

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4300494号
(P4300494)

(45) 発行日 平成21年7月22日(2009.7.22)

(24) 登録日 平成21年5月1日(2009.5.1)

(51) Int.Cl. F I
 HO 1 F 27/34 (2006.01) HO 1 F 27/34
 HO 2 M 3/28 (2006.01) HO 2 M 3/28 Z

請求項の数 3 (全 28 頁)

(21) 出願番号	特願平10-340090	(73) 特許権者	000005083 日立金属株式会社 東京都港区芝浦一丁目2番1号
(22) 出願日	平成10年11月30日(1998.11.30)	(73) 特許権者	393027383 NEOMAX機工株式会社 群馬県多野郡吉井町多比良2977番地
(65) 公開番号	特開2000-164436(P2000-164436A)	(72) 発明者	中島 晋 埼玉県熊谷市三ヶ尻5200番地日立金属株式会社磁性材料研究所内
(43) 公開日	平成12年6月16日(2000.6.16)	(72) 発明者	荒木 博和 埼玉県熊谷市三ヶ尻5200番地日立金属株式会社磁性材料研究所内
審査請求日	平成17年10月13日(2005.10.13)	(72) 発明者	蓮村 茂 群馬県多野郡吉井町多比良2977番地日立金属機工株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 高周波パワートランスおよびこれを用いた電力変換装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

Feを主成分とし、結晶粒径50nm以下の微細な結晶粒がその組織の体積全体の50%以上を占め、50kHzにおける比透磁率が20,000以上で、直流磁気特性における残留磁束密度Brと飽和磁束密度Bsの比である角型比Br/Bsは0.2以下で、ノーマットのナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心にセンタータップを持たない1次巻線と、少なくとも1組以上のセンタータップ付き2次巻線を設けた高周波パワートランスにおいて、前記センタータップ付き2次巻線のうちの少なくとも1組は、これを構成する各巻線を前記ナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心に略均等にパイファイラ巻されており、前記2次巻線は前記ナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心に略均等に巻かれた1次巻線によってサンドイッチ巻

10

【請求項2】

請求項1に記載の高周波パワートランスにおいて、その駆動周波数は5kHz以上100kHz以下の範囲にあることを特徴とする高周波パワートランス。

【請求項3】

請求項1又は2に記載の高周波パワートランスを用いたことを特徴とする電力変換装置

【発明の詳細な説明】

20

【 0 0 0 1 】

【 発明の属する技術分野 】

本発明は、Feを主成分とし、結晶粒径50nm以下の微細な結晶粒がその組織の体積全体の50%以上を占めるノーカットのナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心にセンタータップを持たない1次巻線と、少なくとも1組以上のセンタータップ付き2次巻線を設けた高周波パワートランスおよびこれを用いた電力変換装置に関するものである。

【 0 0 0 2 】

【 従来技術 】

高周波パワートランスを用いた絶縁形の電力変換装置の1つとして、図3に示すフルブリッジ型DC-DCコンバータが用いられている。図3において、1は入力直流電源、2、3、4および5は主スイッチ、6、7、8および9は帰還ダイオード、20はセンタータップを持たない1次巻線とセンタータップ付き2次巻線を設けた高周波パワートランス、21は前記高周波パワートランス20の1次巻線、22および23は前記高周波パワートランス20の2次巻線、31および32は出力整流ダイオード、33は出力平滑チョークコイル、34は出力平滑コンデンサ、35および36は出力端子、37は負荷である。

【 0 0 0 3 】

図3のフルブリッジ型DC-DCコンバータでは、主スイッチ2と3、および4と5がそれぞれ1組のスイッチになって、これら2組のスイッチが交互にスイッチングすることにより、高周波パワートランス20の1次巻線21には図4のv21のような高周波電圧が印可され、同高周波パワートランス20の2次巻線22および23から、出力整流ダイオード31および32、平滑チョークコイル33、コンデンサ平滑34を介し、負荷37に電力が供給される。図4において、主スイッチ2と3がオンの期間がTon23、主スイッチ4と5がオンの期間がTon45であり、Tpが周期である。(Ton23+Ton45)/Tpがオンデューティ比Donであり、入力直流電源1の電圧Eの変動や負荷37の変動に対し、出力電圧Voを一定に保つために、Tpを一定としDonを変化させて制御するPWM制御(パルス幅変調制御)が一般に用いられている。なお、高周波パワートランス20の駆動周波数fは1/Tpで与えられる。

【 0 0 0 4 】

本コンバータにおける高周波パワートランス20の動作B-Hループ概念図を図5に示す。図3に示す高周波パワートランス20の1次巻線21の黒丸側から電流が流入したときに高周波パワートランス20に生じる磁界の向きを図5のH軸の正極側にとることとする。したがって、主スイッチ2と3がオンの期間Ton23には、同高周波パワートランス20の磁束密度は図5のa点からb点まで2Bmだけ変化し、主スイッチ4と5がオンの期間Ton45には、高周波パワートランス20の磁束密度は図5のb点からa点まで-2Bmだけ変化する。すなわち、本コンバータにおける高周波パワートランス20は、B-Hループの原点に対し対称のマイナーループを描く動作をする。

【 0 0 0 5 】

本コンバータにおける高周波パワートランス20では、小型化と低損失化が重要な課題である。高周波パワートランス20の小型化の一般的な手法として、駆動周波数を高めることが行われている。しかし、高周波パワートランス20に用いる磁心や主スイッチ2、3、4および5、帰還ダイオード6、7、8、および9、あるいは出力整流ダイオード31および32などの素子の高周波特性を考慮しない極端な高周波化は、これらの素子の損失を増加させるばかりでなく、高周波パワートランス20の損失増加も招き、コンバータの効率低下や過大な温度上昇による信頼性低下を引き起こす。

【 0 0 0 6 】

本コンバータにおける高周波パワートランス20には、一般に、主スイッチ2、3、4および5の高周波特性を考慮して選定される駆動周波数において、最も小型化可能で低損失の磁心を選定する必要がある。

【 0 0 0 7 】

例えば、出力電力が数kW程度までの比較的小さい場合には、通常、主スイッチ4および

10

20

30

40

50

5にパワーMOS-FETが選択され、駆動周波数は50kHz程度以上に選定される。この場合、高周波パワートランス20の磁心には、従来、主に、室温の飽和磁束密度Bsが0.5T程度と小さいが、数百kHz以上での磁心損失の小さなMn-Znフェライト磁心が用いられていた。

【0008】

一方、出力電力が数kWを超える領域では、一般に、主スイッチ2、3、4および5にIGBTが選択され、駆動周波数は数kHzから20kHz程度に選定される。

この場合、萩原、斎藤、加茂、豊田、山内、吉沢：「超微結晶合金を鉄心に用いたインバータ用変圧器」、電気学会研究会資料、MAG-90-194、1990年12月6日（以下、文献1と呼ぶ）に記載されているように、高周波パワートランス20の磁心には、室温での飽和磁束密度がMn-Znフェライト磁心の2倍を超える1T以上で、20kHzでの磁心損失も小さな、特開昭63-302504号に記載されるようなFeを主成分とし、結晶粒径50nm以下の微細な結晶粒がその組織の体積全体の50%以上を占めるFe基ナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心が優れることが知られている。

10

【0009】

前記Fe基ナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心においては、前記文献1、あるいは福永、古賀、江口、太田、掛橋：「鉄系磁性薄帯を用いたギャップ付カットコアの磁気特性、電気学会研究会資料、MAG-89-203、1989年12月1日（以下、文献2と呼ぶ）に記載されているように、同巻磁心を樹脂含浸処理や表面固着処理することによって同巻磁心を構成するナノ結晶軟磁性合金薄帯の層間に樹脂あるいはワニスなどが浸透し、同ナノ結晶軟磁性合金薄帯に応力が加わることによって、その磁心損失が著しく増加することが知られている。

