

DELL 社 LATITUDE C600 における液晶パネルにセットされている放電管用インバータ回路の測定について

2001年7月9日

株式会社テクノリウム
代表取締役 牛嶋 昌和

パソコン型番	DELL 社 LATITUDE C600
液晶パネル	日本 I B M 社 DP/N 0978ET C/O PH Rev A06 (14.1 インチ)
インバータ回路方式	二次側基本波共振、一次側電流共振ゼロ電流スイッチング方式
インバータ型式	台湾 AMBIT 社 J07I037.02 (J は AMBIT 型番で日本向け仕様を表わす)
調光方式	管電流調光方式
一次側発振周波数	約 54KHz ~ 58KHz
二次側並列共振容量	15pF (二次側の共振周波数調整用)



写真1 上記製品



写真2 IBM液晶パネル+インバータ

写真1は上記製品の全体図、写真2は液晶パネルの写真です。
図1は、上記製品の放電管用インバータ回路の等価回路図です。

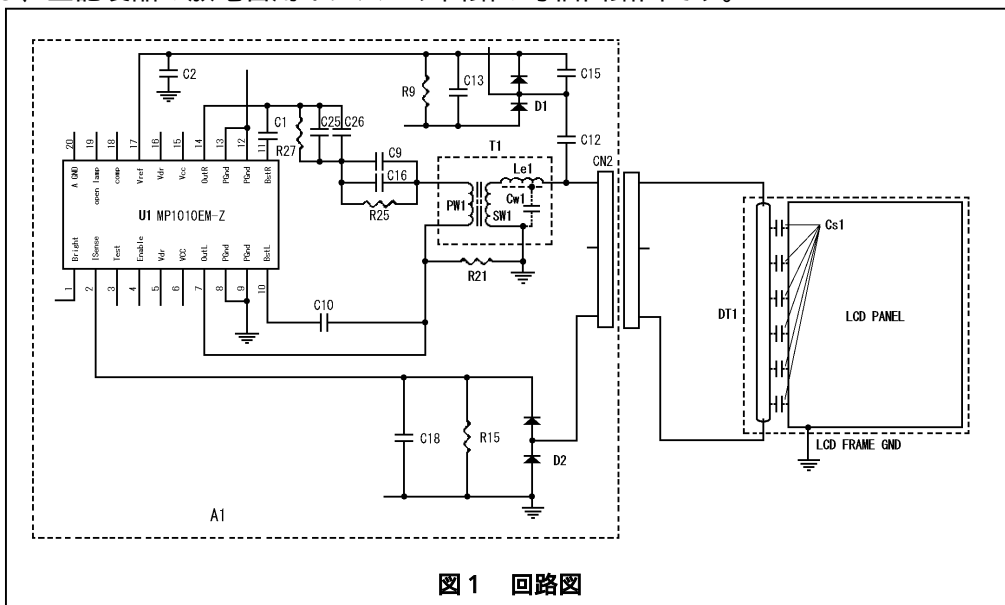


図1 回路図

二次側共振点の測定について

次に、共振について実測します。
測定装置は、図2のとおりです。

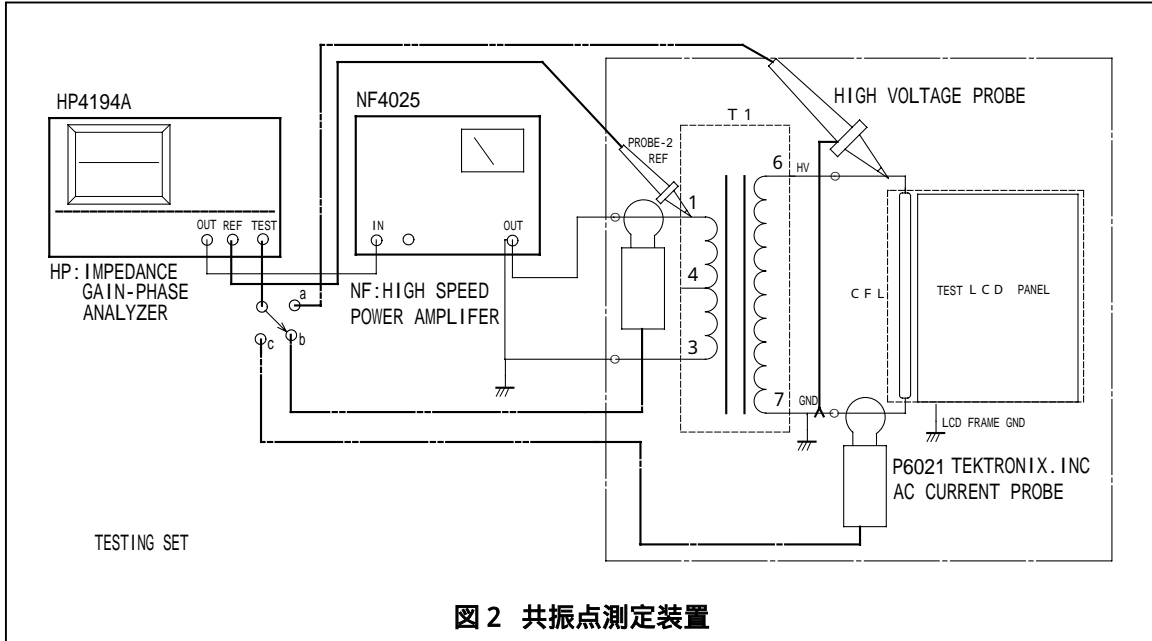


図2 共振点測定装置

・インピーダンスアナライザ HP4194A と高周波アンプ NF5025 について

このインピーダンスアナライザはコイル、トランス、水晶発振子などの特性を測定する場合に良く使われるものです。

今回の測定ではこの装置の REFERENCE-CHANNEL と TEST-CHANNEL に測定信号を入力して測定します。

