピーダンス整合は出力電力や電力効率に大きく影響するので不 整合を極力抑えるように回路設計をするが、周波数帯域の端部ではインピーダン スの変化が大きい。入力側は整合状態よりも広帯域性を重視して設計する場合が 多く、使用帯域全体で不整合が大きい場合がある。RF パワーアンプの通過位相の 変化は、入出力の整合状態が変り反射係数が変わることにより発生する。整合状 態が変わる理由は、4.1 節で述べたように GaN HEMT の電圧や温度変化が原因の 場合と、周波数の変化の場合がある。この2 つの要因が、入力信号が振幅変調さ れた時の位相変化に対してどのように現れるかは次のように説明できる。入力 RF 信号が振幅変調されている時の位相変動を考える。図 4-13(a)は振幅変調をフェー ザ表示したものであり[50]、下側に $V_{\rm RF}$ のエンベロープが描かれている。式で表す と、振幅 A_0 、周波数 $f_{\rm RF}$ の RF 信号 $V_{\rm RF}$ が、変調周波数 $f_{\rm M}$ 、変調度 M で振幅変調 された時、初期位相差 q_0 として、

84

$$V_{RF} = A_0 \left[1 + M \cos(2\pi f_M t + \varphi_0) \right] \cos(2\pi f_{RF} t), \quad 0 \le M \le 1$$
(4-2)

である。周波数成分で分解すると,

$$V_{RF} = A_0 \cos(2\pi f_{RF} t) + \frac{A_0 M}{2} \{ \cos[2\pi (f_{RF} + f_M)t + \varphi_0] + \cos[2\pi (f_{RF} - f_M)t - \varphi_0] \}$$
(4-3)

となる。

不整合が大きく,周波数による通過位相変動が大きい時,周波数による通過位相変動を中心周波数に対して低い周波数側で $-\varphi_1$,高い周波数側で $+\varphi_1$ とする。図 4-13 (b)は,この状態を表した図である。下側に描かれた V_{RF} のエンベロープを見ると, φ_1 だけ位相がずれた時間波形になることが分かる。

また,電圧や温度の変化が位相変動 φ2 の原因の場合は,図 4-13(c)に示すように 搬送波全体が振幅変調の1周期で0から φ2 のまで変化してまた0に戻る。よっ て,不整合による位相変動を含んだ V'RF は次式となる。

$$V'_{RF} = A_0 \cos\left[2\pi f_{RF}t + \varphi_2(t)\right]$$

$$+\frac{A_0M}{2}\cos[2\pi(f_{RF} + f_M)t + \varphi_0 + \varphi_1 + \varphi_2(t)] \qquad (4-4)$$
$$+\frac{A_0M}{2}\cos[2\pi(f_{RF} - f_M)t - \varphi_0 - \varphi_1 + \varphi_2(t)]$$

まとめると

$$V'_{RF} = A_0 \Big[1 + M \cos \Big(2\pi f_M t + \varphi_0 + \varphi_1 \Big) \Big] \cos \Big[2\pi f_{RF} t + \varphi_2(t) \Big]$$
(4-5)

である。

したがって、インピーダンス整合状態の周波数依存性が大きい時は、RF 信号のエンベロープ全体の位相変化を取り除くことで、電圧と温度による容量変化が位相変動に与える影響を算出できる。





Fig. 4-13 Phasor of amplitude modulation. (a) Without nonlinearity of reflection coefficients [50]. (b) With frequency dependency of reflection coefficients. (c) With temperature and voltage dependency.

4.5. 測定データの解析方法

4.5.1. DC 入力

 $V_{\text{DD}} = 20 \text{ V}, f_{\text{RF}} = 5.8 \text{ GHz}, f_{\text{M}} = 2.5 \text{ MHz}, 平均入力電力 <math>P_{\text{INave}} = 24 \text{dBm}$ の時の測 定データを例として解析方法を説明する。 V_{GG} は, I_{DDset} が 4.3 節の熱電気連成シ ミュレーションと同じ 0.53 A となるように, -3.0 V に設定した。平均入力電力 $P_{\text{INave}} = 24 \text{dBm}$ の時に P_{RFout} の最大値は 5.5 W (= 37.4 dBm)となり, 4.3 節の熱電気 連成シミュレーションと同様に飽和出力から数 dB のバックオフ量を確保してい る。 $f_{\text{RF}} = 5.8 \text{ GHz}$ は, 4.3 節の熱電気連成シミュレーションで述べたように,表 4-1 の推奨周波数である 5.85 GHz から 6.75 GHz までの範囲外であるが, 位相変動の 影響が現れやすいことを考慮して選定した。図 4-14 は Osc.2 の測定画面であり, $I_{\text{DD}}, V_{\text{DD}}, V_{\text{timing}}$ を示している。振幅変調 10 波分が測定されている。



Osc.2

図 4-14 オシロスコープ Osc.2 を用いて測定したドレイン電圧とドレイン電流 Fig. 4-14 Measured V_{DD} and I_{DD} using Osc.2.

測定した *I*_{DD}, *V*_{DD}の波形を解析する。Osc.2のデータを取り込み,図 4-15 に再 度グラフ化した。黒線が入力電力上昇時,赤線は入力電力減少時である。*V*_{DD} と I_{DD} の増減は、入力電力増加時と減少時で逆になっていることが確認できる。振幅 変調の 10 波分のデータのうち両側を省いた 9 波分のデータを平均して表示もの が図 4-16 である。振幅変調の入力電力最大時が時間 0 であり、横軸全体は振幅 変調周期の半分に相当し 200 ns である。 V_{DD} と I_{DD} ともに、-100 ns から+100 ns ま では入力電力増加時と減少時は重なっているが、その時間の外側では対称な波形 ではない。 V_{DD} を供給するバイアスラインのもつインダクタンスとキャパシタン スの影響が現れているものと考える。したがって、AM-AM 特性と AM-PM 特性 は、-100 ns から+100 ns で計算する。これは、 P_{RFin} が 20.7 dBm 以上に対応する。



図 4-15 ドレイン電圧とドレイン電流の測定結果 Fig. 4-15 Measurement data. (a) *V*_{DD} vs time. (b) *I*_{DD} vs time.



