

令和4年度高専研究発表会

講演論文集

2022 KOSEN CONVENTION RECORD I.E.E. JAPAN

令和5年3月4日

(オンライン開催)

主催 電気学会関西支部

共催 関西工学教育協会高専部会

令和4年度（第29回）高専研究発表会世話役構成

近畿地区高専

- 山吹 巧一 (和歌山工業高等専門学校 電気情報工学科 教授)
- 三崎 雅裕 (近畿大学工業高等専門学校 総合システム工学科 電気電子コース 准教授)
- 津吉 彰 (神戸市立工業高等専門学校 電気工学科 教授)
- 七森 公碩 (舞鶴工業高等専門学校 電気情報工学科 講師)
- 早川 潔 (大阪公立大学工業高等専門学校 総合工学システム学科 電子情報コース 教授)
- 石飛 学 (奈良工業高等専門学校 電気工学科 教授)
- 周山 大慶 (明石工業高等専門学校 電気情報工学科 教授)

近畿地区外参加高専

- 光本 真一 (豊田工業高等専門学校 電気・電子システム工学科 教授)
- 皆本 佳計 (新居浜工業高等専門学校 電気情報工学科 教授)
- 中村 重之 (津山工業高等専門学校 総合理工学科 教授)

電気学会関西支部

- 総務企画幹事 島津 聖 (関西電力(株) 研究開発室 技術研究所 流通技術研究室 主幹)
- 総務企画幹事 原田 真 (住友電気工業(株) パワーデバイス開発部 結晶部 部長)
- 会計幹事 岡田 真 (大阪公立大学 情報学研究科 基幹情報学専攻 助教)
- 会計幹事 山下 育男 (関西電力(株) 技術研究所 先進技術研究室 チーフリサーチャー)
- 協議員 周山 大慶 (明石工業高等専門学校 電気情報工学科 教授)
- 事務局 大田垣 文雄 (関西電気関連学会事務センター 理事長)
- 事務局 小門 俊次 (関西電気関連学会事務センター 理事)

目 次

司会：島津 聖（電気学会 関西支部 総務企画幹事）

開会式（13：00～13：15）

電気学会 関西支部長 挨拶 : 弘津 研一（住友電気工業㈱研究開発センター技師長）
スケジュールの説明と発表の諸連絡 : 島津 聖

発 表 2会場

発表時間：1件15分（発表12分+質疑3分） * 指導教員

セッションⅠ：会場1（13：15～14：15） 座長:明石高専 井上教授 時計係:豊田高専 光本教授

1. Web クラウドを用いたIoT教材の作成
須藤 友貴 早川 潔*（公大高専） p.1
2. 機械学習による異なるジャンル楽曲の自動生成システム
天野 智晴 謝 孟春*（和歌山高専） p.3
3. Web SpeechAPI を用いた質問ツールの開発
森中 貴也 岩佐 英彦*（近大高専） p.5
4. 基底系選択に基づく適応的画像圧縮方式の開発にむけて
渡邊 凌矢 芦澤 恵太*（舞鶴高専） p.7

—休憩—（15分間）

セッションⅡ：会場1（14：30～15：45） 座長:公大高専 早川教授 時計係:明石高専 周山教授

5. 電界印加時間の異なるLDPEの電流値による電気伝導機構予想の一考察
花岡 明拓 光本 真一*（豊田高専） p.9
6. ローカルIoTにおけるWi-Fiを用いた拡張性のあるロバストネットワーク
首浦 大夢 井上 一成*（明石高専） p.11
7. Instant NeRFを用いた大規模施設の3次元復元
篠木 友馬 尾山 匡浩*（神戸高専） p.13
8. スパース推定法を用いたはんだ付け巧拙原因の推定
北村 惇 森 健太郎*（舞鶴高専） p.15
9. 導電性繊維を用いた静電容量方式布 QWERTY キーボード
松村 拓海 高田 峻介*（神戸高専） p.17

セッションⅢ：会場2 (13:15~14:15) 座長:神戸高専 津吉教授 時計係:奈良高専 石飛教授

1. 三状態スマートウィンドウ用銀ベース電解液の不凍化と状態保持に関する研究
柳澤 伶果 關 成之* (奈良高専) p.19
2. 三巻線結合インダクタを用いた高昇圧比 DC-DC コンバータの定電圧制御
江原 武 南 政孝* (神戸高専) p.21
3. 有限個周波数応答モデルで記述した制御問題に対する繰り返し最適化手法
南川 健志郎 上 泰* (明石高専) p.23
4. ECR 酸素イオンビームを用いた超精密切削用ダイヤモンド工具再生技術の開発
奥島 大翼 清原 修二* (舞鶴高専) p.25

—休憩— (15 分間)

セッションⅣ：会場2 (14:30~15:45) 座長:和歌山高専 山吹教授 時計係:舞鶴高専 七森講師

5. 高エネルギー密度型空心インダクタのコイル断面と損失の関係
福岡 万優 石飛 学* (奈良高専) p.27
6. 鋸波キャリア PWM 法に適用可能なデッドタイム誤差を生じない新しい PWM 法
河野 孝太郎 茂木 進一* (神戸高専) p.29
7. ドーム型太陽熱発電装置の研究
大久保 颯斗 大西 弘晃 梅田 朝日 吉川 隆* (近大高専) p.31
8. 方形マグネチックループアンテナの製作
山添 義顕 重井 宣行* (公大高専) p.33
9. 冗長マニピュレータにおける手先位置、冗長速度の非干渉化独立制御系の構築
清水 大成 岡部 弘佑* (和歌山高専) p.35

閉会式 (16:00~16:10)

関西工学教育協会 高専部会長 挨拶 : 北風 幸一 (和歌山工業高等専門学校長)
諸連絡 (表彰等) : 島津 聖

Webクラウドを用いたIoT教材の作成

須藤 友貴*, 早川 潔 (大阪公立大学高専)

Development of IoT teaching materials using web cloud

Sudo Tomoki, Hayakawa Kiyoshi (Osaka Metropolitan University College of Technology)

1. はじめに

日本では「Society5.0」を実現するために、近年プログラミング教育が注目されている。そのため、IoTを学ぶための教材は増えてきているが、センサから受信デバイスへの一方通行のデータのやり取りを行うものが多く、Webクラウドを用いたデバイス間の連携の教材が少ない。

そこで、本研究では、Webクラウドを用いたデバイス間の連携の例として車の自動運転に着目し、ロボットカー2台が連携して信号のある交差点を安全に通過できるシステムを教材として開発する。また、初学者にも理解しやすいよう、システム構築に必要なプログラムを簡易化し、指導書を作成することを目標とする。

2. 教材の内容

本教材では、ロボットカーが交差点を安全に通過するためのシステムを教材の利用者が構築できることを目標とする。

構築するシステムはまず、交差点にいる2台のロボットカーがそれぞれ自分の目の前の信号の色をカメラで読み取る。次に、読み取った信号の色をWebクラウドに送信する。その後、Webクラウドから受け取った交差する道路の信号と自身のカメラで読み取った目の前の信号の色を確認する。そして、安全に交差点を通過できるように、自身の目の前の信号が緑色でかつ交差する道路の信号が赤色の場合のみ前進するようにし、それ以外の場合は停止するようにする。

3. 教材に必要なデバイス

<3.1>ロボットカー 本教材では ELEGOO 社が販売している ELEGOO UNO R3 Project Smart Robot Car Kit V 4.0 を使用する。このロボットカーは Arduino UNO で制御できるため、マイコンには Arduino UNO を使用し、制御プログラムには ELEGOO 社が公開している Arduino のライブラリを用いる。