この装置は REFERENCE-CHANNEL と TEST-CHANNEL とに入力されたそれぞれの電気信号の「比」と「位相の差」を測定することができます。

OUTPUT 端子は一定の正確な電圧を出力する端子で、例えば「周波数を 30KHz から 130KHz まで変化させる」という設定をすると、自動的に周波数が変化した信号を発生することができます。

この出力を NF5025 高周波パワーアンプによって 10 倍に増幅して、トランス入力端子に加えます。

その結果、LCD-PANEL は点灯し、点灯した状態における二次側回路に生じる寄生容量が発生します。

この寄生容量と漏洩磁束性トランスの二次巻線から生じる誘導性出力（リケージインダクタンスなど）とが何 KHz で共振しているか、などの測定ができるものです。

この測定装置により得られた測定値の意味するところは、

横軸に周波数、縦軸に入力電圧と入力電流との比

横軸に周波数、縦軸に入力電圧と入力電流との位相差

横軸に周波数、縦軸に入力電圧と出力電流との比

などのデータが得られることです。

アドミタンス値 $|Y|$

共振点、損失最小点

共振点付近の密結合

測定するインバータ回路と測定装置とを以下のように接続します。

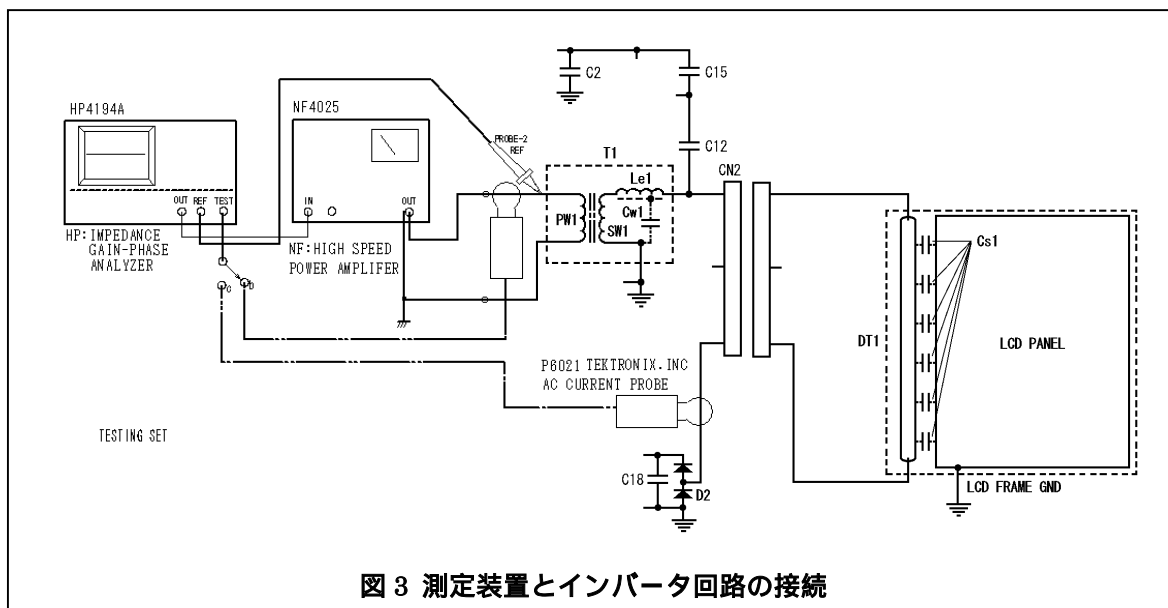


図 3 測定装置とインバータ回路の接続

インバータ回路に用いられているトランスの一次巻線側から測定装置を接続しますが、インバータ回路に取り付けられているコンデンサ C12 は二次側の共振周波数を調整する目的も兼ねているため、基板に取り付けたまま測定しなければなりません。