図 4-16 ドレイン電圧とドレイン電流の振幅変調 1 周期分の波形 Fig. 4-16 Variation of measured V_{DD} and I_{DD} in a cycle of amplitude modulation. (a) V_{DD} vs. time. (b) I_{DD} vs. time.

4.5.2. RF 特性

4.5.1 項と同様に、 $V_{DD} = 20 \text{ V}$ 、 $V_{GG} = -3.0 \text{ V}$ 、 $f_{RF} = 5.8 \text{ GHz}$ 、 $f_M = 2.5 \text{ MHz}$ 、 $P_{INave} = 24 \text{dBm}$ の時の測定データを例として RF 特性の解析方法を説明する。図 4-17 は Osc.2 の測定画面であり、 V_{RFin} 、 V_{RFout} 、 V_{timing} を示している。振幅変調 5 波分が測定 されている。



Osc.1

図 4-17 オシロスコープ Osc.1 を用いて測定した RF 入出力電圧 Fig. 4-17 Measured V_{RFin} and V_{RFout} using Osc.1.

測定した V_{RFin}, V_{RFout}を解析する。図 4-17 に示したオシロ1のデータを取り込み,再度グラフ化したものが図 4-18 である。黒線が入力電力上昇時,赤線は入力電力減少時である。



図 4-18 RF 入出力電圧の測定結果 Fig. 4-18 Measurement data. (a) *V*_{RFin} vs time. (b) *V*_{RFout} vs time.

次に電圧値 V_{RFn}, V_{RFout}を電力値に換算する。(3-15)において N=100 とし, デー タ間隔を 5 ns とする。これは RF 波形の 29 波形分に相当する。振幅変調の 4 波分 のデータのうち両側を省いた 3 波分のデータを平均して表示ものが図 4-19 であ る。縦軸は、測定系のカップラや減衰器による影響を校正済みの電力値である。 振幅変調の入力電力最大時が時間 0 であり、横軸全体は振幅変調周期の半分に相 当し 200 ns である。なお、4.4.2 項で説明したインピーダンス整合の影響と考えら れる振幅変調エンベロープの位相変動として、遅延量 7 ns を入れて表示した。入 力電力、出力電力ともに増加時と減少時で対称形となっている。これ以降、本論 文内では上記考えに基づいた遅延量を含めた表示とする。



図 4-19 RF入力電力と RF 出力電力の振幅変調 1 周期分の波形 Fig. 4-19 Variation of measured P_{RFin} and P_{RFout} in a cycle of amplitude modulation. (a) P_{RFin} vs. time. (b) P_{RFout} vs. time.
図 4-19 の P_{RFin} と P_{RFout} の比から利得を算出し,図 4-20 に示した。V_{DD} と I_{DD} の 特性からあらかじめ決めた-100 ns から+100 ns を緑枠で囲っている。予想した通 り,その枠の外側では入力増加時と入力減少時の差が大きく,この部分について は熱変動以外が影響している。さらに,図 4-20 の横軸を入力電力として,図 4-21 に AM-AM 特性を示した。V_{DS} と I_{DS} の特性からあらかじめ決めた 20.7 dBm 以上 を緑枠で囲っている。0.5 dB 程度のヒステリシスが観測されるが,緑枠外の影響 との区別ができない。シミュレーションで予測した通り,AM-AM ヒステリシス は現れていないと判断する。



図 4-20 振幅変調1周期分の利得変動測定値

Fig. 4-20 Variation of measured gain in a cycle of amplitude modulation.



図 4-21 AM-AM 特性の測定値 Fig. 4-21 Measured AM-AM characteristic.

図 4-18 に示した時間領域のデータ V_{RFin} と V_{RFout} を FFT して周波数領域のデー タに変換し,基本波の位相差から通過位相を求める。FFT に際してのデータ数は AM-AM 特性を求めた際と同じ N=100 として通過位相を算出し,図 4-22 に示し た。V_{DD} と I_{DD}の特性からあらかじめ決めた-100 ns から+100 ns を緑枠で囲ってい る。さらに,図 4-22 の横軸を入力電力として,図 4-23 に AM-PM 特性を示した。 V_{DS} と I_{DS} の特性からあらかじめ決めた 20.7 dBm 以上を緑枠で囲っている。緑枠 の中では通過位相のヒステリシスが発生し,その最大値は 3 度である。



図 4-22 振幅変調1周期分の位相変動測定値

Fig. 4-22 Variation of measured transmission phase in a cycle of amplitude modulation.



図 4-23 AM-PM 特性の測定値 Fig. 4-23 Measured AM-PM characteristic.

4.6. 実験結果

4.6.1. 入力電力の依存性

 $V_{DD} = 20 \text{ V}, V_{GG} = -3.0 \text{ V}, f_{RF} = 5.8 \text{ GHz}, f_M = 2.5 \text{ MHz}, および <math>P_{INave} = 19 \text{ dBm},$ 22 dBm, 24dBm として測定を行った。図 4-24 と図 4-25 に, それぞれ, AM-AM 特性と AM-PM 特性を示す。 $P_{INave} = 24 \text{ dBm}$ のグラフは,図 4-21,図 4-23 と同 じである。



図 4-24 平均入力電力を変えた場合の AM-AM 特性の測定結果 Fig. 4-24 Measured AM-AM characteristics. (a) $P_{INave} = 19$ dBm. (b) $P_{INave} = 22$ dBm. (c) $P_{INave} = 24$ dBm.



