

超低ノイズ・セリニティー電源を用いた 高効率一段方式力率改善コンバータの提案

中川 伸¹ 杉山 雅彦² 佐々 学² 二宮 保³

1) フィデリックス 〒204-0022 東京都清瀬市松山 2-15-14

Tel / Fax: 042-493-7082, E-mail: MXF06217@nifty.ne.jp

2) ナユタ 〒431-3103 静岡県浜松市東区常光町 398 番地

Tel: 053-434-8902, Fax: 053-423-0281, E-mail: sugiyama@nayuta-co.jp, sasa@nayuta-co.jp

3) 九州大学大学院システム情報科学研究所 〒819-0395 福岡市西区元岡 744 番地

Tel: 092-802-3709, Fax: 092-802-3703, E-mail: ninomiya@ees.kyushu-u.ac.jp

あらまし 超低ノイズ特性を持つセリニティー電源を用いた一段方式力率改善コンバータの構成を提案し、実験により 93.3%の高効率を達成することができた。本稿では、回路の動作原理と、その特徴と共に、最適動作確立のための自励発振動作について述べる。また、高調波低減、効率、力率、出力特性等の諸特性を各部実験波形と共に示す。

キーワード 電圧共振、ZVS、自励発振、力率改善、電源高調波電流、PFC、ワン・コンバータ、シングル・ステージ、一段方式、高効率、低ノイズ、セリニティー電源、

A propose for a high efficiency single stage PFC converter that employs extreme low-noise Serenity SMPS technology.

Shin NAKAGAWA¹⁾ Masahiko SUGIYAMA²⁾ Manabu SASA²⁾ Tamotsu NINOMIYA³⁾

1) FIDELIX Co., 2-15-14 Matsuyama, Kiyose, Tokyo 204-0022, JAPAN

Tel / Fax: 0424-93-7082, E-mail: MXF06217@nifty.ne.jp

2) NAYUTA Co., 398 Joukoh-cho, Higashi-ku, Hamamatu, Shizuoka 431-3103, JAPAN

Tel: 053-434-8902, Fax : 053-423-0281, E-mail: sugiyama@nayuta-co.jp sasa@nayuta-co.jp

3) Dept. of EESE, Kyushu University, 744 Moto-oka, Nishi-ku, Fukuoka 819-0395, JAPAN

Tel: 092-802-3709, Fax : 092-802-3703, E-mail: ninomiya@ees.kyushu-u.ac.jp

Abstract A single-stage PFC converter using an extremely low noise “Serenity SMPS” is proposed. A high efficiency of 93.3% was obtained by an experimental breadboard. This paper describes its operational principle and some good features, and furthermore the self-oscillation specified for the optimum operation. Some characteristics such as harmonics reduction, power efficiency, power factor, and load characteristics are shown with experimental waveforms of voltage and current.

Keyword Voltage-mode resonance, ZVS, Self oscillation, Power-factor correction, Mains harmonics current, PFC, Single stage converter, High efficiency, Low-noise, Serenity power supply,

1. まえがき

筆者らは図 1 のセリニティー電源の基本原理や動作について先に述べた [2, 3]。本方式の概略は以下の通りである。

- 全区間が電圧共振動作のため、スイッチングトランスに印加される電圧波形は綺麗なサイン波状となる。そのため、スイッチングノイズが非常に少ない。
- スイッチに流れる電流と 2 次ダイオードに流れ

る電流はいずれも時比率 50% の方形波に近く、しかもプッシュプル動作のため、この電流が、180° の位相差でもって合算される。そのため、リップル電流は、埋め合うので、入力電流と出力電流は共に少ない。

- 1 次側の入力電流と 2 次側の出力電流は逆向きで結合チョークコイルへ流れるので、直流重畳成分はキャンセルされる。そのため、大きなピーク電流時でもコアの磁気飽和は生じ難い。

- フォワード的な動作なので、入力電圧が定まっていれば、負荷電流が増えようともトランスのコアは飽和しない。以上からして、大きなピーク電流供給能力がある。
- 1次巻き線と2次巻き線は結合チョークで逆向きに接続される。このため、インダクタンス成分はキャンセルされる。その結果、出力Zのインダクタンス成分が激減し、負荷応答が高速になる。
- フィードバック制御が無いため、過度応答はリングングなどが生じず、素直で安定になる。
- 入力変動の割合はそのまま出力に出現し、負荷変動率は2%程度と商用周波数で動作するトランスより優れている。このため、オーディオ用としてはほぼ充分である。
- ワールドワイド入力には適さない。

