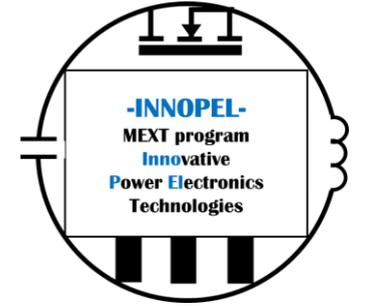


革新的パワーエレクトロニクス創出基盤技術研究開発事業

Innovative Power Electronics Technologies (INNOPEL)



文部科学省



GaNデバイスで拓く超高周波パワーコンバータの開発

令和8年1月28日

佐藤 之彦

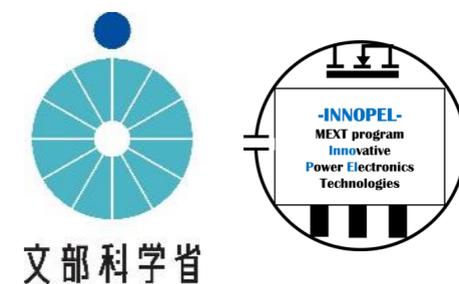
千葉大学大学院工学研究院



CHIBA
UNIVERSITY

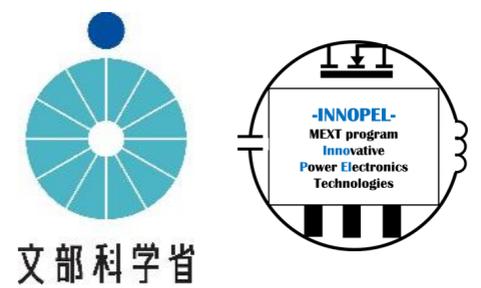
テーマ全体概要

研究目的



- 格段の小型化に向けてMHz帯でスイッチングする高周波・高効率・大電力のコンバータを実現するために、GaNデバイスの能力を最大限に引出すための**高周波コンバータとその統合的設計法（ソフトウェア設計法）**を開発する。
 - 具体的には：
 - 4MHz・1kW・>95% E²級コンバータ
 - 1MHz・1kW・LLCコンバータ
 - 磁性素子特性の実測・シミュレーション
 - コンバータの最適化設計のためのソフトウェアとその使いこなし技術
- の研究開発を通じパワーエレクトロニクス技術として高周波化・大電力化の基礎を固め、核となる技術を創出する。

実施体制



- 課題リーダー
佐藤之彦 教授
- 共振形コンバータ・ソフトウェア開発
関屋大雄 教授, 朱聞起 助教(東京理科大学)
- GaN特性, ドライバ設計
佐藤之彦 教授, 名取賢二 准教授
- トランスモデリング
宮城大輔 教授, 小林宏泰 助教

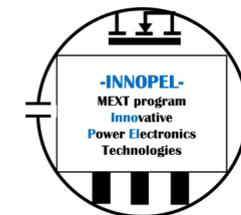
千葉 誠 技術専門職員

各研究室の学生を非常勤職員等として参画させ、
人材育成の機会としても位置付ける

目次



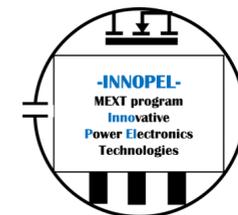
文部科学省



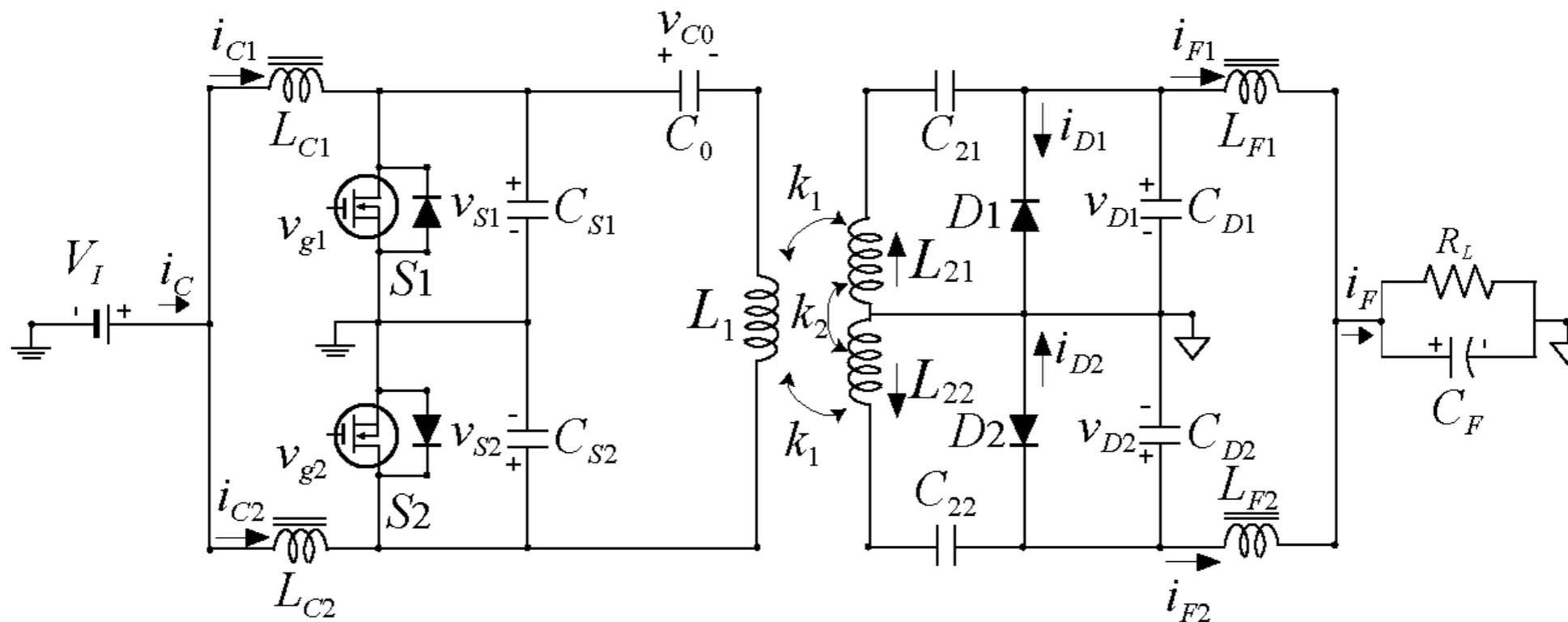
A. 高周波コンバータの開発	6
A-1. 4MHz・1kW・>95% E ² 級コンバータの開発	6
A-2. 1MHz・1kW LLCコンバータの開発	11
B. 受動素子の分析と設計	15
C. ソフトウェアの開発とその使いこなし技術	19

