

[招待講演] 高調波処理によるマイクロ波電力増幅器の 高効率化および低ひずみ化

本城 和彦 石川 亮 高山 洋一郎

電気通信大学 〒182-8585 東京都調布市調布ヶ丘 1-5-1

E-mail: honjo@ice.uec.ac.jp

あらまし 高調波処理によるマイクロ波電力増幅器の高効率化・低ひずみ化設計法を回路システム・電子デバイスの視点から解説する。特にトランジスタの寄生リアクタンスを補償できるF級・逆F級増幅器の設計方法について述べる。設計試作例として、マイクロ波無線電力送電用5.8GHz帯GaN HEMT超高効率電力増幅器を紹介し、今後の展望を述べる。

キーワード Microwave, 電力増幅器, 高効率, 低ひずみ, 無線電力伝送, F級, 逆F級, 高調波

High-Efficiency, Low-Distortion Microwave Power Amplifier Design Considering Higher Harmonic Frequencies

Kazuhiko Honjo Ryo Ishikawa and Yoichiro Takayama

The University of Electro-Communications, 1-5-1 Chofugaoka, Chofu, Tokyo, 182-8585 Japan

E-mail: honjo@ice.uec.ac.jp

Abstract Design methods for high-efficiency, low-distortion microwave power amplifiers with harmonic frequency control circuits are reviewed in a viewpoint of circuit systems and electron devices. Class-F and Inverse class-F amplifier design method taking parasitic elements of active device into consideration are introduced. Additionally, state of the arts design and fabrication examples for 5.8 GHz GaN HEMT power amplifiers for use in wireless power transmissions are demonstrated.

Keyword Microwave, Power amplifier, High-Efficiency, Low-Distortion, Wireless power transmission, Class-F, Inverse class-F, Harmonic frequency

1. はじめに

高効率電力増幅器は、通信、リモートセンシング、無線電力伝送など全ての無線機器の要となる重要部品であり古くから研究が進められてきている。加えて、変調信号を取り扱う場合はもちろんであるが、アクティブフェイズドアレイ化された無変調電力伝送波を取り扱う場合でも高効率性に加えて低ひずみ性(線形性)がシステム構成上重要な指標となる。一般には高効率特性と低ひずみ特性はトレードオフ関係があると考えられがちであるが、基本波以外の周波数へのエネルギー変換がひずみ発生の主たる原因であることを考えると、ひずみを抑える方向と高効率性を保つ方向は同じである。

本稿ではマイクロ波電力増幅器の高調波処理によ

るマイクロ波電力増幅器の高効率化・低ひずみ化設計法を回路システム・電子デバイスの視点から解説する。高度な回路設計のためには、高精度トランジスタモデリングが必須であり、これにより抽出されたトランジスタの寄生リアクタンスを補償できるF級・逆F級増幅器の設計方法について述べる。設計試作例として、マイクロ波無線電力送電用5.8GHz帯GaN HEMT超高効率電力増幅器を紹介し、今後の展望を述べる。

