

ミニチュアパルスパワー電源の開発とその応用

2009 年 3 月

熊本大学大学院 自然科学研究科

上野 崇寿

論文概要

本研究の目的は、上述のパルスパワー応用のために必要な高繰り返しかつコンパクトなパルスパワー発生装置を開発することである。従来のパルスパワーの応用として、プラズマへの生成が広く行われており、高密度プラズマ放射による極端紫外光源や高エネルギー粒子ビーム生成など、その動作領域は数十 kV 以上の高電圧と数十 kA から数 MA の大電流であった。しかし近年、マイクロメートル領域の微小空間においてプラズマを生成し、利用するといったマイクロプラズマと呼ばれる新たな分野に注目が集まっている。マイクロプラズマは、大きな表面積/体積比に起因する高効率なマイクロ反応場形成や高密度媒質中におけるプラズマの新たな物性発掘等、従来のプラズマでは成し得なかった応用が可能である。

プラズマをパルスで生成するための電源には、放電を開始できるような高電圧の発生とパルス発生のための高速なスイッチング素子が必要である。プラズマ生成のための電気エネルギーを微小な空間領域に集中させ、かつ効率よくプラズマに吸収させるようにしなければならない。特に損失を上回る速度で電気エネルギーを注入してプラズマを発生させる必要がある。従って、これら新規分野におけるプラズマ生成を行う場合、プラズマと電源回路のそれぞれが一体となったコンパクトなシステムを構築することが望まれる。回路のインダクタンスや静電容量は装置の幾何学的な構造に依存するので、集積化されたシステムとすることの利点は大きい。また、抵抗などで構成されるプラズマのインピーダンスが小さいので、それに対応して電源の内部インピーダンスも小さくしなければならないという条件を満足させるためにも必要となる。

従来、パルスパワーに用いられてきたスパークギャップスイッチやサイラトロンといった放電スイッチは、放電によってターンオンが行われるため、電極の摩耗、劣化による耐電圧の減少、スイッチング時間並びにインピーダンスの変化、外部トリガの高い電力消費といった点において、高繰り返し動作には不向きである。一方、半導体デバイスは、これら放電スイッチの諸問題の解決が可能であるが、スイッチングの電氣的な基本特性が大きく劣る。そこで、本研究では、新たな分野の負荷の要求に応えた半導体デバイスを用いた 2 つのパルスパワー電源、小型マルクス発生器並びに小型磁気圧縮パルスパワー発生装置を開発した。

小型マルクス発生器の開発においては、半導体デバイスの 1 つである接合型トランジスタを用いて、ブレイクダウン状態で素子を利用することで、高速かつ大電流のスイッチングを可能とした。ブレイクダウンは、トランジスタのコレクターエミッタの端子間に高電圧を印加することで発生できるが、この時に電流を制限することで繰り返し動作が可能となる。トランジスタには一般に市販されている素子を使用するのであるが、通常のデータシートからブレイクダウン状態における電気特性を把握することは困難である。そこで、

一般市販されているトランジスタのブレイクダウン状態における電気的特性の解明を行い、その基本特性からマルクス発生器の作製を試みた。従来、マルクス発生器内のスパークギャップスイッチをトランジスタに置き換え、ブレイクダウン状態を発生させることで、高繰り返しかつ、立上がりの高速なパルスを出力することが可能である。

一方、小型磁気圧縮パルスパワー発生装置の開発においては、ディスクリット型のサイリスタをスイッチング素子として使用している。単体当たりの電気容量は小さいものの、直並列化することで、大電流及び高速スイッチングを図っている。通常では、電流駆動型であるサイリスタを並列化することは、単一の素子への電流集中が起こり破壊に至るため、困難であるが、可飽和インダクタと組み合わせることで、素子へのスイッチング電流の均一化だけでなく、スイッチングインピーダンスの低減による高速動作を実現している。本研究では、直並列化時の電気的特性並びに小型磁気圧縮パルスパワー発生装置の設計、作製を行った。

パルスパワーは大電流・高電圧を伴うため、そのシステム構成材の物性に関する基礎は従来の高電圧工学で取り扱った内容と共通することが多いが、パルスの圧縮・伝送制御・計測には新しい技術の導入が必要で研究すべき課題も多々ある。このように高繰り返し動作ができ、長寿命かつコンパクトなパルスパワー発生装置の開発で得られた半導体パワーデバイスのパルスパワー発生回路への適用技術や発生装置の小型化によるパルスパワーの制御技術は、プラズマ応用機器の実用化に多大な貢献をもたらすものと考えられる。

目 次

第 1 章	序論	1
第 2 章	パルスパワー	3
2.1	はじめに	3
2.2	パルスパワーの発生	5
2.2.1	誘導性エネルギー蓄積方式	6
2.2.2	容量性エネルギー蓄積方式	7
2.3	パルスパワーの発生におけるスイッチ技術	8
2.3.1	オープニングスイッチ	8
2.3.2	クロージングスイッチ	9
2.4	マイクロプラズマ	10
2.4.1	マイクロプラズマの概念	10
2.4.2	マイクロプラズマの生成	11
2.4.3	プラズマ生成のための電源	12
第 3 章	マルクス発生器	13
3.1	はじめに	13
3.2	マルクス発生器	13
3.2.2	マルクス発生器の動作原理	13
3.3	まとめ	15
第 4 章	接合型トランジスタ (Bipolar Junction Transistor : BJT)	16
4.1	はじめに	16
4.2	BJT の適用	16
4.3	ブレイクダウン現象	20
4.3.1	BJT の基本動作	20
4.3.2	ツェナーブレイクダウン現象とアヴァランシェブレイクダウン現象	23
4.4	ブレイクダウン特性試験	25
4.4.1	ブレイクダウン特性試験回路及び測定方法	25
4.4.2	ブレイクダウン電圧試験	27
4.4.3	BJT ブレイクダウンの個体差	31
4.4.4	BJT 容量特性試験	34
4.5	まとめ	40
第 5 章	ミニチュアマルクス発生器の作製	42
5.1	マルクス発生器の小型化	42
5.2	ミニチュアマルクス発生器の作製	42
5.2.1	シングルマルクス発生器の作製	42

5.2.2	デュアルマルクス発生器の作製	44
5.2.3	ナノ秒パルス幅マルクス発生器の作製	48
5.2.4	30 ステージシングルマルクス発生器の作製	50
5.2.5	SMD(Surface Mount Device)マルクス発生器の作製	52
5.3	マイクロプラズマジェットの生成	54
5.4	まとめ	57
第 6 章	磁気パルス圧縮(Magnetic Pulse Compression : MPC)	58
6.1	はじめに	58
6.2	MPC の原理	58
6.3	磁気スイッチ	62
6.3.1	磁気スイッチの原理	62
6.3.2	電圧時間積	62
6.4	電力用半導体スイッチ	65
6.5	磁気アシストを用いた半導体素子の特性試験	68
6.5.1	試験装置と試験方法	68
6.5.2	試験結果	70
6.5.3	スイッチングインピーダンスの導出	73
6.6	まとめ	75
第 7 章	小型磁気パルス圧縮電源の作製	76
7.1	はじめに	76
7.2	パルスパワー発生装置のシステム構成	76
7.3	パルスパワー発生装置の回路構成	78
7.3.1	初段パルス発生回路	78
7.3.2	パルス圧縮回路	79
7.4	小型磁気パルス圧縮電源の設計	80
7.4.1	電源の開発仕様	80
7.4.2	電源パラメータの決定	82
7.5	小型磁気パルス圧縮電源の作製	86
7.5.1	回路構成素子	86
7.6	小型磁気パルス圧縮電源動作試験	90
7.6.1	実験方法	90
7.6.2	実験結果	90
7.6.3	放電負荷	92
7.6.4	水中ストリーマ状放電プラズマの生成	94
7.7	まとめ	97
第 8 章	小型パルスパワー発生装置総括	98

謝辭	101
----------	-----

参考文献	102
------------	-----

第1章 序論

パルスパワーとは時間的空間的に圧縮された電磁エネルギーのことをいう。例えば 1J のエネルギーを 1 秒間出力すれば 1W の電力となるが 1 μ 秒の短時間に出力すれば 1MW となる。このようにパルスパワーは、エネルギー量に対して非常に大きな瞬時電力が得られ、極限状態を利用することができる。極限状態を利用するという点において、プラズマへの応用が広く研究されているが、エネルギーの蓄積と放出を利用したシステムという広い意味では、蓄電池やスーパーキャパシタを利用したハイブリッド自動車等もパルスパワー応用の 1 つであると言える。ハイブリッド自動車にパワーエレクトロニクス技術が広く応用されていることは周知の事実であり、半導体パワーデバイスのパルスパワー技術への応用は既に行われていると考えることもできる。

しかし、プラズマ生成を目的としたパルスパワー技術に目を向けると、状況は若干異なってくる。従来、パルスパワー電源のプラズマ応用において、高密度プラズマ放射による極端紫外光源^[1]や高エネルギー粒子ビーム生成^[2]など、その動作領域は数十 kV 以上の高電圧と数十 kA から数 MA の大電流であった。しかし、近年のパルスパワーによるプラズマ生成は、パルスアーク放電やパルスストリーマ放電による衝撃波の発生を利用した殺菌^[3]や水処理、排気ガス浄化^[4-6]、オゾン生成^[7]など、比較的エネルギーの小さなパルスを高繰り返しで発生することに主眼が置かれつつある。最近では医学・薬学・生物学など、全く新しい分野への応用も試みられており、なかでも微小空間におけるマイクロプラズマは、大きな表面積/体積 (S/V) 比に起因する高効率なマイクロ反応場形成^[7-9]や高密度媒質中におけるプラズマの新たな物性発掘等^[10]、その新規性により注目を集め、多くの研究が推進されるようになってきている。

プラズマをパルスで生成するための電源には、放電を開始できるような高電圧の発生とパルス発生のための高速なスイッチング素子が必要である。プラズマ生成のための電気エネルギーを微小な空間領域に集中させ、かつ効率よくプラズマに吸収させるようにしなければならない。特に損失を上回る速度で電気エネルギーを注入してプラズマを発生させる必要がある。従って、これら新規分野におけるプラズマ生成を行う場合、プラズマと電源回路のそれぞれが一体となったコンパクトなシステムを構築することが望まれる。回路のインダクタンスや静電容量は装置の幾何学的な構造に依存するので、集積化されたシステムとすることの利点は大きい。抵抗などで構成されるプラズマのインピーダンスが小さいので、それに対応して電源の内部インピーダンスも小さくしなければならないという条件を満足させるためにも必要となる。

本研究の目的はパルスパワー応用のために必要な長寿命かつコンパクトなパルスパワー発生装置を開発することである。従来、パルスパワー発生装置に利用されるスイッチは、高耐圧・大容量で高速動作が可能なギャップスイッチやサイラトロンといった放電スイッチが主流であった。しかし、それらのスイッチで高繰り返し動作を行う場合、寿命とメン

メンテナンスの問題が非常に深刻となってくる。一方、半導体パワーデバイスは耐圧や動作速度など、スイッチの基本特性では放電スイッチに及ばないものの、長寿命、メンテナンスフリーなど、高繰り返し動作に適した多くの資質を有するスイッチである。そこで本研究では、半導体パワーデバイスの 1 つである接合型トランジスタ(Bipolar Junction Transistor : BJT)を用いた小型マルクス発生装置、並びにサイリスタを使用し、全固体素子化された小型磁気圧縮パルスパワー発生装置の 2 種類の小型パルスパワー発生装置の開発を行った。小型マルクス発生装置において、BJT の通常状態での使用では、IGBT や SIT といった他の大容量半導体パワーデバイスと比較して、耐電圧やスイッチング速度等のスイッチング特性における優位性は殆ど持っていないが、BJT にアバランシェブレイクダウン現象を発生させることで、ナノ秒オーダーのスイッチングが可能となり、立ち上がりの高速なパルスを出力することができる。一方、小型磁気圧縮パルスパワー発生装置の開発においては、ディスクリット型のサイリスタを直並列化することで、大電流及び高速スイッチングを図っている。通常では、電流駆動型であるサイリスタを並列化することは、単一の素子への電流集中が起こるため困難であるが、可飽和インダクタと組み合わせることで、素子へのスイッチング電流の均一化だけでなく、スイッチングインピーダンスの低減による高速動作を可能としている。

このように高繰り返し動作ができ、長寿命かつコンパクトなパルスパワー発生装置の開発で得られた半導体パワーデバイスのパルスパワー発生回路への適用技術や発生装置の小型化によるパルスパワーの制御技術は、プラズマ応用機器の実用化に多大な貢献をもたらすものと考えられる。

第2章 パルスパワー

2.1 はじめに

パルスパワー^[10-12]とは、時間的、空間的に圧縮することで得られる、高密度で高出力な電力やエネルギーの総称である。パルスパワーの時間的圧縮の様子を描いた概念図を図2-1に示す。小さな電力で蓄えたエネルギーを蓄積時間よりも十分短い時間で放出すると、エネルギーは圧縮され、パルス状の大電力が得られる。パルスパワーには、大電力である、立ち上がり時間が短い、パルス幅が短い、狭い空間に大電力を供給できる、といった特徴がある。パルスパワーは一次エネルギー変換として、高エネルギー密度プラズマの生成、高強度電子ビームおよびイオンビーム生成、電磁加速器による物体の加速、放電、超強電磁場の生成などに利用される。これらを用いた二次エネルギー変換として、高温高密度プラズマからの軟 X 放射、パルス放電による有害化学物質の除去、高強度電子ビームを用いて生成されるバーカトール(仮想陰極)からのマイクロ波放射が挙げられる。表2-1にパルスパワーの応用例を示す^[10]。これらの応用例の殆どが数 k~MA 級の大電流、数十 k~数百 kV 級の高電圧の必要とする。

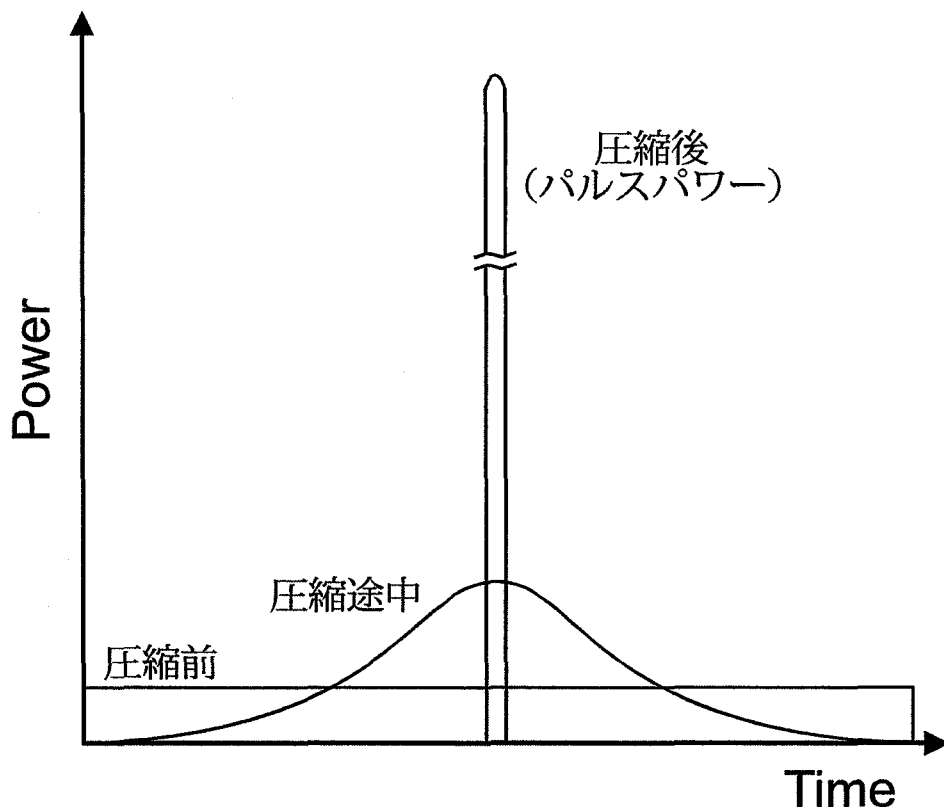


図 2-1 パルスパワーの概念図

表 2-1 パルスパワーの応用例

	一次エネルギー変換	二次エネルギー変換	パルスパワー応用分野
パ ル ス パ ワ ー	高エネルギー密度 プラズマ(ガスパフ Z ピンチ, レーザ生 成, ライナ圧縮, 細 線ピンチ, キャピラ リーピンチ)	X 線	軟 X 線リソグラフィー, 軟 X 線顕微鏡, X 線レーザ, 物質処 理, 光源, 医用, マイクロマシ ーン
		中性子	中性子ラジオグラフィー, 炉材 料テスト, 結晶構造解析, 医用
		核融合	核融合発電
		超強磁界	物性研究
			プラズマ壁相互作用
	電子ビーム	マイクロ波・ミリ 波(バーカトル, ジャイラトロン, 後進波発振器, 相 対論的マグネトロ ン)	加速器, プラズマ加熱, レーザ, レーダ, マイクロ波送電, 大気 電離, 殺菌
		放電	レーザ, 大気環境浄化
		自由電子レーザ, X 線	
			塗装はく離
	イオンビーム(磁界 絶縁型, 電子ピンチ 型, 電子反射 3 極管 型)	プラズマ	核融合発電, 材料開発
			表面改質, インプランテーショ ン
	電磁加速器 (レールガン, コイ ルガン, エレクトロ サーマルガン)	プラズマ	衝突核融合発電
		超高圧	材料開発, 物性研究
			ロケット発射, 宇宙塵衝突シミ ュレーション
	放電	励起, 化学反応	レーザ, 大気環境浄化, 薄膜生 成, オゾナイザー, 光源
	超強電磁界		電磁成形加工, 鉍物分離, 岩石 破壊

2.2 パルスパワーの発生

パルスパワーは、電気エネルギー、運動エネルギーあるいは化学エネルギー等の形で蓄積されたエネルギーを短時間に取り出すことによって発生できる。また一度パルス化した電力をパルス圧縮、あるいはパルス重畳の手段により、さらに大電力化することが可能である。

電氣的エネルギーによるパルスパワー発生には、エネルギーを磁界の形でインダクタ中に蓄える誘導性エネルギー蓄積方式と、電界の形でコンデンサ中に蓄える容量性エネルギー蓄積方式がある。両者の持つ特徴を表 2-2 に比較する^[11]。

表 2-2 エネルギー蓄積方式による比較

	容量性エネルギー蓄積方式	誘導性エネルギー蓄積方式
エネルギー蓄積方式	コンデンサ	インダクタ(コイル)
蓄積エネルギー	誘電エネルギー $(CV^2)/2$	誘導エネルギー $(LI^2)/2$
エネルギー蓄積時間 (自己放電時間)	10^5sec 以上 (油コンデンサ) 10^{-5}sec 程度 (純水コンデンサ)	数 sec 以上 (常温 Cu コイル) 10^{12}sec 程度 (超伝導コイル)
エネルギー密度	10^5J/m^3 程度	10^7J/m^3 程度
エネルギー/質量	10^2J/kg 程度	10^4J/kg 程度
エネルギー取り出し	短絡スイッチ	開放スイッチ
特色	高効率で制御が容易 低電力源での充電可能	高エネルギー密度 高電圧発生が可能
価格	比較的高価	低価格が期待できる
開発状況	完成度が高い	開発段階にある (開放スイッチが不十分)

2.2.1 誘導性エネルギー蓄積方式^[11]

誘導性エネルギー蓄積方式では、キャパシタに充電した後にオープニングスイッチをクロー징させておくことによってインダクタに電流の 2 乗に比例したエネルギーを蓄積させる。そしてオープニングスイッチをオープンさせると同時にクロー징スイッチをクローズさせることによって電流を負荷に転送する。その回路図を図 2-2 に示す。この場合電流は変化せず、電圧が誘導電圧分だけ増加するので、この方式は電圧増幅器とみなせる。

エネルギーは媒質中に磁界のエネルギーとして蓄積されるが、媒質中の単位体積あたりのエネルギー密度 $u[\text{J/m}^3]$ は

$$u = (1/2)HB \quad (2-1)$$

であり、 $B = \mu H$ より、

$$u = B^2/2\mu \quad (2-2)$$

となる。B, H, μ はそれぞれ媒質中の磁束密度、磁界、透磁率である。

また、単位質量あたりの蓄積エネルギー $U_w[\text{J/kg}]$ は

$$U_w = (B^2/2\mu)\pi r^2/M \quad (2-3)$$

となる。ここで π , r , M はそれぞれ円周率、インダクタの半径、インダクタの単位長さあたりの質量である。

インダクタンスによって発生できる磁界（磁束密度）は通常電流による発熱や電磁機械力などにより制限を受ける。今のところ比較的容易に得られる磁束密度は 5 T 程度である。電磁機械力を考慮したインダクタンスの蓄積エネルギー密度は約 $1 \times 10^7 \text{ J/m}^3$ 以上となり、キャパシタに比べて約 1 桁大きい値になる。

誘導性エネルギー蓄積方式によるパルスパワー発生装置は容量性蓄積方式によるものに比べて重量で 1/270、体積で 1/1000 と非常にコンパクト、軽量である。しかし、誘導エネルギー蓄積方式によるパルスパワー発生装置には、インダクタからのエネルギーを負荷に転送するための大電流を高速で遮断できるオープニングスイッチの技術がまだ確立されていないのが現状である。

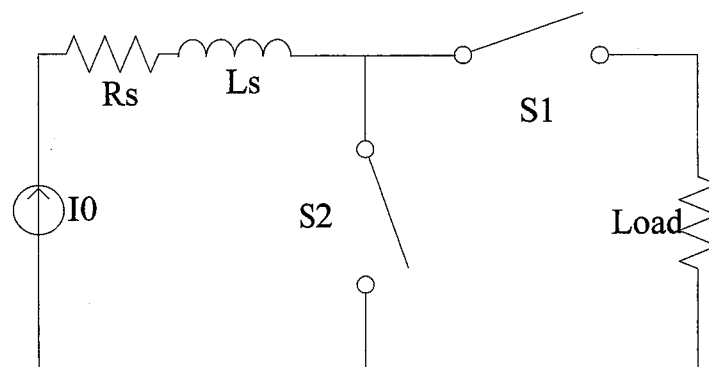


図 2-2 誘導性エネルギー蓄積方式の基本回路図

2.2.2 容量性エネルギー蓄積方式^[1]

容量性エネルギー蓄積方式では、キャパシタを用いて、電流によって誘電体媒質中に電界のエネルギーとして充電を行った後にクロー징スイッチによって低インピーダンス負荷へ大電流、高電圧を印加する。この場合での電流は充電電流から放電電流へ増加するための電流増幅器と見ることもでき電圧はそのまま電流のみがパルス圧縮される。回路図を図 2-3 に示す。エネルギーは誘電体媒質中に電界のエネルギーとして蓄積されるが、媒質の単位体積あたりのエネルギー密度 $u[\text{J/m}^3]$ は

$$u = (1/2)DE \quad (2-4)$$

となる。さらに、 $D = \epsilon E$ より

$$u = (1/2)\epsilon E^2 \quad (2-5)$$

となる。D, E, ϵ はそれぞれ電束密度、電界密度、誘電率である。

単位質量あたりのエネルギー密度 $U_w[\text{J/kg}]$ は、誘電体の密度 $\rho [\text{J/kg}]$ を使って

$$U_w = \epsilon E^2 / 2\rho \quad (2-6)$$

となる。実際のキャパシタのエネルギー密度を評価する場合は、電極や指示物体の質量を考慮する必要がある。エネルギー密度を大きくするには、比誘電率が大きく、絶縁耐力の高い誘電体が必要である。

エネルギー蓄積用として主に用いられるフィルムキャパシタの誘電体に関して現在のところ電界強度が $200 \text{ V}/\mu\text{m}$ 程度、比誘電率として 4 程度が可能となっている。したがって、エネルギー密度としては約 $7 \times 10^5 \text{ J/kg}$ が得られている。また、容量性エネルギー蓄積方式の典型的な例としてマルクス発生器が挙げられる。パルスパワー発生方法において“容量性エネルギー蓄積”と“誘導性エネルギー蓄積”という言葉を使うが、前者はコンデンサを用いている点ではすべてのパルスパワー発生システムに当てはまるが、特にマルクス発生器やマルクス発生器とパルス形成線路によるパルスパワー発生装置を意味することがあり、一方、後者は、コンデンサバンク+オープニングスイッチによるパルスパワー発生装置を意味することがある。

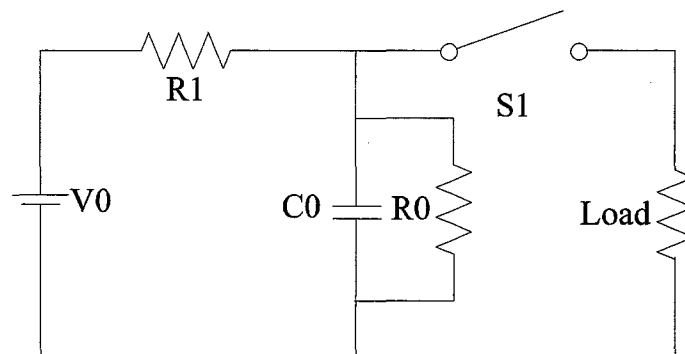


図 2-3 容量性エネルギー蓄積方式の基本回路図

2.3 パルスパワーの発生におけるスイッチ技術

パルスパワー発生装置において、スイッチ技術は非常に重要であり、特に誘導性エネルギー蓄積方式においては、スイッチによって性能が決まるといっても過言ではない。

スイッチにはオープニング動作をするものとクロージング動作をするものの 2 種類があり、以下にそれぞれについて述べる。

2.3.1 オープニングスイッチ^[12]

誘導性エネルギー蓄積方式によるパルス圧縮には、オープニングスイッチが必要である。オープニングスイッチはその動作過程において、プレパルスの抑制、誘導エネルギー貯蔵、パルスの高速化、そしてパルス圧縮による出力の増幅を行い、パルスパワーを発生する。オープニングスイッチに望まれる特性は、大電流を導通可能であること、高速に電流を遮断可能であること、オープニング動作の高繰り返し化のために使用前の状態にすばやく戻れるということ、などがある。本研究室では、オープニングスイッチとしてヒューズ、プラズマオープニングスイッチ、半導体オープニングスイッチ(SOS)を用いたものがある。それらの簡単な説明を以下に示す。

● ヒューズ

ヒューズに電流を流すとジュール熱により固体から液体、そして気体へと変化し、そのとき生じる大きな抵抗変化をオープニングスイッチとして利用する。しかし、ヒューズの気化する際の膨張により気体密度が低下し、プラズマ状態へと変化した気体を通じて、電流が再び流れる“リストライク”という現象を生じる。そのことを防ぐため、周囲媒質として水や高圧気体等を用いて気体の絶縁耐力を保持する。単発動作であるという欠点があるが、材質や形状により導電時間を調整できるため広く用いられる。

● プラズマオープニングスイッチ

このスイッチは数十 ns という短時間電流を流し、その後数 ns の間に電流を遮断する。動作時間が短いことからパルスパワーをさらに圧縮するために用いられる。真空伝送線路の途中に、外から高密度で流速の速いプラズマを入射して、伝送線路を伝播してくるエネルギーをパルス圧縮する。このとき、伝送線路はインダクタとして働く。導通できる電流値及び抵抗変化率のいずれも大きく、理想的なオープニングスイッチであるが、高繰り返しが要求されるような場面では、適用が困難である。

● 半導体オープニングスイッチ

オープニングスイッチの中では最も新しく、今後期待されるスイッチの 1 つである。このスイッチは PN 接合ダイオードの逆方向電流遮断を利用して負荷にエネルギーを転送するものである。電流値、電圧値共にプラズマオープニングスイッチには及ばないが、半導体であることからプラズマのような不確定な要素を持たず、信頼性が高く、高繰り返し動作が可能である。

2.3.2 クロージングスイッチ^[12]

クロージングスイッチは、すべてのパルスパワー発生装置および負荷へのエネルギー転送にとって重要な役割を持つ。スイッチの役割によって要求される特性は異なるが、クロージングスイッチに望まれる特性として、要求される電圧でクロージングすること、十分な電流と電荷を通過させること、クロージング時のインダクタンスと抵抗が小さいこと、クロージング過程のスイッチにおける電圧低下が速い、即ち立下り時間が短いこと、などがある。実際のクロージングスイッチとしては、トリガトロン型、電界歪型、沿面放電スイッチ等がある。以下にそれぞれの場合について簡単に説明する。

- トリガトロン型ギャップスイッチ

一方の放電電極の軸上に、トリガトロンと呼ばれる金属ピンを放電電極と絶縁した状態で埋め込んであり、トリガピンにトリガパルスを印加することでスイッチを閉じることができる。トリガピン及び主電極のエロージョンが大きいいため高電圧、大電流のスイッチングにはあまり用いられないが、構造が単純でトリガ電圧が比較的低いことから、主に小型の装置に用いられる。

- 電界歪型ギャップスイッチ

電界歪型は、対向する主電極間にトリガ電極として第三の電極を設けた構造をしている。トリガ電極に高電圧を印加し、一方の主電極とトリガ電極間に高い電界がかかるように放電させることで、残りの主電極とトリガ電極も高電界となり放電する。ジッタを数十 ns と小さくでき、電極の消耗も比較的小さいことから大型の装置に用いられる。

- 沿面放電スイッチ

固体と真空、または、固体とガスの間の境界面で生じる沿面放電を利用した放電スイッチで、放電路が沿面に沿った比較的広い領域で生じることから、低インダクタンスで浮遊容量が小さいスイッチングが期待できる。しかし、放電開始電圧が不安定であり、また、トリガによる始動が難しいことから、パルス形成線路のプレパルススイッチなど特殊な応用に限られている。

2.4 マイクロプラズマ

上述のように、プラズマを利用した技術は産業の基盤技術として必要不可欠なものになっている。また、一般的にそれらのプラズマには大容量であることが要求されている。

一方、近年、プラズマの大型化とは逆に、微小空間にプラズマを生成し利用するといったマイクロプラズマと呼ばれる新たな分野が進展してきている。

マイクロプラズマでは大きな表面積/体積 (S/V) 比に起因する高効率なマイクロ反応場形成や高密度媒質中におけるプラズマの新たな物性発掘等、その新規性より注目を集め、多くの研究が推進されるようになってきている^[7,8]。このマイクロプラズマは、その用途として微小・微量な材料の加工やその化学分析やプラズマ機能デバイスなど、多岐にわたる応用技術が挙げられており^[9]、近い将来には多くの新産業を創出する可能性を秘めている。このように多くの期待がよせられているマイクロプラズマであるが、本節では、その概念及び生成、そして生成の為の電源について述べる。

2.4.1 マイクロプラズマの概念

プラズマは電子とイオンから構成され、電気的に中性な状態であり、エネルギーの高い荷電粒子による物理的作用や、化学的に活性なラジカルと呼ばれる粒子による化学的作用も利用して、さまざまな応用に使われている^[13]。薄膜を形成し、それを微細に加工して高機能な半導体デバイスを作る成膜やエッチングなど、先端技術にプラズマが用いられている。これを μm オーダーの大きさのレベルで作製し、新しい応用とプラズマ物理の学問体系を構築しようとするのがマイクロプラズマの研究である。そのために、これまでに使われているプラズマ発生装置の寸法を、単純にすべて小さくしてゆくだけで実現できるのであれば問題はない。しかし、実際には実験室で利用されている多くのプラズマ装置では、プラズマの大きさは 20cm 程度かそれ以上である。一方、この寸法に対してマイクロプラズマはおよそ 1/1000 の大きさ程度となる。このような大きさの違いから、プラズマの特性やその発生方法には、これまでとまったく違う課題の存在や発想の転換が必要であることがわかる。

一般にプラズマを発生するもっとも簡単な方法は、低気圧の気体中で電極間に高電圧を加えて放電させるものである。このとき電流を制御するとストリーマ状放電と呼ばれるような放電が得られ、そのなかでプラズマは陽光柱と呼ばれる領域である。プラズマ発生のための電源には直流、交流、高周波、パルスのいずれかが使われる。プラズマは電極に直接接触れることになるが、電極を使わない放電の方式もある。このためには絶縁物でできた放電容器の外側に電極を取り付け、静電容量を介して電流を流すか、あるいは時間変化する磁界により電圧を誘起して放電を生じさせる。プラズマを作るには、再結合などの損失過程に打ち勝って十分な数の電子を効率よく発生することが必要である。放電の進展と維持に必要な電子をどのようにして作るかにより、さまざまなプラズマの発生法が考えられている。例えば、フィラメントを加熱して熱電子を供給する方法、高周波電磁界で放電空間に電子を効果的に閉じ込める方法などがある。また、指向性エネルギービームである大

出力のレーザや電子ビームを収束させ、これを気体に照射してプラズマを発生する方法もあるが、ここでは放電によるプラズマの発生を考えることとする。

2.4.2 マイクロプラズマの生成

寸法がミクロンオーダーのマイクロプラズマを作ろうとする場合、寸法が微小であるため、従来のプラズマ装置では考えられなかったこと、あるいは技術的に困難であった制限が取り除かれるという利点がある^[13]。このためマイクロプラズマの生成では自由な発想と着想を生かすことが可能である。具体的には次のように多くの自由度と選択肢が考えられる。つまり

①放電形態

②プラズマにする媒質

③微小なプラズマ容積に効率良く電力を注入する手法

等である。まず、マイクロプラズマを作るための放電形態は、大きく分けて次の 3 種類に整理することができる。それらについて微小な寸法に制限する方法から、ここではエネルギーを集中する方式、空間を制限する方式、媒質を制限する方式の 3 つの方式にわけることができる。

エネルギーを集中する方式では、電気エネルギーを空間的に集中して放電させ微小なプラズマを作るものである。針状電極の先端では電界集中により高電界となるので、容易に放電が進展する。このとき電極には高周波電磁界を導入しても良い。この方法は電力を伝送するリード線の先端に微小な電極を取り付ける構造となるので、空間の自由な位置にマイクロプラズマを発生できる利点がある。プラズマとなる物質は電極周辺に存在する媒質により決められる。また、大出力レーザ光を集束させるレーザプラズマもこの方式である。

空間を制限する方式では固体壁などにより放電する空間を物理的に制限し、微細な寸法のプラズマを作るものである。この方法はプラズマの制御が容易で、形状を自由に設定できるなどの特長がある。身近な例では、プラズマ・ディスプレイ・パネルの画素を構成する個々のプラズマがある。実用的に応用されている従来のプラズマの大部分は、放電容器の中で作られるので空間を制限する方式である。この場合には、プラズマを取り囲む固体壁による影響を無視して扱っても大きな問題は生じないが、マイクロプラズマでは固体壁の影響に注意する必要がある。一般的に物質を小さくしてゆくと、その体積に対する表面積の比が大きくなり、表面での現象が重要になることが知られている。これはプラズマの場合も同様で、固体壁における再結合などによる荷電粒子の損失、壁面の損傷、不純物の発生のように好ましくない問題が生じる。しかしながら、プラズマと固体壁との相互作用は、電子放出、表面での帯電、分子の吸着・脱着などの現象を有効に利用できる可能性もある。

微小な物質を電極間に置いて放電させる形式は、マイクロプラズマでのみ適用できる方法である。このとき媒質となる物質として、それ自身で微小な構造を維持できるものが必

要である。すなわち、液体であれば液滴、固体であれば粉体を構成する微粒子、気体であれば高速の微細な気体流がそれぞれ適当な媒質となる。この方法ではプラズマを作るには気体からという従来の概念が取り除かれ、ほとんどの物質からマイクロプラズマを作ることができるようになる。

2.4.3 プラズマ生成のための電源

マイクロプラズマではプラズマとなる物質に対する制限が大幅に緩和される。大きさが数 cm オーダーである従来のプラズマでは気体が使われるという考えからすれば、固体や液体をそのまま用いてプラズマにすること^[13]は非常に困難であった。なぜなら、それらを構成する原子数は気体の場合に比べてはるかに大きいこと、さらに熔融・気化という相転移の過程を経て気体の状態にしなければならないことから、プラズマに進展させるためには膨大な電気エネルギーが必要となるからである。あえて試みるならば、粉体や霧の状態にして放電容器のなかでプラズマにする方法が考えられる。これに対して、寸法がミリメートル以下でミクロンオーダーのプラズマであるならば、物質の状態が液体や固体でも問題はなくなる。これが先に述べた媒質制限型のマイクロプラズマである。このように気体以外の物質を自由に使える点は、マイクロプラズマの大きな特長である。

