

無電極ランプ用D級増幅点灯回路の動作解析

岡本 太志*

Analysis of Class-D Electronic Ballast for Electrodeless Lamps

Futoshi Okamoto*

Abstract

I investigated ballast for electrodeless lamps operating at 13.56 MHz. Higher-efficiency ballast circuits are required because of problems at high frequency. Our investigation focused on class-D circuits. We applied numerical model analysis and conducted experiments to determine the conditions that maximize efficiency. These conditions occur when the output current is simultaneous zero and the voltage across the switching device is virtual zero. I found that the virtual zero of the voltage is the crossing point between the zero line and the extrapolation line of the voltage slope.

Keywords : electrodeless lamps, electronic ballast, class-D circuit

要 旨

本稿は動作周波数13.56MHzで動作する無電極ランプ点灯装置に関するものである。

無電極ランプ点灯装置の開発課題の一つとして、高周波回路の高効率化が挙げられる。

今回、D級増幅回路に着目し、回路解析及び実際の回路により検討を行なった。その結果、スイッチング素子の両端電圧の右下がり斜辺の延長線が時間軸と交わる点と出力電流が零となる点を一致させることにより最大効率が得られることを見出した。この高効率高周波回路技術により、小型で省電力の無電極ランプ点灯装置が期待できる。

1. はじめに

現在、照明用光源として白熱電球、蛍光ランプ、HIDランプがあるがそれぞれ一長一短がある。小型で安価な光源である白熱電球は効率が低く、また寿命も短い。この欠点を改善した蛍光ランプは、白熱電球に比べランプサイズが大きく、また点滅の繰返しには適していない。HIDランプは小型であるが、点滅や調光に関しては蛍光ランプ以上に問題をもつ。

このような従来の光源に替わる新世代の光源として提案されたものに無電極ランプがある。無電極ランプは放電容器内部に電極を持たないため、原理的に長寿命が期待できる。その発光原理は、放電容器の外部または内部に高周波電磁界を発生させ、電磁誘導によって容器内部の水銀蒸気等の放電ガスを励起し、放射した紫外線を容器内面に塗布した蛍光体で可視光に変換するというものである¹⁾²⁾。この高周波電磁界をコイルによって発生させる場合、点灯

回路として数MHzから数十MHzの高周波電源が必要となる。ところが一般の蛍光ランプを点灯させるインバータ回路の動作周波数(数十kHz)に比べ、MHz帯ではスイッチング損失が増加し、発熱が大きくなることにより点灯装置が大型化してしまう。

今回、無電極ランプ点灯回路として、高周波で高効率を得られるD級増幅回路について実験および回路解析を行い、高効率を得るための条件を見いだすことができたので報告する。

2. 無電極ランプ点灯回路

今回検討した無電極ランプ点灯回路の原理図を図1に示す。無電極ランプ外部に誘導コイルを設置して、このコイルにランプ始動電圧を越える高周波高電圧を印加して、無電極ランプを始動させ安定点灯させる。

点灯周波数にはISMバンド(工業用: Industrial,

科学用：Scientific，医療用：Medical) である13.56MHzを用い，基本波及び第2次，第3次の高調波のノイズ対策を容易にし，点灯回路には水晶発振回路を用いたD級増幅回路により電力増幅を行っている^{3) 4) 5) 6)}。

無電極ランプ点灯回路としては，10MHz級の高周波動作においても高効率を得られることが必要である。

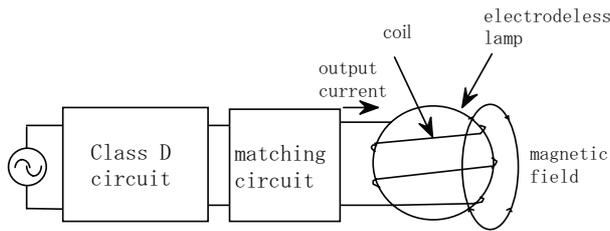


図1 無電極ランプ点灯回路の原理図

3. 一般的な高周波増幅回路

無電極ランプの特徴の一つである小型高出力という点を生かすためには，ランプのサイズを極力小さくすると共に，点灯装置の小型化を図らなければならない。そのためには高周波回路から発生する熱を減らすため，回路の高効率化が欠かせない。高効率増幅回路として一般に知られているものとして，図2に示す3種類の回路がある⁷⁾。