A. 高周波コンバータの開発

- A-1 4MHz・1kW・>95% E²級コンバータの開発



E²級コンバータの回路構成と設計課題

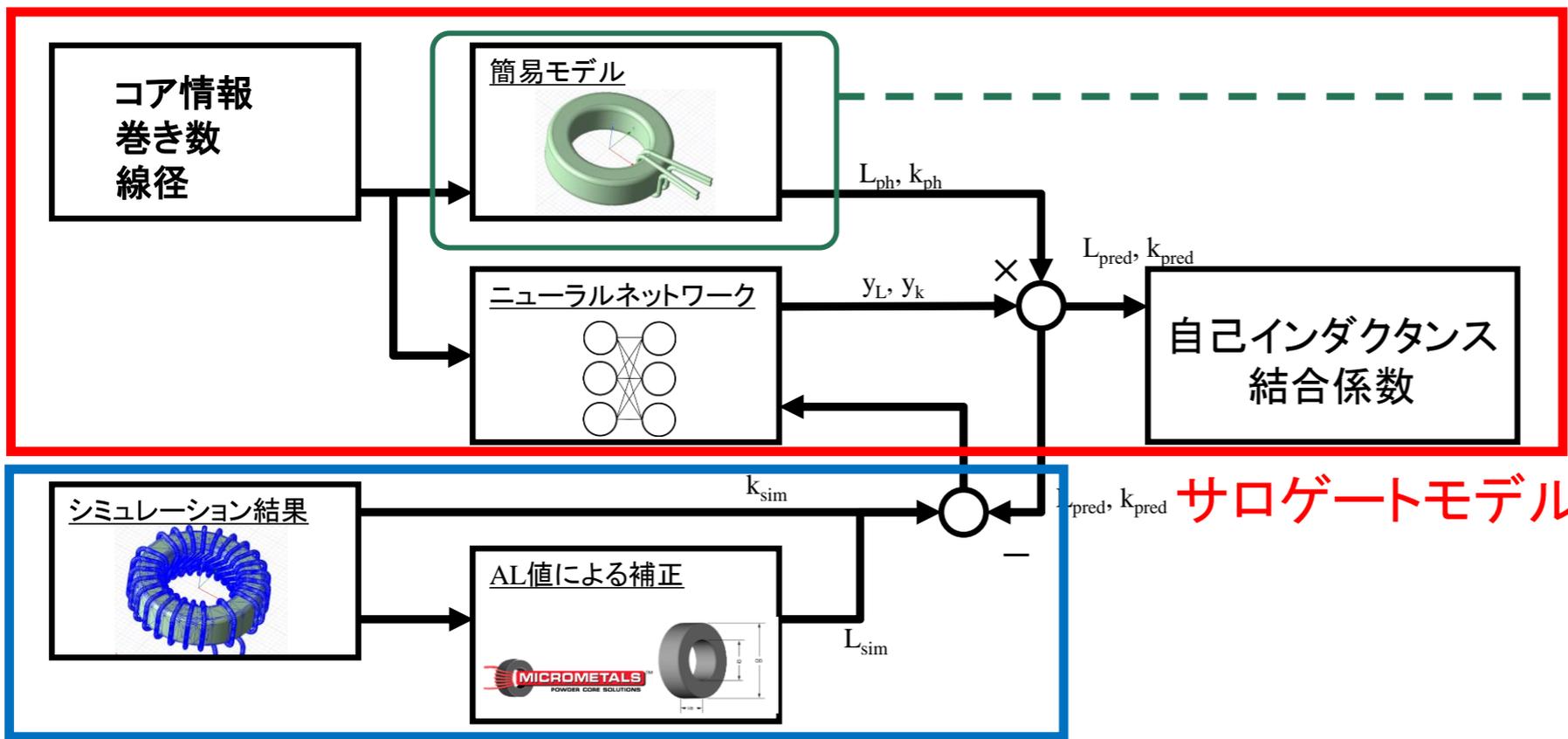


- ハイサイドゲートドライバが不要： 高周波化
- Push-pull構造のため、出力能力向上： 高電力化
- ZVS動作によるスイッチング損失低減： 高効率化

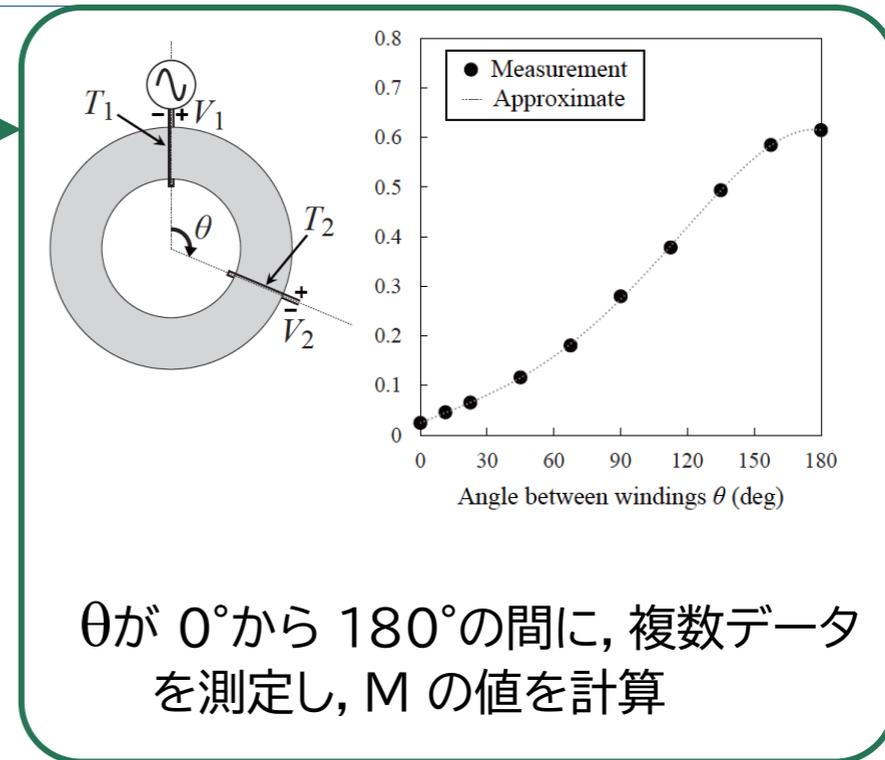
- **出力電圧達成、高効率**を両立するための最適化設計
- 低比透磁率コアが必須
- 漏れ磁束を共振に用いるため高精度な磁性素子モデルが必要

➡ 設計ソフトウェアと並行開発

コイル設計サロゲートモデルの構築



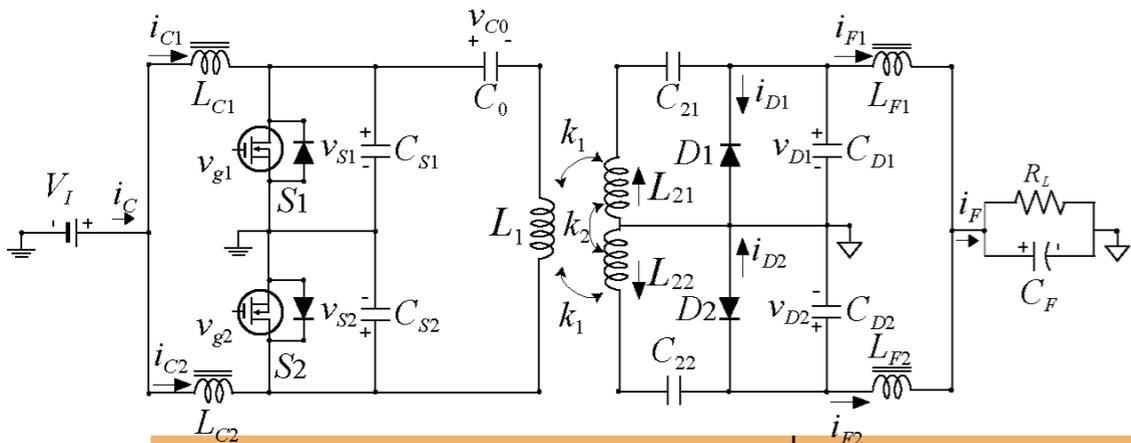
教師データ生成



簡易モデル
(特許出願中)

- ニューラルネットワークを誤差補償とするサロゲートモデル
- 十分量の教師データをシミュレーションにより自動生成可能
- 簡易モデル導入により計算量の軽減を実現

