

PWM 制御を用いた高電圧充電器の開発

DEVELOPMENTS OF HIGH VOLTAGE POWER SUPPLY USING PWM CONTROL

近藤 力^{#, A)}, 稲垣 隆宏^{A)}, 大竹 雄次^{A)},
 Chikara Kondo^{#, A)}, Takahiro Inagaki^{A)}, Yuji Otake^{A)}
^{A)} RIKEN SPring-8 Center

Abstract

We developed a high voltage charging power supply controlled by a pulse-width-modulation (PWM) method to obtain high precision voltage with a fast feedback response, in order to increase a repetition rate of electron beam operation of multi-user experiments in future. To realize the increase of the repetition rate from 60 pps to 120 pps, a settling time of the feedback voltage feedback control of the power supply is required a sub-millisecond. By using the PWM control, a feedback response time becomes faster than that of the dropper method of the present high voltage charger used at SACLA. We estimated the open-loop transfer functions of the PWM feedback control by using circuit simulation code, and confirmed that a feedback-loop has the optimum gain. When a controller gain is smaller than the optimum gain, the settling time to the target changing voltage becomes longer and the offset voltage increases. On the other hand, when the gain is larger than the optimum gain, the over-shoot of the charging voltage appears and the settling time becomes longer. By using a test circuit, we measured the stabilization and the open-loop transfer function of the PWM feedback system, and confirmed that a charging voltage stability was about 60ppm (pk-pk), and a settling time was about 0.2 ms. In addition, the measured transfer function indicates that the response speed of the PWM feedback system is about ten-times faster than the dropper feedback system of the present chargers.

1. はじめに

SPring-8 X 線自由電子レーザー施設 SACLA では、2012 年の供用開始以降、多くの先端放射光実験が行われている[1]。将来、より多くの利用実験の需要が見込まれており、これに対応するために現在、ビームラインの増設や、電子ビームの高速振り分け電磁石の開発が進められている。一方で、このような多ビームラインへのビーム振り分けを行った時に、現状の SACLA の 60pps のレーザーの繰り返しのままでは 1 ユーザーあたりの FEL ショット数は減少することになり、これを補うために電子ビームの繰り返しを増やす事も考えられている。

このビームの高繰り返し化に向け、我々は大電力 RF 系の各機器について、120pps 繰り返しに対応する機器を開発している。この開発の一環として、モジュレータ電源内の Pulse Forming Network (PFN) をインバーター方式で充電する PFN 充電器に対して、既存の充電器[2]を基にし、高繰り返し化の研究開発を行なっている。

この高繰り返し PFN 充電器について、要求される仕様値の主な項目を表 1 に示す。既存の PFN 充電器と同様に、PFN コンデンサを 50kV まで充電でき、更にもそのショット毎の電圧変動を、100ppm(pk-pk)以下に抑えることが求められる。更に、120pps の高繰り返し化を実現するには、その充電完了時間も既存器の半分以下にしないが、これには、昇圧速度を従来の倍の速度にするだけでなく、昇圧後の電圧安定も、より高速で完了することが求められる。このような高速な電圧安定には、フィードバック

制御の速応性を向上させることが必要となる。そこで、パルス幅変調 (PWM) を用いたフィードバック制御を行うことで、電圧安定の高速化を目指している。今回、この PWM 方式によるフィードバック制御について、シミュレーション、および試験測定によって、その速応性や安定度について解析した。

Table 1: Specification of high repetition PFN charger

Charging Voltage	50 kV (max.)
Output current	2.8 A (Ave.)
Efficiency	>80%
Pulse repetition	120 pps (max.)
Stabilization	<100 ppm (shot by shot)

