

# スイッチングレギュレータノート

古橋武  
名古屋大学名誉教授

## 12. スイッチングレギュレータ

### 12.1 変圧器の役割



図12.1 変圧器(トランス)の例  
一次側:100V  
二次側:9V-0-9V

まず, 変圧器の役割について考えてみましょう. 図 12.1 は変圧器の例です. 一次側 100[V], 二次側 18[V], 330 [mA]の変圧器です. 変圧器は英語では **Transformer** ですので, トランスとも呼ばれます. このトランスの容量は  $18 [V] \times 330 [mA] = 6 [VA]$  です. 二次側には真ん中にタップがついていますので, 9 [V]の電圧を取り出すこともできます.

電圧を変える

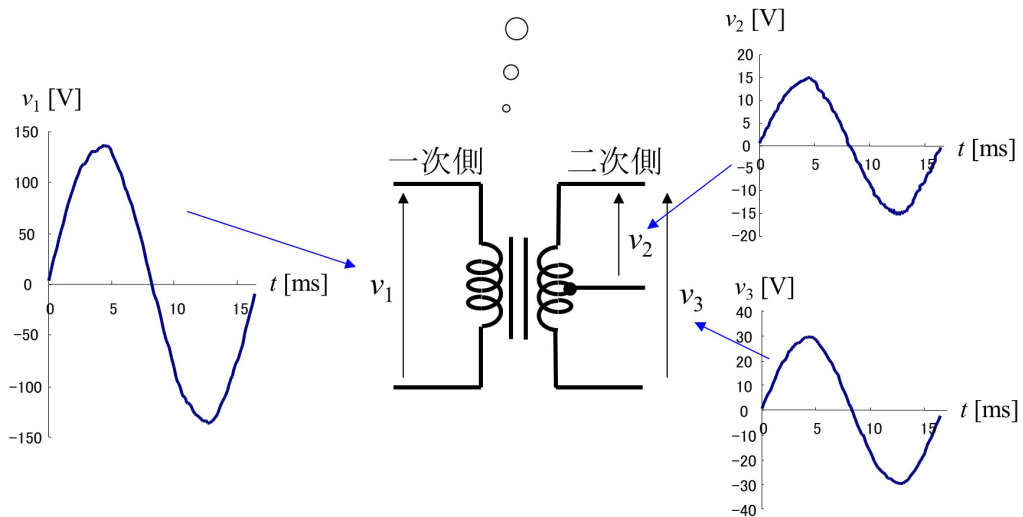
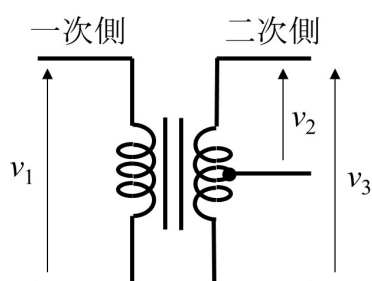


図12.2 変圧器の1次・2次側波形例

さて、変圧器の役割は何でしょう？一つは電圧変換です。図は変圧器の両側の電圧の観測例です。一次側の電圧  $v_1$  は実効値 100 [V], 60 [Hz] の正弦波交流電圧であり、二次側電圧  $v_2$  は実効値 9 [V],  $v_3$  は同 18 [V] の正弦波交流電圧です。各波形の横軸は時間であり、周波数 60 [Hz] の場合、1 周期  $T=1/60[\text{Hz}]=16.7[\text{ms}]$  です。縦軸は電圧であり、AC100[V] の場合、振幅は  $100 \times 1.41 = 141$  [V] です。二次側の AC9[V] および 18[V] の場合、それぞれの振幅  $9 \times 1.41 = 12.7$  [V],  $18 \times 1.41 = 25.5$  [V] です。図の例のように実際の波形は、多くの場合、理想的な正弦波形に対して少しひずんでいます。電圧変換は変圧器のよく知られた役割です。

## もう一つの重要な役割



1次側と2次側を直接つなげない

変圧器のもう一つの重要な役割を知っている人は意外に少ないかも知れません。それは一次側と二次側が直接つながらないようにしていることです。この意義をこれから説明します。もし、電子機器が配電線と直接接続されていたらどうということが起きるかを見ていきます。

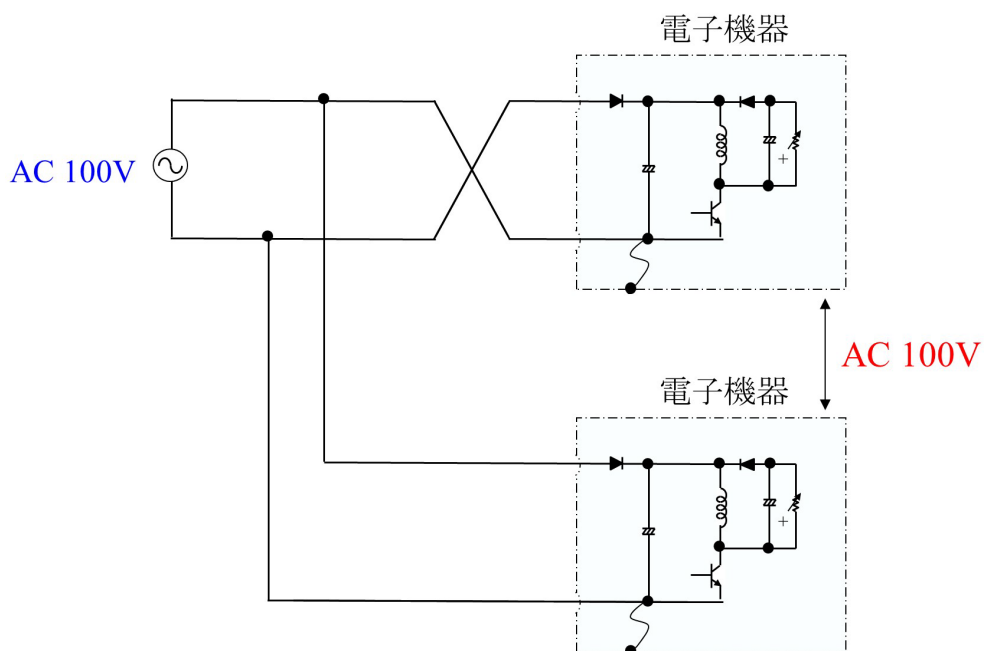


図12.3 電子機器が配電線と直接接続された場合

図は電子機器に変圧器が使われず、電源と直接つながれている場合の例です。もし、図のような配線になっていれば、電子機器の筐体間の電位差はAC100[V]となります。計測器などを使って両方の機器の測定をしようとする場合には、計測器のグラウンドをどこにするのか細心の注意が必要です。うっかり両筐体を計測器のグラウンドラインでつないでしまおうものなら、電源短絡を起こしてしまいます。また、両電子機器間の電位差が分からないままに、うかつに触ろうものなら電撃を受けてしまいかねず危険です。電子機器が配電線と直接接続されている場合の問題点です。

皆さんは電子機器や家電品などの電源プラグを電源コンセントに差し込む場合、プラグの左右を気にしたことはないと思います。それは、なぜでしょう？

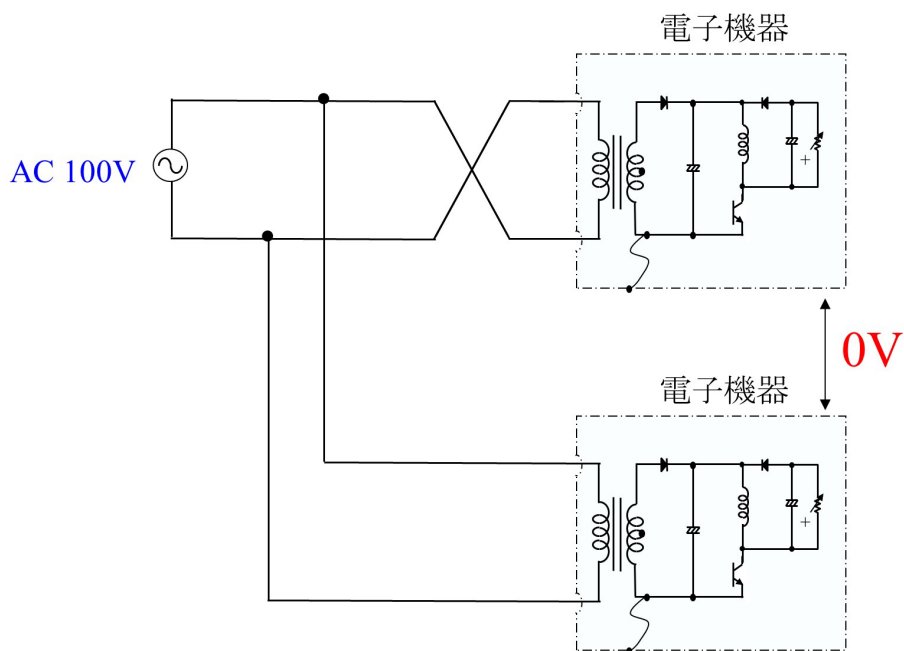


図12.4 変圧器の効果

図 12.4 は各電子機器に変圧器が使われている場合です。このとき、プラグがそれぞれ逆向きにコンセントに差し込まれ、図のような接続になっていたとしても、変圧器の二次側は一次側とは直接つながってはいないので、グラウンド電位は二次側端子のどちら側にでも取ることができます。このときプラグの向きに無関係に筐体間の電位差は 0 [V]です。安心して測定器のグラウンドと両筐体を接続することができます。電子機器のグラウンド電位を常に筐体に定めることができるので、筐体を基準に回路の各部の電位を見ていくこともできます。

