

研究ノート

超高解像度ディスプレイモニタ用 水平ドライブ回路

富山職業訓練短期大学校 原 一之

Horizontal Drive Circuit for High Resolution Colour Monitor.

Kazuyuki Hara

要 約 近年のパーソナルコンピュータの普及と機能向上には目覚ましいものがある。高解像度グラフィックスの分野でもパーソナルコンピュータが使用されるようになり、従来のような専用機でなく、いろいろな解像度に対応できる高精細な多機能ディスプレイが求められている。

このようなディスプレイにおいては種々の解像度に対応させるため、水平偏向周波数を連続的に変えることが考えられるが、周波数範囲が広くなり、かつ高周波化してくると現在の水平出力トランジスタのドライブ方法では対応できなくなる。そこで本文ではまず周波数を連続して変えたときの水平出力トランジスタのドライブ回路に生じる問題点を挙げ、その解決案を3つ提案する。これらの回路は理論的に問題点を解決でき、かつ実験によりその有用性を確かめた。

I はじめに

近年パーソナルコンピュータの普及と機能向上により、高解像度グラフィックスの分野でもパソコンが使用されている。この分野では種々の解像度が用いられるため特定の解像度に対応する専用機ではなく、低解像度から超高解像度まで対応できるディスプレイモニタが要望されている。本文では各種解像度に対応できるディスプレイモニタに用いる水平ドライブ回路を提案する。

II 水平ドライブ回路

1. 水平ドライブ回路の位置付け

本文では20インチカラーCRT (Cathode Ray Tube) ディスプレイモニタを想定する。図2-1に水平偏向回路の原理図を示す。この回路は偏向ヨーク L_{DY} と共振コンデンサ C_p の共振現象を利用して供給電源 V_{CC} のエネルギーを電磁エネルギーに変換しながら L_{DY} に鋸歯状電流 i_{DY} を流す。 i_{DY} はCRTのカソードから放出された電子を左右に電磁偏向する。図中のTR：出力トランジスタおよび D_p ：ダンパーダイオードは水平周期の半分ずつを交互

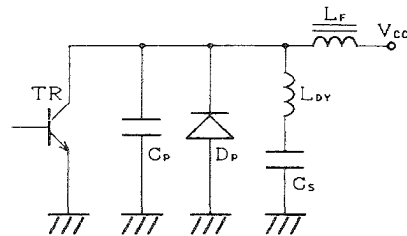


図2-1 水平偏向回路

にオンして鋸歯状電流を流す。 L_p はチョークコイル、 C_s はS字補正用コンデンサである。本文で取り上げる水平ドライブ回路は図中のTRを駆動する回路である。

2. 回路動作

水平ドライブ回路はドライブトランス駆動回路、ドライブトランス、出力トランジスタドライブ回路で構成される。以下、本文で提案するドライブ回路の基本動作を説明する。図2-2に水平ドライブ回路を示す。

2-1) ドライブトランス駆動回路

本回路は図中の TR_2 、 TR_3 、 TR_4 、等からなっている。この回路は、水平発振回路の出力である水平ドライブ信号でドライブトランスを駆動する。

2-2) ドライブトランス

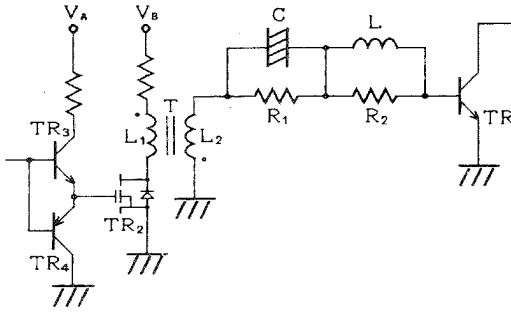


図 2-2 水平ドライブ回路

ドライブトランスTは電流ドライブ素子である水平出力トランジスタを駆動するため、電圧ドライブである水平ドライブ信号を電流ドライブに変換する電圧-電流変換器である。巻線の極性は逆極性になっており、ON-OFF方式のスイッチング回路になっている。

