

連続モード高調波処理技術による高効率電力増幅器の広帯域化

Continuous Mode Harmonic-Tuning Techniques for High-Efficiency Wideband Power Amplifiers

田中 慎一

Shinichi TANAKA

芝浦工業大学

Shibaura Institute of Technology

概要

マイクロ波電力増幅器にとって動作帯域幅と電力効率は共に重要な性能指標であるが、両者の両立は難しい面がある。とくに高効率化の手段として高調波処理の重要性が増している中、共振が関わる高調波処理と広帯域化とは相矛盾するため、その傾向はなおさら顕著になっている。本稿では、周波数が変わっても高調波を連続的に処理することができる最近注目の増幅器技術に焦点を当て、同技術の現状と課題を概観する。

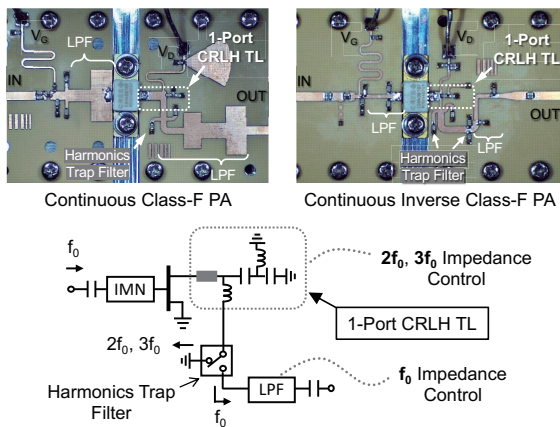


図 連続 F 級および連続逆 F 級増幅器

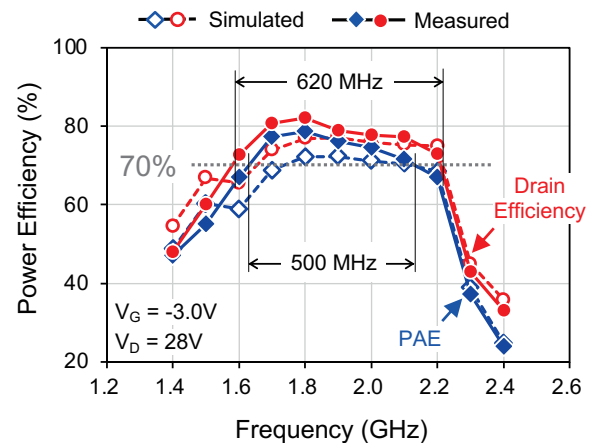


図 連続 F 級増幅器の評価結果

Abstract

Continuous mode amplifiers, capable of achieving high efficiency across a wide frequency range, have attracted wide interest. However, practical implementation poses challenges in designing the amplifiers as prescribed by theory, resulting in problems such as efficiency fluctuation and increased circuit size. In the workshop, some examples are given on how to address the issues by (1) considering the impact of FET parasitic elements on load impedances and (2) introducing composite right-/left-handed (CRLH) transmission line techniques for circuit size reduction.

1. はじめに

マイクロ波増幅器はその歴史の中で広帯域化と高効率化の技術を各々発展させてきた。とくに最近では、後者は高調波処理[1]に負うところが大きい。しかし、F 級増幅器[2]に代表されるように高調波処理は一般に共振を利用するため、広帯域と高効率は両立し難い面がある。近年、この問題を克服する方法として、周波数の変化に応じて高調波を連続処理する技術[3]が注目を集めている。本稿では、いくつかの事例を紹介しながら同技術の現状と課題について述べる。

2. 基本原理

連続モードで高調波を処理する増幅器の代表として連続 B/J 級 (CCBJ: Continuous Class-B/J) 増幅器の原理について説明する[3]。CCBJ 動作における FET の電流・電圧の時間波形は、B 級動作時の電流・電圧波形 (図 1) をベースにして定められる。

$$i_d(t) = I_m \left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin \omega_0 t - \frac{2}{3\pi} \cos 2\omega_0 t - \frac{2}{15\pi} \cos 4\omega_0 t \dots \right) \quad (1)$$

$$v_{ds}(t) = V_m \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sin \omega_0 t \right) (1 + \alpha \cos \omega_0 t) \quad (2)$$

