AC 形 PDP における電力回収回路の高効率化

Highly Efficient Recovery Sustain Circuit for AC Plasma Display

正会員 浦壁隆浩[†], 岩田明彦[†]
Takahiro Urakabe[†] and Akihiko Iwata[†]

Abstract This paper describes a method for optimizing the circuit constants of a conventional sustain circuit and a novel sustain circuit with having a high recovery rate. First, we investigated the relationship between the rising time t_r of the applied voltage pulse and the firing voltage V_f in the conventional circuit. Our results indicate that V_f depends on t_r , and the most suitable inductance of the circuit can be chosen to lower the energy loss when its equivalent resistance is fixed. Secondly, we optimized the conditions of the sustain circuit that generates the voltage pulse which induces a self-erase gas discharge in the PDP. Finally, we present a novel sustain circuit, which has two inductors whose series and parallel connections can be altered during the rising time of the applied voltage pulse. This circuit makes V_f larger than in the conventional one, although the duration t_r in this circuit is longer than that in the conventional one. Our new circuit reduces the energy loss to 82% of that with the conventional circuit.

キーワード: AC 形 PDP, 電力回収回路, 放電開始電圧, 高効率化

1. ま え が き

プラズマディスプレイは放電を利用した薄形、軽量の直視形ディスプレイであり、家庭用の壁掛けテレビ、ディスプレイモニタとして普及し始めている¹⁾。

AC 形 PDP には放電を維持するために交流矩形パルスが印加される¹⁾。その時、パネル線間の並列容量を充放電するために電流が流れ、大きな電力損失が発生する。例えば、パネルの容量を C_p 、交流矩形パルス(以降、維持パルス)の最大電圧(以降、維持電圧)を V_s とすると、充電電荷量が $C_p V_s$ 、その時の電源電圧が V_s 、そして2回の充放電が発生する交流パルスであることから、パネル容量で損失する1周期当たりのエネルギーは以下の式で表される。

$$E_n = 2C_p V_s^2 \quad (1)$$

40 インチ PDP のパネル容量が約 80 nF、維持電圧が 180 V 程度、維持パルスの平均周波数が 30 kHz とすると、電力損失は 156 W ($2 \times 80 \times 10^{-9} \times 180^2 \times 30 \times 10^3$) にもなってしまう。

しかし、パネルに蓄えられた電荷を捨ててしまわないで、逆極性に再充電する時にその電荷を再利用することにより、エネルギー損失を大幅に削減することができる。パネル容量に蓄えられた電荷を再利用する方式は、ウェイバーとウッドによって提案された方式²⁾と、坂井によって提案された方式³⁾がある。前者は、外部コンデンサにいった

んパネル電荷を回収し、再びパネルを充電する時にその電荷を利用する、間接的に電荷を反転させる方式(以降、間接反転方式)であり、後者は、パネル電荷をパネルからパネルへ直接的に反転させる方式(以降、直接反転方式)である。ここで、パネル電荷を再利用することによる低電力損失化の原理について少し説明する。

蓄えられた電荷を利用して逆極性に再充電されたパネルの電圧(以降、自己充電電圧)を V_c とすると、充電すべき電荷量が $C_p(V_s - V_c)$ 、その時の電源電圧が V_s であるから、1 回の充放電において電源がする仕事量は $C_p(V_s - V_c)V_s$ になる。よって、交流パルスであることから、1 周期当たりの損失エネルギーは以下の式で表される。

$$E_r = 2C_p(V_s - V_c)V_s \quad (2)$$

上式からわかるように、自己充電電圧 V_c に比例して電力損失が減少する。これが電力回収回路の原理である。効率良く電荷を反転させるためにインダクタを用いる。インダクタンスを大きくすればするほど電荷反転時の損失は小さくなり、自己充電電圧 V_c は大きくなり、電力損失は小さくなる。

