

# 電波式無線電力伝送のための 2.45GHz帯F級時間反転整流器の理論設計

7313146

明神 史典

## 1. はじめに

近年、遠方への無線電力伝送として GHz 帯を用いた電波式無線電力伝送が研究されている. この電力伝送方式では, GHz 帯において高効率である増幅器, 整流器が必要となり, F 級増幅器[1]及び F 級時間反転整流器[2]が注目されている. しかし, F 級時間反転整流器の従来の設計方式[2]はゲートインピーダンス  $Z_g$  をロードプルシミュレーションによる試行錯誤において求めた最適値での設計を行っており, 理論設計は行われていない. 本稿では F 級時間反転整流器のゲートインピーダンスの理論設計について検討する.

## 2. F 級原理

高効率な増幅器としてスイッチング増幅器(D, E 級)が用いられる. しかし, GHz 帯においてはトランジスタの寄生容量の影響は大きく, 通常のスイッチング増幅器では高効率に動作することが出来ない. F 級動作においては入力信号として正弦波を用い, 高調波制御を用いることで電圧  $V_{ds}$  を矩形波, 電流  $I_d$  を半波整流にする. 以上の操作により高周波においてもスイッチング動作を行うことができ, 高効率に動作することが出来る.

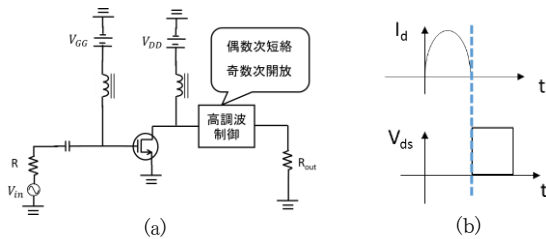


図1 F 級動作原理 (a) 回路図 (b) トランジスタ電圧電流波形(スイッチング動作)

## 3. F 級時間反転整流器

時間反転整流器とは増幅器を整流器として動作させたものであり, 動作波形としては図 2 (a)のようになる. ドレイン側から RF 信号を入力したとき寄生容量  $C_{dg}$  によりゲートにフィードバック電圧が発生する. フィードバック電圧  $V_{gs}$  によりトランジスタをオンオフ動作させ,  $V_{ds}$  を半波整流しチョークコイル(TLC)により直流成分を出力抵抗  $R_{out}$  に取り出す. 以上の動作に加えトランジスタの電圧  $V_{ds}$ , 電流  $I_d$  を F 級動作させることにより高周波において高い RF-DC 変換効率を実現できる.

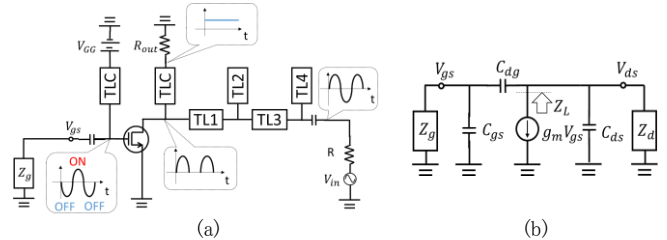


図2 (a)F 級時間反転整流器の動作波形, (b) F 級時間反転整流器の等価回路モデル

## 4. F 級時間反転整流器における条件式

高効率なF級時間反転整流器において以下の 2 つの条件が考えられる.

- ① 基本波において  $V_{gs}$ ,  $V_{ds}$  の位相差  $180^\circ$  (反転条件)

$$V_{gs} = -AV_{ds} \quad (A > 0) \quad \dots (1)$$

- ② 3 次高調波において  $Z_{L,3\omega}$  (図2(b)) が開放(F級条件).

$$Z_{L,3\omega} \Rightarrow \max \quad \dots (2)$$

増幅器から時間反転整流器への変更はゲートインピーダンス  $Z_g$  と出力抵抗  $R_{out}$  のみである.  $R_{out}$  は直流成分に対してのみ関係がある一方,  $Z_g$  は基本波, 3 次高調波に対して影響があり条件①②を満たすように設計する必要がある.

## 5. ゲートインピーダンス理論式

等価回路図2(b)において条件①②を満たすゲートインピーダンスは  $Z_g = jX_g$  となり  $X_g$  の条件は以下になった.

$$0 < X_g < \frac{1}{\omega(C_{dg} + C_{gs})} \quad \dots (3)$$

$$X_{g,3\omega} = \frac{1 + 3\omega(C_{ds} + C_{dg})X_{d,3\omega}}{3\omega(C_{gs} + C_{dg}) - 9\omega^2 X_{d,3\omega} \{C_{ds}(C_{gs} + C_{dg}) + C_{dg}C_{gs}\}} \quad \dots (4)$$

## 6.シミュレーションによる評価

今回使用するトランジスタにおいて直接導出法より求めた各パラメータ,周波数及び F 級増幅器での 3 次高調波に対してのドレイン側のインピーダンス  $Z_{d,3\omega}$  を表 1 に示す.