以上の特徴からすればオーディオ用途には最適と考えられる。今回はこのセリニティー電源に電源高調波対策をするため、1段方式の力率改善を試み、93.3%という高効率を得られたので、その実験結果について報告する。

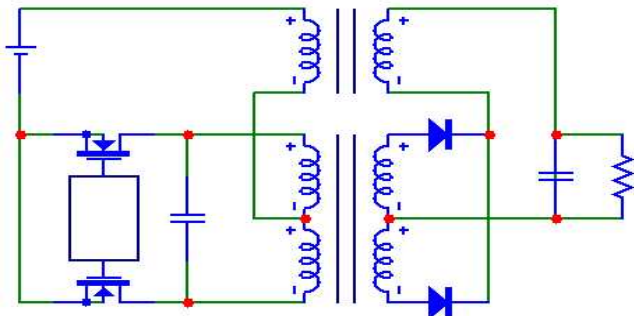


図1 セリニティー電源の基本回路

2. 一段方式力率改善の基本原理と回路構成

1段方式で力率改善をする原理は、図2のように整流した電源波形にスイッチング周波数を重畳し、これをPFC用インダクタを経由して整流することにある。すると、コンデンサ印では流れなかった部分にまで電流が流れるようになり、導通角が広がる。この電流波形を平均すると、サイン波状に近づき、ピーク電流が抑えられるので、電源高調波や力率が向上するというのが基本原理である。図3はその原理を分かり易くするため、別な回路にてスイッチング周波数を極端に低くしたSCATによるシミュレーション波形例であり、全体で50Hzの半波表示となっている。この図で、整流された電圧と、スイッチング周波数とを加算した電圧が、ケミコン電圧より高い部分で右上がりとなり、低い部分で右下がりになる三角波状の電流が流れる。この高周波電流を平均化すれば導通角が広がることになる。ここで重要なことはPFC用インダクタ

に流れる電流はスイッチングの電圧波形に対して、積分関係にある三角波状の電流が流れことにある。

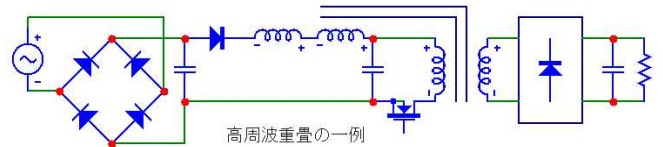


図2 高周波を重畳して力率改善する例

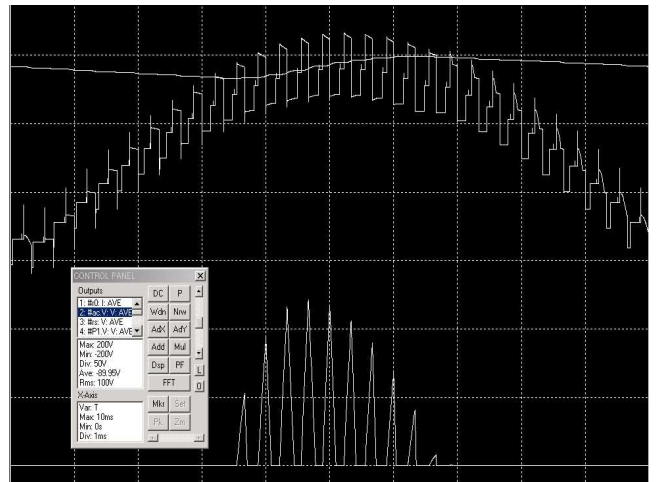


図3 三角波状の電流が流れる様子

3. セリニティー電源における特別なメリット

セリニティー電源はスイッチングの電圧波形がサイン波状となる。すると積分されてサイン波状になる。これが180°の位相差をもって合算されると、力率改善用の高周波の合算リップル電流は埋め合って少なくなることに着目した。単に電圧を重畳する意味からすれば、チョーク側に結合させてもかまわないが、チョーク側は既に1次と2次の電流が逆向きでバランスしているため、このバランスを崩すことのないトランス側と結合させた。その原理図は図4で、SCATによるシミュレーション波形が図5である。図5で上は電流波形で、下2つがスイッチの電圧波形であり、電流は綺麗に埋め合っていることが分かる。