<3.2>Jetson nano ロボットカーの制御で使用した Arduino UNO はモーターやセンサの制御には適しているが、インターネットやカメラを使った複雑な処理には向いていない。そのため、本教材では Jetson nano を Arduino UNO と接続して使用する。また、Jetson nano では、IoT でよく

用いられるプログラミング言語である Python を使用する。<3.3>信号機 信号機には Keyestudio の Traffic Light を使用する。信号機は事前に決定された LED のパターンの表示だけを行うため、Arduino のみで制御する。

<3.4>Webクラウド 本教材では、初学者向けになるべく扱いやすい Webクラウドを使用する。そのため、公式で Python のライブラリが公開されており、複数のチャネルの設定ができる Ambient を用いる。

<3.5>デバイス間の接続状態 本教材では各デバイスを図1に示すように接続する。図1より、モーターは Arduino UNO に接続して制御し、カメラは Jetson nano に接続して使用している。また、Webクラウドについても Jetson nano からデータの送受信を行っている。電源供給に関してはモバイルバッテリーから Jetson nano と Arduino に供給する。

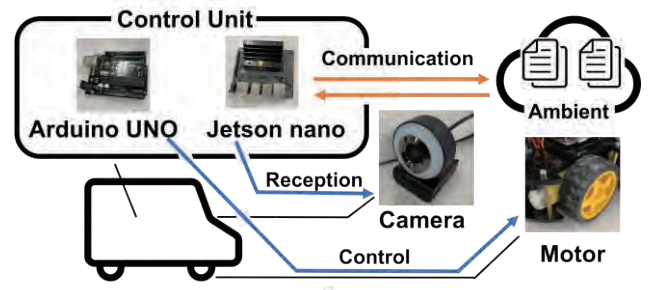


図1 各デバイスの接続図

Fig.1. Connection diagram of each device

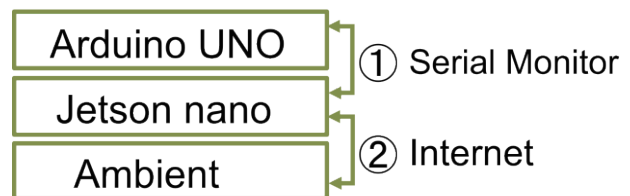


図2 データの通信経路

Fig.2.Data communication path

4. 通信方法

図2に示すように、本研究では2つの通信経路を用いる。それは、①Arduino UNO と Jetson nano の間の経路、② Jetson nano と Ambient の間の経路である。

①の経路では Arduino UNO と Jetson nano が、Arduino のシリアルモニタに一度データをおいてデータの送受信を行う。②の経路では Jetson nano で Ambient が公開している Python のライブラリを用い、インターネットを介してデータのやり取りを行う。このライブラリでは Ambient のチャンネルを作成した際に与えられるキーを Python のプログラムに設定する事で、チャンネルを指定してデータの送受信を行うことができる。

5. 信号の色認識

色認識において、信号の色を明暗の取得に適した HSV 表色系を用いて判定した。また、今回は用いるライブラリの関係上 HSV 表色系の最大値を全て 255 として扱う。

まず、表 1 で示すように、信号の緑、黄、赤の色それぞれに対して、HSV 表色系で上限値と下限値を決定する。次に、各色を決定するのに必要なピクセル数を設定する。そして、カメラの映像の中で、設定した閾値内のピクセル数が色を決定するのに必要なピクセル数を超えていれば図 3 のように、色に応じた値を返すようにした。

各色の HSV 表色系での閾値は信号の色を RGB 表色系で取得してから、式(1)から(3)[1]を用いて HSV 表色系に変換して決定した。また、領域が重なっている部分は緑、黄、赤の順に優先して処理する。

表 1 信号の色判定の閾値

Table.1. Signal color judgment threshold

	緑	黄	赤
HSV上限値	[70,255,255]	[26,245,255]	[16,210,255]
HSV下限値	[40,37,250]	[11,100,250]	[0,50,250]
ピクセル数	800	1600	1600



図 3 信号認識の画面

Fig.3.Signal recognition screen

$$H = \cos^{-1}\left(\frac{(G - B) + (G - R)}{2\sqrt{(G - B)^2 + (G - R)(B - R)}}\right) \quad (1)$$

$$S = \frac{MAX(R, G, B) - MIN(R, G, B)}{V} \quad (2)$$

$$V = MAX(R, G, B) \quad (3)$$

6. 動作確認

動作確認では 2 台のロボットカーを用いて、作成した交差点におけるシステムの正常動作を確認することにより、動作確認を行った。

具体的には、交差点の信号を(緑,赤), (緑,緑), (黄,黄), (赤,緑)の順に変化させ、このサイクルを 3 回実行した。この際、カメラが正常に信号の色を検知し、Web クラウドから受け取ったデータに対応してモーターが正確に動作しているかを確認した。また、信号の色が変化してからモーターの動作が変化するまでの時間も測定した。

7. 結果

信号の認識結果は片方のロボットカーが黄色の信号を全て緑と認識しており、それ以外の場合では 3 回とも的中していることが確認された。

モーターは期待通り、自身の目の前の信号が緑色でかつ、交差する道路の信号が赤色の場合のみ回転したことが確認された。さらに、信号の色が変化してからモーターの動作が変化するまでの時間については、モーターが回転している状態から停止する際は信号が変わるとほぼ同時に変化し、停止している状態から回転する際は 3.5 秒のタイムラグが発生した。

8. 考察

本研究の結果において、モーターの制御は正常に動作したと考えられる。

モーターが停止する際は即座に反応し、回転する際にタイムラグが発生するのは、回転する際には必ず Web クラウドを通じるためである。このタイムラグは必然的なものであり、進むときのみ発生し、衝突事故にはつながらないため Web クラウドでの通信も正常に行えたと考えられる。

黄色の信号を緑と認識している要因は、緑色を認識するピクセル数が他の 2 色と比べて少なく、認識しやすかったことがあげられる。そのため、緑色と黄色の閾値を見直す必要がある。

9. むすび

本研究の結果において、現状は教材の内容であるロボットカーの制御や色判定までしかできておらず、本研究の目標である教材という点に達していない。

そのため、今後はプログラムを簡易化するライブラリと指導書を作成し、本校の学生に教材を体験してもらうなどして、実際に教材として運用できるかを確認していきたい。

文 献

[1] 松橋聡, 藤本研司, 中村納, 南敏: 顔領域抽出に有効な修正 HSV 表色系の提案, テレビジョン学会誌 Vol.49, No.6 pp.787~797(1995)

機械学習による異なるジャンル楽曲の自動生成システム

天野 智晴*, 謝 孟春 (和歌山高専)

Automatic Generation System of Different Genre Songs by Machine Learning

Amano Tomoharu, Xie Mengchun (National Institute of Technology, Wakayama College)

1. はじめに

人間の感性をコンピュータに取り込むアプローチの一つはコンピュータを用いた楽曲の自動生成である。対話型進化計算を用いた楽曲の自動生成システムは使用者の好みを入力することで使用者好みの楽曲の自動生成を行う⁽¹⁾。一方、手間を省くために楽曲の自動生成システムには人間が介入しないことが望まれる。