インダクタンスを大きくすると損失は小さくなるが、パルスの立ち上がり・下がり時間が長くなるため、電荷の反転時にガス放電が開始してしまう。電荷反転用の回路(以降、電力回収回路)はインダクタにより高周波成分のインピーダンスが大きいこと、大きな電圧降下が電極端子部で発生し、ガス放電を途中で止めてしまう。維持パルス発生回路は、上述の高インピーダンスの電力回収回路と、維持電圧 V_s とゼロ電圧を供給する低インピーダンスの回路(以降、主放電回路)で構成されているため、電荷反転用の

1998 年 8 月 19 日受付, 1998 年 12 月 24 日再受付, 1999 年 2 月 2 日採録

[†] 三菱電機株式会社 先端技術総合研究所

(〒 661-8661 尼崎市塚口本町 8-1-1, TEL 06-6497-7109)

[†] Advanced Technology R & D Center, Mitsubishi Electric Corp.

(8-1-1, Tsukaguchi-honmachi, Amagasaki-shi, Hyogo 661-8661, Japan)

回路動作時にガス放電が途中で止まってしまっても、低インピーダンス回路から維持電圧 V_s を供給した時に放電しなかった残りのセルが発光することになる。しかし、放電した時の電圧がセル間でばらつくため、輝度むら、維持マージンの低下といった問題が発生する。したがって、電力回収回路と主放電回路の切り換えタイミングは、PDP の放電開始電圧ポイントで決まる。

これまでの報告^{2)~4)}では、主にパネルを単に容量性負荷としてとらえた場合の動作の検討に留まっている。しかし、実際の PDP の電力回収回路の設計では、放電特性や維持波形の条件などを十分に考慮した上で、回路構成および定数の最適化を行わねばならず、これらに関する定量的な報告はまだなされていない。本論文では、PDP の特性を考慮した上での電力回収回路の最適設計手法について述べると共に、高効率な新形の電力回収回路を提案する。

まず、2章ではパルスの立ち上がり・下がり時間と放電開始電圧の関係について述べる。直接反転方式電力回収回路を用い、電荷反転時間と PDP のガス放電開始電圧を調べた結果、反転時間を長くするほど放電開始電圧が低下することがわかった。その結果より、従来の直接反転方式電力回収回路の最適な回路定数の設定方法について述べる。

次に、高効率な期待できる自己消去誘発形維持パルス波形⁵⁾での電力回収回路の最適化について述べる。自己消去誘発形維持パルスには、正極性パルスと負極性パルスの間に数百 ns のブランキングが必要になる。この維持パルス発生回路に直接反転方式電力回収回路を適用するために、回路内を還流させブランキングを作る方法を開発した。その回路方式により、比較的大きなインダクタンスを用いて、電荷反転期間と主放電回路の動作期間を重ねる方法により、低電力損失化を図った。

最後に、直接反転方式電力回収回路を応用した高効率な電力回収回路(以降、電流パス切り換え形電力回収回路)について提案する。この方式は、2つのインダクタの直・並列接続形態を電荷反転期間の任意の時刻で切り換えることにより、パネル充電の傾きを放電特性に合わせて最適化し、電力回収効率向上を図ることができるものである。回路構成とその動作について説明した後、インダクタ切り換え時間と放電開始電圧を調べた結果を述べる。この方式により、放電開始電圧の低下を抑えつつ電荷反転時間を大きくとることができ、電力回収効率を向上できることがわかった。回路素子数が同一の場合、従来と比較してパネル容量による電力損失が 82% になることがわかった。

2. 直接反転方式電力回収回路の設計方法

小パネルでの電圧パルスの立ち上がり時間と PDP の放電電圧の関係は、民田らによって調べられた例がある⁶⁾。放電電圧はパルスの立ち上がり時間と関係があり、立ち上がり時間が大きいほど放電電圧が低下することが述べられている。本研究では、20 インチ PDP を用い、実パネルで