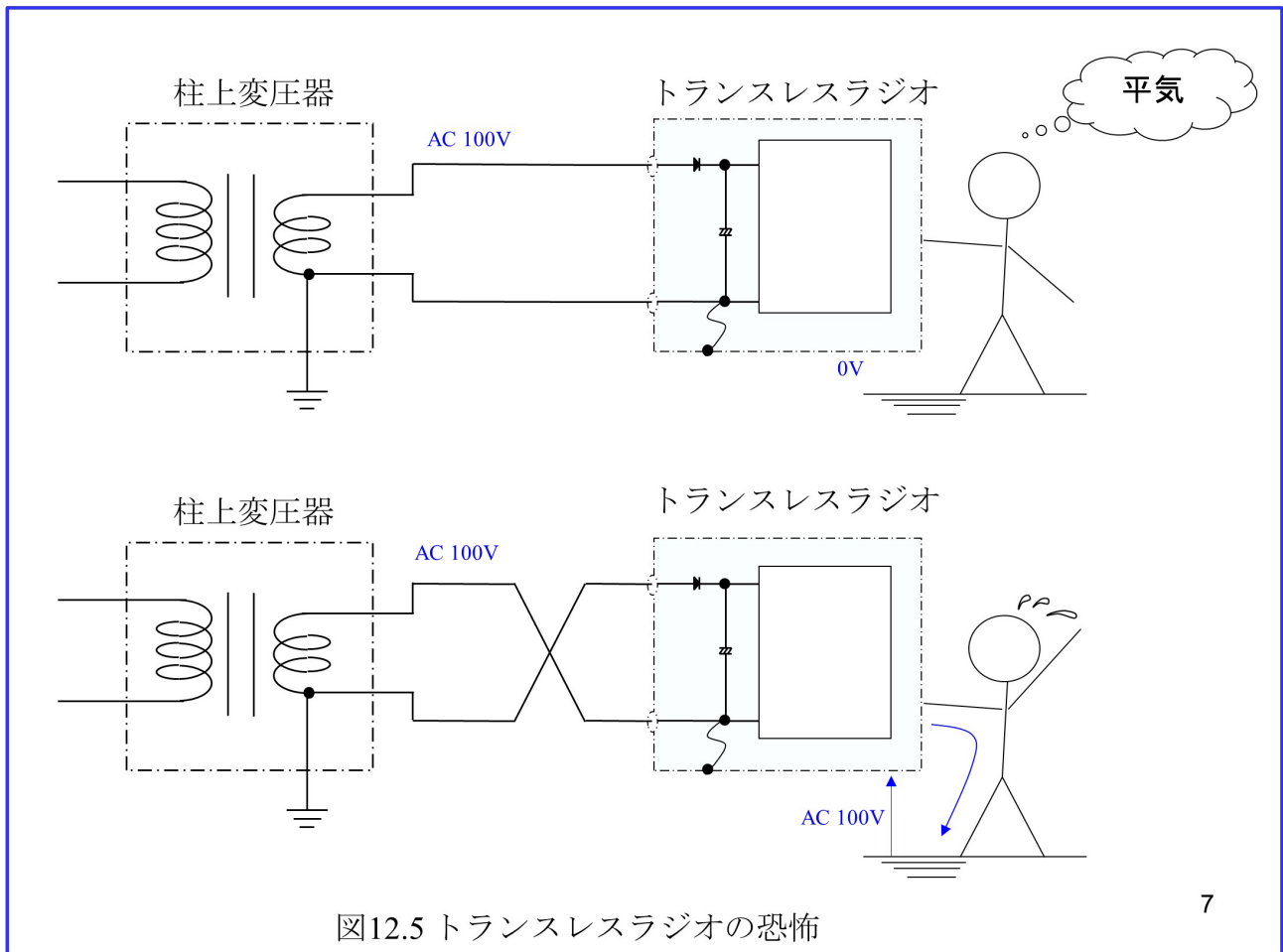


図12.5 トランスレスラジオの恐怖

昔、趣味の世界ではトランスレスラジオという真空管ラジオがありました。筆者が子供の頃の事です。小学生だった筆者は近所のお兄さんから手作りのトランスレスラジオを譲ってもらいました。ラジオの筐体はむき出しのアルミケースでした。家に持って帰って、電源をつないで、ラジオの筐体に触ったところ、いきなりビリッと来ました。電撃は衝撃的でした。

理由を理解できたのはだいぶ後のことです。

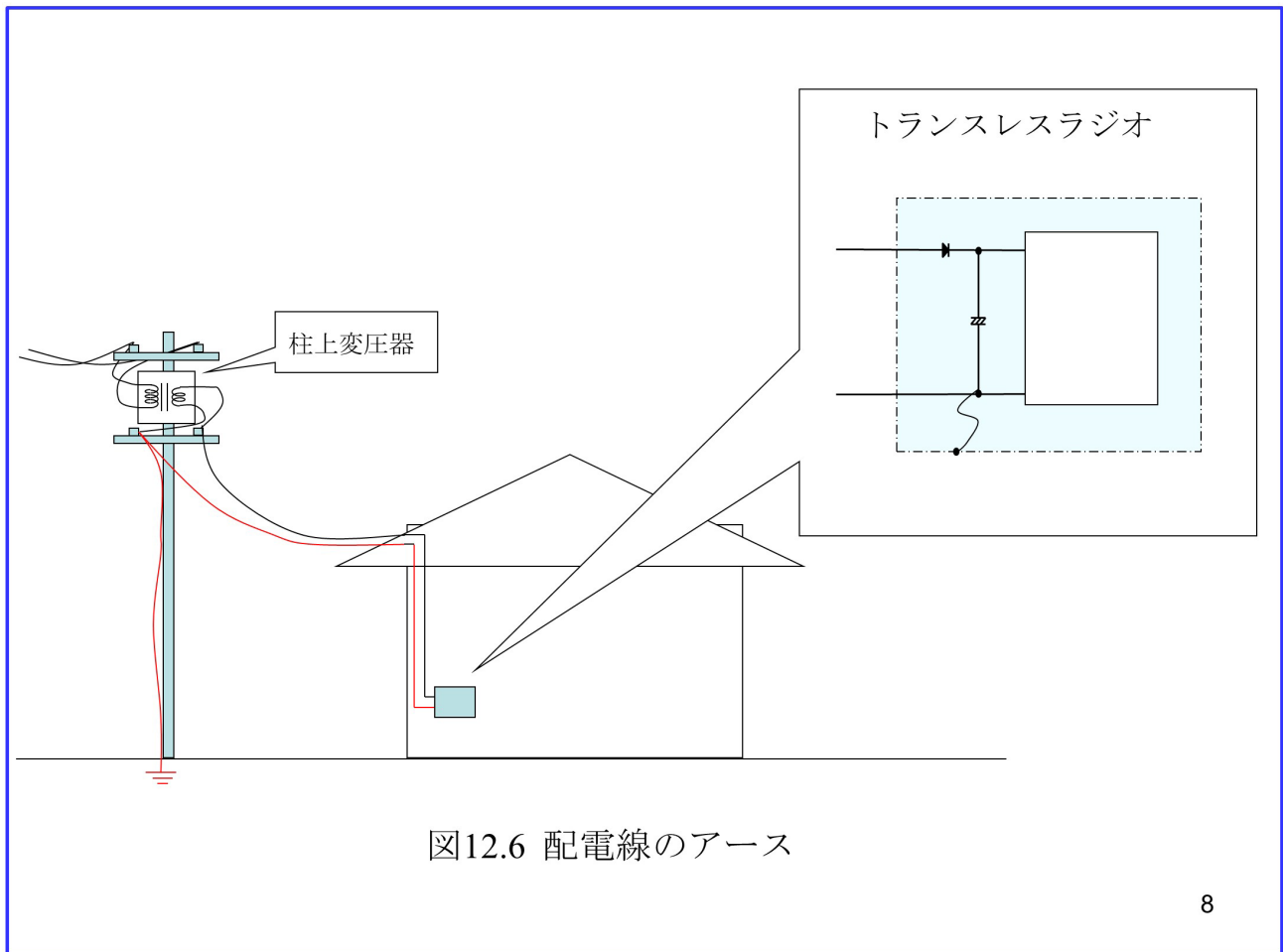


図12.6 配電線のアース

電柱の上に設置された変圧器は、主に 6,600 [V]の電圧を家庭や事務所等で使用する電圧 (100 ないし 200 [V]) に変圧します。柱上変圧器の二次側端子の一方は電柱から真下の地面に接地されています。この接地されている側の線がトランスレスラジオの筐体につながるように、電源プラグを差し込めば、筐体に触っても電撃はありません。プラグの向きが反対だと、ラジオの筐体と家の床との間の電位差は AC100 [V]です。