2. 高効率増幅動作の基本原理解

増幅器の高効率化のためのガイドラインの一つであるF級増幅器は1958年にTylerにより提案された[1]。この時代はトランジスタが発明されてから10年しか

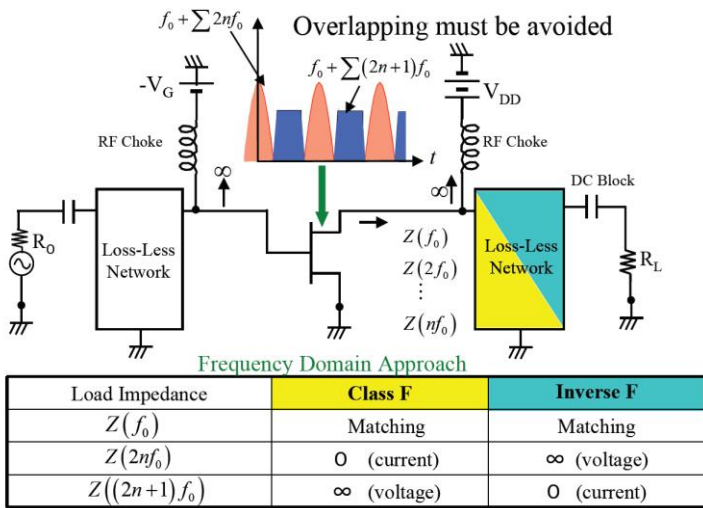


図3 F級増幅器と逆F級増幅器

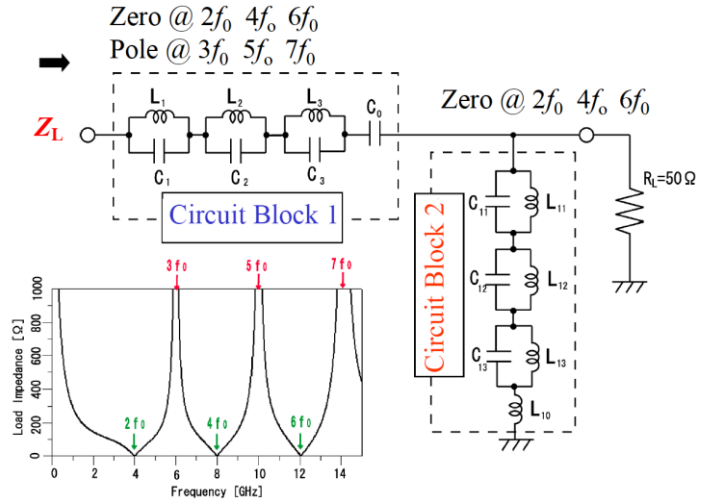


図4 集中定数回路によるF級負荷回路の実現

2. マイクロ波帯での高調波処理回路

マイクロ波帯ではトランジスタ内部に介在する寄生容量、寄生インダクタンスの影響を無視できなくなる。特にF級負荷回路のように基本動作周波数の数倍の周波数まで信号処理を必要とする回路の場合は寄生素子を含めた設計手法の開発が必要である。そこで図5に示すようにトランジスタの寄生リアクタンス素子を含めたはしご型純リアクタンス回路を考える。このような回路は回路中に高調波での短絡ポイントを設けることにより実現できる。このはしご型回路のアドミタンス関数あるいはインピーダンス関数は図5に示すように連分数展開することができる。一方純リアクタンス回路網は全て分母の次数が一次高いか1次低いかのs関数となり、さらに零点と極で因数分解できるので、零点と極の値としてF級負荷回路にとっての所

望値を設定する。このときトランジスタの寄生素子は設計値として設計者から与えることが出来ないで、擬似極としてF級動作と関係ない周波数を与え、自由度を持たせる。このようにすることにより、トランジスタの等価出力電流源から負荷側を見たインピーダンスを正確に零と無限大に設計できる[5]。

図6は高調波短絡点ならびに基本波負荷回路を含めたF級負荷回路全体の集中定数等価回路ならびにその分布定数回路展開を示している。高調波短絡回路は集中定数回路ではLC直列共振器群から構成され、分布定数回路では先端開放スタブ群から構成されている。高調波短絡回路と負荷抵抗の間には基本波整合回路が設けられている。このような回路によりトランジスタ等価出力電流源から負荷側を見た場合、負荷抵抗は基本波のみで見え、高調波は純リアクタンス回路となる。

