

誘導型無電極ランプ点灯用チャージポンプ方式インバータの動作解析

正会員 掛橋 英典 (パナソニック電工株式会社)
正会員 二宮 保 (長崎大学)

正会員 山本 正平 (パナソニック電工株式会社)
正会員 二宮 保 (長崎大学)

Analyzing Charge-pump Inverter Circuit for Induction-coil Type Electrodeless Lamp

Member Hidenori Kakehashi (Panasonic Electric Works, Ltd.),

Member Shohei Yamamoto (Panasonic Electric Works, Ltd.) and

Member Tamotsu Ninomiya (Nagasaki University)

ABSTRACT

A charge-pump inverter circuit is useful for an induction-coil type electrodeless lamp system, and the input AC current harmonics can be reduced by using an additional diode and a small capacitance. However, the circuit operation is too complicated to understand because of the correlation between the load characteristics of the electrodeless lamp and the involved resonant circuits. This paper analyzes the circuit operation of this inverter circuit and derives some equations that are effective for improving the input AC current waveform near the zero-crossing points of the source voltage. Furthermore, two simplified equivalent models for the involved resonant circuits were assumed for an optimal design of the circuit parameters. The analytical waveforms were experimentally verified, and the input-current harmonics were reduced by the optimized circuit parameters so as to meet the IEC class C regulation.

KEYWORDS : charge-pump inverter, electrodeless lamp, current harmonics

1. はじめに

無電極ランプは電極を有していないため本質的に長寿命でランプ交換の頻度を減少できる。このため省メンテナンスや省資源の観点からこれからの新光源として注目されている。誘導コイルを利用した誘導型無電極蛍光ランプは1990年に球状バルブの外周に空心コイルを配置し13.56MHzで点灯する構成ではじめて実用化され¹⁾橋梁照明や壁面イルミネーションなどへ応用されている。しかし、MHz領域の点灯周波数を使用していたため点灯回路の損失が大きくそのシステム効率に限界があった。その後点灯周波数を低減する研究がなされ、2004年に、コイルを球状バルブの中心に配置したいわゆる内巻コイル方式ランプで135kHzのインバータで動作する誘導型無電極蛍光ランプシステムが登場した²⁾。スイッチング動作を行う点灯回路を適用することでシステム効率が大幅に向上するとともにラジオノイズへの影響を軽減できるなどの特長を有する。

一方、インバータについては、機器の入力電流高調波に関しJIS (日本工業規格) および IEC (国際電気標準会議) の規格が制定され、照明機器に対してはクラス C の厳しい限度値が設定された。この規格を満足するためにインバータの前段に PFC (Power Factor Correction) 機能を持つブーストコンバータを付加して対応した回路が開発されたが、インバータ+コンバータの2つのスイッチング回路を有するため制御も含めて回路が複雑化し素子数の増加を招くといった課題があった。一般蛍光灯点灯分野ではこの課題解決のために PFC 機能とインバータ機能を兼用し

た数々の回路の提案がなされている。その中に極めて追加部品数が少なく簡略化された構成をもつチャージポンプ方式インバータ³⁾⁻⁶⁾がある。蛍光灯負荷は等価抵抗とみなされ、一般にインバータには単一の LC 共振回路が使用されている。しかし、誘導型無電極ランプでは誘導コイルを含む負荷のインピーダンスは誘導性でありインバータのゼロ電圧スイッチング条件との整合を図るために多重の共振回路が適用されている。その結果、回路パラメータの数が多く設計が繁雑になるという課題があった。本稿では、チャージポンプ方式を誘導型無電極ランプ用インバータに応用するための回路設計手法を提案する。まず、対象とする誘導型無電極蛍光ランプシステムの構成とランプの等価回路を示した後、適用する電圧源型チャージポンプ方式インバータの回路動作を説明する。その後入力電流波形の改善のための条件を示してその回路定数最適化の手法を導出する。最後に解析で得られた回路パラメータを用いて実機試作を行い点灯実験により妥当性を検証する。

2. 誘導型無電極蛍光ランプシステム

誘導コイルを有する球状バルブとインバータで構成される50W出力の誘導型無電極蛍光ランプシステムを図1に示す。球状バルブに発光物質と低圧のバッファガスを封入しバルブ内壁には蛍光物質を塗布している。球状バルブの中心に空孔 (キャビティ) を設け、開磁路フェライトコアを磁心とする誘導コイルをキャビティ内部に配置している。誘導コイルはインバータにより135kHzで励磁されその誘導電界によってバルブ中のプラズマが

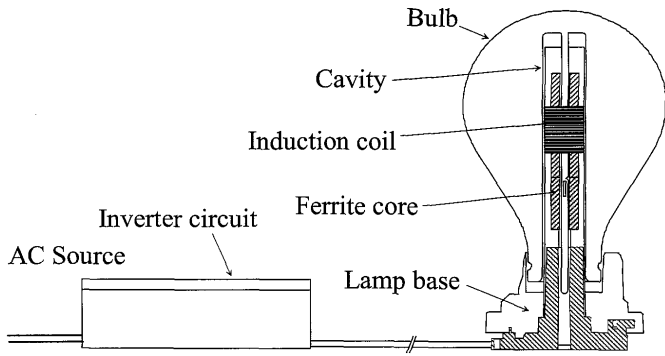
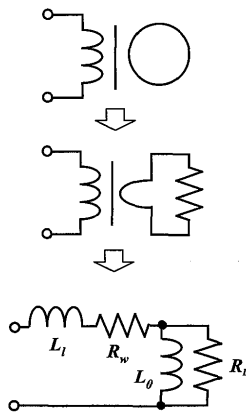


図1 誘導型無電極蛍光灯点灯システム
Fig.1 Induction-coil type electrodeless fluorescent lamp system.



