

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

負荷変動に対する過度応答
についても検討する。

フィデリックス
九州大学

中川 伸
二宮 保

フィデリックスはオーディオアンプメーカー



CD化によって切り捨てられた
超高域を修復する装置を販売中
SH-20K(左)とAH-120K(下)



オーディオ用スイッチング電源 に要求される2大条件

- ・ **スイッチングノイズがとにかく少ないこと。**
スイッチングノイズが多いとなぜか高音がぎらぎらする。
- ・ **負荷変動に対する応答の振る舞い方。**
瞬間的な負荷電流の供給能力と、その応答波形が音のパワー感や音色に影響を与える。

オーディオアンプのノイズ測定条件

- オーディオアンプの消費電流は常に変動する。負荷インピーダンスも定まっていない。どの電流値で測定をするのか？
- 消費電力の測定条件
- 高調波電流の測定条件

オーディオアンプの消費電力

入力電圧は定格の110%にて測定をする。日本では50Hzと60Hzについて発熱と消費電力の不利な方で測定をする。

負荷インピーダンスはカタログや取説の表示ではなく、本体表示である。書いてなければ8オームで測定。

1kHzで実際にクリップする出力を先ずは測定する。ステレオの場合は2チャンネルを同時に働かせた状態で、5.1チャンネルのものは6チャンネルを同時に働かせた状態である。このクリップする出力の8分の1の出力時に温度上昇や消費電力を測定。

8分の1の出力時の信号はピンクノイズを使う。

この時の温度上昇分が40以下ならOKである。明らかにの出口と分かる形状であるなら、65の温度上昇分までOKである。

消費電力はこの時の値に少し余裕を見た大きい値を表示する。

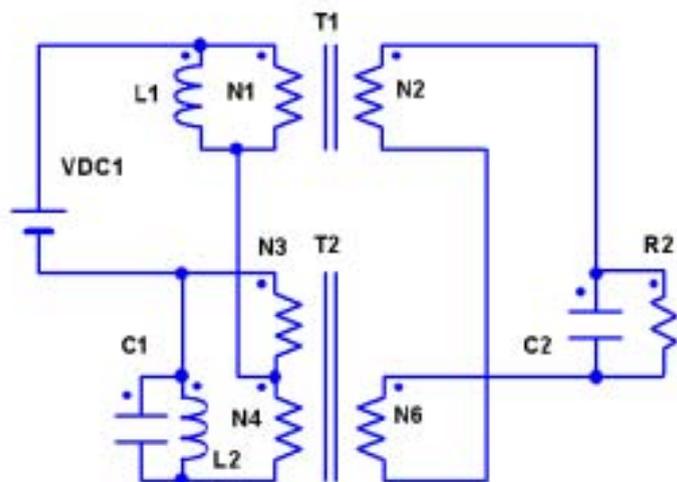
オーディオアンプの電源高調波電流

100%の電圧で1kHzでのクリップする出力を測り直し、この8分の1で測定し、そのポイントで高調波規格に入っていればOKである。信号原は超低域と超高域をカットしたホワイトノイズまたはピンクノイズを使う。固定の周波数は使わない。なお、アメリカには高調波規格がない。日本の規格は2004年5月時点でクラスDなので、75W以下なら何ら対策をする必要がない。ヨーロッパではオーディオ機器は甘いクラスAで良いことになった。日本もクラスAに変更された。そのため、かなり大きい出力のアンプでも特に対策をする必要は無くなった。現実の製品では商用トランスを使ったものはほとんど何もしなくてOKである。スイッチング電源の場合は商用周波数で働くチョークを入れて対策をしているものが多い。最大出力時はチョークが飽和しても特に問題はない。PFCまで入っているものは極くまれである。

アンプのクラスによる測定条件の違い

- 定格出力 100 W のアンプが仮に理想的な動作をし、電源の効率も 100 % とした場合、8 分の 1 である 12.5 W 出力時の消費電力は
- クラス D (効率 100 %) の場合、12.5 W
- クラス B (効率 78 %) の場合、45 W
- クラス A (効率 50 %) の場合、200 W になるが、これはあくまでも目安である。
- つまりクラス D は電源高調波に有利である。

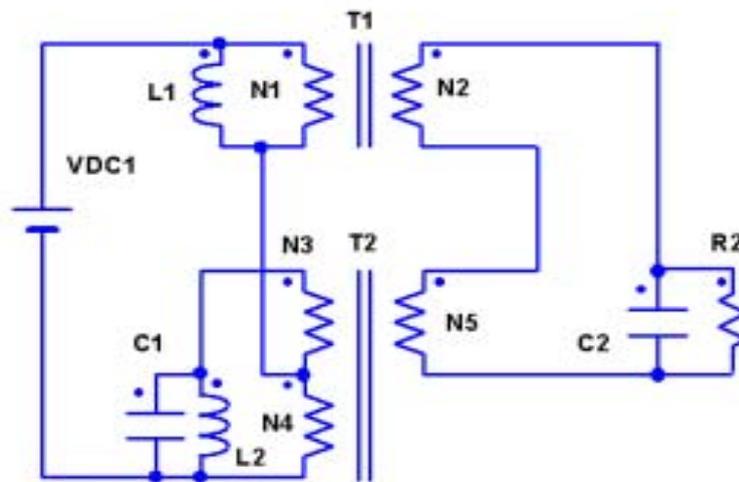
共振周波数について



STATE 1

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{C1 \times \frac{4L1 \times L2}{4L1 + L2}}}$$

上式の誤差が大きい原因は、スイッチング周波数ではなく、その2倍がL1に流れていることにあった。



STATE 2

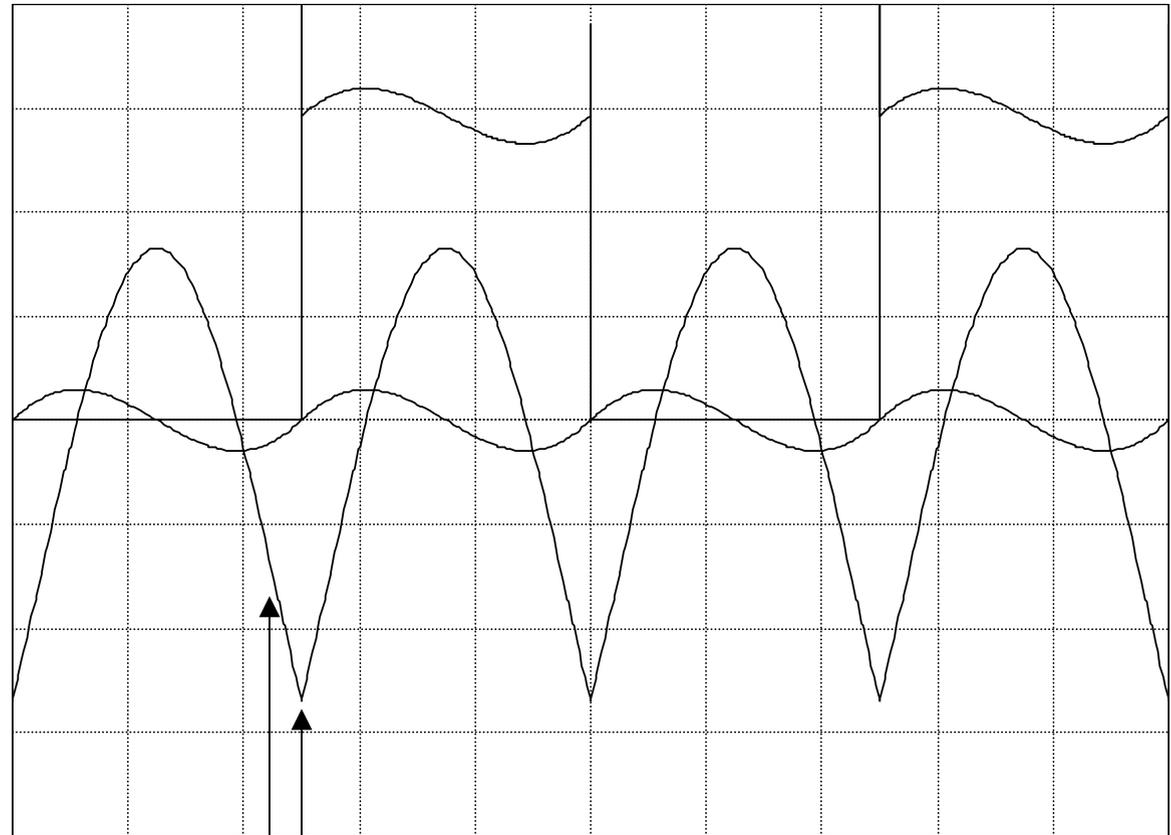
$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{C1L2}}$$