そのため、本研究では、機械学習の手法の一つである Recurrent Neural Network(RNN) を用いて、楽曲の自動生成に人間が介入しないシステムを検討する。また、日本民謡、クラシック、ジブリ楽曲の3つのジャンルの特徴を捉えて楽曲の自動生成を行うことで、人間の感性をコンピュータに取り込むことを目指す。

2. 楽曲の自動生成システムの構成

本研究で用いる楽曲の自動生成システムの構成を図1に示す。教師データとして日本民謡、クラシック、ジブリ楽曲のMIDIを使用する。まず、MIDIをOne-hot Vectorに変換し、RNNを用いて学習を行う。次に、学習によって生成したモデルに対し、初期設定のための数音を入力することにより、楽曲の自動生成を行う。

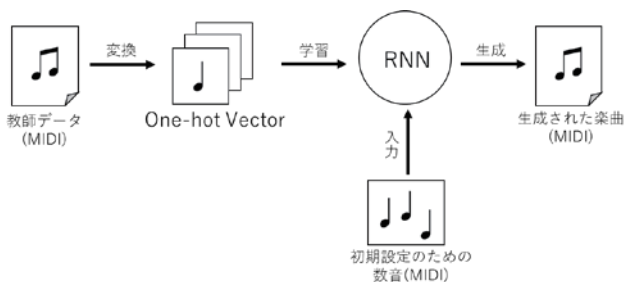


図1 楽曲の自動生成システムの構成

Fig.1. Configuration of automatic music generation system

<2・1>Musical Instrument Digital Interface(MIDI)

本研究で用いる教師データの規格はMIDIである。その構造を図2に示す。本研究では、ある音程の音を鳴らし始める、鳴らし終わる命令であるチャンネルボイスメッセージのみ扱う。教師データの規格としてMIDIを扱うことで、

音声の状態ではわからない音符がわかるというメリットがある。すなわち、楽曲を波形ではなく記号列として扱うことができる。

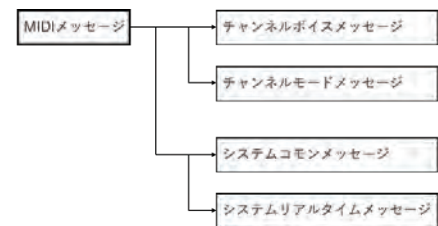


図2 MIDIの構造

Fig.2. Structure of MIDI

<2・2>One-hot Vector

One-hot Vectorとは、(0,1,0,0,0)のように1つの成分が1で、残りの成分がすべて0であるようなベクトルのことである。本研究で用いる記号をOne-hot Vectorで表現すると図3のように表される。

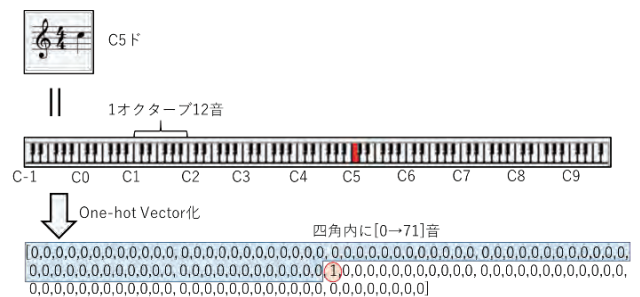


図3 MIDIにおける記号のOne-hot Vectorの一例

Fig.3. An example of One-hot Vector for symbols in MIDI

<2・3>RNN

本研究では、RNNの入出力にOne-hot Vectorを使用し、楽曲をOne-hot Vectorの時系列として捉える。それぞれの時点でのOne-hot Vectorは、それぞれの音程がなることを示す”note-on”イベント、鳴っている音程を終わらせることを示す”note-off”イベント、音程を新しく鳴らすことも終わらせることもしない”no”イベントの3つの情報を持つ。この3つの情報を学習した後に、One-hot Vectorの時系列生成モデルを生成し、楽曲の自動生成を行う。

3. 楽曲の自動生成の結果

教師データは日本民謡を 205 曲、クラシックを 199 曲、ジブリ楽曲を 119 曲として、自動生成システムが生成した楽曲の一例を図 4 に示す。



(a) 日本民謡
(a) Japanese folk song



(b) クラシック
(b) Classic



(c) ジブリ楽曲
(c) Ghibli Music

図 3 自動生成システムが生成した楽曲の一例

Fig.3. An example of music generated by the automatic generation system

4. 自動生成した楽曲の評価

自動生成システムによって生成された楽曲がジャンルの特徴を捉えることができたかどうかについてアンケートと t 検定によって評価する。

<4・1>アンケート

アンケートは教師データが日本民謡の 4 曲、クラシックの 3 曲、ジブリ楽曲の 3 曲を試聴してもらい、どのジャンルの教師データを用いて自動生成した楽曲か推測する調査である。そして、推測された教師データと実際に用いた教師データの一致数を集計する。

アンケート対象は和歌山高専の学生 20 名とした。アンケ

ートの結果を図 5 に示す。横軸は回答者番号で、縦軸は各回答者の一致数である。

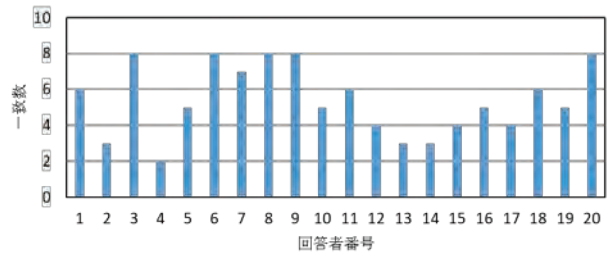


図 5 アンケートの結果

Fig.5. Survey Results

<4・2>t 検定

アンケートの結果が無作為に答えられたかどうか t 検定を行う。t 検定で用いた値を表 1 に示す。

表 1 t 検定で用いた値

Table.1. Values used in t-test

有意水準	0.05
自由度	19
標本数	20
標本平均	5.40
不偏分散	3.83
統計量の実現値T	4.73
棄却域	$ t > 2.09$

表 1 より、実施したアンケートは無作為に答えられたわけではなく、ジャンルごとに作作的に答えられたことがわかる。すなわち、自動生成システムにより生成された楽曲はジャンルの特徴を捉えていると考えられる。

5. まとめ

本研究では、機械学習の手法の 1 つである RNN を用いて、楽曲の自動生成に人間が介入しないシステムを検討した。また、人間の感性を取り入れることで、日本民謡、クラシック、ジブリ楽曲の 3 つのジャンルの特徴を捉えた楽曲の自動生成を行った。

実験結果から、RNN を用いることで人間が介入することなくジャンルの特徴を捉えた楽曲の自動生成を行うことができた。つまり、教師データから人間の感性を取り入れることができるようになった。

今後の課題として、単音のメロディー以外の和音なども含んだ楽曲の自動生成を可能にすることで、創作物としてのクオリティを向上させることやジャンルの特徴をより捉えることができる楽曲の自動生成システムを検討することなどが挙げられる。

文 献

(1) 安藤大地・Palle Dahlstedt・Mats G. Nordahl・伊庭 齊志：芸術科学会論文誌,4 2,77~86(2005)

Web Speech API を用いた質問ツールの開発

森中 貴也* (近大高専)

Development of Question tool using Web Speech API
Morinaka Takaya (Kindai University Technical College)

1. はじめに

タッチパネルの普及に伴い、タッチ操作が可能な案内システムが普及しているが、案内画面の作成には専用ソフトウェアやスライド作成のアプリケーション等を用いる必要がある。大規模な自動案内システムのニーズは高まる一方であり[1]、容易に案内システムの表示内容を遠隔で変更できる安価なシステムの必要性が高まっている。

