

磁気ギアと機械式ギアの実機特性の比較

福岡道成, 中村健二, 一ノ倉理
(東北大学)

Experimental Comparison of Magnetic Gear with Conventional Mechanical Gear

M. Fukuoka, K. Nakamura, O. Ichinokura
(Tohoku University)

はじめに

磁気ギアは非接触でトルクを伝達できるため、機械式ギアと比べて振動、騒音が小さく、保守性に優れるなどの特長を有する。その中でも磁束変調型磁気ギアは、他の磁気ギアに比べてトルク密度が高く¹⁾、実用化が期待される。本稿では、先行研究²⁾において試作した磁気ギアを減速・増速動作させた際の特性について、機械式ギアと比較を行ったので報告する。

磁気ギアと機械式ギアの特性比較

Fig. 1 に、現有の試作磁気ギアの諸元を示す。内外の磁石回転子の極対数は、それぞれ3と31であり、その間に配置されたポールピースの極数は34である。磁気ギアのギア比は、内外の回転子の極対数の比で決まることから、10.333である。永久磁石の材質はNd-Fe-B焼結磁石であり、ポールピースおよび両回転子のバックヨークの材質は、それぞれ圧粉磁心と無方向性ケイ素鋼板である。

Fig. 2 に実験装置の外観を示す。サーボモータを用いて、磁気ギアまたは機械式ギアを任意の速度で回転させ、出力側にはヒステリシスブレーキを接続して、所望の負荷トルクを印加する。ギアの入力・出力電力を測定するため、ギアの入力側、出力側の両方にトルクメータを接続した。

Fig. 3(a)に、磁気ギアおよび機械式ギアを減速ギアとして動作させた場合の効率および損失を示す。このときの負荷トルクは12 N・mであり、磁気ギアの最大トルクの88%に相当する。一方、同図(b)に、磁気ギアおよび機械式ギアを増速ギアとして動作させた場合の効率および損失を示す。このときの負荷トルクは1.0 N・mであり、最大の74%に相当する。これらの図を見ると、低速領域において磁気ギアが機械式ギアよりも高い効率を示していることがわかる。これは、機械式ギアでは歯同士の接点でのクーロン摩擦が主な損失であるため、速度にほぼ比例して増加するのに対し、磁気ギアの損失は、主に鉄心の鉄損および永久磁石の渦電流損失であり、速度の2乗にほぼ比例するためである。

なお、本研究の一部は、科学研究費補助金基盤研究(B) (24360102) および特別研究員奨励費 (24・4456) の交付を得て行った。

参考文献

- 1) K. Atallah and D. Howe, *IEEE Trans. Magn.*, **37**, 2844 (2001).
- 2) M. Fukuoka, K. Nakamura and O. Ichinokura, *IEEJ Trans. FM*, **134**, 416 (2014).

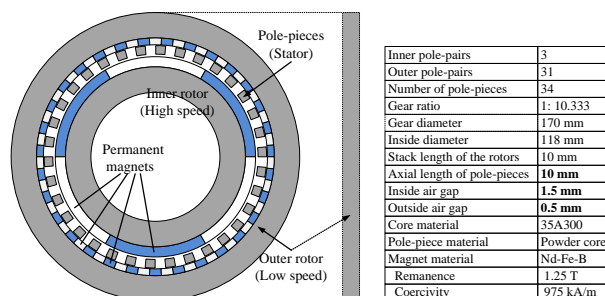


Fig. 1. Specifications of magnetic gear.

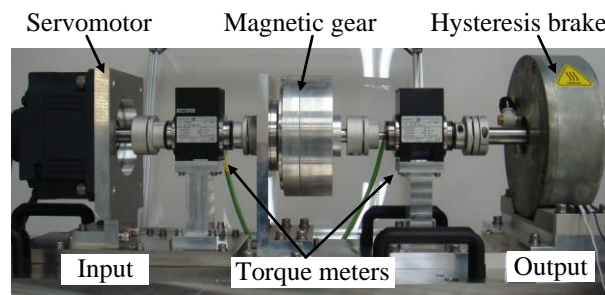
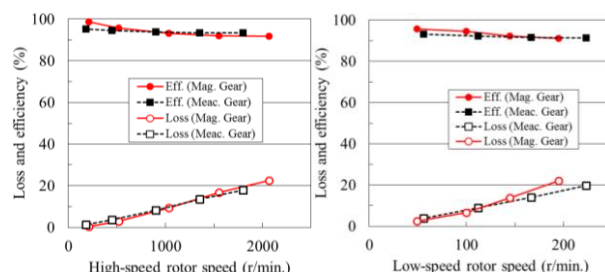


Fig. 2. General view of the experimental system.



