

AXEL 実験
1000 L 検出器運用に向けた
コッククロフト・ウォルトン回路の容量性負荷の対策

東北大学理学部物理学科
素粒子実験（加速器）
小林綜太

2024 年 4 月 3 日

概要

ニュートリノが発見されてからおよそ 90 年経つが、その性質については謎が多い。特にニュートリノの質量については、軽い素粒子である電子と比べて 10^6 程度も小さく、同じ質量獲得モデルで説明するには不自然さが残る。しかしニュートリノは中性粒子であることから、マヨラナ粒子である可能性がある。そして仮にニュートリノがマヨラナ粒子ならば、シーソー機構で非常に軽い質量の説明ができる。したがってニュートリノのマヨラナ性の探索、中でもニュートリノを伴わない二重ベータ崩壊 ($0\nu\beta\beta$) の探索が世界中で活発に行われている。

二重ベータ崩壊の探索として、AXEL 実験では ^{136}Xe を用いた TPC 検出器の開発と運用を行なっている。ガスを高圧にして用いることで大質量のターゲット核を調べることができ、TPC の特徴である飛跡再構成によって背景事象の除去を可能としている。また $100\text{V}/\text{cm}/\text{bar}$ の高電場と飛跡の読み出しにエレクトロルミネッセンス光を用いることで、高エネルギー分解能を確保している。高電場の生成はチェンバー内のコッククロフト・ウォルトン回路で行っている。現在開発を進めている 1000 L 検出器の目標電圧は -76.4 kV であり、目標達成に向けた研究開発を行なっている。

1000 L 検出器では 80 段のコッククロフト・ウォルトン回路を用いるが、段数を増やせば増やすほど回路の容量性負荷は増えていく。そのため現在運用中の 180 L 検出器と同じ電源では定格電流に達してしまい、電圧降下の少ない高周波領域での安定した昇圧ができない。

本研究ではコッククロフト・ウォルトン回路の容量性負荷への対策として、オーディオアンプと昇圧トランスを用いて安価に大電力の電源を作成し、その性能を調べた。また回路の寄生容量に対して並列にコイルを入れることで並列共振を起こし、電源が出力する電流を削減できるという仮説の検証も行なった。

また 1000 L 検出器の目標電圧を目指した昇圧試験の中で、現在のセットアップでは回路上からコロナ放電が頻繁に起こることが分かった。コロナ放電は回路で昇圧された電圧の電圧降下を伴うため、発生を抑える必要がある。本研究ではコロナ放電の対策とその結果もまとめた。

目次

第 1 章	序章	3
1.1	ニュートリノ	3
1.2	マヨラナ質量	3
1.3	シーソー機構 [1]	4
1.4	二重ベータ崩壊	5
第 2 章	AXEL 実験	7
2.1	検出器の概要	7
2.2	エレクトロルミネッセンス光の読み出し	8
2.2.1	エレクトロルミネッセンス光	8
2.2.2	ELCC(ElectroLuminescence Collection Cell)	8
2.3	コッククロフト・ウォルトン回路	8
2.3.1	理想出力に対する電圧降下 [2]	10
2.3.2	回路シート	11
第 3 章	新しい電源の開発 (実験 1)	13
3.1	目的	13
3.2	電源の外観	14
3.3	性能評価実験方法	16
3.4	実験結果	17
3.5	考察	18
第 4 章	並列共振による省電力化 (実験 2)	20
4.1	目的	20
4.2	インダクタンスの選定	21
4.3	実効的なキャパシタンスの算出方法	21
4.4	コイルボックスの作成	23
4.5	CT	24
4.6	実験方法	24
4.7	実験結果	25

	2
4.7.1 電流と周波数の関係	25
4.7.2 波形の不安定性	26
4.7.3 波形の不安定性の対策	26
4.8 考察	27
第 5 章 80 段の放電対策	29
5.1 ランドの発光	29
5.2 頻発したコロナ放電	30
5.2.1 赤外線カメラ	31
5.2.2 折り返し導線の変更	31
5.2.3 金網ケージの拡張	31
5.3 今後の放電対策	32
第 6 章 結論	34
参考文献	36

第1章

序章

1.1 ニュートリノ

ニュートリノはスピン $\frac{1}{2}$ で電荷 0 のフェルミオンである。 β 崩壊における β 線のエネルギースペクトルが単一でないことから、1931年にパウリによってその存在が提案され、1934年にフェルミによって β 線のスペクトルがニュートリノの存在で説明された。

標準模型ではその質量は 0 とされており、左巻きの粒子のみ存在する。しかし太陽ニュートリノや原子炉ニュートリノ、加速器ニュートリノに関する実験で、ニュートリノ振動という現象が起こっていることが分かってきた。ニュートリノ振動とは、ニュートリノが世代間で振動する現象であり、この実験事実はニュートリノの質量が 0 ではないことを示した。しかし質量の絶対値や世代間の質量階層性は未だ謎であり、ニュートリノ質量が他のフェルミオンよりも極めて小さいという謎も残ったままであった。

1.2 マヨラナ質量

不自然に小さいニュートリノの質量を説明し得る性質として、ニュートリノがマヨラナ粒子であることが挙げられている。マヨラナ粒子とは、粒子と反粒子が同じである粒子のことをいい、ニュートリノは電荷 0 の中性粒子なので、マヨラナ粒子である可能性がある。

ディラックスピノールを $\Psi = \begin{pmatrix} \psi_L \\ \psi_R \end{pmatrix}$ とする。ディラック表示でスピノールに荷電共役変換を施すと、

$$\begin{aligned} \Psi &\rightarrow \Psi^c \equiv C\gamma^0\Psi^* \\ C &= i\gamma^2\gamma^0 \end{aligned} \quad (1.1)$$

と表せる。実際に計算すると、

$$\Psi^c = C\gamma^0\Psi^* = i \begin{pmatrix} 0 & \sigma_2 \\ -\sigma_2 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_L^* \\ \psi_R^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i\sigma_2\psi_R^* \\ -i\sigma_2\psi_L^* \end{pmatrix} \equiv \begin{pmatrix} \psi_R^c \\ \psi_L^c \end{pmatrix} \quad (1.2)$$

もしも粒子がマヨラナ粒子であったならば、 $\begin{pmatrix} \psi_L \\ \psi_R \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \psi_R^c \\ \psi_L^c \end{pmatrix}$ であるため、マヨラナスピノールは、

$$\Psi_M = \begin{pmatrix} \psi_L \\ \psi_L^c \end{pmatrix}, \bar{\Psi}_M = \begin{pmatrix} \psi_R^c \\ \psi_R \end{pmatrix} \quad (1.3)$$

となる。

ディラック粒子は、次のようなディラック質量項をラグランジアンにもつ。

$$-\mathcal{L}_{Dirac} = m\bar{\Psi}\Psi = m(\bar{\psi}_L\psi_R + \bar{\psi}_R\psi_L) \quad (1.4)$$

このように、ディラック質量は左巻き粒子だけでなく右巻き粒子も存在しなければ獲得できない。その一方でマヨラナ粒子次のような質量項が許される。

$$-\mathcal{L}_{Majorana} = m_L\bar{\Psi}_M\Psi_M = m_L(\bar{\psi}_L\psi_L^c + \bar{\psi}_L^c\psi_L) \quad (1.5)$$

または、

$$-\mathcal{L}_{Majorana} = m_R\bar{\Psi}_M\Psi_M = m_R(\bar{\psi}_R\psi_R^c + \bar{\psi}_R^c\psi_R) \quad (1.6)$$

マヨラナ質量は左(右)巻きのみで質量を獲得することができる。

1.3 シーソー機構 [1]

M_D をディラック質量、 $M_{L,R}$ をマヨラナ質量として、改めてラグランジアンの質量項をかくと次のようになる。

$$-\mathcal{L}_{mass} = M_D(\bar{\psi}_R\psi_L + \bar{\psi}_L\psi_R) + \frac{M_L}{2}(\bar{\psi}_L\psi_R^c + \bar{\psi}_R^c\psi_L) + \frac{M_R}{2}(\bar{\psi}_R\psi_L^c + \bar{\psi}_L^c\psi_R) \quad (1.7)$$

ここで、粒子と反粒子が等しいとして次のような場を導入する。

$$\phi = \frac{\psi_L + \psi_L^c}{\sqrt{2}}, \Phi = \frac{\psi_R + \psi_R^c}{\sqrt{2}} \quad (1.8)$$

すると質量項は、

$$\mathcal{L}_{mass} = M_D(\bar{\phi}\Phi + \bar{\Phi}\phi) + M_L\bar{\phi}\phi + M_R\bar{\Phi}\Phi \quad (1.9)$$

とかける。 $V = \begin{pmatrix} \phi \\ \Phi \end{pmatrix}$ とまとめると、次のようにかける。

$$\mathcal{L}_{mass} = \bar{V}[M]V \quad (1.10)$$

$$[M] = \begin{pmatrix} M_L & M_D \\ M_D & M_R \end{pmatrix}$$

この質量行列の固有値は

$$\lambda_{\pm} = \frac{M_R + M_L}{2} \pm \frac{M_R - M_L}{2} \sqrt{1 + \left(\frac{2M_D}{M_R - M_L}\right)^2} \quad (1.11)$$

となる。 $M_R \gg M_D \gg M_L$ とすると、 $\lambda_+ = M_R, \lambda_- = \frac{M_D^2}{M_R}$ が得られる。 λ_- の分母は右巻ニュートリノのマヨラナ質量項であり、このマヨラナ質量が非常に大きいと、ニュートリノの質量は逆に非常に小さくなる。この機構をシーソー機構と呼び、不自然に軽いニュートリノの質量を説明しうるとされている。

1.4 二重ベータ崩壊

ベータ崩壊とは安定原子核に対して中性子 (陽子) が過剰な場合に、安定原子核になるように核子が崩壊する現象である。中性子の崩壊を伴うものを β^- 崩壊と呼び、陽子の崩壊を伴うものを β^+ 崩壊と呼ぶ。なお自由中性子のベータ崩壊は許されるが、自由陽子のベータ崩壊はエネルギーの観点から許されていない。

$$\beta^- : n \rightarrow p + e^- + \bar{\nu}_e \quad (1.12)$$

$$\beta^+ : p \rightarrow n + e^+ + \nu_e \quad (1.13)$$

これに対して二重ベータ崩壊という現象がある。一回のベータ崩壊では娘核種のエネルギーの方が大きく許されなかったとしても、ベータ崩壊が二回同時に起こり娘核種のエネルギーの方が小さかった場合、その過程が許される。一般に二重ベータ崩壊は2個の電子と2個の反ニュートリノが放出されるため、 $2\nu\beta\beta$ と言われる。 $2\nu\beta\beta$ では崩壊のエネルギーを電子と反ニュートリノの両方が持ち去るため、放出される電子のエネルギーは広い範囲に連続的な分布を持つ。

一方でニュートリノがマヨラナ粒子であると仮定すると、一回目のベータ崩壊により放出された反ニュートリノが二回目のベータ崩壊でニュートリノとして吸収されることで二重ベータ崩壊が起こり得る。これはニュートリノを伴わない二重ベータ崩壊 ($0\nu\beta\beta$) と言われ、放出される電子のエネルギースペクトルはほぼ単一となる (図 1.3)。

