

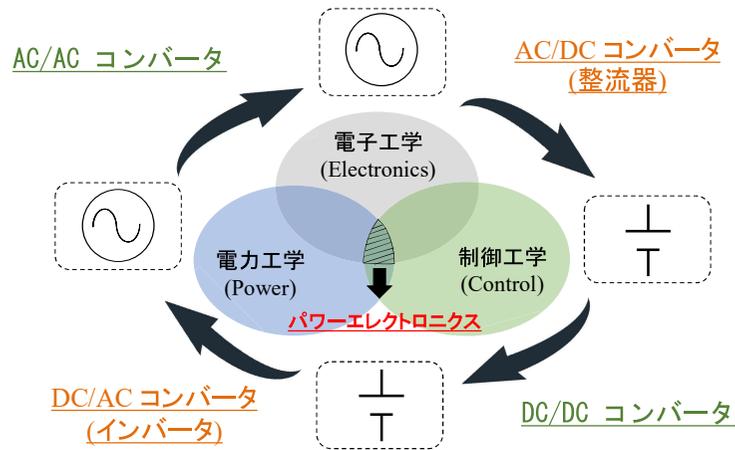
パワーエレクトロニクスにおける 磁気部品の基礎と応用

名古屋大学 未来材料・システム研究所
未来エレクトロニクス集積研究センター
大学院工学研究科 電気工学専攻 今岡 淳(イマオカ ジュン)
Email: imaoka.jun.n9@f.mail.nagoya-u.ac.jp

アジェンダ

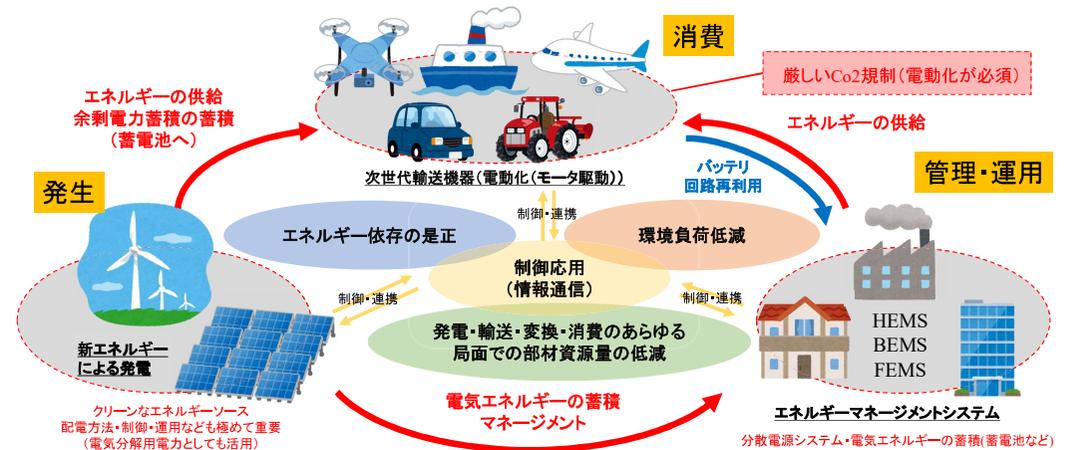
1. パワーエレクトロニクス応用における磁気部品の最新動向
 - ・ 車載用パワーエレクトロニクスシステム
 - ・ データセンターの電力変換システム
2. パワーエレクトロニクスにおける磁気部品の基本と設計
 - ・ パワエレ用磁性材料(フェライト・粉末・積層)
 - ・ パワエレ回路の基本
 - ・ 高いスイッチング周波数で動かすことの嬉しさは？
 - ・ 磁気部品の基本
 - ・ インダクタ設計の基本
3. 磁気部品の応用技術(高性能化・モデリング)
 - ・ 一体化磁気部品
 - ・ 高放熱化構造
 - ・ モデリング技術/シミュレーション技術

パワーエレクトロニクス



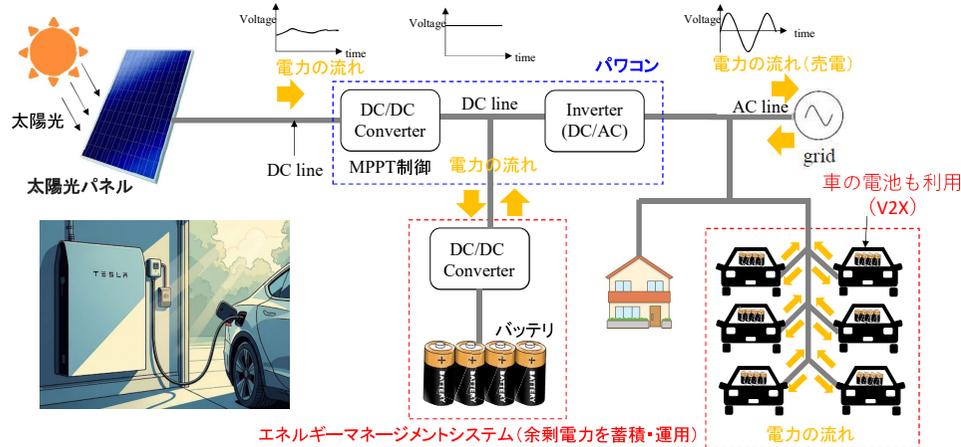
半導体を活用して電気性状(周波数・電圧・電流)を変換する技術分野

パワーエレクトロニクスの貢献領域



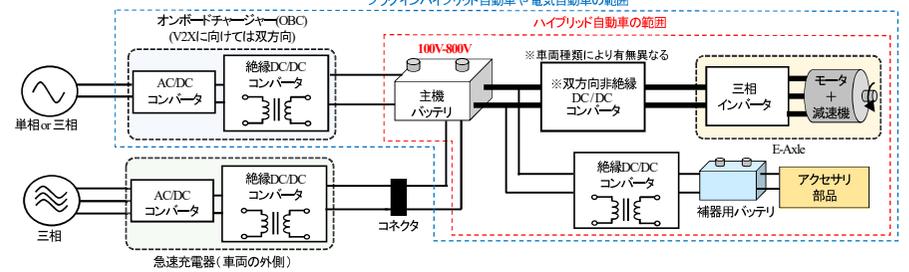
すべての業界が**連携**することで次世代社会創成することが可能

再生可能エネルギー+エネマネ応用(太陽光関係など)



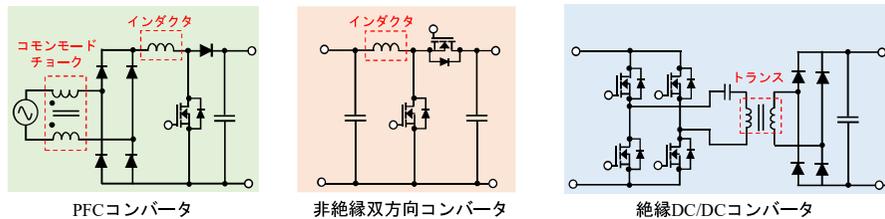
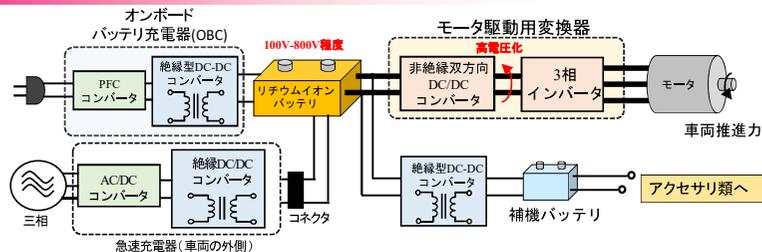
エネルギーマネージメントシステム+電動化車両のバッテリーを活用することも重要

車の電動化



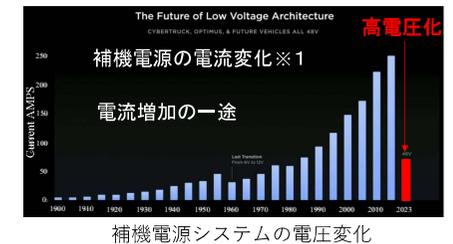
電動化 → 車両内・インフラ含めて多数の電力変換回路+大容量化が必要 (PE分野への要望: 高効率化・高電力密度化・省資源化などが必要)

電源等で磁性体を活用する箇所



車載用途では非常に多くの回路にて磁気部品を利用する回路が多く搭載される

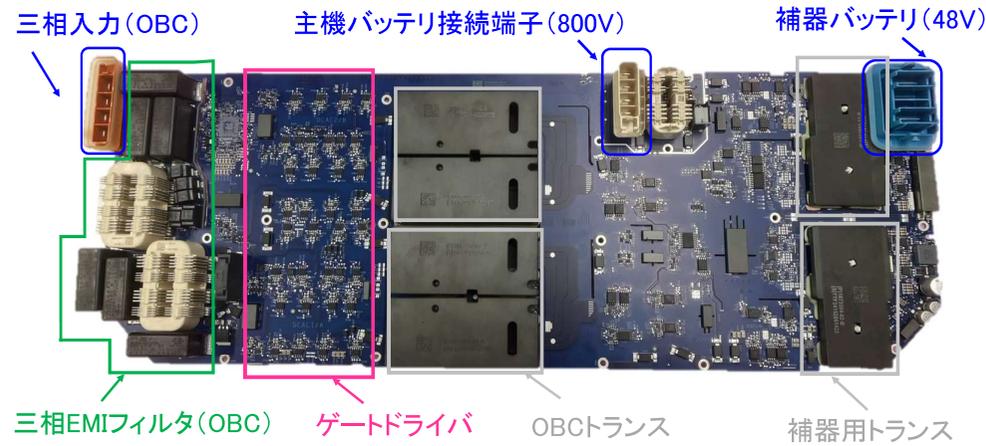
サイバトラック



- Pack capacity: 123 kWh
- Cell capacity: about 91.5 Wh
- System voltage: 800 volt (class)
- Onboard AC charger: 11.5 kW at 240 V, 48 A

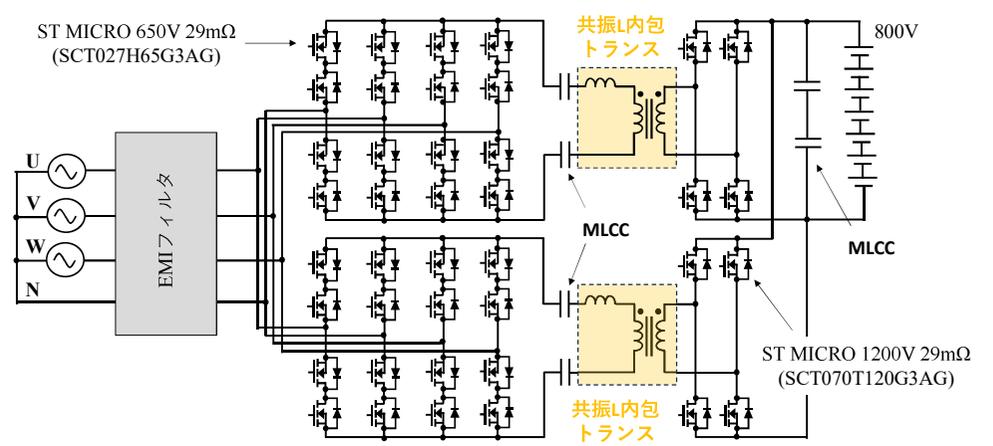
補器バッテリー電圧を12V⇒48V化させた世界初めての例

サイバトラックのOBCと絶縁DC/DCコンバータ(補器:800V⇒48V)



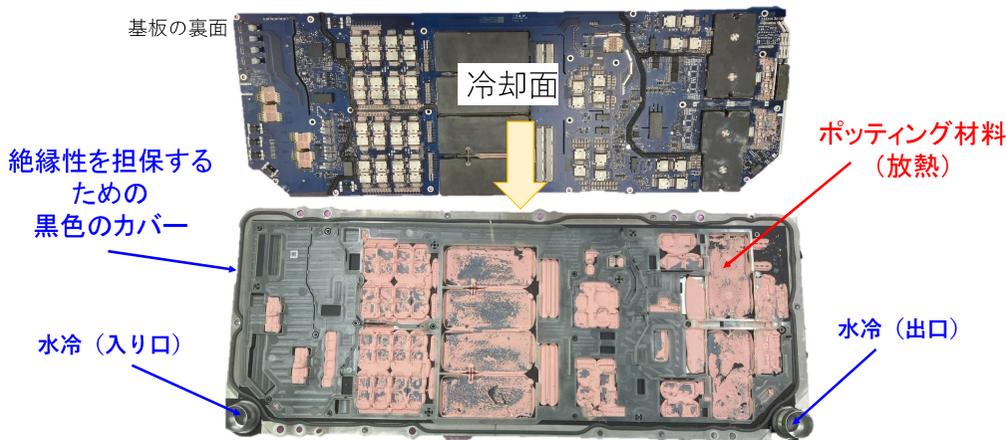
表面実装のディスクリート部品を1枚基板で作成することで安価化
(マウンター(プリント基板の表面実装を行う際に使用する機械)の使用)

サイバトラックのOBC



通常は2段方式(PFC機能と絶縁)であるがサイバトラックでは
一段方式のマトリックスコンバータ方式を採用

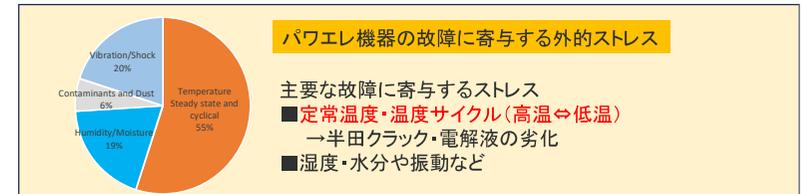
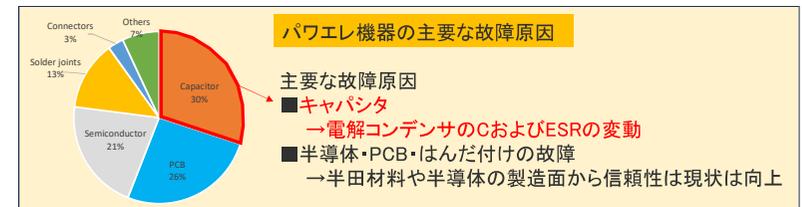
サイバトラックのOBCと絶縁DC/DCコンバータ(補器:800V⇒48V)



半導体・受動素子を含めた冷却(高温になることを防ぐ)
(絶縁性は黒色のカバーで担保)

サイバトラックのOBCと絶縁DC/DCコンバータ

■パワーエレクトロニクス機器の故障率

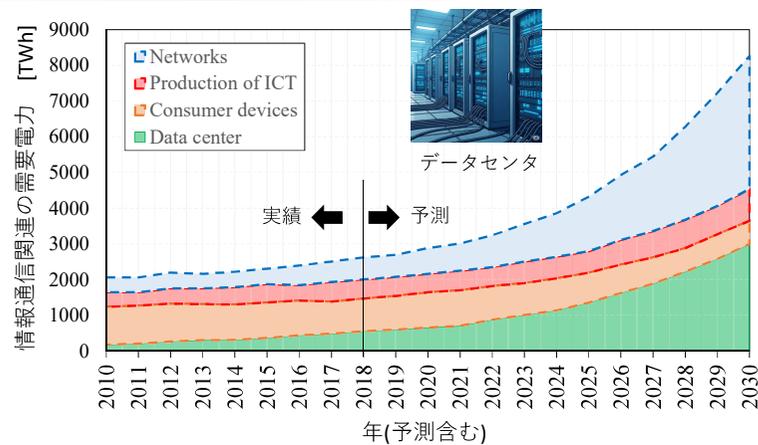


電解コンデンサレス化(故障原因の一つを排除)⇒長期信頼化

アジェンダ

1. パワーエレクトロニクス応用における磁気部品の最新動向
 - ・ 車載用パワーエレクトロニクスシステム
 - ・ データセンターの電力変換システム
2. パワーエレクトロニクスにおける磁気部品の基本と設計
 - ・ パワエレ用磁性材料(フェライト・粉末・積層)
 - ・ パワエレ回路の基本
 - ・ 高いスイッチング周波数で動かすことの嬉しさは?
 - ・ 磁気部品の基本
 - ・ インダクタ設計の基本
3. 磁気部品の応用技術(高性能化・モデリング)
 - ・ 一体化磁気部品
 - ・ 高放熱化構造
 - ・ モデリング技術/シミュレーション技術

情報通信分野の課題



情報通信分野において需要電力増加→高効率化が必要

データセンターの場所(Amazon/Google/Microsoft のデータセンターの所在地)

設置位置: アメリカのカリフォルニア州, シンガポール, サンパウロ, 東京, シドニー等の各国の大都市圏近郊に設置

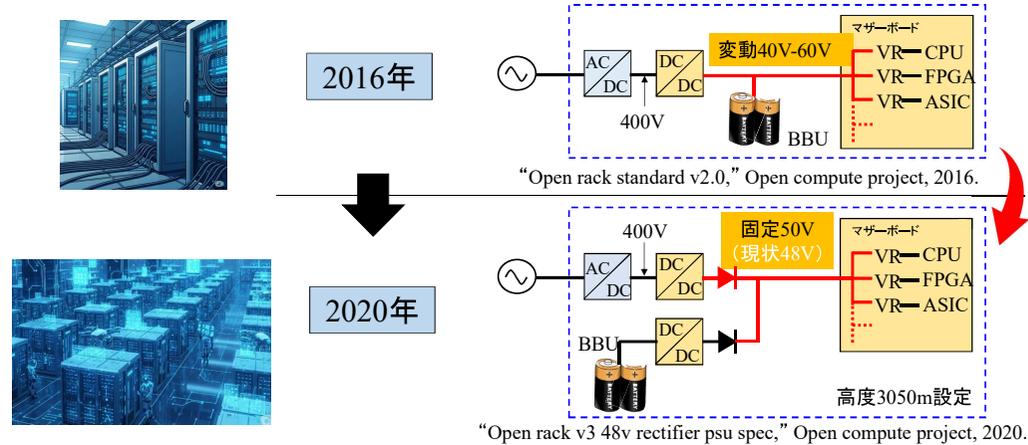


大都市圏近郊に設置の理由

- 理由1: メンテナンスのしやすさ**
データセンターは高い堅牢性, 信頼性を担保するために, 災害等の緊急時にアクセスしやすい場所に建設
 - 理由2: 通信速度**
大都市圏は情報通信の一大消費地であり需要地に対して物理的距離が近いため低遅延でアクセス可能
- 課題: 大都市圏近郊の限られた土地に大規模なデータセンターを建設する困難さ+施設全体の小型化+冷却装置の小型化**

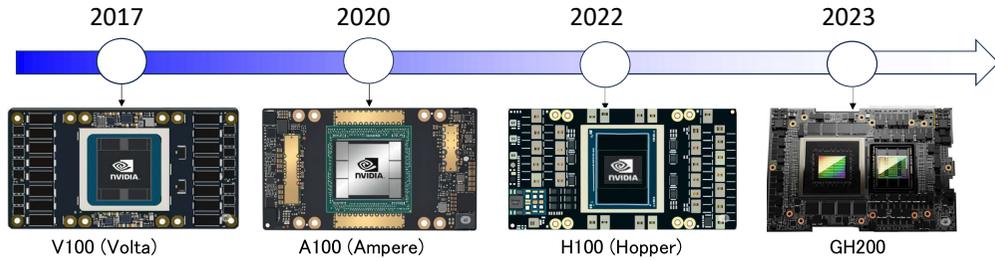
データセンターの電力変換システム(様々な形態があります)

Meta社主導 (Google, Microsoft, Amazon, Alibabaなど100社) "https://www.opencompute.org/"



電圧変動範囲狭い→電源もピンポイントでの高効率化・小型化・簡素化

GPUの高出力化 (GPUの変化)



	V100 (Volta)	A100 (Ampere)	H100 (Hopper)	GH200(CPU・GPU合体)
発表年	2017	2020	2022	2023
電力	300W	500W	700W	1000W
バス電圧V _{in} [V]	12V	48V	48V	48V?