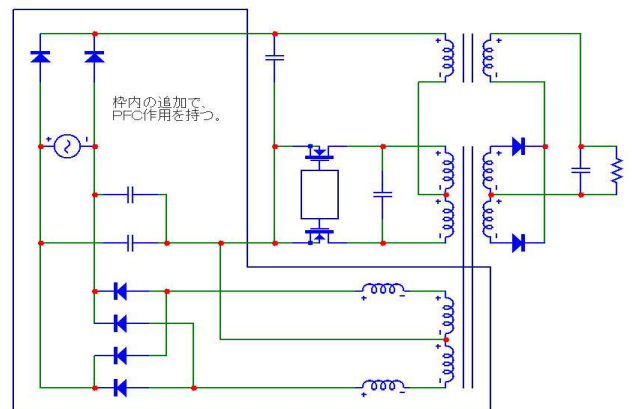


図4 セリニティー電源に高周波を重畳する

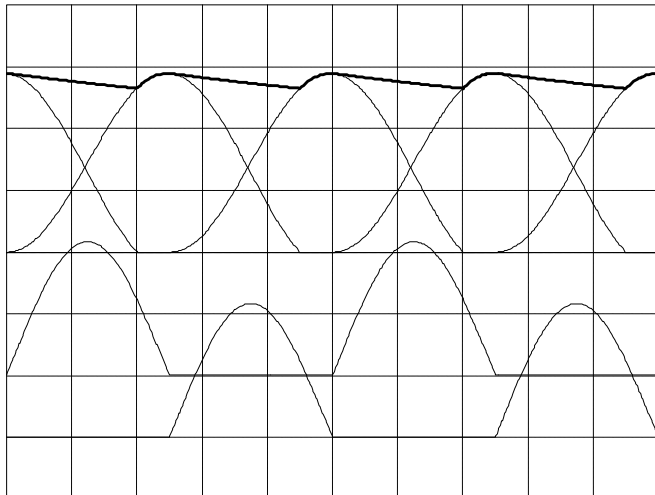


図5 SCATによる埋め合った様子

4. 自励発振的な動作をさせる。

PFCの動作をさせると、PFC用インダクタが導通し、この時の積分的な電流が流れる状態では、PFCインダクタは等価的に共振回路と並列に接続されることになる。そこで共振周波数は変動をするが、その変動に追従するよう自励発振的な動作をさせる必要がある。そこで今回は90kHzのフリーラン発振器で起動をさせ、駆動中はトリガ信号で周期を早めることにより自励発振的な動作をさせた。系の時間遅れを補償するため、駆動回路に位相進み回路を用いて図6の構成とした。

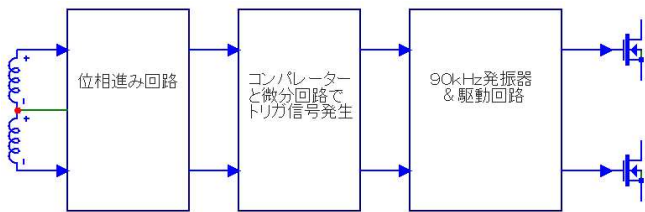


図6 自励発振の原理図

5. 実験結果

実験した回路のパラメータと使用測定器は以下の表に示す。

入力電圧	AC100V、50/60Hz
出力	±45V、2A
平滑ケミコン	2200uF
結合チョーク	EER28L、0mmGap、1次12t、2次4t PC40相当
トランス	EER40、0.2mmGap、1次24t×2 PC40相当 2次8t×2 PFC 4t×2
FET	Cool MOS 800V、オン抵抗0.29
発振周波数	100kHz～140kHz
PFCチョーク	EI22、0.45mmGap、10t
整流ダイオード	1次2次共SBD
交流安定化電源	KIKUSUI PC500L
電子負荷	FUJITSU EUL-300 XL
電力計	HIOKI 3332
電圧計	ADVANTEST R6451A
デジタルオシロスコープ	YOKOGAWA DL1200E