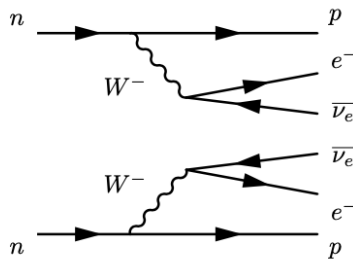


図 1.1: $2\nu\beta\beta$ のダイアグラム

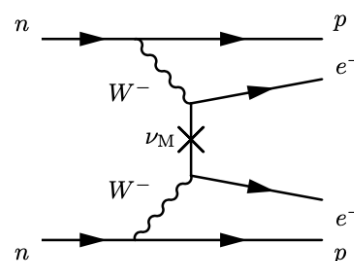


図 1.2: $0\nu\beta\beta$ のダイアグラム

$0\nu\beta\beta$ は非常に稀なイベントであるため、探索実験では大量の崩壊核を用意した大質量化が必須である。また同時に環境放射線などの背景事象の除去も必要である。加えて、高いエネルギー分解能も要求される。 $0\nu\beta\beta$ のエネルギースペクトルは $2\nu\beta\beta$ の連続的なスペクトルの上端に立つと考えられるが、エネルギー分解能が悪いと $0\nu\beta\beta$ のスペクトル幅が広がってしまい $2\nu\beta\beta$ に埋もれてしまう。したがって $0\nu\beta\beta$ 探索実験では

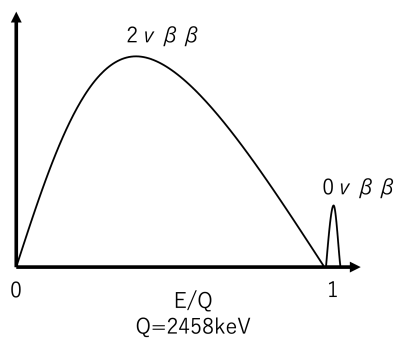


図 1.3: ^{136}Xe の $0\nu\beta\beta$ と $2\nu\beta\beta$ のエネルギースペクトル

1. 大質量
2. 背景事象の除去
3. 高エネルギー分解能

の三つを同時に満たさなければならない。探索は世界中で行われており、 ^{136}Xe を溶かし込んだ液体シンチレータを用いた KamLand-Zen や、崩壊核 ^{76}Ge で濃縮した Ge 半導体検出器を用いた GERDA 実験が挙げられる。 $0\nu\beta\beta$ の事象は未だ見つかっていないが、 $0\nu\beta\beta$ の寿命は KamLAND-Zen によって $T_{1/2}^{0\nu} > 1.07 \times 10^{26}$ 年という下限値が付けられている [3]。

第 2 章

AXEL 実験

2.1 検出器の概要

$0\nu\beta\beta$ を探索するには、大質量・背景事象除去・高エネルギー分解能の三つを同時に満たす必要がある。AXEL 実験 (A Xe ElectroLuminescence experiment) ではガスキセノンを用いた TPC(Time Projection Chamber) 検出器を用いている。図 2.1 に実験装置の概念図を示す。

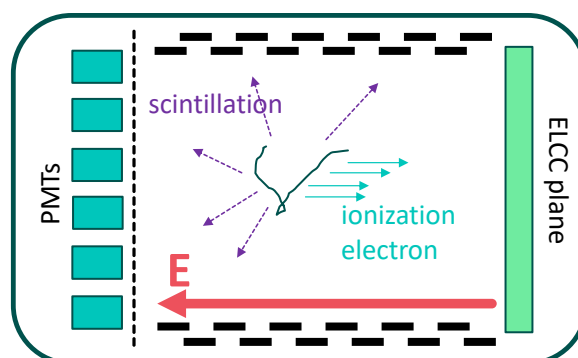


図 2.1: 検出器の概念図

チェンバー内でイベントが起きた時に放出する放射線は、飛跡に沿ってガスを励起または電離する。その際のシンチレーション光を PMT で読み取りイベントの位置情報を再構成する。また電離電子はドリフト電場で移動させて、飛跡とエネルギーを再構成する。

^{136}Xe は 2458 keV の Q 値をもつ二重ベータ崩壊核子で、希ガスであるため安定しており、他の崩壊核子と比べて空気中に多く存在する。また化学的性質もよく知られており、純化も簡単である。TPC 検出器では、ガス内の電離電子をドリフトする際の統計的揺らぎがエネルギー分解能に効いてくるが、キセノンガスでは FWHM で 0.25% とかなり小さい。

さらに TPC で飛跡を読み出すことで背景事象を判別している。二重ベータ崩壊では電子が二つ飛び出すため、コブを二つ持つ飛跡が得られるはずである。それに対して主な背景事象の一つである α 線は飛程が β 線よりも極めて短いため即座に判別することができる。同じく主な背景事象で

ある γ 線のコンプトン散乱は複数箇所でエネルギーを落とすため、二重ベータ崩壊の飛跡とは判別可能である。

電離電子の飛跡の読み出しには後述するエレクトロルミネッセンス光を用い、線型増幅により揺らぎを抑えている。

2.2 エレクトロルミネッセンス光の読み出し

2.2.1 エレクトロルミネッセンス光

AXEL 実験のユニークな点はドリフト電子の読み出しに EL 光を用いている点である。電場中の電離電子は周囲のガスと衝突しながらドリフトされ、およそ一定の速度で移動する。この時に電場が強すぎれば電離電子が大きなエネルギーを持ってしまい、ガスと衝突した際に雪崩増幅も起こす。雪崩増幅は信号としては大きいですが、増幅による揺らぎが大きくなってしまいエネルギー分解能を悪化させる。しかし雪崩増幅に満たず、ガスを励起する程度の電場であれば次のような (2.1) 過程で脱励起光を得る。これが EL 光である。この信号の増幅は電子の数に対して線型であるため揺らぎは少ない。



2.2.2 ELCC(ElectroLuminescence Collection Cell)

EL 光は線型増幅が可能な一方で、一様方向に光を放出してしまう。そのため光の集光効率は悪く、EL 光の感光素子がある TPC のアノード面から遠く離れた場所で EL 過程が起こるとほとんど検出することができない。さらに EL 過程が起こった場所によっては集光効率が変わってしまい、飛跡の再構成ができない。この問題を解決するため、ELCC というセルを新たに開発した。概念図を図 2.2 に示す。

ELCC は PTFE に穴を開けてセル構造の EL 増幅領域を確保し、そこに電場を生じさせる。そうするとフィールドケージの電気力線がセルの中に引き込まれることになり、ドリフトされた電子がセルに引き込まれる。そしてセルの中で起きる EL 過程を観測することで、全体のセルの内、電子が入ったセルの場所がわかり、電子の飛跡を再構成できる。このようにすることで、EL 光の位置依存性や集光性の問題を解決することができる。

2.3 コッククロフト・ウォルトン回路

現在開発中の 1000 L 検出器では、ドリフト電場に 100 V/cm/bar を 80.5 cm のドリフト領域にかけるとして目標としている。また先に述べた EL 過程のために 3 kV/cm/bar を 5 mm の EL 増

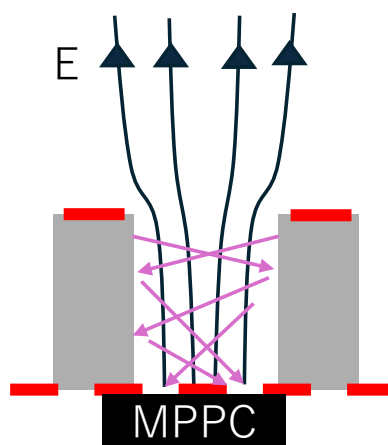


図 2.2: ELCC1 セルの概念図

幅領域にかける。キセノンガスは 8 bar なので、1000 L 検出器には-76.4 kV の電圧が必要である。高電圧をチェンバーに印加する場合フィードスルーという技術が一般的であるが、このような高電圧を、気密性を保ちながら印加することは困難である。特に図 2.3 のような経路で沿面放電が起こると考えられ、将来的なトンスケールの検出器を見据えると異なる方法を考える必要がある [4]。

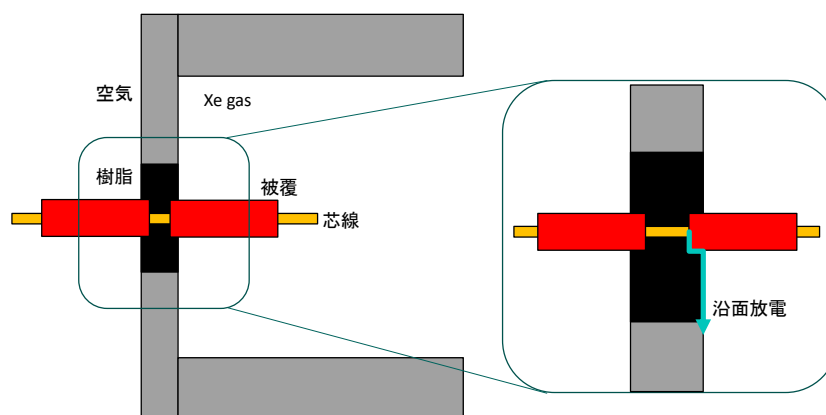


図 2.3: フィードスルーの放電経路

そこで現状では高電圧の昇圧をチェンバー内のコッククロフト・ウォルトン回路 (以下、CW 回路) で行う方法を進めている。CW 回路はジョン・コッククロフトとアーネスト・ウォルトンが粒子加速器開発のために開発した回路であり、コンデンサとダイオードで構成されている (図 2.4)。

抵抗チェーン側のコンデンサ列を平滑コラムといい、もう一方を押し上げコラムという。コンデンサ二つとダイオードが二つの枠に囲まれたのユニットが一段であり、AC 電源を入れると最初の半周期では押し上げコラムが充電され、次の半周期では平滑コラムが充電される。これが繰り返されて上段まで充電が進んでいき、理想的な N 段の回路に Peak to Peak 値 V_0 の電圧を印加したと

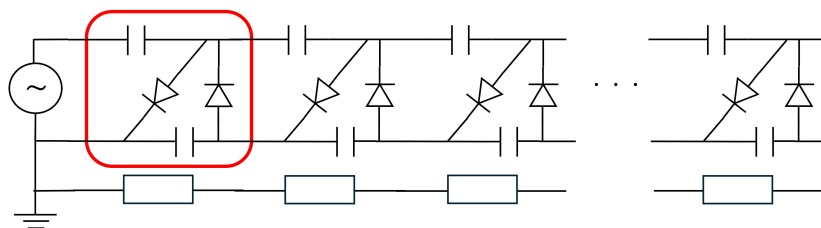


図 2.4: コッククロフト・ウォルトン回路の概念図

すると、最上段の平滑コラムからは NV_0 の DC 電圧を得ることができる。これを抵抗分割することでフィールドケージに電位を与え、等電場を作り出す。最初に印加する Peak to Peak 値 V_0 はコンデンサの耐電圧で制限されている。現状では高くとも 2 kV であり、フィードスルーでチェンバー内に入れても問題はない。

