

平成13年(ワ)第7153号 特許権に基づく差止等請求事件

直送済

原告 株式会社 テクノリウム

被告 富士電機イー・アイ・シー 株式会社

準備書面 (3)

平成14年2月13日

東京地方裁判所民事第29部 御 中

上記当事者間の標記特許権に基づく差止等請求事件について、被告は、次のとおり弁論を準備する。

被告訴訟代理人

弁護士 中 村

稔

同 熊 倉 禎

男

同 辻 居 幸

一

同 渡 辺

光

同 補 佐 人

弁 理 士 合 田

澤



## 第1 本件特許発明の要件解釈について

### 1 本件特許発明の要件Aについて

(1) 要件Aにいう「連続した一本の棒状コア」とは、文字どおり、細長い棒状のコアを指すものであって、被告製品にこのようなコアは存在しない（被告準備書面(2)の第1の3及び同第2の1参照）。

(2) 原告は、「連続した一本の」とは、「本件特許明細書の発明の詳細な説明にも記載されているように、従来のE IコアやE Eコアのように一次巻線と二次巻線とのコアの間が分かれていないという意味である」と主張する（原告準備書面4の4頁21ないし23行）。しかしながら、本件特許明細書には、このような記載は存在しない。また、従来のE I型コアにあっても、一次巻線と二次巻線間は一体に形成されており（本準備書面添付別紙第1図参照）、被告の主張は誤りである。

また、原告は、「これ（一次巻線と二次巻線との間を一つのコアをつなぐこと）により、二次巻線上の磁束の漏れが均等にな」と主張するが（原告準備書面4の5頁8行）、本件特許明細書にはこのような記載はない。また、従来のE I型コアにあっても、一次巻線と二次巻線との間は一体のコアで形成されており、この点は棒状コアと何ら異なるところはない（本準備書面添付別紙第1図参照）。

(3) 原告は、原告準備書面2において、「連続した一本の棒状コア」とは到底いいえない、被告製品と同様な形状のコアを有する同一の昇圧トランスを、「完全な閉塞磁束型トランス」として図3（3頁）、「通常の閉塞磁束型トランス」として図4（4頁）、「本件特許の漏洩磁束」として図7（7頁）にそれぞれ示しているが、これは、原告の主張が破綻していることを示すものである。この点については、本準備書面添付別紙第3図を参照されたい。たとえば、前記図7に示されるような、一次巻線に

鎖交しない二次磁束のみが形成されるということはありません。

## 2 本件特許発明の要件Dについて

原告は、本件特許発明の要件Dの「漏洩磁束型の昇圧トランス」が「極端な漏洩磁束型」であることは認めながら、一次巻線と二次巻線との結合係数0.5に満たないものとの点は否認し、独自の理論をもって結合係数が漏洩磁束を示すものではないと強弁する。この点に関する被告の反論は本準備書面第5項に後述する。

## 3 本件特許発明の要件E1について

原告は、「主磁束の多くが二次巻線と鎖交している部分が密、二次巻線上から漏洩している部分が疎となる。」と主張するが（原告準備書面4の7頁1及び2行）、「主磁束の多く」とは何に比べてどの位多いのか不明であり、「密結合部分」と「疎結合部分」とが不明であることを自ら認めるに等しい主張である。

## 4 本件特許発明の要件E2について

原告は、本件特許発明の要件E2についての被告の解釈を「概ね認め」ており（原告準備書面4の7頁7行）、この要件の解釈について争いはない。（被告製品において「寄生容量」が利用されていることを示す証拠が一切提出していないことについては後述する。）

## 5 本件特許発明の要件E3について

直列共振回路とは、直列共振により電圧を最大にするものであり（乙第2号証）、この時の周波数を直列共振周波数というのである。この点については、本準備書面第2項の6に後述する。

