

2019年3月



JMAG[®]
Simulation Technology for Electromechanical Design

アプリケーションカタログ



JMAG[®]
Application
Catalog

JMAG[®] Application Catalog

JMAG アプリケーションカタログとは

『電磁界解析ソフトウェアJMAG を用いた解析事例』

JMAG は、モータをはじめとした多くのアプリケーションに適用可能な電磁界解析ソフトウェアです。

磁界解析はもちろん、熱解析や構造解析、それらの連成解析等マルチフィジックス機能が強化されています。

JMAG WEB サイトで公開しているアプリケーションカタログでは、

JMAG で適用可能なアプリケーションや解析機能をお客様に知っていただくため、

多種多様な事例をご紹介します。

この小冊子では、その一部をピックアップしてご紹介してまいります。

なお、解析初心者の方や新しい分野の解析に取り組もうとされている方にも

簡単に解析を行っていただけるよう、JMAG ユーザー様にはユーザー様限定WEB サイトにて、

アプリケーションノートとモデルデータをご用意しております。

ご検討中もしくはご興味のある解析がありましたら、ぜひお試しください。

今後も、お客様の解析事業のお役に立てるよう、内容の充実を図るとともに、

多くの事例をご紹介します。

<https://www.jmag-international.com/jp/>

目次

02	JMAGアプリケーションカタログとは		
		IPMモータ	
13	事例 017	IPMモータのインダクタンス解析 [DP]	12
13	事例 018	IPMモータの熱解析 [HT, LS, TR]	14
14	事例 019	IPMモータの遠心力解析 [DS]	15
15	事例 022	IPMモータの永久磁石渦電流解析 [TR]	16
16	事例 023	IPMモータの偏心解析 [DP]	19
22	事例 037	制御シミュレータとJMAG-RTを用いたIPMモータのベクトル制御解析 [DP, RT]	19
32	事例 055	IPMモータの組込み着磁解析 [DP, ST]	20
33	事例 058	IPMモータの効率解析 [DP, LS]	21
34	事例 059	PWMを考慮したPMモータの鉄損解析 [DP, LS]	24
39	事例 069	IPMモータの鉄損解析 [DP, LS]	27
48	事例 087	焼き嵌めを考慮したIPMモータの鉄損解析 [DP, DS, LS]	44
49	事例 090	PWMを考慮したIPMモータの鉄損解析 [DP, LS]	50
49	事例 091	圧入応力を考慮したIPMモータの鉄損解析 [DP, DS, LS]	54
64	事例 122	IPMモータのインダクタンス解析 [DP]	57
68	事例 131	モータの浮遊容量解析 [EL]	60
72	事例 142	分割コアの圧入解析 [DP, DS, LS]	61
78	事例 156	IPMモータにおけるトルク成分の分離解析 [DP]	63
78	事例 157	ギャップ磁束境界を用いたIPMモータの永久磁石渦電流解析 [DP, FQ]	65
81	事例 165	IPMモータの効率マップ作成 [DP, LS, RT]	79
85	事例 173	IPMモータの基本特性解析 [DP, LS]	81
92	事例 188	磁石の保磁力分布を考慮したIPMモータの熱減磁解析 [DP]	115
96	事例 194	渦電流を考慮した高速回転モータの解析 [DP, LS]	118
99	事例 200	ヒステリシスモデルを用いたIPMモータの鉄損解析 [DP, LS]	124
102	事例 205	熱等価回路を用いたIPMモータの特性解析 [DP]	
105	事例 211	IPMモータの素線のジュール損失解析 [DP]	
107	事例 214	回路制御シミュレーションを用いたIPMモータのティースに働くラジアル力のモニタリング [DP, RT]	
108	事例 215	制御シミュレータとJMAG-RTを用いた デルタ結線を有するIPMモータのシミュレーション [DP, RT]	
112	事例 222	不完全着磁磁石の不可逆熱減磁解析 [DP, ST]	
113	事例 223	高回転時の応力を考慮したIPMモータの多目的最適化 [DP, DS]	
114	事例 225	可変磁石メモリモータの誘起電圧解析 [DP]	
122	事例 237	IPMモータの交流損失解析 [TR]	
123	事例 239	IPMモータの故障解析 [DP, RT]	
123	事例 240	PAM駆動を使用したIPMモータのN-T特性解析 [DP]	
		SRモータ	
08	事例 006	SRモータのトルクリップルの解析 [DP]	
70	事例 138	SRモータの振動解析 [DP, DS]	
80	事例 162	制御シミュレータとJMAG-RTを用いたSRモータの駆動シミュレーション [DP, RT]	
87	事例 178	SRモータのI-Psi特性解析 [DP]	
88	事例 179	SRモータの静特性解析 [DP]	
88	事例 180	SRモータの動特性解析 [DP]	
89	事例 181	SRモータの駆動特性解析 [DP, LS]	
100	事例 201	SRモータの鉄損解析 [DP, LS]	
		アキシヤルギャップ型モータ	
09	事例 008	アキシヤルギャップ型モータの基本特性解析 [TR]	
110	事例 219	アキシヤルギャップモータのコギングトルク解析 [TR]	
		圧電アクチュエータ	
25	事例 042	圧電アクチュエータのストローク解析 [DS]	
		SPMモータ	
	事例 015	段スキュー付きSPMモータのコギングトルク解析 [TR]	
	事例 020	SPMモータの音圧解析 [DP, DS]	
	事例 021	焼き嵌めを考慮したSPMモータの鉄損解析 [DP, DS, LS]	
	事例 024	スキュー付きSPMモータのコギングトルク解析 [TR]	
	事例 029	磁石のオーバーハングを考慮したSPMモータの鉄損解析 [LS, TR]	
	事例 030	SPMモータの組込み着磁解析 [ST]	
	事例 031	圧入応力を考慮したSPMモータの鉄損解析 [DS, DP, LS]	
	事例 034	SPMモータの減磁解析 [DP]	
	事例 040	SPMモータのコギングトルク解析 [DP]	
	事例 046	SPMモータの着磁パターンの感度解析 [DP, ST]	
	事例 080	スキュー着磁SPMモータのコギングトルク解析 [TR]	
	事例 093	8極9スロットモータの偏心によるコギングトルク解析 [DP]	
	事例 103	永久磁石同期モータの効率計算 [DP, LS]	
	事例 108	リング磁石の遠心力破壊解析 [DS]	
	事例 114	アウトロータモータの振動解析 [DP, DS]	
	事例 115	SPMモータの偏心解析 [DP]	
	事例 120	SPMモータの熱減磁解析 [DP]	
	事例 124	ステータ内径のバラつきを考慮したSPMモータのコギングトルク解析 [DP, DS]	
	事例 159	SPMモータの寸法公差の感度解析 [DP]	
	事例 163	SPMモータのI-T特性解析 [DP]	
	事例 226	SPMモータの振動特性解析 [DP, DS]	
	事例 230	6相SPMモータのインバータ故障シミュレーション [DP, RT]	
	事例 241	単相同期モータのN-T-I特性解析 [DP]	
		RFID	
43	事例 077	RFタグのインダクタンス解析 [FQ]	
		基本形状	
67	事例 128	片持ちはりの構造解析 [DS]	
68	事例 130	基本形状を用いた熱伝導解析 [HT]	
71	事例 140	通電接合部の微小橋絡による電磁反発力の解析 [TR]	
		ケーブル	
40	事例 070	ケーブルのインピーダンス周波数特性解析 [FQ]	
		コアレスモータ	
25	事例 043	コアレスモータのトルク解析 [TR]	
		高周波プレヒータ	
128	事例 249	平行平板電極を有する高周波プレヒータの誘電加熱解析 [EL, HT]	
129	事例 250	ローラ電極を有する高周波プレヒータの誘電加熱解析 [EL, HT]	
		コンデンサ	
41	事例 073	平行平板コンデンサの静電容量解析 [EL]	
		磁気ヘッド	
18	事例 027	渦電流を考慮した磁気記録ヘッドの記録磁界解析 [TR]	
		磁気シールド	
31	事例 053	シールドルームの磁気遮蔽解析 [FQ]	

		磁気ギア			電磁成形
103	事例 207	磁気ギアの伝達トルク、効率解析 [DP]		46	事例 084 鋼管の電磁成形解析 [DP]
		磁石			電磁リターダ
41	事例 072	鉄板と磁石間の吸引力解析 [ST]		17	事例 026 電磁リターダの制動トルク解析 [TR]
44	事例 079	配向磁界を考慮した着磁解析 [ST]			
66	事例 126	渦電流を考慮した着磁解析 [ST, TR]			電磁リレー
121	事例 236	プラスチックマグネット アクシシャル磁場配向 磁気回路最適化 [ST]		22	事例 036 電磁リレーの動作時間解析 [TR]
126	事例 246	コイルと磁石間にはたらく電磁力の解析 [ST]		58	事例 109 渦電流を考慮した電磁リレーの解析 [TR]
127	事例 247	プラスチックマグネット ラジアル磁場配向 磁気回路最適化 [ST]			
		遮断器			トランス・リアクトル
74	事例 149	真空遮断器のアーチ磁気駆動力の解析 [TR]		07	事例 004 リアクトルの音圧解析 [DS, TR]
75	事例 150	真空遮断器の電磁反発力の解析 [TR]		20	事例 032 トランスの出力特性解析 [FQ]
		シンクロナスリラクタンスモータ		30	事例 052 シートコイルトランスのインダクタンス解析 [FQ]
45	事例 082	シンクロナスリラクタンスモータの基本特性解析 [DP]		35	事例 060 リアクトルの直流重畳特性解析 [TR]
118	事例 231	シンクロナスリラクタンスモータのベクトル制御シミュレーション [DP, RT]		35	事例 061 チョークコイルの電流分布解析 [DP, TS]
		ステッピングモータ		42	事例 075 リアクトルの鉄損解析 [FQ, LS]
10	事例 011	制御シミュレータとJMAG-RTを用いたPM型ステッピングモータのフルイン・フルアウトトルク解析 [RT, TR]		43	事例 078 シートコイルトランスの損失解析 [FQ, LS]
12	事例 016	HB型ステッピングモータの基本特性解析 [TR]		45	事例 081 チョークコイルのAL値解析 [ST]
48	事例 089	PM型ステッピングモータのスティフネストルク解析 [TR]		51	事例 097 トランスの音圧解析 [DS, FQ]
50	事例 094	PM型ステッピングモータのディテントトルク解析 [TR]		52	事例 099 大電流リアクトルの直流重畳特性解析 [TR]
67	事例 129	着磁を考慮したPM型ステッピングモータの特性解析 [TR, ST]		53	事例 101 チョークコイルのAL値電流特性解析 [ST]
		スピーカー・ボイスコイルモータ		55	事例 105 トランスの漏れインダクタンス解析 [FQ, TS]
09	事例 009	スピーカの音圧解析 [DS, TR]		57	事例 107 フライバック型コンバータの電流電圧特性解析 [DP]
37	事例 065	ボイスコイルモータの静推力解析 [TR]		58	事例 110 チョークコイルの損失解析 [FQ, LS, TS]
125	事例 243	制御シミュレータとJMAG-RTを用いたボイスコイルモータの制御シミュレーション [DP, RT]		62	事例 117 トランスの鉄損解析 [FQ, LS]
		スピンドルモータ		65	事例 123 チョークコイルの熱解析 [HT]
08	事例 007	スピンドルモータの基本特性解析 [TR]		69	事例 132 三相トランスの損失解析 [FQ, LS]
		センサー		69	事例 133 三相トランスの熱解析 [HT]
18	事例 028	速度センサーの磁界解析 [TR]		72	事例 143 空芯コイルのインダクタンス解析 [ST]
54	事例 102	磁気センサーの磁界解析 [ST]		73	事例 146 トランスの漂遊損の解析 [FQ, HT, LS]
125	事例 244	センサー位置における磁界強度解析 [DP]		74	事例 148 電源トランス(フライバックコンバータ)の損失解析 [DP, LS, ST, TS]
128	事例 248	可変リラクタンスレゾルバの動作解析 [DP]		75	事例 151 電力用変圧器の絶縁評価解析 [EL]
		超電導体		76	事例 152 電力用変圧器コイルの短絡時電磁力解析 [FQ]
38	事例 067	超電導体の交流損失解析 [TR]		79	事例 158 マイナーヒステリシスループを考慮したリアクトルの直流重畳特性解析 [FQ, ST]
		通電加熱		90	事例 184 磁歪を考慮したリアクトルの音圧解析 [DS, TR]
26	事例 044	銅板の抵抗加熱解析 [HT, TR]		91	事例 185 大型変圧器の漂遊損の解析 [FQ, LS]
66	事例 127	銅材の抵抗加熱解析 [FQ, HT]		100	事例 202 電力用変圧器のコア漂遊損失解析 [FQ, LS]
		電解めっき		101	事例 203 電力用変圧器の無負荷試験解析 [FQ, LS]
98	事例 197	電解めっきの電界分布解析 [EL]		101	事例 204 リッツ線を用いたスイッチングトランスの銅損解析 [TS]
				102	事例 206 磁界と熱流体連携による油入変圧器の温度解析 [FQ, LS]
				111	事例 221 磁性めっき線チョークコイルの高周波抵抗値低減効果の確認 [TS, FQ]
				119	事例 232 リアクトルのジュール損失解析 [FQ]
				121	事例 235 リアクトルのコア漂遊損失解析 [LS, TR]
				122	事例 238 直流重畳を考慮したリアクトルのヒステリシス損失解析 [DP, LS]
				131	事例 254 油入大型変圧器の振動解析 [DS, FQ]
					バスバー
				11	事例 014 バスバーのインダクタンス解析 [FQ, PI]
				62	事例 118 バスバーの熱解析 [FQ, HT]
				98	事例 198 バスバーの熱応力解析 [DS, FQ, HT]



発電機

- 17 事例 025 クローポール型オルタネータの発電量解析 [TR]
- 64 事例 121 突極型同期発電機の発電量解析 [DP]
- 105 事例 212 クローポール型オルタネータの交流損失解析 [TR]
- 108 事例 216 制御シミュレータとJMAG-RTを用いたクローポール型オルタネータのシミュレーション [RT, TR]
- 130 事例 251 オルタネータの振動解析 [DS, TR]
- 131 事例 253 誘導発電機の出力特性解析 [DP]



ヒータ

- 10 事例 010 輻射を利用したヒータの加熱解析 [HT, TR]



物性試験

- 104 事例 209 渦電流を考慮した磁気測定解析 [TR]



ブラシモータ・ユニバーサルモータ

- 07 事例 003 永久磁石型ブラシモータの基本特性解析 [DP]
- 40 事例 071 2ブラシ6極19スロットモータの基本特性解析 [DP]
- 51 事例 095 ユニバーサルモータの基本特性解析 [DP]
- 56 事例 106 ブラシモータの鉄損解析 [DP, LS]
- 59 事例 111 ユニバーサルモータの始動特性解析 [DP]



ベアリング

- 68 事例 131 モータの浮遊容量解析 [EL]



巻線界磁型同期モータ

- 106 事例 213 巻線界磁型同期モータの回路制御シミュレーション [DP, TR]



マグネットカップリング

- 104 事例 210 インアウト型マグネットカップリングの脱調トルク解析 [DP]



リニアソレノイド・リニアアクチュエータ

- 36 事例 062 電磁弁の吸引力解析 [DP]
- 38 事例 066 インジェクタの動作時間解析 [DP]
- 52 事例 098 制御シミュレータとJMAG-RTを用いた電磁弁の応答特性解析 [DP, RT]
- 61 事例 116 渦電流の低減を検討したインジェクタの動作時間解析 [TR]
- 92 事例 189 衝突を考慮したインジェクタの動作時間解析 [DP]
- 95 事例 192 電磁弁の残留磁化を考慮した応答特性解析 [DP]
- 124 事例 242 可動子の傾き考慮した電磁弁の吸引力解析 [ST]
- 126 事例 245 インジェクタ制御と渦電流の影響 [DP]
- 130 事例 252 電磁弁の形状最適化 [DP]



リニアモータ

- 06 事例 002 永久磁石型リニアモータのコギングトルク解析 [TR]
- 24 事例 041 制御シミュレータとJMAG-RTを用いた永久磁石型リニアモータの位置決め制御解析 [DP, RT]
- 31 事例 054 コイル可動型リニアモータのコギング解析 [TR]
- 37 事例 064 コアレスリニアモータの推力解析 [TR]
- 55 事例 104 誘導リニアモータの推力特性解析 [DP]
- 59 事例 112 誘導リニアモータの始動推力特性解析 [FQ]
- 70 事例 134 制御シミュレータとJMAG-RTを用いた永久磁石型リニアモータの速度制御解析 [DP, RT]



誘導加熱

- 11 事例 013 シャフトの高周波焼入れ解析 [FQ, HT]
- 26 事例 045 IH調理器の高周波誘導加熱解析 [FQ, HT]
- 28 事例 047 クランクシャフトの高周波焼入れ解析 [FQ, HT]
- 28 事例 048 プリントローラの高周波誘導加熱解析 [FQ, HT]
- 29 事例 049 鋼板の高周波誘導加熱解析 [FQ, HT]
- 29 事例 050 鋼線の高周波焼入れ解析(移動焼入れ) [FQ, HT]
- 30 事例 051 歯車の高周波焼入れ解析 [FQ, HT]
- 46 事例 083 誘導炉の磁気遮蔽解析 [FQ]
- 47 事例 085 等速ジョイントの高周波焼入れ解析 [FQ, HT]
- 53 事例 100 鉄板の表面加熱解析 [FQ, HT]
- 84 事例 172 丸棒の高周波焼入れ解析(回転焼入れ) [FQ, HT]
- 89 事例 183 誘導炉の攪拌力解析 [FQ]
- 91 事例 186 2周波を用いた歯車の高周波焼入れ解析 [FQ, HT]
- 103 事例 208 変形を考慮した高周波焼入れの解析 (Abaqus連携) [FQ]
- 109 事例 218 変形を考慮した高周波焼入れの解析 [DS, FQ, HT]
- 110 事例 220 冷却工程を含めた歯車の高周波焼入れ解析 [FQ, HT]
- 120 事例 233 誘導加熱用コイルの最適化設計 [FQ, HT]



誘導機

- 06 事例 001 三相誘導電動機のトルク特性解析 [DP]
- 23 事例 038 単相誘導電動機の始動特性解析 [DP]
- 23 事例 039 スキューを考慮した三相誘導電動機のトルク解析 [DP, TR]
- 32 事例 056 自己始動型永久磁石モータのトルク特性解析 [DP]
- 36 事例 063 かご型誘導電動機のトルク特性解析 [FQ]
- 39 事例 068 三相誘導電動機のN-T特性解析 [DP]
- 42 事例 074 単相誘導機のN-T特性解析 [DP]
- 63 事例 119 巻線型三相誘導電動機のトルク特性解析 [DP]
- 77 事例 154 三相誘導電動機の機器定数の算出 [DP]
- 80 事例 161 三相誘導電動機のラインスタート解析 [DP]
- 82 事例 166 制御シミュレータとJMAG-RTを用いた誘導電動機のラインスタートシミュレーション [FQ, LS, RT]
- 83 事例 167 三相誘導電動機の鉄損解析 [DP, LS]
- 86 事例 176 三相誘導電動機の駆動特性解析 [DP, LS]
- 87 事例 177 三相誘導電動機のトルク特性解析 [DP, LS]
- 94 事例 191 マルチスライス法を用いてスクューを考慮した三相誘導電動機のトルク解析 [DP]
- 96 事例 193 単相誘導電動機の機器定数の算出 [DP]
- 97 事例 195 3次元補正機能を用いた三相誘導電動機のトルク特性解析 [DP, TR]
- 109 事例 217 三相誘導電動機の効率マップ作成 [FQ]
- 115 事例 227 三相誘導電動機の回路制御シミュレーション [FQ, RT]
- 116 事例 228 誘導電動機の熱解析 [HT, LS, TR]
- 117 事例 229 PWMを考慮した誘導電動機の鉄損解析 [DP, LS]
- 120 事例 234 誘導電動機の振動特性解析 [DP, DS]



ワイヤレス給電

- 47 事例 086 ワイヤレス給電装置の送電特性解析 [FQ]
- 60 事例 113 コア対向型のワイヤレス給電装置の送電特性解析 [FQ]
- 71 事例 139 磁界共鳴現象を利用した送電特性解析 [FQ]
- 93 事例 190 ワイヤレス給電装置の位置最適化解析 [FQ]
- 97 事例 196 コイルの浮遊容量の解析 [EL]
- 99 事例 199 共振回路を利用した電磁誘導方式によるワイヤレス給電の効率解析 [FQ]
- 113 事例 224 非接触給電装置の漂遊損失解析 [FQ]

[]はモジュール名です。詳細はJMAG WEB サイトをご覧ください。

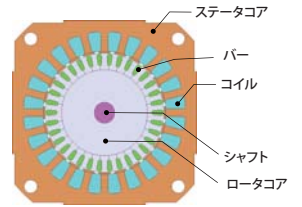
事例 1

三相誘導電動機のトルク特性解析

module: DP

概要

誘導機は固定子巻線の回転磁界により2次導体に誘導電流が流れ、その電流と回転磁界によりロータが回転方向に力を受け回転するモータです。構造が簡単で、小型・軽量、安価、保守の手間が要らないという長所を持つため、産業用から家電製品に至るまで多く使われています。誘導機は、2次導体に誘導される電流が特性に大きく影響します。また特にギャップ付近には、強い磁気飽和を伴います。有限要素解析は上記の特徴を正確に捉えた特性の把握が可能であり、設計の事前評価には有効です。ここでは、2次導体の電流密度分布とN-T特性(回転速度-トルク特性)を求める事例をご紹介します。



電流密度分布

回転速度1050(r/min)時における電流密度分布を図1に示します。誘導電動機のトルクは、ステータコイルに流れる電流によって発生する回転磁束と、2次導体内に誘導される電流との間に生じるため、誘導される電流がトルク特性に大きく影響します。

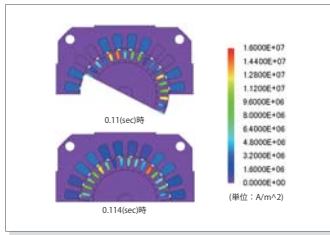


図1 2次導体の電流密度分布(回転速度: 1050(r/min))

N-T特性

N-T特性グラフを図2に示します。この誘導電動機の最大トルクは、1000(r/min)付近で得られることがわかります。また、高速域でトルクが高くなっていることから、この誘導電動機は2次導体の電気抵抗が低いことがわかります。なお、この誘導電動機は図2の領域bにおいて、トルクの変化に対して回転速度の変化が少ないため、安定して回転します。

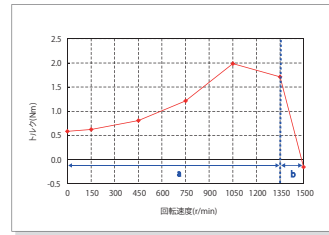


図2 回転速度-トルク特性 (N-T特性)

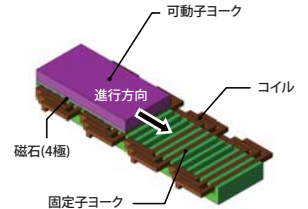
事例 2

永久磁石型リニアモータのコギングトルク解析

module: TR

概要

リニアモータは、高加減速、高い位置決め精度を実現することができるため、搬送装置や工作機械の駆動装置などに使われています。性能向上の課題として、応答性を向上するためには大きな推力を得ることが求められますが、一方で、推力変動や吸引力を低減したいというトレードオフの要求も満たす必要があります。大きな推力を得るためには材料の非線形磁化特性や磁石の減磁特性と考慮する必要があり、推力変動を評価するためには、詳細な形状をモデル化した上で解析する必要があるため、有限要素法に基づく磁界解析シミュレーションによって検討する必要があります。ここでは、推力変動の要因となるコギングを求め、駆動時の推力および吸引力を評価します。



コギングリップル

コギング波形を図1に示します。また、コギングの要因を考察するために、図1の丸で囲まれた場所(タイミング)での磁束密度分布を図2に示します。図2で可動子の端部を見ると磁束密度分布に偏りが見られ、その磁気回路的なアンバランスがコギングリップルを大きくする要因になります。

推力/吸引力

図3に位置-推力特性、図4に位置-吸引力特性を示します。推力/吸引力の周期はそれぞれ、コギングの周期と同じことがわかります。コギングリップルは推力変動に影響するため、推力変動を小さくするためにはコギングリップルを小さくする必要があります。また、吸引力は回転機におけるラジアル力と同じでギャップ部の磁束の流れの影響を受けるため、低減するにはスロット形状の変更などによりギャップ間を垂直に流れる磁束を減らすことが考えられます。

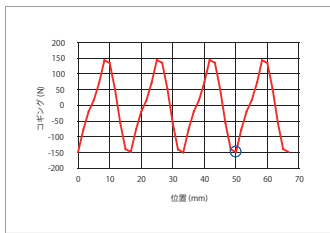


図1 コギング波形

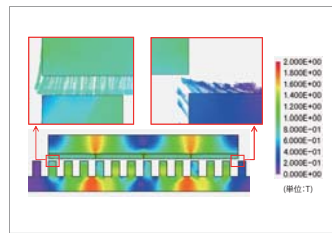


図2 磁束密度分布 (可動子位置: 50(mm))

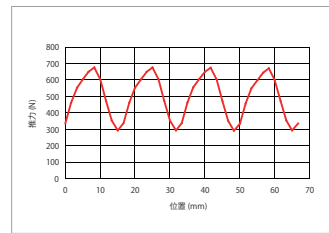


図3 位置-推力グラフ

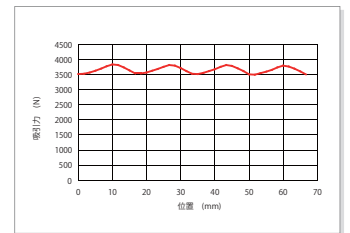


図4 位置-吸引力グラフ

事例
3

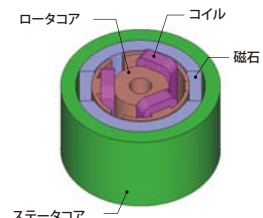
永久磁石型ブラシモータの基本特性解析

module: DP

概要

ブラシモータは回転子と固定子の電磁気的な吸引力や反発力によりトルクを発生します。部品点数も少なく駆動回路も不要なことから、小型機器の動力源として広く活用されています。ブラシモータは実際に電磁気現象によってトルクを発生する磁気回路部と駆動回路に相当するブラシ・整流子部で構成されます。ブラシモータの性能向上を図るためには、各部の磁気回路の利用効率を高めたり、非線形材料特性をうまく使いこなすことが必要になります。また、駆動回路に相当するブラシ整流子の適正配置も重要となっています。設計段階で磁気回路の利用効率やトルク変動、電流波形などを評価するためには、各部の磁束密度を詳細に算出し、トルクを精度よく評価できる有限要素法による電磁界シミュレーションの利用が望ましいといえます。

ここでは、ブラシモータの基本特性であるトルク-電流特性(T-I特性)、トルク-回転数特性(T-N特性)および磁束密度分布を求めています。



N-T特性/T-I特性

N-T特性グラフを図1、T-I特性グラフを図2に示します。両特性グラフより、回転数と電流がトルクに比例するというDCモータの特徴を得られていることが確認できます。また、N-T特性グラフから、速度制御可能な範囲がわかります。

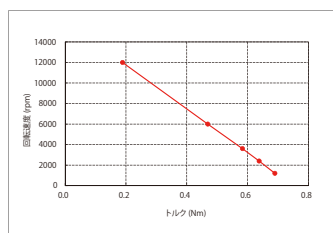


図1 回転速度-トルク特性 (N-T特性)

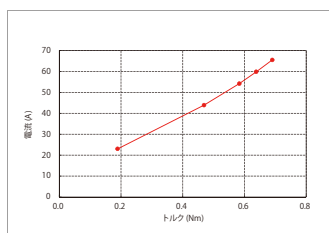


図2 トルク-電流特性 (T-I特性)

磁束密度分布

回転速度12,000(r/min)時における磁束密度分布を図3に示します。丸印で示した箇所では磁束密度分布が高くなっています。これはロータとステータ間の磁束の流れがそこに集中するためです。この磁束がトルクを発生させています。そのため、磁気飽和により漏れ磁束が生じるとトルクが低下してしまいます。

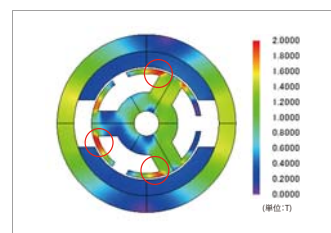


図3 12,000(r/min)時の磁束密度分布

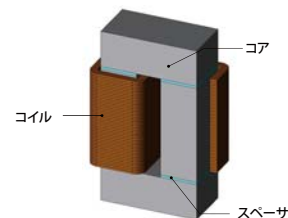
事例
4

リアクトルの音圧解析

module: DS,TR

概要

リアクトルは電気系統に関わる様々なシステムの中で利用されています。例えば、インバータとモータの間で電流脈動を平滑化する役割を担います。一方で、電磁力と固有振動数の共振現象で発生する音が問題となります。対象とするリアクトルは磁気飽和を防ぐ目的で磁気回路内にギャップを有します。高周波電流と発生する磁界により、ギャップ付近に電磁力が発生し、この電磁加振力が振動、騒音を引き起こします。振動、騒音は、電磁加振力とトランスの固有モードが共振することで大きくなります。この現象を精度良く評価するためには、特に問題となる高周波における電磁力分布と固有モードを有限要素法で正確に把握する必要があります。ここでは、スペーサの一部が剥がれた場合を想定し、リアクトルの音圧を評価する事例を示します。



電磁力分布

電磁力分布を図1に示します。スペーサの材質が非磁性体であることから、剥がれの有無によって磁気回路は変化しないため、スペーサの剥がれがある場合とない場合の電磁力分布は同じになります。

図1に示した電磁力分布より、ギャップ部に電磁力が集中していることがわかります。これはコアとギャップ部の空気の透磁率が異なるためです。

固有モード

図2に電磁力のもつ基本周波数10(kHz)付近における固有モードを示します。スペーサが剥がれたことにより10(kHz)付近の固有モードが異なることがわかります。

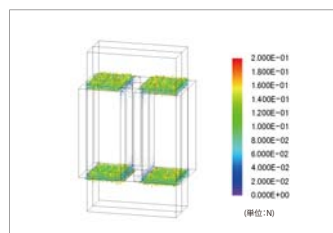


図1 電磁力分布



図2 10(kHz)付近の固有モード

加速度分布

図3に加速度分布を示します。電磁力分布はスペーサの有無によって変わらないため、加速度分布の違いは固有モードの違いによるものです。スペーサの剥がれによって剥がれたスペーサ付近の振動が大きくなっていることがわかります。

音圧レベル分布

図4に音圧レベル分布を示します。スペーサの剥がれの有無によって、音圧レベル分布も異なります。スペーサの剥がれなしの場合コアが上下に振動するのに対し、スペーサの剥がれありの場合剥がれのあるギャップ部がブラケット長手方向に振動するため、分布が分散しています。また、剥がれありの場合の方が振動が大きいため、音圧レベルが大きくなっています。

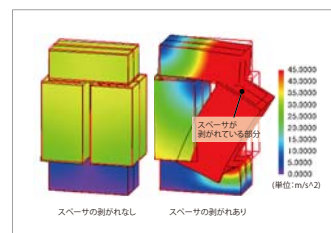


図3 加速度分布

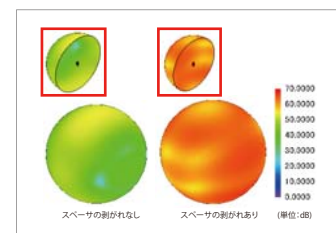


図4 音圧レベル分布

事例 6

SRモータのトルクリップル解析

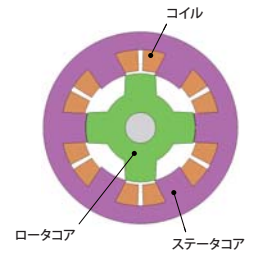
module: DP

概要

希土類磁石の価格高騰を受けて、永久磁石を使用しないモータ形式としてSRモータ (switched reluctance motor) に期待が集まっています。SRモータは構造が簡単で堅牢、安価を実現できます。しかし、トルクの発生原理がステータとロータの突極性のみによっている為、トルク変動が非常に大きく、振動や騒音を伴うため、使われる用途が限定されてきました。しかし、前述の希土類磁石の価格高騰及び、電流制御技術の向上、磁界解析による最適設計が可能となり、課題を低減できる可能性が高まっているためSRモータが見直されています。

SRモータは電磁鋼板の非線形領域を使った動作になるため、インダクタンスも非線形的な挙動を示し、通電電流波形も大きく歪むため、線形理論式に沿った計算手法では精度の高い事前予測を行うことが出来ません。したがって、材料の非線形磁化特性や微細なモータ形状、過渡的な電流を扱うことが出来る有限要素法の利用が必要となります。

ここでは、スイッチ切り替えタイミングを変えたトルク解析を行い、SRモータのトルクリップルおよび平均トルクの変化を評価します。



トルク波形

U相への励磁開始角度50(deg)、励磁停止角度80(deg)の場合のトルク波形を図1に示します。相トルクが切り替わるころでのトルクの落ち込みによってトルクリップルが大きくなっていることがわかります。

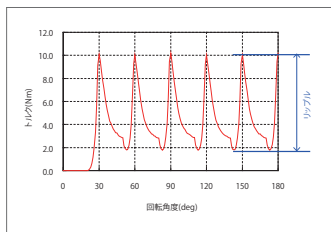


図1 磁束密度分布

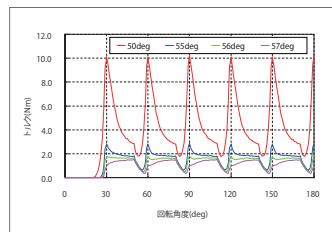


図2 U相への励磁開始角度の違いによるトルクの比較 (負荷解析)

トルクリップルの比較

U相への励磁開始角度55、56、57(deg)で負荷解析を行い、励磁開始角度50(deg)のトルク波形と比較したグラフを図2に示します。また、それぞれの平均トルク、トルクリップルの値、励磁開始角度50(deg)との比較を表1に示します。

図2より、スイッチタイミングがトルクリップルの改善に効果があることがわかります。励磁開始角度56(deg)の場合は50(deg)の場合と比較して、トルクリップルは約2割に抑えられますが、同時に平均トルクの低下もみられるため、平均トルクを低下させずにトルクリップルを改善するには、相数や突極幅の変更など各相のトルクの重なりを増やすことを考えるなどして、更なる検討が必要となります。

θ_s (deg)	Tave(θ_s) (Nm)	Tr(θ_s) (Nm)	Tave(θ_s) / Tave(50) (%)	Tr(θ_s) / Tr(50) (%)
50	4.51	8.44		
55	1.70	2.17	37.7	25.7
56	1.39	1.27	30.8	15.1
57	1.13	1.13	25.2	13.4

表1 励磁開始角度 θ_s の違いによる平均トルクTave(θ_s)とトルクリップルTr(θ_s)

事例 7

スピンドルモータの基本特性解析

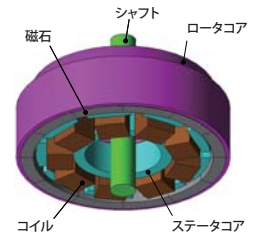
module: TR

概要

スピンドルモータはハードディスクなどの情報機器など限られたスペースでの駆動用モータとしてよく使われます。薄型で大きなトルクを出すことが期待されるため、アウターロータ構造を採用することで永久磁石を多く使い、薄型、小型かつ大トルクを実現しています。構成する部品点数を減らすため、ロータコアは磁石の磁路を担う機能と磁石を支え発生するトルクをシャフトに伝える機能をもっています。このため、ロータコアには加工性の高い材料が用いられるため、磁気回路としての効率下がってしまう恐れがあります。また小型化を進めるためにロータのディスク部が漏れ磁束による影響を受ける課題があります。

このため、スピンドルモータについて精度良い評価を行うためには、詳細な3次元形状や材料の磁気飽和を考慮することが出来る有限要素法による電磁界シミュレーションが必須となります。

ここでは、スピンドルモータの基本特性である回転数-トルク特性、トルク-電流特性および磁束密度分布を求めます。



N-T特性、T-I特性

N-T特性グラフを図1、T-I特性グラフを図2に示します。

回転速度が上がるとトルクが小さくなり、電流が増えるとトルクが大きくなるというスピンドルモータの特徴を得られていることが確認できます。N-T特性グラフより、回転速度に対してトルクはほぼ反比例していることがわかります。この結果から、巻線のインダクタンスの影響はほとんど無いと考えることができます。

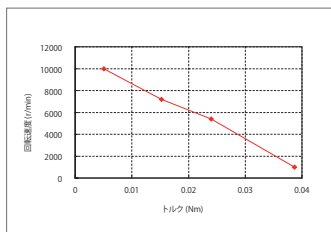


図1 音圧レベルの周波数特性

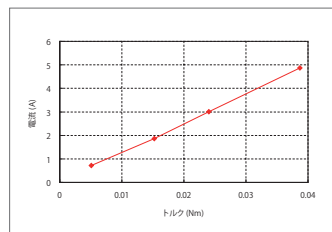


図2 音圧レベル分布

磁束密度分布

回転速度7200(r/min)時における磁束密度分布を図3に示します。

スピンドルモータは構造上、ロータコアの回転軸方向に磁束密度分布を持つことがわかります。また、磁石の磁束の向きに対してロータコアの厚みが薄いため、ロータコアの磁束密度が高くなります。磁束密度が高くなると磁気飽和が起こり漏れ磁束が生じるため、トルクの低下につながります。

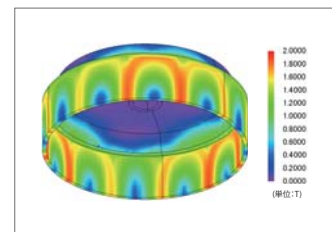


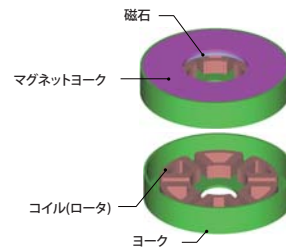
図3 7200(r/min)時における磁束密度分布

事例 8

アキシャルギャップ型モータの基本特性解析

module: TR

概要
 アキシャルギャップ型モータは一般的な円筒型のモータと異なり、円板状に配置された回転子と固定子が対向して回転する構造です。そのため、ラジアルギャップ型に比べて薄型に部品を配置できるため、機器の小型化要求に応えることができます。アキシャルギャップ型モータは、対向する回転子と固定子を通る磁束が三次元磁気回路となるため、磁気回路法や経験値による評価は難しく、精度の良い解析を行うことができる有限要素法による三次元電磁界シミュレーションが必要になります。ここでは、JMAGの三次元磁界解析を用いてアキシャルギャップ型モータの負荷解析を行い、基本特性であるトルク-回転数特性及びトルク-電流特性を求めます。



磁束密度分布

回転速度1000(r/min)時における磁束密度分布を図1に示します。アキシャルギャップ型モータは構造上、ロータコイルの回転軸方向に磁束密度分布を持ちます。また、磁極間付近で磁束密度が高くなることから、磁束密度が高くなると磁気飽和が起こり漏れ磁束が生じるため、トルク低下につながります。

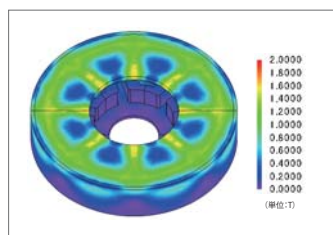


図1 磁束密度分布

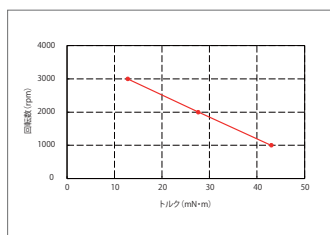


図2 T-N特性

T-N特性、T-I特性

T-N特性およびT-I特性の解析結果を、それぞれ図2と図3に示します。回転数が上がるとトルクが小さくなり、電流が増えるとトルクが大きくなるというアキシャルギャップ型モータの特徴を得られていることが確認できます。

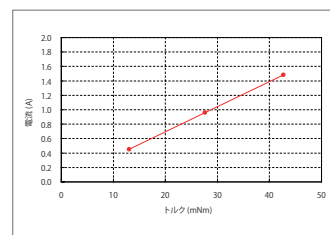


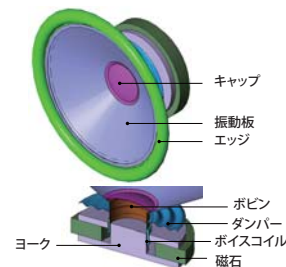
図3 T-I特性

事例 9

スピーカの音圧解析

module: DS,TR

概要
 スピーカはボイスコイルが振動板を振動させ音を再生します。スピーカの性能として、幅広い周波数帯で均一に音を出すことが求められています。ボイスコイルに流れる電流に永久磁石の磁界が作用することでコイルにローレンツ力が発生し、振動板を振動させ音が発生します。音を精度良く評価するためには、ローレンツ力とスピーカの固有モードとの共振現象を正確に扱う必要があります。固有モードやローレンツ力分布はコアやコイルを巻く場所によって異なるために有限要素法で精度よく計算する必要があります。ここでは、ボイスコイルに働くローレンツ力を周波数によらず一定とした場合の音圧の周波数特性を求めています。



音圧レベル

スピーカ真正面の評価点における音圧レベルの周波数特性を図1、周波数200 (Hz)、2,000 (Hz)における音圧レベル分布を図2に示します。音圧レベルの周波数特性より、このスピーカは100 (Hz)以上ではある程度均一な出力が得られること、100 (Hz)以下の低周波域における使用に不向きであることが分かります。

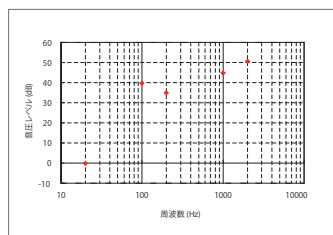


図1 音圧レベルの周波数特性

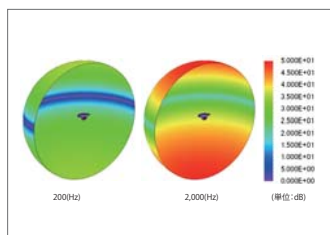


図2 音圧レベル分布

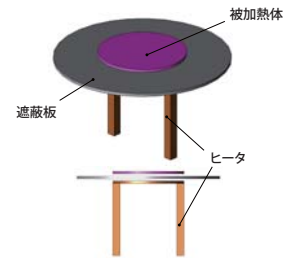
事例 10

輻射を利用したヒータの加熱解析

module: HT,TR

概要

半導体製造装置として用いられる石英加熱ヒータは熱の輻射現象を利用した加熱装置です。熱輻射とは、熱伝達のメカニズムのひとつであり、温度差のある離れた物体間の電磁波の伝播による熱輸送のことを示し、真空中でも伝熱することができます。コイルに電流を通電し加熱されたヒータの近くに被加熱体を置くことで、被加熱体に熱を伝え均一に加熱することを目的とします。温度を均一に加熱できるか否かはヒータの生じる発熱や被加熱体の3次元的な形状の効果をきちんと扱う必要がありますので、熱解析を行います。ここでは、ヒータと被加熱体間の熱輻射現象を用いた熱解析を行い、遮蔽板の有無における被加熱体の温度分布の違いを求めています。



温度分布

遮蔽板の有無による被加熱体の温度分布(レンジ幅は同じ)を図1および図2、被加熱体表面の中心(距離150(mm))との温度差を図3に示します。この結果より、遮蔽板の有無により温度の絶対値に差はあるものの、遮蔽板なしの場合はヒータからの熱輻射により被加熱体へ直に熱伝達が行われるため温度ムラが生じています。一方、遮蔽板ありの場合は遮蔽板の均熱効果により被加熱体へ一様に熱伝達が行われています。

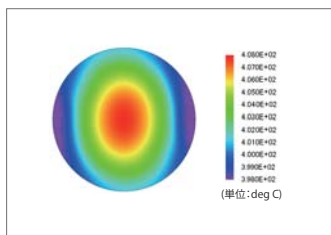


図1 被加熱体の温度分布(遮蔽板なし)

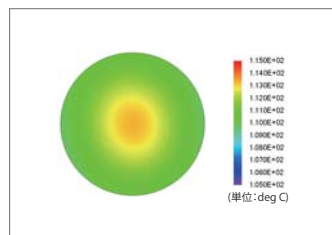


図2 被加熱体の温度分布(遮蔽板あり)

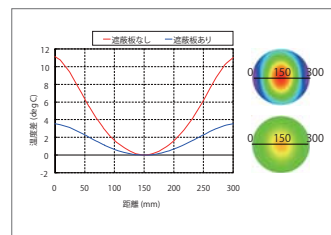


図3 被加熱体表面の中心(距離150(mm))との温度差

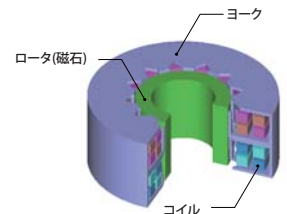
事例 11

制御シミュレータとJMAG-RTを用いたPM型ステッピングモータのプルイン・プリアウトトルク解析

module: RT,TR

概要

ステッピングモータはプリンタやデジタルカメラの位置決めなどに多く使われています。ステッピングモータの一種であるPM型ステッピングモータでは、励磁方式には1相励磁、2相励磁、1-2相励磁などの励磁方法があり、これらの方式によってステッピングモータの位置決め精度も変わります。ステッピングモータの過渡特性を示す重要な指標としてプルイントルク、プリアウトトルクがあり、事前に把握・検討する必要があります。測定ではステッピングモータの停止状態から徐々に負荷を下げて行き、回転を始める時点でプルイントルクを測定し、パルスに同期した回転状態から負荷を徐々に上げて行き、脱調する時点でプリアウトトルクを測定します。この現象を磁界解析で解くには、負荷を変えながらの過渡解析が必要になります。JMAGの三次元過渡応答解析で運動方程式を用いて計算することは可能ですが、膨大な計算時間を必要とします。JMAGでは、ステッピングモータが含有する磁気飽和特性や空間高調波を考慮した詳細で実機に即したモータモデルを作成することが出来ます。このモータモデルJMAG-RTモデルを制御/回路シミュレータに組み込むことにより、モータの磁気飽和特性や空間高調波を考慮した上で、ステッピングモータのプルイントルク、プリアウトトルクを高速に精度良く導出することが出来ます。ここではホールディングトルクおよびコイルのインダクタンスの電流依存性をJMAG-RTを用いて求めた後、JMAG-RTモデルとして回路/制御シミュレータへ取り込んで、パルスレートに対するプルイン・プリアウトトルク特性を求めます。また、一つのJMAG-RTモデルを使用し、回路/制御シミュレータ上で回路を変更することで、バイファイラ巻き・ユニポーラ駆動とモノファイラ巻き・バイポーラ駆動の2種類について特性を求めます。これらの励磁方式以外のパラメータは共通としています。



プルイントルク、プリアウトトルク特性

プルイントルク、プリアウトトルク特性を図1、2に示します。図1は、バイファイラ巻き・ユニポーラ駆動を行った結果です。図2は図1に、モノファイラ巻き・バイポーラ駆動の結果を加えたものです。各図の「I」型の記号は、その点におけるプルイン・プリアウトトルクのおおよその誤差範囲を表します。図1にはバイファイラ巻き・ユニポーラ駆動の、図2にはモノファイラ巻き・バイポーラ駆動の誤差範囲を表示しています。

図1より、自起動領域およびスルー領域を読み取ることができます。これより、このステッピングモータを脱調することなく駆動できるパルスレートとトルク関係を把握できます。図2より、バイファイラ巻き・ユニポーラ駆動とモノファイラ巻き・バイポーラ駆動は、他のパラメータが同じならばほぼ同様なプルイン・プリアウトトルク特性をもつことがわかります。

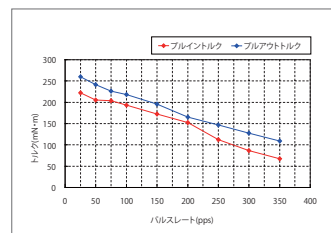


図1 プルイン、プリアウトトルク特性 (バイファイラ巻き・ユニポーラ駆動)

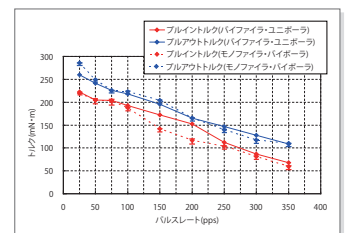
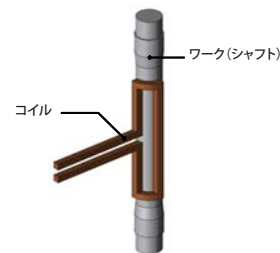


図2 プルイン、プリアウトトルク特性 (モノファイラ巻き・バイポーラ駆動追加)

事例 13 シャフトの高周波焼入れ解析

module: FQ, HT



概要
 シャフトはエンジンの動力をタイヤの回転に伝えるための車軸等に用いられ、ねじれに強く十分な強度を持つ必要があります。また、他の部品との接合部は耐摩耗性を高めるため表面の硬度を増す必要がありますし、ねじれに対する強さおよび耐疲労性を得るためには内部の靱性は残す必要があります。表面硬化法のひとつである高周波焼入れであれば、高周波電源を用いることで表面のみを局所的、急速加熱することができます。また、電気設備なので作業環境がクリーンであり、高効率、かつ、ロットでの焼入れのばらつきも少ないなど多くのメリットがあるため、積極的に導入が進んでいます。高周波の変動磁場により生じる渦電流はシャフトの表面に偏ります。また、温度上昇に伴い材料特性も大きく変わります。詳細な現象を解くためには有限要素法に基づく数値解析でシャフト内部の現象を扱う必要があります。
 ここでは、コイル形状や通電条件(電源周波数、電流値)により目的の温度分布を得られるか否かを求めるため、数値解析モデルを作成し、昇温過程の解析をします。

渦電流損失密度分布
 シャフトに生じる渦電流損失密度分布を図1に示します。コイルにより生じた磁界によってシャフト表面に渦電流が発生します。誘導加熱によりキュリー温度を超えた箇所では、磁化特性が変化し比透磁率および電気伝導率が小さくなるため渦電流損失密度が小さくなります。

温度分布
 シャフトの各時刻における温度分布を図2に示します。
 図2から、シャフトを回転させることによって、コイルに面したシャフト表面が周方向で均一に加熱されていることがわかります。

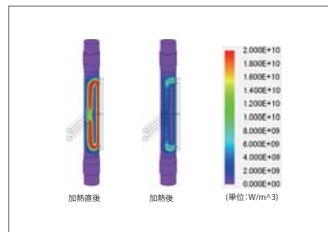


図1 渦電流損失密度分布

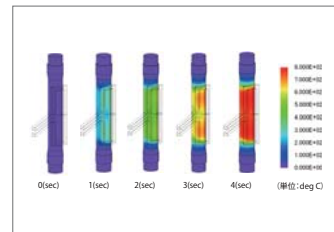
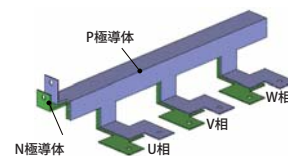


図2 温度分布

事例 14 バスバーのインダクタンス解析

module: FQ, Pi



概要
 インバータ等の電気機器ではサージ電圧の発生による素子破壊などの問題があります。バスバーのインダクタンスはその要因の一つであるため、インダクタンスの低減が求められています。有限要素法では、実測が困難な電流分布を解析し、電流によって形成される磁界からインダクタンスを求めることが可能です。ここでは、導体の電流分布およびインダクタンスの周波数特性の解析事例を紹介します。

導体の電流分布
 図1は、+U相から-W相に電流を流した場合の電流密度分布を示しています。外側(表面)を電流が流れようとする表皮効果の影響を確認することができます。この電流分布によって、抵抗やインダクタンスが影響を受けます。

導体のインダクタンスと抵抗
 N極導体とP極導体の自己インダクタンスを図2、N極導体、P極導体間の相互インダクタンスを図3、N極導体とP極導体の抵抗を図4に示します。

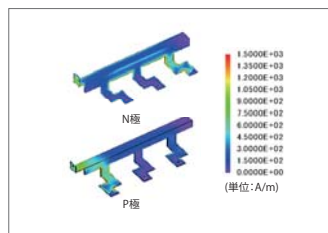


図1 導体の表面電流密度分布の周波数特性

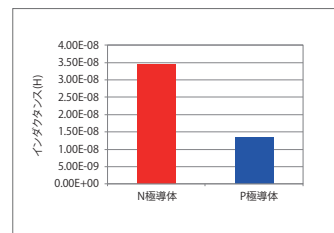


図2 自己インダクタンス

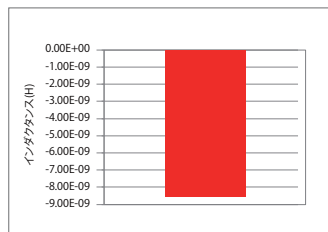


図3 相互インダクタンス

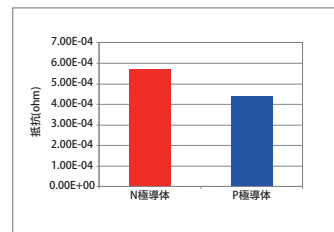
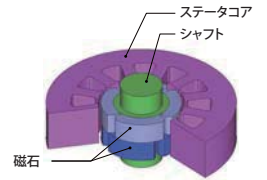


図4 抵抗

事例 15

段スキュー付きSPMモータのコギングトルク解析

module: TR



概要

モータのトルク変動は振動や騒音の原因となるため低減が求められおり、工作機械やパワーステアリングに用いられるモータでは特に低減に対する要求が高くなります。無通電時に生じるトルク変動であるコギングトルクはギャップに生じる電磁力がロータの回転に伴って変化するために生じるので、トルク変動の低減策としては回転に伴い電磁力が変化しないように、磁石やステータのギャップ形状を工夫したり、ステータやロータにスキューを施すことが行われています。スキューを施す場合、コギングトルクの低減との引き換えにスラスト方向に力を生じたり、積層方向に鎖交する磁束による渦電流を生じるデメリットがあります。

したがって、スキューを施したモータを精度よく評価するためには、磁気回路法による検討や二次元磁界解析ではなく、詳細な三次元的な形状を考慮することが出来る、有限要素法を用いた電磁界解析シミュレーションが必要になります。

ここでは、段スキュー付きSPMモータの磁界解析を行い、各部の磁束密度分布およびコギングトルクを評価します。

磁束密度分布

ロータが60(deg)回転した時点の磁束密度分布を図1に、ギャップ中の磁束密度波形を周波数分析した結果を図2に示します。なお、周波数成分の上限は1440(Hz)としています。

図1より、段スキューを施すことで磁気回路が変わることがわかります。図2より、コギングトルクの基本周波数である360(Hz)の成分が全体に占める割合は、段スキューなしが13(%)、段スキューありが4(%)であり、コギングトルクの低減が予想されます。

コギングトルク波形

モデルA、モデルBにおけるコギングトルク波形を図3に示します。段スキューを施すことによって、コギングトルクのピーク値で約半分に低減していることが確認できます。

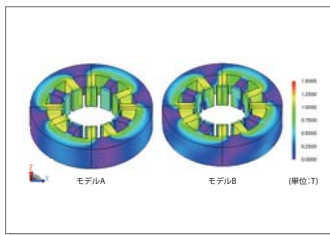


図1 磁束密度分布

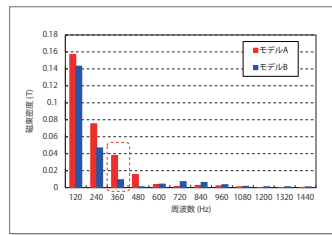


図2 ギャップ中の磁束密度波形の周波数分析

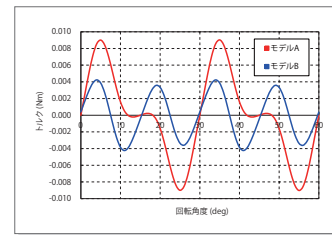
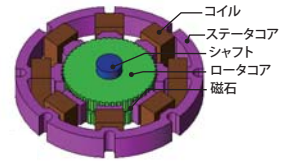


図3 コギングトルク波形

事例 16

HB型ステッピングモータの基本特性解析

module: TR



概要

HB型ステッピングモータはロボットの関節や工作機械の回転テーブルなど、位置出し精度が必要な機器のアクチュエータとして使用されます。回転子は積層方向に着磁した磁石を歯車状突極を持つ二枚のロータコアで挟み込んだ構造をしており、ステータコアのティース先端も歯車状になっています。回転分解能は回転子の歯数と駆動コイルの相数から決まるため、角度分解能を高めるため歯数は50や100などの大きな数で設計されます。ステッピングモータの重要な特性は出力ではなく制御性や無励磁状態の保持トルクであるディテントトルクや励磁状態の保持トルクであるスティフネストルクとなります。ステッピングモータの磁気回路は二枚のロータコアの片側がN極、もう一方がS極とし、歯車状の突極を1/2ピッチずらすことで多極磁石を実現するため、固定子を介して三次元的に流れます。また、ステータ、ロータ共にギャップ部の形状が複雑なこともあり、精度良く事前検討を進めるためには、有限要素法による三次元の電磁界解析を行う必要があります。

ここでは、HB型ステッピングモータの基本特性であるディテントトルク特性とスティフネストルク特性を求めます。

ディテントトルク特性

ディテントトルク特性を図1、0.45(deg)回転時の断面における磁束密度分布を図2、0.45(deg)回転時の断面におけるギャップ部の磁束密度分布を図3に示します。

磁束密度分布より、無励磁の状態においてもロータおよびステータの各歯の磁束密度が高く飽和状態となっていることがわかります。これより、歯の先端部近傍に漏れ磁束が生じ、ディテントトルク特性に大きく影響してくると考えることができます。

スティフネストルク特性

1相励磁時のスティフネストルク特性を図4、2相励磁時のスティフネストルク特性を図5、1相励磁時の断面におけるギャップ部の磁束密度分布を図6、2相励磁時の断面におけるギャップ部の磁束密度分布を図7に示します。ディテントトルク特性と同様に、各歯の磁束密度が高く飽和状態となっていることがわかります。この飽和により生じる漏れ磁束が、スティフネストルク特性に大きく影響してくると考えることができます。

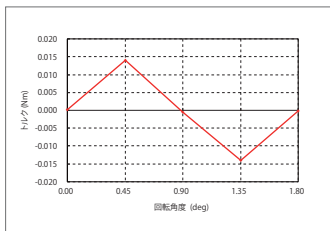


図1 ディテントトルク特性

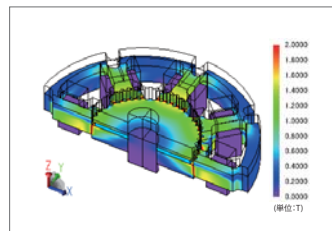


図2 0.45(deg)回転時の磁束密度分布

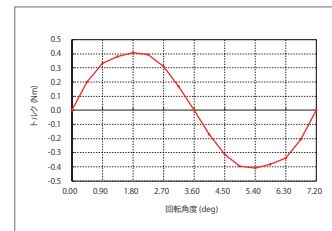


図4 1相励磁時のスティフネストルク特性

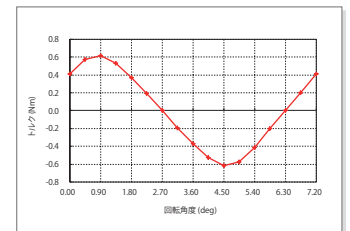


図5 2相励磁時のスティフネストルク特性

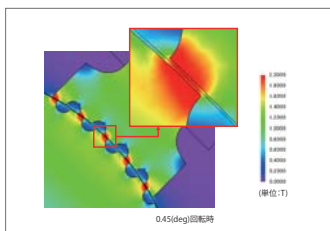


図3 ギャップ部における磁束密度

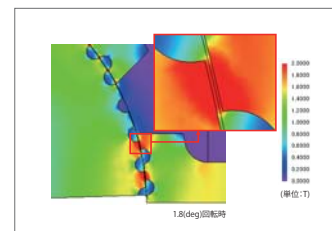


図6 1相励磁時のギャップ部における磁束密度

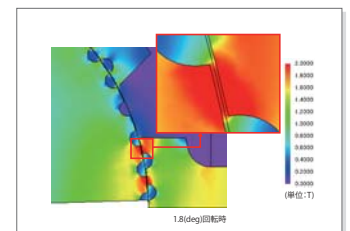


図7 2相励磁時のギャップ部における磁束密度

事例 17

IPMモータのインダクタンス解析

module: DP

概要

IPMモータはマグネットトルクとリラクタンストルクも併用できるため、電流位相を適切に選ぶことで運転範囲中の広い範囲で効率を高めることが出来ます。エアコンコンプレッサや自動車動力用モータなど運転範囲が広い機器に使用されることが多いモータ形式です。また、出力密度を高めるために強力な希土類磁石が使われることも多く、磁気回路が飽和することを考慮した設計が必要になっています。

このように、IPMモータの設計を評価するためには飽和の影響を考慮した検討を行う必要があり、材料の非線形磁化特性や、電流位相や形状によるインダクタンス特性の変化などを吟味することになります。これらの導出のためには、線形特性を前提とした理論式や磁気回路法に基づく解析では、精度良く性能を予測することが出来ません。したがって、IPMモータの設計を事前予測するためには、有限要素法を用いた電磁界シミュレーションが必要となっています。

ここでは、IPMモータにおける磁気飽和や漏れ磁束を考慮したdq軸インダクタンスの電流位相角特性を求めます。

インダクタンス

IPMモータのインダクタンスの電流位相角特性グラフを図1に、インダクタンス値から算出したトルクの電流位相角特性グラフを図2に示します。図1より、d軸インダクタンスは磁束が透磁率の低い磁石を透過するためインダクタンスが小さく、磁気抵抗が大きいため磁気飽和の影響を受けにくいことがわかります。一方、q軸インダクタンスはd軸に比べ透磁率が大きいインダクタンスが大きく、磁気抵抗が小さいため磁気飽和の影響を受けやすいことがわかります。図2より、このIPMモータは電流位相角が20(deg C)付近の時に最大トルクを得られることがわかります。

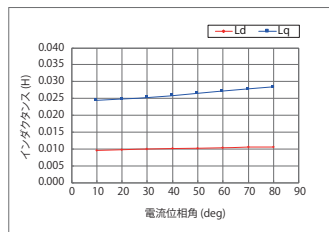
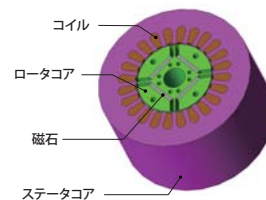


図1 Ld, Lqの電流位相角特性

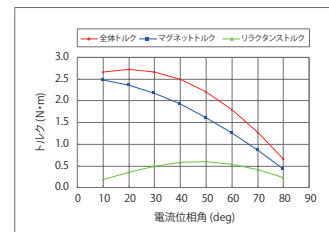


図2 トルクの電流位相角特性

事例 18

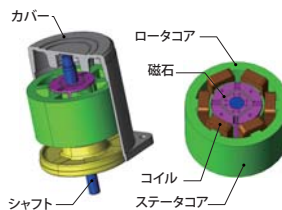
IPMモータの熱解析

module: HT,LS,TR

概要

モータの高効率化および高出力化を実現するためには、温度上昇の問題を如何に解決するかが重要となります。温度上昇の問題の解決には、発熱源である損失自体を減らす磁気設計を施す事も重要ですが、放熱性を向上させて温度上昇させないような熱設計を行うことも必要となります。熱源としてはコイルに流れる電流による銅損とコアに生じる鉄損が支配的で、この熱による影響を主に評価します。磁石は温度による特性変化が大きく耐熱温度も低いので、稼働時の昇温を注意深く設計する必要があります。また、稼働状態も、一定負荷の連続運転で熱平衡状態に至るまでの定格評価だけでなく、過負荷の断続運転で熱サイクルを加える熱過渡的な評価が行われます。精度良く熱設計を行うためには、まず発熱量と部位を正確に把握する必要がありますので、有限要素法を利用した磁界解析シミュレーションで損失を算出し、その損失分布を使った熱解析を行うことが有効となります。

ここでは、モータ全体の損失分布を求めるために損失解析と温度分布を評価する熱解析モデルを作成し昇温過程を解析することで、モータの温度分布を評価します。



損失

2(A)通電時の各部品の損失の値を表1に示します。コイルの損失が比較的大きく、解析対象において主な発熱源になることがわかります。

定常時温度分布

2(A)通電時の定常時温度分布を図1に示します。コイルから周りの部品に温度が伝わっていることが確認できます。

ロータコアの鉄損	ステータコアの鉄損	磁石の鉄損	コイルの銅損
0.23(W)	4.5(W)	0.015(W)	21(W)

表1 各部品の損失値

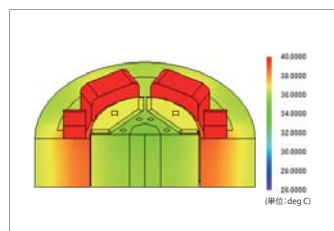


図1 定常時温度分布

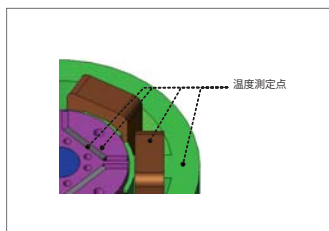


図2 各部品における温度の測定点

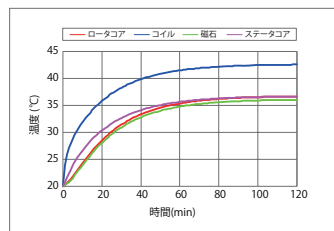


図3 各部品における温度変化

各部品における温度変化

2(A)通電時の各部品における温度の測定点および温度変化を図2、図3に示します。図3より、各部品の温度が定常状態に落ち着くことがわかります。

電流を変えたときの平均トルクと連続稼働時間

平均トルクを1.0(Nm)以上にするため、電流値を3倍にした解析を行いました。その時の平均トルクとコイルの温度変化(測定点は図2参照)を表2、図4に示します。通電電流を増やすことにより、高いトルクを得られる一方、モータ駆動時間44(min)でコイルの温度が耐熱温度180(deg C)を超えてしまうことがわかります。このように、磁界-熱の連成解析を行うことで、より詳しくモータのもつ特性及び制約を把握することが出来ます。

電流値(A)	2	6
平均トルク(Nm)	0.36	1.1

表2 電流値と平均トルク

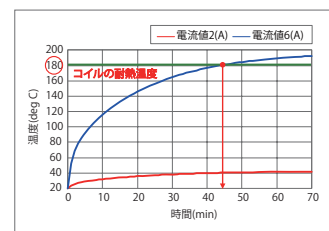


図4 電流値を変えたときのコイルの温度変化

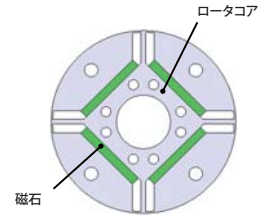
事例 19

IPMモータの遠心力解析

module: DS

概要

モータがモータドライブと組み合わせて広い速度範囲で使用されるようになるに従い、益々の高出力化、高効率化が求められています。高出力化の手段として高速回転化が挙げられますが、高速回転化により遠心力が大きくなりますので、機械強度の点からの評価が必要になります。IPMモータは回転子に磁石が埋め込まれている構造をもっています。モータ駆動時には遠心力がかかるため、磁石がロータコアに押し付けられ、局所的に大きな応力が働きます。解析で局所的な応力分布を正確にとらえるためには磁石とロータコア間の接触状態を正確に扱う必要があります。ここでは、遠心力によるロータ内部の変位および応力分布を求めた事例についてご説明します。



ミーゼス応力

ロータのミーゼス応力分布を図1に示します。図1より、遠心力によって磁石がロータコアを径方向に大きく変径させていることがわかります。また、ロータコアのブリッジ部でミーゼス応力が高くなっていることがわかります。このミーゼス応力より、ロータコアの破損の危険性等、機械強度に関する評価が可能でです。

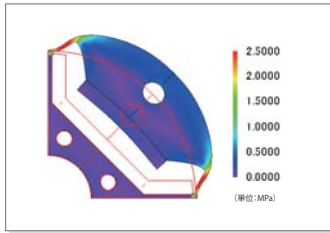


図1 ミーゼス応力分布

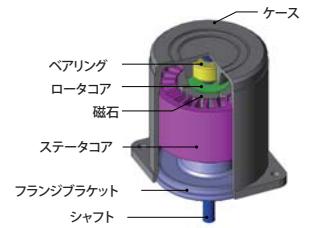
事例 20

SPMモータの音圧解析

module: DP,DS

概要

モータがより身近に使われるようになるに従い、静粛性に対する要求が高まっています。騒音は、電磁騒音、機械騒音、通風騒音に分けることが出来ませんが、特に中・小型モータの騒音要因としては電磁騒音が支配的であると言われてます。電磁加振力が大きい場合、その周波数が固有周波数と共振した場合に電磁振動が大きくなることが知られています。モータに働く電磁力は電磁加振力として振動、騒音を引き起こします。振動、騒音は、この電磁加振力がモータの固有モードと共振することでも発生します。この現象を精度良く評価するためには、放射音の源となるステータコアに働く電磁力分布を正確に把握し、それが連結されるケースを含めたモータ全体の固有モードを求める必要があります。電磁力分布や固有モードはステータコアの形状に依存するため、有限要素法などの解析により求める必要があります。ここでは、SPMモータを対象にステータコアに発生する電磁力を求め、モータの固有モードと連成させることにより音圧を評価する事例を示します。



電磁力

図1に電磁力分布を示します。ティース先端部で電磁力が強く出ていることがわかります。この結果から、ステータコアの径方向に強い力が生じると考えることができます。図2にティース先端部の径方向における電磁力を周波数成分に分解した結果を示します。この結果から、400 (Hz)の周波数成分が支配的となることがわかります。また、5,000 (Hz)以上の周波数成分が非常に小さいことがわかります。

固有モード

3,600 (Hz)付近の固有モードを図3に示します。3,600 (Hz)付近にステータが楕円に変形するモードが存在することがわかります。この固有モードと電磁力の共振現象により、大きな振動が発生すると考えられます。

加速度分布

固有モード解析にて確認した楕円に変形するモードが存在する3,600 (Hz)の加速度分布を図4に示します。3,600 (Hz)では電磁力と図3で示した固有モードの電磁共振が発生してことが確認できます。

音圧レベル分布

3,600 (Hz)の音圧レベル分布をそれぞれ図5に示します。加速度分布と同じように、3,600 (Hz)では電磁力と図3で示した固有モードの電磁共振が発生してことが確認できます。

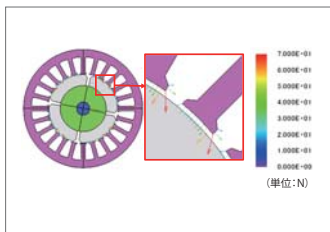


図1 電磁力分布

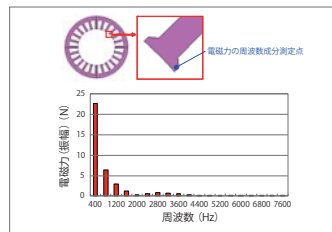


図2 電磁力の周波数成分



図3 3,600 (Hz)の固有モード (赤線: 原型図)

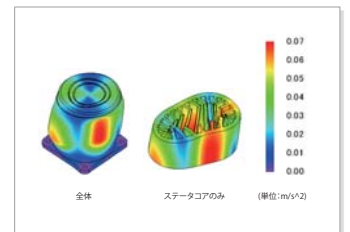


図4 3,600 (Hz)における加速度分布

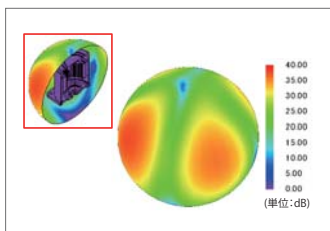


図5 3,600 (Hz)の音圧レベル分布

事例 21

焼き嵌めを考慮したSPMモータの鉄損解析

module: DP, DS, LS

概要

モータの鉄心には電磁鋼板が利用されます。この積層構造を維持するため、またフレームとの接合強度を高めるための手段として、ステータコアにフレームを焼き嵌めます。焼き嵌め時には発生する圧縮応力が、鉄損を増加させることが知られています。高効率化を実現するためには、主となる損失成分を見極め、対策する必要があります。それゆえ、鉄損評価時に応力の影響を考慮することが重要です。

鉄損は鋼板に変動する磁場がかかることで生じます。また、鉄損の大きさは鋼板の鉄損特性に依存します。鋼板の鉄損特性は焼き嵌めなどで応力がかかることで劣化します。焼き嵌めによって生じる応力は分布を持ち、特にバックヨーク部分で大きくなります。つまり、鉄損を精度良く評価するためには、磁束密度分布、時刻変化および鋼板にかかる応力分布を正確に求める必要があります。

ここでは、焼き嵌めで生じる応力を考慮した場合としない場合のSPMモータの鉄損密度を求める事例についてご説明します。

圧縮応力分布

図1に圧縮応力分布を示します。フレームが径方向に縮むことによって生じる圧縮応力は、スロット部で大きくなっていることがわかります。これは、ティース部では先端に近づくにつれて減衰するのに対し、スロット部では減衰せずに応力が集中しているためと考えられます。

鉄損密度分布

図2に鉄損密度分布を示します。応力の考慮の有無によって鉄損密度分布が変化し、鉄損値が約7割増した事がわかります。これは、熱応力により損失が大きくなるためだと考えられ、鉄損をより実測と合わせるためには、焼き嵌めによる熱応力を考慮した解析が必要になります。

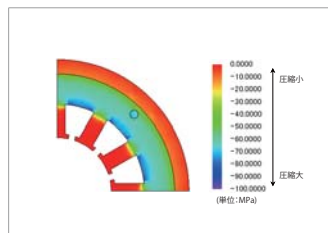
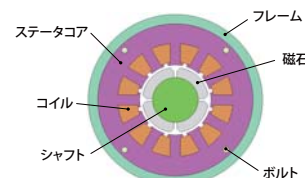


図1 主応力 (圧縮応力)

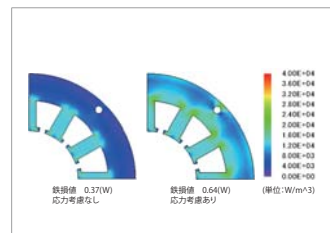


図2 鉄損密度分布

事例 22

IPMモータの永久磁石渦電流解析

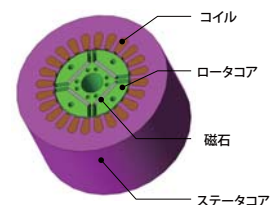
module: TR

概要

永久磁石モータに高出力密度化を実現するため、エネルギー積の高い希土類磁石が用いられることが増えてきています。ネオジ系希土類磁石は鉄を多く含有しているために電気伝導率が高く、変動磁場が加わると、渦電流によるジュール損失を生じます。近年の高回転化、IPM構造の採用や弱め界磁制御の普及により、磁石に加わる変動磁場の周波数や変動幅も増加し、それに伴うジュール損失も増加しています。磁石の渦電流を抑える対策としては、積層コアの考えと同様に磁石を分割することで、見かけの電気伝導率を下げて渦電流を減らす手法がとられています。磁石に生じる渦電流は固定子の電機子反作用が端端となり、ステータコアのスロット形状やロータの形状、コア材料の非線形磁化特性、コイルに通電される電流波形により決まります。

このような磁石渦電流を事前に把握するためには、これら形状や材料特性などを精密に考慮する必要があるため、これらが可能である有限要素法による磁界解析シミュレーションが有効となります。

ここでは、稼動状態の解析を行い、磁石の分割数による磁石渦電流損の変化を求めます。



磁石中の渦電流密度分布

磁石中の渦電流密度分布を図1に示します。周波数240(Hz)時の渦電流の浸透深さは4(mm)であり、磁石の軸方向の長さに対して渦電流が磁石の縁に集中しています。また、分割磁石を使用することにより渦電流のパスが細分化されています。

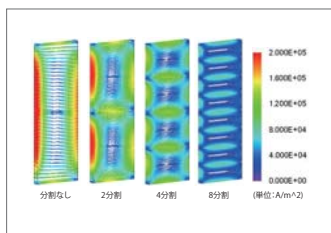


図1 磁石中の渦電流密度分布

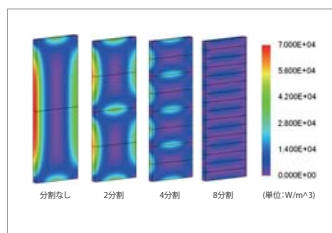


図2 磁石の渦電流損失分布

磁石分割による損失の変化

磁石の渦電流損失密度分布を図2に、渦電流損失を図3に示します。磁石の分割数を増やすことで渦電流の流路が長くなり、電気抵抗が増加します。そのため分割された個々の磁石の渦電流密度が減少し、総量としての渦電流損失が減少します。

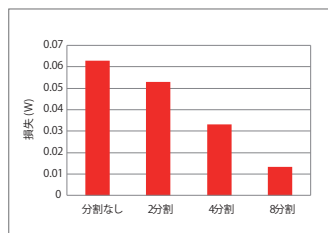


図3 磁石の渦電流損失

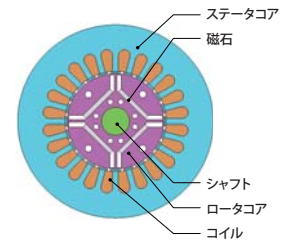
事例 23

IPMモータの偏心解析

module: DP

概要

モータの振動・騒音の原因のひとつとして、ロータの偏心があります。モータのトルク発生原理はステータとロータ間の電磁的な吸引反発力によることは良く知られていますが、ロータとステータの間に径方向の電磁吸引力が働く事はあまり意識されていません。これは、一般的にロータとステータは同心に配置され、その電磁力が相殺されて生じないように見えているためです。しかし、シャフトやステータを支える部品等に寸法誤差があり同心が保障されない、つまり偏心した場合は、径方向の電磁力が相殺されなくなります。そうすると軸受け部に常にラジアル荷重が働くことになるため、摩擦が大きくなり振動や騒音の原因となります。機械加工においてはある程度の誤差を見込む必要があります。加工誤差自体は部品が組み立てられないというほどの大きな量で発生するわけではなく、組立誤差でも偏心量は微小で1/10(mm)程度です。このような微小な形状の違いを評価するためには、この精度に応えられる解析を行う必要があります。詳細な形状変化に感度を持つ、有限要素法を利用した電磁界解析が有効です。ここでは、ロータの偏心量を変えて電磁力がどのように変化するかを求めます。



ロータに働く電磁力

各偏心量に対して、ロータに働く電磁力の偏心方向成分を図1、偏心直角方向成分を図2に示します。グラフより、偏心量が大きくなるにつれて電磁力の偏心方向成分が大きくなっていることがわかります。また、電磁力の偏心直角方向成分についてはバランスが崩れ、振幅が大きくなっています。

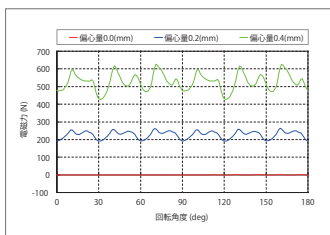


図1 ロータに働く電磁力（偏心方向成分）

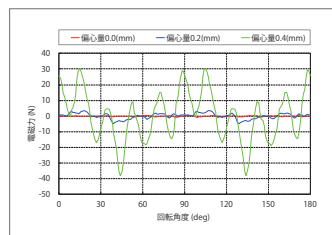


図2 ロータに働く電磁力（偏心直角方向成分）

ティースに働く電磁力

各偏心量に対して、ギャップ長が最も狭くなるティースに働く電磁力の径方向成分を図3に、図3に示した電磁力の周波数分析結果を図4に示します。径方向は、円の中心方向を正とします。図3より、偏心量が大きいほど電磁力の変化が急になり、ステータが変形する原因となる恐れがあります。図4の□部分で見られる、偏心による高調波成分の増加が振動・騒音の原因となる恐れがあります。

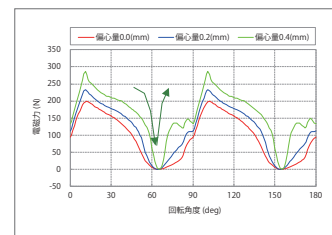


図3 ティースに働く電磁力（径方向成分）

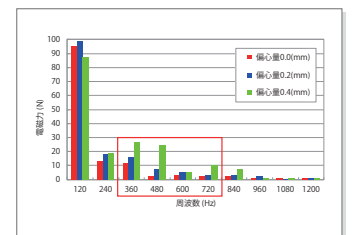


図4 ティースに働く電磁力の周波数成分

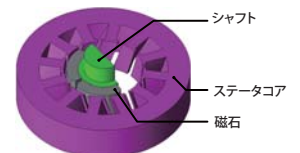
事例 24

スキュー付きSPMモータのコギングトルク解析

module: TR

概要

モータのトルク変動は振動や騒音の原因となるために低減が求められおり、工作機械やパワーステアリングに用いられるモータでは特に低減に対する要求が高くなります。無通電時に生じるトルク変動であるコギングトルクはギャップに生じる電磁力がロータの回転に伴って変化するために生じるので、トルク変動の低減策としては回転に伴い電磁力が変化しないように、磁石やステータのギャップ形状を工夫したり、ステータやロータにスキューを施すことが行われています。スキューを施す場合、コギングトルクの低減との引き換えにスラスト方向に力を生じたり、積層方向に鎖交する磁束による渦電流を生じるデメリットがあります。したがって、スキューを施したモータを精度よく評価するためには、磁気回路法による検討や二次元磁界解析ではなく、詳細な三次元的な形状を考慮することが出来る、有限要素法を用いた電磁界解析シミュレーションが必要になります。ここでは、ステータコアにスキューを施したSPMモータの磁界解析を行い、コギングトルクを評価します。



磁束密度分布

ステータコアの磁束密度分布を図1、ギャップ中の磁束密度波形を図2示します。磁束密度波形は、図1に示すような軸方向に対して一直線上にとった3点の磁束密度波形を平均化しています。図1より、スキューを施すことにより磁気回路が変わることがわかります。また、スキューを施すことで、3点の磁束密度波形の位相がずれます。そのため、図2に示すように平均化した磁束密度波形の変動が小さくなり、コギングトルクの低減が予想されます。

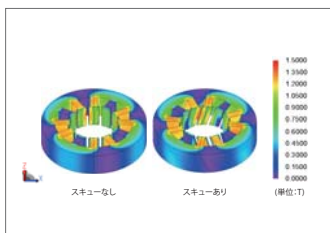


図1 磁束密度分布

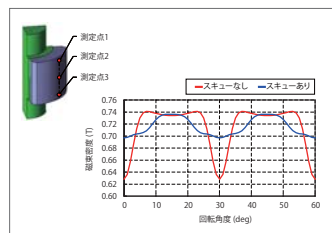


図2 ギャップ中の磁束密度波形

コギングトルク

ステータコアのスキューなしの場合とスキューありの場合におけるコギングトルク波形を図3に示します。スキューを施すことにより、コギングトルクのピーク値で約6割低減していることが確認できます。

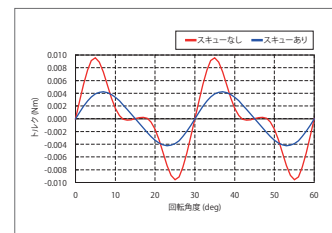


図3 コギングトルク波形

事例 25

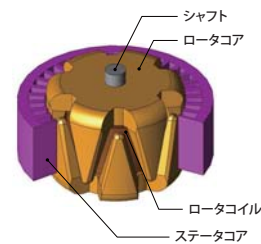
クローポール型オルタネータの発電量解析

module: TR

概要

自動車の低燃費化要求は年々高まっており、それをサポートするためにパワーステアリングや冷却ポンプなどの補機類の電動化が進んでいます。このため、一般的なガソリン車においても電力使用量は年々増加しており、電力を供給するオルタネータの高出力化要求が高まっています。しかし、発電容量の向上させる相応分の体格を大きくすることは許されないため、出力密度を高める必要があります。更に、高効率化を実現する事が必要となります。クローポール型オルタネータの発電原理は、ロータ側が電磁石となり、ステータ側コイルで発電されます。ロータ側の励磁コイルは一相のみで、クローポールがこのコイルを包むように配置されます。コイルの内側から伸びる爪と外側から伸びる爪が極性の異なる磁極となり、NSと交互に着磁された磁石を配した場合と同じ磁極構成となります。したがって、オルタネータを設計するためには、クローポールが三次元形状である事や、板金で作られるクローの表面に生じる渦電流を考慮する必要があるため、詳細な形状が再現可能で、渦電流の考慮も可能な、有限要素法を用いた電磁界解析が有用となります。

ここでは、ロータコアの渦電流を考慮した1500(r/min)時におけるクローポール型オルタネータの発電量を求めています。



渦電流密度分布、磁束密度分布

渦電流密度分布からクローポール部表面に渦電流が生じていることがわかります。この渦電流によって損失が発生しオルタネータの効率を低下させます。また、渦電流は磁束密度にも影響を及ぼすため、高出力化に向けた磁気回路を検討する場合、渦電流を考慮した解析が必要になります。

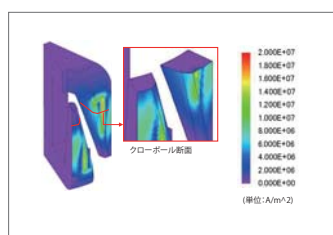


図1 渦電流密度分布

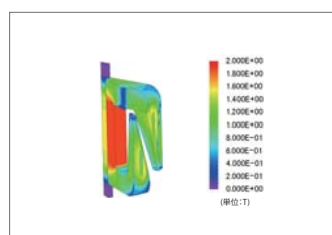


図2 磁束密度分布

発電量

定常状態までの過渡現象は、ステータコイルのインダクタンスやロータコアの渦電流の影響によるものであり、定常状態におけるリップルは整流回路により生じたリップルです。オルタネータの発電量は、定常状態における電流波形の平均値から約41(A)であることがわかります。

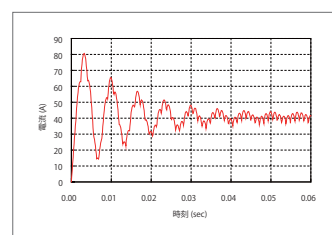


図3 電流-時刻特性

事例 26

電磁リターダの制動トルク解析

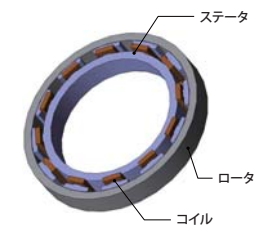
module: TR

概要

リターダはトラックやバスなど大型で重量のある自動車の補助ブレーキ装置です。プロペラシャフトに取り付けて制動力を与えます。油圧式、電磁式があり、電磁式リターダはステータコイルで磁界を発生させ、ロータに鎖交する磁束密度が時間変化することで渦電流が生じ、制動トルクを発生させます。ステータコイルに流す電流やロータの回転速度により、ロータの渦電流が発生する範囲と制動トルクが大きく変化します。

リターダの性能を、設計段階から精度良く推定するためには、材料の非線形磁化特性や表皮効果による電流分布を推定することができる、有限要素法を用いた電磁界解析シミュレーションが有用です。

ここでは、回転数におけるリターダの制動トルクを求めています。



渦電流密度分布

各回転数におけるロータの渦電流密度分布を図1に示します。ステータコイルが作る磁束を打ち消すように、ロータ内側表面に渦電流が流れます。回転数が高くなるにつれて、ロータを流れる磁束の変化量が大きくなるため、ロータに発生する渦電流が増加します。

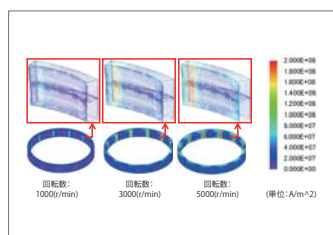


図1 渦電流密度分布

制動トルクの回転数依存性

制動トルクの回転数依存性を図2に示します。回転数の上昇とともに、表皮効果によって渦電流が表面に集中するため、電気抵抗が大きくなり、渦電流の増加が小さくなります。これにより、渦電流によって生じる制動トルクの増加も小さくなります。

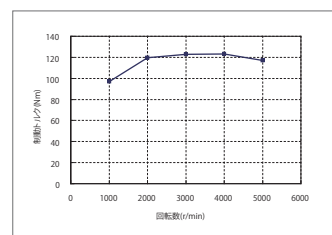


図2 制動トルクの回転数依存性

事例 27

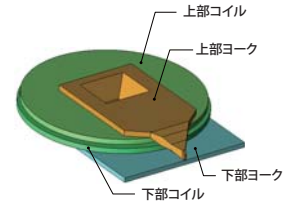
渦電流を考慮した磁気記録ヘッドの記録磁界解析

module: TR

概要

磁気ヘッドは記憶媒体に情報を記録するために用いられる装置で、ハードディスクに用いられています。磁気ヘッドには、円盤状の磁気ディスクを着磁することで情報を書き込む記録ヘッドと、磁気ディスクの磁化から情報を読み込む再生ヘッドがあります。記録ヘッドではヘッド周辺の詳細な磁束密度分布の評価により、入力電気信号に対する記録磁界の応答性の評価が重要になります。これら进行评估するためには、ヨークに発生する渦電流を考慮した解析が必須となります。

磁気記録ヘッドの先端の微小な部分に発生する渦電流分布を考慮するためには、有限要素法を用いた磁界解析が有効です。ここでは、磁気ヘッドに発生する記録磁界の応答性を求めます。



渦電流密度分布、磁束密度分布

ヘッド付近の渦電流分布を図1に、磁束密度分布を図2に示します。渦電流密度分布から、ヨークの表面に渦電流が発生していることがわかります。この渦電流によって、磁束の流れが妨げられ起磁力に対する記録磁界の応答が悪くなります。

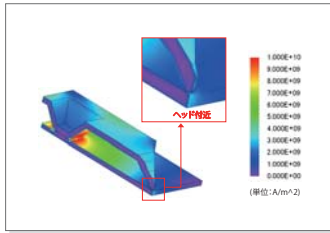


図1 渦電流密度分布

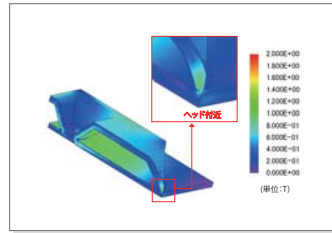


図2 磁束密度分布

記録磁界の応答特性

図3に記録磁界の応答特性グラフを示します。起磁力に対して記録磁界の立ち上がりが遅れています。これは、単にコイルのインダクタンスによるものではなく、ヨークに発生する渦電流の影響によるものです。磁気記録ヘッドの応答特性を解析するためには、渦電流を考慮した解析が必要です。