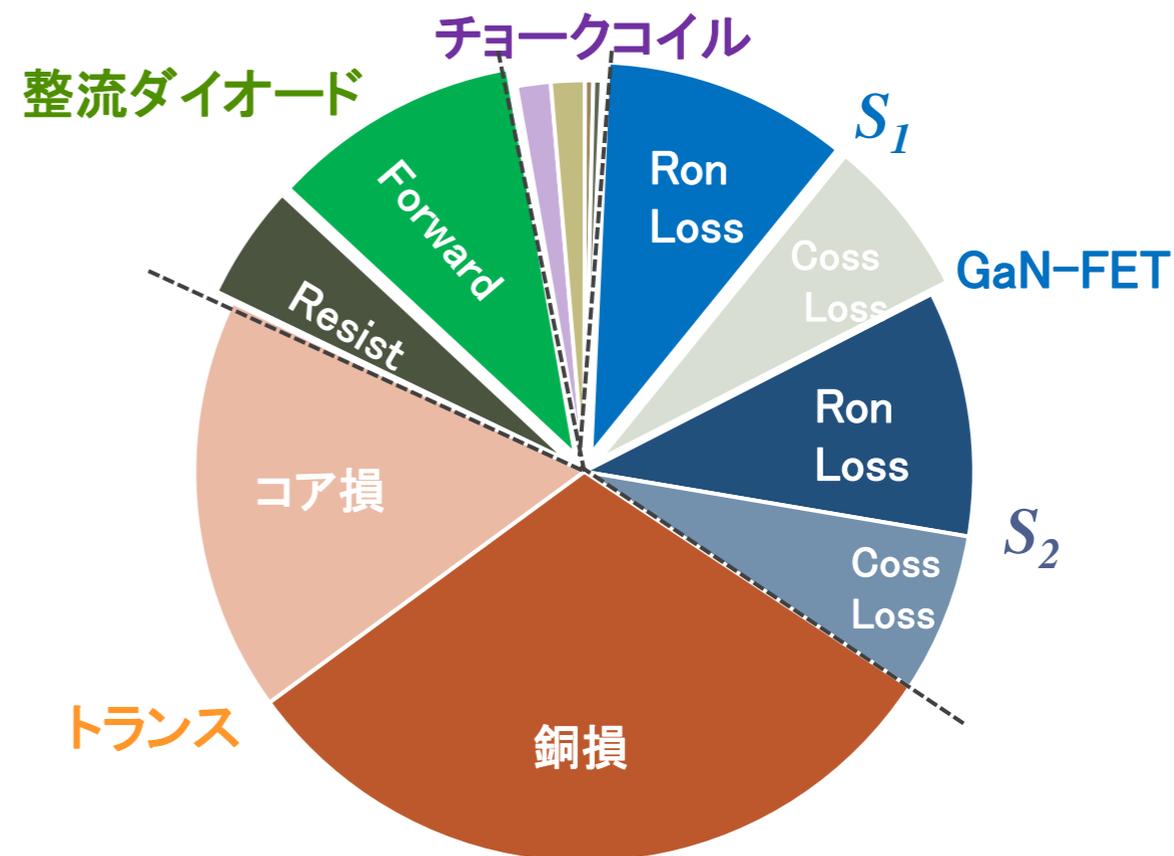
最適化結果



ソフトウェアにより導出

- 評価関数最大化のための素子値
- **トランス**のコア、巻線、巻数の組み合わせ

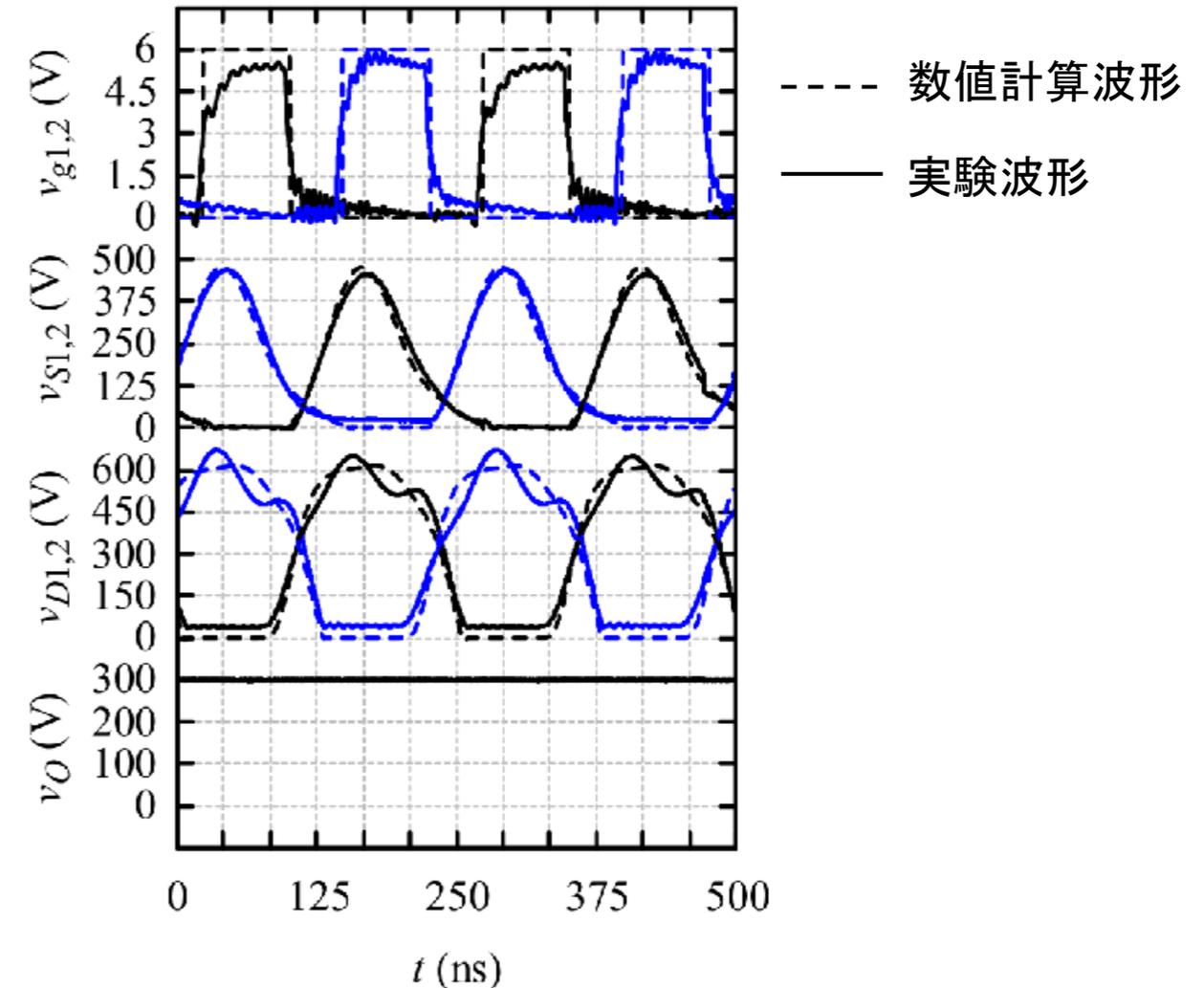
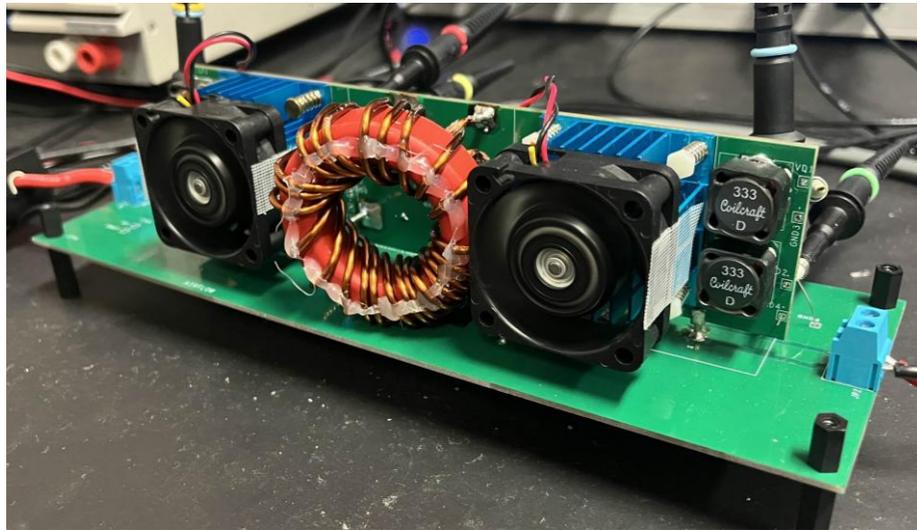
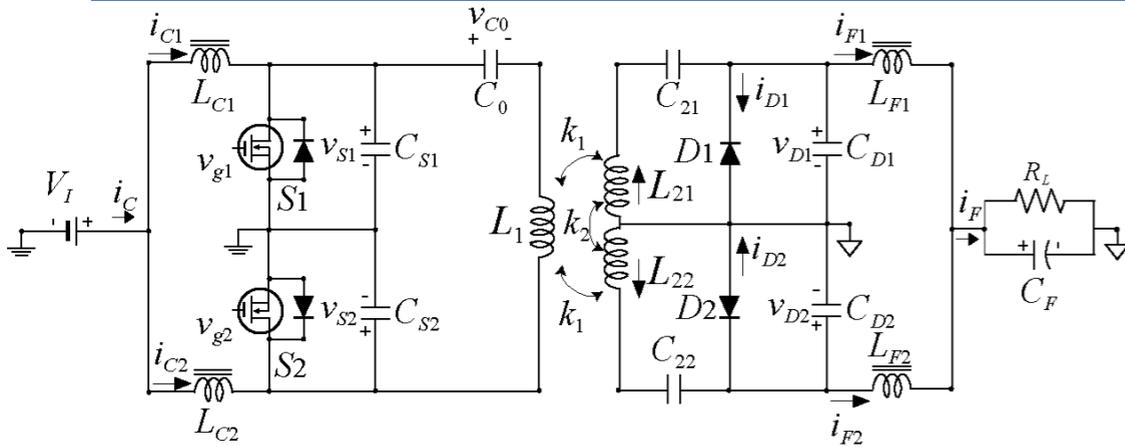
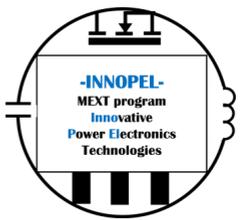
トランス		
コア		T200-2
巻き数 (n1: n2: n2)		10:7:7
線径 (dw)		2.0mm
Duty、素子値		
D_S	On-duty ratio	0.311
γ_S	$2\pi f_S C_{Ex} R_L$	1.972
γ_D	$2\pi f_S C_D R_L$	1.203
ω_0^*	$1/(2\pi f_S \sqrt{L_1 C_0})$	0.634
ω_2^*	$1/(2\pi f_S \sqrt{L_{21} C_{21}})$	0.502
電力変換効率 (数値計算)		96.2%