そこで本研究では、案内画面に表示するテキストと、画面遷移に必要な情報をテキスト形式でスプレッドシート上に用意するだけで、自動的に案内システムの画面を生成し、さらに合成音声による読み上げを実現するソフトウェアを開発することを目的とする。

スプレッドシートにはクラウド上にデータが保管される Google スプレッドシートを採用する。これにより、インターネットに接続可能な端末であれば、クラウド上で作成された案内文がリアルタイムで反映されるため、大規模な会場等に配置された案内システムのコンテンツを動的に変更することが可能となる。本稿では、提案システムの具体的な実現方法について概要を示す。

2. 開発内容

<2・1> 質問登録シート Web 画面上に表示する質問と選択肢の中に表示する文字を入力するための質問登録シートを図 1 に示す。それぞれの入力内容について列番号を基に B 列には画面上に表示する質問内容を記入する。C 列 E 列 G 列 I 列 K 列など $2n+1$ (n はボタンの番号) 列目には遷移先の質問番号を入力する。D 列 E 列 G 列 H 列 J 列 L 列など

$2(1+n)$ 列目には選択肢の中に表示する文字を入力する。

<2・2> Web 画面 質問登録シートに入力した内容を表示する Web 画面と画面遷移を図 2 に示し、結論を表示する画面を図 3 に示す。Web 画面に表示する処理等の開発するシステムの動作は、<2・5>で述べる。

画面遷移はページの URL を遷移させるのではなく、JavaScript を用いて inner HTML で操作を行う。inner HTML で各タグの内容を置き換えることで、視覚的には画面が遷移しているように見える。また、結論を表示するページでは、最初のページへのリンクを表示させ、ページをリロードすることなく、何度でも使用することが出来るようにしている。実際のユーザ操作は単純で、画面上の質問に合う回答を選択肢の中からクリックするだけである。

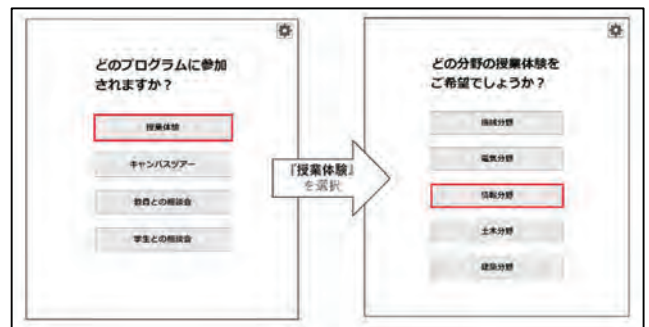


図 2 Web 画面と画面遷移の例

Fig. 2. An example of Web screens and screen transitions

質問番号	質問内容	ボタン1遷移先	ボタン2遷移先	ボタン3遷移先	ボタン4遷移先	ボタン5遷移先	ボタン6遷移先	ボタン7遷移先	ボタン8遷移先
1	どのプログラムに参加されますか?	2	3	4	5	6	7	8	9
2	どの分野の授業体験をご希望ですか?	6	7	8	9	10	11	12	13
3	どの種類のキャンパスツアーにご参加しますか?	11	12	13	14	15	16	17	18
4	教員との相談会にご参加しますか?								
5	学生との相談会にご参加しますか?								
6	機械分野の授業体験は、何曜日ですか?								
7	電気分野の授業体験は、何曜日ですか?								
8	情報分野の授業体験は、何曜日ですか?								
9	土木分野の授業体験は、何曜日ですか?								
10	健康分野の授業体験は、何曜日ですか?								
11	どのキャンパスツアーにご参加しますか?								
12	どの種類のキャンパスツアーにご参加しますか?								
13	どの種類のキャンパスツアーにご参加しますか?								
14	どの種類のキャンパスツアーにご参加しますか?								

図 1 質問登録シートの例

Fig. 1. An example of Question Registration Sheet

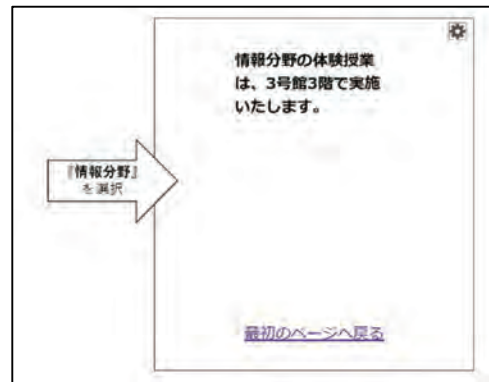


図 3 結論表示画面の例

Fig. 3. An example of conclusion display screen

<2・3>質問登録シートと Web 画面の対応 質問登録シートと Web ページの表示の対応を図 4 に示す。質問内容は二重線部分、ボタンの表示は下線部分、ボタンの遷移先は破線部分で示している。下線で示した選択肢の内容の部分は、Button タグの中に直接選択肢の内容を記載するのではなく、Button タグ内に span タグを記述する。span タグの id 名を JavaScript で参照し、inner HTML を用いて変更を行う。

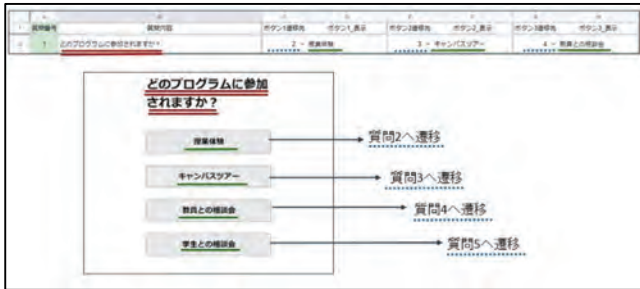


図 4 質問登録シートと Web 画面の対応図

Fig. 4. Correspondence between the problem registration sheet and the web screen

<2・4>Web Speech API を用いた音声合成 音声合成機能は、質問が表示された時の質問の読み上げ、ボタンがクリックされた時の選択肢の内容の読み上げを行うように実装する。手順は次のとおりである。まず、音声読み上げの文章を代入する変数と、音声読み上げ機能の初期化を行う。次に、音声読み上げの文章を代入する変数に、JavaScript を用いて、Google スプレッドシートの内容を登録する。次に登録した内容をページの表示やボタンの操作に合わせてメソッドを呼び出し実行する。

<2・5>システムの流れ図 本研究で開発するシステムの流れ図を以下の図 5 に示す。本システムは、質問登録シートの内容を Google Apps Script を用いて内容を取得し JSON 形式に変換する。その後、JSON 形式の内容を二次元配列として JavaScript を用いて Web ページ上に表示する仕組みとなっている。また、各質問と選択肢の内容は Web Speech API の音声合成機能を JavaScript で呼び出し、それぞれの内容を読み上げるようなシステムである。

3. おわりに

本研究では、Web Speech API を活用し、音声読み上げ機能の付いた情報案内用の質問ツールを開発した。開発では Google スプレッドシートを用いた質問登録シートを Google Apps Script を用いて JSON 形式に変換、Web ページ上に表示させる機能を搭載した。また、Web Speech API による質問と選択肢の自動読み上げの機能の実装も併せて行った。