図2は，各増幅回路の基本回路構成と，スイッチング素子に印加される電圧 V_{DS} ，スイッチング素子に流れる電流 I_D ，負荷に流れる電流 I_R を示す。

このうちD級増幅回路は，電源に直列に接続された2つのスイッチング素子が交互にON-OFFすることにより，それら2素子の接続点に矩形波電圧が発生する。この矩形波電圧の高調波成分が共振回路によりカットされ，負荷には正弦波電圧が供給される。矩形波電圧が零になると同時にスイッチング素子に電流が流れはじめ，電流が零になると同時に電圧が立ち上がるため，理想的にはスイッチング素子で損失が発生せず，高効率達成できるものであり，比較的高出力負荷に適する。今回D級増幅回路について，実験および解析を行った。

4. D級増幅回路の実験検討

4. 1 実験回路構成

D級増幅回路には，零電圧スイッチング方式と零電流スイッチング方式がある。零電流スイッチング方式では，比較的大きなドレイン電流が流れている時にスイッチング素子をOFFにしなければならなく，またスイッチON時には急激にドレイン電流が立ち上がる必要があり，このため著しく効率が低下する。零電圧スイッチング方式は高周波での高効率化に適する。そこで今回，零電圧スイッチング方式のD級増幅回路を選択した。