(a) Step-down.

(b) Step-up.

Fig. 3. Comparison of loss and efficiency.

ボイスコイルモータを用いた超小型車両用シートの制御 (心拍変動による切り換え制御に関する基礎的考察)

石田勝樹、増野将大、加藤英晃、長谷川真也、押野谷康雄
(東海大)

Active control of an ultra-compact vehicle seat with a voice coil motor
(Fundamental consideration on switching control using heart rate variability)

M. Ishida, M. Mashino, H. Kato, S. Hasegawa, Y. Oshinoya
(Tokai Univ.)

はじめに

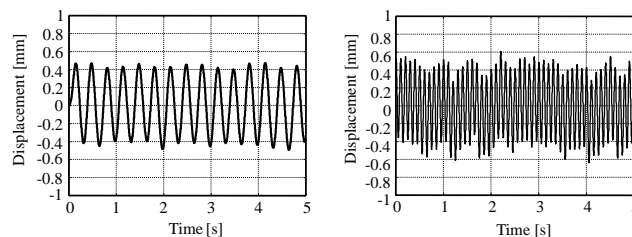
当研究グループでは環境問題や高齢化の進行によりますます需要の増大が予想される超小型電気自動車 (Fig.1) の乗り心地改善のために、ボイスコイルモータを用いたアクティブシートサスペンション (以下 ASS と称する) を提案している¹⁾。これまでに運転者の心拍変動をフィードバックすることにより制御の切り替えを行う R-R Interval Switching 制御 (以下、RRI-SW 制御) を提案し、加速度の制御により乗り心地の改善を検討している²⁾。しかし、ふわふわ感などの乗り心地感覚に対する運転者の生体情報への影響は明らかにできていない。そこで、本報告では運転者の乗り心地感覚に影響する振動周波数に着目し、周波数帯域の異なる 3Hz と 10Hz の振動を切り替える RRI-SW 制御の有用性について検討を行った。



Fig. 1 Ultra-compact electric vehicle

実験方法

本実験では車両の ASS 部分を加振させることで 10 分間の未走行加振実験を行った。定常的な振動状態における乗り心地評価基準として 8~20Hz をばたつき感、0.2~3Hz をふわふわ感により表せるという報告がある³⁾。そこで本報告では異なる乗り心地として 3Hz 加振車両、10Hz 加振車両および RRI-SW 制御車両の 3 車両を設定した。なお、シート変位の時刻歴波形の一例を Fig.2 に示す。また、運転者の心拍変動解析により交感神経機能の指標とされる LF/HF により評価を行った。



(a) 3Hz

(b) 10Hz

Fig. 2 Time histories of seat displacement

実験結果

Fig.3 に被験者 1 名の LF/HF を 10Hz 加振車両に対する各加振車両の値として示す。LF/HF は値が低いほどリラックス状態を示す。同図において LF/HF は 10Hz 加振車両に対して 3Hz 加振車両は 22% 低減、RRI-SW 制御車両は 42% 低減しており、一被験者からの結果ではあるが RRI-SW 制御車両にて最も運転者がリラックス状態になる可能性を示すことができた。

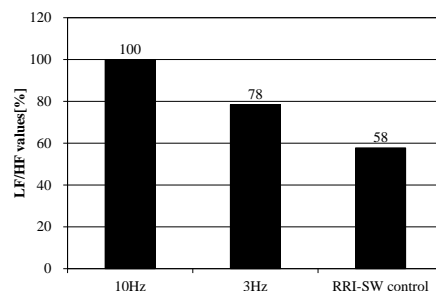


Fig. 3 LF/HF values

参考文献

- 1) 阿部, 新井, 押野谷, 石橋, 日本機械学会年次大会講演会論文集, Vol.7, No.02-1, (2002), 175-176.
- 2) 石田, 加藤, 長谷川, 押野谷, 日本機械学会第 25 回「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム講演論文集, No.13-4, (2013), 312-313.
- 3) 武井, 石黒, 豊田中央研究所 R&D レビュー, Vol.30, No.3, (1995).

