

ETT-12-1～ETT-12-102

ETG-12-1～ETG-12-102

# 電気学会研究発表会資料

ETT-12-1 ～ ETT-12-102

ETG-12-1 ～ ETG-12-102

2013年2月28日（木），3月1日（金）

一般社団法人電気学会

東京支部

栃木支所・群馬支所

### 第3回電気学会東京支部栃木・群馬支所合同研究発表会

日時 平成25年2月28日(木) 13:00~17:15, 3月1日(金) 9:00~14:45 (表彰式 15:00~15:15)  
会場 宇都宮大学 工学部2号館 (総合研究棟)  
住所 〒321-8585 宇都宮市陽東7-1-2  
主催 電気学会東京支部 栃木支所, 群馬支所  
協賛 宇都宮大学工学部電気電子工学科

発表時間: 発表10分, 質疑応答4分, 交代1分

#### セッションA1 2月28日13:00~15:00 211教室

ETT-12-1	電源回路にて用いられる低電圧型高精度CMOSカレントミラー回路の提案	1
ETG-12-1	本島大地*, 油井史典, 高井伸和, 小林春夫 (群馬大学)	
ETT-12-2	2相式降圧形DC-DCコンバータへのフィードフォワード型 $\Delta\Sigma$ 変調制御の適用	5
ETG-12-2	金谷浩太郎*, 岡田考志, 高井伸和, 小堀康功, 小林春夫 (群馬大学), 小田口貴宏, 山口哲二, 上田公大 (AKMテクノロジー), 松田順一 (旭化成パワーデバイス)	
ETT-12-3	ヒステリシス制御を用いた単一インダクタ2出力DC-DCスイッチング電源	283
ETG-12-3	田中駿祐*, 長島辰徳, 小堀康功, 岡田考志, 堺 昂浩, 高井伸和, 小林春夫, 小田口貴宏, 山口哲二, 上田公大 (AKMテクノロジー), 松田順一 (群馬大学)	
ETT-12-4	A Study on Feed-forward Control for SIDO Buck Converter	9
ETG-12-4	呉 澍*, 小堀康功, 李 慕容, 趙 峰, 権 力, 朱 秋霖 (群馬大学), 小田口貴宏, 山口哲二, 上田公大 (AKMテクノロジー), 松田順一 (旭化成パワーデバイス), 高井伸和, 小林春夫 (群馬大学)	
ETT-12-5	C2000シリーズDSP用いたスイッチング電源回路軽負荷場合の効率向上手法の検討	14
ETG-12-5	高 川, ジン・コウライ*, 李 慕容 (群馬大学), 落合政司, 鈴木庸弘, 麻生真司 (サンケン電気), 小堀康功, 小林春夫, 高井伸和, 志水 勲 (群馬大学)	
ETT-12-6	ノイズシェーピングサイクリックADCの検討	18
ETG-12-6	新井薫子*, 劉 羽, 小林春夫, 松浦達治 (群馬大学), 小林 修 (STARC), 高井伸和 (群馬大学), 新津葵一 (名古屋大学)	



ETT-12-7	D A変換器のVCOを用いた自己校正技術の検討	22
ETG-12-7	荒川雄太*, 小林春夫, 松浦達治, 元澤篤史 (群馬大学), 小林 修 (半導体理工学センター), 新津葵一 (名古屋大学)	

ETT-12-8	化学電池の広帯域インピーダンス測定の検討	26
ETG-12-8	江元博幸*, 辻 裕樹, 小室貴紀 (神奈川工科大学)	

**セッション B1 2月28日 13:00~15:00 212 教室**

ETT-12-9	伝熱材料の密着度を定量的に評価するための検討	28
ETG-12-9	斎藤靖弘*, 江元博幸, 辻 裕樹, 小室貴紀 (神奈川工科大学)	

ETT-12-10	EO チューナブル波長フィルタ用 PLZT 薄膜の形成条件	31
ETG-12-10	飯富 真*, 依田秀彦 (宇都宮大学)	

ETT-12-11	TO チューナブル波長フィルタ用透明ヒータ膜の作製と評価	33
ETG-12-11	小檜山知弘*, 依田秀彦 (宇都宮大学)	

ETT-12-12	EO チューナブル波長フィルタ用 PLZT 薄膜の作製	35
ETG-12-12	佐藤 慶, 豊田篤志*, 依田秀彦 (宇都宮大学)	

ETT-12-13	MgB <sub>2</sub> 超伝導スパッタ薄膜におけるターゲット材の効果に関する研究	38
ETG-12-13	見目陽祐*, 鈴木光政, 柏倉隆之, 奥田一博, 鯉渕和也, 佐久間 大 (宇都宮大学)	

ETT-12-14	Y系高温超伝導薄膜における臨界電流の角度磁場依存性に及ぼす配向組織の効果	40
ETG-12-14	菅崎大樹*, 鈴木光政, 柏倉隆之, 田中雅大, 檜尾卓也, 木口和哉, 久光克弥 (宇都宮大学)	

ETT-12-15	ガスフロースパッタ法を用いて高密度プラズマ中で成長した炭素薄膜の構造	42
ETG-12-15	渡邊貴晴*, 佐藤祐二, 石井 清, 佐久間洋志 (宇都宮大学)	

ETT-12-16	磁性体/ビスマス系高温超伝導体構造における輸送特性	
ETG-12-16	小林 新*, 大塚雅哉, 八巻和宏, 入江晃亘 (宇都宮大学)	

**セッション C1 2月28日 13:00~15:00 221 教室**

ETT-12-17	クラシック音楽によるリラックス効果の検討	44
ETG-12-17	吉野健太郎*, 小田垣雅人, 原川哲美 (前橋工科大学)	

ETT-12-18	PVDF を用いた睡眠時無呼吸症候群の検診センサ	48
-----------	--------------------------	----

ETG-12-18	島田尚行*, 王 鋒 (前橋工科大学)	
ETT-12-19	携帯型点字読取りシステムの開発	51
ETG-12-19	須賀亮次*, 王 鋒 (前橋工科大学)	
ETT-12-20	毛髪性状の触覚評価に関する研究	55
ETG-12-20	森奈都美*, 王 鋒 (前橋工科大学)	
ETT-12-21	HEK293 細胞の増殖に及ぼす磁界の作用	59
ETG-12-21	成川祐貴, 田浦敏幸*, 松尾俊貴, 岡田富男 (前橋工科大学), 長谷川尚久 (アスク)	
ETT-12-22	超音波照射が海洋微生物の培養に与える影響	61
ETG-12-22	堀江真菜* (小山工業高等専門学校), 朴 相和 (東京大学), 小林幸夫 (小山工業高等専門学校), 木暮一啓 (東京大学), 鈴木真ノ介 (小山工業高等専門学校)	
ETT-12-23	Brain-Machine Interface におけるウェーブレット変換を用いた脳波と運動負荷の関係に関する基礎研究	63
ETG-12-23	上本和広*, 朱 赤, 吉岡将孝, 吉川裕一郎 (前橋工科大学)	
ETT-12-24	加速度・足跡データに基づくリハビリ歩行評価法の検討	66
ETG-12-24	高山潤一*, 粗 直樹, 向井伸治 (前橋工科大学)	
<b>セッション A2 2月28日 15:15~17:15 211 教室</b>		
ETT-12-25	3相 AC-DC 変換回路と PFC 回路の高性能化の検討	68
ETG-12-25	小野澤昌徳*, 小堀康功, 村上和貴, ケイ 林, 高 虹, 小林春夫, 高井伸和 (群馬大学), 小田口貴宏, 山口哲二, 上田公大 (AKM テクノロジー), 松田順一 (旭化成パワーデバイス)	
ETT-12-26	排他的制御を用いた単一インダクタ 2 出力 DC-DC スイッチング電源の実験検証	72
ETG-12-26	趙 峰*, 小堀康功, 李 慕容, 呉 ジュ, 権 力, 朱 秋霖, シャイフル・ニザム・モハイヤ (群馬大学), 小田口貴宏, 山口哲二, 上田公大 (AKM テクノロジー), 松田順一 (旭化成パワーデバイス), 高井伸和, 小林春夫 (群馬大学),	
ETT-12-27	単一インダクタ 2 出力昇圧形 DC-DC スイッチング電源回路の検討	76
ETG-12-27	朱 秋霖*, 小堀康功, 岡田考志, 呉 ジュ, 李 慕容, 趙 峰, 権 力 (群馬大学), 小田口貴宏, 山口哲二, 上田公大 (AKM テクノロジー), 松田順一 (旭化成パワーデバイス), 高井伸和, 小林春夫 (群馬大学)	

ETT-12-28	Android 端末を用いた歩行リハビリ支援システムの開発-加速度データによる歩行パラメータの算出-	80
ETG-12-28	福崎健志*, 高山潤一, 粗 直樹, 向井伸治 (前橋工科大学)	
ETT-12-29	一相 PWM 制御を用いた単相 PWM インバータの損失測定	
ETG-12-29	赤松佑基*, 北野達也 (小山工業高等専門学校)	
ETT-12-30	過渡波形成形 PWM を適用した H ブリッジ形降圧チョッパの実験的検討	82
ETG-12-30	森 雄生*, 船渡寛人 (宇都宮大学), 小笠原悟司 (北海道大学), 岡崎文洋, 廣田幸嗣 (カルソニックカンセイ)	
ETT-12-31	インバータ分散型電源の仮想同期発電機による同期化力向上策の検討	84
ETG-12-31	小野晋也*, 甲斐隆章 (小山工業高等専門学校)	
ETT-12-32	仮想同期発電機で制御されるインバータ分散型電源の自立運転性能	86
ETG-12-32	加古悠一郎*, 甲斐隆章 (小山工業高等専門学校)	
<b>セッション B2 2月28日 15:15~17:15 212 教室</b>		
ETT-12-33	周波数領域辺有限要素解析より得られる複素対称線形方程式に対する前処理付き COMRTR 法に関する検討	88
ETG-12-33	圓谷友紀*, 岡本吉史 (宇都宮大学), 藤原耕二 (同志社大学), 里 周二 (宇都宮大学)	
ETT-12-34	t-分布の包含係数 k を与える近似式の提案	92
ETG-12-34	及川康洋*, 里 周二 (宇都宮大学), 西村誠介 (日本工業大学), 清水博幸 (日本工業大学), 岡本吉史 (宇都宮大学)	
ETT-12-35	科学技術シミュレーション環境構築支援機能の開発	94
ETG-12-35	上坂重明*, 石原 隆, 茨田大輔, 川田重夫 (宇都宮大学)	
ETT-12-36	高精度・低消費電力サイクリック ADC の自己校正法の検討	98
ETG-12-36	劉 羽*, 新井薫子, 小林春夫, 松浦達治 (群馬大学), 小林 修 (STARC), 高井伸和 (群馬大学), 新津葵一 (名古屋大学)	
ETT-12-37	通信用 IC テスト用 I,Q 信号発生のための複素マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器の検討(1)	103
ETG-12-37	シャイフル・ニザム・ビン・モーヤ*, 村上正紘, 小林春夫, 松浦達治 (群馬大学), 小林 修 (STARC)	
ETT-12-38	通信用 IC テスト用 I,Q 信号発生のための複素マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調	108

器の検討(2)

ETG-12-38	村上正紘*, シャイフル・ニザム・ビン・モーヤ, 小林春夫, 松浦達治 (群馬大学), 小林 修 (STARC)	
ETT-12-39	任意波形発生器を用いた ADC テスト用低歪み信号発生技術の実験検証	112
ETG-12-39	安部文隆*, 加藤啓介, 小林春夫 (群馬大学), 新津葵一 (名古屋大学), 小林 修 (STARC)	
ETT-12-40	デルタシグマ型デジタル時間変換回路の検討	115
ETG-12-40	Khatami Seyed Ramin*, 小林春夫, 小堀康功, 高井伸和 (群馬大学)	
<b>セッション C2    2月28日 15:15~17:15    221 教室</b>		
ETT-12-41	ヘリウム原子ビームを用いた逆磁場ピンチプラズマの磁場方向分布計測	119
ETG-12-41	石田 忠* (群馬大学), 平野洋一 (日本大学), 高橋俊樹 (群馬大学)	
ETT-12-42	パーティクルカウンタを用いた風洞実験による流体解析及び粒子追跡シミュレーションの妥当性検証	121
ETG-12-42	床井駿介*, 橋本明憲, 高橋俊樹 (群馬大学)	
ETT-12-43	ダウンフロー型空気清浄機の排気角変動	125
ETG-12-43	岩崎拓弥*, 橋本明憲, 高橋俊樹 (群馬大学)	
ETT-12-44	空気清浄機で生成したOHラジカルによる揮発性有機化合物除去の可能性	127
ETG-12-44	石倉 侑*, 高橋俊樹 (群馬大学)	
ETT-12-45	ガスフロースパッタにおける Fe 粒子の成長とそのガス流に関する研究	130
ETG-12-45	直井亮征*, 松本和真, 石井 清, 佐久間洋志 (宇都宮大学)	
ETT-12-46	磁性ナノプローバーによるスピン流の観測	132
ETG-12-46	乳井浩平*, 岩間三典, 佐久間洋志, 石井 清 (宇都宮大学)	
ETT-12-47	高強度レーザーとプラズマとの相互作用による高品質なイオン ビームの生成	134
ETG-12-47	高野真弘*, 泉山 豪, 長嶋俊宏, 顧 彦珺, 茨田大輔, 川田重夫 (宇都宮大学)	
ETT-12-48	重イオンビーム慣性核融合における渦状 Wobbling beam の照射配置の最適化	138
ETG-12-48	鈴木智大*, 黒崎竜也, 野口健太, 茨田大輔, 川田重夫 (宇都宮大学)	

**セッション A3 3月1日 9:00~10:15 211 教室**

ETT-12-49	磁気浮上型電力貯蔵フライホイールの浮上回転特性に関する研究	142
ETG-12-49	船渡川拓哉*, 栗田伸幸, 石川赴夫 (群馬大学)	
ETT-12-50	電流出力型チョッパ回路における太陽光発電 LCM PPT 制御	
ETG-12-50	黒須 創*, 北野達也 (小山工業高等専門学校)	
ETT-12-51	電力消費回路を設けた風力発電システムの FRT 性能の検討	146
ETG-12-51	細川拓己*, 甲斐隆章 (小山工業高等専門学校)	
ETT-12-52	振動発電用圧電デバイスの発電特性とインピーダンス整合	148
ETG-12-52	張 雲順*, 淡路創介, 永井伸幸, 藤倉良充, 高橋潤平, 橋本誠司 (群馬大学), 笠井 周, 須藤健二, 岡田宏昭, 熊谷俊司 (ミツバ)	
ETT-12-53	振動発電用圧電デバイスの発電特性とエネルギー回生効率	150
ETG-12-53	淡路創介*, 張 雲順, 永井伸幸, 藤倉良充, 高橋潤平, 橋本誠司 (群馬大学), 笠井 周, 須藤健二, 岡田宏昭, 熊谷俊司 (ミツバ)	

**セッション B3 3月1日 9:00~10:15 212 教室**

ETT-12-54	伝送特性からの GHz 帯複素透磁率計測の検討	152
ETG-12-54	高村匠平*, 千田正勝 (小山工業高等専門学校)	
ETT-12-55	インダクタンス伝送路の多重反射解析による高周波透磁率計測	154
ETG-12-55	千田正勝* (小山工業高等専門学校)	
ETT-12-56	永久磁石同期モータの位置センサレス駆動システムの設計	156
ETG-12-56	嶋田林悟*, 石川赴夫, 栗田伸幸 (群馬大学)	
ETT-12-57	3次元圧粉磁心を用いた DC モータの定常特性解析	158
ETG-12-57	遠藤泰彦*, 石川赴夫, 栗田伸幸 (群馬大学)	
ETT-12-58	圧粉磁心を用いた永久磁石同期モータに関する研究	160
ETG-12-58	佐藤 優*, 石川赴夫, 栗田伸幸 (群馬大学)	

**セッション C3 3月1日 9:00~10:15 221 教室**

ETT-12-59	シリコン細線導波路用セグメント型スポットサイズ変換器	162
ETG-12-59	鈴木光騎*, 押切英也, 高崎竜太郎, 宮嶋 淳, 依田秀彦, 白石和男 (宇都宮大学)	
ETT-12-60	TO チューナブル波長フィルタ省電力化のための局部薄型加工	164
ETG-12-60	水沼秀聡*, 依田秀彦 (宇都宮大学)	

ETT-12-61	Si/SiN 多層膜フィルタの作製と特性評価	166
ETG-12-61	川崎将人*, 依田秀彦 (宇都宮大学)	
ETT-12-62	Si/SiOx 多層膜フィルタの作製と消衰係数評価	168
ETG-12-62	サナテム・ウォンビライ*, 依田秀彦 (宇都宮大学),	
ETT-12-63	コバルトドーブ酸化チタン薄膜の作製と光磁気特性に関する研究	170
ETG-12-63	杉山友希*, 高橋 新, 佐久間洋志, 石井 清 (宇都宮大学)	

**セッション A4 3月1日 10:30~12:00 211 教室**

ETT-12-64	固有ジョセフソン接合の通信応用へ向けた基礎研究	172
ETG-12-64	倉成友里*, 田村晃一, 及川 大, 八巻和宏, 入江晃亘 (宇都宮大学)	
ETT-12-65	固有ジョセフソン接合を利用したボルテックスデバイスの研究	174
ETG-12-65	鈴木悠太*, 八巻和宏, 入江晃亘 (宇都宮大学)	
ETT-12-66	固有ジョセフソン接合テラヘルツ発振素子に関する研究	176
ETG-12-66	本杉勇人*, 田村晃一, 八巻和宏, 入江晃亘 (宇都宮大学)	
ETT-12-67	ビスマス系高温超伝導体のボルテックスダイナミクス	178
ETG-12-67	栃木 翔*, 八巻和宏, 入江晃亘 (宇都宮大学)	
ETT-12-68	スピコート法による $\text{Bi}_2\text{Sr}_2\text{CaCu}_2\text{O}_{8+\delta}$ 系薄膜の作製と超伝導特性評価	180
ETG-12-68	菊池広晶*, 出口 裕, 山田靖幸, 田中昭雄, 森 夏樹 (小山工業高等専門学校), 石橋隆幸 (長岡技術科学大学)	
ETT-12-69	$\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$ 薄膜のノーマル電気伝導モデルと超伝導揺らぎ伝導率	184
ETG-12-69	篠崎基矢*, 北島魁人, 茂呂拓哉, 山木拓馬, 田中昭雄, 森 夏樹 (小山工業高等専門学校)	

**セッション B4 3月1日 10:30~12:00 212 教室**

ETT-12-70	材料密度のモデリングにシグモイド関数を適用した逐次線形計画法による磁気シールドの位相最適化	187
ETG-12-70	富永悠介*, 岡本吉史 (宇都宮大学), 若尾真治 (早稲田大学), 里 周二 (宇都宮大学)	
ETT-12-71	Biot-Savart 則と進化型アルゴリズムの併用によるイオンビームガイド用一様磁界発生装置の磁石寸法・位置最適化	191
ETG-12-71	田島正彦*, 岡本吉史, 東口武史, 富永悠介, 里 周二 (宇都宮大学)	

ETT-12-72	プレイモデルによるスカラーヒステリシス磁界解析に関する検討	195
ETG-12-72	山下祐貴*, 岡本吉史, 里 周二 (宇都宮大学)	
ETT-12-73	実験計画法を用いた電気自動車駆動用スイッチトリラクタンスモータの設計	199
ETG-12-73	橋本佳典*, 石川赴夫, 栗田伸幸 (群馬大学)	
ETT-12-74	クラスター考慮遺伝的アルゴリズムによる永久磁石同期モータの回転子構造設計	203
ETG-12-74	中山恭一*, 石川赴夫, 栗田伸幸 (群馬大学)	
ETT-12-75	有限要素法を用いた埋込磁石同期モータ回転子の設計	206
ETG-12-75	謝 培杰*, 石川赴夫, 栗田伸幸 (群馬大学)	

**セッション C4 3月1日 10:30~12:00 221 教室**

ETT-12-76	調理動作認識を目的とした画像処理手法の研究	209
ETG-12-76	渡辺瑛介*, 朱 赤 (前橋工科大学)	
ETT-12-77	電界通信を利用したボディ・エリア・ネットワーク・システムの改良	211
ETG-12-77	石田隼斗*, 石原 学, 小林幸夫, 鈴木真ノ介 (小山工業高等専門学校)	
ETT-12-78	ハイブリッド生体通信における多重電界通信回路の製作	214
ETG-12-78	河井健輔*, 石原 学, 小林幸夫, 鈴木真ノ介 (小山工業高等専門学校)	
ETT-12-79	自転車搭載型発電システムの改良	217
ETG-12-79	川村倫也*, 石原 学, 小林幸夫, 鈴木真ノ介 (小山工業高等専門学校)	
ETT-12-80	無線 LAN 電磁波を用いたヒト検知法の特性評価	220
ETG-12-80	古澤雅史*, 千田正勝 (小山工業高等専門学校)	
ETT-12-81	磁界共鳴型ワイヤレス電力伝送システムの改善	222
ETG-12-81	前澤良樹*, 石原 学, 小林幸夫, 鈴木真ノ介 (小山工業高等専門学校)	

**セッション A5 3月1日 13:00~14:45 211 教室**

ETT-12-82	シグマデルタ TDC を用いた位相ノイズ測定手法 (1)-システムレベル検討-	225
ETG-12-82	大澤優介*, 針谷尚裕, 平林大樹, 新津葵一 (群馬大学), 小林 修 (STARC), 山口隆弘, 小林春夫 (群馬大学)	
ETT-12-83	シグマデルタ TDC を用いた位相ノイズ測定手法 (2)-回路レベル検討-	229
ETG-12-83	平林大樹*, 針谷尚裕, 大澤優介 (群馬大学), 新津葵一 (名古屋大学), 小林 修 (STARC), 山口隆弘, 小林春夫 (群馬大学)	

ETT-12-84	HPICE の最適化機能を用いたコンパレータの自動合成	233
ETG-12-84	根岸孝行*, 新井直樹, 高井伸和, 小林春夫 (群馬大学)	
ETT-12-85	微細化された MOS トランジスタの NBTI 劣化による信頼性問題と NBTI 劣化改善の検討	237
ETG-12-85	ビスワス・スミット・クマール*, 神山 透, 高井伸和, 小林春夫 (群馬大学)	
ETT-12-86	自己遅延クロックエッジ間のゲーテッド位相ブレンディングを用いたクロックジッタ低減回路	241
ETG-12-86	針谷尚裕* (群馬大学), 新津葵一 (名古屋大学), 平林大樹, 興 大樹, 櫻井正人, 大澤優介 (群馬大学), 小林 修 (STARC), 山口隆弘, 小林春夫 (群馬大学)	
ETT-12-87	デュアルバンド CMOS LNA 回路の検討	245
ETG-12-87	河内 智*, 興 大樹 (群馬大学), 馬場清一, 壇 徹, 高橋伸夫 (三洋半導体), 小林春夫, 高井伸和, 志水 勲 (群馬大学)	
ETT-12-88	超高周波駆動実現の為の SiC-MOSFET のスイッチング試験	249
ETG-12-88	佐藤亮太*, 船渡寛人, 森 雄生 (宇都宮大学), 佐々木千陽 (高岳製作所)	
<b>セッション B5 3月1日 13:00~14:45 212 教室</b>		
ETT-12-89	細孔加工した超伝導バルク体のパルス着磁における捕捉磁場特性	250
ETG-12-89	津久井友隆*, 三田裕幸, 坪野谷典之 (足利工業大学), 岡 徹雄 (新潟大学), 横山和哉 (足利工業大学)	
ETT-12-90	超伝導バルク磁石を用いた磁気分離における平板フィルタの性能評価	252
ETG-12-90	坪野谷典之*, 三田裕幸, 津久井友隆 (足利工業大学), 岡 徹雄 (新潟大学), 横山和哉 (足利工業大学)	
ETT-12-91	超伝導バルク磁石による反磁性物質の磁気力制御の検討	254
ETG-12-91	五十嵐僚太* (足利工業大学), 岡 徹雄 (新潟大学), 横山和哉 (足利工業大学)	
ETT-12-92	超伝導バルク磁石のパルス着磁におけるプレ着磁の効果	256
ETG-12-92	三田裕幸*, 津久井友隆, 坪野谷典之 (足利工業大学), 岡 徹雄 (新潟大学), 横山和哉 (足利工業大学)	
ETT-12-93	5 軸能動制御型磁気浮上モータの磁気浮上特性	258
ETG-12-93	手塚孝幸*, 栗田伸幸, 石川赴夫 (群馬大学)	



ETT-12-94	ダブルステータ型アキシヤル磁気浮上モータの5軸制御に関する研究	262
ETG-12-94	高田敬夢*, 栗田伸幸, 石川赴夫 (群馬大学), 増澤 徹 (茨城大学)	
ETT-12-95	二次元位置検出における撮像 A/D 変換低階調化の検討	266
ETG-12-95	尾林良祐*, 千田正勝 (小山工業高等専門学校)	
<b>セッション C5    3月1日 13:00~14:45    221 教室</b>		
ETT-12-96	Characteristic of Speed Control for an Electric Vehicle	268
ETG-12-96	Saul Trujillo Castillo*, Kota Shiobara, Takeo Ishikawa, Nobuyuki Kurita (Gunma University)	
ETT-12-97	4/9 二次元記録符号におけるエラーブロック分析	270
ETG-12-97	工藤 聡*, 千田正勝 (小山工業高等専門学校)	
ETT-12-98	微地絡の定量的な検出に関する研究	272
ETG-12-98	辻 裕樹*, 佐藤純也, 斎藤靖弘, 江元博幸, 小室貴紀 (神奈川工科大学)	
ETT-12-99	プロトタイプ 160 kV 制動容量型分圧器の試作	274
ETG-12-99	仲山雄貴*, 里 周二 (宇都宮大学), 西村誠介, 清水博幸 (日本工業大 学), 岡本吉史 (宇都宮大学)	
ETT-12-100	IEC 61083-4 TDG の発生する過渡 a.c.波形処理法の提案	276
ETG-12-100	才川友也*, 里 周二, 岡本吉史 (宇都宮大学), 西村誠介, 清水博幸 (日 本工業大学)	
ETT-12-101	非線形システム同定法の精密ステージ制御への応用	278
ETG-12-101	小島侑一郎*, 橋本誠司 (群馬大学)	
ETT-12-102	加速度ピックアップを用いたハンドベルの振動姿態測定	281
ETG-12-102	杉本雄紀*, 小林幸夫, 鈴木真ノ介 (小山工業高等専門学校)	

# 電源回路にて用いられる低電圧型高精度 CMOS カレントミラー回路の提案

本島 大地、油井 史典、高井 伸和、小林 春夫 (群馬大学)

## Proposal of Low Voltage Type and High Accuracy CMOS Current Mirror Circuit in Power Supply Circuit.

Daichi Motojima\*, Huminori Yui,

Nobukazu Takai, Haruo Kobayashi (Gunma University)

キーワード: カレントミラー回路, 電源回路, チャンネル長変調, 低電圧動作, 電流コピー精度, 回路面積, 現実素子

Keywords:(Current Mirror Circuit, Power Circuit, Channel Length Modulation, Low Voltage Motions, Current Mirror Accuracy, Circuit Area, Real Elements)

### 1. はじめに

集積回路作成技術の進歩により、集積回路に使用できるトランジスタ数はムーアの法則に従って増加している。そのため素子数の多い複雑な回路が集積化され、高性能な回路を実現している。反面、現代社会のニーズとして省資源が挙げられ、電子回路産業においても回路面積の縮小化による低コスト化が求められている。しかし、面積縮小化には動作の不安定性、ストレス（機械的、電氣的、熱的）に対する耐力の低下等、回路の性能に関する多数のデメリットがあり、それらの問題に対する解決策が求められている。

電源回路は基盤上で大きな面積を占めるため、電源回路の面積縮小化は、回路全体の面積縮小に繋がる。また高性能な電源回路を実現するためには、回路内に流れる電流の精度を保つことが重要である。よって電源回路内の DC-DC Converter に使用され、各回路部に電流を供給するカレントミラー回路の精度向上と面積縮小化は、回路全体の性能向上・小型化に繋がる。

本論文では、電源回路において LDO より出力された変化の小さい電圧を DC-DC Converter にフィードバックし使用する、入力電圧の変動に左右されない精密な電流コピーを可能とするカレントミラー回路について提案する。

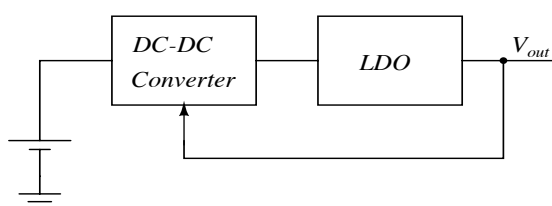


図 1 電源回路

Fig. 1. Power Circuit

### 2. カレントミラー回路

多くの集積回路の特性は流れる電流の精度に依存する。回路に電流を供給する回路として図 2 のようなカレントミラー回路が挙げられる。カレントミラー回路とは、ゲートの電位を共通とすることで電流を各回路部に供給する回路である。カレントミラー回路の電流コピー精度は回路全体の電流精度に直結する為、回路の特性を定める重要な回路である。カレントミラー回路はチャンネル長変調効果の影響の為、電流コピー精度の点で問題がある。この問題を解決する回路として、カスコードカレントミラー回路や低電圧型カスコードカレントミラー回路がある。カスコードカレントミラー回路はカレントミラー回路にカスコード接続することで、チャンネル長変調効果の影響を軽減する回路である。低電圧型カスコードカレントミラー回路はカスコードカレントミラー回路のデメリットである低電圧下における電流コピー精度を補償する為、参照電流源をもう一つ使用し、飽和領域にて動作する最小許容電圧を降下させた回路である。

以上の 3 つのカレントミラー回路の基本特性を図 3 に示す。図 3 は参照電流  $I_{ref} = 500\mu A$ 、電源電圧  $V_{in}$  の動作範囲を  $0 \sim 2.5V$ 、出力電流の供給先の入力インピーダンス  $Z_{in} = 1k\Omega$  とした時の電源電圧  $V_{in}$  と出力電流  $I_{out}$  の特性を表したものである。また、出力電流  $I_{out}$  が参照電流  $I_{ref} = 500\mu A$  に達したときの電源電圧値の比較を表 4 に示す。図 3、表 4 より、カレントミラー回路は低電圧下における線形領域での動作、入力電圧の増加に伴うチャンネル長変調効果の影響により、参照電流  $I_{ref}$  を正確にコピーできていないことが分かる。また、カスコードカレントミラー回路、低電圧型カスコードカレントミラー回路はチャンネル長変調効果による影響を軽減されるが、低電圧動作という点では課題が残る。

これらカレントミラー回路における出力電流の劣化問題を解決する回路を提案する。

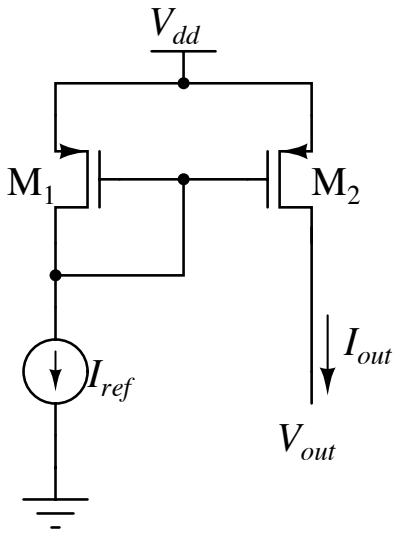


図2 カレントミラー回路  
Fig. 2. Current Mirror Circuit

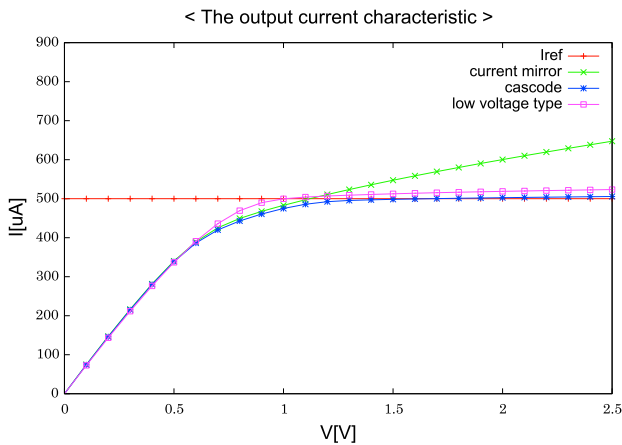


図3 各カレントミラー回路の出力電流特性  
Fig. 3. Output Current Characteristic

表4

	Iout = 500 [μA]
カレントミラー回路	1.121[V]
カスコードカレントミラー回路	1.677[V]
低電圧型カスコードカレントミラー回路	1.005[V]

表4 電流コピー精度  
Fig. 4. Current Mirror Accuracy

### 3 提案カレントミラー回路

#### (3-1) 提案回路1

図5に提案する高精度カレントミラー回路を示す。本回路は、変化する電源電圧源 $V_{in}$ によって生じるチャネル長変

調効果による電流の変化分を、変化の小さい電圧源 $V_{dd}$ を電源とするカレントミラー回路を用いてキャンセルすることで、精度の良い電流を出力する回路である。

変化の小さい電圧源 $V_{dd}$ による参照電流のカレントミラー回路はチャネル長変調の影響が小さい。よって $M_6$ が飽和領域にて動作するとき、 $I_6 \approx I_{ref}$ が成り立つ。

変化する電源電圧源 $V_{in}$ により動作するカレントミラー回路はチャネル長変調効果の影響を受ける。今、その誤差電流を $\Delta I$ とすると $M_5$ に流れる電流 $I_5$ は

$$I_5 = I_{ref} + \Delta I \quad (4.1)$$

と表される。

変化の小さい電圧源 $V_{dd}$ による参照電流を使用しチャネル長変調効果による電流の変化分 $\Delta I$ を取り出す。図5の $I_4$ は

$$I_4 = I_5 - I_6$$

と表されるので、(4.1)式を用いると $I_4$ は

$$I_4 = (I_{ref} + \Delta I) - I_{ref} = \Delta I \quad (4.2)$$

となり、チャネル長変調効果の変化分を取り出せる。

取り出したチャネル長変調効果による電流の変化分 $\Delta I$ はカレントミラー回路によってコピーされ、チャネル長変調効果の影響を受けた電流 $I_2$ から電流の変化分 $\Delta I$ を引き抜き、精度の良い電流を出力する。

よって出力電流 $I_{out}$ は $I_{out} = I_2 - I_3$ より

$$I_{out} = (I_{ref} + \Delta I) - \Delta I = I_{ref} \quad (4.3)$$

となり、チャネル長変調効果の影響の非常に小さい参照電流を得られる。

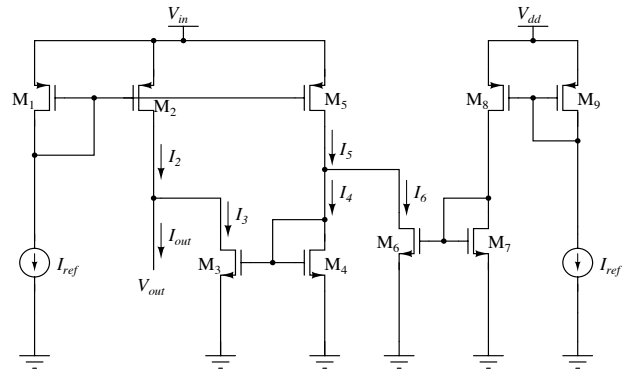


図5 提案回路1

Fig. 5. Proposed Circuit 1

#### (3-2) 提案回路2

提案回路1を使用することで精度の良い電流を得ることができる。しかし低電圧下における電流精度の問題は依然として未解決である。そこで図6に提案する低電圧下における電流を補償するカレントミラー回路を示す。

本回路のカレントミラー回路部に使用するMOS-FETのアスペクト比は $M_{13}:M_1:M_2 = K':K:K'+K$ とする。

本回路の特徴としてゲート端子を接地したPMOSである



できていることが確認できる。これは提案回路 1 であるチャンネル長変調効果をキャンセルする回路により、置き換えた MOS によるチャンネル長変調効果による影響も電流増加分 $\Delta I$ としてキャンセルしているからである。つまり、出力電流 $I_{out}$ は、変化する電源電圧源 $V_{in}$ によって動作する参照電流源の精度に依存しないことがわかる。そのため、ゲート長  $L$  の値を大きくする必要がなくなり、最小許容電圧の上昇を避けられる。

また、これら 3 つの回路の総回路面積を表 12 に示す。表 12 より、提案回路が最も回路面積が小さくなっていることが分かる。これは参照電流源として使用している MOS-FET のサイズの違いによるものである。

カスコードカレントミラー回路と低電圧型カスコードカレントミラー回路、2 つのカレントミラー回路の参照電流源に使用した MOS-FET は精度の良い電流を出力する為、ゲート幅  $W$ 、ゲート長  $L$  の大きい素子を使用しなければならない。その結果、2 つのカレントミラー回路の面積は増大することとなる。

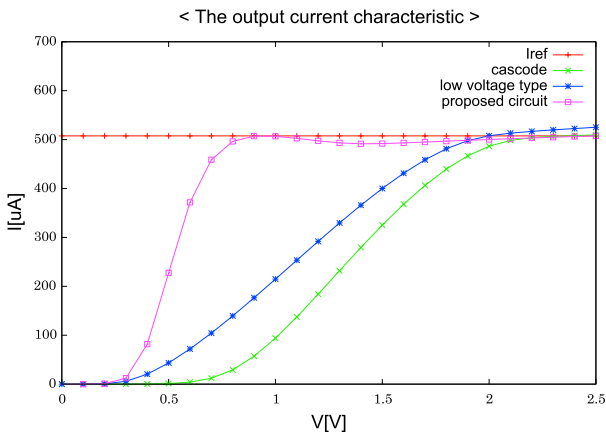


図 10 現実素子を用いた 3 回路の出力電流特性  
Fig. 10. Output Current Characteristic with Reality

表

	$I_{out} = 481 [\mu A]$
カスコードカレントミラー回路	1.978[V]
低電圧型カスコードカレントミラー回路	1.805[V]
提案複合回路	0.762[V]

表 11 低電圧下における電流精度の比較

Fig. 11. Low Voltage Characteristic

表

	回路面積
カスコードカレントミラー回路	624.0 [ $\mu m^2$ ]
低電圧型カスコードカレントミラー回路	1860.0 [ $\mu m^2$ ]
提案複合回路	85.8 [ $\mu m^2$ ]

表 12 総回路面積

Fig. 12. Total Circuit Area

## 5. レイアウト

90nmCMOS プロセスを用いて本論文の提案複合回路のチップ化を行った。

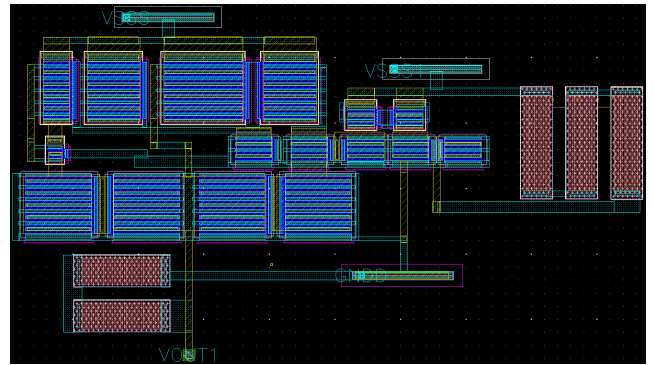


図 13 提案複合回路のレイアウト

Fig. 13. Proposed Complex Circuit

## 6. まとめ

回路特性は流れる電流の精度に依存する。したがって電子回路において、高性能なカレントミラー回路は必要不可欠である。

本論文において電源回路にて使用できる低電圧型高精度カレントミラー回路を提案した。

本回路は変化する電源電圧源 $V_{in}$ と定電圧源 $V_{dd}$ を使用できる環境において、低電圧動作、高精度の電流コピーを実現する。また、回路の小面積化が可能である。

## 文 献

- (1) 谷口研二著：「CMOS アナログ回路入門」，CQ 出版，p.109~p.159 (2005)
- (2) 油井史典、高井伸和、高橋健司：「電源回路で用いられるカレントミラー回路の精度向上法の提案」，電気学会研究会資料，(2009-03-26)
- (3) 松澤昭著：「アナログ RF CMOS 集積回路設計」，STARC 教育推進室監修，p.130~p.134 (2010)

## 2 相式降圧形 DC-DC コンバータへの フィードフォワード型 $\Delta \Sigma$ 変調制御の適用

金谷 浩太郎\* 岡田 考志 高井 伸和 小堀 康功 小林 春夫 (群馬大学)

小田口 貴宏 山口 哲二 上田 公大 (AKM テクノロジー)

松田 順一 (旭化成パワーデバイス)

Two phase buck DC-DC Converter using Feed-forward Delta-Sigma Modulation

Kotaro Kaneya\*, Takashi Okada, Nobukazu Takai, Yasunori Kobori, Haruo Kobayashi(Gunma University)

Takahiro Odaguchi, Tetsuji Yamaguchi, Kimio Ueda(AKM Technology Corporation)

Jun-ichi Matsuda (Asahi-Kasei Power Devices Corporation)

キーワード: DC-DC コンバータ, フィードフォワード,  $\Delta \Sigma$  変調,

Keyword:(DC-DC Converter, Feed-forward Delta-Sigma Modulation)

### 1. はじめに

電源回路は電子機器への安定した直流供給が必要不可欠である。また、アプリケーションの負荷の変動に対して即座に対応するためには高速過渡応答が要求される。直流電源は通常交流電源より変換され、アプリケーションへと適用される。ここで DC-DC コンバータは供給される直流電源を適切な電圧とすることでアプリケーションを使用可能としている。この DC-DC コンバータには多くの場合、PWM 制御が適用されている。しかし、最近ではその高速応答特性の良さから  $\Delta \Sigma$  変調にも注目が集まっている。

しかし、 $\Delta \Sigma$  変調の特徴はリップルが大きいことである。この論文では高速過渡応答を実現するためフィードフォワード型  $\Delta \Sigma$  変調器について着目するとともに、そのリップル低減のため 2 相降圧形コンバータへの適用について提案する。

### 2. $\Delta \Sigma$ 変調

ここでは  $\Delta \Sigma$  変調の基本構成とその動作について説明する。また、今回制御回路として使用するフィードフォワード型  $\Delta \Sigma$  変調器の特徴について説明する。

#### <2-1> $\Delta \Sigma$ 変調の原理

図 1 に基本となる  $\Delta \Sigma$  変調器のブロック図を示す。 $\Delta \Sigma$  変調器はアナログ入力信号を積分器、AD コンバータ、フィードバック部の DA コンバータより構成され、出力のデジタル信号を得る。<sup>(1)</sup>

図 2 に  $\Delta \Sigma$  変調器の出力信号と積分器の出力信号の関係

を示す。 $\Delta \Sigma$  変調器に入力した 0 から  $V_{fs}$  まで変化する直流信号は、積分器によって積分される。次に積分器出力を AD コンバータによって比較し、しきい値より大きくなったところで AD コンバータのデジタル出力が 0 から  $V_{fs}$  へと変化する。この時、デジタル出力によりフィードバック部である DA コンバータが動作することで積分器の入力に負の電圧を足し合わせる。これにより積分器の出力電圧は低下し、AD コンバータのしきい値より小さくなる事でデジタル出力は  $V_{fs}$  から 0 へと変化する。このようにして入力信号を平均して出力するのが  $\Delta \Sigma$  変調器である。

#### <2-2> $\Delta \Sigma$ 変調の種類

$\Delta \Sigma$  変調器の構成には様々な種類が存在する<sup>(2)</sup>。主に 3 つ例を挙げると、1 つ目は積分器の方式について、連続時間方式か離散時間方式かである。離散時間  $\Delta \Sigma$  変調器は高精度であるが、消費電力は大きく、低速・低周波信号しか扱えない。それに対して連続時間  $\Delta \Sigma$  変調器は低精度であるが、低消費電力で高速・高周波信号を扱える。2 つ目は単純な負帰還方式か、または正帰還を加えたフィードフォワード型であるかである。フィードフォワード型は伝達関数を考えると、信号伝達に遅れが生じないため高速応答を実現できる。しかし、正帰還の特徴として不安定な制御になってしまうおそれが生じる。図 3 にフィードフォワード型のブロック図を示す。本来、 $\Delta \Sigma$  変調器はアナログ入力信号の変化に対して負帰還を施して出力が変化するが、アナログ入力信号を積分器の出力にも正帰還することで、入力の変化がより早く出力信号に反映する。3 つ目は構成段数による次数のちがいである。 $\Delta \Sigma$  変調器は次数を増やす事

でより低域除去を向上する事ができるが、構成段数が増え、回路規模が大きくなるというデメリットがある。これらの条件より今回使用したのは、離散時間積分器を用いて、正帰還を加えた1次の $\Delta\Sigma$ 変調器である。この構成の理由としては、精度の高い離散時間方式、応答速度の速いフィードフォワード型と構成の簡単な1次型で回路を実現するためである。

〈2・3〉  $\Delta\Sigma$ 変調の出力信号

DC-DCコンバータの制御信号となる $\Delta\Sigma$ 変調器の出力信号について説明する。図4にタイミングチャートを示す。CLKによりサンプリングした信号は $\Delta\Sigma$ 変調器の入力の大きさによってオン期間とオフ期間の出現頻度が変わる。アナログ入力信号が大きい場合、その平均値を出力するとオン期間は多くなる。逆に、アナログ入力信号が小さい場合、その平均値の出力はオン期間が少なくなる。このように $\Delta\Sigma$ 変調器の出力のオン期間とオフ期間は自動的に切り替わる。

デューティの期間固定により $\Delta\Sigma$ 変調器の出力信号の周波数、つまり平均スイッチング周波数 $f_{sw}$ はサンプリング周波数 $f_s$ と平均時比率 $D$ から次式のようになる<sup>(3)</sup>。

$$f_{sw} = \begin{cases} Df_s & 0 \leq D \leq 0.5 \\ (1-D)f_s & 0.5 \leq D \leq 1 \end{cases} \quad (1)$$

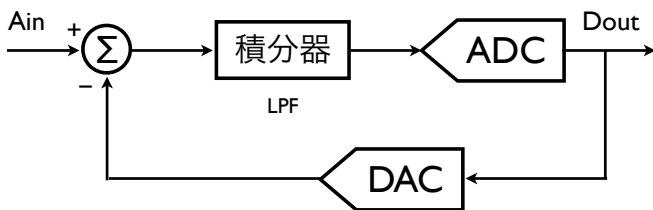


図1  $\Delta\Sigma$ 変調器のブロック図

Fig. 1. Block diagram of a Feedback Delta-Sigma

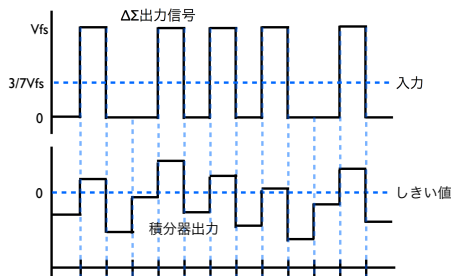


図2 積分器出力と $\Delta\Sigma$ 変調器出力

Fig. 2. Integrator and Delta-Sigma Modulator Output.

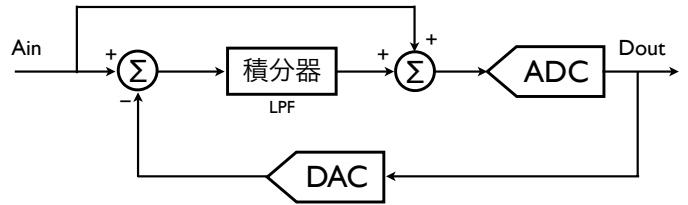


図3 フィードフォワード型 $\Delta\Sigma$ 変調器のブロック図

Fig. 3. Block diagram of a Feed-forward

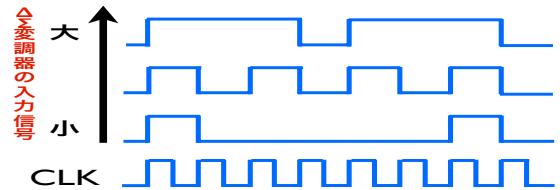


図4  $\Delta\Sigma$ 変調器の出力波形

Fig. 4. Delta-Sigma Modulator Output.

3. 2相式降圧形 DC-DC コンバータへの適用

ここでは2相式降圧形 DC-DC コンバータについての説明と、 $\Delta\Sigma$ 変調制御回路の適用方法を説明する。

〈3・1〉  $\Delta\Sigma$ 変調を適用した DC-DC コンバータの出力

前節にて $\Delta\Sigma$ 変調の出力信号について説明した。この出力信号を DC-DC コンバータのスイッチング信号として適用する場合、図5に示すようにデューティ固定期間の影響でスイッチのオン期間が長い状態と短い状態が生じる。図6に DC-DC コンバータのインダクタ電流と $\Delta\Sigma$ 変調出力の関係を示す。DC-DC コンバータはオン期間でインダクタを充電、オフ期間でインダクタを放電することで、目標収束値への電圧変換を実現する。そのため、オン期間の変化により充電期間が変化し、リップルが大きくなる。このリップルを低減するため、多相式 DC-DC コンバータへの適用を提案する。

〈3・2〉 2相式降圧形 DC-DC コンバータ

$\Delta\Sigma$ 変調器のリップルの低減を目指して、パワーステージには2相式の DC-DC コンバータを使用する。図6にその回路図を示す。2相式とすることで DC-DC コンバータの出力電圧に生じるリップルを、位相の異なる2出力を重ねて相殺する。1相の DC-DC コンバータの出力部を一つにまとめ、出力平滑コンデンサ $C$ をつけた構成になっている。

〈3・3〉 スwitching信号の分周

コンバータを制御する2つのスイッチ $S1$ 、 $S2$ のための信号を作るために、図7に示すように $\Delta\Sigma$ 変調器の出力を分周して用いる。図8に $\Delta\Sigma$ 変調器の出力信号とスイッチング信号の関係を示す。スイッチング信号のデューティ $D$ は分周回路を通して $S1$ 、 $S2$ に交互に振り分けられるため、1つの DC-DC コンバータでは $D$ が0~0.5の間で変化する事



になる。このような制限を受ける事で2相式降圧形 DC-DC コンバータの平均スイッチング周波数  $f_{sw}$  は次式のようになる。

$$f_{sw} = Df_s \quad 0 \leq D \leq 0.5 \quad (2)$$

以上の式から、 $\Delta\Sigma$ 変調器の出力はサンプリング周波数  $f_s$  の半分以下で出力される事がわかる。

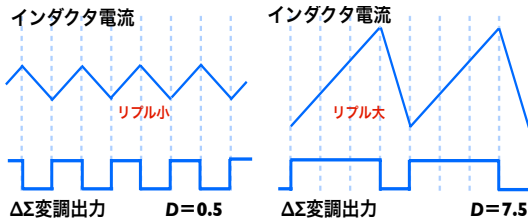


図 5 DC-DC コンバータのインダクタ電流と  $\Delta\Sigma$  変調出力  
Fig. 5. Ripple by Delta-Sigma Modulator Output.

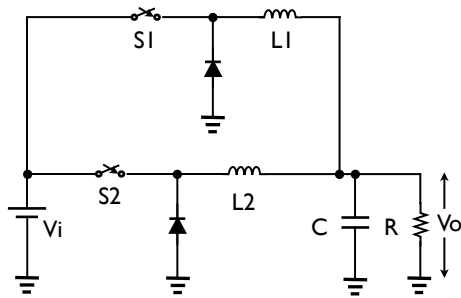


図 6 2相式降圧形 DC-DC コンバータの回路図  
Fig. 6. Two-Phase Buck DC-DC Converter.

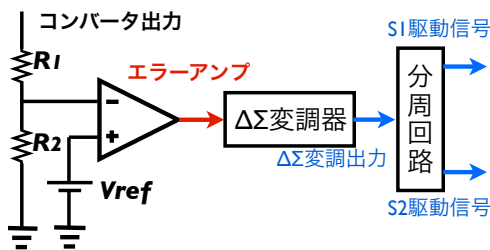


図 7 制御回路としての適用方法  
Fig. 7. The application method.

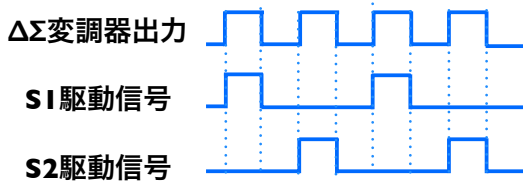


図 8  $\Delta\Sigma$  変調器出力と分周した駆動信号  
Fig. 8. Diving drive Signal.

#### 4. シミュレーション

ここでは実際にフィードフォワード型  $\Delta\Sigma$  変調を適用した2相式降圧形 DC-DC コンバータのシミュレーションについて述べる。また、従来方式の PWM 制御を適用した2相式降圧形 DC-DC コンバータと結果を比較する事でその性能を確認する。

##### 〈4.1〉 回路条件

2相式降圧形 DC-DC コンバータのパラメータと分圧回路の抵抗  $R_1$ 、 $R_2$ 、サンプリング周波数  $f_s$  としての入力 CLK、比較電圧  $V_{ref}$  を表 1 に示す。また、制御回路として用いたフィードフォワード型  $\Delta\Sigma$  変調器を図 9 に示す。エラーアンプに入力するコンバータ出力は  $R_1$ 、 $R_2$  により 1/6 に分圧されており、 $V_{ref}$  は 1V となっている。これより DC-DC コンバータ出力信号は 6V に収束する。比較対象となる PWM 制御においてコンパレータの比較電圧の三角波の周波数は 1MHz とする。

##### 〈4.2〉 シミュレーション結果の比較

ここまで示した条件を用いて、シミュレーションを行った。図 10 に  $\Delta\Sigma$  変調器を適用した場合、図 11 に PWM 制御を適用した場合の出力特性を示す。今回は出力に流す電流を 2ms 時点で 300mA から 1A に増やす。その後 3ms 時点で再び 1A から 300mA へと出力に流す電流を少なくし、負荷変動の応答特性を確認する。

図 10 より、300mA の負荷電流が流れているときリプルは 2.3mV であり、1A の負荷電流では 6mV となった。また負荷応答速度は 300mA から 1A へ変わる時は 45  $\mu$ s、1A から 300mA へ変わる時は 85  $\mu$ s となった。

図 11 より、300mA の負荷電流が流れているときリプルは 2mV であり、1A の負荷電流では 12mV となった。また負荷応答速度は 300mA から 1A へ変わる時は 45  $\mu$ s、1A から 300mA へ変わる時は 300  $\mu$ s となった。

結果を比較すると、高負荷時の出力電圧リプルは PWM 制御程度の大きくなるが、低負荷時の大電流が流れる状態ではそのリプルが低減されていることがわかる。また、応答特性では高負荷時への移行において PWM 制御よりも 7 倍近く早く収束しており、 $\Delta\Sigma$  変調器の特徴である高速応答特性が実現している。

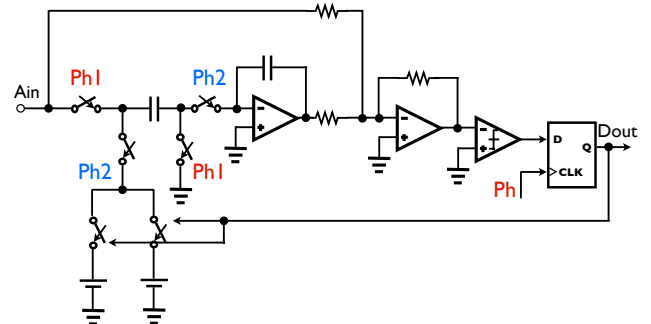


図 9 フィードフォワード型  $\Delta\Sigma$  変調器  
Fig. 9. Schematics of a first-order feed-forward Delta-Sigma modulator.



## 5. まとめ

この論文では2相式降圧形DC-DCコンバータへのフィードフォワード型 $\Delta\Sigma$ 変調制御回路の適用について説明した。高速過渡応答を実現する事が可能である $\Delta\Sigma$ 変調方式であるが、その出力リップルは大きいものとなる。そこで2相式降圧形DC-DCコンバータに適用する事で従来方式のPWM制御と比較しリップルの低減を実現した。シミュレーション結果から従来方式のPWM制御と比較しリップルは低減され、従来方式よりも優れた高速過渡応答を実現した。今後の改善点としては、負荷変動時にDC-DCコンバータの出力がわずかながら変動したまま収束する部分について、負荷変動の前後でより誤差の少ない出力が得られるよう検討していく。

表1 パラメータ  
Table 1. Parameters.

Parameter	Value	Parameter	Value
$V_i$	12V	$R_l$	5k ohm
$L_1, L_2$	22 $\mu$ H	$R_2$	1k ohm
$C$	440 $\mu$ F	$V_{ref}$	1V
$R$	20 ohm	CLK	2MHz

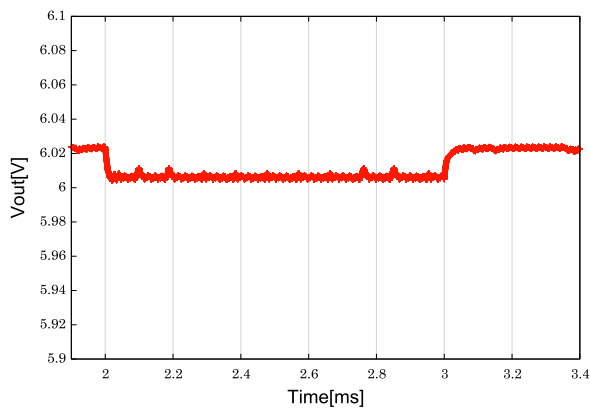


図10 フィードフォワード型 $\Delta\Sigma$ 変調制御の負荷変動特性  
Fig. 10. Load transient in case of first-order Feed-forward  $\Delta\Sigma$  control.

## 文 献

- (1) 谷口研二 著:「LSI 設計者のための CMOS アナログ回路入門」, pp.277~pp.292 (2005年)
- (2) Hong Gao, Lin Xing, Yasunori Kobori, Zhao Feng, Haruo Kobayashi, Shyunsuke Miwa, Atsushi Motozawa, Zachary Nosker, Kiichi Niitsu, Nobukazu Takai, Isao Nakanishi, Kenji Nemoto, Jun-ichi Matsuda, "DC-DC Converter with Continuous-Time Feed-Forward Sigma-Delta Modulator Control", IEEE Asia Pacific Conference on Circuit and Systems, Kaohsiun, Taiwan (Dec. 2012)
- (3) 今村康秀 田中哲郎 吉田宏, "ΔΣ 変調制御を用いた DC-DC コンバータの特性について", 電子情報通信学会技術研究報告.EE, 電子通信エネルギー技術 102(643), 89-94, 2003-0206

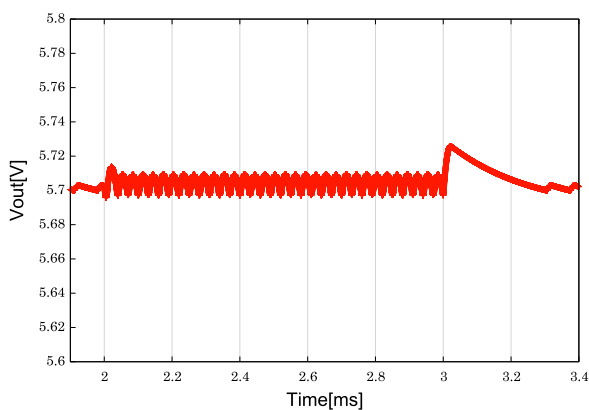


図11 PWM制御の負荷変動特性  
Fig. 11. Load transient in case of PWM control.

# A Study on Feed-forward Control for SIDO Buck Converter

S. Wu\*, Y. Kobori, M. R. Li, F. Zhao, Q. Li, Q. L. Zhu (Gunma University)  
 T. Odaguchi, T. Yamaguchi, K. Ueda (AKM Technology Corporation)  
 J. Matsuda (Asahi-Kasei Power Devices Corporation)  
 N. Takai, H. Kobayashi (Gunma University)

This paper presents usage of feed-forward control to improve the cross-regulation of Single-Inductor-Dual-Output (SIDO) DC-DC buck converters with pulse-width-modulation (PWM). Duty cycle should be modulated directly by the detected load current. This method reduces control delay, so that the regulation process can be completed as soon as possible and cross-regulation is improved. We have validated the proposed method with simulation.

Keyword: Single-inductor-dual-output (SIDO), DC-DC converter, Feed-forward control, Pulse-width-modulation (PWM), Cross-regulation, Control delay.

## 1. Introduction

In a portable device, such as cellular phones and notebook computers, some different DC supply voltages are required for different function modules. Multiple-supply implementations are required for getting high performance and reducing power loss. Among existing techniques, single-inductor dual-output switching converters are cost-effective solution. These converters require only one off-chip inductor and fewer on-chip power switches that help reducing system volume and saving chip area<sup>(1) ~ (4)</sup>. However, the converters are independently regulated if they work at continuous conduction mode (CCM), which leads to cross-regulation problem. (For SIDO converters which work at CCM, if the load of one sub-converter changes, the other sub-converter should be affected. This phenomenon is called cross-regulation.)

In recent years, some techniques of improving cross-regulation have been proposed. The reference<sup>(5)</sup> employs time multiplexing (TM) control. Sub-converters are isolated by a zero current period. However this converter has large current ripple, particularly when the load is heavy. Since the inductor current should be zero at the end of each cycle, a pseudo-continuous conduction mode is proposed in the reference<sup>(6)</sup>. This mode integrates the advantages of both CCM and DCM. When the load is light, the converter works at DCM. If load increases, a freewheel switching control keeps the inductor current above zero as CCM, but sub-converters

are isolated by a DC level. However if the load is large enough, the converter may turn to CCM.

This paper tries to improve the cross-regulation based on control theory. Theoretical analysis of PWM feedback control in buck converter is given in section 2. A Feed-forward controller is employed in section 3, to shorten the control delay in feedback loop. In section 4, simulation results are presented. Section 5 provides a conclusion.

## 2. Control Theory in Buck Converter

### <2·1> Volt-Second Law and Converter Duty Cycle

We describe a steady state in switching converter by the inductor equation:

$$dI / dt \dots \dots \dots (1)$$

Here  $V_L$  means the inductor voltage,  $I_L$  denotes the inductor current. In steady state, the product of the voltage applied across the inductor, multiplied by the duration, must be equal to the voltage that appears across the inductor during the off-time, multiplied by the duration the last for.

For a buck converter, we get the following:

$$\Delta I (I_{in} - I_{out}) t_{on} / I_{out} t_{off} / L \dots \dots \dots (2)$$

It follows from (2) the relationship between input and output as:

$$I_{out} = I_{in} t_{on} / (t_{on} + t_{off}) = V_{in} D \dots \dots \dots (3)$$

Here  $D$  denotes the converter duty cycle. If converter operates in CCM, then  $t_{off} = (1 - D)T_{switch}$ .

### <2·2> PWM Feedback Control

A typical implementation for PWM control is shown as in Fig.1.

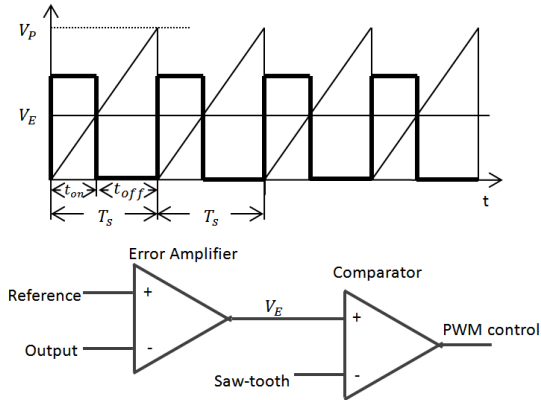


Fig. 1. Typical PWM control implementation.

Duty cycle is proportional to the amplified error and inversely proportional to the peak voltage of the saw-tooth. Then we obtain the following:

$$D = \frac{V_E}{V_P} \dots \dots \dots (4)$$

From the output voltage, we obtain error, and then we obtain PWM signal by comparing between the error and a saw-tooth reference signal. Finally the PWM controls the output by changing the duty cycle. All of them constitute a feedback control loop.

### 3. Load Regulation and Feed-forward Control

In a power supply the line and load variations are common. Line variation means that the input ripple should affect the output. Load variation always means a sudden change of output current. Since input voltage and output current both are not in the feedback loop, they are referred to as ‘external disturbances’ for a feedback control. The basic purpose of feedback is to reduce the effect of these disturbances on the output. However feedback is a control scheme based on error, so that control delay cannot be eliminated. While feed-forward scheme is based on prediction, it can provide quick regulation for the system.

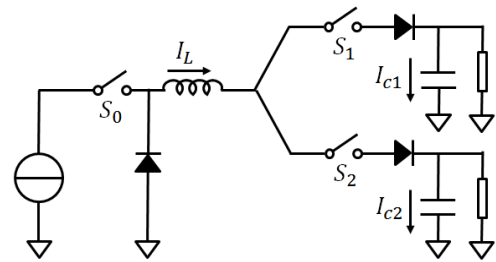
For input ripple, if peak voltage of saw-tooth is made proportional to input, input-to-output voltage regulation can be achieved without change in  $V_E$ . This is a feed-forward controller for line change.

#### 〈3·1〉 Load Regulation

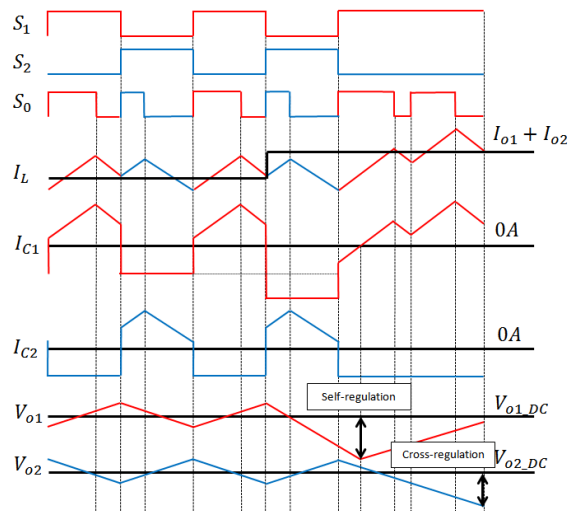
Let us first consider the load regulation in a single-inductor single-output (SISO) buck converter. Output current is equal to the average current of the inductor in the buck converter. Suppose that load suddenly increases by  $\Delta I_o$ , and then original balance is broken. Inductor current must be increased to get new balance. However inductor current cannot change in a step manner. According to the volt-second law, the

increment of inductor current during on-time must be bigger than the decrement during off-time. In the other words, the duty cycle should be increased. By a feedback controller, it can be enforced only after the error increases. Down-shoot occurs at the output when load suddenly increases, on the other hand, over-shoot occurs when load decreases.

Load regulation in SIDO converter is more complicated. A SIDO buck converter proposed in reference (7) as showed in Fig.2 (a) is employed as discussion object.



(a)



(b)

Fig. 2. (a) SIDO buck converter in reference (7). (b) Timing diagram of the converter.

In this SIDO converter, which sub-converter is served is decided by the error comparison at the beginning of every period. Timing diagram is shown as Fig. 2 (b). Suppose that the load of converter 1 suddenly increases, the balance of filter capacitor current whose average value is zero in steady state is broken, and then output voltage drops. As the load regulation in SISO converter, feedback controller adjusts duty cycle based on the amplified error, and we get a new balance. However, the other sub-converter is impacted during adjusting period. For example, as shown in the timing diagram, the period which should serve converter 2 is used to serve converter

1, therefore a voltage drop also occur at output2. Converter 2 is not served until the error of converter1 is reduced smaller than it. Sub-converters are alternately and interactively adjusted to reach a new steady state. This phenomenon is well known as the cross-regulation. If large load changes occur simultaneously at both outputs the converter may fail to be regulated.

### 〈3·2〉 Feed-forward Control

As above theoretical analysis the duty cycle is adjusted to make system reach a new steady state. According to equation (4), this adjusting can be carried out by changing error voltage or the peak voltage of saw-tooth. Since we hope that the error does not change, so that two choices are available. One is adding an additional voltage to amplified error voltage; the other one is regulating saw-tooth peak. Supposing load change by  $\Delta I_o$  in a SISO buck converter, we get regulating value for feed-forward as:

$$\Delta I_o = [(I_{in} - I_{out})D'T_s - I_{out}(1 - D')T_s]/L \dots \dots \dots (5)$$

Here  $D'$  denotes adjusted duty cycle, and then we get

$$\Delta V_E = \frac{P}{V_{in}T_s} \Delta I_o \dots \dots \dots (6)$$

$$\Delta V_p = \frac{E_{in}}{V_{out}(L\Delta I_o + I_{out}T_s)} \Delta I_o \dots \dots \dots (7)$$

From (6) and (7) we know that is hard to get an accurate regulation unless employing an additional compute unit. Observably it is not cost-effective. In addition, since  $0 \leq D' \leq 1$  the load change is limited in a range. Otherwise can't complete regulate operation in one cycle. It leads to a more complex calculation. Above inference is based on SISO converter, it is complex, but much less than SIDO converter.

Here we propose to adopt a rough and fuzzy feed-forward strategy to simplify the system. Load current and inductor current are detected. Set threshold for load current. Setting principle of the threshold is enough wide to ensure that cover the ripple of inductor current at steady state. Therefore when inductor current is lower than the threshold, it means load increase. Saw-tooth peak voltage is reduced for increase of duty cycle by the same error voltage. It is similar while load decreases. Fig.3. shows the block diagram and regulation process of proposed feed-forward controller for SIDO buck converter. Since the regulation action is based on the same output error, we do not need wait until the error changes as in feedback control, so that it has quicker load response.

## 4. Simulation

In this section, some simulations are presented to validate the features of load regulation optimization of feed-forward. Let us begin with a simple SISO

buck converter. Simulation conditions are shown in Table1.

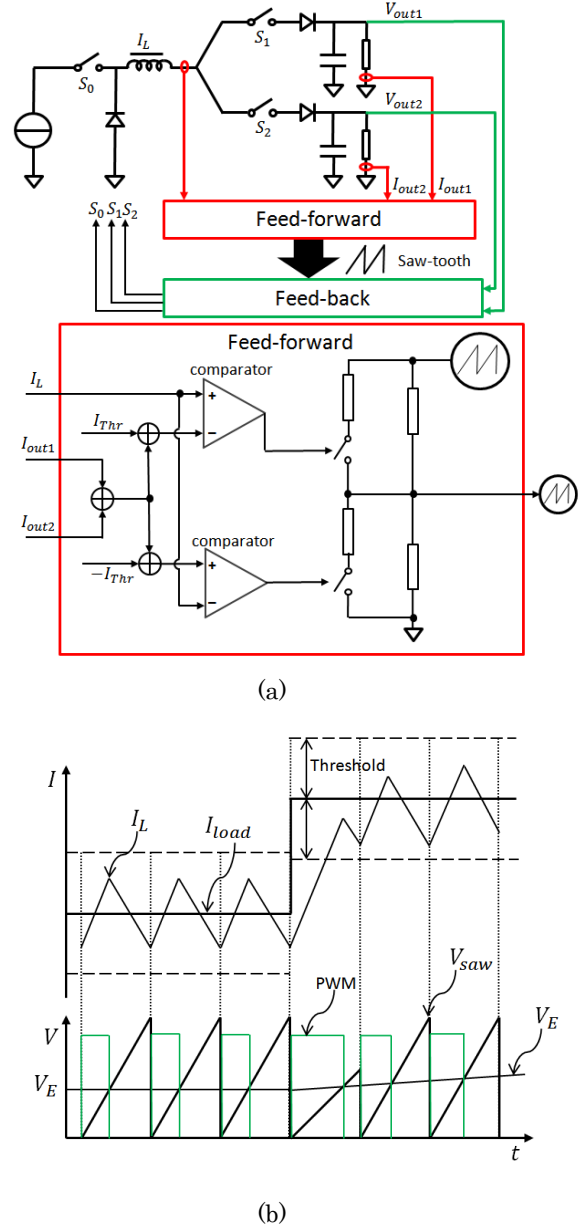


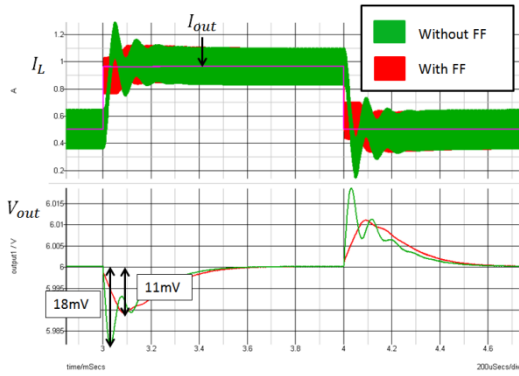
Fig. 3. Proposed feed-forward controller. (a) block diagram (b) regulation process

Table 1. Specifications of SISO buck converter.

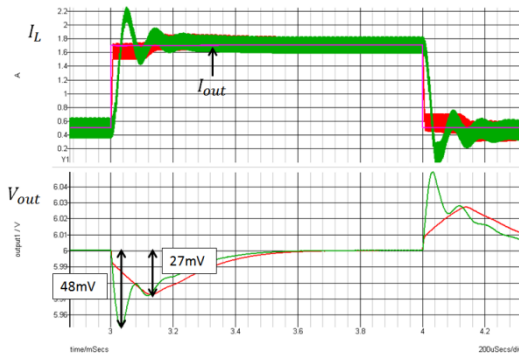
Parameter Name	Value	Parameter Name	Value
$i_n$	12V	$o_{ut}$	6V
	20 $\mu$	$f_{switch}$	500kHz
$C$	500 $\mu$		

Fig. 4 shows the simulation result; the red one is with feed-forward, green one means without feed-forward. In Fig. 4(a), load changes between 0.5A and 1A. Load regulation is reduced 7mV by feed-forward. While load changes between 0.5 A and

2A in Fig. 4(b), 21mV load regulation is improved.



(a)



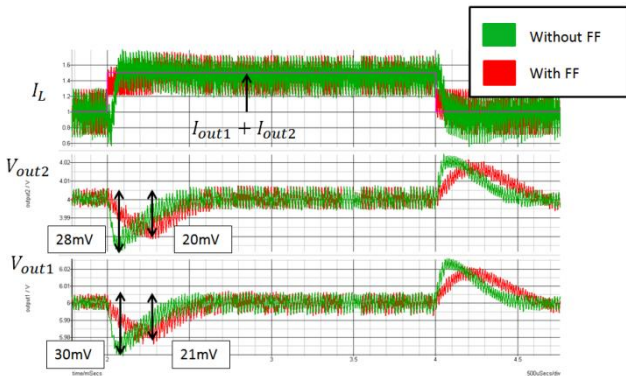
(b)

Fig. 4. Load regulation of a SISO buck converter with and without feed-forward (a)  $I_{out} = 0.5A/1A$  (b)  $I_{out} = 0.5A/2A$

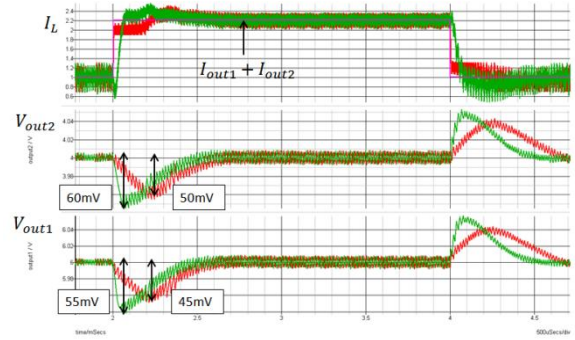
The next simulation object is a SIDO buck converter. Simulation conditions are shown in Table 2.

Table 2. Specifications of SIDO buck converter.

Parameter Name	Value	Parameter Name	Value
$i_n$	12V	$out_1$	6V
	20 $\mu$	$out_2$	4V
$C_1, C_2$	500 $\mu$	$f_{switch}$	500kHz



(a)



(b)

Fig. 5. Load regulation of a SIDO buck converter with and without feed-forward (a)  $I_{out1} = 0.5A/1A$ . (a)  $I_{out1} = 0.5A/2A$

In this simulation, the load of converter1 changes, while the load of converter2 keeps 0.5A. When load1 change between 0.5A and 1A, as shown in Fig. 5.(a), load regulation of converter1 is reduced about 9mV by feed-forward. At the same time, cross-regulation of converter2 is decreased about 8mV. With a larger load changes, as in Fig. 5.(b), load1 changes between 0.5A and 2A. Both of sub-converters have about 10mV reduction in load regulation by feed-forward control. Although the suppressing effect for SIDO converter is not distinct as in SISO converter, it is enough to prove that feed-forward control can optimize load regulation for switching power supplies.

#### 4. Conclusion

After theoretical analysis about load regulation, we find that using feed-forward control to optimize load regulation for SIDO buck converter is possible in theory (though the mathematical derivation is depressing). Designing an accurate feed-forward control for SIDO converter is complicated and not cost-effective. Therefore a simple design is proposed. Although this rough and fussy feed-forward control cannot eliminate the load regulation completely, it can improve the load regulation effectively.

Only an incondite threshold is available criterion for control action, and the feature of open loop of feed-forward make it cannot be accurate as feedback control. Therefore more action criterion is necessary as the future work.

#### References

- (1) M. W. May, M. R. May, and J. E. Willis: "A synchronous dual-output switching dc-dc converter using multibit noise-shaped switch control," IEEE Int. Solid-State Circuits Conf.

Dig. Tech. Papers, pp.358–359,( Feb. 2001).

- (2) D. Goder and H. Santo: “Multiple output regulator with time sequencing,” U.S. Patent 5617 015, (Apr. 1, 1997).
- (3) T. Li, Single inductor multiple output boost regulator,” U.S. Patent 6075295, (June 13, 2000).
- (4) W.W. Xu, Y. Li, X.H. Gong, Z.L. Hong and D. Killat: “A dual-mode single-inductor dual-output switching converter with small ripple,” IEEE Transactions on Power Electronics , 25, 3, pp.614-623, (March 2010).
- (5) D. S. Ma, W. H. Ki, C.Y. Tsui and P.K.T. Mok: “Single-inductor multiple-output Switching Converters with Time-multiplexing Control in Discontinuous Conduction Mode”, IEEE J. Solid-State Circuits, 38, 1, pp. 89- 100, (Jan 2003).
- (6) D. S. Ma, W. H. Ki, and C. Y. Tsui : “A Pseudo-CCM/DCM SIMO Switching Converter With Freewheel Switching”, IEEE J. Solid-State Circuits, 38, 6, pp. 1007-1014 (2003).
- (7) Y. Kobori, Q. Zhu, etc: “Single Inductor Dual Output DC-DC Converter Design with Exclusive Control”, IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems, Kaohsiung, Taiwan (Dec. 2012).

# C2000 シリーズ DSP 用いたスイッチング電源回路軽負荷時の 効率向上手法の検討

高 川, ジンコウライ\*, 李慕容 (群馬大学), 落合政司, 鈴木庸弘, 麻生真司 (サンケン電気)  
小堀康功, 小林春夫, 高井伸和, 志水勲 (群馬大学)

Efficiency Improvement Method for Switching Power Circuit at Light Load with DSP C2000 Series

Chuan Gao, Guanlei Jin\*, Muron Li, (Gunma University), Masashi Ochiai (Sanken Electric Co., Ltd.)

Yasunori Kobori, Haruo Kobayashi, Nobukazu Takai, Isao Shimizu (Gunma University)

## Abstract

The paper describes a digital control method for efficiency improvement of switching power circuit power at light load with DSP C2000 Series (Texas Instruments). In this work, we use DSP to adjust the link voltage between bridgeless PFC AC/DC converter and phase shift full bridge DC/DC converter, as well as PWM frequency of power circuit in order to improve the power efficiency in a suitable way. Our experiment results show that the efficiency of the power circuit at half load / light load improves with adjusting the link voltage and/or PWM frequency.

キーワード : DSP,C2000, デジタル制御, 電源回路, 効率, 軽負荷

Keywords: DSP, C2000, Power Circuit, Power efficiency, light load, digital control.

## 1.はじめに

スイッチング電源は主要な直流安定化電源である。商用電源または直流電源を入力とし、これを半導体スイッチで高速にスイッチングして可聴周波数以上の高周波の交流に変換し、再び整流平滑して安定した直流電圧を得る。小型・軽量で高効率を特徴とし情報機器や通信機器をはじめほとんどの電子機器の電源として使用される。

サーバ電源はN+1冗長運転方式で構成されている。したがって、電源回路はフル負荷で動作することが稀で、普通20%~50%負荷で動作しているため、軽負荷の電源効率向上が重要である。しかしながら、軽負荷の場合に、高い効率を取るために、回路トポロジーの改良だけでは実現困難な非常に高い仕様が要求されている。そこで、我々は回路トポロジーを変えずに、DSPを用いたデジタル制御を駆使し最適制御で電源回路ハーフロード或いは20%近くの軽負荷領域での

効率の向上（プログラムの開発）方法を検討する。

## 2. 検討した電源回路の構成

検討は下記のように TI 社製の電源評価ボード[1][2][3]を用いて電源回路を二つの部分に分けて行なった。

- ① BLPFC AC/DC 回路部分 (図 1)  
(Bridgeless Power Factor Correction AC/DC Converter) [1]
  - リンク電圧の最適可変(@ 50% Load)
  - PWM(スイッチング周波数)の最適可変(@ 5%~20% Load)
- ② PSFB DC/DC 回路部分 (図 2)  
(Phase Shift Full Bridge DC/DC Converter) [2]
  - PWM(スイッチング周波数)の最適可変(@10%~20% Load)



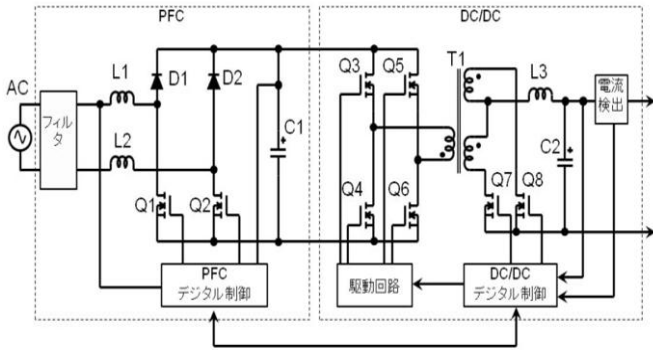


図1 電源回路 (BLPFC AC/DC+PSFB DC/DC)

Fig.1 Power circuit (BLPFC AC/DC+PSFB DC/DC).

### 3.電源回路効率劣化の原因

PFC AC/DC 回路の出力電圧(リンク電圧)が低いほど高効率を達成できる。しかし電源入力電圧範囲(AC 90-265V)により入力電圧最大(AC 265V)のピーク値( $265\sqrt{2}=375V$ )以上の電圧(390V)がリンク電圧となる。これが効率の悪化の原因になっている。

また軽負荷の場合、電源回路の固定周波数の PWM 制御での MOS スイッチングロスにより、効率が大幅に劣化するのが二つ目の原因である。

### 4. BLPFC AC/DC 回路部分 (Bridgeless Power Factor Correction AC/DC)

実験は TI 社製のブリッジレス PFC 開発ボードを使用した。Piccolo F28035 (DSP) で PFC AC/DC を制御している。

回路の基本仕様は下記のようにになっている。

- Input Voltage (AC line):  
95V (Min) to 250V (Max), 47~63Hz
- 400Vdc Output
- 300 Watts Output Power
- Full Load efficiency greater than 93%.
- Power factor at 50% or greater load – 0.98(Min)
- PWM frequency 200kHz

上記のように、リンク電圧と PWM 周波数が規定されている。

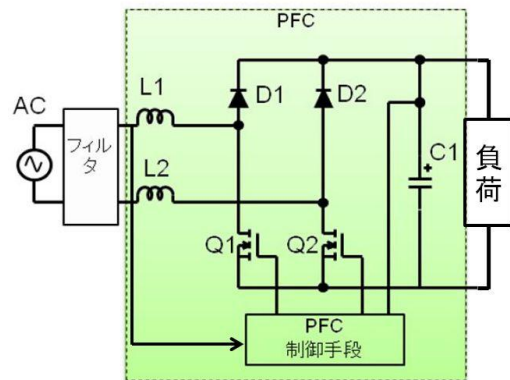


図2 PFC AC/DC 開発ボード回路図

Fig.2 Circuit in PFC AC/DC development board.

### 4.1 リンク電圧の最適可変(@ 50% Load)

電源回路出力効率劣化はリンク電圧が常に入力電圧範囲の最大値のピーク値(390V~400V)で制御しているのが効率の悪化の原因である。その解決方法として、DSP が入力電圧の実効値をモニタし、最適の昇圧比を決めればリンク電圧をリアル可変にすることが可能と考え、それに基づきプログラムを開発した。

入力電圧の検出( $V_{inac}$ )→DSP に取り込む  
 →入力電圧の実効値を算出( $V_{rms}$ )  
 →リンク電圧=最適昇圧比 x  $V_{rms}$

実験結果:

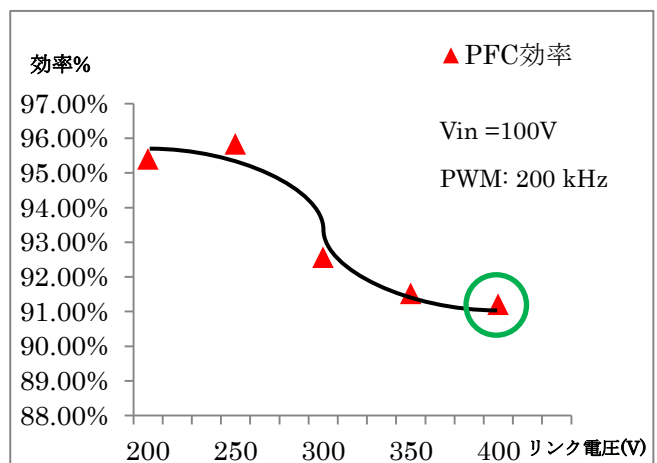


図3 異なるリンク電圧に対するハーフロードの PFC ボード出力効率

Fig.3 Efficiency of PFC AC/DC board with different link voltages @50% load.



仕様に規定されたリンク電圧は 400V である。ハーフロードの場合では、図 3 で示したように 400V のリンク電圧で最高の効率を得られなかったのが最適ではない。一方、昇圧比を下げる（リンク電圧を下げる）ことによって、ハーフロードでの効率向上効果を確認できた。

#### 4.2 PWM 周波数の最適可変(@5%~20% Load)

軽負荷の場合、電源回路は固定周波数の PWM 制御での MOS スイッチングロスにより、効率が大幅に劣化する。そこで、デジタル制御で PWM スイッチング周波数を可変にし、PFC AC/DC 回路の効率向上効果を検討した。

仕様に規定されたスイッチング周波数は 200kHz であるが、軽負荷の場合では、図 4 が示したようにスイッチング周波数 200kHz で PFC AC/DC ボードが最高の効率得られなかったのが最適ではない。

図 4 の結果に基づき、軽負荷の場合の PWM 周波数範囲を表 1 で示す。

\*PWM 周波数が低すぎると PFC 動作部分が誤動作するので、回路効率が大きく劣化し、出力電圧も不安定になる。

表 1 PFC AC/DC ボード最適 PWM 稼動範囲(@軽負荷)

Table 1: Suitable PWM range for PFC AC/DC board (@light load)

Load Rate (%)	PWM 周波数(kHz)
5% - 10%	150kHz
10% - 15%	160kHz
15% - 20%	170kHz

#### 5. PSFB DC/DC 回路部分 (Phase Shift Full Bridge DC/DC)

実験は TI 製のブリッジレス PFC 開発ボードを使用した。TMS320F28027 (DSP) で PSFB DC/DC を制御している。回路の基本仕様は次のようになっている。

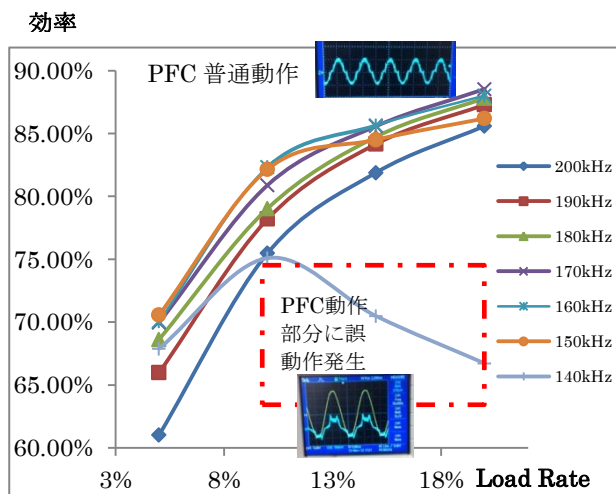


図 4 異なる PWM 周波数に対応する軽負荷の場合の PFC AC/DC ボード効率

Fig.4 Efficiency of PFC AC/DC board with different PWM frequencies @5%~20% load.

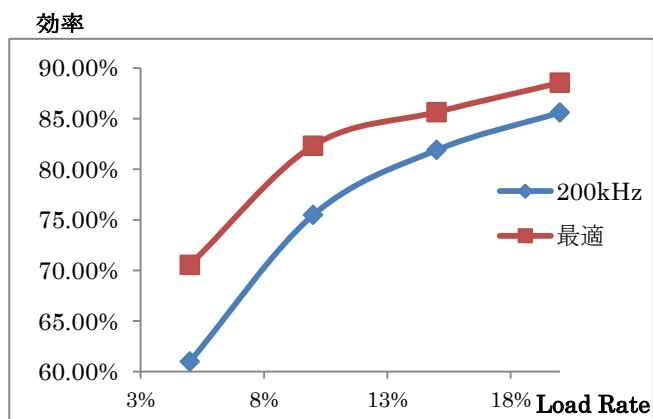


図 5 PFC AC/DC 固定周波数の場合と周波数可変の場合の比較

Fig.5 Comparison of PFC AC/DC efficiency for fixed and variable frequency PWM controls.

- 400V DC input (370Vdc to 410Vdc operation), 12V DC output
- Peak efficiency greater than 95%
- 50A (600Watt) rated output
- Phase Shifted Full-Bridge Circuit topology
- **100kHz switching frequency**

上記のように、PWM 周波数が規定されている。

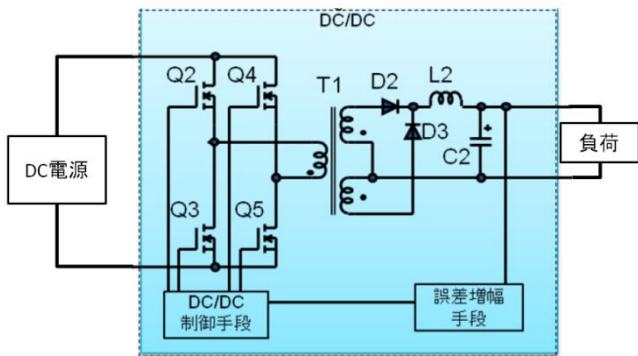


図6 PSFB DC/DC 開発ボード回路図

Fig.6 Circuit of PSFB DC/DC Development Board

### 5.1 PWM 周波数の最適可変(@10%~20% Load)

軽負荷の場合、電源回路は固定周波数の PWM 制御での MOS スイッチングロスにより効率が大幅に劣化する。そこでデジタル制御で PWM スイッチング周波数を可変にし、PSFB DC/DC 回路の効率向上効果を検討した。

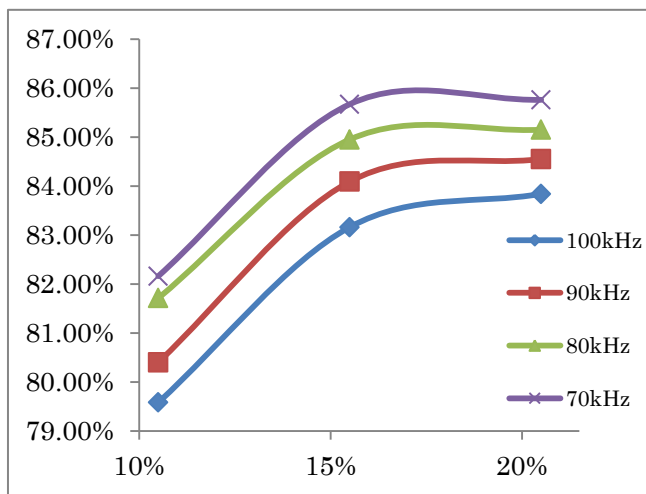


図7 異なる PWM 周波数に対する、軽負荷時の PSFB DC/DC ボード効率

Fig.7 Efficiency of PSFB DC/DC Board with different PWM frequency @ 10%~20% load.

仕様に規定されたスイッチング周波数は 100kHz である軽負荷の場合では、図7が示すようにスイッチング周波数 100kHz は最適ではない。この図に基づき、出力電流をモニタし、PWM スイッチング周波数を可変にする。

軽負荷の場合：

PWM スイッチング周波数を 70kHz に変更する。

ハーフロードから重負荷の場合：

PWM スイッチング周波数を 100kHz に戻す。

これによって DC/DC 変換回路の軽負荷の場合の効率を向上できる。

### 6.まとめ

本研究は TI 社の C2000 シリーズの DSP を用いて、電源回路の軽負荷場合の効率向上方法を検討しその指針を得た。

DSP や CPU の製造コストが減るにつれて、これからの電源回路をプロセスコントローラで制御するのが主流になっていくと考えられる。本研究を通じて DSP デジタル制御のメリット以下になることが分かった。

- 柔軟性 (Flexible)

電源回路のハードウェアを変えずに、ソフトウェア上でリンク電圧と PWM 周波数を変えることが容易に実現できる。軽負荷の場合 PWM と PFM 制御の間に切り替える必要はなく、ハードウェア構成上では非常に楽である。

- 可視化 (Visible)

リンク電圧や PWM 周波数の可変部分をソフトウェア上で関数化しモジュールとしてシステムに付け加えることができる。それらの制御関数は式として明示でき、修正や変更も容易に可能である。

今後の予定

- BLPFC AC/DC ボードが低周波数で動作する場合の PFC 誤動作の原因を探索。
- BLPFC AC/DC ボードに高い入力電圧 (250V~265V) を入れる時の効率向上効果の確認。

参考文献

[1] HV ブリッジレス PFC 開発用キット  
<http://www.tij.co.jp/tool/jp/tmdshvblpfckit>

[2] HV フェーズ・シフト・フル・ブリッジ開発用キット  
<http://www.tij.co.jp/tool/jp/tmdshvpsfbkit>

[3] TMS320C1x/C2x/C2xx/C5x アセンブリ言語ツール ユーザーズ・マニュアル, Texas Instruments (1996)

# ノイズシェーピング サイクリック ADC の検討

新井薫子\* 劉羽 小林春夫 松浦達治 (群馬大学)  
 小林修 (STARC) 高井伸和 (群馬大学) 新津葵一 (名古屋大学)

## Noise-Shaping Cyclic ADC

Yukiko Arai, Yu Liu, Haruo Kobayashi, Tatsuji Matsuura (Gunma Univ.)

Osamu Kobayashi (STARC) Takai Nobukazu (Gunma Univ.), Kiichi Niitsu (Nagoya Univ.)

**Abstract** This paper presents an ADC architecture which is a pipeline of cyclic AD operation and delta-sigma modulation. The cyclic ADC produces a residue at the final stage and the following delta-sigma modulator converts it to a digital value, (hence the residue is noise-shaped). The total ADC output is a combination of the cyclic ADC output and the modulator output, and then we can achieve high resolution. The delta-sigma modulator can be implemented simply with continuous-time analog circuitry. We describe its basic configuration and operation, and its show simulation results.

キーワード：サイクリック ADC, パイプライン ADC, ノイズシェーブ, 信号生成

(Keywords: Cyclic ADC , Pipe line ADC , Noise-Shaping , Signal Generation )

### 1. はじめに

トランジスタのプロセス微細化によりトランジスタ利得低下、素子ばらつき増加のためアナログ回路の性能確保が困難になってきている。その中で小面積化、高速化を実現するために小型化したデジタル回路を用いて、アナログ回路の特性の誤差やばらつきを補正するデジタル自己校正技術が注目されている。特に AD 変換器にデジタル自己校正技術を適用した研究開発が活発に行われており、パイプライン AD 変換器もよく用いられている。[1]

サイクリック AD 変換器はほかの AD 変換器に比べて構成が簡単で、面積が小さい。また  $n$  bit の AD 変換回路は同じ回路の変換を  $n$  回巡回動作させるため、分解能・サンプリングスピードの再構成が比較的容易にできるという利点がある。

本論文ではサイクリック AD 変換器の後段に  $\Delta\Sigma$  変調器を設け、サイクリック ADC の最終サイクルで生成された残差を入力し  $\Delta\Sigma$  変調により更なる高分解能化を行う

AD 変換器アーキテクチャを提案する。残差はノイズシェーピングされ入力信号付近のノイズが減少し、S/N 比の高い出力を得られる。数値シミュレーションによりこれらの動作確認を行い、効果を検証した。

なお、この提案アーキテクチャは[2]のノイズシェーピング逐次比較近似 ADC よりヒントを得ている。

### 2. サイクリック ADC

#### 2-1 サイクリック ADC の構成と動作

サイクリック ADC の構成を図 1 に示す。入力電圧  $V_{in}(V_a)$  は、コンパレータ (1bit ADC) で比較され、デジタル出力  $D_{out}$  (1 or 0) を出力する。次に 1bit DAC でこの  $D_{out}$  に対応する出力電圧  $V_b$  ( $V_{ref}$  or 0) が出力され、入力電圧  $V_{in}$  との残差  $V_a - V_b$  を得る。残差  $V_a - V_b$  はオペアンプで 2 倍に増幅され  $V_{out}$  となり、次のステージの入力電圧  $V_{in}(V_a)$  となる。

サイクリック ADC は 1bit 判定の動作を上位ビットから繰り返し動作させることで分解能を 1bit ずつ増やすこと

ができる。n 回ステージを繰り返すと n bit 出力となり、出力は以下の様に表せる。

$$V_{out} = 2^n \times (V_{in} - K(n) \times V_{ref}) \quad \dots(1)$$

ここで  $K(n)$  は各ステージのデジタル出力からアナログ値に再生したもので、各ステージ出力に 2 進の重みを掛けて以下の様に表せる。

$$K(n) = (1/2)D_{out}(1) + (1/4)D_{out}(2) + (1/8)D_{out}(3) + \dots + (1/2^n)D_{out}(n) \quad \dots(2)$$

$$\text{ただし } D_{out}(n) = 1 \quad (V_{in} \geq V_{ref})$$

$$D_{out}(n) = 0 \quad (V_{in} < V_{ref})$$

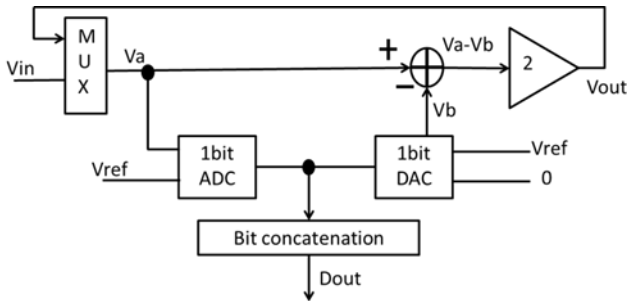


図1 サイクリック ADC の構成

Fig.1 Cyclic ADC block diagram.

### 2-2 ローパス ノイズシェーピング アルゴリズム

サイクリック入力信号  $V_{in}$  とデジタル出力からアナログ値に再生した  $K(n)$  の量子化誤差を  $\Delta \Sigma$  変調で AD 変換する。この  $\Delta \Sigma$  変調の出力にサイクリック ADC の n bit 出力をデジタルフィルタで加算し、量子化誤差をキャンセルする。これは以前から知られているナイキスト ADC の残差信号に 1 次  $\Delta \Sigma$  変換を行って、デジタルドメインで加算して分解能を増加させる MASH 0-1 方式の 1 種である。MASH 0-1 構成は図 2 に示す。

- 1) サイクリック ADC で発生した量子化誤差を得る。サイクリック ADC の入力電圧  $V_{in}$  とデジタル出力  $D_{out}$  の差  $e(n)$  は(2)式を用いて以下の様に表せる。

$$e(n) = V_{in}(n) - K(n) \quad \dots(3)$$

- 2)  $e(n)$  を加算して量子化誤差の累積値  $E(n)$  を得る。

$$E(n) = E(n-1) + e(n) \quad \dots(4)$$

- 3)  $E(n)$  が 1LSB を超えたとき、 $E(n)$  から 1LSB を引く。またデジタル出力値に 1 を加算する。

$$\text{If } E(n) > 1\text{LSB}, E(n) = E(n) - 1\text{LSB}, \quad \dots(5)$$

$$D_{out}(n) = D_{out}(n) + 1 \quad \dots(6)$$

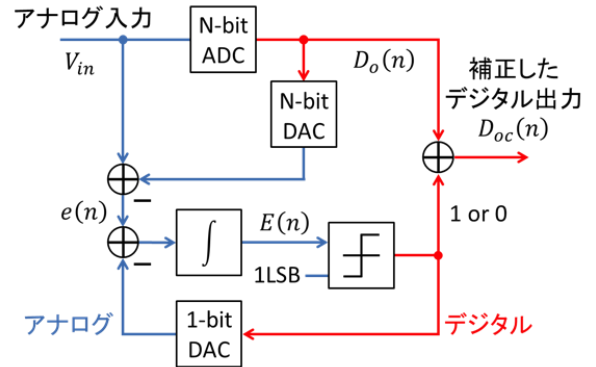


図2 MASH 0-1 構成

Fig.2 MASH 0-1 configuration.

### 2-3 MASH 0-1 型 $\Delta \Sigma$ 変調器

図 3 の MASH 0-1 型  $\Delta \Sigma$  変調器の構成に基づいて出力を計算する。図 3 より、初段ナイキスト ADC の出力は次のようになる。

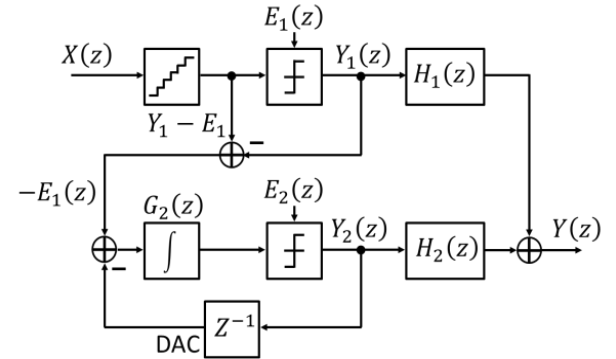


図3 MASH 0-1 型  $\Delta \Sigma$  変調器

Fig.3.  $\Delta \Sigma$  modulator with MASH 0-1.

$$Y_1(z) = X(z) + E_1(z) \quad \dots(7)$$

2 段目の 1 次  $\Delta \Sigma$  変調器の入力は  $-E_1(z)$  なので

$$Y_2(z) = -E_1(z) + (1/G_2)E_2(z) \quad \dots(8)$$

が得られる。量子化雑音  $E_1(z)$  を打ち消すために、

$$H_1(z) = 1, H_2(z) = 1$$

とすると、最終出力  $Y(z)$  は次のようになる。

$$\begin{aligned} Y(z) &= Y_1 H_1 + Y_2 H_2 \\ &= X(z) + E_1(z) - E_1(z) + (1/G_2) E_2(z) \\ &= X(z) + (1/G_2) E_2(z) \end{aligned} \quad \dots(9)$$

(9)式より $E_1(z)$ がキャンセルされ、 $E_2(z)$ に $1/G_2$ のフィルタがかかっていることがわかる。

### 2-4 ノイズシェーピング・サイクリック ADC の構成

提案手法であるノイズシェーピング・サイクリック ADC の構成を図4に示す。サイクリック入力  $V_{in}$  と各ステージの AD 変換により得られたデジタル出力  $D_{out}$  の量子化誤差を MASH 0-1 内の積分器で加算する。誤差の和  $E(n)$  はコンパレータで比較され、DAC でアナログ出力に変換される。

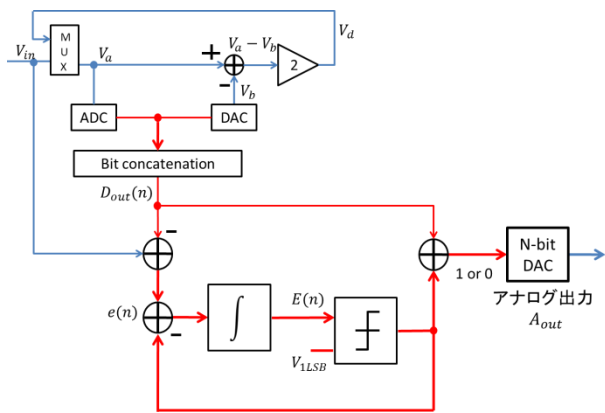


図4 ノイズシェーピング・サイクリック ADC の構成

Fig.4 Noise shaping cyclic ADC configuration.

### 3. シミュレーションによる提案手法の確認

#### 3-1 ノイズシェーピング・サイクリック ADC

ノイズシェーピング・サイクリック ADC のシミュレーションを行い、出力信号を Excel を用いて計算した。シミュレーション条件を表1、結果を図5に示す。

表1 シミュレーション条件

Table 1. Simulation conditions.

入力信号	$Asin(2\pi f_{in} t)$
$V_{ref}$ [V]	0.3
振幅 $A$	0.3
周波数 $f_{in}$ [Hz]	1000
サンプリング周波数 $f_s$ [Hz]	204800
データ数	1024
分解能 [bit]	3

図5の(a)はサイクリック ADC の出力波形、(b)はサイク

リック ADC の出力をノイズシェーピングした出力波形である。

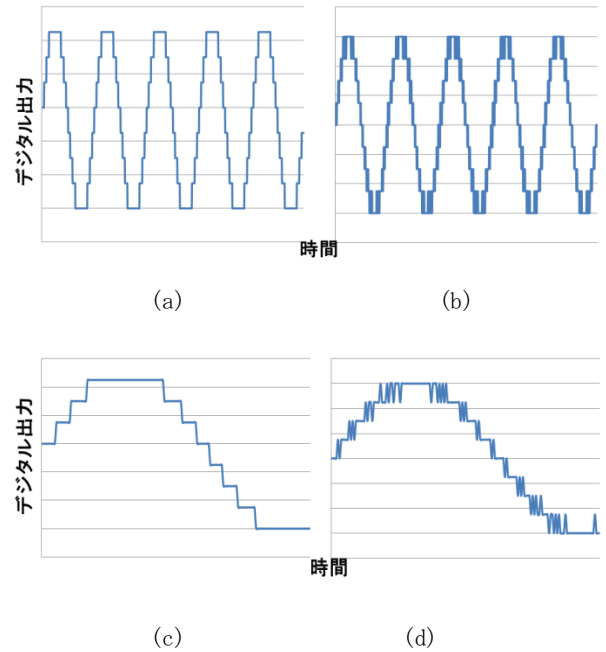


図5 各 ADC 出力波形

(a)サイクリック ADC の出力

(b)ノイズシェーピング・サイクリック ADC の出力

(c)サイクリック ADC の出力拡大図

(d)ノイズシェーピング・サイクリック ADC

出力拡大図

Fig.5. Output waveform.

(a) Output waveform from cyclic ADC.

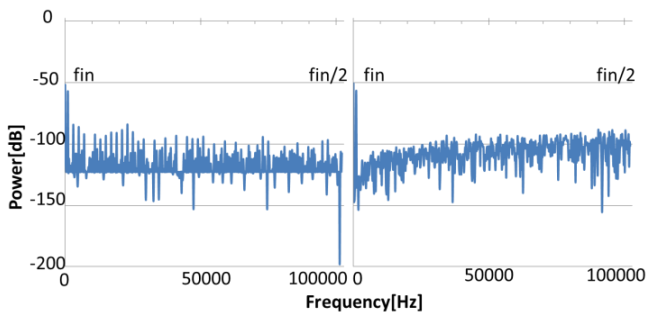
(b) Output waveform from noise shaping cyclic ADC.

(a) Enlarged view of output waveform from cyclic ADC.

(b) Enlarged view of output waveform from noise shaping

cyclic ADC

次に周波数スペクトラムを見るために FFT を行う。出力スペクトルを図6に示す。(a)のサイクリックの出力はノイズが一様に発生しているが、(b)のノイズシェーピング・サイクリック ADC の出力は信号付近のノイズが減少し、高周波帯域のノイズが増加している。すなわちノイズシェーピングされていることがわかる。



(a) (b)

図6 出力スペクトル

(a) サイクリック ADC の出力

(b) サイクリック出力にノイズシェーピングをした出力

Fig.6. DAC output power spectrum.

(a) Power spectrum of cyclic ADC.

(b) Power spectrum of cyclic ADC and noise shaping.

### 3-2 シミュレーションによる SNDR 評価

AD 変換器の性能を表す指標の 1 つに SNDR (Signal to noise and distortion ratio) がある。これは信号電力と (ノイズ電力 + 全高調波電力) の比で表される。横軸に OSR (Over sampling rate)、縦軸に SNDR を取ったグラフを図 7 に示す。サイクリック ADC のみよりも、ノイズシェーピング サイクリック ADC を行った方が、SNDR が増加している。また OSR が大きくなるにつれて SNDR も大きくなっていることから、低周波帯域にある入力信号付近ではノイズが低減していることがわかる。

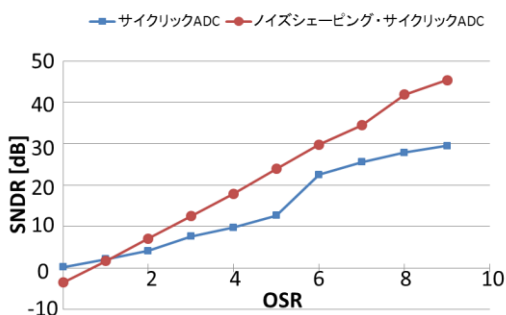


図7 サイクリック ADC とノイズシェーピング・サイクリック ADC における SNDR の向上

Fig.7. SNDR comparison of a cyclic ADC and a noise shaping cyclic ADC.

## 6. まとめ

ノイズシェーピング・サイクリック ADC を提案しシミュレーションで効果を確認した。サイクリックの内部 DAC やオペアンプで発生した量子化誤差はノイズシェープにより、入力信号付近で減少させることができる。サイクリックを多段接続すれば高分解能の出力のノイズシェーピング・サイクリック ADC も可能である。

また、提案 AD アーキテクチャは次のようなことも期待でき、今後検証していきたい。

- (1) サイクリック ADC の量子化誤差だけでなく、サイクリック AD 動作中のノイズもノイズシェープできる可能性がある。
- (2) 後段の  $\Delta \Sigma$  変調器は簡単な連続時間アナログ回路 (Gm-C 回路等) で実現でき得る。回路例を図 8 に示す。

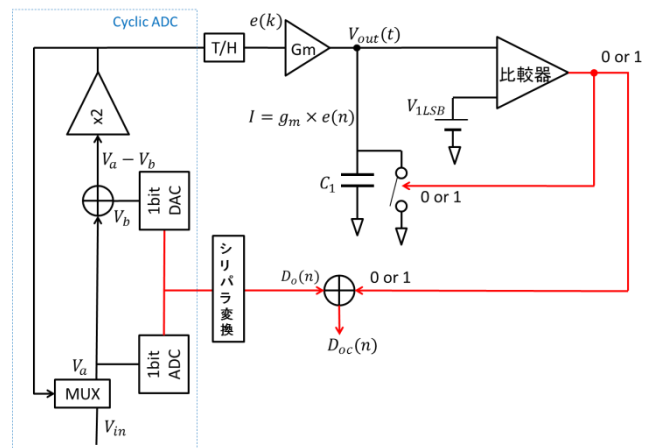


図8 ノイズシェーピング・サイクリック ADC の回路図

Fif.8. Circuit diagram of a noise shaping cyclic ADC.

### 参考文献

- [1] A. Verma, B. Razavi, "A 10b 500MS/s 55mW CMOS ADC", IEEE ISSCC (Feb. 2009).
- [2] J. A. Fredenburg, M. Flynn, "A 90MS/s 11MHz BW 62dB SNDR Noise-Shaping SAR ADC", IEEE JSSC, (Dec. 2012).



# DA変換器のVCOを用いた自己校正技術の検討

荒川 雄太\* 小林 春夫 松浦 達治 元澤 篤史 (群馬大学)  
小林 修 (半導体理工学研究センター) 新津 葵一 (名古屋大学)

## Self-Calibration of Current-Steering DAC with VCO

Yuta Arakawa\*, Haruo Kobayashi, Tatsuji Matsuura, Atsushi Motozawa (Gunma University)  
Osamu Kobayashi (Semiconductor Technology Academic Research Center) Kiichi Nitsu (Nagoya University)

This paper describes a self-calibration method for a current-steering DAC with a voltage-controlled oscillator. It is a digital method and does not require high precision analog circuits; the VCO needs only monotonic characteristics but it does not need linearity. There are mismatches (cause of nonlinearity) among the current sources in the DAC and the VCO measures the order of each current source value. The measured information is stored in memory, and based on it, each current source is sorted to reduce the DAC INL. We present its principle and simulation with reasonable conditions.

**キーワード** : デジタル-アナログ変換回路, 電流源ミスマッチ, 自己校正, 電圧制御発振器  
(Digital-to-Analog Converter, Current Source Mismatch, Self-Calibration, Voltage-Controlled Oscillator)

### 1. まえがき

近年集積回路の微細化に伴い、プロセスばらつきが顕在化し、低電圧動作の回路が求められ高精度のアナログ回路の設計が難しくなっている。この論文では微細化にともなうこれらの問題を背景に、電流 DA 変換器の内部源流源ミスマッチによる非線形性をデジタル自己校正する方式を検討した。提案手法は同一値に設計した電流源がミスマッチによりそれぞれ値が異なるのを電圧制御発振回路 (Voltage-Controlled Oscillator: VCO) によってその大きさの順番を測定し、非線形性を打ち消すように並び替える。VCO は単調性のみが必要であり線形性は必要でないのでアナログ回路設計が容易になり、プロセス・電源電圧・温度(PVT)変動の影響が少ない。

並び替えは基準の電流源の2分の1の電流源を2倍もち、それらの2つを結合して基準電流源に近い値の電流源を得て、さらにそれらを並び替えるという2段階のステップで行う。これらの並び替えの情報はメモリに記憶してデジタル入力 (メモリのアドレスに与える) に対して電流源スイッチのオンオフ (メモリのデータ線から出力) を制御する。

提案手法はセグメント+バイナリ型のナイキスト電流 DAC のセグメント部に適用できる。[1][2] またマルチビット  $\Sigma\Delta$ ADC 内のマルチビット DAC (セグメント型で構成されることが多い) では分解能は低い (たとえば3ビット) が、高い線形性が要求されるのでそこにも有効な手法である。

### 2. セグメント型電流源 DA 変換器

図1にセグメント型電流 DA 変換器の構成を示す。電流源が複数個あり理想的にはこれらは同一の値であるが、実際

には製造時のプロセスばらつき等でこれらの値は異なる。それにより DA 変換器は非線形性を示す (図2)。

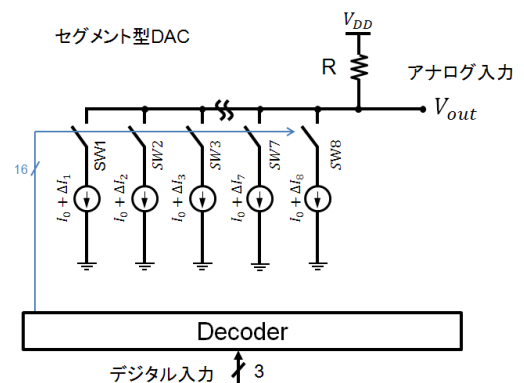


図1 セグメント型電流 DA 変換器と電流源ミスマッチ  
Fig. 1 Segmented current-steering DAC with current source mismatches.

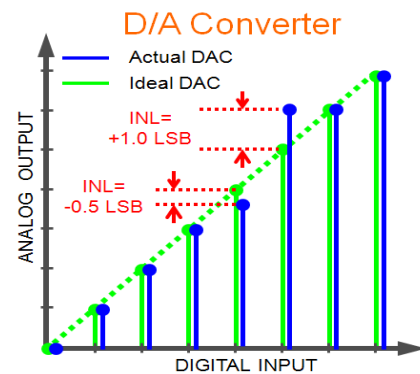


図2 実際の DA 変換器の非線形性  
Fig. 2 Nonlinearity of an actual DAC.

### 3. 提案自己校正手法

**〈3・1〉 電流源の合成手法** 図1や図2に示すように、NMOS または PMOS を用いた電流源は近年の微細化によって、ゲート長、ゲート幅などがばらつくことにより、各電流源の電流量が異なってくる。これを改善する為に、電流量は目的の半分のもので、目的の電流源の数を 2 倍+ $\alpha$  を用意する。配線結合により 2 素子 1 組とし、1 素子当たりの目的の電流量を確保する。

**〈3・2〉 数値実験** 今回は 16 素子および 18 素子の二つのケースで 8 素子を生成することを前提に、ばらつき低減効果がどれくらいあるか計算した。並び替えによるばらつき低減の仕組みであるが、図 3 に示すように、素子を単純に電流が大きい順に並べ、一番小さいものと大きいものを足し合わせ、次に二番目に大きいものと、二番目に小さいものを足し合わせる。以降同様にすると、ばらつきが抑えられることが期待できる。

18 素子で 8 素子生成する場合は、一番大きいものと一番小さいものは合成後のばらつきも大きくなる傾向があるので使用しないとした。

ここで、正規分布に基づく乱数を数パターン作り、平均を 100 とし、標準偏差  $\sigma$  を 7 とした時、これを上記のアルゴリズムで並び替えてばらつきを抑える場合と、これを用いない場合(標準偏差は統計的に 5 となる)と比べた。図 4、表 1 に示すようにおよそ 30~50%の低減が図れることがわかった。(図 4 は 100 パターンを横軸にランダムに取り、標準偏差がどうようになったかを示したもの)また、18 素子の方が、分散係数が小さくなり、低減効果が強まっていることが分かる。なお、合成をランダムにしまうと、ばらつきがさらに大きくなることも分かる。

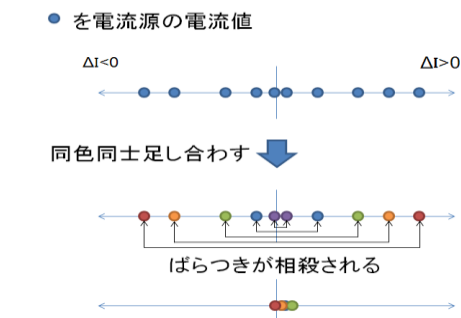


図 3 ばらつきを持つ電流源のそれぞれの合成  
Fig. 3. Synthesis of current sources with random variation.

**〈2・2〉 DAC 線形性の検討** INL の定義はエンドポイントラインとベストフィットラインがあるが、ベストフィットラインを元に検討した。ここで、平均 100 で分散係数  $\sigma = 7$  の 18 素子を 8 素子に並び替え、更にこの 8 素子を INL が良くなるよう、「一番大きい→一番小さい→二番目に大きい→二番目に小さい→…」のような順番で ON した場合と、平均 200 で分散係数 8 をランダムに ON した場合の INL を

比較すると、図 5 のように線形性が良くなっていることが分かる。図 5 は 1 素子を LSB とした時のベストフィットラインからのズレの大きさを示す。

表 1 並び替えによる標準偏差  $\sigma$  の低減  
Table 1. Reduction of standard deviation by sorting.

素子数	並び替えた場合	ランダムな組合せ
16→8	2~2.4	8.8~9.3
18→8	1.7~1.8	8.8~9.3

平均 200 に対する分散係数  $\sigma$

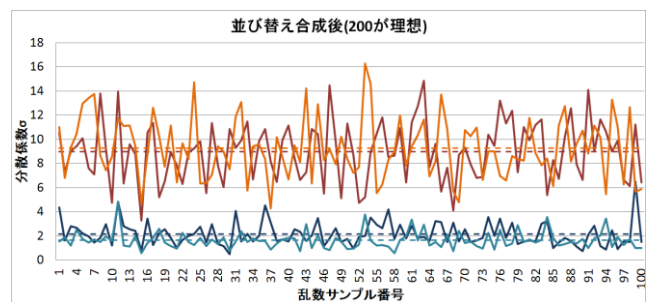


図 4 平均 200、標準偏差 5 の正規分布に基づく乱数例  
Fig. 4. Cases based on the normal distribution random number with average of 200 and standard deviation of 5.

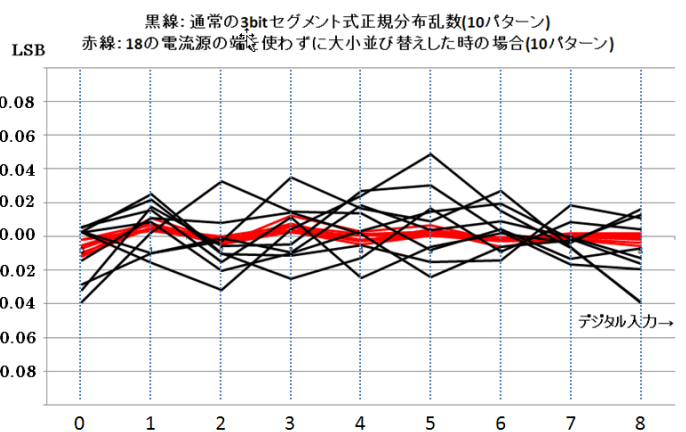


図 5 電流源並び替えによる DAC INL 向上  
Fig. 5. INL reduction with current source sorting.

**〈2・3〉 自己校正の手順** 図 6 に示すように 2 ステップに渡って VCO で測定し、並び替える。

(1)測定したい電流源のスイッチをオンにして抵抗に接続し電流値を電圧値に変換し、それを VCO に入力する。VCO はその電圧に応じた周波数で発振するので基準時間の間のトグルの回数を数える。単調性がありさえすればその出力値が大きいほど電流値が大きい。各電流源に対するカウン



タ出力値をもとに CPU で電流源を並び替えて合成する。  
 (2) 次に合成後の電流源を再び同様に VCO を用いて測定し、INL が小さくなるように並び替える。

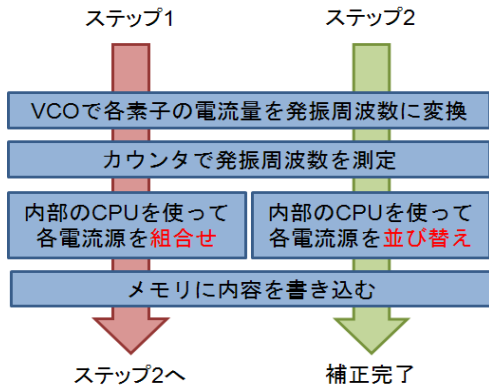


図 6 提案するキャリブレーションの流れ  
 Fig. 6. Proposed calibration flow.

(3) 電流源の合成と合成後の並び替え情報をメモリに保存する。通常の使用時にはメモリのアドレスに入力デジタルデータを与えるとメモリのデータ線から電流源オンオフの情報が与えられる。

〈3・4〉 **回路構成** 全体回路は図 7 に示す構成になる。VCO カウンタ、CPU、クロック分周器、増幅器によって構成する。カウンタで一定時間数える際にはたとえば DAC のサンプリングクロックを分周したものから「一定時間」を得る。

提案方式は高精度なアナログ回路が不要である。文献 [3] ではオフセットの小さい電流コンパレータが必要である。提案手法 VCO も増幅器も入出力の線形性は不要であり、単調性のみでよい。

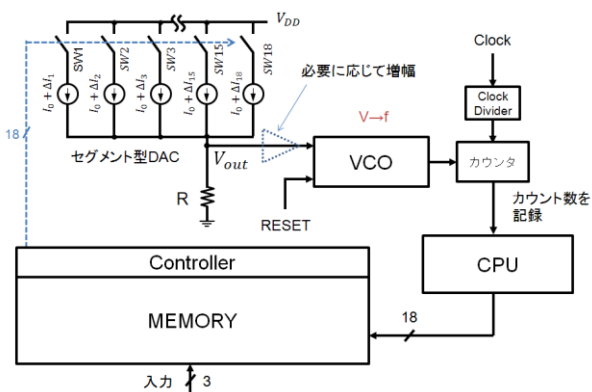


図 7 提案自己校正付電流 DAC 回路構成例  
 Fig. 7. Proposed current-steering DAC with self-calibration.

VCO の構成例を図 8 に示す。VCO は PMOS と NMOS により、入力に応じた電流を流す。中間にあるリングオシレータの動作速度を決める。NAND の一方の入力で制御させる。この入力が high になれば測定開始で一定時間カウン

タによって数え、リセットの際は Low にする。この VCO の入力電圧-発振周波数特性として図 9 の結果になった（入力電圧 GND から測って 0~1.0V）。また、数回測定し平均化する、測定時間を長くすることで電源ノイズ等の影響を低減できる。

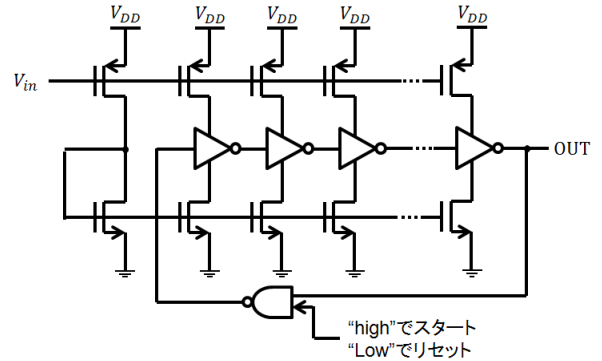


図 8 VCO 回路構成例  
 Fig. 8 VCO circuit example.

各電流源 1 つを平均 100uA とし、96uA から 104uA に変化した時の VCO の出力発振周波数は図 10 の青線のように、変化に乏しい（感度が低い）。そこで電流源ミスマッチによる電圧変化を増幅器で増幅すると、図 11 となる。電流源による電圧上昇分を 5 倍増幅した。そこでは VCO の周波数変化の激しい領域で測定でき、またばらつきによる影響も 5 倍になるため、測定回数とスピードを小さくできる。

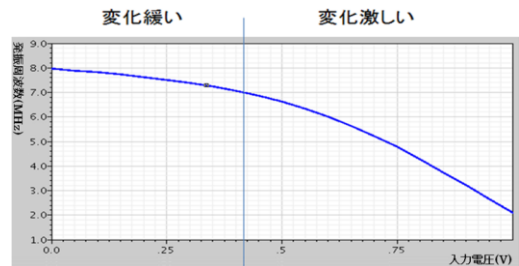


図 9 VCO の入力電圧-発振周波数の関係  
 Fig. 9 Simulated relationship between voltage-frequency in VCO.

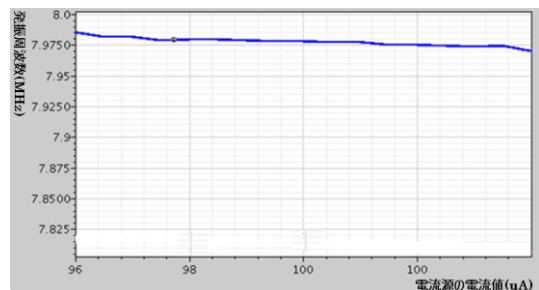


図 10 ゲイン 1 の場合発振周波数の変化  
 Fig. 10 Voltage-oscillation frequency relationship when the amplifier gain is 1.

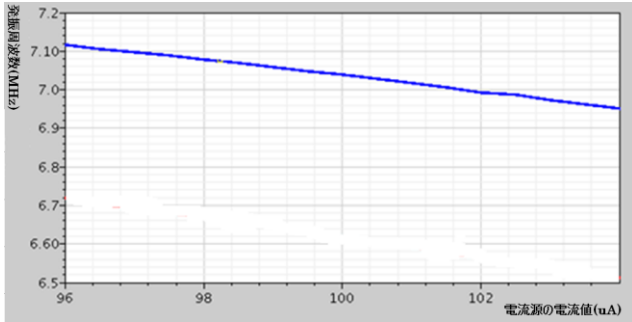


図 11 ゲイン 5 の発振周波数の変化  
Fig. 11 Voltage-oscillation frequency relationship when the amplifier gain is 5.

〈3・4〉 CPUとメモリの働き 電流源8素子から4素子に合成すること(DACが2ビットの場合)を考える。(図12) CPUで各電流源の大きさの順番を知り、これを組合せ、並び替える。図7に示すメモリへのデータ書き込みの手順を図13で示す。このようにメモリにステップ1を書き込む。(ステップ1ではステップ2の合成後を1素子として扱い各々を測定するための用意段階である。図13の上はI1とI3, I5とI8, I2とI7, I4とI6が組み合わせられることを示す。)。組み合わせで再度測定し、再びCPUでメモリをステップ2のように書き換える。(ステップ2では、合成後の1素子を並べ替え、INLが小さくなるよう〈3・2〉に示すような順番で並べ替え、使用できるようにする。図13の下ではDAC入力がゼロのときは電流源が選択されない、1のときはI2, I7が、2のときはI2, I5, I7, I8が、3のときはI1, I2, I3, I5, I7, I8が、4のときはI1-I8の全てが選択されることを示す。) メモリは書き換え可能なRAM(または製造出荷時にこの校正を行う場合はFlash Memory)を使用する。

#### 4. 提案技術の応用展開の考察

提案技術は、電流DACだけではなく、同じ値の素子を複数使うアプリケーションに適用できると考えられる。例えばタイムデジタル回路の内部遅延線マルチビット化した場合の遅延素子のばらつき低減などが挙げられる。[4]

#### 5. まとめ

電流DACに対して、VCOによる電流源測定、電流源合成、並び替えによる線形性向上手法を提案し、数値計算による効果の確認、回路の検討を行った。提案手法は高精度アナログ回路不要なデジタル手法であり微細化に適した技術である。

また今後 余剰分の電流源を増やした場合の効果を検討し、増幅器とVCOのより適切な回路構成を考えていく。

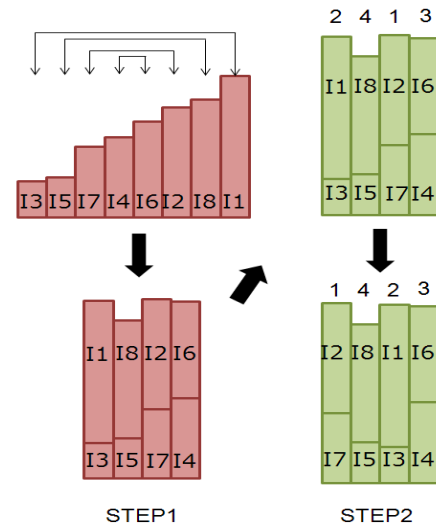


図 12 CPUのメモリへの書き込み情報と手順  
Fig. 12 Stored data in memory with CPU.

STEP1		保存部分									
ADDRESS	D1	D0	I1	I2	I3	I4	I5	I6	I7	I8	
0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	
1	0	1	0	0	0	0	1	0	0	1	
2	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	
3	1	1	0	0	0	1	0	1	0	0	

STEP2		保存部分									
ADDRESS	D2	D1	D0	I1	I2	I3	I4	I5	I6	I7	I8
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1	0
2	0	1	0	0	1	0	0	1	0	1	1
3	0	1	1	1	1	1	0	1	0	1	1
4	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1

図 13 メモリへのデータ書き込み  
Fig. 13 Data stored in memory at step 1 and 2.

#### 参考文献

- (1) R. J. van de Plassche, *CMOS Integrated Analog-to-Digital and Digital-to-Analog Converters*, Kluwer Academic Publishers (2010).
- (2) F. Maloberti, *Data Converters*, Springer (2007).
- (3) T. Chen, G. Gielen, "A 14-bit 200-MHz Current-Steering DAC with Switching-Sequence Post-Adjustment Calibration", IEEE Asian Solid-State Circuits Conference (Dec. 2007).
- (4) S. Uemori, M. Ishii, H. Kobayashi, et al., "Multi-bit Sigma-Delta TDC Architecture for Digital Signal Timing Measurement", IEEE International Mixed-Signals, Sensors, and Systems Test Workshop, Taipei, Taiwan (May 2012).

謝辞 有意義な御討論をいただきました、辻将信氏、梅田定美氏、土橋則亮氏、塩田良治氏、渡邊雅史氏、高井伸和氏、山口隆弘氏、ならびにこの研究をご支援頂いています STARC に謝意を表します。

# 化学電池の広帯域インピーダンス測定の検討

江元 博幸\* 辻 裕樹 小室 貴紀 (神奈川工科大学)

## The Basic Study for Wide-Band Impedance Measurement of Chemical Cells

Hiroyuki Emoto\*, Yuki Tsujii, Takanori Komuro, (Kanagawa Institute of Technology)

キーワード：化学電池, 電池容量, インピーダンス, 周波数特性

(Chemical-Cell, Battery Capacity, Impedance, Frequency Characteristic)

### 1. はじめに

化学電池は物質の化学反応を利用して電気を生み出す発電装置であり、通常、電池といえばこの化学電池を指す。

近年、電力貯蔵や自動車産業、モバイル電子機器などの分野においてより高性能な電池への期待が高まっている。こうした状況の中で、電池が抱える問題の一つとして経年劣化による容量低下が挙げられる。先行研究<sup>[1]</sup>では、電池のインピーダンスを測ることでその容量を把握できることが報告されている。一般的に、化学電池のインピーダンス測定には 1kHz が用いられるが、インピーダンスと容量の関係を考えてとき、1kHz が最適かどうかは議論の余地があるように思われる。

本研究では、電池の容量とインピーダンスの関係を調べるための基礎研究として、LCR メータ(3532-50 LCR ハイテスタ)を用いた広帯域における単三電池のインピーダンスの測定を試みた。

### 2. 実験方法

一般的には、電池を自動平衡ブリッジ方式のインピーダンス測定器に直列に接続すると、測定器は電池に対し DC 負荷となるため、DC を阻止するためのコンデンサが必要である。今回使用した LCR メータにも自動平衡ブリッジ回路が採用されているが、適切な容量のコンデンサが内蔵されているため直接電池を接続し測定を行った。

まず、Short 補正を行った。この状態で 50Hz から 2.5MHz までの周波数特性を測定すると、これは 0Ω を測定したことに等価である。補正が効くため理論上は常に 0Ω が得られる。もし全帯域のいずれかで誤差が生じれば、補正の限界と考えられ、測定器の限界か治具の限界として扱える。次にこの検証として測定端子に低抵抗(本実験では、1Ω の抵抗を用いた)を接続し、50Hz から 2.5MHz までの周波数特性を測定する。今回用いた抵抗の値から、1Ω を示す周波数領域が存在すれば、電池を測定した際、その領域で得られる同程度のインピーダンスはその電池に由来するものと判断した。

実験で使用した単三形電池は、アルカリ乾電池(オーム電機社製)とニッケル水素電池(Panasonic 社製)の 2 種類である。アルカリ乾電池は未使用の電池であり、リチウムイオン電池は複数回充放電を繰り返した電池である。

### 3. 実験結果

図 1 には、0Ω、1Ω、ニッケル水素電池、それぞれについてのインピーダンスの周波数特性を示した。この図より 0Ω と 1Ω の特性は、1MHz までは 0Ω を示しているが、1MHz を境に周波数が高くなるとインピーダンスは指数関数的に増加する。ニッケル水素電池は 10kHz までは一定のインピーダンスを示しているが、10kHz を境に 0Ω と 1Ω の特性と同じようなインピーダンスの変化が生じる。図 2 には、アルカリ乾電池のインピーダンスの周波数特性を示した。但し、比較のためニッケル水素電池の特性も示してある。アルカリ乾電池も高周波においては、他の 3 つの周波数特性と同様なインピーダンスの変化を生じる。一方、アルカリ乾電池は低周波においてもインピーダンスが変化し、周波数が低くなるに従いインピーダンスの値が急激に増加する。

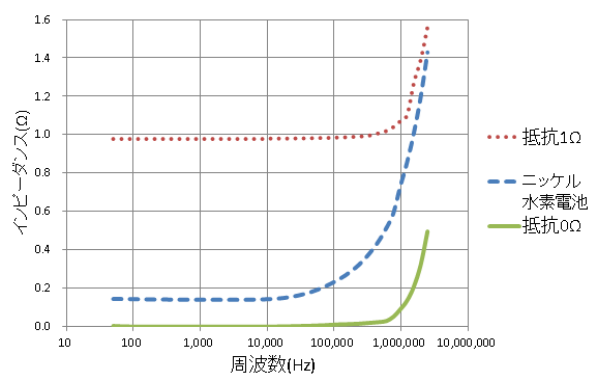


図 1 ニッケル水素電池、0Ω、1Ωの周波数特性

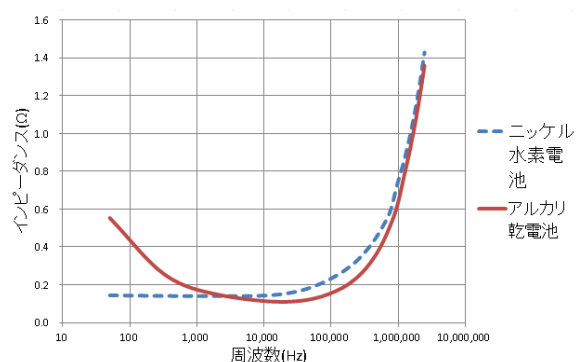


図 2 ニッケル水素電池とアルカリ乾電池の周波数特性

#### 4. 結論

本研究によって LCR メータを用いて電池のインピーダンス測定が可能なが確かめられた。また、LCR メータと測定対象との接続、測定した 4 パターンの周波数特性により、高周波領域では共通の傾向が現れることが示された。これは治具の影響ではないかと考えられる。さらに、インピーダンスが安定するという点で、インピーダンス測定には 1kHz の周波数が用いられると考えることができる。今後は、治具を自作するなどして測定系を整備し、インピーダンスと電池容量の相関を具体的に調べていく予定である。

#### 文 献

---

[1] 竹野和彦,市村雅弘,下村誠,“携帯電話用リチウムイオン電池の技術動向(リチウムイオン電池の安全性と劣化特性)”, 電子情報通信学会技術研究報告. EE, 電子通信エネルギー技術 105(538), 25-30, 2006-01-13

# 伝熱材料を評価するための新しい手法

齋藤 靖弘\* 江元 博幸 辻 裕樹 小室 貴紀 (神奈川工科大学)

## New Method for Evaluating Heat Transfer Material

Yasuhiro Saito\*, Hiroyuki Emoto,

Yuki Tsuji, Takanori Komuro (Kanagawa Institute of Technology)

キーワード：伝熱材料, 熱抵抗, 接触具合, 再現性

(Heat Transfer Material, thermal resistance, contact condition, repeatability)

### 1.はじめに

近年,電子機器の小型化,高性能化が進んでおり放熱対策が重要になってきた<sup>(1)</sup>.素子と放熱器の間に伝熱材料を挟むことによって素子から発生する熱を逃がしやすくなる.熱抵抗が小さい伝熱材料ほど熱を逃がしやすいが,伝熱材料メーカーの熱抵抗のカタログ値は接触の影響を考慮した値ではない.しかし,実際の平面では点接触が無数に存在し,素子と放熱器の接触面を拡大すると接触している部分としていない部分がある<sup>(2)</sup>.接触面積は面の粗さと接触圧力によって変化する.よって,伝熱材料の熱抵抗は材料の物性や厚み以外にも,接触の仕方でも変化する.これらを総合的に考慮した伝熱材料の評価が必要である.本研究では伝熱材料の接触具合の影響を含む密着度の評価を目的として正確に温度を一定に保つシステムを構築し,伝熱材料の評価を行った.

### 2.伝熱材料を評価するシステムの構築

伝熱材料の評価をするためには正確に冷却も加熱もできる温度調整ヘッドが必要である.ファンを用いた温度調整方式の場合,室温より低い温度に調整するのが困難であるが,水流を用いた温度調整方式では水温を調整すれば冷却も加熱もできる.以上の理由から今回は,温度制御が容易な水流での温度制御方式を採用した.今回構築したシステムの全体を図1に示す.

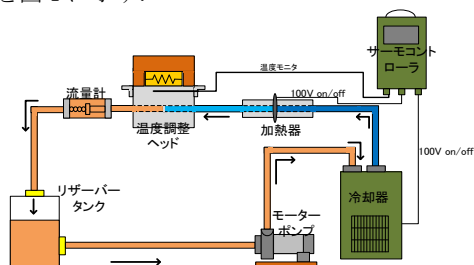


図1 構築したシステム

### 3.伝熱材料とは

複数のパワートランジスタなどの素子を1つの放熱器で冷却する場合,電気絶縁を確保しながら冷却をすることが必要である.今回使用した図2に示した伝熱材料は比較的高い電気絶縁性,伝熱性を有している.特性を表1に示す.



図2 使用した伝熱材料

表1 伝熱材料の特性

特性	TC-150CAD-10	3M-5519S
熱伝導率 (W/m・K)	3.2	4.9
絶縁破壊の強度 (kV/mm)	11	3.5
材料の硬度 (AskarC)	10	60

### 4.伝熱材料の評価

#### 4-1) 実験内容

図3に伝熱材料の評価の実験構成を示す.抵抗器の発熱がアルミの凹凸板を通して伝熱材料を伝わり,さらにその熱が,温度調整ヘッドから水に伝わる.実際のパワートランジスタやヒートシンクの表面を完全な平面にして理想的な密着度にするのは困難である.実際の表面には細かい凹凸が存

在するが、この凹凸は制御することができないので、まずは管理できる粗さから再現性良く実験を行うために凹凸板を使用した。凹凸板と圧力を管理することにより、再現性良く密着度の影響を評価できるように配慮した。

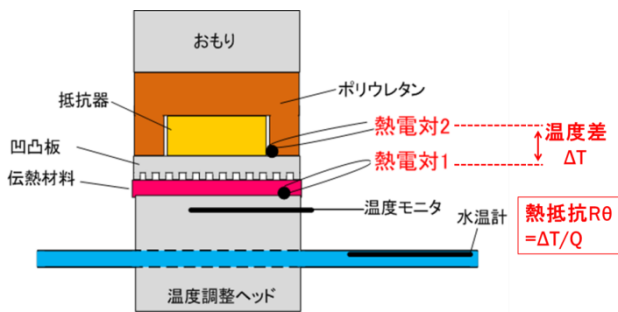


図3 伝熱材料の評価

今回使用した凹凸板を図4に示す。凹凸板は50[mm]×50[mm]×3[mm]のアルミ板に4[mm]間隔で1[mm]の溝を機械加工によって製作した。熱電対1と熱電対2との温度差ΔTは伝熱材料自身の熱抵抗以外にも、凹凸板と伝熱材料の密着度の影響を受ける接触熱抵抗も含まれる。温度差ΔTと抵抗器の印加電力10[W]より、接触熱抵抗を含んだ熱抵抗を算出できる。時間 vs 温度差の実験結果を図5,6に示す。



図4 凹凸板

#### 〈4・2〉 実験結果

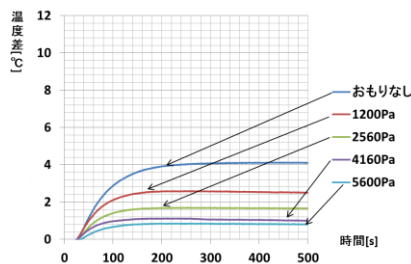


図5 TC-150-CAD-10

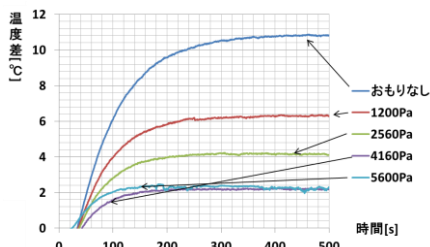


図6 3M-5519S

図5,6の実験結果では、予想通り圧力を加えるほど、温度調整ヘッド表面と凹凸板上面の温度差が小さくなっていることが確認できた。横軸時間が400[s]で温度差が安定しているため、400[s]時の温度差と印加電力より熱抵抗を求めることができる<sup>③</sup>。結果を図7に示す。

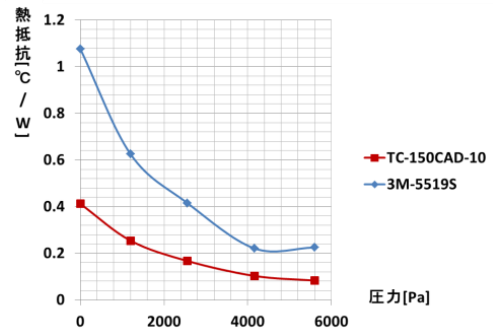


図7 圧力 vs 熱抵抗

どちらの材料でも圧力6000[Pa]で凹凸板と伝熱材料が十分に密着し、熱抵抗が安定していることがわかる。実験では凹凸板を用いて、圧力や材料の密着度のような機械的な現象を熱現象で評価することで再現性がある評価ができることが明らかになった。実験では凹凸板を用いて、圧力や材料の密着度のような機械的な現象を熱現象で評価することで再現性がある評価ができていることが明らかになった。

### 5. 密着度を電氣的に評価

#### 〈5・1〉 提案手法の基本概念

図3の凹凸板-伝熱材料-温度調整ヘッド周辺が、図8のような電氣的なコンデンサに見える。そこで電氣的な計測で機械的な密着度を評価する方法を提案する。熱現象を評価する場合、素子に電圧を印加させて発熱させ、水流システムを動作させて熱電対をつけ温度を計測する必要がある。電氣的に計測すればLCRメータを用いて±1[%]以下の誤差で2[s]以内に密着度を計測することができる。

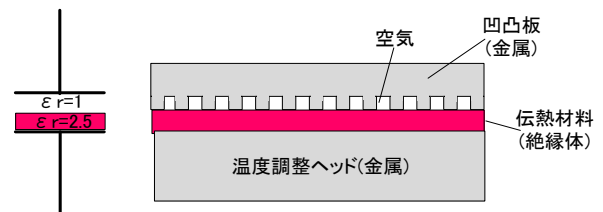


図8 コンデンサによる表現

#### 〈5・2〉 実験内容

実験構成を図8に示す。測定器はHIOKI 3532-50 LCR HiTESTERを使用し、周波数100[kHz]で圧力 vs 静電容量の計測を行った。伝熱材料は図2のTC-150-CAD-10を用いた。



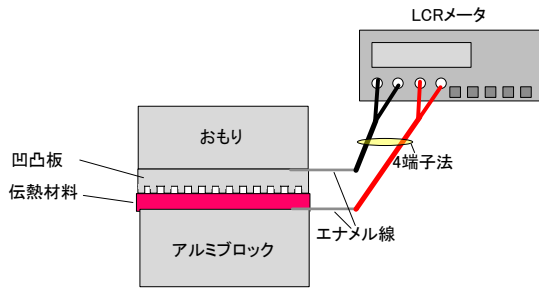


図9 実験構成

〈5・3〉 実験結果及び考察

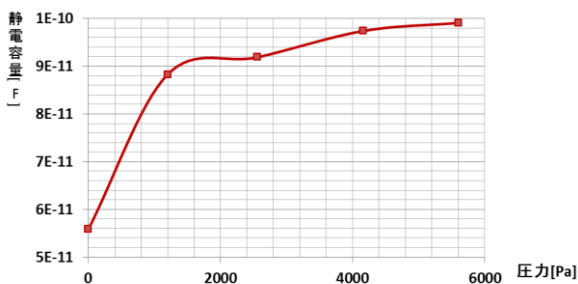


図10 圧力 vs 静電容量

圧力を増加させることによって伝熱材料が凹凸板の形状になじみきつたため静電容量が飽和した。圧力によって空気 ( $\epsilon_r=1$ )が追い出され、伝熱材料 ( $\epsilon_r=2.5$ )が入り込み誘電率が違うので  $C$  が変化したことや伝熱材料の厚みが変化すると推測できる。図 7,10 の実験結果とも、横軸は圧力で共通していて、圧力 4000[Pa]で静電容量も熱抵抗を飽和し、密着している傾向が得られた。

6. 結論

伝熱材料の評価を目的として水流を用いた評価システムを構築した。構築したシステムを用いて、2種類の伝熱材料を評価した。評価に際しては、周辺の金属と伝熱材料の密着度合に応じて、特性が変化することを考慮し、再現性良く測定する方法を考案した。その結果、圧力が増加するに従い熱抵抗が減少することが定量的に明らかになった。また電気的に密着度を評価することにより、熱の現象との相関をとれる見通しを得た。

文 献

(1) 石塚勝, " 半導体・電子機器の熱設計&解析", 松株式会社出版事業部, (2010)  
 (2) C.V. Madhusudana, "Thermal Contact Conductance", Springer, (1996)  
 (3) WILLIAM S. JANNA, "ENGINEERING HEAT TRANSFER", VNR, (1988)  
 (4) 日本機械学会, " 伝熱工学", (2011)

(5) 伊藤謹司, 国峰尚樹, "トラブルをさけるための電子機器の熱対策設計 (第2版)", 日刊工業新聞社, (2006)  
 (6) 石塚勝, " よくわかる電子機器の熱設計", 秀和システム, (2009)  
 (7) 坂田亮, " 熱電変換工学—基礎と応用", リアライズ理工センター, (2001)  
 (8) 御法川学, 伊藤孝宏, " Cradle Viewer", 日本工業出版, (2011)

# EO チューナブル波長フィルタ用 PLZT 薄膜の形成条件

飯富 真\*, 依田秀彦(宇都宮大学)

Fabrication condition of the PLZT thin film for Electro Optic tunable wavelength filter

Makoto Iitomi, Hidehoko Yoda(Utsunomiya University)

キーワード：PLZT 薄膜，ゾルゲル法，チューナブル光フィルタ，電気光学効果  
(PLZT thin film, Sol-gel method, Tunable optical filter, Electro-Optic effect)

## 1. はじめに

将来の光アクセス網において，通信の大容量化・広帯域化が望まれる中，WDM-PON(Wavelength Division Multiplexing Passive Optical Network)方式が注目されており，ONU(Optical Network Unit)のカラーレス化が必要となる．そこで我々は，応答が高速である電気光学効果を用いたチューナブル波長フィルタ(EO-BPF：Electro Optic-Band Pass Filter)の開発を進めている．

PLZT は EO 効果材料であり，BPF のスペーサ層として用いている．過去に試作された PLZT には多数のひび割れが観察された．今回，PLZT 薄膜を形成する際の形成条件の検討と改善を行った結果について報告する．

## 2. 成膜方法

PLZT(高純度化学研究所，PLZT-10)薄膜の成膜にはスピコート法を用いた．図 1 は成膜手順である．まず基板の上に PLZT を塗布し，任意の回転数による回転処理を行う．次にベーク炉にて 120°C で 2 分間のプリベークを行う．この工程 1 回あたりで RTA 後の最終的な膜厚は 100nm となるので，任意の膜厚に達するまで繰り返す．その後，赤外線ゴールドイメージ炉(GI 炉)により，昇温速度約 60°C/s 後 700°C 10 分の高熱高温熱処理(RTA)を行い，PLZT の結晶化を行う．

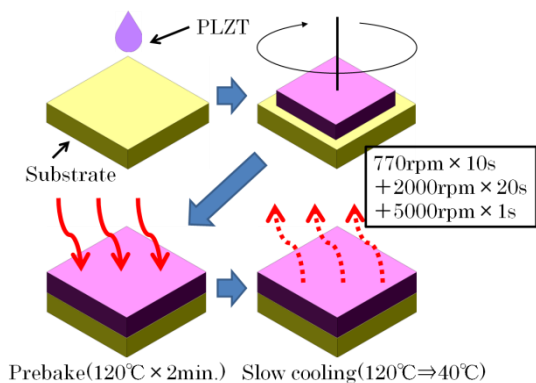


図 1 スピコート手順  
Fig. 1 spin coat procedure

## 3. 実験

今回，温度特性が異なる 5 種類の基板(Si, SiO<sub>2</sub>, SrTiO<sub>3</sub>(STO), スライドガラス, カバーガラス)を使用した．ここで，スピコートを 6 回繰り返して，膜厚を 600nm とした．Si, SiO<sub>2</sub>, STO 基板では 700°C で RTA を行っているが，スライドガラスとカバーガラスでは耐熱温度が低いいため 480°C で RTA を行った．

我々の過去の試作において，熱処理後の基板冷却の際に急冷を行っていた．PLZT が急激に伸縮を起しひび割れが生じたと考え，今回は徐冷作業を導入した．徐冷条件として，プリベーク後に 10 分間で 120°C から 40°C となるようにした．また，RTA 後は徐冷速度を 5°C/分とした．

以上の条件での成膜後，基板の観察を行った．観察結果を図 2 に示す．各基板でひび割れは観察されてしまったが，カバーガラスにおいてひび割れ抑制を確認できた．

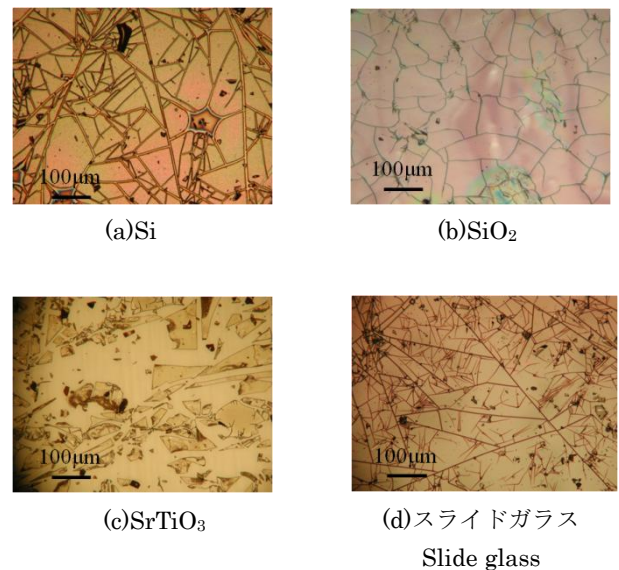
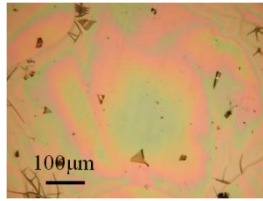


図 2 基板観察結果  
Fig. 2 Result of substrate observation





(e)カバーガラス  
Cover glass

図 2 基板観察結果

Fig. 2 Result of substrate observation

#### 4. 考察

今回、5種類の基板に対して成膜を行った。熱処理後の冷却作業を急冷から徐冷に変更することで、基板膜面のひび割れ抑制を図ったが、ほとんどの基板にひび割れが生じていた。この理由として線膨張係数が関係していると考えた。各素材の線膨張係数の値を表1に示す。この係数の違いにより、熱処理の際、基板とPLZTの伸びに差によりひび割れが起こる。カバーガラスのみひび割れが少なかったのは、カバーガラスとPLZTの線膨張係数の値が同じだったためであったと考えられる。よって、PLZTの線膨張係数とできるだけ近い基板を選択することで、ひび割れの軽減が期待される。

今回使用したカバーガラスはアモルファス基板であり、PLZT成膜後に結晶性を得にくいため、今後はひび割れ抑制と結晶性発現の両立を目指して実験的検討を行う。

表 1 線膨張係数

Table 1 coefficient of linear expansion

Material	coefficient of linear expansion( $\times 10^{-6}/[K]$ )	Substrate thickness[mm]	Upper temperature limit[ $^{\circ}C$ ]
Si	2.4	0.5	>1000
SiO <sub>2</sub>	0.5	0.5	>1000
Slide glass (Crown)	10	1	505
Cover glass (Borosilicate glass)	7	0.1	510
SrTiO <sub>3</sub>	10	0.5	>1000
Pt	9	—	>1000
PLZT	7	—	—

# TO チューナブル波長フィルタ用透明ヒータ膜の作製と評価

小檜山 知弘\* 依田 秀彦 (宇都宮大学)

Fabrication and Characterization of Transparent Film Heater for Thermo-Optic Tunable Wavelength Filter  
Tomohiro Kobiyama\*, Hidehiko Yoda (Utsunomiya University)

キーワード：透明導電膜，薄膜ヒータ，バンドパスフィルタ，熱光学効果  
(Transparent conductive film, Film heater, band-pass filter, thermo-optic effect)

## 1. はじめに

近年の情報システムの多様化に伴い，将来光アクセス網の大容量化，広帯域化が望まれる中，一本の光ファイバの中を異なる波長を持つ光信号を多重化して伝送する波長分割多重伝送(WDM-PON: Wavelength Division Multiplexing - Passive Optical Network)方式が注目されている。WDM-PON方式では各ユーザーに異なる波長を割り当てることで高速伝送が可能となる。基地局側とユーザー側に設置される光終端装置をそれぞれ OLT (Optical Line Terminal) と ONU (Optical Network Unit) と呼び，これらの装置を用いて波長の割り当てを行う。しかし現在の ONU は特定の波長だけを選択しているため，多重化した波長から目的の光信号を選択する波長無依存化(カラーレス化)した ONU が必要となる。

本研究では，カラーレス ONU に内蔵される温度制御型チューナブル光波長フィルタ (TO-BPF: Thermo Optic - Band Pass Filter) のための透明ヒータ膜の作製及び最適化を目的とする。透明ヒータ膜と BPF の概要を図 1 に示す。ヒータ膜の候補として，過去に研究されている pc-Si:B (boron-doped poly-crystal Si) や，pc-Si:Sb (antimony-doped poly-crystal Si) といった不純物 Si 半導体に加え，液晶ディスプレイや太陽電池に使用されている酸化物半導体の  $\text{In}_2\text{O}_3$  (酸化インジウム)， $\text{SnO}_2$  (酸化スズ)， $\text{ZnO}$  (酸化亜鉛) といった材料について検討する。

今回は過去に作製された不純物 Si 半導体 pc-Si:B, pc-Si:Sb, ZAO (アルミニウムドープ酸化亜鉛) について透過・反射スペクトル，体積抵抗率を測定した。また，pc-Si:Sb と，ITO (tin-doped indium oxide) について，3mm 角のチップ化後にサーモトレーサで観察しながら電力印加実験を行い，消費電力と温度の関係，抵抗率の変化，温度分布について観察した。

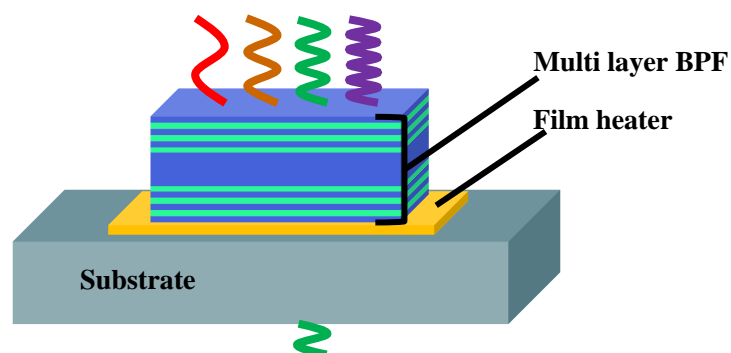


図 1. 透明ヒータ膜を含む多層膜バンドパスフィルタ

Fig.1 Multilayer band pass filter including a transparent film heater

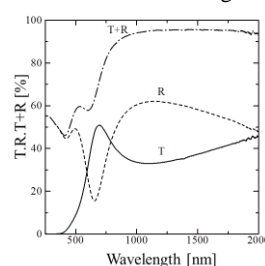


図 2. pc-Si:B の分光測定  
Fig.2 pc-Si:B spectroscopy

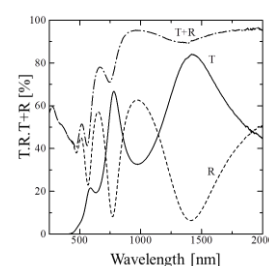


図 3. pc-Si:Sb の分光測定  
Fig.3 pc-Si:Sb spectroscopy

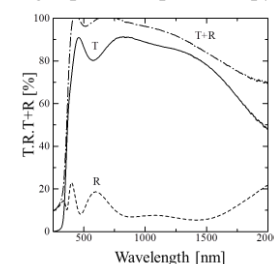


図 4. ZAO の分光測定  
Fig.4 ZAO spectroscopy

## 2. 実験結果

### (a) 光学特性・抵抗率

分光光度計の測定結果について、pc-Si:B, pc-Si:Sb, ZAOの測定結果を図2, 3, 4に示す。また、各サンプルの膜厚、体積抵抗率、吸収・散乱、本研究の最終的な目標値を表1に示す。膜厚が薄いpc-Si:Bでは十分な透過率、抵抗率が得られなかった。pc-Si:Sb, ZAOでは透過率が目標に近いが膜厚が厚く抵抗率も大きい結果となった。

### (b) 発熱時の温度分布・抵抗率

電流印加により、pc-Si:Sb膜を発熱させたときの温度分布測定結果を図5に示す。また、ITO膜付基板の一部を薄型加工した。加工前後のヒータ消費電力Pと温度Tの関係を図6に示す。さらに、電力印加実験を繰り返した時のpc-Si:Sbの消費電力Pと抵抗率Rの変化を図7に示す。結果より、温度分布について、サンプルの面内の各点で大きな温度の差がある結果となった。またITO膜付基板加工について、加工後では温度上昇のために必要な電力が抑えられ、2倍以上の省電力化が可能であることが確認できた。ITOの抵抗率は同サンプルを繰り返し測定したが安定せず、特に電力が高くなるにつれて不安定になった。また、pc-Si:Sbについても同様であった。特にpc-Si:Sbでは消費電力増加に伴い抵抗率の減少が見られた。これは半導体の特性ともよく一致する結果となった。

## 3. まとめ

ヒータ膜候補としてSi半導体、酸化物半導体の透過率と抵抗率、電力印加に伴う抵抗率の変化、温度分布、昇温特性を求めた。測定したサンプルでは目標に達していなかったため、今後はサンプルの作製による膜厚の変化や熱処理による光学特性と導電性の最適化、電力印加時の抵抗の変化の原因調査、温度分布のムラの原因調査を行う。

表1 分光測定・体積抵抗率の測定結果

Table 1 Spectroscopic and the volume resistivity			
	膜厚[nm]	体積抵抗率 [Ωcm]	吸収・散乱 [1550nm]
pc-Si:B	50	$1.4 \times 10^{-1}$	5.5%
pc-Si:Sb	310	$8.6 \times 10^{-2}$	7.1%
ZAO	160	$5.4 \times 10^{-2}$	18%
目標値	50	$1.5 \times 10^{-3}$	7.0%

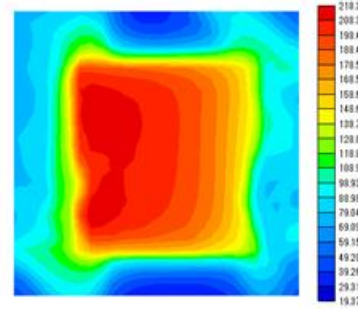


図5. pc-Si:Sb膜ヒータの温度分布

Fig.5 Temperature distribution of pc-Si:Sb film heater

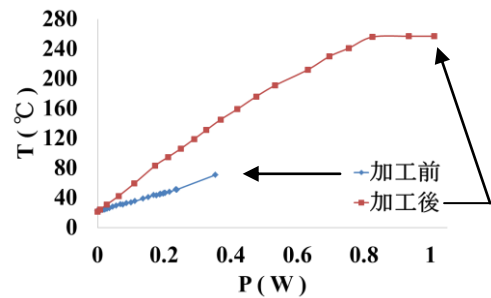


図6. ITO膜付基板加工後の電力 vs 温度

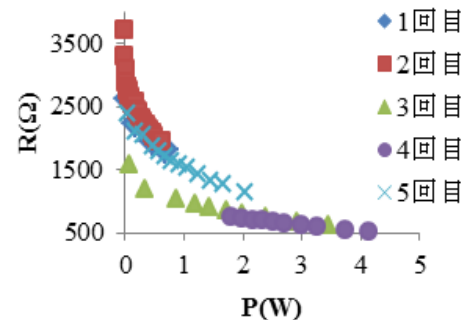


図7. pc-Si:Sb膜の電力 vs 抵抗

## 文 献

田代拓也・依田秀彦:「a-Si:D/SiO<sub>2</sub>多層膜 波長可変フィルタチップの応答評価」, 信学会東京支部学生会研究発表会, 175 (2011)

# EO チューナブル波長フィルタ用 PLZT 薄膜の作製

佐藤慶, 豊田篤志\*, 依田秀彦(宇都宮大学)

Fabrication of PLZT thin film for Electro-Optic tunable wavelength filter

Kei Sato, Toyoda Atsushi, Hidehiko Yoda(Utsunomiya University)

キーワード: PLZT 薄膜, ゴルゲル法, チューナブル光フィルタ, 電気光学効果  
(PLZT thin film, Sol-gel method, Tunable optical filter, Electro-Optic effect)

## 1. はじめに

近い将来の光アクセス通信網の大容量化・広帯域化のため, 1本の光ファイバに異なる波長を持つ光信号を多重化して伝送する波長分割多重伝送方式(Wavelength Division Multiplexing-Passive Optical Network : WDM-PON)の導入が検討されている。WDM-PONでは, 各家庭が様々な波長の光信号から特定の波長の光信号を取り出すためのONU (Optical Network Unit)の波長無依存化(カラーレス化)が必要となる。カラーレス ONU 実現のキーデバイスがチューナブル波長フィルタである。

我々はこれまで, 温度制御型のチューナブル波長フィルタの開発を進めてきたが, 応答性に課題を残している。高速応答性を目指し, 電気光学効果をもつ結晶薄膜 (PLZT, BST) を利用した電圧制御型チューナブル波長フィルタの開発を開始している。今回, ゴルゲル法による PLZT 結晶薄膜の試作と特性評価を行った結果を報告する。

## 2. 構造と動作原理

本波長フィルタは, ミラー層でスペーサ層を挟んだファブリ・ペロー構造であり (図 1), バンドパスフィルタとして機能する。共振条件の式  $2nd = m\lambda$  ( $nd$  はスペーサ層の光学膜厚,  $\lambda$  は透過波長,  $m$  は共振次数) を満たす波長のみを透過する。

電気光学効果を有する材料 (Electro-Optic : EO 材料) をスペーサ層に用いて膜厚方向に電圧をかけると, スペーサ層の屈折率  $n$  が変化する。よって, 共振条件を満たす透過波長  $\lambda$  も変化する。EO 効果の応答は msec 以下であり, 高速応答の電圧制御型チューナブル波長フィルタとして動作する。

EO 材料として, PLZT(チタン酸ジルコン酸ランタン鉛,  $(\text{Pb,L a})(\text{Zr,T i})\text{O}_3$ ) (図 2) を採用する。電界を  $c$  軸方向 (図 2 の鉛直方向) に印加することで屈折率を制御し透過波長を移動させることができる。EO 効果は, 熱光学効果に比べて応答が速い。

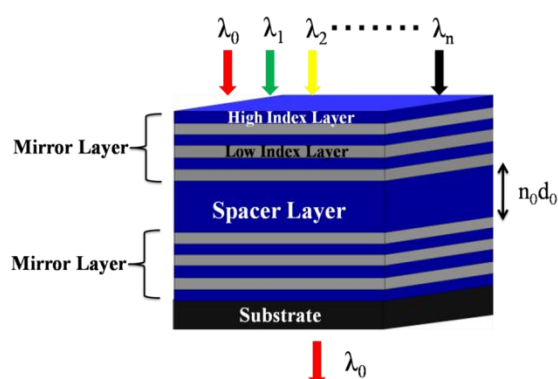


図 1 チューナブル波長フィルタの構造

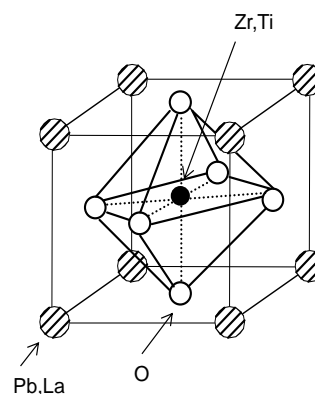


図 2 PLZT (ペロブスカイト構造)

## 3. PLZT 薄膜の作製

PLZT 薄膜をゴルゲル法により形成する。基板 (10×10×0.5 mm) に PLZT 溶液をスピコートし, プリベークする。プリベーク条件は 120°C×2min とした。プリベーク後にサンプルを常温に戻す際, 徐冷 (-8°C/min) を行う場合と行わない場合とで, PLZT 薄膜の膜質を比較した。その結果, 徐冷を行うことでひび割れを抑制できた (図 4)。

スピコートとプリベークを繰り返して所望の膜厚

にした後、PLZT 薄膜の結晶化のため、赤外線ゴールドイメージ炉(GI 炉)により高速高温熱処理(RTA)を行った。昇温速度は 60°C/s, 昇温後の加熱条件は 700°C×10 分とした。

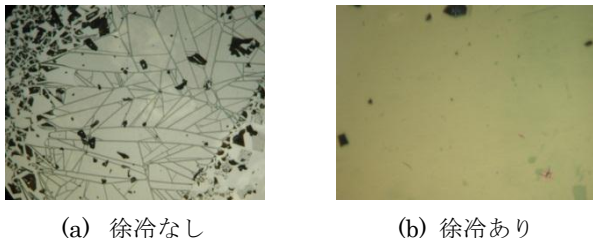


図 3 PLZT 薄膜表面の比較

#### 4. 結晶性の評価

EO 効果を利用するには、配向の揃った(例えば(001)配向の)ペロブスカイト型構造結晶薄膜を形成する必要がある。配向制御には、基板, Seed 層, RTA 条件が重要である。

基板として、(100)-SrTiO<sub>3</sub>(チタン酸ストロンチウム)と石英基板を用いた。SrTiO<sub>3</sub>は PLZT と同じペロブスカイト結晶構造を、石英基板はアモルファス構造をもつ。各基板上に PLZT 薄膜を厚さ 600nm 形成し、XRD(X-ray Diffraction)によって結晶性を調べた(図 3)。石英基板に比べ、SrTiO<sub>3</sub>基板上に成膜した PLZT 膜の結晶性が向上する結果が得られた。また SrTiO<sub>3</sub>基板上に Pt (膜厚 10nm), PLZT (膜厚 600nm) を順に成膜しても結晶性が損なわれないという結果が得られた。

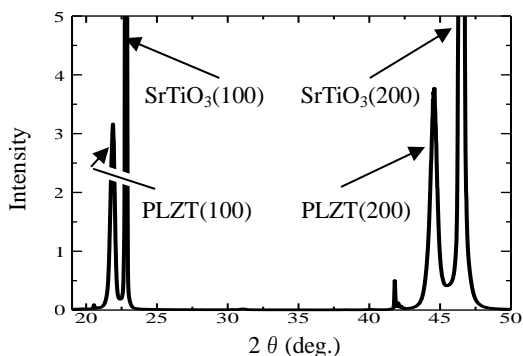


図 4 PLZT の XRD 結果

#### 5. 光学特性の評価

SrTiO<sub>3</sub> 基板(0.5mm 厚)上に Pt(10nm 厚) \ PLZT(600nm 厚) \ Pt(10nm 厚) を形成した試料の、透過率と反射率を測定した。測定結果を図 5 に示す。この測定結果を利用し、解析ソフトウェアにより PLZT の光学定数を算定したところ、波長 1.55 μm において屈折率 1.75, 消衰係数 0.02 の値が得られた。

#### 6. EO 効果確認実験

PLZT 薄膜の電気光学効果について確認実験を行うため、(100)-SrTiO<sub>3</sub> 基板 \ Pt(10nm) \ PLZT(600nm) \ Pt(10nm) 構造の試料を作製した(図 6)。PLZT の上下にある Pt 層は、ミラーと電極を兼ねている。上下の Pt 層に電圧を印加することで、PLZT 層の膜厚方向に電界をかける。図 7 の解析結果によると、PLZT の屈折率が 0.1 変化すれば、試料の反射率の大きさが変化する。EO 効果確認実験を現在行っており、発表において結果を報告する。

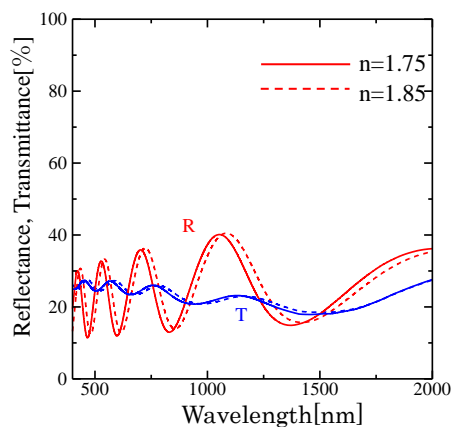


図 5 PLZT 膜の透過率, 反射率

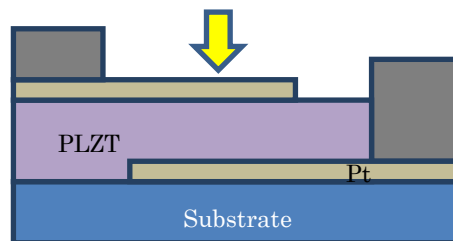


図 6 EO 効果確認実験用試料の構造

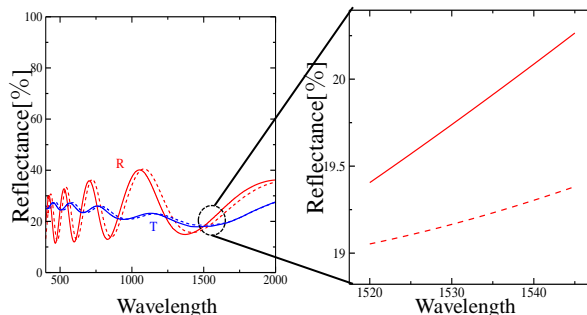


図 7 反射率の変化(解析結果)

## 6. まとめ

EO 効果を利用した電圧制御型チューナブル波長フィルタに用いるための、PLZT 薄膜の試作と特性評価を行った。PLZT 膜の形成工程にて、プリベーク後の徐冷を導入することで、PLZT 薄膜表面のひび割れを抑制できた。また SrTiO<sub>3</sub> 基板を用いることで PLZT の結晶性を確認できた。

## 参考文献

- (a) Nakada, et. Al. “Fabry-Perot Optical Modulator Fabricated by Aerosol Deposition,” *Proc. of SPIE*, **6050**, 605004-1 (2006).