実質的にはこれでほぼOK

より正確なZVSのための工夫 自励発振化

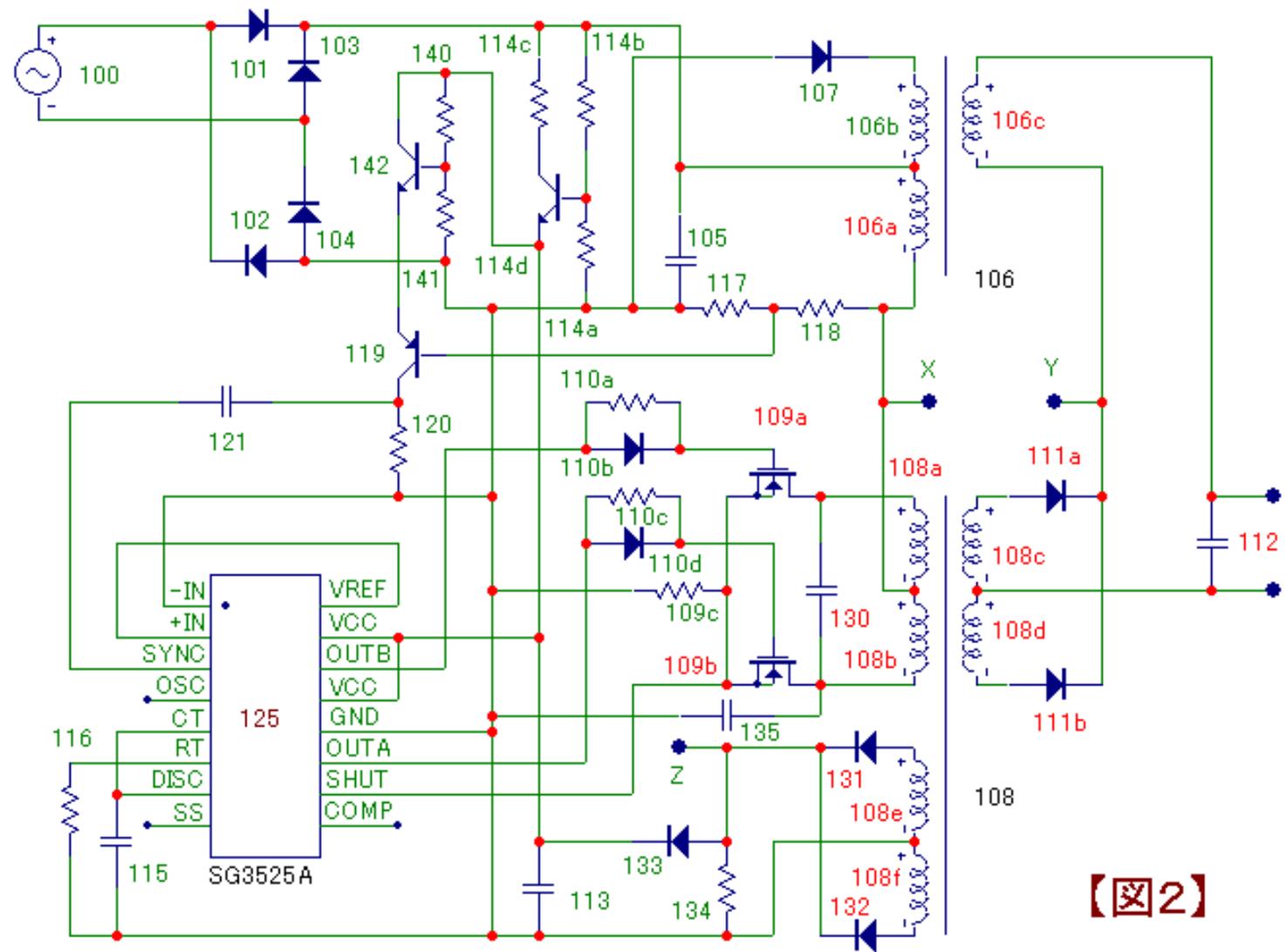
- 完全なZVSのためにタイミングを検出する

より適したZVSのための原理



トリガ検出ポイント

遅れた実際のトリガ

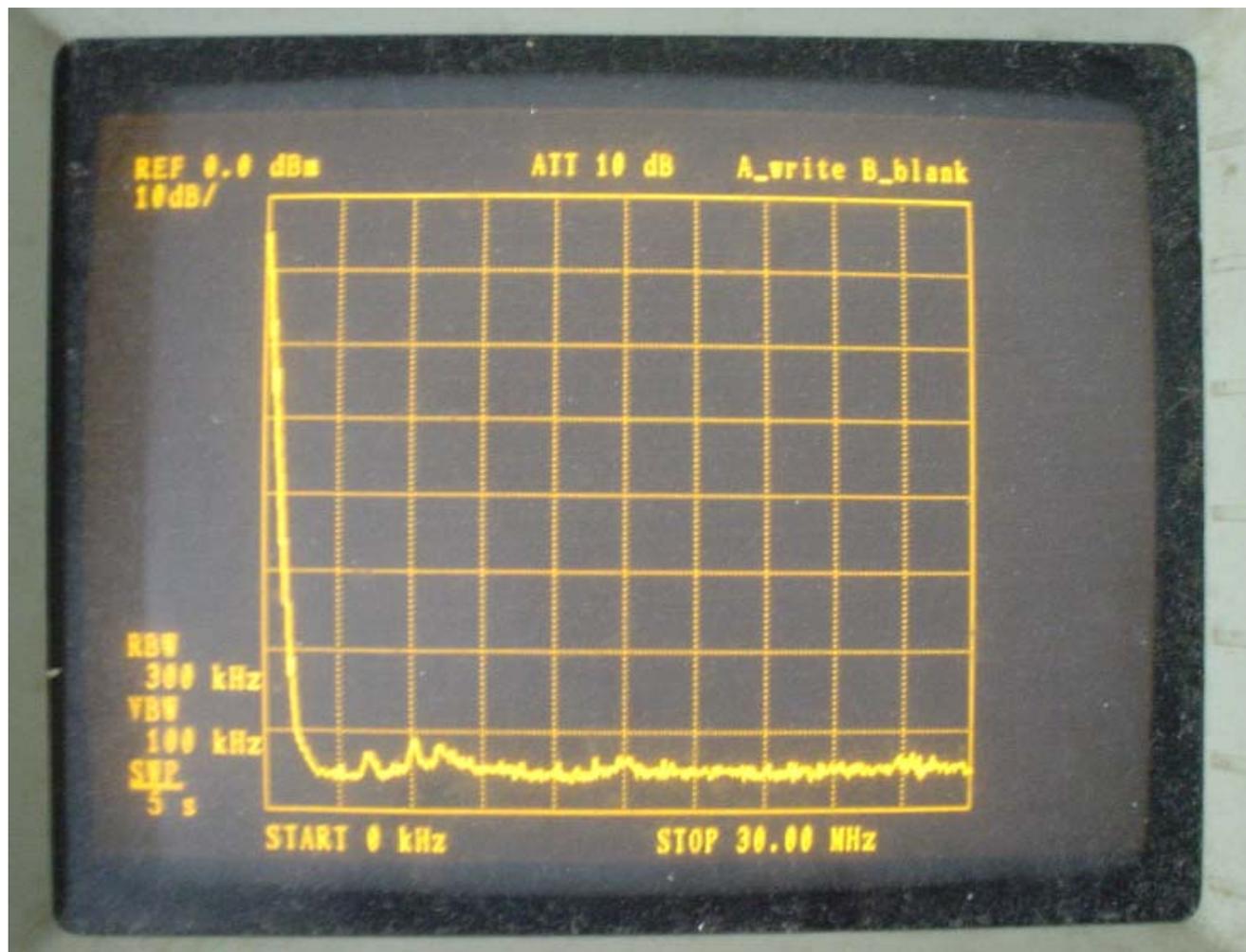


【图2】

他励の場合は測定条件で最適なZVSになるよう発振周波数を調整できる。

- ・自励の場合も測定条件で最適なZVSになるよう発振周波数を調整できる。
- ・この電源方式は負荷電流や入力電圧が変動しても、最適な周波数は安定している。このため、他励と自励で大きな差は無かった。すでにノイズが少ない電源なので差を見つけることは困難。