これまでのプラズマ装置では高価な真空排気装置を必要とする場合が多い。しかしながらマイクロプラズマでは、プラズマ周辺の雰囲気についての条件が緩和され、また、大気圧放電が積極的に利用されている。これまで大気圧の条件下では一様な放電を実現することが困難であったが、微小な形状とすることによって解決されつつある。放電の開始と維持には電子が大きな影響を与えるので、電子数を自由に制御できれば極めて効果的である。マイクロプラズマでは電極材料などで電子の発生を積極的に制御することが行われる。

マイクロプラズマを生成するための電源では、直放電を開始できるような高電圧の発生とパルス発生のための高速なスイッチング素子が必要である。プラズマ生成のための電気エネルギーを微小な空間領域に集中させ、かつ効率よくプラズマに吸収させるようにしなければならない。特に損失を上回る速度で電気エネルギーを注入してプラズマを発生させる必要がある。プラズマ自身が微小な寸法であるので、電源もできる限り小さなものとするべきである。マイクロプラズマの実用的な応用を考えるうえで、プラズマが微小であるという特長は、プラズマ装置全体としても小さくできるという利点によって、さらに大きく生かされる。

さらには、マイクロプラズマと電源回路のそれぞれが一体となったコンパクトなシステムを構築することが望まれる。回路のインダクタンスや静電容量は装置の機械的な構造に依存するので、集積化されたシステムとすることの利点は大きい。抵抗などで構成されるプラズマのインピーダンスが極めて小さいので、それに対応して電源の内部インピーダンスも小さくしなければならないという条件を満足させるためにも必要となる。従来のように電源から伝送線やケーブルを用いてプラズマ発生装置に電力を供給するという考え方を改める必要がある。

第3章 マルクス発生器

3.1 はじめに

プラズマを生成するためのパルスパワー発生装置としては、MPC やブルームライン線路等、様々なものがあげられる。しかし、マイクロプラズマ生成という観点からの装置の小型化やパルスパワー電源としての柔軟性を求める場合、MPC やブルームライン線路では、磁気スイッチ用のコアの大きさ、パルス幅を決める線路の長さにより、その出力が制限を受けてしまい、信頼性や寿命も欠けてしまう。そこで本研究では、エネルギー蓄積素子及び回路の構成素子が小型化に向いているマルクス発生器の開発を行った。この装置の特徴は全ての素子がアナログ素子で構成されているため、容易に回路変更が可能であり、容易に出力を可変できるという点である。

3.2 マルクス発生器

3.2.1 マルクス発生器の動作原理^[10]

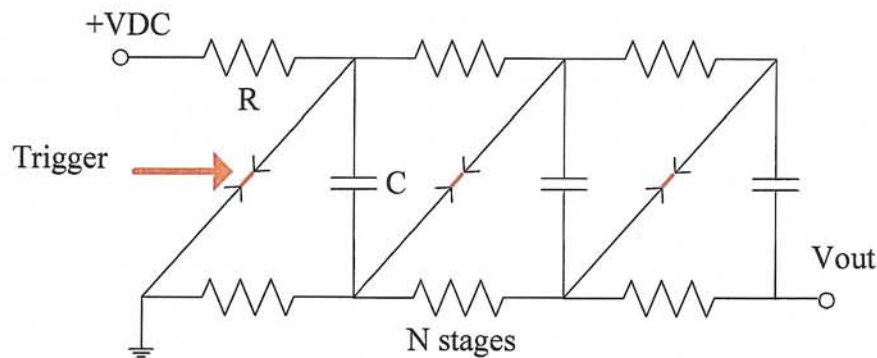


図 3-1 マルクス発生器の構成図

マルクス発生器の回路図を図 3-1 に示す。ステージ毎に並列にコンデンサが接続され、その間に抵抗が接続されている。また、各コンデンサの電極間に自爆型スパークギャップスイッチ (Spark Gap Switch: SGSW) が設けられている。この時、最終ステージのコンデンサが充電されるまでの時間 T_c は

$$T_c = 2N \cdot RC \quad (3-1)$$

(C: コンデンサの容量, R: 抵抗, N: ステージ数)

の充電時定数で表されるため、ステージ数の増加に従いその充電時間も長くなる。任意電圧 V_c までコンデンサが充電された時、全ての SGSW には V_c の電圧がかかっている。このスイッチがオンする電圧範囲 V_{on} は、 $V_c < V_{on} < 2V_c$ とする。ここで、外部からトリガを印加し、

初段の SGSW をオンさせる。その瞬間、初段のコンデンサの正極側が 0V に落ち、コンデンサ片側の極性の電位が反転し・ V_c となる。2 段目と 3 段目間の SGSW には、 $V_c - (-V_c) = 2V_c$ の電圧がかかり、SGSW がオンし短絡する。この時、2 段目のコンデンサの負極側電位が $-2V_c$ となる。同時に 3 段目と 4 段目間の SGSW の電位差は $V_c - (-2V_c) = 3V_c$ となり、短絡する。このようにして、後段の SGSW が次々と短絡され、全てのコンデンサが直列に接続されて最終的に $N \cdot V_c$ の電圧を出力する。また、発生器の繰り返し周波数は、充電時間 T_c とトリガが印加され出力を生じるまでの動作時間との和よりも充分低くなければならない。

3.2.2 マルクス発生器の動作

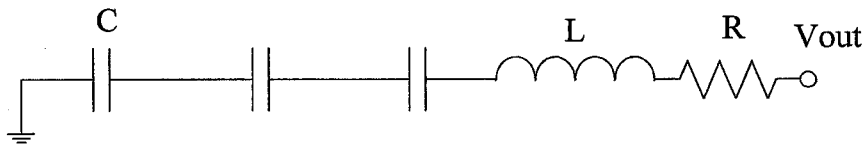


図 3-2 トリガ印加時のマルクス発生器の等価回路

図 3-2 にトリガ印加時のマルクス発生器の等価回路を示す。出力パルスの立ち上がり時間はギャップスイッチの寄生インダクタンス及び抵抗により制限される。放電時には、充電されたコンデンサが RL 直列接続によって放出されるため、単純な RLC 直列回路として考えることができる。従って、その時の電流値は

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int i \cdot dt = V \quad (3-2)$$

(R, L, C は回路を構成する抵抗値、インダクタンス値、コンデンサ値)

($\because V = N \cdot V_c$)

より

$$i = \frac{V_0}{\omega_0 L} \exp\left(-\frac{R}{2L}t\right) \sin \omega_0 t \quad (3-3)$$

となる。この時のパルス幅は

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} \quad (3-4)$$

で与えられる。

式 3-2 より，出力電流の波形は減衰振動になることがわかるが，実際にはインダクタンス L 及びコンデンサ C の値は，負荷のインピーダンスに比較して極めて小さく $R^2 \approx 4L/C$ より臨界制動に近い形になる．つまり，急峻なパルス波形を得る目的で立ち上がり時間を最小にするためには，回路のインダクタンスを最小限にしなければならず，スイッチング素子の選択が特性を決める上での最も重要な要因となる．

3.3 まとめ

マルクス発生器の動作原理とミニチュアマルクスの作製にあたって，回路を構成する素子のパラメータの選択条件，スイッチング素子の必要な特性について述べた．

マルクス発生器の出力は，充電電圧と段数の積で与えられ，充電電圧及び段数の増加に従って出力は増加する．また，出力の立ち上がり時間は，スイッチング素子と線路の抵抗及びインダクタンスによって影響を受け，その値は回路サイズや回路を構成する素子の増加に伴い大きくなる．従って，より立ち上がりの早い鋭敏なパルス波形を出力する場合，線路のインピーダンス成分が最小となるように設計し，スイッチング時のインピーダンスが小さいスイッチング素子を選定しなければならない．

第4章 接合型トランジスタ (Bipolar Junction

Transistor : BJT)

4.1 はじめに

既存のマルクス発生器のスイッチングとして用いられているのがギャップスイッチであるが、本論文では小型化及び、立ち上がり高速化の観点から、半導体スイッチの1つである接合型トランジスタ(Bipolar Junction Transistor:BJT)の使用を試みた。BJTの適用は、寿命、信頼性そして小型化といった多くの点において、ギャップスイッチと比較して非常に有効である。しかし、ギャップスイッチと比較して、スイッチング速度が非常に遅いという欠点がある^[4]。これは、BJTのスイッチング速度は、PN接合領域に蓄積された蓄積キャリアによって制限されており、通常動作させる場合には、ベース電流の調整によってコレクタ電流(キャリア)の制御を行っているためである。そこで、この欠点を解消するために、ブレイクダウン現象と呼ばれる特殊な現象を意図的に起こし、BJTをこの状態で動作させた。これによって、通常動作で得られるマイクロ秒のスイッチング時間をナノ秒オーダーまで縮めることができ、非常に高速なスイッチング速度を実現することが可能となる。

4.2 BJTの適用

従来、マルクス発生器に利用されるスイッチは、高耐圧・大容量で高速動作が可能なギャップスイッチやサイラトロンといった放電スイッチが主であった。しかし、それらのスイッチで高繰り返し動作を行う場合、寿命とメンテナンスの問題が非常に深刻となってくる。そこで本研究ではBJTの適用を試みた。BJTは接合型トランジスタと呼ばれるトランジスタの一種である。電界効果トランジスタ(Unipolar junction transistor)と異なり、キャリアを2種類もつためバイポーラ(Bipolar)と呼ばれる。最初に発明されたトランジスタがバイポーラトランジスタであったため、単にトランジスタと言えば、バイポーラトランジスタを指すことが多い。図4-1に概観写真を示す。

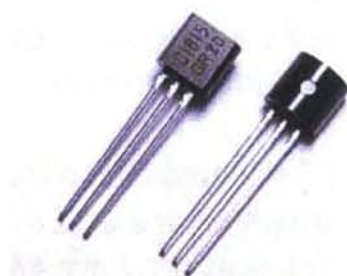


図 4-1 小信号用 BJT 写真

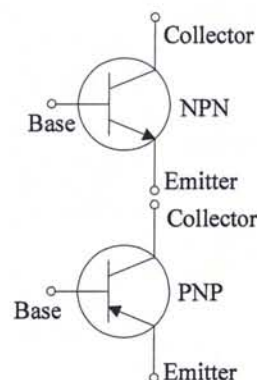


図 4-2 NPN 型・PNP 型トランジスタの回路記号

図 4-2 の回路図に示すように、三つある端子はそれぞれエミッタ(E)・ベース(B)・コレクタと呼ばれる(図 4-2)。各端子に使われている半導体の特性から他のトランジスタ同様 NPN 型と PNP 型で分けることができる。NPN 型とは N 型半導体-P 型半導体-N 型半導体の順に、PNP 型とは P 型半導体-N 型半導体-P 型半導体の順に接合(PN 接合)したものである。構造上は対称形であるが、実際にはエミッタ側の半導体の不純物濃度を高くしなければ正常な動作ができない。ゲルマニウムを用いた初期のトランジスタは、製造が簡単であることから、PNP トランジスタが多く作られた。シリコントランジスタが主流になってからは、一般的に動作が高速で、増幅率、耐電力などの特性に優れた NPN トランジスタが用いられることが多い。回路の都合上、特性が等しい NPN と PNP の一組を必要とすることが多くあり、コンプリメンタリ・ペアと呼ばれる^[14]。

BJT はベース電流に対して、その数 10 から数 100 倍のコレクタ電流が流れる。この性質を用いて増幅作用を行う。コレクタ電流はコレクタ電圧が変動してもほぼ一定に保たれる(定電流特性)。ベース-エミッタ間はダイオードと同じ構造であるため、ベース電流を流すためには、ベース電圧をエミッタ電圧より 0.6~0.7V (NPN 型シリコントランジスタの場合) 高く保つ必要がある。この電圧差をスイッチング動作に利用することも多い。電界効果トランジスタ(FET)と比べると、一般に増幅率が多い。しかし BJT は電流駆動型であるため、全体として動作時に消費する電力量が大きくなる。このため、大電力を扱う際には、電圧駆動型の電界効果型デバイスに比べると不利である。微小信号の増幅についても、トランジスタを動作させるだけの電流が得られなければ増幅機能は果たせないということになる。スイッチング素子としては、ダイオード接合に電流を流す構造特有の少数キャリア蓄積効果のため、本質的に動作速度の限界があるが、スイッチの ON/OFF 制御信号として電流さえ流せば電圧は接合部飽和電圧しか必要としないため、電圧に制約のある用途では扱いやすいと言える。極端な大電力や高周波などを除けば、高い増幅率や優れた量産適性で非常に廉価に入手できることから、民生・産業・航空宇宙・防衛の全ての分野で幅広く利用されているデバイスである。

半導体スイッチには、上述の BJT の他に MOSFET、サイリスタ、GTO 等様々なものがあり、その動作周波数、耐圧といった特性に大きな違いがある。その違いを表 4-1 に示す^[14]。この表からは経済性以外の BJT の有利な点は見受けられない。マルクス発生器に応用した場合の出力特性を決める要素である、耐圧・スイッチング周波数が他の素子、GTO、IGBT よりも低い値を示しているためである。また GTO、BJT、IGBT の応用上の比較を行った場合(表 4-2)も、IGBT が優れた性能を示している^[15]。

しかし、本研究において BJT を用いたのは、ブレイクダウン状態で動作させることにより優れた能力を発揮することができるためである。この状態で動作させることにより、BJT は自爆型クロー징スイッチとして働き、他の素子では実現することができないナノ秒オーダーの立下りを実現することが可能である。次節では、BJT の動作原理及びブレイクダウン状態について説明する。

表 4-1 パワーデバイスの特徴

	サイリスタ	GTO	BJT	MOS FET	SIT	SITh	IGBT
ノーマリオンまたはオフ	オフ	オフ	オフ	オフ	オン・オフ	オン・オフ	オフ
耐圧[V]	～12000	～6000	～1600	～1500	～1500	～4000	～3300
大電流	◎	◎	○	○	○	◎	○
スイッチング周波数[kHz]	5kHz	3kHz	20kHz	2MHz	1GHz	1MHz	50kHz
ゲート駆動電力	—	×	×	◎	◎	○	◎
自己ターンオフ機能	無	有	有	有	有	有	有
経済性	○	○	◎	○	×	×	○

◎：非常に良い ○：良い ×：悪い

表 4-2 GTO、BJT、IGBT の応用上の比較

項目		GTO	トランジスタ	IGBT
性能	耐圧	○	△	△
	電流	○	△	△
	ターンオフ時間	△	○	◎
	遮断特性	△	○	◎
応用上の難易度	保護回路	強化が必要	容易	やや困難
	スナバ	大	中	小
	過電流保護	困難	容易	高速化が必要
	並列接続	やや難しい	容易	やや難しい
	周波数	低	中	高
	組み立て上の注意	かなり必要	あまり必要でない	必要
総合評価 (300kVA 以下)	低周波用途	○	◎	◎
	高周波用途	△	○	◎

◎：優れている ○：良い △：悪い

4.3 ブレイクダウン現象

BJT をブレイクダウン状態で動作させることにより、優れた高速スイッチング能力を発揮することが可能である。この状態で動作させることにより、BJT は自爆型クロージングスイッチとして働き、他の素子では実現することができないナノ秒オーダーの立下りを実現することが可能である。このブレイクダウン現象にはツェナーブレイクダウン（ツェナー降伏）とアヴァランシェブレイクダウン（電子なだれ降伏）と呼ばれる二種類がある。本節では、BJT の動作原理及び二種類のブレイクダウン現象について、キャリアとエネルギー準位を用いて説明を行う。

4.3.1 BJT の基本動作

BJT には、NPN 型と PNP 型と呼ばれる 2 つの種類があり、コレクタ側に正の電圧をかけ正バイアスで動作するものを NPN 型トランジスタ、その逆で負の電圧をかけ負バイアスで動作するものを PNP 型トランジスタと呼ぶ。コレクターエミッタ間に電圧を印加し、ベースに電流を流すことでコレクターエミッタ間のスイッチングを行う。続いて NPN トランジスタの基本動作説明のため、トランジスタ各部をキャリアの密度で表した図を 4-3 に示す。

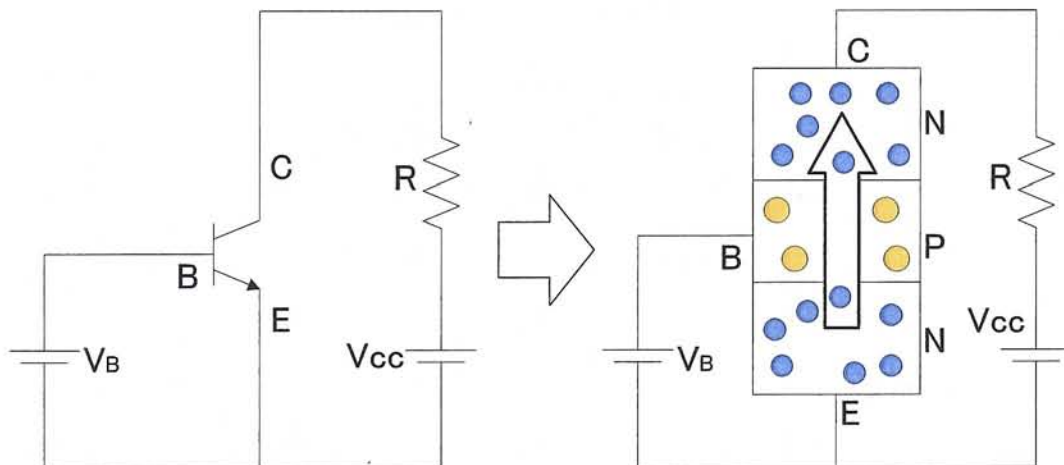


図 4-3 NPN トランジスタの基本動作

トランジスタは N 形領域、P 形領域が交互に接合しており、N-P-N の状態となっている^[16]。また、P 形領域と N 形領域との接合面に電位差が生じており、この電位差が各領域の多数キャリア(N 領域では電子、P 領域では正孔を表し、このキャリアの流れによって電流を生じる。)の他領域への拡散を妨げている。この電位差を電位障壁と呼ぶ。BJT の動作はこの電位障壁の変化によって説明することができる。

ベースに電圧が無い状態、すなわち無バイアス状態では、エミッタ側の N 形領域にある電子が電位障壁を乗り越えることができず、コレクターエミッタ間に電圧をかけてもターンオンすることができない。その様子をエネルギー準位を用いて図 4-4 に示す。

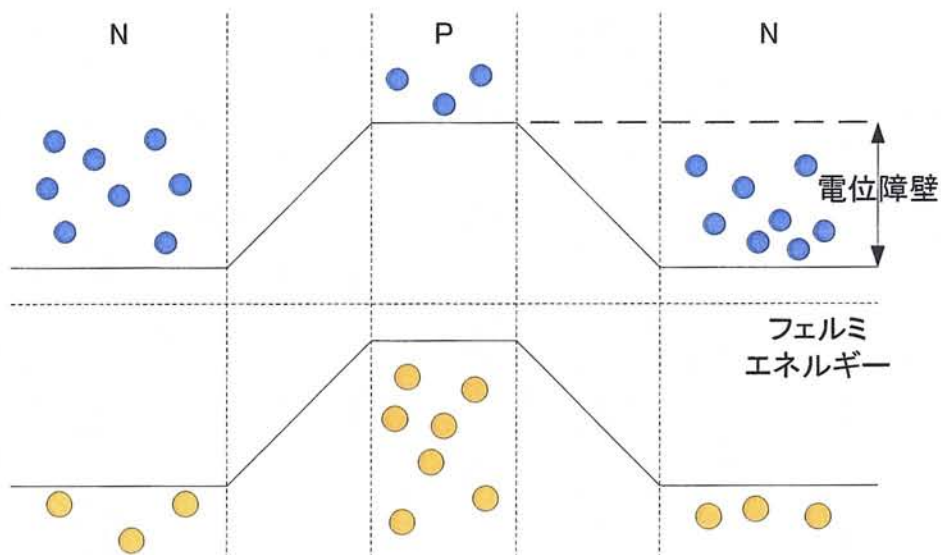


図 4-4 無バイアス時のエネルギー準位

次にコレクタが正，エミッタが負になるような外部電圧 V_{cc} (正バイアス)を印加すると，この電圧は電位障壁を打ち消す方向であるから図 4-5 のように N 形領域のエネルギー準位は V_{cc} だけ高くなる．これにより N 型の電位障壁が， V_{cc} だけ低くなり，N 形領域にある電子が電位障壁を乗り越えて P 形領域に拡散する．同時に P 型の多数キャリアであるホールも N 型へ向かう．

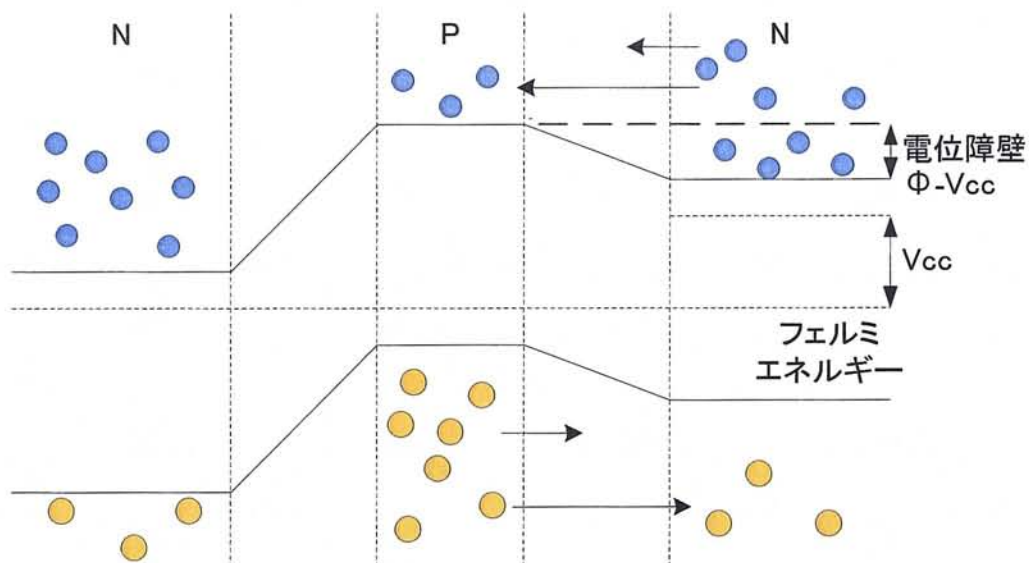


図 4-5 順バイアス時のエネルギー準位

続いて、コレクタが負、エミッタが正になるような外部電圧 $-V_{cc}$ (負バイアス)を印加すると、図 4-6 のように N 形領域に対して P 形領域の準位が V_{cc} だけ高くなり、電位障壁は $+V_{cc}$ だけ増加する。従って P 形領域および N 形領域の多数キャリアは接合面を通過することができず、電流は流れない。

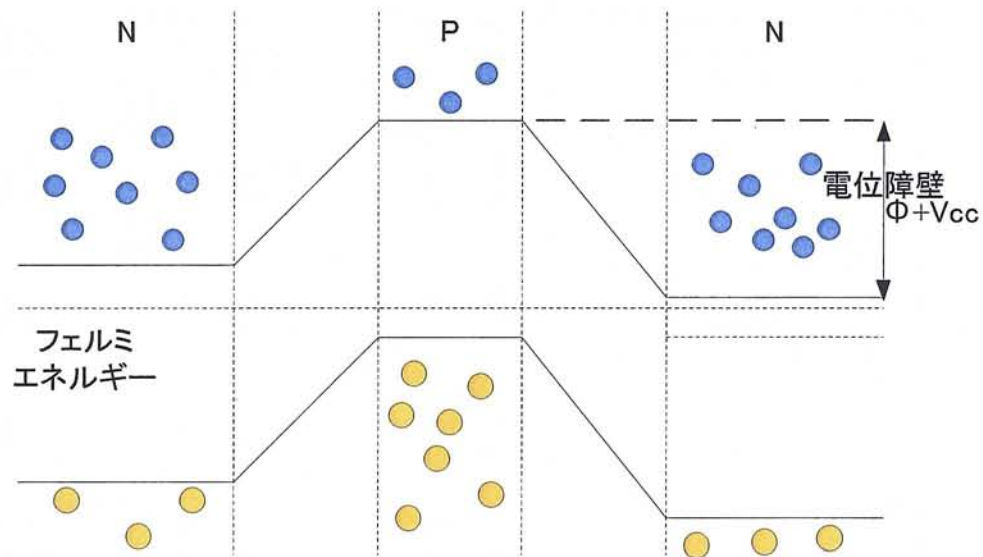


図 4-6 逆バイアス時のエネルギー準位

4.3.2 ツェナーブレイクダウン現象とアバランシェブレイクダウン現象

前節で負バイアス印加時は、電流は流れないと述べたが、実際には逆方向電圧がある値を超えると、逆方向電流が急激に増加する。この現象をブレイクダウンと呼ぶ。

ブレイクダウンの機構については、2つの原因があると考えられている^[14]。その1つがトンネル効果によって生ずるブレイクダウンである。不純物密度が高い、すなわち導電率の高い半導体で作ったPN接合に大きな逆方向電圧を加えると、非常に薄い空乏層に強電界を生じる。この強電界によって図4-7に示すように、充満帯の電子がトンネル効果によって伝導体に透過し、このために多量の電子と正孔の対を発生して逆方向の電流を増加させるのである。これはツェナーブレイクダウンと呼ばれる。実際の素子では、ダイオード等のPN接合を持った素子に逆バイアスを加えることによってこの現象を生じさせることができる。逆バイアス状態においてごくわずかに逆方向電流（漏れ電流、ドリフト電流）が流れる。さらに逆方向バイアスを増してゆくと、ツェナーブレイクダウンを起こして急激に電流が流れるようになる。このブレイクダウン現象が始まる電圧を（逆方向）ブレイクダウン電圧またはと言い、ブレイクダウンによって急激に逆方向電流が増加している領域をブレイクダウン領域と言う。ブレイクダウン領域では電流の変化に比して電圧の変化が小さくなる。この領域で積極的に動作させることで定電圧源として利用するのがツェナーダイオードである。

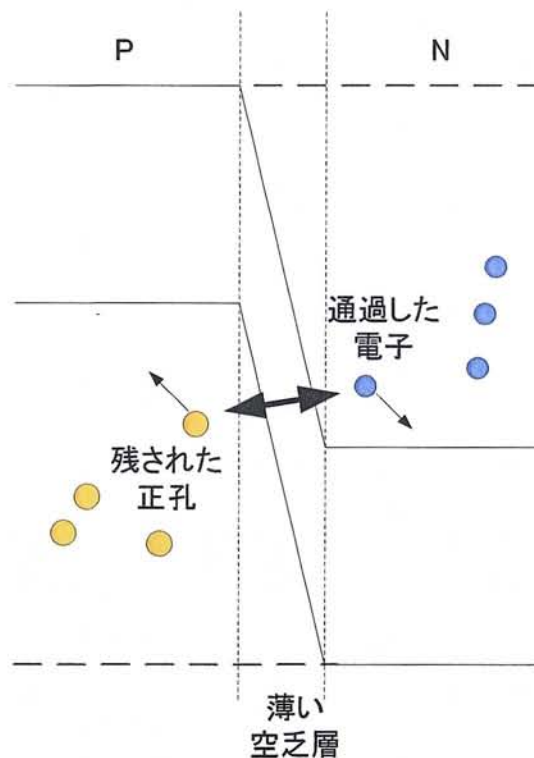


図 4-7 トンネル効果による電子正孔対の発生

他の1つの現象は比較的高抵抗の半導体でできたPN接合に生じる。この場合は空乏層の幅が比較的大きくなり、強電界によって加速された電子が結晶格子に衝突して、図4-8のように充満帯の電子を伝導体にもちあげて電子と正孔の対を作り、この自由電子がまた加速されて衝突するという過程を繰り返し、キャリアがなだれ式に増えて電流が急増する。これをアバランシェ(電子なだれ)ブレイクダウンと呼ぶ。

この2つの現象は同時に起こっていると考えられており、両者を区別するのは困難であるが、この現象が発見された当時はツェナーブレイクダウンによるとされていたので、ブレイクダウンの起こる電圧をツェナー電圧、またはブレイクダウン電圧と呼んでいる。BJTに対してブレイクダウン現象を生じさせる場合は、コレクターエミッタ間に定格以上の電圧を印加することになる。この状態でターンオンした瞬間の電圧の立ち下がり（スイッチング時間）及び、通常状態での動作と比べて電流の立ち上がりは極めて高速なものとなる。

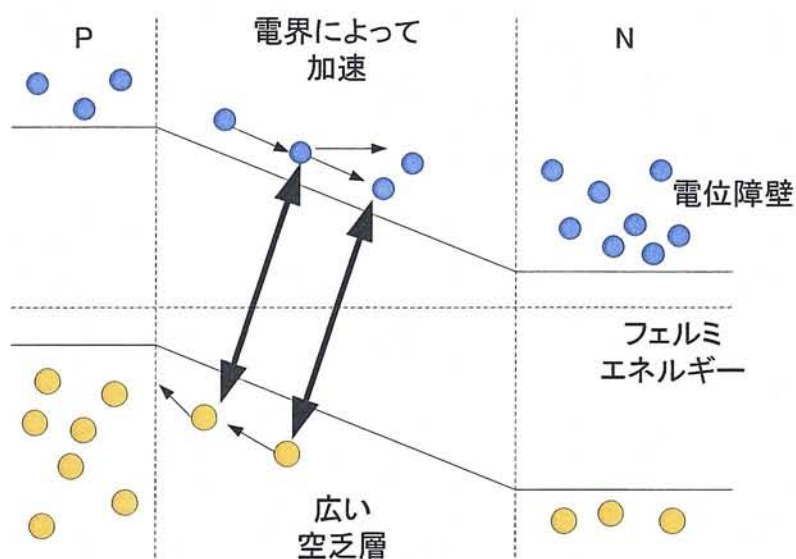


図4-8 アバランシェブレイクダウンによる電子正孔対の発生

BJT は他の素子に比較して高速スイッチングが難しいが、アバランシェ状態で用いることで高速化が可能となる。BJT のコレクターエミッタ間に定格電圧以上の電圧をかけることにより、コレクターエミッタ間がナノ秒オーダーで短絡する。これがブレイクダウンと呼ばれる現象である。ブレイクダウンはアバランシェ状態で起こる現象であり、ツェナーブレイクダウンとアバランシェブレイクダウンとがある。この2つの現象はBJTがブレイクダウンする時、同時に起こっているため両方を区別することは難しい。しかし、どちらの現象も過電圧を印加することで起こり、スイッチングの高速化に寄与している。BJT は電流駆動型であり負性抵抗を示すため、定格以上の高電圧を印加しブレイクダウン現象を起こさせる場合は、コレクタ電流の集中現象による熱破壊に注意しなくてはならない。

4.4 ブレイクダウン特性試験

1947 年, John Bardeen, Walter Houser Brattain らがトランジスタを発明して以来, 産業技術の発展に貢献してきた. この 50 年間の技術はトランジスタ無くしては, ここまで発達することがなかったと言っても過言ではない. それと同時にトランジスタに関する論文や文献も非常に多く発表されてきたが, その殆どが定常状態における特性であり, ブレイクダウン特性について述べたものは少ない. そこで本研究では, それらのデータ^[16]を基に, 新たに試験回路を作製し BJT のブレイクダウン特性を求めた.

4.4.1 ブレイクダウン特性試験回路及び測定方法

ミニチュアマルクス発生器作成のために, BJT のブレイクダウン状態での特性について実験を行った. その回路図を図 4-9 に示す^[20]. A の回路は V_{dc} からの直流電圧が, BJT のコレクターエミッタ間に印加されるようになっており, ベース抵抗を変化させることが可能である. 試験回路によってベース抵抗によるブレイクダウン電圧及び, ブレイクダウン速度の依存性の測定を行う. 同図 B の回路は, A の回路に 1nF のコンデンサをコレクターエミッタ間に接続したものである. V_{dc} からのエネルギーはコンデンサに蓄積され, コンデンサ間の電圧が BJT に印加されるようになっている. この回路はマルクス発生器の回路構造により近い形になっており, 回路パラメータを決定するために用いた.

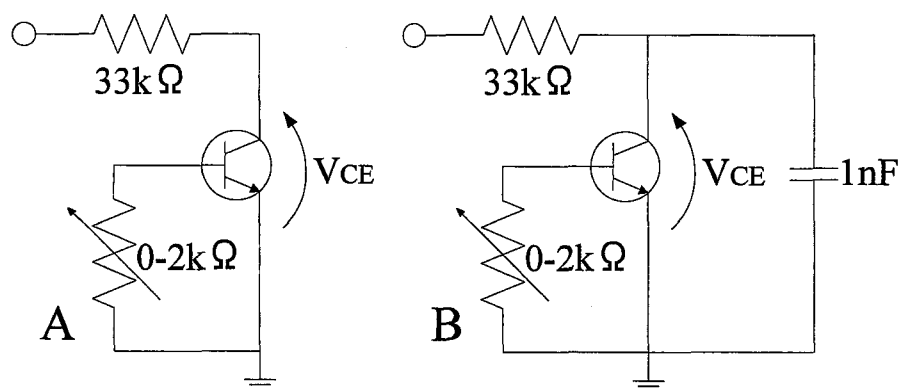


図 4-9 ブレイクダウン試験回路

計測はオシロスコープ Tektronix 社製 TDS3034B を使用し, プローブは付属の TDS34P(1/100 倍), 電流計測は電流プローブ(PEARSON 社製 Current Monitor Model2877)を使用した.

A, B の回路ともに直流電源 V_{dc} を用いているが, これは家庭用電源 AC100V をコッククロフト・ウォルトン回路によって DC 変換を行っている. コッククロフト・ウォルトン回路を図 4-10 に示す^[12].