# MgB<sub>2</sub> 超伝導スパッタ薄膜におけるターゲット材の 効果に関する研究

見目 陽祐\* 鈴木 光政 柏倉 隆之  
奥田 一博 鯉渕 和也

Research on the effect of the target material in a MgB<sub>2</sub> superconductivity sputtering thin film  
Yosuke Kenmoku\*, Mitsumasa Suzuki, Takayuki Kashiwakura  
Kazuhiro Okuda, Kazuya Koibuchi

キーワード : MgB<sub>2</sub>、スパッタリング

Keyword : MgB<sub>2</sub>, sputtering

## 1. はじめに

MgB<sub>2</sub> は金属間化合物超伝導体の中で最高の臨界温度 39K を有する。酸化物高温超伝導体に比べ高い加工性、高い電流特性を持つことから、現在線材開発や電子デバイス応用に向けて研究開発が進められている。また、本研究室では RF マグネトロンスパッタリング法での製膜において臨界温度 27K を得ている。本研究では、臨界温度向上の新たなアプローチとしてスパッタリングターゲット材の変更を行い、膜への影響を検討する。

## 2. 実験方法

ターゲット材の仕様を表 1 に示す。ターゲット材は製造元がそれぞれ異なっている。製膜は RF マグネトロンスパッタリング法により行い、ターゲットは円板状 Mg ターゲット上に B ターゲット材を配置し構成している。膜の評価には膜厚測定、XRD、抵抗率測定、SEM を用いる。製膜条件を表 2 に示す。

表 1. ターゲット仕様

Table1. Target specification

名称	B チップ材	B チップ材
製造	A 社	B 社
純度	99%	99%
形状	5×5×1 t	5×5×1 t

表 2. MgB<sub>2</sub> 薄膜の製膜条件

Table2. The film conditions of MgB<sub>2</sub> thin film

製膜方法	RF マグネトロンスパッタ		
使用基板	Si (111)		
スパッタガス	Ar ガス		
ターゲット	円板状 Mg (99.9%, 50 φ, 5 t) B 社製 B チップ材		
ベース圧力	14 枚	12 枚	18 枚
RF 電力	4.0×10 <sup>-7</sup> Torr		
基板温度	80W		
Ar ガス圧	230°C		
プレスパッタ時	2.00Pa (0.015Torr)		
本スパッタ時間	150 分		
ターゲット-	30 分		
陰極表面磁場	25mm		
	280Gauss	300Gauss	330Gauss



### 3. 実験結果

#### (3.1) Mg 薄膜の電気抵抗率

本研究では陰極表面磁場およびBチップ材の数を主のパラメータとしている。図1に陰極表面磁場に対するMg薄膜の電気抵抗率特性を示す。240, 280Gaussにおいて金属的特性を示しており、抵抗比(300K/40K)はそれぞれ13.2、14.7、12.3となった。しかし、330Gaussでは歪な曲線を示している。これは陰極表面磁場が高くなりすぎることターゲット表面にプラズマが多く集まり、Mgターゲット表面の温度が融点を超えてしまい蒸着に近い状態になっていたと考えており、薄膜作製の際には注意が必要である。

#### (3.2) MgB<sub>2</sub> 薄膜の臨界温度

図2にB社製ターゲット材を用いて作製したMgB<sub>2</sub>薄膜と、先行研究におけるA社製ターゲット材の電気抵抗率測定の結果を示す。製膜条件として陰極表面磁場300Gauss、B社製Bチップ材を12枚配置し作製したMgB<sub>2</sub>超伝導薄膜において超伝導遷移開始温度が31.5Kと高いが、高抵抗率であり遷移幅の大きい薄膜を得た。先行研究におけるA社製ターゲット材での臨界温度27.1Kを超えており、B社製ターゲット材を用いた効果が現れたと考えられる。また、300Gaussの条件で作製した薄膜は電気抵抗率が特に高い傾向が見られ、結晶粒径が非常に小さいことや、薄膜中のBが多くなっていることなどが考えられる。

#### (3.3) MgB<sub>2</sub> 薄膜の結晶構造

図3に臨界温度31.5Kを示したMgB<sub>2</sub>薄膜と、先行研究でのMgB<sub>2</sub>薄膜のXRDを示す。本年度のMgB<sub>2</sub>薄膜からはSi基板の強度のみが現れ、MgB<sub>2</sub>結晶相は見られなかった。原因としては膜厚が1500Å程度と薄いことが考えられ、検討が困難な部分があった。

#### (3.4) MgB<sub>2</sub> 薄膜の表面観察

SEMによる表面観察からは、MgB<sub>2</sub>薄膜においてBチップ枚数を増やすことにより結晶粒径が小さくなっていく傾向が見られた。

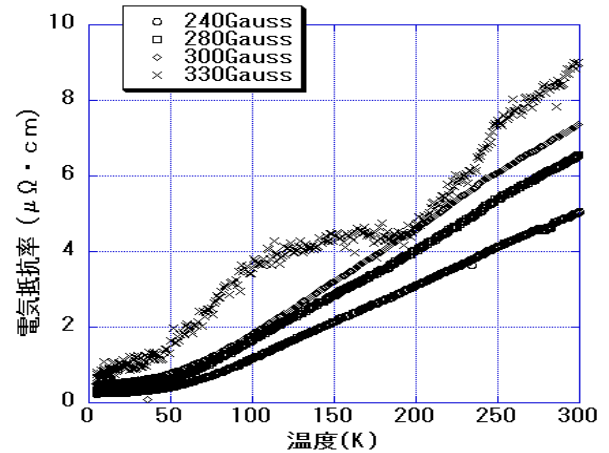


図1. Mg 薄膜の抵抗率測定

Fig1. Resistivity measurement of Mg thin film

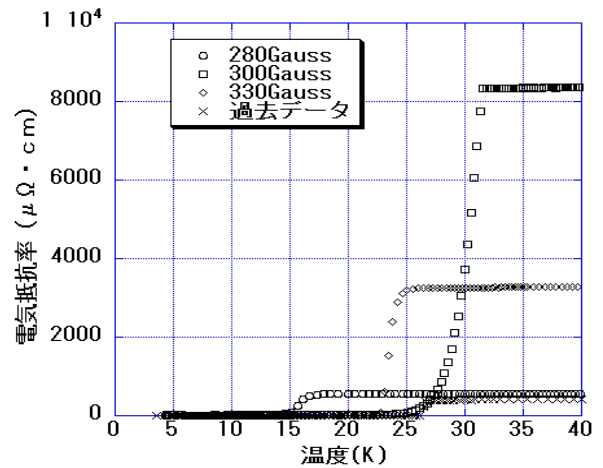


図2. MgB<sub>2</sub> 薄膜の抵抗率測定

Fig2. Resistivity measurement of MgB<sub>2</sub> thin film

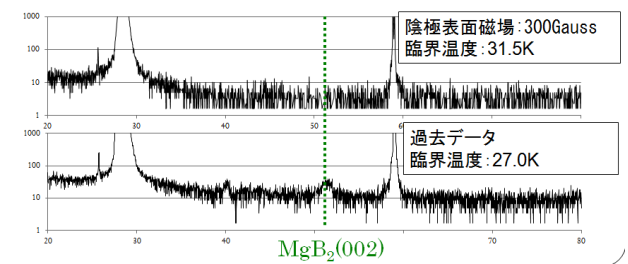


図3. MgB<sub>2</sub> 薄膜のXRD

Fig3. XRD of MgB<sub>2</sub> thin film

### 4. まとめ

陰極表面磁場300Gauss、Bチップ枚数12枚の条件での製膜により超伝導遷移開始温度が31.5Kと高いMgB<sub>2</sub>超伝導薄膜が得られ、ターゲット材の変更による臨界温度の向上が期待できる。

### 5. 参考文献

(1) 佐久間大: 「宇都宮大学大学院工学研究科修士論文」(2008)

# Y系高温超伝導薄膜における臨界電流の 角度磁場依存性に及ぼす配向組織の効果

菅崎 大樹\* 鈴木 光政 柏倉 隆之 (宇都宮大学)

田中 雅大 檜尾 卓也 木口 和哉 久光 克弥 (宇都宮大学)

キーワード：YBCO、DC スパッタリング、a 軸配向

## 1. はじめに

高温超伝導体は液体窒素温度領域で使用可能なため、工業応用が期待されている。YBCO は臨界温度が高い(約 90K)が、異方性が大きく角度磁場の影響を受けやすい特徴がある。本研究では YBCO 薄膜を作製し、AFM、XRD による観察、解析や臨界温度  $T_c$ 、臨界電流密度  $J_c$  測定を行う。これらのデータから試料の結晶組織や印加される角度磁場が臨界電流密度にどのような影響を及ぼすか検討する。

## 2. 方法

実験試料の YBCO 薄膜は  $\text{SrTiO}_3$  基板上に DC スパッタリング法によって作製した。製膜条件は以下の表 1 ようになっている。本研究では温度の値を変化させ、試料を作製した。

表 1 製膜条件

Table1. Deposition Conditions

ターゲット組成	Y:Ba:Cu=1:2:3
使用基板	STO(100)
基板温度	900°C
放電電流	160mA
スパッタ時間	173min
酸素ガス圧	250Pa
アニール温度	650°C
アニール時間	30min
ターゲット基板間距離	13mm

試料の組織の評価は AFM(原子間力顕微鏡)による表面観察と XRD(X 線回折)によって結晶配向を解析した。その後、試料をフォトエッチング処理によって  $T_c$  及び  $J_c$  測定用にブリッジ加工をし、直流四端子法を用いて測定した。臨界温度測定については抵抗率がほぼゼロ(約  $10^{-10}$  以下)になった所を  $T_c$  と定義した。また臨界電流密度測定は液体窒素温度領域で磁場強度、角度磁場を変化させて電流を流し、電圧端子間距離 1mm に対して  $1\mu\text{V}$  発生した時の電流値を  $I_c$  と定義した。これらの実験によって得られたデータを考察した。

## 3. 結果と考察

作製した試料の AFM 画像(図 1)では c 軸配向部を示すスパイラル構造と、a 軸配向と思われる長方形の結晶(図 1:右、黒丸で示す)が見られた。

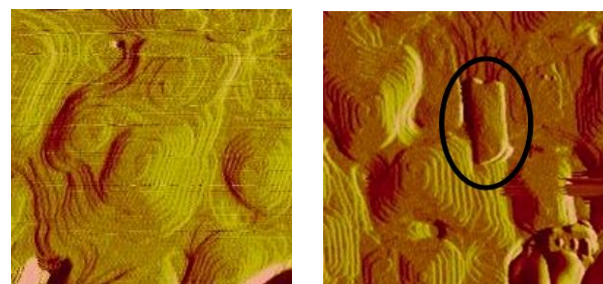


図 1 AFM 画像

Fig1 AFM images

(左:大きくスパイラル成長している試料  
右:a 軸配向部を含む試料)

XRD(図 2)により、作製した試料が c 軸配向膜である事が確認され、また a 軸配向部分である  $I(200)$ 面の強度も観測できた。本研究では試料の a 軸配向部分の含有量を表すパラメータとして強度比  $I(200)/I(007)$ を用いている。これまでの研究で作製された試料を以下の表 2 にまとめる。

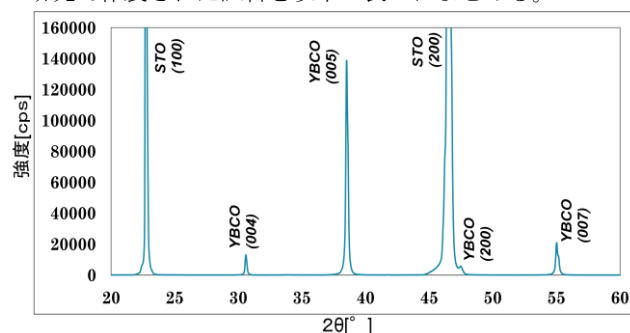


図 2 XRD 測定結果

Fig2 X-ray deflection pattern

臨界温度測定の結果、各試料は 90K 付近で完全に超伝導遷移した。(例を図 3 に示す)

表2 試料と I(200)/I(007)

Table2 X-ray reflection line ratio I(200)/I(007) in each sample

試料名	I(200)/I(007)
A	1.72
B	1.19
C	0.64
D	0.27
E	1.34

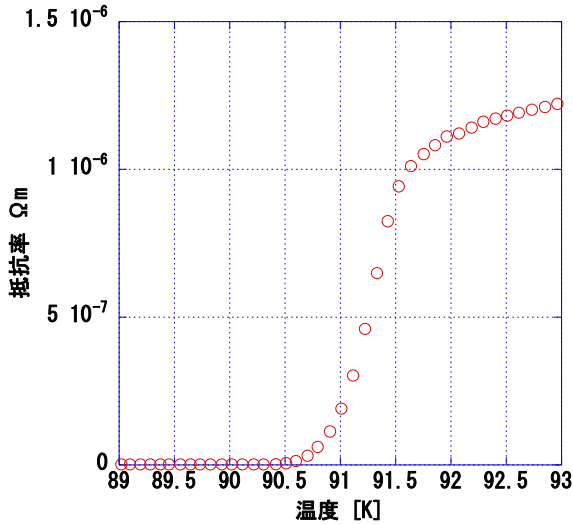


図3 臨界温度測定 (試料 D の例)

Fig3 Resistive transition (Example for sample D)

臨界電流密度測定についてまとめる。各試料について磁場角度を変化させていくと (試料 D の結果を図 4 に示す)、 $\theta = 0^\circ$  (c ⊥ B) では a 軸配向部が少なくなるほど鋭く、高い臨界電流密度が見られた。 $\theta = 90^\circ$  のピークについてはこれまで a 軸配向比による傾向が見られていた (図 5) が、a 軸配向比 1.34 である試料 E の測定結果 (図 6) から関連がないことがわかった。

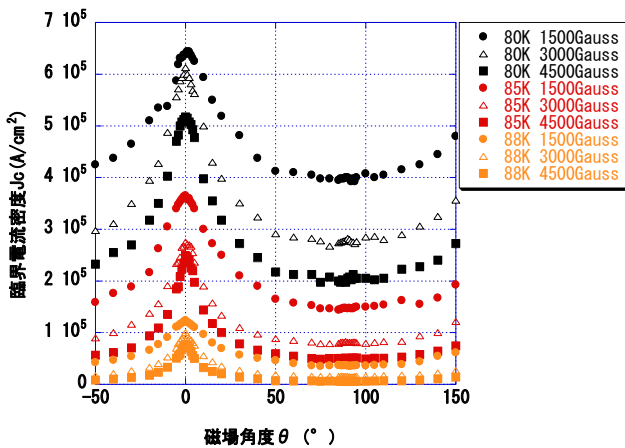


図4 Jc-磁場角度依存性

Fig4 Critical current density vs. angular field for sample D

#### 4. まとめ

作製した YBCO 薄膜は c 軸配向膜で a 軸配向部も含み、 $\theta = 0^\circ$  では a 軸配向部分が少なくなるほど鋭く、高い  $J_c$  が見られた。 $\theta = 90^\circ$  のピークについては a 軸配向部が関係しているかどうかを調べてきたが、試料 E の結果より a 軸配向部ではない他の原因があると考えられる。

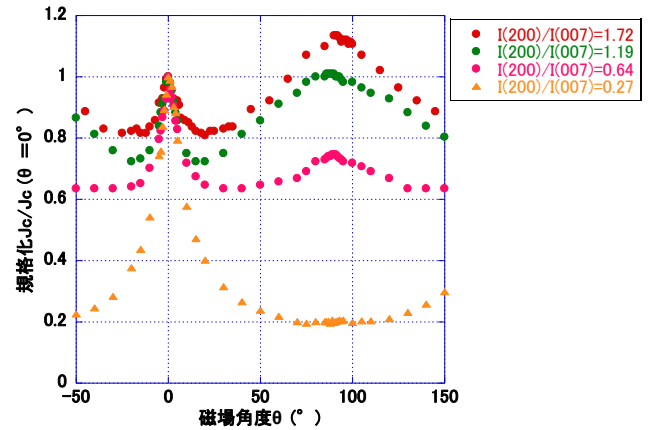


図5 試料別 Jc - 磁場角度依存性

Fig5 Normalized critical current density vs. angular field for sample A,B,C, and D

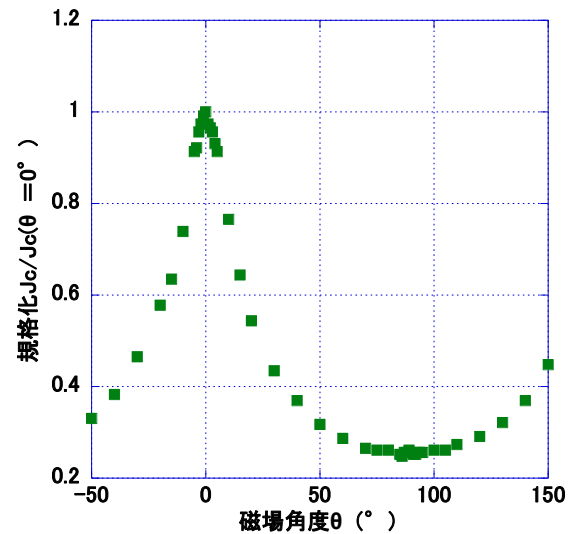


図6 試料 E a 軸配向比 1.34 Jc - 磁場角度依存性

Fig5 Normalized critical current density vs. angular field for sample E

#### 5. 参考文献

Jie Xi0ng 「Thickness-induced residual stresses in textured YBCO thin films determined by crystalline group method」 2007  
 小林 俊介 宇都宮大学大学院工学研究科修士論文 2007  
 阿部 雅人 宇都宮大学大学院工学研究科修士論文 2008  
 檜尾 卓也 宇都宮大学大学院工学研究科修士論文 2009  
 木口 和哉 宇都宮大学大学院工学研究科修士論文 2010  
 久光 克弥 宇都宮大学大学院工学研究科修士論文 2011

# ガスフロースパッタ法を用いて 高密度プラズマ中で成長した炭素薄膜の構造

渡邊 貴晴\* 佐藤 祐二 石井 清 佐久間 洋志 (宇都宮大学)

Structure of carbon films grown in high-density plasma using gas flow sputtering  
Takaharu Watanabe\*, Yuji Sato, Kiyoshi Ishii, Hiroshi Sakuma (Utsunomiya University)

キーワード：ガスフロースパッタ法，炭素薄膜，ダイヤモンド  
(Keywords, gas flow sputtering, carbon thin films, diamond)

## 1. はじめに

炭素には、グラファイト、ダイヤモンド、フラーレン、カーボンナノチューブといった数多くの同素体が存在し、さまざまな用途において優れた性能を示す素材として、用途に合った高品質な炭素材料を合成するための研究・開発が活発に行われてきた。すでに、カーボン繊維などは機構材として広く実用化され、我が国がリードしている分野の一つであろう。一方、電子デバイス分野も非常に大きな応用分野と考えられている。ダイヤモンドは、キャリア移動度がシリコンに比べ非常に高いことや物理特性が優れており、究極の半導体とも呼ばれてきた。また、ナノチューブやグラフェンなどの未来の分子トランジスターの実現を予見させるものであり、重要な研究対象となってきた。それら電子デバイスへの応用を考えたとき、まずは良質な薄膜を形成することが必要である。現在、ダイヤモンド単結晶薄膜、グラフェン薄膜などが作製できるようになっているが、基本的には化学気相成長(CVD)法をベースにした手法である。CVDの場合、原料に炭化水素などの化合物ガスを用いるため<sup>(1,2,3)</sup>、膜中に水素などが混入し膜質が低下するという問題がある<sup>(4)</sup>。純粋なカーボンを原材料とした薄膜作製法には、レーザーアブレーション(PLD)やスパッタ法があるが、それらの方法では良質なダイヤモンド薄膜は得にくいとされている。

本研究では、スパッタ法によるダイヤモンド薄膜作製について、再検討することを目的とした。一般にCVDにおいて、ダイヤモンド構造の形成には1000℃の成長温度とプラズマアシストが有効であることが知られている。そこで、本研究では、その条件を満たすガスフロースパッタ(GFS)法を用いて、ダイヤモンド薄膜作製の基礎実験を行った。

具体的には、GFS法を用いて、作製時におけるスパッタ条件が炭素薄膜の構造及び膜の成長過程に及ぼす影響を調べ、GFS法における炭素材料の選択的な作製条件を明らか

にすることを旨とした。本発表では、基板とターゲット間(S-T間)距離および放電電流、基板温度、基板へのダイヤモンド種付け処理が結晶構造におよぼす影響について述べる。

## 2. 実験方法および実験結果

ターゲットとして内径5 mmの円筒型カーボンを使用した。基板には石英ガラスを用いた。5.5 × 10<sup>-4</sup> Pa以下の圧力になるまで予備排気した後、ターゲット後方から300 sccmのArガスを導入し、圧力を130 Paに保った。堆積は60 min行った。本実験では基板温度およびS-T間距離、放電電流を変化させて試料を作製した。薄膜法を用いたX線回折(XRD)により結晶構造の解析を行った。

図1に様々な条件において作製した試料のXRDパターンを示す。

〈2・1〉 S-T間距離依存性 S-T間距離50 mmと25 mmでは膜由来のピークは観測されなかったためアモルファス構造であると推測される。S-T間距離を10 mmに近づけると44°付近でダイヤモンド構造のピークが観測された。基板温度の上昇とプラズマの効果が結晶化を促進したことが推察される。

〈2・2〉 放電電流依存性 放電電流0.5 Aと1.0 Aでは膜由来のピークは観測されず、アモルファス構造であると推測された。放電電流を1.5 A以上に上昇させることで44°付近にダイヤモンド構造のピークが観測された。この場合も、基板温度の上昇とプラズマの効果が結晶化を促進したことが推察される。

〈2・3〉 基板温度依存性 基板加熱なしでは明瞭な回折ピークは観測されず、アモルファス構造であると推測された。基板温度600℃以上に上昇させると、44°付近にダイヤモンド構造のピークが観測された。また、温度上昇に伴って、ダイヤモンド構造のピークが大きくなっていった。

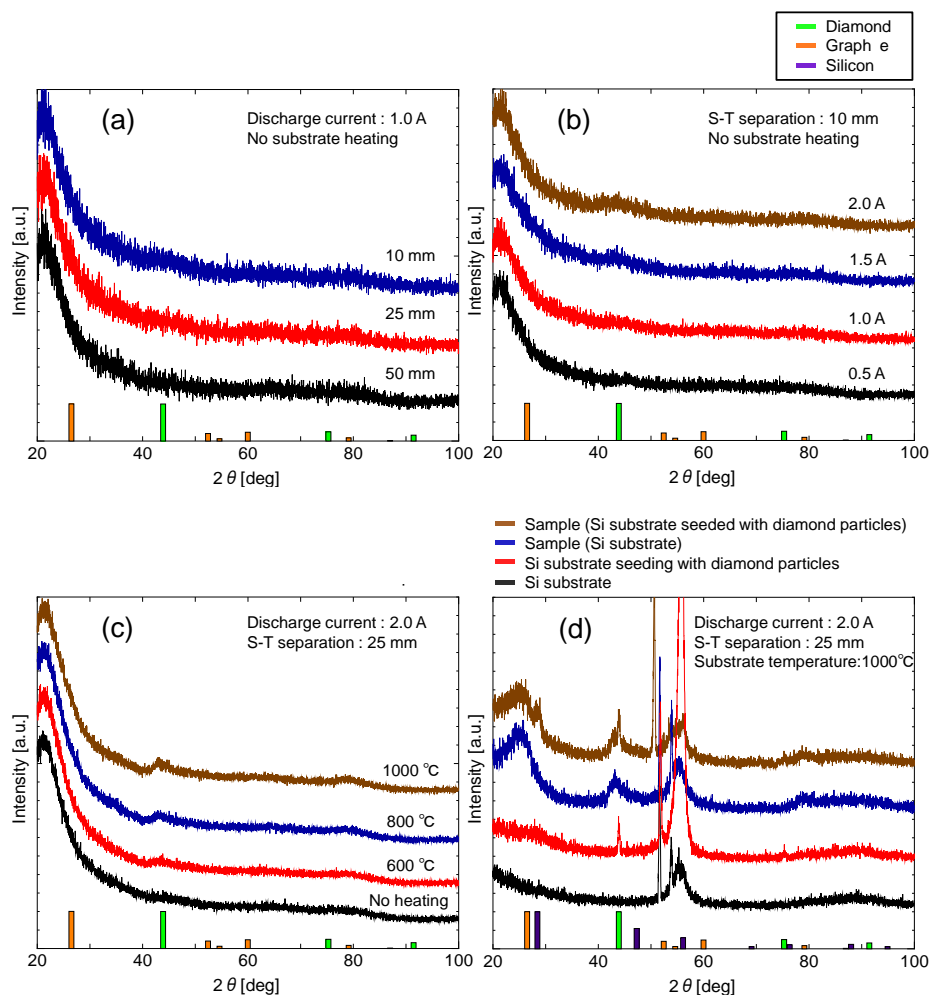


図1 XRD パターン (薄膜法). (a) S-T 間距離依存性,  
(b)放電電流依存性, (c)基板温度依存性,  
(d)ダイヤモンド種付け処理の影響

Fig. 1. XRD patterns (thin film method).

(a) S-T separation dependence, (b) discharge current dependence, (c) substrate temperature dependence, (d) effect of substrate seeding with diamond particles

〈2・4〉 **ダイヤモンド核の種付け処理** バフ研磨フェルトを用いて、Si 基板に 0.8  $\mu\text{m}$  のダイヤモンドパウダーを擦り付けてダイヤモンド核の種付け処理を行った。種付け処理を施して作製した試料は種付けしたダイヤモンド粒のピークが観測されたが、それ以上のピークは観測できなかった。そのため、今回の実験においては種付け処理の効果は確認できなかった。

### 3. まとめ

S-T 間距離および放電電流、基板温度が炭素の結晶化と粒子の成長に影響し、S-T 間距離を短く、放電電流と基板温度を高くすることによりダイヤモンドの結晶化が進むことが明らかになった。また、種結晶からのダイヤモンドの成長は観測できなかった。今後は、更なる基板処理方法の検討が必要であると考えられる。

### 文 献

- (1) N. Fujimori, A. Chayahara, "Fabrication of large single-crystalline diamond from gas phase" TANSO, Vol.2009, No.238, pp.126-132(2009)
- (2) D. Shimamoto, H. Muramatsu, K. Fujisawa, T. Hayashi, Y. Kim, M. Endo: "Synthesis of catalytic chemical vapor grown carbon fibers", TANSO, Vol.2010, No.244, pp.153-160(2010)
- (3) M. Arikawa: "Fullerene-characteristics and synthesis/ production methods-", TANSO, Vol.2006, No.224, pp.299-307(2006)
- (4) T. Mashimo, K. Noguchi, M. Yoshikawa, A. Hirata: "Gas Phase Deposition of Diamond-like Carbon Films by Ion Beam Sputtering Enhanced by Electron Beam Excited Plasma", The japan society for precision engineering, vol.66, No.10, pp.1621-1625(2000)

## クラシック音楽によるリラックス効果の検討

吉野 健太郎\* (前橋工科大学) 小田垣 雅人 (前橋工科大学) 原川 哲美 (前橋工科大学)

### Effect of Relaxing with Classical Music

Kentaro Yoshino\*(Maebashi Institute of Technology), Masato Odagaki(Maebashi Institute of Technology),  
Tetsumi Harakawa(Maebashi Institute of Technology).

キーワード : 1/f ゆらぎ, リラックス効果, 脳波,  $\alpha$  波, 含有率

(Keywords, 1/f fluctuation, relaxing effect, EEG, alpha wave, content rate)

### 1. はじめに

音楽には気持ちを落ち着かせる効果や緊張をほぐす効果である、リラックス効果があることが知られている。特に「ヒーリングミュージック」と呼ばれる、心理的な安らぎを与えたり、気持ちを落ち着かせることを目的として作られた音楽は、手軽におこなえるリラックスの方法として注目されている。

ヒーリングミュージックには1/fゆらぎと呼ばれるゆらぎが含まれている場合が多く、このゆらぎを持つ音楽を聴くことで人は癒されるとされており、癒された人の脳波には安静時やリラックスした時に検出される脳波である、 $\alpha$ 波があらわれる。しかし、「癒された」というのはあくまで自己申告であるため、 $\alpha$ 波の出現と癒しとの関係は未だははっきりしておらず、 $\alpha$ 波が検出されたから癒されているとも、脳波に $\alpha$ 波が検出されなければ癒されていないとも言い切ることができない。

そこで、本研究ではリラックス効果のある音楽の代表格であるクラシック音楽を用いて、音楽聴取時の脳波を測定し、聴取時の脳波に音楽による影響があったのか検討をおこなう。

### 2. 実験方法

(1) 測定方法 測定は椅子に腰掛け、安静閉眼状態でおこない、音楽聴取中の脳波と音楽聴取前後 2 分間の脳波を記録した。

脳波測定時は視覚情報によるノイズを避けるために閉眼状態で全ての測定をおこなった。音楽聴取前は安静状態でない可能性が高く、測定開始前の精神状態等が原因で脳波に影響が出ることが考えられるため、音楽聴取前に 2 分間の安静時間を設けた。また、聴取後は残響によって脳波に変化が見られる可能性を考慮し、聴取前と同様に 2 分間の安静時間を設けた。なお、音楽は 1 曲全てを聴くことから、

聴取時間は曲によって異なるため、測定時間も曲ごとに異なる。

脳波はデジタル脳波計「Neurofax」(日本光電製)を用い、測定時のサンプリング周波数は 200Hz として、国際 10/20 法に基づいて、Fp1、Fp2、C3、C4、P3、P4、O1、O2、F7、F8、T3、T4、T5、T6、Fz、Pz の 16 部位から両耳朶連結を基準電極、接地電極は額中央部分に置いて単極誘導により導出された。

(2) 測定に用いた曲 測定に使用した曲は以下の 2 曲である。

- ・ 四季 ～春～ : 3 分 24 秒
- ・ バッフェルベル カノン : 4 分 16 秒

以下、四季 ～春～ を楽曲 1、カノンを楽曲 2 と示す。

(3) 被験者 男性 3 名(20 歳 2 名、19 歳 1 名)

どんな楽曲を何分聴取するかといった、楽曲について情報の情報は聴取する曲の数を除き、聴取前の被験者には与えなかった。

(4) 分析方法 脳波に含まれる  $\alpha$  波、 $\beta$  波、 $\theta$  波の含有率を 1 秒毎に求め、一元配置分散分析によって聴取前、聴取中、聴取後の  $\theta$ 、 $\alpha$ 、 $\beta$  波の含有率に有意差があるか検定をおこなった。脳波の分析はフリーソフト「scilab」による数値計算を用いた。

計算の手順は以下の通りである。

① 対象のデータに移動平均法を用いてノイズの軽減をおこなう。このとき、移動平均を求めるためのデータ点数は 5 点とした。

② 処理後のデータに 256 点のハニング窓を掛けて FFT をおこない、計算結果の 2 乗の絶対値を取ることによってパワースペクトル値を求める。その後、128 点までのパワースペク



トルの最大値を求め、全ての値を最大値で割ることで、最大値に対する各値の比率を求める。

FFTの対象となる256点のデータは1秒分のデータである200点と、その前後28点のデータを用いて計算をおこない、計算は安静時間と聴取時間全てのデータに対しておこなった。

③ 3つの周波数帯域、 $\theta$  (4~8Hz)、 $\alpha$  (8~13Hz)、 $\beta$  (14~30Hz)の3つの帯域と各帯域を2つに分けて、 $\theta_1$  (4~5Hz)、 $\theta_2$  (6~7Hz)、 $\alpha_1$  (8~10Hz)、 $\alpha_2$  (11~13Hz)、 $\beta_1$  (14~20Hz)、 $\beta_2$  (21~30Hz)とした計9つの帯域の含有率 $r$ を算出する。含有率は式(1)を用いて、 $F_z$ と $P_z$ の対象となる周波数帯域全体に対して対象の帯域が占める割合を求めた値を100倍して求めた。

なお、 $a_i$ は帯域ごとのパワースペクトル値、 $\min$ と $\max$ は対象の帯域の最小値と最大値をそれぞれ表している。

$$r = \frac{\sum_{j=\min}^{\max} a_j}{30 \sum_{i=4} a_i} \quad (1)$$

④ 一元分布分散分析によって音楽聴取前、聴取中、聴取後の脳波に対する $\theta$ 、 $\alpha$ 、 $\beta$ 、 $\theta_1$ 、 $\theta_2$ 、 $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ 、 $\beta_1$ 、 $\beta_2$ 波含有率の有意差の有無を検定する。

### 3. 結果

パワースペクトル比を表すグラフの一つとして、楽曲1の $F_z$ における聴取開始から60秒後のパワースペクトル比を図1に示す。

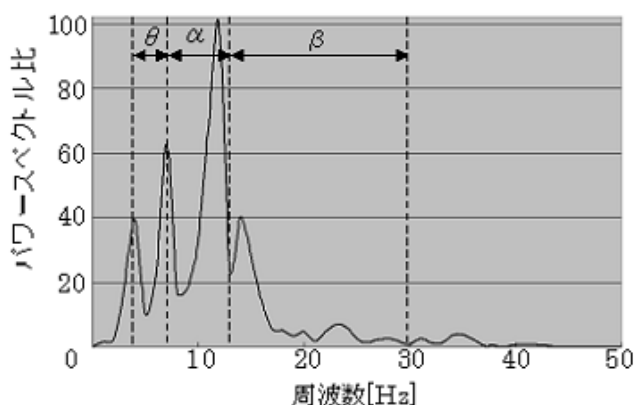


図1. 聴取開始60秒後のパワースペクトル比(楽曲1)

図1では12Hzで周波数帯域内の最大値を示し、各波の含有率は $\theta$ 波が25.7%、 $\alpha$ 波が49.4%、 $\beta$ 波が24.9%となった。また、各楽曲の測定全体での含有率の平均は楽曲1の $\theta$ 波は25.3%、 $\alpha$ 波は51.1%、 $\beta$ 波は23.6%となり、楽曲2の $\theta$ 波は21.2%、 $\alpha$ 波は53.4%、 $\beta$ 波は25.4%となった。

次に2つの楽曲の $F_z$ における $\alpha$ 波の含有率の変化を図2に示す。この図では2つの楽曲の聴取時間が異なるため、楽曲1と楽曲2のデータ数は異なるものとなっている。

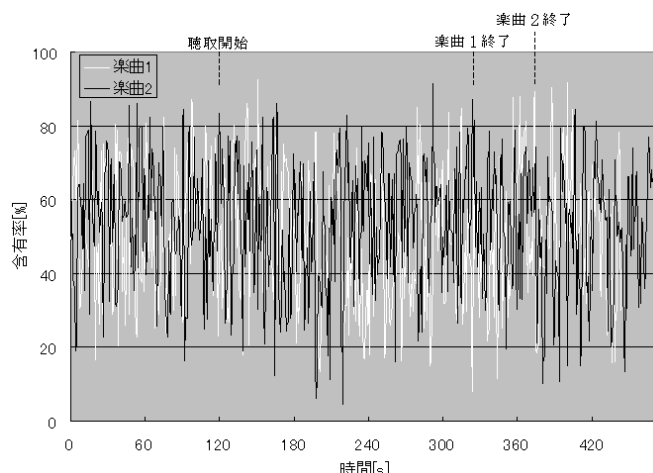


図2. 楽曲毎の $\alpha$ 波含有率の比較

図2を見ると楽曲1の測定時の $\alpha$ 波含有率は楽曲2の時に比べて値の変化が激しいグラフとなっている。

$\alpha$ 波が図2のように変化しているときの $\alpha_1$ 含有率と $\alpha_2$ 含有率の変化を楽曲ごとに図3、図4に示す。

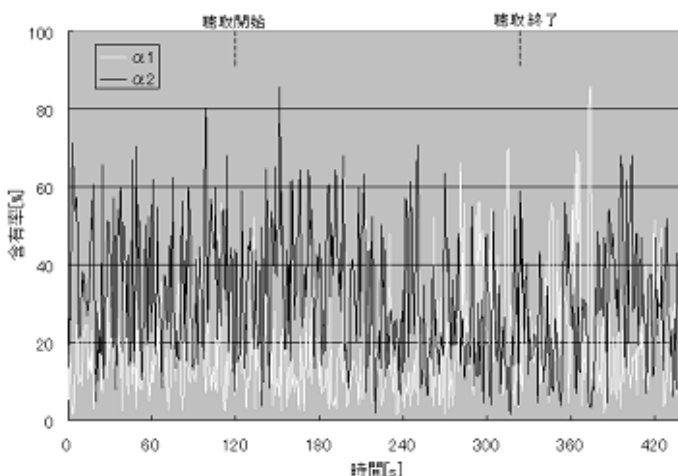


図3. 楽曲1  $F_z$ の $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ 含有率の比較

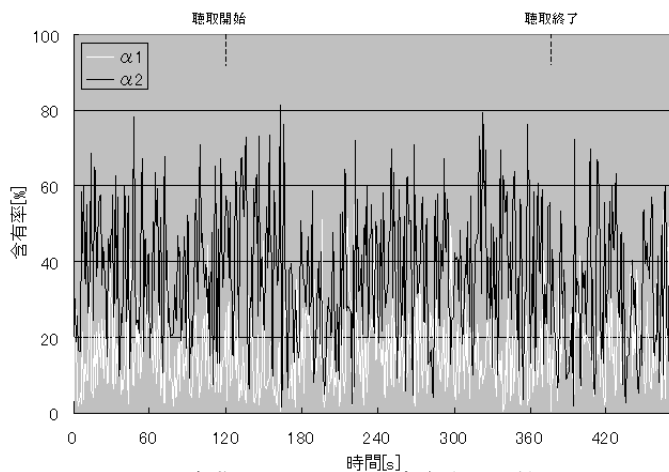


図4. 楽曲2  $F_z$ の $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ 含有率の比較



図 3、図 4 を見ると楽曲 2 は全体的に  $\alpha_1$  含有率より  $\alpha_2$  含有率のほうが高いのに対し、楽曲 1 は全体的に楽曲 2 同様  $\alpha_1$  含有率より  $\alpha_2$  含有率のほうが高いが、曲の終了 1 分前あたりから  $\alpha_1$  含有率が高い数値を示すようになるという結果が得られた。同様の処理を各楽曲の残りの帯域にも行った結果、楽曲 1、2 共に Fz、Pz 共に含有率は  $\theta_1 > \theta_2$ 、 $\alpha_1 < \alpha_2$ 、 $\beta_1 > \beta_2$  という結果となり、どちらの曲も Fz、Pz 共に  $\beta_1$  含有率と  $\beta_2$  含有率に大きな差が見られ、楽曲開始直後は高い値を示した。これに対し、楽曲 1 の  $\theta$  波は聴取後の含有率の差が聴取前に比べて小さいものとなった。

また、含有率およそその変化を見るために含有率の平均値を求めたところ、楽曲 1 は表 1、楽曲 2 は表 2 のようになった。

表 1. 楽曲 1 Fz・Pz の含有率平均値

楽曲 1 含有率	$\theta$ 波		$\alpha$ 波		$\beta$ 波	
	$\theta_1$	$\theta_2$	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\beta_1$	$\beta_2$
聴取前 Fz	21.0		53.7		25.3	
	13.0	8.0	17.2	36.5	19.2	6.1
聴取中 Fz	25.4		49.2		25.4	
	15.1	10.3	18.2	31.0	19.4	5.9
聴取後 Fz	29.3		51.7		19.1	
	16.0	13.3	23.5	28.2	14.3	4.8
聴取前 Pz	19.3		47.2		33.5	
	12.8	6.5	13.0	34.2	29.8	3.7
聴取中 Pz	22.3		46.9		30.8	
	13.6	8.7	13.8	33.1	26.7	4.1
聴取後 Pz	29.3		46.1		24.6	
	16.5	12.8	17.7	28.4	20.4	4.2

表 2. 楽曲 2 Fz・Pz の含有率平均値

楽曲 2 含有率	$\theta$ 波		$\alpha$ 波		$\beta$ 波	
	$\theta_1$	$\theta_2$	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\beta_1$	$\beta_2$
聴取前 Fz	21.7		53.9		24.5	
	13.7	8.0	15.7	38.2	20.4	4.1
聴取中 Fz	20.7		54.3		25.0	
	13.0	7.7	16.4	37.9	20.7	4.3
聴取後 Fz	22.2		50.6		27.2	
	13.1	9.1	18.3	32.2	21.7	5.5
聴取前 Pz	18.4		46.1		35.4	
	13.3	5.2	10.4	35.7	32.3	3.2
聴取中 Pz	18.4		47.9		33.7	
	11.3	7.1	11.9	36.0	30.1	3.6
聴取後 Pz	16.8		44.0		39.2	
	9.7	7.1	12.3	31.7	35.4	3.8

各含有率の変化を見てみると楽曲 1 の  $\theta$  波は Fz、Pz 共に聴取前から聴取後にかけて含有率が増加しており、 $\alpha$  波は

全体の含有率は減少しているが、 $\alpha_1$  含有率のみ増加している。これに対し、 $\beta$  波は全体的に聴取後の含有率こそ聴取前に比べて大きく減少しているが、Fz は楽曲聴取中に  $\beta$  波が増加しており、Pz の  $\beta_2$  含有率は聴取前→中→後と増加している。

一方、楽曲 2 は Fz、Pz 共に聴取中は  $\alpha$  波、 $\beta$  波が増加、 $\theta$  波が減少し、聴取後は  $\alpha$  波が減少して  $\beta$  波が増加、 $\theta$  波は Fz では増加し、Pz では減少するという結果が得られた。

含有率の変化に対して一元配置分散分析をおこなったところ、楽曲 1 の Fz は  $\theta$  波と  $\beta$  波に著しい有意差 ( $P < 0.001$ ) が見られ、帯域別では  $\theta_1$  には有意差が認められず、 $\beta_2$  に有意差 ( $P < 0.05$ ) が、その他の帯域には著しい有意差 ( $P < 0.001$ ) が認められた。楽曲 1 の Pz は  $\theta$  波と  $\beta$  波に著しい有意差 ( $P < 0.001$ ) が認められ、帯域別では  $\beta_2$  には有意差が認められず、 $\theta_1$  に有意差 ( $P < 0.05$ ) が、 $\alpha_2$  に有意差 ( $P < 0.01$ ) が、その他の帯域には著しい有意差 ( $P < 0.001$ ) が認められた。

一方、楽曲 2 の Fz は  $\theta \cdot \alpha \cdot \beta$  波のいずれにも有意差は認められず、帯域別で  $\alpha_2$  に有意差 ( $P < 0.01$ ) が、 $\beta_2$  に著しい有意差 ( $P < 0.001$ ) が認められたが、その他の帯域には有意差が認められなかった。楽曲 2 の Pz は  $\beta$  波に有意差 ( $P < 0.05$ ) が認められ、帯域別では  $\theta_1 \cdot \theta_2 \cdot \beta_1$  に有意差 ( $P < 0.05$ ) が認められ、その他の帯域には有意差が認められなかった。また、個別の測定結果に対して同様の検定を行った結果、楽曲 1 ではあまり有意差が認められず、楽曲 2 で有意差が認められた被験者もいた。

#### 4. 考察

今回の分析結果からは聴取後の  $\beta$  波の減少、 $\theta$  波の増加に優位さが認められたことと帯域別では 5 つの帯域で有意差が認められたことから、楽曲 1 にはリラックス効果があると予測することができる。

Fz の  $\alpha$  波の平均値を見ると聴取中に  $\alpha_2$  含有率は低下しているが、 $\alpha_1$  含有率と  $\theta$  波含有率が増加していることがわかる。 $\theta$  波は  $\alpha$  波よりも眠りに近い状態で見られる脳波であることから、被験者は楽曲を聴取したことで気持ちが落ち着き眠くなってしまったのではないかと考えることができる。含有率の優位さについては、 $\alpha$  波の含有率に有意差は認められなかったのに対し、 $\alpha_1 \cdot \alpha_2$  含有率には著しい有意差が認められたのは、 $\alpha_1 \cdot \alpha_2$  の変化に対して、 $\alpha$  波全体の含有率はそこまで大きな変化はなかったのではないかと予測できる。

$\beta$  波の含有率が増加したことについては、 $\beta$  波は緊張時や集中時に現れる脳波であることを考えると、楽曲についての情報を与えなかったことが原因で、聴取開始の段階で流れてきた音楽を聴くことに集中したため、 $\beta$  波が増加したことが原因ではないかと考えられる。

楽曲 2 については聴取中の  $\alpha$  波は増加したが、全体を通して  $\beta$  波の増加が見られたことから、楽曲 1 ほどのリラッ

クス効果はなかったと判断することができる。

$\beta$ 波は不快な音楽聴取時に増加するが、この場合、 $\alpha$ 波含有率は減少するとされている。しかし、楽曲 2 の場合は $\alpha$ 波含有率が高いことから、緊張しているとも不快と感じているとも考え辛い。

全体の含有率を見てみると、聴取中は $\alpha$ 波含有率が増加し、 $\beta$ 波含有率が低下しているのに対し、聴取後は $\theta \cdot \alpha$ 波含有率は下がり、 $\beta$ 波含有率が増加していることがわかる。特に $\theta_1$ 帯域の含有率は全体を通して減少し、 $\beta_2$ 帯域の含有率は全体的に増加していることから、楽曲 2 の聴取には眠気を紛らわす効果があったと予測でき、 $\alpha$ 波の変化と $\beta$ 波が集中時にも見られることを考えると、楽曲 2 には集中力を高める効果がある可能性が高い。

被験者によって測定結果の有意差に違いがあったことは、聴取した楽曲に対する被験者の好みや過去に聴取対象の楽曲を聴いたことがあるかといった個々の差も影響しているのではないかと考えることができる。また、同一の人物であっても実験をおこなったときの精神状態や室温などの周囲の環境によって結果に違いが出る可能性もあるため、正確なデータを取るためには同じ人物に対して複数回同様の実験をおこなう必要がある。

## 5. まとめ

2つの楽曲を聴取したときの $\theta \cdot \alpha \cdot \beta$ 波含有率の変化に着目して検討をおこなった。楽曲 1 は聴取することで $\theta_1 \cdot \alpha_1 \cdot \alpha_2 \cdot \beta_1$ の4帯域に著しい有意差が認められたことから、楽曲 1 にはリラクセス効果があったと考えている。一步、楽曲 2 は $\theta_1 \cdot \theta_2 \cdot \beta_1$ の3つの帯域でしか有意差が認められなかったが、測定全体では $\alpha$ 波にはあまり大きな変化がなく、 $\beta$ 波含有率が増加したことから、集中力を高める効果を持っている可能性が高いと考えられる。

また、被験者の中には楽曲 1 では有意差が出ず、楽曲 2 で有意差が認められた人もいたことから、個人の好みなどがリラクセス効果の有無に影響する可能性も考えられる。

今回の実験では被験者も使用する楽曲も少なかったことからサンプル数が不足しており、リラクセス効果の有無について決定付けることは困難であるため、今後は被験者数、楽曲数共に増やして実験及び検討をおこなう必要がある。

今後の展望としては、同じ被験者でも測定時の精神状態により、結果が変わる可能性があることと、データ及び手法の信頼性を確かめるために、被験者の人数と聴取する楽曲を増やし、一人の被験者に対して時間帯を変えて、複数回測定をおこなうことが挙げられる。

また、 $\alpha$ 波の含有率からリラクセス効果の有無は推測できても、実際に被験者が癒されているかを知ることは困難である。そのため、SD 法等を用いて聴取中・聴取後の被験者の状態について被験者自身に評価してもらい、音楽聴取による影響を知る必要がある。

## 文 献

- (1) 岩本 明峰、堀畑 聡、三宅 哲夫、安田 好文、吉川 優、「音楽刺激による脳波の時間・周波数解析—リラクゼーションの評価—」, 当会支部総会講演会講演論文集 2004(53),181-182,2004-03-01
- (2) 白石 裕子、大浦 まり子、藤本 千草、難波 経豊:「いやしの音楽と $\alpha$ 律動」, 香川県立医療短期大学紀要, 第 4 巻,87-93,2002
- (3) 索 英海、石橋 圭太、綿貫 茂喜:「空気伝導による超音波がヒトの脳波に与える影響」, 日本生理人類学会誌, Vol.9, No.4, 2004
- (4) 澤村 寛太:「音楽刺激による癒し効果についての研究—サーモグラフィを中心として—」, 臨床心理生理学研究, Vol.30, No.1, 2004.3

# PVDF を用いた睡眠時無呼吸症候群検診センサ

島田 尚行\* (前橋工科大学)

王 鋒 (前橋工科大学)

## A Sensor for Screening Sleep Apnea Syndrome Using PVDF

Naoyuki Shimada\* (Maebashi Institute of Technology)

Feng Wang (Maebashi Institute of Technology)

This paper reports the development of a simple sensor for screening Sleep Apnea Syndrome using a small sheet of Polyvinylidene Difluoride (PVDF) film placed inside a soft mask. The Pyroelectric effect of the PVDF film is used for detecting the temperature fluctuation in the mask caused by the respiration of the subject. Efficiency of the sensor is testified in experiments.

キーワード : PVDF フィルム, 睡眠, センサ, 睡眠時無呼吸症候群, 焦電効果

(Keywords: PVDF film, sleep, sensor, Sleep Apnea Syndrome, pyroelectric effect)

### 1. 緒言

近年国民の健康への関心向上などの要因が挙げられる。なかでも 1 日の 4 分の 1 以上を費やす睡眠の質にも注目が集まってきている。睡眠の質は健康状態を測る 1 つの指標にもなり、睡眠中の生体情報を計測することは睡眠の質を知ることだけでなく、病気などの発見にも使用できる。睡眠時の代表的な疾患の 1 つである睡眠時無呼吸症候群は、睡眠中のいびき、起床時の頭痛、熟睡感がないなどの症状引用文献<sup>①</sup>の他、生活習慣病などの合併症を引き起こす可能性が高まる。

このように睡眠時無呼吸症候群は進行すると生命に危険を及ぼす病気であるため早期発見、早期治療が望まれる。

従来の計測方法は呼吸運動を検出して呼吸を計測するのが一般的である。しかしながら、呼吸運動がありながら、実際の換気をしない閉塞型の無呼吸や、ある種の中枢型無呼吸が存在し、従来方法ではこのような呼吸障害の検出は

できなかった。換気流量をモニタリングする方法もあるものの、硬いマスクで閉塞感があるため、日常の睡眠が行われているとは言い難い。

そこで本研究では以上を鑑み、機能性材料の一つである PVDF (ポリフッ化ビニリデン Polyvinylidene Difluoride) を用いて呼吸効果の換気をモニタリングする簡易型センサシステムを開発する。

### 2. センサ構造・アルゴリズム

〈2・1〉 センサ構造 呼吸情報取得に使用されている PVDF フィルムは非常に薄く柔軟であり、圧力あるいは押付力いわゆる圧力の変動に対する反応をもつ圧電性と温度変化により電圧が変化する焦電性を持っている<sup>②</sup>。PVDF フィルムの特性として質量、熱容量が低いため温度変化に対して大きく反応する。

今回使用する PVDF フィルムは縦 10 mm, 横 30 mm, 厚さ 28  $\mu\text{m}$  のものを使用する。この PVDF フィルムを利用し被験者の呼吸換気により生じる温度変化を検知し呼吸を計測する。なお鼻呼吸と口呼吸を同時に考慮しこの PVDF フィルムを図 1 のような柔軟なマスクに取り付ける。図 2 は計測システムの構成である。



図 2 計測システムの構成

Fig. 2 Configuration of the measurement system

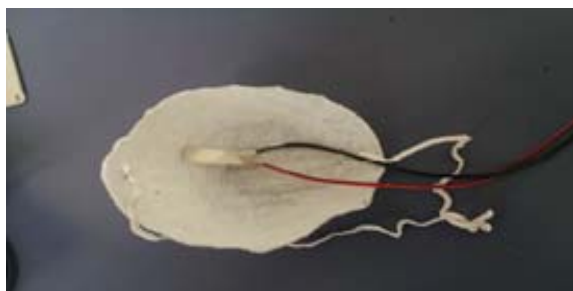


図 1 マスク型センサ

Fig. 1 mask type sensor

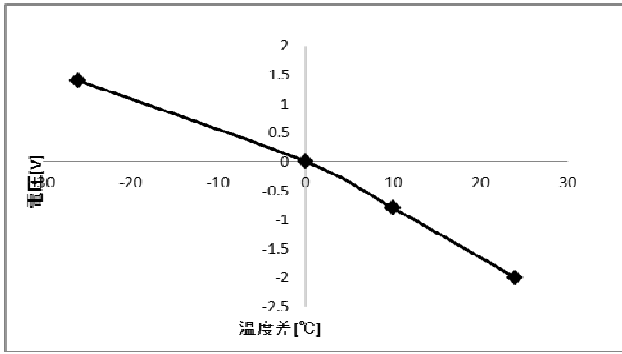


図 3 温度差と電圧の関係

Fig. 3 Relationship between the temperature difference and voltage

また信号処理はグラフィックプログラミング言語 LabVIEW を用いて計測した信号の処理を行う。

柔軟なマスクを使用することにより睡眠時の拘束感や違和感をできるだけなくし換気能の計測を行う。PVDF フィルムの出力を A/D 変換器を経てデジタル化し PC で読み取り、LabVIEW 内で制作したプログラムによりフィルタ処理を行いリアルタイムで結果を表示する。

**〈2・2〉 予備実験** PVDF フィルムの焦電性の検証実験を行った。性能を試すために PVDF フィルムをアルミニウムの筒に PVDF フィルムを巻きつけ、その周りに布製のもので覆う。その筒の中に温度の異なる水を流し筒の温度を変化させ焦電性の性能を検証する。実験する際の注意点としてはアルミニウムの筒の温度を常温 (26°C) にしてから計測すること、PVDF フィルムに圧力変化を加えないことが挙げられる。

予備実験では水の温度を 4 種類 (0°C, 26°C, 36°C, 60°C) で実験を行った。

その結果が図 3 である。常温との温度差が大きければ電圧の変化も大きく、温度変化が正の場合と負の場合とで電圧の出力反応が逆になる。約 10°C 変化で 1 V の出力が生じる。

**〈2・3〉 データ処理手順** 処理手順は図 4 のように行う。データは PVDF で取得した信号である。

最初にフィルタの設定を行う。フィルタの通過周波数は原信号のパワースペクトルによって決定した。呼吸の通過周波数帯域を ~1Hz, で設定している。

次にピーク取得を行う。ピーク取得とは、0.01 sec 毎に取得している情報の最新値を 3 点取得し、その値が減少から増加あるいは増加から減少に変化する点を求めてピークを簡易的に取得するプログラムである。この処理のみでは呼吸と関係ないピークまで検出してしまう。そこで次の処理を行う。

閾値の設定、この処理過程では、取得したピーク値と設定した閾値を比較して閾値以上ならピークとして検出するというものである。この処理によって閾値以下で検出されたピークを除去することができノイズによる大きすぎる電

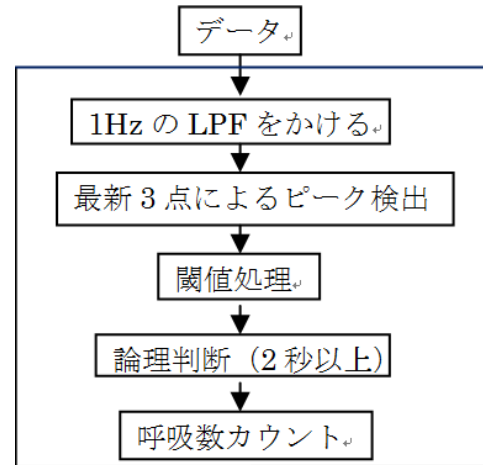


図 4 処理手順

Fig. 4 Data process flowchart

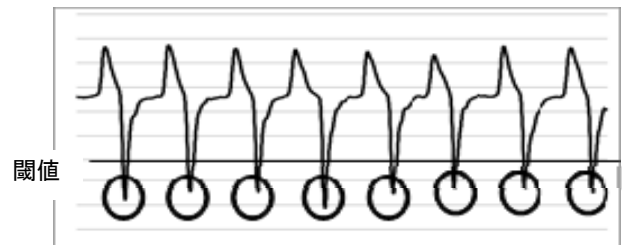


図 5 ピークの検出

Fig. 5 Peak detection

圧の変化も閾値により検出しないよう設定する。またこの処理によって通常の呼吸と低呼吸とで分けることができる。しかしこの処理を加えても完全に呼吸のみのピークは検出できない為最後に 論理判断を加える。

論理判断とは、一般的に呼吸が取り得る時間間隔と比べて大幅に短い時間間隔でピークを取得した際に、そのピークを検出しない方法である。この方法により呼吸間に発生するノイズを検出せず呼吸だけをカウントすることができる。論理判断の間隔はまず睡眠時の平均呼吸回数から平均呼吸間隔を求め論理判断の値を設定した。以上の処理を行うと取得する点は図 5 である。

閾値の設定方法は、最初に設定する閾値の値はこれまでに計測を行って得られたデータから平均的な値を求めその値より小さい値に設定した。その後は被験者の呼吸により生じる変化の最大値と最小値の差に変化させた。呼吸の変化で生じた最大値と最小値の差を検出しその値の 1/2 以上なら呼吸、1/2 以下 1/3 以上なら低呼吸としてカウントする。閾値は被験者の呼吸の強さの度合いによって変化させるものになっている。その理由として被験者により呼吸の強さがことなるためである。

また今回は無呼吸状態を検出するため睡眠時無呼吸症候群の症状とされる 10 秒以上カウントに変化がない場合無呼吸状態であったとカウントを行う。この処理をリアルタイムで行っていく。このカウントにより無呼吸症候群かどうかを判断する。

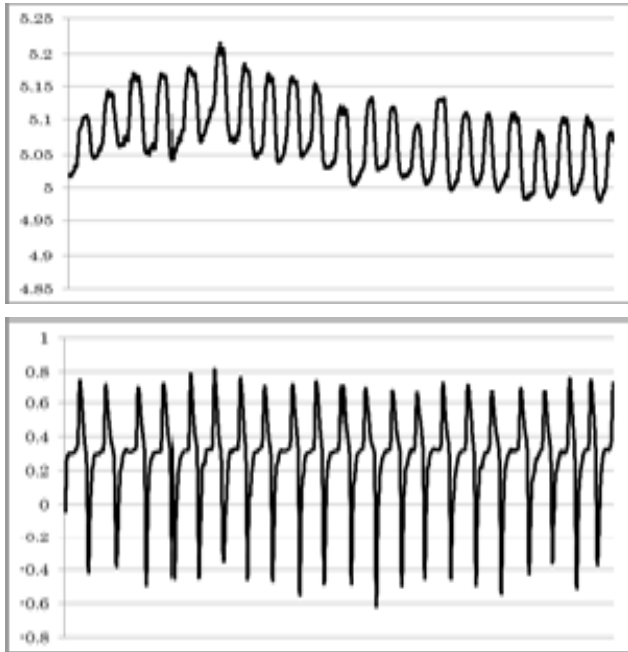


図 6 参照データ（上）とセンサ出力（下）の比較  
 Fig. 6 Comparison between results of traditional respiration monitor (top) and PVDF sensor (bottom)

### 3 実験

実験は開発した計測機器を取り付け寝るだけである。比較のために従来のベルト型の呼吸センサも取り付けてベッドに仰向けに寝てもらい実験を行う。呼吸センサには AD Instruments 社製ベルト型センサ MLT1132 を使用した。

サンプリング周波数は 100Hz, 実験計測時間は 5 分間と長時間計測のため 30 分間で実験を行った。

### 4 結果

〈4・1〉信号処理 今回の場合最大値と最小値の差が 1.4 のためピーク値の差が 0.7 以上であれば呼吸, 0.7 以下 0.47 以上であれば低呼吸であるとカウントする。ピークの差がそれ以下であった場合カウントを行わない。また呼吸数のカウントが 10 秒以上変化しなかった場合無呼吸とカウントする。この動作をリアルタイムで行っていく。

〈4・2〉正当性 PVDF フィルムで取得した信号とベルト型呼吸センサで取得した信号と比較を行い正当性の検証を行った。使用したベルト型センサは次のページの図 6 はベルト型センサにより計測を行ったもの（上）と PVDF フィルムを用いて制作したセンサ（下）の計測結果の一部である。ベルト型呼吸センサは原信号で PVDF フィルムを利用したセンサは 1 Hz の LPF をかけたものである

計測を行った結果参照データでの呼吸回数は 75 回になり

PVDF フィルムを利用したマスク型センサでは 75 回となった。このデータから、本研究で開発したセンサより得られた結果と従来のベルト型呼吸センサより得られた結果が完全に一致しており、本センサの有効性が確認できた。また長い時間でのデータ取得として約 30 分間の計測を行った。その結果として PVDF フィルムを用いたセンサでの呼吸回数は 430 回という結果がでた。ベルト型呼吸センサでの計測では 430 回という計測結果がでた。この結果からも長時間計測でも本センサの有効性が確認できた。平均呼吸間隔を求めると 3.90sec となった。

### 5 結言

本研究において制作した PVDF フィルムを用いた睡眠時無呼吸症候群の検診センサでの呼吸気流の検出は成功したといえる。また長時間の計測においても同じことが言える。

今後の問題点としてマスク型のものを使用しているためやはり通常の睡眠と全く同じ状態で睡眠できていると言えないため今後もっと拘束感のない形で計測を行えることが良いといえる。そこでマスク型センサの情報通信を無線で行えれば現在より通常時に近い睡眠ができると考えられる。

### 文 献

- (1) Green Pillow 睡眠時無呼吸(SAS)検査促進キャンペーン  
[http://www.greenpillow.jp/about\\_sas/intro/suspection/](http://www.greenpillow.jp/about_sas/intro/suspection/)
- (2) 王鋒, 田中真美, 長南征二, PVDF 圧電ポリマーセンサを用いた睡眠時呼吸・心拍の無拘束無侵襲計測(センサーの基本原則と動作確認), 日本 AEM 学会誌 vol. 9, No. 3, pp. 372-377, 2001

# 携帯型点字読取りシステムの開発

須賀 亮次\* (前橋工科大学)

王 鋒 (前橋工科大学)

## Development of a Portable Braille Reading System

Ryoji Suga\* (Maebashi Institute of Technology)

Feng Wang (Maebashi Institute of Technology)

This paper presents a portable Braille reading system using the built-in camera of a smartphone. Photo of Braille is shot and converted to binary images of bright area and shadow area of Braille. Image reconstruction, opening-and-closing, angle-correcting, and word classification are applied in order to detect the pattern of the Braille. Experiment results show that the system can successfully read different kinds of Braille samples.

キーワード：点字，スマートフォン，画像処理，翻訳，マス区分，角度補正

(Braille, Smartphone, Image processing, Translation, Word classification, Result of the angle correction)

### 1. 緒言

点字は、読書・学習・コミュニケーションの手段として用いられているほか、選挙の際の点字投票や点字による資格所得や進学・就職のための点字受験など、視覚障害者やそれをとりまく人々の間で“最も有効な文字”として広く用いられている<sup>(1)</sup>。また、エレベーター、トイレ、家電、案内板など、公共の施設や街中、家の中でも点字を目にするようになった。しかし、点字が普及しているのにも関わらず、点字の識字率は、1割にも満たない。いろいろな場所で点字を目にするようになったが、点字への関心は少ないようだ。

現在、点字図書館では、スキャナーを使用して点字本を読み取り複製や保存を行っている。しかし、これを私たちが日常生活で使用するには高価で、持ち運びができない。そこで、高梨らはひずみゲージを用いた携帯型点字読み取り支援装置の開発を行い、また田中らは、PVDFを用いた点字読取りセンサシステムの開発を行った。高梨らの装置は、3枚の平板ばねの一端を屈曲させ、その屈曲部分が点字の凸部と接触することで生じる平板ばねの曲げ変形をひずみゲージで検出する<sup>(2)</sup>。田中らのセンサシステムはPVDFフィルムをセンサ受感材とした指に装着して使用可能な点字読み取り用センサシステムである<sup>(3)</sup>。しかし、これらのシステムには問題があり、点字が摩耗し、一定の速度で使用しないとマス区分の際に点を誤検出してしまふ。そこで本研究は、現在普及しているスマートフォンに着目し点字読み取りシステムの開発を行う。スマートフォンを利用する

ことで多くの人が気軽、安くシステムの利用を行うことができ、点字への関心も高まるだろう。

### 2. 点字の特徴

点字とは、触覚で読む文字のことで、1マス(文字)は縦3点が横2列に並んだ6点から構成されることを基本としている。また、横書きで左から右へと凸面を読む。1マスでの点の位置は、前のマスに近い側の上から、①の点・②の点・③の点と呼ばれ、後ろのマスに近い側の上から、④の点・⑤の点・⑥の点と呼ばれる。点と点の間隔は、図1のように構成されている<sup>(4)</sup>。しかし、点と点の間隔は使う器具によって0.1mm単位での差が生じる。

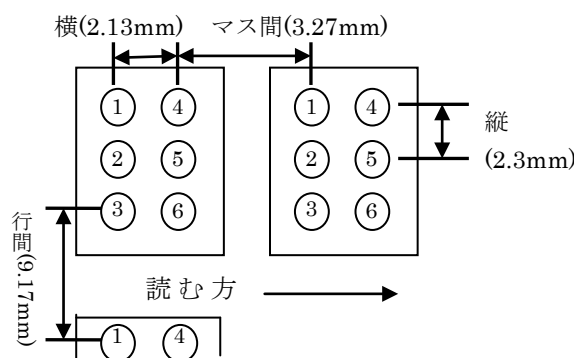


図1 点字の構成

Fig. 1. Braille configuration.

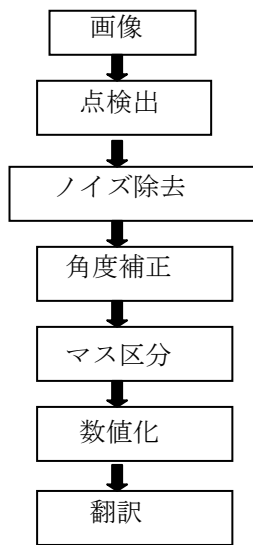


図2 フローチャート  
Fig. 2. Flowchart.

### 3. システムの概要

#### 〈3・1〉 システムの流れ

携帯型読み取りシステムは、スマートフォンで画像を撮影し、画像処理を行うことによって、翻訳を行なう。図2が画像処理システムの流れになる。

#### 〈3・2〉 点検出

点字の画像は、光があたっている部分には明るい部分(上部)、陰影部分(下部)がある。明るい部分だけで点検出を行うと、点字の表面に垂直に光があたっていればうまく点を検出できるのだが、実際に色々な場所で撮影を行うと、光の当たる角度が異なるため、点の形を検出することができない。そこで本研究は図3のように陰影部分(グレー)を利用し、明るい部分(黒)と合わせることで点として検出を行う。

この点検出の自動化を行うために、陰影部分と明るい部分の濃度値の範囲を指定しなければならないが、画像によって範囲が異なる。そこで、ヒストグラムを利用して範囲決定を行った。デジタル画像処理分野におけるヒストグラムとは、画像のデータ分布、すなわち濃度値を横軸に、画像中に存在するある濃度値を持つ画素数を縦軸にした統計グラフを示す<sup>6)</sup>。ヒストグラムを利用することにより、濃度値が小さい部分から陰影部分、背景、明るい部分になっている。また背景は、画素数が多いことが分かる(図4参照)。

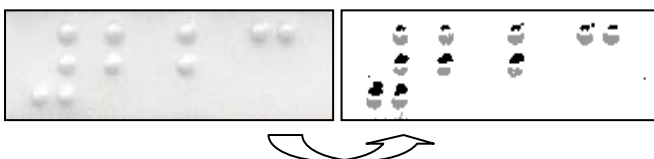


図3 明るい部分と陰影部分

Fig. 3. Bright area and shadowed area.

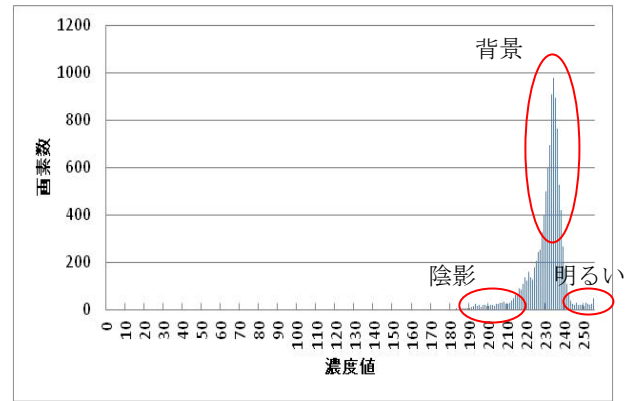


図4 ヒストグラム

Fig. 4. Histogram.

陰影部分と明るい部分の検出の次は、この2つを合わせることで、点の再構築を行う(図5参照)。そのために、明るい部分をX、Y方向に移動し、陰影部分と重なる画素の変化を利用して自動化を行った。

#### 〈3・3〉 ノイズの除去

画像にはノイズが存在する場合が多く、点の誤検出につながる。そのため、ラベリングを行い、それぞれの面積、重心、円周長、円形度を求めた。本研究では、平均面積の1/5の面積のラベルを削除している(図6参照)。

#### 〈3・4〉 角度補正

人が写真を撮る際、画像が斜めになってしまう場合がある。斜めになってしまうと、点検出はできてもマス区分が正確にできないため、正しい翻訳が行われない。そのため水平成分、垂直成分の判定を行い、角度補正を行わなければならない。以下がそのシステムである。

- (1) 点と点の距離の最小値  $l_{min}$  を求める。
- (2) (1)の点と点の角度  $\alpha$  を求める。
- (3)  $\alpha$  から直角になる角度  $\beta (\alpha + 90 \text{ 度})$  を求める。
- (4) 点と点の距離  $< l_{min} \times 1.9$  となる場合、角度によりA、Bグループに分ける。
- (5)  $\alpha \pm 15 \text{ 度}$  の場合Aグループとし、 $\beta \pm 15 \text{ 度}$  の場合Bグループとする。
- (6) A、Bグループに存在する線の最大距離を求める。
- (7) 縦、横、マス間の中で1番長い距離は、マス間なので最大距離が長いグループを水平成分とする。よって、残りを垂直成分として判定できる。
- (8) 水平成分のグループに存在する線の角度の平均値を求める。
- (9) 平均値が0度になるように任意点周りの回転を行う。

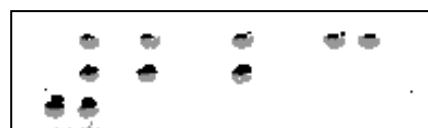


図5 点の再構築

Fig. 5. Image Reconstruction





図6 ノイズ除去  
Fig. 6. Denoising

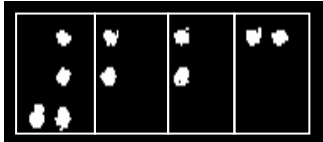


図7 マス区分  
Fig. 7. Word classification

### 〈3・5〉 マス区分と数値化

点字は翻訳するときに、1マス(縦3点、横2点)で1文字を認識している。システムにする際も同様に、マスを区分して1マスの点の位置情報を得なければならない(図7参照)。そして、1マス内を①～⑥の順に見ていき点が存在するなら1、存在しないなら0と数値化を行う。

## 4. 結果

上記の一連の処理の結果、図3の画像から図7の画像のようにマス区分され、下記のような結果となった。

1マス目	001111	数符
2マス目	110000	2
3マス目	110000	2
4マス目	100100	3

正しく翻訳された。

また本研究においては、他にもエレベーター、トイレ、洗濯機、案内板、ATM、テープで撮影を行い、読取り実験を行った。その結果、テープ以外は正しく翻訳された。

また、写真を斜めにして撮影を行って、実験を行った。結果、角度補正が行われて正しく補正が行われていた(図8参照)。点は補正後の位置を示している。

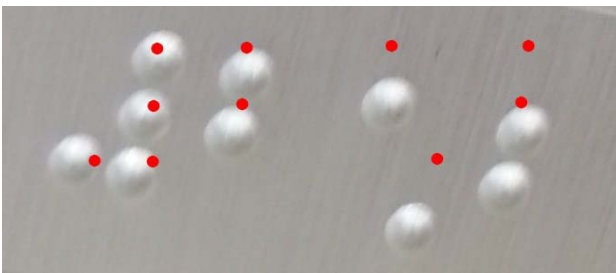


図8 角度補正結果  
Fig. 8. Result of the angle correction.

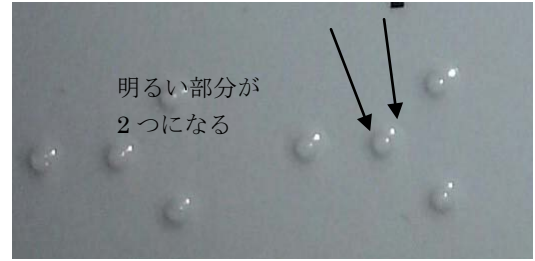


図9 誤検出  
Fig.9. False detection

## 5. 考察

実験結果より、色々な画像の翻訳が正しく行えたことがわかる。駅の黄色の券売機の点字や、他の白色の点字、色が違うが翻訳が正しく行われた。また、それぞれ点検出で精度が異なる。きれいな円形をしていたり、欠けていたりする。この欠けている円をきれいに点の形にするために、陰影部分と明るい部分を合わせて点の再構築を行ったが、陰影部分が大きすぎたり、少なすぎたり、欠けている部分を補えないなど様々な要因で点の再構築できないことがあった。しかし、きれいな点でなくても、すべての点が似た形をしていたため、点と点の位置間隔にあまり影響がなかった。よって、ほとんどの画像で翻訳を行うことができた。

角度補正の実験は、健常者の場合は比較的きれいに真正面から撮影を行えるが、視覚障害者の場合は斜めに撮影してしまう。そこで、角度補正のシステムを取り入れ実験を行った。画像は正しく翻訳することができ、補正もしっかり行われている。

今回実験をしていて、すべての画像で正しく翻訳が行われたわけではない。うまく翻訳できなかった画像もある。理由は、点検出の明るい部分を検出する際、反射した部分を検出してしまっているからである。

## 6. 結言

本研究では、点の検出のシステムに力を入れ翻訳精度向上を目指した。結果、色々な画像での翻訳が可能になり、システムの自動化もできている。また、面積によるノイズ除去、翻訳文字の追加を行うことにより、多くの点字を翻訳できるようになった。

しかし、撮影した点字画像の中には反射が大きい画像が時々存在した。それは、点字のテープ、洗濯機のフィルムなどである。こういった素材の点字は、明るい部分を検出するのが難しい。今後の課題として、まずこの光を取り除く、または抑えるシステムを取り入れなければならない。その後、文字と点字が一緒になっている画像を翻訳できるようにし、スマートフォンを用いて実際に色々な場所で実験する必要があるだろう。

また、スマートフォンでシステムをつくる際、健常者だけではなく視覚障害者も使えるよう工夫もしなくてはならない。例えば、間違っって他のシステムを起動しない

ようアイコンを大きくし、起動する際はバイブの振動を使い起動を確認させ、音声で翻訳結果を伝えるなどだ。

## 文 献

---

- (1) 全国視覚障害者情報提供施設協会：「点訳の手引き(第3版)」，株式会社大活字，(2002)
- (2) 高梨宏之，王鋒，田中真美，長南征二，御室哲志：「携帯型点字読み取り支援装置の開発」，日本機械学会論文集，78巻，790号，pp208-216，(2011)
- (3) 田中真美，齋藤正人，近雄介，長南征二：「点字読み取り用センサシステムの開発」，ロボティクス・メカトロニクス講演会講演概要集，pp1-4，(2007)
- (4) 日本点字委員会：「日本点字表記法」，株式会社 大活字，(2001)
- (5) 奈良先端科学技術大学院大学 OpenCV プログラミングブック製作チーム：「OpenCV プログラミングブック(第2版)」，毎日コミュニケーションズ，(2009)

# 毛髪性状の触覚評価に関する研究

森 奈都美\* (前橋工科大学)

王 鋒 (前橋工科大学)

Research on Tactile Sense Evaluation of Hair  
Natsumi Mori\* (Maebashi Institute of Technology)  
Feng Wang (Maebashi Institute of Technology)

This paper presents a tactile sensor system which performs tactile sense evaluation of hair quality. A Carbon Micro Coil (CMC) sheet, which imitate human tactile receptor of Meissner's corpuscles, and a Polyvinylidene Difluoride (PVDF) film, which imitate human tactile receptor of Pacinian corpuscle, are stacked on rubber sensor bases. It is confirmed that when hair samples slide on the surface of the sensor, output of the sensor can be used to evaluate the tactile properties of the hair samples.

キーワード：毛髪，触覚，PVDF，CMC，主観評価，客観的評価，マイスナー小体，パチニ小体  
(Keywords : hair, Tactile sense, PVDF film, CMC, subjectivity evaluation, objective rating, Meissner's corpuscle, Pacinian corpuscle)

## 1. 緒言

ヒトの毛髪は、頭皮の保護器官でありながら、美的器官でもある。毛髪の損傷具合は、見た目を大きく左右する。毛髪は、気づかぬうちに多くのダメージを受けている。それらは、環境要因、物理的要因、化学的要因によるものである。環境要因には、紫外線、酸化、物理的要因には、ブラッシング、ドライヤーの熱、化学的要因には、ブリーチ、パーマなどがある<sup>(1)</sup>。このようなダメージを受けているにもかかわらず、ケアをしないでいるとダメージは進行しカットするしかなくなってしまう。そうした背景の中で、毛髪の損傷に関する評価方法も種々研究されてきている。

本研究では、ヒトの触覚機能により近い感覚で評価する方法を目指す。

## 2. 触覚

ヒトの触覚は数 $\mu\text{m}$ 程度の凹凸でも認識できることが知られている。これは、皮膚の感覚受容器にある、マイスナー小体、メルケル細胞、パチニ小体、ルフィニ小体等が、重要な役割を果たしているからである。皮膚の構造を図1に示す<sup>(2)</sup>。

本研究では、感覚受容器の中でもパチニ小体とマイスナー小体に着目して研究を進める。

パチニ小体とは、皮下組織にあり、他の受容器に比べるときわめて大きな存在である。神経との繋がりが密で、掌

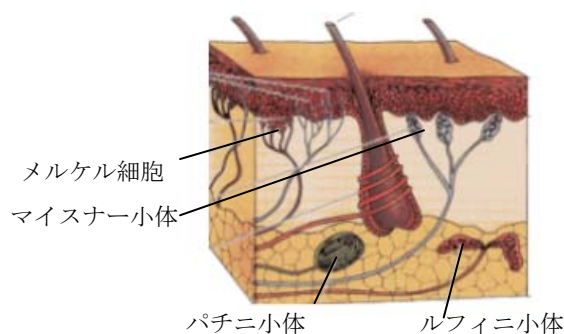


図1. 皮膚の構造

Fig1. Structure of the skin.

や指に豊富にあり、1000~1500個ほどある。パチニ小体は、圧変化と振動を感知する。

マイスナー小体は、真皮乳頭の表皮直下に多く、皮膚上に満遍なく分布する。マイスナー小体における形態変化によって神経の活動電位がもたらされる。

## 3. センサの開発

### 〈3・1〉 PVDF フィルム

PVDFとは、ポリフッ化ビニリデンの略称で高分子圧電材料である。圧力に対する出力電圧特性はパチニ小体と類似している。また、変形に強く、成形加工が容易であるという特徴がある<sup>(3)</sup>。

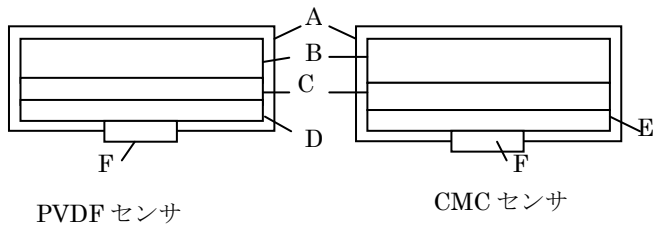


図2 センサ構造

Fig2. Sensor structure.

〈3・2〉 CMC

CMC(カーボンマイクロコイル)は、約 1/1000mm のピッチでコイル状に巻いた非晶質の炭素繊維。らせん構造、大きさ、伸縮によって電気特性が変化するという点でマイスナー小体と酷似している<sup>4)</sup>。本研究で使用した CMC 触覚センサは、CMC を弾力性シリコン樹脂中に均一分散・複合化させた構造で、非常に弾力性に富んでいる。また、超微小化・薄膜化が容易で検出感度・識別能が優れている。

〈3・3〉 毛髪評価センサ

人間の触覚機能において重要な役割を果たしているパチニ小体、マイスナー小体。この2つにそれぞれ類似している PVDF フィルム、CMC を用いることによって、より人間の触覚に似た評価を得ることができるのではないかと考えた。そこで本研究では、人間の触覚を模倣したセンサを開発した。

センサの構造を図2に示す。厚さ 2mm のアクリル板(B)にスポンジゴム(C)、PVDF フィルム(D)を張り付け、保護のためにセロハンテープ(A)でセンサを覆った。また、アクリル板に突起(F)をつけ、突起にかかる圧力から出力を得る。CMC センサも同様で、PVDF フィルムの所に CMC シート(E)を張り付ける。

4. 実験方法

本研究では、ヒトの毛髪の代わりにまず、豚毛、ナイロン繊維、馬毛を使った筆を対象物として利用し、センサの動作確認を行う。実験装置および実験風景は図3に示す。

実験はまず A に測定対象物を固定し、一定の荷重(60 グラム)をかけ、PVDF、CMC それぞれのセンサの上を一定の速度でスライドさせる。それぞれの出力結果は、PVDF センサは DATA RECORDER, EZ75101 で記録し、CMC センサは Agilent Precision LCR Meter, E4980A で記録する。次にヒトの主観評価と比較する。サンプリング周波数は 1kHz である。

5. 実験結果

〈5・1〉 ヒトの主観評価

本研究では、まず 9 人の被験者に豚毛、ナイロン繊維、馬毛の 3 種類の筆の硬さを評価してもらった。このとき、被験者には筆の種類は教えず、筆を触ってもらい、触覚的に硬さの評価をしてもらった。その結果は、9 人中 7 人が硬い順に豚毛、ナイロン繊維、馬毛となり、2 人が硬い順に豚毛、馬毛、ナイロン繊維となった。

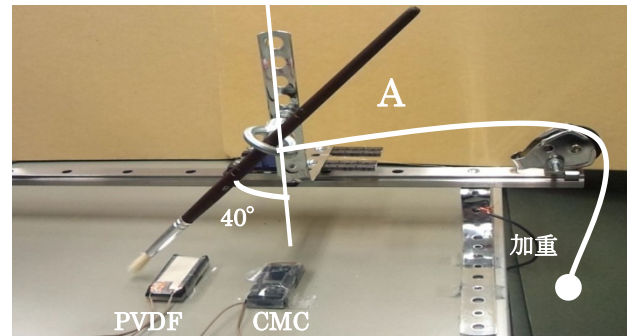


図3. 実験装置

Fig3. Experimental device.

〈5・2〉 センサ計測結果

実験手順より、筆の種類(3種類)を変えて計測した。

CMC センサに筆がこする瞬間のインピーダンスの変化量の平均および標準偏差を図4に示す。硬い順に、豚、ナイロン、馬となることがわかる。

PVDF の出力結果の一例を図5に示す。対象物がセンサに振れ始める時刻を 0 とする。

対象物の触覚評価指標として、下式に示すようにグラフに囲まれた面積 S を求める。

$$S = \sum |X_i| \dots\dots\dots (1)$$

ここでは、PVDF センサ出力の時系列であり、i はサンプルの個数である。一回の走査時間は約 0.1 秒であるため、サンプル数 i=1~100 の面積を求めた。

豚、ナイロン、馬それぞれの面積を求めた結果の平均値とその標準偏差を図6に示す。

〈5・3〉 t 検定を用いた有意性の有無

t 検定とは、2 群の測定値の差が意味のあるものか単なる偶然かを客観的に判定するものである<sup>5)</sup>。

CMC センサと PVDF センサ、それぞれから得られた結果が、偶然ではなく意味のあるものかを判定するために、有意水準 p<0.05 で t 検定を行った。

CMC センサの場合の t 検定結果を表1に示す。また、PVDF センサの場合は、表2である。

CMC センサの場合の t 検定結果を表1に示す。

また、PVDF センサの場合は、表2である。

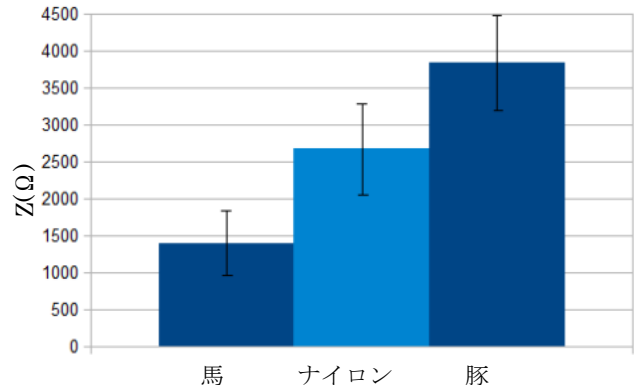


図4. CMC センサ出力結果

Fig4. CMC sensor output result.

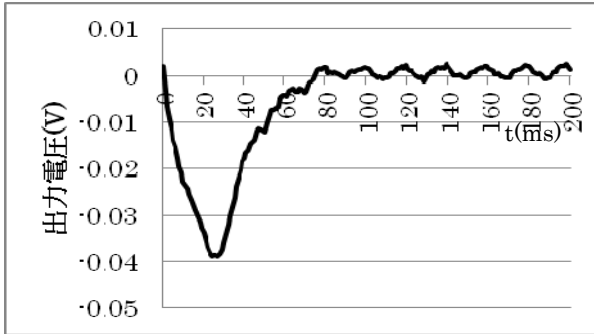


図 5. PVDF センサ結果一例(豚毛, 第 8 号)

Fig5. A PVDF sensor result example.(Pig bristles,No.8)

表 1 有意性の有無(CMC センサ)

Table 1. Presence or absence of significance.

(CMC sensor)

	4号	8号	12号
豚とナイロン	有	有	無
豚と馬	有	有	有
ナイロンと馬	無	有	無

表 2 有意性の有無(PVDF フィルム)

Table 1. Presence or absence of significance.

(PVDF sensor)

	4号	8号	12号
豚とナイロン	無	有	有
豚と馬	有	有	有
ナイロンと馬	有	有	有

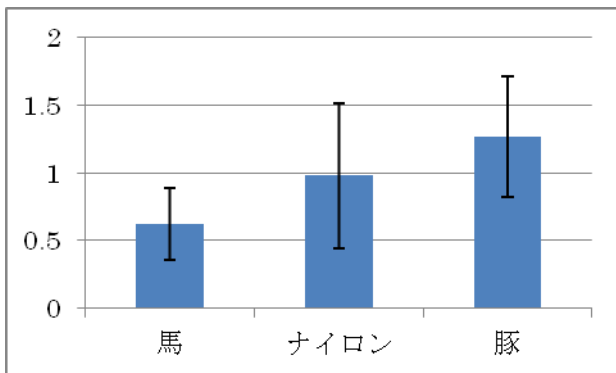


図 6. PVDF センサ出力の評価パラメータ(筆 8 号)

Fig6. Evaluation parameter of a PVDF sensor output.

## 6. 考察

ヒトの主観評価では、ナイロン繊維と馬毛の差が少し分かりにくい結果となり、豚毛とナイロン繊維、馬毛の 2 つの差はわかりやすいようだった。実験結果でわかるように、筆 8 号のときにすべて有意性がみられている。この結果からわかることは、筆の太さによって、比較しやすさが異なるということだ。筆が細すぎると、特徴を得るためのパラ

メータが小さくなってしまふ。

本研究では、PVDF センサ、CMC センサを用いることによって馬毛、ナイロン繊維、豚毛の判別にヒトの主観評価と似たような結果が得られることがわかった。この結果より、ヒトの触覚機能と近い評価を行うことができたと考えられる。

PVDF センサの出力結果で、豚毛と馬毛のグラフは単極性グラフだったが、ナイロン繊維では双極性のグラフができた。これは、図 7 の写真(左から馬毛、ナイロン繊維、豚毛)からでもわかるように、豚毛と馬毛が天然の動物の毛であることに対して、ナイロン繊維は人工物であることが影響しているのではないかと考える。ナイロン繊維は、人工物であるため、筆の表面が滑らかでつるつるして毛の太さが均一で毛先がそろっている。しかし、豚毛と馬毛は筆の表面が少しでこぼこでざらざらになっている。また、毛の 1 本 1 本の長さや太さが異なっており、毛同士が交差しているのがわかる。この表面の筆の状態がグラフに現れているのではないかと考えられる。このことについても今後詳しく研究していく必要があると考える。そして、図 8 は  $\sum X_i$  と  $\sum |X_i|$  の対応をグラフに表したものである。ヒトの主観評価では分かりにくかった馬毛とナイロン繊維の判定も、このグラフからわかるようになった。



図 7. 筆の拡大写真

Fig7. The enlargement of a brush.

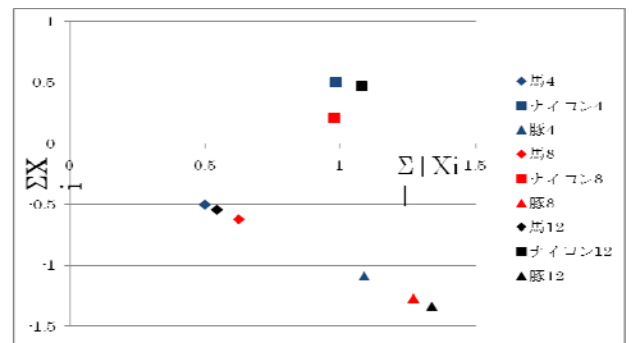


図 8.  $\sum X_i$  と  $\sum |X_i|$  の対応

Fig8.  $\sum X_i$  vs  $\sum |X_i|$

## 7. 結言

本研究では、CMC 触覚センサと PVDF フィルムを用いて、毛髪性状の触覚評価を行うセンサを開発した。3種類の筆において、CMC センサと PVDF センサどちらも、大部分のヒトの主観評価と同じ結果を得ることができた。このため、毛髪にも応用できると考えられる。今後は実際に髪の毛を用いて実験を行う必要がある。

例えば、ヒトの触覚で明らかに判断できる、何もしてない毛髪とブリーチ後の毛髪、パーマ後の毛髪を利用する。これらが評価できれば、トリートメント後、リンス後などわずかな差でも評価できる装置をつくりヒトの触覚に近づけていく必要がある。

また、本研究では、毛の質感を硬さとして評価したが、ざらざら、さらさら、すべすべ、つるつるなど、ヒトが触覚で感じるものを、客観的に評価を行う必要がある。

そして将来的には、ヒトが日常生活で気軽に使用できるように、櫛にセンサを取り付け、髪を梳くだけで毛髪の状態を評価できるものを目指したい。また、化粧品会社等でも、シャンプー等の毛髪化粧材料を開発するときに大きく役立つと考えられる。

## 文 献

- (1) 大塚英之, 大橋和美, 高橋澄子, 篠部美生, 益田悦子:「ヘアケアの科学」, 裳華房(1993)
- (2) 「皮膚の構造」  
[http://gc.sfc.keio.ac.jp/class/2004\\_14453/slides/09/41.html](http://gc.sfc.keio.ac.jp/class/2004_14453/slides/09/41.html)
- (3) 奥山武志, 近雄介, 川副智行, 豊田成人, 長野種雅, 柿沢みのり, 仲谷正史, 田中真美:「毛髪表面模倣パネルを用いた毛髪手触り感計測用センサシステムの開発」, 日本機械学会 2010 年度年次大会講演論文集, pp.105 - 106 , (2010)
- (4) 柘次金孝, 川村拓也, 谷和男:「CMC 触覚センサの微小圧縮変形時における力と出力信号の関係」, 日本機械学会東海支部第 58 期総会講演会講演論文集, pp.219 - 220, (2009)
- (5) 市原清志:「バイオサイエンスの統計学」, 南江堂, (1990)



# HEK293 細胞の増殖に及ぼす磁界の作用

成川 祐貴 田浦 敏幸\* 松尾 俊貴 岡田富男 (前橋工科大学)  
長谷川 尚久 (有限会社 アスク)

## Effects of Magnetic Fields on the Multiplication of HEK293 Cells

Yuuki Narikawa, Toshiyuki Taura\*, Toshiki Matsuo, Tomio Okada (Maebashi Institute of Technology)  
Naohisa Hasegawa (ASC Limited Company)

キーワード：HEK293 細胞, 増殖, 磁界, 時間生物学  
(HEK293 cells, multiplication, magnetic field, chronobiology)

### 1. はじめに

地球上に存在するほぼ全ての生命体は、体内に生物リズムを持つことが知られており、光や気温などの環境変化に影響される。この生命現象を時間の切り口で捉えようとするのが時間生物学である。この応用として時間病理学、時間毒性学、時間薬理学などがある。時間毒性学の目的は、化学的あるいは物理的な要因に対して、生体の持つ周期的な抵抗性の変化ならびに活用である。生体には、化学的、物理的な要因に対して、抵抗が最も低下する時点、つまり抵抗最低時が存在する<sup>(1)</sup>。時間が動物の生命に影響する重要な要因である例として、マウスの大腸菌の体内毒素に対する感受性の時間変動がある<sup>(2)</sup>。同じ量の大腸菌を同じ系統のマウスに、同じ投与方法で与えても、それが与えられる1日の時刻に依存してマウスの死亡率は大きく変動する。

放射線に対する細胞周期においても同様なことがある。細胞はM期とG1期からS期への移行期で放射線感受性が高く、G1期、S期からG2期にかけて感受性が低い<sup>(3)</sup>。これは、低LET(Linear Energy Transfer:線エネルギー付与)放射線で放射線抵抗性を示すG1期とS期後期では、放射線による損傷の修復能が高いためであるといわれている。このように、生体には周期的に外部刺激に対して感受性が変動するという特性がある。

生命体の基本単位である細胞においても、細胞周期の特定の期または期の移行時には、化学物質の増減が関係している。ヒト肝細胞癌株を用いた研究では、サイトソル遊離カルシウムイオンが細胞周期の期の移行に重要な役割を担っている<sup>(4)</sup>。G1期からS期への移行期では、細胞質内カルシウム貯蔵部位からの動員による増加で、そしてG2期からM期への移行期での上昇は細胞質内カルシウム貯蔵部位からの動員と大量の細胞外カルシウムによって生じていた。一方、培養した牛副腎髄質クロマリン細胞を3秒間隔の変

動強磁界(0.07~1.51 T)に2時間曝露すると、ファラディキニン(BK)による細胞内Ca<sup>2+</sup>濃度増加が強く抑制された<sup>(5)</sup>。

近年、電磁界を用いた生体計測や治療技術が進歩した<sup>(6)(7)(8)</sup>。磁界は生体の中をほとんど減衰することなく侵入するため、非侵襲で目的とした部位に直接作用することができる。そこで、時間生物学の立場から、文献(4)と(5)の結果を踏まえて、細胞周期の特定の期におけるCa<sup>2+</sup>濃度上昇を磁界で抑制できれば、細胞周期を長くできるか、あるいは停止でき、細胞増殖を抑制または停止できると予想した。この研究では、HEK293株化細胞を用いて細胞増殖に対する磁界の効果を調べることを目的とする。

### 2. 実験装置・方法

実験装置を図1に示す。CO<sub>2</sub>インキュベータ内で変動磁界を発生させるため、高湿度に耐えられるよう素材としてステンレスとアクリル樹脂のみを利用した。

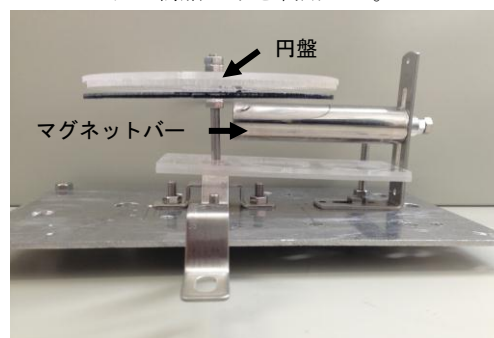


図1 実験装置

Fig. 1. Experimental setup.

磁界発生には、円柱状のマグネットバー(直径:25 mm, 長さ:100 mm, 最大磁束密度1.4 T)を用いた。また、円盤(直径:140 mm)を回転させることで細胞に変動磁界を曝露させることが出来る。円盤とインキュベータ外部に設置し



たモーター（オリエンタルモーター社製 US425-401）とはステンレスワイヤーでつながれている。モーターの回転速度はコントローラー（オリエンタルモーター社製 PUS33684）で調節した。円盤上には直径 35 mm ディッシュが 4 つ設置でき、マグネットバーの直下には直流磁界曝露用のディッシュ 2 個が置けるようにした。

細胞は HEK293 株化細胞を用いた。HEK293 を 26 時間に亘って変動磁界と直流磁界に曝露させた。変動磁界の磁束密度の範囲は 0.003 T~0.094 T, 変動周期は 3 s, 6 s, 10 s であり、直流磁界の磁束密度は 0.094 T であった。実験開始 26 時間後に血球計算盤で細胞数をカウントした。培養期は対数増殖期でおこなった。

### 3. 実験結果

細胞数の計測結果を表 1 に示す。初期群、曝露群、非曝露群に対する細胞数を示す。非曝露群の値は初期群の細胞と同じ条件で曝露なしで 26 時間培養後の値である。変動磁界のサンプル数は初期群、曝露群、非曝露群ともに 12 個、直流磁界ではそれぞれ 6 個であった。

表 1 細胞数 (平均値±標準偏差) ×10<sup>4</sup>[個/mL]

Table 1. Cell numbers (average±s) ×10<sup>4</sup>[cells/mL]

曝露条件	変動磁界周期 [s]			直流磁界
	3	6	10	
初期群	58.3 ±29.0	103 ±22.6	33.9 ±9.25	58.3 ±29.0
曝露群	79.4 ±23.1	111 ±25.8	84.8 ±22.1	21.7 ±15.2
非曝露群	109 ±44.7	194 ±35.9	71.5 ±16.7	109 ±44.7

### 4. 考察

〈4・1〉磁界作用の検定 表 1 の値を用いて、それぞれの曝露条件に対して有意水準 5% で t 検定を行った。その結果、変動磁界周期 3 s と 6 s では曝露群の細胞数が非曝露群に対して有意に減少していることが認められたが、10 s では細胞数において有意差は認められなかった。また、直流磁界の曝露では有意に細胞数の減少が認められた。

〈4・2〉細胞周期の推定 変動磁界曝露が細胞周期にどのような変化を与えたかを調べた。表 2 に、表 1 の初期群を基準にした比増殖速度  $\mu$  h<sup>-1</sup> を示す<sup>9)</sup>。これらの値から

表 2 比増殖速度  $\mu$  (平均値±標準偏差) [h<sup>-1</sup>]

Table 2. Specific growth rate (average±s) [h<sup>-1</sup>]

曝露条件	変動磁界周期 [s]			直流磁界
	3	6	10	
曝露群	0.0180 ±0.008	0.00297 ±0.0037	0.0353 ±0.0045	- 0.0387 ±0.0134
非曝群	0.0292 ±0.008	0.0246 ±0.0036	0.0292 ±0.0044	0.0292 ±0.0083

細胞周期  $T$  を  $T = \ln 2 / \mu$  から推定した。変動磁界周期 3 s のときの細胞周期は、曝露群で 38.4 ± 17.0 h, 非曝露群で 23.7 ± 6.50 h であり、細胞周期が長くなる傾向にある。周期 6 s では、曝露群で 233 ± 291 h, 非曝露群で 28.2 ± 4.12 h であった。曝露群では標準偏差を考慮すると細胞周期が正の著しく大きい値から負の値の範囲にある。これは細胞周期が長くなっている細胞と死んでいく細胞とが混合していると考えられる。周期 10 s では、曝露群で 19.6 ± 2.50 h, 非曝露群で 23.8 ± 3.59 h であり、有意な差は認められない。

ヒト肝細胞癌株を用いた研究<sup>4)</sup>ではサイトソル遊離カルシウムイオンが細胞周期の期の移行に重要な役割を担っていることから、今回得られた細胞周期増減の一つの要因は Ca<sup>2+</sup>濃度の増減が関係していると考えられる。

### 5. まとめ

変動磁界の磁束密度 0.003 T~0.094 T, 変動周期 3 s, 6 s, 10 s, そして直流磁束密度 0.094 T に対する HEK293 株化細胞の増殖への効果を調べた。その結果、変動磁界周期 3 s と 6 s では細胞増殖が抑制されていたが、10 s では増殖において非曝露群と比較して有意な差は認められなかった。一方、直流磁界では有意に細胞の減少が見られた。今後は変動磁界周期の範囲を広げるとともに、磁界曝露時における細胞周期の各期における Ca<sup>2+</sup>濃度計測をおこなう。

### 文 献

- (1) アラン・レンベール：「時間生物学とは何か」, 白水社, p.107 (2001)
- (2) 井深信男：「行動の時間生物学」, 朝倉書店, p.9 (1990)
- (3) 渋谷 正史, 湯浅 保仁 編：「がん生物学イラストレイテッド」, 羊土社, pp.342-348(2011)
- (4) 山中秀高：「ヒト肝細胞癌株の細胞周期におけるサイトソル遊離カルシウムイオンと pH の変動：特に cdc2 キナーゼサイクルとの関連について」, 三重医学, 第 37 巻, pp.251-255(1993)
- (5) 榎本英樹 他：「副腎髄質細胞由来クロマフィン細胞の細胞内カルシウムイオン増加に及ぼす変動磁界の影響」, 電学技報, MBE99-64, pp.55-60, (1999-07)
- (6) Jaakko Malmivuo and Robert Plonsey: "Bioelectromagnetism", OXFORD UNIVERSITY PRESS, New York, (1995)
- (7) 宮越順二 編：「電磁場生命科学」, 京都大学学術出版会, (2005)
- (8) 柘修一郎, 竹村泰司 編：「特集 磁気を利用する体にやさしい治療」, 電気学会誌, pp.72-91, vol. 133, No.2, (2013)
- (9) 堀越弘毅, 青野力三, 中村聡, 中島春紫 著：「ピギナーのための微生物実験ラボガイド」, 講談社サイエンティフィック, pp.26-28, (1999)

# 超音波照射が海洋微生物の培養に与える影響

堀江 真菜\* 小林 幸夫 鈴木 真ノ介 (小山工業高等専門学校)

朴 相和 木暮 一啓 (東京大学大気海洋研究所)

## The influence on culture of marine microorganism by ultrasonic irradiation

Mana Horie\*, Yukio Kobayashi, Shinnosuke Suzuki (Oyama National College of Technology)  
Sanghwa Park, Kazuhiro Kogure (Atmosphere and Ocean Research Institute, The University of Tokyo)

キーワード：超音波照射，海洋微生物，培養

(Ultrasonic irradiation, Marine microorganism, Cultivation)

### 1. 研究目的

音楽を聞かせると美味しい酒ができる、と言われることがあるが、科学的根拠はない。そもそも微生物には聴覚に相当する器官がなく、音を感じ取るメカニズムが考えられない。このため、音の微生物に対する影響を調べた研究例は極めて限られる。例えば Matsushashi ら<sup>(1)</sup>は微生物に対する音の効果を記述しているが、特殊なストレス環境下で行ったもので、結果を一般化することはできない。

本研究の目的は、「ある種の微生物の増殖は音に影響される。」という仮説を立て、それを証明することである。

### 2. 使用微生物および実験条件

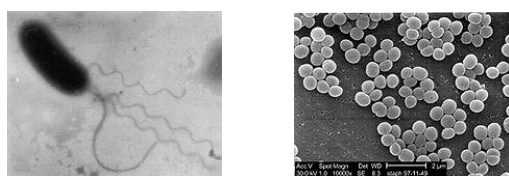
#### 〈2・1〉 使用微生物

##### (a) *Vibrio diazotrophicus*

グラム陰性桿菌。海水中に多く存在する環境中の常在細菌であるビブリオ属の一種。

##### (b) *Staphylococcus aureus*

グラム陽性球菌。和名は黄色ブドウ球菌。ヒトや動物の皮膚などに存在するブドウ球菌の一種。



(a) *Vibrio diazotrophicus*

(b) *Staphylococcus aureus*

図 1 使用微生物

Fig. 1. Used microorganism.

#### 〈2・2〉 培地・培養条件・菌数の計数法

液体培地(1/2～1/3 強度の Marine Broth、Difco 社)に微生物

物が 100～500 匹/ml となるように接種し、培養を開始した。温度は室温を用いた。増殖に伴う菌数の変化を濁度あるいは顕微鏡(Nikon ECLIPSE E600)を用いて計測した。

#### 〈2・3〉 超音波照射

サンプルを段ボール箱の中に入れ、無響室内でスピーカー(FOSTEX GS90A)から超音波を照射した。発振器は WF 1994B(エヌエフ回路設計ブロック)である。照射する超音波は 1kHz-50kHz (Swept sine, 120sec)とし、照射時間を変えて増殖の変化を観察した。

### 3. 実験結果

#### 〈3・1〉 微生物株の増殖特性

2.2.の条件で培養を行い、その菌数の変化を測定した結果、図 2 の増殖曲線が得られた。ここで得られた増殖曲線に基づき、対数期の時間帯において超音波を照射した。

*Vibrio diazotrophicus* の誘導期、対数期、定常期は 0-9h, 9-21h, 21-30h。 *Staphylococcus aureus* の場合には 0-12h, 12-24h, 24-30h と見られる。世代時間は *Vibrio diazotrophicus* は 1.0h、 *Staphylococcus aureus* は 1.3h であった。

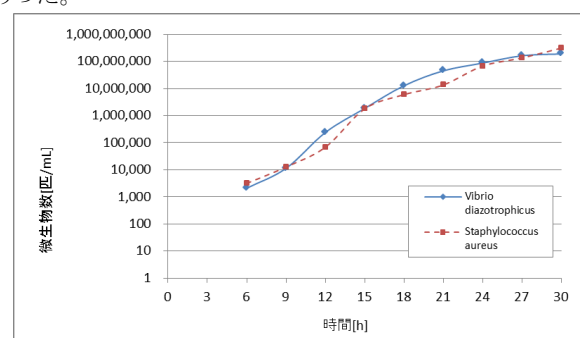


図 2 増殖曲線

Fig. 2. Growth curve of microorganism.

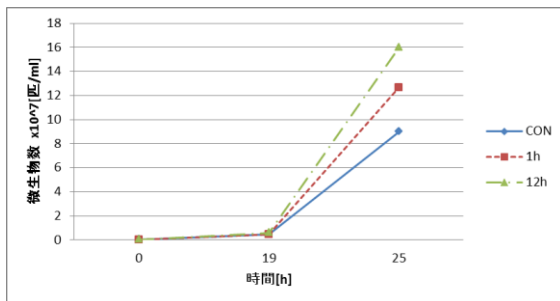
### 〈3・2〉 超音波照射実験結果 I

培養開始から 6-21h に 70dB SPL で照射し続けた結果、照射しなかった場合と比較して定常期において *Vibrio diazotrophicus* は 1.2 倍程度、*Staphylococcus aureus* は 2 倍程度の増殖の増加が見られた。

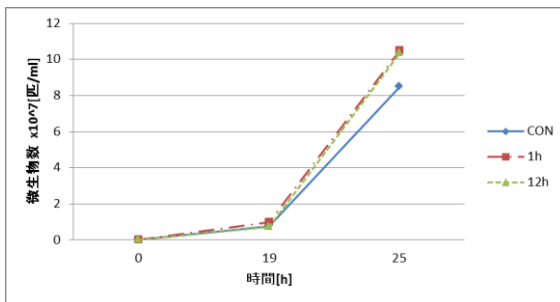
### 〈3・3〉 実験結果 II

超音波を照射する時間帯を、培養開始から 6-7h と 7-19h の 2 パターンとした場合の実験結果を図 3 に示す。音圧レベルは 6-7h は 80dB、7-19h は 70dB である。顕微鏡による計数は培養開始から 19h 後と 25h 後に行った。

19h 後においては超音波を照射しなかった場合との差がほとんど見られなかった。25h 後においては、*Vibrio diazotrophicus* は照射しなかった場合と比較して、1h 照射した場合は 1.4 倍、12h 照射した場合は 1.8 倍となった。*Staphylococcus aureus* は 1h、12h 共に 1.2 倍となった。



(a) *Vibrio diazotrophicus*



(b) *Staphylococcus aureus*

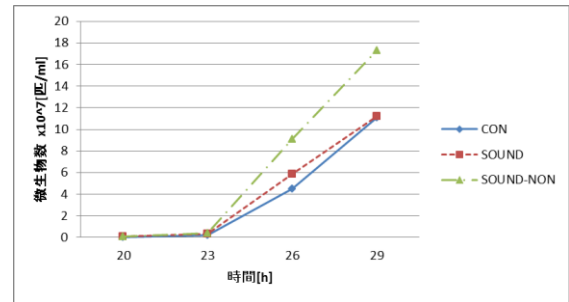
図 3 実験結果 II

Fig. 3. Experimental results II.

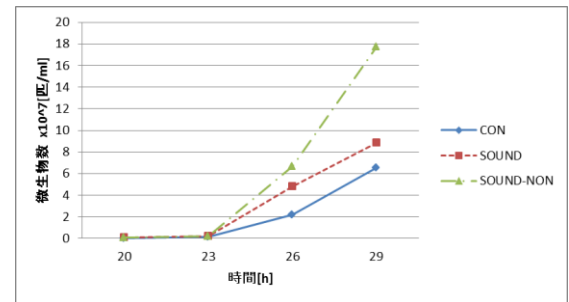
### 〈3・4〉 実験結果 III

実験 II で照射の効果が現れたので、さらに詳細に調べた。培養開始から 8-20h、8-29h の時間帯に超音波を照射した結果を図 4 に示す。音圧レベルは常に 70dB である。培養開始から 20h 後から 3h 毎に顕微鏡観察を行った。

どちらの微生物も 23h までは超音波を照射しない場合との有意差は見られなかった。8-20h に照射した場合、29h において *Vibrio diazotrophicus* は照射しなかった場合の 1.6 倍、*Staphylococcus aureus* は 2.7 倍の増殖の促進が見られた。8-29h に照射した場合は *Staphylococcus aureus* は 29h において 1.4 倍増殖が促進されたが、*Vibrio diazotrophicus* は照射しなかった場合との有意差は見られなかった。



(a) *Vibrio diazotrophicus*



(b) *Staphylococcus aureus*

図 4 実験結果 III

Fig. 4. Experimental results III.

## 4. 結論及び今後の課題

以上の結果から、対数期の細胞に対する超音波照射が微生物の増殖を促進することが確認され、当初の仮説は間違っていないことが分かった。使用した微生物株は海洋環境や我々の周囲の環境に分布しているものであり、実験条件も特殊なものではない。従ってこの実験結果は環境中の微生物が何らかのメカニズムによって音を感知し、その増殖に反映させることを示唆している。しかし、今回得られた結果はまだ多くの課題を提起しており、当初の仮説をより完全な形で検証するには、

- ・ 時間、周波数、音圧、温度、培養法などを変えた条件下での定量的な検討
  - ・ 様々な環境からの分離株、あるいは多様な分類群に属す微生物を用いた検証
  - ・ 音の影響のメカニズムの解明
- などの検討が必要と考えられる。

## 文 献

- (1) Michio Matsushashi, Alla N. Pankrushina, Satoshi Takeuchi, Hideyuki Ohshima, Housaku Miyoi, Katsura Endoh, Ken Murayama, Hiroshi Watanabe, Shigeo Endo, Mikio Tobi, Yoshihiro Mano, Masao Hyodo, Torakichi Kobayashi, Tomohiko Kaneko, Sugio Otani, Susumu Yoshimura, Akira Harata, and Tsuguo Sawada: Production of sound waves by bacterial cells and the response of bacterial cells to sound, The Journal of General and Applied Microbiology Volume44, (1998)

# Brain-Machine Interface におけるウェーブレット変換を用いた脳波 (EEG) と運動負荷の関係に関する基礎研究

上本 和広\* 吉岡 将孝  
吉川 裕一郎 朱 赤 (前橋工科大学)

Relationship Analysis between EEG and Motion Road by Wavelet Transform for BMI

Kazuhiro Uemoto\*, Masataka Yoshioka

Yuichiro Yoshikawa, Chi Zhu, (Maebashi Institute of Technology)

キーワード：脳波，運動負荷，ウェーブレット変換，ブレインマシンインタフェース (EEG, Motion Road, Wavelet Transform, Brain-Machine Interface)

## 1. はじめに

Brain-Machine Interface(BMI)とは，脳(Brain)または脳神経系から，有効な信号を取り出し，それをロボットなどの機械(Machine)や情報処理機械であるコンピュータに接続・制御し利用する(Interface)という技術であり，国内外で研究開発が盛んに行われている<sup>(1)</sup>。

脳に直接電極を挿入する侵襲型 BMI の研究では，脳活動と運動の関係から，障害によって体の麻痺した患者がロボットアームの操作に成功している<sup>(2)</sup>。しかし，侵襲型は手術が必要であり，電極の劣化など安全・安定性の面に問題がある。

非侵襲型 BMI の研究では，頭皮に電極を貼り付けて計測を行う脳波(electroencephalography:EEG)を用いて，注目した文字を入力する脳波キーボードや，動作を想像することで車いすを操作する脳波車いすが開発されており，注目を集めている。しかし，現在開発されている EEG を用いた BMI は主に障害者の生活補助を目的としており，健常者の補助を目的とした BMI の開発は少ない<sup>(3)</sup>。そこで本研究では，脳波と力の関係に注目して脳波から力情報の抽出を行い，健常者の補助を目的としたリアルタイムでのパワーアシスト装置の制御を目標とする。

## 2. 運動に伴う脳波変化

人間の脳波は，人間が様々な行動をすることによって時々刻々と変化するものである。実際に人間が運動を行うときには，脳波の一つである 7-14Hz の  $\mu$  律動が抑制され，事象関連脱同期と呼ばれる現象が起こることが知られており，また，15-30Hz の  $\beta$  波では，脳と反対側の体の運動や触覚刺激でより抑制あるいは減衰するといわれている<sup>(4)</sup>。

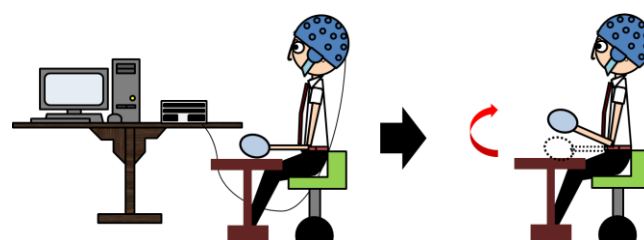


図 1 実験概要図

Fig.1. Schematic diagram of experiment

本研究では，運動時に伴う脳波変化は運動内容によって異なると考え，運動内容の変化が脳波にどのような影響を与えるのかを考察した。今回は，その手法としてウェーブレット変換を用い，その有用性を検証した。

## 3. ウェーブレット変換を用いた脳波解析

ウェーブレット変換では，基準となる 1 つのマザーウェーブレット(mother wavelet)と呼ばれる小さな波形を用いて，様々な縮尺に引き伸ばし，時間軸方向に移動させながらそれぞれ時間座標を解析する<sup>(5)</sup>。そのため，ウェーブレット変換は従来信号処理で用いられていた高速フーリエ変換(FFT)，短時間フーリエ変換(STFT)よりも時間分解能・周波数分解能が両立でき，より優れた時間・周波数解析を行うことが可能であるため，本研究ではウェーブレット変換を用いて脳波解析を行う。

### 〈3・1〉ウェーブレット変換

ウェーブレット変換には連続ウェーブレット変換(Continuous Wavelet Transform)と離散ウェーブレット変換(Discrete Wavelet Transform)の二つが存在する。連続ウェーブレット変換はデータのパターンや相似性の解析に用いられ，緻密な解析





どちらか一方に安定しなかった。計測点 F4, C4 とは反対側の計測点 F3, C3 では、変化率は重りが重くなるにしたがって高くなる傾向が見られるが、計測点 C4 と同様、1,3,5,7[kg]を通して変化率が負または正のどちらか一方に安定しないという結果を得た。

$\beta$ 波では計測点 C4 で特徴的な結果を得た。(図 4 参照)。この結果も F4 の  $\alpha$ 波と同様に、変化率が負の値となっており、重りが重くなるにつれてその値が高くなっていく傾向が見られる。 $\beta$ 波も重りが重くなるほどスカログラムが減少していることが分かる。また、特徴的な変化が見られた計測点 F4 と同側の計測点 C4 では、変化率は高くなる傾向が見られるが、 $\alpha$ 波と同じく、1,3,5,7[kg]を通して変化率が負または正のどちらか一方に安定しなかった。計測点 F4, C4 とは反対側の計測点 F3, C3 では、変化率は重りが重くなるにしたがって高くなる傾向が見られるが、計測点 F4 と同様、1,3,5,7[kg]を通して変化率が負または正のどちらか一方に安定しなかった。

被験者 B では、 $\alpha$ 波は計測点 F4 で特徴的な結果が得られた(図 5 参照)。この結果を見ると、変化率は被験者 A と同様に負の値になっており、重りが重くなるにつれてその値が高くなる傾向が見られる。また、特徴的な変化が見られた計測点 F4 と同側の計測点 C4 では、計測点 F4 で見られた変化率が負の値に高くなる傾向が見られたが、被験者 A でも見られた 1,3,5,7[kg]を通して変化率が負または正のどちらか一方に安定しないという結果を得た。計測点 F4, C4 とは反対側の計測点 F3, C3 では、被験者 A と同様に、重りが重くなるにつれて変化率が正の方向に高くなる傾向があり、こちらも 1,3,5,7[kg]を通して変化率が負または正のどちらか一方に安定しない結果となった。

$\beta$ 波においても計測点 F4, C4 で特徴的な結果が得られた(図 6 参照)。この結果も被験者 A と同じく、変化率は負の値となっており、重りが重くなるにつれてその値が高くなる傾向が見られる。また、特徴的な変化が見られた計測点 F4, C4 とは反対側の計測点 F3, C3 では被験者 A と同様の傾向が見られた。

被験者 B の結果をまとめると、被験者 A と同様な傾向が見られた。また、これらの結果を見ると、特徴的な変化が見られた計測点 F4 の  $\alpha$ 波と計測点 F4, C4 の  $\beta$ 波では、どれも 5kg の重りを持った時に変化率の負の値が低くなっていることが分かる。

## 5. まとめ・今後の展望

BMI によるリアルタイムパワーアシスト装置実現のために、ウェーブレット変換を用いて脳波と力の関係性を見ることを試みた。今回の実験で 2 人の被験者から、重りの変化に伴って  $\alpha$ 波において、計測点 F4, C4 で重りが重くなるに従って変化率が負の方向に高くなる傾向が得られた。また、運動と同側の計測点にあたる F3, C3 については、重りが重くなるにつれて変化率が正の方向に高くなることから、筋電の混入が疑われるが、脳波と力の関係について

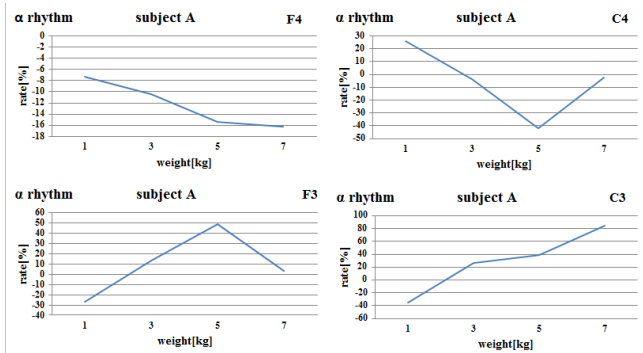


図 5 被験者 B の  $\alpha$ 波における変化率  
Fig.5. Transition rate of alpha rhythm of subject B

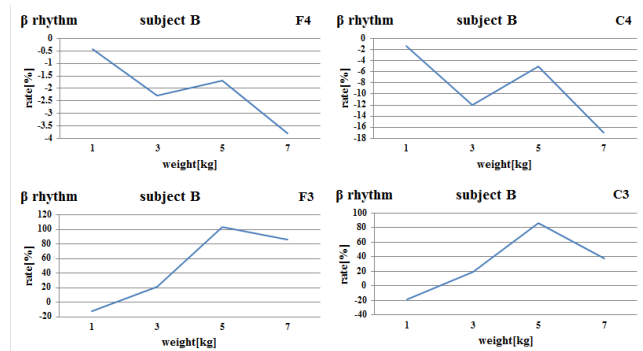


図 6 被験者 B の  $\beta$ 波における変化率  
Fig.6. Transition rate of beta rhythm of subject B

いくつかの特徴的な傾向は見られた。今後は被験者数を増やして多くのデータを収集し、今回得られた脳波と力の関係性を更に追求していく。また、今回は単にトリガーを中心に前後 4 秒間を切り出し、4 秒間をそれぞれ安静時と運動時の脳波データとしてその平均を比較しただけなので、より細かくデータを切り出して脳波の時間変化も解析するために解析手法を改善する。そのほかに、各被験者で見られた特定の重りを持った時に変化率が低くなった点、計測点・被験者間で異なる傾向が見られた点の原因を究明し、筋電の混入を防ぐ実験環境もしくは分離できるような処理を確立する。また、今回取り上げた  $\alpha$ 波、 $\beta$ 波、 $\gamma$ 波だけでなく、他の周波数帯域にも着目して研究を進めていく。

## 文 献

- (1) 相良 和彦:「ブレインコミュニケーション-脳と社会の通信手段-」, 電子情報通信学会, pp.1-3 (2011)
- (2) Leigh R.Hochberg: "Reach and grasp by people with tetraplegia using a neutrally controlled robot arm", Nature, Vol.485, pp.372-375 (2012)
- (3) Masataka Yoshioka: "Construction of Real-time BMI Control system Based on Motor Imagery", Robio(2010)
- (4) 一條 貞雄, 高橋 系一:「脳波判別に関する 101 章[第 2 版]」, 医学書院, pp.28-39 (2009)
- (5) 戸田 浩, 章 忠, 川畑 洋昭:「最新ウェーブレット実践講座 入門と応用」, SoftBank Creative, pp.2-10 (2005)

# 加速度・足跡データに基づくリハビリり歩行評価法の検討

高山 潤一\* 粗 直樹 向井 伸治 (前橋工科大学)

Evaluation Method of Walking Rehabilitation Based on Footprint and Acceleration Data

Junichi Takayama\*, Naoki Hobo, Shinji Mukai (Maebashi Institute of Technology)

キーワード：歩行分析, リハビリテーション, 片麻痺患者, 加速度センサ, 足跡  
(Gait Analysis, Rehabilitation, Hemiplegic Patients, Accelerometer, Footprints)

## 1. 緒言

歩行障害を持つ患者において、歩行リハビリテーション(以下、リハビリと略記)を行うことは、自立した生活や社会参加への意欲向上など QOL を高める意味において極めて重要である。現在のリハビリ現場では、臨床的に用いられる評価項目に 10m 歩行時間の計測など数量的な評価方法があるものの、常用的な手段ではなく、診断のほとんどは理学療法士の主観的な判断に依存している<sup>(1)</sup>。そこで、歩行状態を定量的に評価するために、床反力計測装置や 3 次元動作解析装置などが開発されてきている。しかし、計測環境の限定やコスト的な問題点があり、実際のリハビリ現場に広く普及するような計測・評価方法は確立されていない。

本研究では、歩行足跡と加速度データを用いて、歩行状態を安定性・円滑性・左右対称性・規則性の 4 項目で捉える歩容評価法を提案する。健常若年者・高齢者と片麻痺患者の比較や、リハビリ過程における歩容変化について分析する。そして、歩行評価指標を作成し、その有用性について検討を行う。

## 2. 計測方法

### 〈2・1〉 計測方法および評価項目

計測方法は、被験者の両足底に速乾性の試薬を塗布し、10×0.8m の記録紙上を歩いてもらい足跡を採取する。同時に、腰部と両踝部に加速度センサ (サンプリング周波数 100Hz) を装着し、BlueTooth でコンピュータにデータを送信して記録する。採取した足跡は、足跡読み取り装置を用いてコンピュータに取り込み、歩行特徴量を自動算出する。計測項目は、ステップ長 (歩幅)、ストライド長 (1 周期の歩幅)、歩隔 (前後する足の踵から踵までの進行方向に垂直な距離)、歩行角 (踵と人差し指とを結ぶ線と進行方向とのなす角度)、すり足長 (足の接地から離地までに 5 趾の先端がすられた中で最長の長さ) の 5 つの距離因子である。加速度データより歩行周期やケイデンス、体幹動揺量などが得られる。

### 〈2・2〉 歩容評価項目

リハビリり歩行の回復評価を行う上で、特に注意して観察すべき点として、歩行の安定性・円滑性・左右対称性・規則性がある。そこで、本研究ではこの 4 つの歩容評価指標を設けた。歩行足跡・加速度データから得られるパラメータを複合的に用いて、リハビリプログラムや患者自身の希望により、これらの項目を選択的に用いて評価を行う。以下に、その概要を示す。

①安定性：支持性・動揺性・易転倒性の 3 項目で評価する。評価指標には、ステップ長の左右比やすり足長、体幹動揺量を用いる。

②円滑性：リズム性・速度性の 2 項目で評価する。評価指標は、1 歩行周期に対する両脚支持時間の割合、ケイデンスや歩行速度である。

③左右対称性：空間的対称性・時間的対称性の 2 項目で評価する。それぞれステップ長、立脚時間・遊脚時間を用いて評価指標を定義する。

④規則性：空間的・時間的パラメータの標準偏差と変動係数、歩行周期ごとの加速度波形の類似度で評価する。

## 3. 分析結果および考察

### 〈3・1〉 片麻痺患者と健常者の比較

リハビリり患者の歩行特徴を得るために、健常若年者(YF: 女性, YM: 男性)と健常高齢者(EF: 女性, EM: 男性), リハビリり患者 RE1(右片麻痺, 女性 57 歳)および RE2(左片麻痺, 男性 60 歳)の計測結果を比較した。図 1 は、それぞれのデータ群の 1 歩行周期に対する左右足の立脚期・遊脚期の割合を示したものである。健常者については、それぞれのグループで被験者 5 名に対して 6 回ずつ計測した計 30 サンプルの平均値と標準偏差を示している。健常者間では、年齢や性別による差はほとんど見られず、左右足ともに立脚期 57%・遊脚期 43%程度だった。それに対して、RE1 の立脚期は 79%(左)・72%(右)、遊脚期は 21%(左)・28%(右)であり、特に健側の遊脚期の割合が小さいことが分かる。これは、患側である右足のみでの支持が困難なため、左足



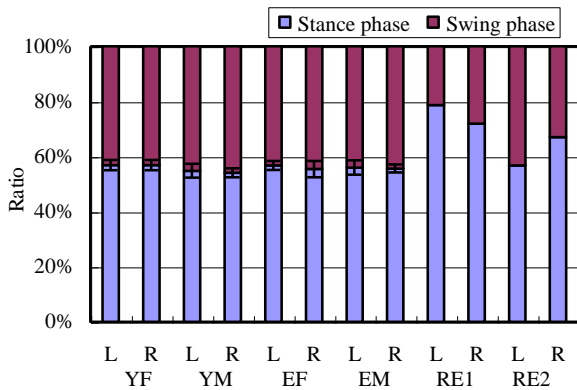


図1 立脚期と遊脚期の割合

Fig. 1. Ratio of swing and stance phases.

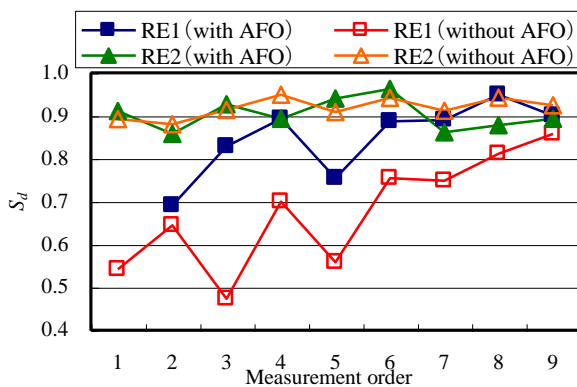


図2 空間的対称性指標  $S_d$  の推移

Fig. 2. Change in spatial symmetry parameter  $S_d$ .

の遊脚期が短くなったためだと考えられる。RE2 についても、同様の傾向が確認できる。

### (3・2) リハビリによる歩容変化

リハビリ経過に伴う片麻痺患者の歩行の変化について、4つの評価項目を用いて分析した。分析には、維持期リハビリ段階の3ヶ月間に週1回のペースで、短下肢装具(AFO)の装着の有無による2パターンをそれぞれ計9回計測したデータを用いた。ここでは、その結果の一例について考察する。まず、左右対称性の2項目のうち空間的対称性について述べる。図2は、(1)式で定義される空間的対称性指標の推移を示したものである。

$$S_d = 1 - \sqrt{\frac{1}{n} \sum_i \left(1 - \frac{d_{Ri}}{d_{Li}}\right)^2} \quad (1)$$

上式では、歩順ごとのステップ長を1セット( $d_L, d_R$ )として扱っており、 $n$ はデータセット数である。 $S_d$ の値が1に近いほど、左右対称性が高いことを表す。RE1には、リハビリ進行による明らかな増加傾向を確認できるが、RE2は計測初回から0.9前後と高い値を示しており、計測期間中ではその値を維持する結果となった。それぞれの計測回で、RE1には装具装着による値の向上が見られ、装具の補助により空間的対称性が向上していることが分かる。次に、円滑性

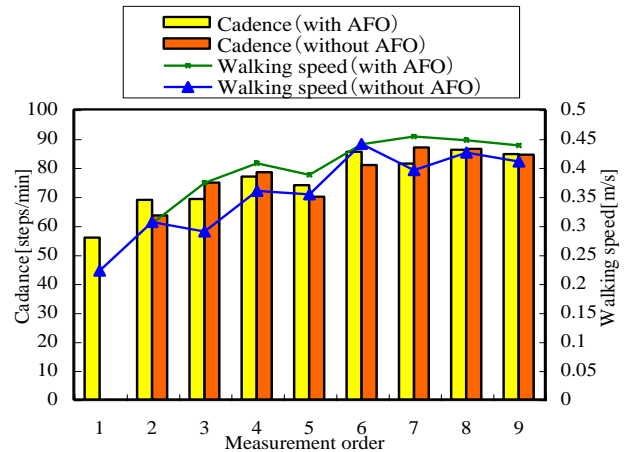


図3 ケイデンスと歩行速度

Fig. 3. Cadence and walking speed.

の評価指標であるケイデンスと歩行速度の変化について述べる。図3は、RE1の計測期間中のケイデンスと歩行速度を示したものである。ケイデンス、歩行速度ともに増加傾向が見られ、特に歩行速度(装具無し)には計測初回に比べて85%(0.22m/s→0.41m/s)の改善を確認することができた。装具装着による効果については、どちらにも大きな変化は見られなかった。

今回計測した2名の片麻痺患者では、設定した評価項目の中で特に安定性の3項目、左右対称性の2項目において回復傾向を示す変化が見られた。片麻痺患者の場合、これらの項目を重点的に観察することで、リハビリ過程における歩容変化を具体的に示すことができると考えられる。

## 4. 結言

本研究では、歩行足跡・加速度データを用いて歩行リハビリにおける歩行状態を評価する方法を提案した。計測結果より、リハビリ患者と健常者の歩行特徴の違いについて具体的に示すことができた。リハビリ過程における歩容変化を分析し、設定した評価項目が患者の歩行状態の把握にある程度有効であることが分かった。

今後は、より多くの被験者の計測を行い、さらに評価項目を追加するなどして、より明確に歩行状態を定量的に捉える方法について検討していきたい。歩容評価項目や計測結果の提示方法など提案したことを活かせるよう、実際の歩行リハビリ支援システムの構築を目指したい。

## 文 献

- (1) 臨床歩行分析研究会編:「歩行関連障害のリハビリテーションプログラム入門」, 医歯薬出版, (2005)
- (2) 松本匡生, 他3名:「ハイブリッドセンサを用いた歩行障害の回復評価システム実現のための基礎検討」, 日本福祉工学会誌, Vol.13, No.2, pp.26-31(2011).
- (3) 粗直樹, 他4名:「歩行足跡分析装置を用いたリハビリ歩行の計測と評価に関する事例研究」, 日本福祉工学会誌, Vol.13, No.2, pp.32-38(2011).

## 3相 AC-DC 変換回路と PFC 回路の高性能化の検討

小野澤昌徳 小堀康功 村上和貴 ケイ林 高虹 小林春夫 高井伸和 (群馬大学)

小田口貴広 山口哲二 上田公大 (AKM テクノロジー)

松田順一 (旭化成パワーデバイス)

### AC-DC Converter with Power Factor Correction Circuit

Masanori Onozawa, Yasunori Kobori, Kazuki Murakami, Lin Xing, Hong Gao,

Haruo Kobayashi, Nobukazu Takai (Gunma University),

Takahiro Odaguchi, Tetsuji Yamaguchi, Kimio Ueda (AKM Technology Corporation)

Jun-ichi Matsuda (Asahi-Kasei Power Devices Corporation)

キーワード : AC-DC 変換回路, 3相電源, 降圧型変換器, PFC 回路

(Keywords, AC-DC Converter, Three phase ac-dc converter, Buck Converter, Power Factor Correction)

### 1. はじめに

小型機器から産業用機械までに至るまで AC-DC 電源回路は必要不可欠なものになっている。産業用機械や家庭用のエアコン、冷蔵庫などに使われる 3 相入力電源は国内の規格で、発生する高調波に規制が設けられており、PFC 回路が必要不可欠となっている。3 相入力形 AC-DC 変換回路の制御方式は回路構成が最も簡単である不連続モード制御がこれまで検討されてきたが、3 相入力の電源は全て容量が大きい (通常数 kW 以上) ので電流のピーク値が大きくなるのが欠点となる。また、3 相入力では高調波電流の抑制が単にガイドラインを満足するだけではなく、さらに高いレベル (例えば高調波含有率 5%以下) を求められる場合が多く、通常の不連続モード制御では不十分になってしまう。本論文では、3 相入力 PFC 回路の不連続モードよりも高力率が見込める臨界モードでの動作を検討した。従来型とは異なる擬似乗算回路を使った回路構成で整流後の直流も低リップルで安定した直流を生成することを実現し、シミュレーションによる動作確認をした。

### 2. 3相降圧型 AC-DC 変換回路

#### (1) 基本回路

図 1 に 3 相 AC-DC 回路の基本回路を示す。3 相全波整

流器に降圧コンバータを接続した回路構成となっている。降圧型は出力リップルを抑えられるなどの利点がある。表 1 に各素子のパラメータ値を示す。出力電圧は 24V に設定した。この回路に PFC 回路を追加し、高力率の 3 相入力 AC-DC 回路の検討をする。

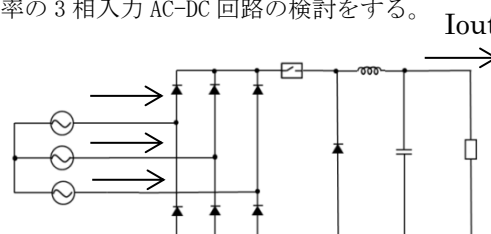


図 1 3相降圧型 AC-DC 回路

Fig.1 Three-phase ac-dc buck converter.

表 1 素子パラメータ

Table 1 Device parameters.

Vin	3相 200V
Vo	24V
R	47Ω
Iout	0.5A
L	100uH
C	47mF

(2) 提案型 3 相入力 BCM-PFC 回路

図 3 に一般的に用いられている従来型不連続モード制御の PFC 回路の回路構成を、図 4 に提案型の臨界モード制御 (BCM) の PFC 回路の回路構成を示す。不連続モード PFC はエラーアンプ、発振器、コンパレータの回路構成に対し、提案型の PFC 回路は電流検出回路、エラーアンプ、疑似乗算器、コンパレータ、SRFF (SR Flip-Flop) となっており、少量の部品追加での構成となっている。BCM-PFC はインダクタ電流をのこぎり波状に制御し長い時間電流を流すことにより、その平均値を正弦波に近づけ力率を上げることができる (図 5)。

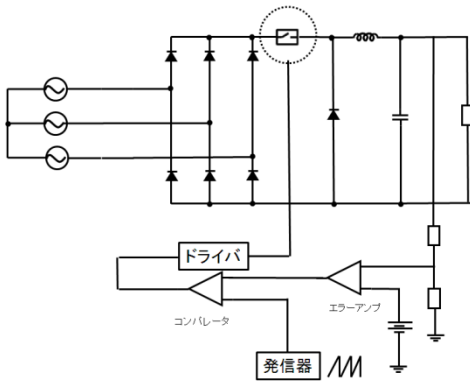


図 3. 従来型 DCM-PFC 回路

Fig3. Discontinuous current mode PFC circuit.

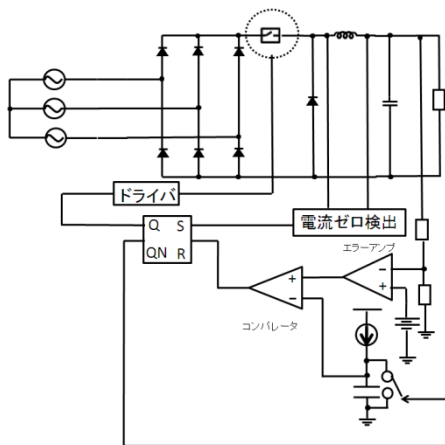


図 4. 提案型 BCM-PFC 回路

Fig.4.Proposed three-phase ac-dc buck converter with BCM-PFC

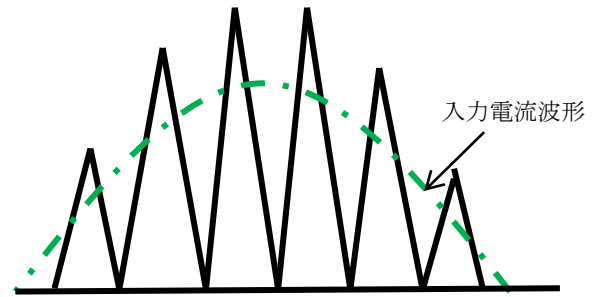


図 5 .BCM-PFC のインダクタ電流波形

Fig.5 Waveform of inductor current in BCM.

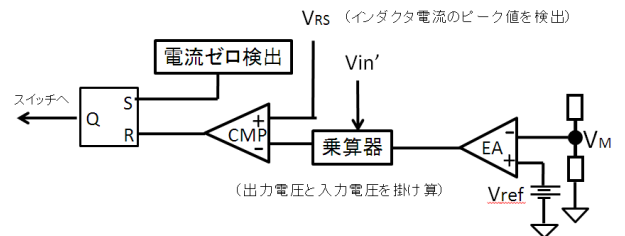


図 6 .従来型 BCM-PFC 制御回路

Fig.6 Conventional control circuit of BCM-PFC

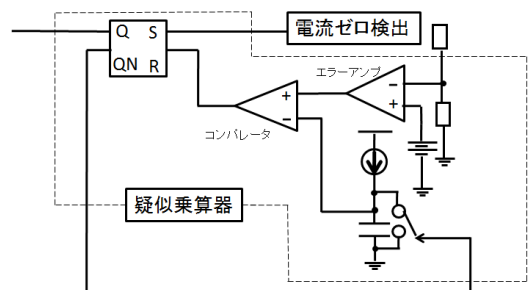


図 7 .疑似乗算器

Fig.7 Equivalent analog multiplier.

次に提案回路に採用した疑似乗算器について記述する (図 7)。図のスイッチがオフ状態になるとコンデンサに電流が流れ、コンデンサ電圧がのこぎり波状になる。こののこぎり波形と、エラーアンプとの出力を比較し、比較した信号 (コンパレータ出力) を SRFF へ出力し、スイッチがオンになる。そしてインダクタ電流がゼロになる

とその信号が SRFF に出力にされ再びスイッチがオフになり、コンデンサに電流が流れ始める。従来型の BCM-PFC 回路は出力電圧と入力電圧を掛け算するために乗算器が用いられるが、それにより制御回路の回路規模が大きくなってしまっていた (図 6)。

基本回路のスイッチ動作を含めた全体動作は図 8 のようになる。全体動作について記述する。

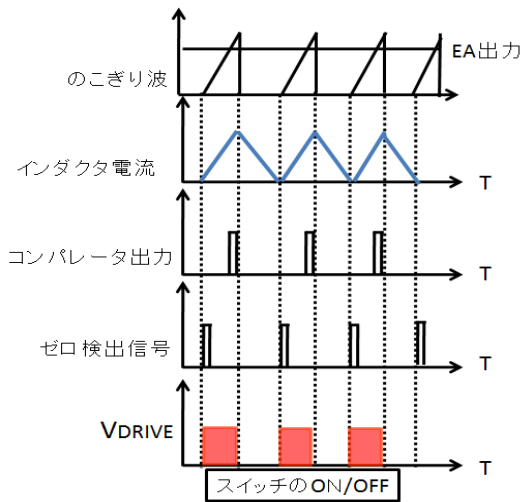


図 8.全体動作波形

Fig.8 Operation waveforms.

(1) AC-DC 変換回路のスイッチがオンすることでインダクタ電流に充電が始まり出力が上昇する。(2) エラーアンプの出力 (設定電圧との差) とのこぎり波をコンパレータで比較する。比較した差を SRFF に出力する。(3) SRFF からの出力でスイッチはオフになり、インダクタ電流が下がり始める。(4) インダクタ電流が 0 になったところを電流ゼロ検出回路で検出し、SRFF に信号を出力する。(5) インダクタ電流が上昇すると共に出力電圧が上昇を始めて、エラーアンプで基準電圧との差を検出し出力する。以上の動作を繰り返す。またインダクタ電流の大きさは次の式のようになり、入力電圧の大きさに比例してインダクタ電流の傾きが変化することにより、正弦波状になる。

$$I_L = \frac{V_{in}}{L} T_{ON}$$

### 3. シミュレーション結果

提案回路のシミュレーション結果を示す。出力電圧は 24V 設定でリップルが 7mVpp であった (図 9)。またインダクタ電流波形を図 10、インダクタ電流の波形の拡大図を図 11 に示す。BCM-PFC のインダクタ電流はのこぎり状の三角波がつながった波形になるが、理論通りの波形になっていることがわかる。

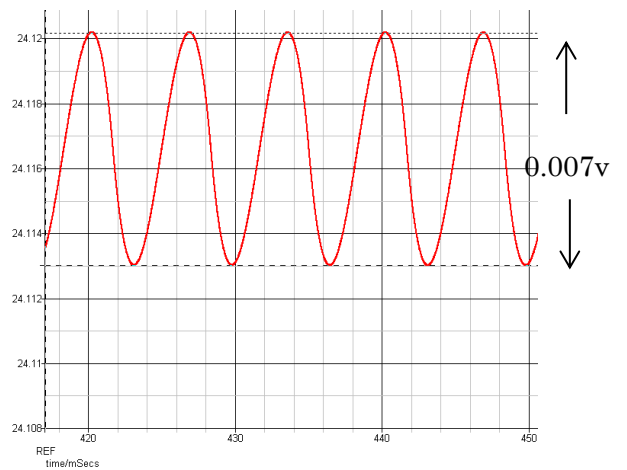


図 9.出力電圧波形

Fig.9 Waveform of output voltage.

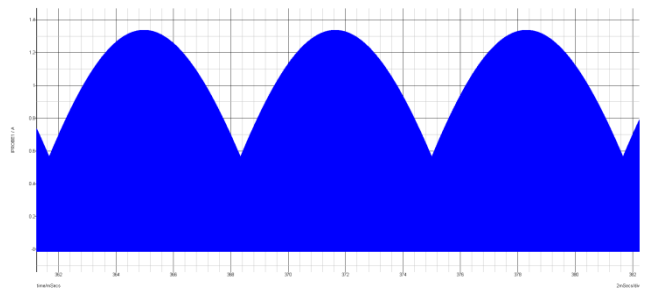


図 10 インダクタ電流波形

Fig.10 Waveform of inductor current.

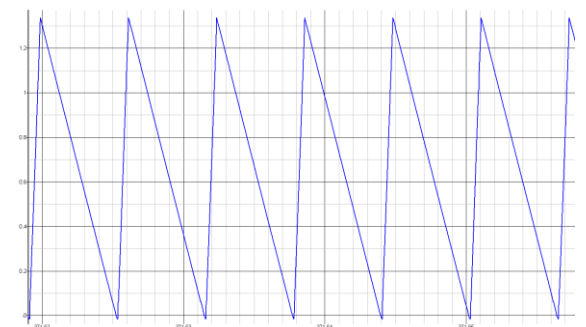


図 11. インダクタ電流波形

Fig.11.Waveform of inductor current.

続いて負荷応答特性について示す(図12)。出力電流を0.5A、0.25Aと切り替えた時の出力リップルは37mVppとなった。一般的に出力の負荷応答は設定電圧の0.1%程度が理想とされており、今回は若干高めに出ているが許容範囲であると判断した。

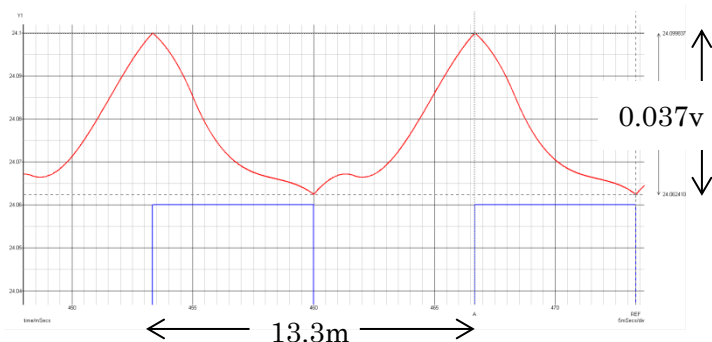


図 12 負荷応答特性

Fig.12 Load transient response.

次に入力電流の波形を図13に示す。この波形はインダクタ電流の平均値をとったものである。今回は比較しやすくするため、整流後の入力電圧の波形と比較した。波形はひずみのない正弦波と同じような波形となっており、力率は90%以上を確保している。

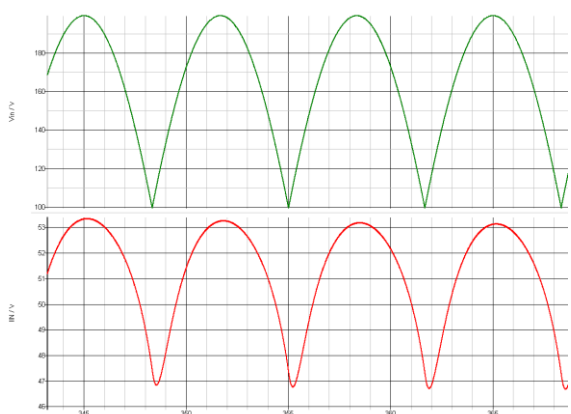


図 13.入力電圧波形(上)と入力電流波形(下)

Fig.13 Waveform of input voltage and input current.

#### 4. まとめ

3相降圧型PFC回路を一般的な電流不連続モードではなく、電流臨界モードをシンプルな構成の制御回路で検討し、高力率を達成した。また降圧型構成で低出力リップルの直流を生成することを目標に、3相AC-DC電源としても高性能化を検討した。

#### 参考文献

- (1) Y. Kobori, L. Xing, H. Gao, M. Onozawa, S. Wu, S. N. Mohyar, Z. Nosker, H. Kobayashi, No. Takai, K. Niitsu, "Non-Isolated Direct AC-DC Converter Design with BCM-PFC Circuit," International Conference on Power Engineering. Bali, Indonesia (Oct. 2012).
- (2) 村上和貴、小堀康功 他「PFC回路とAC-DC変換器」ETG-11-12, 第2回 電気学会栃木・群馬支所研究会、桐生(2012年2月)

# 排他的制御を用いた単一インダクタ 2 出力 DC-DC スイッチング電源の実験検証

○趙峰, 小堀康功, 李慕容, 呉ジュ, 権力, 朱秋霖, シャイフル ニザム モハイヤ (群馬大学)  
小田口貴宏, 山口哲二, 上田公大 (AKM テクノロジー),  
松田順一 (旭化成パワーデバイス) 高井伸和 小林春夫 (群馬大学)

キーワード: スイッチング電源, 降圧/昇圧型コンバータ, 単インダクタ 2 出力, 擬似 $\Delta\Sigma$ 変調  
(Switching Converter, Buck/Boost Converter, SIDO Converter, Quasi Delta-Sigma Modulation)

## 1. はじめに

多くの電子機械には多数の DC 電源が設けられ、小型・軽量・省電力化に向けて研究開発が進められている。スイッチング電源ではインダクタの占める割合も大きく、その削減手法として 1 個のインダクタにより多数の直流電圧を出力するシングルインダクタ・マルチ出力 SIMO 電源<sup>1)2)3)</sup>が研究報告されつつある。現状、2 出力 SIDO (Single Inductor Dual Outputs) 電源に関する報告が多く、我々も新方式のシミュレーション結果を報告してきた。

本報告では、降圧型および昇圧型 SIDO 電源の動作原理とシミュレーション結果、および実装結果を報告する。

## 2. 降圧型 SIDO 電源

〈2・1〉電源構成と基本動作 開発した降圧型 SIDO 電源の構成を図 1 に、その原理動作波形を図 2 に示す。図 1 において、上部電源の出力電圧  $V_{o1}$  は、下部電源出力  $V_{o2}$  に対して高めの電圧である。図 1 において、実線はスイッチ

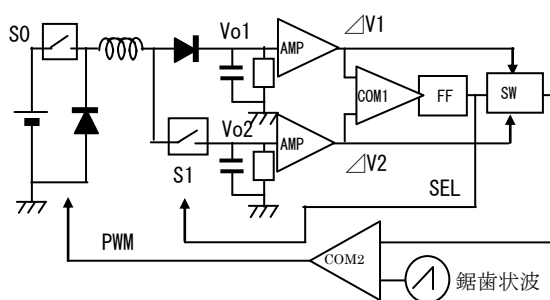


図 1 降圧形 SIDO 電源の構成

チ  $S_0$  を制御する PWM 信号が「H」の期間で ON 状態にある。このときインダクタにはエネルギーが充電されるとともに、選択された電源にも電流供給される。PWM 信号が「L」の期間には、インダクタは選択された電源にのみ電流を供給する。電源の選択は、スイッチ  $S_1$  の ON/OFF により選択され、SEL 信号に依存する。

次に電源選択の動作原理を、図 2 により説明する。2 つ

の電源出力の誤差電圧は、誤差電圧増幅器 AMP により増幅され、比較器 COMP1 に入力され比較される (COMP 信号)。比較結果は、次の制御周期の開始時に次段のフリップフロ

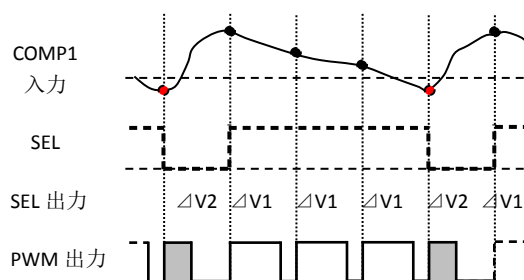


図 2 動作波形図

ップ FF にて保持され、選択信号 SEL となる。ここで電源の制御は、通常 電圧降下したときのみ必要電流を PWM で供給制御される。したがって AMP 出力  $\Delta V$  は、電圧降下の大きい電源が選択される。この結果、SEL 信号により PWM 信号とスイッチ  $S_1$  を制御する。2 電源の制御比率は、負荷電流やコンデンサにより変動する。

以上の動作において、常に誤差電圧の大きい電源が選択的に制御される。したがって、両電源の出力電圧リップルは基本的に同等レベルとなる。また、負荷応答特性では、過度時の電源が優先的に選択制御されることより、交互制御とは異なり、通常の連続制御と同等のレギュレーション性能が得られる。この場合、自己のレギュレーション (セルフレギュレーション) は大きくなるが、優先的に制御されることより、結局、他方の電源のクロス・レギュレーションも同等レベルとなる。

〈2・2〉シミュレーション結果 表 1 に、主なパラメータを示す。入力電圧  $V_i=9.0V$  DC に対して、出力電圧を  $V_{o1}=6.0V$ 、 $V_{o2}=3.0V$  に設定し、定常負荷電流をそれぞれ  $I_{o1}=I_{o2}=0.5A$  とした。

図 3 に負荷変動時のレギュレーション特性を示す。負荷電流の切り替えは、2 倍の  $0.5A$  に切り替えている。同図において、赤実線矢印のシュートがセルフ・レギュレーション、

青破線矢印がクロスレギュレーションである。いずれも同等レベルであることが確認できる。

なお、負荷電流比が  $I_{o1} : I_{o2} = 5 : 1$  のとき、定常リプル波形は図4となり、制御回数比率もほぼ同等となる。

表1 降圧型使用パラメータ

$V_i$	9.0V
$V_{o1}$	6.0V
$V_{o2}$	4.0V
$L$	20 $\mu$ H
$C$	200 $\mu$ F

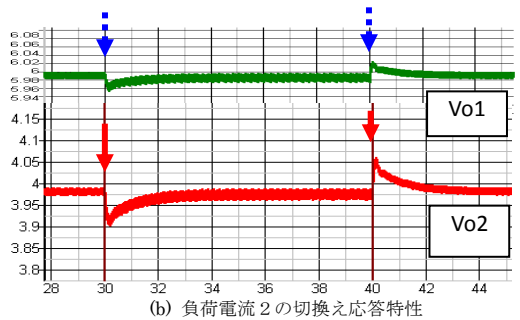
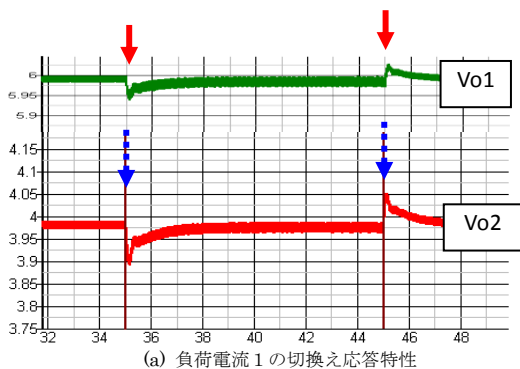
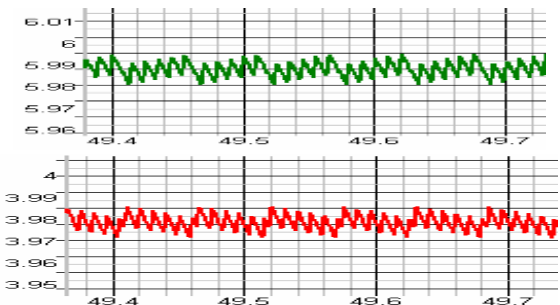


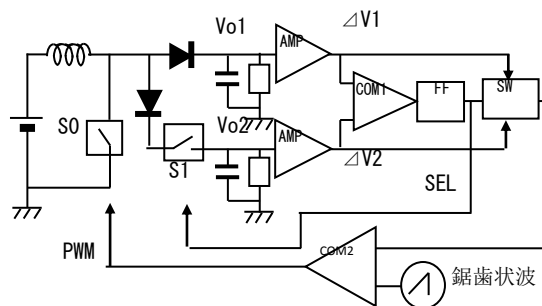
図3 降圧型SIDO負荷応答特性



### 3. 昇圧型SIDO電源

〈3-1〉電源構成と基本動作 昇圧型SIDO電源の構成を図5に示す。基本的な構成は、共通電源部(L, S0)以外は図1の降圧型と類似である。したがって、その基本動作も同等であり、割愛する。

〈3-2〉シミュレーション結果 図6に、各電源の負荷変動時の出力電圧リプル波形を示す。負荷電流は各々 $I_o=0.5$



／0.25Aであり、電圧リプルはセルフ／クロスレギュレーション共に、電源1では $\pm 50$ mVop以下、電源2では調整不十分で $\pm 80$ mVopとやや大きい。今後に微調整する予定である。

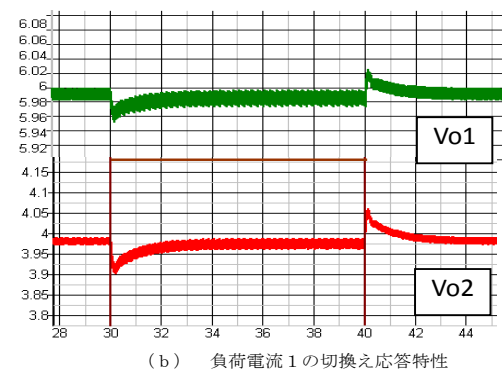
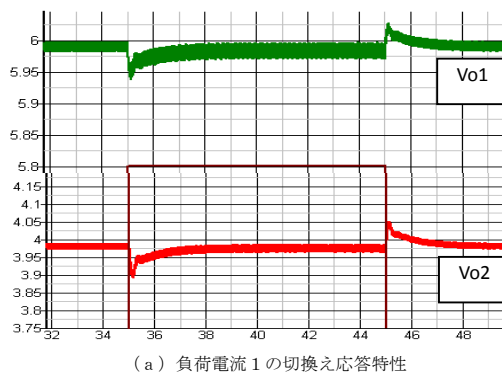


図6 昇圧型SIDO負荷応答特性

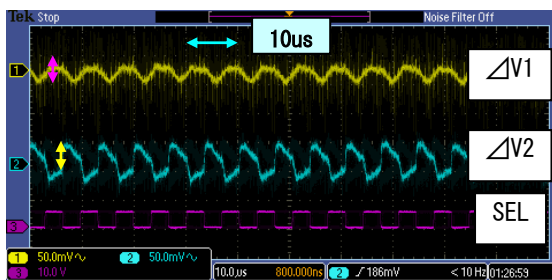


#### 4. 降圧型 S I D O 電源の実装結果

表 2 降圧型実装パラメータ

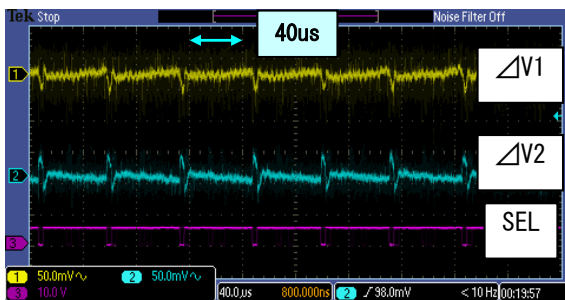
$V_i$	12V
$V_{ref}$	5.84V
$V_{ref2}$	3.83V
$L$	63 $\mu$ H
$C$	470 $\mu$ F
F <sub>PWM</sub>	300KHz

実装した降圧型 SIDO 電源のパラメータを表 2 に、負荷条件に対する出力電圧リプルおよびセルフ/クロス・レギュレーション結果を表 3 に示す。図 7・図 8 に、負荷電流



$$\alpha = I_1/I_2 = 1.12A/0.74A = 1.5$$

図 7 降圧型実装 定常リプル 1



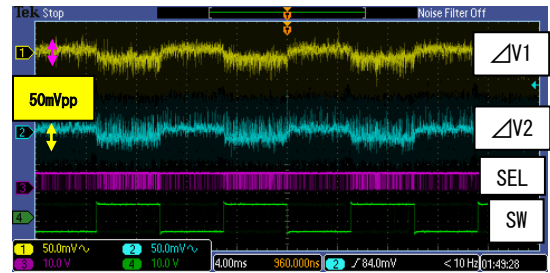
$$\alpha = I_1/I_2 = 1.12A/0.12A = 9.3$$

図 8 降圧型実装 定常リプル 2

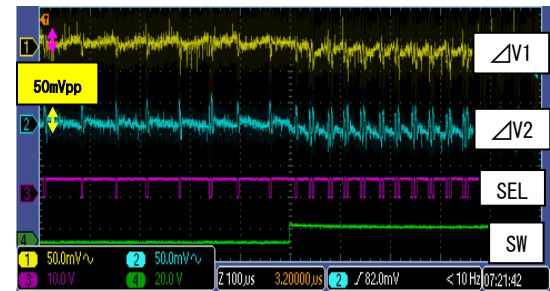
比に対する定常リプル波形を示す。電流比に応じて SEL 信号の周期 TSEL とデューティ DSEL が変化し、図 7 では電流比  $\alpha = 1.5$  で TSEL = 2 · TPWM、DSEL = 0.5、図 8 では  $\alpha = 9.3$  で TSEL = 16 · TPWM、DSEL = 0.1 である。負荷電流比により定常リプルはわずかに変動するが、 $\Delta V_1 \approx 60mV_{pp}$ 、 $\Delta V_2 = 35mV_{pp}$  である。SEL 信号の周期は T = 70 $\mu$ s であり、ほぼ PWM 信号の 21 周期である。

次に負荷変動に対する出力電圧リプル、つまりセルフ・レギュレーションおよびクロス・レギュレーションの実測波形を図 9 に示す。図 9 (a) では、負荷切換え信号 SW に対する SEL 信号および出力リプル  $\Delta V_1$ 、 $\Delta V_2$  を示す。測定条件として、負荷電流 1 を固定 ( $I_1 = 1.12A$ ) し、電流 2 を  $\Delta I_2 = 0.25A$  ( $I_2 = 0.37A/0.12A$ ) と切換え、SW 信号が H 期間で、負荷電流は増大している。電圧リプルの拡大波形を、図 9 (b)(c) に示す。電流変化に対してシュートは見られないが、電圧オフセットが発生している。このオフセット量は、

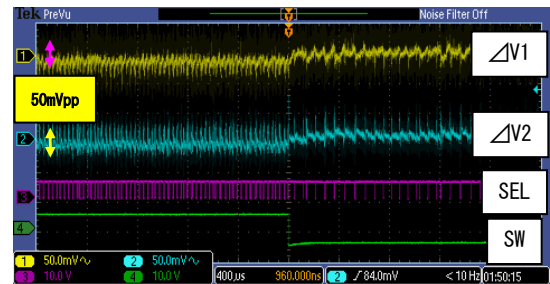
図 8 の電圧リプルと同量であり、類似の要因により発生していると考えられる。



(a) 全体レギュレーション特性



(b) 電源 1 負荷変化 (増加)



(c) 電源 1 負荷変化 (減少)

図 9 降圧型実装レギュレーション特性

表 3 実装条件と測定結果

	定常状態 1	定常状態 2	負荷変動前	負荷変動後
$V_{o1}$	5.84V	5.84V	5.84V	5.84V
$V_{o2}$	3.83V	3.83V	3.83V	3.83V
$I_1$	1.12A	1.12A	1.12A	1.12A
$I_2$	0.12A	0.74A	0.12A	0.37A
$\Delta V_{out1}$	35mV	35mV	40mV	30mV
$\Delta V_{out2}$	55mV	65mV	50mV	45mV

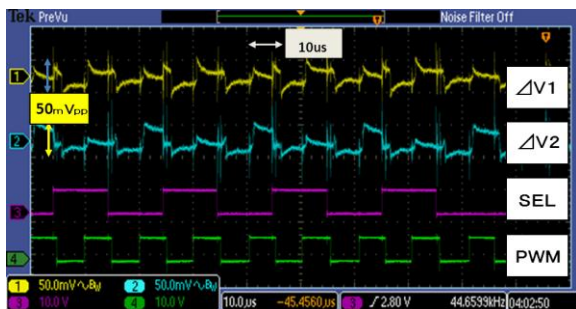
#### 5. 昇圧型 S I D O 電源の実装結果

実装した昇圧型 SIDO 電源のパラメータを表 4 に、負荷条件に対する出力電圧リプルおよびセルフ/クロス・レギュレーション結果を表 5 に示す。図 10・図 11 に、負荷電流比に対する定常リプル波形を示す。電流比に応じて SEL 信号の周期 TSEL とデューティ DSEL が変化し、図 10 では電流比  $\alpha = 1.2$  で TSEL = 2 · TPWM、DSEL = 0.5、図 11 では電源 2 の負荷電流が変化し、 $\alpha$

=1.2/0.61 で SEL 信号のデューティも変化していることが分かる。負荷電流比による定常リプルの変化は少なく、 $\Delta V1 \approx 60\text{mVpp}$ 、 $\Delta V2 = 80\text{mVpp}$  とやや大きく、今後にグランド周りのノイズ低減が必要である。負荷電流変化によりわずかにオフセットが出ているが、位相遅れ補償により改善できる。

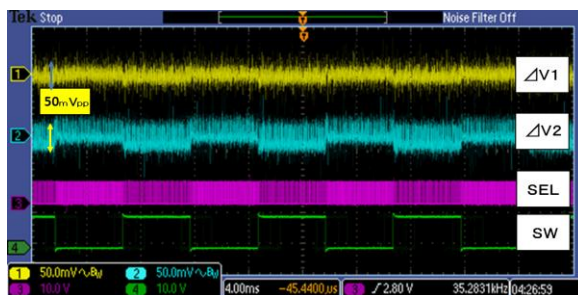
表 4 実装条件と測定結果

$V_i$	4.5V
$V_{ref1}$	5.95V
$V_{ref2}$	4.78V
L	44 $\mu$ H
C	940 $\mu$ F
F <sub>PWM</sub>	100KHz

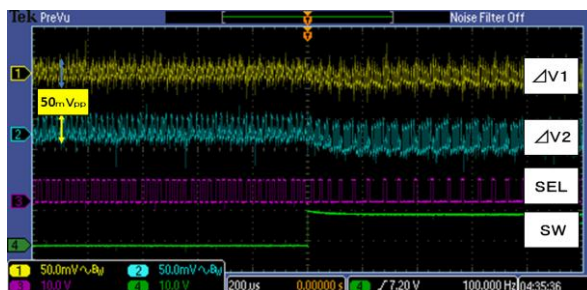


$$\alpha = I1/I2 = 0.27\text{A}/0.22\text{A} = 1.2$$

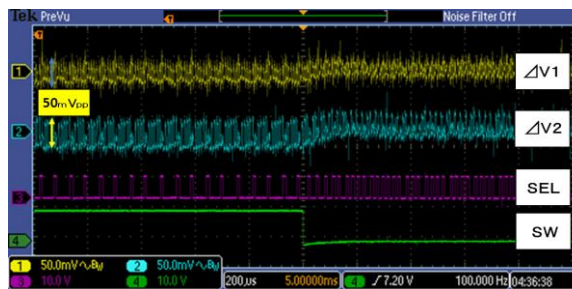
図 10 昇圧型実装 定常リプル



(a) 全体レギュレーション特性



(b) 電源 2 負荷変化 (増加)



(c) 電源 2 負荷変化 (減少)

図 11 昇圧型実装レギュレーション特性

表 5 実装条件と測定結果

	定常状態	負荷変動前	負荷変動後
$V_{o1}$	5.93V	5.93V	5.93V
$V_{o2}$	4.75V	4.75V	4.75V
$I_1$	0.27A	0.27A	0.27A
$I_2$	0.22A	0.22A	0.36A
$\Delta V_{out1}$	60mV	55mV	65mV
$\Delta V_{out2}$	80mV	75mV	85mV

## 6. まとめ

単インダクタ 2 出力 DC-DC コンバータにおいて、両電圧誤差を比較して次の周期の制御対象電源を選定して PWM 制御する、擬似  $\Delta\Sigma$  変調方式 SIDO 電源を開発した。シミュレーションにより降圧型/昇圧型電源のリプル特性および負荷応答特性を確認した。

これに基づき、降圧型 SIDO 電源を実装評価し、負荷電流比  $\times 1.5$  倍 ( $I_1=1.12\text{A}$ ,  $I_2=0.74\text{A}$ ) 時および 9.3 倍 ( $I_1=1.12\text{A}$ ,  $I_2=0.12\text{A}$ ) 時において、出力電圧リプル  $\Delta V1=35\text{mVpp}$  および  $\Delta V2=60\text{mVpp}$  を得た。また、負荷電流変化に対するセルフ/クロス・レギュレーション特性では、電圧シュートは見られないが、同量の電圧オフセットを確認した。今回はディスクリート配線による実装であり、また特性アジャストも不十分と思われる。今後、パターン基板に実装して性能改善を図っていく。

## 文 献

- (1) 小堀康功, 他, “単一インダクタンス 2 出力 DC-DC コンバータにおける新制御方式”, 電気学会栃木群馬研究会, 桐生 (2012 年 2 月)
- (2) Y. Kobori, et.al, "Single Inductor Dual Output DC-DC Converter Design with Exclusive Control", IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems, Kaohsiung, Taiwan (Dec. 2012).
- (3) 小堀康功, 他, 「擬似  $\Delta\Sigma$  変調 単一インダクタ 2 出力 DC-DC スwitching 電源,」 電気学会 電子回路研究会, ECT-12-100 東京 (2012 年 12 月)

## 単一インダクタ 2 出力昇圧形 DC-DC スイッチング電源回路の検討

朱秋霖, 小堀康功, 岡田考志, 吳澍, 李慕容, 趙峰, 権力 (群馬大学),  
小田口貴宏, 山口哲二, 上田公大 (AKM テクノロジー), 松田順一 (旭化成パワーデバイス),  
高井伸和, 小林春夫 (群馬大学)

### Single-Inductor Dual-Output DC-DC Boost Converter with Current Mode Control

Qiulin Zhu\*, Yasunori Kobori, Takashi Okada, Shu Wu, Muron Li, Feng Zhao, Li Quan (Gunma University)

Takahiro Odaguchi, Tetsuji Yamaguchi, Kimio Ueda (AKM Technology Corporation)

Jun-ichi Matsuda (Asahi-Kasei Power Devices Corporation) Nobukazu Takai, Haruo Kobayashi (Gunma University)

**Abstract** This paper presents a new control topology using current mode hysteresis for the single-inductor dual-outputs DC-DC boost converter. With an exclusive inductor, we can get two different output voltages respectively. In this work, the control topology does not need any complicated blocks and can provide quick response. The simulation results demonstrate the effectiveness of our proposed approach.

キーワード : DC-DC 昇圧コンバータ、単一インダクタ・マルチ出力電源  
(DC-DC boost converter, single inductor dual-output)

### 1. はじめに

電子機器に向け、多くの電源回路が設計されている。その中、省電力化、性能向上なため設計する直流電源が高まっている。更に多出力の直流電圧を電子機器に供給するのが注目されている。一方、小型軽量化、低コスト化が重要な課題になって来たため、一つのインダクタにより、スイッチング電源が複数の直流電圧を出力するシングルインダクタ・マルチ出力電圧 (Single-Inductor Multiple-Outputs: SIMO) 電源が検討されている。<sup>(1)</sup>

従来のSIMO電源の制御方法は二つに大別できる。

- ①インダクタを充電し、放電する時に電源 1 にエネルギーを分配する。次にインダクタを再び充電し、放電する時に電源 2 にエネルギー分配する。<sup>(2)</sup>
- ②インダクタを充電し、放電する時に二つ電源にそれぞれにエネルギーを分配する。<sup>(3)</sup>

ここで、第1の方法のメリットはクロス・レギュレーション

ンが良いことである。第2の方法のメリットは精度が高いことである。

本論文では、単出力昇圧電源とSIDO昇圧形DC-DCコンバータの基本構造、動作原理を紹介し、またシミュレーション結果を報告する。

### 2 SIDO昇圧形DC-DCコンバータ

#### 2.1 単出力昇圧電源の基本構造と動作結果

単出力昇圧電源回路構成を図1に、昇圧電源の信号波形を図2に示す。ピーク電流センサーでセンスする電圧 $V_{CS}$ と誤差電圧 $V_{EA}$ を比較して、スイッチを制御する。

$V_{EA} > V_{CS}$ の時: 駆動されるスイッチ $S_0$ がONの時、インダクタの電流が増加する。その時に、電圧 $V_{CS}$ も上昇する。

$V_{CS} > V_{EA}$ の時: スイッチ $S_0$ がOFFになり、インダクタの電流が減少し、インダクタのエネルギーは負荷側コンデンサに供給される。

CLK信号の立上がり時にシステムが1周期リセットされる。

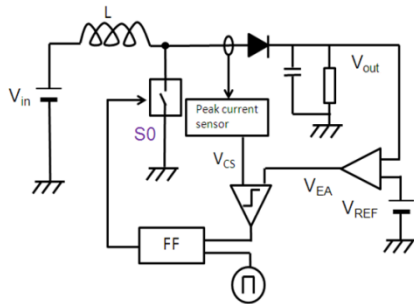


図1 単出力昇圧電源回路構成.

Fig.1 Boost converter circuit topology.

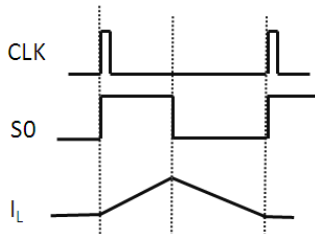


図2 昇圧電源の信号波形

Fig.2 Signal waveforms in the boost converter.

## 2.2 SIDO基本回路構造

SIDO昇圧形DC-DCコンバータの基本構成を図3に示す。 $V_{PCS}$ はピーク電流センサーでセンスする電圧であり、 $V_{EA1}$ は出力1の誤差電圧であり、 $V_{REF}$ は2電源の基準電圧の差であり、 $V_{LCS}$ は負荷電流センサーでセンスする電圧である。回路は $V_{out1} > V_{out2}$ と設計する。

図3において、まずロジック制御回路の出力の信号により駆動されるスイッチS1をONにし、インダクタに電流を流してエネルギーを供給する。インダクタの充電が終了後にスイッチS2、S3を順番にONにする。インダクタはエネルギーを放電し負荷側のコンデンサに充電する。設定した最低電圧に達すると、S4がONとなる。制御の信号が「H」の時に、スイッチがONである。

SIDO電源の信号波形を図4に示す。本制御方式は電流ヒステリシスを用いている。ピーク電流センサーを通してインダクタのピーク値を決定する。つまりスイッチS1がONする時間が決まる。インダクタの放電する期間で2電源が順番に電流を供給する。 $V_{out1}$ が先に電流を得る。基準電圧として $V_{REF}$ を

達すると、S3が切り替わり、 $V_{out2}$ に電流を供給する。出力電圧の安定のため二つの出力の負荷電流センサーでセンスする $V_{LCS}$ がインダクタのボトム電流が制限される。次の周期までフリーホイールスイッチ(S4)を制御される。

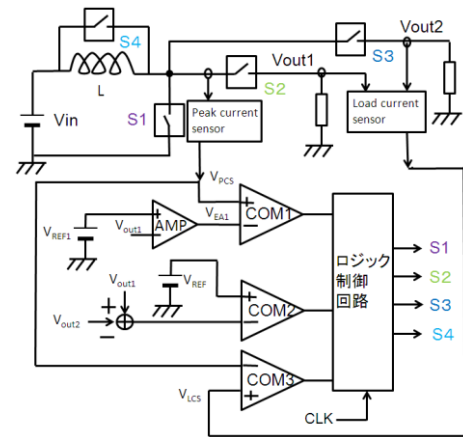


図3 提案SIDO回路基本構成.

Fig.3 Proposed basic SIDO circuit.

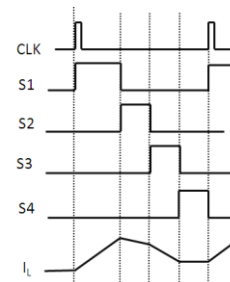


図4 SIDO電源の信号波形.

Fig.4 Signal waveforms in the proposed SIDO circuit.