次に具体的な実験回路を図3に示す。

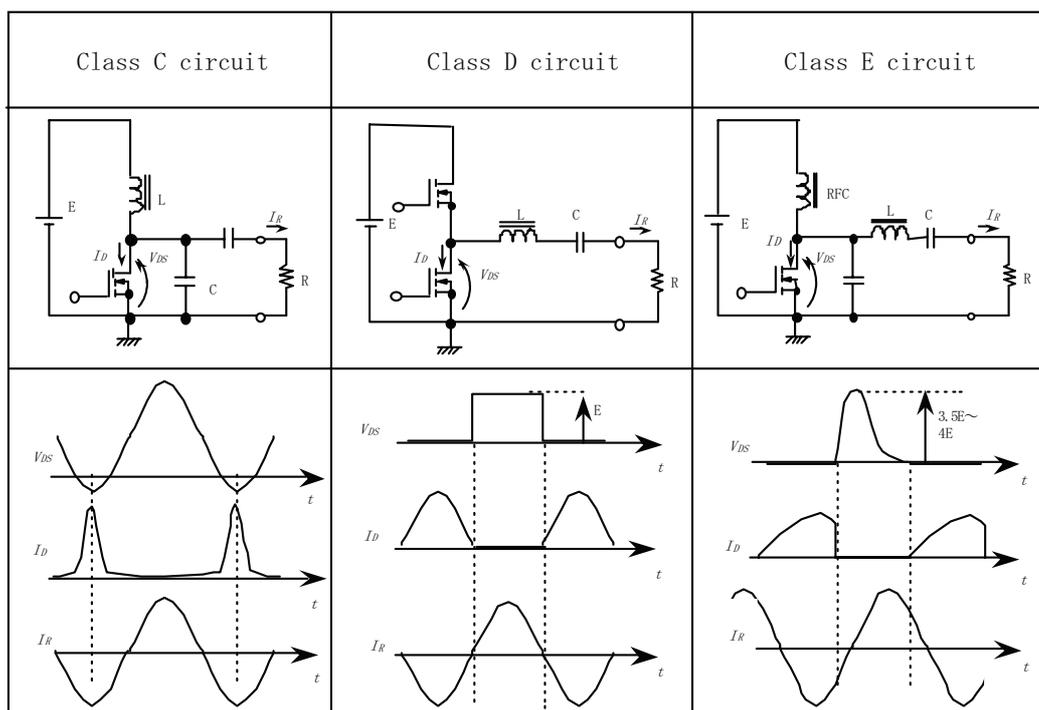


図2 各増幅回路の基本回路構成と動作波形

そこで、 $V_{DD}=260V$ 、点A-A' から負荷をみた特性インピーダンス $R=50\Omega$ 、インダクタ $L_s=1\mu H$ 、コンデンサ $C_s=140\sim 680pF$ とし、実験ではコンデンサ C_s を変化させて回路動作と回路効率の相関を求めた。

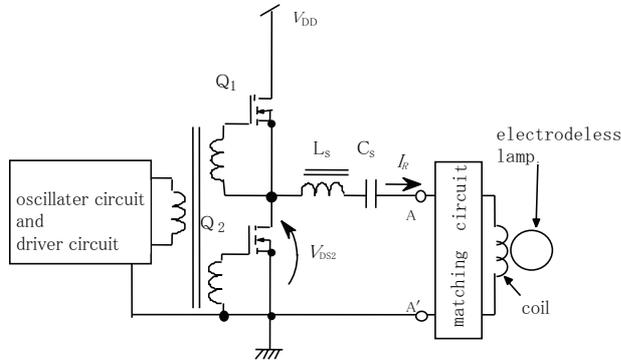


図3 実験回路

4. 2 実験による回路効率

図4はコンデンサ C_s と出力電力 P_R および回路効率 η の関係を示す。

図4より共振時には、出力電力 P_R は最大となる傾向がある。

ここで共振時とは、インダクタ L_s 、コンデンサ C_s 、特性インピーダンス R なる共振回路の固有共振周波数がスイッチング素子のスイッチング周波数と一致するときである。

回路効率が最大時と出力電力 P_R が最大時の動作点が異なる。

比較的大きなコンデンサ C_s の時に回路効率の低下が観測された。

4. 3 高効率となる設計条件

図4の(a), (b), (c)での動作波形を図5(a), (b), (c)に示す。各々の台形状波形はスイッチング素子 Q_2 の両端電圧 V_{DS2} 、正弦波状波形は出力電流 I_R である。図5に示すように、 V_{DS2} 波形の右下がり斜辺を横軸まで延長し、その交点で出力電圧又は出力電流が零になるように、 V_{DS2} 波形と出力電圧または出力電流を調整することにより、高い回路効率を得ることができる。図5(b)が最も高い回路効率となる。

図5では、スイッチング素子 Q_2 の両端電圧を V_{DS2} 、D級増幅回路からの出力電流を I_R とした。動作波形を観測すると、コンデンサ C_s を大きくしていくと I_R の位相が遅れるといった傾向が見られたが、オシロスコープで観測される V_{DS2} 波形は、スイッチング素子 Q_2 のオン抵抗や出力容量等の影響により、図5に示すように丸みを帯びた台形波となる。そのため、 V_{DS2} 波形が時間軸と交わらず、 V_{DS2} と I_R の関係が掴みにくくなる。

