

# 調相結合トランスの他励式ドライブについて

6/25/1999

Technolium

## 調相結合トランスの他励式ドライブについて

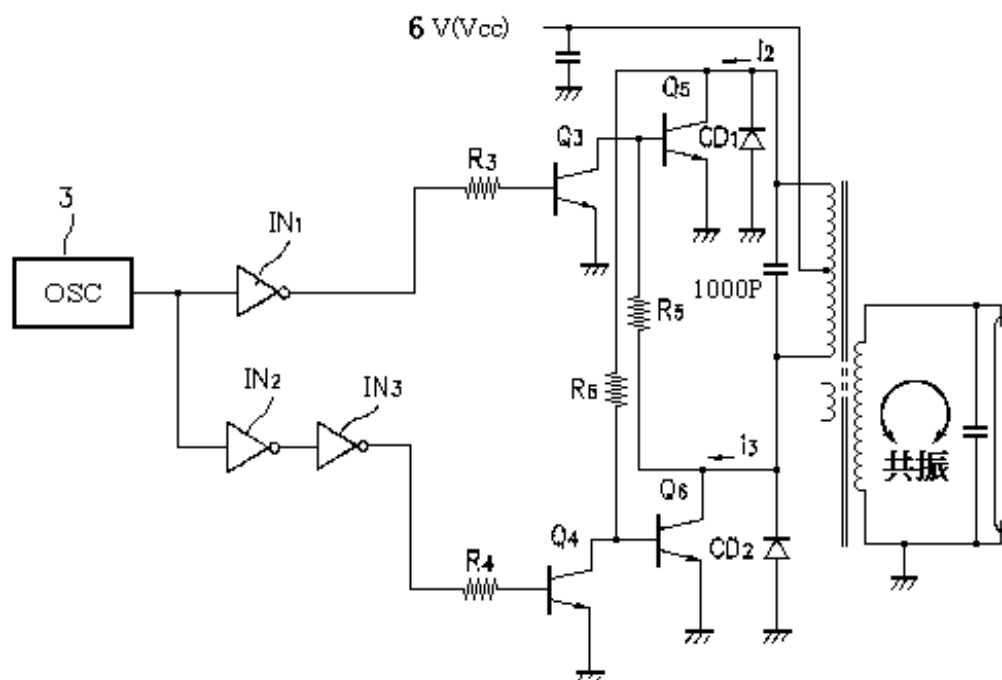


図 1 他励式ドライブ参考回路(調光は周波数調光)

### 1. 他励式ドライブ回路の例

図 1 に他励式ドライブ回路の一例を示します。(この回路は基本回路ですので、調光、管電流フィードバックその他は別に考えてください)