コンデンサ 1 2 は本特許明細書 3 項 5 の 2 1 ないし 2 4 行に述べる「上記の寄生容量が十分な大きさではなく直列共振に必要な容量に達しない場合は放電管と並列に補助容量を付加することによって共振周波数を調整する。」或いは 3 項 5 の 4 7 行ないし 4 9 行に述べる、「上記寄生容量 7 が直列共振の計算値に達しないときには、並列に補助容量 5 を加えることによって共振周波数を調整する」と記載されている補助容量に該当しています。

測定結果について

この共振点の測定と、本件特許との関係は以下のとおりです。

アドミタンス値 $|Y|$

電圧値に比べて電流値が周波数ごとにどのように変化するかわかります。

電圧値に比べて電流値が極大になる点が直列共振周波数です。

直列共振の周波数は60 KHz ないしは65 KHz です。

位相特性

電圧の位相に比べて電流の位相が周波数ごとにどのように変化するかわかります。

位相の値が0 degree に近いほど、一次巻線に流れる無効電流が減り、銅損が少なくなります

直列共振周波数と銅損が最も少なくなる周波数は必ずしも一致はしませんが、ほぼ近いところにあります。直列共振周波数付近、ないしはそれよりも若干低い周波数に位相特性が最も0 degree に近いポイントが存在します。

本特許明細書、3項6の48行ないし4項7の1行に述べる、「また、容量成分と誘導成分が打ち消しあうので力率が改善され、その結果、昇圧トランスの一次側巻線に流れる無効電流が少なくなるため、銅損による損失が少なくなり、インバータ回路の効率が向上する。」という記述は、直列共振周波数付近において位相特性が最も0 degree に近くなる周波数においてインバータを動作させると最も効率が良いということを示したものです。

ちなみに力率は電圧位相と電流位相の差をとると、 \cos で表されます。

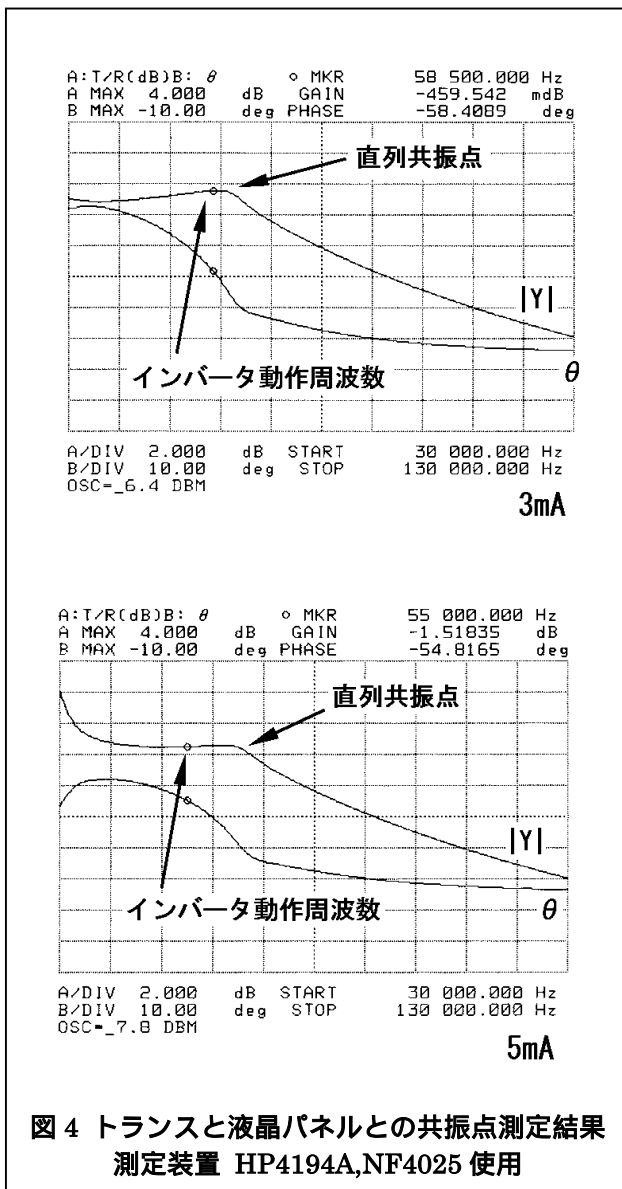
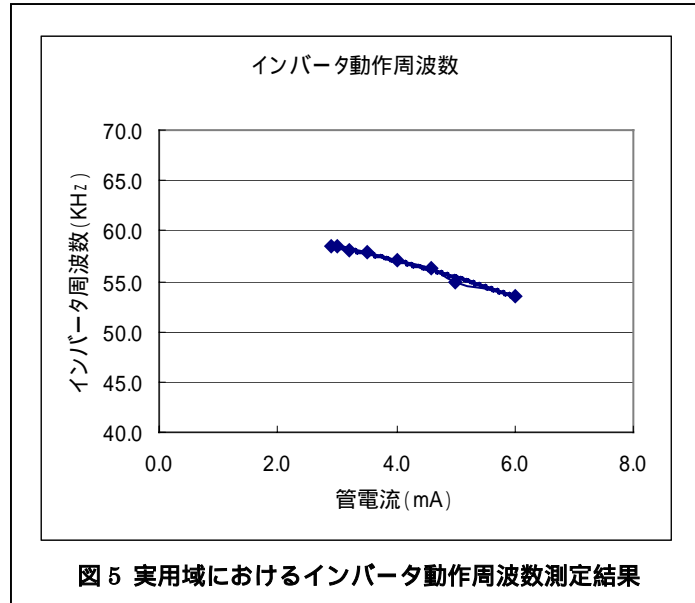