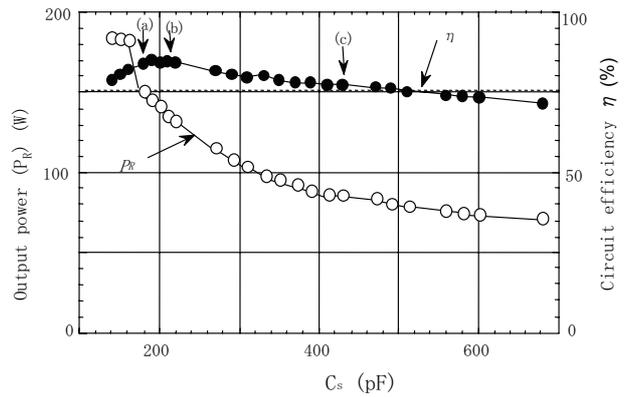
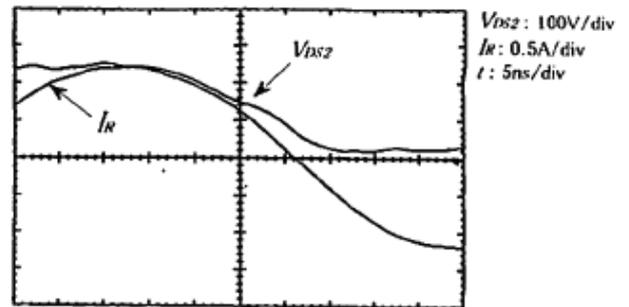
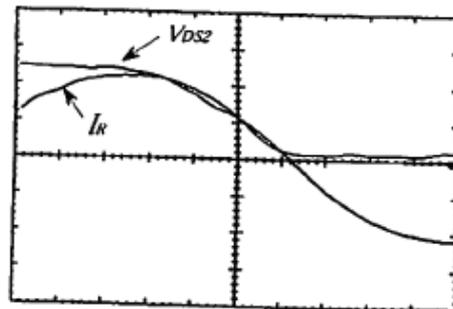


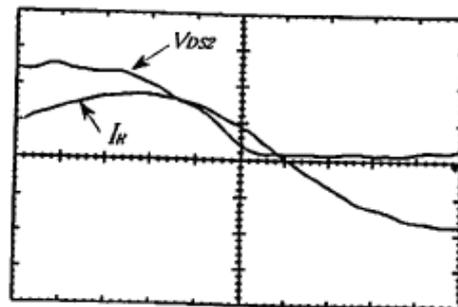
図4 コンデンサ C_s と出力電力 P_R および回路効率 η の関係



(a) $C_s=170pF$



(b) $C_s=210pF$



(c) $C_s=430pF$

図5 Q_2 の電圧 V_{DS2} 波形と出力電流 i 波形
(a) $C_s=170pF$, (b) $C_s=210pF$, (c) $C_s=430pF$

そこで、実験回路でさらに検討を進めるうちにわかったことを、図6に示す V_{DS2} 、 I_R の部分拡大図を用いて説明する。 V_{DS2} が高電圧から低電圧に変化した直後で傾きが0になる点を点A、点Aを通り時間軸に平行に引いた直線と、 V_{DS2} の右下がりの斜辺の延長線との交点を点Bとしたとき、点Aから点Bの位相間で I_R が零となる点Pが存在するようにコンデンサ C_s を調整することにより高効率を得られた。さらに、上記点Pと、 V_{DS2} の右下がりの斜辺の延長線が時間軸と交わる点P'が一致するように調整することにより最大効率を得られることを見いだした。

高周波回路を、より高効率化する条件を考慮して、インダクタ L_s とコンデンサ C_s を決定することにより、13.56MHzで動作するD級増幅回路の回路効率約85%を達成できた。

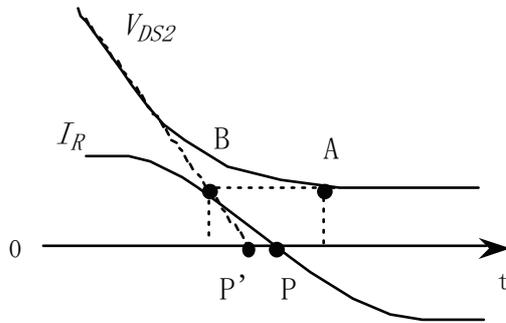


図6 Q_2 の電圧 V_{DS2} 波形と出力電流 i 波形 (部分詳細)

