

高周波における F 級アンプの高効率設計

岩田 晃英*, 趙 勝一, 横山 道央 (山形大学)

Design of high-efficiency Class-F power amplifier (PA) with multi-stub substrate

Akihide Iwata , Seung-Il Cho , Michio Yokoyama,(Yamagata University)

The design with a multilayer substrate stub for a high-efficiency class-F power amplifier (PA) is proposed. In order to realize the ideal impedance condition for class-F operation, multi-stub circuits are located behind the PA. While a multi-stub with conventional plane substrate has mutual coupling among stubs, in this paper, the laminated multi stub is designed and the harmonic impedance's of load circuits with the proposed stub is evaluated using the radio frequency simulation.

キーワード：F 級，積層基板スタブ，高周波アンプ，高効率

(Keywords: class-F , laminated multi-stub substrate , RF power amplifier, high-efficiency)

1. はじめに

無線端末はいつでも、どこでも、情報通信技術を利用し様々なサービスを受けることができるようになるユビキタス化に大きく貢献している。いつでも、どこでも使用するには小型である必要がある。また、利用者が使用していない時でも、サービスを提供する無線端末が増えており、それに伴い無線端末の動作頻度が増えるため無線端末の省電力化が求められている。

無線端末は送信機のパワーアンプ (Power Amplifier: PA) により電力を出力する。PA は送信機の中でも大きな電力を出力し、電力損失が大きい。PA における電力損失は、主にトランジスタにかかる電圧とトランジスタを流れる電流が同時に発生する時に生じる。電力損失を抑えるための理想的なアンプには時間領域からアプローチする E 級アンプ^[1]と周波数領域からアプローチする F 級アンプ^[2]がある。無線で取り扱う高周波では分布定数の考え方を取り入れた設計が有効である。図 1 に F 級アンプの構成図を示す。F 級アンプは B 級バイアスにすることと負荷インピーダンスを偶数次高調波で零、奇数次高調波で無限大となるように整合回路を設計する。

F 級アンプは分布定数の考え方を取り入れた伝送線路と枝分かれ線路 (スタブ) を使用することで容易に実現できる^[3]。平面でスタブを複数組み合わせることで F 級動作を実現したものは、いくつか提案されているが^{[3][4]}、予期せぬスタブ間のカップリングを生み、特性の変化につながるため設計が難しくなる^[5]。

本稿では、カップリングの影響を少なくすることができ

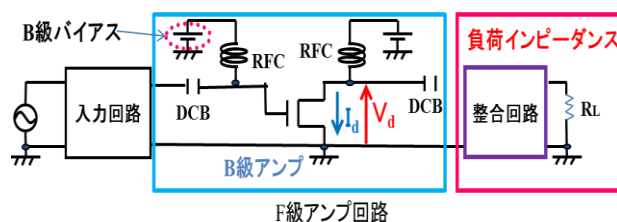


図 1 F 級アンプ回路

Fig.1 Class-F power amplifier circuit

るように工夫した積層基板スタブを用いた整合回路を提案する。

基本周波数は 1GHz を想定し、整合回路は 3GHz, 5GHz でインピーダンスの大きさが 1000Ω 以上となるように設計した。インピーダンスの大きさ, S11 を高周波シミュレーションにより評価した。

2. F 級アンプ

〈2.1〉 理想動作

トランジスタの瞬時消費電力は瞬時電流と瞬時電圧の積で表され、この瞬時電力の 1 周期積分値を時間平均したものがトランジスタの消費電力となり無駄な発熱となる。従ってドレイン効率を上昇させるには、トランジスタの出力端子における電流 I_d と電圧 V_d の瞬時波形を制御することが必要である。

理想的な F 級アンプとは負荷インピーダンスにより、瞬時電流が存在しているときには瞬時電圧は存在せず、瞬時電圧が存在しているときには瞬時電流が存在しないという条件を実現し、ドレイン効率 100% にできる。