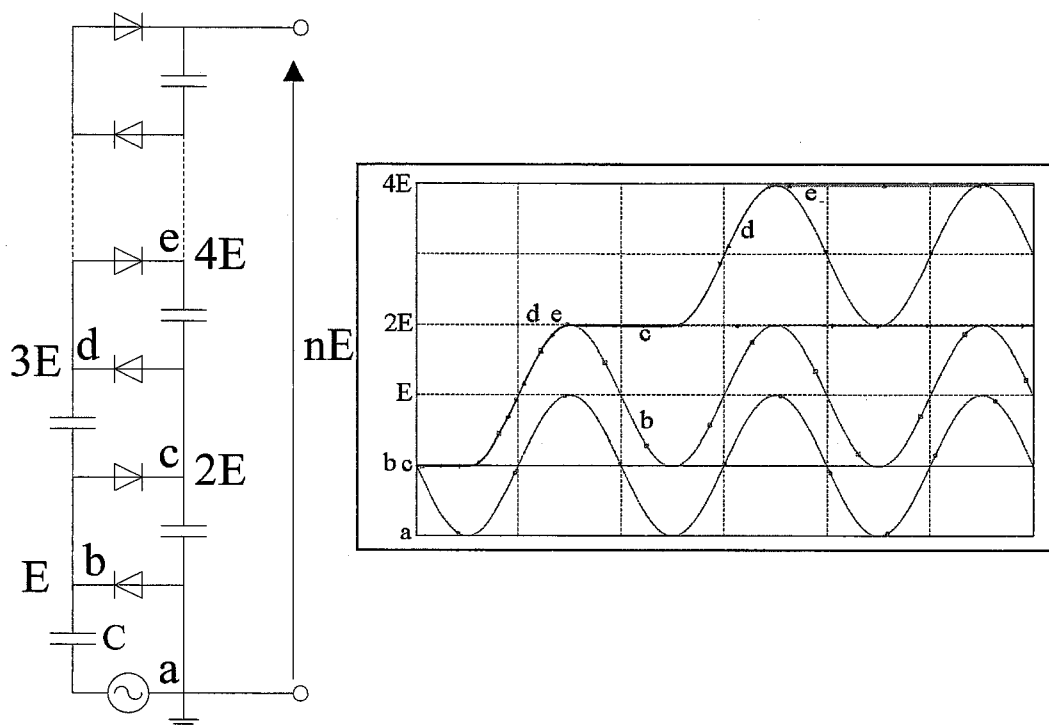


図 4-10 コッククロフト・ウォルトン回路

コッククロフト・ウォルトンの動作原理の説明を行う。入力 AC100V の位相が 0 から π までの間、回路図の左側、b 点におけるコンデンサが電圧 100V まで充電される。次の半波（ π から 2π までの間）では c 点及び a 点の電圧が $2E$ となるので、この電圧で図の右側 2 段目のコンデンサが充電される。以降同様にして、入力の位相によって各コンデンサの充放電が行われ、回路図 b 点のコンデンサ以外のコンデンサはすべて $2E$ に充電される。従って、 n 個のコンデンサを使用した場合その出力電圧は $n \cdot E$ となる。段数を増加させることによって、より高い直流電圧を得ることが可能である。更に、出力端に回路に使用したコンデンサよりも非常に大きな容量をもったコンデンサを使用することにより直流電圧の安定化を図ることができる。本研究では、耐圧 150V 容量 10 μ F のコンデンサを 6 つ接続し、出力電圧安定化のために出力部分に 100 μ F の大きい容量をもったコンデンサを接続している。また、入力電圧を 0~150V まで単巻変圧器で変化させることにより、出力電圧を増減させている。

4.4.2 ブレイクダウン電圧試験

図 4-9 ブレイクダウン試験回路(A)において、コレクターエミッタ間電圧 V_{ce} を変化させ、ブレイクダウンを確認した。そのブレイクダウン波形を図 4-11 に示す。この時のベース抵抗値は 200Ω であった。試供 BJT は ON semiconductor 社製 BC635 を使用した^[17]。この BJT のデータシートを表 4-3 に示す。また、ベース抵抗を 1Ω 、 200Ω 、 $2k\Omega$ と変化させたときのブレイクダウン電圧の変化を図 4-11 に示す。

表 4-3 BC635 のデータシート

メーカー名	ON semiconductor 社
V_{ce} (コレクターエミッタ間定格電圧)[V]	45
V_{be} (ベースエミッタ間定格電圧)[V]	45
I_c (コレクタ電流)[A]	1.0
V_{ceo} (コレクターエミッタ間最大電圧) [V]	45

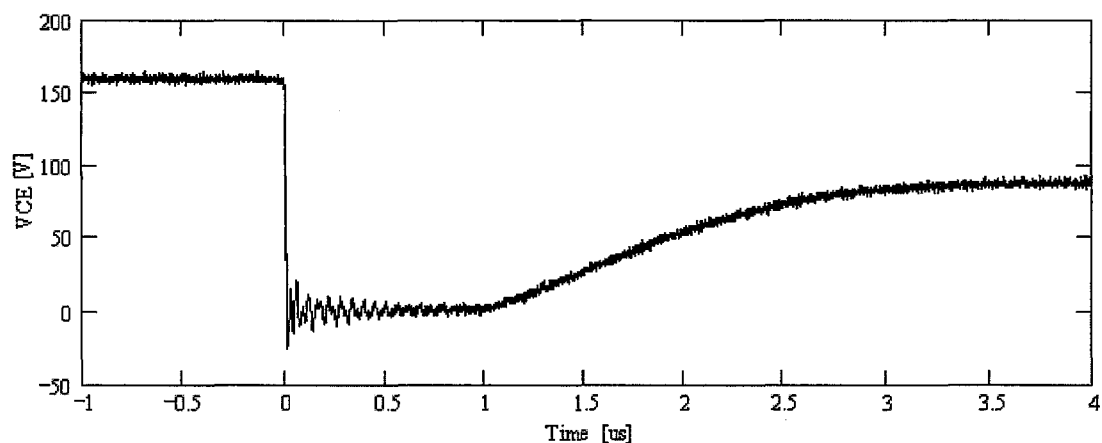


図 4-11 ベース抵抗 200Ω の時のブレイクダウン電圧

図 4-11 からは、約 $160V$ の電圧がナノ秒オーダーという非常に短い時間で立ち下がっていることが確認できる。時間が $0ns$ の時に電圧が急峻に立ち下がっており、これがブレイクダウンと呼ばれる現象が生じた瞬間である。ブレイクダウンを起こすと BJT のコレクターエミッタ間は、ナノ秒オーダーで導通状態と移行し、コレクタ電流が急激に流れ、コレクターエミッタ電圧は急激に減少する。ブレイクダウンが発生し、約 $1\mu s$ の間、導通状態を保ちコレクターエミッタ間は、オープンの状態へと戻る。導通状態後の電圧波形は、試験回路におけるコンデンサ容量と抵抗値との時定数で与えられる。

続いて図 4-12 はベース抵抗 (R_B) を $2k\Omega$ 、 200Ω 、 1Ω と変化させた時のブレイクダウン電圧の傾向を示している。ベース抵抗を小さくするとそのブレイクダウン電圧は大きく

なり、150V から 0V に下降するまでの時間、立下がり時間も短くなる傾向が伺える。その関係を X 軸時間、Y 軸ブレイクダウン電圧 V_{BD} とブレイクダウン時の立下がり時間 Fall time として図 4-13、4-14 に示す。尚、ブレイクダウンする瞬間のブレイクダウン電圧から 0V に達するまでの時間の 0~90% を立下がり時間と定義した。

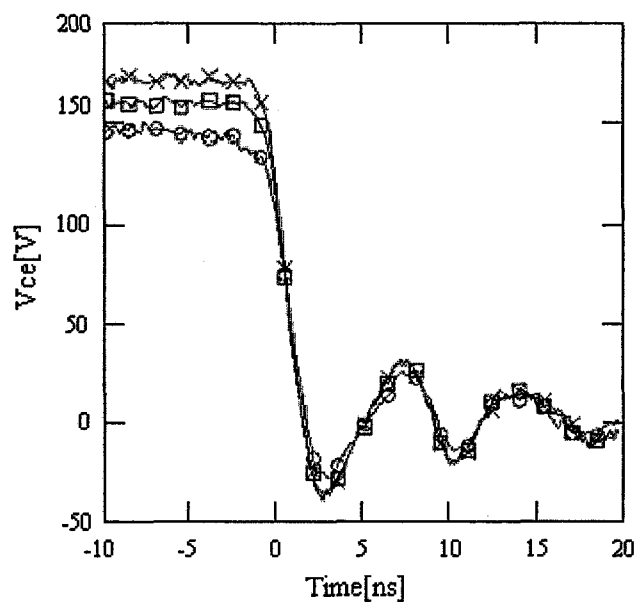


図 4-12 ベース抵抗を変化させた時のブレイクダウン電圧
(\circ — $2k\Omega$, \square — 200Ω , \times — $<1\Omega$)

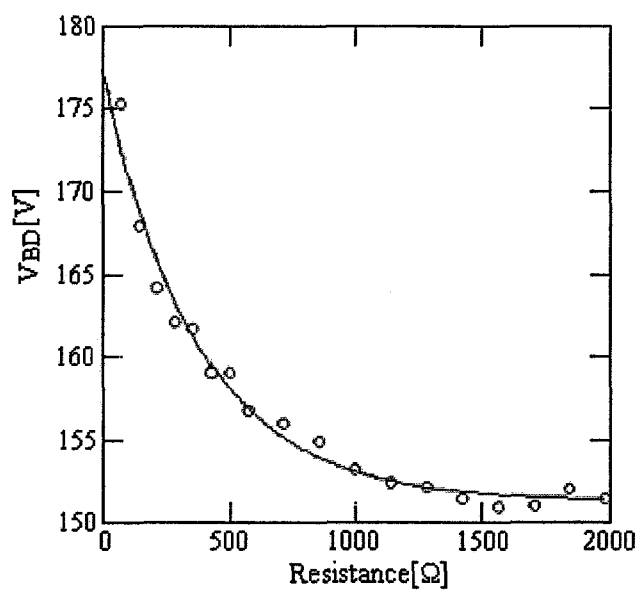


図 4-13 ベース抵抗によるブレイクダウン電圧の変化

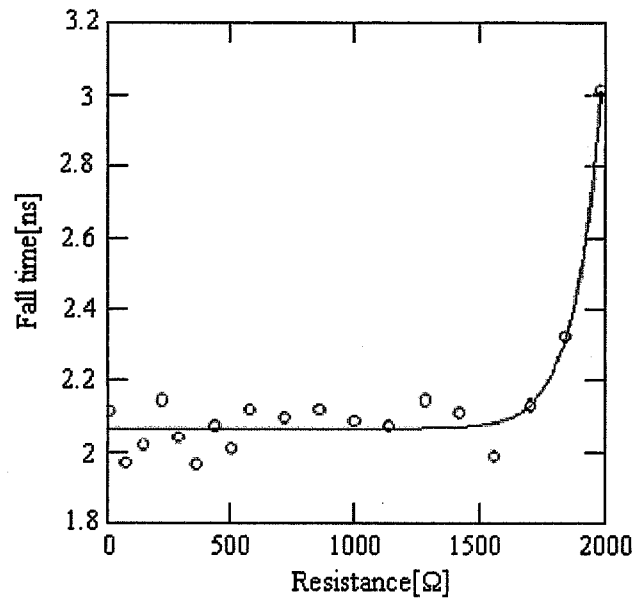


図 4-14 ベース抵抗による立下がり時間の変化

図 4-13 より，ベース抵抗が減少するとともに，ブレイクダウン電圧が増加していることがわかる．ベース抵抗が 0Ω の時は約 177V のブレイクダウン電圧を示しており，ベース抵抗を増加させるに従い，電圧値は指数関数的に減少していき約 151V の一定値に近づく．また，図 4-14 より，ベース抵抗の減少に従い V_{ce} がブレイクダウン電圧から 0V へ立ち下がる時間すなわち立下がり時間が短くなっていることが確認できる．立下がり時間はベース抵抗が $1.5\text{ k}\Omega$ 以下では約 2 ns と一定であり，ベース抵抗が $1.5\text{ k}\Omega$ 以上となると急激に増加することが確認できる．

続いて，図 4-9 ブレイクダウン試験回路(B)において V_{ce} を変化させ，ベース抵抗 $3.3\text{ k}\Omega$ 一定とした時の V_{ce} を確認した．この時の波形を V_{dc} と共に図 4-15 に示す．またこの時のコレクタ電流 I_c の計測を行った．これを図 4-16 に示す．試供 BJT は前節のものと同一である．

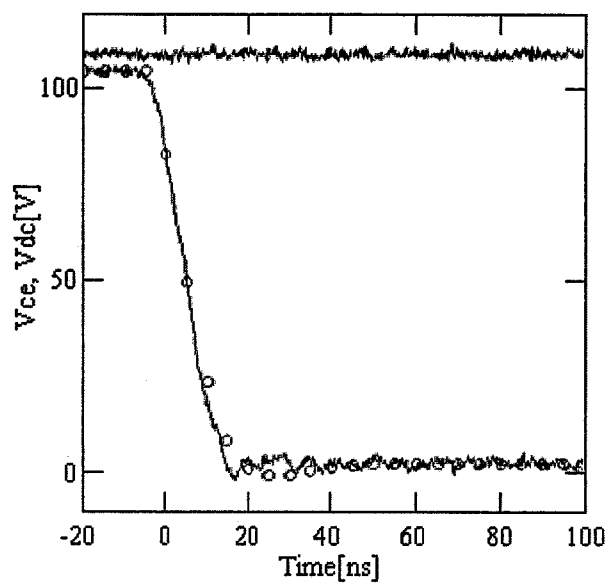


図 4-15 コンデンサ接続時のブレイクダウン電圧

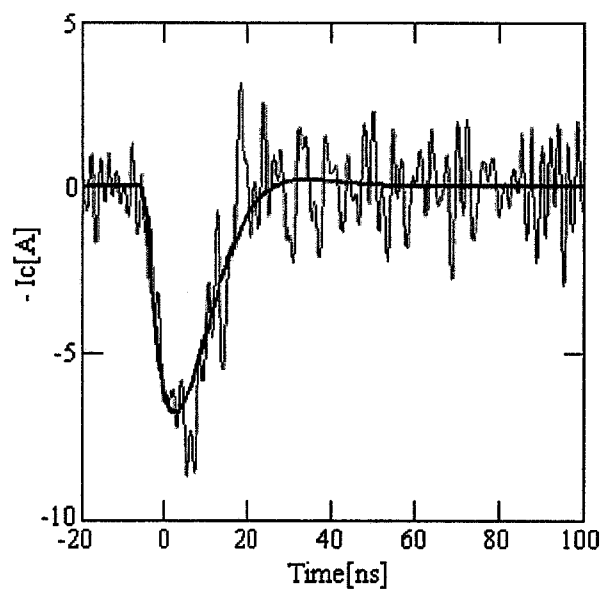


図 4-16 コンデンサ接続時のブレイクダウン電流

図 4-15 より、ブレイクダウン電圧はベース抵抗の増加によって、110V に減少しており、立下り時間は 1nF のコンデンサの影響によって 10ns に増加している。また、図 4-16 ブレイクダウンした瞬間に最大約 7.3A の電流が流れており、FWHM13ns のパルス波を形成していることが確認できる。この電流値は BC635 の電流定格値 1A を超えており、定格の 7.3 倍の電流が流れている。しかし、測定を行っている間、素子が破壊に至ることはなかった。

これは、試験回路におけるコンデンサ容量が 1nF と非常に小さく、蓄積されるエネルギーが小さいためと考えられる。エネルギーが小さく一定であれば、電流波高値の増加に従って電流パルス幅が小さくなるため、ブレイクダウン時に生じる I_c が生じる期間（導通期間）は僅かなものとなり、スポット現象による熱破壊を防ぐことができる。

4.4.3 各種 BJT のブレイクダウンの個体差

前節で使用した BC635 のブレイクダウン電圧は、ベース抵抗 1Ω の時、約 170V であった。これは定格コレクタ・エミッタ電圧の 3.56 倍である。本節では、定常状態における定格が異なる BJT4 種類を用いて、ブレイクダウンさせる上での BJT の傾向を確認した。

各 BJT の定格値を表 4-4 に示す^[18・19]。

表 4-4 各 BJT の定格値

BJT 名称		2N5088	2SC4935	2SC2002	2SD633
メーカー名称		ON semiconductor	Toshiba	NEC	Toshiba
コレクタ・ベース間電圧	$V_{cb}[\text{V}]$	30	50	60	100
コレクタ・エミッタ間電圧	$V_{ce}[\text{V}]$	30	50	60	100
エミッタ・ベース間電圧	$V_{eb}[\text{V}]$	3.0	3.0	5.0	5.0
コレクタ電流	$I_c[\text{A}]$	0.05	3.0	0.3	7.0
ベース電流	$I_b[\text{A}]$	0.5	1	1	1

$V_{ce}=30\text{V}$, 50V , 60V , 100V のとき、それぞれ $I_c=0.05\text{A}$, 3.0A , 0.3A , 7.0A と異なる BJT を用いて試験を行った。試験回路は図 4-9 の A の回路を使用した。図 4-17 に各種 BJT のブレイクダウン波形を示す。

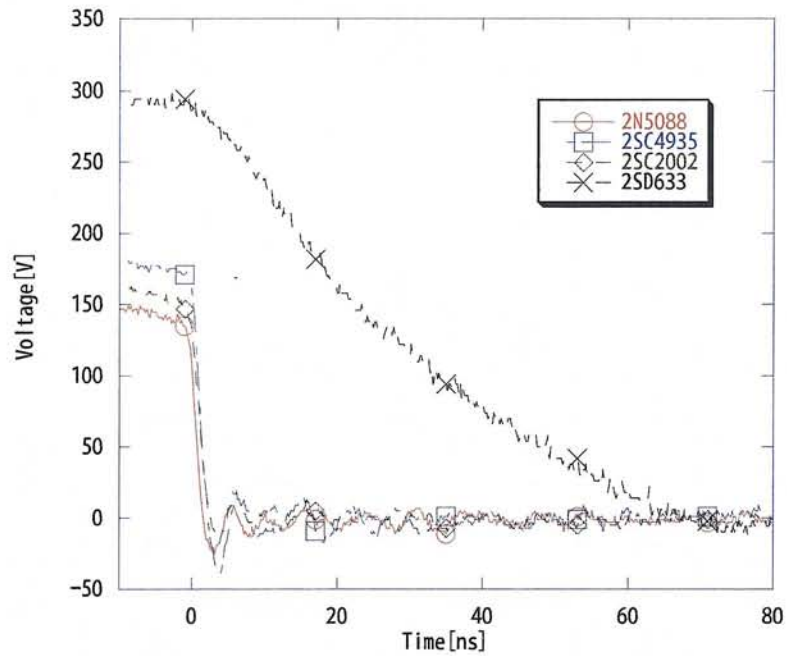
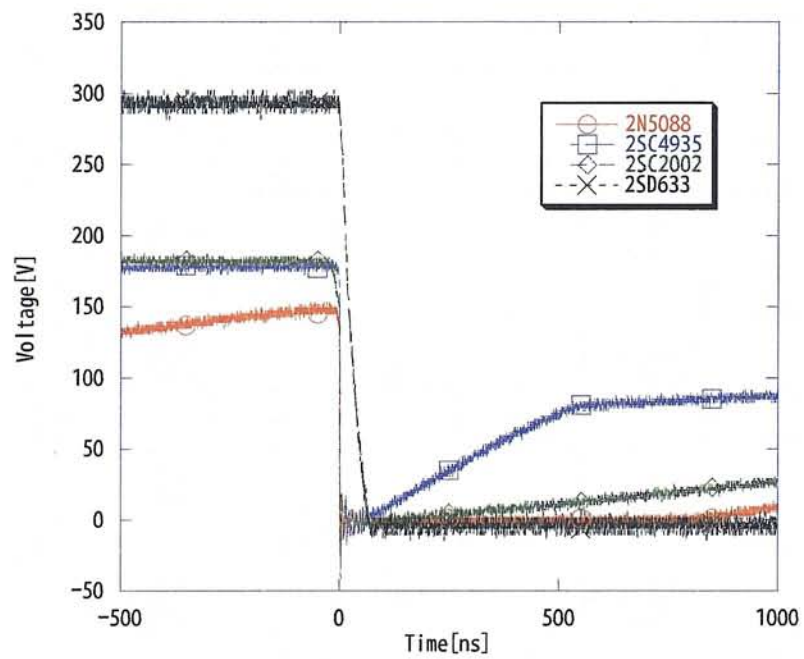


図 4-17 各種 BJT のブレイクダウン波形(下部が拡大図)

上記波形より求めた立下り時間、ブレイクダウン電圧を表 4-5 に示す。各種 BJT のブレイクダウンには個体差が見られたため、無作為に選出した 13 個の BJT のブレイクダウン電圧及び立下がり時間の平均をとった。

表 4-5 各種 BJT のブレイクダウン特性

BJT 名称	2N5088	2SC4935	2SC2002	2SD633
ブレイクダウン電圧[V]	149	180	153	294
立下り時間[ns]	2.2	2.3	2.6	62.8
Vce とブレイクダウン電圧との差[V]	119	130	93	194

2N5088, 2SC4935, 2SC2002 の 3 種類の BJT に関しては、立下り時間 2~3ns, Vce とブレイクダウン電圧との差も 100V 程度と傾向が似ているのに対し、2SD633 のみが他とは異なった値を示しており、ブレイクダウン電圧は約 300V と高く、電圧差も他の BJT の 2 倍程度、立下り時間においては 63ns と 30 倍程度大きな値となっている。従って、スイッチング時間が出力の特性を決める上で重要な要素となるマルクス発生器の作製においては、2SD633 の使用は困難である。

次に、ブレイクダウン電圧の個体差を図 4-18 に示す。

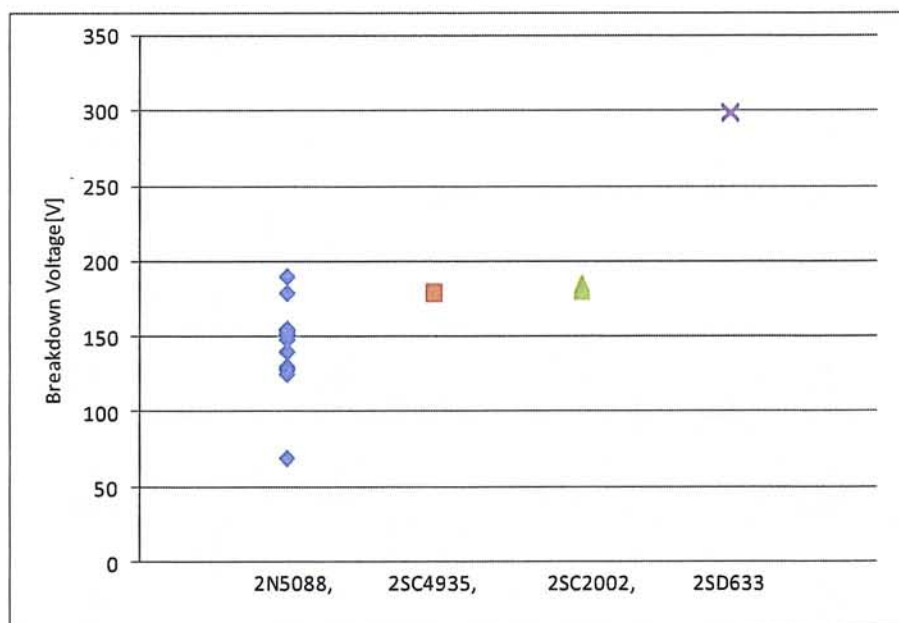


図 4-18 ブレイクダウン電圧の個体差

2N5088を除く3種類のBJTには、電圧の大きな個体差は見られない。しかし、2N5088は、ブレイクダウン電圧の個体差が大きく、最大値190V、最小値69Vを示し、121Vの差がある。この様にブレイクダウン電圧の個体差が大きいと、マルクス発生器に用いた場合、BJTのブレイクダウンが発生せず、出力生じない場合があるため、各BJTのブレイクダウン電圧を必ず測定する必要がある。

図4-19は図4-9のAの回路を用いて、2SC4935の直流電圧 V_{dc} と V_{ce} との電圧変化を示したものである。 V_{dc} が増加するに従い、 V_{ce} も増加していることがわかる。180Vまで V_{dc} と V_{ce} は正比例の関係があるが、 V_{dc} がその値をこえると V_{ce} の増加率は急激に減少し、一定値に近づく。その後ブレイクダウンを生じ V_{ce} が急激に減少する。

$V_{dc} \neq V_{ce}$ の時、BJTに漏れ電流が発生しており、コレクターエミッタ間に μA 程度の電流が生じている。その損失は数 μJ オーダ程度で、ブレイクダウン時の電流と比較すると非常に微小な値であるが、高効率の回路作製が要求される場合、考慮にいれておかなければならない。

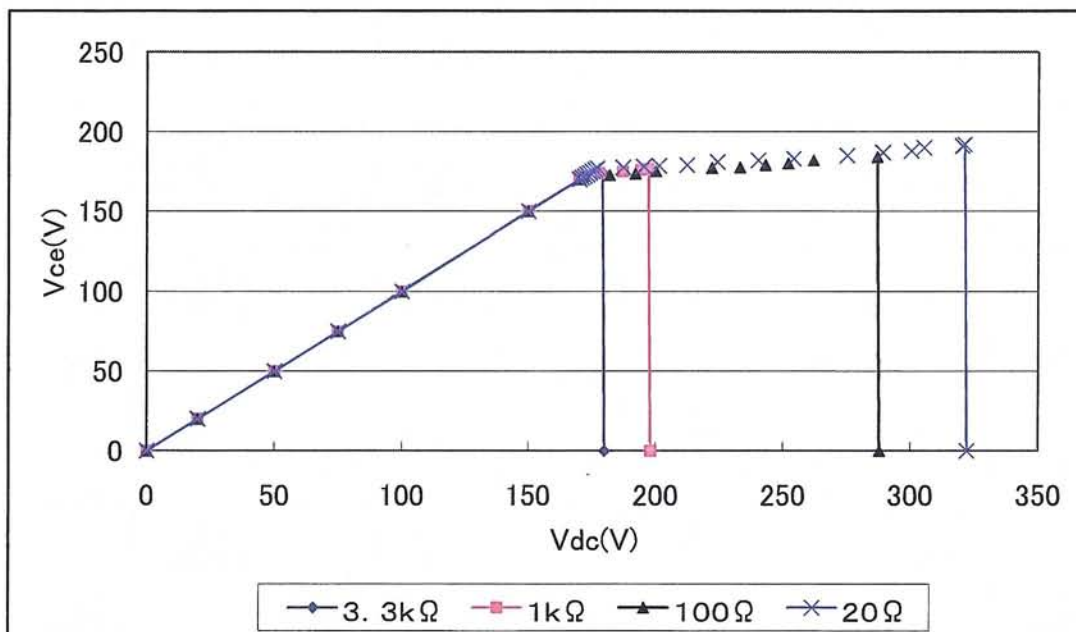


図4-19 ベース抵抗変化時の漏れ電流の割合

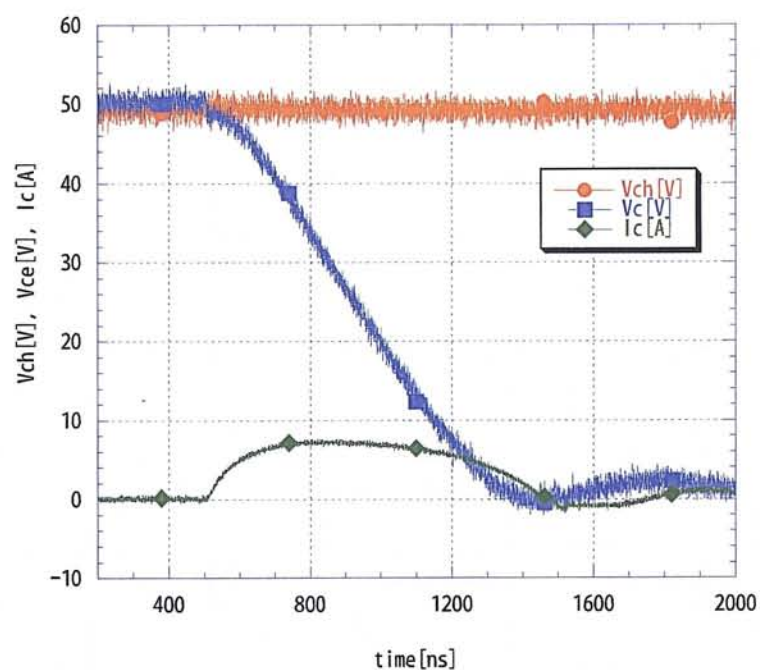
4.4.4 BJT 容量特性試験

前節までベース抵抗によるブレイクダウン特性の変化とその個体差について述べた。本節では、BJTの大容量化に向け、 I_c の定格値が異なる3種類のBJT(表4-6^[20])のブレイクダウン状態における特性についての実験を行う。実験回路は図4-9と同一であるが、コンデンサCの容量を変更可能とした。コンデンサ容量により、BJTへ入力されるエネルギーを変化させ、ブレイクダウン特性への違いを確認した。容量変化時の V_{ce} の立下がり時間、 I_c の最大値、及びBJTの動作周波数上限値を測定し、ブレイクダウン電圧における容量特

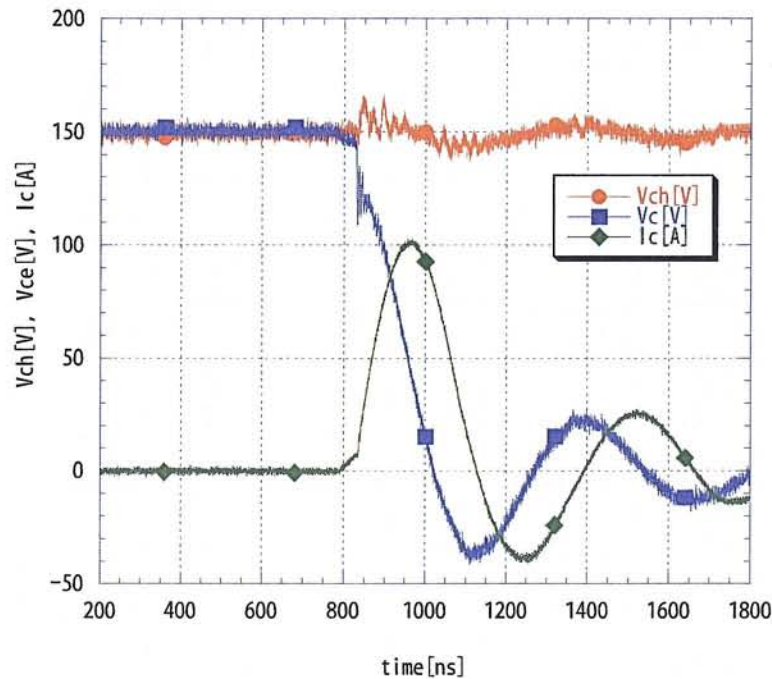
性を測定した。図 4-20 に 2SC2655 を使用した場合の定格動作及びブレイクダウン時の典型的な波形を示す。

表 4-6 各種 BJT の定格値

		2SC2655	2SC5076	2SC5000
コレクタ・ベース間電圧	$V_{cb}[V]$	50	60	80
コレクタ・エミッタ間電圧	$V_{ce}[V]$	50	50	50
エミッタ・ベース間電圧	$V_{eb}[V]$	5	5	7
コレクタ電流	$I_c[A]$	2	5	10
ベース電流	$I_b[A]$	0.5	1	1
コレクタ損失	$P_c[W]$	0.9	1.3	25
接合温度	$T_j[^\circ C]$	150	150	150
保存温度	$T_{stg}[^\circ C]$	-55~150	-55~150	-55~150



(A) 定格動作時時



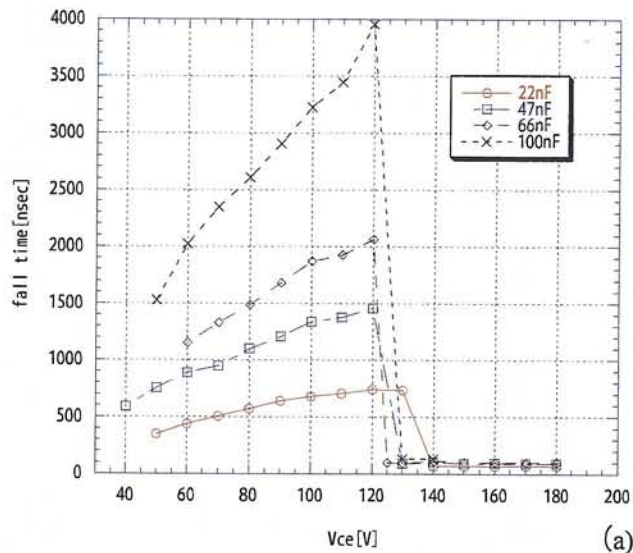
(b) ブレイクダウン時

図 4-20 2SC2655 の定格動作時とブレイクダウン時波形

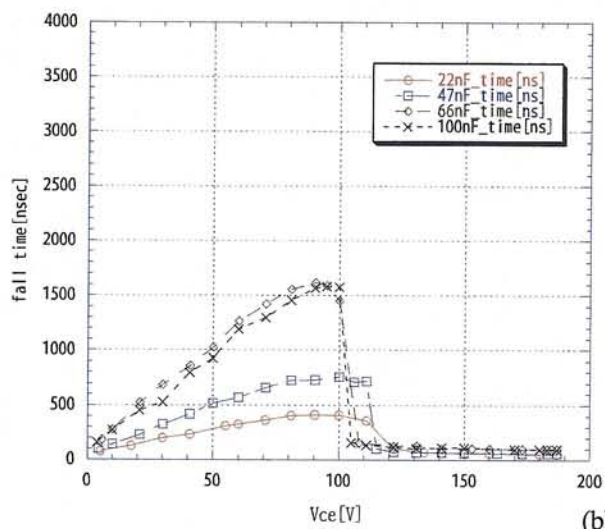
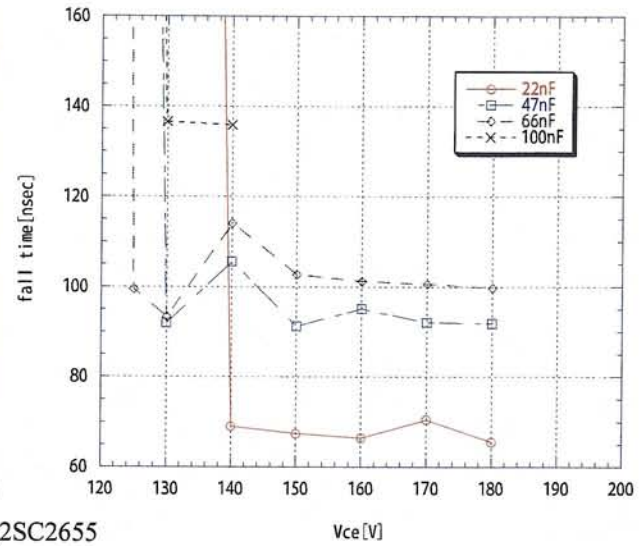
図 4-20 から、定格動作時では、電圧の立下がり時間、電流パルス幅も大きいですが、ブレイクダウン時には両者ともに小さくなっており、ナノ秒オーダーで動作している。電流パルス幅においては 1/3 以下、電流ピーク値は 10 倍以上の 100A を示している。続いて、コンデンサ容量変化時の V_{ce} の立下がり時間並びにコンデンサ容量を 100nF 一定とした場合のコレクタ電流ピーク値を計測し、 V_{ce} との関係性を求めた。更にコンデンサ容量を 100nF、 V_{ce} を 100V と一定にした場合のブレイクダウン時の最大動作周波数を測定した。

(A) 立下がり時間特性

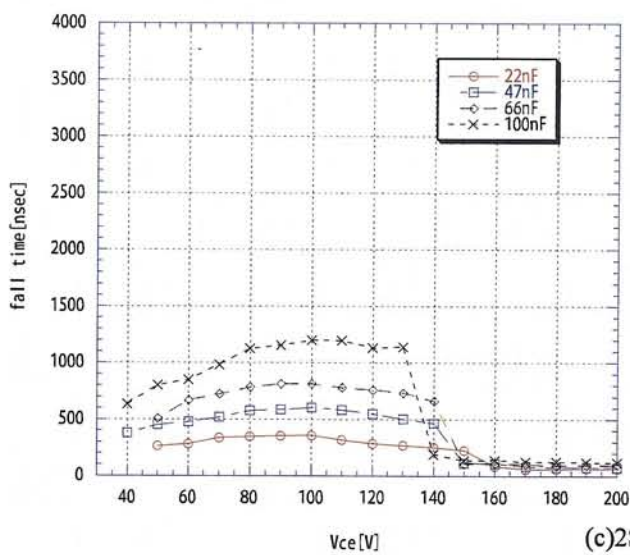
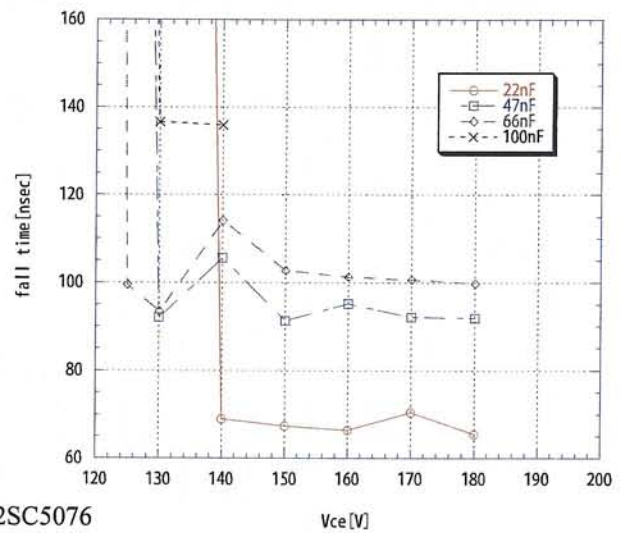
V_{ce} を 10V ずつ変化させ、エミッターベース間にトリガ信号を加えた時の立下がり時間を測定した。この時のコンデンサの容量を 22, 47, 66, 100nF と変化させた。立下がり時間は電圧 V_c の最大値の 90% から 10% まで立下がりに要する時間とし、ブレイクダウン電圧との関係をプロットしたものを図 4-21 に示す。



(a)2SC2655



(b)2SC5076



(c)2SC5000

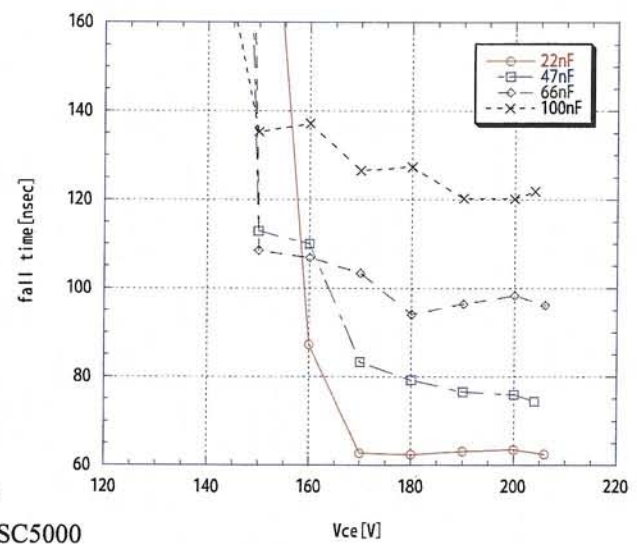


図 4-21 立ち下がり時間特性(右が全体図、左が拡大図)