これらの開発結果から目的として設定した 3 つの項目は概ね達成できたと考える。ただし、現在はユーザの入力処理に対して、エラー処理を返すロジックが不完全であると

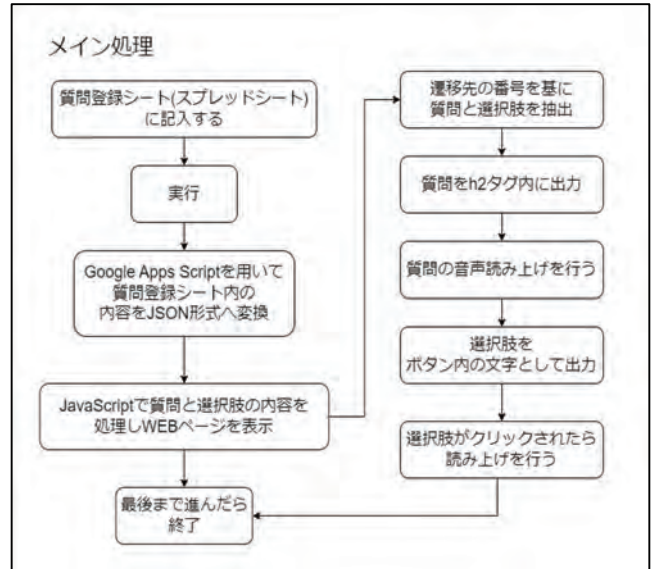


図 5 システムの動作を示した流れ図

Fig. 5. Flow chart showing system operation

いう問題点が浮かび上がったため改善を続けている。他にも、ユーザビリティの改善を行っていく必要がある。

また、本システムを用いて動的に変更できる対象は案内表示の文字情報に限定されており、文字色、ボタンの形状や色、背景色などを変更することができない。このような要素を、簡単なユーザインタフェースを損なうことなく変更できる仕組みを追加していくことも今後の課題である。

文献

[1] 中村賢治, 時田亜希夫, 松崎秀信, 渡辺由佳子, 鈴木裕之, 松浦勉, 林克彦, 浅尾高行. "自治体における対話型の自動案内システムの実証実験", 人工知能学会第二種研究会資料, 2021 年, 2021 巻 AGI-018 号, pp. 2-5.

基底系選択に基づく適応的画像圧縮方式の開発に向けて

渡邊 凌矢*, 芦澤 恵太 (舞鶴高専)

An Adaptive Image Compression Method based on the Basis Set Selection
Watanabe Ryoya, Ashizawa Keita (NIT, Maizuru College)

1. はじめに

近年、4K/8K といった高精細画像が登場し、圧縮の重要性が再注目されている。高精細画像においては、これまでに以上に圧縮画像の品質が重要である。すなわち、グラデーションは滑らかに、エッジはくっきりと表示することが求められている。最も普及している画像圧縮方式である JPEG 標準は、高圧縮時においても主観的に優れた性能を有するが、ブロック単位で基底が面的に拡がった離散コサイン変換 DCT を用いるため、エッジ近傍でのモスキートノイズを避けることはできない。そこで芦澤らは、DCT と局所的な矩形波の基底を持つハール変換 HT を組み合わせた新たな基底を、ブロック毎に選択する方式を提案している⁽¹⁾。

本卒業研究では、文献[1]で指摘されている 2 つの問題：1) 予め全ての変換を実行する必要があること、2) エッジにハール変換を適用するためのルールが未確定であることの解決を目指し検討した内容を報告する。

2. DCT と HT を組み合わせた基底系

8×8 ブロックに直交変換を適用させるためには、2 次元の変換行列を適用する必要がある。縦-横にそれぞれの変換行列を適用することを考えた場合、(a)DCT-DCT、(b)DCT-HT、(c)HT-DCT、(d)HT-HT の合計で 4 つの基底系ができる。この基底系を図 1 に示す。2 次元 HT は 2 種類作成できることが知られているが、文献(1)に合わせ、本稿でも非標準型を採用し実験を行う。

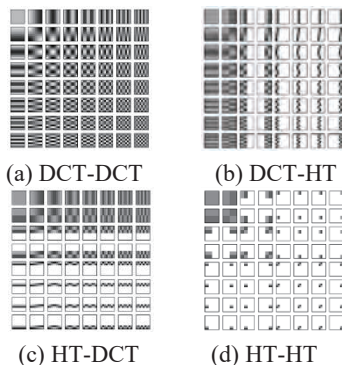


図 1 DCT と HT を組み合わせた基底系

Fig.1. Basis combined DCT and HT

3. 提案方法

本稿では、次の手順による基底の選択方法を提案する。この手順を取る根拠については、 $\langle 2 \cdot 1 \rangle$ 以降に示す。

- ① 画像を 8×8 ブロックに分割する。
- ② 画像の連続した 4 点(f_0, f_1, f_2, f_3)に対して、 f_0-f_3 を横軸、 f_1-f_2 を縦軸として 2 次元平面上の点として表す。4 点から 8 点への拡張は、1 行・列に $f_0 \sim f_7$ まで並ぶデータに対して、 $f_0 \sim f_3$, $f_4 \sim f_7$ で 4 点のペアを作る。また、4 点を横方向に取る場合と、縦方向に取る場合で 2 種類のデータを作成する。
- ③ ②で得られた縦横それぞれの 2 次元データの傾きを幾何平均回帰によって算出する。
- ④ ブロック毎に適用する直交変換を表す 2bit のフラグ行列を作成する。③で得られた傾きが 33.75° よりも大きければ 1、小さければ 0 として記憶する。また、横方向を 1bit 目、縦方向を 2bit 目で記憶する。

$\langle 2 \cdot 1 \rangle$ 直交変換について 直交変換は、座標軸の回転と捉えることができる⁽²⁾。4 点信号 (f_0, f_1, f_2, f_3)に DCT と HT を適用した場合、違いは第 2 成分と第 4 成分に現れることに着目し、2 次元平面にプロットしなおすと、回転後の軸への集中具合により適した直交変換を決定できることが期待できる。ここで、DCT、HT の変換行列を回転行列に当てはめたとき、DCT は $\pi/8$ 、HT は $\pi/4$ の回転に対応していることがわかる。今回はその中央である $3\pi/16$ (33.75°) に閾値を設定した。回帰直線を一旦求め、その回転角度を算出することでどちらの軸にプロットが集中しているかを判断することとした。

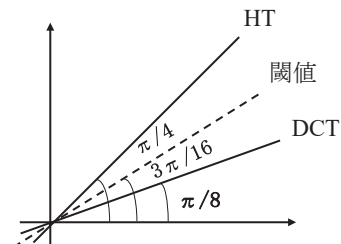


図 2 直交変換の回転量と閾値

Fig.2. Rotation amount of orthogonal transform and Threshold

<2・2>角度の算出 角度の算出には，幾何平均回帰を用いる．幾何平均回帰は， x,y それぞれに対して誤差が最小になるように最小二乗法を適用し，得られる傾き (α_x, α_y) の平均をとったものである．回帰直線を $y = \alpha x + b$ とするとき，式(1)のように定義される．

$$\alpha = \sqrt{\alpha_x \cdot \alpha_y} = \sqrt{\frac{y^2 - \bar{y}^2}{x^2 - \bar{x}^2}} \quad (1)$$

<2・3>フラグ行列 エンコーダ部で直交変換を行った後，デコーダ部で逆変換によって画像を再構成する．本手法では，ブロック毎に適用する直交変換が異なるため，それぞれのブロックにどの変換を適用したのかを記憶しておく必要がある．そこで2bitのフラグ行列を作成し，直交変換後のデータと共に記憶しておくことで逆変換を可能にする．本稿ではHTを1，DCTを0にそれぞれ対応させる．また，縦エッジを1bit目，横エッジを2bit目で記憶する．