図 4-25 平均入力電を変えた場合の AM-PM 特性の測定結果 Fig. 4-25 Measured AM-P M characteristics. (a) $P_{INave} = 19$ dBm. (b) $P_{INave} = 22$ dBm. (c) $P_{INave} = 24$ dBm.

AM-AM 歪, AM-PM 歪ともに入力電力が増加するとヒステリシスが観測される。 しかし, AM-AM 歪に関しては入力電力が低い時の電圧と電流の変動の影響が考 えられ, ヒステリシスではないと判断する。AM-PM 歪に関しては平均 P_{RFin}が大 きくなるとヒステリシスが大きくなる。発生する熱量が増えて温度変動のヒステ リシスが大きくなるためと考える。

図 4-26 に、P_{INave}=24 dBm の時の P_{dis}, E_{ff}, P_{RFout}を示す。図 4-7 のシミュレー

ションにおいては、P_{dis}の最大値と最小値の差は消費電力の偏差はから約13Wで あったのに対して約3Wである。実験では発熱量の少ない偏差でAM-PM 歪のヒ ステリシスが観測されている。



図 4-26 測定した消費電力,電力効率,出力電力の時間波形 Fig. 4-26 Measured P_{dis} , E_{ff} , P_{RFout} and P_{DC} . (a) P_{dis} vs. time (b) E_{ff} vs. time. (c) P_{RFout} vs. time.

4.6.2. 変調周波数の依存性

図 4-27 に振幅変調の周波数 $f_M = 5$ MHz とした時の利得と通過位相の測定結果 を示す。横軸は時間としている。利得変動,位相変動ともに $f_M = 2.5$ MHz の時と 同様の結果を得られた。MHz 帯の変調周波数で AM–PM 歪のヒステリシスを確認 できた。



図 4-27 変調周波数 5 MHz の時の利得変動と位相変動 Fig. 4-27 Variation of measured gain and phase with $f_M = 5$ MHz. (a) Gain vs. time. (b) Phase vs. time.

4.7. 考察

4.7.1. AM-AM 特性

4.3 節の熱電気連成シミュレーションにおいて温度変動の影響によるヒステリ シスはほぼ無いと推定したが、実験でも AM-AM 歪のヒステリシスは現れなかっ た。第3章で述べたような AM-AM 歪のヒステリシスは、エンベロープトラッキ ングを適用した場合のように温度変化のヒステリシスが大きい時に、その影響が 現れやすいと考える。

4.7.2. AM-PM 特性

4.3 節の熱電気連成シミュレーションで予想したように, AM-PM 歪のヒステリシスを観測できた。AM-PM 歪のヒステリシスは, 熱解析と電気解析を連成する ことで予測できる現象であり, 今回の熱電気連成シミュレーション手法は妥当で あると言える。

ヒステリシス量はシミュレーション値が 3.5 度であり実測値が 3 度であった。 しかし, *P*_{RFout}の最大値はシミュレーションが 16 W に対して実験では 5.5 W であ った。その差の理由として,インピーダンス整合と熱モデルの精度の観点から考 察する。熱モデル精度は 4.7.4 項で述べる。

AM-PM 歪が発生する理由は、3.1 節で述べたように、CGs と CGD の変化によっ て生じる信号源側インピーダンスおよび負荷側インピーダンスとの整合の変化や 電圧位相に対して直交する電流成分の変化などである。4.4.2 項においてインピー ダンス整合状態の周波数依存性が大きい時の誤差について検討し、4.5.2 項におけ る実験データの処理の際に誤差補正が必要であった。したがって、本実験におい てはインピーダンス整合の変化が大きく、そのために位相変動が大きくなったと 考えられる。インピーダンス整合の変化が大きくなることについては、4.3 節の熱 電気連成シミュレーションおよび 4.5.1 項の前半で fref の選定の理由として述べた。 シミュレーションにおいても、4.3 節のようにロードプルシミュレーションとソ ースプルシミュレーションの結果から fref が 5.85 GHz から 6.75GHz の間で最適な インピーダンスに合わせた入出力整合回路を設計し、AM-PM 歪の算出は帯域外 の 5.8 GHz で実施した。その結果 AM-PM 歪は帯域内での発生量よりも大きくな ったが、実験で用いた RF パワーアンプの整合回路を正確にモデル化できていな かったものと考える。

本実験では、整合回路をパッケージ内にもつ市販の GaN HEMT を用いたため、 整合回路をシミュレーション用に新たに設計した。実際の RF パワーアンプの設 計においては整合回路の情報を入手できるので、インピーダンス整合状態を精度 よく把握することが可能である。

4.7.3. GaN HEMT の電気モデルの精度

本論文で作成した GaN HEMT の電気モデルの精度については、4.3 節で述べた ように、 P_{RFout} および E_{ff} について 表 4-1 に示した TGI5867-25 の性能表とシミュ レーション値を比較した結果、 P_{RFout} は同等、 E_{ff} の差は 5%であり、大電力動作時 における発熱量は妥当なものであると考える。

低電力レベルにおいては、実験結果とシミュレーションを比較するために、図 4-28 に $E_{\rm ff}$ と $P_{\rm RFout}$ の関係を示した。シミュレーション値は図 4-7(c)と(d)から求 め、実測値は図 4-26(a)と(c)から求めた。 $P_{\rm RFout}=5$ Wの時に $E_{\rm ff}$ は、実験とシミュ レーションで、それぞれ、22.5%と 27.4%であり、約 5%の誤差が生じることにな る。



図 4-28 RF パワーアンプの電力効率のシミュレーションと実測の比較 Fig. 4-28 Comparison between measured and simulated *E*_{ff} of RF power amplifier.