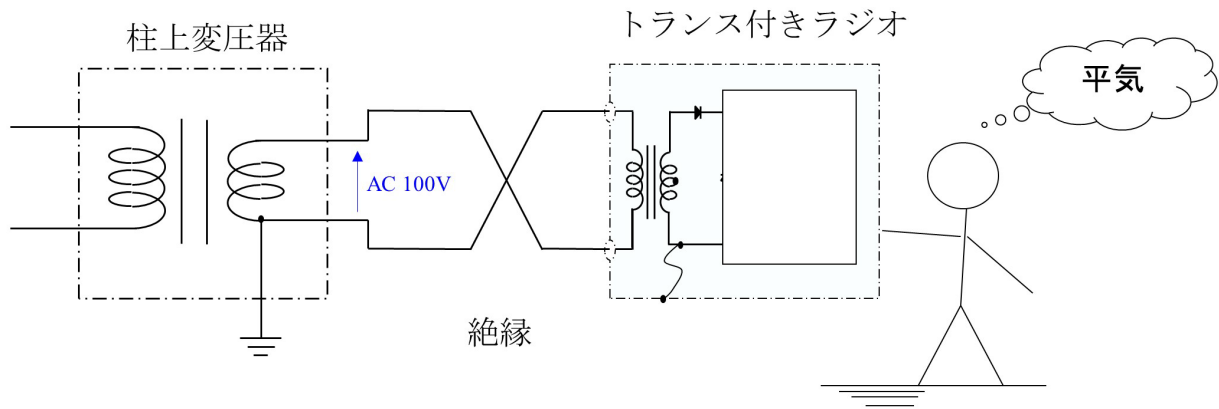


図12.7 トランス付きラジオ

変圧器があればプラグの向きに関係なく，ラジオの筐体に触ってもしびれません。

## 12.2 変圧器の小型化

電子機器，家電品の絶縁は必要なのだが変圧器が重い！

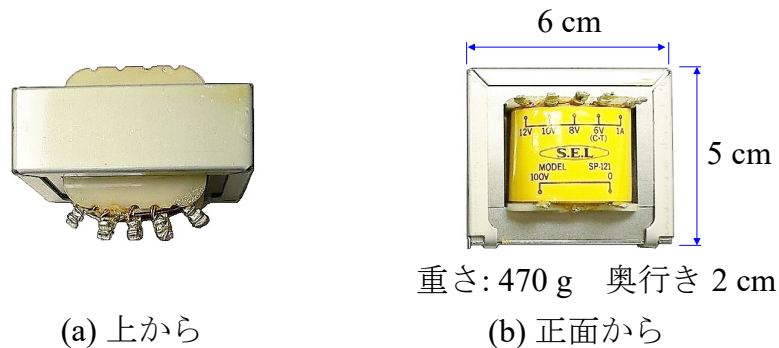


図12.8 電源変圧器の外観 (一次側: 100[V], 二次側: 12[V], 1[A])

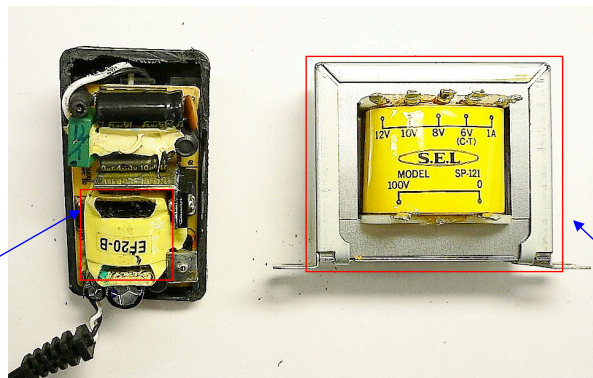
では、何故トランスレスラジオのようなものが趣味の世界だけとはいえ作られていたのでしょうか？大きな理由として、変圧器は大きくてかさばり、しかも、とても重かったことが挙げられます。正確なことは忘れましたが、真空管ラジオの重量の1/3以上を変圧器が占めていたように思います。

電子機器と配電線を切り離すこと（「直流的絶縁」と呼ばれます。）は必要なのだが変圧器が重い！図12.8は容量12[VA]（一次側:100[V]，二次側:12[V]，1[A]）の変圧器の外観です。鉄のかたまりですので、6 cm × 5 cm × 2 cm の小さなものでも約0.5 [kg]あります。

一方で最近の携帯電話の充電器やパソコンの電源部分はとても小さく、軽くなっています。

最近の電源の  
変圧器

出力 12 [W]



従来の変圧器

容量 12 [VA]

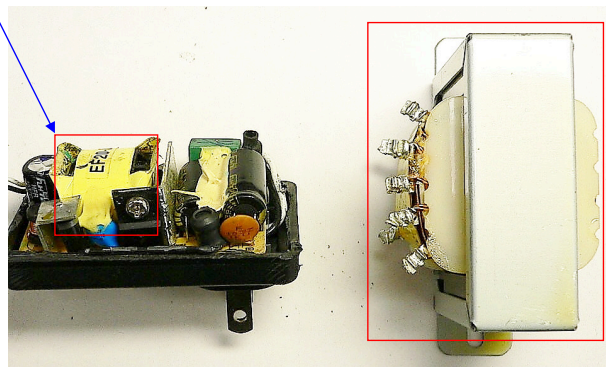
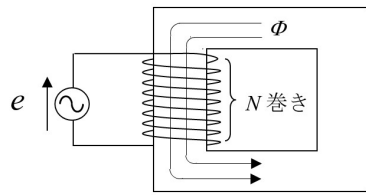


図12.9 (左) 最近の電源用変圧器 (右) 従来の変圧器

比較例を示します。図は左がスイッチングレギュレータと呼ばれる交流から直流を得る電源の内部の写真です。四角で囲った部分が変圧器です。右が図 12.8 と同じ従来型の変圧器です。スイッチングレギュレータの出力は 12 [W] (DC12 [V], 1 [A])であり、従来型変圧器の容量は 12 [VA] (AC 12[V], 1 [A]) であるので、両者はほぼ同容量です。左の変圧器は 2 cm × 2 cm × 0.5 cm, 10 [g]であり、右の変圧器と比較して、体積で 1/60, 重量で 1/50 です。



$$\Phi = BA$$

$\Phi$ : 磁束[Wb]  
 $B$ : 磁束密度[T]  
 $A$ : 鉄心の断面積[m<sup>2</sup>]

図12.10 変圧器の磁束と印加電圧の関係

課題12.1

$e = V_m \sin \omega t$  とするとき  
 ファラデーの法則より  
 $\Phi$  と  $V_m$  の関係を求めよ.

課題12.2

$A = 4 \times 10^{-4} [\text{m}^2]$ ,  $V_m = 141 [\text{V}]$ ,  
 $N = 623$ ,  $f = 60 [\text{Hz}]$  とするとき  
 磁束密度の最大値  $B_m$  を求めよ.

変圧器の小型化を可能にする原理について見ていきましょう.

まず、電磁気の基礎です. 断面積  $A [\text{m}^2]$  の鉄心に巻き数  $N$  [回] のコイルが巻かれ、振幅  $V_m$  [V], 周波数  $f$  [Hz] (角周波数  $\omega$  [rad/s]) の交流正弦波電圧がこのコイルに印加されているとして、課題 12.1, 12.2 に答えてください.

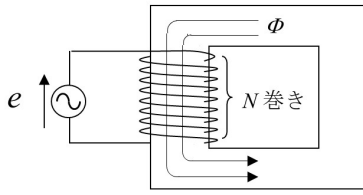


図12.10 トランスの磁束と印加電圧の関係

$\Phi = BA$   
 $\Phi$ : 磁束[Wb]  
 $B$ : 磁束密度[T]  
 $A$ : 鉄心の断面積[m<sup>2</sup>]

解答 課題12.1

$e = V_m \sin \omega t$  とするとき  
 ファラデーの法則より  
 $\Phi$  と  $V_m$  の関係を求めよ.

$$\begin{aligned}
 e &= -N \frac{d\Phi}{dt} \\
 \Phi &= -\frac{1}{N} \int e \, dt \\
 &= -\frac{1}{N} \int V_m \sin \omega t \, dt \\
 &= \frac{V_m}{\omega N} \cos \omega t
 \end{aligned}$$

解答 課題12.2

$A = 4 \times 10^{-4} [\text{m}^2]$ ,  $V_m = 14 [\text{V}]$ ,  
 $N = 623$ ,  $f = 60 [\text{Hz}]$  とするとき  
 磁束密度の最大値  $B_m$  を求めよ.

$$\begin{aligned}
 B_m &= \frac{\Phi_m}{A} \\
 &= \frac{V_m}{2\pi f N A} \\
 &= \frac{14 [\text{V}]}{2\pi \times 60 [\text{Hz}] \times 623 [\text{回}] \times 4 \times 10^{-4} [\text{m}^2]} \\
 &= 1.5 [\text{T}]
 \end{aligned}$$

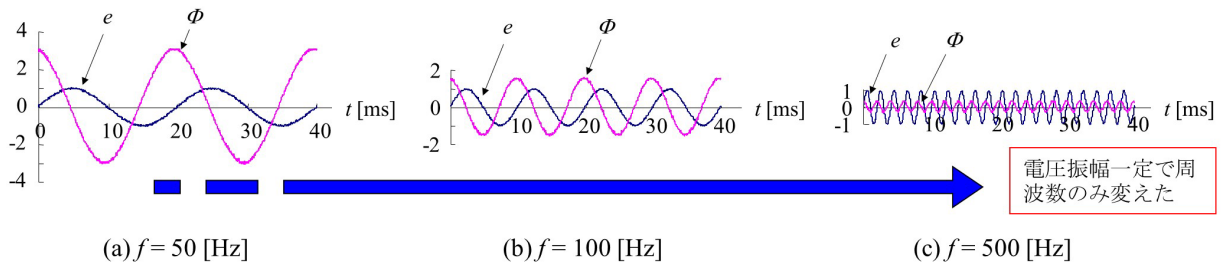


図12.11 周波数を変えたときの印加電圧と磁束の関係

磁束の振幅は周波数に反比例する。  
 磁束密度は鉄心の材質で上限が決まる。  
 例 飽和磁束密度 1.5[T] (商用周波用)  
 磁束は鉄心の材質と断面積で上限  $\Phi_{max}$  が決まる。