(1) は B 級動作 ($\alpha=0$) と同じ半波整流波形である。(2) の電圧は B 級動作の波形に $(1 + \alpha \cos \omega_0 t)$ による歪みが加わった状態だが、 $-1 \leq \alpha \leq 1$ であれば負の電圧領域に入らないことが保証される。 α がこの範囲で変化すると増幅器の動作モードは J 級 ($\alpha=1$)、B 級 ($\alpha=0$)、逆 J 級 ($\alpha=-1$) の間で連続的に遷移する。電力の観点では、(1)(2) を掛け合わせても \sin と \cos の直交性から α が掛かる消費電力項は全て消える。従って何らかの方法で α を周波数に読み替えられるならば、効率は一定の帯域幅で B 級増幅器の 78.5% を保つ。

基本波 (f_0) と 2 次高調波 ($2f_0$) における負荷条件は、(1)(2) より次式のように導かれる。

$$Z_L @ f_0 = \frac{V_m}{I_m} (1 + j\alpha) \quad (3)$$

$$Z_L @ 2f_0 = -j \frac{3\pi V_m}{8 I_m} \alpha \quad (4)$$

図 2 (左側) のスミスチャート (SC) にて (3)(4) の負荷条件を示す。B 級動作では負荷条件はただ一つの「点」だが、CCBJ 動作では 78.5% の効率を維持したまま負荷条件は「線」になる。この負荷条件を FET に与えて電流・電圧を解析した結果を図 3 に示す。 α の変化によって $v_{ds}(t)$ が変形しても消費電力 ($i_d(t)$ と $v_{ds}(t)$ の重なり) は影響を受けない。一方、負荷リアクタンス成分をもつため FET の瞬時電圧が B 級動作時の $\sqrt{1 + \alpha^2}$ 倍に達する点には注意が必要である。

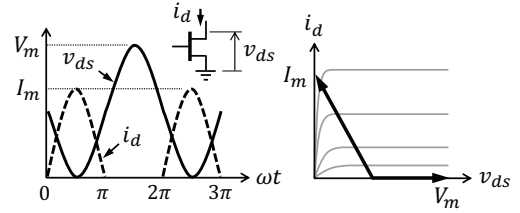


図 1 FET の電流・電圧特性 (B 級動作)

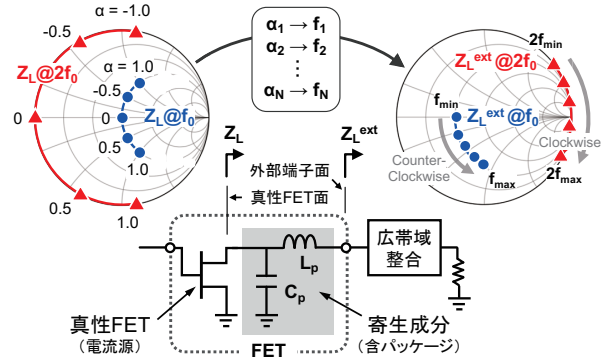


図 2 連続 B/J 級増幅器の原理と設計方法

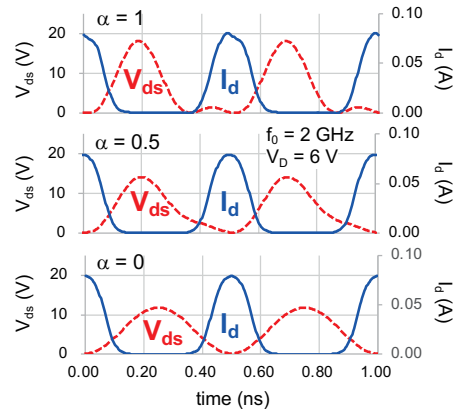


図 3 FET 電流・電圧の解析 ($f_0=2$ GHz)

3. 設計方法

連続モード増幅器の設計方法について、図 2 を参照しながら説明する。手順は概ね以下の通りである。

1. 真性 FET から見た負荷 $Z_L(\alpha)$ が (3)(4) を満たすよう外部端子面での負荷 $Z_L^{ext}(\alpha)$ を調整する。
2. $Z_L^{ext}(\alpha)$ を周波数の関数 $Z_L^{ext}(\omega)$ に変換するため、 α を周波数に読み替える規則を決める。
3. 2 の $Z_L^{ext}(\omega)$ が通常の回路で実現可能か確認する
「通常の回路」とは、インピーダンスが周波数の増加と共に SC にて時計方向に回転 (虚数成分が増加) する回路を指す。しかし、 α にかかる符号の関係から、(3)(4) のうちいずれか一方は反時計回りになる。ただ $Z_L^{ext}@f_0$ が反時計回りでも、それが SC 内側の狭い範囲での動きであるならば時計回りの回路特性で近似することはできる。そこで現実的な選択としては、 $Z_L^{ext}@2f_0$ を時計回りの特性にするのが一般的である。