いずれの BJT においても、ある V_{ce} 以上にした場合、立下がり時間が大きく減少している点が存在する。この点がブレイクダウン現象が生じた瞬間である。ブレイクダウン前の定格動作時では、データシート上での特性とほぼ一致するが、ブレイクダウン後では、立下がり時間は電圧の値に依存していないことがわかる。また、コンデンサ容量による電圧変化を確認すると、定格動作・ブレイクダウン状態いずれの場合もコンデンサの容量が大きいほど立下がり時間が長い。今回使用した 3 種類の BJT を比較すると、ブレイクダウン後の V_{ce} 増加による立下がり時間には変化が見られず、ほぼ一定である。さらに定格の異なる BJT によらず、ブレイクダウン後の立下がり時間は、コンデンサ容量が同一であればほぼ等しい。しかし、ブレイクダウンが可能な V_{ce} には、各 BJT によって大きな違いが見られる。

定格 I_c の最も大きい 2SC5000 では V_{ce} が 205V の時までのブレイクダウン状態を確認した。立下がり時間は BJT の種類によらず、同一であるため、大容量化を行う場合、定格 I_c が大きいほど V_{ce} を増加させることができる。2SC5000 にて 100nF コンデンサを使用した場合、 V_{ce} を最大 205V まで増加させることが可能である。

(B)コレクタ電流特性

続いて、コンデンサ容量を 100nF 一定とし、各 BJT のコレクタ電流特性を求めた。 I_c の最大値をプロットしたものを図 4-22 に示す。定格動作時は、各 BJT の V_{ce} に比例して I_c が流れている。データシート上での I_c とほぼ等しく、各 BJT の I_c の大きさは $5000 < 5076 < 2655$ の関係にある。しかし、ブレイクダウン後は BJT の定格値によらず I_c の電流値が等しくなっており、定格 I_c による違いは見受けられない。

しかし、ブレイクダウン状態においても V_{ce} の増加によって I_c は増加するため、ブレイクダウン現象を生じさせることができる V_{ce} が大きいほど、その最大 I_c は増加する。今回、用いた BJT の中では、 $5000 > 5076 > 2655$ となり、その値は定格電流の 18 倍である 180A を生じさせることが可能である。

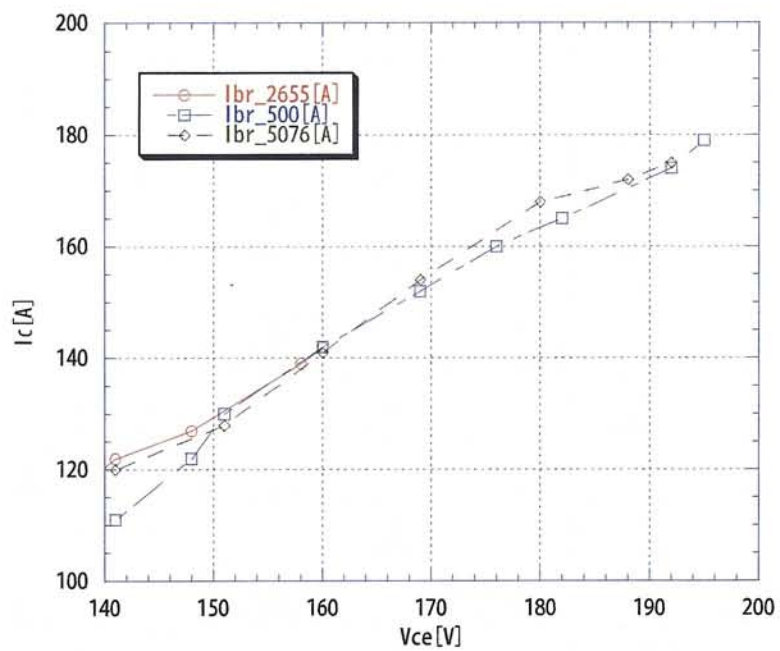
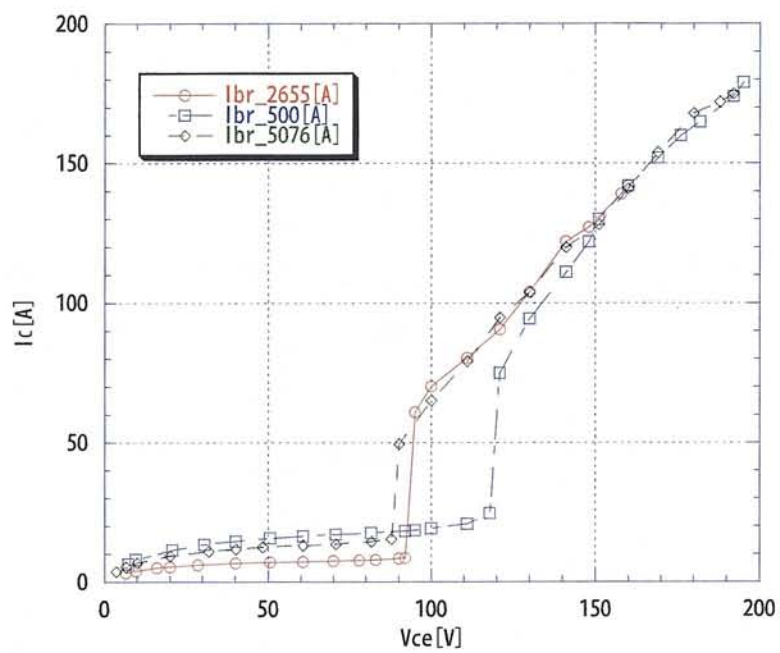


図 4-22 ブレイクダウン時の最大 I_c 特性(下が拡大図)

(C)周波数上限値

BJT に印可するベース信号の周波数を増加させていき、BJT が破壊するときの周波数を測定した。この場合の破壊とは、ベースへ信号が 0V の時において、コレクターエミッタ間に mA 程度の電流が生じ、BJT に接続したコンデンサ間の電圧が減少していく状態を指す。

コレクターエミッタ間電圧 V_{ce} を 150V 一定とし、ブレイクダウン現象を生じさせた時の、動作可能な周波数測を測定した。BJT の周波数上限値の個体差を把握するため、各 BJT について無作為に 10 個ずつ選出した。図 4-23 に、最大動作周波数の平均値と最小値・最大値を示す。周波数上限値の平均値は 3 種類とも約 2kHz であり大きな違いはみられなかった。定格 I_c が最小である 2SC2655 は個体差が小さく、周波数の開きは 600Hz 程度である。本実験において、定格値とブレイクダウン状態における周波数上限値の関係を見いだすことができなかった。

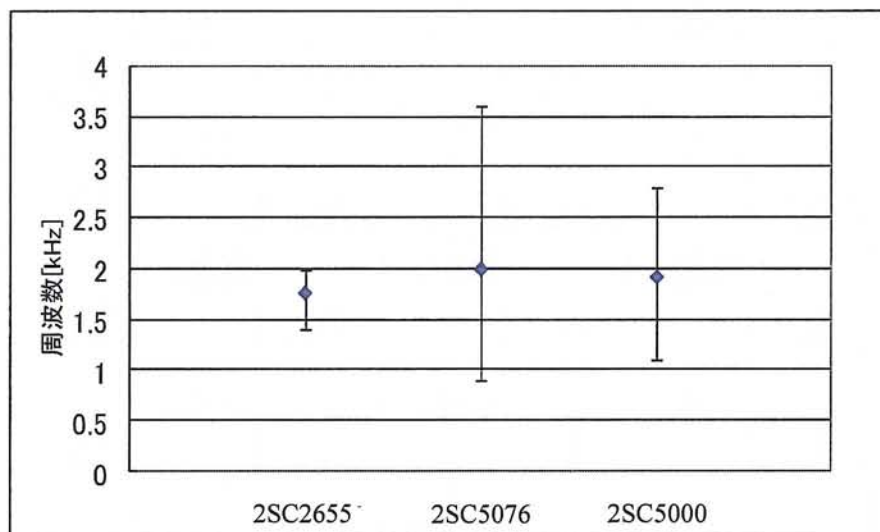


図 4-23 周波数上限値

4.5 まとめ

マルクス発生器へ BJT をスイッチング素子として用いる場合に必要なブレイクダウン状態における特性試験をおこなった。マルクス発生器に応用する上での重要な 2 つの要素である、ブレイクダウン電圧と立下り時間はベースエミッタ間の抵抗によって変化し、その関係は表 4-7 に従う。

表 4-7 ベース-エミッタ間の抵抗によるブレイクダウン電圧と立下り時間の変化

ベース-エミッタ間抵抗	大	小
ブレイクダウン電圧	小	大
立下り時間	大	小

また、ブレイクダウン電圧、立下り時間は、ベース-エミッタ間抵抗によって増加することが判った。しかし、その電圧値を定格値から把握することは困難であり、BJTによって個体差を持つため、ブレイクダウン現象を生じさせる場合、その電圧及び立下り時間を測定する必要がある。BJTをマルクス発生器へと応用する場合、スイッチング素子によって発生器出力の特性が決定されるため、立下り時間が短い方がより鋭敏なパルスを出力することができる。従って、表 4-7 よりベース-エミッタ間の抵抗は最小の値が最適値となる。

さらに、マルクス発生器の出力エネルギーの増加を目的として、BJTのブレイクダウン状態におけるコンデンサ容量増加時の特性の把握を行った。立下り時間とブレイクダウン状態における I_c 関係は、BJT 定格値によらずほぼ同一である。しかし、動作可能なブレイクダウン状態での V_{ce} が定格 I_c によって異なり、今回の試験では $5000 > 5076 > 2655$ となった。この関係は定格コレクタ電流に依存している。周波数上限値においては、定格 I_c によらず、その平均値は均一であったが個体差に違いが見られた。

第5章 ミニチュアマルクス発生器の作製

5.1 マルクス発生器の小型化

前章で得られた BJT の最適条件を踏まえ、実際にミニチュアマルクス発生器を作製した。クロージングスイッチとして BJT を使用することで小型化を実現し、BJT をブレイクダウンさせることでナノ秒オーダーの立上り・立下り時間を持った出力を得ることが可能である。本研究では、4 つの特徴を持ったミニチュアマルクス発生器の作製を行い、マイクロプラズマジェットの生成を試みた。

5.2 ミニチュアマルクス発生器の作製

5.2.1 シングルマルクス発生器の作製

シングルマルクス発生器の作製を行った。その回路を図 5-1、作製に用いた素子を表 5-1 に示す。

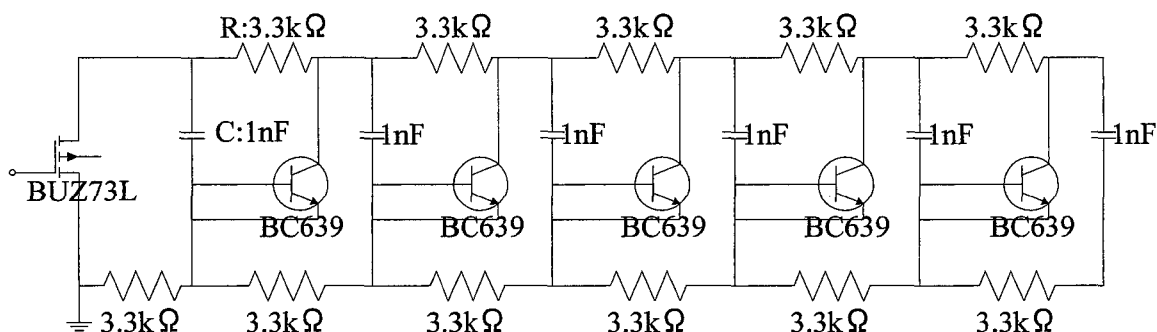


図 5-1 シングルマルクス発生器回路図

表 5-1 シングルマルクス発生器構成素子

使用素子	値
抵抗 R	3.3kΩ
コンデンサ C	1nF
BJT	BC639
MOS-FET	BUZ73L

ステージ数は 5 段とし、各コンデンサの容量は 1nF とした。ベース抵抗は、前章で述べたように立下り時間を最小に、かつ出力電圧を最大にするために 0Ω (ベース-エミッタ間を短絡) である。また初段に使用するスイッチに MOS-FET を用い、高速スイッチングを図った。図 5-2 に実際に作製した回路写真を示す。充電電圧 190V、負荷抵抗 $R_L=3.3k\Omega$ の時の出力波形を図 5-3 に示す。

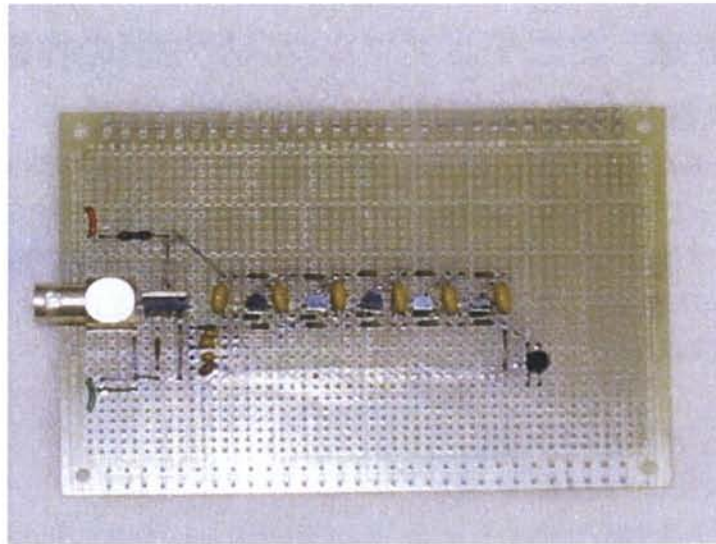


図 5-2 シングルマルクス発生器概観写真

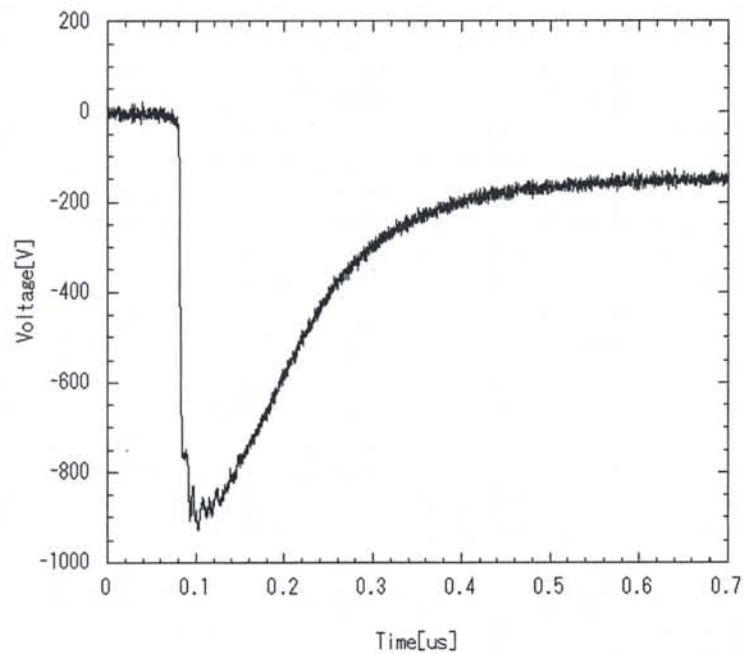


図 5-3 シングルマルクス発生器出力

最大電圧 900V, 立下り時間 4ns, PWHM140ns の出力が確認できる。立下り時間はナノ秒オーダーであるが、立上りは負荷の抵抗と発生器全体のコンデンサ容量で与えられる時間定数によって決定されるので、マイクロ秒オーダーと長くなる。充電電圧は 190V, ステージ数は 5 段であるので、その出力電圧理論値は 950V であり、この時の電圧利用率は約 95% となる。

5.2.2 デュアルマルクス発生器の作製

前述のシングルマルクス発生器では、出力パルスの立上り時間が非常に遅い。これは、トリガの印加から波形の立下りまでは BJT のブレイクダウンの速度に依存するのに対し、立上り部分は負荷抵抗に依存するためである。

4 章で述べたようにマルクス発生器の出力発生時の等価回路は RLC 直列回路で表される。この時、出力パルスの立下り部分は RLC 直列回路の放電部分となるため、各インピーダンス値によってその立下り時間は変化し、値の増加によって立上り時間も大きくなる。つまり、シングルマルクス発生器では負荷のインピーダンスによってそのパルス幅が大きく変化してしまい、負荷のインピーダンス変動に対しパルス幅一定の出力をすることができない(図 5-4)。

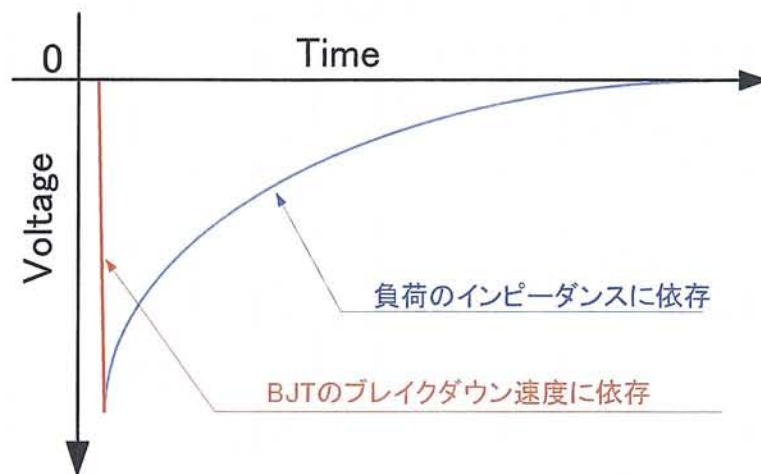
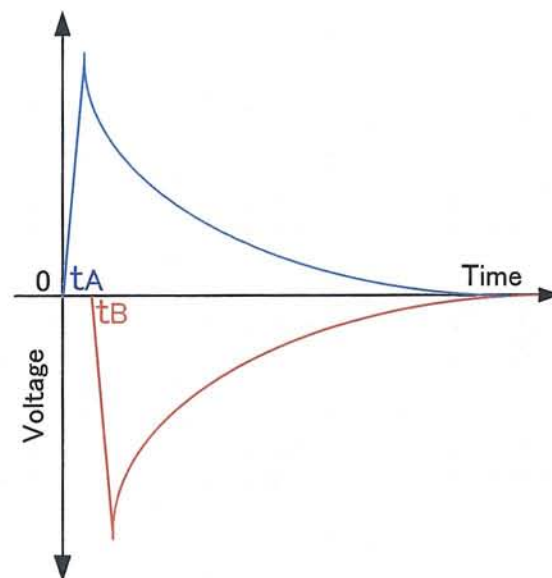


図 5-4 シングルマルクス発生器の問題点

シングルマルクス発生器では出力パルスの立上り時間が非常に遅く、負荷のインピーダンスによって大きく変化してしまう。そこで、本研究ではこの問題点を解決したデュアルマルクス発生器を開発した。

デュアルマルクス発生器の動作原理を図 5-5 に示す。デュアルマルクス発生器では、負パルスを出力するものと、正パルスを出力するものと独立に作製し、トリガを遅延させることによって、短い幅を持ったパルスを出力している。正パルスを出力するマルクス発生器へのトリガを t_A 、負パルスを出力するマルクス発生器へのトリガを t_B 、とすると $t_A > t_B$ の時、出力は正となり、 $t_B > t_A$ の時、出力は負となる。また、パルス幅は $|t_A - t_B|$ に比例するため、容易に出力パルス幅を可変することが可能である。



Adder

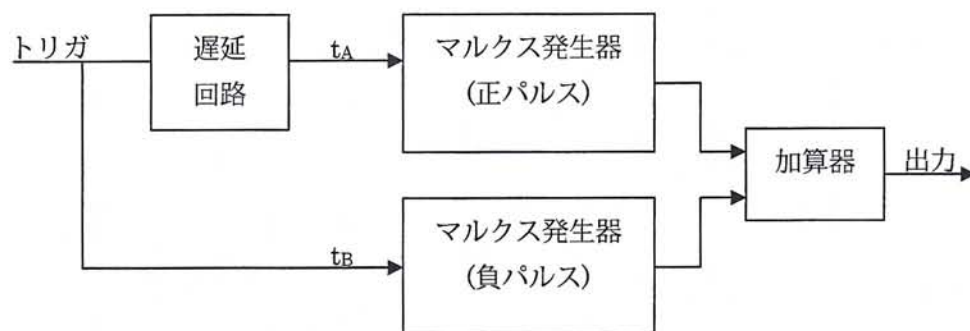
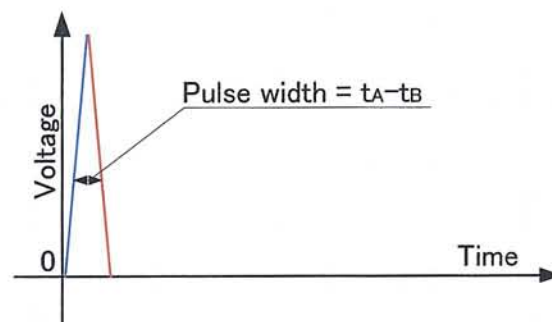


図 5-5 デュアルマルクス発生器の動作原理

デュアルマルクス発生器の回路図を図 5-6、その概観写真を図 5-7 に示す。使用素子はシングルマルクス発生器と同一である。図 5-6 中では、2 つのマルクス発生器が独立して接続されており、上部マルクス発生器が負パルスが発生し、下部が正パルスが発生する。節点 A—B 間の直列接続された BJT は、直列接続された個数分の耐電圧を持ったクロー징スイッチとして働き、2 つのマルクス発生器を独立させる役割を持つ。この直列接続された BJT の個数はシングルマルクス発生器の段数+1 個となっている。これは、シングルマルクス発生器の一方がオン状態になった時には、オフ状態を保ち続け、残りのシングルマルクス発生器がオン状態になった時に確実にオンするためである。つまり、クロー징スイッチのオン電圧は、マルクス発生器の出力より高くかつマルクス発生器の出力の 2 倍より低くなければならない。なお、負荷は A 又は B とグランドとの間に接続される。

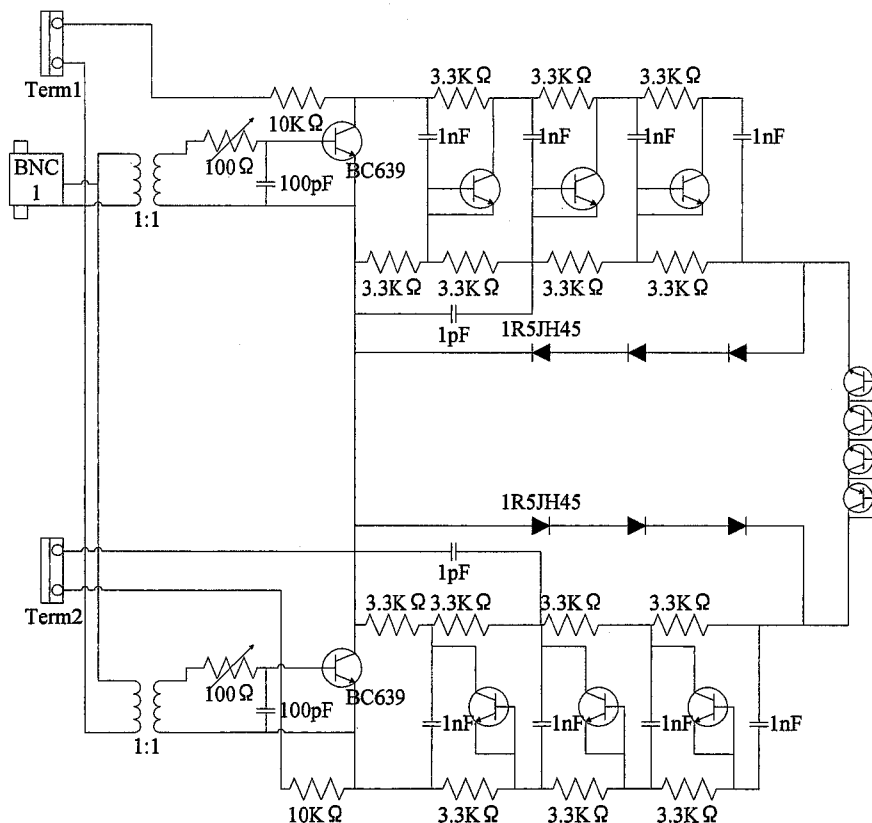


図 5-6 デュアルマルクス発生器回路図

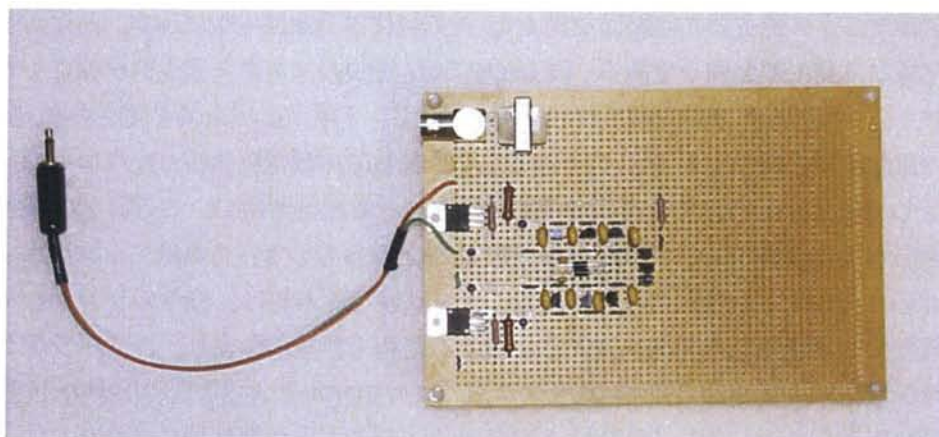


図 5-7 デュアルマルクス発生器概観写真

今回、各部マルクス発生器へのトリガの遅延回路は作製せず、1つのトリガ信号を同時にFET（スイッチング素子）に入力している。素子には固有のジッタが存在するため、入力と同時に、その動作を開始する時間が変化する。そのため、このジッタが遅延回路の役割を果たしている。

デュアルマルクス発生器の充電電圧 190V、負荷 $3.3\text{ k}\Omega$ における出力波形を図 5-8 に示す。

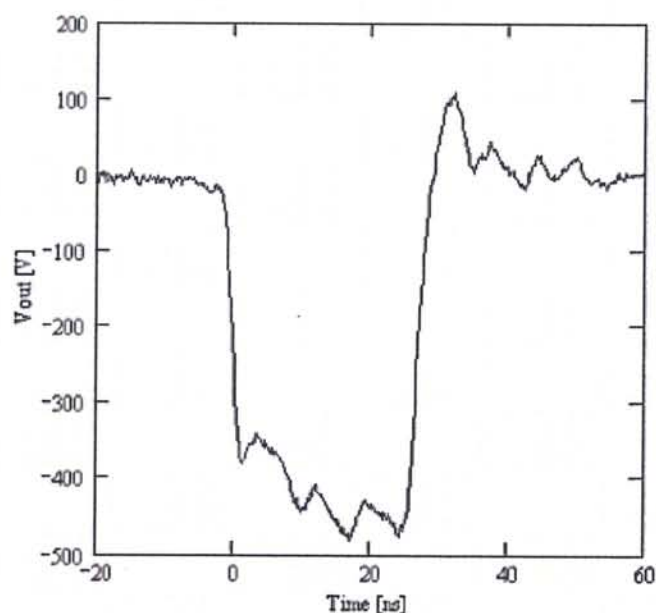


図 5-8 デュアルマルクス発生器出力

最大電圧 480V、立下り・立上り時間 3ns、PWHM25ns の出力が確認できる。シングルマルクス発生器の出力波形と比較すると、立下り時間が非常に短くなっている。出力電圧 480V、充電電圧 190V、段数は 3 段であるので出力電圧理論値は 570V であり、この時の利用率は約 84%であった。

5.2.3 ナノ秒パルス幅マルクス発生器の作製

デュアルマルクス発生器では、トリガを遅延させることにより出力パルス幅を可変でき、負荷の要求に柔軟に対応することが可能である。しかし、立上り・立下がりの鋭敏な定パルス出力を行いたい場合、デュアルマルクス発生器では、その出力を実現できるものの、回路を構成している多くの部分が動作に関係しないため、回路を簡略化することができる。ここでは、立上り・立下がり時間がナノ秒オーダの定パルス出力を目的としたナノ秒パルス幅マルクス発生器の製作を行った。デュアルマルクス発生器は正及び負の出力を行うシングルマルクス発生器とBJTを直列に接続したクロージングスイッチから構成され、出力パルス波形の立下がりの部分ではターンオンしていない側のシングルマルクス発生器へのトリガによって行われる。従って、定パルス出力するためには、単極のシングルマルクス発生器とクロージングスイッチのみで構成すれば立上り立下がり共にナノ秒オーダの鋭敏なパルス波形を作成できる。図 5-9 に本回路構成を、図 5-10 に概観写真を示す。回路は負パルスを出すシングルマルクス発生器とクロージングスイッチのみで構成されている。デュアルマルクス発生器と比較して、シングルマルクス発生器を 1 つ減らすことができるといった特徴を持っている。図 5-11 に充電電圧 290V におけるナノ秒パルス幅マルクス発生器の出力波形を示す。

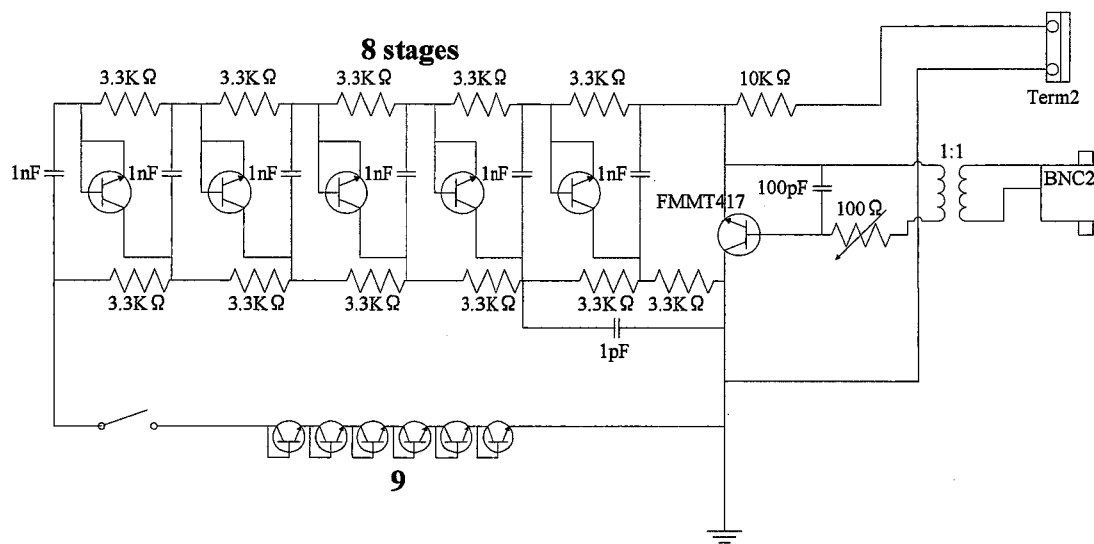


図 5-9 ナノ秒パルス幅マルクス発生器回路図

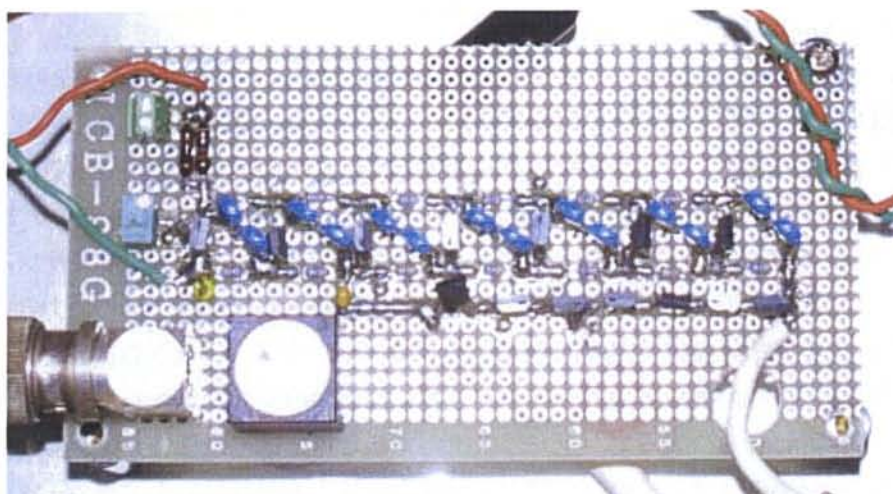


図 5-10 ナノ秒パルス幅マルクス発生器概観写真

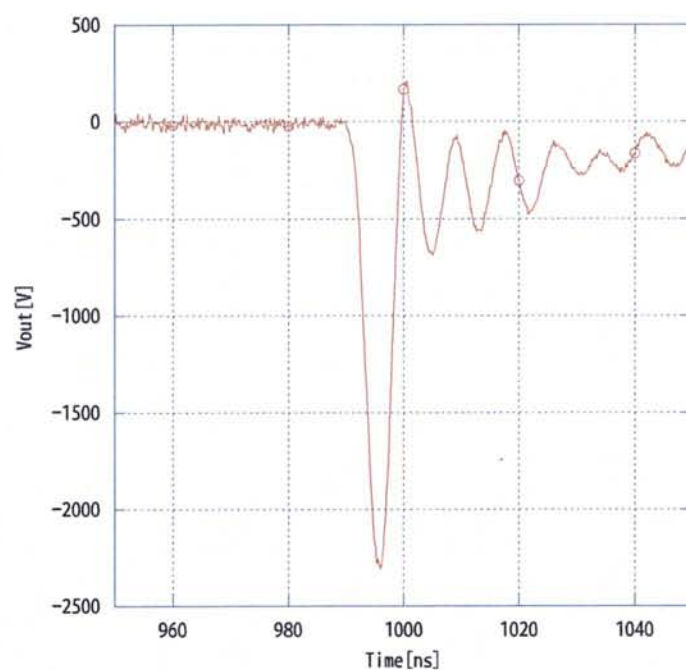


図 5-11 ナノ秒パルス幅マルクス発生器出力波形

最大電圧 2.3kV, 立下り立上り時間 3ns, PWHM4.83ns の出力が確認できる。充電電圧 290V, 段数は 8 段であるので出力電圧理論値は 2.62kV となり, この時の利用率は約 99.0% であった。デュアルマルクス発生器の出力波形と比較しても, 特性の良いパルス波形が得られていることが確認できる。従って, パルス幅が一定で立上り・立下り時間の短い出力を得たい場合, 本発生器で実現することができる。

5.2.4 30 ステージシングルマルクス発生器の作製

デュアルマルクス発生器では、その出力の電圧は 500V 程度である。マイクロプラズマへの応用という観点からは、その出力はより大きい方が望ましい。そこで、出力を増加させたマルクス発生器作製の前段階として、30 ステージシングルマルクス発生器を作製した。これは、30 ステージを持った正パルスを出力するマルクス発生器であり、この発生器によって出力と段数との関係を考察した。回路は、正出力の。回路を構成する素子は BJT のみが異なり、今回は 2SC4935 を用いた^[19]。作製回路の写真及び充電電圧 190V、負荷 $3.3\text{ k}\Omega$ の時の出力波形を図 5-12、図 5-13 に示す。