2.3.1 理想出力に対する電圧降下 [2]

実際の CW 回路は理想的な昇圧電圧に対して電圧降下が起こる。CW の電圧降下については [2] によくまとめられており、これを参考にする。

まずダイオードの寄生容量と回路の浮遊容量の影響だ。ダイオードは寄生的な容量を持っており、その大きさは素子にかかってある逆バイアス電圧で変化する。これは逆バイアス電圧の大きさによって素子内の空乏相の大きさが変化するためである。典型的な寄生容量を C_s としコンデンサの容量を C とすると、理想的な出力電圧 NV_0 に対する比率 F は、

$$F = \frac{\sqrt{C/C_s}}{2N} \tanh \frac{2N}{\sqrt{C/C_s}} \quad (2.2)$$

となる。 $\frac{2N}{\sqrt{C/C_s}}$ を x とした時のグラフは図 2.5 のようになる。

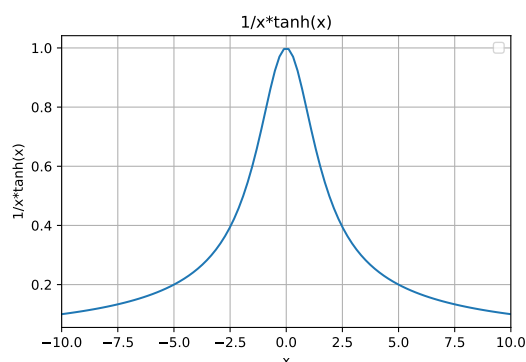


図 2.5: $\frac{1}{x} \tanh x$ のグラフ

したがって段数が少ないほど、またコンデンサの容量がダイオードの寄生容量に対して大きいほど

ど電圧降下を抑えることができる。

次に平滑コイルから抵抗チェーンに流れる電流による影響だ。抵抗チェーンからは電流 I_R として電荷が流出しているため、コンデンサは放電している。この放電に間に合うような周波数で充電をし続けないと、コンデンサの電位差は下がってしまうだろう。理想的な出力電圧 NV_0 に対する電圧降下は ΔV は、

$$\Delta V = \frac{I_R}{fC} \left(\frac{2}{3} N^3 + \frac{1}{2} N^2 + \frac{1}{3} N \right) \quad (2.3)$$

で表される。この式よりコンデンサの容量が大きいほど、印加する電圧の周波数が高いほど電圧降下は抑えられる。さらに段数が少ないほど、そして抵抗チェーンの抵抗が大きいほど (I_R が小さいほど) 電圧降下は抑えることができる。

一つ目の電圧降下は、耐電圧を満たした素子の選定などの制限があるため、対策が難しい。しかし二つ目の電圧降下は、周波数を十分に上げることで簡単に対策可能である。

2.3.2 回路シート

CW 回路はキセノンガスを充填したチェンバー内に入れるため、アウトガスをできるだけ少なくする必要がある。この観点から現行の CW 回路はポリイミドベースのフレキシブル基盤 (Flexible Print Circuit, FPC) を用いている。また同じ観点から素子の固定には真空用導電性エポキシ接着剤 (Epoxy Technology, EPO-TEK[®] EJ2108) を用いている。回路の素子には、セラミックコンデンサに Knowles Syfer, 2220Y2K00104KXTWS2, 0.1pF, 耐電圧 2kV を、ダイオードに Micro Commercial Co., FM2000GP を、抵抗チップに日本ファインケム, RG1S, 100M Ω を用いた。1 段あたり 10 段, 2G Ω であり、シートを PEEK ネジで PTFE 治具に固定して昇圧する。

素子間に溝が無かった先行研究では素子間の沿面放電が問題となっていた。そこで図 2.7 のようにコンデンサ間とダイオード間に溝を開けており、放電経路の延長を行って放電対策をしている。さらにシートにシリコンの液体コーティング (信越化学, KR-251) を施している。コーティングをシート全体にしてしまうと、ランドなどの導通が不安定になってしまう。そのためコーティング後はランドのコーティングを剥がした。

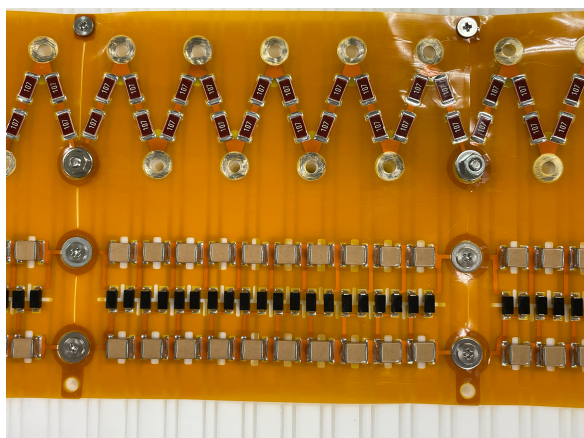


図 2.6: 取り付けした CW シート

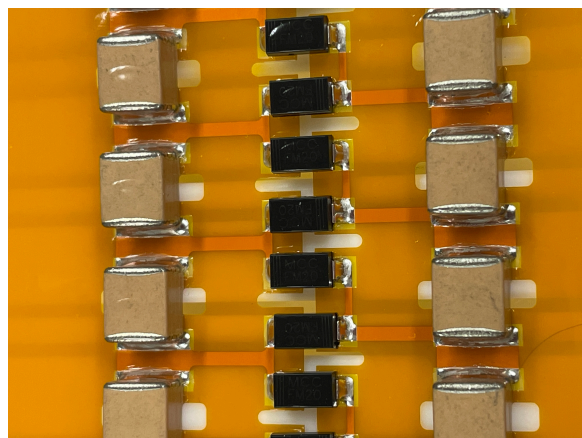


図 2.7: 電位の異なる端子間の溝

第3章

新しい電源の開発 (実験 1)

CW 回路は周波数を上げるほど電圧降下は下がり昇圧効率は上がるが、回路の寄生容量の充電に使われる電流が増える。現在の問題点は回路に流れる電流が従来電源の定格 10 mA を超えており、出力が不安定になってしまうことであった。本章ではこの問題に対して新しい電源の開発というアプローチを提案する。

3.1 目的

現在は京都大学で 180 L 検出器を運用している。180 L ではファンクションジェネレータの波形を高電圧アンプ (松定プレジジョン、HJOPS-2B10-L1) で昇圧して CW に入力している。180 L では CW30 段でおよそ 30 kV の運用できているが、CW の段数を増やして周波数を上げるとアンプの出力が不安定に揺れることが確認された。これは CW のダイオードや回路がもつ寄生容量の充放電に電流が使われてしまい、定格電流 10 mA に達したと考えられる。例えば 40 段でアンプから 800 Vpp を印加した時のグラフを図 3.1 に示す。

グラフからもわかるように周波数を上げるほど電圧降下は抑えられて昇圧効率は上がっていくが、およそ 10 kHz で昇圧効率は頭打ちしておよそ 13 kHz で不安定になってしまっている。段数と印加電圧を変えた昇圧実験により、段数が増えるほど、そして印加電圧が大きいほどこの不安定周波数は小さくなる。段数が増えるほど回路の寄生容量は増えていくため、この事実は容量に流れる電流を表す、

$$I = 2\pi fCV \quad (3.1)$$

という式で説明できる。1000 L 検出器では 80 段を想定しているが、従来電源では昇圧効率が頭打ちするより前に不安定周波数を迎えてしまうことが想定される。ここで 1000 L 検出器を見据えて、回路の容量性負荷への対策が必要となった。対策案として既製品を買うという選択肢もあったが、購入するにはかなりの金額になってしまう。そこでオーディオアンプと昇圧トランスを用いて、安価で大電力の電源を自作することにした。本実験では新たな電源を作成し、CW の段数を増やしても電源が安定かどうかを調査することが目的である。

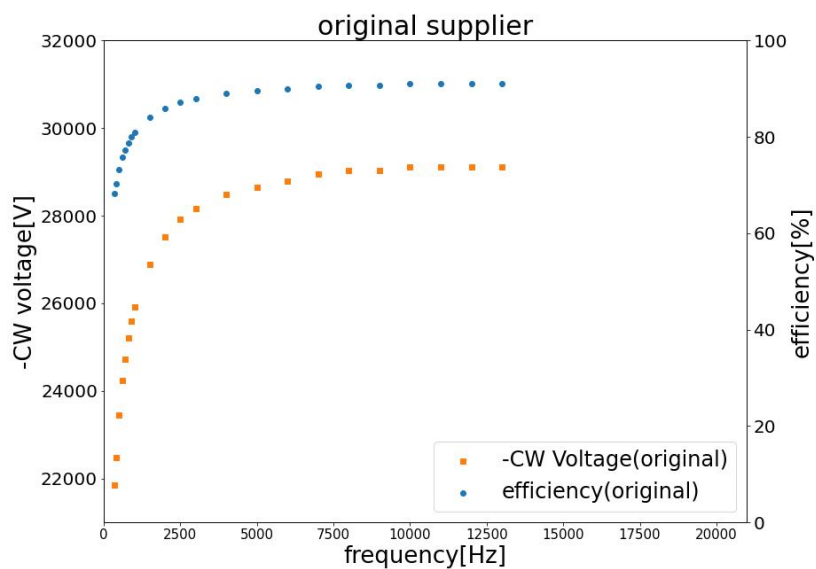


図 3.1: 従来電源における 40 段 800Vpp 印加試験

3.2 電源の外観

新たな電源はオーディオアンプ (XH-M544) と単相複巻の高周波昇圧トランス (ユニオン電機 EC-90-H) を用いる。

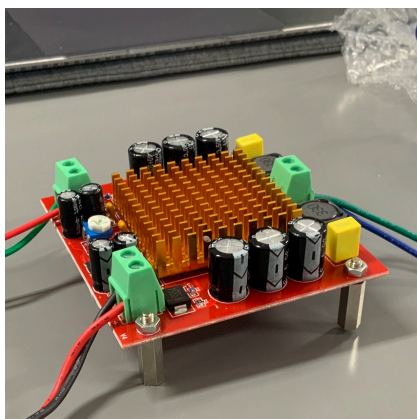


図 3.2: オーディオアンプ (XH-M544)

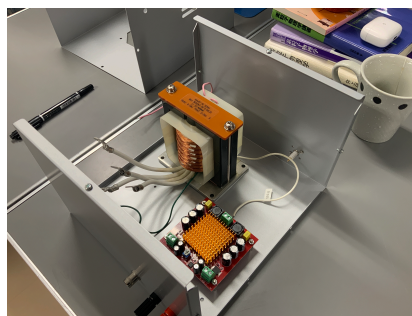


図 3.3: 昇圧トランス (ユニオン電機)

このアンプは 12 V で 50 W、20 V で 100 W、24 V で 150 W の出力が可能である。またトランスは一次側に 24 V_p を入力すると二次側では 2 kV_p の出力となり、巻数比はおよそ 83 とわかる。このトランスは 3 ~ 30 kHz の使用周波数の制限がある。さらにこのトランスには、一次側と二次