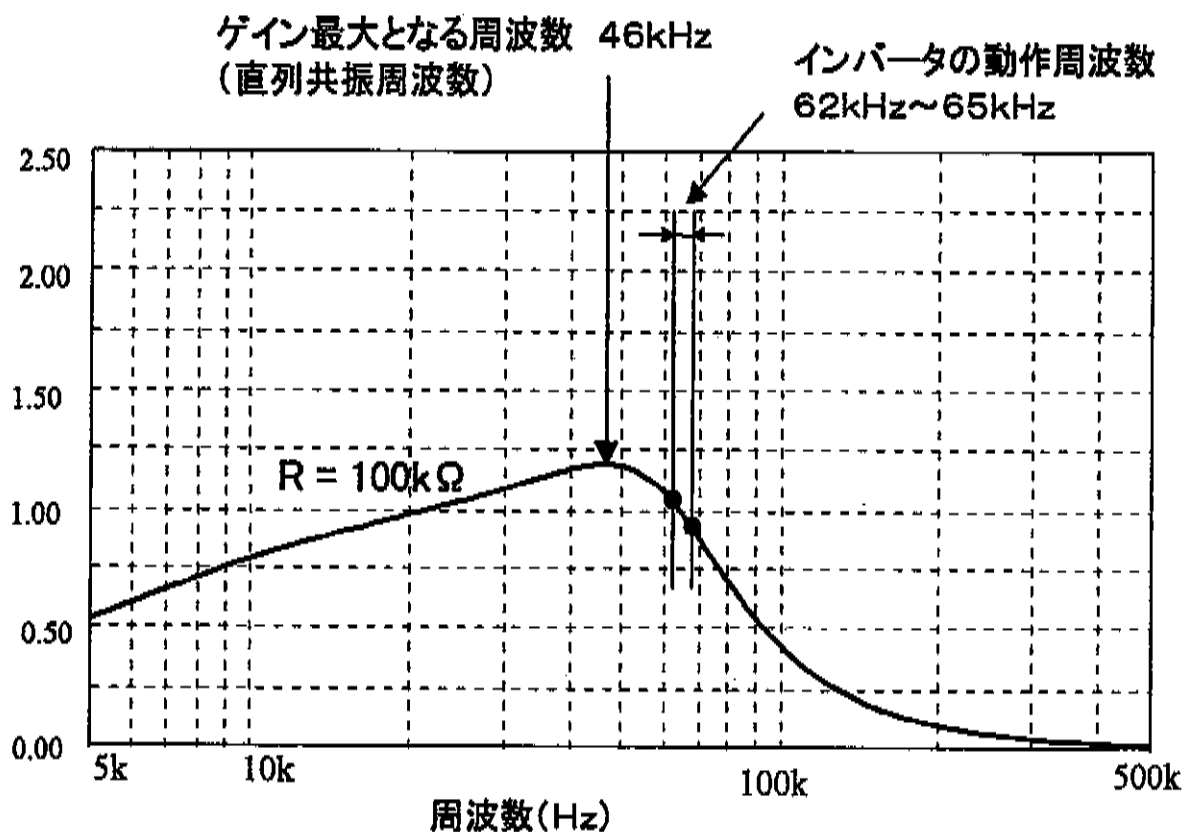
## 第2 被告製品について

### 1 被告製品の回路動作について

(1) 乙7号証の7頁の「回路解析」の項の最低周波数を求める式  $F_{\min} \doteq N / (2 \pi * (L * C_s)^{1/2}$  は、「 $R = 0$ 」、すなわち、抵抗を零と仮定した場合の最低周波数であり、被告製品のバンドパスフィルター回路における実際の最低周波数ではない。また、最高周波数を求める式  $F_{\max} \doteq 1 / (2 \pi * (L * C_p)^{1/2}$  は、「 $R = \text{無限大}$ 」、すなわち、抵抗が無限大と仮定した場合の最高周波数であり、被告製品のバンドパスフィルター回路における実際の最高周波数ではない。

すなわち、被告製品のバンドパスフィルター回路の最低周波数と最高周波数を求めるには、当該回路の抵抗を考慮する必要がある。AMBIT社に確認したところ、実際の抵抗値は、 $100\text{k}\Omega$ 程度である。この抵抗値を考慮して最低周波数と最高周波数を計算すると、乙第7号証の7頁の式で得た値よりも最低周波数は大きくなり、最高周波数は小さくなる。(乙第7号証の14頁の最低周波数と最高周波数も「 $R = 0$ 」ないし「 $R = \text{無限大}$ 」と仮定して、前記式によって得た値である。)

(2) AMBIT社から確認を得たところでは、日立製の液晶パネルにおける被告製品の動作周波数は約 $62\text{kHz}$ ～約 $65\text{kHz}$ である。抵抗を $100\text{k}\Omega$ とすると、原告のシュミレーションによっても、直列共振周波数は約 $46\text{kHz}$ 程度であり、動作周波数と大きな隔たりがある。すなわち、次頁の図は、原告準備書面4の30頁の図14-3の上の図のうち、 $R_5 = 100\text{k}\Omega$ の場合の波形を取り出したものであるが、この図をみてもわかるように、被告製品においては直列共振周波数よりかなり高い動作周波数を用いている。また、次頁の図から明らかなおり、被告製品では、電流量を増やして輝度を上げると動作周波数は下がり、反対に電流量を減らして輝度を下げると、動作周波数は上がる。



- (3) このように、被告製品においては直列共振周波数よりもずっと高い周波数（約62kHz～約65kHz）で動作させているのは、バンドパスフィルター回路が動作周波数を通過させると同時に、その3次高調波（約186kHz～約195kHz）や5次高調波（約310kHz～約325kHz）等の奇数次高調波をカットするためである。（動作周波数が低いと、奇数次高調波を十分にカットすることができない。たとえば、動作周波数が30kHzとすると3次高調波は90kHz、5次高調波は150kHzとなるが、これらの周波数では、上の図からも明らかなおおりに、ゲインがかなり高く、高調波成分を十分にカットできない。）
- (4) また、被告製品において動作周波数（約62kHz～約65kHz）

を直列共振周波数（約46kHz）と相当離れた高い周波数に設定しているのは、直列共振周波数付近の周波数で動作させた場合は制御が不安定で輝度調整が困難となるので、種々の要因により直列共振周波数が多少変化しても動作周波数が影響を受けないように直列共振周波数から相当離れた動作周波数を選択しているからである。

(5) 以上のとおり、矩形波の出力はその基本周波数（動作周波数約62kHz～約65kHz）の3倍、5倍…等の奇数倍の高調波も含むところ、この高調波をカットするためにバンドパスフィルター回路が採用されているのである。このために被告製品ではバンドパスフィルター回路の直列共振周波数よりも上記の理由で相当に離れた周波数を選んで動作周波数範囲としているのである。

(6) 原告は、乙第6号証に関し、「あえて65kHzを選んだ意図に対して釈明を求める。或いは同時に10kHzまたは1kHzにおける測定結果を示さなかったことに対する釈明を求める。」と述べているが（原告準備書面4の50頁14ないし16行）、前述したところから明らかなどおり、乙第6号証において65kHzを選択したのは、被告製品の動作周波数だからである。

(7) 被告製品のメーカーであるABMIT社の実験によっても、被告製品においては、放電管を液晶パネルから取りはずして裸にし、寄生容量を取り除いても、インバータ回路は正常に動作する。

また、被告製品では寄生容量があることにより余分な電力消費を発生している。すなわち、被告製品において、放電管を寄生容量の原因となる液晶パネルに組み込んで点灯した場合と、組み込まずに寄生容量無しに点灯した場合とでは、インバータ回路は前者の場合の方がより多くの電力を消費する。このように、被告製品においては、寄生容量によりイ

ンバータ回路の効率はむしろ低下しているのである。

## 2 本件特許発明の要件Aとの対比

(1) 原告は、「ロ字コアは単なる付加物に過ぎない」との主張を繰り返すのみで（原告準備書面4の9頁20行）、何ら実質的な反証をしていない。乙第6号証に示すとおり、「全体コア」と「棒状コア」との結合係数の大きな相違は、被告の主張が誤りであることを端的に示すものである。