アナログオシロスコープ TEKTRONIX 2247A

表1 回路パラメータと使用測定器

5.1 高調波特性

図7は上が交流電源の電流波形で、下が電圧波形であるが、一般的なコンデンサインプットの電流波形に比べ、導通角が増えていることが観測される。

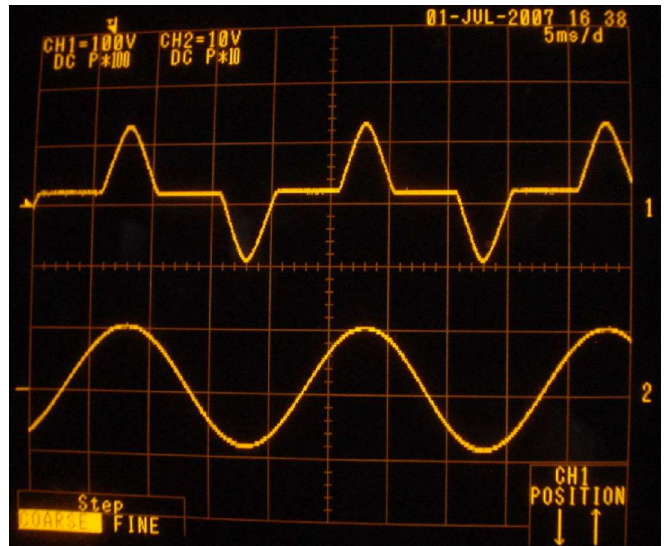


図7 電源電流の波形

この電流波形の周波数分析をしたものが図8であり、高調波規格のクラスDに対して適切なマージンを持って合格していることが覗える。このマージンをさらに大きくするよう設計すると、高周波を重畳する方式の副作用が大きくなってしまいます。つまり、軽負荷時に、ケミコン電圧の上昇が大きくなってしまいます。この上昇は後述するように結果的にレギュレーションが悪く見えてしまうので、高調波のマージンは必要最小限に留めることが望ましい。

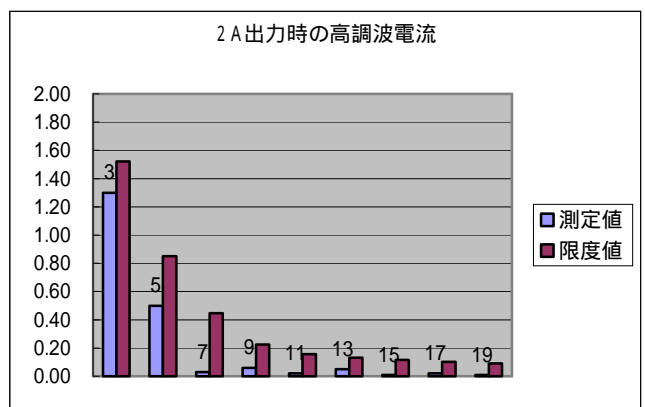


図8 高調波の周波数分析とクラスD限度値

5.2 効率と力率

表2に示すように最高効率は93.3%であるが、これは、コントローラの電力をも含めた効率なので非常に高く、最高力率は81.68%であった。なお、参考のため

め、DC-DC コンバータ部の効率を DC140V 入力、 $\pm 45V/2.2A$ 出力時でも測定をしてみたが、96.0%とこれも同様に高いものであった。

一般的な2コンバータの構成では、交流の整流、PFCのスイッチング、PFCの整流、DC-DCのスイッチング、出力の整流、というステップに対し、本セリニティー電源では交流の整流、DC-DCのスイッチング、出力の整流、という簡単なステップになるため、損失が減って高効率になる。

電流波形も方形波に近いため、実効電流が少なくなり、この点でも低損失になる。一方、各素子には高耐圧を必要とするが、800VのCool-MOSや200V級のSBDを使用することで高効率にできた。

FN PFC converter with 800VCoolMOS						
入力電圧	入力電流	入力電力	出力電圧	出力電流	効率	力率
100.43	0.1396	8.00	123.014	0.0	0.000	0.5720
100.39	0.4544	30.75	114.905	0.2	0.747	0.6741
100.36	0.7215	52.01	110.085	0.4	0.847	0.7182
100.33	0.9600	71.83	106.236	0.6	0.887	0.7460
100.28	1.1813	90.74	102.997	0.8	0.908	0.7659
100.26	1.3883	108.90	100.164	1.0	0.920	0.7823
100.22	1.5925	127.19	97.772	1.2	0.922	0.7967
100.20	1.7915	144.52	95.682	1.4	0.927	0.8052
100.17	1.9902	161.50	93.857	1.6	0.930	0.8103
100.14	2.1844	178.17	92.217	1.8	0.932	0.8147
100.12	2.3805	194.63	90.785	2.0	0.933	0.8168