低電力レベルでの GaN HEMT の電気モデルの精度向上は,温度を変えながら S パラメータを測定することで可能となる[3]。その際は,今回の実験で用いたよう なパッケージ品ではパッケージ内部の部品の温度特性が含まれてしまうので, GaN HEMT チップ単体を評価する必要がある。また,スケールダウンしたチップ を用いる場合には,熱モデルへの影響に注意する。

4.7.4. GaN HEMT の熱モデルの精度

熱モデルの精度を考察するために、実験における GaN HEMT の *T*_{CH} を推定する。まず、図 4-26(a)の *P*_{dis} を近似式(4-6)で表す。

$$P_{dis} \approx 11.85 + 1.36 \cos \left[2\pi \left(f_M t + \frac{7}{360} \right) \right] + 0.29 \cos \left[2\pi \left(2f_M t + \frac{112}{360} \right) \right] + 0.24 \cos \left[2\pi \left(3f_M t + \frac{96}{360} \right) \right]$$
(4-6)

この時,図 4-29(a)の通りに近似式は実測値をほぼ再現している。次に GaN

HEMT の熱モデルに P_{dis} に相当する熱量を印加する。具体的には、図 2-2 に示す 熱等価回路に近似式(4-6)の各項に相当する電流源を接続する。こうして求めた T_{CH} の変化が図 4-29(b)である。 T_{CH} のヒステリシス量は $t = 0.25T_{M}$ と $t = -0.25T_{M}$ における T_{CH} の値から 0.5 K である。シミュレーションでは図 4-9 に示す通り 2.8 K であった。また、AM-PM 歪のヒステリシスはシミュレーション値 3.5 度、実測 値 3 度であった。 T_{CH} のヒステリシスと AM-PM 歪のヒステリシスの比から、実 測では T_{CH} のヒステリシス量が最大 4.8 倍異なっている可能性がある。ヒステリ シスの量は、(3-12)に示したように、熱抵抗の大きさだけでなく熱 RC 並列回路の 時間定数と f_{M} の関係も影響する。温度変化における数 MHz の時定数は、文献[25] では GaN HEMT チップ内の温度変化に関係することが示されており、これは GaN HEMT チップ内の熱源配置が T_{CH} のヒステリシス量に関係することを意味する。 本論文ではチップ構造を文献[37]と[38]から類推して作成した熱等価回路を採用 した。実設計においては、チップ構造を正確に把握することで熱モデルの精度向 上が可能である。



図 4-29 実測結果と熱等価回路から推定した GaN HEMT の温度変化 Fig. 4-29 T_{CH} variation of GaN HEMT in RF power amplifier estimated from measured P_{dis} and thermal equivalent circuit. (a) Measured and approximated P_{dis} . (b) Estimated T_{CH} variation of GaN HEMT.

4.8. まとめ

GaN HEMT を用いた RF パワーアンプに振幅変調波を入力し, AM-AM 特性と AM-PM 特性を測定した。熱電気シミュレーションの結果から, 低い入力電力レ ベルから発生する AM-PM 歪に着目し, AM-PM 歪に約3度のヒステリシスが発 生していることを実験で確認した。熱電気連成シミュレーションの結果と比較し, GaN HEMT 内の自己発熱による温度変動のヒステリシスが原因であると推定し た。AM-PM 歪のヒステリシスは, 精密な熱解析と電気解析を連成して初めて予 測できる現象であり, 今回の熱電気連成シミュレーション手法を用いることによ り, MHz オーダーの高速動作における熱と電気の連成シミュレーション環境を構 築できたと考える。

第2章で作成した GaN HEMT の電気モデルの精度については,発熱量は大電 カレベルと低電力レベルともに約5%の誤差が生じた。また,実験で用いた RFパ ワーアンプの整合回路を正確にモデル化できていたと仮定した時に,本論文で採 用した熱モデルに関しては,2.5 MHz の熱時定数に関係する回路パラメータは最 大で4.8 倍の差が生じる可能性があることが分かった。電気モデルと熱モデルの 精度向上策は下記のように考える。

- ・ インピーダンス整合回路の情報を盛り込む。
- ・ 温度を変えながら GaN HEMT チップ単体の S パラメータを測定する。
- チップ構造を正確に把握して熱モデルを作成する。

いずれも実設計の段階で対応が可能であるが、工夫して実施する必要がある。例 えばSパラメータの測定の際には,他の部品の影響を含まないようにすることや、 スケールダウンしたチップにおける熱モデルへの影響を考慮することである。

第5章 結論

5.1. 第1章から第4章の結果

ここで、あらためて各章の結果をまとめる。

第1章では、研究の背景を基にし、GaN HEMTパワーアンプの実使用状態での動 作をシミュレーションで明らかにするための課題として、「MHzオーダーの高速 動作における熱と電気の連成シミュレーション環境を構築すること」を設定した。 シミュレーションの基本的な流れはこれまでの研究を踏まえるものの、本研究で 取り組む新しい点として、電気モデルの高周波特性精度の向上、パワーアンプへ 与える高周波信号や直流電圧の時間波形を実使用状態に合わせて変化させるため のシミュレータ回路上の工夫、シミュレーションで得られたデータに数値処理し て高周波特性に換算することを挙げた。