GPUの需要電流は既に1000Aクラスに

情報通信用電源 高周波応用

駆動周波数	1.62MHz
入力電圧	54V(38-60V)
出力電圧	13.5V(9.5-15V)
最大出力	800W
効率	98%
外寸	7.34mm×22.83mm×7.41mm

<https://www.vicorpower.com/ja-jp/all-products/dc-dc>

S. Jiang, S. Saggini, C. Niu, X. Li, C. Chung and M. Yazdani, "Switched Tank Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 6, pp. 5048-5062, June 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2868447. ST製品化: 18

アジェンダ

1. パワーエレクトロニクス応用における磁気部品の最新動向
 - ・ 車載用パワーエレクトロニクスシステム
 - ・ データセンターの電力変換システム
2. パワーエレクトロニクスにおける磁気部品の基本と設計
 - ・ パワエレ用磁性材料(フェライト・粉末・積層)
 - ・ パワエレ回路の基本
 - ・ 高いスイッチング周波数で動かすことの嬉しさは?
 - ・ 磁気部品の基本
 - ・ インダクタ設計の基本
3. 磁気部品の応用技術(高性能化・モデリング)
 - ・ 一体化磁気部品
 - ・ 高放熱化構造
 - ・ モデリング技術/シミュレーション技術

電力変換器用磁気デバイスで磁性体を使用する目的

$$L = \frac{N^2}{R_m} = N^2 \cdot \frac{\mu_0 \mu_r}{l_{core}} A_{core}$$

A_{core} : コア断面積, l_{core} : コア磁路長, μ_0 : 真空の透磁率, R_m : 磁気抵抗, N : 巻数

磁性体を使用する目的

- 空芯より少ない巻数で所望のインダクタンスを得るため
- 銅損を減らすため(空芯であれば巻き数は増大で損失も増加)
- 漏洩する磁界を防ぐため(近接した回路を実現するため)

電力変換回路で使用される磁性材料の種類

	フェライト(焼結)コア	粉末コア	積層コア
外観			
製造	焼結	粉末・加圧	積層
飽和磁束密度	300~500mT	~2T	~2T
比透磁率	~10000(高いもので)	1~200	~100000
キュリー温度	< 300°C	< 500°C ~ 700°C (金属組成による)	< 500°C ~ 700°C (金属組成による)
応用先	・高周波変換器用 ・インダクタ・トランス ・ノイズフィルタなど	・直流用インダクタなど	一般市販品は商用周波数から数kHz~数十kHzの変圧器 広帯域のノイズフィルタなど
特徴	・鉄損低い ・駆動可能温度範囲が狭い (車載用85°C(AEC基準))	・ソフトサチュレーション ・ギャップレス化が可能 ・透磁率が低い(対他コア)	・高飽和磁束密度(磁性材料) ・ギャップ挿入時の対策が必要

電力変換回路で使用される磁性材料の種類(一部抜粋)

構造	フェライト				粉末コア				積層コア		
	Mn-Zn	Mn-Zn	Mn-Zn	Ni-Zn	Fe-Si-B	Fe-Si-Al	Fe	Fe-Si	Fe-Si-B-Cu-Nb	Fe-Si-B	Fe-Si
組成	Mn-Zn	Mn-Zn	Mn-Zn	Ni-Zn	Fe-Si-B	Fe-Si-Al	Fe	Fe-Si	Fe-Si-B-Cu-Nb	Fe-Si-B	Fe-Si
比透磁率 μ_r	2300	800	900	290	60	60	60	60	16000 @10kHz	45000@DC	4100@DC
キュリー温度 T_c	>220°C	>280°C	280°C	>150°C	395°C	500°C	-	700°C	570°C	399°C	700°C
鉄損 P_{Fe} (@20kHz,100mT)	-	-	-	-	108 kW/m ³	44 kW/m ³	725 kW/m ³	201 kW/m ³	2.2 kW/m ³ PT3に記述されている密度より計算	35.4 kg/m ³ 密度より計算	150 kW/m ³ 7.5kg/m ³ 密度より計算
鉄損 P_{Fe} (@100kHz,100mT)	60 kW/m ³ (@100°C)	-	-	1000 kW/m ³ (@25°C)	646 kW/m ³	530 kW/m ³	6103 kW/m ³	1464 kW/m ³	36.5 kW/m ³ 密度より計算	1107 kW/m ³ 密度より計算	1957 kW/m ³ 7.5kg/m ³ 密度より計算
鉄損 P_{Fe} (@1MHz,50mT)	-	180 kW/m ³ (@100°C)	134 kW/m ³ (@100°C)	3700 kW/m ³ (@25°C)	-	-	-	-	-	-	-
飽和磁束密度 B_{sat} [mT]	470mT	480mT	530mT	330mT	1500mT	1050mT	1760mT	1600mT	1230mT	1560mT	1880mT
鉄損データ記載範囲	25kHz~200kHz	700kHz~3MHz	500kHz~3MHz	100kHz~5MHz	25kHz~200kHz	5kHz~300kHz	60Hz~500kHz	5kHz~300kHz	1kHz~100kHz	60Hz~100kHz	50Hz~100kHz
構造	-				-				14μmの磁性箔		
用途	高周波インダクタ、トランス、ノイズフィルタなど				直流電流が重畳するPFCコンバータや非絶縁能動DC/DCコンバータのインダクタなど				低周波から中周波での大容量トランス広帯域でのフィルタなど		

応用や動作周波数・バイアス条件より材料を選定

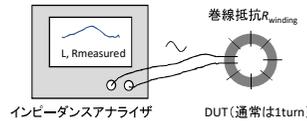
周波数特性(複素透磁率)

複素透磁率

$$\mu_{r_complex}(\omega) = \mu'_r(\omega) - j\mu''_r(\omega)$$

磁束の流れやすさ

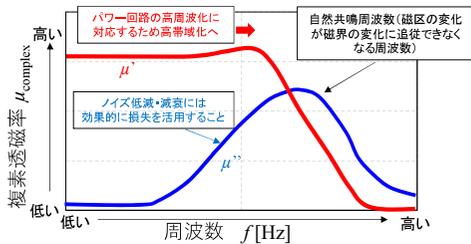
磁束の減衰



$$\mu'_r(\omega) = \frac{L(\omega) \cdot l_{core}}{N^2 \cdot A_{core} \cdot \mu_0}$$

$$\mu''_r(\omega) = \frac{l_{core} \cdot (R_{measured}(\omega) - R_{winding}(\omega))}{N^2 \cdot A_{core} \cdot \omega \cdot \mu_0}$$

巻線抵抗値を差し引いたもの(純粋なコアの抵抗を抽出)



- L: インダクタンス
- l_{core} : 磁路長
- N: 巻線巻数
- A_{core} : コアの断面積
- μ_0 : 真空の透磁率
- $R_{measured}$: 測定した抵抗成分
- $R_{winding}$: 巻線抵抗値
- ω : 角周波数

磁性体コアには周波数特性がある(複素透磁率)

複素透磁率(小信号での振る舞い)

複素インダクタンス(Complex Inductance)

$$L_{complex} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_{complex} \cdot A_{core} \cdot N^2}{l_{core}} = \frac{\mu_0 \cdot (\mu'_r - j\mu''_r) \cdot A_{core} \cdot N^2}{l_{core}}$$

$$= \frac{\mu'_r \cdot \mu_0 \cdot A_{core} \cdot N^2}{l_{core}} - j \frac{\mu''_r \cdot \mu_0 \cdot A_{core} \cdot N^2}{l_{core}}$$

$$= L - j \frac{R_{core}}{\omega}$$

インダクタンスL

交流でのインピーダンス

$$Z = j\omega L_{complex} = j\omega L + R_{core}$$

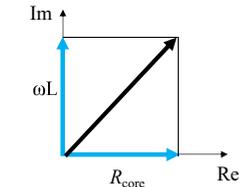
インダクタンスL コアの鉄損抵抗の項目

等価回路の上での表記
(コアの損失分を表現するため抵抗が挿入される形)



コアの鉄損抵抗 R_{core} の定義
(ただし小信号でセンシングされているものに注意)

$$R_{core} = \frac{\omega \cdot \mu_0 \cdot \mu''_r \cdot A_{core} \cdot N^2}{l_{core}}$$

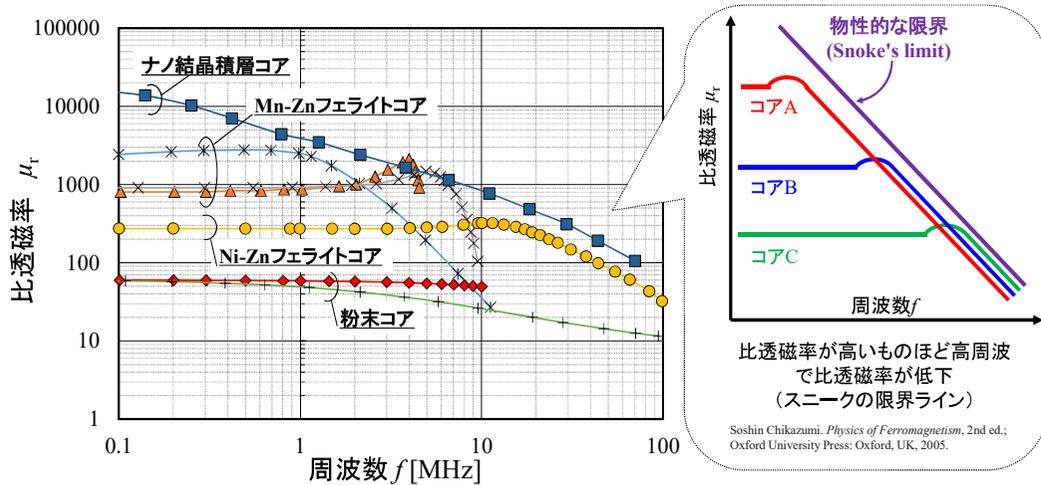


複素透磁率はあくまで磁性体コアにインダクタンス抵抗成分の関係を示すもの

複素透磁率

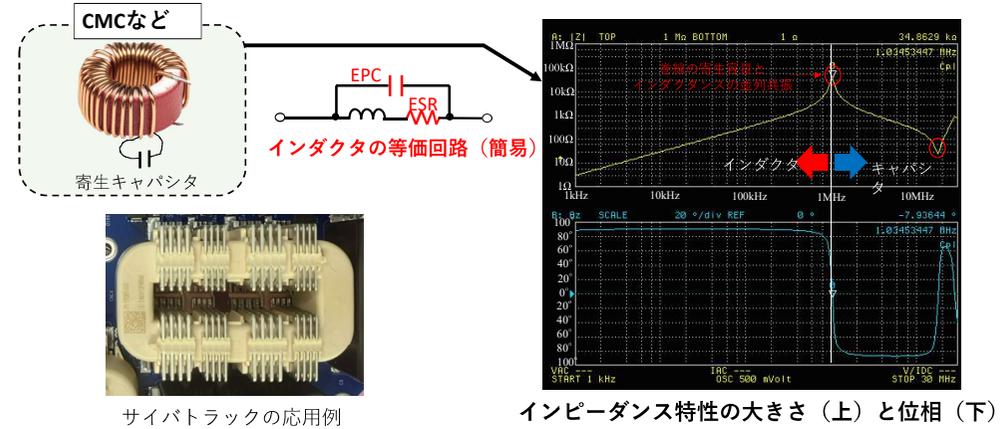
ノイズフィルタやエネルギー蓄積用・伝達用の磁性体コアの性能を測る指標

各磁性体の複素透磁率の実部



周波数特性は磁性材料によって大きく異なる⇒局面に応じて適切な材料を利用することが大切

例：部品としてみて考えた場合の特性

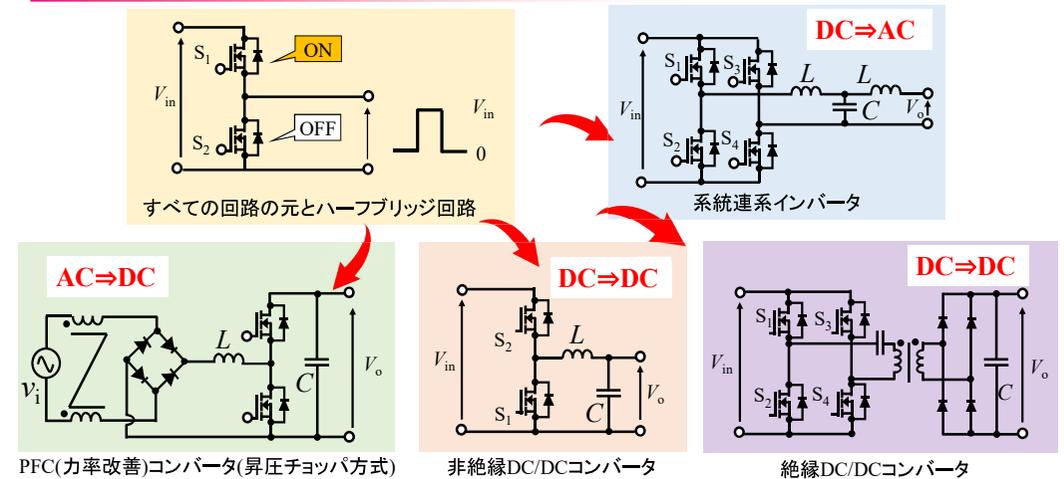


材料だけでなく巻き線も合わせた部品として考えることも大切 (寄生容量なども考えて設計することが肝要)

アジェンダ

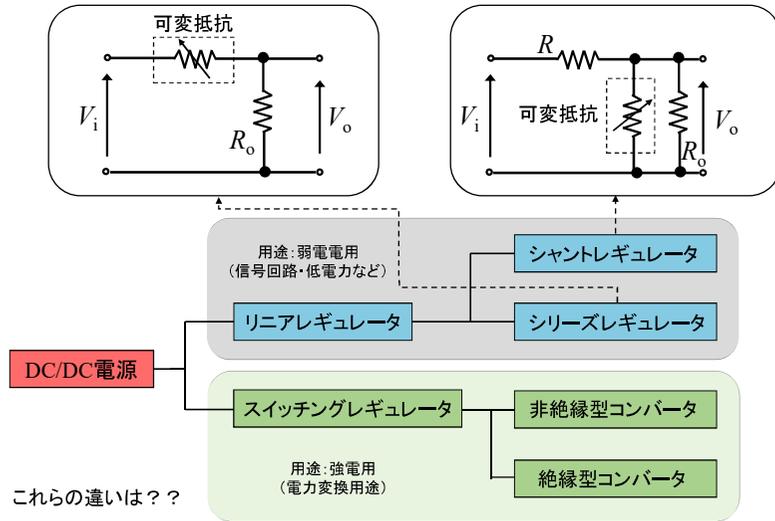
1. パワーエレクトロニクス応用における磁気部品の最新動向
 - ・ 車載用パワーエレクトロニクスシステム
 - ・ データセンターの電力変換システム
2. パワーエレクトロニクスにおける磁気部品の基本と設計
 - ・ パワエレ用磁性材料 (フェライト・粉末・積層)
 - ・ パワエレ回路の基本
 - ・ 高いスイッチング周波数で動かすことの嬉しさは？
 - ・ 磁気部品の基本
 - ・ インダクタ設計の基本
3. 磁気部品の応用技術 (高性能化・モデリング)
 - ・ 一体化磁気部品
 - ・ 高放熱化構造
 - ・ モデリング技術

パワーエレクトロニクス回路の基本的な回路構成

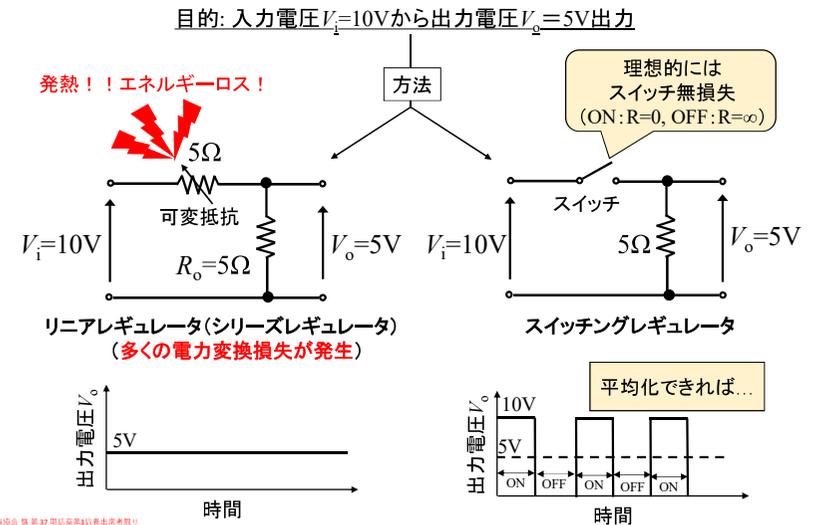


磁気部品はパワエレ回路の中でも基本かつ重要な部品 (機器の価値差別化は磁気部品?)

