

2.45GHz 帯 F 級増幅器設計における 寄生補償設計の妥当性評価

7312069 小池悠介

1. はじめに

近年、スマートフォンなどの情報通信端末の普及に伴い、周波数資源の枯渇が問題となっている。そこで、広い周波数帯を確保できる GHz 帯などの高周波帯を用いた無線通信の実現が要求されている。しかし、デバイス技術、回路技術の不足から高周波帯での電力増幅器の高効率化は困難となっている。高効率な電力増幅器として、スイッチング電力増幅器が研究されている[1]。スイッチング電力増幅器とは、トランジスタ(Tr)をスイッチング動作させ電圧と電流の重なりを少なくし、電力消費を低減させ、高い電力効率を得る電力増幅器である。本研究では高調波処理により高周波帯で高効率化が可能な F 級増幅器[2]を選択し動作周波数 2.45GHz で設計を行う。しかし、高周波帯での設計の場合トランジスタ(Tr)の寄生容量の影響により理想的な F 級動作条件が満たされない。そのため、寄生容量を補償する設計法が研究されている[3]。本研究では、既存の寄生補償設計を用いた F 級増幅器において F 級理想動作条件を満たしているか評価する。

2. F 級増幅器の動作原理

図 1 に F 級増幅器の回路図を示す。Tr から見た負荷のインピーダンスを偶数次高調波に対して短絡、奇数次高調波に対して開放と設計することで、Tr のドレイン電圧 V_{ds} が基本波と奇数次高調波のみとなり方形波に、ドレイン電流 I_d が基本波と偶数次高調波のみとなり半波整流波となる。その結果 V_{ds} と I_d はスイッチング動作となり Tr の消費電力がゼロとなる。それぞれの波形のフーリエ級数を(1),(2)式に示す[4]

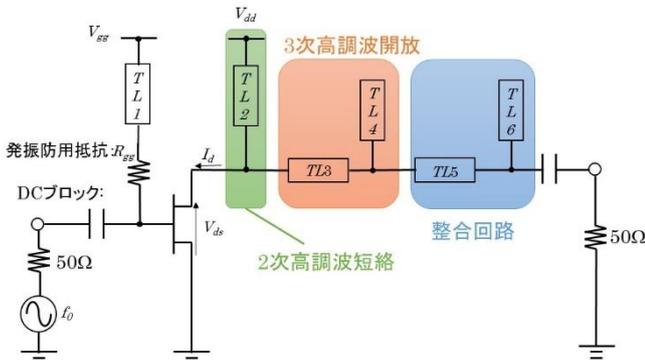


図 1. 設計した F 級増幅器

$$V_{ds}(t) = \frac{V_{max}}{2} + \frac{2V_{max}}{\pi} \left(\sin \omega t + \sum_{n=1} \frac{\sin(2n+1)\omega t}{2n+1} \right) \quad (1)$$

$$I_d(t) = \frac{I_{max}}{\pi} + \frac{I_{max}}{2} \sin(\omega t \pm \pi) - \frac{2I_{max}}{\pi} \sum_{n=1} \frac{\cos 2n\omega t}{4n^2-1} \quad (2)$$

3. F 級増幅器の設計

本研究では、三次高調波まで処理するように設計を行う。まず二次高調波に対しては、ドレイン側電源ラインの伝送線路 TL2 を基本波の四分の一波長のショートスタブにより基本波に対して開放、二次高調波に対しては短絡となる。三次高調波に対しては、まず TL4 を三次高調波に対する四分の一波長のオープンスタブにより三次高調波を短絡し、次に TL3 の電気長を Tr の出力容量 C_{out} を含めて調整することで Tr から見た負荷の三次高調波のインピーダンスを開放とする。 C_{out} は Tr のドレイン側から見たアドミタンスの虚部より導出した。 TL3 の電気長は(3)式より導出した[3]。

$$\theta_3 = \frac{1}{3} \tan^{-1} \left(\frac{1}{3\omega_0 Z_0 C_{out}} \right) \quad (3)$$

4. 寄生補償設計の妥当性評価

I_d の理想動作条件は(1), (2)式より、基本波成分での電圧と電流の位相差が 180° 、奇数次高調波成分がゼロである。寄生補償設計の妥当性を評価するために、実 Tr (寄生容量を含んだ Tr) に流れる電流 I_d と真性 Tr (寄生容量を除いた Tr) に流れる電流 I_{di} について、理論値と比較し F 級理想動作条件とのずれを評価する。しかし、実測において I_{di} は測定出来ないので、実測可能な I_d と(4)式より導出される I_{Cout} を用いて、 I_{di} は(5)式より導出される。

$$I_{Cout} = j\omega C_{out} V_{ds} \quad (4)$$

$$I_{di} = I_d - I_{Cout} \quad (5)$$

5. 評価方法

伝送線路にはマイクロストリップラインを用いる。基板の諸元を表 1、シミュレーション回路諸元を表 2 に示す。また、寄生補償設計の妥当性の評価は基本波成分での電圧と電流の位相差、各周波数成分(直流成分～4 次高調波成分)での I_d の振幅のシミュレーション結果、(5)式より導出される I_{di} の振幅の計算値を、それぞれ理論値と比較する。位相差の理論値は(1), (2)よ