$R_L=560\Omega, R_w=0.1\Omega, L_0=107\mu\text{H}, L_1=57\mu\text{H}$

図2 無電極ランプの等価回路モデル
Fig.2 Equivalent circuit of the 50W electrodeless lamp.

形成、維持される。点灯状態で誘導コイル両端から負荷をみた等価回路を図2のようなトランスモデルに変換した。すなわち、誘導コイルを1次コイル、バルブ中のプラズマを1 Turn の2次コイルとし、このモデルに基づいて損失も考慮して1次変換等価回路を導いた。カップリングファクタについては可変電源を用いて誘導コイル両端のインピーダンスの変化を測定し、そのインピーダンス平面上の軌跡を分析する方法⁷⁾により導出した。誘導コイルの磁心であるフェライトコアはコイル軸方向に平行な棒状の開磁路の構造であるためカップリングファクタは小さく漏れインダクタンス L_l は励磁インダクタンス L_0 の約1/2の値であった。

3. チャージポンプ方式インバータ

チャージポンプ方式インバータは、共振型インバータの高周波電圧あるいは高周波電流を利用して小容量コンデンサの充放電を高周波で行い、電源から平滑コンデンサへの電流を電源サイクルの全域にわたって制御することにより電源電圧に比例した入力電流を得ようとする思想に基づいている。提案回路は図3のように共振型ハーフブリッジを基本回路として小容量コンデンサ C_p とダイオード D_p を電源と平滑コンデンサ C_{DC} の間に付加し C_p の一端をインバータの共振回路に接続した構成で、共振回路に現れる高周波電圧を C_p の充放電に利用するものである。電源からいったん C_p に充電され、その後 D_p が導通する際に放電するというプロセスで電源から平滑コンデンサ C_{DC} へエネルギーが伝達

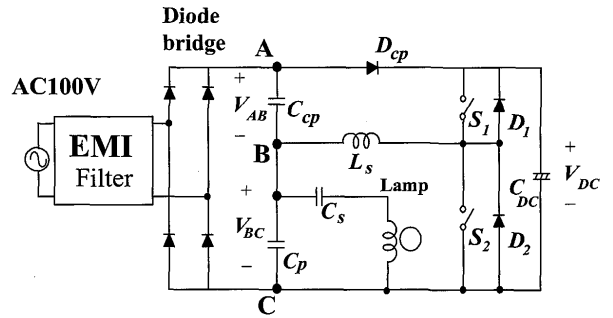


図3 チャージポンプ方式インバータ
Fig.3 Proposed a charge pump inverter circuit for the electrodeless lamp.

される。図中スイッチ S_1, S_2 は周波数135kHz、時比率0.5で駆動され、共振作用によりBC間に正弦波の高周波電圧 V_{BC} が発生する。この振幅変化はAC間に発生する電圧 V_{AC} の高周波の振幅変化となって現れ、電源側にはダイオードブリッジが存在するので電源電圧よりも V_{AC} の瞬時電圧が低い場合に C_p は充電される。一方、電圧 V_{AC} の瞬時電圧が平滑コンデンサ C_{DC} の電圧 V_{DC} よりも高い場合にはダイオード D_p が導通して C_p から平滑コンデンサ C_{DC} へ放電される。つまり高周波電圧 V_{BC} を利用して V_{AC} を変化させて C_p の充放電を駆動周波数135kHzの1周期ごとに行わせることによって断続的な入力電流波形を得ることができる。この断続的な入力電流の変化は電源サイクルの全域にわたって現れるため適切な設計を行うことにより電源電圧に比例した入力電流を得ることが可能になる。なお、スイッチの駆動周波数は、その第3高調波がラジオ周波数帯域に干渉しない条件とランプ性能の実験結果²⁾から135kHzに固定した。

電源電圧とAC間電圧 V_{AC} および平滑コンデンサ電圧 V_{DC} の高低関係を考慮すると回路の動作モードは6つある。図4および図5に動作モードと動作波形を示し、それぞれのモードについて以下に詳述する。なお図4で電源は V_{IN} 電圧源、ダイオードブリッジはひとつのダイオード D_b で表し、入力電流平滑化のためのEMIフィルタは省略している。

モード1 (D_b :ON, D_{cp} :OFF, S_1 :OFF→ON, D_1 :ON, S_2 :OFF, D_2 :OFF)