の立ち上がり時間-放電開始電圧特性を、維持パルス周波数を変化させ測定した。

図 1 に実験に用いた維持パルス発生回路、図 2 に代表的な PDP パネル間の電圧波形および電流波形を示す。電力回収回路は直接反転方式である。維持パルス発生回路は、点線で囲まれた電力回収回路と主放電回路から構成されている。主放電回路は、ガス放電電流による電圧ドロップを防ぐために低インピーダンスになっている。図 1 に示された電圧、電流の方向は、図 2 の電圧、電流の極性と一致している。回路動作について図中の記号を用いて説明する。図 2 のように負極性に充電されているパネルがあるとすると、 S_{CY1} を閉じることにより、インダクタ L_c を通ってパネルを正極性に充電するように電荷が移動する。電荷が完全に移動した後、 S_{XH} 、 S_{YL} を閉じてパネルを V_s まで充電する。次に、 S_{XH} 、 S_{YL} を開き、 S_{CX1} を閉じることにより、インダクタを介して電荷を移動させパネルを負極性に充電

図 1 維持パルス発生回路の回路構成 (直接反転方式)
The sustain circuit used for investigating the relationship between firing voltage and a rising time. It has an energy recovery circuit which reverses the polarity directly with the energy stored in the panel.

図 2 代表的なパネル間電圧波形および電流波形
Typical waveforms of the voltage between the PDP's electrodes and the current flowing through the PDP. V_c : Rise in voltage due to the energy in a panel capacitance; V_s : Sustain voltage; t_r : Duration of the current flow through the inductor L_c ; t_m : Duration of the main circuit operation.

する．電荷反転後， S_{YH} と S_{XL} を閉じてパネルを $-V_s$ まで充電する．以降，この動作が繰り返される．

パネル電荷を反転するのに要する時間を電荷反転時間 t_r ，電荷反転後のパネル電圧を自己充電電圧 V_c と呼ぶ．本論文では，この t_r はパルスの立ち上がり時間，下がり時間と同一として議論する． V_c ， t_r は，回路を LCR の集中定数と置くと下式のように表すことができる．

$$V_c = V_s e^{-\pi/A} \tag{3}$$

$$A = \{4L_c/(C_p R^2) - 1\}^{1/2}$$

$$t_r = 2L_c \pi / (4L_c/C_p - R^2)^{1/2} \tag{4}$$

L_c ：インダクタンス， C_p ：パネル容量， R ：パネル抵抗および回路抵抗の和

上式より V_c は L_c を大きくすれば増加するが，電荷の反転時間 t_r を要してしまうことがわかる．

ガス放電が開始するポイントは， V - Q リサージュ図形を用いて測定した⁷⁾⁸⁾．図3に今回測定した代表的な V - Q 図形を示す．図中に示した W, X, Y, Z の点は変化点を示している．電力回収回路によるパネルへの充電期間(W-X)，主放電回路によるパネルへの充電期間(X-Y)，ガス放電による電荷の移動期間(Y-Z)の電圧と移動電荷の関係がわかる．期間 W-X, X-Y は両方ともパネル容量への充電期間であるが，充電の傾きが異なっている．これは，電力回収回路と主放電回路のインピーダンスが異なっているためであり，電力回収回路からの充電はインダクタンスを介して充電するために，その傾きは緩やかになっていることが図よりわかる．ガス放電が開始された(電圧ドロップが開始した)点 Y の電圧値を読取ることで，ガス放電が開始された電圧値がわかる．この放電が開始した電圧を放電開始電圧 V_f とした．主放電回路にもある程度のインピーダンスが回路に存在するので，維持電圧 V_s まで立ち上がる途中の電圧で放電した場合でも電圧ドロップが発生し，放電開始電圧 V_f を評価することができる．

図4に放電開始電圧 V_f とパネル電荷反転時間 t_r (すな

図3 PDP 維持動作の V - Q リサージュ図形
Total circulatory electrical charges as a function of a voltage between the electrodes. W, X, Y and Z are different points in the operating condition. $V_s=180$ V, $t_r=500$ ns, and $L_c=0.6$ μ H.

