

極性交互反転放電方式KrFレーザ

小杉直貴、 嶋田恭博、 三木忠明、 松田明浩、 和迺浩一
松下電子工業(株)

可飽和インダクタを利用したブリッジ回路によって、放電励起KrFレーザの放電極性を1パルス毎に交互に反転させて300Hzまでの繰り返し周波数でパルス発振させた。制御電流によって可飽和インダクタを飽和/未飽和状態に設定することで、切り換えスイッチとして動作させた。現状では発振効率が約0.8%以下と低い。また、今回の繰り返し周波数の範囲では、極性を交互に反転させて動作させた時と同一の極性で動作させた時とで出力特性に差は見られなかった。

1. エキシマレーザ⁽¹⁾

エキシマレーザの発振線は、レーザ媒質ガスの組み合わせによって353 nmから193nmの間のいくつかの波長において得られる。このレーザは、従来のレーザ装置に比べて短い波長域で大きな出力が得られるので、工業用、医療用の分野における新しい光源として期待されている。

エキシマ(excimer)とは、excited dimer-励起された二量体、の略であり、励起状態でのみ存在する分子のことである。エキシマの特徴は、基底状態の原子同士は結合しないということ、少なくとも一方の原子は電子軌道が閉じている必要がある。エキシマには Ar_2^* 、 Kr_2^* 等の希ガスエキシマと $XeCl^*$ 、 KrF^* 等の希ガスハライドエキシマがある。KrFエキシマ分子を例にとってみると、上準位(KrF^*)は安定な束縛状態、下準位($Kr+F$)は反発状態(解離状態)である。したがってKrF分子は、下準位では安定に存在することができず、上準位との間に反転分布を形成しやすい。KrFエキシマは、放電や電子ビームによって励起された準安定原子 Kr^* やイオン Kr^+ との反応を介して選択的に生成される。このエキシマの生成には、高い励起強度(数 MW/cm^2 以上)が必要な上、エキシマの寿命が短い(～数 ns)ために、現状ではエキシマレーザはパルス発振で動作する。

2. 放電励起エキシマレーザ⁽²⁾

実用的なエキシマレーザの励起方法は、前述のように放電励起方式と電子ビーム励起方式とに大別できるが、特に工業用の分野においては、総合

効率(電気入力→レーザ出力の割合)が高く、高繰り返し化(～数 kHz)が可能でしかも装置が単純・小型である放電励起による方法が一般的である。Fig.1は放電励起エキシマレーザの中でも最もよく用いられる容量移行型(charge transfer)と呼ばれる励起回路構成を持つエキシマレーザ装置の概略構成図である。

この回路において、ピーキングキャパシタ C_p および回路の浮遊インダクタンス L_s で構成される2次回路の時定数は、大きな励起強度を得るために十分に小さくする(通常10ns程度)必要がある。一方、充電用キャパシタ C_s 、ピーキングキャパシタ C_p および回路の浮遊インダクタンス L_p によって構成される1次回路の時定数は50ns程度で良いため、2次回路に比べれば構造の自由度が大きく装置

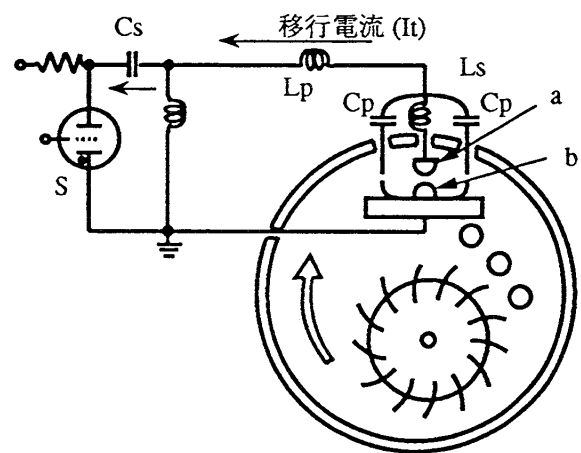


Fig.1 容量移行型エキシマレーザ装置

を構成するのが容易になる。Fig.1に示す回路では、aを陰極、bを陽極としたパルスのなグロー放電が発生してレーザ発振を行う。

レーザ励起放電はこのように直流放電であるから、陰極近傍と陽極近傍とでは放電による物理現象に差が生じる。このことは、Fig.2に示すレーザビームのプロファイルが主電極間で対称になっていないことからわかる。