2-3) 出力トランジスタドライブ回路

この回路はドライブトランスの2次側回路であり、出力トランジスタに適切なベース電流を供給する。2つの抵抗 R_1 、 R_2 、電解コンデンサC、インダクタンスLからなっている。

順方向ベース電流の大きさを決める要素はドライブトランスの2次側インダクタンス L_2 、抵抗 R_1 、 R_2 である。

電解コンデンサCはスピードアップコンデンサであり、ドライブトランジスタ TR_2 がOFFした時に2次側の突入電流をCに流すことにより順方向ベース電流の立ち上がりを早くしている。

また、インダクタンスLはトランジスタがOFFする時の逆方向ベース電流の時定数を調節し、ベースに蓄まった少数蓄積電荷を素早く減少させるのに寄与している。

3. 水平偏向周波数と解像度

水平偏向周波数と画面垂直方向の解像度の関係は、垂直偏向周波数をA (Hz)、水平偏向周波数をF (Hz)、垂直の帰線期間をk (sec)、解像度をR (本)とすると次式で与えられる。

$$R = F (1/A - k) \tag{2-1}$$

したがって、解像度は水平偏向周波数に比例する。

本文では垂直のフリッカ・レス周波数を56Hz、垂直の解像度は860本まで、帰線期間を0.5msとしたため、水平偏向周波数は50kHzを上限とした。

また、偏向周波数の下限は20kHzとした。

水平方向の解像度はビデオ出力回路の周波数特性と水平偏向周波数により決まるのでここでは論議しない。

III 問題点

固定偏向周波数用ドライブ回路を周波数20~50kHzの範囲で用いたときの問題点について論議する。

1. 高い偏向周波数用と低い偏向周波数用ドライブ回路の特性の比較

低い周波数用、例えば20kHz用では出力トランジスタのコレクタ電流の立ち上がり時間は0.8~0.5 μ s、ON時間は25 μ s、蓄積時間8 μ sぐらいである。

これに対して50kHz用に設計された場合、出力トランジスタのコレクタ電流の立ち上がり時間は0.15~0.2 μ s、ON時間が8 μ s、蓄積時間も2~3 μ sである。これらの特性を得るため、ベース電流は低い偏向周波数用のドライブ回路より少なめに設計される。

2. 低い偏向周波数用に設計されたドライブ回路の場合

低い偏向周波数用のドライブ回路は、高い偏向周波数用のものに対して、設計時のコレクタ電流の立ち下がり時間が3倍から5倍も遅い。よってそのままの回路で高い偏向周波数を加えれば、スイッチング損失は増大し、熱破壊に至る。図3-1に説明図を示す。

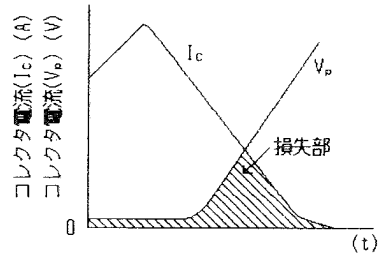


図 3-1 スイッチング損失説明図

また、蓄積時間が高い偏向周波数用のものに対して2倍から4倍あり、それが高い偏向周波数時の水平出力トランジスタのON時間と同じくらいになるので、トランジスタのON-OFF時間が水平周期内におさまらなくなる。よって高い偏向周波数を低い偏向周波数用のドライブ回路で駆動することはできない。

一方、低い偏向周波数でのコレクタ電流の立ち下がり時間および蓄積時間を高い偏向周波数用のドライブ回路のものと同等にたととしても、設計周波数の2倍以上高い偏向周波数を加えた場合、水平出力トランジスタのON期間が設計時の半分以下になるため、ベース電流が2倍以上になり、蓄積効果が顕著になる。この時、出力トランジスタのコレクタ電流 I_c の立ち下がり時間が極端に遅くなりスイッチング損失が増大するため、熱破壊に至る。スイッチング損失とは出力トランジスタのコレクタ電流の立ち下がりとコレクタ電圧の立ち上がりの重なり部分に