第2章では、高速スイッチング電源用スイッチモードRFパワーアンプの熱と電気の連成シミュレーションに取り組んだ。熱モデルとして熱等価回路、電気モデルとしてAngelovモデルを採用し、マイクロ波回路シミュレータ上で連成してトランジェント解析を行うことで、熱電気連成シミュレーションの環境を構築した。 そして、高速スイッチング電源の信頼性能に関する性能指標として、温度の時間変動を算出した。スイッチング電源の動作理論から得られる理論計算の結果とシミュレーション結果を比較し、その差が大きくなる場合には原因を考察して理論計算の限界とシミュレーションの有効性を示した。この結果、スイッチモードRFパワーアンプの動作解析において、発熱量が大きい場合には熱電気連成シミュレーションが必要であることを明らかにした。また、本章での解析はスイッチング 周波数を100 MHzとしたが、100 MHz以上の場合にはスイッチング動作が複雑になり、さらに熱電気連成シミュレーションの必要性が増すとの結論を得た。

第3章では, RF パワーアンプの熱電気連成シミュレーションに取り組んだ。

105

RF パワーアンプの線形性能を示す指標として, AM-AM 歪と AM-PM 歪の算出 を行った。まずは, 発熱量が正弦波で変化する場合の温度変化を簡易計算で求め, 熱等価回路の定数と正弦波の周波数が, 温度変化や熱ヒステリシスにどのよう関 係するかを理論的に明らかにした。次に, RF パワーアンプの電気シミュレーショ ン用の回路を設計し, 熱電気連成シミュレーションを実施した。RF パワーアンプ の直流ドレイン電圧を動的に変化させる高効率化手法を適用し, 本シミュレーシ ョン手法が現実の RF パワーアンプの解析に応用可能であることを示した。

AM-AM 特性と AM-PM 特性を熱電気連成シミュレーションで求めた結果,直流 ドレイン電圧が RF 信号のエンベロープに比例して変化する場合は直流ドレイン 電圧が一定の場合と比べて AM-AM 歪と AM-PM 歪のヒステリシス量は大きい こと,変調周波数が低い方が温度変化は大きいことを示した。しかし,熱応答の 時間定数と変調周波数の関係がヒステリシス量を決めるため,温度変化の量は必 ずしも AM-AM 歪と AM-PM 歪のヒステリシスには影響しないことが分かり,そ の点でも熱電気連成シミュレーションが有効であるとの結論を得た。精密な熱解 析と電気解析を連成した熱電気連成シミュレーションにより,過渡熱応答に起因 するヒステリシス現象の詳細な解析に成功した。

第4章では、熱過渡応答が RF パワーアンプの線形性能に影響を与えることを 実験で確かめた。事前の熱電気連成シミュレーションの結果から特に AM-PM 特 性に着目し、AM-PM 歪のヒステリシスを観測した。電気モデルの精度および連 成シミュレーションの精度を検証し、本論文で構築した熱電気連成シミュレーシ ョンの方式が妥当であるとの結論を得た。

5.2. 全体の結論

本研究では、無線通信システム用および電源用 RF パワーアンプの高性能化の

106

ため、GaN HEMT アンプの熱電気連成シミュレーションに取り組んだ。そして、 MHz オーダーの高速動作のシミュレーション環境の構築を課題としてとらえ、 GaN HEMT の熱モデルと電気モデルを作成して、トランジェント解析によるシミ ュレーション環境を構築することで、課題解決を図った。高速スイッチング電源 や無線通信用送信機に用いられる RF パワーアンプに熱電気連成シミュレーショ ンを適用して理論解析と比較することにより、下記のような熱電気連成シミュレ ーションの有効性を示した。

- 高速スイッチング電源においては、発熱が極めて短い時間に集中することによって発生する過渡熱応答に連成シミュレーションを適用し、動作周波数の上限や温度変動を求めて、高いスイッチング周波数の動作解析に有効であることを示した。
- 無線通信用送信機においては、無線変調波のエンベロープに応じて発熱量 が変化することによって発生する過渡熱応答が温度変化のヒステリシス を引き起こし、線形性能を劣化させることを示した。

そして,GaNHEMTの実測により,作成した電気モデルとシミュレーション手法の妥当性を示すことができた。熱電気連成シミュレーションの精度向上については,実設計の段階で必要な手法を適用することで対応可能である。

実測した AM-PM 歪のヒステリシスは約3度であったが、高速無線通信におい て与える影響は大きい。図 5-1(a)と(b)は I-Q 平面上に描かれたデジタル変調のコ ンスタレーションに、それぞれ、AM-AM 歪と AM-PM 歪が加わった時を示して いる[31]。信号までの振幅 r に対して、振幅歪誤差を Δr とし、位相誤差を $\Delta \theta$ と すると、ベクトル誤差 V_{error} は= $\Delta r/r \approx \Delta \theta$ となる。 V_{error} が 0.05 となるのは AM-AM 歪 0.45dB、AM-PM 歪 2.9 度(=0.05rad)に相当する。したがって AM-PM 歪の方が デジタル変調の誤差に与える影響は大きい。今後、ベクトル変調技術の進展によ りコンスタレーション上の信号数が増えていくと高い精度が必要となり, RFパワ ーアンプには線形性能の要求が増える。そのため、本論文の熱電気連成シミュレ ーションを使って、RFパワーアンプの性能向上を図ることが重要である。



図 5-1 AM-AM 歪と AM-PM 歪がデジタル変調のコンスタレーションに与える 影響

Fig. 5-1 Error of digital modulation constellation caused by AM–AM and AM–PM distortions. (a) AM–AM distortion. (b) AM–PM distortion.