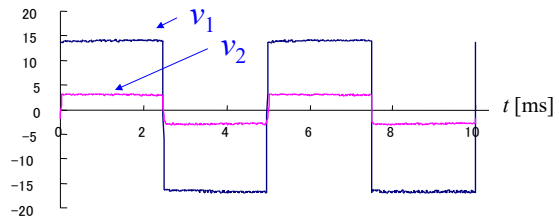
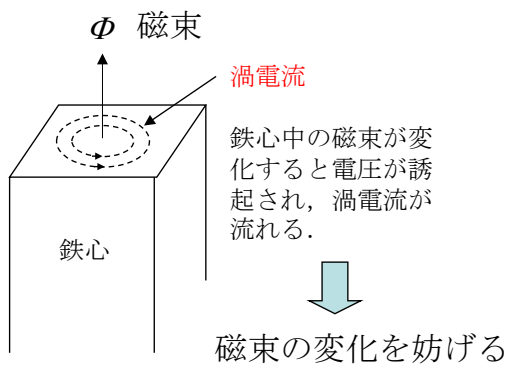
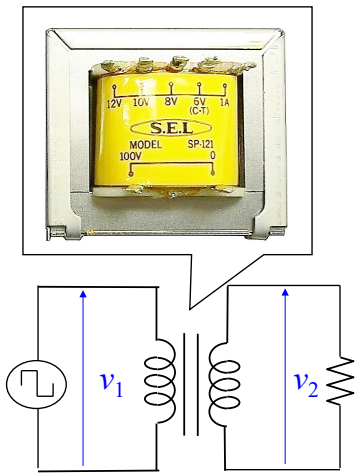
$\Phi_{max}, V_m = \text{一定}$  であれば、**周波数が高いほど鉄心の断面積を小さくできる。**



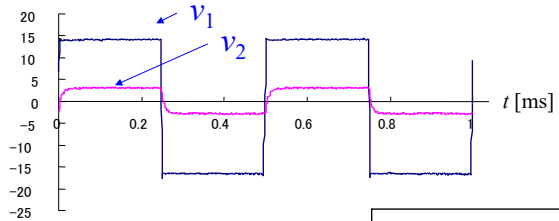
**変圧器を小さくできる！**

課題 12.1 の解答から、鉄心内の磁束  $\Phi$  はコイルの印加電圧の振幅  $V_m$  が一定であれば、周波数  $f$  (角周波数  $\omega$ ) に反比例するということが分かります。図 12.11 はコイルの印加電圧の周波数  $f$  と鉄心内の磁束  $\Phi$  の関係のイメージ図です。印加電圧の振幅  $V_m$  を一定に保ちながら、周波数  $f$  を上げていくと磁束  $\Phi$  の振幅  $\Phi_m$  は小さくなっていきます。鉄心内の飽和磁束密度は  $B_{sat} = 1.5$  [T] (商用周波用) 程度です。ここまで鉄心の磁束密度を上げることができます。 $\Phi_m = B_m A$  ですから、磁束密度の振幅  $B_m$  を一定に保てば、周波数  $f$  が高いほど鉄心の断面積  $A$  を小さくできます。

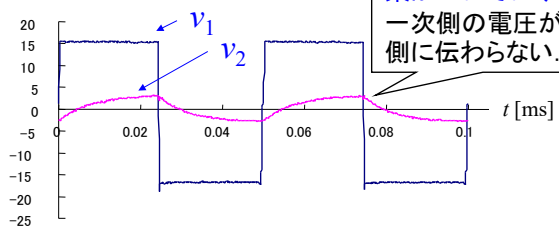
商用周波数用トランスに高周波電圧を印加してみる。



(a)  $f = 200$  [Hz]



(b)  $f = 2$  [kHz]



電圧の速い変化に磁束がついていけない、一次側の電圧が二次側に伝わらない。

(c)  $f = 20$  [kHz]

図12.12 商用周波トランス (一次側: 100[V], 二次側: 12[V]) に高周波電圧を印加した場合の波形

試しに、従来の変圧器に印加する電圧の周波数を上げてみました。図 12.8 の変圧器の一次側に振幅 15 [V] の矩形波電圧を印加した例を図 12.12 に示します。印加電圧の繰り返し周波数  $f$  を 200 [Hz] から 20 [kHz] まで変えてみたところ、二次側の電圧は次第に変化がゆるやかになって、 $f = 20$  [kHz] では一次遅れの波形が顕著になりました。これは印加電圧の早い変化に鉄心内の磁束がついて行けなかったことによります。この磁束の変化を妨げる原因の一つが、鉄心内の渦電流です。鉄心内の磁束が変化すると鉄心中に電圧が誘起され、渦電流が流れます。この渦電流は磁束の変化を妨げる向きに流れます。

## 商用周波トランスにおける渦電流対策 → 渦電流損の低減

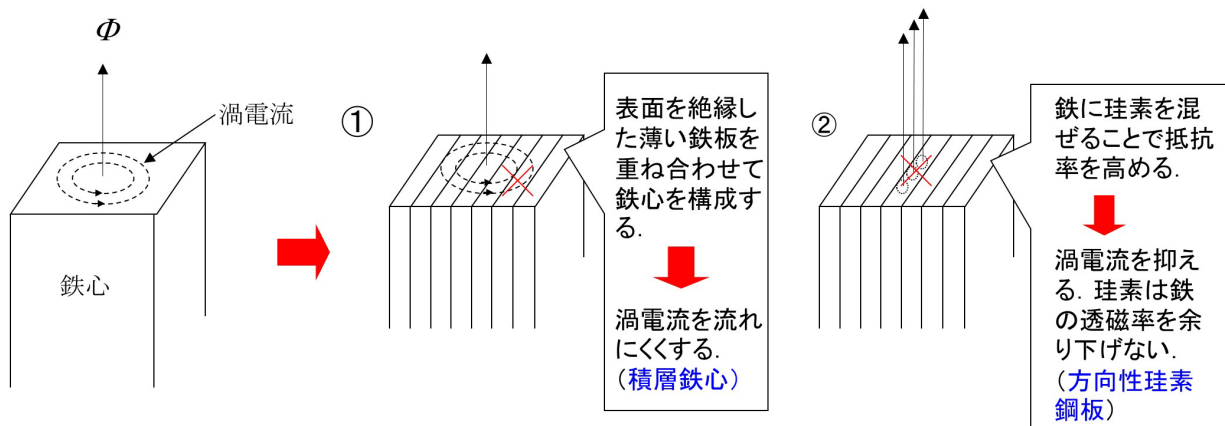


図12.13 商用周波トランスにおける渦電流対策

商用周波トランスには積層鉄心，方向性珪素鋼板が既に採用されている．これらの対策が施されていても，前ページのように20[kHz]では使えない．

### フェライトコア

フェライトコアとは，酸化鉄を主原料とするセラミックスで，酸化鉄が電氣的に絶縁性を示すので，高周波用磁性材料としてノイズ対策部品・変圧器部品等の様々な電子機器に利用されている．

16

渦電流を抑えるには渦電流を流れにくくする工夫が必要です．従来の変圧器で採用されている対策には，鉄心を薄い板状にして，板の間を絶縁して重ね合わせた積層鉄心があります．こうすれば渦電流の経路を寸断できます．さらに，鉄に珪素を混ぜて鉄心の抵抗値を高めることで渦電流を流れにくくする対策がなされています．抵抗率を上げ，しかも磁束の通る方向の透磁率を下げない方向性珪素鋼板が用いられています．しかし，これらの対策では，図12.12の実験結果のように20[kHz]の高周波では使えません．

そこで開発されたものがフェライトコアです．フェライトコアは，酸化鉄を主原料とするセラミックスで，酸化鉄が電氣的に絶縁性を示すので，高周波用磁性材料としてノイズ対策部品や変圧器部品等の様々な電子機器に利用されています．