(2) EE型コア、EI型コア、被告製品コアと棒状コアとの磁束の発生及び漏れの相違については、本準備書面別紙第1図及び第2図を参照されたい。すなわち、EE型、EI型、被告製品のコアは、いずれも閉磁路型コアであり、コアの組み立形状により磁束分布の実質的差はない。一方、棒状コアの磁束分布は、コアは磁路の一部にしか存在せず、コアによる閉磁路を形成できていないため、相手巻線と鎖交しないコアからの洩れ磁束の割合はEE型、EI型、被告製品のコアに比べて極めて多くなる。

## 3 本件特許発明の要件C2との対比

原告は、「被告製品の昇圧トランスの二次巻線に、『密結合部分』と『疎結合部分』があることは、甲第17号証にて立証済みである。」と主張するが（原告準備書面4の10頁6及び7行）、甲第17号証がこのような立証を果たしていないことは、被告準備書面（2）の第3に述べたとおりである。

また、被告製品コアは、磁束の漏れにおいて従来のEE型コア、EI型コアと実質的に異なるどころはなく、「棒状コア」によってのみこの要件を充足しうるのである。

## 4 本件特許発明の要件Dとの対比

結合係数に関する被告の主張は、第5項に後述する。

## 5 本件特許発明の要件E1及びE2について

原告はこれらの要件についても、「甲第17号証にて立証済み」と主張するが（原告準備書面4の10頁20行及び23行）、前記3に述べたとおり、甲第17号証はこのような立証を果たしていない。

被告製品のメーカーであるABMIT社の実験によっても、被告製品においては、放電管を液晶パネルから取りはずして裸にし、寄生容量を取り除いても、インバータ回路は正常に動作する。（原告は、必要であればこの点を容易に確認しうるはずである。）

## 6 本件特許発明の要件E3との対比

(1) 原告は、平成13年12月14日の準備手続における被告からの求釈明に対し、原告準備書面6を提出したが、同準備書面は、被告の求釈明に全く答えていない。

すなわち、原告は、「C12は15pFの値を有するコンデンサであり、冷陰極管周辺に発生する寄生容量Cs1及びトランス二次巻線に発生する分布容量Cw1とともに直並列負荷共振（バンドパスフィルター）回路における上限の周波数帯域つまりは直列共振周波数を決定する。」と主張したので（原告準備書面4の9頁2ないし6行）、被告は、被告製品のインバータ回路がその「直列共振周波数」で動作させるものであるか否か釈明を求めたものである。（前記準備手続期日において原告代表者はこれを否定し、被告製品が「直列共振周波数」ではない周波数で動作させるものであることを認めた。）

いずれにしろ、前記1に述べたとおり、被告製品は、「直列共振周波数」よりかなり高い周波数で動作させるものであり、「直列共振周波数」で動作させるものではない。

(2) 原告は、「被告製品においては、電圧、電流を最大化する直列共振回



路は存在しない」ことを否認するが（原告準備書面4の11頁18ないし20行）、前述したとおり、被告製品において直列共振周波数で動作させることはなく、直列共振回路は存在しない。

### 第3 直列共振回路に関する原告の主張に対する反論

- 1 本件特許発明の「直列共振回路」とは、乙第2号証に示すとおり、直列共振周波数により、回路を流れる電流及びコンデンサの両端電圧を最大化する回路である（被告準備書面（2）7頁4行ないし8頁6行参照）。
- 2 これに対し、原告は原告準備書面4の第4において独自の主張を述べているが、いずれも理由がない。

- (1) 原告は、乙第7号証にもとづき被告製品のバンドパスフィルター回路は、「直列共振と並列共振の組み合わせであって、本件特許発明の直列共振を排除しているものではない」と主張する（原告準備書面4の25頁6ないし8行）。

しかしながら、乙第7号証は、回路を解析する便宜上、直列共振回路と並列共振回路を組み合わせた構成と同等とみることができること、また、直列共振回路により最高周波数が、並列共振周波数により最低周波数が、それぞれ決定されるバンドパス（帯域通過）フィルターとして機能することを説明しているのである。したがって、乙第7号証は、被告製品の回路が直列共振回路として機能することを示すものではない。

- (2) 原告が、「力率改善効果は本件特許の効果として重要なものである」と主張するが（原告準備書面4の26頁17及び18行）、本件特許明細書の第3図の従来型のインバータ回路においても力率の改善効果は存在するのであって、力率の改善効果自体は直列共振回路による固有の効果ではない。

(3) 原告は、「直列共振による力率改善効果は直列共振の働きによって、直列共振頂点よりも少し低い周波数に発生する」と主張する（原告準備書面4の26頁19及び20行）。

原告の主張は、被告製品が「直列共振周波数よりも少し低い周波数」で動作させるものであるという趣旨に解されるが、前述したとおり、被告製品の動作周波数は直列共振周波数よりもかなり高いものである。

(4) 甲第26号証は、被告製品の動作周波数が直列共振周波数より低いことを前提としているが、前述したとおり、回路設計上、被告製品の動作周波数は直列共振周波数よりかなり高い周波数に設定されている。

#### 第4 原告の主張する分布定数回路について

1 本件特許明細書には、「分布定数回路」についての記載は全くなき、「分布定数回路」は本件特許発明とは全く関係がない。したがって、この点に関する原告の主張は失当であるが、念のため簡単に反論する。

原告は二次巻線が分布定数回路であり、これに起因した遅延現象が発生し、この結果磁束の漏れが二次巻線上で発現するという主張を、まったく理論的背景や等価回路としての数値的検討もなく、展開している。

そもそも、回路特性検討において、等価回路を集中定数回路でなく分布定数回路で考える前提は、回路に印加される電圧波形の波頭峻度あるいは周波数に対して決まる波長に対し、回路の入力端から出力端までの回路長を考慮すべきかどうかの問題、すなわち、一端での電圧の時間変化量が他端での電圧の時間変化量と同じとみなせる場合は集中定数回路で扱ってもよく、みなせない場合は分布定数回路として扱うのが原則である。例えば、被告製品のインバータ動作周波数は約62～65kHzであるが、60kHzを考えた場合、電力が回路の導体中を光速で伝搬するとした場合、その波長は約5000mとなる。実際