側の寄生容量を少なくするために静電シールドが付けられている。一次側の巻線抵抗は $1.5\text{ m}\Omega$ で二次側の巻線抵抗は $11.2\text{ }\Omega$ である。

図 3.4 にアンプボックスの概略図を示し、図 3.5 に実際に作成したアンプボックスの写真を示す。

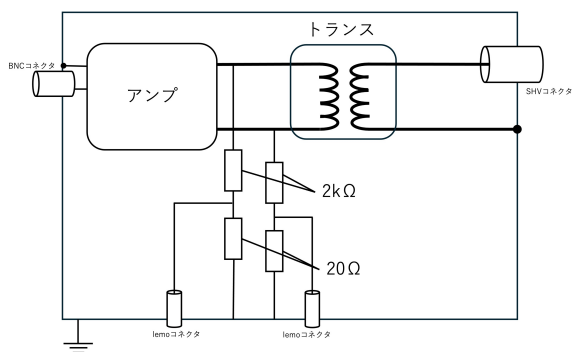


図 3.4: アンプボックスの概略図

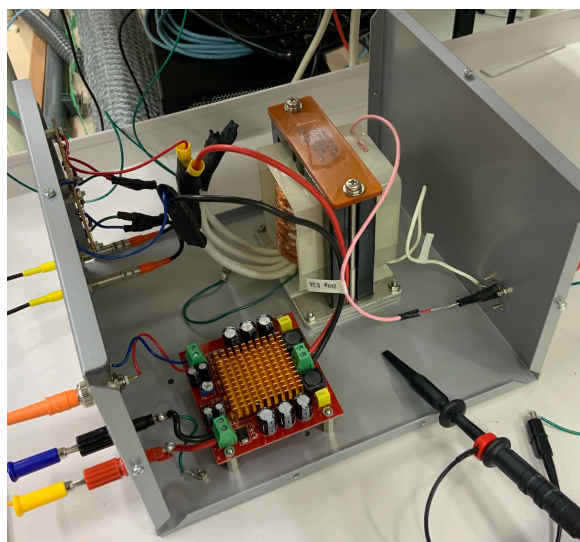


図 3.5: アンプボックスの写真

素子を入れてあるアルミボックスと穴加工はミスミで注文した。アンプの電源入力にバナナレセプタを二つ、ファンクションジェネレータの入力に BNC 端子を一つ、後述のアンプ出力のモニタリングに lemo 端子を二つ、トランスの出力に SHV 端子を一つ使っている。また端子が熱くなった場合に取り付けるファンの設置穴を箱の上側に、排気溝を側面に開けた。

電源箱の中ではファンクションジェネレータ (nF, WF1973) の信号をオーディオアンプに入力し、オーディオアンプの出力をトランスに入力、そしてトランスの出力を同軸ケーブルを通じて CW 回路に入力するようになっている。

ボックスはアンプから出力する電圧を抵抗分割により $\frac{1}{101}$ 倍にしてオシロスコープでモニタリングできるようにしてある。モニタ電圧 V_{moni} からアンプ出力電圧 V_{amp} を計算するには、このアンプの出力は鎖動であることも考慮すると $V_{\text{amp}} = 2 \cdot 101 \cdot V_{\text{moni}}$ となる。またトランスの出力は 100:1 プローブ (RS-HV-150) を用いて、SHV コネクタの直前で被覆を剥がしモニタリングしている。オシロスコープ (Tektronix, TDS 3034C) のインピーダンスはアンプモニタリングチャンネル、トランスモニタリングチャンネルのどちらも $1\text{ M}\Omega$ である。

配線についても考慮した点がある。まずアンプ電源からは高電流が流れるので、AWG 22(耐電流 7 A) を用いた。従来電源の実験により CW には 10 mA 程度しか流れないことがわかっている。今回はトランスがあるため、トランス以後の電流値がおおよそ 10 mA となる。したがって巻数比から逆算しアンプからは 1.2 A 程度しか流れないと見積もることができる。また端子は全て箱の同じ側面に取り付け、蓋を付け外しする際に配線の不都合が無いようにした。さらにアンプ出力モニタリング用の基盤は箱の側面に並行にして取り付けることで、箱の小型化にも成功した。

3.3 性能評価実験方法

作成した電源の性能を確かめるために、CW 回路を接続して昇圧実験を行った。図 3.6 が昇圧実験のセットアップの概略図だ。

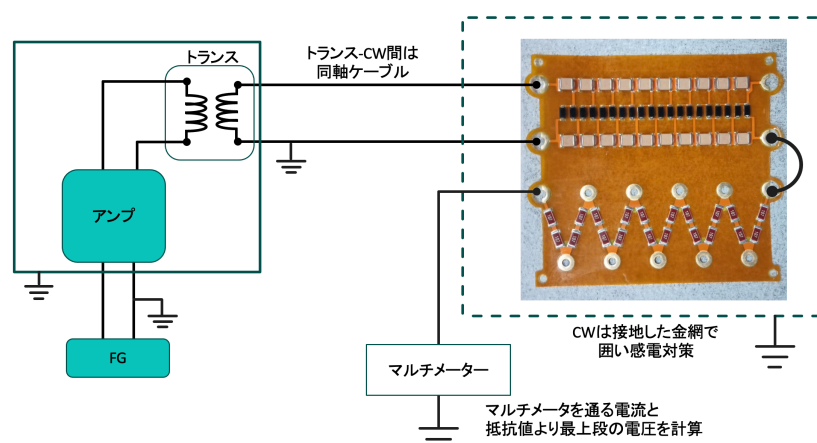


図 3.6: セットアップの概略

まず電源で昇圧された電圧は同軸ケーブル (FUJIKURA RG 59B/U 1.5 m) を介して CW 回路に印加される。次に CW 回路で昇圧した電位は抵抗チェーンへ折り返し、その先にあるマルチメータ (Agilent Technologies U3401A) で電流を計ることによって、CW でどれだけ昇圧されたのかが分かる。性能評価実験では、周波数ごとにファンクションジェネレータの電圧を変えてトランスの出力が一定になるようにし、トランスが出力する電圧の Peak to Peak と CW の段数の積である理想電圧と、マルチメータの電流値と抵抗値の積である実測値の比を取って昇圧比を調べる。得られた結果と過去の従来電源で同じ実験を行った時の昇圧比を比較する。なお従来の実験ではアンプと CW の間は被覆単線だったが、今回は CW の近くに電源装置を置けないことから同軸ケーブルを用いている。

安全に実験を行うために、CW 回路は接地した金網で囲ってある。万が一放電が起こった場合でも、金網を隔てた実験者よりも金網に向かって放電しやすいためである。なお実際に放電が起こった際、金網からグラウンドへと電流が流れていることを確認し、一定の効果があると判断した。

CW 回路は先の章でも述べた通り、CW シート 1 枚あたり 10 段 $2\text{ G}\Omega$ になっている。そのシートをネジ穴を開けた PTFE 治具に固定して実験を行う。CW を取り付けた PTFE は金網の中で垂直に固定し、高電圧となる部分が地面からできるだけ離れるようにする。実験では CW の段数を 30, 40, 50 段と増やして行い、トランスが出力する電圧の Peak to Peak は 800 Vpp と 1200 Vpp でそれぞれ行った。周波数はどの組み合わせでもおよそ $4\sim 20\text{ kHz}$ で行った。 4 kHz はこの周波数ではトランス出力の波形が歪んでしまったことから制限され、 20 kHz 以上は電圧降下がすでに飽和していることから打ち切った。また実験装置はマルチメータ、アンプ用電源、ファンクション

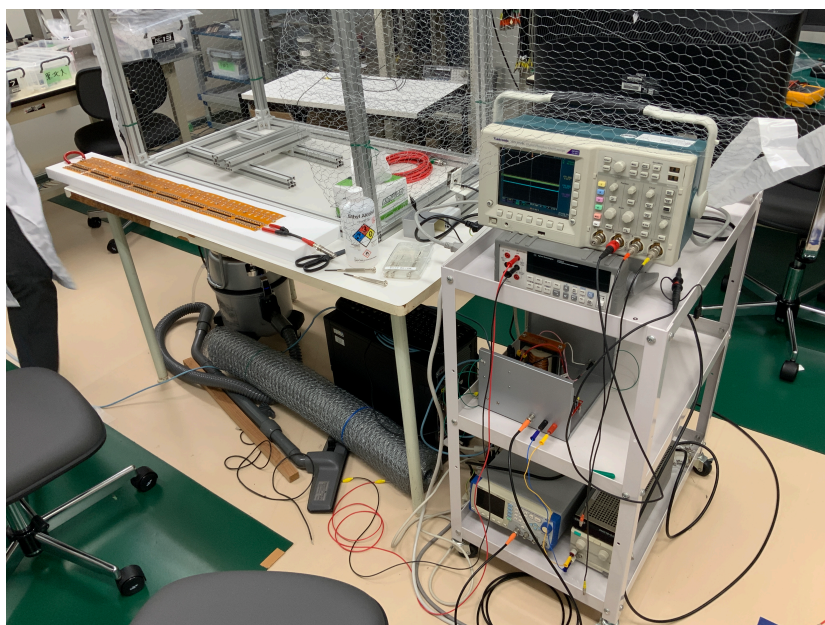


図 3.7: 実験の機器

ジェネレータの順番に電源をつけ、アンプがついた状態でファンクションジェネレータからゆっくり徐々に電圧を印加していく。ファンクションジェネレータから電圧を印加した状態でアンプの電源をつけると、回路の急激に大電圧・大電流が流れてしまい、機材の破損や事故につながる。またゆっくり昇圧するも重要だ。

3.4 実験結果

電源の出力波形を図 3.8 に示す。オシロスコープには ch1 にアンプの出力モニタの一つを、ch2 にトランス出力を、ch3 にアンプ出力モニタのもう一つを繋いでいる。電源からは安定して出力されていることがわかる。

実験ではどの組み合わせでも一様な結果が得られたため、図群 3.9 に 30 段 800 Vpp、40 段 800 Vpp、50 段 800 Vpp、50 段 1200 Vpp の実験結果を代表して挙げる。

グラフの横軸は周波数、左軸は CW 電圧の実測値で右軸は昇圧効率である。また四角のプロットが電圧で丸のプロットが効率である。オレンジのプロットはどちらも新しい電源の値で、青のプロットはどちらも従来電源の値である。従来電源のプロットが止まっているのは、その周波数より高い周波数ではアンプの出力が揺れて不安定になってしまったためである。

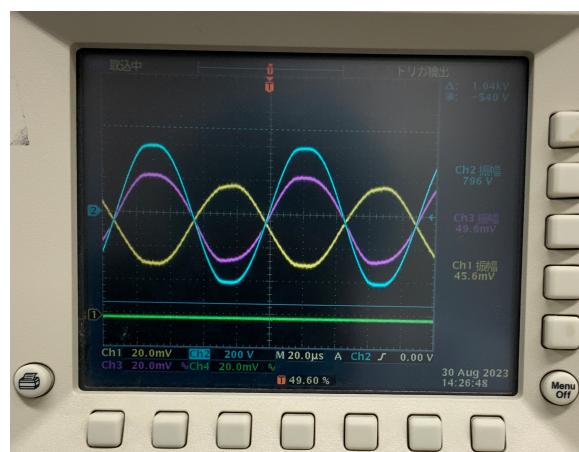


図 3.8: 新しい電源の出力

3.5 考察

まずグラフより、約 10 kHz 以上では CW の実測値も昇圧効率も変化がなく、電圧降下が飽和していることが分かる。このことより実験で使用した程度の段数では 10 kHz 以上の周波数で運転すればおおよそ十分な昇圧効率を得ることができる。本実験ではトランスの性能上 4 kHz よりも低周波数で安定した出力を出すことはできなかったが、従来電源と同じように周波数が下がるに従って効率は悪くなることが予想される。