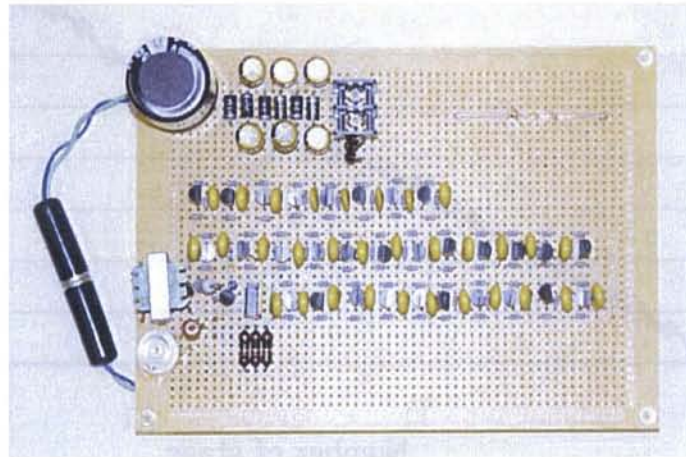


図 5-12 30 ステージシングルマルクス発生器写真

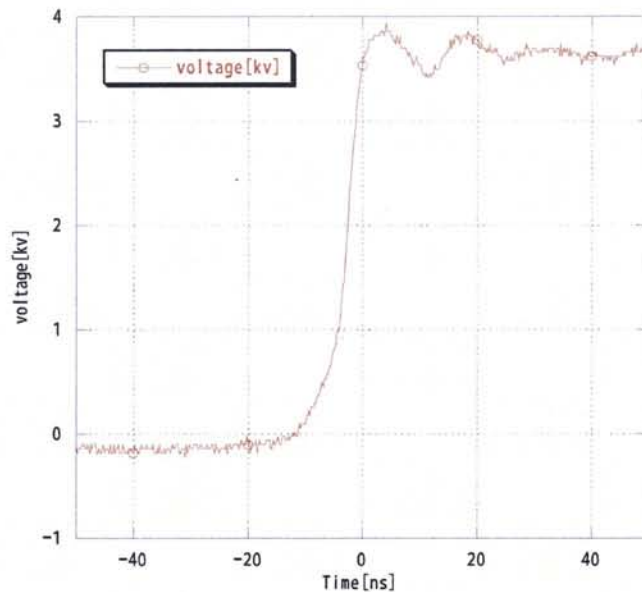


図 5-13 30 ステージシングルマルクス発生器出力

立上り時間 6.7ns, 電圧 3.9kV の出力得られた。充電電圧 190V, 段数 30 段であるので、出力電圧理論値は 5.4kV であり、この時の利用率は約 74%となる。これまでに作製したマルクス発生器と比較して、利用率の減少が少なく非常に大きな出力を持っている。次に、この発生器を用いてステージ数による立上り時間及び出力の推移を調べた。ステージ数の増加に伴う出力の変化を図 5-14, 立ち上がり時間の変化を図 5-15 に示す。

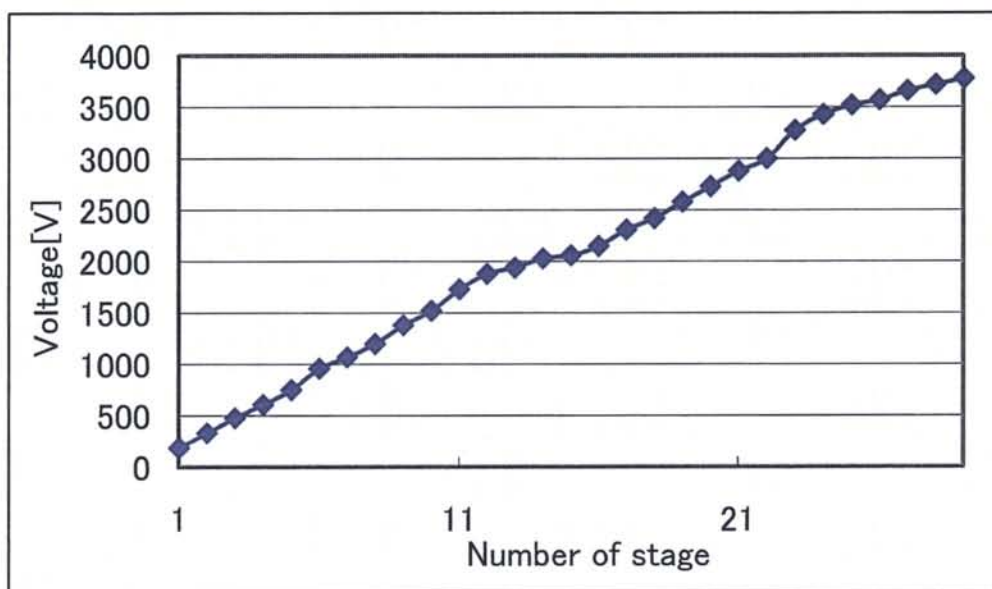


図5-14 ステージ数による出力電圧の変化

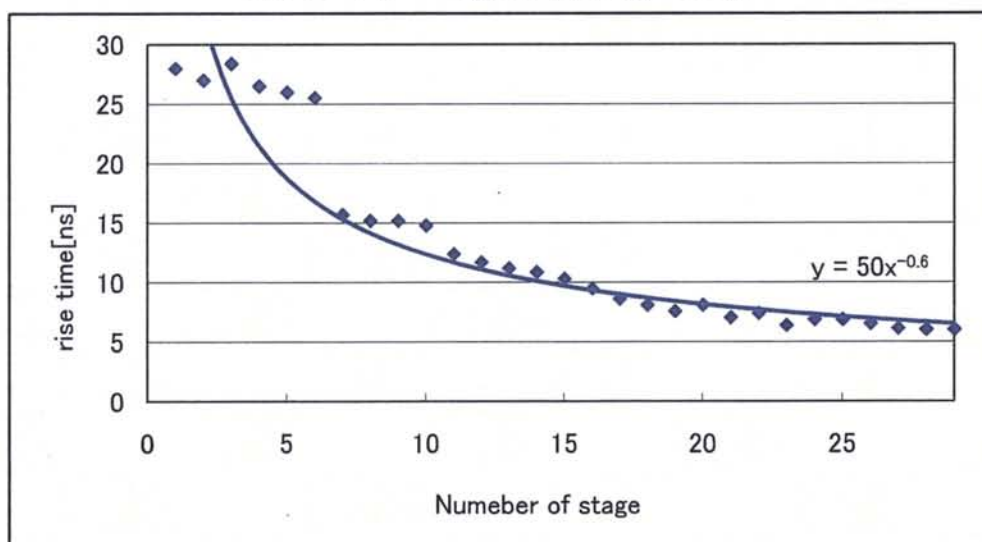


図5-15 ステージ数と立ち上がり時間の変化

立ち上がり時間の変化は累次近似を行った。ステージ数の増加によって、出力電圧の増加、立ち上がり時間の減少が確認できる。

これは、後段のBJTには高圧がかかり、そのスイッチング速度が前段に比べて非常に速くなるためと思われる。また、6ステージと7ステージの間の立下り時間の減少が激しく、この原因は、回路設計(配線、素子の配置)が影響を及ぼしているものと考えられる。また、立下り時間減少の割合も段数の増加によって、小さくなっている。

以上の結果から、段数を上げると出力電圧は増加し、立上り時間は減少することがわかった。段数を増加させることで、マルクス発生器の出力は高くなり、その立上り時間は短くなる。しかし、それらの割合は段数とともに減少し、やがて一定になると思われる。

5.2.5 SMDマルクス発生器の作製

上述の3つのミニチュアマルクス発生器は、従来のパルス発生器と比較してそのサイズが非常に小型である。しかし、これまで作製に用いた素子より数段小さい素子を用いることで更なる小型化を行った。それが、SMDマルクス発生器である。

SMDマルクス発生器は、構造はデュアルマルクス発生器と同一であるが、SMD(Surface Mount Device：表面実装素子)と呼ばれる、 mm^2 オーダの大きさを持った素子を用いることで小型化を実現している。図5-16に回路図、図5-18に概観写真を示す。

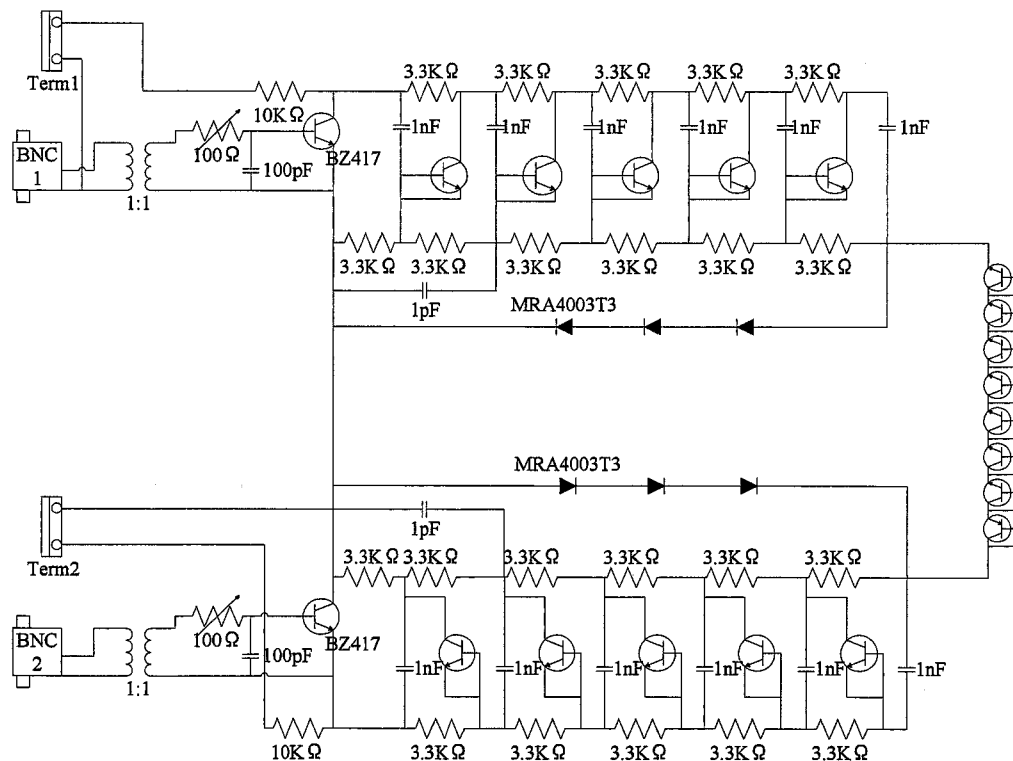


図5-16 SMDマルクス発生器回路図

回路上部が負パルスを出し、回路下部が正パルスを出し、デュアルマルクスを構成している。また、今回、段数は6段としシングルマルクス発生器へのトリガを独立して加えることでパルス幅の変化を確認した。

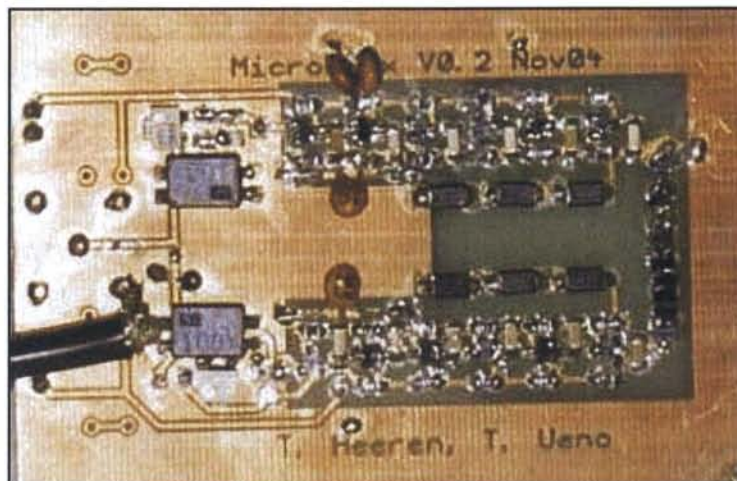


図5-17 SMDマルクス発生器写真

図5-17に示したSMDマルクス発生器の大きさは電極を含めて縦4cm×横8cmであり、回路をパターンにし、エッチングを行って作製している。ユニバーサル基板上に作製したデュアルマルクス発生器と比較して非常に小型である。図5-18に充電電圧310V時のSMDマルクス発生器の出力を示す。

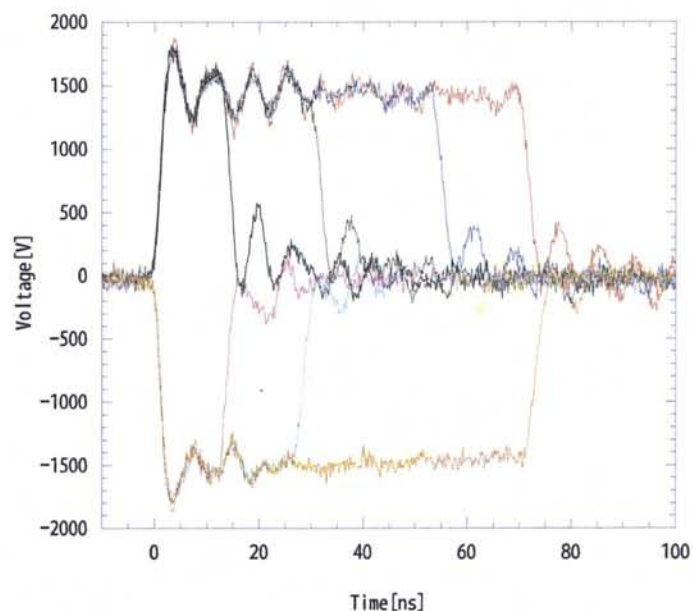


図5-18 SMDマルクス発生器出力波形

出力電圧1.7kV、立上り・立下り時間共に2nsのパルスが発生している。波形から、トリガを加える順番及び遅延時間を可変させることにより、パルス幅だけでなく、出力が正及び負に変化していることが伺える。充電電圧310V、段数は6段であるので出力電圧理論値は1.86kVとなり、実際の出力電圧が理論値を超えていることになる。これはインダクタンス成分による過渡的な電圧上昇と考えられる。回路上の銅配線は、感光基板上に作製

したため極めて薄い。銅配線の厚みが表皮効果によって、インダクタンス成分の増加に結びついたものと考えられる。出力の実効値で値を算出したとすると、1.5kVとなり、その利用率は96%と極めて高い値になる。ユニバーサル基板上のデュアルマルクス発生器に比べて高い値が得られており、マルクス発生器のSMD化は回路全体のインピーダンスの減少させることが可能である。

5.3 マイクロプラズマジェットの生成

開発したミニチュアマルクス発生装置を用いてマイクロプラズマジェットの生成を試みた。そのリアクタの形状を図 5-19 に示す。リアクタ形状はペン型とし、直径 1mm のセラミックチューブ内中心部に直径 0.025mm のタングステン線を電極として配置し、出口の銅平板との間に小型マルクス発生装置を接続した。ペン内には流量 2.5L/min の空気を流し、プラズマは銅平板に空けた直径 1mm の穴より大気中に放出される。

定パルス幅の状態でのジェットの様子を図 5-20(a)、直列スイッチを外した状態でのジェットの様子を図 5-20 (b)と(c)に示す。撮影にはカメラ(D40, Nikon)を使用し、シャッター時間を 30 秒とした。図 5-20 (a)の上部ではチューブ内での放電による白色がかかった発光がみられ、下部には赤みがかかった放電がみられるが、その伸びは小さい。一方、直列スイッチを外し、負荷へのエネルギーの引抜きを無くした場合、プラズマの伸長が確認できる(図 5-20 (b))。色反転した図 5-20 (c)からその伸長がより鮮明に視認できる。この時のプラズマジェットの長さは約 3mm であった。

続いて電圧電流波形を図 5-21, 22 に示す。図 5-21 は直列スイッチを接続し強制的に負荷へのエネルギーを引き抜いた状態であり、最小波高値・2.5kV、2.1A、パルス半値全幅 38ns の電圧電流共に幅の短いパルスを出力している。直列スイッチを外した場合(図 5-22)では、最小波高値・2.5kV、パルスの半値全幅 40ns の電圧パルスが発生した瞬間に、電流が 2.1A に達し、その後、電流は緩やかに減少する。この場合の電流パルスの半値全幅は 28us である。

最小波高値に達した瞬間、即ち放電が起こった瞬間に負荷への電流を強制的に遮断した場合、プラズマジェットの伸びは小さく、反対に負荷への電流を連続して与えることで、その伸長が確認できる。

従って、プラズマジェットの伸びは、放電に達した後の電流に起因し、その電流値によって伸びが変化していると思われる。

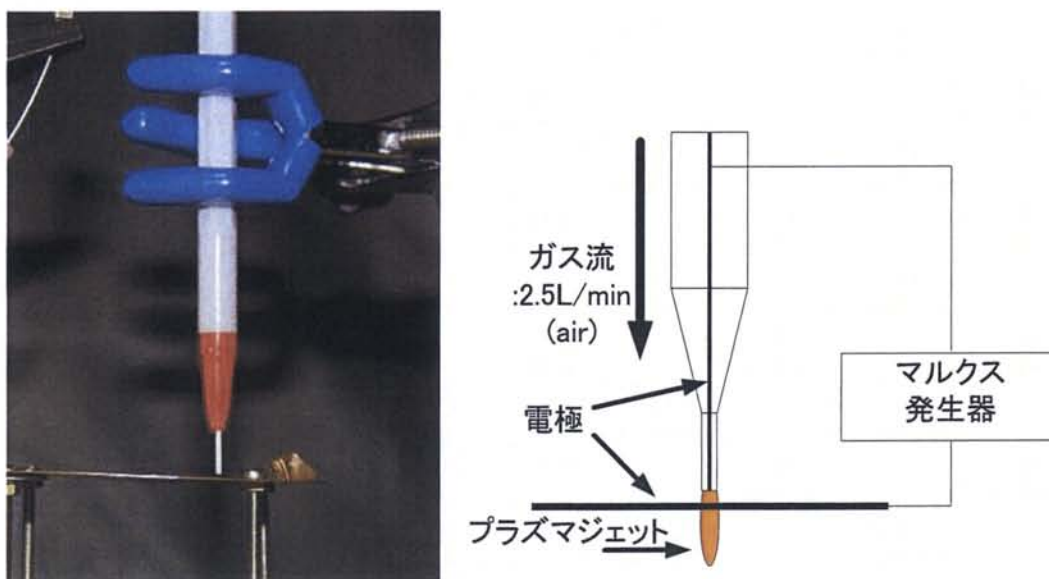
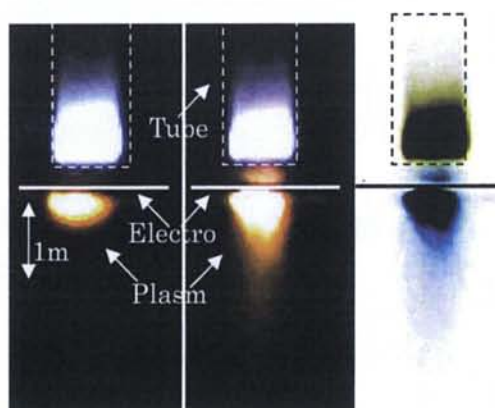


図 5-19 マイクロプラズマジェットリアクタ写真，構造



(a)直列 BJT 有 (b) 直列 BJT 無 (c)色反転

図 5-20 マイクロプラズマジェット写真，色反転図

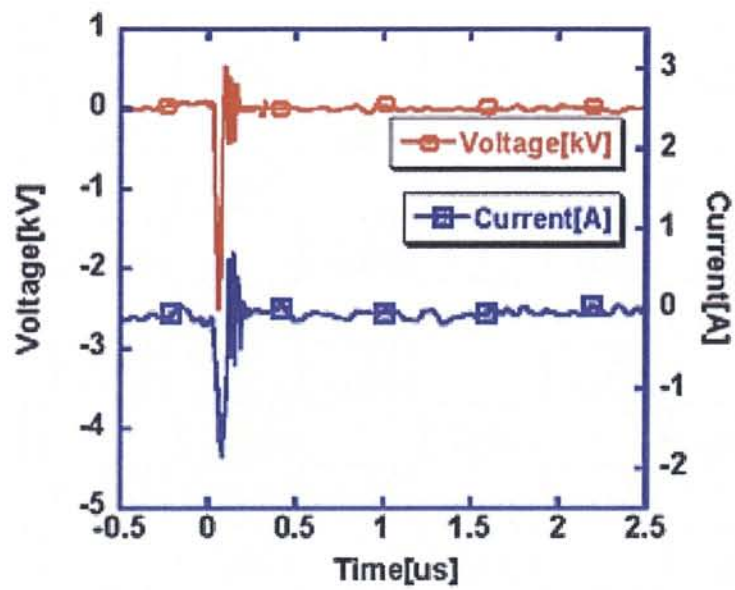


図 5-21 リアクタ電圧電流波形(直列 BJT 有)

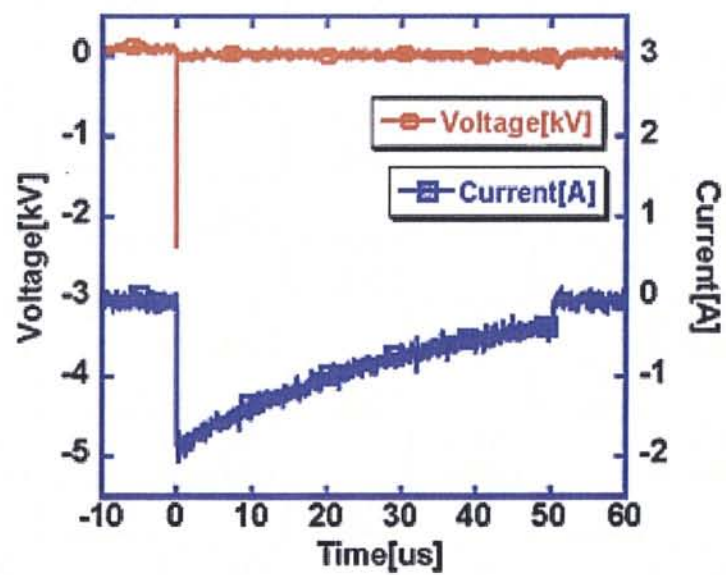


図 5-22 小型マルクス発生装置出力波形(直列 BJT 無)

5.4 まとめ

本研究では、4種類のミニチュアマルクス発生器を作製した。まず、シングルマルクス発生器であるが、これは電圧900V、立下り時間4nsの出力を実現している。しかし、その構造から負極性でしか出力が発生せず、パルスの立ち上がりも負荷によって大きく変化してしまうという欠点を持っている。これを改善したのが、デュアルマルクス発生器である。これはシングルマルクス発生器を2つ用いて、それぞれマルクス発生器へのトリガによってパルス幅及び出力の極性を変化させることができる。出力は、立上り・立下り時間共に3ns、電圧480Vのパルスが発生可能である。定パルス出力を発生させたい場合は、デュアルマルクス発生器の一部を取り出したナノ秒幅マルクス発生器を用いることが有効である。

マイクロプラズマへの応用を考えた場合、効率的なプラズマ生成のために、その出力が変化できることが必要である。そこで、マルクス発生器のステージ数を出力増加との関係を明確化するために30ステージシングルマルクス発生器を製作した。本回路は片側極性のみの30段のシングルマルクス発生器であり、その出力は電圧3.9kV、立上り時間は6.7nsと、上記2つの発生器と比較して良い特性を持っている。ステージ数を増加させるに従って、電圧は理論通りに正比例の関係で増加していく。また、その立上り時間もステージ数が加算されていくほど、早くなる傾向がある。これは、後段のBJTには高電圧が印加されることにより、そのブレイクダウン時間も短くなるためと考えられる。更に、携帯化を考えた上で更なる小型化を目指した発生器を作製した。それがSMDマルクス発生器である。SMDと呼ばれる、数mm²の大きさを持った小型の素子を使用することで、今までのマルクス発生器より回路全体のサイズを小さくすることが可能になった。この回路は電圧1.9kV、立上り・立下り時間2nsの出力を持つ。更に、回路全体のインピーダンスの減少させることが可能である。最後に、今回開発した小型マルクス発生装置を用いて、プラズマジェット生成を試みた。その結果、プラズマジェットの伸びは、放電に達した後の電流によって変化することが判った。

第 6 章 磁気パルス圧縮回路

6.1 はじめに

前章では BJT を用いたミニチュアマルクス発生器の作製を行った。この発生器は、立上り・立下り時間がナノ秒オーダーかつ、出力電圧がキロボルトオーダーのパルス波形を出力することができ、その時のエネルギーは最大で約 30mJ となる。このエネルギー値はマイクロプラズマを発生させる為には十分であるが、今後、気中におけるオゾンの生成といった負荷に柔軟な電源を目指す場合、1 パルス当り数ジュール程度へのエネルギー増加が望まれる。ミニチュアマルクス発生器では、BJT の特性からそのエネルギー値を満たすことができず、新たなパルスパワー発生装置を開発する必要がある。そこで本研究では、更に数ジュールオーダーのエネルギーが出力可能な磁気パルス圧縮回路 (Magnetic Pulse Compression circuit : MPC) を用いたパルスパワー発生装置の開発も行った。

MPC は、半導体スイッチや磁気スイッチを使用し、高繰り返し可能な新しいパルスパワー発生装置として用いられている。その応用分野としては、電子加速器の放射線治療や放射光発生、さらには波長可変の自由電子レーザの加速器部分にも利用されている^[21・22]。なかでも、コンピューター等のマイクロプロセッサやメモリーを製造するためのリソグラフィ光源としての役割は大きく、シリコンウェハの大型化による露光面積の拡大と生産性向上のため、リソグラフィ用エキシマレーザーには半導体スイッチと磁気スイッチを用いたパルスパワー発生装置として必須の技術となっており、今日に至っている^[21・22]。

本章では開発した MPC のパルス圧縮原理や半導体素子の種類について述べ、磁気アシストを用いた半導体素子のスイッチング特性試験を行った。

6.2 MPC の原理^[23]

高繰り返しコンパクトパルスパワー発生装置の主回路である MPC について回路動作の基本原則について説明を行う。MPC は基本的には C-L-C の共振回路であるが、そのエネルギーの圧縮方式によって直列磁気パルス圧縮方式と並列磁気パルス圧縮方式とに分けられる。ここでは、直列磁気パルス圧縮方式について説明を行う。

磁気スイッチとして可飽和インダクタ (Saturable Inductor : SI) を用いた直列 MPC の基本動作原理について図 6-1 を用いて説明する^[23]。電流 I_1 , I_2 が流れるループの漂遊インダクタンスをそれぞれ L_1 , L_2 とする。 L_u は未飽和時の SI のインダクタンス、 L_s は飽和時の SI のインダクタンスとし、 $L_u \gg L_s$ の条件を満たし、 L_u の値は非常に大きく L_s の値は非常に小さいものとする。各キャパシタ容量は $C_1=C_2=C_3$ とする。

動作としてはまずキャパシタ C_1 を電圧 V_{max} で充電した後、スイッチ S_1 を ON する。 L_u は非常に大きな値なので C_1 から C_3 への電荷の移動はほとんどなく、電流 I_1 が流れ、 C_1 の電荷は C_2 に転送される。このとき C_1 から C_2 に電荷が完全に転送されるまで SI は未飽和の状態を保つようにしておく。このときの回路方程式定数は

$$V_{\max} = \frac{1}{C_1} \int I_1 dt + L_1 \frac{di}{dt} + \frac{1}{C_2} \int I_1 dt \quad (6-1)$$

となる．式(6-1)を解くと

$$I_1(t) = V_{\max} \sqrt{\frac{C_{12}}{L_1}} \sin \frac{t}{\sqrt{L_1 C_{12}}} \quad (6-2)$$

ここで， C_{12} は C_1 と C_2 の合成容量で

$$C_{12} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (6-3)$$

となる．ここで， $C_1=C_2$ なので式(6-2)より電流 I_1 の最大値は

$$I_{1\max} = V_{\max} \sqrt{\frac{C_{12}}{L_1}} = V_{\max} \sqrt{\frac{C_1}{2L_1}} \quad (6-4)$$

となる．また， C_2 の電圧は

$$V_{C_2}(t) = \frac{1}{C_2} \int i dt = V_{\max} \frac{C_1}{C_1 + C_2} \left(1 - \cos \frac{t}{\sqrt{L_1 C_{12}}} \right) \quad (6-5)$$

となる．

最大電圧は I_1 の電流パルス幅 τ_1 に相当する時間

$$t = \tau_1 = \pi \sqrt{L_1 C_{12}} \quad (6-6)$$

の時

$$V_{C_2\max} = V_{\max} \quad (6-7)$$

となる．

次に C_2 から C_3 へのエネルギー転送を考える．次式の条件

$$L_1 \gg L_2 + L_s \quad (6-8)$$

を満たすとき, $t=\tau_1$ で SI が飽和(ON)すると C_2 に蓄えられた電荷のほとんどは C_3 に転送される. 転送時における電流の最大値は

$$I_{2\max} = V_{C2\max} \sqrt{\frac{C_{23}}{L_2 + L_s}} = V_{\max} \sqrt{\frac{C_1}{2(L_2 + L_s)}} \quad (6-9)$$

となる. ここで C_{23} は C_2 と C_3 の合成容量で

$$C_{23} = \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3} = \frac{C_1}{2} \quad (6-10)$$

である. C_2 から C_3 へのエネルギー転送に要する時間は

$$\tau_2 = \pi \sqrt{(L_2 + L_s) C_{23}} = \pi \sqrt{\frac{(L_2 + L_s) C_1}{2}} \quad (6-11)$$

となり, これは I_2 の電流パルス幅である. 式(3. 22), 式(3. 24)と同様に C_3 の最大電圧は

$$V_{C3\max} = V_{C2\max} = V_{\max} \quad (6-12)$$

となり, 各キャパシタの最大電圧は等しくなる.

パルス圧縮が行われる条件は $\tau_1 > \tau_2$, すなわち

$$L_1 > L_2 + L_s \quad (6-13)$$

である. I_1 と I_2 のパルス幅の比をパルス圧縮比 G_1 とすると

$$G_1 = \frac{\tau_1}{\tau_2} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2 + L_s}} \quad (6-14)$$

と表すことができる. MPC においてはエネルギー転送効率を下げずにパルス圧縮比を高くすることが重要である.

エネルギー転送時の電流波形と各キャパシタの電圧波形は図 6-2 のようになる. 図 6-2 から分かるように直列磁気パルス圧縮回路の場合, 電流増幅は可能だが電圧増幅は得られない.

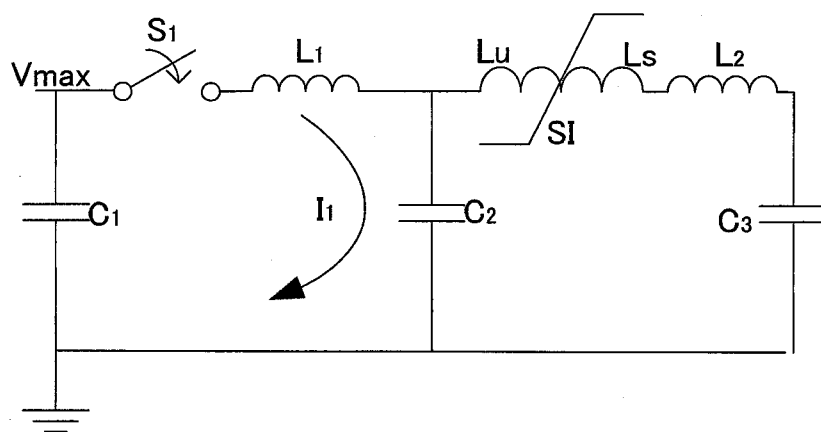


図 6-1 可飽和インダクタを用いた直列磁気パルス圧縮回路

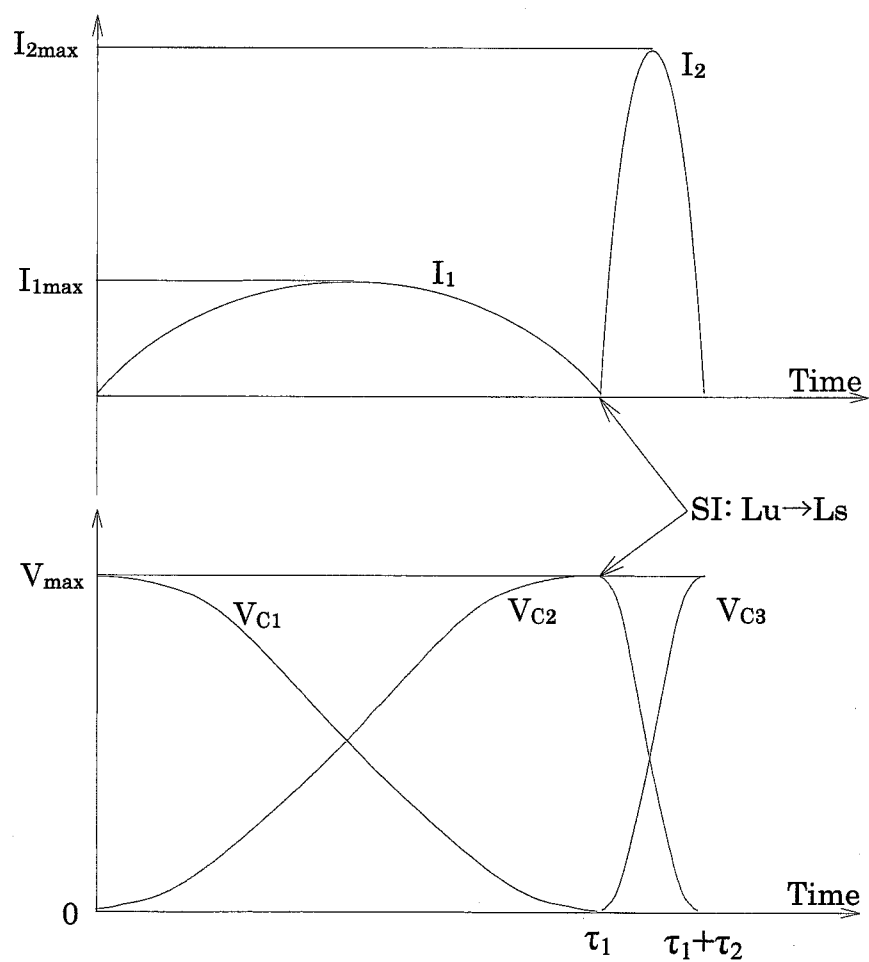


図 6-2 直列磁気パルス圧縮回路の電流電圧波形

6.3 磁気スイッチ

6.3.1 磁気スイッチの原理^[10]

磁気スイッチは強磁性体の磁化曲線の非線形性を利用したもので、非直線的に変化するインダクタンスをもつ SI である。SI は短絡スイッチの 1 つとみなすことができ、磁性体の飽和現象を利用して高インダクタンスの未飽和状態から低インダクタンスの飽和状態になることによりスイッチング動作を行うものである。

環状ソレノイドコイルにおいて、未飽和時のインダクタンス L_u は

$$L_u = \frac{\mu_0 \mu_{ru} AN^2}{l} \quad (6-22)$$

となる。ここで、 A : SI の断面積、 N : 巻数、 l : 平均磁路長、 μ_0 : 真空の透磁率、 μ_{ru} : 磁性体の未飽和時の比透磁率である。一方、飽和時のインダクタンス L_s は

$$L_s = \frac{\mu_0 \mu_{rs} AN^2}{l} \quad (6-23)$$

となる。ここで、 μ_{rs} : 磁性体の飽和時のインダクタンスである。未飽和時と飽和時のインダクタンスの比 L_s/L_u は、式(6-22)、(6-23)より

$$\frac{L_s}{L_u} = \frac{\mu_{rs}}{\mu_{ru}} \quad (6-24)$$

となる。通常、SI に使用される磁性体の未飽和時の比透磁率 μ_{ru} は数千から数万であり、また、飽和時の比透磁率 μ_{rs} はほぼ 1 である。したがって、SI の飽和時のインダクタンスは未飽和時の数千分の 1 から数万分の 1 となり、このインダクタンス比を利用することでスイッチング動作が可能となる。

磁気スイッチの ON/OFF は磁心飽和時の低インダクタンスの状態では電流を流し、未飽和時の高インダクタンス状態で電流をほとんどながさないようにすることで行う。このため飽和時と未飽和時の磁心材の透磁率が磁気スイッチのスイッチング性能を左右する。磁気スイッチ用の磁心材に要求される主な特性として

- ① B_s が大きい。
- ② μ_{ru} が大きく、 μ_{rs} が 1 に近い。
- ③ 飽和が急激に起こる。
- ④ 損失が少ない。

などが上げられる。

図 6-5 に強磁性体の磁化曲線の例を示す。SI に正のパルス電圧を加える場合、コイルに負の電流を流すことによってコアの磁束密度をあらかじめ磁化曲線上で $-B_r$ (負の残留磁束密度) の点にセットしておけば、コアが飽和するまでのコア内の磁束密度変化分として最大

動作磁束密度量 ΔB_m (B_s は未飽和から飽和へ遷移するときの磁束密度)

$$\Delta B_m = B_s - (-B_r) \quad (6-25)$$

と求めることが出来る。

本研究では SI の磁性体として日立金属製のファインメットを用いた。これは B_s が大きくかつ損失が小さく、また周波数応答性が良いもので、スイッチ用の磁性体として優れた性質を持っている。

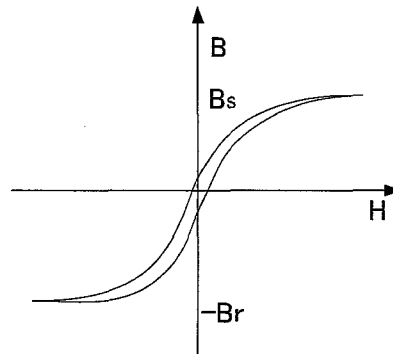


図 6-5 強磁性体の磁化曲線の例

6.3.2 電圧時間積^[10]

磁気スイッチには半導体スイッチのような耐電圧や許容電流のような厳しい制約はない。しかし、磁気スイッチが未飽和状態を維持できる時間は保持する電圧と密接な関係がある。電圧時間積と磁束密度変化の関係は次式ようになる。

$$\frac{1}{N} \int_0^{T_s} V(t) dt = \int_{A_m} B ds = A_m \Delta B \quad (6-26)$$

ここで、 N は巻き数、 T_s は飽和までの時間、 $V(t)$ は磁気スイッチに印加される電圧、 A_m は磁心材断面積、 ΔB は磁束密度変化量である。

実際の磁気スイッチ用磁心は磁心材に SiO_2 など絶縁膜を付け、何層にも巻き付けたトロイダル形状にして使用することが多い。このように薄い磁心材に絶縁層を挟み何層にも重ねることで層間絶縁を行っている。磁心材が磁心断面に占める割合を占積率 K_{sf} として

$$K_{sf} = \frac{A_m}{A} \quad (6-27)$$

で定義する。

磁気スイッチが飽和する必要最小電圧時間積は式(6-26)及び図 6-6 より次の式で表される.

$$\int_0^{\tau} V(t)dt = \frac{V_{\max} \tau}{2} = NA_m \Delta B \quad (6-28)$$

従って, 式(6-28)より SI が飽和するタイミングを決定する要素は,

①SI に印加される電圧

②SI の断面積と巻数

で決定される.