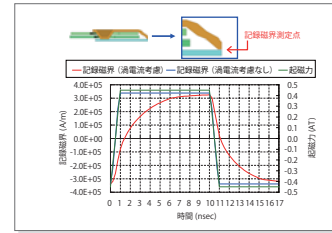


図3 記録磁界の応答特性

事例 28

速度センサーの磁界解析

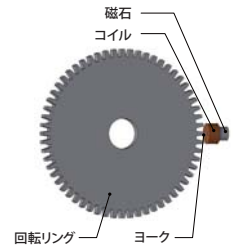
module: TR

概要

自動車のアンチロックブレーキシステム(ABS)は標準機能となっており、車輪速を計測するために各輪に速度センサーが取り付けられるようになっていきます。回転速度を検出する原理は幾つかありますが、磁気式センサーは回転側が歯車のみでよいため部品点数が少なく、耐候性にも優れるため、広く使われています。

設計課題としては、歯車の形状やセンサーとの相対距離や角度、廻りの雰囲気の影響を考慮した上で、感度や応答性を確保することがあげられます。このように、精密な形状や材料特性を考慮して事前検討を進めるためには、有限要素法を用いた電磁界解析が有効となります。

ここでは、速度センサーの磁界解析を行い、コイルにて検出した電圧信号の距離依存性を求めています。



磁束密度分布

図1にギャップ幅0.5(mm)時における5.0(deg)回転した時点の磁束密度分布を示します。磁石で発生した磁束がヨークを通り回転リングに達している様子が確認できます。回転することによって歯車の凹凸形状のため磁気回路のパーミアンスが変化します。これにより、ヨークを通過する磁束量が変化するためコイルに起電力が発生します。

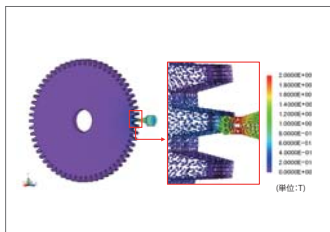


図1 磁束密度分布

電圧信号の距離依存性

図2に各ギャップ幅における電圧信号波形、図3に電圧信号の距離依存性を示します。ギャップ幅が大きい場合、ギャップ幅が小さい場合に比べてパーミアンスの変化が小さいため、ヨークを通過する磁束量の変化が小さく起電力は小さくなります。

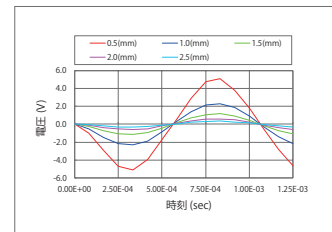


図2 電圧信号波形

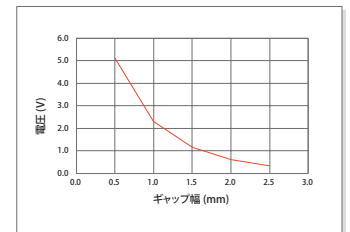
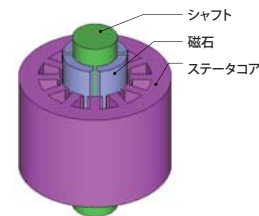


図3 電圧信号の距離依存性

事例
29

磁石のオーバーハングを考慮したSPMモータの鉄損解析

module: LS,TR



概要

永久磁石モータでは、磁石の作る磁界を強めるために、ステータの積厚よりも長い磁石をオーバーハングさせて配置する設計を取る場合があります。ステータはコイル端部を取めるための空間が必要なため、ロータをステータと同じ積厚にすると、ロータに無駄な空間が出来るので、ここに磁石を配置しようという考え方で、磁石の厚みを増やすことなく磁石磁束を増やすことが出来ます。ただし、オーバーハング部分の磁石が作る磁界はステータに斜めから入るため、積層方向の磁束が発生し渦電流損失を大きく増加させる可能性があります。また、あまりオーバーハング量が多いと、磁石の磁界がステータに届かず、無駄になってしまう可能性もあります。

このように、トルクの増加分と損失の増加や磁石使用量の増加のトレードオフを見ながらオーバーハング量は適切に設定する必要がありますので、3次元的に分布する磁界と渦電流の関係把握することが出来る有限要素法を利用した電磁界解析は、事前の検討に有効な手段となります。

ここでは、磁石のオーバーハングの有無によるSPMモータの無負荷鉄損を求めています。

磁束密度分布、渦電流密度分布

磁石のオーバーハングの有無における磁束密度分布を図1、積層方向の磁束密度分布を図2、渦電流密度分布を図3に示します。

磁石のオーバーハングにより面内方向、積層方向の磁束が増えたことで、磁束密度がステータコア表面付近で高くなっています。また、ティース先端部のステータコア表面付近で生じる渦電流は、積層方向の磁束の増加によってステータコアの表面から内部まで浸透しています。

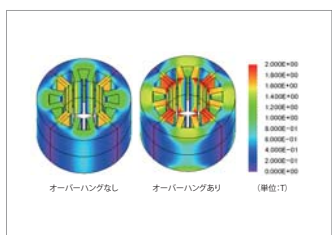


図1 磁束密度分布

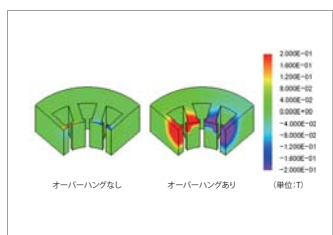


図2 磁束密度分布回転軸成分

オーバーハング有無による鉄損の比較

磁界解析および鉄損計算で求めた面内方向、積層方向の磁束による渦電流損失、ヒステリシス損失の値を図4、オーバーハングによる損失の増加量を図5に示します。

オーバーハングを施すことによって、積層方向の磁束により生じた損失のほか、面内方向の磁束による損失も増加しています。

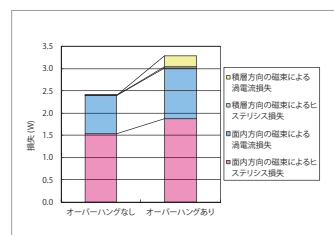


図4 鉄損の比較

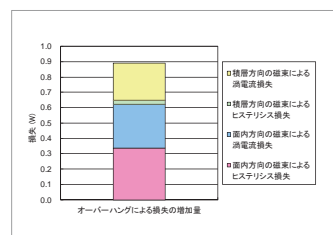


図5 オーバーハングによる損失の増加量

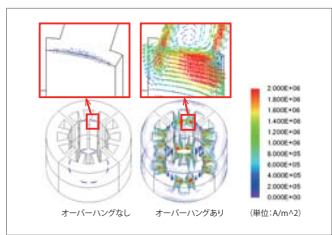
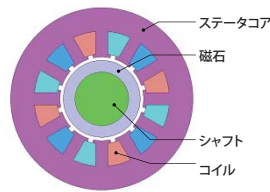


図3 0.015(sec)時の渦電流密度分布

事例
30

SPMモータの組み着磁解析

module: ST



概要

表面磁石型モータ(SPM)は磁石がステータと直接対面し、磁石が発生する磁界と励磁コイルが生み出す磁界との相互作用でトルクを発生させます。磁石の着磁状態はモータの特性を左右する主要因です。モータ設計者は着磁パターンを調整することによりトルク変動や誘起電圧の高次成分を抑えるように設計を進めますので、これにより特性がどのように変わるかを確認することは重要です。磁石の着磁方向を確認する一般的な方法としては、誘起電圧波形や磁石の表面磁束密度を測定する方法が採られます。着磁パターンを含めた検討を行う場合、実際に着磁器や着磁電流、磁石材の着磁率を考慮する必要があります。事前にこれらの検討を行うためには、着磁工程を全て考慮する必要があり、これらの変数に十分な感度をもち、結果から電磁的挙動の詳細に知ることが出来る有限要素法を用いた磁界解析シミュレーションは、非常に有用となります。

ここでは、SPMモータの組み着磁を行い、着磁磁界と磁石の表面磁束密度を求めます。

着磁磁界

組み着磁を行ったときの着磁磁界分布を図1に示します。ステータコイルに電流を流して得られた着磁磁界分布です。極中心に比べ極間の着磁磁界が小さくなっています。この磁界分布と磁石の配向方向から有効な着磁磁界分布を求めます。

磁石の表面磁束密度

磁石全体の磁化を一定とした場合と着磁工程を考慮した場合における、磁石の表面磁束密度波形を図2に示します。磁石の配向方向はバラレル方向としています。着磁磁界の配向方向成分が小さくなる45(deg)付近では、磁化一定の場合と着磁工程を考慮した場合で表面磁束密度の違いが大きくなっています。

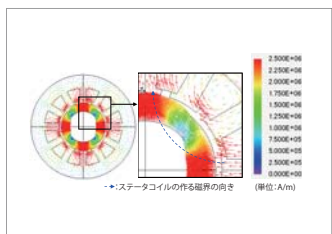


図1 着磁磁界分布

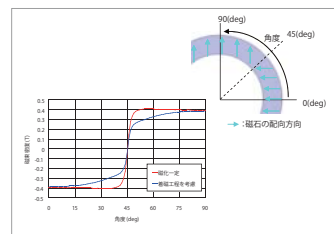
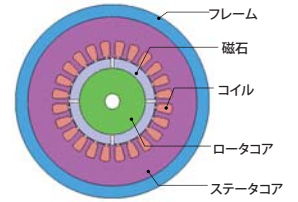


図2 磁石の表面磁束密度波形 (磁石表面0.25(mm))

事例 31

圧入応力を考慮したSPMモータの鉄損解析

module: DS, DP, LS



概要

SPMモータのコアは積層構造を有し、これを維持するための手法として、圧入や焼き嵌めがあります。コアに電磁鋼板を使用しているモータの場合、圧入接合により発生した応力が鉄損を増加させることが知られており、鉄損評価時に応力の影響を考慮することが重要です。鉄損は鋼板に変動する磁場がかかることで生じます。また、鉄損の大きさは鋼板の鉄損特性に依存します。鋼板の鉄損特性は圧入接合などで応力がかかることで劣化します。圧入接合によって生じる応力は分布を持ち、特にバックヨーク部分で大きくなります。つまり、鉄損を精度良く評価するためには、磁束密度分布、時刻変化および鋼板にかかる応力分布を正確に求める必要があります。ここでは、コアとフレームの圧入接合を圧入条件でモデル化し、そのときに発生する応力を考慮した場合としない場合のSPMモータの鉄損密度を求める事例についてご説明します。

圧縮応力分布

圧縮応力分布を図1に、テンソルを図2に示します。フレームやティースに比べ、ヨークの圧縮応力が大きくなっています。ヨークの中でも特に、スロットとの接触部に集中しており、ティース部では先端に行くに従って減衰するのに対し、スロット部では減衰できずに応力が集中しているためと考えられます。なお、図2のテンソルより、スロットとの接触部では圧縮応力が、フレームでは引張応力が支配的になっていることがわかります。

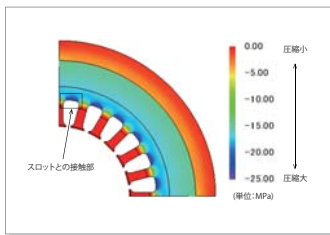


図1 圧縮応力分布

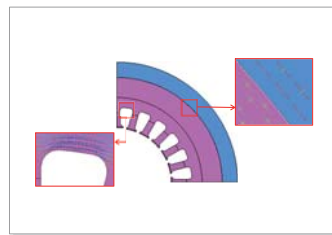


図2 テンソル

鉄損密度分布

図3に鉄損密度分布を示します。応力の考慮の有無によって鉄損密度の分布が変化し、鉄損値が約2割増した事がわかります。これは、圧縮応力により損失が大きくなるためだと考えられ、鉄損をより実測と合わせるためには、圧入接合による圧縮応力を考慮した解析が必要になります。

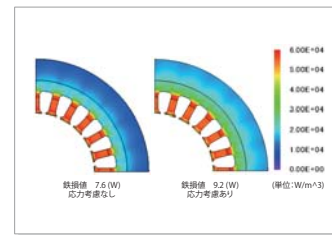
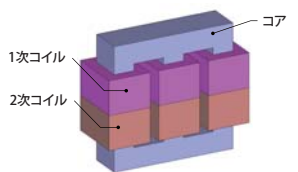


図3 鉄損密度分布

事例 32

トランスの出力特性解析

module: FQ



概要

トランスは電磁誘導を利用して、交流電力の電圧を変換する電気部品です。2次電圧は負荷によらず一定であることが望まれますが、実際は負荷の大きさと力率により変動します。定電圧受電という点から、電圧変動の大小はトランスの重要な出力特性の一つです。また、各相の電圧・電流が非平衡になると、トランスの温度上昇や使用機器への障害を招く危険性があるため、平衡状態が保たれる必要があります。トランスの出力特性は鉄心からの漏れ磁束に左右されます。漏れ磁束は鉄心ではなく空気中を通るため、設計時に正確に予測することが困難です。磁界解析では空気中の磁束の通過を扱うことが出来ますので、漏れ磁束の影響を含めてトランスの出力特性を評価することが出来ます。ここでは、磁界解析を行い低周波トランスの負荷変動による2次電圧の変化を求めています。

負荷に対する2次電圧

負荷に対する2次電圧の変化を図1に示します。本解析で用いたトランスは、理想状態での2次電圧は14.1(V)です。負荷抵抗を減少させていくと、2次電流が増加します。それに伴い、2次コイルの抵抗と漏れリアクタンスによる電圧降下が増加するため、2次電圧が低下します。

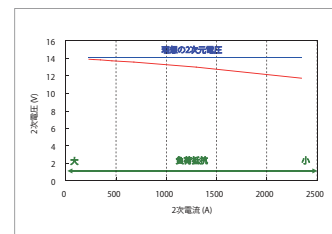


図1 負荷に対する2次電圧

	U相			V相			W相		
	振幅 (ohm)	振幅 (V)	位相 (deg)	振幅 (V)	位相 (deg)	振幅 (V)	位相 (deg)	振幅 (V)	位相 (deg)
0.005	21.61	132	22.12	247	23.56	10			
0.01	23.12	140	23.59	257	24.29	19			
0.02	23.79	145	24.09	263	24.42	25			
0.03	23.99	146	24.21	266	24.42	26			
0.04	24.08	147	24.25	267	24.41	27			
0.05	24.14	148	24.28	267	24.40	28			
0.06	24.17	148	24.29	268	24.39	28			

表1 2次コイルの誘起電圧

2次コイルの誘起電圧

表1に2次コイルの誘起電圧振幅と位相を示します。図2は、負荷抵抗が大きい場合と小さい場合の、2次コイルの誘起電圧をベクトル図で示しています。振幅はベクトルの長さ、位相はベクトルの傾きとなります。

負荷抵抗が大きい場合は振幅がほぼ等しく120(deg)の位相差が保たれているため、平衡状態であることがわかります。それに対し、負荷抵抗が小さい場合は各相で振幅に差があり、位相差が120(deg)になっていないことから非平衡であることが確認できます。

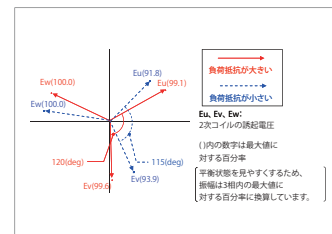


図2 2次コイルの誘起電圧

磁束密度-強度分布

負荷抵抗が大きい場合と小さい場合の、磁束密度-強度分布を図3に示します。負荷抵抗が大きい場合は磁束密度がほぼ対称に分布するのに対し、負荷抵抗が小さい場合は各相の電流が非平衡であるため、磁束密度が非対称になっています。

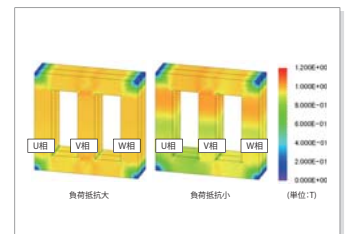
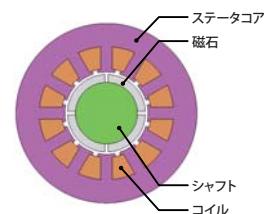


図3 磁束密度-強度分布

事例 34

SPMモータの減磁解析

module: DP



概要

希土類磁石はエネルギー積が大きい特徴を持っていますが、クニック点を越える領域で使用すると不可逆減磁を起こし特性が低下します。モータの場合、回転中に生じる鉄損や銅損により磁石の温度が上昇することで、熱的なストレスにより熱減磁する可能性があります。また、励磁コイルに大きな電流を通电し、磁石に大きな反磁界が印加されることでも減磁する可能性があります。磁石が減磁するとモータの性能を低下させる要因となりますので、減磁が発生するか否か、減磁した場合にどの程度の性能低下が起きるかを事前に予測する必要があります。

磁界解析シミュレーションは、磁石内部に生じる磁界や温度を扱うことができるので、磁石の端部に生じる部分的な減磁状態までを正確に評価することが可能です。

ここでは、コイルへの通電量を変えた磁界解析を行い、各通電量における減磁率分布を求めます。

磁束密度分布

通電量20(A)、ロータ回転角20(deg)における磁束密度分布を図1示します。磁石の右端部分で配向方向と回転磁界の作る磁束の向きが対向に近いため、磁石端部で減磁が発生すると予測できます。

動作点

動作点を確認するために選択した測定位置を図2に、通電量20(A)における各測定位置の動作点を図3に示します。図3より測定位置1において動作点がもとのB-Hカーブ上に戻っていないため、不可逆減磁が生じていることがわかります。また、横軸を見ることが、各測定位置にかかる反磁界の大きさを確認することができます。

パーミアンス係数分布

無通電静止状態でのパーミアンス係数分布を図4に示します。クニック点の前後で、赤と紫の二色に分けて示します。本解析で使用している磁石のクニック点のパーミアンスは0.699です。図4より、無通電静止状態ではほとんど減磁が発生していないことがわかります。

誘起電圧波形

減磁前と減磁後において無通電状態でロータを電気角1周期分回転させた際の、U相コイルの誘起電圧波形を図6に示します。通電量20(A)とした場合、減磁によって誘起電圧波形が変化していることがわかります。

減磁率分布

無通電静止状態を基準とし、減磁後に無通電状態でロータを電気角1周期分回転させた際の減磁率※分布を図5に示します。通電量を大きくすることで、減磁する範囲が広がり、値も大きくなっていることがわかります。

※減磁率とは、指定した磁化状態を基準に減磁進行したかどうかを示すものです。

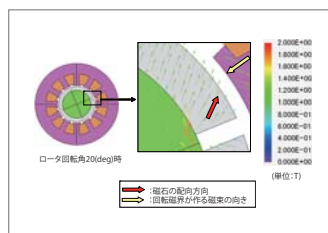


図1 磁束密度分布

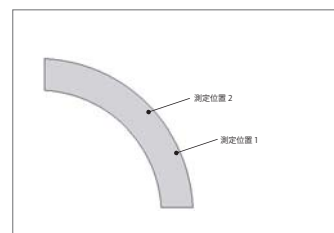


図2 動作点の測定位置

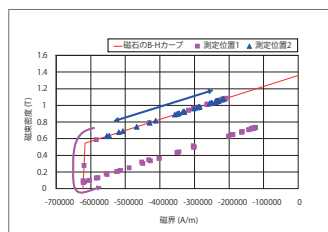


図3 動作点

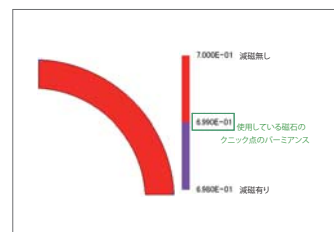


図4 パーミアンス係数分布

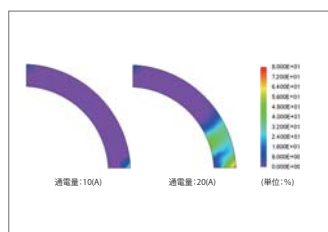


図5 減磁率分布

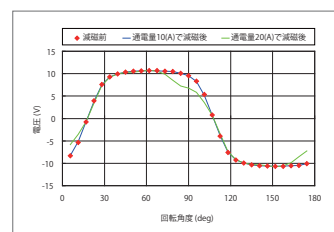
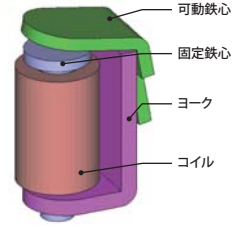


図6 誘起電圧波形

事例 36

電磁リレーの動作時間解析

module: TR



概要

電磁リレーは、電磁石により接点を物理的に動かし開閉する電力機器です。リレーのコイルに通電すると、コイル巻き数とコイル電流の積で表される起磁力により磁束が生じ、可動鉄心に吸引力が生じ、リレーが閉じます。吸引力は簡易的には可動鉄心と固定鉄心間のギャップの面積、ギャップに生じる磁束密度の大きさに決まります。しかし、可動鉄心の運動が直進運動ではないリレーでは、ギャップが平行にならないため、ギャップ部の磁束密度の予測が難しくなります。また、鉄心やヨークの非線形磁化特性もギャップの磁束密度に大きく影響します。JMAGの磁界解析ではこれらを考慮して可動鉄心の吸引力を求めることが出来ます。ここでは、直流電圧駆動による電磁リレーの動作時間を運動方程式機能を使って求めています。

動作時間

図1に変位-時刻特性、図2に吸引力-時刻特性、図3に電流-時刻特性、図4に電位-時刻特性を示します。励磁開始直後から可動鉄心に生じる吸引力により加速的に変位していることが確認できます。このとき、可動鉄心から固定鉄心へ通る磁束の変化が大きくなるためインダクタンスが大きくなり電流が流れにくくなります。可動鉄心が固定鉄心に吸着後、磁束の変化が小さくなっていくためインダクタンスも小さくなり電流が流れやすくなります。0.005(sec)で励磁を停止させた後もコイルに蓄えられた電磁エネルギーがダイオードを通してコイルに流れるためしばらくの間は吸着したままですが、吸引力よりバネの力が大きくなる時点で可動鉄心は復帰し始めます。

磁束密度分布

可動鉄心が固定鉄心に吸着後、駆動電源を切り離す直前(0.0050(sec))と直後(0.0052(sec))および吸着した鉄心が初期位置に復帰し始める時点(0.0068(sec))の磁束密度分布を図5に示します。励磁を停止した直後においても、コイルに蓄えられた電磁エネルギーの影響によって、電流がダイオードを通りコイルに流れるため磁束密度分布は徐々に減少していきます。

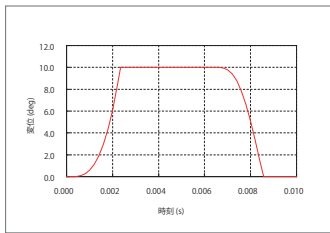


図1 変位-時刻特性

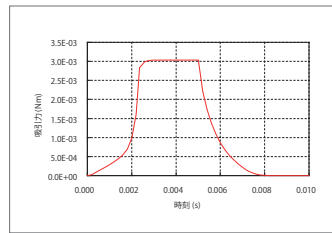


図2 吸引力-時刻特性

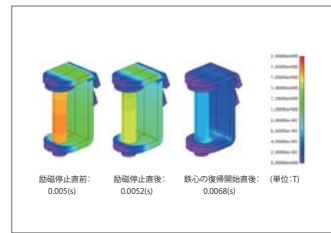


図5 磁束密度分布

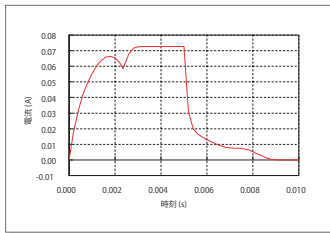


図3 電流-時刻特性

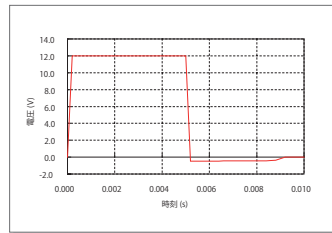
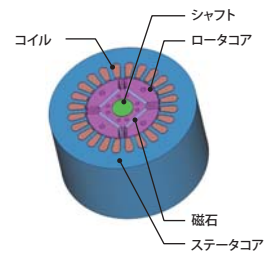


図4 電位-時刻特性

事例 37

制御シミュレータとJMAG-RTを用いたIPMモータのベクトル制御解析

module: DP,RT



概要

従来、モータの制御設計とモータ設計は独立したプロセスとなることが多く、協調設計が難しい状態にあります。一方、高度なモータ制御設計のために、より詳細で実機に即した挙動を示すモータモデルが制御シミュレーションで求められています。JMAGでは、モータが含有する磁気飽和特性や空間高調波を考慮した詳細で実機に即したモータモデルを作成することが出来ます。このモータモデル「JMAG-RTモデル」を制御/回路シミュレータに組み込むことにより、モータの磁気飽和特性や空間高調波とモータドライバの制御特性の両方を考慮した連携シミュレーションを行うことができます。ここでは、トルクやコイルのインダクタンスの空間高調波、電流依存性をJMAG-RTを用いて求めた後、JMAG-RTモデルとして制御/回路シミュレータへ取り込んで、埋込磁石型永久磁石同期モータ(以下IPMモータ)の速度を目標値に制御する解析を行います。

d軸q軸電流波形、トルク波形

IPMモータのベクトル制御解析を行った時の I_d 、 I_q 電流波形を図1に、トルク波形を図2に示します。RTモータモデルはモータの形状を考慮しているため、スロット高調波成分を含む電流、トルク波形が確認できます。一方、理想モータモデルの場合、スロット高調波成分は含まれません。また、q軸電流はRTモータモデルに比べ小さく評価されています。

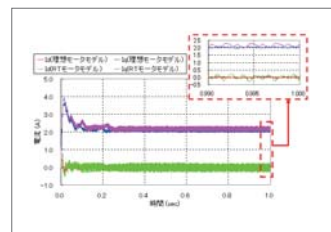


図1 I_d 、 I_q 電流波形

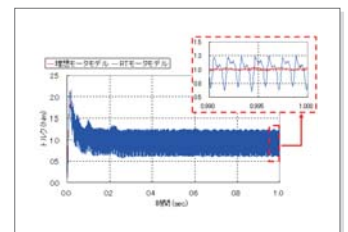
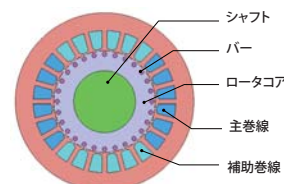


図2 トルク波形

事例 38

単相誘導電動機の始動特性解析

module: DP



概要

単相誘導電動機は一般の家庭用電源である単相交流で使用することができることから、小出力の電動機として電気洗濯機、扇風機などの家庭用電気機器や事務機器などの駆動用に広く用いられています。しかし、単相交流は三相交流のように単独で回転磁界を作ることができず、そのままではモータを始動させることができないため、何らかの方法により回転磁界を作ること、始動する必要があります。設計においては始動時に想定した方向にトルクが発生して安定に回り続けることができるかを事前に検証することが重要になります。この検証には、ロータが電磁力からの作用により、運動方程式に従って始動する状況を正確に解析する必要があります。ここではコンデンサによる補助巻線を設けた単相誘導機を取り上げ、時刻-回転速度特性、時刻-トルク特性、始動直後の磁束密度分布とバーの電流密度分布をご紹介します。

磁束密度分布、渦電流密度分布

始動直後の磁束密度分布を図1、2次導体バーの渦電流密度分布を図2に示します。巻線により作られた磁束によって2次導体バーに渦電流が生じ、回転磁界が生じていることが確認できます。

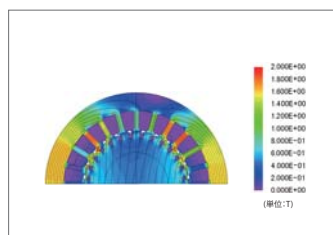


図1 磁束密度分布

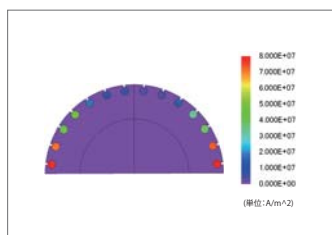


図2 渦電流密度分布

始動特性

図3に時刻-回転速度特性、図4に時刻-トルク特性を示します。始動から同期速度に達するまでの時間はコンデンサの容量によって決まります。回転速度が同期速度に達するとすべりが無くなるため平均トルクは0となります。

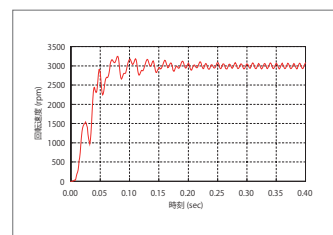


図3 時刻-回転速度特性

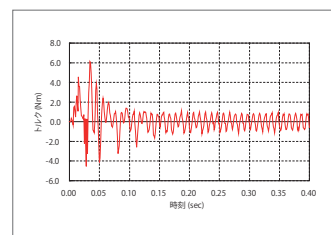
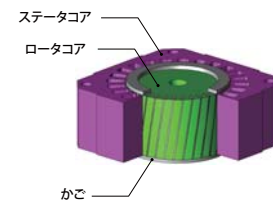


図4 時刻-トルク特性

事例 39

スキューを考慮した三相誘導電動機のトルク解析

module: DP,TR



概要

誘導電動機は、かご部をダイキャストなど鋳造により製造するため、スキューを容易に施すことができます。スキューを施すことでかごを鎖交する磁束変化を正弦波状に整形し、負トルクを生じてしまう誘導電流による高調波成分の除去や、スロットの影響によるトルク変動などを抑えることができます。一般にスキューを施すと軸方向への磁束の流れも影響して磁束の流れが複雑になるため、スキューの効果を事前評価するためには、3次元的な磁束の流れを正確に検証できる解析が必要です。ここでは、スキューの有無によるかご型3相誘導電動機のトルク波形を比較して、スキューによるトルク変動の低減効果を紹介いたします。またトルク変動の要因である2次電流を周波数分解することで、スキューによる高次成分の変化を確認いたします。

トルク変動

スキューの有無におけるトルク波形を図1、2、3、トルク変動の大きさを表1に示します。図1は3次元解析、図2は2次元解析の結果を使用し、図3は2次元解析の結果をスキュー角度に応じて重ね合わせたものを使用しています。誘導電動機はステータコイルの作る回転磁界とロータに生じる誘導電流によってトルクが生じます。スキューを施すことによって、トルク変動が抑えられていることがわかります。図3から、2次元解析の重ね合わせからスキューによるトルクリップルの低減の確認とおおよその発生トルクを簡易的に求められることがわかります。

電流密度分布

2次電流密度-周波数特性を図4、かごの電流密度分布を図5に示します。2次電流密度-周波数特性から、ステータ側の高調波磁束による電流の高調波成分はスキューを施すことによって低減されることがわかります。このため、先に述べたようにトルク変動が低減されます。

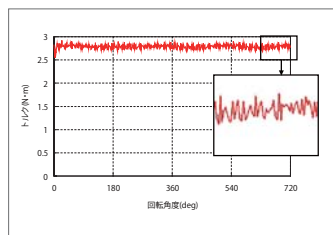


図1 スキューありのトルク波形

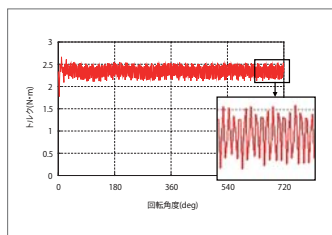


図2 スキューなしのトルク波形

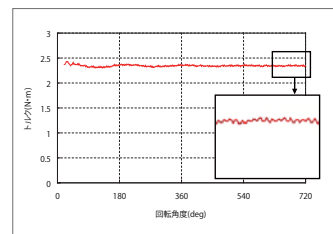


図3 重ね合わせによるスキュー考慮のトルク波形

スキューの有無	トルク変動(N・m)
スキューあり	0.18
スキューなし	0.41
重ね合わせによるスキュー考慮	0.04

表1 トルク変動

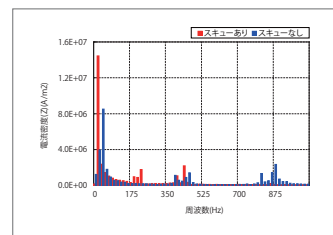


図4 2次電流密度-周波数特性

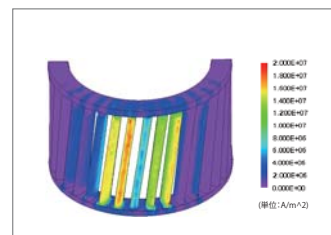


図5 回転角度630deg時のかごの電流密度分布(Z成分)

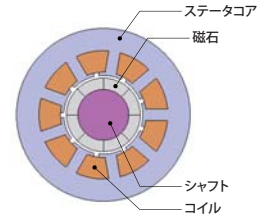
事例 40

SPMモータのコギングトルク解析

module: DP

概要

永久磁石モータは、無電状態においてもロータの回転に伴ってトルクが正負に生じ、これをコギングトルクと呼びます。精密機器に用いられるモータでは、出力トルクは当然ですが、コギングトルクの低減を重視される場合があります。コギングトルクの低減手法としては、スキューや分数スロットの採用があります。スキューはステータやロータを適切に捻ってコギングトルクが相殺される手法で広く使われていますが、電磁力がスラスト方向に生じることによる性能低下や製造コストの上昇を招く課題を持っています。分数スロットの場合、スキューが持つ欠点はありませんが、整数スロットの巻線パターンとは異なるためにトルクの発生原理が把握しにくく、ティース形状や磁石の着磁分布を適切に設計しにくい面があります。これらの評価を行うためには、磁気回路に生じる詳細な電磁力の分布を評価できる、有限要素法を利用した電磁界解析が必要となります。ここでは、周期が細かい8極9スロットのSPMモータのコギングトルクを求めています。



コギングトルク波形

コギングトルク波形を図1に示します。結果より、振幅がおおよそ5e-5(Nm)であることがわかります。また、コギングトルクの周期はスロット数と極数で決まり、本解析対象は8極9スロットであるので、コギングトルクの周期は360を8と9の最小公倍数で割った値である5(dig)になります。

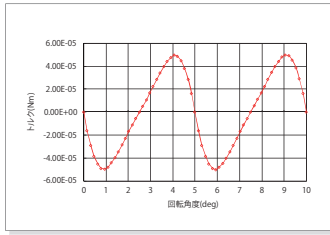


図1 コギングトルク波形

磁束線図

回転角度0(deg)、1(deg)、4(deg)時の磁束線図を図2に示します。回転角度0(deg)で見られる磁束線の対称性は、1(deg)および4(deg)では崩れている様子がわかります。これがコギングトルクを生じさせています。

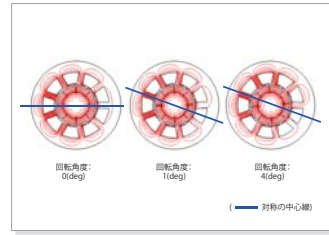


図3 磁束線図

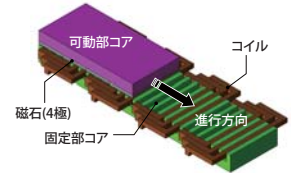
事例 41

制御シミュレータとJMAG-RTを用いた永久磁石型リニアモータの位置決め制御解析

module: DP, RT

概要

リニアモータは高速、高加減速、高い位置決め精度を実現できるため、搬送装置や工作機械などに使われています。リニアモータの一種である永久磁石型リニアモータはその原理、構造面の要因より、推力にコギングやリップルといった高調波成分を持っており、速度制御や位置決め精度に大きく影響します。また、回転型のモータと大きく異なるのは、リニアモータでは移動方向に対し長さが無限ではなく端を持つことです。そのため、可動部が固定部の中心部に位置する場合と端部に位置する場合とはリニアモータの特性が異なります。このような背景から、高度な制御設計のためにより詳細で実機に即した挙動を示すリニアモータモデルが制御シミュレーションで求められています。JMAGでは、永久磁石型リニアモータが含有する磁気飽和特性や空間高調波を考慮した詳細で実機に即したリニアモータモデルを作成することが出来ます。このリニアモータモデル/JMAG-RTモデルを制御/回路シミュレータに組み込むことにより、リニアモータの磁気飽和特性や空間高調波とドライバの制御特性の両方を考慮した連携シミュレーションを行うことができます。ここでは、推力やコイルのインダクタンスの空間高調波、電流依存性をJMAG-RTを用いて求めた後、JMAG-RTモデルとして制御/回路シミュレータへ取り込んで、永久磁石型リニアモータの位置を目標値に制御する解析を行います。



応答特性・推力変動

可動部位置および推力の時間変化を示します。可動部位置の時間変化を図1に、推力の時間変化を図2に示します。図1より、可動部が指令値に達するまでの時間を確認することができます。また、RTモータモデルではモータ形状を考慮しているため、可動部とスロットの位置関係で推力が変動します。

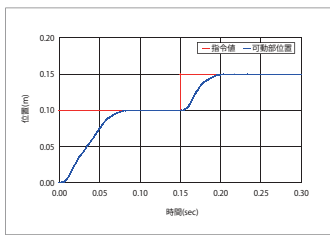


図1 可動部位置の時間変化

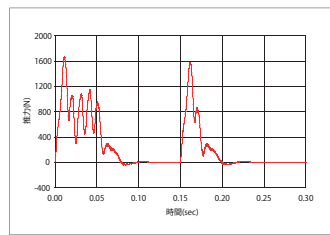


図2 推力の時間変化

事例 42

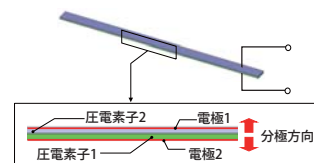
圧電アクチュエータのストローク解析

module: DS

概要

圧電素子はアクチュエータ、センサとしての利用のほか、アナログ電子回路における発振回路やフィルタ回路にも用いられています。電圧をかけることによって圧電素子が変形する現象を逆圧電効果といい、JMAGでは誘電マトリックスの指定や電位指定を行うことにより、逆圧電効果を利用した圧電アクチュエータの解析を行うことができます。

ここでは、バイモルフ型圧電素子を用いて、逆圧電解析を行った事例を紹介します。



変位

変位状態および変位ベクトルを図1に示します。赤線で示された部分は原形図です。本解析では、解析対象の片端を完全固定としており、自由端側が電圧をかけることにより変位しています。

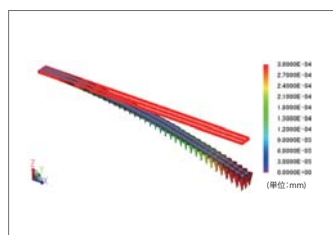


図1 変位

電圧-変位特性

電圧を変化させた場合の電圧-変位特性を図2に示します。電圧に対し、変位が線形に変化していることがわかります。この直線の傾きから係数をよみとることにより、目的の変位を得るための電圧を見積もることができます。

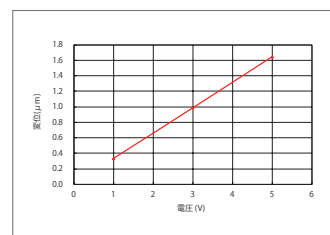


図2 電圧-変位特性

事例 43

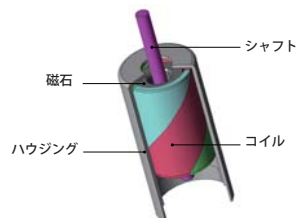
コアレスモータのトルク解析

module: TR

概要

コアレスモータは文字通り回転子がコイルのみで鉄心は使わない形式です。このため、回転部に鉄損を生じるコアがなく、慣性モーメントも小さい特徴があります。また、特性が線形なため制御性も高く、トルクリップルが小さいのですが、大きなトルクを出す用途には向いていません。従って、高回転、高応答性が要求される小型の精密機器用に良く用いられます。ロータはコイルのみなために成形が難しく、コイルの捻り角度により構造を実現しつつ、トルクを出すことが設計では重要となります。また、小型機器に使われるため、部品の詳細形状が性能に影響を与えるため、精密にモデル化する必要があります。これらの評価を行うためには、コイルの捻り方を3次元で正確に考慮できる必要があり、磁気回路に生じる詳細な電磁力の分布を評価できる、有限要素法を利用した電磁界解析が必要となります。

ここでは、コアレスモータの通電時のトルク波形を評価します。



トルク波形/電流波形

トルク波形および電流波形を図1、図2に示します。図1に示すように、ロータに鉄心を用いないため滑らかな回転が得られます。また、このモータの平均トルクが0.022 (mN・m)であることが分かります。本解析で得られたトルク波形にはリップルが発生していますが、これはブラシと整流子の接触状態の変化によるものであることが、図2のコイル通電波形より分かります。

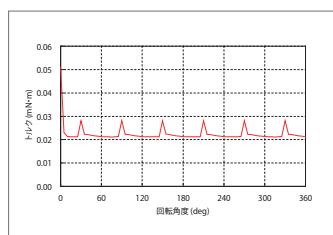


図1 トルク波形

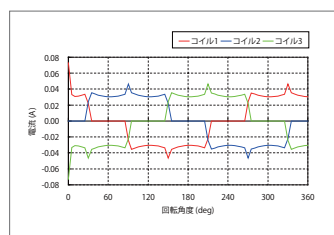


図2 電流波形

電流密度分布/ローレンツ力密度分布

回転角度360(deg)におけるコイルの電流密度分布を図3、ローレンツ力密度分布を図4に示します。図3に示すように、回転角度360(deg)時には、コイル2には電流が流れず、コイル1、コイル3に電流が流れています。また、それぞれの電流の向きが反対方向であることがわかります。図4の枠内において、コイル3は回転方向の力が発生しているのに対し、コイル1は回転方向と反対向きの力が生じています。これは、各相コイルが受ける磁界の向きは同じで電流の向きだけが異なるためです。

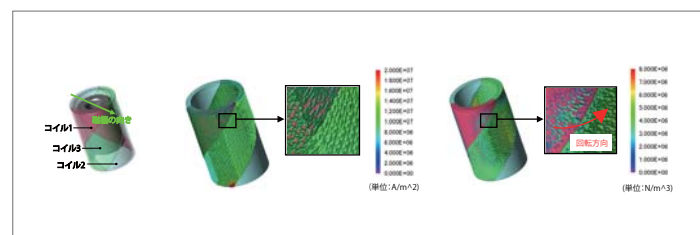


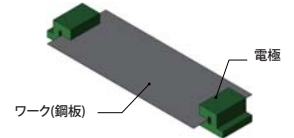
図3 電流密度分布(回転角度: 360(deg))

図4 ローレンツ力密度分布(回転角度: 360(deg))

事例 44

鋼板の抵抗加熱解析

module: HT,TR



概要

鋼板の熱間プレス成形等の加工では、前処理として鋼板を均一に加熱する必要があります。均一加熱の一手法として、鋼板の電気抵抗を利用した通電加熱(抵抗加熱)があります。通電加熱では鋼板の両端に電極を設置し電流を流すことで、電気抵抗により生じるジュール熱を利用して加熱することができます。ただし、電極の配置により発熱範囲の均一性が変わるので、加熱条件により均一性を満たすか否かを調べる必要があります。電極から鋼板に流れる電流分布の偏りは、形状と材料の電気伝導率により決まりますが、電気伝導率は温度により変化するため、電磁現象と伝熱現象を同時に解析する必要があります。ここでは、鋼板の電流密度分布、ジュール損失分布と温度分布を求めます。

電流密度分布/ジュール損失密度分布

加熱直後のワークの電流密度分布と電流のブラックスラインを図1、ジュール損失密度分布を図2に示します。ワークの幅方向について電極がワークより短いため、図1のように電流密度はワーク端部で一様に分布せず、電極先端付近で高く、ワークの四隅で低くなります。ジュール損失はワークの電気抵抗による損失のため、ジュール損失密度も電流密度と同様の分布となります。また、ワーク中央付近はほぼ均一な分布となります。このジュール損失が熱源となります。

温度分布

ワークの温度分布を図3、10(sec)時のワークの温度を図4、図5に示します。電気抵抗によってワークが発熱し、10(sec)で約400(°C)まで加熱されていることが確認できます。また、ワーク端部以外が均一に加熱されていることがわかります。

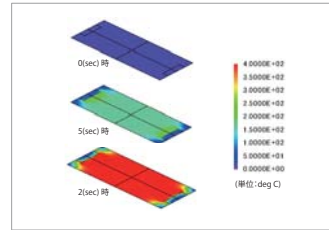


図3 電源電流16(kA)時の温度分布

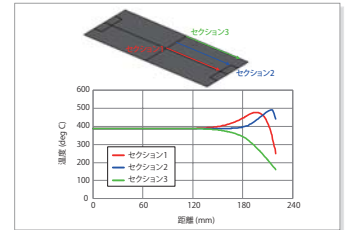


図4 ワークの温度

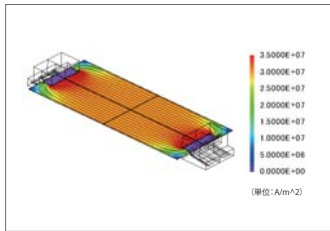


図1 加熱直後の電流密度分布と電流のフラックスライン

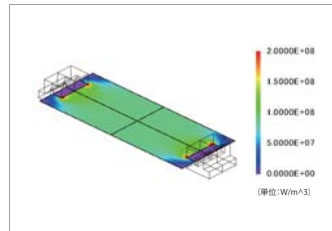


図2 加熱直後のジュール損失密度分布

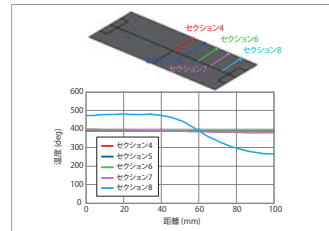
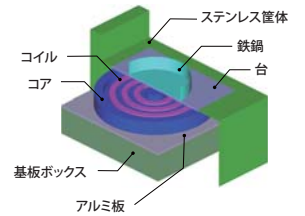


図5 ワークの温度

事例 45

IH調理器の高周波誘導加熱解析

module: FQ,HT



概要

IH調理器は、電磁誘導現象を利用した誘導加熱方式で、導体の鍋を加熱し調理を行います。コイルに高周波電流を通電すると、鉄鍋に渦電流が流れ、ジュール熱を熱源として鉄鍋の温度が上昇します。加熱コイルの設計の際には、加熱効率を上げるための磁気回路設計と共に鉄鍋に均一な発熱を与えることがポイントとなります。また、装置周囲の基板ボックス内の回路素子への漏れ磁束を抑えることが求められます。磁気回路を調整する磁性体の形・数・配置の3次元的な組み合わせを検討する際や、加熱のための高周波回路の電気回路定数を手軽に求めるためにも有限要素法を用いた磁界解析シミュレーションは有用です。ここでは、高周波誘導加熱によるIH調理器周囲の磁束密度と鉄鍋の温度分布を求めています。

磁束密度分布

解析対象全体の磁束密度分布を図1に示します。基板ボックス上のアルミ板によって磁束が遮蔽され、基板ボックスへの漏れ磁束が減少していることが確認できます。

鉄鍋の渦電流損失密度分布、温度分布

鉄鍋のジュール損失密度分布を図2に示します。コイルにより生じた磁界によって鉄鍋に渦電流が発生し、鉄鍋の電気抵抗によりジュール熱が発生して加熱されます。時刻10(sec)、30(sec)、60(sec)における鉄鍋の温度分布を図3に示します。ジュールによって鉄鍋が発熱していることが確認できます。時間経過によって温度が上昇し、60(sec)で鍋底全体が100(deg C)に達します。本解析では、鍋底の温度上昇にばらつきがあります。鍋底を均一に加熱するためには、コイル配置やコア形状に改善が必要であることがわかります。

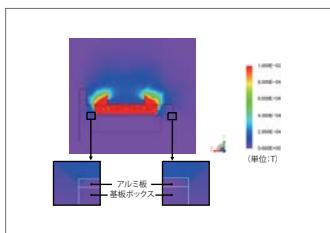


図1 解析対象全体の磁束密度分布

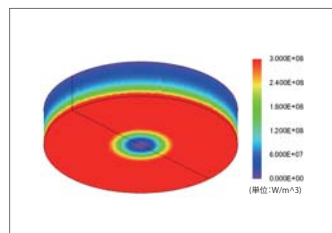


図2 渦電流損失密度分布

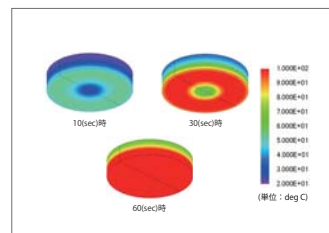
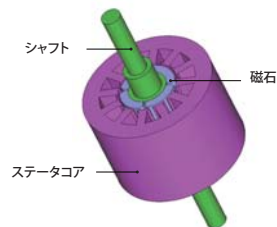


図3 鉄鍋の温度分布

事例
46

SPMモータの着磁パターンの感度解析

module: DP,ST



概要

表面磁石型モータ (SPM) ステータと対向するロータ表面に磁石が配置され、磁石が発生する磁界と、励磁コイルが生み出す磁界との相互作用でトルクを発生します。無負荷回転で生じるコギングトルクは磁石の着磁状態によって大きく左右されます。磁石の着磁パターンを調整する事で、効率低下や振動・騒音の要因となるコギングトルクを低減することが出来ます。

実機において磁石内部の磁化パターンを思いのまま制御するためには、多くの着磁器での試行が必要となるため、現実的には困難ですが、有限要素法を用いた磁界解析シミュレーションであれば、着磁パターンを設定するだけで実現象のコギングトルク等がどのように変化するかを推測することができます。最適な磁化パターンを事前に見つけてから、着磁方法を検討することは開発コストの低減につながります。

ここでは、ラジアル異方性とパラレル異方性、極異方性の磁石を用いて、磁石の表面磁束密度を求めます。そして、着磁パターンの違いによる誘起電圧、コギングトルクの変化を確認します。

表面磁束密度

ラジアル異方性とパラレル異方性、極異方性の表面磁束密度をそれぞれ図1に示します。なお、ラジアル異方性とパラレル異方性は、肩落ちが10deg、20deg、30degの場合の比較を行っています。極異方性は、極中心までの距離を変えた場合の比較を行っています。

着磁方向による比較をすると、ラジアル異方性は台形に近い形をしています。パラレル異方性と極異方性はより正弦波に近い波形をしています。これより、ラジアル異方性に比べ、パラレル異方性や極異方性の方が、誘起電圧および鎖交磁束の波形が正弦波に近いと推測できます。

また、ラジアル異方性とパラレル異方性の場合、肩落ちの角度が大きいくほど正弦波に近くなっていることがわかります。

極異方性の場合、極中心までの距離が大きくなるほど台形波形から正弦波の波形に近づいています。しかし、 $r = 16.35\text{mm}$ の波形は45deg付近で磁束密度が高くなっているため r の値は15.35mm程度がよいと考えられます。

誘起電圧、鎖交磁束およびコギングトルク

ラジアル異方性およびパラレル異方性、極異方性の誘起電圧を図2に、鎖交磁束を図3に、コギングトルクを図4に示します。

それぞれの誘起電圧の波形を比較すると、表面磁束密度波形からも推測できたように、ラジアル異方性の波形は台形に近い形をしているのに対し、パラレル異方性と極異方性の方はより正弦波に近い波形をしています。鎖交磁束も同様です。

また、肩落ちの角度および極中心までの距離による比較でも、表面磁束密度からわかるように肩落ちの角度が大きいく、もしくは極中心までの距離が大きいくほど誘起電圧も鎖交磁束も正弦波に近づいています。

これより、着磁方向で比較すると、ラジアル異方性に比べてパラレル異方性および極異方性の磁石を使った方がコギングトルクは小さくなり、なめらかな回転が得られます。また、肩落ちの角度および極中心までの距離で比較すると、ラジアル異方性では20deg、パラレル異方性では30deg、極異方性では $r = 16.35\text{mm}$ のトルクが小さくなっています。

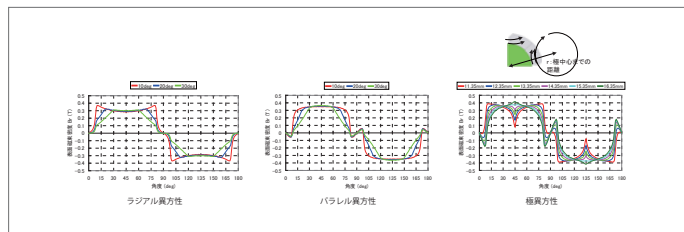


図1 表面磁束密度

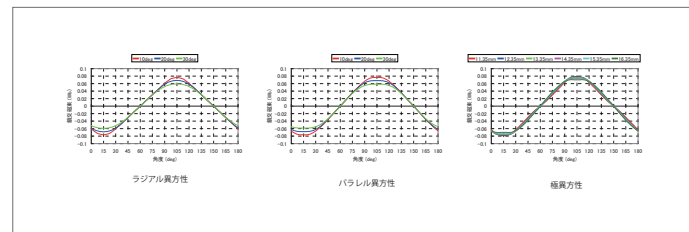


図3 鎖交磁束

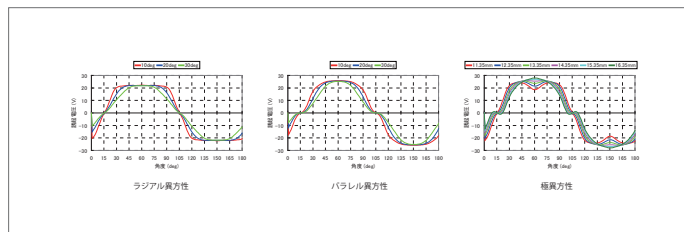


図2 誘起電圧

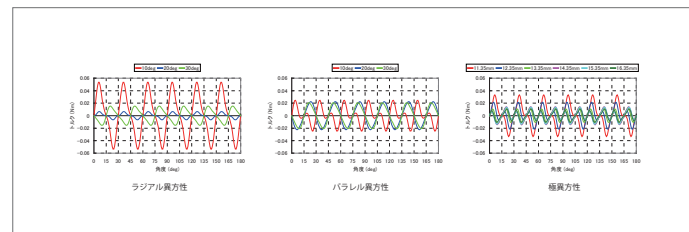
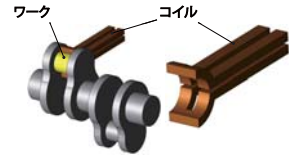


図4 コギングトルク

事例 47

クランクシャフトの高周波焼入れ解析

module: FQ,HT



概要

各種シャフトや歯車等の機械部品では、耐摩耗性を確保するため表面の硬度を増しつつ、内部の靱性を保つことで柔軟性のある部品を作ることが望まれています。表面硬化法のひとつである高周波焼入れであれば、高周波電源を用いることで表面のみを局所的、急速加熱することができます。また、電気設備なので作業環境がクリーンであり、高効率、かつ、ロットでの焼入れのばらつきも少ないなど多くのメリットがあるため、積極的に導入が進んでいます。

本事例のようなワークを回転させた焼入れでは、所定の表面を均一に加熱し、硬度を増すことが求められます。高周波の変動磁場により生じる渦電流はワークの表面に偏ります。このような現象を詳細に解くためには有限要素法に基づく数値解析でワーク内部の現象を扱う必要があります。

ここでは、数値解析モデルを作成し、昇温過程の解析をすることで、目的の温度分布となるか否かを評価する事例を示します。最適なコイル形状や通電条件(電源周波数、電流値)、回転速度などを求める際にご活用下さい。

温度分布、温度変化、ジュール損失密度分布

クランクシャフトの高周波焼入れの解析結果として、温度分布を図1に、温度変化を図2に、ジュール損失密度分布を図3と図4に示します。

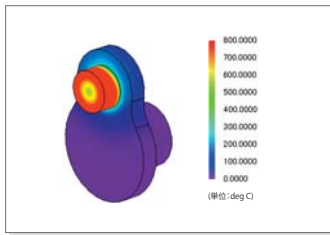


図1 第288ステップの温度分布

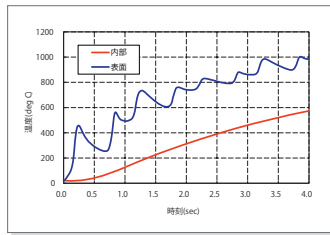


図2 ワーク内部と表面の温度変化

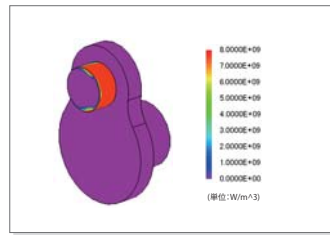


図3 第1ステップのジュール損失密度分布

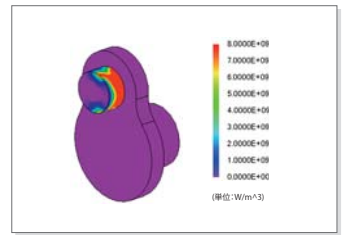
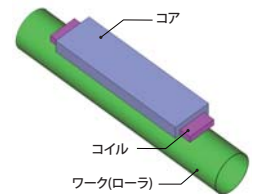


図4 第288ステップのジュール損失密度分布

事例 48

プリンタローラの高周波誘導加熱解析

module: FQ,HT



概要

プリンタの印刷工程では、トナーの付いた紙を、暖められた定着ローラと加圧ローラの間にに入れて、熱によりトナーを紙に定着させる工程があります。定着ローラは、さまざまな紙の種類に対応するために、均一な温度分布となることが求められます。また、利用者が印刷したいときにすぐに印刷できるように、スタンバイ時間を短縮するため、定着ローラを急速加熱する必要もあります。

設計した加熱コイルの形状や設置場所による加熱の違いや、薄いローラの表面にどのような渦電流が生じ均一な温度分布を得られるかどうか、磁束の流れがローラと空気中とコアにどのように広がるかなどを正確に扱うには、有限要素法に基づく磁界解析が有用です。

ここでは、与えたコイル形状によって、生じる温度分布の不均一性や、回転に伴う各部の温度上昇の様子を確認します。

渦電流密度分布

ローラの渦電流損失密度分布を図1に示します。コイルにより生じた磁界によってローラに渦電流が発生します。また、高周波では表皮効果の影響を強く受けるため、渦電流はローラ表面付近に分布します。

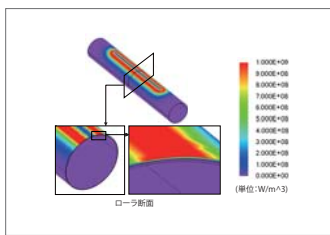


図1 加熱開始直後の渦電流損失密度分布

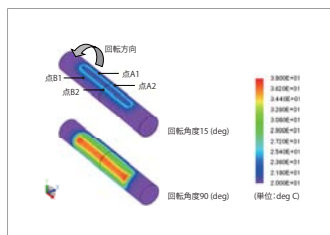


図2 ローラの温度分布

温度分布、温度変化

ローラの温度分布を図2および図3、ローラ表面の温度変化を図4に示します。図4は、図2に示す測定点における温度変化です。測定点は周方向および回転軸方向の温度変化を確認できるように選択しています。なお、ローラは一般に200 (deg C) 前後の昇温が求められますが、ここではローラ1回転分のみを解析しています。

図2、3より、ローラの回転運動によってローラ表面が帯状に加熱されていることが確認できます。また、図4から、被加熱箇所はローラの軸方向ではほぼ均一となっていることがわかります。周方向では加熱されるタイミングの違いや空気中への放熱により、均一な分布になっていません。なお、コイル形状により、中央部では発熱していないため温度上昇が階段状になっていきます。

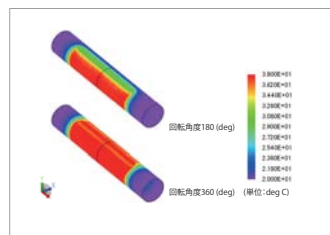


図3 ローラの温度分布

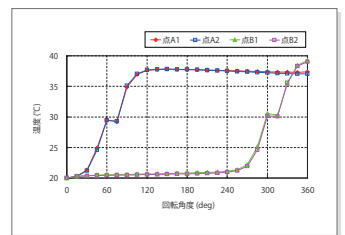
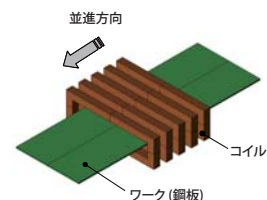


図4 ローラ表面の温度変化

事例
49

鋼板の高周波誘導加熱解析

module: FQ,HT



概要

鋼板の圧延工程には、製品の強度や性質を変えるために熱処理を行う工程があります。熱処理のひとつである高周波誘導加熱であれば、高周波電源を用いることで急速加熱することができますので、生産ラインでの装置を小型化することができます。また、電気設備なので作業環境がクリーンであり、高効率など多くのメリットがあります。一方で、加熱対象として長い鋼板は加熱コイルに順次送りながら、高速に加熱します。そのため、送り速度に応じた加熱量の選定と、必要な加熱量を満たす加熱コイルの配置、電流周波数や大きさの調整など検討すべき要素は少なくありません。本事例では、順次流れていく十分に長い鋼板の加熱状態を再現することが求められます。また、高周波の変動磁場により生じる渦電流は鋼板の表面に偏り、温度上昇に伴い材料特性も大きく変わるため、詳細な現象を扱うためには有限要素法に基づく数値解析で発熱量を予測する必要があります。ここでは、最適なコイル形状や通電条件(電源周波数、電流値)、送り速度などを求める際、数値解析モデルを作成し、昇温過程の解析をすることで、目的の加熱速度を満たすか否かを評価できることを示します。

渦電流損失密度分布

ワークの表面および断面の渦電流損失密度分布を図1に示します。コイルにより生じた磁界によってワークに渦電流が発生します。表皮効果により渦電流はワークの表面に分布します。

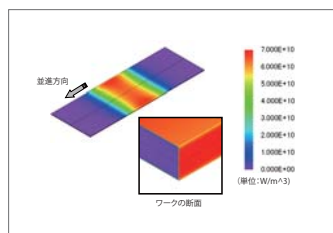


図1 0(sec)時のワークの渦電流損失密度分布

温度分布

ワークの温度分布を図2に示します。渦電流によってワークが発熱し、10(sec)時ではコイルを通過したワークが800(deg C)以上に加熱されていることが確認できます。また、ワークが0.1(m/s)で並進運動をすることにより、ワークがほぼ温度ムラなく加熱されていることが確認できます。熱の伝導により、ワーク内部まで加熱されていることも確認できます。

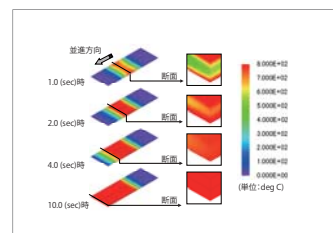
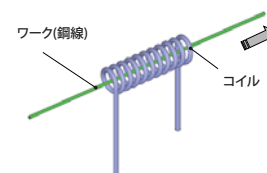


図2 ワークの温度分布

事例
50

鋼線の高周波焼入れ解析(移動焼入れ)

module: FQ,HT



概要

鋼線は耐摩耗性を確保するため表面の硬度を増しつつ、内部の靱性を保つことで柔軟性のある部品を作ることが望まれています。表面硬化法のひとつである高周波焼入れであれば、高周波電源を用いることで表面のみを局所的、急速加熱することができます。また、電気設備なので作業環境がクリーンであり、高効率、かつ、ロットでの焼入れのばらつきも少ないなど多くのメリットがあるため、積極的に導入が進んでいます。一方で、加熱対象として長い鋼線は加熱コイルに順次送りながら、高速に加熱します。そのため、送り速度に応じた加熱量の選定と、必要な加熱量を満たす加熱コイルの配置、電流周波数や大きさの調整など検討すべき要素は少なくありません。ここでは、順次流れていく十分に長い鋼線の加熱状態を再現する事が求められます。また、高周波の変動磁場により生じる渦電流は鋼線の表面に偏り、温度上昇に伴い材料特性も大きく変わるため、詳細な現象を扱うためには有限要素法に基づく数値解析で発熱量を予測する必要があります。

渦電流損失密度分布

鋼線およびコイルに生じる渦電流損失密度分布を図1に示します。コイルが作る磁界の時間変化によって鋼線に渦電流が発生し、誘導加熱ではこの渦電流が熱源となり加熱されます。また、高周波では表皮効果の影響を強く受けるため、渦電流は鋼線の表面付近に分布します。

鋼線の温度分布

鋼線の各位置における温度分布を図2に示します。

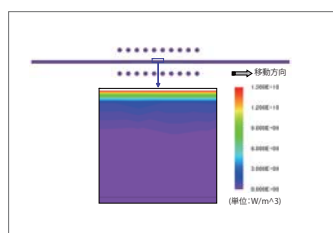


図1 渦電流損失密度分布(断面表示)

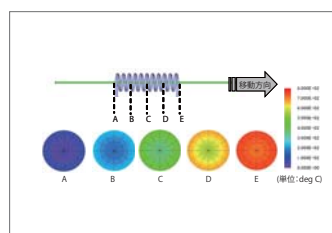


図2 鋼線内部の温度分布(断面表示)

鋼線の温度変化

鋼線表面および内部における温度変化を図3に示します。結果より、鋼線の表面および内部の最高温度が750(deg C)付近になることがわかります。また、表面が先に加熱されていることが確認できます。

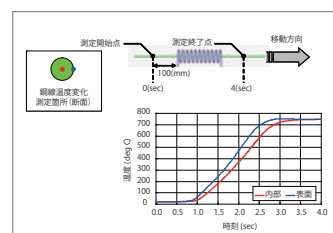


図3 鋼線の温度変化

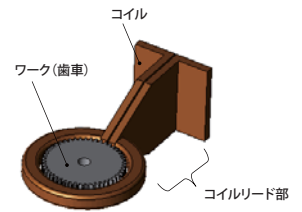
事例 51

歯車の高周波焼入れ解析

module: FQ,HT

概要

歯車は歯どうしが接触する歯面の耐摩耗性を確保するため表面の硬度を増しつつ、歯全体の靱性を保ち、粘り強さをもつ部品とすることがあります。表面硬化法のひとつである高周波焼入れであれば、高周波電源を用いることで歯の表面のみを局部的、急速加熱することができます。また、電気設備なので作業環境がクリーンであり、高効率、かつ、ロットでの焼入れのばらつきも少ないなど多くのメリットがあるため、積極的に導入が進んでいます。一方で、歯車の表面を均一に加熱するには、加熱コイルの形状・配置、電流周波数や大きさの調整など検討すべき要素は少なくありません。高周波の変動磁場により生じる渦電流は歯の表面に偏り、温度上昇に伴い材料特性も大きく変わります。詳細な現象を扱うためには有限要素法に基づく数値解析で発熱量を予測することが必要です。ここでは、最適なコイル形状や通電条件(電源周波数、電流値)を求めるとき、数値解析モデルを作成し、昇温過程の解析をすることで、目的の温度分布を満たすか否かを評価できることを示します。



歯車の渦電流損失密度分布

歯車の表面および歯先のカット面の渦電流損失密度分布を図1に示します。各カット面は歯幅の2分の1の位置でのカット表示です。コイルにより生じた磁界によって歯車に渦電流が発生します。表皮効果により渦電流は歯車の表面に分布します。

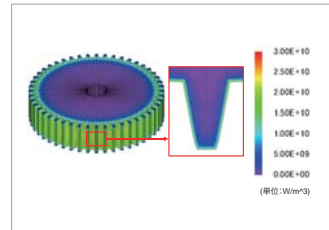


図1 0.0~0.15(sec)時の渦電流損失密度分布

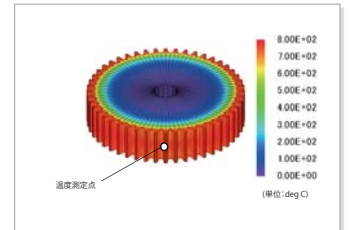


図2 3.0(sec)時の温度分布

歯車の温度分布と温度変化の時刻特性

歯車の温度分布を図2、歯先の温度変化の時刻特性を図3に示します。図3は、図2に示す歯幅中心における温度変化です。温度分布から、渦電流によって歯先が発熱していることが確認できます。

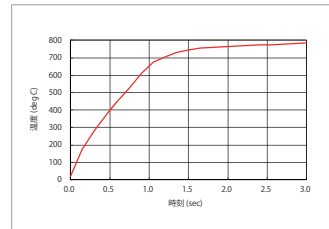


図3 歯先の温度-時刻特性

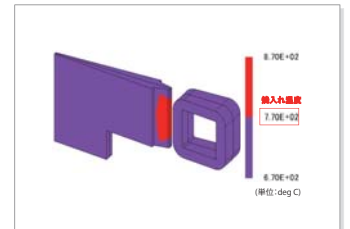


図4 最高到達温度分布

最高到達温度分布

各部分が到達した最高温度の分布を図4に示します。ここでは770度を越えた箇所を赤、770度を下回る箇所を紫色の2色コンターとしています。

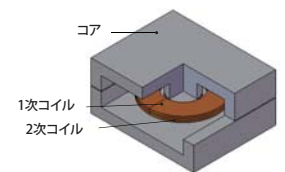
事例 52

シートコイルトランスのインダクタンス解析

module: FQ

概要

電源用トランスは大きな電流を流すため、形状が大きくなる傾向があることから、電気製品の小型化にあたって小型化が難しい部品といわれています。本資料で紹介するシートコイルトランスは、コイルを薄くシート状に巻くことでトランスを薄型化しています。トランスの設計要求の重要項目として自己インダクタンスと漏れインダクタンスがあります。インダクタンスは磁気回路に依存して決まる量ですが、磁気特性の非線形性により、動作点が変わると磁気回路が変わります。また漏れインダクタンスはその特性上、非磁性領域にも磁路を持つため、コアだけでなく、巻線配置や形状などにも大きく影響されるため、その評価にあたっては、有限要素法による磁界解析が必要となります。ここでは、シートコイルトランスの自己インダクタンスと漏れインダクタンスを求めています。



磁束密度分布

自己インダクタンス計算時の磁束密度分布を図1に示します。図より、センターコアに磁束が集中していることがわかります。コイルに電流を流すことによって発生する磁束はセンターコアから二分されてコアの外周部に流れて行き、再びセンターコアに戻ってくるためです。コアの角部分では外側に比べて内側の磁束密度が高くなっています。これは、磁束がコアの最短ルートを流れようとするためです。

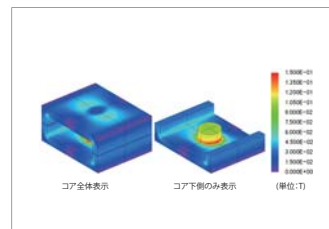


図1 磁束密度分布

自己インダクタンス	30.0 (μH)
漏れインダクタンス	0.755 (μH)

表1 シートコイルトランスのインダクタンス

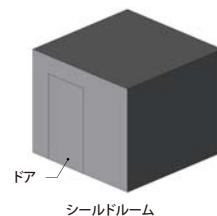
インダクタンス

シートコイルトランスのインダクタンスを表1に示します。インダクタンスは電圧と電流の関係から求めることができ、自己インダクタンスは30.0 (μH)、漏れインダクタンスは0.755 (μH)となります。

事例 53

シールドルームの磁気遮蔽解析

module: FQ



概要
シールドルームは、外部磁界の影響から精密機器を保護するため、磁束を遮断する特別な処理を壁に施した閉空間です。シールドルームの開口部の位置や、電源ケーブルの位置、精密機器の配置場所、外部磁場の発生要因の違いなどにより、シールドルーム内における外部磁界の影響は異なります。さまざまな外部磁界が印加されたときに、シールドルーム内にどのように磁束が侵入するかという3次元、かつ、時間変化を伴う評価をするためには有限要素法を用いた磁界解析が有効です。
ここでは、外部磁界が加えられた際のシールドルームによる磁気遮蔽現象を扱い、磁束密度分布を確認します。

磁束密度分布

シールドルームおよび周辺の空気領域の磁束密度分布を図1に示します。図中の矢印の向きに与えられた外部磁界は、シールドルームの壁面に沿って磁束が流れるためシールドルーム内の磁束密度は小さくなります。また、図中Z方向に一樣な外部磁界はシールドルーム近辺で壁面を流れようとするため図中の赤枠の箇所に磁束が集中し磁束密度が高くなり、図中の青枠の箇所では磁束密度が低くなっています。

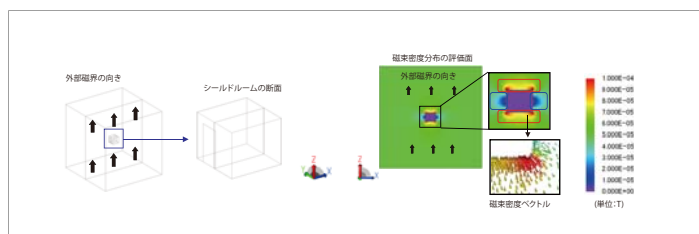


図1 コギング波形

磁束密度波形

各評価軸における磁束密度波形を図2、図3に示します。位置12 (m)から15 (m)の間にシールドルームがあるため、その間で磁気遮蔽により磁束密度が外部に比べて低くなっています。外部磁界の大きさ50 (μT)に対し、シールドルーム内の磁束密度は0.9 (μT)であり、磁気遮蔽効果として約98 (%)遮蔽されていると言えます。

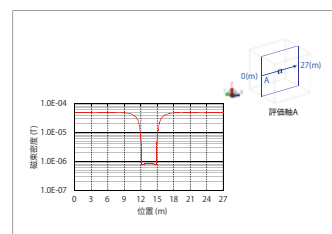


図2 評価軸Aにおける磁束密度波形

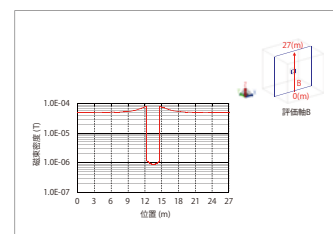
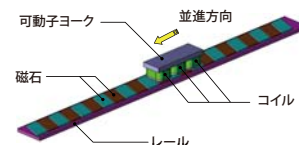


図3 評価軸Bにおける磁束密度波形

事例 54

コイル可動型リニアモータのコギング解析

module: TR



概要
リニアモータは、高加減速、高い位置決め精度を実現することができるため、搬送装置や工作機械の駆動装置などに使われています。性能向上の課題として、応答性を向上するためには大きな推力を得ることが求められますが、一方で、推力変動や吸引力を低減したいというトレードオフの要求も満たす必要があります。また推力変動の低減要求から、磁石にスキューを施す場合もあります。大きな推力を得るためには材料の非線形磁化特性や磁石の減磁特性と考慮する必要があり、推力変動を評価するためには、詳細な形状をモデル化した上で解析する必要があるため、有限要素法に基づく磁界解析シミュレーションによって検討する必要があります。
ここでは、磁石にスキューを施したコイル可動型リニアモータにおける磁束密度分布、コギングを求めています。

磁束密度分布

並進距離36(mm)時の磁束密度分布を図1に示します。スキューを施すことにより、磁気回路が変わることがわかります。この磁気回路の変化がコギングに影響することが予想されます。

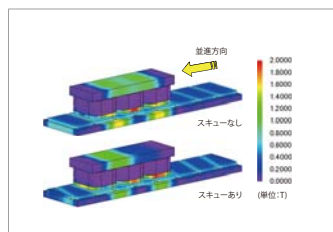


図1 並進距離36(mm)時の磁束密度分布

コギング波形

コギング波形を図2に示します。スキューを施すことにより、コギングがピーク値で約5割低減していることが確認できます。

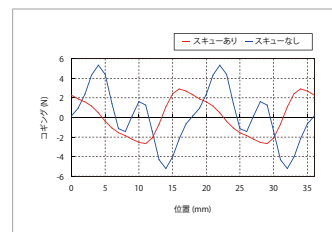


図2 コギング波形

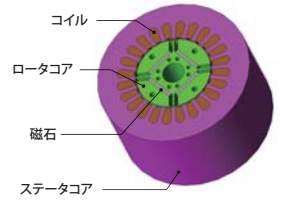
事例 55

IPMモータの組込み着磁解析

module: DP, ST

概要

埋込型磁石モータ (IPM) は強力な希土類磁石を用いられることが多く、組み立て工程ではロータの細い隙間に磁石を挿入するため、作業性が非常に悪くなります。また挿入後はロータが強い磁界を発生するため、ステータに組込む際の作業性も低下します。そのため、未着磁のままの磁石を組み立てていき、組み立て後に着磁を行う組込み着磁という工法が用いられることがあります。これにより、組み立て性は大きく向上しますが、磁石が完全着磁されない危険性があります。したがって、組込み着磁が可能かどうかを確認し、着磁に必要な装置の電力を見積もることが必要になります。有限要素法を用いた磁界解析シミュレーションを用いれば、着磁条件として投入電流量やヨーク形状を自由に変えて、磁気飽和なども考慮して被着磁体を完全着磁で切るかどうかを評価することができます。ここでは、着磁の際の投入電流を変えて着磁磁界がどのように変わるか、及びその磁石を用いたモータの誘起電圧とコギングトルクを求めています。



着磁磁界分布

投入電流1.0(kA)、1.5(kA)、2.0(kA)、2.5(kA)における組込み着磁時の磁石の着磁磁界分布を図1に示します。着磁磁界の強さは投入電流の大きさに比例します。一方、着磁磁界の向きは投入電流によらずほぼ同じ向きになっています。

磁石内部の磁化分布

理想的な着磁状態として磁石全体の磁化を一定とした場合と、投入電流1.0(kA)、1.5(kA)、2.0(kA)、2.5(kA)時の着磁磁界を考慮した場合の磁石内部の磁化分布を図2に示します。投入電流が1.0、1.5(kA)の時は磁石全体の磁化が小さいことがわかります。また、2.5(kA)の時は理想的な着磁状態の磁化分布とほとんど差が無いことがわかります。

誘起電圧波形、コギングトルク波形

理想的な着磁状態として磁石全体の磁化を一定とした場合と、投入電流1.0(kA)、1.5(kA)、2.0(kA)、2.5(kA)時の着磁磁界を考慮した場合における、U相の誘起電圧波形を図3、コギングトルク波形を図4に示します。

図2に示した磁化分布が、誘起電圧およびコギングトルクに影響を与えています。図3および図4より、2.0(kA)以上で着磁すれば理想的な着磁状態の磁石を使用した場合と同様の機器特性が得られることが分かります。

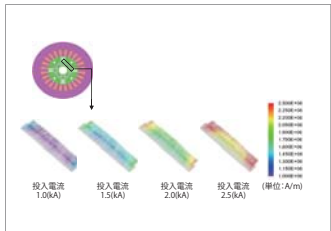


図1 着磁磁界分布

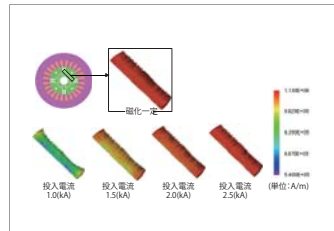


図2 磁石内部の磁化分布

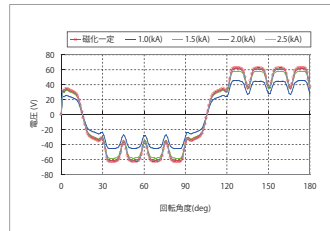


図3 U相の誘起電圧波形

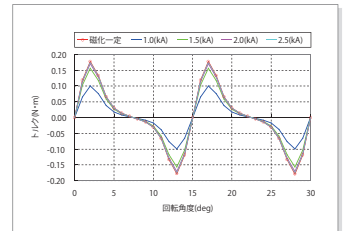


図4 コギングトルク波形

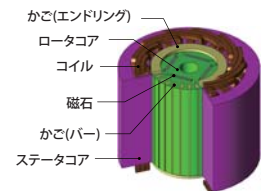
事例 56

自己始動型永久磁石モータのトルク特性解析

module: DP

概要

自己始動型永久磁石モータは、誘導機と永久磁石機の二つの特性を併せ持っており、インバータなどの制御装置が無くても誘導機よりも高い効率を期待できます。始動時は、誘導機として振る舞い、ステータが作る回転磁界に対して、ロータのかごがすべることで2次電流が生じ、トルクを発生します。したがって、始動時にロータの起動位置や回転数を見る必要がないので、始動性に優れます。回転数が上がり、同期に入ると二次電流でなく永久磁石が起磁力となりトルクを発生するため、2次銅損が発生しません。欠点としては、同期を外れると大幅にトルクが低下したり、磁石モータとしては脱調状態となるためトルク変動が大きいことが挙げられます。このため、自己始動型永久磁石モータは、商用電流を直入れでも始動でき、且つ同期時には高効率を期待できますが、始動トルクが比較的低いことや同期はずれ時の回復など、適用が難しい面があります。このため、モータの性能が要件を満たしているかを事前に把握するためには、有限要素法に基づく磁界解析シミュレーションによって検討する必要があります。ここでは、電流密度分布とs-T特性(すべりトルク特性)を求めています。



電流密度分布

すべり0.8における電流密度分布を図1に示します。すべりが大きい場合は誘導電動機として動作します。コイルが作る回転磁界とロータのかごに誘導される電流によりトルクが発生するため、誘導電流がトルク特性に大きく影響します。

フラックスライン

すべり0におけるフラックスラインを図2に示します。すべりが0の場合は同期電動機として動作します。この自己始動型永久磁石モータはIPMモータとして動作するため、永久磁石の吸引力とリラクタンス磁束によりトルクが発生します。

s-T特性

s-T特性グラフを図3に示します。この自己始動型永久磁石モータは、すべりが大きい場合はトルクが小さく、すべりが0.2のときに最大トルクを得られることがわかります。

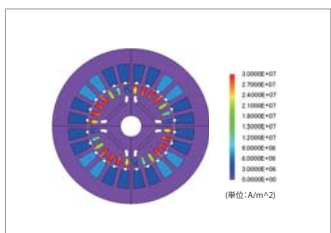


図1 電流密度分布



図2 フラックスライン

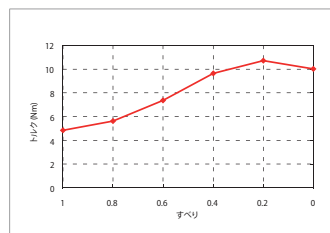
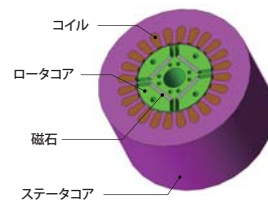


図3 s-T特性

事例
58

IPMモータの効率解析

module: DP,LS



概要

IPMモータはロータ形状に特徴があり、磁石がロータに埋め込まれています。ステータの回転磁界がロータの磁石と直交する向き(q軸)に加えられるときには、通常のSPMと同じように動作しますが、電流位相をずらしてd軸成分を加えるとロータ磁石の磁界を弱めるように作用し、これを弱め界磁といいます。SPMではd軸電流は界磁を弱めるだけに作用するので、回転数は高まりますがトルクは減ってしまいます。しかし、IPMはロータ形状でd軸とq軸のインダクタンスに差が出る用に作られており、磁石を弱める作用をするd電流でトルクを発生することができるので、弱め磁束の分を回復することができます。したがって、IPMモータは弱め界磁制御と組み合わせることで、運転範囲が広がります。

このように、IPMモータの特性はロータ形状に大きく依存するので、磁気回路法での検討が難しく、精度良く設計の事前検討を行うためには、有限要素法を用いた電磁界解析で検討する必要があります。

ここでは、正弦波電流駆動において回転数1,800(r/min)、電流振幅4.0(A)時の電流位相ごとの効率を求めます。

効率特性・損失割合・磁束密度分布・トルク波形

回転数1,800 (rpm)、電流振幅4.0 (A)の場合における電流位相ごとの効率特性を図1、損失割合を図2、磁束密度分布を図3、トルク波形を図4、平均トルクとトルクリップル率を図5に示します。効率特性の結果から、 $\beta=30$ (deg)で最高効率91%を示すことがわかります。電流位相を調整することによって、ステータの磁束密度を低下させ、ステータに発生する鉄損を小さくすることができます。一方、平均トルクの低下や騒音問題などの原因となるトルクリップルが大きくなるため、高効率というだけではなくトルクリップルの大きさも考慮して電流位相を選択する必要があります。

モータの運転可能範囲内で回転数、電流値および電流位相を変更し効率を求めることにより、効率マップを描くことができます。

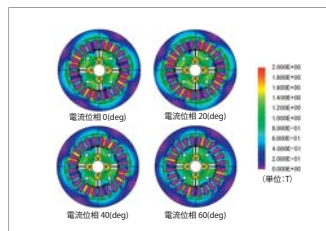


図3 磁束密度分布

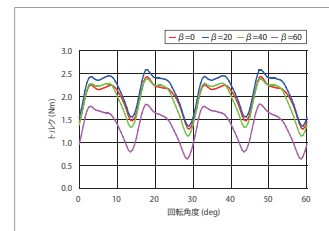


図4 トルク波形

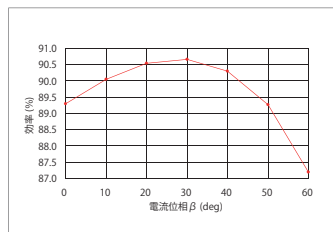


図1 回転数1,800(r/min)、電流振幅4.0(A)時の電流位相ごとの効率特性

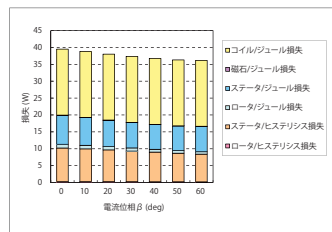


図2 電流位相ごとの損失割合

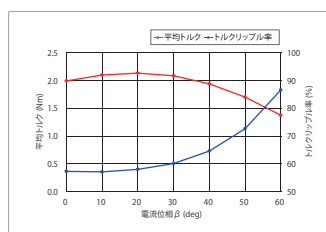
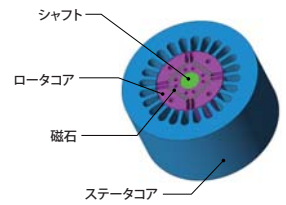


図5 電流位相ごとの平均トルクとトルクリップル率

事例 59

PWMを考慮したPMモータの鉄損解析～直接連携～

module: DP,LS



概要

高効率モータの駆動回路ではPWM制御(パルス幅変調制御)を用いたベクトル制御が用いられる事が多くなっています。PWM制御では、負荷や回転数に応じて電流の位相や振幅を低損失で調整することが可能なため、広い運転範囲で高効率を実現することが出来ます。PWMの制御周波数をキャリア周波数といい、数(kHz)から10数(kHz)がよく用いられます。PWM制御により供給される電流波形は、基本波電流にキャリア高調波電流が重畳される形となり、このキャリア高調波電流により、モータの各部にも高周波の磁界が加わります。その結果、これを原因とする、コア鉄損や磁石渦電流損失が発生します。これらの損失は総量としては支配的ではありませんが、高効率を目指すうえで厄介なため、設計において排除しておく必要があります。これらの問題を検討するためにはモータの電磁的な挙動は勿論、駆動回路がどのような制御を行うかも把握しなければなりません。

事前にCAEでこの現象を検討するためには、精度の良いモータモデルとインバータモデルを連成させることが必要となり、回路/制御シミュレータと直接連携する方法やJMAG-RTモータモデルと制御/回路シミュレータを用いて得られた電流波形を入力とする方法、実測電流を入力する方法があります。

ここでは、回路/制御シミュレータと直接連携することにより、キャリア高調波を考慮したIPMモータの鉄損を求めています。

鉄損

PWMインバータ駆動と正弦波電流駆動における鉄損、ヒステリシス損失、ジュール損失の値の比較を表1に示します。

ロータコア、ステータコアともにPWMインバータ駆動時の鉄損が増加しています。中でもジュール損失の増加が大きく、ロータコアでは約7割、ステータコアでは約4割増加しています。

ジュール損失

ジュール損失の周波数成分を図1～図4に示し、ジュール損失密度分布を図5、図6に示します。ロータコア、ステータコアともに基本周波数(ロータコア360 (Hz)、ステータコア60 (Hz))とその高調波成分は、正弦波電流駆動とPWMインバータ駆動でほぼ同じ損失量であるのに対し、PWMの基本周波数(10(kHz))とその高調波成分は、PWMインバータ駆動時のみに損失が発生しています。(図中、緑枠)

これよりPWMインバータ駆動時にジュール損失が増加するのはキャリア高調波の影響であることがわかります。詳細なモータ特性を評価する上で、キャリア高調波の影響を考慮する必要があります。

	ロータコア		ステータコア	
	正弦波電流駆動	PWMインバータ駆動	正弦波電流駆動	PWMインバータ駆動
鉄損	1.14 (W)	1.89 (W)	14.44 (W)	16.80 (W)
ヒステリシス損失	0.18 (W)	0.20 (W)	8.28 (W)	8.35 (W)
ジュール損失	0.97 (W)	1.69 (W)	6.16 (W)	8.45 (W)

表1 鉄損結果

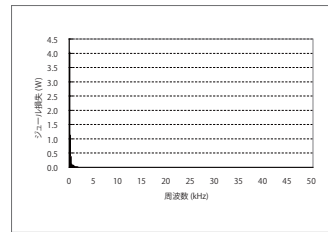


図3 ステータコアのジュール損失周波数成分 (正弦波電流駆動)

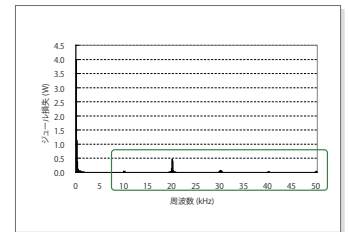


図4 ステータコアのジュール損失周波数成分 (PWMインバータ駆動)

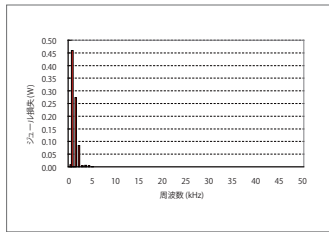


図1 ロータコアのジュール損失周波数成分 (正弦波電流駆動)

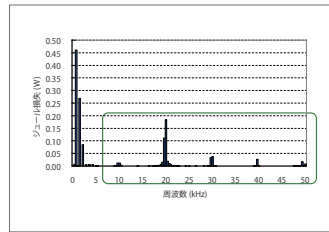


図2 ロータコアのジュール損失周波数成分 (PWMインバータ駆動)

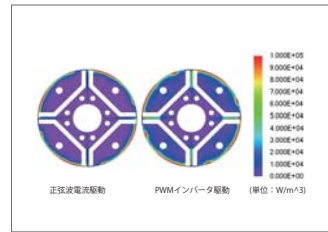


図5 ロータコアのジュール損失密度分布

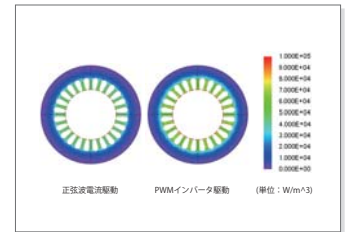
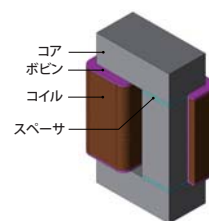