また従来電源と新しい電源を比べると、新しい電源の方が高い周波数でも昇圧できていることが分かる。CW の段数を増やせば増やすほど、従来電源の出力が定格電流に達してリミットする周波数は下がってくると予想されており、電圧降下が飽和する前、つまり昇圧効率が最大になる前に出力が不安定になる見込みだった。しかし新しい電源はそのような制限を乗り越えて、多段数化しても最大の昇圧効率で昇圧できることが期待できる。実際に 80 段で昇圧試験をした際でも、10 kHz 以上の周波数で安定した昇圧ができた。

一方で従来電源と新しい電源を比べると、CW の段数に関わらず新しい電源の方が昇圧効率が数 % 下がっている。これは CW で昇圧される電圧が 30 段では数百 V、50 段では数 kV 下がっていることに相当する。この理由は同軸ケーブルのインダクタンスによる電圧降下と疑っていたが、それだけでは電圧降下の値を説明し切ることができずよく分かっていない。仮にケーブルの寄生インダクタンスによって CW の直前では 800 Vpp から電圧が下がっていたとする。30 段に 800 Vpp を印加した時、CW 単体の昇圧比はおよそ 28 倍だった。昇圧して 200 V も値が異なるためには、 $\frac{200}{28} = 7.1\text{V}$ と、ケーブルの前後で約 7 V も電圧が下がっていた計算になる。一方で長さ 1.5 m のケーブルではインダクタンスは高々 0.5 μH 程度であり、10 kHz で 10 mA が流れていたとすると、 $V = \omega LI = 2\pi fLI \simeq 0.314\text{mV}$ しか電圧降下が起こらない。そのため同軸ケーブルで数 % も電圧降下が起こっているとは考えられない。実際に同軸ケーブルよりも CW 側の電圧をモ

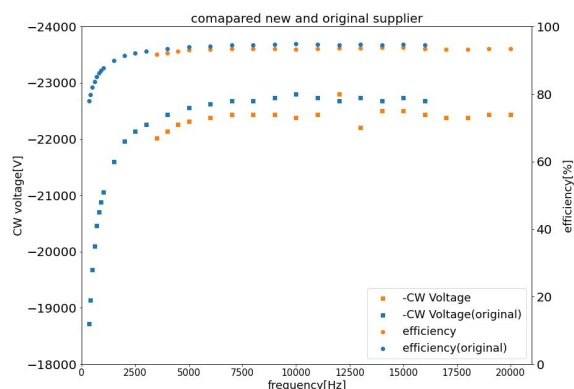
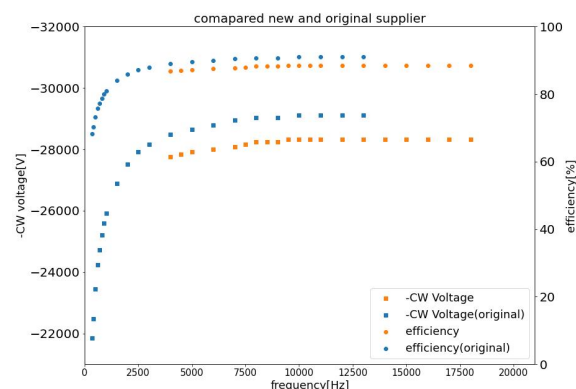
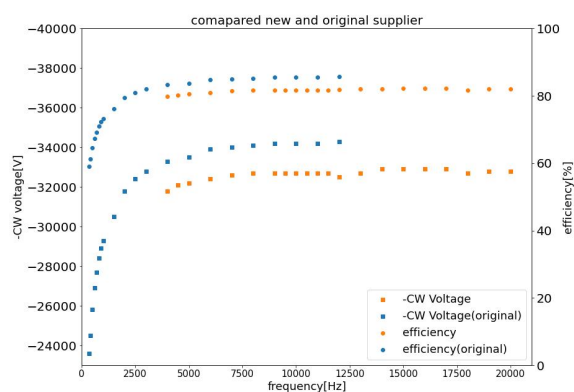
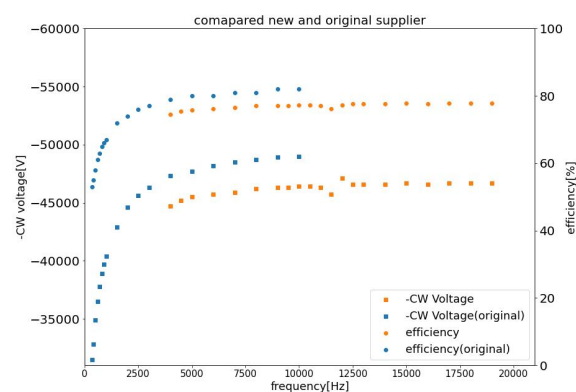
(a) 30 段,800 V_{pp} 印加(b) 40 段,800 V_{pp} 印加(c) 50 段,800 V_{pp} 印加(d) 50 段,1200 V_{pp} 印加

図 3.9: 新しい電源での昇圧実験

ニタリングしながら昇圧試験を行なっても、同じ印加電圧での昇圧効率は変わらなかった。現時点の結論としては、CW のシートで使った抵抗のばらつきが原因と考えている。抵抗器は 5% のばらつきを持っており、CW の昇圧電圧の測定に直に影響する。一方で従来電源の昇圧電圧に対する電圧降下もおよそ 5% に収まっており、可能性は捨てきれない。

本研究によって CW の多段化に対応可能な新しい電源を開発することができた。数 % の昇圧効率の悪化はみられたものの、従来電源では将来的に到達不可能とされていた電圧降下が飽和する周波数領域でも、安定した出力が可能になった。また 1 から自作することで安価に作ることもできた。

第 4 章

並列共振による省電力化 (実験 2)

電源から余分に電流を使っている寄生容量は同軸ケーブルとダイオードに由来し、それらは回路に対して並列に入っている。このことを逆手に取り、並列にインダクタンスを挿入することによって、電源が供給する電流を減らそうというのがこのアプローチのモチベーションである。電気回路も所詮は物理であることを強く思わされる。

4.1 目的

従来電源では CW で昇圧中に周波数を上げていくと、ある周波数以上ではアンプの定格電流 10 mA に達してしまい、アンプの出力が不安定になる。また CW の段数を上げるにつれて、その定格に到達する周波数は徐々に小さくなった。しかしながら理想的な CW 回路は、電圧を印加した直後の充電を除けば、抵抗チェーンから数 μ A 程度のわずかな電流しか必要としないはずである。これは回路の容量性負荷 (寄生容量) が効いていることが原因とすると説明がつく。例えばダイオードは一般に逆電圧が加わった時に寄生容量をもち、実験に使用しているダイオードはデータシートによれば典型的な寄生容量として 30 pF 持つ [5]。CW30 段では 60 個のダイオードが使われており、半周期の内平均してその半分の 30 個は逆電圧がかかっている。当然段数を上げるほど寄生容量は大きくなる。

これとは別に、同軸ケーブルにも寄生的なインダクタンスとキャパシタンスが存在する。実験における安全性や簡素な配線の実現を考慮すると、従来電源の昇圧試験では使わなかった同軸ケーブルが必要になるが、キャパシタンスは 1m 当たり $O(10)$ pF と本実験上では大きな値を持つ。

ここで解決の糸口となるのは、これらの寄生容量は回路に対して並列に入っているということだ。並列に入っている C に対して並列に L を入れると、 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ の周波数で並列共振が起こる。理想的な並列共振では、電源から見る回路のインピーダンスは無限大になり、電流を流しにくくなる。また回路中の L と C から見れば、お互いが必要とする電流はお互いが補いあっており、回路は電源から電流を必要としない。結果的に回路には並列に入った寄生的な抵抗値にのみ電流が流れることになり、電源を流れる電流値は著しく減る。以上のことから、回路に並列にコイルを入れる案は抱えている問題を解決する可能性がある。本実験ではシミュレーションから回路の実効的な

キャパシタンスを求め、あらかじめ用意しておいたコイルとの共振周波数周辺の電源電流の様子を調べることが目的である。

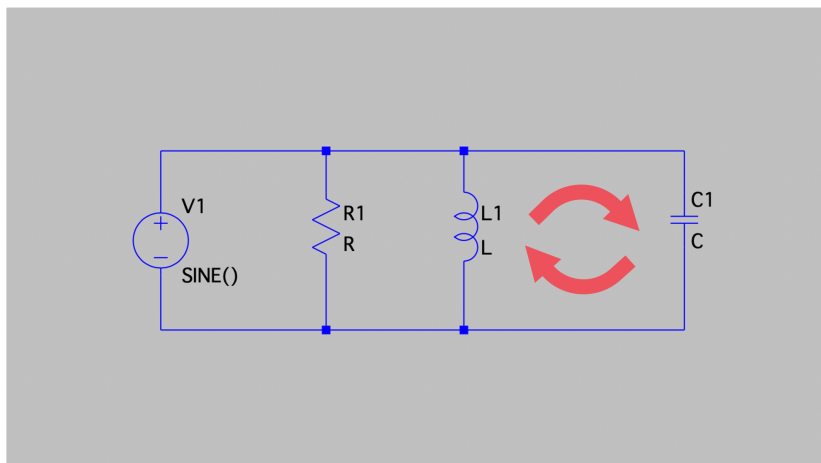


図 4.1: 並列共振のイメージ、赤矢印は電流を表す

4.2 インダクタンスの選定

本来ならば、シミュレーションから実効的なキャパシタンスを求め、共振を起こしたい周波数を狙って共振するようなコイルを用意したい。しかし CW の昇圧実験では kV スケールの電圧を CW に印加するため、コイルの耐圧も kV 程度であることが求められる。また寄生容量は 100 pF スケールでありながら、共振は 10 ~ 20kHz で起こしたいので、インダクタンスは 100 mH 程度あることが求められる。以上の耐圧とインダクタンスを満たすコイルは種類が絞られる。したがって本実験では先ほど述べたように、あらかじめ選定したコイルに対して計算した共振周波数周辺の様子を調べる。本実験で使用するコイルは、Murata Power Solutions Inc. の 1410606C という、10 mH のコイルである。これを 10 個直列に並べる。データシートより Q 値は 50 kHz で 48 と、比較的高周波用のコイルである。耐電流は 0.6 A で、DC 抵抗は 0.6 Ω である??。