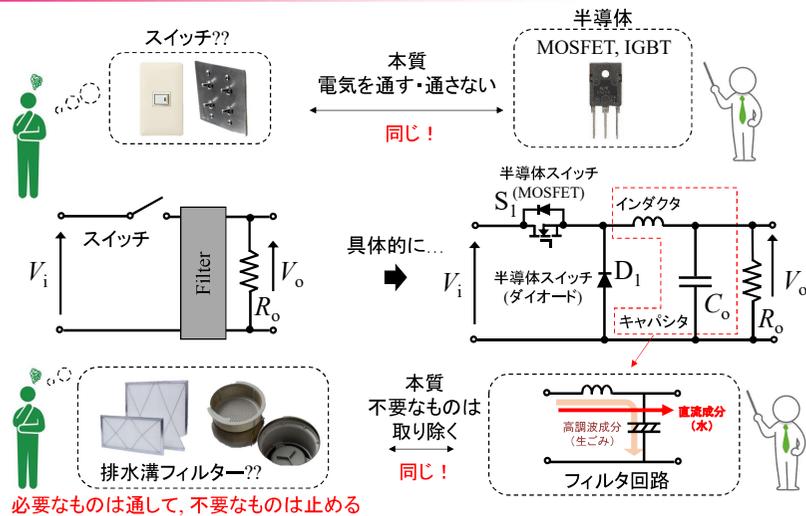
DC/DC変換の基本



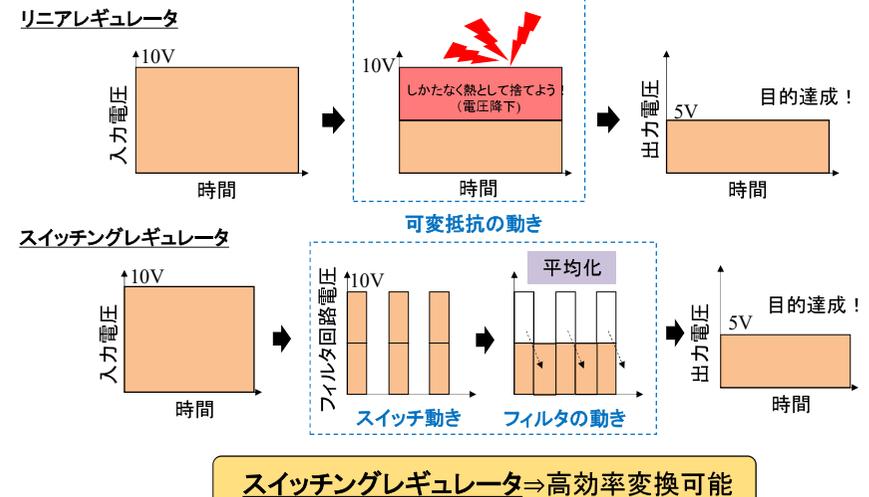
DC/DC変換の基本



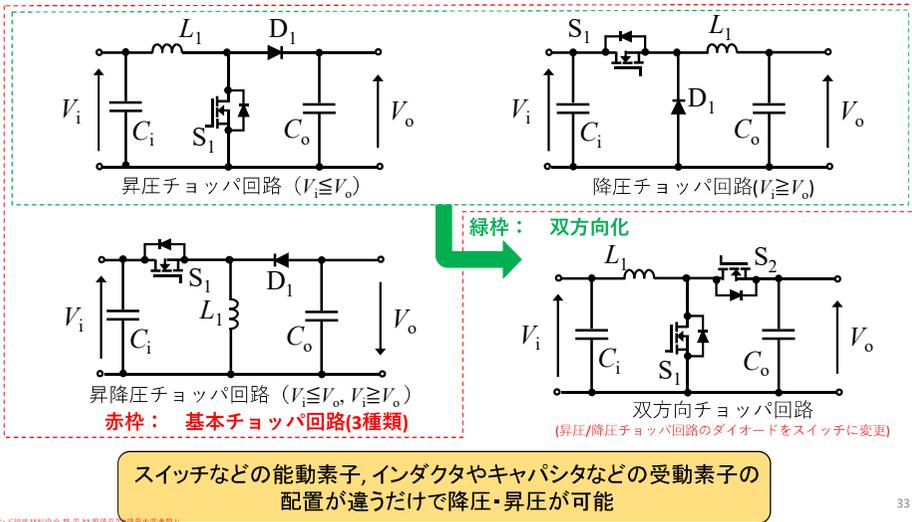
DC/DC変換の基本



DC/DC変換の基本

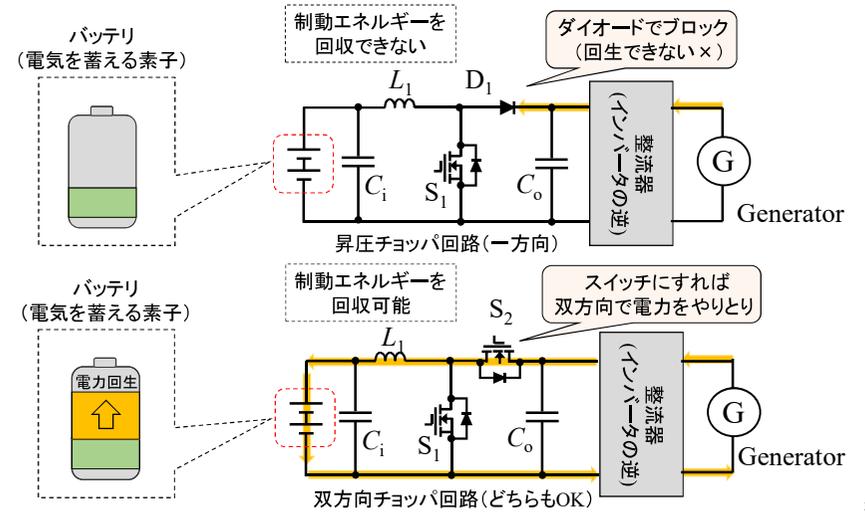


DC/DC変換の基本



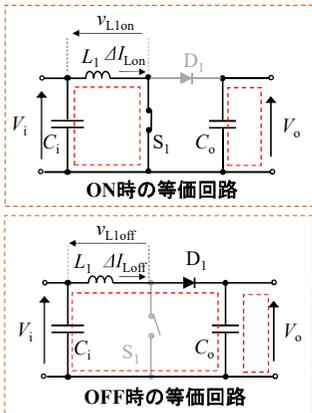
33

DC/DC変換の基本

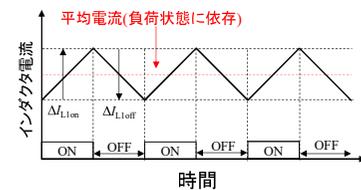


34

昇圧コンバータの入出力電圧の関係



ON時の電流変化量: $\Delta I_{L\text{on}}$, OFF時の電流変化量: $\Delta I_{L\text{off}}$



ON時の等価回路 OFF時の等価回路

$$v_{L\text{on}} = V_i = L_1 \cdot \frac{\Delta I_{L\text{on}}}{T_{\text{on}}} \quad v_{L\text{off}} = V_i - V_o = L_1 \cdot \frac{\Delta I_{L\text{off}}}{T_{\text{off}}}$$

定常状態 (ON時とOFF時で変化しないこと) で考える

$$\Delta I_{L\text{on}} + \Delta I_{L\text{off}} = 0$$

$$\text{入出力間電圧の関係} \quad V_o = \frac{T_{\text{on}} + T_{\text{off}}}{T_{\text{off}}} \cdot V_i = \frac{1}{1-d} \cdot V_i$$

ON時間とOFF時間の割合(デューティ比)で決まる!

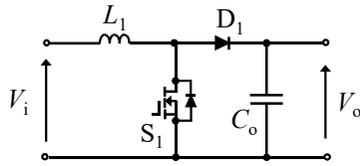
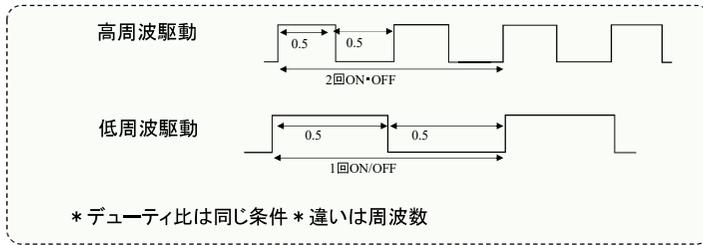
35

アジェンダ

- パワーエレクトロニクス応用における磁気部品の最新動向
 - 車載用パワーエレクトロニクスシステム
 - データセンターの電力変換システム
- パワーエレクトロニクスにおける磁気部品の基本と設計
 - パワエレ用磁性材料(フェライト・粉末・積層)
 - パワエレ回路の基本
 - 高いスイッチング周波数で動かすことの嬉しさは?
 - 磁気部品の基本
 - インダクタ設計の基本
- 磁気部品の応用技術(高性能化・モデリング)
 - 一体化磁気部品
 - 高放熱化構造
 - モデリング技術/シミュレーション技術

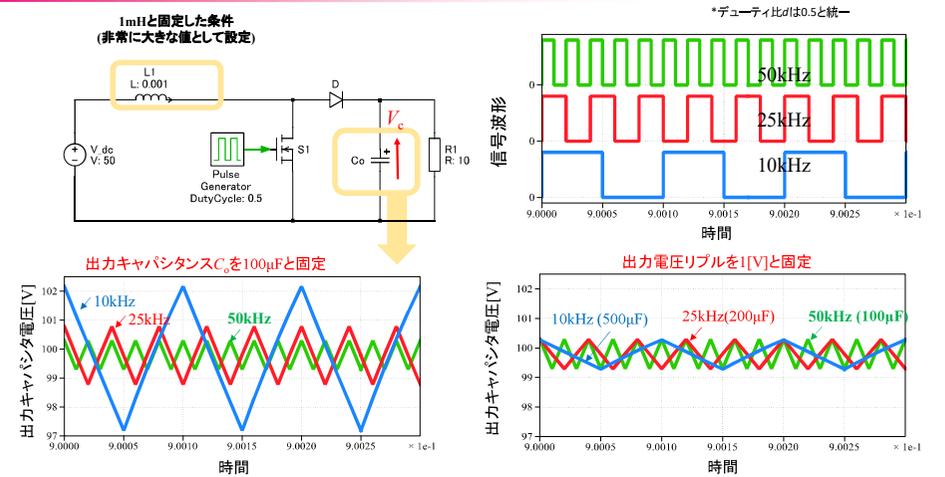
36

では、PWM制御では周波数は何でもいいのか？



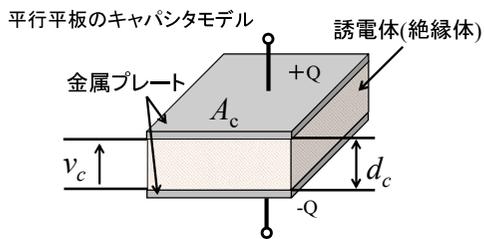
高周波で動かすことと低周波で動かすことの違いは？

スイッチング周波数とキャパシタンスの関係



高周波駆動⇒小さなキャパシタンスで駆動が可能

キャパシタンスとサイズの関係性



電界強度

$$E_c = \frac{v_c}{d_c}$$

静電容量

$$C = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A_c}{d_c}$$

キャパシタの蓄積するエネルギー[J]

$$W_c = \frac{1}{2} \cdot C \cdot v_c^2$$

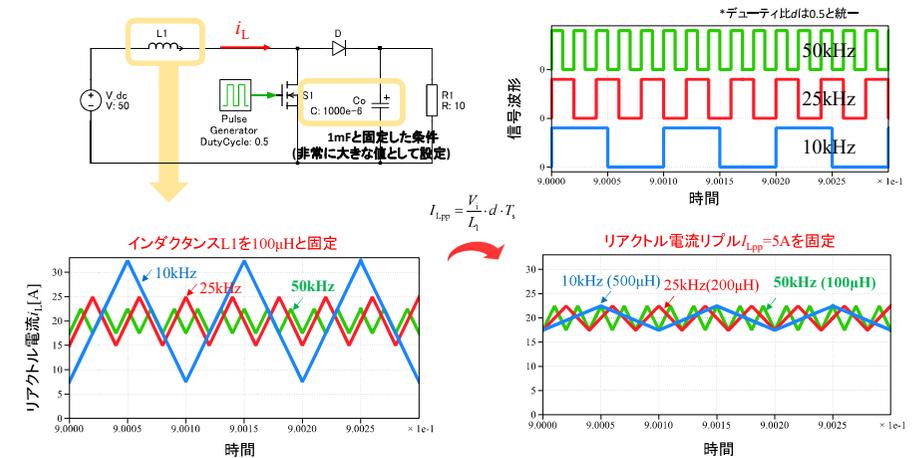
キャパシタの蓄積エネルギーとサイズの関係

$$vol_c = \gamma_c^{-1} \cdot \frac{1}{2} \cdot C \cdot v_c^2$$

γ_c : エネルギーと体積の関係を示す比例係数 (参考程度に補えてください)

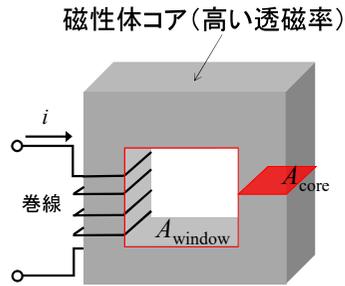
キャパシタの体積は蓄積エネルギーに比例の関係
⇒高周波スイッチングは小型化に効果的

スイッチング周波数とインダクタンスの関係



高周波駆動⇒小さなインダクタンスで駆動が可能

インダクタンスとサイズの関係性



リアクトルの蓄積するエネルギー[J]

$$W_{L_max} = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{L_max}^2$$

* エリアプロダクトの概念より

$$A_p = A_{core} \cdot A_{window} = \frac{L \cdot I_{L_max}^2}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}}$$

体積とエネルギーの関係は

$$Vol = K_v \cdot \left(\frac{2 \cdot W_{L_max}}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \right)^{\frac{3}{4}}$$

* あくまで概念なもの

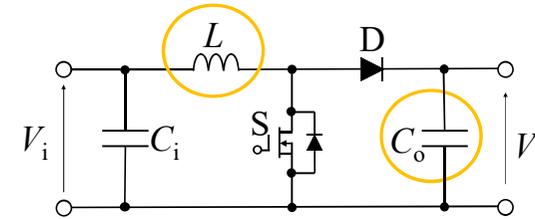
体積はリアクトルの最大蓄積エネルギーの3/4乗に比例
(A_p 値の3/4乗に比例)⇒高周波スイッチングは小型化に効果的

A_{core} : コアの断面積 A_{window} : 窓面積 L : リアクトルの自己インダクタンス I_{L_max} : リアクトル電流の最大値 B_{max} : コア内の磁束密度最大値 J_{max} : 巻線の電流密度最大値 K_w : コアの窓面積中の巻線の導体占有率などを考慮した補正係数 K_v : インダクタの形状から決定される定数

Wm, T. McLyman "Transformer and Inductor Design handbook", CRC Press, 2004

41

周波数を増加させていった場合の体積低減効果



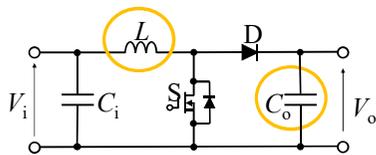
評価回路仕様

入力電圧	V_{in}	100V
インダクタ電流リップル	I_{Lpp}	1.25A
出力電圧	V_o	200V
出力電流	I_o	2.5A
スイッチング周波数	f_s	40-400kHz

$\Delta v_c = 200\text{mV}$ 以内, $I_{Lpp} = 1.25\text{A}$ と規定

42

高周波動作と受動素子のサイズの関係

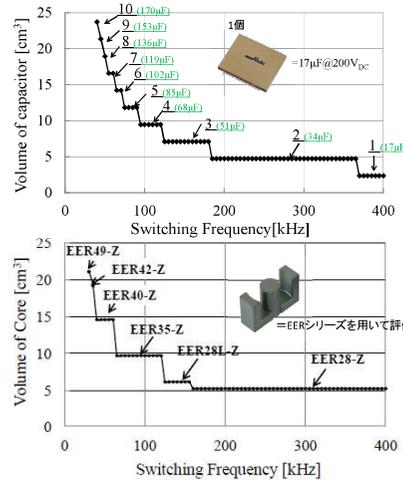


評価回路仕様

入力電圧	V_{in}	100V
インダクタ電流リップル	I_{Lpp}	1.25A
出力電圧	V_o	200V
出力電流	I_o	2.5A
スイッチング周波数	f_s	40-400kHz

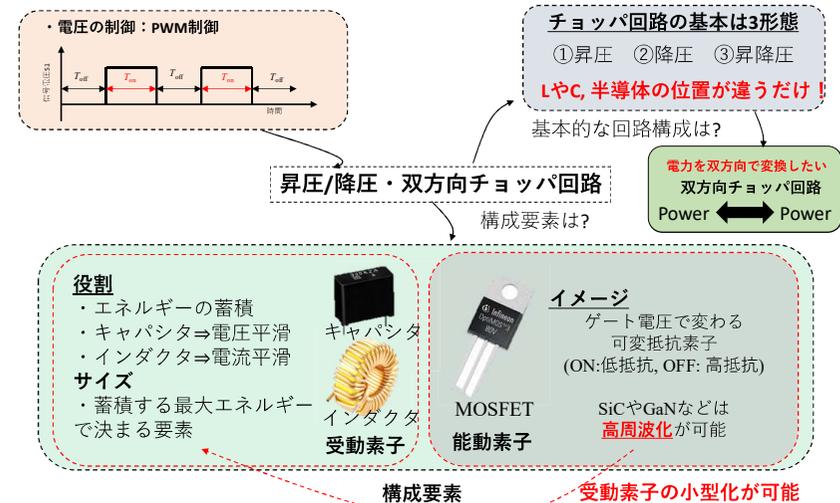
$\Delta v_c = 200\text{mV}$ 以内, $I_{Lpp} = 1.25\text{A}$ と規定

高周波駆動⇒回路内で主要な体積を占める受動素子の小型化



43

高周波動作とサイズの関係のまとめ

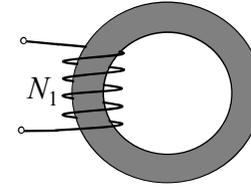


44

アジェンダ

1. パワーエレクトロニクス応用における磁気部品の最新動向
 - ・ 車載用パワーエレクトロニクスシステム
 - ・ データセンターの電力変換システム
2. パワーエレクトロニクスにおける磁気部品の基本と設計
 - ・ パワエレ用磁性材料(フェライト・粉末・積層)
 - ・ パワエレ回路の基本
 - ・ 高いスイッチング周波数で動かすことの嬉しさは？
 - ・ **磁気部品の基本**
 - ・ インダクタ設計の基本
3. 磁気部品の応用技術(高性能化・モデリング)
 - ・ 一体化磁気部品
 - ・ 高放熱化構造
 - ・ モデリング技術/シミュレーション技術

インダクタとトランスの基本

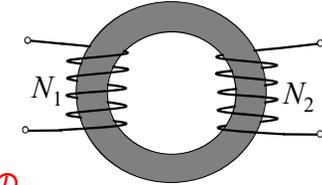


インダクタ (コイル・リアクトル)
 ・エネルギーの蓄積
 ・フィルタ用途 など

単一コアに1つの巻線があるもの

トランス (変圧器・変成器)

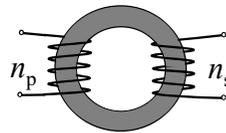
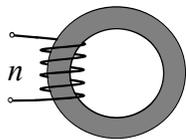
- ・入出力間の絶縁
- ・電圧電流の変換
- ・インピーダンス変換
- ・CM, DMフィルタ など



単一コアに複数の巻線があるもの

巻線と磁性体コアを使用した電子部品

一般的な設計方法



チョークコイル設計法

- ① $I \cdot L$ より 適当なコアを選定 ($I \cdot L$ はチョークコイルの大きさをあらわします)
 - ② 巻数を決定
$$n = \frac{L \cdot I_m}{B_m \cdot S}$$
 - ③ 電流の実効値 I_e (A) より、線径を決定
$$D = 2 \cdot \sqrt{\frac{I_e}{\pi \cdot C d}}$$
 - ④ ギャップを計算
$$\Delta l \approx \mu_0 \cdot \frac{n \cdot I_m}{B_m} = \frac{10^{-6}}{0.8} \cdot \frac{n \cdot I_m}{B_m}$$
- または、AL-value (L/n^2) よりコアのグラフよりギャップを決定
- ④ ボビンに、 $D\Phi$ の電線が $n(t)$ 巻けることを確認

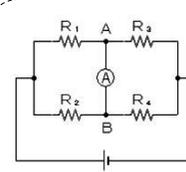
絶縁型コンバータのトランス

- ① コアカタログ より 適当なコアを選定 (W数、体積、床面積、周波数、ボビン、最低入力電圧、出力電圧)
- ② コア方式により B_m を決定
- ③ 一次巻数を決定
$$n_p = \frac{V_p \cdot I_m}{S \cdot B_m}$$
- ④ 入力電圧と最大出力電圧と 最大磁比率 (Dmax) から巻き数比 (N) を計算
$$N = \frac{V_o \cdot (1 - D_{max})}{V_{in_{min}} \cdot D_{max}}$$
 (回路方式によって違う)
- ⑤ 電圧比から二次巻数を決定
$$n_s = \frac{n_p}{N}$$
- ⑥ 電流の実効値 I_e (A) より、一次、二次の線径を決定
$$D = 2 \cdot \sqrt{\frac{I_e}{\pi \cdot C d}}$$
- ⑦ ボビンに、一次、二次巻線が巻けることを確認

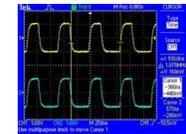


どれも初学者には理解が困難かつ応用が不可能！！！

磁気部品の設計手法?



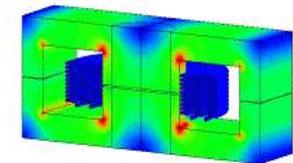
- ・キルヒホッフの法則
- ・オームの法則
- ・交流回路理論
- ・重ね合わせの定理
- ・ミルマンの定理



- ✓ モデルが簡単・計算も容易
- ✓ 形状・寸法、各磁気特性を考慮したモデルベース開発は複雑
- ✓ 制御系を含めた解析が容易
- ✓ 実験的な測定が容易

電気の世界
(理論から設計が可能)

電磁界シミュレータ



- ✓ 形状・寸法・材料特性を考慮した詳細な解析が可能
- ✓ モデルは複雑・計算時間膨大
- ✓ 制御系を含めた動特性解析は困難
- ✓ パラメータの入力にもノウハウ

磁気部品の世界
(ベースを知らなければ意味無し)

磁気部品に対する設計理論?