実験検証



文部科学省



	数値計算	実験
出力電圧 (V_O)	300.1 V	300.5 V
電力変換効率 (η)	96.2%	95.6 %



- 高周波数・高効率コンバータのチャンピオンデータ
- 設計手法の妥当性

A. 高周波コンバータの開発

- A-2 1MHz・1kW LLCコンバータの開発

LLCコンバータの回路構成

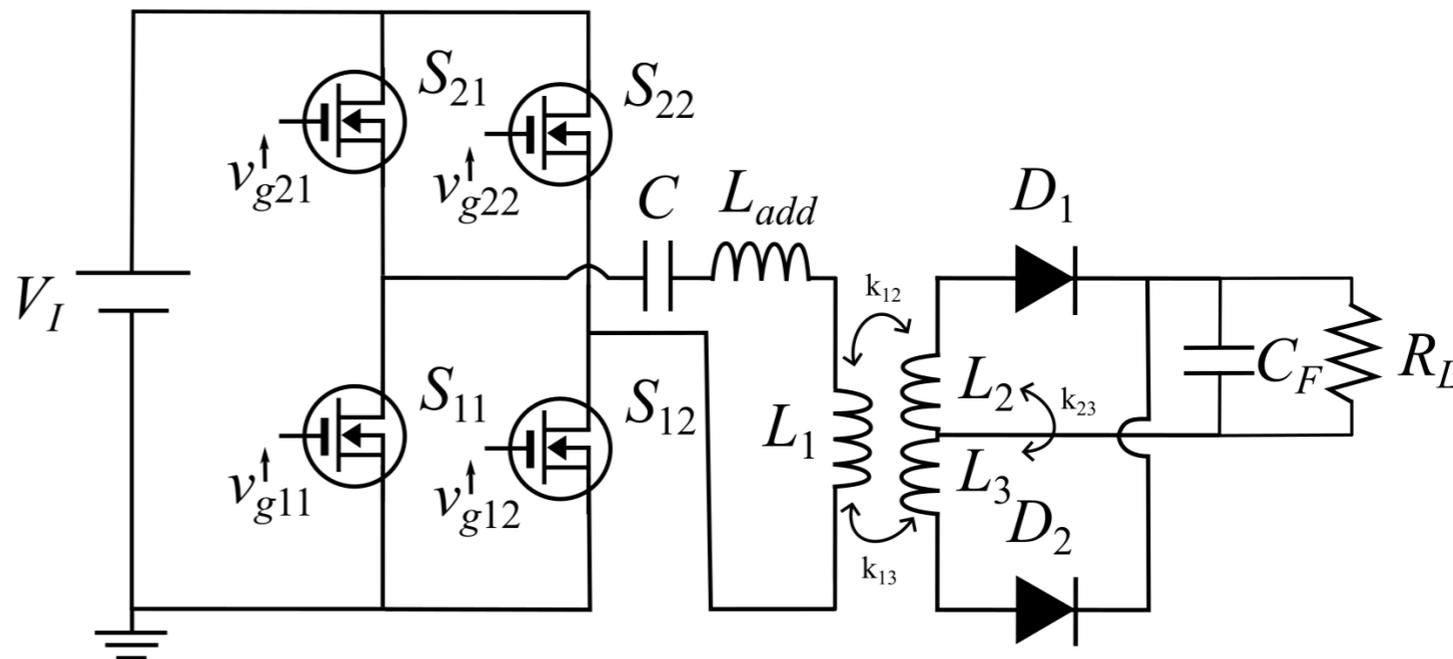
- 代表的な共振形コンバータ
- 定格1MHz、1kW出力で設計(従来より高周波化)

E²級コンバータ設計と異なる点

- **制御領域全体**をみた設計最適化
- **フェライトコア**を用いることができる

従来のLLCコンバータ設計の課題:

- 磁性体やスイッチ素子が固定 → 最適化が困難
- **設計の多様性が乏しく**、単一解しか得られないため、効率と体積のトレードオフ検討が困難



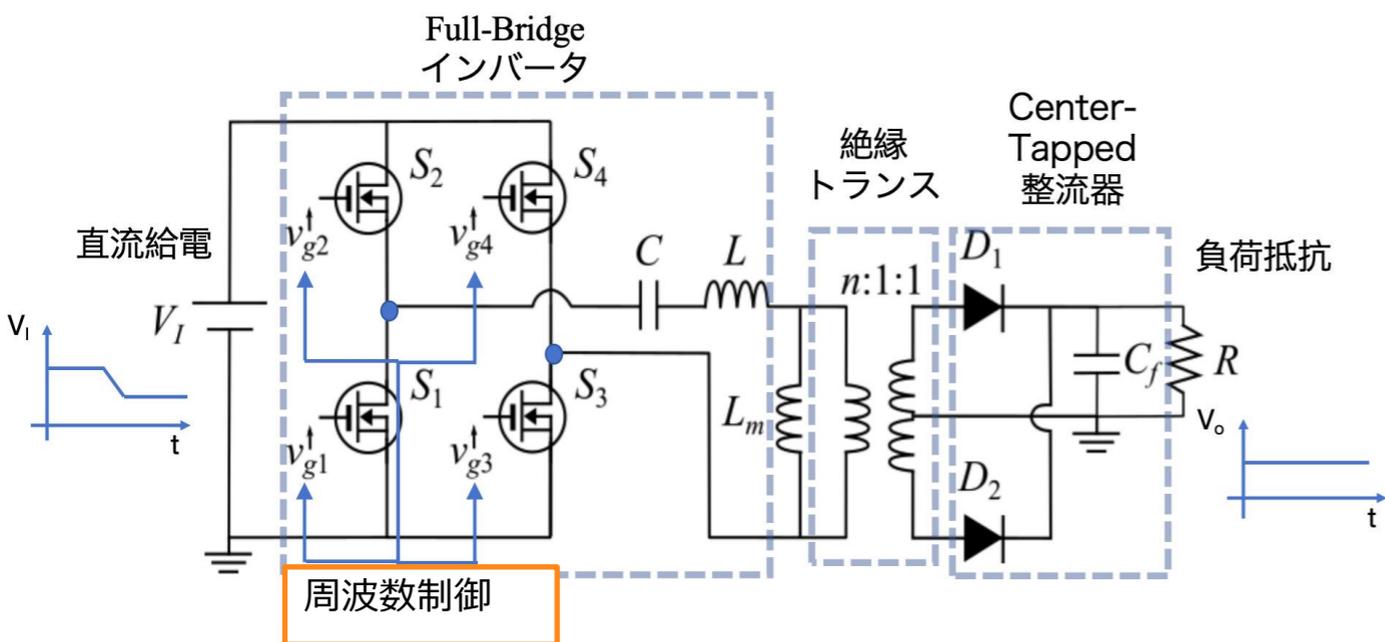
設計方針



● 設計方針 (評価関数)

$$E(\lambda_u, f_{s1}, f_{s2}) = \alpha_1 E_\eta(\lambda_u, f_{s1}, f_{s2}) + \alpha_2 E_V(\lambda_u, f_{s1}, f_{s2}) + \alpha_3 E_S(\lambda_u, f_{s1}, f_{s2})$$

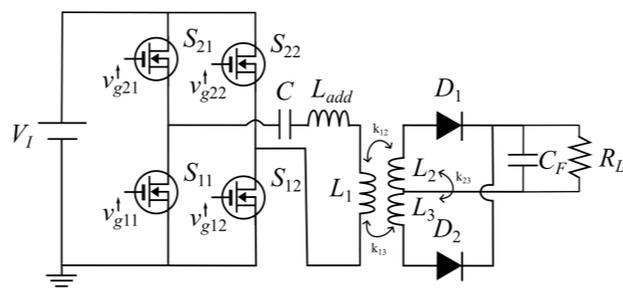
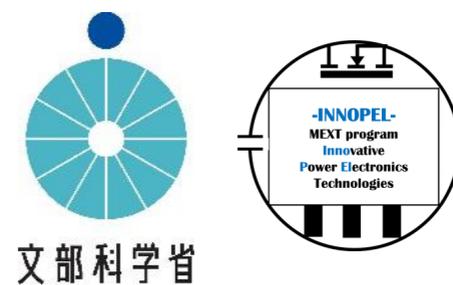
効率の最大化
 制御可能性の評価
 適切なコア体積



設計方針

- 制御範囲全体を見渡した高効率最大化
- 数値計算上の制御可能性の保証
- 磁性素子の巻線径、巻数の最適化
- 最適なコアの選定 (Area Productによる)
- 最適なスイッチングデバイスの選定

設計結果と実験検証



使用デバイス	
スイッチデバイス	GS66516T (GaN)
トランスコア	EE64/10/50 (3F4材)
巻線径	2.0 mm : 1.8 mm: 1.8 mm
巻数	2:4:4
ダイオード	STPSC15H12 (SiC)

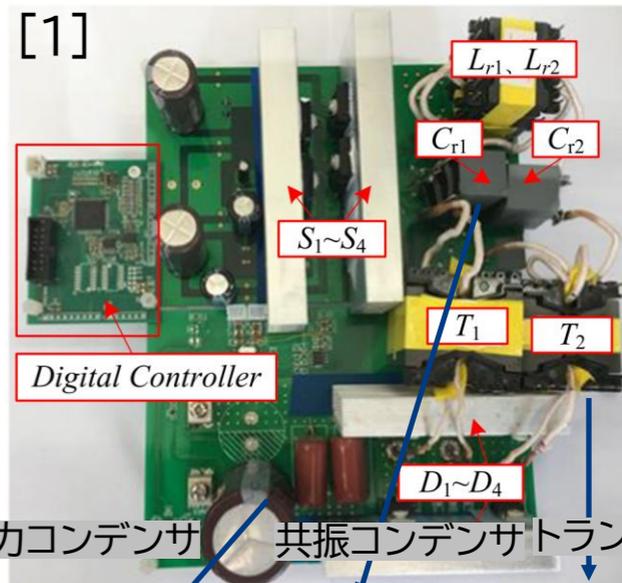
高周波化のインパクト: 他文献おおよそ同じスケールに調整して比較

[本設計]