発生する損失である。

3. 高い偏向周波数用に設計された回路の場合

高い偏向周波数用のドライブ回路のまま水平偏向周波数を下げると、出力トランジスタのON時間が偏向周波数に比例して長くなるため、ドライブトランスの一次側に加えられるエネルギーを一定とした場合、ベース電流が減少し、出力トランジスタを十分飽和させられなくなる。するとコレクタ・エミッタ飽和電圧が上昇してスイッチング損失が増大し、熱破壊を引き起こす。

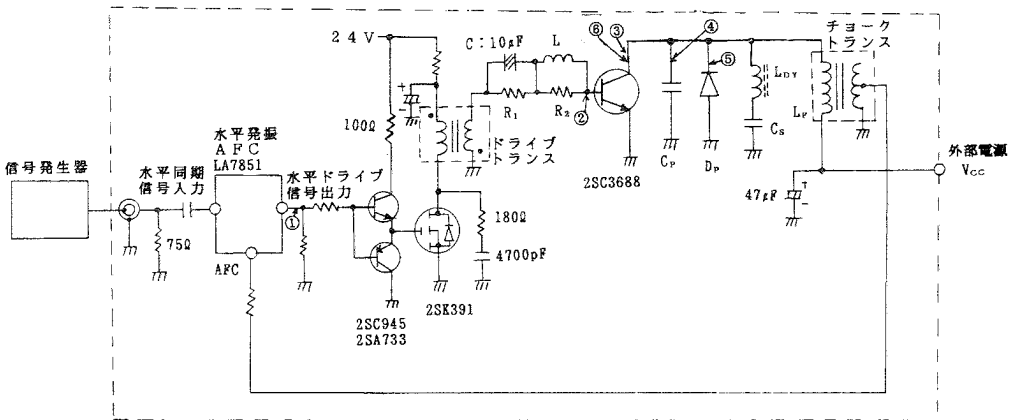
また、コレクタ・エミッタ飽和電圧が上昇すると偏向に使用される電源電圧が下がったのと等価になるため、偏向電流が減少する。この影響は特にコレクタ電圧の立ち上がり部分で顕著となるため画面右端が縮んで見える。

一方、トランジスタが十分に飽和していないと周囲温度の変化に対する電流増幅率 (h_{FE}) の変化が大きいので、温度によりトランジスタの飽和状態が変わってしまう。例えば今回使用したトランジスタ、2SC3688 (三洋電気製) では温度が高いとき h_{FE} が低くなり、温度が低いとき高くなる。よってトランジスタが十分に飽和していないと周囲温度が高いときにはさらに飽和が浅くなり、熱破壊の可能性が高まる。

4. 問題点のまとめ

以上のように水平偏向周波数が高くなると出力トランジスタのスイッチング損失、蓄積時間が問題となるが、低い周波数では出力トランジスタがONする時のコレクタ・ベース飽和電圧 $V_{CE(sat)}$ が問題となり、スイッチング特性、蓄積時間はそれほど問題とならない。

図4-1 実験回路図



図中のまるで囲まれた番号は図4-2の各波形に対応する。

このように、偏向周波数により出力トランジスタのドライブ条件が異なるため、固定偏向周波数用に設計されたドライブ回路で20kHz から50kHzを駆動することはできない。