わち，立ち上がり時間に相当)の関係を示す．維持電圧 V_s は 180 V 一定で，維持パルスの周波数は 31.25 kHz, 62.5 kHz, 125 kHz と変化させた．パネル容量は約 40 nF である． L_c のインダクタンスと t_r の関係を表1に示す．図4より，PDP の放電開始電圧 V_f は t_r の増加に伴って低下し，また， V_f は維持周波数の増加によっても低下することがわかった．放電電圧がパルスの立ち上がり時間に依存するのは，放電電流が暗流レベルからグローレベルまで成長するのにある程度の時間が必要とされ，放電の成長速度は電圧に依存するためであると考えている⁹⁾．また，維持周波数に放電電圧が依存するのは，準安定原子等

図4 放電開始電圧 V_f と電荷反転時間 t_r の関係
The relation between firing voltage and a rising time.

表1 インダクタンス条件と電荷反転時間 t_r の関係 The relation between inductance L_c and a rising time t_r .				
t_r (ns)	500	640	820	1210
L_c (μ H)	0.6	1.0	1.7	4.0

図5 自己充電電圧 V_c と等価抵抗値の関係
The relation between voltage V_c and equivalent resistance R of this system. A, B, C, and D are the firing voltages at 125 kHz repetition rate.

の残留したプライミング粒子が先のグローの成長に影響しているためと考えられる¹¹⁰⁾。

図4に示した各条件の放電開始電圧 V_f が、自己充電電圧 V_c の上限となる。(3)式より計算した電荷反転時間 t_r 毎の V_c と等価抵抗値 R の関係が、図5に示されている。 R は集中定数であり、パネル抵抗と電力回収回路の抵抗(主にFETのオン抵抗)の和である。図中には、維持周波数125 kHzの t_r 毎の放電開始電圧A, B, C, Dが示されている。インダクタンスを大きくすれば V_c が上がり、電力損失を抑えることができると思われるが、 V_f が低下するためにそれが上限となるため、低電力化は難しいことがわかる。図6は、維持周波数125 kHzの時の等価抵抗値に対するインダクタンスの最大限界値を示したものである。図より、どのようなオン抵抗の回路素子を使うかによって、選択すべきインダクタンス値がわかる。すなわち、電力回収回路に使用するスイッチング素子を決めれば、最適なインダクタンス値が決まり、パネル容量が消費する無効電力も決まる。例えば、パネル抵抗も含めて抵抗値を1 Ω としたとすると、インダクタンス値は1.5 μH になる。

図6 等価抵抗値に対するインダクタンスの最大限界値
The relation between equivalent resistance R and maximum inductance.

図7 自己消去誘発維持パルス駆動時のPDPの発光
Emission of light when the sustain voltage pulse which generates self-erase gas discharges is applied to PDP.

その時の自己充電電圧 V_c は(3)式より140 V、電荷反転時間 t_r は(4)式より760 nsになる。

3. 自己消去誘発形維持波形における電力回収回路条件の最適化

高効率化に有効な維持パルス条件として、橋本らによって開発された自己消去誘発パルス⁹⁾がある。このパルス点灯は、図7に示すように1周期の間にガス放電が4回発生する。従来2回放電のところを4回発生させるため、各放電の電界強度は低く、瞬時電流密度が小さくなる。このため紫外線の放射効率も向上し、また回路抵抗損失も低下するため、従来パルスと比較して発光効率が15%改善されると報告されている。

維持周波数250 kHz、ブランキング時間300 nsの条件をベースに直接反転方式電力回収回路の最適化を検討した。この条件は、最小のブランキング時間で、実パネルにおいて4回のガス放電が確認された条件である。ここで問題となったのは、どのようにして正極、負極パルス間にブランキング期間を設けるかであった。間接反転方式のように、いったん外部のコンデンサにパネル電荷を回収し蓄わえておくようなことが、直接反転方式ではできないためである。そこで、我々は還流形直接反転方式を開発した。ブランキング期間を作るために、電荷反転期間のある期間、電流をパネルに返さず回路内を還流させる方法である。