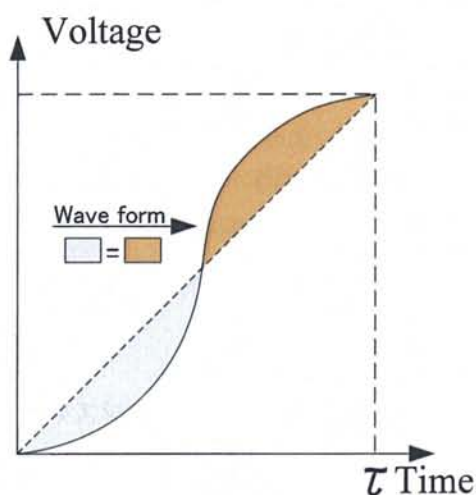


図 6-6 電圧時間積(VT 積)

磁気スイッチの用途としては, 短絡機能以外に, 半導体スイッチと併用してスイッチ損失を低減する, いわゆる磁気アシストとしての使い方もある. 半導体スイッチ単体では, 電圧に対する電流の位相を完全に遅らせることはできないが, 磁気スイッチと組み合わせることで, 電圧が立下がった後に電流を生じさせることができるため損失の低減が可能になる.

6.4 電力用半導体スイッチ

磁気スイッチがターンオンするまでの時間、いわゆる飽和時間は電圧値に反比例し、コアの断面積及び巻数に比例する。つまり、磁気スイッチに印加される電圧波形によってオン時間がきまり、電気トリガ等の外部信号によって電流制御はできない。一方、半導体スイッチは外部信号によってオンまたはオン・オフが可能である。半導体スイッチは高繰り返しで安定した動作を実現することができるため、産業応用における要素技術として重要な役割を果たしている。放電スイッチに比べて有利な点として、動作が安定である、動作後の回復が速いため高繰り返しが可能である、損耗部がないため半永久的に使用可能である、動作が安定している、などが挙げられる。逆に、半導体スイッチが不利とされるところは、スイッチングできる電力が比較的小さい、耐電圧が小さい、スイッチング速度が遅い、設置コストが高いなどである。これらの欠点は、素子そのものの大容量化とともに直並列運転、磁気スイッチとの併用などによって補うことが可能である。

半導体スイッチの種類は、サイリスタ、GTO サイリスタ、IGBT、MOSFET、IGBT 等、様々なものが挙げられるが、ここでは各種半導体スイッチの特徴及び動作原理について述べる [24・25]。

(1)サイリスタ(thyristor)

サイリスタは、図 6-8 に示されるように、pnp トランジスタ(transistor)と npn トランジスタの組み合わせによって説明ができる。ゲート電極にある一定以上の電圧を加えると、npn トランジスタが ON になりコレクタ電流が流れる。コレクタ電流は pnp トランジスタのベース電流でもあるため pnp トランジスタが ON となり、主電極 A-K 間がターンオンとなる。サイリスタには自己遮断機能がなく、主電流を遮断(ターンオフ)するためには、主電流の流れる A-K 間に逆電圧を加えて、いったんオフ状態にする必要がある。現在では、通常のサイリスタよりも特性の優れた静電誘導サイリスタと呼ばれる素子の適用研究も行われている [26]。この素子は、 dv/dt 特性、 di/dt 特性に優れ [27]、ゲート回路の駆動電力も小さい等の優れた性能を持っている。

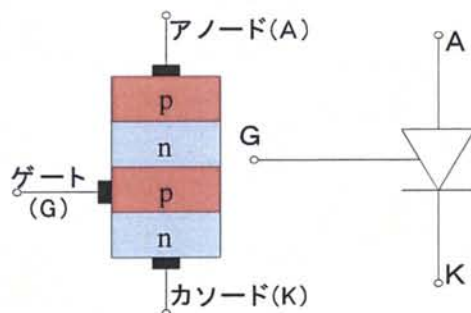


図 6-8 サイリスタの構造 [24]

(2)GTO サイリスタ (GTO thyristor : gate turn-off thyristor)

GTO サイリスタは、ゲートから電流を流入・流出することで ON/OFF 制御ができるパワーデバイスである^[25]。GTO は基本的にサイリスタと同じ pnpn の四層構造の素子であるが、ターンオフ機能を有する。図 6-9 にトランジスタモデルによる GTO サイリスタの模式図と等価回路を示す。ターンオフ時は普通のサイリスタと同様、GK 間に正電圧の信号を入れる。ターンオフ時には、A-K 間のキャリアを吸い出してターンオフするが、ゲートへのターンオフ電流は主電流の 1/3～1/5 程度と大きい。パルスパワー用の GTO モジュールは微細なカソードパターンを有し、ターンオフ初期の電流集中を緩和できる。ゲートに立ち上がりが高速な電流を供給することによりスイッチングを高速化できる。

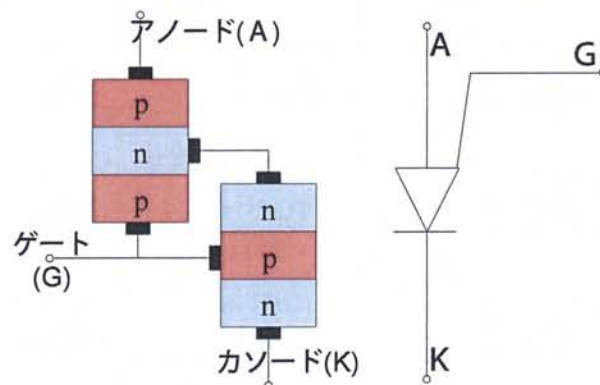


図 6-9 GTO サイリスタの模式図

(3)MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor)

MOSFET は、ゲートに印加した電圧によって、ゲート電極直下に高伝導度のチャネルを形成しターンオフさせるパワーデバイスである。n チャネル MOSFET の基本構造を図 6-10 に示す。ゲートに正の電圧 V_{GS} を加えると、p 形半導体基盤の表面部分に少数キャリアである電子がひきつけられて電子密度の高い n チャネルが形成される。この現象を電界効果による反転といい、表面の薄い n チャネルを反転層という。ゲート電圧 V_{GS} がしきい値以上になると、形成された n チャネルの厚さすなわち抵抗値はゲート電圧 V_{GS} により変化するので、 V_{GS} を制御することによりスイッチングさせる。MOSFET は、高速スイッチングが可能であり、電圧駆動形であるため消費電力が少ない。一方、電流を大きくとれないことと耐電圧を高くすると ON 電圧を高くすると ON 電圧が上昇することなどからの理由から、単一素子定格としては千数百 V・数十 A 程度に制限される。そのため、パルスパワー用として用いるには直・並列で使用する必要がある。

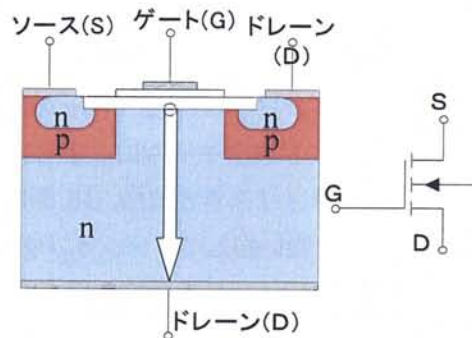


図 6-10 MOSFET のデバイス構造^[24]

(4)IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)

IGBT スイッチはパワーMOSFET の高速スイッチング、電圧駆動特性とバイポーラトランジスタの大電力特性を兼ね備えた新しいパワーデバイスで、いまや従来のバイポーラトランジスタを置換し、さらに大容量化が進み、GTO サイリスタをも置換しようとしており、あらゆる分野のパワーエレクトロニクス化のキーデバイスとして最近注目を集めている。n チャネル IGBT の基本構造を図 6-11 に示す。IGBT は、3 端子のスイッチング素子で、バイポーラトランジスタと同様に入力信号によって ON/OFF できることから自己消弧形スイッチング素子に分類される。また、高速でかつ動作電圧が比較的大きいため、低・中容量で高速化・高繰り返し化にも適している。

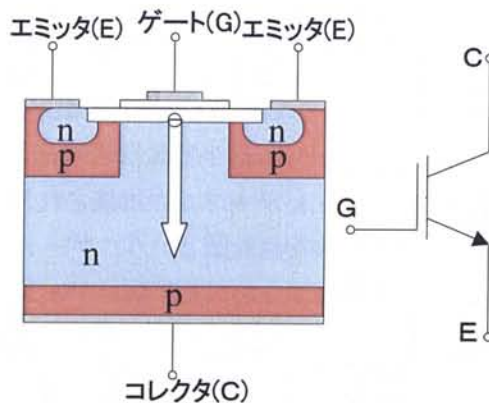


図 6-11 IGBT のデバイス構造

(5)IEGT (Injection Enhanced Gate Transistor)

IEGT は、IGBT を発展させた素子で、ゲート幅を IGBT よりも広く設けてあることが特徴である。高速性と低 ON 電圧でかつ高耐圧の素子である。IGBT、IEGT とともに複数の素子を単一のパッケージに納めた圧接形のものが一般的である。

6.5 磁気スイッチを用いた半導体素子の特性試験

6.5.1 試験装置と試験方法

前述の様に大容量半導体スイッチは性能向上によりスイッチング特性の高速化・低損失化が進んでいる。しかしながら、パルスパワー発生装置で要求される電圧電流ピーク値及び di/dt 値は非常に大きく、半導体素子を直接用いるまでには至っていない。本節では、電圧駆動型かつ大電力特性を兼ね備えた IGBT と、ゲート電流によってターンオフの制御はできないが di/dt 値に優れたサイリスタの 2 種類の半導体素子と磁気スイッチを組み合わせ、スイッチング特性の試験を行った。半導体素子と磁気スイッチを併用することで半導体素子の負担を軽減し、損失の低減を図ることができる^[28]。図 6-12(A),(B)に磁気アシスト特性試験回路及びサイリスタスイッチング回路を示す。定パルス電流を生じる LC 回路構成となっており、磁気スイッチ、半導体素子、コンデンサが直列接続されている。半導体スイッチがターンオンした瞬間、コンデンサ C_0 の充電電圧が磁気スイッチへと印加され、飽和時間経過の後、インダクタンスが減少し閉路に電流が流れる。また、磁気スイッチの動作を安定化させるためにリセット回路を使用し逆バイアスを印加している。

今回使用する IGBT 及びサイリスタのデータシートを表 6・1 に示す^[29・30]。IGBT は日本インター社製 PHMB1200B12、耐エミッターコレクタ間電圧 1.2kV、パルスコレクタ電流 2.4kA の素子を使用し、サイリスタは東芝製 S6A13、ピーク繰り返しオフ電圧 800V、繰り返しピークオン電流 500A、 di/dt が 750A/us の素子を用いた。このサイリスタは、電力用サイリスタの中でも di/dt 値が大きく、耐アノード電流も大きいので、パルスパワー用に用いる素子として適した条件を持っているといえる。1 個あたりの対電圧、電流の値は IGBT に及ばないが、複数の素子を使用し 2 直列 4 並列接続とすることで容量増加を図っている。通常では、サイリスタは電流駆動型でオン抵抗が電流増加値に対しトレードオフの関係にあるため、直並列接続にすることは極めて難しいが、磁気アシストと組み合わせることにより電圧電流の均一化を行っている^[30]。

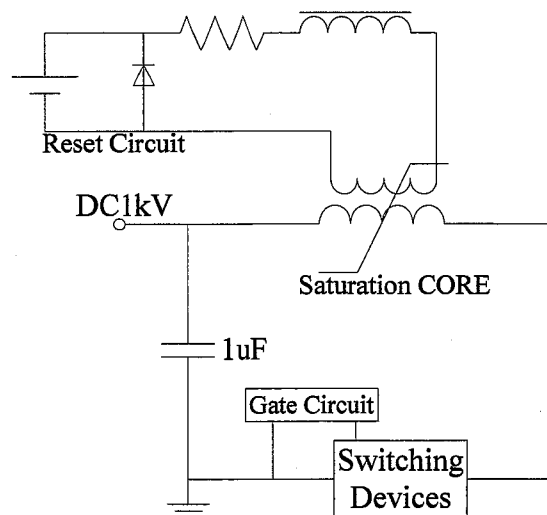


図 6-12 (A) 磁気アシスト特性試験回路

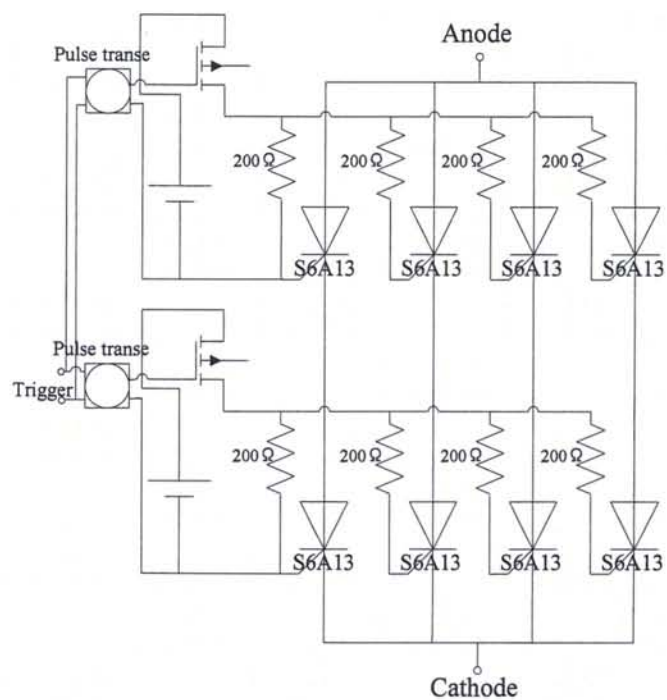


図 6-12 (B)サイリスタスイッチング回路

表 6-1 IGBT PHMB1200B12 及びサイリスタ S6A13 のデータシート

Item	Value
IGBT type	Single-module
C-E voltage, V_{CE}	1200 V
C dissipation, P_c	20 W
B-E voltage, V_{BE}	5 V
Collector current, I_C	1200 A
Peak collector current (1ms), I_{CP}	2400 A



Item	Value
thyristor type	Si-planar
Peak OFF voltage, V_{DRM}	800 V
Peak ON current, I_{CP}	500 A
dissipation, P_{GM}	0.5W
Rate of peak current, di/dt	750 A/us
Peak Gate Voltage, V_G	5V



磁気スイッチの磁心材には外径 79.5mm, 内径 39.5mm, 幅 25.4mm のトロイダル形状の高角形比を持つ鉄系超微結晶質合金(日立金属社製:FT-1H)を用いた。試験はキャパシタ C_0 を 1 kV で充電し, 外部トリガによってサイリスタ及び IGBT をターンオンさせ, アノード-カソード間, コレクター-ゲートの電圧と回路ループ電流を高電圧プローブと高周波用 CT を用いてデジタルオシロスコープに取り込みそれぞれ測定した。

6.5.2 試験結果

コンデンサ C_0 の充電電圧 V_{C0} , 半導体スイッチの電圧 V_{sw} , 閉路に流れる電流 I_0 を確認した。更に, 直列化された各段のサイリスタ電圧として V_{sw_2} を測定し, 電圧平衡を確認した。電圧電流波形をデジタルオシロスコープで演算し, スイッチング時の瞬時電力波形を求めた。サイリスタ及び IGBT ターンオン時のゲート電流電圧波形を図 6-13, 図 6-14 に示す。図 6-15 にサイリスタの電流平衡を確認するために, 直並列化を行った各サイリスタの電流波形, 図 6-16 にサイリスタ及び IGBT の瞬時電力波形を示す。

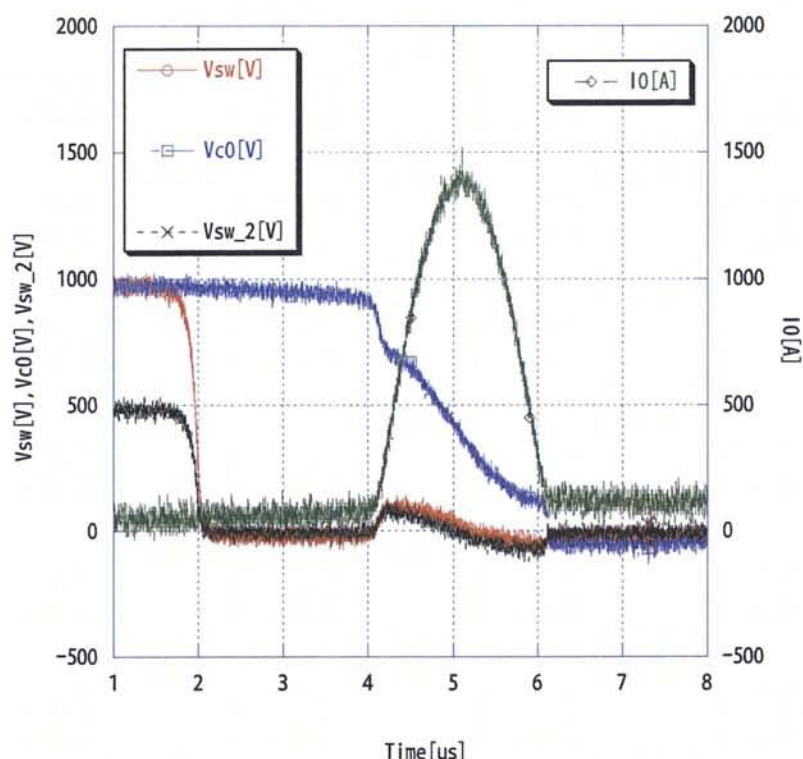


図 6-13 サイリスタターンオン時の電圧電流波形

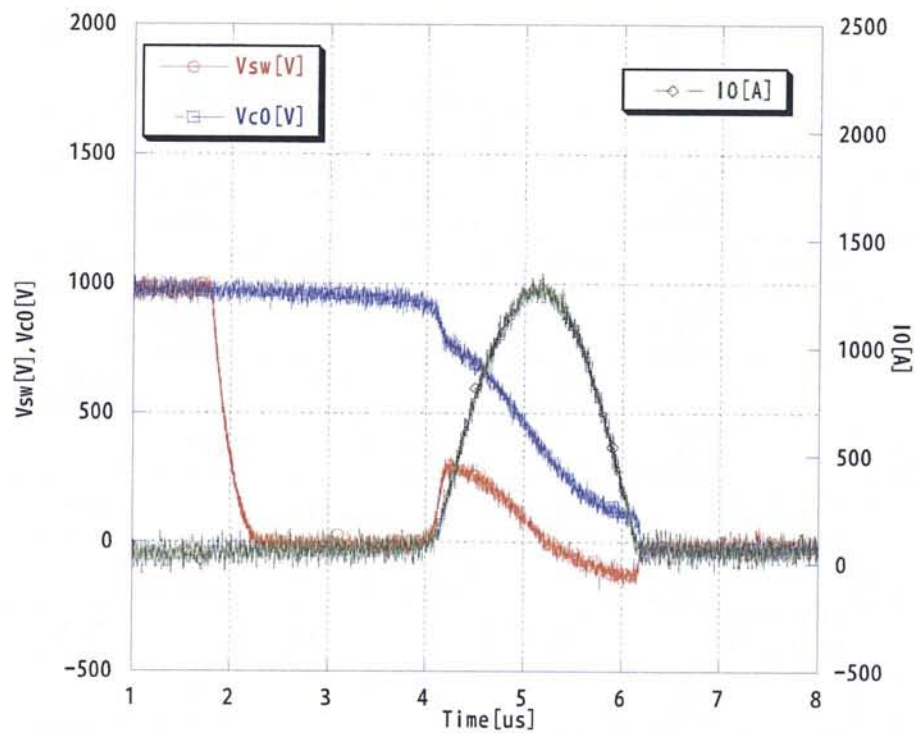


図 6-14 IGBT ターンオン時の電圧電流波形

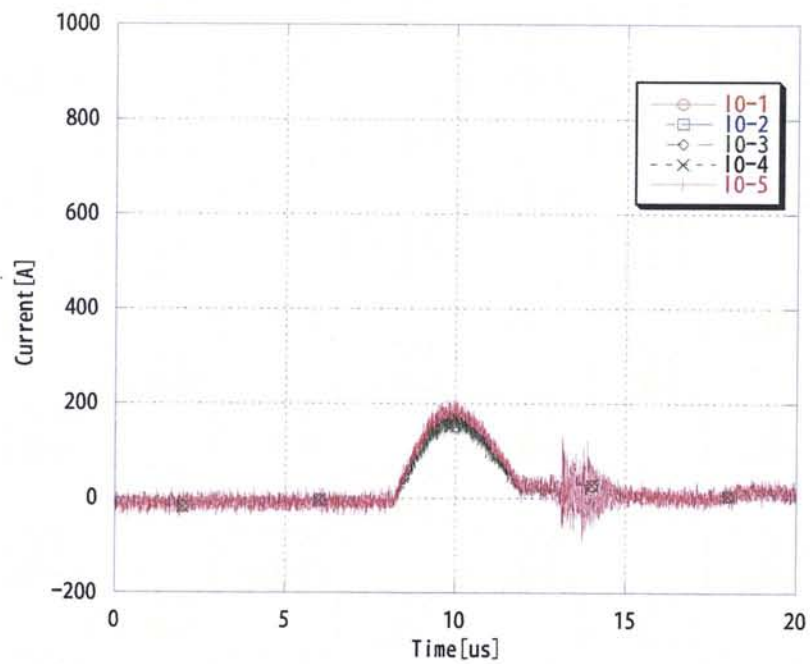


図 6-15 各サイリスタの電圧電流波形

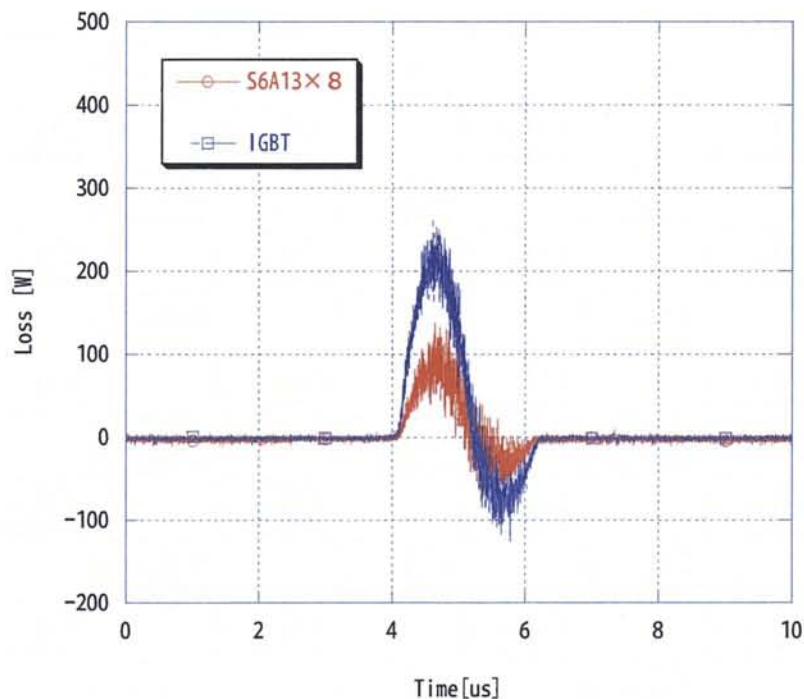


図 6-16 サイリスタ及び IGBT の瞬時電力波形

図 6-13 より、トリガ信号が印加されるまで、サイリスタに印加される電圧 V_{sw} は 1kV を保っている。この時、 V_{sw_2} が 500V に保たれているので、直列化された一段目と二段目とのサイリスタの間で分圧が正確に行われていることが確認できる。1.8us の時に外部トリガによってサイリスタがターンオンしている。電圧の立下り時間は 100ns 以下の値を示しており、この瞬間から磁気スイッチに 1kV の電圧が印加される。磁気スイッチは未飽和の状態にあるので V_{co} は 1kV を保つ。約 $2\mu s$ の飽和時間の経過後、磁気スイッチが飽和し閉路に電流が生じる。この時、立ち上がり $1.4kA/us$ 、電流ピーク値 $1.42kA$ 、パルス幅 $1.41us$ の電流パルスが得られており、電圧 V_{sw} に変化が見られる。これはサイリスタのインダクタンス、抵抗成分から成るスイッチングインピーダンスによるものである。このインピーダンスが小さいほど、パルス幅が短く、エネルギー損失が少ないためスイッチング特性の良い半導体素子といえる。

図 6-14 は IGBT の電圧電流波形である。素子 1 個で 1kV の電圧を制御することができるため、並直列する必要がなくゲート回路の簡易化が可能である。電圧電流波形においては、上述したサイリスタと比較すると違いが見られる。 V_{sw} の立下りが 200ns と約 2 倍になっており、スイッチング速度が遅いことがわかる。飽和時間はコアのパラメータ及び電圧で決定されるため違いは見られないが、飽和後の電流波形には違いが見られる。立ち上がり $1.3kA/us$ 、電流ピーク値 $1.33kA$ 、パルス幅 $1.47us$ の電流パルスが得られており、これらの値は、いずれもサイリスタより低い。また電圧波形に関しては飽和時の波高値が大

きく、サイリスタより IGBT の方がターンオン時のスイッチングインピーダンスの値が高いとみられる。図 6-16 のサイリスタ及び IGBT の瞬時電力波形から、IGBT の方が大きいことが顕著に確認できる。

6.5.3 スwitchングインピーダンスの導出

続いて、図 6-13 のサイリスタターンオン時の電圧電流波形及び、図 6-14 の IGBT ターンオン時の電圧電流波形から、本回路(図 6-11)におけるサイリスタ及び IGBT のスイッチングインピーダンスの算出を行う。本回路は RLC の直列回路とみなすことができ、その電流値はその時の電流値は

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int i \cdot dt = V \quad (6-31)$$

(R,L,C はループ及びオン抵抗値、ループ及びオンインダクタンス値、C₀ コンデンサ値)より

$$i = \frac{V_0}{\omega_0 L} \exp\left(-\frac{R}{2L}t\right) \sin \omega_0 t \quad (6-32)$$

となる。この時のパルス幅は

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} \quad (6-33)$$

で与えられる。R²<<4L/Cであると仮定すると、式(6-31)は $\omega_0=1/\sqrt{LC}$ と近似することができ、ピーク電流 I_p と振動周波数 f は次のようになる。

$$I_p = V_p \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (6-34)$$

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

サイリスタ及び IGBT 電流波形からピーク値、半周期値から、回路を構成する RLC 成分を算出すると次の表 6-2 のようになる。

表 6-2 サイリスタ及び IGBT のスイッチングインピーダンス

	S6A13 Thyristor	PHMB1200B12 IGBT
電流ピーク値	1.42kA	1.33kA
半周期値	2.0us	2.15us
コンデンサ値	1uF	1uF
抵抗値	2.55Ω	2.733Ω
インダクタンス値	405nH	467nH

抵抗値、インダクタンス値共に IGBT よりサイリスタの方が低いことが確認できる。実験回路を構成する他の素子や閉回路のループの大きさは同じであるので、表の値の違いはスイッチング特性を大きく反映している。つまり、サイリスタの方が良い特性を持っているといえる。これは並列化によってターンオン時のインピーダンスが低減することができたためと考えられる。

続いて、スイッチングインピーダンスの算出に使用した回路を用いて、サイリスタの並列数を変化させ、スイッチングインピーダンスがどのように変化するかを確認した。その変化を図 6-17 に示す。インダクタンス値、抵抗値共に並列素子数の増加に従い、値が減少しているが、4 段目を境に一定となる。また、両者の並列素子数によるインダクタンス値の変化傾向は類似している。したがって、並列素子数を 4 段以上にしても、スイッチングインピーダンスの減少させることはできず、スイッチング特性の向上を図ることはできないと考えられ、必要最低並列素子数の 4 段が最適であるといえる。

磁気アシストを使用することでサイリスタを直並列化することができ、サイリスタを単体で用いるよりスイッチングインピーダンスを減少させることが可能である。つまり、磁気アシストにより、大容量パワーデバイス以上のスイッチング特性をもった素子を構成することが可能となる。

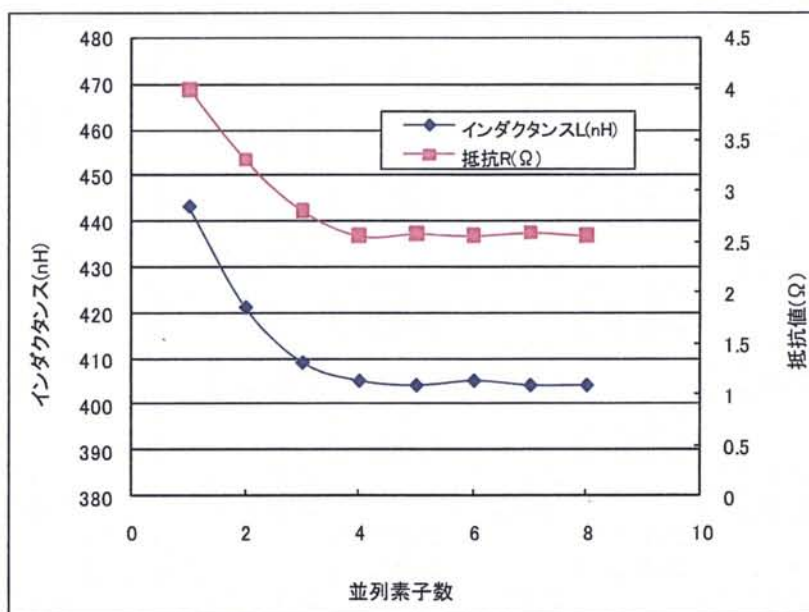


図 6-17 並列素子数によるサイリスタ S6A13 のスイッチングインピーダンスの変化

6.6 まとめ

磁気パルス圧縮回路の動作原理についての考察を行い、磁気アシストを用いた半導体素子の特性試験を行った。磁気パルス圧縮回路では磁気スイッチの使用が重要であり、電圧時間積を考慮にいたした回路設計を行わなくてはならない。磁気スイッチは印加電圧によって飽和にいたる時間が決まるため、外部信号によって電流制御することはできない。しかし、磁気アシストと半導体スイッチを組み合わせることにより電流制御が可能となる。今回、サイリスタ及び IGBT の二種類の半導体素子を用い、磁気アシストを組み合わせさせてスイッチング特性の評価を行った。IGBT は単体で回路を制御できる大容量の素子、サイリスタでは小容量の素子を用意し、複数直並列化することで大容量化を図り、その二つの評価を行った。

その結果、同容量の IGBT と比較して、スイッチング時の抵抗、インダクタンスといったスイッチングインピーダンスを低減することができた。インピーダンスの低減はアシスト時間の間に、ゲートへの十分な量の電流・電界が印加されたため、導通領域が広がり、並列化によってターンオン時のインピーダンスが低減することができたためと考えられる。磁気スイッチの適用することで、サイリスタの各並列線路に生じる電流を平衡状態にし、全てのサイリスタが確実にターンオンした後に電流を流すことが可能となる。従って磁気アシストと直並列化された小容量半導体スイッチの組み合わせは、小型化かつスイッチング特性の向上といった半導体素子単体では実現が難しい性能を可能にすると考えよう。

第 7 章 小型磁気パルス圧縮電源の作製

7.1 はじめに

6 章では MPC のパルス圧縮原理について述べたが、パルスパワー発生装置は、MPC だけでなく、コントローラ部や半導体スイッチ部といった様々な装置から構成されている。本章では、まず全体像としてパルスパワー発生装置の構成について述べ、本研究で作製した MPC の動作説明及び設計方法について述べる。

7.2 パルスパワー発生装置のシステム構成

パルスパワー発生装置の構成は負荷に要求される電圧、エネルギー等によって変化する。本研究で使用する装置構成のブロック図を図 7-1 に示す^[23]。発生装置はコントローラ部 (Controller)、充電器部 (Charger)、半導体スイッチ部 (Thyristor Switches)、磁気パルス圧縮部 (MPC)、負荷 (Load) から構成される。

コントローラ部は商用の単相 100V から受電し、出力電圧、繰り返し周波数の制御と各ユニットへの配電を行う。制御部分は論理素子から構成されており、充電器の出力電圧及び繰り返し周波数の設定を行うことが可能である。この周波数信号を用いて充電器の出力と半導体スイッチの ON/OFF のタイミングを作り出し、各ユニットを制御する。

充電器は半導体スイッチユニット内の初段エネルギー蓄積キャパシタを充電する。高繰り返しパルスパワー発生においては、繰り返し周波数に対応してキャパシタを急速に充電する必要があり、インバータを内蔵したコマンドキャパシタ充電方式の充電器を用いている。この充電器はコンバータを介し、コントローラ部によって所望の電圧を出力できる。加えて、充電器出力電圧を監視しその値を制御できる機能、過電圧を防ぐ機能、充電が完了したことを示す機能といった操作部を備えており充電電圧を任意に可変することができる。充電器によって初段エネルギー蓄積キャパシタを充電した後、半導体スイッチ部では、コントローラ部から受け取った信号をゲート回路を経て半導体スイッチをターンオンさせる。また、この時に磁気アシストが半導体スイッチと共に使用され、半導体スイッチがターンオン後に初段パルスが生じる。