フェライトコアを用いた変圧器に高周波電圧を印加してみる。

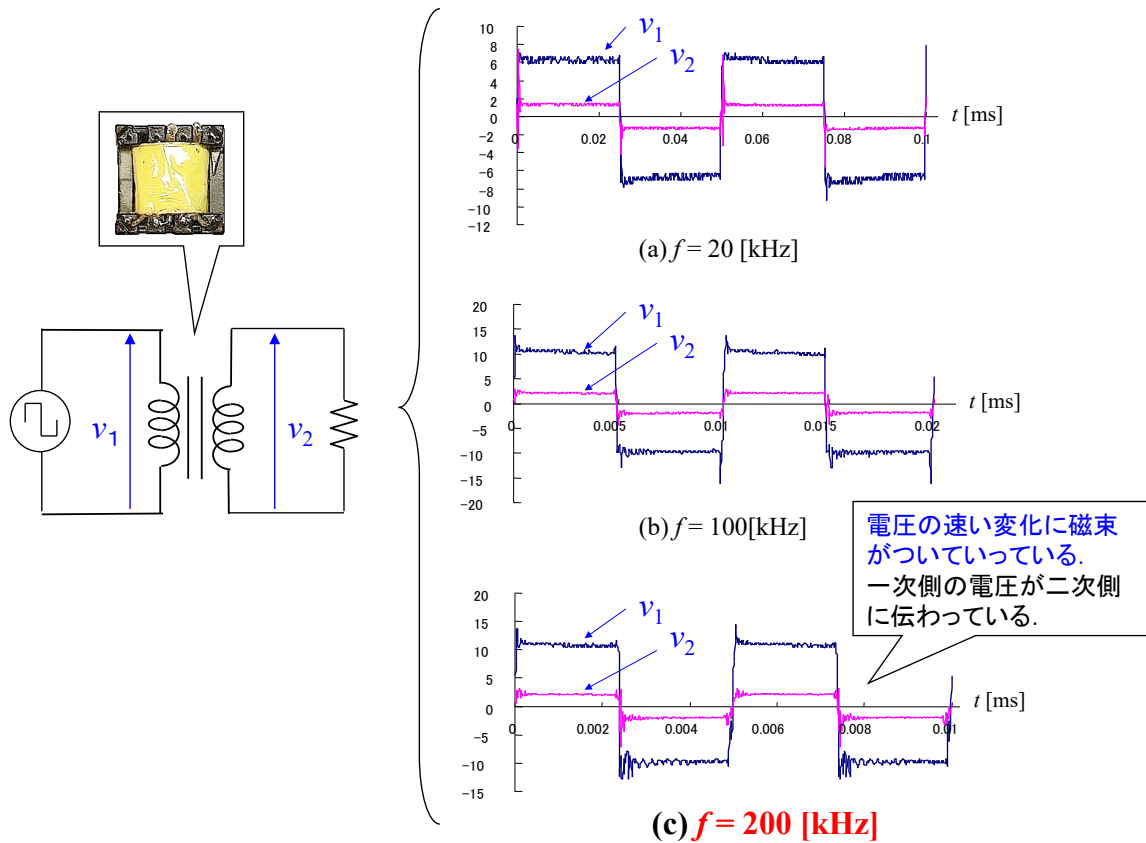
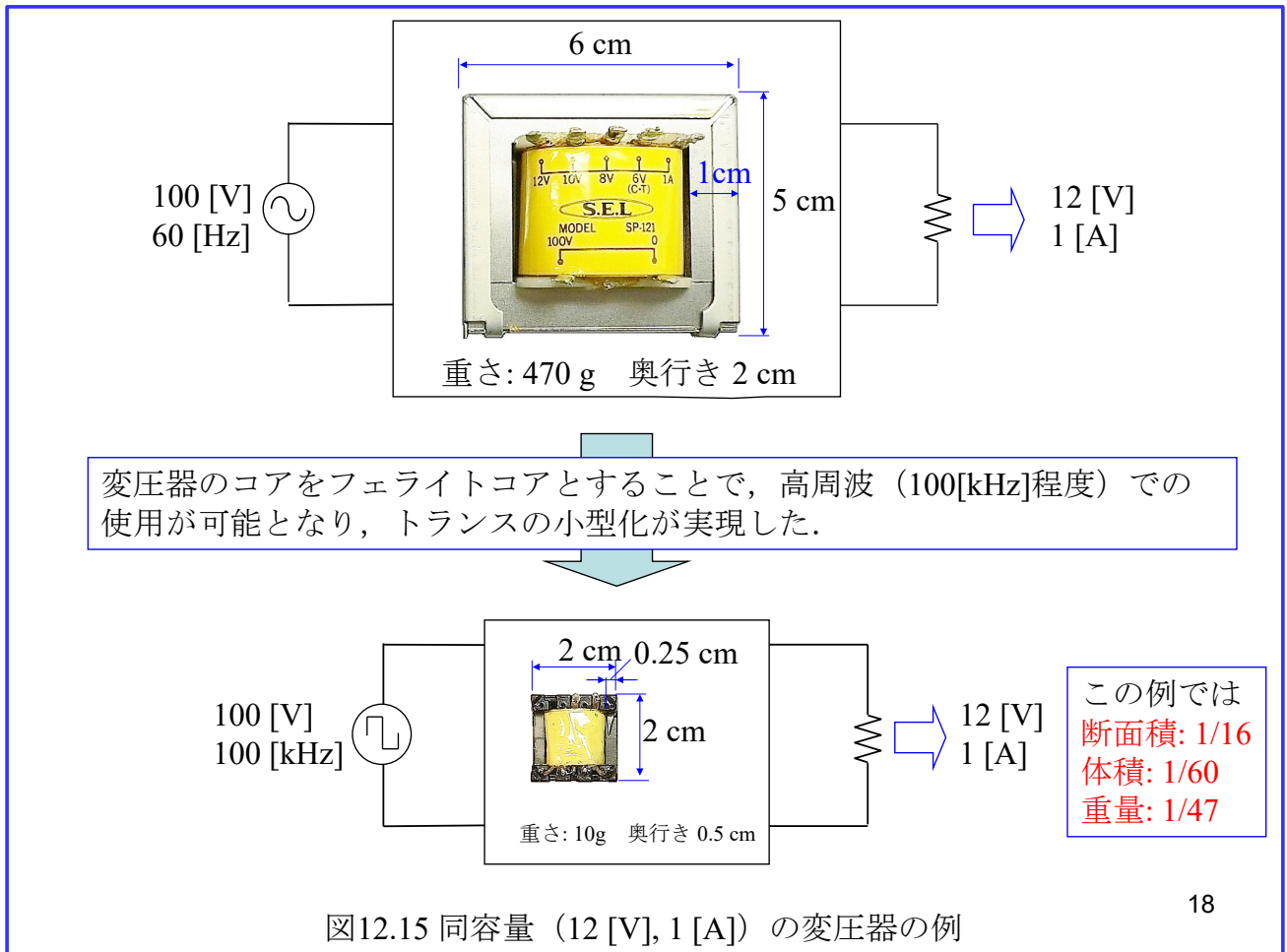


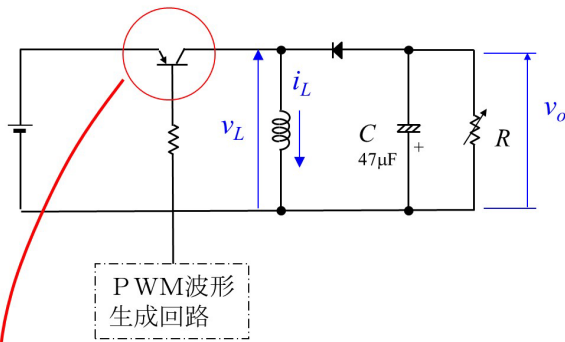
図12.14 フェライトトランス (一次側: 100[V], 二次側: 10[V]) に高周波電圧を印加した場合の波形

フェライトコアを用いた変圧器に高周波電圧を印加した実験結果を図 12.14 に示します。図 12.9 の写真の左側の変圧器を用いました。今度は繰り返し周波数  $f = 200$  [kHz] でも、二次側に矩形波が現れました。印加電圧の速い変化にフェライトコア内の磁束がついていけた証拠です。



変圧器のコアをフェライトコアとすることで、高周波（100[kHz]程度）での使用が可能となり、変圧器の小型化が実現しました。図 12.9 に述べた比較をここに再度示します。

では、どうすれば高周波電圧を変圧器に印加できるか？



トランジスタはこちら側に移動してもよい。ただしPNP型→NPN型とする。

図12.16 昇降圧チョップ回路

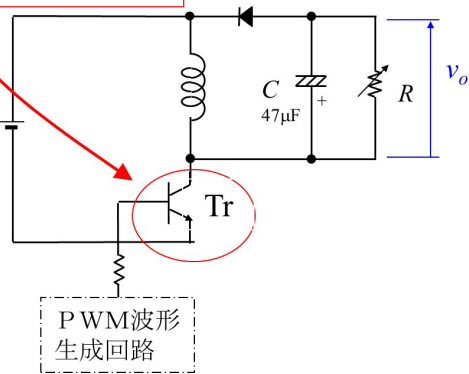
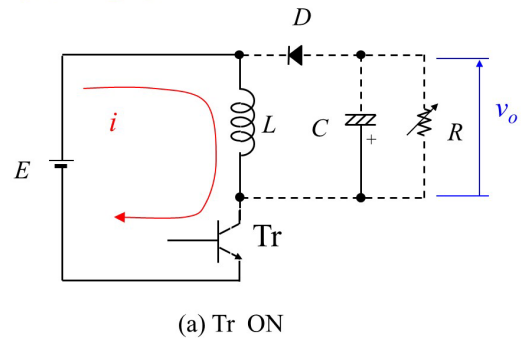
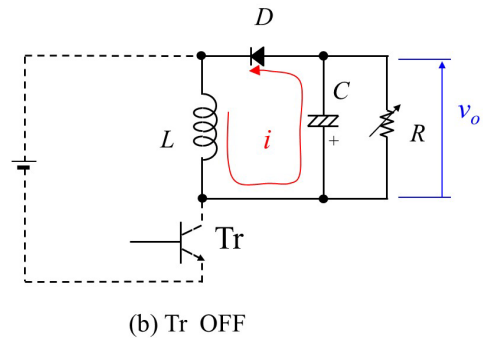


図12.17 昇降圧チョップ回路（変形回路）



(a) Tr ON



(b) Tr OFF

図12.18 昇降圧チョップ回路の動作

では、どうすれば高周波電圧を変圧器に印加できるかを見ていきましょう。

原理はチョップ回路です。図 12.16 は昇降圧チョップ回路の回路図です。図 12.17 のようにトランジスタの位置を移動させても、図 12.16 と同様の働きをします。このトランジスタのオン/オフ時の回路の動作の様子を図 12.18 に示します。トランジスタ Tr オン時には電源  $E$  からコイル  $L$ 、トランジスタ Tr を通して電流  $i$  が流れます。トランジスタ Tr オフ時には、コイル  $L$  に蓄えられた磁気エネルギーがコンデンサ  $C$ 、ダイオード  $D$  を通して放出されます。コイル  $L$  の磁気エネルギーは主にコンデンサ  $C$  の電気エネルギーに変換されます。チョップ回路の原理の詳細は拙著「パワーエレクトロニクスノート」コロナ社に詳述してあります。