20

【0010】

ところで、高周波パワートランス20用の磁心では、巻線作業を容易にするためカットした磁心が広く用いられている。ナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心をカットするためには、同巻磁心をエポキシ系接着剤などの含浸材で含浸処理し、同巻磁心を構成するナノ結晶軟磁性合金薄帯の各層間を前記含浸材で固着させた後、回転砥石などによりカットする必要がある。また、カット後、端面を鏡面研磨することも行われている。しかし、このような手法を用いたナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心をカットした磁心は、前記文献1および文献2に記載されているように、その磁心損失が著しく増加してしまう。

30

【0011】

このためナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心を用いカットした磁心の磁心損失を低減するため、吉沢、森、荒川、山内：「Fe-Cu-Nb-Si-B系ナノ結晶合金の高周波磁気特性」、電気学会研究会資料、MAG-94-202、1994年11月22日（以下、文献3と呼ぶ）に記載されるように、その飽和磁歪定数sが 10^{-6} 以下と小さなナノ結晶軟磁性合金薄帯を使用し、同薄帯表面をセラミックスで被覆した層間絶縁処理を行うことが有効ではあるが、その場合でも、含浸やカットをしない通常のナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心の磁心損失の約1.4倍にも達してしまう。

【0012】

このため、ナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心の特徴である低磁心損失を有効に活用するためには、同巻磁心を構成するナノ結晶軟磁性合金薄帯に極力応力を加えないように構成する必要がある。そのような構成のナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心としては、ノーカットの同巻磁心をシリコングリスやゲル状のシリコンゴムなどを緩衝材としてプラスチックやセラミック等の絶縁ケース中に収納し、外部からの応力が直接巻磁心に加わり難いようにしたものが広く用いられている。

40

【0013】

【発明が解決しようとする課題】

図3のフルブリッジ型DC-DCコンバータのように、高周波パワートランス20の磁束密度が図5に示すようにB-Hループの原点に対し対称なB-Hマイナーループを描く動作をする電力変換装置の高周波パワートランス20において、その動作時のB-Hマイナ

50

ー ループが図 6 のように B - H ループの原点に対し非対称な動作をする偏磁により、前記高周波パワートランス 20 が磁気飽和し励磁電流が著しく増加するのを抑制し、主スイッチ 2、3、4 および 5 の安全動作を確保することが極めて重要である。

【 0 0 1 4 】

高周波パワートランス 20 の偏磁は、よく知られているように、主に、主スイッチ 2、3、4 および 5 の電氣的な特性のバラツキに起因するものであり、励磁電流は回路インピーダンスによってある値で平衡する。しかし、高周波パワートランス 20 の偏磁が大きい場合、動作時の B - H マイナーループは図 6 に示すように一方の飽和領域に達し、励磁電流は著しく増加するため、主スイッチ 2、3、4 および 5 の主電極間に過大な電流が流れ、同主スイッチ 2、3、4 および 5 は破壊に至る場合があった。特に、入力直流電源 1 の電圧の急変や負荷 27 の急変時には、過渡的に高周波パワートランス 20 の動作時の磁束密度の変化量 B が大きくなるため、偏磁による励磁電流の増加量も大きくなり、主スイッチ 2、3、4 および 5 が破壊に至る危険性が高かった。

【 0 0 1 5 】

なお、主スイッチ 2、3、4 および 5 の主電極間に流れる過電流を抑制する応答速度の速い過電流保護回路が設けられている場合には、著しい偏磁により前記主スイッチ 2、3、4 および 5 に過大な電流が流れるのを抑制でき、これらの主スイッチが破壊するのを防止できる。しかし、同過電流保護回路が動作したときには、出力側に十分な電力を供給できなくなるため出力電圧の定電圧精度が確保できなくなるなどの問題があった。

【 0 0 1 6 】

上記高周波パワートランス 20 の偏磁を防止するための最も一般的な手法として、同高周波パワートランス 20 に、透磁率の小さな磁心を採用するとともに、同磁心の動作磁束密度波高値 B_m を同磁心の飽和磁束密度 B_s に対して十分小さな値となるように選定することが行われている。上記、透磁率の小さな磁心を得る手法としては、カット磁心にギャップを設けて、その実効的な比透磁率を下げるのが最も簡便な方法である。この手法によれば、ギャップ幅を調整することにより、磁心の実効的な比透磁率を任意に選定できるという利点もあった。

【 0 0 1 7 】

しかし、ナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心の場合に上記のようにギャップを設けることによって実効的な比透磁率を低下させる手法は、前記文献 1 から文献 3 にも記載されているように、カット磁心にすることとギャップを設けることによって、磁心損失が大幅に増加するため、前記高周波パワートランス 20 に用いるときの最大の利点である低磁心損失という特徴が損なわれる上、ギャップ部で生じる漏れ磁束の影響により銅損が増加する問題があった。

【 0 0 1 8 】

ナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心において、ギャップを設けることなしに比透磁率を低下させる手法としては、同巻磁心の薄帯幅方向（巻磁心の高さ方向）に磁界を加えながら熱処理する手法、および巻磁心を構成するナノ結晶軟磁性合金薄帯に応力を加える手法がある。しかし、磁心損失が比較的小さな組成系において、前者の手法を用いて達成できる比透磁率のレベルは 50 kHz において数万にも達し、Mn - Zn フェライト磁心の数千程度に対し 1 ケタも大きい値に留まり、偏磁対策に十分なレベルに達しなかった。一方、後者の手法は、前記、文献 1 および 2 に記載されるように、磁心損失の大幅な上昇を招く問題があった。

【 0 0 1 9 】

このため、図 3 のフルブリッジ型 DC - DC コンバータのように、高周波パワートランス 20 の磁束密度が図 5 に示すような B - H ループの原点に対し対称な B - H マイナーループを描く動作をする電力変換装置の高周波パワートランス 20 に、ナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心を使用し、低磁心損失という特徴を発揮させるためには、極度な偏磁を抑制するために同高周波トランス 20 の偏磁量を検出するとともに、これを矯正するために主スイッチ 2、3、4 および 5 で形成される 2 組スイッチの各々のオン期間を独立に制御するこ

10

20

30

40

50

との可能な偏磁抑制回路を追加するなどの対策を行う必要があり、部品点数が増加する問題があった。

【0020】

なお、以上の説明ではフルブリッジ型DC-DCコンバータを例にナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心を用いた高周波パワートランス20、およびこれを用いた電力変換装置の問題点について説明したが、ナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心にセンタータップを持たない1次巻線と少なくとも1組以上のセンタータップ付き2次巻線を設けた構成のハーフブリッジ型コンバータなどの他の電力変換装置の高周波パワートランス20、およびこれを用いた電力変換装置に対しても、全く同様の問題があった。

【0021】

本発明の目的は、前記従来技術では、実現困難であった、実用上障害となるレベルの偏磁の発生を防止し得るとともに低磁心損失で小型なノーカットのナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心にセンタータップを持たない1次巻線と少なくとも1組以上のセンタータップ付き2次巻線を設けた高周波パワートランス、およびこれを用いた高効率で信頼性の高い電力変換装置を提供することにある。

【0022】

【課題を解決するための手段】

本発明は、Feを主成分とし、結晶粒径50nm以下の微細な結晶粒がその組織の体積全体の50%以上を占め、50kHzにおける比透磁率が20,000以上で、直流磁気特性における残留磁束密度 B_r と飽和磁束密度 B_s の比である角型比 B_r/B_s は0.2以下で、ノーカットのナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心にセンタータップを持たない1次巻線と、少なくとも1組以上のセンタータップ付き2次巻線を設けた高周波パワートランスにおいて、前記センタータップ付き2次巻線のうちの少なくとも1組は、これを構成する各巻線を前記ナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心に略均等にバイファイラ巻されており、前記2次巻線は前記ナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心に略均等に巻かれた1次巻線によってサンドイッチ巻されていて、かつ2次巻線端の全てを短絡して1次巻線端で測定した50kHzにおける漏れインダクタンスの値が0.3 μ H以下であることを特徴とする高周波パワートランスである。