## 2.3 制御回路構造

制御論理回路を図5に、制御回路の動作を表1と図6に、示す。 $\Delta V$ が二つの出力の差であり、 $V_{COM1}$ がコンパレータ1の出力であり、 $V_{COM2}$ がコンパレータ2の出力であり、 $V_{COM3}$ がコンパレータ3の出力である。

二つのDフリップフロップのDポートが「H」(高レベル)に設定される。まず、CLK信号をHレベルにし、 $V_{PCS} < V_{EA1}$ の関係より、コンパレータ1に「L」(低レベル)信号が出力される。 $\Delta V < V_{REF}$ のため、コンパレータ2に「H」が出力される。また、 $V_{LCS} < V_{PCS}$ の関係により、コンパレータ3に「L」が出力さ

れる。その時にRSフリップフロップのQ2が「H」となり、NQ2が「L」となる。そして、Dフリップフロップ2のQ3が「L」となり、NQ3が「H」となる。コンパレータ1とコンパレータ2をNORしてNQ2とANDして「L」信号をDフリップフロップ1のCLKに入れる。その時にQ1に「L」になり、NQ1に「H」になる。するとQ1とNQ2をNORするスイッチS1がONとなり、Q1とQ2をNORするスイッチS2がOFFになり、NQ1とQ3をNORするスイッチS3がOFFとなり、Q2とNQ3をNORするS4がOFFになる。CLK信号が「L」になる時にQ2とNQ2が前と同じ信号が出力される。インダクタに電流が増加し電圧 $V_{PCS}$ が上昇する。

次に、 $V_{PCS} > V_{EAI}$ の時にコンパレータ1に「H」信号が出力される。RSフリップフロップのQ2が「L」となり、NQ2が「H」となる。2個DフリップフロップのCLK信号がまだ「L」である。すると、S1がOFFになり、S2がONになる。S3とS4がまだOFFである。インダクタの電流が出力1へ流れる。出力電圧 $V_{out1}$ が上がり、電圧 $V_{PCS}$ が下がる。コンパレータ1が「L」に戻る。Q2が「L」とNQ2が「H」信号が出力される。次、 $\Delta V > V_{REF}$ の関係より、コンパレータ2に「L」信号が出力される。この時にDフリップフロップ1のCLK信号が「H」になり、Q1が「H」となり、NQ1が「L」となる。S3がONとなり、S2がOFFとなる。S1とS4が変わらずにOFFの状態である。インダクタのエネルギーが電源2のコンデンサに供給される。電圧 $V_{out2}$ が上がる。コンパレータ2が「H」に戻る時に、Dフリップフロップ1のCLK信号が「L」になる。その時にまたQ1が「H」とNQ1が「L」信号が出力される。

最後、インダクタの電流が負荷側に放電することに従い、負荷電流センサーでセンスする電圧 $V_{LCS}$ が上昇する。 $V_{LCS} > V_{PCS}$ の時に、コンパレータ3が「H」信号が出力される。Dフリップフロップ2のQ3が「H」となり、NQ3に「L」となる。S3がOFFとなり、S4がONとなる。S1とS2がOFFである。インダクタの電流を保持し、CLK信号を次の周期の立ち上がりの時にS1が切り替えられ、このような順序で繰り返す。

### 3. SIDO昇圧形電源の動作結果

#### 3.1シミュレーション結果

動作時のシミュレーション条件を表2に、定常状態時の出力電圧波形を図7に示す。動作とインダクタ電流のシミュレ

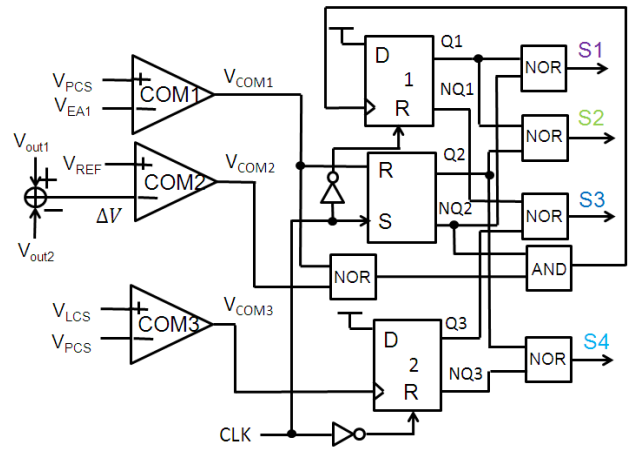


図5 制御論理回路.

Fig.5 Control logic circuit.

表1 制御回路の動作

Table1 Operation of control logic

動作の順序	動作の結果
Step 1: CLK: H→L, $V_{COM1}$ :L, $V_{COM2}$ :H, $V_{COM3}$ :L	S1: ON
Step 2: CLK: L, $V_{COM1}$ :L→H→L, $V_{COM2}$ :H, $V_{COM3}$ :L	S2: ON
Step 3: CLK: L, $V_{COM1}$ :L, $V_{COM2}$ :H→L→H, $V_{COM3}$ :L	S3: ON
Step 4: CLK: L, $V_{COM1}$ :L, $V_{COM2}$ :H, $V_{COM3}$ :L→H→L	S4: ON
Step 5: CLK: H→L, $V_{COM1}$ :L, $V_{COM2}$ :H, $V_{COM3}$ :L (reset)	S1: ON

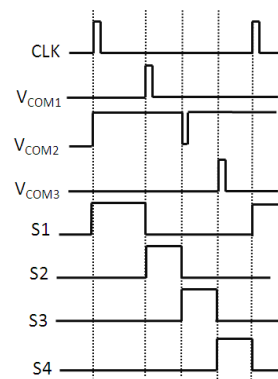


図6 制御回路の動作

Fig.6 Operation of control logic.

ーション結果を図8に示す。負荷電流はいずれも、 $I_{out1} = I_{out2} = 50\text{mA}$ で、出力電圧リップルは $5\text{mVpp}$ より十分に小さい。

次に出力1の負荷電流を $50\text{mA}/100\text{mA}$ と切替えた際の各コンバータの負荷応答特性を図9に示す。出力1のセルフ・レギュレーションは $2\text{mVpp}$ 以下であり、出力2のクロス・レギ



ユレーションも小さい。

### 3.2 負荷電流とレギュレーション特性

2つの負荷電流を50mA/100mAと切替えた際の過渡応答特性を図10に示す。2つの出力とも応答特性がよく、セルフ/クロス・レギュレーションが2 mVpp以下と十分小さい。

表2 シミュレーション条件  
Table2 Simulation conditions

parameter	value
Vin	3V
Vout1	5V
Vout2	7V
L	10uH
C	22uF
F <sub>CLK</sub>	500KHz
Iout1	50mA
Iout2	50mA

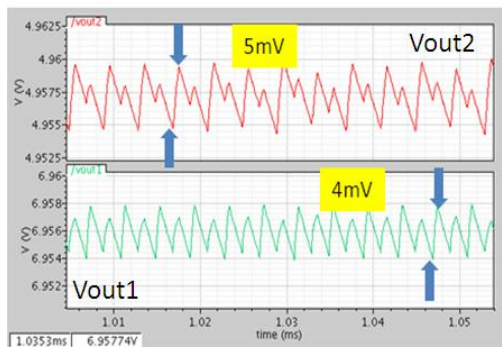


図7 定常時の出力電圧波形 (CCM)

Fig.7 Simulated output voltages at steady state.

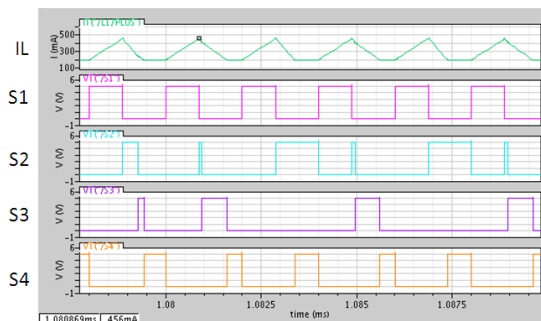


図8 動作とインダクタ電流のシミュレーション結果

Fig.8 Simulated inductor current waveform.

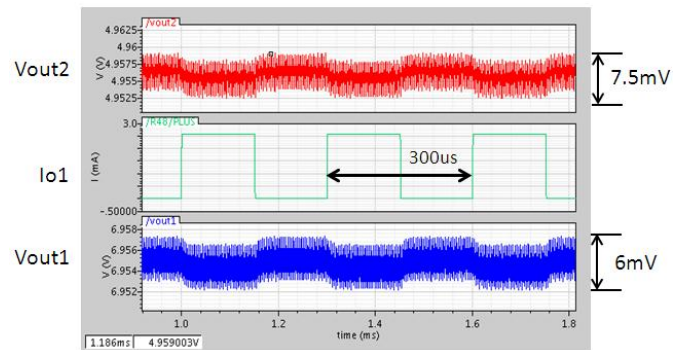


図9 負荷応答特性

Fig.9 Simulated output voltage with response to load change at output 1

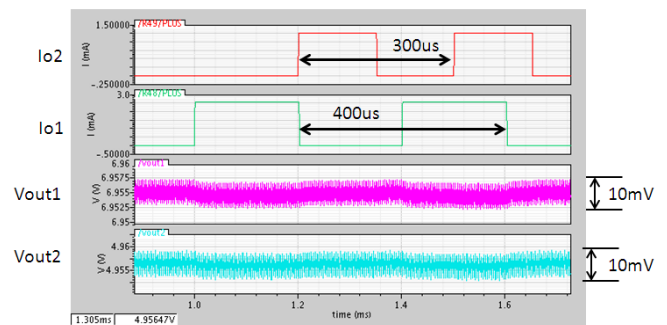


図10 セルフ/クロス・レギュレーション

Fig.10 Simulated self/cross-regulation.

## 4 まとめ

電流ヒステリシス制御方式インダクタ・デュアル出力SIDO昇圧形コンバータを提案し、制御論理回路による一周期間でスイッチが順番にすることをシミュレーションで確認した。負荷電流Iout1=Iout2=50mAの場合に各出力リップルが5 mVpp以下と良好な応答特性を得ている。更にセルフ/クロス・レギュレーションも5 mVpp以下と十分な性能である。

### 文献

- (1) 小堀康功、他「単一インダクタ2出力DC-DCコンバータの制御切替方式の一提案」電気学会 電子回路研究会、ECT-12-026 (2012年3月)
- (2) 長島辰徳、小堀康功、他「ヒステリシス制御DC-DC SIMO電源のシミュレーション結果」電子情報通信学会 集積回路研究会、東京(2012年12月)
- (3) 呉澗、小堀康功、他「シリアル制御方法単一インダクタ2出力昇圧形DC-DC変換器のシミュレーション結果」電子情報通信学会 集積回路研究会、東京 (2012年12月)

# Android 端末を用いた歩行リハビリ支援システムの開発

## —加速度データによる歩行パラメータの算出—

福崎 健志\* 高山 潤一 粗 直樹 向井 伸治 (前橋工科大学)

Development of Walking Rehabilitation Assisting System using Android Tablet Device  
Generating Gait Parameters Based on Acceleration Sensor Data

Takeshi Fukuzaki\*, Junichi Takayama, Naoki Hobo, Shinji Mukai (Maebashi Institute of Technology)

キーワード：リハビリテーション, 歩行分析, 歩行パラメータ, 加速度センサ, Android 端末  
(Rehabilitation, Gait Analysis, Gait parameter, Accelerometer, Android tablet device)

### 1. 緒言

歩行リハビリを行う患者において、歩行分析は自身の回復状態を把握する上で、重要な役割を担っている<sup>(1)</sup>。しかし、歩行動作の測定に用いられる機器は、患者への負担が大きいかことや、計測環境が限られてしまうなどの問題がある<sup>(2)</sup>。

近年、スマートフォンやタブレット端末の普及により、モバイルヘルスケアという新しい技術が生まれ、注目を集めている。これは、スマートフォンやタブレット端末の高いスペックと通信機能を利用し、病院などの医療施設から離れた場所でも患者の検査や診察を行うことができるというものである。モバイルを活用した検査や診察は専用の大型機器を用いる必要がないため、誰でも手軽に使用することができるという利点がある。

本研究では、Android 端末を用いた歩行リハビリ支援システムの開発を目指した。今回は、システム開発の初期段階として、歩行時の加速度データから歩行パラメータの算出を行うプログラムの作成を行った。

### 2. システムの構成と計測方法

#### 〈2・1〉 システム構成

ユーザに装着した加速度センサで計測されたデータを Bluetooth による通信を用いてリアルタイムで Android 端末に送信する。端末では、送信されてきたデータから歩行周期やケイデンスなどの時間的、空間的な歩行パラメータの算出を行い、結果は表やグラフを用いて端末の画面上に表示する。算出結果は端末内に蓄積することで、過去の分析結果として比較対象に用いることができる。分析結果を医師や療法士に送信することで、経過観察やリハビリプログラムを作成するための基礎資料として使用できると考えられる。

#### 〈2・2〉 歩行計測方法

室内での定常歩行の計測を目的とし、3つの加速度センサを用いて計測を行う。加速度センサは、ユーザの上下軸、左右軸、前後軸の3軸における体幹の動きを捉えるため、第二腰椎付近に1つ、歩行時における足の動きと接地時の衝撃加速度を明確に捉えるため、両踝部の外側に1つずつベルトで装着する。サンプリング周波数は100Hzとする。計測した加速度データは Bluetooth を用いた通信により端末に送信し、保存する。

### 3. 歩行パラメータの算出方法

#### 〈3・1〉 歩行パラメータ

算出する歩行パラメータは歩行周期、遊脚期、立脚期、単両脚支持期、ケイデンス(1分間当たりの歩数)、歩行速度、ストライド長(1周期当たりの歩行距離)、体幹動揺量の9項目とした。

#### 〈3・2〉 算出方法

両踝部の加速度データから、つま先離地時間と踵接地時間の検出を行う。歩行周期は踵接地から次に踵接地が発生するまでの時間として算出する。遊脚期はつま先離地から踵接地までの時間、立脚期は踵接地から次のつま先離地までの時間として算出する。定常歩行におけるケイデンス C を算出するため、(1)式を用いる。

$$C = \frac{120 \times S}{T} \quad [\text{steps / min}] \quad (1)$$

ここで、T は定常歩行時間であり、S は歩数である。歩行速度及びストライド長は、算出における誤差を小さくするために遊脚期における踝部加速度の前後方向の変化量を積分することで求める。



表 1 歩行パラメータの算出結果

Table 1. Calculation results of gait parameters.

Gait parameter	Subject A		Subject B		Subject C	
	Left leg	Right leg	Left leg	Right leg	Left leg	Right leg
Walking cycle[sec]	1.03±0.60	1.04±0.01	1.01±0.01	1.01±0.38	1.19±0.01	1.20±0.69
Swing phase[sec]	0.38±0.22	0.38±0.01	0.37±0.03	0.38±0.14	0.46±0.02	0.47±0.27
Stance phase[sec]	0.65±0.38	0.66±0.02	0.64±0.04	0.63±0.24	0.74±0.02	0.74±0.43
Single supporting period[sec]	0.38±0.01	0.38±0.01	0.38±0.02	0.37±0.03	0.47±0.02	0.46±0.02
Double supporting period[sec]	0.14±0.01	0.14±0.01	0.13±0.03	0.13±0.03	0.14±0.02	0.14±0.02
Cadence[step/min]	115.6	115.4	118.8	118.8	100.4	99.7
Walking speed[m/sec]	1.97±0.27	1.62±0.16	2.17±0.24	1.72±0.13	1.53±0.14	1.68±0.21
Stride length[m]	1.51±0.26	1.22±0.14	1.59±0.11	1.31±0.13	1.38±0.13	1.56±0.19

#### 4. 算出結果

##### 〈4・1〉 被験者

システムの最終的な目的はリハビリ患者の歩行分析を行うことだが、本研究ではその第一歩として、健常者を対象として歩行測定を行った。被験者は20代の健常な男性3名である。

##### 〈4・2〉 パラメータの算出および考察

前述した方法に従って算出した被験者の歩行パラメータを表1に示す。健常な男性における歩行パラメータの正常値は、歩行周期が1.08±0.11[sec]、1歩行周期における遊脚期の割合は40%、立脚期の割合は60%程度である。立脚期においては、単脚支持期が1歩行周期の40%、両脚支持期が単脚支持期の前後に10%程度ずつ現れる。ケイデンスは110[steps/min]程度である<sup>(3)</sup>。プログラムによる算出結果と正常値を比較すると、ほぼ同様の数値であることが確認できる。また、どの被験者も周期や遊脚期、立脚期といった時間的パラメータにおいて左右足でほとんど差が無いことが分かる。このことから、被験者は左右の足をバランスよく使った正常歩行をしていると考えられる。

##### 〈4・3〉 Android 端末による算出結果の表示

統合開発環境であるEclipseを用いて、前述した算出方法により歩行パラメータの算出を行い、端末の画面に表示するプログラムを作成した。また、Android 端末のエミュレータであるAndroid Virtual Device(AVD)を用いて、作成したプログラムの動作確認を行った。歩行測定から得た加速度データをエミュレータで仮想した保存領域にtxt形式で保存し、パラメータ算出時に参照している。表示結果の例として、被験者Aの算出結果を端末で表示した画面を図1に示す。算出結果の保存や関係者への送信をすぐに行えるように、画面表示中に端末に備わっているメニューボタンを押すことで、それらの機能へのショートカットボタンを表示する機能を実装している。算出結果を保存する際、ファイル名を日付にすることで過去のデータとして参照しやすいようにしている。

	左足	右足
歩行周期 [sec]	1.01±0.01	1.01±0.38
遊脚期 [sec]	0.37±0.03	0.38±0.14
立脚期 [sec]	0.64±0.04	0.63±0.24
単脚支持期 [sec]	0.38±0.02	0.37±0.03
両脚支持期 [sec]	0.13±0.03	0.13±0.03
ケイデンス [step/min]	118.8	118.8
歩行速度 [m/sec]	2.17±0.24	1.72±0.13
ストライド長 [m]	1.59±0.11	1.31±0.13
遊脚期の割合 [%]	36.6	37.6
立脚期の割合 [%]	63.4	62.4

図1 端末による歩行パラメータの表示例

Fig. 1. An example of gait parameters displayed by tablet device.

#### 5. 結言

本研究では、Android 端末を用いた歩行リハビリ支援システムの開発の初期段階として、健常者の両踝部の加速度データから歩行パラメータを算出するプログラムを作成した。算出結果について健常者歩行における正常値と比較したところ、ほぼ同様の数値が得られた。これにより、本プログラムの精度の有用性を確認することができた。今後は、リハビリ患者の歩行パラメータ算出を行いたい。

#### 文 献

- (1) 臨床歩行分析研究会編：「歩行関連障害のリハビリテーションプログラム入門」，医歯薬出版（2005）。
- (2) 粗直樹，他4名：「歩行足跡分析装置を用いたリハビリ歩行の計測と評価に関する事例研究」，日本福祉工学会誌，Vol.13, No.2, pp.32-38（2011）。
- (3) 中村隆一，他2名：「基礎運動学」，医歯薬出版（2003）。

# 過渡波形成形PWMを適用した Hブリッジ形降圧チョッパの実験的検討

森 雄生\*, 船渡 寛人 (宇都宮大学), 小笠原 悟司 (北海道大学), 岡崎 文洋, 廣田 幸嗣 (カルソニックカンセイ株式会社)

## Experimental investigation of H-bridge type step-down converter applied modified transient PWM (MT-PWM)

Takao Mori\*, Hirohito Funato (Utsunomiya University), Satoshi Ogasawara (Hokkaido University), Fumihiro Okazaki, Yukitsugu Hirota (Calsonic Kansei Co., Ltd.)

キーワード: EMI, AM ラジオ帯高調波, ゲートドライバ, Hブリッジ, モータドライバ (EMI, harmonics of AM radio band, gate driver, H-bridge, motor driver)

### 1. まえがき

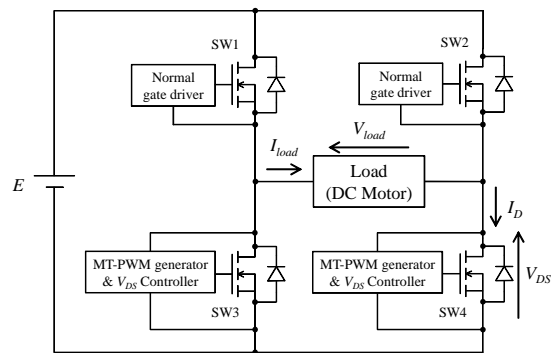
IGBT などの電力変換器用素子の発展に伴い、パワーエレクトロニクス機器による EMI/EMC の問題が指摘されている。この EMI は、電力変換器の出力電圧および電流の急峻な立ち上がり及び立ち下がり部分（以下、立ち上がり部分）に起因し、これを低減させるために、スイッチング波形の立ち上がり部分を変化させる手法についてはいくつかの論文が発表されている<sup>(1)(2)</sup>。

著者らは、スイッチング波形の立ち上がり部分を変化させることで AM ラジオ帯など特定の高調波を低減させる手法と、上述のスイッチング波形（以下、MT(Modified Transient)-PWM）を実現するためのゲート駆動回路と波形発生器（以下、それぞれ  $V_{DS}$  制御回路、MT-PWM 生成回路）について検討を行い、チョッパ回路としての完成をみた<sup>(3)(4)</sup>。本稿では、文献<sup>(3)</sup>、<sup>(4)</sup>で提案し、シミュレーションにより動作を確認した H ブリッジ形の降圧チョッパ回路について、実機を製作しその諸特性を測定したので報告する。

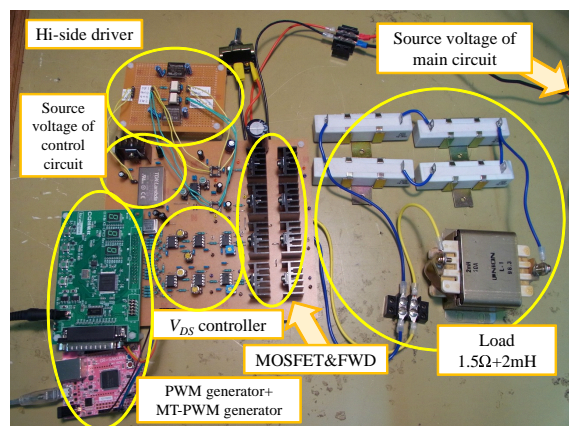
### 2. MT-PWM を適用した H ブリッジ形降圧チョッパ回路

**〈2・1〉 回路構成** 本研究で提案している H ブリッジ形の降圧チョッパ回路を図 1(a) に示す。この回路では構成を簡単にするため、ローサイドのスイッチで PWM 制御を行う。なお、ローサイドスイッチのドライバには通常のゲートドライバではなく、通常の PWM 信号から MT-PWM を生成する MT-PWM 生成回路と、MT-PWM 通りに MOSFET のドレイン-ソース間電圧を制御する  $V_{DS}$  制御回路を用いている。製作した H ブリッジ回路を図 1(b) に示す。この回路において、電源電圧は 12 V とし、負荷として、DC モータの代わりに  $1.5 \Omega$  の抵抗と 2 mH のインダクタを組み合わせた誘導負荷を用いた。

**〈2・2〉 各種特性の測定** 図 1(a) のチョッパ回路を動作させた際の結果を示す。まず、負荷電圧の極性が正で、ス



(a) Circuit configuration of H-bridge circuit



(b) Photograph of converter.

図 1 MT-PWM を適用した H ブリッジ型降圧チョッパ回路

Fig. 1. H-bridge type step-down converter applied MT-PWM

スイッチング波形に MT-PWM を用いた場合における MOSFET (SW4) のドレインソース間電圧  $V_{DS}$  とドレイン電流  $I_D$  のターンオフ、ターンオン波形をそれぞれ図 2(a), (b) に示す。応答の遅れなどの影響で波形が若干劣化しているものの、MT-PWM を再現していることが確認できる。また、電流  $I_D$  のオフ時は 0 A となり、チョッパとし

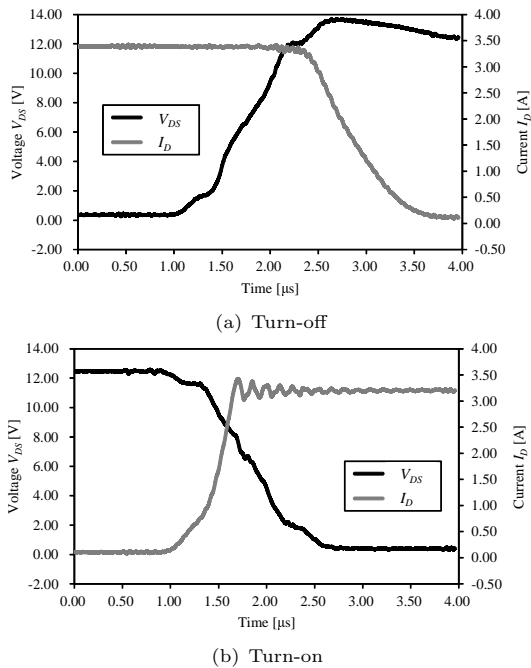


図2 MT-PWMを適用したスイッチング波形  
Fig. 2. Switching transient of MOSFET

て動作していることが確認できる。次に、スイッチング波形に台形波を用いた場合と、MT-PWMを用いた場合のスペクトラムをそれぞれ図3(a), (b)に示す。低減帯全域で低減効果が見られ、中心の1100 kHz付近においては最大10dBの低減効果が得られた。最後に、負荷電圧の極性を正から負に切り替えた時の負荷電圧と負荷電流の波形をそれぞれ図3(a), (b)に示す。10 msにおいて正常に切り替えが行えていることが確認できる。よって、Hブリッジ回路にMT-PWMを適用しても、一般的な回路と同様の特性を示し、かつ高調波の低減効果も得られることが確認できた。

### 3. まとめ

本稿では、MT-PWMをHブリッジ形降圧チョップ回路に適用した。その結果、一般的なHブリッジ回路と同等の機能を実現でき、かつ高調波の低減効果が10 dB得られることが確認できた。今後の課題として、伝導・放射ノイズの特性の測定を行い、EMIの低減効果の実証を行うことと、EMIフィルタとの損失・搭載スペースの比較、DCモータドライブへの適用が挙げられる。

### 文 献

- (1) A.Karvonen, T.Thiringer, P.Futane, T.Tuveson, H.Holst: "Reduction of EMI in Switched Mode Converters by Shaped Pulse Transitions", SAE Technical Paper, 2007-01-0361 (2007)
- (2) N.Oswald, B.H.Stark, D.Holliday, C.Hargis, B.Drury: "Analysis of Shaped Pulse Transitions in Power Electronic Switching Waveforms for Reduced EMI Generation", IEEE Trans. on IA, Vol.47, No.5, pp.2154-2165 (2011)
- (3) Takao Mori, Hirohito Funato, Satoshi Ogasawara, Fumihiro Okazaki, Yukitsugu Hirota, "H-bridge Step-Down Converter

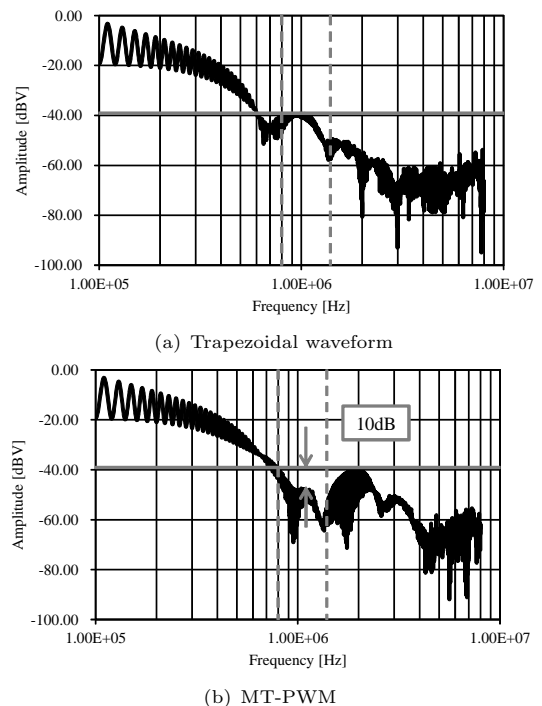


図3 MOSFET  $V_{DS}$  の周波数スペクトラム  
Fig. 3. Spectrum of MOSFET  $V_{DS}$

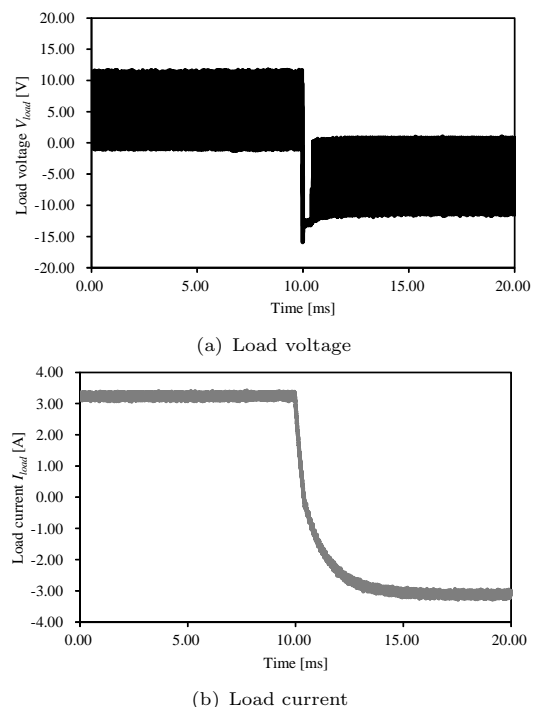


図4 負荷電圧・電流波形

Fig. 4. Waveform of load voltage and current

- Applied Proposed Switching Transient Waveform Modification to Reduce Specific Harmonics", The 1st International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA 2012), No.106 (2012-11)
- (4) 森雄生, 船渡寛人, 小笠原悟司, 岡崎文洋, 廣田幸嗣: 「改良型過渡波形形成 PWM を適用した H ブリッジ型降圧チョップ」, 電気学会産業応用部門半導体電力変換研究会, SPC-13-037 (2013-1)

# インバータ分散型電源の仮想同期発電機による同期化力向上策の検討

小野 晋也 甲斐 隆章 (小山工業高等専門学校)

## Study of Synchronizing Power by Inverter with Virtual Synchronous Generator

Shinya Ono, Takaaki Kai

キーワード：仮想同期発電機, インバータ, 同期化力, 分散型電源

Keywords : virtual synchronous generator , inverter , synchronizing power, dispersed generator

### 1. 研究背景・目的

現在環境保護の目的や脱原発の世論の高まりにより火力・原子力発電から太陽光・風力発電等再生可能エネルギーへの転換が求められている。現在のところこれらの発電方式はエネルギー変換効率や電力供給が不安定である等の問題から普及目標に達していないが、今後普及が期待されている。

太陽光・風力発電システムではほとんどの場合インバータを介して電力系統に連系して運転されている。しかしこれらのインバータは電流制御方式であり同期発電機のように同期化力・制動力を有していないため、電力安定度向上には貢献できない。このため普及が進めば電力系統の安定度が低下する問題が発生する。

以上の背景から本論文では電力系統安定度にご貢献する分散型電源として、仮想同期発電機を用いたインバータ制御方式を提案する。

### 2. 電流制御形インバータの問題点

電流制御形インバータは同期化力・制動力を有していないので、系統解列して直ちに再連系しても運転停止になる場合がある。その一例として太陽光発電からインバータを介して電力系統へ 250kW 供給している条件で、2.0~2.5 秒の間系統解列してその間インバータから 250kW の負荷に電力供給し、更に 2.5 秒で再連系した場合に安定運転できるかどうかシミュレーションによって確認した。図 1 にインバータ電流を示す。

図 1 より連系時の電流は 0.38kA(最大値)であるが、2.50 秒で再連系した後は不安定となり 2.56 秒の時点で過電流 5.64kA(最大値)が発生していることが分かる。通常はインバータ保護のための過電流保護リレーの電流設定値は定格

電流の 2 倍程度 (0.76kA) に設定されているため、この場合再連系直後の 2.52 秒で運転停止状態になる。

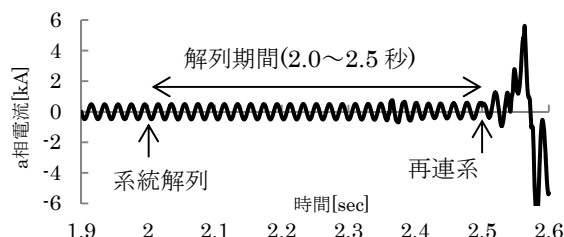


図 1 電流制御形インバータ電流

Fig. 1 Current of Inverter by Current Control

### 3. 仮想同期発電機によるインバータ制御方式

電力系統に連系された同期発電機の運動方程式から導かれる揺動方程式を (1) 式に示す。

$$\frac{M}{\omega_0} \frac{d^2 \delta}{dt^2} + \frac{D}{\omega_0} \frac{d\delta}{dt} = D + P_{pv} - P_{inv} \quad (1)$$

ただし  $M$ : 慣性定数 [秒],  $D$ : 制動係数 [pu],  $\delta$ : 位相角 [rad]  
 $\omega_0$ : 定格角周波数 [rad/秒],  $P_{inv}$ : インバータ出力電力 [pu]  
 $P_{pv}$ : 分散型電源出力電力 [pu]

(1) 式に示す仮想同期発電機を用いて同期化力を付加したインバータ電源の制御方式を図 2 に示す<sup>[1]</sup>。

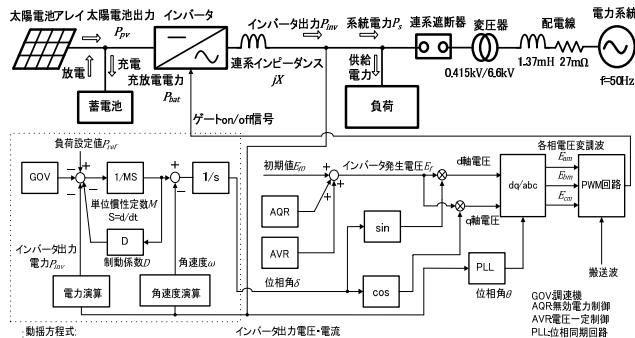


図 2 仮想同期発電機を用いたインバータ制御方式  
 Fig. 2 Control Block Diagram of Inverter with Virtual Synchronous Generator

\* 小山工業高等専門学校 電気情報工学科  
 〒323-0806 小山市大字中久喜 771  
 Department of Electrical and Computer Engineering  
 Oyama National College of Technology,  
 771 Nakakuki Oyama City, Tochigi 323-0806

インバータ発生電圧 $E_f$ はインバータ発生電圧初期値 $E_{f0}$ とAQR及びAVR出力の和とし、その位相角はインバータ端子電圧 $V$ に対して同式から求めた位相角 $\delta$ だけ進みとする。またこの式右辺の太陽光発電出力 $P_{pv}$ とインバータ出力電力 $P_{inv}$ との差はインバータの直流回路に設置した蓄電池にて充放電し供給する。PSCAD/EMTDCによるシミュレーションによってこのインバータ電源の同期化性能を検討した。

#### 4. シミュレーション結果

提案するインバータ制御方式について同期化力が付加されていることを確認するため、太陽光発電からインバータを介して電力系統へ250kWの電力を供給している状態において2.0秒で連系遮断器を開放して系統解列し、0.2秒、0.5秒、1.0秒後に再連系した場合に安定運転可能かどうかシミュレーションによって確認した。この場合の定数について表1に示す。ただし、系統解列中のインバータ負荷は0kW、170kW、340kWとした。

表1 インバータ定数  
Table.1 Inverter Constants

慣性定数 $M$	4[sec]
制動係数 $D$	24[pu]
端子電圧 $V$	1.0[pu]
発生電圧初期値 $E_{f0}$	1.2[pu]
系統連系時位相角 $\delta_0$	0.53[rad]
連系リアクタンス $X$	0.625[pu]

その結果を表2に示すが、いずれのケースとも解列中及び再連系後において安定運転状態を維持することが確認された。この表には位相角 $\delta$ のシミュレーション結果から求めた減衰比 $\lambda$ と動揺周期 $T$ についても示している。

この中で解列時間が0.5秒で解列中のインバータ負荷が170kWの条件でのインバータ有効電力 $P_{inv}$ 及び無効電力 $Q_{inv}$ を図3(a)、インバータ電流、位相角 $\delta$ を同図(b)、(c)に示す。同期化力について定量的に評価するため(1)式を線形近似して減衰比 $\lambda$ と動揺周期 $T$ の線形近似理論値を求めた結果を次式に示す。

$$\frac{d^2 \Delta \delta}{dt^2} + \frac{D}{M} \frac{d \Delta \delta}{dt} + \frac{\omega_0 E_f V \cos \delta_0}{M X} \Delta \delta = 0 \quad (2)$$

$$\lambda = \exp\left(\frac{-2\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\right) \quad T = \frac{2\pi}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}} \quad (3)$$

$$\text{ただし } \zeta = \frac{D}{2M\omega_n} \quad \omega_n = \sqrt{\frac{\omega_0 E_f V \cos \delta_0}{M X}}$$

この理論値を基準に位相角 $\delta$ のシミュレーション値から求めた減衰比 $\lambda$ 及び動揺周期 $T$ との差を表2の括弧内で示す。減衰比 $\lambda$ について理論値との差は-36.7%~111.67%であり、減衰周期 $T$ については-8.23%~3.15%である。この結果から提案するインバータ電源は動揺方程式の線形近似から求めた同期化力より最大3割程度減少であることが確認できた。

#### 5. あとがき

仮想同期発電機によるインバータ電源に対して同期化力・制動力が付加され、これが安定度向上に貢献することを確認できた。

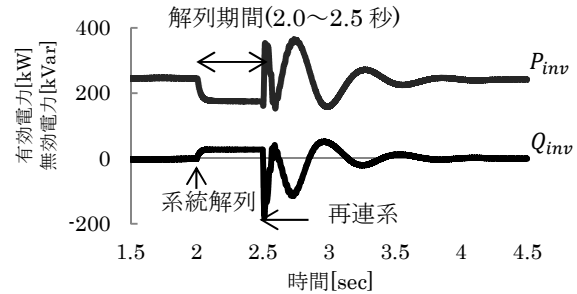
今後は系統短絡事故時における運転継続性能(FRT)について検討することが課題である。

表2 提案方式のシミュレーション結果

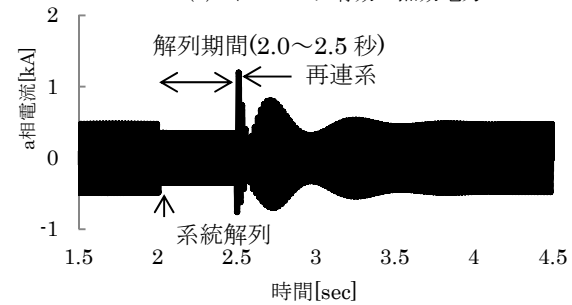
Table.2 Simulation Results of Proposed Scheme

系統解列中のインバータ負荷	項目	系統解列時間		
		0.2[sec]	0.5[sec]	1.0[sec]
0[kW]	再連系後	安定運転	安定運転	安定運転
	$\lambda$ (差[%])	0.114 (-36.67)	0.326 (81.11)	0.381 (111.67)
	$T$ [sec] (差[%])	0.589 (3.15)	0.552 (-3.33)	0.524 (-8.23)
170[kW]	再連系後	安定運転	安定運転	安定運転
	$\lambda$ (差[%])	0.179 (-0.56)	0.172 (-4.44)	0.136 (-24.44)
	$T$ [sec] (差[%])	0.557 (-2.45)	0.569 (-0.35)	0.564 (-1.23)
340[kW]	再連系後	安定運転	安定運転	安定運転
	$\lambda$ (差[%])	0.179 (-0.56)	0.227 (26.11)	0.249 (38.33)
	$T$ [sec] (差[%])	0.578 (1.23)	0.585 (2.45)	0.561 (-1.75)

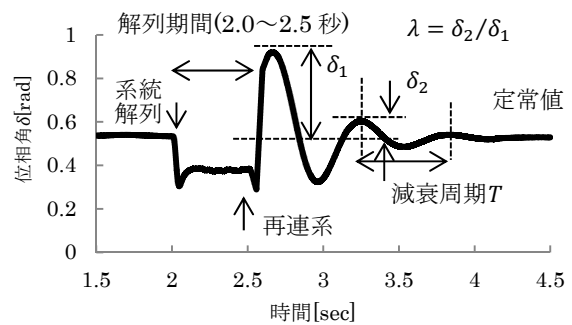
(2)式と表1条件より求めた線形近似理論値: $\lambda=0.180$ 、 $T=0.571$ [sec]



(a) インバータ有効・無効電力



(b) インバータ電流



(c) 位相角

図3 提案方式のシミュレーション結果

Fig.3 Simulation Results of Proposed Scheme

#### 文献

- [1] 崎元 謙一, 三浦 友史, 伊瀬 敏史: 「仮想同期発電機によるインバータ連系形分散電源を含む系統の安定化制御」, 電気学会論文誌B(2012年4月)

# 仮想同期発電機で制御されるインバータ分散型電源の自立運転性能

加古 悠一朗 甲斐 隆章 (小山工業高等専門学校)

## Study of Independent operating for Inverter with Virtual Synchronous Generator

Yuichiro Kako, Takaaki Kai (Oyama National Collage of Technology)

キーワード：仮想同期発電機,インバータ,自立運転

Keywords : Virtual Synchronous Generator, Inverter,Independent operating

### 1. はじめに

原子力発電所事故をきっかけに、脱原発と、それに伴う新エネルギーの開発、導入拡大の声が高まっている。新エネルギーによる発電にはインバータ電源を介した電力系統の連系が基本となっているが、この方式は系統電圧の位相を基準に有効・無効電力を制御するため、このままでは停電等による系統電源の喪失時には安定した自立運転ができないので、制御方式を切り替える必要がある。また、電流制御されたインバータは同期化力や制動力を有していないため、系統安定度が低下する問題がある。

これらの問題を解決するため、仮想同期発電機によって制御されるインバータ電源を提案した。この方式では、系統連系運転時と同じ制御方式で自立運転が可能である特徴を有する。本研究では仮想同期発電機を採用したインバータ電源に対して、自立運転性能について報告する。

図1に、電流制御形インバータの自立運転性能について、連系運転状態から t=3 秒で連系遮断器を開放して自立運転に移行させて、シミュレーションにより確認した結果を示す。

同図(a)は系統連系時の出力電流波形で、正弦波であり同図(c)に示す様に有効、無効電力出力は制御可能である。しかし自立運転状態では同図(b)に示す様に電流波形は矩形波となり同図(c)に示す様に出力電力は制御不能である。これは自立運転状態でも喪失された系統電圧の位相を基準に制御しているためであり、この状態で安定運転を維持するためには、運転停止して基準電圧を別途設定する必要がある。

### 3. 仮想同期発電機によるインバータ制御方式

この改善策として仮想同期発電機で制御されるインバータを提案する。これは、以下に示す同期発電機の動揺方程式から導出される位相角  $\delta$  をインバータ出力電圧の位相と設定することにより有効・無効電力を制御するものである[1]。

$$M \frac{d^2 \delta}{\omega_0 dt} + \frac{D}{\omega_0} \frac{d\delta}{dt} = D + P_{array} - P_{inv} \dots (1)$$

ただし、 $M$ :慣性定数 (sec),  $D$ :制動係数(pu),  $\omega_0$ :定格角周波数(rad/s),  $\delta$ :位相角(rad),  $P_{array}$ :分散型電源出力(pu),  $P_{inv}$ :インバータ出力電力(pu)

この式に基づいて構成した制御回路のブロック図と主回路を図2に示す。このブロック図を基に PSCAD/EMTDC によって製作した主回路と制御回路を用いて、自立運転性能についてシミュレーションを行った。

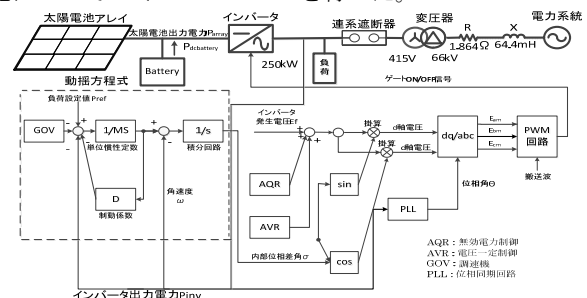


図2. 仮想同期発電機による制御ブロック図  
Fig. 2 Control Block Diagram of Inverter with Virtual Synchronous Generator

### 2. 従来のインバータ制御方式の自立運転性能

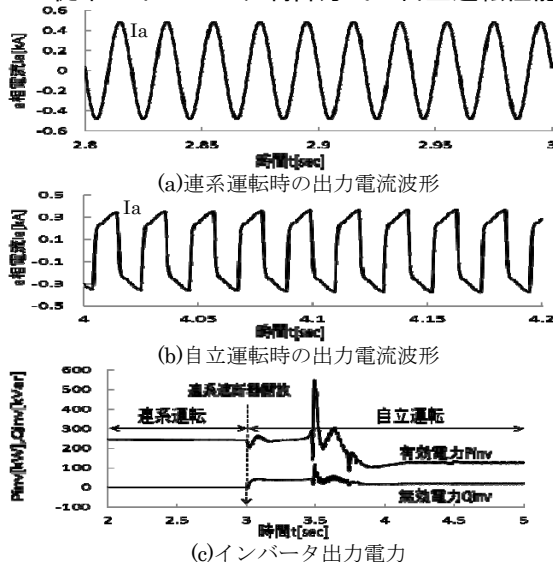


図1.電流制御形インバータ自立運転性能

Fig. 1 Independent Operating for Current Controlled Inverter

\* 小山工業高等専門学校 電気情報工学科  
〒323-0806 小山市大字中久喜 771  
Advanced Course of Electrical and Computer Engineering,  
Oyama National College of Technology,  
771 Nakakuki Oyama City, Tochigi 323-0806



#### 4. 提案する制御方式による自立運転性能

##### 4-1 シミュレーション条件

インバータ定数を表1に示す。

表1.インバータ定数

慣性定数M	4[sec]
制動係数D	24[pu]
端子電圧V	1.0[pu]
系統連系時位相角 $\delta$	0.53[rad]
連系リアクタンスX	0.625[pu]

インバータ出力は有効電力  $P_{inv}=250\text{kW}$ 、無効電力  $Q_{inv}=0\text{kVar}$  であり、 $t=3$  秒で、連系遮断器を開放して自立運転状態に切り替える。自立運転状態での負荷条件を表2に示す。

表2. 自立運転時の負荷条件

Table.2 Load Condition when Independent Operating

ケース	自立運転時の負荷条件		電流不平衡率 $I_2/I_1$
	有効電力 $P_L$	無効電力 $Q_L$	
1	170[kW]	25[kVar]	0[%]
2	250[kW]	25[kVar]	0[%]
3	340[kW]	25[kVar]	0[%]
4	188[kW]	28[kVar]	4[%]
5	270[kW]	28[kVar]	5[%]
6	370[kW]	28[kVar]	6[%]

ケース1~3は平衡負荷で有効電力を変化させた。ケース4~6はこれらのケースに対して不平衡負荷条件を変えた。自立運転状態移行時の出力電力が安定しているか、出力電流波形が正弦波で出力されているか、これらの観点から自立運転の安定性を確認した。不平衡負荷の電流不平衡率は以下の式で計算した。

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{I_a + aI_b + a^2I_c}{I_a + a^2I_b + aI_c}} \dots (2)$$

ただし、 $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ ,  $a^2 = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$

##### 4-2 シミュレーション結果

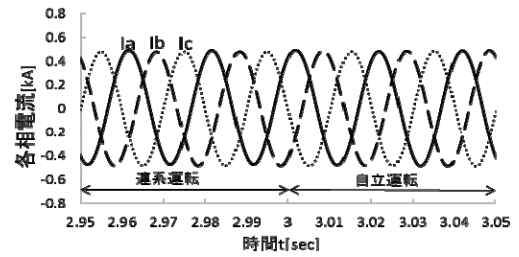
表2のケース1~6に対するシミュレーション結果を表3に示す。

表3. 自立運転時の出力電力,各相電流

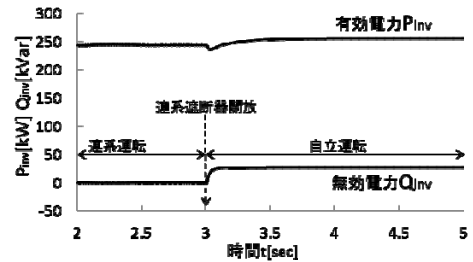
Table.3 Output Power and Three-Phase Current when Independent Operating

ケース	インバータ出力電力		インバータ各相電流		
	有効電力 $P_{inv}$	無効電力 $Q_{inv}$	a相電流 $I_a$	b相電流 $I_b$	c相電流 $I_c$
1	170[kW]	25[kVar]	$0.35 \angle 0^\circ$ [kA]	$0.35 \angle 120^\circ$ [kA]	$0.35 \angle 240^\circ$ [kA]
2	250[kW]	25[kVar]	$0.5 \angle 0^\circ$ [kA]	$0.5 \angle 120^\circ$ [kA]	$0.5 \angle 240^\circ$ [kA]
3	340[kW]	25[kVar]	$0.63 \angle 0^\circ$ [kA]	$0.63 \angle 120^\circ$ [kA]	$0.63 \angle 240^\circ$ [kA]
4	188[kW]	28[kVar]	$0.42 \angle 0^\circ$ [kA]	$0.35 \angle 120^\circ$ [kA]	$0.35 \angle 240^\circ$ [kA]
5	270[kW]	28[kVar]	$0.57 \angle 0^\circ$ [kA]	$0.41 \angle 120^\circ$ [kA]	$0.41 \angle 240^\circ$ [kA]
6	370[kW]	28[kVar]	$0.79 \angle 0^\circ$ [kA]	$0.71 \angle 120^\circ$ [kA]	$0.71 \angle 240^\circ$ [kA]

自立運転時のインバータ出力電力は表2の負荷条件と等しい出力電力となり、安定した自立運転状態が確認された。その中でケース2及びケース4に対するシミュレーション波形を図3,4に示す。電流波形、有効・無効電力は自立運転移行時も連続して安定しており、提案する制御方式によって無停電で連系運転状態から自立運転状態に移行可能であることが確認された。



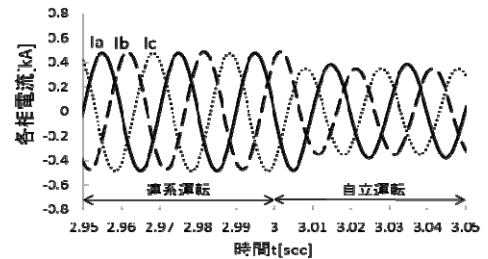
(a)出力電流波形



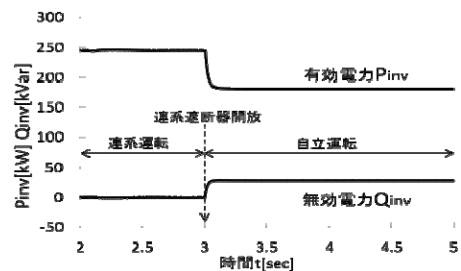
(b)インバータ出力電力

図3. ケース2のシミュレーション結果

Fig. 3 Simulation Results for Case2



(a)各相電流波形



(b)インバータ出力電力

図4. ケース4のシミュレーション結果

Fig. 4 Simulation Results for Case4

#### 5. あとがき

電流制御形インバータにおいて、系統連系時の制御方式のままでは自立運転状態になると安定運転できないことが確認された。これに対して提案する仮想同期発電機による制御方式では自立運転時の負荷条件が平衡、不平衡の状態においても同じ制御方式で無停電で連系運転状態から自立運転状態に安定に移行できることを確認できた。今後は並列運転に対する自立運転性能を確認することが課題である。

#### 文 献

- [1] 三浦友史, 伊勢敏史, 崎元謙一「仮想同期発電機によるインバータ連系形分散電源を含む系統の安定化制御」電気学会論文誌 B(2011年5月)



# 周波数領域辺有限要素解析より得られる複素対称線形方程式に対する 前処理付き COMRTR 法に関する検討

圓谷 友紀\*, 岡本 吉史 (宇都宮大学)

藤原 耕二 (同志社大学), 里 周二 (宇都宮大学)

Effectiveness of Preconditioned COMRTR Method in Complex Symmetric Linear Systems

Derived from Frequency Domain Edge-based Finite Element Analysis

Tomonori Tsuburaya\*, Yoshifumi Okamoto (Utsunomiya University)

Koji Fujiwara (Doshisha University), and Shuji Sato (Utsunomiya University)

キーワード : COCG 法, COCR 法, 複素対称線形方程式, COMRTR 法, 周波数領域辺有限要素解析, 前処理 (COCG method, COCR method, Complex symmetric linear systems, COMRTR method, frequency domain edge-based finite element analysis, preconditioning)

## 1. はじめに

辺要素有限要素法による電磁界解析は, さまざまな電気機器設計に応用されている. 機器の小型化や複雑化に伴って, 大規模な解析を高速に計算できる数値解析手法の開発が必要である. 特に, 有限要素解析より得られる大規模疎行列で構成された線形方程式求解部の計算コストが最も大きい, 線形方程式求解の高速化はブレークスルーが求められる課題の一つである.

このような背景の下, 筆者らは実対称線形方程式に対して, 前処理付き CG 型の三項漸化式に基づく最小残差 (MRTR) 法<sup>[1]</sup>の有効性について検討を行った. その結果, 辺要素有限要素法より得られる線形方程式の求解に幅広く使用されている不完全コレスキー分解付き共役勾配 (ICCG) 法よりも, Eisenstat の方法<sup>[2]</sup>を導入した対称ガウスザイデル前処理付き MRTR 法の方が代表的な磁界解析モデルを高速に求解できることを明らかにした<sup>[3]</sup>.

一方, 電磁界方程式の時間微分項 ( $\partial/\partial t$ ) を複素数近似 ( $j\omega$ ) した定常解析では, 複素対称線形方程式を解く必要がある. この解法として, CG 法を複素数に拡張した COCG 法<sup>[4]</sup>が広く使用されている. 一方, 複素数に拡張した MRTR (COMRTR) 法も提案されており, 特異な線形方程式に対する有効性が報告されている<sup>[5]</sup>. しかし, 周波数領域辺有限要素解析に対する適用効果は, 応用例もほとんどなく, 明らかにされていない.

そこで, 本論文では,  $A$ - $\phi$  法弱形式より得られる複素対称線形方程式に対する前処理付き COMRTR 法の有効性を検討する. その際, シフトパラメータ付き IC 分解, 複素シフ

ト付き IC (CSIC) 分解<sup>[6]</sup>, 対称ガウスザイデル (SGS) の三種類の前処理が, COMRTR 法の収束特性改善に与える影響を明らかにする. また, 準定常界だけでなく, 変位電流を考慮した周波数領域電磁波解析に適用することで, 汎用性, 収束特性について, 実用的な側面より論じる.

## 2. 前処理付き線形解法

**<2.1> 周波数領域渦電流解析の弱形式** 磁気ベクトルポテンシャル  $A$ , 電気スカラーポテンシャル  $\phi$  を未知変数とした周波数領域における  $A$ - $\phi$  法弱形式を (1), (2) 式に示す.

$$G_i^{\text{edge}} = \int_V (\nabla \times N_i) \cdot (\nu \nabla \times A) dV - \int_V N_i \cdot J_0 dV + \int_V N_i \cdot \sigma (j\omega A + \nabla \phi) dV = 0 \quad (1)$$

$$G_j^{\text{node}} = \int_V \nabla N_j \cdot \sigma (j\omega A + \nabla \phi) dV = 0 \quad (2)$$

ここで,  $\nu$  は磁気抵抗率,  $\sigma$  は導電率,  $j$  は虚数単位,  $\omega$  は角周波数,  $J_0$  は強制電流密度,  $N_i$  は辺形状関数,  $N_j$  は節点形状関数である.

**<2.2> 変位電流を考慮した周波数領域 Maxwell 方程式の弱形式** 反射波複素振幅比  $a$  を未知変数に追加した, TE モードで励振された場合の周波数領域で定式化された Maxwell 方程式の弱形式<sup>[8]</sup>を (3) ~ (5) 式に示す.

$$G_i^{\text{edge}} = \int_V (\nabla \times N_i) \cdot (\nu \nabla \times A) dV + \int_V N_i \cdot j\omega \varepsilon (j\omega A + \nabla \phi) dV - \sum_k \frac{a_k - b_k}{Z_k^H} \int_{S_k} N_i \cdot e_k dS = 0 \quad (3)$$

$$G_j^{\text{node}} = \int_V \nabla N_j \cdot \varepsilon (j\omega A + \nabla \phi) dV - \sum_k \frac{a_k - b_k}{j\omega Z_k^H} \int_{S_k} \nabla N_j \cdot e_k dS = 0 \quad (4)$$

$$G_k^{\text{scat}} = -\frac{1}{Z_k^H} \int_{S_k} \left( A + \frac{1}{j\omega} \nabla \phi \right) \cdot \mathbf{e}_k^* dS - \frac{2\chi(a_k + b_k)}{j\omega} = 0 \quad (5)$$

ここで、 $\varepsilon$  は誘電率、 $P_i$  は伝送電力である。 $a_k$ 、 $b_k$ 、 $\mathbf{e}_k$ 、 $Z_k^H$  は、それぞれ、ポート  $k$  における反射波複素振幅比、入射波複素振幅比、電界の固有モード関数、特性界インピーダンスである。なお、上付き添え字 \* は複素共役を意味する。

〈2・3〉 両側前処理付き線形解法のアルゴリズム 係数行列  $A$  の対角部において、実部を 1.0、虚部が零となる対角スケールリング後の線形方程式を (6) 式に示す。

$$A\mathbf{x} = \mathbf{b} \quad (6)$$

(6) 式に両側前処理を行うと (7) 式ようになる。

$$(C^{-1}AC^{-T})(C^T\mathbf{x}) = C^{-1}\mathbf{b} \quad (7)$$

ここで、 $C$  は下三角行列とする。前処理付き COCG 法と COMRTR 法のアルゴリズムを以下に示す。

**Algorithm 1** (Preconditioned COCG method).

Set  $M = CC^T$ . Let  $\mathbf{x}_0$  be  $M^{-1}\mathbf{b}$ , and put  $\mathbf{r}_0 = \mathbf{b} - A\mathbf{x}_0$ . Set  $\mathbf{p}_0 = M^{-1}\mathbf{r}_0$  and  $\mathbf{u}_0 = \mathbf{p}_0$ .

For  $k = 0, 1, 2, \dots$ , repeat the following steps until the condition  $\|\mathbf{r}_k\|_2 / \|\mathbf{b}\|_2 < \varepsilon_{\text{CG}}$  holds:

$$\begin{aligned} \mathbf{v} &= A\mathbf{p}_k, \\ \alpha_k &= \frac{(\overline{\mathbf{r}}_k, \mathbf{u}_k)}{(\overline{\mathbf{p}}_k, \mathbf{v})}, \\ \mathbf{x}_{k+1} &= \mathbf{x}_k + \alpha_k \mathbf{p}_k, \\ \mathbf{r}_{k+1} &= \mathbf{r}_k - \alpha_k \mathbf{v}, \\ \mathbf{u}_{k+1} &= M^{-1}\mathbf{r}_{k+1}, \\ \beta_k &= \frac{(\overline{\mathbf{r}}_{k+1}, \mathbf{u}_{k+1})}{(\overline{\mathbf{r}}_k, \mathbf{u}_k)}, \\ \mathbf{p}_{k+1} &= \mathbf{u}_{k+1} + \beta_k \mathbf{p}_k. \end{aligned}$$

**Algorithm 2** (Preconditioned COMRTR method).

Set  $M = CC^T$ . Let  $\mathbf{x}_0$  be  $M^{-1}\mathbf{b}$ , and put  $\mathbf{r}_0 = \mathbf{b} - A\mathbf{x}_0$ . Set  $\mathbf{u}_0 = M^{-1}\mathbf{r}_0$ ,  $\mathbf{y}_0 = -\mathbf{r}_0$ , and  $\mathbf{z}_0 = M^{-1}\mathbf{y}_0$ .

For  $k = 0, 1, 2, \dots$ , repeat the following steps until the condition  $\|\mathbf{r}_k\|_2 / \|\mathbf{b}\|_2 < \varepsilon_{\text{MR}}$  holds:

$$\begin{aligned} \mathbf{v} &= AM^{-1}\mathbf{r}_k = A\mathbf{u}_k, \\ \mathbf{w} &= M^{-1}AM^{-1}\mathbf{r}_k = M^{-1}\mathbf{v}, \\ \zeta_k &= \begin{cases} (\overline{\mathbf{w}}, \mathbf{r}_k) / (\overline{\mathbf{v}}, \mathbf{w}) & (k=0) \\ \frac{v_k(\overline{\mathbf{w}}, \mathbf{r}_k)}{v_k(\overline{\mathbf{v}}, \mathbf{w}) - (\overline{\mathbf{y}}_k, \mathbf{w})(\overline{\mathbf{w}}, \mathbf{y}_k)} & (k \geq 1) \end{cases}, \\ \eta_k &= \begin{cases} 0 & (k=0) \\ \frac{-(\overline{\mathbf{y}}_k, \mathbf{w})(\overline{\mathbf{w}}, \mathbf{r}_k)}{v_k(\overline{\mathbf{v}}, \mathbf{w}) - (\overline{\mathbf{y}}_k, \mathbf{w})(\overline{\mathbf{w}}, \mathbf{y}_k)} & (k \geq 1) \end{cases}, \\ \mathbf{v}_{k+1} &= \zeta_k(\overline{\mathbf{w}}, \mathbf{r}_k), \\ \mathbf{p}_k &= \mathbf{u}_k + \frac{\zeta_{k-1}}{\zeta_k} \eta_k \mathbf{p}_{k-1}, \\ \mathbf{x}_{k+1} &= \mathbf{x}_k + \zeta_k \mathbf{p}_k, \\ \mathbf{y}_{k+1} &= \eta_k \mathbf{y}_k + \zeta_k \mathbf{v}, \\ \mathbf{r}_{k+1} &= \mathbf{r}_k - \mathbf{y}_{k+1}, \\ \mathbf{z}_{k+1} &= \eta_k \mathbf{z}_k + \zeta_k \mathbf{w}, \\ \mathbf{u}_{k+1} &= \mathbf{u}_k - \mathbf{z}_{k+1}. \end{aligned}$$

〈2・4〉 シフトパラメータ付き IC 前処理  $C = \hat{L}\hat{D}^{1/2}$  として、IC 前処理を適用すると、下三角行列  $\hat{L}$ 、対角行列  $\hat{D}$  の各成分  $l_{ij}$ 、 $d_{ii}$  は、(8) ~ (10) 式ようになる。

$$l_{ij} = a_{ij} - \sum_{k=1}^{j-1} l_{ik} l_{jk} d_{kk} \quad (i \neq j) \quad (8)$$

$$l_{ii} = \gamma a_{ii} - \sum_{k=1}^{i-1} l_{ik}^2 d_{kk} \quad (9)$$

$$d_{ii} = 1 / l_{ii} \quad (10)$$

ここで、 $a_{ij}$  は係数行列  $A$  の成分、 $\gamma$  はシフトパラメータ (実数) である。本論文では、 $\gamma$  の初期値を 1.05、刻み幅を 0.05 とし、 $l_{ii}$  の実数部  $\text{Re}\{l_{ii}\}$  が全て正となるまで繰り返し IC 分解を行いシフトパラメータを決定する。

〈2・5〉 CSIC 前処理 CSIC 前処理では、(11) 式のように対角項に  $j\alpha$  を加算して IC 分解を行う。

$$l_{ii} = (a_{ii} + j\alpha) - \sum_{k=1}^{i-1} l_{ik}^2 d_{kk} \quad (11)$$

ここで、 $\alpha$  は虚軸方向へのシフト量 (実数) である。 $l_{ij}$ 、 $d_{ii}$  の計算には、(8)、(10) 式を使用する。

〈2・6〉 対称ガウスザイデル前処理 対称ガウスザイデル前処理では、係数行列  $A$  を (12) 式のように分解する。

$$A = L + I + L^T \quad (12)$$

ここで、 $L$  は下三角行列、 $I$  は単位行列である。(12) 式より、 $C$  は (13) 式のように定義できる。

$$C = L + I \quad (13)$$

### 3. 解析モデル

各種線形解法を図 1 に示す三種類の解析モデルに適用し、収束特性の比較を行う。各モデルの解析条件を表 1 に示す。Box Shield モデル (要素数: 67,980) のシールド部は、厚さ方向に 4 層分割し、シールド厚さを 1 mm とする。IH 調理器 (要素数: 799,456) では、フライパンを厚さ方向に 10 層分割し、フライパンの厚さを 2 mm と設定する。

誘電体装荷型方形導波管<sup>[9]</sup> (要素数: 129,600) は、導波管の幅  $d = 20$  mm とし、 $k_0 d = 2.4$  の状態で解析を行う。ここで、 $k_0$  は自由空間における波数とする。入力ポートより電界が  $z$  方向成分のみの TE<sub>01</sub> モードの電磁波 (伝送電力  $P_t = 500$  W) を入射し、導波管の壁面には完全導体境界条件 ( $\mathbf{A} \times \mathbf{n} = \mathbf{0}$ ,  $\phi = 0$ ) を与える。これらの解析では、積分点数を Box Shield モデルと IH 調理器は 2 点、誘電体装荷型方形導波管は 3 点とした。全ての数値実験において、CPU: Intel Core i7 3770K (4.5 GHz & 32 GB) を 1 スレッド使用し、CRS 形式で係数行列を格納する。

### 4. 解析結果

〈4・1〉 シフトパラメータの導入効果 本節では、シフトパラメータが反復回数に与える影響について検討する。図 2 に Box Shield モデルに対するシフトパラメータの導入効果を示す。図 2 (a) より、IC 前処理では、 $\gamma = 1.10$  付近で反復回数が最小となっており、それ以降反復回数が増加

する特性が得られた。次に、図 2 (b) より、CSIC 前処理において、シフト量を増やすと、反復回数は指数関数的に減少している。しかし、CSIC 前処理は、IC 前処理よりも反復回数が増加する傾向にある。図 3 に、IH 調理器に対するシ

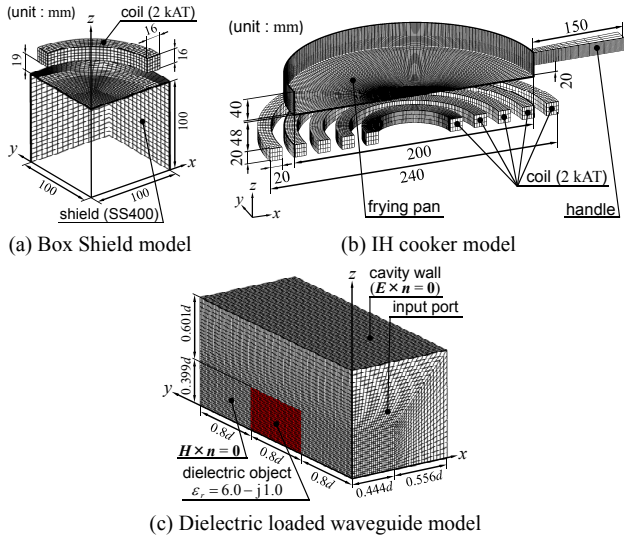


図 1 解析モデル  
Fig. 1. Analyzed model.

表 1 解析モデルの諸元

TABLE I ANALYZED CONDITION

analysis model	formul.	discret.	DoF	nonzero	$\varepsilon$
Box Shield model	$A-\phi$	1st-hexa	$\begin{cases} A: 206,427 \\ \phi: 8,955 \end{cases}$	3,740,594	$10^{-7}$
IH cooker model	$A-\phi$	1st-hexa	$\begin{cases} A: 2,461,357 \\ \phi: 107,910 \end{cases}$	46,204,111	$10^{-7}$
Dielectric loaded waveguide model	$A-\phi-a$	1st-hexa	$\begin{cases} A: 515,482 \\ \phi: 386,860 \\ a: 128,620 \\ a: 2 \end{cases}$	14,821,081	$10^{-6}$

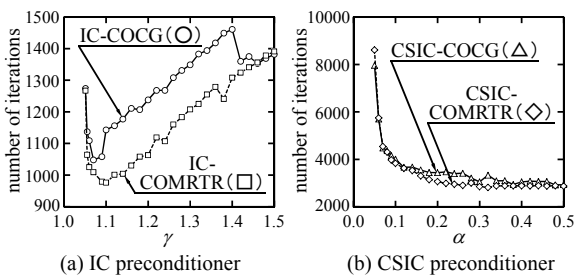


図 2 Box Shield モデルにおけるシフトパラメータの効果  
Fig. 2. Effect of shift parameter on Box Shield model.

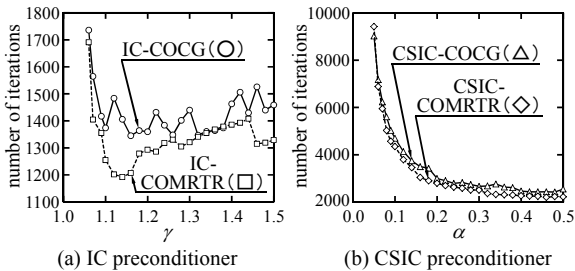


図 3 IH 調理器におけるシフトパラメータの効果  
Fig. 3. Effect of shift parameter on IH cooker model.

フトパラメータの導入効果を示す。Box Shield モデルと同様に CSIC 前処理は、IC 前処理よりも反復回数が多くなる。

一方、図 4 に示す誘電体装荷型方形導波管では、(a) より、IC-COCG 法と IC-COMRTR 法を比較すると、概ね反復回数に差異は見られないが、 $\gamma = 1.20$  付近において IC-COCG 法の方が僅かながら少ない反復回数で収束した。また、図 4 (b) より、CSIC 前処理では、IC 前処理に比べて多くの反復回数を要していることが分かる。

〈4・2〉 前処理付き線形解法の収束特性 図 5 に Box Shield モデルと IH 調理器における収束特性を示す。Box Shield モデルでは、IC-COCG 法よりも IC-COCR 法と IC-COMRTR 法の方が良好な収束特性であった。IC-COCR 法と IC-COMRTR 法の収束特性を比較すると、ほぼ同等の収束特性が得られた。一方、SGS-COMRTR 法は、IC-COCG 法よりも収束特性が劣化した。このときの計算時間を表 2 に示す。前処理付き COCR 法と COMRTR 法の計算時間を比較すると、COMRTR 法の方が若干遅くなった。これは、反

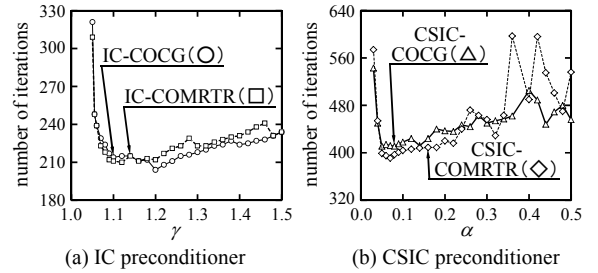


図 4 誘電体装荷型方形導波管におけるシフトパラメータの効果  
Fig. 4. Effect of shift parameter on dielectric loaded waveguide model.

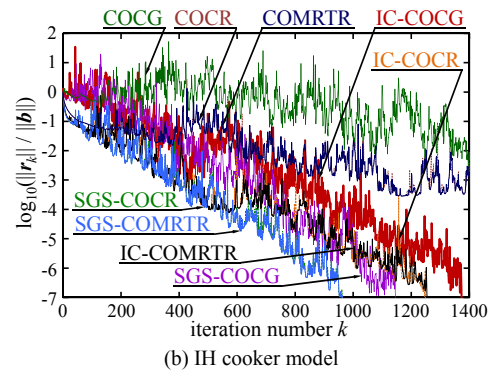
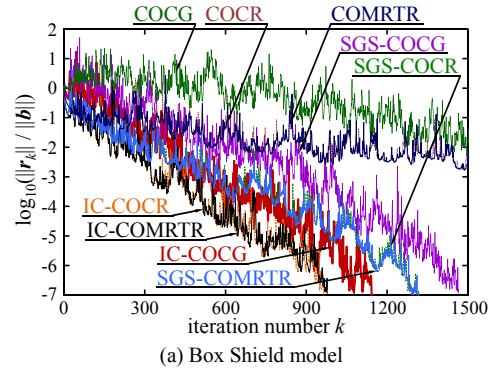


図 5 準定常界における前処理付き線形解法の収束特性  
Fig. 5. Convergence characteristics of preconditioned linear solvers in quasi-steady state field.

復回数が COCR 法よりも多くなったこと、一反復当たりの計算量（内積、ベクトル和、スカラーベクトル積）が COCR 法よりも多いことが原因である。IC-COMRTR 法は、IC-COCG 法よりも若干高速であった。

図 5 (b) に示す IH 調理器では、SGS 前処理が収束特性の改善に有効であった。このときの計算時間を表 3 に示す。SGS-COMRTR 法は、IC-COCG 法に比べて、約 30% の高速化を達成できた。

図 6 に誘電体装荷型方形導波管解析における収束特性を示す。ここで、IC 前処理において自動で得られたシフトパラメータが  $\gamma=1.05$  であり、最適なシフトパラメータではないため、 $\gamma=1.10$  と指定して IC 前処理を行った。SGS-COMRTR 法は、IC-COCG 法よりも残差ノルムの振動を抑制できているのが分かる。このときの計算時間を表 4 に示す。SGS-COMRTR 法は、IC-COCG 法に比べて、約 20% 高速に求解できた。

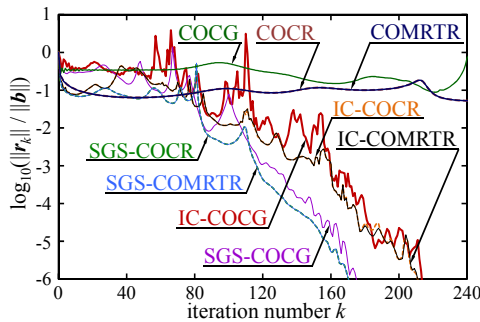


図 6 誘電体装荷型方形導波管に対する前処理付き線形解法の前処理付き線形解法の収束特性

Fig. 6. Convergence characteristics of preconditioned linear solvers in dielectric loaded waveguide model.

表 2 Box Shield モデルの解析結果

TABLE II ANALYZED RESULTS (BOX SHIELD MODEL)

linear solver	precond.	total it.	elapsed time [s]
COCG	—	4,058 (3.55)	39.5 (1.53)
	IC*	1,143 (1.00)	25.8 (1.00)
	CSIC**	3,049 (2.66)	68.5 (2.65)
	SGS	1,466 (1.28)	31.3 (1.21)
COCR	—	3,758 (3.28)	39.3 (1.52)
	IC*	965 (0.84)	23.1 (0.89)
	CSIC**	2,861 (2.50)	67.6 (2.62)
	SGS	1,314 (1.14)	30.3 (1.17)
COMRTR	—	3,768 (3.29)	39.3 (1.52)
	IC*	978 (0.85)	24.0 (0.93)
	CSIC**	2,893 (2.53)	70.9 (2.74)
	SGS	1,318 (1.15)	30.9 (1.19)

\*  $\gamma=1.1$ , \*\*  $\alpha=0.4$

表 3 IH 調理器の解析結果

TABLE III ANALYZED RESULTS (IH COOKER MODEL)

linear solver	precond.	total it.	elapsed time [s]
COCG	—	4,275 (3.11)	552.0 (1.38)
	IC*	1,374 (1.00)	399.3 (1.00)
	CSIC**	2,416 (1.75)	693.4 (1.73)
	SGS	1,146 (0.83)	318.0 (0.79)
COCR	—	3,466 (2.52)	480.8 (1.20)
	IC*	1,249 (0.90)	381.2 (0.95)
	CSIC**	2,198 (1.59)	666.1 (1.66)
	SGS	964 (0.70)	284.9 (0.71)
COMRTR	—	3,470 (2.52)	486.9 (1.21)
	IC*	1,255 (0.91)	392.6 (0.98)
	CSIC**	2,209 (1.60)	693.3 (1.73)
	SGS	963 (0.70)	290.2 (0.72)

\*  $\gamma=1.1$ , \*\*  $\alpha=0.45$

## 5. まとめ

本論文では、周波数領域辺有限要素解析から得られる複素対称線形方程式に対する前処理付き COMRTR 法の収束特性について検討を行った。得られた知見をまとめると、以下ようになる。

- (1) 準定常界において、Box Shield モデルでは IC-COMRTR 法、IH 調理器では SGS-COMRTR 法が、収束特性の改善に効果的であることを明らかにした。
- (2) 変位電流を考慮した誘電体装荷型方形導波管の解析では、SGS-COMRTR 法を使用することで、IC-COCG 法よりも残差ノルムの振動を抑制でき、滑らかな収束特性が得られることを明らかにした。

表 4 誘電体装荷型方形導波管の解析結果

TABLE IV ANALYZED RESULTS (DIELECTRIC LOADED WAVEGUIDE MODEL)

linear solver	precond.	total it.	elapsed time [s]
COCG	—	714 (3.33)	25.8 (1.37)
	IC*	214 (1.00)	18.8 (1.00)
	CSIC**	411 (1.92)	35.4 (1.88)
	SGS	176 (0.83)	14.7 (0.78)
COCR	—	685 (3.20)	25.9 (1.37)
	IC*	211 (1.00)	19.3 (1.02)
	CSIC**	394 (1.84)	35.3 (1.87)
	SGS	171 (0.79)	14.9 (0.79)
COMRTR	—	685 (3.20)	26.5 (1.40)
	IC*	211 (0.98)	19.7 (1.04)
	CSIC**	393 (1.84)	36.0 (1.91)
	SGS	171 (0.79)	15.2 (0.80)

\*  $\gamma=1.1$ , \*\*  $\alpha=0.08$

## 文 献

- [1] 阿部邦美・張紹良・三井斌友：「MRTR 法：CG 型の三項漸化式に基づく非対称行列のための反復解法」, 日本応用数理学会論文誌, vol. 7, no. 1, pp. 37-50 (1997)
- [2] S. C. Eisenstat, “Efficient implementation of a class of preconditioned conjugate gradient methods,” *SIAM J. Sci. Stat. Comput.*, vol. 2, no. 1, pp. 1-4 (1981).
- [3] T. Tsuburaya, Y. Okamoto, K. Fujiwara, and S. Sato, “Improvement of the preconditioned MRTR method with Eisenstat’s technique in real symmetric sparse matrices,” *IEEE Trans. Magn.* (2013) (to be published).
- [4] H. A. van der Vorst and J. B. M. Melissen, “A Petrov-Galerkin type method for solving  $Ax = b$ , where  $A$  is symmetric complex,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 26, no. 2, pp. 706-708 (1990).
- [5] 塩出亮・阿部邦美・藤野清次：「MRTR 法の複素対称線形方程式への拡張」, 日本応用数理学会論文誌, vol. 17, no. 1, pp. 27-42 (1997)
- [6] M. M. M. Magolu, “Incomplete factorization-based preconditionings for solving the Helmholtz equation,” *Int. J. Numer. Meth. Engrg.*, vol. 50, pp. 1077-1101 (2001).
- [7] T. Sogabe and S.-L. Zhang, “A COCR method for solving complex symmetric linear systems,” *J. Comput. Appl. Math.*, vol. 199, no. 2, pp. 297-303 (2007).
- [8] 岡本吉史・姫野龍太郎・丑田公規・阿波根明・藤原耕二：「被加熱体の回転運動と温度依存性の複素誘電率を考慮した電磁波・熱伝導連成解析」, 電気学会論文誌 B, vol. 127, no. 8, pp. 902-910 (2007)
- [9] R. D. Edlinger, I. Bardi, O. Biro, K. Preis, and K. R. Richter, “A deterministic approach to the analysis of three-dimensional waveguide configurations by finite elements and mode matching,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 28, no. 2, pp. 1235-1238 (1992).

# t-分布の包含係数 k を与える近似式の提案

里 周二, 及川康洋 (宇都宮大学), 西村 誠介, 清水 博幸 (日本工業大学),  
岡本 吉史 (宇都宮大学)

## Proposal of Approximation Formula for Coverage Factor in t-Distribution

SATO Shuji, OIKAWA Koyo (Utsunomiya University), NISHIMURA Seisuke, SHIMIZU Hiroyuki (Nippon Institute of Technology) and OKAMOTO Yoshifumi (Utsunomiya University)

### 1. まえがき

自由度 (試行回数) が無限大である時のある事象が生じる確率を記述する分布の一つとして正規分布が知られている。しかし, 高電圧機器の試験時の計器指示値 (電圧, 温度, 気圧, 湿度) の読みを記録する場合では, 機器に不必要に頻繁に電圧を印加すると, 機器自体の耐圧が低下する可能性や一旦絶縁破壊が生じると機器の耐圧は劣化するなどの理由から, 試験の試行回数はある程度の値に納められるのが普通である。

この様な有限回の試行と試行に伴う或る事象の生じる確率を記述する分布として t-分布が知られている。IEC 61180 には, この t-分布の使用例及び包含係数についての近似式が与えられている。即ち, 正規分布に従う分布では変数が  $-x$  から  $x$  まで変化する時の累積確率が全事象の  $p\%$  であるとき,  $x$  を分布の標準偏差  $\sigma$  で除した値を包含係数  $k$  と定義し, 正規分布 (自由度が無限大である t-分布) では  $k=2$  である時,  $p$  の値は約 95.45 であることが良く知られている。簡単な解析式で t-分布を記述することは困難であるため, IEC 61180 では t-分布についての包含係数  $k$  が自由度  $n$  の簡単な近似式で与えられている<sup>(1)</sup>。

この提案された近似式は, 一見して大まかであり使用に耐えられるものとは考えられない。そこで, 今回, 筆者らは IEC で提案された近似式の精度を吟味するとともに, 新しい高精度の近似式を種々の包含確率について導出したので, 本論文では以下にその詳細を報告する。

### 2. 正規分布と t-分布

まず問題と取り組みを明らかにするために正規分布と t-分布について明らかにしてみよう。規格化された正規分布 (平均値 0, 標準偏差 1)  $G(x)$  が  $p\%$  である, 包含確率は

$$\int_{-x}^x \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2}} dt = \frac{p}{100} \dots\dots\dots(1)$$

で与えられるので,  $p=95.45\%$  の場合の包含係数は  $k=x/1=2$  となる。一方, 自由度  $n$  の t-分布  $f(x)$  は

$$f(t) = \frac{\Gamma\left(\frac{n+1}{2}\right)}{\sqrt{n\pi} \Gamma\left(\frac{n}{2}\right)} (1+t^2)^{-\frac{n+1}{2}} \dots\dots\dots(2)$$

で与えられ, 規格化された t-分布 (平均値 0, 標準偏差 1)  $f(x)$  が  $p\%$  である, 包含確率は

$$\int_{-x}^x f(t) dt = \frac{p}{100} \dots\dots\dots(3)$$

で与えられる。

また, 分布では平均値, 標準偏差などが定義されるため,  $n \geq 3$  なる条件が成立する。IEC 61180 に与えられている近似式は, 正規分布の  $x = 2\sigma$ ,  $k = 2$  に対応する  $p=95.45\%$  (実際の数値は小数以下無限に続く) を与える  $k$  を任意の自由度に対して与えるもので, 次式で与えられる。

$$k = 1.96 + \frac{2.374}{n} + \frac{2.818}{n^2} + \frac{2.547}{n^3} \dots\dots\dots(4)$$

(4)式は一見して,  $n = \infty$  で本来正規分布で到達すべき値, 2 にならない。Fig. 1 に近似値から真値を差し引いた誤差を描くが,  $n$  の値が小さい領域では大きな誤差が生じているのが判る。

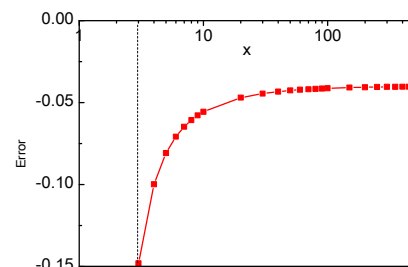


Fig.1 Error Distribution using Approximation in IEC 61180

### 3. 新しい近似式の提案

筆者らは, IEC 61180 にあらわれる正規分布の  $k = 2$  に対応する近似式のみならず, ISO/IEC GUIDE 98-3:2008<sup>(2)</sup>で



扱われる, 包含確率が 68.27% (正規分布の  $k=1$  に対応, 以下同様), 90%, 95%, 95.45% ( $k=2$ ), 99%, 99.73% ( $k=3$ ) の 5 種類の場合の近似式を導出することに成功した。手順は以下の通り。

(1) 近似式を

$$f(n) = k_{\infty} + \frac{a}{n} + \frac{b}{n^2} + \frac{c}{n^3} \cdots \cdots \cdots (5)$$

と置く。但し,  $k_{\infty}$  は正規分布の包含係数を使う。

(2)  $n = 3, 4, \dots, 500$  とした場合の(3)式を満足する  $x$  (実は  $k$ ) の値を計算する。

(3) 前段階で計算された,  $n$  の値と対応する  $x$  の値と近似式の自乗和が最小となるよう, 重み付き最小自乗法により近似式の未知数  $a, b, c$  を決定する。未知数の決定は Newton 法により行う。

(4) Newton 法では近似式と真値の間の誤差の大きさに応じて重みが大きくなるよう重みを再計算し, 修正項が十分小さくなるまで計算を繰り返す。

この様にして求められた, 5 種類の近似式と最大誤差を表 1 にまとめる。表中, 上段は IEC 61180 に習い有効 4 桁の数値を使って記述したものであり, 下段は有効 6 桁の数値を使って記述したものである。表中,  $k_{\infty}$  は基準となる値なので, 例え粗い近似の場合でも有効 6 桁以上の数値が用いられている。表中の Error は絶対値の最大誤差を示す。

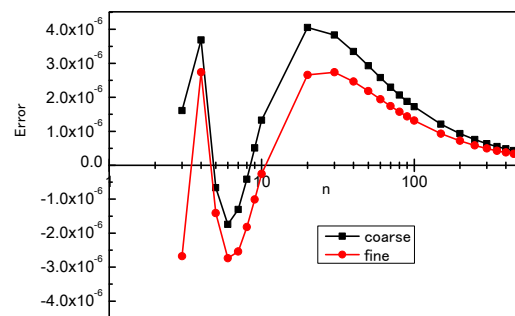
Table 1 Evaluated Impulse Responses Parameter Errors

$p$ (%)	$k_{\infty}$	$a$	$b$	$c$	Error
68.2689	1	0.5002	0.2471	0.07274	4.1e-6
		0.500156	0.247462	0.071931	2.7e-6
90	1.64485	1.528	1.345	1.341	9.1e-5
		1.52766	1.34992	1.32932	6.4e-5
95	1.95996	2.387	2.559	3.842	2.4e-4
		2.38677	2.56187	3.83409	2.4e-4
95.4500	2	2.517	2.758	4.350	2.8e-4
		2.51688	2.75875	4.34848	2.8e-4
99	2.57583	5.048	6.501	23.17	2.4e-3
		5.04849	6.51349	23.1206	2.2e-3
99.7300	3	8.008	8.505	70.10	8.7e-3
		8.00673	8.5188	70.0618	8.6e-3

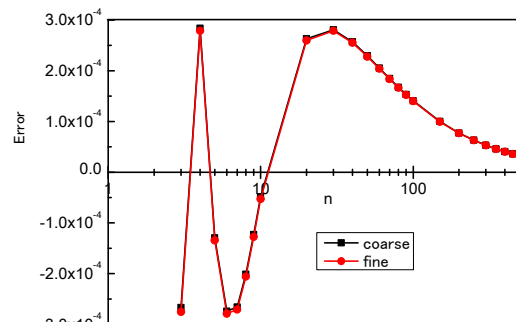
Upper: 4 digits precision, Lower: 6 digits precision; Error shows absolute value.

図 2 に例として  $p=68.27, 95.45\%$  の包含確率を与える近似式の誤差分布を示す。図 1 及び図 2(b) を比較すれば, 今回導出した近似式の優越性は明らかである。図から判るように,  $p$  の値の小さい場合には, 粗い近似式と高精度数値を用いた近似式にはある程度の差が認められるが,  $p$  の値

が大きくなると, 二つの近似式の間には大きな差異はなくなる。この原因は, 表 1 中に掲示された最大誤差の大きさを比較することで説明できる。即ち,  $p$  の値が小さい間は(4)式で記述される関数は  $n$  の変化に対して大きく変化しないため, 誤差の大きさは  $4.0e-6$  程度に抑えられ, 定数  $a, b, c$  の有効精度に敏感であるが,  $p$  の値が大きくなると関数の変化は激しくなり, 何れの近似式でも誤差の大きさは  $1.0e-2$  程度になり, 定数  $a, b, c$  の有効数値が 4 桁であろうが 6 桁であろうが結果に大きな影響はない。



(a) Approximations for  $k_{\infty} = 1$



(b) Approximations for  $k_{\infty} = 2$

Fig. 2 Error Distributions for Coarse and Fine Approximations

## 5. まとめ

- IEC 61180 に提案されている t-分布の包含係数を与える近似式に大きな誤差のあることを確認した。
- 重み付き最小自乗法を使い, 新しい近似式を種々の包含確率について導出した。
- 導出された近似式は, 従来のものより格段に精度の面で優れていることを確認した。

文献

- IEC 61180 Ed.1 42/304/CD: “High-voltage test techniques for low voltage equipment - Definitions, test and procedure requirements, test equipment”
- ISO/IEC GUIDE 98-3:2008: “Uncertainty of measurement -- Part 3: Guide to the expression of uncertainty in measurement (GUM:1995)”

# 科学技術シミュレーション環境構築支援機能の開発

上坂 重明\* (宇都宮大学)

石原 隆 茨田 大輔 川田 重夫

(宇都宮大学大学院工学研究科学際先端システム学専攻)

Development support system of scientific simulation support environment

Shigeaki Uesaka\*, Takashi Ishihara, Daisuke Barata, Shigeo Kawata

(Department of Advanced interdisciplinary Sciences, Utsunomiya University)

キーワード：問題解決環境，シミュレーション支援，科学シミュレーション  
(Problem Solving Environment, Simulation Assist, Scientific Simulation)

## 1. 概要

本研究は科学技術シミュレーションを支援するための問題解決環境 (PSE (Problem Solving Environment))<sup>(1,2)</sup>を構築する際、PSE 抗市区支援するためのメタ問題解決環境 (PSE) 研究である。クラウドコンピューティングを利用したメタ PSE を本研究では PSE Park と呼んでいる。PSE Park は問題解決環境のフレームワークである。PSE Park では PSE の部品になる独立したモジュールを繋ぎ合わせ PSE を構築するため、柔軟性と拡張性に優れている。PSE Park では過去に開発された PSE を一つの機能として取り込むことも考えている。また PSE Park ではクラウドコンピューティング環境に対応させることを想定している。

## 2. 序論

昨今のコンピュータの急速な発展にコンピュータの可能性は高まっている。科学分野においても、コンピュータシミュレーションが数多く適用され、理論・実験に続く第三の手法として確立している。例えば、エネルギー資源である原子力エネルギーの開発や気象予報、あるいは地震やそれに伴う被害の予測などといった実験が困難なところでコンピュータシミュレーションは大きく貢献している。その一方で、コンピュータの使用法についての専門性を必要とする。

このような背景のもと、PSE (問題解決環境) はコンピュータの特別な知識を持たない研究者・学生等に対して専門的なシミュレーションの支援や労力軽減を目的として誕生した研究分野である。

## 3. 問題解決環境 (PSE)<sup>(1,2)</sup>

問題解決環境の定義は「コンピュータ関係の特別な知識やスキルを必要とせず、問題を解決するための計算ハードウェアとソフトウェア環境」である。具体的には、コンピュータに関する特別な知識がなくても簡単にコンピュータを利用して問題を解決することが出来るようになる環境のことである。問題解決環境は別名「PSE」と呼ばれている。PSE 研究の起源は偏微分方程式で記述される問題を解くための、シミュレーションプログラムの生成支援である。シミュレーションプログラムを書くためには、コンピュータにおける高度な専門的知識が必要である。プログラミングに対する敷居を低くして誰でもコンピュータを簡単に利用出来るようにすることを目的としていた。

## 4. PSE Park<sup>(3-5)</sup>

PSE Park とは「PSE を構築するための様々の機能を組み合わせ、PSE 構築支援するプラットフォーム」である<sup>(3-5)</sup>。

様々な目的を持った PSE を開発には非常に多くの人手と時間が必要である。そのため PSE を開発することを支援する必要が生じ、そのため PSE Park を研究開発した。従って、様々な人が様々な PSE を構築できる環境を提供するために問題解決環境のフレームワーク (PSE Park) を開発した。

PSE Park はモジュールベースになっており、Core と呼ばれる機能を繋ぎ合わせて PSE を構築する。Core の繋がりを記述したものが CoreMap である。PSE Park では CoreMap が PSE に相当する。

PSE 開発には大きな問題があった。柔軟性や拡張性に乏しいことと、開発が非常に大変であることである。PSE 開発



の問題点を克服する PSE を構築することを目的にしていたため PSE Park ではシステムを機能ごとに分けている。このことにより機能改訂や機能更新の際ある一部分を変えるだけで良い。つまり柔軟性と拡張性が高まるのである。それぞれの機能について以下で紹介していく。PSE Park のシステム構成を図 1 に示す。以下で各機能の説明を述べる。

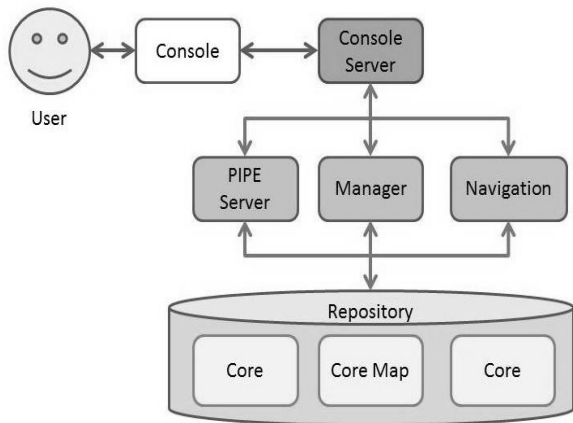


図 1 PSE Park のシステム構成

#### 〈4・1〉 Console

Console は PSE Park のグラフィカルユーザインターフェース(GUI)である。PSE Park の利用者は Console を利用して PSE Park を利用する。利用方法はマウスを利用し左側の Modules から、Core と呼ばれる PSE の部品を中央のフィールド部分へドラッグ&ドロップを行う。Core の配置が完了したら、実行を行う順番を決める。実行の順番を決めたら実行を行う。

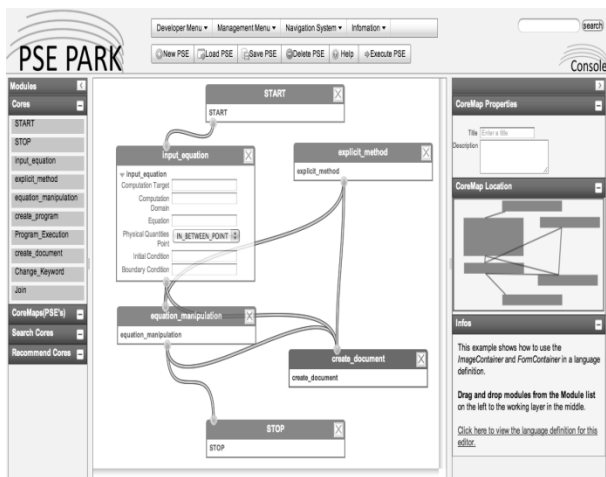


図 2 Console の様子

#### 〈4・2〉 Core

Core とは PSE Park の機能である。PSE Park はモジュールベースになっているので様々な Core が想定される。多くの機能を備えた Core や一つの機能だけを持った Core である。ここで言う多くの機能を備えた Core とは PSE のことである。PSE Park では、PSE を機能の一部として取り込むこ

とを想定している。

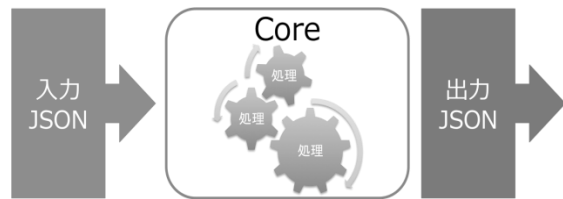


図 3 Core のイメージ

#### 〈4・3〉 PIPE Serve

PIPE Server は CoreMap の実行を行う機能を持つ。PIPE Server は CoreMap(Core の繋がりに関する情報)を解析してデータストアから必要な Core を呼び出して順番に実行を行う。PIPE Server には情報を継承する特徴がある。一例を図 5 に示す。図 5 は Core が 3 つの CoreMap である。CoreA から出力される情報は{ "a" : 1 }である。したがって CoreA から CoreB に伸びる矢印は{ "a" : 1 }という情報である。CoreA から情報を受け取った CoreB からは{ "b" : 2 }という情報が出力される。ゆえに CoreB から CoreC に伸びる矢印は{ "b" : 2 }であると考えられる。しかし、出力される情報は{ "b" : 2 }ではなく{ "a" : 1, "b" : 2 }である。つまり情報が継承されているのである。情報を継承する機能によって便利になることがある。柔軟に CoreMap を構築することが出来るようになることである。

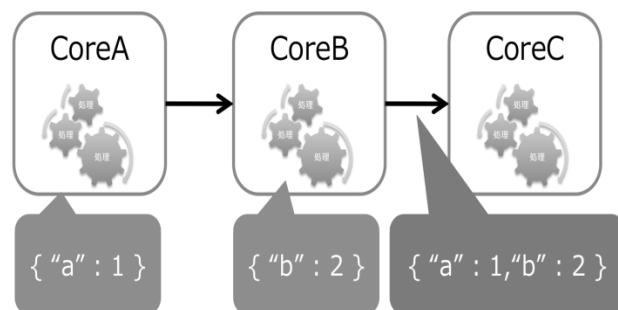


図 4 PIPE Server のデータ継承

#### 〈4・4〉 Console Server

Console Server とは PSE Park を操作するためのサーバである。情報セキュリティの都合上 Console は直接 PSE Park を操作することはしない。ウェブブラウザが外部プロセスを起動することは情報漏洩の危険があるため望ましいことではない。Console は JavaScript で書かれている。JavaScript にはもともと外部プロセスを起動する関数が実装されていない。そのため、Console は JSON 情報を送るだけである。

#### 〈4・5〉 Manager

Manager とは PSE Park のデータを操作する機能である。データを操作するための機能として三つ紹介する。Core 検

索機能と Core 登録機能, Core 推薦機能である。まずは Core 検索機能について説明する。PSE Park には多種多様な Core が存在する。Core が多くなると、どのような Core が存在するのか分からなくなってしまうため、Core を検索する機能は必要である。検索機能では、キーワードを入力して検索を行う。入力されたキーワードをもとに、データストア内にある Core の説明書から検索キーワードを見つける。検索キーワードが含まれている Core を列挙して PSE Park の利用者に提示する。Core の説明書は Core の開発者が Core の機能についての説明を書いたものである。

## 5. 問題解決環境支援機能

### 〈5.1〉 Wrapped Core 自動生成機能

Wrapped Core 自動生成機能とは Wrapped Core を自動的に作り出す機能である。Wrapped Core とは従来の PSE やレガシープログラムを PSE Park の Core として使えるようにしたものである。従来の PSE やレガシープログラムには有用な物が多い。特にレガシープログラムは Fortran のようなシミュレーションプログラムとして活躍していたものである。Fortran プログラムを PSE Park で利用出来るようになれば、PSE を作るための部品が増えることになり様々な PSE を作り出すことができるようになる。つまり、レガシープログラムが増えることで PSE Park が充実する。

### 〈5.2〉 CoreMap 構築補助機能

CoreMap 構築補助機能は PSE Park の Core が繋がるかを確認する機能である。PSE Park には様々な Core が存在している。したがって、どの Core がどの Core と繋がるのかを知ることが PSE Park を利用する利用者にとって非常に重要なことなのである。そこで CoreMap 構築補助機能では、二つの Core が繋がるかを検証する。検証の際は”入力情報ファイル”と”出力情報ファイル”を利用する。“入力情報ファイル”と”出力情報ファイル”には Core を実行するためにどのような情報が必要なのか記述されている。

### 〈5.3〉 PIPE Server ステアリング機能

PIPE Server ステアリング機能とは利用者が PSE Park で構築した PSE に介入するための機能である。PSE Park では Core を配置して PSE を実行する。PSE を実行した場合、すべての処理を順次実行していく。PSE を実行する際は途中で処理を止めることはない。PIPE Server ステアリング機能を利用すると利用者が好きな所で処理を止めることができる。止めた所で利用者は Core の処理結果を編集することができる。データ編集にはテキストエディタを利用する。テキストエディタは自動的に起動する。

## 6. PSE Park における不確実性解決支援機能

シミュレーションには、誤差やバグ等の不確実性がつきものである。そして、その不確実性が全く信頼できない結果を生み出すことがある。そこで、本研究では PSE Park において不確実性解決機能の開発を行った。不確実性解決

機能は、不確実性知識の共有機能、丸めアルゴリズム変更機能、任意精度演算機能の3つの機能がある。

### 〈6.1〉 不確実性知識の共有機能

不確実性知識の共有機能は、Core を登録する際にその Core の不確実性情報も同時に登録でき、その情報を閲覧できる機能である。その概念を図5に示す。この機能により、Core の不確実性を考慮したうえで、Core を利用することができる。

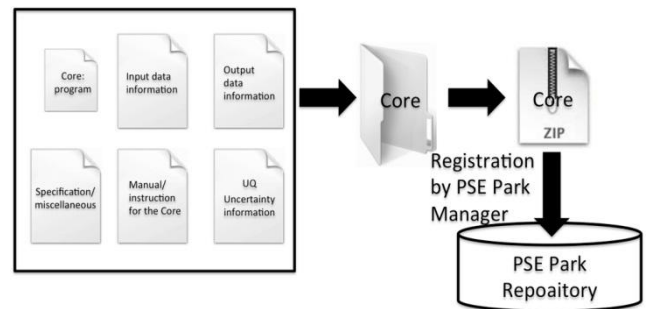


図5 不確実性知識の共有機能

### 〈6.2〉 丸めアルゴリズム変更機能

不確実性の原因の1つに丸め誤差がある。丸めアルゴリズム変更機能は、構築した PSE を図1に示す4つの丸め方向 (RN (最近接偶数), RP (+∞), RM(-∞), RZ(0)) (表1参照) で実行を行い、結果を比較することで、不確実性が含まれているか推定できる機能である。

表1 丸め方向

丸め方向	内容
最近接 (RN)	四捨五入
0方向 (RZ)	切り捨て
+∞ (RP)	切り上げ
-∞ (RM)	切り下げ

例として、単精度の衝撃波管問題用 PSE を構築し、実行した時の結果の比較を表2に示す。表2より、この結果は丸め誤差による不確実性を多く含んでいると推定できる。この例のように、結果の精度が不十分と判断した場合は、次の任意精度演算機能の利用を推奨する。

表2 衝撃波管問題 (単精度) の結果の比較

丸め方向	平均相対誤差
RN	$3.64 \times 10^{-1}$
RP	$1.87 \times 10^{-1}$
RM	$1.70 \times 10^{-1}$
RZ	$3.09 \times 10^{-2}$

### 〈6.3〉 任意精度演算機能

任意精度演算機能は、構築した PSE を指定の精度で実行できる機能である。例えば、表 2 のように結果の精度が不十分な場合は、精度を変更して、PSE を実行することができる。単精度の衝撃波管問題用 PSE を倍精度に変更し、丸めアルゴリズム変更機能を利用して実行した時の結果の比較を表 3 に示す。単精度に比べて、精度が向上していることがわかる。この結果から、この衝撃波管問題は倍精度であれば信頼できる結果が得られると推定できる。

表 3 衝撃波管問題（倍精度）の結果の比較

丸め方向	平均相対誤差
RN	$2.50 \times 10^{-5}$
RP	$8.90 \times 10^{-5}$
RM	$3.20 \times 10^{-5}$
RZ	$3.20 \times 10^{-5}$

次に、式（1）を倍精度で解く PSE を構築し、実行を行った。また、この PSE を 4 倍精度で指定して実行を行った。

$$f(x) = \left(-\log(\exp(x^{-4}))\right)^{-\frac{1}{4}} (= x) \quad (1)$$

図 5 にその結果を示す。この結果は  $f(x) = x$  のグラフになるはずである。図 5 をみると、倍精度は理論値からかなりずれていることがわかる。一方、4 倍精度であれば、ほぼ理論値に一致していることがわかる。これより、この PSE を実行する場合は 4 倍精度で実行を行う必要があると推定できる。

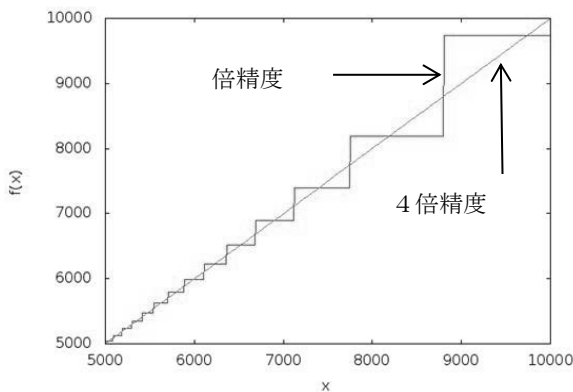


図 5 式（1）の倍精度と四倍精度の実行結果

## 7. まとめ

本研究では、PSE Park における問題解決環境支援機能および不確実性解決支援機能の開発を行った。PSE Park はメタ PSE であり、PSE を開発することを支援する PSE である。PSE Park には様々な機能は Core と呼ばれるモジュールとして登録されている。Core をつなぎ合わせ、CoreMap と呼ばれるワークフローを構築できる。この CoreMap が PSE として、科学技術シミュレーションの実行を支援する。さらに本研究では、特に浮動小数点演算につきものの、不確実性的一种である丸め誤差の影響をすいてすることを支援する機能も開発した。本研究によりさらに PSE Park を利用しやすくなった。さらに不確実性解決支援機能を加え、PSE Park により不確実性問題の解決を支援しつつ、PSE を構築支援し、科学技術シミュレーションを総合的に支援することができた。

不確実性には、丸め誤差の他に多くの不確実性が存在する。物理モデル誤差、数学モデル誤差、数値モデル誤差、データ処理誤差、初期及び境界条件の不備による誤差、ヒューマンエラーなどがある。それぞれにサポートを行い不確実性を避け、正しい結果を得る支援が必要である。今後、これらの点について研究を進める予定である。

## 謝辞

本研究は一部科学研究費援助金及び宇都宮大学オペティクスセンターの支援により実施された。

## 文 献

- (1) 川田重夫, 田子精男, 梅谷征雄, 南多善: “PSE BOOK [基礎編]”, pp. 1-9, 培風館 (2005)
- (2) 川田重夫, 田子精男, 梅谷征雄, 南多善: “PSE BOOK [応用編]”, pp. 1-5, 培風館 (2005)
- (3) 小橋博道, 真鍋保彦, 松本正己, 宇佐見仁英, 川田重夫: “問題解決環境構築のためのフレームワークの開発”, 第 14 回計算工学会論文集 (2009)
- (4) Hiromichi Kobashi, Shigeo Kawata, Yasuhiko Manabe, Masami Matsumoto, Hitohide Usami: “PSE Park : a framework to construct Problem Solving Environment”, J. Convergence Information Tech., 5, pp. 225-239 (2010)
- (5) Shigeo Kawata, Hiromichi Kobashi, Takashi Ishihara, Yasuhiko Manabe, Masami Matsumoto, Daisuke Barada, Yoshikazu Hayase, Takayuki Teramoto and Hitohide Usami: “Scientific Simulation Support Meta-System: Pse Park – with Uncertainty Feature Information –”, Int. J. Intelligent Information Processing, 3, pp. 66-76 (2012)

# 高精度・低消費電力サイクリックADCの自己校正法の検討

劉 羽\* 新井薫子 小林春夫 松浦達治 (群馬大学)  
小林修 (STARC) 高井伸和 (群馬大学) 新津葵一 (名古屋大学)

Self-Calibration Technique of High-Precision Low-Power Cyclic ADC

Yu Liu, Yukiko Arai, Haruo Kobayashi, Tatsuji Matsuura (Gunma Univ.)

Osamu Kobayashi (STARC) Takai Nobukazu (Gunma Univ.), Kiichi Niitsu (Nagoya Univ.)

**Abstract:** This paper presents a self-calibration technique of a cyclic ADC for high precision and low power. In this technique the cyclic ADC is composed of two comparators, an MDAC, an amplifier by a factor of 2.0, digital calibration logic and a reference DAC (whose resolution is the same as that of the cyclic ADC). The cyclic ADC works in two modes: high-power mode and low-power mode. In high-power mode, the bias currents in the amplifier are large so that the amplifier works with high precision and the capacitor mismatches associated with the MDAC are measured. In low-power operation mode, the bias currents are low and we can also measure the amplifier error effects in this mode. In normal operation, the cyclic ADC works in low power mode with calibration based on these measured errors.

**キーワード:** サイクリック ADC, 乗算型 DAC, 容量ミスマッチ, 有限ゲイン誤差, デジタル自己校正法 (cyclic ADC, multiplying DAC, capacitor mismatch, amplifier finite gain, digital self-calibration)

## 1. はじめに

トランジスタのプロセス微細化によりトランジスタ利得低下、素子ばらつき増加のためアナログ回路の性能確保が困難になってきている。その中で微細化の恩恵を受けるデジタル回路を用いてアナログ回路の特性の誤差やばらつきを補正するデジタル自己校正技術が注目されている。特に AD 変換器にデジタル自己校正技術を適用した研究開発が活発に行われている。[1-5]

サイクリック AD 変換器はほかの AD 変換器に比べて構造が簡単、面積が小さく、分解能に依らず構成が同じ (分解能・サンプリングスピードの再構成が比較的容易に可能) という利点がある。[6] しかし、内部 DAC 内の容量ミスマッチやオペアンプ有限ゲイン誤差といった問題がある。これらにより、AD 変換器の特性 (線形性) に大きい影響を与える。

本論文はサイクリック AD 変換器における乗算型 DAC 内の有限ゲイン誤差や容量ミスマッチの影響についてデジタル自己校正法を提案し、Matlab シミュレーションで有効性を確認した。

提案自己校正により、サイクリックADC内のMDAC回路の容量を小さくでき (そのために生じるミスマッチを補正できるので小面積で容量充放電の電力が小)、また通常動作時のアンプは低消費電力で動作可能になる。

## 2. サイクリック ADC

### 2-1 サイクリック ADC の構成と動作

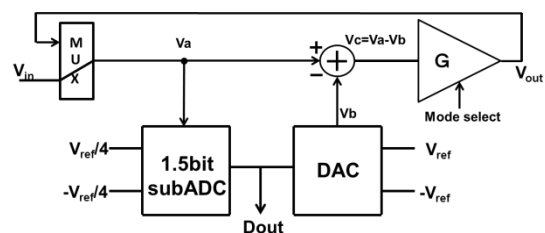


図1 サイクリック ADC の構成

Fig.1 Cyclic ADC block diagram

サイクリック ADC の構成を図1に示す。その動作は次のようになる。入力電圧  $V_{in}(V_a)$  が入力され、コンパレータ (1.5bit ADC) で比較され、デジタル出力  $D_{out}$  を出力する。この  $D_{out}$  に対応する乗算型 DAC の出力電圧  $V_b$  が出力され、入力電圧  $V_{in}$  との残差  $V_c = V_a - V_b$  を得る。残差  $V_c$  はオ

ペアンプで増幅され、MDAC 出力  $V_{out}$  (次のサイクルでの入力電圧  $V_a$ ) となる。

### 2-2 サイクリック ADC の回路構成

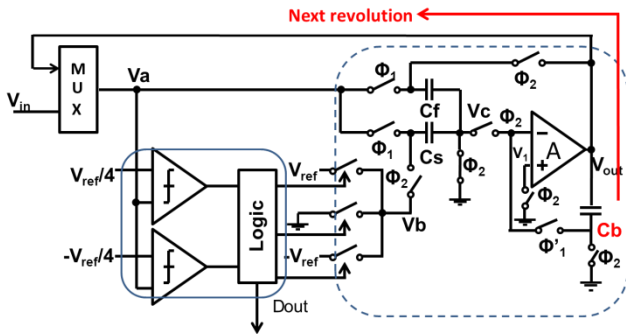


図2 サイクリック ADC の回路構成

Fig.2 Circuit of cyclic ADC.

図2にサイクリック ADC の構成を示す。実線の部分は2つのコンパレータを示す。破線の部分は乗算型 DAC 出力電圧  $V_{out}$  で  $\Phi_1$  オフ、 $\Phi_2$  オンで  $C_b$  に充電され、 $\Phi_1$  オン、 $\Phi_2$  オフでアンプの負入力にフィードバックされる。 $V_{out}$  は次のサイクルでの入力電圧  $V_a$  となる。以下これと同じ演算を繰り返す。このように1サイクル毎で分解能が1bit 増える。サイクリック ADC ではサイクル数を増やすことで高分解能になるが、高速サンプリングには適さない。

理想な伝達特性は  $V_{out}=2*V_{in}-D_{out}*V_{ref}$  となる。

### 3.有限ゲイン誤差と容量ミスマッチの影響

MDAC 内オペアンプの有限ゲイン誤差がある時、ADC の出力電圧は図3 (a) のようになり、 $V_{out}=0$  の点が不動点である。容量ミスマッチがある時、ADC の出力電圧は図3 (b) のようになり、 $V_{out}=0, \pm V_{ref}$  の点が不動点である。

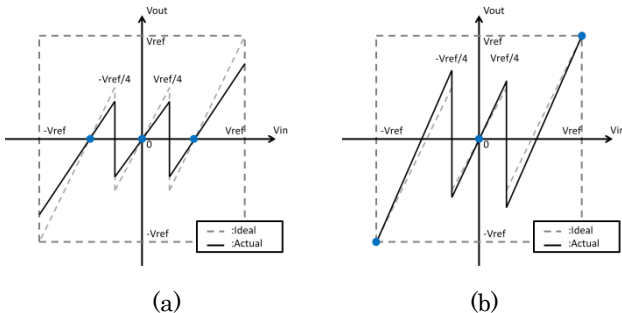


図3 (a)有限ゲイン誤差の影響 (b)容量ミスマッチの影響

Fig.3 (a) Finite gain effects. (b) Capacitor mismatch effects.

これらの誤差によりミス・コードが出てしまい、ADC 線形性を劣化させる。次節でこれらの補正を検討する。

### 4.乗算型 DAC 動作により伝達関数を算出

サンプリングモード(図4 (a)): スイッチ  $\Phi_1$  がオンで、乗算型 DAC がサンプリングモードとなり、 $V_{in}$  が入力電圧  $V_a$  として入力される。この時  $C_s$  と  $C_f$  にそれぞれ次の電荷が蓄えられる。

$$Q_f=C_f*V_{in}, Q_s=C_s*V_{in}$$

増幅モード (図4 (b)):  $\Phi_1$  がオフ、 $\Phi_2$  がオンで、乗算型 DAC が増幅モードとなる。この時、 $C_f$ 、 $C_s$  の容量の電荷の移動が起き、 $C_f$ 、 $C_s$  に蓄えられる電荷  $Q'_f$ 、 $Q'_s$  が次式で示される値になる。

$$Q'_f=(V_{out}-V_1)*C_f, Q'_s=(V_{DAC}-V_1)*C_s$$

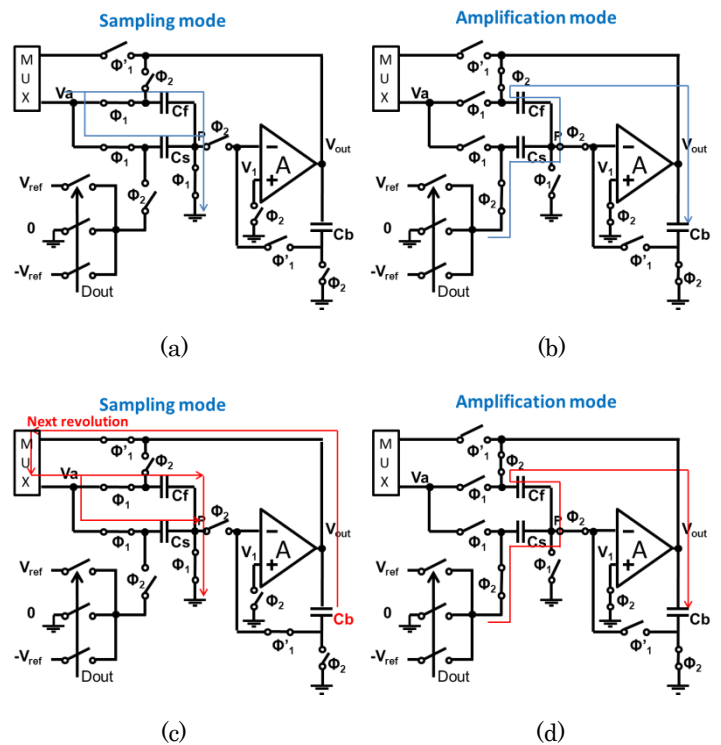


図4 乗算型 DAC の動作

(a)サンプリングモード (b)増幅モード (c)サンプリングモード (次回転) (d)増幅モード (次回転)

Fig.4 Operation of multiplying DAC.

(a) Sampling mode. (b) Amplification mode.

電荷保存則で  $-Q'_s-Q'_f=-Q_s-Q_f$  を得て、 $V_1=V_{out}/A$  の式を展開し、 $C_s$  と  $C_f$  の伝達関数中での関係は式(1)となる。

$$V_{out} = \frac{V_{in} \left(1 + \frac{C_s}{C_f}\right) - D * V_{DAC} * \frac{C_s}{C_f}}{1 + \left(\frac{C_f + C_s}{C_f} * \frac{1}{A}\right)} \approx \left(1 - \frac{1}{A\beta}\right) \left[V_{in} \left(1 + \frac{C_s}{C_f}\right) - D * V_{DAC} * \frac{C_s}{C_f}\right] \dots\dots\dots(1)$$

オペアンプの利得を A、帰還関数を  $\beta = C_s / (C_s + C_f)$ 、容量ばらつきを  $em = (C_s - C_f) / C_f$ 、有限ゲイン誤差を  $efg = 1 / A\beta$  とすると、式(1)は式(2)になる。

$$V_{out} = (1 - efg) \left[ \left(1 + \frac{em}{2}\right) * 2V_{in} - (1 + em)D * V_{ref} \right] \dots\dots\dots(2)$$

式(2)は誤差を考慮した伝達関数である。ここで、オペアンプの利得 A が無限大であれば、efg が 0 になり、回路の誤差は em のみとなる。また、em と efg の両方が 0 になる時、伝達関数は理想の場合となる。

$\Phi 1$  と  $\Phi 2$  が切り替えると、 $C_f$  と  $C_s$  の電荷が移動し (図 4 (b) 参照)、 $C_b$  に電荷が蓄える。システムが一回転の動作をした後、またスイッチが切り替え、 $\Phi' 1$  がオフからオンになり、 $C_b$  に蓄えられた電荷が移動する (図 4 (c) 参照)。これらの電荷は  $C_b$  からマルチプレクサ回路に戻り、次の回転の入力電圧となる。前回転と同じように動作する (図 4 (d) 参照)。スイッチのタイミングチャートを図 5 で示した。

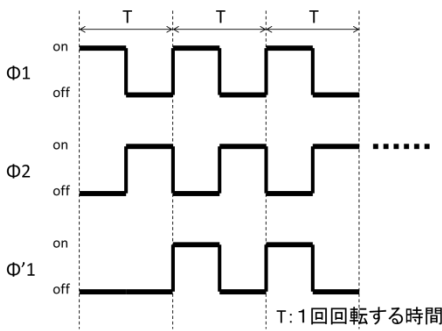


図 5 スイッチのタイミングチャート  
Fig.5 Timing chart of switch.

## 5. サイクリック ADC のデジタル自己校正法の提案

### 5-1 デジタル自己校正法の原理

提案自己校正システムを図 6 に示す。自己校正の際に、高精度・高分解能を実現するため、サイクリック ADC と同じ分解能のリファレンス DAC を設ける。(このリファレンス

DAC は動作スピードは遅くてよい。)

1 サイクル毎にデジタル出力  $D_{out}$  (サイクリック変換した後、2 進重みを合成した k-bit のデータ) が出力される。この出力 ( $D_{out}$ ) とリファレンス DAC の入力 ( $D_{in}$ ) の差 ( $e_{out}$ ) は誤差である。伝達関数により、有限ゲイン誤差と容量 mismatches のそれぞれの誤差係数を持ち、 $W_b$  (有限ゲイン誤差係数) と  $W_f$  (容量 mismatches 係数) がシステムに組み込まれている。 $W_b$  と  $W_f$  を平均自乗誤差(LMS)アルゴリズムで最適化し、メモリに格納する。 $e_{out}$  が 0 になったときに自己校正を完了とする (図 7 参照)。

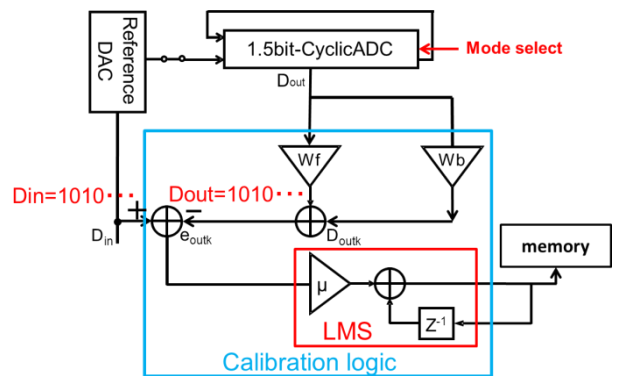


図 6 提案サイクリック ADC 自己校正システム

Fig.6 Proposed self-calibration system for cyclic ADC

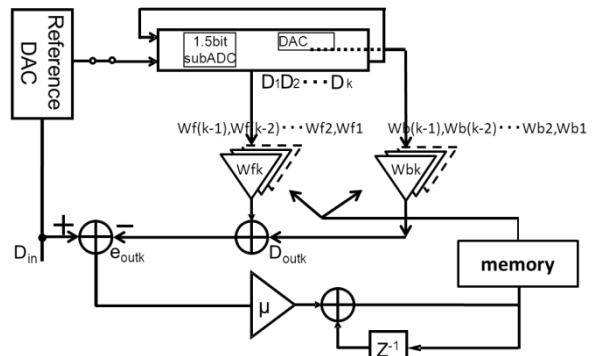


図 7 提案自己校正の動作

Fig.7 Operation of the proposed self-calibration.

### 5-2 回路誤差分析と数学モデル

システムの自己校正モードで、乗算型 DAC を高電力モードとし、オペアンプ利得を非常に大きく (ここでは無限大と近似) する (図 4 参照)。伝達関数で、有限ゲインの影響がなく回路に影響を与える誤差は容量 mismatches 誤差 (誤差係



数を  $Wf$  とする) のみと考える。

回路が通常モードの場合は、この時測定した誤差は容量ミスマッチと有限ゲイン誤差両方を含んでいる誤差である。容量ミスマッチ誤差を除けば、残った分は有限ゲイン誤差(誤差係数を  $Wb$  とする) と考える。

図8のように(Dout はサイクリック変換した後、2進重みを合成した  $k$ -bit のデータ)、回路が高電力モードとなり、 $Wf1$  を基準にし、回路を  $k$  サイクル動作して  $Wf$  を測定する。また回路が通常モードに戻り、 $k+1$  回転動作して  $Wb$  を測定する。 $k+1$  回転を動作する理由は1回目回転の有限ゲイン誤差をデジタル的に測定するため、2回目回転の subADC を用い、1回目回転の有限ゲイン誤差を測定する。このように、各回転の誤差係数の関係が図8となる。数学モデルもこの関係で立てる。

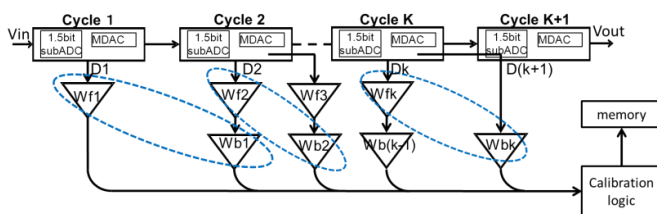


図8 サイクリック ADC の誤差分析

Fig.8 Error analysis of cyclic ADC.

$$eout1 = Din - Dout1 = Vin \left[ 1 - Wb1(1 - efg) \left( 1 + \frac{em}{2} \right) * 2 \right] + D1[Wb1(1 - efg)(1 + em) - Wf1] \dots\dots\dots(3)$$

式(3)の第1項と第2項が0であれば、 $eout1$  は0となる。 $Din$  と  $Dout1$  が同じであるため、自己校正が完了と考える。1サイクルの動作をすると、式(3)により

$$Wb1 = \frac{1}{2 * (1 - efg)(1 + \frac{em}{2})} \quad Wf1 = \frac{1}{2 * (1 + em)(1 + \frac{em}{2})}$$

となる。 $Wb1$  と  $Wf1$  が上の式に収束する。また、 $k$  サイクルを動作すると、誤差係数は

$$Wbk = \frac{1}{[2 * (1 - efg) \left( 1 + \frac{em}{2} \right)]^k} \quad Wfk = \frac{1}{2 * (1 + em)(1 + \frac{em}{2})}$$

となる。 $Wbk$  と  $Wfk$  が上の式に収束する。

### 6.シミュレーションによる提案手法の確認

提案自己校正を Matlab シミュレーションで確認した。(分解能 12bit、有限ゲイン誤差 14%、容量ミスマッチ 2%) の

場合、Cyclic ADC 線形性を図9で示す。

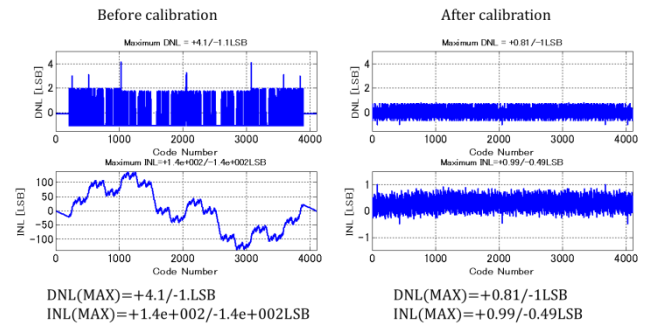


図9 サイクリック ADC の線形性

Fig.9 DNL and INL of cyclic ADC

デジタル自己校正した後(図9参照)、提案自己校正によりサイクリック ADC の線形性が改善されることがわかる。

正弦波入力に対するADC出力結果を図10に示す。

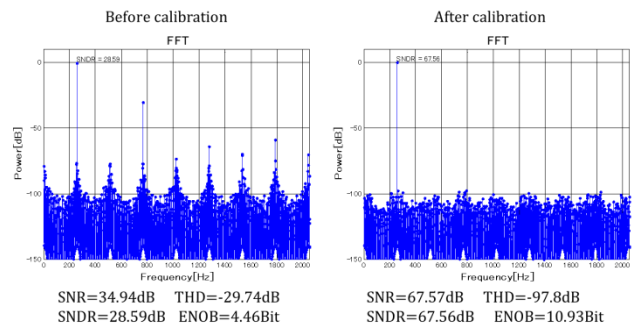


図10 サイクリック ADC のパワーパワースペクトル特性

Fig.10 Power spectrum of cyclic ADC

ADC の有効 bit 数が 4.46 (自己校正前) から、10.93bit (自己校正後) に改善した。



また各サイクルの補正係数を表 1 で示す。

表 1 各サイクルでの補正係数

Table.1 Correction coefficients for each cycle

Wf1=0.4853	Wb1=0.5756
Wf2=0.4853	Wb2=0.3313
Wf3=0.4853	Wb3=0.1907
Wf4=0.4853	Wb4=0.1098
Wf5=0.4853	Wb5=0.0632
Wf6=0.4853	Wb6=0.0364
Wf7=0.4853	Wb7=0.0209
Wf8=0.4853	Wb8=0.0120
Wf9=0.4853	Wb9=0.0069
Wf10=0.4853	Wb10=0.0040
Wf11=0.4853	Wb11=0.0023
Wf12=0.4853	Wb12=0.0013

## 7.まとめとコメント

サイクリック ADC の自己校正法を提案し Matlab シミュレーションで有効性を確認した。次の知見を得た。

- 1.サイクリック ADC では、何サイクル動作でも同じ回路なので、誤差係数が規則的である数学モデルが立てられた。
- 2.有限ゲイン誤差係数は回転数が増加するに従い、後段回転で有限ゲインの誤差が 0 に近づく。
3. 量子化誤差などが拡大されると考えているため、有限ゲイン誤差はサイクリック ADC の回転数が増えるにつれて、回路に影響が大きい。

提案手法はたとえば 12bit 分解能のサイクリック ADC に対して 12bit 分解能・精度の参照 DAC が自己校正のために必要であるがこの参照 DAC は動作がスピードは遅くてよい。

## 参考文献

- 
- [1] A. Verma, B. Razavi, "A 10b 500MS/s 55mW CMOS ADC", IEEE ISSCC (Feb. 2009).
  - [2] F. Maloberti, Data Converters, Springer (2007).
  - [3] 小川智彦, 松浦達治, 小林春夫, 高井伸和, 堀田正生, 傘 昊, 阿部彰, 八木勝義, 森俊彦, "逐次比較近似 ADC コンパレータ・オフセット影響の冗長アルゴリズムによるディ

ジタル補正技術,"電子情報通信学会誌 和文誌 C, Vol.J94-C, no.3 (2011年3月)

- [4] T. Ogawa, H. Kobayashi, Y. Takahashi, N. Takai, M. Hotta, H. San, T. Matsuura, A. Abe, K. Yagi, T. Mori, "SAR ADC Algorithm with Redundancy and Digital Error Correction", IEICE Trans. Fundamentals, vol.E93-A, no.2, (Feb. 2010).
- [5] T. Yagi, K. Usui, T. Matsuura, S. Uemori, Y. Tan, S. Ito, H. Kobayashi, "Background Self-Calibration Algorithm for Pipelined ADC Using Split ADC Scheme", IEICE Trans. on Electronics, Vol.E94-C, No.7, pp. 1233-1236 (July 2011).
- [6] P. G. A. Jespers, Integrated Converters, D to A and A to D Architectures, Analysis and Simulation, Oxford University Press (2001)

# 通信用 IC テスト用 I, Q 信号発生のための 複素マルチバンドパス $\Delta \Sigma$ DA 変調器の検討(1)

シャイフル ニザム ビン モーヤ\* 村上 正紘 小林 春夫

松浦 達治 (群馬大学) 小林修 (STARC)

## A Study of Complex Multi-Bandpass $\Delta \Sigma$ DA Modulator for I-Q Signal Generation (1)

Shaiful Nizam Bin Mohyar\*, Masahiro Murakami, Haruo Kobayashi  
Tatsuji Matsuura (Gunma University), Osamu Kobayashi (STARC)

This paper describes application of a complex bandpass  $\Delta \Sigma$  DA modulator to I-Q signal generation for communication IC testing as well as transmitter. We show that the complex bandpass  $\Delta \Sigma$  DA modulator is superior to two real-bandpass  $\Delta \Sigma$  DA modulators regarding to noise-shaping characteristics (hence the trade-off between bandwidth and sampling speed is better for the complex bandpass  $\Delta \Sigma$  DA modulator.) We examine the characteristics of the complex bandpass  $\Delta \Sigma$  DA modulator and its extension - a complex multi-bandpass modulator. We present their theoretical analysis and simulation results.

(Keywords: Complex Signal, Complex Filter, Complex Bandpass, Multi-band,  $\Delta \Sigma$  DA Modulator, I-Q Signal)

### 1. INTRODUCTION

Demands for low cost, low power and high performance of a digital-to-analog converter (DAC) (Fig.1) are significantly increased especially in communication applications. Since communication devices become inexpensive and more sophisticated, the DAC circuits in their transmitter parts (which often generate I-Q signals) become more complicated and challenging. Thanks to the advancement of VLSI process technology, VLSI fabrication cost is reduced. A successful market of the portable devices has contributed to this matter. Most of these devices are requiring for a low power DAC owing to their operating voltage which mostly uses battery.

On the other hand, their testing cost increases due to the circuit complexity and high specification requirements. The testing of the communication ICs requires high quality I-Q signal at low cost, and in many cases their DACs are required for I-Q signal generation.

This paper discusses applicability of a complex bandpass  $\Delta \Sigma$  D/A modulator to generate I-Q signals with digital rich configuration.



Fig.1 DAC with its input and output signals.

### 2. DAC FOR I-Q SIGNAL GENERATION

This section discusses pros and cons of the architectures for I-Q signal generation. The architecture can be classified as follows:

(1) Analog method

(2) Digital method

(DSP + DAC, or Direct Digital Synthesizer)

2-1) DSP + 2 Nyquist-rate DACs + 2 analog filters

2-2) DSP + 2 real-bandpass  $\Delta \Sigma$  DACs + 2 analog filters

2-3) DSP + 1 complex-bandpass  $\Delta \Sigma$  DAC

+ 1 analog complex filter

- As the VLSI technology progresses, digital method becomes much easier to design.
- The method 2-1) requires relatively large Nyquist-rate DACs and analog filters.
- The method 2-2) uses two digital  $\Delta \Sigma$  modulators (whose circuits are negligible in fine CMOS LSI) and two 1-bit DACs (which are also negligible), and also requirements for two analog filters can be relaxed due to the oversampling.
- The same arguments hold for the method 2-3) as those of the method 2-2).

Fig.2 shows block diagrams for the methods 2-2) and 2-3).

Up-conversion mixers with local oscillators may follow the analog filters in the digital methods.[1]

### 3. COMPLEX BANDPASS $\Delta\Sigma$ DA MODULATOR FOR I-Q SIGNAL GENERATION

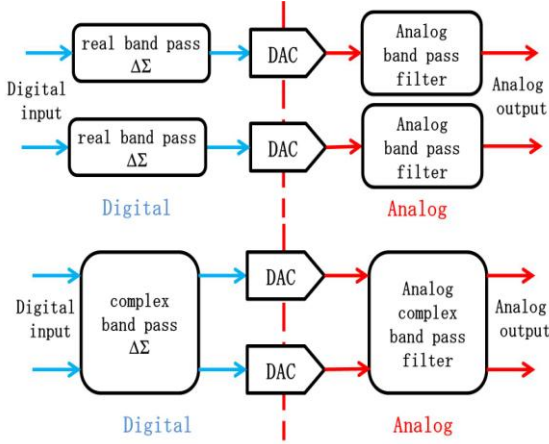


Fig. 2 I-Q signal generation with  $\Delta\Sigma$  DA modulation  
(a) Two real-bandpass modulators (method 2-2)  
(b) One complex bandpass modulator (method 2-3)

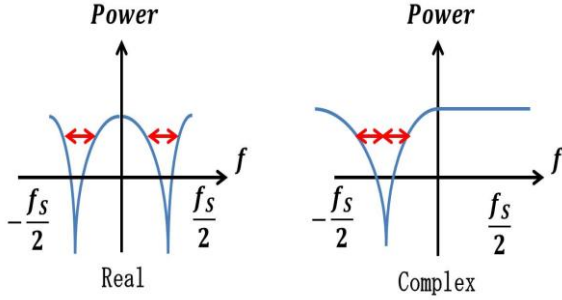


Fig.3 Noise-shaping characteristics.

(Left) Real bandpass modulator. (Right) Complex bandpass modulator.

Now let us compare the methods 2-2) and 2-3). Suppose that the center of the I-Q signal band is  $-f_s/4$ . Then as Fig.3 shows, the noise-shaping characteristics for the complex modulator around  $-f_s/4$  is better than that of the real bandpass modulators (in other words, the quantization noise in the signal band is lower in complex modulator case). See Appendix for simulation results.

The complexity of two real analog filters and one analog complex filter would be comparable.

Hence the method 2-3) (which uses complex signal processing) would be better than the method 2-2).

**Remark:** One might argue that better noise-shaping characteristics could be obtained with higher-order real bandpass modulators and digital modulators are *free* in fine CMOS LSI. However, higher-order modulators require higher-order analog filters following the modulators, and hence comparison of complex and real bandpass modulators with the same order would be fair.

### 4. COMPLEX BANDPASS $\Delta\Sigma$ DA MODULATOR

This section describes the complex bandpass  $\Delta\Sigma$  DA modulator in details. Fig. 2 and Fig. 3 show the illustration of advantages of a complex bandpass  $\Delta\Sigma$  D/A modulator compared to two real bandpass  $\Delta\Sigma$  D/A modulators. By using this type of modulator, larger bandwidth (or better SNR) can be obtained due to its asymmetric behavior with respect to  $\omega_s = 0$ . In contrast, the real bandpass modulator has a symmetric behavior with respect to  $\omega_s = 0$  with 2 poles at two different points and it provides only a half bandwidth for each pole. [1-5]

#### (a) Complex bandpass filter

Fig.4 shows the structure of a basic complex filter.

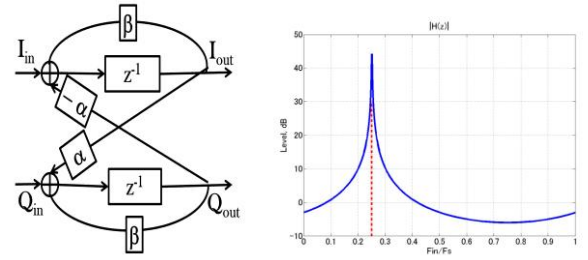


Fig. 4 Complex filter and its gain characteristics.

From the above structure, the gain of the system can be determined by obtaining their transfer function. First, we need to derive the equations from inputs to outputs as follows:

$$I_{out}(n) = I_{in}(n-1) - \alpha Q_{out}(n-1) + \beta I_{out}(n-1) \quad (1)$$

$$Q_{out}(n) = Q_{in}(n-1) + \alpha I_{out}(n-1) + \beta Q_{out}(n-1) \quad (2)$$

We define complex input  $V_{in}(n)$  and complex output  $V_{out}(n)$  as follows:

$$V_{in}(n) = I_{in}(n) + jQ_{in}(n) \quad (3)$$

$$V_{out}(n) = I_{out}(n) + jQ_{out}(n) \quad (4)$$

Then, we define its transfer function  $H(z)$  as follows:

$$H(z) = \frac{V_{in}(z)}{V_{out}(z)} \quad (5)$$

We obtain the following:

$$H(z) = \frac{1}{z - (\beta + j\alpha)} \quad (6)$$

#### (b) Complex bandpass $\Delta\Sigma$ DA modulator

Fig.5 (a) and Fig.6 (b) show first-order and second-order complex bandpass  $\Delta\Sigma$  DA modulators with the center frequency  $-f_s/4$  of the signal band. Fig. 5(b) and Fig.6(b) show their output spectrum for the complex sinusoidal signal input around  $-f_s/4$ , and we see that the quantization noise is shaped at  $-f_s/4$ . Here we use  $\alpha=1$ ,  $\beta=0$ .

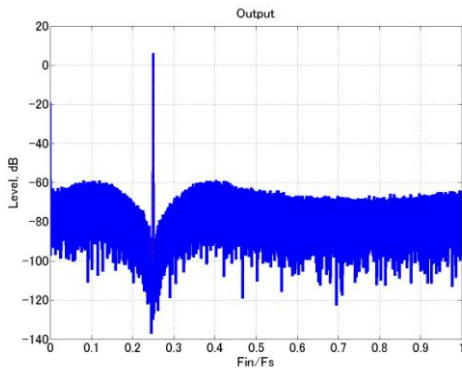
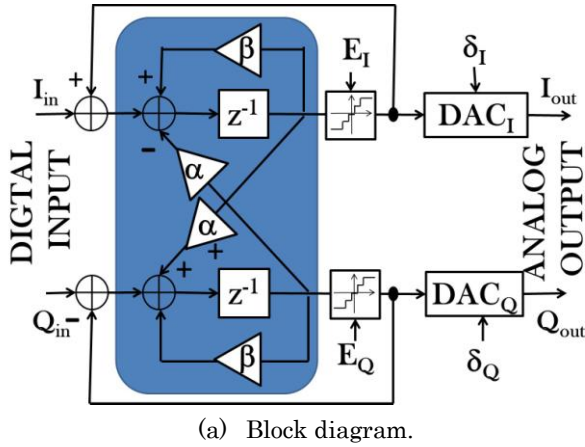


Fig.5 First-order complex bandpass  $\Delta\Sigma$  DA modulator.

## 5. COMPLEX MULTI-BANDPASS $\Delta\Sigma$ DA MODULATOR

This section describes complex multi-bandpass  $\Delta\Sigma$  DA modulators for multi-tone I-Q signal generation. [6]

### (a) Complex multi-band pass filter

Fig. 5 shows a first-order complex multi-bandpass filter, and Fig.6 shows its gain characteristics for  $n=2$ ,  $n=4$ . Its transfer function is given as follows:

$$H(z) = \frac{1}{z^n - (\beta + j\alpha)} \quad (7)$$

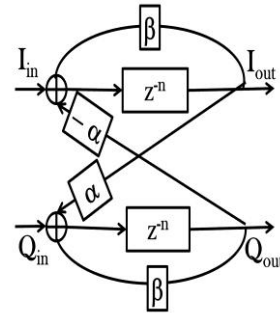


Fig. 7 Complex multi-bandpass filter.

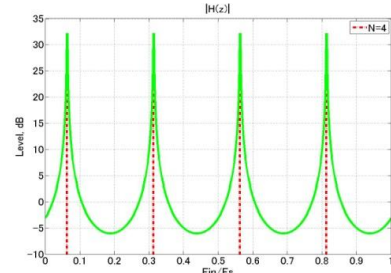
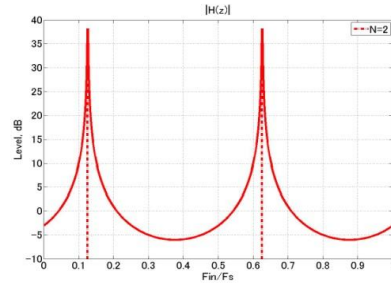


Fig.8 Gain characteristics of multi-band complex filters.

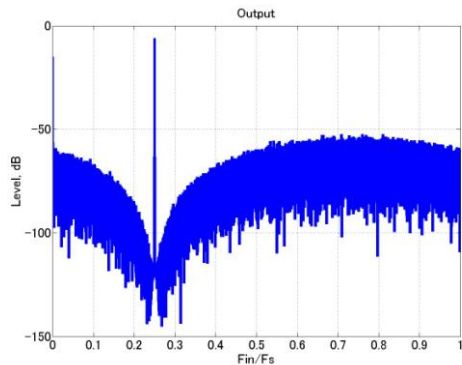
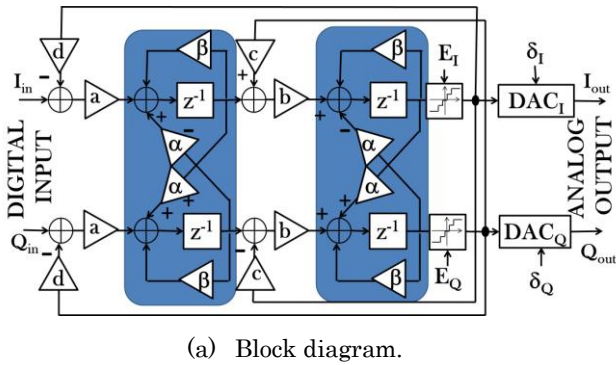


Fig.6 Second-order complex bandpass  $\Delta\Sigma$  DA modulator.

### (b) Complex multi-bandpass $\Delta\Sigma$ DA modulator

Fig.5 and Fig.6 show first-order and second-order complex multi-bandpass  $\Delta\Sigma$  DA modulators, and Fig.11 shows the simulated output power spectrum for the second-order ones with  $n=2$  and  $n=4$ . Also Fig.12 shows SNDR versus OSR (oversampling ratio).

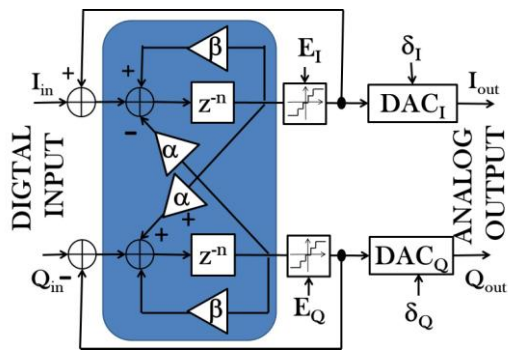


Fig. 9 First-order complex multi-bandpass  $\Delta\Sigma$  DA modulator.

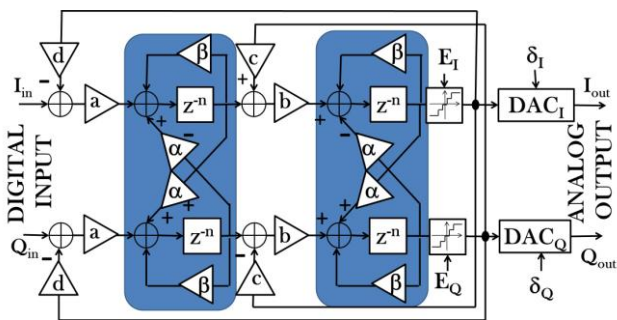
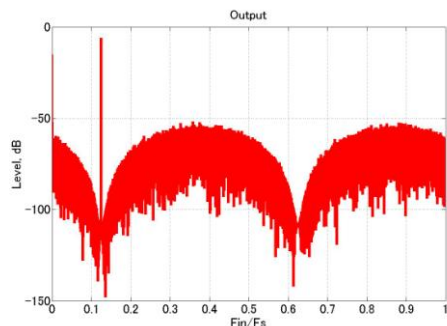
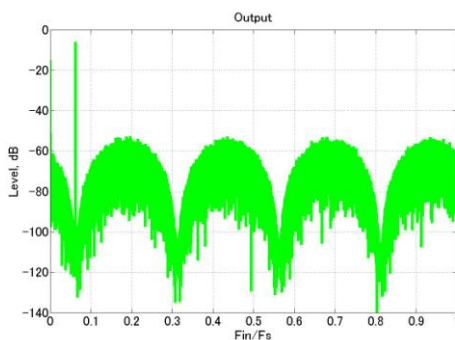


Fig. 10 Second-order complex multi-bandpass  $\Delta\Sigma$  DA modulator.



(a)  $n=2$



(b)  $n=4$ .

Fig. 11 Second-order complex multi-bandpass  $\Delta\Sigma$  DA modulator output spectrum.

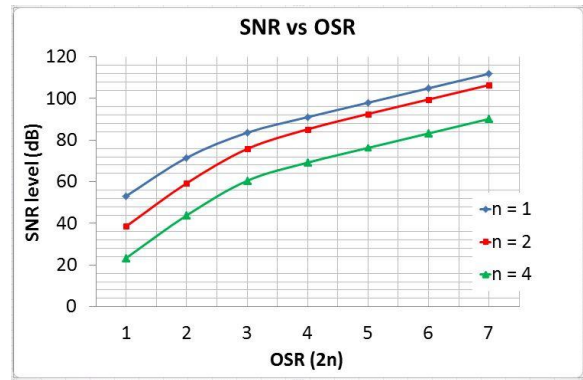


Fig.12 Simulated SNR versus OSR for second-order complex multi-bandpass  $\Delta\Sigma$  DA modulators.

## 6. CONCLUDING REMARKS

This paper described that a complex bandpass  $\Delta\Sigma$  DA modulators would be suitable architecture for I-Q signal generation, and multi-bandpass one is also suitable for multi-tone I-Q signal generation. We conclude this paper by remarking the following:

- ① A first-order complex bandpass  $\Delta\Sigma$  DA modulator has one pole between  $-fs/2$  to  $fs/2$ .
- ② A first-order real bandpass  $\Delta\Sigma$  DA modulator has two poles between  $-fs/2$  to  $fs/2$ .
- ③ A first-order complex multi-bandpass  $\Delta\Sigma$  DA modulator has  $n$  poles between  $-fs/2$  to  $fs/2$ .

Then for a given OSR, complex bandpass one has the best SNR, and then real bandpass ones and lastly,  $n$ -bandpass one ( $n>2$ ). Clarification of these relationships with analytical equations would be an interesting future work.

## REFERENCES

- (1) J. Otsuki, H. San, H. Kobayashi, T. Komuro, Y. Yamada, A. Liu, "Reducing Spurious Output of Balanced Modulators by Dynamic Matching of I, Q Quadrature Paths", *IEICE Trans. on Electronics*, E88-C, no.6, pp.1290-1294 (June 2005).
- (2) R. Shreier, G. C. Temes, *Understanding Delta-Sigma Data Converters*, IEEE Press (2005).
- (3) H. San, Y. Jingu, H. Wada, H. Hagiwara, A. Hayakawa, H. Kobayashi, T. Matasuura, K. Yahagi, J. Kudoh, H. Nakane, M. Hotta, T. Tsukada, K. Mashiko, and A. Wada, "A Second-Order Multi-bit Complex Bandpass  $\Delta\Sigma$ AD Modulator With I, Q Dynamic Matching and DWA Algorithm", *IEICE Trans. Electronics*, vol.E90-C, no.6, pp.1181-1188 (June 2007).
- (4) K. W. Martin, "Complex signal processing is not complex," *IEEE Trans. on Circuits and Systems I*, vol.51, no.9 pp.1823-1836 (Sept. 2004).
- (5) H. Kobayashi, J. Kang, T. Kitahara, S. Takigami, H. Sakamura, "Explicit Transfer Function of RC Polyphase Filter for Wireless Transceiver Analog Front-End," 2002 IEEE Asia-Pacific Conference on ASICs, pp.137-140, Taipei, Taiwan (Aug. 2002).
- (6) A. Motozawa, H. Hagiwara, Y. Yamada, H. Kobayashi, T. Komuro, H. San, "Multi-Bandpass  $\Delta\Sigma$  Modulation Techniques and Their Applications," *IEICE Tran. vol. J90-C*, no.2, pp.143-158 (Feb. 2007).



## Appendix

This appendix shows comparison between complex and real bandpass modulators with simulation. We use a second-order complex modulator in Fig.10, and a second-order bandpass modulator in Fig.13. Our simulation results show noise-shaping behaviors in Fig. 14, and we obtain OSR versus SNR in Fig. 15: we see that the complex modulator has better SQNDR by 10dB.

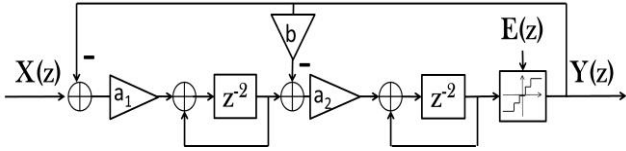


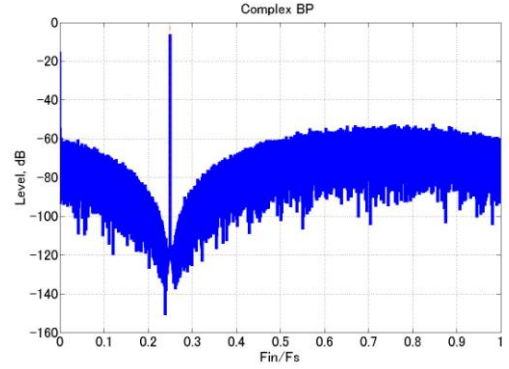
Fig.13 A second-order real bandpass  $\Delta\Sigma$  modulator used for simulation.

$$\mathbf{a_1 = 1, a_2 = 1, b = 2}$$

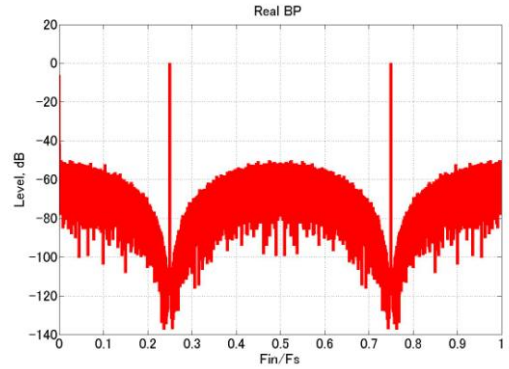
$$STF(z) = \frac{a_1 a_2 z^{-2}}{D(z)} \quad (1)$$

$$NTF(z) = \frac{(1-z^{-1})^2}{D(z)} \quad (2)$$

$$D(z) = (1 - z^{-1})^2 + a_1 b z^{-1} (1 - z^{-1}) + a_1 a_2 z^{-2} \quad (3)$$



(a)

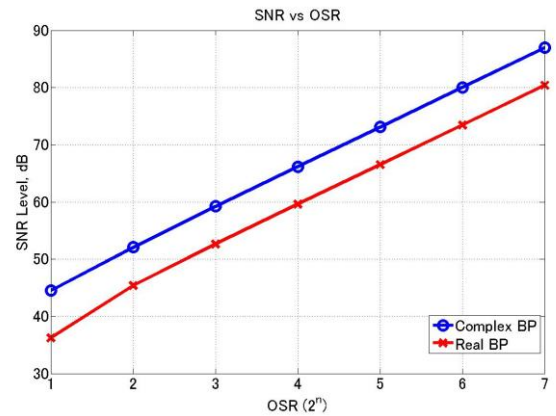


(b)

Fig.14 Output spectrum comparison.

(a) The second-order complex bandpass modulator.

(b) The second-order real bandpass modulator.



(c)

Fig. 15 SNR versus OSR comparison between second-order complex and real bandpass  $\Delta\Sigma$  modulators.



# 通信用 IC テスト用 I,Q 信号発生のための 複素マルチバンドパス $\Delta\Sigma$ DA 変調器の検討(2)

村上 正紘\* シャイフル ニザム ビン モーヤ 小林 春夫

松浦 達治 (群馬大学) 小林 修 (STARC)

## A Study of Complex Multi-Bandpass $\Delta\Sigma$ Modulator for I-Q Signal Generation

Masahiro Murakami\*, Shaiful Nizam Bin Mohyar, Haruo Kobayashi,  
Tatsuji Matsuura (Gunma University), Osamu Kobayashi (STARC)

**Abstract** —This paper describes complex bandpass  $\Delta\Sigma$  DA modulator architectures for I-Q signal generation to test communication ICs. We investigate especially complex multi-bandpass and multi-bit DAC modulator architectures. We clarify several features of the complex multi-bandpass modulator architecture with theoretical analysis and simulation. Also we consider a complex multi-bandpass DWA algorithm to take care of multi-bit DAC nonlinearities, and show some simulation results.

**キーワード** : 複素フィルタ, 複素マルチバンドパス  $\Delta\Sigma$  変調器, DWA アルゴリズム, I-Q 信号

(**Keywords** : Complex Filter, Complex Multi-Band Pass  $\Delta\Sigma$  Modulator, Data-Weighted Averaging, I-Q Signal)

### 1. はじめに

携帯電話や無線 LAN, Bluetooth 等の通信システムの RF 受信回路において、複素信号処理[1]-[3]は高度な信号処理のために欠かせないものとなっている。

半導体産業においてシリコンコストが減少している一方で、SoC 製造出荷時のテストコストが増加している。テストにおける低コスト化は産業上重要な課題である[4]-[6]。特に RF 受信回路の低テストコスト化は要求が高い。

この論文では、携帯電話や無線 LAN 等の受信チップ評価用 I,Q 信号発生のために複素バンドパス  $\Delta\Sigma$  DAC を検討する。デジタルで信号を処理するので、高性能なテスト信号の低コストでの実現が期待される。

### 2. 複素フィルタ

**<2.1> 複素フィルタの構成** 図1に複素フィルタの構成を示す。 $\beta$  と  $\alpha$  は複素積分器の極を表すパラメータであり、 $N$  は遅延素子の個数 (フィルタの極の数に一致) を表す。

図1より、出力は以下のように表される。

$$I_{out} = z^{-N}(I_{in} - \alpha Q_{out}) + \beta I_{out} \quad (1)$$

$$Q_{out} = z^{-N}(Q_{in} + \alpha I_{out}) + \beta Q_{out} \quad (2)$$

(1), (2)より、複素出力は

$$I_{out} + jQ_{out} = \frac{1}{z^N - (\beta + j\alpha)}(I_{in} + jQ_{in}) \quad (3)$$

つまり、伝達関数  $H(z)$  は以下ようになる。

$$H(z) = \frac{1}{z^N - (\beta + j\alpha)} = \frac{1}{e^{jN\omega T} - e^{j\theta}} \quad (4)$$

$$z = e^{j\omega T} \quad \left( T = \frac{1}{f_s} \right) \quad (5)$$

$$\beta = \cos\theta, \quad \alpha = \sin\theta \quad (6)$$

ゆえに、伝達関数  $H(z)$  の極は、

$$\omega_{zero} = \frac{2\pi \cdot m + 1}{2\pi \cdot N} \omega_s, \quad m = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (7)$$

で与えられる。

(7)式から  $\theta$  を変えることによって任意の極が選べることがわかる。

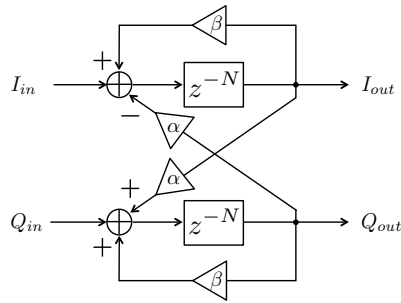


図1 複素フィルタの構成

Fig.1. Configuration of a complex filter.

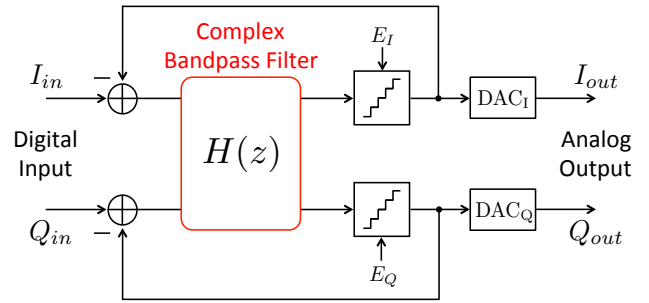


図2 複素バンドパス ΔΣ変調器の構成

Fig.2. Configuration of complex multi-bandpass ΔΣ DA modulator.

### 3. 複素マルチバンドパス ΔΣ DA 変調器

〈3・1〉 複素バンドパス ΔΣ DA 変調器 複素バンドパス ΔΣ DA 変調器は図 2 に示すように、複素バンドパスフィルタ、2つのデジタル量子化器、2つの DA 変換器 (DAC) から構成される。デジタル量子化器は、後段の DAC のビット数を A とすると、上位 A ビット以外を切り捨てる役割をする。

入力信号、出力信号、量子化器で発生するノイズはそれぞれ以下のように表される。

$$X(z) = I_{in} + jQ_{in} \quad (8)$$

$$Y(z) = I_{out} + jQ_{out} \quad (9)$$

$$E(z) = E_I + jE_Q \quad (10)$$

複素フィルタの伝達関数を  $H(z)$  とすると、その入出力関係は以下ようになる。

$$I_{out} + jQ_{out} = \frac{H(z)}{1+H(z)}(I_{in} + jQ_{in}) + \frac{1}{1+H(z)}(E_I + jE_Q) \quad (11)$$

ここで、信号伝達関数  $STF(z)$ 、ノイズ伝達関数  $NTF(z)$  を次のように定義する。

$$STF(z) = \frac{H(z)}{1+H(z)} \quad (12)$$

$$NTF(z) = \frac{1}{1+H(z)} \quad (13)$$

$H(z) \rightarrow \infty$  つまり入力周波数がフィルタの極と一致したとき  $STF(z) \rightarrow \infty$ ,  $NTF(z) \rightarrow 0$  となり、信号成分をそのまま通し、ノイズ成分を低減させることができる。

I と Q の 2 入力 2 出力を持つ複素バンドパス ΔΣ DA 変調器は 2 つのアナログ入力信号を同時に ΔΣ 変調し、2 つのデジタル信号として出力する。変調器内の 2 つの量子化器のノイズ  $E(z)$  は複素ノイズシェーブされる。また変調器内の複素バンドパスフィルタの周波数特性は  $\omega = 0$  に対して対称ではない。2 つの実バンドパス ΔΣ DA 変調器の周波数特性と比較すると複素バンドパス ΔΣ DA 変調器の方が極の幅が広くなり (図 3)、信号帯域幅を広くとれるという利点がある。これは、複素信号は  $\omega = 0$  に対して非対称で極が 1 つであるのに対し、実信号は  $\omega = 0$  対称で極が左右に 1 つずつ 2 つあるので 1 つ分の帯域幅は 1/2 になるためである。

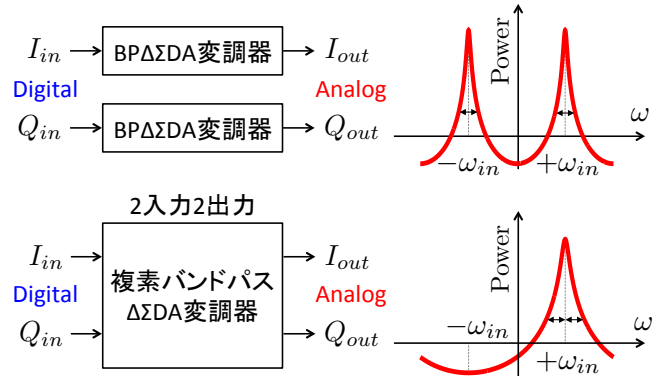


図3 実バンドパス ΔΣ変調器と複素バンドパス ΔΣ変調器の周波数特性

Fig.3. Frequency characteristics of real-bandpass ΔΣ modulator & complex-bandpass ΔΣ modulator.

### 〈3・2〉 2次複素マルチバンドパス ΔΣ DA 変調器

2次複素マルチバンドパス ΔΣ DA 変調器の構成を図 4 に示す。複素フィルタ 1 つ分の伝達関数を  $H(z)$  としたとき、変調器の  $STF$  と  $NTF$  はそれぞれ以下ようになる。

$$STF = \frac{abH^2}{1+abdH^2+jbcH} \quad (14)$$

$$NTF = \frac{1}{1+abdH^2+jbcH} \quad (15)$$

例えば、 $a=1/\sqrt{2}$ ,  $b=\sqrt{2}$ ,  $c=\sqrt{2}$ ,  $d=-1$  のとき、

$$|STF| = \frac{H^2}{1+H^2} \quad (16)$$

$$|NTF| = \frac{1}{1+H^2} \quad (17)$$

となり、 $H(z) \rightarrow \infty$  つまり入力周波数がフィルタの極と一致したとき  $STF(z) \rightarrow \infty$ ,  $NTF(z) \rightarrow 0$  となり、信号成分をそのまま通し、ノイズ成分を低減させることができる。

$H(z) \rightarrow \infty$  となる周波数 (この変調器のゼロ点)  $\omega_{zero}$  は 2 章で述べたように (7) 式で表される。つまり、遅延素子の個数  $N$  だけゼロ点が存在し、複数の信号周波数付近のノイズ

シェープが実現可能となる（マルチバンドパス[7]）。

〈3・3〉 シミュレーションによる複素マルチバンドパス  $\Delta\Sigma$  DA 変調器の効果の確認 複素マルチバンドパス  $\Delta\Sigma$  DA 変調器の有効性を確認するため MATLAB によるシミュレーションで検証を行った。シミュレーションでは図 4 に示される複素マルチバンドパス  $\Delta\Sigma$  DA 変調器を使用した。

入力には  $e^{j\omega T} (= \cos \omega T + j \sin \omega T)$  を入れる。つまり、I 入力には  $\cos$ 、Q 入力には  $\sin$  の互いに直交するデジタルデータを入力する。

$$I_{in}(n) = \cos\{2\pi(f_{in}/f_s)n\} \quad (18)$$

$$Q_{in}(n) = \sin\{2\pi(f_{in}/f_s)n\} \quad (19)$$

図 5 には複素バンドパス  $\Delta\Sigma$  DA 変調器の出力パワースペクトラムを示す。入力信号周波数は  $f_s/4$  であり、 $N=1$  とした。図 6 には複素マルチバンドパス  $\Delta\Sigma$  DA 変調器の出力パワースペクトラムを示す。入力には  $f_s/8$  及び  $5f_s/8$  のマルチトーン正弦波を入力し、 $N=2$  とした。

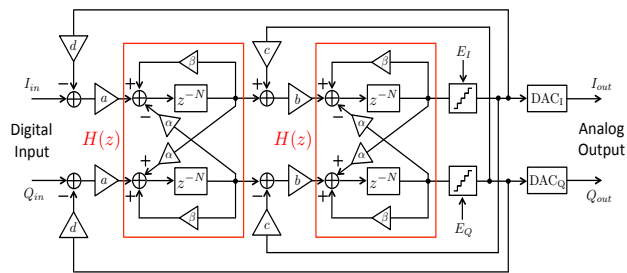


図4 2次複素マルチバンドパス  $\Delta\Sigma$  DA 変調器  
Fig.4. 2<sup>nd</sup> - order complex multi-bandpass  $\Delta\Sigma$  DA modulator.

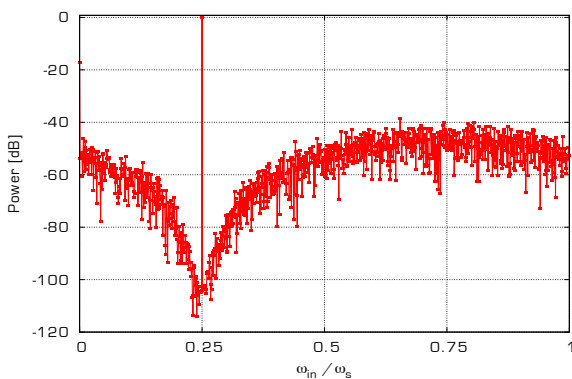


図5 複素バンドパス  $\Delta\Sigma$  DA 変調器の出力パワースペクトラム

Fig.5. Output power spectrum of complex bandpass  $\Delta\Sigma$  modulator.

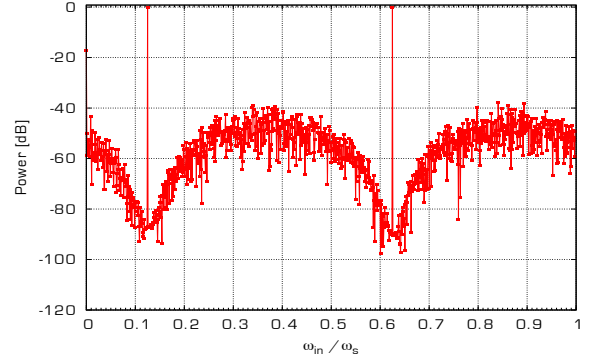


図6 複素マルチバンドパス  $\Delta\Sigma$  DA 変調器の出力パワースペクトラム

Fig.6. Output power spectrum of a complex multi-bandpass  $\Delta\Sigma$  modulator.

#### 4. DAC 非線形性低減のための DWA-DAC

これまでは、 $\Delta\Sigma$  DA 変調器出力段の DAC での非線形性は考慮しなかった。非線形性によって生じる誤差  $\delta$  を考慮した場合、SNDR の低下を引き起こす（図 7、図 8）。

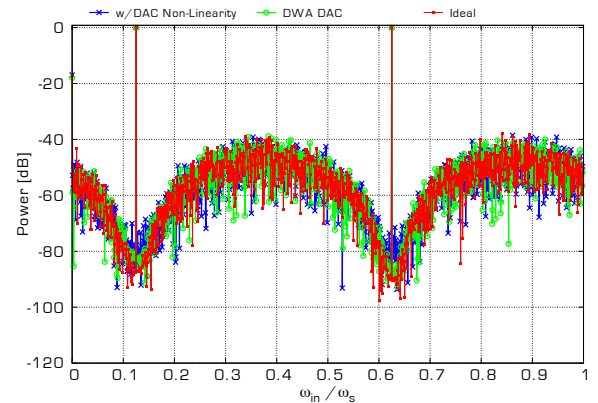


図7 複素マルチバンドパス  $\Delta\Sigma$  DA 変調器の出力パワースペクトラムの比較

Fig.7. Comparison of output power spectrum of complex multi-bandpass  $\Delta\Sigma$  modulators.

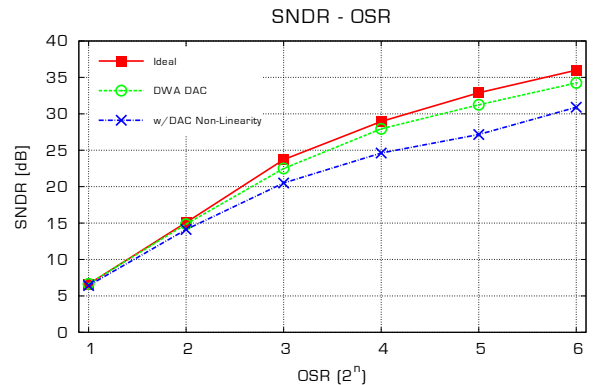


図8 複素マルチバンドパス  $\Delta\Sigma$  DA 変調器の SNDR vs OSR の比較

Fig.8. Comparison of SNDR vs OSR of complex multi bandpass  $\Delta\Sigma$  modulators.

DAC の非線形性は DAC を構成する容量間の微小なミス マッチによって生じる。容量は DAC 入力に応じて ON されるが、通常の DAC だと ON/OFF の頻度が高い容量と低い容量が出てきて、誤差が蓄積してしまう。

容量値の平均値からの各容量値差を  $e(i)$  とすると  $e(i)$  を すべて加算した値はゼロになる [8], [9]。

$$\sum_i^N e(i) = 0 \quad (20)$$

したがって、スイッチの位置は前回のスイッチ ON/OFF の切り替えポイントを示すポインターを用いて容量をローテーションして使うように制御すると万遍なくスイッチが 選択され DAC の誤差は累積することなく絶えずリセット される。

そこで、通常の DAC に上で述べたポインターを付加した DWA (Data Weighted Averaging) DAC [10]–[15] を適用する。すると図 9 のような DAC 前段にデジタル積分器、後段 にアナログ微分器を備え、Noise-Shaping 機能を持つフィルタを等価的に実現できる。図 7, 図 8 は図 9 の等価回路を用いた場合のシミュレーション結果である。

図 7, 図 8 に示すように DWA-DAC を用いることによって DAC の非線形性によって生じる誤差が低減され、SNDR が向上しているのがわかる。

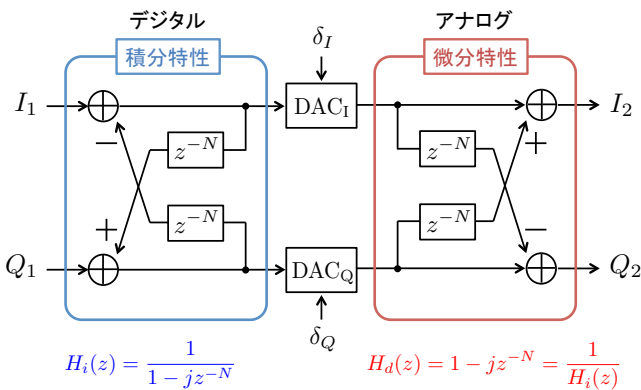


図9 DWA-DAC の等価回路

Fig.9. Equivalent circuit of DWA-DAC.

## 5. まとめと今後の課題

本論文では、携帯電話や無線 LAN 等の受信チップ評価用 I,Q 信号発生のための複素バンドパス  $\Delta\Sigma$  DAC について検討した。

帯域内に複数の極をつくることのできる複素マルチバンドパス  $\Delta\Sigma$  DA 変調器の有効性を確認するため MATLAB によるシミュレーションで検証を行った。

DWA-DAC のシミュレーションは、図 9 に示す等価的なもの (DAC 前段にデジタル積分器、後段にアナログ微分器があるもの) で行ったので、今後はこれと等価な処理をすべてデジタルでできるようなアルゴリズムの開発を行う。

**謝辞** 有意義な御討論をいただきました、高井伸和先生、新津葵一先生、山口隆弘先生、辻将信氏、梅田定美氏、土橋則亮氏、塩田良治氏、渡邊雅史氏に感謝致します。

## 文 献

- [1] K. W. Martin, "Complex signal processing is not complex," IEEE Trans. on Circuits and Systems I, vol.51, no.9 pp.1823-1836 (Sept. 2004).
- [2] J. Otsuki, H. San, H. Kobayashi, T. Komuro, Y. Yamada, A. Liu "Reducing Spurious Output of Balanced Modulators by Dynamic Matching of I, Q Quadrature Paths", IEICE Trans. on Electronics, E88-C, no.6, pp.1290-1294 (June 2005).
- [3] H. Kobayashi, J. Kang, T. Kitahara, S. Takigami, H. Sakamura "Explicit Transfer Function of RC Polyphase Filter for Wireless Transceiver Analog Front-End", 2002 IEEE Asia-Pacific Conference on ASICs, pp.137-140, Taipei, Taiwan (Aug. 2002).
- [4] 小林春夫, 山口隆弘 「デジタルアシスト・アナログテスト技術」 電子情報通信学会集積回路研究会, 大阪 (2010年7月)
- [5] 小林春夫, "ミクストシグナル SOC テスト容易化技術への挑戦", SEMICON Japan 2010 SEMI テクノロジー・シンポジウム (STS テストセッション) (2010年12月)
- [6] 小林春夫, 新津葵一, 高井伸和, 山口隆弘 「デジタルアシスト・アナログRFテスト技術・サブ 100nm ミクストシグナルSOCのテストの検討」 電子情報通信学会 総合大会, 東京(2011年3月)
- [7] 元澤篤史, 萩原 広之, 山田 佳央, 小林 春夫, 小室 貴紀, 傘 昊 「マルチバンドパス  $\Delta\Sigma$  変調器技術とその応用」 電子情報通信学会誌 和文誌C vol. J90-C, no.2, pp.143-158 (2007年2月)
- [8] 和田宏樹, 小林春夫, 傘昊 「マルチ ビット複素バンドパス  $\Delta\Sigma$  AD 変調器 1次 DWA アルゴリズムの実現回路の検討」 電気学会 電子回路研究会, pp.1-6 函館 (2004年6月)
- [9] 萩原広之, 傘昊, 小林春夫 「マルチ ビット・ローパス  $\Delta\Sigma$  AD 変調器 2次 DWA アルゴリズムの提案」 電気学会 電子回路研究会, pp.7-12 函館 (2004年6月)
- [10] H. San, Y. Jingu, H. Wada, H. Hagiwara, A. Hayakawa, H. Kobayashi, T. Matasuura, K. Yahagi, J. Kudoh, H. Nakane, M. Hotta, T. Tsukada, K. Mashiko, and A. Wada, "A Second-Order Multi-bit Complex Bandpass  $\Delta\Sigma$  AD Modulator With I, Q Dynamic Matching and DWA algorithm" IEICE Trans. Electronics, vol.E90-C, no.6, pp.1181-1188 (June 2007).
- [11] H. San, Y. Jingu, H. Wada, H. Hagiwara, A. Hayakawa, J. Kudoh, K. Yahagi, T. Matsuura, H. Nakane, H. Kobayashi, M. Hotta, T. Tsukada, K. Mashiko, A. Wada "A Multibit Complex Bandpass  $\Delta\Sigma$  AD Modulator with I, Q Dynamic Matching and DWA Algorithm" Asian Solid-State Circuits Conference, Hangzhou, China (Nov. 2006).
- [12] H. San, A. Hagiwara, A. Motozawa, H. Kobayashi "DWA Algorithms for Multibit Complex Bandpass  $\Delta\Sigma$  AD Modulators of Arbitrary Signal Band" IEEJ International Analog VLSI Workshop, Hangzhou, China (Nov. 2006).
- [13] 傘昊, 萩原広之, 元澤篤史, 山田佳央, 小林春夫, 「任意信号帯域のマルチビット複素バンドパス  $\Delta\Sigma$  AD 変調器用 DWA アルゴリズム」 電気学会、電子回路研究会、桐生 (2006年3月)
- [14] 元澤篤史, 萩原 広之, 山田 佳央, 小林 春夫, 小室 貴紀, 傘 昊 「マルチバンドパス  $\Delta\Sigma$  変調器用 DWA アルゴリズムとその応用」 電子情報通信学会、第 19 回 回路とシステム (軽井沢) ワークショップ (2006年4月)
- [15] 萩原広之, 元澤篤史, 小林春夫, 小室貴紀, 傘昊 「マルチバンドパス  $\Delta\Sigma$  変調器の DWA アルゴリズム」 電気学会、電子回路研究会、那須塩原 (2005年12月)

# 任意波形発生器を用いた ADC テスト用低歪み信号発生技術の検証

安部 文隆\* 加藤 啓介 小林春夫 (群馬大学)  
新津葵一 (名古屋大学) 小林 修 (STARC)

Low-Distortion Signal Generation Technique for Testing ADCs using Arbitrary Waveform Generator(AWG)  
Fumitaka Abe\*, Keisuke Kato, Kazuyuki Wakabayashi, Haruo Kobayashi (Gunma University)  
Kiichi Niitsu (Nagoya University), Osamu Kobayashi (STARC)

This paper describes low distortion signal generation for ADC linearity testing with Arbitrary Waveform Generator (AWG). The AWG consists of DSP (or Waveform memory) and DAC, and the DAC may have some nonlinearities, which make it difficult to generate a very low distortion signal for high-precision ADC testing. Then we report a method to generate a very low distortion two-tone signal using the AWG by changing DSP program, which inter-modulation distortion components suppressed but spurious components around nyquist frequency (far from the signal band) are generated which must be removed by the following analog filter. In this paper we examine the analog filter requirements and we suppressed spurious components with analog filter instrumented in the AWG.