図6 ステータコアのジュール損失密度分布

事例
60

リアクトルの直流重畳特性解析

module: TR



概要

DC-DCコンバータなどで使用される高周波リアクトルは、直流電流に加えスイッチングに伴う高周波電流が流れます。リアクトルの性能として、幅広い直流電流領域で安定したインダクタンス特性をもつことが求められます。またコアの磁気飽和を防止するために設けられるギャップは、インダクタンスに与える影響が大きく、設計時の重要なパラメータです。

ギャップ長をパラメータとしたインダクタンスの直流重畳特性は、ギャップ長が大きい場合、磁気抵抗はギャップ部で決定されるため、磁気回路法による評価が可能です。ギャップ長が狭く、電流値が大きいなど磁気飽和の影響がインダクタンスに強く現れる場合は、有限要素解析による事前検討が有効な手段となります。

ここでは、ギャップ長を変更した場合の、高周波リアクトルの直流重畳特性を求める事例についてご説明します。

直流重畳特性

ギャップ長を変更した場合の直流重畳特性を図1に、コアの磁束密度分布を図2示します。図1より、直流電流が大きくなるほどインダクタンスが低下することがわかります。これは、図2に示すように、磁気飽和の影響によるものです。また、ギャップ長が大きくなるにつれて、磁気回路中における磁気抵抗はギャップが支配的になるため、電流変化に対するインダクタンスの感度が低くなります。

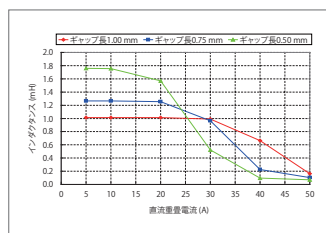


図1 直流重畳特性

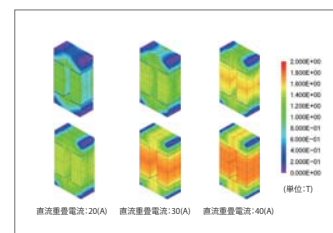
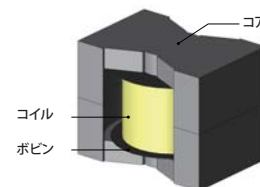


図2 磁束密度分布 (上:ギャップ長1.0mm、下:ギャップ長0.5mm)

事例
61

チョークコイルの電流分布解析

module: DP, TS



概要

チョークコイルは高周波電流のフィルタリングを目的とした電子部品です。チョークコイル内部で発生する電流は、表皮効果、近接効果、ギャップ付近の漏れ磁束による電流の偏りのため、局所的な発熱が発生します。耐熱設計の観点から、有限要素解析により電流分布の詳細を視覚的に確認することは、設計にフィードバックする上で有用です。ここでは、チョークコイルの電流分布を求める事例についてご説明します。

電流密度分布

電流波形を図1、各時刻における巻線の電流密度分布を図2に示します。なお、定常状態を評価するため、図1は時刻40(μsec)~80(μsec)を示しています。図より、電流の時間変化が激しい40、60(μsec)時に電流が偏り、時間変化が緩やかな50(μsec)時にはあまり偏らないことがわかります。これは、電流の偏りの原因となるギャップ付近の磁界の変化が巻線電流の変化によるためです。

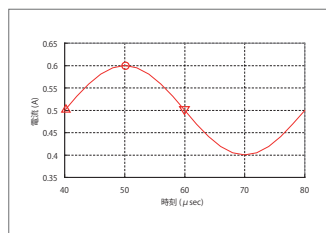


図1 電流波形

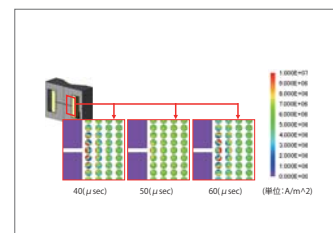
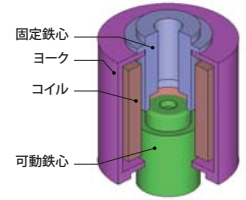


図2 電流密度分布

事例 62

電磁弁の吸引力解析

module: DP



概要

電磁弁は、鉄心を並進運動させて液体や気体の流入量を調整するために用いられます。コイルに電流を通電すると電磁石が形成され、可動部と固定部との間に電磁吸引力が発生します。弁の開閉には高い応答性が求められるので、駆動に用いる電源や電磁弁が、要求される応答性や吸引力を満たすか否かは重要な評価項目となります。

吸引力は、電流の大きさや鉄心の配置、材料特性などから決まります。ただし、実際の磁束の流れは複雑であり、電流を増やしても、鉄心の磁気飽和の影響で吸引力が電流に比例しないなどの現象が発生します。これらの挙動を扱うには有限要素法を用いた磁界解析シミュレーションが有効です。ここでは、可動鉄心の各位置における吸引力を求めます。

磁束密度分布

可動鉄心の各位置における磁束密度分布を図1に示します。可動鉄心が固定鉄心に近づくにつれ空隙が小さくなるため、可動方向に流れる磁束が増加し、磁気回路が変化しています。可動鉄心と固定鉄心間における磁気回路は、吸引力特性に影響します。

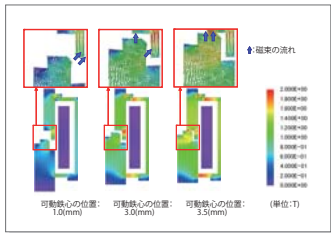


図1 各位置における磁束密度分布

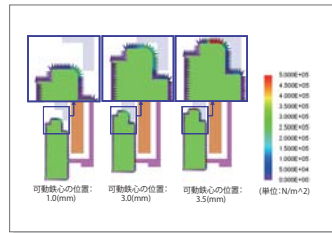


図2 各位置における表面力密度分布

吸引力特性

各位置において可動鉄心に生じる表面力密度ベクトルを図2、電磁弁の吸引力特性を図3に示します。

可動鉄心の位置1.0~2.5(mm)においては、ほぼ一定の吸引力が得られています。可動鉄心が固定鉄心に近づくにつれて空隙が小さくなり磁気抵抗が急激に変化します。そのため、直流励磁の場合は可動方向に生じる吸引力が可動鉄心の位置によって変化します。

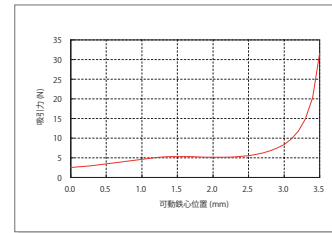
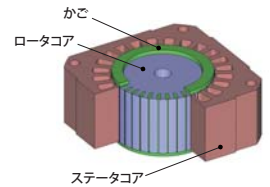


図3 吸引力特性

事例 63

かご型誘導電動機のトルク特性解析

module: FQ



概要

誘導電動機は構造が簡単で、安価、堅牢、高効率のため古くから一般産業用に広く利用されてきました。誘導電動機は、同期速度で回転している時にはトルクが発生せず、適切なすべりが生じている時にトルクが最大となります。また、かご型誘導電動機はかごに流れる電流によって損失が発生するため、その発熱の大きさに応じて連続運転の可否を検討する必要があります。誘導機は、2次導体に誘導される電流が特性に大きく影響します。また特にギャップ付近には強い磁気飽和を伴います。このため、設計検討のための特性の把握には、有限要素法に基づく磁界解析が有効です。ここでは、s-T特性(すべり-トルク特性)、I-T特性(電流-トルク特性)、最大トルクにおけるI-V特性(電流-電圧特性)と電流-かごのジュール損失特性を求めた事例をご紹介します。

トルク特性

電流振幅ごとのs-T特性を図1に、I-T特性を図2に、I-V特性を図3に示します。図1より、電流振幅の大きさによりトルクが最大となるすべりが変化することがわかります。トルクが最大となるすべりはコイルの電気抵抗、かごの電気抵抗、漏れリアクタンスから決まります。従って、電流の増加に伴う漏れリアクタンスの変化が、トルク最大となるすべりの変化の原因となります。図2のI-T特性の傾きより、この誘導電動機のトルク定数が約0.8(N・m/A)であることがわかります。また、投入できる1次電圧には限界があるため、図3に示すI-V特性を描き、最大トルク時の1次電圧を把握しておく必要があります。

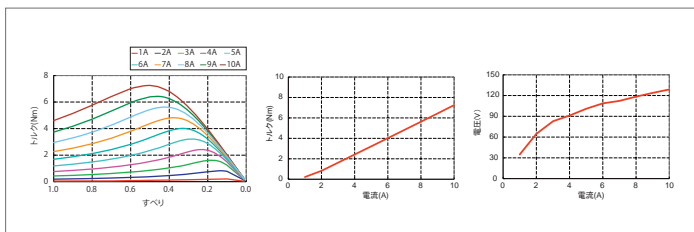


図1 s-T特性

図2 I-T特性

図3 I-V特性

渦電流密度分布/ジュール損失

電流振幅が10(A)の場合の渦電流密度分布を図4に、各電流値に対するかごのジュール損失を図5に示します。なお、いずれもトルク最大時の結果です。図4より、バーに電流密度が 2×10^7 (A/m²)以上になる過大な電流が流れており、発熱が大きく連続運転が厳しいことがわかります。図5より、ジュール損失が電流値に対して2次関数的に増加することがわかります。損失より発熱を見積もることで、最大トルクでの連続運転可能時間を把握することが出来ます。このように、かご型誘導電動機の最大トルクの検討を行う際は、かごに流れる電流および損失を把握する必要があります。

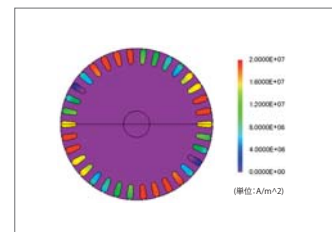


図4 渦電流密度分布(ロータ)

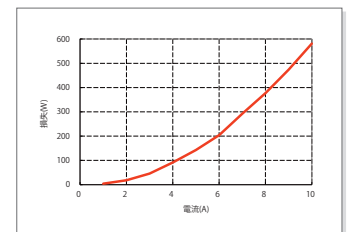


図5 かごのジュール損失

事例 64

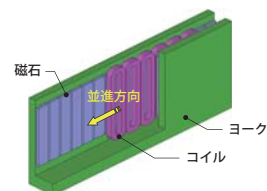
コアレスリニアモータの推力解析

module: TR

概要

リニアモータは高速、高加減速、高い位置決め精度を実現できるため、搬送装置や工作機械などに使われています。中でもリニアモータの一種であるコアレスリニアモータは、一般にコア付リニアモータと比較して小推力ですが、コギングが発生しないため、推力変動は少ないです。その特性を生かして、リニアモータステージや電子部品実装機などに使用されています。

コアレスリニアモータの推力変動は小さいため、設計段階で推力変動を予測したり、測定することが困難です。有限要素法では、コアレスリニアモータの様に推力変動が小さいリニアモータであっても推力変動を精度よく求めることが出来ます。ここでは、コアレスリニアモータに三相交流を通电して駆動した場合の推力変動を求めています。



ローレンツ力密度分布

並進距離21(mm)時のローレンツ力密度分布を図1に示します。コイルに通电すると、磁界によってローレンツ力が発生します。ローレンツ力の大きさは電流値と磁界の強さによって、向きは通電方向と磁界の向きによって決まります。並進距離21(mm)時には、V相コイルには電流が流れず、U相、W相コイルに電流が流れているため、U相、W相コイルにおける、磁石と対向した箇所のローレンツ力密度が高くなります。ローレンツ力は並進方向に発生しており、これが推力となります。

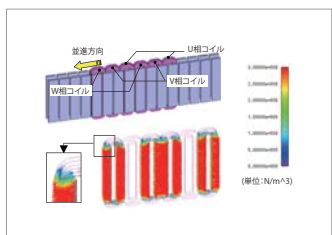


図1 並進距離21(mm)時のコイルのローレンツ力密度分布

推力

推力波形を図2に示します。コギングが発生しないため、推力変動が推力の平均値の約6(%)と小さくなっています。

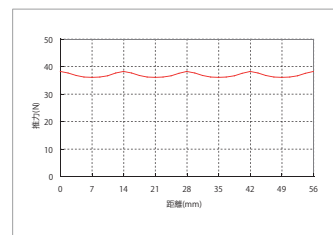


図2 推力波形

事例 65

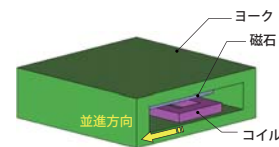
ボイスコイルモータの静推力解析

module: TR

概要

リニアアクチュエータは高速、高加減速、高い位置決め精度を実現できるため、工作機械などに使われています。中でもコアレスタイプのリニアアクチュエータは、一般にコア付リニアアクチュエータと比較して小推力ですが、コギングが発生しないため、推力変動が小さいという特性を持ちます。その特性を生かして、電子部品実装機のヘッド駆動や精密ステージの微動など、高精度な位置決めが必要な分野で用いられます。位置決め精度にはアクチュエータの可動位置による静推力の変化が大きく関係します。また、静推力は電流値によって制御されるため、静推力の電流特性を知る必要があります。

ここでは、コアレスタイプのリニアアクチュエータであるボイスコイルモータにおける静推力の可動位置特性と電流特性を求めています。



静推力の可動位置特性

電源電流0.05(A)時の静推力の可動位置特性を図1、可動位置0(mm)、1(mm)におけるコイルのローレンツ力密度分布及び磁界分布を図2、図3に示します。図1より、コイルが各磁極の直下にある可動位置1(mm)の状態が静推力が最大となることが分かります。図2より、可動位置1(mm)に比べ可動位置0(mm)の場合は丸印内のローレンツ力密度が小さいことが分かります。図3より、可動位置0(mm)において丸印内の磁界が弱く、向きも並進方向に対して垂直になっていないことが分かります。コイルに流れる電流の向きと大きさを一定としており、静推力(ローレンツ力)は磁界の強さと向きで決まるため、コイルの磁界分布により静推力が低下していることが分かります。

静推力の電流特性

静推力の電流特性を図4に示します。図から静推力の電源電流に対する線形性が確認できます。また、この直線の傾きから推力定数が6(N/A)であることがわかります。これより、電源電流値で静推力を制御することが出来ます。

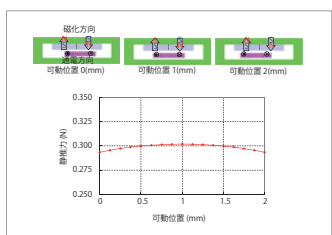


図1 静推力の可動位置特性

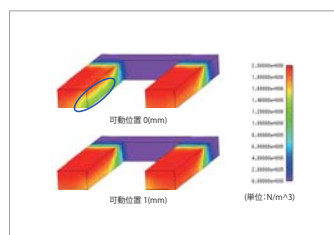


図2 ローレンツ力密度分布(並進方向成分)

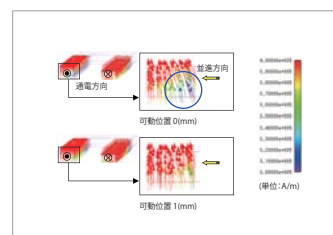


図3 磁界分布

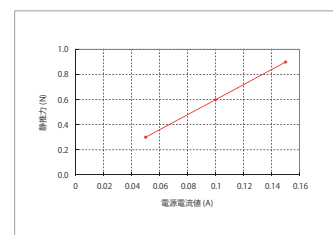
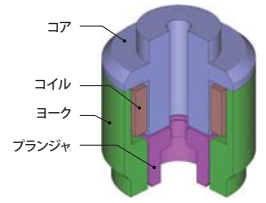


図4 静推力の電流特性

事例 66

インジェクタの動作時間解析

module: DP



概要

エンジンに使用されるソレノイド式インジェクタは、電磁石の磁力によりプランジャが移動することで弁が開き、燃料を噴射します。エンジン用のインジェクタは流量のばらつきを抑え燃費を向上させるなどの目的で、印加電圧に対する高い応答性が求められます。ソレノイド式インジェクタの場合、応答性を下げる要因として、通電により発生する磁束が時間変化することによる渦電流があげられます。渦電流は磁束の変化を妨げる方向に発生しますので、通電開始時からの吸引力の立ち上がりが遅くなり、応答性が下がります。JMAGでは過渡応答解析を実施することで、渦電流の影響を考慮してインジェクタの応答性を求めることができます。渦電流が発生している箇所を特定することで、応答性を向上させるのにはどうしたらよいか、検討することができます。ここでは、ソレノイド式インジェクタに直流電圧を印加し、渦電流の影響を考慮した上で応答特性を求めています。

応答特性

時刻に対するプランジャの応答特性を図1に示します。プランジャ移動量は開弁方向を正とし、移動量0.1(mm)で弁が全開になります。図1より、渦電流を考慮した場合としない場合でプランジャの応答性が異なっていることが分かります。渦電流を考慮した場合の方が応答性が下がっています。

吸引力特性

時刻に対するプランジャの吸引力特性を図2に示します。図2より、渦電流を考慮した場合は、渦電流を考慮していない場合と比較して吸引力が低下していることが分かります。渦電流を高くした場合、吸引力の低下により、応答性が遅くなっていると言えます。

電流特性

時刻に対する電流の応答特性を図3に示します。図3より、渦電流を考慮した場合は0.003(s)で弁が開いていることが分かります。一方、渦電流を考慮していない場合は0.0025(s)で弁が開いていることが分かります。コイルに流れる電流からも渦電流を考慮すると応答性が遅れることが確認できます。また、渦電流を考慮した場合は渦電流を考慮していない場合と比較して、吸引力が低下しているのにコイルに流れる電流は多くなっています。

電流密度分布

通電開始時刻の1(ms)時、プランジャ移動開始時刻の2.3(ms)時、プランジャフルストローク時刻の4.2(ms)時の電流密度分布を図4に示します。プランジャの移動方向が弁の開く方向です。コイルに通電することにより、コア、ヨーク、プランジャに渦電流が発生します。通電開始時は、磁束が急激に流れるため渦電流が各部品の表面に集中しますが、電源が直流であるため、時間経過とともに渦電流は部品内部にも流れるようになります。この渦電流が応答性を下げる要因となります。

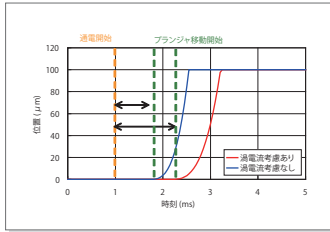


図1 応答特性

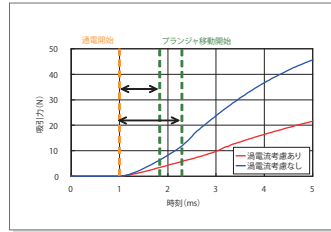


図2 吸引力特性

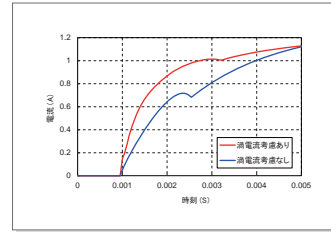


図3 電流特性

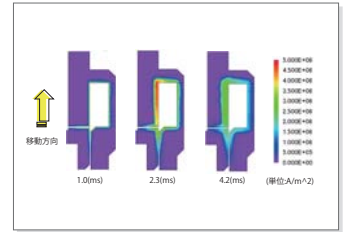
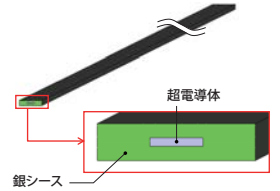


図4 電流密度分布

事例 67

超電導体の交流損失解析

module: TR



概要

超電導体は、臨界温度、臨界磁界、臨界電流よりも低い状態において電気抵抗がゼロになる性質を持っています。超電導線材は、低温状態を作るための冷却システムが必要ですが、高電流密度、極低損失といった特長から、省エネや環境面に対して多くのメリットを持っています。ただし、超電導体における電気抵抗がゼロというのは直流電流を流した場合のことであり、交流電流の場合は、通電による損失が発生します。ここでは、交流電流を通電した際の超電導体に発生する損失を求めることができます。超電導フィラメントの交流損失を求めた事例を紹介します。

交流損失

投入電流を臨界電流値の50~80%に変化させた場合における長手方向1(m)あたりの平均交流損失の値を表1、交流損失の時刻変化を図1、図2に示します。超電導体内部の磁気ヒステリシスによって生じる交流損失は、投入電流の振幅に依存することがわかります。

電流密度分布

臨界電流値の80%を投入したときの常電導体と超電導体の電流密度分布の時刻変化を図3、図4に示します。なお、+Z方向を投入電流振幅の正としています。投入電流の振幅が最大となる時刻0.025(sec)の電流密度分布を比較すると、常電導体では通電領域全体をほぼ均一に流れるのに対し、超電導体では電流が導体の外側に偏って流れる様子がわかります。この偏流がより大きな損失を生み出す原因となります。

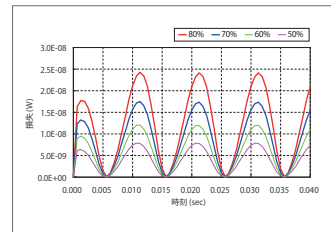


図1 銀シース領域の交流損失の時刻変化

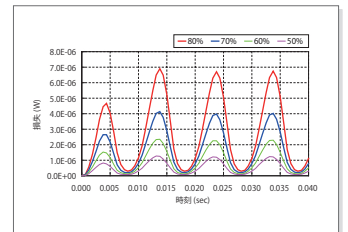


図2 超電導体領域の交流損失の時刻変化

電流振幅	平均交流損失(W)	
	銀シース領域	超電導体領域
臨界電流の80%	1.30×10^{-8}	2.86×10^{-6}
臨界電流の70%	9.33×10^{-9}	1.73×10^{-6}
臨界電流の60%	6.43×10^{-9}	1.01×10^{-6}
臨界電流の50%	4.20×10^{-9}	5.50×10^{-7}

表1 1(m)あたりの平均交流損失

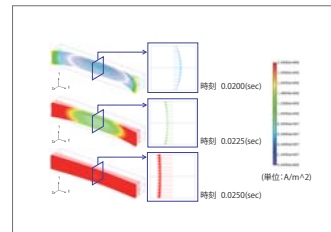


図3 常電導体の電流密度分布

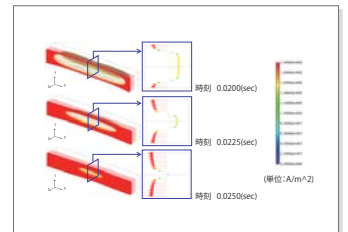


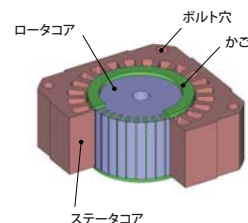
図4 超電導体の電流密度分布

事例
68

三相誘導電動機のN-T特性解析

module: DP

概要
 誘導機は固定子巻線の回転磁界により2次導体に誘導電流が流れ、その電流と回転磁界により2次導体が回転方向に力を受け回転するモータです。構造が簡単で、小型・軽量、安価、保守の手間が要らないという長所を持つため、産業用から家電製品に至るまで多く使われています。誘導機は、2次導体に誘導される電流が特性に大きく影響します。また特にギャップ付近には強い磁気飽和を伴います。このため、設計検討のための特性の把握には、有限要素法に基づく磁界解析が有効です。ここでは、N-T特性(回転速度-トルク特性)と電流密度分布を確認した事例についてご説明します。



電流密度分布

回転速度1050(r/min)時における電流密度分布を図1に示します。ステータコイルが作る回転磁界により、ロータのかごに誘導電流が発生します。この誘導電流により生じる磁束と回転磁界によってトルクが発生するため、誘導電流がトルク特性に大きく影響します。

N-T特性

N-T特性グラフを図2に示します。この誘導電動機は、低速域で最大トルクが得られることがわかります。低速域でトルクが高くなっていることから、この誘導電動機はかごの電気抵抗が高いことがわかります。かごの導体の太さを変えるなどして電気抵抗を小さくすることによって、最大トルクが得られる回転領域を高速域に変更することができます。

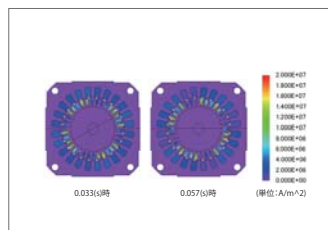


図1 電流密度分布 (回転速度: 1050(r/min))

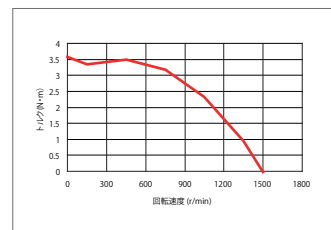


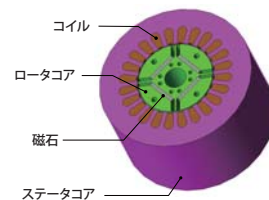
図2 N-T特性グラフ

事例
69

IPMモータの鉄損解析

module: DP,LS

概要
 機器の小型化や省エネルギーを実現するため、モータに対する高効率化や小型化への要求は厳しくなっており、要求実現のために出力密度向上と損失低減の重要性が高まっています。モータ損失のひとつである鉄損は、高回転化や高磁束密度化により著しく増加するため、モータの効率低下や温度上昇の原因になります。従って、モータ設計時に鉄損を予測する必要性が高まっています。磁気回路法や経験則による検討では鉄損を精度よく求めることが出来ません。精度よく求めるためには、材料の非線形磁化特性や微細な形状を考慮した上で、モータ各部における磁束密度の分布と時間変化を精密に知る必要があります。このような詳細な分析を行うためには有限要素法の使用が必須となります。ここでは、永久磁石モータの鉄損及びその分布を求める事例についてご説明します。



磁束密度分布

ステータコアとロータコアの磁束密度分布を図1に、測定点①と測定点②における磁束密度r成分の磁束密度波形を図2に示します。測定点①では磁束密度の値も変化量も大きいのにに対し、測定点②では磁束密度の値は大きいですが変化量は小さくなっています。これらの磁束密度の違いは鉄損に影響を与えます。

ジュール損失密度分布/ヒステリシス損失密度分布 / 鉄損密度分布

ステータコアとロータコアのジュール損失密度分布、ヒステリシス損失密度分布および鉄損密度分布をそれぞれ図3、図4、図5に、ステータコアとロータコアそれぞれの損失割合を図6に示します。磁束密度波形で確認したように、磁束密度の変化量が小さい箇所には比べ大きい箇所の方が、ジュール損失密度が高くなっています。また、ヒステリシス損失でも同様の傾向が見られ、図6よりジュール損失、ヒステリシス損失ともにステータが占める割合が大きいことが確認できます。

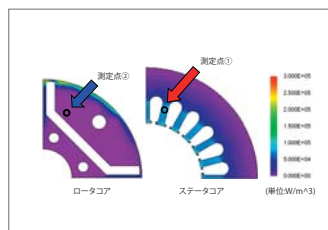


図3 ジュール損失密度分布

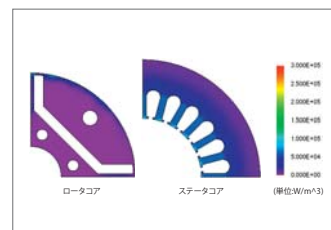


図4 ヒステリシス損失密度分布

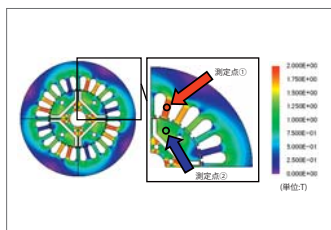


図1 磁束密度分布 (1回転時)

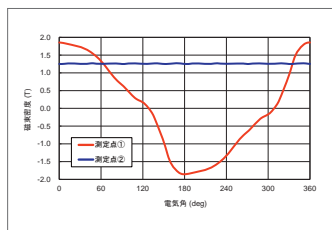


図2 磁束密度波形 (r成分)

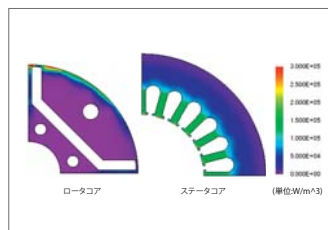


図5 鉄損密度分布

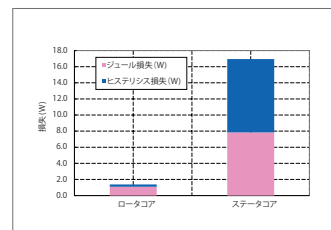


図6 損失割合

事例 70

ケーブルのインピーダンス周波数特性解析

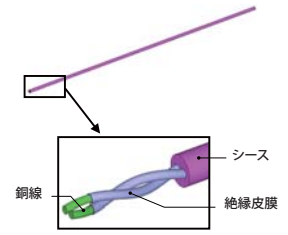
module: FQ

概要

ツイストケーブルは外部からのノイズの影響を受けにくく、ノイズの放射も少ないため、信号線やスピーカーケーブルなどノイズ低減要求の厳しい用途に使用されています。ケーブル自身の重要な性能は電気特性になりますが、流れる電流の状態によって特性が変わります。例えば、電流の周波数が高くなると、表皮効果や近接効果によって電流が銅線内で偏ります。その結果、見かけの通電断面積が減少するため、交流抵抗が増加したり、インダクタンスが変化します。抵抗の増加は損失の増加をもたらし、インダクタンスの変化は信号を歪ませるため、これらの周波数特性を事前に把握する必要があります。

上記の現象は銅線の線材内部で起きる現象であり、机上の手計算では予測が難しく、有限要素法に基づく磁界解析を用いたの評価が有効となります。

ここでは、ツイストペアケーブルにおける抵抗とインダクタンスの周波数特性を求めます。



電流密度分布

銅線の電流密度分布を図1に示します。図より、電源周波数10(kHz)では近接効果により電流が偏り、100(kHz)では近接効果と表皮効果により電流が偏っていることがわかります。この電流の偏りが、抵抗およびインダクタンスに影響を与えることが予想できます。

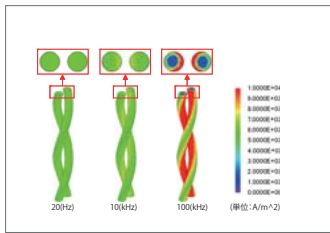


図1 銅線の電流密度分布

抵抗、インダクタンス

銅線の抵抗の周波数特性を図2に、インダクタンスの周波数特性を図3に示します。抵抗およびインダクタンスが、10(kHz)付近から近接効果により徐々に変化し始め、表皮効果が加わることで急激に変化していることがわかります。表皮効果や近接効果を低減するには、使用する周波数帯において電流が導体中を均一に流れるような構造を検討する必要があります。

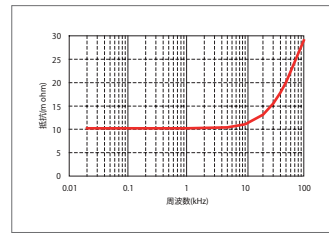


図2 抵抗の周波数特性

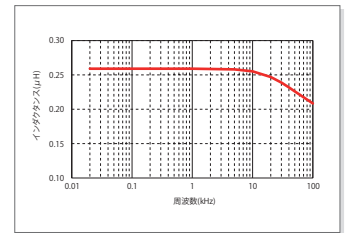


図4 インダクタンスの周波数特性

事例 71

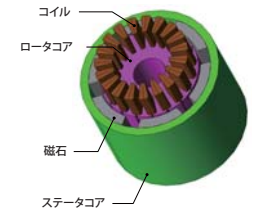
2ブラシ6極19スロットモータの基本特性解析

module: DP

概要

小型のブラシモータは2極3スロットの構造が一般的ですが、高トルクを出すために多極構造を採るものもあります。これは、高トルクを実現できれば減速機構を省くことができるためです。ブラシモータの場合、整流効果を高める効果やトルク変動を抑える目的で、極数とスロット数が割り切れない構成をとることがあります。しかし、トルク変動の低減と引き換えに、トルクを出す面では不利になります。したがって、極数とスロット数の選択は設計テーマとなり、特に小型モータはスロット数が少ないため配分の差が大きくなるため選択が難しくなります。今回の解析モデルは6極19スロット構成なので、1極あたりのスロット数は3.16になりますが、小数で分けることは出来ないため、磁極には3スロットか4スロットと対向することになります。したがって、各コイルに生じる誘起電圧や発生するトルクはアンバランスとなります。これらの評価を行うためには、正確な磁気回路形状を考慮できる必要があります。またコンピュータを介して接続されたコイルに流れる電流を正確に扱う必要があります。したがって、これらを考慮できる有限要素法を利用した電磁界解析が必要となります。

ここでは、2ブラシ6極19スロットのブラシモータにおけるN-T特性およびI-T特性の解析事例を紹介します。



N-T特性/I-T特性

N-T特性を図1、I-T特性グラフを図2に示します。

図1に示すように、DCブラシモータは回転速度が上がるとトルクが減少します。これは、回転速度に伴い逆起電圧が増加し、コイルに流れる電流が減少するためです。図2より、電流とトルクの関係は線形であり、このブラシモータのトルク定数が約0.05(Nm/A)であることがわかります。

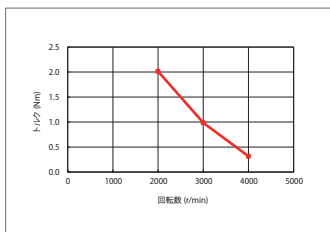


図1 N-T特性

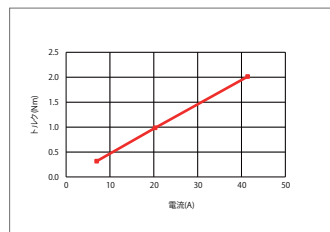


図2 I-T特性

磁束密度分布

回転速度2000(r/min)、4000(r/min)における磁束密度分布を図3に示します。

図より、低速時において磁束密度が高くなっていることがわかります。これは、前述した通り回路に流れる電流が大きいからです。磁気飽和が起きると機器の特性を悪化させる恐れがあるため、低速時に磁気飽和を起こさないような機器設計および制御設計が望まれます。

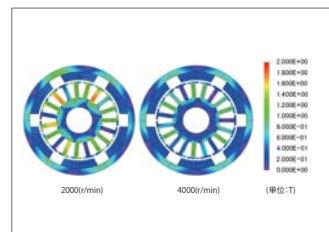


図3 磁束密度分布

事例 72

鉄板と磁石間の吸引力解析

module: ST

概要

可動部を有する多くの電気製品では磁石と磁性体間に生じる吸引力を利用します。単独では磁化していない磁性体でも、磁石を近づけると磁化を帯び、両者の間には吸引力が発生します。磁石と磁性体がひきつけあう現象を理解するには、空間中の磁束の流れを視覚化することが有用です。境界解析は現象の視覚化が容易で、現象の理解を助けます。ここでは、鉄板と磁石に生じる磁束密度分布と吸引力を求めます。

CASE1の吸引力特性

CASE1の磁束密度分布を図1、吸引力特性を図2に示します。なお、吸引力はY軸正方向に働く力をプラスとしています。磁石と鉄板の位置関係より磁束が上下に対称性をもっており、上部鉄板および下部鉄板に働く力は同等、磁石に働く力はほぼゼロになります。

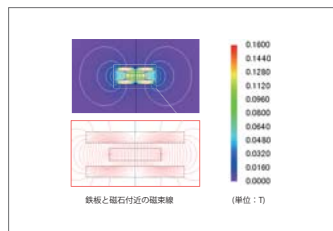


図1 CASE1の磁束密度分布

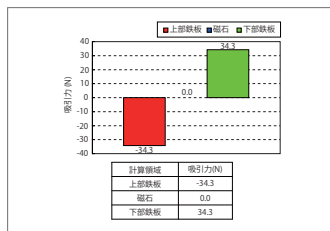


図2 CASE1の吸引力特性

CASE2の吸引力特性

CASE2の磁束密度分布を図3に、吸引力特性を図4に示します。図4における④は、②磁石と③下部鉄板の吸引力を足した値を示しています。なお、吸引力はY軸正方向に働く力をプラスとしています。

CASE2では磁石が下部鉄板に接触しているため上部鉄板に比べ下部鉄板の磁束密度が高くなり、磁石と上部鉄板間の吸引力よりも磁石と下部鉄板間の吸引力の方が大きくなります。そのため、図4に示すように磁石の吸引力がマイナス方向に働き、①と②の和が③と等しくなります。また、①と④が等しくなっており、磁石と下部鉄板それぞれに働く力が正しく求められていることが確認できます。

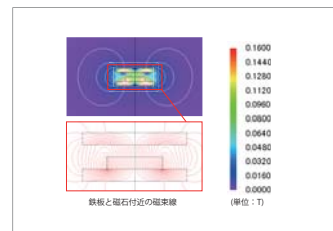


図3 CASE2の磁束密度分布

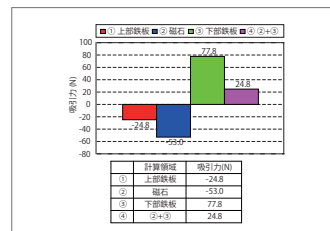
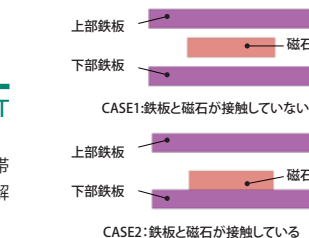


図4 CASE2の吸引力特性

事例 73

平行平板コンデンサの静電容量解析

module: EL

概要

コンデンサは基本的な受動素子の一つとしてさまざまな電気回路に広く用いられています。コンデンサの基礎的な電気特性である静電容量の求め方について、現象が簡単な平行平板コンデンサを題材として取り上げます。空間中に置かれた2枚の電極板を対向させ、ある一定の電位差を与えたとき、電極板には電荷が蓄えられます。電極板の間に挟む誘電体の比誘電率によって電極板に蓄えられる電荷の容量は変わります。ここでは、電極板の間に挟む誘電体を空気と高誘電率材としたときの、それぞれの電荷量を求めながら、JMAGにおける静電容量の算出方法を説明します。

電界分布

対向する電極板に電位差を与え電極板の間に発生した電界分布を図1に示します。誘電体が空気の場合、電極板の対向面から空間中に広がる電界の量が多くなるため、電極の角の部分で局所的に大きな電界が発生します。

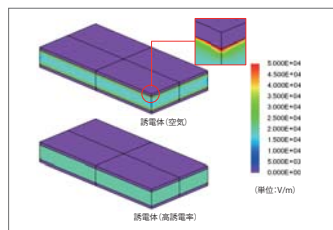


図1 電界分布

静電容量の算出

電極板の表面に生じる電荷分布を図2に示します。誘電体が空気の場合と比べて高誘電率材を使用した場合の方が、表面電荷量が大きいです。解析結果の表面電荷量と解析の際に与えた電位差を用いて下記の式より算出した静電容量を表1に示します。

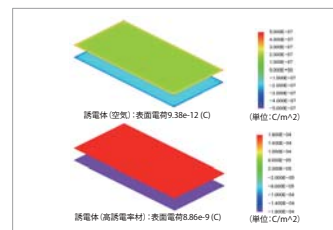
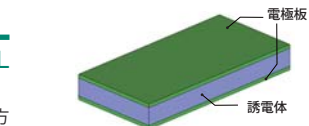


図2 電極板表面の電荷分布



$$C = \frac{Q}{V}$$

: 静電容量 (F)、: 電荷量 (C)、: 電位差 (V)

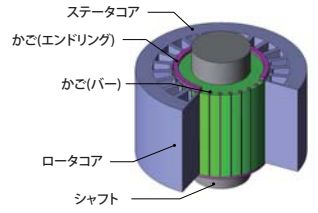
	誘電体 (空気)	誘電体 (高誘電率材)
静電容量	0.47(pF)	443(pF)

表1 静電容量

事例 74

単相誘導機のN-T特性解析

module: DP



概要

単相誘導電動機は一般の家庭用電源である単相交流で使用することができることから、小出力の電動機として電気洗濯機、扇風機などの家庭用電気機器や事務機器などの駆動用に広く用いられています。しかし、単相交流は三相交流のように単独で回転磁界を作ることができず、そのままではモータを始動させることができないため、何らかの方法により回転磁界を作ること、始動する必要があります。

固定子巻線による磁界と二次導体に流れる誘導電流の相互作用で回転するため、二次導体に流れる誘導電流は特性に大きく影響します。またギャップ付近を中心に強い磁気飽和分布が生じ、磁化特性の非線形性も特性に大きく影響します。設計の前段階で、誘導電流や磁気飽和特性を考慮した単相誘導機の特性を把握するためには、有限要素法による解析と評価が有用です。

ここでは、コンデンサによる補助巻線を設けた電流密度分布とN-T特性(回転速度-トルク特性)を求めています。

電流密度分布

回転速度2100(rpm)のトルク最大時における電流密度分布を図1に示します。ロータが高速になると、ロータと回転磁界の相対速度が小さくなります。これより、かごが受ける磁界の変化も小さくなるため、バーに流れる渦電流もそれに応じて小さくなります。バーの渦電流分布はトルク特性に大きく影響します。

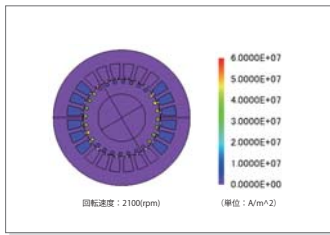


図1 電流密度分布

N-T特性

N-T特性グラフを図2に示します。2000(rpm)付近で最大トルクが得られることがわかります。最大トルクおよび高トルクが得られる回転領域はかごの電気抵抗によって変化するため、かごの材料や形状を変更することによって目的に合ったモータ特性を検査することが出来ます。

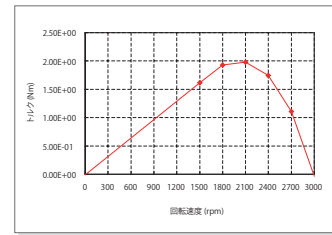
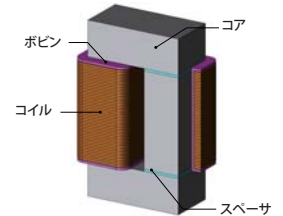


図2 回転速度-トルク特性(N-T特性)

事例 75

リアクトルの鉄損解析

module: FQ,LS



概要

インバータ回路の入力または出力側に設置されるリアクトルは、長期運転が要求されるため、損失によるランニングコストを抑えることが重要な設計課題のひとつです。リアクトルにおける主な損失の1つである鉄損は、磁性体内部で熱として電力を消費するため、リアクトルの温度上昇や効率低下の原因になります。有限要素解析による鉄損密度の分布を確認することは、リアクトルの設計時における局所的な形状の検討ができますので、設計へのフィードバックとして有益です。

ここでは、リアクトルの鉄損を求めています。

磁束密度分布/鉄損密度分布

コアの磁束密度分布および鉄損密度分布を図1、図2に示します。図より、積層方向に磁束が流れにくい表面に磁束が集中し、それに伴って鉄損も大きくなっていることがわかります。また、磁束は磁気回路中の最短経路を流れようとするため、コイルを巻いていない上下のコアでは内側の磁束密度および鉄損が大きくなります。

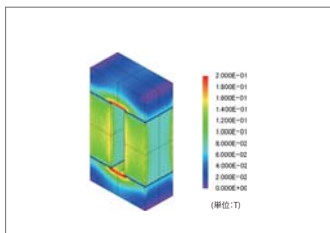


図1 磁束密度分布

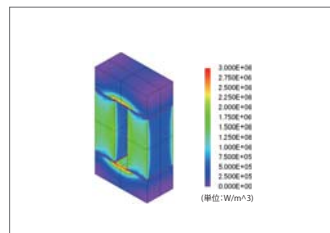


図2 鉄損密度分布

ジュール損失密度分布/ヒステリシス損失密度分布

図3に位置-推力特性、図4に位置-吸引力特性を示します。推力/吸引力の周期はそれぞれ、コギングの周期と同じことがわかります。コギングリップルは推力変動に影響するため、推力変動を小さくするためにはコギングリップルを小さくする必要があります。また、吸引力は回転機におけるラジアル力と同じでギャップ部の磁束の流れの影響を受けるため、低減するにはスロット形状の変更などによりギャップ間を垂直に流れる磁束を減らすことが考えられます。

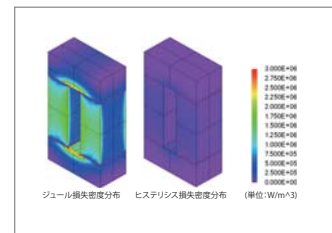


図3 ジュール損失密度分布とヒステリシス損失密度分布

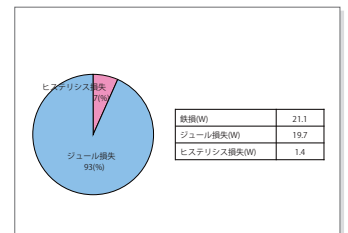
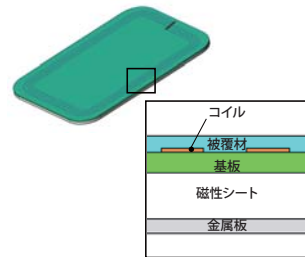


図4 損失割合 図5 損失値

事例 77

RFタグのインダクタンス解析

module: FQ



概要

RFIDは、電磁誘導を利用して読み取り装置からICチップへ電力を供給し情報通信を行います。特定周波数で情報通信を感度よく行うには、RFタグ内のコイルアンテナとコンデンサの共振現象を利用します。指定された周波数で共振を正確に生じさせるためには、コイルアンテナのインダクタンスとコンデンサから共振周波数を見積もる必要があります。コンデンサを外付けする場合は、コイルアンテナのインダクタンスを正確に求め、外付けするコンデンサの容量を同定する必要があります。RFタグには磁性シートや金属皮膜が施されているものがあり、磁性シートの磁化特性や金属皮膜に生じる渦電流がインダクタンスに影響します。ここでは、13.56MHzを共振周波数とした磁性シートと金属皮膜を有するRFタグの磁界解析を行い、磁界分布およびRFタグのインダクタンスを求めています。

磁界分布

RFタグの周りの磁界分布を図1に示します。図より、金属板側への磁界の広がりが遮蔽されていることがわかります。この磁界の分布はインダクタンスの値に大きく影響します。

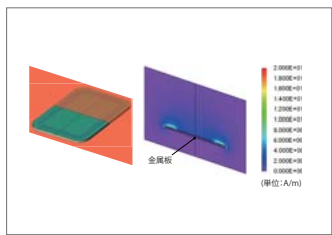


図1 磁界分布

インダクタンス

RFタグのインダクタンスと共振用コンデンサの容量を表1に示します。このRFタグのインダクタンスは電圧と電流の関係から求めることができ、942(nH)となります。なお、共振周波数とインダクタンスより、外付けすべきコンデンサの容量を算出すると146(pF)となります。

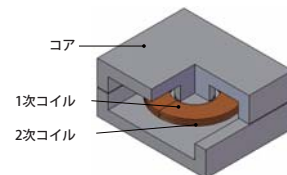
共振周波数	13.56 (MHz)
インダクタンス	942 (nH)
キャパシタンス	146 (pF)

表1 RFタグの各値

事例 78

シートコイルトランスの損失解析

module: FQ,LS



概要

電源トランスは変圧器として、長期間わたる運用が必要なため、損失によるランニングコストを抑えることが常に求められます。トランスにおける主な損失の1つである鉄損は、磁性体内部で熱として電力を消費するため、トランスの温度上昇や効率低下の原因になります。有限要素解析による鉄損密度分布の確認や鉄損値を把握することは、トランス設計時における局所的な形状の検討が可能になりますので、設計へのフィードバックとして有益です。ここでは、シートコイルトランスの鉄損を求めています。

磁束密度分布/鉄損密度分布

コアの磁束密度分布および鉄損密度分布を図1、図2に示します。図より、磁束密度分布と鉄損密度分布が同様であることがわかります。これは磁束密度変化の周波数が一定であるため、鉄損の大きさが磁束密度変化の大きさに比例するためです。

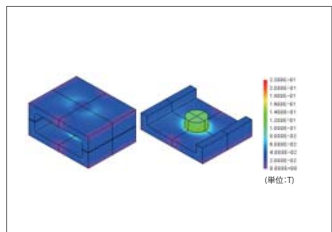


図1 磁束密度分布

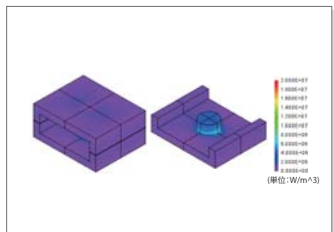


図2 鉄損密度分布

ジュール損失密度分布/ヒステリシス損失分布

コアのジュール損失密度分布およびヒステリシス損失密度分布を図3、損失割合を図4、損失値を表1に示します。

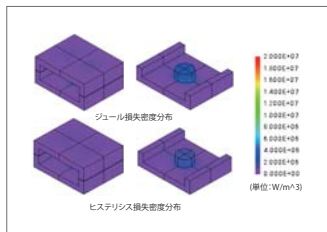


図3 ジュール損失密度分布とヒステリシス損失密度分布

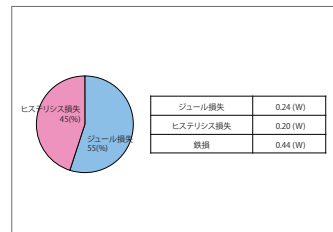


図4 損失割合 表1 損失値

事例 79

配向磁界を考慮した着磁解析

module: ST

概要

永久磁石を有する機器において、磁石の着磁状態は機器の特性に大きく影響します。磁石の製造過程は配向工程と着磁工程に分かれます。配向工程では、磁性粉を成形する段階で配向器を用いて磁化の成長方向を整えた後、一度消磁します。次に着磁工程では、着磁器で求められる磁化状態に着磁します。磁石の着磁状態を厳密に評価するためには、配向過程及び着磁過程それぞれについて考慮する必要があります。したがって、成形金型や着磁器、着磁電流などの挙動を手計算で求め、着磁状態を検討するのは非常に困難になります。有限要素法を用いた磁界解析シミュレーションであれば、材料特性や装置の形状、与える電流などから配向磁界および着磁磁界を算出し、それらに基づいた磁石内部の磁化状態を用いて解析することが出来ます。

ここでは、配向過程および着磁過程を考慮した磁石の表面磁束密度分布を求めます。

配向磁界分布、着磁磁界分布

配向磁界分布を図1、着磁磁界分布を図2に示します。図1より、配向磁界分布はほぼラジアル配向となっていることが分かります。この配向方向に対し、図2に示す着磁磁界を適用することにより磁石内部の磁化状態が決まります。

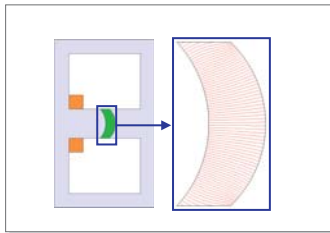


図1 配向磁界分布 (赤線：磁束線)

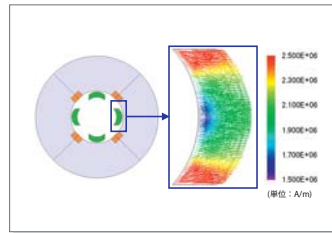


図2 着磁磁界分布

磁石内部の磁化分布/ 磁石の表面磁束密度分布

図1に示した配向磁界を考慮して着磁を行った磁石Aと、理想的なラジアル配向を施して着磁を行った磁石Bの磁石内部の磁化分布を図3、磁石を空中に置いた状態の表面から0.5(mm)の距離における磁束密度分布を図4に示します。

図3より、磁石Aの方が磁石Bに比べ磁石端部において磁化が大きいことが分かります。これは、図1に示す磁石Aの磁石端部における配向方向が磁石Bのそれに比べ、図2に示す着磁磁界分布に近いからです。図4より、極中心において磁石Aよりも磁石Bのほうが表面磁束密度が高くなっていることが分かります。これは、図1に示す磁石Aの極中心における配向方向が磁石Bのそれに比べ、図2に示す着磁磁界の方向と異なるためです。また、図3の結果から分かるように磁石端部において表面磁束密度分布が大きく異なります。

このように、磁石の着磁状態を厳密に評価するには、配向磁界及び着磁磁界を考慮する必要があります。

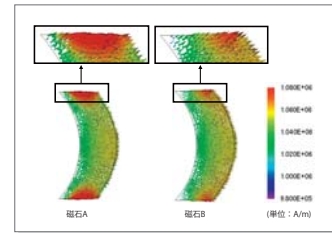


図3 磁石内部の磁化分布

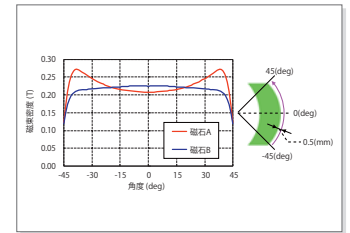


図4 磁石の表面磁束密度分布

事例 80

スキュー着磁SPMモータのコギングトルク解析

module: TR

概要

モータのトルク変動は振動や騒音の原因となるために低減が求められおり、工作機械やパワーステアリングに用いられるモータでは特に低減に対する要求が高くなります。無通電時に生じるトルク変動であるコギングトルクはギャップに生じる電磁力がロータの回転に伴って変化するために生じるので、トルク変動の低減策としては回転に伴い電磁力が変化しないように、磁石やステータのギャップ形状を工夫したり、ステータやロータにスキューを施すことが行われています。スキューを施す場合、コギングトルクの低減との引き換えにスラスト方向に力を生じたり、積層方向に鎖交する磁束による渦電流を生じるデメリットがあります。したがって、スキューを施したモータを精度よく評価するためには、磁気回路法による検討や2次元磁界解析ではなく、詳細な3次元な形状を考慮することが出来る、有限要素法を用いた電磁界解析シミュレーションが必要になります。

ここでは、磁石にスキューを施した着磁をおこなったSPMモータの磁界解析を行い、磁束密度分布、コギングトルクおよび誘起電圧を求めています。

磁束密度分布

ロータが90(deg)回転した時点の磁束密度分布を図1に示します。磁石にスキューを施すことにより磁気回路が変わることがわかります。この磁気回路の変化がコギングトルク波形に影響します。

コギングトルク波形

スキュー角度0(deg)、30(deg)におけるコギングトルク波形を図2に示します。

磁石にスキューを施すことによって、コギングトルクのピーク値が約90%低くなっています。

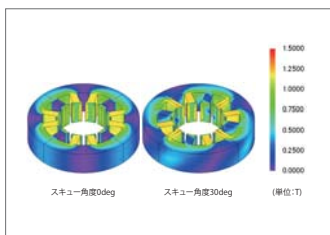


図1 磁束密度分布

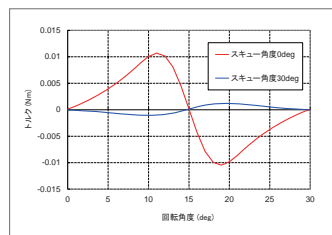


図2 コギングトルク波形

誘起電圧波形

スキュー角度0deg、30degにおけるU相の誘起電圧波形を図3に、U相の誘起電圧波形の周波数成分を図4に示します。

磁石にスキューを施すことによって高周波成分が減少しています。全周波数成分における基本周波数である60(Hz)成分が占める割合は、スキュー角度が0degの場合は72%、スキュー角度が30degの場合は82%となっています。それにより、スキュー角度が0degの場合に比べ30degの場合の方が、誘起電圧波形がよりなめらかになります。

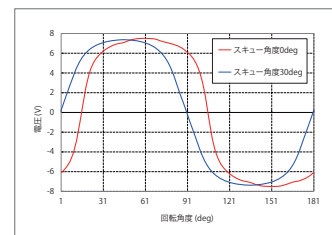


図3 U相の誘起電圧波形

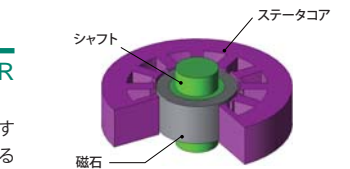


図4 U相の誘起電圧波形の周波数成分

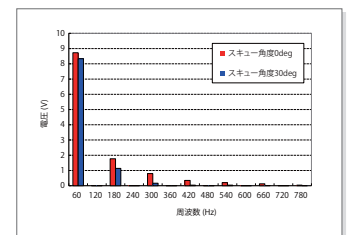


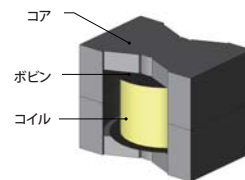
図4 U相の誘起電圧波形の周波数成分

事例
81

チョークコイルのAL値解析

module: ST

概要
 チョークコイルは高周波電流のフィルタリングを目的とした電子部品です。高周波電流のカットオフ周波数を決める設計上の重要なパラメータとしてAL値があります。
 AL値はギャップ長によって大きく変化するため、任意形状のチョークコイルに対して、AL値のギャップ長依存性(エアギャップ-AL特性)を有限要素解析により正確に求めることは、設計の事前検討に有効です。
 ここでは、チョークコイルのエアギャップ-AL特性を求める事例についてご説明します。



エアギャップ-AL特性

チョークコイルのエアギャップ-AL特性を図1に示します。
 図1より、ギャップ長とAL値の関係がわかります。これより、ギャップ長からAL値を求め、指定されたインダクタンスを得るための巻き数を見積もることができます。

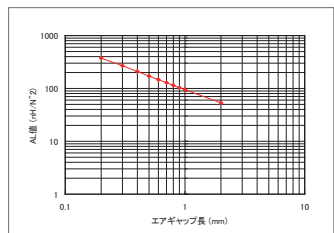


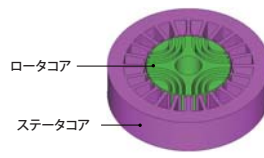
図1 エアギャップ-AL特性

事例
82

シンクロナスリラクタンスモータの基本特性解析

module: DP

概要
 希土類磁石の価格高騰を受けて、永久磁石を使用しないモータ形式としてシンクロナスリラクタンスモータ(以下、SynRM)に期待が集まっています。SynRMは構造が簡単で堅牢、安価を実現できます。しかし、トルクの発生原理がロータの突極性と、コイルの起磁力のみによっているため、トルク密度を高めるためには、コアの非線形磁化特性やロータの形状に大きく依存します。そのため、一般的なモータ形式ではありませんでした。しかし、前述の希土類磁石の価格高騰及び、電流制御技術の向上、磁界解析による最適設計が可能となり、課題を低減できる可能性が高まっているためSynRMが見直されています。
 SynRMは電磁鋼板の非線形領域を使った動作になるため、インダクタンスも非線形的な挙動を示し、通電電流波形も大きく歪むため、線形理論式に沿った計算手法では精度の高い事前予測を行うことが出来ません。したがって、材料の非線形磁化特性や詳細なモータ形状、過渡的な電流を扱うことが出来る有限要素法の利用が必要となります。
 ここでは、正弦波電流の位相を変化させた場合のトルクの変化を評価します。



磁束密度分布/トルク特性

回転数600(r/min)、電流振幅3.0(A)の場合における磁束密度分布を図1、電流位相ごとの平均トルクの値を図2に示します。電流位相を調整することによって磁気回路が変わっており、電流位相0(deg C)と90(deg C)の時に平均トルクが0(deg C)、電流位相45(deg C)の時に最大となる事が確認できます。

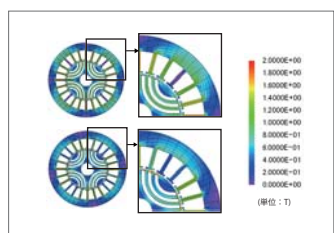


図1 磁束密度 (上: $\beta=0$ 下: $\beta=45$)

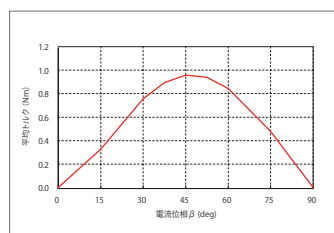


図2 電流位相ごとの平均トルク

事例 83

誘導炉の磁気遮蔽解析

module: FQ

概要

誘導炉は、高周波誘導加熱を用いて金属を溶解させる装置です。るつぼ周囲のコイルに大電流を通電すると、電磁誘導現象が起こり、るつぼ内の金属に電流が発生します。電流の発生により金属内にジュール損失が発生しますので、これを利用して加熱し溶解させる仕組みです。コイルの周囲には磁気鉄心を配置します。コイルが自身に生じるローレンツ力による変形で損傷することがないように強度部材として鉄心が用いられます。また、磁気鉄心は装置外部への漏れ磁束を低減し、外周構造の意図せぬ加熱を防ぐ役割も担っています。磁気鉄心を用いる量は必要最小限とすることで装置のコストを低減する必要があります。

誘導炉の周囲に広がる磁束を知るには、るつぼ内の金属に生じる渦電流分布および磁束の流れや、鉄心の位置による磁束の集中を扱う必要があり、3次元的な渦電流分布の解析をする必要があります。

ここでは、鉄心の有無による漏れ磁束の違いについて、磁束密度分布を確認することで評価します。

磁束密度分布

鉄心および周辺空気に発生する磁束密度分布を図1に示します。鉄心がある場合は、鉄心がない場合に比べ漏れ磁束が低減していることがわかります。これより、外周構造を構成する鋼板の加熱を防ぐことができます。

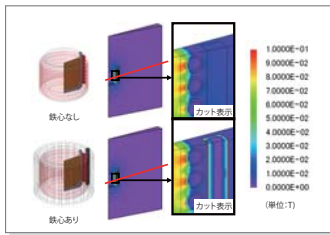


図1 磁束密度分布

被加熱物のジュール損失

被加熱物のジュール損失値を図2に示します。鉄心がある場合は、鉄心がない場合に比べジュール損失値が約5%増加しており、効率よく被加熱物にエネルギーを与えていることがわかります。

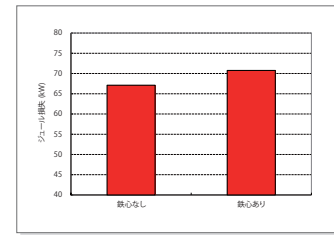
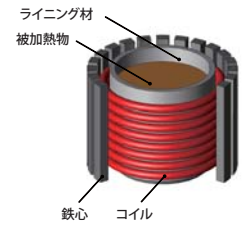


図2 被加熱物のジュール損失



事例 84

鋼管の電磁成形解析

module: DP

概要

電磁成形は、コイルに瞬間的に大電流を流して強力な磁界を作ることによって、被成形体にも大きな渦電流を発生させ、磁界の相互作用で生じるローレンツ力を利用して成形する方法です。この手法は通常のプレス金型を使った塑性変形による成形とは異なり、被成形体自身の力で変形させるため、プレス金型が入らないような難しい成形を行うことができます。しかし、被成形体に生じる力が誘導される渦電流により決まるため、動的変形となり、変形挙動を把握するのが難しいという特徴があります。

JMAGを用いて被成形体に生じるローレンツ力分布をきちんと把握することができれば、電磁成形の変形挙動を予測する一助となります。

ここでは、コイルに電流を流した時の素管に生じるローレンツ力密度分布を求めています。

電流密度分布

125 μ (sec)時における素管に生じる渦電流密度分布を図1に示します。コイルに大電流を流すことによって周囲に強磁場が作られ、素管に渦電流が誘起されます。図1に示すように渦電流は素管の端部に多く発生しています。これは素管の端部付近に磁束が集中するためです。

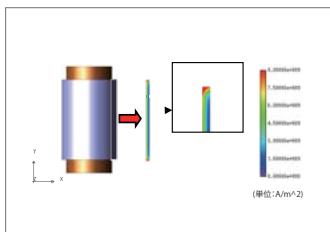


図1 素管の渦電流密度分布 (125 μ (sec))

ローレンツ力密度波形

各時刻における径方向ローレンツ力密度、軸方向ローレンツ力密度を図2、図3に示します。径方向ローレンツ力密度ではプラスの値が拡管方向、マイナスの値が縮管方向を示しています。図2より、62.5 (μ s)時および125 (μ s)時では径方向に生じるローレンツ力は素管中心付近で一定に生じ、端部で急激に大きくなります。これは、素管の端部に渦電流が集中するためです。電流が減少している187.5 (μ s)時には、端部で縮管方向にローレンツ力が発生しています。

図3より、軸方向に生じるローレンツ力密度は位置0を中心として点対称に分布し、端部から約10 (mm)の範囲のみで生じています。

コイルに通電している間、素管に発生するローレンツ力は拡管方向だけでなく縮管方向にも働くため、設計時にはシミュレーションにより素管に生じるローレンツ力密度を事前に把握する必要があります。

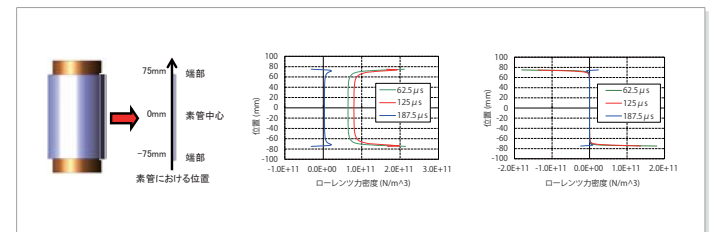
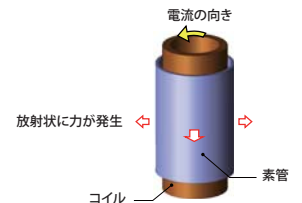


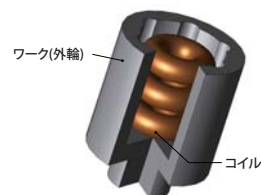
図2 径方向のローレンツ力密度

図3 軸方向のローレンツ力密度

事例 85

等速ジョイントの周波焼入れ解析

module: FQ,HT



概要

等速ジョイントは自動車の駆動系において、ドライブシャフト両端の接続部分等に使用されます。等速ジョイントの外輪内側は内輪側の鋼球やローラと直接接触するため、耐摩耗性の向上を目的として硬度を増す必要があります。一方で、部品としての柔軟性を保つため内部は韌性を残す必要があります。部品の表面のみを硬化させる熱処理方法として高周波焼入れが用いられます。この手法であれば、高周波電源を用いることで表面のみを局部的、急速加熱することができます。また、電気設備なので作業環境がクリーンであり、高効率、かつ、ロットでの焼入れのばらつきも少ないなど多くのメリットがあるため、積極的に導入が進んでいます。等速ジョイントの内側焼入れでは、内側の突起形状に沿って渦電流や磁束が複雑に流れるため予測が容易ではありません。本事例のような内側焼入れでは加熱コイルの設計の際にスペース上の制約が付きまといま。また、高周波の変動磁場により生じる渦電流は部品の内側表面に偏り、温度上昇に伴い材料特性も大きく変わるため、詳細な現象を扱うためには有限要素法に基づく数値解析で発熱量を予測する必要があります。

ここでは、あるコイル形状を用いた昇温過程の解析を行うことで、目的の温度条件を満たすか否かの評価ができることを示します。

ジュール損失密度分布

外輪に生じるジュール損失密度分布を図1に示します。コイルが作る磁界の時間変化によって外輪に渦電流が発生します。誘導加熱ではこの渦電流が熱源となり加熱されます。また、高周波では表皮効果の影響を強く受けるため、渦電流は外輪の表面付近に分布します。

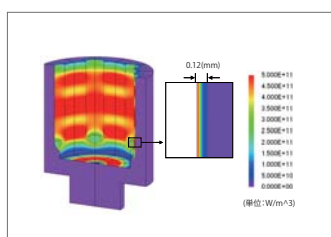


図1 ジュール損失密度分布

温度分布

外輪の温度分布を図2に示します。渦電流によって外輪が発熱し、時間が経つにつれて温度が上昇します。2(s)で外輪内面の大部分がキュリー点である800(deg C)に達していますが、温度分布にばらつきがあります。外輪内面を均一に加熱するためには、コイル形状などの改善が必要です。

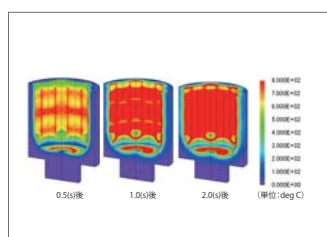
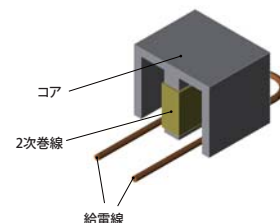


図2 温度分布

事例 86

ワイヤレス給電装置の送電特性解析

module: FQ



概要

ワイヤレス給電装置は電磁誘導現象を利用することで、直接に接触をせずに電力を供給できる装置です。移動機器や回転体への給電や密閉された空間に設置された機器への給電など様々な用途で使われています。1次側と2次側が接触しないという構造上、それらの位置関係によって伝送効率や漏れ磁束が変化します。したがって、設計においては位置ずれに対する性能変化の把握が課題となります。

1次側と2次側が間隙によって分離された変圧器の性能を評価するにあたり、部品形状や相対位置を精度良くモデル化することが可能で、1次側から生じる磁束が2次側へと伝わる磁束の漏れを視覚化できる、有限要素法に基づく磁界解析は有用となります。

ここでは、磁束の流れを示すと共に、給電線の位置を基準位置から水平方向および垂直方向に移動させた場合の送電効率を求めます。

垂直距離-送電効率特性

給電線を垂直方向に移動させた場合の磁束線図を図1に、送電効率特性を図2に示します。給電線とコアの距離が大きくなると漏れ磁束が増加し、2次巻線の鎖交磁束が減少します。これにより、送電効率が低下しています。

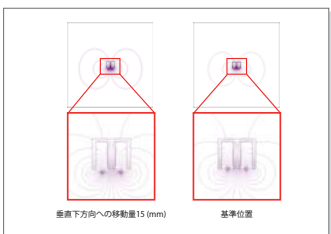


図1 磁束線図

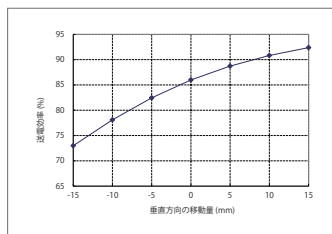


図2 垂直距離-送電効率特性

水平距離-送電効率特性

給電線を水平方向に移動させた場合の磁束線図を図3に、送電効率特性を図4に示します。給電線を基準位置から水平方向に移動させると、給電線との距離によりコア内の磁束のバランスが左右で崩れます。2次巻線の鎖交磁束の変化は小さく、送電効率の変化も小さくなります。

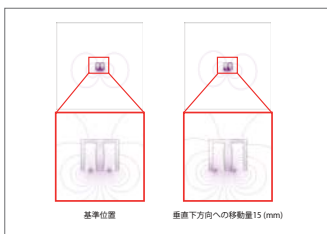


図3 磁束線図

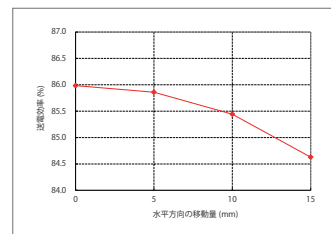
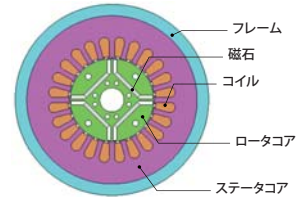


図4 水平距離-送電効率特性

事例 87

焼き嵌めを考慮したIPMモータの鉄損解析

module: DP,DS,LS



概要

ハイブリッド自動車や電気自動車駆動用モータの鉄心として電磁鋼板が用いられます。その目的は、小型化、軽量化、高効率化です。IPMモータの高回転域における効率を高めるためには、鉄損を如何に低減するかがポイントになります。積層構造を有するステータコアは、フレームとの接合強度を高めるために焼き嵌めます。焼き嵌め時に発生する圧縮応力が、鉄損を増加させることが知られています。それゆえ、鉄損評価時に応力の影響を考慮することが重要です。

鉄損は鋼板に変動する磁場がかかることで生じます。また、鉄損の大きさは鋼板の鉄損特性に依存します。鋼板の鉄損特性は焼き嵌めなどで応力がかかることで劣化します。焼き嵌めによって生じる応力は分布を持ち、特にバックヨーク部分で大きくなります。つまり、鉄損を精度良く評価するためには、磁束密度分布、時刻変化および鋼板にかかる応力分布を正確に求める必要があります。

近年の研究から、鉄損の応力依存性の精度を高めるには、応力の分布だけでなく、主応力の主軸ごとの磁束密度の時間変化を考慮した評価が必要といわれています。

ここでは、応力のない状態における鉄損の結果を踏まえて、応力の大きさにのみを考慮した鉄損と主応力ごとに磁束密度の時間変化を考慮した鉄損(以下、応力のテンソルを考慮した鉄損)を比較した結果をご紹介します。

主応力分布

図1に主応力の圧縮応力分布と応力テンソルを示します。圧縮応力はバックヨークに発生し、その方向は周方向であることがわかります。フレームが径方向に縮むことによって生じる圧縮応力は、スロット部で大きくなっていることがわかります。これは、ティース部では先端に近づくにつれて減衰するのに対し、スロット部では減衰せずに応力が集中しているためと考えられます。

磁束密度(基本波成分)分布

図2に、応力考慮時の磁束密度の基本波成分(60(Hz))の実効値分布を示します。ティースでは、磁束密度の径方向成分が主成分であるのに対して、バックヨークでは周方向成分が主成分であることがわかります。これら磁束密度分布の違いは、応力依存性の鉄損評価にあたって、応力の大きさのみを考慮するか、または応力の主軸方向ごとに磁束密度の時間変化を考慮するかの手法に影響を及ぼします。

鉄損密度分布

図3に鉄損密度分布を示します。左から順に、応力考慮なしの場合、応力の大きさのみを考慮した場合、応力テンソルを考慮した場合の結果を表しています。応力の考慮の有無によって鉄損密度分布が変化し、鉄損値が約6割増したことがわかります。これは、応力により損失が大きくなるためだと考えられ、鉄損をより実測と合わせるためには、焼き嵌めによる応力を考慮した解析が必要になります。応力依存性の手法に関する比較では、応力の大きさのみを考慮した解析と応力テンソルを考慮した解析ではティース付け根付近で差異が見られます。これは、ティース付け根付近の磁束密度分布は、径方向成分にも有意な寄与があり、圧縮応力の大きさのみを考慮した解析は、主軸方向ごとの磁束密度の時間変化を考慮した解析に比べると大きく評価されるためです。

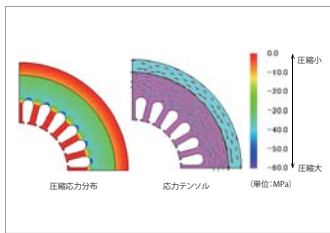


図1 主応力

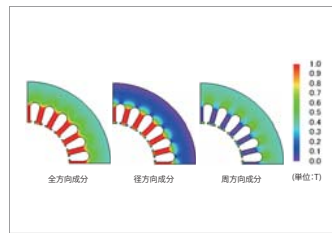


図2 基本波(60(Hz))時の磁束密度強度分布

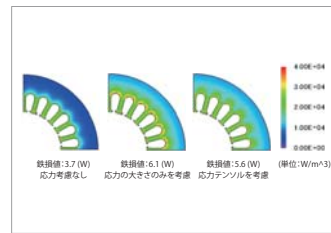
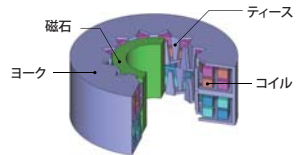


図3 鉄損密度分布

事例 89

PM型ステッピングモータのスティフネストルク解析

module: TR



概要

PM型ステッピングモータは、プリンタや映像機器などの小型機器の可動部の位置決めなどに多く使われています。駆動をオープンループで行なうために、ステッピングモータの重要な特性は出力ではなく制御性や保持力になります。従って、求められる性能は無励磁状態の保持トルクであるディテントトルクや励磁状態の保持トルクであるスティフネストルクとなります。

PM型ステッピングモータの多極に着磁したロータと、相数分ずらした誘導子から構成されます。小形化や部品点数の低減を実現するため、誘導子は鋼板を折り曲げたクローボール型になっています。このため、磁束の流れは三次元的に流れるので、精度良く事前検討を進めるためには、有限要素法による三次元の電磁界解析を行う必要があります。

ここでは、PM型ステッピングモータの0.5(A)通電時におけるスティフネストルク特性を求めます。

スティフネストルク特性

1相励磁時のスティフネストルク特性を図1、2相励磁時のスティフネストルク特性を図2、1相励磁時の5.5(deg)回転時におけるヨークの磁束密度分布を図3、2相励磁時の5.0(deg)におけるヨークの磁束密度分布を図4に示します。1相励磁時では5.5(deg)回転時に最大トルクが0.26(Nm)となり、2相励磁時では5.0(deg)回転時に最大トルクが0.27(Nm)となることがわかります。また、励磁方法によらず誘導子に磁束が集中し、磁束密度が高くなっています。

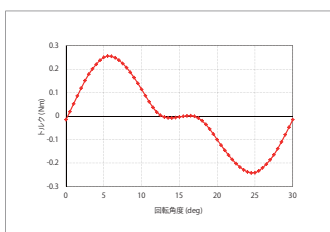


図1 1相励磁時のスティフネストルク特性

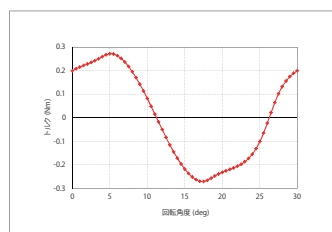


図2 2相励磁時のスティフネストルク特性

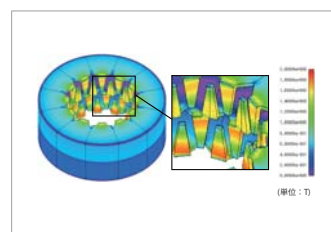


図3 1相励磁時の磁束密度分布(5.5(deg)回転時)

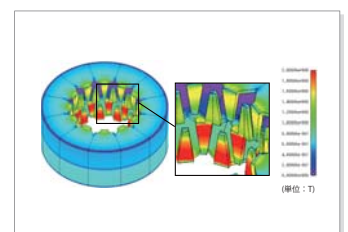
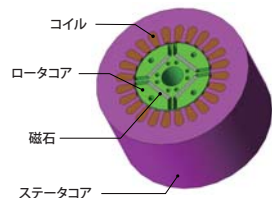


図4 2相励磁時の磁束密度分布(5.0(deg)回転時)

事例 90

PWMを考慮したIPMモータの鉄損解析

module: DP, LS



概要

埋込磁石型永久磁石同期モータ(以下IPMモータ)の制御では電流ベクトル制御が一般的であり、その中では、指令電流を作成するためにPWMインバータが広く用いられています。IPMモータの高効率化のためには鉄損の把握が不可欠ですが、PWMインバータによる電力変換を用いるとPWMによるキャリア高調波が電流およびIPMモータのコアの磁束密度波形に重畳するため、鉄損が増加することが知られています。PWMのキャリア高調波を考慮した鉄損を把握するには、PWMインバータを含んだ制御/回路シミュレータと磁界解析を連携し、得られた電流波形を磁界解析に入力する方法や、実測電流を磁界解析に入力する方法、推定した高調波電流を入力する方法があります。ここでは、推定した高調波電流波形を入力としてIPMモータの鉄損に対するキャリア高調波の影響を確認した事例をご説明します。

鉄損

PWMインバータ駆動と正弦波電流駆動における鉄損、ヒステリシス損失、ジュール損失の値の比較を図1、図2に示します。ロータコア、ステータコアともにPWMインバータ駆動時の鉄損が増加しています。中でもジュール損失の増加が大きく、ロータコアでは約7割、ステータコアでは約2割増加しています。

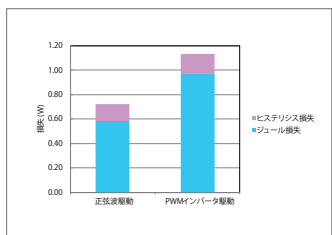


図1 鉄損割合 (ロータコア)

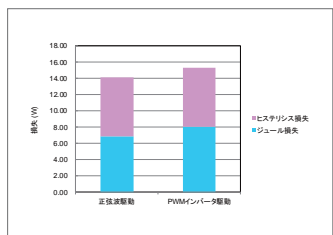


図2 鉄損割合 (ステータコア)

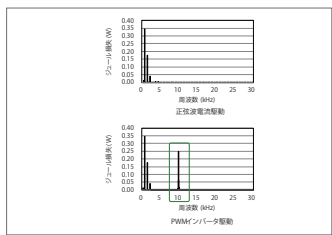


図3 ロータコアのジュール損失周波数成分

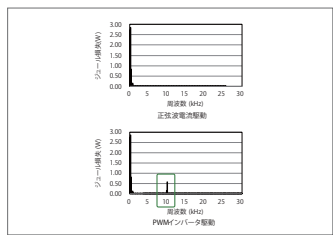


図4 ステータコアのジュール損失周波数成分

ジュール損失/損失密度分布

ジュール損失の周波数成分を図3、図4に、損失密度分布を図5、図6に示します。ロータコア、ステータコアともに基本周波数(ロータコア360(Hz)、ステータコア60(Hz))とその高調波成分は、正弦波電流駆動とPWMインバータ駆動でほぼ同じ損失量であるのに対し、PWMの基本周波数(10(kHz))は、PWMインバータ駆動時にのみ発生しています。(図中、緑枠)これより、PWMインバータ駆動時にジュール損失が増加するのはキャリア高調波の影響であることがわかります。詳細なモータ特性を評価する上で、キャリア高調波の影響を考慮する必要があるといえます。



図5 ロータコアの損失密度分布

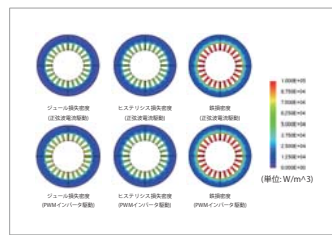
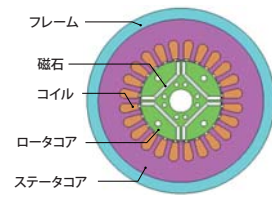


図6 ステータコアの損失密度分布

事例 91

圧入応力を考慮したIPMモータの鉄損解析

module: DP, DS, LS



概要

マグネットトルクに加えてリラクタンストルクが利用できることから、IPMモータに対する要求として、モータドライブと組み合わせた広い速度範囲における高効率化があります。特に高回転域においては損失に占める鉄損の割合が大きくなるため、これを如何に小さくするか設計のポイントになります。一般に、IPMモータのコアは積層構造を有し、これを維持するための手法として圧入や焼き嵌めがあります。コアに電磁鋼板を使用しているモータの場合、圧入接合により発生した応力が鉄損を増加させることが知られており、鉄損評価時に応力の影響を考慮することが重要です。鉄損は鋼板に変動する磁場がかかることで生じます。また、鉄損の大きさは鋼板の鉄損特性に依存します。鋼板の鉄損特性は圧入接合などで応力がかかることで劣化します。圧入接合によって生じる応力は分布を持ち、特にバックヨーク部分で大きくなります。つまり、鉄損を精度良く評価するためには、磁束密度分布、時刻変化および鋼板にかかる応力分布を正確に求める必要があります。ここでは、コアとフレームの圧入接合を圧入条件でモデル化し、そのときに発生する応力を考慮した場合としない場合のIPMモータの鉄損密度を求める事例をご説明します。

最小主応力分布

最小主応力分布を図1に示します。引張応力がフレームやティースで発生していますが、特に鉄損に影響のある圧縮応力はヨークで大きくなっています。また、図1の四角で囲った箇所において、特に圧縮応力が大きくなっていますが、これはスロット形状の影響であると考えられます。

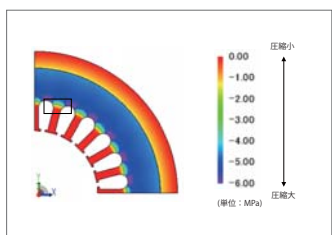


図1 最小主応力分布

鉄損密度分布

図2に鉄損密度分布を示します。応力の考慮の有無によって鉄損密度の分布が変化し、鉄損値が約1割増した事がわかります。これは、圧縮応力により損失が大きくなるためだと考えられ、鉄損をより実測と合わせるためには、圧入接合による圧縮応力を考慮した解析が必要になります。

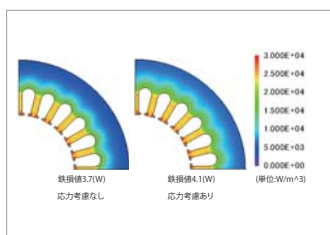
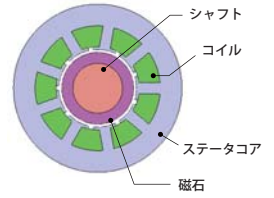


図2 鉄損密度分布

事例 93

8極9スロットモータの偏心によるコギングトルク解析

module: DP



概要

モータでは、形状中心軸と回転軸のずれなどにより偏心が生じる可能性があります。偏心は磁束密度分布や電磁力の対称性を崩すため、振動・騒音の原因になります。また、本解析で用いる8極9スロットのモータはコギングトルクが小さいという利点がある一方で、形状および磁界の対称性がなため電磁力が軸周りでキャンセルされません。このような特徴をもつモータのコギングトルクおよび電磁力が偏心によってどのような影響を受けるのか、シミュレーションによって予測することは有用です。ここでは、偏心の有無によるコギングトルクおよび電磁力を求めています。

コギングトルク

コギングトルクを図1に、偏心ありの場合のコギングトルクの周波数分析結果を図2に、偏心なしの場合のコギングトルクの周波数分析結果を図3に示します。

図1より偏心させることによってコギングトルクが大きくなり、周期が変化していることがわかります。図2と図3より、偏心ありの場合は240Hzの周波数成分が支配的であるのに対し、偏心なし場合は2160Hzの周波数成分が支配的であることがわかります。これより、コギングトルクの周期がそれぞれ5degと45degになっています。なお、2160Hzの周波数成分はスロットコンビネーションに起因するものであり、240Hzの周波数成分は極数に起因するものと考えられます。

回転子に働く電磁力・ティースに働く電磁力

偏心なし、偏心ありの場合に回転子に働く電磁力の偏心方向成分(X方向成分)を図4に、偏心直角方向成分(Y方向成分)を図5に示します。また、偏心した時にギャップ幅がもっとも狭くなるティースに働く電磁力のX方向成分を図6に、Y方向成分を図7に示します。なお、ティースに働く電磁力のX方向成分は、X軸マイナス方向を正としています。

図4と図6より、偏心することによって回転子でもティースでも電磁力のX方向成分が大きくなっていることがわかります。これは、X方向に偏心させているためギャップ幅が狭くなることによって、磁石の極数の影響をより大きく受けるものと考えられます。これがコギングトルクの周期に影響を与えています。

本解析に使用した8極9スロットモータは形状に対称性がないため、偏心なしの場合でも図8に示すように磁束に偏りが生じています。このため、回転子とティースに働く電磁力が相殺されずに図4と図6のように電磁力が発生しています。

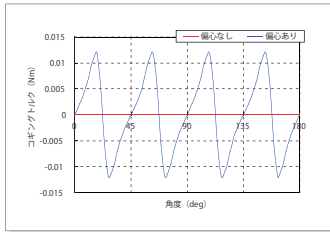


図1 コギングトルク

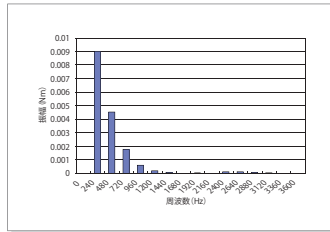


図2 偏心ありの場合のコギングトルクの周波数成分

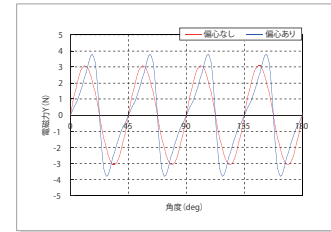


図5 回転子に働く電磁力(Y方向成分)

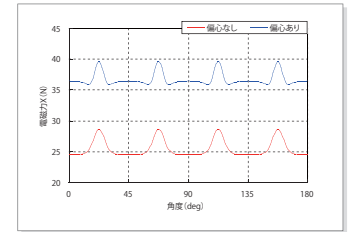


図6 ティースに働く電磁力(X方向成分)

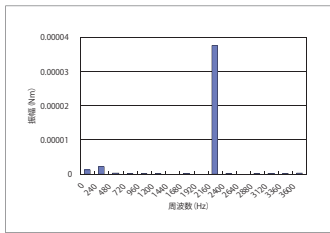


図3 偏心なしの場合のコギングトルクの周波数成分

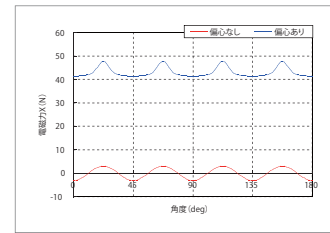


図4 回転子に働く電磁力(X方向成分)

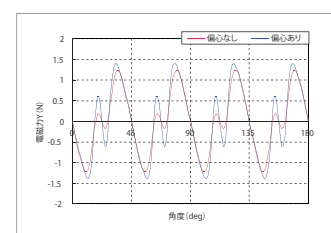


図8 ティースに働く電磁力(Y方向成分)

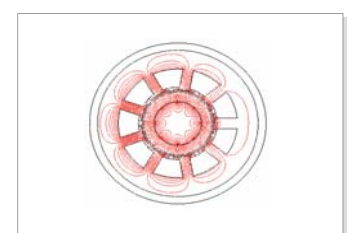
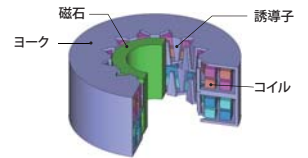


図8 偏心なし時の磁束線図(回転角度0deg)

事例 94

PM型ステッピングモータのディテントトルク解析

module: TR



概要

PM型ステッピングモータは、プリンタや映像機器などの小型機器の可動部の位置決めなどに多く使われています。駆動をオープンループで行うために、ステッピングモータの重要な特性は出力ではなく制御性や保持力になります。従って、求められる性能は無励磁状態の保持トルクであるディテントトルクや励磁状態の保持トルクであるスティフネストルクとなります。

PM型ステッピングモータは、多極に着磁したロータと、相数分ずらした誘導子から構成されます。小型化や部品点数の低減を実現するため、誘導子は鋼板を折り曲げたクローボール型になっています。このため、磁束は3次元的に流れるので、精度良く事前検討を進めるためには、有限要素法による3次元の電磁界解析を行う必要があります。

ここでは、PM型ステッピングモータのディテントトルク特性を求めます。

ディテントトルク/磁束密度分布

ディテントトルクを図1、7.5(deg)回転時におけるヨークの磁束密度分布を図2に示します。形状よりディテントトルクは7.5(deg)周期と考えられますが、上部の誘導子と下部の誘導子間における3次元的な磁束の流れにより15(deg)周期になります。

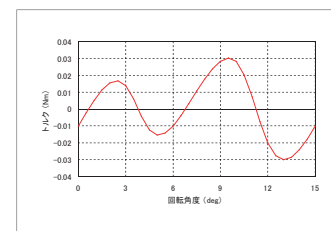


図1 ディテントトルク

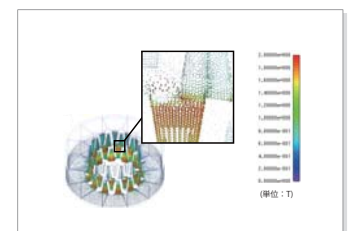
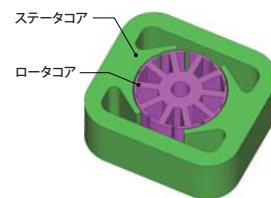