【0023】

このような構成とすることによって、低磁心損失のノーカットのナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心にセンタータップを持たない1次巻線と少なくとも1組以上のセンタータップ付き2次巻線を設けた高周波パワートランスをフルブリッジ型コンバータやハーフブリッジ型コンバータなどの電力変換装置に用いる際に問題となっていた偏磁による磁気飽和を複雑な偏磁抑制回路を加えることなしに防止でき、同高周波パワートランスの損失をより減少させることができ、更に小型化と高効率化が図れ、好ましい。

【0027】

前記高周波パワートランスにおいて、その駆動周波数を5kHz以上100kHz以下の範囲に選定した場合には、その選定した周波数において従来の高周波パワートランスに比べて、より小型化と高効率化が図れ好ましい。

【0028】

上記本発明による高周波パワートランスを用いた電力変換装置は、従来の電力変換装置に比べて、小型化と高効率化が図れるとともに、簡単な回路構成で高周波パワートランスの偏磁による励磁電流の増加を抑制できるため主スイッチの安全動作が図れ、信頼性が向上して好ましい。

【0029】

【実施例】

以下本発明の実施例について詳細に説明する。

(実施例1)

回路構成が図3、仕様が表1で与えられるスイッチング周波数 f が50kHzのフルブリッジ型DC-DCコンバータの高周波パワートランス20、および同フルブリッジ型DC

10

20

30

40

50

- D Cコンバータの性能について検討した。

【 0 0 3 0 】

図 3 において、1 は入力直流電源、2、3、4 および 5 は主スイッチ、6、7、8 および 9 は帰還ダイオード、20 はセンタータップを持たない 1 次巻線とセンタータップ付 2 次巻線を設けた高周波パワートランス、21 は前記高周波パワートランス 20 の 1 次巻線、22 および 23 は前記高周波パワートランス 20 の 2 次巻線、31 および 32 は出力整流ダイオード、33 は出力平滑チョークコイル、34 は出力平滑コンデンサ、35 および 36 は出力端子、37 は負荷である。

【 0 0 3 1 】

【表 1】

10

入力電圧 (V)	出力電圧 (V)	負荷電流 (A)	動作時の周囲温度 (°C)
170 ~ 375	40	0 ~ 30	0 ~ 40

【 0 0 3 2 】

なお、本実施例において、高周波パワートランス 20 の偏磁の原因となる主スイッチ 2、3、4、および 5 のオン期間のバラツキを抑制するため、図 3 の主スイッチ 2、3、4 および 5 にはパワー MOS - FET を使い、これら MOS - FET のターンオフタイムのバラツキを抑制するためターンオフ時のゲート電流波高値を大きく取ることのできるゲート駆動回路を採用した。

20

【 0 0 3 3 】

また、図 3 の回路において、帰還ダイオード 6、7、8 および 9 は高周波パワートランス 20 の励磁エネルギーを入力直流電源 1 に回生することによりコンバータの高効率化を図るとともに同高周波パワートランス 20 の偏磁を抑制する機能を有する。

【 0 0 3 4 】

高周波パワートランス 20 には表 2 に示す磁心を用いた。表 2 において、磁心イから磁心チは Fe を主成分とし結晶粒径 50 nm 以下の微細な結晶粒がその組織の体積全体の 50 % 以上を占めるナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心である。このうち磁心チはカットした上で非磁性の絶縁体ギャップを挿入したもの、それ以外はノーカットである。

30

また、磁心リはノーカットの Fe 基非晶質軟磁性合金薄帯巻磁心、磁心又はノーカットの部分的に結晶質を含む Fe 基非晶質軟磁性合金薄帯巻磁心、磁心ルはノーカットの Mn - Zn フェライト磁心、磁心ヲはカットした上で非磁性の絶縁体のギャップを挿入した Mn - Zn フェライト磁心である。

【 0 0 3 5 】

【表 2】

磁心	直流磁気特性				50 kHz の比透磁率	
	B _s (T)		B _r / B _s		μ _r (50kHz)	
	25℃	120℃	25℃	120℃	25℃	120℃
イ	1.23	1.16	0.57	0.55	31,000	32,000
ロ	1.23	1.16	0.28	0.26	29,000	30,000
ハ	1.23	1.16	0.17	0.16	25,000	25,000
ニ	1.23	1.16	0.04	0.04	23,000	24,000
ホ	1.23	1.16	0.04	0.04	18,000	19,000
ヘ	1.23	1.16	0.19	0.18	15,000	15,000
ト	1.23	1.16	0.18	0.17	6,500	6,500
チ	1.23	1.16	0.02	0.02	1,200	1,200
リ	1.56	1.45	0.58	0.56	4,200	4,300
ヌ	1.56	1.45	0.07	0.07	1,400	1,600
ル	0.49	0.32	0.29	0.22	2,400	5,600
ヲ	0.49	0.32	0.13	0.12	1,100	1,800

【0036】

表2の磁心のうち磁心イから磁心ヌは、いずれもその寸法が外径44mm、内径24mm、高さ20mmのトロイダル形状であり、その寸法が外径46.5mm、内径21.5mm、高さ23mmのプラスチック製絶縁ケースに挿入した。また、磁心ルおよび磁心ヲは、表2に示すよう120の飽和磁束密度B_sは0.32Tしかないため偏磁に対する余裕度をとるとその動作時の磁束密度の変化量Bは0.35T程度しか取れない。そこで、磁心ルおよび磁心ヲはいずれも前記磁心イから磁心ヌと同一寸法の磁心を2ヶ重ね、その寸法が外径46.5mm、内径21.5mm、高さ44mmのプラスチック製絶縁ケースに挿入した。

【0037】

高周波パワートランス20の巻線仕様を表3に示す。

表3において、本発明Aから本発明G、および比較例mから比較例qに適用したサンドイッチ巻と記載されている巻線構造を図1に示す。図1は、本発明Aから本発明G、および比較例mから比較例qの高周波パワートランス20の径方向断面の1/4周部分を示したものである。同図において、50はケースを含む磁心、黒で塗りつぶされている円51および白抜きの円52は図3の1次巻線21、網掛けの円53および斜線の円54は各々図3の2次巻線22と23に相当するものである。

【0038】

2次巻線53および54は各々0.23のポリウレタン絶縁被覆電線を69本用いて構成したリッツ線を2本パラ合計4本を交互に並列にケースで覆われた磁心50に略均等にバイファイラ巻した。図1ではその1ターン分の巻線の断面図が示されている。

【0039】

一方、1次巻線は、0.9の3層絶縁被覆電線を4本パラでその巻数の1/2にあたる8ターンをケースを含む磁心50に対し略均等に巻いた巻線51と0.9の3層絶縁被覆電線を4本パラで残り1/2の巻数にあたる8ターンをケースを含む磁心50に対し略均等に巻いた巻線52で、前記2次巻線53および54をサンドイッチ状に挟み込むと同

10

20

30

40

50

時に、前記巻線 5 1 と巻線 5 2 を直列接続することにより 1 6 ターンの 1 次巻線 2 1 を構成している。なお、図 1 では、上記 1 次巻線の約 4 ターン分の巻線の断面図が示されている。