回路構成は図1と全く同じである。図1を用い動作を説明する。まず、逆極性にパネルが充電されているとする。 S_{cyl} を閉じパネルに蓄わえられている電荷を放電すると同時に、パネルを正極性に充電する。電圧がゼロに達したら(電流がピークに達したら)、 S_{xl} , S_{yl} を閉じ、電荷をパネルに返さずに還流させる。還流時間を300 ns とった後、 S_{xl} を開け、パネルを再び充電する。パネル電荷を反転し終わったら S_{cyl} を開け、 S_{xh} を閉じ維持電圧 V_s まで充電する。逆極性への充電は、これと逆の動作となる。

図8に代表的なパネル間電圧波形と回収回路電流波形を示す。図中、 t_r' は電荷反転時間、 t_k は還流時間、 t_m は主

図8 還流形直接反転方式電力回収回路におけるパネル間電圧波形と電力回収回路の電流波形

Typical waveforms of the voltage between the electrodes and the current flowing through the energy recovery circuit when the voltage pulse, which induces self-erase gas discharge, is applied to PDP. The sustain frequency was 250 kHz. The t_k was 300 ns.

V_k : Voltage at which the main circuit starts operating; t_r' : Duration of the energy recovery circuit operation; t_k : Duration of the currentflow through the sustain circuit only; t_d : Time during both the energy recovery circuit and the main circuit operates.

放電回路による充電期間、 t_d は電荷反転と主放電回路充電の重なり時間(以降、重なり時間)、 V_k は主放電回路を動作させた時のパネル電圧(以降、切り換え電圧)を示している。還流期間において電流が減少しているのがわかる。この分が新たな損失となり、これが還流形の欠点である。重なり時間では、主放電回路からの充電と電荷反転用インダクタからの充電が同時に行われる。ここで提案する重なり期間を設ける方式は、比較的大きなインダクタンスを用いた時でも、放電開始電圧に達する前に強制的に主放電回路を動作させることにより、電荷反転ループのエネルギーを無駄にすることなく安定なガス放電を実現できる一方式である。

電力回収回路条件の最適化においては、電荷反転時間 t_r' と重なり時間 t_d の最適化を行った。 t_r' はインダクタンスによって変化させた。パネル充放電におけるエネルギー損失は、この重なり時間が大きくなるに従って増加する。この理由を説明する。説明を簡単にするために、パネル間電圧がゼロになった時に主放電回路を動作させ、パネルを電圧 V_s まで電源から充電したとする。インダクタにエネルギーが蓄わえられている状態で、パネルは V_s に充電されてしまうので、このエネルギーは電源に戻ることになる。よって、電源に戻るエネルギーは最大 $C_p V_s^2/2$ であるのに対して、電源がする仕事量は $C_p V_s^2$ になるので、最低 $C_p V_s^2/2$ のエネルギーが損失することになる。一方、重なり時間がない場合、(2)式より電源の仕事量は $C_p V_s(V_s - V_c)$ になる。したがって、少なくとも自己充電電圧 V_c が $V_s/2$ 以上であれば、重なりが時間がある方が損失は大きくなることがわかる。通常、 V_c は $0.7 V_s \sim 0.8 V_s$ に設計されている。もちろん、重なり時間をこれよりも小さくしていけば、損失の差も小さくなる。

図9に電荷反転時間 t_r' 毎の重なり時間 t_d と切り換え電圧 V_k の関係、図10に各条件による平均周波数 10 kHz の非点灯時電力が示されている。還流時間 300 ns 一定、反転時間 t_r' は $1.1 \mu s$, $1.3 \mu s$, $1.5 \mu s$ と変化させた。維持周波数 250 kHz なので、ガス放電電流が流れる期間も考えると $t_r' 1.5 \mu s$ が限界となる。維持電圧 V_s は 175 V である。図には測定値と計算値が示されている。計算値は、LCR の回路定数を電流、電圧波形より抽出し、回路モデルを構成し、SPICE 系回路シミュレータによりシミュレーションを行って求めた。