もし、一つのレーザ装置で放電極性を交互に反転させてレーザ発振させることができるならば、このような物理現象の非対称性を評価するのに役立つことが考えられる。また、特に高繰り返しでレーザ発振を行なう時、1パルス毎に放電極性を交互に反転させることがレーザの出力特性等にもどのような影響を及ぼすかという問題も興味深い。しかし、放電励起エキシマレーザ装置は、高電圧（～数十kV）、高ピーク電流（～数kA）のパルス動作なので、一つのレーザ装置で放電極性を交互に反転させるのは困難であった。

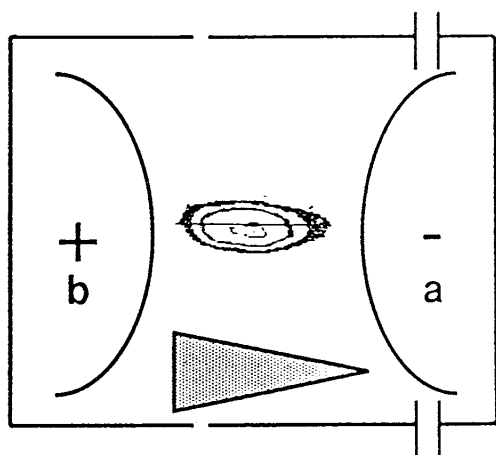


Fig.2 レーザビームのプロファイル

3. 極性交互反転放電回路

Fig.1に示されるような一般的な容量移行型回路を用いて、しかも放電の極性を反転させる方法としては、Fig.3に示すブリッジ回路が適切である。高電圧電源は通常単極性である上、メインスイッチSとして用いられるサイクロトロンは双方向には電流が流せないからである。ここで問題となるのは、ブリッジ回路を構成する2対の切り換えスイッチS1～S4である。これらのスイッチは数十

kV、数kAに及ぶ高圧大電流パルスを数kHzの繰り返し周波数で切り換えなければならない。

ところで、エキシマレーザ装置においてはこの電荷移行は極めて高速短時間の現象である。そこで、我々はインダクタンスによっても電流ブロックが可能であろうと考え、二対の可飽和インダクタをブリッジ回路の切り換えスイッチとして用いた回路(Fig.4参照)を開発した。以下、極性交互反転放電方式エキシマレーザ装置の構成および動作について説明する。