図4 トランスと液晶パネルとの共振点測定結果
測定装置 HP4194A,NF4025 使用

インバータの動作周波数について

LATITUDE C600 の完成品状態におけるインバータの動作周波数を測定した結果を以下に示します。



管電流によって多少の変動はしますが、実用管電流の範囲内で約 54KHz ないし 58KHz で動作していることが確認されました。

この周波数は図 4 における直列共振周波数の測定結果とほぼ一致していることとなります。

このことは、当該のインバータ回路が直列共振周波数と銅損最小点の周波数との間の最も良い条件で動作するように調整されていることを意味していますので、直列共振周波数を利用していると結論付けることができます。

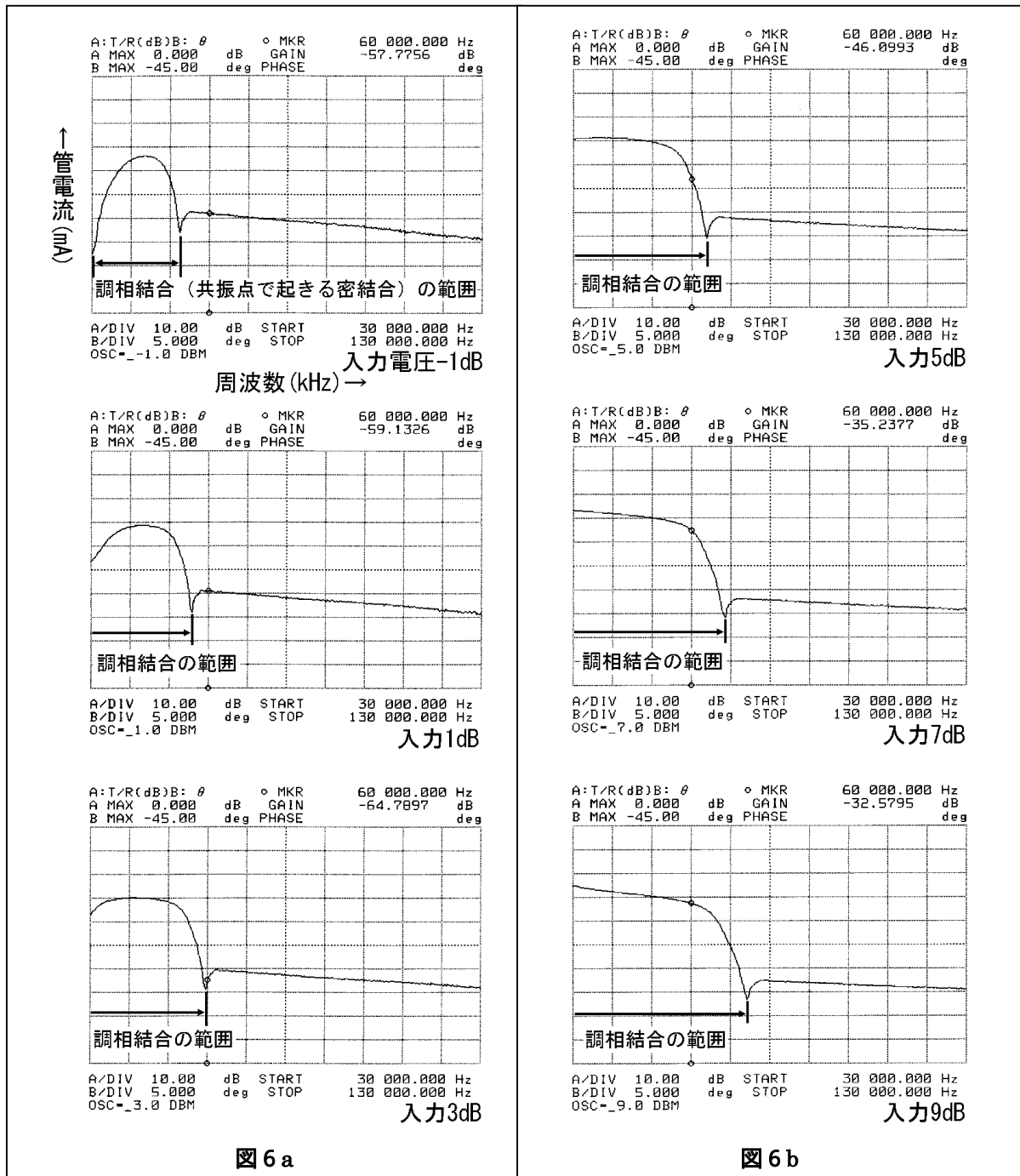
共振点周波数に生じる密結合について

以下は、図3の測定装置で横軸周波数対縦軸管電流の測定を行った結果です。

並列共振点と直列共振点との間で管電流が大きくなる周波数があり、この範囲で液晶パネルは点灯します。

これが、本件特許における漏洩磁束型トランスの共振点付近で生じる磁束の引き込み効果による結合であり、これを調相結合と呼んでいます。

本特許との関係では請求項に述べる、「該二次巻線は該一次巻線と磁氣的に密結合した該一次巻線近傍の密結合部分」に該当します。



被告の平成13年5月16日付けの答弁書において、「4 本件特許発明に「共振回路」とは、「直列共振回路」(甲第2号証5欄15行、同19行、同35行、同37行、同47行、6欄38行)であり、この回路により「放電管に高い放電電圧を供給する」こと、並びに「電流波形が正弦波に近くな」ることが必要とされると解されるが」と述べていますが、「放電管に高い放電電圧を供給する」とは放電管に高い電圧が供給されることによって放電が生じ、その結果として管電流が流れるため、管電流の測定によっても放電管に高い電流が供給されたかどうか間接的にわかります。

図6a,bの意味することは、共振点においてトランスの結合が強くなり、放電管に高い電圧が供給されていることを示すものです。

この測定結果により、直列共振により放電管に高い電圧を供給するという本特許の効果と被告相当製品との一致が確認されます。

測定結果を見やすくするため、トランスの入力電圧を低くして測定したものが図6aであり、この共振点の範囲はトランス入力電圧を高くして行くにしたがい、広がっていきます。

図6b、約60kHzにおける管電流が実用管電流(5mA)つまり、被告相当製品の实用範囲の管電流値において測定すると、調相結合(密結合)の影響範囲はインバータの動作周波数約54kHzないし58kHzを含んでいることが確認されます。