表 2 測定データ

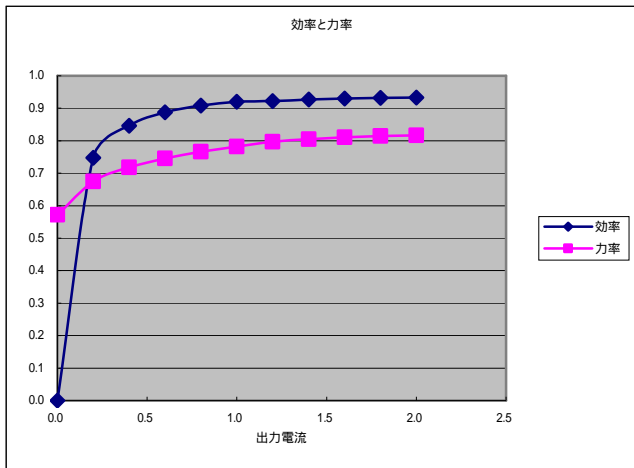


図 9 効率と力率カーブ

5.3 出力特性

高周波を重畳するワン・コンバータの性質からして、軽負荷時にケミコン電圧が上昇するので、結果的にレギュレーションが悪くなったかのように見えてしまう。なお、図 10 の電圧は $\pm 45V$ を直列にした合計値なので約 90V になっている。

このように、セリニティー電源で高周波を重畳する

高調波対策をすると、見かけ上のレギュレーションが悪くなるので、オーディオ機器にはあまり向かないかもしれない。なお、オーディオ機器は最大出力の 8 分の 1 出力時に高調波規格のクラス A で良くなったので、よほどの大出力でなければ高調波規格は適用されなくなった。また、業務用のオーディオ機器なら初めから適用外なので、高調波規格を満たす必要は無い。

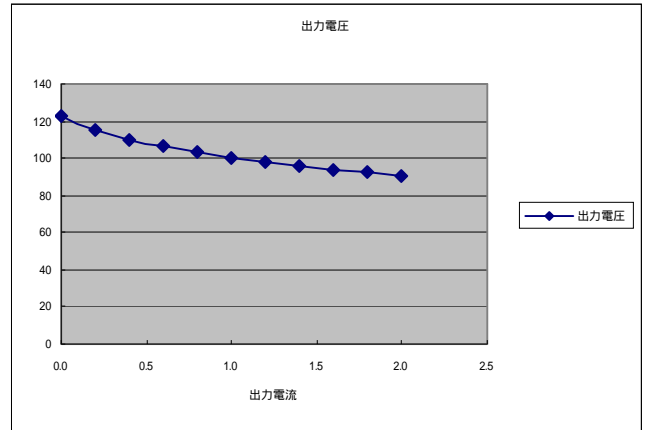


図 10 出力電圧特性

5.4 PFC用インダクタの電流波形

図 11 は入力電流波形の再掲である。図 12~15 は上が合成電流で、下は片側の電流波形になっている。図 12 は PFC 用インダクタ動作中の区間の波形を示している。図 13 の電流ピーク付近では、電流波形がサイン波状になり、2 つの位相が合成されてリップルが非常に少なくなっている様子が覗える。これは図 5 の SCAT によるシミュレーション結果ともよく一致している。図 14 は中腹付近で、合成電流は連続的であるもののリップル電流は増大している。とはいつても 2 コンバータよりは遥かに少なくなっている。図 15 は裾部分で、合成電流は断続的になるものの電流値そのものは少ない。

最近では 2 相以上のコンバータを並列に動作させるマルチフェーズとかインターリーブとか呼ばれている方式が注目を浴びている。いずれも動作電流を滑らかにするものであるが、本セリニティー電源はプッシュプルなので初めから 2 相になっている。