この回路でドライブすると非常に安定で、また、同じトランスでも 50%以上大きなパワーが変換できます。

その結果、調相結合トランスの特長を最大限に引き出すことができます。

### 2. コレクター共振回路ではパワーが出ない

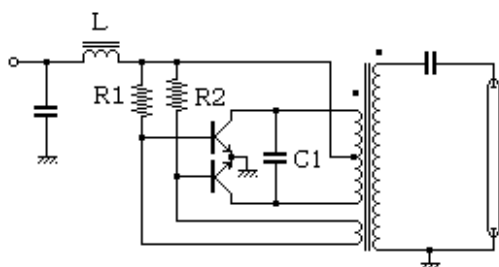


図 2 コレクター共振回路

コレクター共振回路は一般的な回路で実績がありますが、この回路はトランスの潜在能力を有効に利用しているとはいえません。

長い間使われてきたコレクター共振回路のためにトランスは発熱し、インバータの変換効率を低くする原因になっていました。

主な原因は、コレクター共振回路の巻線に流れる共振電流の影響によるものと、理想的な周波数でドライブできないことによるコアロスの増大にあります。

トランスの理想的なドライブ周波数は、液晶バックライト (LCD パネル) を取りつけて実際に冷陰極管を点灯させた状態で測ります。

図 3 は、トランスの理想的なドライブ周波数を求めるための測定装置で、図 4 はその装置によって測定した結果です。

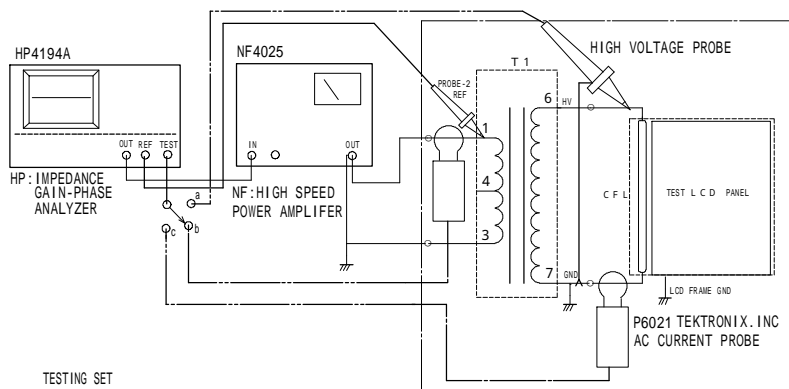


図 3 共振点測定装置

### 入力電流／入力電圧

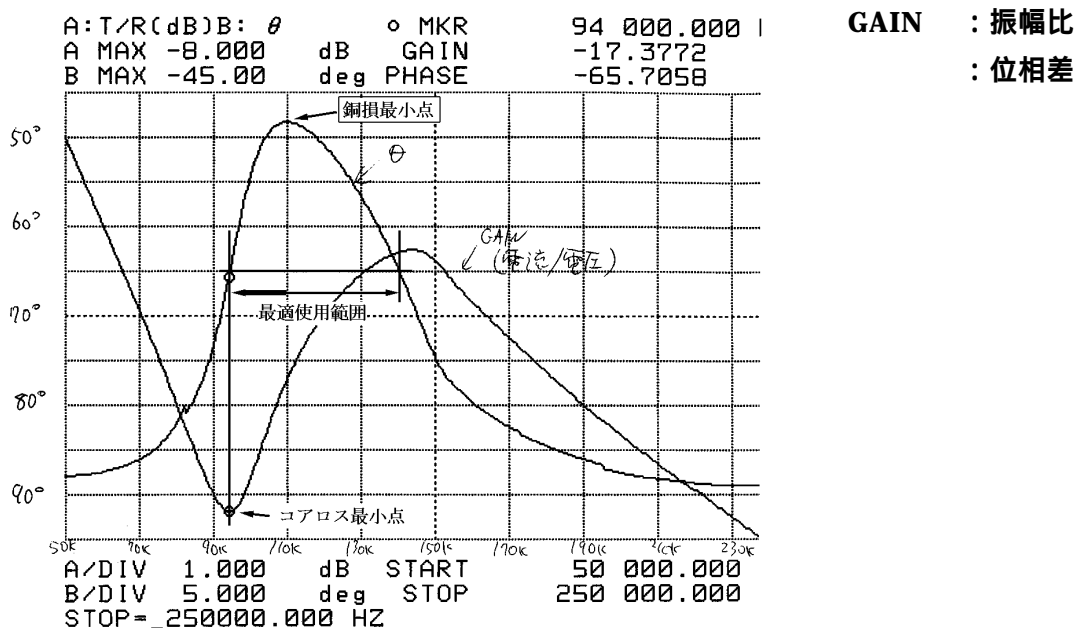


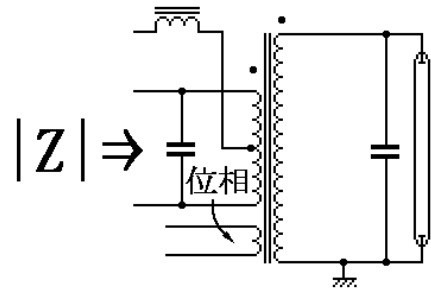
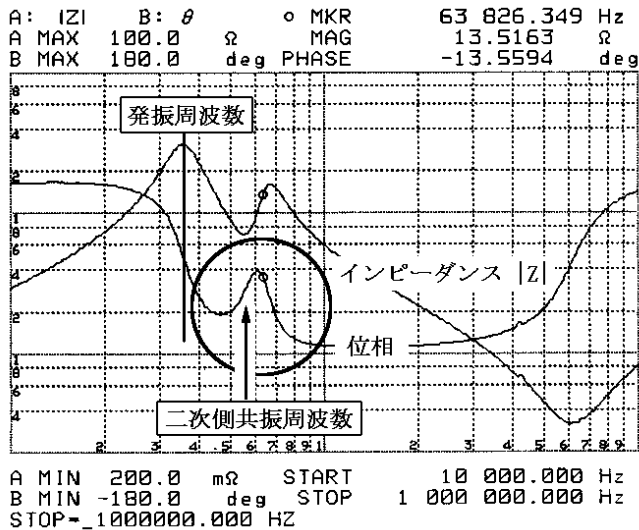
図 4 二次側共振点付近における一次側から見た特性