図2 ヨークの磁束密度分布(7.5deg)回転時

事例 95

ユニバーサルモータの基本特性解析

module: DP



概要

電動工具に使われるモータは切断や切削が目的であることが多いため、高回転まで使用出来る事が期待されます。誘導モータは交流周波数で回転数が決まるため、商用電源では高回転を期待出来ません。また、直流ブラシモータは高回転を期待できますが直流を準備する必要があり、商用電源で使用できません。一方、ユニバーサルモータは商用電源に繋ぐことが出来るように設計されたブラシモータで、直流電源でも商用交流電源でも高回転まで回る事が出来るため、電動ドリルのように数千回転での用途にも応える事が可能で、汎用性が非常に高く、日常生活で広く使われています。電動工具は使用者が手に持って使用することが多いため軽量化が要求され、また、振動や騒音の低減も期待されています。ユニバーサルモータの設計において、これらの課題を解決するために開発が行われています。

基本構造はブラシモータと同じですが、供給される電源が交流の場合、出力自体が周期的に変動します。また、停止状態から商用電源が直結されて突入電流が流れるような厳しい状況で使われることもあります。したがって、過負荷時の磁気飽和を評価するためには、材料の非線形磁化特性を考慮する事も必要となるため、これらの考慮が可能な有限要素法を用いた電磁界解析が有用となります。

ここでは、ユニバーサルモータの基本特性であるトルク-電流特性(T-I特性)、トルク-回転数特性(T-N特性)および磁束密度分布を求めています。

磁束密度分布

回転速度4000(r/min)、8000(r/min)時における磁束密度分布を図1に示します。

ユニバーサルモータは高速時に比べ低速時に電流が多く流れるため、磁束密度が高くなりトルクも向上します。しかし、磁気飽和が起きやすき機器の特性を悪化させる恐れがあるため低速時に磁気飽和を起こさないような磁気回路設計および機器設計が望まれます。

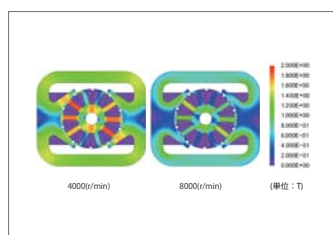


図1 回転角度1060(deg)時の磁束密度分布

T-N特性 / T-I特性

T-N特性グラフを図2、T-I特性グラフを図3に示します。

ユニバーサルモータは両特性グラフに示すように、回転速度が上がるとトルクが小さくなり、電流が増えるとトルクが大きくなります。

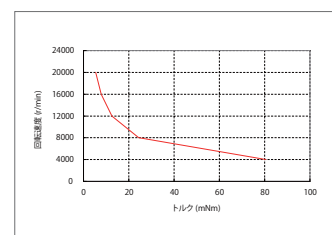


図2 T-N特性

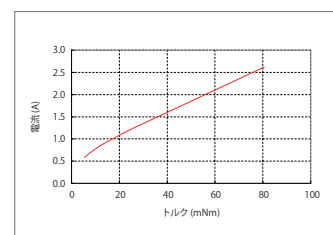
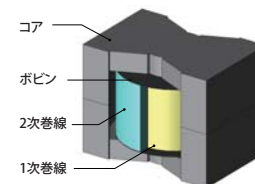


図3 T-I特性

事例 97

トランスの音圧解析

module: DS, FQ



概要

電気エネルギーをコントロールするパワーエレクトロニクスが省エネのコア技術の一つとなっており、身の回りの様々な場所で利用されています。その中で電力変換器の代表例であるトランスに対して高効率化に加えて静音化が要求されています。しかし、小型トランスでは磁気飽和を緩和するために磁気回路内にギャップが設けられ、このギャップ付近に大きな電磁力が発生し、コアの振動となり、これが周囲空気を振動させ騒音を生み出します。

高周波トランスでは、高周波電流により発生する磁界が発生します。その際にギャップ付近では電磁力が発生します。この電磁加振力が振動、騒音を引き起こします。振動、騒音は、電磁加振力とトランスの固有モードが共振することでも発生します。この現象を精度良く評価するためには、特に問題となる高周波における電磁力分布と固有モードを正確に把握する必要があります。電磁力分布や固有モードはコアやコイルの形状に依存するため、有限要素法などの解析により求める必要があります。

ここでは、電源周波数(kHz)でトランスを駆動した場合のコアの電磁力を求め、トランスの固有モードと連成して音圧分布を求める事例についてご説明します。

電磁力分布

駆動時におけるコアの電磁力分布を図1に示します。

図より、ギャップ部においてZ軸方向に大きな力が発生していることがわかります。また、この電磁力は吸引力としてのみ働くため、周波数は電源周波数の2倍である12 (kHz)となります。

固有モード

トランスの固有モードを図2に示します。

電磁力の周波数である12 (kHz)に比較的近い、低次の固有モードではZ軸方向にあまり変形していないことがわかります。47 (kHz)や66 (kHz)ではコアのギャップ付近がZ軸方向に変形するモードとなっていることがわかります。

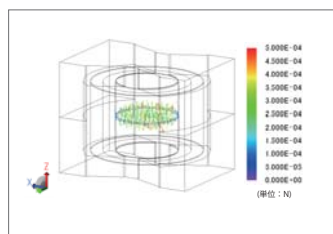


図1 電磁力分布

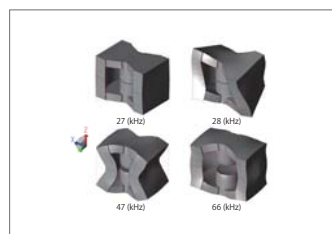


図2 固有モード (赤線: 原型図)

加速度分布

12 (kHz)における加速度分布を図3に示します。

図より、47 (kHz)や66 (kHz)の変形モードが大きく出ていることがわかります。これは、コアのギャップ付近に発生する電磁力と、47 (kHz)や66 (kHz)の変形モードが同じZ軸方向であるためです。また、ギャップの吸引|に伴い、コアの側面の変形も大きくなっていることがわかります。但し、電磁力の周波数が固有周波数より十分低いために、共振現象は生じていません。

音圧レベル分布

12 (kHz)における音圧レベル分布を図4に示します。

電磁力の働くZ軸方向と、コアの変形が大きいX軸方向の音圧が大きくなっていることがわかります。なお、音圧レベルがそれ程大きくないのは、電磁力の周波数12 (kHz)と、電磁振動に大きく影響する変形モードの固有振動数が離れているためです。

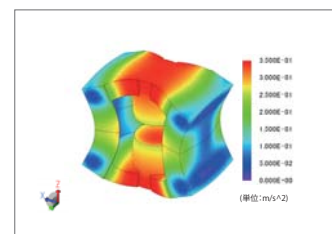


図3 12 (kHz)における加速度分布

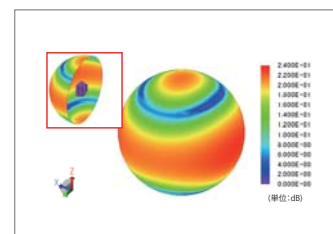


図4 12 (kHz)における音圧レベル分布

事例 98

制御シミュレータとJMAG-RTを用いた電磁弁の応答特性解析

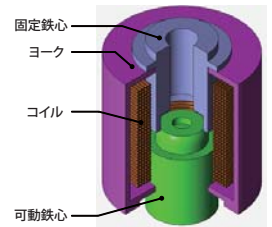
module: DP, RT

概要

できるタイプの弁では全開、全閉以外にその中間状態も取りうるため、応答速度や位置制御性などの指令値に対する高い応答性が求められます。電磁弁の応答速度や位置制御性は電磁弁の磁気回路が持つ特性と制御特性の両者に影響を受けるため、双方の特性を考慮した解析が必要になります。

JMAG では、電磁弁が含有する吸引力やインダクタンスの高調波、電流依存性を考慮した詳細で実機に即した電磁弁モデルを作成することが出来ます。この電磁弁モデル "JMAG-RT モデル" を制御 / 回路シミュレータに組み込むことにより、電磁弁の磁気飽和特性や空間高調波とモータドライバの制御特性の両方を考慮した連携シミュレーションを行うことができます。

ここでは、吸引力やコイルのインダクタンスの高調波、電流依存性を JMAG-RT を用いて求めた後、JMAG-RT モデルとして制御 / 回路シミュレータへ取り込んで、電磁弁の位置を目標値に制御する解析を行います。



可動鉄心位置の時間変化

可動鉄心位置の時間変化を図1、励磁電流の時間変化を図2に示します。図1に示すように、位置 0 (mm) から位置 1.5 (mm) への移動と位置 1.5 (mm) から位置 3.0 (mm) への移動は同じ 1.5 (mm) の移動ですが、電磁力およびインダクタンスの電流依存性、位置依存性やバネ定数の影響を受けるため移動の軌跡が異なります。図2より、可動鉄心が移動し始める瞬間にサージ電流が発生していることが分かります。サージ電流は周辺の電気機器を破損させる恐れがあるため、過大な場合は検討が必要になります。

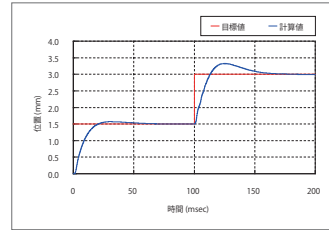


図1 可動鉄心位置の時間変化

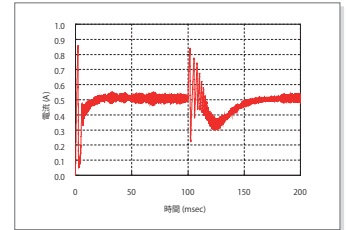


図2 励磁電流の時間変

事例 99

大電流リアクトルの直流重畳特性解析

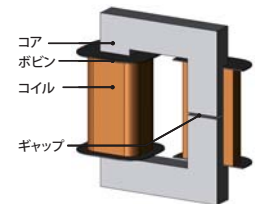
module: TR

概要

高周波大電流リアクトルは、直流電流に高周波リップルが重畳した電流が流れます。リアクトル性能として、幅広い直流電流領域で安定したインダクタンスをもつことが求められます。また、コアの磁気飽和を防止するために設けられるギャップは、インダクタンスに与える影響が大きく、設計時の重要なパラメータです。

磁化特性の非線形性とギャップのインダクタンスの影響を同時に考慮しながら、幅広い電流域でインダクタンスを正確に見積もり、設計に反映するには有限要素解析が有効です。

ここでは、ギャップ長を変更した場合の、大電流リアクトルの直流重畳特性を求めています。



直流重畳特性

直流電流25(A)時の磁路長、ギャップ長、インダクタンスの関係を表1、直流重畳特性を図1、コアの磁束密度分布を図2に示します。

表1より、ギャップ長が大きいとインダクタンスが減少することがわかります。磁気回路全体の磁気抵抗はコアとギャップそれぞれの磁気抵抗の直列接続であり、ギャップ長に応じてギャップの磁気抵抗が増加するためです。図1より、ギャップが短いほどインダクタンスが減り始める直流電流が小さいことが分かります。これは、図2に示すようにギャップが短いとコアが磁気飽和しやすいためです。

磁路長(mm)	ギャップ長(mm)	インダクタンス(μH)
440	2	36.06
	3	26.96
	4	22.07

表1 電流25(A)時の各値

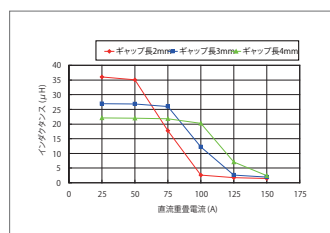


図1 直流重畳特性

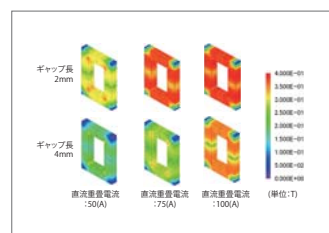
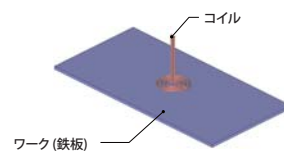


図2 磁束密度分布

事例 100 鉄板の表面加熱解析

module: FQ, HT



概要
 鉄板表面を熱処理する際の加熱方法の1つとして高周波誘導加熱があります。誘導加熱であれば、コイルの形状や電力の調整により局所的に加熱できるので、加熱深さを調整することが可能です。要求に沿った加熱を行うためには、コイルの形状や加熱条件などを適切に設計する必要がありますが、コイルの試作には費用や期間を要するという課題があります。
 正確な予測を行うためには、発熱分布を知るためにコイルの詳細形状や電気伝導率や熱伝導率の温度依存性を考慮する必要があります。このような予測を行うためには有限要素法を利用した電磁界シミュレーションが必要となります。
 ここでは、蚊取り線香状のコイルを配置した際、対向する鉄板の表面温度分布の均一性を確認し、温度分布が偏る原因となる渦電流損失密度分布も確認します。

渦電流損失密度分布

鉄板に生じる渦電流損失密度分布および鉄板断面の渦電流損失密度分布を図1、図2に示します。コイルが作る磁界の変化によって発生した渦電流が、表皮効果により渦電流は鉄板の表面に分布します。

温度分布

時刻0.1(s)、1.0(s)、2.0(s)における鉄板の温度分布を図3、鉄板表面の温度時刻特性を図4、鉄板断面の温度分布を図5に示します。時間が経過するにつれて表面温度が上昇し、2.0(s)時にコイル直下の鉄板全体が約100(deg C)に達しています。また、熱源である渦電流が鉄板の表面に集中するため、表面が先に加熱され、徐々に熱が内部に伝わります。
 本解析対象は、コイル形状により鉄板の温度分布にむらが見られます。鉄板を均一に加熱するためには、コイル形状の改善が必要です。

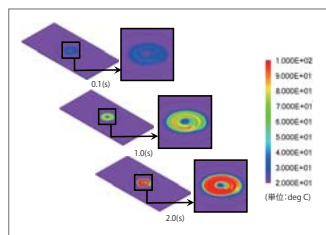


図3 鉄板の温度分布

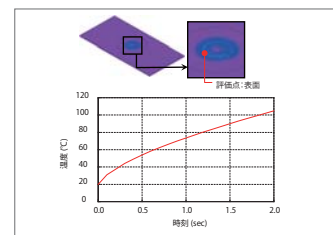


図4 鉄板表面の温度変化

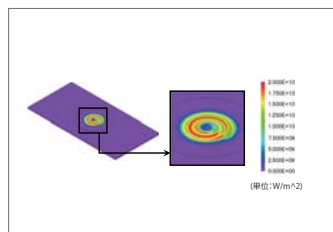


図1 1.9~2.0(s)間の鉄板の渦電流損失密度分布

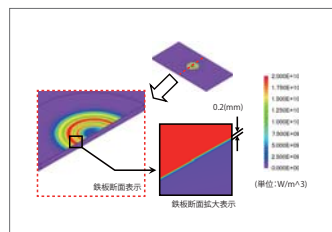


図2 1.9~2.0(s)間の鉄板断面の渦電流損失密度分布

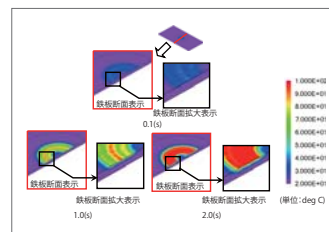
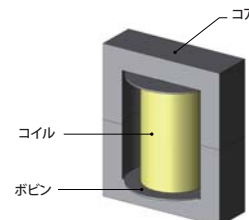


図5 鉄板断面の温度分布

事例 101 チョークコイルのAL値電流特性解析

module: ST



概要
 チョークコイルは高周波電流のフィルタリングを目的とした電子部品です。高周波電流のカットオフ周波数を決める設計上の重要なパラメータとしてAL値があります。
 設計要求としてAL値が指定されることは多く、AL値はコアの非線形な磁気特性のため、投入電流によって大きく変化します。有限要素解析は磁気特性を正確に反映させることができるため、AL値の電流特性を求めて、設計にフィードバックすることができます。
 ここでは、チョークコイルのAL値電流特性を求めています。

磁束密度分布、鎖交磁束、AL値

電流値0.5(A)および0.7(A)におけるコアの磁束密度分布を図1、鎖交磁束の電流値特性を図2、AL値の電流特性を図3に示します。
 コイルに流す電流が増加すると、鎖交磁束は増加しますがコアの磁気飽和によって増分は小さくなります。また、AL値は巻き数あたりのインダクタンスであるため、電流が大きい領域では磁気飽和の影響により低下します。

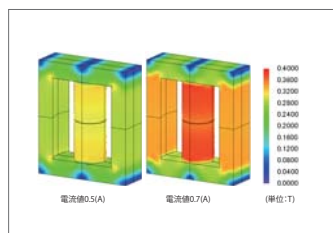


図1 磁束密度分布

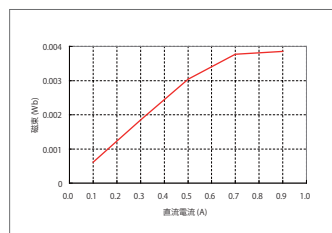


図2 直流電流-鎖交磁束特性

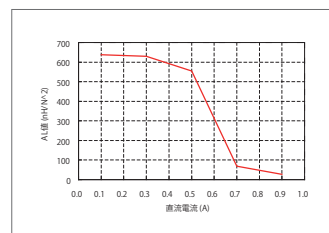


図3 直流電流-AL値特性

事例 102

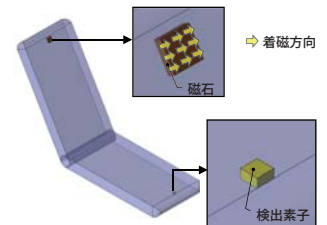
磁気センサーの磁界解析

module: ST

概要

近年、電子機器や家電製品の高機能化に伴い、機器の扉などの開閉の検出を非接触で行うために磁気センサーが使用されています。磁気センサーを利用した開閉スイッチは、磁石による磁界の大きさに応じて距離を検出し、スイッチを開閉します。設計の際、磁石の種類や配置条件、センサーの感度などの検討が必要になります。

3次元な配置の違いによる磁界の強度や、他の磁性部品による干渉を考慮するには有限要素法を用いた磁界解析シミュレーションが有効です。ここでは、磁石に対して水平方向と垂直方向の位置における磁束密度分布を求めています。



磁束密度分布

磁石まわりに生じるZ成分の磁束密度分布を図1、水平距離-Z成分の磁束密度特性を図2、回転角度-θ成分の磁束密度特性を図3に示します。正の値がZ軸プラス方向、負の値がZ軸マイナス方向を示しています。なお、解析では検出素子の体積は無視し、空間座標における磁束密度の値を評価しています。

図1より、垂直方向においては磁束の着磁方向がZ軸マイナス方向のため負の値になっており、水平方向においては逆方向に働いていることがわかります。そのため、図2に示すように、検出素子を水平方向に動かすと初期位置では負の値であった磁束密度が磁石から離れるにつれて正の値に変わり弱まります。また、図3に示すように回転角度15(deg)の範囲では磁束密度の向きは変わらず、θ成分の磁束密度は磁石から離れるにつれて小さくなります。

これにより、磁束密度分布をの詳細な把握と磁束密度の検出範囲を見積もることができます。

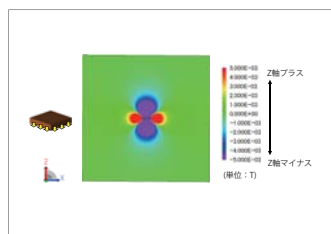


図1 Z成分の磁束密度分布

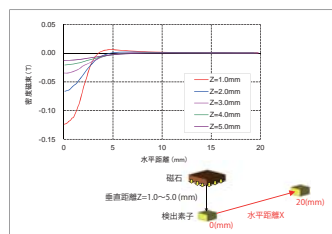


図2 水平距離-Z成分の磁束密度特性

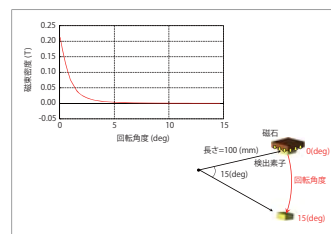


図3 回転角度-θ成分の磁束密度 (回転半径: 100(mm))

事例 103

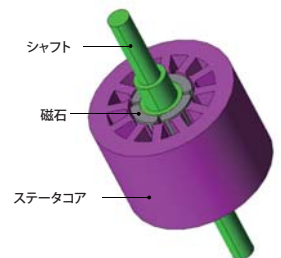
永久磁石同期モータの効率解析

module: DP, LS

概要

PMモータは磁石により磁界を得ることが出来るため、誘導モータやブラシモータに比べ、運転域の広い範囲で高効率を実現することが可能です。ここでの効率とは、エネルギー変換器として考えた際の電気エネルギーを運動エネルギーに変換する効率のことです。電力を有効利用できているかを示す力率や、入力に対する出力の割合を示す効率が主な指標になります。モータの特性は形状や制御によって大きく異なるため、効率を向上させるためには、いくつものパラメータを考慮した検討を行う必要があります。

モータ特性を事前に精度よく検討するためには磁気回路法等の手法では難しいので有限要素法を用いた電磁界解析で検討する必要があります。ここでは、正弦波電圧駆動において回転速度1,800(r/min)、電圧振幅40(V)時の効率を求めます。



電圧波形/電流波形

U相の電圧波形および電流波形を図1に示します。図より、相電圧と相電流の位相がずれていることがわかります。この位相差θを力率角といい、 $\theta = 7.4(\text{deg})$ が得られます。なお、力率は $\cos \theta$ で表されるため、このモータの力率は0.99となります。

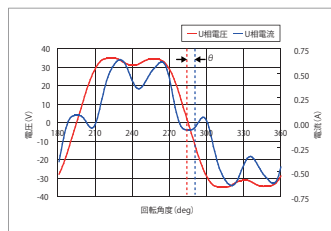


図1 U相電圧波形および電流波形

有効電力波形/電力ベクトル図

U相の有効電力波形を図2、電力のベクトル図を図3に示します。図2より、U相の平均有効電力が10.7(W)であることがわかります。3相分の平均有効電力と力率より、このモータの皮相電力、無効電力を求めることができ、図3のようなベクトル図を描くことができます。

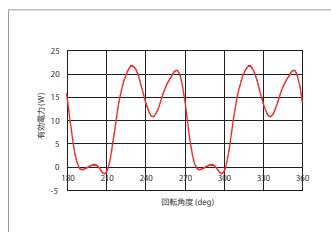


図2 U相有効電力波形

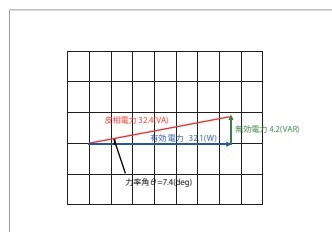


図3 電力のベクトル図

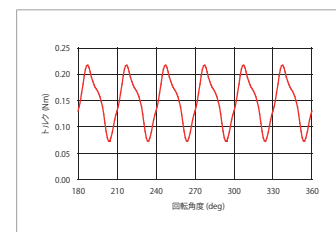


図4 トルク波形

平均トルク (Nm)	0.15
機械的出力 (W)	28.1
鉄損 (W)	1.5
効率 (%)	82.6
銅損 (W)	4.0

表1 出力特性値

出力特性
トルク波形を図4、出力特性値を表1に示します。図4より、平均トルク0.15(Nm)が得られます。得られたトルクと回転速度よりモータの機械的出力を算出すると、28.1(W)になります。有効電力、機械的出力および鉄損値よりこのモータの効率を算出すると82.6(%)となります。なお、コイルで消費される銅損は4.0(W)となっています。

事例

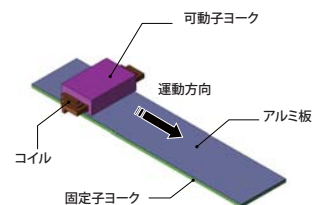
104

誘導リニアモータの推力特性解析

module: DP

概要

リニアモータは高速、高加減速、高い位置決め精度を実現できるため、搬送装置や工作機械などに使われています。リニアモータの一種である誘導リニアモータは1次側がコイル、2次側がアルミニウムや銅のような磁化しない導体可以利用できるため安価に構成できます。誘導リニアモータは低すべり時に性能低下を引き起こす端効果という特有の現象も有しており、誘導リニアモータを評価する上では端効果を含めた推力特性を磁界解析で把握することは重要です。ここでは、誘導リニアモータの推力特性を求めています。



電流密度分布

渦電流密度分布と磁束線図を図1に示します。コイルにより生じた磁界の変化によってアルミ板に渦電流が流れ、渦電流と磁界の作用によって推力が発生します。

図1より、並進速度1.2375(m/s)時に比べて並進速度3.7125(m/s)時の方がモータ後方に渦電流が多く残存していることがわかります。これは並進速度の増加と共に、モータ後方での磁束の変化が大きくなるためです。

推力特性

推力特性を図2に示します。この誘導リニアモータは停止状態から同期速度まで速度を増やすと並進速度1.2375(m/s)時に推力が最大の約380(N)に達し、それ以降推力は低下していきま。これは、コイルが作る磁界の変化が同期速度に近づくにつれて、アルミ板における磁束の変化量が減るためです。

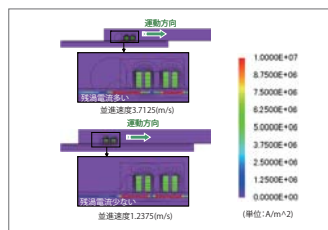


図1 0.16(sec)時の渦電流密度分布

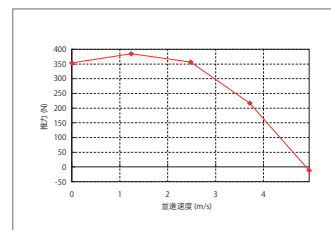


図2 推力特性

事例

105

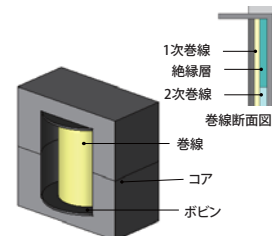
トランスの漏れインダクタンス解析

module: FQ,TS

概要

インダクタンスはトランスの電気信号に対する応答性を決める重要な物理量です。インダクタンスは自己インダクタンスと漏れインダクタンスに大別されます。自己インダクタンスはトランスがどの程度磁束を作り出せるかの指標であり、漏れインダクタンスは一次側から二次側へ磁束をどの程度漏れなく送り込めるかの指標になります。このため自己インダクタンスと漏れインダクタンスはトランス設計要求の重要項目です。インダクタンスは磁気回路に依存して決まる量ですが、磁気特性の非線形性により、動作点が変わると磁気回路が変わります。また漏れインダクタンスはその特性上、非磁性領域にも磁路を持つため、コアだけでなく、巻線配置や形状にも大きく影響されるため、その評価にあたっては、有限要素法による磁界解析が必要となります。

ここでは、トランスの均等巻きと密巻きの2種類の2次巻線に対する自己インダクタンスと漏れインダクタンスを求める事例をご説明します。



インダクタンス

2次巻線が均等巻きの時と密巻きの時のトランスのインダクタンスを表1に示します。表から2次巻線を密に巻いたモデルの漏れインダクタンスが大きくなっていることがわかります。

漏れインダクタンスの評価方法

漏れインダクタンスの評価は、2次巻線をショート回路にしたときに1次巻線に鎖交する磁束と電流から求めます。

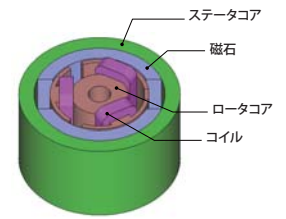
1次巻線が作り出す磁束の内、2次巻線を鎖交するものはキャンセルされるため、結果的に1次巻線を鎖交する磁束が漏れ磁束になります。磁束の時間変化は誘起電圧ですので、上記は1次巻線回路の端子電圧からも評価することができます。

	均等巻き	密巻き
自己インダクタンス	104(μH)	105(μH)
漏れインダクタンス	20(μH)	25(μH)

表1 トランスのインダクタンス

均等巻き	3.7(mV)
密巻き	3.8(mV)

表2 電流源を接続した端子の電圧



概要

ブラシモータは小容量を中心に多くの機器に数多く使われています。近年の省エネルギー化の要求は、H E Vや大型家電に用いる高性能・大容量モータだけでなく、小型のブラシモータなどにも高効率化を要求しています。この要求に答えるには、損失の低減が重要になります。損失は効率を低下させ、発熱により機器の温度を上昇させ、更に効率を低下させる要因となりますので、損失の大きさや分布を知り、損失を抑えるための設計改善を行う必要があります。モータの損失は銅損と鉄損が支配的ですが、銅損はコイルを流れる電流から概ね知ることができます。しかし、鉄損は材料特性や、駆動状態、形状に依存するため、机上計算での検討が難しいといえます。

有限要素法を利用した磁界解析であれば、モータの形状や電磁気的な挙動が全て考慮されるので、鉄損の分布や総量を見積もることができますから、設計段階での検討に有用です。

ここでは、ブラシモータのステータコアとロータコアの鉄損を求めています。

磁束密度分布

図1に磁束密度分布を、図2に測定点①における磁束密度波形のr成分とθ成分、図3に測定点②における磁束密度波形r成分とθ成分を示します。

図1より、ステータコアに比べ、ロータコアの磁束密度が大きいことがわかります。また、図2、図3より測定点①では磁束密度の変化量が大きいに対し、測定点②では磁束密度変化量は小さくなっています。これらの磁束密度の変化量の大きさは鉄損に影響を与えます。

ジュール損失密度分布/ ヒステリシス損失密度分布/ 鉄損密度分布

図4にジュール損失密度分布を、図5にヒステリシス損失密度分布を、図6に鉄損密度分布を示します。さらに、図7、図8にステータコアとロータコアそれぞれの損失割合を示します。磁束密度波形で確認したように、磁束密度の変化が小さい箇所 비해磁束密度の変化の大きい箇所の方のジュール損失密度が高くなっています。また、ヒステリシス損失でも同様の傾向が見られます。図7、図8よりジュール損失、ヒステリシス損失ともにロータコアが占める割合が大きいことが確認できます。

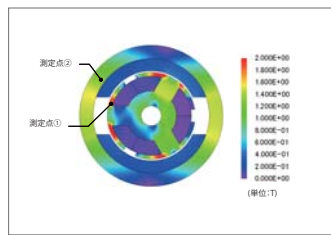


図1 磁束密度分布

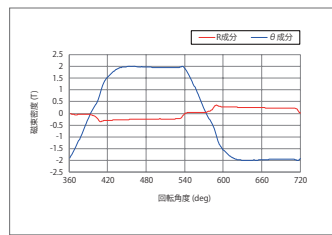


図2 磁束密度波形 (測定点①)

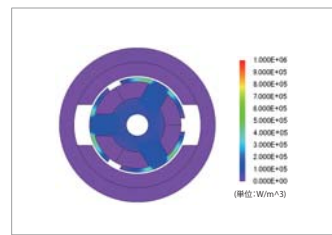


図5 ヒステリシス損失密度分布

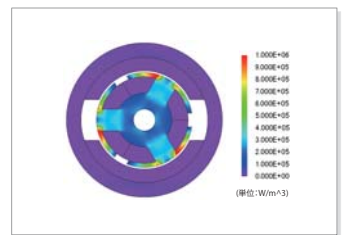


図6 鉄損密度分布

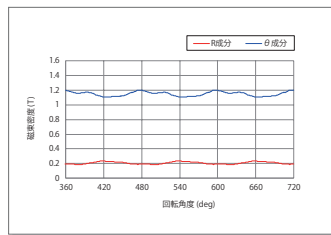


図3 磁束密度波形 (測定点②)

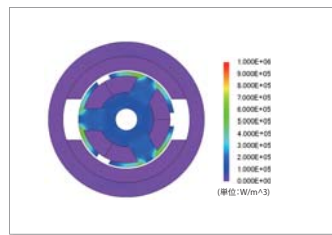


図4 ジュール損失密度分布

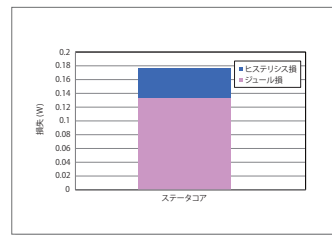


図7 損失割合(ステータコア)

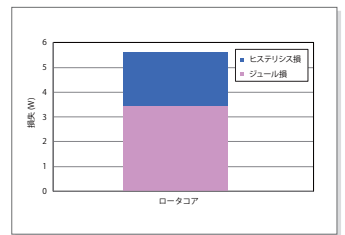


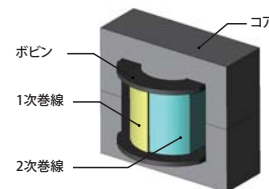
図8 損失割合(ロータコア)

事例 107 フライバック型コンバータの電流電圧特性解析

module: DP

概要

フライバック型コンバータなどのDC-DCコンバータは、スイッチ動作により1次・2次巻線の電流をコントロールし、ダイオードとコンデンサを利用して負荷側に電力を伝送します。用途に応じて電流電圧特性を満足する必要がありますが、これらは磁気飽和や表皮効果の影響を受けます。電流電圧特性を精度よく評価するためには、表皮効果や近接効果、コアギャップからの漏れ磁束の影響を厳密に考慮することがポイントとなります。特に、高いスイッチング周波数において、スイッチ周期によって巻線内に生じる交流抵抗を抑え、損失の低いコンバータを設計するには、正確な交流抵抗の評価が必要となります。磁気飽和や交流抵抗の正確な解析には、有限要素法を用いた磁界解析が有効です。スイッチングを行う外部回路と磁界解析を連成することで、コンバータの電流電圧特性を求めることができます。ここでは電圧印加時における、1次巻線、2次巻線の電流波形および各時刻でのコア磁束密度分布、巻線内電流密度分布、ジュール損失密度分布を求めています。



電流波形、磁束密度分布

定常状態における一サイクルの時間で取得した1次電流および2次電流波形を図1、そのときの各時刻における磁束密度分布を図2に示します。スイッチがONとなり1次側に電圧が印加されている間、1次電流が増加していくことが確認できます。スイッチがOFFとなる12.5(μs)で、1次側の電流が0となり、2次側に電流が流れることが確認できます。電流が流れることにより蓄積されるコアの磁気エネルギーは、図2磁束密度分布から推定できます。2次側に切り替わった、13(μs)にて、コアの磁束密度が最大となり、徐々に放出され磁束密度が低下していくことが確認できます。

電圧特性

定常状態における一サイクルの時間で取得した1次側コイル端子電圧および負荷側電圧波形を図3に示します。スイッチがONの間、入力電圧70(V)がコイルに印加されていることが確認されます。負荷側電圧は21(V)の一定値となっており、巻線比通りに降圧されていることが確認されます。

ジュール損失密度分布

2次巻線通電時のジュール損失密度分布を図4に示します。図4より、2次巻線内のジュール損失が巻線の外側に偏っていることが確認できます。これは、巻線内の電流変化による表皮効果とコアギャップからの漏れ磁束の影響によるものと考えられます。

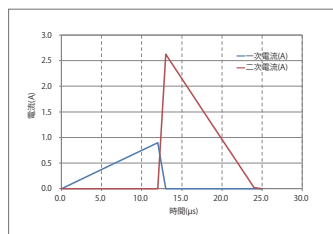


図1 電流波形

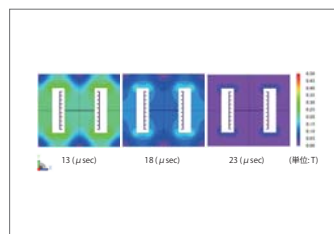


図2 磁束密度分布

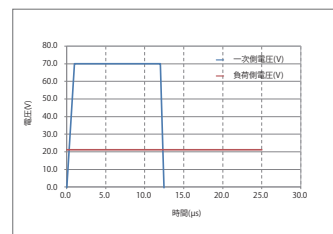


図3 電圧特性

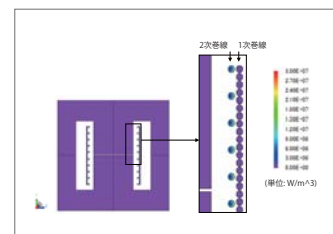


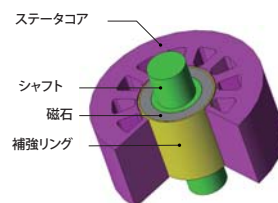
図4 ジュール損失密度分布

事例 108 リング磁石の遠心力破壊解析

module: DS

概要

永久磁石同期モータの産業分野への適用が拡大しており、高速回転可能なモータの開発が進められています。高速回転時に問題になるのはロータに働く遠心力であり、リング磁石を使用したSPMの場合、磁石に加わる応力が機械強度を上回った時点で磁石が破壊してしまいます。設計段階において、事前に最高回転速度を把握し、補強リングを設けるなど磁石破壊の対策を講じることは非常に有益です。SPMモータ回転時に遠心力が働き磁石に応力が発生します。磁石内部の応力分布は様々ではありません。機械強度を評価するうえで、有限要素法により求める応力集中部を見極め検討する必要があります。ここでは、SPMモータを高速回転させた場合のリング磁石の応力分布を求めています。



回転速度に応じた引張応力分布

補強リングなしの状態では回転速度を変更した場合の磁石の引張応力分布を図1に示します。図より、補強リングがない場合は2750 (rps)~3000 (rps)の間で磁石の引張応力が機械強度を上回り、磁石が破壊してしまうことがわかります。

補強リングの有無による引張応力分布

回転数3000(rps)における補強リングありとなしの場合の引張応力分布を図2に示します。図より、補強リングありの場合、磁石が限界引張強度まで達していないことがわかります。これは、補強リングにより磁石の変形が抑えられるためです。このように、リング磁石の破壊防止に努めることで、モータをより高回転で駆動させることができます。

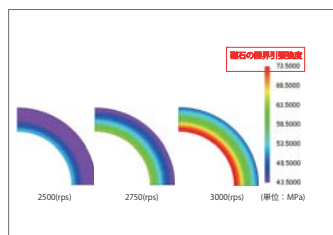


図1 磁石の引張応力分布

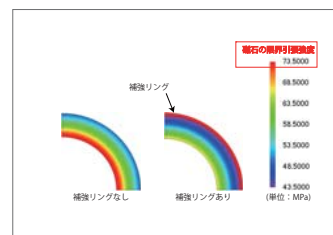
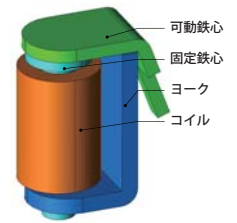


図2 補強リングの有無による引張応力分布

事例 109

渦電流を考慮した電磁リレーの動作時間解析

module: TR



概要

電磁リレーは、電磁石により接点を物理的に動かし開閉する電力機器です。リレーのコイルに通電すると、コイル巻き数とコイル電流の積で表される起磁力により磁束が生じ、可動鉄心に吸引力が生じ、リレーが閉じます。吸引力は簡易的には可動鉄心と固定鉄心間のギャップの面積、ギャップに生じる磁束密度の大きさに決まります。しかし、可動鉄心の運動が直進運動ではないリレーでは、ギャップが平行にならないため、ギャップ部の磁束密度の予測が難しい問題です。鉄心やヨークの非線形磁化特性もギャップの磁束密度に大きく影響します。JMAGの磁界解析ではこれらを考慮して可動鉄心の吸引力を求めることが出来ます。また、電磁リレーの応答性を下げる要因として、通電により発生する磁束が時間変化することによる渦電流があげられます。渦電流は磁束の変化を妨げる方向に発生しますので、通電開始時からの吸引力の立ち上がりが遅くなり、応答性が下がります。JMAGでは過渡応答解析を実施することで、渦電流の影響を考慮して電磁リレーの応答性を求めることができます。

ここでは、運動方程式機能を使って直流電圧駆動による電磁リレーの動作時間を求めています。その際に鉄心に発生する渦電流を考慮します。

動作時間

図1に変位-時刻特性、図2に電流-時刻特性、図3に吸引力-時刻特性を示します。励磁開始後は電流が徐々に増加していきますが、磁束の増加に伴うコイルの逆起電圧の影響で2 (msec)付近で電流が増加しにくくなっています。5 (msec)で励磁を停止させた後もコイルに蓄えられた電磁エネルギーがダイオードを通してコイルに流れるためしばらくの間は吸着したままですが、吸引力よりバネの弾性力が大きくなる7 (msec)付近で可動鉄心は復帰し始めます。

磁束密度分布

励磁停止直前と励磁停止直後および鉄心の復帰開始直後の磁束密度分布を図4に示します。励磁を停止した直後においても、図2に示したようにコイルに蓄えられた電磁エネルギーの影響によって、電流がダイオードを通りコイルに流れるため磁束密度分布は徐々に減少していきます。

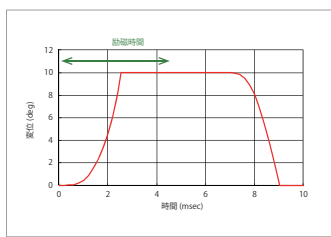


図1 変位-時刻特性

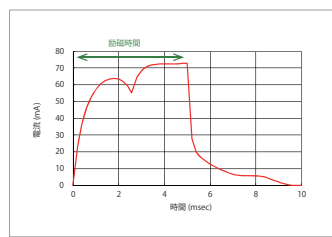


図2 電流-時刻特性

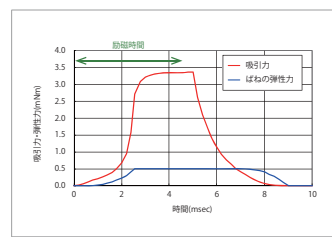


図3 吸引力-時刻特性

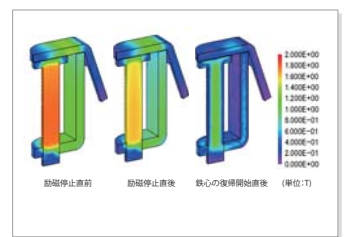
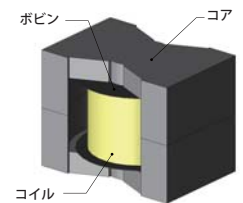


図4 磁束密度分布

事例 110

チョークコイルの損失解析

module: FQ, LS, TS



概要

チョークコイルは高周波電流のフィルタリングを目的とした電子部品です。チョークコイル内部で発生するコアの鉄損やコイルの銅損は効率を悪化させるだけでなく、熱源にもなるため、事前に把握し対策をとる必要があります。

チョークコイル内部で発生する電流は、表皮効果、近接効果、ギャップ付近の漏れ磁束による電流の偏りのため、素線内や素線間で分布を持ちます。またコアに発生する鉄損もコア内の磁束密度の偏りが原因で分布を持ちます。損失の要因を定量的かつ視覚的に把握して設計にフィードバックすることは有益であり、有限要素法による磁界解析が有効です。

ここでは、チョークコイルの鉄損及び銅損を求めています。

鉄損密度分布

鉄損密度分布を図1、ジュール損失密度分布を図2、ヒステリシス損失密度分布を図3に示します。図1より、内側の角部分の鉄損が高くなっていることがわかります。これは、磁束が磁気回路中の最短経路を流れようとして集中するためです。図2、図3より、鉄損に対するヒステリシス損失の寄与が大きいことがわかります。

銅損密度分布

コイルのジュール損失密度分布を図4に示します。図より、ギャップ付近のジュール損失が高くなっていることがわかります。これは、ギャップからの漏れ磁束により素線内の電流分布が偏るためです。

損失割合

各損失値および全体に占める割合を図5に示します。表より、このチョークコイルではコアのヒステリシス損失が支配的であることがわかります。しかし、損失密度を見るとコイルの方に局所的に高い領域が見られます。熱設計ではこれを解消するためギャップ幅やコイル配置を変えることでコイルの発熱密度を低くするなどが考えられます。

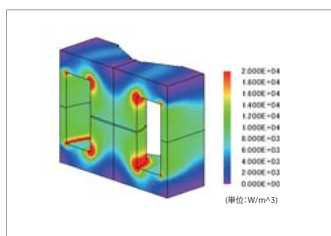


図1 鉄損密度分布

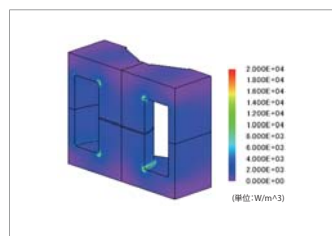


図2 ジュール損失密度分布

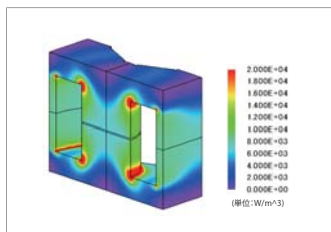


図3 ヒステリシス損失密度分布

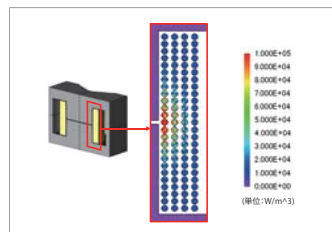


図4 コイルのジュール損失密度分布

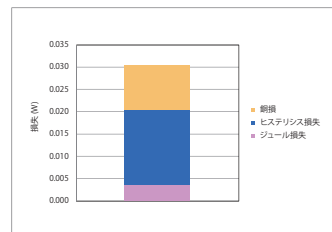


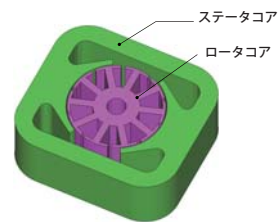
図5 損失割合

事例

111

ユニバーサルモータの始動特性解析

module: DP



概要

ユニバーサルモータは直流でも交流でも回転するモータです。構造が簡単で堅牢、小型化・軽量化・高速化が可能であり、始動トルクが大きいことから、家電や産業用電動工具に使用されています。ただし、小型化が進むことで脈動トルクによる振動や始動トルクが低下するなどの問題が生じます。これらの問題を解決するため、設計段階でユニバーサルモータの始動特性を把握しておく必要があります。ここでは、ユニバーサルモータの時刻-回転速度特性、電流波形および時刻-トルク特性を求めています。

始動特性

モータの始動開始から0.4(sec)間の時刻-回転速度特性を図1、ステータコイルの電流波形を図2、時刻-トルク特性を図3に示します。

図1に示すように、このユニバーサルモータは約0.35(sec)にて回転速度6000(rpm)に達することがわかります。また、始動時はステータコイルに流れる電流が大きく、トルクも大きくなります。回転数が増えるにつれて、電流が減少しトルクも減少します。

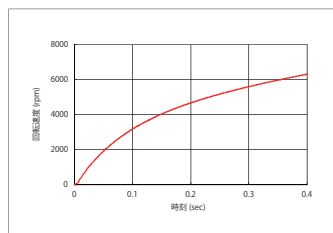


図1 時刻-回転速度特性

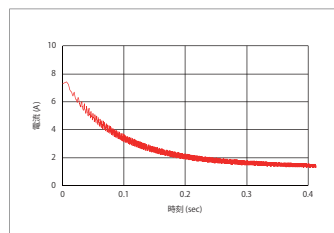


図2 ステータコイルの電流波形

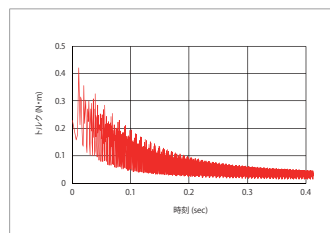


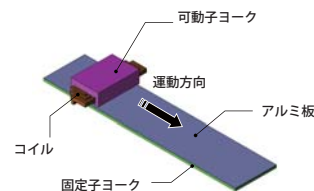
図3 時刻-トルク特性

事例

112

誘導リニアモータの始動推力特性解析

module: FQ



概要

リニアモータは高速、高加減速、高い位置決め精度を実現できるため、搬送装置や工作機械などに使われています。リニアモータの一種である誘導リニアモータは一次側がコイル、二次側がアルミニウムや銅のような磁化しない導体可以利用できるため、安価に構成できます。誘導リニアモータはその構造上、二次導体板中を渦電流が複雑に流れ、可動子と固定子間での漏れ磁束が多いなどの問題があります。そのため、誘導リニアモータの高効率化のためには、渦電流の経路、漏れ磁束を把握することが重要であり、有限要素法による検討が有効です。ここでは、誘導リニアモータの始動推力特性を求めています。

渦電流密度分布/アルミ板の周波数-ジュール損失特性

各電源周波数における渦電流密度分布を図1、アルミ板の周波数-ジュール損失特性グラフを図2に示します。

図1より、電源周波数が大きくなるにつれてアルミ板の渦電流が増加することがわかります。これは、電源周波数に応じてアルミ板の受ける磁束の時間変化が大きくなるためです。図2に示すように、渦電流の増加に伴ってアルミ板のジュール損失は増加します。

始動推力特性

電源周波数1~15(Hz)における始動推力特性を図3に示します。

図より、電源周波数が大きくなるにつれて推力が増加していくことがわかります。これは、図1で示したように電源周波数に応じてアルミ板の渦電流が増加するためです。なお、この誘導リニアモータの最大始動推力は、180(N)程度であることがわかります。

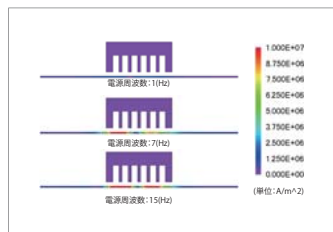


図1 渦電流密度分布

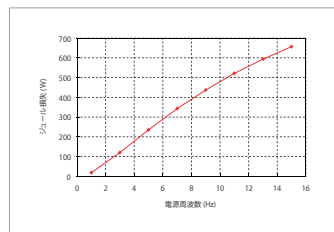


図2 アルミ板の周波数-ジュール損失特性

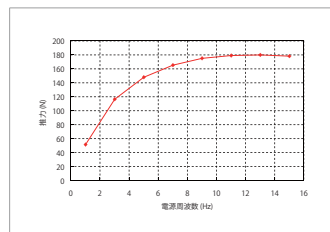
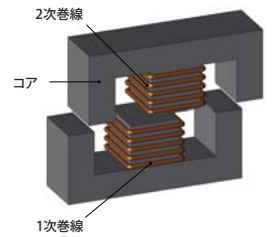


図3 始動推力特性

事例 113

コア対向型のワイヤレス給電装置の送電特性解析

module: FQ



概要

ワイヤレス給電装置は電磁誘導現象を利用することで、直接に接触をせずに電力を供給できる装置です。移動機器や回転体への給電や密閉された空間に設置された機器への給電など様々な用途で使われています。1次側と2次側が接触しないという構造上、それらの位置関係によって伝送効率や漏れ磁束が変化します。したがって、設計においては位置ずれに対する性能変化の把握が課題となります。

1次側と2次側が間隙によって分離された変圧器の性能を評価するにあたり、部品形状や相対位置を精度良くモデル化することが可能で、1次側から生じる磁束が2次側へと伝わる磁束の漏れを視覚化できる、有限要素法に基づく磁界解析は有用となります。

ここでは、磁束の流れを示すと共に、給電線の位置を基準位置から水平方向および垂直方向に移動させた場合の送電効率を求めます。

垂直距離-送電効率特性

1次側と2次側の垂直距離を変化させた場合の磁束密度分布を図1、垂直距離-送電効率特性を図2に示します。図1より、垂直距離に応じて漏れ磁束が増加し、2次側コア内部の磁束が減少している様子が分かります。図2より、垂直距離2(mm)の場合に最大効率の約80%が得られる事が分かります。また、単純に垂直距離の増加が2次巻線鎖交磁束減少の原因となるため、効率はほぼ線形的に減少します。

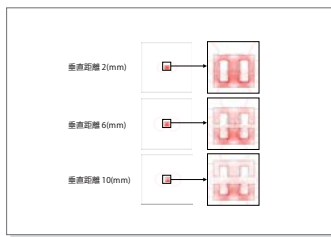


図1 磁束密度分布

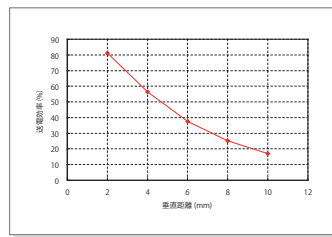


図2 垂直距離-送電効率特性

水平距離-送電効率特性

1次側と2次側の垂直距離を2(mm)とし、水平距離を変化させた場合の磁束密度分布を図3、水平距離-送電効率特性を図4に示します。図3より、水平距離に応じて2次側コアの左側の磁束が減少しており、水平距離10(mm)の場合、2次巻線を鎖交しない流路ができています。図4より、効率が非線形的に減少していることが分かります。これは、2次巻線鎖交磁束減少の原因が距離だけでなく磁束の流れ方の変化によるためです。

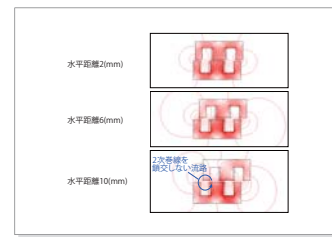


図3 磁束密度分布

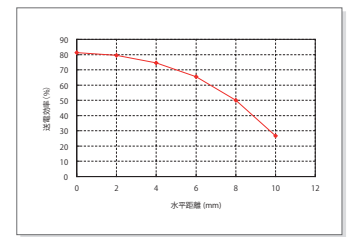


図4 水平距離-送電効率特性

事例 114

アウターロータモータの振動解析

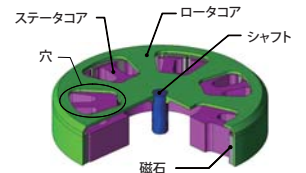
module: DP,DS

概要

アウターロータモータは、ステータの周りをマグネットロータが回転します。ロータの半径が大きくなるため、同じ外径のインナーロータモータよりも大きい駆動トルクを得られ定速度性に優れます。一方で回転時に発生する振動、騒音への対策が重要になります。

モータを回転させる際に発生する振動の要因として、電磁力があります。また、この電磁力がモータの固有モードと共振することで、より大きな振動、騒音になります。共振を防ぐ目的で、例えば、ロータコアに穴を設けるなどの加工を施してモータの固有振動数を変更するなどの対策が取られます。このような検討を行うためにも、電磁力の空間分布、周波数分析および固有周波数を正確に把握する必要があります。

ここでは、コアに穴加工を施した場合のアウターロータモータの電磁振動による音圧を求めています。



電磁力分布

周波数成分測定点において電磁力が最大となる電磁力分布を図1、図1に示す点における電磁力の周波数成分を図2に示します。磁極間のロータコアにおいて電磁力が大きくなっており、180(Hz)の周波数成分が支配的であることがわかります。

固有モード

ロータコアに穴加工を施した場合と穴加工を施さない場合の固有モードを図3に示します。確認しているのは径方向に変形するモードの最小の振動数であり、穴ありの場合は649(Hz)、穴なしの場合は677(Hz)となっています。この固有振動数と電磁力の共振現象により、大きな振動が発生すると考えられます。

加速度(強度)分布、音圧レベル分布

720(Hz)における加速度(R-実効値)分布を図4、720(Hz)における音圧レベル分布を図5に示します。電磁力が働き、かつ「固有モード」で示した固有振動数に近い周波数である720(Hz)において、共振現象により大きい加速度、高い音圧レベル分布を確認することができます。図4、図5から、このモータでは今回のような穴を開けることでR方向の加速度を抑え、騒音を低減できることがわかります。

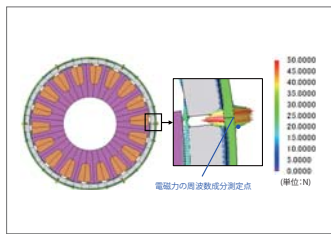


図1 電磁力分布

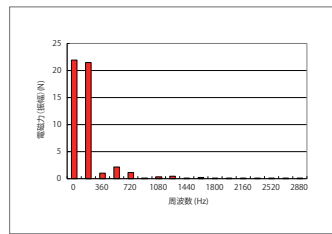


図2 電磁力の周波数成分

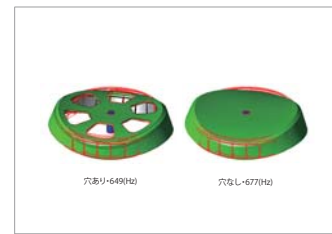


図3 径方向に変形する固有モード

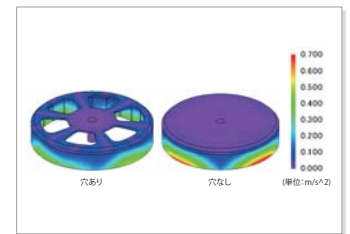


図4 720(Hz)における加速度(強度)分布

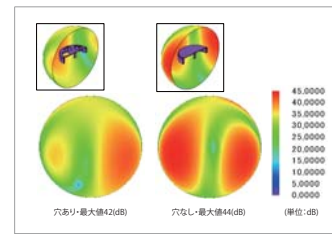


図5 720(Hz)における音圧レベル分布

事例 115

SPMモータの偏心解析

module: DP

概要

モータは複数の部品から構成されており、それらを組み立てることで、製品となっています。各部品は加工誤差の範囲内で作られています。誤差のある部品同士を組立てることで誤差は積みあがります。特にロータとステータの円筒軸に偏心(ずれ、振れ)が生じると、磁束密度分布や電磁力がアンバランスとなり、振動や騒音の原因になります。誤差の無い部品を製造し、組立てるのが理想ではありますが、現実には誤差を減らすためには精密な機械加工が必要となり製造コストが大幅に上昇してしまいます。したがって、設計段階において、各部品の公差範囲の設定と性能のトレードオフについて検討する必要があります。

これらを設計段階で検討するためには、部品の加工誤差に感度を持つ精度の高い評価を行う必要があります。有限要素法を用いた電磁界解析が有効になります。

ここでは、偏心の有無によるSPMモータのコギングトルク波形およびステータに働く電磁力への影響を評価します。



トルク波形/磁束密度分布

偏心なし、ありの場合におけるトルク波形を図1、最もロータの位置が異なる回転角度180(deg)における磁束密度分布を図2に示します。図1より、偏心させることによって1回転1周期のトルク変動が生じていることがわかります。図2より、偏心方向のステータコアにおいて、磁束密度が高くなっていることがわかります。このように、偏心によって磁束密度分布に生じた差異が、トルク波形に影響します。

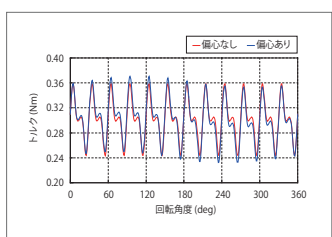


図1 トルク波形

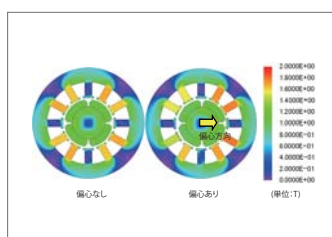


図2 磁束密度分布 (回転角度: 180(deg))

ステータに働く電磁力

ステータに働く電磁力の偏心方向成分を図3、偏心直角方向成分を図4に示します。図より、各成分とも偏心によって1回転1周期の電磁力波形を持つことがわかります。各部に働く電磁力の周波数成分がモータの固有モード付近に存在する場合、電磁共振現象により振動および騒音の原因となります。

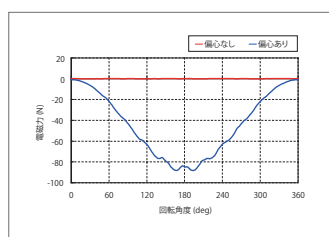


図3 ステータに働く電磁力 (偏心方向成分)

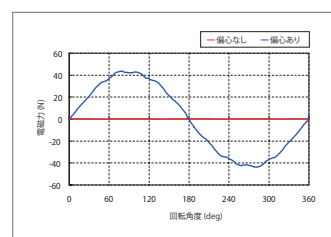


図4 ステータに働く電磁力 (偏心直角方向成分)

事例 116

渦電流の低減を検討したインジェクタの動作時間解析

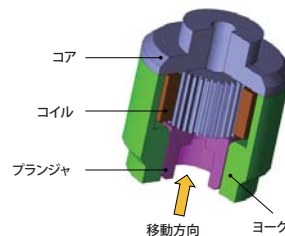
module: TR

概要

エンジンに使用されるソレノイド式インジェクタは、電磁石の磁力によりプランジャが移動することで弁が開き、燃料を噴射します。エンジン用のインジェクタは流量のばらつきを抑え燃費を向上させるなどの目的で、印加電圧に対する高い応答性が求められます。

ソレノイド式インジェクタの場合、応答性を下げる要因として、通電により発生する磁束が時間変化することによる渦電流があげられます。渦電流は磁束の変化を妨げる方向に発生しますので、通電開始時からの吸引力の立ち上がりが遅くなり、応答性が下がります。JMAGでは過渡応答解析を実施することで、渦電流の影響を考慮してインジェクタの応答性を求めることができます。渦電流が発生している箇所を特定することで、応答性を向上させるのにはどうしたらよいか、検討することができます。

ここでは、ソレノイド式インジェクタに直流電圧を印加し、渦電流の影響を考慮した上で応答特性を求めています。渦電流を低減させるための溝を入れることの効果を、溝を入れていないモデルの解析結果と比較することで検証します。



ジュール損失 / 電流密度分布

各部品のジュール損失を図1、コアのジュール損失がおよそ最大となる1.3 (msec)時の電流密度分布を図2に示します。

図1より、ジュール損失は特にコアにおいて異なり、ピークがおよそ2割低減していることがわかります。図2に示すように、溝を設けたコアにおいて渦電流が低減していることがわかります。

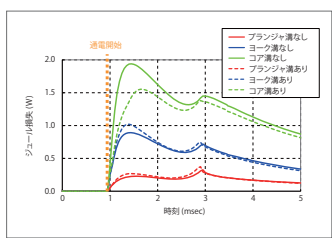


図1 ジュール損失

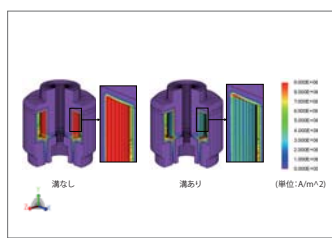


図2 電流密度分布

応答特性

時刻に対するプランジャの応答特性を図3、吸引力特性を図4に示します。

プランジャ移動量は開弁方向を正とし、位置0.1 (mm)で弁が全開になります。また、常に移動を妨げる方向に燃圧5(N)を受けています。図に示すように、通電を開始してもプランジャはすぐには動かず、吸引力が燃圧を超えた付近で動き始めます。溝を設け渦電流が低減したことにより、応答特性および吸引力特性が改善していることがわかります。

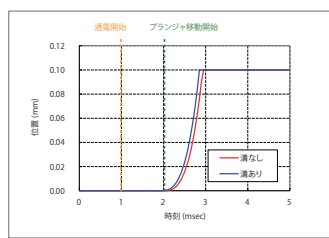


図3 応答特性

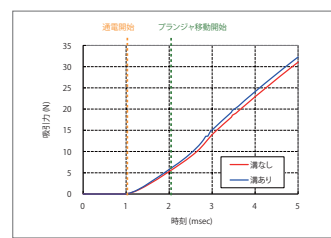
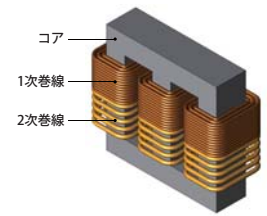


図4 吸引力特性

事例 117 トランスの鉄損解析

module: FQ,LS



概要

中・大型の電源トランスは、長期間わたる運用が必要なため、損失によるランニングコストを抑えることが常に求められます。トランスにおける主な損失の1つである鉄損は、磁性体内部で熱として電力を消費するため、トランスの温度上昇や効率低下の原因になります。有限要素解析により鉄損密度の分布を確認することで、トランス設計時における局所的な形状の検討が可能になります。また鉄損はコアのヒステリシス性に起因するヒステリシス損失と渦電流に起因するジュール損失に分けられますが、解析を通してそれぞれの寄与度を比較することも可能です。ここでは、3相トランスの鉄損と鉄損に占めるヒステリシス損失とジュール損失の割合を求めています。

磁束密度分布/鉄損密度分布

コアの磁束密度分布および鉄損密度分布を図1、図2に示します。図より、磁束密度分布と鉄損分布が同様であることがわかります。これは、磁束密度変化の周波数が一定であるため、鉄損の大きさが磁束密度変化の大きさに比例するためです。

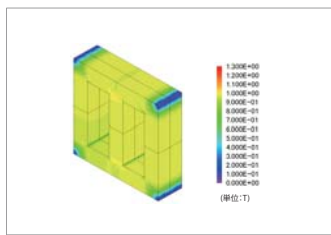


図1 磁束密度分布

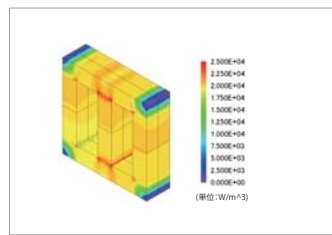


図2 鉄損密度分布

ジュール損失密度分布/ヒステリシス損失密度分布

コアのジュール損失密度分布およびヒステリシス損失密度分布を図3、損失割合を図4、損失値を表1に示します。図より、鉄損に対するヒステリシス損失の寄与が大きいたことがわかります。これより、鉄損を減らすにはヒステリシス損失の低減を検討することが効果的であると考えられます。

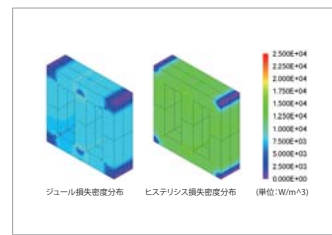


図5 ジュール損失密度分布とヒステリシス損失密度分布

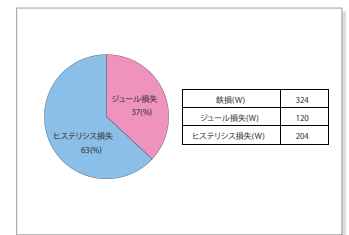
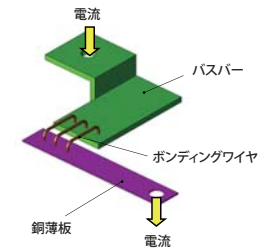


図6 損失割合 表1 損失値

事例 118 バスバーの熱解析

module: FQ,HT



概要

インバータ等のパワーエレクトロニクス機器の電力の供給ラインではバスバーやボンディングワイヤを介して電流が供給されます。インバータなどの機器は数(kHz)のPWMキャリア周波数で動作するため、周波数が高い電流がバスバーなどを流れます。このような高周波電流では、表皮効果による影響が無視できなくなり、抵抗や損失の増加が問題となってきます。過剰な発熱は効率の悪化や機器の損傷の原因となるため、各周波数における発熱や温度分布を考慮した設計が重要になります。バスバーの形状は複雑であるため、電流通電時にどの場所に電流が偏って流れ、発熱源として効くのかを事前に予測するのは難しいです。有限要素法による磁界解析であれば、電流分布の偏りやジュール損失を正確に求め、それらを熱源とした温度分布の予測を行うことができます。ここでは、電源周波数を変更した場合のバスバーなどの温度分布を求めています。

電流密度分布/ジュール損失の周波数特性

各周波数における電流密度分布を図1、ジュール損失の周波数特性を図2に示します。図1より、ボンディングワイヤと銅薄板で電流密度が高くなっていることがわかります。図2に示すように、周波数の増加に伴いジュール損失が大きく増加しています。これは、表皮効果によって電流が流れる断面積が減少し、抵抗が大きくなったためです。

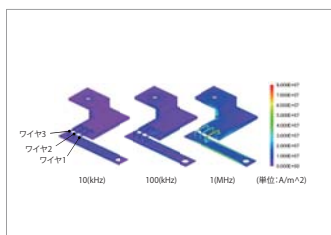


図1 電流密度分布

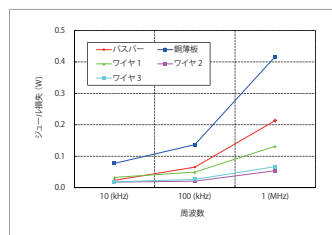


図2 ジュール損失の周波数特性

温度分布/平均温度の周波数特性

バスバーの温度分布を図3、平均温度の周波数特性を図4に示します。いずれの周波数においても、電流密度と同様にボンディングワイヤと銅薄板で温度が高くなっています。また、10(kHz)、100(kHz)に比べて1(MHz)時の温度が急激に高くなっています。温度上昇は焼損だけでなく、熱応力の増加による機器の破損の原因にもなるため、注意が必要となります。

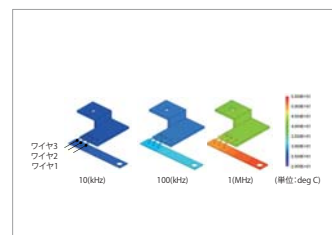


図3 温度分布

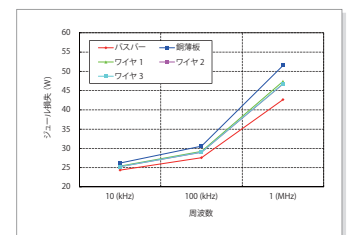
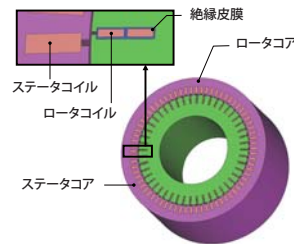


図4 平均温度の周波数特性

事例 119 巻線型三相誘導電動機のトルク特性解析

module: DP

概要
巻線型誘導電動機は固定子巻線の回転磁界により二次巻線に誘導電流が流れ、その電流と回転磁界の相互作用により二次巻線に回転力が発生するモータです。誘導電流が巻線を通るため、スリップリングを介してその電力を取り出し回生することが可能です。誘導機は、二次巻線に誘導される電流が特性に大きく影響します。また特にギャップ付近には強い磁気飽和を伴います。このため、事前に特性を詳細に把握するためには、誘導電流や磁気飽和を正確に扱うことのできる有限要素法に基づく解析が有効です。ここでは、電流密度分布とs-T特性(すべりトルク特性)を求めています。



電流密度分布

すべり0.5における電流密度分布を図1に示します。ステータコイルが作る回転磁界により、ロータコイルに誘導電流が発生します。この誘導電流により生じる磁束と回転磁界によってトルクが発生するため、誘導電流がトルク特性に大きく影響します。

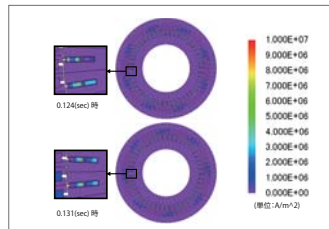


図1 電流密度分布

S-T特性(すべりトルク特性)

s-T特性グラフを図2に示します。この誘導電動機は、すべりが大きくなるほど得られるトルクも大きくなるのがわかります。すべりが小さい状態で高いトルクを得ようとする場合、すべりごとのトルクは2次側に誘起される電流値で決まるため、ロータの外部抵抗値を小さくするなどの検討が必要となります。

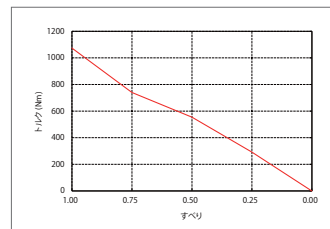
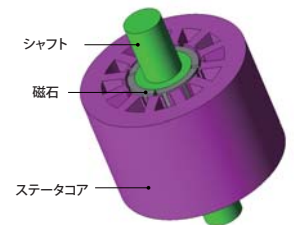


図3 s-T特性(すべりトルク特性)

事例 120 SPMモータの熱減磁解析

module: DP

概要
モータの高効率化および高出力化を実現するためには、温度上昇の問題を如何に解決するかが重要となります。モータに使われている材料で、温度に対する特性変化が大きいのは磁石です。希土類磁石の場合、通常百数十度で減磁の可能性が出てきます。減磁するかどうかは加えられる反磁界と温度から決まります。温度を上げるだけ、あるいは反磁界を掛けるだけであればある程度耐性がありますが、組み合わされると耐性が大きく下がります。モータが過負荷状態で大きなトルクを出している状態では、コイルに大きな電流が流れているため、大きな反磁界と熱が加わり、減磁の可能性が高まります。対策としては、熱耐性の高い磁石を使用する、モータを大きくするなどの方法がありますが、大抵体格やコストを高めることになるため、設計のトレードオフのテーマとなります。減磁を精度良く検討を行うためには、まず反磁界が加わる場所と、材料の減磁特性を正確に把握する必要があります。有限要素法を利用した磁界解析シミュレーションでは、反磁界を算出し、材料の減磁特性を考慮してその反磁界により磁石のどの部分が減磁したかを求めることが出来ます。ここでは、永久磁石の温度を変えて解析を行い、トルク波形や磁束密度分布への影響を評価します。



トルク波形

電気角1周期分(機械角180(deg))ごとに磁石の温度を60(deg C) → 140(deg C) → 60(deg C)と変化させた場合のトルク波形を図1に示します。図1より、磁石を140(deg C)に昇温させた状態において、熱減磁により平均トルクが下がっていることがわかります。また、60(deg C)に戻した状態においても、昇温前に比べ平均トルクが17(%)減少していることから、昇温中に不可逆減磁が起きたことがわかります。

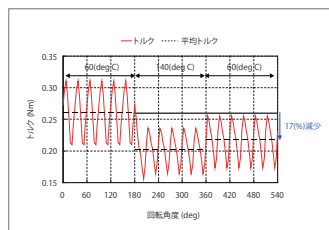


図1 トルク波形

磁束密度分布

各状態における磁束密度分布を図2に示します。図より、140(deg C)の場合は昇温前に比べ全体的に磁束密度が低くなっていることが分かります。また、60(deg C)に戻しても、昇温前と同じ状態に戻らないことが分かります。

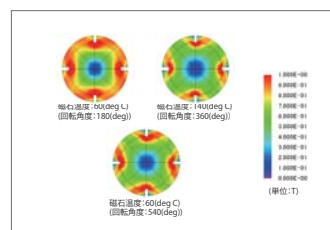


図2 磁束密度分布

減磁率分布

昇温前の磁化状態を基準とし、昇温後再び60(deg C)に戻した場合の減磁率※分布を図3に示します。なお、ここで示している減磁とは、クニック点を越えたことによる不可逆減磁のことであり、磁石の性能を悪化させる指標となります。図より、60(deg C)に戻しても、昇温前に比べ広範囲で減磁していることがわかります。※減磁率は、指定した磁化状態を基準に減磁進行したかどうかを示すものです。

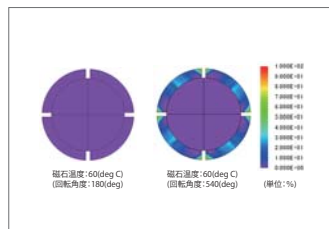


図3 減磁率分布

動作点

動作点を確認するために選択した測定位置を図4、動作点を図5に示します。図5より、昇温後の測定位置1において動作点がクニック点を越えており、60(deg C)に戻しても動作点が元のB-Hカーブ上に戻っていないため、不可逆減磁が生じていることがわかります。また、横軸を見ることで、各測定位置にかかる反磁界の大きさを確認することができます。

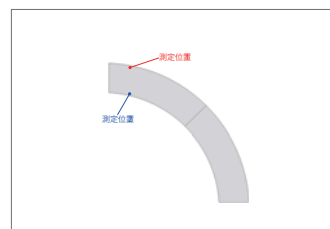


図4 動作点の測定位置

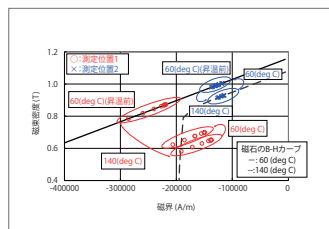


図5 動作点

事例 121

突極型同期発電機の発電量解析

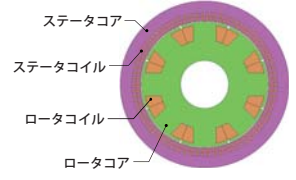
module: DP

概要

突極型同期発電機は水力発電機などに使用されます。ロータのコイルに界磁電流を流しロータを回転させることで、ステータのコイル(電機子)に発電させます。

突極型同期発電機では接続する負荷の力率に応じて、界磁電流と電機子電流の間で磁束を強めあう、または弱めあう反作用が生じます。これによって発電機内の磁気回路の動作点が変わり、出力特性に影響を及ぼします。コアは通常非線形磁化特性を有しますので、非線形磁化特性を扱える磁界解析による磁気回路検討が有用です。

ここでは、突極型同期発電機における磁束密度分布および無負荷飽和曲線、発電量を求めています。



無負荷飽和曲線、磁束密度分布

無負荷飽和曲線を図1、励磁電流値75(A)と100(A)における0.005(sec)時の磁束密度分布を図2に示します。

励磁電流値75(A)以降では無負荷飽和曲線の傾きが小さくなるのがわかります。励磁電流値が大きくなるとロータコアおよびステータコアのティースの磁束密度が高くなり、磁気飽和の増大のため、無負荷飽和曲線の傾きが小さくなります。

発電量

図3に励磁電流75(A)時のシャント抵抗の時刻-電流特性を示します。この突極型同期発電機の発電量は、電流波形の平均値から880(A)であることがわかります。

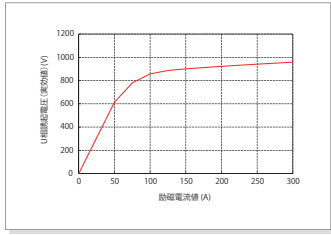


図1 無負荷飽和曲線

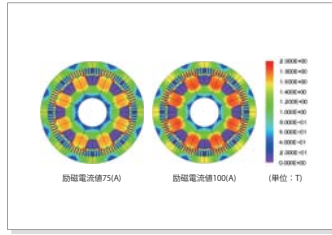


図2 0.005(sec)時の磁束密度分布

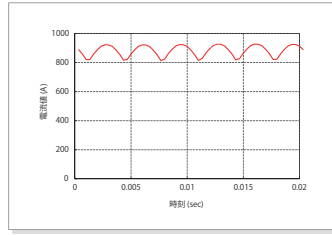


図3 励磁電流値75(A)の時刻-電流特性

事例 122

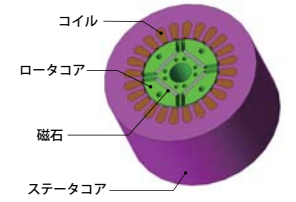
IPMモータのインダクタンス解析 ～実測で得られるdq軸インダクタンス～

module: DP

概要

IPMモータは、ロータの突極性を検討するためにd軸、q軸におけるインダクタンス特性を把握することが重要となります。実測では、実際にモータを運転した状態で無負荷磁束や3相通電状態での電圧、電流を測定し、d軸、q軸におけるインダクタンスを算出することができます。また、モータを運転させて測定できない場合はロータを静止させた状態で二相間LCLCRメータを入れてインダクタンスを測定しますが、3相通電と2相通電では通電状態が異なるため、特に磁気飽和の影響が強いモータの場合に実駆動時と異なる特性を示します。これより、実測と解析を比較する場合でも、実測の測定状況に応じて解析内容を決定する必要があります。

ここでは、ロータを静止させた実測を想定し、IPMモータにおけるdq軸インダクタンスを求めます。



Ld、Lqの電流位相角特性 / インダクタンス

IPMモータのLdLq解析モデルから計算したd軸/q軸インダクタンスの電流位相角特性グラフを図1に、相間インダクタンスモデルから算出したd軸/q軸インダクタンスを表1に示します。

図1より、d軸インダクタンスは電流位相角によってほとんど変化していないことがわかります。これは、d軸磁束が透磁率の低い磁石を透過するためインダクタンスが小さく、磁石の磁気抵抗の寄与が大きいため鉄心の磁気飽和の影響を受けにくいからです。一方、q軸インダクタンスに関してはq軸の磁束が鉄心を通るため、d軸に比べ透磁率が大きくインダクタンスが大きくなっている事がわかります。また、電流位相を進め、弱め磁束状態となると、鉄心の磁気飽和が緩和されることでq軸インダクタンスが増加することがわかります。

相間インダクタンスから算出する方法では3相交流を通电していないため、電流位相角によるd軸/q軸インダクタンスの変化を求めることはできません。また、3相交流を通电した状態と相間通電では鉄心の磁気飽和の状態が異なるため、全般的にq軸インダクタンスを過大評価していることがわかります。それに対しd軸インダクタンスに対しては、前述の通り磁石の磁気抵抗の寄与が大きいため2つの手法で結果にあまり差が生じていません。

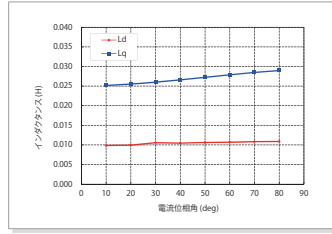


図1 Ld、Lqの電流位相角特性(LdLq解析モデル)

項目	値
d軸インダクタンスLd	0.010 (H)
q軸インダクタンスLq	0.030 (H)

表1 Ld、Lq(相間インダクタンスモデル)

事例
123

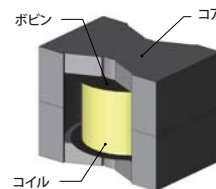
チョークコイルの熱解析

module: HT

概要

チョークコイルは高周波電流のフィルタリングを目的とした電子部品です。チョークコイル内部で発生する電流は、表皮効果、近接効果、ギャップ付近の漏れ磁束による電流の偏りのため、素線内や素線間で分布を持ちます。またコアに発生する鉄損もコア内の磁束密度の偏りにより分布を持ちます。チョークコイル内部で発生するコアの鉄損やコイルの銅損は効率を悪化させるだけでなく熱源にもなるため、熱設計の観点から、事前に把握し対策をとる必要があります。銅損や鉄損を熱源とした発熱現象を定量的に評価して設計にフィードバックするためには、有限要素法による解析が有効です。

ここでは、チョークコイルの鉄損及び銅損を熱源とした温度分布を求めています。



温度分布

コアの温度分布を図1、各部品の最高温度を図2に示します。

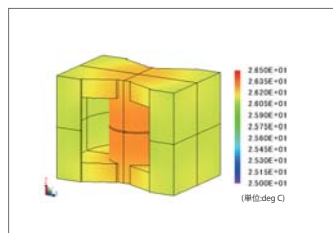


図1 コアの温度分布

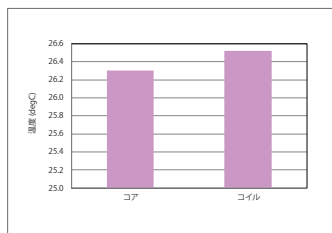


図2 各部品の最高温度

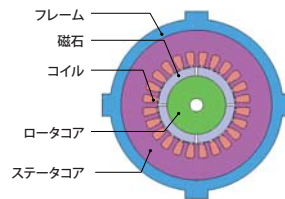
事例
124

ステータ内径のバラつきを考慮したSPMモータのコギングトルク解析

module: DP,DS

概要

モータ組立時、加工誤差や焼き締め、圧入によりステータの内径にバラつきが発生します。このバラつきによりコギングトルクが大きくなり、振動・騒音の要因になります。フレームをステータコアに圧入する場合、フレームの厚みが周方向に一定でない場合、圧入面圧も周方向に分布をもつことになり、ステータ内径にバラつきが発生します。振動・騒音の対策をするためには、バラつき量を正確に把握し、バラつき量に対応する、コギングトルクの大きさを評価する必要があります。圧入によるステータ内径のバラつきはフレームの形状によるため、有限要素法により正確に把握します。ここでは、圧入接合による応力解析により求めた変位をもとに、ティースの変位にバラつきがある場合とない場合のコギングトルクを求めています。



ティースの変位

図1にティースの変位のコンター図を示します。フレームの厚みが均等の場合は全てのティースが均等に変位しているのに対し、フレームの厚みにバラつきがある場合には変位にバラつきがあることがわかります。フレームの厚み箇所ほど大きく変位しています。以後、フレームの厚みが均等な場合をバラつきなし、フレームの厚みにバラつきがある場合をバラつきありとします。

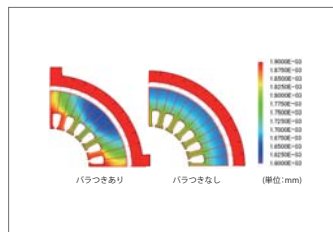


図1 変位のコンター図

コギングトルク

図2にコギングトルク波形を、図3、図4、図5にコギングトルクの周波数成分を示します。図2より、バラつきがない場合と比べてバラつきのある場合のコギングトルクの振幅が大きくなることがわかります。また、図3、図4、図5よりコギングトルクの周波数成分である720(Hz)でバラつきありの振幅が大きく、さらにティースが90(deg)ごとにへこんでいることによる120(Hz)の周波数も、バラつきありの方が大きくなっています。

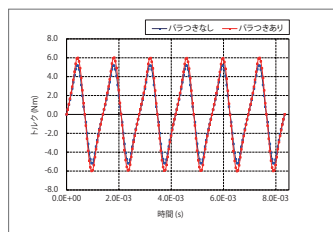


図2 コギングトルク波形

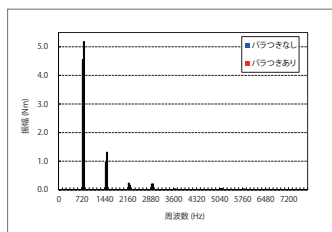


図3 コギングトルクの周波数成分

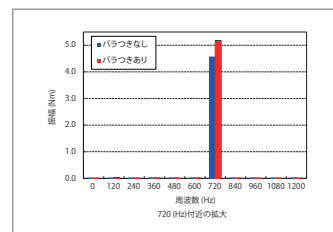


図4 コギングトルクの周波数成分

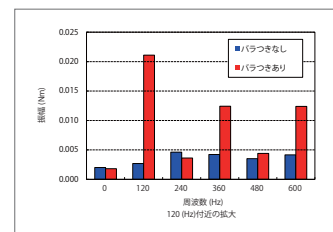


図5 コギングトルクの周波数成分

事例 126 渦電流を考慮した着磁解析

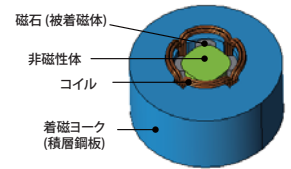
module: ST, TR

概要

永久磁石を有する機器において、磁石の着磁状態は機器の特性に大きく影響します。着磁は着磁器から磁石に対して非常に強い磁界を加えることにより行います。また、着磁電源の容量は着磁電流×時間で決まります。生産工程では着磁コイルに瞬間的に大電流を通電して着磁することが望ましいですが、電流の時間変化が激しいと被着磁体に渦電流が流れてしまい、理想的な磁化分布を得られない可能性があります。逆にゆっくりとした電流変化の場合、着磁器の容量を大きくする必要があり、生産コストを上げてしまいます。このため、生産コストと十分な着磁が出来るかのトレードオフが検討項目となります。

有限要素法を用いた磁界解析では、コイル通電時に被着磁体に生じる渦電流発生や材料の非線形磁化特性を扱うことができるため、着磁磁界がどのように発生し、磁化分布にどのような影響を及ぼすかを知ることができます。

ここでは、被着磁体の渦電流を考慮した場合の着磁磁界分布、被着磁体の渦電流密度分布、磁石の表面磁束密度を求めます。



着磁磁界、渦電流密度分布、表面磁束密度

着磁磁界を図1に、被着磁体の渦電流密度分布を図2に、磁石の表面磁束密度を図3に示します。

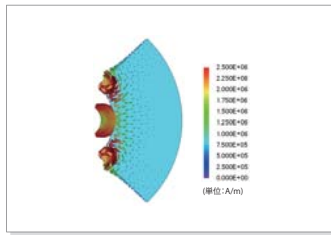


図1 着磁磁界分布

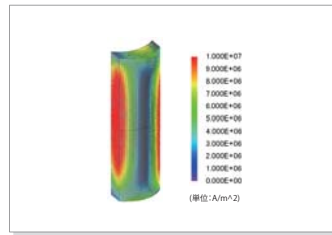


図2 被着磁体の渦電流密度分布

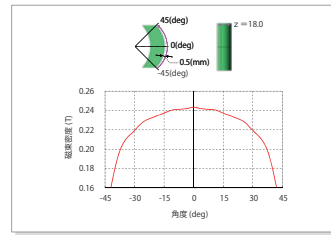


図3 磁石の表面磁束密度波形 (磁石表面0.5(mm))

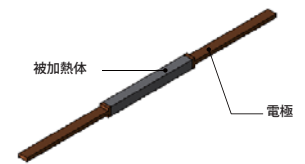
事例 127 鋼材の抵抗加熱解析

module: FQ, HT

概要

シャフトなど大きな金属部品は機械加工時に歪みが発生し、材料特性が悪化します。そのため、熱処理により加工歪みを取り除き、金属組織を標準状態に戻す処理を施し、材料特性を改善することが行われます。熱処理によって金属全体の特性を改善するには、全体を均一な温度に加熱する必要があります。

3次元的な構造を有する構造物が所定の電極形状で均一に加熱されるか否かは、有限要素法に基づく解析を通じて評価する必要があります。ここでは、通電加熱による被加熱体の温度分布、温度変化および熱流束分布を求めます。



温度分布

被加熱体の温度分布を図1に示します。図より、いずれの時間においても被加熱体の中央部が最も高温になっていることがわかります。

温度変化

各測定点A、A'、B、B'における温度変化を図2に示します。図より、表面と内部(A-A'、B-B')において、温度差がないことがわかります。また、図1で示したように端部と中央部(A-B、A'-B')にて温度差が発生しており、700(s)時では温度差が約200(deg C)となっています。

熱流束分布

700(s)時における熱流束分布を図3に示します。図より、被加熱体からコイルに熱が伝導していることがわかり、このことが被加熱体の長さ方向における温度差の原因となります。均一に加熱し、被加熱体の特性を向上させるには、長さ方向の温度差を低減するような工夫が必要になると考えられます。

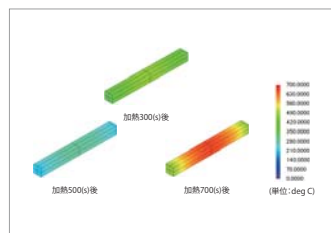


図1 温度分布

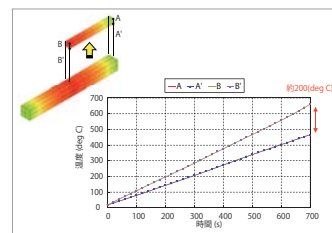


図2 温度変化

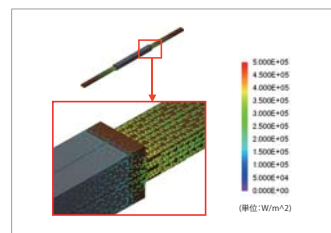


図3 熱流束分布

事例

128

片持ちはりの構造解析

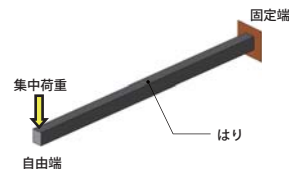
module: DS

概要

電気機器の小型化、薄型化に伴い機器の強度設計の重要性が高まり、低振動化対策がますます求められています。電気機器の振動特性、強度を精度よく評価するためには、それを構成する各部品の特徴を把握することで電気機器全体の特性も把握できる場合が多いため、まず各部品単体での現象を評価することが重要です。本資料では、実際の電気機器ではなく、基本的な片持ちはりの振動特性、強度評価を行います。