高リップル・フォワードコンバータによる有線通信システム用送信器

甲木昭彦、舛巴一史*、森田洗介*、前山繁隆**

(長崎大学、*九州工業大学、**TDK)

Signal Transmitter Using High-Ripple Forward Converter in Wire Communication System

A. Katsuki, K. Masutomo*, K. Morita*, S. Maeyama**

(Nagasaki University, *Kyushu Institute of Technology, **TDK Corporation)

はじめに

有線通信システムでは通信線を電源線としても使う。従来のシステムは、1台の主電源がすべての端末装置に給電するが、主電源が動作停止するとシステムダウンするので信頼性に問題がある。そこで筆者らは、小型スイッチング電源を持つ給電端末を導入し、並列接続による冗長電源システムを構成してこの問題を解決した²⁾。本稿では、フォワードコンバータを送信器として用いた場合の特性を検討する。

送信器としての特性

実験回路を Fig. 1 に示す。キャパシタ C_1 について、受信時は静電容量を大きくして出力電圧リップルを小さくし、送信時は静電容量を小さくして同リップルを大きくする。出力電圧リップルの振幅特性を Fig. 2 に示す。キャパシタンス C_1 を小さくしていくと、振幅が数 V と大きくなると共にその波形は正弦波に近くなる。更に C_1 を小さくすると、振幅の変化が少なくなるが、波形は歪むので注意を要する。振幅が交流負荷 R_{ac} の影響を受けるが、システム動作中に交流負荷はほとんど変動しない。直流負荷 R_{dc} はシステム動作中にある程度変動するが、リップルの大きさにほとんど影響を与えない。入力電圧 V_{in} は 141 V、スイッチング周波数 f_s は 200 kHz とした。

送受信特性例

実用に際しては、歪に留意して C_1 を選び、変復調の忠実性の観点からリップル電圧振幅変動の影響を受けにくい通信方式を選ぶことが重要である。デジタル通信の例として、変調波(10 kHz の対称方形波)を Fig. 3(a)に、FSK(マーク周波数 240 kHz、スペース周波数 200 kHz)による FM 波(R_{ac} の端子間電圧)を Fig.3(b)に、PLL IC による復調波を Fig. 3(c) に示す。

参考文献

- 1) J. Pest, *United States Patent*, 3649769, March 1972.
- 2) A. Katsuki, et al., *Proc. of INTELEC'99*, No. 13-1, June 1999.

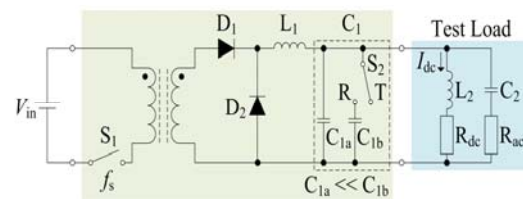


Fig. 1. Experimental circuit for transmitter.

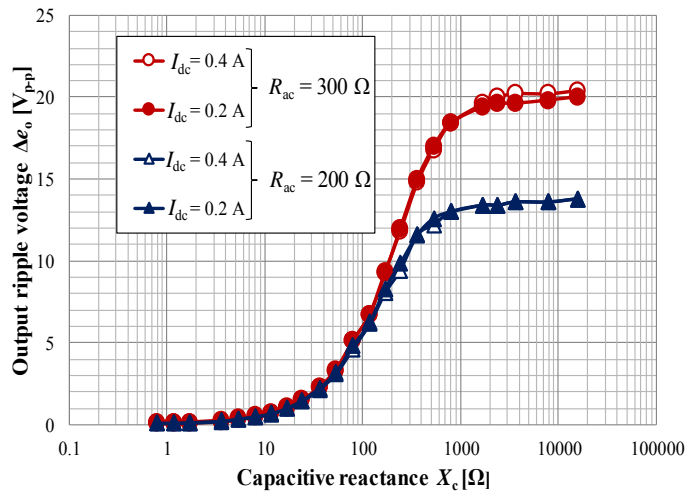


Fig. 2. Relations between the amplitude of output ripple voltage Δe_o and the reactance X_c of capacitor C_1 .