磁気回路と電気回路

電気回路		磁気回路	
起電力 [単位]	V [V]	起磁力 [単位]	Ni [AT]
電流 [単位]	i [A]	磁束 [単位]	ϕ [Wb]
電気抵抗 [単位]	R [Ω]	磁気抵抗 [単位]	R_m [A/Wb]
オームの法則	$V= Ri$	ポプキンソンの法則 (磁気回路のオームの法則)	$Ni=R_m\phi$

- 磁気回路を使うことの特徴
- 電気と磁気の世界を連成した解析が可能
 - 汎用のシミュレータを用いて解析することが可能
 - モデルが簡潔で計算精度が高い

インダクタの基礎(基本理論から設計・シミュレーション実験評価)

Step:1

磁気回路の基本とマクスウェルの方程式からの成り立ち



Step:2

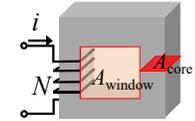
磁気回路を用いた昇圧チョップパ回路のインダクタ設計の理論

$$\phi_p = \phi_{dc} + \frac{1}{2} \Delta \phi_{ac} = \frac{N \cdot I_{dc}}{R_m} + \frac{1}{2} \frac{V_c}{N} \cdot d \cdot T$$

$$R_m = \frac{l_{core}}{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot A_{core}} + \frac{l_g}{\mu_0 \cdot A_{core}}$$

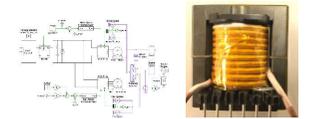
Step:3

磁性体コアの選択方法 (エアプロダクト法)

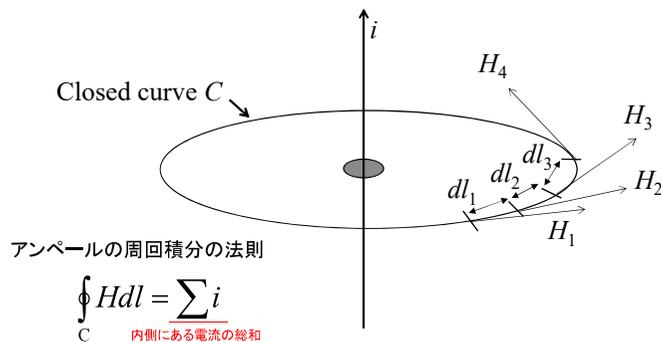


Step:4

回路仕様に基づいたインダクタ設計 (実機評価とシミュレーション)

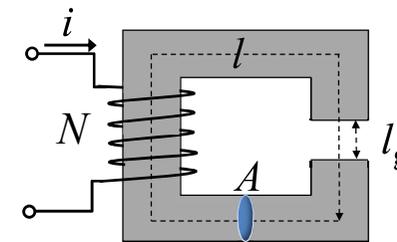


アンペールの周回積分の法則



意味: 任意の閉曲線Cに沿って閉ループの微小磁界 H_m と微小区間 dl_m (ただし $m=1,2,\dots,n$)の積の和($H_1 dl_1$ から $H_n dl_n$)は、閉曲線内C内に含まれる電流の和に等しいという法則

インダクタに対してアンペールの法則を適用!!!



上記のリアクトルに対して、アンペールの法則を適用!!!

$$\oint_C H dl = \underbrace{H(l-l_g)}_{\text{コア内 磁界と距離の積}} + \underbrace{H_g \cdot l_g}_{\text{ギャップ}} = \underbrace{Ni}_{\text{電流の総和}}$$

インダクタに対してアンペールの法則を適用！！

$$\oint_c Hdl = \underbrace{H(l-l_g)}_{\text{コア内}} + \underbrace{H_g \cdot l_g}_{\text{ギャップ}} = \underbrace{Ni}_{\text{電流の総和}}$$

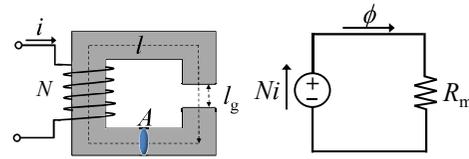
磁界と距離の積

電磁気学の基本公式

$$\begin{aligned} \phi &= B \cdot A \\ &= \mu_0 \cdot \mu_r \cdot A \cdot H = \mu_0 \cdot A \cdot H_g \end{aligned}$$

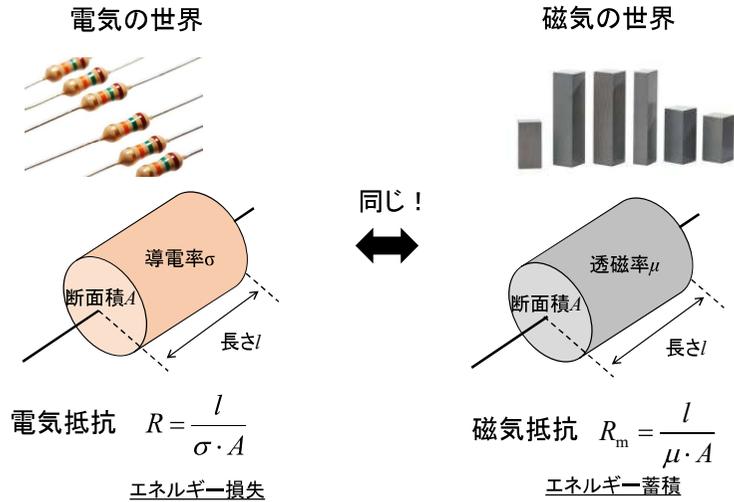
$$\begin{aligned} Ni &= \frac{l-l_g}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A} \cdot \phi + \frac{l_g}{\mu_0 \cdot A} \cdot \phi \\ &= R_{\text{mcore}} \cdot \phi + R_{\text{mg}} \cdot \phi \\ &= (R_{\text{mcore}} + R_{\text{mg}}) \cdot \phi = R_m \cdot \phi \end{aligned}$$

磁気部品に関するオームの法則



53

電気抵抗と磁気抵抗



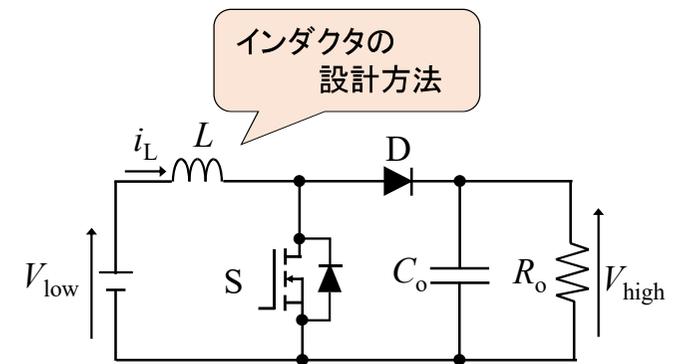
54

アジェンダ

1. パワーエレクトロニクス応用における磁気部品の最新動向
 - ・ 車載用パワーエレクトロニクスシステム
 - ・ データセンターの電力変換システム
2. パワーエレクトロニクスにおける磁気部品の基本と設計
 - ・ パワエレ用磁性材料(フェライト・粉末・積層)
 - ・ パワエレ回路の基本
 - ・ 高いスイッチング周波数で動かすことの嬉しさは？
 - ・ 磁気部品の基本
 - ・ インダクタ設計の基本
3. 磁気部品の応用技術(高性能化・モデリング)
 - ・ 一体化磁気部品
 - ・ 高放熱化構造
 - ・ モデリング技術/シミュレーション技術

55

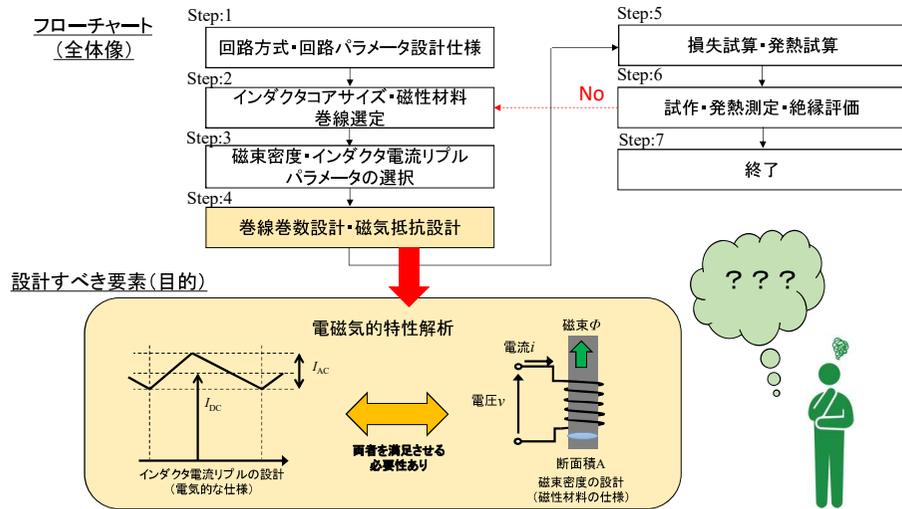
インダクタ設計の基本



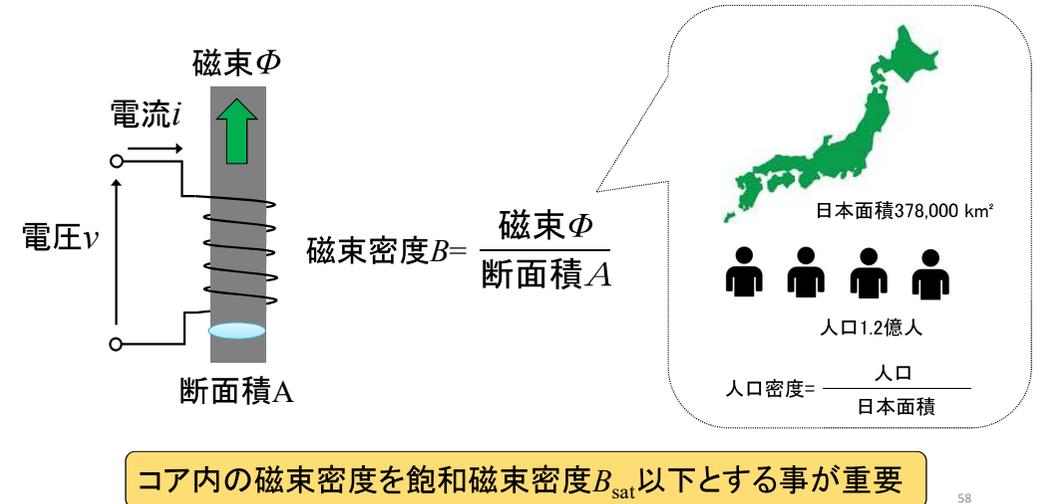
目的: 磁気回路を用いたインダクタの設計手法の基本の理解

56

インダクタ設計の全体概要

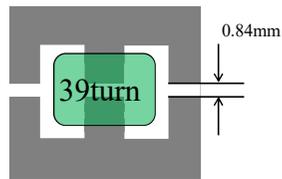


コア内の磁束について



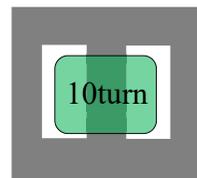
なぜ、磁束密度を設計する必要があるのか...

磁束密度を考慮して設計されたもの



エアギャップあり
インダクタンス
 $L=500\mu\text{H}$

磁束密度を考慮なし



エアギャップなし
インダクタンス
 $L=500\mu\text{H}$

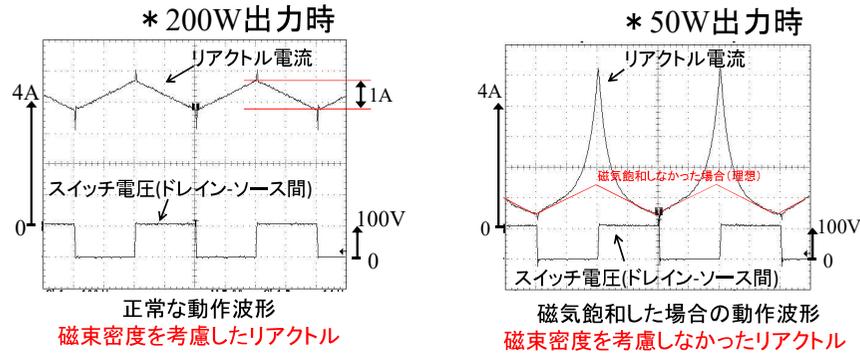
なにが違うのか？ インダクタンスは等しい状態

評価回路定数(昇圧チョップパ回路)

入力電圧	V_i	50V
出力電圧	V_o	100V
デューティ比	d	0.5
スイッチング周波数	f_s	50kHz
出力電力	P_o	200W
インダクタ平均電流	I_L	4A
インダクタ電流リップル振幅	I_{Lpp}	1A
インダクタ電流ピーク値	I_{Lp}	4.5A
インダクタ電流ボトム値	I_{Lb}	3.5A

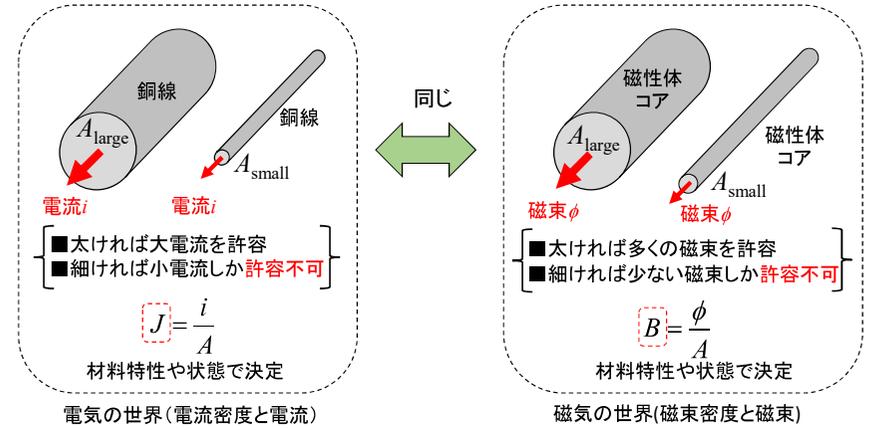
磁気飽和

0Wから出力を上げていった場合の波形比較



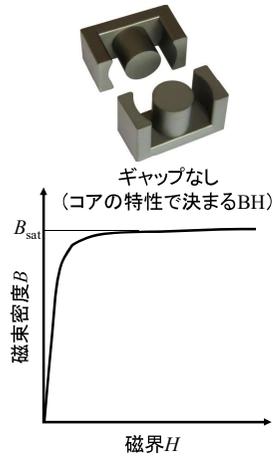
磁束密度を設計することが重要

より簡単な解釈(磁束密度設計の必要性)



ではどうすれば磁気飽和を避けることができるのか?

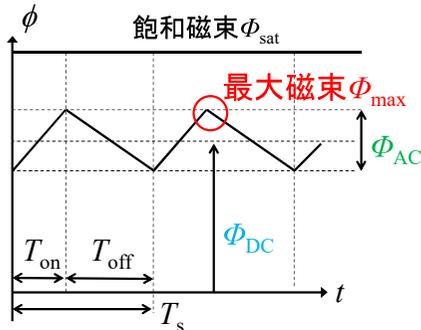
コア内の磁束



磁性材料やコア温度で一様に決定

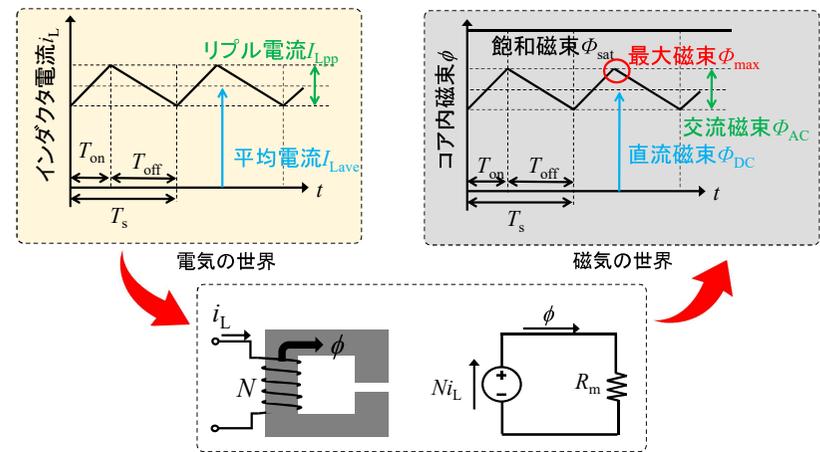
$$\Phi_{sat} = B_{sat} \cdot A_{core}$$

飽和磁束 Φ_{sat}



どうやって、最大磁束 Φ_{max} を把握するのか?

電気の要素を磁気の世界へ翻訳



磁気回路の仕事: 電気を磁気の世界へ翻訳

インダクタの基礎(基本理論から設計・シミュレーション実験評価)

Step:1

磁気回路の基本とマクスウェルの方程式からの成り立ち

Step:2

磁気回路を用いた昇圧チョップパ回路的インダクタ設計の理論

Step:3

磁性体コアの選択方法(エアプロダクト法)

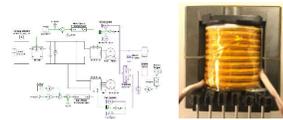
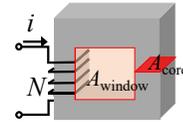
Step:4

回路仕様に基づいたインダクタ設計(実機評価とシミュレーション)

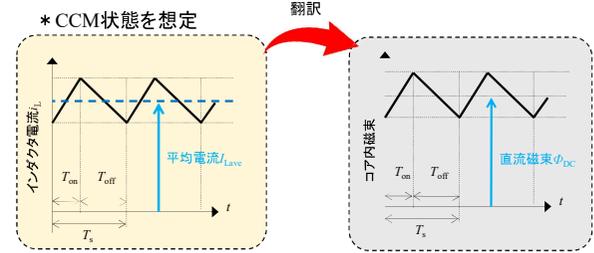
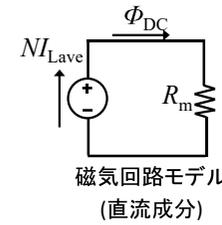


$$\phi_r = \phi_{ac} + \frac{1}{2} \Delta \phi_{dc} = \frac{N \cdot I_{Lave}}{R_m} + \frac{1}{2} \frac{V_{low}}{N} \cdot d \cdot T_s$$

$$R_m = \frac{l_{mag}}{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot A_{core}} + \frac{l_w}{\mu_0 \cdot A_{window}}$$



直流磁束

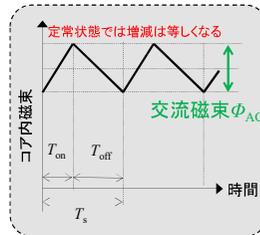
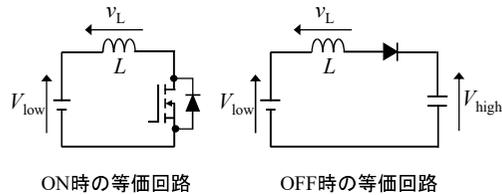


磁気回路モデルより $N \cdot I_{Lave} = \Phi_{DC} \cdot R_m$ (1)

従って、直流磁束 $\Phi_{DC} = \frac{N \cdot I_{Lave}}{R_m}$ (2)

I_{Lave} :インダクタ平均電流[A], Φ_{DC} :直流磁束[Wb], R_m :閉磁路の磁気抵抗[A/Wb], N :巻線巻数 [Turn]

交流磁束

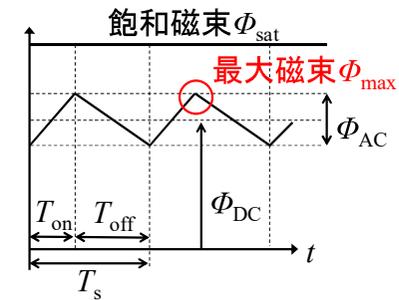


ファラデーの法則より $v_L = V_{low} = N \frac{\Phi_{AC}}{T_{ON}}$ (3)

交流磁束の振幅値 $\Phi_{AC} = \frac{V_{low}}{N} \cdot d \cdot T_s$ (4)

Φ_{AC} :交流磁束のリプル成分[Wb], d :デューティ比, T_s : スwitching周期[s]

最大磁束

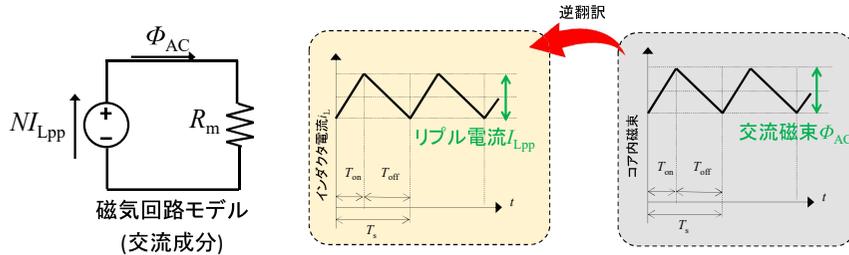


最大磁束 Φ_{max} [Wb]は次式で与えられる

$$\Phi_{max} = \Phi_{DC} + \frac{1}{2} \Phi_{AC} = \frac{N \cdot I_{Lave}}{R_m} + \frac{1}{2} \frac{V_{low}}{N} \cdot d \cdot T_s$$
 (5)

▶ これで最大磁束の関係性は導出完了!