キーワード：ADC 線形性テスト, 低歪み信号, 任意波形発生器,

(Keywords, ADC linearity Testing, Low Distortion signal, Arbitrary Waveform Generator)

## 1. 研究概要

ADC の線形性はシングルトーンや 2 トーン信号を入力し基本波のパワーに対する高調波歪みや相互変調歪みのパワーで評価する。今回は特に 2 トーン信号を用いた場合について検討を行う。2 トーン信号を用いた場合 ADC 出力の 3 次の相互変調歪み(3<sup>rd</sup> order Inter-Modulation Distortion : IM3)を計測することで線形性の評価を行う。テスト信号は任意波形発生器(Arbitrary Waveform Generator : AWG)を用いて発生させるが自身の非線形特性によりテスト信号に IM3 が含まれてしまうことが避けられない。そこで、今回高精度な評価を実現するために AWG の出力に含まれる IM3 を低減する技術を開発した。

## 2. 歪み成分キャンセル基本原理

一般的に信号発生システムには非線形性があるため出力信号に歪み成分を含む。3 次高調波は基本波に対して 3 倍の位相差回転がある。そこで、同一周波数で位相差を  $\pi/3$  とした二信号  $X_0, X_1$  を考え、両者の 3 次高調波  $X'_0, X'_1$  の位相差は  $\pi$  になりキャンセルされる。実際の AWG では 1 サンプル点毎に  $X_0, X_1$  が切り替わる「位相差切り替え信号」を出力させる。下図 1 に従来信号と位相差切り替え信号を示す。ドット●で結んだものが各信号のサンプリング点で、実線で結んだものが波形となる。ここでは、簡単のためにシングルトーン信号の場合を考えたが、2 トーン信号の場合も同様にこの原理を用いてテスト信号に含まれる IM3 をキャンセルすることが可能である(1)-(3)。

ット●で結んだものが各信号のサンプリング点で、実線で結んだものが波形となる。ここでは、簡単のためにシングルトーン信号の場合を考えたが、2 トーン信号の場合も同様にこの原理を用いてテスト信号に含まれる IM3 をキャンセルすることが可能である(1)-(3)。

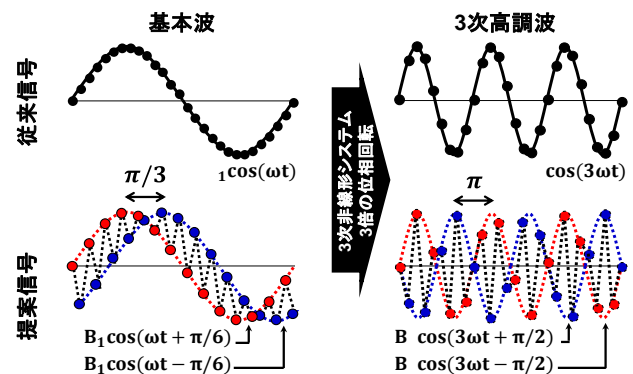


図 1 歪み成分キャンセル原理

Fig.1 Distortion cancellation .

## 3. AWG を用いた低歪み 2 トーン信号発生技術

AWG は主に DSP と DAC により構成され、主に DAC の非線形性により出力信号に歪み成分が発生する。図 2 に従来信号及び低歪み信号を実現する位相差切り替え信号を示す。



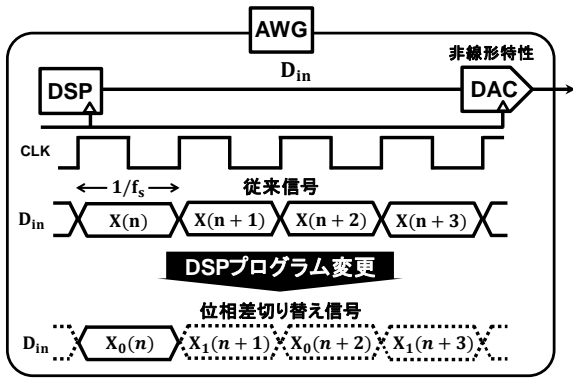


図2 従来信号、位相差切り替え信号の生成

Fig.2 Conventional and Phase switching signal generation

位相差切り替え信号は DSP プログラムの書き換えにより実現可能であるため、ハードウェアの変更を行わずに実現ができる。図2の両信号を Agilent 社の AWG,33220A により発生させた時の出力信号を図3に示す。なお、この時の信号パラメータは  $A=0.9V$ ,  $f_1 = 30kHz$ ,  $f_2 = 50kHz$ ,  $f_s = 10MHz$  である。

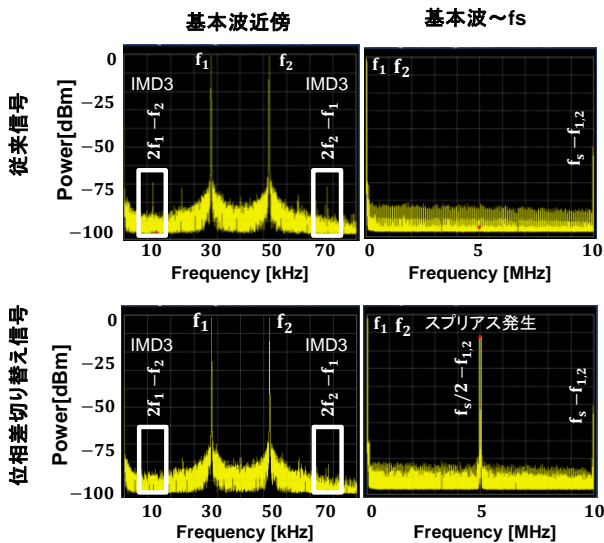


図3 従来信号と位相差切り替え信号の AWG 出力

Fig.3 Conventional and Phase switching signal using AWG

図3から問題となる  $IM3(2f_1 - f_2, 2f_2 - f_1)$  が低減されていることが確認できる。この時 9.8dB の  $IM3$  低減効果が得られた。一方、信号をサンプリング周波数  $f_s$  で切り替えるためナイキスト周波数  $f_s/2$  近傍にスプリアス成分 ( $f_s/2 - f_1, f_s/2 - f_2$ ) が発生する。言い換えれば、このスプリアス成分により  $IM3$  を低減させている。しかし、ADC 入力信号にスプリアスが含まれると不都合が生じる(後述)ため、ADC 入力前段で低減させる必要がある。なお、従来信号では不要信号  $IM3$  が基

本波近傍に発生するのに対し、位相差切り替え信号は不要信号が基本波から十分離れたナイキスト周波数近傍に発生するため、フィルタによる低減はより容易である。

#### 4. スプリアス低減量と計測精度の依存性

従来信号、位相差切り替え信号、理想的な信号を用いた ADC テストの様子を下図4に示す。

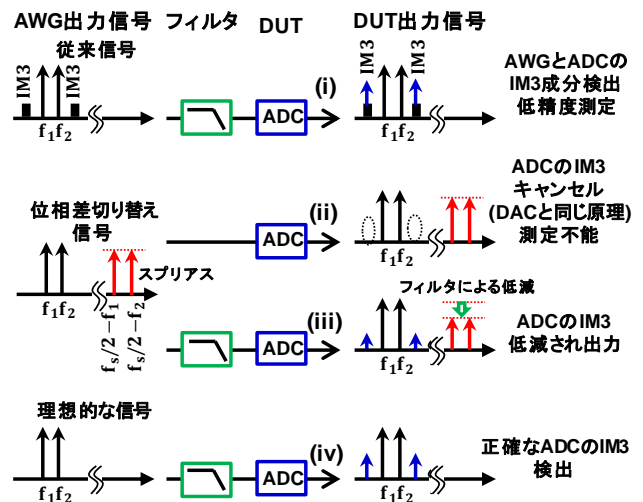


図4 従来信号、位相差切り替え信号、理想的なテスト信号による ADC テストの様子

Fig.4 ADC test model by using Conventional, Phase Switching, Ideal test signal

まず、(i)の従来信号の場合、ADC 出力信号には ADC の  $IM3$  に AWG の  $IM3$  が加わる分、テスト精度が劣化する。一方、(ii)の位相差切り替え信号では AWG の  $IM3$  は現れないが、AWG の 3 次歪み成分をキャンセルするスプリアスがそのまま ADC へ入力されている。そのため、本来発生するはずの ADC の  $IM3$  がキャンセルされてしまうため  $IM3$  の計測そのものができなくなってしまう。(iii)はフィルタによるスプリアス成分低減での問題回避を示している。ここで低減量が不十分だと ADC の  $IM3$  の本来値からのズレが大きくなり測定精度が低下する。そのため、スプリアスを十分低下させることが必要になる。(iv)は基本波のみの理想的な信号をテスト信号による、ADC 出力の正確な  $IM3$  測定を示している。

(iv)の  $IM3$  に対する (iii)の  $IM3$  パワーの差分(誤差)とスプリアスの低減量との関係をシミュレーションにより求めた結果を下図5に示す。図5では横軸にスプリアスの低減量、縦軸は(iv)に対する (iii)の  $IM3$  の誤差である。下図5から、スプリアスを 20dB 低減した時の  $IM3$  誤差は約 0.1%、更に



30dB程度低減させた時の誤差は約0.01%抑えられることが分かる。

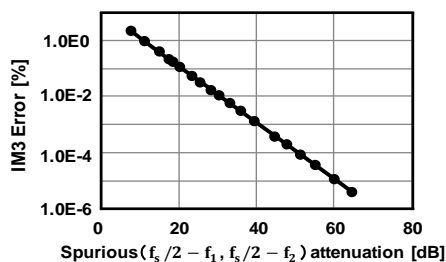


図5 IM3 誤差におけるスプリアス依存性  
Fig.5 Spurious independence of IM3 error

### 5. フィルタによるスプリアスの除去

実際にフィルタを用いて信号を切り替えたことにより発生したスプリアスを低減する。今回用いた AWG には DAC 後段に7次線形位相低域通過フィルタが内蔵されているためこのフィルタを用いてスプリアスの低減を行った。下図 6~8 は AWG の出力結果である。

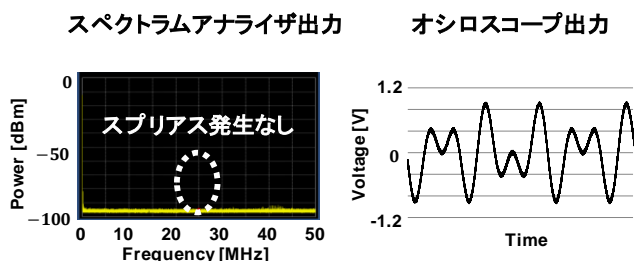


図6 従来信号@  $f_s = 50\text{MHz}$ ,  $A=0.9\text{V}$

Fig.6 Conventional signal @  $f_s = 50\text{MHz}$ ,  $A=0.9\text{V}$

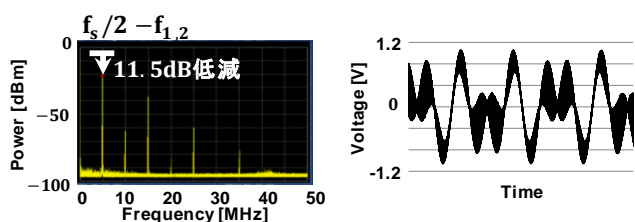


図7 位相差切り替え信号@  $f_s = 10\text{MHz}$ ,  $A=1.04\text{V}$

Fig.7 Phase Switching signal @  $f_s = 10\text{MHz}$ ,  $A=1.04\text{V}$

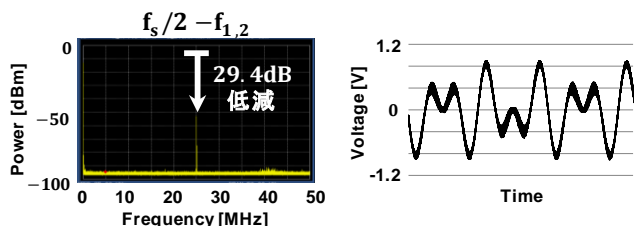


図8 位相差切り替え信号@  $f_s = 50\text{MHz}$ ,  $A=1.04\text{V}$

Fig.8 Phase Switching signal @  $f_s = 50\text{MHz}$ ,  $A=1.04\text{V}$

図6の従来信号ではスプリアスの発生はない。図7,8では、信号を切り替えたことによるスプリアス成分がそれぞれ5MHz、25MHz(ナイキスト周波数)近傍に発生している。この時の内臓フィルタによるスプリアスの低減量はそれぞれ11.5dB、29.4dBである。

時間波形に関して図6に対し図7では信号の切り替えによるスプリアスの影響がまだ大きく残っていることが確認できる。この時スプリアスの低減量は不十分である。一方、図8ではスプリアスが更に低減されており、時間波形を図6と比較すると信号の切り替えの様子が多少残っているものの図7からは大きく改善されていることが確認できる。図8の条件でADCを測定した場合、IM3測定誤差は図5から0.01%程度見込まれる。

### 6. まとめと今後の課題

AWGを用いたADCテスト用低歪2トーン信号発生技術を提案し、その歪み低減効果を実機検証した。本手法はDSPプログラム変更のみで対応可能であるためハードウェアの変更は不要である。プログラムの変更に伴い、ナイキスト周波数近傍にスプリアス成分が発生するが、この成分は30dB程度低減することでADCのIM3検出時の誤差は0.01%程度に抑えられる。今回、AWG内部のアンチエイリアシングフィルタを用いて、29.4dBのスプリアス成分低減が確認できた。今回の例のように内蔵フィルタにより30dB程度以上の信号切り替えのスプリアスを低減することが可能な場合、外部フィルタの付加は必要ない(目標測定精度による)と考えている。今後は、この位相差切り替え信号によるADCの線形性測定を行い、効果を検証する。

### 文 献

- (1) 安部文隆, 加藤啓介, 若林和行, 小林修, 小林春夫, 新津葵「インターリーブを用いた低歪み2トーン信号発生技術」電気学会電子回路研究会, ECT-11-084, 長崎(2011年10月20日)
- (2) Keisuke Kato, Fumitaka Abe, Kazuyuki Wakabayashi, Takafumi Yamada, Haruo Kobayashi, Osamu Kobayashi, Kiichi Niitsu IEEE international Mixed-Signals, Sensors, and systems Test Workshop, Taipei, Taiwan (May 2012)
- (3) Keisuke Kato, Fumitaka Abe, Kazuyuki Wakabayashi, Chuan GAO, Takafumi Yamada, Haruo Kobayashi, Osamu Kobayashi, Kiichi Niitsu "Two tone signal generation for communication application ADC testing" The 21<sup>st</sup> IEEE Asian test symposium, Niigata, Japan (Nov 2012)

# デルタシグマ型デジタル時間変換回路の検討

ハタミ・ラミン 小林春夫 高井伸和 小堀康功 (群馬大学)

## A Study of Delta-Sigma Digital-Time Converter Circuit

S.Ramin Khatami, Haruo Kobayashi, Nobukazu Takai, Yasunori Kobori (Gunma Univ.)

**Abstract:** This paper describes a delta-sigma digital-to time converter ( $\Delta\Sigma$  DTC), which is a rather new concept - a counterpart time-domain analog circuit of a delta-sigma digital-to-analog converter circuit. It generates timing signal with delta-sigma modulation and we expect that it can be used for noise spread-spectrum of DC-DC switching converter. We present its basic configuration and operation with some simulation results.

**キーワード:** ADC、DAC、デルタシグマ変調、時間領域アナログ回路、デジタル時間変換器、ノイズ周波数拡散、(ADC, DAC, Delta-Sigma Modulation, Time Domain Analog Circuit, Digital-to-Time Converter, Noise Spread Spectrum)

### 1 はじめに

半導体デバイスの微細化に伴い動作が高速化、コストが削減されている。その中で高速化・コスト削減の恩恵を受けるオーバーサンプリング方式、デルタシグマ技術が注目されている。デルタシグマ変調器は提供している高精度、高集積化、低コストは、デルタシグマ術を様々な分野で適用され、現在研究開発が活発に行われている。[1] デルタシグマ変調技術はアナログ電圧を入力する AD 変換器、アナログ電圧を出力する DA 変換器に加えて、近年では2つのクロック間の立ち上がりタイミングを測定するための時間デジタイザ回路

(Time-to-Digital Converter: TDC) にも応用されている ( $\Delta\Sigma$  TDC 回路)。[2]

この論文ではデルタシグマ変調を用いて時間信号を出力する回路の検討内容を示す。これはデルタシグマ型デジタル時間変換回路(Digital-to-Time Converter: DTC)である。(図1)  $\Delta\Sigma$ DTC 回路は LSI テスト分野への応用のために文献[3]に記載されている程度で、研究例は少ない。我々は電源回路へのノイズ周波数拡散への応用[5-7]を想定して基礎検討を行ってきており、その内容を記す。

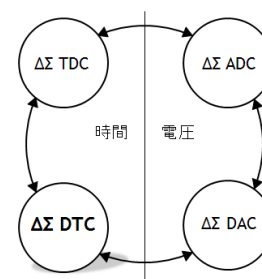


図1 4つの $\Delta\Sigma$ 変調技術の関係

### 2 デルタシグマ型タイミング発生回路の基本構成

従来の $\Delta\Sigma$ DACはデジタル入力をパルス密度アナログ信号に変調し、アナログLPFにより平滑化して出力する。本研究の回路はデジタル入力に対しアナログ電圧ではなくタイミング信号を $\Delta\Sigma$ 変調して出力する。(図2)

デジタル入力信号に対し時間信号を出力するデジタルPWM (Pulse Width Modulation) 回路は基本周期は一定であり、時比率(ON Duty)をデジタル的に制御して出力する同期回路である。[8] 一方、本提案回路は出力パルス幅は一定で、デジタル入力に応じてタイミング信号を出力するもので、PFM (Pulse Frequency Modulation) 回路に近いが、入力信号が $\Delta\Sigma$ 変調させる点異なる。

また文献[3]ではLSIテストに用いる多相信号生成用に $\Delta\Sigma$

DTC 回路が提案されているが、後段に PLL 回路が用いており回路が複雑になる。ここで PLL 回路の代わりに非同期カウンタを使用することを検討した。(図 3)

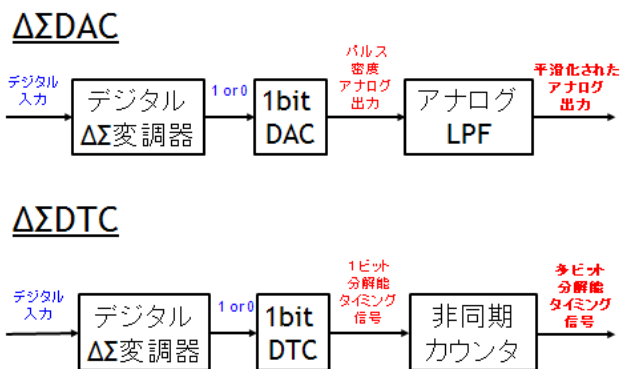


図 2 ΔΣDAC と提案 ΔΣDTC の構成の比較

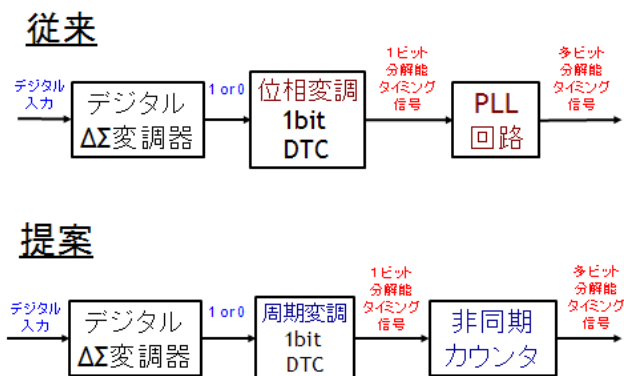


図 3 従来 ΔΣDTC [3]と提案 ΔΣDTC の構成の比較

図 4 に検討しているデルタシグマ DTC の基本構成ブロック図を示す。図 4 で DTC 回路部一次デルタシグマ変調部から出力されるデジタル信号を時間信号に変換する回路である。DTC 出力される時間信号は、デルタシグマ変調器からのデジタル出力値によってクロック信号を生成する。クロック信号パルスの周期を  $\Delta$ 、パルス幅を  $\tau$  に決まると、DTC 入力デジタル値  $D_{out}$  と出力信号  $S_{out}$  の関係は次のようになる。

$$D_{out} = 0 \rightarrow \Delta = T$$

$$D_{out} = 1 \rightarrow \Delta = 2T$$

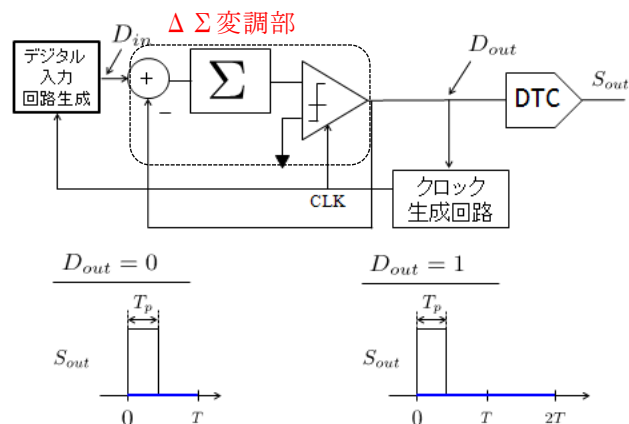


図 4 提案 ΔΣDTC の構成と DTC 入出力関係

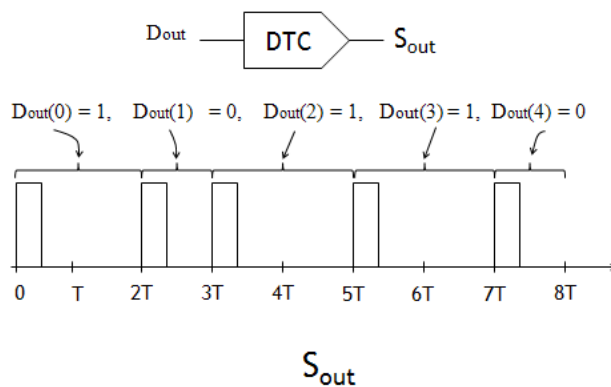


図 5 DTC 回路の入出力関係

DTC の出力信号  $S_{out}$  は非同期カウンターのクロック信号として入力される。非同期カウンタは一種の LPF として働く。

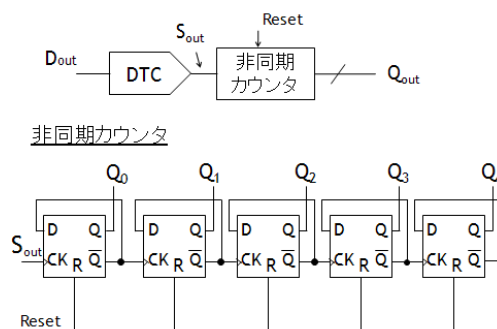


図 6 DTC と非同期カウンタ

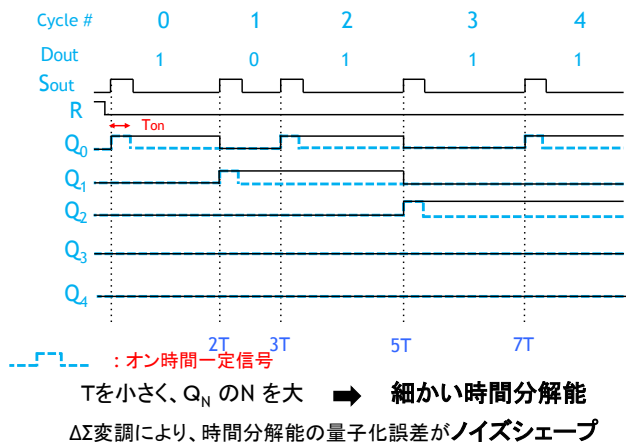


図7 DTC出力と非同期カウンタ出力

### 3 ΔΣ型DTCのシミュレーション

提案 ΔΣ型DTC回路をシステムレベルでシミュレーションを行い基本動作を確認した。(図8, 9, 10)

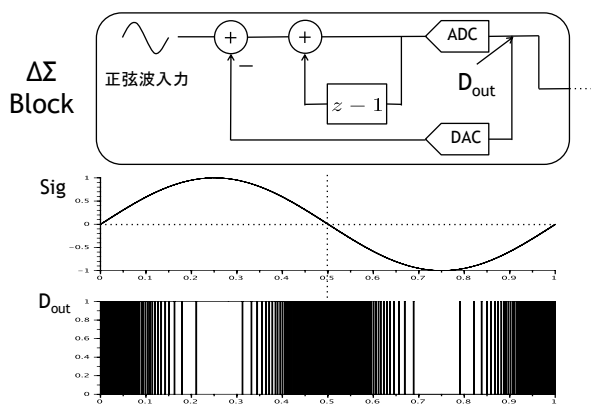


図8 デルタシグマ変調部の確認

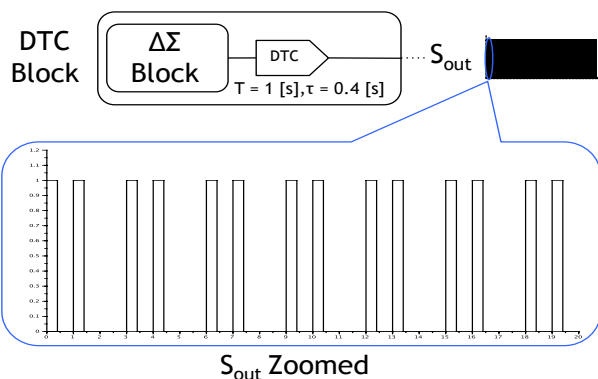


図9 DTC回路部の動作確認

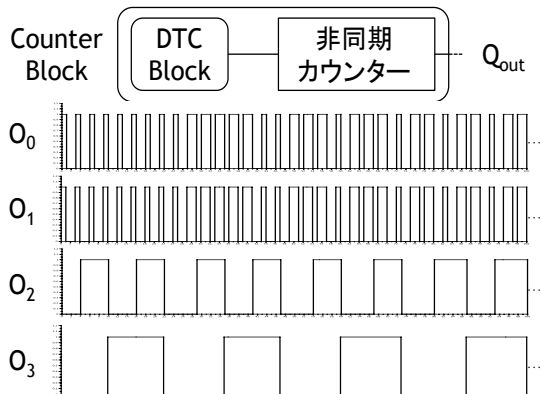


図10 非同期カウンタ部の動作確認

### 4 ΔΣDTCのスイッチング制御装置への応用の考察

スイッチング方式の電源装置は高効率を達成でき広く応用されている、スイッチング動作でスイッチングノイズが発生し、そのスイッチングノイズが他の電子装置や電子機器に悪影響を及ぼすといった問題がある。そこでΔΣDTCでスイッチを駆動してデルタシグマ変調によりスイッチングノイズを周波数拡散することが考えられる。その基本概念を図11、図12に示す。さらにランダムパルス位置変調を併用することも考えられる。[5,6]

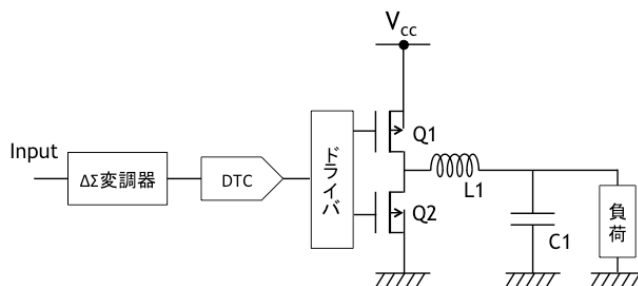


図11 ΔΣDTC駆動スイッチング電源回路

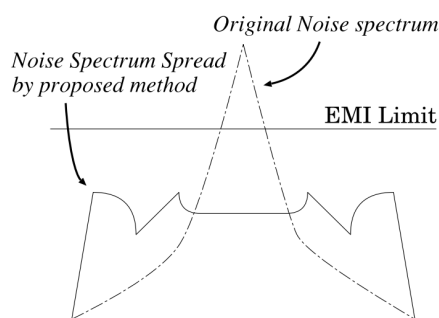


図12 スwitchingノイズの周波数拡散

## 5 まとめ

デルタシグマ変調技術を持ちたタイミング信号発生回路  $\Delta\Sigma$ 型 DTC 回路を検討し、シミュレーションで基本動作を確認した。この分野の研究は始まったばかりであり多ビット化への対応等も検討していく。適用範囲は LSI テスター等の電子計測器のほかに、電源回路回路等のパワーエレクトロニクス分野へのノイズ周波数拡散技術が考えられ、今後検討を深めていきたい。

### 参考文献

- 
- [1] Richard Schreier, Gabor C.Temes, *Understanding Delta-Sigma Data Converters*, IEEE Press (2005).
- [3] S. Uemori, M. Ishii, H. Kobayashi, et. al., "Multi-bit Sigma-Delta TDC Architecture for Digital Signal Timing Measurement", IEEE International Mixed-Signals, Sensors, and Systems Test Workshop, Taipei, Taiwan (May 2012).
- [4] S. Auini, K. Chuai, G. Roberts, "A Low-Cost ATE Phase Signal Generation Technique for Test Applications", IEEE International Test Conference, Paper 1.4 (2010)
- [5] T. Daimon, H. Sadamura, T. Shindou, H. Kobayashi, M. Kono, T. Myono, T. Suzuki, S. Kawai, T. Iijima, "Spread-Spectrum Clocking in Switching Regulators for EMI Reduction", IEICE Trans. on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, vol. E86-A, no. 2, pp.381-386 (Feb. 2003).
- [6] 定村宏、行方真実、光野正志、小林春夫、石川信宣  
「スイッチング電源の EMI 低減化回路と測定による検証」、  
電子情報通信学会和文誌 C、vol. J86-C, no.11, pp.1169-1176  
(2003 年 11 月).
- [7] I. Mori, Y. Yamada, S. A. Wibowo, M. Kono, H. Kobayashi, et. al.,  
"EMI Reduction by Spread-Spectrum Clocking in Digitally-Controlled DC-DC Converters", IEICE Trans. Fundamentals, vol.E92-A, no.4,  
(April 2009).
- [8] I. Mori, K. Kimura, Y. Yamada, H. Kobayashi, Y. Kobori, et. al.,  
"High-Resolution DPWM Generator for Digitally Controlled DC-DC Converters", IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems, Macao, China, pp.914-917 (Dec. 2008).

# ヘリウム原子ビームを用いた逆磁場ピンチプラズマの 磁場方向分布計測

石田 忠\* 高橋 俊樹 (群馬大学)

平野 洋一 (日本大学)

Measurement of the magnetic field direction distribution in a reversed field pinch  
by Helium atom beam injection

Tadashi Ishida\*, Toshiki Takahashi, (Gunma University)

Yoichi Hirano, (Nihon University)

キーワード：逆磁場ピンチ，磁場計測，ヘリウム原子ビーム入射，クーロン衝突

Keywords: reversed field pinch, magnetic field measurement, Helium beam injection, Coulomb collisions

## 1. はじめに

従来のプラズマ中で磁場を計測する方法としてピックアップコイルを使った磁場計測方法，またシュタルク効果に基づく計測方法が挙げられる。ピックアップコイルを使った磁場計測方法はプラズマにおける磁場計測方法として広く使われている。しかし従来のこの方法は，高温プラズマの計測方法ではプローブを損傷してしまうため，長時間の使用が制限されてしまうなどの問題点がある。またシュタルク効果に基づく計測方法は，強い磁場を持つトカマクのような装置には向いているが，RFP（逆磁場ピンチ）のような低磁場での測定に向いていない。そこで本研究では，ヘリウム原子ビームを用いた新しい磁場方向計測<sup>(1)</sup>の実現可能性をシミュレーションで検討する。この計測法は，単色エネルギーを持ち磁場分布に応じてサイクロトロン運動する1価ヘリウムビームイオンからの励起光ドップラーシフト計測により，磁場方向を計測する方法である。モンテカルロ法によるヘリウム原子ビーム電離位置の計算，ビーム入射後の粒子軌道解析を行い，磁場方向計測の可能性を評価することが本研究の目的である。

## 2. 結果及び考察

本研究では，磁場閉じ込め方式の一つであるRFPプラズマを対象に研究を行う。また対象装置として，イタリアのRFX\_modを参照する。プラズマの平衡はGrad-Shafranov方程式から求める。このとき計算モデルは円筒モデルを採用し2次元  $r-z$  平面で計算した。パラメータサーベイを行い，実際のプラズマに近い平衡状態を再現した。

RFPの赤道面に沿ったヘリウム原子ビームの垂直入射を

想定した。ヘリウム原子ビームはプラズマ電子との電離衝突を経て1価のヘリウムイオンとなる。これをモンテカルロ法でシミュレーションし，原子ビーム浸透長のエネルギー依存性を調べた。その結果，ビームのエネルギーが高くなるにしたがい，ビーム浸透率が上昇し，シャインスルー率も上昇することが確認できた。エネルギーが1 keVのとき，平均の浸透長が0.26 m，シャインスルー率が0.08%となり，ほとんどすべてのビーム粒子がイオン化しているのがわかった。

電離衝突後の1価のヘリウムイオン軌道解析を行い，ドップラーシフト計測視線方向速度に対応するスペクトル形状から，磁場の傾き角 $\phi$ を求めた。磁場の傾き角 $\phi$ はトロイダル磁場とポロイダル磁場より求まる。平衡状態での磁場傾きの結果を図1に太い実線で示す。装置中心で最大の $90^\circ$ ，装置壁近傍で $0^\circ$ となる。

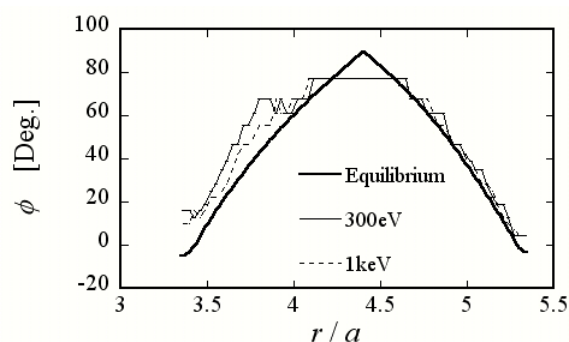


図1. 磁場傾き角の赤道面分布  
実線は平衡状態、破線は提案手法（クーロン衝突あり）



ビーム分散やクーロン衝突が磁場計測に与える影響を調べた。通常ビームの分散は $2^\circ$ 程度だが、 $10^\circ$ のビーム分散を見積もっても計測への影響は少ないことがわかった。クーロン衝突の影響を図 1 に細い実線示す。エネルギーを高くした場合にはクーロン衝突の影響が多少見られ、 $250\text{ eV}$ 付近のときに顕著に影響が出るということがわかった。これはプラズマ中の温度を $250\text{ eV}$ と設定しているためである。

本研究から、エネルギーや分散などのビーム条件を適切にすれば、ヘリウム原子ビームを用いた磁場方向分布計測は可能であると言える。

## 文 献

---

- (1) Y. Hirano *et al.*, "A new method of measuring the magnetic field in hot plasmas using Helium neutral beam injection", *Plasma Fusion Res.* **3**, 015 (2008).

# パーティクルカウンタを用いた風洞実験による 流体解析及び粒子追跡シミュレーションの妥当性検証

床井 駿介 橋本 明憲 高橋 俊樹 (群馬大学)

Validation of the simulations of the particle tracking and the airflow  
by the wind tunnel experiment using particle counter

Shunsuke Tokoi, Akinori Hashimoto, Toshiki Takahashi, (Gunma University)

キーワード：風洞実験，妥当性検証，流体解析，粒子追跡，パーティクルカウンタ，石松子

Keywords: wind tunnel, validation, computational fluid dynamics, particle tracking, particle counter, lycopodium

## 1. 目的

2005年現在の花粉症患者数は国内でおよそ2,200万人<sup>[1]</sup>とされている。これは日本の人口の約20%に相当する。花粉症対策として、医者から処方された薬を服用したり、マスクを着用したり、空気清浄機を導入したりすることが挙げられる。室内花粉とは、外出時に衣服に付いて間接侵入した花粉や、窓から直接侵入した花粉などである。室内花粉が残ると、花粉飛散期間後も症状が続く原因となる。室内花粉を除去する手段が容易なことから、空気清浄機の普及率が増えてきた。空気清浄機メーカー各社は、空気清浄機の気流生成技術にも力を入れている。しかし、空気清浄機が生成する気流分布や、花粉などを含むエアロゾル（浮遊粒子状物質）の挙動解析などは、空気清浄機メーカーからほとんど報告されていない。そこで、橋本等は気流シミュレーション及びエアロゾル挙動シミュレーション、解析及び可視化ツールから成るソフトウェア群 Computational fluid

dynamics and Aerosol Motion Property Analysis Suite (CAMPAS)を開発した<sup>[2]</sup>。

本研究ではパーティクルカウンタを用いた風洞実験を行い、実験結果とCAMPASのシミュレーション結果を比較し、妥当性検証を行う。

## 2. CAMPAS について

CAMPASでは、乱流を数値計算するモデルとしてLES (Large Eddy Simulation)を使用している。LESは、解像度以下であるSGS (SubGrid-Scale)流速をモデル化し、解像度成分のGS (Grid-Scale)流速を直接解く。SGS流速のモデル化がLESの重要な部分であり、SGSモデルにはCSM (Coherent Structure Model)を採用した。LESのNavier-Stokes方程式を(1.1)に示す。

$$\frac{\partial \bar{u}_i}{\partial t} + \bar{u}_j \frac{\partial \bar{u}_i}{\partial x_j} = -\frac{\partial \bar{P}}{\partial x_i} + \frac{\partial}{\partial x_j} \left[ (\nu + \nu_t) \left( \frac{\partial u_i}{\partial x_j} + \frac{\partial u_j}{\partial x_i} \right) \right] \quad (1.1)$$

$$\nu_t = C\Delta^2 \sqrt{2S_{ij}S_{ij}}$$

$$S_{ij} = \frac{1}{2} \left[ \frac{\partial u_i}{\partial x_j} + \frac{\partial u_j}{\partial x_i} \right]$$

$$\Delta = \sqrt{\Delta_x \Delta_y \Delta_z}$$

ここで、 $u_i$  はGS流速、 $P$  は圧力、 $\nu$  は動粘性係数、 $\nu_t$  は渦動粘性係数、 $S_{ij}$  は歪み速度テンソル、 $\Delta_i$  は各軸方向の計算格子幅、 $C$  はSmagorinsky定数  $C_s$  の2乗に相当する動的なモデル係数である。この  $C$  の取り扱いが渦粘性に大きな影響を与える。(1.1)式は既に代表流速及び代表長さで規格化している。

### 3. 実験モデル

本実験で使用する実験装置を Figs. 1~2 に示す。実験装置の全長は 184[cm]、幅及び高さは 25[cm] である。図の左側のファンにより、風洞内へ流速を生成し、整流洞にてファンによる乱れを低減させる。Fig. 1 の破線部以降の観測洞で粒子数を計測する。ファンには PC 用ファンである、株式会社サイズ製 GELID Silent12 PWM を 4 つ並べて固定したものを使用する。供給する直流電圧を可変することで流速を制御できる。供給電源には株式会社エー・アンド・デイの直流安定化電源 AD-8723D を用いた。パーティクルセンサには、神栄テクノロジー株式会社の花粉センサ PS2<sup>[3]</sup> を用いた。整流洞では、整流格子を二枚重ね、乱れの低減を図っている。装置上部を開けた様子が Fig. 2 である。実験装置の素材にはプラスチックダンボールを使用した。このプラスチックダンボールは、静電気が発生しにくく、加工が容易であり、今回実験で用いる擬似花粉が付着しないことを確認している。

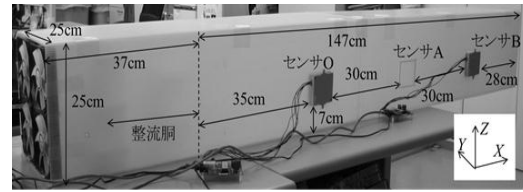


Fig. 1 The wind tunnel experimental model.

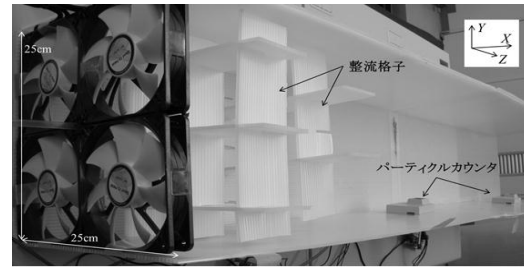


Fig. 2 The anti-turbulence screen of the setting chamber.

本実験で用いるパーティクルセンサは、粒子径と偏光度を測定できる。測定原理を Fig. 3 に示す。レーザー光が浮遊粒子に当たると、散乱光が発生する。その散乱光の強度から粒子径が求まり、偏光フィルタを通った光強度との差から偏光度を求めることができる。この偏光度は粒子の表面形状を表している。偏光度が大きいほど粒子は球状であり、小さいと表面に凹凸が見られる形状である。

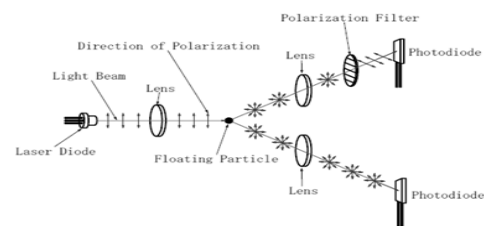


Fig. 3 The measurement principle of the particle diameter and surface shape.<sup>[3]</sup>

本実験では、APPIE 標準粉体である、石松子<sup>[4]</sup>を用いる。石松子とは、常緑ほふく草ヒカゲノカヅラの孢子であり、淡黄色の微粒子である。網目状の凹凸が存在するのが特徴である。また、アレルゲンではないこと、吸湿せず相互に付着しない

こと、安価であり、スギ花粉の大きさと近いことなどから、石松子は擬似花粉として使用されている。この石松子をパーティクルカウンタ PS2 に吸引させ、偏光度、粒子径を測定した。その分布図を Fig. 4 に示す。分布の状態から判断して、偏光度に対して対称になるような範囲内 (Fig. 4 の実践内部) を石松子と判断することとした。

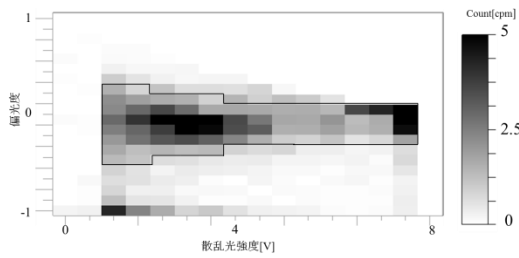


Fig. 4 The lycopodiums distribution of particle diameter and surface shape.

本実験を行う前に、研究室内の外乱を考慮する必要があるため、バックグラウンド・ノイズを複数回測定し、実験結果からその平均値を減ずることとした。

#### 4. シミュレーションモデル

パーティクルカウンタ PS2 のモデル図を Fig. 5 に示す。PS2 の吸入口はスリット状であるが、シミュレーションモデルでは  $1[\text{cm}^2]$  の正方形から  $2.0[\text{m/s}]$  の流速で吸引することとした。排気口の凸部も直方体とし、 $4[\text{cm}^2]$  の正方形から一様に  $0.5[\text{m/s}]$  排気するようにした。

シミュレーションモデルを Fig. 6 に示す。

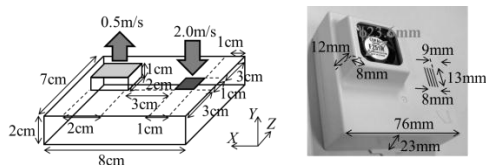


Fig. 5 The particle sensor PS2 modeling (left) and photograph of the sensor appearance (right).

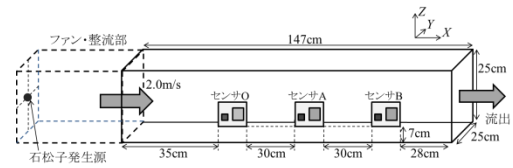


Fig. 6 Simulation model.

#### 5. 実験方法

ファン電圧を  $12.5[\text{V}]$  とし、整流洞直後の流速が  $2.0[\text{m/s}]$  になるようにした。センサの間隔は  $30[\text{cm}]$  とし、センサを 2 つ使用して、3 点 O, A, B を測定した。センサ O とセンサ A での実験をケース A とする。センサ O を基準とし、センサがカウントした値  $[\text{cpm}]$  をセンサ O の値で除すことで、センサ O : センサ A =  $1.0 : A$  と、比率とすることができる。同様に、センサ O とセンサ B での実験をケース B として、センサ O : センサ B =  $1.0 : B$  とすれば、センサ O : センサ A : センサ B =  $1.0 : A : B$  と、3 点での比較を行うことが可能である。

石松子の撒き方は、ファンと整流格子の間の装置上部に穴を開けストローを挿入し、ストロー上部からガラス漏斗を用いて石松子流し込む。測定時間は 3 分間である。ケース A と B を 1 回の実験とし、実験を 4 回行った。3 点の平均値、標準偏差をシミュレーション結果と比較した。

実験を行う前に実験装置内部の清掃、パーティクルカウンタの清掃を行い、残留粒子の影響を低減した。

#### 6. 実験結果

実験結果のグラフを Fig. 7 に示す。グラフ内のエラーバーは標準偏差を示している。実験では、センサ A の平均値が  $1.141$ 、標準偏差  $0.191$  であり、センサ B の平均値は  $1.103$ 、標準偏差  $0.194$  であった。シミュレーションの結果は、センサ A の平均値が  $1.087$ 、標準偏差  $0.151$ 、センサ B の平

平均値が 0.9895, 標準偏差 0.147 となった。

センサ A・B 共に実験値がシミュレーション値を上回る結果となった。実験, シミュレーション共に, センサ A の値がセンサ B を上回っている点は同じである。また, 標準偏差は, 実験時のセンサ A・B, シミュレーションのセンサ A・B でほぼ同程度となっている。双方のエラーバー内に平均値が収まっていることから, CAMPAS は風洞実験と比較して傾向が一致しているため, 妥当性を有していると言える。

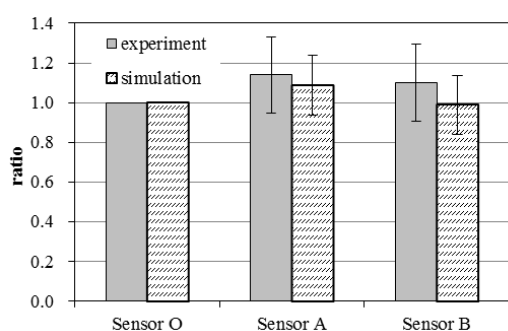


Fig. 7 The comparison of the sensor count ratio.

## 7. まとめ

国内の花粉症患者数は 2200 万人と言われている。家庭で最も手軽に導入できる花粉症対策が空気清浄機であり, その花粉除去効率を高めることは, 生活の質を大きく改善できる。本研究では, 室内気流及び花粉挙動シミュレーション, 解析及び可視化を行うソフトウェア CAMPAS の妥当性検証を行った。パーティクルカウンタを用いた風洞実験を実施し, CAMPAS のシミュレーション結果との比較を行った。

CAMPAS では乱流を数値計算するモデルとして LES を使用している。LES は, 解像度以下である SGS 流速をモデル化し, 解像度成分の GS 流速を直接解く。SGS 流速のモデル化が LES の重要な部分であり, SGS モデルには CSM を採用している。

プラスチックダンボールを用いて開放型風洞

を作成した。PC ファンにより流速を生成し, 整流洞に設置した二重の整流格子により乱れの低減を図っている。本実験で用いるパーティクルセンサは, 粒子径と偏光度を測定し, 花粉とそれ以外のエアロゾルとの判別をしている。また, 研究室内の外乱を考慮する必要があるため, バックグラウンド・ノイズを測定した。

センサを 2 つ使用して, 3 点を測定した。粒子数を同量にする事は困難なので, センサ O を基準とし, センサ A・B の比率を求めた。実験, シミュレーション共にセンサ O の値よりもセンサ A・B の値が上回る事が確認できた。また, 共通点としてセンサ A よりもセンサ B の値が大きく, 実験, シミュレーションの平均値がエラーバーの範囲内に入っていることから, CAMPAS は妥当性を有していると言える。

## 参考文献

- [1] (株)シード・プランニング: 2005 年版アレルギー性鼻炎 (花粉症) 患者数の動向, URL: <http://www.seedplanning.co.jp/report/00478.html> (アクセス日: 2013.1).
- [2] 橋本明憲, 高橋俊樹, 松本健作, 鶴崎賢一: 空気清浄機の生成する室内気流と花粉挙動のシミュレーション研究, 室内環境 15(2), 2012.
- [3] 神栄テクノロジー株式会社: 花粉センサ技術資料, URL: <http://www.shinyei.co.jp/stc/optical/pdf/pollensensor.pdf> (アクセス日:2013.1)
- [4] 社団法人 日本粉体工業技術協会: APPIE 標準粉体・AC ダスト説明書, URL: <http://www.appie.or.jp/testpowders/descript/pdf/pamphlet3.pdf> (アクセス日:2013.1)

# ダウンフロー型空気清浄機の排気角変動

岩崎拓弥\* 橋本明憲 高橋俊樹 (群馬大学)

Simulation on a down-flow air purifier with variable exhaust angle  
Takuya Iwazaki\*, Akinori Hashimoto, Toshiki Takahashi, (Gunma University)

キーワード：花粉除去，流体解析，粒子追跡，ダウンフロー，ルーバー変動

Keywords: Removed pollen, Computational fluid dynamics, Particle tracking, Down-flow, Movable louver

## 1. 研究目的

世界では多くの花粉症患者が存在する。日本国内でも、多くの人が杉を始めとする花粉症に悩まされている。花粉症に伴う身体的・精神的な影響は多大なもので、QOL (Quality Of Life)が低値を示す<sup>(1)</sup>と指摘される。屋内に入るときに、衣類を叩くことで、衣類に付着した屋外花粉の50%が落下するが、残りは人によって搬入される。搬入された花粉が残留し、屋外花粉飛散が終了しても花粉症症状を引き起こす。

屋内での花粉症症状抑制には、空気清浄機による花粉除去が効果的かつ簡単であるため、一般家庭における普及率は40.0%<sup>(2)</sup>となっている。現在の空気清浄機は上面排気，側面吸気型のもが主流であるが、重力Z方向と空気清浄機の吸気X(Y)方向が異なるという問題点がある。この問題点を解消するために、側面排気・上面吸気型空気清浄機モデルを仮定し、屋内気流及び花粉除去効率をシミュレーションする。また、空気清浄機の排気を時間的にルーバー変動させることで、屋内気流が排気角固定時と比較してどのように変化するかを調べる。さらに花粉の挙動を解析することで、側面排気・上面吸気型空気清浄機の花粉尘除去性能を調べる。

## 2. シミュレーションモデル

橋本等が開発した室内粒子挙動解析ソフト CAMPAS (Computational fluid dynamics and Aerosol Motion Property Analysis Suite<sup>(3,4)</sup>)をベースに、排気角がルーバー変動する空気清浄機モデルに改良し、気流解析・花粉挙動解析を行った。CAMPASは、風洞実験による妥当性検証が行われ、実験値と傾向が一致<sup>(5)</sup>しており、信頼性を有していると言える。

本報では、LES (Large Eddy Simulation)にて乱流解析を行い、Lagrange 粒子追跡にて花粉挙動解析を行った。空気清浄機を設置した屋内気流を非圧縮性粘性流体とし、空気清浄機の流量を7.81[m<sup>3</sup>/min]，縦横5.0[m]，高さ2.5[m]の空間を仮定し、LESを行った。空気清浄機は部屋の左端に配置し、階

段状ブロックからX方向とZ方向に排気することで、任意の排気角を設定出来る。このX方向とZ方向流速を変化させることで、ルーバー変動させることが出来る。

SGS (SubGrid-Scale)モデルには、CSM (Coherent Structure Model)を採用し、渦動粘性係数は動的な変数である。時間微分にはEuler 陽解法を、空間差分には2次精度中心差分を用い、MAC (Marker and Cell)法により解く。圧力のPoisson 方程式は、SOR (Successive Over-Relaxation)法で収束させる。側面排気・上面吸気型空気清浄機のシミュレーションモデルを Figs. 1, 2 に示す。

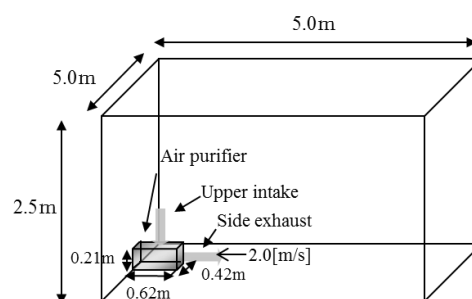


Fig. 1 The simulation model.

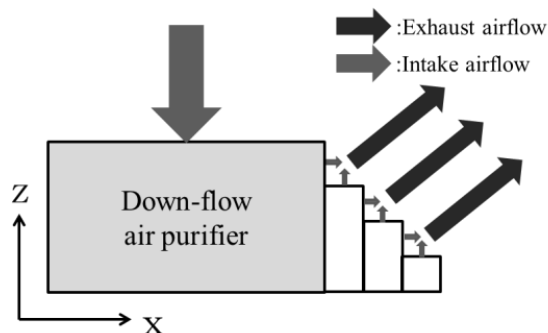


Fig. 2 Variable exhaust air purifier.



#### 4. 結果及び考察

ダウンフロー型空気清浄機の排気角を  $0^\circ$ ,  $30^\circ$  で固定した屋内気流可視化結果を Figs. 3, 4 に、排気変動角  $0\sim 30^\circ$  内を周期 60[s] でルーバー変動させた気流可視化結果を Fig. 5 に示す。排気角度は水平方向を角度  $0^\circ$  と定義する。気流可視化結果は全て  $t=60[s]$  のため、Fig. 5 は変動最低排気角度  $0^\circ$  である。

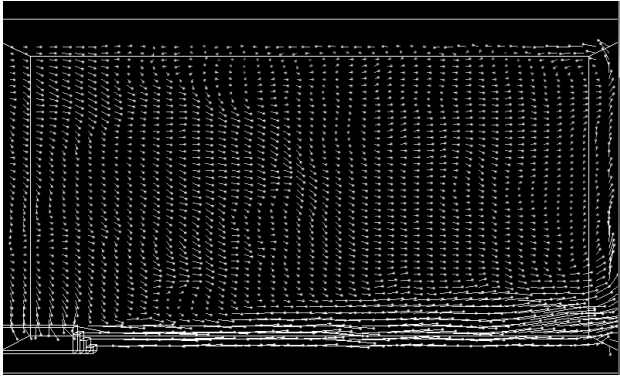


Fig. 3 Visualization of air flow at fixed exhaust angle 0 degrees.

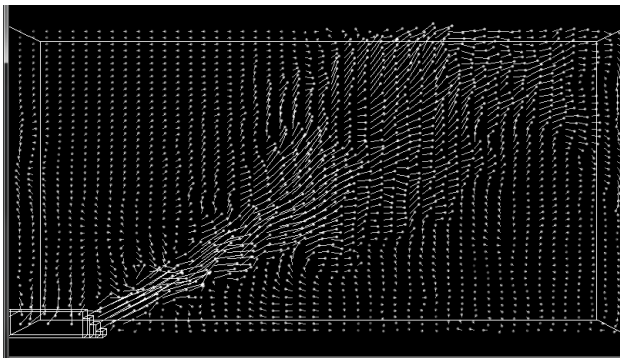


Fig. 4 Visualization of air flow at fixed exhaust angle 30 degrees.

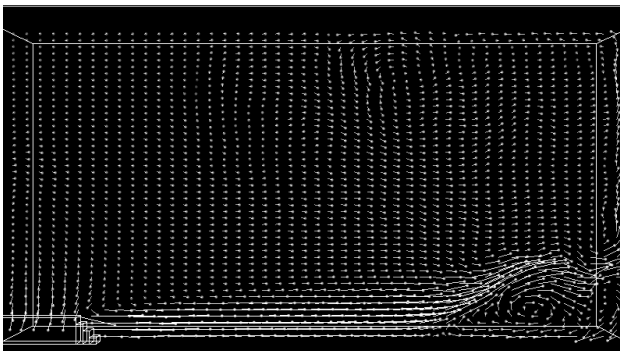


Fig. 5 Visualization of air flow at variable exhaust angle 0-30 degrees.

排気角度  $0^\circ$  の Fig. 3 より、排気主流が床面を流れていき壁面、部屋の上面に伝わっているのが確認できる。空気清浄機上部で屋内気流の循環流によるダウンフローが発生しており、さらに計算時間を増やせば排気と吸気が繋がると考えられる。対して Fig. 4 は排気角度  $30^\circ$  のため、部屋の広範囲に空

気清浄機からの排気主流が及んでいることが確認出来る。しかし、排気角度  $0^\circ$  と比較すると、屋内気流の循環流が発生しておらず、排気と吸気の繋がりがよくない。排気角度が  $30^\circ$  の場合では、排気と吸気が一繋がりになるという可視化結果は得ることが出来なかった。そこで Fig. 5 は排気角度を変動させることで、Fig. 3 のように屋内気流の循環流によるダウンフローが発生しており、Fig. 4 のように部屋広範囲に気流が及ぶという両方のメリットを併せ持った結果が示された。

吸入花粉の時発展グラフを Fig. 6 に示す。花粉挙動は Figs. 3 ~ 5 の気流解析結果を用いた。吸入花粉の時発展グラフは空間全域に花粉を乱数分布させたもので、シミュレーション時間は 1,400[s] である。

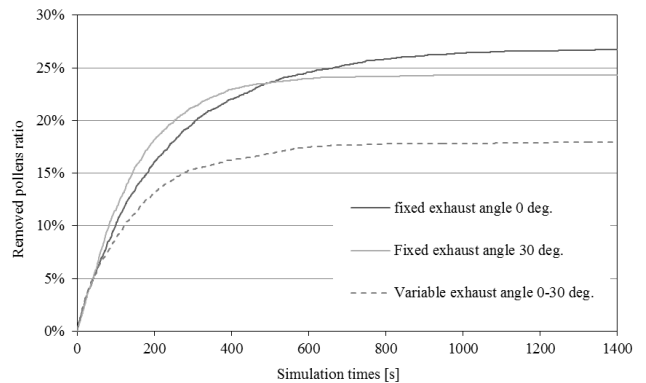


Fig. 6 The time evolution of the removed pollens.

Figure 6 より、排気と吸気の繋がりの悪い排気角度  $30^\circ$  が最も花粉除去性能が高く、排気角変動させた時は最も花粉除去性能が低いという結果になった。花粉除去性能を排気角ルーバー変動と排気角度固定時で比較した結果、変動排気角度や、変動周期によって花粉除去性能は多大な影響を受けるとことが分かった。これは、適切な変動排気角度や変動周期を設定すれば、よりよい花粉除去性能が現れる余地があることを示している。

#### 文 献

- (1) 藤井つかさ, 荻野敏, 有本啓恵, 入船盛弘, 岩田伸子, 大川内一郎, 菊守寛, 瀬尾律, 竹田真理子, 玉城晶子, 馬場謙治, 野瀬道宏「花粉大量飛散ピーク時における花粉症患者の QOL: SF-8 を用いて」, Japanese Journal of Allergology 55(10), 288-1294 (2006).
- (2) 内閣府経済社会総合研究所景気統計部: 消費動向調査 平成 24 年 3 月実施調査結果, URL: <http://www.esri.cao.go.jp/jp/stat/shouhi/2012/1203ippansetai.pdf> (アクセス日: 2013.1)
- (3) 橋本明憲等: 「空気清浄機を設置した屋内の花粉挙動解析ソフトウェアの開発」, 日本花粉学会誌, Vol. 56, No. 2, pp. 76-81 (2010).
- (4) 橋本明憲等: 「空気清浄機の生成する室内気流と花粉挙動のシミュレーション」, 室内環境, Vol. 15, No. 2, pp. 147-161 (2012).
- (5) 床井駿介等: 「パーティクルカウンタを用いた風洞実験による流体解析及び粒子追跡シミュレーションの妥当性検証」, 第 3 回電気学会東京支部栃木・群馬支所合同研究発表会予稿集.

# 空気清浄機で生成した OH ラジカルによる 揮発性有機化合物除去の可能性

石倉 侑\* 高橋 俊樹 (群馬大学大学院)

Possibility of volatile organic compounds removal by OH radicals generated by air purifier

Susumu Ishikura \*, Toshiki Takahashi, (Gunma University)

キーワード: シックハウス症候群, 揮発性有機化合物, 乱流解析, 気流シミュレーション

Keywords: Sick house syndrome, volatile organic compounds, turbulence analysis, flow simulation

## 1. 緒言

新築住宅等においてホルムアルデヒドを主原因としてアレルギー症状を引き起こすシックハウス症候群が起きている<sup>(1)</sup>。この改善方法には、現在様々な手法が提案されている。ホルムアルデヒドを始めとする揮発性有機化合物 VOC (Volatile Organic Compounds) は、住宅の壁面、家具など様々なものから、定常的に放散されている。一般的な対処方法は、換気をすることである。空調機器の普及に伴って、エアコンや空気清浄機を使用するが増えている。近年の空気清浄機は、多機能化されており、さまざまな有害物質を除去できる<sup>(2,3)</sup>。シャープのプラズマクラスターやパナソニックのナノイーなどの特定の効果を持つ粒子を放出することで、室内空気の清浄を行う機能を持つ。しかし、メーカーで開発されたこれらの機能について定量的な評価報告は限られており、学術研究としての報告は十分ではない。また、室内の気流の状態によって、粒子の届く範囲が限定されると考えられる。従って、室内の流体を定量的に解析する必要がある。

## 2. 方法

本研究では、空気清浄機の排気から放出される OH ラジカルによってシックハウス症候群の原因物質である VOC の除去をシミュレーションする。

**〈2・1〉 研究対象** 外部との流体及び熱の授受が無い密閉された定温の計算空間を想定する。計算空間の大きさは縦、横が 5m、高さが 2.5m とする。計算空間の内部は一般的な住宅に使用されているホルムアルデヒド放散等級の木材を使用した壁面とする。この空間に仮想的に空気清浄機を設置する。

また、空間内部には、空気清浄機以外の物体は無いとした。空気清浄機は、壁近傍横方向中央付近に配置する。

**〈2・2〉 解析方法** 空気清浄機の仕様は排気流速

1.5m/s, 吸気流速 2.0m/s とし、上面排気、前面吸気とする。室内の気流は乱流であり、乱流気体解析が必要となる。本研究では、以下に示す乱流解析法を採用した。

**〈2・3〉 LES(Large Eddy Simulation)** 流体基礎支配方程式である Navier-Stokes 方程式は、次式で与えられる。

$$\frac{\partial u_i}{\partial t} = -\frac{\partial P}{\partial x_i} - \frac{\partial u_i u_j}{\partial x_j} + \frac{\partial}{\partial x_j} \nu \left( \frac{\partial u_j}{\partial x_i} + \frac{\partial u_i}{\partial x_j} \right) \quad (1)$$

(1)式の Navier-Stokes 方程式にフィルターリングを施し LES 方程式にする。レイノルズ項応力項、レオナード項及びクロス項が生じるが、このうちレオナード項及びクロス項を無視した。この LES 化した式を(2)式とする。この(2)式の右辺第 3 項に現れる、渦動粘性係数  $\nu_t$  は位置と時間に依存する変数である。この渦動粘性係数にはスマゴリンスキー定数というモデル定数が含まれるが、本研究では 0.1 とした。

$$\frac{\partial u_i}{\partial t} = -\frac{\partial P}{\partial x_i} - \frac{\partial u_i u_j}{\partial x_j} + \frac{\partial}{\partial x_j} \left( (\nu_t + \nu) \left( \frac{\partial u_i}{\partial x_j} + \frac{\partial u_j}{\partial x_i} \right) \right) \quad (2)$$

$$u_i^{n+1} = u_i^n - \Delta t \left( \frac{\partial P}{\partial x_i} + f_i \right)^n \quad (3)$$

(2)式を変形して圧力項とフラックス項に分離し、時間発展式にしたものを(3)とする。(2)式の発散を求め、空間微分を施す。これによって、空間内の圧力に関するポアソン方程式を導出する。これらの偏微分方程式を、空間に関して中心差分、時間に関して、オイラー1次前進差分を施す。室内を計算空間に見立て、49 分割した仮想メッシュを切り、セルと言う微小空間を作る。圧力をセルの中心位置、流速をセルの線分上の格子点で算出し、圧力と流速が異なる位置で差分化を行える、スタガード格子を使用することによって圧力の数値振動と流体の質量保存誤差の蓄積を阻止す

る。誤差の影響を抑制しながら、圧力、流速を計算する。  
 数値計算の結果を平面ベクトル図にして、空間および平面における流速値と向きを求めた。

〈2・4〉 ヒドロキシルラジカル (OH ラジカル) OH ラジカルはさまざまな有機物と反応する。本研究では OH ラジカルと VOC の反応による、VOC 減少を想定する。反応過程において VOC の種類を定めるために反応速度係数<sup>(4)</sup>を使用した。

OH ラジカルは重みを持った粒子を仮定し空気清浄機排気から放出され、空間内部を運動する。この重みは粒子数に相当する量である。シミュレーションで多量の粒子を計算するのではなく 1000 個の代表粒子を計算しそれぞれの粒子の挙動を全粒子の挙動とみなしている。この粒子は VOC と化学的に反応することによって減少する。この化学反応は OH ラジカル粒子と VOC の粒子が衝突することで反応するが、本研究においては、衝突過程を無視し、反応速度定数のよって OH ラジカル及び VOC の密度減少が減少するとする。反応速度定数は OH ラジカルの密度と VOC の密度に依存する変数である。すなわち、それぞれの粒子密度を求める必要がある。密度は粒子を集計してセル体積で割ることによって算出する。OH ラジカルおよび VOC の運動速度は流速と等しい速度とし、流体抵抗や重力落下は考慮しない。

OH ラジカル及び VOC の代表粒子の位置を追跡し、時間発展時に粒子位置を算出し、粒子密度を算出する。この密度を反応速度定数に返すことで、粒子位置における反応速度定数を反映させることができる密度の関数として扱う。空間内に放出された OH ラジカルは流速に従って運動し、VOC と反応して、互いの代表粒子のもつ重みが減少する。

反応方程式と反応速度係数を(4)及び(5)にする。

$$\frac{dN_{OH}(t)}{dt} = -n\langle\sigma v\rangle N_{OH}(t) \quad (4)$$

$$= -\alpha N_{OH}(t)$$

$$\alpha = \alpha_1(n_1) + \alpha_2(n_2) + \dots + \alpha_n(n_n) \quad (5)$$

(5)の反応式に揮発性有機化合物および OH ラジカルの密度を代入することで反応速度係数を算出する。

### 3. 結果

〈3・1〉 計算空間内の流体解析結果 LES 乱流モデルを用いた流体解析結果の空間図を図 1 に示す。

図 1 は計算空間内で空気清浄機によって生成した気流ベクトルの分布である。空気清浄機周囲では流速値が大きく、空間の中央周囲では、流速値が小さい。

〈3・2〉 揮発性有機化合物の減少評価 流体解析結果で得た空間流速分布を使用して、空気清浄機排気から放出後の粒子の挙動速度と速度の時間積分によって位置を算出する。ここで算出した粒子位置をセル体積で割り、セルあたりの粒子密度を算出する。さらに、反応式へ代入し密度減少による除去率を求めた。その結果を以下に示す。

図 2 は 1 万個のホルムアルデヒド粒子を計算空間内に一様に分布させ、OH ラジカルを単位時間当たり 10 万個を空

気清浄機排気から放出したとき、反応によって空間全体のホルムアルデヒドが密度減少した結果を示す。

50 秒程度で空間密度が初期値の半分以下に減少している。

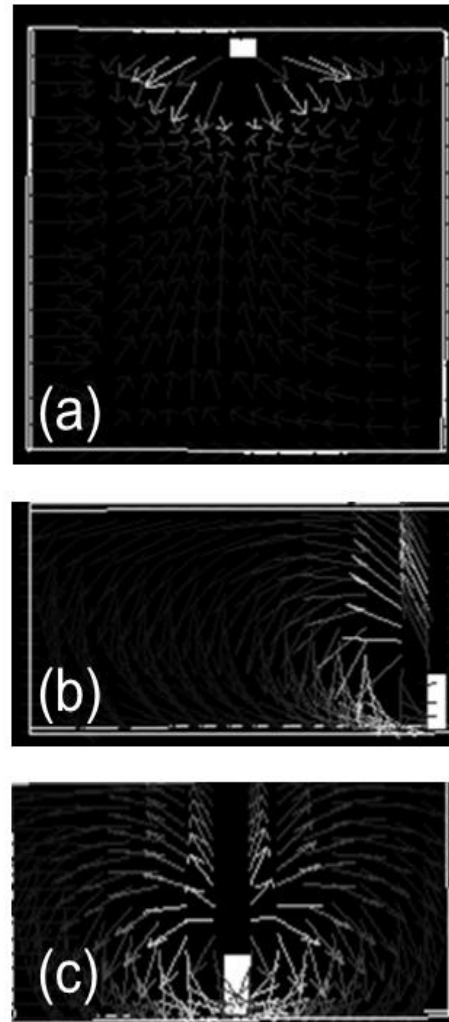


図 1 計算空間における流体解析の結果。(a)流速分布(x-y 平面), (b)流速分布(x-z 平面), (c)流速分布(y-z 平面)。

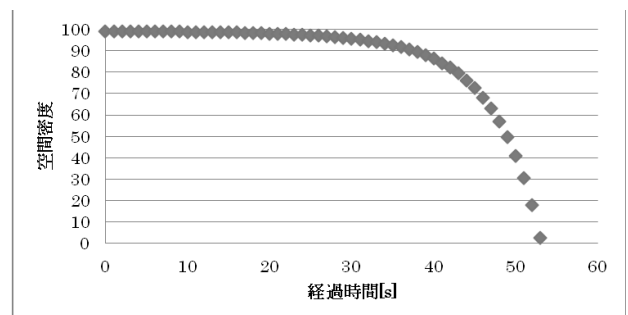


図 2 ホルムアルデヒドの密度の減少

### 4. まとめ

空気清浄機排気から放出される OH ラジカルによるシックハウス症候群の改善を目的とした流体シミュレーション

を行った。

計算空間にホルムアルデヒドを一様に分布させ、OH ラジカルとの反応によって減少することをシミュレーションで確認した。

## 文 献

---

- (1) 松本麻里, 吉野博等: 「シックハウスにおける居住環境の実態と健康に関する調査研究 その1 居住環境に関するアンケート調査と室内化学物質濃度測定」, 日本建築学会東北支部環境系論文集 pp. 97-100, (2001).
- (2) 野崎淳夫, 清澤裕美, 吉澤晋: 「家庭用空気清浄機の汚染物質除去性能と室内濃度予測に関する研究 (その1)」, 日本建築学会環境系論文集, 第576巻, pp. 37-42, (2004)
- (3) 清澤裕美, 野崎淳夫, 吉澤晋: 「家庭用空気清浄機の汚染物質除去性能と室内濃度予測に関する研究(その2)」, 日本建築学会環境系論文集, 第596巻, pp. 29-35, (2005).
- (4) 鷺田伸明, 畠山史郎, 梶本興亜: “Studies on the Rate Constants of Free Radical Reactions and Related Spectroscopic and Thermochemical Parameter”, 国立公害研究所, 研究報告第85号, pp.37-51, (1985)

# ガスフロースパッタ法における Fe 粒子の成長と そのガス流の関係に関する研究

直井 亮征\* 松本 和真 石井 清 佐久間 浩志 (宇都宮大学)

Studies on the relationship between the gas flow and the growth of Fe particles in gas flow sputtering

Akimasa Naoi\*, Kazuma Matsumoto, Kiyoshi Ishii, Hiroshi Sakuma (Utsunomiya University)

キーワード：ガスフロースパッタ法, 気相法, 鉄微粒子, 結晶成長, ガス流シミュレーション

(Gas flow sputtering, dry process, Fe fine particles, crystal growth, gas flow simulation)

## 1. はじめに

磁性流体や磁気粘性流体, ハイパーサーミア<sup>(1)(2)</sup>や薬物輸送システム<sup>(3)</sup>などには, 従来, マグネタイト等の酸化物磁性微粒子が用いられてきた. 一方, 鉄 (Fe) はバルクの飽和磁化がマグネタイトの 3 倍以上あることから, より強力な静磁力を発生させることができ, 上記のような用途において性能向上が期待される. ガスフロースパッタ (GFS) 法を用いて様々な微粒子が作製できるが<sup>(4)</sup>, その場合, 基板には微粒子の他に薄膜状の Fe が堆積することが多く, 問題となることがある. これは飛来する間に Fe スパッタ蒸気の凝縮と合体成長が完了せず, 原子蒸気や非常に小さな粒子が基板に到達しているためであると考えられている.

本研究では, GFS 法において Fe 粒子の成長を気相中で完了させ, 粒子のみを基板に堆積させる条件を見出すことを目標とした. そのために, 粒子成長を支配する重要な要因と推察される Ar ガス流について, その影響を明らかにする実験を行った.

GFS 装置の模式図を図 1 に示す. パイプ状のターゲットの内部でスパッタリングが生じ, スパッタ蒸気は 100Pa 以上の Ar ガス流により外部に移送される. スパッタ条件を調整することにより, 基板上に薄膜を作製することができ, また, スパッタ蒸気の移送中に粒子への凝縮・成長を生じさせて粒子作製も可能である. この場合, Ar ガス流が重要な働きをし, 特に, 粒子成長にとって支配的であると推察した. そして, スパッタ蒸気を移送中に Ar ガス流が渦を作ることが重要であると考え, その条件を構築することを方針として, 様々な構造と動作条件について検討した.

## 2. 実験方法

まず, その Ar ガスの流れについてシミュレーションにより検討した. シミュレーションには, PEGASUS (中性粒

子連続体モジュール) を用いて行った. GFS においてターゲットから供給する Ar ガス (メインガス) の他に, メインガスの正面から衝突する Ar ガス (対向ガス) およびメインガスの外側に長さ 460 mm, 内径 26 mm のガラス管を設置し, その内側に補助ガスを供給する 2 つの条件でシミュレーションを行った. メイン Ar ガス流量を 500 sccm, Ar ガス流入温度を 500°C, チャンバー壁面と基板の温度を 28°C, チャンバー内の圧力を 1300 Pa, 壁面と基板の反射係数を 1 とした. Ar ガスの流入開始後 0.3 s の状態を定常状態とみなし, その時の値を用いて議論した.

次に, シミュレーション結果に基づく実証実験を行った. ターゲットには内径 5 mm, 長さ 38 mm の Fe 円筒パイプを使用した. GFS チャンバー内を  $4.0 \times 10^{-4}$  Pa 以下まで予備排気した後, Ar ガスを導入して圧力を 1300 Pa に保持し, 放電電力約 300 W において Fe 粒子を生成させた.

対向ガスを導入して粒子を作製した. このとき, Ar ガス流量を 500 sccm, ターゲットと対向ガス供給口間の距離を 100 mm, 基板 - ターゲット (S-T) 間距離を 170 mm, 堆積時間を 10 s とし, 対向ガス流量を 50, 70, 100 sccm, ターゲット中心軸からの距離を 5, 15, 25 mm と変化させた. また, メインガスの外側に長さ 460 mm, 内径 26 mm のガラス管を設置し, 補助ガスを導入して粒子を作製した. このとき, メインガス流量を 500 sccm, S-T 間距離を 560 mm, 堆積時間を 10 s とし, 補助ガス流量を 1000, 3000, 4000 sccm と変化させた. 作製した試料について透過型電子顕微鏡 (TEM) により膜の有無や粒子の形状及び粒径について観察した.

## 3. 実験結果

Ar ガス流に対するシミュレーション結果の例を図 2 に示す.

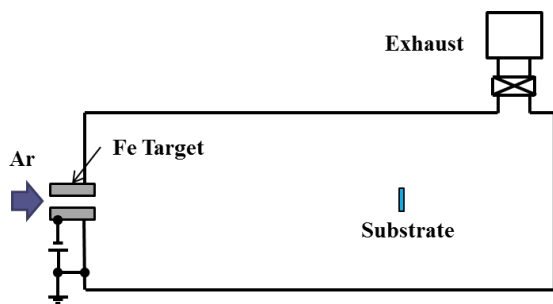


図 1 ガスフロースパッタ装置の模式図

Fig.1. Schematic diagram of gas flow sputtering.

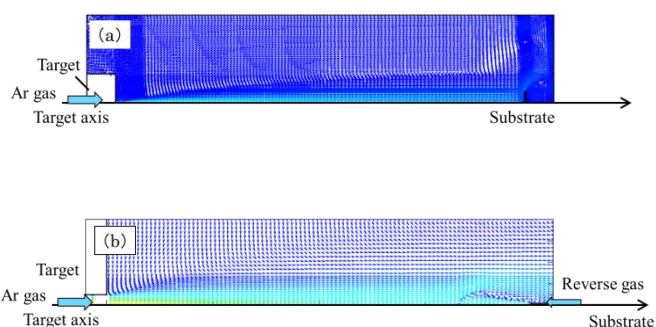


図 2 Ar ガス流のシミュレーション結果

- (a) 対向ガスや補助ガスのない場合
- (b) ターゲット出口から 10cm の位置から内径 1mm のパイプを通して対向ガスを流した場合

Fig.2. Simulation results of Ar gas flow, (a) without reverse Ar gas flow and (b) with a reverse Ar gas flow.

図 2(a)はターゲットは補助ガスや対向ガスを流さない場合の結果である。ターゲットから放出されたガスは、基板に向かって直進する様子が示されている。一方、同図(b)のように、ターゲットからの Ar 流に対して細いパイプから逆方向に Ar 流(対向ガス流)を流した場合は、メインの Ar 流は対向ガス流に回りつくように流れを変えて基板に向かう様子がみられる。この結果は、対向ガスが乱流を作り粒子成長を促進することが期待された。

シミュレーションの結果を受けて、対向ガスの影響を実験的に調べた結果を図 3 に示す。球状の粒子および膜状の堆積が見られ、ターゲット中心軸からの距離が大きいほど粒径が小さい。残念ながら現時点では、期待された粒子成長は観察されていない。

現在、ターゲット出口にガラス管を設置する場合など、様々な条件について検討しているが、残念ながら目的とした条件を見出すことができていない。

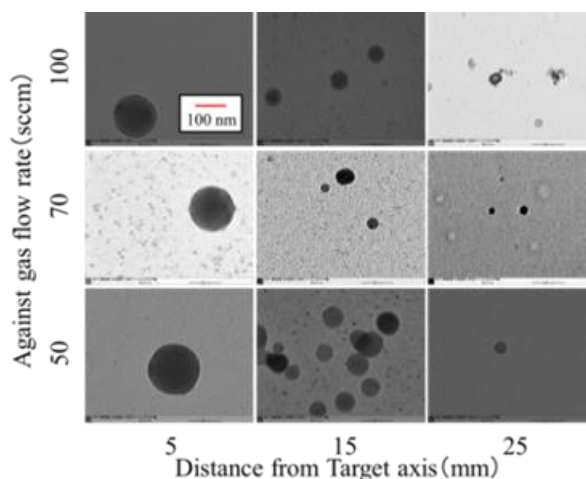


図 3 対向ガスを流して作製した試料の TEM 像

Fig.3. TEM images of the samples prepared using reverse gas flow.

### 3. まとめ

GFS 法における粒子成長について、対向ガス導入などの効果についてシミュレーションとその実証実験をあわせて検討した。シミュレーションでは乱流の発生が予測され、粒子成長の促進が期待されたが、実験的にはその効果を確認できなかった。今後、動作圧力を高めること、蒸気密度を高めることなど、本質的な条件を変化させることを検討していく予定である。

### 文 献

- (1) M. Suto, K. Tohji, and B. Jeyadevan: "Heat dissipation mechanism of magnetite nanoparticles in magnetic fluid hyperthermia" J. Magn. Magn. Mater., Vol.321, pp.1493-1496 (2009)
- (2) M. Gonzales-Weimuller, M. Zeisberger, and K. M. Krishnan: "Size-dependant heating rates of iron oxide nanoparticles for magnetic fluid hyperthermia", J. Magn. Magn. Mater., Vol.321, pp.1947-1950 (2009)
- (3) B. Heley and E. Frenkel: "Nanoparticles for drug delivery in cancer treatment.", Urologic Oncology: Seminars and Original Investigations, Vol.26, pp.57-64 (2008)



## 磁性ナノプローブによるスピンの観測

乳井 浩平\* 岩間 三典 佐久間洋志 石井 清 (宇都宮大学大学院)

### Observation of spin current by ferromagnetic nano-probe

Kohei Nyui\*, Mitsunori Iwama, Hiroshi Sakuma, Kiyoshi Ishi, (Graduate School of Utsunomiya University)

キーワード：スピバルブ計測, スピン流, スピン蓄積, ナノプローブ

(Spin valve measurement, Spin current, Spin accumulation, Nano-probe)

### 1. 研究背景及び研究目的

近年、スピン流と呼ばれる電子スピンの流れに関する研究が盛んに行われている。スピン流はジュール熱が生じないことから、超省エネルギーデバイスの開発に繋がる可能性がある。そのため、スピン流の解明は未来のスピンロニクスにとって非常に重要である。これまで光を用いた実験や微細加工による細線を用いた実験においてスピン流が観測されてきた<sup>(1,2)</sup>。しかし、このような実験においては、スピン流の一次元的な情報しか得られないことや、ナノメートルオーダーでの観測が行えないといった問題点があった。スピン流の理解にはナノメートルオーダーで二次元的な空間分布を観測することが必要である。そのため本研究では、ナノプローブを用いたスピン流測定装置を開発し、この装置を用いてスピン流の検出を試みた。

### 2. ナノプローブを用いたスピン流測定の原理

スピン流の生成には、スピン蓄積現象を用いる。これは、強磁性体と非磁性体の接合に電流を流すと、接合界面で↑スピンと↓スピンの非平衡状態が生じる現象である。これにより生じたスピン流をスピバルブ計測<sup>(2,3)</sup>により検出する。スピバルブ計測では、スピン流が生じている部分に強磁性金属を接触させると、スピン依存のケミカルポテンシャルの差により微小な電圧が生じる。この原理を用いて本研究では、非磁性基板上に堆積させた強磁性細線に電流を流すことによりスピン流を生成し、そこに強磁性体からなるナノプローブを接触させた際に生じる電圧を測定することによりスピン流を観測する。

### 3. スピン流測定装置の開発

スピン流測定装置として、以下の三つの特徴を有する装置を開発した。図1に構成図を示す。(1) 図1に示すように

XYZ ステージにステッピングモーターを接続し、約 6 nm の精度で三次元的に移動できるようにした。(2) 電圧測定プローブをピエゾチューブに固定することにより、約 0.1 nm 精度の三次元微動を可能にした。(3) スピン流の信号に重畳するノイズを除去するため、試料ホルダー周辺を電気的に孤立させ、アルミ板でシールドした。なお、ステッピングモーターは磁場による振動を防ぐため、図2に示すように試料周辺から遠ざけた。この装置によりスピン流測定を行った。

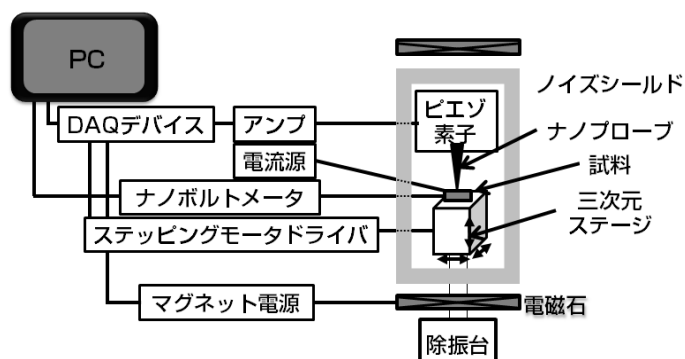


図1 スピン流測定装置の構成図。

Fig. 1 A diagram of spin current measuring device.

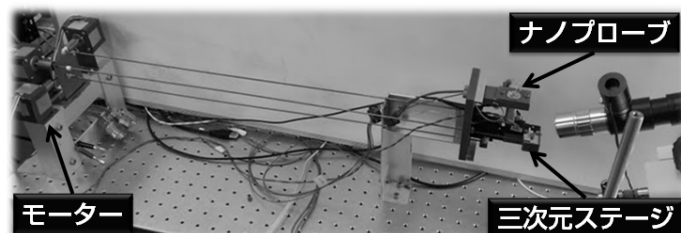


図2 ナノプローブを用いたスピン流測定装置。

Fig. 2 Experimental apparatus by using ferromagnetic nano-probe.

クグラウンドを低減させた実験を行う必要がある。

## 文 献

- (1) S. A. Crooker, M. Furis, X. Lou, C. Adelman, D. L. Smith, C. J. Palmström, and P. A. Crowell : “Imaging Spin Transport in Lateral Ferromagnet/Semiconductor Structures”, *Science*, vol. 309, pp. 2191-2195 (2005).
- (2) F. J. Jedema, A. T. Filip and B. J. van Wees : “Electrical spin injection and accumulation at room temperature in an all-metal mesoscopic spin valve”, *Nature*, vol. 410, pp. 345-348 (2001).
- (3) T. Kimura,<sup>a)</sup> J. Hamrle, and Y. Otani, K. Tsukagoshi, and Y. Aoyagi : “Spin-dependent boundary resistance in the lateral spin-valve structure”, *Appl. Phys. Lett.*, vol. 85, pp. 3501-3503 (2004).

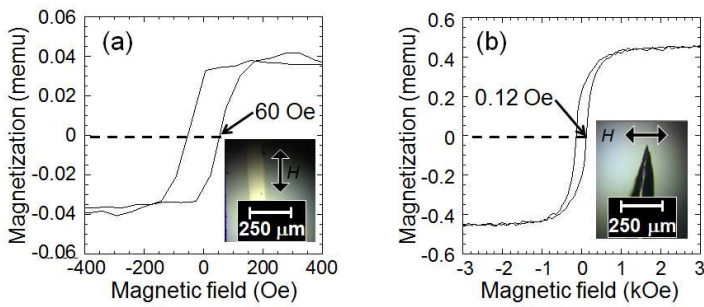


図 3 (a) Fe 細線の磁化特性. (b) 磁性ナノプローブの磁化特性.

Fig. 3 Magnetization characteristic of (a) Fe wire and (b) ferromagnetic nano-probe.

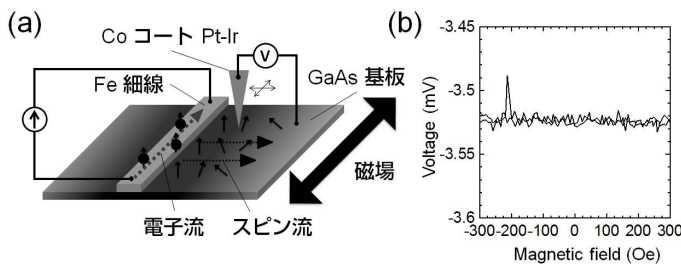


図 4 (a) スピンの測定回路と (b) 測定結果.

Fig. 4 (a) A circuit for measuring the spin current and (b) Spin voltage-magnetic field Characteristics.

## 4. スピンの測定結果

試料は、スピンの注入実験が盛んに行われていることから GaAs 基板上に Fe 細線を形成したものを用いた。電圧測定用プローブとして Co をコートした Pt-Ir 線を用いた。これを磁性ナノプローブと呼ぶ。図 3 から Fe 細線の保磁力は約 60 Oe、磁性ナノプローブの保磁力は約 120 Oe であった。図 4 (a) に測定回路を示す。電流密度は  $1 \times 10^9 \text{ A/m}^2$  である。測定結果を図 4 (b) に示す。スピンの電圧はスピンの生成源の強磁性体 (Fe) と電圧検出プローブの強磁性体 (Co) の磁化が反平行のときに現れるが、図 4 (b) に示すように本実験では明確なスピンの電圧は見られなかった。これは、Fe/GaAs でスピンの蓄積が生じていない可能性や、スピンの電圧がバックグラウンドに埋もれていることが考えられる。

## 5. まとめ

微小電圧を高い空間分解能で計測できるナノプローブを開発し、この装置を用いてスピンの観測を試みた。しかし、スピンの観測されなかった。原因として、Fe/GaAs 接合部でスピンの蓄積が生じていない可能性や、スピンの電圧がバックグラウンドに埋もれている可能性がある。今後は電流密度を更に高めた実験や、低温にすることによりバツ

# 高強度レーザーとプラズマとの相互作用による 高品質なイオンビームの生成

高野 真弘\* 泉山 豪 長嶋 俊宏 茨田 大輔 川田 重夫  
Wei Min Wang Yan Jun Gu (宇都宮大学院)  
Yan Yun Ma (National University Defense Technology)  
Qing Kong Pin Xiao Wang (Fudan University)

Collimation of Ion Beam Generated by Intense laser Plasma Interaction

Masahiro Takano, Takeshi Izumiyama, Toshihiro Nagashima, Daisuke Barada, Shigeo Kawata

Wei Min Wang, Yan Jun Gu (Utsunomiya University)

Yan Yun Ma (National University Defense Technology)

Qing Kong, Pin Xiao Wang (Fudan University)

キーワード：イオンビーム, 高強度レーザー, レーザープラズマ, コリメーション  
(Ion beam, Intense laser, Laser-plasma interaction, Collimation)

## 1. 序論

加速器を用いた研究は様々ある。例えば、加速された高エネルギーの粒子どうしを衝突させ宇宙誕生時に存在していた素粒子や基礎粒子を発生させ、その粒子の質量、電荷、スピンなど原子核や素粒子のもつ固有の性質やそれらの内部構造、また原子核や素粒子に働く力の性質を解析することや、ニュートリノを発生させその振る舞いを解析することである。あるいは高エネルギー粒子が曲がる時に放つ強力な光や、粒子の衝突反応で生じるミュオンや中性子と呼ばれる粒子を用いて、物質の構造を解析することである。

高強度短パルスレーザーの生成が可能になったため、新たな加速方式として、高強度短パルスレーザーを使用したレーザー加速器が提案された。これは高強度短パルスレーザーと薄膜との相互作用により粒子を加速させるものである。これにより、従来の大型であった装置の小型化、低コスト化などに貢献されると考えられている。<sup>(1)</sup>

加速器の利用は、始めに述べた基礎研究以外に、産業、医療など多岐にわたっている。しかし、現在の加速器をさまざまな分野で用いるには十分とはいえない状態である。問題点として、生成されたイオンビームが進行方向に対して垂直な方向に発散してしまうこと、加速される粒子数が減少してしまうこと、レーザーからイオンへの変換効率があまり良くないこと、粒子エネルギーの低さなどがあげられる。<sup>(2)</sup>

これまでの研究により、薄膜ターゲットのレーザー照射側に複数の穴を開けたターゲットを用いることで変換効率の上昇に成功している。<sup>(3)</sup> また、イオンビーム生成時の発散については、レーザーの進行方向と垂直な方向への発散を防ぐためにレーザー照射の反対側の薄膜に壁を設けたターゲットを用いることで、イオン源においてイオンビームをコリメーションすることに成功している。<sup>(4)</sup>

本研究では、高強度レーザーとプラズマとの相互作用による高品質なイオンビームの生成を目的とし、イオンビームのコリメーションについて検討した。

## 2. PIC シミュレーションの数値解析手法

本研究では2.5次元のPIC(Particle-In-Cell)シミュレーションを用いて行う。<sup>(5)</sup> シミュレーションには、レーザーによる電磁場、プラズマの質量、電荷、密度、温度、を与えプラズマを実空間2次元、速度空間3次元、運動量3次元の2.5次元でシミュレーションを行った。以下にPIC法についての計算の流れを説明する。

始めに、粒子数やメッシュ数などのパラメータを入力する。次に、各粒子の速度と新しい座標は、運動方程式を用いて求める。この際、空間中の電場と磁場は、PIC法では格子点上で定義されているため、格子点に働く電磁場を求められる。

次に、求めた粒子の速度と座標から、空間上の電荷密度と電流密度を計算する。電荷密度と電流密度も格子点上

で定義されている。この電荷密度と電流密度を用いて、Maxwell 方程式を解くことにより、格子点上の電場と磁場を計算する。求めた電磁場によって次の時間ステップの粒子の速度と座標を求め、同様の計算を繰り返す。最後に、任意の条件を満たしたところで計算を終了し結果を出力する。<sup>(5)</sup>

### 3. 高強度短パルスレーザーと薄膜を用いたイオンビームのコリメーション

#### 〈3-1〉高強度短パルスレーザーと薄膜を用いたシミュレーションモデル

本研究で行ったシミュレーションの各パラメータについて説明する。レーザーの波長として  $\lambda = 1.053\mu\text{m}$  を用いる。まず高強度短パルスレーザーと薄膜ターゲットを用いた場合の計算領域は  $x$  方向に  $50\lambda$ ,  $y$  方向に  $70\lambda$ , 空間メッシュサイズは  $\Delta x = \Delta y = 0.02\lambda$  とし、積分タイムステップ幅は  $\Delta t = 0.04\Delta x$  とする。薄膜ターゲットにはアルミニウムのみを使用し、電離度は 11 価とした。レーザーについては、強度が  $1.0 \times 10^{19}\text{W/cm}^2 \sim 1.0 \times 10^{20}\text{W/cm}^2$ , パルス長が 100fs, スポットサイズが  $30\lambda$  とした。レーザーのプレパルスを考慮して、アルミニウムにはターゲット後方で密度最大となるよう密度勾配を持たせている。薄膜ターゲットのモデルには、レーザーの吸収率を向上させるためレーザー照射側に無数のホールを設け、反対側にはイオンビームの垂直方向への発散を防ぐためターゲット後方にウォールを設けた構造となっている。シミュレーションモデルを図 1 に示す。<sup>(3)</sup>

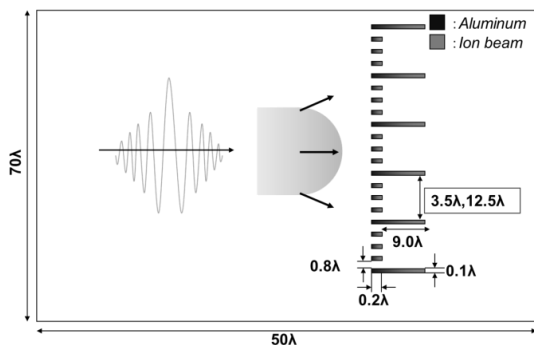


図 1 高強度短パルスレーザーと薄膜を用いたイオンビームのコリメーションのためのシミュレーションモデル

Fig.1. Simulation model for ion beam collimation in an interaction of intense laser with a structured target

#### 〈3-2〉薄膜ターゲット後方のウォールのコリメーションへの影響

ここでは、薄膜ターゲット後方のウォールがイオンビームに与える影響を見るためにウォールの間隔を  $3.5\lambda$ , レーザー強度を  $1.0 \times 10^{19}\text{W/cm}^2$  とし検証する。

レーザーを照射した際に生成される  $y$  方向の電場を図 2 に示す。黒い部分は上方向の電場を示し、白い部分は下方向の電場を示している。この図を見てわかるように  $y$  方向の計算領域の中心部、即ち、照射レーザー軸上の方が電場は強く生成されている。これは、照射したレーザーがガウス分布をなしているためである。図 3 に各時刻におけるプロトンの空間分布を示す。時刻は (a)0fs, (b)150fs, (c)300fs となっている。イオンビームの中心部にコリメーションされているものが見られた。しかし、中心部以外は発散してしまっていることがわかる。図 4 に時刻 300fs における角度スペクトルを示す。0 度付近のほかに -5 度と 5 度付近にも粒子が収束していた。図 5 に図 4 の 300fs で (a)-5 度, (b)0 度, (c)5 度付近に集まっている粒子がどのウォールを通過したものかを示す。0 度に収束している粒子は中心のウォールの間を通過しており、-5 度 5 度に収束している粒子はその外側のウォール間を通過したものであることがわかる。

ウォールの間隔がイオンビームの直径より小さな場合、中心のウォールの間を通ったイオンビームはコリメーションされる。しかし、それ以外のウォールの間を通ったイオンビームはコリメーションされずに発散してしまう。イオンビームの全体をコリメーションさせるためにはウォールの間隔はイオンビームと同等かそれ以上の間隔のものが適している。

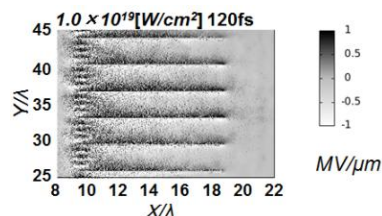


図 2 レーザー強度  $1.0 \times 10^{19}\text{W/cm}^2$  によって生成された電場

Fig.2. Electric field generated by an intense laser of  $1.0 \times 10^{19}\text{W/cm}^2$

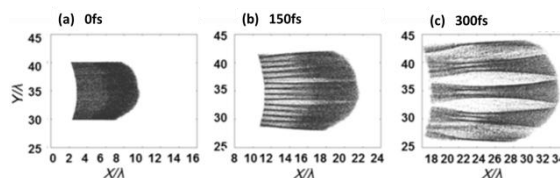


図 3 プロトンの空間分布

Fig.3. Spatial distribution of protons

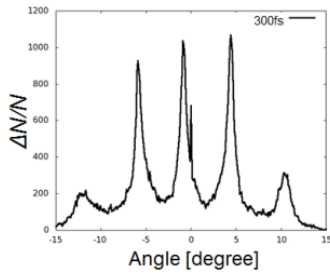


図4 300fs でのプロトンの角度スペクトル  
Fig.4. Angle spectrum of proton at 300fs

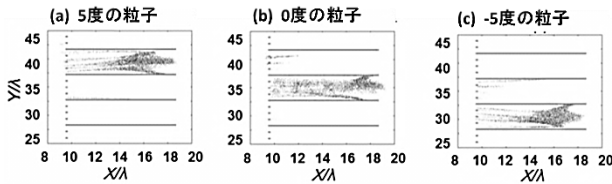


図5 300fs の角度スペクトルで(a)5度, (b)0度, (c)-5度方向に収束したプロトンの時刻 120fs での空間分布  
Fig.5. Spatial distributions of protons for each peak in Fig.4. (a) 5 degree, (b) 0 degree, (c) -5 degree in 300fs

### 〈3・3〉 コリメーションのためのレーザー強度の最適化

ここでは、レーザー強度の最適値について検討する。ウォールの間隔は  $12.5\lambda$  とする。レーザー強度は(a) $1.0 \times 10^{19} \text{W/cm}^2$ , (b) $5.0 \times 10^{19} \text{W/cm}^2$ , (c) $1.0 \times 10^{20} \text{W/cm}^2$  で比較している。レーザー強度を変化させたときの生成される  $y$  方向の電場を図6に示す。この図を見てわかるようにレーザー強度が強くなれば生成される電場も強くなっている。図7に各レーザー強度における 300fs での角度スペクトルを示す。  $5.0 \times 10^{19} \text{W/cm}^2$  の場合が最もコリメーションされていることがわかる。図8に各時刻でのプロトンの空間分布を示す。(a)は 0fs でのイオンビーム, (b),(c)はレーザー強度  $1.0 \times 10^{19} \text{W/cm}^2$  における 150fs, 300fs のイオンビーム, (d),(e)はレーザー強度  $5.0 \times 10^{19} \text{W/cm}^2$  における 150fs, 300fs のイオンビーム, (f),(g)はレーザー強度  $1.0 \times 10^{20} \text{W/cm}^2$  における 150fs, 300fs のイオンビームとなっている。(c)では電場が弱くコリメーションされていない, (g)では電場が強くと束してしまっている。よって、今回のケースでは  $5.0 \times 10^{19} \text{W/cm}^2$  が適している。

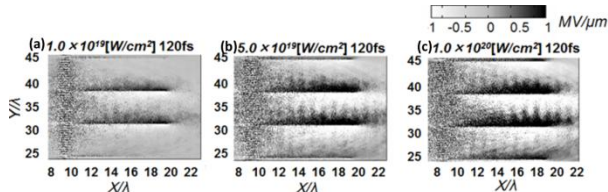


図6 各レーザー強度における生成電場

Fig.6. Electric field generated at each laser intensity

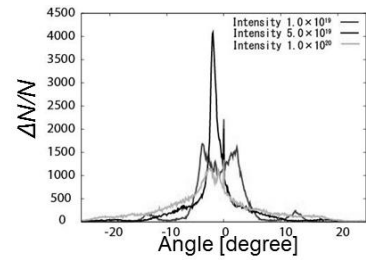


図7 各レーザー強度における 300fs でのプロトンの角度スペクトル

Fig.7. Angle spectra of protons at each laser intensity at 300fs

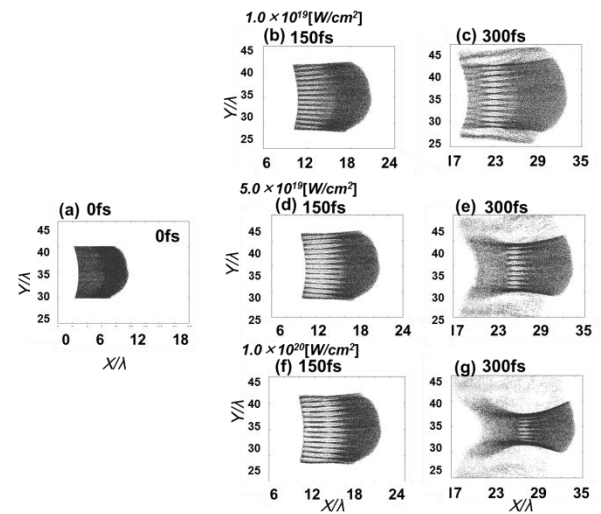


図8 各レーザー強度におけるプロトンの空間分布

Fig.8. Spatial distributions of protons at each laser intensity

## 4. 多数のプラズマ薄膜を用いたイオンビームのコリメーション

### 〈4・1〉 多数のプラズマ薄膜を用いたシミュレーションモデル

次に、プラズマターゲットを用いた場合の計算領域は  $x$  方向に  $60\lambda$ ,  $y$  方向に  $50\lambda$ , 空間メッシュサイズは  $\Delta x = \Delta y = 0.05\lambda$  とし、積分タイムステップ幅は  $\Delta t = 0.2 \Delta x$  とする。プラズマターゲットには水素のみを使用し、初期密度は  $5.0 \times 10^{18} \text{cc}^{-1}$  とした。プラズマターゲットのモデルには、プラズマ内部の電子がイオンビームに引き寄せられるが、次に配置されたプラズマによってその電子が止められビーム電流を打ち消すことなく電場を中和するためにこのような構造となっている。シミュレーションモデルを図9に示す。



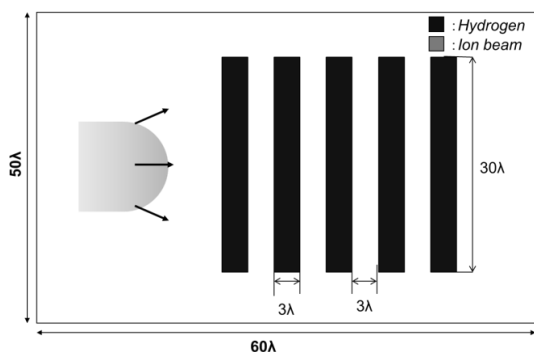


図9 多数のプラズマ薄膜を用いたイオンビームのコリメーションのためのシミュレーションモデル.

Fig.9. Simulation model for ion beam collimation using multiple plasma thin target

#### 〈4・2〉多数のプラズマ薄膜を用いたコリメーション

ここでは、プラズマターゲットによるイオンビームのコリメーションについて検討する。結果の表記方法としてプラズマを配置しない場合を *Without Plasma*, 多数のプラズマを配置した場合を *With Plasma* とする。

図10に、時刻 250fs(イオンビームがプラズマを通過中)でのイオンビームの自己電場を示す。黒い部分は上方方向の電場を示し、白い部分は下方方向の電場を示している。黒 *With plasma* ではイオンビームを分散させるような電場がプラズマによって打ち消されている。また、図11に、250fsでのイオンビームの自己磁場を示す。黒い部分が紙面裏面から表面向き、白い部分が紙面表面から裏面向きを示している。ともにイオンビームに収束力を与える磁場が確認できる。図12に時刻 0fs と 500fsでの角度スペクトルを示す。*Without Plasma* は 0fsの角度スペクトルに対して 500fsの角度スペクトルは発散角度が増加している。*With Plasma* では発散角度の増加はほとんど見られず発散角度の改善している粒子が見られた。イオンビームは時間経過とともに自己電場により発散してしまうが、プラズマターゲットを配置することにより自己電場を打ち消すことができ、発散を抑制することができた。またイオンビームの自己磁場により発散角度の減少している粒子が見られた。

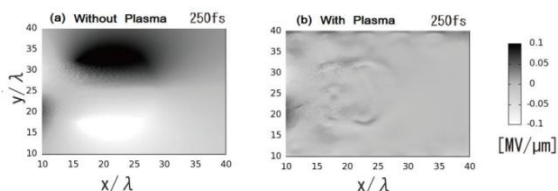


図10 プラズマの(a)無し、(b)ありの場合におけるイオンビームの自己電場

Fig.10. Self-electric fields of ion beam (a)without and (b)with plasma.

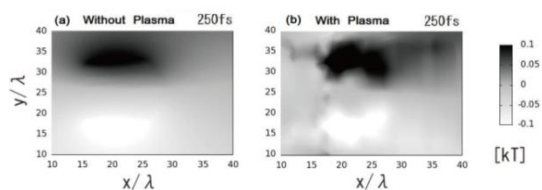


図11 プラズマの(a)無し、(b)ありの場合におけるイオンビームの自己磁場

Fig.11. Self-magnetic fields of ion beam (a)without and (b)with plasma

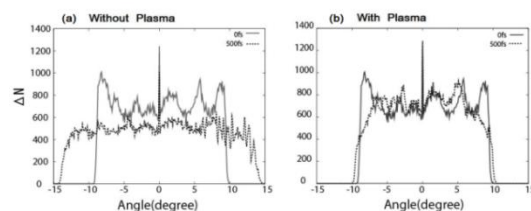


図12 プラズマの(a)無し、(b)ありの場合における 0fs、500fsでの角度スペクトル

Fig.12. Proton angular spectra at 0fs and 500fs (a)without and (b)with plasma

## 5. 結論

今回の研究において、薄膜ターゲットを用いた場合、ウォールはイオンビームと同等以上の間隔が必要であることが分かった。またウォールの間隔を  $12.5\lambda$ としたとき、レーザー強度は  $5.0 \times 10^{19} \text{W/cm}^2$ が適していた。多数のプラズマ薄膜を用いた場合は、自己電場による反発を抑えることができ、自己磁場により発散が改善された。

### 謝辞

本研究は、一部科学研究費補助金および宇都宮大学オプティクス教育研究センター、ASHULA project (JSPS Asia Core to Core Program)の支援により行われた。

### 文 献

- (1) T. Tajima and J. M. Dawson: "Laser Electron Accelerator", Phys. Rev. Lett. 43, 267(1979)
- (2) A. P. Robinson, A. R. Bell, and R. J. Kingham: "Effect of Target Composition on Proton Energy Spectra in Ultraintense Laser-Solid Interaction", Phys. Rev. Lett. 96, 035005(2006)
- (3) Y. Nodera, S. Kawata, N. Onuma, J. Limpouchm, O. Klimo and T. Kikuchi: "Improvement of energy-conversion efficiency from to proton beam in a laser-foil interaction", Phys. Rev. E. 78, 046401(2005)
- (4) S. Kawata, M. Nakamura, R. Sonobe, S. Miyazaki, N. Onuma, Y. Nodera, and T. Kikuchi: "Collimated Ion Beam by a Laser-Illuminated Tailored Hole Target", IEEE Transactions on Plasma Science, Vol. 36, No. 2(2008)
- (5) B. F. Lasinski, A. B. Langdon, S. P. Hatchael, M. H. Key, and M. Tabak: "Particle-in-cell simulations of ultra intense laser pulses propagating through overdense plasma for fast-ignitor and radiography applications". Phys. Plasmas, 6, 2041 (1999)



# 重イオンビーム慣性核融合における 渦状 Wobbling beam の照射配置の最適化

鈴木 智大\* 黒崎 竜也 野口 健太  
 茨田 大輔 川田 重夫 Yan Yun Ma (宇都宮大学)  
 Alexander Ivanov Ogoyski (Verna Technical University)

Optimization of Irradiation Arrangement of Spiral Wobbling Beams in Heavy Ion Inertial Fusion

Tomohiro Suzuki\*, Tatsuya Kurosaki, Kenta Noguchi,

Daisuke Barada, Shigeo Kawata, Yan Yun Ma, Alexander Ivanov Ogoyski

キーワード：慣性核融合，重イオンビーム，照射不均一  
 (Inertial fusion, heavy ion beam, illumination non-uniformity)

## 1. 序論

現在，我々の生活で，使用するエネルギーは増加し続けており，それに伴い様々な問題が生じている．現在，エネルギー源のほとんどを石油や石炭などの化石燃料に頼っている．しかし，化石燃料の利用には地球温暖化，大気汚染，オゾン層破壊，砂漠化などの環境問題やエネルギー資源の枯渇などの問題が伴う．そこで，これらの問題を解決するエネルギーとして期待されているのが核融合である．

核融合は原子力発電に用いられる核分裂とは相対の現象で，質量の軽い二つの原子核を衝突させて一つにして，そのときの反応前後の原子核の質量差をエネルギーとして利用するものである．現在，最も実現可能な核融合反応は，重水素(Deuterium : D)とトリチウム(Tritium : T)の核融合反応である．重水素は海水中に豊富に存在し，トリチウムは中性子をリチウムにぶつけることで生成できる．つまり，核融合の実現は日本の海外からのエネルギー資源の依存度を抑えることができ，様々なエネルギー問題を解決できると期待されている．

核融合反応を起こすためには，高温になったプラズマを一定時間高密度状態を保たなければならない．これは，いわゆる閉じ込めというもので，その方法は大きく分けて，磁場閉じ込め方式と，慣性閉じ込め方式の 2 種類がある．慣性閉じ込め方式はさらに直接照射方式と間接照射方式に分けられる．本研究室では高利得でエネルギーを得ることが容易で，ターゲットの構造が比較的簡単であるという特徴から直接照射方式による慣性核融合を研究している．

直接照射方式は照射不均一が大きくなりやすく，レーリ

ー・テラー不安定性の成長を招くという欠点がある．このことは，燃料標的爆縮時の圧縮効率の減少により点火率，燃焼率，核融合炉の出力低下をもたらしてしまう．そのため，ビームの照射方法を工夫し照射不均一を抑えることが重要である．

これまでの研究により，不均一重力場を連続的に振動させることでレーリ・テラー不安定性を抑制できることが確認されている<sup>(1, 2)</sup>．これはビームを連続的にぶらせながら照射することで得られ，燃料ペレットにビームを回転させながら照射することで不均一重力場の振動が得られることがわかっている<sup>(1-4)</sup>．また，ビーム照射の 2 回転目までを渦状に回転させることで，さらに照射不均一を抑制できることがわかっている．本研究ではこのような渦状 Wobbling beam を用いた場合のビーム照射配置の最適化を行うことを目的とした．

## 2. 渦状 Wobbling beam について

ここでは渦状 Wobbling beam の詳細について述べる．図 1 に渦状 Wobbling beam の概念図を示す．2 回転目までを渦状に回転させ，それ以降は半径 2.0mm で回転させる．また，1.3 回転目にビーム半径を 3.1mm から 3.0mm に変化させることで，さらに照射不均一を抑制できる．このビーム半径の変化のタイミングを図 2 に示す． $\tau_{wb}$  はビームが 1 回転する時間である．

## 3. シミュレーションにおける各パラメータ

本研究では，高効率，高安定性，高繰り返し動作可能という特徴<sup>(1, 2)</sup>から，エネルギードライバとしてビーム粒子エ

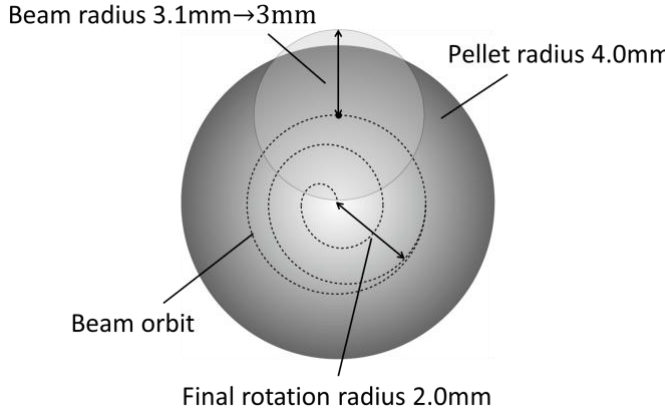


図 1 渦状 Wobbling beam の概念図

Fig. 1. Schematic diagram for spiral Wobbling beam

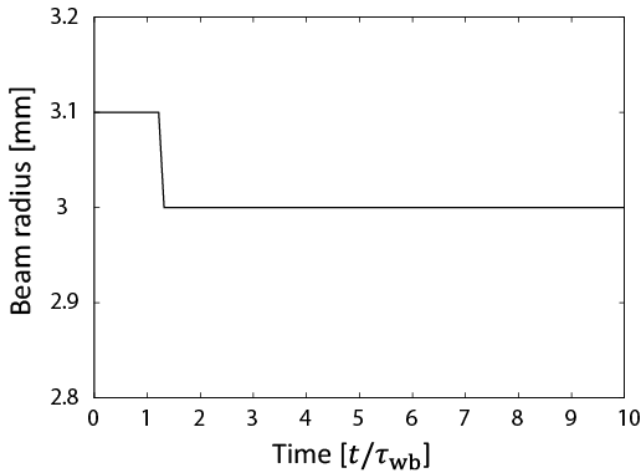


図 2 ビーム半径の変化のタイミング

Fig. 2. Timing of change of beam radius

エネルギーが 8GeV の鉛(Pb<sup>+</sup>)の重イオンビーム(Heavy Ion Beam : HIB)を用いた。核融合炉の入射口におけるビーム半径 $R_{en}$ は 35mm, 核融合炉の半径 $R_{ch}$ は 3.0m としている。重イオンビームの粒子密度分布はガウス分布とし、ビーム温度は 100MeV, ビームのエミッタンス $\epsilon_r$ は 3.2mm-mrad である。また、用いたターゲットの構造は図 3 のようになっている。ターゲットは外半径 4.0mm のアルミニウム(Al)単層構造である。

本研究では 32 本の HIB を用いてシミュレーションを行った。ここで、以前までの HIB の照射配置を表 1 に示す。配置座標には球座標を用いており Wobbling beam の回転中心軸の座標を示している<sup>(5-8)</sup>。本研究ではこの照射配置から $\theta$ 方向を変化させ最適化を行った。

また、ビーム照射不均一の評価方法として Root Mean Square (RMS) を用いた。その式を以下に示す。ここで、 $\langle\sigma_{rms}\rangle$ は全体の RMS 不均一、 $\sigma_i^{rms}$ は*i*方向のエネルギー付与面での RMS 不均一、 $w_i$ は重み関数、 $J_{mesh}$ と $K_{mesh}$ はそれぞれ、 $\theta$ 面、 $\phi$ 面における空間メッシュ数、 $\langle E \rangle_i$ は各*r*面におけるエネルギーの平均値、 $E$ は全体の付与エネルギーである。

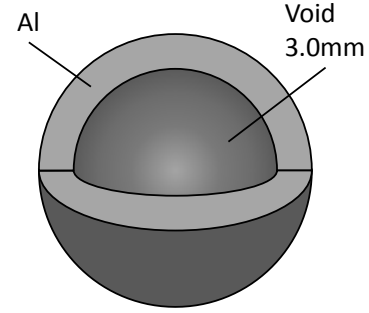


図 3 ターゲット構造

Fig. 3. Target model

表 1 渦状 Wobbling beam の照射配置

Table 1. Irradiation arrangement for Wobbling beam

No.	$\theta$ [deg]	$\phi$ [deg]	No.	$\theta$ [deg]	$\phi$ [deg]
1	0.000	0.000	17	100.812	36.000
2	37.377	0.000	18	100.812	108.000
3	37.377	72.000	19	100.812	180.000
4	37.377	144.000	20	100.812	252.000
5	37.377	216.000	21	100.812	324.000
6	37.377	288.000	22	116.565	0.000
7	63.435	36.000	23	116.565	72.000
8	63.435	108.000	24	116.565	144.000
9	63.435	180.000	25	116.565	216.000
10	63.435	252.000	26	116.565	288.000
11	63.435	324.000	27	116.565	36.000
12	79.188	0.000	28	142.623	108.000
13	79.188	72.000	29	142.623	180.000
14	79.188	144.000	30	142.623	252.000
15	79.188	216.000	31	142.623	324.000
16	79.188	288.000	32	180.000	0.000

$$\langle\sigma_{rms}\rangle = \sum_i w_i \sigma_i^{rms}, \quad w_i = \frac{E_i^{Total}}{E_{Total}} \quad (1)$$

$$\sigma_i^{rms} = \frac{1}{\langle E \rangle_i} \sqrt{\frac{\sum_j \sum_k ((E)_i - E_{i,j,k})^2}{J_{mesh} K_{mesh}}}$$

また、HIB を多数のビームレットに分け、計算の高精度化を図っている。

また、球面調和関数によるスペクトル評価を行った。以下に式を示す。

$$s_n^m = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} d\phi \int_0^{2\pi} d\theta \sin\theta E(\theta, \phi) Y_n^m(\theta, \phi) \quad (2)$$

$s_n^m$ は球面調和スペクトル,  $E(\theta, \phi)$ はビーム照射によって燃料に付与されるエネルギー,  $Y_n^m(\theta, \phi)$ は球面調和関数,  $(n, m)$ はモード数を表す.

#### 4. 渦状 Wobbling beam の照射配置の最適化

##### 〈4・1〉照射配置の最適化

図4に表1の照射配置からの $\theta$ 方向の角度のずれ $\Delta\theta$ の概念図を示す. また, ビームの照射配置はターゲットの上下それぞれ3層に分かれているため, それを $\Delta\theta_1$ deg,  $\Delta\theta_2$ deg,  $\Delta\theta_3$ degとし, それぞれの角度を変化させ最適化を行った. その結果,  $(\Delta\theta_1, \Delta\theta_2, \Delta\theta_3)=(0, 0.2, 0.4)$ 及び $(0.2, 0.2, 0.4)$ のとき, 照射不均一が最も抑制できることがわかった. この照射配置と以前までの照射配置での照射不均一の時間変化を図5に示す. 最大照射不均一は3.6%から3.3%程度まで抑制されている. 最も抑制されている1.3回転目の照射不均一は3.6%から3.0%程度まで抑制されている. より照射不均一の最大値を抑制できているのは $(\Delta\theta_1, \Delta\theta_2, \Delta\theta_3)=(0, 0.2, 0.4)$ のときで, 定常状態での照射不均一を抑制できているのは $(\Delta\theta_1, \Delta\theta_2, \Delta\theta_3)=(0.2, 0.2, 0.4)$ のときである.

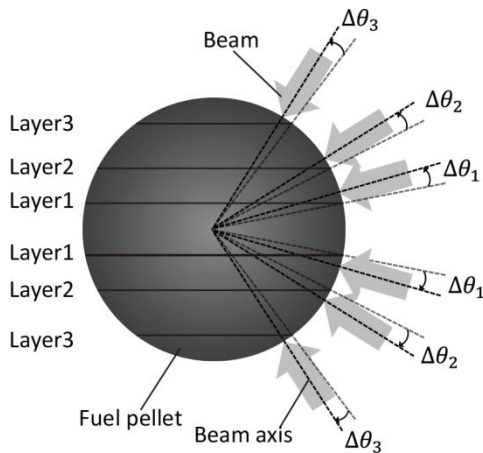


図4  $\Delta\theta$ の概念図

Fig. 4. Schematic diagram for the definition of  $\Delta\theta$

##### 〈4・2〉照射不均一のスペクトル評価

ここでは, 照射不均一の時間変化のスペクトル解析を行う. なお, 今回はスペクトルの振幅が最も顕著に表れ $(n, m)=(2, 0)$ モードの球面調和スペクトルの時間変化を図6に示す. この図より, 最適化した照射配置では, 振動の中心が0に近づき, スペクトル振幅の絶対値が0.021%から0.017%程度まで抑制されている. よって,  $(n, m)=(2, 0)$ モードのスペクトルの絶対値の最大振幅が抑えられ, 照射不均一が抑制されたといえる.

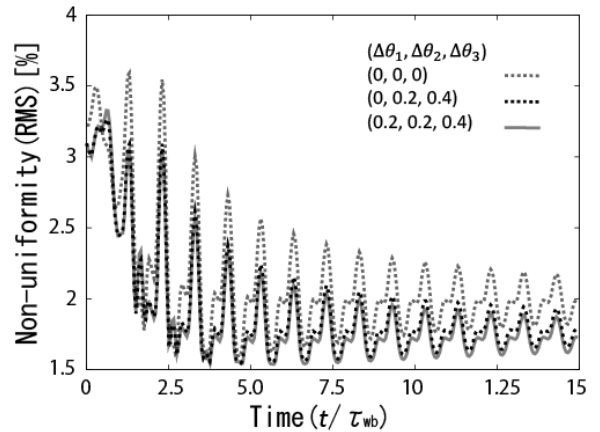


図5 照射不均一の時間変化

Fig. 5. Histories of illumination nonuniformity

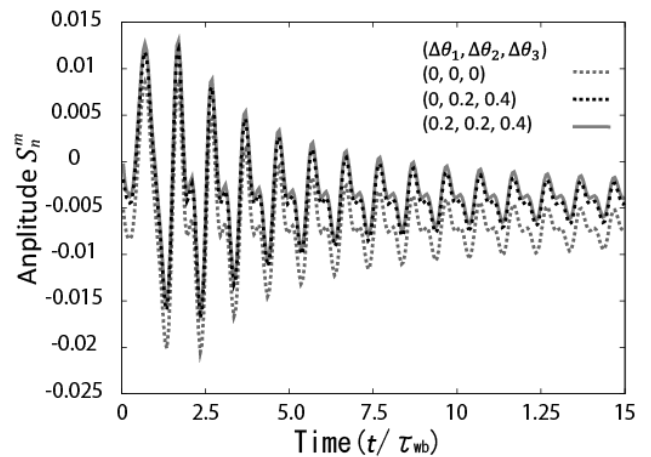


図6 球面調和スペクトルの振幅の時間変化

Fig. 6. Histories of the Spherical harmonic spectrum

##### 〈4・3〉燃料標的のずれ

ここでは燃料標的がずれる場合を考える. 図7のように  $x, y, z$ 方向への燃料標的のずれをそれぞれ $dx, dy, dz$ とする. また, 3次元方向のずれを $\sqrt{dx^2 + dy^2 + dz^2}$ としてシミュレーションを行った.

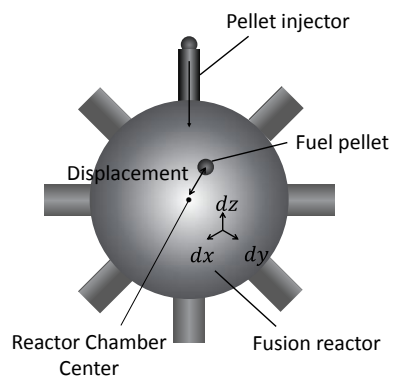


図7 核融合炉の中心からのずれ

Fig. 7. Target alignment error in a reactor

以前までの研究で不均一の影響が大きいのはz方向であることがわかっているため、ここではz方向のずれに対し評価を行う。ここでz方向にずれた場合の照射不均一の最大値を図8に示す。さらに、 $dz = 90\mu\text{m}$ の時の照射不均一の時間変化を図9に示す。図に示すように、ずれがないときと同様に、z方向へずれた場合も、この照射配置では照射不均一を抑制できていることがわかる。

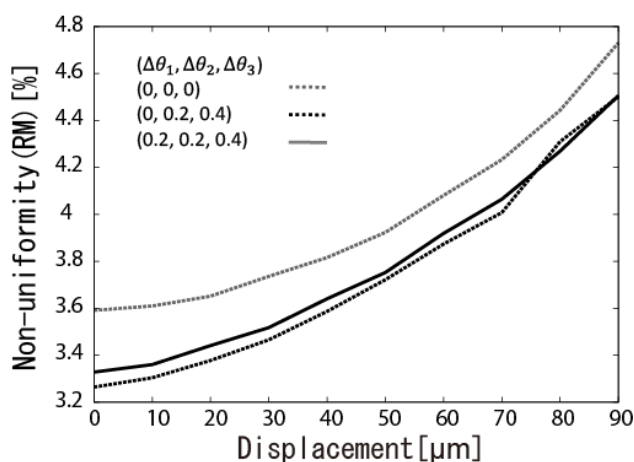


図8 ずれに対する最大照射不均一

Fig.8. Maximal nonuniformity vs. pellet displacement  $dz$

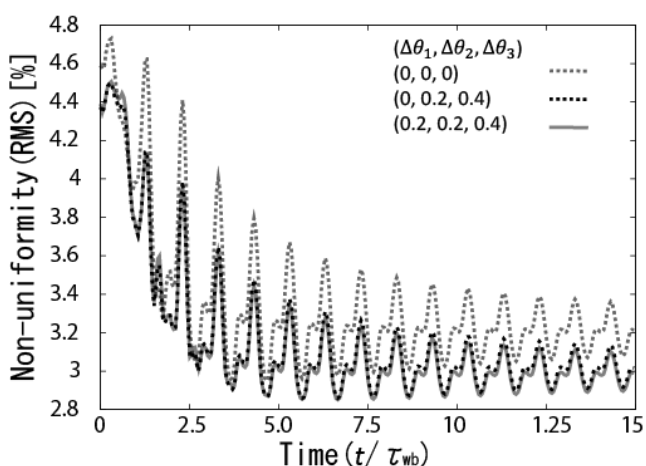


図9  $dz = 90\mu\text{m}$ のときの照射不均一の時間変化

Fig. 9. Histories of illumination nonuniformity at  $dz = 90\mu\text{m}$

## 5. 結論

本研究では渦状 Wobbling beam を用いた慣性核融合におけるビームの照射配置の最適化を行った。その結果  $(\Delta\theta_1, \Delta\theta_2, \Delta\theta_3)=(0, 0.2, 0.4)$ 及び  $(0.2, 0.2, 0.4)$ のとき照射不均一を抑制できることが確認できた。より照射不均一の最大値が抑制できるのは  $(\Delta\theta_1, \Delta\theta_2, \Delta\theta_3)=(0, 0.2, 0.4)$ で、定常

状態での照射不均一を抑制できているのは  $(\Delta\theta_1, \Delta\theta_2, \Delta\theta_3)=(0.2, 0.2, 0.4)$ のときである。これらの照射配置では、球面調和スペクトル分解すると、 $(n, m)=(2, 0)$ モードのスペクトルが抑えられ、照射不均一が抑えられることも確認できた。さらに、z方向へ燃料標的がずれた場合もこの照射不均一を抑制できることも確認できた。

これらの照射配置のどちらが良いかは検討できてはいない。今後の課題として、この結果を爆縮のシミュレーションに導入し爆縮効率についての検討を行わなければならない。核融合の実現にはこのようにシミュレーションによる検証は重要である。これからの研究における1つ1つの検証が大きき一歩となる。

## 謝辞

本研究は一部、科学研究費及び宇都宮大学オプティクス教育研究センター、大阪大学レーザーエネルギー研究センターの協力のもとで行われた。

## 文 献

- (1) S. Kawata, Y. Iizuka, Y. Kodera, A. I. Ogoyski and T. Kikuchi: "Robust fuel target in heavy ion inertial fusion", Nucl. Instr. And Meth. A, 606 (2009)
- (2) S. Kawata: "Dynamic mitigation of instabilities", Phys. Plasma, 19, 024503 (2012)
- (3) H. Qin, R. C. Davidson and B. G. Logan: "Centroid and envelope dynamics of charged particle beams in an oscillating wobbler and external focusing lattice for heavy ion fusion applications", Phys. Rev. Lett., 104, 254801 (2010)
- (4) B. Grant Logan: "Centroid and Envelope Dynamics of High-Intensity Charged-Particle Beams in an External Focusing Lattice and Oscillating Wobbler", Phys. Rev. Lett., 104, 254801 (2010)
- (5) A. I. Ogoyski, S. Kawata and T. Someya: "Code OK2—A simulation code of ion-beam illumination on an arbitrary shape and structure target", Compt. Phys. Commun., 161, 143 (2004)
- (6) A. I. Ogoyski, S. Kawata, and P. H. Popov: "Code OK3 – An upgraded version of OK2 with beam wobbling function", Compt. Phys. Commun, 181, 1332 (2010)
- (7) A. I. Ogoyski, T. Someya, T. Sasaki and S. Kawata: "Heavy ion beam irradiation non-uniformity in inertial fusion", Phys. Lett. A, 315, 372 (2003)
- (8) T. Someya, A. I. Ogoyski, S. Kawata and T. Sasaki: "Heavy-ion beam illumination on a direct-driven pellet in heavy-ion inertial fusion", Phys. Rev. ST Accel. Beams, 7, 044701 (2004)

# 磁気浮上型電力貯蔵フライホイールの浮上回転特性に関する研究

学生員 船渡川 拓哉\* 正員 栗田 伸幸 正員 石川 赴夫

## A Research of Levitated Rotation Characteristics of the Magnetically Levitated energy storage flywheel system

Takuya Funatogawa, Student Member, Nobuyuki Kurita, Member, Takeo Ishikawa, Member

キーワード：ローレンツ力型磁気ベアリング，回転損失

Keywords : Lorentz force type magnetic bearing, Rotational loss

### 1. 序論

近年、燃費向上のために信号待ちなど車が停車するたびにエンジンを止める、いわゆるアイドリングストップ機能を備えた車が増加している。アイドリングストップ機能のメリットはアイドリングを止めることによる燃料の節約、排気ガスの低減などである<sup>(1)</sup>。しかしながら、エンジンの始動回数の激増によるスタータモータへの負荷の増加、またスタータモータ駆動用バッテリーの大型化という問題が生じる。そこで我々は、スタータモータの代替案として、電力貯蔵フライホイールシステムを提案する。ブレーキ時に得られる余剰な運動エネルギーをフライホイールの回転エネルギーに変換して貯蔵する。そして、そのエネルギーを用いて、次のエンジンを始動を行う。

本応用においては、フライホイールは高速回転状態で待機するため、回転損失を極力小さくする必要がある。そこで、軸支持に磁気ベアリングが用いる。磁気ベアリングは回転体を非接触支持することが出来るため、ボールベアリング支持と比べて回転損失が小さい。しかしながら従来のヘテロポラ型磁気ベアリングは軸支持に磁気吸引力を利用しているため、ロータの回転に伴って渦電流が発生し、回転損失の原因となる<sup>(2)</sup>。そこで我々は渦電流の発生しないローレンツ力を用いたラジアル磁気ベアリング (LMB) を提案した<sup>(3)</sup>。そして、ローレンツ力型磁気ベアリングを備えた電力貯蔵フライホイールを開発し、磁気軸受としての基本特性を明らかにした<sup>(4)</sup>。本論文では特に、浮上回転特性と発電性能を明らかにしたので報告する。

### 2. 実験装置構成と動作原理

<2.1>実験装置構成 図1に提案したLMBを備えた電力貯蔵フライホイールの断面図を示す。ロータの径方向(x軸y軸)2軸とx軸y軸の軸回りの傾き( $\theta_x, \theta_y$ )の計4自由度を制御するために、LMBをシャフトの上下両端に2つ設置し

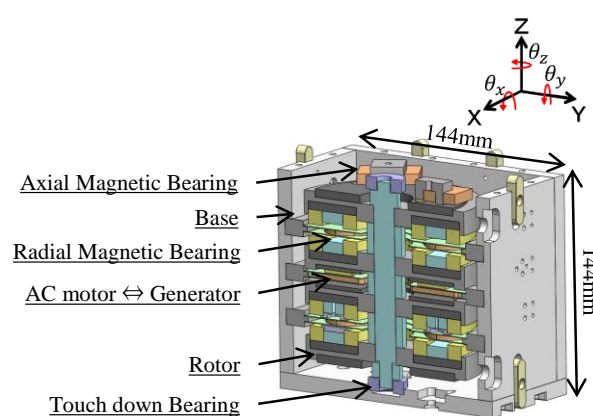


図1 実験装置概要図

Fig.1 Schematic of experimental setup

表1 実験装置仕様

Table.1 Specification of the experimental setup.

Rotor	$\Phi$ :116 mm, H:126 mm
Outer PM	$\Phi_o$ :110 mm, $\Phi_i$ :90 mm
Inner PM	$\Phi_o$ :60 mm, $\Phi_i$ :40 mm
PM thickness	9 mm
Back yoke	$\Phi$ :110 mm, T:5 mm
Bearing coil	T:3 mm, N:130
Radial airgap	1 mm
Axial airgap	1 mm

(a) H: Height, L: Length, T: Thickness

(b)  $\Phi_o$ : Outer diameter,  $\Phi_i$ : Inner diameter

た。ロータの軸方向(z軸)は永久磁石を併用したアキシヤル磁気ベアリング (AMB) を3個用いて制御する。また、装置の中央部に12個のコアレスコイルをモータスタータとして挿入する。ロータに設置した8枚の永久磁石と同期モータを構成し、回転または発電を行う。また、ロータの上下端に事故防止用タッチダウンベアリングを設け、ロータの可動範囲をz軸方向、x,y軸方向共に $\pm 0.5$  mmに制限してい



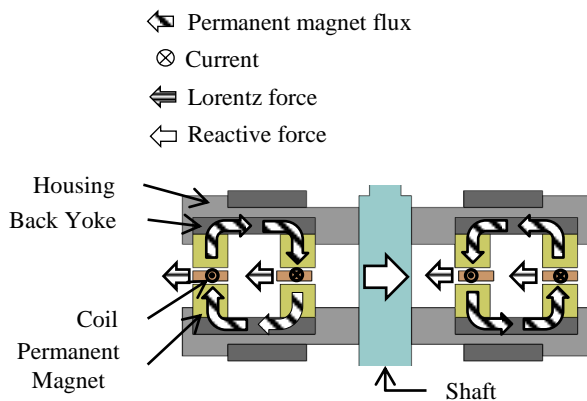


図2 ローレンツ力型磁気ベアリング動作原理

Fig.2 Operation principle of LMB

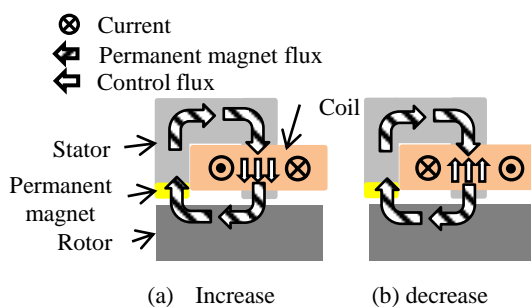


図3 アクシシャル磁気ベアリング動作原理

Fig.3 Operation principle of AMB

る。また、ロータの各部の寸法を表1に記載する。

## 2.2>磁気ベアリング動作原理 LMBの原理を図2に示す。

$z$ 軸方向に着磁された大小4つのリング型永久磁石を、下方向に着磁した磁石を外側に、上方向に着磁した磁石を内側に配置する。また、バックヨークを設ける。そして、エアギャップに扇型のコイルを4枚設置することで、磁気ベアリングを構成する。リング型永久磁石とバックヨークにより、図2の斜線の矢印の方向に磁路を構成する。そして、コイルに制御電流を流すことにより、コイルには紙面に向かって左方向のローレンツ力を発生する。この時コイルは実験装置にステータとして固定されているため、ロータにはローレンツ力の反力が右方向へ作用する。この力を利用してロータの径方向を制御する。LMBは軸受にローレンツ力を用いる。そのため、従来型磁気ベアリングと異なり、制御電流により発生する磁束はロータ内部で磁路を構成しない。したがって、ロータ内部での磁束の切り替わりが少ないため、渦電流損を小さくできると考えられる。

AMBの原理を図3に示す。コの字形のステータの片側に $z$ 軸方向に着磁された永久磁石を配置し、反対側にコイルを配置することで、AMBを構成する。永久磁石により図3の斜線の矢印の方向に磁路を構成する。バイアス磁束と同方向に制御磁束が発生するようにコイルに制御電流を流す

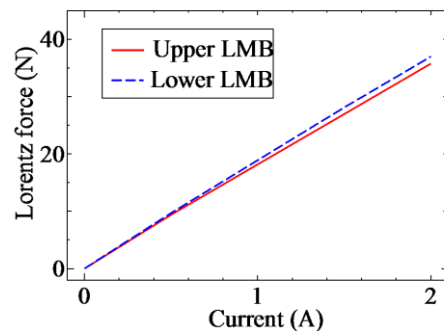


図5 制御電流に対するローレンツ力  
Fig.5 Lorentz force versus control current

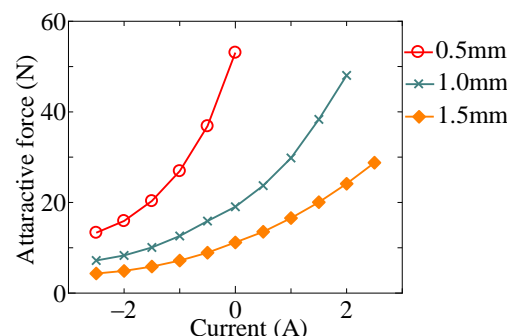


図6 アクシシャル磁気ベアリングの磁気吸引力  
Fig.6 Magnetic attractive force of the AMB

ことで吸引力を増加させる。また、バイアス磁束と反対方向に制御磁束が発生するようにコイルに制御電流を流すことで、永久磁石の磁束を弱め吸引力を低減させる。この力を利用してロータの軸方向を制御する。

## 3. 浮上回転特性

3.1>軸支持力の測定 LMBに0A~2Aの電流を0.5A刻みで流した際のローレンツ力を測定した。実測値を図5に示す。上部実測は $F=18.16 \times I$  (N)、下部実測は $F=18.89 \times I$  (N)となり、電流に対して線形な軸支持力が得られた。

次にAMBの吸引力を測定した。AMBはベース上部に3つ設置されているが、測定はAMB1つについて行った。エアギャップを0.5mm~1.5mmまで0.1mm刻み、電流を-2.5A~2.5A電流を0.5A刻みで変化させて測定した。測定結果を図6に示す。測定結果よりエアギャップ1.0mm、電流値0Aのとき発生する吸引力19.05Nが得られた。磁気ベアリング3つにより、合計57.15Nの力が得られる。ここで、ロータの重量は $5.9 \text{ kg} \times 9.8 \text{ m/s}^2 = 57.82 \text{ N}$ であるため、ほぼ電流を流すことなく永久磁石の吸引力のみでロータ重量を支持可能であることが明らかになった。また、ロータが下部のタッチダウンベアリングに接触した状態(エアギャップ1.5mm)からでも、制御電流1.5Aを流すことで、ロータの浮上制御を行うために必要な吸引力を発生可能であることが明らかになった。



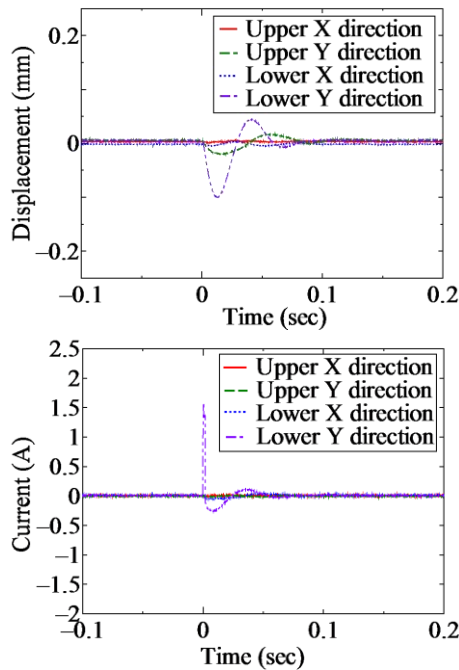


図7 ローレンツ力型磁気ベアリングのインパルス応答  
Fig.7 Impulse response of the RMB

〈3.2〉インパルス応答 ロータを安定に浮上制御した状態で、下部 LMB の Y 方向にインパルス信号を印加し、応答を測定した。図7にセンサ出力と電流値の測定結果を示す。インパルス信号は 40 N, 0.002 sec とした。実験の結果、40 N の外乱に対しロータの変位は 0.1 mm と小さく抑えることができた。また、外乱を印加した後、約 0.07 sec で振動振幅が最大値の 5% 以下になったことから、良好な速応性を有していることが明らかになった。下部 LMB の Y 方向にインパルス信号を印加した際に、上部 Y 方向に 0.02 mm 程度の振動が発生した。上部 LMB と下部 LMB はシャフトでつながれているため、下部 LMB の振動に引っ張られるように同方向に影響が出てしまったと考えられる。また、X 方向への干渉は確認されなかった。結果は下部 LMB の Y 方向にインパルス信号を印加した場合のみ示しているが、上部 X 方向、上部 Y 方向、下部 X 方向に同様の外乱を加えた際もほぼ同様の結果が得られた。

次に AMB にインパルス信号を印加し、応答を測定した。図8にセンサ出力と電流値の測定結果を示す。インパルス信号は 40 N, 0.0053 sec とした。実験の結果、40 N の外乱に対し、ロータの変位は 0.3 mm と LMB に比べて大きな結果となったが、外乱を印加した後、約 0.09 sec で振動振幅が最大値の 5% 以下になったことから、良好な即応性を有していることが明らかになった。

〈3.3〉振動振幅特性 ロータの回転速度を  $500 \text{ min}^{-1}$  ずつ上昇させ、それぞれの回転数における x 軸 y 軸方向の変位の最大値と最小値の差を振動振幅として測定した。結果を図9に示す。最高回転数  $6500 \text{ min}^{-1}$  においても振動振幅を

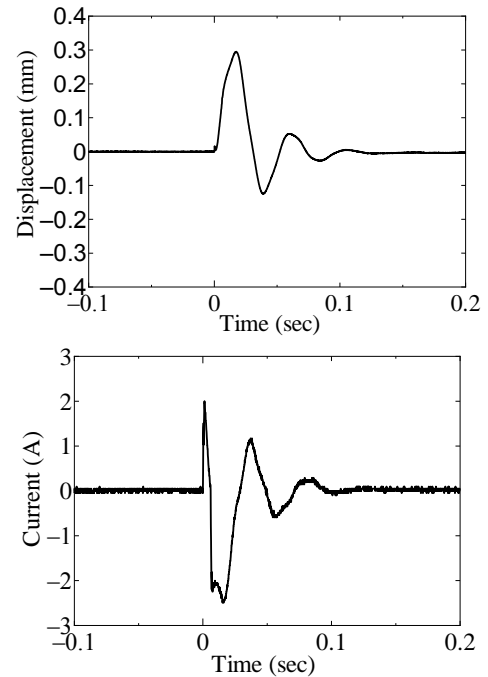


図8 アキシアル磁気ベアリングのインパルス応答  
Fig.8 Impulse response of the AMB

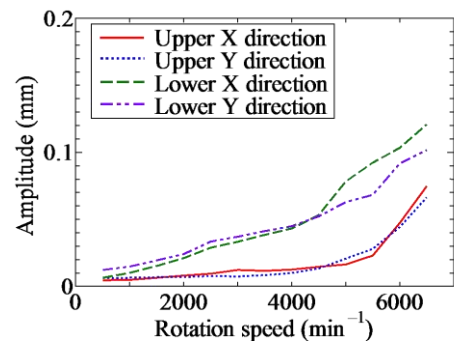


図9 振動振幅特性  
Fig. 9 Vibration amplitude of the rotor

0.12 mm 以下に抑えることができた。これより、良好な浮上回転を有することを明らかにした。また、ロータの振動振幅は回転数  $6500 \text{ min}^{-1}$  で最大となり、その後回転は停止した。ロータの回転が停止する主な原因は、逆起電力によりモータコイルに指令値に応じた三相電流を流すことができなかったためであると考えられる。より高い電源電圧を用いることで、さらに高速回転が可能であると考えられる。

〈3.4〉回転損失 本磁気ベアリングの回転損失特性を明らかにするためにフリーラン実験を行った。ロータを  $6500 \text{ min}^{-1}$  で回転させた状態から、時刻 0 秒のときにモータへの供給電圧を切り、その後ロータの回転が止まるまでの時間を測定した。また、本磁気ベアリングの性能を評価するために、ボールベアリングを用いてロータを支持した状態で同様の実験を行った。測定結果を図10に示す。本磁気ベアリングを用いた場合、ロータの回転が停止するまでの時間は約 520 秒となった。一方、ボールベアリングを使用した

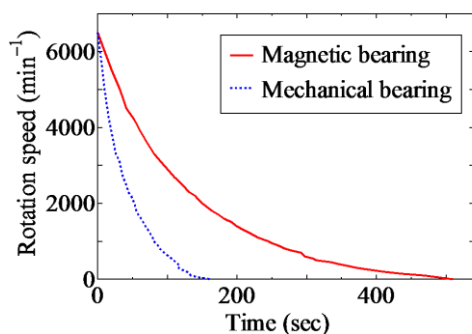


図 10 回転損失の比較

Fig.10 Deceleration characteristics comparison between magnetic bearing and ball bearing

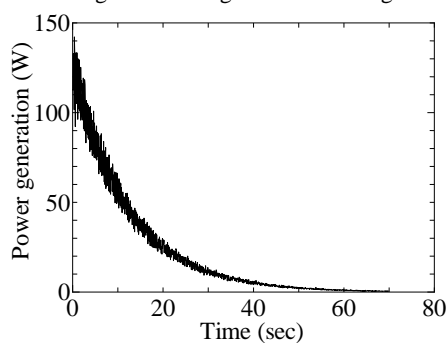


図 11 発電量

Fig.11 electric power generation

場合、約 160 秒ほどで回転が停止した。本磁気ベアリングはボールベアリングに比べ、3 倍以上の時間回転することができた。これより、本磁気ベアリングの機械損失がボールベアリングに比べ、1/3 程度であることを明らかにした。

〈3.5〉発電実験 フライホイールの貯蔵エネルギー量は次式で表される。

$$E = \frac{1}{2} I \omega^2 \quad (1)$$

ここで、 $I$  は慣性モーメント ( $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ )、 $\omega$  は回転角速度 ( $\text{rad/sec}$ ) を表す。(1) 式より  $6500 \text{ min}^{-1}$  で回転している際の本フライホイールの貯蔵エネルギー量は  $2220 \text{ J}$  と計算される。

次に電力貯蔵フライホイールとしての性能評価をするために発電実験を行い発電効率を求める。電流を取り出す際は全波整流を行うことで交流を直流として取り出す。ロータを  $6500 \text{ min}^{-1}$  で回転している状態からモータへの供給電圧を切り、直後に  $47\Omega$  の抵抗を接続する。モータが発電機として動作することで抵抗に電流が流れ、フライホイールに蓄えられた運動エネルギーを電気エネルギーとして取り出すことができる。発電量を求める式は次式で表される。

$$W = I^2 R \quad (2)$$

(2) 式より求めた発電量を図 11 に示す。また、図 11 より次式の近似曲線が得られた。

$$y = 0.00002x^4 - 0.004x^3 + 0.2813x^2 - 9.2069x + 124.29 \quad (3)$$

(3) 式を 0 秒から 70 秒の範囲で積分することで、およそ  $1750 \text{ J}$  のエネルギーを取り出せたことが明らかになった。実験より得られたエネルギー量を貯蔵エネルギー量の理論値で割ることで、本フライホイールシステムの発電効率がおおよそ 80% であることが明らかになった。損失の主な原因は、風損とアキシヤル磁気ベアリングにより発生する渦電流損に起因すると考えられる。

#### 4. 結論

本稿では、アイドリングストップ機能への応用を目的に、LMB を備えた電力貯蔵フライホイールを提案・製作した。提案する電力貯蔵フライホイールシステムについて以下の点を明らかにした。

- ローレンツ力の力係数は、上部・下部 LMB において、それぞれ  $18.16 \text{ N/A}$ 、 $18.89 \text{ N/A}$  となった。また、優れた線形性を有することを明らかにした。
- インパルス応答の測定結果より、外乱に対して良好な速応性を持っていることを明らかにした。
- 回転実験の結果より、最高回転数においてもロータの振動振幅を  $0.12 \text{ mm}$  以下に抑えられることを明らかにした。しかし、モータの逆起電力により回転数が  $6500 \text{ min}^{-1}$  で最大となり、その後回転は停止した。
- フリーラン実験の結果より、本磁気ベアリングの機械損失がボールベアリングと比較して、1/3 以下であることを明らかにした。
- 発電実験の結果より、本電力貯蔵フライホイールシステムの発電効率が約 80% であることを明らかにした。今後は、外乱オブザーバの導入、電源電圧の増加等を行い、最高回転数を  $20000 \text{ min}^{-1}$  まで上昇させることを目標に研究を行う。

#### 文 献

- (1) 今川宏樹, 鈴木重徳, 田中, 淳弥, 是松孝治, “短時間のアイドリングストップが燃費に及ぼす影響” *The Japan Society of Mechanical Engineers*, pp. 81-82, (2002)
- (2) 栗田伸幸, 岡田養二, 近藤良, “磁束スモーキング磁気軸受の開発と応用” *The Japan Society of Applied Electromagnetics and Mechanics*, Vol.14, No.3, pp.304-310, (2006)
- (3) Nobuyuki Kurita, Takeo Ishikawa, Yuu Shinohara and Yohji Okada, “Levitation characteristics of the Lorentz force type Magnetic Bearing” *The proceedings of The 20th MAGDA Conference in Pacific Asia*, Kaohsiung, Taiwan, pp. 243-247 (2011)
- (4) Nobuyuki Kurita, Takeo Ishikawa, Yuu Shinohara and Yohji Okada, “Levitation characteristics of the Lorentz force type Magnetic Bearing” *The Japan Society of Applied Electromagnetics and Mechanics*, Vol.20, No.2, pp.422-427, (2012)

# 電力消費回路を設けた風力発電システムの FRT 性能の検討

細川 拓己 甲斐 隆章 (小山工業高等専門学校)

## Investigation of FRT for DFIG with Power Absorber Circuit

Hiroki Hosokawa, Takaaki Kai

キーワード : FRT, 巻線形誘導発電機, 電力消費回路

Keywords : fault ride through, doubly fed induction generator, power absorber circuit

### 1. はじめに

原子力発電所事故を受けて我が国ではエネルギー政策の見直しが行われており、風力発電など再生可能エネルギーに対する期待は高くなってきている。風力発電など分散型電源の多くは、電力系統と連系させることが殆どで、落雷など系統事故が発生した場合におけるこの電源の連系運転継続性能 (FRT: Fault Ride Through) が安定した電力供給のために求められている。

巻線型誘導発電機を用いた風力発電システムにおいて系統事故が発生した場合、回転子側のインバータを過電圧・過電流から保護するため運転を停止させ系統解列する必要がある。しかし、一度停止させると運転再開するには数分要するため、この種の風力発電システムが大量に連系されていると系統安定度を低下させる恐れがある。このため系統事故を検出すると風力発電システムを系統解列して自立運転に移行させ、発電した電力を直流リンクのキャパシタに充電し、事故が除去されると高速に再連系する FRT 性能向上策を提案した<sup>(1)</sup>。しかし提案方式では高耐圧・大容量の

キャパシタを必要とするのでこの容量低減策について提案する。

### 2. 風力発電システムの構成

図 1 に提案する風力発電システムの構成図を示す。直流リンクの電圧は 1500V と高く、自立運転中の電力を充電するには、提案する電力消費回路がない場合は 5F 程度の大容量のキャパシタが必要となる<sup>(1)</sup>。そこで、この容量低減のため自立運転中の発電電力を消費する電力消費回路を設けた。この回路は直流リンクの電圧が 1.6kV 以上になると抵抗 R と直列に接続された IGBT を動作させ、自立運転中の発電電力をここで消費させる。この結果、キャパシタの容量を低減することが可能である。

### 3. シミュレーション条件

図 1 に示す回路において PSCAD/EMTDC によるシミュレーションにより、キャパシタ容量を変化させた場合における事故除去後の再連系の可否とキャパシタ電圧の最大値を比較する。事故は三相短絡事故が 3 秒で発生し、日本に

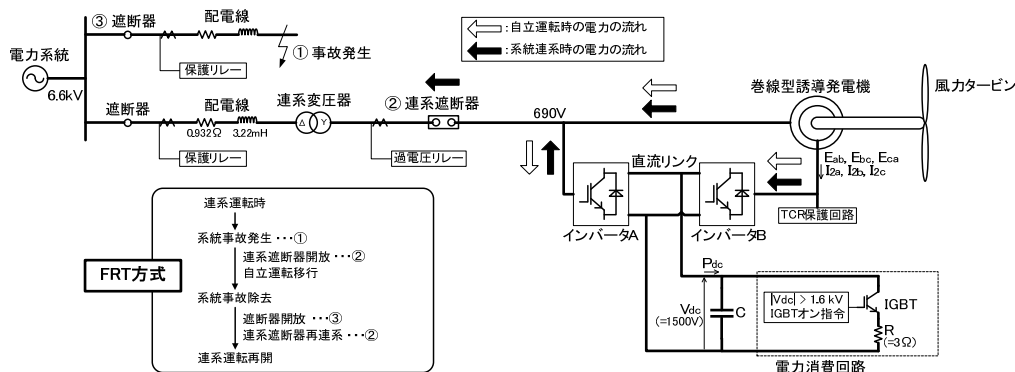


図 1 風力発電システムの構成  
Fig.1 Wind Generation System Configuration

\* 小山工業高等専門学校 電気情報工学科  
〒323-0806 小山市大字中久喜 771  
Department of Electrical and Computer Engineering,  
Oyama National College of Technology,  
771 Nakakuki Oyama City, Tochigi 323-0806

おける低圧配電線連系の太陽光発電の FRT 条件に準じて、残電圧は零で事故継続期間は 1 秒間とした。風速は 7 秒で 11.5m/s から 10.0m/s へステップ変化させている。さらに実風速でもシミュレーションした。風力発電システムの定数を表 1 に示す。

表 1 風力発電システムの定数  
Table.1 Constants of Wind Generation System

定格容量	1750 kVA
定格出力	1500 kW
定格電圧	690 V
直流リンク定格電圧	1500 V
固定子抵抗 $r_1$	0.24 PU
固定子漏れインダクタンス $l_1$	0.05 PU
回転子抵抗 $r_2$	0.015 PU
回転子漏れインダクタンス $l_2$	0.015 PU
励磁インダクタンス M	2.4 PU

#### 4. シミュレーション結果

##### 4-1 風速がステップ変化した場合

電力消費回路がない場合において必要とされるキャパシタ容量 5F を基準とし、その回路の抵抗を 3Ω として、キャパシタ容量を 0.5F→0.1F→0.08F→0.05F→0.01F と低減させた。そのシミュレーション結果を表 2 に示す。すべてのケースにおいて自立運転及び再連系後において安定運転を継続できた。自立運転中に発生するキャパシタ電圧の最大値を示す。回転子にはインバータ B を事故電流による過電圧・過電流から保護するため TCR(Thyristors Crowbar Resistors)保護回路を設けているが、その電圧・電流最大値も合わせて示している。

表 2 シミュレーション結果  
Table.2 Simulation Results

キャパシタ容量 [F]	直流リンク電圧 $V_{dc}$ 最大値 [V]	回転子電流 $I_{2a,b,c}$ 最大値 [A]	回転子電圧 $E_{2a,b,c}$ 最大値 [V]
5*	1.73	5.48	1.15
0.5	1.98	5.60	1.22
0.1	2.12	5.99	1.22
0.08	2.13	6.31	1.22
0.05	2.16	6.34	1.22
0.11	2.55	6.56	1.23

(※)電力消費回路なし

電力消費回路がなくキャパシタ容量 5F とした場合のシミュレーション結果を図 2 に示す。また、電力消費回路を設けた場合でキャパシタ容量を最も低減できた 0.01F の場合のシミュレーション結果を図 3 に示す。キャパシタ電圧の最大値について前者は 1.73kV であるが後者は 2.55kV まで上昇した。

##### 4-2 実測による風速データ

実際の風力発電所において観測された風速データ(最小 8.4m/s、最大 11.4m/s)を使用し、電力消費回路有かつキャパシタ容量 0.08F でシミュレーションを行った。事故は 14 秒で発生し、期間は 1 秒間としている。この場合のシミュレーション結果を図 4 に示す。このケースにおいても、自立運転中及び再連系後は問題なく安定運転が継続できることを確認できた。キャパシタ電圧も最大 1.63kV に抑えることができた。

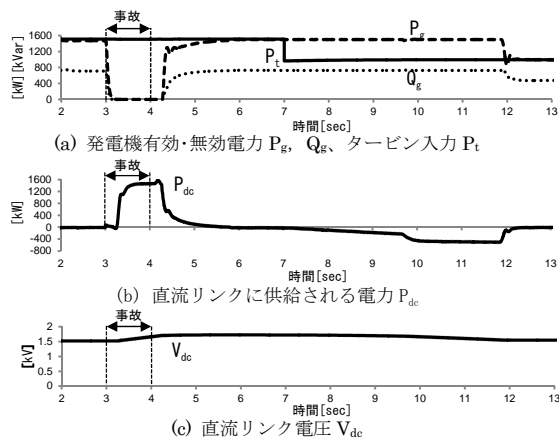


図 2 電力消費回路のシミュレーション結果  
Fig2. Simulation Result of DFIG without PAC

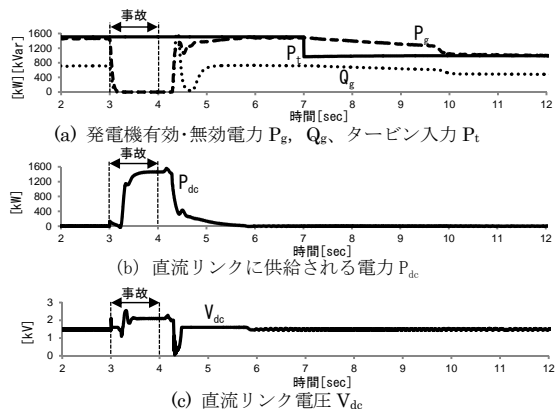


図 3 電力消費回路有のシミュレーション結果  
Fig3. Simulation Result of DFIG with PAC

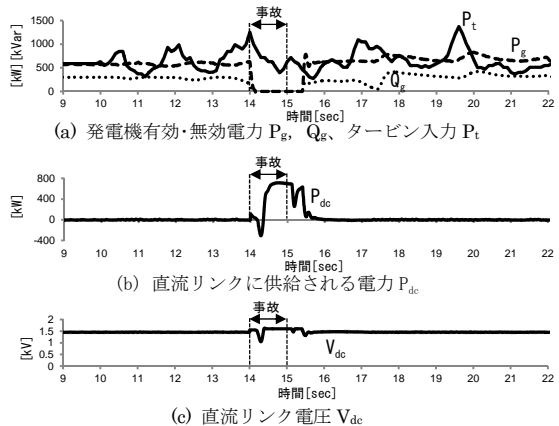


図 4 実風速に対するシミュレーション結果  
Fig4. Simulation Result for Actual Wind Speed

#### 5. あとがき

電力消費回路を設けることで、キャパシタ容量を 5F から 0.01F へ最大で 1/500 まで低減することができた。さらなるキャパシタの電圧上昇低減策として、インバータ A の系統側に変圧器を設け、直流リンクの定格電圧を下げる事が考えられるが課題として残った。

#### 文 献

- (1) 平綿 諒也・甲斐隆章：「風力用巻線形誘導発電システムの LVRT 性能の検討」、電気学会論文誌 B(2012 年 4

# 振動発電用圧電デバイスの発電特性とインピーダンス整合

張 雲順\*, 淡路創介, 永井伸幸, 藤倉良充, 高橋潤平, 橋本誠司 (群馬大学)

笠井 周, 須藤健二, 岡田宏昭, 熊谷俊司 (株式会社ミツバ)

Power Generation Characteristic and Impedance Matching of PZT devices for Vibration Power Generation

Y. Zhang, S. Awaji, N. Nagai, Y. Fujikura, J. Takahashi, S. Hashimoto (Gunma University)

M. Kasai, K. Suto, H. Okada and S. Kumagai (MITSUBA Corporation)

キーワード：振動発電, 圧電デバイス, インピーダンス整合, エネルギー回生

(Vibration Power Generation, PZT device, Impedance Matching, Energy Regeneration)

## 1. まえがき

20世紀後半より, 化石燃料の排出する温室効果ガスにより地球温暖化問題が顕在化してきている。この地球温暖化防止策として, 使用エネルギーの削減技術やエネルギーハーベスティングに基づく新しいエネルギー利用技術が注目され, 低炭素化社会, スマート社会の実現が望まれている<sup>(1)</sup>。また, 最近では電子機器の低消費電力化に伴い, 汎用的な振動発電技術が開発されつつあり<sup>(2),(3)</sup>, 今後, 構造物や医療におけるヘルスマonitoringやワイヤレスセンサネットワーク, スマートビルディングなどへの導入が期待されている。

本稿では, 振動発電用の各種圧電デバイスに対し, ステップ振動による無負荷試験, 負荷試験を行い発電電力やエネルギーに関する解析を行う。その結果をもとに, 振動発電で問題となる振動周波数に依存したインピーダンス整合に関する定量評価を行う。

## 2. 圧電デバイスの無負荷試験

本節では, 振動発電用の圧電デバイスとし, 4種類の特徴的なPZT素子(PZT A, B, C, D)を選定した<sup>(4)</sup>。この発電性能に関する評価を行い, デバイスに最適なPZT素子を選定する。以下, 実験条件について示す。図1に実験構成図と用いた各PZT素子を示す。ここでは各素子に対してステップ試験を行った。PZT素子の一端をクランプし, 他端をStickによりはじき, そのときのPZTの発電電圧と先端変位をレーザー変位計で計測した。flap変位量は0.3mmとした。

無負荷での各デバイスのPZT電圧に対する時間応答波形を図2に示す。この応答波形に対する最大電圧, 実効値等に対する解析結果を表1に示す。表より, 最大電圧と実効値に対してはPZT Aが, また積分値に対してはPZT Bが最大となることが確認できた。

表1 無負荷試験の解析結果

Table 1 Analytical Results for No-Load Test

Device	A	B	C	D
Max. voltage [V]	8.06	3.02	6.81	5.85
Integral value [V · s]	1.43	1.51	0.52	0.23
Effective value [V]	1.53	0.92	1.00	0.54

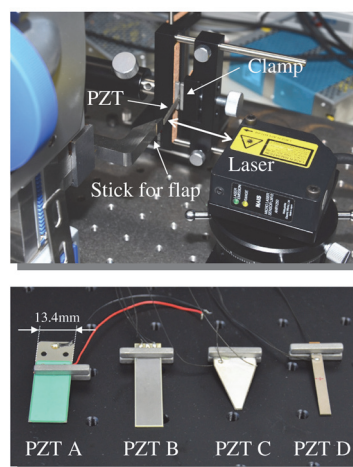


図1 実験構成と各種PZT素子

Fig. 1 Experimental setup and tested PZT devices.

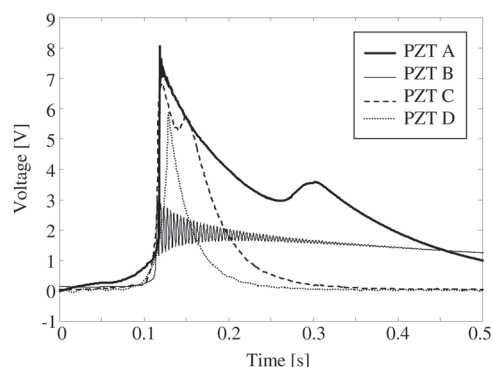


図2 無負荷試験でのPZT電圧の時間応答波形

Fig. 2 Time responses of PZT voltages for no-load test.

## 3. 圧電デバイスの負荷試験

次に負荷試験を行った。負荷には, 10 kΩの抵抗負荷を用いた。えられた電圧波形より, 最大電圧, 最大電流, 最大電力, エネルギー(電力の時間積分値)を導出した。これらを表3に示す。また, 一例として図3に電力の時間応答波形を示す。同図より, PZT Aが全ての項目において最も大きく, 回生エネルギー量も最大となった。次に, PZT素子の有効面積を考慮し, 発電エネルギーをPZT素子の有効面積で正規化した。その結果を表2の最下段に示すが, これにおいてもPZT Aが最



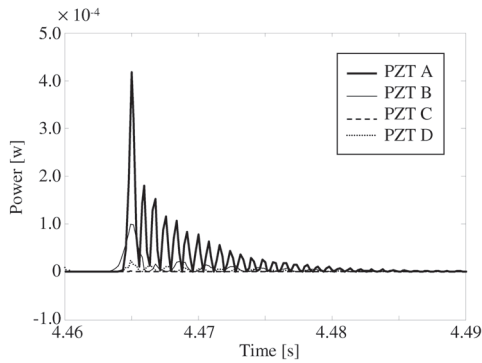


図3 負荷試験での発電電力の時間応答波形 (10 kΩ)  
Fig. 3 Time responses of generated power for load test.

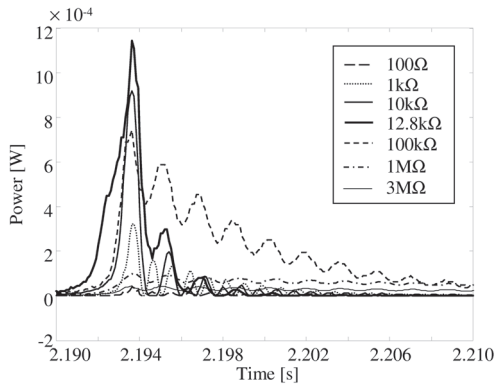


図4 負荷に対する発電電力の時間応答波形  
Fig. 4 Time responses of electric power for loads.

大となることが確認できる。本結果より、振動発電デバイス用の PZT 素子には、PZT A が適していると予測できる。

表2 負荷試験の解析結果  
Table 2 Analytical Results for Load Test

Device	A	B	C	D
Max. voltage [V]	0.65	0.32	0.044	0.15
Max. power [ $\mu$ W]	420	100	24	1.9
Energy [ $\mu$ J]	0.69	0.24	0.0083	0.089
Normalized energy [ $\frac{\text{nJ}}{\text{mm}^2}$ ]	2.8	0.79	0.031	0.78

#### 4. インピーダンス整合

次に、PZT A に対するインピーダンス整合を検証するために、各種抵抗負荷に対して前節同様のステップ発電試験を行った。最大電力がえられる抵抗値の近傍ではより詳細に抵抗値を変えて確認した。図4に各種抵抗負荷に対する発電電力の時間応答波形を示す。同図より、12.8 kΩ で電力が最大となることが確認できた。また、各種負荷に対するエネルギーを表3に示す。これより、エネルギーに関しては、100 kΩ 近傍で最大となることがわかる。

以下、電力とエネルギーが最大になる抵抗値が異なることについて考察する。ステップ試験で取得した PZT 電圧のパワースペクトルを図5に示す。同図より、振動周波数が 39 Hz,

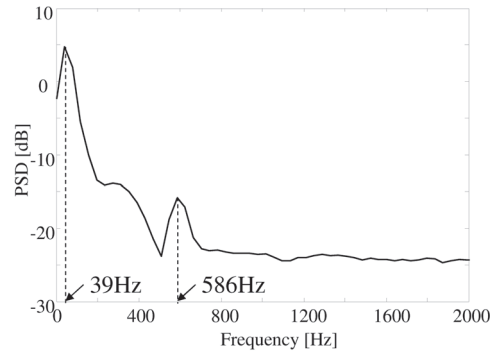


図5 PZT 電圧のパワースペクトル密度  
Fig. 5 Power spectral density of PZT voltage.

586Hz で大きいことが確認できる。PZT A の静電容量  $C$  は、内部抵抗が  $12.8 \times 10^3 = 1/(\omega C)$ , ここで  $\omega = 586 \cdot 2\pi$  より、 $C = 21.2$  nF である。また、PSD が最大となる低周波側の振動周波数 39 Hz では、その内部抵抗は  $1/(39 \cdot 2\pi \cdot 21.2) = 193$  kΩ となる。

以上より、発電電力  $P(t)$  に関しては PZT 電圧  $v(t)$  と内部抵抗  $Z$  を用い、 $P(t) = v^2(t)/Z$  の関係より、 $Z (= 1/(\omega C))$  が小さくなる振動 (高周波側) で発電電力の最大値がえられる。また、エネルギー  $W = \int P(t) dt$  に関しては、低周波側の振動周波数で減衰率が小さく振動が持続するため、その結果、電力の時間積分値が最大、すなわちエネルギーが最大となる。

表3 負荷試験での発電エネルギー

Table 3 Generated Energy for Load Test

Resistance [ $\Omega$ ]	1 k	10 k	12.8 k	100 k	1 M
Energy [ $\mu$ J]	1.2	1.3	3.1	4.7	3.0

#### 5. まとめ

振動発電用の各種 PZT 素子に対して、ステップ振動に対する無負荷試験と負荷試験を行った。実験結果に対して、最大電圧、最大電力、エネルギー等の定量解析を行った。また、この解析をもとに、振動発電用 PZT 素子の発電電力を効率的に利用するため、インピーダンス整合に関する試験ならびにその定量的考察を行い、最大電力がえられる負荷と、エネルギーが最大となる負荷ではその抵抗値が異なることを検証した。

#### 文献

- (1) 篠原:「バッテリーレス社会に向けたエネルギーハーベスティング技術」, 電子情報通信学会論文誌, Vol.92, No.8, pp.695-699, 2009
- (2) H. Li and P. Pillay, "A Methodology to Design Linear Generators for Energy Conversion of Ambient Vibrations," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.47, No.6, pp.2445-2452, 2011.
- (3) S. Hashimoto, N. Nagai, Y. Fujikura, J. Takahashi, S. Kumagai, M. Kasai, K. Suto and H. Okada, "Multi-Mode Vibration-Based Power Generation for Automobiles," *Proc. of The 2012 IEEE-IAS Annual Meeting, PSEC-249*, 2012.
- (4) 株式会社日本セラテック, <http://www.ceratech.co.jp/product/01.04.html>



# 振動発電用圧電デバイスの発電特性とエネルギー回生効率

淡路創介\*, 張 雲順, 永井伸幸, 藤倉良充, 高橋潤平, 橋本誠司 (群馬大学)

笠井 周, 須藤健二, 岡田宏昭, 熊谷俊司 (株式会社ミツバ)

Power Generation Characteristic and Energy Regeneration Efficiency of PZT devices for Vibration Power Generation

S. Awaji, Y. Zhang, N. Nagai, Y. Fujikura, J. Takahashi, S. Hashimoto (Gunma University)

M. Kasai, K. Suto, H. Okada and S. Kumagai (MITSUBA Corporation)

キーワード: 振動発電, 圧電デバイス, エネルギー効率

(Vibration Power Generation, PZT device, Energy Efficiency)

## 1. まえがき

近年の地球温暖化に対し, 低炭素化社会を実現すべく, 京都議定書では温室効果ガスの排出量削減目標を 1990 年比で 6 %としたが, IT 技術が浸透している現代社会においては, 電力消費は増加傾向であり, 未だ実現困難であるといった実情がある。このような状況のもと, 炭素を排出しないグリーンエネルギーによるエネルギーハーベスティング技術が注目されてきている<sup>(1),(2)</sup>。振動エネルギーを利用したエネルギー回生技術もその一つであり, 歩行振動を利用した床発電や, 自動車振動を利用した LED 照明など<sup>(3)</sup> 各種の開発が進められている。

本稿では, PZT デバイスによる振動エネルギーの効率的回生法を目的<sup>(4)</sup> に, PZT デバイスに対して入出力エネルギーの計測実験を行う。ここでは, インピーダンス整合を考慮し, 回生エネルギーが最大となる, すなわち入出力エネルギー効率 が最大となる条件について考察したので報告する。

## 2. PZT デバイスの入出力エネルギーの測定手法

### 2.1 インピーダンス整合

PZT デバイスの入出力エネルギー測定実験に先立ち, 使用するバイモルフ型 PZT デバイスのインピーダンス整合について調べた<sup>(5)</sup>。その結果に基づくと, 本実験で用いる PZT デバイスでは, 負荷抵抗値が 12.8 k $\Omega$  のとき回生電力が最大となり, また, 200 k $\Omega$  で回生エネルギーが最大となる。これは, PZT デバイスの振動周波数が 2 つ存在し, 高周波側ではインピーダンスが小さく (12.8 k $\Omega$  に対応), 最大電力が大きくなること, また, 低周波側ではインピーダンスは大きい (200 k $\Omega$  に対応) その分減衰率が小さく, エネルギー (電力の時間積分) は 12.8 k $\Omega$  時より大きくなることに起因する。

以下では, 電力およびエネルギーが最大となる 12.8 k $\Omega$  と 200 k $\Omega$  負荷時に対するエネルギー効率測定実験を行った。

### 2.2 実験方法

図 1 に実験構成図と用いた各 PZT 素子を示す。PZT デバイスの一端をクランプし片もちりの状態にし, 他端に質量  $m$  の重りを吊す。重りを吊した糸を切断するとともに, そのときの PZT 端部の変位  $x$  をレーザ変位計により計測した。また, 電極には抵抗値  $R$  の抵抗負荷を接続するとともに, 発電電圧  $V$  も同時に計測した。実験構成の写真を図 2 に示す。PZT の変位量を考慮し, 重りの質量は 0.1 kg とした。

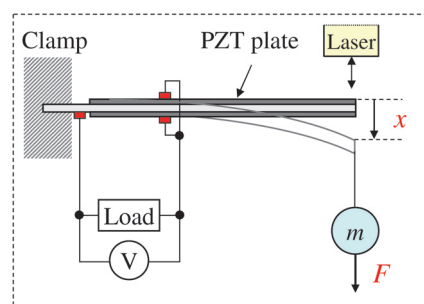


図 1 PZT デバイスに対する入出力エネルギー測定の実験構成  
Fig. 1 Experimental setup for measuring input-output energy of PZT device.