【 0 0 4 0 】

【表 3】

	磁心		巻線構造	1 次巻線		2 次巻線		
				線径 (mm)	巻数	線径 (mm)	巻数	
本 発 明	A	イ	サンドイ ッチ巻	0.9 φ × 4 パラ	1 6	0.23 φ × 6.9 ハ°ラリツ線 × 2 ハ°ラ	4	10
	B	ロ						
	C	ハ						
	D	ニ						
	E	ホ						
	F	ヘ						
	G	ト						
比 較 例	a	イ	均等巻	1.4 φ × 2 パラ	1 6	0.23 φ × 6.9 ハ°ラリツ線 × 2 ハ°ラ	4	20
	b	ロ						
	c	ハ						
	d	ニ						
	e	ホ						
	f	ヘ						
	g	ト						
	h	チ						
	i	リ						
	j	ヌ						
	k	ル						
	l	ヲ						
		m						
n		リ						
o		ヌ						
p		ル						
q		ヲ						

【 0 0 4 1 】

表 3 において、比較例 a から比較例 l に適用した均等巻と記載されている巻線構造を図 2 に示す。図 2 は、比較例 a から比較例 l の高周波パワートランス 2 0 の径方向断面の 1 / 4 周部分を示したものである。

同図において、5 0 はケースを含む磁心、黒で塗りつぶされている円 6 1 は図 3 の 1 次巻線 2 1、網掛けの円 6 2 および斜線の円 6 3 は各々図 3 の 2 次巻線 2 2 と 2 3 に相当するものである。

【 0 0 4 2 】

1次巻線61は、1.4 のテフロンコート絶縁被覆電線を2本パラで磁心50に対し略均等に16ターン巻いて構成している。なお、図2では、上記1次巻線61の約4ターンの巻線の断面図が示されている。

一方、2次巻線62および63は、各々0.23 のポリウレタン絶縁被覆電線を69本用いて構成したリッツ線を2本パラ合計4本を交互にならべた形でケースで覆われた磁心50に略均等にバイファイラ巻されており、図2ではその1ターンの巻線の断面図が示されている。

【0043】

表4に、表3に示す24種類の高周波パワートランス20について、2次巻線端全てを短絡して1次巻線で測定した漏れインダクタンス、同高周波パワートランス20を前記回路構成が図3、仕様が表1のフルブリッジ型DC-DCコンバータに実装したときの同高周波パワートランス20の偏磁の程度、動作時の磁束密度の変化量 B および温度上昇 T を示す。

10

【0044】

偏磁については、表1の仕様の範囲において、入力電圧と負荷が急変をしても偏磁による異常がない場合を、入力電圧と負荷が急変したときのみ偏磁による異常がでた場合を、定常動作でも偏磁による異常を生じた場合を×とした。

また、動作時の磁束密度の変化量 B および温度上昇 T は、周囲温度25において入力電圧260V、出力電圧40V、負荷電流30Aの入出力条件のもとで連続通電してその値が飽和した時点で測定した結果である。

20

【0045】

【表4】

		磁心	巻線構造	漏れインダクタンス(μH)	偏磁	ΔB (T)	ΔT ($^{\circ}\text{C}$)
本 発 明	A	イ	サンドイッチ巻	0.19	○	0.67	44
	B	ロ		0.18	○	0.67	43
	C	ハ		0.21	○	0.67	43
	D	ニ		0.22	○	0.67	42
	E	ホ		0.19	○	0.67	46
	F	ヘ		0.21	○	0.67	47
	G	ト		0.22	○	0.67	49
比 較 例	a	イ	均等巻	0.38	×	0.67	—
	b	ロ		0.41	×	0.67	—
	c	ハ		0.40	×	0.67	—
	d	ニ		0.39	×	0.67	—
	e	ホ		0.43	×	0.67	—
	f	ヘ		0.42	×	0.67	—
	g	ト		0.41	×	0.67	—
	h	チ		0.43	○	0.67	64
	i	リ		0.42	×	0.67	—
	j	ヌ		0.41	○	0.67	70
	k	ル		0.41	×	0.34	—
	l	ヲ		0.42	△	0.34	59
	m	チ		サンドイッチ巻	0.22	○	0.67
n	リ	0.28	○		0.67	59	
o	ヌ	0.27	○		0.67	65	
p	ル	0.27	○		0.34	48	
q	ヲ	0.30	○		0.34	53	

10

20

30

【0046】

表4からわかるように、サンドイッチ巻構造の低漏れインダクタンスのノーカットのナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心を用いた本発明AからGの高周波パワートランスによれば、偏磁を実用上問題のないレベルに押さえることができるとともに、その温度上昇 ΔT も実用上支障のない許容値である50以下に押さえることができる。

40

なお、ここで温度上昇 ΔT の許容値は、表1の動作時の周囲温度の上限である40と動作時のDC-DCコンバータケース内部の温度上昇想定上限値を30を足した70をE種絶縁の許容温度である120から差し引いて50以下とした。

【0047】

一方、漏れインダクタンスが大きなノーカットのナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心を用いた比較例aからg、ノーカットのFe基非晶質軟磁性合金薄帯巻磁心を用いた比較例iあるいはノーカットのMn-Znフェライト磁心を用いた比較例kの高周波パワートランス20では、偏磁の影響により最大出力を安定に取り出せず、温度上昇 ΔT の測定が不可能で

50

あった。

【0048】

また、ギャップを設けたナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心チ、ノーカットの部分的に結晶質を含むFe基非晶質軟磁性合金薄帯巻磁心ヌおよびギャップを設けたMn-Znフェライト磁心ヲを用いた漏れインダクタンスが大きい比較例h、jおよびlの高周波パワートランス20は偏磁の影響を押さえることができるが、温度上昇Tが実用上要求される50を超えるため問題となることがわかる。

【0049】

ギャップ付のナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心チ、ノーカットのFe基非晶質軟磁性合金薄帯巻磁心リ、ノーカットの部分的に結晶質を含むFe基非晶質軟磁性合金薄帯巻磁心ヌ、ノーカットのMn-Znフェライト磁心ルおよびギャップを用いたMn-Znフェライト磁心ヲを用い、サンドイッチ巻構造として低漏れインダクタンスとした比較例mからqの高周波パワートランス20においては偏磁の影響を押さえることができるが、比較例pを除きその温度上昇Tが50を超えるため問題となることがわかる。

10

【0050】

一方、比較例pでは偏磁の影響を押さえられると同時に温度上昇Tも50以内に押さえることができるが、Mn-Znフェライト磁心ヲを用いているためその飽和磁束密度の制約からBをナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心イからチおよびFe基非晶質軟磁性合金薄帯巻磁心リとヌを用いた場合に比べ約1/2に選定しなくてはならず前記のように磁心体積を2倍としているため高周波パワートランス20の体積も約2倍になるという問題があることがわかる。

20

【0051】

なお、本実施例で得られた結果に基づき詳細に検討した結果、ノーカットのナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心にセンタータップを持たない1次巻線とセンタータップ付き2次巻線を設けた高周波パワートランス20において、2次巻線端の全てを短絡して1次巻線端で測定した50kHzにおける漏れインダクタンスの値が0.3μH以下であれば、実用上、偏磁の影響で図3の回路構成と表1の仕様のフルブリッジ型DC-DCコンバータの動作に支障をきたすことはないことがわかった。

【0052】

また、本発明AからGについて比較すると50kHzにおける比透磁率 μ_r (50kHz)が20,000を超えるナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心を用いた本発明AからDの場合には、その温度上昇Tが実用上の上限である50に対し10%以上のマージンを持つ45未満とすることができるため、信頼性が高く高性能な高周波パワートランスと電力変換装置を実現できることがわかる。

30

【0053】

(実施例2)

前記実施例1と全く同様の回路構成と仕様において、スイッチング周波数fを50kHzから20kHzに変更したフルブリッジ型DC-DCコンバータの高周波パワートランス20、および同フルブリッジ型DC-DCコンバータの性能について検討した。