2. スイッチング充電の高精度安定化

2.1 全体構成

表 1 に示した電気仕様を実現するため、図 1 のブロック図を示したような充電器の開発を行なっている。この充電器の主な特徴として、次のような点が挙げられる。

- 1) 既存品と同様に、急速充電を行う主充電ラインと、電圧安定を行う補充電ラインが並列で動作する回路構成する。

ckondo@spring8.or.jp

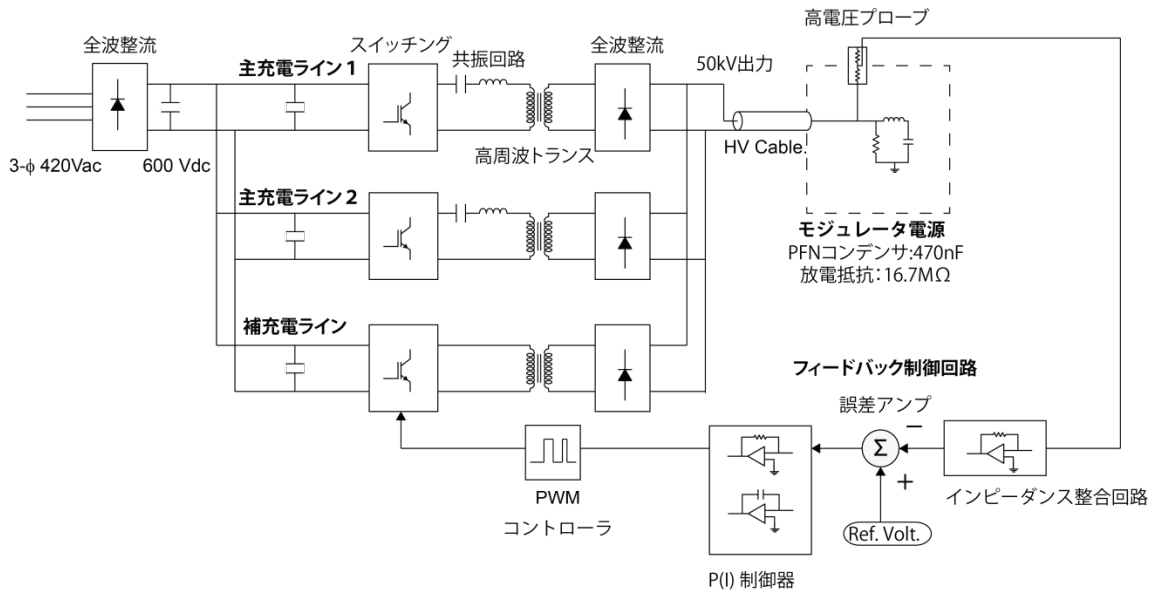


Figure 1: Block diagram of the high repetition PFN charger using PWM control.

- 2) 主充電ラインでは、従来通りスイッチング損失の小さい共振充電方式を用い、高速充電を行う。
- 3) 充電速度を倍加するため、主充電ラインは、新たにシステムを追加し、2系統の並列同期充電を行う。
- 4) 補充電ラインの出力制御は、新たにパルス幅変調(PWM)によって行う。

また、負荷となる PFN 回路や高電圧プローブは、既存のモジュレータ電源に設置されているものであり。以下に簡単に説明する。出力負荷は、PFN コンデンサ(総容量 470nF)と放電抵抗(16.7MΩ)の並列回路である。この RC 回路の放電時定数は約 8s であり、本充電器で想定しているミリ秒での充電動作においては、容量負荷とみなせる。また、高電圧プローブは、その測定精度や温度安定性が充電電圧のフィードバック制御において非常に重要となる。本高電圧プローブでは、筐体に分圧用の高抵抗体を収め、そこにフロリナートを絶縁体として充填し、筐体内部を水冷することで温度安定性を持たせている。加えて、プローブの出力信号の応答を、OP アンプを用いたインピーダンス整合回路などを用いて高速化している[3]。

次に、充電時の電源動作の概略を説明する。まず主充電ライン2系統のみを動作させ、PFN コンデンサを 0kV から目標電圧近く (0.3%以内) まで急速に充電する。その後、主充電ラインを停止して補充電ラインを動作させ、充電電圧を 100ppm(pk-pk)の範囲に整定させる。これらの一連の動作を約 7.5ms 以内に完了させる必要があり、特に補充電ラインによる電圧整定は、1.5ms 以内で行えることを目指している。