5. D級増幅回路のSPICEによる解析

図7, 図8, 図9に $V_{DD}=320V$, $L_s=1\mu H$, $C_s=100pF \sim 500pF$, まで10pFの刻みで変化させた場合のSPICEによる解析結果を示す。図7はコンデンサ C_s と出力電力 P_R の関係, 図8はコンデンサ C_s と回路効率 η の関係, 図9は回路効率が最大となる時のスイッチング素子 Q_2 の V_{DS2} , I_{DS2} および出力電流 I_R の関係を示す。

図7, 図8より回路効率が最大時と出力電力 P_R が最大時の動作点が異なることが言える。また比較的大きなコンデンサ C_s の時において回路効率は低下傾向にある。また図9の回路効率の最大時においては、スイッチング素子 Q_2 の V_{DS2} の零点と出力電流の零点が一致していることが判る。このことは、図4, 図5の実験結果と傾向が一致していることが言える。

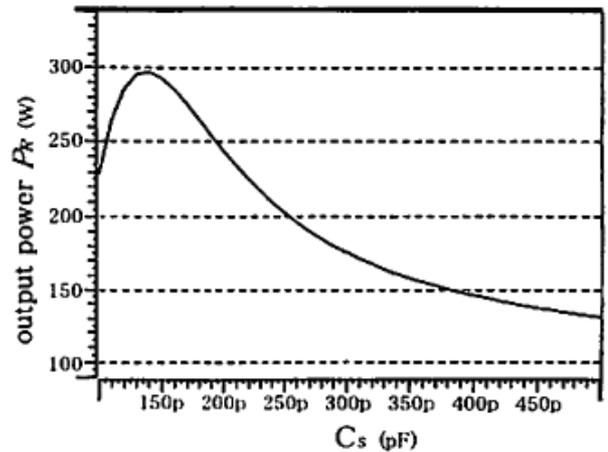


図7 SPICE解析によるコンデンサ C_s と出力電力 P_R の関係

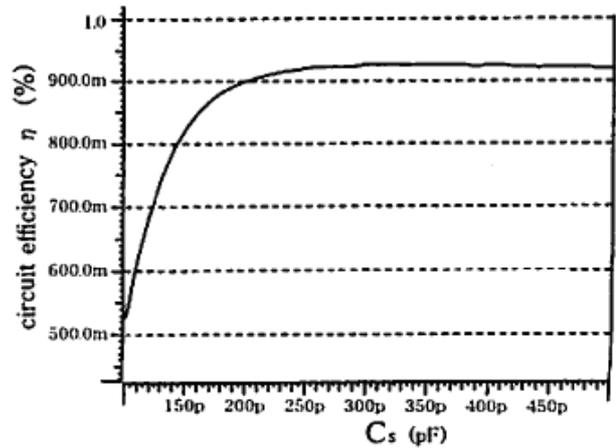


図8 SPICE解析によるコンデンサ C_s と回路効率 η の関係

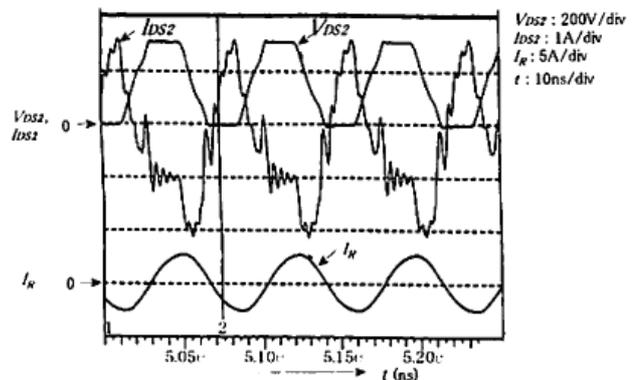


図9 SPICE解析による Q_2 の電圧 V_{DS2} , と出力電流 i 波形

6. D級増幅回路の理論的解析

4章ではD級増幅回路の高効率を得るため設計条件を見出した。この章では、理論的解析を行い、上記得られた基本性能と比較する。また上記設計条件

の理論的裏付けを行い、D級増幅回路効率向上の方向性を得る。

今回、解析を行うD級増幅回路の解析回路図を図10に示す。

スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 にはMOSFETを用いた。また実際の回路では、D級増幅回路の出力端A-A'にはランプ負荷 (マッチング回路+無電極ランプ)が接続されるが、ここではランプ点灯時におけるランプ負荷の等価回路を抵抗 R_s に置き換えた。

