

## 解 説

## サイラトロンスイッチを使用した大電力パルス電源の現状

明本 光生\*

## Present Status of High-Power Pulse-Modulator with a Thyatron

Mitsuo AKEMOTO\*

## Abstract

This paper describes present status of klystron modulators for the KEK electron-positron injector linac. The rf system of this linac consists of 60 high-power klystrons, each capable of 50 MW, 4.0  $\mu$ s pulsed power at a repetition rate of 50 pps. Each klystron is pulsed by its own line-type modulator, containing a hydrogen thyatron switch tube. The modulator availability and thyatron lifetimes are presented. A 45 kV solid-state switch consisting of 15 static-induction (SI) thyristors stacked in series has been also developed and tested to replace a thyatron, which improves the reliability and maintainability of the modulators.

## 1. はじめに

本稿では、KEK 電子・陽電子入射器 (KEK リニアック)<sup>1)</sup>のサイラトロンスイッチを使用したクライストロン用パルス電源の実際の運転、保守を通して実用面の大電力パルス電源の現状を紹介する。また、パルス電源の長寿命化、信頼性を高める一つの試みとしてサイラトロンを半導体化する半導体スイッチの開発についても紹介する。

## 2. KEKB リニアックのパルス電源

## 2.1 電源の概要

KEK リニアックでは、S バンドクライストロン1本とそれを駆動するパルス電源が1つのユニットを構成し、全体で60ユニットある。1ユニットの外観を図1に示す。クライストロン<sup>2)</sup>の仕様を表1に示す。クライストロンはピーク電力約50MW、パルス幅4 $\mu$ s、繰り返し50Hzのマイクロ波を発生するためには約300kVのパルス電圧が必要である。そのパルス電源としては、古くから重用しているサイラトロンスイッチを使用したラインタイプパルス電源方式<sup>3)</sup>が用いられている。

図2にその電源<sup>4,5)</sup>の回路構成を示す。商用AC200V、3相から受電し入力電圧を調整する誘導電圧調整器 (IVR) を通して3相全波整流され平滑回路



図1 クライストロンとパルス電源の外観

表1 クライストロンの主な仕様

周波数	2856 MHz
RF パルス幅	4.0 $\mu$ s
ピーク出力電力	46 MW
ビーム電圧	298 kV
ビーム電流	342 A
パービアンス	2.1 $\mu$ A/V <sup>3/2</sup>
繰返し	50 pps
効率	45%

\*1 高エネルギー加速器研究機構 KEK, High Energy Accelerator Research Organization  
(E-mail: mitsuo.akemoto@kek.jp)

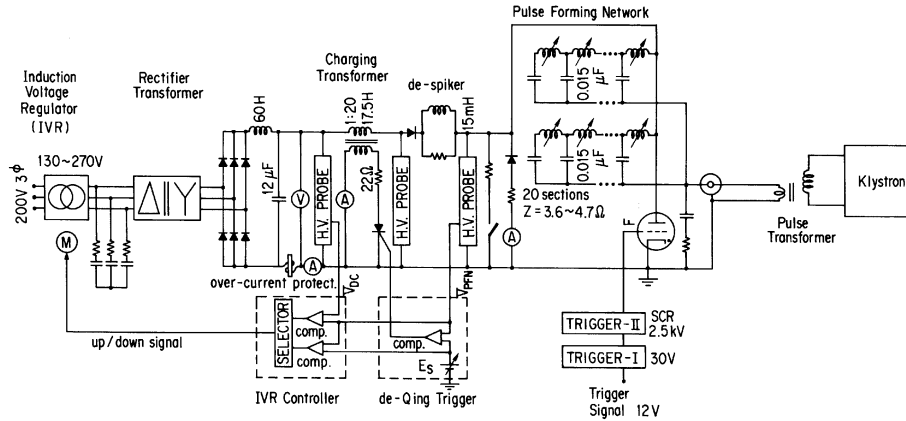


図2 パルス電源の回路構成図

表2 クライストロン電源の主な仕様

ピーク出力電力	108 MW
平均出力電力	30 kW
パルストランス昇圧比	1 : 13.5
1次側出力電圧	22.5 kV
1次側出力電流	4.8 kA
PFN 全容量	0.6 $\mu$ F
パルス立上り/立下り時間	0.8/1.3 $\mu$ s
パルス平坦度	$\pm 0.15\%$
パルス幅	5.6 $\mu$ s
サイラトロンアノード電圧	45 kV
サイラトロンアノード電流	4.8 kA
サイラトロン平均アノード電流	1.3 A
パルス繰返し	50 pps



図3 パルス電源の内部

に送られ、主コンデンサにDC充電される。PFN（パルス成形回路）の充電は充電トランスとの共振によって主コンデンサの約2倍の電圧がPFNへ充電される。電圧の安定化は充電トランスの2次側に接続されているDe-Qing回路で $\pm 0.1\%$ を実現している。PFNは特性インピーダンスが約 $4.5\Omega$ でパルス幅 $5.6\mu\text{s}$ を作るために20段2並列のLCで構成し、蓄えられた電気エネルギーをサイラトロンスイッチで放電させて、それをパルストランスで13.5倍に昇圧してクライストロンに印加する。電源の主な仕様を表2にまとめる。

クライストロン用パルス電源は加速器の運転に直接関わるので、できる限り故障しない信頼性の高い電源を作らなければならないことは言うまでもない。しかし、故障しない電源を作ることは現実的に不可能なので、故障したときの修復のしやすさ、すなわち保全性（故障が起きた場合修理したり、故障を防止するため

の点検を行ったり、故障した部品を交換するなど）を含んだ、稼働率の高い電源にすることが最も重要で、現実的である。

図3に電源の内部の様子を示す。この電源には、特に保守、点検性に重点を置いた設計がなされている<sup>6,7)</sup>。回路がラックマウントシャーシを用いてユニット化されていて、保守が簡単で、故障が起きた時に故障原因の究明が容易なシステムになっている。また、筐体からトランス類やPFNなどの重量物を容易に取り出せる様な構造になっている。この設計手法は古典的であるが、稼働率を上げるポイントである。