連続モード増幅器に特有の考察を要するのが手順2である。たとえば図4(a)のような α の読み替え方を選ぶと、 $Z_L^{ext}@2f_0$ は反時計方向の回転(Case I)、開放点の通過(Case II)、あるいは回転方向の反転(Case III)など、回路での実現が厄介な振る舞いを示す。このように $Z_L^{ext}@2f_0$ の挙動は α の読み替え方次第で複雑に変化し、試行錯誤的に最適化[4]するのは効率が悪い。そこで見通しのよい設計のため、図2の寄生成成分モデルに基づいて導出した次式について考える[5]。

$$Z_L^{ext}@2f_0 = j \cdot \left(\frac{R_L}{\omega C_p R_L - 8/3\pi\alpha} - \omega L_p \right) \quad (5)$$

$Z_L^{ext}@2f_0$ の動きを把握するため(5)を用いて図5を作成した。この図から(5)の右辺の発散が $Z_L^{ext}@2f_0$ の複雑な挙動に関与していることがわかる。そこでそれを逆に利用して α の読み替え方を最適化することもできる(図4, 5)。なお、寄生成分の等価回路が図2のように単純でない現実のFET[6]の場合は、数式を使わずともCADで図5と同様の図を作成すればよい。

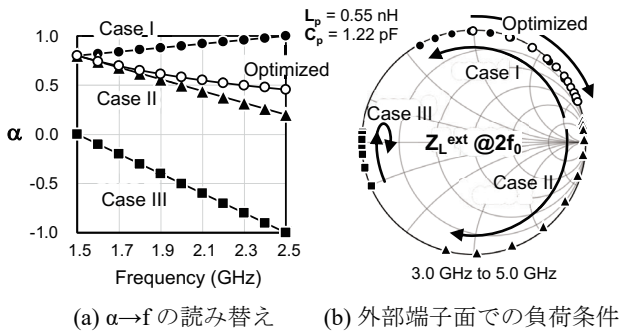


図4 2次高調波周波数における Z_L^{ext} の挙動

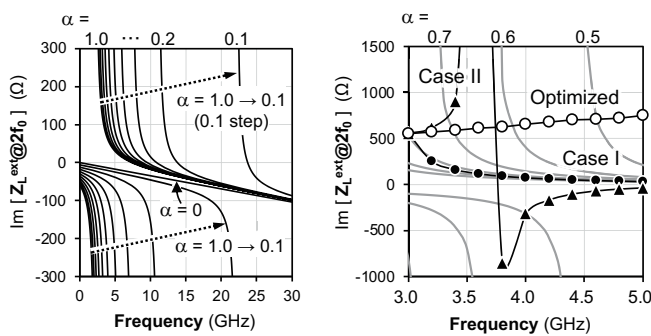


図5 Z_L^{ext} の挙動の解析($\alpha \geq 0$ のみ図示)

4. 連続モード増幅器の試作例

図6は10WのGaN HEMT (CGH40010F)を用いたCCBJ増幅器である。基本波から高調波まで広い帯域をカバーするためLPF型の入力整合回路(IMN)と出力整合回路(OMN)を採用した。FETの寄生成分は負荷インピーダンスの参照面に影響を及ぼすだけでなく、理論で扱わない高次の高調波を乱す原因にもなる。そ

のため、IMN, OMNにて帯域内での局所的な効率劣化につながる高次の高調波インピーダンスも制御した結果、1.6-2.2 GHzにて70%を超えるドレイン効率が安定して得られた(図7)。図8に文献値との比較を示す。帯域内で効率が帯域内で10%以上変動する報告が多い中[7], FET寄生成分が及ぼす様々な影響に対する複数の対策が効率変動の抑制に繋がった。