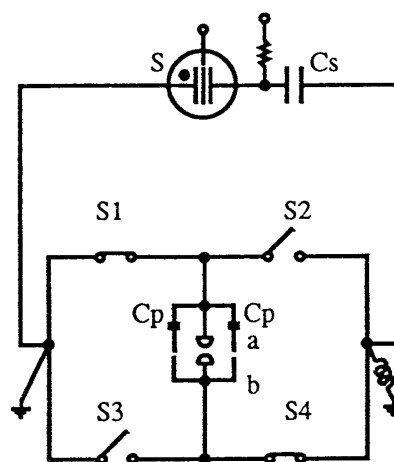


Fig.3 ブリッジ回路による容量移行型回路

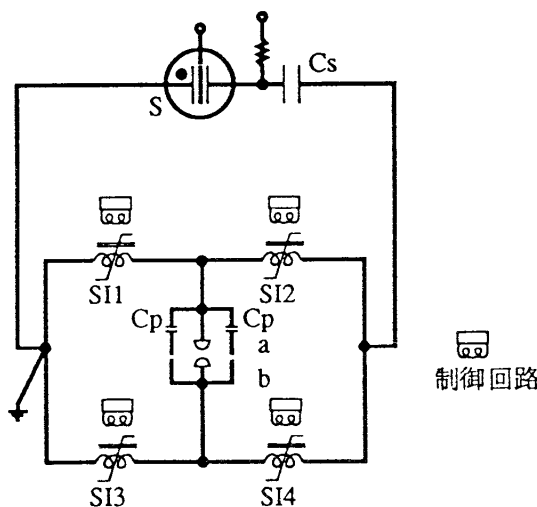


Fig.4 可飽和インダクタを用いたブリッジ回路

3-1 可飽和インダクタの基本動作

Fig.5に可飽和インダクタの基本的な構造を示す。可飽和インダクタは、可飽和鉄芯SC、移行電流 I_t を流す主巻線 W_m 、そして主巻線と電氣的に絶縁されている制御巻線 W_c によって構成されている。また、Fig.6は可飽和鉄芯のB-H曲線の模式図である。Fig.6で実線は移行電流の周波数帯域（～数MHz）でのB-H曲線、破線は直流でのB-H曲線であり、移行電流によって発生する磁界の方向を正の向きにとっている。可飽和鉄芯の内部状態（磁化状態）は、電荷移行に先立って制御巻線 W_c に流す制御電流によってFig.6中の点aあるいは点cに設定される。初期状態が点aに設定されているときには、移行電流によって内部状態は実線で示されるB-H曲線上をa→bへと移動する。この時、可飽和鉄芯は飽和領域での動作となり、その比透磁率は大体1に近い値である。一方、初期状態が点cに設定されているときには、内部状態は実線で示されるB-H曲線上をc→d→bと移動する。この時の可飽和鉄芯は未飽和領域での動作となり、その比透磁率は初期状態がaにあったときと比べるとはるかに大きな値(100倍以上)となる。可飽和インダクタのインダクタンスは可飽和鉄芯の比透磁率に比例するから、初期状態を点aに設定した時は低インダクタンスとなる。この状態の可飽和インダクタをON状態と定義する。一方、可飽和鉄芯の初期状態を点cに設定した時には高インダクタンスとなる。これをOFF状態と定義する。