## 2.2 運転状況

図4にKEKリニアックの運転時間と故障率の履歴<sup>8)</sup>を示す。KEKBの運転は、1998年10月からコミショニングが始まった。2010年3月で電源の総運転時間（高圧印加時間）が約79,000時間に達する。リニアックの故障率は一時8%近くまで高くなる初期故障期間があるが、次第に年度と共に減少して2008年度においては、1.8%に達している。この故障率の低さは、世界最高のレベルであり、入射器グループ関

係者の日々の努力によってなし得たものである。

2007年度の運転統計<sup>9)</sup>から、リニアック及びパルス電源の運転状況をみる。2007年度は総運転時間が6,322時間であった。その内、故障時間は115時間でその内訳を図5に示す。RF関係の故障時間の割合が約3割と一番高い。また、RF関係の故障の内訳をみるとその50%がパルス電源関係の故障で17.6時間であった。パルス電源の稼働率でみると0.997と非常に高いことが分かる。パルス電源関係の故障時間の内訳を図6に示す。一番の故障はサイラトロン関係で、全

体の約8割近くを占める。従って、電源の稼働率を決めているのはサイラトロン関連であることが分かる。これについては次節で詳しく取り扱うが、その故障の内容をみると、サイラトロン不良による交換(10件, 11.1時間)、冷却ファン交換等(2件, 2.2時間)、キープアライブ電流の調整等(20件, 0.4時間)であった。

### 3. サイラトロンスイッチ

#### 3.1 概要

サイラトロンは3種類、CX2410K (e2V社製)、F241 (Triton社製)、L4888B (Litton社製)を使用している。どのサイラトロンも2ギャップで、水素ガス封入型のものである。F241の内部構造を図7に、規格を表3に示す。また、サイラトロンの駆動回路を図8に示す。カソードとアノードが相対し、その中間に制御グリッドと呼ばれる電極、その電極とカソードの間に、補助(賦活)グリッド電極が配置され

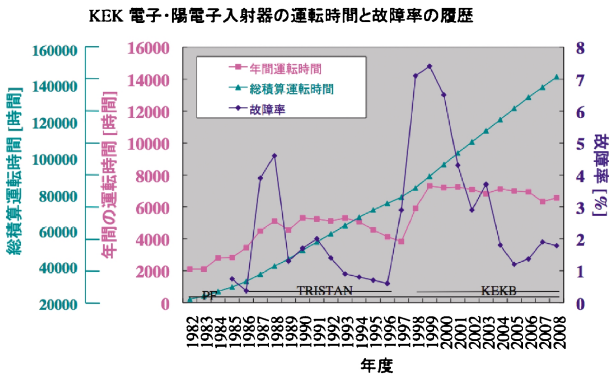


図4 KEK電子・陽電子入射器の運転時間と故障率の推移

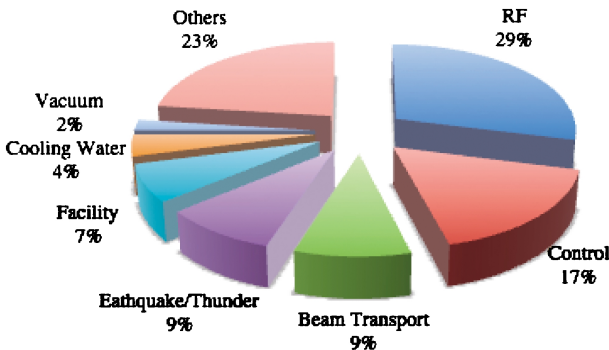


図5 リニアック故障時間の内訳

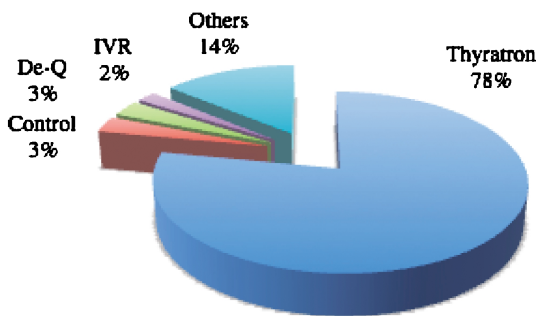


図6 パルス電源故障時間の内訳

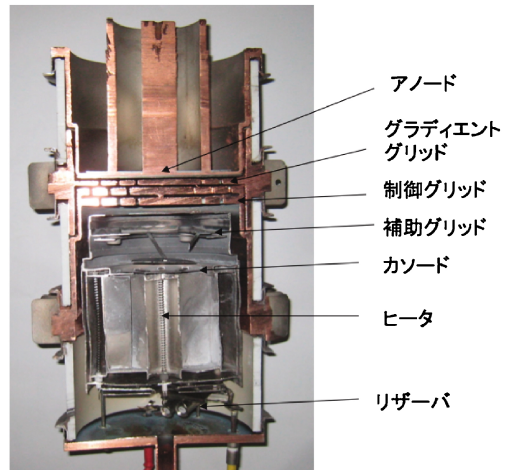


図7 サイラトロンの内部構造

表3 サイラトロン F-241 の規格

ヒータ電圧	6.3 V
ヒータ電流	70 A (最大)
リザーバ電圧	2.5~6.0 V
リザーバ電流	20 A (最大)
最大ピークアノード電圧	50 kV
最大ピークアノード電流	10,000 A
最大平均アノード電流	8 A
最大アノード電流立上り率	10,000 A/ $\mu$ s
ピーク制御グリッド電圧	1.0~4.0 kV
制御グリッドパルス幅	2 $\mu$ s (70% 値)