図 4 から、理想的なドライブ周波数を求めると 95kHz から 140kHz の間であるということがわかります。

(クライアントの要求する周波数と比べて高すぎるという場合には、LCD パネルと並列に高圧セラミックコンデンサを接続することにより共振周波数を調整することが出来ます。)

ところで、コレクター共振式の回路を用いて、この最適周波数でドライブできるでしょうか。

答は否です。理由は次の通りです。



(注：図4で測定したものと、サンプルが異なりますので、周波数軸が違ってきますから注意してください。)

図5 コレクター共振回路の一次側から見たインピーダンス

図5はコレクター共振回路の場合の、トランスの一次巻線側から見たインピーダンス特性です。

コレクター共振回路では一次側に共振コンデンサがあり、さらに二次側にもトランスのリケージインダクタンスと寄生容量による共振回路があるために、一次側から見たインピーダンス特性は複雑なものになっています。

コレクター共振回路の発振周波数がどのように決まるかという、この図で、位相がちょうど0degreeになる点が発振周波数になります。

この付近の位相を見てみると右下がりになっていますから、仮に何らかの理由で発振周波数が高くなると、ベース巻線に帰還する位相が遅れ、周波数が低いほうにずれます。逆に何らかの理由で周波数が低くなると位相が進み、周波数が高いほうにずれます。

このようにして、コレクター共振回路の発振周波数は位相のゼロ点に落ち着くわけです。

ところで、コレクター共振回路の共振コンデンサを調整して、先ほどの図4で求めたような二次側の共振周波数で発振させることができるでしょうか。(図5の場合の二次側共振周波数は55kHz)

この付近の位相特性を良く見ると、図6のように右上がりになっていることがわかります。

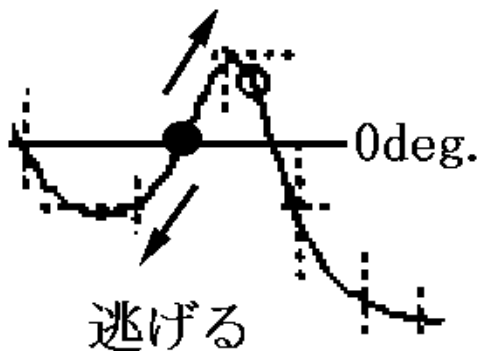


図 6 共振点付近の位相特性

か低い周波数でしか発振することができないのです。

このように、理論的に、コレクター共振回路では理想ポイントでドライブすることができないという問題を抱えていたわけです。

このような問題を根本的に解決する方法が他励式のドライブ回路なのです。

他励式のドライブ回路は図 1 が全てというわけではありません。

一次側の発振回路が周波数固定式であれば何でも良いので、他にもいくつかの応用回路が考えられると思います。

それでは、他励式ドライブだとなぜパワーが出せるのか、もう少し掘り下げてみましょう。

図 3 の共振点測定装置で、今度は二次側の LCD パネルの CFL (冷陰極管) に流れる管電流と一次巻線に加えられる電圧のリファレンスを取ってみましょう。

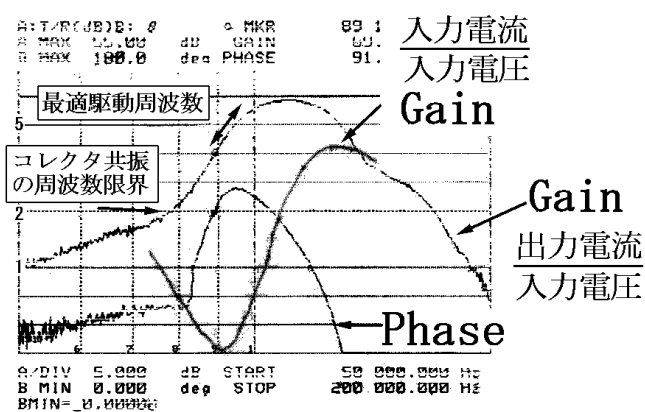


図 7 入力電圧と管電流

上の電力変換ができることを証明しています。

仮にコレクター共振コンデンサを調整して、この右上がりポイントの周波数に合わせたとします。

すると、何らかの理由で周波数が高い方にずれた場合、位相は進むので周波数はもっと高い方にずれます。逆に何らかの理由で周波数が低い方にずれた場合、位相は遅れるので今度はもっと低い方にずれます。