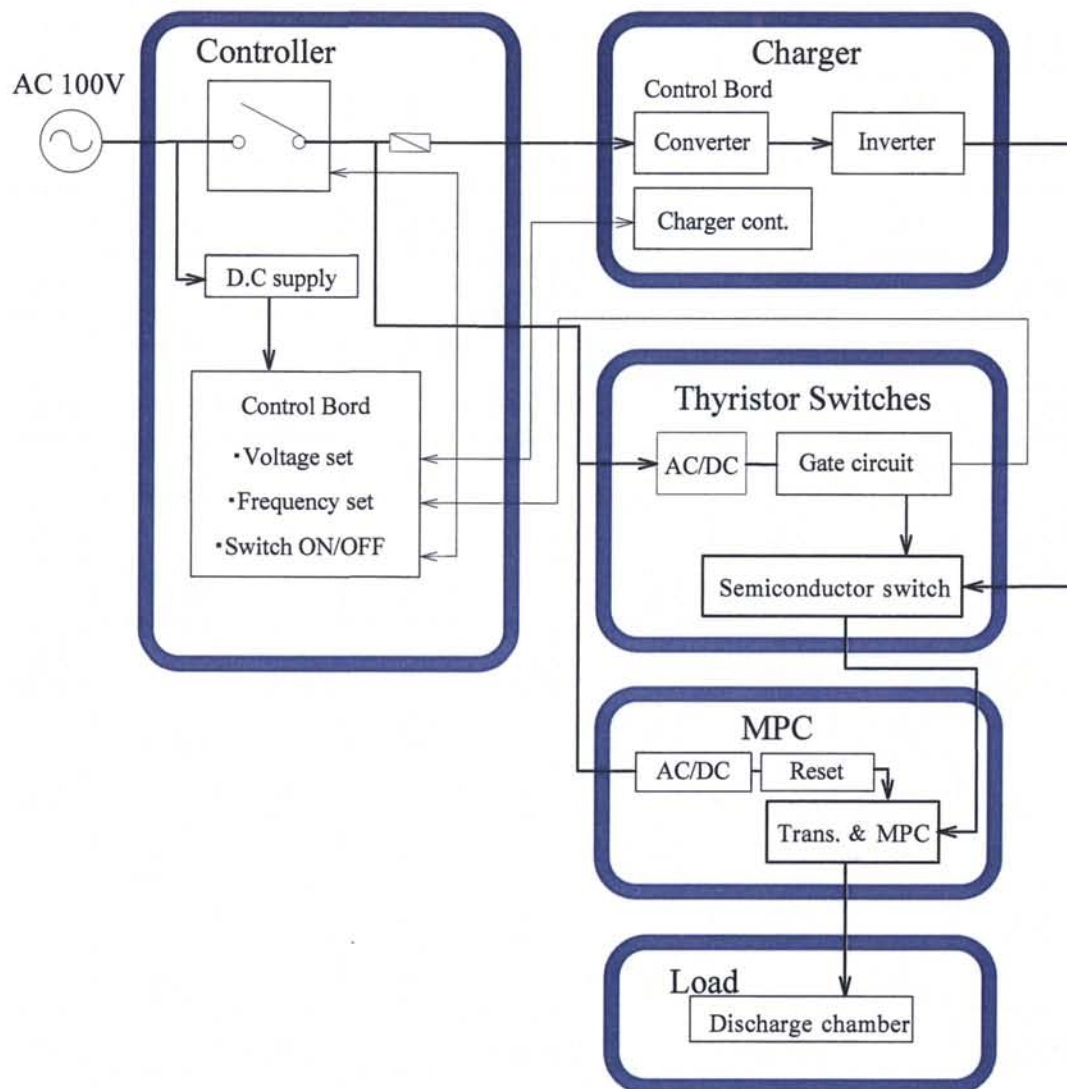


図 7-1 パルスパワーのシステム構成

7.3 パルスパワー発生装置の回路構成

パルスパワー発生装置は初段エネルギー蓄積とその高速放電を行う半導体スイッチを中心にした初段パルス発生回路、昇圧トランス及び可飽和インダクタとキャパシタを中心に構成されているパルス圧縮回路からなる。ここでは、初段パルス発生回路とパルス圧縮回路の説明を行う。

7.3.1 初段パルス発生回路

図 7-2 に初段パルス発生回路を示す。初段パルス発生回路を構成する主な素子は初段エネルギー蓄積用のキャパシタ C_0 、初段パルス発生用の主スイッチとなるサイリスタ (Switching device)、磁気アシスト用の可飽和インダクタ SI_0 、昇圧用パルストランス PT の 1 次側である。リセット回路 (Reset Circuit) は予め可飽和インダクタ SI_0 に主電流が流れる方向と逆にバイアス磁界を発生させるためにリセット電流を流しておく。これにより、コア内の磁束密度変化分が負の飽和磁束密度分だけ増加させることができる。リセット回路の抵抗 R_r は一定の直流電流を得るための電流制限抵抗である。インダクタ L_r は直流電源を磁気スイッチ動作時のサージから保護するためのサージブロッキングインダクタである。 D_r は直流電源 DC に逆電圧がかからないようにするのとサージ電流が環流するようにするためのフリーホイールダイオードである。主回路中のスイッチング素子と逆並列に接続されたダイオード D_1 は、ターンオフ時に閉路のインダクタンス成分により生じる逆電圧から素子を保護する働きを持つ。

動作原理としては、充電器を用いて初段エネルギー蓄積キャパシタ C_0 を高速充電する。充電完了後サイリスタをトリガ信号により駆動させゲート電流を半導体素子に与えをターンオンさせる。半導体素子間の電圧は急速に降下するが、磁気アシスト用の可飽和インダクタ SI は飽和するまでは C_0 は SI_0 が高インダクタンス状態(未飽和状態)のため充電電圧をほぼ維持する。アシスト時間経過後 SI_0 が飽和すると低インダクタンスとなり C_0 は放電してパルストランス PT の 1 次巻線を電流が流れる。放電電流は C_0 - SI - PT - GTO -Switching device の共振ループを流れ、エネルギーは PT を通じパルス圧縮回路へ移行する。

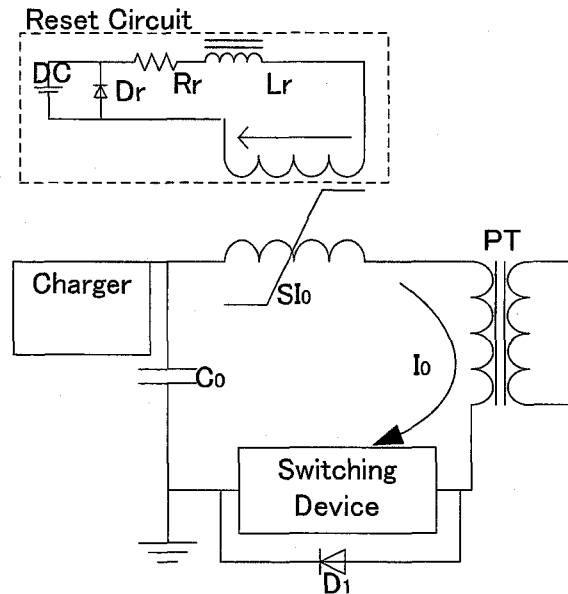


図 7-2 初段パルス発生回路

7.3.2 パルス圧縮回路

本節で述べるパルス圧縮回路とは前章でその動作原理を述べた強磁性材料をコア材に用いた磁気パルス圧縮回路を指す。図 7-3 に典型的なパルス圧縮回路を示す。本回路は、直列磁気パルス圧縮方式の一段圧縮を用いた。パルス圧縮回路を構成する主な素子はパルストランス PT (2 次側)、キャパシタ C_1 、パルス圧縮用の可飽和インダクタ SI_1 、可飽和インダクタをバイアス磁界でリセットするリセット回路(Reset Circuit)、負荷側のピーキングキャパシタ C_p と負荷(Load)である。

前述の初段パルス発生回路でパルスが発生させると PT 2 次側に昇圧された電流 I_0 が流れ、 C_1 をパルス充電する。パルス幅は初段パルスと同じ時間幅である。 SI_1 はリセット回路からのリセット電流で予めバイアス磁界を発生させリセットされた状態である。 C_1 がパルス充電されている時間は SI_1 のコアが未飽和で高インダクタンスの状態である。そのため C_p への漏れ電流はほとんど無く、 C_1 を効率良く充電することができる。 C_1 の充電電圧が最大値になったとき SI_1 のコアの未飽和状態が解け、飽和するように電圧時間積が設計されている。 SI_1 のコアが ON すると空心インダクタと同様の低インダクタンス状態となり急速に C_1 が放電し C_p を高速パルスで充電する。放電負荷の場合、放電電極間のブレイクダウンで C_p が放電する。磁気パルス圧縮動作により電流パルスが時間圧縮されていき、電流波高値が上昇していく。損失が無く、 SI_1 の電圧時間積が最適設計されていると $C_1 = C_p$ の時 C_1 の最大電圧が C_p の最大電圧にほぼ等しくなる。

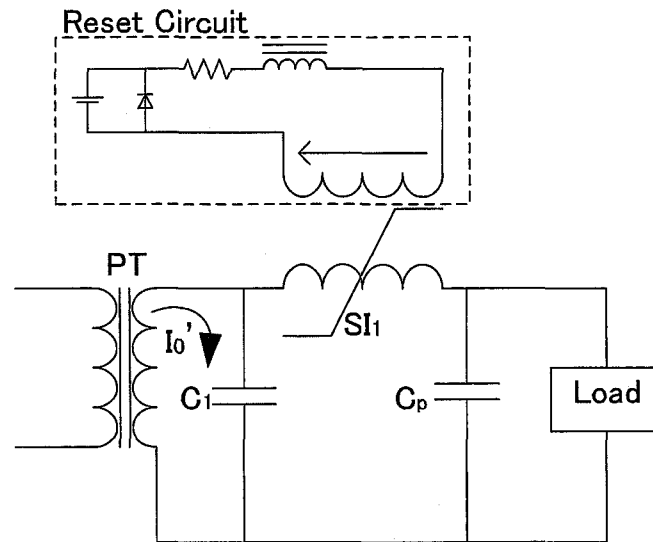


図 7-3 一段磁気パルス圧縮回路

7.4 小型磁気パルス圧縮電源の設計

7.4.1 電源の開発仕様

実際に磁気パルス圧縮電源の設計を行う。表 7-1 にパルスパワー発生装置の仕様を示す。プラズマとして化学反応性に富む非熱平衡プラズマ（ストリーマ放電）の生成を目標の 1 つとして掲げており，その発生用放電電極並びに電源にはストリーマ放電の進展開始電界（ $=12 \text{ MV/m}$ ）を満たす条件を設定している^[32・33]

表 7-1 パルスパワー発生装置の仕様

Parameter	Value
Input voltage	$\sim 1\text{kV}$
Repetition rate	$\sim 500\text{pps}(\text{:pulses per second})$
Charging Energy	$\sim 0.5\text{J/s}$
Voltage rise time	$< 500\text{ns}$
Output voltage	$\sim 30\text{kV}$

続いて，図 7-4 に，本研究で開発した小型磁気パルス圧縮電源回路図を示す。前節で述べた初段パルス発生回路と 1 段磁気パルス圧縮回路から構成されている。

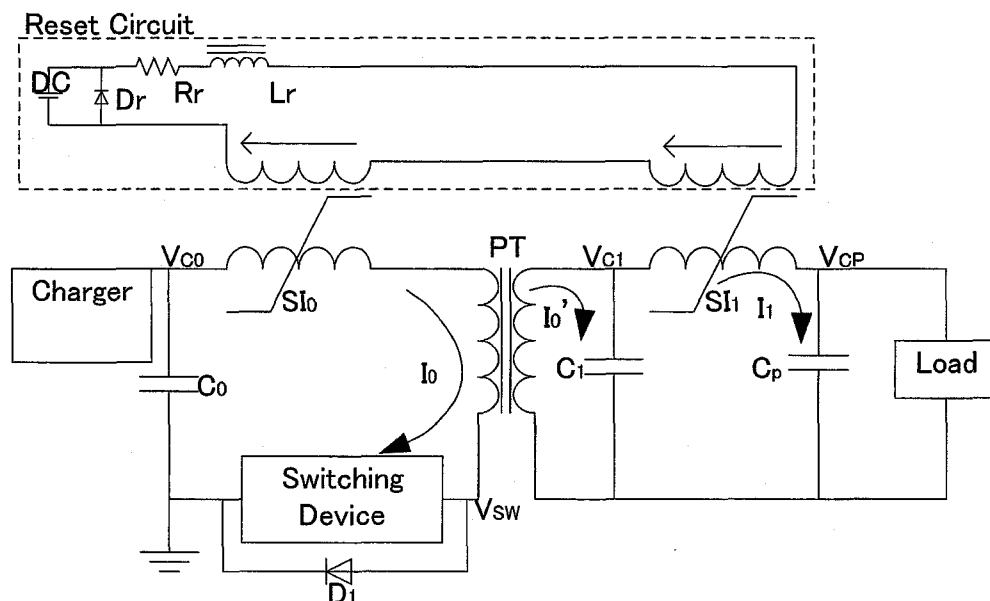


図 7-4 小型磁気パルス圧縮電源回路図

小型磁気パルス圧縮電源は可飽和インダクタを用いた直列磁気パルス圧縮方式とし、最終段主放電回路を除き、圧縮段数は1段となる。

パルス圧縮回路を構成する主な素子は、パルストランス PT、キャパシタ C_0 、 C_1 、 C_p パルス圧縮用の可飽和インダクタ SI_0 、 SI_1 可飽和インダクタをバイアス磁界でリセットするリセット回路(Reset circuit)、負荷(LOAD)である。

リセット回路は、あらかじめ可飽和インダクタに主電流が流れる方向と逆にバイアス磁界を発生させるためにリセット電流を流しておく。リセット巻き線は、リセット回復時間を考慮し SI_0 、PT、 SI_1 の共通リセットとする。充電器でキャパシタ C_0 にパルス充電される際、 SI_0 のコアは未飽和で高インダクタンスの状態である。そのため、漏れ電流はほとんど無く、 C_0 を効率よく充電することができる。 C_0 の充電電圧が最大値になったとき、 SI_0 のコアが飽和(ON)するように電圧時間積を設計する。 SI_0 のコアが ON すると SI_0 は低インダクタンス状態となり C_0 が放電し、パルストランスの一次側に電流 I_0 が流れる。すると、二次側に誘導電流 I_0' が生じ、 C_1 へとエネルギーが転送される。このとき、パルストランスの巻数比により電圧は昇圧される。また、PT の一次側でのパルス幅は二次側にそのまま保存され、その転送時間は $C_0 \cdot L_{ST0} \cdot C_1$ の共振回路による式(6-11)で定義される。

次に C_1 から C_p への転送を考える。前段で C_1 への充電電圧が最大となるときに SI_1 のコアが飽和するように電圧時間積を設計する。よって、 SI_1 のコアが ON すると SI_1 は低インダクタンス状態となり C_1 が放電し、 C_1 から C_p へのエネルギー転送が起こる。また C_1 が放電する際、前段($C_1 \rightarrow C_0$)に電流が戻らないようにするため、PT の二次側インダクタンスは SI_1 飽和時のインダクタンス L_{ST1} よりも大きくなるようにしておく必要がある。

7.4.2 電源パラメータの決定

パルスパワー電源の開発仕様から、実際に小型磁気パルス圧縮電源回路の回路パラメータの算出及びコアの設計を行った。昇圧比、キャパシタ容量を算出し、電圧時間積から磁気スイッチ及びパルストランスのサイズを設計した。

(A) 昇圧比

表 7-1 より出力電圧目標が 30kV、入力電圧が 1kV であることから、 C_0 から C_p までの転送効率低下及び配線形状等の幾何学的制限を考慮し、パルストランス PT で 33 倍の昇圧を行う。従って、PT の一次側巻線を 1 ターン、二次側巻線を 33 ターンとし、巻数比を一次側：二次側=1：33 とする。

(B) キャパシタ容量の設定

小型パルス圧縮電源一次側回路のコンデンサ C_0 の容量算出を行う。表 7-1 より、1 パルス当たりのエネルギー $E=0.5\text{J}$ 、入力電圧 $V_{c0}=1\text{kV}$ であり、エネルギー転送効率 100%と仮定すると下式より C_0 は

$$C_0 = \frac{2}{V_{c0}^2} E = 1.0(\mu\text{F}) \quad (7-1)$$

と容量が決定される。続いて、二次側回路のコンデンサ C_1 、 C_p の容量計算を行う。昇圧比を n とした場合の二次側のエネルギー転送効率を 100%とするための最適な C_0 、 C_1 の関係は

$$C_0 = n^2 C_1 \quad (7-2)$$

となる。 $n=33$ 、 $C_0=1.0\text{ }\mu\text{F}$ より $C_1 \doteq 0.918\text{ nF}$ が理想であるが、実際には既存のキャパシタを用いて近い値を選定するため、 $C_0=1.0\mu\text{F}$ 、 $C_1=1.0\text{ nF}$ とする。

二次側のエネルギー転送効率を 100%とするために最適な C_1 、 C_p の関係は

$$C_1 = C_p \quad (7-3)$$

よって $C_1=C_p=1\text{ nF}$ となるようキャパシタの選定を行う。

(C) 磁気スイッチ、パルストランスの設計

コアの 1 ターンあたりの電圧時間積 VT は、実行動作磁束密度(ΔB_m)とコアの有効断面積(A_e)から次式により表され、式(6-26)より

で表せる. ここで K_{SF} : 占積率(断面積に対する磁性体材料が占める割合)は, 0.7 である.

今回使用する磁心材料(日立金属製, ファインメット FT-3H)において, 実行動作磁束密度 (ΔB_m)とコアの有効断面積(A_e)の関係は

となる。Bsは飽和磁束密度、Brは残留磁束密度である。今回用いる磁心材の仕様は後述するが、その仕様により(7-5)式は

となる。したがって上式に巻数を乗じた値が電圧時間積となる。

■ 可飽和インダクタ(SI₀)

一次側回路の過飽和インダクタ SI_0 は磁気アシストの役目を担っている。充電器により C_0 は 1kV の電圧が発生する。アシスト時間は、今回使用する素子のターンオン時間を考慮に入れ、 $\tau_{\text{sat}} = 50\text{ns}$ として

上式より、 $V \cdot T = 50 \mu(V_s)$ となる。よって、この必要電圧時間積以上のコアの選定を行う。

コアサイズ: (φ 32.0mm - φ 20.0mm) × 11.5 mm × 2 4 ターン
 外径 内径 幅 個数 ターン数

コアの断面積は $A = 0.000139 \text{ (m}^2\text{)}$ 。よって電圧時間積は式(7-6)より約 0.00091 (Vs) となる。アシスト後(コア飽和後)の巻線インダクタンスは $L_t = 0.069 \mu\text{H}$ となる。また、ループインダクタンスを $0.1 \mu\text{H}$ とすると、ループ全体のインダクタンスは $L = 0.169 \mu\text{H}$ である。アシスト後のパルス幅は式(6-11)と同様に求められ、 $\tau_{11} = 0.911 \mu\text{s}$ となる。

■ パルストランス(PT)

パルストランスの必要電圧時間積は最大入力電圧(V_{C0})を 1 kV としてパルス圧縮が終了するまで飽和しない値が必要である。エネルギー転送が行われる C_0 から C_1 への総転送時間を $\tau_{CHL} = 1.0 \mu s$ とすると、電圧時間積は

$$V \cdot T \geq \int V(t) dt = \frac{1}{2} V_{PT1} \tau_{CIL} \quad (7-8)$$

コアサイズ: (φ 65 mm - φ 42.7 mm) × 25.0 mm × 1 2 : 30 ターン
 外径 内径 幅 個数 ターン数

一段圧縮+PT 昇圧時での転送ロスは考慮しない場合、C₁には 33.0kV の電圧を発生する。C₁が充電され始めて最大充電電圧 V_{C1}=33.0kV になるまでの時間τ₁₁=1.91 μs を保持するための必要な電圧時間積は VT= 0.01397(Vs)となる。これらの値より、最適なコアを選択する。

圧縮後(コア飽和後)の巻線インダクタンスは $L_t = 2.12 \mu\text{H}$ となる。また、巻線を除いたループインダクタンスを $0.1 \mu\text{H}$ とすると、ループ全体のインダクタンスは $L = 2.22 \mu\text{H}$ である。圧縮後のパルス幅は、 $\tau_{\text{H}} = 0.105 \mu\text{s}$ となる。

車載(ozone発生)用MPC50(500pps)

C0コンデンサ容量[μF]	1.00
C1コンデンサ容量[nF]	1.0
C2コンデンサ容量[nF]	1.0
Cpコンデンサ容量[nF]	1.0

入力電圧VC0[kV]	1.00
見積電圧VC1[kV]	30.0

定格周波数[pps]	500
duty	1

FT-3H

コア材質:ファインメット(FT-3H)

真空の透磁率[H/m]	0.000001256
コア飽和時の比透磁率	2
SI2コア非飽和時の比透磁率	1000
コア損失係数	2.8
コア飽和磁束密度Bs(T)	1.23
コア角形比	0.9
コア磁性体占積率	0.7
実効動作磁束密度(T)	1.6359

シリコンケーブル直径 4.572 mm
 現存のコア外径 65.0 mm

				PT昇圧比[倍]	33.0								
	外径[mm]	内径[mm]	厚み[mm]	個数[個]	巻数(1次)	巻数(2次)	比重[kg/l]	断面積[m ²]	平均磁路長[m]	容積[m ³]	表面積[m ²]	全VT積[Vs]	コア重量[kg]
SI0	32	19.9	11.5	2	4		5.43	0.000139	0.081	0.000011	0.0047	0.00091	0.06
PT	65	42.7	25	2	1	33	5.43	0.000558	0.169	0.000094	0.0207	0.00091	0.51
SI1	65	42.7	25	2	16		5.43	0.000558	0.169	0.000094	0.0207	0.01459	0.51

全コア重量[kg]	1.09
-----------	------

	漂遊インダクタンス[μH]	合成容量[μF]	コア飽和時L[μH]	ループL[μH]	パルス幅[μs]	電流ピーク[kA]	電流実効値[A]
I0ループ	0.100	0.521	0.069	0.169	0.931	1.758	26.8
I0'ループ						0.053	0.8
I1ループ	0.100	0.0005	2.120	2.220	0.105	0.450	2.3

スイッチングアシスト時間[μs]	SW損失[J/p]	SW損失[W]
0.911	0.011	5

	必要なVT積[Vs]	電圧保持時間[μs]	コア飽和までの時間[μs]	実効飽和深さ	コア損失[J/p]	コア損失[W]	発熱密度[W/m ²]	熱伝達率[W/m ² K]	温度上昇[K]
SI0			0.911		0.0132	7	1399	99	14.1
PT			1.004333144	0.535	0.0550	28	1330	97	13.7
SI1	0.01397	0.021	0.962		0.1068	53	2582	126	20.5

	[J/p]	[W]
C0入力エネルギー	0.5	250
C1出力エネルギー	0.314	157

C1出力電圧[kV]	25.1
------------	------

エネルギー転送効率	
転送効率[%]C1/C0	62.8

遅延時間[μs]
1.915

リセット回路リアクトルのインダクタンス[mH]	1.0
定常リセット電流IR[A]	1
SI0リセット巻数	1
PTリセット巻数	1
SI1リセット巻数	1
SI2リセット巻数	1
リセット誘導電流ピーク[A]	2.6

表 7-2 小型磁気パルス圧縮電源の構成パラメータ

7.5 小型磁気パルス圧縮電源の作製

これまでの設計により求められたパラメータをもとに、回路構成素子および回路構成部品の調達を行い、電源の組み立てを行った。図 7-4 で示した電源回路構成は負荷を含む構成となっているが、実際の装置組み立てにおいては、負荷を除く SI₁ までの圧縮回路構成となる。

7.5.1 回路構成素子

今回の小型磁気パルス圧縮電源開発において特に重要となる回路構成素子、またその仕様および外観図を以下に示す。

(A) キャパシタ C₀

図 7-5 に Arcotronics 社製 C₀ 用キャパシタの外観写真を示す。1 個あたりの静電容量 0.56 μF のキャパシタを 2 並列の構成で、1.12 μF として用いる。初期充電電圧は 1kV であるため、1 つあたりの耐電圧 1kV のキャパシタを選定した。



図 7-5 C₀ 用キャパシタの外観写真(写真は 0.47 μF)

(Arcotronics 社製, 0.56 μF , 長さ 44mm, 径 31.5mm, リード長 40mm, 型番 C4GAMUD2560AA1J)

(B) キャパシタ C₁, C_P

1 個あたりの静電容量が 940 pF のキャパシタ(TDK 社製, UHV-4A, 30 kV)を使用した。図 7-6 にセラミックコンデンサの外観写真を示す。



図 7-7 C₁, C_P 用キャパシタの外観写真

(TDK 社製, UHV-4A, 1nF, 30 kV, 直径 38mm, 高さ 22 mm)

(C) サイリスタ S6A13 及びゲート回路

今回、電源に用いるスイッチング素子として、第 6 章で述べたサイリスタ S6A13 を使用する。6 章 5 節の特性試験の場合と同様に、複数の素子を使用し 2 直列 4 並列接続とすることで容量増加を図っている。その外観写真及びゲート回路図の概観写真を図 7-8、図 7-9 に示す。直列部の各段には、サイリスタを駆動するための電源を独立に接続しなければならない。そのため、各段のサイリスタのゲートーカソード間に独立型の DC-DC コンバータを用いてゲート信号を供給している。また、ゲート信号の制御を行うため MOS-FET を 2 つ使用している。外部トリガ信号によって FET がターンオンし、これによってサイリスタのゲートへ電流が供給されアノードーカソード間が導通するのである。サイリスタのターンオン速度は、ゲート信号を制御する MOS-FET によって決定されるため、高速な MOS-FET が求められる。今回使用した MOS-FET は infineon technologies 社製の BUZ73L を使用した。この MOS-FET はゲートの寄生容量が小さいため高速スイッチングが可能である。



図 7-8 サイリスタの外観写真

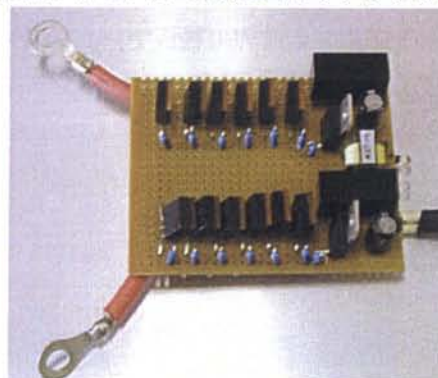


図 7-9 ゲート回路の概観写真

(東芝社製, S6A13, アノード電流 500 A, 繰り返しオフ電圧 800V, 臨界オン電流上昇率 750A/ μ s)

(D) ダイオード D₁

サイリスタへの逆電圧印加を防ぐために接続される、ダイオード D₁ の外観写真を図 7-10 に、その仕様を表 7-3 に示す^[34]。サイリスタがターンオンし、順方向電流が流れた後、一次側回路のインダクタンス成分によって、サイリスタの逆方向に電流が生じる。通常、この逆電流はサイリスタによって吸収され熱となって放出されるため、電流は生じない。しかし、高繰り返し等を行った場合、サイリスタに大きな熱負荷がかかってしまい、素子が熱破壊に至る恐れがある。ダイオードは、この逆電流をダイオード側に電流を流すことで、サイリスタの熱破壊を防ぐ役割をもっている。

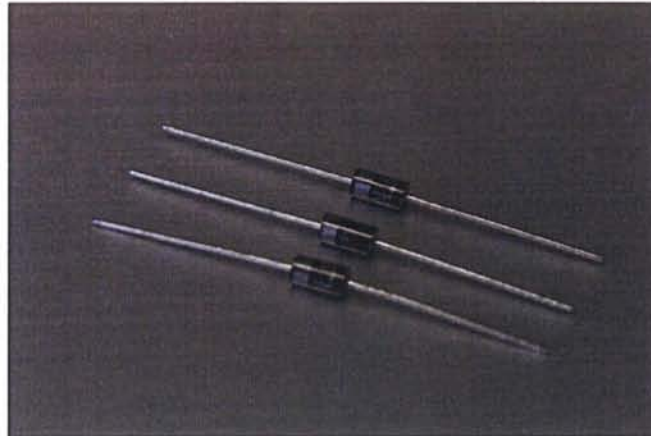


図 7-10 ダイオード D の外観写真
(三菱半導体, SR202AV-90, size 135 mm)

表 7-3 ダイオード D₁ (東芝社製, 1R5NH41) の仕様

I_F (平均順電流)	1.5 A
I_{FSM} (サージ順電流)	80 A
V_{RRM} (ピーク繰り返し逆電圧)	1000 V
t_{rr} (逆回復時間)	400 nS

(E) SI₀, SI₁ 可飽和インダクタ用ファインメットコア

可飽和インダクタ用ファインメットコアには日立金属社製の FT-3H を用いた。これは B_s が大きくかつ損失が小さく、また周波数応答性が良いもので、磁気スイッチ用の磁性体として優れた性質を持っている。磁気スイッチの動作原理は 6 章に述べたとおりである。図 7-11 にファインメットコア (FT-3H) の外観写真、表 7-4 にその標準磁気特性を示す^[35]。

実際は、このファインメットコアにケーブルを巻いたものが可飽和インダクタとなる。巻線には、メルソー社製高電圧シリコンケーブルを用いた。



図 7-11 ファインメットコアの外観写真
(日立金属, FT-3H, 外径 155 mm, 内径 89 mm)

表 7-4 ファインメットコア(日立金属, FT-3H)の標準磁気特性

Material code	FT-3H
B_s	1.23 T
B_r	1.09 T
H_c	$0.6 \text{ A}\cdot\text{m}^{-1}$
μ_r (1 kHz)	30000
μ_r (100 kHz)	5000
P_{cv}	$600 \text{ kW}\cdot\text{m}^{-3}$
P_{cm}	$82 \text{ W}\cdot\text{kg}^{-1}$

(F) 充電電圧の設定

初段コンデンサ C_0 への充電はインバータを用いた高速充電器(LAMDA EMI 社製, 152A Power Supply)により行う^[36]. 本高速充電器は, 出力エネルギーが 1500 J/s であり, 本磁気パルス圧縮電源が必要とするエネルギー 250 J/s を十分に満たしている. また, 充電電圧の監視, 制御及びトリガ信号の出力といった制御部分は, デジタル素子で構成されたコントローラによって行う.

7.6 小型磁気パルス圧縮電源動作試験

以上に述べた構成素子，図 7-4 に示された回路図を用い，小型磁気パルス圧縮電源を製作し動作試験を行った．小型磁気パルス圧縮電源概観写真を図 7-12 に示す．初段パルス発生回路部並びに負荷を除いた一段磁気パルス圧縮回路を同一の筐体内に収めている．

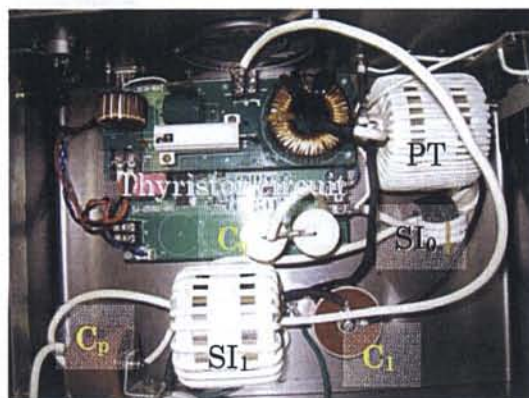


図 7-12 小型磁気パルス圧縮電源概観写真

7.6.1 実験方法

本実験では，初期充電電圧 $V_{C0} = 1\text{kV}$ とし電源の出力特性試験を行う．測定箇所はキャパシタ電圧 V_{C0} ， V_{C1} ， V_{CP} ，サイリスタ電圧 V_{sw} および， I_0 ループ電流の計 5 箇所である． V_{sw} の電圧測定には低圧プローブ(PMK, PHV621, $\sim 2\text{ kV}$, 400 MHz)， V_{C1} ， V_{CP} の電圧測定には高圧プローブ(Pulse Electronic Engineering 社製，EP-50K)， I_0 の電流測定には CT(Peason Electronics 社製，Peason current monitor)を使用した．また，波形の取り込みにはオシロスコープ(Tektronix 社製，TDS3054B, 500 MHz, 5GHz/s)を用いた．

7.6.2 実験結果

図 7-13 に初段パルス発生回路部における V_{sw} 及び電流 I_0 を示す．初段パルス発生回路ではサイリスタがオンし， SI_0 により， $0.9\mu\text{s}$ のアシスト時間が得られていることが読み取れる． V_{C0} が 710V と，仕様値である 1kV より低いために， SI_0 飽和時間の減少が見られる．飽和後，電流 I_0 が流れ始め，パルス幅 $1.8\mu\text{s}$ で C_1 へエネルギー転送が行われているのが確認できる．ここまでが初段パルス発生回路における動作となる．この時のスイッチング損失は約 0.022J/pulse であった．これは入力エネルギーに対して約 4.4%のエネルギー損失となる．

続いて，放電負荷(水道水：導電率 $230\mu\text{S/cm}$)を接続した時の V_{C0} ， V_{C1} ， V_{CP} を図 7-14 に示す．二次側のパルス圧縮回路では，まずトランス PT によって昇圧され， V_{C1} は約 24.1kV の電圧が生じる． I_0 が流れ終えた後， SI_1 は $1.2\mu\text{s}$ 間電圧を保持した後飽和し，エネルギーが C_1 から C_p へ移行する．この時の V_{CP} は約 25.2kV であった．

入力エネルギーからエネルギー転送効率を求めると約 63.5%となる．エネルギー損失の原因として，スイッチング素子，PT，磁性材料の損失が挙げられるが，前章でのアシスト特性試験結果並び

に図 7-14 の二次側への昇圧比が理論値である 33 倍以下であることから、その大部分は PT の磁性体によるものと推察できる。

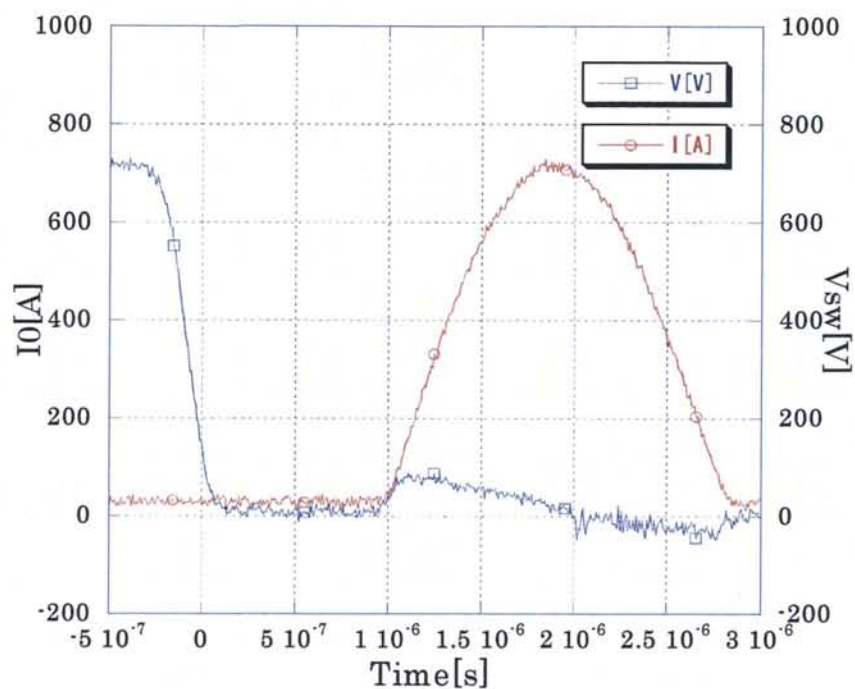


図 7-13 初段パルス発生回路部電圧電流波形

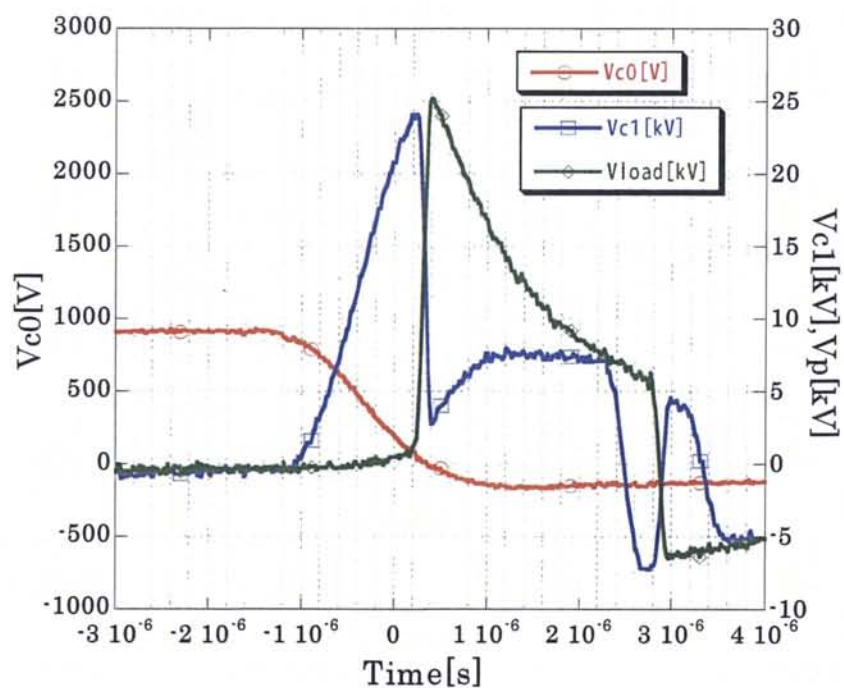


図 7-14 小型磁気パルス圧縮電源各部波形

7.6.3 放電負荷

放電負荷の概略図を図 7-15、仕様を表 7-5 に示す。負荷はアクリル製の容器の中に水道水(導電率 $230\mu\text{S}/\text{cm}$)を満たし直径 0.8mm の針を陽極、平板を接地電極として用いた。放電負荷に流れる電圧を V_{load} 、電流を I_{load} として計測し、放電エネルギーを求めた(図 7-16)。この時、電圧及び電流に位相差が殆ど見られないため、ほぼ抵抗成分であると考えられる。さらに、放電エネルギーは、 $0.22\text{J}/\text{pulse}$ であった。Vcp への蓄積エネルギーが $0.318\text{J}/\text{pulse}$ であるので、電源から約 66.1%のエネルギーが放電負荷へ消費されたことになる。