2.2 フィードバック制御系構成

高繰り返し対応の PFN 充電器では、充電電圧の整

定も既存の充電器よりも高速で行う必要がある。そのためには、フィードバック制御系の速応性を高めることが重要となる。本フィードバック回路は、PFN コンデンサの充電電圧を高電圧プローブで測定し、その充電電圧と設定電圧の差を誤差アンプで検出する。その後、PI 制御器において応答特性を整形し、PWM コントローラにてスイッチングのパルス幅を調整することで PFN への出力電流を微調し、充電電圧を整定する。

既存の SACLA 用 PFN 充電器では、補充電ラインも共振充電回路が生まれ、スイッチング電圧をレギュレータ回路で制御する方式が用いられている。この方式では、ゼロ電流スイッチ充電を利用するため、スイッチング損失や、スイッチングノイズを抑えられる。一方、共振回路の Q 値が大きくなるにつれ、制御応答性が悪くなるという欠点があった。また、このレギュレータ回路に対しては発熱対策や絶縁対策など、大電力回路ならではの対策が必要であった。

これに対し、PWM 方式では、共振回路のような応答特性を制限する要素が入らないため、速応性を高めることが容易となる。また、出力制御をスイッチング部で行うため、レギュレータ回路を省くことができ、補充電ラインの回路が簡潔となる。一方で、スイッチング損失や、スイッチングノイズが増大することになるためスイッチング素子の冷却やノイズ抑止が課題となる。この点については、出力の小さい補充電ラインでの PWM 制御であるため、熱損失やノイズは問題のない大きさに抑えられるものと考えている。

2.3 シミュレーション

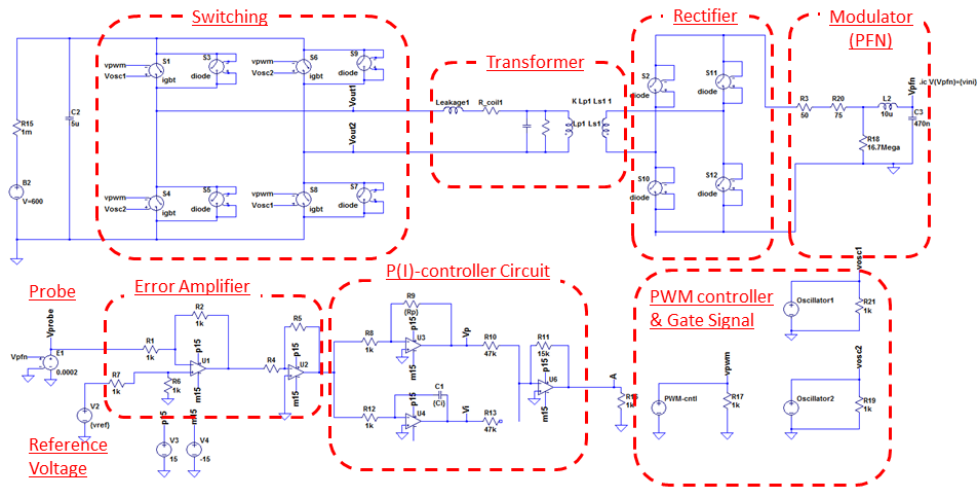


Figure 2: Simulation Circuit. The upper circuit shows a sub-charging line and a PFN load. The under circuit shows a feedback control line, an error amplifier, a PI controller, and a PWM controller. A switching frequency is 40 kHz.

フィードバック制御系の応答特性をシミュレーションによって解析した。図2に今回のフィードバック制御部、すなわち補充電ラインと制御回路の回路図を示す。なお、PI制御器では、解析を簡単にするため、比例制御(P-制御)のみを用いた。この回路を、LTspice [4]によって解析した。なお、スイッチング周波数は 40kHz, 設定電圧は 50kV とした。このとき、OP アンプやスイッチング素子、ダイオードは、理想的な素子として扱っている。