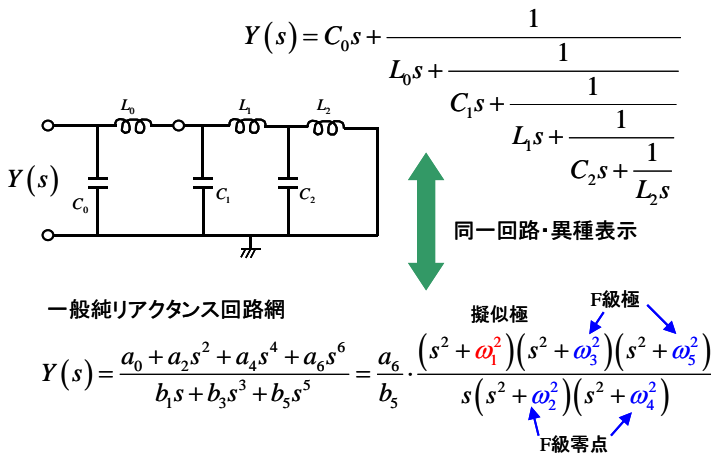


図5 はしご型回路のアドミタンス関数の連分数展開

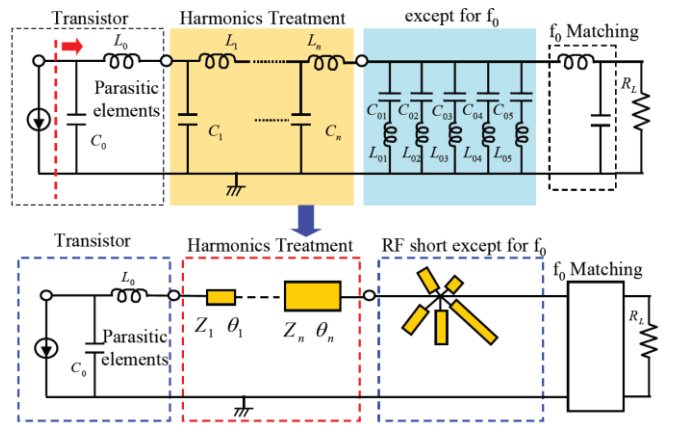


図6 F級負荷回路の構成 (上段) 集中定数回路 (下段) 分布定数回路

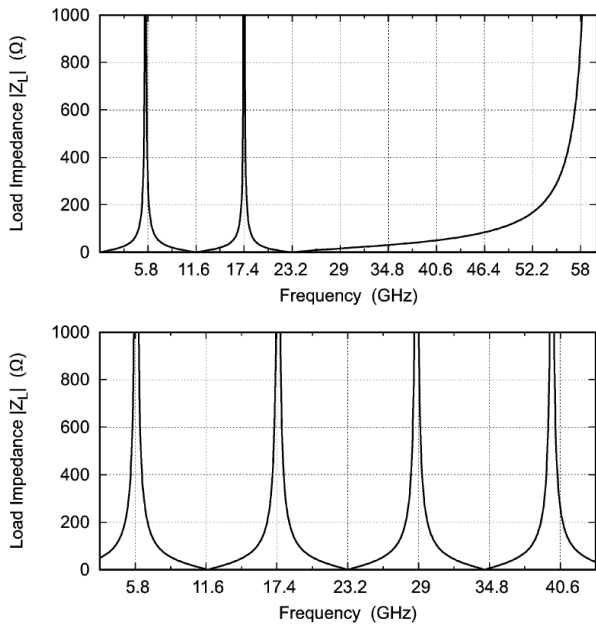


図7 F級負荷回路の周波数特性 (上段) 集中定数回路 (下段) 分布定数回路

図7は図6のF級負荷回路の周波数特性を示しており、上段は集中定数回路の場合で、下段は分布定数回路の場合である。高調波処理部を分布定数化すると、周期関数となるため零点と極の数を増やすことができる。