IV 問題点解決のための検討

これらの問題点を解決するためにドライブトランス、ドライブ回路に要求される特性、それを満足するための各パラメータの与え方について検討する。

なお、検討に用いた実験回路および各部の波形をそれぞれ図4-1、4-2に示す。

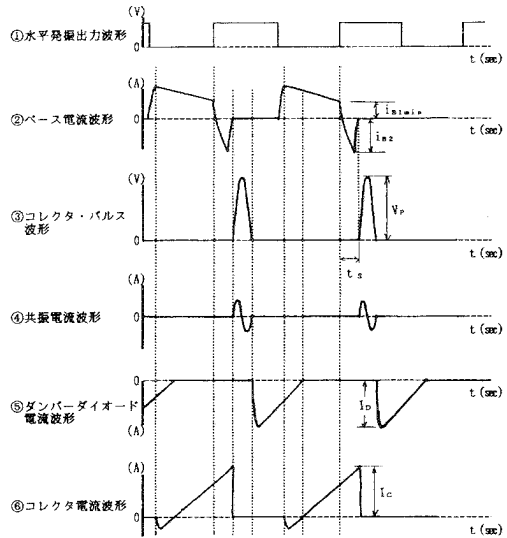


図4-2 実験回路の各部波形タイミング図

注1 ベース電流波形はベースに流れ込む方向を正とする。

注2 コレクタ電流波形・ダンパダイオード波形・共振電流波形は偏向ヨークから流れ出す方向を正とする。

1. ドライブ条件

水平出力トランジスタのコレクタ電流の最大値を i_{cmax} 、順方向のベース電流の最小値を i_{B1min} とするとその比、オーバードライブ係数：Kは次式を満足しなければならない。

$$K \leq i_{cmax} / i_{B1min} \quad (4-1)$$

一般にKは出力トランジスタの規格、最小電流増幅率 h_{FEmin} を用いるが、本文では I_{cmax} を $6A_p$ とし、式(4-1)の範囲で良好な直線性が得られ、熱損失の少なくなるような I_{B1min} を実験的に求めた。50kHzでは $1.0A_p$ 、20kHzでは $1.2A_p$ とした。

2. ドライブトランスの検討

2-1) 要求される特性

問題点の内、ドライブトランスにより解決できる問題点は偏向周波数による i_{B1min} の変化を小さくすることである。これについて以下検討する。

2-2) ドライブトランスの代表的なパラメータ

- ① 1次側巻線のインダクタンス： L_1
- ② 2次側巻線のインダクタンス： L_2
- ③ 巻線比： n
- ④ ギャップ長さ
- ⑤ 2次側巻線の抵抗分

これらのパラメータは出力トランジスタのドライブ条件を最適にするための2次側順方向ベース電流 i_{B1} 、2次側ベース逆電流 i_{B2} を満足するように決定される。

2-3) 2次側順方向ベース電流の検討

2次側順方向ベース電流は出力トランジスタがON時に十分飽和させるための電流であり、スイッチング特性を決定する。

文献(1)によれば、最小2次側順方向ベース電流 i_{B1min} は次式で与えられる。

$$i_{B1min} = \frac{\gamma \cdot V_B \cdot t_1}{L_1} (n+1) \cdot \exp \left\{ -\frac{(n+1)^2 R_g}{L_1} t_{ON} \right\} \quad (4-2)$$

ここで V_B ：ドライブトランス1次側の電源電圧、 t_1 ：2次側順方向ベース電流の立ち上がり時間、 t_{ON} ：出力トランジスタのON時間、 R_g ：出力トランジスタのON抵抗、2次側巻線の抵抗分、およびベース回路の R_1 、 R_2 を加えたもの、 γ ：実験的に求めた2次側電圧の比例定数である。

また、 i_{B1min} が最大になる条件は、式(4-2)より

$$n = \sqrt{\frac{L_1}{2 \cdot t_{ON} \cdot R_g}} - 1 \quad (4-3)$$

となる。よって式(4-3)を満足するような n 、 L_1 を求

め、ドライブ条件にあった i_{B1min} が得られるよう、実験的に補正して定数を決定する。

2-4) 2次側逆方向ベース電流の検討

逆方向ベース電流は1次側ドライブトランジスタのON時に出力トランジスタのベースからドライブトランスの方向に流れる電流で、次の2つの効果がある。

- ① 出力トランジスタのON時期に順方向ベース電流が流れたことにより生じたベース・エミッタ間の少数蓄積電荷を減少させてトランジスタを早くOFFさせる。
- ② 出力トランジスタに逆バイアスをかけることにより、トランジスタの立ち下がり時間を早くする。