原理の確認のための実験 (従来変圧器をコイルの代用とした)

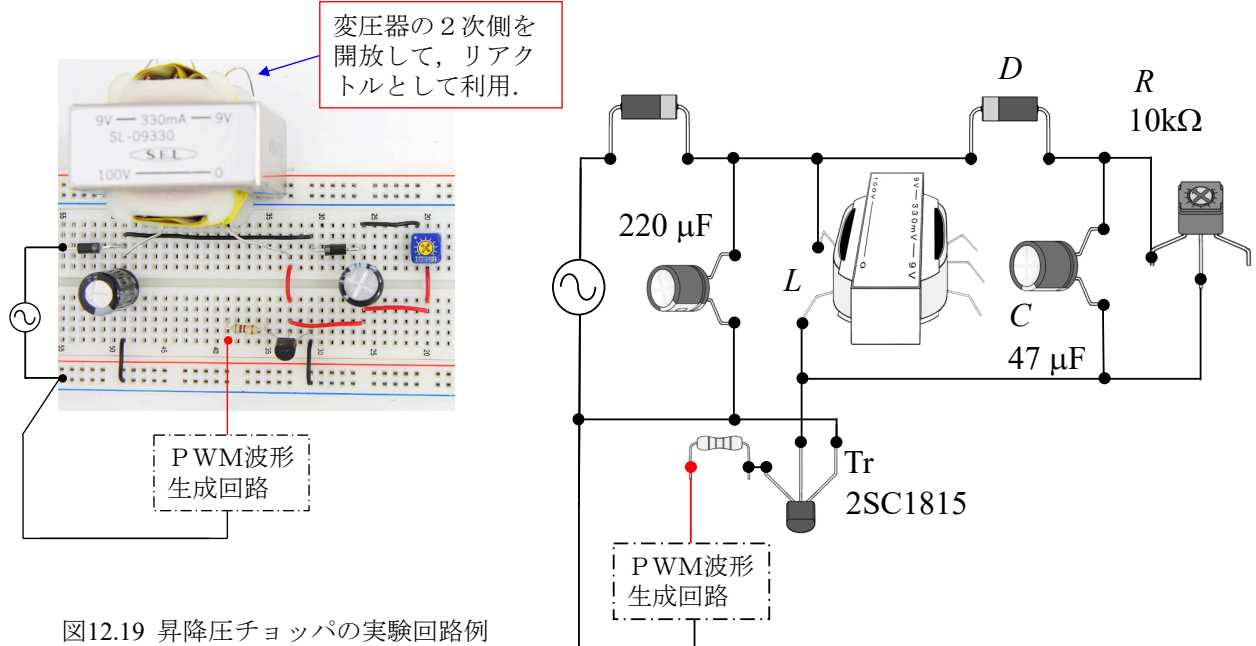


図12.19 昇降圧チョップの実験回路例

実験回路です. 原理の確認のための実験です. 図 12.1 の変圧器を用いて, 昇降圧チョップ回路を作ってみました. 変圧器の2次側は開放として, 変圧器をコイルLの代用としました.

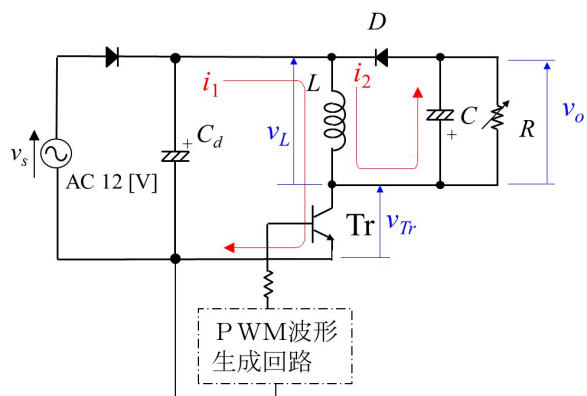


図12.20 昇降圧チョッパ回路

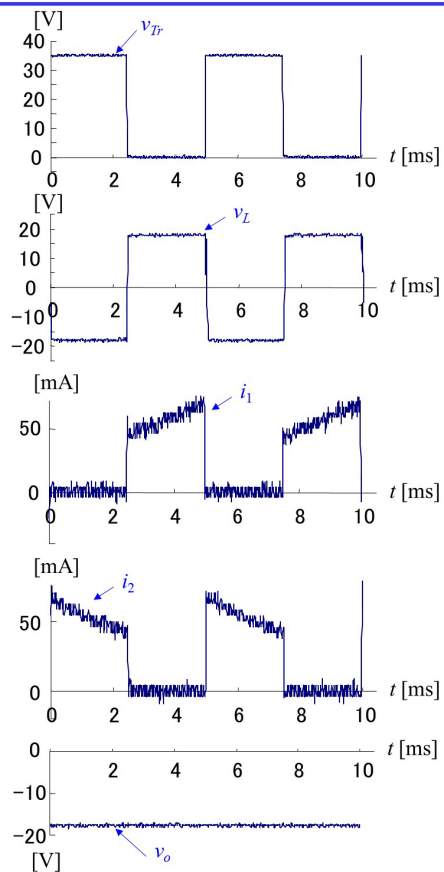


図12.21 昇降圧チョッパの実験波形例  
スイッチング周波数  $f_{sw} = 200$  [Hz]

各部の波形例です．トランジスタのスイッチング周波数  $f_{sw} = 200$  [Hz]でした．約 17 [V] ( $= 12$  [V]  $\times 1.41$ )の直流電圧からほぼ同電圧で極性の反転した直流電圧  $v_o$  が得られました．

スイッチングレギュレータの実験 (従来変圧器を代用とした)

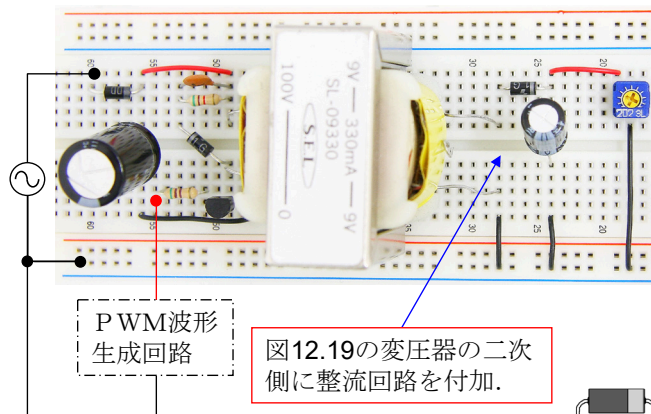
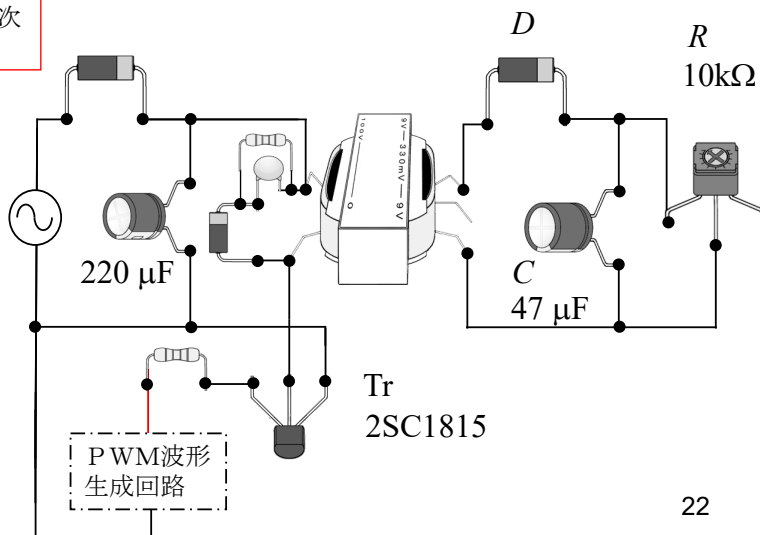
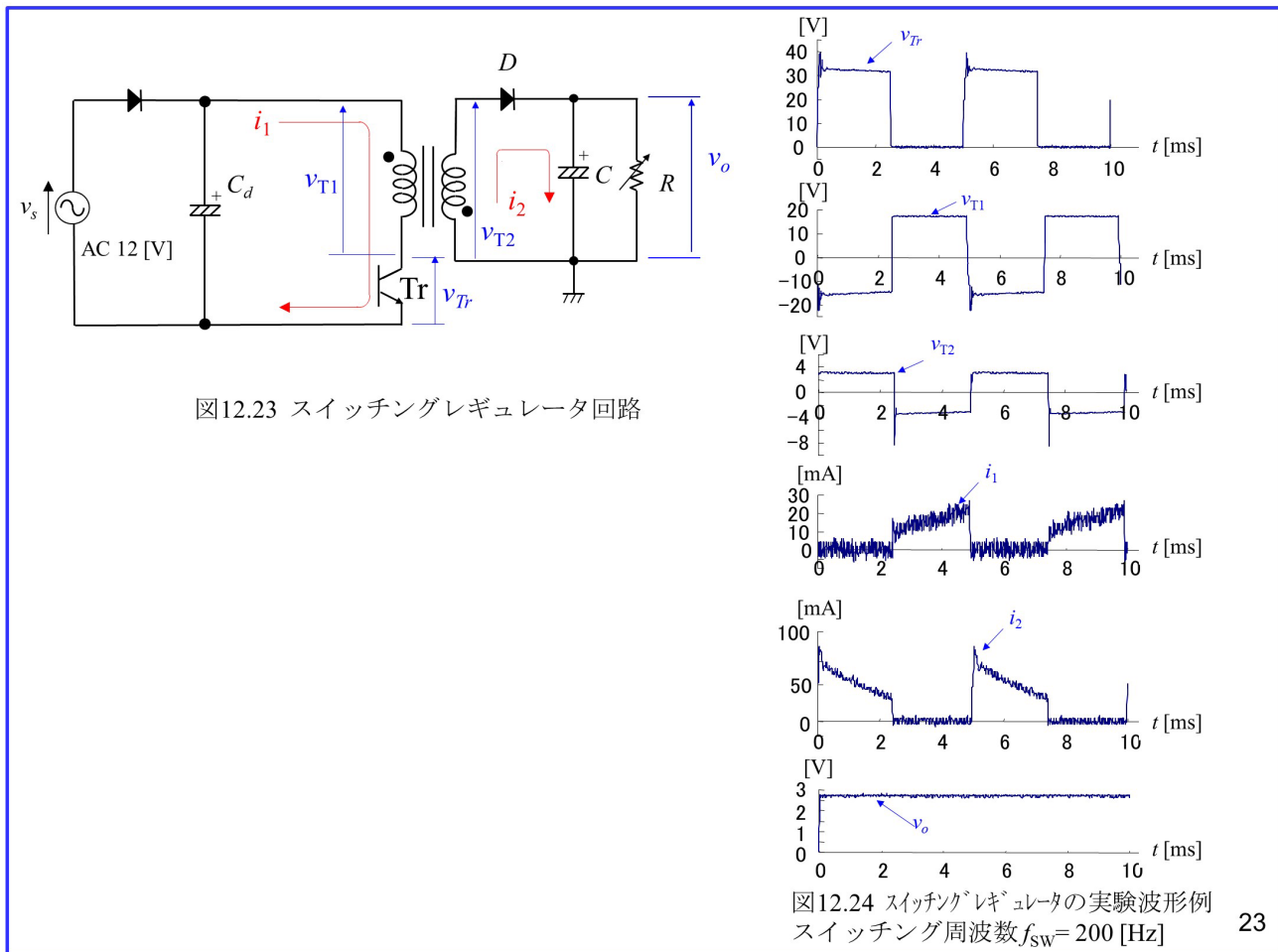