すでに超ローノイズであるため、
他励と自励の差は出なかった。



電圧の式

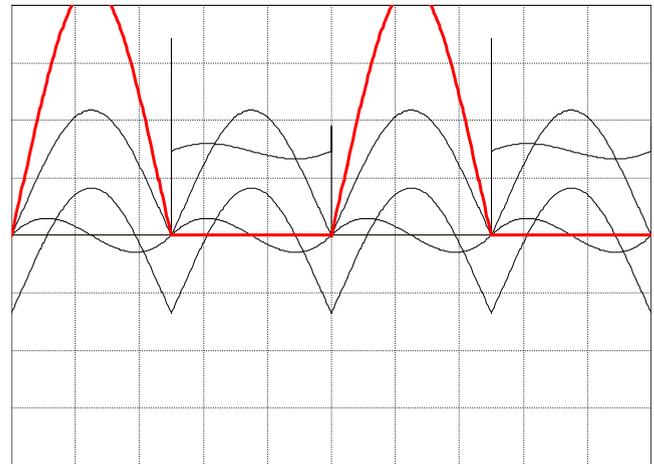
$$V_{sw} = V_{in} \times \pi \times \sin \theta$$

$$0 \leq \theta \leq \pi$$

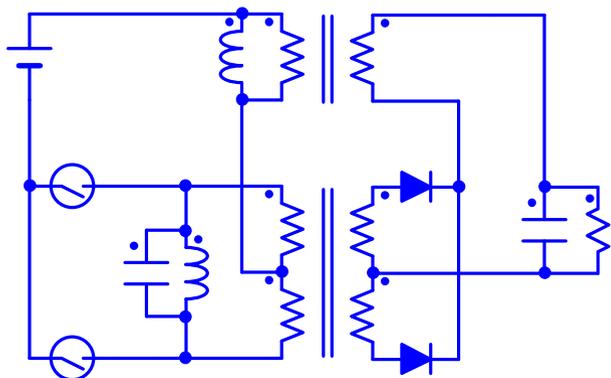
$$V_{sw} = 0$$

$$\pi \leq \theta \leq 0$$

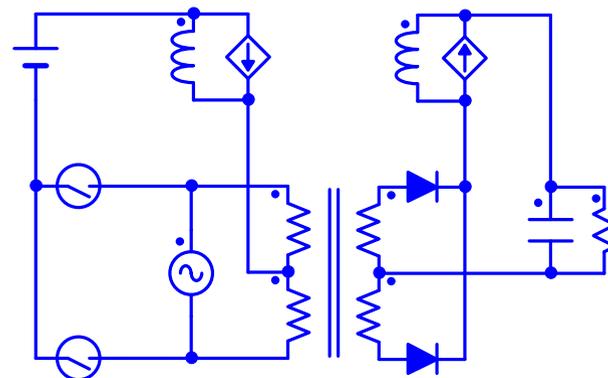
$$V_{cent} = \frac{V_{in} \times \pi \times |\sin \theta|}{2}$$