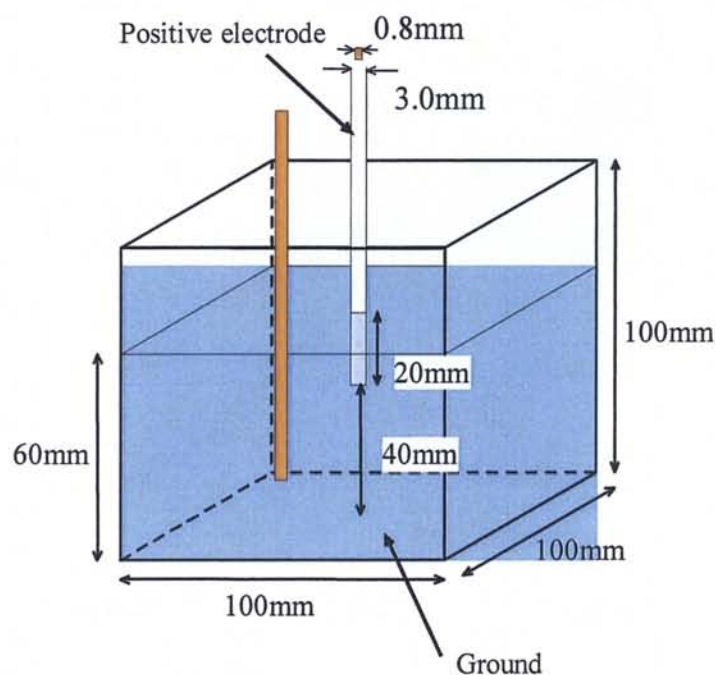


図 7-15 放電負荷の概略図

表 7-5 放電負荷の仕様

Item	Material
Positive electrode	Copper
Ground	Aluminum
Chamber	Acrylic
Medium characteristic	Tap water

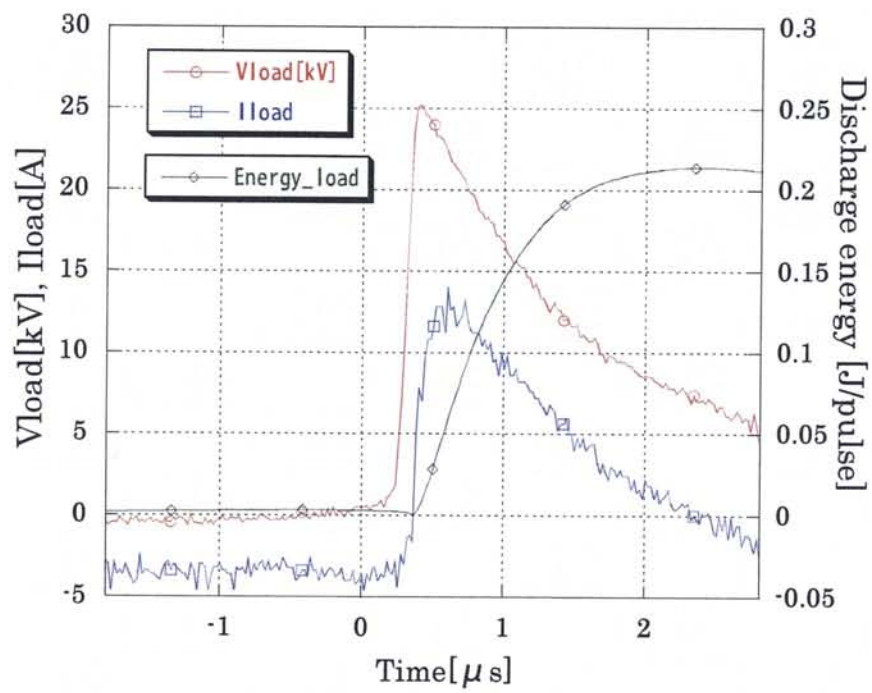


図 7-16 負荷電圧・電流波形と放電エネルギー

7.6.4 水中ストリーマ状放電プラズマの生成

水中で針や細線などの鋭利な電極にパルス高電圧を印加すると、電極先端を中心に筋状の放電が放射状に広がり、放電の形状が気体中のストリーマ放電に似ていることから液体中の場合も、ストリーマあるいはストリーマ状放電と呼ばれることが多い。

ストリーマを発生する条件として、パルス幅、高速立ち上り、高電圧が挙げられる。水中において大気圧気体中と同様な大容量水中ストリーマ状放電が出来れば、その放電先端の特異性により大気圧ストリーマと同様の効果が期待できる。しかし、気体に比べ水中でのストリーマ状放電の進展速度が極端に遅いため、水中でのストリーマ状放電プラズマの安定的な生成にはパルス電圧の高速立ち上がりとストリーマの進展に必要なある程度のパルス幅が必要である。図 7-17 にデジタルカメラで観測された水中ストリーマ状放電の様子を示す。このときの繰り返し周波数は 250pps である。本装置を用いて小容量ではあるが、高繰り返し水中ストリーマ状放電を生成することができた。

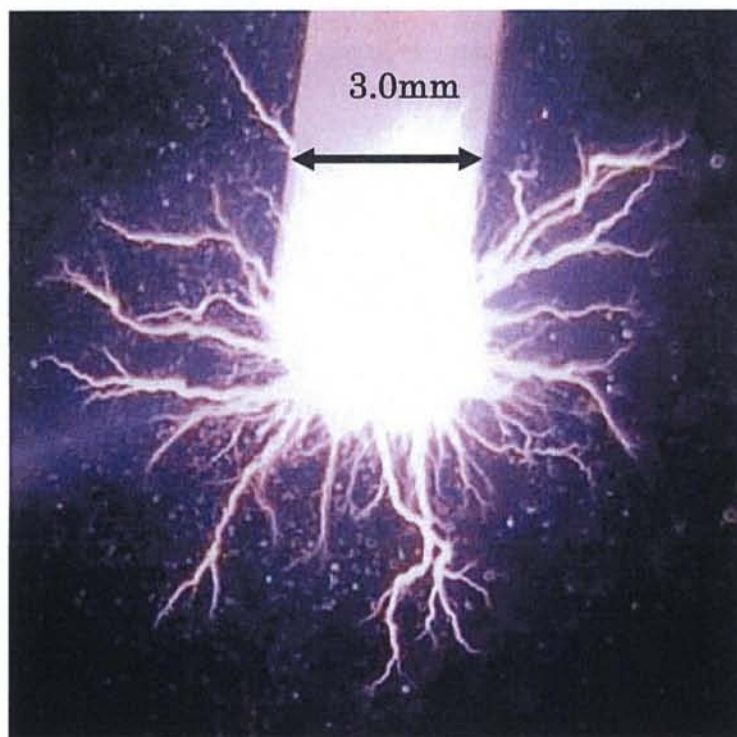


図 7-17 繰り返し周波数 250pps における水中放電の様子

さらにパルス繰り返し周波数を高くして水中での放電プラズマ生成を試みた。図 7-18 に繰り返し周波数 500pps における水中放電の様子を示す。図 7-17 において、針電極を中心としてストリーマ状放電が放射状に進展していく様子が観察されたが、図 7-18 においては、針電極を中心として気泡が形成され、電極近傍で放電がとどまりストリーマ状に放電は進展していない。この放電形態の変化は、350～400pps より高い繰り返し周波数において観察された。周波数の増加に従って、その放電が留まるといった形態の変化の回数が増加した。従って、周波数の増加に伴い気泡の発生が多くみられることが、放電形態の変化に寄与していると考えられる。

図 7-19 に繰り返し周波数 250pps、図 7-20 に 500pps における放電負荷の電圧電流波形をそれぞれ示す。出力電圧が 200ns 以下の立ち上り、 $2\mu\text{s}$ 以上のパルス幅が得られた。両波形共に、位相差が見られず、その最大値もほぼ等しく、その形状に大きな違いは見られない。

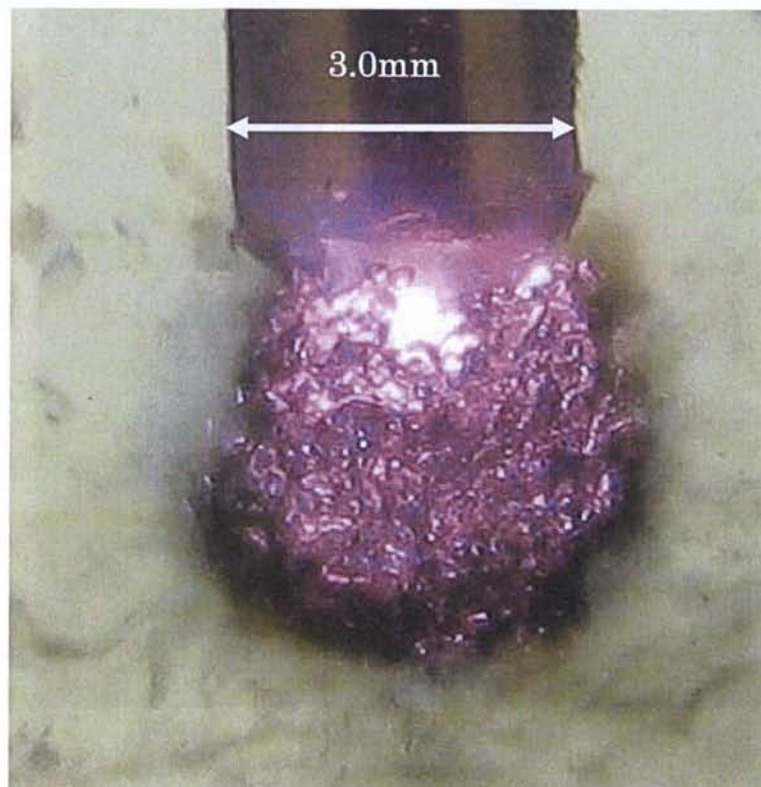


図 7-18 繰り返し周波数 500pps における水中放電の様子

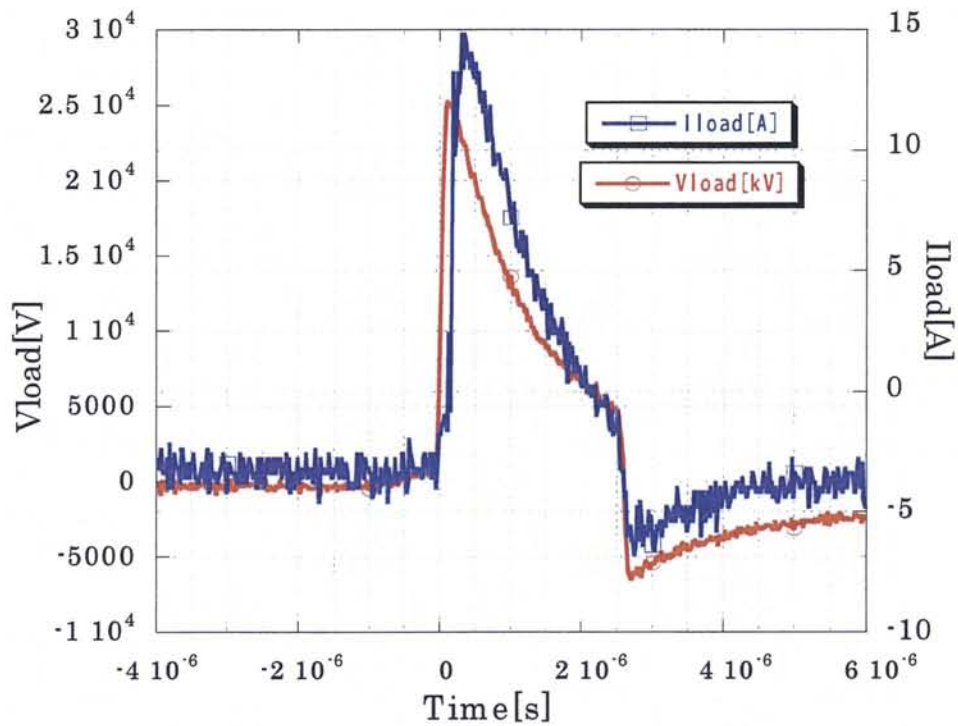


図 7-19 繰り返し周波数 250pps における負荷電圧電流波形

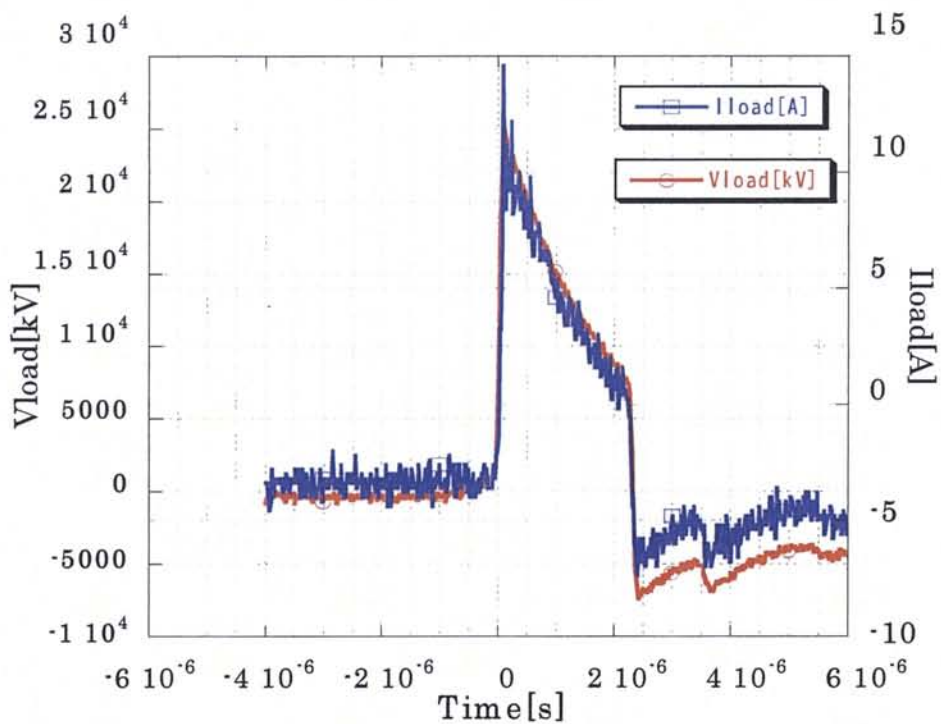


図 7-20 繰り返し周波数 500pps における負荷電圧電流波形

7.7 まとめ

パルスパワー発生装置の構成について述べ、小型磁気パルス圧縮回路の設計、製作、動作試験を行った。パルスパワー発生装置は初段エネルギー蓄積とその高速放電を行う半導体スイッチを中心にした初段パルス発生回路、昇圧トランス及び可飽和インダクタとキャパシタを中心に構成されているパルス圧縮回路から成る。パルス圧縮回路によって、パルス幅や立ち上がり、立ち下がりといった出力波形の特性が決定されるため、その構成が重要となる。

今回、高繰り返し動作可能で、ストリーマ状放電の生成を目的として、小型磁気パルス圧縮電源を作製し、評価を行った。その結果、電圧は 25.2kV、立ち上がり時間 160ns の出力を得ることができた。出力電圧理論値は 33kV であるのでエネルギー転送効率を求めると約 63.5% 程度となる。理論値よりも低い値を示したが、PT の磁性材料をアモルファス等のより適切な材料に置き換え、一次側閉回路のインダクタンス成分を減少させることで転送効率の増加だけでなく、更なる電源サイズの縮小化を図ることが可能である。

さらに、本電源を用いて水中での高繰り返しストリーマ状放電の生成を試みた。その結果、350～400pps までの動作周波数では、その放電形状はストリーマ状に広がるが、周波数が増加すると電極を中心として球状に放電が留まる形状が見られるようになる。周波数の増加につれ、その割合はましていくのであるが、これはストリーマ状放電が気泡によって進展が妨げられるためであると推察される。

第 8 章 小型パルスパワー発生装置総括

本研究の目的はパルスパワー産業応用のために必要な信頼性の向上と長寿命かつコンパクトなパルスパワー発生装置を開発することである。従来、パルスパワーに利用されるスイッチは、高耐圧・大容量で高速動作が可能なギャップスイッチやサイラトロンといった放電スイッチが主であった。しかし、それらのスイッチで高繰り返し動作を行う場合、寿命とメンテナンスの問題が非常に深刻となってくる。一方、半導体パワーデバイスには耐圧や動作速度など、スイッチの基本特性では放電スイッチに及ばないものの、長寿命、メンテナンスフリーなど、高繰り返し動作に適した多くの資質を有するスイッチである。さらに、放電スイッチでは難しいターンオフ動作可能なものが多く、開放スイッチとしての利用も可能である。そこで本研究では、半導体スイッチの 1 つでのある接合型トランジスタ(Bipolar Junction Transistor: BJT)を用い、素子のパルスパワー発生装置への応用化、並びに全固体素子化された小型磁気圧縮パルスパワー発生装置の開発を行った。

2, 3 章にかけては、パルスパワー発生装置の概要ならびに発生装置の 1 つである、マルクス発生器の動作原理について述べた。マルクス発生器の出力は、充電電圧と段数の積となるので充電電圧、ステージ数の増加に従って、出力は増加する。また出力の立上り時間は、スイッチング素子と線路の抵抗及びインダクタンスによって影響を受けるため、線路の設計を工夫し、スイッチングに何を用いるかが特性を決める上での最も重要な要因となる。

4 章では、まずマルクス発生器のスイッチングとして BJT を用いる上での、BJT の現象について述べた。BJT は他の素子に比較して、高速スイッチングが難しいが、アバランシェ状態で用いることで高速化が可能となる。BJT のコレクターエミッタ間に定格電圧以上の電圧をかけることで、コレクターエミッタ間が短絡する。これがブレイクダウンと呼ばれる現象である。ブレイクダウンはアバランシェ状態で起こる現象であり、ツェナーブレイクダウンとアバランシェブレイクダウンとがある。この 2 つの現象は BJT がブレイクダウンする時、同時に起こっているため両方を区別することが難しい。しかし、どちらの現象も過電圧をかけることで、電子のふるまいにより高速なブレイクダウンを実現している。

4 章後半では、ブレイクダウンの特性試験をおこなった。マルクス発生器に応用する上での重要な 2 つの要素である、ブレイクダウン電圧と立下り時間はベースエミッタ間の抵抗によって変化する。その関係は、ベースエミッタ間抵抗が大きい時、ブレイクダウン電圧は小さく、立下り時間は大きくなる。逆にベースエミッタ間抵抗が小さい時、ブレイクダウン電圧は大きく、立下り時間は小さくなる。また、電圧、時間共にベースエミッタ間抵抗によって指数関数的な変化を示すことも判明した。しかし、その電圧値を正確にデータシートから予測することは困難であり、BJT の種類によって個体差を持つため、必ずブレイクダウン電圧及び、立下り時間を測定する必要がある。

ミニチュアマルクス発生器へと応用する場合、クロー징スイッチの特性は立下り時間が短い方が適しており、スイッチングがオンする電圧(ブレイクダウン電圧)が高いほどそ

の出力も高くなる。よって、BJT を発生器へと応用する場合、そのベース－エミッタ間の抵抗は最小の値が最適値となる。

また、ミニチュアマルクス発生器の出力エネルギー増加のため、 I_C が異なる 3 種類の BJT の容量特性試験を行った。立ち下がり時間特性と I_C 特性の結果では、3 種類の BJT に大きな差は見られず、時間及び電流値はアバランシェ状態で使用するときは I_C の定格値に依存していないということが判明した。しかし、増加し得る最大ブレイクダウン電圧は BJT によって異なり、今回の試験では定格 I_C の大きさに従って、最大ブレイクダウン電圧も増加するという結果が得られた。周波数上限値においては、平均値はほぼ等しかったが個体差の大きさに差が見られた。

5 章では、4 つのミニチュアマルクス発生器を作製し、その評価を行った。まず、シングルマルクス発生器であるが、これは電圧 900V、立下り時間 4ns の出力を実現している。しかし、その構造から負極性でしか出力が発生せず、パルスの立ち上がりも負荷によって大きく変化してしまうという欠点を持っている。これを改善したのが、デュアルマルクス発生器である。これはシングルマルクス発生器を 2 つ用いて、それぞれマルクス発生器へのトリガによってパルス幅及び出力の極性を変化させることができる。出力は、立上り・立下り時間共に 3ns、電圧 480V のパルスが発生可能である。定パルス出力を発生させたい場合は、デュアルマルクス発生器の一部を取り出したナノ秒幅マルクス発生器を用いることが有効である。

マイクロプラズマへの応用を考えた場合、効率的なプラズマ生成のために、その出力が変化できることが必要である。そこで、マルクス発生器のステージ数を出力増加との関係を明確化するために 30 ステージマルクス発生器を製作した。本回路は片側極性のみの 30 段のシングルマルクス発生器であり、その出力は電圧 3.9kV、立上り時間は 6.7ns と、上記 2 つの発生器と比較して良い特性を持っている。ステージ数を増加させるに従って、電圧は理論通りに正比例の関係で増加していく。また、その立上り時間もステージ数が加算されていくほど、早くなる傾向がある。これは、後段の BJT には高電圧が印加されることにより、そのブレイクダウン時間も短くなるためと考えられる。更に、携帯化を考えた上で更なる小型化を目指した発生器を作製した。それが SMD マルクス発生器である。SMD と呼ばれる、数 mm² の大きさを持った小型の素子を使用することで、今までのマルクス発生器より回路全体のサイズを小さくすることが可能になった。この回路は電圧 1.9kV、立上り・立下り時間 2ns の出力を持つ。更に、回路全体のインピーダンスの減少させることが可能である。最後に、今回開発した小型マルクス発生装置を用いて、プラズマジェット生成を試みた。その結果、プラズマジェットの伸びは、放電に達した後の電流によって変化することが判った。

6 章では磁気パルス圧縮回路の設計についての考察を行い、磁気アシストを用いた半導体素子の特性試験を行った。磁気パルス圧縮回路では磁気スイッチの使用が重要であり、電圧時間積を考慮にいた回路設計を行わなくてはならない。磁気スイッチは印加電圧によって

飽和にいたる時間が決まるため、外部信号によって電流制御することはできない。しかし、磁気アシストと半導体スイッチを組み合わせることにより電流制御が可能となる。今回、サイリスタ及び IGBT の二種類の半導体素子を用い、磁気アシストを組み合わせさせてスイッチング特性の評価を行った。IGBT は単体で回路を制御できる大容量の素子、サイリスタでは小容量の素子を用意し、複数直並列化することで大容量化を図り、その二つの評価を行った。

その結果、同容量の IGBT と比較して、スイッチング時の抵抗、インダクタンスといったスイッチングインピーダンスを低減することができた。インピーダンスの低減はアシスト時間の間に、ゲートへの十分な量の電流・電界が印加されたため、導通領域が広がり、並列化によってターンオン時のインピーダンスが低減することができたためと考えられる。磁気スイッチの適用することで、サイリスタの各並列線路に生じる電流を平衡状態にし、全てのサイリスタが確実にターンオンした後に電流を流すことが可能となる。従って磁気アシストと直並列化された小容量半導体スイッチの組み合わせは、小型化かつスイッチング特性の向上といった半導体素子単体では実現が難しい性能を可能にすると考えよう。

7章ではパルスパワー発生装置の構成について述べ、小型磁気パルス圧縮回路の設計、製作、動作試験を行った。パルスパワー発生装置は初段エネルギー蓄積とその高速放電を行う半導体スイッチを中心にした初段パルス発生回路、昇圧トランス及び可飽和インダクタとキャパシタを中心に構成されているパルス圧縮回路から成る。パルス圧縮回路によって、パルス幅や立ち上がり、立ち下がりといった出力波形の特性が決定されるため、その構成が重要となる。

実際に小型磁気パルス圧縮電源を作製し、評価を行った。その結果、出力電圧は 25.2kV、立ち上がり時間 160ns の出力を得ることができた。出力電圧理論値は 33kVであるのでエネルギー転送効率を求めると約 63.5%程度となる。理論値よりも低い値を示したが、変圧器の磁性材料をアモルファス等のより適切な材料に置き換え、一次側閉回路のインダクタンス成分を減少させることで転送効率の増加だけでなく、更なる電源サイズの縮小化を図ることが可能である。

さらに、本電源を用いて水中での高繰り返しストリーマ状放電の生成を試みた。その結果、350~400pps までの動作周波数では、その放電形状はストリーマ状に広がるが、周波数が増加すると電極を中心として球状に放電が留まる形状が見られるようになる。周波数の増加につれ、その割合はましていくのであるが、これはストリーマ状放電が気泡によって進展が妨げられるためであると推察される。

謝 辞

本研究の円滑な遂行ならびに本論文の作成にあたって多くの方からのご指導，ご助言を賜りました。最初に，学位取得のための機会，研究の場を与えて下さり，様々なご指導を頂きました熊本大学大学院自然科学研究科複合新領域科学専攻衝撃エネルギー科学講座，秋山秀典教授に心より感謝致します。日頃の研究において多くのご助言を頂きました熊本大学バイオエレクトロニクス研究センター，勝木淳教授に感謝致します。

実験及びゼミにて適切なご指導を下さり，磁気スイッチ及び MPC の開発において数々のご助言をして頂いた熊本大学地域共同研究センター，佐久川貴志准教授に心から感謝の意を表します。私が熊本大学工学部 4 年生の時より，研究のみならず公私にわたり適切なアドバイスを頂き，共に研究を進めて頂いた熊本大学バイオエレクトロニクス研究センター，浪平隆男准教授に心から敬意と感謝の意を表します。本論文の副査をして頂きました熊本大学大学院自然科学研究科情報電気電子工学専攻機能創成エネルギー講座，藤吉孝則教授に感謝致します。

また，公私のあらゆる面で共に励まし合い，支えて頂き，数多くのことを学ばせて頂きました衝撃エネルギー科学講座博士後期課程 3 年の野村尚之氏に感謝致します。共に実験を行い，共同研究者として本研究の遂行に尽力して頂いた本講座博士前期課程 1 年の廣野佳那子氏に厚く御礼申し上げます。また実験のサポートをして頂いた本講座学部生の皆様に感謝します。

学位取得にあたり，公私にわたり適切なアドバイスを頂きました大分工業高等専門学校電気電子工学科，佐藤秀則教授，電気電子工学科の教職員の皆様に深く感謝致します。

皆様の今後ますますのご発展，ご活躍を心よりお祈り申し上げ，謝辞とさせていただきます。

平成 21 年 3 月

参 考 文 献

- [1] R.M. Ness and W. N. Partlo, Proc. 13th IEEE Pulsed Power Conf. 2001 p.1268.
- [2] K. Takaki, M. Shimizu, T. Sasaki, S. Kato, S. Mukaigawa and T. Fujiwara, Proc. 14th IEEE Pulsed PowerConf. 2003
- [3] H. Akiyama, S. Katsuki, T. Namihira, K. Ishibashi and N.Kiyosaki, J. Plasma Fusion Res. 79, 26 ,2003 in Japanese.
- [4] T. Namihira, S. Tsukamoto, D. Wang, S. Katsuki, R. Hackam, H. Akiyama, Y. Uchida and M. Koike, IEEE Trans. Plasma Sci. 28, No.2, 434, 2000.
- [5] K. Takaki, M. Shimizu, T. Sasaki, S. Kato, S. Mukaigawa and T. Fujiwara, Proc. 14th IEEE Pulsed PowerConf. ,2003 p.571.
- [6] T. Sakugawa, D. Wang, K. Shinozaki, T. Namihira, S. Katsuki and H. Akiyama, Proc. 14th IEEE Pulsed Power Conf. 2003 p.657.
- [7] K.Tachibana, "Microplasmas: Overview from fundamental researches to applications", Journal of Plasma and Fusion Research, Vol.76, No.10, pp.435-436, 2000.
- [8] K. Tachibana, "Generation of micro-scale reactive plasmas and development of their new applications -Present and future of research and development on microplasmas-", Journal of Plasma and Fusion Research, Vol.80, No.10, pp.825-826, 2004.
- [9] K. Terashima, T. Ito, H. Fujiwara, K. Katahira, A. Kono, J/ Wang, M. Aramaki and T. Ichiki, "Application of microplasmas", Journal of Plasma and Fusion Research, Vol.80, No.10, pp.845-853, 2004.
- [10] 原 雅則, 秋山 秀典, 「高電圧パルスパワー工学」, 森北出版, 1994
- [11] 柳父 悟編, 「パルスパワー技術とその応用」, オーム社, 1992
- [12] 京都ハイパワーテクノロジー研究会編, 「パルスパワー工学の基礎と応用」, 近代科学社, 1992
- [13] 新技術コミュニケーションズ, 「O plus E」, No11, Vol.26, 2004
- [14] Y. Mizushima, "Properties of Avalanche Injection and its Application to Fast Pulse Generation and Switching," IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. Ed-14, No. 3, March 1967, pp. 146-157
- [15] 大野螢一編著, 「パワーエレクトロニクス入門」, オーム社, 1997
- [16] B.G. Streetman, "Solid State Electronic Devices," Prentice Hall, NJ,2000, ch. 5.4
- [17] BC653, BC637, BC639, BC639-16 High Current Transistor Datasheet, ON Semiconductor, June, 2000 – Rev. 3, Publication Order Number:BC635/D
- [18] 2SD633 High Current Transistor Datasheet, Toshiba, August, 1995 – Rev. 003

- [19] 2SC4935 High Current Transistor Datasheet, NEC, January, 2002 – Rev. 3
- [20] 2SC2655, 2SC5076, 2SC5000 High Current Transistor Datasheet, Toshiba, September, 1992 – Rev. 003
- [21] 中井貞雄, 今崎一夫, 「パルスパワー技術とその応用」, 電気学会誌, Vol.109, No.6,453, 1989
- [22] レーザー学会編, 「レーザー技術の新展開」, 学会センター関西, 1995
- [23] 佐久川貴志, 「高繰り返しパルスパワー発生装置の開発とその応用に関する研究」, 平成 16 年度熊本大学大学院自然科学研究科博士論文, 2004
- [24] 電気学会, 高性能高機能パワーデバイス・パワーIC 調査専門委員会編パワーデバイス・パワーIC ハンドブック, コロナ社, 1996
- [25] 山田真一, 谷政幸, 花倉満, 桑原浩一, 鈴木俊昭, 「GTO サイリスタの高 di/dt 耐量化」 電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-91-31, 1991, p.p. 55-63
- [26] J. Nishizawa, T. Terasaki, J. Shibata, "Field Effect Transistor versus Analog Transistor (Static Induction Transistor)" IEEE Trans. Electron. Devices, Vol. ED-22, (1975) p. 185
- [27] 市川文俊, 宮崎聡, 岸部英人, 山田真一, 森川良樹, 川村貴保, 「4500V-1000A 級 SI サイリスタの試作・試験」第 12 回 SI デバイスシンポジウム, SSID-99-7, 1999
- [28] 柳瀬寿, 佐久川貴志, 小金澤竹久, 片岡康夫, 若林理, 溝口計, 有賀健人, 「エキシマレーザ用固体化パルス電源装置」, 電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-95-58, 1995, p.p. 71-78
- [29] S6A13, TOSHIBA Thyristor Silicon Planar Type Datasheet, Toshiba, July, 2004
- [30] PHMB1200B12, IGBT Module – single DataSheet, Nihon Inter Electronics Corporation
- [31] 岩田明彦, 鈴木弘一, 殖栗成夫, 「パルスレーザ用ダイレクトドライブパルサの開発」, 電気学会論文誌 D, Vol. 113, No1, 1993, p.23
- [32] 石橋英紀, 「パルスパワーを用いたオゾンの生成」平成 12 年度熊本大学大学院自然科学研究科電気システム専攻修士論文, 2001
- [33] 篠崎広一郎, 「パルスパワーを用いたオゾンの生成」平成 14 年度熊本大学大学院自然科学研究科電気システム専攻修士論文, 2003
- [34] 1R5NH41, Fast Recovery Rectifier-Silicon diffused type, December 2006,
- [35] ファインメット FT-1H, ナノ結晶軟磁性材料資料, 日立金属, 2004
- [36] LAMBDA EMI 社, 「152A Power Supply カタログ」, www.lambda-emi.com

本論文に関する研究業績

学術論文

- [1] 上野 崇寿, 佐久川 貴志, 秋山 雅裕, 浪平 隆男, 勝木 淳, 秋山 秀典;「ミニチュアマルクス発生装置の開発とマイクロプラズマジェットへの応用」, 静電気学会誌, 第32巻第5号, pp. 216-221, 2008 (10).
- [2] 上野 崇寿;「小型パルスパワー電源の開発を目的とした直列化したBJTの降伏特性評価」, 大分工業高等専門学校紀要, 第45号, pp. 16-21, 2008 (10).
- [3] C. Yamada, T. Ueno, T. Namihira, T. Sakugawa, S. Katsuki and H. Akiyama; “Evaluation of BJTs as Closing Switch of Miniaturized Marx Generator”, Proceedings of Pulsed Power and Plasma science Conference, pp. 468-471, 2007 (6).
- [4] T. Heeren, T. Ueno, D.Wang, T. Namihira, S. Katsuki and H. Akiyama; “Novel Dual Marx Generator for Microplasma Applications”, IEEE Transactions on Plasma Science, Vol. 33, No. 4, pp. 1205-1209, 2005 (8).
- [5] T. Heeren, T. Ueno and H. Akiyama; “Miniature, Solid-State, Kilovolt, Nanosecond Pulse Generator with Variable Pulse-Width, Pulse-Polarity and Pulse Frequency”, Proceedings of Pulsed Power Conference, pp. 1360-1363, 2005 (6).
- [6] T. Heeren, T. Ueno, D.Wang, T. Namihira, S. Katsuki and H. Akiyama; “Prototype Miniature Marx Generator for Microplasma Applications”, Proceedings of 2nd International Workshop on Microplasmas, pp. 77-80, 2004 (10).

発表・講演・資料

- [1] 上野 崇寿, 佐久川 貴志, 秋山 雅裕, 浪平 隆男, 勝木 淳, 秋山 秀典;「ミニチュアマルクス発生装置を用いたプラズマジェットの生成」, 平成20年度電気関係学会九州支部連合大会講演論文集, p.1A-12, 2008 (9).

- [2] 浪平 隆男, 上野 崇寿, 佐久川 貴志, 勝木 淳, 秋山 秀典;「マイクロプラズマ生成用小型パルスパワー電源の開発」, 第 32 回静電気学会全国大会講演論文集, p.19pC-2, 2008 (9).
- [3] 上野 崇寿;「半導体パルスパワー電源のプラズマへの応用」, 大分県産業科学技術センター第二回合同研究成果発表会講演集, pp,2008(8)
- [4] 松田 樹也, 高村 紀充, 山田 千恵美, 上野 崇寿, 浪平 隆男, 勝木 淳, 佐久川 貴志, 秋山 秀典;「小型マルクス発生器開発のための BJT 特性試験」, 平成 19 年度全国電気学会講演論文集, pp.22-21, 2008 (3).
- [5] 浪平 隆男, 上野 崇寿, 松永 浩二, 佐久川 貴志, 勝木 淳, 秋山 秀典;「マイクロプラズマ生成用小型パルスパワー電源の開発」, 平成 18 年度全国電気学会講演論文集, pp. 31-34, 2007 (3).
- [6] 上野 崇寿, 山田 千恵美, 浪平 隆男, 佐久川 貴志, 勝木 淳, 秋山 秀典;「小型パルスパワー電源の開発」, 平成 18 年度電気学会基礎・材料・共通部門大会講演論文集, p. 253, 2006 (8).
- [7] 上野 崇寿, 王 斗艶, 浪平 隆男, 佐久川 貴志, 勝木 淳, 秋山 秀典;「ミニチュアパルスパワー電源の開発」, 平成 17 年度電気関係学会九州支部連合大会講演論文集, p. 128, 2005 (9).