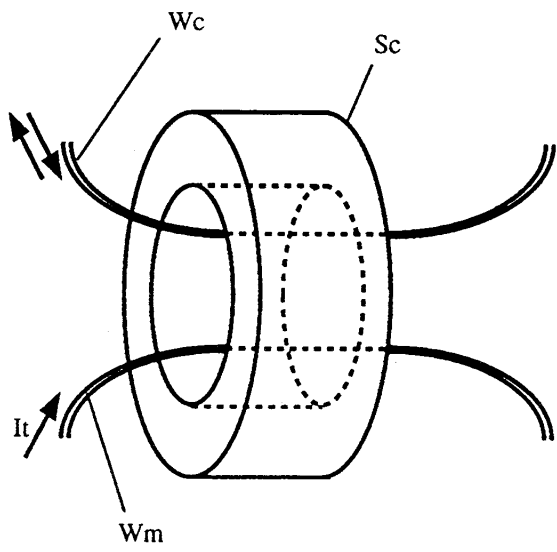


Fig.5 可飽和インダクタの基本構造

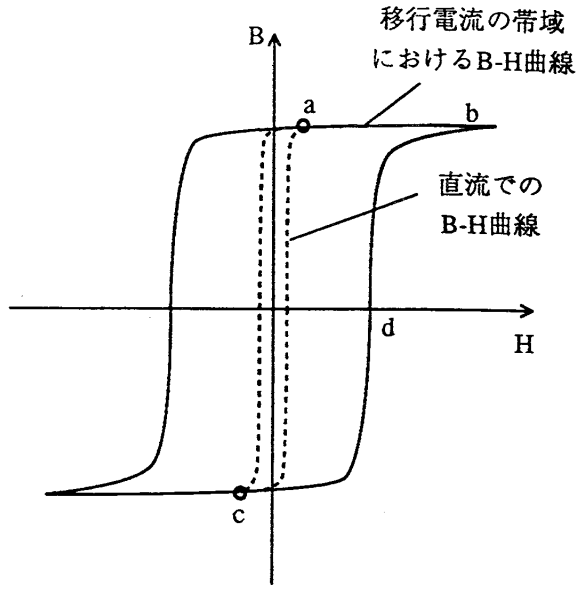


Fig.6 可飽和鉄芯のB-H曲線

3-2 可飽和インダクタによるブリッジ回路

Fig.4は可飽和インダクタを用いたブリッジ回路による極性交互反転放電方式エキシマレーザの回路図である。今、SI1とSI4をON状態に、SI2とSI3をOFF状態に設定するものとする。可飽和インダクタは完全なOn/Offスイッチではないので、Csに電荷を充電した後にメインスイッチSを閉じた時、移行電流が流れる回路は次の3つが考えられる。Cs-SI1-Cp-SI4-Cs(回路1と呼ぶ)、Cs-SI1-SI2-Cs(回路2)、そしてCs-SI3-SI4-Cs(回路3)である。回路1では、移行電流によってCpが充電されるが、回路2および回路3においてはCpは充電されない。Fig.4の回路がブリッジ回路として動作するためには、回路1の時定数 t_1 が回路2および回路3の時定数 t_2 と比べて遥かに小さいことと、Cpが充電されてレーザ励起放電が発生するまで(通常 πt_1)OFF状態の可飽和インダクタが飽和することなく大きなインダクタンスを保っている必要がある。ON状態の可飽和インダクタのインダクタンスを L_{on} 、OFF状態のインダクタンスを L_{off} とすれば、 t_1 、 t_2 はそれぞれ

$$t_1 = \sqrt{2L_{on}C_sC_p / (C_s + C_p)}$$

$$t_2 = \sqrt{((2L_{on} + L_{off})C_s)}$$

で表される。 $t_1 \ll t_2$ であるためには、 $L_{on} \ll L_{off}$ であればよいが、レーザとしての効率を考えると、 t_1 の絶対値をできるだけ小さく抑えることが望ましい。ところで、OFF状態の可飽和インダクタが飽和するまでの時間 t_3 は、

$$t_3 = (4A_s B_s N_t) / V_{max}$$

で表される⁽⁴⁾。ここで、 A_t は可飽和鉄芯の断面積、 B_s は飽和磁束密度、 N_t は可飽和インダクタの巻線数、 V_{max} はCsの充電電圧である。従って、十分大きな t_3 ($t_3 > \pi t_1$)を確保するためにはある程度の可飽和鉄芯の体積や巻線数が必要になるが、これは L_{on} を小さく抑えることと背反するので、設計の際には留意しなければならない。

以上の条件を満足させると、ほとんど移行電流はon状態の可飽和インダクタ（この場合SI1とSI4）のみを流れるので、主電極aを陰極、bを陽極とするレーザ励起放電が発生する。放電極性を反転させるには、電荷移行に先立つ可飽和インダクタの設定を以上と反対にすれば良い。

このように、通常の磁気スイッチ—たとえば磁気アシスト⁽²⁾、磁気パルス圧縮⁽⁵⁾など—とは異なり、可飽和インダクタの設定の切り換え（以降スイッチングという）は移行電流によってではなく低周波数（レーザの繰り返し周波数程度）の制御電流によって行うために、以下に述べるような利点がある。

- 1) 可飽和鉄芯の損失が小さい。可飽和鉄芯の損失は、スイッチング動作をさせる周波数が低いほど小さくなるからである。
- 2) 制御電流を出力する制御回路が小型ですむ。可飽和鉄芯の飽和磁化力（ \propto 制御電流）はスイッチング動作をさせる周波数が低いほど小さくなるからである。

4. 実験

4-1 実験装置

実験に用いた容量移行型KrFレーザ装置の断面図をFig.7⁽⁶⁾に示す。放電空間は、 $450 \times 10 \times 20 \text{ cm}^3$ 、 $C_s = 16 \text{ nF}$ 、 $C_p = 14 \text{ nF}$ である。レーザガスは $F_2:Kr:He = 0.25:5:94.75$ 、全圧 $2 \times 10^5 \text{ Pa}$ とし、充電電圧は 26 kV とした。可飽和鉄芯はCo系アモルファスの薄帯をトロイド状に巻いたもので外形寸法は $\phi 100 \times \phi 60 \times 80/2 \text{ mm}$ である。主巻線の巻線数は3回とした。制御電流による磁化力は、ON状態に設