逆方向ベース電流を表す式は与えられていないが、経験的に次の関係が与えられる。

$$i_{B2} \propto 1/L_2 \quad (4-4)$$

よって L_2 は小さいほうが望ましい。式(4-3)の条件内で L_2 が最小の値を取るよう決定する。

また、ドライブトランスの2次側インダクタンスの飽和については、順方向ベース電流では飽和せず、逆方向ベース電流によって飽和するようにし、 i_{B2} がなるべく大きく取れるようにする。飽和特性はギャップの長さ、コアサイズ、コア断面積等を変えて調節する。

3. ドライブ回路の検討

高い偏向周波数では、出力トランジスタのスイッチング損失が偏向回路の主な損失となる。したがって、高い偏向周波数時にスイッチング損失が最も小さくなるようスピードアップコンデンサC、インダクタンスL、抵抗 R_1 、 R_2 の定数を決めた。次いで低い偏向周波数時にドライブ条件を満たす2次側順方向ベース電流を得るよう回路構成を検討した。

IV節1、2での検討結果より問題点解決の方法として次の4つが挙げられる。

- a. ベース回路の時定数
- b. ドライブトランス1次側の電源電圧
- c. ドライブトランスの2次側の巻数
- d. ドライブ信号のON-OFF比

以下、aとd、bとd、cとdの組合せについて検討する。

3-1) ベース回路の時定数を変える方法

図4-3に回路構成を示す。出力トランジスタのON時の2次側順方向ベース電流を決める要素はドライブトランスのインダクタンス L_2 、 R_1 および R_2 である。本方法では R_1 を変化させることにより、問題点を解決している。具体

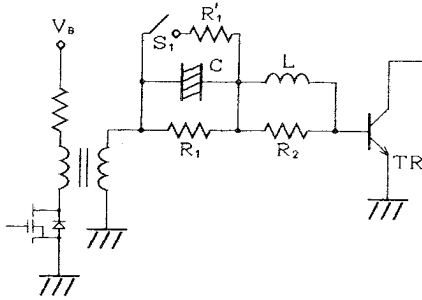


図 4-3 ベース回路の時定数を変える方法

的には、偏向周波数が20kHzから35kHzまではスイッチ S_1 がONし、35kHzから50kHzではOFFする。これにより、 i_{Bmin} 減衰特性を変えている。パラメータとして R_1 を選んだ理由としては次のものが挙げられる。

① R_1 は C に対して十分に大きく取る必要がある。これは R_1 が C に対して小さいと C のスピードアップコンデンサとしての効果が無くなるためである。しかし、スピードアップコンデンサが必要となる偏向周波数は30kHz以上であり、20kHz近辺では必要ない。よって、低い偏向周波数時に順方向ベース電流を増やすために R_1 をパラメータとしても問題はない。

② 出力トランジスタが良好なコレクタ電流 I_c の立ち下がり特性を得るためには、 R_2 は L のインピーダンスに対して10倍程度必要である。 R_2 と L のインピーダンスが同程度の場合、電流が抵抗の方にも流れるため L の効果が無くなり、立ち下がり特性が悪化する。実験にて確認した結果、本回路で問題点を解決するには L に対して R_2 の抵抗値を L のインピーダンスと同程度にする必要があった。よって R_2 はパラメータとして採用しなかった。

③ L のインピーダンスおよび C のキャパシタンスは2次側ベース電流の立ち上がり特性、出力トランジスタの I_c の立ち下がり特性を決定する定数なのでパラメータとすることができない。