電源電圧 V_{IN} がAC間電圧 V_{AC} よりも高く、電源から D_b を通して C_p が充電される。一方 L_s の共振電流により C_{DC} が充電される。このモードではダイオード D_1 は導通状態にあり、ゼロ電圧スイッチングのためにこの期間にスイッチ S_1 にオン信号 V_{GS1} が与えられる。BC間電圧 V_{BC} が最低値から上昇に転じ V_{AC} が V_{IN} に達すると D_b がターンオフし、次の状態に移行する。

モード2 (D_b :OFF, D_{cp} :OFF, S_1 :ON, D_1 :OFF, S_2 :OFF, D_2 :OFF)

平滑コンデンサ C_{DC} の電圧 V_{DC} がBC間電圧 V_{BC} よりも高いため、 C_{DC} からオン状態である S_1 を通して放電が始まる。 V_{AC} は V_{DC} よりも低いためダイオード D_p はオフである。 C_p は L_s の共振電流により充電される。 V_{AC} が V_{DC} に達すると D_p がターンオンし、次の状態に移行する。

モード3 (D_b :OFF, D_{cp} :ON, S_1 :ON, D_1 :OFF, S_2 :OFF, D_2 :OFF)

C_p は L_s の共振電流により充電され V_{BC} は上昇する。 C_p から S_1, L_s の経路で放電する。ここで S_1 がターンオフすると D_2 がターンオンとなり、次の状態に移行する。

モード4 (D_b :OFF, D_{cp} :ON, S_1 :OFF, D_1 :OFF, S_2 :OFF→ON, D_2 :ON)

引き続き C_p は L_s の共振電流により充電される。また平滑コンデンサ C_{DC} は C_p からの放電電流で充電される。 S_2 のゼロ電圧ス

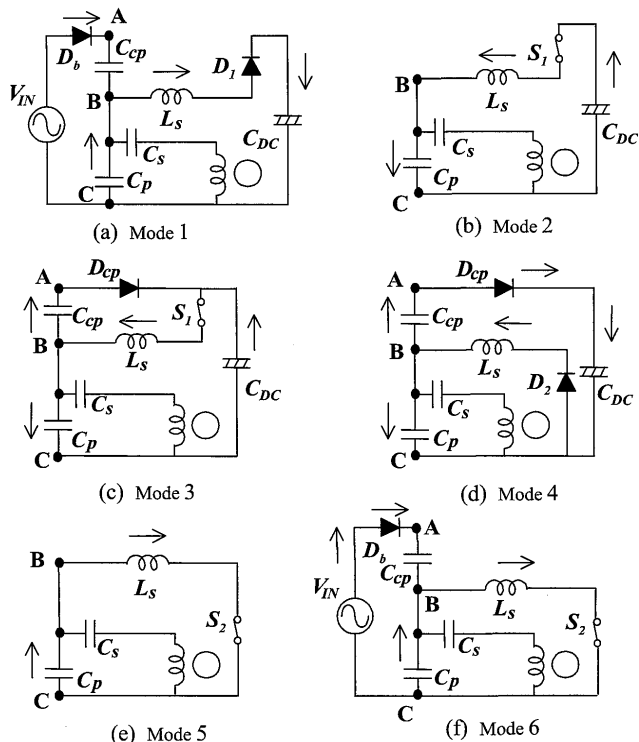


図4 動作モード
Fig.4 Operational mode of the charge pump inverter circuit.

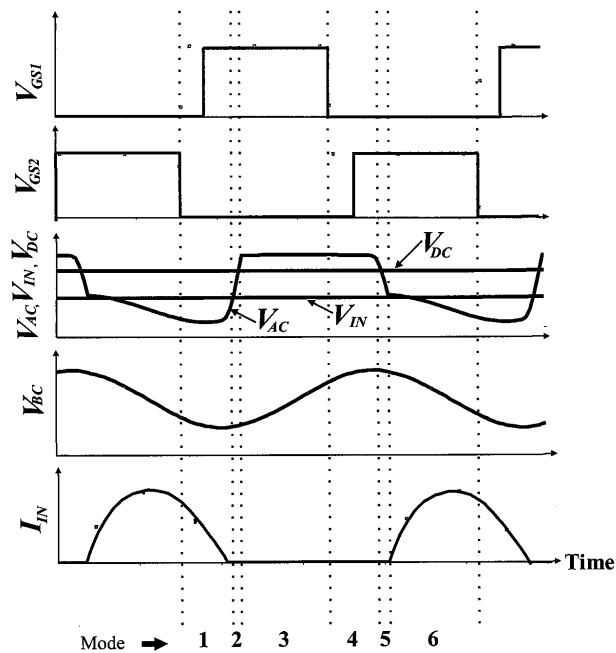


図5 各部動作波形
Fig.5 Outline of waveforms in the circuit.

イッチングのためにこの期間にスイッチ S_2 にオン信号 V_{GS2} が与えられる。 V_{AC} が V_{DC} よりも低くなると、 D_{cp} がターンオフし次の状態に移行する。

モード5 (D_b :OFF, D_{cp} :OFF, S_1 :OFF, D_1 :OFF, S_2 :ON, D_2 :OFF)

L_s と C_p の共振により C_p からの放電が始まる。 V_{BC} の低下に伴って V_{AC} が電源電圧 V_{IN} よりも低くなると D_b が導通し次の状態に移行する。

表1 初期回路パラメータ
Table 1 Initial circuit parameters.