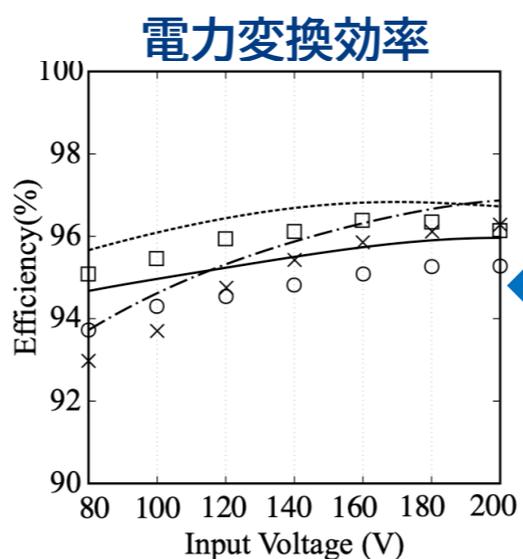
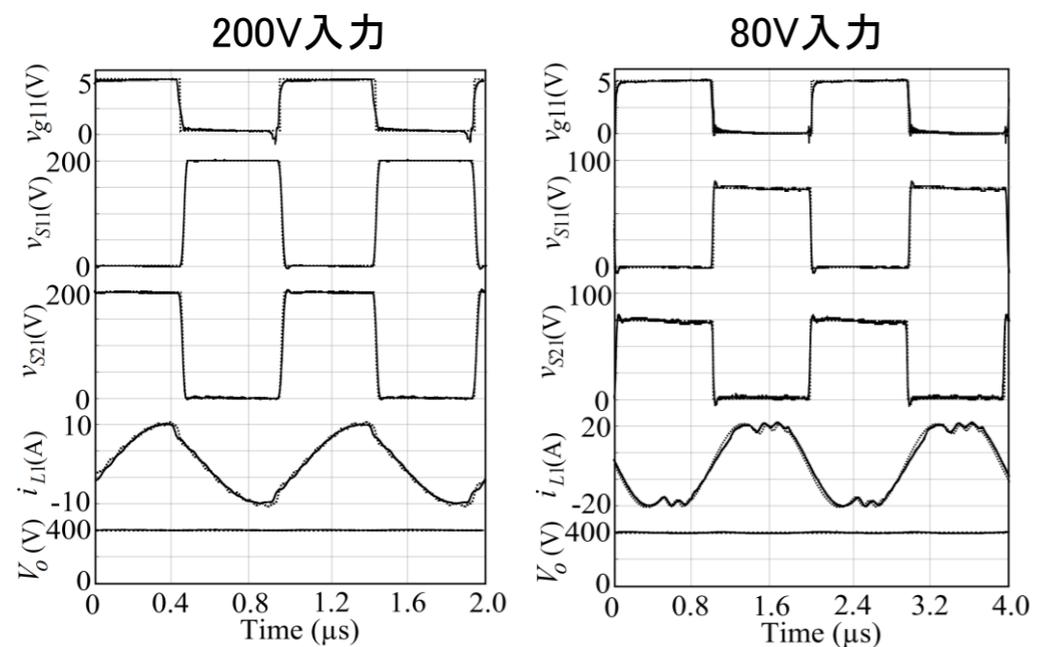
約0.5x1.5cm 出力コンデンサ
 約3x6x2cm トランス
 約0.3x1cm 共振コンデンサ

[1]



約3x4cm 出力コンデンサ
 約2x2x6cm 共振コンデンサ
 約8x4x4cm トランス

低入力・高入力の両条件で高効率化(ZVS)を実現

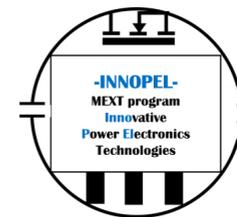


	Prediction	Experiment
Design (i)	---	×
Design (ii)	□
Design (iii)	—	○

制御領域全般に渡る効率を考慮した最適化

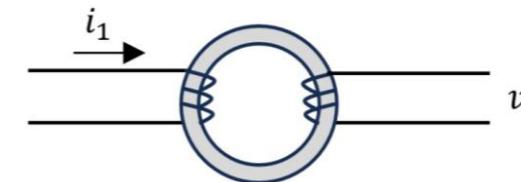
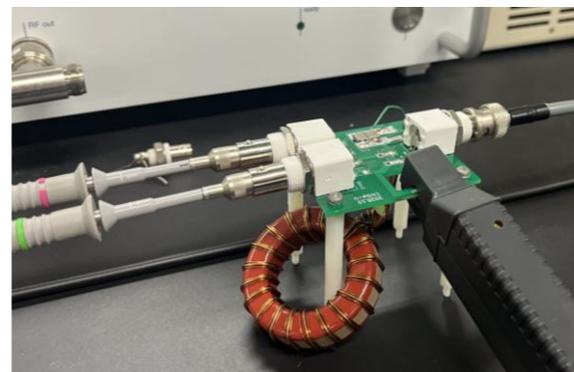
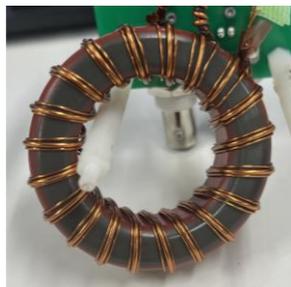
[1] W. Sun, Y. Xing, H. Wu and J. Ding, "Modified High-Efficiency LLC Converters With Two Split Resonant Branches for Wide Input-Voltage Range Applications," IEEE Trans. Power Electron., vol. 33, no. 9, pp. 7867-7879, Sept. 2018.

B. 受動素子の分析と設計



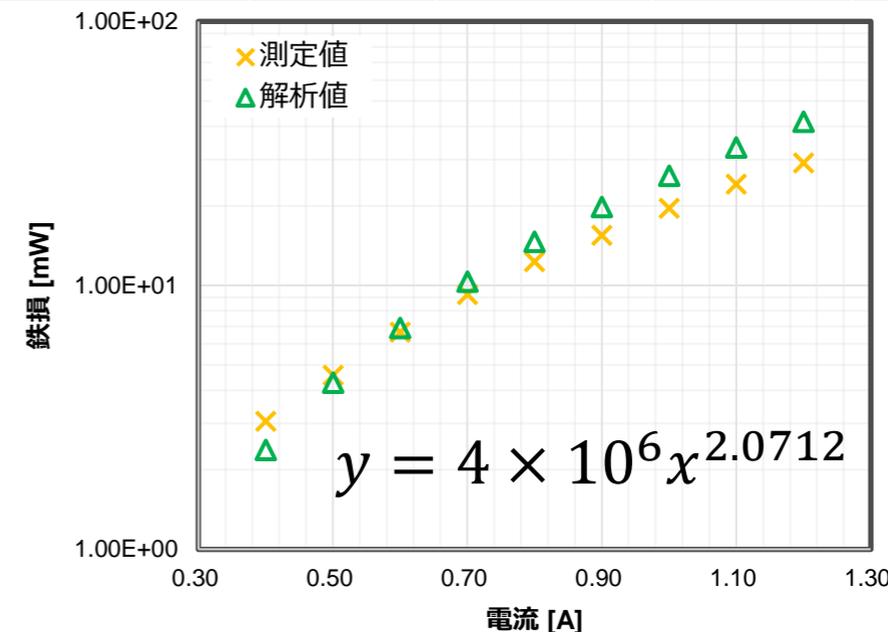
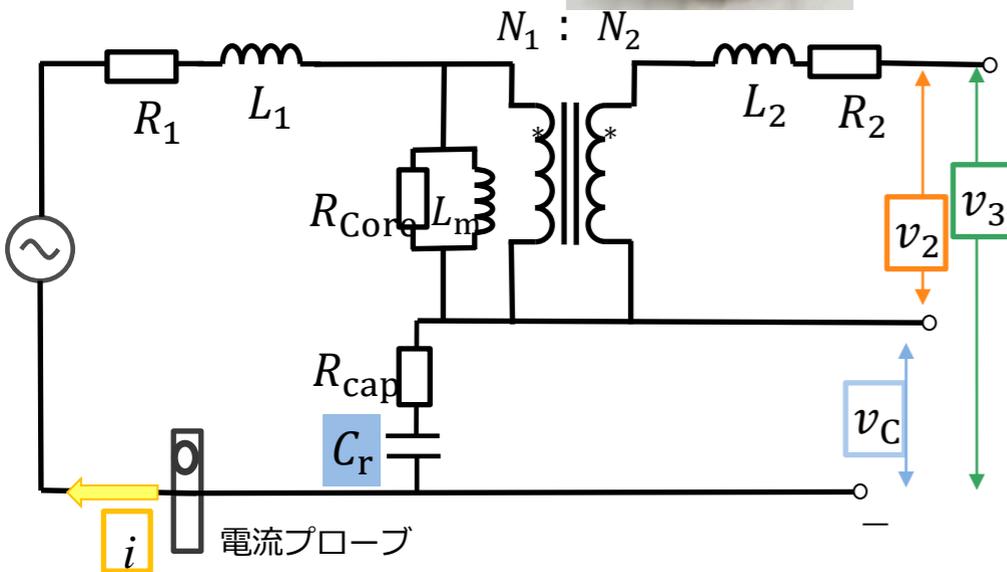
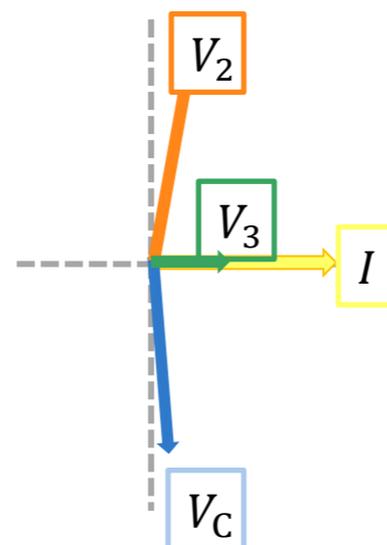
共振法による高周波用インダクタコアの鉄損測定