【0054】

高周波パワートランス20の巻線仕様を表5に示す。なお、比較例r、s、tおよびuを除き、前記実施例1の表2に記載される磁心を用いた表3の巻線仕様のものを使用した。また、表5において、比較例rから比較例uについて記載されるサンドイッチ巻と均一巻の構成は、前記実施例1における図1および図2と同様の構成のものである。

40

【0055】

【表5】

		磁心	巻線構造	1次巻線		2次巻線	
				線径(mm)	巻数	線径(mm)	巻数
本 発 明	A	イ	サンドイッチ巻	0.9φ×4パラ	16	0.23φ×6.9 ハ°ラリツ線×2ハ°ラ	4
	B	ロ					
	C	ハ					
	D	ニ					
	E	ホ					
	F	ヘ					
	G	ト					
比 較 例	a	イ	均等巻	1.4φ×2パラ	16	0.23φ×6.9 ハ°ラリツ線×2ハ°ラ	4
	b	ロ					
	c	ハ					
	d	ニ					
	e	ホ					
	f	ヘ					
	g	ト					
	h	チ					
	i	リ					
	j	ヌ					
	r	ワ					
例	m	チ	サンドイッチ巻	0.9φ×4パラ	16	0.23φ×6.9 ハ°ラリツ線×2ハ°ラ	4
	n	リ					
	o	ヌ					
	t	ワ					
	u	カ					

10

20

30

【0056】

比較例 r、s、t および u で用いた磁心の直流磁気特性と 50 kHz における比透磁率 μ_r (50kHz) を表 6 に示す。表 6 の磁心ワはノーカットの Mn-Zn フェライト磁心、磁心力はカットした上で非磁性の絶縁体ギャップを挿入した Mn-Zn フェライト磁心である。また、磁心ワおよび磁心力は、表 6 に示すように 120 の飽和磁束密度 B_s が前記表 2 に示される磁心イから磁心ヌの 1/4 程度しかないため、それぞれ前記磁心イから磁心ヌと同一寸法の磁心を 4 重ねて、その寸法が外径 46.5 mm、内径 21.5 mm、高さ 84 mm のプラスチック製絶縁ケースに挿入した。

40

【0057】

【表 6】

磁 心	直 流 磁 気 特 性				5 0 k H z の 比 透 磁 率	
	B _s (T)		B _r / B _s		μ _r (50kHz)	
	2 5 ℃	1 2 0 ℃	2 5 ℃	1 2 0 ℃	2 5 ℃	1 2 0 ℃
ル	0.49	0.32	0.27	0.21	2,300	5,400
ヲ	0.49	0.32	0.12	0.11	1,100	1,700

10

【 0 0 5 8 】

表 7 に、表 5 に示す 2 4 種類の高周波パワートランス 2 0 について、2 次巻線端全てを短絡して 1 次巻線で測定した漏れインダクタンス、同高周波パワートランス 2 0 を前記回路構成が図 3、仕様が表 1 のフルブリッジ型 DC - DC コンバータの高周波パワートランス 2 0 に実装したときの偏磁の程度、動作時の磁束密度の変化量 B および同高周波パワートランス 2 0 の温度上昇 T を示す。

【 0 0 5 9 】

偏磁については、表 1 の仕様の範囲において、入力電圧と負荷が急変をしても偏磁による異常がない場合を、入力電圧と負荷が急変したときのみ偏磁による異常がでた場合を、定常動作でも偏磁による異常を生じた場合を × とした。

20

また、動作時の磁束密度の変化量 B および温度上昇 T は、周囲温度 2 5 において入力電圧 2 6 0 V、出力電圧 4 0 V、負荷電流 3 0 A の入出力条件のもとで連続通電してその値が飽和した時点で測定した結果である。

【 0 0 6 0 】

【 表 7 】

		磁心	巻線構造	漏れインダクタンス(μH)	偏磁	ΔB (T)	ΔT ($^{\circ}\text{C}$)
本 発 明	A	イ	サンドイッチ巻	0.19	○	1.69	45
	B	ロ		0.18	○	1.69	44
	C	ハ		0.21	○	1.69	44
	D	ニ		0.22	○	1.69	43
	E	ホ		0.19	○	1.69	47
	F	ヘ		0.21	○	1.69	48
	G	ト		0.22	○	1.69	49
比 較 例	a	イ	均等巻	0.38	×	1.69	—
	b	ロ		0.41	×	1.69	—
	c	ハ		0.40	×	1.69	—
	d	ニ		0.39	×	1.69	—
	e	ホ		0.43	×	1.69	—
	f	ヘ		0.42	×	1.69	—
	g	ト		0.41	×	1.69	—
	h	チ		0.43	○	1.69	60
	i	リ	0.42	×	1.69	—	
	j	ヌ	0.41	○	1.69	64	
	r	ワ	0.52	×	0.38	—	
	s	カ	0.54	△	0.38	55	
	m	チ	サンドイッチ巻	0.22	○	1.69	53
	n	リ		0.28	○	1.69	56
o	ヌ	0.27		○	1.69	63	
t	ワ	0.32		○	0.38	43	
u	カ	0.35		○	0.38	47	

【0061】

表7からわかるように、サンドイッチ巻構造の低漏れインダクタンスのノーカットのナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心を用いた本発明AからGの高周波パワートランス20によれば、偏磁を実用上問題のないレベルに押さえることができるとともに、その温度上昇 T も実用上支障のない50以下に押さえることができる。

【0062】

これに対し、漏れインダクタンスが大きなノーカットのナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心を用いた比較例aからg、ノーカットのFe基非晶質軟磁性合金薄帯巻磁心を用いた比較例iおよびノーカットのMn-Znフェライト磁心を用いた比較例rの高周波パワートランスでは、偏磁の影響により最大出力を安定に取り出せず、温度上昇 T の測定が不可能であった。

【0063】

また、ギャップを設けたナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心チ、ノーカットの部分的に結晶質を含むFe基非晶質軟磁性合金薄帯巻磁心ヌおよびギャップを用いたMn-Znフェライ

10

20

30

40

50

ト磁心力を用いた漏れインダクタンスが大きい比較例 h、j および s の高周波パワートランス 20 は偏磁の影響を押さえることができるが、温度上昇 T が実用上要求される 50 を超えるため問題となることがわかる。

【0064】

さらに、ギャップ付のナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心チ、ノーカットの Fe 基非晶質軟磁性合金薄帯巻磁心リ、ノーカットの部分的に結晶質を含む Fe 基非晶質軟磁性合金薄帯巻磁心ヌ、ノーカットの Mn - Zn フェライト磁心ワおよびギャップを用いた Mn - Zn フェライト磁心カを用い、サンドイッチ巻構造として低漏れインダクタンスとした比較例 m、n、o、t、u の高周波パワートランスにおいては、偏磁の影響を押さえることができるが、比較例 t と u を除き、その温度上昇 T が 50 を超えるため問題となることがわかる。

10

【0065】

一方、比較例 t および u では偏磁の影響を実用上十分なレベルに押さえられると同時に温度上昇 T も 50 以内に押さえることができる。しかし、Mn - Zn フェライト磁心ヲを用いているため 120 の飽和磁束密度の制約から B を 0.38 T と、ナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心イからチおよび Fe 基非晶質軟磁性合金薄帯巻磁心リとヌを用いた場合の 1/4 以下に選定しなくてはならないため、前記のように磁心体積を 4 倍にしているため高周波パワートランス 20 の体積も約 4 倍以上になるという問題があることがわかる。

【0066】

なお、本実施例で得られた結果に基づき詳細に検討した結果、ノーカットのナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心にセンタータップを持たない 1 次巻線とセンタータップ付き 2 次巻線を設けた高周波パワートランス 20 において、2 次巻線端の全てを短絡して 1 次巻線端で測定した 50 kHz における漏れインダクタンスの値が 0.3 μH 以下であれば、実用上、偏磁による影響で図 3 の回路構成と表 1 の仕様の駆動周波数 20 kHz のフルブリッジ型 DC - DC コンバータの動作に支障が生じることはないことがわかった。