このような原理から、コレクター共振回路ではどうしてもこの理想ポイントでは発振することができず、理想ポイントを外れた高い周波数

比較のために入力電圧と入力電流のリファレンスの GAIN カーブも同じ図に移動しました。

図 7 はトランスの入力電圧に比較して、どれだけの管電流が出ているかを示しています。

最適駆動周波数では、同じ入力電圧に対して、コレクタ共振回路の場合の 2 倍以上の管電流が得られていることとなります。

これは、同じトランスを用いても、回路方式の違いで 2 倍以上

### 3. 他励式はなぜ発熱が少ないか

#### (1) 銅損が少ない理由

他励式ドライブにすると、銅損と鉄損（コアロス）ともに小さい周波数でトランスを駆動することができます。

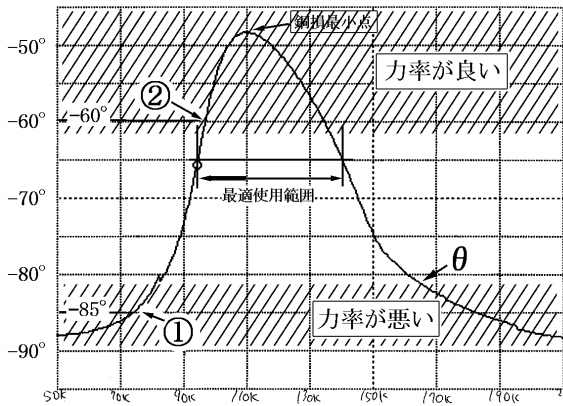


図 8 共振点付近の電流位相(図 4 より)

その結果、効率が良いことを意味します。

のポイントを例に挙げれば、これは、コレクター共振回路で安定に発振できる限界の周波数で、この点の力率は、

$$\text{COS-85}^\circ = \mathbf{0.0872}$$

という結果になり、トランスの一次巻線に流れる電流のうち、実際に電力変換されて CFL を点灯させているのはわずか 8.7%で、残りの電流はトランスのコアを励磁するための励磁電流に使われていることになります。

一次巻線に流れている電流も多く、ほとんどの電流は銅線を発熱させるために流れているようなものです。

一方、 のポイントでは、力率は

$$\text{COS-60}^\circ = \mathbf{0.500}$$

で、トランスの一次巻線に流れている電流の 50%が CFL を点灯させる電流として有効に使われていることになります。

#### (2) コアロスが少ない理由

次に、図 4 の GAIN 曲線を見てみましょう。

これは、トランスの一次巻線に加えた入力電圧に比べて、どれだけの入力電流が流れているかを表しています。

図 4 から、トランスの一次巻線に流れる電流位相を取り出してもっと詳しく見えます。(図 8)

一次巻線に流れる電流の位相が電圧の位相に近いほど力率 (Power factor) が良くなります。

力率は COS  $\theta$  で表します。

この値が 1 に近いほどトランスの一次巻線に流れる無効電流が小さいことを示しています。

力率が良いということは銅損が少なく

コアロス最小点では何で電流が少ないのでしょうか。

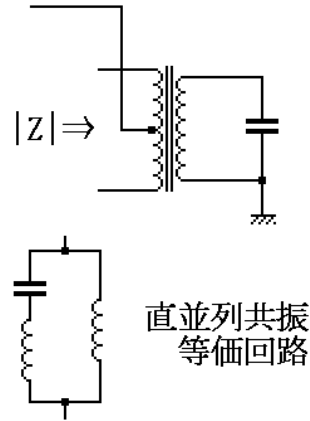
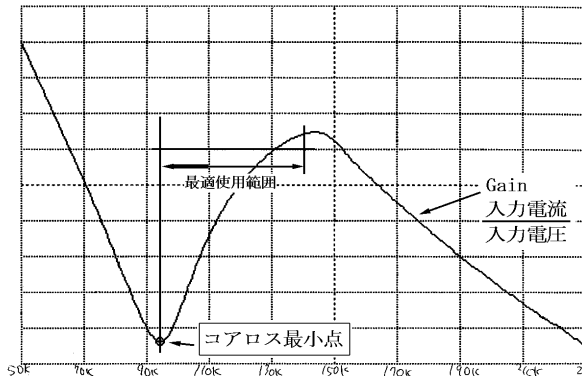