図9は同じく10W GaN HEMTを用いる連続F級(CCF)および連続逆F級(CCF-1)増幅器である[8]。2次, 3次の高調波のみ処理するF級増幅器の効率は90.7%である[9]。CCBJ増幅器の78.5%との差異は理論的には12%だが、図10の実験でも図7と比較して約5%の優位性があることが確認された。連続モード増幅器に共通する課題は、回路サイズである。既報告

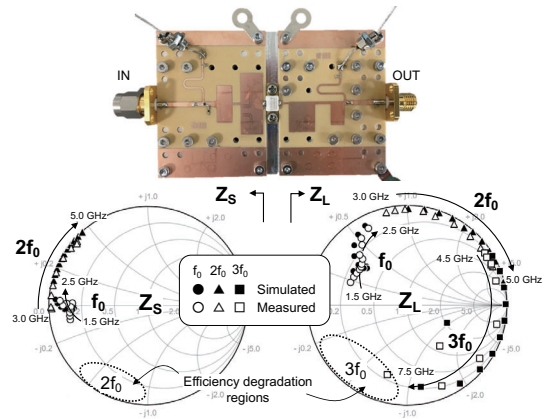


図6 1.6-2.2 GHz帯連続B/J級増幅器

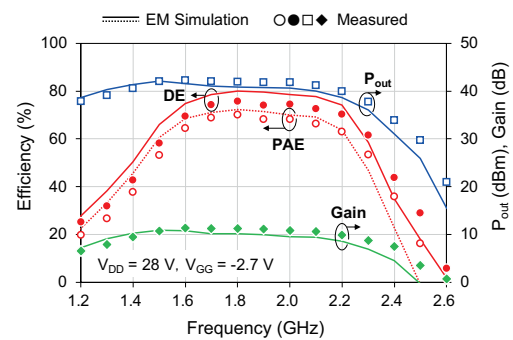


図7 評価結果(CCBJ増幅器)

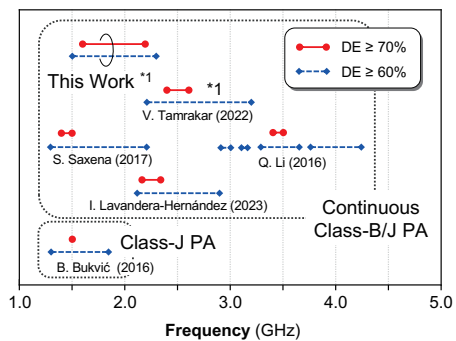


図8 ベンチマーク比較

の CCF 増幅器では基本波から 3 次高調波まで一つの LPF で扱うため、8-10 次のフィルタ設計が使われる [9]。図 9 の増幅器では、FET に直結させた右手/左手系複合 (CRLH) 線路 [10] を用いて高調波を連続処理している。CRLH 線路は 1 ポート構成にすることで設計自由度が飛躍的に高まる [11]。それを利用することで高調波を連続処理する機能と FET の大きさに比肩する小型サイズを両立した。また LPF に関しても、対応すべき周波数が基本波のみになったことが省面積化 (4 次の設計) に繋がった。図 11 は CCF/CCF-1 増幅器の文献値との比較である。連続モード増幅器としての性能は維持したまま、回路占有面積を従来よりも 1 桁小さくできることが実証された。

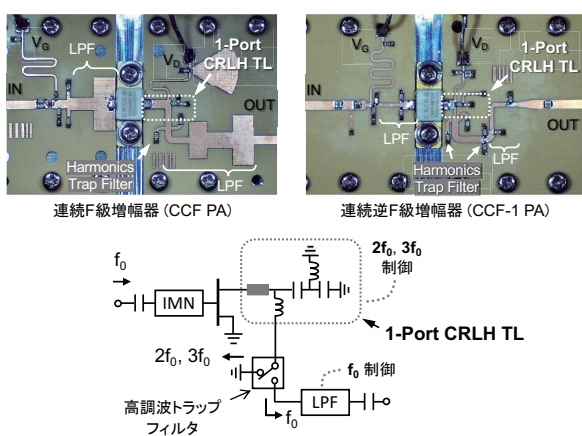


図 9 1.6-2.2 GHz 帯 連続 F 級/逆 F 級増幅器

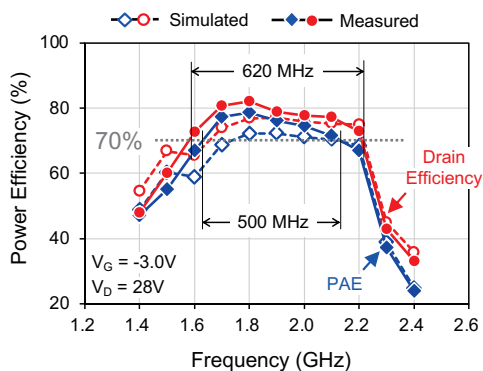


図 10 評価結果 (CCF 増幅器)