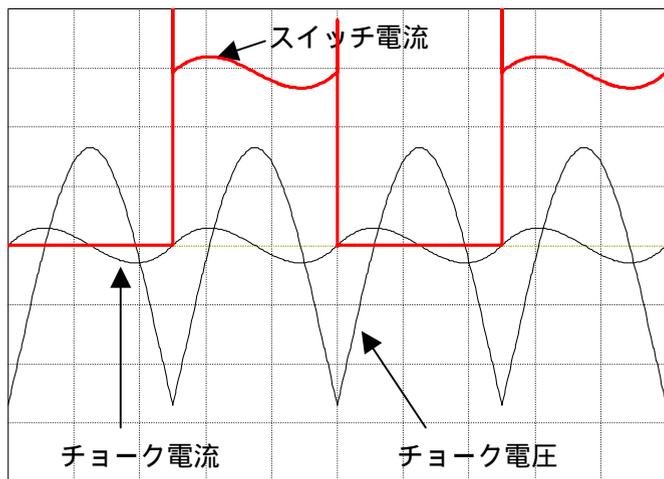
チョークに流れる電流波形



LCの共振電流はスイッチには流れない



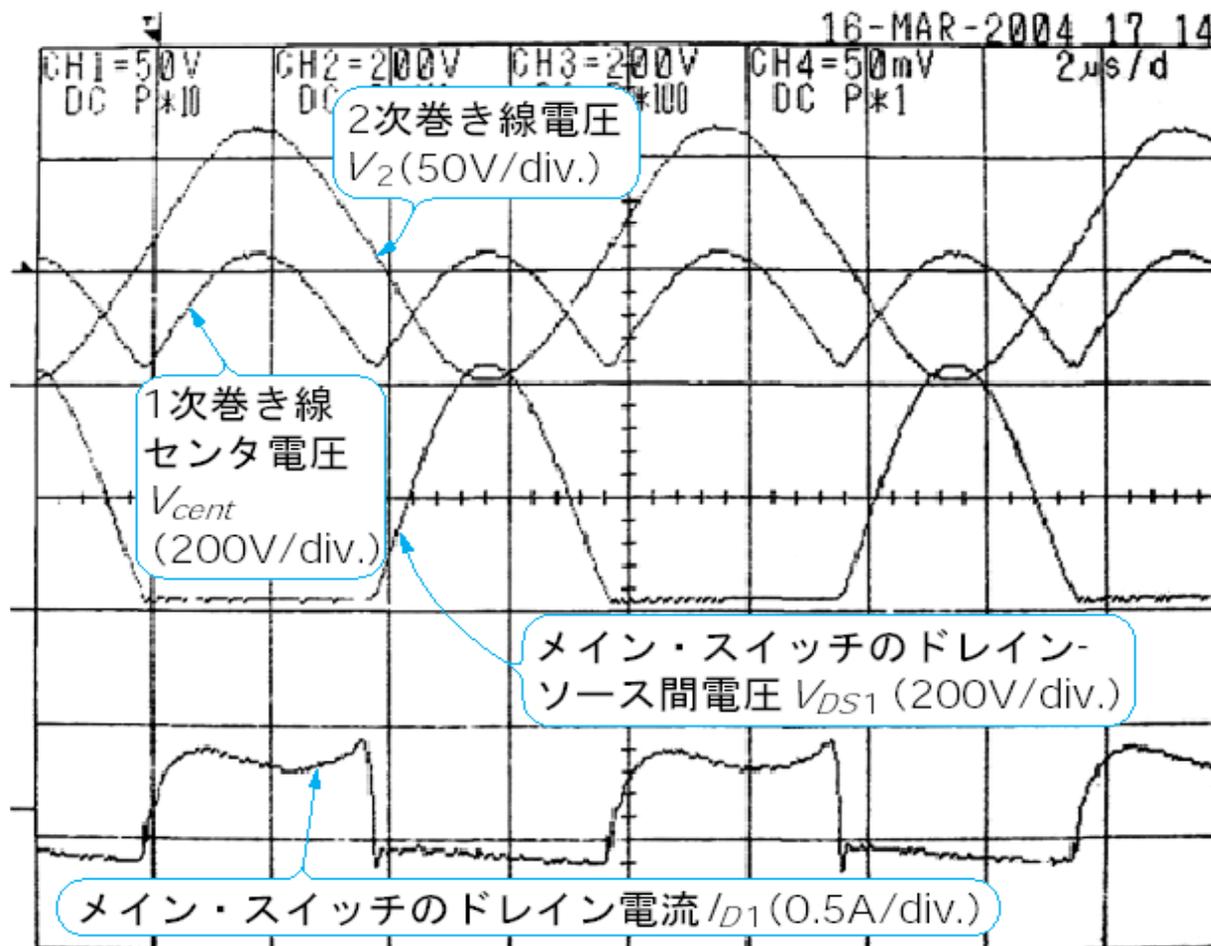
チョークのインダクタンス値が無限の場合はスイッチとダイオードの電流は方形波になる



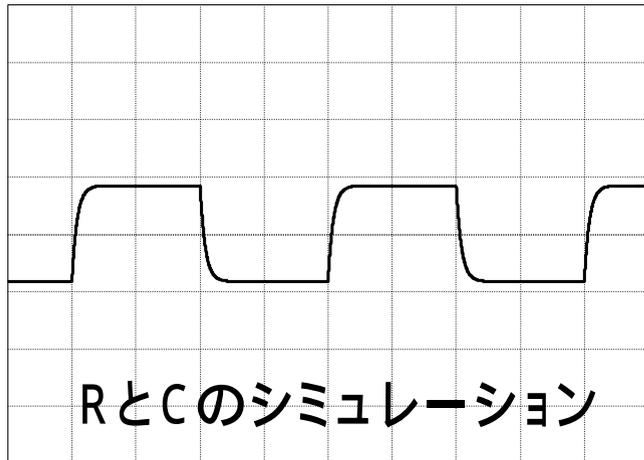
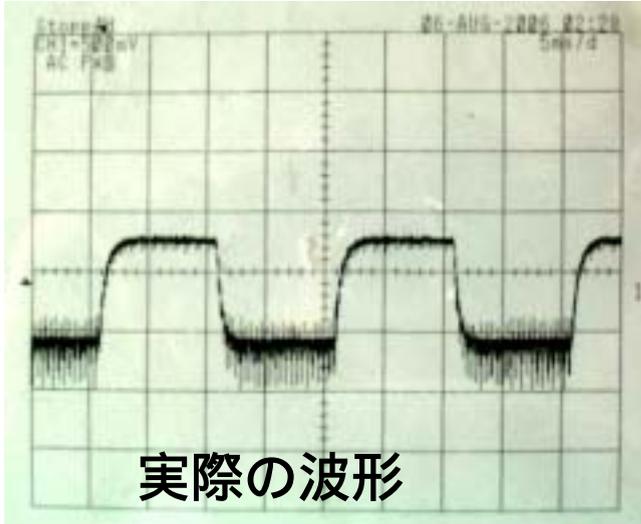
$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{in} - \frac{V_{in} \times \pi \times |\sin \theta|}{2}}{L1}$$

上式のインダクタンス電流を方形波に重畳した電流がスイッチの電流となる。

実際の波形



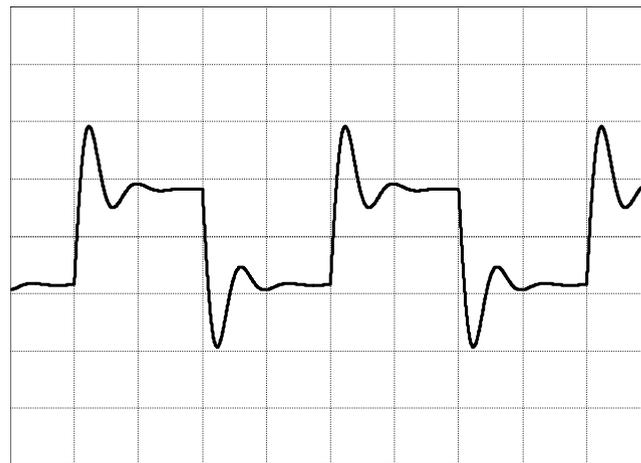
負荷変動に対する応答



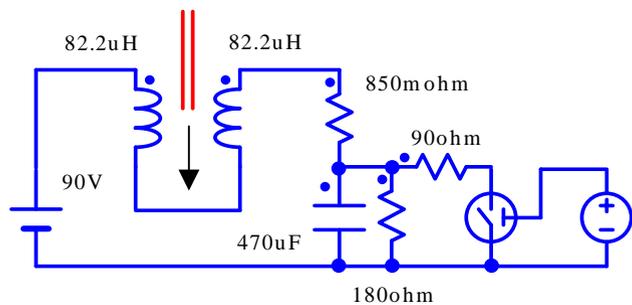
・電源の出力インピーダンスに含まれるインダクタ成分が圧倒的に少ないスイッチング電源方式である。



結合しない電源のシミュレーション

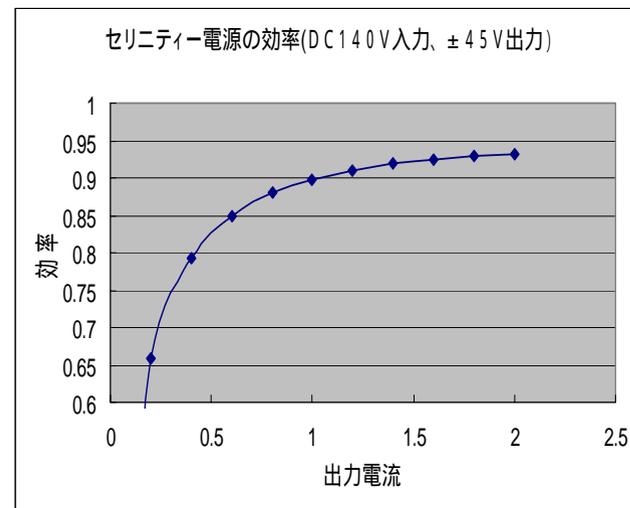


LとRとCのシミュレーション



・結合しない場合に比べ、インダクタ成分が激減するので、瞬間的な電流供給能力が高まり、リングングも生じないのでオーディオ用に最適。

セリニティー電源の効率				
入力電圧	入力電流	出力電圧	出力電流	効率
140.013	0.067	92.71	0	0
139.985	0.2	92.05	0.2	0.65757
139.953	0.331	91.78	0.4	0.792497
139.926	0.463	91.58	0.6	0.84815
139.895	0.594	91.39	0.8	0.879833
139.867	0.726	91.23	1	0.898433
139.837	0.859	91.09	1.2	0.90999
139.808	0.992	90.97	1.4	0.918296
139.778	1.125	90.84	1.6	0.924285
139.749	1.258	90.73	1.8	0.928954
139.718	1.392	90.62	2	0.931885