には導体周辺の場の誘電率や透磁率が真空のそれらより大きいため、電力の伝達速度は遅くなり、波長としては短くなるが、その割合はそれほど大きくはない。

原告は、単に巻線は分布定数であるとのことから、二次巻線のみ分布定数回路で説明しているが、巻線の一端にのみ電圧が印加される分布定数回路はありえない。すなわち、二次巻線に印加される電圧は巻線の一端に電圧が印加されるのではなく、二次巻線の各部に二次巻線に鎖交する励磁磁束に対応した誘起電圧が印加されるのである。

原告は、トランスという一次巻線と二次巻線の磁氣的結合を利用した電力伝達装置において、一次巻線と二次巻線とも分布定数回路としてあつかうための理論的根拠や、その分布定数が実際のトランスからどのように設定あるいは計算されるのかを一切示すことなく、二次巻線のみを分布定数回路で説明しようとしており、きわめて不合理である。

原告が「分布回路」で各種現象の説明をする前提として、

- 1) 一次巻線も含めたトランス全体の分布定数回路を開示し、一次巻線から二次巻線に電力が伝達されること、
- 2) その等価回路におけるイ号物件のトランスに即した各分布回路の定数を開示すること、
- 3) その実際の定数を用いた数値検討で、実際に観測される諸現象に一致した定量的説明をすること、

がいずれも必要であるが、原告はこのような前提を無視しているのである。

- 2 例えば、原告が引用している甲第28号証50頁、図2.59は「変圧器巻線のサージに対する等価回路」であって巻線の長さに対して巻線に印加されるサージの波頭峻度が十分大きいときに適用可能な等価回路であり、かつ、分布定数である巻線の自己インダクタンスや相互インダクタンス、直列キャパシタン

スや並列キャパシタンスをトランスの構造から算出し、巻線のサージ応答性を検討するための等価回路であって、トランスとしての一次巻線—二次巻線間の電力伝達検討のための等価回路ではない。すなわち、トランスの電力伝達では、二次巻線は一次側からの励磁による励磁磁束のうちの二次側巻線と鎖交する励磁磁束量に比例して二次側巻線の各ターンに電圧が発生するものであり、二次巻線を分布定数で扱う場合、二次巻線の各部に誘起電圧を分布させて解析すべきである。要するに、甲第28号証の等価回路は巻線の一端に電圧が印加され他端が接地されている場合の巻線内の過渡応答電圧分布がどうなるか検討するためのものであり、被告製品におけるトランス巻線の等価回路としては誤りである。

また、甲第32号証の80頁の図4.10は、図4.9に示されるように、巻線の一端にトランスの通常の運転周波数領域とは桁違いの波頭峻度を持つ雷電圧等の高いサージ電圧が線路端に印加(侵入)した時の巻線内部の電位分担を巻線他端が接地(中性点)された条件(実際の回路と同じ)での巻線内部の電位分布を解析する時の分布定数回路とみなした時の回路である。

ここで、等価回路の考え方は、電力用変圧器業界では周知のことであるが、巻線が巻回される鉄心は一般には導電性である珪素鋼板で構成されるため、鉄心は確実に接地されて使用されること、また、巻線は鉄心に対して一定の絶縁距離を確保して整然と巻回されるが、巻線側に対抗する鉄心表面は接地面と同一であること、が前提となっている。この巻線—鉄心間の静電容量が対地キャパシタンス $C_e$ として、また、巻線は鉄心に巻回される時、電位の異なる素線またはターンと対抗しながら巻回されるため、この巻線の導体長手方向に沿った対抗空間のキャパシタンスが巻線の直列キャパシタンス $C_w$ として、それぞれ回路表記されている。このように、甲第32号証の図4.10も、甲第28号証の図2.59と同様に、巻線の一端に電圧が印加され他端が接地されてい

る場合であり、被告製品におけるトランス巻線の等価回路としては誤りである。

## 第5 結合係数に関する原告の主張に対する反論

原告は、被告がその準備書面（2）5頁において、「漏洩する磁束が漏洩しない磁束より大きく、一次巻線と二次巻線との結合係数は0.5に満たないものと解される」と主張したことに対し、原告準備書面4の第5において延々と反論を試みている。しかしながら、被告は、結合係数と漏れ磁束の絶対量とが直接的に関係すると述べているのではなく、原告の主張のうち多くは、反論の必要性を認めない。本項では、被告製品が本件特許発明の「漏洩磁束型の昇圧トランス」ではないことを明らかにしつつ、必要な限度で原告の主張に対し反論する。

(1) まず、一般的に、「漏れ変圧器」は、甲第11号証466頁図8・30および乙第8号証95頁図6.13にあるような、磁気結合を疎にし、漏れリアクタンスを大きく設計したものを言う。

漏れリアクタンスが少ない場合、二次側の負荷抵抗が小さいと、 $I$ （電流） $=E$ （電圧） $/R$ （抵抗）の式において、 $E$ （電圧）が一定（概ね、一次側電圧および巻線比で決定される）で、 $R$ （抵抗）が小さいことから、大量の電流（ $I$ ）および磁束が流れ、巻線や鉄心が焼き付くおそれがある。そこで、鉄片を入れるなどして積極的に漏れ磁束の通路を設けることで磁気結合を疎にし、漏れリアクタンスを大きくすることによって、二次電流が増加しようとする際、漏れ磁束が増加して二次端子電圧が急減して電流の変化を妨げるようにして、二次側の負荷抵抗に関係なく、二次側の電流がほぼ一定になるようにするのである。

このような漏れ変圧器は、漏れ磁束の通路を積極的に設けないEE型、EI型などの閉塞磁束型トランスに比べ、一次巻線と二次巻線の磁氣的結

合が疎であって、結合係数が低い。

- (2) しかしながら、本件特許発明における「漏洩磁束型の昇圧トランス」は、このような従来の漏れ変圧器よりもさらに磁氣的結合が疎で、結合係数が低いものを指すものと解される。