試料：T-200#2（マイクロメタル社製）
 励磁コイル，Bコイル：20ターン
 比透磁率 10
 内径／外径：31.75 mm / 50.80 mm
 高さ13.97 mm
 インダクタンス：
 4.9 μH (測定値)
 4.8 μH (カタログ値)



周波数 f [Hz]	I_1 [A]	V_2 [V]	M [μH]	k
200k	0.1	0.58	4.61	0.954
500k	0.05	0.728	4.63	0.956
1M	0.03	0.892	4.72	0.976

測定治具



共振法: 共振コンデンサ C_r によって1次側電流と v_3 の位相差 ϕ_{v-i} は 180° に

500kHz時の鉄損の測定値と解析値（カタログ値）との比較

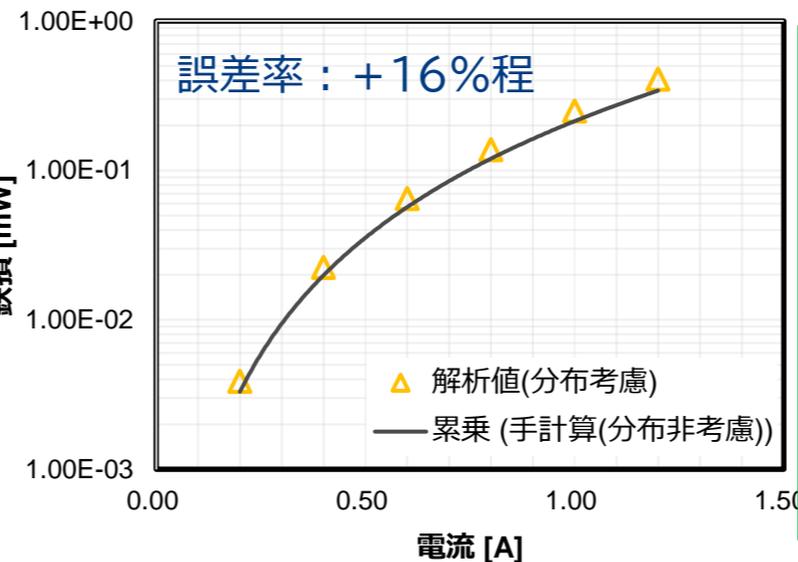
有限要素法を用いた鉄損推定法の検討

圧粉コアT130-6 (MICROMETALS)

- ・外径33mm、内径20mm、高さ11mm
- ・比透磁率 $\mu_r=8.5$
- ・損失密度式 (MICROMETALS社カタログより引用)
- ・巻線径: 1.6mm

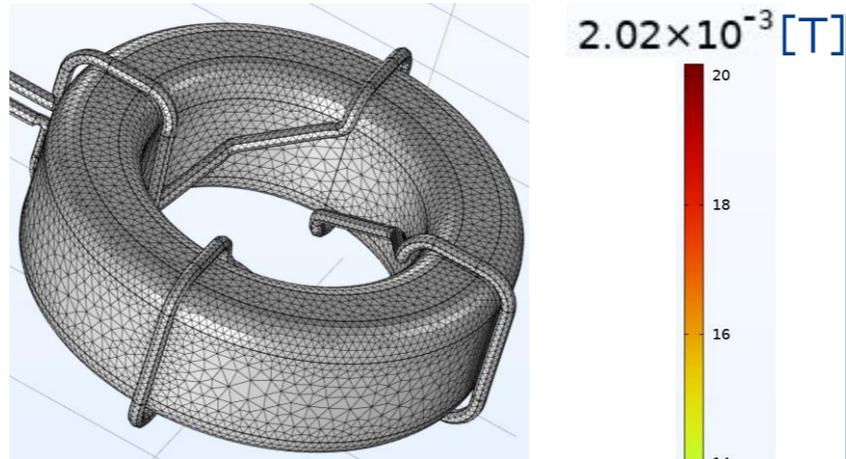
■ 比較する値

- ・Bpk分布考慮: 有限要素法より、各要素のBpkを計算し、損失式によって各微小要素の損失Pを求め、体積積分してコア全体の損失を計算
- ・Bpk分布非考慮: 流れている電流IからBpkの空間的な平均値を求め、Bpk→Pを算出し、コア体積をかけ、コア全体の損失を計算 (カタログ値)

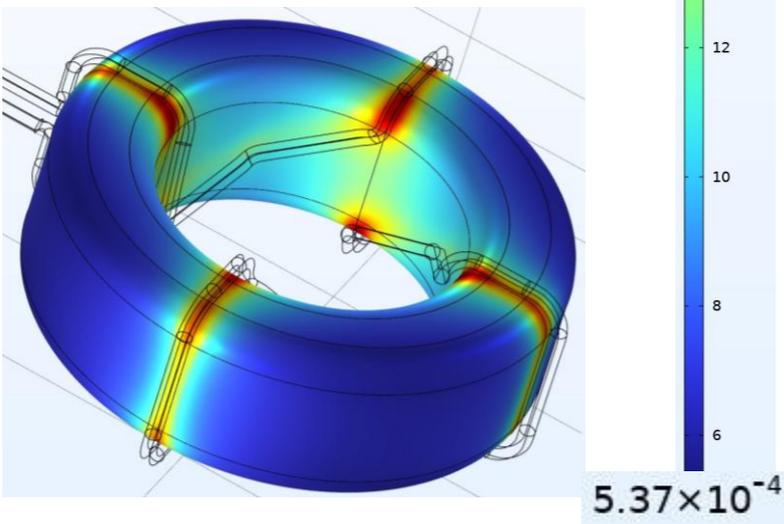


- ・ Bpk分布考慮の解析値に比べ、Bpk分布非考慮の鉄損値は小さくなっている。
→ 鉄損はBpkの2乗程に比例するため、局所的にBpkが大きい方が鉄損が大きくなるから
- ・ 他のコアのデータから、
 - ✓ 同じ寸法のコア → 巻数Nが小さくなると、誤差率は大きくなる
 - ✓ 同じ巻数 → コアが大きくなると、誤差率は大きくなる

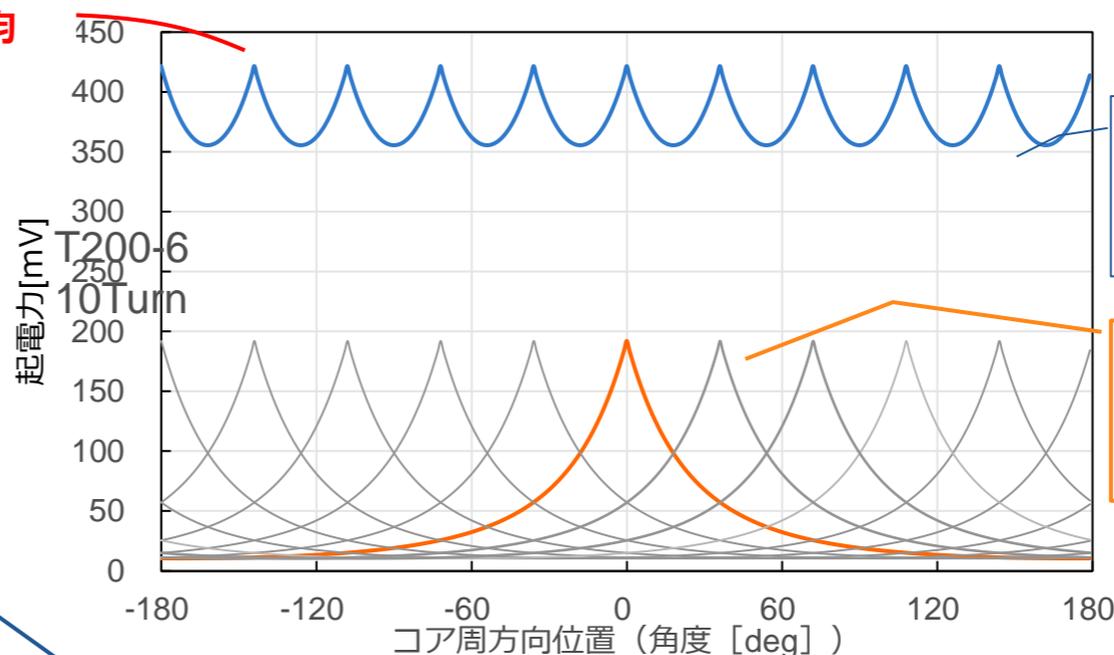
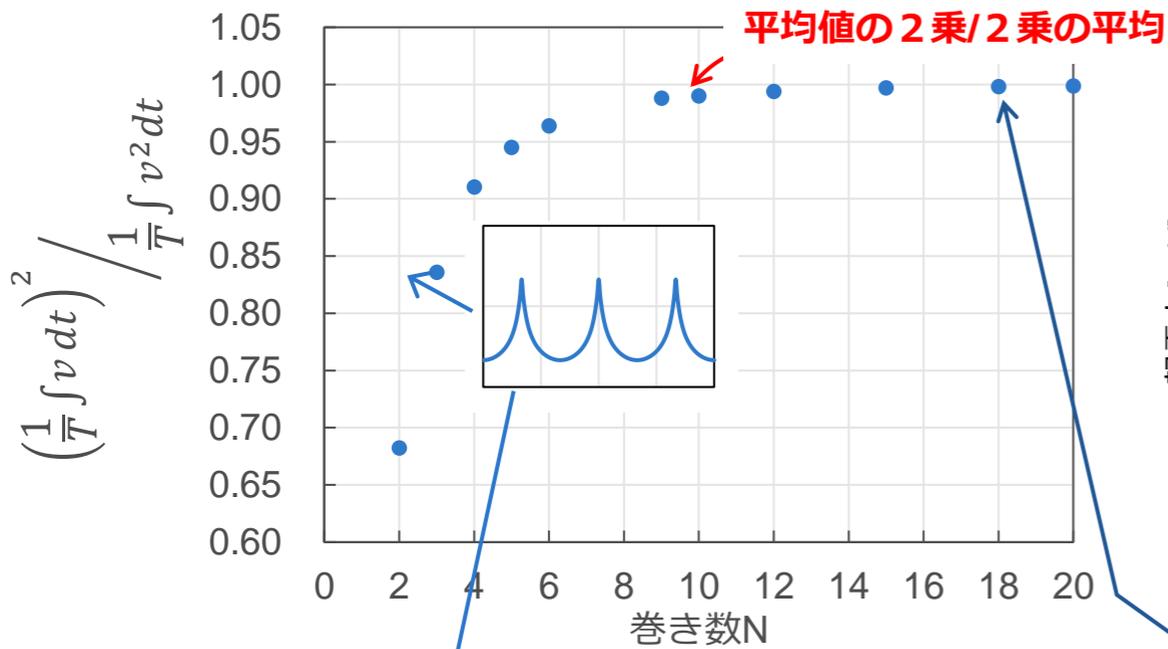
メッシュ