切り換え電圧は、重なり時間の増加に伴って減少し、 t_r' の増加によって大きくなる(図9)。シミュレーション結果とよく一致するのがわかる。消費電力は、重なり時間の増加に伴って増加し、 t_r' の増加に伴って減少することは先に述べた通りである(図10)。こちらは、シミュレーション結果とずれが生じた。シミュレーションの回路モデルが理想モデルなため、電荷反転時の抵抗による損失以外は計算に含まれないからである。実際は、図8の電流波形からもわかるように、ダイオードの逆回復特性により逆電流が流れることによる損失が発生している。

図9 主放電回路動作開始時のパネル電圧 V_k と、電荷反転期間と主放電回路動作期間の重なり時間 t_d の関係

The relation between voltage V_k and time t_d . $V_s=175$ V, $f_{ave}=10$ kHz, $f_{sus}=250$ kHz, and $t_k=300$ ns.

図10 非点灯時電力と、電荷反転期間と主放電回路充電期間の重なり時間 t_d の関係

The relation between power consumed by the panel capacitance and time t_d during both the energy recovery circuit and the main circuit operate. $V_s=175$ V, $f_{ave}=10$ kHz, $f_{sus}=250$ kHz, and $t_k=300$ ns.

最適な回路条件は、前述のように放電開始電圧 V_f で決まる。主放電回路動作以前にガス放電が観測された(維持パルスに大きな電圧ドロップが観測された)条件は、(t_r' , t_d)=($1.5 \mu s$, 150 ns)のみであった。よって、上記以外で電力最小の条件が最適条件になる。(t_r' , t_d)=($1.5 \mu s$, 260 ns)が最適条件であることがわかった。

4. 新しい電力回収回路の提案

2章で説明したように、維持パルスの立ち上がりを遅くすることによって放電電圧が低下してしまうので、従来の電力回収回路を用いて回路コストを上げないで電力損失を抑えることは難しい。また、3章で述べたように、比較的

大きなインダクタンスを用いることにより低電力損失化は図れるが、ガス放電が開始される以前に主放電回路を動作させなければならないことから、電荷反転時間と主放電回路動作時間を重ねることになる。しかし、重ね時間 t_d を大きくしていくと損失も大きくなる。

我々は、ある電圧値までなら電圧パルスの立ち上がりは緩やかでも、放電電圧に影響を与えないのではないかと考えた。そうであれば、パルスの立ち上がりが緩やかな期間（インダクタンス大）と急な期間（インダクタンス小）の組合せパルスを用いれば、放電電圧の低下を抑え、かつ電荷反転期間を長くとることにより、低電力化できるはずである。

図 11 に提案する維持パルス発生回路の構成、図 12 に代表的なパネル間電圧波形および非点灯時の電流波形を示す。直接反転方式を基本としたこの新しい電力回収回路は、2つのインダクタの直・並列接続形態を電荷反転期間の任意の時刻で切り換えられる構成をとることから、電流パス切り換え形電力回収回路と呼ぶ。

図中の記号を使い動作について説明する。図 12 のようにパネルが負極性に充電されているとする。まず、 S_{nY1} と S_{nX1} を同時に閉じ、自分自身の電荷でもって自分自身を正極性へと、直列に接続された大きなインダクタでゆっくり充電する。次に、パネルが正極性に充電され、ある電圧になったら S_{nY1} と S_{nX1} を同時に開き、 S_{nY2} と S_{nX3} を閉じ、並列に接続されたインダクタで急速に充電を行う。次に、 S_{XH} と S_{YL} を閉じ、維持電圧 V_s まで充電し、 S_{nY2} と S_{nX3} を開ける。最後に、 S_{XH} と S_{YL} を開け負極性への充電動作に移る準備をする。負極性への充電は、同様に正極性への充電と逆動作が行われる。図 12 をみると、電流波形が直列接続 (τ_s) では緩やかで、並列接続 (τ_p) 後急峻であることがわかる。電圧パルスの立ち上がりもその切り換え点で、緩から急へ変化しているのが確認できる。電流パス切り換え形電力回収回路の効果について述べる。PDP パネルは、従来と比較するために 2 章の実験で用いた 20 インチ PDP を使用した。新しい電力回収回路(図 11)は、従来(図 1)と比較して構成が複雑になっている。回路コストも同等で従来回路と性能を比較するため、各スイッチの ON 抵抗の和を従来回路スイッチの ON 抵抗と一致するように設定した。従来の電力回収回路は、図 1 に示すようにスイッチング素子 2 個で構成がされ、新方式の電力回収回路は、図 11 に示すようにスイッチング素子 6 個で構成されている。一般的に PDP は、その負荷が大きいためスイッチング素子を並列にして駆動される。従来の回路構成を 2 素子 6 並列回路で構成したとすると、新方式の回路は 6 素子 2 並列回路で構成した想定になる。すなわち、同じ ON 抵抗のスイッチの個数を 12 個と同数に設定するという事である。実験に用いた回路は、従来回路のスイッチ個数と等価となるように構成した。