すなわち、本件明細書には、「放電管用インバーター回路に用いられる昇圧トランスのコア形状は、磁束の漏洩を効率上有害なものとする基本設計から閉塞磁束型、つまり、E I型或いはE E型が採用されることが多かった。」(甲第2号証2頁左欄9～13行)、「また、従来の放電管用インバーター回路ではコアにE I型或いはE E型の形状を採用しているが、該コア形状ではコアの体積がそのインバーター回路全体に占める割合が大きく、その回路の小型化の障害になっている。しかし、閉塞磁束型のトランス構造を採用する限り、昇圧トランスの小型化には限界がある。そこで、コア形状と磁気回路を見直すことによって昇圧トランスの小型化を実現する必要がある。」(2頁右欄【0007】)などと従来技術および課題が紹介され、その解決のために「極端な漏洩磁束型トランス」を採用したとの記載がある。このような記載からして、「閉塞磁束型トランス」は磁束の漏洩する割合が少なく、効率の高いトランス、具体的にはE I型、E E型等を意味し、「漏洩磁束型トランス」は、それよりも漏洩する磁束の割合が多く、効率の低いものを指すと考えられる。また、効率が良いということは、結合係数が可及的に1に近いことを意味するのであるから、閉塞磁束型トランスの結合係数(k)は1に近いと解される(本準備書面添付別紙第4図参照)。現に、一般的な(従来の放電管用インバーター回路に採用されてきた)E I型、E E型トランスは、結合係数が1に近い。

したがって、結合係数が1に近いトランス(ただし、原告の主張するように0.999以上でなければならないのかについては後述する。)が閉

塞磁束型トランスと称されるのであって、少なくとも結合係数が1に近いトランスは本件特許発明で言うところの「漏洩磁束型」には該当しないと解される。

- (3) また、本件特許発明の「漏洩磁束型トランス」と前述の漏れ変圧器との関係については本件明細書に明示されていないが、「極端な漏洩磁束型昇圧トランス」、「極端な漏洩磁束効果を持たせる」などの記載があり、さらに、「昇圧トランスを極端な漏洩磁束型とすると、一次巻線近傍の昇圧トランスとして働く二次巻線部分よりも、一次巻線遠端のチョークコイルとして働く二次巻線部分の割合が大きく、強い電流制限作用を有するために放電管に十分な放電電流を供給することができない」（甲第2号証3頁左欄7～12行）との記載から、本件特許発明の「漏洩磁束型」は、従来の漏れ変圧器よりもさらに漏洩磁束の割合が多く、結合係数の低いものを指すものと解される。すなわち、従来の漏れ変圧器は、通常、一定の電流を得ることができるよう、閉塞磁束型と比べ、多少は磁気結合が疎であり、電流制限作用を有する構造であるが、「極端に」磁気結合が疎であるわけではなく、また必要な電流を供給することができないようなものではない。したがって、本件特許発明の「漏洩磁束型の昇圧トランス」は、従来の漏れ変圧器よりもさらに一次巻線と二次巻線の磁気結合が疎で、結合係数が小さく、強い電流制限作用を有するトランスを意味すると解される。

このことは、本件特許発明が「棒状コア」を採用したことの当然の帰結である。すなわち、従来の漏れ変圧器の場合、閉塞磁束型と同様、磁気抵抗の少ないコアが環状にあり、これに加えて相手巻線に鎖交しないように漏れ磁束の通路を設けることで、磁束の一部をバイパスさせるのであって、総発生磁束に対し漏れ磁束は通常極端に多くないのに対し、「棒状コア」の場合、そもそも一次巻線と二次巻線とを完全に鎖交させる磁気抵抗の少

ない閉磁気通路が存在しないのであるから、従来の漏れ変圧器に比べて漏れ磁束の割合がはるかに高くなるのである（本準備書面添付別紙第2図参照）。

- (4) 念のため指摘すると、閉塞磁束型トランスは、絶対的な漏れ磁束量の少ないトランスを意味するものではない。

原告もその準備書面4の43頁以下で解説しているように、漏洩磁束の量は、負荷に流れる電流の大小によって変化する。また、結合係数が1に近ければ漏洩磁束の量が少ないというものでもない。

まず、二次側を開放して一次側に電圧を加えると、一次巻線に励磁電流が流れ、この電流による磁束（二次巻線と鎖交する磁束と二次巻線と鎖交しない磁束が含まれる。）が発生する。発生した磁束のうち、二次巻線と鎖交する磁束（主磁束）により二次側に起電力が発生する。二次側に抵抗等の負荷をつなげると、二次巻線には負荷電流が流れ、この電流による負荷磁束（一次巻線と鎖交する磁束と一次巻線と鎖交しない磁束が含まれる。）が発生する。これに対し、一次巻線には、二次負荷電流により作られる磁束のうち、一次巻線と鎖交する磁束を打ち消すように、励磁電流に加えて一次巻線に負荷電流が流れる。この電流により新たな磁束が作られ、この磁束分布は大きさおよび位相は異なるものの、励磁電流により作られる磁束と同様な分布をする（本準備書面添付別紙第3図参照）。

ここで、結合係数が低い場合は、励磁電流により作られる磁束のうち、二次巻線と鎖交する磁束（主磁束）の割合が小さいことから、二次巻線の起電力も低くなり、負荷電流も小さくなり、負荷磁束量も少なくなる。

一般のトランスは結合係数が1ではないから、必ず漏れ磁束が発生し（この漏れ磁束量と電流の大きさを対応づけるものが漏れインダクタンスであり、漏



れインダクタンスはトランスの構造や巻線体格およびコア材の磁気特性等で決まる。)、このトランスの漏れ磁束の絶対量は負荷電流に依存し、負荷電流が大きい程漏れ磁束の絶対量は増大する。したがって、漏れ磁束の絶対量を規定する基準となる負荷電流が規定されていない以上、漏れ磁束の絶対量で、閉塞磁束型か漏洩磁束型かを判断することはできない。本件特許発明の「漏洩磁束」は、本件特許発明において一次巻線と二次巻線の磁氣的結合が疎結合であること要求していることを考えれば、漏れインダクタンスや励磁インダクタンス等から算出される結合係数で判断されるべきである。