電気機器や構成する部品単体は、機械特性、形状から決まる固有モードを持ちます。振動は加振力が電気機器の固有モードと共振することで大きくなります。また、電気機器やその構成部品は荷重がかかることで変形します。片持ちはりのような基本形状でも、荷重の方向、位置、周波数によって変位方向が異なります。そのため、現象を把握するために電気機器、構成部品がもつ固有モード、変位量を評価する必要があります。

ここでは、簡単な片持ちはりモデルの固有モードおよび集中荷重を与えたときの変位を、メッシュの条件を変えた3種のモデルにて求め、理論値と比較しています。



固有モード

モデルA(粗いメッシュ、1次要素使用)、B(細かいメッシュ、1次要素使用)、C(粗いメッシュ、2次要素使用)それぞれの1次固有モードを図1、1~3次の固有振動数を表1に示します。メッシュが粗い場合でも、1次固有モードの変形の方向は把握できますが、曲げを含む固有振動数の理論値との誤差を5%程度にするためには、メッシュを細かくするか2次要素を使用する必要があります。

変位

モデルA、B、CそれぞれのZ方向の変位を図2、Z方向の変位の最大値を表2に示します。固有モードと同様に、メッシュが粗い場合でもおおよその変形は把握できますが、曲げを含む最大変位の理論値との誤差を5%程度にするためには、メッシュを細かくするか2次要素を使用する必要があります。



図1 1次固有モード (赤線：原型図)

固有振動数	理論値	モデルA	モデルB	モデルC
1次モード				
固有振動数(Hz)	130.92	160.7	134.9	129.9
理論値との誤差(%)	-	22.7	3.0	0.8
2次モード				
固有振動数(Hz)	163.65	184.5	171.7	168.7
理論値との誤差(%)	-	12.7	4.9	3.1
3次モード				
固有振動数(Hz)	818.27	1008	839.6	808.1
理論値との誤差(%)	-	23.2	2.6	1.2

表1 固有振動数

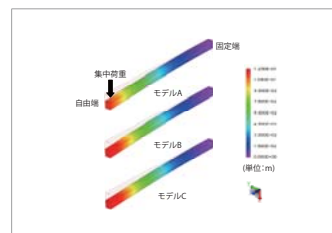


図2 変位 (赤線：原型図)

Z方向の最大変位	理論値	モデルA	モデルB	モデルC
Z方向の最大変位 (mm)	139.23	116.38	134.28	139.14
理論値との誤差(%)	-	16.4	3.6	0.1

表2 最大変位

事例

129

着磁を考慮したPM型ステッピングモータの特性解析

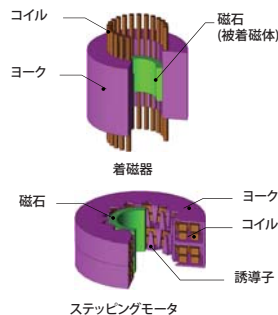
module: TR, ST

概要

ステッピングモータは、プリンタやデジタルカメラの位置決めなどに多く使われています。PM型ステッピングモータの場合、使用される永久磁石の着磁状態を設計することでモータ特性を作りこんでいきます。PM型ステッピングモータの特性の予測精度を高めるためには、着磁状態を正しく検討する必要があります。

磁石内部の磁化分布を詳細に測定することは困難です。しかし、有限要素法を用いた解析では着磁器による着磁磁界から求めることができるので、磁石の状態をより正確に捉えることができます。

ここでは、着磁器モデルを作成し磁石に着磁をします。着磁された磁石の磁化分布と表面磁束密度、および着磁された磁石を組み込んだPM型ステッピングモータの誘起電圧を求めています。



磁石の磁化分布、表面磁束密度

着磁器により着磁された磁石の磁化分布を図1、磁石の厚み方向中心、磁石表面から0.2(mm)の距離での、2極分の表面磁束密度の径方向成分を図2に示します。

図1から、完全着磁では磁石の全ての箇所において強く磁化されており、不完全着磁では磁石の内側の磁化が弱いことがわかります。そのため、図2のように表面磁束密度の最大値は、完全着磁時の約0.8(T)に対して不完全着磁時は約0.3(T)と小さくなります。着磁状態を把握するためには着磁率、リコイル比透磁率を考慮する必要があります。

誘起電圧波形

1,000(r/min)で回転した際のステッピングモータの誘起電圧波形を図3に示します。磁石の磁化の強さの違いにより、誘起電圧の最大値は完全着磁時の約7.5(V)に対して不完全着磁時は約5.0(V)と小さくなり、着磁率とリコイル比透磁率の考慮の有無でPM型ステッピングモータの特性が変わることがわかります。

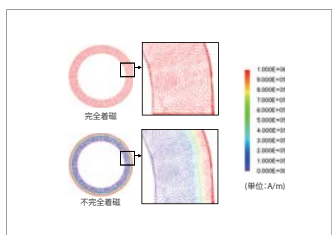


図1 磁石の磁化分布

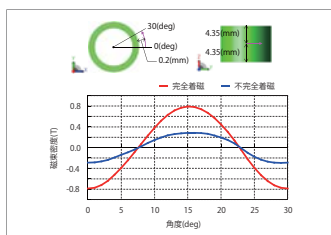


図2 磁石の表面磁束密度の径方向成分

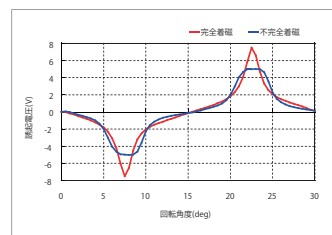


図3 誘起電圧波形

事例 130

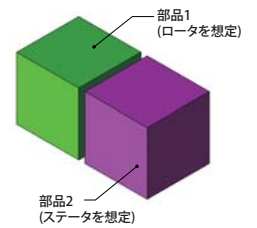
基本形状を用いた熱伝導解析

module: HT

概要

近年、電気機器が小型化、高出力化が進められており、熱対策の重要性がますます高まっています。熱対策は損失を抑えることも重要ですが、発生した熱を如何にうまく外部に捨てるかも重要となります。電気機器の放熱特性を精度良く評価するためには、各部で実際に起きている熱伝導、熱伝達現象を正しくモデル化する必要があります。いいかえると、各部の熱挙動を正しくモデル化することができれば、電気機器全体の熱特性も把握できることになります。熱解析を理解しやすいものにするため、回転機のロータコアおよびステータコアを想定した基本的なブロック形状を2つ用意したモデルを作成し、これら2物体間での熱伝導解析を行います。

ここでは、解析で得られた各部の温度と、理論値との比較を行うことで精度を検証します。



温度分布

部品1と部品2の温度分布を図1に示します。各 부품の 外側から内側に向けて、線形に温度が変化しています。

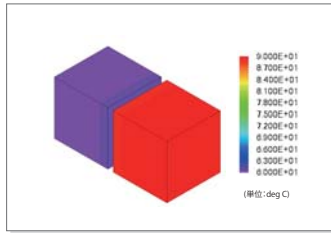


図1 温度分布

各 부품の内側の温度

部品1の内側と部品2の内側の解析結果と理論計算の温度を表1に示します。各部品とも解析結果と理論計算の答えが一致しています。このことより、精度の良い解析結果が得られていると言えます。

	解析結果の温度 (deg C)	理論計算の温度 (deg C)
部品1	60.7	60.7
部品2	89.3	89.3

表1 各 부품の内側の温度

事例 131

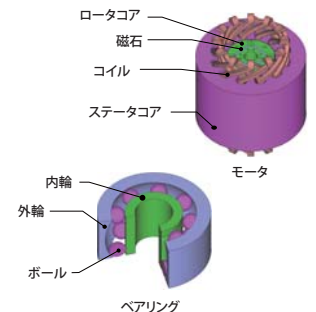
モータの浮遊容量解析

module: EL

概要

PWMインバータで駆動するモータは、家電などで広く使用されています。PWMインバータを用いて駆動する場合、コモンモード電流が流れ、モータのベアリングに軸電圧が発生することが知られています。この軸電圧によってベアリングに電蝕が生じ、モータの信頼性や寿命が低下する恐れがあります。コモンモード電流は浮遊容量がモータの各部に寄生していることにより発生するため、解析により事前にモータ各部の浮遊容量を把握することは有益です。

ここでは、IPMモータのコイルとステータコア間、ロータコアとステータコア間、およびベアリングの内輪と外輪間の浮遊容量を求めています。



電界分布

モータのコイルとステータコア間、ロータコアとステータコア間、ベアリングの内輪と外輪間にそれぞれ電位差を与えたときの電界分布を図1、図2、図3に示します。

コイルとステータコア間に電位差を与えた場合はコイルとステータコアの距離が近いスロット部の空気、ロータコアとステータコア間に電位差を与えた場合は同様にギャップ部空気、内輪と外輪間に電位差を与えた場合は導体であるボールを介して大きな電界が発生していることがわかります。

浮遊容量

モータのコイルとステータコア間、ロータコアとステータコア間、ベアリングの内輪と外輪間の浮遊容量を表1に示します。

この浮遊容量によって軸電圧が発生します。

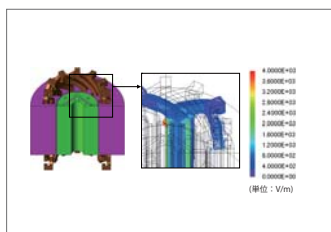


図1 電界分布 (モータのコイルとステータコア間に電位差を与えた場合)

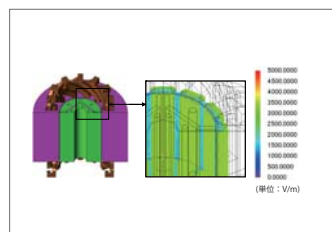


図2 電界分布 (モータのロータコアとステータコア間に電位差を与えた場合)

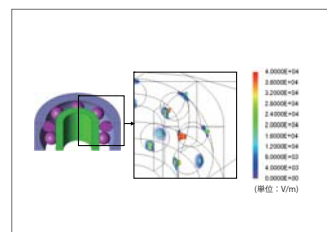


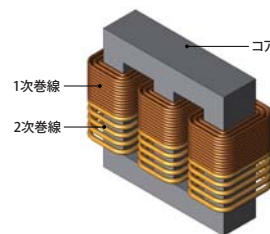
図3 電界分布 (ベアリングの内輪と外輪間に電位差を与えた場合)

	モータのコイルとステータコア間	モータのロータコアとステータコア間	ベアリングの内輪と外輪間
浮遊容量 (pF)	40	78	82

表1 浮遊容量

事例 132 三相トランスの損失解析

module: FQ,LS



概要

中・大型の電源トランスは、長期間にわたる運用が必要なため、損失によるランニングコストを抑えることが常に求められます。トランスにおける主な損失の1つである鉄損は、磁性体内部で熱として電力を消費するため、トランスの温度上昇や効率低下の原因になります。有限要素解析により鉄損密度の分布を確認することで、トランス設計時における局所的な形状の検討が可能になります。またトランス設計時に有限要素解析により鉄損、銅損の分布や損失割合を把握し、事前に検討することは有益です。ここでは、三相トランスの鉄損および銅損を確認した事例をご説明します。

鉄損密度分布

コアの鉄損密度分布を図1、ジュール損失密度分布を図2、ヒステリシス損失密度分布を図3に示します。図1より内側の角部分の鉄損が高くなっていることがわかります。これは、磁束がコアの内部を最短経路で流れようとするためです。図2、図3より鉄損に占めるヒステリシス損失の割合が大きいことがわかります。

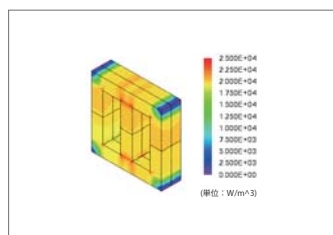


図1 鉄損密度分布



図2 ジュール損失密度分布

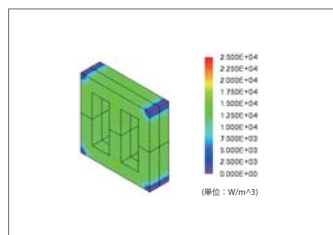


図3 ヒステリシス密度分布

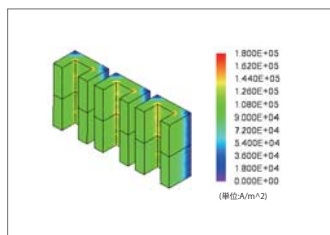


図4 電流密度分布

電流密度分布、銅損密度分布

コイルの電流密度分布を図4に、ジュール損失密度分布を図5に示します。図4より、電流密度分布が相ごとにほぼ等しいことがわかります。図5より、1次巻線と比較して2次巻線のジュール損失が高くなっていることがわかります。これは2次側の電流値が大きいためです。

損失割合

各損失値および全体に占める割合を表1に示します。表1より、損失全体に対して鉄損の割合が大きいことがわかります。これより損失を減らすには鉄損の低減を検討することが効果的です。さらに、鉄損を減らすためにはヒステリシス損失の低減を検討することが効果的であると考えられます。

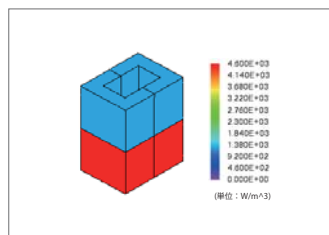


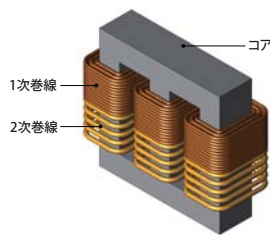
図5 ジュール損失密度分布

損失名	損失値(W)	割合(%)
鉄損	120	32
ジュール損失	204	54
ヒステリシス損失	52	14

表1 損失割合

事例 133 三相トランスの熱解析

module: HT



概要

トランスの設計においてもっとも重要な指針のひとつは、運転時の損失を如何に低く抑えることができるかということです。トランス内部で発生するコイルの銅損やコアの鉄損は効率を悪化させるだけでなく熱源にもなるため、コイルの絶縁皮膜をはじめとする各製品の耐熱設計の観点から、事前に発熱状態を把握し、対策をとる必要があります。銅損や鉄損を熱源とした発熱現象を、温度分布を含めて定量的に評価して熱設計にフィードバックするためには、有限要素法による解析が有効です。

ここでは、三相トランスの鉄損および銅損を熱源とした温度分布を確認した事例についてご説明します。

発熱密度分布、温度分布

コアの発熱密度分布を図1、コアおよび巻線の温度分布を図2に示します。図1よりコアの内側の角部分で発熱密度が高くなっていることがわかります。これは磁束が磁気回路中の最短経路を流れようとして内側の角に集中しているためです。発熱密度がコアの中央の足の付け根で高いため、図2(a)のように、コアはその周囲の温度が高くなります。そのため、巻線は中央の足の巻線の温度が高くなります。

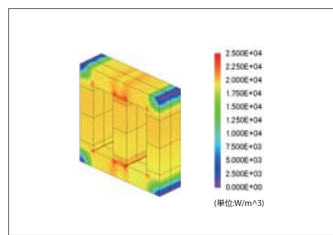


図1 コアの発熱密度分布

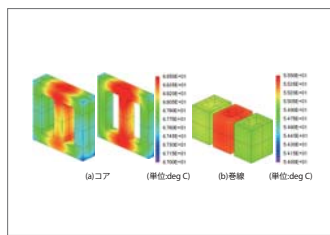


図2 温度分布

事例 134 制御シミュレータとJMAG-RTを用いた永久磁石型リニアモータの速度制御解析

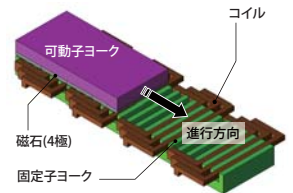
module: DP,RT

概要

リニアモータは高速、高加減速、高い位置決め精度を実現できるため、搬送装置や工作機械などに使われています。リニアモータの一種である永久磁石型リニアモータはその原理、構造面の要因より、推力にコギングやリップルといった高調波成分を持っており、速度制御や位置決め精度に大きく影響します。また、回転型のモータと大きく異なるのは、リニアモータでは移動方向に対し長さが無限ではなく端を持つことです。そのため、可動部が固定部の中心部に位置する場合と端部に位置する場合とではリニアモータの特性が異なります。このような背景から、高度な制御設計のためにより詳細で実機に即した挙動を示すリニアモータモデルが制御シミュレーションで求められています。

JMAGでは、永久磁石型リニアモータが含有する磁気飽和特性や空間高調波を考慮した詳細で実機に即したリニアモータモデルを作成することが出来ます。このリニアモータモデル「JMAG-RTモデル」を制御/回路シミュレータに組み込むことにより、リニアモータの磁気飽和特性や空間高調波とドライバの制御特性の両方を考慮した連携シミュレーションを行うことができます。

ここでは、推力やコイルのインダクタンスの空間高調波、電流依存性をJMAG-RTを用いて求めた後、JMAG-RTモデルとして制御/回路シミュレータへ取り込んで、永久磁石型リニアモータの速度を目標値に制御する解析を行います。



速度、可動部位置

一定の指令値0.8(m/sec)を与えた際の速度の時間変化を図1、可動部位置の時間変化を図2に示します。

図1で速度が0.8(m/sec)近辺で振動していること、図2の傾きが約0.8であることから、このリニアモータが指令値の0.8(m/sec)で運動していることが確認できます。

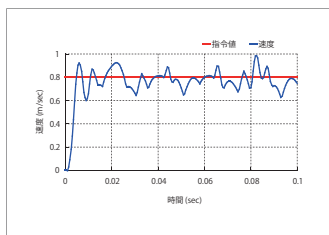


図1 速度の時間変化

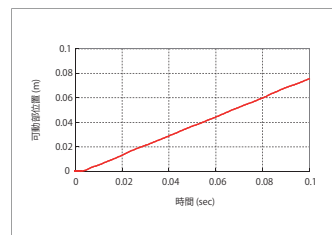


図2 可動部位置の時間変化

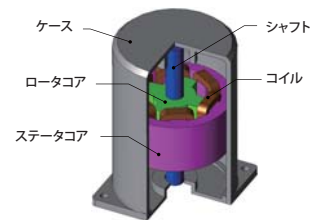
事例 138 SRモータの振動解析

module: DP,DS

概要

SRモータは、他のモータに比べて構造が簡単で永久磁石を使用しないことから、堅牢で安価なモータとして期待されています。ただし、ステータとロータの突極性から生じる電磁力が大きく、振動や騒音の原因となります。SRモータに働く電磁力は電磁加振力として振動、騒音を引き起こします。振動、騒音は、この電磁加振力がモータの固有モードと共振することでも発生します。この現象を精度良く評価するためには、放射音の源となるステータコアに働く電磁力分布を正確に把握し、それが連結されるケースを含めたモータ全体の固有モードを求める必要があります。

ここでは、SRモータを対象にステータコアに発生する電磁力を求め、モータの固有モードと連成させることにより音圧を評価する事例を示します。



電流密度分布、電磁力分布

SRモータの45(deg)回転時における電流密度分布のコンターとステータコアの電磁力分布のベクトルを図1、ステータコアのティース先端における電磁力の周波数成分を図2に示します。

図1から、通電しているタイミングでのステータコアのティース先端において電磁力が大きくなっていることがわかります。図2から、その電磁力は66.67(Hz)の周波数成分が支配的であることがわかります。

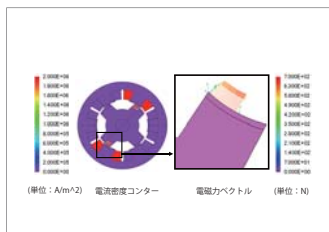


図1 電磁力分布

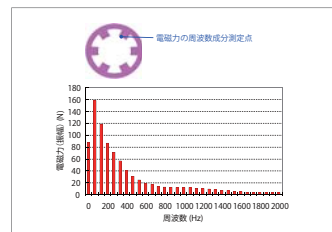


図2 電磁力の周波数成分

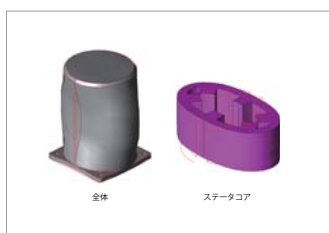


図3 径方向に変形する固有モード (2,100(Hz)付近、赤線：原型図)

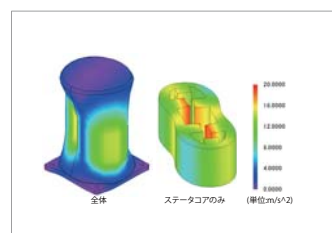


図4 2,067(Hz)における加速度分布

固有モード

2,100(Hz)付近の固有モードを図3に示します。

2,100(Hz)付近にステータが楕円に変形するモードが存在することが分かります。この固有モードと電磁力の共振現象により、大きな振動が発生すると考えられます。

加速度分布、音圧レベル分布

固有モード解析にて確認した楕円に変形するモードが存在する2,067(Hz)の加速度分布を図4に、音圧レベル分布を図5に示します。

2,067(Hz)では電磁力と図3で示した固有モードの電磁共振が発生していることが確認できます。

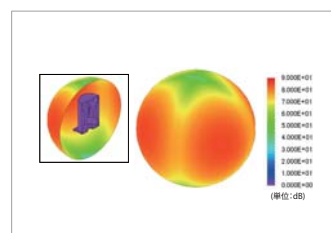
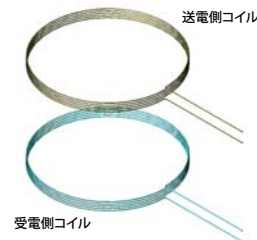


図5 2,067(Hz)における音圧レベル分布

事例 139 磁界共鳴現象を利用した送電特性解析

module:FQ



概要

近年新しいワイヤレス送電技術として、電磁共鳴方式が注目されています。電磁共鳴方式では、従来広く実用化されている近距離送電技術である電磁誘導方式と異なり、送電側と受電側のコイルの軸を合わせる必要がなく、数メートルの距離を高い効率で送電することが期待できます。送電側と受電側を共鳴させて送電するには、利用する周波数によってコイル形状や回路を最適なものに設計する必要があります。

送電側と受電側の間に広がる空間にどのように磁界が発生し、電力を送電するのかを計測で視覚化することは困難です。そこで、解析により送電状態を再現し、最適なコイル設計の一助とします。

ここでは、電力伝送効率と磁束密度分布を確認します。

電力伝送効率

送受コイル間の距離を変えた場合の電力伝送効率グラフを図1、図2に示します。

図1より、コイル間距離が200 (mm) ~ 275 (mm) では、共振周波数17.5 (MHz)の両側に2箇所ピークが出ており、ほぼ100 (%)の伝送効率が得られていることがわかります。コイル間距離が300 (mm) では、ピークが1箇所にとまり共振周波数と等しくなります。図2より、コイル間距離が325 (mm) ~ 400 (mm) になると、ピーク時でも伝送効率が100 (%)とならず、効率が落ちることがわかります。これより、共振周波数17.5 (MHz)における電力伝送の最適な距離は、およそ300 (mm)であることがわかります。

磁束密度分布

送受コイル間の距離を200 (mm)、300 (mm)、400 (mm)とした場合の、17.0 (MHz)、17.5 (MHz)、18.0 (MHz)における磁束密度分布 (振幅)を図3に示します。

図より、送受コイル間の距離ごとに、電力伝送効率が高い周波数にて受電側コイル付近の磁束密度が大きくなっていることがわかります。また、JMAGでは磁界の大きさを表示させることも出来ます。

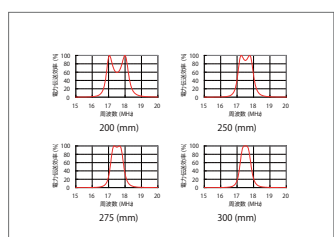


図1 電力伝送効率 (送受コイル間の距離：200~300 (mm))

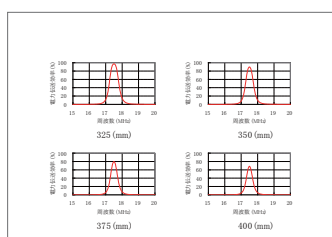


図2 電力伝送効率 (送受コイル間の距離：325~400 (mm))

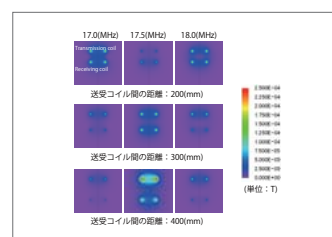


図3 磁束密度分布 (振幅)

事例 140 通電接合部の微小橋絡による電磁反発力の解析

module:TR



概要

電気機器に用いられる開閉器の接合部分や抵抗加熱時の電流流入部分など、通電接合部が微小な点で橋絡することで、電磁反発力が発生することが知られています。機器を設計する際、もしくは実際に起きている現象を把握する目的で、この電磁反発力の大きさを把握することは有益です。

ここでは、開閉器の接触子が橋絡した際の電磁反発力を求めています。

電流密度分布、ローレンツ力密度分布、電磁反発力

電流密度分布を図1に、ローレンツ力密度分布を図2に、電磁反発力を図3に示します。

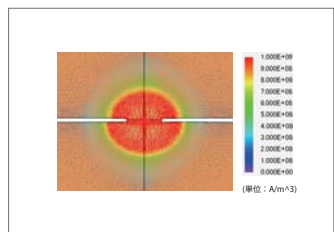


図1 電流密度分布

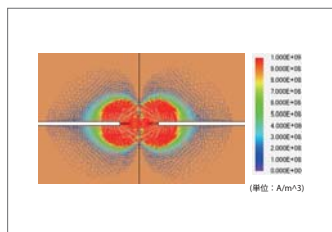


図2 ローレンツ力密度分布

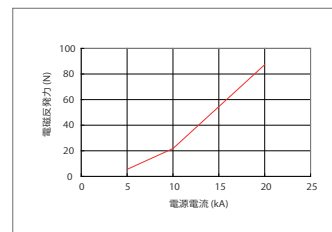
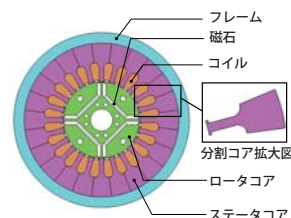


図3 電磁反発力の電流特性

事例 142 分割コアの圧入解析

module: DP, DS, LS



概要

エアコンの圧縮機などで利用されるモータは、小型化、高出力化が要求されます。これを実現するための生産技術として、分割コアによる高占積率があります。分割されたステータコアをフレームに圧入する場合、コアに電磁鋼板を使用しているモータは、圧入接合により発生した応力が鉄損を増加させることが知られています。

鉄損は磁束密度および応力の影響を受けます。具体的には、磁束密度が大きく、その周波数が高い箇所、または応力が高い箇所で大きくなります。加えて、圧入接合によって生じる応力は分布を持ち、特にコア接合部分、バックヨーク部分で大きくなります。つまり、鉄損を精度良く評価するためには、磁束密度分布、時刻変化および応力分布を正確に求める必要があります。

ここでは、コアとフレームの締結による応力解析を圧入条件でモデル化し、応力を考慮した場合としない場合のIPMモータの無負荷時の鉄損密度を求めています。

最小主応力分布

最小主応力分布を図1に示します。引張応力がフレームやティースで発生していますが、特に鉄損に影響のある圧縮応力は分割コア同士の接触面で大きくなっています。また、図1の四角で囲った箇所において、特に圧縮応力が大きくなっていますが、これはスロット形状の影響であると考えられます。

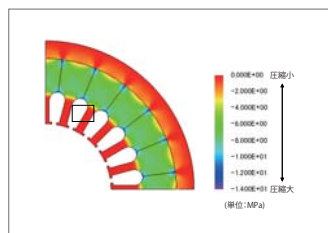


図1 最小主応力分布

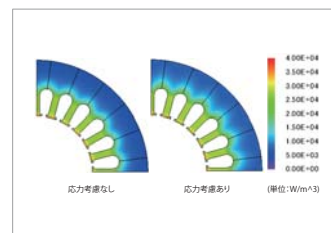


図2 鉄損密度分布

鉄損密度分布

図2に鉄損密度分布、図3に鉄損値の比較を示します。応力の考慮の有無によって鉄損密度の分布が変化し、鉄損値が約1割増したことがわかります。これは、圧縮応力により損失が大きくなるためだと考えられ、鉄損をより実測と合わせるためには、圧入接合による圧縮応力を考慮した解析が必要になります。

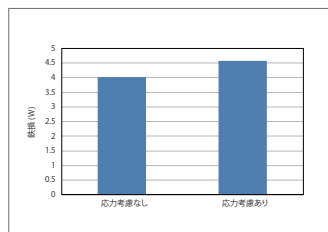
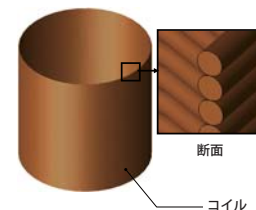


図3 鉄損

事例 143 空芯コイルのインダクタンス解析

module: ST



概要

チョークコイル、チップインダクター等の電子部品は自身を持つインダクタンスを利用して電磁ノイズ対策等に使用されます。中でも空芯コイルは、コアを有するものと比べインダクタンスが小さいですが、非線形磁化特性を持つコアを用いないため、インダクタンスの線形性が担保され、高周波フィルタや発振器などに用いられます。

コアを有するコイルでは磁束の大部分がコアを流れますが、空芯コイルではコアのようなはっきりとした磁気回路が構成されないため、コイルの寸法や形状によってインダクタンスは影響を受けやすくなります。そのため、空気部分の磁束の流れを解析して、インダクタンスを正確に把握する必要があります。

ここでは、空芯コイルのインダクタンスを解析により求め、理論値と比較しています。

磁束密度分布、インダクタンス

コイルと周囲の空気領域の磁束密度分布を図1、コイルのインダクタンスを表1に示します。インダクタンスは解析の結果と理論値の比較を行なっています。

図1から、コイルの鎖交磁束は中心部において密度が高くなることがわかります。その鎖交磁束から求めたインダクタンスは、理論値との誤差が0.28(%)となります。このことから、解析によってほぼ正確なインダクタンスを求められることが確認できます。

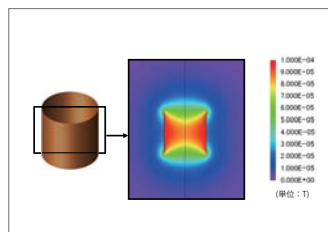


図1 磁束密度分布

解析 (H)	理論 (H)	誤差 (%)
6.77×10^{-3}	6.79×10^{-3}	0.28

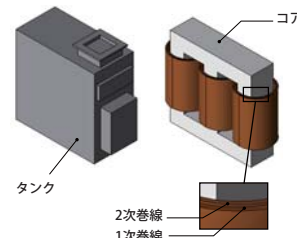
表1 インダクタンス

事例

146

トランスの漂遊損の解析

module: FQ,HT,LS



概要

変圧器は長期にわたる運用が想定されるため、損失によるランニングコストを抑えることが重要な設計指針のひとつです。損失には巻線の銅損、コアの鉄損、また容量の大きな変圧器ではコアから漏れ出す漏れ磁束によるタンクの漂遊損などがあります。また安全面の観点から、タンクに発生する漂遊損による発熱は、タンクが人体に触れることを想定して、耐熱設計から要求される発熱よりもかなり低く抑えることが要求されます。

上記のような各種の損失やそれらによる発熱の予測は変圧器の設計において重要な指針ですが、机上の計算で予測することは困難であるため、有限要素法による詳細な解析と評価が不可欠です。

ここでは、トランスとタンクの損失を求め、その損失をもとに各部品の温度分布を求めています。

ジュール損失密度分布

タンクの磁束密度分布を図1に、電流密度分布を図2に、ジュール損失密度分布を図3に示します。図1よりトランスからタンクに磁束が漏れていることがわかります。この漏れ磁束により、図2のようにタンクに渦電流が発生します。図3より、電流密度の高いところほどジュール損失も大きくなっています。

鉄損密度分布

コアの鉄損密度分布を図4に示します。図4より、内側の角部分の鉄損が高くなっていることがわかります。これは、磁束が磁気回路中の最短経路を流れようとして集中するためです。

損失値

各部品の損失値を図5、図6に示します。この損失値を熱源として熱解析を行います。

温度分布

コアの温度分布を図7に、巻線の温度分布を図8に、タンクの温度分布を図9に示します。図7より、コアの内部と比較して外側の温度が低いことがわかります。これは、冷却用の絶縁油の効果でコアが冷やされているためです。同様に、図8より巻線の温度も外側の1次巻線の温度が内側の2次巻線よりも低くなっています。図9より、タンクの温度は絶縁油の温度以上に上昇していません。

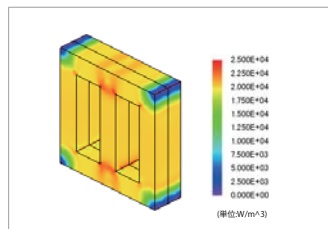


図4 鉄損密度分布

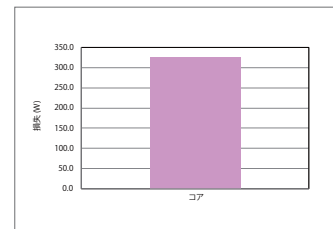


図5 損失値(コア)

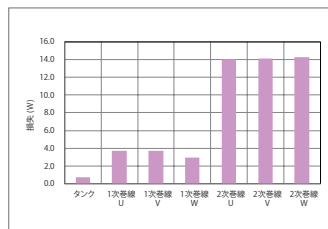


図6 損失値(コア以外)

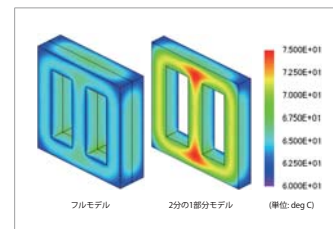


図7 コアの温度分布

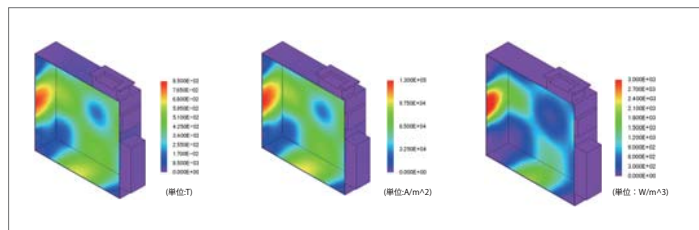


図1 磁束密度分布

図2 電流密度分布

図3 ジュール損失密度分布

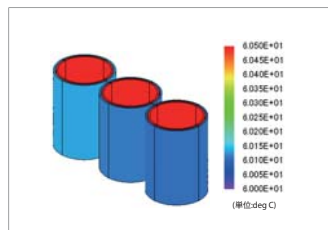


図8 巻線の温度分布

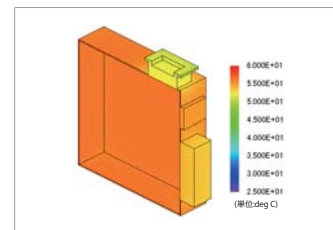


図9 タンクの温度分布

事例 148

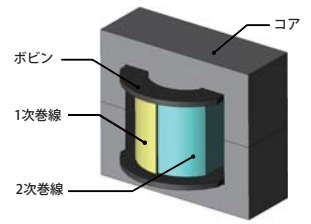
電源トランス(フライバックコンバータ)の損失解析

module: TS, DP, ST, LS

概要

フライバックコンバータは、数十Wクラスの小型容量電源の代表的な方式の一つです。構造が簡単で廉価なことから、おもに昇圧用のコンバータとして、家庭用電気製品を中心に広く利用されています。近年は小型スイッチングトランスの小型化と高周波化が進み、フライバック方式を使用したコンバータも100kHz以上で駆動することが珍しくありません。トランスの高周波化と小型化に伴い、トランスの発熱現象を如何に抑えるかが設計を検討する際の重要な課題となります。熱源となる損失は巻線における銅損とコアの鉄損に分けられます。銅損は表皮効果や漏れ磁束などの影響による近接効果のため、巻線内で分布を持ちます。このため、巻線の局所的な発熱が問題となります。また鉄損もコアの磁気飽和を考慮した磁束密度分布に依存して複雑な分布を持つことから、コアの局所的な発熱が問題となります。

有限要素法に基づく磁界解析シミュレーションは巻線やコアの複雑な損失分布を正確に評価できるため、スイッチングトランスの熱設計などの事前検討には最適です。



鉄損密度分布

鉄損密度分布を図1に示します。

図より、内側の角部分の鉄損が高くなっていることがわかります。これは、磁束が磁気回路中の最短経路を流れようとして集中するためです。

損失割合

各損失値および全体に占める割合を表1に示します。表より、このトランスの損失のうち、鉄損が支配的であることがわかります。

銅損密度分布

1次巻線に流れる電流が最大となる時刻における巻線のジュール損失密度分布を図2に示します。図より、ギャップ付近のジュール損失が高くなっていることがわかります。これは、ギャップからの漏れ磁束により素線内の電流分布が偏るためです。

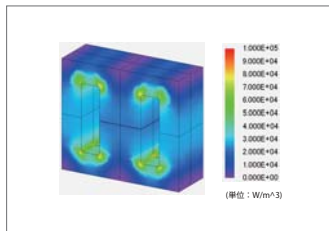


図1 電力伝送効率
(送受コイル間の距離：200~300 (mm))

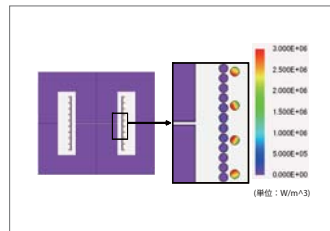


図2 巻線のジュール損失密度分布

損失名	損失値 (W)	割合 (%)
鉄損	1.56e-01	76.7
銅損	4.73e-02	23.3

表1 損失割合

事例 149

真空遮断器のアーカ磁気駆動力の解析

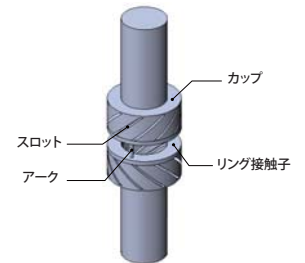
module: TR

概要

真空遮断器は配電盤等で用いられ、短絡等で大電流が流れた場合に電流を遮断する働きがあります。真空遮断器では遮断時に接触子から金属蒸気が出てプラズマ化したアーカが発生し、アーカによる真空溶着が起こる可能性があります。

アーカによる真空溶着を避けるために、接触子の構造を工夫して磁界を作り出し、ローレンツ力によりアーカを拡散させます。接触子の構造は複雑なので、形状の複雑な構造を扱える有限要素法によって磁界を解析し、アーカを十分拡散できるか見積もることが重要です。

ここでは、真空遮断機の電流密度とローレンツ力を計算し、アーカを拡散させる力を求めています。



ローレンツ力

図1にアーカに発生するローレンツ力の方向を示します。アーカの中心を通るX軸から見て-51 (deg) の方向に6 (N) の力が働いています。

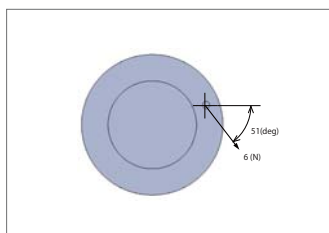


図1 ローレンツ力の方向

電流密度分布、磁束密度分布

図2に電流密度分布をベクトル図で、図3にアーカ部の断面の磁束密度分布をコンター図で示します。図2のようなカップを流れる電流によって図3のように磁束が発生します。アーカの中心より左上の磁束密度が右下の磁束密度より大きくなっています。このため、左上から右下に向かって力が発生しています。

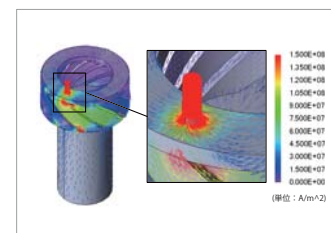


図2 電流密度分布

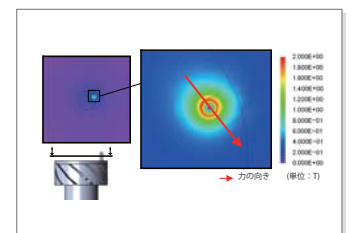


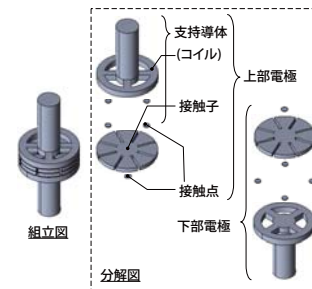
図3 磁束密度分布 (アーカ部の断面)

事例 150 真空遮断器の電磁反発力の解析

module: TR

概要

真空遮断器は配電盤等で用いられ、短絡等で大電流が流れた場合に電流を遮断する働きがあります。真空遮断器の接触部には接触圧力をかけてあり、短絡時の大電流ではない通常の通電時には真空遮断器の接触部が接触し、電路が閉じている必要があります。真空遮断器に電流が流れると真空遮断器の接触子には流れる電流によって電磁反発力が生じます。そのため、通常の通電時に閉状態を保つためには、電磁反発力を見積もり、接触圧力を電磁反発力以上に設定する必要があります。ここでは、100(kA)の電流が流れた際のローレンツ力から、遮断器の電磁反発力を求めています。



電流密度分布

電流密度分布を図1、図2、図3に示します。下部電極の支持導体に流入した電流は(a)のようにコイル部で分流し接触子との接触点を通り接触子へと流れます。そして、(b)のように接触子を通れた電流は接触点へ集中していき、狭い接触点を通れた電流が上部電極の接触子へ流れ込む際に図3のように広がろうとします。

ローレンツ力密度分布、電磁力

ローレンツ力密度分布を図4に示します。図3のように電流が流れることによって接触子には上下に反発する力が発生します。接触子には、約700(N)の電磁反発力が発生します。

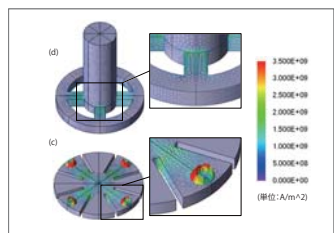


図1 電流密度分布 (上部)

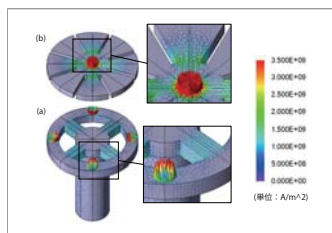


図2 電流密度分布 (下部)

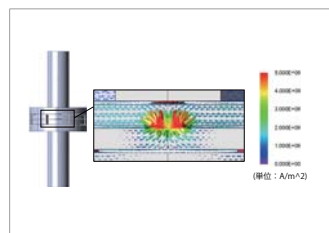


図3 電流密度分布 (接触子付近の断面)

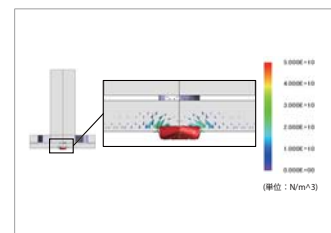


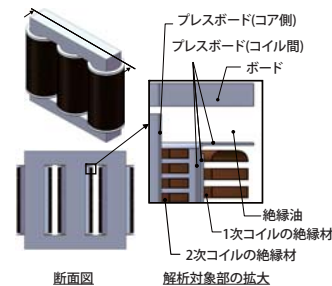
図4 ローレンツ力密度分布 (接触子付近の断面)

事例 151 電力用変圧器の絶縁評価解析

module: EL

概要

トランスは電磁誘導を利用して、交流電力の電圧を変換する電気部品です。トランスの中でも電力変換に用いられている電力用変圧器では、巻線に非常に高い電界が加わるため、巻線構造、絶縁材、絶縁構造などの絶縁技術が小型化・大容量化を達成する上で重要です。変圧器の絶縁構造は定常の電力変換時のみではなく、落雷や短絡時の過電圧にも耐えられるように設計される必要があります。変圧器の絶縁耐力は絶縁材に加わる電界強度に依存するため、電界解析で電界強度調べ、絶縁破壊に対する安全率を見積もります。ここでは、落雷や短絡時を想定し、巻線間に想定される最大電圧をかけた際の電界強度分布を求めます。



電界分布

1次コイルの絶縁材と2次コイルの絶縁材の間に電位差を与えたときの電界分布を図1に示します。最大電界強度は約8(kV/mm)となり、絶縁耐力を超えないことが確認できます。また分布からどの部分に高電界が発生するかを確認することが可能です。

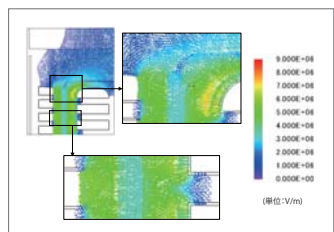
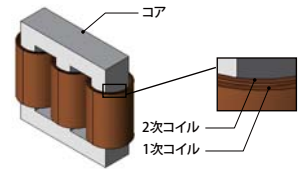


図1 電界分布

事例 152

電力用変圧器コイルの短絡時電磁力解析

module: FQ



概要

変圧器は電磁誘導を利用して、交流電力の電圧を変換する電気部品です。電力変換時、変圧器のコイルには電流と磁界による電磁力が発生します。特に異常時に短絡電流が流れると、大きな電磁力が発生してコイルが変形・破壊される恐れがあります。

コイルには電流と磁界によって電磁力が生じますが、磁界は着目しているコイル自身が発生する磁界だけではなく、他のコイルやコアからの漏れ磁束によっても電磁力を受けます。そのため、各コイルの配置、コイルとコアの位置関係により、どこにどのような力が発生するかを電磁界解析によって事前に確認することは重要です。

ここでは、1次・2次コイルが互いに及ぼす影響を確認するため、コイルの配置を変えて短絡時にコイルに発生するローレンツ力密度と電磁力を求めめています。

ローレンツ力密度

X軸方向から見たV相コイルのローレンツ力密度分布ベクトルを図1に、Z軸方向から見た3相のローレンツ力密度分布ベクトルを図2に示します。図1より、コイルの巻き方によってコイルに働く力の向きが変わっていることがわかります。図2より、ローレンツ力の偏りが大きいモデルAとモデルDでは、隣接するコイルの影響を受けるため、内側のローレンツ力密度がより高くなっています。

電磁力

V相コイルの電磁力を図3に示します。Z成分のグラフより、全てのモデルにおいて1次コイルと2次コイルは互いを引き離す反発力が生じていることがわかります。実機ではZ成分の力は対象性にキャンセルされますが、解析では1/2のみをモデル化しているため、この力を見る事ができます。

Y成分のグラフでは、モデルAとモデルBにおいて他のモデルと比べて大きな力が働いていることがわかります。図1のローレンツ力密度ベクトルからもわかるように、コイルの巻き方のバランスが上下非対称な場合、径方向の反発力だけではなく上下方向にも大きな力が生じることとなります。モデルDは全体の力はキャンセルされるためY成分の力はゼロですが、ローレンツ力密度ベクトル分布をみると1次コイル全体を圧縮する方向に力が生じていることがわかります。

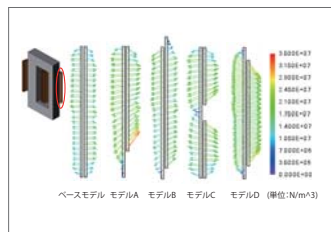


図1 コイルのローレンツ力密度分布 (V相YZ面)

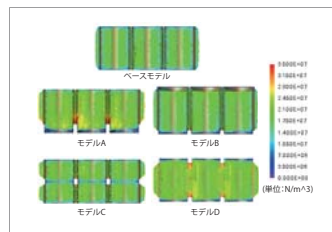


図2 コイルのローレンツ力密度分布 (XY面)

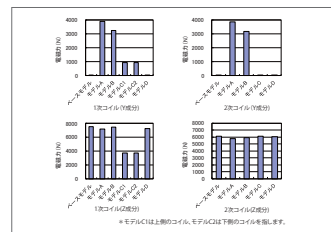
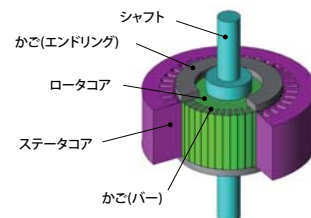


図3 V相コイルの電磁力グラフ

事例 154 電力用変圧器コイルの短絡時電磁力解析

module: DP



概要

誘導電動機は固定子巻線の回転磁界により二次導体に誘導電流が流れ、その電流と回転磁界によりロータが回転方向に力を受け回転するモータです。構造が簡単で、小型・軽量、安価、保守の手間が要らないという長所を持つため、産業用から家電製品に至るまで多く使われています。誘導電動機の特徴は、二次側の抵抗を含んだ抵抗と漏れリアクタンスに左右されます。これらは機器定数と呼ばれ、デバイスの特性を特徴付ける重要なパラメータです。機器定数は、二次導体に誘導される電流分布やギャップ付近の磁気飽和の影響が大きく、有限要素解析によってこれらの特徴を正確に捉えた特性の把握が必要となります。ここでは、電圧制御、電流制御それぞれについて電源周波数を変えた場合の誘導電動機の2次抵抗、漏れインダクタンス、励磁インダクタンスを求めた事例を紹介します。

機器定数の周波数特性 (電圧制御)

電圧制御にて電源周波数を変更した場合の2次抵抗を図1、漏れインダクタンスを図2、拘束試験時の磁束密度分布を図3、電流密度分布を図4、励磁インダクタンスを図5、無負荷試験時の磁束密度分布を図6に示します。なお、漏れインダクタンスは1次漏れインダクタンスと2次漏れインダクタンスの合計としています。各結果より、周波数に応じて機器定数が変化していることがわかります。これは、周波数によって一次、二次電流やバーの電流分布が変化するためです。

機器定数の周波数特性 (電流制御)

電流制御にて電源周波数を変更した場合の2次抵抗を図7、漏れインダクタンスを図8、拘束試験時の磁束密度分布を図9、電流密度分布を図10、励磁インダクタンスを図11、無負荷試験時の磁束密度分布を図12に示します。なお、漏れインダクタンスは1次漏れインダクタンスと2次漏れインダクタンスの合計としています。各結果より、周波数に応じて機器定数が変化していることがわかります。また、励磁インダクタンスに関しては一定値になっていることがわかります。電流制御の場合、無負荷試験時の励磁電流は周波数によって変化せず、かごにも誘導電流が流れないため、励磁インダクタンスは周波数によらず一定になります。

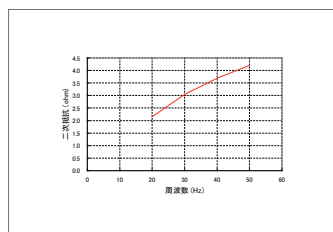


図1 2次抵抗の周波数特性

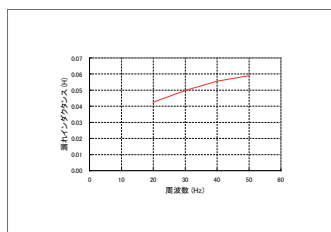


図2 漏れインダクタンスの周波数特性

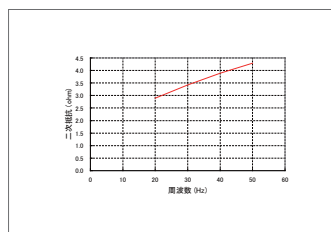


図7 2次抵抗の周波数特性

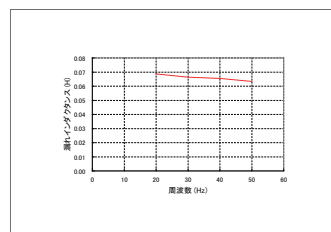


図8 漏れインダクタンスの周波数特性

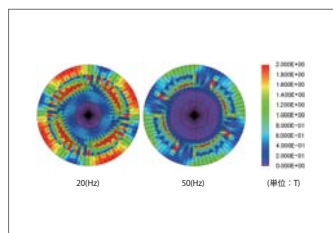


図3 拘束試験時の磁束密度分布

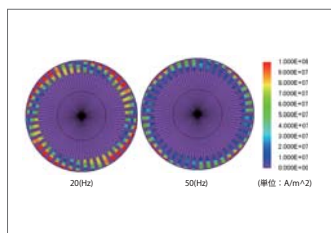


図4 拘束試験時の電流密度分布

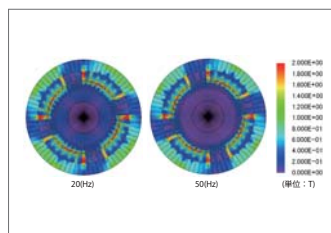


図9 拘束試験時の磁束密度分布

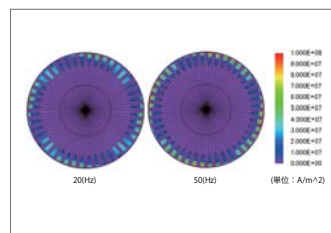


図10 拘束試験時の電流密度分布

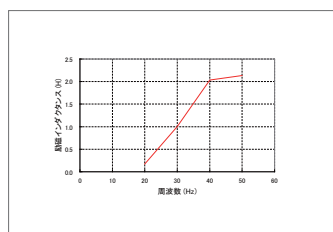


図5 励磁インダクタンスの周波数特性

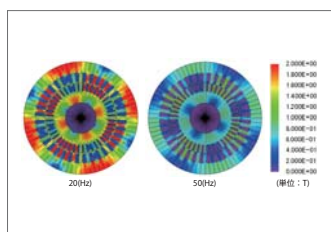


図6 無負荷試験時の磁束密度分布

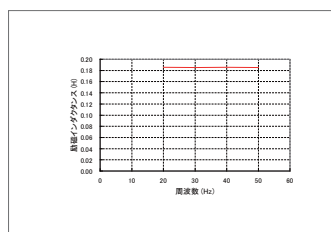


図11 励磁インダクタンスの周波数特性

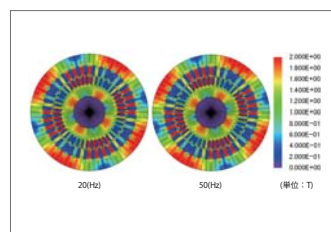


図12 無負荷試験時の磁束密度分布

事例 156

IPMモータにおけるトルク成分の分離解析

module: DP

概要

IPMモータは高効率と広い運転範囲を実現できる構造のため、高性能モータに良く用いられます。高効率を実現できる要因は、制御によりマグネットトルクとリラクタンストルクを使い分けることにあり、IPMモータを設計するに当たり、運転状態での両者の配分を知ることは重要な情報となります。トルク特性は、モータの詳細な形状や磁石の形状のほか材料の非線形磁化特性も考慮する必要があり、更にそのトルクを二成分に分離するのは、手計算では難しいといえます。

モータ設計時点で、各々の寄与度を調べながら設計を進めるためには、有限要素法を用いた電磁界解析で検討する必要があります。ここでは、トルク成分の分離を行い、各起磁力がつくる磁束密度分布などを確認します。

トルクの電流位相角特性

図1にトルクの電流位相角特性グラフを示します。グラフより、電流位相角が20(deg)付近で最大トルクが得られることがわかります。また、総トルク中のマグネットトルクが占める割合が大きいことがわかります。

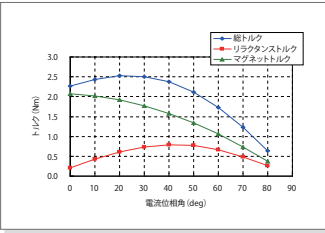


図1 トルクの電流位相角特性

磁束密度分布、磁束線図

図2に磁束密度分布のコンター図と磁束線図を示します。この図のように、トルクの値を分離するだけでなく、磁気回路の様子を可視化することができます。これにより、それぞれの起磁力のトルクに対する影響を確認することができます。

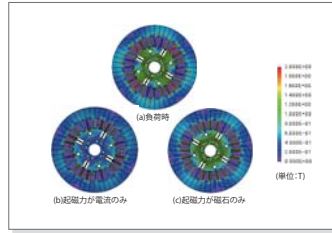
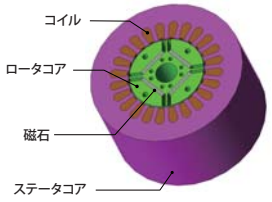


図2 磁束密度分布、磁束線 (電流位相:20(deg) 1ステップ目)



事例 157

ギャップ磁束境界を用いたIPMモータの永久磁石渦電流解析

module: DP,FQ

概要

永久磁石式モータに高出力密度化を実現するため、エネルギー積の高い希土類磁石が用いられることが増えてきています。ネオジウム系希土類磁石は鉄を多く含有しているために電気伝導率が高く、変動磁場が加わると、渦電流によるジュール損失を生じます。近年の高回転化、IPM構造の採用や弱め界磁制御の普及により、磁石に加わる変動磁場の周波数や変動幅も増加し、それに伴うジュール損失も増加しています。磁石の渦電流を抑える対策としては、積層コアの考え方と同様に磁石を分割することで、見かけの電気伝導率を高めて渦電流を減らす手法がとられています。磁石に生じる渦電流は固定子の電機子反作用が発端となり、ステータコアの-slot形状やロータの形状、コア材料の非線形磁化特性、コイルに通電される電流波形により決まります。このような磁石渦電流を事前に把握するためには、これら形状や材料特性などを精密に考慮する必要がありますので、これらが可能である有限要素法による磁界解析シミュレーションが有効となります。

ここでは、磁石の分割数による磁石中の渦電流損失の変化を、ギャップ磁束境界条件を用いて求めています。これにより、通常の過渡応答解析よりも効率的に短時間で結果を得ることができます。

磁石分割による損失の変化

磁石の渦電流損失を図1に、渦電流損失密度分布を図2に示します。

図1より、2,880(Hz)にて損失が大きくなっていることがわかります。これは、回転数×スロット数で決まるスロット高調波成分の影響によるものです。また、図1、図2より、磁石の分割数を増やすことで渦電流損失が減少していることがわかります。

磁石の分割数を増やすことで分割された個々の磁石に鎖交する磁束が減少します。そのため分割された個々の磁石の渦電流密度が減少し、総量としての渦電流損失が減少します。

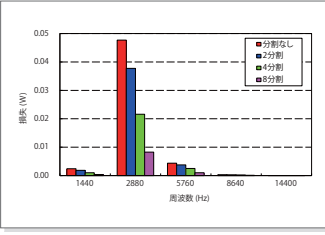


図1 磁石の渦電流損失

磁石中の渦電流密度分布

2,880(Hz)における磁石中の渦電流密度分布を図3に示します。磁石を分割することにより、渦電流が減少していることがわかります。

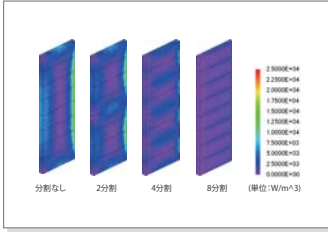


図2 磁石の渦電流損失密度分布 (周波数:2880Hz)

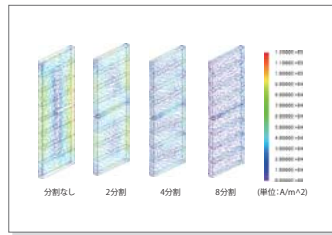
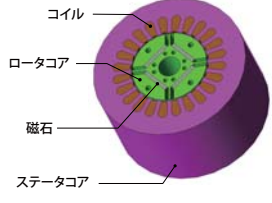
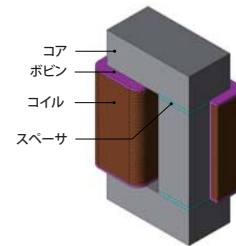


図3 磁石中の渦電流密度分布 (周波数:2880Hz)



事例 158 マイナーヒステリシスループを考慮したリアクトルの直流重畳特性解析

module: FQ,ST



概要

DC-DCコンバータなどで使用される高周波リアクトルは、直流電流に加えてスイッチングに伴う高周波電流が流れます。リアクトルの性能として、交流成分が重畳した幅広い直流電流領域で安定したインダクタンス特性をもつことが求められます。電流が直流のみであれば、電磁銅板の直流磁化曲線に沿って外部磁界に対して磁束が発生します。しかし、直流成分に高周波の成分が重畳した電流波形の場合、外部磁界に対してマイナーループを描く応答となります。リアクトル単体でのインダクタンス等の値は測定方法によって有意に違いを生じるため、実稼動状態での性能予測は難しいといわれています。直流成分に対して、小さな振幅の高調波が重畳した電流波形に対する磁界の応答性を扱うためには、材料モデリングを考慮した磁界解析を行う必要があります。磁界解析であれば、機器特性を磁束密度分布などから分析することができます。

ここでは、透磁率分布条件を使用してマイナーヒステリシスループを考慮した高周波リアクトルの直流重畳特性を求めます。

直流重畳特性

直流重畳特性を図1、コアの磁束密度分布を図2示します。

図1より、直流電流が大きくなるほどインダクタンスが低下することがわかります。これは、図2に示すように、磁気飽和の影響によるものです。

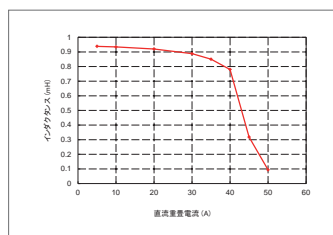


図1 直流重畳特性

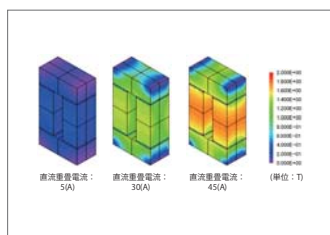
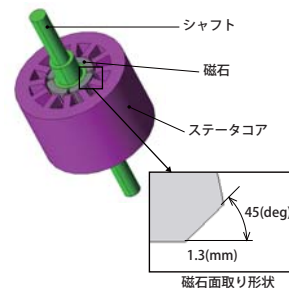


図2 磁束密度分布 (直流電流通電時)

事例 159 SPMモータの寸法公差の感度解析

module: DP



概要

表面磁石型モータ (SPM) に使用する磁石の角はフィレットや面取りが施されます。しかし、製造工程で完全に同じ加工を行うことは難しく、製品ごとにばらつきが多少発生します。このばらつきによりモータの性能に影響が出ないように寸法公差は設定されます。

寸法公差と性能やコストはトレードオフの関係にある、設計段階での検討が重要となります。有限要素法を用いた数値解析シミュレーションであれば、寸法を変えるだけで、トルクなどのモータ性能への感度を評価することができます。

ここでは、面取りの寸法公差を±0.4 (mm) と仮定し、公差範囲内で形状を変更してモータの性能に影響が無いかをコギングトルクと誘起電圧を比較することで確認します。

コギングトルク

図1にコギングトルク波形を、図2にコギングトルクの周波数成分を示します。図1より、面取りの寸法を変えるとピーク値の位置がずれていきますが、ピーク値はほぼ同じであることがわかります。図2の周波数成分を確認すると、基本周波数である360 (Hz) の変化は、高調波成分に比べて小さくなっています。

このことから、面取りの公差範囲内での形状のばらつきは、コギングトルクに対する影響が少ないことがわかります。

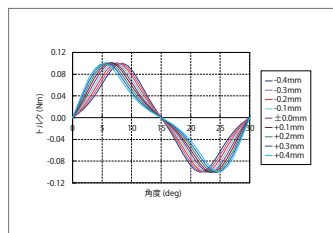


図1 コギングトルク

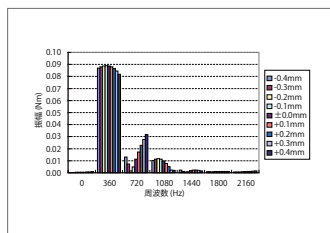


図2 コギングトルクの周波数成分

誘起電圧

図3に誘起電圧波形を、図4に誘起電圧の周波数成分を示します。図3より、面取りの寸法を変えても誘起電圧の値はほぼ同じであることがわかります。図4の周波数成分を確認すると、基本周波数である60 (Hz) の変化は、高調波成分に比べて小さくなっています。

このことから、面取りの公差による影響が少ないことがわかります。

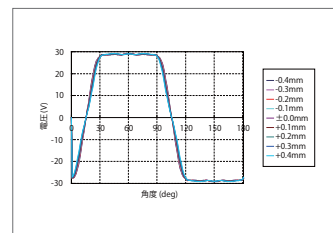


図3 誘起電圧

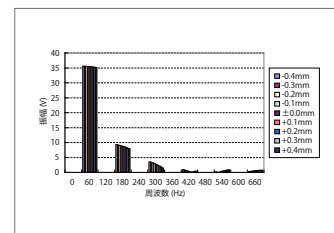


図4 誘起電圧の周波数成分

事例 161

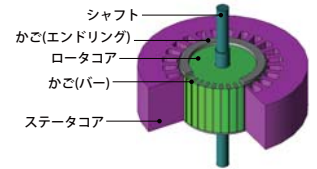
三相誘導電動機のラインスタート解析

module: DP

概要

誘導電動機の最もシンプルな始動法は、電動機を直接電源に接続するラインスタートです。ラインスタートの場合、静止時のインピーダンスが定格運転時に比べて小さいため、始動初期に大きな電流が流れます。始動時には一次側、二次側ともに大電流が流れることにより、誘導機のギャップ付近の磁気飽和が激しくなります。その結果、磁気飽和によりインピーダンスが低下しますので、始動電流がますます大きくなります。始動電流の大きさは誘導機電動機に接続する電源容量や誘導電動機のコイルに働く電磁力、熱容量などに影響を及ぼします。そのため、局所的な磁気飽和が考慮できる有限要素法で誘導電動機の始動特性を把握することは有益といえます。

ここでは、誘導電動機のラインスタートをシミュレーションし、回転速度変動などの始動特性を求めた事例を紹介します。



回転速度波形

誘導機始動時の回転速度波形を図1に示します。

図1より、始動初期に急激に加速し、0.5(sec)程度で定常状態に達することが分かります。

トルク波形

誘導機始動時の駆動トルク、負荷トルクの波形を図2に示します。

図2より、始動初期に非常に大きな駆動トルクが発生していることがわかります。また、定常状態においては負荷トルクと釣り合うように、ほぼ一定の駆動トルクが発生しています。

電流波形

誘導機始動時の固定子コイルの電流波形を図3に示します。

図3より、始動初期に非常に大きな電流が発生していることがわかります。これは始動初期の逆起電圧が小さく、固定子巻線にほぼ全ての電源電圧がかかるためです。また、定常状態では振幅5 (A)未満の三相交流となっていることが分かります。

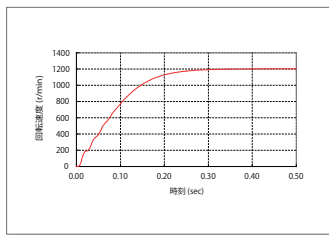


図1 回転速度波形

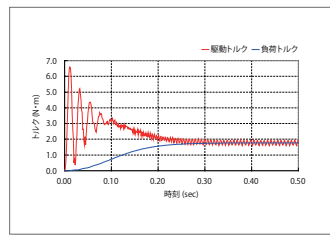


図2 トルク波形

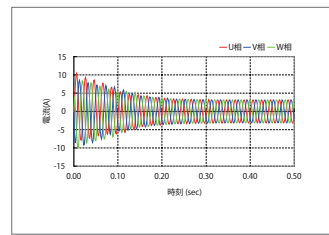


図3 電流波形

事例 162

制御シミュレータとJMAG-RTを用いたSRモータの駆動シミュレーション

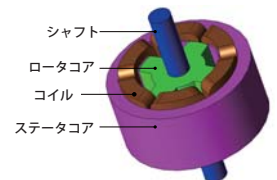
module: DP, RT

概要

SRモータは永久磁石を用いないモータとして着目されています。しかし、SRモータはそのトルク発生原理よりトルクの脈動が大きく、トルクの脈動を抑えるためにSRモータの磁気回路の詳細設計はもちろんですが、SRモータの制御によってトルク脈動を抑えることも重要視されています。トルク脈動を抑える事を制御シミュレーションで検討するには、実機に即した挙動を示すSRモータのモデルが必要となります。

JMAGでは、SRモータのトルクのロータ角度依存性や磁気回路の磁気飽和特性を考慮した詳細で実機に即したモータモデルを作成することが出来ます。このモータモデル「JMAG-RTモデル」を回路/制御シミュレータに組み込むことにより、SRモータの詳細な特性とモータドライバの制御特性の両方を考慮した連携シミュレーションを行うことができます。この様な仕組みにより、SRモータのトルク脈動を抑えるための制御シミュレーションが可能となります。

ここでは、SRモータのトルクやインダクタンス特性をJMAG-RTを用いて求めた後、JMAG-RTモデルとして回路/制御シミュレータへ取り込んで、SRモータに電圧を印加して駆動し、トルク脈動を解析します。得られたトルク脈動を詳細に調べること、トルク脈動を低減させる検討を行うことが出来ます。



回転速度波形、トルク波形、電流波形

SRモータを駆動した場合の回転速度波形を図1、トルク波形を図2、電流波形を図3に示します。

始動直後は、回転速度が遅く起電圧が小さいため、大きな相電流が流れますが、電流制限値により上限値に抑えられています。このとき、大きなトルクが発生し、急激に回転速度が上昇します。回転速度がある程度大きくなると、起電圧が高くなり、電流制限に掛からなくなるため、回転速度、トルク、電流が定常状態に落ち着きます。なお、定常時のトルクリップルが大きいので、回転速度も振動していることが分かります。これらを低減するには、励磁タイミングの検討や電流波形自体の制御の検討が考えられます。

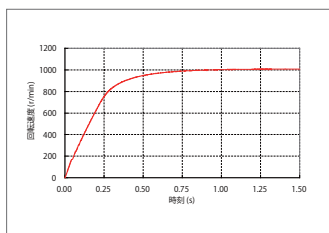


図1 回転速度波形

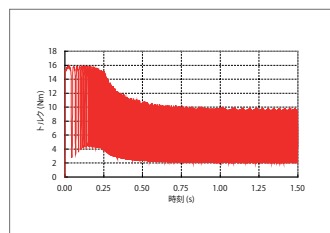


図2 トルク波形

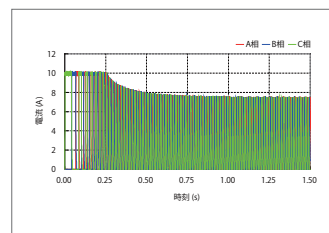


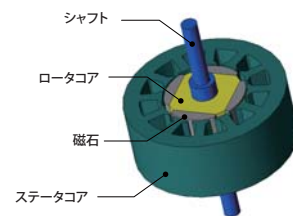
図3 電流波形

事例 163 SPMモータのI-T特性解析

module: DP

概要

永久磁石同期モータの基本特性の一つに電流とトルクの関係 (I-T特性) があります。電流あたりに発生するトルクは、電流を増加させてもある程度までは一定で、トルクは線形に増加しますが、電流を更に増やし、磁気飽和の影響が生じる様になると電流あたりに発生するトルクが低下します。この様に永久磁石同期モータのI-T特性はモータの磁気回路の飽和状態の影響を大きく受けますので、永久磁石同期モータの設計および駆動状態の検討のためには、飽和を考慮できる磁界解析でI-T特性を把握することが有益です。ここでは、永久磁石同期モータの一種である表面磁石型永久磁石同期モータ (以下SPMモータ) の基本特性としてI-T特性を求めています。



磁束密度分布

電流振幅10 (A)、200 (A)における磁束密度分布を図1、図2に示します。図より、磁束密度が高いティースの場所が変わるなど、電流振幅の大小により磁束の流れ方が変わることが分かります。これはティースが磁気飽和しているためであり、この磁束の流れ方の変化がトルクに影響を与えます。

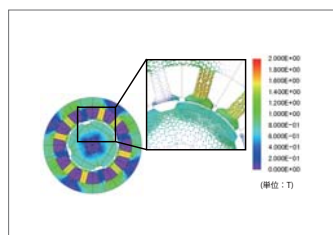


図1 磁束密度分布 (電流振幅: 10 (A))

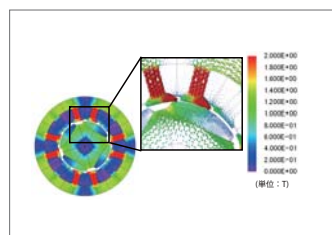


図2 磁束密度分布 (電流振幅: 200 (A))

I-T特性、I-Kt特性

I-T特性、I-Kt (トルク定数) 特性を、図3および図4に示します。図3および図4より、電流の増加に対してトルクの増加率が低下していることが分かります。これは、図1、図2で示したように磁束の流れ方が変わったためです。

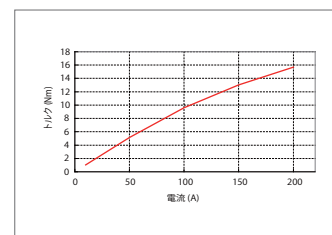


図3 I-T特性

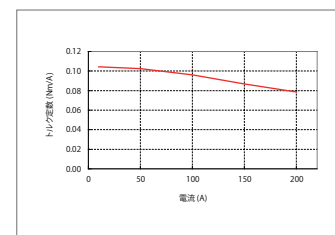


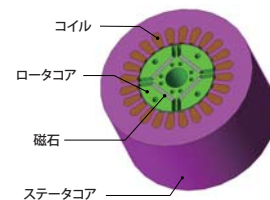
図4 I-Kt特性

事例 165 IPMモータの効率マップ作成

module: DP,LS,RT

概要

IPMモータは、磁力の強い希土類焼結系永久磁石を用い、磁石の磁界と回転磁界によるマグネットトルクに加えて、d軸とq軸のインダクタンスの差に起因するリラクタンストルクを利用できるため、運転範囲が広くかつ高効率なモータです。効率は回転数や負荷に応じて変化するため、モータ設計や制御設計する上では効率マップを描くことが有益です。ただし、一般的に効率マップを描くには膨大な計算が必要となり、結果の整理にも時間を要します。一方、モータの電圧方程式、トルク式からトルク、電圧、電流を計算し効率を推定することもできますが、この方法では鉄損の見積もりが難しいこと、モータの鉄心の非線形磁化特性の影響を考慮することが難しく、正確に効率を算出することが困難という問題があります。これに対し、対象のJMAG-RTモデルを作成し、JMAG-RT Viewerの効率マップ算出機能を用いることで、鉄損や非線形磁化特性の影響を考慮して容易に効率マップを得ることが出来ます。ここでは、JMAG-RT Viewerを使用しIPMモータの効率マップを作成しています。



N-T特性 / 効率マップ

N-T特性を図1に、効率マップを図2に示します。図1より、低速域ではトルクが一定となっていることが分かります。これは、電流制限によるものです。また、高速になるに従ってトルクが減少していくことが分かります。これは、逆起電圧によりモータコイルに流れる電流が減少するためです。図2より、各駆動状態の効率を把握することが出来ます。また、トルクが正値かつ効率がマップされている範囲が、このモータの出力可能範囲となります。

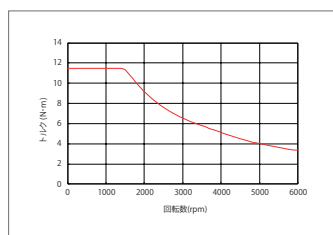


図1 N-T特性

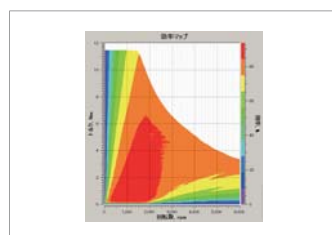


図2 効率マップ

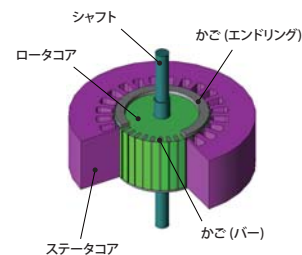
事例 166 制御シミュレータとJMAG-RTを用いた誘導電動機のラインスタートシミュレーション

module: FQ,LS,RT

概要

制御設計とモータ設計は異なる設計者が設計するため、協調設計が難しい状態にあります。しかし、昨今の高度化した要求を実現するためには、開発初期の段階で高精度のシミュレーションで課題を解決する必要があり、モータ設計と制御/回路設計を協調しながらシミュレーションを行う事が必要となっています。誘導電動機の特徴は、2次側の抵抗を含んだ抵抗と漏れリアクタンスに左右されます。2次側の抵抗は表皮効果の影響を受けるため、有限要素法により2次誘導電流の分布を考慮して求める必要があります。JMAGでは磁界解析を用いて抵抗と漏れリアクタンスを求め、誘導電動機のモータモデルを作成することが出来ます。このモータモデル"JMAG-RTモデル"を制御/回路シミュレータに組み込むことにより、JMAG-RTによる制御/回路シミュレータとの連携シミュレーションを行うことができます。

ここでは、JMAG-RTを用いて誘導電動機のJMAG-RTモデルを作成し、制御/回路シミュレータへ取り込んで、誘導電動機のラインスタートシミュレーションを行います。



回転速度波形

誘導機始動時の回転速度波形を図1に示します。

図1より、始動初期に急激に加速し、その後は加減が緩やかにになりながら定常状態に達することが分かります。

トルク波形

誘導機始動時の駆動トルク、負荷トルクの波形を図2に示します。

図2より、始動初期に大きな駆動トルクが発生していることがわかります。また、定常状態においては負荷トルクと釣り合うように、ほぼ一定の駆動トルクが発生しています。

電流波形

誘導機始動時の固定子コイルの電流波形を図3に示します。

図3より、始動初期に非常に大きな電流が発生していることがわかります。これは始動初期の逆起電圧が小さく、固定子巻線にほぼ全ての電源電圧がかかるためです。また、定常状態では振幅5 (A)未満の三相交流となっていることが分かります。

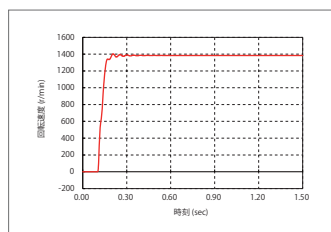


図1 回転速度波形

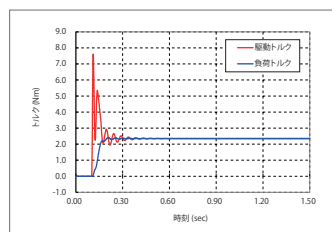


図2 トルク波形

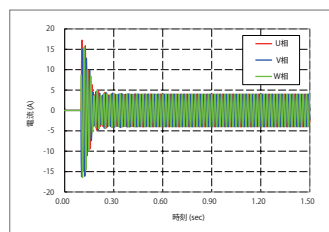
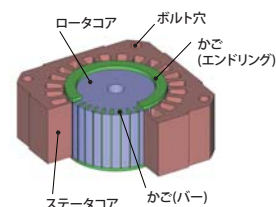


図3 電流波形

事例 167 三相誘導電動機の鉄損解析

module: DP,LS



概要
 誘導電動機は固定子巻線の回転磁界により2次導体に誘導電流が流れ、その誘導電流と回転磁界により回転方向に力を生じるモータです。構造が簡単で、磨耗部分も無く、商用電源に接続するだけでも使用出来るため、産業用から家電製品に至るまで多く使われています。誘導電動機においても高効率化は重要なテーマです。高効率化のためには、1次・2次銅損と共に、効率を落とす原因となっている鉄損も低減する必要があります。特にインバータ駆動による高回転化で鉄損の比重が高まる傾向にあり、コア内で複雑な分布を持つ鉄損をシミュレーションにより予測することは有益です。

ここでは、回転速度3,300(r/min)時のステータコア、ロータコアの鉄損を確認した事例についてご説明します。

磁束密度分布

回転速度3,300(r/min)時のステータコアとロータコアの磁束密度分布を図1に、測定位置1、2、3、4における磁束密度R成分の磁束密度波形を図2に、測定位置2の結果をFFTした結果を図3に示します。また、定常状態のトルク、1次電流の振幅を表1に、かごに流れる2次電流を図4に示します。

測定位置1、2を比較すると、測定位置2では磁束密度の値も変化量も大きいのに対し、測定位置1では磁束密度の値、変化量は小さくなっています。測定位置3、4でも測定位置3の値が大きいことが確認できます。また、測定位置2、3を比較すると測定位置2の変化量が大きいことが確認できます。これらの磁束密度の違いは鉄損に影響を与えます。

図3より、測定位置2では、電源周波数である120(Hz)が支配的であることが確認できます。2次電流の周波数がロータ側の磁束密度に影響を与えています。

ジュール損失密度分布/ヒステリシス損失密度分布/鉄損密度分布

ステータコアとロータコアのジュール損失密度分布、ヒステリシス損失密度分布および鉄損密度分布をそれぞれ図5、図6、図7に、ステータコアとロータコアそれぞれの損失割合を 図8に示します。

磁束密度波形で確認したように、磁束密度の変化量が小さい箇所 비해磁束密度の変化量が大きい箇所の方が、ジュール損失密度が高くなっています。また、ヒステリシス損失でも同様の傾向が見られ、表2よりジュール損失、ヒステリシス損失ともにステータが占める割合が大きいたことが確認できます。

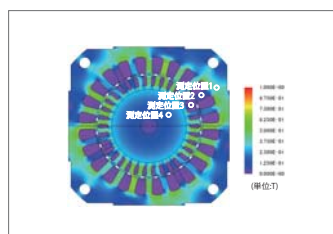


図1 磁束密度分布 (1,800(deg)回転時)

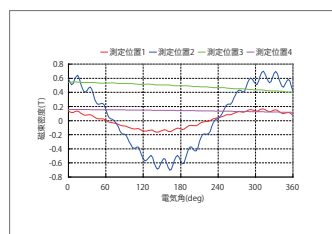


図2 磁束密度波形(R成分)

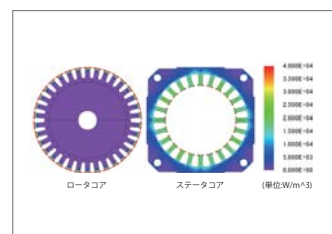


図5 ジュール損失密度分布

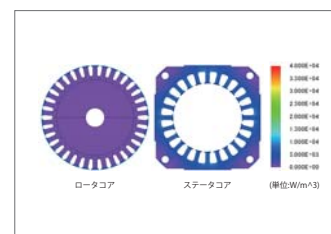


図6 ヒステリシス損失密度分布

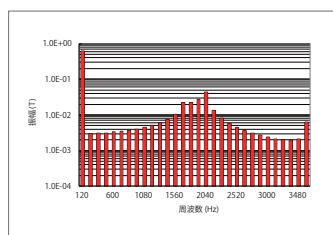


図3 測定位置2の周波数成分

回転速度 3,300(r/min)	結果
トルク(Nm)	0.37
1次電流(A)	1.5

表1 参考結果

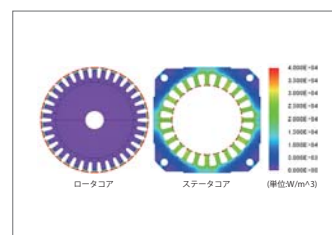


図7 鉄損密度分布

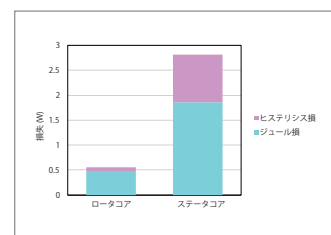


図8 損失割合

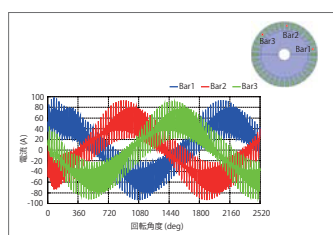


図4 2次電流

事例 172

丸棒の高周波焼入れ解析（回転焼入れ）

module: FQ, HT



概要

各種シャフトや歯車等の機械部品では、耐摩耗性を確保するため表面の硬度を増しつつ、内部の靱性を保つことで柔軟性のある部品を作ることが望まれています。表面硬化法のひとつである高周波焼入れであれば、高周波電源を用いることで表面のみを局所的、急速加熱することができます。また、電気設備なので作業環境がクリーンであり、高効率、かつ、ロットでの焼入れのばらつきも少ないなど多くのメリットがあるため、積極的に導入が進んでいます。

本事例のようなワークを回転させた焼入れでは、所定の表面を均一に加熱し、硬度を増すことが求められます。高周波の変動磁場により生じる渦電流はワークの表面に偏るため、詳細な現象を解くためには有限要素法に基づく数値解析でワーク内部の現象を扱うことが有効な分析手段となります。

ここでは、最適なコイル形状や通電条件（電源周波数、電流値）、回転速度などを求める際、数値解析モデルを作成し、昇温過程の解析をすることで、目的の温度分布となるか否かを評価できることを示します。

ジュール損失密度分布

ワークおよびコイルに生じるジュール損失密度分布を図1、図2に示します。コイルにより生じた磁界によってワーク部に渦電流が発生し、誘導加熱ではこの渦電流が熱源となり加熱されます。加熱部がキュリー温度を超えた箇所は、磁性を喪失するため渦電流損失密度も小さくなります。また、高周波なので表皮効果により、渦電流はワークの表面付近に分布します。

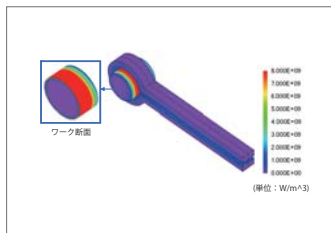


図1 時刻0.0(s)におけるジュール損失密度分布

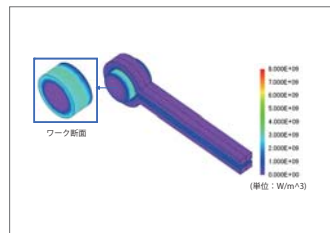


図2 時刻4.0(s)間における渦電流損失密度分布

温度分布と温度変化の時刻特性

丸棒の温度分布を図3、ワークの温度変化の時刻特性を図4に示します。加熱コイルに面する表面では渦電流が多く発生するため、温度が高くなります。また、図4のように、誘導加熱によってワークの表面温度が先に急上昇し、ワーク内部は熱伝導によって温度が緩やかに上昇します。

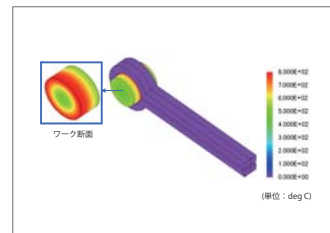


図3 時刻4.0 (s)の温度分布

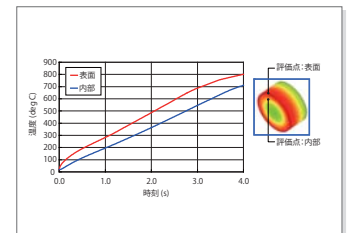
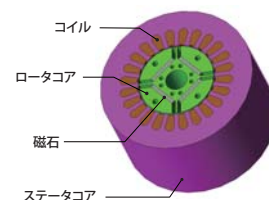


図4 ワークの温度変化

事例 173 IPMモータの基本特性解析

module: DP,LS



概要

機器の小型化や省エネルギーを実現するため、モータに対する高効率化や小型化への要求は厳しくなっており、要求実現のために出力密度向上と損失低減の重要性が高まっています。モータ損失のひとつである鉄損は、高回転化や高磁束密度化により著しく増加するため、モータの効率低下や温度上昇の原因になります。従って、モータ設計時に鉄損を予測する必要性が高まっています。

磁気回路法や経験則による検討では鉄損を精度よく求めることが出来ません。精度よく求めるためには、材料の非線形磁化特性や微細な形状を考慮した上で、モータ各部における磁束密度の分布と時間変化を精密に知る必要があります。このような詳細な分析を行うためには有限要素法の使用が必須となります。

ここでは、IPMモータのコギングトルクおよびトルク、磁束密度分布、ステータコアの鉄損を求める事例についてご説明します。

トルク解析 (無負荷)

コギングトルク波形を図1、コギングトルクが0(Nm)となる回転角度0(deg)の磁束密度分布と磁束線図を図2、誘起電圧波形を図3、鉄損密度分布を図4、損失割合を図5に示します。

トルク解析 (負荷)

電流位相-トルク特性を図6、電流位相10(deg)時の磁束密度分布と磁束線図を図7、電流位相損失特性を図8、電流位相10(deg)時の鉄損密度分布を図9に示します。

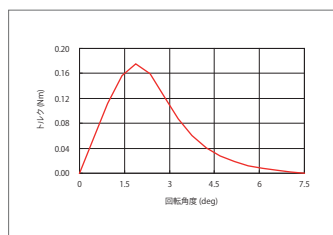


図1 コギングトルク

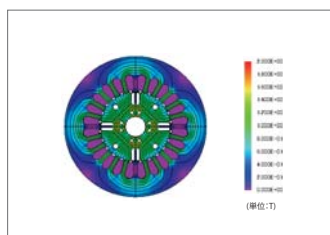


図2 回転角度0(deg)時の磁束密度分布と磁束線図

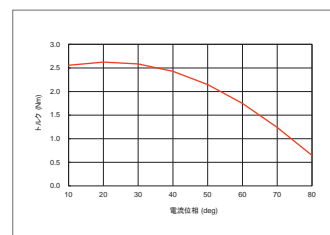


図6 電流位相-トルク特性

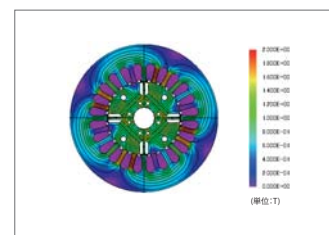


図7 電流位相10(deg)時の磁束密度分布と磁束線図

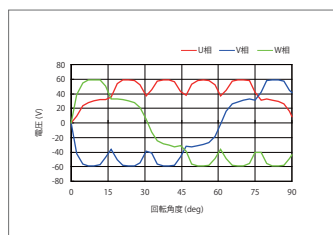


図3 誘起電圧波形

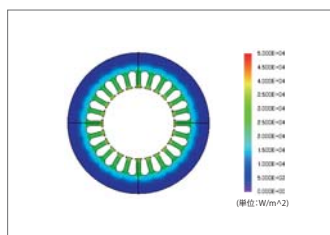


図4 鉄損密度分布

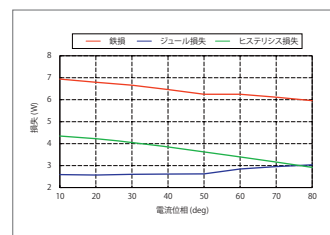


図8 電流位相-損失特性

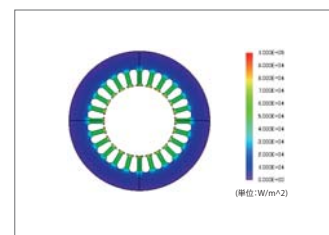


図9 電流位相10(deg)時の鉄損密度分布

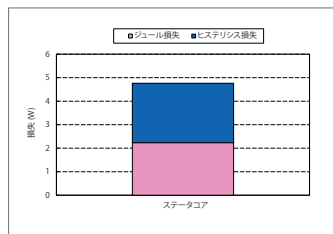
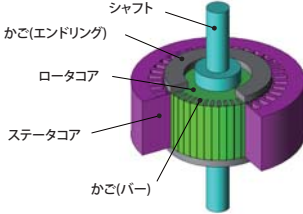