3. トランジスタの高精度モデリング

耐圧に優れた GaN-HEMT はマイクロ波ミリ波帯での高出力トランジスタとして適しているが、F級動作をさせる場合は基本動作周波数の数倍の周波数で増幅動作を行う必要がある。このため 5.8GHz 帯を動作周波数とする場合 5 倍波処理で 29GHz までの増幅が必要となる。このために使用するトランジスタのゲート長を短くして ($0.35\mu\text{m}$ 以下)、電流利得遮断周波数 f_T を向上させるとともに、ゲート抵抗、ドレーンコンダクタンスを減少させ f_{max} を向上させる必要がある。加えて出力電力レベルを上昇させるため、ゲート幅 (ゲートフィンガー長 \times フィンガー本数) を増大させる必要がある。このときフィンガー長を長くすると、フィンガー内位相回転が進み利得を低下させてしまうので、最適値が存在する。このような最適化問題を解くためには、半導体方程式群とマクスウェル方程式を連立させることができる FDTD (有限差分時間領域) 法が有効である。図8はその計算結果で、フィンガー長 $100\mu\text{m}$ 程度以下にすると 30 GHz 帯の増幅が可能となること分かる。

トランジスタは大信号 (非線形) 動作をするので

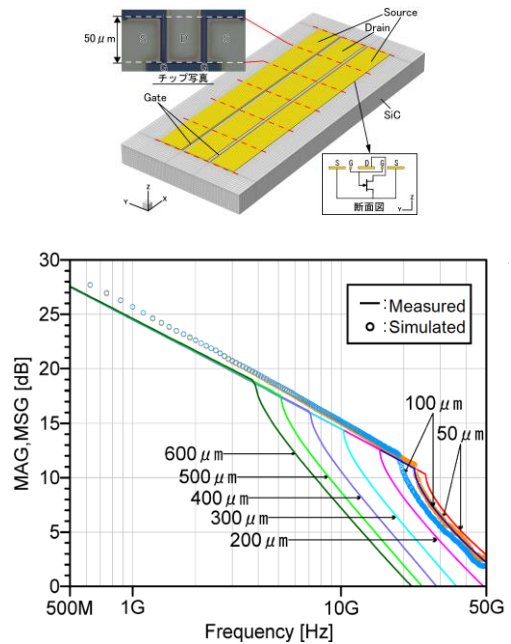


図8 FDTD 法による半導体/電磁界共シミュレーションにより求めた各種フィンガー長構造の GaNHEMT の最大有能電力利得 MAG ならびに最大安定利得 MSG

次のステップとして、大信号パラメータを抽出する必要がある。大信号パラメータの主なものは、電流電圧特性を記述するパラメータと非線形キャパシタンスを記述するパラメータである。図9に EE-HEMT モデルを用いた GaN-HEMT の IV カーブフィッティング結果を示す。なお直流による IV 特性測定時の各測定点におけるデバイス内消費電力と 5.8GHz 帯 F 級増幅動作をさせた場合の動的負荷線を示す。熱応答時間は数 μsec 以上ありマイクロ波の信号には追従しないので、

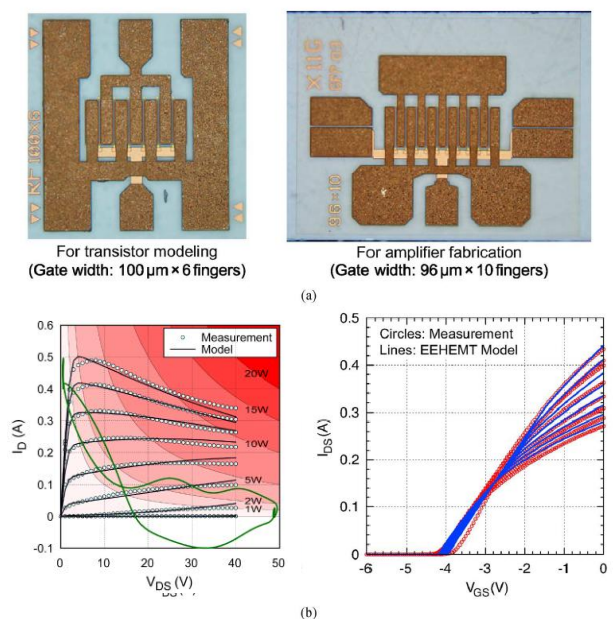


図9 EEHEMT モデルによる GaNHEMT の IV 特性のフィッティング

小信号中信号の場合はバイアス設定点での消費電力でトランジスタチャンネル温度が決まるが、大信号 F 級動作の場合は動的負荷線が複雑に変化し、平均消費電力は小さくなり結果としてトランジスタチャンネル温度が低下する。この過程においてトランジスタの大信号パラメータが変化する。このため熱等価回路の精密抽出も高精度な高効率増幅器設計においては重要な課題となる。