以上からして、本セリニティー電源は 1 段方式で高調波対策をしようとも、交流ライン側に漏れる電流性の高周波ノイズも少なくできることが期待できる。



図 11 入力電流の波形

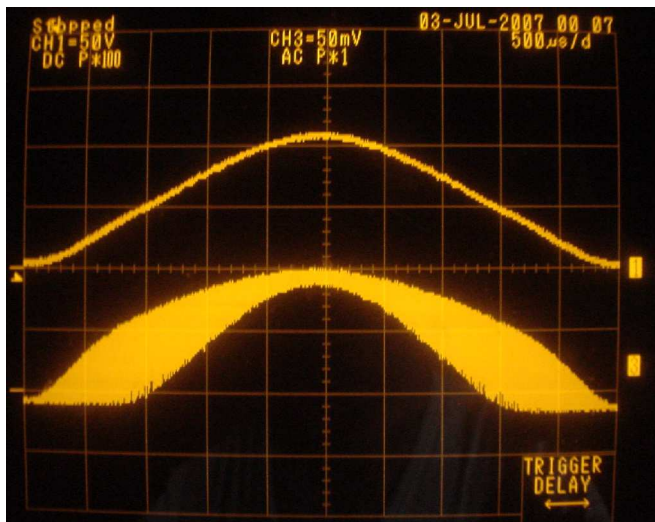


図 1 2 PFC が動作する部分の電流波形

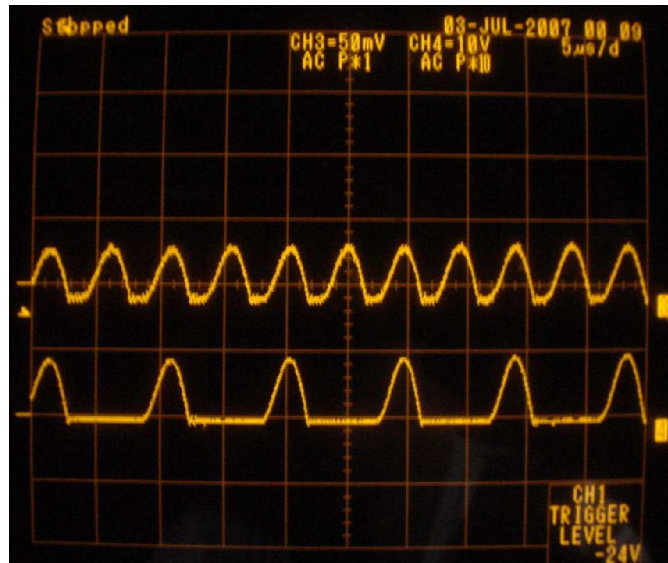


図 1 5 裾部分における電流波形

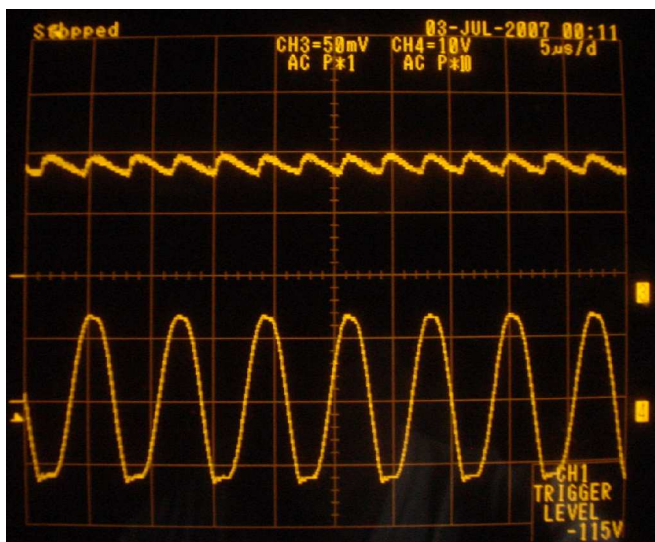


図 1 3 ピーク部分における電流波形

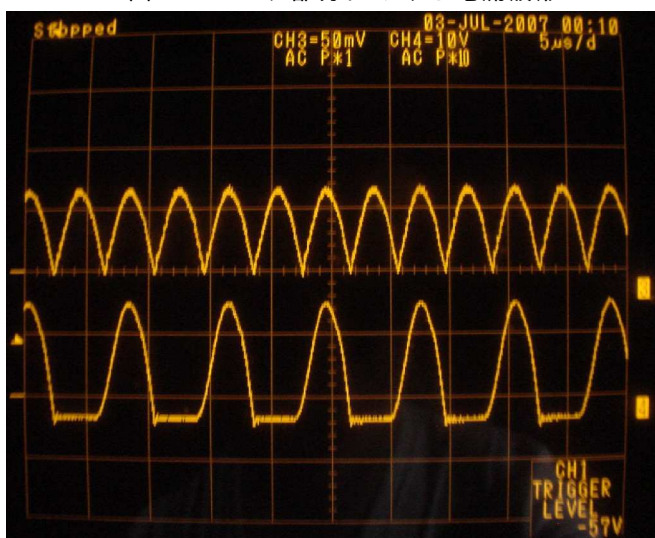


図 1 4 中腹部分における電流波形