B_{pk}分布



鉄損測定精度の検証(コア内磁束密度の周方向粗密)

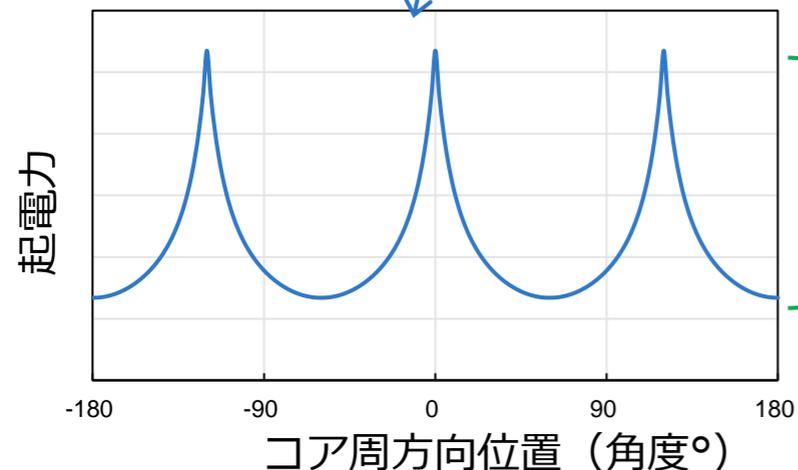


10Turn分のコイルがコアに作る起電力分布の推定値

1Turn巻きコイルがコアに作る磁束による推定誘導起電力

巻き数が多い場合は変化部分の比率が小さく
平均値の2乗 \doteq 2乗の平均

巻き数が少なくなると変化部分が大きくなり
平均値の2乗 $<$ 2乗の平均 となる



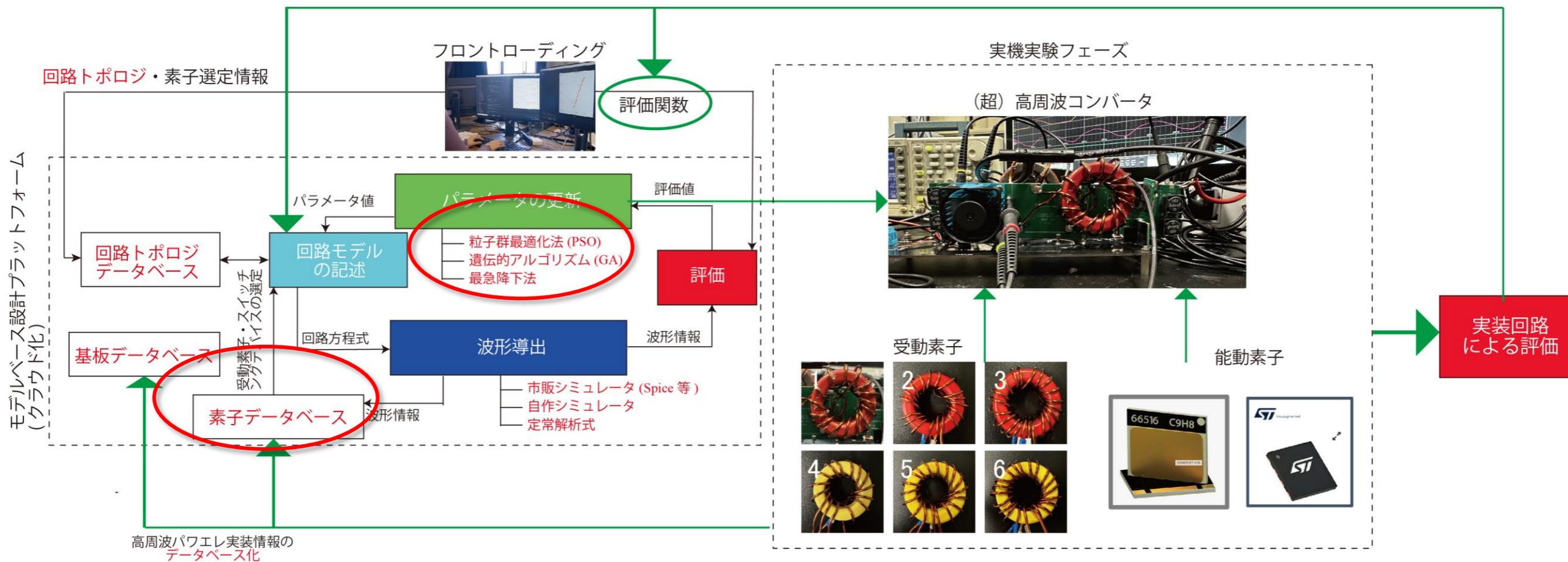
励磁巻き数3の周方向起電力分布

鉄損電力が磁束密度 B^2 に関係していると仮定
鉄損の測定にコア内の磁束密度の空間的粗密が大きく影響するのは5 Turn以下 (8 Turn以上ではほとんど影響ない) と考えられる

C. ソフトウェア開発とその使いこなし技術

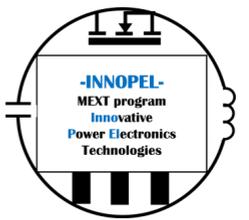
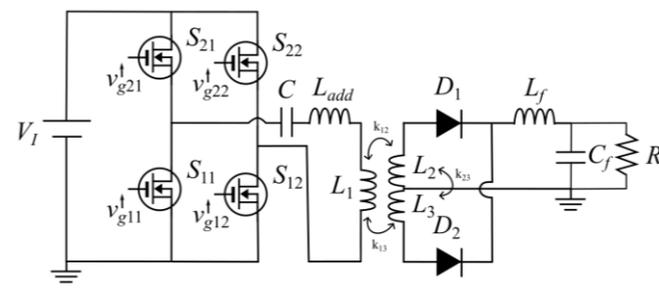
ソフトウェアの概念図

● 高周波コンバータ・ソフトウェアを核としたデバイス・受動素子・回路の連携



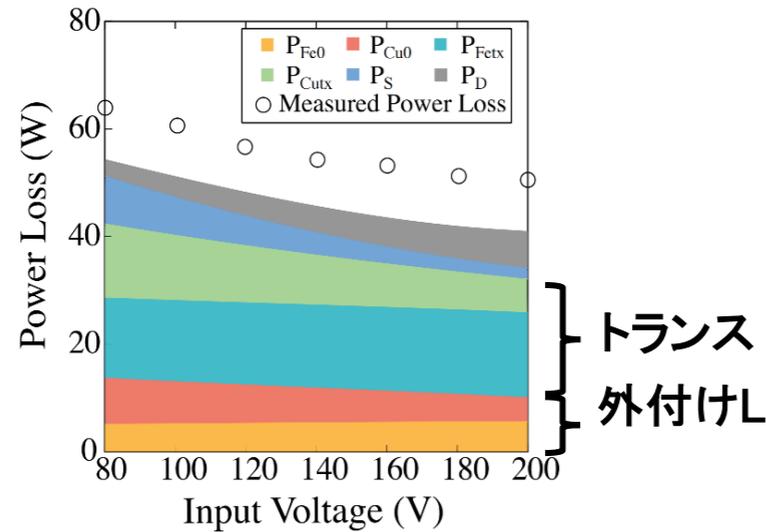
- 粒子群最適化法 (PSO)、遺伝的アルゴリズム (GA)、焼きなまし法 (SA) を搭載
- 自作の利点: ソフトウェア・アルゴリズムの内部に **手を入れられる**

逆問題の定式化と解法(1)