20

【0067】

また、本発明 A から G について比較すると 50 kHz における比透磁率 μ_r (50kHz) が 20,000 を超えるナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心を用いた本発明 A から D の場合には、その温度上昇 T が実用上の上限である 50 に対し 20% 以上のマージンを持つ 40 未満とすることができるため、信頼性が高く高性能な高周波パワートランス 20 およびこれを用いた電力変換装置を実現できることがわかる。

30

【0068】

さらに、本発明 C、D および E のように直流磁気特性における残留磁束密度 B_r と飽和磁束密度 B_s の比である角型比 B_r / B_s が 0.2 以下の場合には、動作時の磁束密度の変化量 B を表 7 に示す 1.69 T の約 1.1 倍の 1.86 T まで大きくしても偏磁の影響による本 DC - DC コンバータの安定動作に支障がないことが確認された。

【0069】

この結果、高周波パワートランス 20 の 1 次巻線 21 の巻数を 1 ターン減少させることが可能となるが、本実施例では、入力電圧と出力電圧の関係から 1 次巻線と 2 次巻線の巻数比を 4 : 1 とするの必要があり、巻数を変更することは得策でない。

40

そこで、巻線仕様を同一としたままで、磁心ハ、ニおよびホの断面積を 10% 減じることにより B を 1.86 T に増加し、磁心および高周波パワートランスの体積を小型化して動作を確認した結果、偏磁の影響による問題もなく、その温度上昇 T も 50 未満のより小型軽量の高周波パワートランス 20 が得られた。

【0070】

(実施例 3)

同一磁心寸法の高周波パワートランスを前記図 3 の回路構成のフルブリッジ型 DC - DC コンバータに実装し、入力電圧 DC 260 V、出力電圧 40 V、周囲温度 25 での同高周波パワートランスの温度上昇が 50 のときに、出力できる最大電力を、駆動周波数を 2 kHz から 200 kHz まで変えて測定した。

50

【 0 0 7 1 】

本実施例で使用した高周波パワートランス 2 0 の巻線仕様を表 8 から表 1 4 に示す。表 8 は駆動周波数 2 k H z、表 9 は 5 k H z、表 1 0 は 1 0 k H z、表 1 1 は 2 0 k H z、表 1 2 は 5 0 k H z、表 1 3 は 1 0 0 k H z および表 1 4 は 2 0 0 k H z での検討に用いたものである。上記表 8 から表 1 4 の高周波パワートランス 2 0 の磁心には、前記表 2 の磁心イから磁心ヌ、および表 1 5 に示す磁気特性の磁心ヨおよび磁心タを使用した。表 1 5 の磁心ヨはノーカットの M n - Z n フェライト磁心、磁心タはカットした上で非磁性の絶縁体ギャップを挿入した M n - Z n フェライト磁心である。

【 0 0 7 2 】

なお、表 8 から表 1 4 に記載される巻線構造におけるサンドイッチ巻と均等巻は前記実施例 1 および実施例 2 の場合と同様の巻線構造を意味する。また、表 8 から表 1 4 に示すように高周波パワートランス 2 0 の巻線の巻数が駆動周波数により異なるのは、それぞれの駆動周波数で最も大きな出力電力を取り出せるように決定したためである。

10

【 0 0 7 3 】

前記表 8 から表 1 4 の高周波パワートランス 2 0 を前記図 3 の回路構成のフルブリッジ型 D C - D C コンバータに実装し、入力電圧 D C 2 6 0 V、出力電圧 4 0 V、周囲温度 2 5 の同高周波パワートランスの温度上昇が 5 0 のとき、出力できる最大電力を駆動周波数を 2 k H z から 2 0 0 k H z まで変えて測定した結果を表 1 6 に示す。

表 1 6 において、- は偏磁などの影響で測定ができなかったことを示す。また、()内に表示するのはその最大出力電力が得られた高周波パワートランス 2 0 の巻線構造を示すもので、表 8 から表 1 4 に対応している。

20

【 0 0 7 4 】

【表 8】

		磁心	巻線構造	1次巻線		2次巻線					
				線径(mm)	巻数	線径(mm)	巻数				
本 発 明	A0	イ	サンドイ ッチ巻	0.4φ	128	0.8φ×2パラ	32				
	B0	ロ									
	C0	ハ		0.5φ	112	0.9φ×2パラ	28				
	D0	ニ									
	E0	ホ									
	F0	ヘ									
	G0	ト									
比 較 例	a0	イ	均等巻	0.4φ	128	0.8φ×2パラ	32				
	b0	ロ									
	c0	ハ		0.5φ	112	0.9φ×2パラ	28				
	d0	ニ									
	e0	ホ									
	f0	ヘ									
	g0	ト									
	h0	チ	0.3φ	1000	0.6φ	125					
	i0	リ									
	j0	ヌ									
	k0	ヨ									
	l0	タ									
	m0	チ					サンドイ ッチ巻	0.5φ	112	0.9φ×2パラ	28
	n0	リ									
o0	ヌ	0.3φ	1000	0.6φ	125						
p0	ヨ										
q0	タ										

10

20

30

【0075】

【表9】

		磁心	巻線構造	1次巻線		2次巻線					
				線径(mm)	巻数	線径(mm)	巻数				
本 発 明	A1	イ	サンドイ ッチ巻	0.9φ	64	0.8φ×4パラ	16				
	B1	ロ									
	C1	ハ		1.0φ	56	0.9φ×4パラ	14				
	D1	ニ									
	E1	ホ									
	F1	ヘ									
	G1	ト									
比 較 例	a1	イ	均等巻	0.9φ	64	0.8φ×4パラ	16				
	b1	ロ									
	c1	ハ		1.0φ	56	0.9φ×4パラ	14				
	d1	ニ									
	e1	ホ									
	f1	ヘ									
	g1	ト									
	h1	チ	0.4φ	252	0.6φ×2パラ	63					
	i1	リ									
	j1	ヌ									
	k1	ヨ									
	l1	タ									
	m1	チ					サンドイ ッチ巻	1.0φ	56	0.9φ×4パラ	14
	n1	リ									
o1	ヌ	0.4φ	252	0.6φ×2パラ	63						
p1	ヨ										
q1	タ										

10

20

30

【0076】

【表10】

40

	磁心	巻線構造	1次巻線		2次巻線		
			線径(mm)	巻数	線径(mm)	巻数	
本 発 明	A2	イ	サンドイ ッチ巻	0.9φ×2パラ	32	0.23φ×34	8
	B2	ロ				ハ°リッツ線×2ハ°ラ	
	C2	ハ		1.0φ×2パラ	28	0.23φ×42	7
	D2	ニ				ハ°リッツ線×2ハ°ラ	
	E2	ホ					
	F2	ヘ					
	G2	ト					
比 較 例	a2	イ	均等巻	0.9φ×2パラ	32	0.23φ×34	8
	b2	ロ				ハ°リッツ線×2ハ°ラ	
	c2	ハ		1.0φ×2パラ	28	0.23φ×42	7
	d2	ニ				ハ°リッツ線×2ハ°ラ	
	e2	ホ					
	f2	ヘ					
	g2	ト					
	h2	チ	0.9φ×2パラ	32	0.23φ×34	8	
	i2	リ			ハ°リッツ線×2ハ°ラ		
	j2	ヌ					
	k2	ヨ	サンドイ ッチ巻	0.7φ	128	0.8φ×2パラ	32
	l2	タ					
	m2	チ		0.9φ×2パラ	32	0.23φ×34	8
	n2	リ					
o2	ヌ						
p2	ヨ						
q2	タ	0.7φ					