5.5 スイッチングの電圧波形 無負荷時

図 16 で上の波形は無負荷時にトランスへ印加される電圧波形である。丁寧に調整をすればこのように角のない非常に滑らかな電圧波形が得られる。下の波形はスイッチの電圧波形であるが、これも非常に滑らかである。これらの波形からして、スイッチングノイズの高調波成分が非常に少ないことが理解できる。

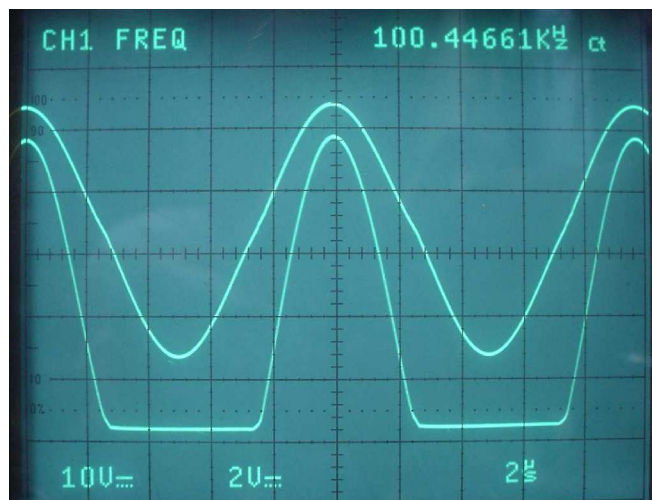


図 1 6 無負荷時のトランスとスイッチの電圧波形
定格負荷時

図 17 は定格負荷時の写真である。このように非常に綺麗に自励的な動作をしていることが覗える。この動作はスイッチング周波数が大きくゆれるので、スイッチングノイズは分散され、小さく見える。