5.3. 応用と今後の課題

本論文で述べた熱電気連成シミュレーションは,温度変動が電気的特性に与え る影響を明らかにすることができる。この情報は,RFパワーアンプの高性能化に 役立つだけでなく,RFパワーアンプを用いたシステムに活用することでシステム 全体の性能向上に有効である。

まず, RF パワーアンプの高性能化については下記の点で貢献できる。

1.1.2 項で述べたように、GaN HEMT の動作温度を正確に把握することで
 GaN HEMT の高密度配置と信頼性の適正化を図ることができ、RF パワ

ーアンプの小形化と高信頼性化につながる。

- GaN HEMT 内部の自己発熱による温度上昇を抑えるためにはチップ内の 発熱源の間隔を広げて配置する必要があるが、間隔を広げすぎると寄生 インダクタンスが増えて RF 性能を低下させてしまう。アプリケーショ ン毎に変調周波数は異なるので その変調周波数に対する温度変動を考 慮して GaN HEMT チップを設計することで RF 性能の性能向上が期待で きる。
- GaN HEMT 製造段階での不良解析にも適用できる。チップ、パッケージ、 それらの接合部のいずれかに不良が発生した時、振幅変調信号入力時の 変調周波数と AM-PM 歪のヒステリシスの関係に特徴が現れるので対策 できる。結果として、信頼度が高く、性能ばらつきの少ない製品を供給す ることが可能となる。

アプリケーションから見た熱電気連成シミュレーションの活用として,通信, 自動車,エネルギーの分野から考える。

- 超高速なデータ通信の実現のため、第5世代の移動通信システムが日本において2020年のサービス開始を目指して開発されている。その周波数帯域幅は最大1GHzまで広帯域化することが検討されている[4]。第3章で述べたように、変調周波数が高くなるとGaNHEMT内部の温度変化幅は減少するが、温度のヒステリシスは発生する。第5世代システムではより高い信号変調精度が求められるので、熱電気連成シミュレーションによりそれに適した歪補償の処理方法を開発できる。
- 安全な運転のために自動車には各種のセンサーが取り付けられている。
 ミリ波レーダは、悪天候のために視界が悪くカメラの検知能力が低下した状況においても、正確に検知可能という利点をもつ。現状では、常に

ー定のパルス幅とパルス間隔で送信しており温度変動は一定である。将 来,道路上のいろいろな距離にある物体を精度よく検知するためにパル スの条件を変えながら使用するようなシステムが開発された場合には, 温度変動を考慮した振幅と位相の補償に有効である。なお、ミリ波レー ダには Si 系のデバイスも使われているが、熱電気連成シミュレーション の基本的な手法は同じである。

 太陽光発電などの分散型電源の普及により、各戸ベースでの電力制御が 必要となっている。直流と交流を変換する装置は、小形化と高効率化を 目的として、GaN デバイスを用いた高速なスイッチモード RF パワーア ンプで構成することが検討されている。負荷電流の変動に合わせて、ス イッチング周波数やスイッチングのタイミングを制御する必要がある。 負荷電流の変動は高速ではないものの、発熱量や電圧波形を考慮した適

正な制御のために高速スイッチングの過渡解析が有効であると考える。

実設計段階において熱電気連成シミュレーションを活用する際には,熱モデル と電気モデルの精度向上策を適用して実用性を向上することが課題である。また, システム設計に応用する際に信号処理へ適用するためには,歪特性のモデル化な どの工夫が必要になることが課題であると考える。

以上述べたように、本研究で取り組んだ MHz オーダーの熱と電気の連成シミ ュレーションは GaN HEMT を使った RF パワーアンプの性能向上に有効であるの で、設計段階での活用と応用製品での適用を期待する。

110

文献

- [1] 総務省ホームページ,"情報通信白書平成 29 年版,"
 http://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/h29.html, 2018 年 2 月 3 日最終閲覧.
- [2] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Artech House, Boston, London, 2006.
- [3] C. Wang, Y. Xu, X. Yu, C. Ren, Z. Wang, H. Lu, T. Chen, B. Zhang, and R. Xu, "An electrothermal model for empirical large-signal modeling of AlGaN/GaN HEMTs including self-heating and ambient temperature effects," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 62, no. 12, pp. 2878–2887, Dec. 2014.
- [4] R. Ma, K. H. Teo, S. Shinjo, K. Yamanaka, and P. Asbeck, "A GaN PA for 4G LTE-Advanced and 5G," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 18, no. 7, pp. 77–85, Nov./Dec. 2017.
- [5] T. Kitahara, T. Yamamoto, and S. Hiura, "Doherty power amplifier with asymmetrical drain voltages for enhanced efficiency at 8 dB backed-off output power," *IEEE/MTT-S International Microwave Symp.*, Jun. 2011.
- [6] T. Kitahara, T. Yamamoto, and S. Hiura, "Asymmetrical Doherty amplifier using GaN HEMTs for high-power applications," *IEEE Topical conference on Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications*, Jan. 2012.
- [7] I. Ramos, M. N. R. Lavin, J. A. Garcia, D. Maksimovic, and Z. Popovic, "GaN microwave DC-DC converters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 63, no. 12, pp. 4473–4482, Dec. 2015.
- [8] 金 東海, "パワースイッチング工学 [改訂版]," 電気学会, 2014 年, pp. 16-54.
- [9] 高田 賢治, 津田 邦男, "AlGaN/GaN HEMT パワーデバイス,"東芝レビュ ー, Vol. 59, no. 7, pp. 35–38, 2004.
- [10] A. Disserand, P. Bouysse, A. Martin, R. Quere, O. Jardel, and L. Lapierre, "A new high speed and high efficiency GaN HEMT switching cell for envelope tracking modulators," *Proceedings of the 46th European Microwave Conference*, pp. 281– 284, 2016.
- [11] M. Rodriguez, Y. Zhang, and D. Maksimovic, "High-frequency PWM buck converters using GaN-on-SiC HEMTs," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 29, no.5, pp. 2462–2473, May 2014.
- [12] S. Hiura, M. Ishida, T. Kitahara, and T. Yamamoto, "RF module using MCM-L and BGA technology for 5GHz WLAN application," *Microwave Conference*, 33rd *European*, Oct. 2003.
- [13]K. Matasuge, S. Hiura, M. Ishida, T. Kitahara, and T. Yamamoto, "Full RF module with embedded filters for 2.4 GHz and 5 GHz dual band WLAN applications,"

IEEE/MTT-S International Microwave Symp., Jun. 2004.