4. マイクロ波回路実装

前述したように基本動作周波数が 5.8GHz の増幅器でもミリ波帯までのアナログ信号処理が必要になるため、高精度な電磁界解析と最適な回路実装形態の検討の必要がある。特に高調波での短絡ポイントの設計が重要である。図 10 は並列スタブを多層構造にした例である。4 つの並列スタブの内 2 個を第一層に構成し、他の 2 個を第二層に構成している。モーメント法による電磁界シミュレーション結果と回路図解析の結果を比較すると、第 4 次高調波までは両者は概ね一致している。図 11 は 5.8 GHz 帯 GaN HEMTF 級増幅器の表面写真と裏面写真を示す。この増幅器により 5.86GHz においてドレーン効率 79.9%、付加電力効率 71.4% の測定値が得られている。

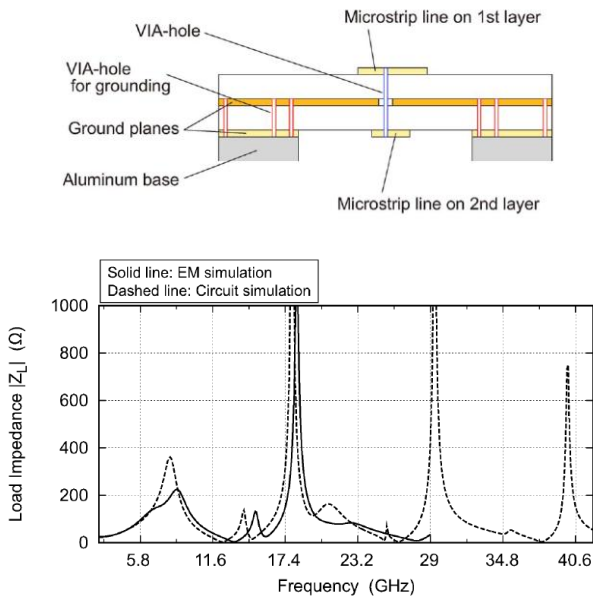


図 10 多層化された並列スタブの構造と特性

5. 電圧・電流直交化による高効率化

トランジスタ内で瞬時電力が存在しても、無効電力化して平均消費電力を零にする方法がある。この方法を図 13 に通常の F 級増幅器と比較して示す。図 13(b)