6. 1 出力電流 i が正弦波と仮定した場合の解析

6. 1. 1 コンデンサ C_s と出力電力 P_R について

図10の回路図で以下の式が成立する。ここで Q はコンデンサ C_s の電荷量である。

$$V_{DS2} = L_s \frac{di}{dt} + \frac{1}{C_s} Q + R_s i \dots\dots\dots (1)$$

ただし $i = \frac{dQ}{dt}$ である。

出力電流 $i (=I_R$ とする。以降 i として記述する。) が図11に示すような正弦波の波形である時、出力電流 i は、
 $i = A \sin(\omega t - \omega t_7) \dots\dots\dots (2)$

ただし A は出力電流振幅値、 $\omega = 2\pi f$ 、 f は周波数である。

$t=t_7$ および t_8 の時、式 (1) より各々以下の2式が成立する。

$$Q(t_7) = C_s V_{DS2}(t_7) - \omega L C_s A, Q(t_8) = C_s V_{DS2}(t_8) + \omega L C_s A \dots (3)$$

また $Q(t_8)$ と $Q(t_7)$ の差は、(2) 式を用いると

$$Q(t_8) - Q(t_7) = \int_{t_7}^{t_8} d\theta = \int_{t_7}^{t_8} i dt = \int_{t_7}^{t_8} A \sin(\omega t - \omega t_7) dt = 2 \frac{A}{\omega} \dots (4)$$

式 (3) と式 (4) より、

$$A = \frac{V_{DS2}(t_7) - V_{DS2}(t_8)}{2(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s})} \dots\dots\dots (5)$$

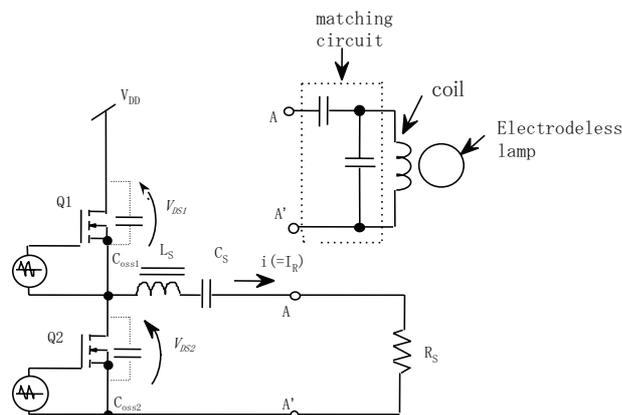


図10 解析の基本回路

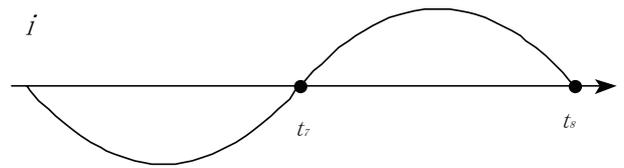


図11 出力電流波形 i

図12は、図10の回路を動作させた時の理想に近い V_{DS1} 、 V_{DS2} 、 i の波形図である。実験波形図 5 (a) が図12①、図 5 (b) が図12②、図 5 (c) が図12③に対応している。出力電流 i がスイッチング素子 Q_2 の端子間電圧 V_{DS2} に対して図12に示す②、③の関係にある時、式 (5) の出力電流振幅値 A_2 、 A_3 は、

$$A_2 = \frac{V_{DD}}{2(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_{s2}})}, A_3 = \frac{V_{DD}}{2(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_{s3}})} \dots (6)$$