- 損失内訳 LLCコンバータDesign(II)
- 逆問題

磁気部品が総損失の大半を占める



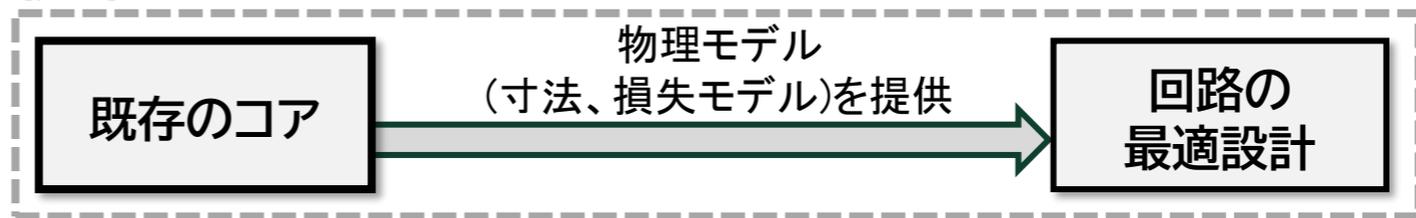
現行のコア材には性能上の限界があり、新規コア材料の開発が鍵となる。



「コアメーカー」の視点に寄り添って
新たなコアの開発を提言したい

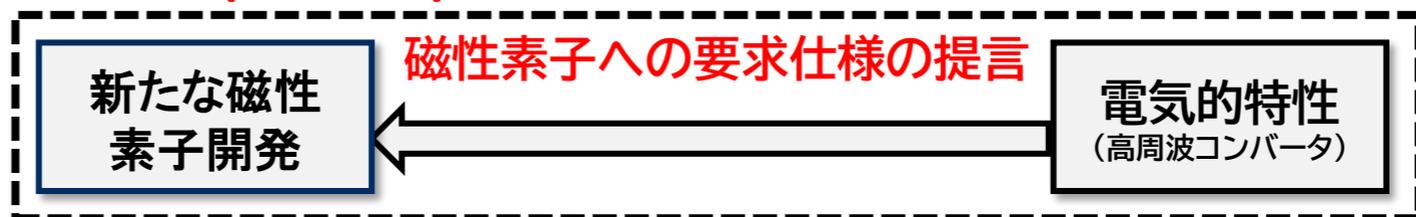


メーカー・コアの研究者
従来のアプローチ



回路の開発者
電氣的パラメータ

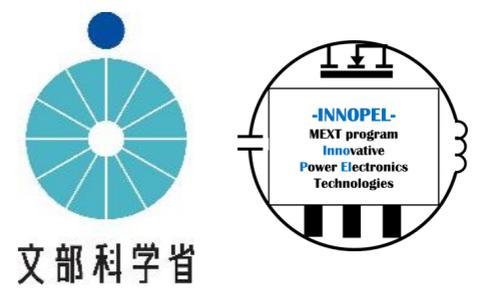
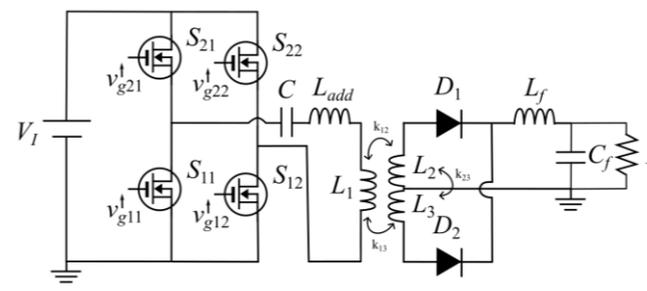
本研究(逆問題)



逆問題の定式化:

コンバータの性能要求から必要な磁性材料特性を逆算し、
材料開発側へ具体的な設計仕様(物理的パラメータ)を提示

逆問題の定式化と解法(2)

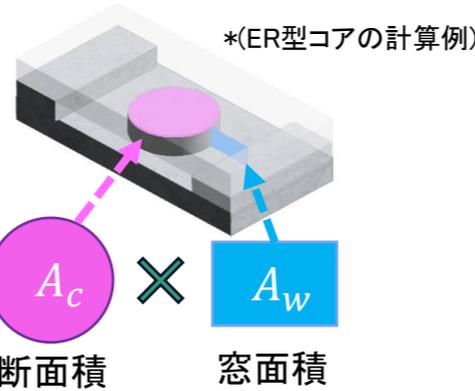


● Area-Product (AP)法[2,3]

AP値(コイル)

$$A_{pCore}(\text{mm}^4) = A_c \times A_w$$

断面積 窓面積



AP値(回路)

電圧・電流情報: 数値計算で導出

$$A_p = \frac{1}{K_u} \frac{V_{L1rms} I_{L1rms} + 2V_{L2rms} I_{L2rms}}{K_f \cdot J_{Max} \cdot B_{Max} \cdot f} = 7.87 \times 10^4$$

K_u : 窓面積の利用率(0.3) J_{Max} : 最大電流密度 (3A/mm²)
 f : 動作周波数 (1 MHz) B_{Max} : 最大磁束密度 (30 mT)

● コア寸法の選択

$$A_{pCore}(\text{mm}^4) < A_p$$

○ $A_{pCore} \approx > A_p$
 電磁気学的な制約条件 (B_{Max}, J_{Max}) を満たす

✗ $A_{pCore} < A_p$
 電磁気学的な制約条件 を満たさない

コアデータベース(一部抜粋)

Core	Type	Value (mm ³)	L _e (mm)	A _e (mm ²)	A _w (mm ²)	A _{pCore} (mm ⁴)
.....						
E120/71/40	E	525690	295	1782	3697.05	6588143.1
E100/60/28	E	202000	274	738	2138.7025	1578362.45
E80/30/20	E	72300	184	392	1108.26	434437.92
E80/38/20	E	71800	184	390	1079.73	421094.7
E71/33/32	E	102000	149	683	569.4	388900.2
E65/32/27	E	79000	147	540	537.24	290109.6
EC70/34/17	EC	40100	144	279	639.275	178357.725
EC70/35/16	EC	40200	144	279	617.71	172341.09
PQ50/50	PQ	37100	113	328	433.2	142089.6
E64/10/50	E	40700	79.9	519	222.36	115404.84
ER64/13/51	ER	52600	93	566	175.625	99403.75
E58/11/38	E	24600	80.6	308	272.35	83883.8
PQ40	PQ	20500	102	201	325.975	65520.975
PQ50	PQ	24500	74.4	329	193.2	63562.8
E64/10/PL164/75	E+PLT	35500	69.7	519	111.18	57702.42
PQ40	PQ	16600	81	212	221	46852
E58/11/PL158/74	E+PLT	20800	67.7	310	136.175	42214.25
ER51/18	ER	25800	73.5	351	107.91	37876.41
E43/11/8	E	13900	61.1	229	143.64	32893.56
E38/8/2/IF4	E	10200	52.4	194	100.7035	19536.479
E43/10/PL143/71.1	E+PLT	11500	50.4	229	71.82	16446.78
EQ38/1/5	EQ	7900	51.9	152	101.23	15386.96
ER41/7/32	ER	12900	57	225	64.944	14612.4
E38/8/2/PL138/71.8	E+PLT	8460	43.7	194	50.35175	9768.2395
EQ3	EQ	4970	46	108	79.5	8586
E32/6/7	E	5380	41.4	130	58.989	7668.57
ER32/1/5	ER	5400	38.2	141	42.92	6051.72
E32/6/7/R	E+PLT	4560	35.1	130	29.4945	3834.285
E22/6/6	E	2550	32.5	78.3	37.76	2956.608
.....						

コア寸法に関する定量的な目安をメーカーへ提示
 コア設計の探索範囲を実用的に絞り込む基準として活用可能

[2] M. K. Kazimierczuk, High-Frequency Magnetic Components, 2nd Ed., UK: John Wiley and Sons, 2004

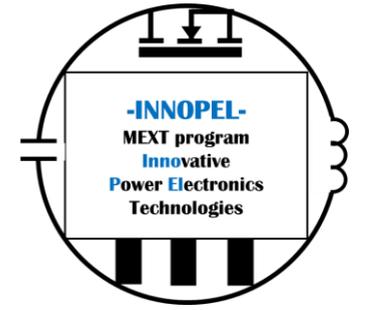
[3] M. K. Kazimierczuk and H. Sekiya, "Design of AC resonant inductors using area product method," IEEE Energy Conv. Congr. Expo., San Jose, CA, USA, 2009, pp. 994-1001

まとめ

- A-1 4MHz・1kW・>95% E²級コンバータの開発
 - ・共振型絶縁コンバータの設計および開発し、動作周波数4MHz, 出力電力1kW, 効率95.6%を達成 ・低比透磁率コアにおける磁性素子サロゲートモデル構築手法を確立 ・設計ソフトウェアとの連動により高精度の損失予測を実現
- A-2 1MHz・1kW LLCコンバータの開発
 - ・制御領域全般を見渡した最適化を実現 ・Area Product法を用いることによるコアの体積を最適化に入れることに成功 ・最適な（既製品）スイッチングデバイスの選定に成功 ・従来文献との比較により高周波化のインパクトを確認
- B. 受動素子の分析と設計
 - ・共振法を用いたMHz帯での鉄損評価 ・共振形絶縁コンバータ用トランス設計のための磁気測定
- C. ソフトウェア開発とその使いこなし
 - ・ヒューリスティックアルゴリズムによる最適設計ソフトウェアを開発 ・「逆問題」へのアプローチとして、コアサイズと効率のトレードオフの可視化手法を提案



文部科学省



ご清聴ありがとうございました。