- [14]K. Gomi, M. Ishida, and S. Hiura, "UWB module with antenna using organic substrates," *The European Conference on Wireless Tech.*, Oct. 2005.
- [15]小野 哲, マウロ チャパ, 日浦 滋, 高木 茂行, "GaN HEMT 素子の熱・ 電気連成シミュレーション," 電子情報通信学会論文誌 C, vol. J97-C, no. 11, pp. 391–399, 2014.
- [16] S. Ono, M. Ciappa, S. Hiura, and W. Fichtner, "Electro-thermal simulation in the time domain of GaN HEMT for RF switch-mode amplifier," *Microelectronics Reliability*, vol. 52, nos. 9-10, pp. 2224–2227, Sep. –Oct. 2012.
- [17] A. Grebennikov, N. O. Sokal, and M. J. Franco, *Switcmode RF and Microwave Power Amplifier*. Elsevier, 2012.
- [18] J. B. King and T. J. Brazil, "Nonlinear electrothermal GaN HEMT model applied to high-efficiency power amplifier design," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 61, no. 1, pp. 444–454, Jan. 2013.
- [19] W. Wei, O. K. Jensen, and J. H. Mikkelsen, "Self-heating and memory effects in RF power amplifiers explained through electro-thermal modeling," *NORCHIP*, Nov. 2013.
- [20]epc 社ホームページ, "eGaN FET Safe Operating Area," Application note 2012, https://epc-co.com/epc/Portals/0/epc/documents/producttraining/SafeOperatingArea.pdf, 2018 年 2 月 3 日最終閲覧.
- [21]C. G. Tua, T. Pratt, and A. I. Zaghloul, "A study of interpulse instability in Gallium Nitride power amplifiers in multifunction radars," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 64, no. 11, pp. 3732–3747, Nov. 2016.
- [22]L. Wu and M. Saeedifard, "A simple behavioral electro-thermal model of GaN FETs for SPICE circuit simulation," *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 2136–2140, 2016.
- [23]石塚 勝, "電子機器の熱設計 基礎と実験,"丸善株式会社, 2003 年, pp. 239-264.
- [24] R. Remsburg, *Advanced Thermal Design of Electronic Equipment*. Chapman & Hall, New York, London, pp. 32–100, 1998.
- [25]小野 哲, Mauro Ciappa, 日浦 滋, 高木 茂行, "高速スイッチング用 GaN デバイスの定常および過渡状態での熱シミュレーション," エレクトロニク ス実装学会誌, vol. 17, no. 6, pp. 484–491, 2014.
- [26] I. Angelov, H. Zirath, and N. Rorsman, "A new empirical nonlinear model for HEMT and MESFET devices," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 40, no. 12, pp. 2258–2266, Dec. 1992.
- [27]NIAWR 社ホームページ, Microwave office element catalog, https://awrcorp.com/download/faq/english/docs/Elements/ANGELOV2C2.htm, 2018年2月3日最終閲覧.
- [28] T. Yamamoto, T. Kitahara, and S. Hiura, "High-linearity 60W doherty amplifier for

1.8GHz W-CDMA," IEEE/MTT-S International Microwave Symp., Jun. 2006.

- [29] T. Yamamoto, T. Kitahara, and S. Hiura, "50% drain efficiency Doherty amplifier with optimized power range for W-CDMA signal," *IEEE/MTT-S International Microwave Symp.*, Jun. 2007.
- [30] S. Hiura, H. Sumi, and H. Takahashi, "High-efficiency 400 W power amplifier with dynamic drain voltage control for 6 MHz OFDM signal," *IEEE/MTT-S International Microwave Symp.*, Jun. 2010.
- [31]S. Golara, S. Moloudi, and A. A. Abidi, "Processes of AM–PM distortion in largesignal single-FET amplifier," *IEEE Trans. Circuits and Systems*, vol. 64, no. 2, pp. 245–260, Feb. 2017.
- [32] I. Angelov, L. Bengtsson, and M. Garcia, "Extensions of the Chaimers nonlinear HEMT and MESFET model," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, no. 10, pp. 1664–1674, Oct. 1996.
- [33] I. Angelov, V. Desmaris, K. Dynefors, P. A. Nilsson, N. Rorsman, and H. Zirath, "On the large-signal modelling of AlGaN/GaN HEMTs and SiC MESFETs," GAAS 2005 Conference Proceedings - 13th European Gallium Arsenide and Other Compound Semiconductors Application Symp., pp. 309–312, 2005.
- [34] I. Angelov, K. Andersson, D. Schreurs, D. Xiao, N. Rorsman, V. Desmaris, M. Sudow, and H. Zirath, "Large-signal modelling and comparison of AlGaN/GaN HEMTs and SiC MESFETs," *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, pp. 279–282, 2006.
- [35] I. Angelov, M. Thorsell, M. Gavel, and O. Barrera, "On the modeling of high power FET transistors," *European Microwave Integrated Circuits Conference*, pp. 245– 248, 2016.
- [36] I. Angelov, M. Thorsell, K. Andersson, A. Inoue, K. Yamanaka, and H. Noto, "On the large signal evaluation and modeling of GaN FET," *IEICE Trans. Electron*, vol. E93-C, no. 8, pp. 1225–1233, Aug. 2009.
- [37] K. Takagi, K. Masuda, Y. Kashiwabara, H. Sakurai, K. Matsushita, S. Takatsuka, H. Kawasaki, Y. Takada, and K. Tsuda, "X-band AlGaN/GaN HEMT with over 80W output power", *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium*, pp. 265–268, 2006.
- [38]K. Takagi, Y. Kashiwabara, K. Masuda, K. Matsushita, H. Sakurai, K. Onodera, H. Kawasaki, Y. Takada, and K. Tsuda, "Ku-band AlGaN/GaN HEMT with over 30W", Proceedings of the 2nd European Microwave Integrated Circuits Conference, pp.169–172, 2007.
- [39]S. Nuttinck, B. K. Wagner, B. Banerjee, S. Venkataraman, E. Gebara, J. Laskar, and H. M. M. Harris, "Thermal analysis of AlGaN-GaN power HFETs," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, no. 12, pp. 2445–2452, Dec. 2003.
- [40] B. Benbakhti, A. Soltani, K. Kalna, M. Rousseau, and J. -C. De Jaeger, "Effects of self-heating on performance degradation in AlGaN/GaN-based devices," *IEEE*