- ・スイッチングノイズが減り、効率が落ちがちなノイズ対策は不要。
- ・電流が方形波に近いので実効電流が少なく、高効率にできる。

まとめ 1

- 全期間が電圧共振し、ZVSの動作をするので対策が難しいコモンモードノイズが少なく、ノイズ規格を約30dB下回る超低ノイズである。
- スイッチの耐圧は入力電圧の 倍以上、ダイオードの耐圧は出力電圧の 倍以上が必要である。(日米ではMOSFET、欧ではIGBTでOK)
- スイッチやダイオードの電流は50%時比率の方形波に近く、2つが交互に加算されるので入力電流も出力電流もリップル成分は非常に少なくなる。
- スイッチングロスが無く、実効電流が少ない方形波のため効率は93%と高効率である。
- 結合チョーク側は共振周波数に殆ど関係しておらず、共振周波数はトランスのインダクタと等価的に並列に加わる共振コンデンサの値で支配的に決まり安定である。

まとめ 2

- もともと周波数安定性が高いため他励発振でも自励発振でも大差は認められなかった。
- 負荷の過度応答はスイッチング動作には関係しておらず、等価出力抵抗と等価出力インダクタンスと平滑コンデンサによってのみで決まる。
- チョークを結合させることで、等価出力インダクタンスは漏れインダクタンスだけになるので激減する。このため過度的な負荷変動はリングングが生じず、非常に安定である。
- チョークを結合させることで、瞬間的なピーク電流が流れても結合チョークのコアは飽和しない。
- 制御を掛けることで出力電圧を安定化するのは困難な回路ではあるが、制御をかけなくともオーディオ用途には十分なレギュレーションである 2% が得られる。(一部のクラス D を除く)
- ワールドワイド入力には対応できない。

ご静聴有難う御座いました。

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

中川 伸¹

二宮 保²

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) 九州大学大学院システム情報科学研究院 〒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 電圧波形がサイン波となるため、オーディオ用に最も適合しうるフル電圧共振スイッチングコンバーターの、より厳密なZVS動作を目指す。実質的に自励発振化させる工夫により、更なるローノイズ化を求める。また、負荷変動に対する過度応答についても検討する。

キーワード オーディオ機器用電源、共振形ロイヤー・コンバータ、電圧共振、自励発振、過度応答

ZVS Conditions for Extremely Low Noise Characteristics of Switched-Mode Power Supply for Audio Amplifiers

Shin NAKAGAWA¹⁾ and Tamotsu NINOMIYA²⁾

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

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

2) Dept. of EESE, Kyushu University, 6-10-1 Hakozaki, Higashi-ku, Fukuoka 812-8581, JAPAN

Tel: 092-642-3901, Fax : 092-642-3957, E-mail: ninomiya@ees.kyushu-u.ac.jp

Abstract The conditions of the complete ZVS operation are discussed. It is required for realization of the extremely low noise characteristics in the audio-oriented switched-mode power supply. The Royer-type resonant converter with self excitation is discussed as a typical topology with the extremely low noise characteristics. Tangents response for load change is discussed.

Keyword Power supply for audio amplifier, Royer-type resonant converter, Voltage-mode resonance, Self oscillation, Tangents response for load change,

1. まえがき

筆者らは本セリニティー電源のあらましについて先に述べた[2]。今回は細部についての動作解析と更なる低ノイズ化のためのより正確なZVS動作のため、自励発振に似た動作を試みた。また、負荷変動に対する過度応答についても検討したので結果を報告する。

なお、低ノイズ化を議論するに際し、オーディオアンプのノイズを測定するための動作条件について述べなければならないが、まずは消費電力の測定について述べる。

2. オーディオアンプの消費電力と電源高調波電流

(1) 入力電圧は110Vにて測定をする。電源電圧は±10%ほど変動し、110V時の消費電力の方が100V時より多くなるとの前提に基づいている。日本における電源周波数は、50Hzと60Hzについて発熱と消費電力の不利な方にて測定をする。

(2) 負荷インピーダンスはカタログや取説の表示では

なく、本体表示である。本体に4 ~ 16 と書かれていれば低い方の4にて測る。最近では6表示もあり、何も書いてなければ8にて測定する。

(3) 基準とする最大出力は定格出力ではなく、1kHzで実際にクリップする出力である。ステレオアンプの場合は2チャンネルを同時に働かせた状態で、5.1チャンネルのものは6チャンネルを同時に働かせた状態である。歪率についての規定は特に無いようであるが、歪率1%とするのが一般的である。真空管アンプではさらに大きい歪でクリップを始めるものもある。そのためカタログに書かれている定格出力とはかなり異なった値になる。このクリップする出力の8分の1の出力時に温度上昇や消費電力を測る。

(4) 信号はサイン波ではなく、ピンクノイズを使う。これは統計的に最も音楽信号に似ていると思えるからである。B級アンプではサイン波でもピンクノイズでも殆ど同じ結果になるが、D級アンプでは異なった値を示すようである。

(5)この時に触れることができる部分の温度上昇分が40以下なら温度規格はOKである。つまり、室温20なら60までOKということになる。しかし、明らかに熱の出口と分かる形状であるなら、つまり、危険を感じさせるような形状なら65の温度上昇分までOKである。

(6)消費電力はこの時の値を表示するが、ばらつきなどで表示以上になるといけないため、余裕を見ていくらか多めの値を表示する。

以上をまとめると、A級アンプ、B級アンプ、A B級アンプ、D級アンプでノイズの測定条件はまったく異なることになる。

電源高調波電流については100Vの電圧にもどし、1kHzでのクリップする出力を測り直し、この8分の1で測定するが、そのポイントで高調波規格に入っていればOKである。信号原は超低域と超高域をカットしたホワイトノイズを使う。ヨーロッパでは超低域と超高域をカットしたピンクノイズである。どちらのノイズでも大差は生じない。固定の周波数は高調波測定に影響を与えるので使わない。なお、アメリカには高

調波規格そのものがない。日本の規格は2004年5月時点でクラスDなので、75W以下なら何ら対策をする必要がない。しかし、ヨーロッパではオーディオ機器は甘いクラスAで良いことになった。日本も国際的な整合性をとる必要性から近いうちにクラスAに変更される予定だそうである。そうなれば、かなり大きい出力のアンプでも特に対策をする必要は無くなる。

現実の製品では商用トランスを使ったものはほとんど何もしなくてOKのようである。スイッチング電源の場合は商用周波数で働くチョークを入れて対策をしているものが多い。最大出力時はチョークが飽和しても特に問題はない。PFCまで入っているものは極くまれである。