フィードバック回路に対し、開ループ伝達関数を求めることは、制御特性を知る上で非常に重要である。図3に、比例ゲインを最適値と、その 0.1 倍

と 10 倍の 3 種類に対して計算した開ループ伝達関数の Bode 線図を示す。なお、計算手法については別資料[5]に詳しいことが述べられている。

これらの開ループ伝達関数から、次のような事が言える。まず、周波数と共に利得が減少する傾向をもつ。また、比例ゲインを大きくするに従って、利得曲線は上方へシフトする。このとき、ゲインが最適値とその 0.1 倍の場合では位相曲線は変化しておらず、これらの範囲内では比例ゲインを大きくすることで、利得曲線の 0dB を交差する周波数(ゼロ交差周波数)が高周波側にシフトし、速応性が高くなる。一方で、位相余裕は小さくなるため、オーバーシュートを起こしやすくなる。比例ゲインが最適値の 10 倍での位相曲線は、大きく変動が見られている。これは、後述するように、過充電時のスイッチング充電の間欠的な動作によって、計算精度が落ちるためである。

図4に、これらの各比例ゲインに対する充電電圧の過渡解析の結果を示す。比例ゲインが最適値よりも小さい場合は、充電電圧はゆっくりと整定されるため、整定時間は長くなる。また、設定電圧からの

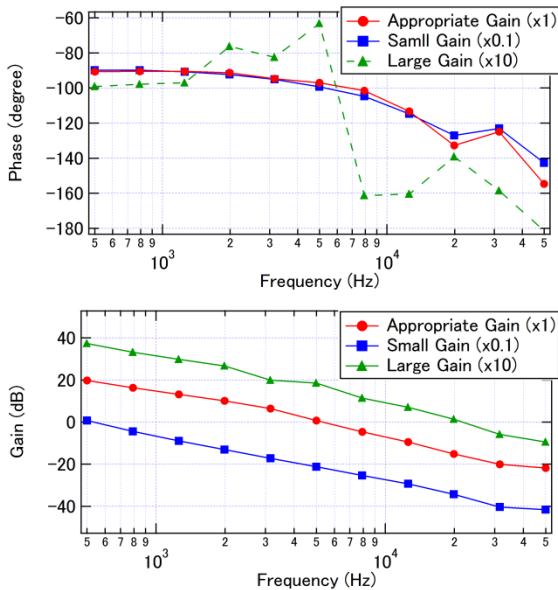


Figure 3: Calculated bode plots of PWM feedback control. A setting voltage is 50 kV, and a switching frequency is 40 kHz. The phase curve of the large gain case has large fluctuation, because of large switching ripples.

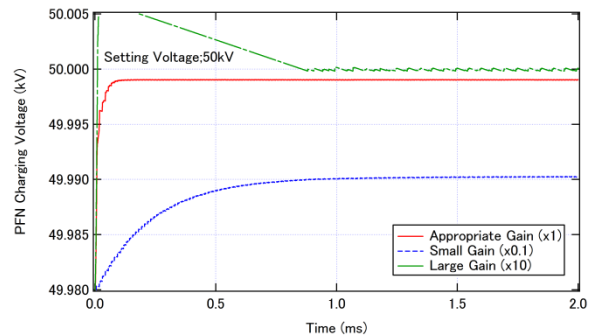


Figure 4: Simulated waveforms of the charging voltages for the three control gains.

オフセット電圧が大きくなる。比例ゲインを大きくすると、整定時間も短くなり、またオフセットも小さくなる。だが、比例ゲインが大きすぎると、昇圧時に電圧のオーバーシュートが見られるようになり、この過大電圧が放電によって設定電圧まで落ち着いてから整定されるようになるため、この放電時間の分だけ、整定時間が必要となる。また、整定時の電圧波形にリングングが見られ、電圧変動が大きくなっている。

2.5 整定電圧のスイッチング振動

整定時のスイッチング動作による電圧変動を、電源の挙動から考察する。このスイッチング電源の動作は、充電と放電がスイッチング周期で繰り返し行われ、充電電圧が設定電圧以上の場合には、充電は行われない。