4.3 実効的なキャパシタンスの算出方法

回路の実効的なキャパシタンスは電気回路シミュレーション LTspice を用いて行った。シミュレーションは CW30 段を想定して行なった。CW 上のキャパシタは 0.1 pF の容量を指定した。ダイオードは spice モデルが存在しなかったため、Zero-bias junction capacitance にデータシートに記載された典型的な寄生容量 30 pF、breakdown voltage に 2000 V、Current at breakdown voltage に逆電流 5 μA を、Transit time に 50 ns を設定した??。Transit time はデータシートの最大逆回復時間 500 ns を参照して決定した。従来電源のセットアップを想定し、電源素子と並列に 30 段の CW と安全装置が持つ 9 pF のキャパシタンスを入れた。また同軸ケーブルを使うこと

を想定して直列のインダクタと並列のキャパシタを入れた。

解析は transit 解析という、指定した時間までの過渡応答を調べるシミュレーションを行った。実験回路で使っているほど値の大きい大きい抵抗チェーンは、無くとも解析結果はあまり変わらないにも関わらず、解析時間が長くなってしまふことが複数回のシミュレーションから分かったので、省略した。

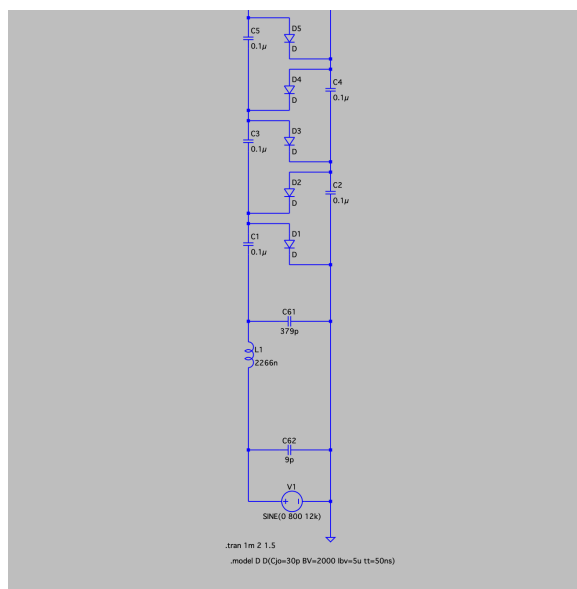


図 4.2: LTspice での CW30 段シミュレーション

30 段シミュレーションでは 0 秒から 2 秒までの過渡応答を解析した。2 秒の時点で波形はほぼ平衡状態に達している。平衡状態に達する前に解析を終了してしまうと、波形がノコギリ状になっていたり、パルス状になっていたりするため注意が必要である。一方で解析時間を長く取りすぎるとシミュレーションに必要な時間も多くなってしまふ。今回は初めに 10 段の CW シミュレーションを行い、平衡状態まで必要な 10 段あたりの時間に見立てを立てた。10 段では 0.3 sec で平衡状態に達するため、30 段では少し長く見積りおよそ 1 秒で平衡に達するはずである。さらに同軸ケーブルの素子を入れた効果も考慮し、長めに見積もって 2 秒を決定した。同軸ケーブルは電源ボックスからアルミボックス間に 1 m の FUJIKURA RG59B/U を用い、コイルボックスから CW までに 5 m の 62/U を用いた。二つの容量とインダクタンスを合わせてそれぞれ 379 pF と 2266 nH だった [?]. また LTspice には同軸ケーブルのモデルが存在するが、シミュレーションの計算が膨大になるため今回は使用しなかった。

回路に 800 Vpp で 12 kHz のサイン波を印加した時の、シミュレーション終了時に電源が出力する電圧と電流のグラフが図 4.3 だ。この結果より $I_{pp}=52 \text{ mA}$ であったため、 $C_{eff} = \frac{I}{2\pi fV}$ より実効的な容量は $C_{eff} = 431 \text{ pF}$ である。この回路に 100 mH のインダクタを挿入すると、共振周波数はおよそ 24 kHz となる。

想定したセットアップは異なるが、図 4.4 は並列にコイルを挿入した場合の transit 解析結果だ。

グラフの青色の波形が電源を流れる電流で、赤色が挿入したコイルを通る電流だ。

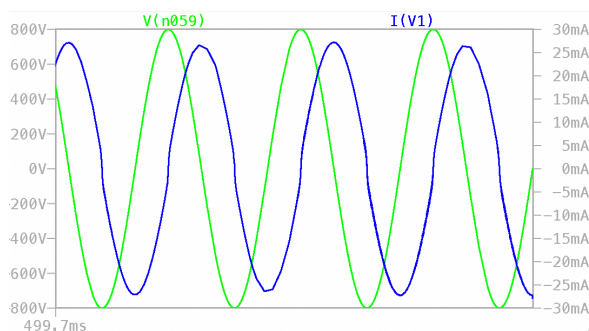


図 4.3: CW30 段のシミュレーション結果コイル無し

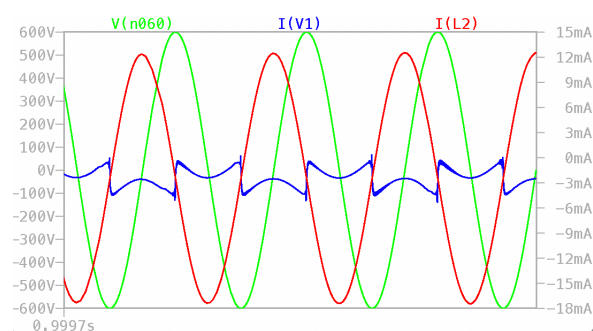


図 4.4: CW30 段のシミュレーション結果コイル有り

電源を流れる電流の波形は大きく歪んでしまっているが、電流は小さくなっていることがわかる。その一方でコイルを通る電流値は大きく、回路の容量との共振が再現できていると考えられる。

コイルを入れた時の回路の振る舞いの解析として、AC 解析という選択肢もある。AC 解析は回路に対して周波数やインダクタンスなどの変数を変えていき、ゲインと位相がどのように変化するかを解析する。周波数特性を調べたい本実験では有用そうであるが、今回の CW のシミュレーションは過渡応答でキャパシタに電荷が溜まっていくにつれて、回路の実効的な容量は変化していくと考えられる。そのため AC 解析をしても充電を開始した瞬間の解析しかできず、用いることはできなかった。

4.4 コイルボックスの作成

コイルを入れるボックスも自作した。概略図と写真を図 4.5、4.6 に示す。

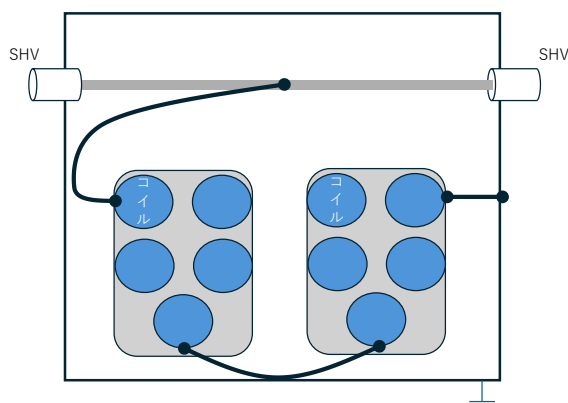


図 4.5: コイルボックスの概念図

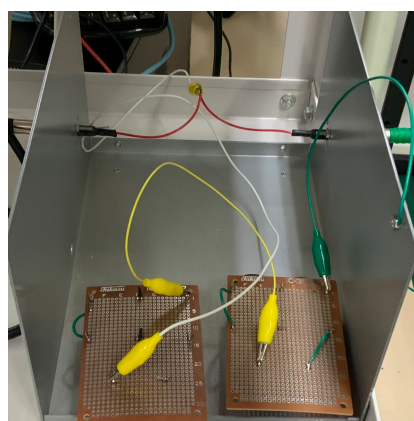


図 4.6: コイルボックスの写真

コイルボックスには SHV コネクタを二つ取り付けた。コイルは 5 個ずつユニバーサル基盤にハ

ンダ付けして、ボックスに並べた。基板間は鱗口クリップで繋いだ。コイルボックスは同軸ケーブルを介して、グラウンドに繋がった電源ボックスにつながっているが、安全面の観点から、ボックスもグラウンドに繋いでいる。

4.5 CT

本実験では電流を測定するためにCT(CTL-P-H)を用いた。CTはアンプとトランスを繋ぐ導線に取り付けた。データシートの貫通電流とCT電圧特性を図4.7に示す。

CTのロード抵抗は $1\text{k}\Omega$ を使用した。詳細は後述するが、この実験では共振周波数周辺では波形が不安定になってしまった。安全を考慮して念のためトランス電圧は 200V_{pp} と低い電圧を印加したことにより、CTを貫く電流は小さくなってしまった。そのため、CT電圧のゲインを確保するためロード抵抗は $1\text{k}\Omega$ を用いた。CTを貫く電流は $\sim 1\text{A}$ 程度なのでデータシートより電流対電圧は両対数グラフで直線になっており、グラフの傾きより $I = \frac{1}{0.79}\text{V}$ を得た。使用したCTは $50\sim 60\text{Hz}$ を想定して作られているが、図4.8で示したデータシート[6]より、実験で使用する周波数領域では電流電圧特性に大きな変化はないと判断し、このCTは使用できるとした。

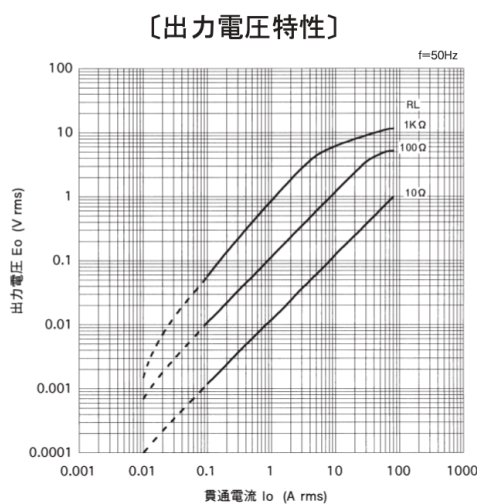


図 4.7: CT の電流-電圧特性

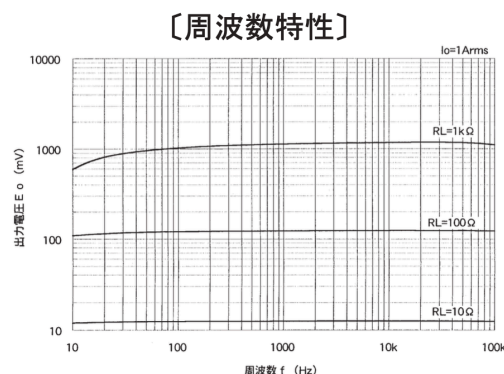


図 4.8: CT の周波数-電圧特性

4.6 実験方法

実験ではCW30段で行った。回路のセットアップの外観を示す。

大まかな実験の昇圧手順は実験1と同じであるため省略する。周波数は $15\sim 23\text{kHz}$ で行った。トランスの出力は 200V_{pp} になるように各周波数でファクションジェネレータを設定した。