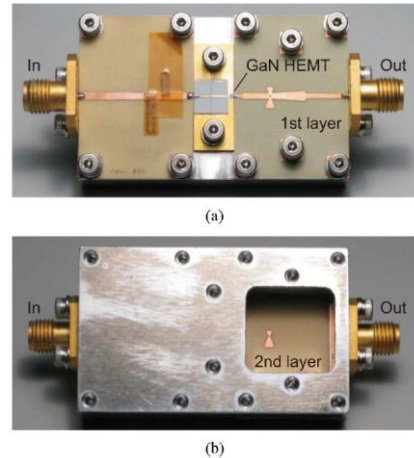


図 11 5.8GHz 帯 GaN HEMT F 級増幅器の写真

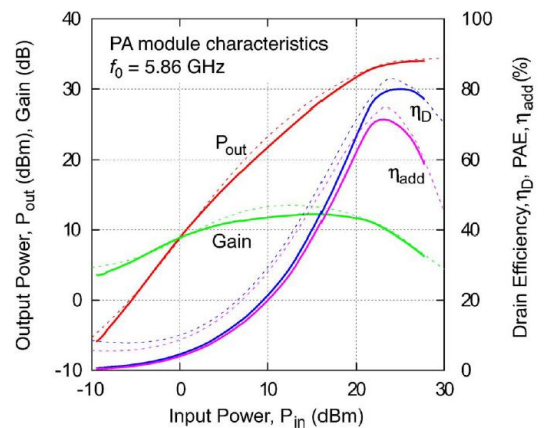
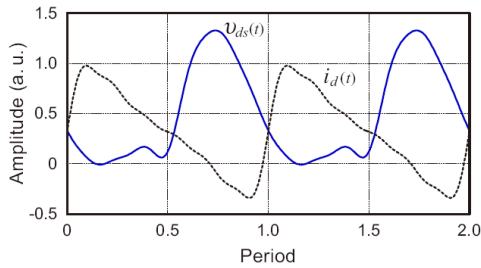


図 12 5.8GHz 帯 GaNHEMT F 級電力増幅器の入出力電力特性測定値

に示されるように、同一高調波において電圧成分と電流成分が同時に存在していても、両者が直交関係 (sin と cos) にあれば平均電力は零となり、高調波による電力損失を排除できる。トランジスタの出力等価回路は等価電流源として表示できるので、負荷インピーダンスが純リアクタンス回路であればトランジスタに流れ込む電流とトランジスタ出力端子電圧は直交化される。この意味で、純リアクタンス回路網の零点と極を用いる F 級負荷回路や逆 F 級負荷回路は直交負荷回路の特殊な例として位置づけられる。図 14 に 4 次までの高調波の電流・電圧を直交化した 5.8GHz 帯 GaN HEMT 高効率試作増幅器の写真を示す。この増幅器により 5.65GHz においてドレーン効率 90.7%、付加電力効率 79.5% の測定値 (世界最高値) が得られている [10]。

6. F 級増幅器の線形化

F 級増幅器は複雑な AM-AM 変換特性および AM-PM 変換特性を有するが、これらの変換特性の逆特性を有するダイオードプレディスタータ回路によりドレーン



$$\begin{cases} i_d(t) = \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin \omega_0 t + \sum_{n=1}^5 \frac{1}{(n+1)^2} \sin(n+1)\omega_0 t \\ v_{ds}(t) = \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \sin \omega_0 t + \sum_{n=1}^5 \frac{(-1)^n}{(n+1)^2 - 1} \cos(n+1)\omega_0 t \end{cases}$$