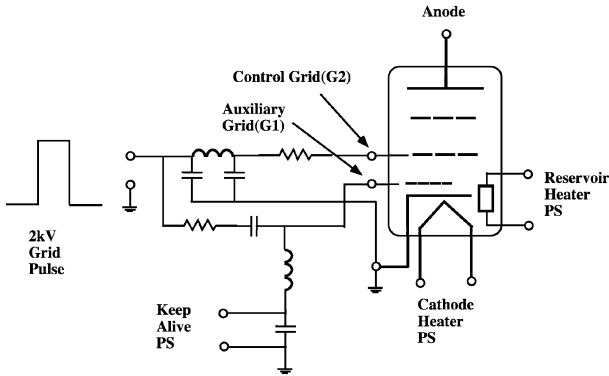


図8 サイラトロン駆動回路

ている。補助グリッド電極とカソードそのものとの間で低電力直流放電（この放電電流をキープアライブ電流と呼ぶ）を用いてガスの一部を予備イオン化して放電を円滑に起こるようにしている。アノードに正の電圧を与えても、制御グリッドがカソードの電位になっていると電流が流れない。制御グリッドが正に印可されると、アノードとカソード間の水素ガスがイオン化され、電流が流れる。また、管球内の下部には、水素を補給するリザーバが付いており、加熱用ヒータを調節することによってガス圧を調整することができる。低いガス圧力はリザーバヒータへの電圧を低くすることによって得られる。これによりサイラトロンはより高い電圧を保持でき、電流が停止してからグリッドが制御機能を回復する迄の時間（制御回復時間）が短くなる。反対にヒータ電圧を高くすると、高ガス圧となり高い電流の立ち上がり率が得られ、保持できる電圧は低くなり、制御回復時間が長くなる。このようにガス圧を適切に調整しないと、安定な動作を維持することができないのがサイラトロンである。

### 3.2 レンジング

サイラトロンの最適状態に調整をすることをレンジングと呼ぶ。具体的には、リザーバ電圧を上げ下げして、連続導通状態(上限値)と10 ns以上のジッターが発生する状態(下限値)を探し、その平均値を最適設定値とする方法が入射器で採用されている<sup>10)</sup>。調整は0.2 V刻みで、また管内の放電状態を安定化させるために10分間の間を置きながら行われる。図9にリザーバ電圧とジッターとの関係の測定例を示す。図に示すようにリザーバ電圧の調整はサイラトロンのジッター及び電圧保持能力に大きく影響を与えるので、レンジングは極めて重要な調整である。調整後ジッターは通常、10 ns以下に押さえられる。またリザーバ電圧の最適値は通常、運転時間と共に穏やかに増加

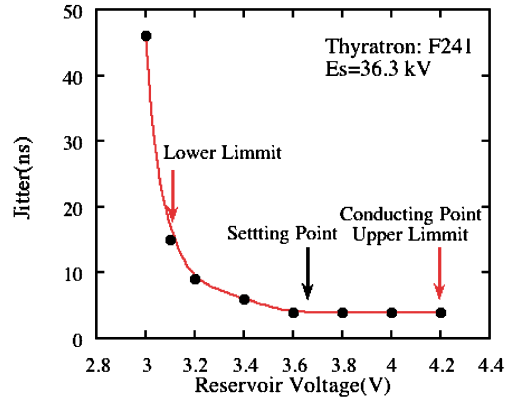


図9 サイラトロンのリザーバ電圧とジッターとの関係

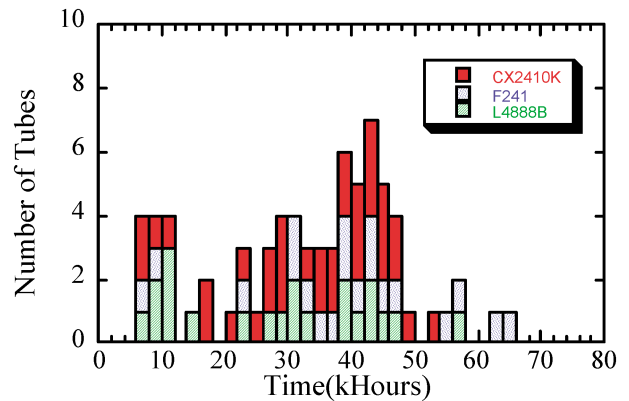


図10 故障したサイラトロンの寿命分布

して行く。SLACでは、500時間間隔でレンジングを行っているが、入射器では、年1回である。

### 3.3 インターロック

サイラトロンのインターロックは連続放電による過電流を保護するための過電流インターロックだけではない。カソードヒータ電源、リザーバヒータ電源、キープアライブ電源で、夫々の電流のメータ表示には下限と上限のメータリレーが付いており、設定値よりある程度はずれると電源の高圧を止めるインターロックシステムが備わっている。これらのインターロックがサイラトロンの健康状態をいち早く知らせてくれる。インターロックが頻発する場合はサイラトンあるいはそれに関係するケーブルを含めた電源機器に異常が起き始めたと見てよく、故障の前兆をつかむことができる。

### 3.4 寿命と故障状況<sup>11-14)</sup>

図10に1998年9月～2008年2月までの約10年間の故障したサイラトン74台の寿命分布を示す。平均寿命は33.4 k時間である。このデータからサイラトロンの品質には大変大きなバラツキがあることが

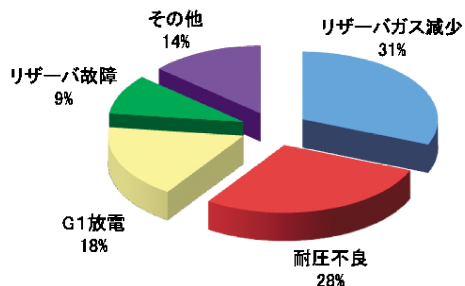


図11 故障したサイラトロンの内訳

分かる。そのため予備品を十分準備する必要がある、また次節の述べる対応をとっている。

図11に故障したサイラトロンの内訳を示す。一番の故障はリザーバガス減少で約3割を占める。リザーバガス減少に起因する故障である。スイッチングが不安定で大きなジッターを伴い、最悪点弧しなくなる。リザーバ電圧がほぼ上限値に達していることが多い。この故障の前兆としては、キープアライブ電流が低下したり、流れなくなったりするので、キープアライブ電流のインターロックが多発する。寿命時に見られる故障であるので寿命が長いものが多く属している。

二番目に多いのは耐圧不良で約3割を占める。所定の充電電圧で使用することが出来ない場合の故障で、過電流インターロックが多発する。リザーバ電圧調整を行っても、自爆や大きなジッター（数10 ns以上）の改善がみられない。この故障は寿命が短いものが多く属している。