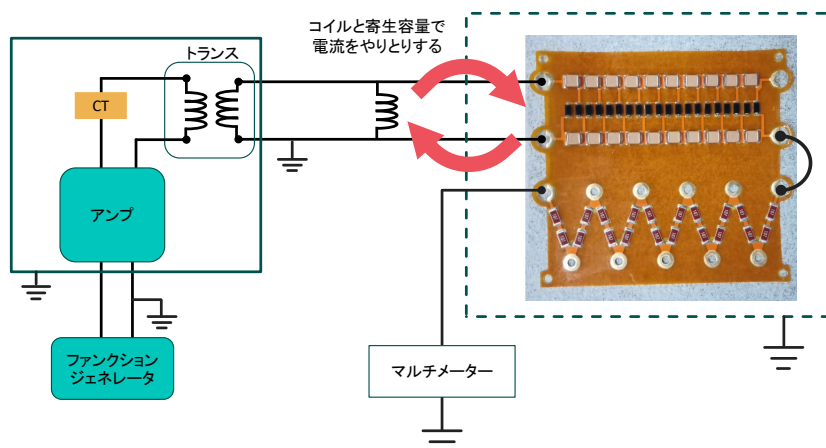


図 4.9: 実験のセットアップ

4.7 実験結果

4.7.1 電流と周波数の関係

オシロスコープの波形を示す。ch4 は新たに CT を繋いでおり、出力が安定して確認できた。

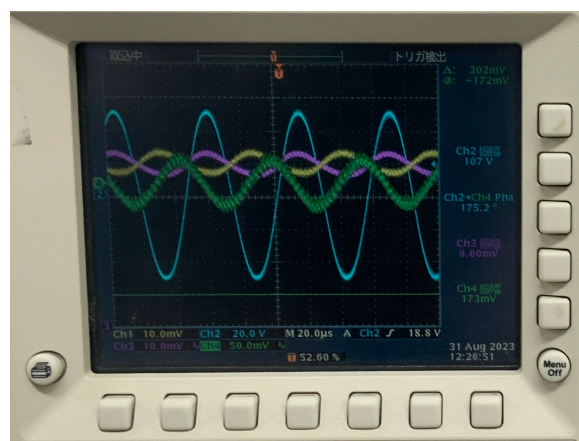


図 4.10: オシロスコープの波形

コイルの有無による電流値の違いを一つのグラフを図 4.11 にまとめた。この電流値は、CT の波形から求めた電流値の実効値を昇圧器の巻数比 83 で割った値である。

グラフからもわかるように、コイルが無い場合、電流は周波数に比例して増えていった。一方でコイルがある場合は、周波数を上げるにしたがって電流は下がり、18.5 kHz で電流値が最小になった後増加に転じている。これは並列共振の特徴であり、回路は 18.5 kHz で共振していると考えられる。18.5 kHz では、コイルが無い場合は 14.02 mA だったが、コイルを入れると 1.22 mA にま

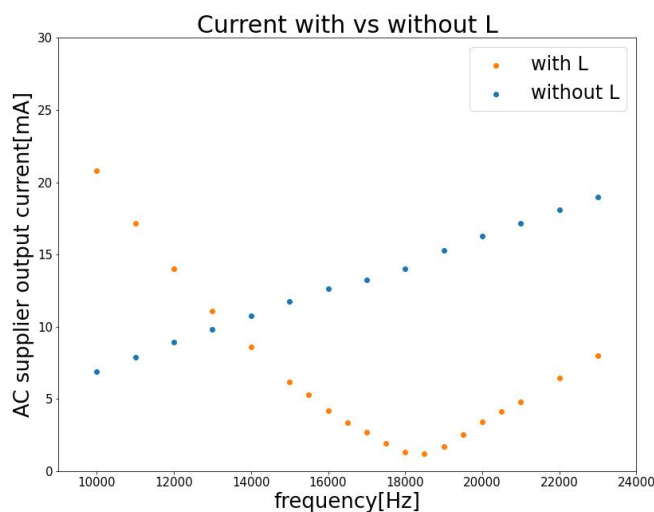


図 4.11: コイル有り (オレンジ) と無し (青) の比較

で省電流に成功した。

4.7.2 波形の不安定性

実験 1 と同様にコイルが無い時の波形はどの周波数でも安定していた。しかしコイルを入れると、共振周波数周辺でアンプ、トランス、CT の波形は不安定になった。

例えば 14 kHz から周波数を上げるとする。初めは全ての波形が安定していた (波形 1 とする 図 4.12) が、およそ 17 kHz になると、先ほどまで見えていた振幅の波形とは別に少し歪んだ波形 (波形 2 とする 図 4.13) が周期的に現れるようになった。この時トランスの波形は山が少し潰れ、CT 電圧はノコギリ状だったり三角波になっていた。さらに周波数を上げていくと波形 2 はより頻繁に現れるようになり、18.5 kHz 周辺では 1:1 の割合で二つの波形が見えた。さらに周波数を上げると、今度は波形 2 の方が支配的になり、およそ 19kHz 以上では波形 2 で安定した。

18.5 kHz では波形 1 の電流は 0.72 mApp で波形 2 は 1.72 mApp だった。不安定になっている周波数では、現れる波形の割合を正確に測ることが困難だったため、二つの波形の振幅の平均をデータとして採用した。

4.7.3 波形の不安定性の対策

不安定性について詳細を調べる実験を行なった。周波数は 18 kHz で行なった。

まずアンプのゲインを下げて出力するトランス電圧を細かく調整できるようにして、小さい電圧から徐々に出力していった。すると約 95V で不安定になり始めることが分かった。また不安定になり始めた時は波形 1 が支配的だったが、さらに電圧を上げていくと波形 2 も頻繁に現れるように

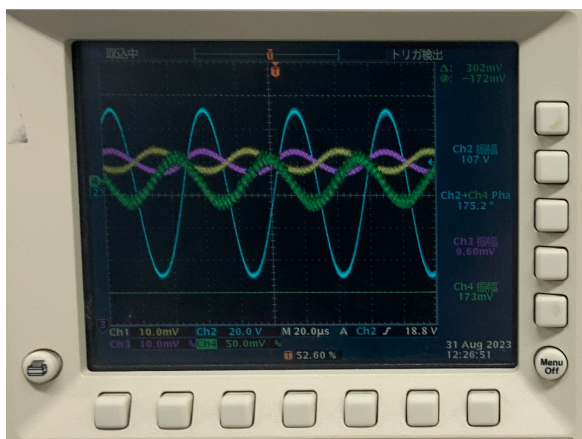


図 4.12: 波形 1(4.10 の再掲)

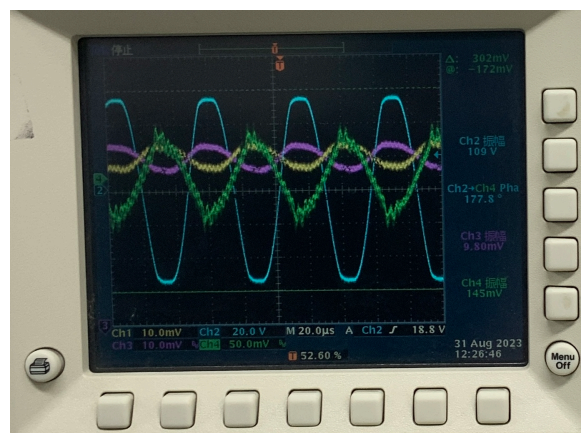


図 4.13: 波形 2

なった。

次にコイルに直列に抵抗を繋いだ。初めはコイルの抵抗値 (約 2Ω) と同じくらいの 5Ω の小さい抵抗を入れたが、変化は見られなかった。そこで $51, 100\Omega$ の大きい抵抗を繋いだ。すると不安定になり始めるトランス出力電圧が $105, 115\text{V}$ と大きくなった。さらに大きい $1\text{k}\Omega$ を入れると 120V でも安定していた。その一方で電源から流れる電流が増加していることも確認された。

最後にアンプに対して並列に抵抗を繋いだ。共振時にアンプからは 25Ω のインピーダンスが見えていたため、並列に 25Ω の抵抗を繋いだ。この抵抗器は、 100Ω のカーボン抵抗を 4 つ並列にして作成した。このセットアップでは 120V まで安定して出力できた。それ以上の電圧を出力しようとする、抵抗に流れる電流が大きくなり抵抗器の定格電力に達してしまうため打ち切った。しかしこの方法でも電源から流れる電流が増加した。

以上のこのことから、アンプがみる回路の実抵抗成分を大きくすれば不安定性を解消できると期待できる。

4.8 考察

この共振周波数からは回路全体でおよそ 740pF の容量が存在し、同軸ケーブルの容量を差し引くと、CW シート 1 枚 (つまり CW10 段) あたり 120pF の容量を持つということが分かった。今までは具体的な数値が分からなかったが、この実験で CW の物理的素性を少し明らかにすることができた。

一方でこの共振周波数はシミュレーションの予想から大きく外れてしまった。この原因は複数考えられ、

1. ダイオードのモデリングが不十分、不適切
2. シミュレーションでトランスを使っていない
3. 実際のキャパシタが持つ容量の電圧依存性

4. トランスのインダクタンスを考慮していない

などが挙げられる。1については spice モデルが提供されていないので解決は困難である。2についてはトランスモデルを設定することはできるが、既に1時間近いシミュレーション時間よりも長くなるのが想像されるため、現実的ではない。3と4は考慮することが可能であるが、4についてはシミュレーションに素子を増やすことになり、シミュレーション時間の延長が懸念される。

波形が不安定になってしまったことの原因は、決定的なことはまだよく分かっていない。しかし1つ目に考えられるのは、アンプのフィードバックが間に合っていないことだ。共振周波数周辺ではインピーダンスが大きく変わったり、共振周波数で容量とコイルで電流をやりとりしていたりと、回路は不安定な状態になると考えられる。波形の不安定性はアンプの出力にも確認できていたため、この可能性は捨てきれない。また本来オーディオアンプはスピーカーを接続することを想定している。一般的なスピーカーはコイルを内蔵しており、誘導性を持つ。それに比べて本実験では容量性を持つ CW 回路を接続している。そのためアンプの挙動が不安定になっていると考えられる。

2つ目はダイオードの寄生容量が利率的に変化していることだ。ダイオードの寄生容量は空乏相の大きさに依存し、空乏相は逆電圧が大きいほど広がる。そのためダイオードの寄生容量は一定ではない。したがって、ある瞬間では狙った共振が起き、ある瞬間では共振から外れてしまうといったことが起きていると考えられる。

以上より、コイルを並列に入れることで回路の容量と共振を起こし、電源を流れる電流を小さくすることができた。これによって大電力の電源を使わずに、小電力の電源でも同軸ケーブルを通して昇圧できることが期待できる。

第5章

80 段の放電対策

稼働中の 180 L 検出器は-30 kV で運用している。現在開発を進めている 1000 L 検出器の目標電圧は-76.4 kV と、180 L 検出器の 2 倍以上の電圧を必要とする。電圧がここまで大きいとコロナ放電を主とした放電が発生する。この章では 80 段昇圧実験で試した放電対策についてまとめる。