表 1. トランジスタの各パラメータ

トランジスタ	GaAs HJ-FET
周波数	2.45 GHz
$C_{gs}$	235 fF
$C_{dg}$	42 fF
$C_{ds}$	41 fF
$g_m$	98 mS
$Z_{d,3\omega}$	$j68 \Omega$

表 1 におけるパラメータより条件式(3)(4)は以下ようになる

$$0 < X_g < 234 \quad \dots (5)$$

$$X_{g,3\omega} = 76 \quad \dots (6)$$

式(5)(6)より 2 つの条件を満たす素子はコイル  $L_g = 1.64\text{nH}$  となった。以下の諸元においてシミュレーションを行い、反転条件 F 級条件 RF-DC 変換効率(=P<sub>dc</sub>/P<sub>in</sub>)を確認した。

表 2. シミュレーション諸元

設計ソフト	Advanced Design System	
トランジスタ	GaAs HJ-FET	
周波数	2.45 GHz	
$V_{in}$	正弦波	
	-1.3/1.3 V <sub>p-p</sub>	
$V_{GG}$	-0.6 V	
$R_{out}$	168 Ω	
$L_g$	1.64 nH	
基板諸元	基板厚さ	0.79mm
	導体厚さ	18.0 um
	比誘電率	2.60
	導電率	$5.77 \times 10^{10}$ S/m
	導体幅	2.45 mm
	誘電正接	0

## 7. 結果及び考察

シミュレーションによって求めた  $V_{ds}-V_{gs}$  時間波形及び  $V_{ds}-I_d$  波形を図 3 (a)(b)に示す。

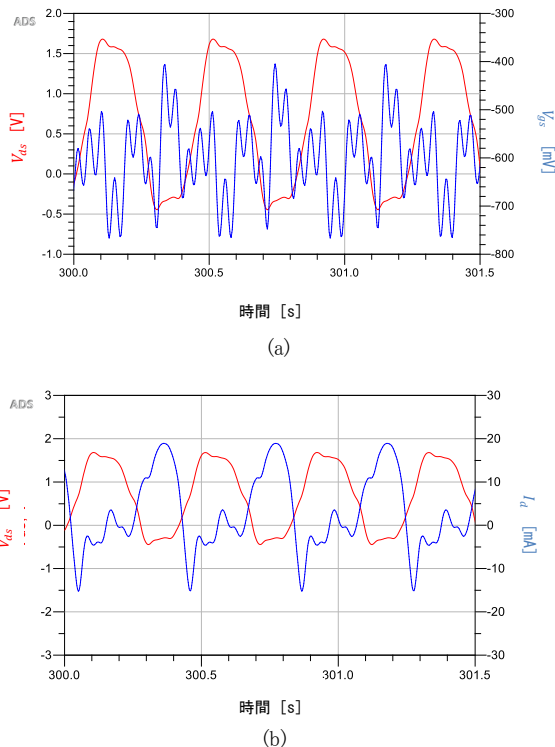


図 3 シミュレーションにおける時間波形結果(a) $V_{ds}, I_d$  波形 (b)  $V_{ds}, V_{gs}$  波形

$V_{ds}-V_{gs}$  時間波形においてフーリエ級数展開を行ったとき、基本波での  $V_{ds}$  に対する  $V_{gs}$  の位相差は  $175^\circ$  となりほぼ反転条件を満たしている。

また F 級条件の確認として真性トランジスタ電流  $I_{di}$  の周波数特性を図 4 に示す。

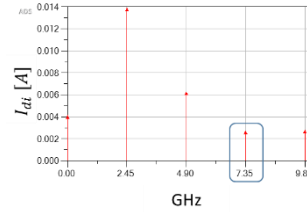


図 4 において 3 次の真性トランジスタ電流は発生しており、3 次開放となっていない、すなわち F 級条件は満たせていないことが確認できる。

図 4 真性トランジスタ電流  $I_{di}$  の周波数特性

結果として入力電力 5.38mW においてトランジスタ損失 2.46mW, 直流電力(出力)2.84mW となり, RF-DC 変換効率は 52%となる。トランジスタでの電力損失を周波数毎に表 3 にまとめる。

表 3. トランジスタ電力損失

直流電力	2.76 mW
基本波電力	-5.26 mW
高調波電力(総和)	0.05 mW

表3より理想 F 級動作とならずトランジスタにおいて大きく損失が発生しており、その最もな原因は入力された基本波自体が直流電力へと変換されず、そのままトランジスタにおいて消費されているためと考えられる。

## 8. まとめ

本稿では 2.45GHz帯F級時間反転整流器において基本波 3 次高調波を考慮した  $Z_g$  の理論設計により計算機シミュレーション(ADS)において 52%の RF-DC 変換効率を達成した。今後はトランジスタにおける基本波電力消費の原因調査及び改善を目的とする。

## 参考文献

- [1] F. H. Raab, " Class-F power amplifiers with maximally flat waveforms," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 45, no. 11, pp. 2007-2012, Nov. 1997.
- [2] Ryo Ishikawa, Kazuhiko Honjo, " Reversible High Efficiency Amplifier/Rectifier Circuit for Wireless Power Transmission System," *IEEE Asia - Pacific Microwave Conference Proceedings*, pp. 74-76, Nov. 2013.