G1（補助電極）放電はCX2410K特有の故障で、補助電極接続端子とカソードフランジ間でアーク放電を起こす。これは補助グリッド電極の構造に起因した問題であることが判明したので、これを改善した新しいサイラトロンCX2411Kを、後継サイラトロンとして2007年度より使用している。

### 3.5 サイラトロンの保守

サイラトロンの保守は電源の稼働率を決めているので大変重要である。入射器では下記のサイラトロンの保守活動を行っている。

#### (1) 受け入れ試験

受け入れ試験は実機と同仕様の電源を使用してPFN充電電圧は42 kVで、リザーバ電圧はメーカ最適値で約100時間程度運転して下記の事項を同時に満足したものを合格としている。

- ブレークダウン率が0.05回/時間であること。
- ジッターが20 ns以下であること。
- アノード遅延時間の特性が正常であること。

また、レンジングも実施してサイラトロンの動作安

定領域を確認している。この受け入れ試験は以前実施しなかったが、2001、2003年度納入されたサイラトロンに不良品が続出したため、2004年度より、すべてのサイラトロンに対して実施している。これによって交換時での動作不良問題が解決した。

#### (2) 事前交換

ビーム稼働率に影響を与える重要な電源のサイラトロン（電子・陽電子入射部の前段及びビームエネルギー圧縮システム、合計8台）についてはサイラトロン故障によるビーム運転停止を避けるために、2年置き（約14,000時間運転）に事前交換を実施している。交換したサイラトロンはスタンバイ用電源等で再使用する。

#### (3) 日常の維持管理

運転中、インターロック等が働いた場合、調整を実施し、記録をとる。同じインターロックが度々出る場合は、故障の前兆であるので、スタンバイできる電源であれば、スタンバイして交換する。または2週間毎に行われている短期保守日に近ければ、様子を見ながらその日まで待って交換するなど、臨機応変に対応している。

#### (4) 定期検査

長いメンテナンス期間に入る前と中で、次の定期検査を実施している。この検査でいろいろな不具合を発見でき、故障を未然に防ぐことができるので重要である。

- レンジング 年1回（9月ごろ）
- ジッターの測定と調整 年3回（3, 6, 12月末）
- 制御グリッドトリガー信号のタイミングの確認、調整 年3回（3, 6, 12月末）
- 非接触の放射温度計でヒータ接続線または端子に異常発熱がないかの検査。

## 4. 半導体スイッチの開発

### 4.1 概要

前章でサイラトロンスイッチを使用したパルス電源の現状をみたように、サイラトロンは電子管であるが故に動作が不安定で、寿命に大きなばらつきがあり比較的短いことなどから保守が大変であることを述べた。これは最終的には運転コストの増大につながる。この問題を解決するために、サイラトロンスイッチを半導体スイッチに置き換えることが考えられる。この方法は、既存の装置のサイラトロンを半導体スイッチに置き換えるだけなので、変更は非常に容易である。

1個の半導体素子でサイラトロンに匹敵する性能をもつ素子は現状では難しく、複数個の半導体素子を直

列接続して高電圧化，並列接続して大電流化する方法で対応することになる．高電圧，大電流でかつ高速スイッチング（高  $di/dt$ ）が可能な半導体素子としては最近 SI サイリスタ（Static Induction Thyristor<sup>15)</sup>）が開発された．SI サイリスタは，従来形サイリスタの pnpn 構造と異なり，pin ダイオードに格子状のゲートを埋め込んだチャンネル構造形の素子である．そのため高耐圧化が容易な低損失・大容量・高速半導体素子であり，大電力パルス電源用スイッチに対して非常に高い適正を有している．今回使用した SI サイリスタ RT103N は，日本ガイシ㈱で開発されたもので，SI サイリスタとフリーホイーリング・ダイオードを一体化した逆導通型半導体素子で，平型圧接パッケージ，4 kV 耐圧である．

#### 4.2 半導体スイッチ素子の評価試験<sup>16)</sup>

##### 4.2.1 評価回路とゲートドライブ回路

高速で大容量の半導体素子进行评估するためには，電流の立ち上がり速度 ( $di/dt$ )，ピーク電流が回路インダクタンスの影響を大変受けやすいため，できるだけ高電圧で，また同時にインダクタンス成分を減らした回路を用いなければならない．今回製作した評価装置を 図 12 に示す．インダクタンス成分を低減するために，クランプで 5 素子スタックされた SI サイリスタスイッチを円筒状の導体で囲むような同軸構造とし，セラミックコンデンサを円筒上部の円周上に 12 個配置し，インダクタンスを低減するためにできる限り密にした．

図 13 に評価回路を示す．高電圧充電器でセラミックコンデンサ(容量 72 nF)を最大 15 kV まで充電し，SI サイリスタスイッチを通して放電させて，その時のアノード電圧及び電流波形を測定した．電圧は電圧プローブ (Tektronix 製 P6015A) で測定し，電流はアース側に組み込まれた CT (Pearson 製 Model 101) を用いて測定した．コンデンサに並列接続されているダイオードは，高速の揺れ戻し電流を止めるために使用した．

ゲートドライブ回路は，素子を高速ターンオン動作させるために，ゲート電流の立ち上がりの速い回路が要求される．そのためには，ゲート周りのインダクタンスを低減することと，そしてゲート順電圧を高くすることが重要である．ゲートドライブ回路基板を各素子の直ぐ近くに配置し，配線によるインダクタンスを低く押さえた．またゲート電圧 160 V という高電圧を用いてターンオン速度の高速化を行った．図 14 に SI サイリスタとゲートドライブ回路基板の外観を示す．各基板内で必要とする電源は全て，絶縁をとるた