立ち上がり部分のリングングは漏れインダクタンスの影響で、図 18 はそのシミュレーション波形であるが、この詳細な説明は後日の機会に回す。

なお、オーディオ用には、小出力時においてスイッチングノイズが少ないことの方が重要とされている。というのは大出力時には本来の音でスイッチングノイ

ズの影響はかき消され易いからである。写真 1 は本実験に用いた電源の写真である。

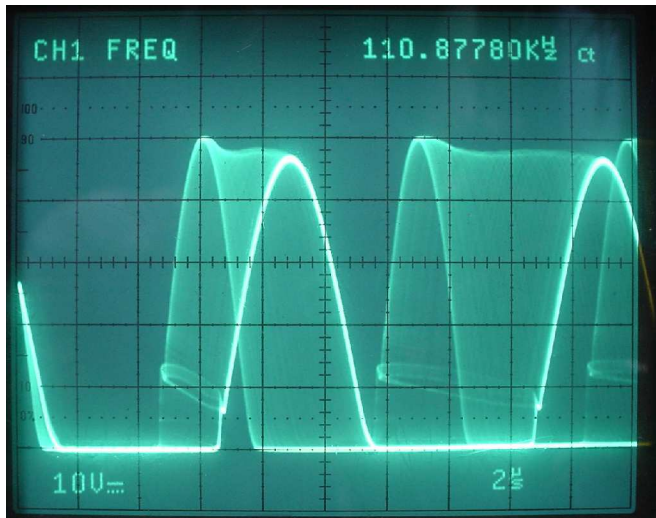


図 1 7 最大負荷時のスイッチ電圧の波形

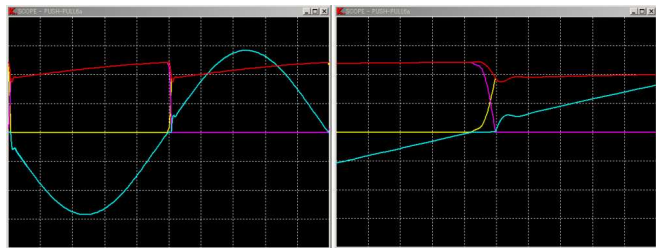


図 1 8 漏れインダクタンスのシミュレーションで右は拡大部分

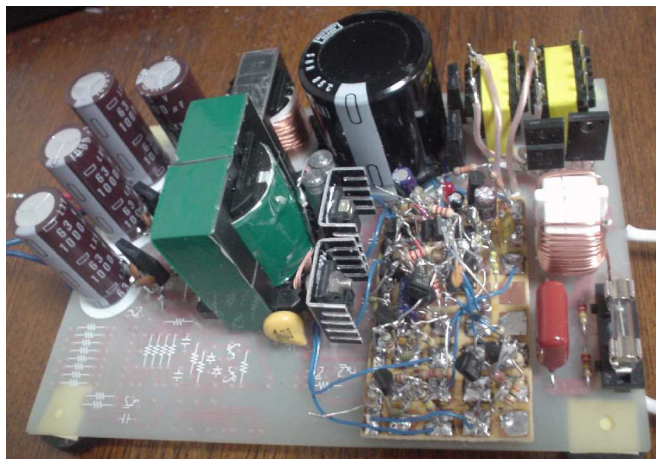


写真 1 実験に使った電源の写真

6 . 制御について

スイッチング電源には制御を掛ける習慣がある。しかし、制御を掛けないと別な特徴もあり、最近では注目されている。特に時比率が約 50% 固定で動作する方式には Vi・Chip などがある。

今、たとえば 360V から 48V に変換する電源の後段に、48V から 12V に変換する電源が接続されているとしよう。もしも 48V の電圧が下がると、後段の電源は同じ電力を得るため、電流は増えることになる。これ

は前段の電源から見れば負性抵抗が接続されていることになり、不安定要因となる。現に電源が多段接続されている場合で、システム全体が不安定になって発振する現象は報告されている。そもそも多くのスイッチング電源は L と C で構成されているので、次数は 2 次以上になり、この系に負帰還を掛けることになるので本質的に不安定要因は内在している。したがって、負性抵抗はこの不安定要因をさらに増大させることになる。つまり、この点からも制御を掛けない電源を仲介させればシステムの安定化につながることになる。

7 . まとめ

オーディオ機器は最大出力の 8 分の 1 出力時に高調波規格に入っていれば良く、しかも高調波規格はクラス A で良くなったので、よほどの大出力でなくては規格そのものが適用されない。また PA などを使う業務用機器の場合は、これまた高調波規格が適用されない。したがってオーディオ機器は高調波対策が不要に近くなったため、コンデンサインプット方式でも良く、高調波対策は行うにしても商用周波数で動作する小さなチョークコイル方式で十分と思われる。なお、定格出力時にチョークコイルが飽和しても特に問題は生じない。つまり、オーディオ機器にはレギュレーションを悪化させてまで高調波対策をする必要は無いのかもしれない。今回提案するワン・コンバータ方式は簡単な回路構成でありながら、電源高調波対策が可能で、しかも 93.3% と非常に高効率である。したがって負荷電流が比較的安定している医療用機器などには最適と思われる。

今後はスイッチングノイズを徹底的に配慮した構造とし、各種の安全規格も満たして、製品化に向けた検討をしてゆきたい。また、230V 地域用に STMicro electronics 社の PowerMesh 型 MOS FET(1500V 耐圧)を使った検討もしてゆきたい。

文 献

- [1] 中川 伸 特願 2004-146552 号スイッチング電源装置 平成 16 年 5 月 17 日,特許庁
- [2] 中川 伸, 二宮 保「オーディオ用に適した諸特性を備えるスイッチング電源装置」、信学技報 Vol.106 No.53, pp.49-53, 5 月(2006).
- [3] 中川 伸, 二宮 保「オーディオ用スイッチング電源の超低ノイズ特性を実現するための ZVS 条件について」、信学技報 Vol.106 No.233, pp.25-30, 9 月(2006).