図12.22 スwitchingレギュレータの実験回路例



さて、いよいよ本題のスイッチングレギュレータです。原理の確認のための実験回路です。図 12.1 の従来型変圧器を用いて、スイッチングレギュレータを作ってみました。図 12.19 との主な違いは、出力側の  $D$ ,  $C$  の整流回路が変圧器の二次側に接続されている点です。二次側と一次側をつなぐ線は切り離されました。



スイッチングレギュレータの回路と各部の実験波形例です．基本的には図 12.21 の波形と同じです．変圧器の二次側電圧は 100:18 に変圧されていますので，図 12.21 の回路の出力電圧が 17 [V]程度であったのに対して，およそ 3 [V] (= 17×0.18) 程度の値となっています．

## 12.4 スイッチングレギュレータの理論

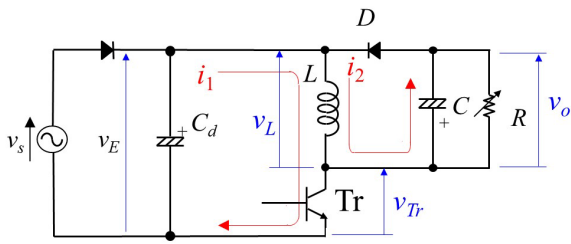
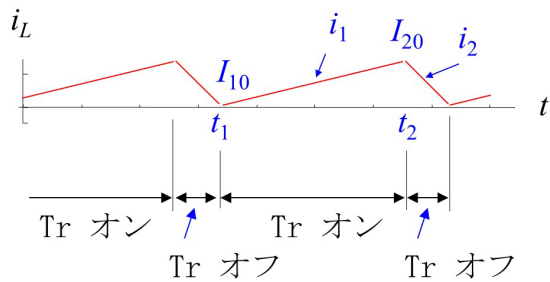


図12.25 昇降圧チョッパ回路



$$\text{通流率 } \delta = \frac{T_{ON}}{T_{SW}}$$

Tr オンのとき

$$i_1 = \frac{V_E}{L}(t - t_1) + I_{10}$$

$$\Delta I = I_{20} - I_{10} = \frac{V_E}{L} \delta T_{SW} \quad (12.1)$$

Tr オフのとき

$$i_2 = \frac{-V_o}{L}(t - t_2) + I_{20}$$

$$\Delta I = I_{20} - I_{10} = \frac{-V_o}{L} (1 - \delta) T_{SW} \quad (12.2)$$

$$\frac{V_E}{L} \delta T_{SW} = \frac{-V_o}{L} (1 - \delta) T_{SW}$$

$$V_o = \frac{-\delta}{1 - \delta} V_E \quad (12.3)$$

24

時刻  $t_1$  からトランジスタ Tr がオンし、 $t_2$  からオフしているとします。回路の抵抗分を無視して、トランジスタ・オン時には コイル  $L$  を流れる電流  $i_1$  は直線的に増加し、オフ時の電流  $i_2$  は直線的に減少すると近似すると、解析は簡単になります。時刻  $t_1, t_2$  における電流をそれぞれ  $I_{10}, I_{20}$  とすると、トランジスタ・オンの期間で(12.1)式が成立し、オフの期間で(12.2)式が成立します。両期間における電流の変化分が等しいとおくことで、電源電圧  $V_E$  と出力電圧  $V_o$  の関係が求められます。ただし、 $\delta$  はオン期間  $T_{ON}$  とスイッチング周期  $T_{SW}$  ( $= T_{ON} + T_{OFF}$ )の比です。

詳しくは、拙著「パワーエレクトロニクスノート」コロナ社 第5章 5.3 節の解説をご覧ください。



## 12.4 スイッチングレギュレータの理論

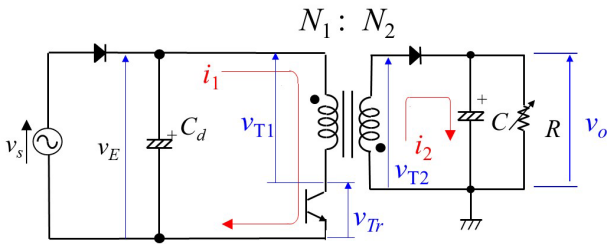


図12.26 スイッチングレギュレータ回路

Tr オンのとき

$$i_1 = \frac{V_E}{L}(t - t_1) + I_{10}$$

$$\Delta I = I_{20} - I_{10} = \frac{V_E}{L} \delta T_{SW} \quad (12.4)$$

Tr オフのとき

$$i_2 = \frac{V_o}{(N_2/N_1)^2 L}(t - t_2) + \frac{N_1}{N_2} I_{20}$$

$$\Delta I = \frac{N_1}{N_2}(I_{20} - I_{10}) = \frac{V_o}{(N_2/N_1)^2 L}(1 - \delta) T_{SW} \quad (12.5)$$

$$\frac{V_E}{L} \delta T_{SW} = \frac{V_o}{(N_2/N_1)^2 L}(1 - \delta) T_{SW}$$

$$V_o = \frac{\delta}{1 - \delta} \frac{N_2}{N_1} V_E \quad (12.6)$$

スイッチングレギュレータの理論は昇降圧チョップ回路の理論をそのまま適用できます。変圧器の巻き数比( $N_1 : N_2$ )の影響があることが異なります。一次側から変圧器を見たときのインダクタンス  $L$  は、二次側から見た場合巻き数比の逆数の2乗倍( $N_2/N_1$ )<sup>2</sup> $L$  となります。二次側の電流/電圧は、一次側の電流/電圧に対してそれぞれ巻き数比倍/逆比倍となります。

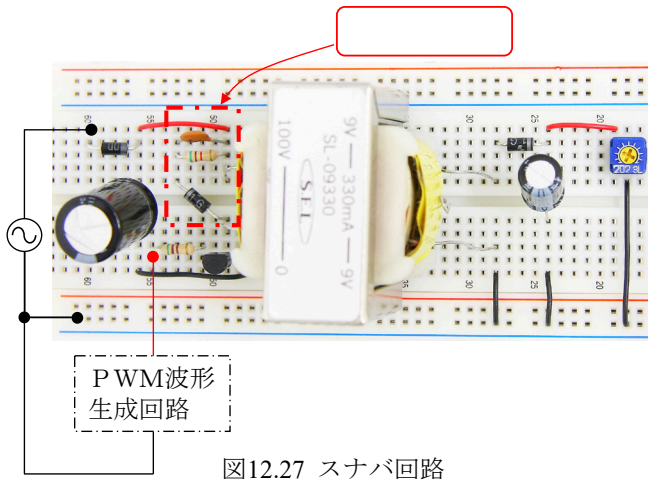


図12.27 スナバ回路

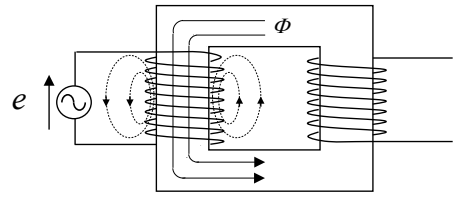


図12.29 変圧器の漏れ磁束

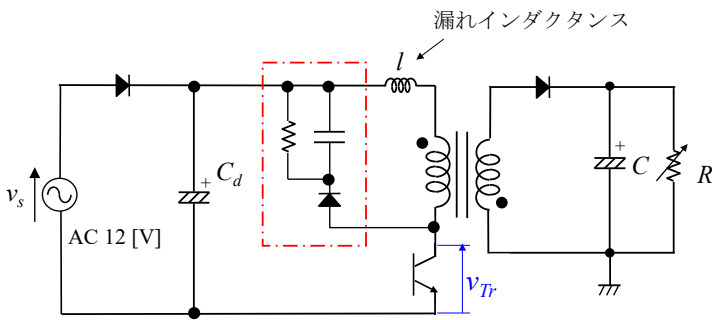


図12.28 スイッチングレギュレータ回路

スナバエネルギー

$$P_{sb} = \frac{1}{2} l i^2 \times f_{sw} \text{ [W]}$$

$l$ : 漏れインダクタンス[H]