図 9 コアロスの最小点

これは、トランスの二次側に共振回路がある場合、二次側の共振周波数付近のインピーダンスを一次側から見ると、直列共振回路と並列共振回路が一緒となりあっているような等価回路になり、この並列共振点では一次側から見たインピーダンスが大きく上昇するからです。(図9)

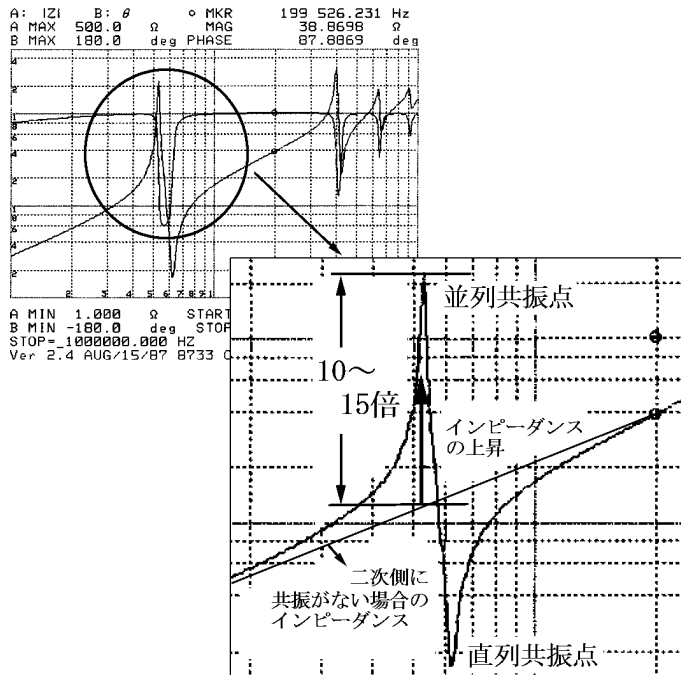


図 10 共振点付近のインピーダンス上昇

このインピーダンスの変化の割合は予想外に大きく、図10から実測値で読み取る限り、一次巻線のインダクタンスから計算される値よりも10~15倍も大きくなっていることとなります。

これはとても重要なことで、並列共振点では一次巻線に流れる励磁電流が少なくなり、

実際に、トランスの二次側に補助コンデンサを取りつけて、一次側からトランスのインピーダンスを測ると図10のようになっています。

普通、コレクター共振回路のインバータを設計するときには、トランスの一次巻線のインピーダンスは一次巻線のインダクタンスから計算しようとしていましたが、これは誤りです。実際には CFL を点灯したときに存在する寄生容量の影響で図10のような大きなインピーダンス変化が一次巻線に生じることを考慮に入れなければなりません。

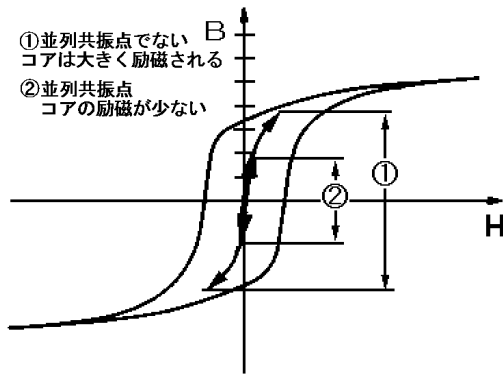


図 11 コアの励磁

図 11 のように、トランスの一次巻線直下の、コアの励磁が少なくなることを意味していますから、これは、コアロスも大きく減るという結果になります。

実際に、他励式ドライブ回路によって理想的な周波数で駆動すると、コアからの発熱が劇的に少なくなることがわかります。

#### 4. コレクター共振回路で二次側共振点を利用する方法

このように、二次側の共振点でドライブするためには他励式が有利であることがわかりましたが、コレクター共振回路で二次側共振点を利用することが、全く無理であるというわけではありません。