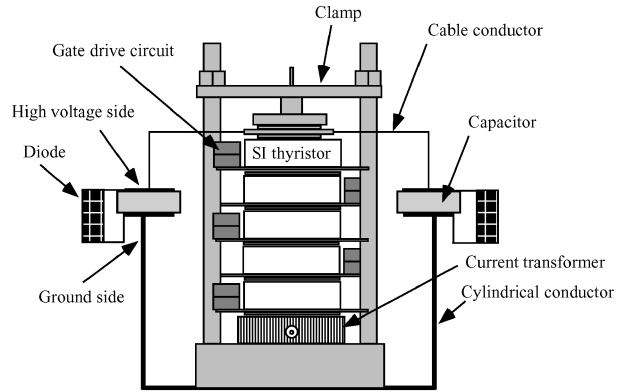


図 12 ターンオン特性の評価装置

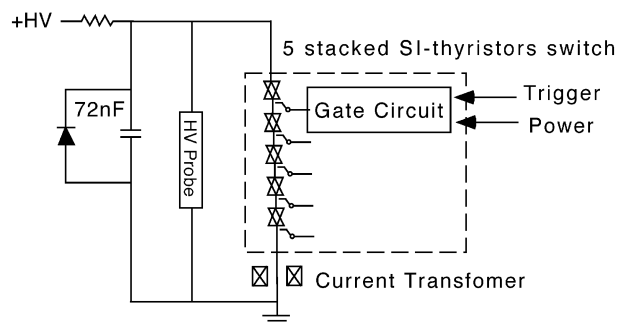


図 13 ターンオン特性の評価回路

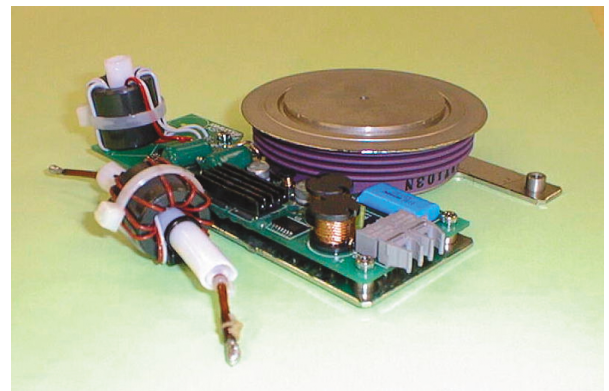


図 14 SI サイリスタとゲートドライブ回路基板

めに 1 ターンの 1 次巻線を有するパルストランスから供給される．またトリガ信号も，1 ターン貫通コイルを用いて各素子のパルストランスを経由して供給される．

##### 4.2.2 試験結果

評価試験は単発スイッチングで行った．印加電圧 (スイッチング電圧) 15 kV でのアノード電圧及び電流波形を 図 15 に示す．コンデンサに並列接続されているダイオードの効果のため，電流波形は正極性で減

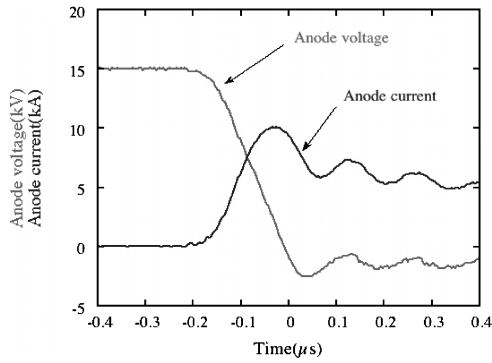


図15 アノード電圧及び電流波形

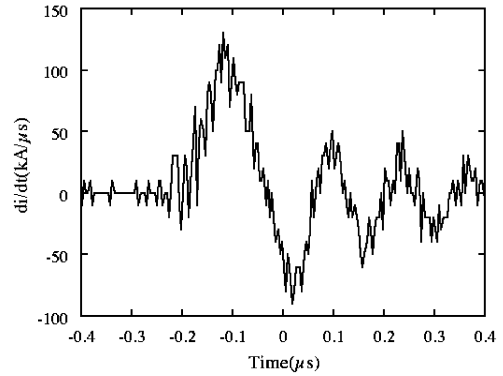


図16 アノード電流の di/dt 波形

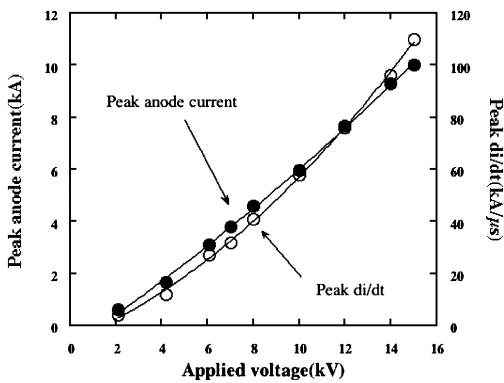


図17 ピーク電流、ピーク di/dt と印加電圧との関係

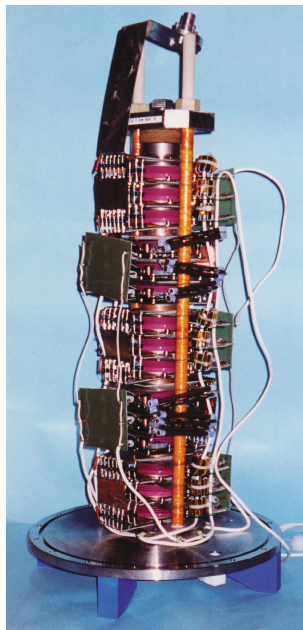


図18 半導体スイッチの外観

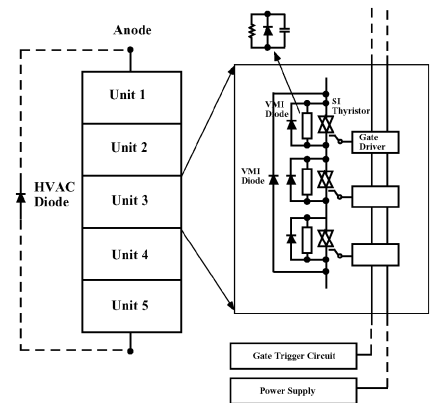


図19 半導体スイッチの回路構成

衰振動する．この波形からターンオン時間（アノード電圧立ち下りの90%~10%間の時間）128 ns，ピーク電流10 kAを得た．アノード電流の di/dt 波形を図16に示す．これから di/dt の最大値として110 kA/μsを得た．これらの値は，大電力サイラトロンに匹敵する通電能力を示す．この時，素子の破壊等の異常は見られず，極めて良好なスイッチング特性を示した．電流の立ち上がり速度から回路インダクタンスを計算すると，約136 nHと非常に値が小さいことが分かった．この値は計算値とも一致した．従って，この評価装置が非常に高速な素子に対して十分な特性評価ができることが分かった．