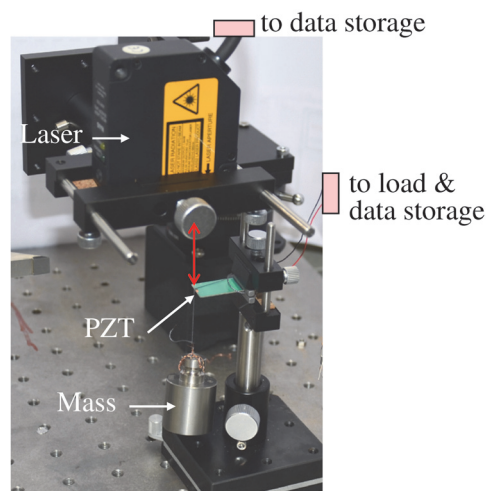


図 2 エネルギー計測のための試験装置  
Fig. 2 Experimental equipment for energy measurement.

これらの計測値より, 入力エネルギー  $W_i$  [J], 出力エネルギー  $W_o$  [J], 効率  $\eta$  [%] を次式を用いて導出する。

$$W_i = \int F dx \approx \frac{1}{2} mgx_0 \quad (1)$$

$$W_o = \frac{1}{R} \int V^2 dt \quad (2)$$

$$\eta = \frac{W_o}{W_i} \times 100 \quad (3)$$

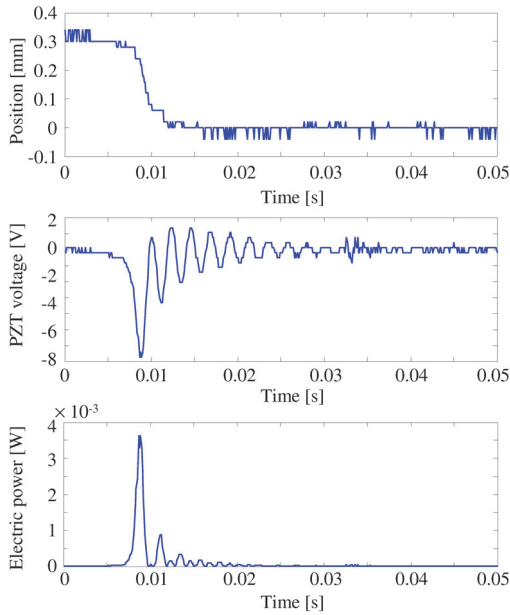


図 3 エネルギー測定実験の時間応答波形 (12.8 kΩ)

Fig. 3 Time responses of energy measurement experiment (12.8 kΩ).

ここで、 $x_0$  は重りを吊したときの初期変位である。

### 3. エネルギー効率の導出

#### 3.1 実験結果

負荷抵抗  $R$  が 12.8 kΩ のときの実験結果を図 3 に示す。上段からそれぞれ変位  $x$ 、PZT の発電電圧  $V$ 、電力  $P(=V^2/R)$  の時間応答波形を示している。同様に、負荷抵抗 200 kΩ のときの実験結果を図 4 に示す。両図を比較すると、前述の通り、最大電力が得られるのは  $R$  が 12.8 kΩ の方であることが確認できる。また、 $R$  が 200 kΩ の時は、12.8 kΩ に比べ電力の減衰が小さく、その結果エネルギーが大きくなることも確認できる (図 3, 4 では横軸が 2 倍異なることに注意する)。減衰が小さくなる原因には、インピーダンス整合の抵抗値が大きく、電荷の移動量が減少する、すなわち電流が流れづらくなることに起因する。

#### 3.2 PZT デバイスのエネルギー効率

前節の実験データをもとに、式 (1) から (3) により各抵抗負荷でのエネルギー効率を導出した。導出した各値を表 1 にまとめて示す。入力エネルギーが小さいにもかかわらず、出力エネルギーは、前述の通り、200 kΩ 負荷時の方が大きい。その結果、力から電気へのエネルギー変換効率は、2.15 %も増大し、12.8 kΩ 負荷に対する 200 kΩ 負荷での効率増加率では 65 %となる。

以上より、振動に対して PZT デバイスを利用し、エネルギー効率的に回生するためには、接続する負荷のインピーダンスに整合した振動周波数にデバイスの固有周波数を同調させることが極めて重要となることがわかる。

### 4. まとめ

振動発電用の PZT 素子に対して、インピーダンス整合を考慮したエネルギー計測実験を行った。その結果から、負荷のイ

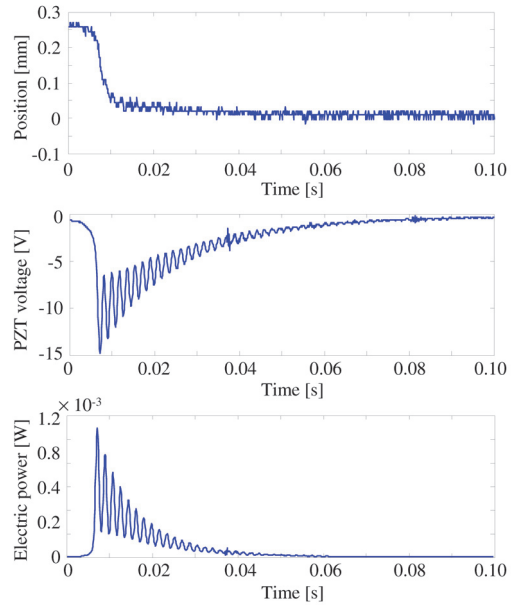


図 4 エネルギー測定実験の時間応答波形 (200 kΩ)

Fig. 4 Time responses of energy measurement experiment (200 kΩ).

表 1 入出力エネルギーの解析結果

Table 1 Analytical Results for Input-Output Energy

Resistance [kΩ]	$W_i$ [μJ]	$W_o$ [μJ]	$\eta$ [%]
12.8	153	5.07	3.31
200	136	7.40	5.46

ンピーダンスに依存し、同一デバイスでもエネルギー回生の効率が異なることを定量的に検証した。また、PZT デバイスでは、振動周波数が多数ある場合が多く、この場合にも効率的にエネルギー回生できるモードが存在することを明らかにした。

### 文献

- (1) 山本：「クリーン発電」がよくわかる本，東京書籍，2005
- (2) 篠原：「バッテリーレス社会に向けたエネルギーハーベスティング技術」，電子情報通信学会論文誌，Vol.92, No.8, pp.695-699, 2009
- (3) 速水：振動力発電のすべて，日本実業出版社，2008
- (4) S. Hashimoto, N. Nagai, Y. Fujikura, J. Takahashi, S. Kumagai, M. Kasai, K. Suto and H. Okada, "Multi-Mode Vibration-Based Power Generation for Automobiles," *Proc. of The 2012 IEEE-IAS Annual Meeting*, PSEC-249, 2012.
- (5) 張，淡路，永井，藤倉，高橋，橋本，笠井，須藤，岡田，熊谷：「振動発電用圧電デバイスの発電特性とインピーダンス整合」，電気学会第 3 回栃木支所・群馬支所合同研究発表会資料，2013

# 伝送特性からの GHz 帯複素透磁率計測の検討

高村 匠平\* 千田 正勝 (小山工業高等専門学校)

Complex Permeability Measurement in GHz Range from Transmission Characteristics  
Shohei Takamura\*, Masakatsu Senda (Oyama National College of Technology)

キーワード：複素透磁率、伝送特性  
(Keywords : complex permeability, transmission characteristics)

## 1. 背景と目的

近年、電子機器の小型・高速信号処理化、磁気記録装置の高記録密度・高転送速度化等に伴い、各種薄膜磁気デバイスの高周波動作化が強く望まれている。これに伴い GHz 帯で使用可能な磁性膜の開発、および高周波での磁気特性評価法(複素透磁率測定法)開発の要請が高まっている。複素透磁率測定法としては、インピーダンスから見積る方法、共振特性から見積る方法が知られる。しかし前者は回路系の共振現象により測定周波数上限が制限される、後者は周波数的に連続な測定ができないなどの問題があった。こうした中、GHz 帯での連続測定を可能とする手法として、被測定磁性膜で構成したインダクタンス伝送路(ITL)の伝送特性から透磁率を見積る方法が提案された<sup>(1)</sup>。一方従来、高周波透磁率の振る舞いを記述する理論は未完であったが近年、spin 回転と磁気 screening 効果を統合した理論<sup>(2)</sup>が提案された。本研究では、上記 ITL を用いた手法に従い透磁率を見積り、これと上記理論とを比較検討した。

## 2. 検討内容と実験方法

図 1 に本測定で用いた ITL を示す。ガラス基板(厚さ 0.5mm、比誘電率 1.52)上に形成され、導体ラインの上下を被測定磁性膜で囲む閉磁路外鉄型構造を成す。各部のサイズは、 $l_c=10\text{mm}$ 、 $l_m=w_c=1500\mu\text{m}$ 、 $w_m=d_c=50\mu\text{m}$ 、 $t_c=2\mu\text{m}$ 、 $t_m$ (磁性膜の総厚)= $0.5\mu\text{m}$ 、磁性膜本数  $N=100$  である。導体には Cu を、磁性膜には  $\text{Co}_{50}\text{Fe}_{50}$ (at.%)合金を使用し、磁性膜は 50nm 厚 Co-Fe と 100nm 厚  $\text{SiO}_2$  層との 10 周期多層構造とした。Co-Fe 膜において飽和磁化( $M_s$ )は  $1950\text{kA/m}$ 、電気抵抗率( $\rho$ )は  $20 \times 10^{-8}\Omega\text{m}$ 、磁歪定数( $\lambda_s$ )は  $+10^{-4}$  であった。上記矩形形状 Co-Fe 膜には  $\lambda_s$  と膜応力( $\sigma_f=10^8\text{N/m}^2$ )との積で決まる  $\sim 16\text{kA/m}$  の一軸異方性磁界( $H_k$ )が誘導される(短辺方向が容易軸)。ITL における磁性膜の寄与を取り除く際は、数十 kA/m の外部磁界( $H_{ex}$ )を困難軸方向に印加した。なお、上記閉磁路構造および矩形形状により、ITL 内の高周波周回磁界および  $H_{ex}$  に対する反磁界の影響は無視可能となる。

以下、図 2 の測定系および等価回路を用いて本測定法の手順を説明する。まず ITL 内の磁気損失( $|A_m|^2$ )を反射( $\Gamma$ )、透過( $T$ )の伝送パラメータを用いて記述する。 $|A_0|^2$  を磁気損失以外の損失とすると、等価回路よりこれらのパラメータ間には、 $|T|^2=(1-|\Gamma|^2)(1-|A_0|^2)(1-|A_m|^2)$  の関係が成り立つ。 $H_{ex}$  の印加有/無を  $H/O$  で表記すると、 $A_0$  は磁気依存しないため  $|A_0(H)|^2=|A_0(O)|^2$ 、また  $H_{ex}$  印加により磁気飽和が生ずるため  $|A_m(H)|=0$  となる。損失  $M$  を  $M=(1-|\Gamma|^2)/|T|^2$  で定義すると、 $|A_m(O)|^2=1-M(H)/M(O)$  が導出される。複素透磁率( $\mu_r=\mu_r'-j\mu_r''$ )の虚数項( $\mu_r''$ )は  $\mu_r'' \propto f \propto |A_m(O)|^2$  の関係を持つため、各周波数 ( $f$ )での  $\Gamma$ 、 $T$  を測定すれば、

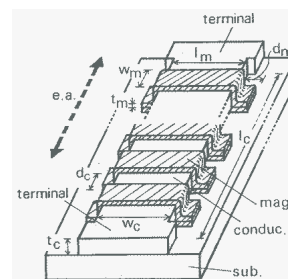


図 1 インダクタンス伝送路  
Fig. 1. Inductance transmission line.

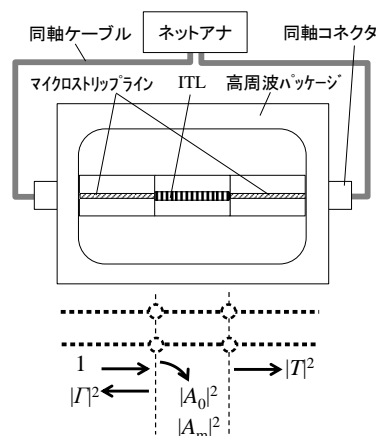


図 2 測定系および等価回路  
Fig. 2. Measurement system and equivalent circuit.

$$\mu_r'' \propto [1 - M(H)/M(0)]/f \quad (1)$$

により、 $\mu_r''$ - $f$ 特性が求められる。ここで(1)式の比例係数は、ITL内磁性膜の低周波(<1GHz)域での透磁率をインピーダンス( $Z_{\text{mag}}$ )測定から磁気回路解析による

$$Z_{\text{mag}} = j(2\pi f)(\mu_r \mu_0)(N l_m w_m)/(2l_m) \quad (2)$$

を用いて見積ることによって較正する。また、 $\mu_r'$ - $f$ 特性は上記で求めた $\mu_r''$ - $f$ 特性から Kramers-Kronig 関係式、

$$\mu_r' = 1 + \left(\frac{2}{\pi}\right) \int_0^\infty \frac{\chi \mu_r''}{(\chi^2 - f^2)} d\chi \quad (3)$$

を用いて見積る( $\chi$ :積分変数)。

### 3. 結果と議論

まず、インピーダンス測定から低周波域での透磁率測定を行った。0.2GHz-1GHz帯での測定結果を図3に示す。数百MHz以下では抵抗値が小さくなるため、 $\mu_r'$ 値に関しては800MHz-1GHzでの測定のみ可能であった。1GHzでの値は各々 $\mu_r' = 113$ 、 $\mu_r'' = 13.2$ であり、これらを以下の較正に使用する。なお静的比透磁率は $M_s/H_k$ より~120と見積られ、図3での $\mu_r'$ 値と比較的良好一致する。

図4に $|T(0)|^2$ 、 $|T(H)|^2$ - $f$ 、 $|T(0)|^2$ 、 $|T(H)|^2$ - $f$ 特性の測定結果を示す。これらには伝送系の接合部での多重反射に起因すると思われる周波数軸上での振動現象が観測される。 $H_{\text{ex}}$ 印加により $|T|^2$ は増加するが $|T|^2$ は殆ど変化しない。(1)式および図4の結果を使って見積った $\mu_r''$ - $f$ 特性、およびこの $\mu_r''$ - $f$ 特性から(3)式の関係を使って算出した $\mu_r'$ - $f$ 特性を図5に示す。 $f < 2\text{GHz}$ にて $\mu_r'$ 値のバラツキが大きくなるが、これは図4においてこの帯域にて $|T(0)|^2$ と $|T(H)|^2$ の差が小さくなることの原因である。 $\mu_r'$ が0となる $f$ 値から強磁性共鳴周波数( $f_k$ )は~6.2GHz程度と見積られる。 $f_k$ は共鳴式 $(\gamma_0/2\pi)[M_s H_k]^{1/2}$ から6.16GHzと計算され、両者は良く一致することが解る。ここで $\gamma_0$ はジャイロ磁気定数( $=2.2 \times 10^5 \text{mA/s}$ )である。

図6に実験結果と理論<sup>(2)</sup>を比較する。本理論は原理的には Gilbert 制動項を含む spin 回転に関する Landau-Lifschitz 式から得られる磁気応答関数を、eddy current 減衰特性に適用し再計算するものである。図中実験の $\mu_r'$ 、 $\mu_r''$ - $f$ 特性は図5の結果をリニアスケールで再プロットしたものである。理論計算では Co-Fe 膜の材料特性値を用い、磁性層厚=50nm、ダンピングパラメータ=0.065とした。細部に差異はあるものの、全体として理論曲線は実験結果に良くフィットし、両 $\mu_r$ - $f$ 特性は良く一致すると言える。

### 4. まとめ

被測定磁性膜で構成したインダクタンス伝送路の伝送特性からの複素透磁率計測を試み、その結果を理論と比較した。GHz帯での $\mu_r$ - $f$ 特性の比較から、両者は良く一致することが確認された。

## 文 献

- (1) M. Senda et al. : IEEE Trans. Magn., 31, 2, 960 (1995).
- (2) K. Seemann et al. : J. Magn. Magn. Mater., 278, 200 (2004).

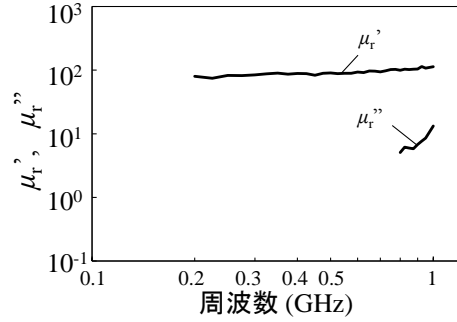


図3 透磁率の周波数特性(インピーダンス法)

Fig. 3.  $\mu_r$  and frequency.

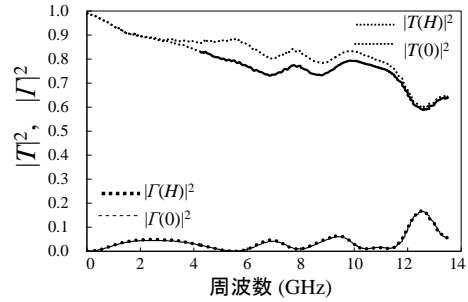


図4 等価、反射の周波数特性

Fig. 4.  $|T|^2$ ,  $|\Gamma|^2$  and frequency.

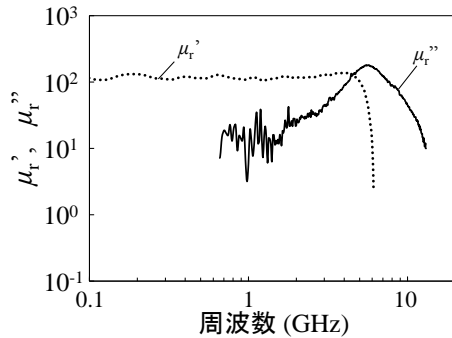


図5 透磁率の周波数特性(ITL法)

Fig. 5.  $\mu_r$  and frequency.

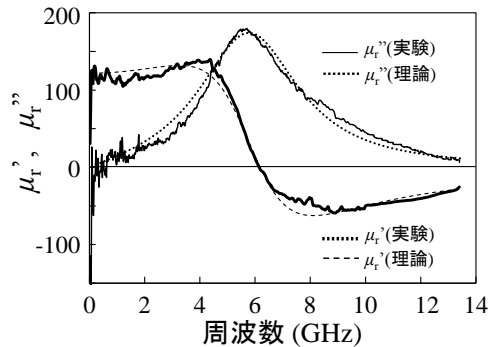


図6 透磁率の周波数特性(理論との比較)

Fig. 6.  $\mu_r$  and frequency.

# インダクタンス伝送路の多重反射解析による高周波透磁率計測

千田 正勝\* (小山工業高等専門学校)

## Permeability Measurement by Multiple Reflection Analysis in Inductance Transmission Line

Masakatsu Senda\* (Oyama National College of Technology)

キーワード：複素透磁率、インダクタンス伝送路

(Keywords : complex permeability, inductance transmission line)

### 1. はじめに

近年、各種電子機器の高速信号処理化に伴い高性能なマイクロ磁気デバイスの要望が高まり、必然的に GHz 帯で動作可能な軟磁性合金膜およびその透磁率測定技術の開発が必要となってきた。微細加工した導電性磁性膜に対する GHz 帯での複素透磁率( $\mu_r = \mu'_r - j\mu''_r$ )測定法として、被測定磁性膜で構成されたインダクタンス伝送路(ITL)の伝送特性から見積る方法が提案された<sup>(1)</sup>。本法では  $\mu_r$  値の較正が必要、測定から直接得られるのは  $\mu''_r$  のみであった。本論では、ITL の多重反射解析による  $\mu_r$  値の直接測定、理論<sup>(2)</sup>を用いた  $\mu''_r$ - $\mu'_r$  間変換性および本法の適用範囲の検討結果について報告する。

### 2. 試料作製

図 1 に ITL を高周波パッケージに実装した状態を示す。ITL は矩形の被測定磁性膜が導体ラインの上下に積層した閉磁路外鉄型構造の伝送路である。導体には Cu を、磁性膜には 50nm 厚の  $\text{Co}_{50}\text{Fe}_{50}$ (at.%)合金層と 100nm 厚の  $\text{SiO}_2$  層から成る 10 周期多層膜を使用した。Co-Fe 膜は飽和磁化( $M_s$ )=1950kA/m、電気抵抗率( $\rho$ )= $20 \times 10^{-8} \Omega\text{m}$ 、逆磁歪誘導一軸磁気異方性( $H_k$ )=16kA/m(容易軸:短辺方向)であり、ITL での磁性膜寄与の除去には数十 kA/m の外部磁界( $H_{ex}$ )を困難軸方向に印加した。

### 3. 結果と議論

図 2 に図 1 の測定系に対する多重反射解析モデルを示す。各部の特性インピーダンスおよび反射、透過を図のように定義する。 $\Gamma_3 = \Gamma_2 = -\Gamma_1$ 、 $T_{12} = 1 - \Gamma_1$ 、 $T_{21} = 1 + \Gamma_1$ 、 $T_{32} = 1 + \Gamma_3$  の関係を用いると、 $\Gamma$ 、 $T$  は各々、 $\Gamma = \Gamma_1(1 - e^{-2\gamma x}) / (1 - \Gamma_{12}e^{-2\gamma x})$ 、 $T = (1 - \Gamma_{12})e^{-\gamma x} / (1 - \Gamma_{12}e^{-2\gamma x})$  と整理される。ここで  $x$  は反射面 #X から #Y 方向への距離、 $\gamma$  は ITL での伝搬定数( $=\alpha + j\beta$ 、 $\alpha$ :減衰定数、 $\beta$ :位相定数)であり、また  $\Gamma_1 = (Z_{ci} - Z_0) / (Z_{ci} + Z_0)$  である。一方、ITL の磁気損失( $|A_m|^2$ )、磁気損失以外の損失( $|A_0|^2$ )、反射( $\Gamma$ )、透過( $T$ )間には、 $|A_m(0)|^2 = 1 - \{(1 - |\Gamma(H)|^2)|T(0)|^2\} / \{(1 - |\Gamma(0)|^2)|T(H)|^2\}$

の関係が成り立つ。 $H_{ex}$  を印加した状態/しない状態を記号  $H$ 、 $0$  を用いて表した。上記  $\Gamma$ 、 $T$  を代入し整理すると、

$$|A_m(0)|^2 \approx R'_{\text{mag}}(x/Z_{ci}(H)) \quad (1)$$

が得られる。単位長さ当りの値を「 $\prime$ 」を付けて表した。 $R'_{\text{mag}}$  は ITL における磁性膜による抵抗寄与分である。なお、(1)式導出の過程にて、 $|\Gamma_1|^2 \ll 1$ 、 $\Gamma_1(0) \approx \Gamma_1(H)$ 、 $\beta(0) \approx \beta(H)$ 、 $(\alpha(0) - \alpha(H))x \ll 1$ 、 $Z_{ci}(0) \approx Z_{ci}(H)$  を仮定し、また  $\alpha \approx RZ_{ci}/2$  の近似

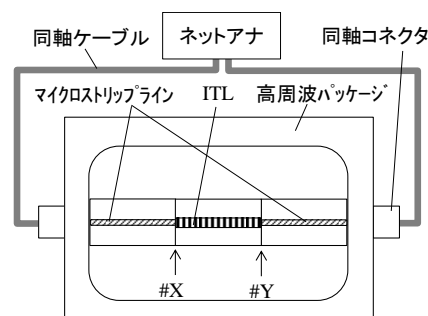


図 1 ITL を用いた測定系

Fig. 1. ITL installed in RF package.

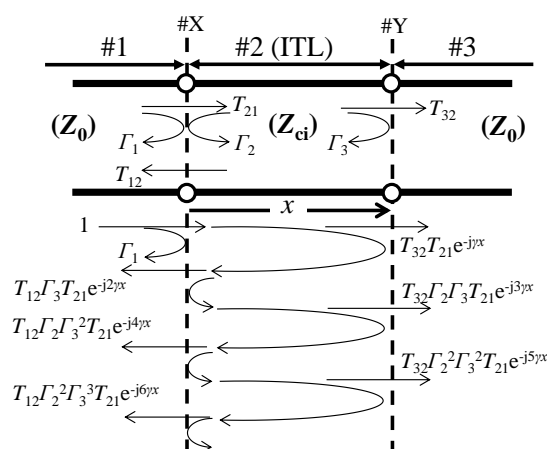


図 2 多重反射解析モデル

Fig. 2. Model of multiple reflection.

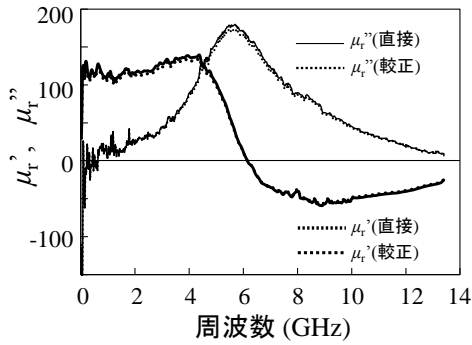


図3 透磁率の周波数特性  
Fig. 3.  $\mu_r$  and frequency.

を用いた。  $x=10\text{mm}$ 、  $Z_0=50\Omega$  であり、また伝送路解析により  $Z_{ci}(H)=60\Omega$  であった。ITL 断面の磁気回路解析から磁性膜によるインピーダンス寄与分  $Z'_{\text{mag}}(R'_{\text{mag}}+jX'_{\text{mag}})[\Omega/\text{m}]$  は、  $Z'_{\text{mag}}=j(2\pi f)(\mu_r\mu_0 t_m)/(2l_m)\times(1/2)$  となる ( $t_m$ :磁性膜総厚、  $l_m$ :磁性膜長)。以上より  $|I(0)|$ 、  $|I(H)|$ 、  $|T(0)|$ 、  $|T(H)|$  の測定値から  $\mu_r'$  値が直接求められる。なお、  $\mu_r'f$  特性は  $\mu_r''f$  特性から Kramers-Kronig(K-K)関係式を用いて見積られる。図3に上記に従って求めた  $\mu_r'$  特性を、別途低周波での  $\mu_r'$  特性により較正した結果と併せて示す。両者は非常に良く一致し、上記多重反射解析の手法が正当であることが解る。なお、静的比透磁率 ( $\mu_{rs}'$ ) は  $\sim 110\text{--}120$  程度、  $\mu_r'$  が 0 となる  $f$  値から強磁性共鳴周波数 ( $f_k$ ) は  $\sim 6.2\text{GHz}$  程度と見積られるが、これらは各々  $M_s/H_k$  および  $(\gamma_0/2\pi)[M_s \cdot H_k]^{1/2}$  で計算される  $\sim 120$ 、  $6.16\text{GHz}$  と良く一致する ( $\gamma_0=2.2\times 10^5\text{mA/s}$ )。

次に理論式<sup>(2)</sup>を用いて  $\mu_r''f$  特性と  $\mu_r'f$  特性間の K-K 変換性について議論する。図3の結果に対しては理論曲線は良く一致することが確認されている。5-10GHzにおける Co-Fe 膜の表皮深さ  $\delta$  は 200-300nm と見積られ磁性層厚 ( $t_{m0}$ ) = 50nm より大きい。従って 50nm 厚 Co-Fe 膜に対しては渦電流損の効果は顕著でないことが予想される。図4に  $t_{m0}$  により渦電流損の寄与を変化させた K-K 変換性の検討結果を示す。図中  $\mu_r'(\text{K-K})$  は  $\mu_r'(\text{理論})$  から K-K 変換で得た特性である。  $\mu_r'(\text{K-K})$  を  $\mu_r'(\text{理論})$  と比較すると、渦電流損小 ( $t_{m0}$  小) では両者は良く一致し、渦電流損大 ( $t_{m0}$  大) では両者の違いは徐々に明確になる。但しその差は比較的小さく、渦電流損の効果がある場合も  $\mu_r'f$  のおおよその特性は見積り可能であることが解る。

次に(1)式導出時の仮定が有効となる条件から、本法の適用範囲を議論した。具体的数値を代入し  $\mu_r'$  を  $\mu_{rs}'$  で  $f$  を  $f_k$  で置き換えると結果として  $\mu_{rs}' \ll \sim 2500$ 、  $\mu_{rs}' \times f_k \ll \sim 6500\text{GHz}$  が得られる。  $\mu_{rs}' f_k$  関係図を図5に示す。  $\mu_{rs}' < 2500$  と  $\mu_{rs}' f_k < 6500\text{GHz}$  の重なり領域が本法の適用可能範囲に対応する。本実験の Co-Fe 膜は元より他の代表的な磁性合金膜 (Fe:  $M_s=1700\text{kA/m}$ , Ni-Fe:  $M_s=800\text{kA/m}$ ) に対しても本法は適用可能であることが解る。磁性膜層数の減少に伴い上記領域はさらに拡大する。このように本法は比較的広い範囲で

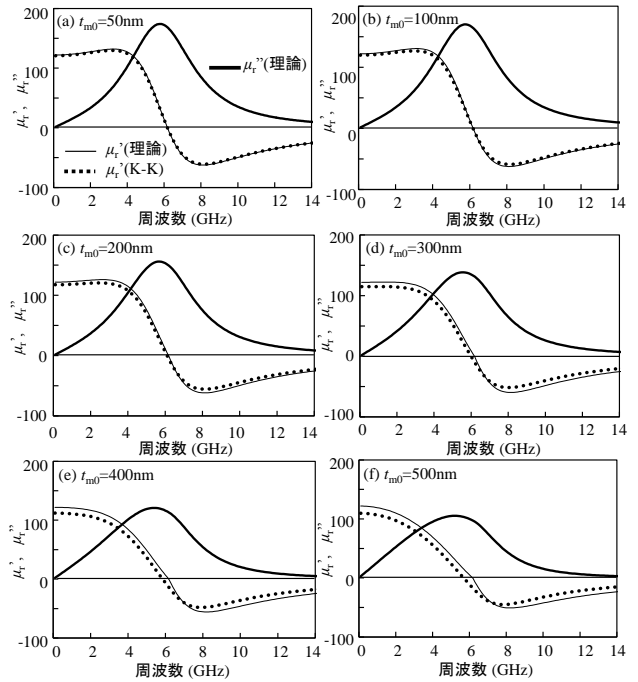


図4 透磁率の周波数特性  
Fig. 4.  $\mu_r$  and frequency.

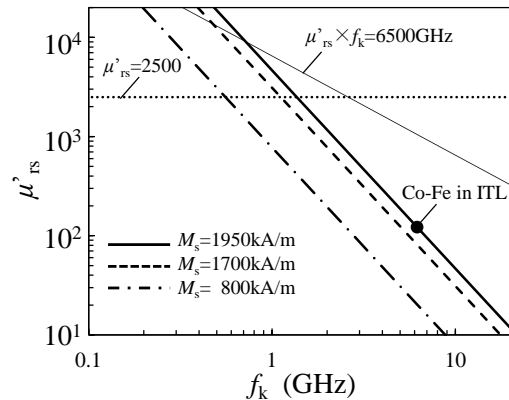


図5  $\mu_{rs}' f_k$  関係

Fig. 5. Relation of  $\mu_{rs}' f_k$ .

有効であることが解る。

#### 4. まとめ

多重反射解析の結果を用いることで ITL の伝送特性から  $\mu_r$  値の直接測定が可能であることを示した。また、渦電流損の効果がある場合も  $\mu_r'f$  のおおよその特性は見積り可能であること、および本測定法は比較的広い範囲で適用可能であることを確認した。

#### 文 献

- (1) M. Senda et al., IEEE Trans. Magn. 31, 2, 960 (1995).
- (2) K. Seemann et al., J. Magn. Magn. Mater. 278, 200 (2004).



# 永久磁石同期モータの位置センサレス駆動システムの設計

嶋田林悟, 石川赴夫, 栗田伸幸 (群馬大学)

Design of Position Sensorless Drive System for Permanent Magnet Synchronous Motors

Ringo Shimada, Takeo Ishikawa, Nobuyuki Kurita (Gunma University)

キーワード: 永久磁石同期モータ, センサレス制御, 位置推定, 角速度推定

(Permanent Magnet Synchronous Motor, sensorless drive, position estimation, angular velocity estimation)

## 1. はじめに

永久磁石同期モータは、回転子位置に応じた電流の制御が必要で、通常は回転子軸上に設けられたホール素子やエンコーダ、レゾルバといった位置センサから得た情報により電流制御を行う。しかし、この位置センサを用いることによって、システムの大型化や高価格化、耐環境性能の低下や検出信号線の断線、ノイズの混入などの問題が挙げられている。

これらの問題を解決するために、位置センサレス駆動が行われている。永久磁石同期モータのセンサレス制御の手法には主として、誘起電圧を検出し 120 度通電する方式、速度起電力やインダクタンスの変化に基づき正弦波駆動する方式の 2 通りがある<sup>(1)</sup>。

誘起電圧検出方式は、3 相 120 度通電を行い、60 度毎の無通電の状態における磁石の誘起電圧(フライバック電位)を検出し、モータ駆動電圧の中性点電位と比較することで、回転子の位置を検出するという方式である。この方式は、スピンドルモータ等のアプリケーションとして、ドライバが販売されているが、検出の方式上の問題として、電気角 60 度毎の粗い分解能の角度情報しか得ることができないことから、高性能な運転を行うことは難しいとされている。

もう 1 つの手法は、モータ電流を検出し、指令電圧情報、モータ定数とともにアルゴリズムによって回転子の位置を推定するという方式である。この方式は、誘起電圧方式と比べて細かい分解能で位置を推定することができ、高性能な運転が可能とされている。この方式では、始動時及び低速時の問題があるが、その他にも軽負荷時における効率向上が望まれている。

そこで、本報告では、センサレス駆動永久磁石同期モータの軽負荷時の効率改善を検討することを目的とし、そのための駆動システムの開発と Simulink モデルを用いたセンサレス駆動を行ったので、その概要を報告する。

## 2. センサレス制御のための回路設計

永久磁石同期モータのセンサレス駆動の全体構成を図 1 に示す。ここでは 2 つのセンサレス方式及びそのセンサ付駆動方式が比較できるようにしている。図の左に示すマイコンとインターフェースは、SH-2 SH7085 を搭載した CPU ボードであり、モータ駆動用インバータは PS21767 という汎用性のあるものを選定した。インバータ駆動回路、正弦波駆動方式で用いる電流検出回路、120 度通電方式で用いる電圧検出回路、比較用のホール IC とエンコーダの入力回路についてプリント基板から設計を行った。

電圧検出回路では、モータ駆動電圧の中性点と各相の無通電状態におけるフライバック電位をコンパレータで比較し、マイコンへと入力している。また電流検出回路は、電流センサ L18P025D15 と OP アンプを用いてマイコンへ入力している。

マイコン付属の C 言語プログラミングを用いて V/f 一定制御を行い、作成基板の動作確認をした。

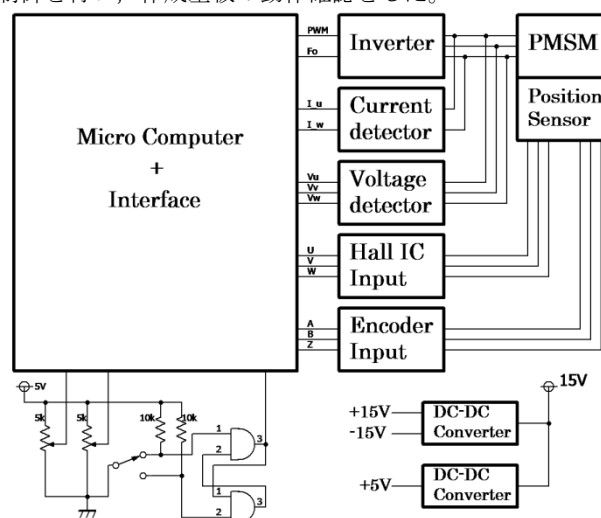


図 1 位置センサレス駆動回路

Fig1. Circuit for position sensorless drive.

### 3. Simulink モデルを用いた位置推定制御

C 言語を用いたマイコンの制御を行う前に、ds1102 という DSP 上で MATLAB/Simulink を用いて、永久磁石同期モータの速度起電力に基づく方式によるセンサレス駆動モデル<sup>②</sup>を作成した。図 2 で示した位置推定 Simulink モデルを用いて、永久磁石同期モータの位置センサレス駆動を行い、エンコーダから得た位置、角速度情報と推定した位置、角速度情報の誤差を調べた。用いたモータは 1.5kW、4 極の埋め込み磁石同期電動機である。角速度指令として  $25\text{min}^{-1}$  を入力した時の角度推定誤差を図 3 に、角速度推定誤差を図 4 に示す。図 3,4 から、角度及び角速度の推定誤差は 7.5Hz で変動し、エンコーダ信号に対し若干遅れた値を推定していることがわかる。また指令角速度を変化したときの角度推定誤差を図 5 に示す。図 5 から、多少のばらつきはあるものの、指令角速度を変更してもおおよそ 13 度ほどの遅れで推定が行えていることがわかる。

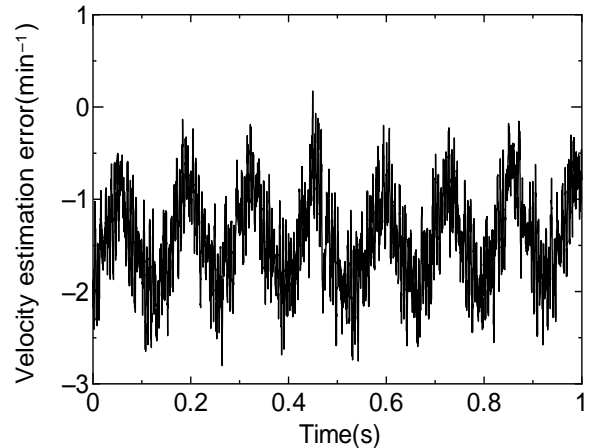


図 4 角速度推定誤差

Fig4. Estimation error of angular velocity

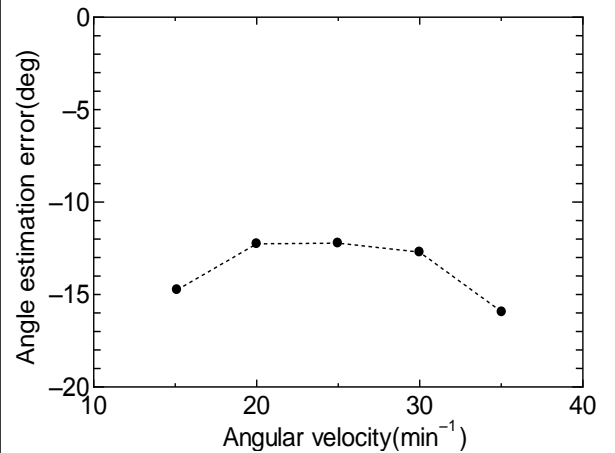


図 5 角速度の変化に対する位置推定誤差の変化

Fig5. Estimation error versus velocity.

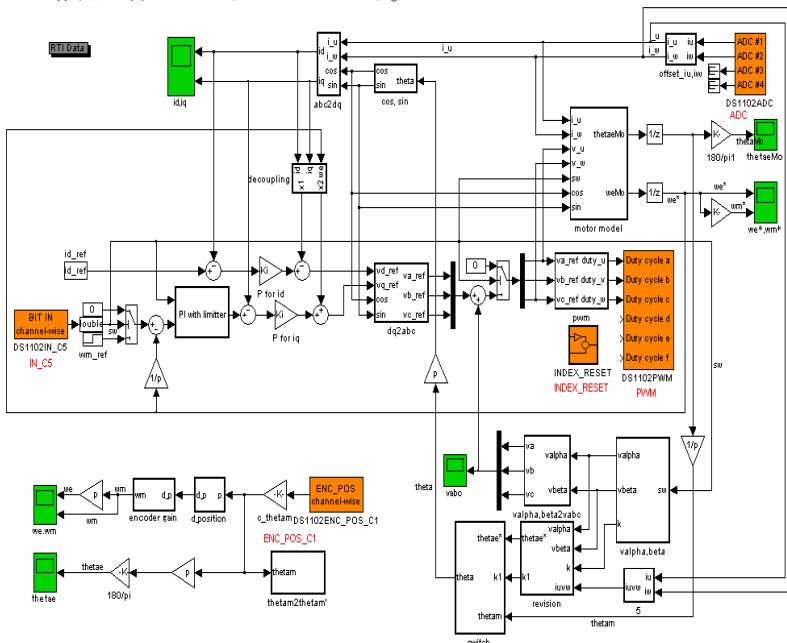


図 2 位置センサレス駆動ブロック図

Fig2. Block diagram for position sensorless drive system.

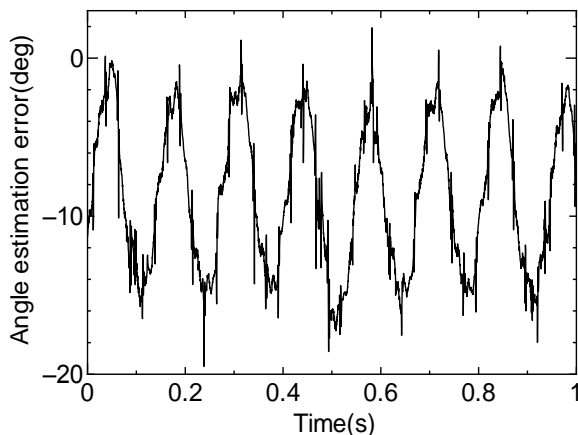


図 3 角度推定誤差

Fig3. Estimation error of rotating angle.

### 4. 結論

永久磁石同期モータのセンサレス駆動を行うために、各検出回路、インバータ回路などをプリント基板から設計を行い、動作確認した。また、MATLAB/Simulink モデルを用いた位置センサレス駆動を行い、速度に制限はあるが、駆動に成功した。今後は、センサレス駆動永久磁石同期モータの軽負荷時の特性改善を行っていく予定である。

### 文 献

- (1) 小形モータの先端技術調査専門委員会：「小形モータの先端技術」、電気学会技術報告 第 1063 号(2006)
- (2) 竹下 隆晴, 市川 誠, 李 宙祐, 松井 信行：「速度推定誤差に基づくセンサレス突極型ブラシレス DC モータ制御」、電気学会論文誌 D, Vol.117-D, No.1, p.98-104 (1997)

## 3次元圧粉磁心を用いた DC モータの定常特性解析

遠藤 泰彦\* 石川 赴夫 栗田 伸幸

Analysis of Steady-State Characteristics of DC Motor Using Three-Dimensional Soft Magnetic Composite  
Yasuhiko Endo\* Takeo Ishikawa Nobuyuki Kurita

キーワード：圧粉磁心, 有限要素解析, 直流機, オーバーハング  
(Soft Magnetic Composite, Finite element analysis, DC Motor, Overhang)

### 1. はじめに

現在、モータの鉄心として多く使用されているのが絶縁皮膜した電磁鋼板を積み重ねて成形する積層鋼板である。プレス加工による大量生産が可能であるという点が大きな利点である。しかし積層鋼板は鋼板面内方向に磁束が通りやすく、鋼板の面を貫く磁束を作りにくいために3次元の構造変化をさせるのが難しいという欠点を持つ。

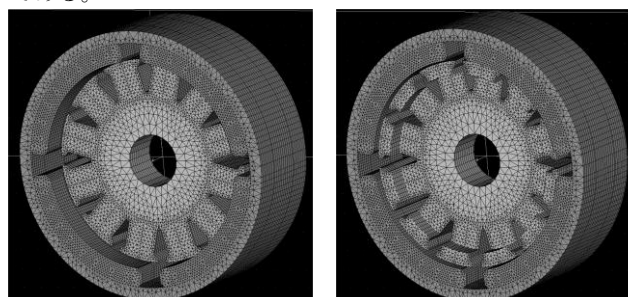
そこでそれらの問題を解決する方法として圧粉磁心がある。これは金属粉末や無機化合物を配合した軟磁性金属粉末 (Soft Magnetic Composite: SMC) を絶縁被膜で覆い、金型を用いて加圧成形して作る鉄心である。圧粉磁心を用いた鉄心を用いることで以下のような利点を得られることが期待される。(1)絶縁加工した粉末を用いることで渦電流損失を積層鋼板のものより抑えることが出来る。(2)金型を用いた成形であるために3次元に複雑な形状を作ることが容易である。これによりモータ構造の設計において軸方向の空間を無駄なく使用した構造にすることが出来る。(3)SMCが鉄心内で均一に分布するので磁束を3次元的に利用できる。(4)SMCを加圧成形するため、粉砕が容易であり材料のリサイクルが容易となる。

本論文では、以上のような利点の内(2)および(3)に注目し、DCモータの鉄心の軸方向の形状を変化させた時の特性をシミュレーションによって検討し、その有用性について明らかにする。

### 2. シミュレーションモデル

Fig.1に解析対象のDCモータを示す。(a)は通常モータであり、(b)が回転子表面にオーバーハングを付けたモータである。本論文では固定子外枠のサイズが一定であるという条件で検討する。通常モータでは電機子巻線端部のために、電機子鉄心の軸方向に制限がある。それに対してFig.1(b)では電機子鉄心にオーバーハングを設けており、こ

のオーバーハングは巻線端部の部分まで設けることが可能である。



(a)通常モータ

(b)オーバーハングあり

図1 解析対象モータ

(a)Normal motor

(b) Motor with overhang

Fig.1 Motor to be analyzed

解析対象のモータは共に回転子に12本のポールおよびスロットと12の整流子、固定子に4つの磁石(2極対)を持つ。(a)と(b)の違いは磁石対向部分であるオーバーハングの寸法のみであり、外径や巻き線を巻くポール部分は変えていない。磁石対向部分面積を増加させた形状にすることでエアギャップを介してポール部分へ流入する磁石からの磁束を増加させることができると考えられる。

モータの電機子圧粉磁心の外径は54.5mm、オーバーハング以外の軸長は11mm、ギャップ長は0.9mmであり、オーバーハングによる寸法増加0,2,4,6,8,10[mm]のモデルについてそれぞれシミュレーションを行う。特性変化を求めために電磁界解析ソフトJMAGを用いた。モデルに使用する圧粉磁心材料データとしてヘガネス社のSomaloy700の特性データを用いた。

表1 各シミュレーション条件  
Table.1 The simulation conditions

Winding	distributed winding
	22turn
Winding resistance	0.32 Ω
Residual flux density	0.4T
Number of brushes	4
Width of a brush	28°
Number of commutators	12
Width of a commutator	1.7°
Contact resistance of brush and commutator	0.35 Ω
Input voltage	12V
Rotation speed	3000min <sup>-1</sup>

### 3. シミュレーション結果

Fig.2 に解析した定常特性を示す。各値は回転子が 30° 回転した時の平均値を示している。なお、損失は巻線およびブラシ整流子の銅損のみ考慮し、鉄損は考慮していない。

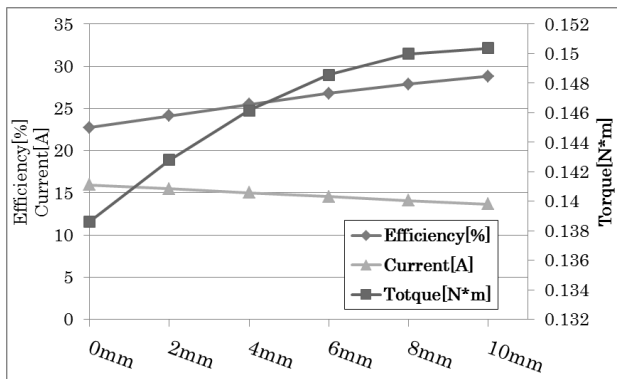


図2 オーバーハングによる定常特性の変化  
Fig.2 Steady-state characteristics by changing the overhang

オーバーハング増加に伴い入力電流が低下しているが、トルクの変化をみるとオーバーハング数が増加 6 mm 以上で飽和する。入力電圧を一定という条件でシミュレーションを行っているので入力電流を抑えつつトルクを増加させることができる。小型モータであるため効率は低い、オーバーハングの増加に伴って上昇しているため、オーバーハングによる特性改善の効果があることが確認できた。

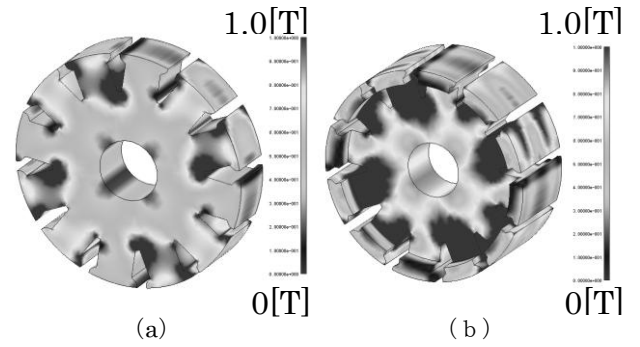


図3 (a) 通常モータの磁束密度分布  
図3 (b) オーバーハング有りモータの磁束密度分布

Fig.3 (a) Magnetic flux density distribution of normal motor

Fig.3 (b) Magnetic flux density distribution of the motor with overhang

特性改善の理由を検討するために、Fig.3 に磁束密度分布を示す。オーバーハングの寸法増加によりポール部分に流入する磁束密度が上昇し、オーバーハングがないものに比べると軸方向へ流入する磁束が増加している。このため、電圧一定条件では電流がわずかに減少することになる。電流がわずかに減少するが、磁束が大幅に増加することによってトルクが大きくなっている。また、電流減少による銅損とトルク増加が合わさって効率が大幅に改善すると考えられる。

### 4. 結論

シミュレーションより、圧粉磁心を用いた DC モータのオーバーハングによって、入力電流の低減、トルクの増加、および効率の増加により、特性改善の効果があることを明らかにした。また特性変化と磁束密度変化の関係から 3 次元形状にすることで磁束を 3 次元的に活用し、特性の向上につながることを確認できた。

今後は解析における損失の検討、実機との比較を行い、より高効率なモータを開発していく予定である。

### 文 献

- (1) 松尾章, 佐藤重善, 竹口俊輔, 石川赴夫, "3次元圧粉磁心を用いた DC モータの開発" 電気学会研究会資料. SA, 静止器研究会 2012(23), 121-126, 2012-01-26

# 圧粉磁心を用いた永久磁石同期モータに関する研究

学生員 佐藤 優\*

正 員 石川 赴夫

正 員 栗田 伸幸

## A Research of Permanent Magnet Synchronous Motors with Magnetic Powder Core

Yuu Sato\*, Student Member, Takeo Ishikawa, Member, Nobuyuki Kurita, Member (Gunma University)

キーワード：永久磁石同期モータ，圧粉磁心

(Permanent magnet synchronous motor, Magnetic powder core)

### 1. はじめに

現在、温室効果ガスのCO<sub>2</sub>排出量は12億8,600万トンであり、その排出量の約3割は電力に由来するものである。日本においては電力消費量の約50%がモータを介して消費されていると言われている。よって、モータ単体の損失削減により、地球温暖化対策など緊急の課題となっているCO<sub>2</sub>削減に大きく寄与することができると考えられる。モータの効率はインバータ技術の導入により大幅に上がったが、さらなる効率の向上にはモータの効率を低下させる要因となる銅損、鉄損（渦電流損、ヒステリシス損）、インバータなどの回路損などの損失に個別に対応する必要がある。その中で渦電流損の低減に注目した鉄心の動向として、圧粉磁心が注目されている。圧粉磁心は鉄粉を一粒ずつ絶縁し圧縮成形した鉄心であり、三次元的に複雑な形状を作ることができる。そのため、通常のモータでは考慮されていない軸方向の空間を有効利用することが可能である。しかしデメリットとして圧粉磁心の磁気特性は積層磁心より悪く、現在のモータ構造のままでは積層磁心を圧粉磁心に置き換えるだけでは特性の良いモータとはならない。また、強度が低いという欠点もある。しかし、これは容易に粉碎することが出来るためリサイクル性が良いといった観点からメリットと捉えることもできる。

当研究室では、ハイブリッド型ステッピングモータと同様の構造で、ステータの主歯の部分に掘り込みを設けたモータを開発しその定常特性を検討した<sup>(1)</sup>。本研究では、開発したモータをベクトル制御を用いて速度制御した時の過渡特性についてシミュレーションにより検討を行なったので、その概要を報告する。

### 2. 圧粉磁心を用いた永久磁石同期モータ

図1に試作したモータの軸方向半分について巻線を除いた形状を示す。ロータは軸方向に4つあり、永久磁石が2

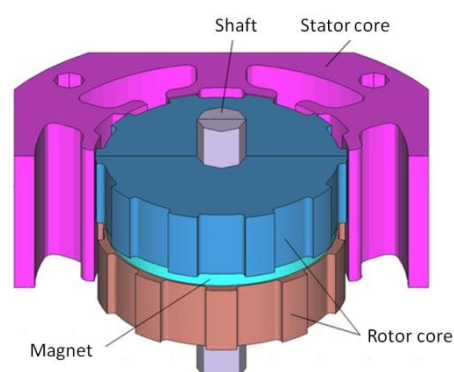


Fig.1. Motor structure (Axial half model).

図.1 モータ構造（軸方向ハーフモデル）

つのロータに挟まれた構成になっている。この構造はハイブリッド型ステッピングモータと同様の構造であるが、本研究では効率の改善を目標とした速度制御で用いるために、通常のハイブリッド型ステッピングモータに比べ小歯の数が少ない。ロータコアは圧粉磁心からなり、その外周に歯を有した形状である。上下に二つあるロータコアは歯が半ピッチずれた状態となる。永久磁石を挟んで一方がN極、他方がS極に磁化されている。

図2にステータ構造を示す。図(a)の圧粉コアではコイルを収めることができる掘り込みを主歯部分に設けており、それにより図(b)の積層コアの巻線と比べて、同じ巻き数で銅損の低減が見込める。

### 3. 過渡特性のシミュレーション

圧粉磁心は積層磁心に比べ磁気特性が悪いことが知られており、成形時の圧縮強度によりその磁気特性が変わり、インダクタンス  $L_d$ ,  $L_q$ , 磁束鎖交数  $\phi$  の値が異なる。また、開発したモータでは主歯の掘り込みのために同じ巻線数でも導線の長さを約23%短くでき、抵抗  $R$  を77%にすることができた。そこで、圧粉磁心でできたモータの特性を検討

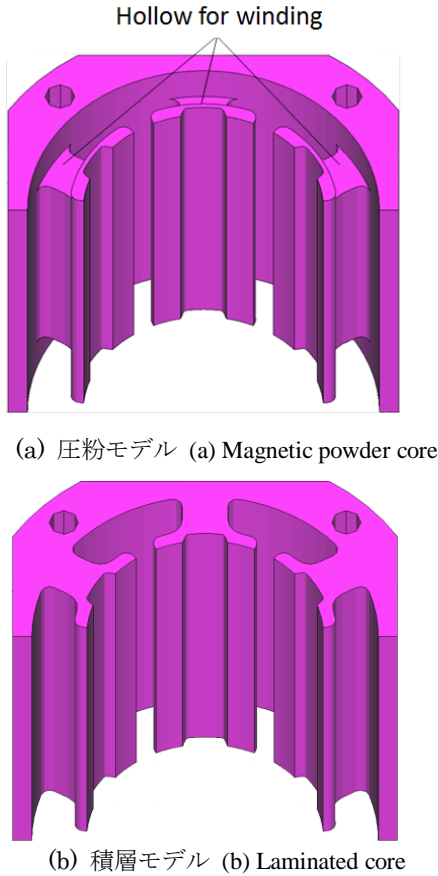
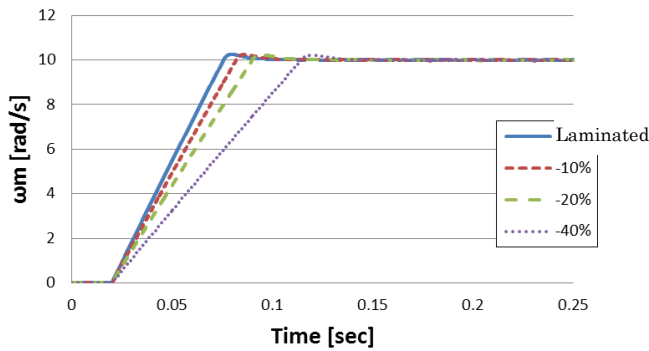
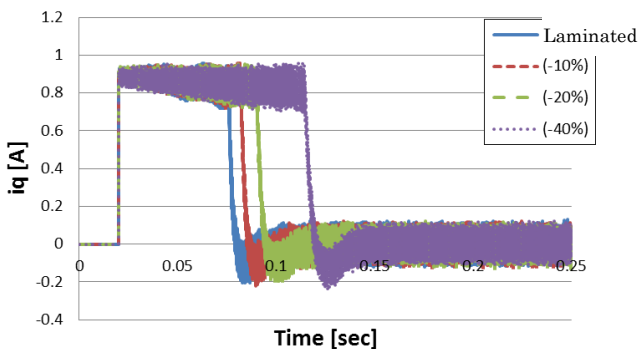


Fig.2. Structure of stator cores.

図.2 ステータコアの構造



(a) Speed responses



(b) Current  $i_q$  responses

Fig.3. Step responses of torque and current.

図.3 速度と電流のステップ応答

するために、文献(2)の方法で測定した積層モータの  $R=0.49 \Omega$ ,  $L_d=1.13\text{mH}$ ,  $L_q=1.50\text{mH}$ ,  $\phi=10.55\text{mWb}$  を用いた場合と、圧粉磁心を用いたモータを模擬するために、 $R$  を 23%減らし、 $L_d$ ,  $L_q$ ,  $\phi$  を同時に-10%, -20%, -40%とした場合について過渡特性をシミュレーションによって検討する。制御系は2つのループからなり、マイナーループとして  $d$  軸,  $q$  軸の電流 P 制御及び  $d$ ,  $q$  軸の非干渉化を行っている。そして外側に速度制御系を持っている。速度制御は PI で、出力である電流指令値にリミッタを付けている。

図3に時刻0.02秒に速度ステップ指令  $10\text{rad/s}$  を入力した時の速度  $\omega_m$  と  $q$  軸電流  $i_q$  の応答を示す。積層鉄新モータの場合、 $i_q$  は素早く立ち上がり、リミッタによりほぼ  $0.9\text{A}$  に制御されている。従って一定の加速度となり、速度は直線的に上昇している。そして指令値を超えたところで素早く収束しているのが分かる。圧粉磁心を用いたモータを模擬した  $R$  を-23%,  $L_d$ ,  $L_q$ ,  $\phi$  を-10%, -20%, -40%とした場合は、 $i_q$  の立ち上がりおよびリミッタでの制御状態はほぼ同じである。速度の応答については、 $\phi$  減少に応じてトルクが減少し、その結果加速時間が長くなっていることが分かる。なお、指令値を超えたところの収束性はほぼ同じであることが分かる。

#### 4. 結論

圧粉を用いた永久磁石同期電動機をベクトル制御を用いて速度制御した場合について、シミュレーションにより検討した。電流指令にリミッタを用いることにより、過渡時も銅損は低減するが、速度応答は磁束鎖交数の低減に応じて、遅くなることが分かった。

#### 文 献

- (1) T. Ishikawa, K. Takahashi, Q. V. Ho, M. Matsunami and N. Kurita, "Analysis of Novel Brushless DC Motors Made of Soft Magnetic Composite Core," IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 48, No. 2, pp.971-974 (2011).
- (2) 島田 敏男, "JEC-TR21001-2005 永久磁石同期機の実験算定法", 電気規格調査会テクニカルレポート, pp.7-8 (2006)



# シリコン細線導波路用セグメント型スポットサイズ変換器

鈴木 光騎\* 押切 英也 高崎 竜太郎 宮嶋 淳  
依田 秀彦 白石 和男 (宇都宮大学)

Spot-size converters for silicon photonic-wire waveguides using segmented waveguides

Akinori Suzuki\*, Hideya Oshikiri, Ryutaro Takasaki, Jun Miyajima

Hidehiko Yoda, Kazuo Shiraishi, (Utsunomiya university)

キーワード：スポットサイズ変換器，光導波路，シリコン細線導波路，ダウンテーパ，セグメント導波路  
(Keywords, Spot-size converter, Optical waveguide, Si-wire waveguide, down-taper, Segmented waveguide.)

## 1. 背景

近年，光通信技術の発達により大容量かつ高速な通信が可能となっている．光信号処理の高速化と高機能化を将来の目的として VLSI との整合性に優れたシリコン細線導波路デバイスの研究が各国で進められている．シリコン細線は光の強い閉じ込め効果により曲げ損失特性に優れている一方で光ファイバとの接続が困難である問題を抱えている．シリコン細線導波路の MFD (Mode Field Diameter) が  $0.3\mu\text{m}$  前後であるのに対して，通信用光ファイバの MFD は 30 倍近い  $10\mu\text{m}$  であり，単純に接続すると大きな接続損失が生じる．

この問題を解決するため SSC (Spot-Size Converter) が提案されている．SSC はシリコン細線導波路の MFD を拡大させる素子であり，既に様々な構造が提案<sup>(1)</sup>されている．これまで我々は，アップテーパ型<sup>(2)</sup>，ダウンテーパ型<sup>(3)</sup>，及びトンネル結合型<sup>(4)</sup>の SSC を提案し，低損失性や偏波無依存性を実証した．今回，シリコン細線導波路と SSC を一括して作製できる特長があるセグメント型 SSC<sup>(5-7)</sup>に着目し，その特性の数値的解明と等価的な構造による実験的検証を行ったので報告する．

## 2. 目的

Fig.1 (a)に示すようにセグメント導波路(以下 S-WG と略す)はシリコン細線導波路をビーム伝搬方向にセグメント化した構造であり，セグメントを次第に疎に配置することにより光の閉じ込め効果を緩やかに減少させ，MFD を次第に拡大することができる．S-WG を用いた SSC はシリコン細線を作製する過程で同時に作製可能であるため，SSC が一体化された集積光回路を一括して作製することが出来る．

本研究では先ずシリコン細線用 S-WG 型 SSC の基礎特性を数値解析により明らかにし，次に S-WG 型 SSC と同等な，ダウンテーパ型 SSC を試作して SSC の動作特性を検証する．

## 3. S-WG 特性の数値解析

Fig.1(a) は S-WG 型 SSC の概略図であり，その等価的 2 次元モデル (スラブモデル) の構造を 1(b)に示す．Fig.1(b)においてセグメント導波路の全長を  $L$ ，セグメントコアのビーム伝搬方向長さを  $\delta L$ ，波長を  $\lambda$  ( $1.55\mu\text{m}$ )，構造周期を  $\Lambda$ とした．コアが伝搬方向に一様に存在した場合のスラブ導波路に対するセグメント化されたコアの充填率を  $F$ とする．ここで， $F = \delta L / \Lambda$ と定義する．

Fig.2 に TE および TM-Like mode を S-WG SSC に入射させた場合の数値解析結果を示す．計算には FDTD 法を用いた．Equivalent slab は後に説明する等価スラブ導波路である．Fig.2 より，TM-like mode の方が TE-like mode より MFD が大きくなるのがわかる．S-WG では TE-like

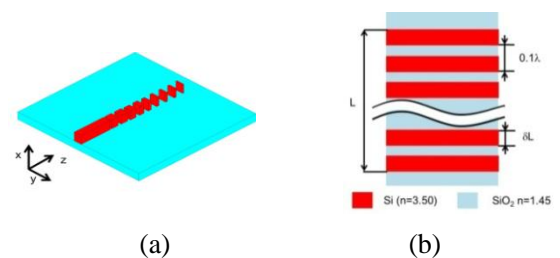


Fig.1. セグメント導波路. (a)構造外観図, (b)スラブ構造計算モデルの側面概念図.

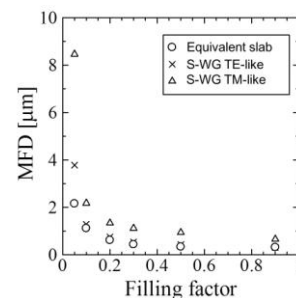


Fig.2. TE 及び TM like mode の MFD の充填率依存性の数値解析結果.

mode の閉じ込めの方が TM-like mode よりも強いことがわかる。すなわち、S-WG 型 SSC は偏波依存性があることを示している。

計算に際しては、入射モードに等価的スラブ導波路モードを導入し、S-WG 特有のモードを明らかにする工夫を行った。先に述べた充填率の定義から、 $F$  を等しくする等価スラブ導波路を設定する。このスラブ導波路はセグメント化される前の厚さ 220 nm のスラブ導波路の厚さを  $F$  に対応させて薄くしたものである。等価スラブ導波路の厚さを  $d$  としたとき、等価スラブ導波路の充填率を  $F=d/220$  とする。S-WG に等しい  $F$  をもつ等価スラブ導波路に対する基本モードを入力することにより、伝搬する MFD の変化が減少した。これは、入射モードが S-WG の固有伝搬モードにより近くなることにより、比較的短い素子長であっても安定した S-WG の伝搬特性が明らかにできることを表している。

Fig.3 は等価スラブ導波路を導入した解析結果である。図中の枠内に基本モードを設定する際の構造を示した。厚さ 220nm のスラブ導波路に対する基本モードを S-WG に入射させた場合の解析結果は S-WG TE-like(220 [nm] slab)と表記し、long がついているものに関しては、他の解析例よりも素子長が長尺(50 $\lambda$ )であるものを指す。この結果から S-WG では入射モードを等価スラブ導波路に対する基本モードとし、伝搬長を長尺化させることによって等価スラブ導波路の固有モードに近くなるという性質が明らかになった。

S-WG を長距離伝搬させた際の MFD の解析結果を Fig. 4 に示す。入射モードを等価スラブ導波路の固有モードとした場合、コア厚 220nm のスラブ導波路の固有モードを入射させたときに比べ、より短い距離で MFD が収束することがわかる。これは、コア厚 220nm のスラブ導波路よりも等価スラブ導波路の固有モードが S-WG の伝搬モードに近いことを表しているためと考えられる。

#### 4. SSC の作製

本研究では S-WG 型 SSC を直接作製するのではなく、Fig.5(a)に示すような、等価なダンテーパー構造を採用することにより S-WG 型 SSC の動作の検証を行った。ダンテーパー型 SSC は、先行研究において偏波依存性を無くすために水平方向アップテーパーとの縦続接続により構成された例が報告されている<sup>(3)</sup>。この先行技術を利用して SSC を作製した。シリコン導波路幅は 0.4  $\mu\text{m}$  とし、SSC のダンテーパー部も同幅のままとした。垂直方向のダンテーパーが、水平方向と垂直方向双方のビーム拡大作用を担っている。ダンテーパー部が S-WG の  $F$  を伝搬方向に連続的に減少させる作用をもつ。

Fig.5(b),(c)は作製したダンテーパー型 SSC の NFP (Near-Field Pattern)測定結果である。5(b)に示すように TE-like mode の MFD は  $2.76 \times 2.70 \mu\text{m}^2$  である。同様に 5(c)は TM-like mode の光強度分布であり、MFD は  $3.55 \times 3.58 \mu\text{m}^2$  である。シリコン細線導波路の MFD は TE-like mode が  $0.41 \times 0.35 \mu\text{m}^2$ 、TM-like mode が  $0.32 \times 0.46 \mu\text{m}^2$  であることから、ダンテーパー型 SSC により MFD が十分拡大されていることがわかる。この MFD は TE-like mode

の MFD より大きく、本 SSC は偏波依存性があることがわかる。

#### 5. 結論

S-WG 構造を利用したシリコン細線用 SSC の光学特性を数値解析により明らかにした。セグメント導波路においては TM-like mode が TE-like mode よりも光の閉じ込め効果が弱く MFD の拡大は効果的に行われることを示した。また、2次元スラブモデルを用いて S-WG 型 SSC の特性を推定できることを示した。S-WG 型 SSC と等価なダンテーパー構造を有する SSC を試作し、シリコン細線導波路の MFD を TE-like mode で約 7 倍、TM-like mode で約 8 倍に拡大できることを示した。また、本 SSC は偏波依存性があることを数値的、実験的に明らかにした。

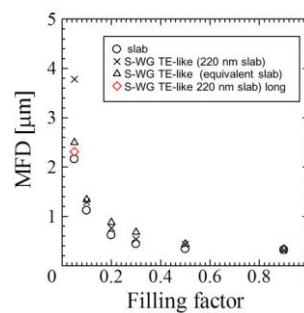


Fig. 3. 等価スラブ導波路および S-WG の MFD.

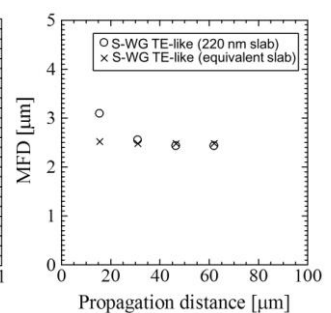


Fig. 4. MFD の伝搬距離依存性計算結果。

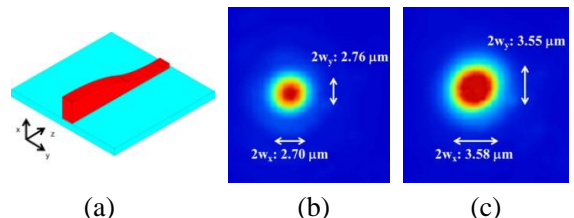


Fig. 5. ダウンテーパー型 SSC の NFP 測定結果. (a)シリコン細線ダウンテーパーの概念図, (b)TE-like mode および (c)TM-like mode.

#### 文 献

- (1) T. Tsuchiza, et al., in Proceedings of 15th Annual Meeting IEEE LEOS (Glasgow, Nov. 2002), 287-288.
- (2) K. Shiraishi et al., Appl. Phys. Lett. **91**(14), 141120 (2007).
- (3) K. Shiraishi, et al., Opt. Exp., vol.20, no.22, pp.24370-24375, (2012).
- (4) K. Shiraishi et al., The 9th International Conference on G-IV Photonics (GFP), San Diego, CA, Aug. 2012.
- (5) 日景, 千葉, 上塚, 信学ソ大, C-3-69, (2002).
- (6) Z. Weissman, et al., Electron. Lett., vol.28, no.16, pp. 1514-1516(1992).
- (7) Z. Weissman et al., IEEE Journal of Lightwave Technol., vol.11, no.11, pp. 1831-1837 (1993).

# TO チューナブル波長フィルタ省電力化のための局部薄型加工

水沼 秀聡\* 依田 秀彦 (宇都宮大学)

Local thinned to reduce power consumption TO tunable wavelength filter

Hideaki Mizunuma, Hidehiko Yoda (Utsunomiya University)

## 1. はじめに

近年のインターネットの急速な普及に伴い、将来の光アクセス網の更なる高速・広帯域化が望まれている中、注目されている次世代技術に波長分割多重伝送方式(WDM-PON: Wavelength Division Multiplexing Passive Optical Networking)がある。WDM-PON方式では各ユーザーに目的としている一つの波長を割り当てることで高速かつ大容量伝送が可能になるというものだが、送信波長の異なる ONU を用意しなければならず莫大なコストがかかり保守運用性に欠けるため ONU を共通化し、カラーレス化(波長に依存しない)技術が求められている。そのキーデバイスとなるのがチューナブル波長フィルタである。

熱光学効果を利用して動作する TO-BPF(Thermo Optic Bandpass Filter)では応答向上と省電力化に課題がある。今回、基板の薄型化をすることでフィルタの熱容量を小さくし、ヒータ膜を加熱する消費電力を抑えることを目的として実験を行った結果を報告する。

## 2. 薄型加工方法

基板の薄型加工は 5 つの工程がある。まず①ダイシングソーによるチップ化を行い、次に②自動研磨装置により基板全体を研磨し、そして③局部的に薄型化をするため、超音波ドリルによる局部切削をする。その後、④底面の平面化のため卓上ボール盤で局部研磨を行い、最後に⑤基板を極限まで薄型化するためにフッ化水素酸によってウェットエッチングをする。

③局部切削と④局部研磨の工程を、図 1 に示す。局部切削では超音波ドリルを上下方向に振動させながらアルミナ砥粒を使用し目標の穴深さまで切削する。局部研磨は卓上ボール盤に自作研磨治具をとりつけ回転させながら 9 $\mu$ m, 3 $\mu$ m, 0.5 $\mu$ m の研磨砥粒を使って研磨していく。

## 3. 実験結果

### (a)局部切削

局部切削は 2mm 直径のドリルを使用して残り厚

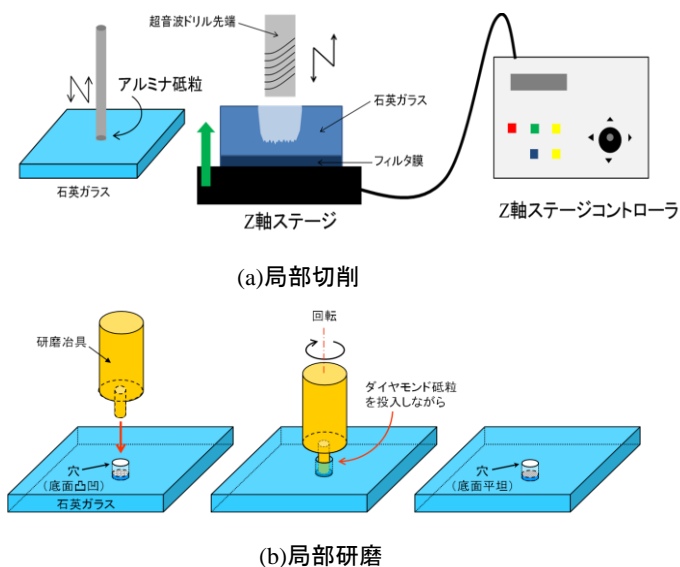


図 1. 局部切削と局部研磨

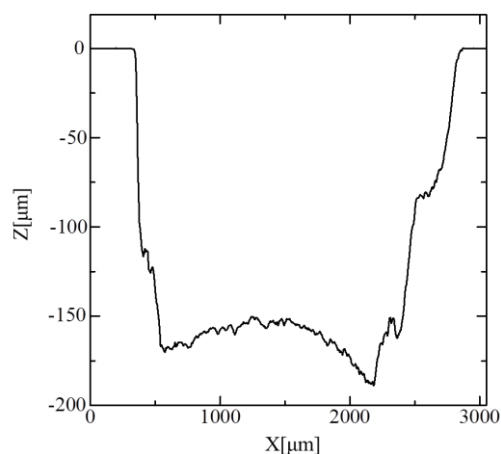


図 2. 局部切削後の穴断面

200 $\mu\text{m}$  を目標に切削を行った。切削後の穴断面を図 2 に示す。この時点では穴底面の凹凸が大きく平坦ではないため、光を通した時に大きな透過損失が発生する。

#### (b) 局部研磨

局部研磨では穴底面の平面化を図り、9 $\mu\text{m}$ , 3 $\mu\text{m}$ , 0.5 $\mu\text{m}$  径の研磨砥粒を使った。図 3 に研磨後の穴断面を示す。この穴は局部研磨を 9 $\mu\text{m}$  径の研磨砥粒で 15 分、3 $\mu\text{m}$  径で 30 分、0.5 $\mu\text{m}$  径で 45 分行ったものである。底面の凹凸は局部切削後と比べるとほとんどなくなり曲率半径も 80mm とかなり平坦に近くなった。

#### (c) 透過損失測定

研磨後の穴底面は完全な平面ではなく曲率や凹凸のため穴を通る光に透過損失が生じる。穴底面での透過損失について測定するため、加工穴に光を通した時と加工していない部分に光を通した時の比較をした。透過損失は加工したフィルタと受光部との距離が離れれば大きくなるため、距離を変えながら測定した。その結果を図 4 に示す。10cm までであれば透過損失がほとんどないと分かり、20cm 離しても 10% 以下の透過損失であることが分かった。

## 4. 結言

TO チューナブル波長フィルタの省電力化を目指した局部薄型加工を行い、底面の平面化が行えた。

今後は白色光を使用した局部加工部の残り厚を高精度に評価する。また、更なる薄型化のためフッ化水素酸を用いたウェットエッチングを行う。

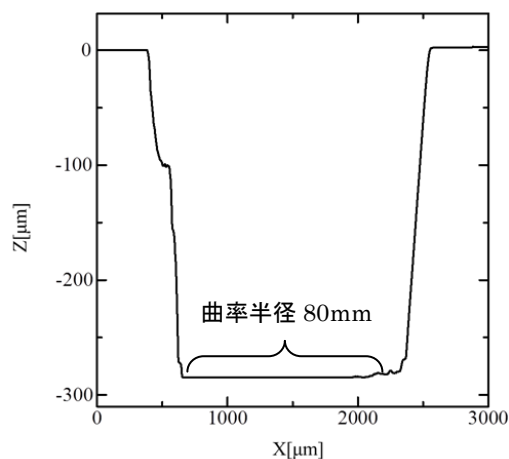


図 3. 局部研磨後の穴断面

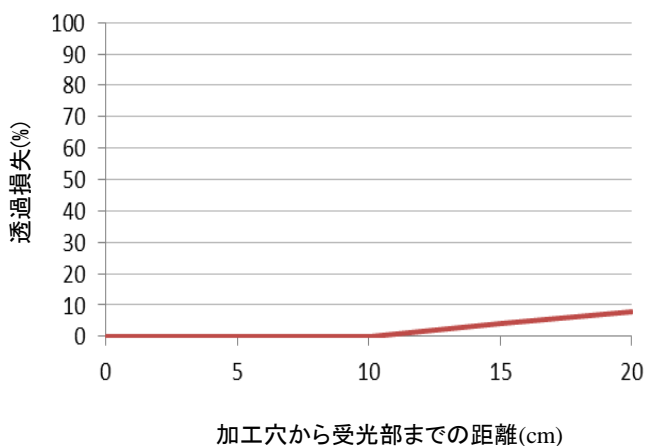


図 4. 加工穴での透過率損失

## 参考文献

- (1) 田代 拓也 依田 秀彦, “a-Si:D/SiO<sub>2</sub> 多層膜波長可変フィルタチップの応答評価”, 信学会東京支部学生会研究発表会, No.175(2011)
- (2) 田代 拓也, “温度制御型チューナブル波長フィルタチップの応答向上と省電力化に関する研究”, 宇都宮大学修士学位論文

# Si/SiN 多層膜フィルタの作製と評価

川崎将人\*, 依田秀彦 (宇都宮大学)

Fabrication and characterization of Si/SiN Multilayer filter

Masato Kawasaki, Hidehiko Yoda (Utsunomiya University)

キーワード:光フィルタ,熱光学効果,SiN 膜

(Optical filter, Thermo-optic effect, Silicon nitride film)

## 1.はじめに

光通信のさらなる高速・大容量化が求められている中,将来の光アクセス網として注目されているのが WDM-PON (Wavelength Division Multiplexing-Passive Optical Network)である。現在 WDM-PON では終端装置である ONU(Optical Network Unit)のカラーレス化が課題となっており,チューナブル波長選択フィルタの開発が求められている。今回,高屈折率層とスペーサ層を屈折率温度係数が高い重水素化アモルファスシリコン(a-Si:D),低屈折率層を耐熱性のよいシリコンナイトライド(SiN)とし,熱光学効果を用いたチューナブル波長選択フィルタの試作と評価を行ったので報告する。

## 2.チューナブル波長選択フィルタの構造

今回作製した多層膜バンドパスフィルタ(多層膜 BPF)の構造を図1に示す。高・低屈折率材料としてそれぞれ a-Si:D と SiN を用いている。スペーサ層の a-Si:D は大きな屈折率温度係数をもつので,フィルタ温度の変化によって,フィルタ透過波長が大きく変わる。また低屈折率層の SiN はバリア特性をもち,高温時の水素離脱を防ぎ吸収増加を抑制する。ミラー層数やスペーサ層厚を増やすことで狭帯域な多層膜 BPF を作製することができる。

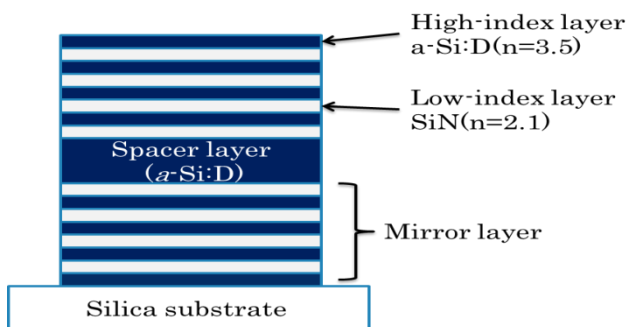


図1 多層膜フィルタの構造

Fig. 1 The structure of Multilayer filter

## 3.作製

今回作製にあたり in-situ 光学モニタリング可能な高周波マグネトロンスパッタを用いた。多層膜フィルタ成膜中にレーザ光を照射し,反射率を in-situ モニタすることで各層の光学膜厚を  $m\lambda_0/4$  ( $m$ :次数, $\lambda_0$ :中心波長)にする極値法を用いて制御を行う。成膜中はヒータと熱電対で基板温度をフィードバック制御し,160°C一定に保つ。

## 4.光学特性の評価

作製した多層膜 BPF の透過スペクトルを図2に示す。最大透過率 56%(設計値 90%),半値幅 1.2nm(1.5nm),a-Si:D の消衰係数  $3.2 \times 10^{-4}$  ( $1.0 \times 10^{-4}$ ) という光学特性が得られた。

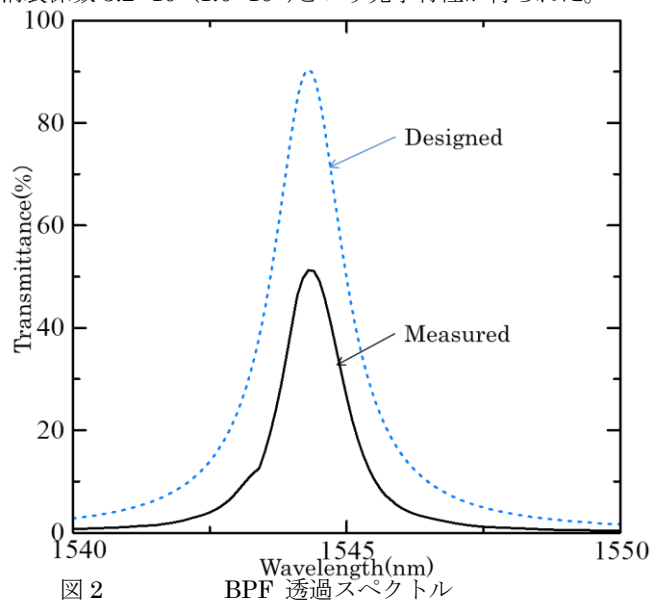


図2 BPF 透過スペクトル

Fig. 2 BPF transmission spectra of the filter

次に多層膜フィルタを 280°C,1h の条件でアニール処理した。アニール前後の透過スペクトルの変化を図3に示す。アニールによって,中心波長の短波長側へのシフトが確認できた。またアニール後の最大透過率 56.3%,半値幅 1.1nm,

となりアニール前での光学特性はほぼ同じであった。中心波長のブルーシフトは多層膜フィルタ作製時の膜応力がアニールによって緩和されたためと考えている。

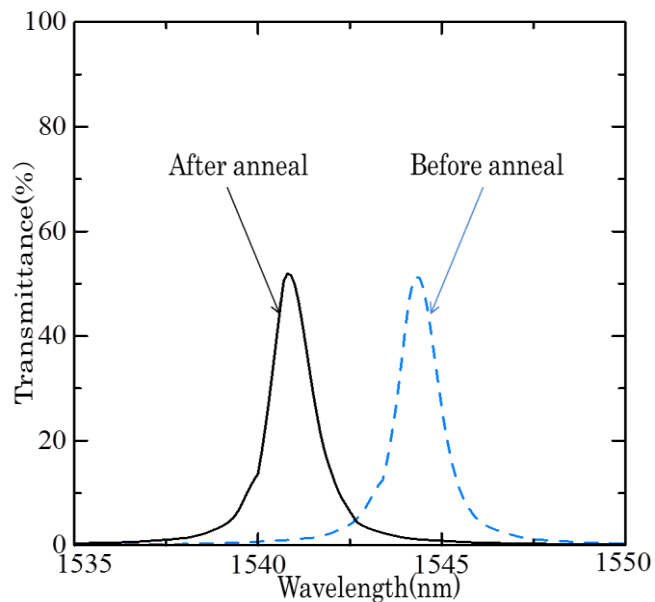


図3 アニール前後の透過スペクトル

Fig. 3 Transmission spectra before and after anneal

### 5.Si/SiN 多層膜フィルタの耐熱性評価

多層膜フィルタの耐熱性確認のため実験を現在行っており、発表において報告したい。

#### 参考文献

[1]塚原, 依田, 白石, "a-Si:H/SiO<sub>2</sub> 多層膜光波長フィルタのチューニング特性," 信学会東京支部学生会研究発表会, 114 (2008).



# Si/SiO<sub>x</sub> 多層膜フィルタの作製と消衰係数評価

サナテム ウォンビライ\*, 依田秀彦 (宇都宮大学)

Fabrication and Extinction Coefficient Characterization of Using Si/SiO<sub>x</sub> in Multilayer filter  
Vongvilai Sanatem\*, Hidehiko Yoda(Utsunomiya University)

キーワード：光フィルタ, 熱光学効果, Si/SiO<sub>x</sub>膜  
(Optical filter, Thermo-optic effect, Si/SiO<sub>x</sub> film)

## 1. はじめに

5~10年後の光ファイバ加入者系通信網では、ユーザ宅に設置されるONU（光回線終端装置）の中に、小型で高信頼性のチューナブル波長選択フィルタが必須となる。光ファイバ中には数10~100もの波長多重化信号が伝搬している。ユーザへの波長割当や波長数増加に対して柔軟に対応するため、ONUにはカラーレス化（全波長対応）が強く要求されている。チューナブル波長選択フィルタは、波長多重化信号の中から所望の波長を可変選択する光波制御素子であり、カラーレスONUを実現するためのキーデバイスとなる。

我々は、カラーレスなONU用途に、高生産性かつ高性能なチューナブル波長選択フィルタチップの開発を進めている。本フィルタはシリコンを用いた多層膜フィルタであり、シリコンのもつ大きな屈折率温度依存性を利用して、フィルタ温度制御により透過波長を選択する。

今回、a-Si:D/SiO<sub>x</sub> (x=2) 多層膜フィルタの作製を行い、フィルタの光学特性とa-Si:D膜の消衰係数を評価した結果について報告する。

## 2. フィルタの構造

今回作製するフィルタの構造を図1に示す。基板上に高屈折率と低屈折率の薄膜を交互に積層した誘電体交互多層膜フィルタである。高屈折率層に重水素化アモルファスシリコン a-Si:D (屈折率 3.5), 低屈折率層に SiO<sub>2</sub> (屈折率 1.444) を用いる。光学膜厚 (屈折率×物理膜厚/λ<sub>0</sub>) が 0.25λ<sub>0</sub> (設計波長 λ<sub>0</sub>=1550 nm) の高/低屈折率層をそれぞれ H と L で表すと、フィルタ構造は、基板 | (HL)<sup>3</sup> 6H (LH)<sup>3</sup> | 空気と表現される。図1の構造は、HL 交互多層膜の高反射ミラーをスペーサ層の上下に配置したものであり、全体として Fabry-Perot 共振器である。FP 共振器は、特定波長 λ<sub>0</sub> を透過するバンドパスフィルタ (Band Pass Filter : BPF) として機能する。

## 3. フィルタの作製

図1の多層膜BPFを作製するために、高周波マグネトロンスパッタリング装置を用いた (図2)。ターゲットには Si を用い、Ar+D<sub>2</sub> ガスと Ar+D<sub>2</sub>+O<sub>2</sub> ガスの切替によって、それぞれ a-Si:D 層と SiO<sub>2</sub> 層を成膜できる。a-Si:D 層と SiO<sub>2</sub> 層の切替え時には、1層ごとにシャッターを閉じる。基板温度を成膜中も一定温度(160℃)になるようフィードバック制御する。また基板には石英 (20×30×0.5mm) を用いた。

a-Si:D/SiO<sub>2</sub> 多層膜フィルタの作製には、各層の膜厚を精度良く作る

必要がある。そのために、図2のようにスパッタ装置の上部に in-situ 光学膜厚モニタ系 (In-situ モニタ) を設置して、リアルタイムに多層膜の光学膜厚を測定する。In-situ モニタ (図2) では、モニタ用レーザー光源から設計波長の単色光が射出され、光カプラによって 70:30 に分岐される。30%の光は、光源の時間変動を考慮するためのリファレンスとなる。70%の光 (モニタ光) は、シングルモードファイバを通してチャンバ内に導入され、ファイバ先端のコリメート用レンズから石英基板に入射される。そして基板下面の多層膜にて反射され、チャンバ上部の窓から射出してディテクタで受光される。基板からの反射率を成膜中ずっとモニタし続け、反射率の極値を検出することによって、成膜中の多層膜の膜厚を知ることができる。

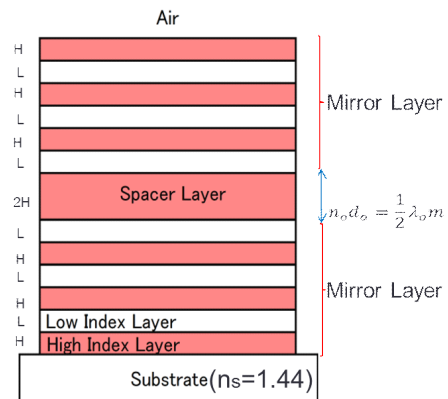


図1 多層膜フィルタ構造

Fig.1 Structure of the optical filter

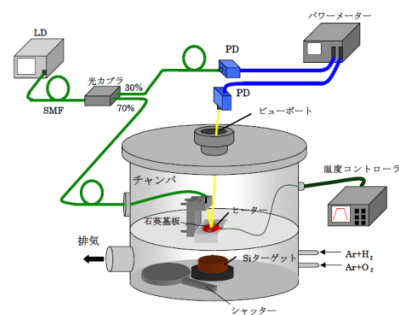


図2 スパッタ装置と光学膜厚モニタ系

Fig.2 Fabrication system

図3に、成膜したときのモニタ反射率時間変化の実験結果および設計結果を示す。スペーサ層直後のL層(図3のL<sub>10</sub>)ではモニタ反射率の変化量が最も小さく、極値の検出つまりH層への切替え判断が難しい。そのためL<sub>10</sub>層の膜厚誤差が大きくなり、L<sub>10</sub>層以降のモニタ反射率誤差に影響している。

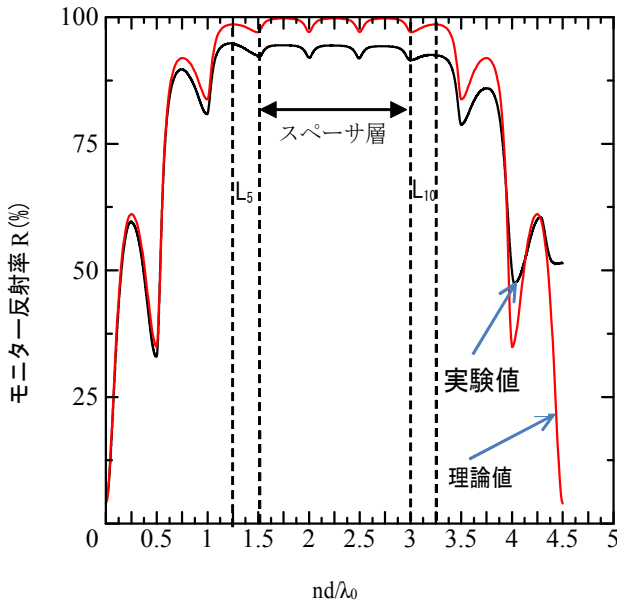


図3 成膜時のモニタ反射率変化  
Fig.3 Result of monitoring reflectance

作製したa-Si:D/SiO<sub>2</sub>多層膜フィルタを、ダイシングソーで切り出し3×3 mm口にチップ化する。その後アニール処理(60分かつ280°Cで加熱)を行う。

#### 4. 光学特性と消衰係数の評価

##### (a) フィルタの光学特性

チューナブルLD光源とフォトディテクタを利用した波長高分解能なスペクトル測定系(図4: LD-PD分光測定装置)を用いて、フィルタチップの透過スペクトルと反射スペクトルを評価した。

測定結果を、図5に示す。アニール処理前の透過波長は1561.2 nm、透過率は53%、半値全幅は2 nmであった。またアニール処理後の透過波長は1557.1 nm、透過率は61%、半値バンド幅が1.4 nmとなった。設計した透過率は96%、半値バンド幅が0.8 nmである。測定値と実験値とが異なる原因が、①スペーサ層a-Si:Dの吸収増加、②膜厚誤差(特にL<sub>10</sub>層)によるミラー層反射率の低、にあると推定している。

##### (b) a-Si:Dの消衰係数

図5のスペクトル特性の結果からスペーサ層材料(今回a-Si:D)の消衰係数を算出できる。

$$k = \frac{n_1}{2m\pi\sqrt{F}} \times A_{\max} \quad (1)$$

ここで、 $n_1$ はスペーサ層の屈折率、 $m$ はスペーサ層の膜厚に関する次数、 $F$ はフィネス、 $A_{\max}$ は吸収スペクトルの最大値である。アニール処理後の消衰係数は $0.8 \times 10^{-4}$ であった。 $10^{-4}$ オーダーの小さな消衰係数を従来法(エリプソなど)で評価することは難しい。Fabry-Perot共振器構造によって、 $10^{-4}$ オーダーの小さな消衰係数を評価できることを実証した。

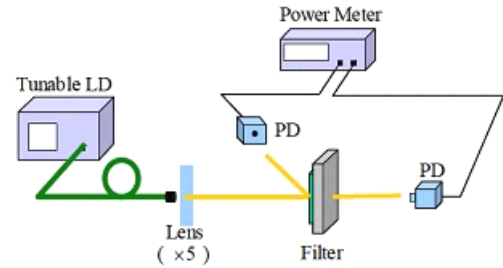


図4 LD-PD分光測定装置  
Fig.4 Spectral measurement device

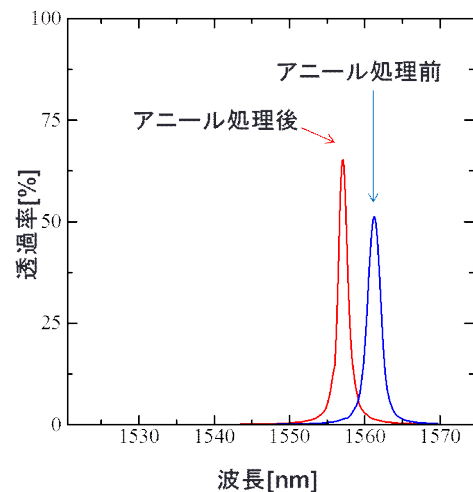


図5 アニール処理前後の透過スペクトル  
Fig.5 Transmission spectra before and after annealing

#### 5. まとめ

a-Si:D/SiO<sub>2</sub>多層膜バンドパスフィルタを作製し、光学特性と消衰係数を評価した。光学膜厚モニタにおけるフィルタ作製上の課題点を明らかにした。アニール処理することによって透過率が向上することがわかった。 $10^{-4}$ オーダーの小さな消衰係数を評価できた。

今回明らかになった作製上の課題を今後解決して、多層膜バンドパスフィルタの光学特性と作製再現性の向上を図っていきたい。

#### 参考文献:

- (a) 晴山, 依田, "a-Si:Dを用いたチューナブル波長フィルタの温度特性," 応用物理学関係連合講演会, 30p-TF-1, 2009年3月.
- (b) 四ノ宮, 依田, "a-Si:D/SiO<sub>2</sub>多層膜を用いたマルチキャビティ型チューナブルバンドパスフィルタ," 信学総大, C-3-52, 2010年3月.

# コバルトドープ酸化チタン薄膜の作製と光磁気特性に関する研究

杉山 友希\* 高橋 新 佐久間 洋志 石井 清 (宇都宮大学)

Research on preparation and magneto-optical properties of Co-doped TiO<sub>2</sub> films  
Tomoki sugiyama\*, Arata Takahashi, Hiroshi Sakuma, Kiyoshi Ishii (Utsunomiya University)

キーワード：酸化物磁性半導体, 光磁気特性, TiO<sub>2</sub>, ガスフロースパッタ法

(Keywords, magnetic oxide semiconductors, optical-magneto properties, TiO<sub>2</sub>, gas flow sputtering)

## 1. 研究背景および研究目的

少量の磁性金属元素を添加した酸化亜鉛や酸化チタン等の酸化物は、室温で強磁性を示すワイドギャップ半導体として知られている。近年、このような強磁性半導体において、光によって磁化を制御できることが発見され注目されている。その例として、Mn ドープ ZnO において、光照射による飽和磁化の制御<sup>(1)</sup>が報告されている。酸化物磁性半導体はドーパントの分散状態やナノ構造を制御することにより、光学的、電氣的、磁氣的性質あるいはそれらの相互作用を制御できる物質であり、新しいデバイス開発において非常に魅力的である。その中で Co ドープ TiO<sub>2</sub> を用いた光誘起磁化の研究例はなく、光、磁気、電気伝導の相互作用を調べることにより、新奇な特性を発見できる可能性がある。そこで、本研究ではガスフロースパッタ(GFS)法を用いて Co ドープ TiO<sub>2</sub> 薄膜を作製し、光照射による磁気特性の変化を明らかにすることを目的とした。

## 2. 実験方法および実験結果

GFS 法により Co ドープ TiO<sub>2</sub> 薄膜を作製した。ターゲットとして Co 片を埋め込んだ内径 5 mm の Ti チューブを使用し、基板には石英ガラスを用いた。ターゲット後方から 500 sccm の Ar ガスを導入し、圧力を 130 Pa に保った。放電電流を 1.5 A とし、10 min または 30min 堆積を行った。堆積した薄膜を 700°C の酸素中で 60 min アニールした後、さらに 700-900°C の 3%H<sub>2</sub>/Ar 中で 60 min アニールした。

先行研究として、Mn ドープ GaAs において、キュリー温度付近において光照射による保磁力の変調<sup>(2)</sup>やバンドギャップ程度のエネルギーの光を照射することによる光誘起磁化回転<sup>(3)</sup>が報告されているため、まず TiO<sub>2</sub> のバンドギャップにほぼ相当する波長 405 nm の光を照射することによる磁化曲線の変化を測定した。図 1 はその結果である。保磁力

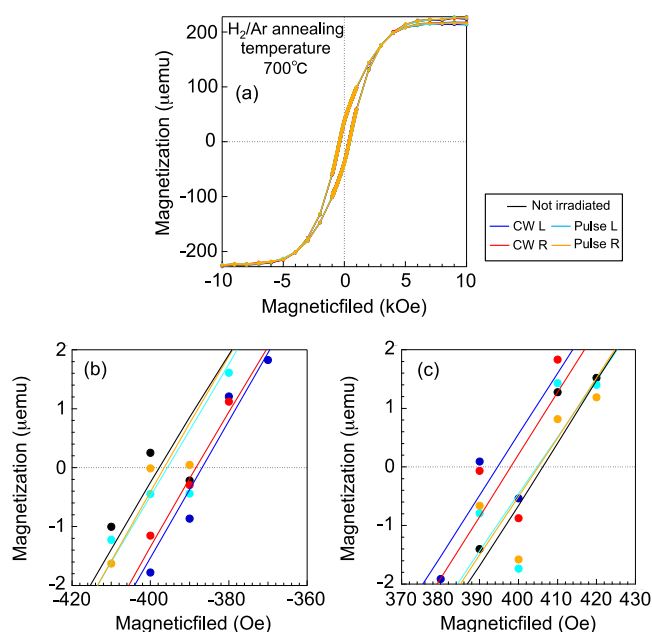


図 1 (a)CW 及びパルスレーザー( $\lambda = 405$  nm)を照射したときの磁化曲線。(b)マイナス側および(c)プラス側の保磁力付近の拡大図。

Fig. 1. (a) Magnetization curve when irradiated with laser of CW and pulse mode ( $\lambda = 405$  nm). Enlarged view of the coercive force of (b) the negative side and (c) the positive side.

付近の拡大図(図 1(b)(c))からわかるように、CW レーザー照射時に保磁力の減少が観測された。しかし、円偏光の左右による違いは観測されなかった。光誘起磁化であれば円偏光の左右により磁化の回転方向が異なるため、これは光を照射したことにより試料の温度が上昇し、熱エネルギーの影響で磁化が揺らぎ、保磁力が減少したことが原因である可能性がある。

本実験セットアップでは室温以外での測定が困難である。そこで次に、3% $H_2$ /Ar 中のアニール温度を調整することによって室温付近にキュリー温度をもつ試料の作製を試みた。キュリー温度は600°Cでアニールした試料は80 K以下となり、625°C以上でアニールした試料は400 K以上だった。したがって、キュリー温度を室温付近にするためには600-625 °Cの間の温度でアニールする必要があるが、この範囲の温度でのアニールは今後の課題である。

### 3 まとめ

GFS 法により Co ドープ  $TiO_2$  薄膜を作製した。試料に CW レーザーを照射しながら磁化曲線を測定したところ、保磁力の減少が観測されたが、円偏光の左右による違いは観測されなかった。光誘起磁化であれば円偏光の左右により磁化の回転方向が異なるため、これは光を照射したことにより試料の温度が上昇し、熱エネルギーの影響で磁化が揺らぎ、保磁力が減少したことが原因である可能性がある。また、キュリー温度を室温付近にするためには600-625 °Cの間の温度でアニールする必要がある。今後、室温付近にキュリー温度をもつ試料で同様の実験を行うことにより光誘起磁化が発現する可能性がある。

## 文 献

- (1) Stefan T. Ochsenbein, Yong Feng, Kelly M. Whitaker, Ekaterina Badaeva, William K. Liu, Xiaosong Li and Daniel R. Gamelin: "Charge-Controlled Magnetism in Clloidal Doped Semiconductor Nanocrystals", *Nature. Nanotech.*, Vol.4, No.10, pp.681-687 (2009).
- (2) A. Oiwa, T. Slupinski and H. Munekata: "Control of magnetization reversal process by light illumination in ferromagnetic semiconductor heterostructure  $p$ (In,Mn)As/Gasb", *Appl. Phys. Lett.*, Vol.78, No.4, pp.518-520 (2001).
- (3) A. Oiwa, Y. Mitsumori, R. Moriya, T. Slupinski and H. Munekata: "Effect of Optical Spin Injection on Ferromagnetically Coupled Mn Spins in the III-V Magnetic Alloy Semiconductor (Ga,Mn)As" *Phys. Rev. Lett.*, Vol.88, No.13 pp.137202/1-4 (2002).

# 固有ジョセフソン接合の通信応用へ向けた基礎研究

倉成 友理, 田村 晃一, 及川 大, 入江 晃亘, 八巻 和宏 (宇都宮大学)

Basic study for wireless communication using intrinsic Josephson junctions

Yuri Kuranari, Koichi Tamura, Dai Oikawa, Akinobu Irie, Kazuhiro Yamaki (Utsunomiya Univ.)

キーワード：固有ジョセフソン接合, 交流ジョセフソン効果

(Keywords : intrinsic Josephson junctions, ac-Josephson effect)

## 1. はじめに

近年, 医療, セキュリティーなどのさまざまな分野でテラヘルツ(THz)電磁波が注目されている. THz 波は電波の透過性と光波の直進性をあわせもち, それらの特徴を活かした研究が世界的に進められている. しかしながら, 従来の THz 帯域の研究で用いられている光学システムは, 複雑かつ大掛かりで, システムのコンパクト化は重要な課題である. この課題を克服するため, 我々はビスマス系高温超伝導体に内在する固有ジョセフソン接合を利用した高周波デバイスの研究を進めている. 高温超伝導体は THz 帯に超伝導エネルギーギャップをもつため, THz 波帯域のデバイスとして期待されており, 本研究では, コンパクトな高周波デバイスの開発を目指し, 固有ジョセフソン接合(IJJ)を利用した通信応用に向けた基礎研究を行った.

## 2. 送信・受信素子

自己フラックス法により成長した高温超伝導体  $\text{Bi}_2\text{Sr}_2\text{CaCuO}_y$  (BSCCO) 単結晶 ( $T_c \sim 90$  K) を, 電子線リソグラフィ, フォトリソグラフィ, Ar イオンミリング等の技術を用いてメサ構造に微細加工し, 送信・受信素子を作製した.

### <2.1> 送信素子

送信素子の顕微鏡写真と概略図を図 1 に示す. メサの大きさは長さ:  $L = 290 \mu\text{m}$ , 幅:  $w = 70 \mu\text{m}$  である. また, 4.2 K における代表的な電流-電圧 ( $I$ - $V$ ) 特性を図 2 に示す. メサに内含される接合数  $N$  は 350 である. 臨界電流は  $I_c = 38.1$  mA であり, 高バイアス領域の準粒子トンネル特性において, 負性抵抗が現れている. 後述するようにこの負性抵抗領域の特定電流にバイアスすることでサブ THz 帯の電磁波を発振する.

### <2.2> 受信素子

図 3 に受信素子の顕微鏡写真と概略図を示す. 4.2 K における  $I$ - $V$  特性を図 4 に示す. THz 波を検出するために広帯域ボウタイアンテナが施してある. メサの大きさは長さ:  $L = 5 \mu\text{m}$ , 幅:  $w = 5 \mu\text{m}$  である. 図 4(a) は 4.2 K における  $I$ - $V$  特性を示している. この素子の接合数  $N$  は 50 であるが, 図 4(a)

より低電圧側の 2, 3 のブランチを除き臨界電流は  $I_c = 450 \mu\text{A}$  と一様であることがわかる. また図 4(a) の原点近傍には, 図 4(b) に示すようなメサ構造最上部の表面接合の特性を反映した微小な臨界電流  $I_c = 20 \mu\text{A}$  が観測される. この微小臨界電流は電磁波に対し敏感に応答することから, 本研究では表面接合を受信素子として用いる.

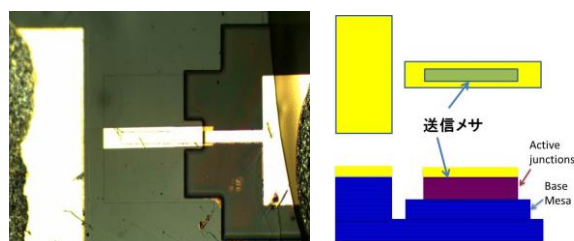


図 1 送信素子の光学顕微鏡写真と試料の概略図

Fig.1 Optical image and a schematic view of THz transmitter.

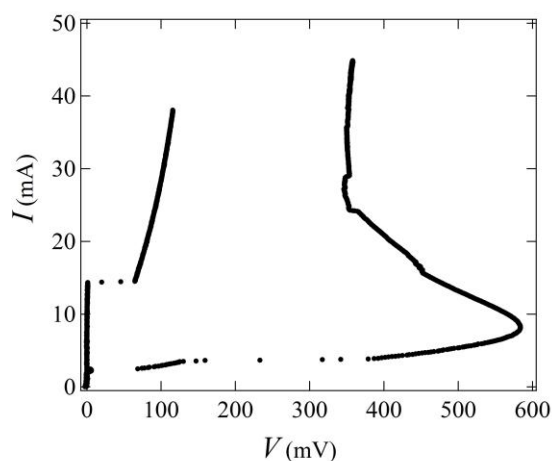


図 2 4.2 K における送信素子の電流-電圧特性

Fig.2  $I$ - $V$  characteristic of THz transmitter at 4.2K.



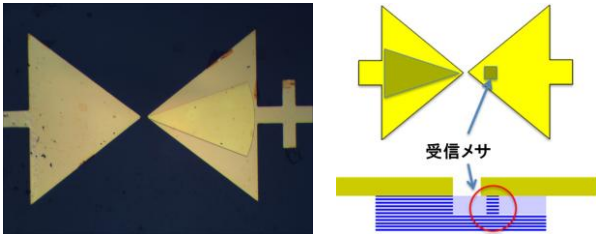


図3 受信素子の光学顕微鏡写真と試料の概略図  
Fig.3 Optical image and a schematic view of THz receiver.

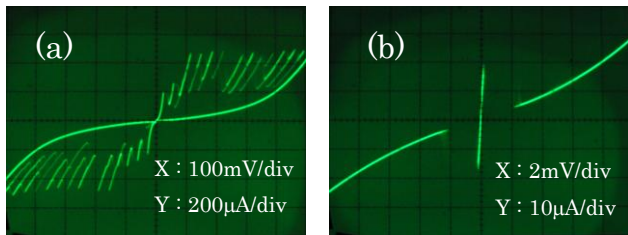


図4 4.2 Kにおける受信素子の電流-電圧特性  
Fig.4 I-V characteristic of THz receiver at 4.2K.

### <2・3> 送信素子の発振特性

図5に4.2 Kにおいて送信素子と受信素子を1 cm程度離して設置し測定した送信素子の発振特性を示す. 同図(a)は送信素子のI-V特性, また(b), (c)は送信素子のバイアス電圧並びにバイアス電流に対する定電流バイアスされた受信素子の出力電圧  $V_{DET}$  である. これより送信素子の  $I = 16.1$  mA,  $V = 451$  mV にバイアスしたとき, 受信素子の出力電圧の大きい変化が確認でき, 送信素子から電磁波が出力されていることがわかる. このとき送信素子から出力されている電磁波の周波数  $f_{osc}$  は交流ジョセフソン効果の関係式  $f_{osc} = V/(N\Phi_0)$  から, 0.62 THz と見積もられる.

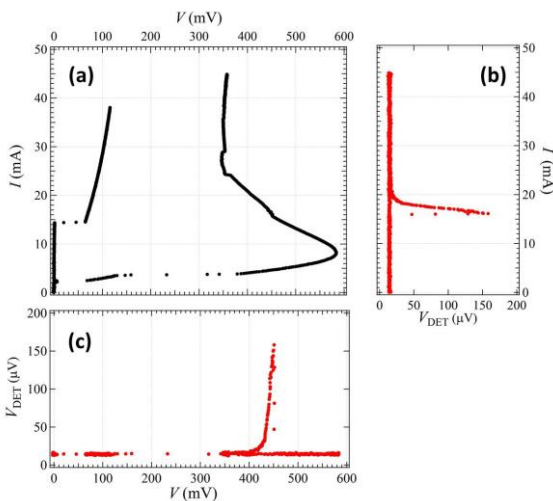


図5 送信素子の発振特性  
Fig.5 Oscillation characteristic of the transmitter.

### 3. 伝送実験

図5からわかるように送信素子はバイアス電流に依存して出力される電磁波強度が変化する. 従って送信素子のバイアス電流を変調した場合, 受信素子の出力電圧は送信素子のバイアス電流の変化に応じて変化する. そこで, 送信素子の変調されたバイアス電流を入力信号, 受信素子の出力電圧を出力信号として信号伝送を行った. 図6に伝送回路のブロック図を示す.

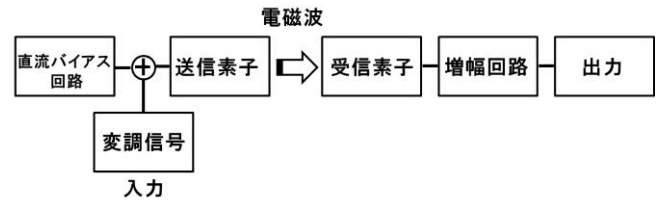


図6 伝送回路のブロック図  
Fig.6 Block diagram of the transmission circuit.

図7に伝送実験結果を示す. 入力信号は送信素子のバイアス電流, 出力信号は受信素子の出力電圧である. 今回の実験では, 出力信号の読み取りにデジタルマルチメータを使用した関係上, 送信素子のバイアス電流変調周波数は0.2 Hzであるが, 入力信号に対応して, 出力信号が変化していることが確認でき, 安定した信号伝送が可能ながわかった. 今後, 変調信号並びに受信信号の読み取りを高速化することにより, THz波をキャリアとするTHz波通信への応用が可能といえる.

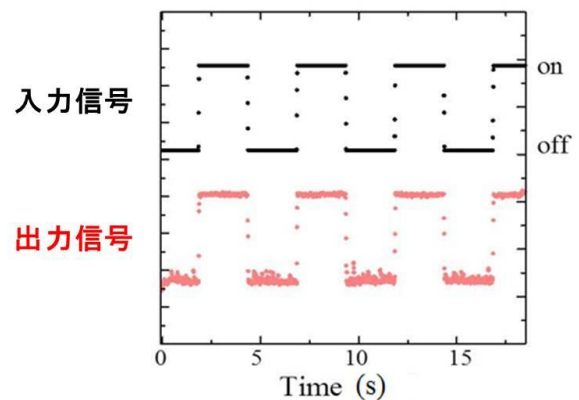


図7 入力信号に対する出力信号の応答  
Fig.7 The response of an output signal to an input signal.

### 4. まとめ

固有ジョセフソン接合(IJJ)素子を利用した信号伝送実験を行い, テラヘルツ(THz)波通信への応用が可能であることがわかった.



# 固有ジョセフソン接合を利用したボルテックスデバイスの研究

鈴木悠太\*, 入江晃亘, 八巻和宏(宇都宮大学)

Vortex device using intrinsic Josephson junctions

Yuta Suzuki\*, Akinobu Irie, Kazuhiro Yamaki (Utsunomiya University)

キーワード : Bi 系高温超伝導体, 固有ジョセフソン接合, 両面加工法, ボルテックスデバイス  
(Keywords, Bi system high-Tc superconductors, intrinsic Josephson junctions, Double-sided patterning process, Vortex device)

## 1. はじめに

酸化物高温超伝導体は層状構造により特徴付けられ、異方性の強い  $\text{Bi}_2\text{Sr}_2\text{CaCu}_2\text{O}_y$  (BSCCO) は、その結晶自体が原子層オーダーの超伝導層/絶縁層積層構造からなる固有ジョセフソン接合を形成していることが知られている。ところで、固有ジョセフソン接合のような多積層接合系では、ボルテックスは層に垂直な方向にも配置され格子状でフローするためボルテックスダイナミクスは複雑であり、格子構造を変えてフロー速度に依存して変化することが理論的に導かれている。したがって、外部印加磁場により、フロー速度を制御できれば、これまでにない新機能デバイスの開発が可能になる。従来、固有ジョセフソン接合への磁場印加には、外部に設置されたコイルが使用されており、デバイス応用を考えた場合、コイルの薄膜化が望ましい。さらに、ジョセフソン素子は本来二端子素子であるが、トランジスタのような三端子素子構造にできれば、入出力の分離が可能となり、より広範な応用が期待できる。

そこで、本研究では、入出力の分離並びに磁場印加のための薄膜コントロール電流ラインを付加した制御線一体型のボルテックスデバイスを提案し、その動作を調べた。

## 2. デバイス構造

図 1 に本研究で提案するデバイス構造を示す。素子は BSCCO 単結晶で構成されており、固有ジョセフソン接合スタック (①) の部分がデバイス機能をもつ。また、金薄膜からなる制御線 (②) に電流  $I_m$  を流すことで、固有ジョセフソン接合アレイに磁場を導入するとともに、 $I_m$  の大きさを変化することでボルテックス構造を制御する仕組みとなっている。

## 3. 実験方法

### 〈3・1〉 結晶成長方法

本研究で用いた BSCCO 単結晶は、自己フラックス法により作製した。原料には、 $\text{Bi}_2\text{O}_3$ ,  $\text{SrCO}_3$ ,  $\text{CaCO}_3$ ,  $\text{CuO}$  の各粉

末を用い、これらを  $\text{Bi}:\text{Sr}:\text{Ca}:\text{Cu}=2:2:1:2$  になるように計量、混合後、アルミナ坩堝に入れ、電気炉にて成長させた。

### 〈3・2〉 試料作製

得られた BSCCO 単結晶を薄片にへき開し、真空蒸着、フォトリソグラフィ、Ar イオンミリング技術を用いて結晶薄片を上下両面から加工する両面加工法(図 2)により素子構造に作製した。作製した素子の光学顕微鏡写真を図 3 に示す。スタック部のサイズは幅  $10\mu\text{m}$ 、長さ  $45\mu\text{m}$  である。

### 〈3・3〉 測定方法

作製した試料は液体窒素で冷却し、4 端子法により電流-電圧 ( $I$ - $V$ ) 特性を測定した。また、制御線に電流を流し、定バイアス電流における電圧変化を測定した。

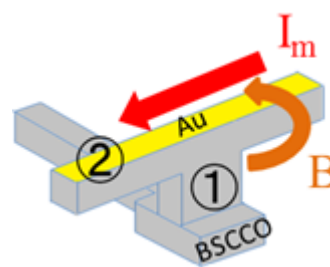


図 1 磁場制御線一体型デバイスの概略図

Fig.1. Schematic view of vortex device with control line

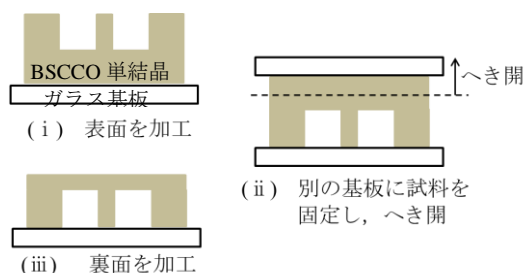


図 2 両面加工法

Fig.2. Double-sided patterning process.

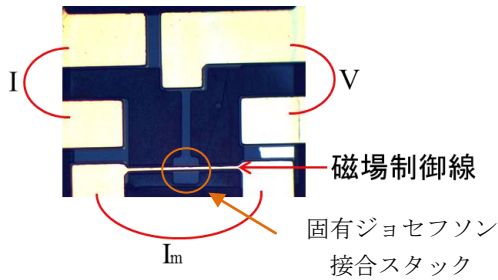


図3 素子の光学顕微鏡写真図  
Fig.3. Optical image of the sample.

#### 4. 結果及び考察

##### 〈4・1〉 電流-電圧特性

作製したボルテックスデバイスの77Kにおける  $I$ - $V$ 特性を図4に示す. 固有ジョセフソン接合特有のヒステリシスを伴うブランチ構造を確認することができる. 観測されたブランチ数よりこの試料の接合数は約30と見積もられた. また, 各接合の臨界電流は1.8mAであり, 特性が良く揃っていることがわかる. ただし, 第1番目のブランチの  $I$ - $V$ 特性を拡大すると, 図4(b)に示すように,  $I=400\mu\text{A}$  以上で抵抗が生じており, 最小の臨界電流は  $400\mu\text{A}$  である.

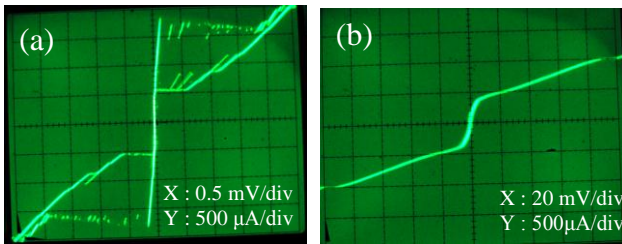


図4 77Kにおける  $I$ - $V$ 特性  
Fig.4.  $I$ - $V$ characteristic at 77K.

##### 〈4・2〉 デバイス動作確認

図5(a), (b)に, 作製した試料に77Kにおいてバイアス電流として  $I_b = \pm 700\mu\text{A}$  印加し,  $I_m$  を  $-2.5\text{mA}$  から  $2.5\text{mA}$  まで掃引したときの電圧変化を示す. 図5(a)より,  $I_b = +700\mu\text{A}$  のとき,  $-1\text{mA} < I_m < 2.5\text{mA}$  においては電圧変化がほとんど見られないが,  $I < -1\text{mA}$  では  $I_m$  を減少するに従い電圧が増加していることがわかる. 一方,  $I_b = -700\mu\text{A}$  とした場合, 対称的に  $-2.5\text{mA} < I_m < 1\text{mA}$  では電圧変化がないのに対し,  $I_m > 1\text{mA}$  の領域では  $I_m$  に比例して電圧が増加している. この  $I_m$  に対し  $V$  が線形増加している領域は, ボルテックスフロー状態を意味しており, 制御線に電流を流すことによりボルテックスフローを生じさせることに成功した. すなわち, 本研究で提案したボルテックスデバイスは,  $I_m$  を入力信号,  $V$  を出力信号とすることで電流を電圧に変換する3端子素子として動作させることが可能である. そこで, そのデバイス動作の確認を試みようとしたが, 制御線が断線したため制御線を用いたデバイス動作の確認はできなかった. 制御線からの磁場印加の代わりに, 外部コイルから磁場を印加し, デバイス動作確認した. 図6に  $I_b = 700\mu\text{A}$  のと

きの応答特性を示す. これより, 若干の歪が見られるものの素子電圧は入力信号に追従した応答をしており, デバイス動作を確認することができた.

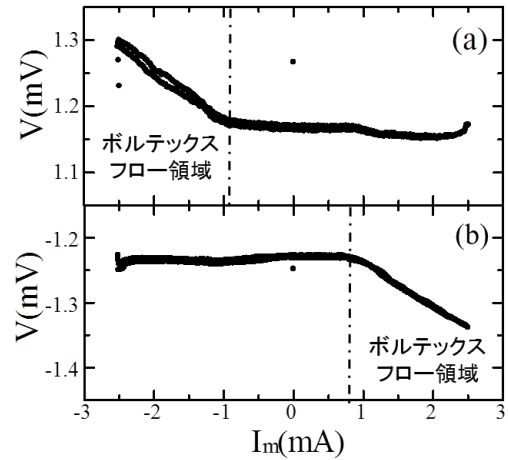


図5  $I_m$ - $V$ 特性.

Fig.5.  $I_m$ - $V$ characteristics of the sample at 77K.

(a)  $I_b = +700\mu\text{A}$ , (b)  $I_b = -700\mu\text{A}$

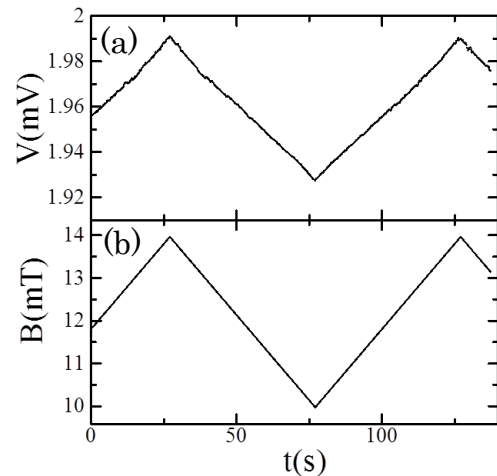


図6 入力信号に対する出力信号の応答

Fig.6. The response of output signal to input signal.

(a) Output signal, (b) Input signal

#### 5. まとめ

固有ジョセフソン接合を用いた制御線一体型のボルテックスデバイスを提案し, この動作を確認した. 制御線に電流を流すことによりボルテックスフローを生じさせることに成功した. また, 外部コイルからの入力信号に対する応答を確認した

#### 文 献

- (1) Josephson, B.D : Phys.Lett.1 252-253 (1962)
- (2) H.Maeda, Y.Tanaka, M.Fukutomi and T.Asano : Jpn.J.Appl.Phys.27 L209 (1988)
- (3) G.Oya, N.Aoyama, A.Irie, S.Kshida, H.Tokutaka : Jpn.J.Appl.Phys.31,L826 (1992)

# 固有ジョセフソン接合テラヘルツ発振素子に関する研究

本杉勇人\* 田村晃一 八巻和宏 入江晃亘

Study of THz oscillator using Superconducting intrinsic Josephson junctions

Hayato Motosugi\*, Koichi Tamura, Kazuhiro Yamaki, Akinobu Irie, (Utsunomiya University)

キーワード：銅酸化物高温超伝導体, ジョセフソン接合, BSCCO, テラヘルツ発振  
(High  $T_c$  cuprate, Josephson junction, BSCCO, THz oscillation)

## 1. 背景

周波数がテラヘルツ帯域の電磁波は簡便な発振手段や検出器がなく、これまで未開の周波数領域であった(テラヘルツギャップ)。近年、レーザー技術や半導体技術の進展によりテラヘルツ波発振が可能な素子や装置が開発されつつあるが緒についたばかりである。このような状況の中 2007 年にビスマス系高温超伝導体に自然形成される固有ジョセフソン接合からテラヘルツ波の放射が確認されて以来<sup>(1)</sup>, 同接合のテラヘルツ波発振素子応用が注目されている。

図 1 に  $\text{Bi}_2\text{Sr}_2\text{CaCu}_2\text{O}_{8+\delta}$ (以下 BSCCO)の結晶構造を示す。絶縁性の強い  $\text{Bi}_2\text{O}_2$  層と超伝導性の強い  $\text{CuO}_2$  層が原子レベルで  $c$  軸方向に交互に自然積層している固有ジョセフソン接合は、この結晶構造そのもので形成されており<sup>(2)</sup>, 理想的なトンネル接合からなる特性の揃った多数接合を容易に得ることができる。

固有ジョセフソン接合におけるテラヘルツ発振の研究は、従来、BSCCO 単結晶上にメサ構造を製作し、3 端子測定により行われる。この場合、測定された特性にはメサ上の金電極と結晶間の接触抵抗における電圧降下も含まれることから、その解析が複雑になる。そこで本研究では、接触抵抗の寄与が無視できる 4 端子測定が可能なメサ構造を製作し、その発振特性を評価した。

## 2. 実験方法

$\text{Bi}:\text{Sr}:\text{Ca}:\text{Cu}=2:2:1:2$  の原子比率になるように原材料として粉末状の  $\text{Bi}_2\text{O}_3$ ,  $\text{SrCO}_3$ ,  $\text{CaCO}_3$ ,  $\text{CuO}$  を秤量し、乳鉢で混合、調合したものをアルミナ坩堝に入れ電気炉を用い自己フラックス法で BSCCO 単結晶の育成を行った。育成した BSCCO の超伝導臨界温度  $T_c$  は 92K である。本研究では真空蒸着法、フォトリソグラフィ技術、ドライエッチング技術を用い BSCCO 単結晶上にメサ構造を加工した。メササイズは幅  $w$  が  $50\mu\text{m}$ , 長さ  $L$  が  $275\mu\text{m}$ , 接合数  $N$  は 200 接合となっている。製作した試料(図 2)の発振特性を固有ジョセフソン接合電磁波検出素子を用いて測定した。

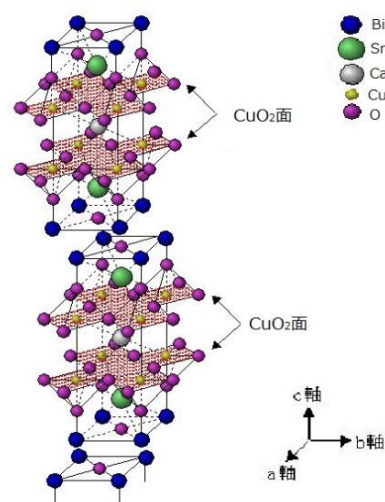


図 1. BSCCO 結晶構造

Fig.1 Crystal structure of BSCCO

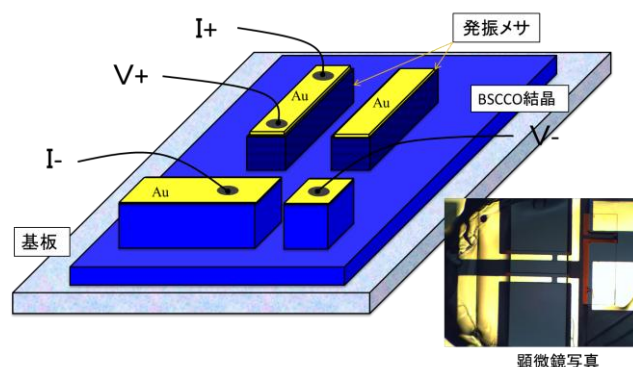


図 2. 作製試料の概略図

Fig.2 Schematic image of a sample

### 3. 実験結果

メサの  $I$ - $V$  特性を図 3(a) に示す。試料の超伝導臨界電流  $I_c$  は 48.16 mA であり、 $I$ - $V$  特性は大きなヒステリシスを描いている。また、 $I=60.00\sim 23.67$  mA の領域で負性抵抗がみられる。この負性抵抗は電圧状態に転移した素子の発熱効果に起因している。また、図 3(b), (c) は発振メサのバイアス電圧ならびにバイアス電流に対する検出素子の出力電圧である。これより、発振メサが  $I$ - $V$  特性の負性抵抗領域にバイアスされたとき、いくつかのピークが生じていることがわかる。ピーク部分の拡大図を図 3(d) に示す。ピークの電圧は、175 mV, 192 mV であり接合数  $N=200$  としてジョセフソン関係式  $f=V/N\Phi_0$  ( $\Phi_0=2.07\times 10^{-15}$  Wb: 磁束量子) より発振周波数を見積ると 0.42 THz, 0.46 THz を得る。

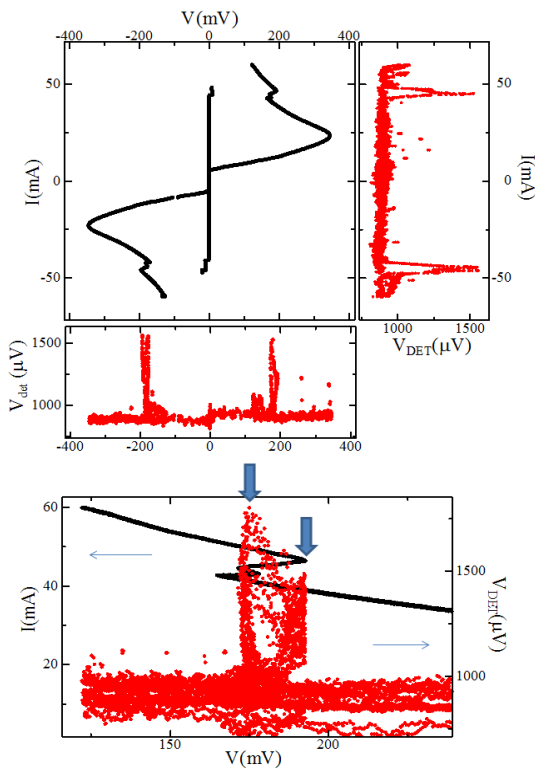


図 3.  $I$ - $V$  特性および  $V_{DET}$ - $V$ ,  $I$ - $V_{DET}$  特性

Fig.3  $I$ - $V$  characteristic of stack and  $V_{DET}$  as a function of  $V$  and  $I$

固有ジョセフソン接合におけるテラヘルツ発振は幾何学的共振現象(キャビティ共振)と関係していることが指摘されているが、この試料のキャビティ共振周波数は多積層ジョセフソン接合モデルに従えば 0.43 THz と見積もられ、測定された発振周波数とおおむね一致することがわかる。4 端子法により発振特性を測定した例はこれまでになく、本研究で初めて得られたものである。

次に 4 端子法と 3 端子法により測定された発振特性について検討する。図 4 は 4 端子法で測定された  $I$ - $V$  特性と 3 端子法で測定された  $I$ - $V$  特性から接触抵抗による電圧降下の寄与を差し引いた特性である。また、同図に各方法により測定された発振特性を示している。この試料においては

接触抵抗がオーミック性であったため、4 端子法により測定した  $I$ - $V$  特性と接触抵抗の寄与を考慮した 3 端子法により測定した  $I$ - $V$  特性には大きな差異は見られず、発振電圧もほぼ同じ値が得られた。しかしながら接触抵抗が非オーミック性の場合には大きな差異が生じることがあり 4 端子測定用メサ構造は発振特性を解析する上で極めて有用であるといえる。

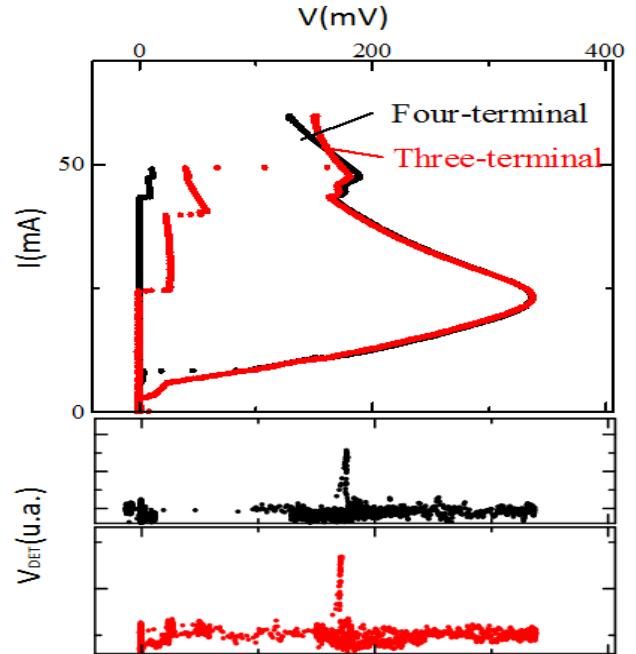


図 4. 4 端子法測定とフィッティング計算された 3 端子法測定での  $I$ - $V$  特性

Fig.4  $I$ - $V$  characteristic was measured by four-terminal method and three-terminal method

### 4. まとめ

BSCCO 単結晶上に製作した 4 端子測定用メサからのテラヘルツ発振測定を行い、周波数 0.42 THz のテラヘルツ発振を得た。これはキャビティ共振周波数からの見積もり 0.43 THz と十分一致した。またこの結果は、接触抵抗からの寄与を考慮した 3 端子法での測定結果と十分一致した。

### 文 献

- (1) "Emission of Coherent THz Radiation from Superconductors" L.ozyuzer, et al. Sciencee318, 1291(2007);
- (2) "Observation of Josephson Junctionlike Behavior in Single-Crystal(Bi,Pb)<sub>2</sub>Sr<sub>2</sub>CaCu<sub>2</sub>O<sub>y</sub>", Gin-ichiro Oya, et al, Jpn.J.Appl.Phys.31(1992)pp.L829-L831



# ビスマス系高温超伝導体のボルテックスダイナミクス

栃木 翔\* 八巻 和宏 入江 晃亘

Vortex dynamics of bismuth-based high-temperature superconductors

Shou Tochigi\*, Kazuhiro Yamaki, Akinobu Irie,

キーワード：ビスマス系高温超伝導体、固有ジョセフソン接合、自己フラックス法、パンケーキボルテックス、シャピロステップ

(Bismuth-based high-temperature superconductors, Intrinsic Josephson junction, Self-flux method, Pancake vortex, Shapiro step)

## 1. はじめに

高温超伝導体は、層状構造により特徴付けられ、特に異方性の強いビスマス系高温超伝導体は、超伝導発現を担う金属的な  $\text{CuO}_2$  面とその他の非金属層が  $c$  軸方向に交互に積層した自然超格子構造を形成していることが知られている。これは、 $c$  軸方向に超伝導体—絶縁体—超伝導体というジョセフソン接合がアレイ状に積層していることに相当し、固有ジョセフソン接合<sup>[1]</sup>と呼ばれる。

ところで、第 2 種高温超伝導体である BSCCO などの物質においては、磁場が印加された場合の磁束状態は通常の超伝導体の場合のそれに比べ極めて複雑であり、図 1 に示すように温度や印加磁場の大きさに依存して磁束格子融解現象、異常ピーク効果、磁束線パンケーキの運動、ジョセフソンボルテックス等といった興味深い現象が生じる。固有ジョセフソン接合のデバイス応用を考えた場合、ボルテックス状態は臨界電流と密接に関係することから、その理解は重要と言える。

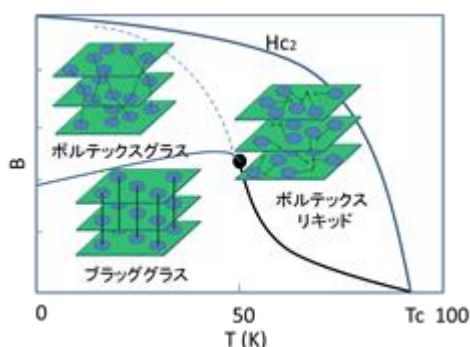


図 1 渦糸相図

Fig.1. Vortex phase diagram

そこで、本研究では、固有ジョセフソン接合に対し、層に垂直方向に磁場を印加し、磁束状態の固有ジョセフソン接合特性に与える影響を明らかにすることを目的とする。また、磁束状態にある固有ジョセフソン接合の高周波デバイス応用について検討する。

## 2. 実験方法

自己フラックス法により作製した高温超伝導体  $\text{Bi}_2\text{Sr}_2\text{CaCuO}_y$  (BSCCO) 単結晶を Ar イオンミリング、フォトリソグラフィ技術等を用いて長さ  $50\mu\text{m}$ 、幅  $20, 30, 40\mu\text{m}$ 、高さ  $60\sim 75\text{nm}$  の長方形メサ構造に加工した。作製した試料は層に垂直方向に磁場を印加した状況下で液体ヘリウムを用いて冷却し、電流—電圧特性を 4 端子法により測定した。また、無磁場中、磁場中におけるマイクロ波応答特性を調べた。

## 3. 実験結果及び考察

図 2(a) に接合面積が  $50 \times 20\mu\text{m}^2$  の BSCCO メサの無磁場下の  $4.2\text{K}$  における  $I$ - $V$  特性を示す。これより、ヒステリシスを伴うブランチ構造を確認できる。このとき、メサを構成する接合の臨界電流は概ね揃っており、約  $6\text{mA}$  である。また、図 2(b) に同試料に層に垂直方向の磁場印加下で冷却した時の  $4.2\text{K}$  における  $I$ - $V$  特性を示す。臨界電流、 $I$ - $V$  特性のヒステリシスともに無磁場時に比べ大きく抑制されている。さらに、図 2(b) において、一見臨界電流が  $0.0\text{mA}$  のように見えるが、低電圧領域を拡大すると図 2(c) のように  $I=0.21\text{mA}$  以上では電圧状態となっており、真の臨界電流は  $I_c=0.21\text{mA}$  である。すなわち、無磁場時のその  $1/30$  になっている。これは、磁場印加により超伝導  $\text{CuO}_2$  層へパンケーキボルテックスが侵入することに起因すると解釈でき、

固有ジョセフソン接合においても層に垂直方向の磁束の侵入が臨界電流を抑制することがわかる。

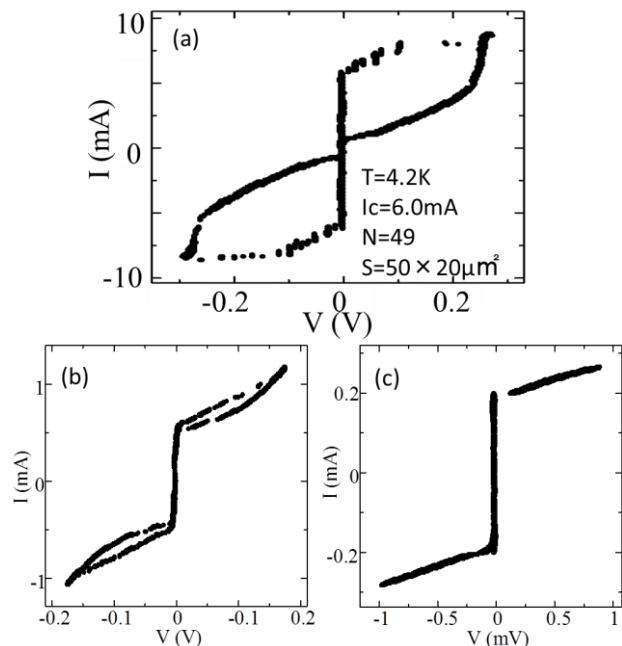


図2 T=4.2KにおけるI-V特性 (a)無磁場下 (b)磁場下 (c)(b)の中心部分の拡大図

Fig.2. I-V characteristic at T = 4.2K (a) Under no magnetic field (b) Yes under magnetic field (c) An enlarged view of the central portion (b)

一方、図1に示したようにBSCCOの磁束状態は、温度依存して変化するため、無磁場下、磁場印加下の臨界電流の温度依存性を調べた。図3に無磁場並びに磁場印加下における $I_c$ の温度依存性を示す。無磁場において $I_c$ -T特性は、これまでに報告されているようにトンネル接合に対するAmbegaokar-Baratoff(A-B)理論にほぼ従っているのに対し、磁場印加下では17~50Kにおいて特異な変化が見られた。この磁場印加下における $I_c$ -T特性の振る舞いは、ボルテックス構造の相転移に対応していると考えられ、20K以下ではボルテックスガラス状態のため電流によるボルテッ

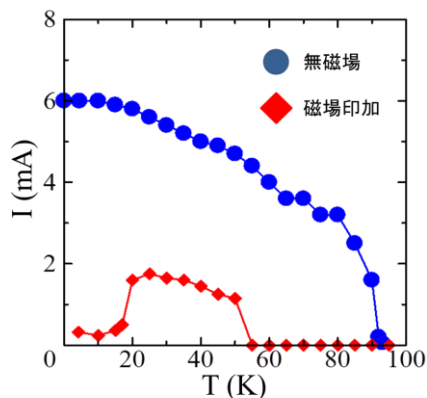


図3  $I_c$ -T特性

Fig.3  $I_c$ -T characteristics

クスフローが生じるため臨界電流が抑制されるのに対し、20~50Kでは強固な磁束格子を形成しているブラッグガラス状態のため臨界電流が増加し、50K以上は磁束格子が溶解したボルテックスリキッド状態のため再びボルテックスフローが生じたものと解釈できる。

また、一般に固有ジョセフソン接合においてシャピロステップを観測するためにはプラズマ周波数以上の周波数の電磁波を照射する必要がある、マイクロ波帯では困難である。固有ジョセフソン接合のプラズマ周波数を小さくするためには臨界電流を小さくする必要があるが、その場合接合面積を $1\mu\text{m}$ 角以下にしなければならず容易ではない。上述したように層に垂直方向に磁場を印加することにより臨界電流の減少が観測されたことから、磁場印加状態でマイクロ波照射を行った。

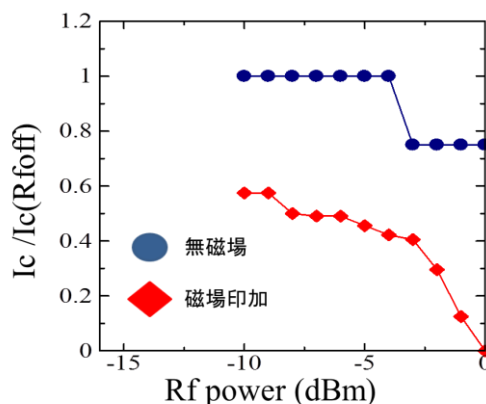


図4 規格化した臨界電流とマイクロ波パワーの関係

Fig.4. Relationship between the critical current and microwave power normalized

図4にマイクロ波を照射した場合の無磁場時と磁場印加時の $T=4.2\text{K}$ における規格化した臨界電流のマイクロ波照射電力依存性を示す。照射マイクロ波周波数は8GHzである。無磁場中では、 $I_c$ のわずかな変化しか観測されなかったが、磁場中では、マイクロ波電力の増加に従い $I_c$ が大きく減少し、 $P=0\text{dBm}$ で消失した。すなわち、層に垂直方向の磁場印加は、固有ジョセフソン接合のマイクロ波応答の高感度化に有用であることがわかった。ただし、期待されたシャピロステップの観測には至らず、その原因については今後詳細な検討が必要である。

## 文 献

- (1) Michitaka MARUYAMA AIST Bulletin of Metrology Vol.8, No.2
- (2) Tokunaga Masashi, Ooi Shuichi and Tamegai Tsuyoshi The Physical Society of Japan Vol.56, No.8
- (3) Alexander Grigorenko, Simon Bending, Tsuyoshi Tamegai, Shuichi Ooi and Mohamed Henini NATURE Vol 414 13



# スピコート法による $\text{Bi}_2\text{Sr}_2\text{CaCu}_2\text{O}_{8+\delta}$ 系薄膜の 作製と超伝導特性評価

菊池 広晶\*, 出口 裕\*\*

山田 靖幸\*\*\*, 田中 昭雄\*\*\*, 森 夏樹\*\*\*, 石橋 隆幸\*\*\*\*

## Preparation by Spincoat Method and Characterization of Superconducting Properties in $\text{Bi}_2\text{Sr}_2\text{CaCu}_2\text{O}_{8+\delta}$ Thin Film

Hiroaki Kikuchi\*, Yu Deguchi\*\*, Yasuyuki Yamada\*\*\*, Akio Tanaka\*\*\*,  
Natsuki Mori\*\*\*, Takayuki Ishibashi\*\*\*\*

キーワード：高温超伝導体, Bi2212, スピコート法, 揺らぎ伝導率, 交流帯磁率

(High-temperature Superconductors, Bi2212, Spin-coat method, Fluctuation conductivity, AC susceptibility)

### 1. 研究目的

高温超伝導体の一種である Bi 系銅酸化物は比較的高い転移温度や固有ジョセフソン結合等を有することから、デバイスへの応用が期待されている。それらへの応用のために最適な試料の作製条件を探る必要がある。高温超伝導体の測定から転移温度、揺らぎ伝導率、交流帯磁率が得られるが、これらパラメータは高温超伝導体の品質を評価する上で重要な指標となる。本研究では作製条件の異なる  $\text{Bi}_2\text{Sr}_2\text{CaCu}_2\text{O}_{8+\delta}$  (Bi2212) の薄膜試料を作成し、得られたパラメータを解析することで、より良質な薄膜を作製するための条件を模索することと、それらのパラメータから Bi2212 の性質をより詳細に理解することを目的とする。

### 2. 高温超伝導体の作製

スピコート法<sup>(1)</sup>による試料の作製手順を以下に示す<sup>(2,3)</sup>。使用する溶液は Bi2212 系有機金属溶液(高純度化学研究所(株)製)で基板には  $\text{SrTiO}_3$  (STO) 単結晶(001)を用いた。

- ① スピンコーターの台座に STO 基板を載せ、基板上にコート液をデジタルマイクロピペットで  $6\mu\text{L}$  滴下する。

\* 小山工業高等専門学校 電子システム工学専攻 1 年 森研究室  
〒323-0806 栃木県小山市中久喜 771  
Oyama National College of Technology, Mori Laboratory,  
771 Nakakuki, Oyama 323-0806

\*\* 小山工業高等専門学校 電子システム工学専攻 2 年 森研究室  
〒323-0806 栃木県小山市中久喜 771

\*\*\* 小山工業高等専門学校 電気情報工学科  
〒323-0806 栃木県小山市中久喜 771

\*\*\*\* 長岡科学技術大学 物質・材料系  
〒940-2188 新潟県上富岡市 1603-1

- ② 基板に二段階のプロセス処理を施して溶液を基板に均等に塗布する。1 段階目は 500rpm で 5 秒とし 2 段階目は 300rpm で 60 秒とした。
- ③ 試料を恒温槽で  $120^\circ\text{C}$  の温度で 40 分乾燥し、その後電気炉において  $\text{O}_2$  フロー中で表 1 に示す設定温度で 2 時間焼結を行う。

表 1. Bi2212 試料の焼結温度

Table 1. Annealing temperatures of Bi2212 samples

試料	焼結温度 $[\text{C}]$
A	810
B	820
C	830
D	850

### 3. 特性の測定方法

#### 3.1 電気伝導の測定

抵抗の測定はクライオスタットによる臨界温度自動計測装置を用いて直流四端子法により行った。測定電流は  $1[\mu\text{A}]$ 、測定温度範囲は室温( $300[\text{K}]$ )から  $30[\text{K}]$  である。抵抗率  $\rho$  は試料の幾何学的形状を考慮して算出した。

#### 3.2 磁気特性の測定

電気伝導の測定と同時に行った交流帯磁率<sup>(4)</sup>の測定には、図 2 に示す相互インダクタンス法を用いた<sup>(5)</sup>。これは、試料に隣接した励磁コイルに交流電圧を加え、上下の検出コイルによりその信号を検出して相互イン

ダクタンスの相対変化を検出する方法である。試料が常伝導状態のときは、磁束は上下で対称であり、上下の検出コイルには等しい誘導起電力が発生するため、信号は検出されない。一方、試料が超伝導状態になると、マイスナー効果により磁束が上下で非対称になり、下部の検出コイルの方が上部の検出コイルよりも大きな誘導起電力を発生するのでその差分だけの信号が検出される。

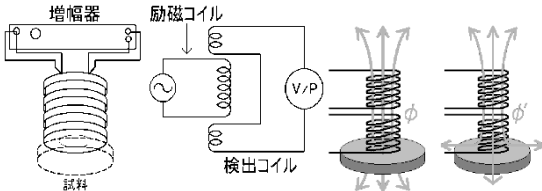


図1. 交流帯磁率測定装置の概略図

Fig.1. Schematic illustration of AC magnetic susceptibility measuring instrument.

#### 4. 実験結果と考察

##### 4.1 電気伝導について

図2および図3に作製した試料における測定した抵抗率の温度変化  $\rho(T)$  を示す。今回の Bi2212 試料においてすべてに超伝導転移が確認されたが、焼結温度 850°C の試料(D)は 100[K] と 80[K] 付近の二回の超伝導転移が確認されている。これは、Bi2212 のみならず、Bi2212 より  $T_c$  の高い Bi2223 が生成されていると考えられる。

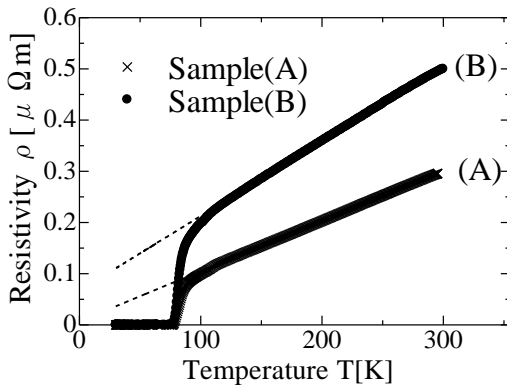


図2. 試料の  $\rho(T)$  曲線-(1)

Fig.2.  $\rho(T)$  curves of samples - (1).

$\rho(T)$  の測定結果より、転移温度  $T_c$  を求めることができる。本研究では、その決定基準は抵抗率の温度変化を微分し、最大を示すときの温度を転移温度  $T_c$  とする。その一例を図4に示した。表2に、各試料の  $T_c$  値を他のパラメータとともに示してある。表1と表2から、 $T_c$  は焼結温度が低いほど高い傾向が見られた。今回は 800°C が一番高く、同時に室温における抵抗率も最も優れていた。

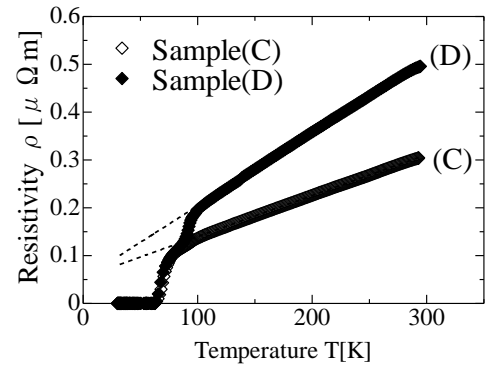


図3. 試料の  $\rho(T)$  曲線-(2)

Fig.3.  $\rho(T)$  curves of samples - (2).

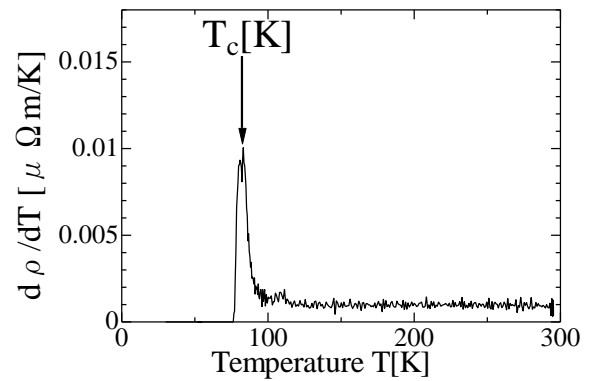


図4.  $T_c$ [K] の決定

Fig.4. Determination of transition temperature  $T_c$ .

表2 各試料のパラメータ値

Table 2. Parameter values of each sample

試料	転移温度 $T_c$ [K]	抵抗率 $\rho(300)$ [ $\mu\Omega m$ ]	異方性パラメータ $r$
A	83.1	0.296	0.159
B	81.8	0.500	0.198
C	70.5	0.304	0.216
D	67.8	0.496	0.392

##### 4.2 揺らぎ伝導率の解析<sup>(6)</sup>

揺らぎ伝導率  $\sigma'$  は超伝導状態へと移行する伝導率  $\sigma(T)$  と常伝導状態の伝導率  $\sigma_n(T)$  との差で表され、さらに  $T=300$ [K] での伝導率  $\sigma(300) = 1/\rho(300)$  で正規化する。測定される抵抗率  $\rho(T)$ 、常伝導状態の抵抗率  $\rho_n(T)$  を用いて式(2)のように表す<sup>(7)</sup>。

$$\frac{\sigma'(T)}{\sigma(300)} = [\rho^{-1}(T) - \rho_n^{-1}(T)] \cdot \rho(300) \quad (2)$$

$\rho_n(T)$  は、 $\rho(T)$  の高温領域 (通常 150 K 以上の温度) で、次式に示す線形近似

$$\rho_n(T) = aT + b \quad (3)$$

により決定した。ここで、 $a, b$  は最小二乗法で求めた定数である。 $\rho_n(T)$ の様子を図2と図3に描いてある。

揺らぎ伝導率の解析には、2次元(2D)系と、3次元(3D)系における Aslamasov-Larkin (AL)理論式<sup>(7)</sup>を用いた。以下にその理論式を示す。

$$\frac{\sigma_{AL}^{nD}(\epsilon)}{\sigma(300)} = C_F^{nD} \epsilon^{-\lambda}, \quad \lambda = 2 - \frac{n}{2} \quad (n = 2, 3) \quad (4)$$

ここで、 $n$  は伝導の次元、 $\epsilon = \ln(T/T_c)$  は還元温度、 $C_F$  は揺らぎの振幅、 $\lambda$  は臨界指数である。揺らぎ伝導率を解析することで、異方性パラメータ  $r$  が得られ、試料の品質の評価を行うことができる。この異方性パラメータ  $r$  は次のように定義される<sup>(8)</sup>。

$$r = C_F^{2D} / C_F^{3D} \quad (5)$$

ここで  $C_F^{2D}$ 、 $C_F^{3D}$  はそれぞれ 2D 系、3D 系の揺らぎ振幅である。

図5は Bi2212 の揺らぎ伝導率の解析例であり、また今回の解析で得られたパラメータ値を表2に示す。Bi2212の結晶構造は絶縁層と超伝導層が  $c$  軸方向に対して積層構造になっているため、その性質上、2次元方向伝導性が強いことが知られている。従って、結晶性が良い試料ほど、2D伝導性が強いはずであるから  $r$  の値が小さい(異方性が大きい)ほど良質な試料であることが期待される。表1と表2から分かることは、焼結温度が低いほど  $r$  の値が小さく、より良質な試料が作製されていることである。

図6に描いた、 $T_c$  と  $r$  のプロットから分かる通り、これらの間には相関性が見られることから、 $r$  が小さいほど試料が良質であることは明らかである。

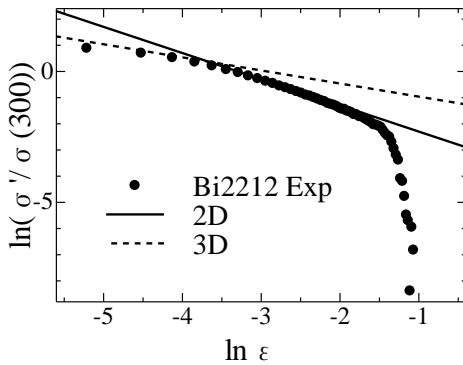


図5 揺らぎ伝導率の対数表示  
Fig.5. Bi-logarithmic plots of  $\sigma'(\epsilon)$

#### (4.3) 交流帯磁率の解析

交流帯磁率の測定は式のように複素数で表される。

$$\chi(T) = \chi'(T) - j\chi''(T) \quad (6)$$

ここで実数部  $\chi'$  は超伝導状態のマイスナー効果の強さ、虚数部  $\chi''$  は超伝導へ転移した際のエネルギー損失に関連している。したがって  $\chi''(T)$  の大きさにより高温超伝導体の品質の評価が可能である<sup>(9,10)</sup>。

図7は  $\chi'(T)$  測定の結果を表したものである。これは磁場

を試料から排出する強さを示している。試料(A),(B),(D)では明らかにマイスナー効果が確認できる。試料(C)については、測定温度 30[K]~300[K]の範囲では、完全なマイスナー効果が測定されなかった。信号電圧は試料(B)が一番高く、損失が大きいと考えられるが、一方で  $\chi'(T)$  の信号が立ち上がる温度も一番高く、磁気特性から計測される  $T_c$  が最も高いことが確認された。

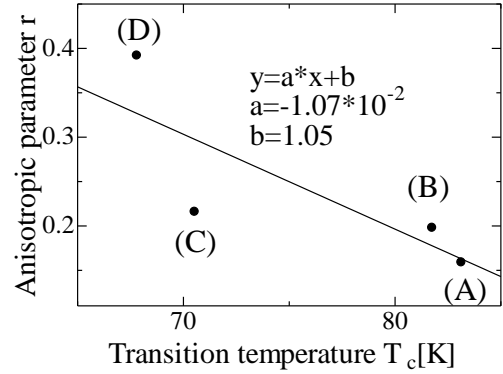


図6 転移温度  $T_c$ [K]-異方性パラメータ  $r$  の関係  
Fig.6. Anisotropic parameter  $r$  of Bi2212 vs.  $T_c$ .

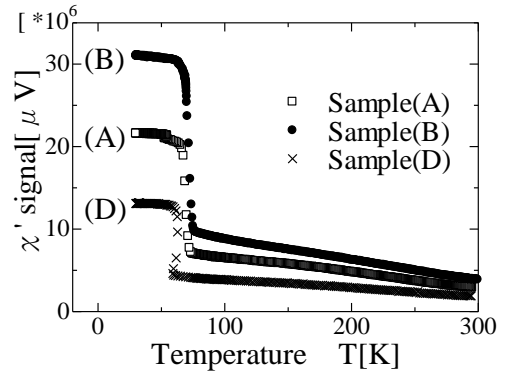


図7. Bi2212 薄膜の  $\chi'(T)$  特性  
Fig.7.  $\chi'(T)$  characteristics of Bi2212 thin film.

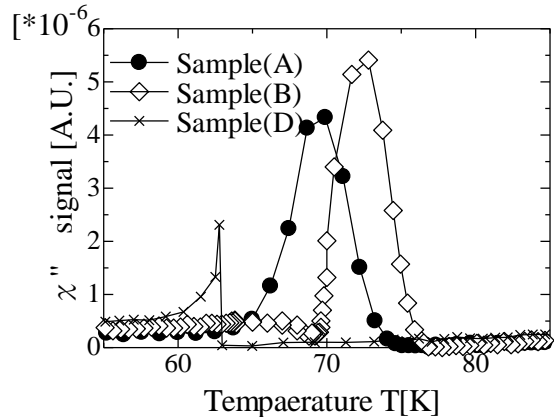


図8. Bi2212 薄膜の  $\chi''(T)$  特性  
Fig.8.  $\chi''(T)$  characteristics of Bi2212 films.

図8は $\chi''(T)$ 特性の測定結果を示したものである。それぞれのピークの大きさが超伝導転移に伴うエネルギー損失を示しているが、より厳密に評価するために $\chi''(T)$ の面積 $\Sigma$ が全損失を表すものと考えられる。各試料に対して $\Sigma$ を計算した結果を表4に示してある。ただし、試料(C)については算出できなかった。 $\Sigma$ の値は、試料(A)と(B)ではほぼ同等の値となり、試料(D)が一番低かった。

表4 転移温度とエネルギー損失の値  
Table 4. Values of  $T_c$  and energy loss  $\Sigma$ .

試料	転移温度 $T_c$ [K]	エネルギー損失 $\Sigma$ [A.U.]	規格化した $\Sigma$ ( $\Sigma/\Delta\chi'$ ) [A.U.]
A	83.1	0.204	1.365
B	81.7	0.207	0.943
C	70.5	-	-
D	67.8	0.072	0.784

図7と図8の結果を比較すると、マイスナー信号の強度 $\Delta\chi' \equiv \chi'(30K) - \chi'(90K)$ が大きいほど、 $\chi''(T)$ 曲線のピークが大きくなっていることが分かる。従って、相対損失強度として、規格化したエネルギー損失 ( $\Delta\chi' \equiv \Sigma/\Delta\chi'$ ) を定義することは意味があると考えられるので、その値を表4に示した。この値で判断すると、試料(A)の方が(B)より優れていると言えるが、依然として試料(C)が一番小さい値を示している。本研究における磁気測定から求めたエネルギー損失に関連する物理量で薄膜の品質を評価するには、更なる研究が必要である。

## 6. まとめ

本研究では、簡便な薄膜作製法である、スピコート法を用いて Bi2212 高温超伝導薄膜を作製し、その超伝導特性を超伝導揺らぎ伝導率解析法および交流帯磁率法で評価した。今回作製した試料では、最も重要な焼結温度の最適化に焦点を当てて研究した。揺らぎ解析 (転移温度、室温抵抗率、揺らぎ伝導の異方性パラメータ  $r$ ) の観点から察するに、810°C付近が最適であると結論できる。特に、 $T_c$  は  $r$  と相関性が認められ、 $r$  の値で超伝導薄膜の品質を評価できることを明らかにした。

一方、磁気特性の解析からは、交流帯磁率の虚数部統制から求めた結果からは、810°Cと820°Cの焼結条件で作製された薄膜間で目立った差異は認められていない。ただし、磁気測定の結果を議論するためには実験データが府相している。また、今回は、X線回折による結晶構造測定の結果を論じていないが、最適焼結温度を明確に決定するためには、その結果を議論することに加え、今後焼結温度を低温側に広げて作製した薄膜について評価する必要性が求められる。

## 謝 辞

本研究の一部は、平成24年度・長岡技術科学大学と小山工業高等専門学校間の連携教育研究推進事業としての助成を受けて実施された。

## 文 献

- (1) H. Ishikawa, S. Machikawa, S. Yufune, T. Ishibashi and K. Sato: "BSCCO/STO/BSCCO Structures by the MOD Method", IEEE Trans. Appl. Supercond. Vol. 15, No2, pp.3058-3061 (2005).
- (2) 出口裕, 森夏樹, 河東田献, 石橋隆幸: 「Spin-coat 法により Bi2212 系超伝導薄膜の作製と揺らぎ伝導率特性」, 第58回応用物理学関係連合講演会講演予稿集, p.11-043 (2011).
- (3) Y. Deguchi, H. Kikuchi, N. Mori, Y. Yamada, T. Atumi, K. Yoshida and T. Ishibashi: "Fluctuation-conductivity characterization of superconducting BiSrCaCuO thin films prepared by the metal-organic decomposition method" ISS-2012 Abstract Book, FDP-5, p.236 (2012).
- (4) C.P. Poole, Jr, H. A. Farach, and R. J. Creswick: "Superconductivity", Chap.10, Academic Press Ltd., (1995).
- (5) 大谷洋一, 館野遼介, 糸井康彦, 森夏樹: 「Y<sub>3</sub>Ba<sub>5</sub>Cu<sub>3</sub>O<sub>17</sub> 多結晶系の作製と超伝導特性」, 電気学会東京支部栃木支所研究発表会資料, pp.7-10 (2010).
- (6) 森夏樹: 「揺らぎ伝導率スペクトロスコピーの研究」平成16-18年度科学研究費補助金(基盤研究C, 16560019)研究成果報告書(2007).
- (7) 佐藤崇志・森夏樹・中根央・山崎貞郎・吉澤秀治・山口俊久: 「Bi2223 超伝導体における焼結時間と伝導特性の関連」, 電子論 A, Vol.123, No.3, pp.294~299 (2003).
- (8) 石倉大介, 中根央, 山崎貞郎, 森夏樹, 吉澤秀治: 「揺らぎ伝導率解析法に基づく 211 相を含む DyBa<sub>2</sub>Cu<sub>3</sub>O<sub>7-y</sub> の LD 異方性パラメータの評価」, 工学院大学研究報告, 第98号 pp. 29-33 (2005).
- (9) N. Mori and H. Satoh: "Characterization of Au-YBa<sub>2</sub>Cu<sub>3</sub>O<sub>7-y</sub> Composites by Paraconductivity Analysis with a Short-Wavelength Cutoff", Physica C, Vol. 392-396, pp. 613-618 (2003).
- (10) N. Mori and H. Satoh: "A study of aging effects in YBa<sub>2</sub>Cu<sub>3</sub>O<sub>7-y</sub> films by means of AC susceptibility and paraconductivity", Physica C Vol. 412-414, pp. 1310-1315 (2004).

# YBa<sub>2</sub>Cu<sub>3</sub>O<sub>7-δ</sub> 薄膜のノーマル電気伝導モデルと 超伝導揺らぎ伝導率

篠崎基矢\*, 北島魁斗\*, 茂呂拓哉\*, 山木拓馬\*\*, 田中昭雄\*\*\*, 森夏樹\*\*\*

## Normal Conduction Models and Superconducting Fluctuation Conductivity in YBa<sub>2</sub>Cu<sub>3</sub>O<sub>7-δ</sub> Thin Films

Motoya Shinozaki, Kaito Kitajima, Takuya Moro, Takuma Yamaki, Akio Tanaka, Natsuki Mori

キーワード：高温超伝導，銅酸化物，揺らぎ伝導率，電気伝導，ブロッホ・グリュウナイゼンの式，  
(High temperature superconductors, Copper oxides, Fluctuation conductivity, Electrical conduction,  
Bloch-Gruneisen formula)

### 1. はじめに

高温超伝導体 (HTSC) においては、コヒーレンス長  $\xi_0$  が極端に短いため転移温度  $T_c$  以上の超伝導揺らぎ伝導率 (FC) が顕著に観測されることから、FC の解析により伝導の次元や  $\xi_0$  の値等、超伝導の基礎特性を評価できることが知られている<sup>(1)</sup>。FC 解析のためには、ノーマル状態の電気抵抗率特性  $\rho_n(T)$  を正確に決定する必要があるが、これまでは殆どの研究において「直線近似」 $\rho_n(T) = AT + B$  が用いられている<sup>(1,2)</sup>。しかし、実際の HTSC では、微妙に直線からずれていることも指摘されている<sup>(3)</sup>。本研究では、ノーマル状態の電気伝導に対して、非線形的な異なる 3 つのモデルを用いて FC を解析し、それらの結果の相関性や有効性について検討する。

### 2. 実験的記述<sup>(4)</sup>

実験に用いた試料は、真空蒸着法で単結晶 Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> 基板 (100) 上に作製された YBa<sub>2</sub>Cu<sub>3</sub>O<sub>7-δ</sub> (YBCO) 薄膜 (ドイツ、テーバ社製、ケー・アンド・クリエーション社) であり、その膜厚は 300nm である。この薄膜はマイクロ波デバイス材料として用いられ、比較的高い臨界電流密度 (約 3MA/cm<sup>2</sup>) を有している。X 線回折法により、c 軸配向膜であることを確認した。YBCO 薄膜の超伝導特性として、ヘリウム循環式クライオスタットを用いて 30K ≤ T ≤ 300K の温度範囲で抵抗率  $\rho(T)$  と交流帯磁率  $\chi(T)$  の計測を行った。

\*\*\* 小山工業高等専門学校 電気情報工学科

### 3. ノーマル電気伝導モデル

通常 HTSC では、 $T_c$  以上の温度範囲  $T_c \leq T \leq 1.5T_c$  において揺らぎ伝導が観測されると考えられているので、ノーマル伝導の温度範囲を  $T \geq 1.5T_c$  とした。ここで  $T_c$  は、抵抗率の温度微分  $d\rho/dT$  が最大となる温度として求めた。本研究では、YBCO 薄膜のノーマル電気伝導モデルとして次の 3 つ表式を採用した。

$$\rho_n^{(1)}(T) = \rho_0 + \alpha T^k \quad (1)$$

$$\rho_n^{(2)}(T) = \alpha T + \beta - \gamma \ln(T) \quad (2)$$

$$\rho_n^{(3)}(T) = 4 \cdot \rho(\Theta_D) \cdot (T/\Theta_D)^n \int_0^{\Theta_D/T} \left[ \frac{z^n}{e^z - 1} (1 - e^{-z}) \right] dz \quad (3)$$

ここで、 $T$  の係数および指数は実験値を再現できる最適パラメータとして求められる。各式について説明すると次のようである。式(1)は、直線近似を拡張して微妙な曲率を持たせたモデルである<sup>(3)</sup>。式(2)は、 $\ln(T)$  の項が曲線を表し、2 次元系の局在理論を考慮したモデルである<sup>(5)</sup>。式(3)は、金属において抵抗率への格子散乱の寄与を考慮した Bloch-Gruneisen の式として知られていて、理想的な格子振動による散乱の場合  $n=5$  となり、また  $\Theta_D$  はデバイ温度である<sup>(6)</sup>。

これら 3 タイプの  $\rho_n(T)$  モデルを用いて、YBCO 薄膜の抵抗率転移曲線  $\rho(T)$  にフィッティングした結果を Fig.1 に示す。フィッティングの際の重要なパラメータ値として、式(1)では  $k=1.2$  となり、また式(3)では  $n=5.3$ ,  $\Theta_D=530K$  (YBCO の値としては、420K が報告されている<sup>(6)</sup>) とした。これらの値は妥当な結果である。更に式(3)では、表面散乱等の寄与を考慮して定数項  $\rho_0=0.138(\mu\Omega m)$  を導入した。いずれのモデルも  $T \geq 1.5T_c$  で実験結果を良く記述していることが分かる。最小二乗誤差から判断すると、式(1), (2), (3) の順に理論と実験との一致する度合いが高い。

\* 小山工業高等専門学校 電気情報工学科 4 年

Oyama National College of Technology,

771 Nakakuki, Oyama-shi, Tochigi 323-0806

\*\* 小山工業高等専門学校 電子システム工学専攻 2 年

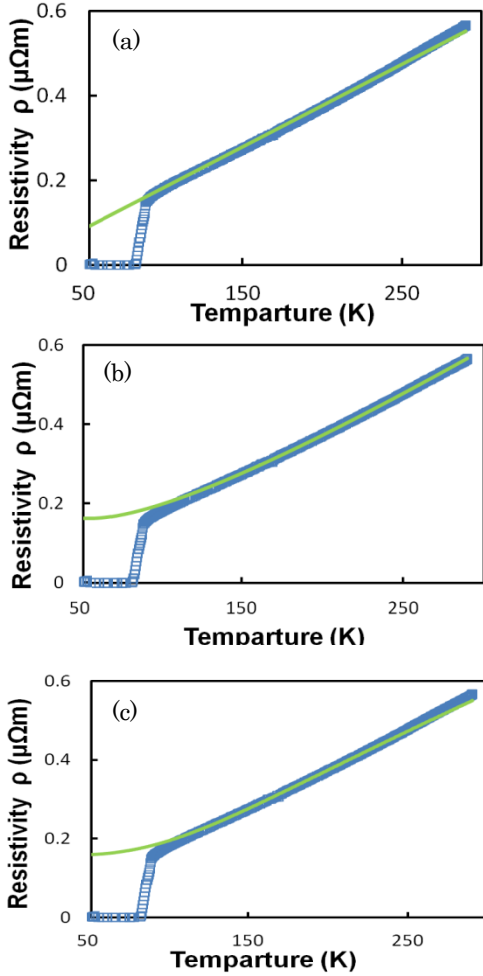


図1 YBCO 薄膜の  $\rho(T)$  と  $\rho_n(T)$  理論曲線  
 (a) 式(1), (b) 式(2), (c) 式(3)の理論  
 Fig. 1  $\rho(T)$  and  $\rho_n(T)$  properties in YBCO films  
 with (a) Eq. (1), (b) Eq. (2), (c) Eq. (3).