まず、理想とする最小な電圧変動について考える。電圧変動が最小となるのは1スイッチングでの充電量と放電量が釣り合う場合であり、その最小変動量 Δ_{min} は、1スイッチング時間に放電による電圧降下で近似でき、

$$\Delta_{min} = \frac{V}{f_{sw}RC} \quad (1)$$

で表される。ここで、 V は充電電圧、 f_{sw} はスイッチング周波数、 R と C はそれぞれ負荷の抵抗と静電容量である。これから分かるように、スイッチング周波数が高いほど、変動は小さくなる。

次に、整定時の電圧変動と電源出力の関係を考察する。プローブからPWMコントローラまでの間で位相遅れは無いものとし、1スイッチング動作による充電電圧の増分 ΔV は、設定電圧 V_{ref} と充電電圧の差に比例する、すなわち

$$\Delta V = \alpha(V_{ref} - V) \quad (2)$$

であるとする。ここで、比例係数 α を出力ゲインと呼ぶことにする。図5に、出力ゲインが1より小さい場合と、1より大きい場合の典型的な電圧波形を示す。

出力ゲインが1より小さい場合は、スイッチング周波数で小刻みに振動しており、1スイッチあたりの充放電が釣り合う最小変動が実現されている。また、整定電圧は設定電圧を下回る。このオフセット

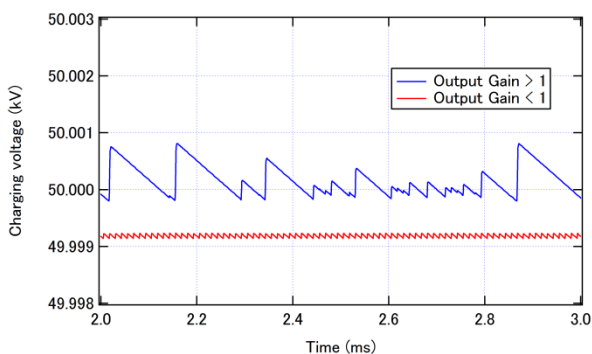


Figure 5: Switching patterns in the quasi-static period. A setting voltage is 50.000 kV.

電圧 V_{off} は、式(1)と(2)で表される放電量と充電量が釣り合う条件から導かれ、

$$V_{off} = V_{ref} \left(1 - \frac{1}{1 + \alpha f_{sw}RC} \right)$$

で表される。

一方、出力ゲインが1より大きい場合では、電圧変動が大きくなる様子が見られている。この波形では、充電電圧が設定電圧を上回る場合があり、このときは放電によって設定電圧に下落するまで充電が行われない。このため、全体的にスイッチング動作が間欠的に行われるようになっている。これは次のように説明できる。出力ゲインが1より大きい場合、1スイッチングによる充電電圧の増分は、設定電圧から差分を上回るため、必ず $V(t) > V_{ref}$ となる過充電の期間が発生する。このような過充電が発生すると、放電によって設定電圧を下回るまで充電動作が行われないため、スイッチング動作が間欠的になり、電圧変動幅も最小振動 Δ_{min} よりも大きくなる。また、このような現象が起こると、充電波形に振動がのるため、フィードバック制御の周波数応答、特に位相を精度良く決定することが困難になる。

以上より、整定時の電圧変動は出力ゲインが1より小さければ、1スイッチあたりの充放電の釣り合う最小変動を原理的には達成できる。だが、出力ゲインを小さくすることは、制御ゲインを下げる事になるので、外乱の影響を受けやすくなることや、整定時間も長くなることに繋がる。一方、出力ゲインが過大であっても、電圧変動幅が大きくなることから、その中間の最適なゲインに設定する必要がある。