図 13 に自己充電電圧 V_c 、放電開始電圧 V_f とインダクタ直列接続期間 τ_s の関係を示す。 L_n のインダクタンスは

図 11 新しい維持パルス発生回路の回路構成（電流パス切り換え形電力回収回路）
The novel sustain circuit.

図 12 新しい維持パルス発生回路による PDP の代表的なパネル間電圧、電流波形

Typical waveforms of the voltage between the electrodes and the current flowing through the PDP when the PDP is operated by the novel sustain circuit. τ_s : Time during which the inductors are connected in series; τ_p : Time during which the inductors are connected in parallel.

$2.0 \mu\text{H}$ 、維持電圧 V_s は 180 V 一定、維持パルス周波数は 125 kHz にした。パネル容量は約 40 nF である。 τ_s と電荷反転時間 t_r の関係は表 2 に示す通りである。 V_f の値は前述と同様に電圧降下が発生した点を測定し、 V_c の値は電流ゼロの時刻の電圧を測定した。自己充電電圧 V_c は、測定値だけではなく計算値も示している。計算は、電荷反転の経路を LCR の集中定数回路とにおいて、微分方程式を解くことにより求めた¹¹⁾。

放電開始電圧 V_f は、 τ_s が 600 ns まで 156 V 一定で、 600 ns 以上は徐々に低下して、切り換えなしの 1220 ns では 130 V になった。これらの電圧値は、図 4 中の C 点と A 点に一致することがわかる。 $2.0 \mu\text{H}$ の L_n を並列、直列に接続したインダクタンスが、従来回路の条件とそれぞれ一致しているためである。この結果より、パネル電圧がゼロ ($\tau_s=600 \text{ ns}$) になるまでゆっくり充電しても放電電圧

図 13 自己充電電圧 V_c 、放電開始電圧 V_f とインダクタ直列接続時間 τ_s の関係

Voltage V_c and firing voltage V_f as a function of τ_s . The operating frequency was 125 kHz and V_s was 180 V. The experimental value of V_f and the experimental and calculated value of V_c are shown in this figure. V_c obtained by conventional circuit with the same number of switches was 135 V (point B shown in Fig. 4).

表 2 インダクタ直列接続時間 τ_s と電荷反転時間 t_r
The relation between time τ_s during which inductors are connected in series and a rising time t_r .

τ_s (ns)	0	150	300	450	600	750	900	1050	1220
t_r (ns)	650	730	810	870	940	990	1060	1140	1220

に影響を与えないことがわかった。また、反転電圧がゼロを通過しても、 V_f は急激に低下しないこともわかった。電流パス切り換え形電力回収回路は、電荷反転をゆっくり効率良く行っても、放電開始電圧 V_f を、従来と比較して大きくできることが証明された。

電流パス切り換え形の電力低減効果について述べる。自己充電電圧 V_c と V_f の交点が τ_s の最適値になる。図 13 より、 τ_s が 1000 ns の時 V_c は 143 V であることがわかる。スイッチ個数等価な従来回路の最適設定値における V_c は、図 4 中の B 点の 135 V である。よって、回収効率は 75% (135/180) から 79% (143/180) に増加することになる。従来の電力損失が (2) 式より $90C_p V_s$ 、同様に電流パス切り換え形が $74C_p V_s$ になるので、電力損失は 82% (74/90) になることがわかる。