いくつかの限られた条件でなら、コレクター共振回路でも二次側共振点を利用することができます。

##### (1) 管電流を多くする

図 12 のように、CFL のインピーダンスは管電流が多いほど低くなっていきます。

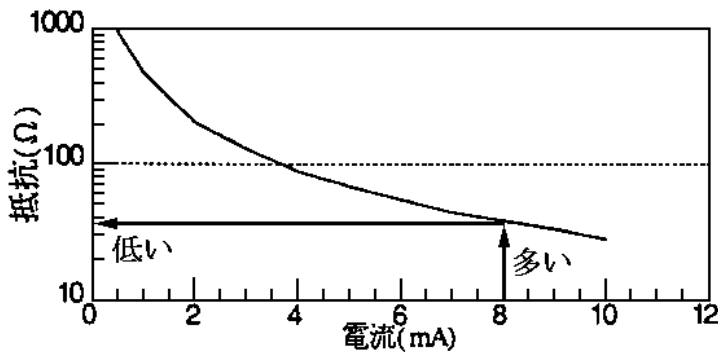


図 12 管電流と管抵抗

二次側に共振回路がある場合、この共振回路に並列に低い抵抗が接続されると共振回路の  $Q$  が下がります。

CFL の管電流が多いところでは CFL の管抵抗も低くなっているので二次側に低い抵抗が接続されたことになり、二次側の共振がダンプされた状態になります。

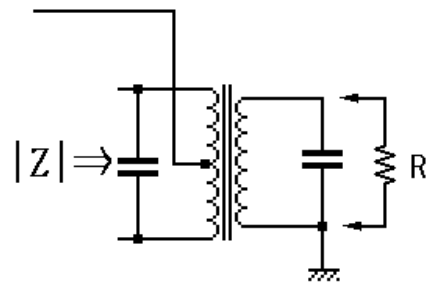
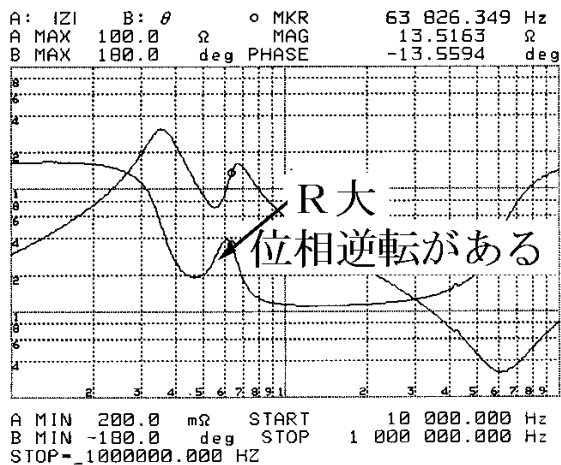


図 13 共振のダンプ





このような状態になると、図 14 の下の図のように、一次側から見た位相特性の二次側共振点付近にある位相逆転領域がなくなるので、コレクター共振回路でも発振周波数を自由に選ぶことができます。

この、位相逆転領域がちょうど消えるポイントが巻線状態と CFL 負荷抵抗が最適に整合した状態であり、トランスの発熱が最も少ない状態です。

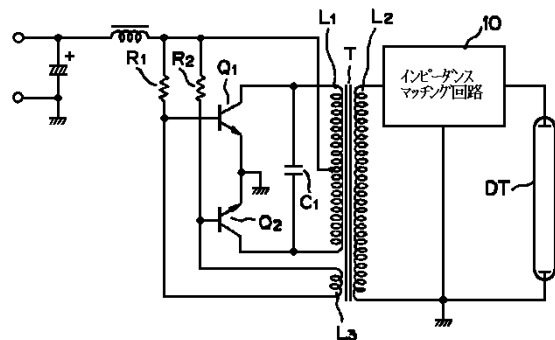
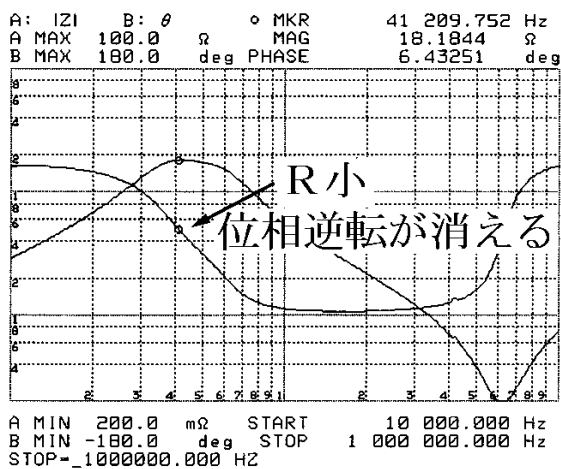