Trans. Electron Devices, vol. 56, no. 10, pp. 2178–2185, Oct. 2009.

- [41]I. Angelov, "Compact, equivalent circuit models for GaN, SiC, GaAs and CMOS FET," *MOS-AK/GSA Workshop, Baltimore, MD*, pp. 1–51, 2009.
- [42] M. J. Uren, J. Moreke, and M. Kuball, "Buffer design to minimize current collapse in GaN/AlGaN HFETs," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 59, no. 12, pp. 3327– 3333, Dec. 2012.
- [43] D. Jin and J. A. del Alamo, "Methodology for the study of dynamic on-resistance in high-voltage GaN field-effect transistors," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 60, no. 10, pp. 3190–3196, Oct. 2013.
- [44] B. Syamal, X. Zhou, S. B. Chiah, A. M. Jesudas, S. Arulkumaran, and G. I. Ng, "A comprehensive compact model for GaN HEMTs, including quasi-steady-state and transient trap-charge effects," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 63, no. 4, pp. 1478–1485, Apr. 2016.
- [45]C. Florian, T. Cappello, A. Santarelli, D. Niessen, F. Filicori, and Z. Popovic, "A prepulsing technique for the characterization of GaN PA with dynamic supply under controlled thermal and trapping states," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 65, no. 12, pp. 5046–5062, Dec. 2017.
- [46] N. B. de Carvalho and J. C. Pedro, "A comprehensive explanation of distortion sideband asymmetries," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 9, pp. 2090–2101, Sep. 2002.
- [47] J. P. Aikio and T. Rahkkonen, "A comprehensive analysis of AM–AM and AM–PM conversion in an LDMOS RF power amplifier," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 57, no. 2, pp. 262–270, Feb. 2009.
- [48]H. Ku and J. S. Kenney, "Behavioral modeling of nonlinear RF power amplifiers considering memory effects," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, no. 12, pp. 2495–2504, Dec. 2003.
- [49] 東芝インフラシステムズ株式会社マイクロ波ホームページ, Microwave semiconductor catalog, http://www.toshiba.co.jp/sis/des/micro/index_j.htm, 2018 年2月3日最終閲覧.
- [50] 福田 明, "基礎通信工学," 森北出版株式会社, 1999 年, pp. 76-85.

謝辞

本論文は,筆者が社会人学生として電気通信大学大学院情報理工学研究科情報・ ネットワーク工学専攻博士後期課程に在学中に行った研究をまとめたものである。 本研究の遂行にあたり,指導教員としてご指導いただき,多大なご助言を与えて くださった同大学石川亮准教授に深く感謝いたします。また,本論文をご審査い ただき,有益なご助言を賜った同大学山尾泰教授,肖鳳超教授,和田光司教授, 萱野良樹准教授に深く感謝いたします。

また、本研究の実施過程において特に熱モデルに関してご討議いただいた同大 学小野哲助教に感謝いたします。そして、実験サンプルの供給およびご討議して いただいた東芝マイクロ波に関係する方々にお礼を申し上げます。

最後に、協力し支えてくれた家族に感謝の意を表したいと思います。

論文目録

- ・ 関連論文の印刷公表の方法及び時期
- (1) 全著者名:日浦滋,石川亮
 論文題目: "マイクロ波 GaN FET 高速スイッチング電源の熱・電気連成シミュレーション"

印刷公表の方法及び時期:エレクトロニクス実装学会誌, vol. 20, no. 4, pp. 211-218, Jul. 2017.

(本文の第2章の内容と関連)

(2) 全著者名: Shigeru Hiura and Ryo Ishikawa

論文題目: "Electrothermal Transient Analysis of GaN Power Amplifier With Dynamic Drain Voltage Biasing" 印刷公表の方法及び時期: IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol.

27, no. 11, pp. 1019–1021, Nov. 2017. (DOI: 10.1109/LMWC.2017.2750027)

(本文の第3章の内容と関連)

著者略歴

- 昭和 59 年 3 月 大阪大学工学部 通信工学科 卒業
- 昭和 61 年 3 月 大阪大学大学院工学研究科 通信工学専攻 博士前期課程修了
- 昭和 61 年 4 月 株式会社東芝入社 小向工場マイクロ波開発部
- 平成14年4月 同社 生産技術センター
- 平成26年4月 同社研究開発センター

平成 28 年 10 月 電気通信大学大学院情報理工学研究科 情報・ネットワークエ 学専攻 博士後期課程入学

IEEE 会員

エレクトロニクス実装学会会員

電子情報通信学会会員

技術士(電気電子部門,総合技術監理部門)