となる。ただし、 C_{s2} 、 C_{s3} は②、③の場合の C_s の値である。

そして $C_{s2} < C_{s3}$ であることから式 (6) より

$$A_2 > A_3 \dots\dots\dots (7)$$

次に、出力電流 i がスイッチング素子 Q_2 の端子間電圧 V_{DS2} に対して、図12に示す①の関係にある時、式 (5) の出力電流振幅値 A_1 は、 $t_1 = \frac{t_0 + t_2}{2}$ とすると、

$$A_1 = \frac{V_{DD}}{2R_s(t_2 - t_1)} \times \frac{t_9 - t_1}{\tan \omega(t_9 - t_1)} \dots\dots\dots (8)$$

となり、 $t_9 > t_1$ の時 $\frac{dA_1}{dt_9} \leq 0$ であり、 $t_9 < t_1$ の時は $\frac{dA_1}{dt_9} \geq 0$

となり、

$$\lim_{t_9 \rightarrow t_1} \frac{dA_1}{dt_9} = 0 \quad (t_9 = t_1 \text{ は共振時である。})$$

の等式が成立する。

したがって、式 (8) の A_1 の最大値は、 t_9 が t_1 に限りなく近づいた時であり、その極限值 (最大値) は、

$$A_{1,max} = \lim_{t_9 \rightarrow t_1} A_1 = \frac{V_{DD}}{2R_s \omega(t_2 - t_1)} \text{ となる。}$$

以上まとめると、 $A_{1,max} > A_1 > A_2 > A_3$ となり、出力電力 P_R は、出力電流の振幅値の2乗に比例し、 $P_{R1} > P_{R2} > P_{R3}$ となる。ただし、 P_{R1} 、 P_{R2} 、 P_{R3} は順に①、②、③の場合の出力電力である。

よって4章で電圧スイッチング方式のD級増幅回路を検討した時、実験回路により得られた図4に示すコンデンサ C_s と出力電力との関係は、理論的解析と傾向が一致することが判る。

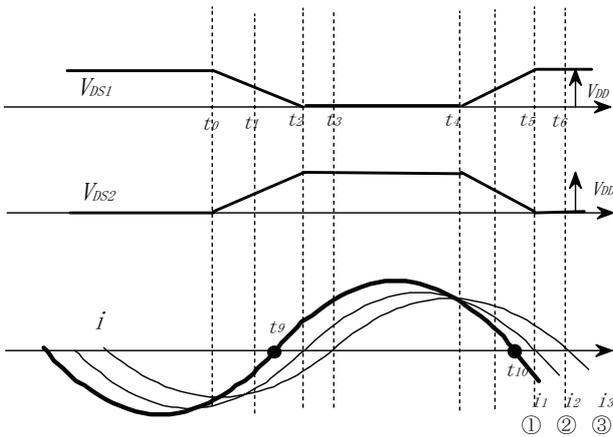


図12 Q₂の電圧V_{DS2}波形と出力電流*i*波形

6. 1. 2 SPICE解析結果と理論的解析の比較

式(5)に示す出力電流振幅値Aと出力電力P_Rの関係は、

$$P_R = \left(\frac{A}{\sqrt{2}}\right)^2 R_s = \frac{A^2}{2} \times 50 = 25A^2 \dots\dots\dots (9)$$

となり、式(5)と式(9)により、

$$\omega L_s - \frac{I}{\omega C_s} = \frac{V_{DS2}(t_7) - V_{DS2}(t_8)}{\frac{2}{5} \times \sqrt{P_R}} \dots\dots\dots (10)$$