$i$ : トランジスタのターンオフ時に

漏れインダクタンスに流れている電流[A]

$f_{sw}$ : スイッチング周波数[Hz]

スイッチングレギュレータと昇降圧チョップ回路のもう一つの違いはスナバ回路です。英語で snubber circuit です。電圧の急な跳ね上がりを抑える回路の意味です。図 12.27 の写真の四角で囲んだ部分がこの回路です。図 12.28 に回路図を示します。ダイオード  $D_s$ 、コンデンサ  $C_s$ 、抵抗  $R_s$  からなります。変圧器は漏れインダクタンス  $l$  を持ちます。漏れインダクタンスは、図 12.29 に示すように一次側巻き線のみ鎖交し、二次側巻き線を通らない磁束による性質を表します。この、スナバ回路は、インダクタンスの磁気エネルギー  $(1/2) l i^2$  を吸収して、トランジスタがオフとなった瞬間の変圧器一次側両端の電圧の跳ね上がりを抑える働きをします。

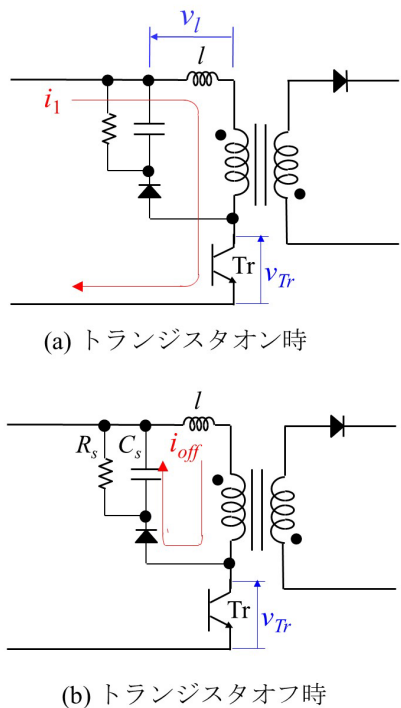
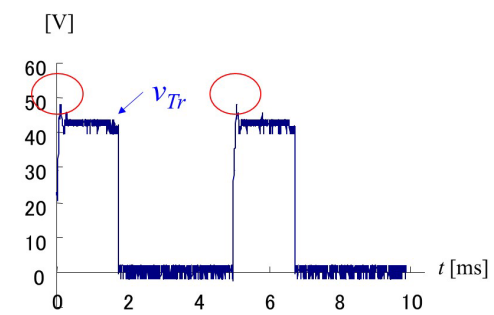
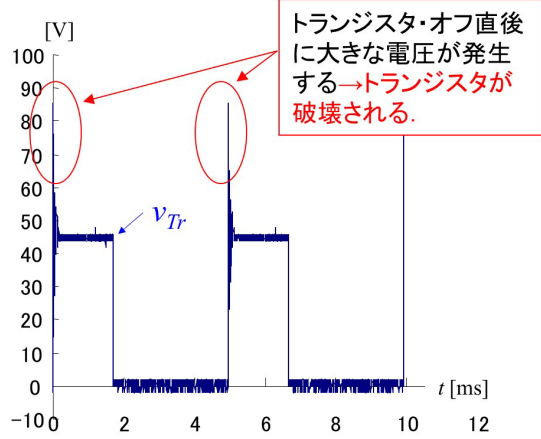


図12.30 スナバ回路の動作



(a) スナバ回路有り



(b) スナバ回路無し

図12.31 トランジスタのコレクタエミッタ間電圧

図 12.30 にスナバ回路の動作を示します。トランジスタ・オン時に漏れインダクタンス  $l$  に蓄えられた磁気エネルギーにより、トランジスタ・オフ時にはスナバ回路に電流  $i_{off}$  が流れ込みます。 $l$  の磁気エネルギーはコンデンサ  $C_s$  に静電エネルギーとして蓄えられます。 $C_s$  に蓄えられた静電エネルギーは抵抗  $R_s$  を通して放電されます。

もし、このスナバ回路がなかったとしたら、どのようなことが起きるのでしょうか？図 12.31 に実験結果を示します。同図(a)は、図 12.27 の回路におけるスナバ回路ありの場合のトランジスタ  $Tr$  の両端電圧  $v_{Tr}$  です。次にこの回路からダイオード  $D_s$  を抜いてみました。同図(b)がその結果です。トランジスタ・オフの直後にトランジスタ  $Tr$  の両端電圧は大きく跳ね上がっています。

トランジスタ・オン時の電流  $i_1$  とインダクタンス  $l$  の両端電圧  $v_l$  には

$$v_l = l \frac{di_1}{dt}$$

の関係があります。  $Tr$  がオフする時に電流  $i_1$  は急激に減少し、その微分値である  $v_l$  はトランジスタの両端電圧  $v_{Tr}$  を跳ね上げる方向にとても大きくなります。

実際の回路でこのようなことが起きては、トランジスタは破壊されてしまいます。スナバ回路は  $Tr$  がオフする時の電流  $i_1$  のバイパス経路であり、電流の急激な減少を抑える働きをします。

## 12.6 (本格的) スイッチングレギュレータ (おまけ)

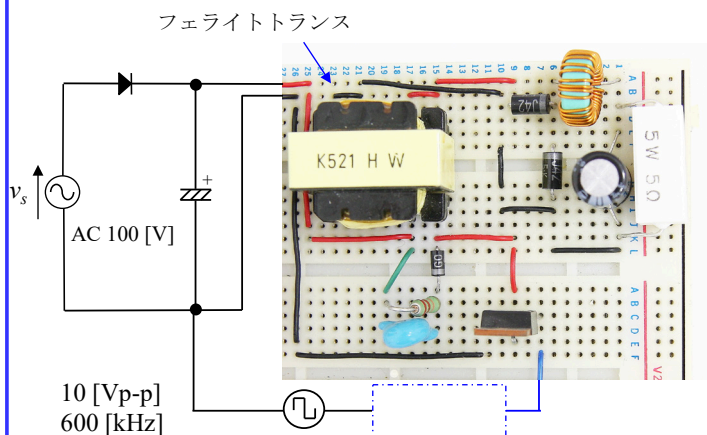


図12.32 スイッチングレギュレータの実験回路例

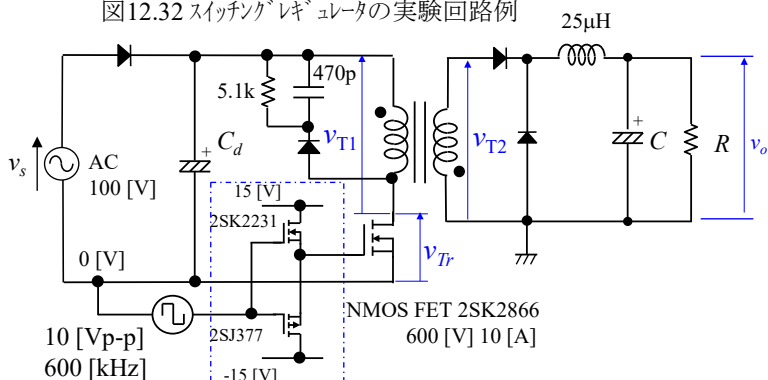


図12.33 スイッチングレギュレータの回路

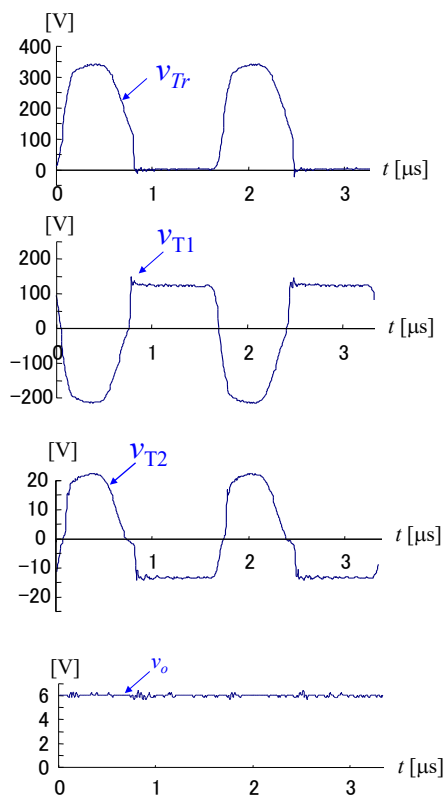


図12.34 スイッチングレギュレータの実験波形例  
スイッチング周波数  $f_{sw} = 600$  [kHz]

最後に実用レベルのスイッチングレギュレータの試作例を紹介します。市販の入力 AC 100 [V]、出力 DC 5 [V]、3 [A]のスイッチングレギュレータ (300 円の特価品) を分解してブレッドボード上に再構築してみました。トランジスタの両端電圧は 300 [V]を超えていて少し危険です。気をつけて試してみてください。筆者は何度もしびれて、指先の皮膚を少し焦がしました。楽しい作業でした。

2008年5月

著者： 古橋 武  
名古屋大学名誉教授(2020年4月より)  
furuhashi.takeshi at gmail.com