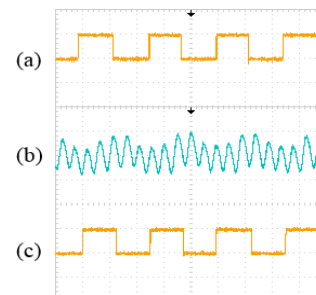


Fig. 3. Example of observed FSK waveforms; (a) Modulating signal, (b) FM wave, and (c) Demodulated signal. (Vertical: 5 V/div., Horizontal: 10 μ s/div.)

重ね巻型 3 相一体可変インダクタの小型軽量化

中村健二, 本間航也, 大日向敬*, 有松健司*, 白崎隆*, 一ノ倉理
(東北大学, *東北電力)

Size and Weight Reduction of Lap-Winding type Three-Phase Variable Inductor

K. Nakamura, K. Honma, T. Ohinata*, K. Arimatsu*, T. Shirasaki*, O. Ichinokura
(Tohoku University, *Tohoku Electric Power Co., Inc.)

1. はじめに

可変インダクタは, 制御巻線からの直流励磁により交流主巻線の実効的なインダクタンスを任意に調整できるため, 電力用コンデンサと組み合わせて系統に並列に接続することで, 無効電力補償型の電圧安定化装置として応用できる。先に筆者らは, 電力系統用に特化した 3 相一体構造の可変インダクタ¹⁾について, 直流制御巻線を交流主巻線に重ねて巻く, いわゆる重ね巻型の 3 相一体可変インダクタを提案し, 良好な制御特性と低電流歪み特性を有することを明らかにした²⁾。

本稿では, 重ね巻型 3 相一体可変インダクタの小型軽量化を目的として, 磁心直径と脚幅について検討を行ったので報告する。

2. 重ね巻型 3 相一体可変インダクタの小型軽量化

Fig. 1 に, 初期設計の重ね巻型 3 相一体可変インダクタを示す²⁾。Fig. 1 の可変インダクタを基準として, 磁心窓面積, 積み厚 (60 mm), 内外の環状ヨークの幅 (15 mm および 25 mm) を一定の条件の下, Table 1 に示すように脚幅と磁心直径を減らし, 小型軽量化させた際の基礎特性について比較を行った。なお, 基礎特性の算定には, 筆者らが提案するリラクタンスネットワーク解析 (RNA) を用いた。

Fig. 2 に単位重量当たりの無効電力, Fig. 3 に主巻線電流の定格換算歪み率を示す。Fig. 2 を見ると, 脚幅が小さくなるほど軽量化するため, 単位重量当たりの無効電力は増加することがわかる。一方, Fig. 3 を見ると, 脚幅が小さくなるほど, 磁脚部の磁束密度が高くなり, 歪み率が悪化していることがわかる。ここで, 系統における電流歪み率は 5% 以下である必要があることから, 本検討の範囲では脚幅 40 mm のモデルが最も良い特性を有することがわかる。また初期設計に対して約 16% の軽量化と約 6% の磁心直径の小型化が期待できる。

なお, 本研究は JST 研究成果展開事業 A-STEP の支援を受け行った。

参考文献

- 1) 中村, 久田, 大日向, 有松, 佐藤, 一ノ倉, 日本磁気学会誌, **32**, 415 (2008)
- 2) K. Nakamura, K. Honma, T. Ohinata, K. Arimatsu, T. Shirasaki, O. Ichinokura, *J. Magn. Soc. Jpn.*, **38** (2014) (in press)

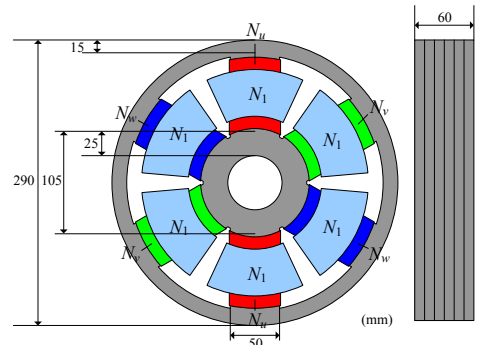


Fig. 1 Lap-winding type three-phase variable inductor.

Table 1. Specifications of five lap-winding type three-phase variable inductors.