C_{cp}	C_p	L_s	C_s	C_{DC}
13nF	20nF	100 μ H	20nF	200 μ F

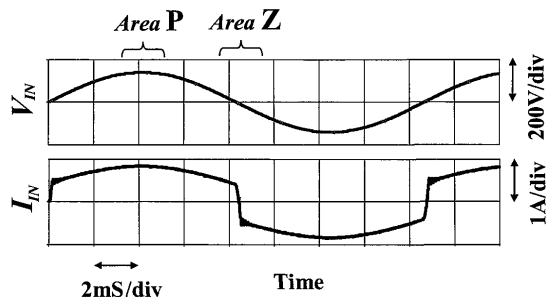


図6 電源電圧 V_{IN} と入力電流 I_{IN} の波形
Fig.6 Waveforms of input voltage V_{IN} and input current I_{IN} at 60Hz.

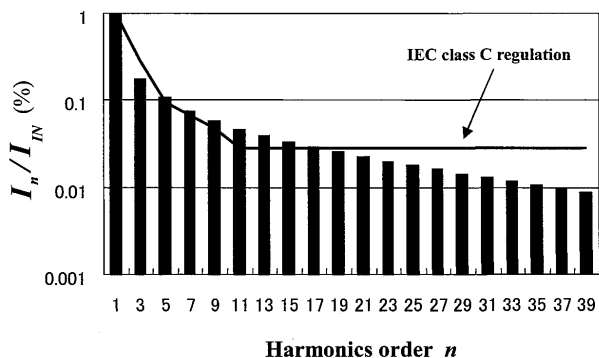


図7 入力電流 I_{IN} の高調波成分
Fig.7 Harmonics of the input current I_{IN} .

モード6 (D_b :ON, D_{cp} :OFF, S_1 :OFF, D_1 :OFF, S_2 :ON, D_2 :OFF)

電源から D_b を通して C_{cp} が充電される。 C_p は L_s の共振電流により放電する。ここで S_2 をターンオフすると D_1 がターンオンとなりモード1の状態に戻る。

図2に示した誘導型無電極蛍光ランプの1次変換等価回路を適用するとインバータ回路は多重の共振系を有することになり、回路定数の設計にあたってあらかじめ手法を得ておくことが重要である。最初に、表1に示す回路パラメータを与えて電源サイクルの全域にわたって入力電流 I_{IN} 波形のシミュレーションを行ったところ、図6のように電源電圧 V_{IN} のゼロ近傍で急峻な変化が現れる歪み波形となった。この I_{IN} 波形を高次成分分析してみると図7に示すように5次から15次の次数領域で規格値を超えていることがわかり、正弦波に近づける改善が必要である。

4. 入力電流の定式化

電源電圧に比例した入力電流を得ることができればその波形は正弦波に近づく。そこで、まず入力電流の定式化を検討した。図5で示したように I_{IN} は高周波の断続波であり実際のインバータではEMIフィルタにより平滑化されるので、電源サイクルにおける入力電流の値は I_{IN} の平均であり $I_{IN,av}$ とする。充放電を繰り返して入力電流を制御する小容量コンデンサ C_{cp} に着目する。その両端電圧 V_{AB} と入力電流 I_{IN} の高周波波形は図8に示すように、

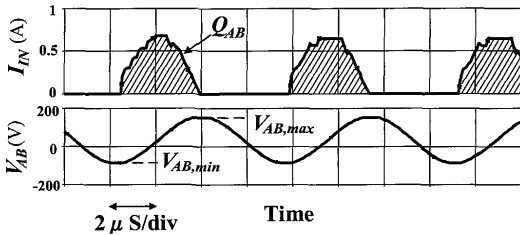


図8 入力電流 I_{IN} と電圧 V_{AB} の波形
Fig.8 Waveforms of input current I_{IN} and voltage V_{AB} .

I_{IN} の存在する期間に C_{cp} は充電され V_{AB} は上昇し、他の期間では V_{AB} は低下する。図中斜線部の面積 Q_{AB} はスイッチング一周期中に電源から C_{cp} への充電電荷量を表しており、 T_s をスイッチング周期、 f_s をスイッチング周波数、 $V_{AB,max}$ を電圧 V_{AB} の最高値、 $V_{AB,min}$ を最低値とすると $I_{IN,av}$ は、

$$I_{IN,av} = \frac{1}{T_s} Q_{AB} = f_s \cdot C_{cp} (V_{AB,max} - V_{AB,min}) \dots\dots\dots(1)$$

と表すことができる。また、 V_{AB} は AC 間の電圧と BC 間電圧 V_{BC} の差であることから、 V_{BC} の最高値を $V_{BC,max}$ 、最低値を $V_{BC,min}$ とすると、

$$V_{AB,max} = V_{IN} - V_{BC,min} \dots\dots\dots(2)$$

$$V_{AB,min} = V_{DC} - V_{BC,max} \dots\dots\dots(3)$$

となる。(2)、(3)式から $V_{AB,max}$ と $V_{AB,min}$ の差は、

$$\begin{aligned} V_{AB,max} - V_{AB,min} &= V_{IN} - V_{DC} + V_{BC,max} - V_{BC,min} \\ &= V_{IN} - V_{DC} + V_{BC,pp} \dots\dots\dots(4) \end{aligned}$$