図5 損失割合

事例 176 三相誘導電動機の駆動特性解析

module: DP, LS



概要

誘導電動機は固定子巻線の回転磁界により二次導体に誘導電流が流れ、その電流と回転磁界によりロータが回転方向に力を受け回転するモータです。構造が簡単で、小型・軽量、安価、保守の手間が要らないという長所を持つため、産業用から家電製品に至るまで多く使われています。誘導機は、二次導体に誘導される電流が特性に大きく影響します。また特にギャップ付近には強い磁気飽和を伴います。このため、設計検討のための特性の把握には、有限要素法に基づく磁界解析が有用です。ここでは、誘導電動機の回転速度を変更した場合のトルクや損失、効率などの駆動特性を求めた事例を紹介いたします。

駆動特性 (電圧制御)

電圧制御時に回転速度を変更した場合の1次電流、1次銅損、2次銅損、鉄損、トルク、効率を図1～図6に示します。また、最大効率時の渦電流密度分布、ジュール損失密度分布、ヒステリシス損失密度分布、鉄損密度分布を図7～図10に示します。

駆動特性 (電流制御)

電流制御時に回転速度を変更した場合の1次電圧、1次銅損、2次銅損、鉄損、トルク、効率を図11～図16に示します。また、最大効率時の渦電流密度分布、ジュール損失密度分布、ヒステリシス損失密度分布、鉄損密度分布を図17～図20に示します。

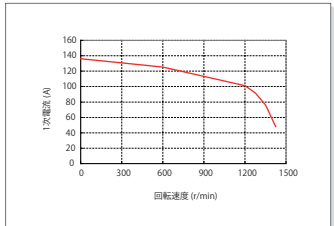


図1 回転速度-1次電流特性

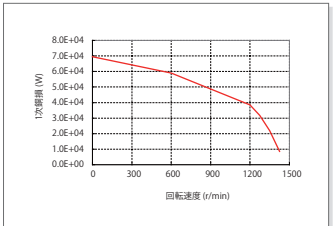


図2 回転速度-1次銅損特性

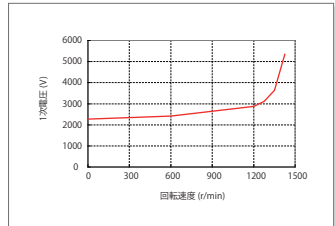


図11 回転速度-1次電圧特性

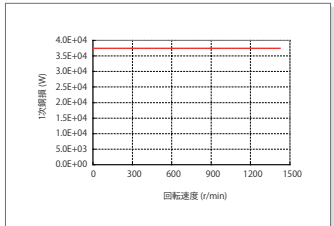


図12 回転速度-1次銅損特性

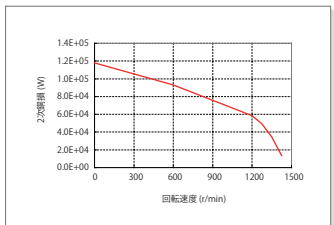


図3 回転速度-2次銅損特性

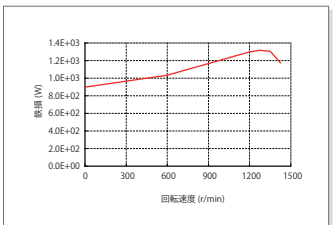


図4 回転速度-鉄損特性

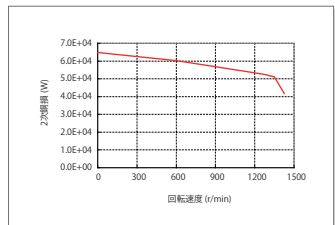


図13 回転速度-2次銅損特性

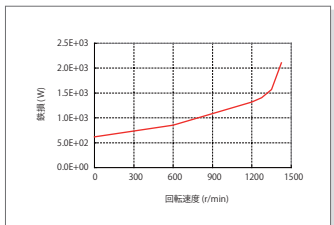


図14 回転速度-鉄損特性

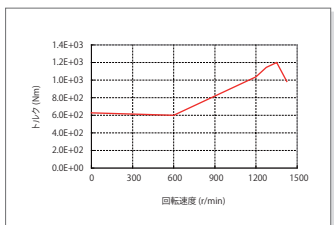


図5 回転速度-トルク特性

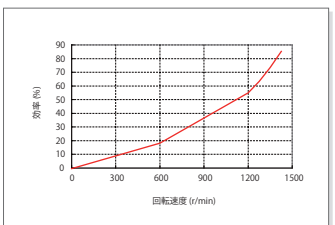


図6 回転速度-効率特性

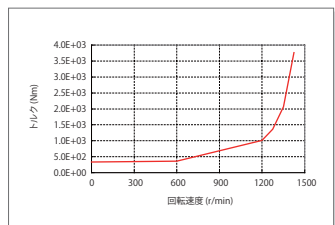


図15 回転速度-トルク特性

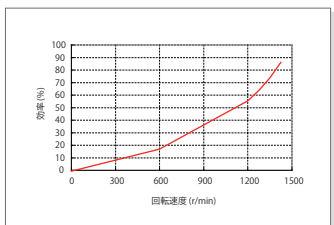


図16 回転速度-効率特性

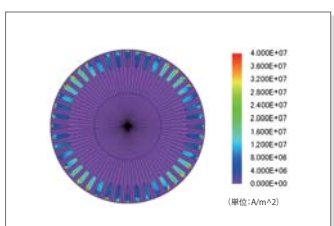


図7 渦電流密度分布

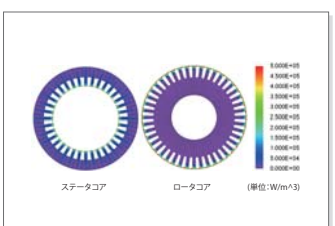


図8 ジュール損失密度分布

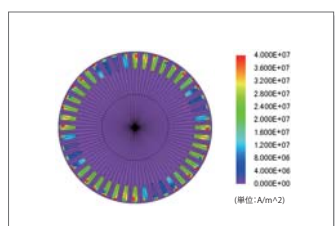


図17 渦電流密度分布

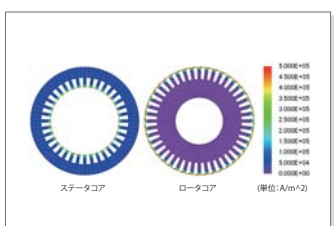


図18 ジュール損失密度分布

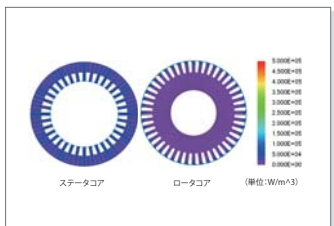


図9 ヒステリシス損失密度分布

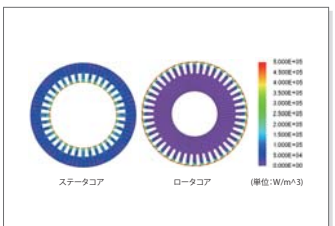


図10 鉄損密度分布

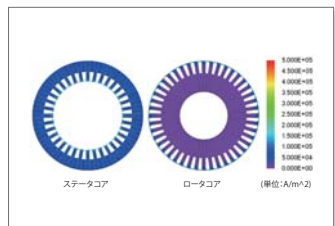


図19 ヒステリシス損失密度分布

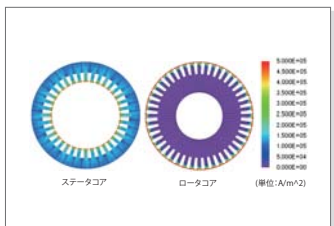
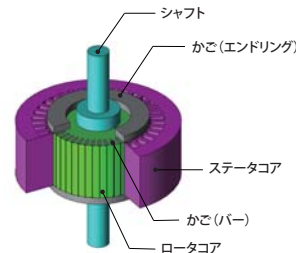


図20 鉄損密度分布

事例 177 三相誘導電動機のトルク特性解析

module: DP, LS



概要

誘導電動機は固定子巻線の回転磁界により二次導体に誘導電流が流れ、その電流と回転磁界によりロータが回転方向に力を受け回転するモータです。構造が簡単で、小型・軽量、安価、保守の手間が要らないという長所を持つため、産業用から家電製品に至るまで多く使われています。誘導電動機は、負荷変動に対し電圧あるいは電流を調整することによりすべりが一定となるように駆動させることができます。この際、特定のすべりにて駆動電源を変更することにより、磁気飽和や漏れ磁束の影響も併いながら各特性が変化します。ここでは、特定のすべりにおいて電流振幅を変えた場合の誘導電動機のトルク特性を求めた事例を紹介いたします。

I-T特性/I-V特性

すべり一定の状態では電流値を変更した場合のI-T特性、I-V特性を図1、図2に示します。図1、図2より、電流値の増加に伴い、トルクおよび電圧も増加していることが分かります。

渦電流密度分布

すべり一定の状態では電流値を変更した場合の渦電流密度を図3に示します。図3より、電流値の増加に伴い、かごに流れる渦電流も増加していることが分かります。

ジュール損失密度分布/ヒステリシス損失密度分布

すべり一定の状態では電流値を変更した場合のステータコアのジュール損失密度分布、ヒステリシス損失密度分布を図4、図5に、ロータコアのジュール損失密度分布、ヒステリシス損失密度分布を図6、図7に示します。電流値の増加に伴い、いずれの損失も増加していることが分かります。

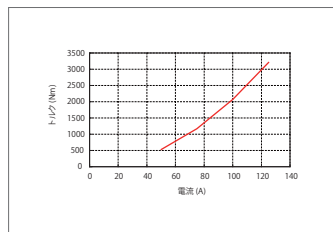


図1 I-T特性

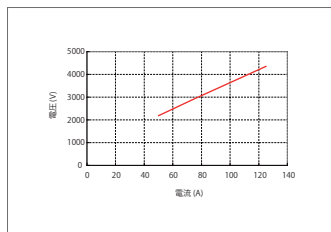


図2 I-V特性

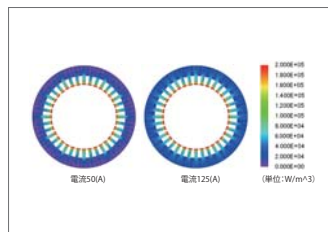


図4 ステータコアのジュール損失密度分布

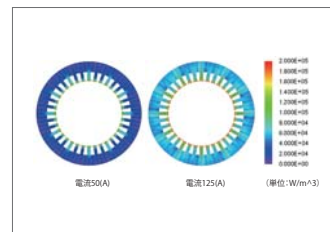


図5 ステータコアのヒステリシス損失密度分布

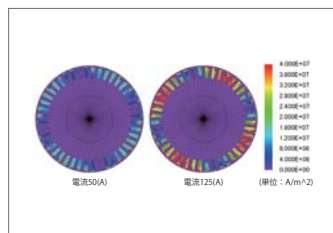


図3 渦電流密度分布

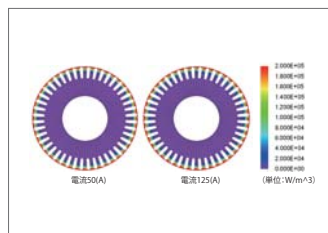


図6 ロータコアのジュール損失密度分布

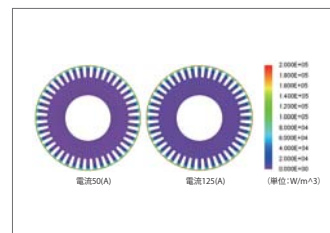
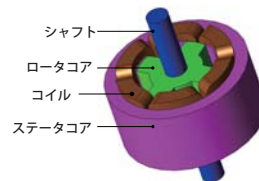


図7 ロータコアのヒステリシス損失密度分布

事例 178 SRモータのI-Psi特性解析

module: DP



概要

希土類磁石の価格高騰を受けて、永久磁石を使用しないモータ形式としてSRモータ(switche reluctance motor)に期待が集まっています。SRモータは構造が簡単で堅牢、安価を実現できます。しかし、トルクの発生原理がステータとロータの突極性のみによっているため、トルク変動が非常に大きく、振動や騒音を伴うため、使われる用途が限定されてきました。しかし、前述の希土類磁石の価格高騰及び、電流制御技術の向上、磁界解析による最適設計が可能となり、課題を低減できる可能性が高まっているためSRモータが見直されています。

SRモータは電磁鋼板の非線形領域を使った動作となり、インダクタンスも非線形的な挙動を示すため、線形理論式に沿った計算手法では精度の高い事前予測を行うことが出来ません。したがって、材料の非線形磁化特性や微細なモータ形状を扱うことが出来る有限要素法の利用が必要となります。

ここでは、ロータ位置ごとに、通電電流値を変更した場合の鎖交磁束への影響(以下、I-Psi特性)を求めた事例を紹介いたします。

I-Psi特性

SRモータのI-Psi特性を図1、電流値2(A)、10(A)における磁束密度分布を図2に示します。非対向時の0(deg)においては、主磁路において空気の磁気抵抗が支配的であるため、鎖交磁束が電流に対してほぼ線形に増加します。また、特に対向時には電流を増加させるほど磁束の増加量が減少していくことがわかります。これは、図2に示すようにコアの磁気飽和によるものです。なお、SRモータは対向時と非対向時の鎖交磁束(インダクタンス)の差を大きくするほど高トルクとなるため、そのような工夫を検討することも可能です。

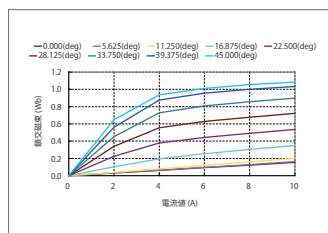


図1 I-Psi特性

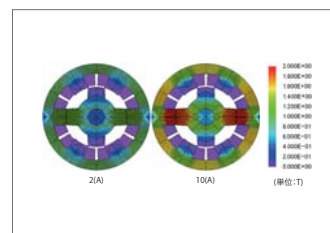


図2 磁束密度分布

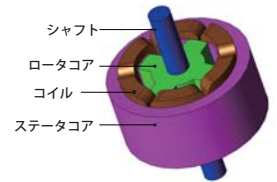
事例 179

SRモータの静特性解析

module: DP

概要

希土類磁石の価格高騰を受けて、永久磁石を使用しないモータ形式としてSRモータ (switched reluctance motor) に期待が集まっています。SRモータは構造が簡単で堅牢、安価を実現できます。しかし、トルクの発生原理がステータとロータの突極性のみに依っているため、トルク変動が非常に大きく、振動や騒音を伴うため、使われる用途が限定されてきました。しかし、前述の希土類磁石の価格高騰及び、電流制御技術の向上、磁界解析による最適設計が可能となり、課題を低減できる可能性が高まっているためSRモータが見直されています。SRモータは電磁鋼板の非線形領域を使った動作となり、インダクタンスも非線形的な挙動を示すため、線形理論式に沿った計算手法では精度の高い事前予測を行うことが出来ません。したがって、材料の非線形磁化特性や微細なモータ形状を扱うことが出来る有限要素法の利用が必要となります。ここでは、通電電流値を変更しロータ位置ごとの鎖交磁束、インダクタンス、トルクを求めた事例を紹介します。



鎖交磁束波形、インダクタンス波形、トルク波形

SRモータのロータ位置ごとの鎖交磁束波形を図1、インダクタンス波形を図2、トルク波形を図3に示します。

図1より、対向時である45(deg)付近においては電流を増加させるほど鎖交磁束の増加量が減少していくことがわかります。これにより、電流値が増加するにつれてインダクタンスが低下していることが図2からもわかります。これらは、コア材の非線形性によるものです。図3より、各電流値に対するおおよその平均トルクを見積もることが出来ます。また、トルクの立ち上がりや減少するポイントなど、設計仕様に応じて形状を検討することが出来ます。

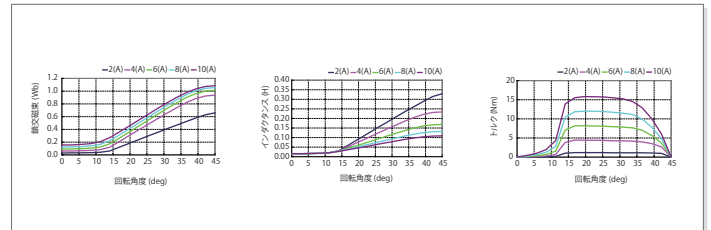


図1 鎖交磁束波形

図2 インダクタンス波形

図3 トルク波形

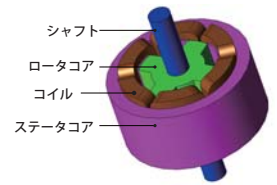
事例 180

SRモータの動特性解析

module: DP

概要

希土類磁石の価格高騰を受けて、永久磁石を使用しないモータ形式としてSRモータ (switched reluctance motor) に期待が集まっています。SRモータは構造が簡単で堅牢、安価を実現できます。しかし、トルクの発生原理がステータとロータの突極性のみに依っているため、トルク変動が非常に大きく、振動や騒音を伴うため、使われる用途が限定されてきました。しかし、前述の希土類磁石の価格高騰及び、電流制御技術の向上、磁界解析による最適設計が可能となり、課題を低減できる可能性が高まっているためSRモータが見直されています。SRモータはロータの回転位置に応じてスイッチの開閉で励磁状態を切り替えますが、切り替えのタイミングによってトルク特性が大きく変化します。また、平均トルクやトルク定数を大きくするだけでなく、振動や騒音を抑えるなど最適なスイッチタイミングを検討することが重要となります。ここでは、スイッチタイミングを変えた解析を行い、SRモータのトルクや電流など動特性を求めた事例を紹介します。



トルク波形

電圧印加開始角度 θ_s を変更した場合のトルク波形を電圧印加幅 θ_w ごとに図1、図2に示します。 θ_s および θ_w を変更することにより、トルク波形が変わっていることがわかります。

電流波形

電圧印加開始角度 θ_s を変更した場合のA相コイルの電流波形を電圧印加幅 θ_w ごとに図3、図4に示します。 θ_w が30(deg)の場合に、電流が0(A)まで減少するまでの時間が長くなっていることがわかります。これは、ロータ突極が対向位置に近づくインダクタンスが大きくなるためです。

銅損波形

電圧印加開始角度 θ_s を変更した場合の銅損波形を電圧印加幅 θ_w ごとに図5、図6に示します。電圧印加幅によって波形が大きく異なることがわかります。 θ_w が30(deg)の場合、複数相の電流が同時に流れる範囲で銅損が大きくなります。

スイッチング特性

電圧印加開始角度 θ_s を変更した場合の平均トルク $T_{ave}(\theta_s)$ 、トルクリップル $Tr(\theta_s)$ 、トルクリップル率 $Tr(\theta_s)/T_{ave}(\theta_s)$ 、トルク定数 K_t を電圧印加幅 θ_w ごとに表1、表2に示します。平均トルクおよびトルク定数が最大かつ、トルクリップル率が最小となるのは、 $\theta_w=30(deg)$ 、 $\theta_s=5(deg)$ の場合となります。このように、要求仕様に応じて最適なスイッチタイミングを検討することが出来ます。

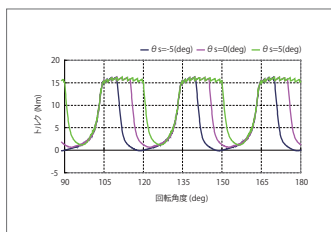


図1 トルク波形 ($\theta_w : 25(deg)$)

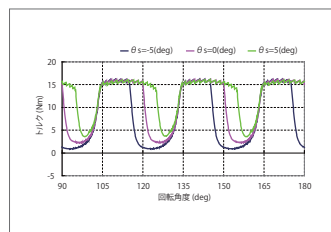


図2 トルク波形 ($\theta_w : 30(deg)$)

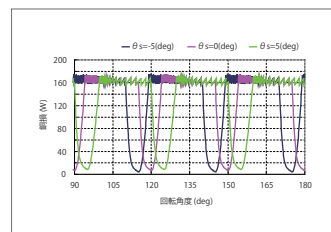


図5 銅損波形 ($\theta_w : 25(deg)$)

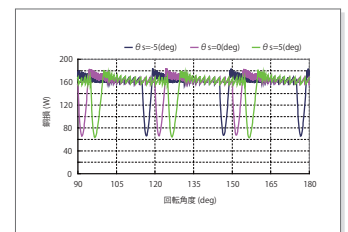


図6 銅損波形 ($\theta_w : 30(deg)$)

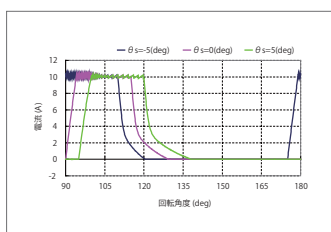


図3 電流波形 ($\theta_w : 25(deg)$)

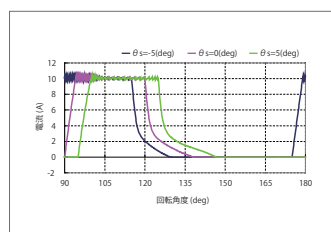


図4 電流波形 ($\theta_w : 30(deg)$)

θ_s (deg)	$T_{ave}(\theta_s)$ (Nm)	$Tr(\theta_s)$ (Nm)	$Tr(\theta_s)/T_{ave}(\theta_s)$ (%)	K_t (Nm/A)
-5	5.2	16.2	313	1.01
0	7.9	15.4	195	1.54
5	10.3	14.8	144	2.04

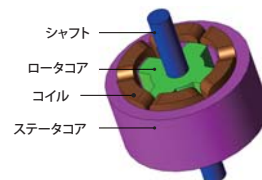
表1 スwitching特性 ($\theta_w : 25(deg)$)

θ_s (deg)	$T_{ave}(\theta_s)$ (Nm)	$Tr(\theta_s)$ (Nm)	$Tr(\theta_s)/T_{ave}(\theta_s)$ (%)	K_t (Nm/A)
-5	7.9	15.2	193	1.40
0	10.5	13.9	132	1.87
5	12.6	12.4	98	2.25

表2 スwitching特性 ($\theta_w : 30(deg)$)

事例 181 SRモータの駆動特性解析

module: DP, LS



概要

希土類磁石の価格高騰を受けて、永久磁石を使用しないモータ形式としてSRモータ (switched reluctance motor) に期待が集まっています。SRモータは構造が簡単で堅牢、安価を実現できます。しかし、トルクの発生原理がステータとロータの突極性のみに依っているため、トルク変動が非常に大きく、振動や騒音を伴うため、使われる用途が限定されてきました。しかし、前述の希土類磁石の価格高騰及び、電流制御技術の向上、磁界解析による最適設計が可能となり、課題を低減できる可能性が高まっているためSRモータが見直されています。

SRモータは回転速度に応じてスイッチタイミングを変えて駆動させることもあり、回転速度に応じたトルクや電流、損失、効率などの特性を把握することが有益です。

ここでは、回転数ごとにスイッチタイミングを変えた場合のトルクや損失、効率などの駆動特性を求めた事例を紹介いたします。

駆動特性

回転速度および励磁仕様を変更した場合の平均トルク、電流、鉄損、効率を図1~図4に示します。図1より、鉄損を考慮した場合としない場合のトルクはほぼ違いがないことがわかります。これは、出力に対する鉄損の割合が小さいためです。図2より、電流が回転速度に対して単調に減少しないことがわかります。これは、回転速度に応じてスイッチタイミングを変えているためであり、スイッチタイミングが特性に大きく影響することがわかります。なお、図4より高回転側になるにつれ効率が高くなり、最大90(%)程度となっていることがわかります。

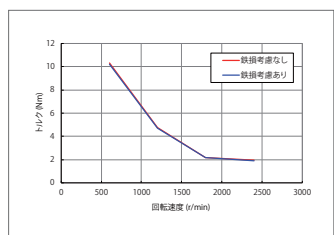


図1 回転速度-トルク特性

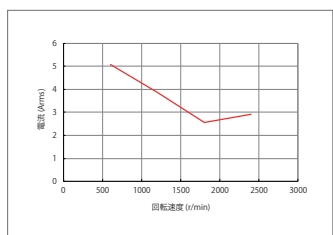


図2 回転速度-電流特性

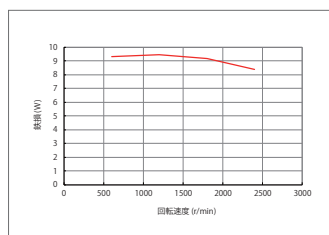


図3 回転速度-鉄損特性

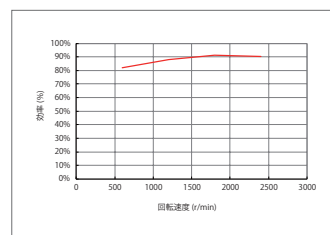
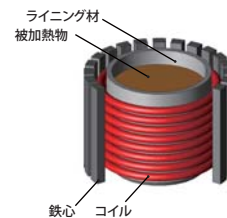


図4 回転速度-効率特性

事例 183 誘導炉の攪拌力解析

module: FQ



概要

誘導炉は、高周波誘導加熱を用いて金属を溶解させる装置です。るつぼ周囲のコイルに大電流を通電すると、電磁誘導現象が起こり、るつぼ内の金属に電流が発生します。電流の発生により金属内にジュール損失が発生しますので、これを利用して加熱し溶解させる仕組みです。コイルの周囲には磁気鉄心を配置します。コイルが自身に生じるローレンツ力による変形で損傷することがないように強度部材として鉄心が用いられます。また、磁気鉄心は装置外部への漏れ磁束を低減し、外周構造の意図せぬ加熱を防ぐ役割も担っています。磁気鉄心を用いる量は必要最小限とすることで装置のコストを低減する必要があります。

るつぼ内の液体金属がどのくらいの温度で均一になるかを評価する場合、液体金属がどのような原因で攪拌されるかが問題となります。誘導加熱により発熱が生じた部分は局所的に加熱されるため、周囲の他の金属との温度差が発生することで対流現象が起きます。また、大電流を通電することにより、液体金属に生じる大きなローレンツ力を利用して、液体金属を攪拌することもできます。ここでは、攪拌するためのローレンツ力の大きさと発生場所を評価します。

ローレンツ力密度分布

被加熱体に発生するローレンツ力密度分布を図1に示します。被加熱体の内部に向かってローレンツ力が発生している事が分かります。これより、攪拌力の大きさと向きを確認できます。

電流密度分布

被加熱体に発生する電流密度分布を図2に示します。被加熱体内部に、渦電流が発生している深さや大きさを確認できます。

磁束密度分布

被加熱体に発生する磁束密度分布を図3に示します。

被加熱物のジュール損失

被加熱体のローレンツ力を表1に示します。軸方向成分(Z)の力は小さく、径方向成分(R)の力が大きい事がわかります。

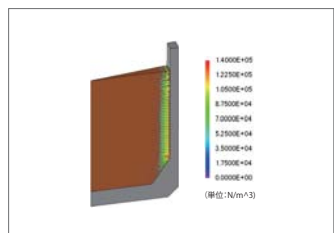


図1 ローレンツ力密度分布

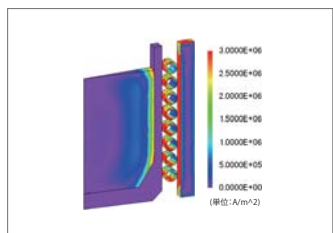


図2 電流密度分布

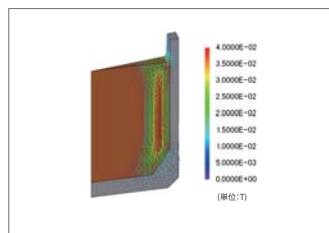


図3 磁束密度分布

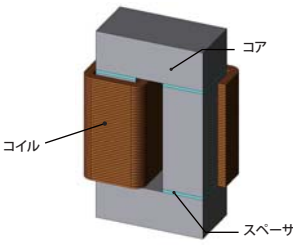
ローレンツ力(R成分)	-21.7(N)
ローレンツ力(Z成分)	0.318(N)

表1 固有振動数

事例 184

磁歪を考慮したリアクトルの音圧解析

module: TR, DS



概要
リアクトルは電気系統に関わる様々なシステムの中で利用されています。例えば、インバータとモータの間で電流脈動を平滑化する役割を担います。一方で、リアクトルの振動騒音が問題となっており、解析での対策検討が求められてきています。対象とするリアクトルでは、電磁力だけでなく磁歪によって生じる磁歪力によっても振動が生じてしまいます。この現象を精度良く評価するためには、起振りに電磁力だけでなく、磁歪力も加えて固有振動数との共振現象を正確に把握する必要があります。ここでは、起振力を変更した解析をおこない、磁歪による振動騒音への影響を確認する事例を示します。

電磁力分布

電磁力分布を図1に示します。図1に示した電磁力分布より、ギャップ部に電磁力が集中していることがわかります。これは、コアとギャップ部の空気の透磁率が異なるからです。

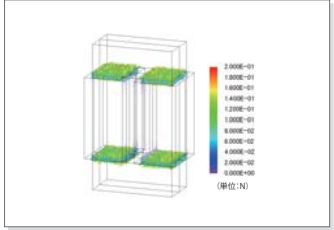


図1 電磁力分布

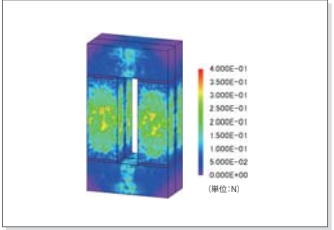


図2 磁歪力分布

磁歪力分布

磁束密度に依存した磁歪力分布を図2に示します。磁歪力の大きさが電磁力よりも大きいため、起振りに電磁力だけでなく磁歪力も加える必要があります。

固有モード

10(kHz)付近の固有モードを図3に示します。10(kHz)付近でリアクトルが左右に振動するモードが存在することがわかります。この固有モードと電磁力の共振現象により、大きな振動が発生すると考えられます。



図3 10 (kHz)付近の固有モード

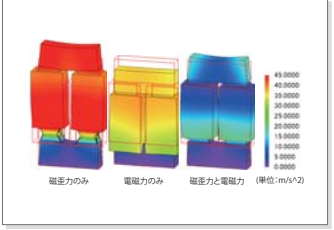


図4 加速度分布

加速度分布

図4に加速度分布を示します。本解析データでは、加振力が電磁力のみの解析と磁歪力のみの解析、電磁力と磁歪力の両方の解析結果を確認します。図4を見ると、電磁力より磁歪力の方が大きな加速度が発生していることがわかります。また、加振りに電磁力と磁歪力の両方を考慮すると、お互いの力が打ち消しあい振動が小さくなるのがわかります。

音圧レベル分布

図5に音圧レベル分布を示します。本解析データでは、加振力が電磁力のみの解析と磁歪力のみの解析、電磁力と磁歪力の両方の解析結果を確認します。図5を見ると、加速度と同様磁歪力のみを起振力とした結果の方が、電磁力のみを起振力とした場合よりも音圧が大きくなるのがわかります。また、加振りに電磁力と磁歪力の両方を考慮すると、お互いの力が打ち消しあい音圧も小さくなるのがわかります。

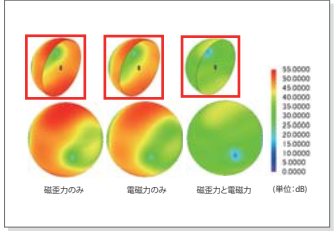
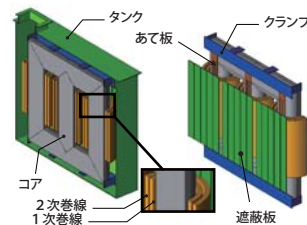


図5 音圧レベル分布

事例
185

大型変圧器の漂遊損の解析

module: FQ, LS



概要

変圧器は長期にわたる運用が想定されるため、損失によるランニングコストを抑えることが重要な設計指針のひとつです。損失には巻線の銅損、コアの鉄損、また容量の大きな変圧器ではコアから漏れ出す漏れ磁束によるタンク等の漂遊損などがあります。漂遊損はトータルの損失値だけでなく、漂遊損失により局所発熱を生じる恐れもありますので、損失分布も確認する必要があります。

上記のような各種の損失やそれらによる発熱の予測は変圧器の設計において重要な指針ですが、机上の計算で予測することは困難であるため、有限要素法による詳細な解析と評価が不可欠です。

ここでは、駆動状態での部品ごとの損失分布を求め、局所過熱を確認します。

ジュール損失密度分布

タンクの磁束密度分布を図1に、電流密度分布を図2に、ジュール損失密度分布を図3に示します。図1よりトランスからタンクに磁束が漏れていることがわかります。この漏れ磁束により、図2のようにタンクに渦電流が発生します。図3より、電流密度の高いところほどジュール損失も大きくなっていることが確認できます。

また、遮蔽板、クランプ、あて板のジュール損失分布を図4から図6に示します。部品ごとのジュール損失分布から、局所過熱の危険性を確認します。

鉄損密度分布

コアの鉄損密度分布を図7に示します。図7より、内側の角部分の鉄損が高くなっていることがわかります。これは、磁束が磁気回路中の最短経路を流れようとして集中するためです。

損失値

各部品の損失値を表1に示します。

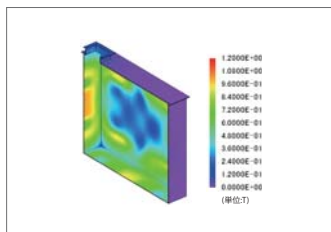


図1 タンクの磁束密度分布

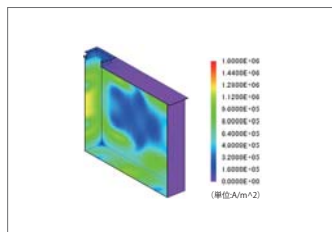


図2 タンクの電流密度分布

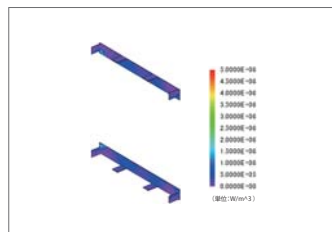


図5 タンクのジュール損失密度分布

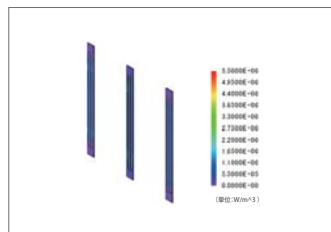


図6 あて板のジュール損失密度分布

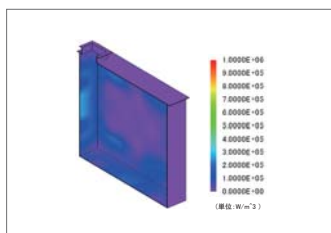


図3 タンクのジュール損失密度分布

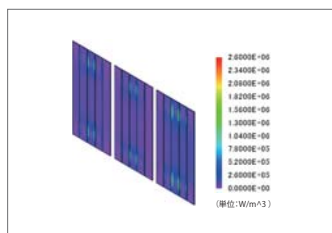


図4 遮蔽板のジュール損失密度分布

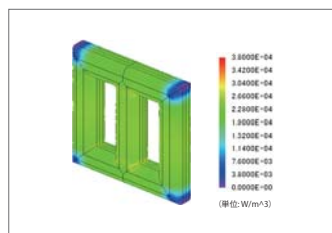


図7 鉄損密度分布

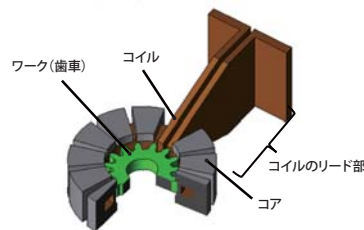
部品	損失値 (W)
タンク	7558.8
コア	80364.9
1次巻線	445566.9
2次巻線	1111014.0
遮蔽板	14190.7
クランプ	5444.7
あて板	5265.5

表1 損失値

事例
186

2周波を用いた歯車の高周波焼入れ解析

module: FQ, HT



概要

歯車は歯どうしが接触する歯面の耐磨耗性を確保するため表面の硬度を増しつつ、歯全体の靱性を保ち、粘り強さをもつ部品とする必要があります。表面硬化法のひとつである高周波焼入れであれば、高周波電源を用いることで歯の表面のみを局部的、急速加熱することができます。また、電気設備なので作業環境がクリーンであり、高効率、かつ、ロットでの焼入れのばらつきも少ないなど多くのメリットがあるため、積極的に導入が進んでいます。

一方で、歯車の表面を均一に加熱するには、加熱コイルの形状・配置、電流周波数や大きさの調整など検討すべき要素は少なくありません。高周波の変動磁場により生じる渦電流は歯の表面に偏り、温度上昇に伴い材料特性も大きく変わります。詳細な現象を扱うためには有限要素法に基づく数値解析で発熱量を予測することが必要です。

ここでは、歯底は低周波で、歯先は高周波で加熱します。歯の表面に沿った均一な焼き入れをするため、コイル形状の妥当性は温度分布より評価します。

歯車の渦電流損失密度分布

歯車の表面および歯先のカット面の渦電流損失密度分布を図1に示します。渦電流損失密度分布は低周波と高周波の両方で結果を示します。各カット面は歯幅の2分の1の位置でのXY面カット表示です。コイルにより生じた磁界によって歯車に渦電流が発生します。表皮効果により渦電流は歯車の表面に分布します。

周波数の違いで渦電流損失分布が変化していることも確認できます。低周波では歯底に、高周波では表皮効果により渦電流は歯車の表面や先端部に分布します。

歯車の温度分布と温度変化の時刻特性

歯車の温度分布を図2、歯先の温度変化の時刻特性を図3に示します。温度分布から、渦電流によって歯の表面が発熱していることが確認できます。

図3からもコイル形状による発熱の差を確認することができます。また、各温度測定点での温度が、2.0(sec)付近でキュリー点である800(deg C)を超えることも確認できます。

磁束線図

磁束線図を図4に示します。コアから歯車上面に磁束が流れていることが確認できます。

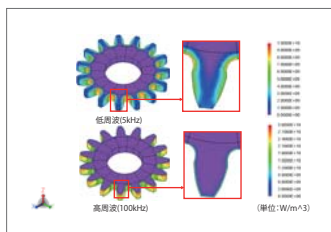


図1 0.4(sec)時の渦電流損失密度分布

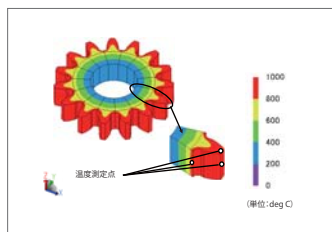


図2 4.0(sec)時の温度分布

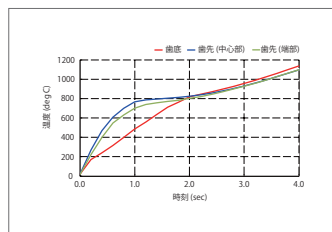


図3 歯車の温度-時刻特性

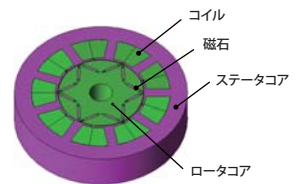


図4 磁束線図

事例 188

磁石の保磁力分布を考慮したIPMモータの熱減磁解析

module: DP



概要

モータの高効率化および高出力化を実現するためには、温度上昇の問題を如何に解決するかが重要となります。モータに使われている材料で、温度に対する特性変化が大きいのは磁石です。希土類磁石の場合、通常百数十度で減磁の可能性が出てきます。減磁するかどうかは加えられる反磁界と温度から決まります。温度を上げるだけ、あるいは反磁界を掛けるだけであればある程度耐性がありますが、組み合わせられると耐性が大きく下がります。モータが過負荷状態で大きなトルクを出している状態では、コイルに大きな電流が流れているため、大きな反磁界と熱が加わり、減磁の可能性が高まります。対策として、磁石表面からジスプロシウムを拡散させ磁石の保磁力を高めるDy拡散磁石の使用があげられます。有限要素法を利用した境界解析シミュレーションでは、反磁界を算出し、材料の減磁特性を考慮してその反磁界により磁石のどの部分が減磁したかを求めることができます。ここでは、永久磁石の保磁力に分布を持たせることで、減磁する領域を小さくできるかを確認します。

トルク

温度を変化させた際のトルクの減少を図1に示します。保磁力分布を持たせることで、元の磁石よりトルクの減少を抑えられることが確認できます。

減磁率分布

昇温前の磁化状態を基準とし、昇温後の減磁率※分布を図2に示します。磁石外面に高い保磁力を分布させることで、磁石の減磁率の低減が確認できます。

※減磁率とは、指定した磁化状態を基準に減磁進行したかどうかを示すものです。

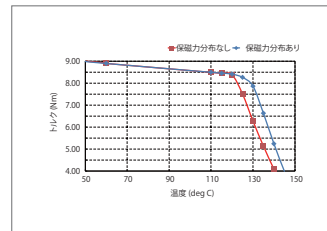


図1 温度ごとのトルク

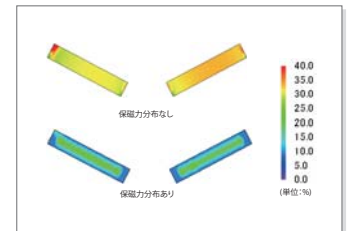
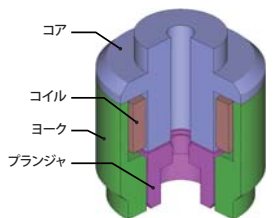


図2 減磁率分布

事例 189

衝突を考慮したインジェクタの動作時間解析

module: DP



概要

エンジンに使用されるソレノイド式インジェクタは、電磁石の磁力によりプランジャが移動することで弁が開き、燃料を噴射します。エンジン用のインジェクタは流量のばらつきを抑え燃費を向上させるなどの目的で、印加電圧に対する高い応答性が求められます。ソレノイド式インジェクタの場合、応答性を下げる要因として、通電により発生する磁束が時間変化することによる渦電流があげられます。渦電流は磁束の変化を妨げる方向に発生しますので、通電開始時からの吸引力の立ち上がりが遅くなり、応答性が下がります。また、開閉時にプランジャが衝突して跳ね返ることは、開閉動作の妨げとなります。JMAGでは過渡応答解析を実施することで、渦電流や、プランジャの衝突の影響を考慮したインジェクタの応答性を求めることができます。渦電流が発生している箇所を特定することで、応答性を向上させるにはどうしたらよいか、検討することができます。ここでは、ソレノイド式インジェクタに直流電圧を印加し、渦電流と衝突の影響を考慮した上で応答特性を求めています。

プランジャの位置とコイル電流

渦電流と衝突を考慮した場合の、時刻に対するプランジャの位置とコイル電流の比較を図1に示します。プランジャ位置は開弁方向を正とし、位置100(μm)で弁が全開になり、位置0(μm)で弁が閉じた状態です。時刻が4(ms)まではコイルに電源電圧を印加し続けるためコイルの電流値は増加していきます。4(ms)から6(ms)の間は 弁が全開の状態を最低限の電流で保持する為に、コイル電流を0.25(A)に保つよう電圧を制御しています。6(ms)からはコイルに電流が流れないように制御しており、燃圧、バネ、プランジャ重量により弁は閉じていきます。

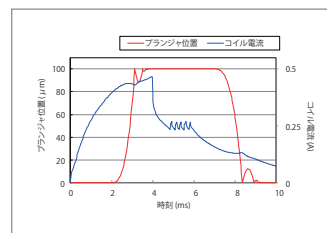


図1 プランジャの位置とコイル電流

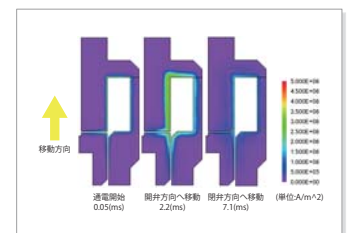


図2 電流密度分布

電流密度分布

通電開始の0.05(ms)時、弁が開く方向へプランジャが移動する2.2(ms)時、弁が閉じる方向へプランジャが移動する7.1(ms)時の電流密度分布を図2に示します。プランジャの移動方向が弁の開く方向です。コイルに通電することにより、コア、ヨーク、プランジャに渦電流が発生します。通電開始時は、磁束が急激に流れるため渦電流が各部品表面に集中しますが、電源が直流であるため、時間経過とともに渦電流は部品内部にも流れるようになります。これらの渦電流が応答性を下げる要因となります。

応答特性の比較

渦電流と衝突の有無による、時刻に対するプランジャの応答特性の比較を図3、吸引力特性を図4、電流特性を図5に示します。プランジャの位置は開弁方向を正とし、位置100(μm)で弁が全開になり、位置0(μm)で弁が閉じた状態です。図3より、渦電流と衝突を考慮した場合、衝突によりプランジャが3.2(ms)付近でバウンドしているのが分かります。また、渦電流と衝突を考慮した場合、渦電流と衝突を考慮していない場合と比較して応答性が遅くなっているのが分かります。応答性が遅くなっている原因は、吸引力の低下です。図4より、渦電流と衝突を考慮した場合は、渦電流と衝突を考慮していない場合と比較して吸引力が低下していることが確認できます。電流特性ですが、渦電流と衝突を考慮した場合、渦電流と衝突を考慮していない場合と比較して、電流値が大きくなっているのが確認できます。原因ですが、弊社から提供させていただいているアプリケーションノート「66-インジェクタの動作時間解析」に記載されていますので、そちらをご参照ください。図3より、時刻7(ms)からは弁が閉じる方向へとプランジャが移動します。この時、渦電流が磁束を発生させプランジャの移動を遅らせます。また、プランジャが衝突して跳ね返ることにより、弁の開閉に更に時間を要することが分かります。

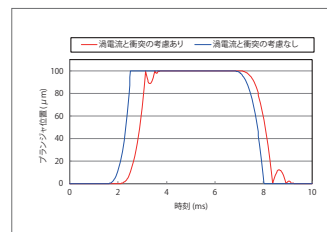


図3 応答特性の比較

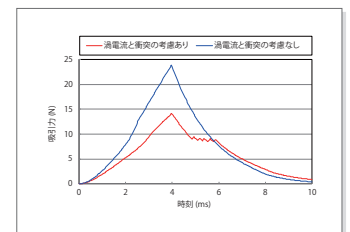


図4 吸引力特性

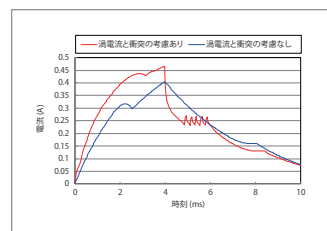
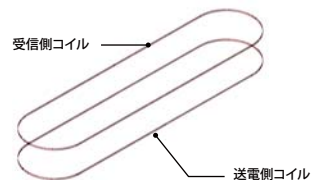


図5 電流特性

事例 190 ワイヤレス給電装置の位置最適化解析

module: FQ

概要
 ワイヤレス給電装置は、かつては近接型と、電波を利用した遠距離型の2種類しか存在しませんでした。しかし、近年、中距離型ともいえる仕組みが生み出され、送電装置と受電装置が離れた状態でも高効率電力伝送が可能になってきました。既に商用化されている携帯電話などの充電装置から始まり、自動車や工作機械などの大型製品に関する充電の研究も進められています。
 電力電送において、まず送電装置に電流を通電送において、まず送電装置に電流を通電します。その結果、磁束が発生し、受電装置のコイルに磁束が鎖交することにより電磁誘導現象を利用して、電力が伝送されます。また、交番磁束を発生した際に、受電装置のコイルが共振状態となることでも電力が伝送されます。
 ここでは、簡易的な磁気共鳴型のワイヤレス給電装置について、送電側コイルの形状(ここでは、位置決め角度)に対して、最適解を求める手順を紹介します。最適化の手順と結果評価の流れを端的に示す機能紹介資料としてワイヤレス給電装置以外のアプリケーションの方もご参考ください。



効率
 最適化により計算された傾きに対する効率を図1に示します。傾きが大きくなるにつれ、効率が下がっていることが分かります。

結合係数
 送電側コイルと受電側コイルの結合度である結合係数が悪くなると効率も悪くなります。傾きに対する結合係数を図2に示します。傾きが大きくなるにつれ結合係数が小さくなっています。図3に傾きに対する相互インダクタンスを示します。相互インダクタンスも傾きが大きくなるほど減少しているのが分かります。これは図4に示すように、受電側コイルへの鎖交磁束が減少しているからです。

磁束線
 図5に受電側コイルの傾きが0度と30度の時の磁束線を示します。位相は、送電側コイルの電流が最大値となる位相90度で磁束線を確認しています。傾きが生じる受電側コイルを赤丸で囲みました。0度と30度の時を比較すると、30度の時にコイルが磁束線外にあることが分かります。そのため、受電側コイルに鎖交する磁束が減少します。傾きが生じるモデルを作成する場合は、キャパシタンス等を調整することが必要であるといえます。

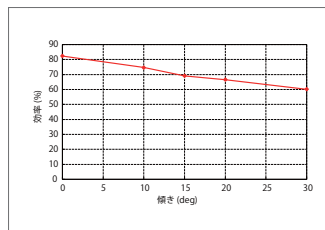


図1 効率

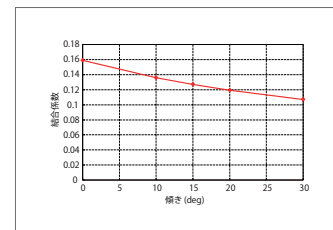


図2 結合係数

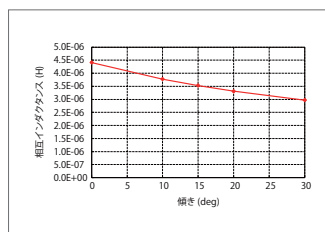


図3 相互インダクタンス

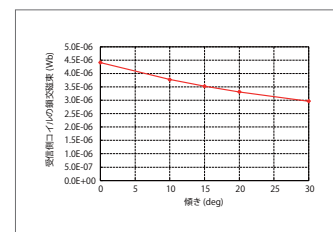


図4 受信側コイルの鎖交磁束

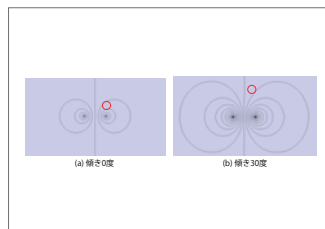
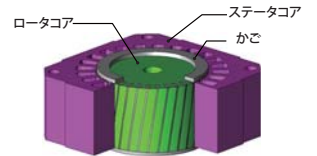


図5 磁束線



概要

誘導電動機は、かご部をダイキャストなど鋳造により製造するため、スキューを容易に施すことができます。スキューを施すことでかごを鎖交する磁束変化を正弦波状に整形し、負トルクを生じてしまう誘導電流による高調波成分の除去や、スロットの影響によるトルク変動などを抑えることができます。一般にスキューを施すと軸方向へも磁束が流れるため、スキューの効果を厳密に評価するには3次元解析が必要です。ただし、3次元解析は計算コストが過大となる傾向にあり、2次元断面の重ね合わせでスキューを近似表現するマルチスライス法が有効です。ここでは、マルチスライス法を用いてスキューの有無によるかご型三相誘導電動機のトルク波形を比較し、スキューによるトルク変動の低減効果を確認します。

トルク特性

トルク波形を図1、トルク特性値を表1に示します。スキューによってトルクの高調波が大幅に除去されており、振動や騒音の低減につながることが分かります。

2次導体の電流

2次導体の電気角1周期分における平均電流密度分布を図2、図3、セクショングラフを図4、2次導体の電流波形および周波数成分を図5、図6に示します。図2、図3、図4に示すように、スキューなしではバーの電流がロータ表面に偏っているのに対し、スキューありではやや内部まで侵入している様子が見られます。これは、図5、図6に示すように、スキューにより2次電流の高調波成分が低減し、表皮厚が厚くなったためと考えられます。なお、回転数とスロット数より決まるスロット高調波成分の420(Hz)付近が最も減少しています。

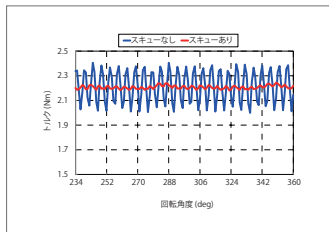


図1 トルク波形

スキューの有無	平均トルク (N・m)	トルクリップル (N・m)	トルクリップル率 (%)
スキューなし	2.2	0.4	18
スキューあり	2.2	0.1	3

表1 トルク特性値

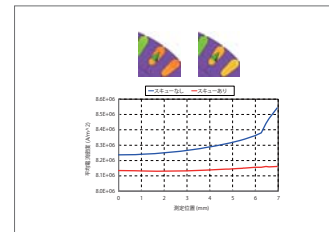


図4 平均電流密度のセクショングラフ

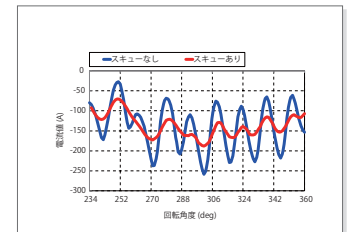


図5 2次導体の電流波形

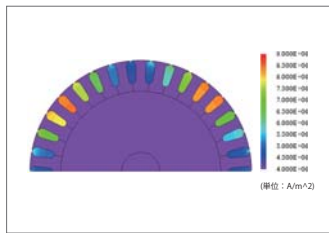


図2 平均電流密度分布 (スキューなし)

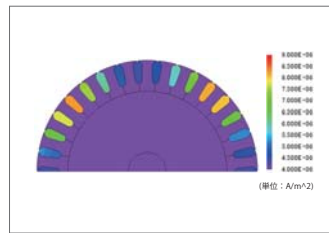


図3 平均電流密度分布 (スキューあり)

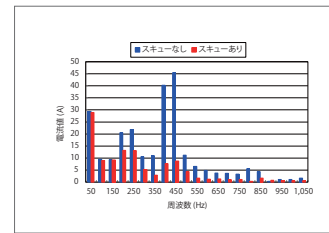
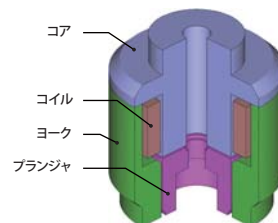


図6 2次導体の電流 (周波数成分)

事例
192

電磁弁の残留磁化を考慮した応答特性解析

module: DP



概要

電磁弁は、コイルに電流を通電することで電磁石を構成し、磁性体に生じる電磁力等(吸引力)を利用して、弁体を動かします。特に、弁体に高速な応答性を要求する製品では開閉弁の応答時間が評価指標となり、渦電流など応答性を低下させる要因を予め調べておく必要があります。ここでは、磁性体に生じた残留磁化が応答性に与える影響を調べるための手順と事例を紹介します。

応答性

残留磁化を考慮した場合と考慮していない場合を比較した全体の応答性グラフを図1、開弁時の応答性を図2、閉弁時の応答性を図3に示します。

図1より、残留磁化を考慮した場合としない場合では、開弁時と閉弁時で応答性が異なっていることが分かります。図2と図3より、残留磁化を考慮した場合に応答性が下がっていることが分かります。

開弁時の応答性

残留磁化を考慮した場合、応答性が悪くなっている原因について考察します。開弁時のY軸方向の吸引力を図4、電流値を図5に示します。Y軸方向の吸引力は下がり電流値は上がっていることが確認できます。

本件での吸引力の低下原因は磁束の流れ方の違いによるものです。図6に開弁時の磁束を示します。残留磁化を考慮した場合は、考慮していない場合と比較し、磁束が減少していることが分かります。これは、残留磁化の影響ではなく、開弁時の磁化特性の扱いが違っていることに起因します。図7に開弁時に用いた磁化特性を示します。残留磁化を考慮した場合は初磁化曲線を、残留磁化を考慮していない場合は正規磁化曲線を用いて解析しています。正規磁化曲線(残留磁化考慮なし)を扱うケースでは、図7から分かるように電流通電時に容易に磁束が発生します。その結果、Y軸方向の吸引力が増加し、初磁化曲線(残留磁化考慮あり)と比較し、弁の応答性が良くなります。なお、残留磁化を考慮していない場合、残留磁化を考慮した場合と比較して吸引力は大きくなっていますが、電流値は小さくなっています。本事例の場合、図8に示すとおり、正規磁化曲線(残留磁化考慮なし)を用いた方が、磁束が多く流れることにより逆起電力が大きくなっています。そのため、図9に示すとおり、開弁時の単位電流あたりに発生する磁束量を見ると、残留磁化を考慮していない方が単位電流あたりに発生する磁束量が大きくなっています。そのため電流値は小さくても吸引力は大きくなっています。

上記より、開弁時に応答性が下がる原因は、残留磁化の影響ではなく磁化特性の扱いの違いであることが分かります。

閉弁時の応答性

閉弁時の0.005s時の磁化のコンタープロットを図10に示します。残留磁化を考慮した場合は、閉弁時、ヨークに磁化を帯びていることが確認できます。ヨークの残留磁化により、吸引力が維持されていることが図11より確認できます。その吸引力が働いていることにより、弁の移動が阻害され応答性が低下しています。

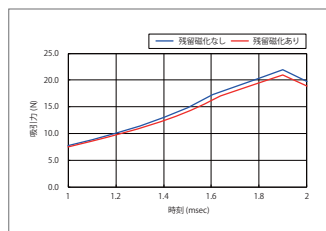


図4 開弁時の吸引力 (Y軸方向)

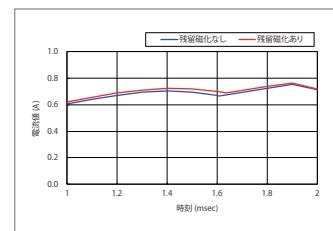


図5 開弁時の電流値

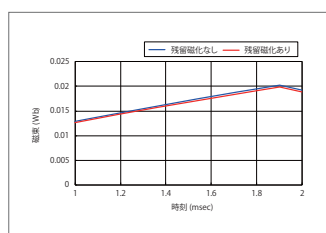


図6 開弁時の磁束

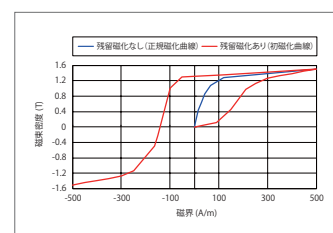


図7 B-Hカーブ

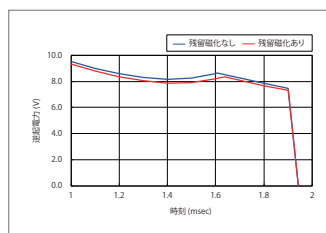


図8 開弁時の逆起電力

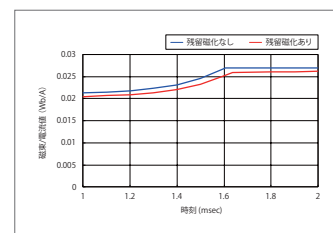


図9 単位電流あたりの磁束量

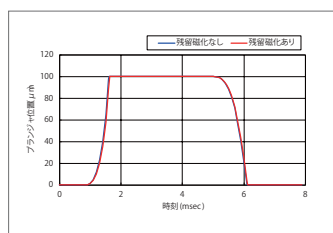


図1 応答性

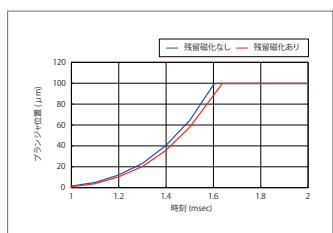


図2 開弁時の応答性

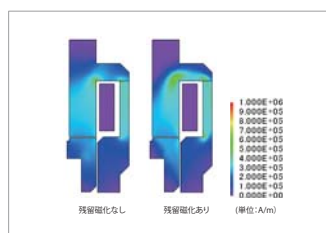


図10 開弁時の磁化

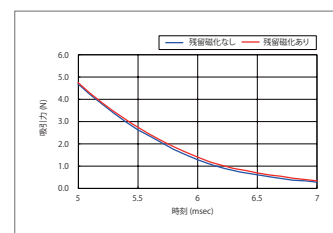


図11 閉弁時の吸引力

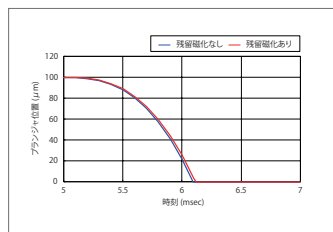


図3 閉弁時の応答性

事例 193

単相誘導電動機の機器定数の算出

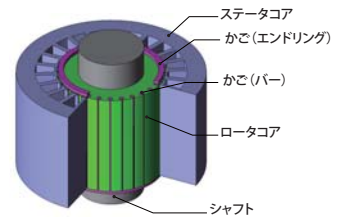
module: DP

概要

単相誘導電動機は一般の家庭用電源である単相交流で使用することができることから、小出力の電動機として電気洗濯機、扇風機などの家庭用電気機器や事務機器などの駆動用に広く用いられています。しかし、単相交流は三相交流のように単独で回転磁界を作ることができず、そのままではモータを始動させることができないため、何らかの方法により回転磁界を作ること、始動する必要があります。

単相誘導電動機は、二次側や漏れインダクタンス等に左右されます。これらは機器定数と呼ばれ、デバイスの特性を特徴付ける重要なパラメータです。機器定数は、二次導体に誘導される電流分布やギャップ付近の磁気飽和の影響が大きく、有限要素解析によってこれらの特徴を正確に捉えた特性の把握が必要となります。

ここでは、補助巻線を有するコンデンサ始動型単相誘導電動機の主巻線の二次抵抗、漏れインダクタンス、励磁インダクタンスを求めています。



機器定数

電圧 100V、周波数 50Hz の場合の機器定数を表 1 に示します。拘束試験解析の磁束密度 (強度) 分布を図 1 に、無負荷試験解析の磁束密度 (強度) 分布を図 2 に示します。また、拘束試験解析のバーの電流密度 (強度) 分布を図 3 に示します。

1次抵抗	0.82(ohm)
2次抵抗	4.35(ohm)
1次、2次漏れインダクタンス	2.19(mH)
励磁インダクタンス	204(mH)

表 1 機器定数の各値

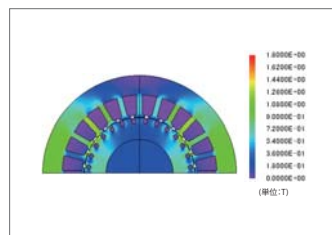


図 1 拘束試験時の磁束密度分布 (強度)

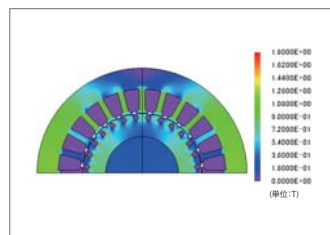


図 2 無負荷試験時の磁束密度分布 (強度)

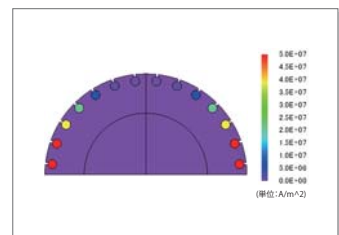


図 3 拘束試験時の電流密度分布

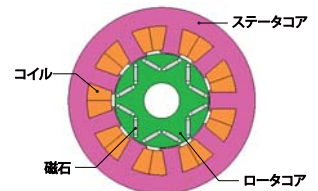
事例 194

渦電流を考慮した高速回転モータの解析

module: DP, LS

概要

永久磁石同期モータは HEV 駆動、エアコンのコンプレッサ等、様々な分野で活用されています。中でも特に HEV 駆動用では小型、高出力密度化を達成するために、従来よりも高速回転化が進んでいます。永久磁石同期モータの鉄心は電磁鋼板で構成されますが、従来電磁鋼板で発生する鉄損は磁界解析の後処理で評価されることが一般的で、その場合は磁界解析に鉄損の影響は考慮されていませんでした。しかし、高速回転化に伴い鉄損が電磁界に及ぼす影響が無視できなくなると後処理で鉄損を評価する手法ではモータの出力するトルクなどの解析精度が得られない恐れがあります。ここでは、電磁鋼板で発生する渦電流損失を磁界解析中で考慮し、トルクに及ぼす影響を解析する手順を紹介します。



トルク特性

電磁鋼板中の渦電流を磁界解析中で考慮しない場合と考慮した場合のトルクの比較を図 1 に示します。渦電流を考慮する場合は解析初期から過渡現象が生じていることが分かります。本モータの様に回転数が高い場合、電磁鋼板中の渦電流を考慮しないとトルクが過大評価されることが分かります。

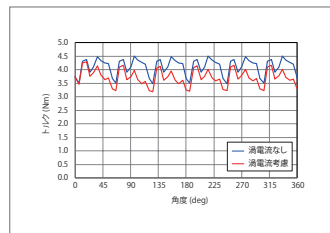


図 1 トルク波形

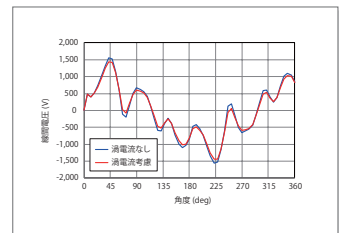


図 2 U-V線間電圧波形

線間電圧

電磁鋼板中の渦電流を磁界解析中で考慮しない場合と考慮した場合の U-V 線間電圧の比較を図 2 に示します。トルクと同様、電磁鋼板中の渦電流を考慮しないと電圧が過大評価されることが分かります。また、渦電流を考慮することにより電圧の高調波成分が抑制されていることが分かります。これは磁石や電流の磁束の変動が渦電流により抑制されているためです。

鉄損、効率

電磁鋼板の渦電流を考慮した解析で得られる渦電流の分布 (電気角 180-360deg で平均を取った値) の分布を図 3 に示します。ステータのティース先端部およびロータ表面で大きな渦電流が生じていることが分かります。次に電磁鋼板の渦電流を考慮しない解析と考慮した解析の鉄損を図 4 にまとめます。鉄損は電磁鋼板のヒステリシス損と渦電流損および磁石の渦電流損の和です。ただし、渦電流を考慮した解析においてもヒステリシス損失は磁界解析の後処理で計算しています。

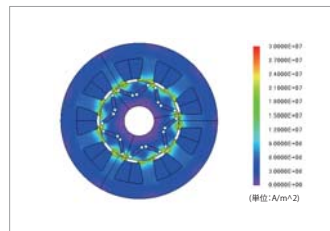


図 3 渦電流分布

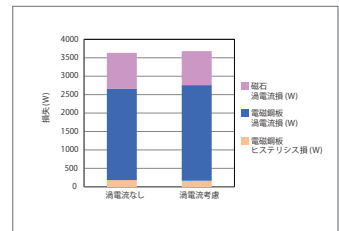


図 4 鉄損

銅損、鉄損及び出力から計算した効率を図 5 に示します。電磁鋼板の渦電流を磁界解析内で考慮しないと効率が約 1% 過大評価されることが分かります。

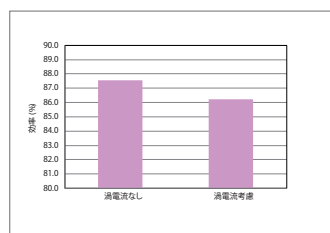
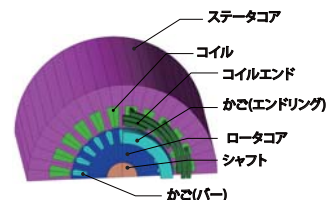


図 5 効率

事例
195

3次元補正機能を用いた三相誘導電動機のトルク特性解析

module: DP, TR



概要

誘導電動機は固定子巻線の回転磁界により二次導体に誘導電流が流れ、その電流と回転磁界によりロータが回転方向に力を受け回転するモータです。

誘導電動機では、コイルエンドの漏れ磁束のような軸方向の磁束がモータ特性に大きな影響を及ぼす可能性があります。一方、誘導電動機は過渡現象が強く、定常解に達するまでに解析時間を要します。そのため、2次元解析で特性が評価できることが望まれますが、2次元解析ではコイルエンドの漏れ磁束など3次元効果が無視されるため、精度が得られないケースがあります。JMAGでは、3次元効果の補正を行うことで、高速・高精度に解析結果を得ることが出来ます。

ここでは、インダクタンスの補正値を求め、3次元補正機能を用いたN-T特性(回転数-トルク特性)を求める事例をご紹介します。

自己インダクタンス

拘束試験時の自己インダクタンスの結果を図1に示します。

図1より、3次元解析と比べて2次元解析の場合インダクタンスが25%程度低くなっていることが分かります。これは2次元解析ではコイル端部の漏れインダクタンスが考慮できていないためです。

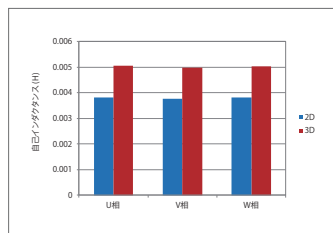


図1 漏れインダクタンス

N-T特性

2次元、3次元、3次元補正を用いた2次元解析のN-T特性を図2、N-I特性を図3に示します。

図2より、3次元補正を行うことで、N-T特性が3次元と同様となることが分かります。これは、図3に示す通り、漏れインダクタンスを考慮することによりコイルに流れる電流が近づいたためです。

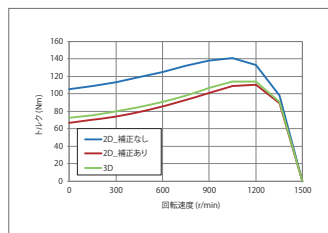


図2 N-T特性

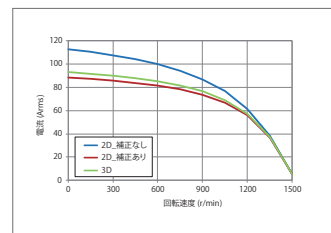


図3 N-I特性

事例
196

コイルの浮遊容量の解析

module: EL



概要

高周波アプリケーションでは、コイルはインダクタンス成分だけでなく、そのキャパシタンス成分が無視できなくなり、回路のインピーダンス特性の悪化や共振周波数のずれを引き起こします。コイルの巻線間に生じる浮遊容量がその一つです。たとえば螺旋コイルでは、周回によって電位が変化するため、隣接する巻線同士で電位差が生じます。その結果、巻線間に容量が生じ、これがコンデンサ成分として作用します。

コイルに生じる浮遊容量は形状によって決まります。様々な形状のコイルに生じる浮遊容量を求めるには、FEMを用いた電界解析が有効です。コイル全体をモデル化することで、巻線間の距離や巻き方の違いなどを考慮した浮遊容量を得ることが出来ます。

ここでは、螺旋状コイルを対象とし、巻線間の距離を変え、各コイルに生じる浮遊容量を求めます。

浮遊容量

解析結果から得られた浮遊容量を表1に示します。線間距離が短い方が生じる浮遊容量が大きいことがわかります。

線間距離 (mm)	1	5
浮遊容量 (pF)	1.42	0.89

表1 浮遊容量

電位分布および電流密度分布

線間距離1、5(mm)のコイルの端子間に1(V)の電位を与えたときのそれぞれの電位(強度)分布を図1に、電流密度分布(強度)を図2に示します。与えた電位境界条件(振幅:1V, 0V)からコイル内の電位分布が解かれていることが確認されます。この電位差に応じたコイル内電流が解かれ、電流密度分布が得られていることが確認されます。

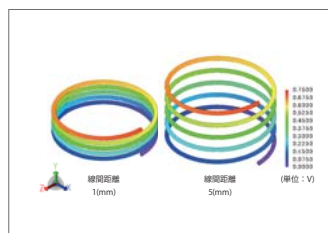


図1 電位(強度)分布

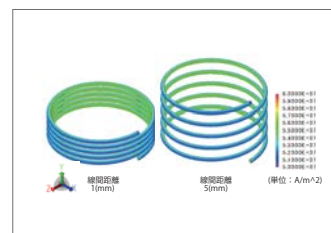
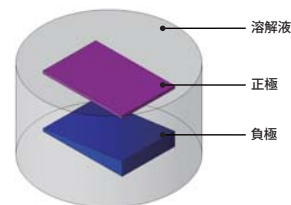


図2 電流密度(強度)分布

事例 197 電解めっきの電界分布解析

module: EL



概要

電解めっきとは物体の表面に金属膜を形成する技術で、現在は電子部品の製品から自動車など様々な分野で活用されています。電解めっきは、めっきしたい成分を含む溶解液を用います。その溶媒のなかに、めっきしたい成分の板を正極、めっきさせたい板を負極に設定し電圧をかけます。すると電流が流れ、正極の成分が溶媒中に溶け出し、負極側をめっきします。ここでは、正極に面している負極の形状が平行ではなく傾きのあるモデルでの電界分布について紹介します。

電界分布

負極側が平らなモデルと傾斜のあるモデルの電界グラフを図1、電界分布のコンターを図2に示します。なお、図1は、電極に沿って測定しています。図1より、青線で示した正極に面している負極のモデルが平らな場合は、長さ15mmを中心に左右対称になっているのが分かります。一方、赤線で示した正極に面している負極のモデルに傾斜がある場合、正極との距離感が短くなるにつれて電界が大きくなっているのが分かります。図2より、負極に傾きのあるモデルは、電界に偏りが発生していることが確認できます。

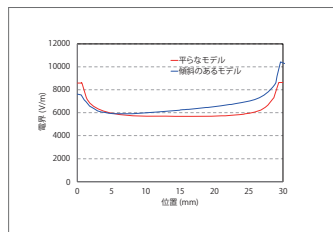


図1 電界分布のグラフ

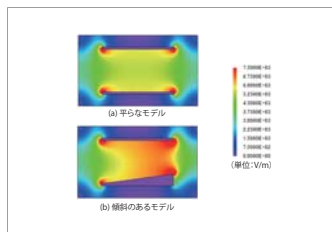


図2 電界分布のコンター図

電流密度分布

負極側が平らなモデルと傾斜のあるモデルの電流密度グラフを図3、電流密度分布のコンターを図4に示します。図3より、青線で示した、正極に面している負極のモデルが平らな場合は、極モデル15mmを中心として左右対称の電流密度であることが確認できます。一方、赤線で示した、正極に面している負極のモデルに傾斜がある場合、正極に近い箇所の電流密度の方が高くなっています。本例では溶解液中の物性は均一なので、電流の大きさは電界強度に比例します。そのため、電界分布も同様の結果となっています。

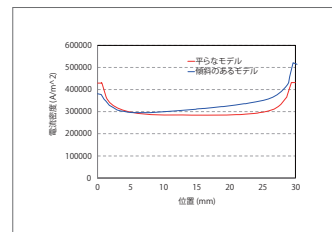


図3 電流密度分布のグラフ

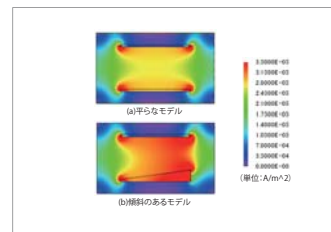
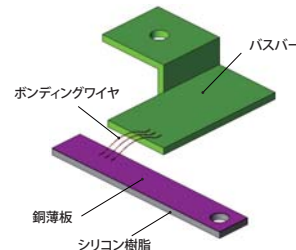


図4 電流密度分布のコンター図

事例 198 バスバーの熱応力解析

module: DS, FQ, HT



概要

インバータ等のパワーエレクトロニクス機器の電力の供給ラインではバスバーやボンディングワイヤを介して電流が供給されます。インバータなどの機器は数(kHz)のPWMキャリア周波数で動作するため、周波数が高い電流がバスバーなどを流れます。このような高周波電流では、表皮効果による影響が無視できなくなり、抵抗や損失の増加が問題となってきます。また、過剰な発熱により熱ひずみが生じると、ボンディングワイヤの接続部に応力が集中し最悪の場合、断線する恐れがあります。このときの応力を熱応力と呼びます。熱応力が降伏応力を超えると形状が元に戻らないなどの不具合原因にもなりますので、発熱による熱応力分布を確認することは重要です。バスバーの形状は複雑であるため、電流通電時にどの場所に電流が偏って流れ、発熱源として効くのかを事前に予測するのは難しいです。有限要素法による磁界解析であれば、電流分布によって偏ったジュール損失を正確に求めることができ、これを熱源とすることで電流の偏りを考慮した熱応力分布の予測を行うことができます。ここでは、バスバーの電流密度、ジュール損失、温度、熱応力分布を求めています。

電流密度分布

各周波数における電流密度分布を図1に示します。図1より、表皮効果によりバスバーと銅薄板で電流密度に分布が生じていることがわかります。ボンディングワイヤは電流が流れる断面が小さいため、他と比較して特に電流密度が高くなっていることがわかります。

温度分布

バスバーの温度分布を図2に示します。ボンディングワイヤと銅薄板で温度が高くなっています。特に、ボンディングワイヤの温度は200℃以上に達しています。

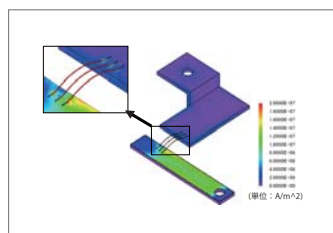


図1 電流密度分布

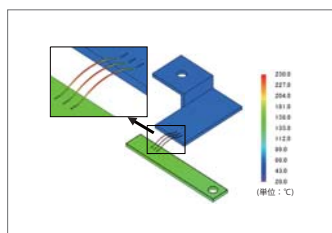


図2 温度分布

熱応力分布

ボンディングワイヤの熱応力分布を図3に示します。熱応力には分布があり、バスバーや銅薄板との接続箇所、また、湾曲部のトップにおいて大きな応力がかかっていることがわかります。温度上昇は焼損だけでなく、このような局所的な熱応力がワイヤの破損の原因になるため、注意が必要となります。

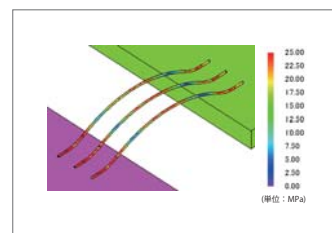


図3 熱応力分布

事例 199 共振回路を利用した電磁誘導方式によるワイヤレス給電の効率解析

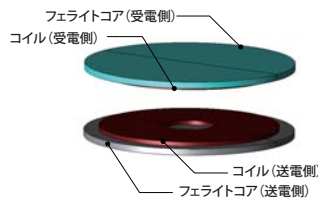
module: FQ

概要

近年、実用化が求められている電気自動車(以後、EVと称呼する)、プラグインハイブリッドカー(以後、PHEVと称呼する)用非接触給電システムにおいて、電磁誘導方式の利用が検討されています。EV・PHEV向けの非接触給電システムにおいては、特に、受電側の車載コイルと送電側の地上埋め込みコイルの水平位置がずれても電力伝送が高效率に維持されることが求められています。また、最近では給電電力を大きく保つために共振コンデンサを配置した回路が検討されています。

この様に位置関係が変わることによる効率変化は、給電コイルに対して受電コイルがずれることによる受電側の磁束の変化によって生じます。このような空間的な磁束の変化を捉えたり、給電電力を評価したりする際は磁界解析を行います。

ここでは、受電側に並列共振コンデンサを、送電側に直列共振コンデンサを配した共振回路を用いた電磁誘導方式の非接触給電を解析します。このときの水平方向のずれに対する効率の変化を、電力伝送効率と結合係数の両面から評価します。



電力値・電力伝送効率

送受コイル間の水平距離を変えた場合の電力値、電力伝送効率グラフを図1に示します。水平方向の位置ずれが無い時は、最大効率99%で4.7kW近い電力が得られることが分かります。送受コイルの中心が一致している状態を0とし、そこから水平方向へ移動した距離(水平距離)を水平方向のずれとしています。送受コイル間の水平距離が大きくなり、位置がずれるにつれ給電電力、電力伝送効率は共に低下していくことがわかります。180mmでは、電力伝送効率・電力値共に、0となります。本モデルでは、送信コイル側の電圧を一定としているため、入力電圧が変化します。電力値の減少は、回路設計によるものと考えられます。水平方向のずれにより、コイルの自己インダクタンスは変化しないものの、コイル間の相互インダクタンスは変化します。これによりインダクタンスとコンデンサから定まる共振周波数もずれて、送電効率が低下します。

結合係数

送受コイル間の水平距離を変えた場合の結合係数を図2に示します。結合係数も同様に、水平方向のずれにより低下していくことが分かります。

磁束密度分布

送受コイル間の水平距離を変えた場合の磁束密度分布を図3に示します。水平距離が変化するにつれ、受電側(上)に錯交する磁束が減少していることがわかります。このような磁束の流れの変化が、給電電力や効率、結合係数の低下の原因となっていることが確認できます。

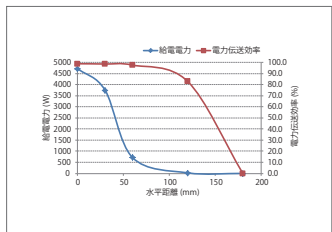


図1 水平距離に対する給電電力及び電力伝送効率

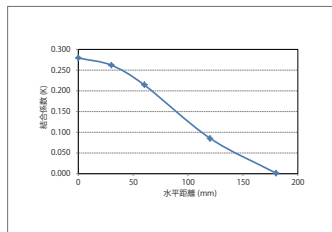


図2 水平距離に対する結合係数

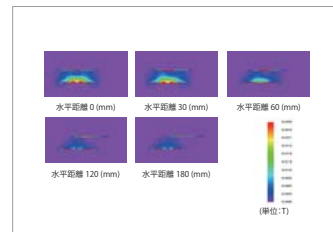


図3 磁束密度分布

事例 200 ヒステリシスモデルを用いたIPMモータの鉄損解析

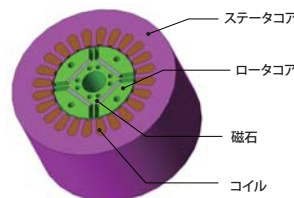
module: DP, LS

概要

家電や電気自動車においてPMモータが適用され、モータサイズの小型化、高出力化の要求が高まっています。一方で、小型かつ高出力のモータでは、磁気飽和や高回転による高周波成分の影響を受けやすく、モータの損失が増加してしまうため、同時に高效率への対応も求められています。高効率なモータの実現には、損失を正確に見積ることが重要となっています。

PMモータの駆動回路ではPWM制御(パルス幅変調制御)を用いた電流ベクトル制御が行う事があります。PWM制御により供給される電流波形は、基本波電流にキャリア高調波電流が重畳される形となり、このキャリア高調波電流により、モータコアに高周波の磁界が加わり、鉄損が生じます。このような、高調波成分や、永久磁石による鉄心の磁気飽和により、従来の正弦波交流とは異なる磁束密度波形での鉄損の評価が必要となります。また、高速回転のPMモータでは、磁束密度の変動周波数が高くなり、表皮効果による積層鋼板の厚み方向の渦電流分布も無視できなくなっています。このような条件下においては、より精度の高い鉄損算出機能を用いた評価が求められています。

ここでは、直流偏磁状態のマイナーループを考慮したヒステリシスモデルと積層方向の渦電流分布を考慮した積層解析機能を併用してIPMモータにおけるより高いキャリア高調波成分による鉄損を評価します。



鉄損

鉄損を図1に示します。ヒステリシスモデルおよび積層解析の結果に加え、従来の鉄損特性を用いた損失解析結果と比較します。

従来の鉄損特性によって得られたジュール損失は過大評価していることが確認されます。これは参照周波数が鉄損特性の参照周波数を超え、外挿されたデータが使用されたためと考えられます。一方で、ロータコアにおけるヒステリシス損は過小評価されています。ロータコアでは、マイナーループの影響があり、ヒステリシスモデルではこれらの影響をより正確に捉えられたためと考えられます。

ジュール損失/ヒステリシス損失密度分布

ジュール損失密度とヒステリシス損失密度の分布を図2に示します。ロータコア表面においてヒステリシス損失が高くなっていることが確認されます。これはマイナーループの影響と考えられます。また、鉄損特性を用いたジュール損失密度は、積層解析より高い密度が得られています。これは、高周波数の損失密度の計算に外挿された鉄損特性が用いられているためと考えられます。

磁束密度波形

ロータコアとステータコアにおける磁束密度の波形を図3に示します。ロータコアの磁束密度波形には、マイナーループの影響を引き起こす重畳直流成分が現れています。

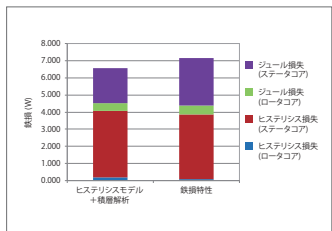


図1 鉄損

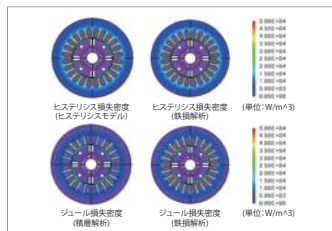


図2 ヒステリシス損失密度およびジュール損失密度分布

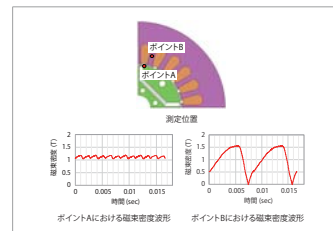
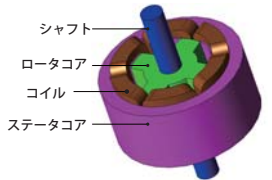


図3 ロータコアおよびステータコアの磁束密度波形

事例 201 SRモータの鉄損解析

module: DP, LS



概要
 希土類磁石の価格高騰を受けて、永久磁石を使用しないモータ形式としてSRモータ(switche reluctance motor)に期待が集まっています。SRモータは構造が簡単で堅牢、安価を実現できます。しかし、永久磁石を用いない分、永久磁石モータと同等の効率を得ることが難しく、高効率化が課題となっています。駆動時に生じる鉄損の低減は、この課題に対する解決策の一つです。そこで、SRモータの鉄損を精度良く求めることが重要となっています。SRモータの各部の磁束密度波形では交流磁束に直流磁束が重畳した状態が見られます。このような直流偏磁状態では、従来のスタインメッツの経験則を使用した鉄損解析手法は損失を過小評価してしまうことが確認されています。ここでは、SRモータに生じる鉄損をより精度よく捉えるために、材料のヒステリシスループを考慮したヒステリシス損と積層断面内の渦電流損を考慮した鉄損解析手法を紹介します。

鉄損
 解析結果として得られた鉄損値を図1に、ロータおよびステータのヒステリシス損失、ジュール損失の内訳を図2に示します。ここでは、従来の鉄損特性を使用した解析と比較しています。鉄損特性を使用した鉄損計算の設定方法は、『JAC181 SRモータの駆動特性解析』を参考にしてください。鉄損は電源電圧が大きくなるにつれ増加していくことが確認されます。ヒステリシスモデルおよび積層解析を用いることで、鉄損特性より大きな鉄損が得られており、電源電圧が大きくなるにつれ、この差が増加していくことがわかります。200Vでは、従来の鉄損特性より約3割程度、大きな値が見積もられています。100Vと200Vの電圧における鉄損の内訳を確認すると、ジュール損失は積層解析で減少していますが、ヒステリシスモデルではヒステリシス損失が大きく増加していることが確認できます。

鉄損分布
 電源電圧100Vにおける鉄損分布を図3に、200Vにおける鉄損分布を図4に示します。ヒステリシスモデルでは、ロータ・ステータの凸極部の角でヒステリシス損失密度が高いことが確認できます。ジュール損失も同様に凸極部の角で密度が高いですが、鉄損特性のジュール損失が高いことが確認できます。

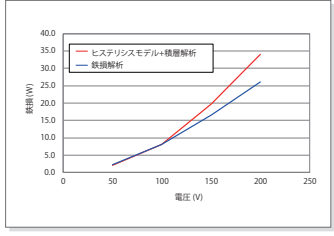


図1 鉄損

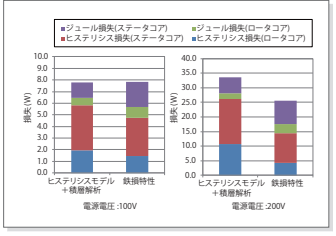


図2 鉄損の内訳

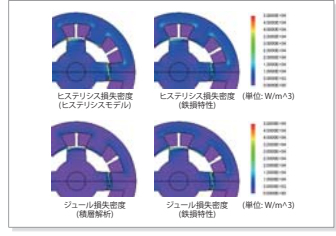


図3 鉄損密度分布(100V)

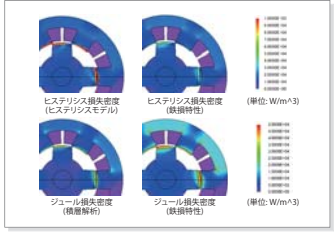
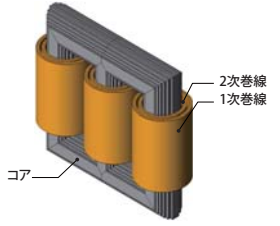


図4 鉄損密度分布(250V)

事例 202 電力用変圧器のコア漂遊損失解析

module: FQ, LS



概要
 漂遊損失は主として巻線からの漏れ磁束により発生しますが、漏れ磁束の影響は巻線に近い構造物ほど受け易くなります。漂遊損失が損失全体に占める割合は、必ずしも大きくはありませんが、局所的な発熱が生じることがあり、変圧器の運用上の問題となることがあります。特にコアに生じる漂遊損失は、コアだけでなくコアを構成する絶縁物にも影響を及ぼし、焼損を生じることで絶縁物の劣化を招きます。コアの漂遊損失とは、物理的には鉄損を指しますが、その原因がコア内の主磁束ではなく、巻線からの漏れ磁束から生じること、実機試験では短絡試験により評価されることから、分類上は漂遊損失として扱われます。ここでは、漂遊損失を評価する際に行う短絡試験をモデル化して解析を行い、巻線に隣接したコアの漂遊損失分布を求めています。

渦電流損失密度分布、ヒステリシス損失密度分布
 コアの渦電流損失密度分布を図1、ヒステリシス損失密度分布を図2に示します。巻線端部からの漏れ磁束の影響が大きいことがわかります。

渦電流損失密度波形
 中心脚の巻線端部付近における積層方向1ブロック分の渦電流損失密度波形を図6に示します。漏れ磁束の影響により、コア表面で強く発熱することがわかります。

磁束線図
 中央脚断面方向から見た磁束線図を図3に示します。短絡試験のため、発生する磁束はすべて漏れ磁束と見なすことができます。巻線端部から漏れ出た磁束がコアにほぼ垂直に入ることがわかります。これはコア内部の透磁率とコア外部の透磁率が大きく異なるために生じます。この漏れ磁束によりコア表面に局所的な渦電流損失が発生します。

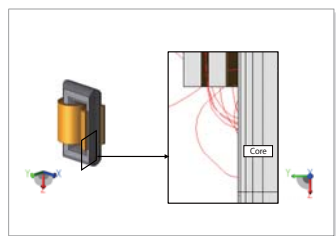


図3 磁束線図

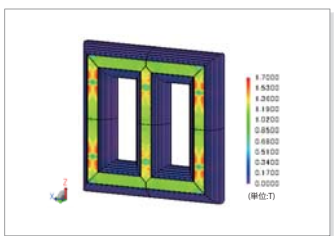


図4 コアの磁束密度分布

磁束密度分布
 コアの磁束密度分布を図4に、中心脚の中央における積層方向1ブロック分の磁束密度波形を図5に示します。コアの最外層のブロックは渦電流を考慮しているため、渦電流による二次的な磁束密度の発生により、表面近くの銅板では磁束密度が大きくなっていることがわかります。これは逆に、短絡試験のため、コア内部では磁束が通らず磁束密度が低くなっていることがわかります。