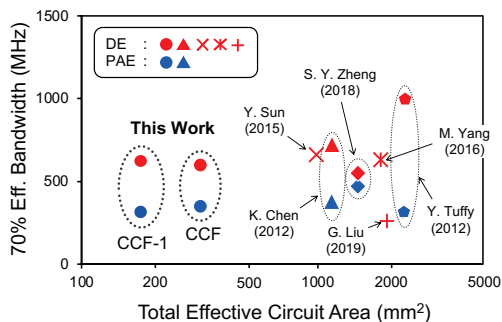


図 11 ベンチマーク比較

5. まとめ

連続モード増幅器の動作原理と設計方法について述べた。同増幅器は、原理はシンプルだが、理想と現実のギャップをどこまで埋めるかが設計の成否を左右する。現状における設計上の課題を二つ指摘した。一つは、理論的な負荷条件を回路で完全に満たすことは Non-Foster 素子でも使わないかぎり難しい点である。もう一つは性能と回路サイズとの間に厳しいトレードオフ関係がある点である。紹介した事例では、新しい手法でこれらの課題に対してアプローチを試みたが、さらなるアイデアにより今後この技術が一層実用化の方向に向かうことが期待される。

文 献

- [1] 本城和彦, 高山洋一郎, 石川亮, “マイクロ波電力増幅器の統一的設計論とその応用,” 電子情報通信学会和文論文誌, vol. J97-C, no.12, pp. 446-455, Dec. 2014.
- [2] F. H. Raab, “Class-F Power Amplifiers with Maximally Flat Waveforms,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 45, no.11, pp. 2007-2012, Nov. 1997.
- [3] S. C. Cripps, P. J. Tasker, A. L. Clarke, J. Lees, and J. Benedikt, “On the continuity of high efficiency modes in linear RF power amplifiers,” IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol.19, no.10, pp.665-667, Oct. 2009.
- [4] S. Saxena, K. Rawat, and P. Roblin, “Continuous class-B/J power amplifier using a nonlinear embedding technique,” IEEE Trans. Circuits and Systems II: Express Briefs, vol.64, no.7, pp.837-841, July 2017.
- [5] 青沼奏志, 田中慎一, “FET 寄生成分を考慮した連続 B/J 級増幅器の設計方法に関する検討,” 電子情報通信学会和文論文誌, vol. J106-C, no.1, pp. 55-59, Jan. 2023.
- [6] P. J. Tasker and J. Benedikt, “Waveform inspired models and the harmonic balance emulator,” IEEE Microw. Mag., vol.12, no.2, pp.38-54, Apr. 2011.
- [7] Q. Li, S. He, W. Shi, Z. Dai and T. Qi, “Extend the Class-B to Class-J Continuum Mode by Adding Arbitrary Harmonic Voltage Elements,” IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol.26, 2016.
- [8] S. Tanaka and E. Tsuji, “A 1.6-2.2 GHz continuous class-F power amplifier with compact harmonically controlled networks”, Proc. of Euro. Microw. Conf., Milan, Sept. 2022.
- [9] N. Tuffy, L. Guan, A. Zhu and T. J. Brazil, “A Simplified Broadband Design Methodology for Linearized High-Efficiency Continuous Class-F Power Amplifiers”, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 60, no. 6, pp. 1952-1963, 2012.
- [10] S. Tanaka and N. Iisaka, “A 2-GHz 79%-PAE power amplifier with a novel harmonic tuning circuit using only CRLH TLs”, Proc. of Euro. Microw. Conf., London, April. 2022.
- [11] 田中慎一, “右手/左手系複合線路を用いるマイクロ波電力増幅器の高効率化技術,” エレクトロニクス実装学会誌, 24 巻, 5 号, pp. 394-400, 2021.

著者紹介

田中 慎一 芝浦工業大学工学部 教授,
s-tanaka@shibaura-it.ac.jp