このときの波形を図2に示す。I_d波形,V_d波形にフーリエ級数展開を用いると次式になる。

$$I_d = \frac{I_{\max}}{\pi} \left(1 + \frac{\pi}{2} \cos \omega t + \frac{2}{3} \cos 2\omega t - \frac{2}{15} \cos 4\omega t \dots \right) \quad (1)$$

$$V_d = V_{\max} \left(\frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \cos \omega t + \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega t - \frac{2}{5\pi} \cos 5\omega t \dots \right) \quad (2)$$

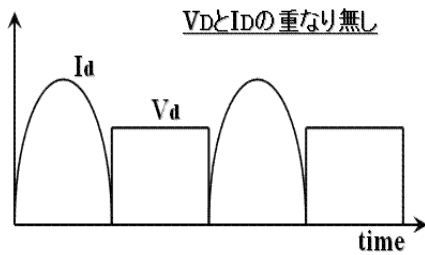
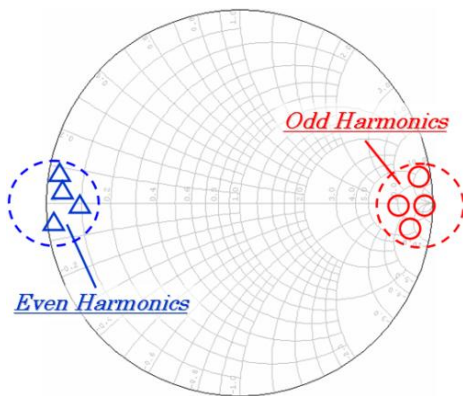
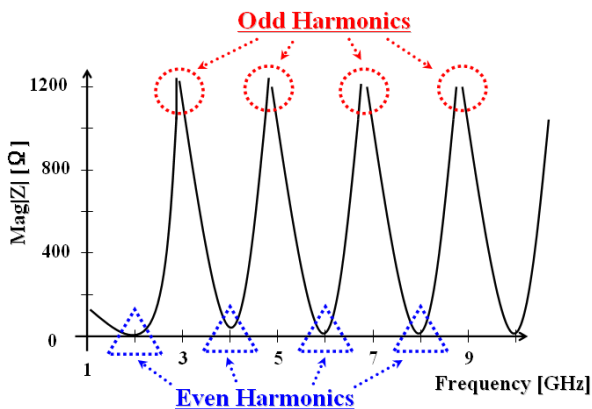


図2 F級理想波形
Fig.2 The ideal wave of class-F



(a) S11 特性



(b) インピーダンスの大きさ

図3 F級理想条件

Fig.3 Ideal S11 and Mag|Z| for class-F

式(1),(2)よりインピーダンスを求めると式(3),(4)になる。つまり、F級理想動作を実現するための高調波に対するインピーダンス条件は偶数次高調波で零、奇数次高調波で無限大にすることである^[1]。図3にF級動作するための理想的なS11、インピーダンスの大きさ|Z|を示す。

$$Z_n = \frac{0}{\frac{2I_{\max}}{\pi} \cdot \frac{\cos 2n\omega_0 t}{4n^2 - 1}} = 0 \quad (n = \text{偶数}) \quad (3)$$

$$Z_n = \frac{2V_{\max} \cdot \frac{\sin(2n-1)\omega_0 t}{2n-1}}{\pi} = \infty \quad (n = \text{奇数}) \quad (4)$$

〈2.2〉 F級整合回路

波長が短くなる無線周波数帯 (RF: Radio Frequency) におけるF級アンプの整合回路設計の際、回路の寸法が波長に対して無視できないため、配線(伝送線路)も回路部品の1つとして捉えなければならない。そこで、図4のような、分布定数の考え方を取り入れた伝送線路と枝分かれ線路(スタブ)を使用した整合回路が提案されている^[3]。F級理想動作する(1+m)次高調波に対するスタブの長さL_{1+m}は次式で与えられる。

$$L_{1+m} = \frac{\lambda_1}{4(1+m)}, \quad m = 1, 2, 3, \dots, n, \quad (5)$$

ここでλ₁は基本波周波数の波長である。各スタブ長は各高調波の1/4波長となる。図4のA点から見た各スタブのインピーダンスは零となる。伝送線路長L₁₁, L₁₂は基本波の1/4波長にすることで整合回路のインピーダンスZ_Lは偶数次高調波インピーダンスが零、奇数次高調波インピーダンスが無限大となる^[3]。