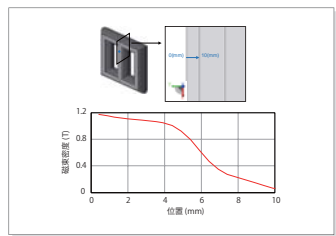


図5 磁束密度波形

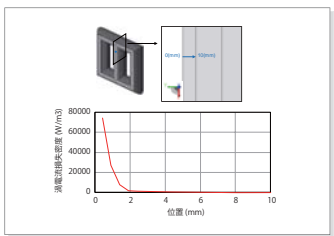


図6 渦電流損失密度波形

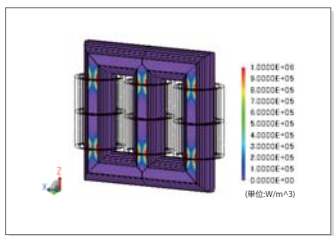


図1 渦電流損失密度分布

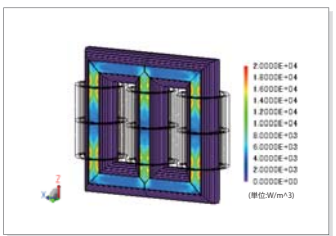
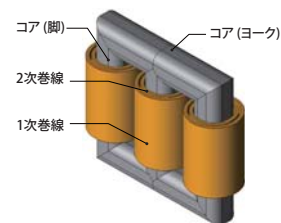


図2 ヒステリシス損失密度分布

事例 203 電力用変圧器の無負荷試験解析

module: FQ, LS



概要
 大型の電力用変圧器は、産業インフラを支える機器として高い安全性が求められますが、大型ゆえに実際の負荷を接続した試験は不可能です。このため、無負荷試験、短絡試験など特殊な回路構成で試験を行います。無負荷試験は、2次側を開放した無負荷状態で1次側に定格電圧を加えて行う試験です。無負荷試験では、1次側のみに電流が流れますが、この電流は鉄心の励磁と鉄損をもたらします。三脚構造を持つ鉄心の場合、各相の磁気回路は完全に等価ではないため、不平衡電流が発生します。また鉄心には異方性電磁鋼板を使用することから、脚とヨークの接合部には、鉄損の集中が発生します。
 ここでは、JMAGで無負荷試験の解析を行う場合のモデル化とそこから得られる鉄損分布、電流、励磁コンダクタンス、励磁サセプタンスを求めています。

磁束密度分布、鉄損密度分布

コアの磁束密度分布を図1に、鉄損密度分布を図2に、中央脚の中心軸における鉄損密度波形を図3に示します。方向性電磁鋼板を使用しているため、脚とヨークの接合部で磁束の曲がりにより困難軸の影響が生じます。特に中央脚の接続部分では、磁束密度と鉄損密度の集中が見られます。またコアの深部に至るほど鉄損密度が集中している領域が広がっており、図3から、ピーク値では平均値の1.6倍の大きさを示しています。鉄心内部の発熱と周囲の巻線や絶縁材への影響を考慮した設計が必要であることがわかります。

鉄損電流、磁化電流

鉄損電流、磁化電流の実効値を表1に示します。三脚鉄心では、左右と中央脚では磁気回路上で等価ではないため、三相間で不平衡電流が発生します。表1では三相に通電される電流の平均値を採っています。

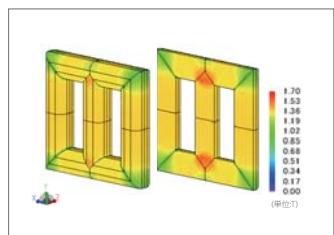


図1 コアの磁束密度分布

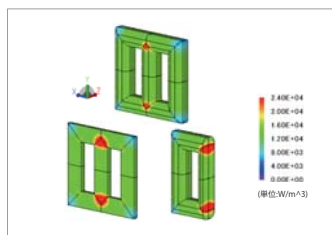


図2 コアの鉄損密度分布

励磁コンダクタンス、励磁サセプタンス

励磁コンダクタンス、励磁サセプタンスを表2に、変圧器のT字型等価回路図を図4に示します。無負荷試験では、図4に示す等価回路のうち、破線部の回路定数が求まります。1次側巻線抵抗と1次側漏れリアクタンスによる電圧降下は十分小さいとして $V_1 = V_2$ を仮定しています。

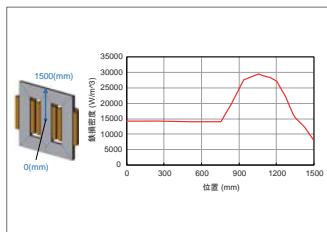


図3 中央脚の中心軸における鉄損密度波形

鉄損電流 (A)	磁化電流 (A)
0.196	11.30

表1 鉄損電流、磁化電流

励磁コンダクタンス(μS)	励磁サセプタンス(μS)
6.616	380.7

表2 励磁コンダクタンス、励磁サセプタンス

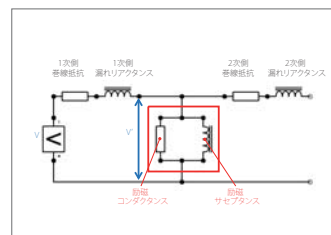
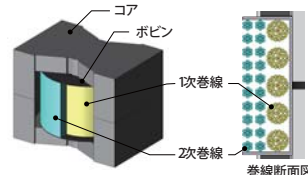


図4 T字型等価回路図

事例 204 リッツ線を用いたスイッチングトランスの銅損解析

module: TS



概要
 フライバックコンバータは、スイッチング電源を実現する小電力向けの電源回路として幅広く使用されています。部品点数が少なく簡単な構造のため、製造時のコストを抑えた電源回路を実現することができます。
 電源回路は運用時のコストを抑えた設計も必要になりますが、小型化が進むにつれて、スイッチング周波数の高周波化も進んでおり、巻線の発熱が問題になってきます。耐圧を上げるため、コアにギャップを設けることがありますが、ギャップ付近の磁束フリンジングにより、巻線には近接効果による局所発熱が生じます。局所発熱は電力の変換効率を落とすだけでなく、巻線の絶縁膜の劣化を招くため、できる限り抑える必要があります。リッツ線は、一本の線を複数の細線に分けてエナメル被膜を塗布して撚り構造を持たせた銅線の束です。一本の線を細線に分けることで、表皮効果による電流の偏りを抑えます。さらに束線に撚り構造を持たせることで電流の均流化を促進し、局所的な発熱を抑える効果が期待できます。
 ここでは、PQコアから構成される小型のスイッチングトランスに発生する銅損について、巻線の撚り構造の有無が銅損に与える影響を確認します。

電流波形、銅損波形

撚り線の有無による1次、2次電流波形を図1に、1次銅損波形を図2に示します。図1から、0.0006(sec)以降ではほぼ定常状態に達しており、撚りの有無にかかわらずほぼ同一の時間応答をしていることがわかります。また、図2から、巻線の銅損の平均値は1次巻線において、撚りなしに比べ撚りありが26(%)程度減少していることが確認できます。撚りの効果による巻線内の局所的な鎖交磁束が低減したため、この時間変化により引き起こされる渦電流の局所的な偏りが解消されたと考えられます。

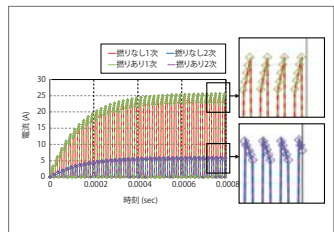


図1 電流波形

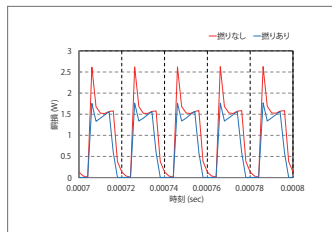


図2 銅損波形

ジュール損失密度分布

定常状態での巻線のジュール損失密度分布の時間平均を図3に示します。撚りなしの結果では、近接効果により2次巻線に隣接した1次巻線の素線において、スイッチがオフの状態で生じる2次巻線の電流からの反作用によって渦電流が誘導され、ジュール損失が増大しています。これに対して撚りありの結果では、2次巻線からの近接効果の影響が抑えられていることがわかります。

鎖交磁束波形

巻線鎖交磁束波形を図4に示します。撚りの有無にかかわらず、磁気回路としての特性を損なうことなくトランスとして動作していることが確認できます。

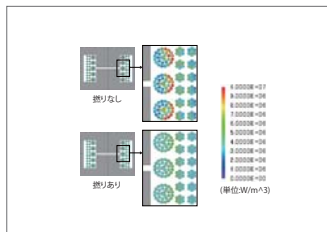


図3 ジュール損失密度分布

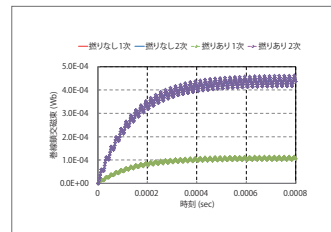
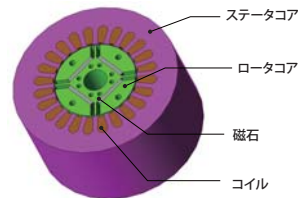


図4 鎖交磁束波形

事例 205

熱等価回路を用いたIPMモータの特性解析

module: DP



概要

モータの高効率化および高出力化を実現するためには、モータ各部での温度上昇を把握することが重要となります。これは、温度上昇に伴いコイルの抵抗や磁石の特性等が変わるため、モータ特性に大きな影響を及ぼす可能性があるためです。温度一定の磁界解析では不十分で、温度上昇を考慮した磁界解析が必要となることがわかります。

温度上昇を考慮する方法として、磁界解析と熱解析の連成解析を行う方法があります。この連成解析の場合、温度分布で評価できる等より詳細な予測ができますが、磁界解析とは別に熱解析モデルを作成する必要がある等、手間がかかっておりました。

一方、熱等価回路を利用した磁界解析では、磁界解析の回路に熱等価回路を追加することができ、簡単に温度上昇を考慮した解析が実行できます。この方法では、複雑な3次元の熱解析モデルを作成することなく、簡単かつ高速に結果を得ることができます。

ここでは、銅損や磁石の渦電流による温度上昇により、磁石が減磁し、トルクが低下する様子を確認します。

直流各部品における温度変化

各部品における温度変化を図1に示します。解析の流れとしては、過渡磁界解析を行い、時間平均化した損失を算出します。次に、平均損失から各部の温度上昇量の定常値を求めます。この磁界と熱解析の連携1セット分の工程が、下記グラフでの1ステップ分と対応します。温度が上昇すると物性などが更新されますので、再び過渡磁界解析を行い、時間平均化した損失を算出し、各部の温度の定常値を求めます。これが下記グラフの第2ステップに相当します。温度が上昇する過程をとらえるため、ここでは5ステップの工程を実行しています。

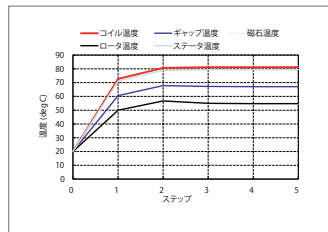


図1 各部品の温度

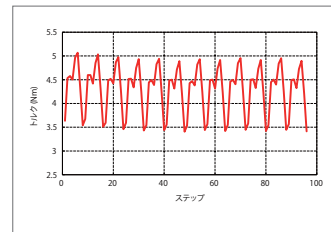


図2 トルク波形

トルク波形

トルク波形を図2に示します。磁石の熱減磁により、トルクが低下している様子が確認できます。なお、本解析モデルでは電流指定で駆動しておりますので、温度上昇による抵抗値の変化がトルクに与える影響はありません。今回は、磁石の渦電流1周期分である磁界解析16ステップごとに熱等価回路で温度を求め、温度情報を更新しています。

事例 206

磁界と熱流体連携による油入変圧器の温度解析

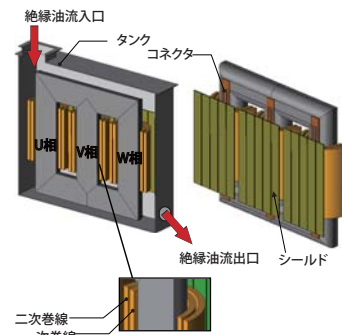
module: FQ, LS

概要

電力用の大型変圧器は発電所で発電された高圧の電力を送電用に変圧するためなどに用いられます。変圧器の構造として、冷却と絶縁のために変圧器本体を納めたタンク内を絶縁油で満たした油入変圧器が多く用いられています。油入変圧器の絶縁油はポンプで強制循環させる場合と自然対流させる場合とがあります。

油入変圧器の巻線や鉄心の温度を見積もるためには絶縁油による熱伝達を見積もる必要があります。タンク内には変圧器の鉄心、巻線以外にも鉄心を支持する為のクランプ、漏洩磁界を防止するためのシールド等、様々な構造物があり、強制循環にせよ自然対流にせよ、絶縁油の流路は複雑で熱伝達を見積もるのは容易ではありません。特に構造物が流路を妨げている箇所や局所的に発熱が大きい箇所では局所的に高温となるホットスポットを構成する可能性があり、その把握と対策のためにも損失分布の解析と絶縁油の流路を考慮した熱流体解析が重要です。

ここでは、強制循環タイプの油入変圧器の発熱分布を磁界解析で求め、熱流体解析モデルマッピングし、熱流体解析で絶縁油を流体として扱って温度を求める手順と事例を紹介します。



損失密度分布

磁界解析で得られる変圧器のコアで生じる鉄損密度分布を図1に、コア以外で生じる銅損および stray 負荷損のジュール損失密度分布を図2に示します。損失量として主となる成分はコアの鉄損と巻線の銅損ですが、損失密度で見るとコネクタでも高くなっていることが分かります。

流速分布(流線)

熱流体解析で得られる絶縁油の流速(流線、コンター)を図3に示します。流線を見ると、流入口から流入した絶縁油はそのまま下方に移動し、U相巻線で流速が大きくなっていることが分かります。一方、W相巻線側ではU相巻線側より流速が小さいことが分かります。また中央にあるV相は流路が狭いため絶縁油が入りにくく、流速が最も小さいことが分かります。

温度分布

熱流体解析で得られる温度分布を図4に示します。図3の流速から推測されるように、相ごとに見るとU相が最も温度が低く、W相はU相より高温となっています。V相は流速が小さく、中央にありタンク側面への熱伝導もないため最も高温で、コアは局所的に110°C程度温度上昇することが分かります。発熱が大きく最も内部にあるコアの温度が最も高く、コアと巻線の間にあるコネクタも高温になることが分かります。

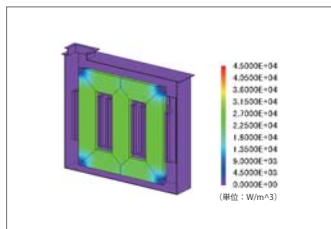


図1 鉄損密度分布

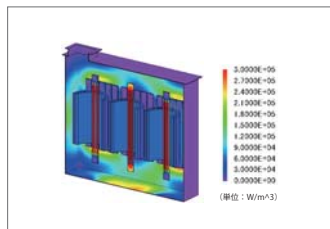


図2 ジュール損失密度分布

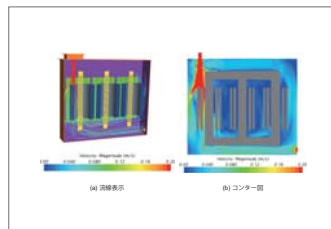


図3 流速分布

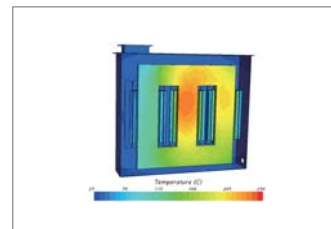


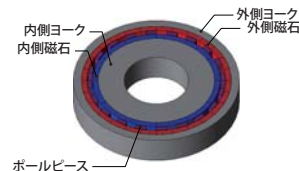
図4 温度分布

事例 207 磁気ギアの伝達トルク、効率解析

module: DP

概要

ギアは動力を伝達するために用いられます。その際にギア比に応じて速度やトルクが変換されます。従来用いられた歯車などを使った機械式のギアは、歯車の噛み合いによる騒音の発生、潤滑油を必要とするためメンテナンス性に課題がありました。これらの課題を解決するためのギアとして磁気ギアがあります。磁気ギアは永久磁石などの磁気によってカップリングし、動力を非接触で伝達することが出来ますので、騒音やメンテナンスのコストを下げる事ができます。伝達トルクの大きさを重視する場合、磁気ギアに使われる永久磁石にはエネルギー積の高い希土類焼結磁石が選択されます。しかし、希土類焼結磁石は銅などの金属ほどではありませんが、高い電気伝導率を持つため、永久磁石に渦電流が生じ、磁気ギアの伝達効率を低下させる要因となります。永久磁石の渦電流はギャップの磁束密度変動で生じますが、磁気ギアはポールピースを用いるという原理上、ギャップの磁束密度分布は様々な高調波成分を含むため、渦電流を正確に見積もるためには磁界解析が有効です。ここでは内側ロータ、外側ロータに永久磁石を用い、間にポールピースを配した磁束変調型磁気ギアの伝達トルクと伝達効率を磁界解析で求めます。また、回転速度によって伝達トルクや伝達効率がどのように影響を受けるか調べます。



トルク、伝達効率

内側ロータおよび外側ロータに働くトルク波形の一例として内側ロータ回転数2100(rpm)の場合の結果を図1に示します。内側ロータ、外側ロータともトルクが負になっていますが、内側ロータは回転方向としては正方向である反時計回りに強制回転させていますので、回転させるためにはトルクに相当する外力が必要であることを示しています。それに対し外側ロータは回転方向としては負方向である時計回りに回転させていますので、トルクが負ということは内側ロータを回す動力が外側ロータを回転させる動力として伝達していることを示しています。

表1に内側ロータから外側ロータへの伝達効率を示します。トルク比と同様、回転速度の増加とともに効率が低下することが分かります。

磁束密度分布、磁束線

磁束密度分布、磁束線の例として、内側ロータ回転数2100(rpm)の場合の結果(最終ステップ)を図4に示します。ただし、1/1(360deg)分に拡張して表示しています。ポールピースでの磁気飽和が激しいことが分かります。

内側ロータの回転速度(rpm)	伝達効率(%)
700	97.2
2100	91.8
3500	87.1
4900	82.7

表1 回転速度と伝達効率

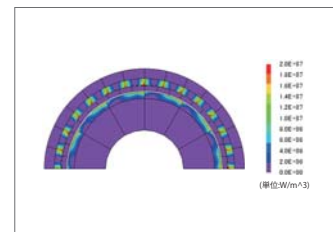


図3 ジュール損失密度分布

ジュール損失

磁石に発生するジュール損失(渦電流)密度分布の一例として内側ロータ回転数2100(rpm)の場合の結果を図3に示します。ただし、コンター図は内側ロータが48(deg)から90(deg)回転する間の平均値を示しています。図を見ると内側磁石では表面、外側磁石では側面側でジュール損失が高くなっていることが分かります。

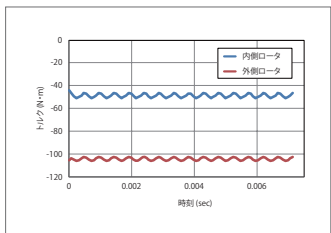


図1 トルク波形 (内側ロータ回転数2100rpmの場合)

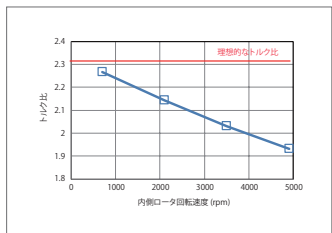


図2 トルク比-回転速度

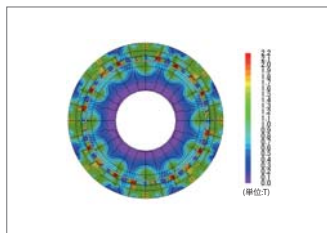


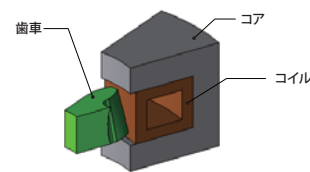
図4 磁束密度分布、磁束線

事例 208 変形を考慮した高周波焼入れの解析 (Abaqus連携)

module: FQ

概要

歯車は機械強度が求められる製品であるため、表面熱処理として高周波焼入れが行われます。高周波焼入れでは短時間に歯車表面のみを急速加熱できることから、表面の硬度は高めつつ、内部には靱性を残した状態とすることができます。一方、焼入れ前の加熱工程では歯車の表面は極めて高温にさらされるため、熱膨張して変形する可能性があります。ここでは、高温に達した際の変形量、および、加熱中の変形により加熱範囲がどのように変化するかをJMAGによる発熱量解析とAbaqusによる伝熱・変形解析の連携により評価します。



変形量

変位のZ成分のコンター図を図1、変位の絶対値のコンター図を図2に示します。温度上昇により、はすば歯車の歯先がZ軸方向に上下に開く変形が生じており、かつ、周方向に広がる変形が発生していることを確認できます。

温度分布

加熱工程終了時の温度分布を図3に示す。加熱コイルに近い歯先部分に渦電流が流れ、温度が上昇している様子を確認できます。

温度の時刻歴

歯先の上端エッジ中央部における温度上昇の様子を図4に示す。温度がキュリー点を越えた後、温度上昇速度が低下している様子を確認できます。

応力分布

加熱工程終了時のミーゼス応力分布を図5に示す。はすば歯車の歯先の温度上昇・熱膨張により歯底に応力が集中している様子を確認できます。

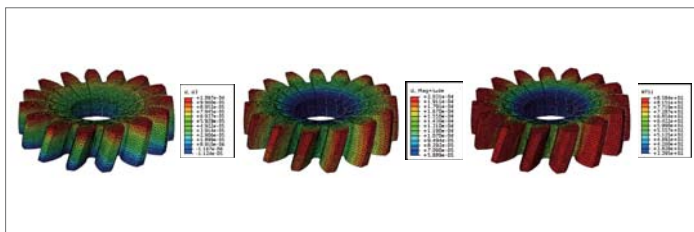


図1 Z成分の変位コンター図 図2 変位の絶対値のコンター図 図3 温度分布

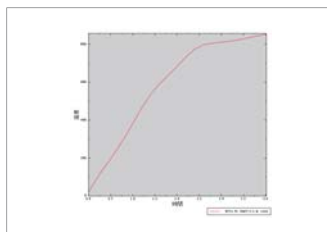


図4 温度の時刻歴

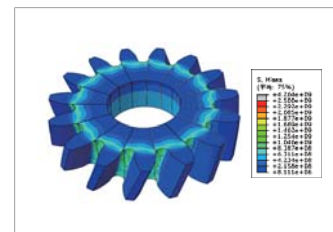
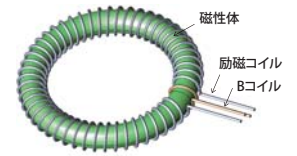


図5 ミーゼス応力分布

事例 209 渦電流を考慮した磁気測定解析

module: TR



概要

磁性体を用いて磁気回路を構成する製品では、磁気特性が製品の性能を左右します。従って、磁気特性を正確に把握する必要があります。磁性体の磁気特性を測定する方法として、Hコイル法と励磁電流法があります。本資料では励磁電流法を扱います。リング試験片に励磁コイルを巻いて交流電流を流します。すると、励磁コイル内部に境界が発生し、コイル内部に配置した試験片には磁束が流れます。リング試験片に巻いたBコイルでは、出力電圧を測定します。出力電圧波形から、磁束の大きさを求め、資料の断面積から磁束密度を算出します。測定に用いた励磁電流の周波数が高いと、磁性体に渦電流が発生するので、測定された磁気特性の波形にも影響が現れます。ここでは、励磁電流法に基づく解析モデルを作成し、周波数を変えた際に得られる磁気特性の違いを例示します。

周波数と磁気特性(BHカーブ)の関係

励磁コイルに流した交番電流の周波数を1(Hz)と10(Hz)の2ケース変えた際に得られた磁性体の平均的磁束密度と磁界との関係(BHカーブ)を図1にそれぞれ示す。渦電流が生じると計測された平均磁束密度には渦電流による応答性の遅れが生じ、ヒステリシスループを描くようになります。

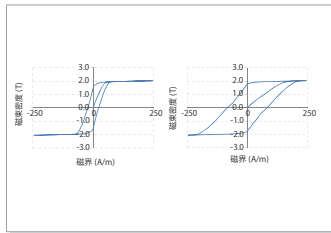


図1 磁束密度と磁界の関係 (左: 1 Hz, 右: 10 Hz)

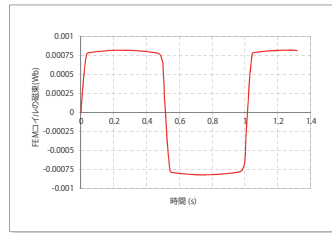


図2 Bコイルの磁束のヒストリグラフ

Bコイルに発生した磁束波形

励磁電流の周波数が1(Hz)での、Bコイルの磁束のヒストリグラフを図2に示します。

渦電流密度コンター図

電流密度コンター図を図3に示します。表皮効果により渦電流が磁性体外周に偏っている様子を確認できます。

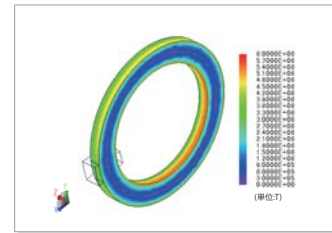
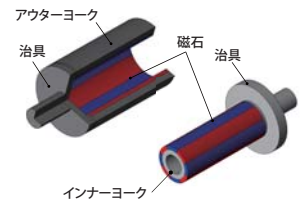


図3 電流密度コンター図

事例 210 インアウト型マグネットカップリングの脱調トルク解析

module: DP



概要

マグネットカップリングは駆動側と受動側の2つのロータを有します。磁気ギアと異なり、駆動側と受動側の回転速度は等しく、許容トルクを超えて使用すると駆動側から受動側への接続がスリップする脱調が生じます。許容トルクは、駆動側と受動側の相対的な位置関係を保とうとするホールディングトルクの最大値で評価されます。ここでは、ホールディングトルクを求める解析と脱調時の過渡的な応答を確認する解析を行います。

ホールディングトルク

一般にホールディングトルクは2極分毎の周期性があり、相対位置が1/4極分ずれた位置で最大トルクとなります。受動側を固定し駆動側の位置を回転させることで相対位置を変化させ、2極分のホールディングトルク波形を求めます。駆動側のみを2極分90度回転させた際のホールディングトルクを図1に示します。22.5度でトルクがピークの約16.3Nmとなっています。

スタートの過渡応答と遅れ角

受動側に与えられる負荷トルクはポンプ等における流体からの負荷を想定します。負荷トルクは回転速度依存性を持つと考え、図2に示す式を用いて減衰係数として運動方程式へ与えます。受動側に与える負荷トルクを10(Nm)、14(Nm)、16(Nm)、16.5(Nm)、17(Nm)、18(Nm)とした場合の受動側の回転速度を図3に示します。Referenceとして駆動側の回転速度も図内に示します。負荷トルクが16.5(Nm)までは、駆動側の回転速度に受動側が追従できていることがわかります。17(Nm)、18(Nm)では追従できず、脱調が生じています。また、駆動側が1回転した時点での受動側の遅れ角度を図4に示します。負荷トルクが16.5(Nm)での遅れ角は約22(deg)です。負荷トルクが17(Nm)、18(Nm)では、約2極分90(deg)のスリップングをしていることがわかります。

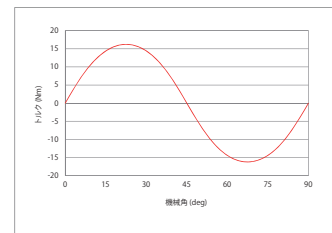


図1 ホールディングトルク



図2 負荷トルクの減衰係数への変換

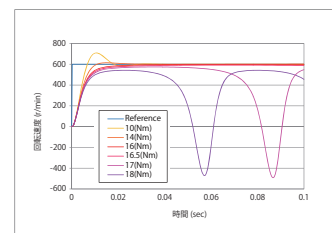


図3 負荷を変えた際の受動側回転速度

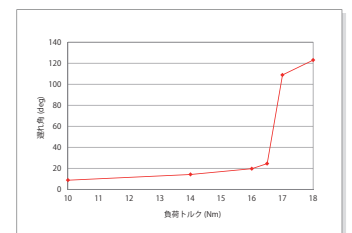


図4 受動側の遅れ角

事例 211 IPMモータの素線のジュール損失解析

module: DP

概要

IPMモータでは占積率の向上やエンド部の縮小による小型化、放熱性向上、生産性向上のためにセグメントコイルやエッジワイズコイルなどの角線や平角線が用いられるようになってきています。一方で、電気機器全般には高効率化や出力向上などの観点から低損失化が求められるため、モータのコイルには損失の低減も必須の事項となっています。

モータの回転数が増加すると渦電流によるコイル内の電流の偏りが現れるようになり、コイルのジュール損失が増加します。特に10,000(r/min)などの高回転では、低速時に比べてジュール損失が3倍から4倍程度に増加することがあります。素線内の電流の偏りを正しく扱って高精度なジュール損の評価を行うには、素線に鎖交する磁束の時間変化とそれによって生じる渦電流を正しく扱う必要があります。そのためには電磁界解析によるシミュレーションが必須です。

ここでは、モータ回転時の渦電流を含めたコイルのジュール損失の評価事例を紹介します。

コイルのジュール損失の比較

基本波およびPWM波を入力とした場合の10,000(r/min)におけるコイルのジュール損失を図1に示します。渦電流考慮をすると、渦電流を考慮しない場合に比べ、ジュール損失が4倍以上に増加することが分かります。

渦電流を考慮した場合のジュール損失密度分布

渦電流を考慮した場合のコイルのジュール損失密度分布(U相電流が最大となる時刻)を図2に示します。ギャップ側の素線の損失密度が高く、偏りが大きいことが見て取れます。したがってこの箇所でも渦電流の発生が著しいことが分かります。

成分ごとの鎖交磁束

渦電流を考慮しない場合の磁束線を確認し、素線に鎖交する磁束を成分ごとに調べます。図3に磁束線を示します。基本波を見ると、ロータからの漏れ磁束がギャップ付近の素線に鎖交しているのが見られます。一方PWM波を見ると素線全体に鎖交しているのが分かります。このことから、ギャップ付近の素線に集中したジュール損失は、基本波の磁束成分が鎖交したことによって生じたと考えられます。

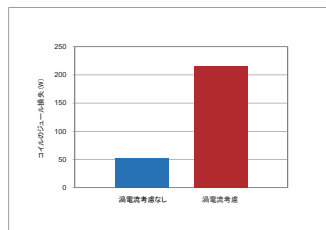
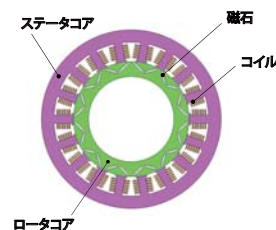


図1 コイルのジュール損失

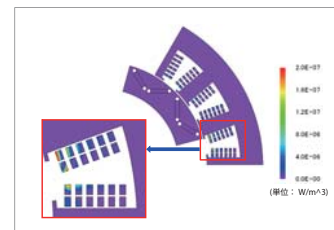


図2 ジュール損失密度分布

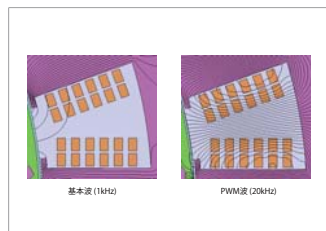


図3 フラックスライン

事例 212 クローポール型オルタネータの交流損失解析

module: TR

概要

モータや発電機は、主に電磁鋼板の鉄損、導電部品のジュール損失、コイルのジュール損失という3つの損失の影響を受けます。コイルのジュール損失に着目すると、バー巻線を使用し損失を減らす方法があります。丸線の代わりに角線を使用することで、スロット内占積率を高め巻線の断面積を大きくすることが出来ます。巻線の断面積が大きいと直流抵抗によるコイルの銅損は低減されますが、一方で表皮効果や近接効果などによる交流損失に対しては脆弱になります。交流損失は周波数に依存するため、モータがより高い周波数で高速に動作する場合に問題となる可能性があります。

バー巻線を施したクローポールオルタネータは3次元な形状および磁場分布を持つため、交流損失を精度よく表現できる有限要素法を用いた3次元電磁界解析が有用となります。

ここでは、クローポール型オルタネータの交流損失を求めた事例をご紹介します。

損失解析

直流損失と交流損失の値を図1、コイルの損失分布を図2、コイルエンドの損失分布およびフラックスラインを図3に示します。

図1より、交流損失は全体の効率に対して大きく影響し、無視できないものであることがわかります。

図2より、損失の大部分が内部よりもコイルのエッジに集中していることがわかります。これは交流損失の特性の1つです。

図3より、コイルエンドの損失と磁束の関係を確認できます。

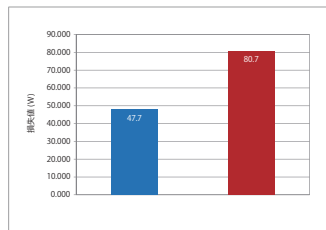
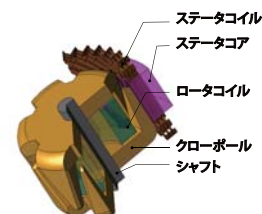


図1 直流損失と交流損失

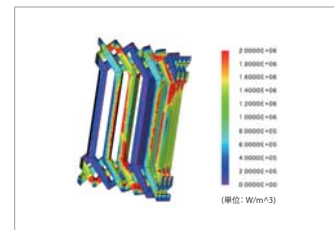


図2 コイルの損失分布

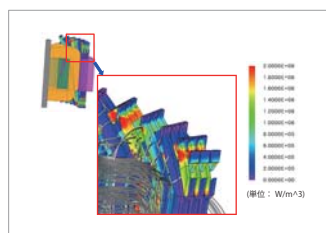


図3 コイルエンドの損失分布とフラックスライン

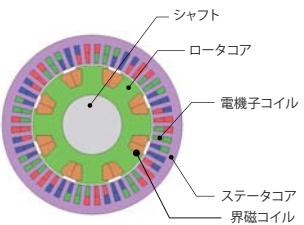
事例 213

巻線界磁型同期モータの回路制御シミュレーション

module: DP, RT

概要

従来、モータの制御設計とモータ設計は独立したプロセスとなることが多く、協調設計が難しい状態にあります。一方、高度なモータ制御設計のために、より詳細で実機に即した挙動を示すプラントモデルが制御シミュレーションで求められています。JMAGでは、モータが含有する磁気飽和特性や空間高調波を考慮した詳細で実機に即したプラントモデル (JMAG-RTモータモデル) を作成することが出来ます。このプラントモデルを制御/回路シミュレータに組み込むことにより、磁気飽和や空間高調波など詳細なモータ特性とモータドライバの制御特性の両方を考慮した連携シミュレーションを行うことができます。ここでは、巻線界磁型同期モータ (以下WFSM) のトルクやコイルのインダクタンスの電流依存性およびこれらに含まれる空間高調波成分をJMAG-RTを用いて求めます。さらに作成したJMAG-RTモータモデルをプラントモデルとして制御/回路シミュレータへ取り込んで、WFSMを電流制御するシミュレーションを行います。



電流波形、トルク波形、インダクタンス波形

ベクトル制御を行った時の界磁電流波形を図1、電機子電流波形を図2、トルク波形を図3、インダクタンス波形を図4および図5に示します。各波形より、電源投入直後は瞬間的に大きな電流が流れ、トルクも大きくなっていることが分かります。また、次第に定常状態に落ち着く様子が確認できます。一方でJMAG-RTモータモデルはモータの形状を考慮しているため、定常状態においてスロット形状に起因する空間高調波成分を含む電流、トルク波形が確認できます。

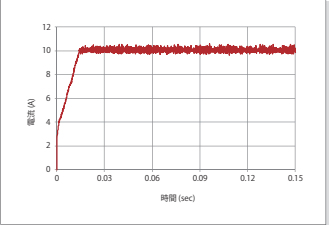


図1 界磁電流波形

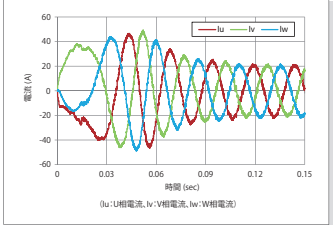


図2 電機子電流波形

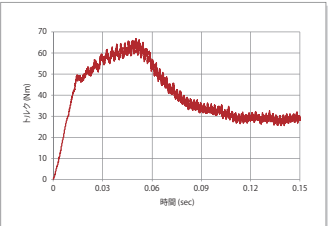


図3 トルク波形

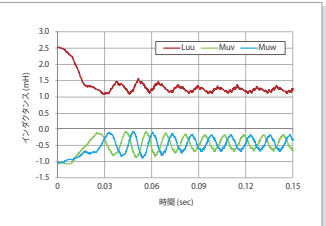


図4 インダクタンス波形

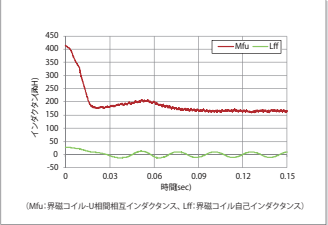
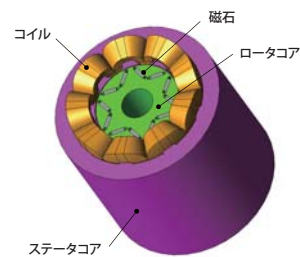


図5 インダクタンス波形

事例 214 回路制御シミュレーションを用いた IPMモータのティースに働くラジアル力のモニタリング

module: DP, RT



概要

電気自動車で使用されるモータは一般的にはエンジンよりも静かですが、駆動範囲が広いことから振動・騒音が問題になることがあります。この振動、騒音は電磁加振力とモータの固有モードの共振によっても発生します。

電磁加振力の中でもティースに働くラジアル力に着目すると、電気角1周期で磁石が2極分通過するため2次成分が支配的となります。一方で、6次成分は各ティースの加振力が同位相となるため、最も放射音になりやすい円環0次モードを励起しやすいことが知られています。このように、振動・騒音の対策のためには、周波数成分ごとの加振力の把握が有益です。

JMAGでは、モータが含有する磁気飽和特性や空間高調波を考慮した詳細で実機に即したモータモデルを作成することが出来ます。このモータモデル「JMAG-RTモデル」を制御/回路シミュレータに組み込むことにより、モータの磁気飽和特性や空間高調波とモータドライバの制御特性の両方を考慮した連携シミュレーションを行うことができます。さらに、モータ駆動時のティースに働くラジアル力をモニタリングし、モータ設計や制御設計へフィードバックすることが出来ます。

ここでは、IPMモータをJMAG-RTモデルとして制御/回路シミュレータへ取り込み、動作点（電流位相）を変えながらモータ駆動時のティースに働くラジアル力をモニタリングしています。

制御回路

制御回路は、電流振幅と電流位相を指令値とし、電圧指令値がインバータを介してモータに接続されています。

制御方式の仕様はベクトル制御でPI制御で実現しています。

制御回路の制御部を図1、回路部とモータを図2に示します。指令値は電流振幅を84.8(A)、電流位相を0(deg)、45(deg)、75(deg)としており、電圧指令値がインバータを介してモータに接続されています。

電流波形

IPMモータをベクトル制御で駆動した時の、電流位相ごとの電流波形を図3～図5に示します。電流位相を進ませることで界磁が弱められ、磁気飽和が緩和されます。磁気飽和が緩和されインダクタンスが増加することによって、電流波形に含まれる高調波成分が減少しています。

ティースに働くラジアル力波形

IPMモータをベクトル制御で駆動した時の、電流位相ごとのティースに働くラジアル力波形を図6、周波数成分を図7に示します。なお、図6において値が負の場合は、モータの中心軸方向に働くラジアル力であることを示しています。

電流位相の変化に伴い、ステータ磁極とロータ磁極の位置関係や電流波形が変化します。これにより、ティースに働くラジアル力も変化していることがわかります。図7より、周波数成分ごとのティースに働くラジアル力を確認することが出来ます。

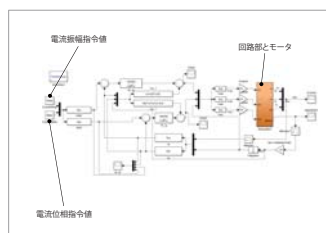


図1 制御回路（制御部）

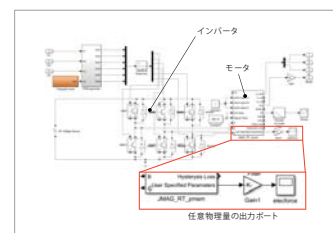


図2 制御回路（回路部とモータ）

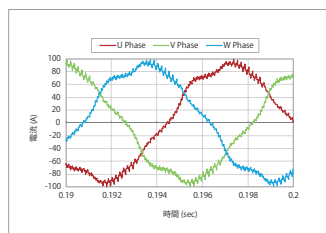


図3 電流波形（電流位相：0(deg)）

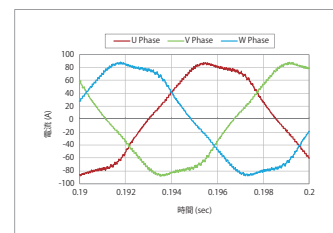


図4 電流波形（電流位相：45(deg)）

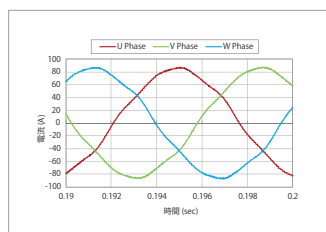


図5 電流波形（電流位相：75(deg)）

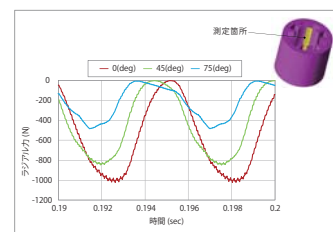


図6 ティースに働くラジアル力波形

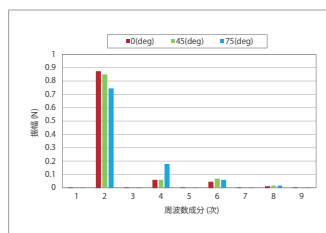
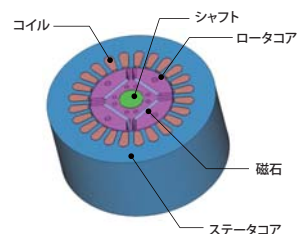


図7 ティースに働くラジアル力の周波数成分

事例 215 制御シミュレータとJMAG-RTを用いたデルタ結線を有するIPMモータのシミュレーション

module: DP, RT

概要
従来、モータの制御設計とモータ設計は独立したプロセスとなることが多く、協調設計が難しい状態にあります。一方、高度なモータ制御設計のために、より詳細で実機に即した挙動を示すモータモデルが制御シミュレーションで求められています。JMAGでは、モータが含有する磁気飽和特性や空間高調波を考慮した詳細で実機に即したモータモデルを作成することが出来ます。このモータモデル「JMAG-RTモデル」を制御/回路シミュレータに組み込むことにより、モータの磁気飽和特性や空間高調波とモータドライバの制御特性の両方を考慮した連携シミュレーションを行うことができます。また、モータがデルタ結線を有する場合は循環電流が流れます。これは、銅損やトルクリップルの増加に繋がるため、モータ駆動時の循環電流をモニタリングし、制御設計やモータ設計にフィードバックすることが有益です。ここでは、JMAG-RTモデルとして制御/回路シミュレータへ取り込んで、IPMモータ駆動時の循環電流をモニタリングしています。



制御回路
制御回路を図1に示します。指令値は回転数1800(r/min)とd軸電流0(A)としており、電圧指令値がインバータを介してモータに接続されています。

回転数波形、d軸電流波形
回転数波形を図2、d軸電流波形を図3に示します。両者とも、指令値に落ち着いていることが分かります。

電流波形
定常状態における線電流波形を図4、相電流波形を図5、循環電流波形を図6に示します。デルタ結線を有するモータでは逆起電力のアンバランスにより循環電流が流れ、銅損やトルクリップルの原因となり得ます。本例題では線電流、相電流の半分程度の循環電流が流れており、損失に対する寄与度が大きいことが分かります。

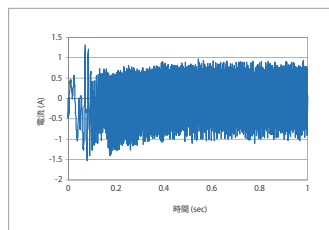


図3 d軸電流波形

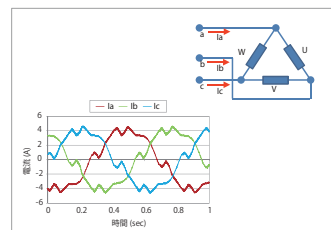


図4 線電流波形

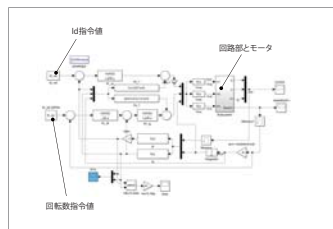


図1 制御回路 (制御部)

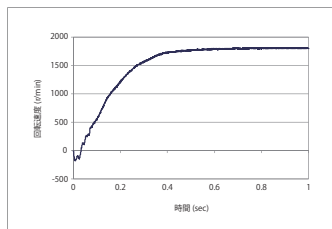


図2 回転数波形

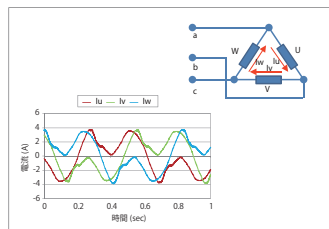


図5 相電流波形

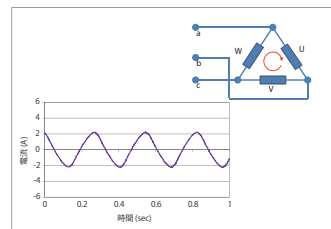
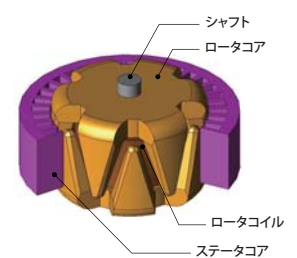


図6 循環電流波形

事例 216 制御シミュレータとJMAG-RTを用いたクローポール型オルタネータのシミュレーション

module: RT, TR

概要
自動車の低燃費化要求は年々高まっており、それをサポートするためにパワーステアリングや冷却ポンプなどの補機類の電動化が進んでいます。このため、一般的なガソリン車においても電力使用量は年々増加しており、電力を供給するオルタネータの高出力化要求が高まっています。しかし、発電容量の向上させる相応分の体格を大きくすることは許されないため、出力密度を高める必要があります。更に、高効率化を実現する事が必要となります。自動車走行時の速度変化に伴い、オルタネータの回転数も変化します。一方で、自動車の電装部品の基準電圧は12(V)と定められています。これより、ボルテージレギュレータで出力電圧を監視し、エンジン回転数や電気負荷に応じて界磁電流を制御する必要があります。ここでは、ロータの回転数を変えた時のクローポール型オルタネータの出力電圧と界磁電流を確認しています。



制御回路
制御回路を図1に示します。指令値は電圧12(V)としており、電流制御器がオルタネータの界磁巻線に接続されています。オルタネータの回転数は初期値を2,400(r/min)とし、時刻0.1(sec)で1,800(r/min)に切り替えています。

回転数波形、出力電圧波形、界磁電流波形
回転数波形と出力電圧波形を図2、回転数波形と界磁電流波形を図3に示します。図2より、回転数が変化しても出力電圧が12(V)に保たれていることが分かります。これは、図3に示す通り回転数が減少した場合は界磁電流を増加させることによって、コイルの鎖交磁束および発電量を増加させているためです。

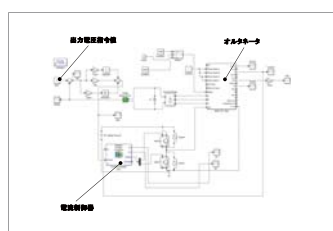


図1 制御回路 (制御部)

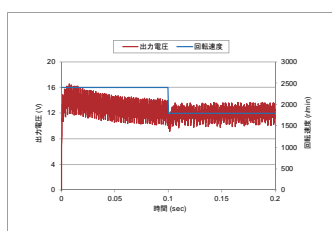


図2 回転数波形と出力電圧波形

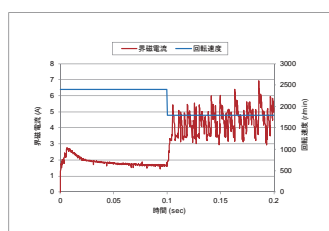
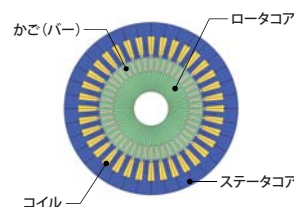


図3 回転数波形と界磁電流波形

事例 217 三相誘導電動機の効率マップ作成

module: FQ

概要
 誘導電動機の変速運転技術の進歩により、幅広い運転領域が要求される分野への適用が進んでいます。そのような分野で誘導電動機の特性を評価する有効な方法として、運転領域における効率マップがあります。実測や計算機上で効率マップを描くには運転領域内の回転数、負荷各点において電圧やすべりをパラメータとして振って最高効率点を探索する必要があります。これより計算が膨大となり、結果の整理にも時間を要します。JMAGでは対象のプラントモデルであるJMAG-RTモデルを作成し、JMAG-RT Viewerの効率マップ算出機能を用いることで、容易に効率マップを得ることが出来ます。ここでは、JMAG-RT Viewerを使用し、駆動温度を変更した場合の三相誘導電動機の効率マップを作成しています。



効率マップ
 駆動温度を20(deg C)、120(deg C)と変更した時の効率マップを図1、図2に示します。図より、各駆動状態の効率を把握することが出来ます。また、温度が上昇するに従い、効率が悪化していることがわかります。

損失マップ
 駆動温度を20(deg C)、120(deg C)と変更した時のステータ銅損マップを図3、図4、ロータ銅損マップを図5、図6に示します。温度が高い場合に1次側、2次側の銅損が大きくなっていることが分かります。1次コイルや2次導体の電気特性が劣化し、電気抵抗が増加するためであり、効率の低下につながります。

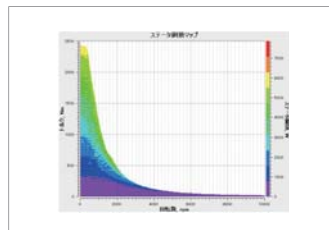


図3 ステータ銅損マップ (20(deg C))

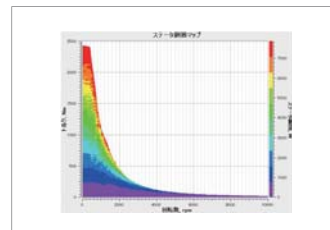


図4 ステータ銅損マップ (120(deg C))

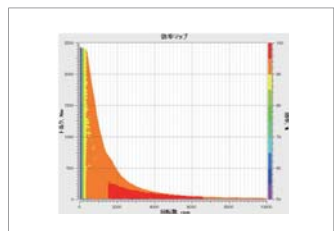


図1 効率マップ (20(deg C))

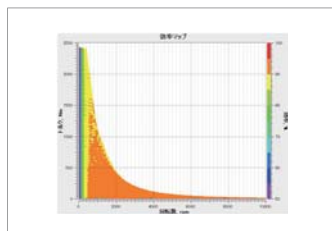


図2 効率マップ (120(deg C))

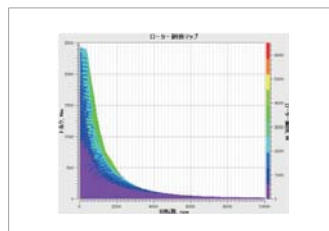


図5 ロータ銅損マップ (20(deg C))

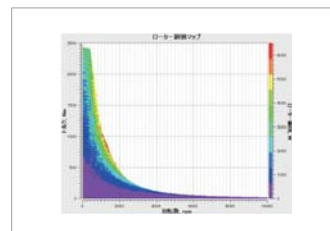
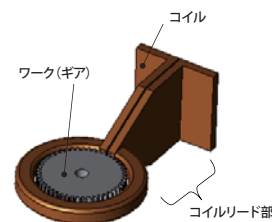


図6 ロータ銅損マップ (120(deg C))

事例 218 変形を考慮した高周波焼入れの解析

module: DS, FQ, HT

概要
 歯車は、歯の表面の耐摩耗性を確保するために表面を硬化するのが一般的ですが、歯車の全体的な靱性を維持しつつ、表面を硬化する必要があります。表面硬化法の一つである高周波誘導加熱の場合、高周波電源を用いて表面のみを急速加熱することで歯の表面のみを硬化させることができます。一方、歯車の表面を均一に加熱するためには、加熱コイルの形状、配置、周波数およびサイズの調整方法など、いくつかの要素を検討する必要があります。高周波の変化する磁界によって発生する渦電流は歯の表面に付近に発生します。また、温度が上昇するにつれて材料特性が大きく変化し、熱応力により加熱された物体は熱変形します。有限要素法(FEM)に基づく数値解析において発熱量や変形量を計算する必要があります。ここではJMAGの磁界-熱応力の連成解析機能を用いて、誘導加熱硬化による歯車の変形を評価する解析を行っています。



渦電流損失
 コイルには高周波(30(kHz))の電流が流れ、歯車に誘導電流を励起させる磁場変動が発生します。電流は表皮効果のため、歯車の歯先に集中することになります。表皮厚さは図1に示す式で計算することができます。磁界解析により、モデル内の誘導電流を確認できます。これら誘導電流による損失は、熱応力解析の熱源として使用します。熱応力解析で得られた歯車の温度分布と変形は、磁界解析にて条件として入力します。歯車の歯先のカット面の渦電流損失密度分布を図2に示します。

温度分布
 誘導電流による損失は、発熱源として作用し温度を上昇させます。熱応力解析では、磁界解析で得られた損失を入力条件として設定します。損失は主にモデルの外側である歯先に集中するため、この領域は当然のことながら最大の温度変化となります。得られた温度分布を磁界解析の条件とし、材料の磁化特性や電気特性の温度特性を考慮します。歯車の温度分布を図3に、歯先の温度変化の時刻特性を図4に示します。図4は、図3に示す歯車中心における温度変化です。

熱応力(変形)
 4(sec)時の歯車の変形と温度分布を図5、歯車の変位を図6に示します。100倍の倍率でモデルの熱膨張変形を確認しています。歯車の温度が変化すると熱膨張や熱収縮によって変形します。この時、拘束や不均一な温度分布などによって熱応力が発生します。図より、最も温度の高い部分が最も膨張していることがわかります。加熱4(sec)後には、先端は最大0.18(mm)まで変形しています。さらに、歯車が重力によって地面の方向に引っ張られており、重力が変形に及ぼす影響も確認することができます。

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}$$

δ : 表皮深さ (m)
 f : 周波数 (Hz)
 μ : 透磁率 (H/m)
 σ : 電気伝導率 (S/m)

図1 表皮厚さの計算式

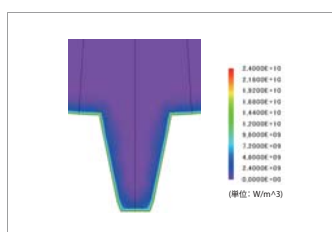


図2 0~0.2(sec)時の渦電流損失密度分布

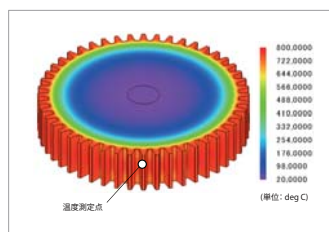


図3 歯車の温度分布

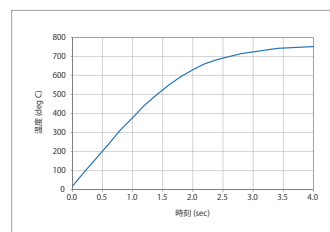


図4 歯先の温度-時刻特性

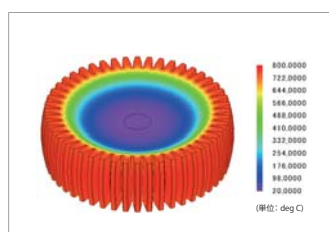


図5 歯車の温度分布

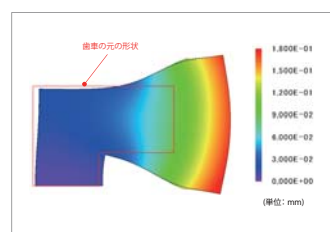


図6 歯車の変位

事例 219

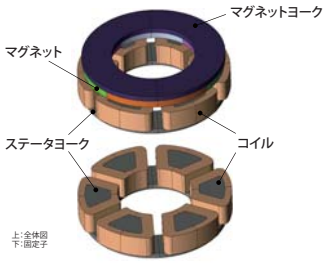
アキシャルギャップモータのコギングトルク解析

module: TR

概要

アキシャルギャップ型モータは軸方向の磁束を利用して円板状に配置された回転子と固定子が対向して回転する構造です。利点はラジアルギャップ型モータより薄く構成することができ、適切に設計されていれば磁束密度に対し高いトルクを得られます。自動車をはじめとする多様な用途に展開され、ユニークな構造を生かした設計で市場の要求に応えることができます。アキシャルギャップ型モータは、対向する回転子と固定子を通る磁束が3次元磁気回路となるため、3次元電磁界シミュレーションが必要になります。

ここでは、アキシャルギャップ型モータのコギングトルク解析の事例を示しています。



コギングトルク波形

コギングトルク波形を図1に示します。結果より、振幅がおおよそ0.044(Nm)であることがわかります。また、コギングトルクの周期はスロット数と極数で決まります。本解析対象は8極6スロットであるので、コギングトルクの周期は360を6と8の最小公倍数の24で割った値である15(deg)になります。結果のトルク波形も15(deg)ごとに周期的であり、コイルが励磁されていないのでトルク波形は1/2周期で上下対称になります。

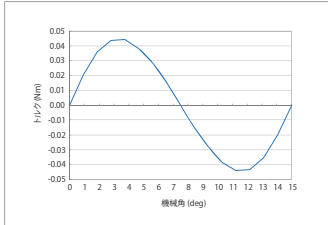


図1 コギングトルク波形

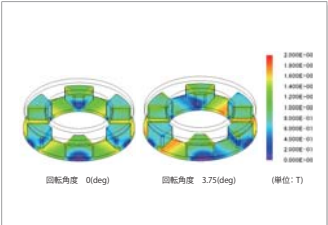


図2 磁束密度分布

磁束密度分布

回転角度が0(deg)と3.75(deg)の磁束密度分布を図2に示します。回転角度0(deg)で見られる磁束密度分布の対称性は、回転角度3.75(deg)では崩れている様子がわかります。これによりコギングトルクが発生します。

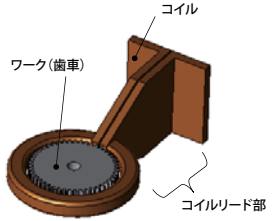
事例 220

冷却工程を含めた歯車の高周波焼入れ解析

module: FQ, HT

概要

歯車は歯同士が接触する歯面の耐摩耗性を確保するため表面の硬度を増しつつ、歯全体の靱性を保ち、粘り強さをもつ部品とする必要があります。表面硬化法のひとつである高周波焼入れは、歯の表面のみを局所的に急速加熱し硬化することができます。高周波焼入れの加熱工程では歯車の表面を均一に加熱することが求められます。同時に冷却工程では酸化や脱炭、変形を抑えるため、短時間で済ませる必要があります。そのため、冷却速度は被加熱体の機械的特性を左右する重要な因子です。誘導加熱の解析で被加熱体の温度変化を精度よく求めるには、電磁誘導によってワークに生じた発熱を精度よく表現するだけでなく、発熱による温度変化や物性の変化を考慮して温度分布を求める必要があります。そのためには電磁界解析と熱解析による双方向連成解析が必須です。ここでは、冷却工程までを含めた誘導加熱計算を扱います。冷却条件に応じて歯車の冷却速度に違いが生じる事例を紹介します。



歯車の温度分布と温度変化の時刻特性

加熱工程終了時の歯車の温度分布を図1、歯先の温度変化の時刻特性を図2に示します。温度分布から、渦電流によって歯先が発熱していることが確認できます。図2は、図1に示す歯幅中心(測定点)における温度変化です。空冷よりも水冷の方が温度の低下が速く、冷却効果が高いことが確認できます。

冷却工程での歯車の温度分布の変化

冷却工程の各時刻での温度分布を図3に示します。水冷によって温度上昇した歯先近傍を短時間で冷却できることが確認できます。また、水冷時と空冷時の温度分布を比較すると、水冷では歯先の冷却が内部よりも進んでいるのがわかります。これは、歯車内部での熱伝導よりも冷却水と接している歯先の放熱が速く進むためと考えられます。

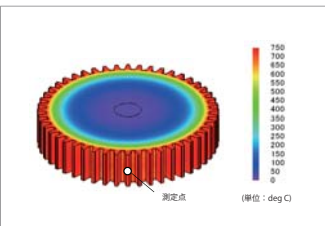


図1 4.0(sec)時の温度分布

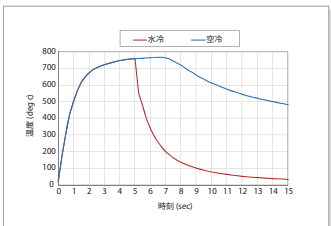


図2 歯先の温度-時刻特性

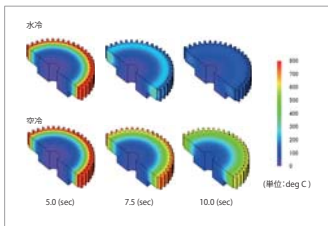
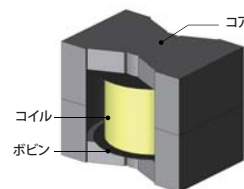


図3 温度分布の時間変化

事例 221 磁性めっき線チョークコイルの 高周波抵抗値低減効果の確認

module: TS, FQ



概要

チョークコイルは高周波電流のフィルタリングを目的とした電子部品です。チョークコイル内部で発生する電流は、表皮効果、近接効果、ギャップ付近の漏れ磁束による電流の偏りのため、素線内や素線間で分布を持ちます。コイル線に銅導体上に強磁性薄膜層を被覆した磁性めっき線を使用すると、従来のポリウレタン銅線より高周波損失を低減させることができます。これは磁性めっき層によりコイルに生じる近接効果の影響を軽減し、導体の実効抵抗を低下する効果によるものです。ここでは、JMAGの皮膜メッシュ機能を使用したチョークコイルの銅損失解析の結果から高周波抵抗値を求め、磁性めっき線を使用したコイルの抵抗値低減効果を確認します。

銅線の仕様

本事例で用いた銅線の仕様を図1に示します。

交流抵抗値の周波数特性比較

図2にて、ポリウレタン銅線と磁性めっき線を使用した場合のコイルのジュール損失値より周波数抵抗値を算出し、各周波数値での周波数抵抗値を比較します。

図2より磁性めっき線を使用すると、ポリウレタン銅線を使用したときに比べ交流抵抗値が低下していることがわかります。

銅損密度分布の比較

図3に、ポリウレタン銅線と磁性めっき線の周波数75(kHz)のジュール損失密度分布と等位線を示します。

図3より、磁性めっき線使用時のジュール損失が、ポリウレタン銅線の使用時より低くなっていることがわかります。

これは、磁性めっき線使用時にコイル線の近接効果が低減されている影響であることを示しています。

磁束密度分布の比較

図4にポリウレタン銅線と磁性めっき線を使用した場合のギャップ付近のコイル素線内の磁束密度分布コンター図と等位線の比較を示します。

図より、磁性めっき線使用時の銅線内を通る磁束密度が、ポリウレタン銅線の使用時より小さくなっていることがわかります。

図より、磁性めっき線使用時の銅線内の等位線が多いのは銅線表面に磁束が集まっていることを表し、ポリウレタン銅線に比べ銅線内部と表面との磁束密度の差が大きいことを示しています。

これは、磁性めっき線使用時には磁性層を通じ銅線周囲に磁気回路が形成され、近接効果で発生した磁束が素線内を通過することが少なくなるため、電流の偏りの軽減に効果があることを表しています。

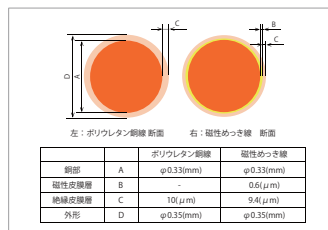


図1 銅線の仕様

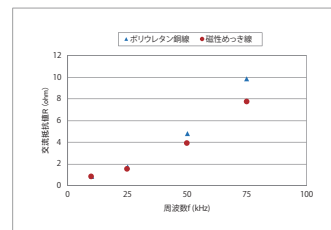


図2 交流抵抗値の周波数特性比較

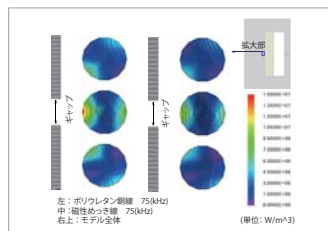


図3 銅損密度分布の比較 (ギャップ付近銅線拡大)

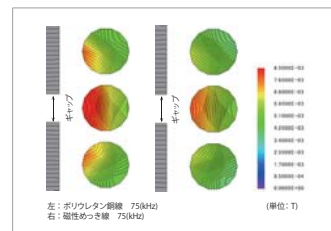


図4 磁束密度分布の比較 (ギャップ付近銅線拡大)

事例 222

不完全着磁磁石の不可逆熱減磁解析

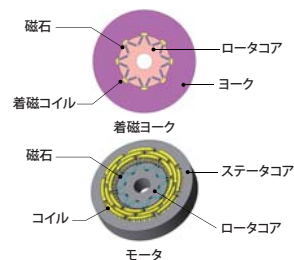
module: DP, ST

概要

モータの高効率化および高出力化を実現するためには、温度上昇の問題を如何に解決するかが重要となります。モータに使われている材料で、温度に対する特性変化が大きいのは磁石です。希土類磁石の場合、通常百数十度で減磁の可能性が出てきます。加えられる反磁界と温度の組み合わせによって減磁の有無や程度が決まるため、磁石そのものの熱耐性に加え、磁気回路設計においても気を配る必要があります。特に、不完全な着磁によって保磁力が十分ではない箇所では減磁しやすくなるため、磁石の保磁力分布についても同時に評価することが望まれます。

有限要素法を利用した磁界解析シミュレーションを用いると、着磁解析により得られた保磁力分布に対してそれぞれ熱減磁特性を考慮することで、高温、高負荷時のモータ特性を評価することができます。

ここでは、組み込み着磁した磁石の温度を変えて解析を行い、トルク波形や磁束密度分布への影響を評価します。



熱減磁情報を持つ着磁材料

着磁後の減磁特性は温度にも依存しますので、着磁時の印加磁界、着磁後に利用する際の温度を軸に特性テーブルを準備します。印加磁界-温度-減磁特性のテーブルとなります(図1)。

着磁後に磁石材料として使用する際には、着磁時の印加磁界に応じた温度-減磁特性のテーブルが参照されます。印加磁界は磁石内で様々ではないため、要素毎に異なる減磁特性を持ちます。

磁化分布

投入電流25(kA)、35(kA)、45(kA)における組み込み着磁によって得られた磁石の磁化分布を図2に示します。投入電流が小さい程、ブリッジ付近のマグネットの中央から外側にかけて磁化が小さい範囲が大きくなり、磁化が小さい部分で不完全着磁となります。

誘起電圧波形

投入電流25(kA)、35(kA)、45(kA)で組み込み着磁した磁石を使用した時の、U相の誘起電圧波形を図3に示します。また、このときの誘起電圧実効値を表1に示します。誘起電圧のみの評価では、25(kA)とその他の条件の間には5(%)程度の差異があることが確認できます。

熱減磁によるトルクの変化

投入電流25(kA)、35(kA)、45(kA)で組み込み着磁した磁石を使用し、電気角半周期(機械角45(deg))ごとに磁石の温度を60(deg C)→125(deg C)→60(deg C)と変化させた場合のトルク波形を図4に示します。

図4より、磁石を125(deg C)に昇温させた状態において、熱減磁により平均トルクが下がっていることがわかります。また、60(deg C)に戻しても、昇温前に比べ平均トルクが3~11(%)減少していることから、昇温中に不可逆減磁が起きたことがわかります。さらに、減磁によるトルク特性の劣化度合いが、着磁時の投入電流によって異なることも確認できます。

減磁率分布

昇温前の磁化状態を基準とし、昇温後再び60(deg C)に戻した場合の減磁率分布を図5に示します。なお、ここで示している減磁とは、クニック点を越えたことによる不可逆減磁のことであり、磁石の性能を悪化させる指標となります。

図より、60(deg C)に戻しても、昇温前に比べ広範囲で減磁していることがわかります。また、着磁時の投入電流が小さい場合には、中央ブリッジ付近で大きな減磁が生じていることが確認できます。

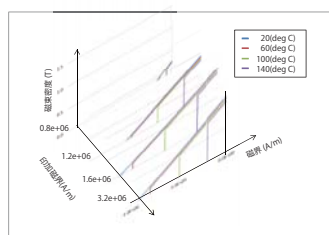


図1 印加磁界-温度-減磁特性

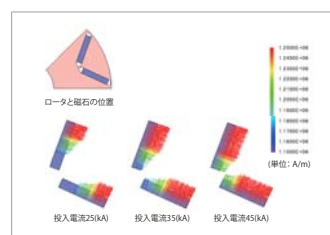


図2 着磁後の磁化分布

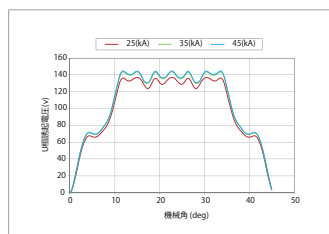


図3 着磁時の投入電流と誘起電圧の実効値

項目	値		
着磁電流 (kA)	25	35	45
誘起電圧の実効値 (V)	108.3	113.2	114.2

表1 着磁時の投入電流と誘起電圧の実効値

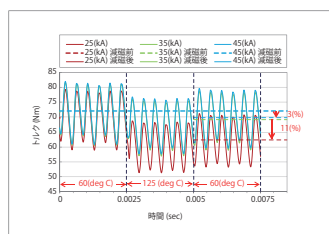


図4 トルク波形

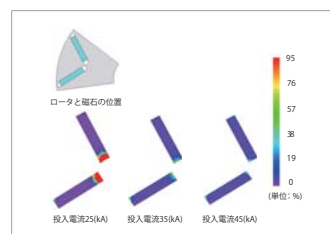
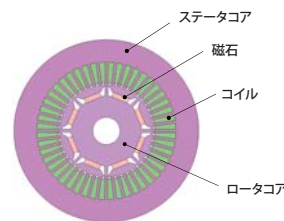


図5 減磁率分布

事例 223

高回転時の応力を考慮したIPMモータの多目的最適化

module: DP, DS



概要

IPMモータには、永久磁石をロータ内に埋め込むと同時に、フラックスバリアを設けます。このフラックスバリアは磁石磁束が隣の磁極に流れるのを防ぎ、磁力を効率よくトルクに変換することを目的としています。そのため、隣の極への磁路の磁気抵抗を高めるため、ブリッジ部を薄くすることがトルク向上の観点から望まれます。しかしトルクを優先した設計を行うと、低回転では顕在化しなかったブリッジ部の強度の問題が高回転時の高い遠心力で破損等の形で現れることがあります。

高回転時に機械的な問題が起きないようにするには、トレードオフの関係にある高回転時の遠心力によって生じる応力とトルク特性の両方を考慮してロータの設計を行う必要があります。

ここでは、トルク特性(5,000r/min)と高回転時(10,000r/min)の遠心力による応力を目的関数にして、多目的最適化を行った事例をご紹介します。

最適化の設計パラメータ

ロータの設計パラメータを図1に示します。

最適化結果

ミーゼス応力の最大値と平均トルクを目的関数とし、遺伝的アルゴリズムを用いて多目的最適化を行った結果を図2に示します。初期世代と10世代目の個体全体を比較してみると性能の改善が確認できます。

図2中に示した初期世代の中でミーゼス応力が最小の個体①と平均トルクが最大の個体②を10世代目の個体B,Cと比較した結果を表1に示します。①とBはミーゼス応力がほぼ同じですが、平均トルクが約36(%)向上していることが分かります。また、②とCはミーゼス応力がほぼ同じですが、平均トルクは約15(%)改善していることが確認できます。

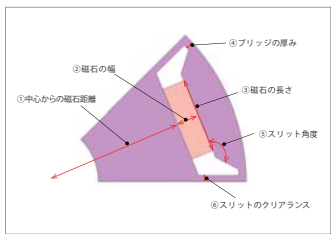


図1 ロータの設計パラメータ

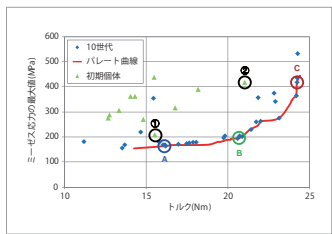


図2 初期及び10世代目の個体群の性能

ミーゼス応力分布

図2中に示したA,B,Cの形状のミーゼス応力分布を図3に示します。ブリッジ部が薄い形状(C)では、その箇所に応力が高い傾向にあることが確認できます。逆にブリッジ部が厚い形状(A,B)ではミーゼス応力が低く抑えられており、ブリッジの厚みを維持することがミーゼス応力を抑制するため有効であることが分かります。

ロータ内の磁束の流れ

図4に各形状の磁束密度分布と磁束線を示します。ブリッジ部が厚い形状(A,B)では、ブリッジ部を通して隣の磁極に磁束が流れ、トルクの低下を招いていると考えられます。一方スリットが薄い形状(C)では、ロータ内で循環する磁束が抑制されてステータに流れるため、高いトルク値が得られています。

個体	ミーゼス応力の最大値(MPa)	平均トルク(Nm)
初期個体①(低応力)	208.6	15.5
初期個体②(高トルク)	416.9	21.1
10世代個体B	201.7	20.9
10世代個体C	434.3	24.2

表1 個体の性能比較

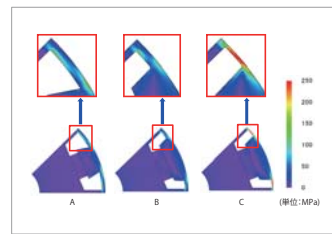


図3 10世代目の個体のミーゼス応力分布

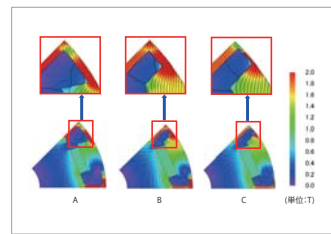


図4 10世代目の個体の磁束密度分布と磁束線

事例 224

非接触給電装置の漂遊損失解析

module: FQ

概要

近年、実用化が求められている電気自動車(以後、EVと称呼する)、プラグインハイブリッドカー(以後、PHEVと称呼する)用の非接触給電システムにおいて、電磁誘導方式の給電システムの利用が検討されています。EV・PHEV向けの非接触給電システムにおいては、電力伝送を高効率に維持されることが求められており、共振コンデンサを配置した磁界共振結合(磁界共鳴)方式の検討が数多くなされています。非接触給電の搭載機器の筐体には耐食性や強度を考慮してSUSなどの金属の鋼板が用いられます。そのため給電装置から生じた漏れ磁束成分が金属の筐体に鎖交すると、漂遊損失が生じて効率の低下を招くこととなります。そのため損失成分が高い場合には、アルミシールドなどを設けて損失を抑制する必要があります。

漂遊損失を精度よく算出するには、銅板やアルミシールドに鎖交する磁束の流れや、それによって生じる渦電流の分布を正確に求める必要があるため、有限要素法を用いた電磁界解析が必要となります。

ジュール損失分布

シャーン及びアルミシールドのジュール損失分布を図1に示します。アルミシールドの有無に関係なく、フェライトコアの周辺には漏れ磁束によるジュール損失が発生している様子が確認できます。シャーン表面にアルミシールドを設置した場合、遮蔽によってシャーンに損失はほとんど発生せず、アルミシールド表面のみに損失が生じていることが確認できます。また、アルミシールドを設けた場合の方が、設ける前よりもジュール損失密度が高い箇所があることが確認できます。

ジュール損失値

表1に渦電流によるジュール損失の値を示します。アルミシールドを設置した場合の方が表面のジュール損失密度が高かったにもかかわらず、漂遊損失が低減できていることが確認できます。これはシャーンに用いたSUS材よりも導電率の高いアルミニウムを用いたことで、表皮厚さが減少し、損失が発生する箇所の体積が減少したためです。

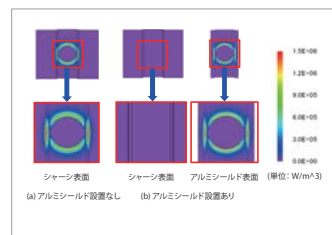
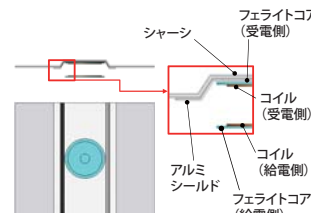


図1 ジュール損失密度分布

	漂遊損失(W)		
	シャーン	アルミシールド	合計
アルミシールドなし	77.7	-	77.7
アルミシールドあり	0.5	15.5	16.0

表1 ジュール損失値の比較

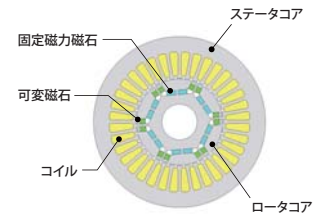
事例 225

可変磁石メモリモータの誘起電圧解析

module: DP

概要

可変磁束モータには多くの種類がありますが、永久磁石の磁化状態を変化させるタイプをメモリモータと呼びます。メモリモータの磁石を着磁するための磁界は、駆動システムと同じ三相コイル電流によって発生させるため、特別な装置を追加することなく磁力を変化させることができます。ここでは、メモリモータの可変磁石の磁化状態を三相コイル電流を用いて変化させ、モータ特性の変化を確認します。また、可変磁石のユーザーサブルーチンを用いたモデル化についても1例を紹介します。



可変磁石と誘起電圧の変化

可変磁石が完全着磁されている状態から、一度減磁を行い、その後再度着磁した際の誘起電圧を図1に示します。また、図1中にて誘起電圧の状態を区間ごとに表したものを表1に記します。図1中③の区間では、可変磁石を減磁させたことによって、固定磁束磁石による誘起電圧のみが見られます。本モデルによる誘起電圧の最大変化率は、約50(%)となります。

無負荷時のフラックスラインの変化

可変磁石が着磁されている状態と脱磁されている状態における無負荷時のフラックスラインを図2に示します。左の状態は着磁を表し、右の状態は脱磁を表しています。可変磁石が脱磁されている状態では、ステータに流れる磁石磁束が減っている様子が確認できます。また、可変磁石の拡大図から、左の着磁の状態では可変磁石内部にフラックスラインが複数貫通しており、可変磁石から磁束が発生し、マグネットコアのギャップを通り可変磁石に戻る磁気回路を組んでいる様子が確認できます。一方、右側の脱磁の状態では、可変磁石の内部にはフラックスラインが表れておらず、固定磁力磁石から発生したフラックスラインが可変磁石の周囲に表れている様子が確認できます。これは可変磁石から発生する磁束より、固定磁力磁石から強い磁束が発生していることを意味しています。

可変磁石の動作点

可変磁石の動作点を図3に示します。入力された磁化特性上を移動しながら、着減磁電流が与えられた際に残留磁束密度Brが変化している様子が確認できます。

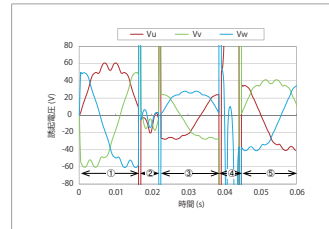


図1 可変磁石の誘起電圧の変化

区間	Id (A)	電流の状態	可変磁石の磁化状態
①	0	無負荷	着磁
②	-10	減磁電流を印加	脱磁
③	0	無負荷	脱磁
④	+200	着磁電流を印加	着磁
⑤	0	無負荷	着磁

表1 誘起電圧の状態

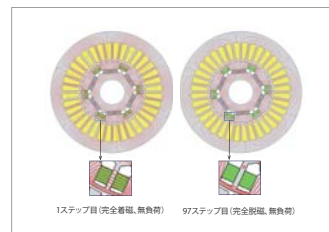


図2 無負荷時のフラックスラインの変化

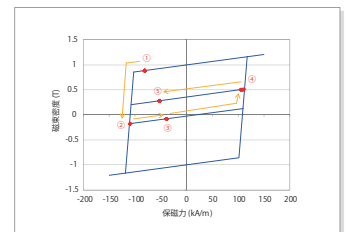
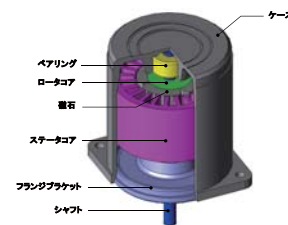


図3 可変磁石の動作点

事例 226 SPMモータの振動特性解析

module: DP, DS

概要
 モータに働く電磁力は電磁加振力として振動、騒音を引き起こします。振動、騒音は、この電磁加振力がモータの固有モードと共振することでも発生します。この現象を精度良く評価するためには、電磁力とモータの固有モードについて、各周波数および空間モードを詳細に把握する必要があります。ここでは、SPMモータを対象にステータコアに発生する電磁力を複数の回転数で求め、そのモータの固有モードと連成させることにより加速度を評価します。また、電磁力と固有モードの周波数成分および空間モードを分析し、共振の要因を確認します。



固有モード

空間4次の四角形モードに注目します。固有モード解析の結果より、各振動モードの固有周波数を把握します。四角形モードの結果を図1と表1に示します。

回転数-周波数-加速度グラフ

磁界過渡応答解析と構造周波数応答解析の連成解析を行い、ステータに生じる電磁力によって励起される振動の加速度を評価します。

図2に測定位置と位相0(deg)における加速度の円筒座標R成分をレーダーグラフで示します。グラフには測定例として2次の電磁力より計算した加速度を示します。また、ここで得られた加速度の振幅を回転数と周波数の軸を持つグラフにプロットし、図3と図4に示します。プロットされた各加速度のうち、特に大きな値がいくつか確認できます。これら振動の加振力となっている電磁力は22次、26次、34次で、回転数が上がり四角形モードの固有周波数に近くなることで加速度が大きくなっています。これは、電磁力の特定の周波数成分と特定の固有モードが強く共振していることを表します。

12(kHz)における22次、26次、34次の振動モードを図5に示します。全て四角形の振動モードが現れています。

ここで、電磁力の22次、26次、34次成分について、位相0(deg)における円筒座標R成分を加速度と同様にレーダーグラフで示すと、加速度と電磁力の分布に強い相関があることが確認できます(図6)。一方で、四角形モードの固有周波数に近い周波数成分を持ちながら、振動が小さい次数については、図7に示すように異なる空間モードを持っていることがわかります。

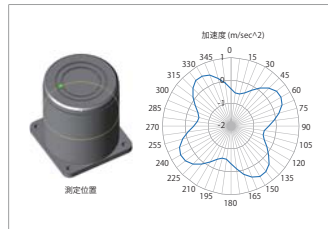


図2 加速度の測定位置と加速度R成分

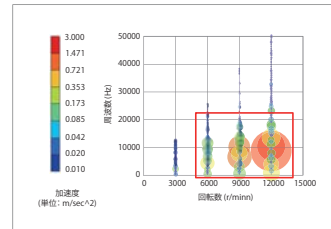


図3 電磁力によって励起される振動の加速度振幅

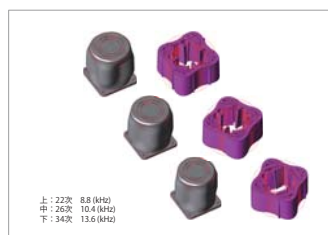


図5 12,000(r/min)時の共振振動モード

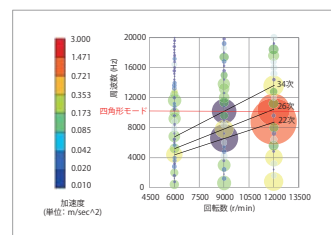


図4 電磁力の次数と極数に依存した固有モード



図1 四角形モードの固有モード

固有モード	次数	固有周波数
四角形	42, 43	10.8 (kHz)

表1 固有周波数

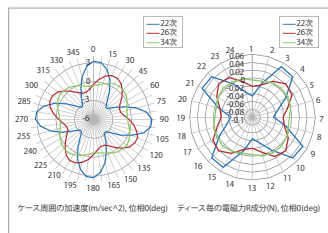


図6 四角形モードの振動と電磁力

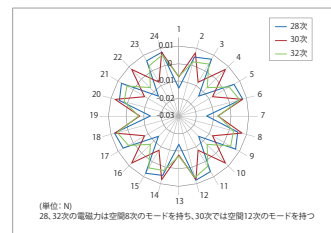
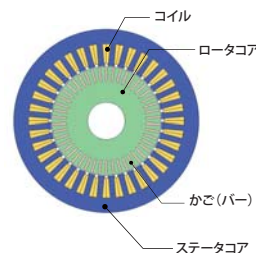


図7 四角形モード以外の電磁力

事例 227 三相誘導電動機の回路制御シミュレーション

module: FQ, RT

概要
 制御設計とモータ設計は異なる設計者が設計するため、協調設計が難しい状態にあります。しかし、昨今の高度化した要求を実現するためには、開発初期の段階でモータ設計と制御/回路設計を協調しながら課題の洗い出しを行うことが重要になります。協調設計では、高精度なプラントモデルを用いた回路シミュレーションが活用できます。誘導電動機の特徴は、モータ形状や材料、駆動状態に依存します。例えば、二次側の抵抗は二次導体内の電流分布を考慮して計算する必要がありますが、現象が複雑であり手計算で求めることは困難です。JMAG-RTは、モータ形状や材料、駆動状態を考慮してFEAの計算を行い誘導電動機の特徴を抽出することで、高精度なプラントモデル“JMAG-RTモデル”を作成することが出来ます。ここでは、誘導電動機のJMAG-RTモデルを制御/回路シミュレータへ取り込んで、電流と速度を制御する回路シミュレーションを行っています。



制御回路

制御回路を図1に示します。指令値は回転数2,000(r/min)とd軸電流30(A)としており、電圧指令値がインバータを介してモータに接続されています。

回転数波形、d軸電流波形

回転数波形を図2、d軸電流波形を図3に示します。両者とも、指令値に落ち着いていることが分かります。

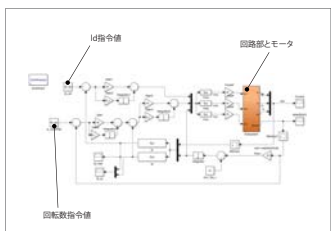


図1 制御回路 (制御部)

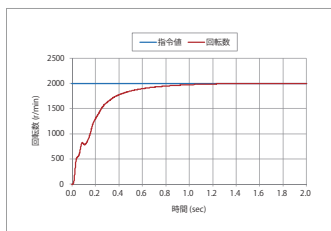


図2 回転数波形

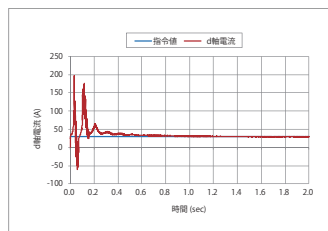


図3 d軸電流波形

事例 228

誘導電動機の熱解析

module: HT, LS, TR

概要

誘導電動機は構造が簡単で、小型・軽量、安価、保守の手間が要らないという長所を持つため、産業用から家電製品に至るまで多く使われています。誘導電動機は、ステータ巻線の回転磁界により2次導体に誘導電流が流れ、その電流と回転磁界により2次導体が回転方向に力を受け回転するモータです。誘導電流の影響でロータに大きなジュール熱が発生します。

誘導電動機の過渡応答解析から鉄損計算を行った結果を使用して熱解析をすることで、全体的な温度分布や特に高温になる場所を確認することができます。

ここでは、すべり0.1で駆動する誘導電動機の温度分布を評価した事例を紹介します。

誘導電動機の損失

最初のステップとしてすべり0.1の磁界過渡応答解析を行います。その結果から誘導電動機のジュール損失を抽出することができます。図1および図2は、かごと巻線のジュール損失密度をそれぞれ示しています。ジュール損失の大部分はかごのバーを支えるリング部分に位置しています。ステータとロータの鉄損解析結果を、図3と図4に示しています。

熱解析

熱解析では、熱源として磁界過渡応答解析および鉄損解析の結果を使用します。熱解析では誘導電動機の温度を計算します。

図5は、ステータの温度を示しています。ジュール損失がかなり大きく、コイルは最高70(deg C)まで達していることが確認できます。

一方、図6はロータの温度を示しています。かごのジュール損失が大きいため、ロータの温度分布はかごの部分が非常に高く、またステータに閉じ込められて熱を排出しにくいいため、90(deg C)以上の高温となります。

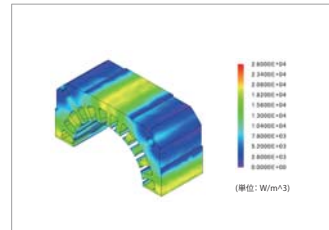
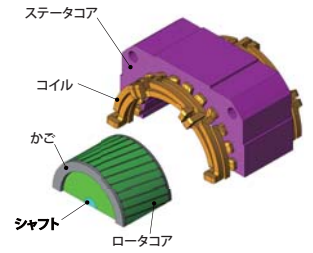