Leg width (mm)	Core diameter (mm)	Total weight (kg)
50	290	29.2
42.5	276	25.7
40	272	24.6
37.5	268	23.5
35	264	22.2

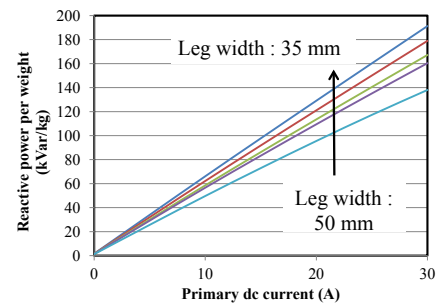


Fig. 2 Reactive power per weight characteristics.

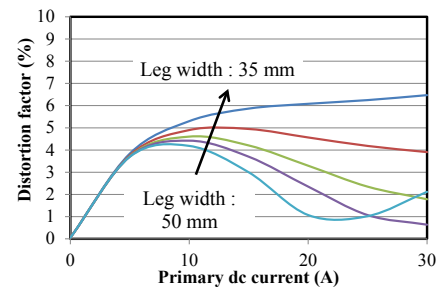


Fig. 3 Normalized distortion factor of the main winding current.

有機インターポージャー内蔵フェライトインダクタを用いた CMOS スイッチ降圧 DC-DC コンバータ

萩田和洋¹, 矢崎裕一郎¹, 近藤雄太¹, 曾根原誠¹, 佐藤敏郎¹, 藤井朋治², 小林和貴², 中澤信司²,
清水浩², 渡辺哲朗³, 清野裕斗³, 松下伸広³, 柳原裕貴⁴, 染谷晃基⁴, 更田裕司⁴, 桜井貴康⁴

(¹信州大学, ²新光電気工業株式会社, ³東京工業大学, ⁴東京大学)

CMOS switch DC-DC buck converter using ferrite core inductor embedded in organic interposer

K. Hagita¹, Y. Yazaki¹, Y. Kondo¹, M. Sonehara¹, T. Sato¹, T. Fujii², K. Kobayashi², S. Nakazawa²,

H. Shimizu², T. Watanabe³, Y. Seino³, N. Matsushita³, H. Yanagihara⁴, T. Someya⁴, H. Fuketa⁴, T. Sakurai⁴

(¹Shinshu Univ., ²SHINKO Electric Industries Co. Ltd., ³Tokyo Inst. of Tech., ⁴Univ. of Tokyo)

1 はじめに パッケージレベル DC パワーグリップの基盤技術として、筆者らは有機インターポージャーへの電源インダクタ内蔵¹⁾と併せて、インターポージャーへの電源集積化の検討を進めている。本稿では、フェライトインダクタを内蔵した有機インターポージャー表面に CMOS スイッチを実装して構成した降圧型 DC-DC コンバータの試作と電源特性の評価結果を報告する。

2 Zn-Fe フェライトインダクタ Fig. 1 は、有機インターポージャーのビルドアップ層に内蔵した Zn-Fe フェライト 2 ターンスパイラルインダクタの断面を示すものであり、10 μ m 厚 Zn-Fe フェライトはビルドアップ層の表面平坦化のためにポリイミド層を下地としてスピンスプレー法で作製している²⁾。内蔵インダクタの 50MHz におけるインダクタンスは 4.6nH、 Q 値は 12.6、インダクタンスが 10% 低下する直流重畳電流は 2A である。

3 CMOS スイッチ降圧 DC-DC コンバータの試作と評価

インダクタ特性と電源のスイッチング周波数、2V 入力-1V・1A 出力の電源仕様に合せて 180nm-CMOS の P-MOS と N-MOS FET のゲート幅 W_p 、 W_n を決定した。同期整流 180nm-CMOS スイッチと有機インターポージャーにフリップチップ実装した様子を Fig. 2 に示す。CMOS チップは電源出力平滑用の MOS キャパシタを内蔵するため 2.5mm 角サイズを有する。ハイサイド P-MOS FET のオン時比率 D を 0.5 一定にして電力変換効率の出力電流依存性を測定した結果を Fig. 3 に示す。Zn-Fe フェライトインダクタを用い、スイッチング周波数 50MHz で動作させた場合は 1A 出力で 70% 弱の効率を示すのに対し、2 ターン空心スパイラルインダクタを用い、スイッチング周波数 90MHz で動作させた場合の効率は 10% 程度低い。有機インターポージャー内部配線抵抗などを考慮して行った電源特性シミュレーション結果に対し、実測の電源効率は 3~4% 程度低い結果となった。

参考文献 1) Y. Yazaki et al., *IEEE Trans. Magn.*, 50 (11), (2014), to be published., 2) K. Hagita et al., *The 11th International Conference on Ferrites (ICF11)*, 17pP-51 (2013).