次に，素子の動作状態を調べるために印加電圧を変化させて，ピーク電流とピーク di/dt を測定した．図17にその結果を示す．印加電圧に対して，ピーク電流及びピーク di/dt は線形な関係にある．従って，素子がピーク電流とピーク di/dt を制限しているわけではなく外部回路による制限であることがわかる．

4.3 45 kV 半導体スイッチ<sup>17,18)</sup>  
 4.3.1 設計と製作  
 評価試験の結果から，素子を並列化しないで直列接続のみで半導体スイッチを構成することができる．そこで，図18に示すようなSIサイリスタを15素子直列接続した半導体スイッチを製作した．また図19に半導体スイッチの回路構成を示す．各段には，ゲートドライブ回路及び直流電圧バランスをとるための分圧抵抗（1 MΩ/10 W 2 並列），スイッチングバランスをとるための分圧コンデンサ（220 pF），素子を過電圧破壊から守るためのアレスタダイオード（3.7 kV）がSIサイリスタ素子毎に並列接続されている．開発途中で，SIサイリスタは4 kA以上の逆電流に耐えられないことがわかり，その対策として逆電流を分流させる方法を採用し，素子毎に逆並列にダイオード（VMI社製 K50UF，5 kV 耐圧）を接続するとともに，素子3直列を一つのユニットとしユニット毎に同様なダイオード2直列を逆並列に，さらに15直列スイッチ全体にダイオード（HVCA社製 6HV50K，50 kV 耐圧，2直列）を接続

表 4 半導体スイッチの主な仕様

アノード電圧	最大 45 kV
アノード電流	6 kA
パルス幅	6 $\mu$ s
繰り返し	50 Hz
冷却方式	強制油冷

した<sup>19)</sup>。表 4 に半導体スイッチの主な仕様を示す。この本体は、冷却と電氣的絶縁のために円柱型の絶縁油タンクに収納される。また低インダクタンスにするために、タンクを外導体とした同軸構造になっている。

4.3.2 試験用パルス電源

実際のクライストロン用パルス電源<sup>20)</sup>を使用して、半導体スイッチの大電力試験を行った。サイラトロンスイッチとの性能比較をするため、スイッチのみを置き換えるかたちで試験を行った。図 20 に試験に使用したパルス電源の回路構成を示す。逆導通型の半導体スイッチであるので、パルス成形回路 (PFN) の逆充電を防止するための End of Line Clipper (EOLC) 回路が PFN に接続されている。またこの電源では、インバータ電源を用いたコマンド充電方式を採用している。PFN は 0.045  $\mu$ F のコンデンサを 9 段接続したものを 2 並列とし、インバータ電源によって最大 45 kV まで充電される。そして、PFN は半導体スイッチを通して放電させ、1 : 15 のパルストランスによって電圧を 15 倍に昇圧し、SLAC 製の 5045 型クライストロンに印加する。

半導体スイッチのアノード電圧は電圧プローブ (岩崎通信機製 HV-P60) で測定し、アノード電流は PFN の戻りのラインに入っている CT (Pearson 製 Model 3025) を用いて測定した。また同時にクライストロンの印加電圧、ビーム電流はパルストランス内にある容量分圧器及び CT でそれぞれ測定した。

4.3.3 短絡耐電流試験

半導体スイッチにとっては電流が最大になる厳しい試験になる、パルストランスの一次側を短絡した状態で行った。充電電圧 44 kV での半導体スイッチのアノード電圧・電流波形を図 21 に示す。ピーク順電流で 12.7 kA、ピーク逆電流で 11.6 kA であった。5 回試験した後、スイッチの特性 (耐圧、漏れ電流) を測定したが、劣化の兆候はなかった。

4.3.4 通電特性と連続通電試験

図 22 に充電電圧 45 kV での半導体スイッチのアノード電圧・電流波形を示す。この波形からピーク電流 6000 A を得た。また di/dt は 10 kA/ $\mu$ s であった。図 23 に、同じ条件でのサイラトロンスイッチ