10

20

30

【0077】

【表11】

		磁心	巻線構造	1次巻線		2次巻線						
				線径(mm)	巻数	線径(mm)	巻数					
本 発 明	A3	イ	サンドイ ッチ巻	0.9φ×4パラ	16	0.23φ×69 ハ°ラリツ線×2ハ°ラ	4					
	B3	ロ										
	C3	ハ										
	D3	ニ										
	E3	ホ										
	F3	ヘ										
	G3	ト										
比 較 例	a3	イ	均等巻	0.9φ×4パラ	16	0.23φ×69 ハ°ラリツ線×2ハ°ラ	4					
	b3	ロ										
	c3	ハ										
	d3	ニ										
	e3	ホ										
	f3	ヘ										
	g3	ト										
	h3	チ	サンドイ ッチ巻	0.7φ×4パラ	20	0.23φ×50 ハ°ラリツ線×2ハ°ラ	5					
	i3	リ										
	j3	ヌ										
	k3	ヨ										
	l3	タ										
	m3	チ						サンドイ ッチ巻	0.7φ×4パラ	20	0.23φ×50 ハ°ラリツ線×2ハ°ラ	5
	n3	リ										
o3	ヌ											
p3	ヨ											
q3	タ	0.7φ×2パラ	64	0.23φ×42 パラリツ線	16							

10

20

30

【0078】

【表12】

		磁心	巻線構造	1次巻線		2次巻線					
				線径(mm)	巻数	線径(mm)	巻数				
本 発 明	A4	イ	サンドイ ッチ巻	0.9φ×4パラ	16	0.23φ×69 パラリッツ線×2パラ	4				
	B4	ロ									
	C4	ハ									
	D4	ニ									
	E4	ホ									
	F4	ヘ									
	G4	ト									
比 較 例	a4	イ	均等巻	0.9φ×4パラ	16	0.23φ×69 パラリッツ線×2パラ	4				
	b4	ロ									
	c4	ハ									
	d4	ニ									
	e4	ホ									
	f4	ヘ									
	g4	ト									
	h4	チ	サンドイ ッチ巻	0.7φ×4パラ	20	0.23φ×50 パラリッツ線×2パラ	5				
	i4	リ									
	j4	ヌ									
	k4	ヨ									
	l4	タ									
	m4	チ						0.9φ×2パラ	32	0.23φ×69 パラリッツ線	8
	n4	リ									
	o4	ヌ									
p4	ヨ										
q4	タ										

10

20

30

【0079】

【表13】

		磁心	巻線構造	1次巻線		2次巻線	
				線径(mm)	巻数	線径(mm)	巻数
本 発 明	A5	イ	サンドイ ッチ巻	0.9φ×4パラ	16	0.23φ×69 パツ線×2パツ	4
	B5	ロ					
	C5	ハ					
	D5	ニ		0.7φ×4パラ	20	0.23φ×50 パツ線×2パツ	5
	E5	ホ					
	F5	ヘ					
	G5	ト					
比 較 例	a5	イ	均等巻	0.9φ×4パラ	16	0.23φ×69 パツ線×2パツ	4
	b5	ロ					
	c5	ハ					
	d5	ニ		0.7φ×4パラ	20	0.23φ×50 パツ線×2パツ	5
	e5	ホ					
	f5	ヘ					
	g5	ト					
	h5	チ	サンドイ ッチ巻	0.6φ×4パラ	24	0.23φ×42 パツ線×2パツ	6
	i5	リ					
	j5	ヌ					
	k5	ヨ		0.6φ×4パラ	24	0.23φ×42 パツ線×2パツ	6
	l5	タ					
	m5	チ					
	n5	リ					
	o5	ヌ					
p5	ヨ	0.6φ×4パラ	24	0.23φ×42 パツ線×2パツ	6		
q5	タ						

10

20

30

【0080】

【表14】

	磁心	巻線構造	1次巻線		2次巻線						
			線径(mm)	巻数	線径(mm)	巻数					
本 発 明	A6	イ	サンドイ ッチ巻	0.7φ×4パラ	20	0.23φ×50 ハ°ラリツ線×2ハ°ラ	5				
	B6	ロ									
	C6	ハ									
	D6	ニ		0.6φ×4パラ	24	0.23φ×42 ハ°ラリツ線×2ハ°ラ	6				
	E6	ホ									
	F6	ヘ									
	G6	ト									
比 較 例	a6	イ	均等巻	0.7φ×4パラ	20	0.23φ×50 ハ°ラリツ線×2ハ°ラ	5				
	b6	ロ									
	c6	ハ									
	d6	ニ		0.6φ×4パラ	24	0.23φ×42 ハ°ラリツ線×2ハ°ラ	6				
	e6	ホ									
	f6	ヘ									
	g6	ト									
	h6	チ	サンドイ ッチ巻	0.9φ×2パラ	32	0.23φ×34 ハ°ラリツ線×2ハ°ラ	8				
	i6	リ									
	j6	ヌ									
	k6	ヨ		1.1φ×4パラ	12	0.23φ×42 ハ°ラリツ線×3パラ	3				
	l6	タ									
	m6	チ						0.9φ×2パラ	32	0.23φ×34 ハ°ラリツ線×2ハ°ラ	8
	n6	リ									
o6	ヌ										
p6	ヨ	1.1φ×4パラ	12	0.23φ×42 ハ°ラリツ線×3パラ	3						
q6	タ										

【0081】

【表15】

磁心	直流磁気特性				50kHzの比透磁率	
	Bs (T)		Br/Bs		μr (50kHz)	
	25℃	120℃	25℃	120℃	25℃	120℃
ヨ	0.49	0.31	0.26	0.24	2,500	5,700
タ	0.49	0.32	0.14	0.13	1,200	1,900

【0082】

表16からわかるように、本発明によれば5kHz以上100kHz以下駆動周波数範囲

10

20

30

40

50

において、偏磁の影響による不安定な動作をすることなしに、同一磁心体積で比較例よりも大きな出力電力を安定に供給しうる高周波パワートランス20が得られる。

【0083】

また、表16に示す本発明の高周波パワートランス20について、2次巻線端の全てを短絡して1次巻線端で測定した50kHzにおける漏れインダクタンスは、いずれも0.3μH以下の値を示した。

一方、同表に示す比較例のうちノーカットのナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心である磁心イから磁心トに均等巻の巻線構造とした高周波パワートランス20において、同様にして測定した漏れインダクタンスはいずれも0.3μHを超えており、このためこれらの高周波パワートランス20では偏磁の影響により不安定な動作を引き起こし、安定して出力を取り出せなかったこともわかった。

10

【0084】

以上から、ノーカットのナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心にセンタータップを持たない1次巻線とセンタータップ付きの2次巻線を設けた高周波パワートランス20においては、その2次巻線端の全てを短絡して1次巻線端で測定した50kHzにおける漏れインダクタンスの値が0.3μH以下であれば、実用上偏磁の影響による不安定な動作を示すことなしに安定に出力電力を取り出すことができ、信頼性の高い高周波パワートランス20およびこれを用いた高効率で高信頼性のフルブリッジ型DC-DCコンバータが得られることがわかった。

【0085】

20

【表16】

(単位：kW)