インダクタ電流リプルのモデル化



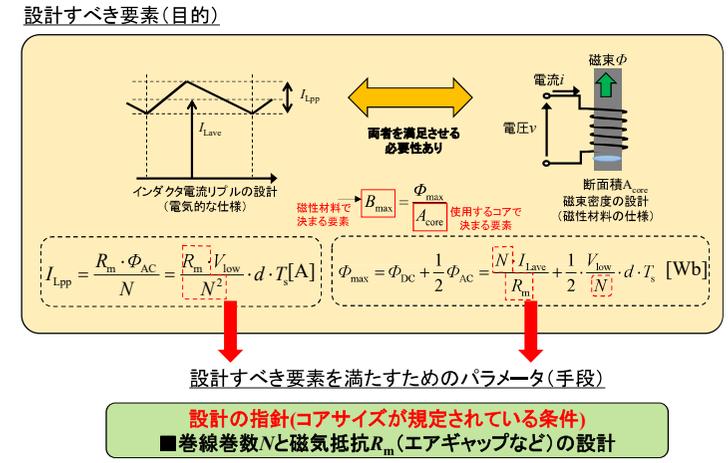
磁気回路モデルより $N \cdot I_{Lpp} = \Phi_{AC} \cdot R_m$ (6)

従ってリプル電流は(4)(6)式より $I_{Lpp} = \frac{R_m \cdot \Phi_{AC}}{N} = \frac{V_{low} \cdot R_m}{N^2} \cdot d \cdot T_s$ (7)

Φ_{AC} : 交流磁束[Wb] I_{Lpp} : リプル電流[A], d : デューティ比, T_s : スイッチング周期[s]

➡ これでリプル電流 I_{Lpp} と磁気抵抗 R_m ・巻線巻数 N の関係性は導出完了！

インダクタ電流リプルのモデル化



➡ 磁気抵抗 ・巻線巻数のどちらかを先に決めないと設計できない！

インダクタの巻数決定式

リプル電流の (7) 式を R_m について解く

$$R_m = \frac{I_{Lpp} \cdot N^2}{V_{low} \cdot d \cdot T_s} \quad (8)$$

(8) 式を (5) 式に代入して整理する

$$\Phi_{max} = \frac{I_{Lave} \cdot V_i \cdot d \cdot T_s}{I_{Lpp} \cdot N} + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_i}{N} \cdot d \cdot T_s \quad (9)$$

最大磁束密度とコア断面積・最大磁束の関係性は

$$B_{max} = \frac{\Phi_{max}}{A_{core}} \quad (10)$$

(9)(10) 式から最大密度とリプル電流を規定した際の巻数を導出

$$N = \frac{(2 \cdot I_{Lave} + I_{Lpp}) \cdot V_i \cdot d \cdot T_s}{(2 \cdot B_{max} \cdot A_{core} \cdot I_{Lpp})} \quad (11)$$

巻数を設計変数でまとめることが完了

(11) 式より巻線巻数を決定 ⇒ その後磁気抵抗を決定

エアギャップ長と自己インダクタンス

決定された巻線巻数 N から磁気抵抗値(設計値)を算出

$$R_m = \frac{I_{Lpp} \cdot N^2}{V_i \cdot d \cdot T_s} \quad (13)$$

ここで R_m は構造的な面から次式で示される

$$R_m = \frac{l_{core} - l_g}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_{core}} + \frac{l_g}{\mu_0 \cdot A_{core}} \quad (14)$$

フリンジング効果は考慮されていないので注意が必要

(14) 式から設計値の磁気抵抗値を取得するためのエアギャップ長 l_g は次式で示される

$$l_g = \left(R_m - \frac{l_{core}}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_{core}} \right) \cdot \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_{core}}{\mu_r - 1} \quad (15)$$

なお、求めた巻数・磁気抵抗とインダクタンスの関係は次式である

求め方

以下の式の連立することでと磁気回路の関係を表現

$L i = N \phi$ (ファラデーの法則より)

$\phi = \frac{N i}{R_m}$ (磁気回路モデルより)

$$L = \frac{N^2}{R_m} \quad (16)$$

昇圧・降圧コンバータのインダクタ設計式

	昇圧コンバータ	降圧コンバータ
回路方式		
電流波形		
巻数決定式 (設計値)	$N = \frac{(2I_{Lave} + I_{Lpp}) \cdot V_{low} \cdot d \cdot T_s}{2 \cdot B_{max} \cdot A_{core} \cdot I_{Lpp}}$	$N = \frac{(2I_{Lave} + I_{Lpp}) \cdot V_{high} \cdot (1-d) \cdot d \cdot T_s}{2 \cdot B_{max} \cdot A_{core} \cdot I_{Lpp}}$
磁気抵抗値 (設計値)	$R_m = \frac{I_{Lpp} \cdot N^2}{V_i \cdot d \cdot T_s}$	$R_m = \frac{I_{Lpp} \cdot N^2}{V_i \cdot (1-d) \cdot d \cdot T_s}$

インダクタの基礎 (基本理論から設計・シミュレーション実験評価)

Step:1

磁気回路の基本とマクスウェルの方程式からの成り立ち

Step:2

磁気回路を用いた昇圧チョップパ回路的インダクタ設計の理論

Step:3

磁性体コアの選択方法 (エアプロダクト法)

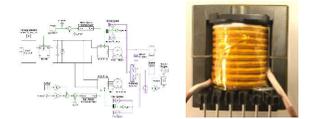
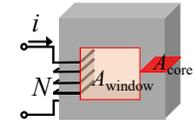
Step:4

回路仕様に基づいたインダクタ設計 (実機評価とシミュレーション)



$$\Phi_c = \Phi_{cc} + \frac{1}{2} \Delta \Phi_{cc} = \frac{N \cdot I_c}{R_{cc}} + \frac{1}{2} \frac{V_c}{N} \cdot d \cdot T_s$$

$$R_{cc} = \frac{l_{cc}}{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot A_{cc}} + \frac{l_s}{\mu_0 \cdot A_{cc}}$$



磁性体コアと構造



コアの形は経験則的などところで判断をしているのが現状
回路仕様上ではどのコアサイズを選べばいいのか？

コアサイズを選択時のための理論

Ap法: 窓面積 A_{window} とコア断面積 A_{core} に着目したコアサイズ選定方法

> コア構造(物理サイズの面)から

巻線の断面積 $A_{winding}$ [m²], 最大電流密度を J_{max} [A/m²], 巻線の直径を d [m]

$$J_{max} = \frac{I_{Lmax}}{A_{winding}} \quad (1) \quad A_{winding} = \frac{\pi d^2}{4} \quad (2)$$

窓面積(巻線を巻くための領域のこと) A_{window} [m²], 占積率: K_w

$$K_w = \frac{N \cdot A_{winding}}{A_{window}} = \frac{N \cdot I_{Lmax}}{A_{window} \cdot J_{max}} \quad (3)$$

占積率 K_w は巻線絶縁や被膜等を考慮に入れた係数であり、1より必ず小さくなる

(3)式より、 N について解くと

$$N = \frac{K_w \cdot A_{window} \cdot J_{max}}{I_{Lmax}} \quad (4)$$

従って Ap 値は(4)(5)式より N を削除

$$A_p = A_{window} \cdot A_{core} = \frac{L \cdot I_{Lmax}^2}{K_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}} = \frac{2W_{Lmax}}{K_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}} \quad [m^4] \quad (6)$$

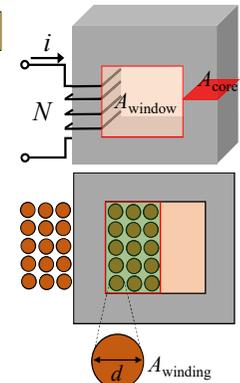
窓面積と断面積の積

電磁誘導係数

ファラデーの電磁誘導

$$N \Phi_{max} = L I_{Lmax}$$

$$N = \frac{L \cdot I_{Lmax}}{A_{core} \cdot B_{max}} \quad (5)$$



左側の式より最適な Ap 値に近い値を選択することで容易にコア選択が可能

具体的な設計手順

- ① コアサイズの選択—エアプロダクト法(コアサイズの選択)
- ② 巻線断面積の決定
- ③ 巻線巻数 N 、磁気抵抗値 R_m とエアギャップ長 l_g の決定
- ④ 有限要素法によるシミュレーション(3D)
- ⑤ 1Dマルチドメインシミュレーションによる磁気回路/電気回路連携評価

設計回路要件(双方向コンバータ(昇圧方向))

入力電圧	V_{low}	50 V
出力電圧	V_{high}	100 V
スイッチング周波数	f_s	100 kHz ($T_s = 10\mu s$)
デューティ比	d_{s1}	0.5
最大電力	P_{max}	500 W
最大負荷時インダクタ平均電流	$I_{L,ave}$	10 A
インダクタ電流リプル振幅	$I_{L,pp}$	4 A
最大インダクタ電流	$I_{L,max}$	12 A
インダクタンス	$L (=V_{low} \cdot d_{s1} \cdot T_s / I_{L,pp})$	62.5 μH
占積率	K_w	0.4
電流密度	J_{max}	5 A/mm ²
最大磁束密度	B_{max}	250 mT
最大エネルギー	$LI_{L,max}^2/2$	4.5 mJ

① エリアプロダクト法 電流密度と磁束密度

電気の世界(電流密度と電流)

連続動作想定(自然空冷)

$J_{max} : 3 \sim 5 \text{ A/mm}^2$

磁気の世界(磁束密度と磁束)

PC47 (Mn-Znフェライト)

コア温度	飽和磁束密度 B_s
23°C	530mT
100°C	420mT

デレーティングを設けて

$B_{max} = 250 \text{ mT}$

① エリアプロダクト法(コアサイズの選択)

- エリアプロダクト法による A_p 値の算出(電磁的/構造的な要件)

$$A_p = A_{window} \cdot A_{core} = \frac{2 \cdot W_L}{K_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}} = \frac{2 \cdot 4.5 \cdot 10^{-3}}{0.4 \cdot 5 \cdot 10^6 \cdot 250 \cdot 10^{-3}} = 1.8 \cdot 10^{-8} [\text{m}^4]$$

- データシートに基づいたコアサイズからの A_p 値

形状パラメータ								電気的特性			
コア定数 (mm ⁻¹)	実効磁路長 (mm)	実効断面積 (mm ²)	実効体積 (mm ³)	中脚断面積 (mm ²)	最小中脚断面積 (mm ²)	巻線断面積 (mm ²)	質量 (g/組)	Al-value * (nH/N ²)	1kHz 0.5mA	100kHz 200mT	コアロス (W)max
0.658	98.0	149	14600	139	134	249	78	3620±25%	5160 min.	4.77	100kHz 200mT 100°C

実効断面積 $A_{core} : 149 [\text{mm}^2]$
 ボビン活用時の窓面積 $A_w : 183 [\text{mm}^2]$
 選択したコアの A_p $A_p : 2.73 \times 10^{-8} [\text{m}^4]$

必ず「選択したコアの A_p 値」が「エアプロダクト法の A_p 値」

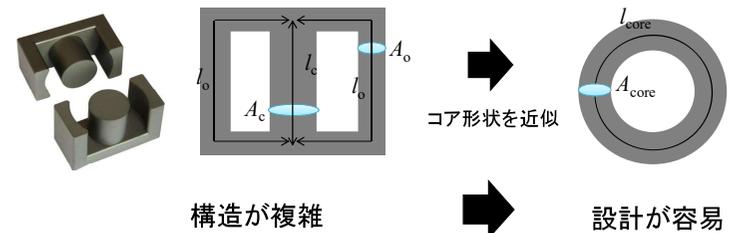
よりも大きくすること (要件満足のため)

⇒ ここではPC47EER40を選択



① エリアプロダクト法(データシートの実効断面積とは?)

形状パラメータ								電気的特性			
コア定数 (mm ⁻¹)	実効磁路長 (mm)	実効断面積 (mm ²)	実効体積 (mm ³)	中脚断面積 (mm ²)	最小中脚断面積 (mm ²)	巻線断面積 (mm ²)	質量 (g/組)	Al-value * (nH/N ²)	1kHz 0.5mA	100kHz 200mT	コアロス (W)max
0.658	98.0	149	14600	139	134	249	78	3620±25%	5160 min.	4.77	100kHz 200mT 100°C



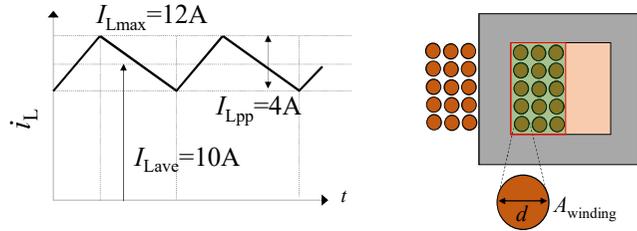
データシート上には三脚コアをトロイダルコアに等価的に見る事ができる
 等価磁路長 l_{core} ・等価断面積 A_{core} が記載

https://product.tdk.com/info/ja/catalog/datasheets/ferrite_mz_sw_e_ja.pdf

② 巻線断面積の決定

⇒設計する電流密度 $J_{\max}=5 \text{ A/mm}^2$

$$A_{\text{winding}} = \frac{I_{L\max}}{J_{\max}} = \frac{12}{5 \cdot 10^6} = 2.4 \cdot 10^{-6} = 2.4 [\text{mm}^2]$$



この巻線断面積以上とすれば5A/mm以下となる

③ 巻線巻数 N , 磁気抵抗値 R_m とエアギャップ長 l_g の決定

■巻線巻数 N の決定

$$N = \frac{(2I_{L\text{ave}} + I_{L\text{pp}}) \cdot V_{\text{low}} \cdot d \cdot T_s}{2 \cdot B_{\text{max}} \cdot A_{\text{core}} \cdot I_{L\text{pp}}} = \frac{(2 \cdot 10 + 5) \cdot 50 \cdot 0.5 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 250 \cdot 10^{-3} \cdot 149 \cdot 10^{-6} \cdot 5} = 20.1 \approx 21 [\text{turns}]$$

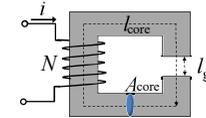
■磁気抵抗 R_m (閉磁路全体) の決定

$$R_m = \frac{I_{L\text{pp}} \cdot N^2}{V_1 \cdot d \cdot T_s} = \frac{5 \cdot 21^2}{50 \cdot 0.5 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} = 7.056 [\text{A}/\mu\text{Wb}]$$

■インダクタンスの確認

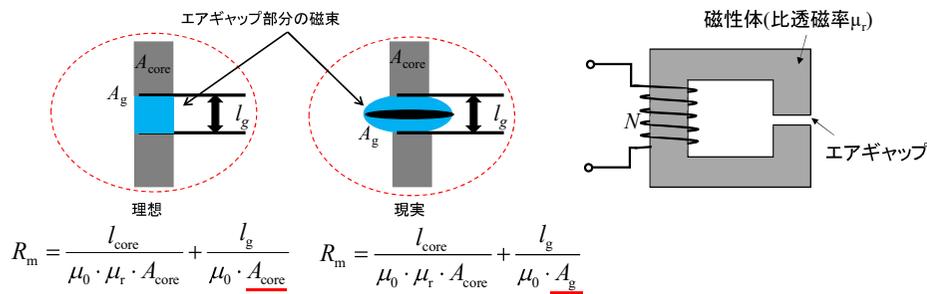
$$L = \frac{N^2}{R_m} = \frac{21^2}{7.056 \cdot 10^6} = 62.5 [\mu\text{H}]$$

この値を目標値として
ギャップを挿入すればOK



選択したコア(PC47EER40)に巻線($A_{\text{winding}}=2.4\text{mm}^2$)を $N=21$ turn
巻けば設計が完了 (ではギャップ長の決定は?)