と表すことができる。ここで、 $V_{BC,pp}$ は $(V_{BC,max} - V_{BC,min})$ であり電圧 V_{BC} の高周波振幅の peak to peak の値を示している。(1)式と(4)式から、入力電流 $I_{IN,av}$ は

$$I_{IN,av} = f_s \cdot C_{cp} (V_{IN} - V_{DC} + V_{BC,pp}) \dots\dots\dots(5)$$

と表される。よって、(5)式で

$$-V_{DC} + V_{BC,pp} = 0 \dots\dots\dots(6)$$

であれば、

$$I_{IN,av} = f_s \cdot C_{cp} \cdot V_{IN} \dots\dots\dots(7)$$

となって、電源電圧 V_{IN} に比例した入力電流が得られることがわかる。次項において高周波電圧 V_{BC} の導出を試み、条件式(6)について検討する。

5. 高周波電圧 V_{BC} の導出

図6をみると、電源電圧 V_{IN} のピーク近傍とゼロ近傍において入力電流 I_{IN} の波形は異なっていることから電源電圧の高低で共振動作の違いが考えられる。そこで電源電圧 V_{IN} がピーク近傍の領域を P 領域、ゼロ近傍については Z 領域と定義し両者の差異の確認を行う。図9に小容量コンデンサ C_{cp} の充放電電流 I_{AB} 波形を示す。P 領域と Z 領域で充放電の期間が異なっている。P 領域では1周期中ほとんどの期間充放電電流が存在し半周期で充電、残りの半周期で放電を繰り返している。一方、Z 領域では充放電電流がゼロとなる期間が存在している。P 領域では C_{cp} は1周期中の大半で共振動作に関与しており図4に示した動作モード

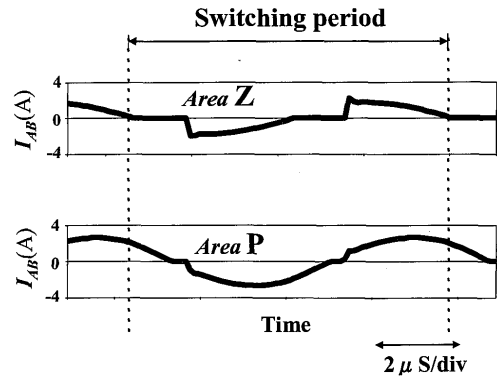


図9 コンデンサ C_{cp} の充放電電流 I_{AB} の波形
Fig.9 Waveforms of current I_{AB} through capacitor C_{cp} .

のモード1, 3, 4および6の期間が長い。一方、Z 領域においては C_{cp} が開放で動作に関与しないモード2および5の期間が比較的長い。そこで、両者について支配的な共振回路を知るために以下の仮定のもとに簡略化した AC 等価回路を導出し解析を行う。

(a) ハーフブリッジの矩形波スイッチング電圧波形を基本波のみの正弦波と仮定する。

スイッチ S_1 と S_2 はハーフブリッジ構成となっており、 S_2 の両端には最低値0、最高値 V_{DC} の135kHzの矩形波電圧が現れ、この電圧 V_{DS2} をフーリエ級数展開すると、

$$V_{DS2} = \frac{V_{DC}}{2} + \frac{2}{\pi} V_{DC} (\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots) \dots\dots\dots(8)$$

と表せる。共振動作により高調波成分は除去されて負荷側回路に伝達されるので、AC 成分は(8)式の第2項のみと考えて発振器 OSC の電圧 V_{osc} を次式とする。

$$V_{osc} = \frac{2}{\pi} V_{DC} \cdot \sin \omega t \dots\dots\dots(9)$$

(b) 電源と平滑コンデンサ C_{DC} はインピーダンスゼロで回路的に短絡とみなす。

図4のモード1およびモード6では電源側を通る高周波電流が存在するが電源は短絡と考える。また平滑コンデンサ C_{DC} も高周波的に短絡とみなす。

仮定に基づき、インバータのスイッチ S_2 を発振器 OSC に置換し、電源側回路と平滑コンデンサの回路を A 点と C 点を結ぶ1本の短絡線で表すと図10のような等価回路が得られる。さらに C_{cp} の共振動作への関与の観点から、P 領域動作を表す C_{cp} を含む共振系1と Z 領域動作に近い C_{cp} を含まない共振系2のふたつの

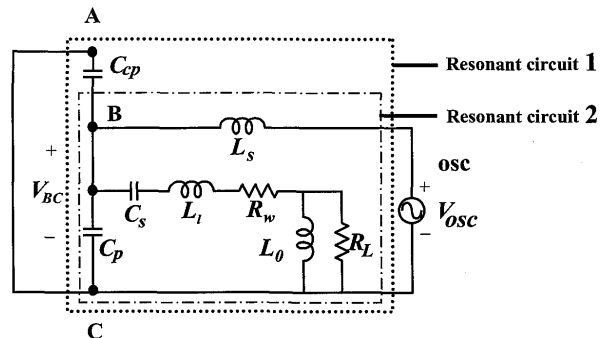


図10 解析の等価回路モデル
Fig.10 Equivalent circuit for AC analysis.