#### 4. 揺らぎ伝導率

FC の温度変化  $\sigma'(T)$  は、測定された抵抗率  $\rho(T)$  と  $\rho_n(T)$  との差として定義される。

$$\sigma'(T) = \rho^{-1}(T) - \rho_n^{-1}(T) \quad (4)$$

Aslamazov-Larkin (AL) 理論<sup>(7)</sup>によれば、FC の還元温度  $\varepsilon = \ln(T/T_c)$  依存性は、次のように表される。

$$\sigma'(\varepsilon) = C_F^{2D} \varepsilon^{-1}, \quad \sigma'(\varepsilon) = C_F^{3D} \varepsilon^{-1/2} \quad (5)$$

ここで、 $C_F^{2D} = e^2/(16hd)$  と  $C_F^{3D} = e^2/(32h\xi_0\sigma_0)$  は、それぞれ 2次元 (2D) 系 (膜厚  $d$ ) と 3次元 (3D) 系 (コヒーレンス長  $\xi_0$ ) とにおける揺らぎ振幅、 $\lambda$  は臨界指数である。これらの振幅の比により、揺らぎ伝導における系の異方性を評価することが知られている。即ち、層状構造の超伝導体における異方性パラメタは、 $\xi_0$  を  $\xi_c(0)$  として

$$r = 2\xi_c(0)/d = C_F^{2D}/C_F^{3D} \quad (6)$$

により求められる<sup>(8)</sup>。

HTSC における  $\sigma'(\varepsilon)$  の実験結果は、比較的低い  $\varepsilon$  領域では AL 理論で説明できるが、一方で高い  $\varepsilon$  領域では、理論値より大きくずれている。その理由は、AL 理論が低温領域で寄与の大きな揺らぎ効果 (直接過程) のみを考慮し、更に揺らぎにより生成したクーパ対運動量  $\mathbf{q}$  の積分上限を無限大にしているためである<sup>(4,5)</sup>。本研究室では、高温側で重要な揺らぎ効果を与える Maki-Thompson (MT) 項と状態密度 (DOS) 項を考慮に入れ、更に  $\mathbf{q}$  の積分上限を有限値に抑えることにより、次のような厳密な揺らぎ伝導率の式を導いた (以下、AL+MT+DOS (AMD) 理論と呼ぶ) <sup>(4,8)</sup>。

$$\sigma_{MC}^{LD}(\varepsilon, \alpha) = \sigma_{AL}^{LD}(\varepsilon, \alpha) + \sigma_{MT}^{LD}(\varepsilon, \alpha) + \sigma_{DOS}^{LD}(\varepsilon, \alpha) \quad (7)$$

ここで各項は次式で表される。

$$\sigma_{AL}^{LD}(\varepsilon, \alpha) = C_{AL}^{LD} \left[ \frac{1}{\varepsilon^2 + \varepsilon r^2} - \frac{\varepsilon^2 + 2\alpha^2 \left( \frac{3}{2}\varepsilon + \alpha^2 \right) + r^2 \varepsilon + \frac{3}{2}\alpha^2}{\alpha^2 + \varepsilon} \right] \quad (8)$$

$$\sigma_{MT}^{LD}(\varepsilon, \alpha) = \frac{C_{MT}^{LD}}{\varepsilon - \delta} \left\{ \ln \left( \frac{f(\varepsilon, r^2)}{f(\delta, r^2)} \right) - \ln \left( \frac{f(\varepsilon + \alpha^2, r^2)}{f(\delta + \alpha^2, r^2)} \right) \right\} \quad (9)$$

$$\sigma_{DOS}^{LD}(\varepsilon, \alpha) = -C_{DOS}^{LD} \left\{ 2 \ln \left[ \frac{f(\varepsilon + \alpha^2, r^2)}{f(\varepsilon, r^2)} \right] \right\} \quad (10)$$

これらの式で、関数  $f(x, y) = x^{1/2} + (x + y)^{1/2}$  と定義し、 $\alpha$  はカットオフパラメタ、各項の振幅は、 $C_{AL}^{LD} = e^2/16hd$ ,  $C_{MT}^{LD} = 4C_{AL}^{LD}$ ,  $C_{DOS}^{LD} = e^2K/4hd$  ( $K$  は散乱時間に関する物理量) であり、 $\delta$  は対破壊パラメタである。

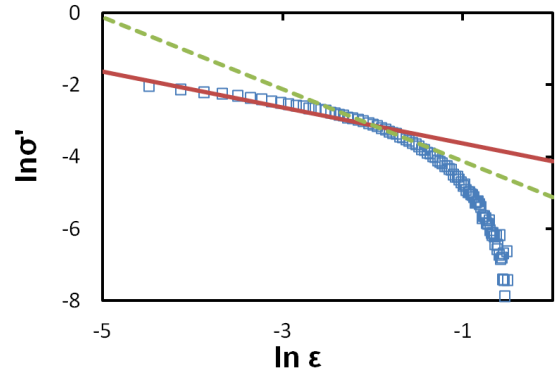


図2. AL 理論による  $\sigma'(\varepsilon)$  解析結果の両対数表示  
 Fig. 2. Bi-logarithmic plots of  $\sigma'(\varepsilon)$  analysis  
 with the AL theory.

#### 5. 解析結果と考察

$\sigma'(\varepsilon)$  解析にあたり、まず、AL 理論を用いて、式(6)で与えられる  $r$  の値を求めるプロセスを説明する。式(1)の両辺の対数をとることにより、 $\ln(\sigma')$  vs.  $\ln(\varepsilon)$  は線形の関係が成り立つことが分かり、実験結果を両対数で表示することが便利である。その1例として、式(2)を用いて得られた  $\sigma'(\varepsilon)$  結果を Fig. 2 に示した。図中の実線と破線は、それぞれ 2D と 3D-AL 理論式によるフィティングを表している。その際に得られた揺らぎ振幅の値を用いて式(6)から計算した異方性



$r$  の値は、モデル式(1), (2), (3)に対して、それぞれ 0.23, 0.31, 0.38であった。これらの値の内、式(2)を用いた場合は、 $k=1.2$  (即ち、 $T^{1.2}$  依存性)であったことから直線近似を用いた場合 ( $0.15 \leq r \leq 0.20$ ) に近い値となったが、他の 2つのモデルでは高い値 (異方性が小さい) となっている。

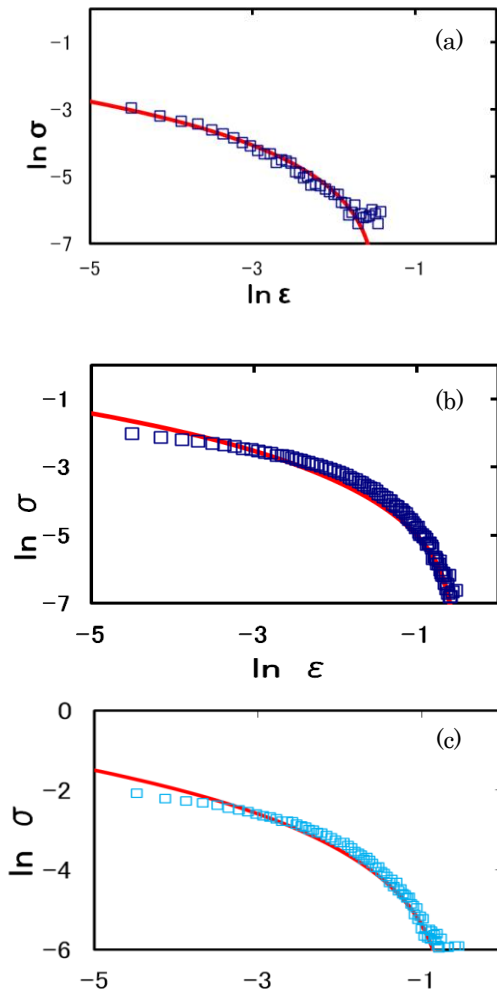


図 3. AMD 理論による  $\sigma'(\epsilon)$  解析結果の両対数表示

(a) Eq. (1), (b) Eq. (2), (c) Eq. (3).

Fig. 3. Bi-logarithmic plots of  $\sigma'(\epsilon)$  analysis with the AMD theory for (a) Eq. (1), (b) Eq. (2), and (c) Eq. (3).

次に、式(7)-(10)を用いた AMD 解析の結果について説明する。この場合、AL 理論中のパラメタの他に、 $\alpha, \delta, K$  の値を適切に決定する必要がある、ここでは、 $\alpha$  をほぼ一定値とし、 $\delta, K$  の値を調整して実験値の理論的フィティングを行った。Fig. 3は、3タイプの  $\rho_n(T)$  モデルを用いた場合の AMD 理論による  $\sigma'(\epsilon)$  解析結果を両対数表示したものである。3つのモデルにおいて、 $\sigma'(\epsilon)$  の存在する領域が多少異なるものの、それぞれの場合において理論と実験は良い一致を示している。フィティングに用いたパラメタ値が通常の線形近似で得られている値の範囲であることも確認している。

## 6. まとめ

従来、 $\sigma'(\epsilon)$  解析において直線近似の  $\rho_n(T)$  を用いて研究されているのに対し、本研究では、物理的に意味のある 3タイプの非線形  $\rho_n(T)$  モデルを用いた場合、 $\sigma'(\epsilon)$  解析結果に与える効果を検証した。採用した  $\rho_n(T)$  表式は、(1):  $T^k$  モデル (2)  $\ln(T)$  モデル、(3) プロット・グルーナイゼンモデルである。解析の結果、これらのいずれのモデルを用いた場合も AMD 理論式で実験結果を良く説明できることを明らかにした。解析の際に求めた揺らぎパラメタ値は線形近似の場合と定量的には異なるものの妥当な値の範囲である。

非線形  $\rho_n(T)$  モデルを用いて有効な  $\sigma'(\epsilon)$  解析が可能であることは、 $\sigma'(\epsilon)$  解析評価の適用される超伝導系の範囲を広げることで極めて重要であると考えられる。例えば、モデル(1)および(2)は、Zn 等を含む d 波超伝導<sup>(9)</sup> に適用可能であり、モデル(3)は貴金属/高温超伝導体複合膜に対して有効であろう。また新しい  $\rho_n(T)$  モデルとして、 $(Pr_{1-x}Y_x)Ba_2Cu_3O_{7-6}$  等の金属・半導体遷移系の物質に対する理論式<sup>(10)</sup> を適用することも検討に値する。

## 文 献

- (1) S. Tanuma, Y. Ie: "High-T<sub>c</sub> Superconductors and Exotic Superconductors", Chap. 1, Kyoritsu Publishing Co. Ltd., Tokyo (1999) (in Japanese)  
田沼静一・家泰弘、「高温超伝導体とエキゾチック超伝導体」, 1章, 共立出版, 東京 (1999).
- (2) S.R. Currás, G. Ferro, M.T. González, M.V. Ramallo, M. Ruibal, J. A. Veira, P. Wagner, and F. Vidal: "In-plane Paraconductivity in La<sub>2-x</sub>Sr<sub>x</sub>CuO<sub>4</sub> Thin Film Superconductors at High Reduced Temperatures: Independence of the Normal-State Pseudogap", Phys. Rev. B Vol. 68, No. 9 pp.094501-(1-16) (2003).
- (3) E.L. Hasse and J. Ruzicka: "Quality Criteria for High T<sub>c</sub> Superconductors and on the Clarification of the Superconducting Mechanism", Spring Meeting of the German Physical Society Regensburg Paper TT5,6 p.194 (1990).
- (4) N. Mori, M. Yoshida, S. Katoda, T. Ishibashi, and Y. Takano: "Applied Physical Characterization of Rare-Earth Based 123 Superconductors by Means of Paraconductivity Study", Physica C, Vol. 471, pp. 1158-1162 (2011).
- (5) H. Enomoto, Y. Takano, H. Ozaki, and N. Mori: "Fluctuation Conductivity Analysis in Zn-Doped YBa<sub>2</sub>Cu<sub>3</sub>O<sub>7</sub> and Related Systems", J. Physics Conf. Series, Vol. 150, pp. 052050-(1-4) (2009).
- (6) H. Ibach and H. Luth, "Solid State Physics", Chap. 9, Springer-Verlag Tokyo (1998) (in Japanese).  
H. イバック, H. リュート (石井力、木村忠正 訳): 「固体物理学」, 9章, シュプリンガーフェアラーク東京 (1998).
- (7) M. Tinkham: "Introduction to Superconductivity", 2<sup>nd</sup> ed., Chap. 8, Mc-Graw-Hill Inc., New York (1996).
- (8) N. Mori and H. Satoh: "Characterization of Au-YBa<sub>2</sub>Cu<sub>3</sub>O<sub>7-y</sub> Composites by Paraconductivity Analysis with a Short-Wavelength Cutoff", Physica C, Vol. 392-396, pp. 613-618 (2003).
- (9) N. Mori: "Paraconductivity for a d-wave superconductor in short-wavelength fluctuation regime", Physica C, Vol. 469, pp. 970-973 (2009).
- (10) V.E. Gasumyants and E.V. Vladimirovskaya: "Analysis of the Possible Reasons for the Suppression of Superconductivity in the (Y<sub>1-x</sub>Pr<sub>x</sub>)Ba<sub>2</sub>Cu<sub>3</sub>O<sub>7</sub> System on the Basis of Thermoelectric Power Data", Phys. Solid States, Vol. 39, pp. 1352-1356 (1997).

# 材料密度のモデリングにシグモイド関数を適用した 逐次線形計画法による磁気シールドの位相最適化

富永 悠介\*, 岡本 吉史 (宇都宮大学)  
若尾 真治 (早稲田大学), 里 周二 (宇都宮大学)

Topology Optimization of Magnetic Shielding Using Material Density  
Based on Sigmoid Function by Means of Sequential Linear Programming  
Yusuke Tominaga\*, Yoshifumi Okamoto (Utsunomiya University)  
Shinji Wakao (Waseda University), and Shuji Sato (Utsunomiya University)

キーワード：磁気シールド，材料密度，逐次線形計画法，グレイスケール抑制，位相最適化  
(Magnetic shielding, material density, sequential linear programming, suppression of gray scale, topology optimization)

## 1. はじめに

近年，数値解析と最適化手法を併用させた最適化計算に関する研究が活発に行われている．最適化計算は，寸法・形状最適化と位相最適化に大きく分けられる．特に，位相最適化は寸法・形状最適化に比べて，機器形状の自由度が高く，過去の知見にとらわれない新しい機器設計を実行できる可能性がある．

位相最適化手法は，設計領域における各要素の最適な材料配置を導出する方法である．材料の有無を二値化させると，NP 問題となり求解が困難となる．そこで，Bendsøe, 菊池らは均質化理論を適用し，位相最適化問題を各要素の仮想的な空孔サイズを設計変数とする連続最適化問題として定義した<sup>[1]</sup>．その結果，従来の非線形最適化手法の導入により，実用的な反復回数内で求解が可能となった．また，均質化手法と等価な方法である密度法が Bendsøe, Sigmund らによって開発され<sup>[2]</sup>，電磁界解析の分野でも精力的に研究されている<sup>[3]</sup>,<sup>[4]</sup>．

材料密度を設計変数として，磁気回路の位相最適化問題を求解する場合，透磁率を材料密度の関数として定義する<sup>[3]</sup>．これは，材料密度の中間値（グレイスケール）を許容した定式化であるため，収束解にグレイスケールが発生するケースがある．グレイスケールの要素は，材料配置が明確でないため，設計部位の抽出には好都合であるが，具体的な磁気回路を提示する際の妨げとなる．Solid Isotropic Material with Penalize (SIMP) によって透磁率を定義し，材料密度の指数部を高次化すればグレイスケールの発生を抑制できるものの，目的関数の収束特性が悪化する場合がありますと報告されている<sup>[4]</sup>．また，グレイスケールの抑制をペ

ナルティ関数として陽的に目的関数へ付加する方法も提案されているが<sup>[5]</sup>，ペナルティ係数によっては収束解の性能が低下するケースがあり，取扱い方が容易ではない．

本論文では，透磁率の定式化にシグモイド関数<sup>[6]</sup>を新たに導入することで，陰的なグレイスケールの抑制を試みる．シグモイド関数はステップ関数に近い特性を持っており，グレイスケールの抑制に効果的であると考えられる．そこで，SIMP を用いたケースを比較して，二次元磁気シールドの位相最適化問題におけるシグモイド関数の優位性を検討する．さらに，三次元磁気シールド位相最適化問題においてグレイスケールの発生を抑制した明示的な解の導出に成功したので，その詳細を報告する．

## 2. 材料密度ベースの位相最適化

〈2・1〉材料密度の定式化 設計領域内の有限要素  $i$  における透磁率  $\mu_i$  を材料密度  $\rho_i$  の関数として，定式化すると

$$\mu_i = \mu_0 \{1 + (\mu_r - 1)\rho_i^n\} \quad (1)$$

となる．ここで， $\mu_0$  は真空の透磁率， $\mu_r$  は鉄芯の比透磁率（線形材料）， $n$  はグレイスケールの発生を抑制するための指数を示す．シグモイド関数を使用した透磁率は，(1) 式の  $\rho_i^n$  に  $\zeta(\rho_i)$  に置換すると，(2) 式ようになる．

$$\mu_i = \mu_0 \{1 + (\mu_r - 1)\zeta(\rho_i)\} \quad (2)$$

なお，シグモイド関数  $\zeta(\rho_i)$  は，(3) 式のように定義する．

$$\zeta(\rho_i) = \frac{1}{1 + e^{(-a(\rho_i - 0.5))}} \quad (3)$$

ここで， $a$  は  $\rho_i = 0.5$  における勾配を調節するファクターで，本論文では  $a = 15$  とする．以上の材料密度に対する透磁率，ならびに  $d\mu_i/d\rho_i$  の変化を図 1 に示す．シグモイド関数の透磁率は， $\rho_i = 0.5$  を境界として材料の性質が二分化されやす

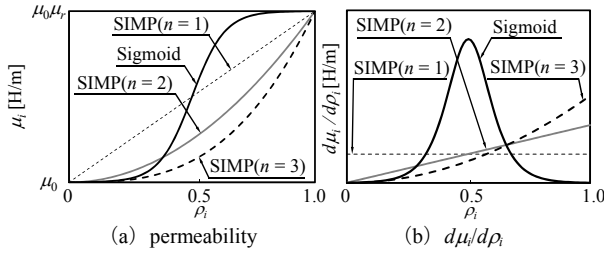


図1 密度に対する透磁率と  $d\mu_i/d\rho_i$  特性

Fig. 1. Characteristics of permeability and derivatives with respect to material density.

い特性になっていることが分かる。

〈2・2〉逐次線形計画法に基づく位相最適化 本論文では、材料密度、鉄芯体積に関する不等式制約条件付き最適化問題を求解するため、逐次線形計画法<sup>[7]</sup>を使用する。最適化問題を(4)式のように定義する。

$$\begin{aligned} \min. \quad & W(\mathbf{A}, \boldsymbol{\rho}) \\ \text{s.t.} \quad & 0 \leq \rho_i \leq 1 \quad (i=1, \dots, n_d) \\ & V(\boldsymbol{\rho}) = \int_V \rho dV \leq V_0 \end{aligned} \quad (4)$$

ここで、 $V(\boldsymbol{\rho})$  は設計領域における鉄芯体積、 $V_0$  はその許容値、 $n_d$  は設計変数の総数を示す。次に、(5)式のように Taylor 展開を用いて一次近似することで、線形問題へ変換できる。

$$\begin{aligned} \min. \quad & \nabla W(\mathbf{A}^{(k)}, \boldsymbol{\rho}^{(k)})^T \delta \boldsymbol{\rho}^{(k)} \\ \text{s.t.} \quad & \max[-\rho_i^{(k)}, -\zeta^{(k)}] \leq \delta \rho_i^{(k)} \leq \min[1 - \rho_i^{(k)}, \zeta^{(k)}] \\ & (i=1, \dots, n_d) \\ & V(\boldsymbol{\rho}^{(k)}) + \nabla V(\boldsymbol{\rho}^{(k)})^T \delta \boldsymbol{\rho}^{(k)} \leq V_0 \end{aligned} \quad (5)$$

ここで、 $\zeta$  は材料密度  $\rho^{(k)}$  のムープリミットを示し、添え字  $k$  は設計変数の更新回数を示す。なお、 $\nabla$  は  $\boldsymbol{\rho}^{(k)}$  に関する勾配を示す。 $\nabla W(\mathbf{A}^{(k)}, \boldsymbol{\rho}^{(k)})$  は設計空間内の各要素の感度を示し、随伴変数法<sup>[8]</sup>によって導出される。(5)式のように線形化された副問題を逐次線形計画法を用いて  $\delta \boldsymbol{\rho}^{(k)}$  に関して求解する。得られた  $\delta \boldsymbol{\rho}^{(k)}$  と(6)式に示す密度の更新式を使用して、次ステップの材料密度  $\boldsymbol{\rho}^{(k+1)}$  を決定する。

$$\boldsymbol{\rho}^{(k+1)} = \boldsymbol{\rho}^{(k)} + \delta \boldsymbol{\rho}^{(k)} \quad (6)$$

なお、逐次線形計画法を使用して得られた  $\delta \boldsymbol{\rho}$  を用いた場合、解が振動し収束しないことがあるため、(7)式に示す動的なムープリミット<sup>[9]</sup>を適用する。

$$\zeta^{(k)} = \begin{cases} 0.05 & (k < 100) \\ \frac{0.05}{1.01^{(k-100)}} & (k \geq 100) \end{cases} \quad (7)$$

以上の計算について最大反復回数を 2,000 回とし  $|\delta \boldsymbol{\rho}^{(k)}|$  の最大値が  $10^{-2}$  以下になるまで繰り返す。

### 3. 最適化問題

〈3・1〉二次元磁気シールド問題 二次元磁気シールドモデルを図2(a)に示す。対称性を考慮して  $y=0$  境界に  $\mathbf{H} \times \mathbf{n} = \mathbf{0}$  を課し、 $x=0$  境界に  $\mathbf{B} \cdot \mathbf{n} = 0$  の境界条件を与えて解析領域を  $1/4$  領域とする。使用する有限要素メッシュを図2(b)に示す。なお、有限要素メッシュの仕様は、節点数：6,006、

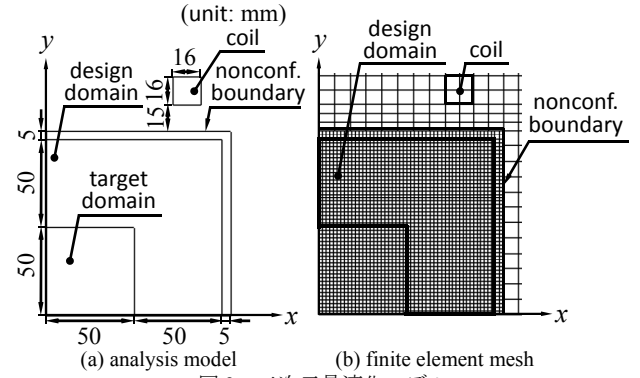


図2 二次元最適化モデル

Fig. 2. 2-D optimization model.

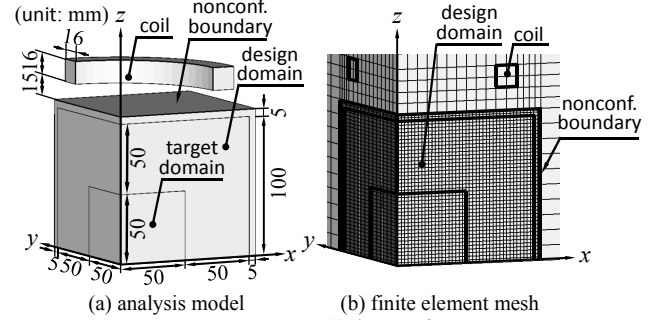


図3 三次元最適化モデル

Fig. 3. 3-D optimization model.

要素数：2,856、未知変数：2,791、設計変数：1,728である。また、本最適化問題では、設計領域と外部空気領域間に線形結合に基づく非適合接続<sup>[10]</sup>を導入し、要素数削減による順解析の高速化を図る。

〈3・2〉三次元磁気シールド問題 三次元磁気シールドモデルを図3(a)に示す。 $x=0$ 平面と $y=0$ 平面に $\mathbf{B} \cdot \mathbf{n} = 0$ の境界条件を課し、 $z=0$ 平面に $\mathbf{H} \times \mathbf{n} = \mathbf{0}$ の境界条件を与えて、解析領域を  $1/8$  領域とする。使用する有限要素メッシュを図3(b)に示す。有限要素メッシュの仕様は、節点数：87,182、要素数：80,616、未知変数：866,010、設計変数：56,000である。なお、三次元モデルにおいて、解析精度を向上させるため、設計領域を Serendipity 型六面体二次辺要素、外側空気領域を六面体一次辺要素で離散化し、異なる要素次数間を線形結合により非適合接続する<sup>[11]</sup>。

〈3・3〉目的関数 図2, 3の設領域内部の材料密度  $\boldsymbol{\rho}^{(k)}$  を設計変数とし、シールド部の面積を制約値  $S_0$  以下に維持しながら、評価領域の磁気エネルギーを最小化する磁気シールドを導出することを目的とする。二次元場における位相最適化問題を定式化すると、(8)式ようになる。

$$\begin{aligned} \min. \quad & W(\mathbf{A}^{(k)}, \boldsymbol{\rho}^{(k)}) = \frac{1}{2} \int_S \nu \mathbf{B}^2 dS \\ \text{s.t.} \quad & 0 \leq \rho_i^{(k)} \leq 1 \quad (i=1, \dots, n_d) \\ & S(\boldsymbol{\rho}^{(k)}) = \int_S \rho^{(k)} dS \leq S_0 \end{aligned} \quad (8)$$

ここで、 $\nu$  は磁気抵抗率、 $\mathbf{B}$  は磁束密度を示す。次に、逐次線形計画法を用いて設計変数の修正量  $\delta \boldsymbol{\rho}^{(k)}$  を導出するため、(8)式に Taylor 展開を適用して一次近似すると、(9)式に示す線形計画問題が得られる。

$$\begin{aligned} \min. & \nabla W(A^{(k)}, \rho^{(k)})^T \delta \rho^{(k)} \\ \text{s.t.} & \max[-\rho_i^{(k)}, -\zeta^{(k)}] \leq \delta \rho_i^{(k)} \leq \min[1 - \rho_i^{(k)}, \zeta^{(k)}] \\ & (i=1, \dots, n_d) \end{aligned} \quad (9)$$

$$S(\rho^{(k)}) + \nabla S(\rho^{(k)})^T \delta \rho^{(k)} \leq S_0$$

なお、三次元最適化問題の定式化では、(8)、(9)式における  $S$  を体積空間  $V$  に置換し、二次元問題と同様に評価領域のエネルギー最小化を目標とする目的関数を使用する。

#### 4. 位相最適化結果

**〈4.1〉 材料密度の定式化が解に与える影響** 本節では、二次元磁気シールド最適化問題において、材料密度の定式化が解に与える影響について検討する。面積の制約値  $S_0$  は設計空間の 1/3 となる  $S_0 = 2.5 \times 10^{-3} [\text{m}^2]$  とした。また、最適解が制約条件近傍にあると想定して、初期面積  $S(\rho^{(0)})$  が面積の制約値  $S_0$  となるように、全ての  $\rho^{(0)}$  を 0.33 に設定した。なお、以降の最適化計算では、鉄心の比透磁率を  $\mu_r = 1000$  として最適化計算を行う。線形方程式の解法には、Eisenstat の方法を適用した対称ガウスザイデル前処理付き MRTR 法 [12]、[13] を用いて解く。使用する計算機の仕様は、Intel Core i7 3770K 4.5 GHz & 32.0 GB RAM である。

図 4 に二次元問題の位相最適化結果を示す。位相の理解を容易にするため、 $x$  軸に対して鏡面表示を行い、1/2 領域を示す。図 4 (a) の SIMP ( $n=1$ ) を使用した最適化では、多層構造のシールド形状が得られているが、グレイスケールが多数発生しており、具体的な磁気回路が得られていない。その一方、図 4 (b), (c), (d) に示す SIMP ( $n=2$ )、SIMP ( $n=3$ )、シグモイド関数を使用した最適化計算では、グレイスケールの発生が抑制された位相が得られている。

(a) ~ (c) より、(1) 式の  $n$  を大きくすると、グレイスケールの発生を抑制できることがわかる。

図 5 に目的関数の収束特性を示す。SIMP は、 $n$  を大きくすると、目的関数の収束特性が悪化していることが分かる。これは  $n$  の増加に伴い設計領域内に空気要素が分布しやすくなり、薄板状のシールドが形成されにくくなったことが原因である。一方、シグモイド関数を使用した最適化では、磁気シールドの層数が多くなり良好な収束特性となった。

最適化結果を表 1 に示す。すべての最適化計算において、面積の制約値を満足していることが分かる。最も目的関数値の収束値が悪かったのは、SIMP ( $n=3$ ) のケースであった。一方、シグモイド関数を使用した最適化計算が、目的関数値を最も低減できた。

図 6 に各収束解における構成材料の割合を示す。ここでは、透磁率が  $0.2\mu_0\mu_r < \mu_i < 0.8\mu_0\mu_r$  の要素をグレイスケールとして定義する。SIMP ( $n=1$ ) を使用した結果には、グレイスケールが多く分布している。また、SIMP において、グレイスケールの発生抑制と目的関数値の低減にはトレードオフの関係があることがわかる。一方、シグモイド関数を使用した結果が、グレイスケールを最も抑制できている。従って、透磁率をシグモイド関数によって定義すれば、目的関

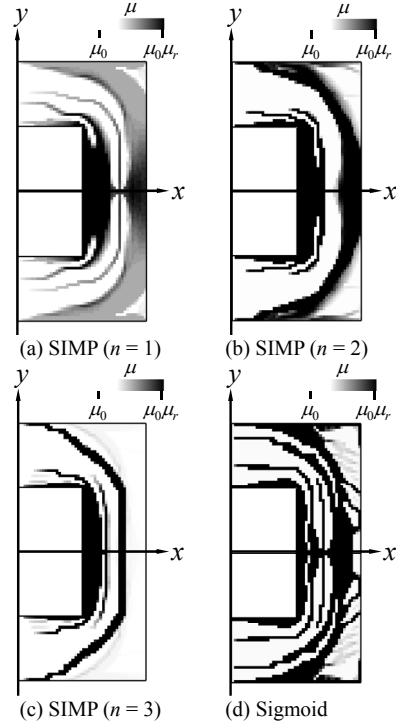


図 4 二次元モデルの最適化結果  
Fig. 4. Optimized topology in the case of 2-D problem.

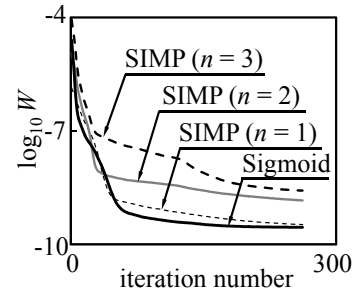


図 5 二次元問題における目的関数の収束特性  
Fig. 5. Convergence characteristics of objective function in the case of 2-D problem.

表 1 二次元位相最適化結果  
TABLE I OPTIMIZATION RESULTS IN THE CASE OF 2-D PROBLEM

	$\rho^{(0)}$	ite.	elapsed time [s]	$W \times 10^{-10} [\text{J}]$	$S(\rho) / S_0$
SIMP ( $n=1$ )	0.33	262	21.1	3.341 (0.23)	1.00
SIMP ( $n=2$ )		262	21.2	14.52 (1.00)	0.99
SIMP ( $n=3$ )		262	21.4	26.35 (1.82)	0.99
Sigmoid		262	21.2	2.821 (0.19)	1.00

数値の収束値を劣化させることなく、グレイスケールの発生を抑制できることがわかる。

**〈4.2〉 三次元磁気シールドの位相最適化** 本節では、前節の検討から優位性が示されたシグモイド関数を使用して三次元磁気シールドの位相最適化を行う。体積の制約値は全設計空間の 1/3 となる  $V_0 = 2.92 \times 10^{-4} [\text{m}^3]$  と設定する。初期密度は二次元シールドモデルと同様に  $\rho^{(0)} = 0.33$  とした。

図 7 に三次元磁気シールドの位相最適化結果を示す。図 7 (a) より、二次元磁気シールドモデルの収束解と同様に多層構造が得られていることがわかる。図 7 (b) より、磁束を外部領域へ逃がすため、氷柱のような補助的な磁路が形

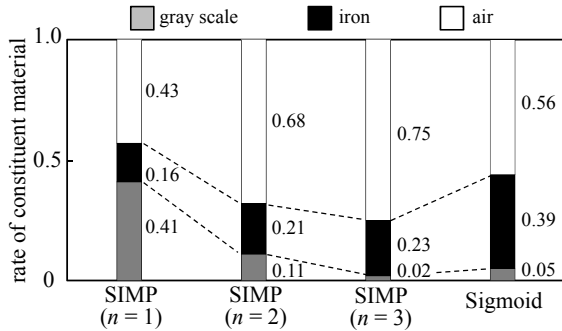


図6 各種材料の割合

Fig. 6. Ratio of constituent materials in the case of 2-D problem.

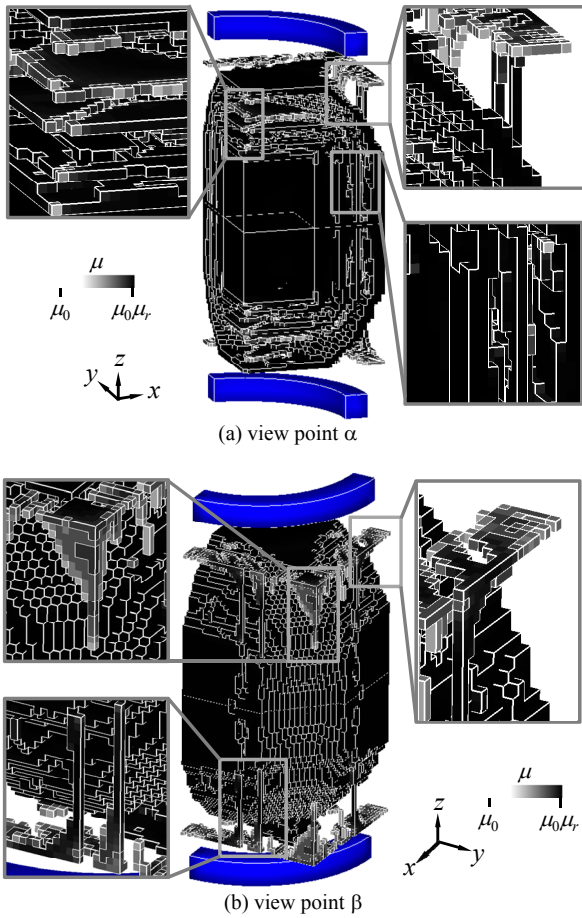


図7 三次元モデルの最適化結果

Fig. 7. Optimized topology in the case of 3-D problem.

表3 三次元位相最適化結果

TABLE III OPTIMIZATION RESULTS IN THE CASE OF 3-D PROBLEM

$\rho^{(0)}$	ite.	elapsed time [h]	$W \times 10^{-9}$ [J]	$V(\rho) / V_0$
0.33	262	6.30	9.13	1.00

成された。また、全設計空間中に存在するグレイスケールの割合は約 0.01 となり、三次元問題においても、シグモイド関数を透磁率のモデリングに使用することで、グレイスケールの発生を効果的に抑制できた。

表 3 に三次元磁気シールドの位相最適化結果を示す。これより、鉄芯体積の制約条件を満足しながら、評価領域内の磁束密度を低減できる明示的な位相を導出できた。

## 5. まとめ

本論文では、材料密度に基づいて、有限要素法と逐次線形計画法の併用による二次元場、あるいは三次元場の磁気シールドの位相最適化計算を行った。本論文より得られた結果を要約すると、以下ようになる。

- (1) 二次元最適化問題において、評価領域内の磁束密度を効果的に低減するための磁気シールドの構造として、多層構造が優れていることを明らかにした。
- (2) 材料密度のモデリングに Solid Isotropic Material with Penalize を適用すると、グレイスケールの発生抑制と目的関数値の減少にはトレードオフの関係がある。
- (3) 材料密度の定式化にシグモイド関数を用いると、グレイスケールの発生を抑制し、なおかつ、明示的な多層構造の磁気シールドが得られた。

## 文 献

- [1] M. P. Bendsøe and N. Kikuchi, "Generating optimal topologies in structural design using a homogenization method," *Comput. Methods Appl. Mech. Eng.*, vol. 71, pp. 197-224 (1988).
- [2] M. P. Bendsøe, "Optimal shape design as a material distribution problem," *Struct. Optim.*, vol. 1, pp. 193-202 (1989).
- [3] J.-K. Byun and S.-Y. Hahn, "Topology optimization of electrical devices using mutual energy and sensitivity," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 35, no. 5, pp. 3718-3720 (1999).
- [4] Y. Okamoto, and N. Takahashi, "Investigation of topology optimization of magnetic circuit by using density method," *IEEEJ Trans. IA.*, Vol. 124, No. 12, pp. 1228-1236 (2004) (in Japanese). 岡本吉史・高橋則雄:「密度法を用いた磁気回路の位相最適化手法に関する基礎的検討」, 電気学会論文誌 D, Vol. 124, No. 12, pp. 1228-1236 (2004)
- [5] T. Borrvall and J. Petersson, "Topology optimization using regularized intermediate density control," *Comput. Methods Appl. Mech. Engrg.*, vol. 190, pp. 4911-4928 (2001).
- [6] S. Russell and P. Norvig, *Artificial Intelligence A Modern Approach*. Prentice-Hall, Inc., (2009).
- [7] 今野浩:「線形計画法」, 日科技連 (1987)
- [8] S. Gitosusastro, J. L. Coulomb, and J. C. Sabonnadiere, "Performance derivative calculations and optimization process," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 25, no. 4, pp. 2834-2839 (1989).
- [9] D. Fujii and N. Kikuchi, "Improvement of numerical instabilities in topology optimization using the SLP method," *Structural Optimization*, vol. 19, pp. 113-121 (2000).
- [10] H. K ometani, S. Sakabe, and A. Kameari, "3-D analysis of induction motor with skewed slots using regular coupling mesh," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 27, no. 6, pp. 5211-5213 (1991).
- [11] Y. Okamoto and S. Sato, "Mixed order edge-based finite element method by means of nonconforming mesh connection," *Proceedings of The 15<sup>th</sup> International IGTE Symposium on numerical field calculation in electrical engineering*, pp. 282-287 (2012).
- [12] Y. Higashi, S. Fujino, and Y. Onoue, "Convergence of MRTR method using GS preconditioning with Eisenstat's version," *Transactions of JSCES*, No. 20110006, pp. 1-7 (2011) (in Japanese). 東慶幸・藤野清次・尾上勇介:「Eisenstat 版 GS 型前処理付き MRTR 法の収束性について」, 日本計算工学会論文誌, No. 20110006, pp. 1-7 (2011)
- [13] T. Tsuburaya, Y. Okamoto, K. Fujiwara, and S. Sato, "Improvement of the preconditioned MRTR method with Eisenstat's, technique in real symmetric sparse matrices" *IEEE Trans. Magn.* (2013). (to be published).

# Biot-Savart 則と進化型アルゴリズムの併用による イオンビームガイド用一様磁界発生装置の磁石寸法・位置最適化

田島 正彦\*, 岡本 吉史, 東口 武史, 富永 悠介, 里 周二 (宇都宮大学)

Magnet Size and Position Optimization for Uniform Magnetic Field Generator to Guide Ion Beam  
by Means of Combinatorial Method between Biot-Savart Law and Evolutionary Algorithm

Masahiko Tajima\*, Yoshifumi Okamoto, Takeshi Higashiguchi, Yusuke Tominaga, and Shuji Sato  
(Utsunomiya University)

キーワード: Biot - Savart 則, 進化型アルゴリズム, 並列計算, 寸法・位置最適化, 一様磁界発生装置  
(Biot-Savart law, evolutionary algorithm, parallel computing, size and position optimization, uniform magnetic field generator)

## 1. はじめに

近年, 半導体の高密度化を目的として, 波長が 13.5 nm の極端紫外 (EUV) 光源に関する研究が盛んに行われている。光源には高温高密度のプラズマを用いるため, 放射されるのは EUV 光だけでなく, 高速イオンや中性粒子もある。これらの粒子は, 光源周辺に配置される EUV 光の捕集鏡に損傷を与えることが問題である。それゆえ, プラズマから発生する高速イオンをガイドし, 排出するため, 指定された一様磁場が必要である。本論文では, 光源から発生するイオンビームをガイドする一様磁界発生装置の最適化に関する検討を行う。製作を容易にするため, 一様磁界発生装置の最適化には, 直方体磁石を組み合わせた簡素な設計指針のもと, 磁石寸法, 配置位置のパラメータサーベイを行う。

その際, 順解析の手法として有限要素法を適用すると, 形状修正の度にメッシュ分割が必要となり, 寸法・位置最適化の計算コストが増加する。そこで, メッシュ分割が不要で, 直方体磁石からの磁束密度を解析的に導出できる Biot-Savart 則<sup>[1]</sup>を適用する。また, 目的関数の感度解析が不要で, 並列化を実装しやすく, 制約条件を容易に考慮できる進化型アルゴリズムを適用し, Biot-Savart 則と併用して最適化を実行する。

本論文で取り扱う進化型アルゴリズムとして, 少ない評価回数で大域的な最適解を求解しやすい粒子群最適化 (PSO)<sup>[2]</sup>, 差分進化 (DE)<sup>[3], [4]</sup>, (1+1)-ES<sup>[5]</sup>を採用する。しかし, 従来の PSO では, 全集団が良好な解に向かって進むため, 最良解の近傍を探索することになり, 局所解に陥ることが散見される。DE においても, 集団から 3 個体をランダムに選択し, 解を更新させるため, 集団の良好な解が反映されにくいという問題点がある。

そこで, PSO の探索効率向上を目的として, 更新式に突

然変異 (一様乱数) を導入した PSO を提案する (mutate PSO と略記)。また, DE については, 基本ベクトルを前世代までの最良解とする DE / best / 1 / bin<sup>[3]</sup> (modified DE と略記) を適用する。さらに, 最適化計算において, Biot-Savart 則の計算時間が支配的となるため, PC クラスタ上に進化型アルゴリズムを並列実装し, 最適化計算の高速化を試みる。以上の方法により, 並列実装した modified DE を適用することで, 指定された一様磁場を満足し, 他の手法よりも良好な直方体磁石の寸法・位置を高速に導出できたので報告する。

## 2. 最適化手法

〈2・1〉Biot-Savart 則 直方体磁石の最適化を行う際, Biot-Savart 則は, 任意の点における磁束密度を解析的に計算できる。Biot-Savart 則を (1) 式に示す。

$$\mathbf{B} = -\frac{1}{4\pi} \nabla_p \left\{ \int_V \mathbf{M} \cdot \nabla \left( \frac{1}{|\mathbf{r}|} \right) dV \right\} \quad (1)$$

ここで,  $p$  は求めたい磁束密度の点,  $\mathbf{r}$  は求めたい磁束密度の点までの距離,  $\mathbf{M}$  は磁化である。また, (1) 式を行列形式に変形したものを (2) 式に示す。

$$\begin{Bmatrix} B_x \\ B_y \\ B_z \end{Bmatrix} = -\frac{1}{4\pi} \begin{bmatrix} \partial I_x / \partial x_p & \partial I_y / \partial x_p & \partial I_z / \partial x_p \\ \partial I_x / \partial y_p & \partial I_y / \partial y_p & \partial I_z / \partial y_p \\ \partial I_x / \partial z_p & \partial I_y / \partial z_p & \partial I_z / \partial z_p \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} M_x \\ M_y \\ M_z \end{Bmatrix} \quad (2)$$

(2) 式の 3×3 行列の成分を (3) ~ (8) 式に示す。なお, 対称行列であるので, 上三角行列の記載は省略している。

$$\frac{\partial I_x}{\partial x_p} = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \sum_{k=1}^2 (-1)^{i+j+k} \left[ -\tan^{-1} \left\{ \frac{(y_p - y_j)(z_p - z_k)}{(x_p - x_i)r_{ijkp}} \right\} \right] \quad (3)$$

$$\frac{\partial I_y}{\partial y_p} = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \sum_{k=1}^2 (-1)^{i+j+k} \left[ -\tan^{-1} \left\{ \frac{(z_p - z_k)(x_p - x_i)}{(y_p - y_j)r_{ijkp}} \right\} \right] \quad (4)$$

$$\frac{\partial I_z}{\partial z_p} = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \sum_{k=1}^2 (-1)^{i+j+k} \left[ -\tan^{-1} \left\{ \frac{(x_p - x_i)(y_p - y_j)}{(z_p - z_k)r_{ijkp}} \right\} \right] \quad (5)$$



$$\frac{\partial I_x}{\partial y_p} = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \sum_{k=1}^2 (-1)^{i+j+k} \cdot \ln \{r_{ijkp} + (z_p - z_k)\} \quad (6)$$

$$\frac{\partial I_x}{\partial z_p} = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \sum_{k=1}^2 (-1)^{i+j+k} \cdot \ln \{r_{ijkp} + (y_p - y_j)\} \quad (7)$$

$$\frac{\partial I_y}{\partial z_p} = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \sum_{k=1}^2 (-1)^{i+j+k} \cdot \ln \{r_{ijkp} + (x_p - x_i)\} \quad (8)$$

ここで、 $x_i, y_j, z_k$  は直方体磁石の頂点の座標、 $x_p, y_p, z_p$  は磁束密度の計算点の座標、 $r_{ijkp}$  は直方体磁石の頂点から磁束密度の計算点までの距離である。

〈2・2〉 粒子群最適化 PSO は、自然界における群れの振る舞いをモデル化したもので、位置ベクトルと速度ベクトルを世代毎に更新させることにより、最適解を導出する手法である。位置ベクトルと速度ベクトルの更新式を (9)、(10) 式に示す。

$$\mathbf{x}_{n(k+1)} = \mathbf{x}_{n(k)} + \mathbf{v}_{n(k+1)} \quad (9)$$

$$\mathbf{v}_{n(k+1)} = \lambda \mathbf{v}_{n(k)} + c_1 r_1 (\mathbf{x}_{n(k)}^{\text{best}} - \mathbf{x}_{n(k)}) + c_2 r_2 (\mathbf{x}_{n(k)}^{\text{gbest}} - \mathbf{x}_{n(k)}) \quad (10)$$

ここで、 $n$  は個体番号、 $k$  は世代交代数、 $\lambda$  は 1 以下となる慣性モーメント、 $c_1, c_2$  は 0 以上 1 以下の定数、 $r_1, r_2$  は [0, 1] の範囲で発生する乱数、 $\mathbf{x}^{\text{best}}$  は前世代までに得られた最良解、 $\mathbf{x}^{\text{gbest}}$  は前世代の最良解である。しかし、通常の PSO は局所解に陥りやすく、良好な収束解が得られないケースが想定される。それゆえ、指定された確率 (10%) に基づいて、突然変異を発生させることで探索性能の改善を図る。本論文では、突然変異として [-1, 1] の範囲で発生する一様乱数を 0 から 1 の範囲に正規化された (9) 式に付加する手法 (以降、mutate PSO と略称) を提案する。

〈2・3〉 差分進化 DE では、基本ベクトルと差分ベクトルの重み付き和により生成された変異ベクトル (突然変異) が進化の根幹となる。突然変異を (11) 式に示す。

$$\mathbf{x}_{\text{mut}} = \mathbf{x}_{p1} + F(\mathbf{x}_{p2} - \mathbf{x}_{p3}) \quad (11)$$

ここで、 $\mathbf{x}_{\text{mut}}$  は生成された変異ベクトル、 $\mathbf{x}_{p1}$  は個体集団からランダムに選択された基本ベクトル、 $\mathbf{x}_{p2}, \mathbf{x}_{p3}$  も同様にランダムに選択された個体を示し、各個体の差異を差分ベクトルとする。また、 $F$  はスケールリングパラメータである。次に、交叉率に基づいて変異ベクトルと親ベクトルの入れ替えを行い (交叉)、次世代の個体を決定する。このとき、交叉には一様交叉を用いる。通常、DE では 3 個体 ( $\mathbf{x}_{p1}, \mathbf{x}_{p2}, \mathbf{x}_{p3}$ ) をランダムに選択するため、過去に得られた最良解が反映されにくく、局所解に陥りやすい。そこで本論文では、(11) 式を (12) 式のように修正する。

$$\mathbf{x}_{\text{mut}} = \mathbf{x}_{\text{best}} + F(\mathbf{x}_{p2} - \mathbf{x}_{p3}) \quad (12)$$

ここで、 $\mathbf{x}_{\text{best}}$  は前世代までの最良な個体のベクトルを示している。(12) 式を用いた手法を modified DE と略記する。

〈2・4〉 (1+1)-ES (1+1)-ES は解を更新する際に、親 1 個体から子 1 個体を生成し、解を探索する手法である。なお、子個体は親個体に正規乱数を付加した突然変異によって生成される。更新式と正規乱数を (13)、(14) 式に示す。

$$\mathbf{x}_o^{(k+1)} = \mathbf{x}_p^{(k)} + N(u, \sigma^2) \quad (13)$$

$$N(u, \sigma^2) = \sqrt{-2\sigma^2 \ln r_1} \sin(2\pi r_2) + u \quad (14)$$

表 1 PC クラスターの仕様

TABLE 1 SPECIFICATION OF PC CLUSTER		
Number of PC	4	
Mother Board	ASUS P8Z77-V	
CPU	Intel Core i7 3770K (4 core)	4.5 GHz
Memory	F3-2133C9-8GBXH (PC3-10700)	16 GB

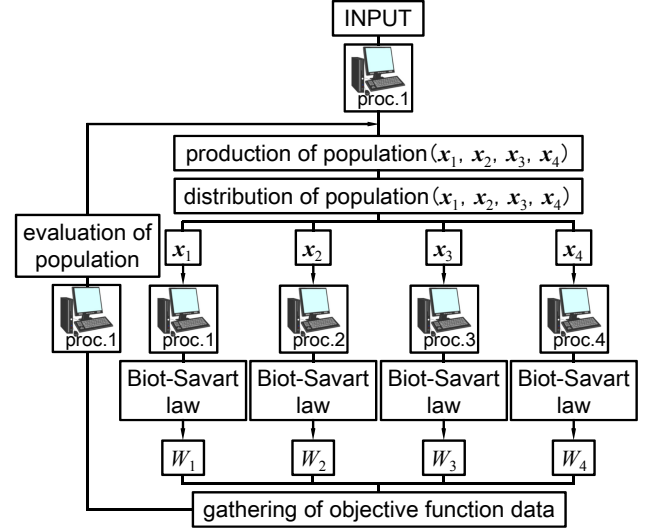


図 1 並列化進化型アルゴリズムの概略  
Fig. 1. Outline of parallelized evolutionary algorithm.

ここで、 $u$  は平均値、 $\sigma^2$  は分散値であり、 $r_1$  と  $r_2$  は [0, 1] の乱数である。また、上記の解を更新させるとともに、探索回数に応じて Rechenberg の 1 / 5 成功則<sup>[5]</sup>を付加し、標準偏差  $\sigma$  の値を更新する。 $\sigma$  の更新を (15) 式に示す。

$$\sigma = \begin{cases} \sigma \times C_d & (p < 0.2) \\ \sigma & (p = 0.2) \\ \sigma / C_d & (p > 0.2) \end{cases} \quad (15)$$

ここで、 $C_d$  は  $\sigma$  をチューニングする際に用いる定数、 $p$  は成功確率を示す。なお、本論文では、 $\sigma$  のチューニングを設計変数の数  $\times 10$  回ごとの探索 (70 回) で行った。

〈2・5〉 並列化進化型アルゴリズム PSO と DE は集団の情報に基づき、解を改善する探索アルゴリズムのため、大域解を得るには、個体数を数十個以上定義する必要がある。また、最適化計算において、Biot-Savart 則を用いた磁束密度の計算時間が支配的となる。そこで、MPI (Message Passing Interface)<sup>[6]</sup>を用いて、並列化進化型アルゴリズムを PC クラスタ上に実装し、高速化を図る。表 1 に Ether Network 環境下で構築した PC クラスタの仕様を示す。

図 1 に並列化進化型アルゴリズムの概略を示す。1 世代あたり 4 個体の場合を想定する。まず、生成した個体のデータ ( $x_1, x_2, x_3, x_4$ ) を、各プロセスに受け渡し目的関数値を計算する。次に、得られた値を host となるプロセス 1 に収集する。収集した目的関数値より、次世代の個体データを生成する。この繰り返し計算により、寸法・位置最適化計算が行われる。なお、(1+1)-ES は親 1 個体に対して子 1 個体を生成するため、並列化を実装できない。それゆえ、(1+1)-ES については逐次計算を行う。

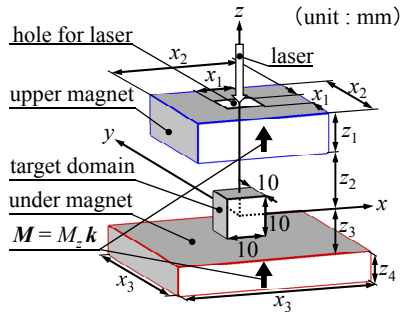


図2 最適化モデル

Fig. 2. Optimization model.

表2 制約値

TABLE II CONSTRAINT CONDITION

$u_0$	$B_{h0}$ [T]	$B_{z0}$ [T]
1.01	$10^{-2}$	0.2

表3 最適化パラメータ

TABLE III PARAMETERS FOR OPTIMIZATION

population	PSO				DE		(1+1)-ES	
	inertia	mutation	$c_1$	$c_2$	crossover	$F$	$\sigma$	$C_d$
48	0.4	0.1	0.2	0.8	0.8	0.4	0.1	0.85

### 3. 解析モデル

最適化を行う一様磁界発生装置を図2に示す。対称性を考慮し、評価領域の1/4をBiot-Savart則で計算する。 $M_z = 1.2$  Tとして、磁石寸法と配置位置を最適化し、評価領域内部の $z$ 方向磁束密度の均一性と、設計変数の制約条件を満足しながら、磁石体積 $V_{\text{mag}}$ の最小化を目的とする。本最適化問題を定式化すると、(16)式ようになる。

$$\text{Minimize } V_{\text{mag}} = \sum_i \int_{V_i} dV$$

$$\text{Subject to } \begin{cases} 10 \leq x_1 \leq 15, 15 \leq x_2 \leq 50, 15 \leq x_3 \leq 50 \\ 2 \leq z_1 \leq 10, 5 \leq z_2 \leq 20, 5 \leq z_3 \leq 20, 2 \leq z_4 \leq 10 \\ u = B_{z_{\text{max}}} / B_{z_{\text{min}}} < u_0, B_{h_{\text{max}}} < B_{h0}, B_{z_{\text{min}}} > B_{z0} \end{cases} \quad (16)$$

ここで、 $i$ は磁石の個数、 $u$ は磁束密度の均一率、 $B_{h_{\text{max}}}$ は $x, y$ 方向の最大磁束密度、 $B_{z_{\text{min}}}$ は $z$ 方向の最小磁束密度を示す。次に、 $V_{\text{mag}}$ の最小化と制約条件を単目的化すると、目的関数 $W$ を(17)式のように定義できる。

$$W = V_{\text{mag}} + P_u + P_{\text{lag}} + P_{|B|} \quad (17)$$

ここで、 $P_u$ は磁束密度の均一率に関するペナルティ関数、 $P_{\text{lag}}$ は $B_{h_{\text{max}}}$ に関するペナルティ関数、 $P_{|B|}$ は $B_{z_{\text{min}}}$ に関するペナルティ関数で(18)、(19)、(20)式のように定義する。

$$P_u = \begin{cases} 0 & (u < u_0) \\ k_u(u - u_0) & (u \geq u_0) \end{cases} \quad (18)$$

$$P_{\text{lag}} = \begin{cases} 0 & (B_{h_{\text{max}}} < B_{h0}) \\ k_{\text{lag}}(B_{h_{\text{max}}} - B_{h0}) & (B_{h_{\text{max}}} \geq B_{h0}) \end{cases} \quad (19)$$

$$P_{|B|} = \begin{cases} 0 & (B_{z_{\text{min}}} > B_{z0}) \\ k_{|B|}(B_{z0} - B_{z_{\text{min}}}) & (B_{z_{\text{min}}} \leq B_{z0}) \end{cases} \quad (20)$$

ここで、 $k_u, k_{\text{lag}}, k_{|B|}$ はペナルティ係数で、全ての値を1.0とした。制約値を表2、最適化パラメータを表3に示す。また、最大世代交代数を2,000回として、100世代の計算で最良解の改善がなければ、大域的な解が得られたとして最適

化計算を終了する。

### 4. 解析結果

〈4.1〉 並列性能 本節ではPCクラスタへ実装した並列化進化型アルゴリズムの並列性能について検討する。使用する乱数列を一定とし、収束解を一意に設定する。48個体、20世代として、磁束密度の評価点を規則的に80,000点準備し、Biot-Savart則を用いて磁束密度を評価する。

図3にmutate PSOとmodified DEの並列性能を示す。縦軸の並列性能は、1プロセスによる計算時間を各並列計算の所要時間で除算して求めている。これより、8並列以下の状態では高い並列性能が得られているが、それ以上になると性能が劣化している。これは、ノード外通信、各CPUのマルチコア使用に伴う速度劣化が原因と考えられる。本検討では、16並列で14倍程度の高速化が達成できたため、以降の全ての最適化において、16並列で最適化を行う。

〈4.2〉 最適化結果 図4に最適化で得られた磁石形状と評価領域内部の磁束密度分布を示す。(a)と(b)に示すmutate PSOとmodified DEは制約条件近傍で制約条件を満足し、概ね評価領域内において一様な磁場が得られている。

表4に最適化後の設計変数の値を示す。どの手法もほぼ同等な寸法・位置が得られていることが分かる。特に、mutate PSOとmodified DEは、全ての設計変数に対して、ほぼ同等な収束解が得られており、大域的最適解を探索できたことを示唆している。

図5に目的関数の収束特性を示す。通常のPSO、DE及び(1+1)-ESでは、良好な収束特性が得られず、局所解に陥

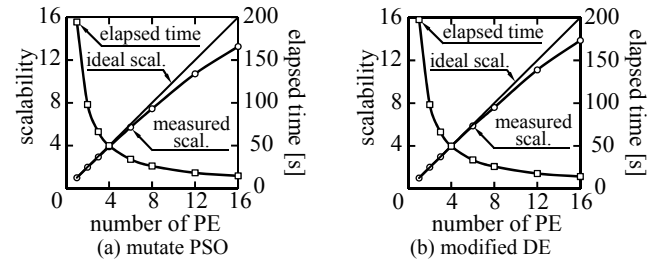


図3 並列化進化型アルゴリズムの性能

Fig. 3. Scalability of parallelized evolutionary algorithm.

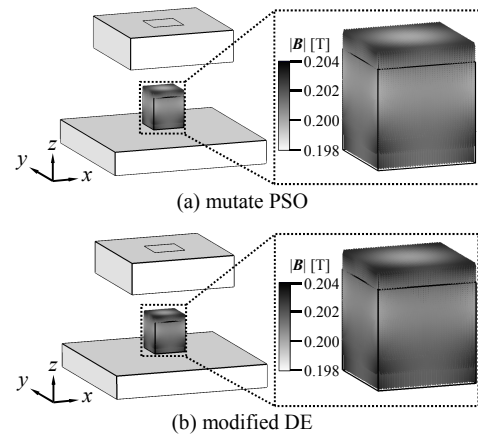


図4 評価領域における最適化磁石形状と磁束密度分布  
Fig. 4. Optimized magnet shape and flux in target region.

表 4 収束値 (最良解)

TABLE IV CONVERGED VARIABLE OF BEST RESULT

EA	$x_1$ [mm]	$x_2$ [mm]	$x_3$ [mm]	$z_1$ [mm]	$z_2$ [mm]	$z_3$ [mm]	$z_4$ [mm]
PSO	10.0	29.5	50.0	10.0	16.2	5.00	8.33
DE	10.9	28.2	50.0	10.0	15.4	7.45	7.29
(1+1)-ES	10.0	34.2	50.0	10.0	17.5	5.69	7.59
mutate PSO	10.0	33.9	50.0	10.0	17.5	6.43	7.35
modified DE	10.0	33.8	50.0	10.0	17.4	6.41	7.36

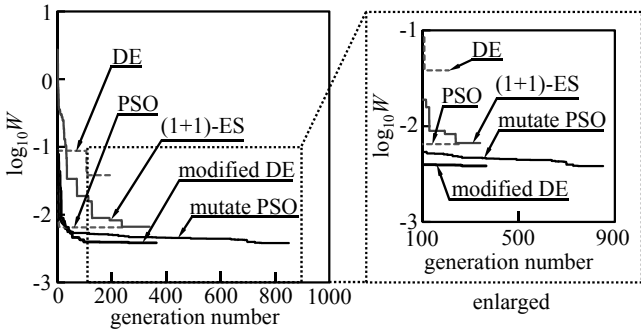


図 5 目的関数の収束特性 (最良解)

Fig. 5. Convergence characteristics of best objective function.

っていることを確認できる。一方, mutate PSO と modified DE では良好な収束特性が得られているため, 従来の PSO, DE よりも探索効率を向上できたと云える。特に, modified DE は mutate PSO の半分以下の反復回数で同等な解を導出できており, 全最適化手法の中で本問題に対して最も効果的な方法である。

表 5 に最適化計算を 10 回試行して得られた結果の最良値を示す。PSO, DE と (1+1)-ES では一様性に関する制約条件は満たさなかった。一方, mutate PSO と modified DE より得られた目的関数値はほぼ同等な値で, 制約条件も満足し, なおかつ磁石の体積が最小化されていることから, 良好な解が得られたと云える。

表 6 に 10 回試行して得られた最適化結果の平均値を示す。通常の PSO, DE 及び (1+1)-ES では, 図 5 の結果と同様に良好な目的関数値が得られず, 磁場の一様も得られていないことから局所解に陥っていると考えられる。PSO は, 全集団で良好な解に向かって進み, 最良解の近傍を集中的に探索してしまうため局所解に陥ってしまったと考えられる。DE は, 3 個体をランダムで選択してしまうため, 前世代までの良好な解の情報が踏襲されにくいことが原因であると云える。また, (1+1)-ES は, 親 1 個体から子 1 個体を生成するため, 解の更新が大きく行われぬのが局所解に陥った原因である。一方, mutate PSO と modified DE では, 良好な目的関数値が得られたことが分かる。特に, modified DE と mutate PSO を比較すると, modified DE の方がより目的関数値が低減され, 反復回数も約 20 % 低減できることが明らかとなった。

## 5. まとめ

本論文では, イオンビームガイド用の一様磁界発生装置

表 5 最良解の仕様

TABLE V BEST RESULT OF OPTIMIZATION

EA	CPU time[s]	elapsed generation	$V_{\text{mag}} \times 10^{-3} [\text{m}^3]$	$u$	$B_h^{\text{max}} \times 10^{-3} [\text{T}]$	$B_z^{\text{min}} [\text{T}]$	$W \times 10^{-3}$
PSO	186 (1.00)	255 (1.00)	2.85 (1.00)	1.02 (1.00)	1.62 (1.00)	0.218 (1.00)	6.49 (1.00)
DE	141 (0.76)	208 (0.82)	2.50 (0.88)	1.04 (1.02)	2.20 (1.34)	0.188 (0.86)	38.3 (5.90)
(1+1)-ES	67 (0.36)	339 (1.33)	2.97 (1.04)	1.02 (1.00)	1.26 (0.78)	0.207 (0.95)	6.66 (1.03)
mutate PSO	568 (3.15)	851 (3.34)	2.89 (1.01)	1.01 (0.99)	1.35 (0.83)	0.200 (0.92)	3.83 (0.59)
modified DE	247 (1.33)	364 (1.43)	2.88 (1.01)	1.01 (0.99)	1.37 (0.85)	0.200 (0.92)	3.85 (0.59)

表 6 全最適化結果の平均

TABLE VI AVERAGED RESULT OF OPTIMIZATION

EA	CPU time[s]	elapsed generation	$V_{\text{mag}} \times 10^{-3} [\text{m}^3]$	$u$	$B_h^{\text{max}} \times 10^{-3} [\text{T}]$	$B_z^{\text{min}} [\text{T}]$	$W \times 10^{-3}$
PSO	192 (1.00)	268 (1.00)	3.07 (1.00)	1.02 (1.00)	1.77 (1.00)	0.186 (1.00)	29.1 (1.00)
DE	102 (0.53)	150 (0.56)	2.46 (0.80)	1.05 (1.03)	2.82 (1.59)	0.177 (0.95)	64.3 (2.21)
(1+1)-ES	59.0 (0.31)	297 (1.11)	3.05 (0.99)	1.03 (1.01)	2.35 (1.33)	0.192 (1.03)	26.3 (0.90)
mutate PSO	288 (1.50)	429 (1.60)	2.85 (0.93)	1.01 (0.99)	1.63 (0.92)	0.208 (1.12)	4.86 (0.17)
modified DE	233 (1.21)	347 (1.29)	2.84 (0.93)	1.01 (0.99)	1.52 (0.86)	0.204 (1.10)	4.46 (0.15)

の設計パラメータを並列化進化型アルゴリズムにより同定した。得られた結果を要約すると, 次のようになる。

- (1) ノード間通信, 1 PC 当たりの稼働コア数に依存して並列性能が劣化するものの, どの手法においても 16 並列で約 14 倍に及ぶ高速最適化を実現した。
- (2) Biot-Savart 則と進化型アルゴリズムを併用することで, 磁石寸法と磁束密度に関する制約条件を満足しながら, 体積が最小となる一様磁界発生装置の磁石寸法・位置を導出した。
- (3) 粒子群最適化の探索性能向上を目的として, 更新時に突然変異 (一様乱数) を付加することで, 従来手法よりも探索性能が向上した。
- (4) 差分進化の探索性能向上を目的として, 基本ベクトルを前世代までの最良解と設定することで, 他の進化型最適化手法よりも優れた収束性能が得られた。

## 文 献

- [1] 電気学会技術報告, No. 1043 (2006)
- [2] J. Kennedy, "Swarm Intelligence," *Morgan Kaufmann*, SF, (2001).
- [3] R. Storn and K. Price, "Differential evolution - a simple and efficient adaptive scheme for global optimization over continuous spaces," Technical Report TR-95-012, ICSI (1995).
- [4] 柴坂美祐喜・原章・市村匠: 「種分化を導入した Differential Evolution による複数解をもつ多峰性関数の最適化」電子情報通信学会論文誌, vol. J92-D, No. 7, pp. 1003-1014 (2009)
- [5] I. Rechenberg, "Evolutionsstrategie '94," *Frommann-Holzboog Verlag, Stuttgart*, (1994) (in German).
- [6] P. パチエコ (訳: 秋葉 博): 「MPI 並列プログラミング」, 培風館 (2001)

# プレイモデルによるスカラーヒステリシス磁界解析に関する検討

山下 祐貴\*, 岡本 吉史, 里 周二 (宇都宮大学)

Magnetic Field Analysis of Ring Specimen Using Scalar Hysteresis Based on Play Model

Yuki Yamashita\*, Yoshifumi Okamoto, and Shuji Sato (Utsunomiya University)

キーワード：初磁化曲線, 励磁突入電流, 環状試料, マイナーループ, プレイモデル, スカラーヒステリシス  
(Initial magnetization curve, inrush current, ring specimen, minor loop, play model, scalar hysteresis)

## 1. はじめに

モータなどの電気機器の設計において、低損失・高効率化を実現するために、鉄損を正確に計算し、低減対策を施すことが重要な課題である。鉄損評価の高精度化を実現するには、磁界解析の際に磁気ヒステリシス特性を直接評価することが望ましい。磁気ヒステリシス特性とは、鉄やコバルトなどに代表される強磁性体に現れる性質であり、過去の磁界や磁束密度の状態遷移が、現在の状態に影響を及ぼす特性である。この磁気ヒステリシス特性をメジャーロープや初磁化曲線のみならず、マイナーループや消磁、残留磁気など、様々な履歴の影響を簡潔に、精度よく表現できるヒステリシスモデルの研究が広く行われている。

これまでに提案されてきたヒステリシスモデルの中で、プライザッハモデル<sup>[1]・[3]</sup>はマイナーループなどの任意の磁束密度の変化に対する磁界の遷移を表せる高い表現能力を持つ数少ないヒステリシスモデルの一つである。

しかし、有限要素法解析にプライザッハモデルを用いる際には、記憶容量や計算コストの増大などの問題が指摘されている<sup>[4]</sup>。それゆえ、ヒステリシスモデルを利用せずに、初磁化曲線のみで鉄損を評価する方法が幅広く使用されている。しかし、厳密にヒステリシスを考慮できていないため、ヒステリシス損失の高精度な算定が困難となる。

そこで本論文では、プライザッハモデルと同等の表現能力があり、さらに記述がより簡潔であるプレイモデル<sup>[5]・[6]</sup>に着目した。今回、環状試料に数種類の電圧を印加したときの磁束密度  $B$ 、電流  $i$ 、磁気特性をプレイモデルを導入する場合と、初磁化曲線のみを考慮して解析する場合とで、比較検証を行った。その結果、初磁化曲線による解析では、磁束密度に対して磁界は一価関数となっており、単純な磁気特性を示していた。一方、プレイモデルによる解析では、過去の履歴に依って変化するため一価関数にならず、マイナーループや保磁力、残留磁化を表現するなど、複雑な磁気特性を示すことを確認できたので報告する。

## 2. プレイモデル

〈2・1〉プレイモデルの原理 プレイモデルは、図1に示すプレイヒステロンを用いてヒステリシス特性を表現するモデルである。図1のプレイヒステロンにおいて、 $P_1: p = B - \zeta$  は  $B$  の増加時のみ、 $P_2: p = B + \zeta$  は  $B$  の減少時のみ用いられる。ここで、 $\zeta$  はプレイヒステロンの幅を与える正のパラメータである。 $B$  が増加から減少、または減少から増加に転じると、点  $(B, p)$  は  $P_1$  と  $P_2$  の間を水平に移動する。水平な枝上では、両方向に移動が可能である。このプレイヒステロンの特性は、

$$p(B) = \max(\min(p^0, B + \zeta), B - \zeta) \quad (1)$$

となる。ここで、 $p^0$  は前時点でのプレイヒステロン  $p$  の値である。次に、磁束密度  $B$  に対する磁界  $H$  の間のヒステリシス特性を、図2のように様々な幅  $\zeta$  についてのプレイヒステロンの重ね合わせとして次のように表現する。

$$B(H) = \sum_{i=1}^{N_p} f_i(p_i(B)) \quad (2)$$

$$p_i(B) = \max(\min(p_i^0, B + \zeta_i), B - \zeta_i) \quad (3)$$

ただし、 $i$  はプレイヒステロンの番号、 $\zeta_i$  は  $i$  番目のプレイヒステロンの幅、 $N_p$  はプレイヒステロンの数、 $p_i$  は幅  $\zeta_i$  でのプレイヒステロンの値である。また、 $f_i$  は  $p_i$  に対する一価関数であり、形状関数と呼ぶ。この形状関数を区分線形関数として、

$$f_i(p) = f_{i,j-1} + \mu_{i,j}(p - p_{i,j-1}) \quad (p_{i,j-1} \leq p \leq p_{i,j}) \quad (4)$$

と与える。ここで、各パラメータと形状関数の傾き  $\mu_{i,j}$  に関して、

$$p_{i,j} = -B_s + \zeta_i + j\Delta p \quad (j = 0 \dots N_p - i + 1) \quad (5)$$

$$f_{i,j} = f_i(p_{i,j}) \quad (6)$$

$$\Delta p = 2B_s / N_p \quad (7)$$

$$\mu_{i,j} = (f_{i,j} - f_{i,j-1}) / \Delta p \quad (8)$$

$$\zeta_i = (i-1)B_s / N_p \quad (9)$$

と与えられる。ここで  $B_s$  は飽和磁束密度である。

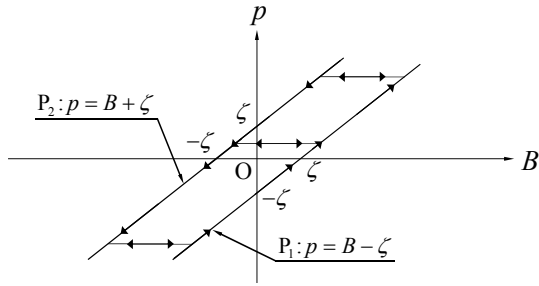


図1 プレイヒステロン  
Fig. 1. Play hysteron.

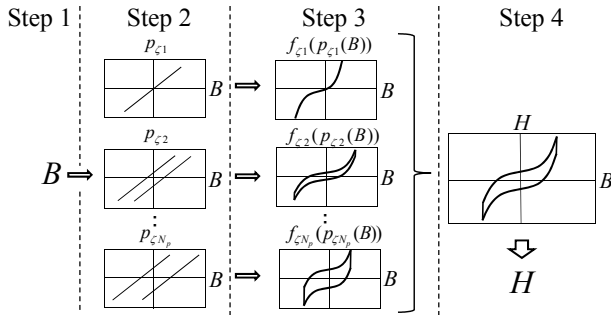
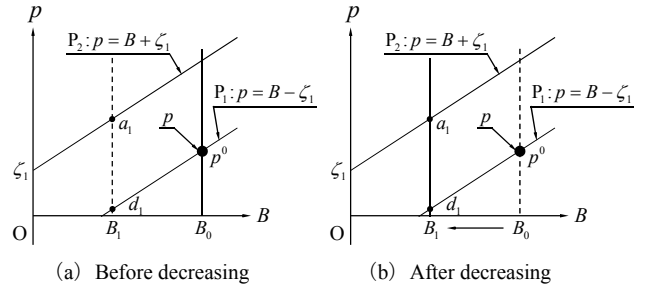


図2 プレイモデル  
Fig. 2. Play model.

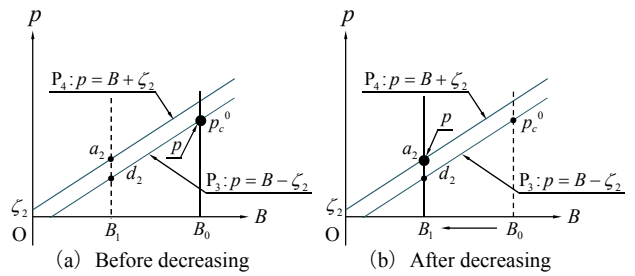
〈2・2〉プレイモデルの動作特性 本節では、プレイモデルの動作特性について詳細に述べる。まず、プレイモデルの入力  $B$  から出力  $H$  までは図2より、以下の手順となる。

- Step 1 入力  $B$  を決定する
- Step 2 入力  $B$  に対してプレイヒステロンの幅  $\zeta$  が異なる各プレイヒステロンの値  $p$  が決定する。
- Step 3 Step 2 で得られた  $p$  から幅  $\zeta$  ごとの形状関数の値が決まる。
- Step 4 以上から得られた複数個の形状関数の値を重ね合わせて  $H$  が決定する。

Step 2 は、プレイヒステロンが複数あり、その幅  $\zeta$  は (9) 式より求まる。また、それぞれ入力  $B$  に対して (3) 式の特徴を持ち、プレイヒステロンの値  $p$  が決まる。プレイモデルでは、入力  $B$  が増加から減少に転じた時、出力  $H$  も増加から減少に転じる。これはプレイヒステロンが上昇曲線から下降曲線に移動し、プレイヒステロンの値の減少、それに伴い形状関数の値の減少、そして  $H$  の減少となるのである。しかし、すべてのプレイヒステロンが下降曲線に移動し、減少するわけではない。このことを明示するために、図3に幅の広いプレイヒステロン、図4に幅の狭いプレイヒステロンを示す。今、磁束密度が増加から減少に変わり、 $B_0$  から  $B_1$  に減少したと仮定する。まず幅の大きいプレイヒステロンについて、図3より前時点でのプレイヒステロンを  $p^0$ 、また (3) 式のそれぞれの値を、 $B_1 + \zeta_1 = a_1$ 、 $B_1 - \zeta_1 = d_1$  とすると、 $p(\zeta_1) = \max(\min(p^0, a_1), d_1)$  となる。図3 (a) から大小関係を比較すると、プレイヒステロンは変わらず  $p^0$  のままであり、図3 (b) となる。一方、幅の狭いプレイヒステロンは、図4 (a) より、 $B_1 + \zeta_2 = a_2$ 、 $B_1 - \zeta_2 = d_2$  となり、(3) 式は  $p(\zeta_2) = \max(\min(p_c^0, a_2), d_2)$  となるので、プレイ



(a) Before decreasing (b) After decreasing  
図3 幅の広いプレイヒステロンの特性  
Fig. 3. Characteristics of play hysteron with tiny changes.



(a) Before decreasing (b) After decreasing  
図4 幅の狭いプレイヒステロンの特性  
Fig. 4. Characteristics of hysteron with big changes.

ヒステロンは  $a_2$  に更新され、図4 (b) となる。つまり、プレイヒステロンの幅が狭いほど、 $B$  の増減に鋭敏となることが分かる。プレイモデルではプレイヒステロンの幅は  $\zeta = 0$  が最小であり、このプレイヒステロンは  $B$  の増減に必ず対応して増減する。

次に Step 3 に関して、プレイヒステロンの幅が狭くなるほど、形状関数の値は大きくなる。つまり  $\zeta = 0$  の形状関数が Step 4 で  $H$  を決める際に支配的となる。これは、プレイモデルで解析する際にプレデータから形状関数の傾きを求め、形状関数の値を決定するが、その傾きを求める際に幅の狭い形状関数ほど傾きが大きくなるからである。これは、傾きを求める際に用いるエヴェレット関数の性質による<sup>[2]</sup>。つまり、 $B$  の増減に対応して  $H$  も増減する理由は、幅の狭いプレイヒステロンであるほど鋭敏に  $B$  の増減に対応する、また、その幅の狭いプレイヒステロンから求まる形状関数は  $H$  を決める上で支配的である。この2点があげられる。

### 3. 環状試料を用いたヒステリシス磁界解析

〈3・1〉解析条件 図5に示す環状試料を用いて解析を行う。なお解析に利用する材料は文献 [8] の材料データを利用する。飽和磁束密度  $B_s = 1.6$  [T]、プレイヒステロンの数  $N_p = 4$  とする対称 BH ループから文献 [7] に示す方法で同定を行い、プレイモデルの解析を行った。図5の  $v(t)$  は印加電圧、 $I(t)$  は巻線に流れる電流、 $R$  は巻線抵抗、 $N$  は巻線の巻数、 $r_a$  は平均磁路長の半径を示す。表1に解析で用いるパラメータを示す。今回は、印加電圧である正弦波電圧の周波数を 50Hz、振幅を  $V_s$  として、

1. 磁束の飽和が起こらない正弦波電圧 ( $V_s = 50$ )
2. 磁束の飽和が起こる正弦波電圧 ( $V_s = 140$ )

以上から磁束密度  $B$ 、電流  $I$ 、磁気特性の比較検討を行う。

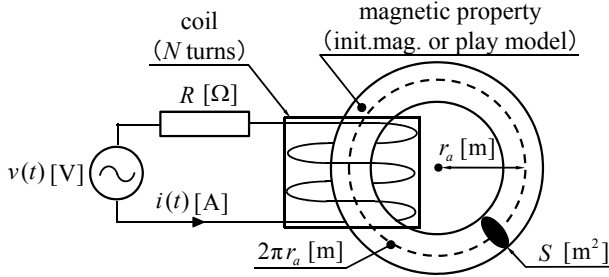


図5 環状試料  
Fig. 5. Ring specimen.

表1 解析条件

TABLE I ANALYSIS CONDITION	
effective magnetic path length : $2\pi r_a$ [m]	0.377
magnetic sectional area $S$ [ $m^2$ ]	$1.25 \times 10^{-3}$
resistance of magnetizing winding : $R$ [ $\Omega$ ]	0.01
number of turns of magnetizing winding : $N$ [turns]	500

〈3・2〉環状試料を用いた解析の定式化 アンペールの周回積分の法則により、(10)式が導かれる。

$$\oint_C \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = 2\pi r_a H = Ni(t) \quad (10)$$

ここで、 $\mathbf{H}$ はコイルが作る磁界である。また、図5の回路では回路方程式から(11)式が導かれる。

$$Ri(t) + NS \frac{dB}{dt} = v(t) \quad (11)$$

ここで、 $B$ は試料断面を通る磁束密度、 $S$ は試料の断面積を表す。(10)、(11)式について、後退オイラーを用いて時間 $n$ ステップにおける離散化を行うと(12)、(13)式になる。

$$2\pi r_a H^{(n)} - Ni^{(n)} = 0 \quad (12)$$

$$Ri^{(n)} + NS \frac{B^{(n)} - B^{(n-1)}}{\Delta t} = V^{(n)} \quad (13)$$

ここで、未知変数 $i$ 、 $B$ を含む非線形方程式は、ニュートン・ラフソン(NR)法を用いて求める。よって(12)、(13)式にNR法を導入した定式化を次に示す。

$$f(B^{(n)}, i^{(n)}) = 2\pi r_a H(B^{(n)}) - Ni^{(n)} = 0 \quad (14)$$

$$g(B^{(n)}, i^{(n)}) = Ri^{(n)} + \frac{NS}{\Delta t} (B^{(n)} - B^{(n-1)}) - V^{(n)} = 0 \quad (15)$$

(14)、(15)式をテイラー展開すると、(16)式となる。

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial f}{\partial B^{(n)}} & \frac{\partial f}{\partial i^{(n)}} \\ \frac{\partial g}{\partial B^{(n)}} & \frac{\partial g}{\partial i^{(n)}} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \delta B^{(n)} \\ \delta i^{(n)} \end{Bmatrix} = - \begin{Bmatrix} f(B^{(n)}, i^{(n)}) \\ g(B^{(n)}, i^{(n)}) \end{Bmatrix} \quad (16)$$

ここで左辺のヤコビ行列の各成分は、(14)、(15)式を以て $B^{(n)}$ 、 $i^{(n)}$ について偏微分を行い、以下のようになる。

$$\frac{\partial f}{\partial B^{(n)}} = 2\pi r_a \frac{\partial H(B^{(n)})}{\partial B^{(n)}} \quad (17)$$

$$\frac{\partial f}{\partial i^{(n)}} = -N \quad (18)$$

$$\frac{\partial g}{\partial B^{(n)}} = \frac{NS}{\Delta t} \quad (19)$$

$$\frac{\partial g}{\partial i^{(n)}} = R \quad (20)$$

時間 $n$ ステップにおいて、(16)式の $\delta B$ 、 $\delta i$ が微小になるまで、NR法の反復計算を行う。

〈3・3〉プレイモデルの微分係数 (17)式の右辺項の微分係数 $\partial H / \partial B$ は(21)式のように変形して計算する。

$$\frac{\partial H}{\partial B} = \frac{\partial H}{\partial p} \frac{\partial p}{\partial B} \quad (21)$$

ここで、(1)式を(22)式に書き換える<sup>[9]</sup>。

$$p(B) = B - \zeta \frac{B - p^0}{\max(|B - p^0|, 1)} \quad (22)$$

よって、(22)式を用いると(21)式の右辺の右側の微分は

$$\begin{cases} \frac{\partial p}{\partial B} = 0 & (|B - p^0| < \zeta) \\ \frac{\partial p}{\partial B} = 1 & (|B - p^0| \geq \zeta) \end{cases} \quad (23)$$

となる。また、(2)式は次式のように変形できる<sup>[10]</sup>。

$$H(B) = \int_0^{B_s} f(\zeta, p_\zeta(B)) d\zeta \quad (24)$$

それゆえ(24)式を用いれば、(21)式は、(25)式のように変形できる<sup>[10]</sup>。

$$\frac{\partial H}{\partial p} = \int_0^{B_s} \frac{f_{i,j} - f_{i,j-1}}{\Delta p} d\zeta = \int_0^{B_s} \mu_{i,j} d\zeta \quad (25)$$

上記の(21)、(23)、(25)式を用いれば、スカラーヒステリシスを考慮した非線形解析を実行できる。

#### 4. 解析結果

〈4・1〉磁気飽和がないケース 本章では、図5の電気回路に50 Hzの正弦波電圧を印加し、プレイモデル(play model)、初磁化曲線(init. mag.)を用いて解析した。その時の磁束密度や電流、磁気特性を検討する。

まず、図6に磁気飽和が起きないケースの磁束密度、電流を示す。磁束密度は、プレイモデル、初磁化曲線ともに電圧と同じ正弦波状に分布した。また、初磁化曲線から得られた電流の波形は、負を取らずに対称な波形を繰り返している。一方、プレイモデルから得られた電流の波形は、非対称な波形を繰り返し、電流が負を取る場合もあった。

次に、磁気特性を図7に示す。初磁化曲線の場合は、一価関数であり、単調な変化を繰り返していた。また、今回は磁束密度が負を取らないため、得られた磁界も負を取らなかった。一方、プレイモデルでは履歴に依存して変化をしており、また、磁束密度の減少中に残留磁束を下回ると磁界は負を取る。ゆえに、図6での磁界から求める電流も同様な特性を示した。実際の現象としても、残留磁束を下回ると磁界は負を取るため、プレイモデルによって得られた解析結果の方がより精度が高いことが分かる。

〈4・2〉磁気飽和が顕著なケース 図8に磁気飽和が発生した場合の磁束密度と電流を示す。図8より、磁束密度は正弦波状に分布した。また、プレイモデル、初磁化曲線より得られる電流が共通して突出しているのが分かる。これは励磁突入電流で、環状試料が磁気飽和し、これ以上磁化されない場合に周辺の空気を磁性体として磁化しようとする働きから大きな電流が流れるために生じる現象であ



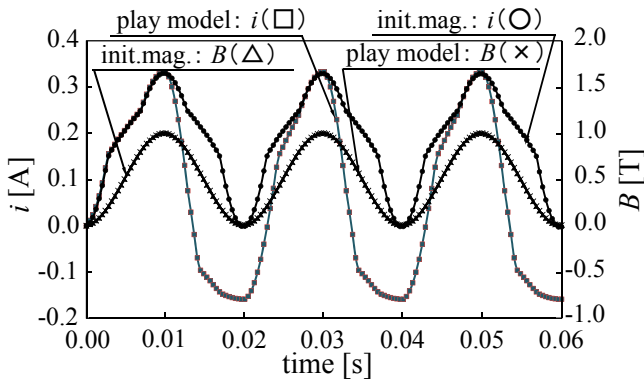


図6 飽和しない場合の電流と磁束密度波形

Fig. 6. Current wave form and magnetic flux density without saturation.

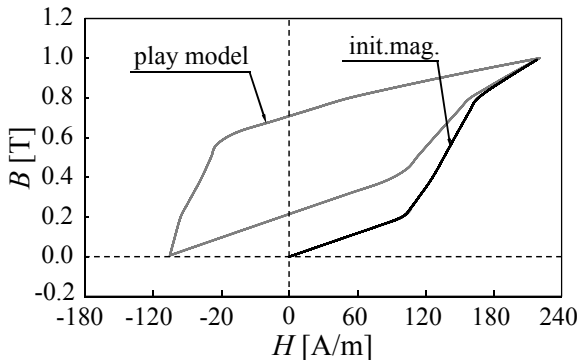


図7 飽和しない場合のBHカーブ

Fig. 7. Magnetic characteristics without saturation.

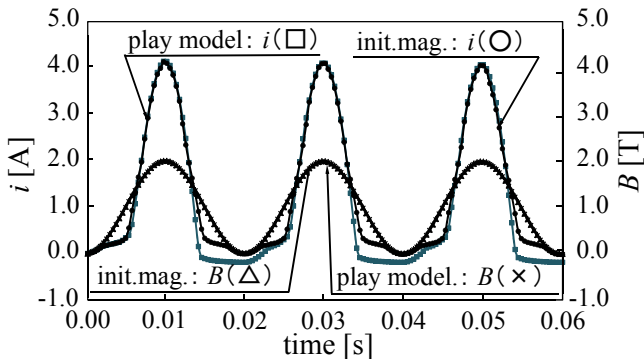


図8 飽和した場合の電流と磁束密度波形

Fig. 8. Current wave form and magnetic flux density with saturation.

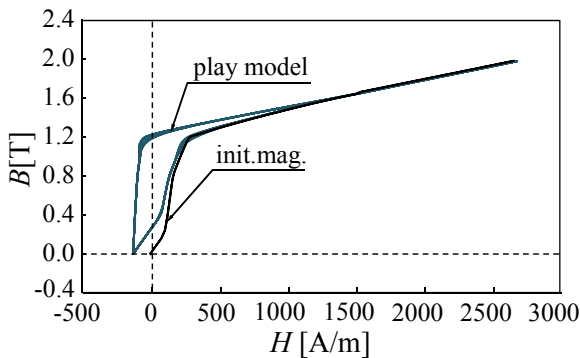


図9 飽和した場合のBHカーブ

Fig. 9. Magnetic characteristics with saturation.

る. 今回は磁気飽和が発生しているため, 飽和磁束密度 1.6 T を超える度に励磁突入電流が確認された.

次に, 磁気特性を図9に示す. 図6と同様に電流の波形に関して, プレイモデルでは非対称であるのに対して初磁化曲線から得られるのは対称な波形であった. これは, 図9の磁気特性から初磁化曲線の場合, 磁束密度に関して磁界は一価関数のため電流の波形は対称となるが, プレイモデルでは同じ磁束密度でも履歴に依って変化していくため, 非対称な波形となる.

また, 図6, 図9より, 磁気飽和の有無に関わらず, 初磁化曲線は単純な表現であった. 一方, プレイモデルは残留磁化や保磁力などの強磁性体に現れる複雑な磁気特性を表現できていた.

## 5. まとめ

本論文では, 環状試料に正弦波電圧を印加し, 初磁化曲線, あるいは, プレイモデルを用いて, 磁気飽和が顕著な場合と飽和していない場合に分類して解析を行った. そのときの電流, 磁束密度, 磁気特性をそれぞれ検証した. 本論文を要約すると, 以下のようになる.

- (1) 初磁化曲線とプレイモデルでは, 初磁化曲線は一価関数であり単純な表現を繰り返していた為, ヒステリシス特性を表現できない. よって, ヒステリシス特性を考慮できるプレイモデルの方が電流, 磁気特性において精度の高いものを得ることができた.
- (2) 磁気特性について, プレイモデルは, 履歴に依って異なる特性を示すため, マイナーループや残留磁化, 保磁力など複雑な磁気特性を表現できていた.

## 文 献

- [1] I. D. Mayergoyz, *Mathematical Models of Hysteresis*, New York, Springer-Verlag (1991).
- [2] E. D. Torre, *Magnetic Hysteresis*, New York, IEEE Press (1999).
- [3] 奥村浩志・木嶋 昭:「ヒステリシス特性のデジタルシミュレーションとその応用」, 電気学会論文誌B, vol. 3, no. 103, pp. 451-458 (1983)
- [4] N. Takahashi, S. Miyabara, and K. Fujiwara, "Problems in practical finite element analysis using Preisach hysteresis model," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 35, no. 3, pp. 1243-1246 (1999).
- [5] M. A. Krasnosel, and A. V. Pokrovskii, *Systems With Hysteresis*, Berlin, Germany, Springer-Verlag (1989).
- [6] S. Bobbio, G. Miano, C. Serpico, and C. Visone, "Models of magnetic hysteresis based on play and stop hysterons," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 33, pp. 4417-4426 (1997).
- [7] T. Matsuo, "An anisotropic vector hysteresis model using isotropic vector play model," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 8, pp. 3041-3044 (2010).
- [8] 電磁界数値解析の有効利用技術:「電気学会技術報告」, 1233号 (2011)
- [9] T. Matsuo, "An identification method of play model with input-dependent shape function," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, no.10, pp. 3112-3114 (2005).
- [10] 松尾哲司:「ヒステリシスのモデリング」, 第11回電磁界数値解析に関するセミナー講演 (2001)

# 実験計画法を用いた 電気自動車駆動用スイッチトリラクタンスモータの設計

橋本 佳典\* 石川 赴夫 栗田 伸幸 (群馬大学)

Design of Switched Reluctance Motor for Electric Vehicle Drive by the Experimental Design Method  
Yoshinori Hashimoto\*, Takeo Ishikawa, Nobuyuki Kurita (Gunma University)

キーワード：スイッチトリラクタンスモータ，有限要素法，電気自動車，実験計画法

(Keywords, Switched reluctance motor, Finite element method, Electric vehicle, Experimental design method)

## 1. まえがき

近年、車社会の急速な発展に伴い、石油エネルギーの枯渇問題、CO<sub>2</sub>による地球温暖化やNO<sub>x</sub>による大気汚染といった深刻な環境問題を引き起こしている。これらの問題に対する解決策として、ハイブリッドカー(HV：Hybrid Vehicle)や電気自動車(EV：Electric Vehicle)で代表される低燃費車や低排出ガス車などが徐々に普及している。HV、EVではレアアースを用いた永久磁石同期モータ(IPMSM：Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)がその主流となっている。今後、電気自動車の需要が増加されることが見込まれるが、永久磁石の材料であるネオジムやジスプロシウム等のレアアースはその産出国に偏りがある他、需要増加が見込まれるため今後さらに価格の高騰が予想される等、安定供給に関して問題がある。その1つの解決策としてスイッチトリラクタンスモータ(SRM：Switched Reluctance Motor)がある。このモータは突極状の固定子と回転子を持つ構造で、ケイ素鋼板を積層して製造される。その単純な構造のため、丈夫で耐熱性に優れており、ケイ素鋼板と銅線のみで製作できるのでIPMSMと比べリサイクルが容易、低コストかつ大量生産に向いている。さらに、熱による減磁という永久磁石につきまとう問題がなく、高温環境に強い特徴を持っていること等が挙げられる。(1)-(3)

そこで著者らは、レアアースを用いない電気自動車用駆動モータとして、スイッチトリラクタンスモータの設計を行っている。そこでは電流を120°通電の矩形波と仮定し、低速時のSRMを設計した。(4)-(5)

本論文では、駆動回路である非対称ブリッジコンバータ回路と有限要素法を連成することによって、電流の立ち上がり、立ち下りを考慮したときのSRMの全体形状を設計したのでその概要を報告する。

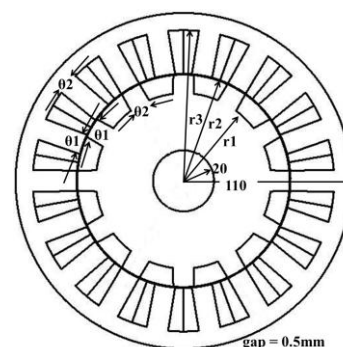


図 1. SRM (18/12 モデル)

Fig.1. SRM (18/12 model)

## 2. 非対称ブリッジコンバータ回路を考慮した有限要素法による解析

本稿では2次元有限要素法を用いて解析し、定常状態における最小トルクが最も高くなるように寸法を最適化する。2次元有限要素法で解析を行うにあたって、Microsoft社のVisual C++、Visual Studio.net、インテル社のVisual Fortranを用いている。Fig.1.に設計対象のSRMモデルを示す。固定子18極、回転子12極により1/6領域で周期性が見られるので1/6領域で解析を行う。 $r_1$ は回転子内半径、 $r_2$ は回転子外半径、 $r_3$ は固定子内半径、 $\theta_1$ は回転子、固定子の歯幅、 $\theta_2$ は回転子、固定子の歯の傾き(テーパ)であり、これらを設計変数としている。なお、モータの外半径110mm、モータ軸半径20mm、エアギャップ0.5mm、巻線の占積率は35%一定としている。

Fig.2.にSRMの駆動回路を示す。これは非対称ブリッジコンバータ回路と呼ばれる回路で、一相に2つのトランジスタと2つのダイオードを有する。そして、通常は120°通電方式で電流を制御する。実際にはチョップ制御を行い、モータを駆動している。したがって電流の立ち上がり、立

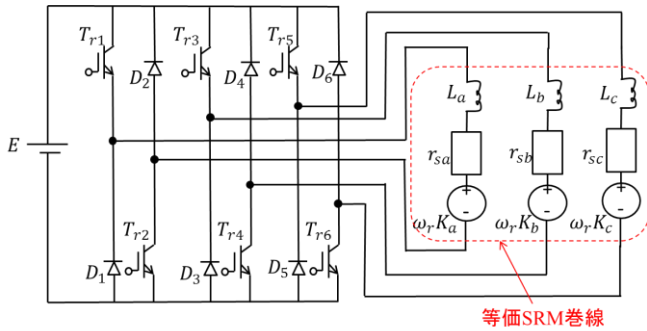


図 2. 三相非対称ブリッジコンバータ回路

Fig2. Asymmetric bridge converter for SRM (three phase shown).

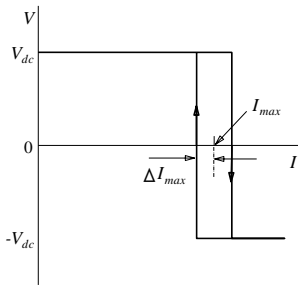


図 3. 固定子電流制御方法

Fig.3. control method of stator current.

下りがあるため、120°通電の矩形波電流には正確に制御することはできない。そこで電流のターンオン位相  $\beta_1$ 、ターンオフ位相  $\beta_2$  がトルクに対し、どのように影響を及ぼすかについても検討を行う。

本稿では、Fig.3.に示す固定子電流制御方法によって固定子電流を制御する。例えば 2 つのトランジスタ  $T_{r1}$ 、 $T_{r2}$  が ON して電流  $I$  が増加して、 $I_{max} + \Delta I_{max}$  以上になったとき、トランジスタは OFF に切りかわる。モータインダクタンスのため電流が流れ続けるので  $D_1$ 、 $D_2$  が ON し、モータの固定子電圧は  $V_{dc}$  から  $-V_{dc}$  へ変更される。次に 2 つのトランジスタが OFF であるので電流は減少し、 $I_{max} - \Delta I_{max}$  以下になったときトランジスタは ON に切りかわり、固定子電圧は  $-V_{dc}$  から  $+V_{dc}$  へ変更される。Fig.4.に示すこのアルゴリズムは 2 次元有限要素法のプログラム内に組み込まれている。解析では直流電圧 192V、回転速度  $1000\text{min}^{-1}$  一定とし、 $I_{max} = 35\text{A}$ 、 $\Delta I_{max} = 2\text{A}$  としている。回転子が  $30^\circ$  回転するときの解析のステップ数を 720 回としている。この値が大きいほど細かく解析でき、電流リップルは少なくなる。

### 3. 実験計画法による設計

本研究では効率よく寸法の最適化を行うために実験計画法(EDM: Experimental Design Method)を用いる。実験計画法は、実際の実験やシミュレーションをどのような組み合わせで行えば、必要最小限の試行回数で正しい評価(最適化問題では、目的関数に対する設計変数の寄与度)を与えることができるかという問題に対する 1 つの解決法であり、品質工学の分野で広く用いられている。その際、結果(目的

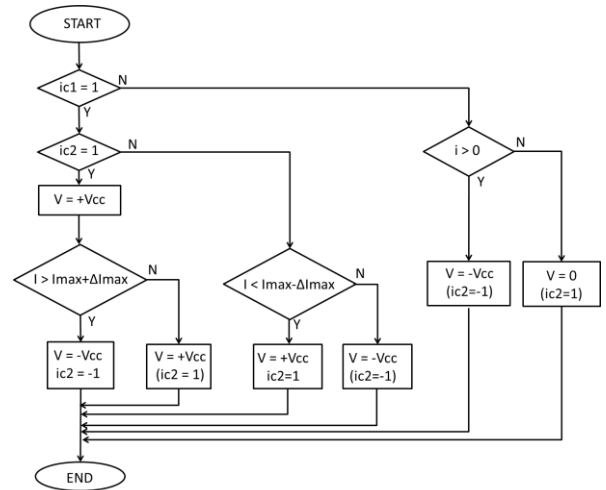


図 4. 計算アルゴリズム

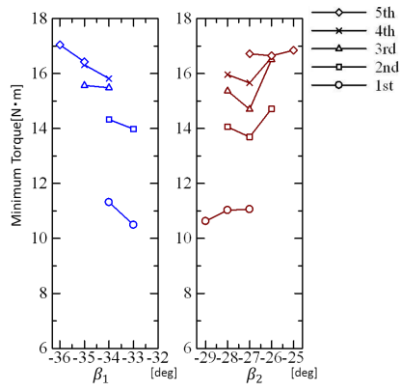
Fig.4. Calculation algorithm.

表 1.  $L_{18}$  直交表

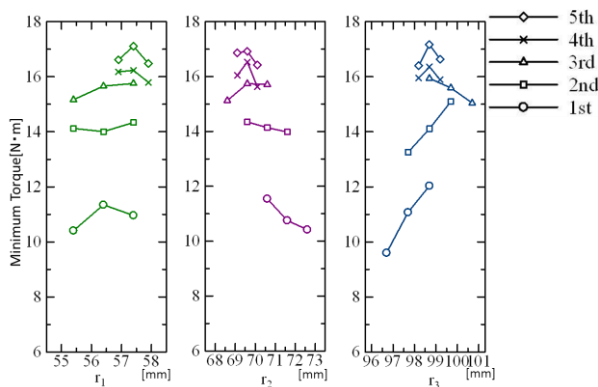
Table1.  $L_{18}$  orthogonal table.

	$\beta_1$	$\beta_2$	$r_1$	$r_2$	$r_3$	$\theta_1$	$\theta_2$
1	1	1	1	1	1	1	1
2	1	1	2	2	2	2	2
3	1	1	3	3	3	3	3
4	1	2	1	1	2	3	3
5	1	2	2	2	3	1	1
6	1	2	3	3	1	2	2
7	1	3	1	2	1	2	3
8	1	3	2	3	2	3	1
9	1	3	3	1	3	1	2
10	2	1	1	3	3	2	1
11	2	1	2	1	1	3	2
12	2	1	3	2	2	1	3
13	2	2	1	2	3	3	2
14	2	2	2	3	1	1	3
15	2	2	3	1	2	2	1
16	2	3	1	3	2	1	2
17	2	3	2	1	3	2	3
18	2	3	3	2	1	3	1

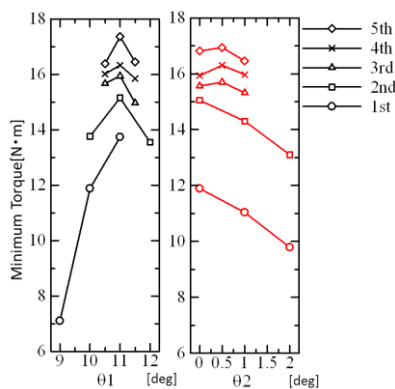
関数)に影響を及ぼしそうな設計変数はすべて同時に取り上げ、その代り、各設計変数の値は連続的に変えないで、2 つか 3 つの代表的な値で我慢する。それゆえ離散的な値しか求まらないが、おおよその特性はつかめる。しかも、優れた計画のもとに数値実験を行うと、ごくわずかの計算回数で、多数の設定変数の要因を調査できる。このように実験計画法とは、たとえば設定変数の目的関数に対する寄与率などを数回の数値実験により効率良く求めて、設計変数をどのような値に選ばばよいかの指針を得る手法である。また、どの設計変数を変化させるのが効率的かというパラメータ探索を行う場合にも有用である。実験計画法の中で最も代表的なものに、直交表を用いるタグチメソッドがある。混合系といわれる直交表は、特定の列に交互作用が集中せず、多くの列に分散する。よって、仮に交互作用があ



(a). ( $\beta_1, \beta_2$ ).



(b). ( $r_1, r_2, r_3$ )



(c). ( $\theta_1, \theta_2$ )

図 5. 要因効果図

Fig. 5. Factor effects

っても、その効果は様々な列に少しずつ現れるので、本当に大きい効果の因子を見つけることができる。そこで本稿では、Table 1. に示す混合系の  $L_{18}$  直交表を用いる。これにより各変数を 1, 2, 3 (小, 中, 大) として振れ幅を持たせて変数を 8 つまで定め、寸法およびターンオンターンオフ位相の最適化を行うことができる。

なお本論文では、寸法の振れ幅を小さくしながら反復計算を行い、パラメータを最適値に収束させていく。

#### 4. 設計結果

実験計画法を第 5 回目まで行い、得られた要因効果図を

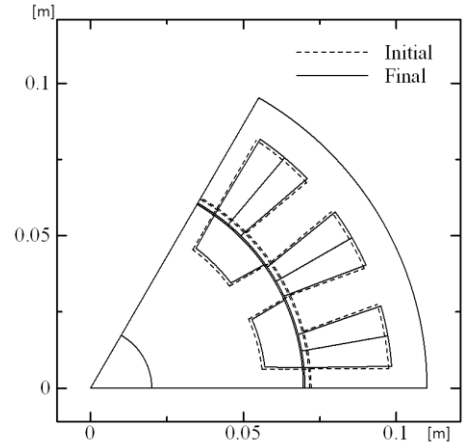


図 6. 初期形状と最適形状

Fig. 6. Initial shape and final shape

表 2. 最適化により得られたパラメータ値とトルク ( $400\text{min}^{-1}$  時)

Table 2. Obtained parameters and torque at  $400\text{min}^{-1}$ .

	Initial	Final
$\beta_1$	-33deg	-35
$\beta_2$	-27deg	-21
$r_1$	56.4 mm	57.4
$r_2$	71.6 mm	69.6
$r_3$	97.7 mm	98.7
$\theta_1$	10.0 deg	11
$\theta_2$	0.0 deg	0.5
Turn	19	20
$T_{\max}$	$25.8\text{N}\cdot\text{m}$	29.5
$T_{\min}$	$8.1\text{N}\cdot\text{m}$	18.9
$T_{\text{ave}}$	$19.1\text{N}\cdot\text{m}$	23.3
$T_{\text{ripple}}$	92.7%	45.5

$T_{\min}$  : 定常状態における最大トルク

$T_{\min}$  : 定常状態における最小トルク

$T_{\text{ave}}$  : 定常状態における平均トルク

$T_{\text{ripple}}$  : トルクリップル率

Fig. 5. に示す。要因効果図は横軸を各要素の水準とするのが通常であるが、その場合、寸法の収束状態はわかりにくい。そのため、本稿では  $r$  や  $\theta$  の寸法を横軸に要因効果図を書いた。目的関数である定常状態における最小トルクは、反復回数を重ねるごとに収束していくことが確認できる。Fig. 6. に初期形状と最適形状を示す。また最適化において得られたパラメータとその時のトルク値をまとめて Table 2. に示す。最適形状は初期形状と比べ、回転子外半径が小さくなり固定子内半径が大きくなった。Fig. 7. に  $400\text{min}^{-1}$  時における初期形状でのトルク、電流波形を示す。また、最適形状モータの低速時 ( $400\text{min}^{-1}$ )、高速時 ( $2000\text{min}^{-1}$ ) におけるトルク、電流波形を Fig. 8, 9. に示す。初期形状ではまだ最適化が行われていないため、最小トルクは  $8.1\text{N}\cdot\text{m}$  と小さくトルクの溝ができてしまっている。最適形状の最小トルクは  $18.9\text{N}\cdot\text{m}$  であり、初期形状と比べると約 2.3 倍でとがわかる。低速時には指令電流まで立ち上がる時間があり、電

流はチョップ制御できていることがわかる。しかし、高速

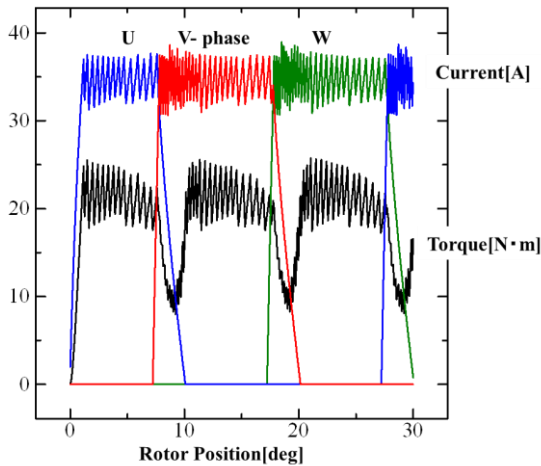


図7. 400min<sup>-1</sup>時における初期形状でのトルク,電流波形  
Fig.7. Torque and current waveforms of the initial shape at 400min<sup>-1</sup>.

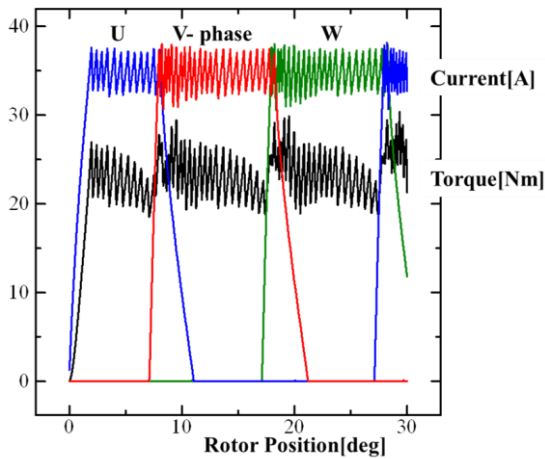


図8. 400min<sup>-1</sup>時における最適形状でのトルク,電流波形  
Fig.8. Torque and current waveforms of the optimized shape at 400min<sup>-1</sup>.

時になると指令電流まで立ち上がる時間がなく、電流は指令電流値まで達せず、チョップ制御はできなくなっていることがわかる。そのためトルクの値も小さくなってしまふ。

Fig.10.に平均トルク—回転速度特性を示す。最適化を行ったSRMでは1000min<sup>-1</sup>以降、平均トルクが低下していくが、低速域では高いことがわかる。

## 5. まとめ

本稿では2次元有限要素法を用いて、実際の回路動作に近づけるために非対称ブリッジコンバータ回路をプログラムに導入し、実験計画法によるSRMの最適化設計を行った。1000min<sup>-1</sup>以下の回転速度では初期形状と比べ、高トルク型のモータを設計できた。特に最小トルクについては18.9N·mと、初期形状の約2.3倍をもつモータを設計することができた。トルクリプル率については初期形状と比べ、47.2%も低減できていることがわかった。

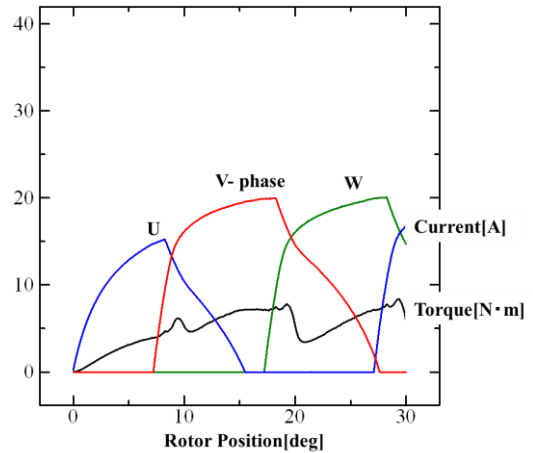


図9. 2000min<sup>-1</sup>時における最適形状でのトルク,電流波形  
Fig.9. Torque and current waveforms of the optimized shape at 2000min<sup>-1</sup>.

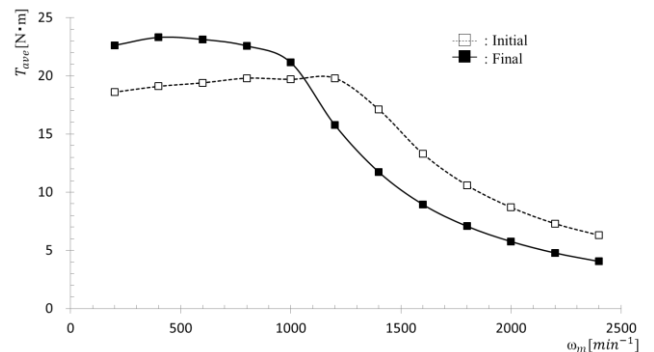


図10. 平均トルク—回転速度特性  
Fig.10. Average Torque versus rotational speed characteristics.

## 文 献

- (1) K.M.Rahman and S.E.Schulz, "Design of High Efficiency and High-Torque-Density Switched Reluctance Motor for Vehicle Propulsion," IEEE Trans. Industry Applications, Vol.38, No.6, pp. 1500-1507, 2002
- (2) Yuichi Takano, Tomohiro Maeda, Akira Chiba, Nobukazu Hoshi, Masatsugu Takemoto, Satoshi Ogasawara, "Design Consideration of 50 kW Switched Reluctance Motor for Hybrid Vehicle Applications" Symposium on Development of Sustainable Energy with Power Electronics Technology on DEC. 2009 at Meiji univ.
- (3) F.Soaes, P.J.Costabranco, "Simulation of a 6/4 Switched Reluctance Motor Based on Matlab/Simulink Environment," Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, Vol.37, No.3 July 2001 page(s):989-1009
- (4) 橋本佳典, 石川赴夫, 栗田伸幸, "電気自動車用スイッチトリラクタンスモータの設計", 電気学会研究発表会資料, ETT-11-78, ETG-11-78, 2012.3.1, 桐生
- (5) T. Ishikawa, Y. Hashimoto and N. Kurita, "Design and Development of Switched Reluctance Motors by the Experimental Design Method", 日本 AEM 学会誌, vol.20, no.2, pp.391-396, 2012



# クラスター考慮遺伝的アルゴリズムによる永久磁石同期モータの 回転子構造設計

中山 恭一\* 石川 赴夫 栗田 伸幸 (群馬大学)

Design of Rotor Structure in Permanent Magnet Synchronous Motors by Genetic Algorithm Considering the Cluster of Materials.

Kyoichi Nakayama\*, Takeo Ishikawa, Nobuyuki Kurita (Gunma University)

キーワード：永久磁石同期モータ，遺伝的アルゴリズム，トポロジー最適化，電流駆動方式，電流進み位相，固定子 (permanent magnet synchronous motor, Genetic algorithm, topology optimization, current driving method, lead angle, stator)

## 1. まえがき

現在，電気機器の最適化法としていろいろな手法が提案されているが，これらの適用例のほとんどは構造の一部を最適化するものである。しかし，最適設計の最初のステップは，何もないところから電気機器のトポロジーを最適化することが重要だと考えられる。著者らも遺伝的アルゴリズム(GA:Genetic Algorithm)を用いたトポロジー最適化手法を提案して3あるいは4種類の材質で永久磁石同期モータの回転子構造設計を行い<sup>(1),(2)</sup>，矩形波電流駆動と正弦波電流駆動による影響を調べた<sup>(3)</sup>。

本論文では，設計条件を変えた場合に得られる回転子構造の違いについて検討したので報告する。

## 2. 最適化手法

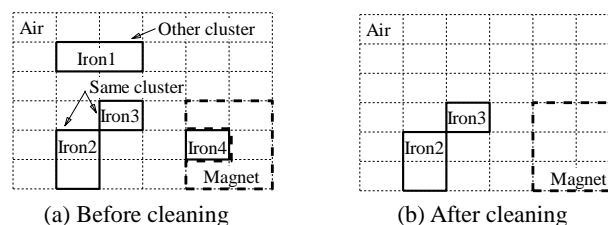
本研究の最適手法ではGAに有限要素法を組み合わせる。有限要素法のメッシュのいくつかをセルとし，そのセルに数種類の材質を割り当てる。そしてそれをGAの遺伝子とする。今，空気，鉄，x方向に着磁された磁石，y方向に着磁された磁石を0,1,2,3とし，親となる個体を45個作る。その中から親1と親2を“選択”し，一様“交叉”を施す。一様交叉には0,1からなるビット文字列のマスクを発生させる。このマスクが0になる確率は20%である。マスクが0になった遺伝子座の遺伝子が入り替わり，新しい個体子1と子2を生成する。また，子の各遺伝子に対して2%の確率で“突然変異”を起こさせる。この過程を世代数分繰り返すことで高い適応度の個体群を生成していく。なお本研究ではエリート戦略を採用し，各世代の最大適応度の個体は次の世代に残すことにしている。

次にクリーニング法について説明する。クラスターとは

parent 1	0	0	1	1	2	2	...	3
parent 2	2	2	3	3	1	1	...	3
mask	1	0	1	1	0	1	...	0
child 1	0	2	1	1	1	2	...	3
child 2	2	0	3	3	2	1	...	3

図1 一様交叉

Fig.1 Uniform crossover.



(a) Before cleaning

(b) After cleaning

図2 クラスターと小さなクラスターのクリーニング法

Fig.2 The concept of cluster of material and the cleaning method of small cluster.

図2(a)に示すように互いに接している材質の塊のことを指す。例えば，鉄2と3は同じクラスター，鉄1あるいは鉄4は別のクラスターを構成している。クリーニング法とは，クラスターを構成しているセルの数が $N_{min}$ 以下の材質を周りの材質に変化させる方法である。例えば， $N_{min}=2$ とすると，鉄1と鉄4は図2(b)のように材質変化が行われる。このようにクリーニング処理を行うことで，小さな材質領域を取り除いたトポロジー最適化とすることができる。

図3に今回用いた分布巻固定子と集中巻固定子の概形半分を載せる。破線で示す部分が設計領域である。モータは全体で4極であり，回転子構造は1極内で対称とし，全体の1/8を設計領域としている。モータの主な寸法は，ステー



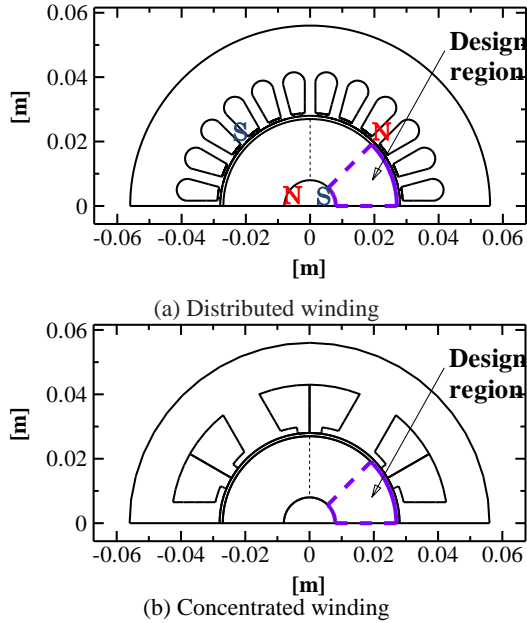


図3 設計領域

Fig.3 Design region.

表1 基準条件

Table 1. Basic condition.

Stator winding	Driving method	Material	$N_{min}$ for 1 <sup>st</sup> iteration	$N_{min}$ for 2 <sup>nd</sup> iteration	k	$\beta_0$ [deg]
Concentrated winding	Sinusoidal wave drive	Air, Iron x-, y-oriented magnet	1 for air and iron 0 for magnets	4	5	0-90

タ径 112mm, ロータ径 54mm, ギャップ長 1mm で統一してある。1回目の繰り返しでは設計領域を5×9のセルに分割し、世代数を300として計算した。2回目の繰り返しでは、設計領域を20×18のセルに分割し、世代数を600として計算した。これにより、1回目では粗いトポロジー、2回目ではより詳細なトポロジーが得られる。

本研究では永久磁石の使用量を増加させないで平均トルクを大きくする回転子構造を得るために、適応度を以下のように設定した。

$$fitness = \frac{T_{ave}}{kV_{pm}/V_{rotor} + 1} \quad (1)$$

ここで  $T_{ave}$ : 平均トルク,  $V_{rotor}$ : ロータの体積 (シャフト除く),  $k$ : 磁石係数,  $V_{pm}$ : 磁石体積である。  $k$  の値を大きくすると分母にある磁石体積の影響が大きくなるため、磁石の体積は小さくなる傾向にある。本論文では  $k=1.5$  の場合について検討した。また遺伝子長によって設計領域の細かさが決まるため、遺伝子長に伴って  $N_{min}$  を変えている。トルク計算は電流を入力とした二次元有限要素法を用いた。

### 3. 提案手法により得られた結果

基準とする設計条件を表1にまとめた。ここで今回用いた2種類の電流進み位相  $\beta_0$  と  $\beta_1$  について説明する。  $\beta_0$  とは回転子構造設計の際に用いた電流進み位相である。  $\beta_1$  は求まった回転子構造の特性計算に用いた電流進み位相であ

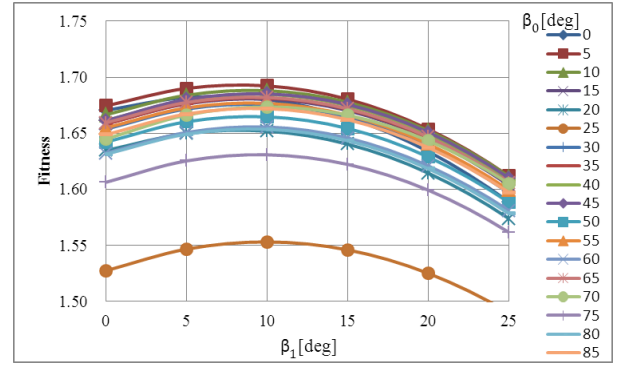


図4  $\beta_0$  に対する適応度

Fig.4 Fitness for different  $\beta_0$ .

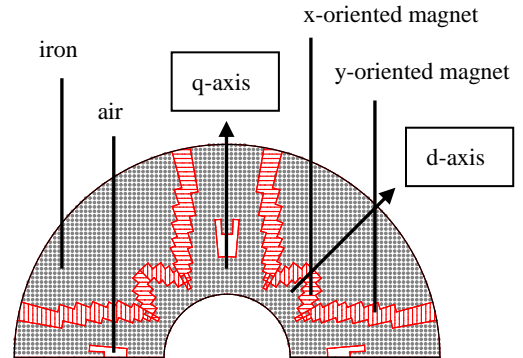


図5 表1での回転子構造

Fig.5 Rotor structure for Table 1.

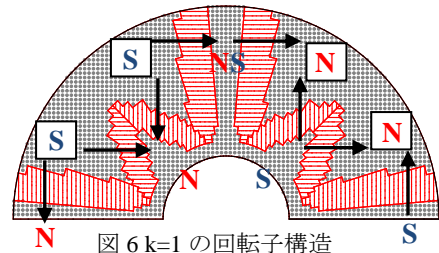


図6  $k=1$  の回転子構造

Fig.6 Rotor structure for  $k=1$ .

る。  $\beta_0, \beta_1$  は 5 deg 刻みで使用している。表1の条件における最終世代の適応度の様子を図4に示す。ただし、  $\beta_0=90$  degの結果は著しく適応度が低い結果となったので除外した。この図から、それぞれの構造は  $\beta_1=10$  deg で最大の適応度を持つことがわかる。また、  $\beta_0=5$  deg,  $\beta_1=10$  deg のときに最大適応度を持つことがわかる。このことから  $\beta_0=5$  deg の構造を図5に示す。図は回転子2極分の1/2のモデルを示す。この図から、この条件では磁石が回転子の内側に”W”のような形状で配置され、埋め込み磁石型同期モータの回転子構造になっており、q軸部分に空気クラスターがあることがわかる。本手法では初期構造および進化過程における確率に乱数を用いているため、  $\beta_0$  の値に対して得られる構造にはばらつきが存在する。他の  $\beta_0$  に対して得られた構造全体と比較すると、後述する図9で空気クラスターが存在する部分に空気が残る傾向にあった。

図6は  $k=1$  に変更した時の設計結果である。  $k$  を5から1に変えることで磁石の体積が約2倍に増加することがわか

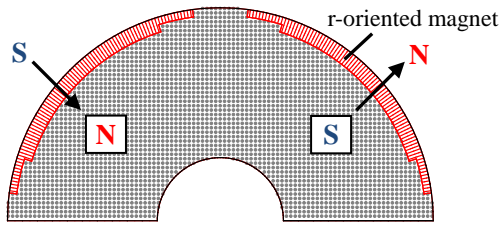


図7 r方向磁石を使用した回転子構造  
Fig.7 Rotor structure for r-oriented magnet.

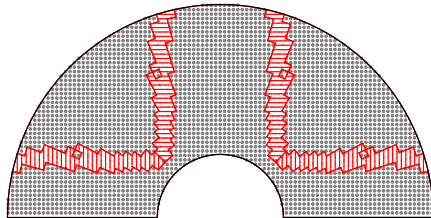


図8 繰り返し1回目 $N_{min}=1$ での回転子構造  
Fig.8 Rotor structure for  $N_{min}=1$  at the 1<sup>st</sup> iteration.

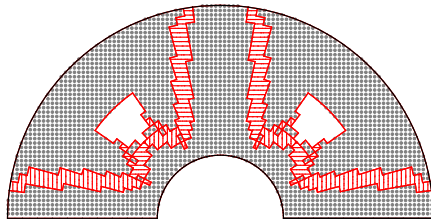


図9 矩形波電流駆動での回転子構造  
Fig.9 Rotor structure for rectangular wave drive.

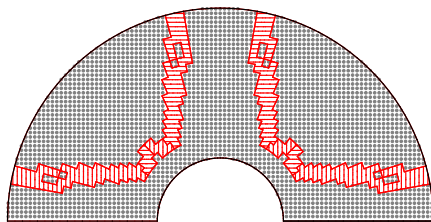


図10 分布巻固定子での回転子構造  
Fig.10 Rotor structure for distributed winding.

表2 得られた構造特性

Table 2. Characteristics of the obtained rotor structures

	Torque average[N·m]	Volume of PM[cm <sup>3</sup> ]	Fitness
Fig.5	3.10	22.61	1.69
Fig.6	3.83	48.78	2.82
Fig.7	2.55	14.64	1.66
Fig.8	3.03	21.16	1.70
Fig.9	2.91	21.18	1.64
Fig.10	3.05	21.77	1.69

る。磁石配置はさらにはっきり”W”状になった。他の $\beta_0$ に対して得られた構造に対してもこのような傾向が見られた。またこの図を含め、回転子中の空気のクラスターはなくなる傾向であった。これは磁石の体積が大きくなった分、空気が残りにくくなったためと考えられる。空気が残る構造については後述する図9で空気クラスターが存在する部分に空気が残る傾向にあった。

図7は磁石としてr方向に着磁された磁石を用いた結果である。r方向磁石を使用した場合、磁石が回転子の表面に現

れ、表面磁石型同期モータの回転子構造になっていることがわかる。また、空気のクラスターがなくなっていることもわかる。全ての $\beta_0$ に対する構造で空気は消滅した。

図8は繰り返し1回目の $N_{min}$ をすべての材質に対して1とした結果である。この条件ではほとんどの場合でx方向の磁石が消滅し、磁石が回転子内側で”V”状に配置される構造となった。これは分割の粗い1回目の繰り返しで磁石にもクリーニングを行ったことにより、図5や図6で現れた1セルの小さいx方向の磁石が消滅し、このような結果になったと考えられる。この図においては空気のクラスターは存在しないが、他の $\beta_0$ に対して得られた構造全体と比較すると、後述する図9で空気が存在する部分に大きな空気が残る傾向にあった。

図9は矩形波電流駆動を用いて設計した結果である。この図ではx方向磁石の間に鉄のクラスターが存在しているが、他の $\beta_0$ に対して得られた構造全体と比較すると、正弦波電流駆動とほぼ同じ回転子構造となった。

図10は分布巻の固定子を用いて設計を行った結果である。この図ではx方向磁石はかなり少なく磁石配置は円弧の形に近く、空気のクラスターも存在しない。しかし他の $\beta$ に対して得られた構造全体と比較すると、集中巻固定子とほぼ同じ回転子構造となった。

表2にそれぞれの構造における特性をまとめる。図6の結果を除いて見ると、トルクは図5の構造が一番大きく、適応度は図8の構造が一番大きなことがわかる。

#### 4. まとめ

以前に提案したトポロジー最適化手法によって永久磁石同期モータ回転子の設計を行った。kを5から1にすると、磁石体積は約2倍となった。x,y方向着磁磁石を用いた場合は埋め込み磁石型同期モータの回転子構造となり、磁石は”W”や”V”、円弧状に配置された。r方向着磁磁石を用いた場合では磁石は回転子表面に配置され、表面磁石同期モータの回転子構造となった。繰り返し1回目で磁石に対してクリーニングを行うと、x方向磁石が無くなり、磁石が”V”字に配置される傾向になった。しかし、電流駆動方式と固定子巻線方式に対してはほぼ同じ回転子構造が得られた。

#### 文 献

- (1) K. Nakayama, T. Ishikawa, and N. Kurita, "Design of rotor structure in a permanent magnet synchronous motor by Genetic algorithm considering the cluster of several kinds of material", 電気学会研究会資料, RM-11-049, LD-11-045, pp.37-42, 2011.
- (2) T. Ishikawa and K. Nakayama, "Topology Optimization of Rotor Structure in Brushless DC Motor with Concentrated Windings Using Genetic Algorithm Combined with Cluster of Material", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 48, No. 2, pp.899-902, 2011
- (3) K. Nakayama, T. Ishikawa, and N. Kurita, "Topology Optimization of Rotor Structure in a PM Synchronous Motor for Two Current Driving Methods by Genetic Algorithm Considering the Cluster", Proc. of the 15th International Conference of Electrical Machines and systems (ICEMS2012), DS1G5-2, Sapporo, 2012.10.22

# 有限要素法を用いた埋込磁石同期モータ回転子の設計

謝 培杰\* 石川赴夫 栗田伸幸 (群馬大学)

Rotor Design In Interior Permanent Magnet Synchronous Motor By Finite Element Method  
Xie Peijie\*, Takeo Ishikawa, Nobuyuki Kurita (Gunma University)

キーワード：永久磁石，有限要素法，最適設計

(Keywords: Permanent Magnet Motor, Finite Element Method, Optimization)

## 1. まえがき

ロータ内部に永久磁石を埋め込んだ埋込永久磁石同期モータ (IPMSM: Interior Permanent Magnet Synchronous Motor) は、高効率で可変速範囲の広いモータとして、コンプレッサ、ハイブリット車や電気自動車用モータなどの用途に応用範囲が拡大している。そこでは、色々な IPMSM の回転子構造が提案されている。

著者らの研究室では遺伝的アルゴリズム(GA)に材質のクラスター及びブリーニング法を考慮したトポロジー設計方法を提案し、図 1 (a)に示すような W 形磁石構造が良いという結果を得た<sup>(1),(2)</sup>。しかし、この形状は製作上困難であるため、本研究では、図 1(b)のように、長方形の磁石 4 つを W の形に配置するような製作可能な構造について、設計パラメータを与え、最適設計する。同じ磁石量での平均トルクについて、第二世代プリウス(Prius-THSII)に搭載されている IPMSM と比較検討する。

## 2. 設計方法とプロセス

本研究では 2 次元有限要素法を用いて解析するが、そこでは Microsoft 社の Visual C++, Visual Studio.net, Intel 社の Visual Fortran を用いている。通常の解析では、パラメータにより、モータモデルを作成し、メッシュに分割して、磁場解析を行い、トルクなどの特性を求める。しかし、最適設計では、磁石の寸法、傾き及び位置を変えなければならないので、図 2 の破線に示しているように、設計パラメータを与えて、モデルの作成、メッシュの分割及び磁場解析の一連のプロセスを自動に行い、パラメータを与えるとトルクなどの性能が得られるプログラムを作成した。

本論文では、各パラメータについて数個の値を設定し、いわゆる全探索を行う。提案したトポロジー最適化手法で得られた結果を図 1 (a)に示す。設計対象モータは 4 極で、得られた磁石の磁化方向は 1/4 領域の x 方向と y 方向である。

本研究では、設計対象をその回転子構造以外は第二世代

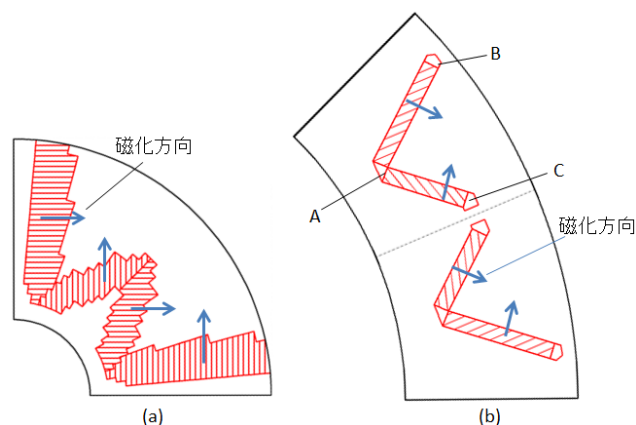


図 1 W 形磁石を用いる回転子  
Fig. 1. The rotor with W-shape PM.

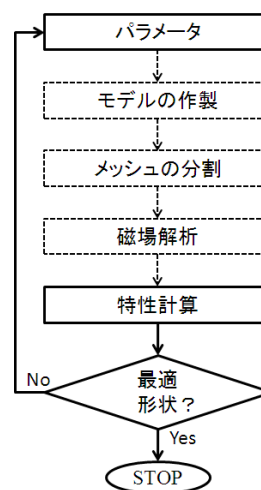


図 2 設計プロセス  
Fig. 2. Process of the design.

プリウス(Prius-THSII)としている。そのモータは 8 極であるので、図 1(b)に示すような磁石形状を考える。その際に次のことを考慮した。

- (1) 磁石は直方体とし、垂直方向に磁化されている。
- (2) そのため A の部分に空気領域を設ける。
- (3) 図 1(a)では、回転子表面まで磁石となっているが、この場合、遠心力に対する機械強度の問題があるので、端部 B に鉄心及び空気領域を設ける。
- (4) 最適なものは図 1(a)の形状であるが、中央 C の部分で空気領域を持つ形状もあったので、図 1(b)のような形状とする。

表 1 Prius-THSII モータの仕様

Table 1. Specification of Prius-THSII IPMSM.

Number of poles	8
Number of slots	48
Stator diameter [mm]	160.4
Rotor diameter [mm]	269.0
Air gap [mm]	0.7
Shaft length [mm]	83.0
Winding type	Distributed
Turns per pole	9
Max voltage [V]	500
Max power [KW]	50
Max torque [Nm]	400 (at 250A)

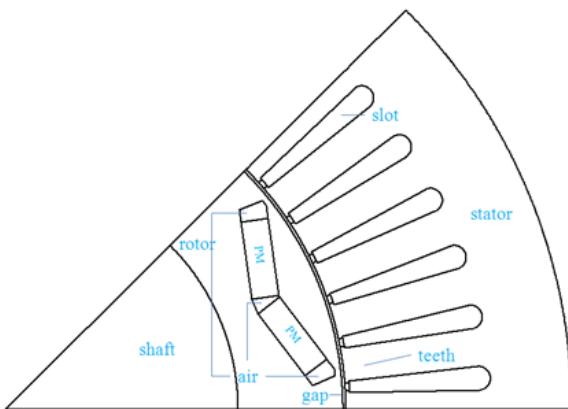


図 3 Prius-THSII モータ 1/8 モデル

Fig. 3. The 1/8 model of Prius-THSII IPMSM.

### 3. Prius-THSII モータ

本研究では、Prius-THSII に搭載されている IPMSM を比較対象としているが、モータの仕様を表 1 に、C++で作った 1/8 モデルを図 3 に示す。埋込磁石は第一世代プリウス Prius-THS I の平らな形から Prius-THSII の V 型磁石構造に進化したことにより、q 軸インダクタンス  $L_q$  が大きくなり、インダクタンスの差  $L_q - L_d$  も大きくなるため、トルクが大幅に増加したと言われている<sup>(3)</sup>。

FEM を用いた 2 次元磁場解析の解析条件は、100A、進み位相 40degree の正弦波電流を設定した。得られた

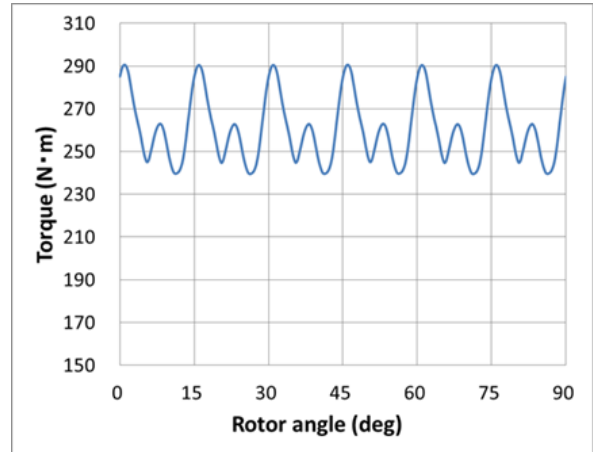


図 4 Prius-THSII モータのトルク波形

Fig. 4. The torque of Prius-THSII IPMSM.

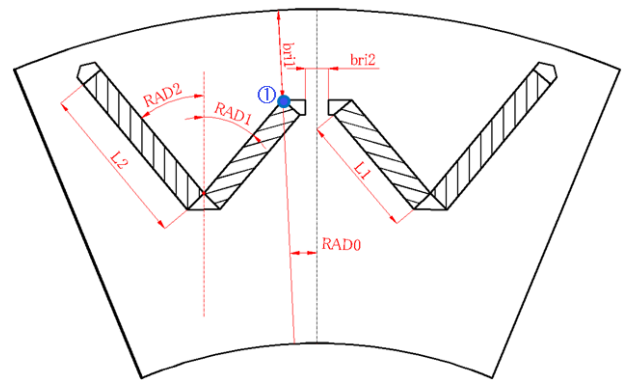


図 5 W 形回転子の設計パラメータ

Fig. 5. Parameters defining of the rotor with W-shape PM.

トルクの波形を図 4 に示す。平均トルクは  $261\text{N}\cdot\text{m}$  であった。

### 4. W 形回転子の設計

#### 〈2・1〉 設計パラメータの検討

W 形回転子モデルを製作する際に、設計パラメータを検討する必要がある。できるだけ少ないパラメータで、可能な形状を実現するために、図 5 に示す 7 個のパラメータを設定した。磁石の体積は Prius-THSII モータと同じと仮定し、磁石の位置形状は次のように決める。まず  $br11$  と  $RAD0$  で点①の座標を決める、そして、磁石長  $L1$ 、 $L2$ 、磁石傾き  $RAD1$  や  $RAD2$  に基づいて、磁石の各頂点の座標を決める。最後に  $br12$  により中央の部分の間隔を決める。

#### 〈2・2〉 最適設計

決めた設計パラメータで W 形回転子を用いる IPMSM1/8 モデルを製作した。磁石以外の部分は全部 Prius-THSII モータの仕様と同じに設定した。そして、同じ解析条件で、



表 2 最適なパラメータ

Table 2. Optimal parameters.

RAD0[deg]	2
bri1[mm]	13.5
L1[mm]	8
L2[mm]	16
RAD1[deg]	80
RAD2[deg]	50
bri2[mm]	0.25

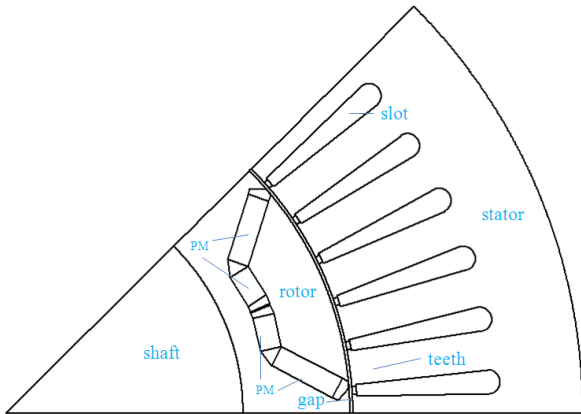


図 6 得られた W 形回転子

Fig. 6. Obtained W-shape PM.

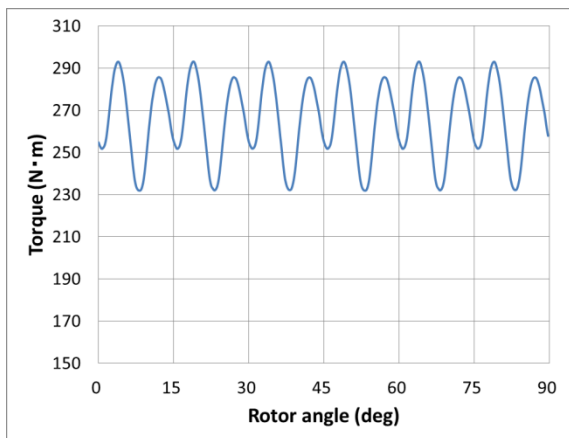


図 7 W 形回転子を用いる IPMSM のトルク波形

Fig. 7. The torque of IPMSM with W-shape PM.

設計パラメータを変化しながら、計算を繰り返し、平均の大きい回転子形状を求めた。

具体的には、各パラメータについて 3 点程度の値を設定し、全探索した結果得られた最適パラメータを表 2 に、形状を図 6 に示す。またトルクの波形を図 7 に示す。Prius-THSII モータのトルク特性を比較すると、トルクリプルは  $50\text{N}\cdot\text{m}$  より多少大きい  $61\text{N}\cdot\text{m}$  であるが、平均トルクは  $261\text{N}\cdot\text{m}$  より大きい  $265\text{N}\cdot\text{m}$  を得ることができた。

## 5. まとめ

本論文では、IPMSM の回転子構造として、4 つの磁石を W の形に配置する回転子構造を提案した。設計パラメータを与えて特性計算できるプログラムを作成し、特性計算を繰り返すことで Prius-THSII に搭載されている IPMSM より平均トルクが高い回転子構造を得ることができた。今後は、最適手法を用いて最適形状を求め、更に電圧考慮した高速回転時のトルクを検討する予定である。

## 文 献

- (1) T. Ishikawa, K. Yonetake, and N. Kurita : "An optimal material distribution design of brushless DC motor by Genetic algorithm considering a cluster of material", The 14th Biennial IEEE Conf. Electromagnetic Field Computation, 6P6(2010)
- (2) K. Nakayama, T. Ishikawa, and N. Kurita, "Design of rotor structure in a permanent magnet synchronous motor by Genetic algorithm considering the cluster of several kinds of material", 電気学会研究会資料, RM-11-049, LD-11-045, pp.37-42,(2011)
- (3) J. S. Hsu, C. W. Ayer, C. L. Coomer, "Report on TOYOTA/PRIUS motor design and manufacturing assessment", ORNL/TM-2004/13 (2004)

# 調理動作認識を目的とした画像処理手法の研究

渡辺 瑛介\* 朱 赤 (前橋工科大学)

Image Processing of Motion Recognition for Cooking  
Eisuke Watanabe\*, Chi Zhu, (Maebashi institute of technology)

キーワード: 画像処理, 調理支援, 動作認識, Support Vector Machine, Kinect  
(Image Processing, Cooking Support, Motion Recognition, Support Vector Machine, Kinect)

## 1. はじめに

近年, 一般家庭における家事の自動化・効率化が進んでいる。例えば, 箒やちりとりを使っていた掃除は, 掃除機に変わり作業効率が上がった。また, 調理という点でも, ミキサー等の調理器具の登場や WEB 上でのレシピ公開等により効率化が進んでいる。調理は人間の生活の中でも重要な作業であるが, 食材や調理方法に関する知識や経験によって, 調理時間は左右されてしまう。そのため, 効率化という面から調理支援を行えるシステムの開発が今後必要になると考えられる。

京都産業大学の鈴木らは, 調理者と対話をし, 調理の進行状況を把握するシステムを作成した<sup>(1)</sup>。把握した状況に合わせて, 次に行うべき調理や食材の切り方と言った情報を提供し, 調理の効率化を目指している。しかし, 自動の調理終了判定がなく, 調理者による音声を用いた確認が必要となっている。そこで本研究では, 調理動作を認識し, その逐次的な把握を目的とする。

我々の研究グループはこれまで, 画像処理を用いて, 食材の抽出, 及び切断判断を自動で判断できるシステムを構築したが, 食材の特徴量のみを用いたため, 正確な切断判断は困難であったことがわかった<sup>(2)</sup>。

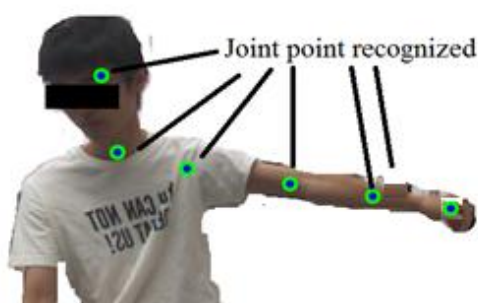


図 1 Kinect を用いた関節座標点取得  
Fig 1 Joint acquisition of arms via Kinect

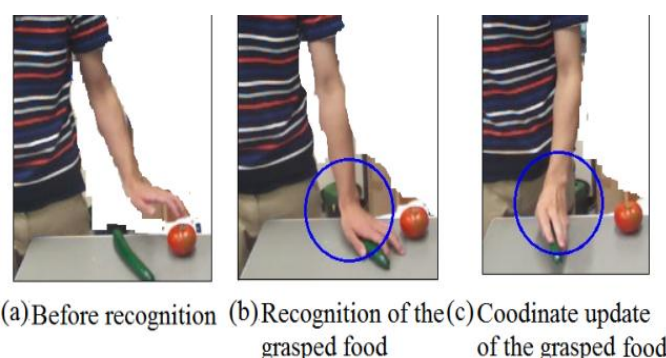


図 2 食材のつかみ認識  
Fig 2 Recognition of food grasping

本稿では, Kinect を用いた調理者の各関節座標の取得による動作識別を行い, 取得した関節座標を利用して, 調理者が作業中の物体を認識する。さらに, Support Vector Machine (以下 SVM) を用いた調理者の動作認識を行う。

## 2. Kinect による関節位置座標点の取得と調理動作の認識

人間の動作を認識するため, 調理者の関節位置に着目する。安定した人体抽出を可能とするため, 距離カメラが搭載されている Kinect を用いて, 腕の関節座標点の取得を行った(図 1 参照)。

**(2-1) 操作対象の決定** Kinect により取得した手のひら座標点を用いる。食材の位置座標は, 食材の重心座標とする。これらの座標と, 食材位置座標の距離が一定以上近づいたとき, それを操作対象として決定する(図 2 参照)。また, 手のひら座標の追跡により, 操作対象を動かした際にも, 位置座標の更新が可能となる。

**(2-2) 調理動作の認識** 調理者の操作対象の決定により, 食材毎の調理動作認識が可能となった。今回は, 各調理動作の中で切断動作についての認識を行う。図 3 に切



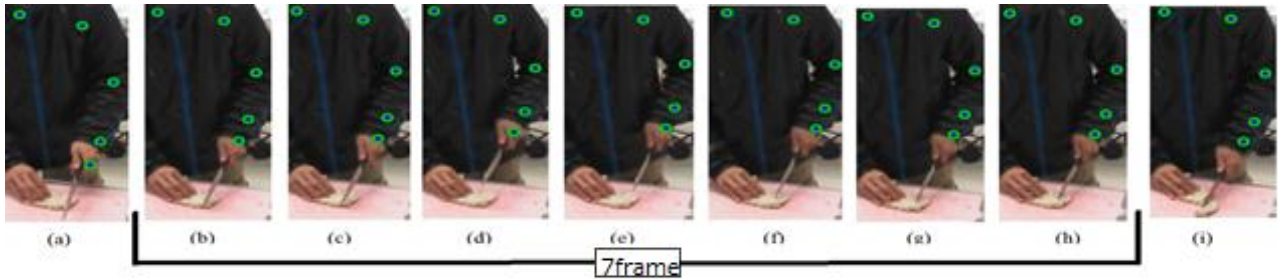


図 3 切断実験  
Fig 3 Cutting experiment

断における一連の動作画像を示す。これより、切断動作は包丁の上げ下げの繰り返し動作であり、周期性を持つと考えられる。この切断動作における周期性に着目し、肩・肘・手首・手のひらの座標の1周期分の位置座標を特徴量とし、下記のSVMを用いて切断動作を認識する。

### 3. Kinectによる関節位置座標点の取得と調理動作の認識

1周期分の肩・肘・手首・手のひらの位置座標を特徴量として取得する必要があるが、その次元が大きくなってしまふ。そのため、次元が大きくなってでも識別精度の良いSVMを導入する。

**〈3-1〉 SVMの原理** SVMにより、未知の入力に対する識別誤差が最小になるように、識別したい2つの動作特徴量が示す範囲(クラス1とクラス2)を分ける超平面の計算を行う。超平面の計算を行うにあたり、まず、以下の識別関数を考える。

$$g(x) = \vec{w}^T \vec{x} + b \dots\dots\dots (1)$$

ここで $\vec{w}$ は重みベクトル、 $\vec{x}$ は識別したいデータ、 $b$ はバイアス項である。

識別関数のパラメータとして、超平面とそれに最も近い特徴量(サポートベクトル)の距離が最大となるよう $\vec{w}$ を決定することで、超平面の汎化性が最大となるようにする(図4参照)。 $\vec{w}$ から $b$ を推定し、識別関数の生成を行い、識別対象の特徴量を識別する<sup>(3)</sup>。

**〈3-2〉 SVMの適用** 本研究では、クラス1は切断動作の特徴量、クラス2は静止中の特徴量とした。システム起動時に毎回超平面の計算を行い、その後動作を認識させる。 $\vec{x}$ にはKinectより入手した1周期分の肩・肘・手首・手のひらの特徴量を代入する。切断動作を行った時に「切断」、それ以外の動作時は「切断準備中」と表示するようにした。

**〈3-3〉 実験方法と結果** 食材サンプルをまな板の上に置き、包丁で切断動作を行う。誤認識の有無を確認するため、切断動作を行わない時間を作った。なお、図3では(b)から(h)までの一周を7frameとして実験を行った。結果は図3の食材を切断する動作終了時(h)に「切断」と認識した(図5参照)。

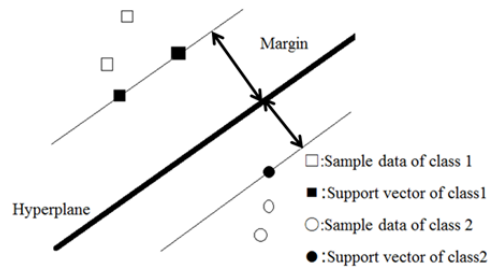


図 4 超平面によるデータ識別  
Fig 4 Split sample data by hyperplane

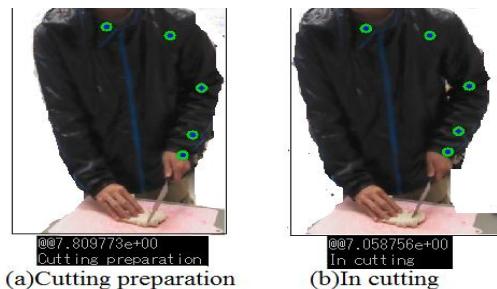


図 5 切断認識の結果  
Fig 5 Result of cutting recognition

### 4. まとめと今後の展望

今回はKinectを導入し、食材の特徴抽出と人の関節座標点取得を合わせた操作対象の決定と、関節座標点の変化をSVMで処理することによって、人間の調理動作認識が行えることを確認した。

今後は、様々な人が行なっている調理動作のデータを取得し、多様な調理作業認識の精度向上を目指すと共に、処理を軽くすることで、より少ない数で精度向上が見込めるような特徴量を決める。また、操作対象の決定と動作認識の処理を組み合わせ、より複雑な認識処理を行なう。

### 文 献

- (1) 鈴木優, 森岡俊介, 上田博唯: “食材上に情報を表示する調理支援システムの試作”, 電気通信学会技術研究報告, Vol.112, pp.19-24, (2012)
- (2) 栗田翔太: “料理ロボットのための画像処理による食材抽出と切断判断に関する研究”, 平成23年度前橋工科大学卒業研究(2012)
- (3) 著書名: “サポートベクターマシン入門”, 共立出版, (2005)

# 電界通信を利用したボディエリア・ネットワークシステムの改良

石田 隼斗\* 石原 学 小林 幸夫 鈴木 真ノ介 (小山工業高等専門学校)

Improvement of the Body Area Network System Using Electric Field Communication  
Hayato Ishida\*, Manabu Ishihara, Yukio Kobayashi, Shin-nosuke Suzuki,  
(Oyama National College of Technology)

キーワード：生体通信，電界，ボディエリア・ネットワーク，GND 独立  
(Keywords, Human Body Communication, Electric Field, Body Area Network, Independence of Ground)

## 1. はじめに

私たちの身の回りには、無線通信機能を備えた電子機器が数多く普及している。これらの電子機器は小型化が進むと同時に、世の中はあらゆるデバイスがネットワークに繋がるユビキタス時代へと移行する風潮がみられる。現在、無線通信には主に電磁波が用いられている。電磁波による通信は伝搬特性に優れ利便性が高い反面、スキミングなどの情報漏洩に加え、周囲の電子機器へ誤動作を誘発する危険性があるため、医療機関や航空機内など使用が制限される局面が存在する。

そのような背景から、電磁波が不適切とされる場合の代替的な通信システムとして、生体を伝送路とした通信システムが注目されている。生体通信は電界型と電流型に大別されるが、本研究では端末の生体への装着に関して自由度が高く、応用範囲が広い電界型<sup>1)</sup>の通信方式に取り組む。電界通信は情報が生体表面のみを覆うように伝搬するため、空中への飛散が少なく、情報漏えいの対策として有効である。このような生体通信により、様々な機器を結びつけたネットワークはボディ・エリア・ネットワーク(以下、BAN)と呼ばれている。

これまで当研究室では、BAN で利用されるアプリケーションとして、電界通信を用いて文字や音声などのデータを送受信する試作機の製作を行い、伝送速度 500kbps での通信に成功している<sup>2)</sup>。しかし、これまでの電界通信に関する研究においては、送受信機の基準電位(以下、GND)を独立させて動作させることを想定しておらず、GND が独立状態では動作しないという問題が残っていた。当研究室では、生体に装着して使用する小型通信機器の実現を目標としているため、GND 独立問題の払拭は重要な課題である。そこで本研究では、送受信機の GND 独立問題を解決すべく検証実験を行い、通信確立のための回路の検討を行った。

## 2. システム構成

図 1 に、生体を伝送路とした電界通信アプリケーションのシステム構成を示す。

その概要は以下のとおりである。まず、送受信機にユーザが触れることで、送信機から受信機へ情報をもった電界信号(例：文字データ、音声データなど)が生体表面を伝搬する。そして、受信された情報はモニターやスピーカーなどにより出力される。本システムは、使用者が触れることで文字や音声などの情報の入手が可能なることから、福祉施設や博物館、アミューズメント分野などでの応用が期待できる。また、信号の送受信には超音波振動子であるジルコン酸チタン酸鉛系磁器(Pb(Zr,Ti)O<sub>3</sub>: 以下、PZT)を用いている。その理由は、当研究室では PZT を用いた超音波通信に関する研究にも取り組んでおり、PZT は印加する信号によって超音波と電界を発生させることができ、その応用として超音波と電界を併用した通信方式を考慮しているためである。本研究では電界通信のみを使用するため、単なる電極板への置き換えも可能である。

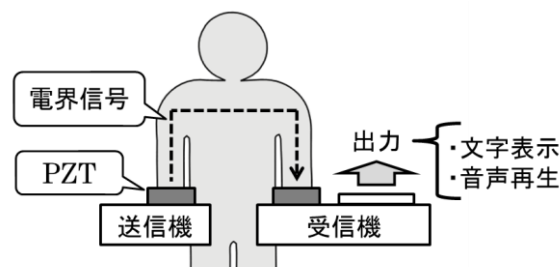


図 1 電界通信システムの構成

Fig. 1. Composition of Electric Field Communications System.

### 3. 試作機の構成

図2に試作機の構成を示す。送受信機の制御には小型汎用マイコンボード Arduino を用いる。Arduino は USB ポートを備え、PC によるプログラム(C 言語)の書き換えが容易であることから採用した。実験において送受信する信号には、文字データ (1 バイト文字) と音声データを用いた。音声データには圧縮音源である MP3 形式を用い、受信側には LCD モニタ(SD160HUOB)と MP3 デコーダ(VS1011e)およびダイナミックスピーカーを搭載した。また、これまでの試作機では一台の PC から電源を供給することで送受信機の GND を共通にする必要があったが、今回は、GND 独立状態での動作検証を行うため、独立した電源を用いた。

試作機の動作概要は以下の通りである。まず、ユーザが送信機の PZT に触れることで、送信側の Arduino はあらかじめプログラムされた文字データ、もしくは SD カードから MP3 データを読み取り、矩形波としてシリアルポートから信号を出力する。その後、矩形波信号は AVR マイコン(ATMEGA644P-20PU)によりパルス信号へと変換され、PZT より送信される。生体を介して受信された信号は、増幅回路、ハイパスフィルタ、コンパレータにより波形整形される。波形整形されたパルス信号は再び AVR マイコンにより矩形波信号へ復元され、受信側の Arduino に入力される。そして、この信号は文字データであれば LCD モニタから、音声データであれば MP3 デコーダにより音声へ復号後、スピーカーから出力される。

### 4. 文字データによる電界通信

前述のとおり、当研究室が目指している生体装着型通信機器を実現するにあたり、GND 独立状態での安定した通信を確立する必要がある。そのため生体装着型通信機器の製作に先立ち、この原因調査と回路検証を目的とする電界通信実験を行った。

この実験では、データの扱いやすさと、回路が単純化すること、視覚的に通信結果がわかることから、文字データを用いた。送受信機の制御には Arduino を用い、通信には Arduino に搭載されるシリアル通信機能を活用する。GND

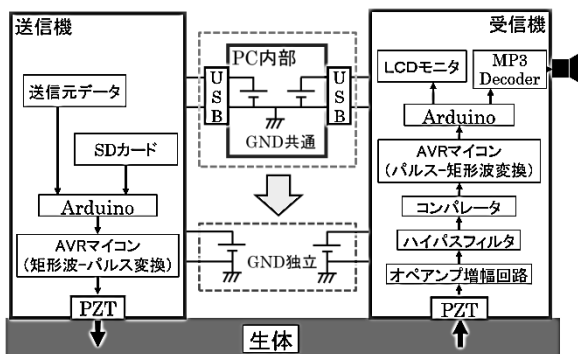


図2 試作機の構成

Fig. 2. Composition of Experimental Model.

共通時と独立時のそれぞれについて生体を介して受信された信号をオシロスコープで観測し、比較することで原因解明を試みた。

まず GND 共通状態での文字データ送受信を伝送速度 300bps~1Mbps の範囲で行った。ここでは受信側に、信号波形整形回路としてボルテージフォロア回路とコンパレータ回路を挿入した。ボルテージフォロアを挿入することで受信信号はほとんど減衰することなく受信できるようになった。これは、本回路をバッファとして扱うことで、受信側回路による影響を防ぐことができるためである。

次に、コンパレータ回路を挿入することで、受信信号の復元に成功した。また、コンパレータのしきい値を設定することで、より歪みの大きい受信波形であっても復元できるようになった。これにより、それまで軽いタッチでは波形が歪んでしまい通信できなかったものが、通信可能になった。また、IC ひとつでボルテージフォロア回路とコンパレータ回路の両方を構成することができるので、小型化かつ省電力にも適しているといえる。

続いて GND 独立状態での文字データの送受信を行った。電源には GND の独立環境を構築するために無停電電源装置(UPS)を使用した。測定の結果、GND 共通時に比べ電界信号が減衰していることがわかった。これは、GND を独立させたことにより、大地グラウンドに電界が逃げてしまうためである<sup>1)</sup>。送信側から出力される信号の振幅値が 5Vp-p であるのに対し、受信側では 1Vp-p にまで減衰していた。この減衰分を補うために、受信側にオペアンプ増幅回路を挿入した。

また、矩形波信号図4(a)をそのまま送信したとき、図5(a)のように GND の変動により信号が歪んでしまい、エラーが生じてしまうことがわかった。従って、矩形波をそのまま送信することは難しい。そこで、図4(b)に示すように送信信号を矩形波から 1μs ほどのパルスに変換することで通信の実現を図った。その結果、図5(b)に示すように識別

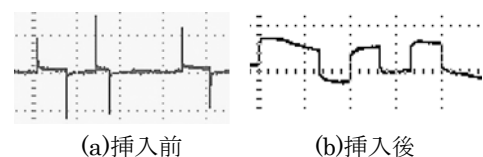


図3 ボルテージフォロア回路の効果  
Fig. 3. Effect by Voltage Follower Circuit.

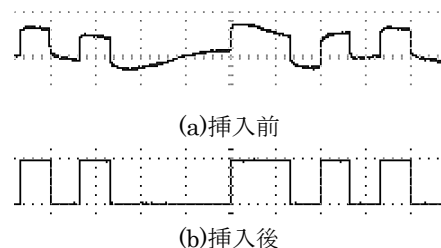


図4 コンパレータ回路の効果  
Fig. 4. Effect by Comparator Circuit.

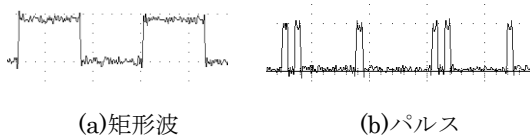


図5 矩形波-パルス変換

Fig. 5. Rectangular to Pulse Wave Conversion

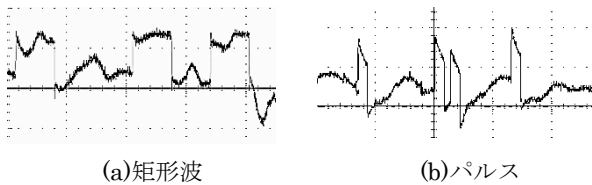


図6 GND 変動による波形の歪み

Fig. 6. Waveform Distortion by Change of GND

可能なパルス信号を受信することができた。矩形波信号の立ち上がりには2つのパルスを出力し、立ち下りでは1つのパルスを出力することで復元時に信号が反転しないようにしている。この変換を行うために、送信側と受信側それぞれに AVR マイコンを1つずつ追加した。AVR マイコンは Arduino に比べ処理速度が約 40 倍であり、高速処理が可能であることから採用した。この変換を行うことにより、GND 独立状態での通信に成功した。

なお、これまでの電界通信の研究において、信号が生体を伝搬する際、大きなノイズがのってしまうことが確認されている。今回の測定結果により、このノイズの大部分が商用電源(50Hz)によるものだと判明した。これは、商用電源用電線から飛んできた電磁波を、生体がアンテナの役割を為し受信してしまっていることが原因である。商用電源ノイズについては、人間に対してノイズの大きさに個人差があることと、介す人間の数が増えるとともに、ノイズの大きさが加算的に増えることが判明した。従って、GND 独立環境での安定した通信を確立するためには、この商用電源ノイズを除去する必要がある。そのため、受信機側にオペアンプ正帰還型ハイパスフィルタ回路を挿入した。これにより信号パルス成分のみを取り出すことに成功し、より確実に通信を行うことができた。

## 5. 音声データによる電界通信

GND 独立状態における文字データの通信に成功したため、音声データの通信を行った。この実験で、文字データ通信時と決定的に異なる点は通信速度である。文字データ通信の場合、最低 300bps での通信が可能だが、音声データの通信には MP3 デコーダの特性上、最低でも 78kbps の通信速度が要求される。実験の結果、AVR マイコンによるパルス-矩形波変換時にエラーが発生してしまい、安定した通信が行えなかった。原因は、通信の過程でパルス幅が狭くなってしまい、AVR マイコンがパルスを認識できないケースが生じたためであるが、この点については今後の課題である。

## 6. まとめと今後の課題

電界通信における GND 独立問題の原因調査を行うため、試作機を製作し、GND 共通状態と独立状態での比較実験を行った。それに基づき、試作機の改良を行った結果、GND 独立状態での文字データの電界通信に成功した。

今後の課題としては、パルス-矩形波変換時のエラー発生を防ぐためのプログラムの改良や、波形整形回路の再考があげられる。また、本研究では回路をブレッドボード上で製作しているため、今後は生体装着型通信機器を想定した回路基盤への実装を行う。

## 謝辞

本研究は文部科学省科学研究費補助金（課題番号：22760256）の助成による成果であり、関係各位に深く感謝致します。

## 文 献

- (1) M. Shinagawa and H. Morimura: "Human Body Communication Technology Using Electric Near-field", J. IEICE, Vol., No.10 p.896-901 (2011-10)  
品川 満・森村 浩季:「人体近傍電界を利用した近距離通信技術」, 電子情報通信学会誌, Vol., No.10 p.896-901 (2011)
- (2) R. Kameyama: "Basic Development of the Application in the Human Area Network", Graduation thesis of the Oyama National College of Technology in 2010, (2010)  
亀山 龍平:「ヒューマンエリアネットワークにおけるアプリケーションの基礎開発」, 平成 21 年度小山高専卒業研究論文 (2010)

# ハイブリッド生体通信における多重電界通信回路の製作

河井 健輔\* 石原 学 小林 幸夫 鈴木 真ノ介 (小山工業高等専門学校)

Production of Multiplex Electric Field Communication Circuit in Hybrid Human Body Communication  
Kawai Kensuke\*, Manabu Ishihara, Yukio Kobayashi, Shin-nosuke Suzuki,  
(Oyama National College of Technology)

キーワード：生体通信，多重電界通信，高速フーリエ変換，デジタル信号処理，A/D 変換  
(Keywords, Human Body Communication, Multiplex Electric Field Communication, Fast Fourier Transform, Digital Signal Processing, Analog to Digital Conversion)

## 1. はじめに

当研究室では生体を伝送路とした通信を提案している。生体通信は、情報が生体の表面や内部を伝搬し、空中への飛散が少ないため、情報漏洩の対策として有効である。その通信方式として電界と超音波を併用したハイブリッド通信方式を適用している。本方式は、2種類のエネルギーを1つのデバイスで扱うことで、超音波による高セキュリティな通信と電界による大容量通信の両立を目指している。これまでに、パソコン（以下、PC）ベースでの模擬実験システムにおいて多重電界と超音波通信を組み合わせたハイブリッド通信<sup>1)</sup>を行い、実機では電界通信<sup>2)</sup>、超音波通信<sup>2)</sup>をそれぞれ単独にて成功している。

本研究では、これまでの研究においてPCベースで成功している多重電界通信を実機化することを目的とし、回路設計を行い製作した回路を評価する。

## 2. システム構成

図1に生体を伝送路としたハイブリッド通信システムの概要を示す。本システムは、信号の送受信に超音波振動子であるジルコン酸チタン酸鉛系磁器(Pb(Zr,Ti)O<sub>3</sub>：以下、PZT)を用いている。PZTは、入力信号の周波数により超音波と電界を使い分けることが可能である。PZTの共振周波数による信号を用いた場合は超音波を扱うことができる。超音波は生体内の一部を伝送路とし、指向性が鋭く空中での減衰が大きい。そのため、生体外部への飛散はなく、高セキュリティな通信を可能とする。共振周波数以外の信号で扱うことのできる電界は、生体における任意の二点間を伝送路とし、静電誘導によって通信を行う。超音波に比べて指向性や減衰は小さく、複数人の間でも通信を行うことができる。本研究ではこの電界通信の多重化について取り組んだ。

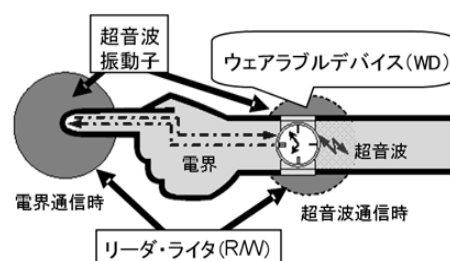


図1 ハイブリッド通信システムの概要

Fig. 1. Summary of Hybrid Communication System.

## 3. 多重電界通信の方法及び回路検討

PZTを用いて電界通信を行う場合、使用可能な周波数帯域が広いことがこれまでの研究で確認されており、本研究では大容量通信を目指した多重電界通信の方法として周波数分割多重化(Frequency Division Multiplexing：以下、FDM)方式を採用した。本方式は、送信データの各ビットにそれぞれ異なる周波数の正弦波を割り当て、ビットが“1”なら出力あり、“0”なら出力なしとして正弦波を合成し、その合成波を用いて通信を行う。

今回設計した多重電界通信回路の構成を図2に示す。以下に、図中の①～⑥についてそれぞれ説明する。

### 〈3.1〉送信回路

#### ①波形出力

データの各ビットに割り当てる正弦波を生成する方法として、プログラミングにより波形や位相、周波数が変更可能なダイレクト・デジタル・シンセサイザ(以下、DDS)を採用した。DDSを動作させるためには、AVRマイコン(ATMEGA644P)による制御と、固定発生源(以下、MCLK)が必要となる。出力される波形は、外部から入力するMCLKの精度に依存することから、高精度なクロックが要求され



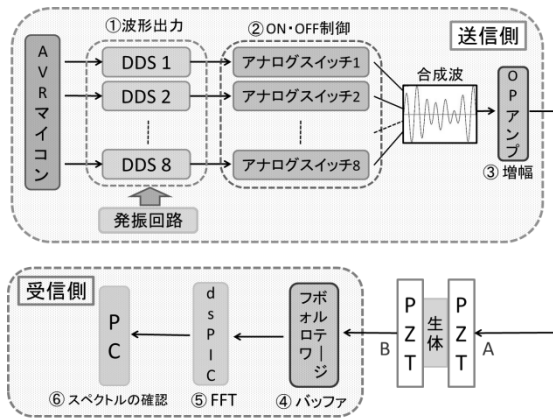


図2 多重電界通信回路の構成

Fig. 2. Constitution of Multiplex Electric Field Communication Circuit.

る。そこで、高精度で安定したクロックが生成可能な、水晶振動子とインバータを用いた発振回路を採用した。また、使用する周波数は、受信側の dsPIC におけるサンプリング周波数の制限を考慮し、出力させる正弦波の周波数は 1[kHz] から 1[kHz] 刻みで、8[kHz] までとした。

②ON・OFF 制御

①から得られた正弦波をデータビットの ‘1’ ‘0’ に合わせて ON, OFF する部分である。AVR マイコンによってアナログスイッチを制御する方法では、マイコンの 1 命令で ON, OFF を切り替えることができるため、高速な ON, OFF が可能となる。このことから、アナログスイッチによる制御を採用した。それに伴い、アナログスイッチは高速スイッチングが可能なものを選定した。

③OP アンプによる増幅

アナログスイッチからの出力を足し合わせることで合成波を生成し、その合成波を OP アンプによって増幅する。DDS からの出力は  $V_{p-p}=640[mV]$  であり、生体通信による信号の減衰や、受信側の dsPIC に内蔵されている A/D コンバータの入力電圧の制限などを考慮し、 $V_{p-p}=2.7[V]$  まで増幅した。また、dsPIC に入力する信号の電圧がマイナス値を取る場合、dsPIC が破損してしまうため、合成波はプラス値になるようにオフセットを印加した信号とした。

〈3・2〉 受信回路

④バッファ

増幅された合成波は、PZT-生体-PZT の経路を通り受信側へ伝送される。DDS で生成した合成波を直接 IC などの負荷に接続した場合、負荷側から電流が吸い出されることによって送信側の動作に影響を与える恐れがあることから、バッファとしてボルテージフォロワを挿入した。

⑤dsPIC による復調

受信信号は単純な正弦波の合成であるため、高速フーリエ変換 (以下、FFT) によって復調を行うことができる。そこで、高速なデジタル信号処理が実行可能な dsPIC マイコン (30F4012) を使用する。dsPIC には A/D コンバー

タが内蔵されており、A/D 変換から FFT までこのマイコン 1 つで行う。しかし、データメモリの制限から、サンプリング周波数は 18[kHz] までとなる。

⑥スペクトルの確認

FFT を行った後のデータを ‘1’ ‘0’ に復調するには、複素数データを絶対値に変換して配列内の大きさを判断することになる。現段階では、試作機という形で回路を製作することから、今回は簡易的な方法として FFT 結果を PC にて確認することにした。dsPIC にプログラミングする機器である PICKIT2 のデバッグ機能を利用して、dsPIC で行った FFT のデータを直接読み込み、PC 上で確認する。

4. 回路製作および評価

図 2 の構成を基に回路を製作し、通信実験を行った。図 3 に 8 ビットデータ “1111111” の合成波の送受信波形、図 4 に受信信号を復調した周波数スペクトルを示す。図 3 より、合成波は生体を介して受信した場合おおよそ  $V_{p-p}=700[mV]$  減衰しているが、ほぼ歪みもなく受信できていることがわかる。図 4 では、DDS からの出力信号に等しい 1[kHz] から 1[kHz] 刻みで 8[kHz] のスペクトルが立ち上がっていることが確認できた。このことから、検討した回路において多重電界通信に成功したと言える。

次に、通信速度の測定を行った。これまでの研究で製作した超音波通信回路の通信速度は 115.2[kbps] であり、前述したアナログスイッチによる ON, OFF 制御を行った結果、送信側の通信速度は 4347[kbps] となった。また、送信

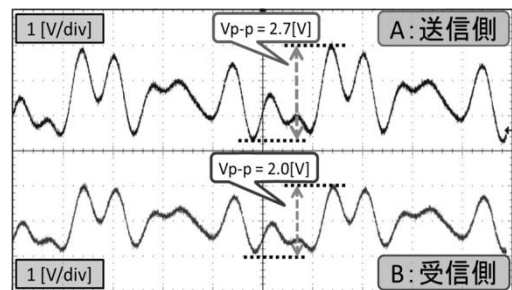


図3 合成波の送受信波形

Fig. 3. Waveforms of Synthetic Wave in Transmitter and Receiver.

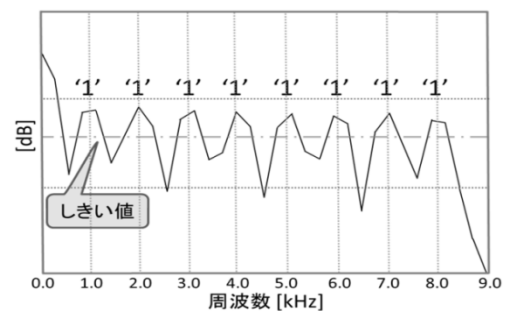


図4 dsPIC の FFT 結果

Fig. 4. Result of FFT in dsPIC.