- (5) 被告製品は、乙第6号証に示すとおり、結合係数が0.962である。この値について、原告は、甲第35号証の記載を引用して、トランスとしては低い値であるかのごとく主張するので、この点について反論する。

甲第35号証は、一部分のみの抜粋で、いかなる機器に使用することを前提にして、トランスの結合係数が「0.999程度になってトランスらしくなってきます。」と記載しているのか明らかではない。しかし、同号証の記載からすると、トランスを通信機器に使用する際の間周波変成器等の結合係数について言及したものと解される。すなわち、トロイダル・コアは通信機器に多く使用されており、通信機器では、極めて広い帯域の周波数(具体的には1:1000以上)において使用することが前提である。同号証には、「結合係数kがk=0.9だと通過する周波数幅が狭く、・・・使用に耐えません」(58~59頁)、「トランスとしては1:1000ぐらいの特性がほしいところで」(59頁)、「この形のトランスは高周波には不向きであることがわかります。何とか使用できるのは100kHzから5MHzの範囲だけで、ここはアマチュア・バンドは二つしかなく、無線機器内では455kHzの間周波数があるだけで、広帯域な電力伝達が最大の特徴であるトランスはその性質を生かすことができ

ません。」(甲第35号証66頁4～7行)と記載があり、1:500(100kHz～5MHz)でも通過周波数が狭いこと、広帯域な電力伝達が最大の特徴であるトランスでも無線機器用としては不向きであることなどが記載されている。これらの記載からして、甲第35号証が、 $k=0.999$ 以上であることが望ましいとしているのは、電源用の昇圧トランスではなく、無線機器用としてである。

これに対し、電源用の場合、使用周波数帯域巾が無線機器用と比較して極端に狭いために、通過周波数帯域巾を広くするために、結合係数を極端に良くする必要はない。例えば、甲第39号証には、「適応周波数」が40k～200kHzであるトランスが記載されており、これは1:5程度の周波数帯域であり、無線機器用よりもはるかに狭い。そのために、「一般の変圧器の場合は $k=0.9\sim0.95$ 程度」(乙第8号証91頁3行)で足りるのであり、また、「結合係数が約0.85で密結合となっている」(乙第9号証5頁左上欄14行)とされているのであり、この程度で足りることは、甲第35号証58頁の第2-20図からも裏付けられる。

したがって、結合係数が約0.85程度であれば、一般的な電源用に使用されるトランスとしては十分な効率を有するトランスと解され、このような結合係数を有するトランスは閉塞磁束型トランスということが出来る。

さらに、甲第35号証には、「第2-35図に示すような二つの共振器を持つ回路はバンドパスフィルターを形成しています。・・・結合係数 $k$ は1であってはならず、0.1や0.01が希望する値です。」(66頁27～末行)とも記載されており、結合係数が極端に低い0.01のトランスも使用されているのである。

被告製品で使用されている昇圧トランスは、結合係数が0.962であ

ることから、閉塞磁束型のトランスであることは明らかである。

- (6) これに対し、原告は、被告が被告製品を65kHzで測定した結果、励磁インダクタンス(Ls)の値が大きくなり、見かけ上結合係数が大きくなったとして、65kHzで測定した理由の開示を求めている。

しかしながら、漏れインダクタンス等の重要な回路定数の測定で実際の周波数領域での測定が妥当であることは論を待たない。そして、乙第6号証では、インバーターの動作周波数の上限周波数が約65kHzであることから、65kHzにて測定したに過ぎず、何ら恣意的な測定ではない。

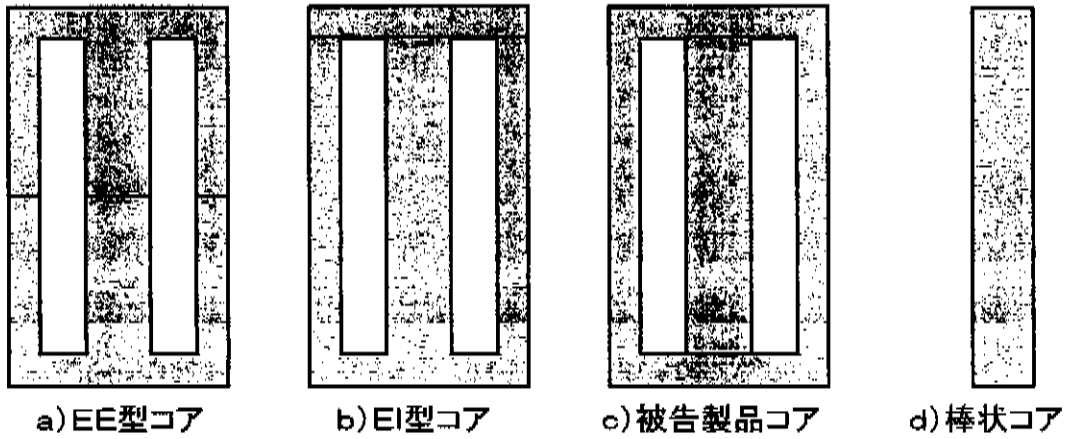
また、原告は、類似製品の結合係数に言及しているが、類似製品であっても、鉄心材料、寸法、巻線体格(巻線の高さ、長さ)などの差から、各種特性が異なるのは常識である。

また仮に、被告製品の昇圧トランスの結合係数が0.849であったとしても、これは、約0.85の閉塞磁束型トランス(乙第9号証)であり、「極端な漏洩磁束型トランス」とは到底評価できない。