3. 評価方法

グラフの評価には，PSNR とエントロピーを用いる．具体的には，グラフの横軸にエントロピー，縦軸にPSNRを取ることと組み合わせる．これにより，画像の圧縮度を変化させたときの，画像の情報量の変化に伴う画質の変化をグラフ上で見ることができる．

<3・1>PSNR PSNRは，信号が取りうる最大のパワーと劣化をもたらすノイズの比率を表す工学用語である．画像圧縮の画質評価指標をする際には，元画像Oと圧縮画像PのPSNRが用いられる．ここで， $N \times M$ サイズの画像に対するPSNRは式(2)で求められる．

$$\text{PSNR} = 10 \log_{10} \left(\frac{\text{MAX}^2}{\text{MSE}} \right) \quad (2)$$

$$\text{MSE} = \frac{\sum_{m,n} \{O(m,n) - F(m,n)\}^2}{M \times N}, \quad 0 \leq m < M, \quad 0 \leq n < N$$

<3・2>平均情報エントロピー 画像の諧調が $0 \sim (k-1)$ の k 値画像で，レベル i の出現確率が P_i とする．この時，全画素数を N レベル i の画素数を N_i とすると，画像のエントロピーは，式(3)で求められる．

$$H = - \sum P_i \log_2 P_i \text{ [bit / 画素]}, \quad P_i = N_i / N \quad (3)$$

4. 数値実験

標準画像データベースSIDBAの画像に対して，実験を行った．代表的な画像(図3)に対する実験結果を図4に示す．

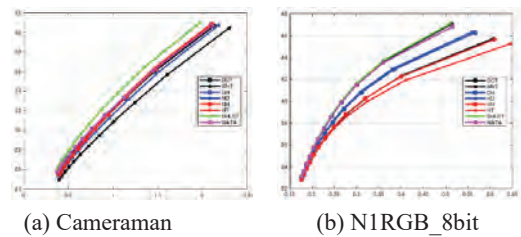
まず，JPEG標準(DCT-DCT)と本手法の比較をする．解像度の小さい画像(a)は，本手法による画質の改善が見られた．しかし，解像度の大きな画像(b)は画質が劣るといった結果となった．次に，文献(1)の手法(DHLCT)との比較では，解像度に関係なく本手法の精度が劣るといった結果となった．また，その差は解像度が小さい画像ほど大きく表れ，解像

度が大きい画像では，精度は劣っているものの，その差は解像度が小さい画像の時と比べて小さくなった．



図3 実験画像 (左：256×256，右：4096×3072)

Fig.3. Experiment images



(a) Cameraman

(b) N1RGB_8bit

図4 実験結果

Fig.4. Experimental results

5. 考察

JPEG標準よりも圧縮精度が劣った原因を考察する．DCTは主成分分析を用いたKL法の良い近似になっている．主成分分析は，データに合わせて取った軸の分散が最も大きくなるように軸を取る手法である．一方で，本稿にて角度の算出で用いた幾何平均回帰は，最小二乗法の組み合わせである．最小二乗法は，すべてのデータに対して誤差が最小になるような軸を取る手法であり，主成分分析とは逆の操作であることが考えられる．これにより，本来理想としていたKL法や，その近似であるDCTよりも精度が劣るといった結果となったのではないかと考える．

しかし，今回提案した方法では，基底にHTを採用したことにより，DCTにおける無理数の計算を省けることから，デコーダ部での画像の再構成時に要する計算時間を短縮できると考えられる．

文献

(1)芦澤，山谷，DCTとハール変換を縦横に組み合わせた新たな周波数変換方式の提案と画像圧縮におけるモスキートノイズの低減，電子情報通信学会，2013，Vol.J96-A No.7，pp.462-470

(2)羽鳥，橋本，画像情報圧縮の手ほどき-5-，テレビジョン学会誌，43巻，10号，1989年，pp.1145-1152

(3)標準主軸回帰，参照日：令和5年1月30日．

<https://oceanone.hatenablog.com/entry/2020/03/25/03310>

(4)Signal and Image Processing Institute, "The USC-SIPI Image Database"

参照日：令和5年1月30日，<https://sipi.usc.edu/database/>

電界印加時間の異なる LDPE の電流値による 電気伝導機構予想の一考察

花岡 明拓*, 光本 真一 (豊田高専)

An Estimation of the Electrical Conduction Properties by Current Values
with Different Electric Field Application Times in LDPE

Hanaoka Akihiro*, Mitsumoto Shinichi (National Institute of Technology, Toyota College)

1. はじめに

交流電力ケーブル用の電気絶縁材料としてポリエチレンが広く用いられているが、エネルギー損失軽減の観点から直流高電圧下で送電を行う直流高圧送電が注目されている。しかしながら直流電界印加時には固体絶縁部に空間電荷が形成され、局部電界を強調させることが多く報告されている。そのため、固体絶縁内部の空間電荷を検出することは非常に重要であるため、その検出についても数多く報告されているが、簡易な方法で空間電荷の存在を把握できる手法はほとんど見当たらない⁽¹⁾。本研究では、報告例の多い数十 kV/mm の領域についてさらに考察を深めるため、電流積分電荷法を用いて低密度ポリエチレンの電界電流特性の観測を行い、その結果について一考察を行った。

2. 試料

試料は、 0.918g/cm^3 の密度の LDPE ペレットを厚さ 0.17 mm 程度のシート状にプレス成型したものを使用した。作成試料イメージを図 1 に示す。

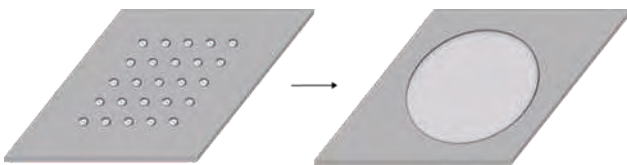


図 1 作成試料イメージ

3. 理論

3.1 電流積分電荷法

図 2 のように試料に対して直列に接続した測定コンデンサに電流の積分値である電荷量 $Q(t)$ を蓄積して評価する方法である⁽²⁾。

3.2 固体誘電体の電流時間特性

LDPE のような一般に固体誘電体と呼ばれるものに電流を流し続けた時、時間経過とともに電流値が減少していき

最終的には定常状態となって物質固有の値で安定する⁽³⁾。電流値の減少例を図 3 に示す。

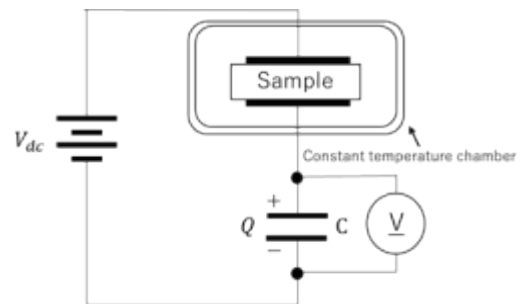


図 2 電流積分電荷法実験回路図

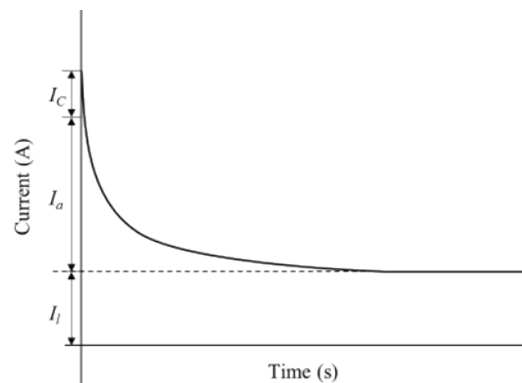


図 3 印加電圧波形例

4. 実験方法

先行研究より LDPE に 1 分間電界を印加した場合の電流値のオーダーはおおよそ把握できている。そこで理論で述べた固体誘電体の電流時間特性の観点から電界印加時間が LDPE の電気伝導機構にどれほどの影響を与えるのかを検証するために印加時間を 60 分間に変更して、電界印加開始直後の電流値と電界印加終了間際の電流値を比較した。電