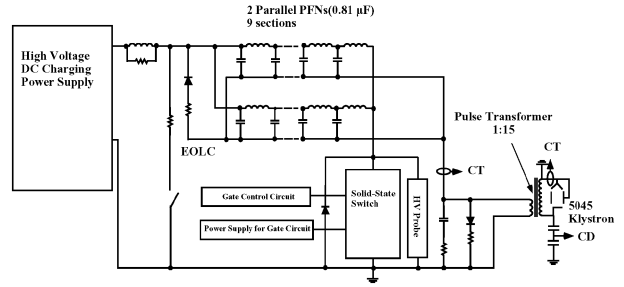


図20 パルス電源の回路構成

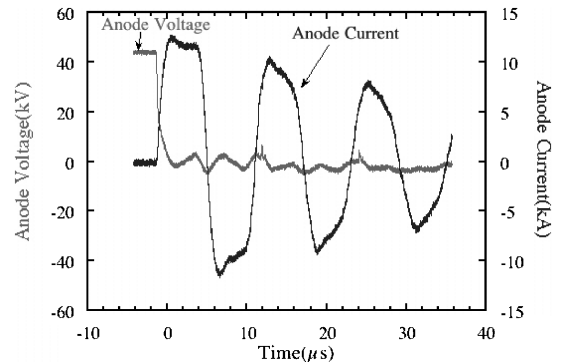


図21 負荷短絡時での半導体スイッチの電圧・電流波形

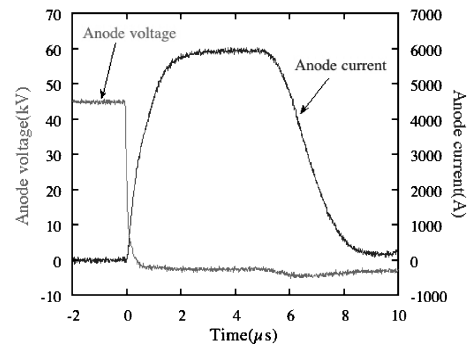


図22 半導体スイッチの電圧・電流波形

(EEV 社製 50 kV 耐圧 CX1536A) を使用した時の、アノード電圧・電流波形を示す。両者を比較すると、スイッチング時間 (アノード電圧立ち下りの 90% - 10% 間の時間) は、半導体スイッチは 208 ns で、サイラトロンスイッチは 40 ns であった。半導体スイッチのゆっくり立ち下がる分は、スイッチの損失となり発熱となる。しかし、5 倍の差違はあるが、電流の立ち上がりは、ほとんどパルストランスを含む出力回路の時定数で決まっているので、両者の出力波形の立ち上がりには大きな違いは現れていない。(半導体スイッチのゆっくり立ち下がる分は、スイッチの損失となり発熱となる。) 以上の結果から、この半導体スイッチは大電力サイラトロンに匹敵する十分なスイッチン



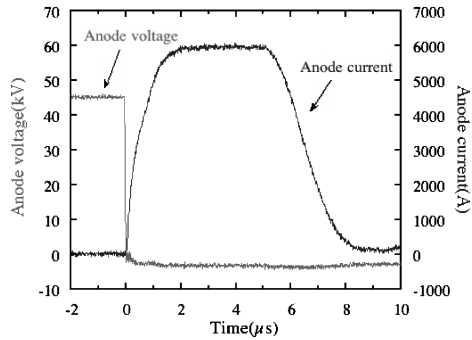


図23 サイラトロンスイッチの電圧・電流波形

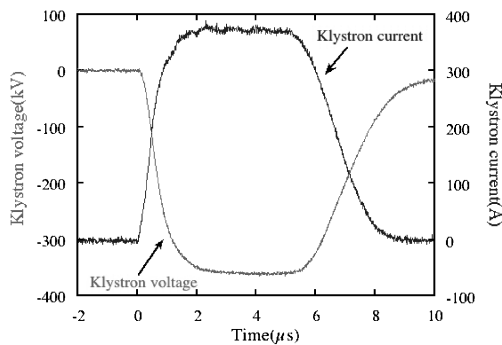


図24 クライストロンの電圧・電流波形

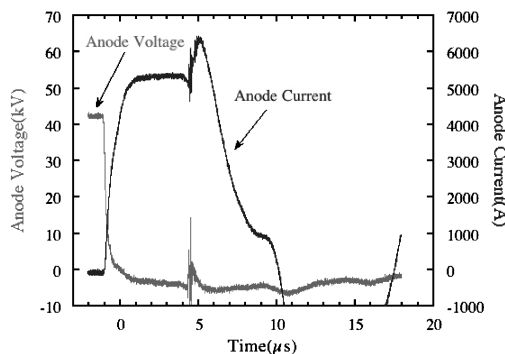


図25 クライストロン短絡時の電圧・電流波形

グ能力があることが確認できた。図24に充電電圧45 kVでのクライストロンの電圧・電流波形を示す。この波形から、ピーク電圧361 kV、ピーク電流376 A、パルス幅6 μsから、ピーク出力電力は136 MWであることが分かる。今までサイラトロンスイッチのみ可能であった100 MW級の大電力パルススイッチングを、今回の半導体スイッチで実現できることが確認できた。

クライストロン負荷で、充電電圧43 kV、繰り返し5 Hzで連続運転試験を行った。累積約57時間、約5 Mショットの連続運転試験を行った後SIサイリスタ素子の特性測定を行ったが、劣化の兆候はなかった。

表5 半導体スイッチの損失とPFN充電電圧の関係

PFN 充電電圧 (kV)	PFN 蓄積 エネルギー (J/pulse)	スイッチ の損失 (J/pulse)	スイッチの損失の内訳		
			分圧抵抗 (J/pulse)	ゲート回路 (J/pulse)	デバイス (J/pulse)
20	162	9.4 (5.8%)	0.98 (10.5%)	0.8 (8.5%)	9.6 (81.0%)
30	365	21.3 (5.8%)	1.92 (9.0%)	0.8 (3.8%)	18.6 (87.2%)
40	648	32.8 (5.1%)	2.77 (8.5%)	0.8 (2.4%)	29.2 (89.1%)
45	820	41.1 (5.0%)	3.10 (7.4%)	0.8 (2.4%)	37.2 (90.7%)

( )内はPFN蓄積エネルギーに対する割合、スイッチの損失の内訳( )内は全損失に対する割合

この間、クライストロン負荷の短絡が1回発生したが問題はなかった。その時の半導体スイッチのアノード電圧・電流波形を図25に示す。

#### 4.3.5 スwitchの損失評価

スイッチの損失は通常アノード電圧・電流波形から求められるが、高電圧、大電流のもとで精度の高い測定は困難なため、ここでは信頼性の高い熱量測定の方法で半導体スイッチの損失を評価した。半導体スイッチの冷却システムはスイッチ本体が入っている絶縁油タンク、ポンプとラジエーターから構成される密閉循環システムである。タンクの入出口の熱電対により油の温度を常時モニターし、その温度差と流量(4.7l/min.)からタンク内に発生した熱量、すなわちスイッチの損失を測定した。この試験では1度の温度差で130 Wのスイッチの損失になる。タンク内の温度が定常となるまでに約1時間の連続運転が必要であった。表5にPFN充電電圧20, 30, 40, 45 kVのときのPFNの蓄積エネルギーとスイッチの損失の関係を示す。PFN充電電圧45 kVでは、タンクの入出口の温度差は、8.5°Cまで上昇し、スイッチの損失が1.1 kWに達する。当然、高い繰り返しでは大きなエネルギー損失になる。表からスイッチの損失がPFN蓄積エネルギーの約5%占めていることが分かる。また、この損失はPFN充電電圧の二乗に、即ち蓄積エネルギーに比例して増加していることも分かった。