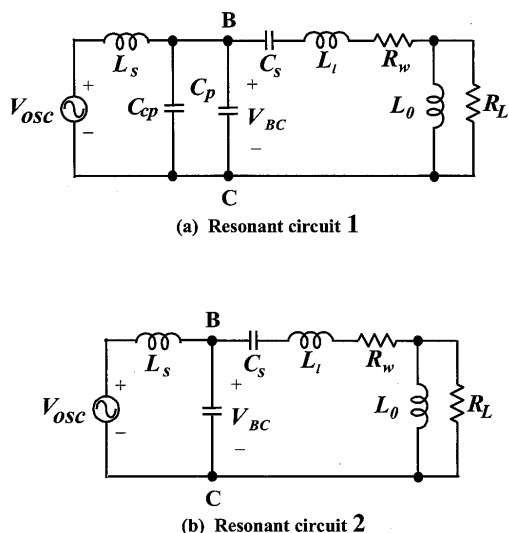


図11 共振系1および共振系2の等価回路
Fig.11 Equivalent circuit for resonant circuit 1 and 2.

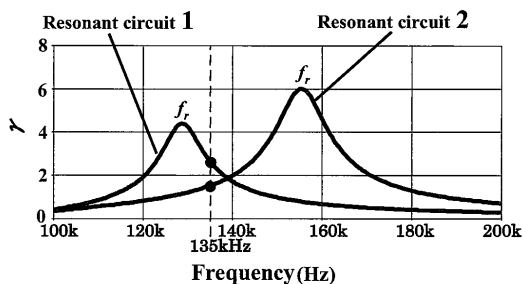


図12 昇圧比 γ の周波数特性
Fig.12 Frequency characteristics of boost ratio γ .

共振系を考慮することができる。各共振系の等価回路を図11に示す。各共振系のBC間電圧 V_{BC} への影響を把握するために図2のランプの等価回路定数と表1の初期回路パラメータを与えて昇圧比 $\gamma = V_{BC}/V_{OSC}$ について周波数解析を行った。

図12に共振系1と共振系2についてそれぞれの周波数特性を示す。 γ が最大となる周波数 f_r は共振系1が130kHz、共振系2では155kHzで C_{cp} の有無で大きく特性が異なっている。また、インバータの駆動周波数135kHzでふたつの共振系の γ の値を比較すると、共振系1は2.8、共振系2では1.6であり共振系2の方が低い値となっている。図13は実際のインバータ回路で V_{BC} の波形をシミュレーションしたもので、P領域よりもZ領域で V_{BC} の振幅

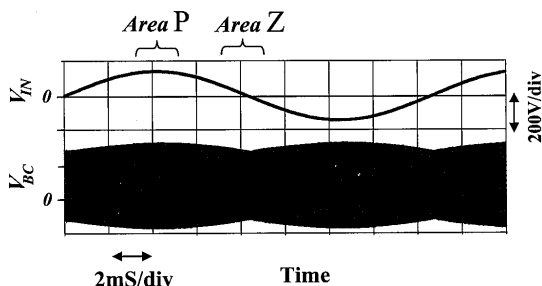


図13 電源電圧 V_{IN} と電圧 V_{BC} の波形
Fig.13 Waveforms of input voltage V_{IN} and voltage V_{BC} at 60Hz.

は小さくなっておりAC等価回路による γ の解析結果と一致している。ところで、(9)式から $V_{BC,pp}$ は

$$V_{BC,pp} = \gamma \cdot V_{OSC,pp} = \gamma \cdot \frac{4}{\pi} V_{DC} \dots\dots\dots(10)$$

と表され(6)式に代入すると、

$$-V_{DC} + V_{BC,pp} = V_{DC} \left(\frac{4}{\pi} \cdot \gamma - 1 \right) = 0 \dots\dots\dots(11)$$

となり、 γ が $\pi/4$ (≈ 0.79) のときに(11)式が成立する。すなわち共振系1および共振系2ともに γ の値を減じて0.79に近づける必要がある。

6. 解析および実験結果

図12で共振系1の γ の周波数特性から、 C_{cp} の容量をあげると共振系1の f_r が低域へシフトし、135kHzにおける γ は減少すると予想される。しかし、チャージポンプ方式インバータは電源からいったん C_{cp} に充電した後平滑コンデンサへ放電するプロセスをもつので、 C_{cp} の容量と平滑コンデンサの電圧 V_{DC} は密接に関係する。図14は C_{cp} の値と V_{DC} を解析、実験の両方で調べた結果で C_{cp} の容量が増加するにしたがって V_{DC} は単調に上昇している。回路動作のためには V_{DC} は常に電源電圧 V_{IN} のピーク値141Vよりも高くなければならず、また使用する回路素子の実用耐圧からは V_{DC} は280Vが限度である。したがって C_{cp} の取り得る容量の範囲は13nF \sim 20nFであることがわかり C_{cp} の値を20nFに変更した。次に、共振系2の f_r を高域にシフトするために C_p の値を20nFから14nFへ、 L_s の値を100 μ Hから120 μ Hへ変更した。図15は変更後の昇圧比の周波数特性で、図12と比較すると共振系1の f_r は低域に、共振系2の f_r は高域にシフトしていることがわかる。駆動周波数135kHzの γ の値は、共振系1が1.5、共振系2で