なお、被告は当該のトランスを閉磁路トランスであると主張しておりますが、閉磁路トランスの原理としては周波数に依存することなく、広い範囲において、

$$N2/N1 = E2/E1$$

N1：一次巻線の巻数

N2：二次巻線の巻数

E1：一次巻線の電圧

E2：二次巻線の電圧

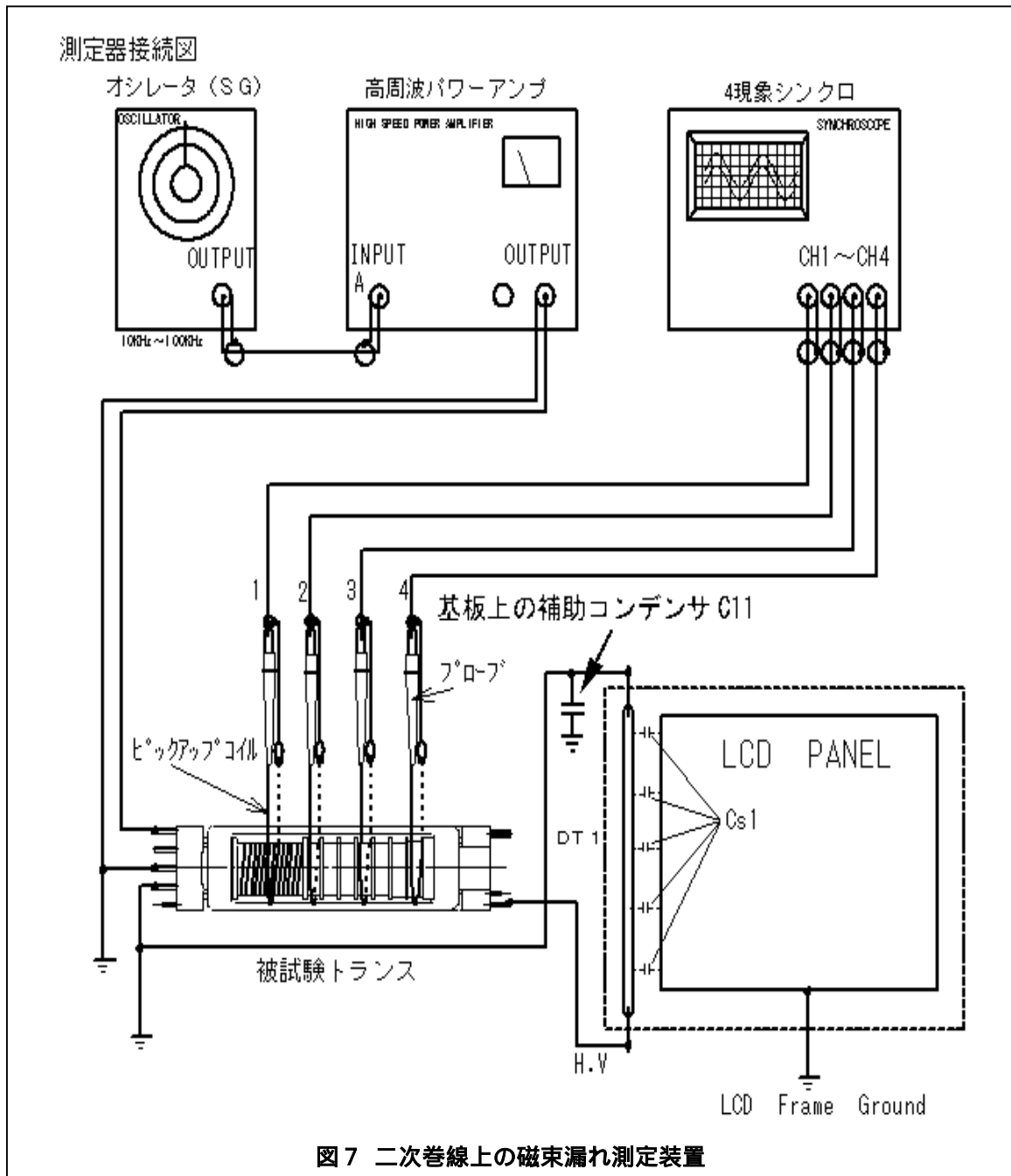
の式が成り立っていなければなりません。しかし、図6a,bの結果を見る限りでは、このトランスは共振点付近においてのみ昇圧作用を有するトランスであり、それ以外の周波数では大幅に電圧が降下しており、ほとんど昇圧効果を有しておりません。

したがって、当該インバータに用いられているトランスは、積極的に磁束の漏洩を利用した従来型の漏洩磁束トランス、或いは弊社特許範囲の漏洩磁束トランスのいずれかであり、少なくとも閉磁路トランスであるという主張は退けられるべきであると言えます。

二次巻線上の漏洩磁束の測定について

被告相当製品が少なくとも閉磁路トランスではなく、漏洩磁束トランスであることを前述しましたが、従来型の漏洩磁束トランスであるか本特許の範囲の漏洩磁束トランスであるかについての確認をします。