流値の算出式は開始直後を(1)式、終了間際を(2)式に示した。なお括弧内の数字は実験開始からの累積時間を示している。ここでは、実験開始付近の60秒間の平均電流値(1分値)と実験終了付近の60秒間の平均電流値(60分値)について求めることとした。

$$I = \{Q(82) - Q(22)\} / 60 \quad (1)$$

$$I = \{Q(3622) - Q(3562)\} / 60 \quad (2)$$

5. 実験結果および考察

図4にLDPE試料に20,30,40kV/mmの電界を60分間印加したときの電荷量 $Q(t)$ のグラフを示す。また、図5に1分値と60分値の電流値を比較したグラフを示す。またデータにばらつきが存在したため標準偏差も表示した。なお図5の電界電流グラフは両対数表示となっている。

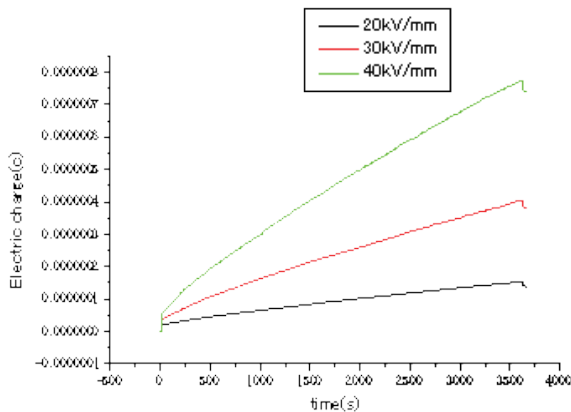


図4 LDPE試料における電荷量時間依存性

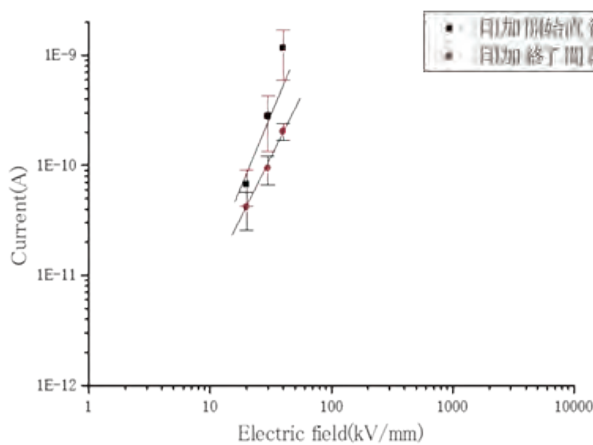


図5 印加時間による電流値の推移

図4より電界印加を1時間に変更したとき、電荷量の増加は線形的ではなくだんだんと緩やかになっている。これは理論で述べた固体誘電体の電流時間特性によるものであり、図5の結果からも同様に時間経過による電流値の減少が見られる。

また、空間電荷制限電流密度 J は(3)式で示されることが知られている⁽⁴⁾。

$$J = \frac{9}{8} \varepsilon \mu \frac{V^2}{d^3} \quad (3)$$

ここで ε 、 μ 、 V および d はそれぞれ誘電率、透磁率、印加電圧および試料厚さである。電界 E を用いて $V = Ed$ より変形すると、

$$J = \frac{9}{8} \varepsilon \mu \frac{E^2 d^2}{d^3} = \frac{9}{8} \varepsilon \mu \frac{E^2}{d} \quad (4)$$

さらに、電極面積 S を両辺に掛けて、

$$I = \frac{9}{8} S \varepsilon \mu \frac{E^2}{d} \quad (5)$$

両辺の対数をとって電界 E と電流 I の関係式を作ると、

$$\log I = 2 \log E + \log S \frac{9}{8d} \varepsilon \mu \quad (6)$$

つまり、図5の両対数グラフの傾きが約2であれば空間電荷制限電流が生じていることになる。図5の標準誤差を含むデータの傾きが2に近くなるような直線を引き、その傾きを求めた結果、2~2.14の範囲に入ることがわかった。そのためどちらも空間電荷制限電流の機構を示していることが考えられる。固体絶縁体の抵抗値の評価としては60分値の電流から計算されたものが望ましいと思われるが、伝導機構の評価は1分値の電流を使用してもできる可能性がある。

6. まとめ

本研究では、異なる電界印加時間から得られるLDPEの電流値について電流積分電荷法を用いて計測するとともに一考察を行った。その結果、電界印加時間を1分から60分間に変更した場合、変更前後でどちらも空間電荷制限電流が流れている可能性が考えられた。なお空間電荷制限電流値は、上述した(5)式より、誘電率、透磁率、印加電界、試料厚さ、電極面積より計算可能である。そのため1分値か60分値の電流値のどちらが空間電荷制限電流値に近いかが検討する余地がある。

文献

- (1)光本他：静電気学会誌、69-74 2021
- (2)関口他：電流積分電荷法による絶縁材料の高電圧誘電特性評価、58-59 2018
- (3)大木：高電圧工学、157-158 1982
- (4)林：誘電体の電子伝導と絶縁破壊に関する研究 13 1979

ローカル IoT における Wi-Fi を用いた拡張性のあるロバストネットワーク

首浦 大夢*, 井上 一成 (明石高専)

Scalable Robust Network over Wi-Fi in the Local IoT
Hiromu Kubiura*, Kazunari Inoue (NIT, Akashi College)

1 背景

日本は地震が多い国である。災害時には体育館等が避難所となり避難者と備蓄物資の情報を扱う。このような状況管理は人の手で行われていることが多い。避難状況や物資の配布状況を無線機や FAX 等で各避難所に伝送し、最終的には役所に収集し対策が行われる。経済産業省は「デジタルトランスフォーメーションに向けた研究会」を設置し、DX の推進を呼びかけている。このような中で明石市は「ジェンダー平等プロジェクト」を立ち上げ、防災をテーマにした主要施策の 1 つである防災・減災情報の DX 化について同市と連携し研究を進めることとなった。

2 目的

同市との協議の中で、災害前と災害時や管理する対象によって情報の更新や特徴が全く異なることが分かった。そこで、備蓄物資とヒトの情報は分けて取り扱う。本研究ではヒトの情報を扱うシステムで用いる通信基盤に焦点を当てる。ここでの通信は一刻を争うため即応性・信頼性を担保する必要がある。また、災害時でも所望の動作を行う必要があるため、通常とは異なるネットワーク環境を構築・利用する。しかし、新たに構築する場合は様々なコストがかかる。そこで本研究では、既存のネットワーク環境にロバストなネットワーク環境を上乗せする形で構築する。重複するが、本研究ではコスト削減とロバスト性について焦点を当てる。ルーティングは扱わない。