定格出力100Wのアンプが仮に理想的な動作をし、電源の効率も100%とした場合の12.5W出力時の消費電力は

クラスD（効率100%）の場合、12.5W

クラスB（効率78%）の場合、45W

クラスA（効率50%）の場合、200Wになるが、これはあくまでも目安である。

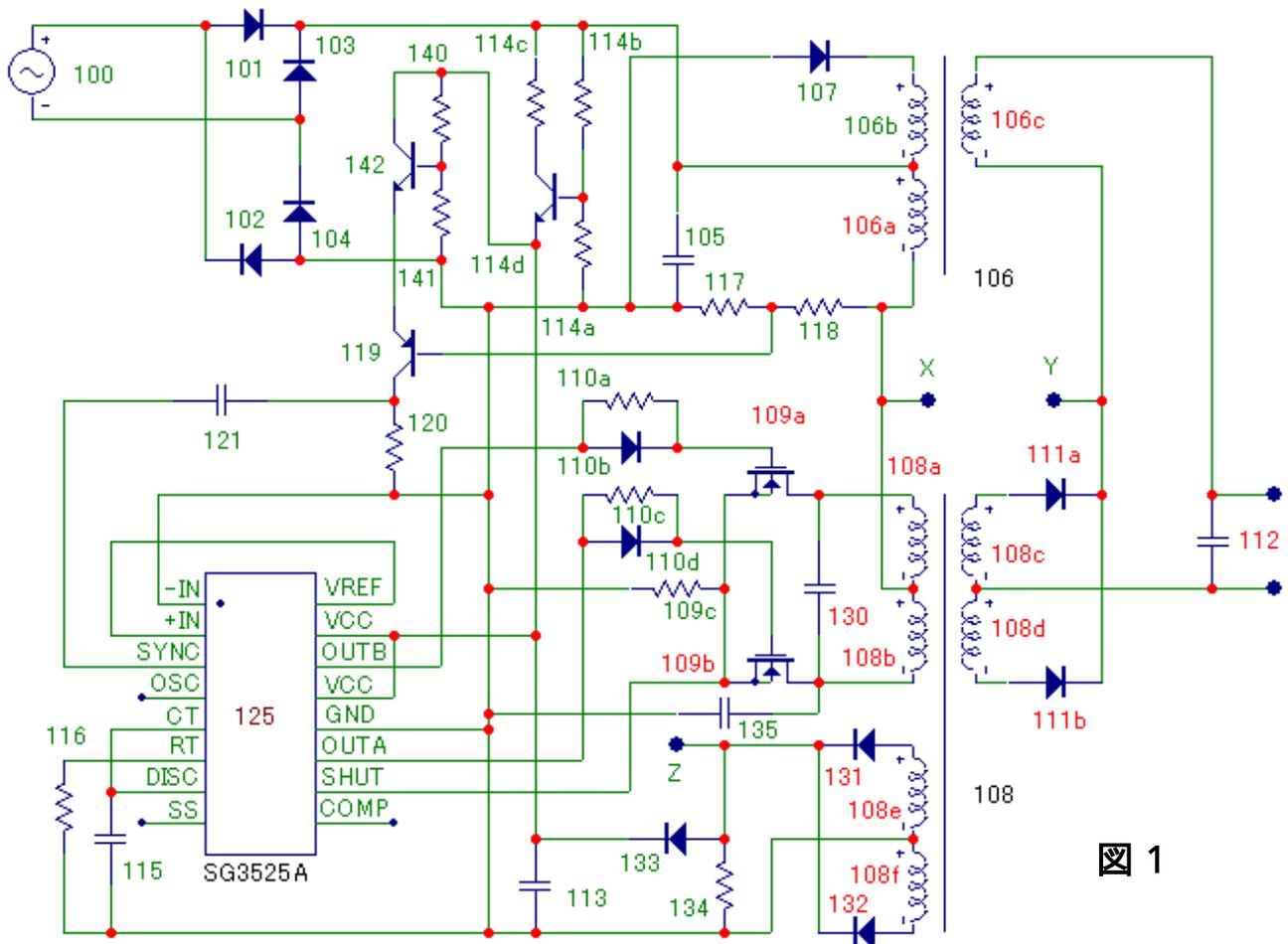


図 1

3. 共振周波数について

[2]では共振周波数の計算式についてチョーク、トランスのインダクタをL1, L2、並列キャパシタをC1とした場合に

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{C1 \times \frac{4L1 \times L2}{4L1 + L2}}} \quad (1)$$

とした。しかし、厳密なシミュレーションを行ってみたら誤差が以外にも大きかったので、その原因について述べる。

仮にチョーク側のインダクタンス値がトランスのインダクタンス値に比べて十分に大きければトランスのインダクタンスL2と並列キャパシタンスC1での共振周波数fは次式で決まる。

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{C1L2}} \quad (2)$$

しかし、チョーク側が現実的なインダクタンス値の場合、(1)式の計算値ほどには共振周波数は上がらず、その原因を調べると、インダクタに流れる電流は共振周波数の2倍の電流が流れていて共振周波数は流れないことにあった。そのため、現実的なインダクタ値ではインダクタの値はあまり共振周波数の上昇には関係しておらず、殆どがトランスのインダクタと共振コンデンサの値のみで支配的に決定される。しかし、実際には6%ほど上がるが、共振周波数そのものはさほど重要ではないので、今回は特にこれ以上の検討を行わない。

4. 最適なZVSのための動作

回路図1でIC125のSG3525AのSYNC端子がオープンでトリガ信号が加わらない場合は他励発振となり、この場合の周波数はR116とC115によってのみ発振周波数が決定される。オーディオアンプでは消費電力の測定ポイントでノイズが最小になるように周波数をあわすのが普通である。

他励発振では、入力電圧や負荷電流が変化し最適な共振周波数が変わっても発振周波数は変わらない。しかし、この回路図1のようにSYNC端子にトリガ信号が加わる場合の動作は以下のように自励発振のような動作となる。

まずはR116とC115で想定される最適な発振周波数より少し低い周波数で起動させる。R118とR117でセンタタップの電圧を分圧した電圧はトランジスタ119に加わりこのエミッター電圧と比較されることで所定の閾値電圧以下になるとR120には正パルスが発生する。これがC121を通じてIC125のSG3525AのSYNC端子にトリガ信号

として加わる。これにより、周波数は高くなって、あたかも自励発振のような動作をする。R118とR117の分圧比を変えることでICの時間遅れとあいまって、厳密にZVSの条件に設定することができる。

結局のところ定格出力においてはどちらも最適な設定が可能である。もしも無信号時には最適な周波数が大きく変化するのであれば自励発振にする効果はあるが、実はかなり変化が少なく安定であった。また、無信号時は消費電流が少なくなってノイズはさらに小さくなるのでノイズの量を安定に測定するのは困難で、図2のようにすでにノイズが小さい電源からすれば明確に優位性が認められる測定結果は得られなかった。



図2 (90Vで0.5A負荷時 約50Wの電源入力時)

5. 電圧波形

トランスのセンタタップの電圧波形はサイン波を全波整流した形になりその平均電圧が入力電圧と等しくなる動作となる。したがって

$$V_{cent} = \frac{V_{in} \times \pi \times |\sin \theta|}{2} \quad (3)$$

すると、スイッチに加わる電圧は

$$\left. \begin{aligned} V_{sw} &= V_{in} \times \pi \times \sin \theta & 0 \leq \theta \leq \pi \\ V_{sw} &= 0 & \pi \leq \theta \leq 2\pi \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

結局、スイッチに加わるピーク電圧は入力電圧の倍になる(AC240V地域では、1200VのIGBTが実質的に使える)。解析がやさしいように1次と2次の巻き線比を同じにすると出力電圧も入力電圧と等しくなる。2次側のダイオードの耐圧も同様に倍になって、1次と2次が鏡に映ったかのような動作となる。2次側の電圧を変える場合は、2次側のトランスとチョークの巻き数比を一定に保つたまま、シフトすることになる。