3-2) ドライブトランス1次側電源電圧を変える方法

図 4-4 に回路図を示す。この方法では1次側の電源電圧 V_B を変えることにより1次側電流 i_1 を変え、2次側

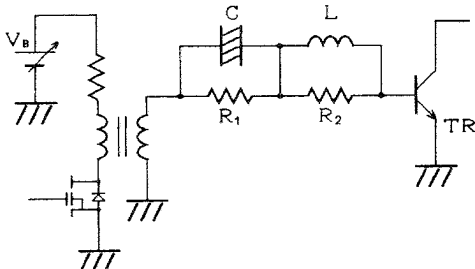


図 4-4 ドライブトランス1次側電源電圧を変える方法

順方向ベース電流 i_{B1} を制御する。水平偏向周波数の変化に対して i_{Bmin} が一定となる条件として、式 (4-2) で $i_{Bmin} = P$ とおいて次式を得る。

$$V_B = \frac{P \cdot L_1}{\gamma \cdot t_1 (n+1)} \cdot \exp \left\{ \frac{(n+1)^2 R_g}{L_1} t_{on} \right\} \quad (4-5)$$

よって式 (4-5) を満足するように電源電圧 V_B を変えれば i_{Bmin} は一定に保てる。

3-3) ドライブトランスの2次側の巻数を変える方法

2次側順方向ベース電流 i_{B1} を決定する要素の1つにドライブトランスの2次側の巻数がある。

式 (4-2) は、巻数比を変えると i_{Bmin} が変化することを示している。ただし、 i_{B2} は L_2 によりほぼ決定されるので、むやみに変えることはできない。つまり、 L_2 を大きくすると、 i_{B2} が小さくなりトランジスタのON期間にベースに蓄まった少数電荷を素早く減少させられなくなるので、スイッチング損失が増加するからである。

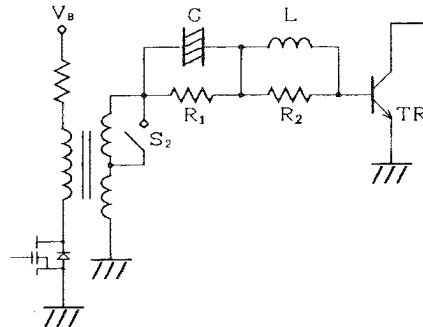


図 4-5 ドライブトランス2次側巻数を変える方法

本方法では上記の問題点を考慮に入れて巻線比を変えている。

偏向周波数が高いとき、つまりトランジスタのON時間が短いときはスイッチング損失がトランジスタの主な損失となるため L_2 を小さくし、十分に早くトランジスタがOFFするようにする。

また、偏向周波数が低いとき(トランジスタのON時間が長いときには、トランジスタの損失におけるスイッチング損失の割合が少なく、損失自体が小さいので問題とならないため、 L_2 を大きくし、 i_{Bmin} が大きく取れるようにする。

本方法では偏向周波数が高いとき、 $n=10$ とし、偏向周波数の低いときは $n=5, 6$ となるようにした。

V 結果

図 5-1 から図 5-3 に3つの問題点解決案を実施したときの順方向ベース電流対偏向周波数を示す。本文で

はIV節の検討結果より2次側ベース回路の各定数は、 $R_1 = 5.6\Omega$ 、 $R_2 = 6.8\Omega$ 、 $L = 6.8\mu\text{H}$ 、 $C = 10\mu\text{F}$ とした。

ドライブトランスはIV節2での検討結果より、1次側のインダクタンス 3.6mH 、2次側インダクタンス $115\mu\text{H}$ 、ギャップ $50\mu\text{m}$ 、コアはEI22フェライトコアを用いた。

ドライブ信号のON-OFF比は20kHzから35kHzでは50%、35kHzから50kHzでは40%とした。ドライブ信号のON-OFF比の切り替え周波数は35kHz付近で、幅約1kHzの範囲に対して、0.5kHzづつのはステリシス特性を持たせ、切り替え点での誤動作を防いでいる。

1. ベース回路の時定数を変える方法

図5-1に実施時の順方向ベース電流対水平偏向周波数を示す。本方法では20kHz時に十分ドライブさせるため R_1 を 0.75Ω とした。同図より、問題点は解決している。