本特許の特徴である二次巻線上の磁束漏れについて測定する方法を以下に示します。



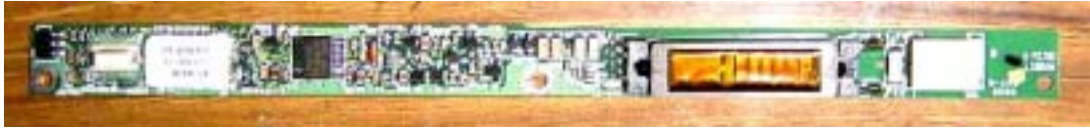


写真3 インバータ部写真ドライバICはMP1010

写真3はインバータの写真です。

写真4は測定のためにこのトランス一次巻線にL1、二次巻線一次近傍にL2、二次巻線一次から遠端にL3の磁束検出コイル(ピックアップコイル)を巻いたものです。

各コイルの電圧を測定します。

トランスは連続した一本の棒状に一次巻線と二次巻線とが併置されて巻かれていることと口型形状の外部コアがある構造であることが確認できます。

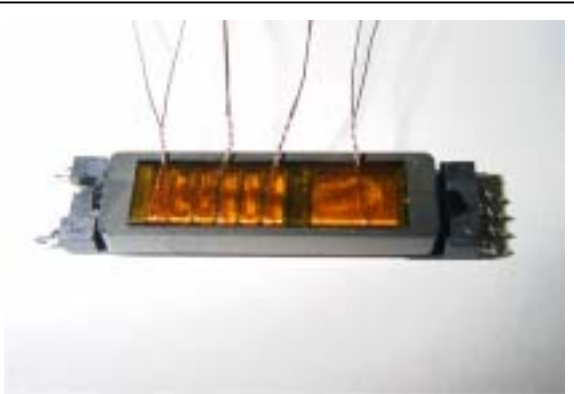


写真4 OI型コアのトランスである



写真5 実測風景、各、磁束検出コイルに発生する電圧を測定する

この実験の意味について

各磁束検出コイルに発生する電圧はそれぞれのコイルを通過する磁束の時間的变化に比例します。

これはファラデー・ノイマンの法則と言います。

コイルに発生する電圧はそのコイルと鎖交する磁束の時間的变化に比例する。

$$e = \frac{d\Phi}{dt}$$

1秒間につき1ウエーバーの磁束が変化した場合にはコイルには1Vの電圧が発生する。

この原理に基づいて、トランスの中心コアを通過する磁束の時間的变化を測定します。

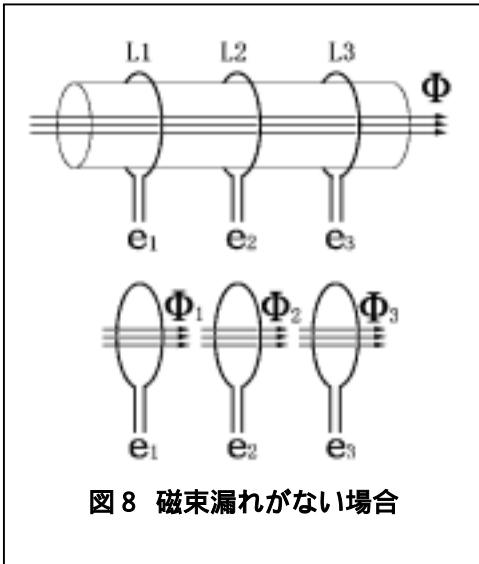


図8 磁束漏れがない場合

磁束漏れが一切ない場合(図8)つまり、磁束検出コイルL1とL2の間、及び磁束検出コイルL2とL3の間に磁束漏れが一切ないとしますと、中心コアに取り付けられた磁束検出コイルL1, L2, L3を通り抜ける磁束Φは全く同じになりますから、磁束Φの時間的变化 Φ/t も等しいことになります。

したがって、磁束検出コイルL1, L2, L3に発生する電圧 e_1, e_2, e_3 は全く等しくなります。

磁束検出コイルL1とL2の間、及び磁束検出コイルL2とL3の間から磁束の漏れが生じている場合(図9)各磁束検出コイルを通り抜ける磁束、 Φ_1, Φ_2, Φ_3 の磁束は異なってしまいます。

この場合、各磁束検出コイルを通り抜ける磁束の時間あたりの変化 Φ/t も異なりますから各磁束検出コイルL1, L2, L3に発生する電圧 e_1, e_2, e_3 も異なります。