スイッチの損失は分圧抵抗、ゲート回路そして素子に分けることができる。分圧抵抗は充電電圧波形から計算し、ゲート回路は基板に送られる電力の実測値から見積もった。その残りを素子の損失とした。表5にそれぞれのPFN充電電圧での損失を示す。充電電圧45 kVでは、素子による損失割合が90%に達し、スイッチの損失は殆ど素子の損失であることが分かる。従って、スイッチの損失の低減には、素子の改善が必

要である。

## 5. ま と め

KEK 電子・陽電子入射器用クライストロン電源の現状について述べた。電源は実用的な設計がなされていてかつ、日々のたゆみない保守活動に支えられて高い稼働率を維持している。電源のトラブルの一番はサイラトロン関連である。これまで蓄積されたデータから、サイラトロンの品質には大きなばらつきがあり問題であることが分かった。しかし、サイラトロンの使い方、保守の仕方を工夫することによって、最小コスト、最大寿命になるよう改善が行われている。

このようなサイラトロンスイッチを用いたパルス電源を改善する技術開発として、サイラトロンスイッチを半導体素子に完全に置き換えることが考えられる。我々は SI サイリスタを使用した半導体スイッチを開発して、サイラトロンスイッチに匹敵する性能があることを実証した。実用化には素子の更なる性能向上が必要である。

今後、より優れた半導体スイッチ素子が開発され、またそれをうまく利用する回路技術もますます発展すると思われる。それによってパルス電源技術は格段の進化を遂げるであろう。

## 謝辞

KEK 電子・陽電子入射器 RF 電源グループの現在のメンバーである、本間博幸氏、中島啓光氏、設楽哲夫氏、福田茂樹氏に感謝します。また永年にわたってご指導を頂いた KEK 名誉教授穴見昌三先生に感謝します。また、文中でも述べた入射器パルス電源の高い稼働率の実現には三菱電機サービスの方々の日々の活動が大きく貢献しました。ここに記して厚く感謝の意を表したい。

半導体スイッチの開発にあたっては、日本ガイシ株式会社の清水尚博氏、小松製作所株式会社の吉田大輔氏、住友重機械工業株式会社の横山和也氏、青木謙一氏に大変お世話になりました。また、ATF グループの方々には試験のご協力を頂きました。この場を借りてお礼を申し上げます。

## 参考文献

- 1) I. Abe et al., "The KEKB Injector Linac", Nucl. Instrum. Meth. A499, 167-190 (2003).
- 2) S. Fukuda et al., "Design and evaluation of a compact 50 MW rf source of the PF linac for the KEKB project", Nucl. Instrum. Meth. A368, 561-571 (1996).
- 3) G. N. Glasoe and J. V. Lebacqz, "Pulse Generators", McGraw Hill, 1948, First Edition.
- 4) H. Honma, T. Shidara, S. Anami and I. Sato, "Upgrade of the PF 2.5-GeV Linac Klystron Modulator for the KEKB", Proc. of the 17th International Linac Conference, 436-438 (1994).
- 5) 佐藤勇編, 「放射光入射器増強計画—KEKB に向けて—」, KEK-Report 95-18, 1996.
- 6) T. Shidara et al., "Klystron Modulator for the KEK 2.5 GeV Linac", Nucl. Instrum. Meth. A279, 423-432 (1989).
- 7) 穴見昌三, 「放射光リニアックの大電力高周源について」, 核理研次期計画電子ライナック・ストレッチャー・ワークショップ報告集, 91-101 (1985).
- 8) 小川雄二郎, 「KEK 電子・陽電子入射器の現状」, 第 6 回加速器学会年会報告集, 12-14 (2009).
- 9) 小川雄二郎, 「KEK 電子・陽電子入射器の現状」, 第 5 回加速器学会年会, 第 33 回リニアック技術研究会報告集, 34-36 (2008).
- 10) 飯島 仁, 本間博幸, 設楽哲夫, 穴見昌三, 「大電力クライストロンモジュレーター内サイラトロンのリザーバー電圧調整法」, 第 16 回リニアック技術研究会報告集, 139-141 (1991).
- 11) 明本光生, 本間博幸, 設楽哲夫, 穴見昌三, 「KEK 8 GeV リニアックでのサイラトロン使用状況」, 第 26 回リニアック技術研究会報告集, 213-215 (2001).
- 12) 明本光生, 本間博幸, 中島啓光, 設楽哲夫, 穴見昌三, 「KEK 8 GeV リニアックでのサイラトロン使用状況」, 第 27 回リニアック技術研究会報告集, 317-319 (2002).
- 13) 明本光生, 本間博幸, 中島啓光, 設楽哲夫, 福田茂樹, 「KEK 8 GeV リニアックでのサイラトロン使用状況」, 第 28 回リニアック技術研究会報告集, 321-323 (2003).
- 14) 明本光生, 本間博幸, 中島啓光, 設楽哲夫, 福田茂樹, 「KEK リニアックに於けるサイラトロンの現状」, 第 2 回加速器学会年会, 第 30 回リニアック技術研究会報告集, 追加原稿, 2005.
- 15) N. Shimizu et al., "4 kV Reverse Conducting Static Induction Thyristor," 10th SI Device Symposium, SSID-97-6, 1997.
- 16) 明本光生, 穴見昌三, 本間博幸, 清水尚博, 吉田大輔, 「SI サイリスタスイッチを使用した大電力クライストロンパルス電源の開発」, 第 24 回リニアック技術研究会報告集, 101-103 (1999).
- 17) 明本光生, 本間博幸, 穴見昌三, 「クライストロン電源用 45 kV, 6 kA 半導体スイッチの開発」, 第 25 回リニアック技術研究会報告集, 86-88 (2000).
- 18) M. Akemoto, K. Aoki, Y. Yokoyama and N. Shimizu, "Development of a Solid-State Switch for Klystron Pulse Modulators", Proc. of the 21st International Linac Conference, 202-204 (2002).
- 19) 横山和也, 青木謙一, 清水尚博, 明本光生, 「クライストロン電源用半導体スイッチの開発」, 第 26 回リニアック技術研究会報告集, 101-103 (2001).
- 20) 森田成基, 竹田誠之, 早野仁司, 「インバータ電源を用いたクライストロン変調器の試運転」, 第 23 回リニアック技術研究会報告集, 255-257 (1998).