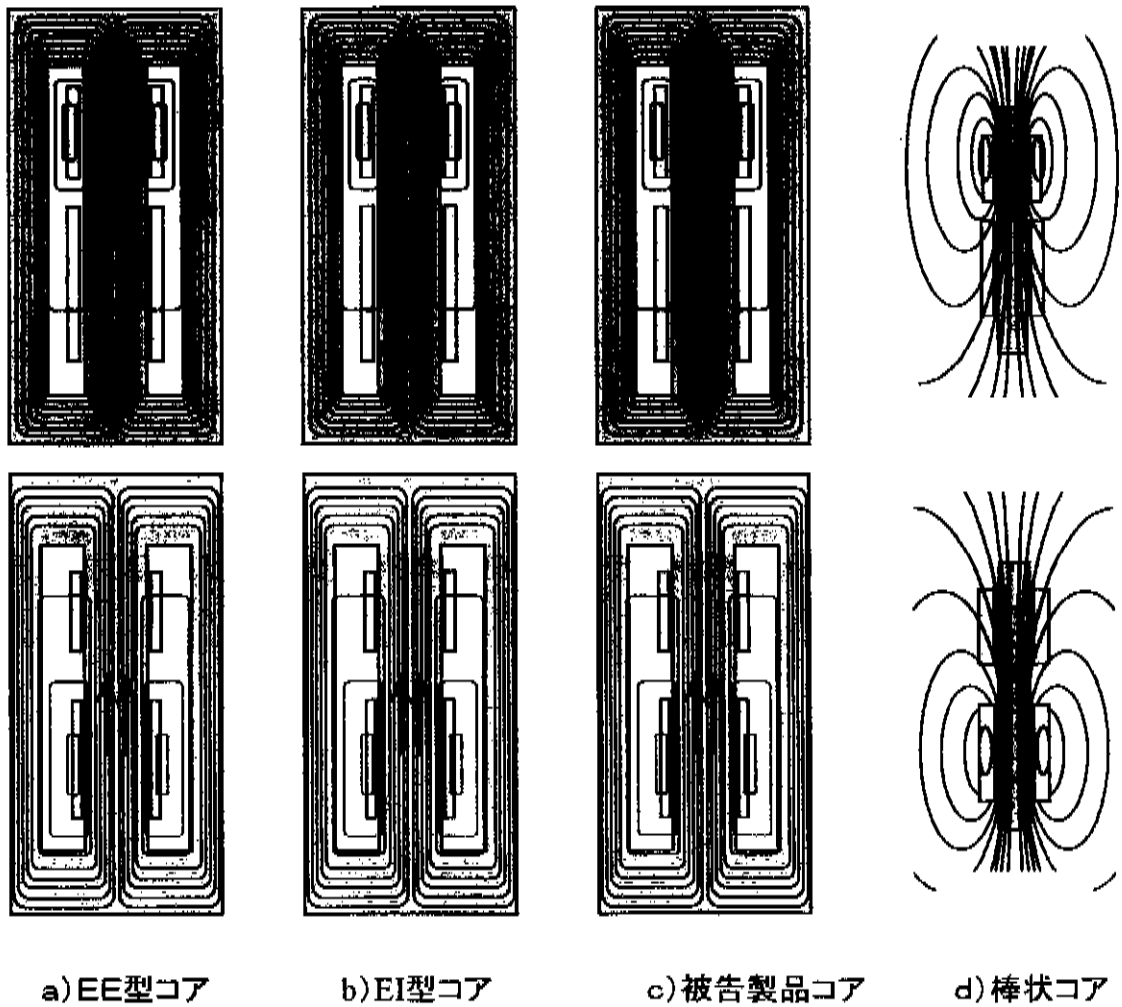
- (7) ところで、被告は、準備書面(2)第3の3(16頁以下)において、甲第17号証の「二次巻線上の漏洩磁束の測定について」が、漏洩磁束を測定したものでないことを明らかにした。

これに対し、原告は、準備書面4第3の3「二次巻線上の磁束漏れについて」(14頁以下)において、「(2) 磁束漏れの原因」として延々と10頁にわたり、磁束漏れの原因についての独自の説を述べている。この説について反論の必要は認めないが、甲第17号証11頁の写真6およびグラフ(原告準備書面では「図10」と称しているグラフ)が、漏洩磁束を測定したものでないことについて、何らの反論もないことを指摘しておく。

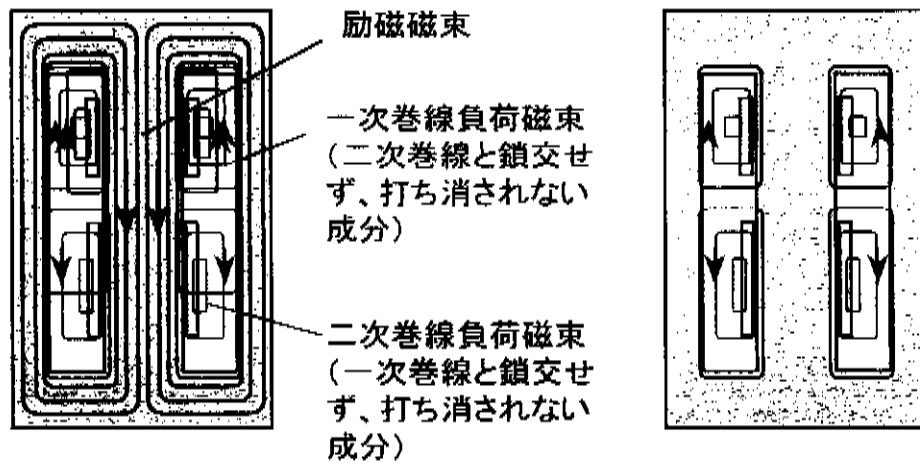
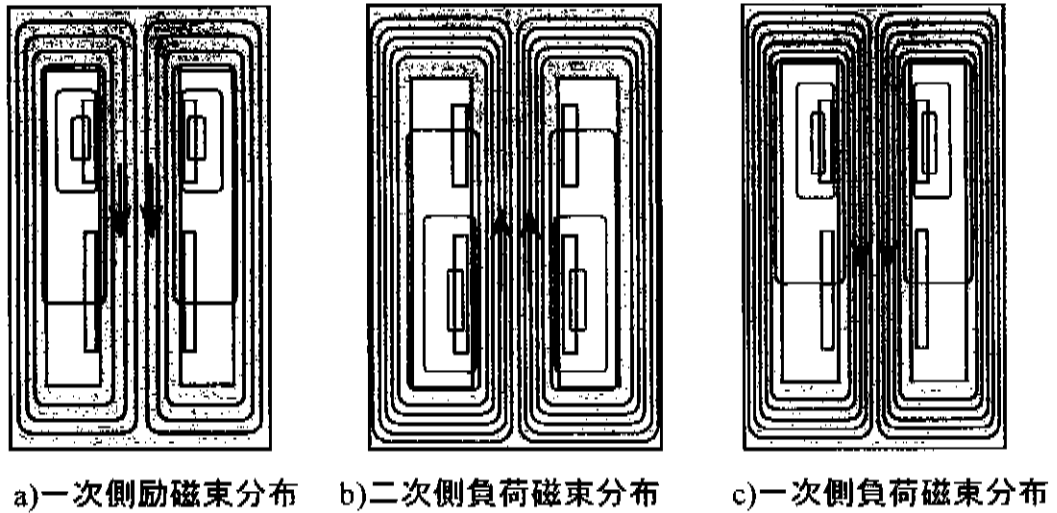
以上