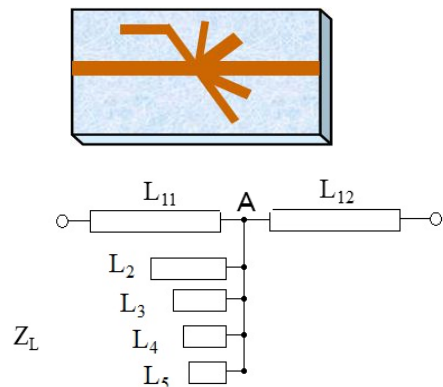


図4 F級整合回路

Fig.4 Matching circuit for class-F

3. F 級整合回路の問題点

平面でスタブを複数組み合わせることで F 級動作を実現したものは、いくつか提案されている^[4]。平面設計では設計できるスタブの本数は多くとも 6, 7 本が限界であり、多くのスタブが 1 箇所に集中していると予期せぬスタブ間のカップリングを生み、インピーダンスの大きさが低下し、F 級理想条件の一つである奇数次インピーダンスを無限大にすることは難しい^[5]。

カップリングの影響を軽減するために積層スタブが提案されているが^[6]、伝送線路の長さや積層スタブの実効誘電率を十分に考慮していなかったため、目的の奇数次高調波で大きなインピーダンスを得られていない。このため、上記を考慮した設計を提案する。

4. 提案構成

基本波周波数を 1GHz と想定し、3 層基板に伝送線路と奇数次高調波である 3GHz, 5GHz に対する 2 本のスタブを使用して、整合回路の設計を行う。2 本のスタブの内 1 本のスタブを基板に埋め込むことでスタブ間の距離を離し、カップリングを軽減する。さらに 3GHz, 5GHz に対して、インピーダンスが 1000Ω 以上となるように設計する。

・伝送線路とスタブの配置

基板は、銅箔の厚さ 18μm、層間の厚さ 0.8mm の FR-4 基板を用いる。線路幅 w はマイクロストリップライン (図 5 参照) において 1GHz で 50Ω になるように設定する。次に線路幅 w のマイクロストリップラインで 1GHz, 3GHz, 5GHz の 1/4 波長を算出し、それぞれ $\lambda_1/4$, $\lambda_3/4$, $\lambda_5/4$ とする。積層基板の一層目には伝送線路と $\lambda_5/4$ のスタブを配置する。 $\lambda_5/4$ のスタブは伝送線路が $\lambda_1/4$ になる地点に伝送線路から垂直に配置する。

2 層目には $\lambda_3/4$ のスタブを配置する。伝送線路が $\lambda_1/4$ になる地点から 2 層目までビアを伸ばし、そこから $\lambda_3/4$ のスタブを上面から見て一層目のスタブから 45°離れた位置に配置する。

・実効誘電率を考慮したチューニング

上記ではスタブ長をマイクロストリップラインを想定し算出したが、この値は積層スタブには適用できない。埋め込んだスタブから見れば、ストリップライン構造 (図 5 参照) となり、実効誘電率が変化する。また、伝送線路、一層目のスタブから見れば基板の中に電極が埋め込まれているので実効誘電率は変化する。従って実効誘電率の変化を考慮した設計をする必要がある。そこでマイクロストリップライン構造とストリップライン構造の間で伝送線路長、スタブ長を計算し、かつ所望のインピーダンスに着目したチューニングをした。AET 社の MW-STDIO で 3GHz, 5GHz で 1000Ω 以上、2GHz, 4GHz で 5Ω 以下となるように伝送線路長 l_{11} 、スタブ長 l_3, l_5 をチューニ

ングした。

上記の方法で設計した積層スタブを図 6、表 1 に示す。2 層目のスタブはスタブ長が長いので、伝送線路から 45°の位置に配置することで基板のスペースを有効活用できる。また、ビアの長さもスタブ長とみなせるので、その分 2 層目のスタブ長が短くすることができる。