③ 巻線巻数 N , 磁気抵抗値 R_m とエアギャップ長 l_g の決定



■設計したギャップ部の磁気抵抗をコアの断面積を利用して計算

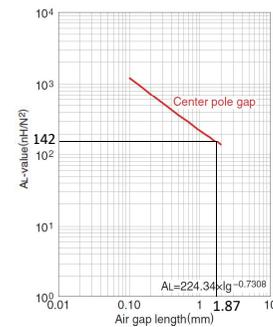
$$l_g = \left(R_m - \frac{l_{\text{core}}}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_{\text{core}}} \right) \cdot \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_{\text{core}}}{\mu_r - 1}$$

$$= \left(7.056 \cdot 10^6 - \frac{98 \cdot 10^{-3}}{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 2500 \cdot 149 \cdot 10^{-6}} \right) \cdot \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 2500 \cdot 149 \cdot 10^{-6}}{2500 - 1} = 1.28\text{mm}$$

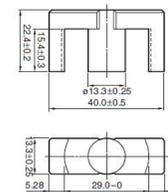
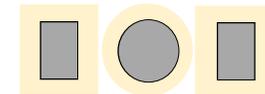
③ 巻線巻数 N , 磁気抵抗値 R_m とエアギャップ長 l_g の決定

■データシートから参照する方法

$$A_L = \frac{1}{R_m} = \frac{1}{7.056 \cdot 10^6} = 142 [\text{nH}/\text{N}^2]$$



■フリンジング効果を考慮した磁気抵抗計算



J. M. Uhlethaler*, J. W. Kolar*, and A. Ecklebe*, "A Novel Approach for 3D Air Gap Reluctance Calculations", 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia (2011)

特徴: コア構造から直接計算可能

ギャップ長: 1.87mm

ギャップ長: 2.4mm

どの計算方法が一番確からしい? 後で実機の値から振り返り

インダクタの基礎

Step:1

磁気回路の基本とマクスウェルの方程式からの成り立ち



Step:2

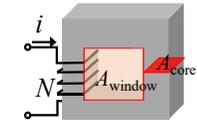
磁気回路を用いた昇圧チョッパ回路のインダクタ設計の理論

$$\Phi_p = \Phi_{sc} + \frac{1}{2} \Delta\Phi_{sc} = \frac{N \cdot I_{sc}}{R_m} + \frac{1}{2} \frac{L}{N} \cdot d \cdot I_s$$

$$R_m = \frac{l_m}{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot A_{cm}} + \frac{l_g}{\mu_0 \cdot A_{wg}}$$

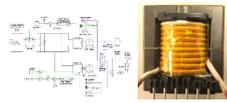
Step:3

磁性体コアの選択方法 (エリアプロダクト法)

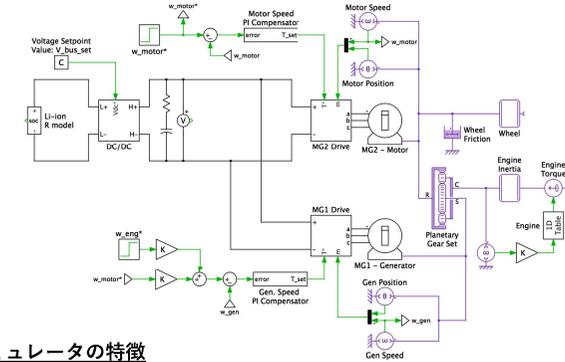


Step:4

回路仕様に基づいたインダクタ設計 (実機評価とシミュレーション)



④1Dマルチドメインシミュレーションによる磁気回路/電気回路連携評価



このシミュレータの特徴

制御・機械回路・電気回路
磁気回路・熱回路のブロック
(すべて連成可能)

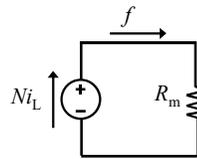
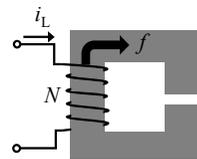
可変ステップで高速シミュレーション
(固定ステップも可能)

<http://www.plexim.com/ja/>

④PLECSの条件(磁気回路モデルを活用)

PLECS内の磁気回路ブロック

- 巻線 : Winding → 巻線Nを表現
- 磁気パーミアンス : Magnetic Permeance → パーミアンス(磁気抵抗)を表現
- 線形コア : Linear Core → 飽和しない線形コアを表現
- エアギャップ : Air Gap → エアギャップを表現
- 漏れ磁束 : Leakage Flux Path → 漏れ磁束の経路を表現
- 飽和コア : Saturable Core → 飽和するコアを表現
- ヒステリシスコア : Hysteretic Core → ブライザンハモデルでコアを表現
- 可変磁気パーミアンス : Variable Magnetic Permeance → 外部信号で可変パーミアンス(磁気抵抗)を表現
- 磁気抵抗 : Magnetic Resistance → コアのロス表現(普通磁気抵抗はエネルギー消費→少し意味合いが違うので注意)
- 起磁力計 : MMF Meter → 外部信号で可変パーミアンス(磁気抵抗)を表現
- 磁束計 : Flux Rate Meter → 磁束の変化率を測定
- 起磁力源(可変) : MMF Source (Controlled) → 可変起磁力を表現
- 起磁力源(定常) : MMF Source (Constant) → 定常起磁力を表現
- 磁気ポート : Magnetic Port → 磁気信号用ポートを表現



実際にこれらを活用してシミュレート評価の一例を掲示

④ PLECSで使用するパーミアンスPとは?

電気の世界		
	記号と意味	関係
レジスタンス[Ω]	R(電流の流れにくさ(高ければ))	$R = \frac{1}{G}$
コンダクタンス[S]	G(電流の流れやすさ(高ければ))	



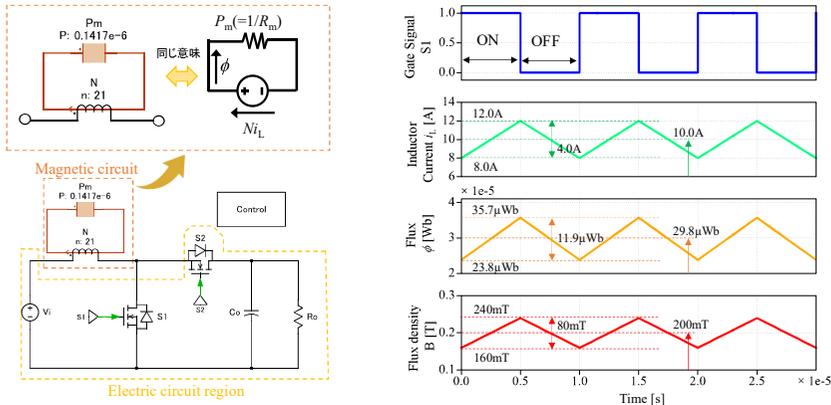
⇕ 双対の世界

磁気の世界		
	記号と意味	関係
リラクタンス[A/Wb]	R_m (磁束の流れにくさ(高ければ))	$R_m = \frac{1}{P}$
パーミアンス[Wb/A]	P (磁束の流れやすさ(高ければ))	



別名: ALバリュウ

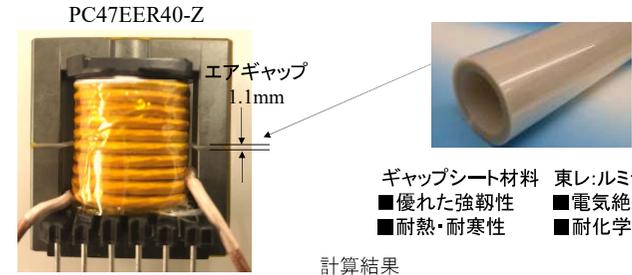
④ 1Dマルチドメインシミュレーションによる磁気回路/電気回路連携評価



設計磁束密度250mT, 設計リプル電流値4A⇒ シミュレーション測定値240mT, 4A

設計値と概ね一致していることを確認

実際に試作したインダクタの外観とエアギャップ測定値



- ギャップシート材料 東レ:ルミラー
- 優れた強靭性
 - 電気絶縁性
 - 耐熱・耐寒性
 - 耐化学薬品性

真値とする

試作結果

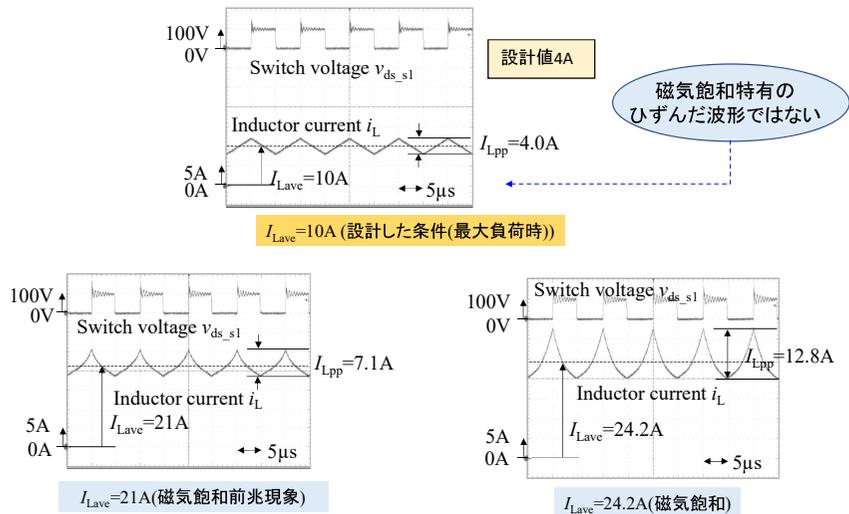
インダクタの使用	値
コア材料とサイズ	PC47EER40-Z
インダクタンス設計値	62.5μH
インダクタンス測定値	61.8μH
エアギャップ長(半分) EEコアで分散ギャップ	1.1mm

計算結果

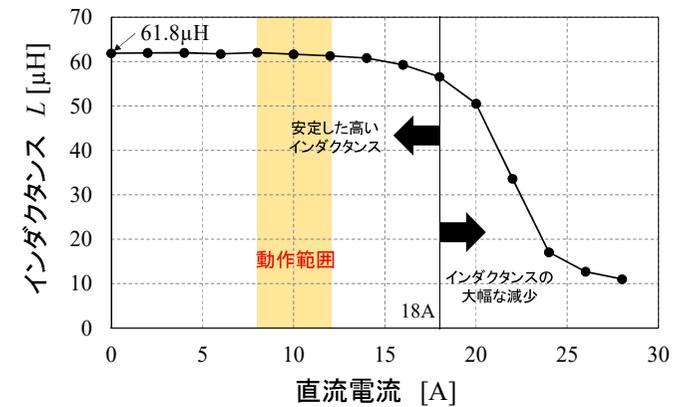
	ギャップ長
実測値(合計長)	2.2mm
フリンジング未考慮(磁気回路)	1.28mm
データシート	1.87mm
フリンジング考慮磁気抵抗計算	2.4mm

計算ではフリンジング考慮磁気抵抗計算法、シミュレーションでは有限要素法の解析が効果的

試作したインダクタの実験動作波形

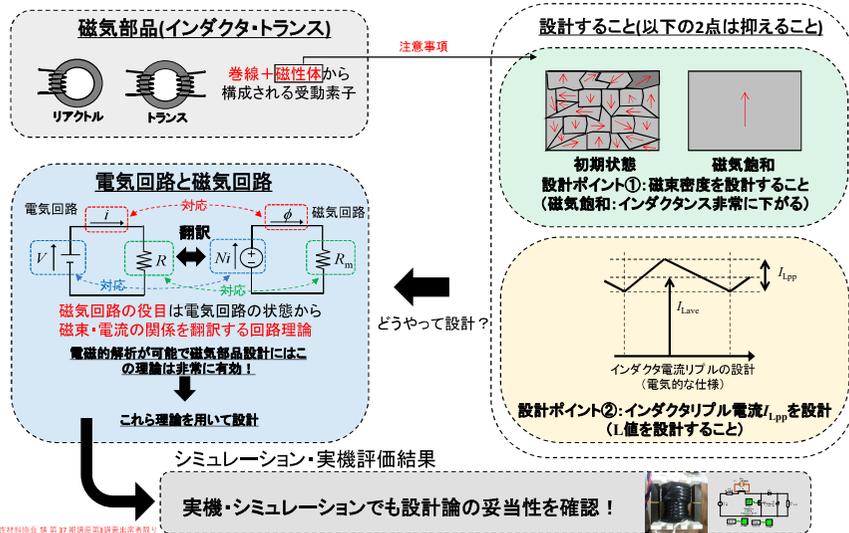


試作したインダクタの直流重畳特性の測定結果



設計した領域では安定したインダクタンスで動作することを確認

まとめ(磁気部品の基礎)



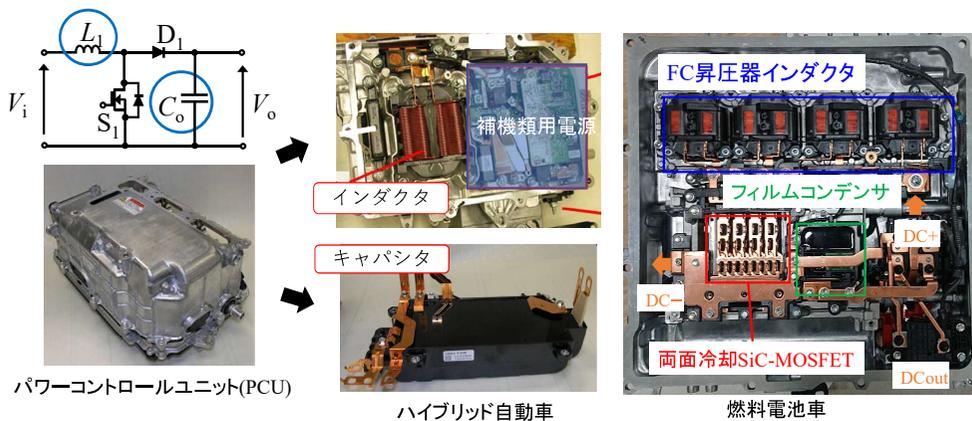
93

アジェンダ

1. パワーエレクトロニクス応用における磁気部品の最新動向
 - ・ 車載用パワーエレクトロニクスシステム
 - ・ データセンターの電力変換システム
2. パワーエレクトロニクスにおける磁気部品の基本と設計
 - ・ パワエレ用磁性材料(フェライト・粉末・積層)
 - ・ パワエレ回路の基本
 - ・ 高いスイッチング周波数で動かすことの嬉しさは?
 - ・ 磁気部品の基本
 - ・ インダクタ設計の基本
3. 磁気部品の応用技術(高性能化・モデリング)
 - ・ 一体化磁気部品
 - ・ 高放熱化構造
 - ・ モデリング技術/シミュレーション技術

94

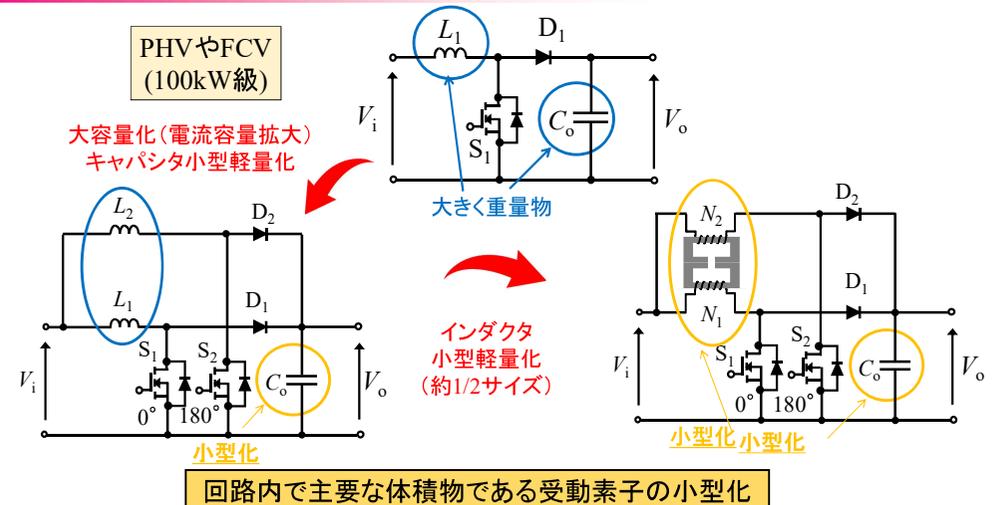
電力変換器の高電力密度化・高性能化



インダクタ・キャパシタが体積・重量の3~4割を占有! → 高電力密度化が必要

95

多相化と磁気部品の統合化(結合インダクタの適用)

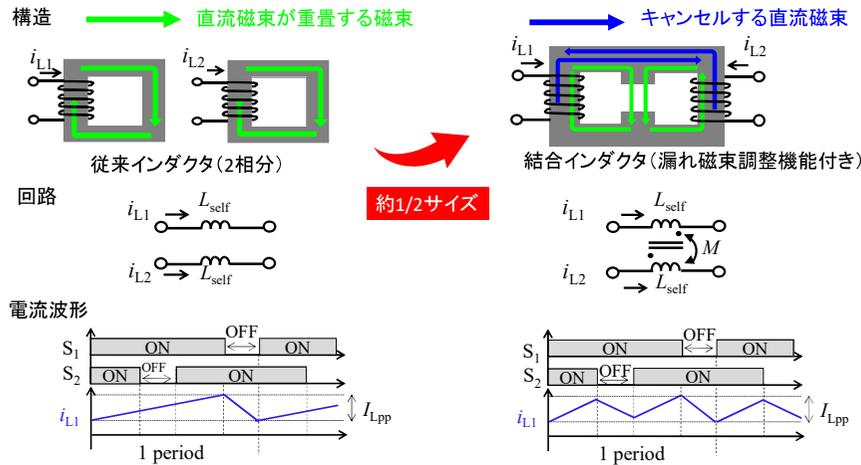


MHEV, HEV, PHEV, EV, FCVで既に実用化

2025年 JAMB 日本ボンド磁性材料協会 第 37 期調査第 3 調査報告書 発行

2025年 JAMB 日本ボンド磁性材料協会 第 37 期調査第 3 調査報告書 発行

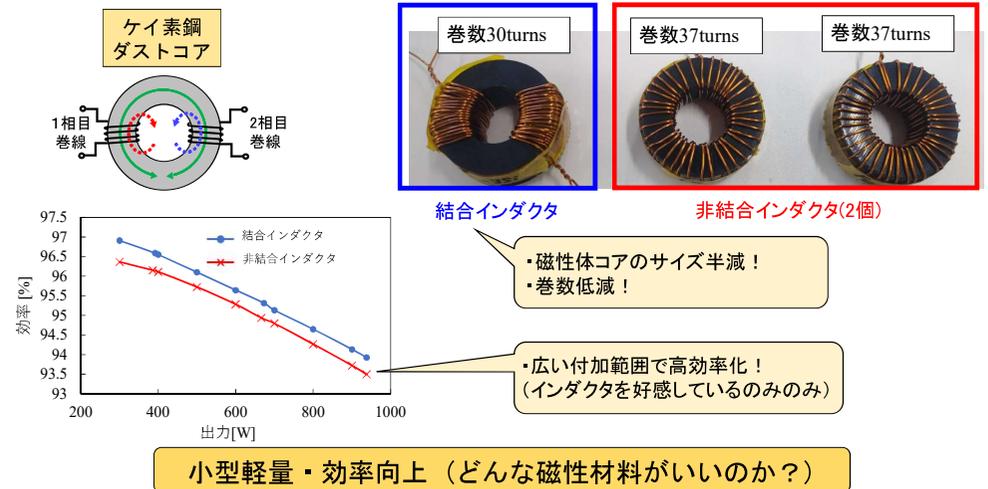
結合インダクタの利点



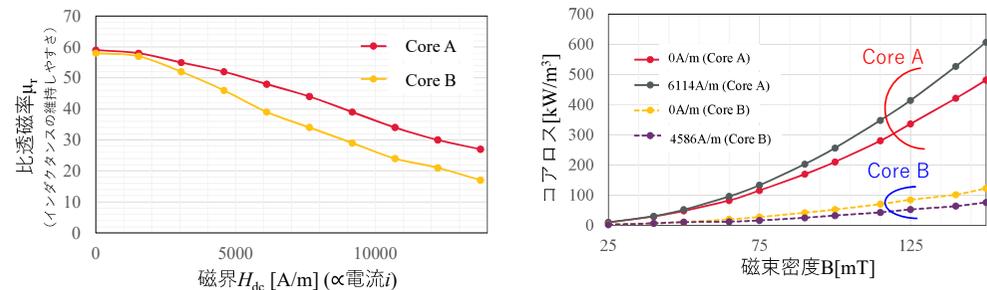
結合インダクタ: 磁束キャンセル効果・リップル電流低減・単一コアでの実装 (上記は設計技術の応用)

結合インダクタの利点 (評価結果)

(条件設計: $I_{Lpp}=3.2A @ I_{Lave}=4A$)



粉末コアの特性 (比透磁率・鉄損特性)



磁性材料の相反事項

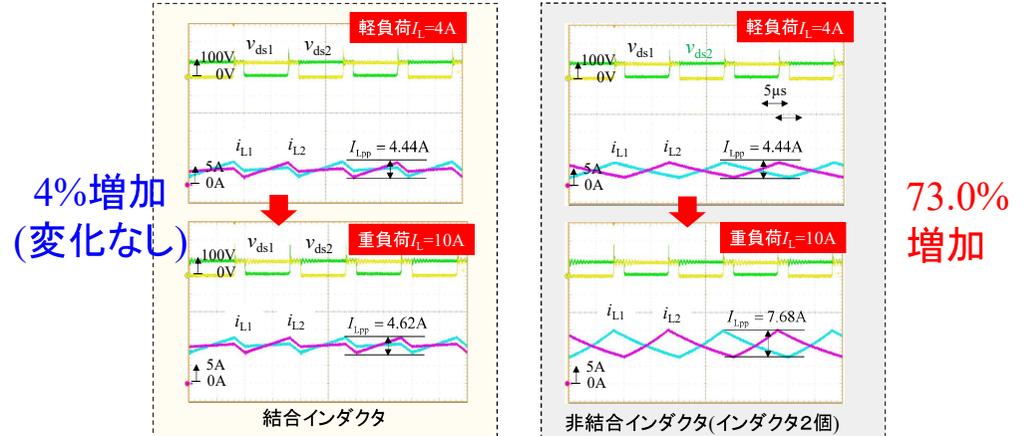
トレードオフ

- ☺ コアA: インダクタンス低下しにくい
- ☹ コアA: 鉄損が増加
- ☹ コアB: インダクタンス低下しやすい
- ☺ コアB: 鉄損 (損失) 低減可能

全てを満たす材料はない? 材料特性を使う側が把握することが大切
コアB: 低鉄損が魅力! では、高電流時のインダクタンス改善はできない?