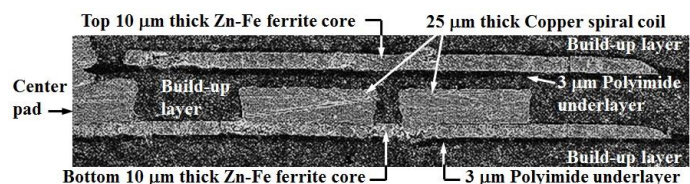


Fig. 1 Zn-Fe ferrite core planar spiral inductor embedded in organic interposer.

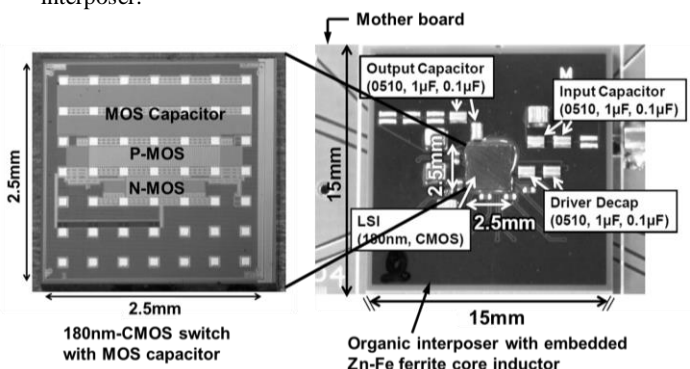


Fig. 2 180nm-CMOS switch and buck DC-DC converter integrated in organic interposer.

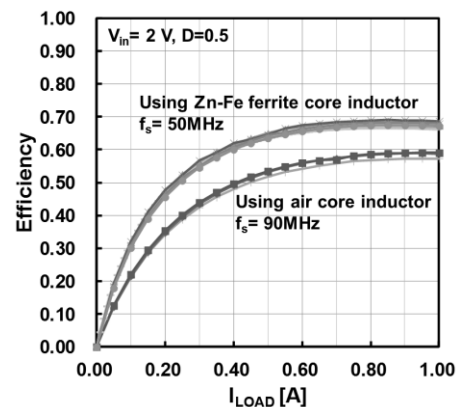


Fig. 3 Conversion efficiency vs. output current in 180nm-CMOS switch buck DC-DC converter.

MEMS 応用に向けた Si 基板上への厚膜磁石の成膜

押領司 学, 山下 昂洋, 柳井 武志, 中野 正基, 福永 博俊 (長崎大学)
松本 信子, 藤井 泰久 ((株) KRI)

Thick film magnets deposited on Si substrates for MEMS applications

Manabu Oryoshi, Akihiro Yamashita, Takeshi Yanai, Masaki Nakano, Hirotohi Fukunaga (Nagasaki University)

Nobuko Matsumoto, Yasuhisa Fujii(KRI corp.)

1. はじめに

電子機器の内部に使用される永久磁石の小型化が求められる中, MEMS(Micro-electromechanical system)への応用を鑑み, Si 基板上へ優れた磁気特性を持つ Nd-Fe-B 系磁石膜の成膜が検討されている。これまで, スパッタリング法を用い, Si 基板と Nd-Fe-B 層の間にバッファ層を利用する事により, 数 μm ~20 μm 厚の範囲の異方性 Nd-Fe-B 系磁石膜の成膜が報告されてきた⁽¹⁾⁽²⁾。我々は, Fe や Ta 等の金属基板上であるものの, 数 10 $\mu\text{m}/\text{h}$ の成膜速度を有する PLD(Pulsed Laser Deposition)法を用い, 10~1200 μm の広い膜厚の範囲で等方性 Nd-Fe-B 系厚膜磁石を成膜し, 数種類のデバイスに応用してきた⁽³⁾。更に我々は, 上記の PLD 法を用いて Si 基板上に Ta バッファ層を使用した Nd-Fe-B 系磁石膜の成膜を報告した⁽⁴⁾。しかしながら, 熱処理時における「基板と磁石膜の間での剥離・乖離」・「Si 基板の破壊」等の問題や, 磁石膜にダイシング加工を施すと, 機械的破損が生じることが確認された⁽⁴⁾。