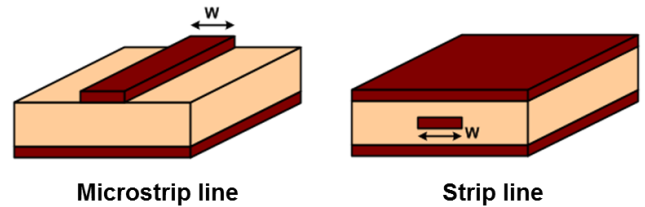
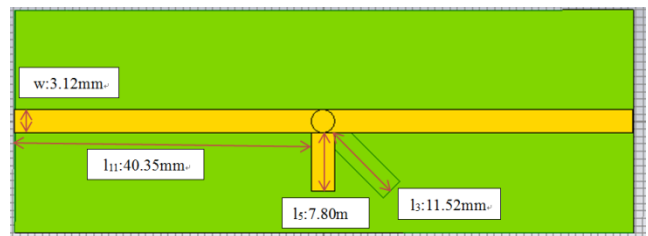
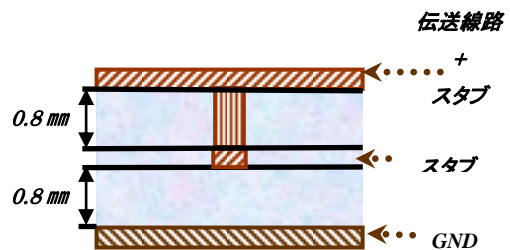


図 5 マイクロストリップラインとストリップライン

Fig.5 Microstrip line and Strip line



上面図



断面図

図 6 積層基板スタブ

Fig.6 Multilayer substrate stub design

表 1 寸法設計値

Table.1 Design values of dimension

| 線路幅 w [mm] | 3.12 |
|--------------------|-------|
| 伝送線路 l_{11} [mm] | 40.35 |
| 1 層目スタブ l_3 [mm] | 7.80 |
| 2 層目スタブ l_5 [mm] | 11.52 |

5. シミュレーション結果

図 7 の平面スタブと積層スタブのインピーダンスの大きさを比較するために AET 社の MW-STDIO によるシミュレーションを行った。シミュレーション結果を表 2、図 8, 9 に

示す。平面スタブの 3GHz, 5GHz のインピーダンスの大きさは 52Ω , 88Ω である。一方積層スタブの 3GHz, 5GHz のインピーダンスの大きさは 1510Ω , 1060Ω となり、積層スタブにすることにより大きなインピーダンスを得ることが確認できた。

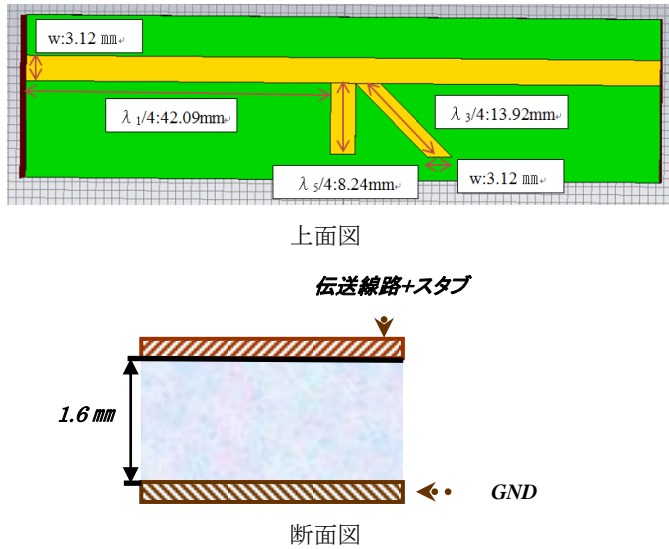


図 7 平面スタブ
Fig.7 Plane stub design

表 2 シミュレーション結果
Table.2 Simulated results

| 周波数[GHz] | インピーダンス [Ω] | |
|----------|----------------------|-------|
| | 平面スタブ | 積層スタブ |
| 3 | 52 | 1510 |
| 5 | 88 | 1060 |