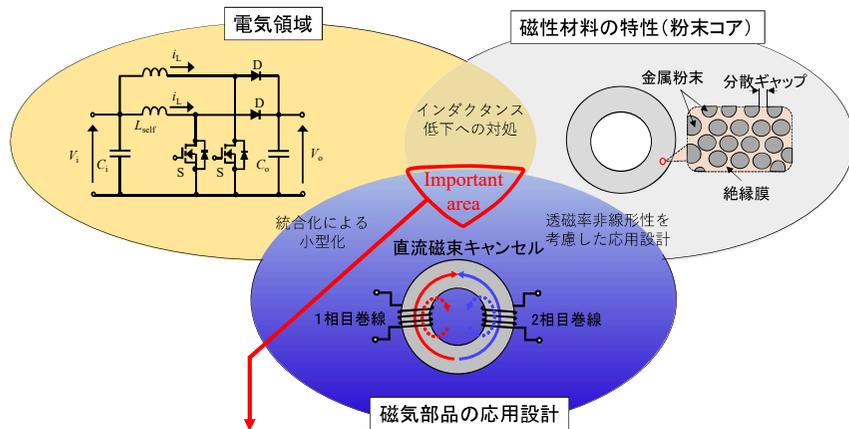
多相化と磁気部品の統合化(結合インダクタの適用)

※低鉄損低Bs材 (センダストコアの場合: 低Bsのためインダクタンスが低下しやすい材料)



結合インダクタを適用することでインダクタンスの低下を大きく抑制することが可能

材料・磁気素子・回路領域からの改善

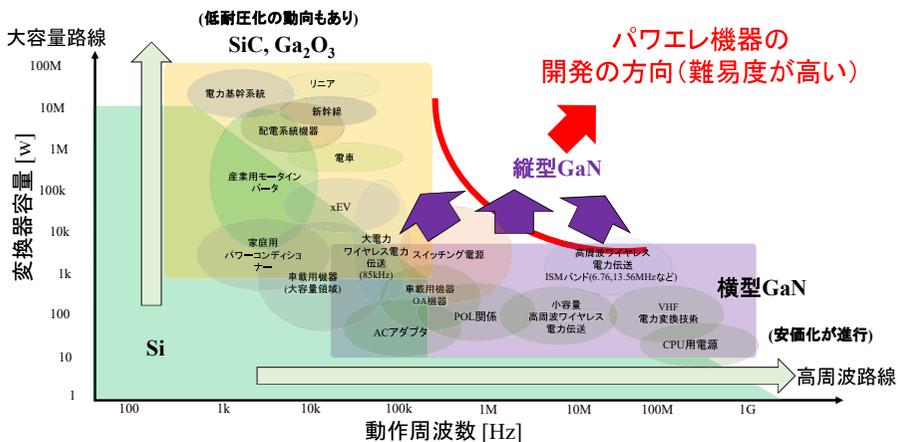


磁性材料 ⇒ 素子(構造) ⇒ 回路など様々な要素が連動
(材料の苦手な領域については別の次元(回路・磁気設計)からカバーすることが可能)

アジェンダ

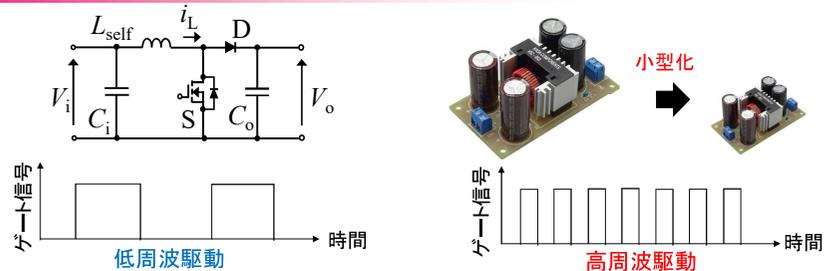
1. パワーエレクトロニクス応用における磁気部品の最新動向
 - ・ 車載用パワーエレクトロニクスシステム
 - ・ データセンターの電力変換システム
2. パワーエレクトロニクスにおける磁気部品の基本と設計
 - ・ パワエレ用磁性材料(フェライト・粉末・積層)
 - ・ パワエレ回路の基本
 - ・ 高いスイッチング周波数で動かすことの嬉しさは?
 - ・ 磁気部品の基本
 - ・ インダクタ設計の基本
3. 磁気部品の応用技術(高性能化・モデリング)
 - ・ 一体化磁気部品
 - ・ 高放熱化構造
 - ・ モデリング技術/シミュレーション技術

化合物半導体デバイスとその応用領域



化合物半導体: Si系デバイスと比較すると高周波 or 大容量領域で進展

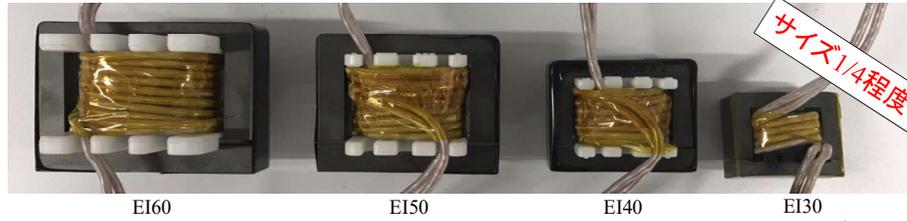
高周波動作の恩恵と弊害(1kWクラスでの課題)



入力電圧	V_i	100 V
出力電圧	V_o	200V
スイッチング周波数	f_s	85kHz, 150kHz, 350kHz, 1MHz
デューティ比	d	0.5
インダクタ平均電流	I_{Lave}	10A
インダクタリプル電流	I_{Lpp}	15A(@ $I_{Lave}=5A$)
最大磁束密度(直流+交流/2の磁束密度)	B_{max}	0.175T

インダクタの外観と試作器

磁性材料	Mn-Zn フェライト			
サイズ	EI60	EI50	EI40	EI30
巻数[turns]	14	9	6	3
測定したインダクタンス [H]	38.4μH	23.1μH	10.33μH	2.9μH
エアギャップ長 [mm]	1.75mm	0.85mm	0.5mm	0.35mm

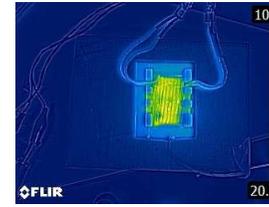


高周波動作により大幅に小型軽量化実現:ただし、温度上昇が大きな課題

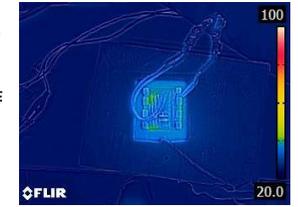
発熱評価(室温から連続通電時、自然空冷)

※昇圧コンバータで評価: 入力電圧100V, 出力電圧200V, 出力電力1kW

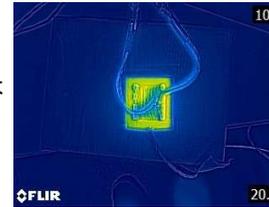
85kHz(EI60)
1時間後
レイヤーが複数のため巻線で発熱



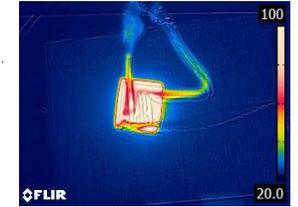
150kHz(EI50)
1時間後
安定的に動作



350kHz(EI40)
1時間後
コアでの発熱が大

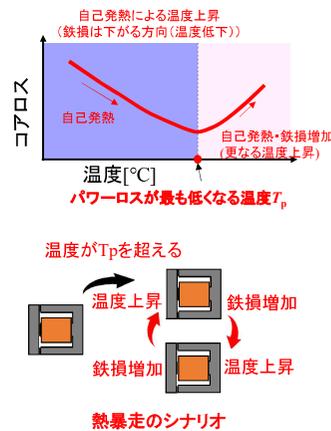
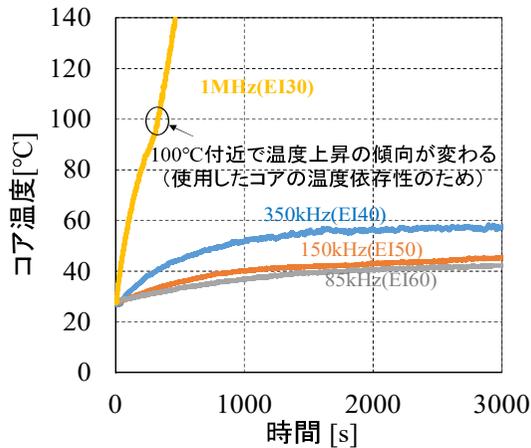


1MHz(EI30)
10分後...
コア発熱による熱暴走



駆動周波数が増していきにつれてコアの温度上昇が露見

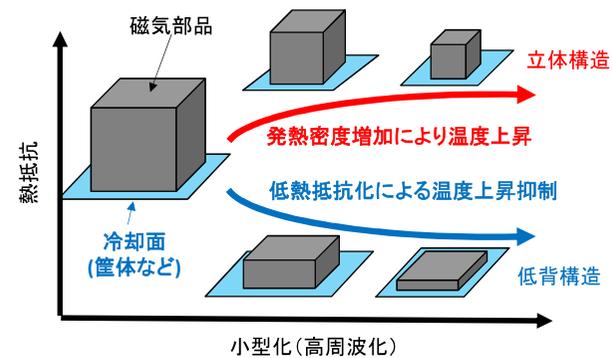
実験評価結果(熱評価)



高周波動作⇒コア温度上昇に伴い過剰な発熱(温度上昇抑制が必要!)

磁気部品の冷却化技術(半導体以外も)

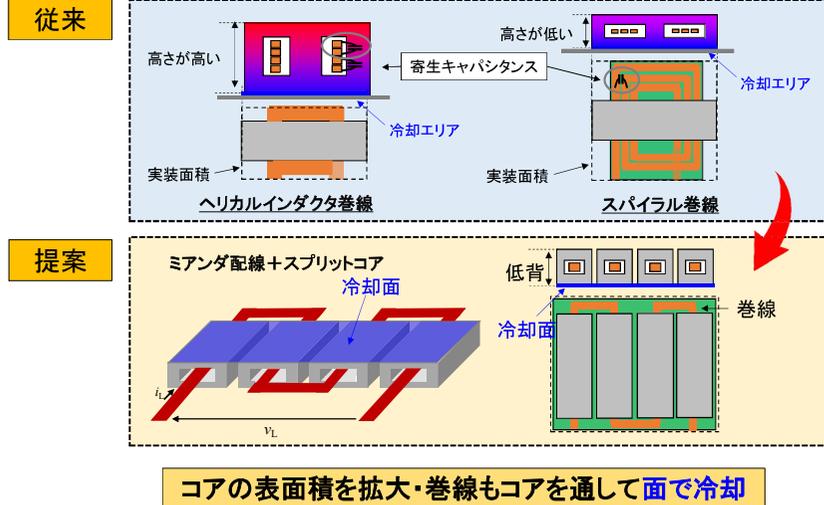
電動化⇒求められる電力容量増加(サイズは小さく)



冷却面(筐体)

磁気部品の構造的な工夫により放熱性を高めることも重要

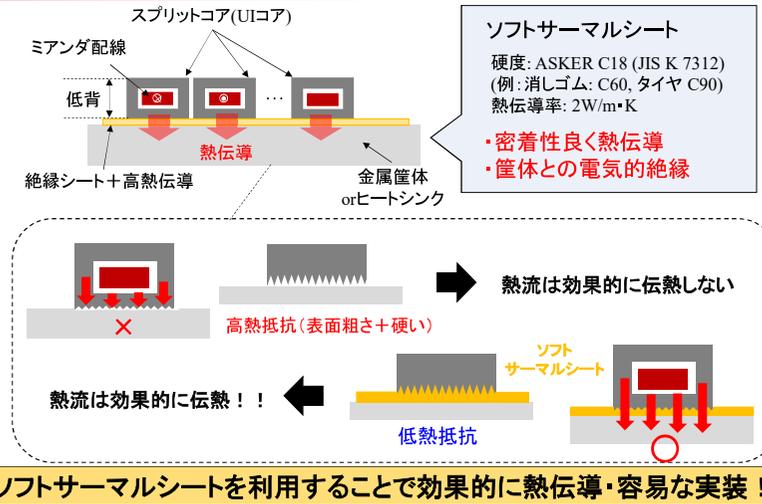
提案インダクタ構造+実装技術(高放熱化)



2025年 JAMB 日本ボンド磁性材料協会 第 37 期講演会3月発表出版者発行

109

提案インダクタ構造+実装技術(高放熱化)



J. Imaoka, M. Kazuya, H. Ochiai, K. Shigematsu, M. Noah and M. Yamamoto, "Feasible Evaluations of Low Profile Magnetic Structure Based on Meander Winding and Split-Magnetic Cores with High-Cooling Capability Used in Power Conversion Congress and Exposition (ECCE), Detroit, MI, USA, 2022, pp. 1-7

110

試作結果(磁性体コアの体積を統一)

磁性材料	Mn-Zn ferrite (PROTERIAL ML91S for MHz applications)	
インダクタ構造	従来インダクタ構造 (EI30コア)	提案構造
試作器	 32 mm Cooling area	 5.5 mm Cooling area
コア体積 Vol_{core}	6440 mm ³	6440 mm ³
コアの断面積 A_{total}	111 mm ²	333 mm ²
コア磁路長 l_{core}	58.0 mm	19.3 mm
巻数 N	3 turns (2 parallel winding)	1 turn
最大磁束密度 B_{max}	0.175 T	0.175 T
コア合計冷却エリア $A_{cooling}$	321 mm ²	1280 mm ²

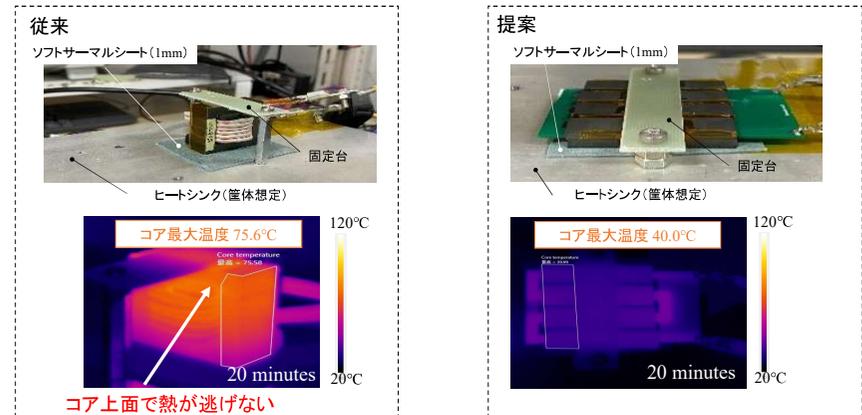
コアの冷却エリア: 4倍に増加

2025年 JAMB 日本ボンド磁性材料協会 第 37 期講演会3月発表出版者発行

111

実験結果(連続通電・コア温度上昇飽和時の結果)

※昇圧コンバータで評価: 入力電圧100V, 出力電圧200V, 出力電力1kW, スイッチング周波数1MHz



**提案インダクタは温度上昇せず(部品も冷やす時代・実装も大事)
⇒高周波駆動により部品の発熱で回路性能が律速した場合の制約を解放**

2025年 JAMB 日本ボンド磁性材料協会 第 37 期講演会3月発表出版者発行

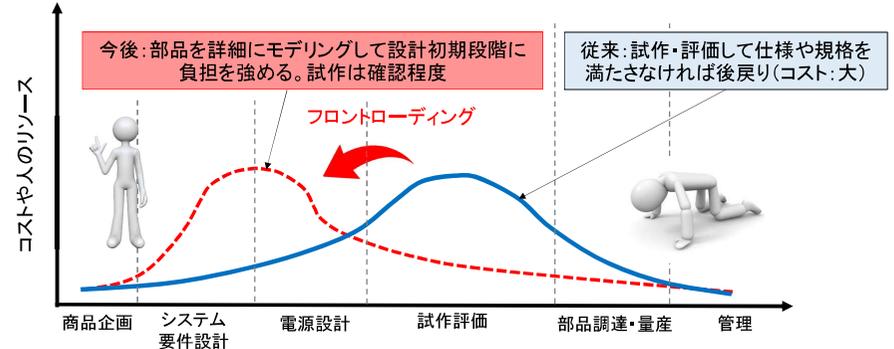
112

アジェンダ

1. パワーエレクトロニクス応用における磁気部品の最新動向
 - ・ 車載用パワーエレクトロニクスシステム
 - ・ データセンターの電力変換システム
2. パワーエレクトロニクスにおける磁気部品の基本と設計
 - ・ パワエレ用磁性材料(フェライト・粉末・積層)
 - ・ パワエレ回路の基本
 - ・ 高いスイッチング周波数で動かすことの嬉しさは？
 - ・ 磁気部品の基本
 - ・ インダクタ設計の基本
3. 磁気部品の応用技術(高性能化・モデリング)
 - ・ 一体化磁気部品
 - ・ 高放熱化構造
 - ・ モデリング技術/シミュレーション技術