となる。式(10)に前章のSPICE解析検討した時の回路定数例(L_s=1μH, C_s=300pF, V_{DD}=320V, P_R=175W, 波形図は図9に示す。)を代入すると

$$\text{式(10)の左辺} = \omega L_s - \frac{I}{\omega C_s} = 46.1 \dots\dots\dots (11)$$

$$\text{式(10)の右辺} = \frac{320}{\frac{2}{5} \times \sqrt{175}} = 60.5 \dots\dots\dots (12)$$

のようになる。

式(11)と式(12)では、差があるが、式(10)は、出力電流*i*が正弦波である仮定で成立するものであり、図5の出力電流波形を見ると若干正弦波からずれていることが判り、このため式(11)と式(12)の差が生じたのではないかと考えられる。またその他の原因は、理論解析ではMOSFETの出力容量などは考慮せず、単純化するために、L_s-C_s-R_sの直列接続の端子間に電圧V_{DS2}が印加されたモデルで解析したためであると考えられる。

6. 1. 3 実験結果と理論的解析の比較

式(10)に、前章D級増幅回路を検討した時の実験回路において、回路定数L_s=1μH, C_s=210pF, V_{DD}=292V(この時のV_{DS2}とI_Rの位相関係は図5(b)と同様である。)とし、出力187Wの結果を代入すると、

$$\text{式(10)の左辺} = \omega L_s - \frac{I}{\omega C_s} = 29.3 \dots\dots\dots (13)$$

$$\text{式(10)の右辺} = \frac{292}{\frac{2}{5} \times \sqrt{187}} = 53.4 \dots\dots\dots (14)$$

のようになる。

式(13)と式(14)では差があるが、これはやはり式(11)、式(12)で述べた原因と同じであると思われる。浮遊容量や電流路におけるインダクタが発生し、これらによる影響も十分に考えられる。

7. 結果

MOSFETなどのスイッチング素子のドレイン電圧V_{DS2}と出力電流の位相を変化させた時の出力電力と回路効率の相関を求めた。その結果MOSFETのドレイン電圧V_{DS2}波形の右下がり斜辺を横軸まで延長し、その交点で出力電圧又は出力電流が零になるように、V_{DS2}波形と出力電圧または出力電流を調整することにより、高い回路効率を得ることが実験より明らかとなった。また回路効率の最大時と出力電力が最大時の動作点が異なることが判った。これらのことはSPICE解析および理論的解析によっても裏付けられた。

実験と解析により、D級増幅回路における効率向上となる方向性が明らかとなった。理論的解析による回路効率算出については、次稿に譲る。

8. まとめ

筆者は13.56MHzでD級増幅回路を動作させる検討を行ない、スイッチング素子両端電圧の右下がり斜辺の延長線が時間軸と交わる点と、D級増幅回路の出力電流が零となる点を一致させることにより、最大効率が得られることを見いだした。

参考文献

- (1) C.I.Babat : Electrodeless Discharges and Some Allied blems, J.of I.E.E.Part3,94,pp.27-37 (1942).
- (2) 四宮, 小林, 東川, 谷河, 松浦, 明星 : 無電極蛍光ランプ, 照学全大, p8 (1990).
- (3) Louis Robert Nerone:Design of a 2.5MHz ,soft-switching,Class-D converter of Electrodeless Lighting, IEEE Transactions of Power Electronics, 12,pp.507-516 (1997).
- (4) Sayed-Amr El-Hamamsy : Design of High-Efficiency RF Class-D Power Amplifier,IEEE Transactions of Power Electronics, 9,pp.297-308 (1994).

- (5) 細谷, 原田, 石原, 戸高, 岡本: 10MHz級零電圧スイッチングインバータによる無電極ランプ点灯回路, 照学誌, 79-11, PP.38-45 (1995).
- (6) 熊谷, 鈴木, 岡本: D級回路を用いた無電極ランプ点灯回路の一検討, 照学全大, p85 (1995).
- (7) H.L.Krauss, C.W.Bostian and F.H.Raab: Solid State Radio Engineering, John Wley and Sons, pp.432-476 (1980).