6. 電流波形

セリニティー電源(図3)でインダクタの値を極限に

まで上げた場合の、スイッチング周波数におけるの等価回路は図4のようになる。

この場合入力電流も出力電流も直流に近くなり、スイッチとダイオードに流れる電流波形は時比率50%の方形波に近くなる。この時、トランスのインダクタと並列キャパシタンスを流れる共振電流はスイッチを流れない。

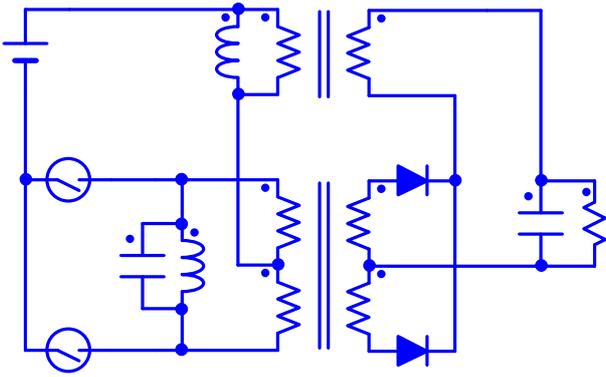


図3

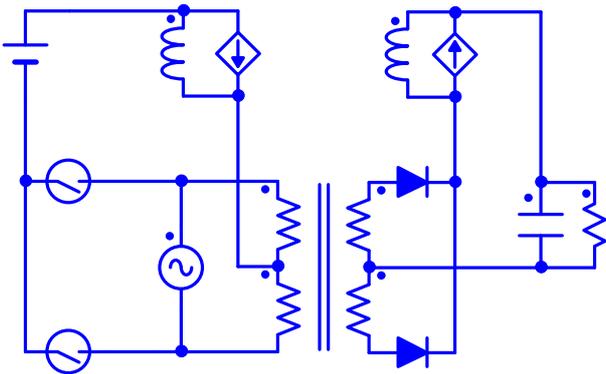


図4

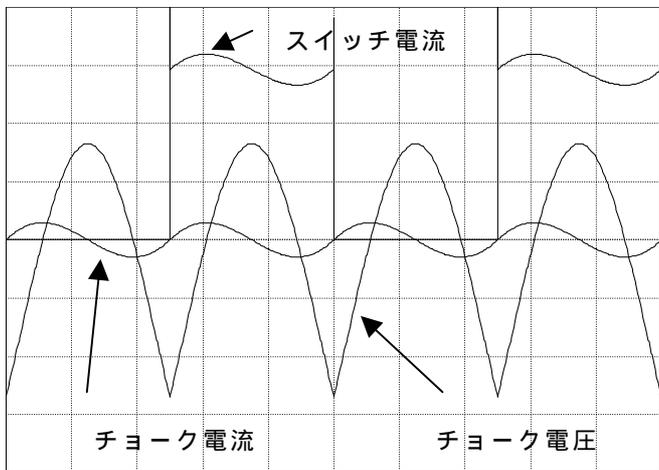


図5

現実的な値のL1の場合、定電流回路にチョークのインダクタンスL1が並列に接続されることになり、この電流が方形波に重畳される形になる(図5)。

チョークに流れる電流は以下のようなになる。

$$\frac{di}{dt} = \frac{Vin - \frac{Vin \times \pi \times |\sin \theta|}{2}}{L1} \quad (5)$$

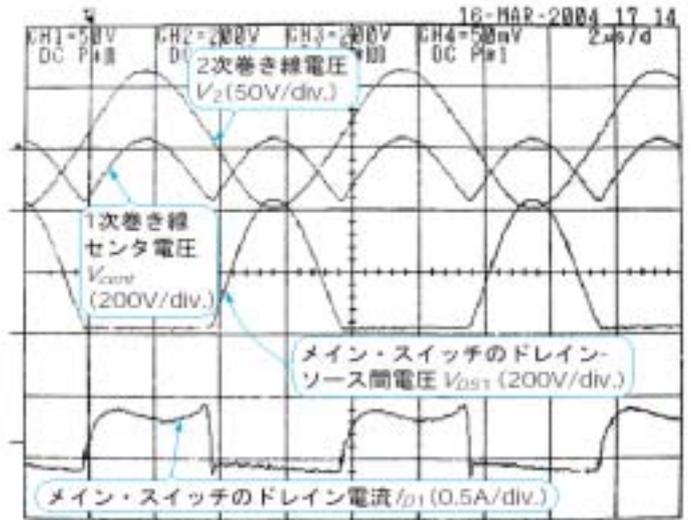


図6 実際の波形

7. 応答について

出力電圧90V、定格電流2A仕様のセリニティー電源の負荷応答を実測してみた。図7は0.5Aと1.5Aを時比率50%の50Hzでスイッチングした応答波形である。電圧の段差が0.8Vで電流の段差が1Aであることから内部抵抗は0.8と求められ、出力の平滑コンデンサは470uFである。この電源をSCATでシミュレーションをしたものが図8であり、両者は非常によく一致している。