定する時 70 A/m 、OFF状態に設定する時 -16 A/m とした。これらはPWM制御のスイッチングレギュレータによる制御回路(Fig.8参照)を用いて切り換えた。制御回路の出力電流波形をFig.9に示す。制御回路単体としては 1 kHz 程度の繰り返し周波数でも、制御電流の切り替えは可能である。また、SI3、SI4、 C_p にロゴスキーコイルを装着して電流波形を観測するとともに主電極a、bにそれぞれ高圧プローブを接続し、両者の出力信号の差をとることで放電電圧を観測した。

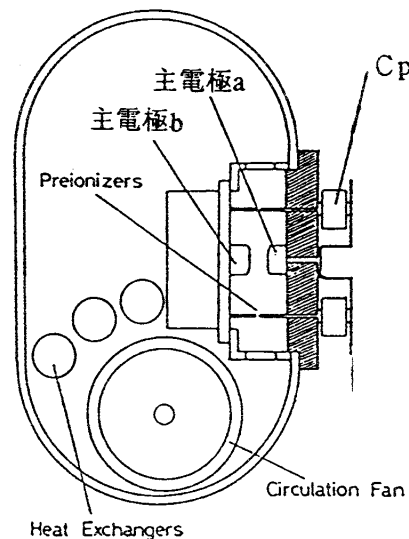


Fig.7 KrFレーザ装置の断面図

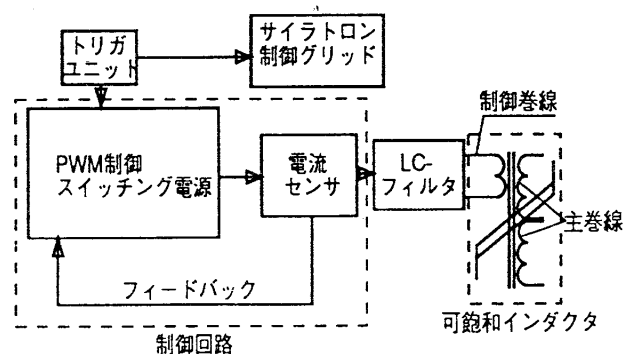


Fig.8 制御回路ブロック図

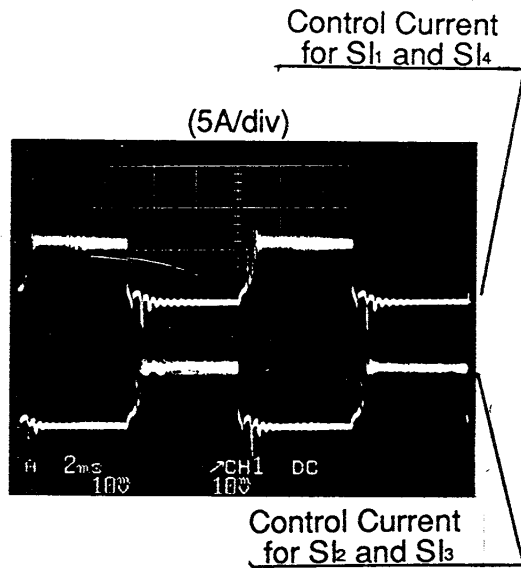


Fig.9 制御回路出力電流波形

まず、Fig.4の回路が実際にブリッジ回路として動作するかを確認した。Fig.10に各部の電流波形および放電電圧波形を示す。Fig.10-a~dはSI1とSI4をON状態、SI2とSI3をOFF状態に設定したとき（モード1と呼ぶ）の、一方Fig.10-e~hはSI1とSI4をOFF状態、SI2とSI3をON状態に設定したとき（モード2）のものである。両者ともにON状態の可飽和インダクタにはCpへの充電電流（r3の波形）にはほぼ等しい波形の移行電流が流れているのに対し、OFF状態の可飽和インダクタにはほとんど電流が流れていない(Fig.10-a~c, Fig.10-e~g参照)。また、Fig.10-dとFig.10-hに示されるように、モード1では主電極aを陰極、bを陽極としたパルス放電が、モード2では主電極aを陽極、bを陰極としたパルス放電がそれぞれ発生している。以上の結果より、可飽和インダクタを適切に設定することでFig.4に示す回路がブリッジ回路として動作し、放電極性を反転できることがわかった。