図 15 インピーダンス整合回路 (特開平8-273862)  
 中華民国專利登録發明096018 号

図 14 位相特性の逆転領域

ところで、この整合状態よりもトランスの二次巻線を多くし、CFL のインピーダンスよりも二次巻線のインピーダンスを大きくするとトランスの一次側から見たインピーダンスが誘導性になり、一次巻線に無効電流が多く流れてトランスは発熱します。

二次巻線を多く巻くと、そのようなトランスは使い勝手がよいのですが、一方で発熱が多く、変換効率が低いトランスになります。

(2) 3倍高調波の共振点を利用する

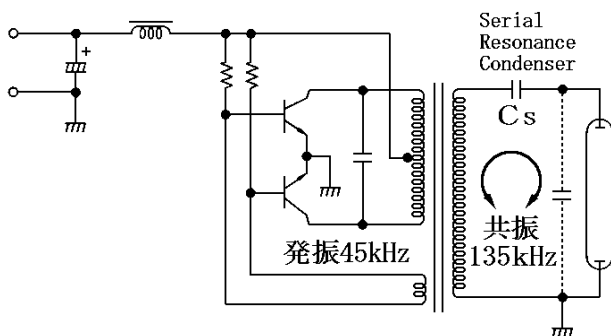


図 16 3倍波共振回路

図 16 の回路は一般的なコレクター共振回路でバラストコンデンサを用いたもののように見えますが、バラストコンデンサのように見えるものは、実際には直列共振コンデンサとして働いています。

これは、CFL 周辺に生じている寄生容量とCsとの合成容量と、トランスの二次巻線が共振回路を構

成っていて、その共振回路の共振周波数が、コレクター共振回路の発振周波数の3倍に共振するようにしています。

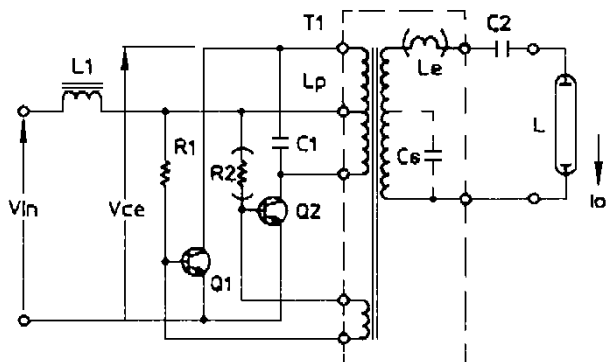


図 17 管電流波形が台形波状の蛍光管点灯回路

CFL は負性抵抗素子ですから電流波形が歪んで 3 倍の周波数の共振電流が流れます。

このようにすることで、共振電流と二次側の共振回路の共振周波数が一致し、そのことによって二次側への給電が効率的に行なわれます。

また、周波数の高い成分が多く流れるので CFL の発光効率が向上します。

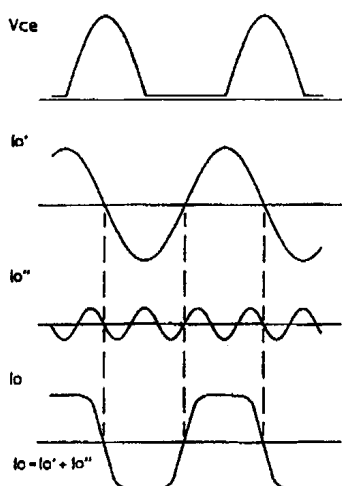


図 18 基本波と 3 倍波の合成

- ① IVTのリーケージインダクタンス $L_e$ を調整（大きく）し、低次の高調波を発生させ、管電流波形の基本波と合成することにより、管電流波形を台形波とすることができる。
- ② 管電流波形が正弦波状のインバータ点灯装置と同等の回路構成で、コストアップせず台形波状の管電流が得られ、輝度効率で10~15%の向上が期待できる。
- ③ 輝度効率は、管電流波形が矩形波状のインバータ点灯装置に対して遜色ない。