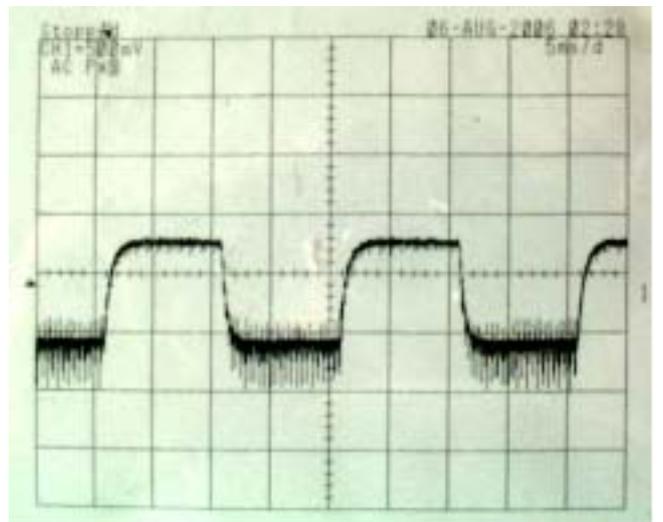


図7 実際の応答波形

そこでこの応答をスイッチング動作ではない単純なRCとみなしてシミュレーションしたものが図9である。これについても殆ど同じになっている。

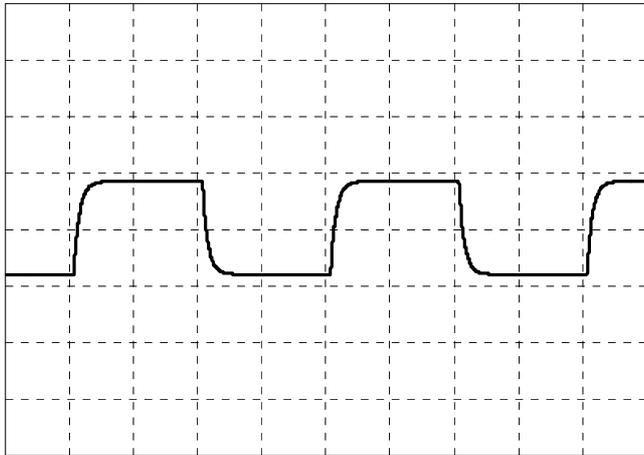


図8 電源の応答シミュレーション

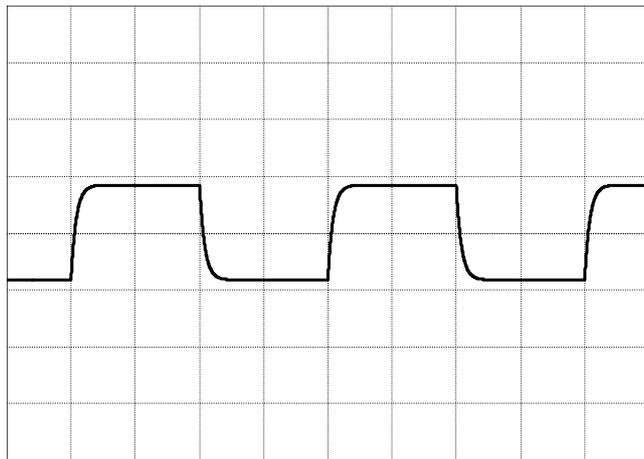


図9 出力抵抗と平滑コンデンサのみの応答

次に、インダクタの1次と2次を結合させない電源のSCATのシミュレーションが図10である。



図10 結合がない電源の応答シミュレーション

このようにリングングが観測されだす。結合させない場合についての応答もスイッチング動作でない単純な

LRCとみなしてシミュレーションした。

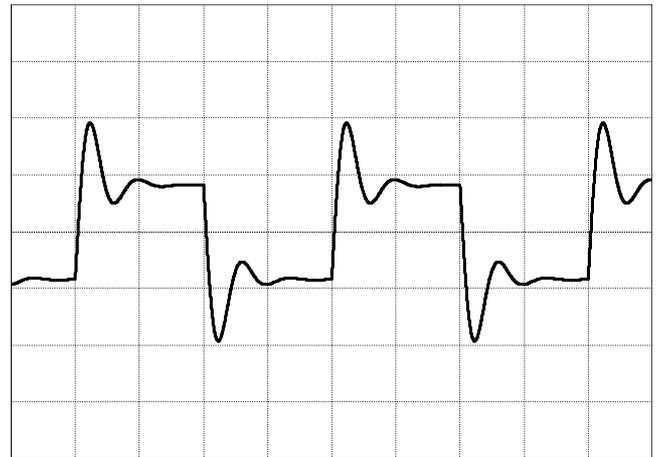


図11 等価インダクタと抵抗と平滑コンデンサの応答

このリングングは1次のインダクタを巻き数比に応じて換算し、2次側に移動して2次側のインダクタと加算したものと仮定して、シミュレーションしたものが図11である。この回路は図12であるが、この波形も殆ど図10と同じになっている。

1次インダクタは
2次側に換算

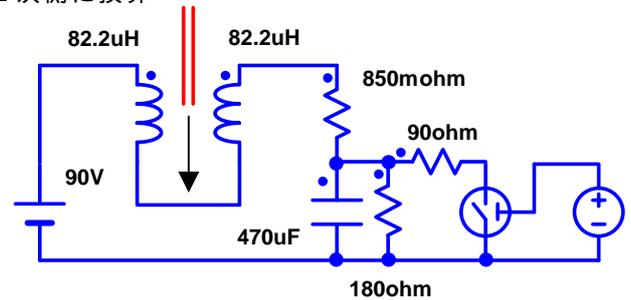


図12 簡略化した等価回路

つまり、この電源の応答に関する動作は等価回路(図12)であり、スイッチング動作は負荷の過度応答には何ら関係しておらず、単純にインダクタと内部抵抗と出力の平滑コンデンサのみで求められることが分かる。そして、1次のインダクタと2次のインダクタが結合することによってインダクタンスはキャンセルされ、漏れインダクタンスのみになるので、等価インダクタンスの値は激減し、応答が改善されることになる。

8. チョーク、トランスともコアが飽和しない

本方式はトランスが飽和しないのは当然として、チョー側も1次と2次を結合させることによって、磁束がキャンセルされて、あたかもコモンモードチョークのような動作をする。このため、瞬間的な大きいピーク電流でも飽和することがないので、太鼓のように瞬

間的に大きな電流が流れる音楽ソースであってもコアが飽和することがない。このため電源を小型化することができる。

9. 効率について

スイッチングロスが生じないし、電流波形は方形波に近くなって実効電流が減るので、導通損失も少なく、高効率を得られる。(表1と図13)なお、スイッチング周波数は約120kHzである。

セリニティー電源の効率				
入力電圧	入力電流	出力電圧	出力電流	効率
140.013	0.067	92.71	0	0
139.985	0.2	92.05	0.2	0.65757
139.953	0.331	91.78	0.4	0.792497
139.926	0.463	91.58	0.6	0.84815
139.895	0.594	91.39	0.8	0.879833
139.867	0.726	91.23	1	0.898433
139.837	0.859	91.09	1.2	0.90999
139.808	0.992	90.97	1.4	0.918296
139.778	1.125	90.84	1.6	0.924285
139.749	1.258	90.73	1.8	0.928954
139.718	1.392	90.62	2	0.931885

表1 詳細なデータ

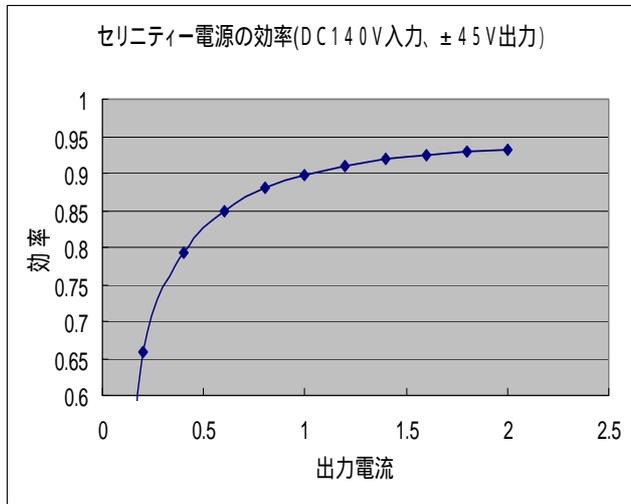


図13 効率特性図

10. まとめ

全期間が電圧共振し、ZVSの動作をするので対策が難しいコモンモードノイズが少なく、ノイズ規格を約30dB下回る超低ノイズである。スイッチの耐圧は入力電圧の倍以上、ダイオードの耐圧は出力電圧の倍以上が必要である。(日米ではMOSFET、欧ではIGBTでOK) スイッチやダイオードの電流は50%時比率の方形波に近く、2つが交互に加算されるので入力電

流も出力電流もリップル成分は非常に少なくなる。スイッチングロスが無く、実効電流が少ない方形波のため効率は93%と高効率である。

結合チョーク側は共振周波数に殆ど関係しておらず、共振周波数はトランスのインダクタと等価的に並列に加わる共振コンデンサの値で支配的に決まり安定である。

もともと周波数安定性が高いため他励発振でも自励発振でも大差は認められなかった。

負荷の過度応答はスイッチング動作には関係しておらず、等価出力抵抗と等価出力インダクタンスと平滑コンデンサによってのみで決まる。

チョークを結合させることで、等価出力インダクタンスは漏れインダクタンスだけになるので激減する。このため過度的な負荷変動はリングングが生じず、非常に安定である。

チョークを結合させることで、瞬間的なピーク電流が流れても結合チョークのコアは飽和しない。制御を掛けることで出力電圧を安定化するのは困難な回路ではあるが、制御をかけなくとも殆どのオーディオ用途には十分なレギュレーションである2%が得られる。

ワールドワイド入力には対応できない。

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05月17日
- [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).