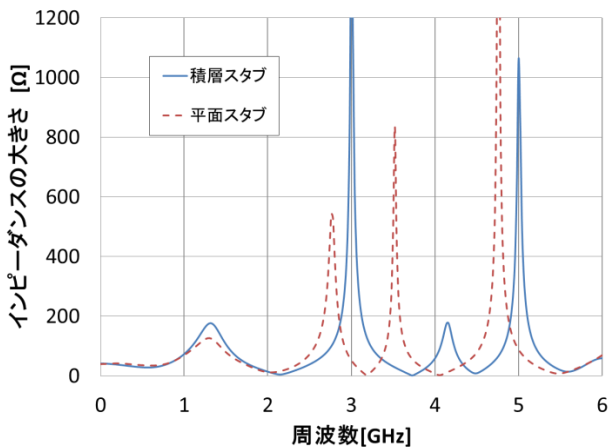
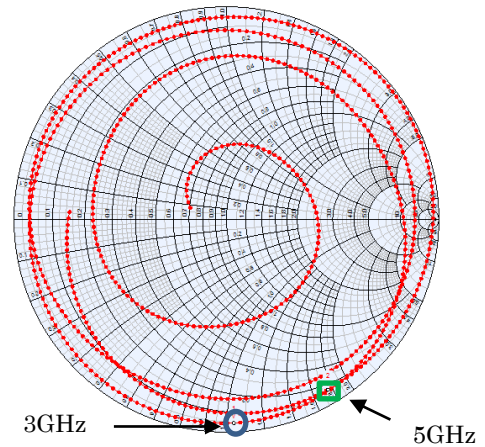
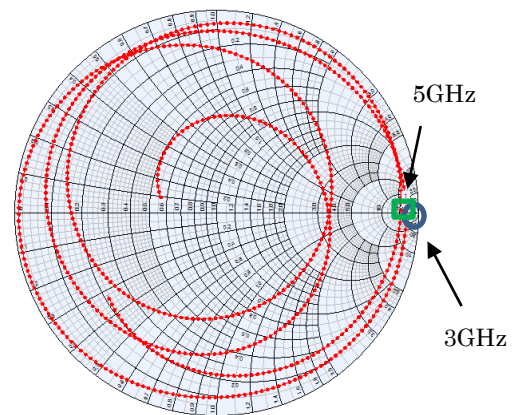


図 8 インピーダンスの大きさのシミュレーション結果
Fig.8 Simulated results of $\text{Mag}|Z|$



(a) 平面スタブ a の S11



(b) 積層スタブの S11

図 9 S11 のシミュレーション結果
Fig.9 Simulated result of S11

6. まとめ

本稿では F 級アンプの整合回路として積層スタブを提案した。平面スタブでは複数のスタブが一箇所に集中するため、スタブ間のカップリングが生じ、インピーダンスの大きさが低下してしまい、F 級理想条件の一つである奇数次高調波インピーダンスが無限大に近いインピーダンスを得ることが難しくなるという問題があった。積層スタブにすることでスタブ間の距離を離すことができ、カップリングの影響を軽減できる。積層スタブはインピーダンスの大きさが 3GHz で 1510Ω , 5GHz で 1060Ω となり、平面スタブよりも大きなインピーダンスを得ることができた。今後、積層スタブを用いた F 級アンプを設計し、効率がどのくらい上昇するか評価する。

文 献

-
- [1] 鳥居拓真, 兵庫明, 塚田敏郎, 関根慶太郎, “二帯域で動作可能なE級増幅器”, 電気学会, 電子回路研究会, ECT-12-042, pp17-21, June. 2012
 - [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] K. Honjo, “A simple circuits 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.
 - [4] F. H. Raab: FET Power Amplifier Boosts Transmitter Efficiency, Electronics, 49, 122-126, June 10, 1976.
 - [5] M.Yokoyama and A.Hiraoka, “High-Efficiency Class-F Amplifier Design with Stacked Stub Structure in Multi-layer Package”, Proc.of advanced Technology Workshop on RF and Microwave Packaging 2008 September 16-18, 2008, San Diego, THA13