2.6 容量負荷による位相回り

出力側の負荷は、モジュレータ電源の 470nF の

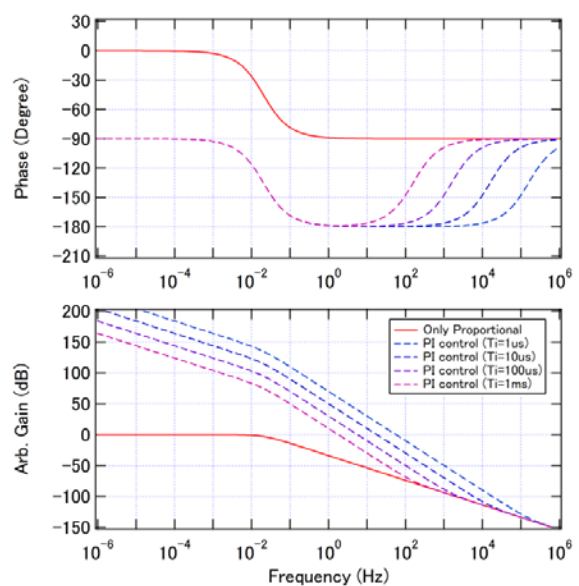


Figure 6: Bode plots of the open-loop transfer functions for a capacitive load in the PI-control system. Integrated-time constants are 1 μ s, 10 μ s, 100 μ s, and 1 ms, respectively.

PFN コンデンサと 16.7MΩ の放電抵抗の並列回路であり、このような負荷のインピーダンスは、

$$Z(f) = \frac{R}{1 + j2\pi fRC}$$

で表される。この放電時定数RCは約 8s であるためミリ秒程度の充電動作では、この負荷は容量負荷とみなせる。この時、充電電圧の増分は電流の積分量に対応しており、周波数応答を見た場合、位相が 90° 遅れることを意味する。このため位相余裕が小さくなり、不安定になりやすい制御系である。このため、更にローパスフィルターなどの位相遅れを生じさせる要素を加える場合は注意が必要である。

特に、オフセットを抑えるために一般的に使われる積分制御(I-制御)も注意する必要がある。図6に比例制御(P-制御)に I-制御を加えた場合の Bode 線図を示す。負荷を容量負荷として見なせ、かつ I-制御が支配的となる周波数域では、一巡伝達関数の位相が 180° 遅れて、制御が不安定となる。

よって、容量負荷に対しては、PID 制御のうち P-制御のみを用いるのが、簡潔かつ安定的となる。P-制御のみでは、前節で述べたようにオフセットが生じるが、これはショット毎の変動は小さく、一般的には許容できる範囲に収まる。

3. 実証試験

PWM 制御によって充電電圧を、実際に整定できるかを確認するため、負荷と充電回路一式、そしてフィードバック回路を組み合わせ、安定度と一巡伝達関数の測定を行った。図7に測定セットアップのブロック図を示す。このとき、充電波形を測定するときは、高電圧プローブの出力を、オフセットアンプ(Lecroy DA1855A)を用いてオシロスコープにて整定区間を拡大して測定できるようにした。また、一巡伝達関数の測定では、サーボアナライザ(ADVANTEST R9211C)を用い、制御系にサイン波を加え、加算アンプの出力(CH1)と、その信号の一巡後(CH2)の比で測定した。

このセットアップを用い、設定電圧 30kV の場合における整定時の充電波形を、図8(上)に示す。測定器にスイッチングノイズが乗っているが、移動平均を取ることでスイッチングノイズを除去した波形

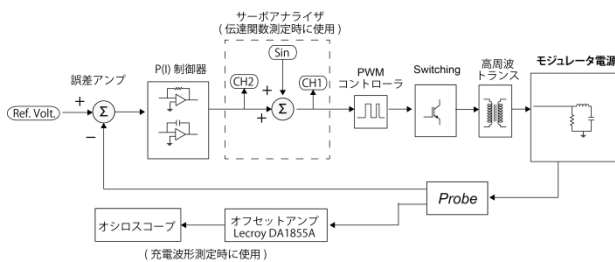


Figure 7: Setup diagram of measurements of frequency responses and charging waveforms of the feedback control system using PWM control.