第1図 コアの形状



第2図 巻線励磁時の磁束分布概念図  
 上段は一次巻線から励磁、二次巻線は開放時  
 下段は二次巻線から励磁、一次巻線は開放時



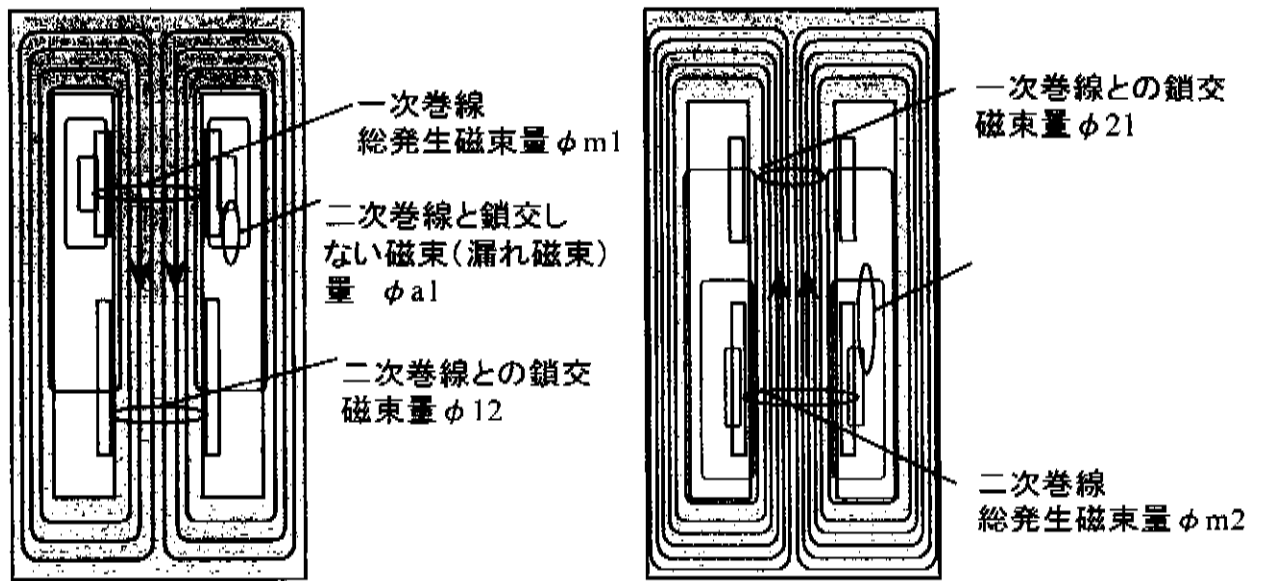
d)トランスに負荷が接続された時の全体磁束分布

d)励磁磁束量より負荷磁束量が多いときは、磁束の主体は漏れ磁束になる

### 第3図 トランス運転時の磁束分布概念図

トランスの磁束は発生要因からみてa)図に示す励磁磁束、b)励磁磁束と鎖交する二次巻線に負荷が接続されていると、この負荷に電流(二次巻線負荷電流)が流れ、この負荷電流により発生する(二次側負荷電流による)磁束、および、c)二次巻線負荷電流が作る磁束の内、一次巻線と鎖交する磁束を打ち消す磁束を発生させるように一次巻線に一次負荷電流が流れ、この電流による磁束の3つの磁束が合成されたものが実際のトランスの運転時の磁束分布になる。(通常は、負荷電流が流れても、励磁磁束量は一定に保たれる)

一般に励磁磁束と負荷磁束は負荷により電気的な位相が異なるが、一次巻線と二次巻線負荷電流による磁束は互いに逆向きとなっている。



a)一次巻線に流れる電流による磁束分布

b)二次巻線に流れる電流により磁束分布

第4図 トランスの結合係数と漏れ磁束の関係

変圧器は磁気エネルギーを介して一次巻線から二次巻線間に電力を伝達する装置である。このような装置における漏れ磁束とは、エネルギーの伝達に寄与しない磁気エネルギーを蓄積しているような磁束と理解すべきであり、一次巻線側にあつては二次巻線と鎖交していない磁束が、また、二次巻線にあつては一次巻線と鎖交していない磁束である。このような装置は磁氣的結合が高いほどエネルギーの伝達効率良い分けであり、その度合いの一つの指標が結合係数 $K$ である。

結合係数は上図の記号を用いて次式で定義される。

$$K = \sqrt{k_1 * k_2}$$

$$\text{但し、} k_1 = \phi_{12} / \phi_{m1} \quad k_2 = \phi_{21} / \phi_{m2}$$