つまり、

$$\frac{\Phi_1}{t} \neq \frac{\Phi_2}{t} \neq \frac{\Phi_3}{t}$$

であれば、

$$e_1 \neq e_2 \neq e_3$$

ということになります。

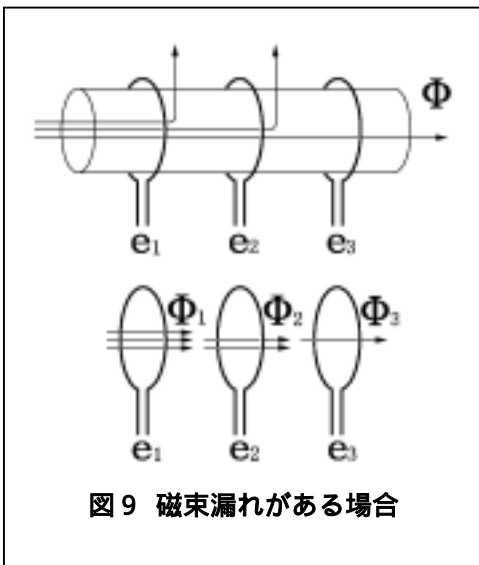


図9 磁束漏れがある場合

実測結果

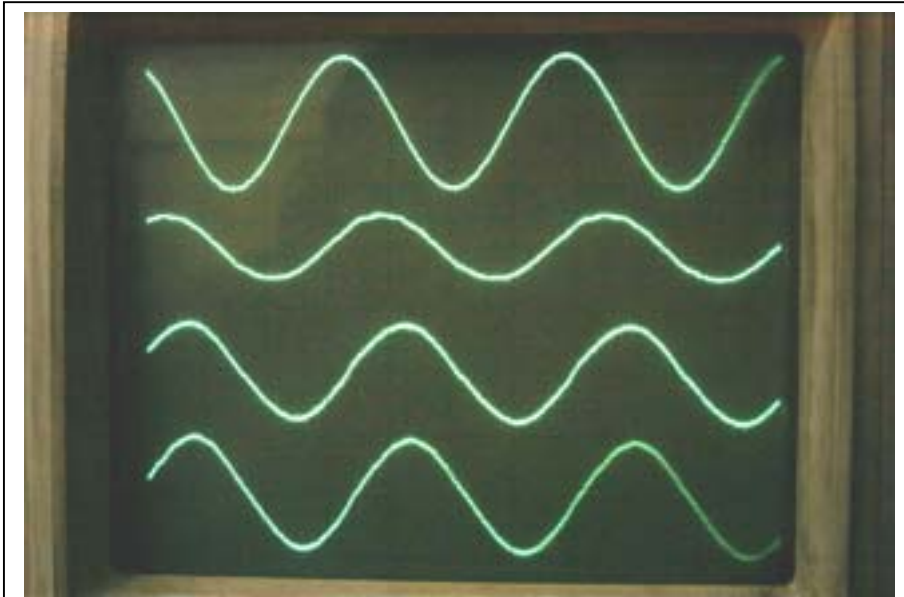


写真6 各磁束検出コイル電圧 = 中心コアを流れる磁束の時間的変化

実用周波数 54KHz ないし 58KHz におけるこのトランスの中心コアを流れる磁束の変化を観測しました。(写真6)

それぞれの電圧が異なり各コイル間の中で磁束漏れを起こしていることがわかります。

各実用電流値において磁束検出コイルに発生する電圧を実測すると、図4のような結果が得られます。かなり大きな電圧差が観測されています。

コイル2 - 3間で約 $300/160=1.88$ 、コイル3 - 4間で約 $360/300=1.2$ ですから、おおよそそれぞれ 88%、20%ほどの磁束漏れを起こしていることがわかります。

このような二次巻線上からの磁束漏れは二次巻線上の疎結合を示し、弊社特許範囲のトランスであることを意味します。

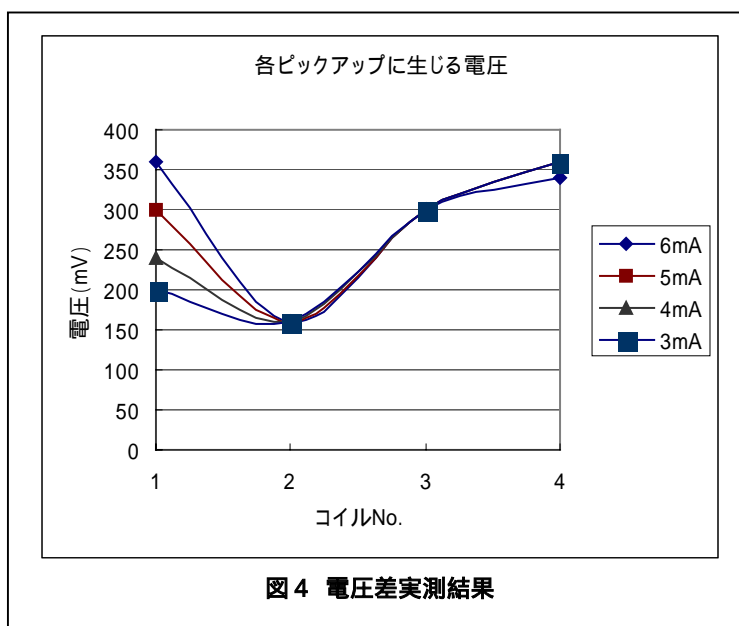


図4 電圧差実測結果