側の通信速度は受信側の処理速度に依存することから、dsPICがA/D変換およびFFTを行うのに要する時間を測定した。その結果、8ビットの合成波を復調するのにおよそ533[ $\mu$ s]を要し、実質的な通信速度は15[kbps]となり、送信側の通信速度をこの値まで落とさざるを得ない結果となった。以上より、今回の実機によるFDM方式の多重電界通信は、復調側の改善が必要である。

復調の改善策として、現在使用しているdsPICを、より高速なマイコンに変更することがあげられる。dsPICは利用できるマイコンの中で唯一デジタル信号処理を行うことができ、最も高速処理が可能なマイコンである。今後さらに高速な処理が可能なマイコンが利用できるようになれば、実用的な回路として使用できると考えられる。また、FFTは受信側の機器(PCや高速処理が可能な機器)によって行い、システム全体としての処理時間を短縮させる方法においても、処理時間の大幅な改善が見込める。

以上より、今回製作した回路によるFDM方式の多重電界通信は、現段階では困難であることがわかる。そこで、より高速な電界通信を行う方法として、矩形波またはインパルスによるシリアル通信があげられる。このような通信方式であれば、変調に対して十分速い復調が行えるため、実機による高速通信が可能となる。ただし、生体通信においては電界が高周波の場合生体表面上で発散してしまうことが確認されている。このことから、周波数に関する電界通信の検証を行う必要がある。

## 5. まとめと今後の課題

本研究では、電解による生体通信において、PCベースで成功した多重電界通信を実機にて行うことに成功した。送信側は高速通信の可能性を確認できたが、受信側はFFTに膨大な処理時間を要し、改善する必要がある。今後の課題として、受信側の改良に加えて、通信方式をシリアル通信に変更し、より高速通信が可能なシステムの導入があげられる。

## 謝辞

本研究は文部科学省科学研究費補助金(課題番号: 22760256)の助成による成果であり、関係各位に深く感謝致します。

## 文 献

- (1) M. Ebihara: "Fundamental study of the digital information transmission system through a living body", Special thesis of the Oyama National College of Technology advanced courses in 2011, (2011)  
海老澤 真土:「生体を伝送路とした通信に関する研究」, 平成 22 年度小山高専専攻科卒特別研究論文 (2011)
- (2) S. Suzuki, M. Ishihara, Y. Kobayashi, N. Okada and K. Kobayashi: "Reconsidering of the Communication Method for a Wearable Device using Ultrasonic Waves", Proc. of USE2009, 1P2-3, pp. 21-22 (2009)

## 自転車搭載型発電システムの改良

川村 倫也\* 石原 学 小林 幸夫 鈴木 真ノ介 (小山工業高等専門学校)

### Improvement of Power Supply System using a Bicycle

Tomoya Kawamura\*, Manabu Ishihara, Yukio Kobayashi, Shin-nosuke Suzuki  
(Oyama National College of Technology)

キーワード：電動アシスト自転車，アキシヤルギャップ型，コアレス発電機，ハルバツハ配列  
(Electric Assist Bicycle, Axial gap-type, Coreless Generator, Halbach Array)

#### 1. はじめに

自転車は運転免許がいらず，エコロジーな交通手段であり，近年は省エネ意識の高まりから，その利用者数が増えている。その中でも，坂道や向かい風などの状況下において軽快に走行できる自転車として，電動アシスト自転車(以下，アシスト車)が注目を集めている。最近では通常使用だけでなく，運送会社が都市部や狭い路地での宅配にリヤカー付きアシスト車を採用したり，高齢者向けに三輪自転車が販売されたりしている。これらのように，荷物や三輪による荷重によってアシスト量が增大する使用形態においては，電池の消耗が多くなることが考えられる。そのため，従来のアシスト車に搭載される電動機兼発電機に加えて，更に発電機を付加することでアシスト車のバッテリー持続時間を延ばすことを考案した。なお，本手法は移動中での携帯機器への充電にも利用できる。

これまでに製作されたシステムにおいては，最大出力 8.07W が得られ，身近な機器の一例として，携帯電話の充電に成功している<sup>1)</sup>。今回は，これまでの研究成果をふまえた改良案をもとに新たな発電機を設計・製作した。

#### 2. 原理

図 1 に本システムの概要を示す。本システムは，自転車後輪に発電機を搭載し，回転による運動エネルギーを電力に変換するものである。その際，走行を妨げないことを前提とし，既存の車輪形状を変更せずに構成できる発電機と

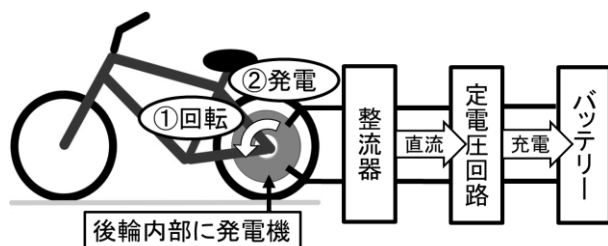


図 1 自転車搭載型発電システム

Fig. 1 Concept of Power Supply System using a Bicycle

して，アキシヤルギャップ型コアレス発電機を適用した。本発電機は，コイルに鉄心を使用しない構造により回転始動に必要なトルクを低減し，100～300rpm 程度の回転数でも速度に換算すると，11～30km/h 程度であり，人が自転車で高効率な発電が可能である。前述の回転数を自転車の走行通常走行する際の速度に相当するため，本システムに充分適用できる。本発電機には，直流発電機に必要な整流子やブラシが不要であるため構造が簡単となることや，整流した際のリップルが単相交流に比べて小さくなる等の利点から三相交流発電機を採用する。

本システムの構成は，発電機から出力される三相交流電圧を，整流回路で直流に整流し，定電圧回路で定電圧化した後で電動アシスト自転車のバッテリー，あるいは携帯機器の充電を行うものである。

#### 3. 搭載する発電機の設計

これまでに製作された発電機(以下，発電機 1)の設計を基に，自転車に新しく搭載する発電機(以下，発電機 2)の再設計を行った。その概観を図 2 に示す。本発電機は，図 2 のようにアウターロータ構造をとっているため，多極化とコイルの大径化が可能である。本システムは走行性能を維持

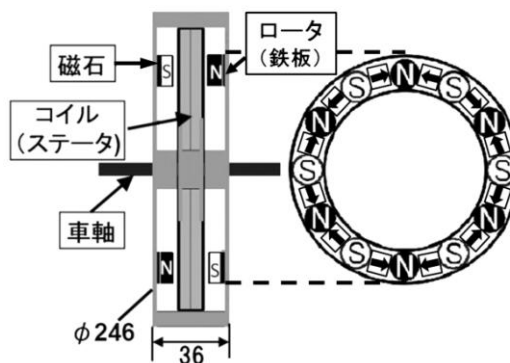


図 2 搭載する発電機の概観(単位:mm)

Fig. 2 Overview of the installed Generator (Unit:millimeter)

しつつ、車輪の中に発電機を組み込むという制約があるため、基本的な構造や寸法は、発電機 1 からほとんど変更せず、直径 246mm、厚さ 36mm とした。また、出力の目標値は改良案において計算された値である 12W とした。

本発電機はコイルを埋め込んだステータと、磁石と同じ幅に切断した鉄製の円盤に、N 極と S 極の永久磁石を交互に配置したロータ 2 枚で構成される。ロータの鉄板を磁石と同じ幅に切断することで従来よりも重量が減少し、回転のための運動エネルギーの削減が見込まれる。また、N 極と S 極の磁石間に補助磁石を配置し、ハルバツハ配列を形成している。ハルバツハ配列とは、図 3 に示すような磁石の配置方法で、材質や形状を変更せずにコイルを貫く磁束密度を増加させることが可能である。2 枚のロータはアルミ製のフレームに取り付けられ、スペーサで固定される。そして、ステータは車軸に、ロータは車輪の回転軸にそれぞれ固定される。コイルは 9 極(3 極/相)で、巻線には従来よりも細い 0.45mm の銅線を用い、1 極を集中巻で 320 回巻とした。磁極数は 12 極で、磁石は厚み方向に着磁されたネオジウム磁石(丸型、直径 24mm、厚さ 4mm、端面磁束密度 0.33T)を使用し、ハルバツハ配列用の補助磁石として長さ方向に着磁されたネオジウム磁石(角型、長さ 14mm、幅 10mm、厚さ 2mm、端面磁束密度 0.40T)を用いた。以上の設計に基づき製作した発電機を図 4 に示す。

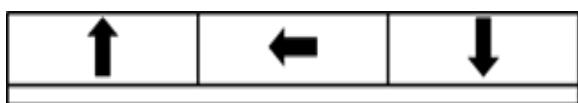
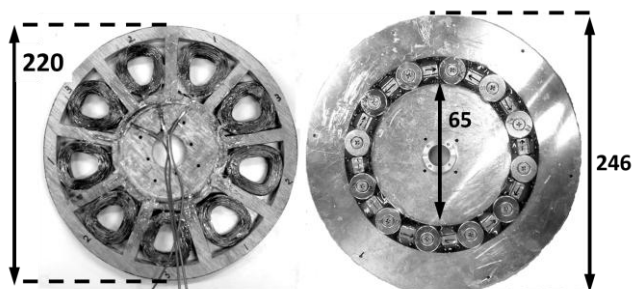


図3 ハルバツハ配列

Fig. 3 Halbach Array



(a)ステータ (b)ロータ

図4 製作した発電機 (単位:mm)

Fig. 4 Fabricated Generator (Unit:millimeter)

表1 変更点の一覧

Table. 1 A List of Changes

	発電機1	発電機2
磁極	12極	12極 (ハルバツハ配列)
ロータ	半径100mm	外径87mm 内径63mm
コイル	巻線径:0.60mm 巻き数:280回	巻線径:0.45mm 巻き数:320回
重量	3.2kg	2.4kg

発電機 1 と発電機 2 の各々のロータにおいて、磁石の端面磁束密度をガウスメータ(5180 型, 東洋テクニカ)で測定したところ、369mT から 381mT に増加し、ハルバツハ配列の有効性が確認された。また、重量を比較すると発電機 1 が 3.2kg だったのに対し、発電機 2 は 2.4kg と 25%の軽量化に成功した。以上より、発電機 1 から発電機 2 への変更点を表 1 に示す。

#### 4. 出力特性の測定

製作した発電機を用い、その出力特性を測定した。測定条件としては、本発電機を自転車後輪に搭載し、ペダルを回転させた走行速度 30km/h を測定の上限とした。

まず、30km/h における無負荷線間電圧の測定を行った。オシロスコープにて交流波形を観測したところ、最大値 36.5V、実効値 26V であるほぼ歪みのない正弦波が得られた。また、オシロスコープ上で FFT を行ったところ、高調波は見られず、高調波成分による損失はほとんどないことがわかった。なお、発電機 1 の無負荷線間電圧の最大値は 21V だったので出力が大きく向上した。

次に、発電機の出力を、三相全波整流回路を介して負荷抵抗に接続し、その値を変化させたときの速度毎の出力特性を測定した。その結果、最大出力は負荷抵抗 25Ω、速度 30km/h において、7.28W(電圧 13.4V、電流 544mA)が得られた。発電機 1 の最大出力は、負荷抵抗 15Ω、速度 30km/h において、8.07W(電圧 11V、電流 733mA)だったので発電量の増加は達成できなかった。しかし、重量当たりの電力は、発電機 1 の 2.52W/kg に対し発電機 2 は 3.03W/kg と大きくなっている。これは、ロータの鉄板を削減したことの効果であり、より少ない運動エネルギーで発電できることを示している。最大出力が低下したのは、コイル巻線の径を小さくし巻き数を増やしたことで発電される電圧は高くなったが、その一方でコイルの持つ巻線抵抗が増加したことに起因する。実際に、最大出力を得た負荷抵抗の値が 15Ω から 25Ω になっており、発電機の内部インピーダンスが増加したことがわかる。

そこで、発電機 1 のステータ(コイル)と発電機 2 のロータを組み合わせた発電機(以下、発電機 3)を作り、その出力特性を測定した。3つの発電機について、速度 30km/h における直流出力特性を図 5 に示す。発電機 3 では、負荷抵抗 10Ω の時に、これまでの中で最大となる出力 8.37W が得られた。発電機 1 よりも出力が増加していることから、今回製作したロータが期待通りに機能していることが確認できた。なお、発電機を搭載した自転車を複数の人に試乗してもらったところ、走行性能の低下は指摘されなかった。

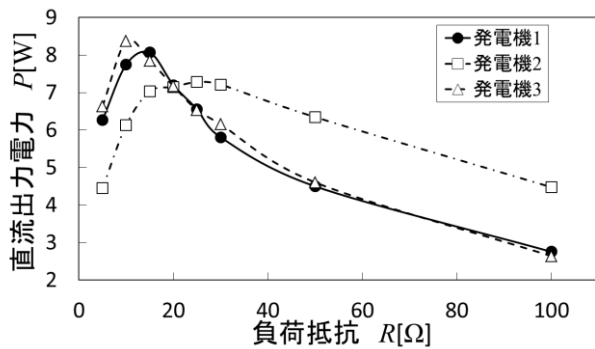


図5 各発電機の直流出力特性(速度:30km/h)

Fig. 5 Direct-Current Output Characteristics of each Generator (Velocity:30kilometer per hour)

### 5. まとめと今後の予定

アシスト車のバッテリーを充電する手法として、これまでに製作された自転車搭載型発電システムに対する改良案をもとに、発電機の再設計と製作を行った。その結果、出力 8.37W が得られ、出力の増加と 25%の軽量化を達成できた。

今後は巻線に角線を採用しコイルの高密度化を図るとともに、磁極部の改善を行い、コイルを貫く磁束密度を増加させ、発電機の更なる出力向上を目指す。また、高効率に電力変換を行える外部回路を製作し各種バッテリーへの安定した給電を行えるシステムの構築を目指す。

### 文 献

(1) S. Suzuki, M. Ishihara and Y. Kobayashi :  
 “Fundamental Development of Power Supply System for a Mobile Gadget using a Bicycle” , Intermag2012, GP-05(2012)

# 無線 LAN 電磁波を用いたヒト検知法の特性評価

古澤 雅史\* 千田 正勝 (小山工業高等専門学校)

## Human Sensing using Electromagnetic Wave in Wireless LAN

Masashi Furusawa\*, Masakatsu Senda (Oyama National College of Technology)

キーワード：ヒトセンシング、無線 LAN

(Keywords : human sensing, wireless LAN)

### 1. 背景と目的

TV 放送・情報通信用既存電磁波のヒト検知への応用が提案されている<sup>(1)-(3)</sup>。従来の赤外線を用いる方法に比較し、見通し外検知が可能、既存電磁波源が利用可能等の利点があり、防犯用侵入検知システム、独居高齢者見守りシステム等への適用が期待されている。これまでの検討で、検知用電磁波として無線 LAN ビーコン信号を用い、送受信アンテナを上下に配置する構成、および直前  $m$  個の平均との差を出力とする信号処理法を提案し、本構成により高出力が得られること、室内の検知エリアが拡大することを明らかにした<sup>(3)</sup>。

本研究では、本原理によるヒト検知法の特性のさらなる詳細評価を目的に、接続確立前/後のビーコン信号/データ信号のヒト検知への適用性、および送受信アンテナ間に設置する導体板の検知特性への影響について検討した。

### 2. 検討内容と実験方法

本センシングでは、室内に無線 LAN 親機(送信アンテナ)と受信アンテナを設置し、ヒト等の動きに伴う受信電圧の変動により検知を行う。受信電圧の変動は送受信アンテナ間の電磁波伝搬パスにおける遮蔽、反射状態の変化に起因する。送信アンテナからは接続確立前後共に幅 22MHz を 1ch とするビーコン信号が 100msec 毎に出射され、また接続確立後には同帯域幅のデータ信号が出射される。本実験ではこれら各種信号の検知用電磁波としての利用を試みる。受信電圧の測定にはスペクトラムアナライザ(スペアナ)のゼロスパン機能を用い、受信電圧変動を時間変化として計測する。分解能帯域幅は 2MHz とした。出力検出の信号処理には、直前受信電圧平均値と現受信電圧値との差から算出する手法を用い、平均化個数  $m=6$  とした。送信 ch は IEEE802.11g の 4ch(中心周波数 2.427GHz)とし、受信アンテナには 2.4GHz 帯無線 LAN 用ホイップアンテナを使用した。測定は約 4m 四方の鉄筋コンクリート造で一面がガラス窓の室内にて行った。

### 3. 結果と議論

まず、無線 LAN の接続確立前後におけるビーコン信号およびデータ信号について、ヒト検知への適用性を評価した。図 1 の測定系で観測した各信号の波形とスペクトルを図 2、図 3 に示す。共に(a)接続確立前のビーコン信号、(b)接続確立後のビーコン信号、(c)接続確立後のデータ信号に対する結果である。ストリーミングではデータ信号は断続的となったため、大容量ファイルのダウンロードにより連続的なデータ信号を発生させた。親機-子機間は 3.5m、親機-受信アンテナ間は 0.5m とした。ビーコン信号の強度は、接続確立前では子機までの距離が不明なため大きく、また接続確立

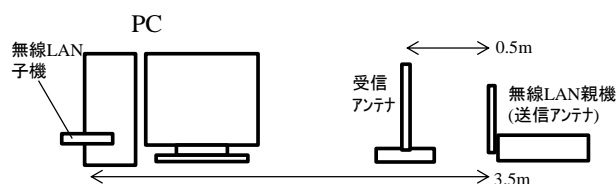


図 1 信号確認用測定系

Fig. 1. Measurement for signals.

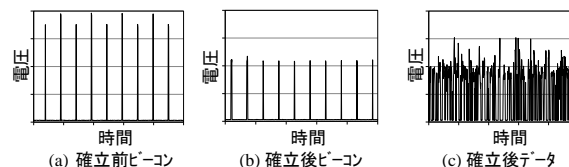


図 2 各信号の波形 (5mV/div, 0.2s/div)

Fig. 2. Wave forms.

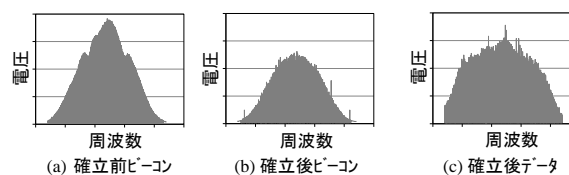


図 3 各信号のスペクトル (5mV/div, 5MHz/div)

Fig. 3. Spectra.

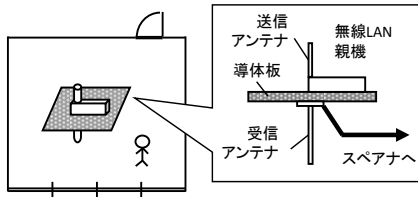


図4 ヒト検知用測定系

Fig. 4. Measurement for human sensing.

後では距離が確定するため小さく抑えられる。またデータ信号はビーコン信号と帯域幅は変わらないが、時間的には頻繁にまた強度は小さく抑えられた状態でランダムに出射される。なお、接続確立後では、ダウンロード進行時にはデータ信号が、それ以外の時間帯には(b)のビーコン信号が出射される。次に(a)、(b)、(c)各信号を用いてヒト検知実験を行った。測定系を図4に示す。送受信アンテナを導体板を挟んで上下に配する構成とし、導体板には30cm角の鉄製板を使用した。送受信アンテナから2m離れた場所でヒトが腕を約12sec毎に上下移動させた場合について測定した。図5に受信電圧波形、図6に出力電圧波形を示す。(a)では腕の上下移動に対応した大きなステップ状の受信電圧変動およびこれから検出される出力電圧が明確に観察される。また(b)でも(a)に比較し小さいものの、明確な受信電圧変動および出力電圧が検出されている。一方、(c)では腕移動に対応した受信電圧変動が確認できるものの、移動のない時間帯にも細かな変動が頻繁に現れ、その結果本研究で用いた信号処理法では腕移動に対応した出力のみを明確に検出できていない。以上、接続確立後の信号をヒト検知に利用するにはさらに信号処理法を工夫する必要があり、現状では出力が大きく安定な接続確立前のビーコン信号が最もヒト検知利用に適することが解る。

次に接続確立前のビーコン信号を使用して、導体板の種類、サイズを変え、検知特性への影響を評価した。図4の測定系を用い、上述と同条件での腕の上下移動により測定した。導体板としては鉄製およびアルミ製、サイズは10、15、20、25、30、40cm角、また親機の送信アンテナ位置が導体板の中央に位置する場合、親機本体の中心が導体板の中央に位置する場合について測定した。導体板サイズゼロは導体板無しの場合を意味する。図7に出力電圧、図8にベース電圧の結果を示す。ここでベース電圧はステップ状受信電圧の下側電圧値である。パラツキは大きいものの、出力電圧はいずれも導体板サイズに殆ど依らず、ほぼ一定であることが解る。一方、ベース電圧はほぼ導体板サイズのみ依存し、導体板サイズの減少に伴い増加する傾向にある。これらのことから、導体板はその遮蔽効果により送受信アンテナ間の直接伝搬を抑制していること、および出力電圧自体は導体板の有無に殆ど依らないことが確認される。導体板は構成上不要とできる方が望ましい。導体板設置はベース電圧を抑え出力電圧の分解能向上には有効と言えるが、高出力化に対する寄与がないことから必ずしも必要ではないことが解る。

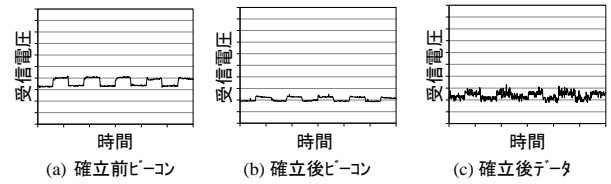


図5 受信電圧波形 (2mV/div, 20s/div)

Fig. 5. Received voltage wave forms.

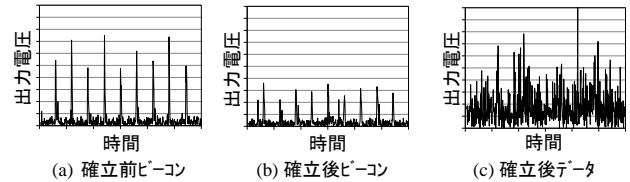


図6 出力電圧波形 (0.2mV/div, 20s/div)

Fig. 6. Output voltage wave forms.

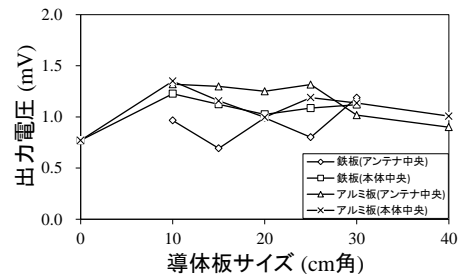


図7 出力電圧-導体板サイズ

Fig. 7. Output voltage and plate size.

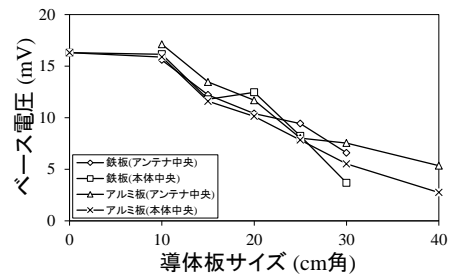


図8 ベース電圧-導体板サイズ

Fig. 8. Base voltage and plate size.

#### 4. まとめ

本検討により、(1)無線LAN電磁波の内、接続確立前のビーコン信号が出力、安定性の点で最もヒト検知への適用性が高い、(2)導体板は、送受信アンテナ間の直接伝搬を抑制しベース電圧を抑える働きがあるが、出力電圧の大きさには影響しない、ことが明らかとなった。

#### 文献

- (1) 西 他、信学論B, Vol.J89-B, No.9, pp.1789-1796 (2006).
- (2) 奥川 他、信学技報, EMCJ2008-28, Vol.108, No.132, pp.13-18 (2008).
- (3) 千田、山市、大木：信学会総合大会, B-1-216 (2012).



# 磁界共鳴型ワイヤレス電力伝送システムの改善

前澤 良樹\* 石原 学 小林 幸夫 鈴木 真ノ介 (小山工業高等専門学校)

## Improvement of Power Supply System using a Bicycle

Yoshiki Maezawa\*, Manabu Ishihara, Yukio Kobayashi, Shin-nosuke Suzuki  
(Oyama National College of Technology)

キーワード：無線電力伝送，磁界共鳴，ヘリカル型コイル，スパイラル型コイル  
(Wireless Power Transmission, Magnetic Resonance, Helical Coil, Spiral Coil)

### 1. はじめに

近年，スマートフォン等の二次電池を搭載した多機能小型電子機器が広く普及している．これらは液晶のタッチパネル化や使用頻度の増加傾向に伴って消費電力が増加し，頻繁な充電が必要とされている．そこで，電子機器を特定のエリアに置くことにより，シームレスな充電を実現するワイヤレス電力伝送システムが注目を集めている．従来方式として，電磁誘導方式が実用化されているが，高効率の反面，距離・位置ずれによる減衰が大きいため，充電パッドを用いた密着状態での近距離伝送に限られ，ユーザビリティの低下を招いている．近年，新たな方式として，2006年にMITから発表された電磁界共鳴方式が注目を集めている．本方式は，伝送距離1mで90%という高効率伝送を実現でき，従来型よりも遥かに長距離の伝送が可能である．また，位置ずれの影響を受けにくく，革新的な手法として実用化が期待されている．当研究室では，生体装着型の高性能小型電子機器として定義されるウェアラブルデバイス(以下，WD)へのワイヤレス給電として，本方式の適用を検討している．

本研究では，これまでのシステム<sup>1)</sup>の改善を目的とし，これまでの研究において不明瞭となっていた実負荷接続時の効率測定を再度検討した．これまで効率測定には，ベクトル・ネットワーク・アナライザ(以下，VNA)を用いていたが，VNAはインピーダンス整合下での測定となるため，出力側に変動する負荷を接続したような実際の給電とかけ離れている．そのため，実負荷を接続した状態で測定を行うことができるデジタル・ストレージ・オシロスコープ(以下，DSO)と，パワーメータを用いて，測定を行った．結論として，両測定器による結果がほぼ一致し，DSOを用いた測定の信頼性を確認した．また，小型化に適しているスパイラル型コイルの製作を行い，共鳴方式の基礎的な特性を確認した．

### 2. 磁界共鳴方式の原理

電磁界共鳴方式には，電界型と磁界型が存在する．一つの判断基準として，それぞれの生体への影響を考える．生体の主成分は水であり，比透磁率と比誘電率を比較すると約1:80となっており，磁界による生体への影響は比較的少ない．本研究では生体に装着されたWDへのワイヤレス給電を想定しており，生体への影響が少ない磁界共鳴方式を採用する．

図1に磁界共鳴型電力伝送の概要を示す．ここで，電力伝送に用いる送受信コイルは，共振周波数を一致させ，ヘリカル型やスパイラル型のようなコイル形状により電磁波の電界成分を極力除去し，かつ高 $Q$ 値となるように設計・製作する．本方式の伝送原理は，以下のとおりである．送信側コイルに共振周波数の電力を供給すると，その周辺に共振周波数で振動する磁界が発生する．送信側コイルの付近に共振周波数の等しい受信側コイルを設置すると，両コイルは音叉のように共鳴することで磁氣的に強く結合し，受信側では，従来方式を遥かに超えた電力が出力される．本方式の伝送効率はコイルの結合係数 $k$ と $Q$ 値の積に起因することが報告されており，伝送距離に反比例する $k$ を高い $Q$ 値で補うことで，長距離伝送と高効率を両立できる．

また，ワイヤレス給電を適用する際に懸念されるのは電波法等による規制である．2011年に制定されたガイドライン<sup>2)</sup>によると，送電電力50W以下，送電距離数m以下であれば，利用周波数帯10kHz~10MHz，13.56MHzをはじめとするISM帯などの範囲内で本システムを適用できる．本研究はこれを満たしている．

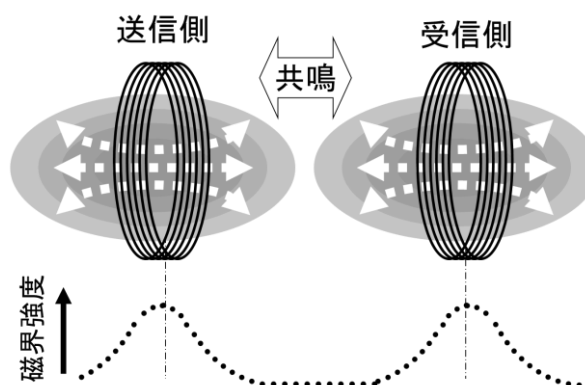


図1 磁界共鳴型電力伝送の概要

Fig. 1 Concept of Wireless Power Supply System using Magnetic Resonance Coupling

### 3. 実負荷接続時の効率測定

これまでの測定系に使用した VNA は、インピーダンス整合下における測定のため、実用上の効率とは異なる。そのため、WD への給電を想定し、実負荷を用いる測定方法を考える必要がある。なお、実負荷を用いた測定はこれまでも行ったが、扱う信号が MHz 帯の高周波であるため測定結果に信頼性が欠ける。そこで、今回は 2 種の測定器を用い、その結果の一致をもって妥当な結果とすることにした。

まず、図 2 のように DSO (DPO3034, Tektronix) を用いた手法を試みた。その手法は、DSO の入力モードを 50Ω 結合にし、インピーダンス整合下において、測定を行う。本測定系は、発振器出力の終端を DSO に接続して電圧を直接測定し、電流は電流プローブで測定を行い、測定結果から、入力電力  $P_0$  を算出する。なお、電力値は用いた DSO の機能により自動で計算される。その後発振器と DSO 間にコイルを設置し、出力電力  $P_1$  を同様に算出する。その 2 つの電力値を用い、伝送効率の算出を行った。コイルはこれまでの研究において製作されたヘリカル型(オープン型, 半径 150mm, ピッチ 5mm, 巻数 10 共振周波数 8.7MHz)を使用した。本測定系における測定結果は、伝送距離  $g=15\text{cm}$  とした際、最大伝送効率は 87% であった。この測定の結果は、VNA で測定した場合の最大伝送効率 85% とほぼ一致しており、DSO を用いたインピーダンス整合下での本測定系の妥当性を確認した。

次に、図 3 のようにパワーメータ (NAP-Z7, Rohde & Schwarz) を用いた測定を行った。パワーメータは信号源と負荷間に設置し、入力電力、反射係数等を直接測定可能である。本測定系では、パワーメータを通過する電力  $P_a$  と、終端での反射係数  $\Gamma$  を測定することによって、式  $P_b = P_a(1 - \Gamma)$  により、終端で消費される電力  $P_b$  を算出することができる。本測定では図中の負荷を取り去り、DSO を終端負荷とし、インピーダンス整合をとったうえで入力電力  $P_a$ 、出力電力  $P_c$  を測定し、伝送効率の算出を行った。実験には前述したヘリカル型コイルを使用した。測定結果は、伝送距離  $g=15\text{cm}$  とした

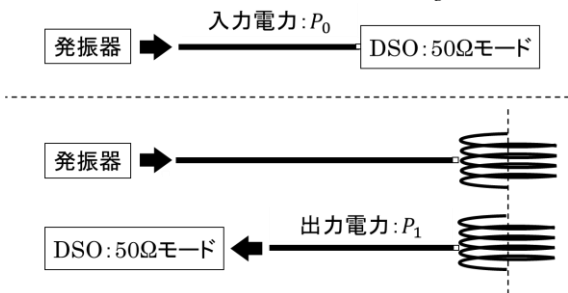


図 2 DSO を用いた測定系

Fig. 2 Measurement System of Digital Storage Oscilloscope

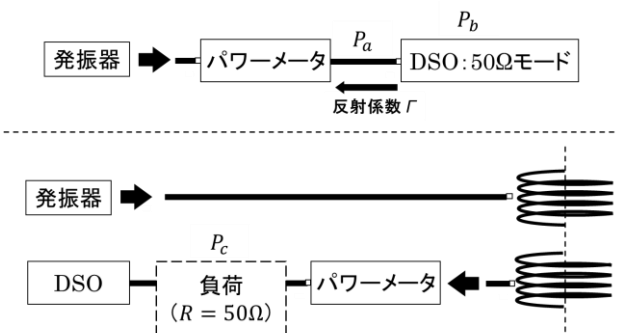


図 3 パワーメータを用いた測定系

Fig. 3 Measurement System of Power Meter

際、最大伝送効率は 82% であった。これは、DSO で測定した場合の最大伝送効率 87% と概ね一致しており、インピーダンス整合下において、DSO の測定系と同等の結果を得ることができた。

最後に、実際の給電を想定した測定系として、図 3 のように、終端負荷に界磁抵抗を用いた測定を行った。負荷として使用した界磁抵抗は、商用周波数を想定したものであるため、扱う周波数帯では、リアクタンス成分が影響することが想定される。今回は、未知のインピーダンスに対する電力測定が主目的であるため、これを用いた。なお、その値は、テスターを用いて  $R=50\Omega$  に調整した。本測定では、前述の方法を組み合わせ DSO とパワーメータにより入出力電力を想定し、各々の測定器における効率を比較した。図 4 に伝送効率特性を示す。共振点は、両者で同じ周波数であることを確認した。また最大伝送効率は、両者とも 20% 未満の結果となった。これは、終端負荷で、インピーダンス整合が取れていないことに起因する。しかし、本測定の目的は、測定結果の妥当性の確認であるため両測定器の結果がほぼ一致していることから、この目的は達成された。なお、今回は負荷を共振コイルに直接接続したことで、共振周波数のずれや効率の低下を招いたことが考えられる。この改善策として、コイル部と実負荷部に電磁誘導を用いて電氣的に独立させることがあげられ、それにより共振周波数のずれを抑えることができると考えられる。

また、今回用いた測定器では高価であるため、複数台用いることはなかなか難しい。そこで、出力の直流化や、高周波電力測定用の抵抗の選定によって、安価な測定系の構成にも取り組む。

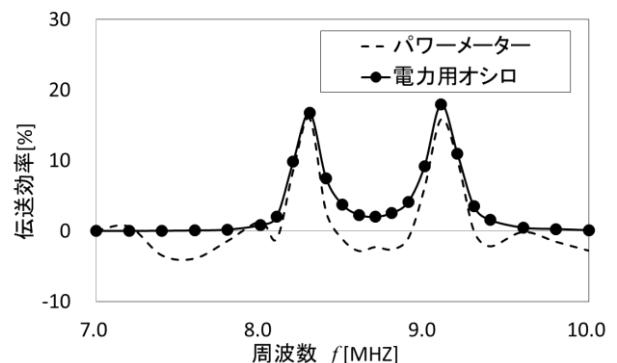


図 4 界磁抵抗を用いた伝送効率測定結果

Fig. 4 Measurement Result of Transmitting Efficiency using a Field Rheostat

### 4. ショートスパイラル型コイルの製作

コイルは形状によりヘリカル型とスパイラル型、給電箇所によりオープン型とショート型に分けられる。当研究室では、コイル形状と共振周波数の関係を実験的に明らかにした文献<sup>3)</sup>を参考にオープンヘリカル型コイルを作成し、使用していた。しかし、ヘリカル型は立体構造であるため、小型化には不向きである。また、オープン型の場合、MHz 帯の共鳴としては比較的低い共振周波数を持ったコイルの製作が難しい。そこで、平面構造であり、省スペースで運用可能なスパイラル型に、直列にコンデンサを接続することによって共振周波数を低くすることのできるショート型を組み合わせたショートスパイラル型コイルの製作を行った。完成したコイル(ショート型, 半径 138mm, ピッチ 5mm, 巻数 13)の入力インピーダンスの周波数特性を確認したところ、 $f=8.4\text{MHz}$  であることを確認した。

完成したコイルを用いて、効率測定を行った。その結果を図5に示す。伝送距離  $g=15\text{cm}$  における最大伝送効率が 55% であり、オープンヘリカル型の伝送効率 87% に比べ、伝送効率は低い結果となった。原因として、コンデンサの有無が考えられる。伝送効率に起因する  $Q$  値はコンデンサの容量と反比例の関係である。そのため、コンデンサを直列に挿入したことにより容量が増加し、 $Q$  値が低下し、結果効率が低い値になったと考えられる。そのため、更なる高効率を想定する場合、コンデンサを使用しないオープンスパイラル型の製作を検討する必要がある。

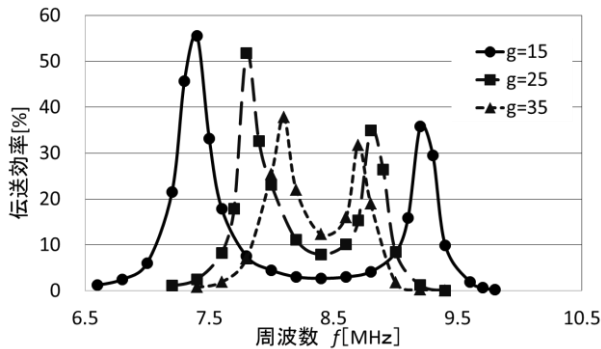


図5 周波数-伝送効率特性

Fig. 5 Characteristic of Transmitting Efficiency versus Frequency

## 5. まとめと今後の課題

ウェアラブルデバイスへの電力供給法として磁界共鳴の適用を検討し、2つの測定器を用いて実負荷接続時の未知の負荷に対する高周波電力伝送効率測定を行った。結果として、共振点一致を含め周波数特性の類似を確認し、測定の手法を確立した。また、小型化に適したスパイラル型コイルの製作、および測定を行った。その結果、コンデンサを直列に挿入することで、伝送効率が低下した可能性があることがわかった。

今後は、実負荷部を電気的に独立したシステムの構築や、WD 搭載のための小型コイルの再設計・製作について取り組む。

## 謝辞

本研究は文部科学省科学研究費補助金（課題番号：22760256）の助成による成果であり、関係各位に深く感謝致します。

## 文 献

- (1) SUZUKI, Shin-nosuke, OGIHARA, Makoto, ISHIIHARA, Manabu and KOBAYASHI, Yukio : “Wireless Power Supply System for a Wearable Device using Magnetic Resonance Coupling”, ICEE2012, P-FS2-15(2012)
- (2) “GUIDELINES FOR THE USE OF WIRELESS POWER TRANSMISSION TECHNOLOGIES” TECHNICAL REPORT, Broadband Wireless Forum, BWF TR-01 ver.1.0  
「ワイヤレス電力伝送技術の利用に関するガイドライン」, 技術資料, ワイヤレスブロードバンドフォーラム, BWF TR-01 1.0版

- (3) Imura Takehiro : “Research on Wireless Power Transfer Using Electromagnetic Resonant Coupling”, The University of Tokyo  
居村 岳広 : 「電磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送に関する研究」, 東京大学

# シグマデルタ TDC を用いた位相ノイズ測定手法 (1)

## - システムレベル検討 -

大澤 優介\* 針谷 尚裕 平林 大樹 (群馬大学)

新津 葵一 (名古屋大学) 小林 修 (STARC)

山口 隆弘 小林 春夫 (群馬大学)

### Phase Noise Measurement Using Sigma-Delta TDC (1) - System Level Consideration -

Yusuke Osawa\*, Naohiro Harigai, Daiki Hirabayashi (Gunma University),  
Kiichi Niitsu (Nagoya University), Osamu Kobayashi (STARC),  
Takahiro J. Yamaguchi, Haruo Kobayashi (Gunma University)

This paper describes a phase noise measurement technique for a clock using a sigma-delta time-to-digital converter (TDC) and shows its simulation results with Matlab. The proposed technique can be implemented with relatively small chip area, and the resolution can be higher with longer measurement time. High performance (and hence costly) spectrum analyzers would not be needed for phase noise measurement with the proposed technique. Our simulation used the input clock of 1 MHz with a 10 kHz sine wave as phase fluctuation, and we observed that the phase fluctuation spectrum at 10 kHz from TDC output power spectrum obtained by FFT. We also investigated the amount of phase fluctuation with our theoretical calculation.

キーワード: 位相ノイズ測定, 時間-デジタル変換器, シグマデルタ変調, PLL テスト  
(Phase Noise Measurement, Time-to-Digital Converter, Sigma-Delta Modulation, PLL testing)

## 1. はじめに

近年、半導体製造プロセスの微細化に伴い、トランジスタ 1 つあたりの半導体製造コストは減少しているが、テストコストは増加している。それに伴い、低コスト・高品質であるテスト技術が要求される<sup>(1)</sup>。PLL (Phase Locked Loop) をテストするときに重要となるのが、ジッタ・位相ノイズの評価である。オンチップでジッタ・位相ノイズを試験する回路はすでに提案されている<sup>(2)(3)</sup>が、論文<sup>(2)</sup>のオンチップ・ジッタ測定回路では、周波数特性を得るのが困難である。また、論文<sup>(3)</sup>に示されている PLL の位相ノイズ測定では、通常のフラッシュ型 TDC (Time-to-Digital Converter) が用いられているが、フラッシュ型 TDC では測定分解能を高くすることが困難である。

そこで本研究では、高時間分解能で位相ノイズ測定を可能にするために、シグマデルタ TDC を用いる手法を提案し、Matlab を用いてシステムレベルでの検討を行った。シグマデルタ TDC は小面積で実装可能であり、測定時間が長いほど測定分解能が向上する<sup>(4)(5)</sup>。シグマデルタ TDC の出力波形を FFT (Fast Fourier Transform) することによって、1 MHz の入力クロックの位相ノイズを測定できることを確

認した。提案手法により位相ノイズ測定・テストのための高価なスペクトラムアナライザが不要になり、低コストテストが実現できる。

## 2. シグマデルタ TDC を用いた位相ノイズ測定

### 〈2・1〉シグマデルタ TDC の構成

検討したシグマデルタ TDC の全体構成を図 1 に示す。シグマデルタ TDC は、遅延素子  $\tau$ 、マルチプレクサ、位相比較器、タイミングジェネレータ、積分器、比較器から構成される。クロック信号 CLK1 と CLK2 を入力されると、立ち上がり時間差  $\Delta T$  を測定する。

入力された CLK1、CLK2 はそれぞれ比較器出力  $D_{out}$  に応じて経路が制御される。その結果得られる信号をそれぞれ CLK1a、CLK2a とする。位相比較器によりこれらの信号の時間差  $CLK_{in}$  を出す。この時間差  $CLK_{in}$  を電圧に変換し、電圧モードで積分し  $INT_{out}$  を出力させる。この出力  $INT_{out}$  を比較器によりゼロと比較し最終的な出力  $D_{out}$  を求める。CLK1 が速い場合には時間差を求めたときに正となるため積分後の比較器出力は 1 となり、次のクロックでは CLK1 は遅延の経路、CLK2 はそのまま信号を通す経路がそれぞれ選択される。CLK2 が速い場合には時間差を求め

たときに負となるため積分後の比較器出力は 0 となり、選択される経路は逆となる。入力の間時間差に比例して 1 が出力されるため、比較器から出力された 1 の数からクロック間の立ち上がり時間差  $\Delta T$  を計測することができる。

図 2 に比較器出力  $D_{out}$  が 0、1 それぞれの場合のタイミングチャートを示す。

### 〈2・2〉位相ノイズ測定原理

シグマデルタ TDC を用いた位相ノイズの測定原理を図 3 に示す。位相ノイズがない信号の場合、2 つの入力クロック CLK1 と CLK2 の時間差は常に一定であるため、シグマデルタ TDC の出力スペクトルは DC 成分のみに出現する。ノイズフロアの成分はデルタシグマ変調によってノイズシェープがかかるため、周波数が高くなるにつれてフロアが上昇する。しかし、入力クロックに位相ノイズが存在する場合、2 つの入力クロックの間時間差はクロック周期毎に変化する。したがって、シグマデルタ TDC の出力スペクトルには 2 つの入力クロックの間時間差の変動が現れることになるため、位相ノイズの測定が可能となる。

### 〈2・3〉位相ノイズ測定の数式議論

図 4 にシグマデルタ TDC を用いた位相ノイズ測定の構成を示す。位相ノイズを含む被試験クロック (Clock Under Test : CUT) と位相ノイズの少ない基準クロック REF との間時間差をシグマデルタ TDC により測定する。シグマデルタ TDC の出力信号から得られるデジタルコードを FFT することで、被試験クロックの位相ノイズを測定できる。本節では数式を用いて、位相ノイズが測定できることを述べる。

図 4 において、2 つのクロック CUT と REF の周期を  $T$  とした時、クロック CUT の正弦波近似は以下の式で表すことができる。

$$CUT \approx \sin(2\pi f_{in}t + \phi(t)) \dots\dots\dots (1)$$

$$(where, f_{in} = 1/T)$$

ここで、 $\phi(t)$  は時間領域で表した位相ノイズである。また、立ち上がりエッジのゼロクロス点変動関数  $\tau(m)$  とすると、立ち上がりエッジの  $m$  番目のゼロクロス点は、

$$2\pi f_{in}(mT + \tau(m)) + \phi(mT) = 2\pi m \dots\dots\dots (2)$$

$$\therefore \phi(mT) = -2\pi f_{in}\tau(m) \dots\dots\dots (3)$$

ここで、 $\phi(mT)$  が時間領域で表した位相ノイズである。したがって式(3)より、 $\tau(m)$  の成分によって位相ノイズが決定される。

$\tau(m)$  が単一正弦波の位相変動である場合を考える。このとき、

$$\tau(m) = T \cdot \alpha_j \cdot \sin(\omega_j \cdot mT) \dots\dots\dots (4)$$

と表すことができる。ここで、 $\alpha_j$  は定数、 $\omega_j$  は単一正弦波位相変動の角周波数である。このとき、 $\phi(mT)$  は、

$$\phi(mT) = -2\pi\alpha_j \cdot \sin(\omega_j \cdot mT) \dots\dots\dots (5)$$

$$\therefore \Phi(\omega_j) = \frac{1}{2}(2\pi\alpha_j)^2 \dots\dots\dots (6)$$

となる。式(6)の  $\Phi(\omega_j)$  は周波数領域で表した位相ノイズである。以上より、シグマデルタ TDC 出力の FFT 解析から  $\alpha_j$  を求めることで位相ノイズ  $\Phi(\omega_j)$  を算出することが可能である。

また、シグマデルタ TDC を用いた位相ノイズ測定の分解能は、遅延素子  $\tau$  と出力で得られるデータ点数  $N_{DATA}$  で決定される。測定分解能  $R$  は、以下の式で表すことができる。

$$R = \frac{2\tau}{N_{DATA}} \dots\dots\dots (7)$$

## 3. 位相ノイズ測定シミュレーション

提案手法の有効性を、Matlab を用いたシミュレーションにより確認した。シミュレーションの回路構成は図 4 のようにした。入力クロック CUT の位相変動は、VTD(Variable Time Delay)を用いて理想的に与えている。入力クロック CUT と REF の周波数は 1 MHz とし、入力クロック CUT へのみ位相変動を与えた。シグマデルタ TDC の遅延素子  $\tau$  は 20 ns に設定した。また、シグマデルタ TDC の出力で得られるデータ点数は 4096 点とした。シミュレーション条件を Table. 1 に示す。入力クロック CUT に単一正弦波の位相変動を与えてシミュレーションを行った。

### 〈3・1〉単一正弦波の位相変動シミュレーション結果

入力クロック CUT のエッジに、単一正弦波の位相変動を加えてシミュレーションを行った。図 5 は図 4 のように VTD を用いて入力クロックに 10 kHz の単一正弦波位相変動を加えた時の、ゼロクロス点変動関数  $\tau(m)$  とその FFT 解析結果を示している。図 5 より、入力クロック CUT が 10 kHz の周波数で位相変動をしていることが分かる。この時のシグマデルタ TDC の出力データを FFT 解析した結果を図 6 に示す。シグマデルタ TDC の出力においても 10 kHz のスプリアスが現れていることが分かる。

### 〈3・2〉位相ノイズの周波数領域についての考察

〈3・1〉によって位相ノイズの周波数が求められることは確認した。次に、測定結果から得られた位相ノイズの大きさが数値的に妥当か考察する。

表 2 は図 6 におけるスプリアスの点の測定値と式(6)により求めた理論値との比較である。表 2 より、測定値では -13.66 dB に対して理論値は -7.05 dB と測定値と理論値に約 6dB の差が出てしまった。これは、シグマデルタ TDC の出力は 0 と 1 のデータ列で扱っており、その振幅は 1/2 になるためである。よって、シグマデルタ TDC 出力の FFT 結果のフルスケールは -6 dB であることを考慮する必要がある。

ある。このフルスケールと測定結果との差は-7.66 dB となるため、理論値とほぼ一致することがわかる。以上より、シグマデルタ TDC 出力の FFT 測定結果から位相変動  $\alpha_j$  を求め、式(6)を用いて位相ノイズ  $\Phi(\omega)$  の大きさを求めることが可能であることがいえる。

#### 4. 結論

本論文では、シグマデルタ TDC を用いた高時間分解能で位相ノイズ測定を可能にする手法を提案し、Matlab を用いたシステムレベルのシミュレーションによる検証を行った。設計したシグマデルタ TDC により 1 MHz の入力クロックの位相変動を測定することで提案手法の有効性を検証し、入力クロックの位相ノイズを測定できることを示した。Matlab シミュレーションより、単一正弦波の位相変動を入力クロックに与えた時、その位相変動成分をシグマデルタ TDC によって測定できることを確認した。

#### 謝辞

本研究は半導体理工学センターにより支援されています。

#### 文献

- (1) K. Niitsu, et al. : "A Clock Jitter Reduction Circuit Using Gated Phase Blending Between Self-Delayed Clock Edges", in Proc. IEEE Symposium on VLSI Circuits, Jun. 2012, pp. 142-143.
- (2) K. Niitsu, et al. : "An On-Chip Timing Jitter Measurement Circuit Using a Self-Referenced Clock and a Cascaded Time Difference Amplifier with Duty-Cycle Compensation", in Proc. IEEE Asian Solid-State Circuits Conference, Nov. 2011, pp. 201-204.
- (3) T. Nakura, et al. : "Impact of All-Digital PLL on SoC Testing", in Proc. IEEE Asian Test Symposium, Nov. 2012, pp. 252-257.
- (4) S. Uemori, et al. : "Multi-bit Sigma-Delta TDC Architecture for Digital Signal Timing Measurement", in Proc. IEEE International Mixed-Signals, Sensors, and Systems Test Workshop, May 2012, pp. 67-72.
- (5) S. Uemori, et al. : "Multi-bit Sigma-Delta TDC Architecture with Self-Calibration", in Proc. IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems, Dec. 2012, pp. 671-674.

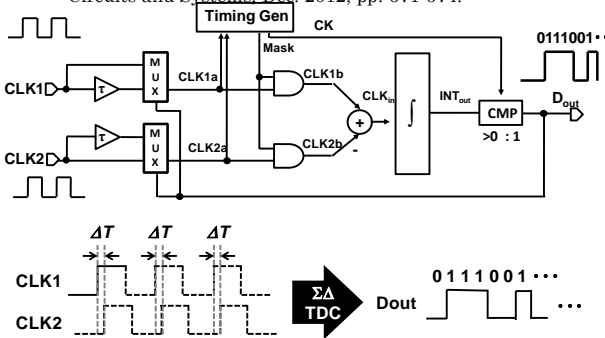
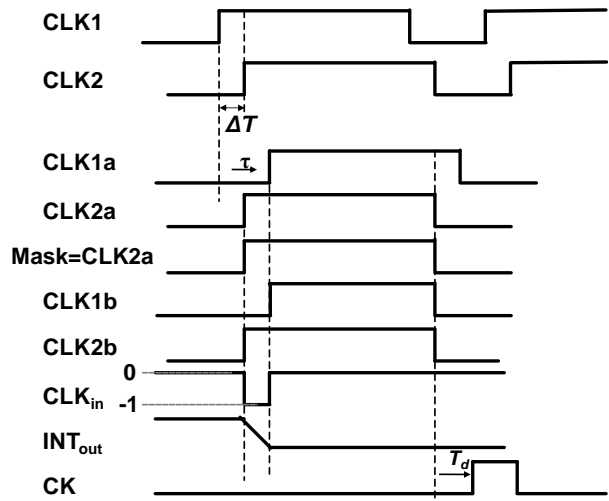
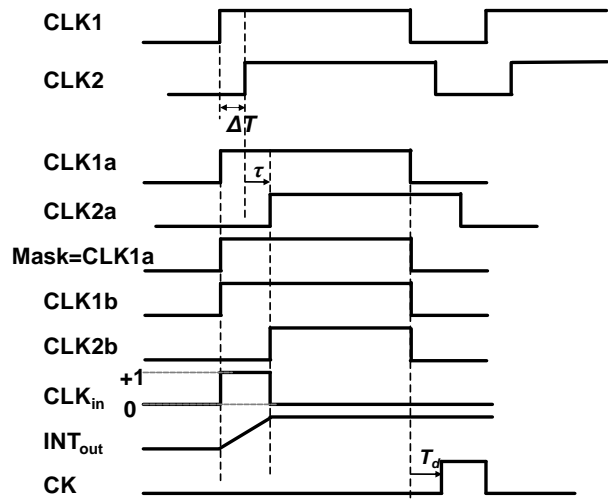


図 1 シグマデルタ TDC の構成  
Fig. 1. Block diagram of Sigma-Delta TDC.



(a) In case  $D_{out}=1$ .



(b) In case  $D_{out}=0$ .

図 2 シグマデルタ TDC のタイミングチャート  
Fig. 2. Timing chart of Sigma-Delta TDC.

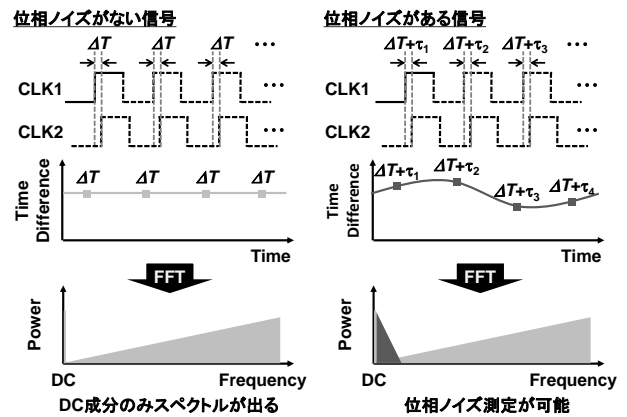


図 3 シグマデルタ TDC を用いた位相ノイズ測定原理  
Fig. 3. Principle of the proposed phase noise measurement using Sigma-Delta TDC.



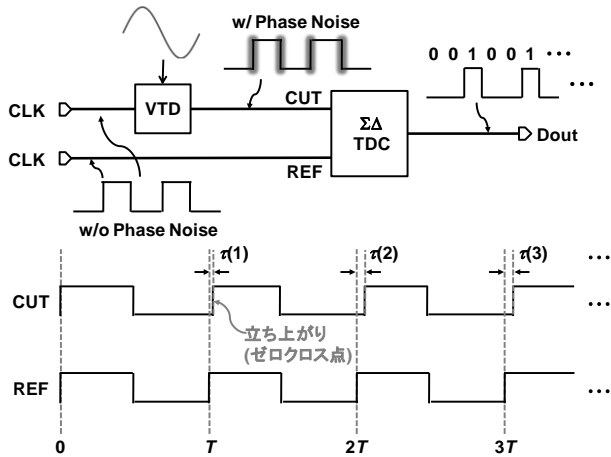


図4 シグマデルタ TDC を用いた位相ノイズ測定の構成  
およびゼロクロス点変動関数  $\tau(m)$

Fig. 4. Phase noise measurement system  
using sigma-delta TDC and  
zero-cross variation function  $\tau(m)$ .

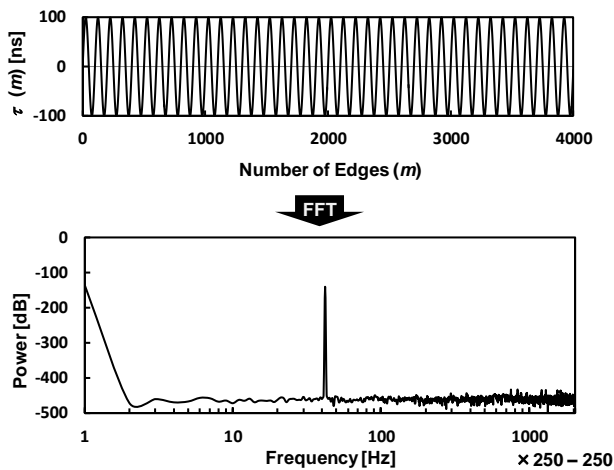


図5 入力クロックに VTD を用いて 10 kHz の位相変動を与  
えた場合のゼロクロス点変動関数  $\tau(m)$   
と FFT 解析結果

(VTD: Variable Time Delay, Matlab の機能の一つ)

Fig. 5. Zero-cross point variation function  $\tau(m)$  and its  
FFT analysis result for the input clock with phase  
variation using VTD at 10 kHz.

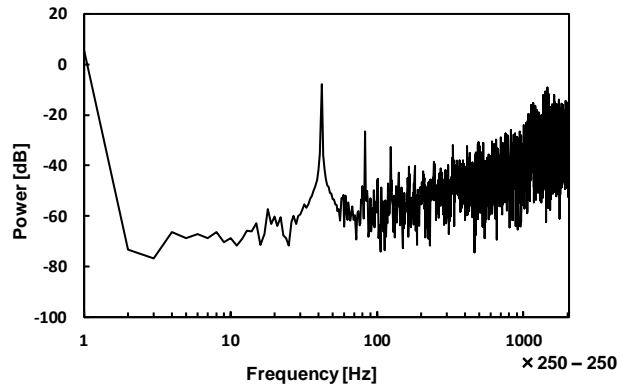


図6 シグマデルタ TDC の出力データの FFT 特性  
Fig. 6. Power spectrum of Sigma-Delta TDC  
output.

表1 シミュレーション条件  
Table. 1. Simulation conditions.

Single Sinusoidal Wave	
$\tau(m)$	$T \alpha_j \sin(\omega_j mT) \dots (4)$
$T \alpha_j$	100 [ns]
$f_j$	$\frac{\omega_j}{2\pi}$ 10 [kHz]

表2 図6におけるスプリアスのシミュレーション値と  
式(6)による理論値の比較

Table. 2. Comparison of the simulated value of the  
spurious in Fig. 6 and the theoretical value from eq. (6)

Measurement	Theory
-13.66 dB	-7.05 dB

## シグマデルタ TDC を用いた位相ノイズ測定手法 (2)

平林 大樹\* 針谷 尚裕 大澤 優介 (群馬大学)

新津 葵一 (名古屋大学) 小林 修 (STARC)

山口 隆弘 小林 春夫 (群馬大学)

Phase Noise Measurement Using Sigma Delta TDC (2)  
- Circuit Level Consideration -Daiki Hirabayashi\*, Naohiro Harigai, Yusuke Osawa (Gunma University),  
Kiichi Niitsu (Nagoya University), Osamu Kobayashi (STARC),  
Takahiro J. Yamaguchi, Haruo Kobayashi (Gunma University)キーワード：位相ノイズ測定, 時間-デジタル変換器, シグマデルタ変調, PLL テスト  
(Phase Noise Measurement, Time-to-Digital Converter, Sigma Delta Modulation, PLL testing)

## 1. はじめに

近年、半導体製造プロセスの微細化に伴い、トランジスタ 1 つあたりの半導体製造コストは減少しているが、テストコストは増加している。それに伴い、低コスト・高品質であるテスト技術が要求される<sup>(1)</sup>。PLL (Phase Locked Loop) をテストするとき重要となるのが、ジッタ・位相ノイズの評価である。オンチップでジッタ・位相ノイズを試験する回路はすでに提案されている<sup>(2)(3)</sup>が、論文<sup>(2)</sup>のオンチップ・ジッタ測定回路では、周波数特性を得るのが困難である。また、論文<sup>(3)</sup>に示されている PLL の位相ノイズ測定では、通常のフラッシュ型 TDC (Time-to-Digital Converter) が用いられているが、フラッシュ型 TDC では測定分解能を高くすることが困難である。

そこで本論文では、高時間分解能で位相ノイズ測定を可能にするために、シグマデルタ TDC を用いる手法を提案する。シグマデルタ TDC は小面積で実装可能であり、測定時間が長いほど測定分解能が向上する<sup>(4)(5)</sup>。提案手法のシミュレーションは、180nm CMOS プロセスを使用した。シグマデルタ TDC の出力波形を FFT (Fast Fourier Transform) することによって、10.24 MHz の入力クロックの位相ノイズを測定できることを確認した。

## 2. シグマデルタ TDC を用いた位相ノイズ測定

## 〈2-1〉シグマデルタ TDC の構成

図 1 にシグマデルタ TDC の全体構成を示す。シグマデルタ TDC は遅延素子 $\tau$ 、マルチプレクサ、位相比較器、積分器、コンパレータによって構成されている。シグマデルタ TDC は、クロック信号 CLK1 と CLK2 が入力された際の

立ち上がり時間差  $\Delta T$  を測定する。入力された CLK1, CLK2 はそれぞれマルチプレクサによって、比較器出力 Dout に応じて経路が制御される。マルチプレクサを通過後の信号は、位相比較器によりこれらの信号の時間差に応じたパルスを出力する。その後、その出力パルス幅に応じた電圧に変換し、電圧モードで積分して出力する。さらに、積分器の出力をコンパレータによりゼロと比較し、最終的な出力 Dout を求める。CLK1 の立ち上がりタイミングが速い場合には時間差を求めたときに正となるため、積分後のコンパレータ出力は“1”となり、次のクロックでは CLK1 は遅延の経路、CLK2 はそのまま信号を通す経路がそれぞれ選択される。CLK2 が速い場合には時間差を求めたときに負となるため、積分後のコンパレータ出力は“0”となり、選択される経路はさきほどの場合とは逆となる。

図 2 にシグマデルタ TDC の出力特性と測定可能範囲を示す。シグマデルタ TDC は繰り返しくロックの時間差を測定するのに適している。積分型 ADC (Analog-to-Digital Converter) と同様に、シグマデルタ TDC は測定時間が長いと高時間分解能で時間差  $\Delta T$  を測定することができる。シグマデルタ TDC は、入力の時間差に比例して“1”が出力されるため、コンパレータから出力された“1”の数からクロック間の立ち上がり時間差  $\Delta T$  を測定することができる。また、入力クロックの時間差  $\Delta T$  の測定可能範囲は、 $-\tau < \Delta T < \tau$  である。

## 〈2-2〉位相ノイズ測定原理

シグマデルタ TDC を用いた位相ノイズの測定原理を図 3 に示す。位相ノイズがない信号の場合、2つの入力クロック CLK1 と CLK2 の時間差は常に一定であるため、シグマデルタ TDC の出力スペクトルは DC 成分のみに出現する。ノ

イズフロアの成分はデルタシグマ変調によってノイズシェープがかかるため、周波数が高くなるにつれてフロアが上昇する。しかし、入力クロックに位相ノイズが存在する場合、2つの入力クロックの時間差はクロック周期毎に変化する。したがって、シグマデルタ TDC の出力スペクトルには2つの入力クロックの時間差の変動が現れることになるため、位相ノイズの測定が可能となる。

### 〈2・3〉位相ノイズ測定の数式議論

図4にシグマデルタ TDC を用いた位相ノイズ測定の構成を示す。位相ノイズを含む被試験クロック CUT と位相ノイズの少ない基準クロック REF との時間差をシグマデルタ TDC により測定する。シグマデルタ TDC の出力信号から得られるデジタルコードを FFT することで、被試験クロックの位相ノイズを測定できる。本節では数式を用いて、位相ノイズが測定できることを述べる。

図4において、2つのクロック CUT と REF の周期を  $T$  とした時、クロック CUT の正弦波近似は以下の式で表すことができる。

$$\text{CUT} \approx \sin(2\pi f_{\text{in}}t + \phi(t)) \dots\dots\dots (1)$$

$$(\text{where, } f_{\text{in}} = 1/T)$$

ここで、 $\phi(t)$  は位相である。また、立ち上がりエッジのゼロクロス点変動関数  $\alpha(m)$  とすると、立ち上がりエッジの  $m$  番目のゼロクロス点は次のようになる。

$$2\pi f_{\text{in}}(mT + \tau(m)) + \phi(mT) = 2\pi m \dots\dots\dots (2)$$

$$\therefore \phi(mT) = -2\pi f_{\text{in}}\tau(m) \dots\dots\dots (3)$$

ここで、 $\phi(mT)$  が時間領域で表した位相ノイズである。したがって式(3)より、 $\alpha(m)$  の成分によって位相ノイズが決定される。

$\alpha(m)$  が単一正弦波の位相変動である場合を考える。このとき、

$$\tau(m) = T \cdot \alpha_j \cdot \sin(\omega_j \cdot mT) \dots\dots\dots (4)$$

と表すことができる。ここで、 $\alpha_j$  は定数、 $\omega_j$  は単一正弦波位相変動の角周波数である。このとき、 $\phi(mT)$  は

$$\phi(mT) = -2\pi\alpha_j \cdot \sin(\omega_j \cdot mT) \dots\dots\dots (5)$$

$$\therefore \Phi(\omega_j) = \frac{1}{2}(2\pi\alpha_j)^2 \dots\dots\dots (6)$$

となる。式(6)の  $\Phi(\omega_j)$  は周波数領域で表した位相ノイズである。以上より、式(4)の  $\alpha(m)$  より位相ノイズ  $\Phi(\omega_j)$  を求めることが可能であることが分かる。

次に、 $\alpha(m)$  が正弦波合成の位相変動の場合を考える。このときも同様に、 $\alpha(m)$  と  $\phi(mT)$  より  $\Phi(\omega_j)$  を求めると、

$$\tau(m) = \sum_{j=1}^N T \cdot \alpha_j \cdot \sin(\omega_j \cdot mT) \dots\dots\dots (7)$$

$$\phi(mT) = -2\pi \sum_{j=1}^N \alpha_j \cdot \sin(\omega_j \cdot mT) \dots\dots\dots (8)$$

$$\therefore \Phi(\omega_j) = \frac{1}{2}(2\pi\alpha_j)^2 \dots\dots\dots (9)$$

となる。以上のことから、シグマデルタ TDC の出力を FFT 解析し、 $\alpha(t)$  の周波数スペクトル  $\alpha(\omega)$  を得ることができれば、 $\alpha(\omega)$  より  $\Phi(\omega)$  を求めることが可能である。

また、シグマデルタ TDC を用いた位相ノイズ測定の分解能は、遅延素子  $\tau$  と出力で得られるデータ点数  $N_{\text{DATA}}$  で決定される。測定分解能  $R$  は、以下の式で表すことができる。

$$R = \frac{2\tau}{N_{\text{DATA}}} \dots\dots\dots (10)$$

### 3. 位相ノイズ測定シミュレーション

提案手法の有効性を、標準電源電圧が 1.8 V である 180 nm CMOS プロセスを用いた SPICE シミュレーションにより確認した。入力クロック CUT と REF の周波数は 10.24 MHz とし、入力クロック CUT に位相変動を与えた。シグマデルタ TDC の遅延素子  $\tau$  は 500 ps となるように設計した。また、シグマデルタ TDC の出力で得られるデータ点数は 4096 点とした。式(10)より、測定分解能は 244 fs と求めることができる。シミュレーション条件を Table. 1 に示す。クロックの位相変動は、単一正弦波および正弦波合成の 2 つのシミュレーションを行った。

今回設計したシグマデルタ TDC の入出力特性を図5に示す。図5より、シグマデルタ TDC のパルス数が入力時間差に比例して線形に変化していることが分かる。また、出力の"1"の個数が1つ変化するときの入力時間差  $\Delta T$  の変化は約 245 ps であり、測定分解能の理論値とほぼ一致する。

#### 〈3・1〉単一正弦波の位相変動シミュレーション結果

入力クロック CUT のエッジに、単一正弦波の位相変動を加えてシミュレーションを行った。図6は入力クロック CUT に 10 kHz の単一正弦波位相変動を加えた時の、立ち上がりエッジのゼロクロス点変動関数  $\alpha(m)$  とその FFT 解析結果を示している。図6より、入力クロック CUT が 10 kHz の周波数で位相変動をしていることが分かる。また、高調波成分については十分小さい値である。この時のシグマデルタ TDC の出力データの FFT 解析結果を図7に示す。シグマデルタ TDC の出力においても 10 kHz のスプリアスが現れていることが分かる。入力クロックの位相変動に現れていた高調波成分はノイズフロアに埋もれてしまうため、スプリアスは得られていない。

また、立ち上がりエッジのゼロクロス点変動関数  $\alpha(m)$  の振幅を 1/10 倍した場合のシミュレーション結果を図8に示す。図7と比較して、 $\alpha(m)$  の振幅が 1/10 倍されたことによって、10kHz のスプリアスが 20 dB 低減されていることが分かる。したがって、入力クロックの位相変動の大きさに従って、FFT の出力も変化することが分かる。

### (3-2) 正弦波合成の位相変動シミュレーション結果

続いて、入力クロック CUT のエッジに 2 つの正弦波合成の位相変動を加えてシミュレーションを行った。図 9 に、入力クロック CUT に 10 kHz と 50 kHz の正弦波合成位相変動を加えた時の立ち上がりエッジのゼロクロス点変動関数  $\tau(m)$  の FFT 解析結果および、シグマデルタ TDC の出力データの FFT 解析結果を示す。図 9 より、入力クロック CUT に複数の位相変動成分が含まれている場合でも、シグマデルタ TDC の出力を FFT 解析することで、入力クロック CUT の位相変動を測定できることが分かる。つまり、入力クロックの位相ノイズを測定できることがいえる。

## 4. 結論

本論文では、シグマデルタ TDC を用いた高時間分解能で位相ノイズ測定を可能にする手法を提案し、180nm CMOS プロセスを用いた SPICE シミュレーションによる検証を行った。設計したデルタシグマ TDC により 10.24MHz の入力クロックの位相変動を測定することで提案手法の有効性を検証し、入力クロックの位相ノイズを測定できることを示した。シミュレーション結果より、2 つの入力クロック間の時間差  $\Delta T$  の測定可能範囲が  $-500 \text{ ps} < \Delta T < 500 \text{ ps}$ 、4096 点のデータ点数で測定分解能が 244 fs という、広測定範囲・高測定分解能の位相ノイズ測定回路を実現できた。

### 謝辞

本研究は半導体理工学センターにより支援されています。

## 文 献

- (1) K. Niitsu, et al. : "A Clock Jitter Reduction Circuit Using Gated Phase Blending Between Self-Delayed Clock Edges", in Proc. IEEE Symposium on VLSI Circuits, Jun. 2012, pp. 142-143.
- (2) K. Niitsu, et al. : "An On-Chip Timing Jitter Measurement Circuit Using a Self-Referenced Clock and a Cascaded Time Difference Amplifier with Duty-Cycle Compensation", in Proc. IEEE Asian Solid-State Circuits Conference, Nov. 2011, pp. 201-204.
- (3) T. Nakura, et al. : "Impact of All-Digital PLL on SoC Testing", in Proc. IEEE Asian Test Symposium, Nov. 2012, pp. 252-257.
- (4) S. Uemori, et al. : "Multi-bit Sigma-Delta TDC Architecture for Digital Signal Timing Measurement", in Proc. IEEE International Mixed-Signals, Sensors, and Systems Test Workshop, May 2012, pp. 67-72.
- (5) S. Uemori, et al. : "Multi-bit Sigma-Delta TDC Architecture with Self-Calibration", in Proc. IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems, Dec. 2012, pp. 671-674.

表 1 シミュレーション条件  
Table. 1. Simulation conditions.

Simulation Conditions of Phase Variation	
<b>1. Single Sinusoidal Wave</b> $\tau(m) = T \cdot \alpha_j \cdot \sin(\omega_j \cdot mT) \dots (4)$ $T \cdot \alpha_j = 150 \text{ [ps]} \text{ or } 15 \text{ [ps]}$ $f_j = \frac{\omega_j}{2\pi} = 10 \text{ [kHz]}$	<b>2. Sinusoidal Synthesis</b> $\tau(m) = \sum_{j=1}^2 T \cdot \alpha_j \cdot \sin(\omega_j \cdot mT) \dots (7)$ $T \cdot \alpha_1 = T \cdot \alpha_2 = 150 \text{ [ps]}$ $f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi} = 10 \text{ [kHz]}$ $f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi} = 50 \text{ [kHz]}$

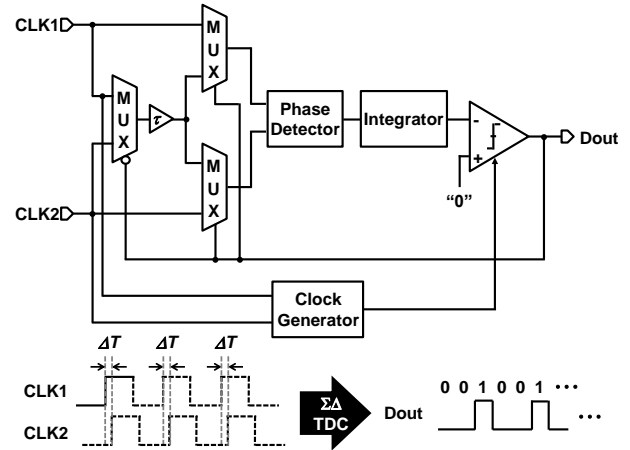


図 1 シグマデルタ TDC の構成

Fig. 1. Block diagram of Sigma-Delta TDC.

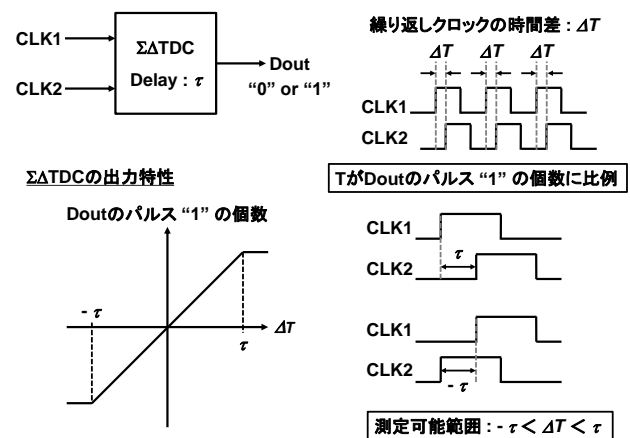


図 2 シグマデルタ TDC の入出力特性と測定可能範囲

Fig. 2. Input-output characteristics and measurable range of Sigma-Delta TDC.

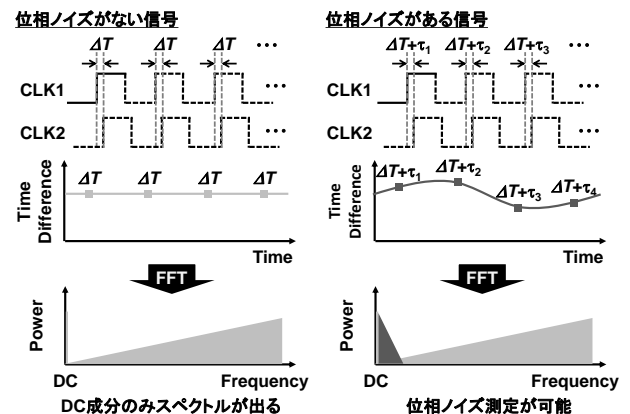


図 3 シグマデルタ TDC を用いた位相ノイズ測定原理

Fig. 3. Principle of phase noise measurement using Sigma-Delta TDC.

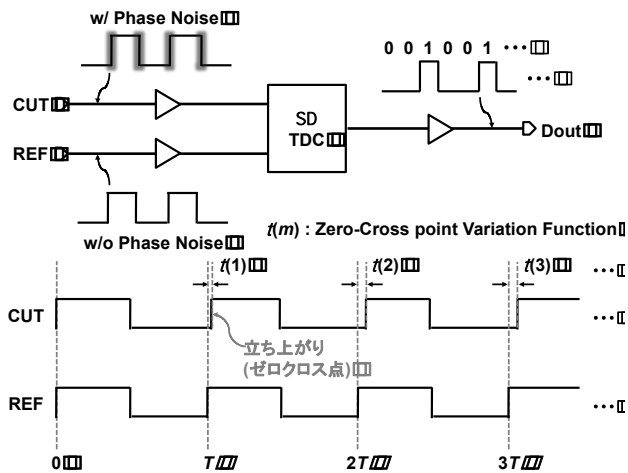


図4 シグマデルタ TDC を用いた位相ノイズ測定の構成  
およびゼロクロス点変動関数  $\tau(m)$

Fig. 4 Phase noise measurement system  
using Sigma-Delta TDC and  
zero-cross variation function  $\tau(m)$ .

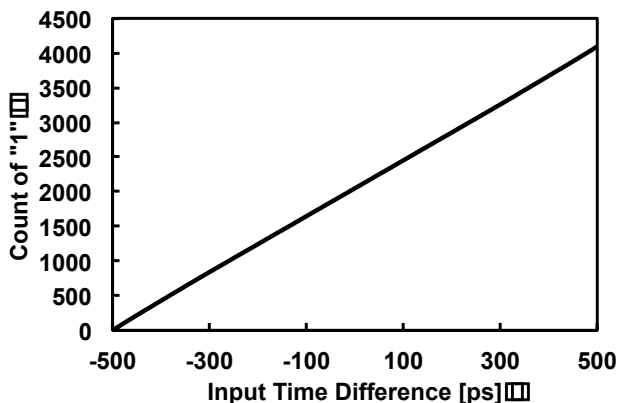


図5 シグマデルタ TDC の入出力特性

Fig. 5. Input-output characteristics of  
Sigma-Delta TDC.

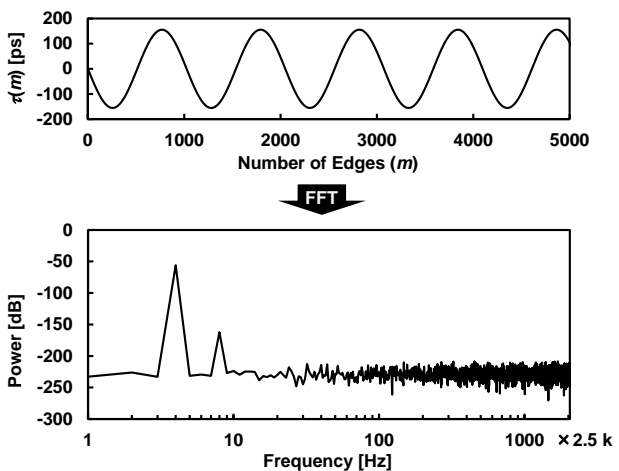


図6 入力クロックに 10 kHz の位相変動を与えた場合の  
ゼロクロス点変動関数  $\tau(m)$  と FFT 解析結果  
Fig. 6. Zero-cross point variation function  $\tau(m)$  and  
its FFT analysis result of the input clock  
with phase variation at 10 kHz.

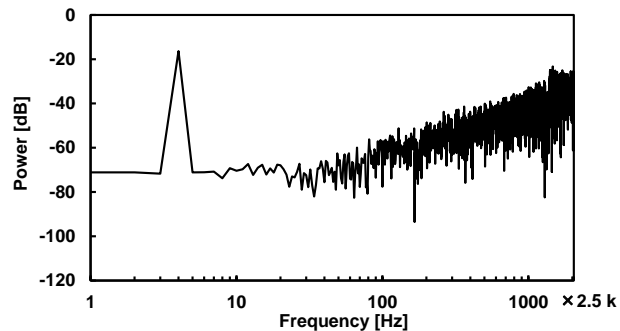


図7 シグマデルタ TDC の出力データのスペクトラム  
Fig. 7. Power spectrum of Sigma-Delta TDC output.

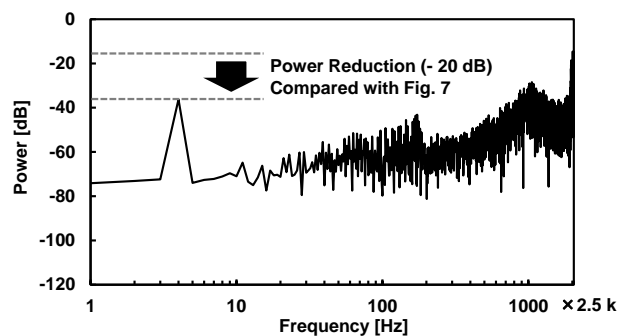


図8 シグマデルタ TDC の出力データのスペクトラム  
(位相変動の振幅を 1/10 倍にしたとき)  
Fig. 8 Power spectrum of Sigma-Delta TDC output  
(in case amplitude of phase variation is 1/10 times).

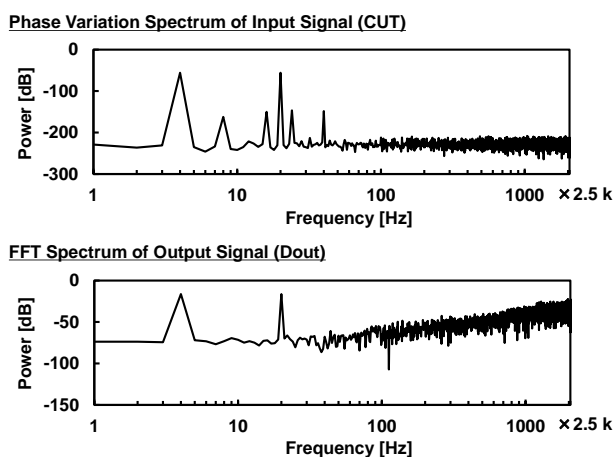


図9 入力クロックに 10 kHz と 50 kHz の位相変動を  
与えた場合のシミュレーション結果  
Fig. 9. Simulated results of the input clock with phase  
variation at 10 kHz and 50 kHz.

# HSPICE の最適化機能を用いたコンパレータ回路の自動合成

根岸 孝行\* 新井 直樹 高井 伸和 小林 春夫 (群馬大学)

Automatic Synthesis of Comparator Circuit Using HSPICE Optimization Function.

Takayuki Negishi\*, Naoki Arai, Nobukazu Takai, Haruo Kobayashi (Gunma University)

キーワード : コンパレータ, 最適化機能, 自動合成, HSPICE

(Keywords : Comparator, Optimization Function, Automatic Synthesis, HSPICE)

## 1. はじめに

アナログ回路の設計には、適切なトポロジーを選択しなければならないこと、回路性能の素子値依存性が大きいことから知識と経験が必要であり、アナログ回路技術者の育成には時間が必要である。一方で、開発過程は複雑化や短期化の傾向にある。短期間でのアナログ回路設計を実現するためには、コンピュータによる自動設計が必要である。

DACのように、集積回路内で信号を比較する部分にはコンパレータは必ず使用されており、重要なブロックであると言える。コンパレータの性能指標は、入力オフセット電圧、入力オフセット電流、入力バイアス電流、消費電流、電源電圧範囲、電圧利得、遅延時間がある<sup>(1)</sup>。コンパレータを設計する際には、これらの性能が仕様を満たすように、回路設計者は過去の経験と知識からトポロジーの選択と回路パラメータをシミュレーションを用いて決定する。これらの過程をコンピュータにより自動で設計できれば、開発期間の短縮やコスト削減が期待出来る。

本研究ではコンパレータの性能指標のうち、重要とされる遅延時間、消費電流、入力オフセット電圧の3つの特性に的を絞って自動合成を実現する。

提案する自動合成は、Java言語を用い、HSPICEの最適化機能<sup>(2)</sup>を利用してトポロジーの合成と回路パラメータを決定する。

## 2. 自動合成の流れ

自動合成は図1に示した流れに沿って行う。まず初めに、後述する自動合成条件に基づいた回路を、HSPICE記述言語を用いてランダムに作成する。このときの回路情報に変数を用意しておき、過渡解析とHSPICEの最適化機能を組み合わせる事でコンパレータの遅延時間が最適になるように変数を決定する。HSPICEの最適化機能が変数を決定出来た場合は、数値を現実的な値に丸め込み、遅延時間、消費電流、入力オフセット電圧の算出に進む。決定出来なかった場合は、上記の3指標について予め用意した悪い値(例：

消費電流が1[A])とする。その後、コンパレータ性能を数値として表現するために定義した評価関数を、性能指標の算出結果を用いて計算する。この一連の処理を設定回数繰り返して、評価関数の計算結果が最大である回路を、最高性能なコンパレータ回路とみなす。最後に、最高性能であるコンパレータ回路の周波数特性を算出し、自動合成は終了となる。

### (2-1) 回路の作成方法

表1に基づいたトポロジーの決定方法を説明する。まず初めに、使用するMOSの極性をランダムで決定する。次に、電源と接続するMOSをランダムに決定(PMOSならばソース端子、NMOSならばドレイン端子を接続)する。同様に、GNDと接続するMOSを、電源と接続しているMOS以外からランダムに決定(PMOSならばドレイン端子、NMOSならばソース端子を接続)する。

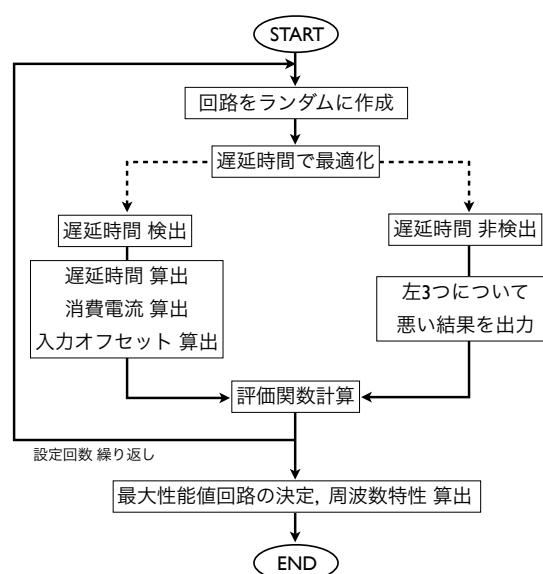


図1 自動合成の流れ

Fig. 1. Flowchart - automatic synthesis.



次に、全ての MOS から入力端子と接続するものを決定する（ゲート端子）。同様に、出力端子と接続する MOS を決定する（ドレインまたはソース端子）。最後に MOS の接続点を適当に用意し、MOS を接続する。これによりランダムな回路を作成する。これらを表 1 へまとめる。

テクノロジーは 90nmCMOS プロセスを使用した。

表 1 自動合成条件

Table 1. Automatic synthesis condition.

設定項目	数
使用するMOS	9個
入力端子	2入力
出力端子と接続	2個
電源と接続	4個
GNDと接続	3個
ゲート長	0.3[um]
電源電圧	1.2[V]

### <2.2> 遅延時間最適化について

遅延時間最適化には、HSPICE のオプションである最適化機能<sup>(2)</sup>を用いる。これは使用する MOS の全てのゲート幅を変数とし、設定した条件を満足または一番近くなるような最適値にゲート幅を自動で決定する。

本研究における設定条件は、図 2 で定義する 4 つのパラメータ ( $t_a, t_b, t_c, t_d$ ) を全て 0 秒にする事である。

$t_a, t_b$  はコンパレータのスイッチングレベルを入力電圧の 50% と仮定した時に、出力電圧がこれに応答し 50% 遷移する（出力レベルが Low から High または High から Low となる）までの時間と定義する。

$t_c, t_d$  は出力レベルの変化の鋭さとして定義している。

これら 4 つのパラメータを最適化することで、入力波形に限りなく近い出力波形を得られる。

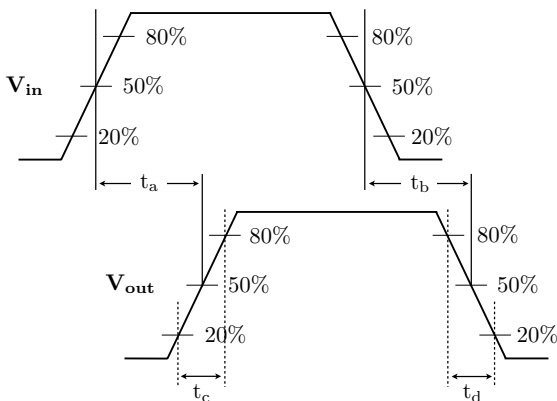


図 2 遅延時間パラメータ

Fig. 2. Propagation delay time parameters.

### <2.3> 遅延時間算出について

図 3 の回路構成で過渡解析を行う。そのときに HSPICE の .measure コマンド<sup>(3)</sup>を利用して図 2 に示した遅延時間パラメータを算出する。出力に並列接続されている 20[pF] のキャパシタは、試作をするときの I/O パット容量を考慮したものである。

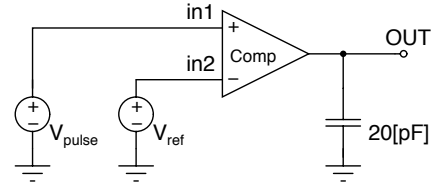


図 3 遅延時間 算出回路

Fig. 3. Test bench for transient analysis.

### <2.4> 消費電流算出について

図 3 の回路構成を用いる。入力 in1 に入力するパルス 1 周期における電流実効値を消費電流と定義し、.measure コマンドを利用して算出する。

### <2.5> 入力オフセット電圧算出について

演算増幅器設計コンテスト<sup>(4)</sup>の同相入力範囲評価回路を参考にし、図 4 を用いて入力オフセット電圧を算出する。

ここでは出力端子電圧を 10 倍したものを、入力オフセット電圧と定義している。

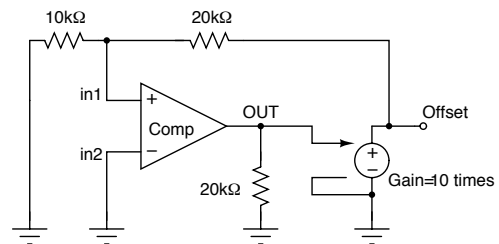


図 4 入力オフセット電圧 算出回路

Fig. 4. Test bench for input-offset voltage.

### <2.6> 評価関数について

自動合成したコンパレータの性能を示す評価関数を定義する。本研究で考慮すべき特性として、遅延時間、消費電流、入力オフセット電圧がある。それらを用いて評価関数を、

$$V.I.P = \frac{1}{[\text{Delay}]^3 \times (V_{dd} \times [\text{Curnt}]) \times [\text{Offset}]} \dots\dots(1)$$

のように定義する。ここで、[Delay]とは<2.3>で求めた遅延時間パラメータの和 ( $t_a+t_b+t_c+t_d$ )、[Curnt]とは<2.4>で求めた消費電流、[Offset]とは<2.5>で求めた入力オフセット電圧である。

これら 3 つは小さいほど良いため、式(1)のように 3 つの積を分母とすることで高性能なコンパレータほど値が大きくなるような関数 V.I.P(Value in Performance)を定義する。また、[Delay]のみ 3 乗しているのは、消費電流、入力オフセット電圧よりも重要視し、重みを付けていることを意味する。

〈2・7〉 周波数特性算出について

演算増幅器設計コンテスト<sup>(4)</sup>の利得帯域幅積評価回路を参考にし、図5を用いて周波数特性を算出する。合成したコンパレータはオープンループで使用することを前提としているため、直流利得や位相余裕は式(1)の関数 V.I.P へ組み込んでいない。

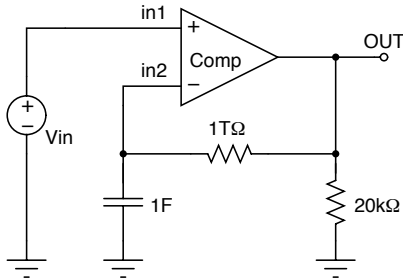


図5 周波数特性 算出回路

Fig. 5. Test bench for AC analysis.

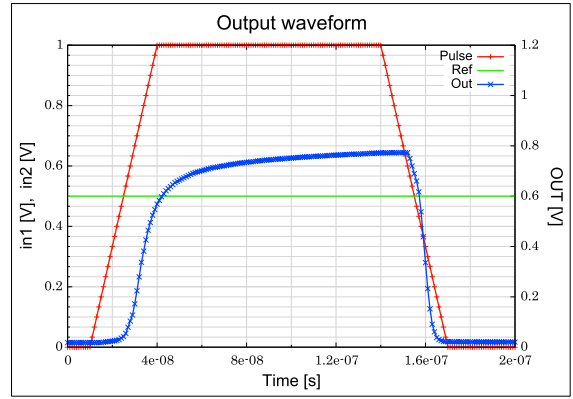


図7 出力波形 (自動合成回路)

Fig. 7. Output waveform (Automatic synthesis).

3. 自動合成結果

〈3・1〉 回路図

表1の条件で、図1に沿って自動合成をした時の最高性能コンパレータ回路を図6に示す。

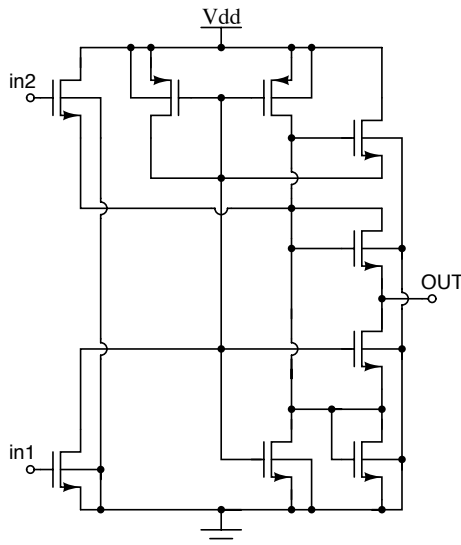


図6 自動合成回路

Fig. 6. Schematic of automatic synthesis.

〈3・2〉 シミュレーション結果

図3の回路を用いて算出した出力波形を図7へ示す。

図7より、出力レベルが High となる電圧は 0.7[V]程度であるが、要求される最大出力電圧はコンパレータ回路を用いるアプリケーションにより異なるため、出力電圧は式(1)の関数 V.I.P へは組み込んでいない。

また、図2で定義した4つの遅延時間パラメータは  $t_a=9.1[ns]$ ,  $t_b=4.5[ns]$ ,  $t_c=14.1[ns]$ ,  $t_d=5.0[ns]$ であり、立ち上がり性能よりも立ち下がり性能の方が優れている事が分かる。

次に、図5の回路を用いて算出した周波数特性を図8へ示す。直流利得 12[dB], 位相余裕 60[deg]である。

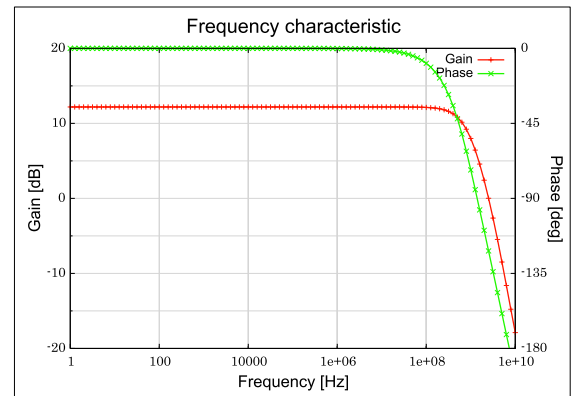


図8 周波数特性 (自動合成回路)

Fig. 8. Frequency characteristic (Automatic synthesis).

<2・3>,<2・4>,<2・5>の処理から算出した [Delay],[Curnt],[Offset]、式(1)から計算した V.I.P を表2に示す。

表2 性能評価値 (自動合成回路)

Table 2. Value in performance (Automatic synthesis).

性能指標項目	数値
[Delay]	$3.2696 \times 10^{-8} [sec]$
[Curnt]	$3.065 \times 10^{-3} [A]$
[Offset]	$7.172 \times 10^{-6} [V]$
[V.I.P]	$1.0845 \times 10^{30}$

#### 4. 比較用回路

表2のコンパレータ回路における関数V.I.Pの計算結果がどのくらい優れているのか確認するために比較用回路を最適化し、性能比較をする。

##### 〈4・1〉 回路図

表1と同条件である、MOS 9個使用(電源と接続するMOS 4個, GNDと接続するMOS 3個), 入力端子2ヶ所, 出力端子1ヶ所で構成する図9の回路とする。

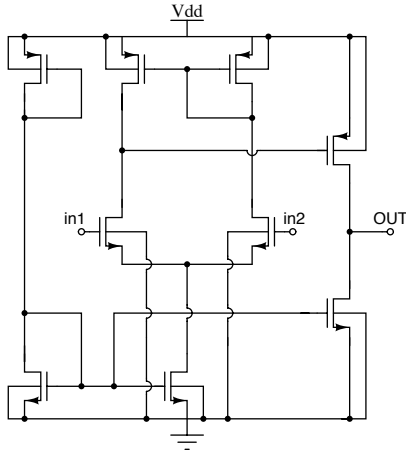


図9 比較用回路

Fig. 9. Schematic for comparison.

##### 〈4・2〉 比較するための処理

式(1)から値を算出するために、図10の処理を行う。

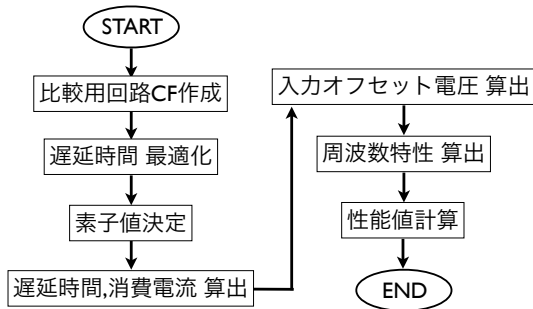


図10 比較用性能値算出の流れ

Fig. 10. Flowchart – to calculate comparison value.

図10の流れを説明する。まず初めに、HSPICE記述言語を用いて、使用するMOSの全てのゲート幅を変数とした、図9のCF(Circuit File)を作成する。次に<2・2>と同様に、遅延時間が最適となるようなゲート幅の値を決定する。その後、数値を現実的な値に丸め込み、遅延時間、消費電流、入力オフセット電圧を算出する。これら3つの性能指標を用いて、式(1)で定義した評価関数を計算する。

##### 〈4・3〉 性能評価値

図10の処理から算出した[Delay],[Currt],[Offset]、式(1)から計算したV.I.Pを表3に示す。

表3 性能評価値(比較用回路)

Table 3. Value in performance (Comparison).

性能指標項目	数値
[Delay]	$1.079 \times 10^{-7}$ [sec]
[Currt]	$6.968 \times 10^{-4}$ [A]
[Offset]	11.63[V]
[V.I.P]	$8.186 \times 10^{22}$

#### 5. まとめと今後の課題

Java言語を用いて自動合成の一連の流れをプログラムし実行する事により、コンパレータの自動合成を実現した。

シミュレーション結果から算出した、表2(自動合成回路の性能指標値)と表3(比較用回路の性能指標値)の比較から、自動合成した回路の方が高性能であることを示した。また、回路構成は人間が思いつかないもの示した。

自動合成した図6の回路はCadence社のSpectreでも同様の性能であることを確認した。

今後の課題としては以下が挙げられる。

- 低面積化：使用するMOSの個数を減らしても高性能なコンパレータが合成出来るのかどうか。
- 使いやすさ：製品化を狙い、プログラムの使用者が仕様を入れる事で簡単に実行出来るようなインターフェースの作成。
- 試作：合成回路を試作し、本システムが実用に耐えるのかの実証。

#### 文 献

- (1) 市川 裕一：「アナログ基本回路の設計と試作」, pp.233 (2011年)
- (2) NTTアドバンステクノロジー株式会社：「HSPICE Basic Training Course」, 10章 (2004年)
- (3) NTTアドバンステクノロジー株式会社：「HSPICE Basic Training Course」, 9章 (2004年)
- (4) 「平成24年演算増幅器設計コンテスト」,  
<http://www.ec.ss.titech.ac.jp/opamp/2012/>

# 微細化された MOS トランジスタの NBTI 劣化による信頼性問題と NBTI 劣化改善の検討

ビスワス・スミット・クマール\* 神山 透 高井 伸和 小林 春夫 (群馬大学)

## Impact of NBTI Reliability Degradation on Nano-scale MOS Transistor and Efficacy of NBTI Mitigation Techniques

Biswas Sumit Kumar\*, Kamiyama Toru, Takai Nobukazu, Kobayashi Haruo (Gunma University)

キーワード：NBTI 劣化, 拡散-反応モデル, コンパレータ回路, TTC, ガード・バンド, 動的電圧調整技術, スルーレート, リカバリ効果

(Keywords: NBTI Degradation, R-D Model, Comparator Circuit, Transition Time Comparator, On-time Worse-time Guard-band, Dynamic Voltage Scaling, Slew Rate, Recovery Effect)

### 1. はじめに

現代社会におけるシステムの小型化・高性能化というニーズに答える為、半導体 LSI 産業では微細化の限界を追求し、研究・開発が行われている。一方、微細化の進展は最小配線幅の縮小に留まらず、ゲート酸化膜の薄膜化を伴ったものも存在し、その結果新たな信頼性課題が顕在化してきている。先端 MOS プロセスの信頼性では、微細化に伴うゲート酸化膜の薄膜化によりトランジスタの信頼性問題が顕在化している。その中でも、PMOS FET の負バイアス温度不安定性(NBTI: Negative Bias Temperature Instability)は PMOS FET のトランジスタ特性を劣化させる最も重要な信頼性問題とされている。

本論文では、MOS トランジスタの NBTI 劣化による信頼性課題について、その故障メカニズム・モデル式と回路動作への影響、近年の動向についてまとめ、報告する。更に、コンパレータ回路の NBTI 劣化のシミュレーションを行い、NBTI 劣化の検出方法と改善方法について研究した内容を報告する。

### 2. 負バイアス温度不安定性 (NBTI)

#### (2-1) NBTI とデバイスの劣化：

NBTI とは、PMOS FET に逆バイアス電圧を印加 ( $V_{gs} = -V_{DD}$ )した際、温度と  $V_{th}$  が上昇していく劣化現象のことである。 $V_{th}$  は MOS-FET のしきい値で、この値が上昇することによりトランジスタの動作が遅くなり、回路全体の動作スピードが 10%~20% 程度遅くなる。結果的に回路が動作しなくなる可能性が非常に高くなる。先端化された MOS トランジスタ (一般的には 130nm 技術より微細化さ

れた MOS FET) の場合、より薄化された酸化膜の影響で NBTI 劣化が生じ、デバイスの信頼性を損なう大きな原因となる。

#### (2-2) NBTI 劣化の発生メカニズム：

NBTI 劣化の発生メカニズムについて現時点で最も有力と思われるメカニズム・モデルは拡散-反応モデル (R-D Model: Reaction Diffusion Model) である。R-D モデルによる NBTI 劣化の現象はスロートラップと呼ばれ、2つのステップ (I) ストレッチ効果と (II) リカバリ効果に別れて発生している。図 1 に示した通り、ストレッチ効果では PMOS のゲートに負バイアスが印加されることにより、シリコン基板表面に反転層が形成され、正孔が集まる。正孔との電気化学反応により、Si-H 結合が破壊され水素原子がリリースされる。水素原子がリリースされたところに界面準位が形成され、トランジスタ特性が変動する (ドレイン電流が減少し、しきい値をシフトする)。

また、負バイアス印加を OFF した瞬間から変動したしきい値がストレッチ前の状態に戻っていくリカバリ現象が発

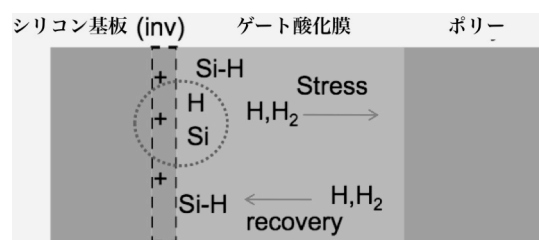


図 1 NBTI 劣化の拡散-反応メカニズム

Fig. 1. Reaction Diffusion Model for NBTI

生ずる。負バイアス印加によってリリースされた水素原子が再結合することで、リカバリが起こると考えられる。負バイアスと正バイアスを交互に繰り返す AC 動作 (図 2) では、正バイアス印加時にリカバリが発生して特性が回復する。しかし、リカバリ効果が終わった時点ではしきい値がストレッチ前の状態に復元せず、図 2 のように動作前より少し上昇する。以上の過程を繰り返し経る事でデバイスが劣化する。

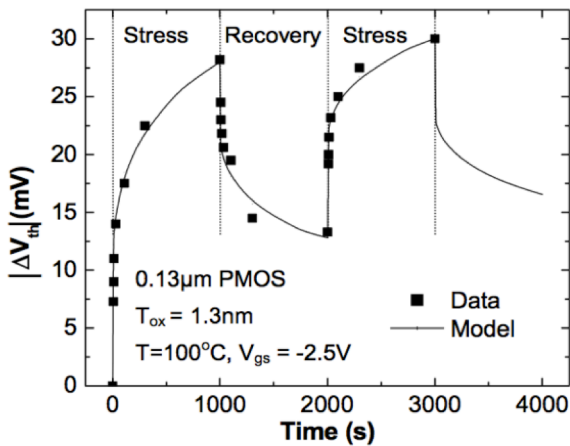


図 2 AC 動作でしきい値のシフト  
Fig. 2. Shift in  $V_{th}$  during AC Operation

〈2・3〉 NBTI 劣化によるしきい値変化と遅延時間：

NBTI 劣化発生メカニズムの拡散-反応モデルに基づいてしきい値変化の式を導出出来る。しきい値の変化 ( $\Delta V_{th}$ ) は時間(t)に依存する<sup>(3)</sup>。

$$\Delta V_{th} \approx f_{AC}(S.P)K_{DC}t^n \quad \dots \dots \dots (1)$$

ここで、 $K_{DC}$  は DC 動作の温度、 $V_{DD}$ 、MOS のドレイン長に依存する定数と  $f_{AC}$  は AC 動作に基づく定数でストレッチ確率 (S.P : Stress Probability) の関数である。 $n$  は定数で指数関数に依存し、長時間劣化の場合  $n$  の値が 1/6 から 1/4 になる。しきい値変化のストレッチ効果とリカバリ効果の関係式<sup>(1),(2),(3)</sup>を式(1)の  $K_{DC}$  と  $f_{AC}$  に代入すると温度とゲート電圧に依存する式(2)が導き出せる<sup>(3)</sup>。

$$\Delta V_{th} \propto \exp(\beta V_G) \exp\left(-\frac{E_a}{KT}\right) \quad \dots \dots \dots (2)$$

ここで、 $\beta$  と  $E_a$  は部品パラメータ、 $V_G$  はゲートに与える電圧、 $K$  はボルツマン定数、 $T$  は温度である。基本条件として  $\beta=0.75$ 、 $E_a=0.145\text{eV}$  と一定温度  $T=125^\circ\text{C}$  でしきい値変化特性は図 3 のようになる。この図より時間に対してしきい値が急激に変化していることがわかる。また、しきい値の変化がフロント・ローデッド(Front Loaded)<sup>(4)</sup>つまり、動作始めの初段において大きく変化してしまうという現象が起こる。これが NBTI 劣化の特性である。

また、NBTI 劣化による回路遅延に焦点を当てる。しきい値が上昇することにより回路動作に遅延時間のシフトが発生

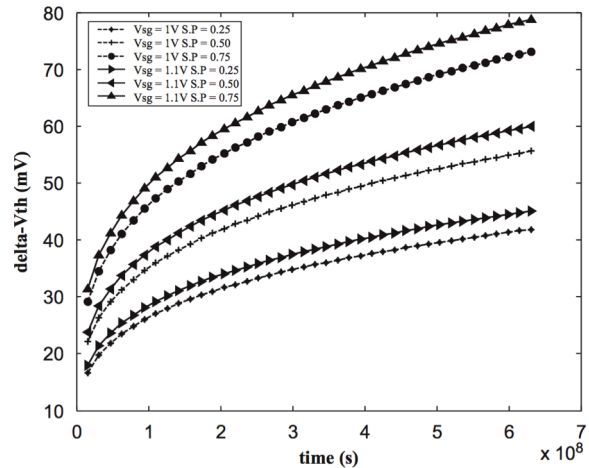


図 3 NBTI 劣化によるしきい値変化のグラフ  
Fig. 3. Threshold Voltage increase due to NBTI

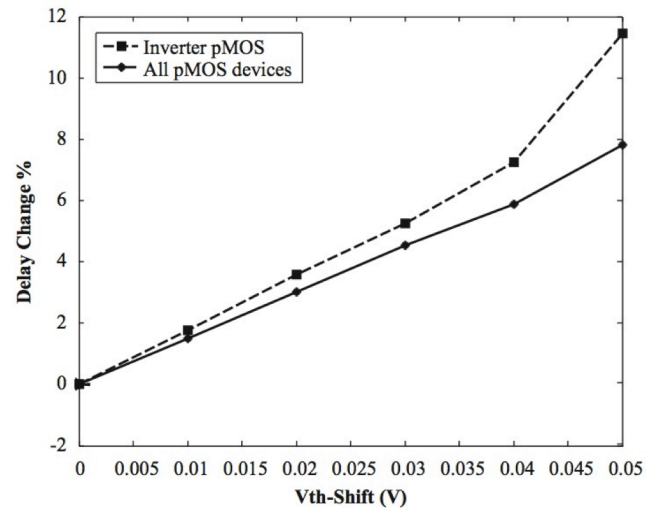


図 4 しきい値の変化による遅延の変化  
Fig. 4. Delay Change Due to  $V_{th}$  shift

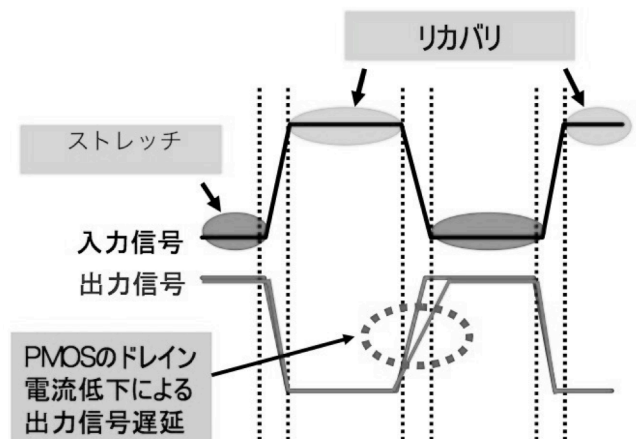


図 5 NBTI 劣化によるインバータ回路の出力信号の遅延  
Fig. 5. Output Delay of Inverter Due to NBTI

し、その結果が図4に示す特性のようになる。図4でしきい値の変化によりインバータ回路に使用した MOS-FET のしきい値変化に応じて回路動作の遅延が生じる。このことから全 PMOS 回路よりもインバータ回路のほうが劣化を受けやすい特性であることがわかる。インバータ回路の動作のしきい値変化による遅延の影響を図5<sup>⑥</sup>に示す。PMOS のしきい値の変化によりドレイン電流が低下し、結果的にスルーレートを劣化させることが図5に示した出力信号より分かる。

### 3. コンパレータ回路 NBTI 劣化の影響

コンパレータはアナログ回路の基礎であり、様々な電子機器に使用されている。しかし、コンパレータ回路は複数の PMOS を使用するの NBTI 劣化発生の可能性が高い。また、コンパレータ回路はカレントミラー回路やインバータ回路を使用しているため NBTI 劣化によるスルーレートの劣化を受けやすいと考えられる。そこで、図6へ示す回路を用いて NBTI 劣化によるスルーレートの劣化を検証す

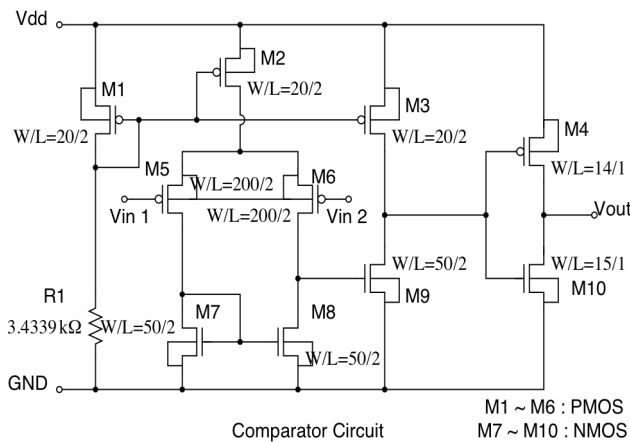


図6 コンパレータ回路  
Fig. 6. Comparator Circuit

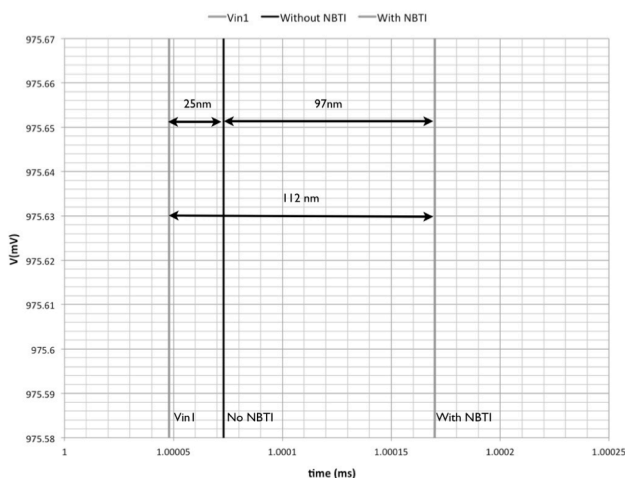


図7 NBTI 劣化によるスルーレートの悪化  
Fig. 7. Degradation in Slew Rate due to NBTI

る。テクノロジーは 90nm CMOS プロセスを使用した。

図6のコンパレータ回路に  $V_{dd}=1.2V$ ,  $V_{in1}$  に 1V のパルス信号 (周期 = 2 $\mu$ s),  $V_{in2}$  に 0.6V の DC 電源を供給したときの解析結果を図7へ示す。

図7の出力波形より、NBTI 劣化無しの場合の遅延が 25ns、10年間分の NBTI 劣化を考慮した場合の遅延は 112nsになる。この結果より10年間分の NBTI 劣化でスルーレートが入力信号の1サイクルの約3.6%劣化することが分かる。

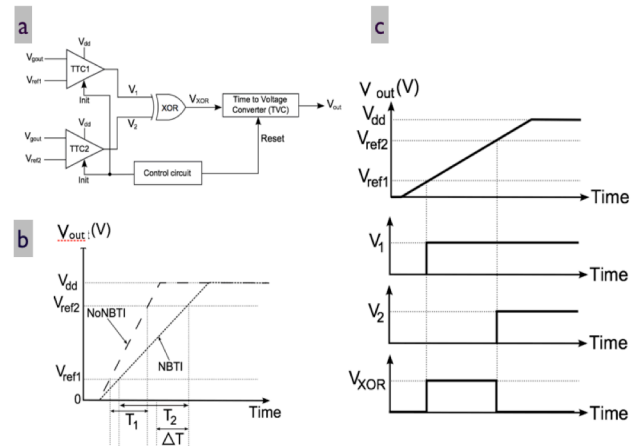


図8 TTCによる NBTI 劣化検出  
Fig. 8. NBTI Monitoring using TTC

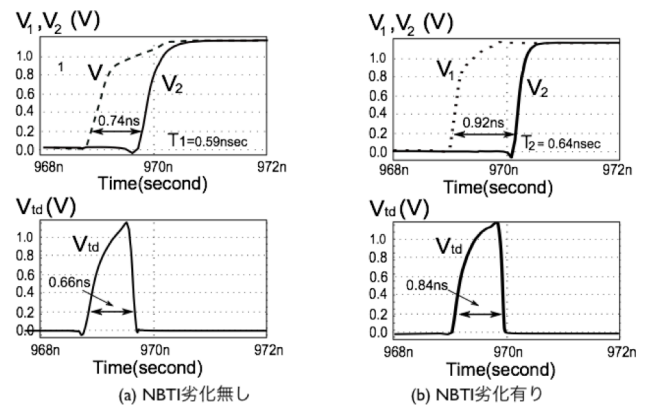


図9 検出回路の出力  
Fig. 9. Output of monitoring circuit

### 4. スルーレートの劣化による NBTI 劣化の検出方法

コンパレータ回路の出力信号のスルーレートの劣化を観測することにより、コンパレータ回路の NBTI 劣化を検出することができる。図8aで示す TTC ( Transition Time Comparator)回路<sup>⑤</sup>を使って立ち上がり信号に2つの基準点を設定しその間の時間を観測する(図8b)。図8cに示すように NBTI 劣化がある場合スルーレートが遅くなる。こ



の回路の動作が図9の通り9a(上)NBTI劣化無と9b(上)のNBTI劣化ありのそれぞれの場合の入力信号に応じて、劣化検出回路の出力信号  $V_{td}$  が図9a(下)と図9b(下)のようになる。両図比較すると NBTI 劣化有りの場合の出力信号パルス幅が広く ( $0.84\text{ns} - 0.66\text{ns} = 0.18\text{ns}$ ) になっている事が確認できる。この比較的広いパルス信号により回路の NBTI 劣化を検出できる。

## 5. NBTI 劣化を改善する技術

NBTI 劣化によって発生する遅延要因を阻止する従来型技術としてガード・バンド OWG (On-time Worse-time Guard-band) がある。OWG 技術は NBTI 劣化減少するために回路クロック周波数を減らし、電源電圧を上昇、デバイス面積を拡大する技術である。しかし、OWG 技術が不安定且つ、複雑な回路である場合は OWG により回路 NBTI 劣化減らす事が出来ない<sup>(4)</sup>。又、チップ上の PMOS ごとに劣化状態がそれぞれ異なるため、回路で使われているすべての PMOS に不具合が生じることはない。ある PMOS の状態に対して劣化を減らすため使用するパラメータの調整が不可能であること、高コスト化が OWG の大きな問題点である。この問題を解決する技術として動的電圧調整技術 (DVS : Dynamic Voltage Scaling) がある。DVS 技術では動的に電圧を調整により低コスト化を可能とする。また、図10に示すように初段でしきい値の劣化が50%減少可能であるから NBTI 劣化に対して OWG 技術より DVS 技術の方が優れていることが分かる。更に、DVS 技術を適用することにより 10 年間で 7%以上の消費エネルギーを抑えられる<sup>(4)</sup>。

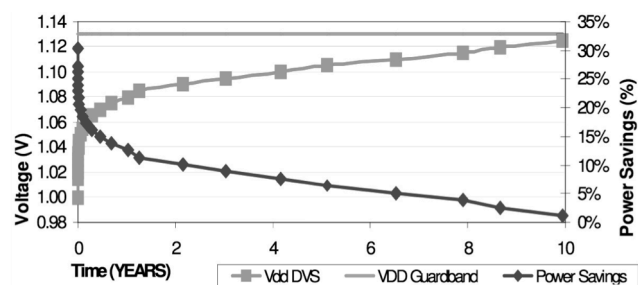


図10 DVS と OWG 技術の比較

Fig. 10. Comparison between DVS and OWG

## 6. まとめ

本論文では、NBTI 劣化を発生するメカニズムを説明し、NBTI 劣化発生メカニズムの拡散-反応モデルを用いて PMOS トランジスタのしきい値の変化をグラフにまとめた。また、コンパレータ回路に NBTI 劣化によるしきい値の変化によって生じるスルーレートの劣化について SPICE を用いたシミュレーションによって確認した。シミュレーション結果より約10年のNBTI劣化の影響でスルーレートが3.6%程度劣化する事が分かった。そして、NBTI 劣化を

検出する方法として TTC を用いた検出器を紹介した。最後に NBTI 劣化を減らすため現在使われている OWG 技術の欠点を説明し、DVS 技術の利点を説明した。

## 文 献

- (1) Yu Cao : "Predictive Technology Model For Robust Nanoelectric Design", Springer, pp.67-79 (2011).
- (2) Rakesh Vattikonda, Wenping Wang, Yu Cao : "Modeling and Minimization of PMOS NBTI Effect for Robust Nanometer Design", ACM, 1-58113 (2004).
- (3) M. Houshmand Kaffashian, R. Lotfi, K. Mafinezhad, H. Mahmoodi : "Impact of NBTI on performance of domino logic circuits in nano-scale CMOS", Microelectronics Journal, Vol.42, pp.1327-1334 (2011).
- (4) Tuck-Boon Chan, John Sartori, Puneet Gupta, Rakesh Kumar : "On the Efficacy of NBTI Mitigation Techniques", EDAA (2011)
- (5) Seyab Khan, Nor Zaidi Haron, Said Hamdioui, Francky Catthoor : "NBTI Monitoring and Design for Reliability in Nanoscale Circuits", ITRS (2009).
- (6) M. A. Alam and S. Mahapatra, "A comprehensive model of PMOS NBTI degradation", Microelectronics Reliability, vol. 45, pp. 71-81 (2005).
- (7) N. Kizmuka : "The Impact of BTI for Direct Tunneling Ultra Thin Gate Oxide of MOSFET Scaling", VLSI Technology, Digest of Technical Papers, pp. 73-74 (1999).
- (8) 沖電気工業株式会社 : "微細化された MOS トランジスタの信頼性課題", (2008).
- (9) 大日方 浩二 : "NBTI 劣化モデルの最新動向", REAJ, Vol. 33, No.04, pp.164-169 (2011).
- (10) Wenping Wang, Shengqi Yang, Sarvesh Bhardwaj, Rakesh, Vattikonda, Sarma Vrudhula, Frank Liu, Yu Cao : "The Impact of NBTI on the Performance of Combinational and Sequential Circuits", DAC, 978-1-59593-627 (2006)
- (11) W. Jinhui, W. Wuchen, G. Na, H. Ligang : "Domino gate with modified voltage keeper", Proceedings of the 11th International Symposium on Quality Electronic Design, pp. 443-446 (2010).
- (12) H. Mahmoodi Meimand, K.Roy : "Diode-footed domino: a leakage tolerant high fan-in dynamic circuit design style", IEEE Trans. Circuits Syst. I, 51 (3), pp. 495-503 (2004).
- (13) V. De, S. Borkar : "Technology and design challenges for low power and high performance [microprocessors], Proceedings of the International Symposium on Low Power Electronics and Design, pp. 163-168 (1999).
- (14) J.R.G. David, N. Bhat : "A low power, process invariant keeper for high speed dynamic logic circuits", Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), pp. 1668-1671 (2008).
- (15) K. Yelamarthi, C.I.H. Chen : "Process variation aware transistor sizing for load balance of multiple paths in dynamic CMOS for timing optimization", J. Comput. (JCP), 3 (2), pp. 21-28 (2008).
- (16) C.H. Kim, K. Roy, S. Hsu, R. Krishnamurthy, S. Borkar : "A process variation compensating technique with an on-die leakage current sensor for nanometer scale dynamic circuits", IEEE Trans. VLSI Syst, 14 (6), pp. 646-649 (2006).
- (17) V. Huard, M. Denais, C. Pathasarathy : "NBTI degradation: from physical mechanisms to modeling", Microelectron Reliab, 46 (1) pp. 1-23 (2006).
- (18) D.K. Schroder, J.A. Babcock : "Negative bias temperature instability: road to cross in deep submicron silicon semiconductor manufacturing", J. Appl. Phys, 94 (1), pp. 1-18 (2003).
- (19) S. Borkar : "Electronics beyond nano-scale CMOS", ACM / IEEE Design Automation Conference, pp. 807-808 (2006).

# 自己遅延クロックエッジ間のゲーテッド位相ブレンディングを用いた クロックジッタ低減回路

針谷 尚裕\* (群馬大学)      新津 葵一 (名古屋大学)  
平林 大樹      興 大樹      櫻井 正人      大澤 優介 (群馬大学)  
小林 修 (STARC)      山口 隆弘      小林 春夫 (群馬大学)

## A Clock Jitter Reduction Circuit Using Gated Phase Blending Between Self-Delayed Clock Edges

Naohiro Harigai\* (Gunma University), Kiichi Niitsu (Nagoya University),  
Daiki Hirabayashi, Daiki Oki, Masato Sakurai, Yusuke Osawa (Gunma University),  
Osamu Kobayashi (STARC), Takahiro J. Yamaguchi, Haruo Kobayashi (Gunma University)

キーワード：ジッタ低減，ゲーテッド位相ブレンダー，自己遅延クロック，リング電圧制御発振器  
(Jitter Reduction, Gated Phase Blender, Self-Delayed Clock, Ring Voltage Controlled Oscillator)

### 1. 概要

本論文では、クロック周期の整数倍である  $nT$  分遅延させた相関のないクロックを用いた位相ブレンディングを提案する。相関のないクロックをブレンドすることによって、出力クロックエッジが理想のタイミングに近づき、タイミングジッタを低減させることができる。提案回路は、一段毎に  $1/\sqrt{2}$  倍のタイミングジッタ低減効果を得られる。この手法は下記の3つの技術的試みがなされている。

- (1) 相関のないクロックエッジの生成
- (2) 理想タイミングからのオフセット時間の平均化
- (3) 理想の  $nT$  からはずれた  $nT$  遅延の誤差の最小化

提案回路は  $nT$  遅延、ゲーテッド位相ブレンダー、自己校正機能を備えた  $nT$  遅延素子を利用することによって、より理想的なタイミングジッタ低減を可能にする。提案回路のシミュレーションおよび試作は、180nm CMOS プロセスを使用した。提案回路を4段のカスケード接続したものを試作し、そのチップを測定した結果、500 MHz のクロックにおけるタイミングジッタが 30.2 ps から 8.8 ps に低減されることを確認した。なお、本論文は国際会議発表論文<sup>(1)</sup>の内容を含むものである。

### 2. 序論

ジッタは、最先端の VLSI (Very Large Scale Integration) システムにおいて重要項目の1つであり、そしてそれが我々の低ジッタ PLL (Phase Locked Loop) を開発する動機となっている。一般的に、PLL にはインダクタとキャパシタを

使用する LC-VCO (LC-Voltage Controlled Oscillator) とリング発振器を使用するリング VCO の二つが主に用いられる。後者は小面積で実装できるが、ジッタ性能については十分ではない。そこで我々は、このトレードオフを打ち破るために、小面積リング VCO を用いた PLL に向けたクロックジッタ低減回路を提案する。

ジッタ低減のアプローチとして、これまでに2つの手法が報告されている。1つは狭帯域カスケード PLL を用いたジッタクリーナー回路<sup>(2)</sup>である。もう1つは整数蓄積キャパシタを用いたアンチジッタ回路<sup>(3)</sup>である。前者は回路面積が大きく、後者はキャパシタを用いているのでプロセスのばらつきに弱い。したがって、小面積でばらつきに耐性のあるジッタ低減回路が要求される。本論分で提案する回路はこれらの従来手法よりも優れている。提案回路は CMOS ロジックゲートのみで構成されているため、コスト面でも優れている。また、高いロバスト性を得るための自己校正技術を用いることにより、プロセスの変動に対しても耐性を持つ。これらの利点に加え、提案回路をカスケード接続することでジッタ低減効果が高まり、その段数を変更することでスケールアップが可能である。これは AD 変換器や DA 変換器のプリドライバに用いる場合に利点となる。提案回路の段数を増やすことにより、高分解能データ変換が可能でクロックを生成することができる。

本論文では、低コスト、PVT (Process, Voltage, Temperature) ばらつきに強いジッタ低減回路の理論を説明し、その測定結果を示す。

### 3. 位相ブレンディングを用いたジッタ低減回路

#### 〈3-1〉ジッタ低減回路の動作原理

図 1 に提案回路の概要を示す。この回路には、自己校正機能を備えた  $nT$  遅延線と、新しく提案するゲーテッド位相ブレンダから構成されている。自己校正機能を備えた  $nT$  遅延線は、相関のないクロックエッジを生成することが可能である。従来に取り組みられている論文<sup>(4)(6)</sup>より、リング発振器において遅延線の遅延量が大きいと、エッジ間の相関が弱いことが述べられている。ゲーテッド位相ブレンダは出力を低ジッタ化するために、元の入力クロックと自己遅延させた入力クロック間のエッジのタイミングを平均化する。理論的に、タイミングジッタは  $1/\sqrt{2}$  倍に低減される。これは式(1)に示されている。また、図 1 の右下にも示してある。

$$\frac{\sqrt{\sigma_{in}^2 + \sigma_{nT}^2 + 2\rho\sigma_{in}\sigma_{nT}}}{2} \rightarrow \frac{\sigma_{in}}{\sqrt{2}} \dots\dots\dots (1)$$

(where,  $\sigma_{nT} \approx \sigma_{in}$ ,  $\rho \approx 0$ )

ここで、 $\sigma_{in}$  は元の入力クロックのタイミングジッタ、 $\sigma_{nT}$  は自己遅延させた入力クロックのタイミングジッタである。さらに、相関係数  $\rho$  を小さくすることは、より小さなタイミングジッタを実現するために要求される。また、それぞれの入力信号はほぼ同じ標準偏差  $\sigma$  を持っていると仮定する。そして  $nT$  遅延の遅延誤差が最小になるように自己校正を行う。その自己校正の構成は 〈3-3〉 節にて後述する。

#### 〈3-2〉ゲーテッド位相ブレンダ

図 1 に示した提案回路のジッタ低減効果を得るためには、理想タイミングからのオフセット時間の平均化を行う際に位相ブレンダに生じる誤差を最小にすることが重要である。従来の位相ブレンダは、2 つの入力信号が入力されたときに、一方のインバータからもう一方のインバータに貫通電流が流れる。その結果、位相平均される出力のオフセット時間が大きくなる。そこで我々は、ゲーテッド位相ブレンダを提案した。ゲーテッド位相ブレンダは、位相ブレンダの前に PMOS と NMOS をゲートすることにより、貫通電流が流れることを阻止できる。したがって、位相平均される出力の理想とするセンターポジションからのオフセット時間を最小にすることができる。図 2 に  $nT$  遅延とゲーテッド位相ブレンダを組み合わせた構成を示す。従来手法<sup>(6)</sup>とは異なり、どちらの入力が先にエッジの遷移が生じるか分からないため、ゲーテッド位相ブレンダのゲート制御信号には、自己校正された  $nT$  遅延の途中からタップした信号を利用している。

図 3 に従来の位相ブレンダと提案したゲーテッド位相ブレンダのオフセット時間の SPICE シミュレーションおよび測定結果を示す。図 3 より、ゲーテッド位相ブレンダを用いることでオフセット時間を小さくできることが分かる。ここで注意しなければならないのが、電源ノイズによって位相ブレンダ自身からもジッタが付加されることである。

これに対しては、位相ブレンダのスルーレートをできるだけ高くすることで、付加されるジッタの最小化を図った。

#### 〈3-3〉 $nT$ 遅延の自己校正技術

図 1 のジッタ低減回路では、 $nT$  遅延の精度も重要となる。 $nT$  遅延をより正確に合わせこむことで、ジッタ低減効果を高めることができる。図 4 に  $nT$  遅延の誤差に対するタイミングジッタの測定値の変化を示す。 $nT$  遅延の誤差が小さいほど、ジッタ低減効果が得られることが分かる。測定結果は、 $nT$  遅延の誤差を考慮した理論曲線とほぼ一致している。タイミングジッタを低減するためには、式(2)に示されているように、 $nT$  遅延の誤差  $T_{err}$  を  $\sigma_{in}$  の  $\sqrt{2}$  倍よりも小さくする必要がある。

$$\frac{\sqrt{\sigma_{in}^2 + \sigma_{nT}^2 + T_{err}^2}}{2} < \sigma_{in} \iff T_{err} < \sqrt{2}\sigma_{in} \dots\dots (2)$$

(where,  $\sigma_{nT} \approx \sigma_{in}$ )

さらに、論文<sup>(7)</sup>で紹介された自己校正要素は、提案回路の入力ジッタをさらに低減させることができる。しかし、実際には位相ブレンダが不完全であることと、 $nT$  遅延でのジッタの蓄積により、位相ブレンダ出力のタイミングジッタの RMS 値は理論値よりも測定値のほうが大きくなった。

図 5 に自己校正機能を備えた  $nT$  遅延の構成とプロセスばらつきでの測定結果を示す。図 5 より、この回路が PVT に対する高い耐性を有することが確認できる。自己校正機能を備えた  $nT$  遅延は、位相周波数検出器とチャージポンプで構成されている。回路構成はシンプルにもかかわらず、 $nT$  遅延における誤差を効率的に最小化することができる。したがって、高いジッタ低減効果と PVT 耐性を実現できる。

#### 〈3-4〉カスケード接続によるジッタ低減率のスケーリング

図 1 に示したジッタ低減回路は、理論的にタイミングジッタを  $1/\sqrt{2}$  倍に低減する。この回路をカスケード接続することで、さらなるジッタ低減が可能となる。 $N$  段のジッタ低減回路では、 $1/(\sqrt{2})^N$  倍のジッタ低減率となる。カスケード接続ジッタ低減回路では、1 段目の回路を通過した後のクロック信号は、隣接する立ち上がりエッジ間の相関が弱い。したがって、2 段目以降の  $nT$  遅延の遅延量を小さくすることができる。 $nT$  遅延が短くなることによって、回路面積の縮小と  $nT$  遅延自身で付加されるジッタの抑制が可能である。これにより、高いジッタ低減効果を得ることができる。

カスケード接続構成の利点としては、ジッタ低減回路の段数を変更することにより、ジッタ低減率のスケーリングが可能であることが挙げられる。後段に接続される AD 変換器や DA 変換器に要求される分解能に合わせて、段数を選択すれば良い。

### 4. カスケード接続ジッタ低減回路の測定結果

提案手法の有効性を確認するために、180 nm CMOS プロセスを用いて試作および評価を行った。テストチップでは構成を 4 段にし、面積は自己校正回路などすべてのサブブロックを含めて  $0.08 \text{ mm} \times 0.25 \text{ mm}$  である(図 6 参照)。

テストチップへの入力クロックは、BERTS(Agilent 81250)を用いて印加した。

図6に測定したタイミングジッタの $nT$ 遅延の依存性を示す。 $n$ は $nT$ 遅延の要素である。式(1)で述べた通り、 $nT$ 遅延の遅延量が大きいと、タイミングジッタの相関係数が小さい。本研究で用いた測定装置では、 $nT$ 遅延を大きくするとタイミングジッタは減少した。タイミングジッタの減少は $n=4$ で飽和するため、 $nT$ 遅延は $n=4$ を採用した。

図7に提案手法を4段構成にした場合の測定結果とタイミングジッタの確率密度関数(PDF)を示す。測定回路の2段目以降の $nT$ 遅延は $n=1$ とした。図7より、500 MHzの入力クロックのタイミングジッタが1/3倍に減少することが確認できる。500 MHzの入力クロックは、BERTSの最大システムクロック周波数675 MHzを超えないように設定した。しかし、この周波数は提案回路の動作可能周波数よりとても低い。PMOSを使わないCMLベースの実装を行うことにより、本研究で用いたBERTSの最大周波数である3.35 GHzで動作が可能である。また、PMOSを除去できるので、貫通電流が発生しなくなるためゲート動作は不要となる。

## 5. 結論

本論文では、自己遅延を用いて相関のないクロック同士を位相ブレンドすることによるジッタ低減回路について述べた。提案回路は1段毎に理想的に $1/\sqrt{2}$ 倍のタイミングジッタ低減を可能にする。4段のカスケード接続した提案回路を180nm CMOSプロセスにて試作し、500 MHzのクロックにおけるタイミングジッタが30.2 psから8.8 ps(1/3倍)に低減されることを確認した。

謝辞

本研究は半導体理工学センターにより支援されています。

## 文 献

- (1) K. Niitsu, et al. : "A Clock Jitter Reduction Circuit Using Gated Phase Blending Between Self-Delayed Clock Edges", in Proc. IEEE Symposium on VLSI Circuits, Jun. 2012, pp. 142-143.
- (2) M. J. Underhill : US patent 6,791,393 B1 (Sep. 14, 2004).
- (3) [http://www.national.com/en/clock\\_timing/jitter\\_cleaner\\_distribution.html](http://www.national.com/en/clock_timing/jitter_cleaner_distribution.html).
- (4) J. A. McNeil : "Jitter in Ring Oscillators", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.32, No.6, pp.870-879, June, 1997.
- (5) K. Niitsu, et al. : "An On-Chip Timing Jitter Measurement Circuit Using a Self-Referenced Clock and a Cascaded Time Difference Amplifier with Duty-Cycle Compensation", in Proc. IEEE Asian Solid-State Circuits Conference, Nov. 2011, pp. 201-204.
- (6) B.W.Garlepp et al., : "A Portable Digital DLL for High-Speed CMOS Interface Circuits", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 34, No. 5, pp. 632-644, 1999.
- (7) W. Khalil, et al., : "A Self-Calibrated On-Chip Phase-Noise Measurement Circuit With -75 dBc Single-Tone Sensitivity at 100 kHz Offset", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 42, No. 12, pp. 2758-2765, 2007.

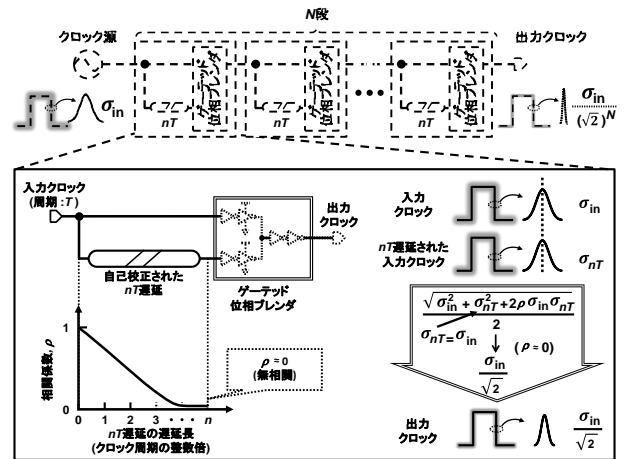


図1 提案回路の概念と理論解析

Fig. 1. Concept and theoretical analysis of the proposed circuit.

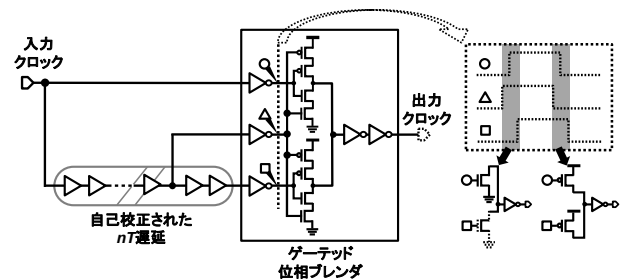


図2 自己校正された $nT$ 遅延とゲーテッド位相ブレンドの構成と動作

Fig. 2. Constitution and operation of self-calibrated  $nT$  delay and gated phase blender.

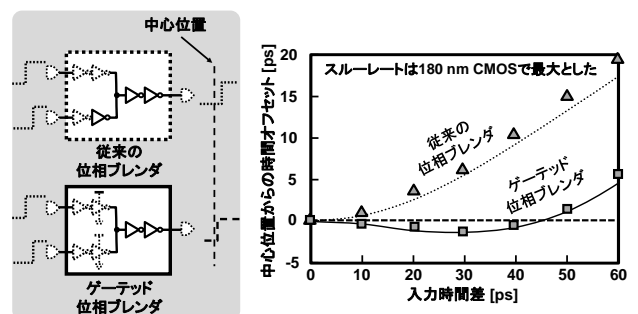


図3 従来の位相ブレンドと提案したゲーテッド位相ブレンドのオフセット時間のSPICEシミュレーションおよび測定結果

Fig. 3. SPICE simulated and measured results of offset time of conventional phase blender and proposed gated-phase blender.

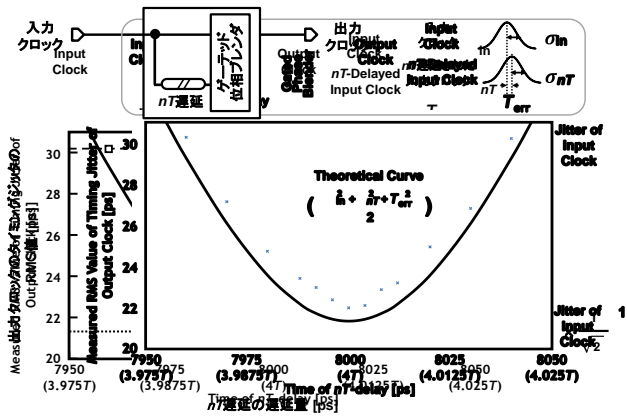


図4 タイミングジッタのRMS値の測定結果および理論曲線との比較

Fig. 4. Measurement result of RMS value of timing jitter and comparison with its theoretical curve.

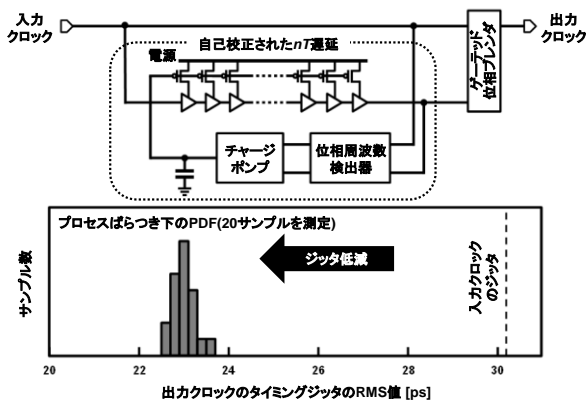


図5 自己校正  $nT$  遅延の構成と出力クロックのタイミングジッタのRMS値を関数としたサンプルのPDF

Fig. 5. Schematic of the self-calibrated  $nT$  delay and PDF of the number of samples as a function of RMS value of timing jitter of output clock.

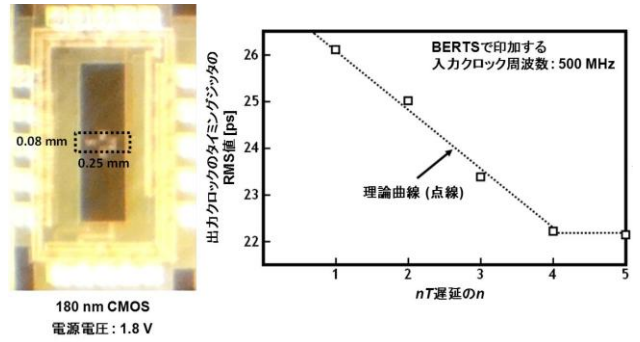


図6 チップ写真と  $nT$  遅延の整数  $n$  を関数としたタイミングジッタのRMS値の測定結果

Fig. 6. Chip microphotograph and measurement result of RMS value of timing jitter as a function of multiple  $n$  in  $nT$  delay.

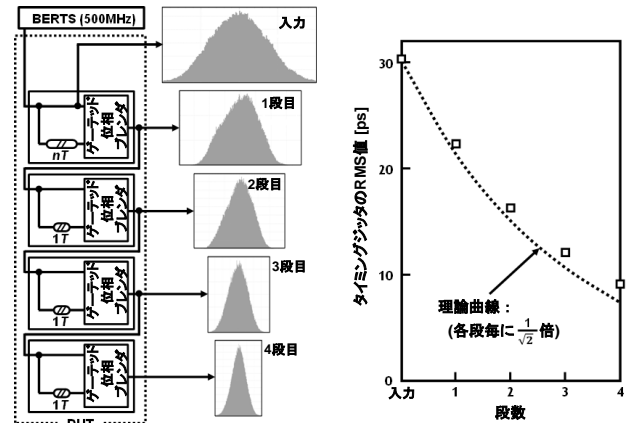


図7 測定機構および各段の出力クロックのPDFとタイミングジッタのRMS値の測定結果

Fig. 7. Measurement setup and measurement results of PDFs and RMS values of timing jitter of each stage's output clock.

## デュアルバンド CMOS LNA 回路の検討

河内智\* 興大樹 (群馬大学)  
馬場清一 壇徹 高橋伸夫 (三洋半導体)  
小林春夫 高井伸和 志水勲 (群馬大学)

### Dual-Band CMOS LNA Design

Satoru Kawauchi\*, Daiki Oki (Gunma Univ.)

Seiichi Banba, Toru Dan, Nobuo Takahashi (SANYO Semiconductor Co., Ltd.)

Haruo Kobayashi, Nobukazu Takai, Isao Shimizu (Gunma Univ.)

**Abstract** : This paper presents a dual-band CMOS LNA design with small chip area. The inductor in LNA occupies large chip area, and it is costly. Hence we focus on its miniaturization while keeping LNA performance. We have investigated a dual-band LNA topology for this purpose with circuit analysis and simulation.

キーワード : CMOS、低雑音増幅器、カスコード増幅回路

(CMOS, Low Noise Amplifier, Cascode Amplifier)

### 1、はじめに

LNA(Low Noise Amplifier)は受信機の初段に位置し、アンテナで受けた微弱な信号を雑音を付加することなく増幅することを目的とした回路である。近年の無線システムの広帯域化に伴い、マルチモード/マルチバンドの信号を処理しながら、受信信号に付加される雑音を抑えることが要求されている。一度に複数の信号を受信するシステムを設計する際に、広帯域でのノイズマッチングを実現することは難しい。

そこで、複数の高性能な狭帯域 LNA 回路を2つ並列に並べて複数の所望周波数に対して良好な雑音特性を得る方式が考えられる。しかしその方式は集積コストが単純に通常回路の2倍と大きくなってしまふ。

本稿では、すでに提案されている、スイッチン

グ可能な抵抗、キャパシタの追加を利用した、2.14GHz/1.8GHz の信号に対して良好な性能特性を示すデュアルバンド CMOS-LNA<sup>(1)</sup>についての検討を行う。本稿のシミュレーションには TSMC 社 180nm CMOS の RF モデルパラメータを用いた。

### 2、LNA 回路トポロジー

図1に検討した回路を示す。この検討回路は、カスケード型のインダクティブソースディジェネレーションをもつソース接地 LNA<sup>(2)</sup>である。そのメイントランジスタ  $M_1$  のゲート・ソース間の寄生容量  $C_{gs}$  と並列にスイッチング可能なキャパシタ  $C_I$  が、そして特性周波数を決定する共振回路部にも同様にスイッチング可能なキャパシタ  $C_{ex}$ 、抵抗  $R_{ex}$  が追加された回路である。図1の SW1・SW2 が OFF のとき、周波数 2.14GHz の信号に対応し、



SW1・SW2 が ON のとき周波数 1.8GHz の信号に対応する。

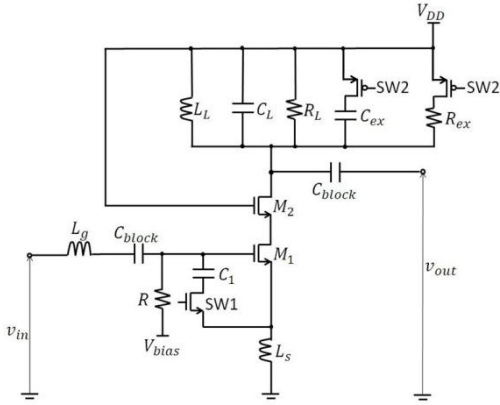
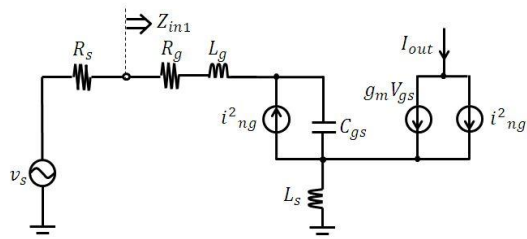


図 1 検討デュアルバンド LNA 回路

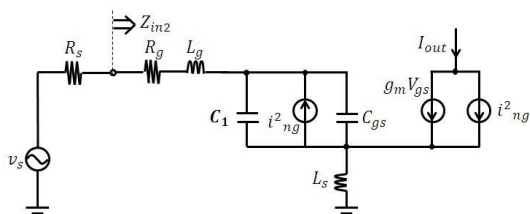
Fig.1. Dual-band LNA circuit for investigation.

(A) 入力整合回路

図 2 に 2.14GHz モード(a)、1.8GHz モード(b)での入力側の小信号等価回路を示す。この小信号等価回路より、入力インピーダンスは次のようになる。



(a)2.14GHz モード



(b)1.8GHz モード

図 2 検討 LNA 回路の入力側の小信号等価回路

Fig.2. Small-signal equivalent model of input circuit in LNA.

$$Z_{in1} = j\left(\omega L_g + \omega L_s - \frac{1}{\omega C_{gsM1}}\right) + \frac{g_{mM1}L_s}{C_{gsM1}} \quad (1)$$

$$Z_{in2} = j\left(\omega L_g + \omega L_s - \frac{1}{\omega(C_{gsM1}+C_1)}\right) + \frac{g_{mM1}L_s}{C_{gsM1}+C_1} \quad (2)$$

まず、2.14GHz の入力整合を考える。Zin1 を 50 Ω に整合することで、Lg、Ls、W/L が決定する。そして、それらの値を変えずに 1.8GHz の入力整合も同様、Zin2 を 50 Ω に整合することで C1 の値が決定する。

(B) 共振回路

入力整合回路と同様に、2.14GHz の周波数で特性を示すように共振回路部の LL、CL、RL を決定し、それらの値を変えずに 1.8GHz で周波数特性を示すように追加素子 Cex、Rex の値を決定する。

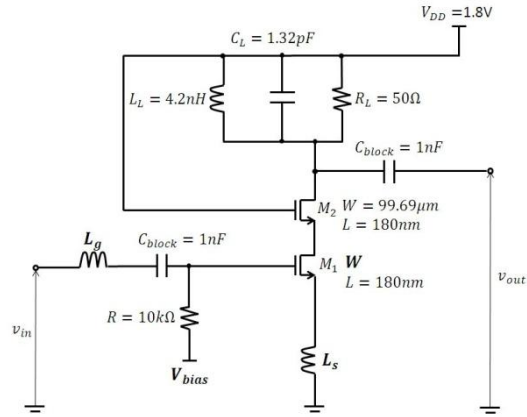
3、回路検討

本稿の回路はインダクタを用いた整合回路を利用したものであり、インダクタの大きさは集積コストに大きく影響してしまう。しかし、式(1)、(2)の入力整合式において、メイントランジスタ M1 の W/L を調整することで、式中の CgsM1、gmM1 が変化し、インダクタ Lg、Ls の素子値が変化する。したがって、メイントランジスタ M1 のチャネル幅 W を変化させ、インダクタ素子を小型化させた際に、入力整合特性(S11)、出力整合特性(S22)、雑音指数(Noise Figure)、利得(Gain)、そして線形性を示す 3 次インターセプトポイント(IIP3)の各特性がどのように変化するかをシミュレーションを行うことによって確認した。

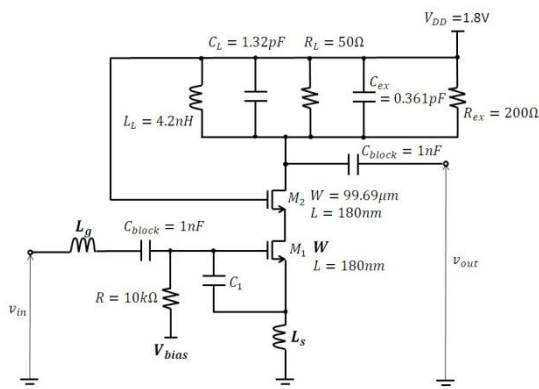
4、Spectre シミュレーション回路

シミュレーションは、SW1・SW2 の影響は考慮せず、回路トポロジーにしたがって設計した回路での SW1・SW2 が OFF 時の回路、ON 時の回路

の2つの回路を用いて行った。図3にそのシミュレーション回路を示す。



(a)2.14GHz モード



(b)1.8GHz モード

図3 LNA シミュレーション回路

Fig.3. Simulated LNA circuit.

図3の回路において、メイントランジスタ M1 のチャンネル幅  $W$  を変化させると、回路の動作電流が変化してしまい、チャンネル幅  $W$  の変化に対し平等な特性評価ができない。そこで  $V_{bias}$  を調整することで動作電流を 5mA に統一した。

### 5、Spectre シミュレーション結果

図4に、メイントランジスタ M1 のチャンネル幅  $W$  の変化に対するインダクタ素子値の変化を示した。 $L_g$  は、 $W$  が増加するにつれて値が小さくなり、

$W$  が  $120\mu\text{m}$  から  $300\mu\text{m}$  まで増加すると、 $15\text{nH}$  以上の素子値減少効果が得られた。また、 $L_s$  に関しては、 $W$  増加に対して素子値が増加してしまっているものの、増加量が微小であるため、 $L_g$  の素子値減少量を考えれば、全体的にインダクタ素子の小型化に成功した。

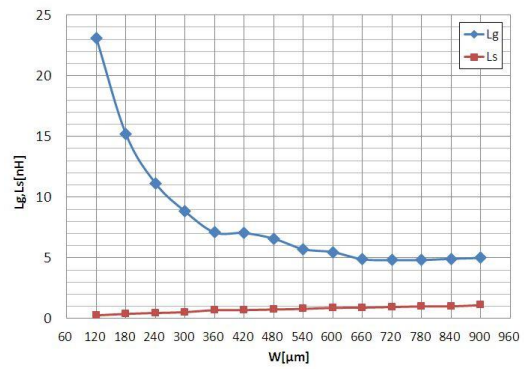


図4  $W$  に対するインダクタ素子値

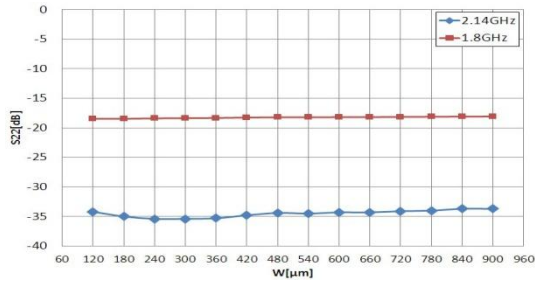
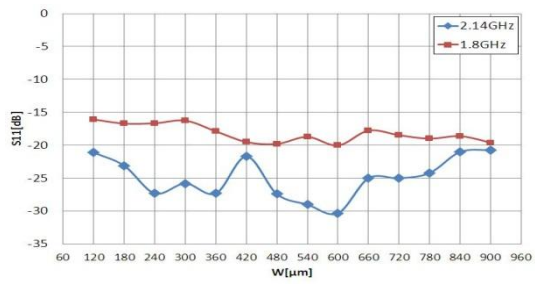
Fig.4. Inductor size with respect to  $W$ .

また、図5にメイントランジスタ M1 のチャンネル幅  $W$  の変化に対する LNA 全体の各特性の変化を示す。S11・S22 の結果(a)に関しては、整合回路の質により変化するため、多少ばらつきはあるものの、どの  $W$  の値に対しても S11・S22 共に  $-15\text{dB}$  以下に抑えることができた。

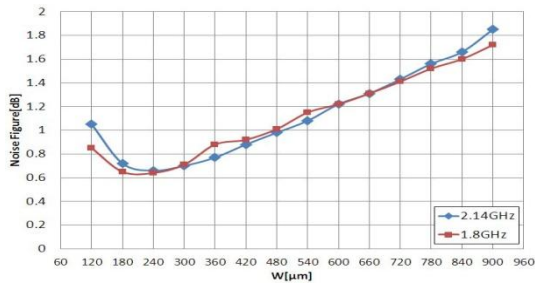
Noise Figure の結果(b)は、 $W$  が  $120\mu\text{m}$  から  $540\mu\text{m}$  くらいの範囲ならば、 $2.14\text{GHz} \cdot 1.8\text{GHz}$  の回路共に  $1\text{dB}$  かそれ以下に抑えることができた。しかし、 $W$  が  $540\mu\text{m}$  以上となると比例的に Noise Figure も増加し、雑音性能は劣化していった。

Gain のシミュレーション結果(c)は、 $W$  の増加に対し明らかに劣化し、 $W$  が  $360\mu\text{m}$  の時点で  $10\text{dB}$  を下回ってしまう結果となった。

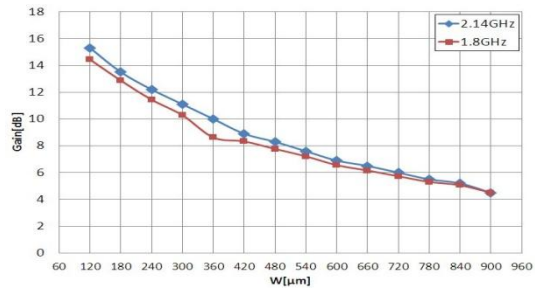
一方 IIP3 のシミュレーション結果(d)は、 $W$  が増加したため IIP3 が改善された。



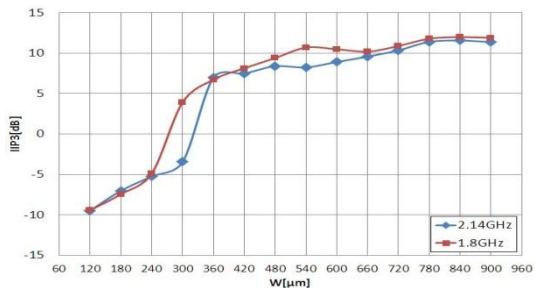
(a) Simulated S11,S22



(b) Simulated NoiseFigure



(c) Simulated Gain



(d) Simulated IIP3

図5 各特性シミュレーション結果

Fig.5. Simulation results of each characteristics

## 6、結論

本稿では 2.14GHz/1.8GHz のデュアルバンド CMOS LNA 回路において、インダクタ素子値の小型化を検討した。180nm プロセスを用いたシミュレーション結果では、入出力整合、雑音指数を大きく劣化させることなく、インダクタ素子の値を減少、小型化することができた。さらに、インダクタ素子を小さくするにつれて、線形性も改善される結果が得られた。一方、利得はインダクタ素子の小型化に伴い、大きく劣化した。

## 文 献

- (1) Hyejeong Song, Huijung Kim, Kichon Han, Jinsung Choi, Changjoon Park, and Bumman Kim, "A Sub-2dB NF Dual-Band CMOS LNA for CDMA/WCDMA Applications", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol.18, no.3, p.212-214, (March 2008)
- (2) 浅田邦博・松澤昭: 「アナログ RF CMOS 集積回路設計 応用編」, 培風館, p166-174, (2011-2)

佐藤 亮太\*, 船渡 寛人, 森 雄生 (宇都宮大学), 佐々木 千陽 (株式会社高岳製作所)

SiC-MOSFET Switching Test for Implementation of Very High Frequency Drive

Ryota Sato\*, Hirohito Funato, Takao Mori (Utsunomiya University)

Chiharu Sasaki (TAKAOKA ELECTRIC MFG.CO.,LTD.)

キーワード：SiC-MOSFET, SiC, スwitching特性  
(SiC-MOSFET, SiC, Switching characteristics)

1. まえがき

更なる省エネルギー化の実現のため, IGBT や MOSFET などの電力変換器用素子の高性能化が進んでいる。しかし, Si (シリコン) による電力変換器用素子の性能は理論限界に近付いているため, それを解決する手段の一つとして, SiC (シリコンカーバイド) による素子の研究開発が進んでいる。(1)(2) SiC は Si よりも広いバンドギャップ等の高性能を持つ。このため, 高周波・高温動作が可能で, また高耐圧, 低損失, 高い熱伝導率を持つ。本稿では, SiC-MOSFET に対して 2 パルス試験を行い, そのスイッチング特性を測定した。

2. 実験方法

実験に使用した回路を図 1 に示す。図のような典型的な降圧チョッパに 2 パルス試験を適用することでスイッチング特性を測定する。この試験では, 単安定マルチバイブレータを組み合わせた回路を用いて 2 つのパルスを生成し, 1 つ目のパルスで電流を上昇させ, その立下がり時にターンオフ時の特性を測定し, 2 つ目のパルスの立ち上がりでターンオン時の特性を測定する。一方の MOSFET はダイオードとしてのみ動作させ, その特性を測定する。主回路の電圧を  $V_{DD}=24\text{ V}$ , ゲート電圧を  $V_G=18\text{ V}$  とし, このとき, ゲート抵抗  $R_G$  または主回路の電流  $I_L$  を変えて試験を行う。

3. 実験結果

図 2(a), (b) に  $V_{DD}=24\text{ V}$ ,  $I_L=10\text{ A}$ ,  $R_G=4.9\ \Omega$  での測定波形を示す。なお, スwitching時間  $T_{SW}$  は  $V_{DS}$  が 10% から 90% に達するまでの時間とする。次に  $I_L=10\text{ A}$  で  $R_G$  を変化させたときの  $T_{SW}$  を図 3(a) に示す。図からゲート抵抗が増えるとスswitchingにかかる時間が増加する事がわかる。また,  $R_G=4.9\ \Omega$  とし  $I_L$  を変化させたときの  $T_{SW}$  を図 3(b) に示す。この図では電流を変化させても  $T_{SW}$  に大きな変化は見られないが,  $V_{DD}$  の値が小さいために電流値が小さくても電圧上昇に時間がかからないためだと考えられる。

4. まとめ

本稿では, SiC-MOSFET に対して 2 パルス試験を行い, ゲート抵抗を変化させたときと主回路電流を変化させたときのスswitching時間を測定した。今後はさらに高い電圧で駆動し, その各種特性を測定し, 得られた知見をもとにそれを考慮してインバータなどの電力変換器を製作する予定である。

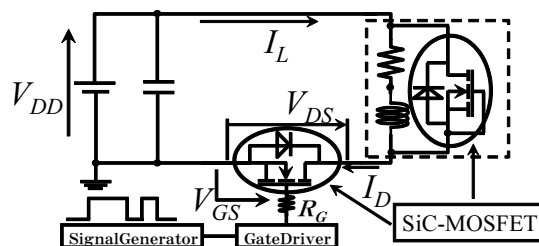


図 1 試験回路

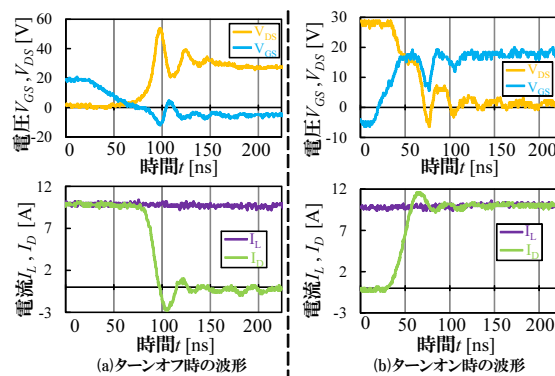


図 2 スwitching時の各波形

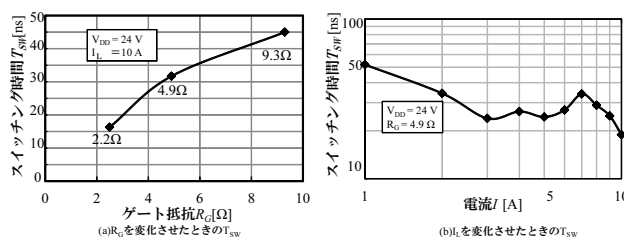


図 3 スwitching時間

参考文献

- (1) 渡邊, 中田, 中木, 藤井, 大塚, 川上, 小山, 豊田, 今泉, 豊田, 炭谷大森: 「3.3kV SiC-SBD の試作評価」平成 24 年電気学会全国大会, 第 4 分冊, 2012, p254
- (2) 小川, 石川, 行武, 亀代, 小野瀬, 長洲: 「SiC-SBD を搭載した 3.3kV ハイブリッドモジュール」, 平成 24 年電気学会全国大会, 第 4 分冊, 2012, p264

# 細孔加工した超伝導バルク体のパルス着磁における捕捉磁場特性

津久井 友隆\* 三田 裕幸 坪野谷 典之 (足利工業大学大学院)  
岡 徹雄 (新潟大学) 横山 和哉 (足利工業大学)

Magnetizing performance verification of an HTS bulk with small holes.

Tomotaka Tsukui\*, Hiroyuki Mita, Noriyuki Tsubonoya, (Ashikaga Institute of Technology)

Tetsuo Oka (Niigata University) Kazuya Yokoyama (Ashikaga Institute of Technology)

キーワード：超伝導バルク磁石，パルス着磁，細孔，磁束フロー，発熱

(Keyword: superconducting bulk magnet, pulsed-field magnetization, small hole, flux flow, heat generation)

## 1. まえがき

近年、環境や医療分野で磁気の利用が注目されている。工場排水の有害物質の除去や分離、有効物質の回収、さらに医療分野では薬の精製などへ応用が期待されている<sup>(1-3)</sup>。このように磁気を利用する場合、磁場を強くすることにより精度が向上するため磁石の強磁場化が求められている。そのための強磁場発生装置の一つとして超伝導磁石がある。超伝導磁石には超伝導線を用いたソレノイドタイプの超伝導マグネットと、超伝導材料を塊として用いる超伝導バルク磁石（以下、バルク磁石と略す）がある<sup>(4)</sup>。本研究では小型で安価である後者をターゲットとしている。バルク磁石は、従来の永久磁石や電磁石よりも容易に強磁場を発生させることができる<sup>(5,6)</sup>。しかし、近年の材料技術の進歩により、大型で高特性の超伝導試料においてパルス着磁が難しくなる傾向にある。

本研究は、大型で高特性のバルク体を着磁しやすくするため、細孔加工したバルク体を提案する。本文では温度を変化させたときのパルス着磁の捕捉磁場特性を評価する。

## 2. 細孔加工超伝導体

一般にバルク体の Growth sector region (GSR)は Growth sector boundary (GSB)に比べて超伝導特性が低いため、パルス磁場を印加すると GSR から選択的に磁束が侵入する。しかし、前述の通り材料の大型化・高特性化に伴い、GSRでも超伝導特性が高く、磁場を侵入させることが難しくなってきた。そこで、GSR に細孔を開け、意図的に超伝導特性を下げて、パルス磁場印加時に選択的に磁束を侵入させる方法を考案した。これにより、弱い磁場でも効率的に磁束を侵入させることが期待できる。その反面、強い磁場を印加した際の発熱に伴う磁束フローで捕捉磁場が減少してしまうことが懸念される。図1に今回実験で使用した細孔

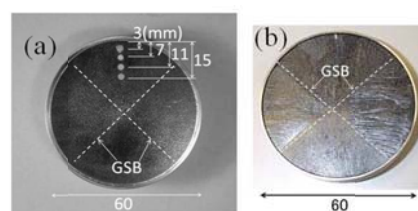


図1 細孔加工および細孔なし超伝導バルク体

Fig. 1. Photographs of bulk superconductors  
(a)with holes and (b)without holes.

加工したバルク体および細孔なしのバルク体（以下、通常バルク体と略す）の写真を示す。両試料とも  $\phi 60 \times 20$  [mm] の  $\text{GdBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-x}$  である。細孔バルク体は、 $\phi 2$  [mm] の細孔を端から 3、7、11、15 [mm] の位置に4つ貫通させている。さらに、細孔には補強と冷却のために半田を充填している。

## 3. 実験方法

バルク体を2段 GM 式冷凍機に取り付け、真空断熱した後に冷却する。細孔バルク体および通常バルク体ともに 3.1 ~ 7.0 [T] の単一パルス磁場を、約 0.8 [T] 間隔の大きさで印加する。これを 20 ~ 50 [K] まで 10 [K] ごとに行った。なお、いずれもパルス立ち上がり時間は約 10 [ms] である。各磁場印加後、三次元磁場分布測定装置に取り付けたホールセンサで磁極表面の磁束密度分布を測定した。測定範囲は  $90 \times 90$  [mm] で、測定間隔は各方向 2 [mm] である。

## 4. 結果および考察

図2に各印加磁場における最大磁束密度、図3に総磁束量を温度別に比較した結果を示す。図2では温度が高い場合、細孔バルク体は通常バルク体より最大磁束密度の減少が大きい。一方、温度が低い場合は強磁場印加時の最大磁束密度の減少が通常バルク体より小さいことがわかる。



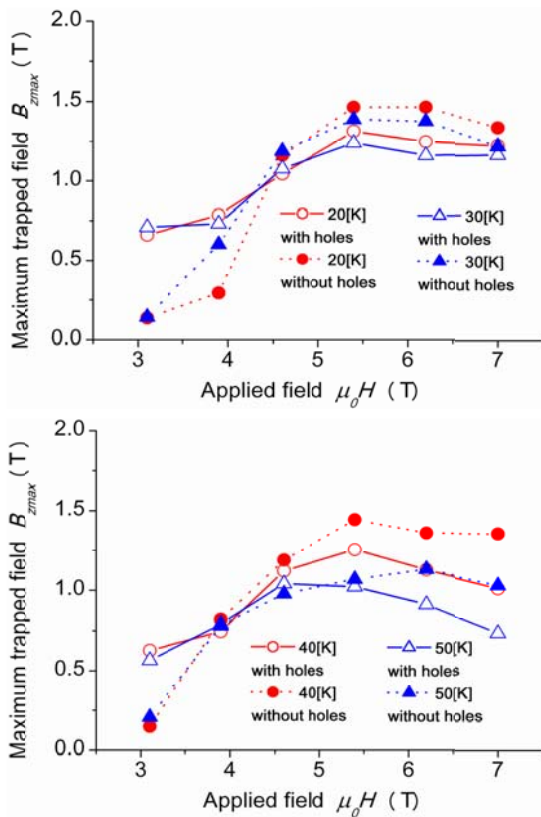


図2 最大磁束密度の比較

Fig. 2. Comparison of maximum flux density.

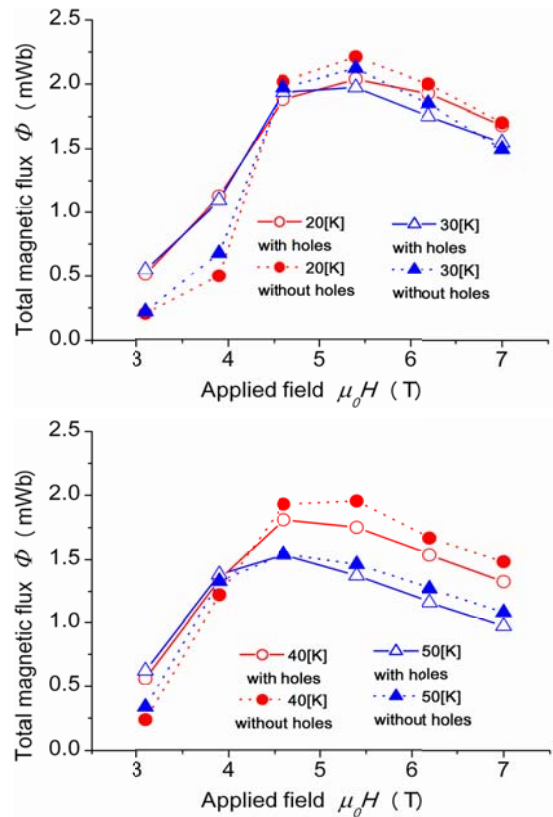


図3 総磁束量の比較

Fig. 3. Comparison of total magnetic flux.

また、いずれの温度においても低磁場印加時の磁束が入りやすくなったことが確認できる。図3の総磁束量においても同様の特徴が確認できた。強磁場印加時に危惧された磁束フローについて、50Kでは細孔バルク体の方が通常バルク体よりも磁束フローが大きくなっているものの、30K以下の低い温度では強磁場印加時の磁束の減少が抑制されていることが確認できた。これは、低温になると細孔近傍で電流密度が大きくなり、磁束フローが抑制されたためと考えられるが、今後詳細な検証が必要である。

## 5. まとめ

本文は大型で高特性の超伝導試料において、着磁の容易さと磁石の強磁場化のため細孔加工バルク体を新たに提案し、各温度における捕捉磁場特性を評価した。細孔バルク体は、高温では低磁場印加から最大磁束密度や総磁束量が減少したが、低温では強磁場印加でも、その減少が小さいことが確認できた。今後、細孔バルク体の捕捉磁場の増大と細孔の関係を検討する予定である。

## 文 献

- (1) N. Saho, H. Isogami, T. Takagi and M. Morita, "Continuous Superconducting-Magnet Filtration System", *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 9, no. 2, pp. 398-401, June 1999.
- (2) K. Yokoyama, T. Oka, H. Okada, Y. Fujine, A. Chiba and K. Noto, "Solid-Liquid Magnetic Separation Using Bulk Superconducting Magnets", *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 13, no. 2, pp. 1592-1595, June 2003
- (3) F. Mishima, S. Takeda, Y. Izumi, S. Nishijima, "Three Dimensional Motion Control System of Ferromagnetic Particles for Magnetically Targeted Drug Delivery systems", *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 16, no. 2, pp. 1539-1542, June 2006.
- (4) H. Ikuta, T. Hosokawa, H. Ishihara, M. Yoshikawa, Y. Yanagi, Y. Itoh, T. Oka and U. Mizutani, "Melt-processed RE-Ba-Cu-O (RE=Sm, Nd) superconductors for quasi-permanent magnets", *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 11, no. 1, pp. 3716-3719, March 2001.
- (5) M. Sander, U. Shutter, R. Koch and M. Läser, "Pulsed magnetization of HTS bulk parts at  $T < 77$  K", *Supercond. Sci. Technol.*, vol. 13, no. 6, pp. 841-845, June 2000.
- (6) H. Fujishiro, T. Tateiwa, A. Fujiwara, T. Oka and H. Hayashi, "Higher trapped field over 5 T on HTSC bulk by modified pulse field magnetizing", *Physica C*, vol. 445-448, no. 1, Oct. 2006.



# 超伝導バルク磁石を用いた磁気分離における平板フィルタの性能評価

坪野谷 典之\*、津久井 友隆、三田 裕幸（足利工業大学大学院）

岡 徹雄（新潟大学）、横山 和哉（足利工業大学）

## Evaluation of magnetic separation using a superconducting bulk magnet with plate type filters

Noriyuki Tubonoya\*, Tomotaka Tukui, Hiroyuki Mita (Ashikaga Institute of Technology)

Tetsuo Oka (Niigata University), Kazuya Yokoyama (Ashikaga Institute of Technology)

キーワード：超伝導バルク磁石、高勾配磁気分離、磁性フィルタ、逆洗

(Keywords, Superconducting bulk magnet, high-gradient magnetic separation, magnetic filter, backwashing)

### 1. まえがき

近年、環境問題や資源問題において、工業排水から有害物質を取り除いたり、産業廃棄物から有用金属を回収する方法として、磁気分離が注目されている<sup>(1)</sup>。特に、対象物質の磁性が弱い場合や大量処理を行う場合には、磁性フィルタを用いて大きな磁気力を発生させる高勾配磁気分離が用いられる。同方法は分離性能が高い反面、フィルタから分離物質を回収することが難しい点が問題となっていた。

本研究では、磁気分離した物質を回収しやすい新型フィルタを考察し、その性能を評価した。

### 2. 原理

**(2・1) 高勾配磁気分離** 磁気分離とは、分離対象の物質に強い磁気力を作用させて、分離対象の物質の分離・回収する技術である。一般的な砂ろ過や膜ろ過などに比べて短時間で分離できることや、科学的方法と比較して薬品等を必要以上に使用しないため、環境面や経済面で有利である。ここで、物質に働く磁気力  $F$  は以下の式で表される<sup>(2)</sup>。

$$F = \frac{\chi}{\mu_0} B \frac{dB}{dz} \quad \dots (1)$$

ここに、 $\chi$  は分離対象物質の磁化率、 $\mu_0$  は真空の透磁率、 $B$  は磁場の強さ（磁束密度）、 $dB/dz$  は磁場勾配である。

磁気分離には磁性フィルタを用いる高勾配磁気分離法と、フィルタを用いない開勾配磁気分離法がある<sup>(3)</sup>。前者は磁性フィルタにより高い磁気力を発生させることができるため、磁性が弱い物質でも回収することが可能である。しかし、磁性フィルタから分離物質を回収する逆洗が必要である。一方、後者はシステムおよび逆洗が簡単であるが、分離性能が高勾配方式よりも低い。

**(2・2) 平板フィルタ** 図1に考察した二種類の平板フィルタを示す。左図の平板フィルタ A は、縦 5 [cm]、横

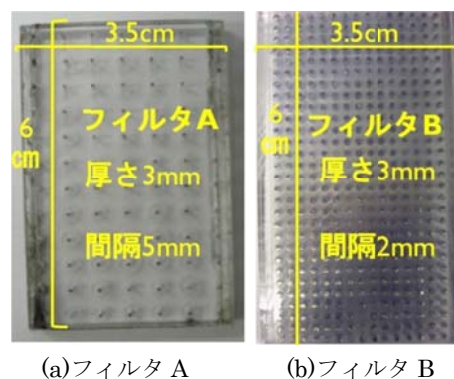


図1. 平板フィルタ

Fig. 1 Photograph of plate type filters.

3.5 [cm]、厚さ 3 [mm] のアクリル板に、直径約 1 [mm] の穴をあけ、そこに磁性材を 5 [mm] の間隔で埋め込んだ構造になっている。右図の平板フィルタ B は、フィルタ A と同サイズのアクリル板に、直径 1 [mm] の穴を 2 [mm] 間隔で埋め込んだ構造になっている。

フィルタは平板状であるため、分離物質の回収や逆洗が容易であるというメリットがある。この平板フィルタを図2に示す、縦 5 [cm]、横 11 [cm]、深さ 5 [cm] の配管部に、三枚セットして使用する。この配管部は、組立・分解が簡単に行えるように作られており、作業性を向上させている。

### 3. 実験方法

図2に実験装置の全体図を示す。対向型超伝導磁石の磁極間に、考察した平板フィルタを挿入した配管を配置する。約 500 [ppm] のマグネタイト ( $\text{Fe}_3\text{O}_4$ 、平均粒径 1 [μm]、強磁性体) およびヘマタイト ( $\text{Fe}_2\text{O}_3$ 、平均粒径 1 [μm]、常磁性体) の混合水をポンプで汲み上げ、配管部に供給する。また、磁気分離されたサンプルを回収して、各磁性粒子の濃度を、流量 2~14 [mL/s] に変化させて測定した。

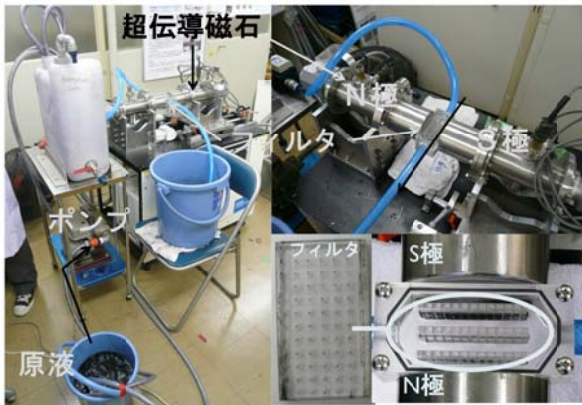


図2. 実験装置全景および配管部の拡大写真

Fig. 2. Full view of magnetic separation system and enlarged view of separation part.