図 19 H 社の特許説明資料から

しかしながら、この 3 倍波共振方式では、基本波のコアロスの低減効果は期待できません。

しかしながら、このデータは二次側共振の効率改善効果を証明するものです。

# 点灯管の輝度と入力電力との関係を表す実験データ

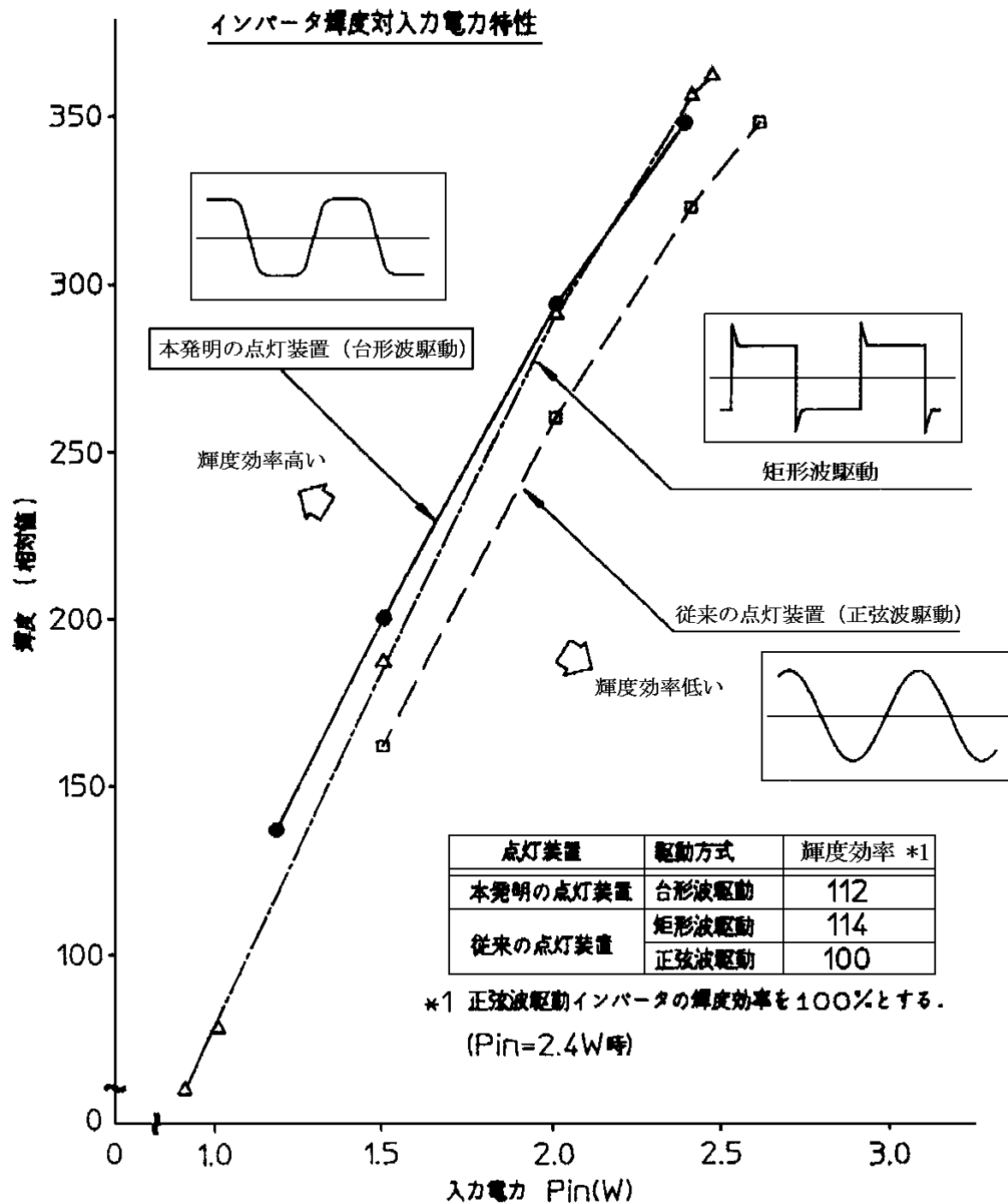


図4 点灯管の輝度と入力電力との関係を表す実験データ

図 20 H 社の特許説明資料(公開公報)から