5. む す び

AC 形 PDP の特性を考慮した高効率な電力回収回路について論じた。

まず、AC 形 PDP の特性として以下のことがわかった。

- ・パルスの立ち上がり時間が大きいほど放電開始電圧は低下する。
- ・維持パルス周波数が大きいほど放電開始電圧が低下する。

また、回収回路の抵抗とインダクタンスより、維持パルス発生回路の効率が決まり、パルスの立ち上がり時間はインダクタンスに依存する。上記 PDP の放電特性の結果から、電力回収回路の回路定数最適化は、コストから回路の抵抗値を決め、次にインダクタンスを自己充電電圧が放電開始電圧を超えないように設定すればいいことがわかった。

次に、自己消去誘発維持パルス波形における電力回収回路の回路定数の最適化について述べた。正極、負極パルス間にブランキングを作ることができる還流形直接反転方式回収回路を開発した。また、電荷反転期間と主放電回路動作期間を重ねた場合の低電力損失化について述べ、重なり時間に電力損失が依存することを示した。一例として、その回路方式による最適な回路条件は、ブランキング 300 ns で、電荷反転時間 1.5 μ s、電荷反転期間と主放電回路動作期間の重なり時間 260 ns であることを示した。

最後に、従来と比較して負荷容量による電力損失を減らすことのできる電流パス切り換え形電力回収回路について提案した。放電開始電圧の低下を抑え、電荷反転時間ができるだけ大きくとることのできる、2 つの電圧パルスの立ち上がり傾斜を持つ維持パルス発生回路である。回路コスト同等で従来と比較して、パネル容量による電力損失が 82% になることを示した。

【文 献】

- 1) 御子柴: “プラズマディスプレイ最新技術”, ED リサーチ (1996)
- 2) L. F. Weber, et al.: “Energy Recovery Sustain Circuit for AC Plasma Display”, SID '87 Digest, pp. 92-95 (1987)
- 3) 坂井: “2 行同時駆動放電パネルを用いたカラーテレビ画像表示システム”, Trans. IECE '79/10, 62-B, 10, pp. 893-899 (1979)
- 4) 鴻上ほか: “タウンゼント発光型ガス放電テレビの無効電力回収”, テレビ学技報, 13, 58, pp. 7-12 (1989)
- 5) 橋本ほか: “自己消去誘発波形を用いた AC 型 PDP の高効率化”, 信学技報, EID-98-97, pp. 103-108 (1999)
- 6) 民田ほか: “V-Q Lissajous 図形を用いた ac-PDP の放電諸量の測定”, 電学研資, ED-96-274, pp. 1-10 (1996)
- 7) 民田ほか: “V-Q Lissajous 図形を用いた acPDP の放電計測”, Trans. IEE of Japan, 118-A, 4, pp. 353-358 (1998)
- 8) 浦壁ほか: “High Efficient Sustain Circuit for AC Plasma Display”, Conf. Rec. of IDRC '97, pp. 386-389 (1997)
- 9) 民田ほか: “PDP 放電のマクロシミュレーションと無声放電の統一的理解”, 放電研資, ED-97-90, pp. 43-48 (1997)
- 10) 稲永ほか: “AC-PDP における補助放電を用いた高速書込みの検討”, 信学技報, EID-96-72, pp. 25-30 (1997)
- 11) 浦壁ほか: “AC-PDP における無効電力回収回路の高効率化”, 信学技報, EID-96-74, pp. 37-42 (1997)

浦壁 隆浩 1988 年、慶応義塾大学計測工学科卒業。同年、三菱電機(株)入社。以来、平面形蛍光ランプ、PDP、低温 poly-Si TFT-LCD ドライバの開発に従事。正会員。

岩田 明彦 1981 年、八代高専電子工学科卒業。同年、三菱電機(株)入社。以来、アーク溶接機、レーザ装置、PDP の開発に従事。工学博士。