本稿では, Nd-Fe-B 系厚膜磁石の組成に着目し, 上述の破壊の抑制や, 再現性に課題が残るものの, Si 基板上に 100 μm 厚程度までの厚膜化を実現した結果を報告する。

2. 実験方法

$\text{Nd}_x\text{Fe}_{14}\text{B}$ ($X=2.0, 2.6, 3.0$)合金ターゲットを回転させながら Nd-YAG パルスレーザーを照射することにより, ターゲットを構成する分子や原子, イオン等を解離・放出させ対面に設置した 5 mm 角の(100)単結晶 Si 基板上に堆積させた。レーザーパワーは 4 W で固定し, ターゲットと基板間の距離は 10mm とした。更に, 成膜直後の試料は軟磁気特性を示したため, PA(Pulse annealing)法を用いて保持時間 3.0 sec で熱処理を施し, 硬磁気特性を発現させた。磁気特性の測定は VSM, 膜組成を SEM-EDX を用い測定した。

3. 実験結果

本実験では, Ta バッファ層を施さず, Nd-Fe-B 系厚膜磁石を Si 基板上に直接成膜する手法を試みた。その際, Si 基板との熱膨張係数を考慮し, 様々な Nd 含有量を有する試料を準備し, 熱処理後の試料の破壊の様子を検討した。結果を Fig. 1 に示す。全ての試料の破壊は, 磁石膜の剥離ではなく, Si 基板自身の破壊であることを確認した。厚膜磁石の膜厚が 60 μm 以上の範囲では, ばらつきが見られるものの, それ以下の膜厚範囲においては, Nd 含有量を 15 at.%以上にする事により, その破壊を抑制できることが明らかとなった。この原因の一つとして, Nd 含有量の増加に伴い, Si 基板と厚膜磁石の熱膨張係数の差が小さくなったことが考えられるものの, 今後詳細な検討が必要である。得られた試料の中で, 膜厚: 約 113 μm , 保磁力: 1160 kA/m 程度, 残留磁

化: 0.5 T 程度の試料(Fig.2(a)参照)にダイシング加工を施したところ, Fig. 2(b)に示すように綺麗に切断でき, ダイシング後の磁気特性の劣化も小さいことを確認した。Ta バッファ層を用いない手法が, ダイシング等の試料の加工に有利であることが確認された。

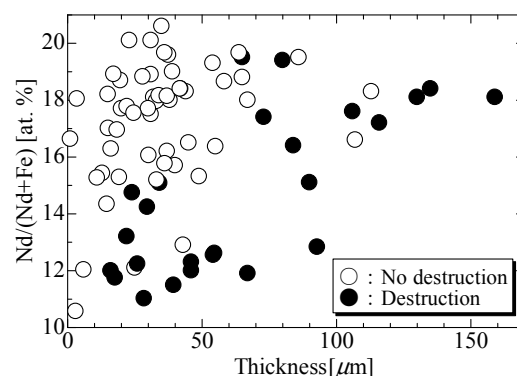


Fig.1 Relationship between Nd contents and thickness of Nd-Fe-B films deposited on Si substrates.

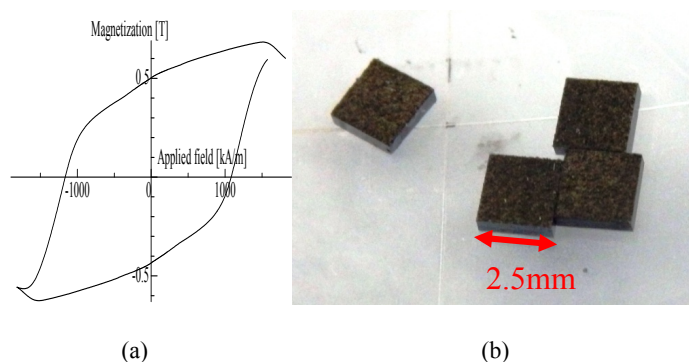


Fig. 2 M-H loop of a sample for dicing and four samples after dicing.

参考文献

- (1) Y. Zhang *et al.*, *Acta Materialia*, **60**, 3783(2012).
- (2) 小峠ら, 電気学会マグネティクス研究会資料, MAG-12-170(2012).
- (3) M. Nakano *et al.*, *IEEE Trans. Magn.*, **43**, 2672(2007).
- (4) 押領司ら, 電気学会マグネティクス研究会, **2-131**(2013).