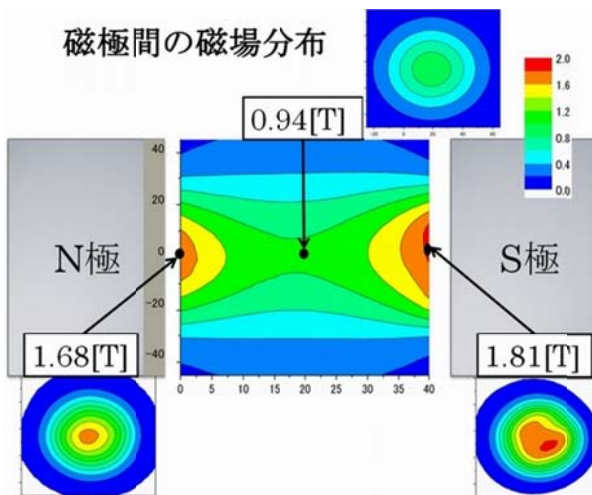


図3. 対向型バルク磁石の磁極間の磁場分布

Fig. 3. Magnetic field distribution between magnetic poles in a face-to-face type superconducting bulk magnet.

#### 4. 結果および考察

図3に対向型バルク磁石装置の磁極間の磁場分布を示す。N極近傍で1.68[T]、S極近傍で1.81[T]となっており、磁極から遠くなると磁束密度は低くなるが、磁極間中央でも0.94[T]となっている。

図4にマグネタイトおよびヘマタイトの分離前後のサンプルの写真を示す。さらに、図5にマグネタイトとヘマタイトの各流量における回収率を示す。マグネタイトは流量が遅い2.5[mL/s]の時に、97.3%の回収率を達成し、流量が最も速い12.6[mL/s]の時には86%に低下している。一方、フィルタBでは流量が最も遅い2.7[mL/s]では98.2%と最大値を示し、流量が最も速い12.7[mL/s]の時には、88%に低下している。しかし、これら2つのフィルタは、遅い流量なら従来のメッシュ型のフィルタとほぼ同じ数値である。また、フィルタAとBを比較してみると、フィルタAより間隔を詰めたフィルタBの方が最大値で1%、最



図4. 磁性物質混合水の原液と磁気分離後のサンプル

Fig. 4. Photographs of original and purified samples.

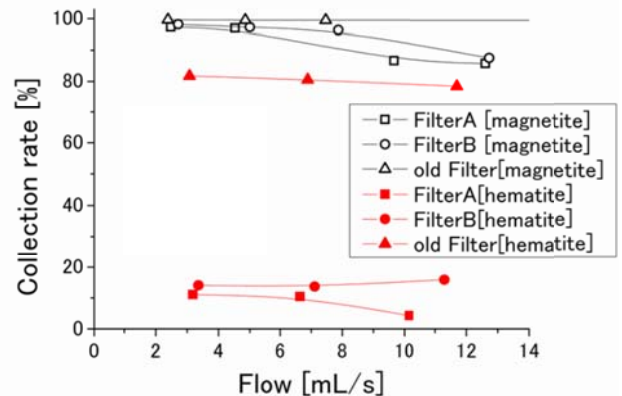


図5. マグネタイトとヘマタイトの回収率

Fig.5 Collection ratio of magnetite and hematite particles.

小値で2%の回収率向上が見られる。このことより、磁性材の間隔を詰めることで、磁場勾配を上げ磁気力も強くなったと言える。ヘマタイトは、フィルタA、B共にどの流量でも回収率が低く、常磁性体を回収するには更なる改良が必要である。

#### 5. まとめ

本文では、高勾配磁気分離において分離された物質を容易に回収することのできる平板フィルタを考案し、磁気分離性能を調べた。強磁性体のマグネタイトでは、高流量でも80%以上の回収が可能であった。一方、常磁性体であるヘマタイトに関しては回収率が低かった。これは対向型超伝導磁石の発生磁場が弱かったことが原因と思われる。今後、対向磁場超伝導磁石の磁気力を強めること、およびフィルタの改善について検討する予定である。

#### 文 献

- (1) N. Saho, H. Isogami, T. Takagi and M. Morita, "Continuous Superconducting-Magnet Filtration System", *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, Vol. 9, No. 2, pp. 398-401, 1999.
- (2) T. Ohara, "Particle Capture Theory and Experiment on an Amorphous Magnetic Ribbon Filter", *IEEE Trans. Mag.*, Vol. MAG-20, pp. 5103-5105, 1984.
- (3) K. Yokoyama, T. Oka, H. Okada, Y. Fujine, A. Chiba and K. Noto, "Solid-Liquid Magnetic Separation Using Bulk Superconducting Magnets", *IEEE Trans. Appl. Superconduct.*, vol. 13, No. 2, pp.1592-1595, 2003.6

# 超伝導バルク磁石による反磁性物質の磁気力制御の検討

五十嵐 僚太\* (足利工業大学) 岡 徹雄 (新潟大学) 横山 和哉 (足利工業大学)

## Study of magnetic force control of diamagnetic material by superconducting bulk magnets

Ryota Igarashi\* (Ashikaga Institute of Technology), Tetsuo Oka (Niigata University),  
Kazuya Yokoyama (Ashikaga Institute of Technology)

キーワード：超伝導バルク磁石、反磁性物質、磁気力、モーゼ効果、磁気アルキメデス浮上  
(Superconducting bulk magnet, diamagnetic material, magnetic force, Moses effect, magneto-Archimedes levitation)

### 1. まえがき

近年、安全な薬品の精製等を目的として、磁気応用の検討されている。それらの物質は反磁性や常磁性物質が多く、強い磁場を用いることにより分離・精製可能なことが明らかにされている。また、強磁場発生装置としてはソレノイドタイプの超伝導マグネットが用いられているが、取り扱い易さや経済性から磁石の小型化が求められている。本研究は小型の超伝導バルク磁石による反磁性物質の磁気分離について検討する。

### 2. 永久磁石を用いた着磁法の原理

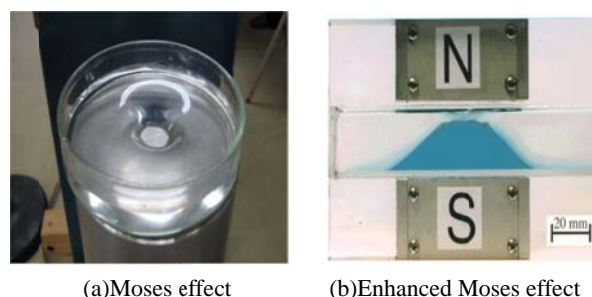
〈2.1〉モーゼ効果 弱い反磁性物質である水に強磁場を与えると磁場の強いところから弱いところに逃げ、水面が凹むモーゼ効果<sup>(1)</sup>がある。しかし、モーゼ効果を生じさせるには強力な磁場が必要である。そこで、ほぼ同比重で磁化率が異なる液体(硫酸銅と有機溶剤など)を使用することで0.5T程の磁場で行うことができるエンハンストモーゼ効果<sup>(2)</sup>が提案された。図1にモーゼ効果およびエンハンストモーゼ効果の写真真を示す。本文では、研究室のバルク磁石で同現象が実現可能か検討する。

〈2.2〉磁気アルキメデス浮上 強磁場の中での磁場勾配が大きい場所に物質を置くと、その磁性に応じた磁気力が作用する。そこで、重力と平行な方向に磁気力を作用させ、物質に働く重力と磁気力をつりあわせることにより、物質を浮上できる。磁気力の大きさは物質の体積磁化率、および磁場と磁場勾配の積に比例する。水の浮上の場合、重力と釣り合わせるためには、1400 T<sup>2</sup>/mの磁場と磁場勾配の積が必要となるが、一般的に普及しているマグネットでは難しい。磁気アルキメデス浮上<sup>(3)</sup>は、常磁性のガスや液体を媒体とすることで、常磁性物質は磁石にひきつけられるために見かけ上重くなり、その中に入れられた反磁性物質は重い媒体中に浮くことができる。図2に酸素ガス中で水が磁

気アルキメデス浮上しているときの写真を示す。浮上物質(水)の密度および体積磁化率を $\rho_1$ 、 $\chi_1$ 、媒体(気体または液体、写真では酸素ガス)のそれらを $\rho_2$ 、 $\chi_2$ とすると、浮上条件は

$$-\rho_1 g + \frac{\chi_1}{\mu_0} B \frac{\partial B}{\partial z} + \rho_2 g + \frac{\chi_2}{\mu_0} B \frac{\partial B}{\partial z} = 0 \quad (1)$$

で表される。ここで、 $g$ は重力加速度、 $\mu_0$ は真空の透磁率、 $B$ は磁束密度、 $z$ は鉛直方向の座標を表す。(1)式から磁気浮上状態における物質の安定浮上位置は、磁場分布、物質



(a) Moses effect (b) Enhanced Moses effect

図1 モーゼ効果およびエンハンストモーゼ効果

Fig. 1. Photographs of Moses effect and enhanced Moses effect

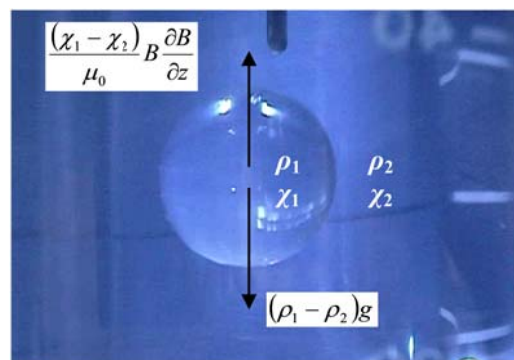


図2 磁気アルキメデス浮上

Fig.2. Magneto-Archimedes levitation.



とその周辺物質の密度および体積磁化率で決定される。ゆえに、2種以上の物質を同時に浮上させると、それらは空間的に異なった場所に浮上することになり、物質を分離することが可能となる。本文では、研究室のバルク磁石で水を磁気浮上させるための条件を検討する。

### 3. 実験およびシミュレーション

**〈3・1〉モーゼ効果** 硫酸銅水溶液とクロロベンゼンを使い、ネオジウム磁石でモーゼ効果を生じさせるための装置を製作する。クロロベンゼンの比重1.105~1.115に合わせるため硫酸銅水溶液の比重を1.2にするために比重計を使って行う。

**〈3・2〉磁気アルキメデス浮上** 研究室の単極型バルク磁石装置において酸素を媒体とした水の磁気浮上を実現させるために、バルク磁石の磁場分布から磁気力ファクタ（磁場と磁場勾配の積）を算出し、(1)式から必要な酸素濃度（圧力）を求める。さらに、酸素濃度をパラメータとして、必要な磁気力ファクタを算出し、バルク磁石に要求される磁場を検討する。

### 4. 実験結果及び考察

**〈4・1〉モーゼ効果** 図3にエンハンストモーゼ効果の実験結果の写真を示す。硫酸銅水溶液とクロロベンゼンとでのエンハンストモーゼ効果は発生しなかった。原因として考えられるのは、磁石との距離があるため磁気力が届かなかった事や比重が合っていないか等が考えられる。

**〈4・2〉磁気アルキメデス浮上** 図4に単極型バルク磁石の1次元磁場分布を示す。現在のバルク磁石の発生磁場は最大1.7T程度であり、磁場勾配と磁場の大きさから磁気力ファクタを算出したところ平均102.5 T<sup>2</sup>/mであった。図5に(1)式において酸素圧力をパラメータとした時の磁気力ファクタの大きさを示す。図5において、磁気力ファクタが102.5 T<sup>2</sup>/mの時の酸素圧力は約5.5 MPaであった。一方、バルク磁石で3Tを発生できれば、必要な酸素圧力は1.7MPa程度であることがわかる。今後、バルク磁石の更なる強磁場化が必要であると考えられる。

### 5. まとめ

本研究は、超伝導バルク磁石による反磁性物質の磁気力制御について検討するため、代表的な現象であるモーゼ効果の実験を行った。今回はモーゼ効果を生じさせる事ができなかったが、磁石との距離や比重などの問題点を改善して成功を目指したい。さらに反磁性物質の磁気浮上について、研究室の超伝導バルク磁石で磁気アルキメデス浮上により水の磁気浮上を実現するための条件を算出した。今後、バルク磁石の磁場を強くして、必要な酸素圧力を小さくした後、実験を行いたい。

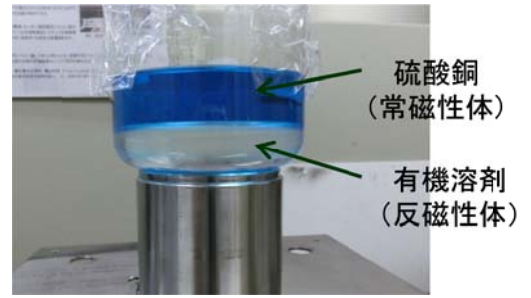


図3 エンハンストモーゼ効果の実験結果  
Fig. 3. Experimental result of an enhanced Moses effect.

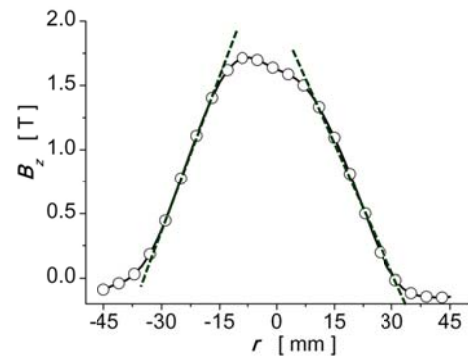


図4 単極型バルク磁石の一次元磁場分布  
Fig. 4. One dimensional magnetic field distribution of our superconducting bulk magnet.

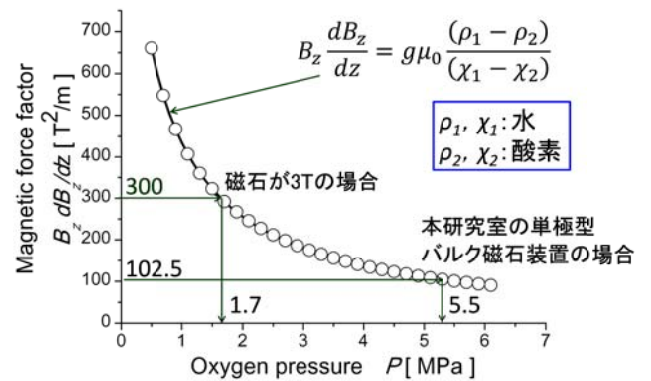


図5 磁気力ファクタと酸素圧力の関係  
Fig. 5. Oxygen pressure dependence of magnetic power factor

### 文 献

- (1) 岩手大学工学部材料工学科藤代研究室ホームページ (<http://ikebehp.mat.iwate-u.ac.jp>)
- (2) 日本大学生産工学部機械工学科安藤研究室ホームページ (<http://magneto-science.on.coocan.jp>)
- (3) K. Yokoyama, N. Hirota and M. Iwasaka, "Separation of collagen by magneto-Archimedes levitation", *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 17, no. 2, pp. 2181-2184, June 2005.

# 超伝導バルク磁石のパルス着磁におけるプレ着磁の効果

三田 裕幸\* 津久井 友隆 坪野谷 典之 (足利工業大学大学院)  
岡 徹雄 (新潟大学) 横山 和哉 (足利工業大学)

Effect of a pre-FC on pulsed-field magnetization of superconducting bulk magnets  
Hiroyuki Mita\*, Tomotaka Tsukui, Noriyuki Tsubonoya (Ashikaga Institute of Technology)  
Tetsuo Oka (Niigata University) Kazuya Yokoyama (Ashikaga Institute of Technology)

キーワード：超伝導バルク磁石，パルス着磁，磁場中冷却，磁束フロー，永久磁石  
(Superconducting bulk magnet, pulsed field magnetization, field cooling, flux flow, permanent magnet)

## 1. まえがき

近年、工業廃水に含まれる有害物質などを除去・分離し回収する技術やMRI、薬剤搬送システム(DDS)など、磁気を応用した研究が進められている<sup>(1)-(5)</sup>。これらの装置の性能を向上させるためには磁石装置の強磁場化や装置の取り扱い易さが求められている。一方、超伝導バルク磁石(以下、バルク磁石と呼ぶ)は従来の永久磁石や電磁石の限界である2 Tを超える磁場を容易に発生できる装置として注目されている<sup>(6),(7)</sup>。また、大型の超伝導マグネットよりも小型かつ安価である。現在、様々な分野へバルク磁石を応用する研究が進められている。

バルク磁石の産業応用を広めるためには強磁場化とともに着磁の容易さが必要である。一方、近年のバルク試料の高特性化に伴い、パルス着磁(PFM)によって大きな磁場を捕捉させることが困難になりつつある。本研究では、着磁の容易さを改善するために、永久磁石を用いてあらかじめ磁場中冷却(FC)を行う新たな着磁方法を考案し、捕捉磁場を増大できるかを小型バルク磁石装置によって検証した。

## 2. 永久磁石を用いた着磁法の原理

〈2・1〉パルス着磁法 超伝導バルク体を磁化するためには、冷却および外部磁場を印加する「着磁」という作業が必要となる。着磁方法には、磁場中冷却法(FC: Field Cooling)やパルス着磁法(PFM: Pulsed Field Magnetization)等の方法がある。このうちPFMは装置が簡便・安価、かつ着磁時間が短い等の利点があり、産業応用を考えた場合に有効な着磁方法である。一方、捕捉磁場はFCの半分程度であり、これを大きくすることが課題となっている。そこで、図1に示すように初期のパルス印加で磁束のチャンネルを作り、2発目以降のパルス印加で効率的に磁束を侵入させる方法が提案されている<sup>(8)-(11)</sup>。この時、一発目に大きな磁場を印加して超伝導体を発熱させ、意図的に磁束フローを発生させ

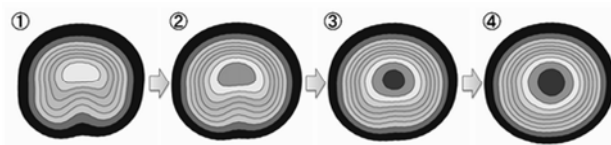


図1 反復パルス着磁法の原理

Fig. 1. Principle of multi-pulsed-field magnetization.

てチャンネルを形成させる。しかし、この方法では試料全体の温度が上昇して、超伝導特性が低下してしまうこと、次のパルス磁場印加までの冷却に時間がかかることなどの問題があった。

〈2・2〉永久磁石を用いた pre-FC 法 本文では、一発目に大きな磁場を印加する代わりに、永久磁石を用いた FC(以下、「pre-FC」と呼ぶ)によって磁場侵入のチャンネルを作る方法を考案した。永久磁石による FC の場合は磁石を取り外す時の磁束フローはほとんど無視できるため、温度上昇による特性劣化がなくなる。そこで、pre-FC により磁束チャンネルが形成されるか、また捕捉磁場を増大できるかについて検討する。

## 3. 実験方法

$\phi 60 \times 20$  mm の  $\text{GdBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-x}$  超伝導バルク体を 2 段式 GM 冷凍機のコールドステージに取り付け、真空断熱した後に冷却する。冷却時に最大磁束密度 500 mT の永久磁石を図 2 のように置き、FC によって着磁をする。この時、A と B の 2 通りの配置で実験を行った。なお、本実験で使用したバルク体に通常のパルス着磁を行った場合、図 2 の右上の GSR(Growth sector region)部分の特性が低い傾向が見られた。永久磁石を取り除いた後、磁極に着磁コイルを取り付け、pre-FC と同極で 3.9 T のパルス磁場を印加する。なお、パルスの立ち上がり時間は 10 ms である。これを 20、30、40、50、60 K で行い、pre-FC 後およびパルス磁場印

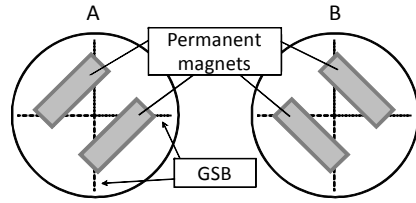


図2 pre-FCにおける永久磁石の配置

Fig. 2. Arrangement of permanent magnets on the pre-FC.

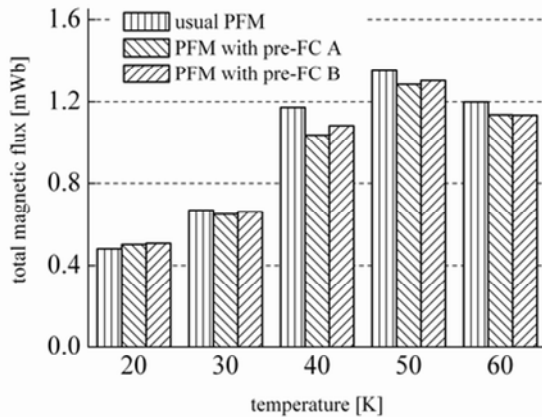


図3 総磁束量の比較

Fig. 3. Comparison of the total magnetic flux.

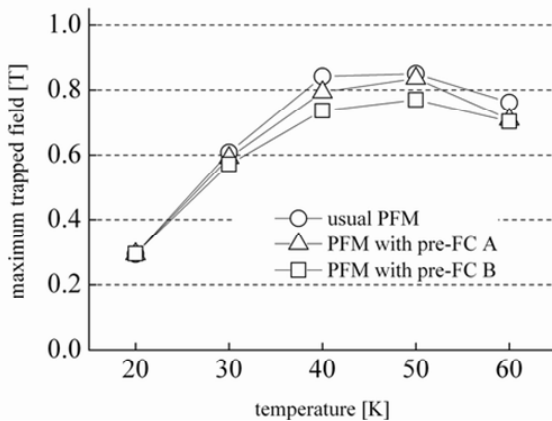


図4 最大磁束密度の比較

Fig. 4. Comparison of the maximum trapped field.

加後の磁極表面(バルク表面から 4 mm)の磁場分布を、ホールセンサを取り付けた 3 次元磁場分布測定装置により測定した。

#### 4. 実験結果及び考察

図3に通常の PFM、A 配置および B 配置での pre-FC を行った場合の総磁束量の比較を示す。20 K のときは pre-FC をした場合の総磁束量は大きいですが、30 K 以上の温度では pre-FC を行うことで総磁束量が低くなる結果が得られた。

図4に通常の PFM、A 配置および B 配置での pre-FC を行った場合の最大磁束密度の比較を示す。20 K のときはいずれの着磁方法ともほとんど同じだが、30 K 以上の温度では総磁束量の結果と同様に、通常の PFM だけの値よりも

pre-FC を行った場合の方が小さくなっている。

以上の結果から、このような磁石の配置では磁束侵入のチャンネルは形成できなかったと考えられる。ただし、A 配置および B 配置でも総磁束量および最大磁束密度が低下してしまうことから、GSB 部の特に特性の低い部分から磁束が侵入してくるが、他の GSB 部分からも磁束が侵入しており、pre-FC の磁場でそれを阻害してしまう可能性が考えられる。

#### 5. まとめ

本研究は超伝導バルク磁石の磁場強化および着磁の容易さを考慮して、永久磁石によって FC をした後に PFM を行う新たな着磁方法について検討した。永久磁石の配置を変えてパルス着磁実験を行った結果、今回の配置では GSB から磁束を侵入させることができなかった。今後、最適な磁石の配置を検討、捕捉磁場の拡大を目指したい。

#### 文 献

- (1) N. Saho, H. Isogami, T. Takagi and M. Morita, "Continuous Superconducting-Magnet Filtration System", *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 9, no. 2, pp. 398-401, June 1999.
- (2) K. Yokoyama, T. Oka, H. Okada, Y. Fujine, A. Chiba and K. Noto, "Solid-Liquid Magnetic Separation Using Bulk Superconducting Magnets", *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 13, no. 2, pp. 1592-1595, June 2003
- (3) H. Matsuzaki, Y. Kimura, I. Ohtani, M. Izumi, T. Ida, Y. Akita, H. Sugimoto, M. Miki, M. Kitano, "An axial gap-type HTS bulk synchronous motor excited by pulsed-field magnetization with vortex-type armature copper windings", *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 15, no. 2, pp. 2222-2225, June 2005.
- (4) F. Mishima, S. Takeda, Y. Izumi, S. Nishijima, "Three Dimensional Motion Control System of Ferromagnetic Particles for Magnetically Targeted Drug Delivery systems", *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 16, no. 2, pp. 1539-1542, June 2006.
- (5) Y. Yanagi, T. Matsuda, H. Hazama, K. Yokouchi, M. Yoshikawa, Y. Itoh, T. Oka, H. Ikuta, U. Mizutani, "Generation of strong magnetic field using 60 mmφ superconducting bulk magnet and its application to magnetron sputtering device", *Physica C*, vol. 426-431, pp. 764-769, Oct. 2005.
- (6) K. Yokoyama, T. Oka, K. Noto, "Development of a Small-Size Superconducting Bulk Magnet System Using a 13 K Refrigerator", *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 20, pp. 973-976, 2010.6
- (7) T. Oka, K. Yokoyama, Y. Itoh, H. Ikuta, U. Mizutani, H. Okada, K. Katagiria and K. Noto, "Construction of a Strong Magnetic Field Generation With Use of Melt-Processed Bulk Superconductors", *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 13, No. 2, pp.1584-1587, 2003.6
- (8) U. Mizutani, T. Oka, Y. Itoh, Y. Yanagi, M. Yoshikawa and H. Ikuta, "Pulsed-field Magnetization Applied to High- $T_c$  Superconductors", *Appl. Supercond.* vol. 6, no. 2-5, pp. 235-246, Feb. 1998.
- (9) H. Ikuta, T. Hosokawa, H. Ishihara, M. Yoshikawa, Y. Yanagi, Y. Itoh, T. Oka and U. Mizutani, "Melt-processed RE-Ba-Cu-O (RE=Sm, Nd) superconductors for quasi-permanent magnets", *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 11, no. 1, pp. 3716 - 3719, March 2001.
- (10) M. Sander, U. Shutter, R. Koch and M. Läser, "Pulsed magnetization of HTS bulk parts at  $T < 77$  K", *Supercond. Sci. Technol.*, vol. 13, no. 6, pp. 841-845, June 2000.
- (11) H. Fujishiro, T. Tateiwa, A. Fujiwara, T. Oka and H. Hayashi, "Higher trapped field over 5 T on HTSC bulk by modified pulse field magnetizing", *Physica C*, vol. 445-448, no. 1, Oct. 2006.



## 5 軸能動制御型磁気浮上モータの磁気浮上特性

手塚 孝幸\* 栗田 伸幸 石川 赴夫 (群馬大学)

Magnetic Levitation Characteristics of Five Degrees of Freedom Active Controlled Magnetic Levitated Motor  
Takayuki Tezuka\*, Nobuyuki Kurita, Takeo Ishikawa(Gunma University)

キーワード：磁気軸受，磁気浮上モータ，磁気浮上実験  
(Magnetic bearing, Magnetic levitated motor, Magnetic levitated experiment)

### 1. 緒言

磁気浮上モータは，磁気力を用いて回転子を非接触支持できる。そのため，回転エネルギー損失が低下する，メンテナンス頻度を少なくできる，特殊環境での使用が可能になるといった利点がある<sup>(1)</sup>。ロータのモータ回転以外の 5 つの自由度を全て能動的に制御する 5 軸能動制御型のシステムは，装置が大型化するという問題がある。この問題を解決するために，ブラシレス DC モータに磁気ベアリングの機能を付加したベアリングレスモータ (Bearing-less Motor : BLM)<sup>(2)</sup>が開発された。BLM を用いることでステータの数を減らし装置は簡単化可能だが，能動制御する軸数が減少するため軸支持の性能は落ちる<sup>(1)</sup>。そこで本研究では BLM を用いて径方向 2 軸の制御とモータ回転制御を行い，アキシヤル磁気ベアリング (Axial Magnetic Bearing : AMB) を用いて軸方向並進と傾き 2 軸の制御を行う磁気浮上モータを提案した<sup>(3)(4)</sup>。これらのステータは一体化されロータ内部に配置することで，小型ながら 5 軸を能動制御が可能な磁気浮上モータを実現できる。本稿では，提案する磁気浮上モータの磁気浮上特性を確認したので報告する。

### 2. 実験装置の構成と動作原理

〈2・1〉 全体構成 図 1 にコイルを省略したステータとロータの概略図を示す。ステータは I 型の AMB ステータと T 型の BLM ステータを組み合わせ、これを 8 個円形に並べることで構成される。AMB ステータの両端に巻線を施し，2 つを逆相に直列接続する。また BLM ステータの突極部分に集中巻の巻線を施す。ロータは上下 2 枚のディスクとシャフトから構成される。ディスクの内側表面にはリング状の永久磁石を配置し，AMB に対してバイアス磁束を発生させる。シャフトには半円筒型の永久磁石を配置し，BLM に対して 2 極の磁界磁束を発生させる。

図 2 にステータとロータを組み合わせた装置全体の断面図と座標系を示す。本装置は渦電流式変位センサ(電子応用製，センサアンプ : AEC-7605，センサヘッド : PU-05)を

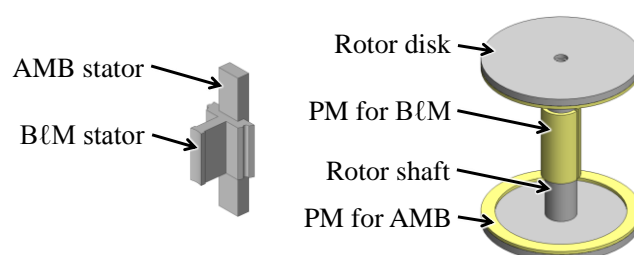


図 1 ステータ(左)，ロータ(右)の概略図

Fig. 1. Schematics of stator (Left) and rotor (Right).

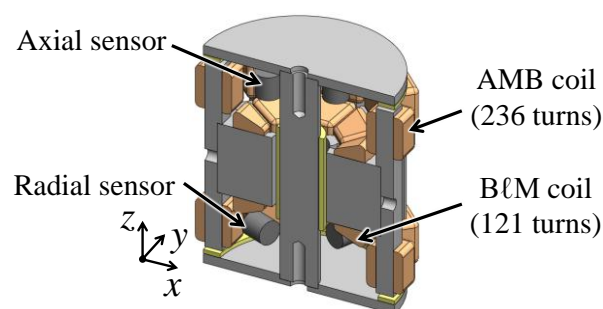


図 2 装置の概略図

Fig. 2. Schematics of device.

ロータとステータの内部に配置することで小型化を図っている。上側ディスクの下部スペースに 4 つの渦電流式変位センサを 90 deg 間隔で配置し，上側ディスクの裏側表面をセンサターゲットとしてロータの z 軸方向の並進と x, y 軸回りの傾き  $\theta_x$ ,  $\theta_y$  の 3 軸を検出する。また下側ディスクの上部スペースに 2 つの渦電流式変位センサを 90 deg ずらして配置し，ロータのシャフト表面をセンサターゲットとして径方向 x, y 軸方向の並進の 2 軸を検出する。また図では省略されているが，フォトリフレクタ (GENIXTE 製 TPR-105) と下側ディスクの外側表面に設けたリフレクタを用いて，ロータの回転角度  $\theta_z$  と角速度  $\omega$  を算出する。

ロータディスクの外径は  $\phi 40$  mm, シャフトの長さは 43.2 mm, ロータ全体の質量は 80 g である。また浮上時のエアギャップは AMB と BLM 共に 0.7 mm であるが，ステータ

とロータが直接触れないよう 0.1 mm のスペーサを設けているため、実験時の可動範囲は AMB と BLM 共に ±0.6 mm である。

図 3 にステータとシャフトのみを示した状態の実験装置を  $z$  軸正方向から見た図を示す。本稿では図 3 にあるように  $y$  軸上にあるステータを 1 番とし、左回りにアキシャル磁気ベアリングのステータを AS1, AS2, ..., AS8, ベアリングレスモータのステータを RS1, RS2, ..., RS8 と定める。図 3 において上側にあるシャフト永久磁石は外側に N 極、下側にあるシャフト永久磁石は外側に S 極が着磁されている。また、RS1 とシャフト永久磁石の N 極の中心が一致した位置をロータの回転角度  $\theta_z = 0 \text{ deg}$  と定める。

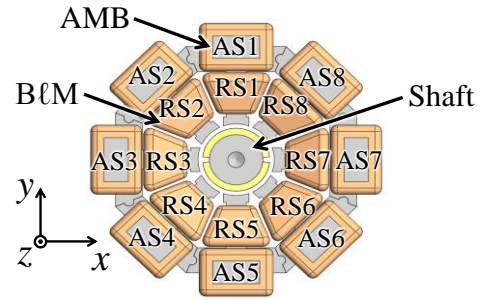


図 3 ステータとシャフトの概略図

Fig. 3. Schematics of stator and shaft.

〈2・2〉 アキシャル磁気ベアリングの動作原理 図 4 に示すとおり、ディスク永久磁石によって装置には実線矢印で示すバイアス磁束が発生する。このバイアス磁束に対して、AMB コイルに制御電流を流し、制御磁束を発生させることでロータの変位を制御する。図 5(a)に  $z$  軸方向並進制御の動作原理を示す。白抜き矢印は制御磁束を表す。点線の円で囲まれた上部エアギャップではバイアス磁束と制御磁束が逆方向であり磁束密度は疎になる。一方、実線の円で囲まれた下部エアギャップではバイアス磁束と制御磁束が同方向であり磁束密度は密になる。結果、上下エアギャップには磁束密度の差が生じ、ロータに斜線矢印で示す上方方向の軸支持力が作用する。図 5(b)に傾き方向制御の動作原理を示す。図 5(b)ではロータは時計回りに傾いている状態である。この時、右上と左下の点線の円で囲まれたエアギャップではバイアス磁束と制御磁束を逆方向に、左上と右下の実線の円で囲まれたエアギャップでは同方向にすることで、ロータに反時計回りの復元トルクが働く。

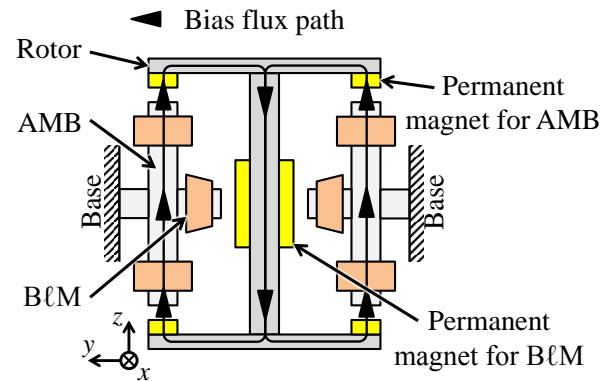


図 4 アキシャル磁気ベアリングのバイアス磁束

Fig. 4. Bias flux path of AMB.

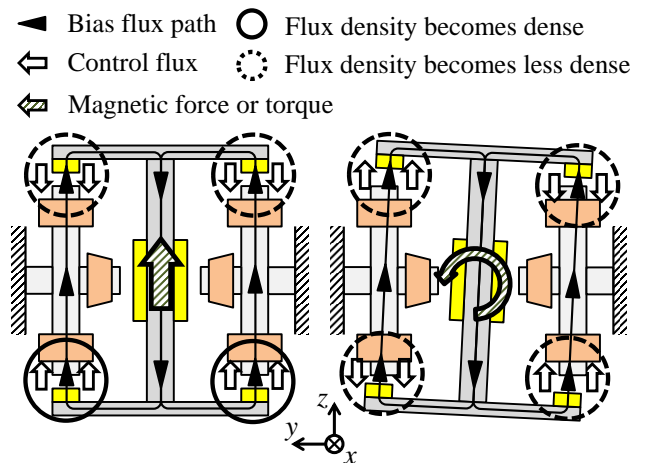
〈2・3〉 ベアリングレスモータの動作原理 BLM が一定の浮上力を得るためにはステータの極数 = ロータの極数 ± 2 極であればよいことが知られている<sup>6)</sup>。本磁気浮上モータはロータシャフトに 2 極の永久磁石を有しているため、BLM ステータとロータの半径方向のエアギャップに発生する磁束密度分布  $B_r$  は次式となる。

$$B_r(\theta, t) = B_R \cos(\omega t - \theta) \quad (1)$$

ここで  $B_R$  は永久磁石により発生する磁束密度の波高値、 $\omega$  は角周波数、 $t$  は時間、 $\theta$  はステータの機械角位置をそれぞれ表す。ロータの径方向制御のため、BLM コイルに制御電流を流して発生させる磁束密度  $B_f$  は次式となる。

$$B_f(\theta, t) = B_X \sin(\omega t - 2\theta) - B_Y \cos(\omega t - 2\theta) \quad (2)$$

ここで  $B_X$  は径方向  $x$  方向に働く吸引力を発生させる磁束密度の波高値、 $B_Y$  は径方向  $y$  方向に働く吸引力を発生させる磁束密度の波高値をそれぞれ表す。式(1)と式(2)によりエア



(a)  $z$  軸方向 (b) 傾き方向  
(a)  $z$  direction. (b)  $\theta_x$  direction.

図 5 アキシャル磁気ベアリングの動作原理

Fig. 5. Operating principle of AMB.

ギャップに発生する磁束密度  $B_g$  は次式となる。

$$B_g = B_r + B_f \quad (3)$$

磁束密度  $B_g$  によってエアギャップの微小体積  $\Delta V$  に働く軸支持力は次式のように求めることができる。

$$dF = \frac{B_g^2}{2\mu_0} \frac{\partial \Delta V}{\partial g} = \frac{B_g^2}{2\mu_0} \frac{\partial r l g d\theta}{\partial g} = \frac{B_g^2}{2\mu_0} r l d\theta \quad (4)$$

ここで $r$ は永久磁石を含むシャフトの半径、 $g$ はロータとステータのエアギャップ、 $l$ はステータの軸方向の長さ、 $d\theta$ は微小角度をそれぞれ表している。

径方向 $x$ 軸方向に発生する力 $F_x$ は、式(4)の $x$ 方向成分の全周総和をとることで求められる。また、同様にして径方向 $y$ 軸方向に発生する力 $F_y$ は、式(4)の $y$ 方向成分の全周総和をとることで求められる。計算は省略するが、 $B_y = 0$ の時の $F_x$ と $B_x = 0$ の時の $F_y$ は以下ようになる。

$$F_x = \frac{\pi r l}{2\mu_0} B_R B_X \quad (5)$$

$$F_y = \frac{\pi r l}{2\mu_0} B_R B_Y \quad (6)$$

また、 $B_y = 0$ の時の $F_y$ と $B_x = 0$ の時の $F_x$ はゼロになる。

ロータに回転トルクを与えるためにはシャフト永久磁石によって発生する磁界から位相 $\varphi$ ずらした回転磁界を発生させる。回転トルク発生のため B $\Sigma$ M コイルに制御電流を流して発生させる磁束密度 $B_m$ は次式となる。

$$B_m(\theta, t) = B_M \cos(\omega t - \theta - \varphi) \quad (7)$$

ここで $B_M$ は磁束密度の波高値、 $\varphi$ は位相差をそれぞれ表す。式(1)と式(7)によりエアギャップに発生する磁束密度 $B_h$ は次式となる。

$$B_h = B_r + B_m \quad (8)$$

この磁束密度によってロータに与えられる回転トルク $T$ は次式で表される。

$$T = -\frac{\pi r l g B_R B_M}{\mu_0} \sin(\varphi) \quad (9)$$

式(9)からわかるように、回転トルク $T$ は位相差 $\varphi$ が $\pi/2$  rad のとき最大値をとる。

〈2・4〉 制御系 図6に制御系の構成を示す。渦電流式変位センサが検出した変位信号は A/D コンバータを通過して高速演算器(Digital Signal Processor : DSP)(dSPACE 製 DS1104)に入力される。DSP 内部で実現されたデジタル PID 制御器により制御信号を計算する。計算結果は D/A コンバータを通過して電流アンプに入力され、各コイルに制御電流を流して軸支持力を発生させる。また下側ディスクの下に設置されたフォトフレクタの出力も A/D コンバータを通過して DSP に入力される。DSP 内で算出されたロータの回転角度 $\theta_z$ と角速度 $\omega$ の情報は B $\Sigma$ M の制御電流の決定に使用される。

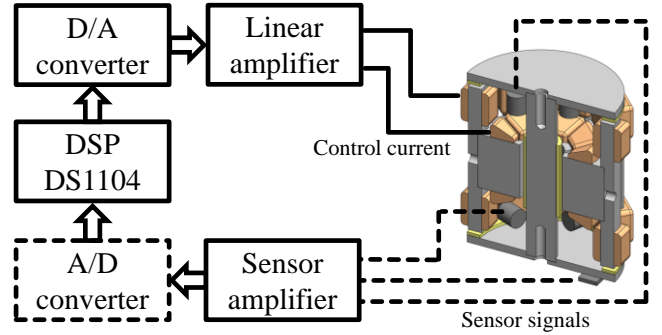


図6 制御系の構成

Fig. 6. Schematics of control system.

### 3. 実験結果

〈3・1〉 浮上制御実験結果 装置の磁気浮上制御性能を明らかにするためにインパルス応答を測定した。実験時の AMB の PID 制御ゲインは比例ゲイン 4.7 A/mm, 微分ゲイン 0.0075 A·sec/mm, 積分ゲイン 1.7 A/(sec·mm)とし、B $\Sigma$ M の PID 制御ゲインは比例ゲイン 4.0A/mm, 微分ゲイン 0.0050 A·sec/mm, 積分ゲイン 3.0 A/(sec·mm)である。

図7に $z$ 軸方向の結果を示す。ロータの5軸を磁気浮上制御し、回転速度を 0 rpm にする。時刻  $t=0$  の時にロータ重心が $z$ 軸方向に 0.1 mm 変位する擬似的なインパルス外乱を印加し、その時のロータの変位を測定した。電流値は全ての AMB の制御電流値の和を示す。結果より、ロータ変位が最大変位(0.113 mm)の 5%以下になるまでに要した時間は 0.026 sec と、速応性がよいことが明らかになった。

図8に $x$ 軸方向の結果を示す。時刻  $t=0$  の時にロータ重心が径方向 $x$ 軸方向に 0.1 mm 変位する擬似的なインパルス外乱を印加し、その時のロータの変位を測定した。電流値は $x$ 軸方向制御に関与する B $\Sigma$ M の制御電流の和を示す。結果より、ロータ変位が最大変位(0.106 mm)の 5%以下になるまでに要した時間は 0.017 sec と、速応性がよいことが明らかになった。また、結果を載せていないが、 $y$ 軸方向のインパルス応答の結果も同等のものになった。

図9に傾き $\theta_x$ 方向の結果を示す。時刻  $t=0$  の時にロータが $\theta_x$ 方向に 5.0 mrad 傾くインパルス状の外乱トルクを印加し、その時のロータの傾きの変位を測定した。電流値は $\theta_x$ 方向制御時に最も多く電流が流れる AS1 と AS5 の制御電流値を示す。結果より、ロータ傾きが最大傾き(4.75 mrad)の 5%以下になるまでに要した時間は 0.033 sec となった。また、結果を載せていないが、 $\theta_y$ 方向のインパルス応答の結果も同等のものになった。よって、傾き制御に関しても速応性がよいことが明らかになった。

〈3・2〉 浮上回転制御実験結果 装置の浮上回転時の振動振幅特性を明らかにするため磁気浮上回転実験を行った。ロータの5軸を磁気浮上制御し、ロータを回転させる。回転数を 500 rpm ずつ上昇させ、各回転数における振動振

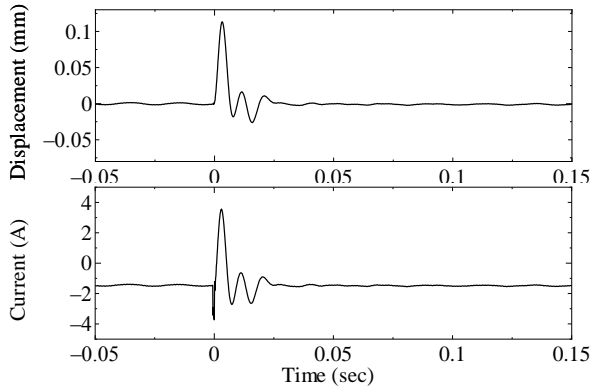


図 7 軸方向インパルス応答

Fig. 7. Impulse response of axial direction (z direction).

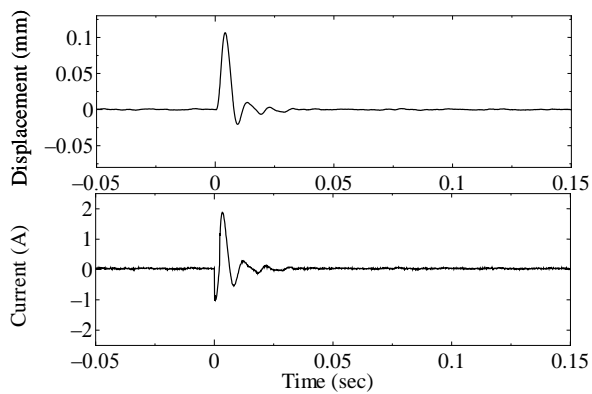


図 8 径方向 x 軸方向インパルス応答

Fig. 8. Impulse response of radial direction (x direction).

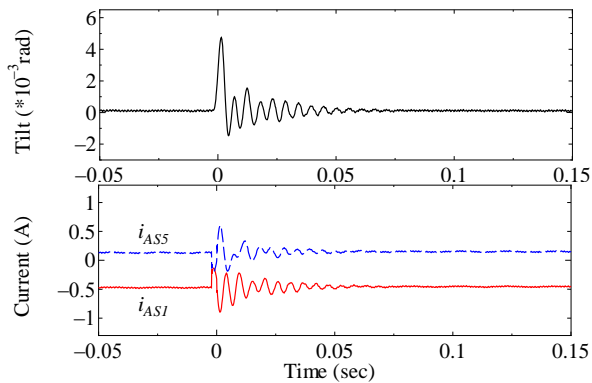


図 9 傾き  $\theta_x$  方向インパルス応答

Fig. 9. Impulse response of tilt ( $\theta_x$  direction).

幅の最大値と最小値の差を振幅とした。図 10 に軸方向・径方向の結果を、図 11 に傾き方向の結果を示す。結果より、z 軸方向は 6000 rpm 時に最大振幅 0.135 mm、x 軸方向は 1000 rpm 時に最大 0.355mm、y 軸方向は 6000 rpm 時に最大 0.480 mm となった。回転数によっては大きな振動が確認されたが、ロータはステータに接触することなく制御されている。また傾き  $\theta_x$  方向は 5500 rpm 時に最大 5.60 mrad、傾き  $\theta_y$  方向は 1500 rpm 時に最大 4.81 mrad と、傾き方向の振動振幅も非常に小さいことが分かった。

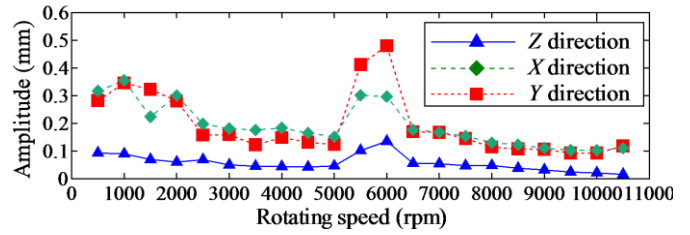


図 10 軸方向・径方向振動振幅特性

Fig. 10. Vibration amplitude of axial & radial direction.

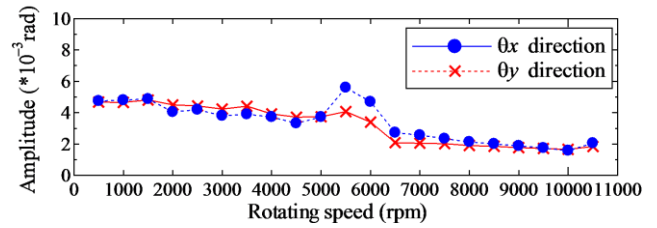


図 11 傾き方向振動振幅特性

Fig. 11. Vibration amplitude of tilt direction.

#### 4. 結言

AMB ステータと BLM ステータを一体化させることで小型化を追求した 5 軸能動制御型磁気浮上モータを提案した。インパルス応答の結果から 5 軸全ての整定時間が約 0.05 sec 未満となり、速応性よく良好な浮上制御性能を有することを明らかにした。また浮上回転時の回転数 10500 rpm までの範囲において振動振幅がロータ可動範囲内に収まっており、安定した浮上回転の継続が可能であることを明らかにした。今後は本磁気浮上モータの低消費電力化、高速回転化に取り組む予定である。そして小型高速モータを製品化するための設計指針を作成する。

#### 文 献

- (1) 電気学会 磁気浮上応用技術調査専門委員会 編：「磁気浮上と磁気軸受」，コロナ社，pp153-155(1993)，
- (2) Akira Chiba, Tadashi Fukao, Osamu Ichikawa, Masahide Oshima, Masatugu Takemoto, David G Dorrell : "Magnetic Bearings and Bearingless Drives", Newnes (2005)
- (3) Nobuyuki Kurita, Takeo Ishikawa, Takayuki Tezuka, Hiromu Takada : "Proposal and Analysis of a Novel 5-DOF Active Controlled Magnetic Levitated Motor", Dynamics & Design Conference 2012 in Yokohama (2012), Paper No. 532.
- (4) Takayuki Tezuka, Nobuyuki Kurita, Takeo Ishikawa : "Design and Simulation of a Five Degrees of Freedom Active Control Magnetic Levitated Motor", Conference on Electromagnetic Field Computation (2012)
- (5) 出島一直, 大石哲男, 岡田養二 : 「同期型浮上回転モータの極数について」, 日本機械学会論文集(C編) 60 巻 570 号 (1994 年)

# ダブルステータ型アキシヤル磁気浮上モータの5軸制御に関する研究

高田 敬夢, 栗田 伸幸, 石川 赴夫 (群馬大学), 増澤 徹(茨城大学)

A Research of 5-Axis Control for Double Stator Axial Magnetically Levitated Motor  
Hiromu Takada, Nobuyuki Kurita, Takeo Ishikawa (Gunma University), Toru Masuzawa (Ibaraki University)

キーワード：アキシヤル磁気浮上モータ, 傾き制御, ダブルステータ, ベアリングレスモータ, 5軸制御  
(axial magnetically levitated motor, tilt control, double stator, bearing-less motor, 5-axis control)

## 1 緒言

磁気浮上モータは磁気力によりロータを非接触支持・回転することができるため、機械式のベアリングにより支持されたモータでは実現できない様々なメリットを有する。しかしロータの回転運動以外の5軸を能動的に制御しようとすると、軸長の増加や装置の大型化といった問題が生じる。そこで軸方向のみを能動的に制御するベアリングレスモータ<sup>(1-4)</sup>が開発された。しかしこれらのベアリングレスモータは受動安定性を向上させるためにロータを細長くする必要があり、するとロータとステータの対向面積が小さくなりトルクが小さくなるという問題が生じる。そこで本研究ではロータの傾きを能動制御できるダブルステータ型アキシヤル磁気浮上モータの開発に取り組んでいる<sup>(5)</sup>。本磁気浮上モータはステータとロータの対向面積を広くできるため、トルクの大きいアキシヤル磁気浮上モータが実現できる。本稿では各制御の動作原理を示し、FEM 磁場解析により各軸を独立に制御できることを明らかにした。また、浮上制御を行った際の外乱に対する浮上制御性能を明らかにしたので報告する。

## 2 動作原理

図1に提案する磁気浮上モータの概略図を示す。本磁気浮上モータはロータの片側に2極の永久磁石を有する。ステータは8極の突極を有し、各突極には集中巻線を施す。本磁気浮上モータの動作原理について説明する。説明のため回転トルクと軸方向支持力に関しては上部ステータとロータのみを考慮、傾き制御トルクとx, y軸方向支持力に関しては上部ステータの左半面とロータを考慮して計算する。

ロータの永久磁石によりステータとロータのエアギャップに発生する磁束密度分布  $B_r$  は次式となる。

$$B_r(\theta, t) = B_R \cos(\omega t - \theta) \quad (1)$$

ここで、 $B_R$  はロータの永久磁石により発生する磁束密度の波高値、 $\omega$  は回転速度、 $t$  は時間、 $\theta$  はステータ突極の位置である。

回転制御を行う場合は上下のステータによりロータ永久磁石の磁極に対して位相を  $\varphi$  ずらした2極の回転磁界を発生させる。軸方向変位を制御する場合は上下ステータによりロータ永久磁石の磁極と同相の2極の磁極を発生させる。傾き制御を行う場合は上下ステータにより4極の磁極を発生させる。径方向変位を制御する場合は上下ステータにより4極の磁極を、上下の同位置の突極によって発生する磁極が逆になるように発生させる。以上によりロータの回転制御の他に5軸を制御する。

ステータの円周状に2極の磁極を生じさせる磁束密度を  $B_{S2}$  とし、ステータの円周状に4極の磁極を生じさせる磁束密度を余弦波状と正弦波状に分け、それぞれ  $B_{S4c}$ ,  $B_{S4s}$  とすると、次式のように表すことができる。

$$B_{S2}(\theta, t) = B_{S2} \cos(\omega t - \theta - \varphi) \quad (2)$$

$$B_{S4c}(\theta, t) = B_{S4} \cos(\omega t - 2\theta) \quad (3)$$

$$B_{S4s}(\theta, t) = B_{S4} \sin(\omega t - 2\theta) \quad (4)$$

ここで、 $\varphi$  はロータの永久磁石により発生する磁束密度との位相差である。磁束密度分布  $B_{S2}$  によってエアギャップに発生する磁気エネルギーを  $W_{g2}$  とする。またx軸の傾きを制御する際の磁気エネルギーを  $W_{g4\theta x}$ , x軸の並進運動を制御する際の磁気エネルギー  $W_{g4x}$  とすると次式となる。

$$W_{g2}(\theta, t) = \int_0^{2\pi} \int_{r_1}^{r_2} \frac{(B_r + B_{S2})^2}{2R_g \mu_0^2} r dr d\theta \quad (5)$$

$$W_{g4\theta x}(\theta, t) = \int_0^\pi \int_{r_1}^{r_2} \frac{(B_r + B_{S4s})^2}{2R_g \mu_0^2} r dr d\theta \quad (6)$$

$$W_{g4x}(\theta, t) = \int_{\frac{\pi}{4}}^{\frac{3\pi}{4}} \int_{r_1}^{r_2} \frac{(B_r + B_{S4c})^2}{2R_g \mu_0^2} r dr d\theta \quad (7)$$

磁気エネルギー  $W_{g2}$  を位相差で偏微分することにより回転トルク  $T$  を次式のように求めることができる。

$$T = \frac{\partial W_{g2}}{\partial \varphi} = -\frac{\pi(r_2^2 - r_1^2)}{2\mu_0 g} B_R B_S \sin(\varphi) \quad (8)$$

また磁気エネルギー  $W_{g2}$  をエアギャップで偏微分することにより軸方向の支持力  $F_z$  を次式のように求めることができる。

$$F_z = \frac{\partial W_{g2}}{\partial g} = -\frac{\pi(r_2^2 - r_1^2)}{4\mu_0 g^2} (B_R^2 + B_S^2 + 2B_R B_S \cos(\varphi)) \quad (9)$$

x軸まわりの傾き制御トルク  $T_x$  は、磁気エネルギー  $W_{g4\theta x}$  をエアギャップ  $g$  で偏微分して求めた磁気力とロータの作用点との外積を計算することにより次式のように求められる。

$$T_x = \frac{\partial W_{g4\theta x}}{\partial g} \times \frac{r_1 + r_2}{2} \times 2 \\ = -\frac{(r_1 + r_2)(r_2^2 - r_1^2)}{8\mu_0 g^2} \left[ \left\{ \begin{array}{l} \pi B_R^2 + \pi B_S^2 \\ + 2B_R B_S \left\{ 2 - \frac{2}{3} |\sin(2\omega t)| \right\} \end{array} \right\} \right] \quad (10)$$



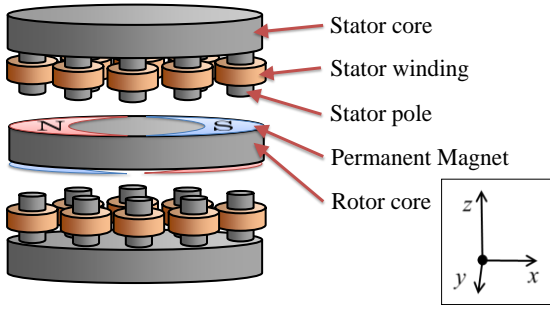


図1 ダブルステータ型磁気浮上モータの基本構造  
Fig. 1 Basic structure of double stator maglev motor

同様に  $y$  軸まわりの傾き制御トルク  $T_y$  も次式のように求められる。

$$T_y = \frac{\partial W_{g4\theta y}}{\partial g} \times \frac{r_1 + r_2}{2} \times 2$$

$$= -\frac{(r_1 + r_2)(r_2^2 - r_1^2)}{8\mu_0 g^2} \left[ \begin{array}{c} \pi B_R^2 + \pi B_S^2 \\ +2B_R B_S \{2 - \frac{2}{3} |\cos(2\omega t)|\} \end{array} \right] \quad (11)$$

$x$  径方向の支持力  $F_x$  においては、磁気エネルギー  $W_{g4x}$  をエアギャップ  $g$  で偏微分した値に関して、支持力ベクトルの  $x$  軸方向成分を考慮することにより次のように求められる。

$$F_x = \frac{\partial W_{g4s}}{\partial \varphi} \cos\left(\frac{\pi}{4}\right) * \left(r_1 + \frac{r_2 - r_1}{2}\right)$$

$$= -\frac{\sqrt{2}(r_1 + r_2)(r_2^2 - r_1^2)}{8\mu_0 g^2} \left[ \begin{array}{c} \frac{\pi}{2} B_R^2 + \frac{\pi}{2} B_S^4 \\ -4B_R^2 \cos(2\omega t) \\ +12B_R B_S \sin(2\omega t - \frac{3}{4}\pi) \end{array} \right] \quad (12)$$

同様に  $y$  軸方向の支持力  $F_y$  も求めると次のようになる。

$$F_y = \frac{\partial W_{g4s}}{\partial \varphi} \cos\left(\frac{\pi}{4}\right) * \left(r_1 + \frac{r_2 - r_1}{2}\right)$$

$$= -\frac{\sqrt{2}(r_1 + r_2)(r_2^2 - r_1^2)}{8\mu_0 g^2} \left[ \begin{array}{c} \frac{\pi}{2} B_R^2 + \frac{\pi}{2} B_S^4 \\ -4B_R^2 \cos(2\omega t) \\ +12B_R B_S \cos(2\omega t - \frac{3}{4}\pi) \end{array} \right] \quad (13)$$

実際のシステムの回転トルクは 2 つのステータにより発生する回転トルクの和、軸方向支持力は差、傾き制御トルクは和となるため、実際の回転トルク、軸方向支持力、傾き制御トルクは次式となる。

$$T_{total} = -\frac{\pi(r_2^2 - r_1^2)}{\mu_0 g} B_R B_S \sin(\varphi) \quad (14)$$

$$F_{z-total} = -\frac{\pi(r_2^2 - r_1^2)}{\mu_0 g^2} B_R B_S \cos(\varphi) \quad (15)$$

$$T_{x-total} = -\frac{(r_1 + r_2)(r_2^2 - r_1^2)}{4\mu_0 g^2} \left[ \begin{array}{c} \pi B_R^2 + \pi B_S^2 \\ +2B_R B_S \{2 - \frac{2}{3} |\sin(2\omega t)|\} \end{array} \right] \quad (16)$$

$$T_{y-total} = -\frac{(r_1 + r_2)(r_2^2 - r_1^2)}{4\mu_0 g^2} \left[ \begin{array}{c} \pi B_R^2 + \pi B_S^2 \\ +2B_R B_S \{2 - \frac{2}{3} |\cos(2\omega t)|\} \end{array} \right] \quad (17)$$

径方向の支持力に関しては、モータ全体を考慮すると、径方向に発生する支持力以外は全て打ち消し合うので、実際に発生する支持力は次式となる。

$$F_{x-total} = -\frac{\sqrt{2}(r_1 + r_2)(r_2^2 - r_1^2)}{2\mu_0 g^2} \left[ \begin{array}{c} \frac{\pi}{2} B_R^2 + \frac{\pi}{2} B_S^4 \\ -4B_R^2 \cos(2\omega t) \\ +12B_R B_S \sin(2\omega t - \frac{3}{4}\pi) \end{array} \right] \quad (18)$$

$$F_{y-total} = -\frac{\sqrt{2}(r_1 + r_2)(r_2^2 - r_1^2)}{2\mu_0 g^2} \left[ \begin{array}{c} \frac{\pi}{2} B_R^2 + \frac{\pi}{2} B_S^4 \\ -4B_R^2 \cos(2\omega t) \\ +12B_R B_S \cos(2\omega t - \frac{3}{4}\pi) \end{array} \right] \quad (19)$$

以上により 5 軸制御のための制御トルク、制御力が理論的に明らかになった。また本稿では記載していないが、各制御磁束が他軸へ干渉しないことも理論的に明らかにした。

### 3 磁場解析

本磁気浮上モータの軸支持力特性を明らかにすること、回転制御・ $z$  軸方向制御・傾き制御・ $x, y$  軸方向制御が互いに干渉していないことを明らかにすることを目的に FEM 磁場解析を行った。解析モデルのエアギャップは上下ともに 3 mm である。ロータが上下ステータの中央にある状態で各コイルに回転制御用電流  $I_m: 0A \sim 3A$ 、軸方向変位制御用電流  $I_z: -3A \sim 3A$ 、傾き制御用電流  $I_{\theta x}, I_{\theta y}: -3A \sim 3A$ 、径方向変位制御用電流  $I_x, I_y: -3A \sim 3A$  を適用したときの回転トルク・軸方向支持力・傾き制御トルク・径方向支持力を磁場解析により求めた。トルク係数および支持力係数は図中に示す通りである。図 2(a) はロータとステータの位相差  $\varphi$  が  $\pi/2$  の状態で各制御電流と回転トルクの関係、図 2(b) は各制御電流と回転軸方向の支持力の関係を示している。また図 2(c) は各制御電流と傾き制御力の関係を示している。 $\theta_x$  軸周りに関しても近い結果となった。図 2(d) は各制御電流と径方向  $x$  軸の支持力の関係を示している。 $y$  軸に関しても近い結果となった。これらの結果全てにおいて、他の制御電流による径方向支持力はほとんど発生していない。以上の結果より、各軸の制御は互いに影響を及ぼさないことが明らかになった。



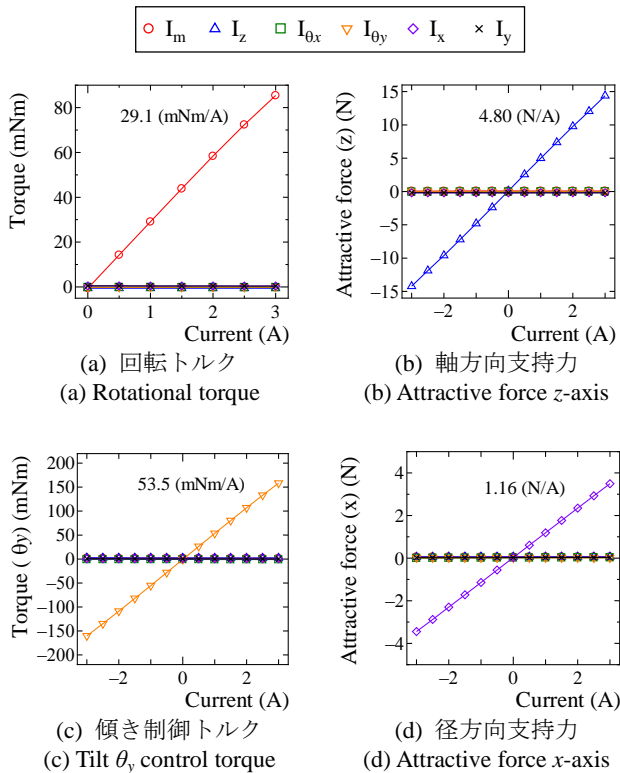


図2 磁場解析結果  
Fig. 2 Analytical results.

## 4 実験装置

### 4.1 実験装置の構成

解析結果に基づいて実験装置の詳細な設計を行った。装置の概略図を図3に示す。ロータの上面と下面に永久磁石を2枚ずつ配置する。エアギャップの磁束密度分布を正弦波状にするために永久磁石の形状は三日月型とした。8突極を持つステータを2つ配置し、ロータを上下から挟み込む。そして16個の集中巻コイルにそれぞれ独立な制御電流を流すことにより、回転  $\theta_z$ 、軸方向並進  $z$ 、半径方向の傾き  $\theta_x$ 、 $\theta_y$ 、径方向変位  $x$ 、 $y$  を制御する。ロータの軸方向並進位置と半径方向の傾きを検出するために渦電流式変位センサを4つ用いる。図では省略しているが、ロータの径方向変位を検出するためにレーザ変位系を用いる。またロータの回転角度を検出するためにホールICを3つ用いてエンコーダを構成する。

### 4.2 制御系の構成

制御系の構成を図4に示す。ロータの軸方向に設置した4つの渦電流式変位センサによりロータの位置を検出する。センサにより検出した変位信号を図のように  $z_1 \sim z_4$  とすると、重心位置の変位  $z$  は  $z = (z_1 + z_2 + z_3 + z_4)/4$  となる。またロータ中心からセンサまでの距離を  $r$  とすると、 $\theta_x = (z_2 - z_4)/2r$ 、 $\theta_y = (z_1 - z_3)/2r$  となる。以上により算出された変位信号はADコンバータを経て高速演算器 (DSP) に入力される。そして

DSP内で軸方向変位  $z$  と半径方向傾き  $\theta_x$ 、 $\theta_y$  に対してそれぞれ独立な3つのPIDコントローラを構成し、各コイルに流す制御電流指令値を計算する。指令値は動作原理に基づいて2極の位置制御指令値と4極の傾き制御指令値に変換される。変換された指令値はDAコンバータを経てリニアアンプに入力される。リニアアンプは指令値に応じた制御電流を各コイルに流す。これによりロータの軸方向変位と半径方向の傾き制御を行う。図では省略されているが、レーザ変位センサを用いることにより、径方向の変位を求めることで同様の制御系によって、径方向の変位制御を行う。また3個のホールICにより構成したエンコーダでロータの回転角度  $\theta$  と回転速度  $\omega$  を検出する。これをフィードバックしてベクトル制御によりロータの回転を制御する。

## 5 実験結果

製作した実験装置の磁気浮上制御性能を明らかにするために動特性の確認を行った。ロータを上下ステータの中央位置で安定に磁気浮上制御した状態でロータにインパルス外乱を印可したとき、軸方向変位  $z$  と傾き  $\theta_x$ 、 $\theta_y$  をプロットした。結果を図5に示す。図5(a)は重心にロータが  $z$  軸下方向に0.1 mm移動する程度のインパルス状の外乱を印可したときの応答である。ロータの変位が最大値の  $\pm 5\%$  以内に収

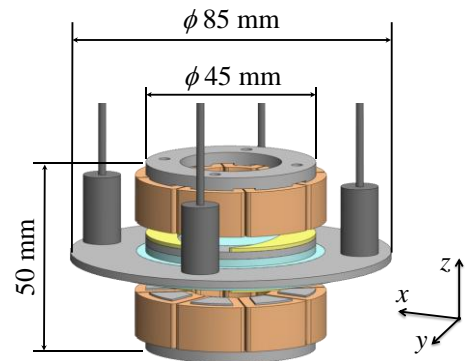


図3 開発するアキシアル磁気浮上モータの概略図  
Fig. 3 A schematic diagram of a developed axial magnetically levitated motor.

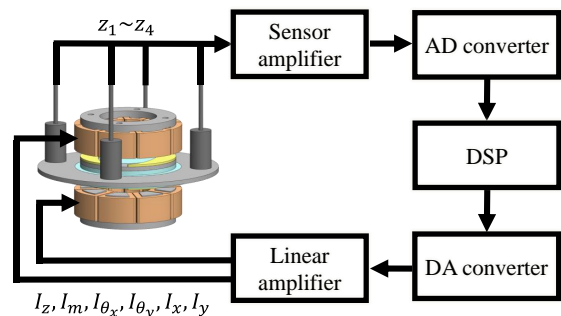
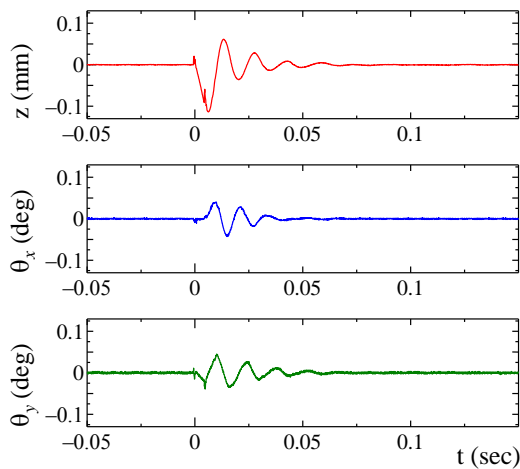
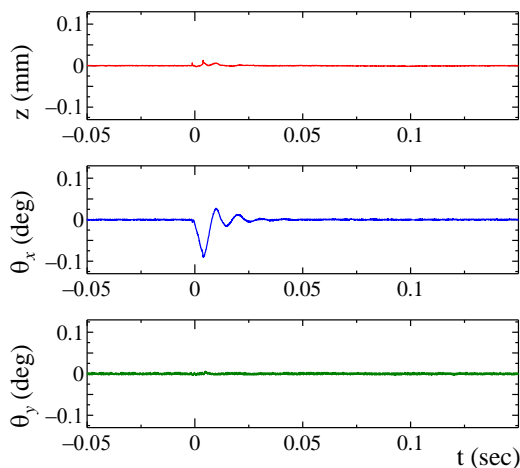


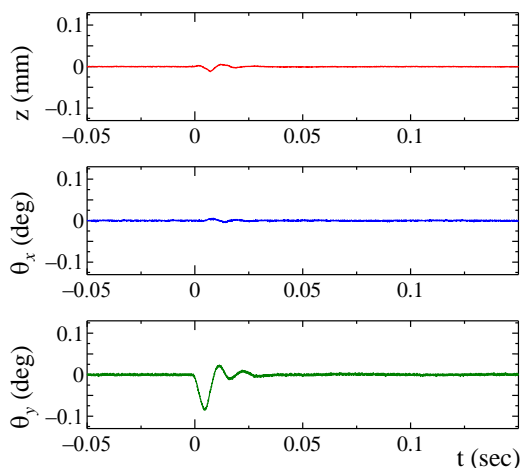
図4 制御系の構成  
Fig. 4 A schematic diagram of a control system.



(a) Disturbance input : Gravity center  $z$



(b) Disturbance input : Tile  $\theta_x$



(c) Disturbance input : Tile  $\theta_y$

図5 インパルス応答測定結果  
Fig. 5 Impulse response results

束するのに要した時間は約 0.035 sec と短く、速応性がよいことが明らかになった。 $z$  軸下方向の外乱によりロータが  $\theta_x$ ,  $\theta_y$  にわずかに振動しているが、振動振幅は最大でも約 0.05 deg と小さい。ゆえに並進運動の制御は傾き制御にほとんど影響を与えないといえる。同様に傾き方向  $\theta_x$ ,  $\theta_y$  に約 0.1 deg 傾く程度のインパルス外乱を印可したときの応答を測定した。結果を図 5(b), (c) に示す。ロータの傾きが最大値の  $\pm 5\%$  以内に収束するのに要した時間は約 0.015 sec と短く、速応性がよいことが明らかになった。さらに傾き方向のインパルス外乱は並進運動に対しほとんど影響を与えていないことが明らかになった。

## 6 結論

ダブルステータ型アキシヤル磁気浮上モータの研究に取り組んだ。そして動作原理を導出し、磁場解析により各自由度の制御が他の自由度に影響を及ぼさないことを明らかにした。製作した実験装置を用いて磁気浮上制御を実施し、浮上特性を明らかにした。インパルス応答の測定結果より、本磁気浮上モータが優れた速応性を有していること、並進制御・傾き制御が互いにほとんど影響を及ぼさず独立に制御できることを明らかにした。

今後は回転制御を実施して磁気浮上モータの浮上回転特性を明らかにする。そして本磁気浮上モータが産業分野に広く応用可能な性能を有することを明らかにする。

## 文 献

- (1) S.Ueno : "Trend of Self-bearing Motors", Journal of the Japan Society of Applied Electromagnetics Vol. 16, No. 4, pp. 250-255, 2008. (in Japanese)  
上野 哲, セルフベアリングモータの研究動向, 日本 AEM 学会誌, Vol. 16, No. 4, pp. 250-255, 2008.
- (2) K.Shimbo, I.Tomita, O.Ichikawa, C.Michioka, T.Fukao, A.Chiba : "Axial Gap Length and the Maximum Torque of Shaftless Axial Gap Bearingless Motors.", IEEJ Paper No. 1218, 1997. (in Japanese)  
新保 圭介, 富田 一郎, 市川 修, 道岡 力, 深尾 正, 千葉 明, シャフトレスアキシヤルギャップベアリングレスモータのギャップ長と最大トルク, 平成 9 年電気学会全国大会, Paper No. 1218, 1997.
- (3) M.Osa, T.Masuzawa, E.Tatsumi : "Magnetically suspended double stator motor for pediatric artificial heart", Journal of JSAEM, Vol. 19, No. 2, pp. 267-273, 2011.  
長 真啓, 増澤 徹, 巽 英介, 乳児用人工心臓用ダブルステータ型磁気浮上モータの開発, 日本 AEM 学会誌, Vol. 19, No. 2, pp. 267-273, 2011.
- (4) Masahiro Osa, Toru Masuzawa, Eisuke Tatsumi, Miniaturized Axial Gap Maglev Motor with Vector Control for Pediatric Artificial Heart, Journal of the Japan Society of Applied Electromagnetics and Mechanics, Vol. 20, No. 2, pp. 397-403, 2012.
- (5) H.Takada, N.Kurita, T.Ishikawa : "Proposal of a Double Stator Type Magnetically Levitated Axial Gap Motor", JIASC2012 Paper No. Y-114, 2012.  
高田 敬夢, 栗田 伸幸, 石川 赴夫, ダブルステータ型アキシヤル磁気浮上モータの提案, 平成 24 年度 電気学会産業応用部門大会, Paper No. Y-114, 2012.
- (6) Masahiro Osa, Toru Masuzawa, Eisuke Tatsumi, "5-DOF control double stator motor for paediatric ventricular assist device", ISMB13, Paper No.42, 2012

# 二次元位置検出における撮像 A/D 変換低階調化の検討

尾林 良祐\* 千田 正勝 (小山工業高等専門学校)

Gradation Reduction of Imaging A/D Conversion in 2-D Position Detection  
Ryosuke Obayashi\*, Masakatsu Senda (Oyama National College of Technology)

キーワード：二次元位置検出、A/D 変換  
(Keywords : 2-D position detection, A/D conversion)

## 1. 背景と目的

次世代大容量メモリとして期待されるホログラムメモリの記録符号としては、位置合せ機構を不要とし、再生像の歪・変形に対応可能なオーバーサンプリング符号が現実的であり、そのデコードには線形補間のため高度な二次元位置検出技術が必要となる。これまでに位置マーカを用いた方法で、 $<1/10$  画素サイズの分解能での位置検出を確認している<sup>(1)</sup>。一方、再生データは二次元画像として、撮像素子でキャプチャされ、A/D 変換の後に信号処理回路にてデコードされる。データ転送量が大きいと、転送・処理速度の高速化の妨げになるため、A/D 変換の低階調化が望まれる。昨年度の検討により、符号データに関しては 4bit まで低階調化しても再生像は正しくデコードできることを確認した<sup>(2)</sup>。本研究では、撮像後の再生像に対し A/D 変換の階調を低下させ、位置検出性能への影響を評価し、位置マーカデータに関してどの程度まで低階調化可能かを検討した。

## 2. 検討内容と実験方法

図 1 にホログラムメモリの記録再生工程を示す。基データは論理的デジタルデータでありこれを記録符号を用いピクセルの明暗組合せから成る二次元画像データ(基画像)にエンコードする(①)。記録過程では基画像に対応したホログラムを媒体中に形成しデータを記録保存する(②)。再生過程ではまず媒体からの再生光が結像して生成される再生像を二次元撮像素子上でキャプチャする(③)。撮像素子は通常アナログ出力であるため、再生像データは A/D 変換の後デジタルデータ信号として後段信号処理回路に転送される(④)。信号処理回路では記録時の符号にてデコードし論理的デジタルデータとして再生する(⑤)。記録符号の 1 符号ブロック当りのピクセル数を  $n$ 、bit 数を  $k$  とすると  $(k/n)$  記録符号、 $N$  bit 階調 A/D 変換の場合、1 符号ブロック当りのデータ転送量は  $N \times n$  bit となる。また位置検出用マーカも符号同様、データ画像中に埋め込まれ、そのデータ転送量は階調 bit 数  $\times$  ピクセル数に比例した値となる。A/D 変換時の階調数

が高いとデータ転送量は増大し、転送、処理速度の高速化に支障をきたすため、階調数はできるだけ低いことが望ましい。市販撮像素子(CCD など)の階調は 14~8bit 程度であり、本研究では位置マーカデータに関し、これよりどの程度まで低階調化が可能かを検討する。

以下、位置マーカを用いた二次元位置検出法について説明する(図 2)。ホログラムメモリでは再生輝点の位置ズレ、輝点拡がりに対応可能な符号としてオーバーサンプリング符号が用いられ、各再生輝点の強度は、最近接 4 画素の画素レベルおよび各画素中心と輝点中心との距離を用いた線形補間により算出される。ここで各輝点における画素中心との距離は、図 2 に示すように位置マーカをデータ画像内に複数埋め込み、マーカ位置座標からの線形歪み補正により算出する。またマーカ位置座標は、位置マーカと同一パタ

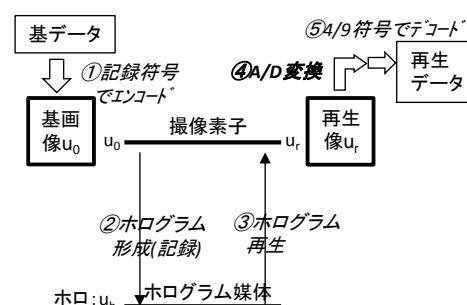


図 1 ホログラムメモリの記録再生工程

Fig. 1. Recording/reproduction processes.

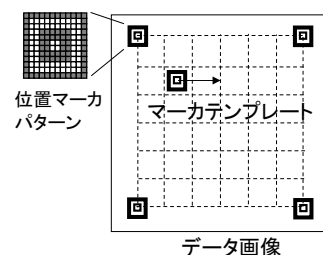


図 2 位置マーカを用いた二次元位置検出

Fig. 2. 2-D position detection.

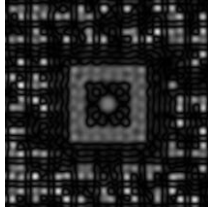


図3 位置マーカー再生像

Fig. 3. Reproduced image of position marker.

一のテンプレートを仮想的に縦横に細かく走査させ、テンプレートとデータ画像上の対象領域との画素レベルを類似度比較するテンプレートマッチによって検出する。位置マーカーを構成する各輝点も、再生輝点同様拡がりを持つため、各画素への分布状態の違いが類似度変化をもたらし、画素サイズを大幅に超える高分解能での二次元位置検出が可能となる。検討は計算実験により行い、計算プログラムはC言語により自作した。ホログラム形成、再生過程は波動光学解析により行った。波面計算点は2048×2048とし、画素サイズ $p=6.7\mu\text{m}$ 、1画素11×11分割の11倍密計算、光波長 $0.66\mu\text{m}$ 、再生過程の開口数(NA)は0.07とした。

### 3. 結果と議論

図3に位置マーカー再生像の例を示す。4/9符号データ<sup>(1)</sup>中に埋め込まれ、横方向のズレ $t=1/11$ 、撮像A/D変換の低階調化無しの場合の画像である。ここで $t=1/11$ は右方向のズレ量: $p/11=+0.609\mu\text{m}$ に対応する。また低階調化無しは、本計算の上限精度である64bit階調に対応する。図4にこの位置マーカー再生像に対するマーカー位置検出結果を示す。前述のテンプレートマッチによる類似度が最小となるテンプレートマーカー走査位置が、マーカーの検出位置を表す。類似度は $t=1/11$ に対応する走査位置 $+0.609\mu\text{m}$ にて最小となり、 $<p/10$ の分解能での位置検出に成功していることが解る。以下では図3のような位置マーカー再生像に対し階調を徐々に低下させ、位置検出性能への影響を評価する。図5に撮像A/D変換低階調化のイメージ図を示す。図は3bit(8階調)低階調化の場合の例である。再生像中の最大輝度を最大値として規格化し、画素レベルを各階調数で等間隔に量子化する。また以下では、 $<p/10$ の分解能での位置検出が可能か否かをもって低階調化の限界を判定した。

図6に階調数を5bit(32階調)から1bit(2階調)まで変化させた場合の、各 $t$ での検出誤差を示す。検出誤差は、正しいマーカー位置と類似度最小となるテンプレートマーカー走査位置との距離の絶対値で定義した。 $t=m/11(m=0\sim 10)$ は正しいマーカー位置が撮像画素中心から右方向に $(p\times m)/11\mu\text{m}$ ズレた状態を意味する。 $t=0/11, 1/11, 2/11$ では、いずれも2bit階調まではマーカー位置を正しく検出し、1bit階調になって初めて誤差が生じることが解る。同様に $t=3/11\sim 10/11$ について見ると、いずれの $t$ でも3bit階調までは検出誤差はゼロ( $<p/10$ )であり、2bit階調以下で特定の $t$ において誤差が発生し出す。この結果から、位置検出精度が維持できる撮像A/D変換低階調化の限界は3bit階調までと判断される。

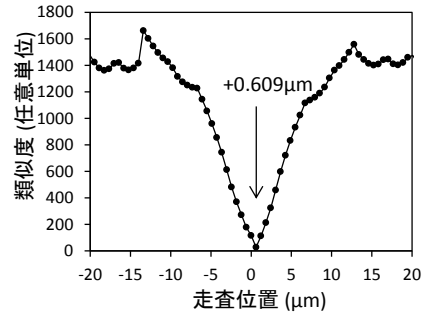


図4 類似度-走査位置特性

Fig. 4. Similarity-scanning position.

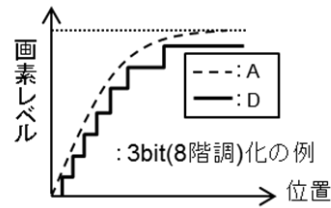


図5 撮像A/D変換の低階調化

Fig. 5. Gradation reduction of imaging A/D conversion.

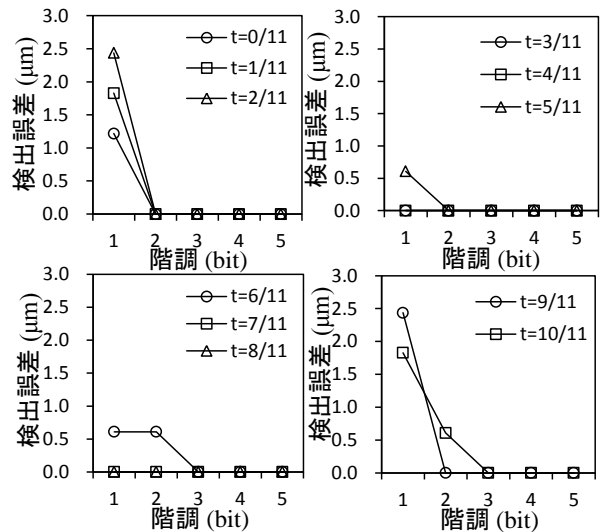


図6 検出誤差-階調数特性

Fig. 6. Detection error and gradation.

### 4. まとめ

ホログラムメモリにおける転送・処理スピードの高速化を目的に、撮像A/D変換低階調化の検討を行った。いずれの位置ズレ $t$ に対しても、位置検出では3bit階調まで $<p/10$ の分解能が維持でき、位置マーカーデータに関する低階調化の限界は3bitと判明した。符号データの結果と合わせると、撮像A/D変換低階調化の限界は4bit程度と見積られる。

### 文献

- (1) M. Senda : Opt. Eng., 49, 8, 085803 (2010).
- (2) 福島, 千田 : 電気学会研究会, ETT/ETG-11-82 (2012).

## Characteristics of Speed Control for an Electric Vehicle

Saul Trujillo Castillo\* ; Kota Shiobara; Takeo Ishikawa; Nobuyuki Kurita (Gunma University)

Keywords: electric vehicle, field weakening method, ultrasonic sensor

### 1. Introduction

The cars that dominate the world are combustion cars, but this type of car that based their operation on non-renewable energy have not long life expectancy; to otherwise, the cars based on their performance in renewable energies have a brighter future. That is the reason that we should investigate the characteristics of this type of vehicles such as electric cars to improve their performance to have a vehicle with same features or better than a car based on fuel.

In this paper we tested other way to control the increase of speed using a weakening field method and to stop the motor using an ultrasonic sensor and show the results.

### 2. Electric Vehicle (EV) Control System

The technique used to control the motor of the vehicle is called vector control as shown in Fig. 1 except for block ① and ②. The motor speed  $\omega_{re}$  is detected by an encoder, and the stator current  $i_u$  and  $i_w$  are detected with a current sensor. The slip frequency and the inverter frequency are estimated using the rotation speed  $\omega_{re}$  and the estimated currents  $i_\gamma$  and  $i_\delta$ . The stator currents are converted into two quadrature components  $i_\gamma$  and  $i_\delta$  using an integral of estimated inverter frequency. The flux level is regulated by one of the two estimated currents  $i_\gamma$  with P-control.

The torque is controlled by the other estimated current  $i_\delta$  also with P-control. The three phase current of the motor are produced by currents  $i_\gamma$  and  $i_\delta$  passing through decoupling compensation. It can be used to vary the speed of an induction motor quickly. Vector control offers some benefits including fast dynamic response. The characteristics of the used induction motor are 37 KW, 180V. The inverter use 8.3KVA, 24A<sub>rms</sub> and the battery 192V.

### 3. Control by Weakening Field Current

To control the speed in an induction motor we need to vary torque, this is controlled by the torque current and the magnetic field proportional to  $i_\gamma$ . The common procedure in vector control is to use a constant magnetic field and increase the torque current  $i_\delta$  that is proportional to the torque.

Fig. 2 shows the current reference of  $i_\gamma$  and  $i_\delta$ , torque signal input is activated at 0.5 sec by pressing the accelerator and turning  $i_\delta$  to 30A. Fig. 3 shows the measured speed of EV. Speed increases with constant acceleration because the torque is constant reaching a speed value of 15 km/h. However, the speed saturates around that value, this is because the *e.m.f.* generated by the field current is decreasing and increase the difference between *e.m.f.* and battery voltage which causes current to flow.

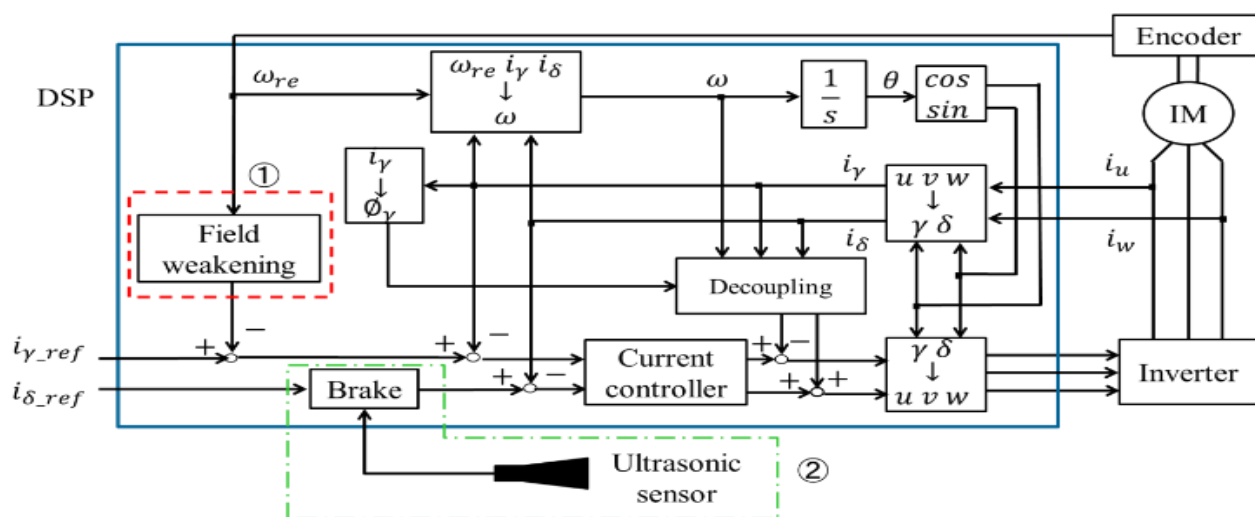


Fig. 1 Control system block diagram

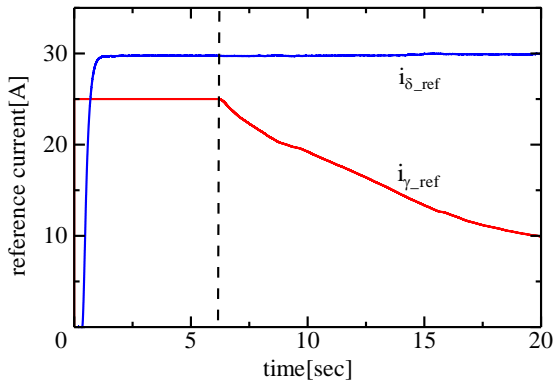


Fig. 2 Decrease of flux current in a high speed range

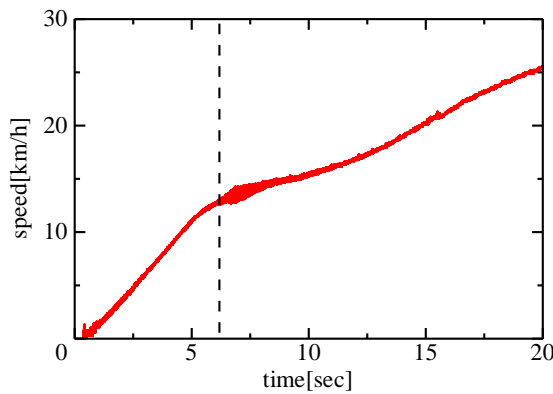


Fig. 3 Increase of speed by flux weakening method

#### 4. Control by Ultrasonic Sensor

In order to stop the vehicle in front of an obstacle we propose to use ultrasonic sensor. Although ultrasonic sensor can detect a near object only, it is inexpensive. The ultrasonic sensor is effective to stop the vehicle before a collision with an obstacle when the speed is low, as an example, in a parking lot.

The ultrasonic sensor has two output signals; one is by voltage and the other by current. In this case we use the voltage output and tested. It was located in front of the vehicle as shown in Fig. 4. Fig. 5 shows the output voltage characteristic of ultrasonic sensor. We obtain the output voltage is proportional to the distance to the object in a range between 0.5m to 10m.

It is necessary the vehicle stops when an obstacle is approaching and being impossible for the driver take any kind of action to prevent a collision as shown in Fig. 4; for that reason we introduce a break block ② as shown in Fig. 1 using an ultrasonic sensor as a trigger. When the ultrasonic sensor detects the obstacle, the torque's current is set up minus as shown in Fig. 6 in that way we can stop faster than just set  $i_\delta$  current to 0, that event change the torque and, as a consequence, speed decrease as shown in Fig. 7. When the speed reach a minimum value the torque's current is set to 0.

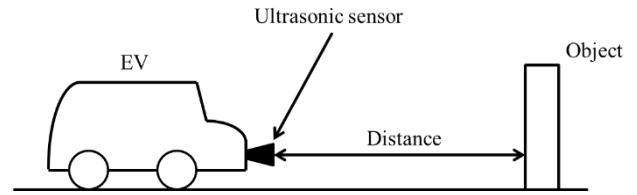


Fig. 4 Vehicle with ultrasonic sensor

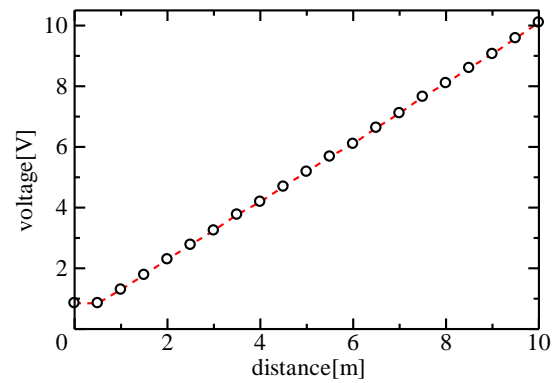


Fig. 5 Ultrasonic output voltage

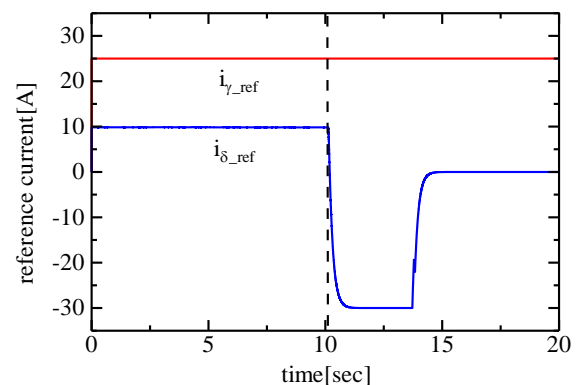


Fig.6 Change of torque current by triggered ultrasonic sensor signal

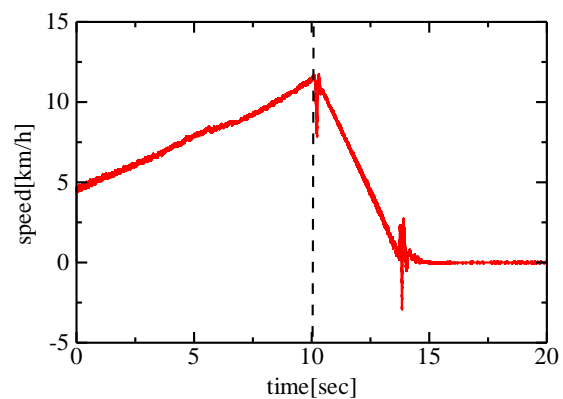


Fig.7 Dramatic change of speed

#### 5. Conclusion

With the result of the tests using the experimental EV, it can be concluded that changing the magnetic field increases the speed. The test performed with the ultrasonic sensor gave effective results and can be applied to prevent an accident in parking lot.



## 4/9 二次元記録符号におけるエラーブロック分析

工藤 聡\* 千田 正勝 (小山工業高等専門学校)

Analyses of Error Blocks in 4/9 Two-dimensional Recording Code  
Satoshi Kudoh\*, Masakatsu Senda (Oyama National College of Technology)

キーワード：二次元記録、エラーブロック  
(Keywords : 2-D recording code, error block)

### 1. 背景と目的

次世代大容量メモリとして期待されるホログラムメモリのいっそうの大容量化のため、高密度・高効率な二次元記録符号の実現が求められている。記録符号としては、位置合せ機構を不要とし歪や変形に対応可能なオーバーサンプリング符号の1つである4/9符号が、高符号化率を有する符号として期待されている<sup>(1)</sup>。しかし4/9符号は並進擾乱に弱く、ビット誤り率(BER)向上のためには高開口数(NA)再生が必要であった。一方、デフォーカス耐性のためには、低NA再生できることが望ましい。昨年度、輝点間距離を離すことでデフォーカス耐性を改善し低NA再生可能とした4/16符号を提案したが<sup>(2)</sup>、符号化率は低下した。本研究では高符号化率を有し、かつデフォーカス耐性にも優れる記録符号の実現を目的に、4/9符号の低NA再生、BER改善を検討する。その手始めとして、低NA再生時の再生像をブロック単位で観察し、エラー発生の原因を分析した。

### 2. 検討内容と実験方法

図1に4/9符号を示す。4/9符号では $3 \times 3$ pxの左上 $2 \times 2$ pxの明暗の組合せにより(0000)~(1111)の4bitを表現する。ホログラムメモリにおける再生像の各輝点は、通常図2のようにその中心位置が撮像素子の画素中心から外れ、また光の回折限界により拡がりを持ち複数画素にまたがって再生する。オーバーサンプリング符号ではこのような位置ズレ、輝点拡がりに対応するため、複数画素を用いて1輝点の検出を行う。即ち各再生輝点の強度は、最近接4画素の画素レベル( $P_{ij}$ )および各画素中心と輝点中心との距離( $t, s$ )を用いた線形補間により算出する。またデコード処理は予め用意したテンプレートと輝点強度に関し類似度比較することで行う。4/9符号では近接する再生輝点間で画素レベルを共有する。低NA再生では輝点サイズが大きくなり、また輝点中心が画素境界に位置すると画素レベルの共有はより顕著となる。4/9符号ではこのように画素レベルの共有に由来する輝点間干渉が大きく、テンプレートに対し画素レベルの

僅かな違いが輝点強度の算出時に大きな差異となって働く。これがエラーが生じる原因と推測される。輝点サイズ( $\phi$ )は $\sim \lambda/NA$ ( $\lambda$ :光波長)で表されるため、BER改善には高NA再生し輝点サイズを小さくすることが有効であるが、一方で焦点深度( $d$ )は $\sim \lambda/(NA^2)$ に従うため、高NA化に伴い $d$ が浅くなりデフォーカス耐性は劣化する。

本研究では4/9符号における低NA再生時のエラー原因を分析するため、従来のBERによる統計的評価に加え、再生像のブロック単位での観察評価を行う。評価実験は計算により行い、計算プログラムはC言語を用いて自作した。ホログラム形成・再生過程は波動光学解析(ゼロパディング: ZP演算)により行った。波面計算点 $2048 \times 2048$ 、画素ピッチ $6.7 \mu\text{m}$ 、1画素 $5 \times 5$ 分割の5倍密計算、光波長 $0.66 \mu\text{m}$ とした。高NA値には0.14を、低NA値には0.07を選定した<sup>(1)</sup>。

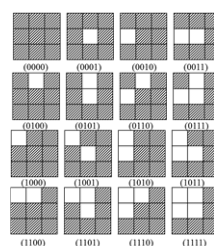


図1 4/9符号

Fig. 1. 4/9 code.

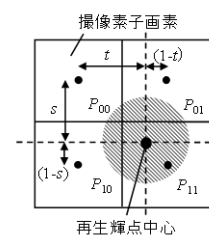


図2 再生輝点

Fig. 2. Reproduced spot.

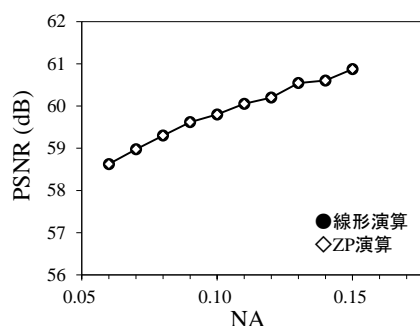


図3 PSNR-NA特性

Fig. 3. PSNR and NA.

### 3. 結果と議論

本波動光学解析では、高速演算処理のため光伝搬関数を巡回関数として扱う。これにより計算結果に巡回関数化雑音(CF 雑音)が入り込み、これがエラーを起こすおそれがある。まず ZP 演算による CF 雑音の除去がうまく機能しているかを、NA=0.07-0.14 付近におけるピーク信号対雑音比(PSNR)を線形演算による結果と比較することで評価した。サンプル画像には 128×128px の”fruits”を使用した。結果を図 3 に示す。ZP 演算結果は線形演算結果と一致し、本計算では CF 雑音は除去されていることが確認できる。

図 4 に BER の閾値特性を示す。再生輝点中心が撮像素子の画素境界に位置する  $t=0.4$  での結果である。NA=0.14 では  $BER < 10^{-4}$  が実現するが、NA=0.07 ではいずれの閾値でも  $BER > 10^{-3}$  となる。以下、この NA=0.07 でのデータを対象にブロック単位でエラー分析を行う。BER が最小となる閾値=9%での状態に着目するとエラー(正→誤)が起きている組合せは(1111)→(1110)、(1110)→(1100)、(1011)→(1010)、(1000)→(1100)、(1011)→(1001)、(0010)→(0011)、(1011)→(1111)の 7 通りであった。これらについて図 1 を参照すると横隣の輝点強度算出誤りに起因するエラーと解釈され、これは横方向擾乱  $t$  を与えたことと整合する。なお、閾値は本デコードの中で(0000)符号の誤判定回避のために導入しているが、(0000)に関するエラーは発生していないことから、本誤判定回避に関しては成功していることが解る。図 5 に再生像中のエラーブロック分布のマップを示す。エラーブロックを白く表示している。閾値=3、9、20%のいずれにおいてもエラーブロックはほぼ均一に分布しており、再生像中でエラー発生場所依存性は無いことが確認される。図 6 に具体的なエラーブロック例を示す。(a)は(1110)→(1100)、(b)は(1000)→(1100)の例である。共に  $NA \geq 0.09$  では目視にて正判定がほぼ可能である。(a)では NA=0.07 においても目視にて(1110)との判定が可能であり、この種のエラーに関してはデコード法の工夫により改善の余地があると言える。一方(b)における NA= 0.07 では、再生像の状態で  $P_{ij}$  値に異常が発生していることが解る。デコードに利用できる情報は  $P_{ij}$  と  $(t, s)$  のみであり、(b)の場合にはデコードアルゴリズムの改良によっても改善は困難と思われる。上述エラーブロックの中には実際には(b)のようなタイプが多い。当初、画素レベルの共有がエラーの主原因と予想されたが、(b)では光学的な輝点間干渉により再生輝点位置がシフトを起こし、これがエラーを引き起こしていると考えられる。

最後に NA=0.14, 閾値 20%付近でのエラー原因について考察する。実際の再生像とテンプレートでは図 7 のように各画素レベルは異なる。閾値以下の画素レベルはゼロ値化されるため閾値が図の位置にある時、両者間の差異は大きくなる。これが本エラー原因と考えられる。図 8 にその例を示す。図中、上段中央の画素が再生像ではテンプレートに比べやや暗くなっている。なお、NA=0.07, 0.14 共、閾値=0%では(0000)のみ( $BER=1/16=6.3 \times 10^{-2}$ )が、一方、閾値

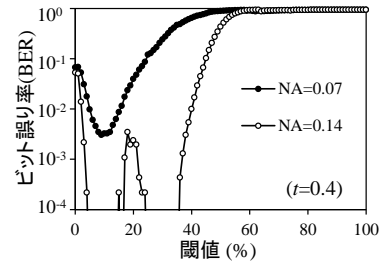


図 4 BER-閾値特性

Fig. 4. BER and threshold.

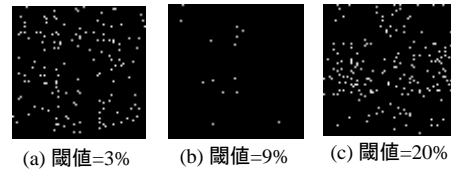


図 5 エラーマップ

Fig. 5. Error maps.

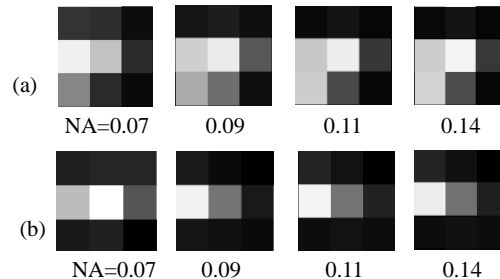


図 6 エラーブロック

Fig. 6. Error blocks.

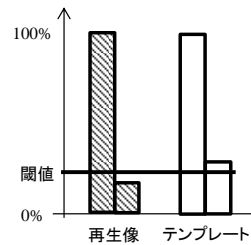


図 7 画素レベル

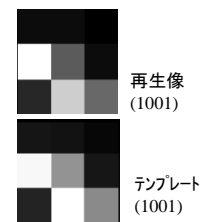


図 8 再生ブロック

Fig. 7. Pixel level. Fig. 8. Reproduced blocks.

=100%では(0000)以外( $BER=15/16=9.4 \times 10^{-1}$ )がエラーになっていると解釈される。

### 4. まとめ

CF 雑音は除去されていること、(0000)のエラー回避には成功していること、再生像中でエラー発生場所依存性は無いこと、一部のエラーに関しては画素レベルの共有というより光学的な輝点間干渉による再生輝点位置シフトが原因で発生していることなどを明らかにした。

### 文 献

- (1) M. Senda : Opt. Eng., 49, 8, 085803 (2010).
- (2) 濱崎, 千田 : 電気学会研究会, ETT/ETG-11-80 (2012).

## 微地絡の定量的な検出に関する研究

辻 裕樹\* 佐藤 純也 斎藤 靖弘 江元 博幸 小室 貴紀(神奈川工科大学)

Studies on the Quantitative Detection of Micro-Ground-Fault

Yuki Tsuji, Junya Satou, Yasuhiro Saito,

Hiroyuki Emoto, Takanori Komuro(Kanagawa Institute of Technology)

キーワード:微地絡,地絡,方向継電器

(Micro Ground Fault,Ground Fault,Direction Electrical Relay)

### 1. はじめに

本研究では、高電圧の送配電において起こりうる地絡による大事故を未然に防ぐために、その予兆である微地絡を、定量的に検出する方法を検討する。最終的には、受電施設の保守管理を効率よく行うための装置の開発を目的とする。

### 2. 地絡方向性継電器(DGR)と微地絡の検出

地絡方向性継電器とは、零相電流と零相電圧との位相関係で事故点の方向を判断し、地絡が自分の管理区域内で起きている場合に遮断する装置である。(図1)



図1 DGRの動作

同様の原理を用いて、微地絡が発生している場所を特定し、さらに20[mA]以下の小さな地絡電流を定量的に測定する方法を検討する。

### 3. 微地絡のシミュレーション

アナログ回路シミュレータ LTspiceIV を用いて図2の回路図でA相,B相,C相に1[MΩ]の抵抗器をつけ地絡させる、この時に、零相電圧と抵抗 R9、R10 に流れる零相電流の位相を比較する。

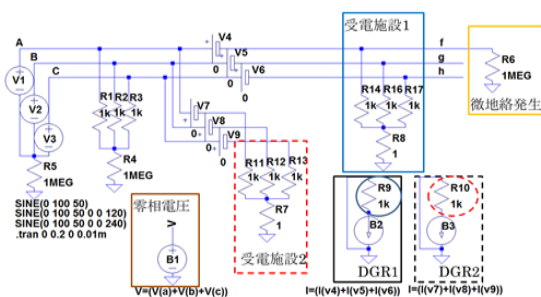


図2 シミュレーション回路図

零相電圧検出部は電源A相、B相、C相の電圧を合成した波形を出力している。DGR1はV4~V6、DGR2はV7~V9に流れる電流の合成した波形を出力している。これらを用いて受電施設1,2で微地絡が発生するときの状態をシミュレーションする事ができる。

### 4. シミュレーションの結果

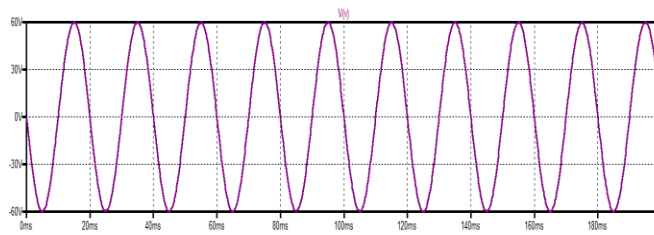


図3 微地絡発生時の零相電圧

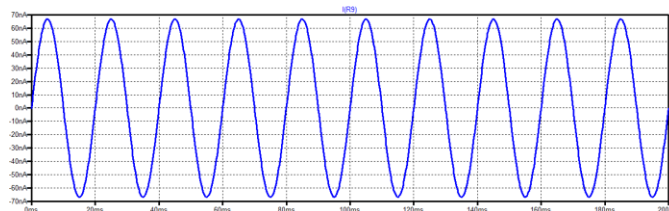


図4 微地絡発生時の零相電流(受電施設1、地絡発生側)

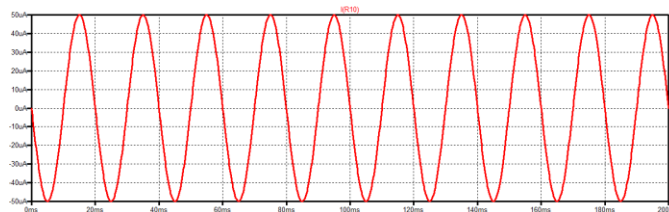


図5 微地絡発生時の零相電流(受電施設2、正常側)

図3では、縦軸零相電圧、図4、5では縦軸零相電流、横軸は時間の波形である。

これらの波形は、地絡事故が発生していない場合はそれぞれ出力される。

地絡事故が発生している場合は上図のような波形となる。

図4 (R9) 図5 (R10) の零相電流波形を見比べると、図5の電流が零相電圧と同位相なのに比べて図4では、 $180^\circ$ 位相が反転している。この結果から零相電圧と逆位相で出力された図4 (R9) 側で地絡が発生していることが分かる。

## 5. 実験システムの構築

このシミュレーション結果から、実際に回路を組んだ場合にシミュレーションと同じような結果になるかを検証するために、疑似的な三相交流を3台の発信機を連動させて使うことで確認するシステムを構築した。

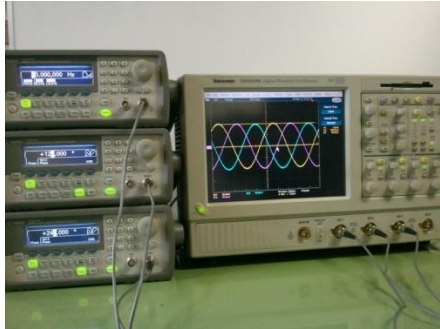


図6 疑似三相交流の作製

## 6. 今後の課題

図6に示した疑似三相交流発生システムを使い、模擬回路を組みシミュレーションと同じような結果が出るかを測定する。

また、今回のシミュレーションではノイズの影響を考慮していなかった、その点も考慮してシミュレーションと実測を行い、微地絡を測定する際にどの程度のノイズまで埋もれることなく測定できるかを観測し、システムの実用性を検証する。

# プロトタイプ 160kV 制動容量型分圧器の試作

仲山 雄貴\*, 里 周二(宇都宮大学), 西村 誠介, 清水 博幸(日本工業大学),  
岡本 吉史 (宇都宮大学)

## 1. まえがき

筆者らは近年, 制動容量型雷インパルス電圧波形測定用分圧器を試作し, その性能を報告してきた<sup>[1], [2]</sup>。しかしながら, 測定された分圧器のステップ応答波形を使って数値コンボルーションから雷インパルス応答を計算する<sup>[3]</sup>には十分であっても, ステップ応答の立ち上がり部に不自然な往復反射の痕跡が認められていた<sup>[3]</sup>。

今回, 筆者らは低圧部及び二次分圧器の構成を改良するところにより, 問題となっていた立ち上がり部の不自然な応答を改良するとともに, 計算された雷インパルス応答も従来のモデルに比べ優れた測定システムを完成することができたので, その詳細を報告する。

## 2. 制動容量型分圧器分圧器と二次分圧器

図1は二次分圧器を導入した制動容量型分圧器の等価回路を示したものである。一次分圧器のみを導入したときの測定システムにおける単位ステップ応答波形には往復反射の痕跡が確認できなかった。よって, 不自然な応答は二次分圧器のインピーダンス不整合及び時定数の不一致が原因であると考え, 素子の値の調整を行い, 二次分圧器の時定数が  $C_3(R_3 + R_4) \cong C_4 R_5$  となるように一致させた。変更した素子の値は  $R_2 = 10 \Omega$ ,  $C_2 = 55 \text{ nF}$ ,  $R_3 = 40 \Omega$ ,  $R_4 = 42 \Omega$ ,  $C_3 = 0.1 \text{ nF}$ ,  $R_5 = 8.0 \Omega$ ,  $C_4 = 1.0 \text{ nF}$  とし, 回路中の抵抗は無誘導巻線抵抗, コンデンサは廉価で周波数特性に優れたポリプロピレンコンデンサであった。

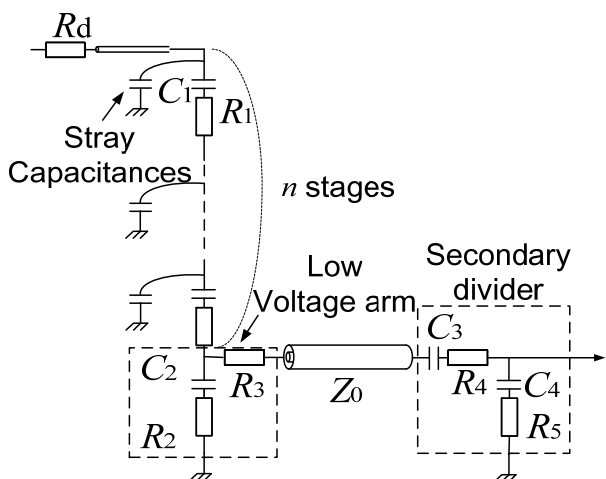
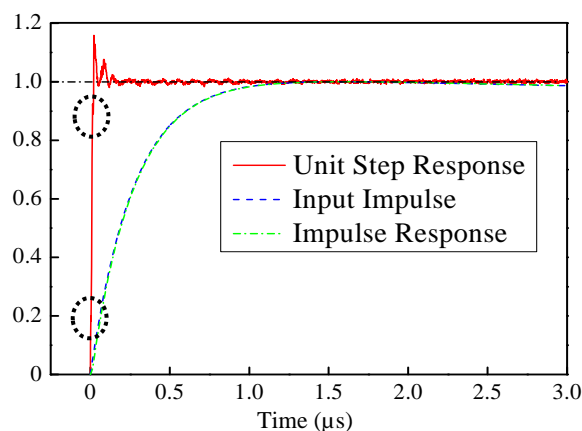


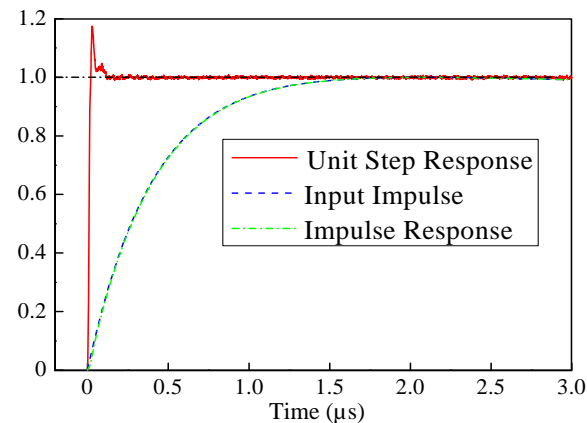
Fig. 1 Equivalent Circuit for Damped-Capacitor Divider

## 3. 単位ステップ応答特性及び雷インパルス応答

分圧器は宇都宮大学でステップ応答を測定し低圧部素子の概略を定め, 最終測定及び微調整は測定環境に優れた日本工業大学超高電圧研究センターで行われた。前回の報告<sup>[2]</sup>と同様, この報告で使われるデータはすべて, 後者で測定されたものである。



(a) Unit Step Response and 0.84/60 Impulse Response (before)



(b) Unit Step Response and 0.84/60 Impulse Response (after)

Fig. 2 Unit Step Response and 0.84/60 Impulse Response

図2に新旧の分圧器で測定された単位ステップ及びステップ応答から数値コンボルーション手法により計算されたインパルス応答を示す。図2(a)は改良前の応答波形であり, 図2(b)は今回の改良後の同様の波形である。

図 2 (a) の単位ステップ応答波形の立ち上がり部分の破線で囲まれた領域に見られる、「往復反射」によって生じたと思われる不自然な振る舞いは、図 2 (b) では解消されていることが確認できる。

単位ステップ応答測定時の分圧器及び測定回路を図 3 に示す。



Fig. 3 Setup of Step Response Measurement and Divider

Table 1 Evaluated Impulse Responses  
(upper: after, lower: before)

Waveform	$\Delta U$ %	$\Delta T_1$ %
1.2/50	-0.004	-0.05
	(0.064)	(0.37)
84/60	0.001	-0.12
	(0.024)	(0.32)
1.54/60	0.008	0.00
	(0.054)	(0.40)

表 1 は各種標準雷インパルス波形を今回開発した分圧器に印加したときの応答波形のパラメータ誤差を数値コンポリューション<sup>[3]</sup>により評価したものである。比較のため、改良前後の分圧器で測定された波形パラメータ誤差が表示されている。

抑えることが最も困難な波頭長誤差について検討すると、改良前では最大 0.4% 程度であり、十分満足できる値であったが、今回の改良でそれらの値は 0.12% まで小さくなったとともに、ピーク値誤差も 0.01% 以内に収まっていることが確認でき、基準測定システムに要求される数値(各々 5%, 1%)を十分満足し<sup>[4]</sup>、ほぼ完璧な応答特性を得ることが出来たとと言える。

#### 4. まとめ

制動容量型分圧器の低圧部及び二次分圧器の時定数を調整することにより、雷インパルス応答ではピーク値誤差 0.01 % 以内、波頭長誤差では 0.12 % 以内に収めることのできる極めて高精度の雷インパルス測定システムを試作することができた。今後は引き続き耐圧試験を行った後、同じ設計思想に基づいた、2 倍の電圧が測定出来る 320kV 分圧器の製作を計画している。

今回を含む一連の報告からも明らかのように、抵抗型分圧器と異なり、制動容量型分圧器は原型の設計思想が正しければ、「組み立て後」の低圧部の修正次第で高性能の分圧器を実現できることを確認できた。

#### 文 献

- [1] 里, 西村, 清水, 岡本, 仲山, 石崎:「160 kV 制動容量型雷インパルス電圧測定用分圧器の開発」, 平成 23 年電気学会全国大会, No. 7-109
- [2] 里, 仲山, 西村, 清水, 岡本:「二次分圧器を考慮した 160kV 制動容量型雷インパルス電圧測定用分圧器の開発」, 平成 24 年電気学会全国大会, No. 7-088
- [3] 里, 加藤, 原田, 脇本, 佐伯, 坂口, 飯田:「雷インパルス測定システム解析のための数値コンポリューション」, 電気学会論文誌 A, Vol.120-A, No.12, pp.1081-1088, 2000 年 12 月
- [4] IEC 60060-2 Ed.3.0: “High-Voltage and High-Current Test Techniques Part 2: Measuring Systems”, ISBN 978-2-88912-267-7, 2010-11



# IEC 61083-4 TDG の発生する過渡 a. c. 波形処理法の提案

才川 友也 (宇都宮大学), 里 周二 (宇都宮大学), 岡本 吉史 (宇都宮大学),  
西村 誠介 (日本工業大学), 清水 博幸 (日本工業大学)

Proposal of Transient a.c. Waveform Analysis Technique for IEC 61083-4  
SAIKAWA Yuya, SATO Shuji, OKAMOTO Yoshifumi (Utsunomiya Univ.), NISHIMURA Seisuke  
and SHIMIZU Hiroyuki (Nippon Institute of Technology)

## 1. まえがき

前回, 筆者らは IEC 61083-4 TDG Ver.3 の発生する波形データを処理する案及び TDG の問題点について報告したが<sup>(1)</sup>, ここ一年間で TDG も Ver.3 から Ver.7<sup>(2)</sup> に改良され, バグもかなり取り除かれるとともに, 発生される波形も追加・削除が行われた。

筆者らは, 昨年提案した「遮断電流を模擬した a.c.過渡波形の処理方法」に包絡線という考え方を導入し, 11 個の未知数の初期値を決定し, Levenberg-Marquardt (L-M)法により非線形方程式を高速で安定して解く方法を開発した。TDG Ver.7 の発生する波形データに, 今回開発した初期値決定法を試用したところ, 大変安定した性能を示したので以下にその詳細を報告する。

## 2. 短時間交流波形の解析的記述

一般に, 遮断試験で現れる短時間交流波形は(1)式であらわされることが良く知られている。

$$f(t) = (u(t-\tau) - u(t-\tau-\tau_1)) \left( I_1 \cdot e^{-\frac{t-\tau}{\tau_{ac1}}} + I_2 \cdot e^{-\frac{t-\tau}{\tau_{ac2}}} + I_3 \right) \cdot \sin \left( 2\pi(t-\tau) \left( f_0 + (t-\tau) \frac{\partial f}{\partial t} \right) - \Phi \right) + (I_1 + I_2 + I_3) \sin(\Phi) \cdot e^{-\frac{t-\tau}{\tau_{dc}}} + C \quad \dots\dots (1)$$

但し, ここに  $u(t)$  はステップ関数, 未知変数は  $\tau, \tau_1, I_1, \tau_{ac1}, I_2, \tau_{ac2}, I_3, \tau_{dc}, \partial f / \partial t, \Phi, C$  の 11 個である。これらの未知変数は,  $n$  組みの数値データ  $(t_k, y_k)$  と(1)式で与えられるカーブの残差の自乗に重み  $(w_k)$  を掛けた和の平均(平均偏差)で与えられる(2)式の  $S$  を最小とする条件から決定される。

$$S^2 = \frac{1}{n} \sum_{k=0}^n w_k (f(\tau, \tau_1, I_1, \tau_{ac1}, I_2, \tau_{ac2}, I_3, \tau_{dc}, \partial f / \partial t, \Phi, C; t_k) - y_k)^2 \quad \dots (2)$$

(2)式より派生する非線形連立方程式を解く手法として, L-M 法が用いられるが, L-M 法では未知数に妥当な初期値を与えることが非常に重要である。

## 3. 未知変数の初期値決定法

図 1 は(1)式で定められる波形 (SHAC) と上下部の包絡線, 最初のピーク値 ( $t=t_1$ ), 最後のピーク値 ( $t=t_2$ ) を描いたものである。なお, 遮断電流波形であることから波形は, 電流零点で遮断が成功すると ( $t=\tau+\tau_1$ ), 以降の波形はオフセットで与えられる値 ( $C$ ) を保持する。

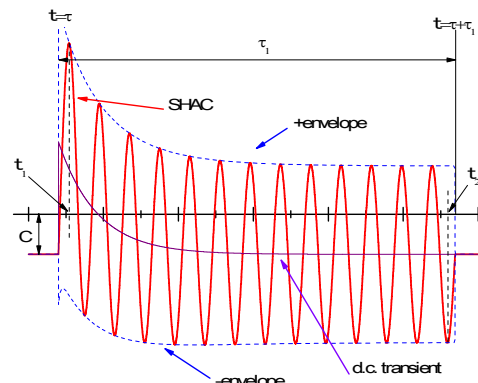


Fig.1 Parameter and Curve Definitions

< 3. 1 >  $\tau, \tau_1, C$   $\tau$  は波形開始時刻 (規約原点),  $\tau_1$  は波形継続時間,  $C$  はオフセットであるから特別な手法を用いることなく, 概数は簡単に決定できる。

< 3. 2 >  $\partial f / \partial t$   $\tau$  から  $\tau+\tau_1$  までにあらわれるピーク値の個数を  $m$ , 平均周波数を  $f_{ave}$  とすれば,

$$f_{ave} = \frac{m}{2\tau_1} = \frac{f_0 + f_{\tau_1}}{2} = \frac{f_0 + \left( f_0 + \tau_1 \frac{\partial f}{\partial t} \right)}{2} \quad \dots\dots (3)$$

なる関係があるので, 次式で与えられる。

$$\frac{\partial f}{\partial t} = 2 \frac{f_{ave} - f_0}{\tau_1} \quad \dots\dots (4)$$

< 3. 3 >  $(I_1 + I_2 + I_3) \sin(\Phi), \tau_{dc}$  (1)式の主要部を次式で記述すれば

$$f(t) = \left( I_1 \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{ac1}}} + I_2 \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{ac2}}} + I_3 \right) \cdot \sin \left( 2\pi t \left( f_0 + t \frac{\partial f}{\partial t} \right) - \Phi \right) \dots (1)$$

$$+ (I_1 + I_2 + I_3) \sin(\Phi) \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{dc}}}$$

この曲線の上下の包絡線は各々次式で与えられる。

$$f_u(t) = + \left( I_1 \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{ac1}}} + I_2 \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{ac2}}} + I_3 \right) + (I_1 + I_2 + I_3) \sin(\Phi) \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{dc}}} \dots (5)$$

$$f_l(t) = - \left( I_1 \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{ac1}}} + I_2 \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{ac2}}} + I_3 \right) + (I_1 + I_2 + I_3) \sin(\Phi) \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{dc}}}$$

包絡線の平均値をとれば、その曲線は(1)'式にあらわれる、d.c.成分と呼ばれる  $(I_1 + I_2 + I_3) \sin(\Phi) \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{dc}}}$  となるので、この平均値曲線のデータに最小自乗法を適用すれば、 $(I_1 + I_2 + I_3) \sin(\Phi)$ 、 $\tau_{dc}$  は計算できる。

< 3. 4 >  $\Phi$ ,  $I_1 + I_2 + I_3$  最初のピーク値辺りでは時定数 ( $\tau_{ac1}$ ,  $\tau_{ac2}$ ) による減衰は無視できるので、(1)'式は

$$f(t) = (I_1 + I_2 + I_3) \left( \sin(2\pi f_0 t - \Phi) + \sin(\Phi) \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{dc}}} \right) \dots (6)$$

と与えられ、この微係数が  $t=t_1$  で零になる条件から  $\Phi$  は一意的に決定される。既に、< 3. 2 > で  $(I_1 + I_2 + I_3) \sin(\Phi)$  は求まっているので、 $I_1 + I_2 + I_3$  は簡単に決定できる。

< 3. 5 >  $I_1, I_2, I_3$  最後のピーク値辺りでは時定数 ( $\tau_{ac1}$ ,  $\tau_{ac2}$ ) による減衰は十分進んでいると考えられるので、(1)'式は次式で近似できる。

$$f(t) \approx I_3 \sin \left( 2\pi t \left( f_0 + t \frac{\partial f}{\partial t} \right) - \Phi \right) + f_m(t) \dots (7)$$

この式と  $t=t_2$  でのピーク値を関連されると、

$$I_3 = |f(t_2) - f_m(t_2)| \dots (8)$$

なる関係式を得る。前節で既に  $I_1 + I_2 + I_3$  が求められているので、 $I_1 + I_2$  は簡単に計算できる。 $I_1, I_2$  は対称であり、個別に計算することはできないので、次式のように平均値を  $I_1, I_2$  に振り分ける。

$$I_1 = I_2 = (I_1 + I_2) / 2 \dots (9)$$

< 3. 6 >  $\tau_{ac1}, \tau_{ac2}$   $\tau_{ac1}, \tau_{ac2}$  はこれといった手がかりは無いが、二つの値には  $1\text{ms} < \tau_{ac1} < 500\text{ms}$ ,  $1\text{ms} < \tau_{ac2} < 50\text{ms}$  なる条件があるので、各々相乗平均をとって

$$\tau_{ac1} = \sqrt{1 \cdot 500} \text{ms}, \tau_{ac2} = \sqrt{1 \cdot 50} \text{ms} \dots (10)$$

と定める。

#### 4. 計算結果

提案した初期値決定法に従って未知数11個の初期値を計算し、これらの初期値を使ってL-M法により(2)式を最小にする変数を決定した。表1は全電流波形(電圧波形も同じ)の計算された波形パラメータを示したものである。表中 Error, Iterations は各々(2)式で評価される  $S$  の最終値とその

値に到達するまでに必要な繰り返し計算回数を示したものである。プログラムでは  $S$  の値が  $1.0 \cdot 10^{-7}$  より小さくなると繰り返し計算を終了するよう設定されている。なお、プログラム内部では波形の最大値が単位値となるようにデータは規格化されているため、ピーク値が1800Aで有るような波形の場合、実際の最大誤差は遙かに大きな値となる。

図2に計算された波形と原波形を示すが重なって一つの曲線に見える。

Table 1. Computed Waveform Parameters

	SHAC-A1	SHAC-A2	SHAC-A3	SHAC-A4	SHAC-A5	SHAC-A6	SHAC-A7
$I_1$ [A]	1.383	-200.005	200.025	2.072	43.618	652.077	320.000
$I_2$ [A]	-1.383	-100.001	300.002	0.002	37.834	597.915	110.000
$I_3$ [A]	999.999	1000.007	999.973	997.926	918.548	1250.009	1000.001
$\tau_1 \cdot \partial f / \partial t$ [Hz]	0.00000	2.50052	-2.50920	0.00000	0.00000	-3.01049	-7.00819
$\tau_{ac1}$ [ms]	-53.0192	400.030	400.078	large	large	400.127	399.994
$\tau_{ac2}$ [ms]	-53.0156	16.0007	16.0000	large	large	399.856	15.9996
$\tau_{dc}$ [ms]	45.0000	120.000	45.0001	45.0002	45.0001	80.0000	80.0000
$\phi$ [°]	89.9987	89.9986	89.9998	90.0002	89.9991	-45.0000	44.9999
$\tau$ [s]	0.0200	0.0200	0.0200	0.0200	0.0200	0.0200	0.0200
$\tau_1$ [s]	0.19504	0.19474	0.19470	0.19504	0.19504	0.17792	1.06124
$C$ [A]	-0.00030	-0.00130	-0.00031	-100.001	-0.00053	-20.0013	0.00005
Peak [A]	1802.348	1395.496	2561.044	1702.348	1802.349	3993.431	2304.458
Error	$8.5 \times 10^{-6}$	$8.5 \times 10^{-6}$	$8.5 \times 10^{-6}$	$8.0 \times 10^{-6}$	$1.1 \times 10^{-5}$	$8.2 \times 10^{-6}$	$8.9 \times 10^{-6}$
Iterations	33	61	11	32	30	35	12

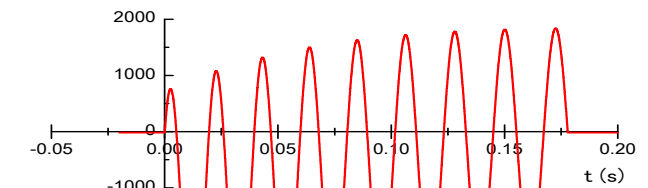


Fig.2 Given and Obtained Waveforms for SHAC-A6

#### 5. まとめ

短時間交流電流波形のパラメータ同定アルゴリズムに使用されるL-M法に使用される変数の初期値を効率的に計算する手法を提案しその効果をIEC 61083-4 TDG Ver.7に適用してその効果を確認した。

#### 参考文献

- (1) 里, 西村, 清水, 才川, 岡本: 「IEC 61083-4 TDG 定常 a.c. 電圧・電流波形解析について」平成24年電気学会全国大会, Vol.7, No. 84, pp.124-125, 2012-03
- (2) IEC 61083-4 Ed. 1 (draft): "Instruments and software used for measurements in high-voltage and high-current tests - Part 4: Requirements for software for tests with alternating and direct currents and voltages", 2012-08

# 非線形システム同定法の精密ステージ制御への応用

小島 侑一郎\*, 橋本 誠司(群馬大学)

## Application of a Nonlinear System Identification Method to Precision Stage Control

Yuichiro Kojima, Seiji Hashimoto (Gunma University)

キーワード：モデリング, システム同定, 非線形性, 制約付き最適化問題, 精密ステージ

(Keywords : modeling, system identification, nonlinearity, constrained optimization problem, precision stage)

### 1. はじめに

従来のシステム同定理論で, 入出力信号を測定するセンサには線形センサが用いられ, 観測雑音として例えば白色雑音が混入する場合を仮定することがほとんどである。しかしながら, 産業界ではコスト面の制約から, つねに高価な線形センサを利用できず, 安価な静的非線形性をもつセンサを利用しなければならない状況もある。また, センサの分解能によっては性能が劣化することもある。

本論文では, このような非線形誤差を制御対象のパラメータと同時に推定する手法<sup>(1)(2)</sup>を, 精密ステージの位置決め制御に対して応用し, その有効性を実験によって検証する。

### 2. 非線形システム同定法

〈2.1〉分解能を有する非線形センサ 図1のブロック線図に示したような非線形特性をもつセンサを用いた同定問題について考える。ここでの非線形特性は不感帯やセンサ分解能などである。図1における同定対象は, 線形時不変システムであると仮定する。すると, 同定対象の離散時間における入出力関係は, 次の差分方程式

$$y(k) + a_1 y(k-1) + \dots + a_n y(k-n) = b_1 u(k-1) + \dots + b_n u(k-n) \quad (1)$$

で記述される。ただし,  $u(k)$ は入力信号,  $y(k)$ は出力信号である。本論文では, システムの次数 $n$ は既知であると仮定する。不感帯が存在する範囲を $\pm D$ とし, 非線形センサによって計測された測定値を $\bar{y}(k)$ とすると, 不感帯による誤差を補正した値 $\bar{y}'(k)$ は次式のように定義される。

$$\bar{y}'(k) = \begin{cases} \bar{y}(k) + D, & \text{if } \bar{y}(k) > 0 \\ 0, & \text{if } \bar{y}(k) = 0 \\ \bar{y}(k) - D, & \text{if } \bar{y}(k) < 0 \end{cases} \quad (2)$$

すると, 真の出力信号の推定値 $\hat{y}(k)$ は次式のように表すことができる。

$$\hat{y}(k) = \begin{cases} \beta(k), & \text{if } |\bar{y}'(k)| \leq D \\ \bar{y}'(k), & \text{if } |\bar{y}'(k)| > D \end{cases} \quad (3)$$

ここで $\beta(k)$ は不感帯により測定できない微小データを推定

するための変数である。この非線形誤差を制御対象のパラメータと同時に準ニュートン法を用いて推定する<sup>(3)</sup>。本稿では, この不感帯領域をセンサの分解能により測定できない範囲と考え, この手法を応用する。その数値シミュレーション例を以下で示す。

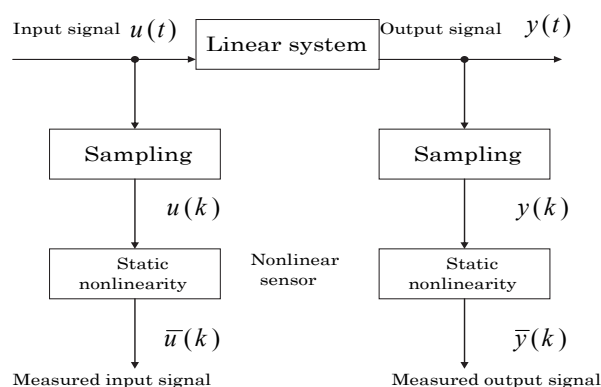


図1 非線形センサによる線形システムの同定問題  
Fig.1 A system identification problem of linear system with nonlinear sensors.

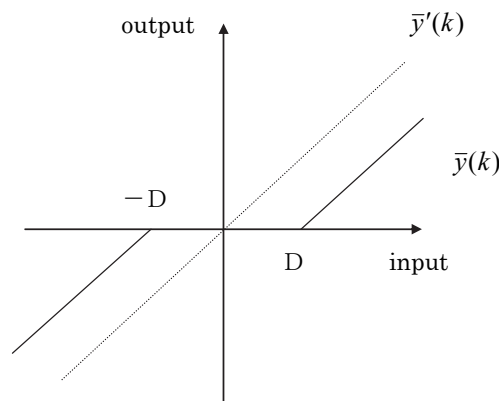


図2 不感帯特性  
Fig.2 Dead-zone of nonlinearity.

〈2.2〉数値シミュレーション 対象システムとして次式のような 2 次遅れ系を仮定し、制御入力信号として  $N(0, 0.8^2)$  の正規性白色信号を用いた。

$$P(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \begin{cases} \omega_n = 150 \\ \zeta = 0.1 \end{cases} \quad (4)$$

また、シミュレーション条件としてサンプリング時間を 0.5ms、センサの分解能を 0.05mm とした。つまりこの分解能より微小なデータは測定できず丸められる。図 3 にシミュレーション結果を示す。図中、real は分解能を持たない真値、measured は分解能で丸められた測定値、newton は準ニュートン法により推定された微小データ  $\beta(k)$  を用いて再構成された出力信号を示している。図より newton と real とがほぼ一致しており、真の出力信号を推定できていることがわかる。また、図 4 に周波数伝達関数の同定結果を示す。図中、LS は丸められた出力に従来の最小二乗法を適用し同定したモデルの周波数特性である。この結果からも周波数特性が改善されていることがわかる。また、表 1 に各同定パラメータに対する定量的比較結果を示す。

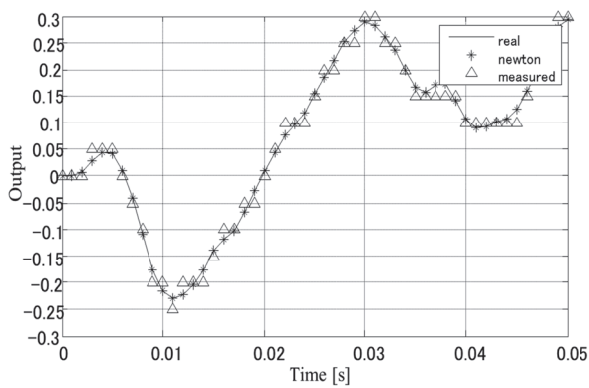


図 3 出力信号の比較  
Fig.3 Comparison of output signals.

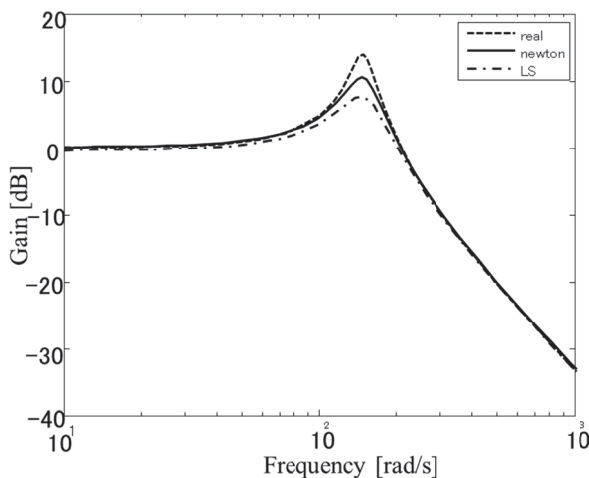


図 4 周波数伝達関数の同定結果  
Fig.4 Identified frequency responses.

表 1 同定パラメータの比較

Table 1 Real and estimated parameters

	真値	最小 2 乗法 (推定誤差)	非線形同定法 (推定誤差)
$a_1$	1.948	-1.919(1.46%)	-1.931(0.86%)
$a_2$	0.970	0.923(2.89%)	0.953(1.72%)
$b_1$	0.011	0.009(10.68%)	0.010(1.42%)
$b_2$	0.011	0.010(1.10%)	0.011(0.41%)

### 3. 精密ステージ制御への応用

以下では、分解能を考慮した非線形システム同定法を精密ステージの位置決め制御に適用し、実験検証によりその有効性を示す。実験条件はサンプリング時間は 0.1ms、センサの分解能は 100nm である。ここでは M 系列信号を入力し、その出力応答から同定を行うが、分解能を考慮した実験とともに、分解能誤差の影響を受けない状態での実験もあわせて行った。図 5 に実験出力と各同定モデルとの出力誤差の同定結果を示す。すなわち、分解能の影響を受けない状態での同定モデル出力 (real)、同一入力に対する非線形システム同定法により導出したモデルの出力 (newton)、最小二乗法により導出したモデル出力 (LS) を比較して示す。また、図 6 には対応する各同定モデルの周波数特性を示す。これらから newton は時間応答、周波数特性ともに real とほぼ重なっていることがわかる。

同定モデルの妥当性検証のため、帯域を 100Hz に設定した PI 制御器を用いて位置決め制御実験を行った。図 7 にその結果を示すが、図中 experiment が実験出力、newton が非線形システム同定法による同定モデルに対するシミュレーション結果、LS が従来法による同定モデルに対するシミュレーション結果を示す。この結果を示すが、図中 experiment が実験出力、newton が非線形システム同定法による同定モデル

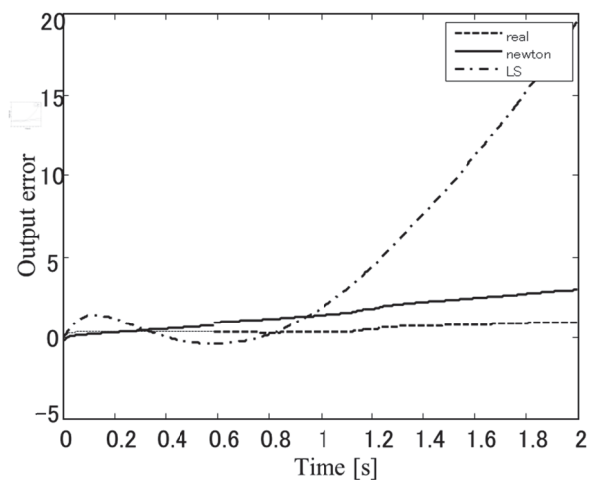


図 5 出力誤差  
Fig.5 Comparison of estimation error.

ルに対するシミュレーション結果, LS が従来法による同定モデルに対するシミュレーション結果を示す。この結果より, 非線形システム同定法によるモデルの出力が最も実験結果に近く, よって対象の特性をよく近似していることが確認できる。

#### 4. まとめ

センサの非線形性として分解能を考慮したシステム同定法を, 精密ステージの位置決め制御へ応用し, その有効性をシミュレーションと実機実験により検証した。

#### 参考文献

- (1) Y.Okada, S.Adachi and Jan M.Maciejowski : "A System Identification in the Presence of Nonlinear Sensor", SICE, Vol.41, No2, pp.142-148(2005)  
岡田, 足立, Jan M.Maciejowski : 「非線形性をもつセンサを用いたシステム同定」, 計測自動制御論文集, Vol.41 No2 142/148 (2005)
- (2) A.Okao, M.Ikeda and R.Takahashi : "System identification via data of finite wordlength", SICE, Vol.41, No1, pp.31-36 (2005)  
岡尾, 池田, 高橋 : 「有限語長データに基づくシステム同定—ナノオーダー制御に向けて」, 計測自動制御論文集, Vol.41 No1 31/36 (2005)
- (3) 田村, 村松 : 最適化法, 共立出版 (2002)

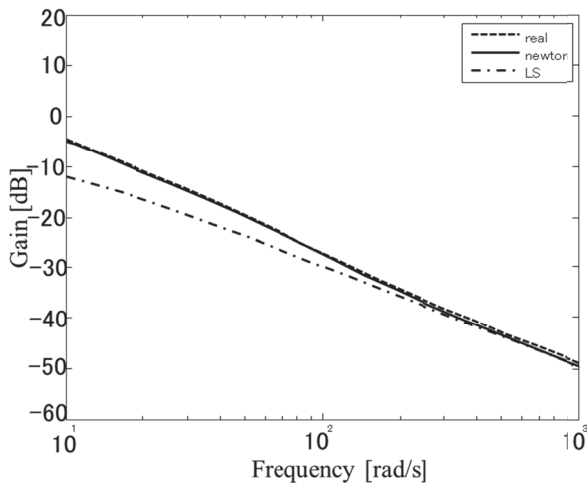


図6 周波数伝達関数の同定結果

Fig.6 Identified frequency response.

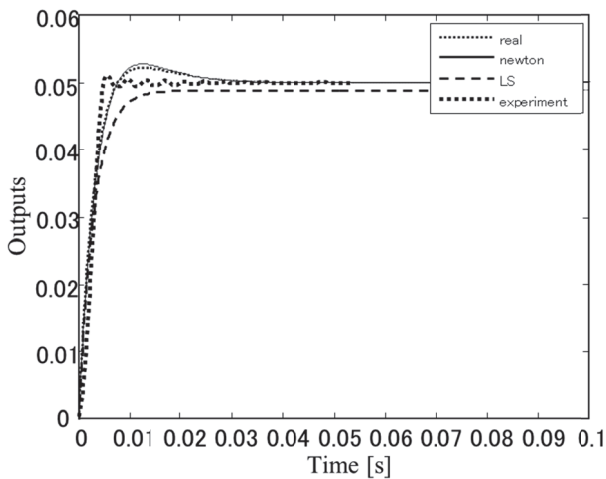


図7 精密ステージによる実験結果 (位置出力)

Fig.7 Experimental results of positioning control by precision stage.



# 加速度ピックアップを用いたハンドベルの振動姿態測定

杉本 雄紀\* 小林 幸夫 鈴木 真ノ介 (小山工業高等専門学校)

Vibration behavior measurement of hand bell using acceleration detector

Yuki Sugimoto\*, Yukio Kobayashi, Shinnosuke Suzuki (Oyama National College of Technology)

キーワード：ハンドベル，加速度ピックアップ，振動姿態

(Keywords, hand bell, acceleration detector, vibration behavior)

## 1. はじめに

本校では、安価かつ既製品に近いハンドベルの試作を行う研究を行っている<sup>(1)</sup>。しかし、現状の試作品はまだ音色や響きのよいものとは言いがたい。そこで、本研究では製品と試作品のハンドベルの振動姿態を比較し、試作品の音響特性を改善することを目的とする。

加速度ピックアップ振動計を用いることで手に持った状態など実際の演奏に近い状態での測定を実現し、また、小型のインパルスハンマを用いることで測定精度の向上を図り、より詳細な解析を行うことを目的とする。

## 2. 測定方法

本測定では、マルマーク社製の製品のハンドベル(材質:青銅、音名:C5(523Hz))及び、試作品のハンドベル(材質:真鍮、音名:C5;機械工学科にてNC旋盤を用いて作成された物)を測定した。製品は銅と錫のみの純粋な青銅によって作られている<sup>(2)</sup>。また、真鍮の試作品には快削真鍮が使用されている。

振動姿態の測定には加速度ピックアップ振動計(小野測器 NP-3211)とインパルスハンマ(小野測器 GK-2110)を用いた。測定箇所は円周上に16点とし、高さを5段階として80点測定した。加速度ピックアップ振動計及びインパルスハンマは、圧電素子を機械電気変換素子として用いて振動加速度に比例した電気信号を出力する<sup>(3)</sup>。インパルスハンマの加振力信号と加速度ピックアップ振動計の信号との2つの信号をFFTアナライザ(小野測器 Graduo)で周波数分析することにより周波数応答関数(固有振動数)を測定し、モード解析ソフトウェア(ME' scope)によって振動姿態の3Dアニメーション作成を行った。図1に作成した3Dモデルを示す。

## 3. 測定結果

製品と試作品をバイスに固定し測定した周波数特性を図

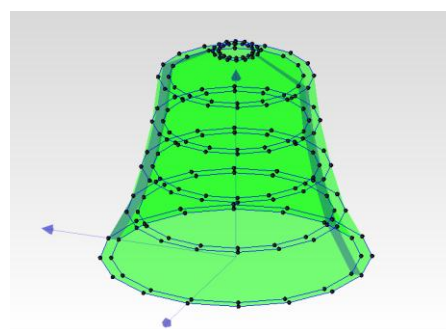


図1 ハンドベル 3D モデル

Fig. 1. 3D model of hand bell

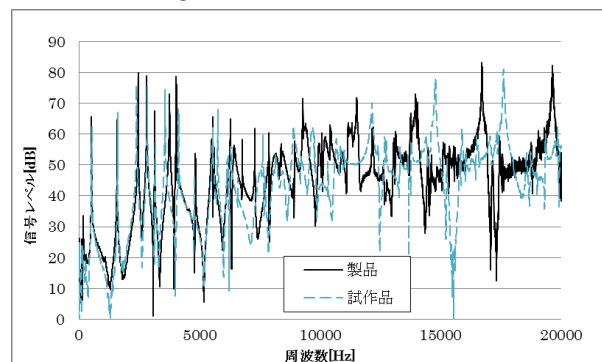


図2 周波数特性(製品、試作品)

Fig. 2. Frequency characteristic (product, prototype)

2に示す。

第1、第2固有振動数は製品とほぼ変わらない値となっているが、第3以降から徐々にずれ始め第5固有振動数以降は製品とは全く違う値を示していることがわかる。この時の第1固有振動数における振動姿態を図3に示す。図3よりハンドベルの下側4点がそれぞれ凹凸に変形し、右側の製品は線対称に8の字形に変形しているといえる。しかし左側の試作品は数箇所が一部分だけ突出しているのが確認でき、綺麗に変形しているとは言えない。この点は第2以降の固有振動数での振動姿態でも突出または変形不良をしているため、製造時にできた傷などにより機械的に強度が弱くなってしまった点と考えられる。



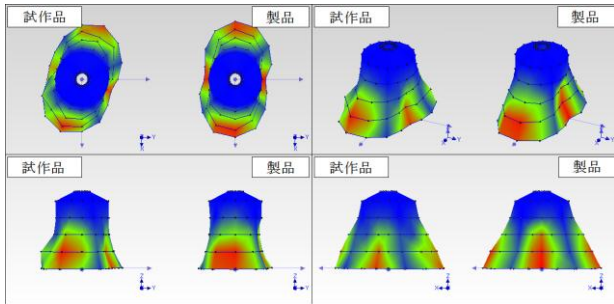


図3 振動姿態 (左: 試作品、右: 製品)

Fig. 3. Vibration behavior(L: prototype, R:product)

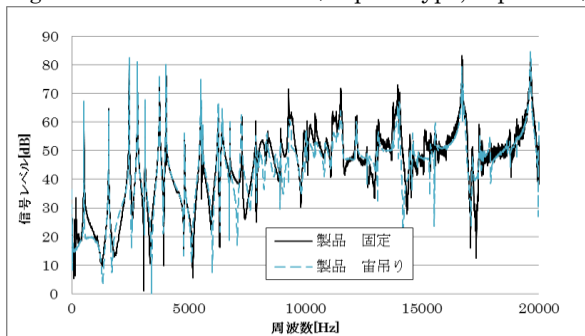


図4 周波数特性 (固定、宙吊り)

Fig. 4. Frequency characteristic (fixed, hung)

次に、試作品のハンドベルはベルのみを紐で吊るした状態で展示されているため、ハンドベルの固定方法によって音色にどのような影響が出るのか比較するため、製品のハンドベルを用いて測定した。

図4に、ハンドベルを固定した時と、ベルのみを吊るした状態で計測した周波数特性を示す。宙吊りの場合は10[kHz]以降の高調波領域での成分が減少し、なめらかなグラフとなっており、8~15[kHz]の範囲で数dB程度下がっていることがわかる。これは吊るすときに用いた紐がダンパーのような役割を果たし、高周波の成分を吸収したと考えられる。

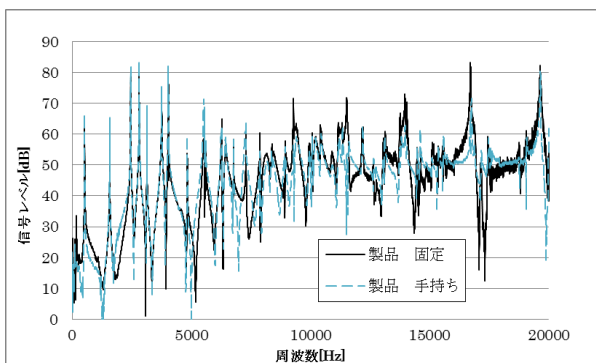


図5 周波数特性 (固定、手持ち)

Fig. 5. Frequency characteristic (fixed, hold in hand)

図5に製品のハンドベルを固定した場合と手で持った状態での周波数特性を示す。実際はハンドベルを手を持った状態で演奏を行うため、ハンドベルを固定した状態とは振動

姿態が異なっていると考えられるため測定を行った。手で持った場合と固定した状態を比較してみると、手持ちの場合、8[kHz]以降の値が数dB減少していることがわかる。手で持つことにより、低周波域での振動レベルは変わらないが、高周波帯域での振動が抑制されると考えられる。

図6に試作品に製品のハンドベルを付けた場合の測定結果を示す。ハンドベルの演奏はハンドベルを持ち、振ることにより音を出している。このためハンドベルと人間をつなぐハンドベルは重要な要素であるため、ハンドベルの音響評価を行う際には考慮しなくてはならない。

試作品にて測定を行った結果、製品のハンドベルをつけた場合、固有振動数の値は変わらないが、固有振動数以外の値が減少している事がわかる。よって製品のハンドベルは、固有振動数を強調しその他の周波数成分を抑制しているため、音色は向上すると考えられる。しかし試作品の場合、固有振動数が違うため向上するとは限らないと考えられる。

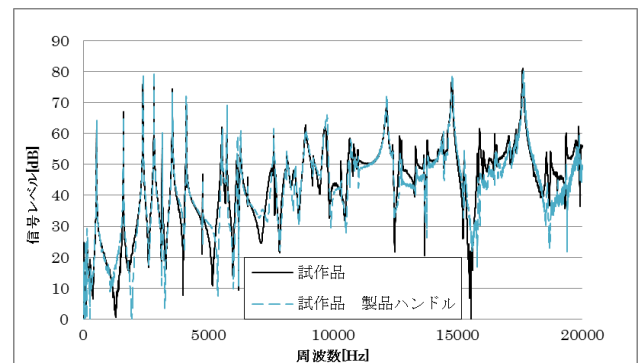


図6 周波数特性 (ハンドベル有無)

Fig. 6. Frequency characteristic (with/without of handle)

#### 4. まとめと今後の課題

図3の結果より、試作品のハンドベルの音響特性に関わる固有振動数以外での要素として、振動姿態の相違があげられる。これの改善には製造精度の向上などが考えられる。

またハンドベルの振動姿態はベル本体が同じでも、固定方法やハンドベルの違いにより差が出るということがわかった。これらの要素が製品の音色を形作っているため、試作品の音色の向上には、ベル本体だけでなく、その他の要素についても考慮を重ねなければならないと考えられる。

#### 参考文献

- (1) 峰司, 柴田洋一, 田中好一, 小林幸夫, 生井智展, 原田隆介, "自作ハンドベルに関する研究(第2報)", 日本音響学会, 音楽音響研究会資料, MA2011-33(2011,8)
- (2) マルマーク社, 公式HP,  
<http://www.malmark.com>
- (3) 小野測器, 公式HP,  
<http://www.onosokki.co.jp>

# ヒステリシス制御を用いた単一インダクタ 2出力 DC-DC スイッチング電源

田中駿祐\*、長島辰徳、小堀康功、岡田考志、堺昂浩、高井伸和、小林春夫（群馬大学）

小田口貴宏、山口哲二、上田公大（AKM テクノロジー）

松田順一（旭化成パワーデバイス）

## Single Inductor Multi Output DC-DC Converter Design with Hysteresis Control

Shunsuke tanaka\*, Tatsunori Nagashima, Yasunori Kobori, Takashi Okada, Takahiro Sakai,  
Nobukazu Takai, Haruo Kobayashi (Gunma University)

Takahiro Odaguchi, Tetsuzi Yamaguchi, Kimio Ueda (AKM Technology Corporation)

Jun-ichi Matsuda (Asahi-Kasei Power Devices Corporation)

キーワード：DC-DC スイッチング電源，ヒステリシス制御，単一インダクタ・マルチ出力電源  
(DC-DC Switching Converter, Hysteresis Control, Single Inductor Multi Output Converter)

### 1. はじめに

電子機器は小型・高速応答・低消費電力化に向けて研究開発が進められている。電子機器には電圧の安定供給のために多数のスイッチング電源が存在しその回路面積を大きく占めるのはインダクタである。多数のスイッチング電源を小型化する手法として1つのインダクタにより多数の電圧を出力する単一インダクタ・マルチ出力 (Single Inductor Multiple Output, SIMO) 電源が研究されている<sup>(1)</sup>。

また、多くのスイッチング電源はパルス幅変調制御が行われている。パルス幅変調制御はノコギリ波発生回路を必要とするため回路面積が大きくなる。さらに負荷変動に対する高速応答にも限界がある。そこで我々はヒステリシス制御に注目した。ヒステリシス制御は簡単な回路構成で制御が行われるため回路の小型化ができ、非線形の制御であることからON時間とOFF時間を固定できるため高速応答に優れる<sup>(2)</sup>。

本論文ではシミュレーションによって、ヒステリシス片側制御を用いて降圧、昇圧それぞれの単一出力の動作と性能を確認し、単一インダクタ2出力 (Single Inductor Dual Output, SIDO) 電源に適用して動作と負荷変動に対する高速応答を確認した。シミュレーションにはSIMPLISを用いた。

### 2. ヒステリシス制御降圧形 SIDO 電源

#### (2-1) 単出力電源の基本構成と動作結果

通常、スイッチング電源回路は出力電圧が基準電圧より低下した場合、入力電圧から出力電圧に電流供給を行う。出力電圧が過渡応答などで基準電圧を上回った場合は、出力電圧の低下は負荷出力電流による自然低下に依存するため、出力電圧が基準電圧より低下した場合に電流を供給する制御があれば良い。そこで図1のようにコンパレータを用いて、エラーアンプで比較、増幅した出力電圧が基準電圧より低下した場合のみ電流を供給するヒステリシス片側制御をSIDO電源の制御部に用いることを提案する。

まず初めに、ヒステリシス片側制御の動作を確認する。図2に、 $V_{in} = 9 [V]$ 、 $V_{out} = 5 [V]$ 、 $L = 10 [\mu H]$ 、 $C = 470 [\mu F]$ とし、出力電流を1.0 Aおよび0.5 Aに変化させたときの負荷応答のシミュレーション結果を示す。出力電圧のリプルはいずれも10 mV以下となり、負荷変動に対する応答性は2 $\mu s$ 以下である。次に、図1の回路構成をSIDO電源の制御部に適用する。

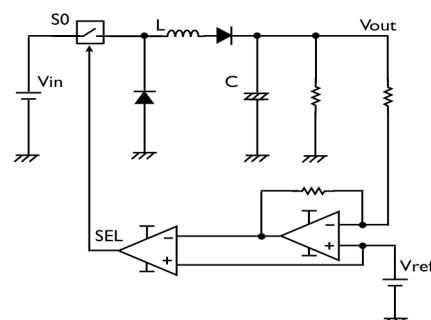


図1 ヒステリシス制御降圧形電源

Fig. 1. Circuit Construction of Hysteresis Controlled Buck Converter.

表 1 ヒステリシス制御降圧形 SIDO 電源のパラメータ

Table 1. Parameters Of Hysteresis Controlled SIDO Back Converter.

Vin	9.0V
Vout1	6.0V
Vout2	4.0V
L	0.5uH
C1,C2	470 uF
Fck	360kHz

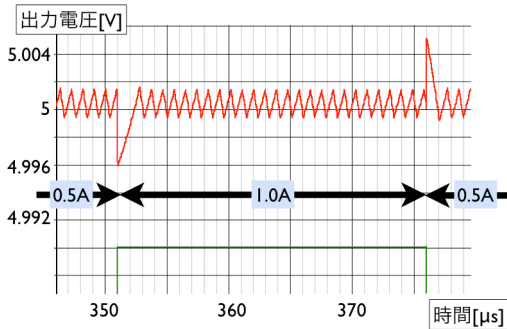


図 2 降圧形基本回路の応答特性

Fig. 2. Response of Basic Back Converter.

### (2.2) 降圧形 2 出力電源の構成と動作結果

一般的な SIDO の制御回路ではクロック信号により制御する電源を切替えるが、提案する制御ではこの選択に図 3 に示すような 2 電源の出力電圧誤差を比較して選択信号 SEL を得る方法を用いる。この SEL 信号により、 $V_{out2}$  の電源に設けられたスイッチ S2 を制御し、出力電圧が基準電圧からより小さい方の電源に電流を供給する。降圧形のスイッチング動作をするメイン・スイッチ S1 は、固定デューティのクロック信号により制御する。なお、出力の後段にあるエラーアンプの出力電圧が 2 つとも 0 になった場合は電流供給が不要の状態であり、OR 回路で検出して AND 回路により S1 を停止する制御となる。

表 1 のパラメータを用い、出力電流を 1.0 A および 0.5 A に変化させたときの負荷応答のシミュレーション結果を図 4 に示す。出力電圧のリプルはいずれも 10 mV 以下、オーバー/アンダー・シュート、クロス・レギュレーションもすべて 10mV 以下であり、出力電圧は負荷変動後 10μs 以下で収束していることが確認できる。

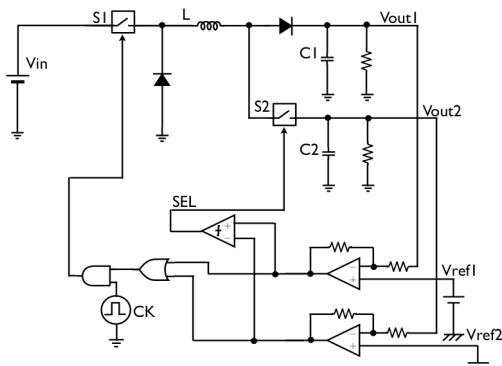


図 3 ヒステリシス制御降圧形 SIDO 電源の構成

Fig. 3. Hysteresis Controlled SIDO Back Converter.

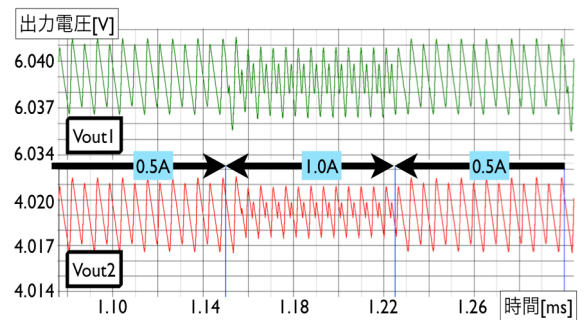


図 4 ヒステリシス制御降圧形 SIDO 電源の応答特性

Fig. 4. Response of Hysteresis Controlled SIDO Back Converter.

### (2.3) 降圧形 2 出力電源の改良と動作結果

前節のシミュレーション結果である図 4 はノイズを考慮していないが、出力電圧のリプルの大きさがランダムに変化していた。この原因はコンパレータの出力による S2 の切り替えタイミングが固定クロックとは非同期であり固定クロックを S1 に用いることで動作がランダムで、かつ遅れていると考えた。そこで、図 3 の固定デューティのクロックと AND 回路を取り除き図 5 のような OR 回路による検出で直接メイン・スイッチを切り替える非同期で動作する制御とした。

図 5 の回路を表 1 のパラメータで動作させ、出力電流を 1.0 A および 0.5 A に変化させたときの負荷応答のシミュレーション結果を図 6 に示す。OR 回路の出力直接でスイッチ S1 を切り替えても問題無く出力を制御できることを確認した。出力電圧のリプルはそれぞれ 5 mV 以下であり負荷変動に対する高速応答も確認できる。さらに、前節の図 4 と比較するとクロックによって動作が遅れていた S1 の制御が改善され、出力リプルの大きさは一定となり、同時に大きさが半分になり、かつ負荷変動に対する応答性は 5μs と約半分の時間で収束が確認できる。

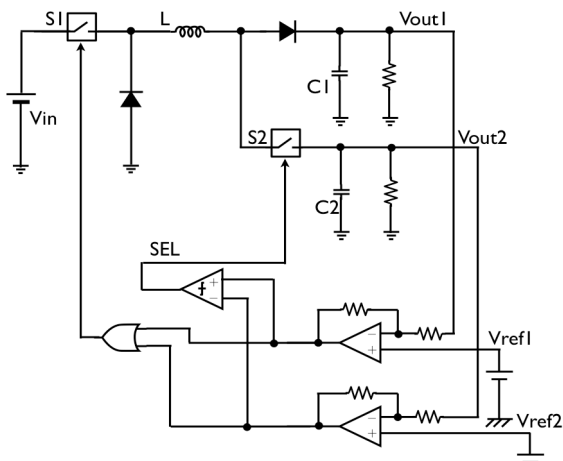


図 5 改良後の降圧 SIDO 電源の構成  
Fig. 5. Circuit Construction of Improved SIDO Back Converter.

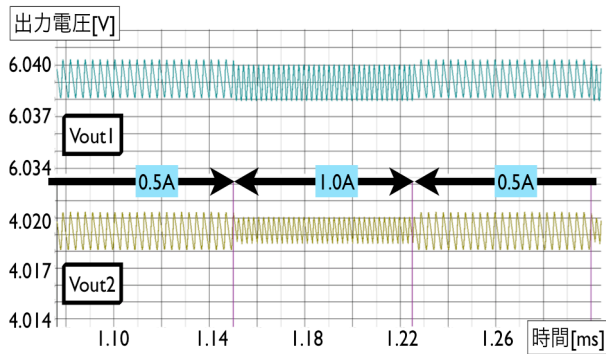


図 6 改良後の降圧 SIDO 電源の応答特性  
Fig. 6. Response Characteristic of Improved SIDO Back Converter.

### 3. ヒステリシス制御昇圧形 SIDO 電源

#### 〈3-1〉単出力電源の基本構成と動作結果

ヒステリシス制御昇圧形電源の基本構成を図 7 に示す。昇圧形電源も降圧形電源と同様に出力電圧が基準電圧を下回ったときに供給を行うが、昇圧形電源はインダクタへのチャージ期間が必須であり、S0 の制御においてクロックによる制御が必要である。図 8 に、 $V_{in}=3[V]$ 、 $V_{out}=5[V]$ 、 $L=0.5[\mu H]$ 、 $C=470[\mu F]$ 、 $F_{ck}=200[kHz]$  とし、負荷電流を 1.0 A および 0.5 A に切り替えた時の出力応答特性を示す。負荷電流の増加に伴い出力リップルは若干増加するが、ロードレギュレーション、出力リップルともに約 10mV であり、収束時間は負荷変動後 10 $\mu s$  以下である。次に、図 5 の回路構成を SIDO 回路に適用する。

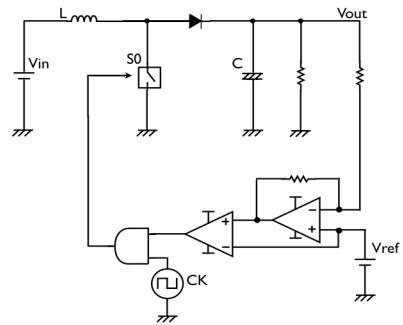


図 7 ヒステリシス制御昇圧形基本電源の構成  
Fig. 7. Circuit Construction of Hysteresis Controlled Boost Converter.

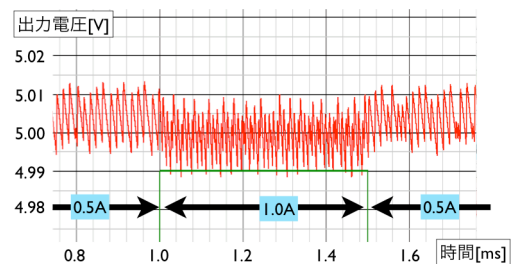


図 8 ヒステリシス制御昇圧形基本電源の応答特性  
Fig. 8. Response of Hysteresis Controlled Boost Converter.

#### 〈3-2〉昇圧形2出力電源の構成と動作結果

図 9 にヒステリシス制御昇圧形 SIDO 電源の構成を示す。図 9 において、選択信号 SEL の発生は降圧形電源と同様である。メイン・スイッチ S1 の制御もエラー・アンプの出力電圧が 0 になる時は降圧形電源と同様、供給が不要であり停止するが、昇圧形電源はインダクタへのチャージが必要であるため、図 7 と同様クロックによる停止でチャージする制御が必須となる。

表 2 のパラメータを用い、出力電流を 1.0 A および 0.5 A に変化させたときの負荷応答のシミュレーション結果を図 10 に示す。出力電圧のリップルはいずれも 10 mV 以下、オーバー/アンダー・シュート、クロス・レギュレーションもすべて 10mV 以下であり、出力電圧は負荷変動後 10 $\mu s$  で収束していることが確認できる。

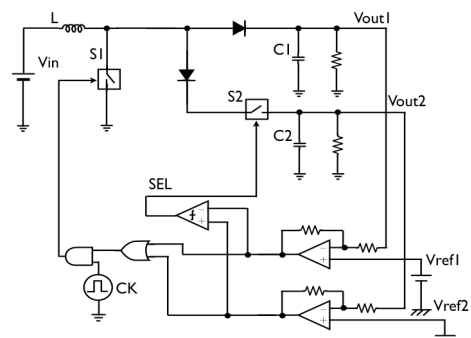


図 9 ヒステリシス制御昇圧形 SIDO 電源の構成  
Fig. 9. Circuit Construction of Hysteresis Controlled SIDO Boost Converter.

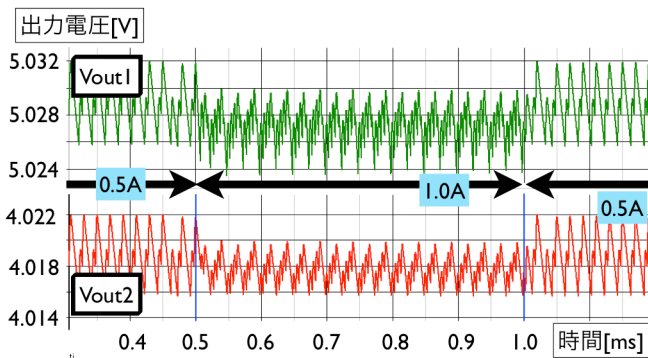


図 10 ヒステリシス制御昇圧形 SIDO 電源の応答特性

Fig. 10. Response of Hysteresis Controlled SIDO Boost Converter.

表 2 ヒステリシス制御昇圧形 SIDO 電源のパラメータ

Table 2. Parameters of Hysteresis Controlled SIDO Boost Converter.

$V_{in}$	3.0V
$V_{out1}$	4.0V
$V_{out2}$	5.0V
$L$	1.0 $\mu$ H
$C1, C2$	470 $\mu$ F
$F_{ck}$	200kHz

#### 4. ヒステリシス制御(昇圧+降圧)形電源

図 11 に昇圧+降圧形 SIDO 電源の構成を示す。図 11 において、 $V_{out1}$  が昇圧形電源、 $V_{out2}$  が降圧型電源である。コンパレータ出力の SEL 信号によりスイッチ S2 を切換え、電流を供給する電源の切換えを行う。電源の切換えと共に、降圧動作と昇圧動作の切換えが必要である。そのため、スイッチは 3 つ必要であり昇圧動作時はスイッチ S0 を ON として、スイッチ S1 を固定デューティのクロックで制御する。一方、降圧動作時は、スイッチ S2 を ON、スイッチ S1 を OFF として、スイッチ S0 を固定デューティのクロックで制御する。また、 $V_{out1}$ 、 $V_{out2}$  の電圧が基準電圧  $V_{ref1}$ 、 $V_{ref2}$  をそれぞれ上回っているときメイン・スイッチ S0 を停止する制御も必要である。

図 12 に  $V_{in} = 5$  [V]、 $V_{out1} = 6$  [V]、 $V_{out2} = 4$  [V]、 $L = 1$  [ $\mu$ H]、 $C1 = 470$  [ $\mu$ F]、 $C2 = 470$  [ $\mu$ F] を使い、出力電流を 1.0A と 0.5A に変化させた負荷応答のシミュレーション結果を示す。昇圧形電源の負荷電流  $I_{o1} = 1$  [A] の時にリップルは大きく見えるが、10mV 以下である。昇圧形電源の負荷電流  $I_{o1} = 1$  [A] の時に降圧電源の方も同様に 10mV 以下である。オーバー/アンダー・シュート、クロス・レギュレーションもそれぞれ 10mV 以下で収束時間は 10 $\mu$ s と十分な性能である。

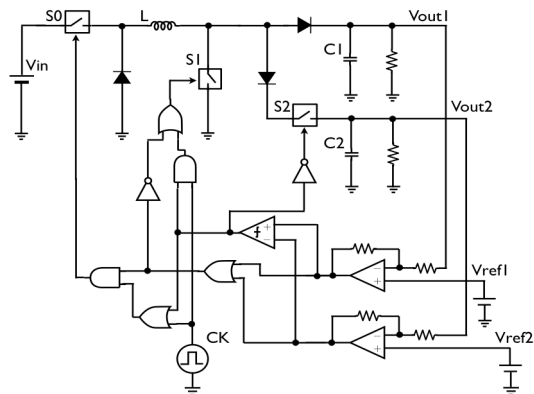


図 11 ヒステリシス制御降圧形と昇圧形 SIDO 電源の構成

Fig. 11. Circuit Construction of Hysteresis Controlled Back Boost Converter.

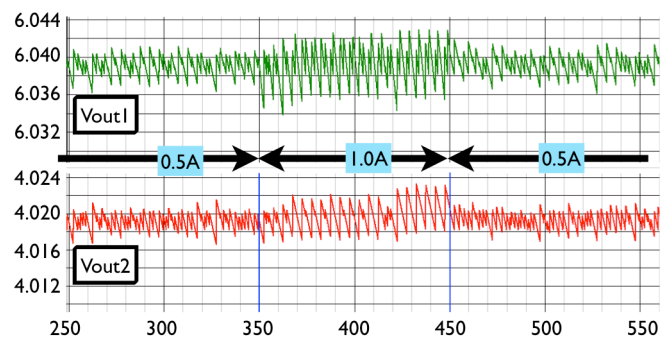


図 12 降圧と昇圧形 SIDO 電源の応答特性

Fig. 12. Response of Hysteresis Controlled Back Boost Converter.

#### 5. まとめ

単一インダクタ 2 出力電源において、両電圧誤差を比較して制御対象電源を選択する片側ヒステリシス制御方式の動作をシミュレーションで確認した。2 出力 SIDO 電源では、降圧形、昇圧形および昇圧+降圧形の各構成において、各出力リップルは 5mV 程度、セルフ/クロス・レギュレーションともに 10mV 以下であり負荷応答も 10 $\mu$ s 以下と十分な応答特性を得ている。

#### 文 献

- (1) Wing-Hung Ki, Dongsheng Ma "Single-Inductor Multiple-Output Switching Converters"
- (2) 馬場清太郎, "電源回路設計成功のかぎ", CQ 出版社, pp296, (2009)
- (3) 津志田健吾, 他 13 名, "単一インダクタンス 2 出力 DC-DC コンバータの検討", 第 22 回回路とシステム軽井沢ワークショップ (2010.4)
- (4) 小堀康功, 他 10 名, "単一インダクタンス 2 出力 DC-DC コンバータにおける新制御方式", 電気学会栃木群馬支部大会 (2012.2)
- (5) Kobori, et, al, "Single Inductor Dual Output DC-DC Converter Design with Exclusive Control", APCCAS (2012,12)
- (6) 長島辰徳, 小堀康功, 他 9 名, "ヒステリシス制御 DC-DC SIMO 電源のシミュレーション結果", 電子情報通信学会 集積回路研究会 (ICD), 東京工業大学(2012,12)