図3 ステータの鉄損

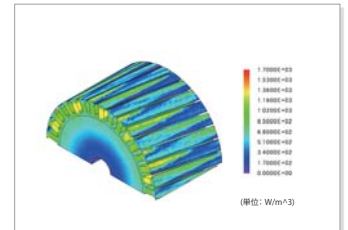


図4 ロータの鉄損

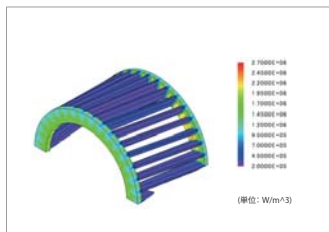


図1 かごのジュール損失

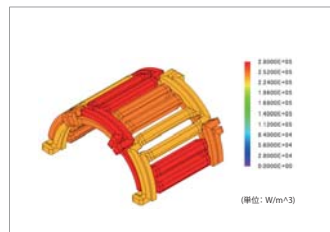


図2 巻線のジュール損失

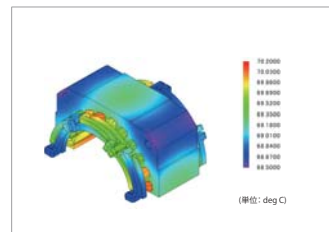


図5 ステータの温度

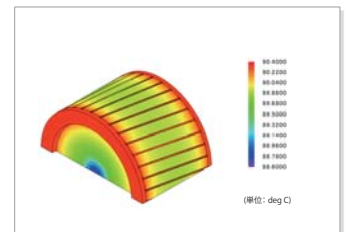


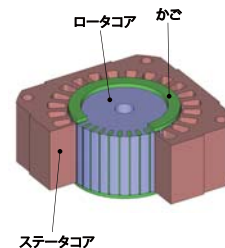
図6 ロータの温度

事例 229 PWMを考慮した誘導電動機の鉄損解析

module: DP, LS

概要

誘導電動機は固定子巻線の回転磁界により2次導体に誘導電流が流れ、その誘導電流と回転磁界により回転方向に力を生じるモータです。構造が簡単で、磨耗部分も無く、商用電源に接続するだけでも使用出来るため、産業用から家電製品に至るまで多く使われています。誘導電動機の通常のシミュレーションでは正弦波駆動の電源を使用していますが、実際のモータ駆動は一般的にPWMパルスを生成するインバータドライブを使用しています。有限要素法解析ではPWM入力により詳細に誘導電動機の損失を解析することができます。ここでは、PWM制御を考慮した誘導電動機でスタディを作成する方法について説明します。



PWM

誘導電動機のPWM制御のインバータを回路に配置する場合は、JMAGのマクロ素子を使用します。PWM制御インバータはロータの角度位置を使用してPWMパルスを作成しますが、機械が同期速度で回転しないため、誘導電動機では使用できません。したがって、PWMパルスを120(Hz)と同期させるように設定し、40.8(V)の電圧を与える必要があります。スイッチング周波数は10(kHz)に設定されています。PWM制御インバータの回路を図1に、波形を図2に示します。

誘導電動機の損失

この解析は、誘導機が3,300(r/min) (すべり0.0833) の速度で回転するように設定し、誘導電動機の電流と磁束密度を得るために、過渡応答磁界解析を使用します。時間ステップは、PWMの各周期が少なくとも30分割となるように設定しています。図3に誘導電動機の磁束密度分布を示します。図中にて、磁束が集中するティース部分をマーキングしています。磁束密度が高い部分は大きな鉄損を誘発します。図4と図5は、PWMの考慮の有無によるロータおよびステータにおける磁束密度の周波数成分を示しています。これらは、PWMを考慮したほうが高調波のために損失が増加することを示唆しています。図6は鉄損密度分布を示しています。

鉄損解析

磁界過渡解析の結果を用いて鉄損解析を行います。ここでは、PWM制御を使用した場合と使用しない場合の鉄損を比較しています。表1は、ロータとステータの損失の違いを示しています。PWM制御を使用した場合、鉄損はロータは28%、ステータでは17%増加しています。

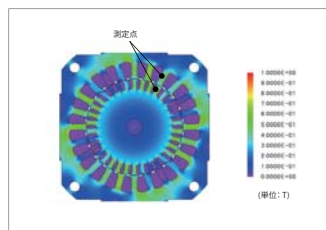


図3 磁束密度分布

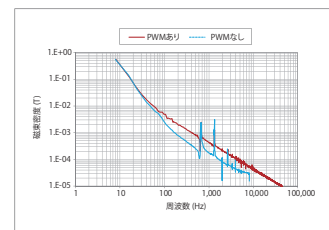


図4 ロータティースの磁束密度

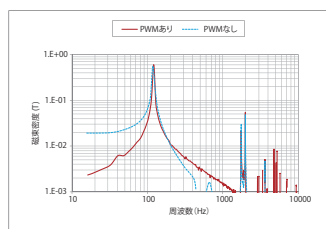


図5 ステータティースの磁束密度

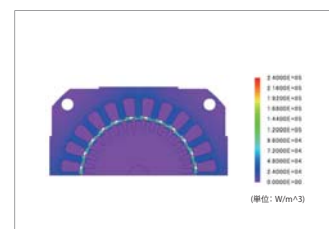


図6 鉄損密度分布

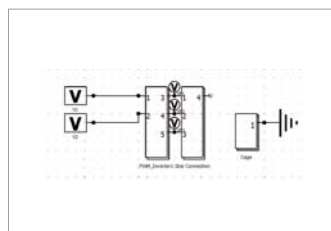


図1 PWMインバータ回路

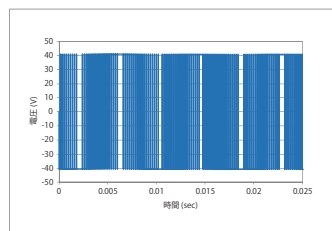


図2 PWMインバータ波形

部品	総損 (合計)		ジュール損		ヒステリシス損	
	PWMあり[W]	PWMなし[W]	差 (%)	PWMあり[J]	PWMなし[J]	差 (%)
ロータ	0.69	0.54	+28	0.60	0.47	+28
ステータ	3.23	2.76	+17	2.23	1.81	+23

表1 鉄損の比較

事例 230

6相SPMモータのインバータ故障シミュレーション

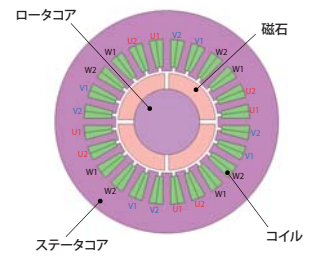
module: DP, RT

概要

近年、コスト低減や機能向上というメリットから、車載用モータでは多相設計が採用されています。例えば、3相2重巻線とした6相モータがあり、インバータを2基使用して位相を電気角30(deg)ずらして給電します。このように、複数のインバータを使用することで、インバータの一部で故障が発生しても制御不能な状態に陥らず、安全に停止出来るという車載モータシステムの冗長性強化に繋がります。ただし、安全性を精度よく評価するには回路シミュレーションが必要です。

インバータ故障時は過電流が流れ電磁鋼板の磁化特性の非線形領域を使用するため、インダクタンスも非線形的な挙動を示します。これより、線形理論式に沿った計算手法では精度の高いプラントモデルを作成することが出来ません。JMAGでは、モータが含有する磁気飽和特性や空間高調波を考慮した詳細で実機に即したプラントモデルを作成することが出来ます。

ここでは、6相SPMのJMAG-RTモデルを制御/回路シミュレータへ取り込んで、インバータ故障時の回路シミュレーションを行っています。



制御回路

制御回路を図1に示します。指令値は電流振幅8(Apeak)と電流位相0(deg)としており、電圧指令値がインバータを介してモータに接続されています。インバータ1はU1相、V1相、W1相と接続しており、インバータ2はU2相、V2相、W2相と接続しています。また、計算開始後0.02(sec)でU1相のアームに故障が発生するように設定しています。

電流波形、トルク波形

U1相、V1相、W1相の電流を図2、U2相、V2相、W2相の電流を図3、トルク波形を図4に示します。図2より、故障発生後にU1相の電流が一部で減少し、V1相、W1相のコイルに過電流が流れていることが分かります。一方で、図3よりU2相、V2相、W2相の電流は安定していることが分かります。

図4より、故障後のトルクは周期的に大きなリップルが乗るもののある程度の大きさを維持しています。これより、制御不能な状態には陥っておらず、安全に停止状態に持つていくことが出来ると判断できます。

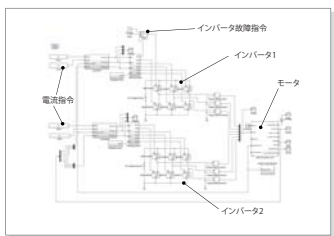


図1 制御回路

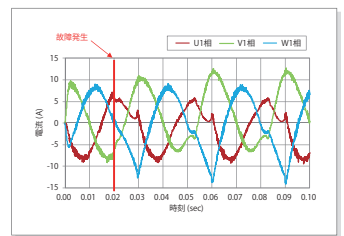


図2 電流波形 (U1相、V1相、W1相)

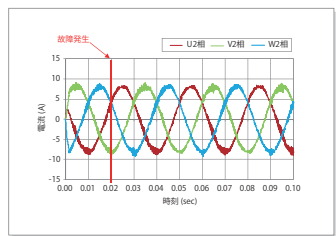


図3 電流波形 (U2相、V2相、W2相)

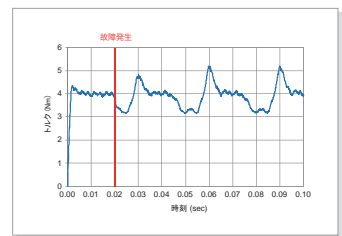


図4 トルク波形

事例 231

シンクロナスリラクタンスモータのベクトル制御シミュレーション

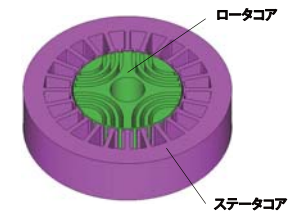
module: DP, RT

概要

制御設計とモータ設計は異なる設計者が設計するため、協調設計が難しい状態にあります。しかし、昨今の高度化した要求を実現するためには、開発初期の段階でモータ設計と制御/回路設計を協調しながら課題の洗い出しを行うことが重要になります。協調設計では、高精度なプラントモデルを用いた回路シミュレーションが活用できます。

シンクロナスリラクタンスモータ (以下、SynRM) の駆動時は電磁鋼板の磁化特性の非線形領域を使用するため、インダクタンスも非線形的な挙動を示します。これより、線形理論式に沿った計算手法では精度の高いプラントモデルを作成することが出来ません。JMAGでは、モータが含有する磁気飽和特性や空間高調波を考慮した詳細で実機に即したプラントモデルを作成することが出来ます。

ここでは、SynRMのJMAG-RTモデルを制御/回路シミュレータへ取り込んで、電流と速度を制御する回路シミュレーションを行っています。なお、理想モータモデルとの比較を行っています。



制御回路

制御回路を図1に示します。指令値は回転数600(r/min)とd軸電流-5(A)としており、電圧指令値がインバータを介してモータに接続されています。

回転数波形、d軸電流波形

JMAG-RTモデルと理想モータモデルの回転数波形を図2、d軸電流波形を図3に示します。両者とも、指令値に落ちていることが分かります。また、立ち上がりに関しては両者の挙動に違いがあることが分かります。

コイル電流波形、トルク波形

理想モータモデルおよびJMAG-RTモデル使用時のコイル電流波形を図4と図5、トルク波形を図6に示します。

立ち上がりに関してはJMAG-RTモデルの方が大きな電流が流れていますが、発生しているトルクが低くなっています。これは、コアの磁気飽和を厳密に考慮しているためです。また、定常状態のトルク波形を見ると、空間高調波によるトルクリップルが発生していることがわかります。

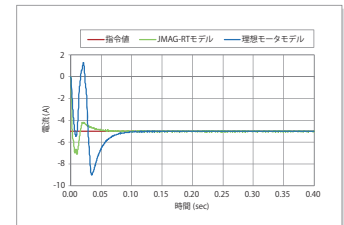


図3 d軸電流波形

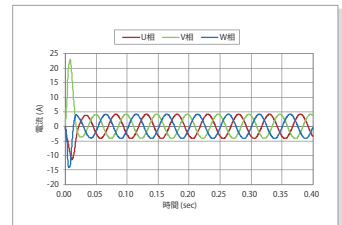


図4 コイル電流波形 (JMAG-RTモデル)

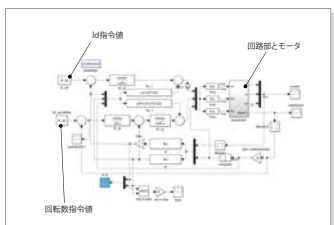


図1 制御回路 (制御部)

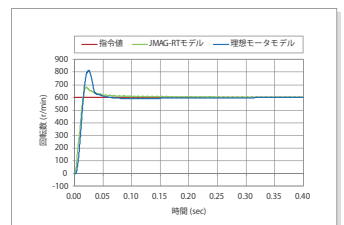


図2 回転数波形

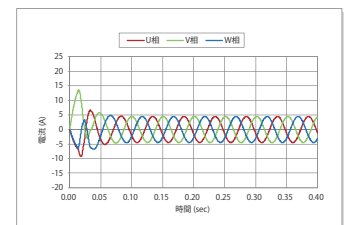


図5 コイル電流波形 (理想モータモデル)

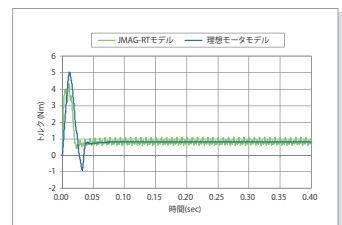
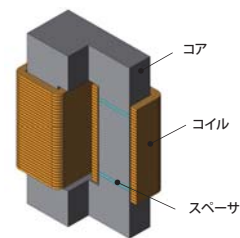


図6 トルク波形

事例 232 リアクトルのジュール損失解析

module: FQ



概要

コンバータの基幹部品である高周波リアクトルを設計する上で、電圧変換に必要なパラメータとなるインダクタンス、損失は重要な要素となっています。

リアクトルのコアにギャップを設けることによって、コアが磁気飽和しにくくなり安定したインダクタンスを得ることが出来ます。しかし、エアギャップの位置はコイルのジュール損失や渦電流に影響を及ぼす可能性があります。

このようにエアギャップの位置はリアクトルの設計において重要な事項ですが、試作で検討するには非常に時間とコストがかかります。FEAを使用することで漏れ磁束の可視化やエアギャップ位置によるジュール損失の比較を容易に行うことができます。

ここでは、リアクトルのエアギャップの位置に対するジュール損失を検討した事例を示します。

漏れ磁束

リアクトルには10(kHz)、0.5(A)の正弦波電流が供給されています。スペーサ(エアギャップ)があると周囲に磁束が漏れてしまいます。さらに、この漏れ磁束はコイルへの誘導電流となりジュール損失を発生させます。

ある位置での漏れ磁束を図1に、コイルに発生する誘導電流を図2に示します。

ジュール損の比較

次に、スペーサの位置を19パターン変更した場合の損失を比較します。ジュール損失値の比較グラフを図3に、漏れ磁束の比較を図4に示します。

図3より、スペーサの位置がコイルのジュール損失に大きく影響することがわかります。2つのスペーサを並べて配置すると、磁束の一部が中心部のコアから漏れます。

図4のa)に示すように、2つのスペーサを接近させると、磁束が側面に漏れて中央のコアを磁束が短絡して流れている様子がわかります。

また、図4のb)に示すように、中心から外側に向けて中間にスペーサを配置すると、漏れ磁束が発生しますがより小さい範囲であることがわかります。

しかし、図4のc)ではa)のコアの磁束短絡部分のように、近くにあるコアに漏れ磁束が流れていることが分かります。

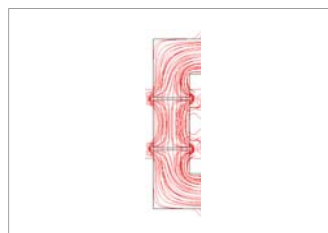


図1 漏れ磁束

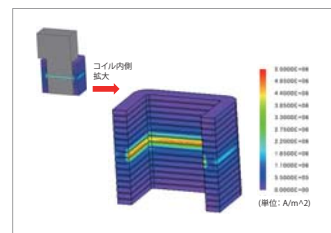


図2 コイルに発生する誘導電流

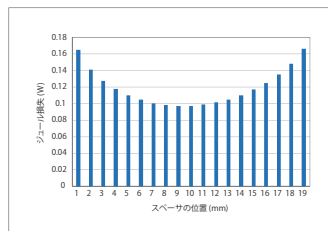


図3 ジュール損失値の比較

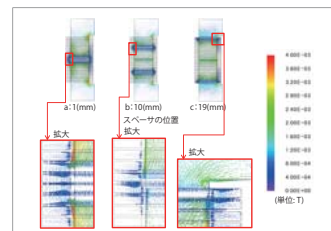


図4 漏れ磁束の比較

事例 233

誘導加熱用コイルの最適化設計

module: FQ, HT



概要

鋼の表面硬化を目的とした焼入れの手法の一つとして、高周波焼入れが多くの機械部品に適用されています。一般に高周波焼入れ装置の試作や試験には、大きな費用と時間を要し、さらに危険を伴う場合もあります。また、誘導加熱という複雑な現象に加え、キュリー点を超える加熱により材料特性も大きく変化するため加熱状態の推測は困難です。そのため、詳細な現象を扱うことができる有限要素法に基づいたシミュレーションが有効です。また、焼入れを行う際は均一な加熱が期待されますが、加熱コイルの形状・配置、電流周波数や大きさの調整など検討すべき要素は少なくありません。多くの設計変数や評価項目がある場合には、最適化機能を用いた自動計算をシミュレーションに適用すると、工数を大きく削減できます。ここでは、歯車の高周波焼入れに使用するコイルの設計を最適化機能を用いて実施した例を示します。

コイルの設計変数

コイルは2巻とし、ワークの中心高さからの距離CPositionとコイルの幅CWidthを設計変数とします(図1)。また、入力電流も設計変数として定義します。温度評価点を図2に示し、コイル最適化設計における評価関数(図3)には、次の3点を定義します。

- 入力電流最小化
- 評価点における温度Ti(図2)に対して、目標温度TRからの標準偏差Tdevの最小化
- 評価点における温度Ti(図2)に対して、目標温度TRからの偏りTbiasの最小化

多目的最適化によるパレート解

集団サイズを10、世代数を10とした多目的遺伝的アルゴリズムの最適化計算を行い、得られた評価関数値を図4、図5に示します。入力電流と温度の標準偏差で初期設計案を評価すると、ほぼパレート解上にあります。温度の偏りと温度の標準偏差で評価すると、パレート解からは遠い位置にあることが分かります。

パレート解上の設計案における温度分布を図6に示します。温度の標準偏差が重視された①のケースでは温度の均一化が改善されていますが、入力電流の低減が重視された②のケースでは加熱不足が目立つ結果となりました。また、温度の偏りを重視した③のケースでは、全体の平均温度が高くなっていることが確認できます。

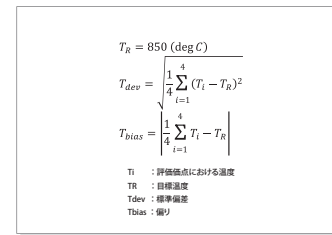


図3 評価関数

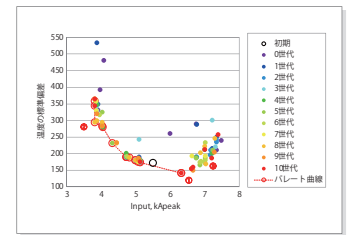


図4 入力電流 vs 温度の標準偏差

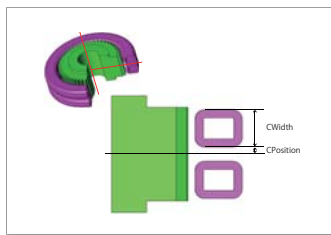


図1 設計変数

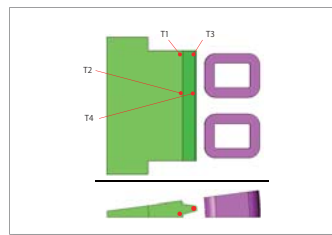


図2 温度評価点

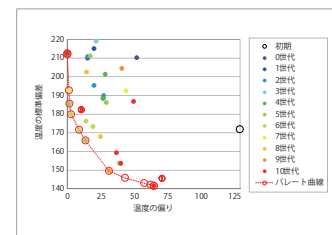


図5 温度の偏り vs 温度の標準偏差

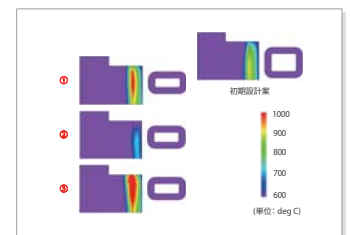


図6 パレート解上のコイル設計案と温度分布

事例 234

誘導電動機の振動特性解析

module: DP, DS

概要

誘導電動機は構造が簡単で、安価、堅牢、高効率のため古くから一般産業用に広く利用されています。しかし近年、公害問題や工場などの作業環境改善がより一層叫ばれるようになり、誘導機から生じる騒音も問題視されるようになってきています。誘導電動機に働く電磁力はトルクを生み出す源ですが、同時にモータ自身の加振力となって電磁騒音を生じます。電磁力による騒音・振動を精度良く評価するためには、放射音の源となるステータコアに働く電磁力分布を正確に把握し、それが連結されるケースを含めたモータ全体の固有モードを求めする必要があります。電磁力分布や固有モードはステータコアの形状に依存するため、有限要素法などの解析により求める必要があります。ここでは、誘導機のステータコアに発生する電磁力を求め、モータの固有モードと連成させることにより音圧を評価する事例を示します。

固有モード

極数に依存した振動モードに注目します。4極のモデルを使用しますので、四角形の振動モードを確認すると、3,700(Hz)付近にこのモードが存在することが分かります。変形の様子を図1に示します。

電磁力により生じた周波数ごとの加速度

図2に回転時の電磁力によって生じた加速度の周波数依存性を示します。評価箇所は図に示すケースの一边を選び、各ポイントの実効値から最大値を抽出して、その周波数の評価値として示します。図1に示した固有モード付近の3,700(Hz)で加速度が最大となっているのが確認でき、共振が起きていると考えられます。

四角形の固有モードにおける加速度・音圧分布

3,700(Hz)での加速度及び音圧レベルを図3と図4にそれぞれ示します。共振により加速度・音圧レベルともに値が高いことが見て取れます。また両者の分布において、固有モードの空間的な特徴を反映していることが確認できます。

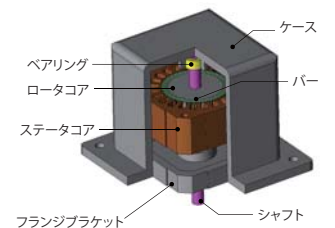


図1 四角形モードの固有モード

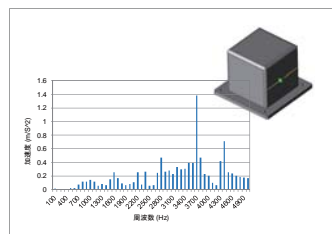


図2 加速度の周波数特性

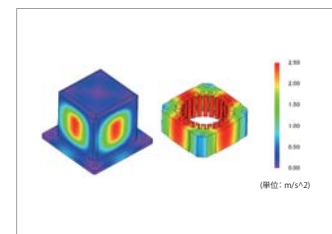


図3 3,700(Hz)における加速度分布

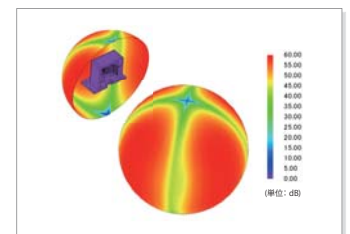
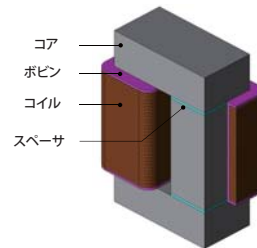


図4 3,700(Hz)における音圧レベル分布

事例 235 リアクトルのコア漂遊損解析

module: LS, TR



概要

コンバータの基幹部品である高周波リアクトルを設計する上で、電圧変換に必要なパラメータとなるインダクタンス、損失は重要な要素となっています。

コイル抵抗と電流値に依存する銅損、鉄損に分類される渦電流損とヒステリシス損、それ以外の損失を漂遊損といいます。

漂遊損は主にコイル端部からの漏れ磁束によってコイル端の鉄心やコイル付近の導体部品などに渦電流が発生して起こる損失です。

漂遊損が損失全体に占める割合は必ずしも大きいものではありませんが、局所的に発熱が生じることがあり、運用上の問題になることがあります。

漂遊損は実測や手計算でとらえることは難しいのですが、JMAGの過渡解析で漂遊損となるコア表面の渦電流や、コイルからコアへの漏れ磁束を可視化することができます。

ここでは、リアクトルのコア漂遊損解析の事例についてご説明します。

漏れ磁束と渦電流

図1に、ギャップ付近の漏れ磁束のフラックスラインとコアの渦電流密度分布を示します。フラックスラインの拡大図から、コアのギャップを境に磁束の通過する断面積をコアの断面積より大きくしようとして磁束が膨らむフリンジングが発生しているのが確認できます。また、ギャップを境に右のコイル直下部分の表面に面内渦電流が発生しており、磁束が積層方向に垂直に発生している様子がわかります。

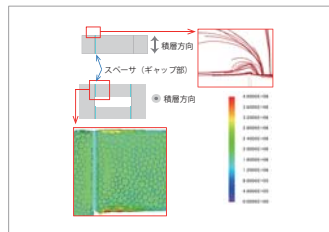


図1 漏れ磁束と渦電流

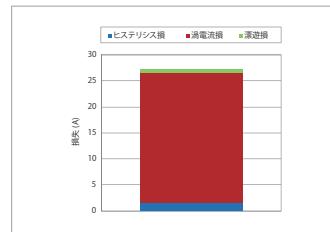


図2 リアクトルの損失

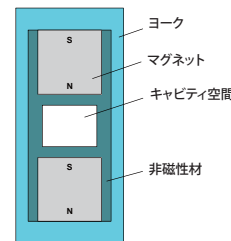
リアクトルの損失

図2に、リアクトルの損失を示します。

磁界解析と鉄損計算を合わせて計算をすることで、ヒステリシス損、渦電流損、漂遊損と損失を分けて計算結果を得ることができます。

事例 236 プラスチックマグネット アキシャル磁場配向 磁気回路最適化

module: ST



概要

プラスチックマグネットは軽量で高強度であり、形状自由度が高く、量産性に優れているという特徴があります。

磁気特性が高い異方性プラスチックマグネットは磁場配向の必要があります。そのためには、金型内の製品キャビティに磁場配向に必要な磁束を発生させるため磁気回路を組みます。

キャビティに発生する磁束が磁場配向に必要な十分な大きさを得られること、アキシャルに平行な磁束が得られること、そして、それらになるべく小さい体格で形成することが磁気回路の設計要件となります。

簡単な磁気回路の場合は手計算で求めることができますが、キャビティに発生する空間磁束密度の分布や角度などを詳細に求めるには、FEAが有効です。また、要求機能を満たしつつ形状を最小にする最適設計ではトライアンドエラーになることが避けられず、時間的なコストもかかるため、最適化ツールと組み合わせた解析の自動化も広く活用されています。

ここでは、磁場中成形用金型の磁気回路構成部品の寸法値を設計変数としたアキシャル磁場配向金型の磁気回路最適化の事例をご紹介します。

最適化条件

図1に最適化条件として設計変数と目的関数、制約条件を示します。

設計変数はマグネットの半径をa、非磁性部分の幅をb、ヨークの幅をcとし、磁気回路全体の径(a+b+c)の最小となるように目的関数を設定します。

制約条件はキャビティに発生する磁束密度BがY軸方向に対して成す角度と、Bの大きさに対し閾値を指定します。

角度は誤差5(deg)の範囲で、B値を0.3(T)以上とする2つの制約条件を設定します。

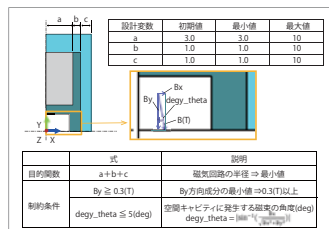


図1 最適化条件

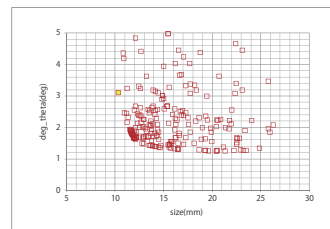


図2 磁気回路半径とキャビティ磁束角度 (制約条件を満たしたケース)

最適化結果

図2と図3に最適化の計算結果の応答グラフを示します。磁気回路の半径sizeに対し、制約条件を満たしたBminとdeg_thetaとをそれぞれプロットしたグラフを示します。黄色のプロットは最適値です。最適値は制約を満たしたケースの中で磁気回路の半径sizeが最小値となります。なお、図2と図3で示した最適値は同じケースです。

図4に初期形状と最適形状で得られた結果の磁束密度コンターとフラックスラインを示します。変数a, b, c各値の初期値と最適化で得られた値を示します。赤色の線で囲んだ初期形状のキャビティ部ではキャビティの角の部分に斜めに磁束が入りますが、得られた最適形状ではキャビティ全体に平行で均一に近い磁束が得られることが確認できます。

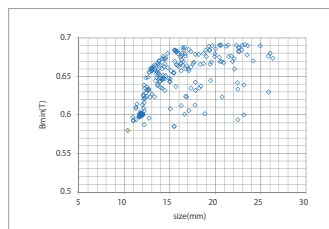


図3 磁気回路半径とキャビティ磁束密度 (制約条件を満たしたケース)

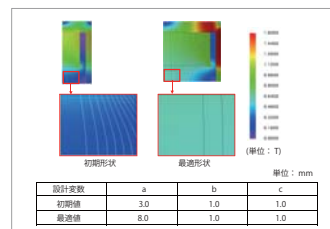
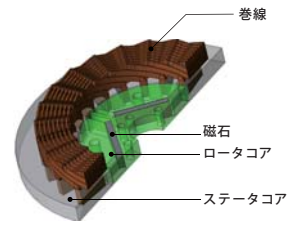


図4 最適化計算結果 (磁束密度コンター、フラックスライン)

事例 237 IPMモータの交流損失解析

module: TR



概要

PMモータの主な損失は、鉄損、磁石、および巻線で発生します。この中の巻線損失、特に端部巻線に発生する損失に着目します。巻線の損失は、直流損失および交流損失によって定義することができます。直流損失は、巻線の形状と電流より、容易に手計算が可能です。一方で交流損失は、互いに近接した導体によって生成される磁場など様々な影響を受けるため、計算による推定は困難です。試作機を作成し、コイル部品に対する複雑な測定を行うことによって推定することができますが、設計フローにおいてコストと時間がかかります。この問題に対して3D有限要素解析を用いることにより、コイルの損失は比較的迅速かつ低コストで分析することができます。ここでは、IPMモータの交流損失を求めた事例をご紹介します。

損失解析

直流損失と交流損失の違いを図1に示します。直流損失に対して交流損失を考慮(直流損失と交流損失を合計)することで、損失は45(%)程度増加しています。このように、交流損失の影響が大きいことがわかります。図2に示すコイルエンドの交流損失は、巻線の形状ならびにコイルエンドを通る漏れ磁束に依存します。これは主に、渦電流が流れる個々の導体間の相互磁気結合によって生じています。図3ではコイルエンドの損失分布とフラックスラインを示しており、ステータ端部とコイルとの間の磁気結合、および導体内の相互磁気結合の様子を確認することができます。これらは、コイルエンドにおける交流損失の主要因です。

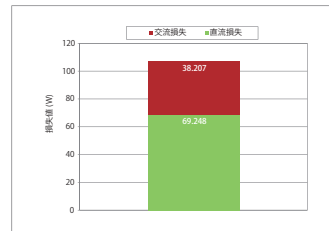


図1 交流損失と直流損失

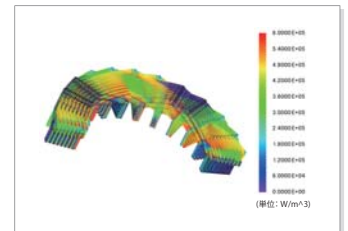


図2 コイルの損失分布

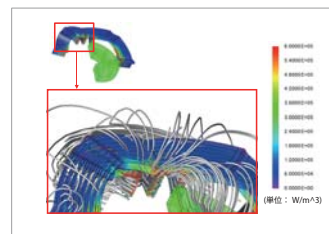
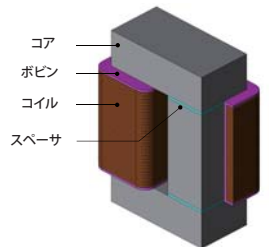


図3 コイルエンドの損失分布とフラックスライン

事例 238 直流重畳を考慮したリアクトルのヒステリシス損失解析

module: DP, LS



概要

コンバータの基幹部品である高周波リアクトルを設計する上で、電圧変換に必要なパラメータとなるインダクタンス、損失は重要な要素となっています。リアクトルは通常パワーエレクトロニクス分野で使用し高周波駆動します。高周波駆動時の損失現象は複雑であり、JMAGでヒステリシス損失を計算することが有益です。ここでは、直流電流に加えスイッチングに伴う高周波電流が流れるモデルに対し、ヒステリシス損失の計算方法としてループカウント法とブレイモデルを用いた方法の違いを比較します。

ヒステリシス損失の比較

表1は2つの方法で求めた鉄心のヒステリシス損失を示しており、それぞれの計算結果に違いが生じていることがわかります。ヒステリシス損失をループカウント法で計算した場合は、スタインメッツの経験則を使用し交流変動のみを考慮して計算します。一方、ブレイモデルを用いた方法では直流オフセット上に交流変動を考慮して計算します。リアクトルの磁束密度のヒストリグラフを図1に示します。

計算方法	損失の値 (W)
ブレイモデル	3.08
ループカウント	0.55

表1 ヒステリシス損失の比較

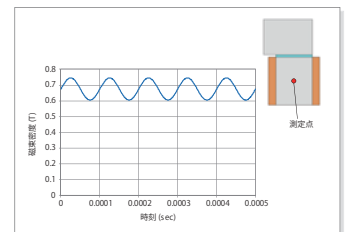


図1 リアクトルの磁束密度

ブレイモデル

リアクトルは、10(kHz)、2(A)の正弦波電流、および20(A)の直流電流によって駆動しています。これは、図1に示すように、交流成分と直流成分を含む磁束密度変動となります。1次元積層解析により、積層表面からの深さ毎にコアに誘起された渦電流を計算します。そこから、図2に示すように表面からの深さ毎の平均磁束密度を得ることができます。磁束密度は表皮効果により積層表面において最も高いことがわかります。図3に示すように、磁場の直流成分を考慮し、銅板の深さ毎に磁束のマイナーループを計算することができます。これは、ループカウント法とブレイモデルの計算方法の差異です。ループカウント法は交流のみを計算しているので、得られるヒステリシスループは異なります。コアのヒステリシス損失が3.08(W)で渦電流損失が2.85(W)であり、ヒステリシス損失が全損失の半分以上を占めるような場合、直流重畳時の損失を正確に評価するにはブレイモデルを用いたヒステリシス損失計算を使用することを推奨します。

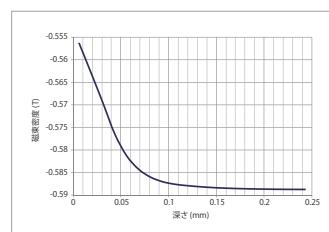


図2 ヒステリシスループ (平均磁束密度)

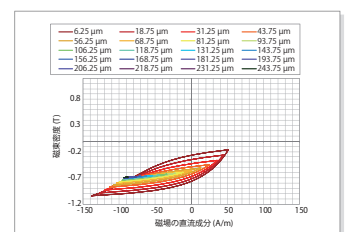
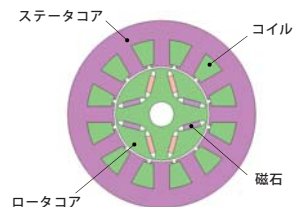


図3 ヒステリシスループ

事例 239 IPMモータの故障解析

module: DP, RT

概要
電氣的な故障は、機器の動作中に一般的に発生する状態です。これらは、パワーエレクトロニクスや接続された電源システムに悪影響を及ぼす可能性があります。故障中のモータの動作を包括的に解析するには、故障条件を変えて多くのテストケースを実行する必要があります。JMAG-RTモデルはFEAをベースに計算を行い作成された高精度プラントモデルであり、高調波の影響や磁気飽和を考慮できます。ここでは、JMAG-RTを使用しIPMモータの故障をシミュレーションした事例を示します。シミュレーションしているのはIGBTの故障に起因する開回路故障であり、これはPMSMの駆動において最も一般的に発生する故障の1つです。



故障について

モータは1(kW)の定格の4極機であり、600(r/min)、10(A)で作動しています。動作開始から0.3(sec)でIGBTの一つが故障するものとします。これにより、6ステップインバータの開回路が生じ、特定のIGBTを流れる電流がゼロになります。モータのトルクと電流に対する故障の影響を確認します。

故障解析

高精度なJMAG-RTモデルとLdLq(一定)モデルには基本的な違いがあります。JMAG-RTモデルはFEAを用いることで、空間高調波を考慮できます。これにより、故障前後でトルクリップルを捉えることが可能です。

これは、システムシミュレーション中にIGBT故障によるモータの挙動の予測に有益です。トルクの挙動を図2に示します。故障が発生する瞬間も確認することが出来ます。JMAG-RTモデルを用いてより高い時間分解能でシミュレーションを実行することにより、再閉路など故障後の現象を予測することも可能です。

両者のモデルの違いは、故障が発生した後の電流波形においても確認することができます。ただし図3から、今回のシミュレーションでは電流の差は非常に小さく、JMAG-RTモデルとLdLq(一定)モデルの平均トルク値の差も小さくなっています。

高負荷時の故障解析

図4に示すとおり、LdLq(一定)モデルとJMAG-RTモデルを使用したときの平均トルク値には差がありますが、この差は図2では見られません。ここでの主な違いは電流振幅です。図2は10(A)を流しており、図4は28.3(A)を流しています。

トルクの差異の原因は磁気飽和の効果であり、JMAG-RTモデルでしか考慮されていません。図5から、LdとLqの値は入力電流が増加するにつれて減少することがわかります。これは、コアが磁気飽和しているために発生します。磁気飽和により、鉄心の透磁率は下がっていきます。これは図4で示した平均トルクの低下を引き起こします。また、磁気飽和の様子は図6のFEAの計算で確認することができます。このように、故障時の挙動予測は、単純なLdLq(一定)モデルでは表現できない特性にも依存するため、精度の高いモデルを使用することが有益です。

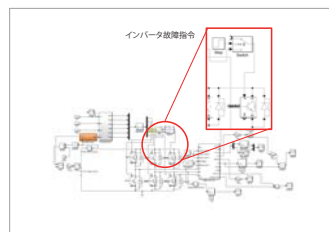


図1 モータ制御回路

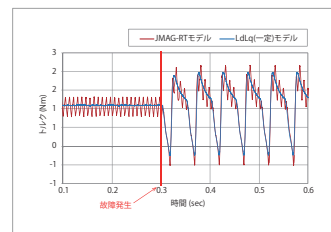


図2 トルク波形比較 (10(A))

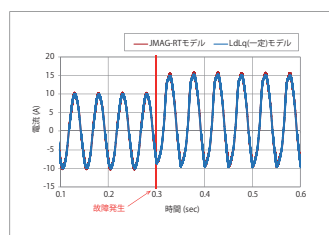


図3 電流波形比較 (10(A))

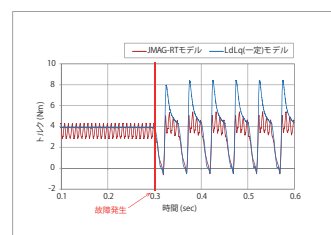


図4 トルク波形比較 (28.3(A))

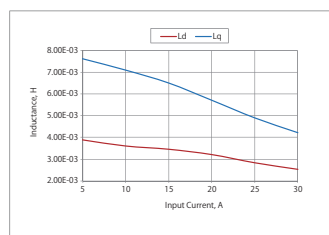


図5 インダクタンス解析

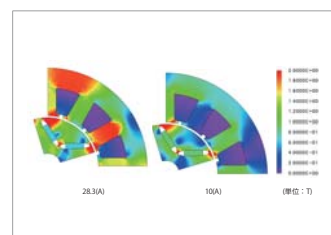
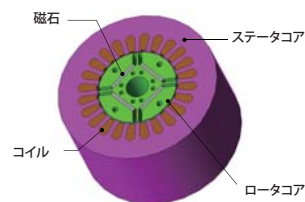


図6 磁束密度分布

事例 240 PAM駆動を使用したIPMモータのN-T特性解析

module: DP

概要
通常、PMSMは動作させるために駆動システムを必要とします。PAM駆動やPWM駆動など、様々な種類の駆動システムがあります。PAM駆動の原理は単純であり、キャリア信号が供給信号を遮断してパルスを生成し、供給信号の振幅を制御することによってこれらのパルスの振幅を制御します。適切なスイッチング制御を適用することにより、この原理をPMSM駆動装置として使用することが可能です。なお、スイッチング制御の単純さから、PAM駆動はPWM駆動より安価で堅牢な傾向があります。ここでは、PAM駆動時のIPMの性能を確認した事例を示します。



PAM駆動

図1に回転速度1,800(r/min)における磁束密度分布を示します。図2および図3は、PAM駆動を使用した場合の動作点1,800(r/min)のトルクおよび電流波形を示しています。図4および図5は、それぞれトルク-速度およびトルク-電流カーブを示しており、様々な動作点でのモータ性能を予測しています。IPMモータのトルクは回転速度が増加するにつれて減少し、電流が増加するにつれて増加しています。

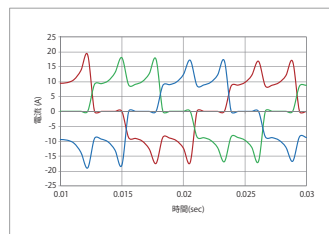


図3 電流波形 (1,800(r/min))

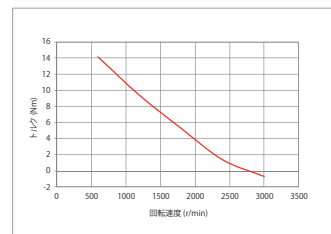


図4 N-Tカーブ

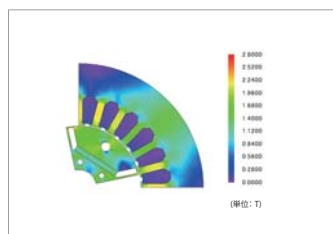


図1 磁束密度分布 (1,800(r/min))

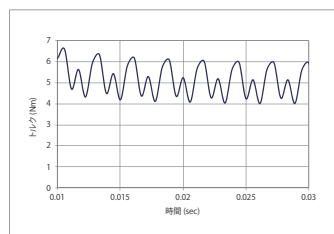


図2 トルク波形 (1,800(r/min))

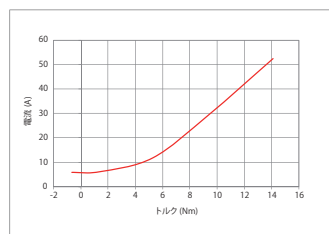


図5 T-Iカーブ

事例 241

単相同期モータのN-T-I特性解析

module: DP

概要

広く使用されている三相同期モータは効率が良く安定的に駆動できる反面、インバータを用いることによりコストが高くなる傾向があります。一方で、単相同期モータはインバータが不要なためコストを抑えることができます。また、ブラシレスであるためメンテナンスコストも下げることが出来ます。

単相同期モータは、ロータの回転数に応じて逆起電圧およびコイルに流れる電流が変化します。低速時は逆起電圧が小さいためコイルには大きな電流が流れ、磁気回路内に磁気飽和が発生します。

一方、高速時は逆起電圧が大きくなるため、コイルに流れる電流およびトルクが減少します。このように、モータを設計する際は幅広い動作点に対して特性を把握することが重要です。JMAGでの解析で設計検討段階においてN-T-I特性を求められることはモータの開発スピードに大きく寄与します。

ここでは、単相同期モータのN-T-I特性を求めた事例を紹介します。

N-T-I特性

N-T-I特性グラフを図1に示します。

図1より、回転数ごとのトルクの値や、駆動可能な最高回転数などが把握できます。また、トルク-電流は比例関係となり、T-I特性が確認できます。

磁束密度分布

回転数2,000(r/min)、12,500(r/min)での磁束密度分布を図2に示します。

低速駆動時は大きな電流が流れるため、ステータコアでも磁気飽和が見られます。一方で高速駆動時はコイルに流れる電流が減少するため、ステータコアの磁気飽和が緩和していることが分かります。

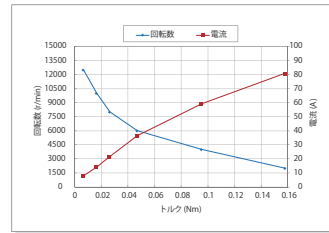
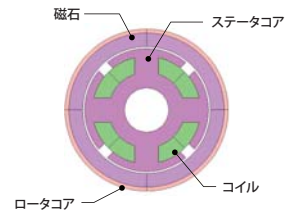


図1 N-T-I特性（回転数-トルク-電流特性）

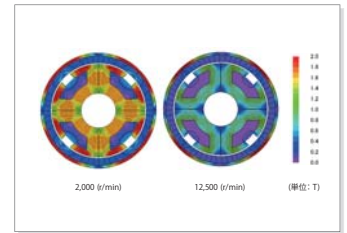


図2 磁束密度分布

事例 242

可動子の傾きを考慮した電磁弁の吸引力解析

module: ST

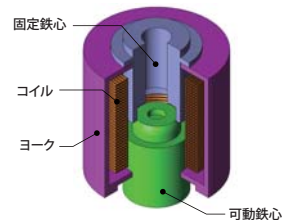
概要

電磁弁は、鉄心を並進運動させて液体や気体の流入量を調整するために用いられます。コイルに電流を通電すると電磁石が形成され、可動部と固定部との間に電磁吸引力が発生します。弁の開閉には高い応答性が求められるため、駆動に用いる電源や電磁弁が、要求される応答性や吸引力を満たすか否かは重要な評価項目となります。

電磁弁は油圧バルブやインジェクタに使用される場合が多く、可動子自体が高圧の液体中に置かれ流路抵抗を受けます。可動子はガイドを利用して運動するため誤差を有し、傾きを生じる可能性を持っています。傾きが生じた場合は、電磁吸引力にアンバランスが生じるため、その力が調心に働くのか悪化する方向に働くのかは事前に確認する必要があります。

傾きが生じた時の吸引力の変化や、可動子に発生したアンバランスな力が調心に働くのか、悪化する方向に働くのかを事前にFEAを用いて検討することは有益です。

ここでは、可動子の各位置において、傾きの有無による電磁力への影響を確認した事例をご紹介します。



可動子の位置と傾き

可動子の位置と傾きを図1に示します。可動子の位置はギャップ長が3.6(mm)、1.9(mm)、0.2(mm)の3水準としています。それぞれの位置で可動子の傾きあり、なしの比較を行っています。傾きの中心軸は可動子の位置に依存せず常に座標を固定し、傾き角度は2(deg)としています。

電磁力への影響

可動子位置ごとの傾きによる吸引力を図2、傾きの中心軸周りのトルクを図3に示します。

図2より、ギャップ長3.6(mm)では傾きはほぼ吸引力に影響ありませんが、1.9(mm)では吸引力が20%も増加し、0.2(mm)では吸引力3%減少していることが分かります。

図3に示すように、傾きありの場合はギャップ長が短くなるにつれてトルクが大きくなっていることが分かります。本例題ではトルクの正の向きと傾きの方向を一致させているため、可動子に発生したアンバランスな力が傾きを悪化させる方向に働いていることが分かります。

電磁力分布

それぞれの位置での可動部付近の電磁力分布を図4～図6に示します。

図4に示す通り、ギャップ長3.6(mm)では傾きによる電磁力の変化はほとんど見られません。一方で図5に示す様に、ギャップ長1.9(mm)では傾きによって固定鉄心と可動鉄心が近づいている箇所で電磁力が大きくなっていることが分かります。これにより、吸引力が増加しています。図6に示すギャップ長0.2(mm)では、可動子の傾きによって電磁力が移動方向ではなく真横に働いています。吸引力の減少は、これが原因であることが分かります。

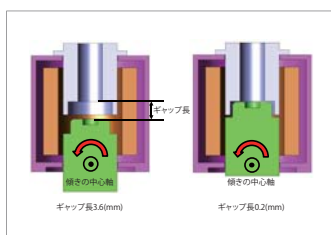


図1 可動子の位置と傾き

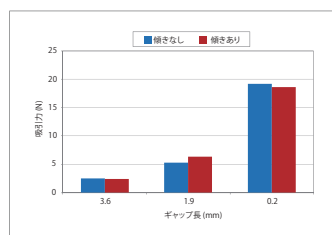


図2 吸引力

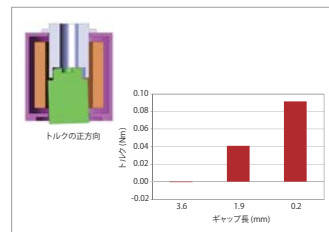


図3 トルク

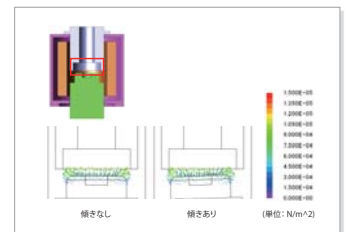


図4 電磁力分布（ギャップ長3.6(mm)）

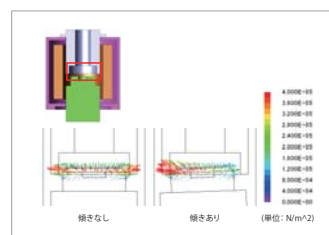


図5 電磁力分布（ギャップ長1.9(mm)）

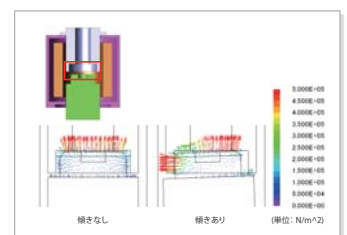


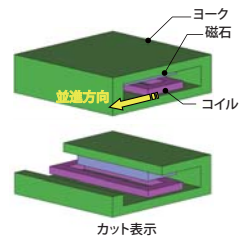
図6 電磁力分布（ギャップ長0.2(mm)）

事例 243 制御シミュレータとJMAG-RTを用いたボイスコイルモータの制御シミュレーション

module: DP, RT

概要

リニアアクチュエータは高速や高加減速、および、高い位置決め精度を実現できるため、工作機械などに使われています。中でもコアレスタイプのリニアアクチュエータは、一般にコア付リニアアクチュエータと比較して小推力ですが、コギングが発生しないため、推力変動が小さいという特性を持ちます。その特性を生かして、電子部品実装機のヘッド駆動や精密ステージの微動など、高精度な位置決めが必要な分野で用いられます。位置決め精度にはアクチュエータの可動位置による推力の変化が大きく関係します。また、推力は電流値によって制御されます。一方で、材料の非線形性や磁路が磁性体内で閉じていないことから、ボイスコイルモータの電流や位置ごとの推力を手計算で求めることは困難です。そのため、動的に変化する特性を考慮した上で、高速に動作するボイスコイルを制御するために磁気飽和や可動子の位置に依存した特性情報をもつプラントモデルが必要です。JMAG-RTは、形状や材料、駆動状態を考慮してFEAの計算を行いボイスコイルモータの特性を抽出することで、高精度なプラントモデル“JMAG-RTモデル”を作成することが出来ます。ここでは、ボイスコイルモータのJMAG-RTモデルを制御/回路シミュレータへ取り込んで、可動子の位置を制御する回路シミュレーションを行っています。



制御回路

制御の仕様を表1に示します。制御回路の制御部を図1に示します。

項目	内容
制御方式	位置制御をチョッピング制御で実現

表1 制御の仕様

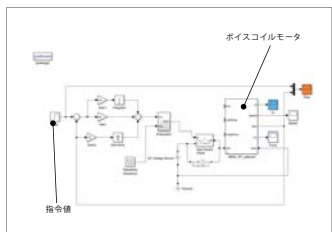


図1 制御回路

コイル位置の時間変化

コイル位置の時間変化を図2に、励磁電流の時間変化を図3に示します。図2に示すように位置0(mm)から位置0.8(mm)への移動と位置0.8(mm)から位置1.6(mm)への移動は同じ0.8(mm)の移動ですが、電磁力およびインダクタンスの電流依存性、位置依存性やばねの影響を受けるため移動の軌跡が異なります。図3より、コイルが移動した始める瞬間にサージ電流が発生していることがわかります。サージ電流は周辺の電気機器を破損させる恐れがあるため、過大な場合は検討が必要になります。

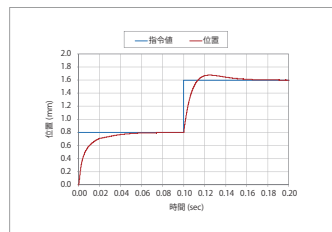


図2 コイル位置の時間変化

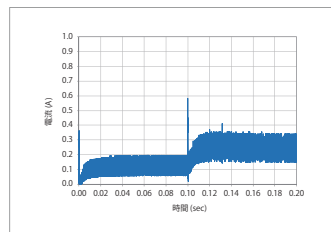


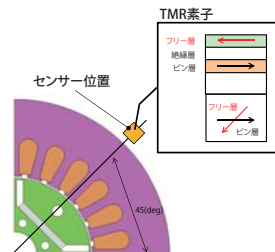
図3 励磁電流の時間変化

事例 244 センサー位置における磁界強度解析

module: DP

概要

モータやアクチュエータなどの位置や速度の制御を行うには、可動部の位置を正確に検出し、その信号をもとに指令値を算出する必要があります。位置検出の方法として、対象物から生じる漏れ磁束をセンシングする方法が広く普及しています。センシング方式には、ピックアップコイルによる電磁誘導を使った方式から、ホール効果や磁気抵抗効果を用いた方法とさまざまあります。後者の方法は検出対象の周波数に依らず、磁束密度の大小に応じた信号を得ることが出来るため、近年実用化が進み始めています。センサー位置に生じる磁束密度によってセンサーに生じる信号を予測し、可動部の変位や速度制御に応用するためには、検出対象から生じる磁束密度や磁界分布を精度よく算出可能な電磁界解析が有効です。ここでは、検出対象をモータ、検出素子をTMRセンサーとして、電磁界解析によって算出された磁界をもとに検出信号の波形を求めた事例を紹介いたします。



センサー位置での磁界強度とTMR比

図1にセンサー位置での磁界強度の径方向成分を示します。モータの電流値を増加させると磁界強度が増加するとともに、最大値を取るロータ位置が低角度側にずれることが確認できます。図2にはセンサーのピン層を径方向に固定し、外部磁界にフリー層の磁化が完全に追従していると仮定したときのTMR比を示します(TMR比の最大値は100(%)と仮定)。電流値が変化すると、TMR比が低回転側にシフトすることが確認でき、信号強度とモータの位置の関係が電流振幅によって変化することが分かります。ロータ位置を正確に検出するためには、電流値が変化したときの出力とロータ位置の関係の把握が必要であることが分かります。

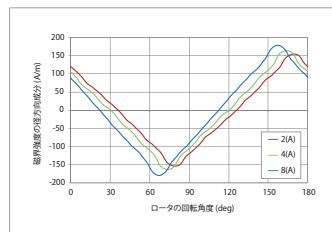


図1 センサー位置での磁界径方向成分

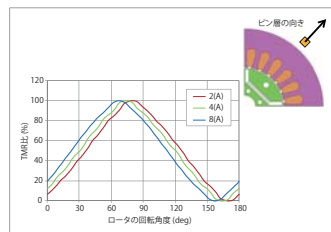
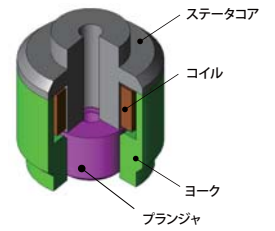


図2 TMR比のロータ回転角依存性

事例 245

インジェクタ制御と渦電流の影響

module: DP



概要

エンジンに使用されるソレノイド式インジェクタは電磁石の磁力によりプランジャが移動することで弁が開き燃料を噴射します。エンジン用のインジェクタは流量のばらつきを抑え燃費を向上させるなどの目的で印加電圧に対する高い応答性が求められます。インジェクタの回路制御シミュレーションを行う時に、MATLAB/SimulinkとJMAGを直接連携することができます。これによりインジェクタに発生する渦電流の影響も考慮してインジェクタの特性をより詳細に反映し、実機に近い制御システムを評価することができます。ここでは、渦電流を考慮する場合と考慮しない場合のインジェクタの応答性の違いを評価した事例を示します。

制御回路

18(V)の直流電源を、MATLAB/Simulinkで制御されるスイッチを介してコイルに通電します。スイッチはヒステリシスバンド制御によってコントロールされ、基準電流を中心に範囲内の電流を維持します。インジェクタに電流が流れると、プランジャがその終点位置に達するまで基準電流を維持します。その後、プランジャを所定の位置に維持するために基準電流が下げられ、最後に図2に示すように一定時間の後に電流値を0に戻します。JMAGで使用される回路図と制御回路の仕様を図1に、制御モデルを図2に示します。

プランジャの位置とプランジャにはたらく力

プランジャの位置を図3に、プランジャにはたらく力を図4に示します。図3のプランジャの位置を見ると、渦電流を考慮した場合は最終位置に達する時間と初期状態に戻るまでにより時間が掛かっていることがわかります。これは、図4のプランジャにはたらく力に示すように、渦電流を考慮するとプランジャに発生する力が小さくなるためです。力の変化率もより低くなっています。この現象は磁場の変動を妨げるように渦電流が発生することに起因します。

渦電流によるコイル電流値への影響

電流値を図5に示します。渦電流を考慮したモデルはインジェクタに30(%)以上多く電流が流れています。つまり、消費電力が大きくなることを示しています。

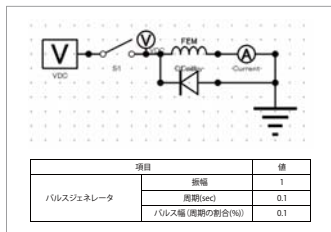


図1 回路図、制御の仕様

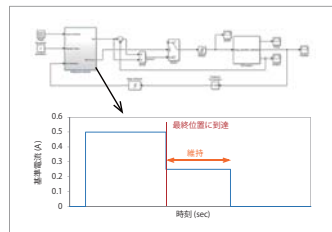


図2 制御モデル

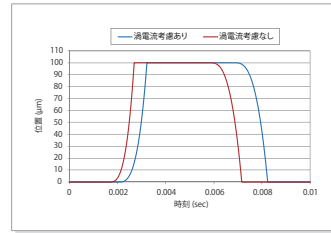


図3 プランジャの位置

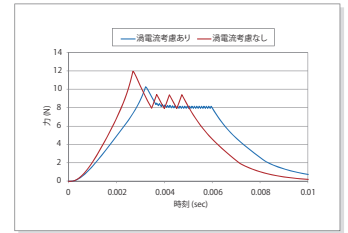


図4 プランジャにはたらく力

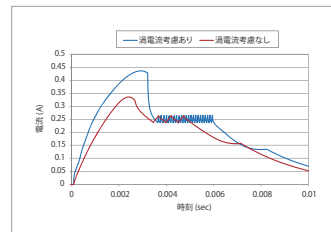
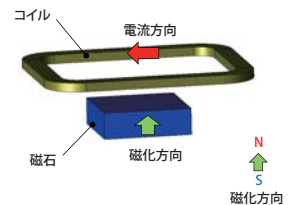


図5 電流値

事例 246

コイルと磁石間にはたらく電磁力の解析

module: ST



概要

電気機器の小型化に伴い、微小な相互作用であってもその影響が懸念されます。そのため、これらの部品に相互にはたらく磁場や電磁力を把握することが重要です。一方で、磁路が空気中に解放されている解析モデルでは、空間中の磁場分布を精度よく求めることが電磁力の計算精度に直結しており、広い領域で十分に細かく分割されたメッシュが必要になります。このような場合、アダプティブメッシュ機能を使用すると、空間中の誤差分布からメッシュの再分割を行い高い解析精度が得られるメッシュを生成できます。アダプティブメッシュ機能を使用することで実測では難しい部品間の相互作用や空間中の磁場分布を精度よく得ることが可能です。ここでは、コイルと磁石間にはたらく電磁力をアダプティブメッシュ機能を用いて求めます。

コイルと磁石の間にはたらく吸引力

コイルと磁石の間に吸引力がはたらく方向に電流を流します。このとき、コイルと磁石の間にはたらく力は釣り合っています。コイルと磁石の間にはたらく吸引力を図1に示します。

空間に広がる磁力線

電磁力を与える磁束線は空間中に大きく広がっていますので、広域で正確な計算が求められます。空間に広がる磁力線を図3に示します。

磁石にはたらく力

図1に示した磁石に生じる電磁力の分布を確認すると、両磁力の面に大きな力がはたらいており、その力のオーダーは磁石全体にはたらいている力に対して4桁も異なります。磁石表面にはたらく力は節点力から求めています。磁石全体にはたらく力は、このように分布する電磁力が打ち消しあった結果として得られるため、非常に高い精度で電磁力が計算されなければなりません。磁石にはたらく力を図2に示します。

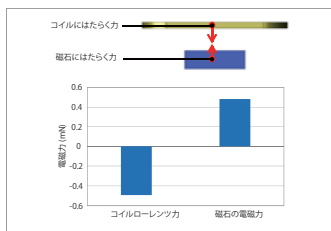


図1 コギング波形

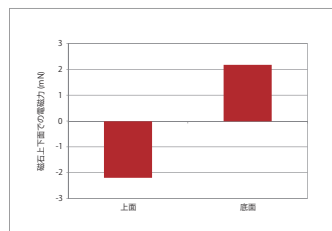


図2 磁束密度分布 (可動子位置: 50(mm))

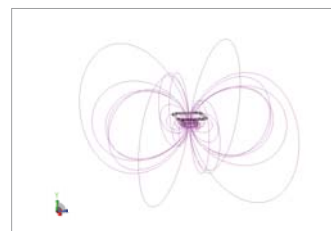
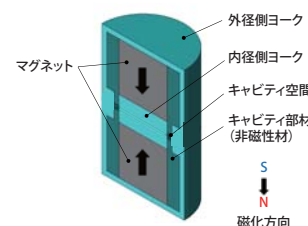


図3 空間に広がる磁束線

事例 247 プラスチックマグネット ラジアル磁場配向 磁気回路最適化

module: ST

概要
 プラスチックマグネットは磁性粉と樹脂バインダーを混ぜたペレットを成形した磁石のことです。製造方法により圧縮成形や押出成形、射出成形があります。プラスチックマグネットは軽量で高強度であり、形状自由度が高く、量産性に優れているという特徴があります。磁気特性が高い異方性プラスチックマグネットは磁場配向の必要があります。そのためには、金型内の製品キャビティに磁場配向に必要な磁束を発生させるため磁気回路を組みます。キャビティに発生する磁束が磁場配向に必要な十分な大きさを得られること、均一でかつ平行な磁束が得られること、そして、それらになるべく小さいサイズで形成することが磁気回路の設計要件となります。また、磁気回路の部品のなかではマグネットの価格が高いため、マグネットを小さくするとコストダウンの効果が得られます。簡単な磁気回路の場合は手計算で求めることができますが、キャビティに発生する空間磁束密度の分布や角度などを詳細に求めるには、FEAが有効です。また、要求機能を満たしつつ形状を最小にする最適設計ではトライアンドエラーになることが避けられず、時間的なコストもかかるため、最適化ツールと組み合わせた解析の自動化も広く活用されています。ここでは、リング形状マグネット製作時に使用するラジアル磁場配向金型の磁気回路最適化の事例をご紹介します。



最適化条件

図1に最適化条件として設計変数と目的関数、制約条件を示します。設計変数はマグネットの半径a、高さfとし、ヨークの高さをeとしました。マグネットの体積 πfa^2 が最小となるように目的関数を設定しました。制約条件はキャビティに発生する磁束密度BがX軸方向に対して成す角度と、Bの大きさに対し閾値を指定しました。本事例では角度をX軸に対し誤差±3(deg)の範囲の値で、Bx値を0.4(T)以上とする2つの制約条件を設定しました。

最適化計算結果

図2と図3に最適化で導いた応答値から、sizeに対するdegx_thetaとBminのグラフを示します。Bminとdegx_thetaの制約条件を満たしていないケースはグラフに含めていません。初期値を赤色、最適値を黄色で示しています。赤色で示した初期値は、マグネットの体積をsizeがおよそ6,300(mm³)です。一方、黄色で示した最適値はマグネットの体積が555(mm³)となり、初期値に対し1/11程度に小さくなるのがわかります。なお、図2と図3で示した最適値は同じケースです。図4に初期形状と最適形状の磁束密度コンターとフラックスラインを示します。キャビティの磁束密度はBmin、degx_thetaのいずれの制約条件も満たし、平行で均一な磁束密度が得られることが確認できます。

表1に変数a、e、f各値の初期値と最適化で得られた値を示します。

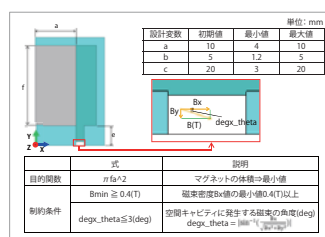


図1 最適化条件

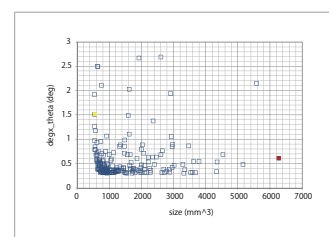


図2 マグネット体積と角度グラフ (制約条件を満たしたケース)

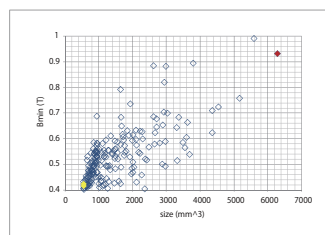


図3 マグネット体積と磁束密度グラフ (制約条件を満たしたケース)

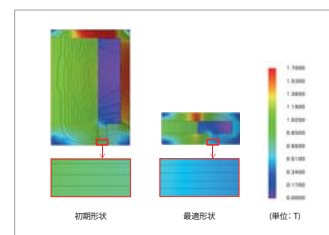


図4 最適化計算結果 (磁束密度コンター、磁束線)

設計変数	a	e	f
初期値	10.0	5.0	20.0
最適値	7.7	2.6	3.0

表1 初期値と最適値

事例 248 可変リラクタンスレゾルバの動作解析

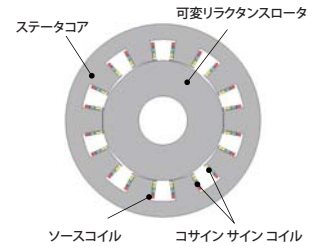
module: DP

概要

回転子の角度位置/速度を測定するには、デジタル出力のロータリーエンコーダ(インクリメンタル型、アブソリュート型)と、アナログ出力のレゾルバがあります。

レゾルバは、鉄心とコイルのみの構成であるためロータリーエンコーダに比べ堅牢で耐環境性に優れた特徴を持っており、高い耐環境性が求められる動力系のモータやEPSなどに使用されています。

ここでは、可変リラクタンスレゾルバの動作解析の事例を紹介します。



レゾルバの動作原理

図1にレゾルバの動作原理を示します。図に示すように、角速度 ω で脈動する信号を入力すると、 V_a と V_b の2つの正弦波信号を取得します。これらの2つの信号により、ロータの位置を検出することができます。

可変リラクタンス(VR)型の出力である V_a と V_b は、ロータの突極性、入力信号の角速度 ω およびロータの位置 θ により異なる信号を出力します。

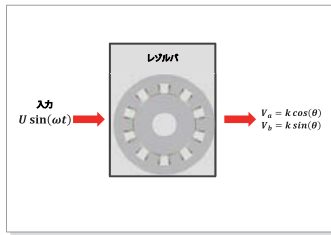


図1 レゾルバの動作原理

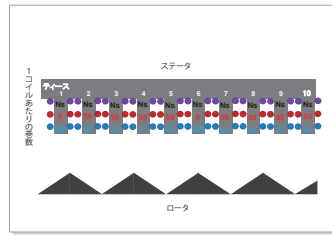


図2 レゾルバの巻線

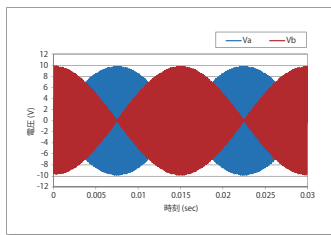


図3 VR型レゾルバ 出力電圧

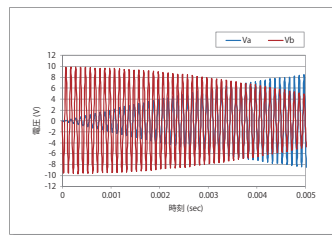


図4 VR型レゾルバ 出力電圧

VR型レゾルバ

VR型レゾルバの出力信号は、磁極数が X 個の可変リラクタンスロータと、歯数が n 個のステータの組み合わせで生成されます。

図1から信号 V_a と V_b を得るには、 V_a がSIN関数に、 V_b がCOS関数になるように2つの信号の巻線

を対応させる必要があります。レゾルバに10(kHz)の入力信号を供給し、500(r/min)でロータを回転させると、図3に示す出力信号が得られました。

解析結果のCOS信号とSIN信号は回転速度に対応しており、簡単に回転速度に変換することができます。

図4は、VR型レゾルバの出力電圧が入力信号の周波数10(kHz)によって変化していることを示しています。

図5は角度誤差を示しています。信号の遅延や誤差を考慮しない場合、このVR型レゾルバの最大誤差は70(μ deg)となります。

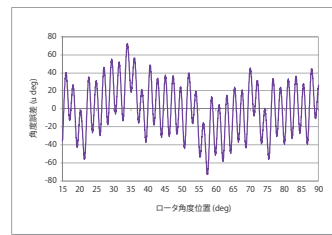


図5 角度誤差

事例 249 平行平板電極を有する高周波プレヒータの誘電加熱解析

module: EL, HT

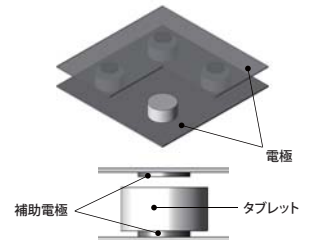
概要

熱硬化性樹脂を用いて樹脂成形をおこなう場合、事前に樹脂を硬化温度直前まで昇温しておく方法があります。これにより、小さな成形圧力で金型に負担をかけずに成形することが出来ます。

樹脂の昇温には、誘電加熱を利用した高周波プレヒータが使用されます。

高周波プレヒータの電極構造には平行平板電極とローラ電極があります。平行平板電極は加熱材料が多い場合に適しており、補助電極を用いることで温度を上昇させたい範囲をコントロールすることができます。補助電極の形状等により温度分布は変わってくるため、高温にしたい範囲で目的の温度に達しているかを確認する必要があります。FEAにより、実際には測定が難しい材料内部の温度分布を可視化し、簡単に評価することができます。

ここでは、補助電極の有無による材料(タブレット)の温度分布への影響を評価した事例を紹介します。



電極とタブレットの位置関係

電極とタブレットの位置関係を図1に示します。

発生する電界は電極間の距離に大きく影響を受けます。ここでは、補助電極の有無にかかわらず電極とタブレットの距離は一定としています。

電界損失密度分布

誘電損失密度分布を図2、電界強度分布を図3に示します。

図2より、補助電極が無い場合は径方向の外側の損失が高くなっており、補助電極がある場合は径方向の内側の損失が高くなっていることが分かります。

図3より、補助電極を追加することでタブレット内の電界が径方向の内側に集中していることが分かります。誘電損失は物性と周波数、電界の影響を受けます。この事例では物性と周波数は共通としているため、補助電極のありなしによる誘電損失分布の差異は、電界強度分布の差異によるものといえます。

温度分布

90(sec)加熱した後の温度分布を図4に示します。

補助電極の有無で温度分布にも違いが現れています。このように、補助電極を使用して、タブレットの加熱領域を補助電極の中心付近に集中させ深部まで広げることが可能です。

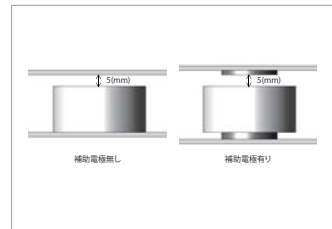


図1 電極とタブレットの位置関係

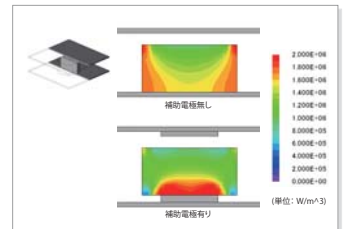


図2 誘電損失密度分布

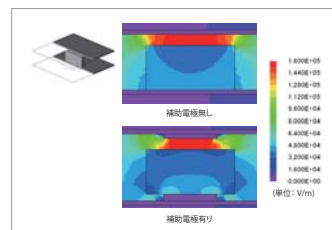


図3 電界強度分布

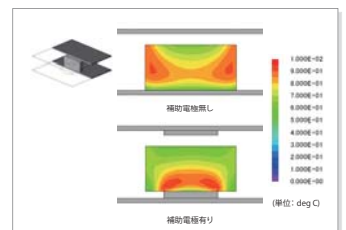
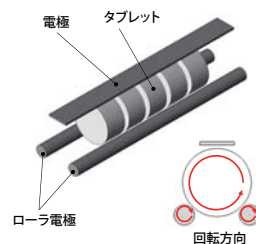


図4 温度分布 (90(sec)時)

事例 250 ローラ電極を有する高周波プレヒータの誘電加熱解析

module: EL, HT



概要

熱硬化性樹脂を用いて樹脂成形をおこなう場合、事前に樹脂を硬化温度直前まで昇温しておく方法があります。これにより、小さな成形圧力で金型に負担をかけずに成形することが出来ます。

樹脂の昇温には、誘電加熱を利用した高周波プレヒータが使用されます。

高周波プレヒータの電極構造には平行平板電極とローラ電極があります。ローラ電極はタブレットを回転させて加熱するので均一予熱に適しています。また、ローラ電極のピッチを変えることで、温度分布をコントロールすることが出来ます。FEAにより、実際には測定が難しい材料内部の温度分布を可視化し、簡単に評価することが出来ます。

ここでは、ローラ電極のピッチが材料(タブレット)の温度分布へ与える影響を評価した事例を紹介いたします。

ローラ電極とタブレットの位置関係

ローラ電極とタブレットの位置関係を図1に示します。

ここでは、ローラ電極のピッチを90(deg)、40(deg)としています。なお、ローラ電極とタブレットの距離は一定としています。

誘電損失密度

誘電損失密度分布を図2、電界強度分布を図3に示します。

図2より、ローラ電極のピッチが90(deg)の場合は径方向の外側の損失が高くなっており、ピッチが40(deg)の場合は径方向の内側の損失が高くなっていることが分かります。

図3より、ローラ電極のピッチを狭くすることで、タブレット内の電界が径方向の内側に集中していることが分かります。誘電損失は物性と周波数、電界の影響を受けます。この事例では物性と周波数は共通としているため、ローラのピッチの差異による誘電損失分布の差異は電界強度分布の差異によるものといえます。

温度分布

加熱時の温度分布を図4～図6、タブレットの中心と表面の温度変化を図7、図8に示します。

ローラ電極のピッチが異なることで、温度分布にも違いが現れています。ピッチが90(deg)の場合は、径方向の外側が加熱されますが、ピッチが40(deg)の場合は径方向の外側と内側の温度差が小さくなるように加熱されていることが分かります。

このように、ローラ電極のピッチを変えることで、タブレットの温度分布をコントロールすることが可能です。

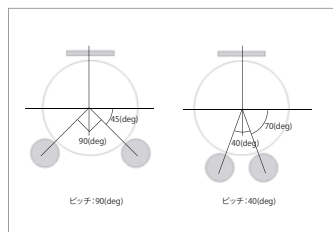


図1 ローラ電極とタブレットの位置関係

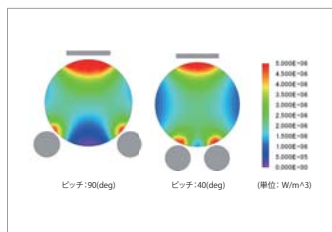


図2 誘電損失密度分布

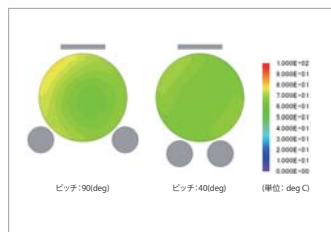


図5 温度分布 (40(sec)時)

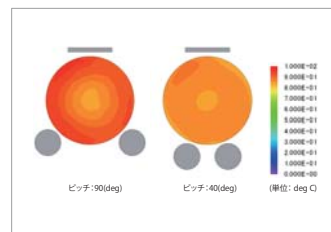


図6 温度分布 (60(sec)時)

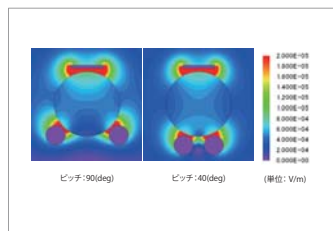


図3 電界強度分布

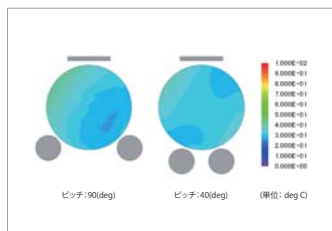


図4 温度分布 (10(sec)時)

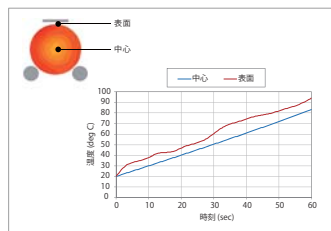


図7 温度変化 (ピッチ: 90(deg))

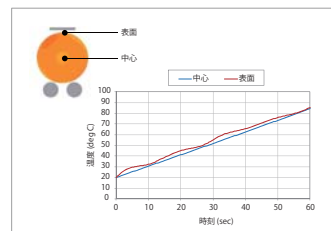


図8 温度変化 (ピッチ: 40(deg))

事例 251

オルタネータの振動解析

module: DS, TR



概要
 モータやオルタネータに働く電磁力は電磁加振力として振動、騒音を引き起こします。振動、騒音は、この電磁加振力がモータの固有モードと共振することでも発生します。この現象を精度良く評価するためには、電磁力とモータの固有モードについて、各周波数および空間モードを詳細に把握する必要があります。
 ここでは、クローボール型オルタネータを対象にステータコアに発生する電磁力を求め、そのオルタネータの固有モードと連成させることにより加速度を評価します。また、電磁力と固有モードの周波数成分および空間モードを分析し、共振の要因を確認します。

電磁力の計算

定常状態における電気角1周期分の電磁力分布を求めます(図1)。16極のロータを1,500(r/min)で回転させると、200(Hz)が基本周波数になります。一般にステータティースに働く電磁力は基本周波数の2倍の周波数成分(2次成分)を持ちますが、ロータがクローボールの場合は、N極とS極で対向する幅が異なるため1次成分が含まれます。特に軸方向中央部と端部では、含まれる1次成分の大きさが異なります(図2)。

固有モードの計算

ステータはフロントとリアのブラケットに挟まれて固定されています。ねじ穴で各部品が結合していますので、剛体条件を用いてこれらの接続をモデル化します。また、リアブラケットの設置用ねじ穴を完全拘束し、設置されている状態を模擬します(図3)。ステータの円環モード2次~4次と各固有周波数を図4に示します。

振動解析と音圧レベルの評価

磁界解析で得られた電磁力の周波数成分毎に振動解析を行い、音圧レベルを求めます(図5)。2.4(KHz)と7.2(KHz)におけるステータ外周上の加速度から振動の空間モードを求めると、円環モードが確認できます(図6)。円環0次に加え、それぞれ、円環2次と4次のモードの影響が大きいことが確認できます。このときの音圧レベル分布を図7に示します。



図3 拘束条件

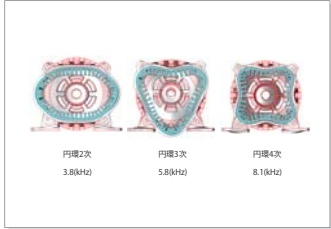


図4 固有モード

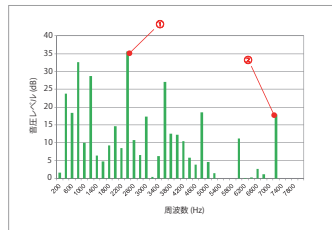


図5 音圧レベル

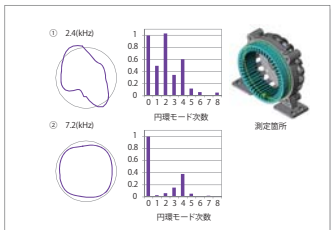


図6 空間モードの次数分析

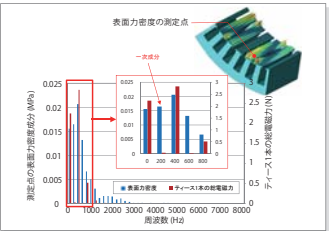


図1 電磁力の周波数成分

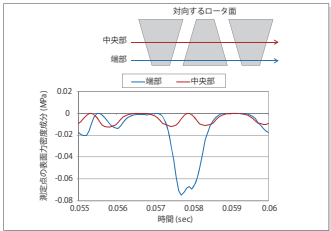


図2 電磁力の時経歴

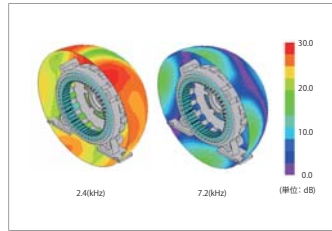
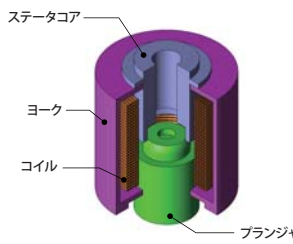


図7 音圧レベル分布

事例 252

電磁弁の形状最適化

module: DP



概要
 電磁弁が良好に機能するためには、制御信号に対して応答性を向上させる必要があります。そのためには、ブラシの上昇時間を短くする必要があります。しかし、電磁弁のレイアウトの自由度を高められるため、電磁弁の体積は最小限に抑えたいという要求があります。ここでは、多目的最適化アルゴリズムを用いて電磁弁の形状を最適化した事例を紹介いたします。

最適化設定

ブラシの上昇時間は、コイルに通電してからブラシが最終位置に達するまでの時間を測定します。したがって、ブラシ形状が上昇時間へ与える影響に着目します。図1に、変数とする形状パラメータを示します。全ての形状パラメータは、半径と肩部係数という2つのパラメータで定義しています。以下で示した方程式に、形状パラメータの関係を示します。この事例では、ブラシの上昇時間と体積を最小化するような最適形状を求めます。表1に、最適化の設計変数と制約条件を記載します。

ステータ半径 = 半径
 肩部半径 = 半径 × 肩部係数
 肩部ステータ = 1.125 × 半径 × 肩部係数

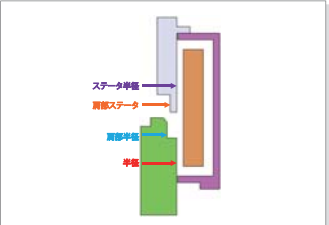


図1 変数とする形状パラメータ

設計変数	最小値	最大値
半径	5 (mm)	8 (mm)
肩部係数	0	0.8
制約条件		
半径 × 肩部係数 ≥ 2		

表1 設計変数と制約条件

結果

図2の上昇時間 - 体積のグラフより、半径すなわち体積を大きくするとブラシが最終位置に達する時間が短縮されることがわかります。最小上昇時間は12.8(msec)で、その時の半径は7.9(mm)、体積は15.6(cm³)となります。初期設計からは上昇時間が50(%)減少しますが、体積が56(%)増加しています。ここで、上昇時間と体積との間の最適値を見つけるために、体積×上昇時間(体積×上昇時間)で評価します。図3に示されているとおり、最適値は上昇時間14.62(msec)と半径6.13(mm)であることがわかります。この条件では、体積は20(%)増加しますが上昇時間は40(%)減少します。これは体積に対する上昇時間が改善することを示しています。

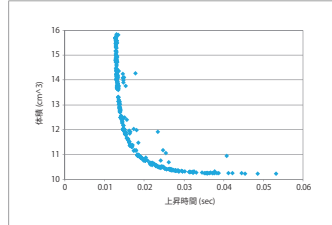


図2 上昇時間 - 体積

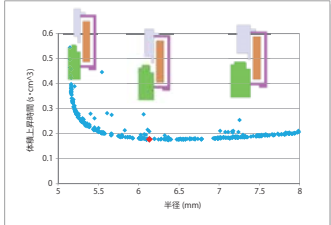


図3 半径 - 体積×上昇時間

事例 253 誘導発電機の出力特性解析

module: DP

概要

誘導機はステータ巻線の回転磁界により、二次導体に誘導電流が流れ、その電流と回転磁界にロータが回転方向に力を受け駆動します。誘導機はすべりの原理で動作しますが、回転磁界の速度である同期速度と動作速度との差として定義されます。すべりに応じて、誘導機には2種類の動作モードがあります。すべりが正の値のときは誘導モータとなり、負の値のときは発電機として作用します。

効率を正確に計算するには有限要素法解析を用いて解析することが必要です。擬似定常解析により、すべりや速度を考慮し、様々な動作点で性能を解析することができます。

ここでは、誘導発電機の出力電力と効率の関係を示した事例を紹介します。

機器特性

誘導発電機は、特定の動作点で動作します。

損失はロータの速度にも依存するため、ロータが高速で回転すると、渦電流損失が大きくなり効率を低下させる可能性があります。

図1は、さまざまな動作速度での出力電力の変化を示しています。この機械の定格電力は1(MW)です。

図1で示されるように、最大出力電力と最大効率の動作点は異なります。これは、誘導発電機を動作させる際に電力と効率との間にトレードオフがあることを示しています。有限要素法を用いた解析により適切な動作点を見つけることができます。

図2は、最小すべり時と最大すべり時のロータ損失率を比較しています。すべりの絶対値が増加するにつれて、損失は増加することがわかります。

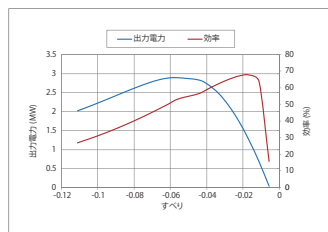
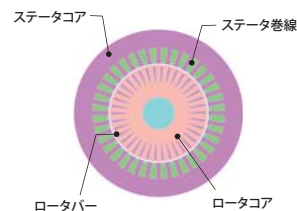


図1 出力特性

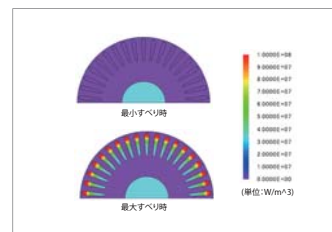


図2 ロータ銅損分布

事例 254 油入大型変圧器の振動解析

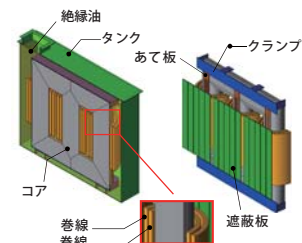
module: DS, FQ

概要

電力用の大型変圧器は発電所で発電された高圧の電力を送電用に変圧するためなどに用いられます。近年、設置場所が住宅に近い場合は特に振動に関する規制が厳しくなっています。また、一般的に量産品ではなく製作も大変であるため、試作評価は困難です。

有限要素法を用いることで試作する事無く振動評価が可能となります。また、漏れ磁束によるタンクの振動など、手計算では困難な複雑な現象を扱うことが可能です。

ここでは、大型変圧器の振動を評価した事例を紹介します。なお、加振源となる部品は主にコア、タンク、巻線となりますが、本事例ではコアとタンクに着目します。



加振力分布

コアの電磁力分布を図1、磁歪力分布を図2、タンクの電磁力分布を図3に示します。また、タンクの漏れ磁束および渦電流分布を図4に示します。

図1～図3より、加振力の大きさとしては磁歪力が支配的であることがわかります。

図4より、タンクに漏れ磁束が鎖交し、渦電流が発生していることがわかります。この渦電流に働く電磁力がタンクの主な加振源となります。

加速度分布

コアの加速度分布を図5、タンクの加速度分布を図6に示します。

加振力はコアの磁歪力が支配的でしたが、振動はコアよりもタンクの方が大きいことがわかります。原因は、タンクの剛性が低いことが考えられます。また、遮蔽板を設置していない側面の振動が大きくなっているため、側面にも遮蔽板を追加して加振力および振動を低減するなどの対策が考えられます。

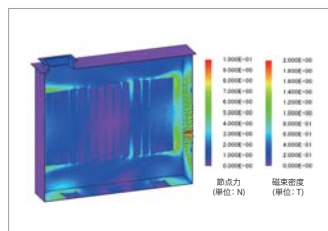


図3 タンクの電磁力分布

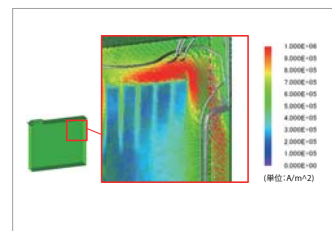


図4 漏れ磁束および渦電流

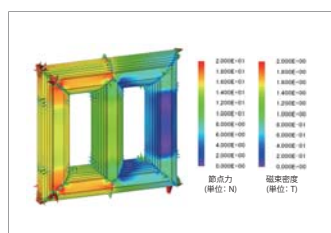


図1 コアの電磁力分布

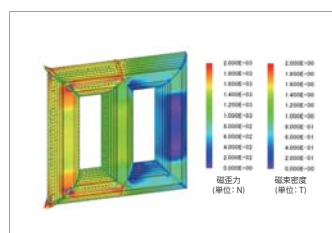


図2 コアの磁歪力分布

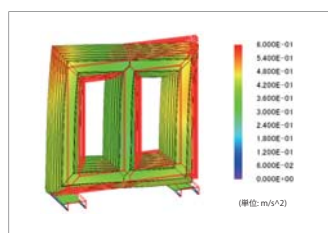


図5 コアの加速度分布

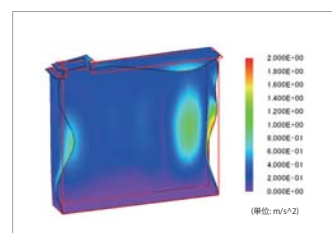


図6 タンクの加速度分布



詳細情報はこちらのWEBサイトから入手できます ▶▶▶ <https://www.jmag-international.com/jp/>

株式会社 JSOL JMAGビジネスカンパニー

- 東京
〒102-0074 東京都千代田区九段南1丁目6番5号 九段会館テラス11階 TEL: 03-6261-7361
- 名古屋
〒450-6321 愛知県名古屋市中村区名駅1-1-1 JPタワー名古屋21階 TEL: 052-856-3339
- 大阪
〒550-0001 大阪市西区土佐堀2-2-4 土佐堀ダイビル11階 TEL: 06-4803-5887

E-mail: info@jmag-international.com URL: <https://www.jmag-international.com/jp/>

※記載されている製品およびサービスの名称は、それぞれの所有者の商標または登録商標です。