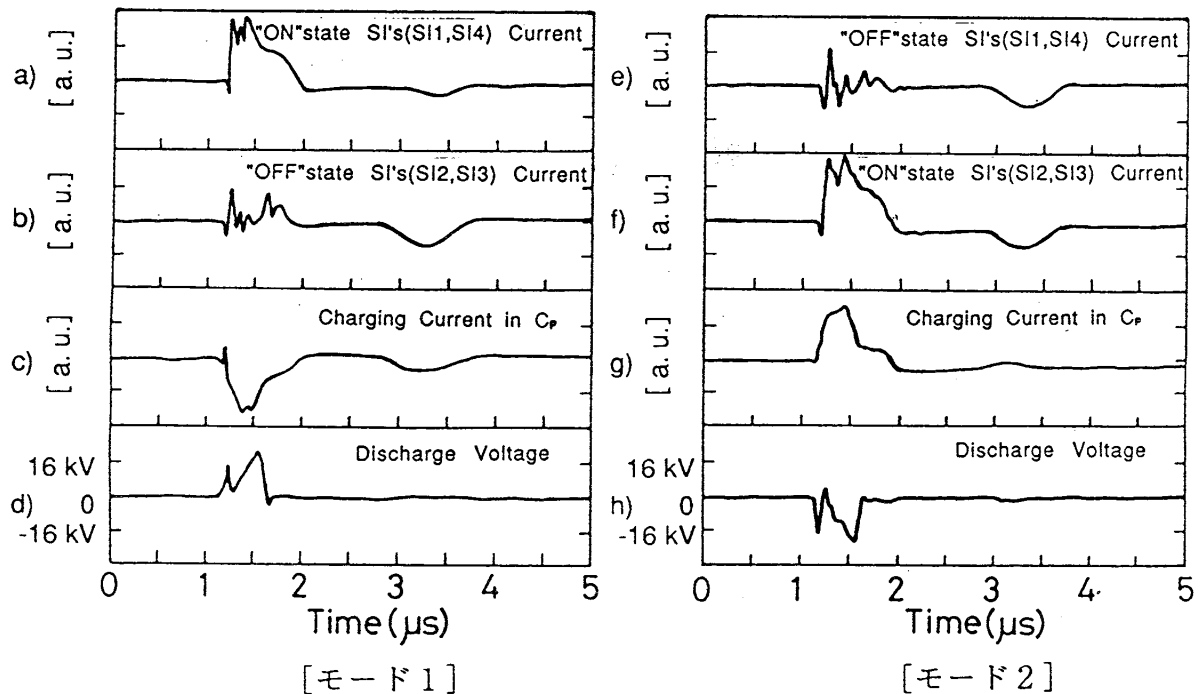


Fig.10 各部の電流波形、放電電圧波形

放電極性を反転させることができて、レーザ発振が得られなければ何にもならない。そこで、ジュールメータ(Gentec 社 ED-500)を用いてレーザ発振を確認すると共に、パルスエネルギーを測定した。結果をFig.11に示す。実験は1Hzの繰り返し周波数で、一方の放電極性に固定してレーザ発振させた時のパルスエネルギーを各極性毎に測定することで行なった。また、このレーザ装置のレーザビームのプロファイルを図.12に示す。Fig.12-aはモード1、すなわち主電極aを陰極、bを陽極とした時の、Fig.12-bはモード2、すなわち主電極aを陽極、bを陰極とした時のものである。

Fig.13は連続して極性交互反転放電をさせた時の放電電圧パルス波形とレーザ出力である。この時の繰り返し周波数は300 Hzである。1パルス毎に放電極性が反転しながらレーザ発振していることがわかる。