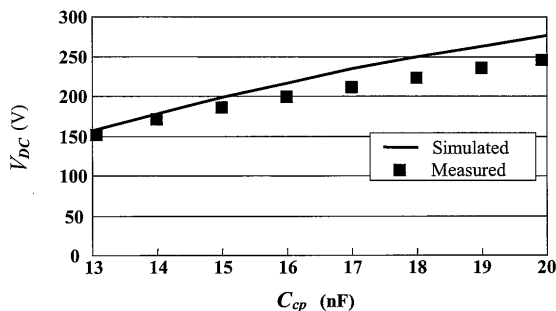
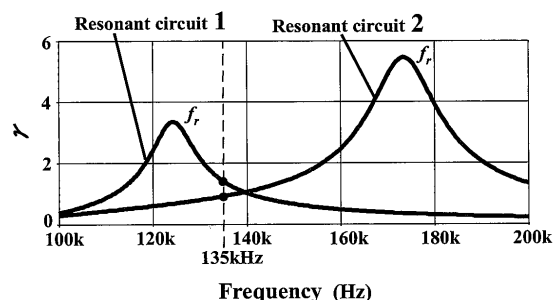


図14 コンデンサ C_{cp} の値と直流電圧 V_{DC} の関係
Fig.14 The relation between voltage V_{DC} and capacitor C_{cp} value.



($C_{cp} = 20\text{nF}$, $C_p = 14\text{nF}$, $L_s = 120\ \mu\text{H}$, $C_s = 20\text{nF}$, $C_{DC} = 200\ \mu\text{F}$)

図15 昇圧比 γ の周波数特性
Fig.15 Frequency characteristics of boost ratio γ .

は1で指標である0.79に近い値となった。図16はこのときの回路パラメータを実回路の各定数としてシミュレーションした入力電流波形を示しており、改善前と比較するとZ領域における入力電流の急峻な変化は大きく緩和され正弦波に近づいていることがわかる。またその高調波成分も図17に示すように規格値を十分満たしている。

最後に解析結果で得られた回路パラメータを用いて実際にインバータを試作してランプの点灯実験を行った。図18は試作した50W出力の誘導型無電極蛍光ランプシステムの外観であり、安定点灯状態における入力電流波形と高調波成分を図19および図20に示す。入力電流の高調波成分は規格値以下のレベルにあることを検証できた。

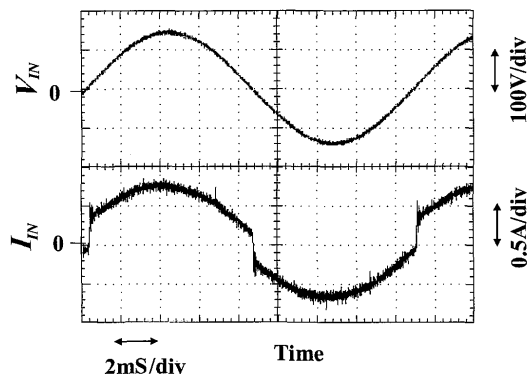


図19 電源電圧 V_{IN} と入力電流 I_{IN} の実測波形
Fig.19 Measured waveforms of input voltage V_{IN} and input current I_{IN} in the steady burning state.

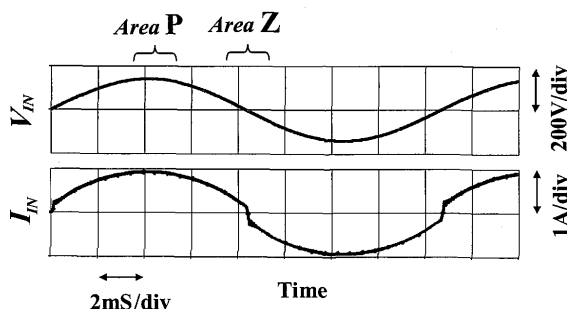


図16 電源電圧 V_{IN} と入力電流 I_{IN} の波形
Fig.16 Waveforms of input voltage V_{IN} and input current I_{IN} at 60Hz.

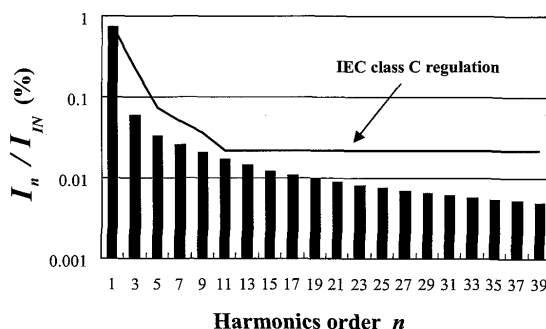


図20 入力電流 I_{IN} の高調波成分 (実測値)
Fig.20 Measured harmonics of the input current I_{IN} .