5.1 ランドの発光

CW80 段を成す 8 枚のシートには、B1~4 と C1~4 と通し番号が振られており、B1 が最も低電圧側で C4 が最も高電圧側だ。最初昇圧実験を始めたときはこの順番であり、トランス出力 1.71 kVpp で-71.86 kV と、およそ-72 kV の昇圧に成功した。しかしさらに電圧を上げたところで CW の電圧が突然 5 kV ほど下がって、回路には図 5.1 のような発光が見られた。以下、これを発光放電と呼ぶ。シートの場合から抵抗チェーンのランドのうち、一段だけ抵抗を挟んだ外側のランドと推察され、その円状のランドの内、金網側の外縁が発光箇所と思われる。この時音は何も聞こえなかった。

この発光は印加電圧を下げると消えた。この発光には再現性があったが、発光が始まる電圧の降下は記録していない。実験後にランドを確認したが、沿面放電のような焦げ跡はどこにも確認されなかった。初めに発光が確認された時、シートの固定には SUS ネジを使っていた。この SUS ネジは PTFE に入っているだけであり、電位は不定になっている。この SUS ネジとランド間で放電したと仮定して SUS ネジを PEEK ネジに変えたが、結果は変わらず発光して電位が下がった。実験後に改めてランドを確認すると、ランドの周辺のコーティングが白く毛羽立っていた。このことから、このシート (C4) の性能が悪かったと判断してシートを入れ替えた。

しかし今度はより低い印加電圧でコロナ放電が頻繁に発生した。実は-72 kV まで昇圧するのに、パチパチと音がして電位が落ち、その後電位が戻るという放電が 1,2 度起こった。これもコロナ放電と考えられるが、電位が回復するという点で後述する頻発したコロナ放電とは特性が異なっている。詳細はわかっていない。



図 5.1: 放電時のランドの発光

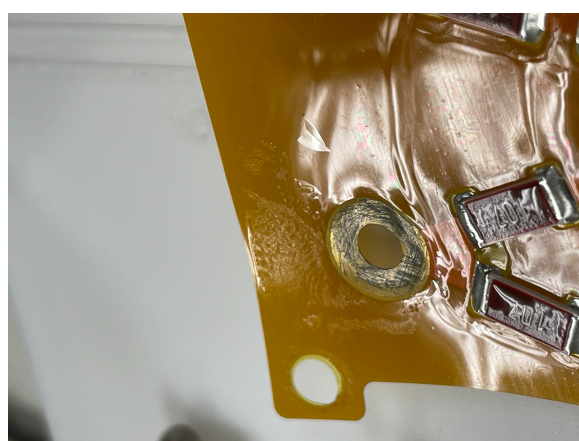


図 5.2: ランドの周辺のコーティングの毛羽立ち

5.2 頻発したコロナ放電

抵抗チェーンの最上段ランド周辺の毛羽立ちが少ない B1 と C4 を入れ替えた。昇圧していくと今度はトランス電圧 1.2 kVpp を印加したところで電位が落ち、頻繁にコロナ放電を行った。この放電は C4 と C1 を入れ替えても同じことが起こった。音はパチパチという音と、シューシューという音だった。特筆すべき点としては、音に合わせて CW を囲ってある金網が引かれて揺れていた点だ。このことから CW と金網間で放電していることが確定的となった。このコロナ放電について試行錯誤した内容は以下の通りだ。

5.2.1 赤外線カメラ

発光放電では放電箇所がわかったが、コロナ放電では放電箇所が分からなかった。そのため放電に伴う発熱があると期待して赤外線カメラを用いた特定を試みた。しかし写真にもある通り、有意に発熱している箇所は見られなかった。



図 5.3: 赤外線カメラに映る著者



図 5.4: 放電中に赤外線カメラで写した CW

5.2.2 折り返し導線の変更

CW から抵抗チェーンに折り返す導線は太く、被覆を剥いだ後、圧着端子に導線が収まるように何割か切断していた。そのため切断されて尖った導線から放電が起こっていると推察した。まず圧着端子部分を熱圧縮チューブで覆った。定量的な比較はできないが、コロナ放電の頻度は減ったように感じたが、抜本的には解決しなかった。

次に図 5.5 のような裸単線、被覆単線、7 心ダイヤケーブルを用いた。これに関しては全く改善しなかった。

5.2.3 金網ケージの拡張

コロナ放電が発生しているとき、CW を囲ってある金網も音に合わせて揺れていた。CW と金網は 10 cm 程度だけ離れていたことから、CW と金網が近すぎて、昇圧するより先に金網に放電してしまっていると仮定した。放電頻発時の金網ケージの大きさは CW シートと並行な辺が 90 cm, 垂直な辺が 45 cm, 高さが 120 cm であった。これに対して並行な辺が 90 cm, 垂直な辺が 90 cm, 高さが 120 cm となるケージを組み立てた。結果はコロナ放電を抑えることはできなかった。



図 5.5: 右から裸単線、被覆単線、ダイヤケーブル

5.3 今後の放電対策

コロナ放電の発生源は特定しきれていない。しかし発光放電は場所が特定できているため、コロナ放電も同様の箇所から起きていると推察できる。再度改めてランドを観察すると、沿面放電対策のコーティングを剥がした際に、引っ掻く力が強すぎてランドも傷ついていることが見られた。ランドはかなり高電圧になっているため僅かな尖りでも放電しうる。

またランドを引っ掻く際に何度も上から力がかかるため、ランドがシートに対して下側に伸ばされてしまう。このことによってシートとランドの境界が尖ってしまい、放電しやすくなっていると考えられる。

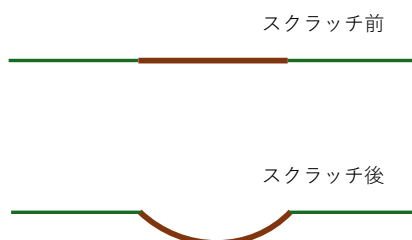


図 5.6: スクラッチ前と後の縁の比較

以上のことから、改めて回路のランドが放電の発生源と推定し、以下のような対策をする予定である。

1. 新たにシートを作成し極力優しく弱くコーティングを剥がす。
2. ランドにカプトンテープを貼る。
3. ランドの縁に金属球をハンダで貼り付ける。

特に1番に関しては、新たなシートを作成した後はコーティングを剥がす前に昇圧試験をする予定だ。理由は現在のセットアップで目標電圧に到達できるか確認するためだ。-72 kV を達成した際のトランス印加電圧は 1.71 kVpp と素子の素子の耐圧に迫っており、耐圧以内で目標電圧を獲得できるかの瀬戸際であるのが現状だ。

第6章

結論

本研究ではニュートリノを伴わない二重ベータ崩壊探索を目的とした、キセノンガス TPC 検出器の研究を行なった。二重ベータ崩壊核子である ^{136}Xe の気体を用いることで大質量を可能とし、飛跡を再構成することでバックグラウンドの除去を可能とした。またエレクトロルミネッセンス光を読み出す事で半導体並みの高エネルギー分解能を達成している。

検出器は内部のコッククロフト・ウォルトン回路により 100 V/cm/bar の電場を生成する。本研究では回路の電圧を供給するための電源を新たに作成した。新しい電源は従来のものよりも大電力の出力が可能であり、従来電源では不安定になっていた段数、出力電圧、周波数でも安定した出力ができていることを確認した。これにより 1000 L 検出器で計画している 80 段の CW 回路の昇圧にも、作成した電源は使用できる見込みである。一方で従来の電源よりも昇圧効率が数 % 落ちており、その原因はよく分かっていない。

回路の容量性に対して並列にコイルを入れて並列共振を起こすという対策の検討も行なった。CW 回路のシミュレーションから回路の実効的な容量性を見積り、挿入したコイルとの共振周波数では電源に流れる電流が、コイルが無い場合の電流値よりも $\frac{1}{10}$ 以上小さくなっていた。この実験から、より小さい電力の電源でも高い周波数や電圧を出力できる可能性が見出せた。しかし一方で共振周波数周辺では振幅の異なる二つの波が現れて不安定になっており、現時点では実用性に欠けている。挿入したコイルに直列に抵抗を入れてコイルの Q を下げると、不安定になる電圧が若干高くなるといった現象は見られたが、それでは電源が出力する電流は増えてしまうため、根本的な解決はできていない。

さらに高電圧まで昇圧した時の放電の対策も行なった。試行錯誤を重ねたがコロナ放電はまだ抑えきれない。しかし放電箇所が回路のランドであることがわかり、新たな放電対策に目処はつけることができた。

作成した電源は 1000 L 検出器で用いる 80 段 CW 回路にも耐えうることが分かったため、今後は放電対策に注力し、目標である -76.4 kV を達成したい。

謝辞

本研究を遂行し学位論文をまとめるにあたり、御指導、御鞭撻いただいた皆様にこの場を借りてお礼申し上げます。

指導教員の市川温子教授には、研究活動全般でお世話になりました。私が行き詰まっている所に、次々と解決のアイデアを提示してくださりました。物理的な思考や物理に対する姿勢につきましては、まだまだ未熟な私にとってお手本にしたいと思いました。深く御礼申し上げます。

京都大学複合原子力科学研究所の岩下芳久准教授には、電源の作成段階から様々な助言をいただき、電気回路の改善までたくさんのごことを勉強させていただきました。電源の出力が不安定になった時は、実験器具が手元にないにも関わらず遠い京都から様々な改善案をいただきました。心より感謝いたします。

博士課程の秋山さんには、研究開始から大変お世話になりました。私の度重なる質問と相談にも快く答えてくださり、常に気にかけてくださりました。高電圧試験では、安全に実験するための心構えについて参考になりました。誠にありがとうございました。

論文の添削をしてくださった浦野さんをはじめ、研究室の皆様におかれましてもお世話になりました。普段の何気ない会話で気持ちをリフレッシュでき、精力的に研究ができたのは皆様のおかげです。

学部4年生の研究テーマとしてこの研究ができたことを大変嬉しく思います。最後になりますが、私を常に励まし続けてくれた家族と友人に感謝の意を申し上げます。

参考文献

- [1] ニュートリノ物理学. 朝倉書店, 2021.
- [2] 近角聡信 [等] (編). 実験物理学講座, 第 28 卷. 1975.
- [3] A. Gando, et al. Search for majorana neutrinos near the inverted mass hierarchy region with kamland-zen. *Physical Review Letters*, Vol. 117, No. 8, August 2016.
- [4] 吉田将. ニュートリノを伴わない二重 β 崩壊探索に向けた高圧 xe ガス tpc axel のための高電圧ドリフト電場形成の研究. Master's thesis, 京都大学大学院 理学研究科 物理学・宇宙物理学専攻 物理学第二教室 高エネルギー物理学研究室, 2018.
- [5] Micro Commercial Components. 0.5 amp high voltage fast recovery rectifier 2000 volts. [https://www.mccsemi.com/pdf/Products/FM2000GP\(SMA\).pdf](https://www.mccsemi.com/pdf/Products/FM2000GP(SMA).pdf).
- [6] 株式会社ユー・アール・ディー. 一般計測用 ctl 汎用シリーズ パネル取付用・小型標準交流電流センサ. https://www.u-rd.com/products/CTL-6-S-H_tab1.html#detail_tab. Accessed on 3/19/2024.