Fig.14はこのレーザ装置の出力の繰り返し特性である。一方の放電極性に固定したまま、および1パルス毎に放電極性を交互に反転させた時のそれぞれについて、300Hzまでの繰り返し周波数で出力を測定した。

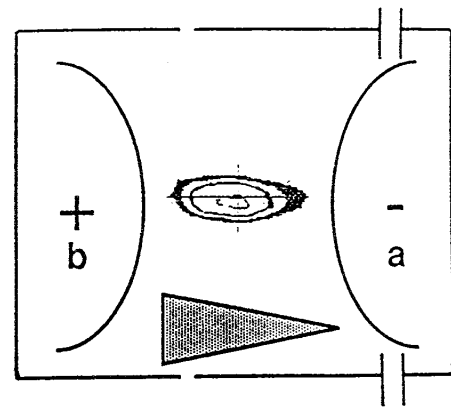


Fig.12-a モード1

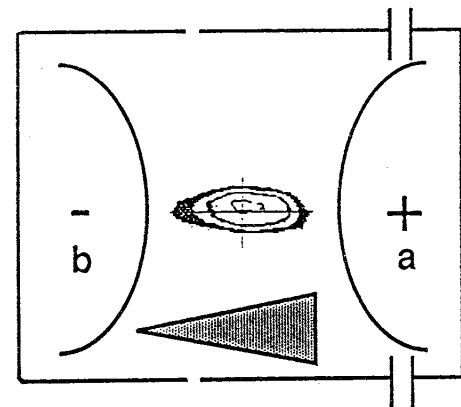


Fig.12-b モード2

Fig.12 レーザビームのプロファイル

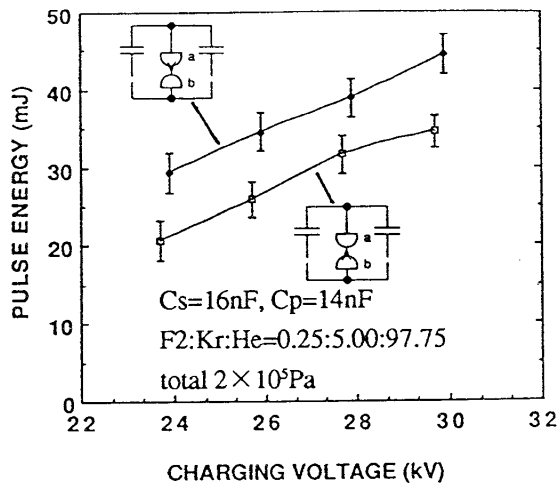


Fig.11 放電極性とレーザのパルスエネルギー

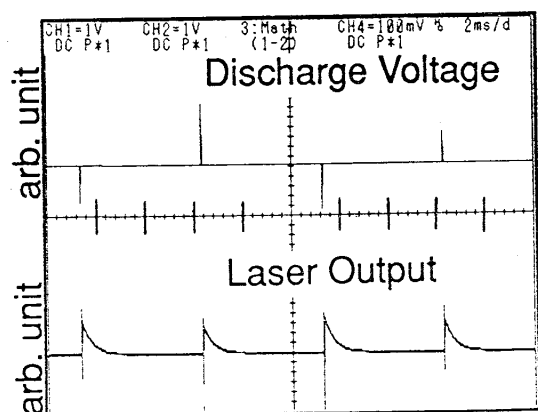


Fig.13 放電電圧パルス波形とレーザ出力

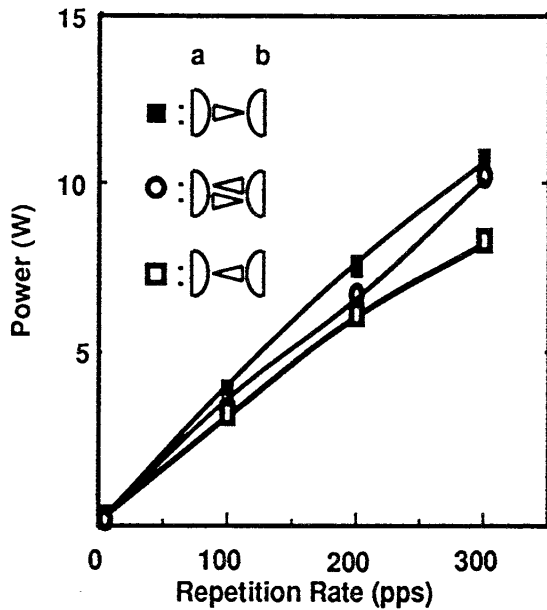


Fig.14 レーザ出力の繰り返し特性

6. 考察

前述したように、Fig.4に示す回路を用いて放電励起KrFレーザの放電極性を反転させてレーザ発振させることができた。このことはレーザビームのプロファイルがFig.12に示すようにブリッジ回路のモードの切り換えに対応してほぼ反転していることから確認できる。

Fig.11から、放電極性によってパルスエネルギーに差があることがわかる。これは、予備電離ギャップの位置が主電極a, bから等距離ではなく、主電極bに近い位置にあるためと考えられる。一般的に予備電離ギャップは陰極に近いほうが望ましいといわれているが⁷⁾、それを裏付けた結果といえる。しかし、いずれの極性もパルスエネルギーが小さく、効率が約0.8%以下と低い（通常2~3%程度）。これには主に2つの原因が考えられる。

1) 可飽和インダクタは機械的な接点を持つスイッチとは異なり、完全なOFFスイッチではない。OFF状態に設定しても、いくらかの電流は流れてしまうために、Csに充電された電荷の1部がCpに移行しないことになる。Fig.10-b及びeは、OFF状態に設定した可飽和インダクタに流れる電流波形であるが、特に電荷移行の初期において

ずかの電流が観測される。

2) Fig.10の電流波形からわかるように、移行回路のインダクタンスが大きい（ $\sim 2\mu\text{H}$ ）。そのため損失が大きく、励起強度が不足している。このインダクタンスの成分には、可飽和インダクタの飽和状態における残留インダクタンスと、可飽和インダクタまでの配線の浮遊インダクタンスがある。