図 13 高調波電流・電圧が直交化された波形の例

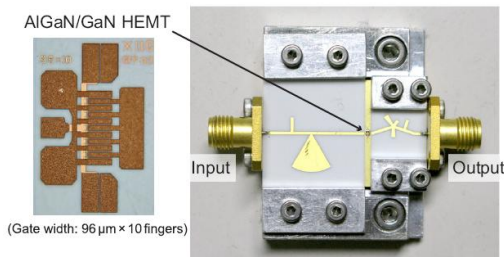


図 14 5.8GHz 帯高調波電力直交化増幅器の写真

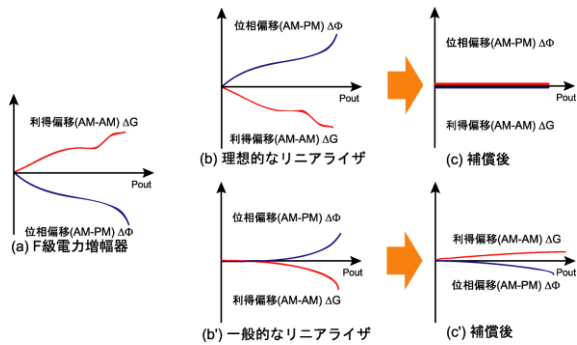


図 15 プレディストータによる F 級増幅器の線形化

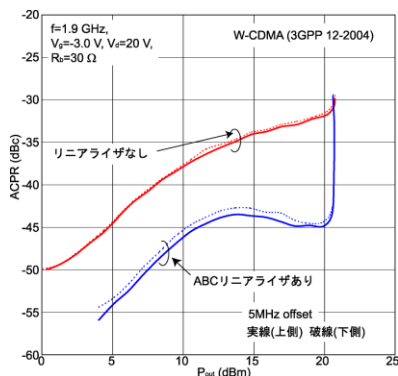
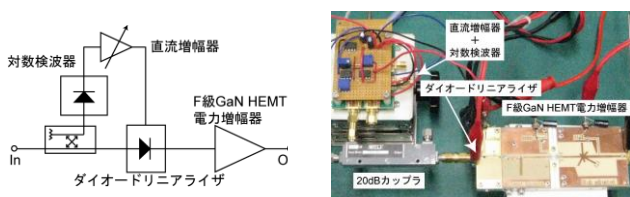


図 16 自動バイアス制御プリディストータによる F 級増幅器の線形化

効率を劣化させることなくひずみ特性を改善することができる (図 15)。さらに図 16 に示すように平均入力電力レベルに応じた最適プレディストータバイアス値を発生する自動制御回路によりドレイン効率を劣化させることなく広いダイナミックレンジに亘って W-CDMA 信号の隣接チャネル漏洩電力比を 8dB 程度改善できる。

6. あとがき

マイクロ波帯で高電力効率動作と低ひずみを達成できる高調波処理型電力増幅器の設計法について述べた。

参考文献

- [1] V. J. Tyler, "A new high-efficiency high power amplifier," *Marconi Rev.*, vol. 21, no. 130, pp. 96–109, Fall 1958.
- [2] P. Colantonio, F. Giannini, G. Leuzzi, and E. Limiti, "On the class-F power amplifier design," *Int. J. RF Microw. Computer-Aided Eng.*, vol.9, no. 2, pp. 129–149, Mar.1999.
- [3] F.H.Raab, "Class-E, class-C, and class-F power amplifiers based upon a finite number of harmonics," *IEEE Trans. MTT*, vol.49, no. 8, pp. 1462–1468, Aug. 2001.
- [4] K.Honjo, "Applications of HBTs," *Solid-State Electron.*, vol. 38, no.9, pp.1569–1573, Sep.1995.
- [5] K. Kuroda, R.Ishikawa, K.Honjo, "Parasitic compensation design technique for a C-band GaN HEMT class-F amplifier," *IEEE Trans. MTT*, vol. 58, no. 11 pp. 2741-2750, Nov. 2010.
- [6] Y.Abe, R.Ishikawa, and K.Honjo, "Inverse class-F AlGaIn-GaN HEMT microwave amplifier based on lumped element circuit synthesis method," *IEEE Trans. MTT*, vol.56, no.12, pp. 2748–2753, Dec. 2008.
- [7] K. Honjo, "A simple circuit synthesis method for microwave class-F ultra-high-efficiency amplifiers with reactance-compensation circuits," *Solid-State Electron.*, vol.44, no.8, pp.1477–1482, Aug. 2000.
- [8] A.Ando, Y.Takayama, T.Yoshida, R.Ishikawa, K.Honjo, "A predistortion diode linearizer technique with automatic average power bias control for a class-F GaN HEMT power amplifier," *IEICE Trans.Electron*, vol.E94-C, vol.7, July 2011..
- [9] Scott D.Kee, I.Aoki, A.Hajimiri, D.Rutledge, "The Class-E/F Family of ZVS Switching Amplifiers," *IEEE Trans. MTT*, vol. 51, no. 6, pp. 1677–1689, June. 2003.
- [10] Neal Tuffy, Anding Zhu, and Thomas J. Brazil, "Class-J RF Power Amplifier with Wideband Harmonic suppression," 2011 IMS, June 2011.
- [11] 神山, 石川, 本城, "高調波位相制御による C 帯高効率 GaN HEMT 電力増幅器の実現," 平成 23 年 電子情報通信学会 ソサイエティ大会, SC-3-1, Sept. 2011