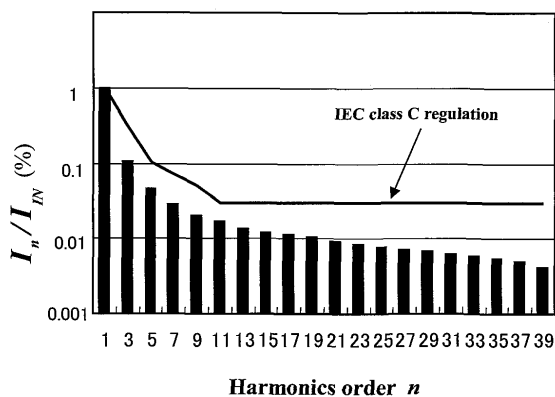


図17 入力電流 I_{IN} の高調波成分
Fig.17 Harmonics of the input current I_{IN} .

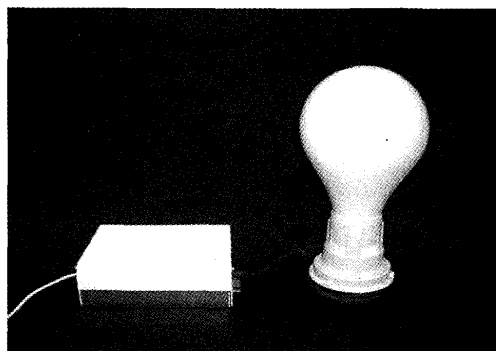


図18 50W 無電極蛍光ランプシステム試作機
Fig.18 Fabricated 50W electrodeless lamp system.

7. 結論

誘導型無電極蛍光ランプシステムにおいて簡易的に入力電流高調波歪を抑制するためチャージポンプ方式インバータの適応を試み、回路定数を最適化するための手法について検討した。

- (1) 電源電圧に比例した正弦波の入力電流を得るために解析と定式化を行い、平滑コンデンサの電圧 V_{DC} と高周波電圧 V_{BC} の関係式を導いた。
- (2) 電源電圧をピーク近傍とゼロ近傍のふたつの場合に分けそれぞれについて支配的な共振系を AC 等価回路で表し、動作周波数での昇圧比 γ を $\pi/4$ 近くになるように回路定数を設計すれば入力電流の波形歪みを改善できることがわかった。
- (3) 解析結果である回路パラメータを用いて50W 誘導型無電極蛍光ランプシステムを試作したところ、実機の入力電流は IEC 規格を満たしていることを確認した。

本研究により、誘導型無電極蛍光ランプシステムへのチャージポンプ方式インバータ適用のための回路設計手法を導くことができた。

最後に解析、測定に多大な協力を頂いた九州大学大学院システム情報科学研究院電気電子部門卒業生高木博文氏および佐藤孝文氏に謝意を表す。

参考文献

- (1) 四宮, 小林, 東川, 谷河, 松浦, 明星: 無電極蛍光ランプ, 照学大全, p.8 (1990).

- (2) 城戸, 平松, 小笠原, 山本: 高効率低周波無電極ランプエバーライト, 松下電工技報, 53-1, pp.10-15 (2005).
- (3) W. Chen and F. Lee: Reduction of Voltage Stress in Charge Pump Electronic Ballast, IEEE PESC'96, pp.887-893 (1996).
- (4) W. Chen and F. Lee: An Improved Charge Pump Electronic Ballast with Low THD and Low Crest Factor, IEEE APEC'96, pp.9-14 (1996).
- (5) J. Qian and F. Lee: A Single-Stage Electronic Ballast with Power Factor Correction and Low Crest Factor For Fluorescent Lamps, IEEE IAS'97, pp.37-43 (1997).
- (6) 山内得志: 蛍光灯用電子バラストの簡易力率改善の一考察, 信学技報, 97-571, pp.7-13 (1998).
- (7) 四宮雅樹: 電磁誘導結合形無電極放電ランプの整合回路, 照学誌, 78-2, pp.101-106 (1994).

(受付日2008年7月4日 / 採録日2008年12月5日)



掛橋 英典 (正会員)

パナソニック電工株式会社
〒571-8686 大阪府門真市大字門真1048
昭和31年10月17日生. 昭和55年九州大学工学部電気工学科卒, 同年松下電工株式会社に入社.
現在パナソニック電工株式会社勤務, 工学博士.
技術士(電気・電子部門). 照明学会正会員, 電気学会正員.



山本 正平 (正会員)

パナソニック電工株式会社
〒571-8686 大阪府門真市大字門真1048
昭和44年6月24日生. 平成4年大阪大学工学部電子工学科卒, 同年松下電工株式会社に入社.
現在パナソニック電工株式会社照明 R&D センター勤務. 無電極放電灯点灯システムの研究開発に従事. 照明学会正会員.



二宮 保 (正会員)

長崎大学工学部
〒852-8521 長崎市文教町1-14
昭和19年10月15日生. 昭和42年九州大学工学部電子工学科卒. 昭和44年同大学院修士修了. 同大助手, 講師, 助教授を経て昭和63年同大教授.
平成20年同大定年退職, 名誉教授. 平成20年長崎大学工学部教授.
工学博士. IEEE Fellow, 電子情報通信学会フェロー, 電気学会上級会員, 照明学会正会員.