これらの問題は、ほとんどが本方式のもつ本質的な問題点であるが、可飽和インダクタの構成方法や制御電流の最適化によってある程度解決できるかもしれない。

Fig.14から、放電極性を交互に反転させてレーザ発振させた時の出力は、どちらか一方の放電極性に固定したままの時の出力の平均値程度となることがわかった。少なくとも今回の繰り返し周波数の範囲では、レーザ出力は直前のレーザ励起放電の放電極性に影響されないともいえる。これを確認するには、繰り返し発振時のパルスエネルギーを1パルスずつモニターし、放電極性を交互に反転させた時に、それぞれの放電極性に固定して繰り返し発振させた時のパルスエネルギーを持つパルスが交互に現われるかどうかを見ればよい。しかし、繰り返し発振をしている時のレーザ出力は放電極性の差によるパルスエネルギーの違いよりも、むしろ個々のパルス間（同一の放電極性）のエネルギーのバラツキの方が大きく、現在のところ正確な評価はできていない。

7. まとめ

今回可飽和インダクタを利用したブリッジ回路によって、放電励起KrFレーザに放電極性を交互に反転させて300Hzまでの繰り返し周波数で連続発振させた。今回の実験では、直前のレーザ励起放電の放電極性が続く励起放電に与える影響は観測されなかった。また、効率が0.8%以下と低く、可飽和インダクタの構成方法や制御電流の最適化などによって、パルスエネルギーを高めることが課題である。

<参考文献>

- (1) 渡辺 監著 「エキシマレーザの開発とその応用技術・例」 応用技術出版
- (2) 宮崎「放電励起エキシマレーザ」
電総研技術彙報 54, 2,182 (1990)

- (3) 堀田 他 信学論 (C) J71-C, 12, 1659 (1988)
- (4) 島田 他 電学会研究会資料 45 OQD-85-13
(1985)
- (5) W. Smilanski, et. al, Appl. Phys. Lett. 40, 547
(1982)
- (6) K. Wani, et. al, SPIE 998 Excimer Beam
Application (1988)
- (7) 春田 他 レーザー学会研究会報告
RTM-86-29 (1986)