り 180° であり、振幅の理論値は(2)式の I_{max} に(5)式より導出される I_{di} の振幅の最大値を代入し導出した。

6. 評価結果

6.1 増幅器の特性

表 3 に入力振幅 1.1V での増幅器の出力電力、ドレイン効率、電力付加効率 PAE のシミュレーション結果を示す。

6.2 寄生補償設計の妥当性評価

表 4 に基本波成分での電圧と電流の位相差の比較結果、図 3 に各周波数成分での振幅の比較結果を示す。

I_{di} の振幅の最大値は(5)式より 25mA と導出された。

表 4 より、位相差は高調波処理により理論値が 180° であり、 V_{ds} と I_d (実 Tr) より V_{ds} と I_{di} (真性 Tr) の位相差の方が理論値に近い値が得られた。図 2 より 3 次高調波成分の振幅は高調波処理により理論値がゼロであり、 I_d (実 Tr) は寄生容量を含むため 6mA であるが、 I_{di} (真性 Tr) は寄生容量を除いているため 0.382mA と理論値に近い値が得られた。

表 1. 基板諸元

基板の厚さ[mm]	0.787
比誘電率	2.6
比透磁率	1
導体の導電率[S/m]	5.77E+07
誘電正接	0
導体の厚さ[μm]	18
導体幅[mm]	2.15
特性インピーダンス[Ω]	50

表 2. シミュレーション回路諸元

トランジスタ	構造	HJ-FET
	型番	NE3510M04
動作周波数[GHz]		2.45
入力振幅[V] (正弦波)		1.1
ゲートバイアス V_{gg} [V]		-0.5
ドレインバイアス V_{dd} [V]		2
負荷抵抗[Ω]		50
R_{gg} [Ω]		10
DCブロック C_{DC} [pF]		100
出力容量 C_{out} [fF]		337
しきい値電圧[V]		-0.8
ドレイン損失[mW]		125
	特性インピーダンス[Ω]	50
伝送線路長[mm] (電気長[deg])	TL1	20.9(90)
	TL2	20.9(90)
	TL3	4.0(17)
	TL4	7.0(30)
	TL5	4.7(20)
	TL6	25.9(112)

表 3. 増幅器特性のシミュレーション結果

入力振幅[V]	出力電力[dBm]	ドレイン効率[%]	PAE[%]
1.1	10.2	67.9	67.3

表 4. 基本波成分での電圧と電流の位相差

	V_{ds} と I_d	V_{ds} と I_{di}	理論値
位相差[$^\circ$]	226	178	180

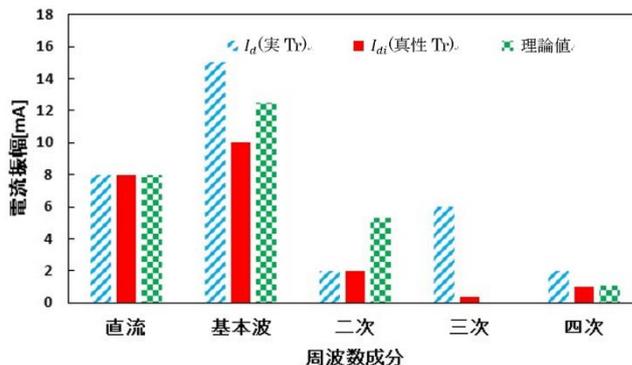


図 2. 各周波数成分での振幅の比較

7. まとめ

本研究では、2.45GHz 帯で動作する F 級増幅器を設計し、電力付加効率 67.3% というシミュレーション結果が得られた。また、設計した F 級増幅器の真性 Tr において、 I_d の理想動作条件（基本波成分での電圧と電流の位相差が 180° 、奇数次高調波成分がゼロ）に近い結果が得られた。よって、本研究で採用した寄生補償設計の妥当性が示された。今後、得られた結果をもとに F 級増幅器の試作・評価を行う予定である。

参考文献

- [1] A. V. Grevennikov and N. O. Sokal, "Switchmode RF Power Amplifier," Newnes, 2007.
- [2] F.H.Raab, "Class-F power amplifier with maximally flat waveforms," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 45, no. 11, pp. 2007-2012, Nov. 1997.
- [3] A.V.Grevennikov, "Effective Circuit Design Techniques to Increase MOSFET Power Amplifier Efficiency," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 771-774, 2000.
- [4] 本城和彦他, "マイクロ波電力増幅器の統一的設計理論とその応用," 電子情報通信学会論文誌 C vol. J97-C no. 12, pp. 446-455, 2014.