	磁心	駆動周波数 (kHz)						
		2	5	10	20	50	100	200
本発明	イ	0.3(A0)	0.5(A1)	0.8(A2)	1.3(A3)	1.3(A4)	1.1(A5)	0.7(A6)
	ロ	0.3(B0)	0.5(B1)	0.8(B2)	1.4(B3)	1.4(B4)	1.2(B5)	0.8(B6)
	ハ	0.3(C0)	0.6(C1)	1.1(C2)	1.4(C3)	1.4(C4)	1.2(C5)	0.8(C6)
	ニ	0.3(D0)	0.6(D1)	1.1(D2)	1.4(D3)	1.4(D4)	1.1(D5)	0.7(D6)
	ホ	0.3(E0)	0.6(E1)	1.0(E2)	1.3(E3)	1.3(E4)	0.9(E5)	0.6(E6)
	ヘ	0.3(F0)	0.6(F1)	1.0(F2)	1.3(F3)	1.3(F4)	0.9(F5)	0.6(F6)
	ト	0.3(G0)	0.6(G1)	0.9(G2)	1.2(G3)	1.2(G4)	0.9(G5)	0.5(G6)
比較例	イ	—	—	—	—	—	—	—
	ロ	—	—	—	—	—	—	—
	ハ	—	—	—	—	—	—	—
	ニ	—	—	—	—	—	—	—
	ホ	—	—	—	—	—	—	—
	ヘ	—	—	—	—	—	—	—
	ト	—	—	—	—	—	—	—
例	チ	0.3(h0)	0.4(h1)	0.6(h2)	0.9(h3)	0.8(h4)	0.6(h5)	0.3(h6)
	リ	—	—	—	—	—	—	—
	ヌ	0.3(j0)	0.4(j1)	0.6(j2)	0.8(j3)	0.7(j4)	0.6(j5)	0.3(h6)
	ヨ	—	—	—	—	—	—	—
	タ	—	0.1(i1)	0.2(i2)	0.3(i3)	0.4(i4)	0.7(i5)	1.0(i6)
	チ	0.3(m0)	0.4(m1)	0.6(m2)	0.9(m3)	0.9(m4)	0.7(m5)	0.3(m6)
	リ	0.3(n0)	0.4(n1)	0.6(n2)	0.9(n3)	0.9(n4)	0.8(n5)	0.4(n6)
	ヌ	0.3(o0)	0.4(o1)	0.6(o2)	0.8(o3)	0.8(o4)	0.7(o5)	0.3(o6)
	ヨ	—	0.1(p1)	0.2(p2)	0.4(p3)	0.6(p4)	0.9(p4)	1.4(p6)
	タ	—	0.1(q1)	0.2(q2)	0.3(q3)	0.5(q4)	0.8(q4)	1.2(q6)

【0086】

また、表16において、50kHzにおける比透磁率 μ_r (50kHz)が20,000以上の値を示すノーカットのナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心である磁心イから磁心ニにセンタータップを持たない1次巻線とセンタータップ付きの2次巻線を設けた本発明の高周波パワートランス20は高周波領域での磁心損失が小さいため、20kHz以上を超える高周波において、より大きな出力電力を取り出すことができ、特に高周波での仕様に適することがわかる。

【0087】

さらに、表16において、直流磁気特性における残留磁束密度 B_r と飽和磁束密度 B_s の比である角型比 B_r/B_s が0.2以下のノーカットのナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心である磁心八から磁心トにセンタータップを持たない1次巻線とセンタータップ付きの2次巻線を設けた本発明の高周波パワートランス20は、10kHz以下の周波数で動作時の磁束密度の変化量を大きく取ることができ表8、表9および表10のように巻数を少なくで

10

20

30

40

50

きるため、より大きな出力電力を取り出すことができることがわかる。

【 0 0 8 8 】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明によれば、特に複雑な偏磁抑制回路を設けることなしに実用上障害となる偏磁の発生を抑制し得るとともに低磁心損失で小型のノーカットのナノ結晶軟磁性合金薄帯巻磁心を用いた小型で温度上昇が小さく高効率の高周波パワートランス、およびこれを用いた高効率で信頼性の高い電力変換装置が得られる。

なお、前記実施例では、高周波パワートランスを用いた代表的な電力変換装置としてフルブリッジ型DC-DCコンバータへの応用例について詳細に説明したが、本発明はハーフブリッジ型コンバータを始めとするセンタータップを持たない1次巻線と、少なくとも1組以上のセンタータップ付き2次巻線を設けた高周波パワートランス全般、および同高周波パワートランスを用いた電力変換装置全般に適用され、同様に有効な効果を発揮し、その効果は極めて大きい。

10

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による、高周波パワートランス20の1実施例の巻線構造断面の概念図。

【図2】比較例である高周波パワートランスの巻線構造断面の概念図。

【図3】フルブリッジ型DC-DCコンバータの回路構成ブロック図。

【図4】図3のフルブリッジ型DC-DCコンバータの高周波パワートランス10の1次巻線21の端子電圧概念図。

【図5】偏磁がない場合の図3のフルブリッジ型DC-DCコンバータの高周波パワートランス20の動作B-Hループ概念図。

20

【図6】偏磁により磁心が飽和したときの図3のフルブリッジ型DC-DCコンバータの高周波パワートランス20の動作B-Hループ概念図。

【符号の説明】

1：入力直流電源

2、3、4、5：主スイッチ素子

6、7、8、9：帰還ダイオード

20：高周波パワートランス

21：高周波パワートランス20の1次巻線

23：高周波パワートランス20の2次巻線

30

31、32：出力整流ダイオード

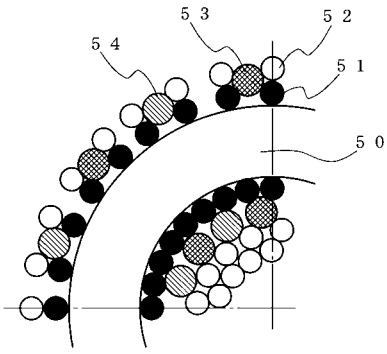
33：出力平滑チョークコイル

34：出力平滑コンデンサ

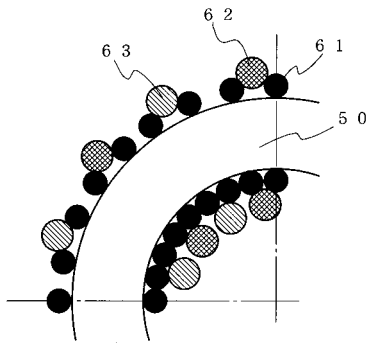
35、36：出力端子

37：負荷

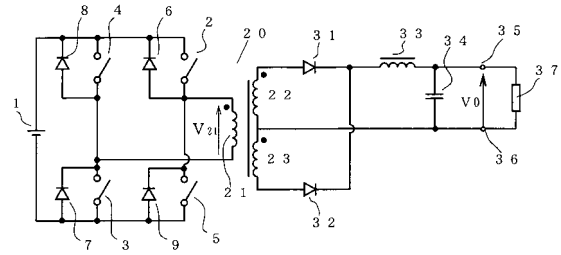
【 図 1 】



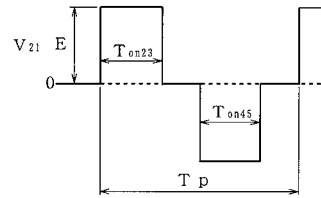
【 図 2 】



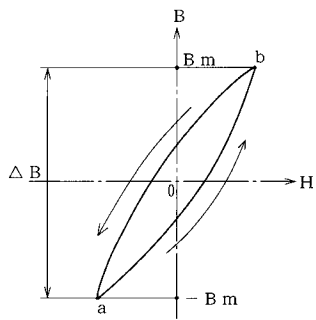
【 図 3 】



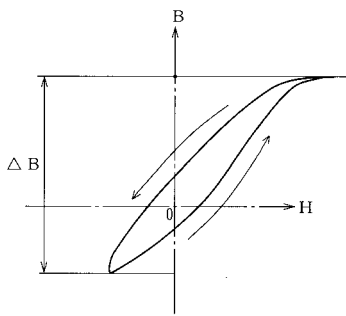
【 図 4 】



【 図 5 】



【 図 6 】



フロントページの続き

(72)発明者 小倉 克廣

鳥取県鳥取市南栄町3番地12号日立金属株式会社鳥取工場内

審査官 近藤 聡

(56)参考文献 特公平08-028290(JP, B2)

特開平09-283350(JP, A)

特開平09-027412(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H01F 27/00

H02M 3/00