パワーエレクトロニクスに求められるCAEの現状

■背景：大量少量品種生産（過去）⇒ 少量多品種生産（現在）



■CAE(Computer Aided Engineering)を効果的に活用することが肝要

～フロントローディングデザインの高精度化のため～
物理モデリング・数式援用・シミュレーションツール・機械学習の効果的な活用が有効

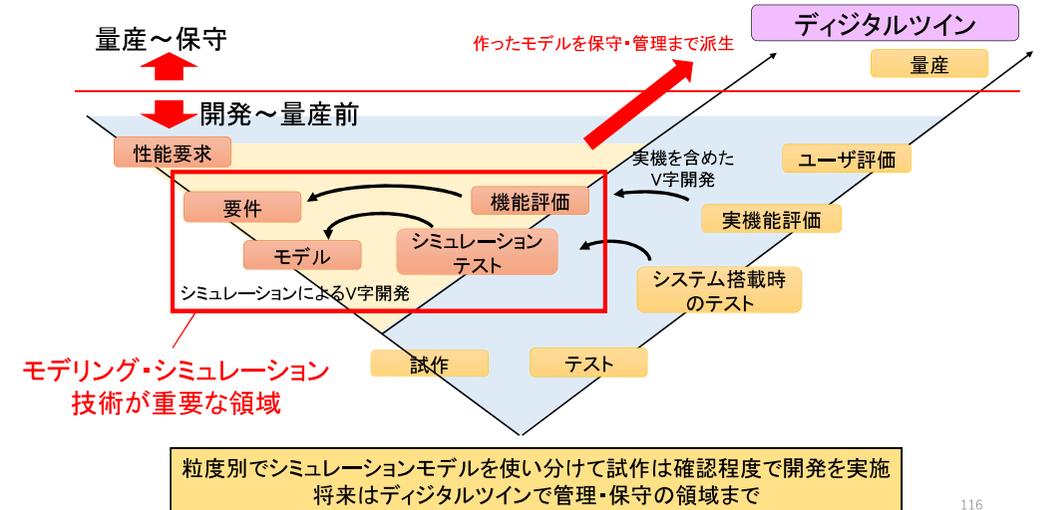
パワーエレクトロニクスに求められるCAEの現状 -解析ツール-

	物理モデル	数式(等価回路)モデル	理想スイッチモデル
図			
例	Maxwell(電磁場), HFSS(電磁場) Q3D(寄生パラメータ), FEMTET(電磁場・熱)など	Twin builder, LT SPICE, Q SPICEなど	Twin builder, PLECS, Scideamなど
特徴	<ul style="list-style-type: none"> ・ 材料物性情報(透磁率や損失, キャリア移動度など)によるモデル ・ 構造情報(縦・横・長さ)によるモデル ・ 素子エンジニア用 	<ul style="list-style-type: none"> ・ 理論式に基づいたあるいはフィティングもしくは経験則に基づく ・ 回路設計者向け 	<ul style="list-style-type: none"> ・ スwitching時の電圧電流値により与えられたテーブルまたは数式で表現
利点	<ul style="list-style-type: none"> ・ 物理的定数、寸法を用いることでデバイス開発へ寄与 	<ul style="list-style-type: none"> ・ 粒度の細かいモデルを作成することが可能 	<ul style="list-style-type: none"> ・ 高速計算でシステムシミュレーション向け ・ 1時間などの熱応答を推定に対応可能
欠点	<ul style="list-style-type: none"> ・ デバイスの物理的定数が必要 ・ システムシミュレーションへは計算時間の面で特に厳しい 	<ul style="list-style-type: none"> ・ 出来上がったデバイスに対して数式によるモデルを作成するのでデバイス側へのフィードバックは困難 ・ システムシミュレーションへは計算時間の面で厳しい 	<ul style="list-style-type: none"> ・ 詳細な回路の詳細な動作解析(サージ, dv/dt, di/dtなどを含む)には不適

← デバイスより(個・単一分野) 回路側 システムより(複合分野) →

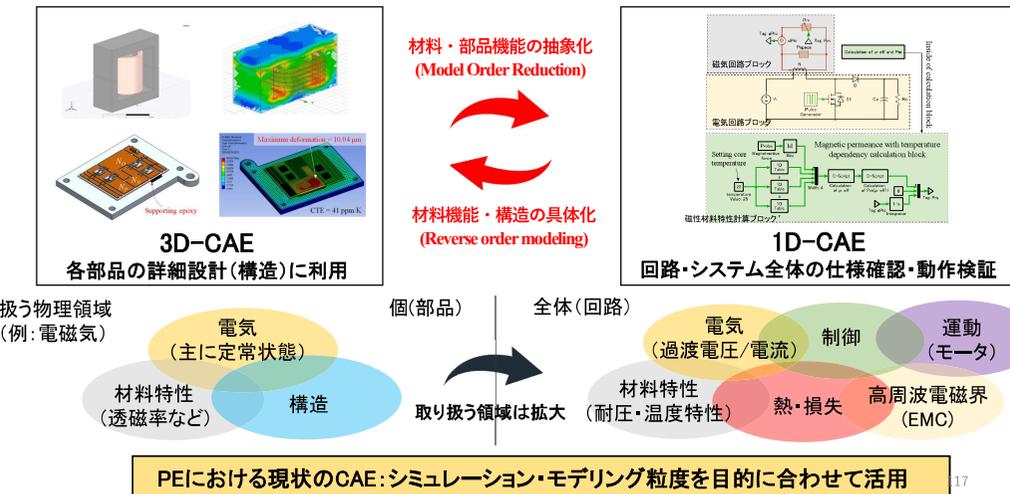
現状:システム全体のフロントローディングに向けては各ツールを状況に応じて使い分けることで対応

開発フローとその未来



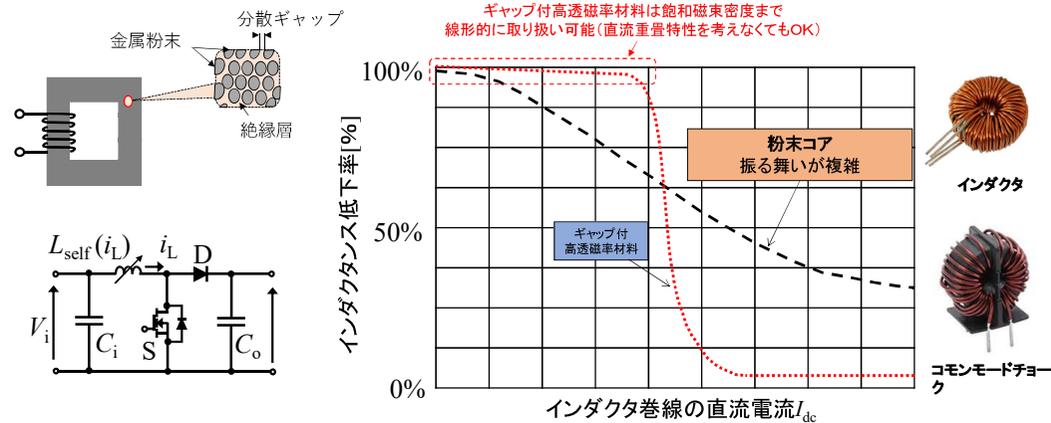
パワーエレクトロニクスに求められるCAEの現状 -モデルの粒度-

■パワーエレクトロニクス回路で使用される各要素部品



2025年 JABM 日本ポンド磁性材料協会 第 37 期講演会発表資料作成者氏

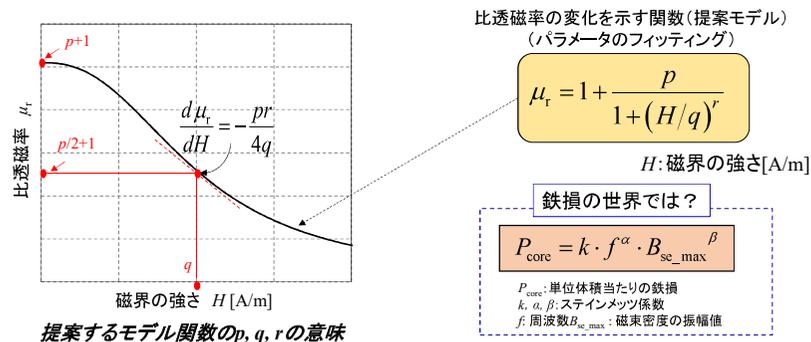
粉末コア (kWクラスの電力変換回路)



2025年 JABM 日本ポンド磁性材料協会 第 37 期講演会発表資料作成者氏

粉末コア材料の使いこなし⇒磁性材料の材料特性把握が必須(材料機能の抽象化)

非線形比透磁率のモデリング(フィッティング関数)



- 係数 p : 初透磁率に関する係数であり、初透磁率は $1+p$ で表現
- 係数 q : 比透磁率が直流電流ゼロ状態における場合から半分になるときの磁界の強さを表現
- 係数 r : 透磁率の低下の傾きに関わる係数であり、磁界の強さ q における傾きは $-pr/4q$ にて表現することが可能

J. Imaoka, K. Okamoto, M. Shoyama, Y. Ishikura, M. Noah and M. Yamamoto, "Modeling, Magnetic Design, Simulation Methods, and Experimental Evaluation of Various Powder Cores Used in Power Converters Considering Their DC Superimposition Characteristics," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 9, pp. 9033-9051, Sept. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2019.2860604.

2025年 JABM 日本ポンド磁性材料協会 第 37 期講演会発表資料作成者氏

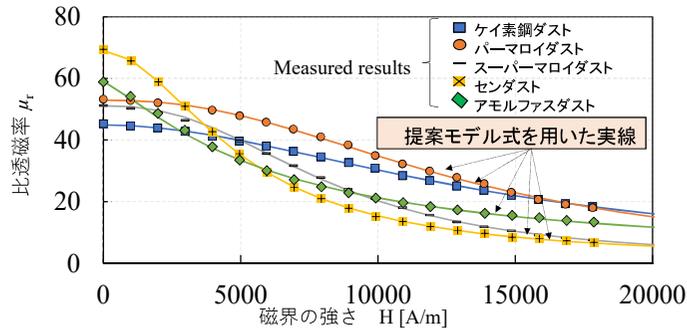
様々な粉末コアをモデリング

TYPE	分類	化学結合	外径 OD[mm]	内径 ID [mm]	高さ HT [mm]	平均磁路長 l_{core} [mm]	断面積 A_{core} [mm ²]
A	ケイ素鋼ダスト	Fe-Si	27.3	14.5	11.2	71.6mm ²	65.7mm
B	パーマロイダスト	Fe-Ni	27.2	14.6	11.6	73.0mm ²	65.7mm
C	スーパーマロイダスト	Ni-Fe-Mo	27.2	14.6	11.8	74.3mm ²	65.7mm
D	センダスト	Fe-Si-Al	27.4	14.3	11.7	76.6mm ²	65.5mm
E	アモルファスダスト	-	27.4	14.7	11.9	76.6mm ²	65.5mm



上記の様々な種類のパウダーコアを用いて比透磁率 μ_r をモデリング

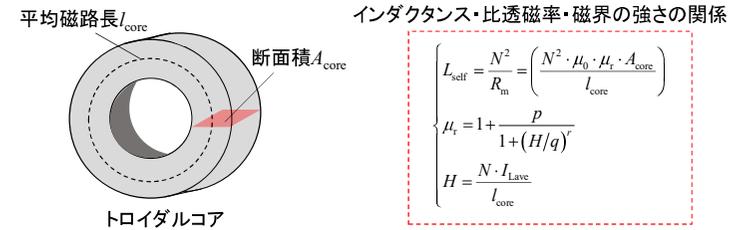
実験値と近似曲線の比較(関数の妥当性確認)



パウダーコアの種類	p (初透磁率に関係)	q (半減する磁界強度)	r (傾きに関連)	傾き $pr/4q$
ケイ素鋼ダスト	43.9	14300 A/m	1.94	-1.5 m/kA
パーマロイダスト	51.9	13100 A/m	2.33	-2.3 m/kA
スーパーマロイダスト	50.1	8260 A/m	2.47	-3.7 m/kA
センダスト	68.0	5020 A/m	1.91	-6.5 m/kA
アモルファスダスト	58.1	6020 A/m	1.24	-3.0 m/kA

提案モデル式を用いることで実験値と近似式がモデル化できていることを確認

インダクタンス値 L と巻線巻数の決定



直流量重特性を考慮したインダクタンスモデル

$$L_{self} = \left(\frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_{core}}{l_{core}} \right) \cdot \left(1 + \frac{P}{1 + (H/q)^r} \right)$$

連立して解を取得

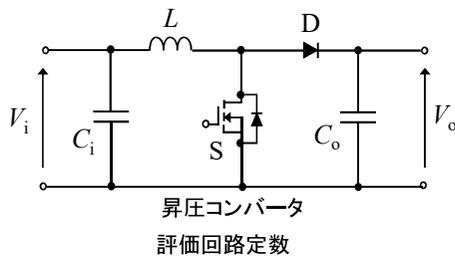
$N=$ で解けない関数 (数値解析)

仮に設計したい L が決まっていれば数値解析を使用することで N を導出

本モデルを使うことの利点

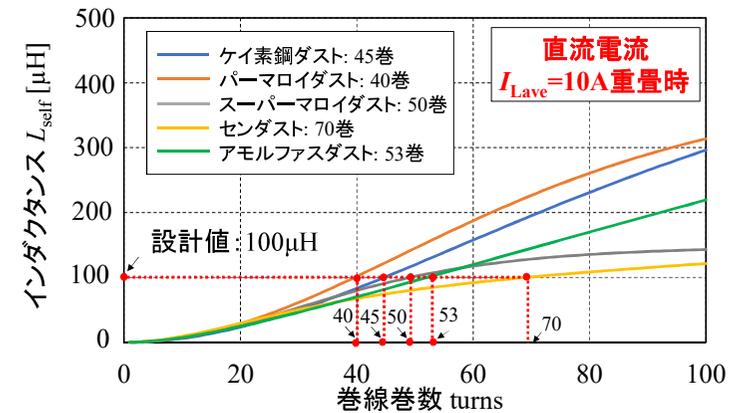
設計視点: 使用するトロイダルコアが既知の時、巻数 N が決定可能 (@10A で $L_{self}=100\mu H$ など)
シミュレーション視点: このインダクタンスモデルを代入すれば直流量重特性のシミュレート可能

インダクタンス値 L と巻線巻数の決定



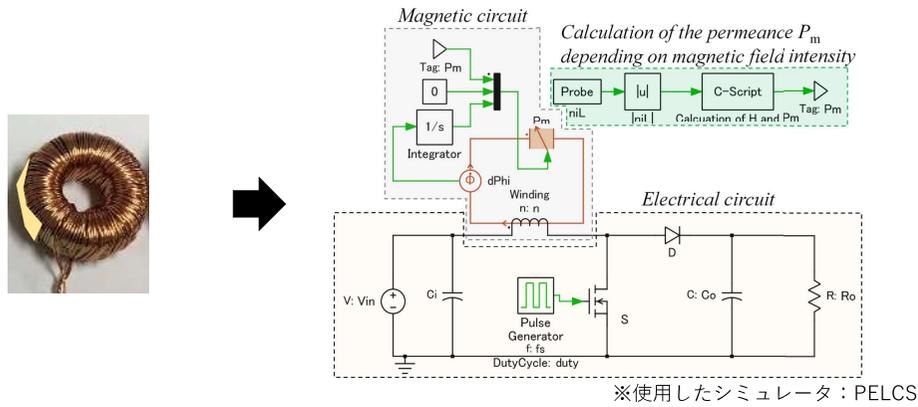
入力電圧	V_{in}	50 V
出力電圧	V_o	100V
スイッチング周波数	f_s	50kHz
時比率	d	0.5
最大負荷時インダクタ平均電流	I_{Lave}	10A
許容インダクタ電流リプル振幅	I_{Lpp}	5A
インダクタンス	L_{self}	100 μH (@ $I_{Lave}=10A$)

インダクタ巻線数の決定



材料特性の違いにより巻線巻数は大きく異なる
→ 直流磁界印可時の透磁率の変化特性が重要

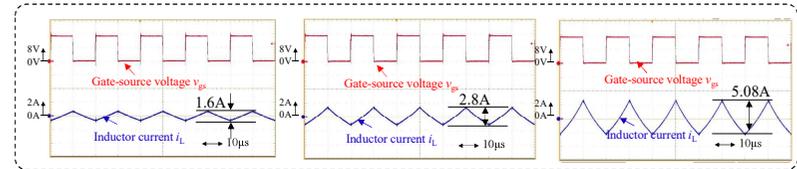
比透磁率の非線形特性を回路シミュレーションへ反映



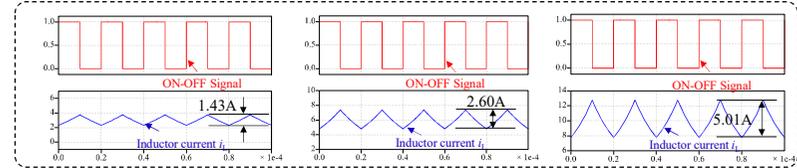
磁性材料の非線形性(比透磁率)を1Dシミュレーションへ拡張
(材料機能の抽象化で他の回路性能に影響する要素を同時に検証が可能)

シミュレーション動作波形(センダスト)

■実機動作



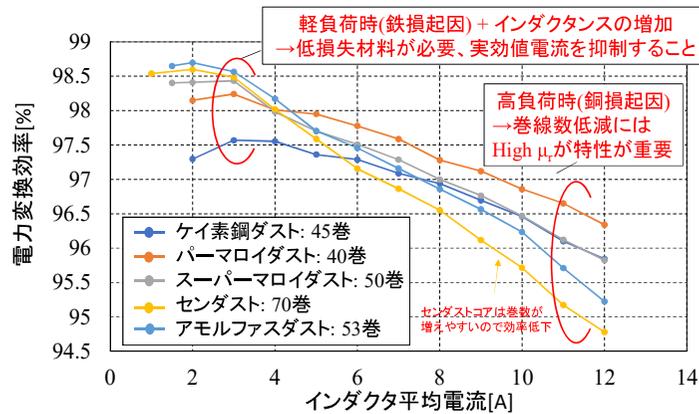
■シミュレーション



直流電流 $I_{Lave} = 3A$ 誤差率 11.9% (実測値-Sim値/sim値)
 直流電流 $I_{Lave} = 6A$ 誤差率 7.7% (実測値-Sim値/sim値)
 直流電流 $I_{Lave} = 10A$ 誤差率 1.39% (実測値-Sim値/sim値)

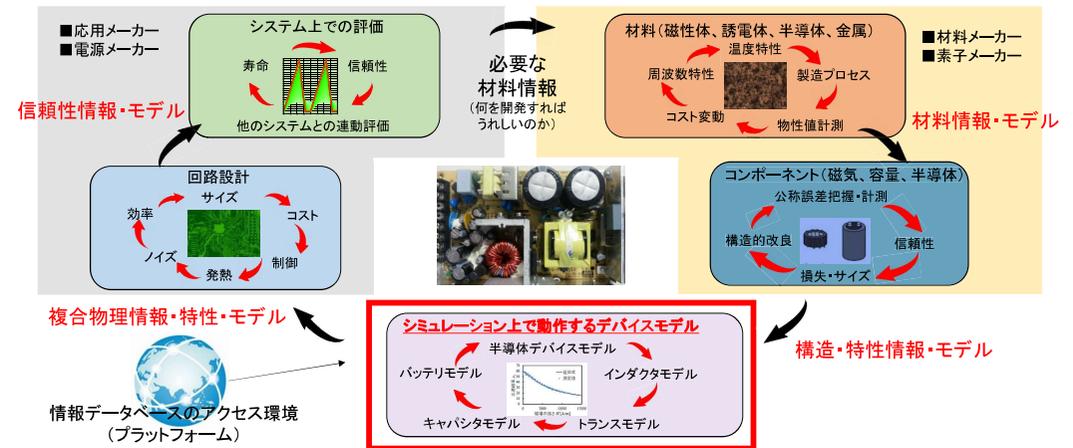
最大でも12%以内で実機・シミュレーションでのリップル振幅値が一致(形も同じ)

総合効率比較



・軽負荷時(鉄損支配的): アモルファス/センダスト系ダストコアが効率上昇可能
 ・重負荷時(銅損支配的): パーマロイダストコア(高飽和磁束密度)が効率上昇

業界間連携



フロントローディングに向けては分野間の連携は必要不可欠
⇒ プラットフォームの創製が必要不可欠

まとめ

- | | |
|--|-------|
| 1. パワーエレクトロニクス応用における磁気部品の最新動向 <ul style="list-style-type: none">▪ 車載用パワーエレクトロニクスシステム▪ データセンターの電力変換システム | システム |
| 2. パワーエレクトロニクスにおける磁気部品の基本と設計 <ul style="list-style-type: none">▪ パワエレ用磁性材料(フェライト・粉末・積層)▪ パワエレ回路の基本▪ 高いスイッチング周波数で動かすことの嬉しさは？▪ 磁気部品の基本▪ インダクタ設計の基本 | 基本技術 |
| 3. 磁気部品の応用技術(高性能化・モデリング) <ul style="list-style-type: none">▪ 一体化磁気部品▪ 高放熱化構造 | 要素技術 |
| <ul style="list-style-type: none">▪ モデリング技術/シミュレーション | 横断的技術 |