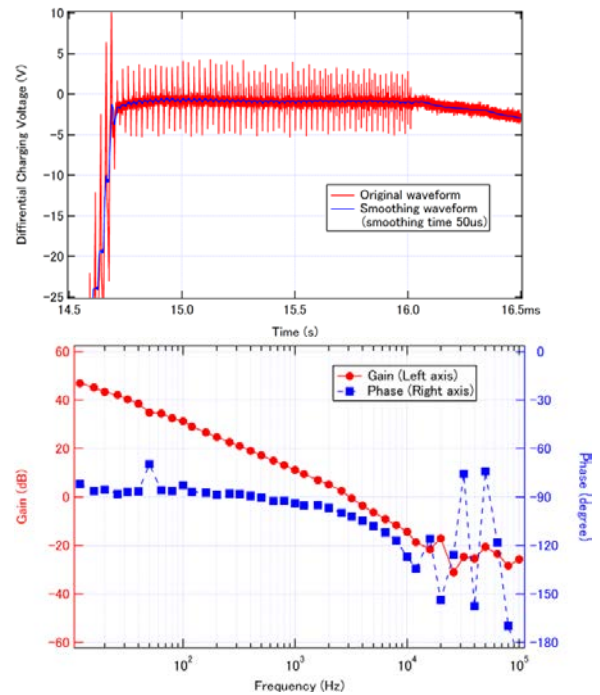


Figure 7: Upper) Differential charging voltage waveform; the red line is an original waveform, the blue line is a smoothing waveform to remove switching noise. Under) Bode diagram of an open-loop transfer function for the test circuit. The setting voltage was 30kV, and the switching frequency was 40kHz.

は、昇圧後、電圧整定が始まってから約 0.2ms で整定されており、既存の PFN 充電器の整定時間、約 1.5ms[2]に対し高速な整定が実現されている。また、整定中の波形の移動平均は、高々 2V 程度の変動幅に収まっており、これは 30kV の充電電圧に対して約 60ppm (pk-pk) の安定度である。これより、PWM 制御によって目標とする 100ppm の安定度を達成できることを確認した。

また、図8(下)に、この制御系の開ループ伝達関数の測定結果を示す。1kHz 以下の周波数領域では、ゲインは-20dB/dec.の傾きを持ち、制御系が PFN コンデンサ以外の位相遅れが無いことが分かる。1kHz 以上の高周波領域では、位相遅れはゆっくりと増大し、スイッチング周波数のナイキスト周波数である 20kHz 以上になると、制御位相の変動が大きくなり、制御できなくなる。このフィードバック制御は、ゼロ交差周波数は約 3kHz、また位相余裕は 70° あり、安定な制御系となっていることが分かる。また、ドロップ制御を用いている既存の充電器では、そのゼロ交差周波数が約 300Hz であることから[2]、PWM 方式によって、速応性が約 10 倍向上していることが確認された。

これらの結果から、PWM 制御方式によって、整定時間がサブミリ秒程度の速応性を持ち、またオーバーシュートを起こさずに安定的に整定できる制御系を実現できることを確認した。これは、PFN 充電器を高繰り返しにした時、整定時間を 2ms 以内で行

うのに十分な速応性を持つことを示している。

4. まとめ

我々は、PFN 充電器のフィードバック回路に、PWM 制御を用いて電圧整定を行う手法を開発した。また、本方式により既存 PFN 充電器のドロップ方式に比べて、電圧整定を高速で行えることを、シミュレーションおよび動作試験によって確認した。また、シミュレーションにより、出力ゲインには最適値があり、それ以上でもそれ以下でも整定時間が長くなることが分かった。

謝辞

本試験は、日本高周波において、同社の田中豊氏、中津氏の協力の下で行われた。両氏を始めとする関係者の方々に感謝する。

参考文献

- [1] 原徹 et al., “SACLA 加速器と光源性能の高度化に向けて”, in these proceedings.
- [2] C. Kondo, et al., “High Precision Inverter Power Supply for Klystron Modulator of SACLA” EAPPC2012, Karlsruhe, 2012
- [3] 岡田幸一 et al., “XFEL/Spring-8 向けフロリナート充填型高電圧プローブの開発” 加速器学会プロシーディングス 2008, 東広島, 2008
- [4] <http://www.linear-tech.co.jp/designtools/software/#LTspice>
- [5] 渋谷道夫, “LTspice で学ぶ電子回路” オーム社, 2011