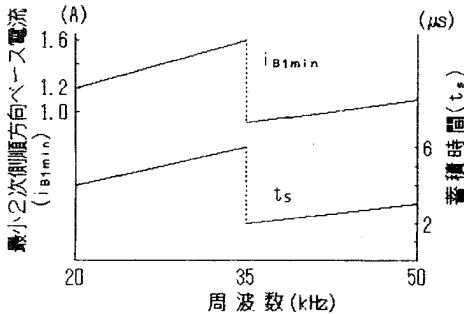


図5-1 ベース回路の時定数を変える方法

一方、35kHzから30kHzでは、 i_{B1min} がオーバードライブ条件より大きくなっている。これは、20kHzでドライブ条件を満足するように R_1 の定数を決めためである。しかし、 i_{B1min} が大きくなったことによる極端な発熱は認められなかった。

2. ドライブトランス1次側電源電圧を変える方法

図5-2に結果を示す。この方法では式(4-5)の関

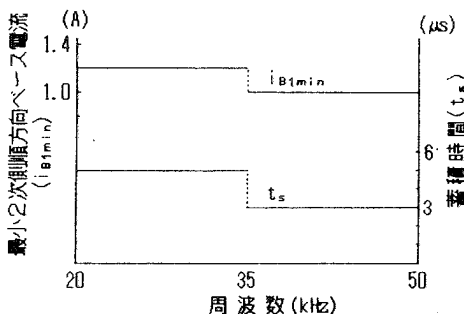


図5-2 1次側電源電圧を変える方法

係を保つように V_B を変えるため、20kHzから35kHz、35kHzから50kHzの周波数帯で目標の i_{B1min} が得られた。また、蓄積時間もほぼ目標値となった。

3. ドライブトランス2次側巻数を変える方法

図5-3に結果を示す。偏向周波数が35kHzの時、図4-3のスイッチ S_2 により巻数を切り替えている。図5-3よりほとんどの周波数範囲では問題点を解決できるが、35kHzから40kHzでは i_{B1min} が $1 A_p$ より小さくなっている。これは高い周波数時、2次側の巻数を小さくするため、 i_{B1min} の傾きが大きくなったからである。

また、30kHzから35kHz蓄積時間が大きくなっているが、この周波数帯では問題とならない。

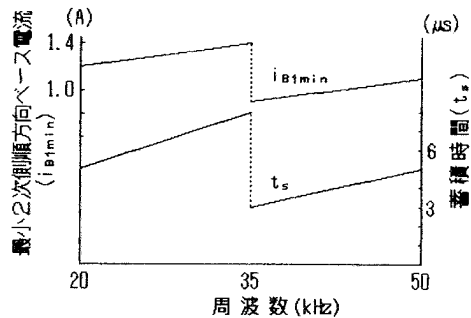


図5-3 2次側巻数を変える方法

VI 結論

IV節にて提案した方法はどれも問題点を解決できるが、その損失を比較すると表6-1のようになる。表より、回路構成が簡単でかつ欠点が少ないことからベース回路の時定数を変える方法が優れている。また、1次側電源電圧を変える方法は回路方式がやや複雑であるが連続的に制御できる利点を持つ。ドライブトランスの2次側の巻数を変える方法は、回路構成が簡単であるがドライブトランスの構造が特殊になる、という欠点がある。

表6-1 各方式の比較表

方法	利点	欠点
ベース回路の時定数を変える。	回路構成が簡単である。	連続制御にならない。
1次電圧を変える。	連続制御ができる。	回路構成が複雑である。
2次巻線の巻数を変える。	回路構成が簡単である。	連続制御にならない。 ドライブトランスが特殊な構造となる。

Ⅶ 今後の課題

今後の課題として次のものが挙げられる。

- ①より高解像度化を実現するため、水平偏向周波数74kHz程度を駆動するドライブ回路の開発
- ②ドライブトランス2次側回路の単純化
- ③出力トランジスタのON時の動作解析
- ④ドライブトランスの動作解析におけるリーケージインダクタンスの扱い
- ⑤2次側逆方向ベース電流の実験式の確立

参考文献

- (1) 株式会社 日立制作所 電子事業部：テレビ水平励振回路の設計法