3 ロバストとは

ロバスト (Robust) とは”堅牢な、疎通な、強靱な” という意味を持つ。本研究におけるロバストな構造として採用する性質は次の 2 点である。

- 災害時にネットワーク内に存在する少数のノードが壊れることで発生するネットワークの遮断、分断に耐える
- パケットロスや、通信の遅延が少ない等の通信の安定性がある

このようなロバスト性を担保するネットワークトポロジとして代表されるのが、メッシュトポロジである。ロバスト性の評価として、リングトポロジと比較を行う。各ノードから通信経路を伸ばし、任意の 2 つのノードが故障したと仮定する (図 1)。

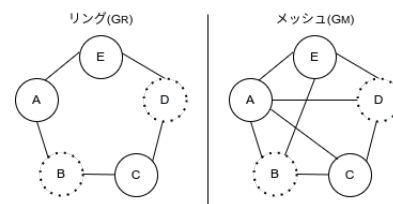


図 1: リングとメッシュトポロジの比較
Fig.1. Comparison of ring and mesh topologies

故障前・後の状況をグラフで示す。

- 故障前
 - $G_{RB} = (\{A, B, C, D, E\}, \{(A, B), (B, C), (C, D), (D, E), (E, A)\})$
 - $G_{MB} = (\{A, B, C, D, E\}, \{(A, B), (A, C), (A, D), (B, C), (B, E), (C, D), (D, E), (E, A)\})$
- 故障後
 - $G_{RA} = (\{A, C, E\}, \{(E, A)\})$
 - $G_{MA} = (\{A, C, E\}, \{(A, C), (E, A)\})$

故障後にリングは $\{A, E\}$ と $\{C\}$ で分断されているのに対し、メッシュは $\{A, C, E\}$ と繋がっていることが分かる。よって、他のトポロジと比べて耐障害性が高い。

4 HFMT: Hierarchical Fractal Mesh Topology

本論文では、HFMT(Hierarchical Fractal Mesh Topology) を提案する (図 2)。本トポロジはフラクタル構造に着目しており、階層的にメッシュトポロジを組む。フラクタル構造に着目したトポロジには先行研究 [1] があるが、異なる点は階層的にメッシュを組む点と実装を行っている点であ

る。フラクタル図形と本トポロジを階層的に表示したものを図3に示す。

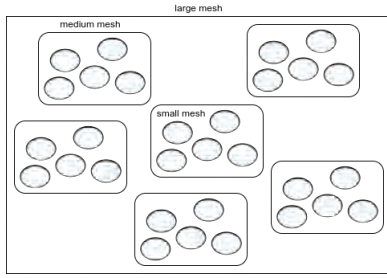


図 2: HFMT
Fig.2. HFMT

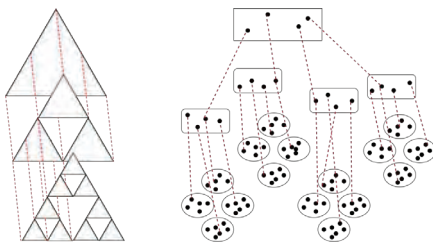


図 3: フラクタル図形と HFMT の階層表示
Fig.3. Hierarchical display of fractals and HFMT

* mesh には 5~8 個のノードが存在している。同一レイヤから任意に 1 つのノードを選び出し、上位レイヤを構築する。このように構築・エリア拡張することで、新たなノード・エリアの追加や削除に柔軟性がある。また、ノードの分散度上昇や中央集権的な繋がりが少ないことでロバスト性が担保できる。図では 3 段階の表現であったが本来は更に細分化される。本トポロジでは隣接するノード全てにメッセージを送信する。そのため、送信元から上位の mesh にメッセージが到達していき、やがて全てのエリアにメッセージが浸透する。このようにすることで発生する問題は、再送問題と同時に複数のメッセージを受信することによるメッセージロストである。再送問題は各ノードにハッシュテーブルを用意し、新規メッセージはテーブルに格納し受け取ったメッセージを参照させ既存のものであれば送信しないことで、メッセージロストは socket 通信の送信と受信を並列処理で行うことで解決した。ハッシュ関数には MD5 を利用する。選定理由は、SHA-2 より長さが短くかつ衝突しにくい長さであるためである。MD5 は安全性が確保されていない [2] が、今回の用途では安全性を重視しないため問題ない。

一階層、6 ノードで PoC(Proof of Concept) を作成し実験を行った。ノードには本通信基盤を搭載した Raspberry Pi4 を利用する。トポロジの構築上、送信元から宛先に届くまでの経路で 3 つ故障が起きると疎通不可能となる。段階的な故障での通信結果、メッセージ到達時間、宛先までのホップ数を表 1 に示す。

表 1: PoC での実験結果
Table.1. Experimental results with PoC

	通信結果	メッセージ到達時間	ホップ数
故障数: 0	可	3.02	2
故障数: 1	可	4.52	3
故障数: 2	可	4.21	3
故障数: 3	不可	-	-

次に、新規メッセージ・既存メッセージ受信時 (1 つ) のノードの負荷 (CPU 使用率) を表 2 に示す。

表 2: 受信時の CPU 使用率
Table.2. CPU usage on reception

	CPU 使用率 (%)
新規メッセージ受信時	3.3
既存メッセージ受信時	0.6

結果から、PoC でのロバスト性は実証できた。また、同一ホップ数であれば通信可能なノードが少ないほどメッセージ到達時間は短くなる。これは、無駄な送信・各制御がなくなるからだと考えられる。ハッシュテーブル参照による負荷も少なく、同時に複数のメッセージ受信にも耐えうる。ただし、メッセージ到達時間は必ずしも短くはないため即応性を担保できていない。最後に実験で評価を行っていない帯域についてであるが、本実験で使用した Raspberry Pi4 は Gigabit Ethernet 搭載のため 1Gbps の帯域を持つ。それに対し、扱うメッセージ長は 30~40Byte である。そのため、最大でも同時に 4、5 つのメッセージのやりとりしか発生しない本実験では全く問題がないと言える。

5 まとめ

本研究では、災害時にも使用可能なロバストネットワークのトポロジを提案、実装を行った。PoC によりロバスト性は評価できたものの、明石市全域を覆った際の問題点については評価できていない。実装面での問題点はなく、システムとして採用できると考えられるが明石市全域に構築する際、Wi-Fi の安定通信距離によるトポロジ構築の難しさが存在する。解決策として、災害時に壊れにくい建物に強い電波を発信できるノードを設置することが考えられる。このように、一種の基地局が点在することで分散度を維持しつつ広域なロバストネットワークが構築可能となる。

最後に、ロバスト性と即応性は異なるベクトルであるためトレードオフとなる関係性であることが分かった。今後はルーティングを考慮する必要がある。

文献

- [1] S. Ghosh, K. Basu and S.K. Das, FraNtiC: A Fractal Geometric Framework for Mesh-Based Wireless Access Networks, 25th IEEE ICDCS'05
- [2] 独立行政法人 情報処理通信機構, MD5 の安全性の限界に関する調査研究報告書, 16~21, 2008

Instant NeRF を用いた大規模施設の 3 次元復元

篠木 友馬*, 尾山 匡浩(神戸高専)

3D Reconstruction of Large Facilities with Instant NeRF
Yuma Shinoki, Tadahiro Oyama (Kobe City College of Technology)

1. 序論

近年のデジタル化によって、あらゆる情報はあらゆる形式でネットワーク上に保存されるようになった。中でも 3D 形式のデータは今後の社会技術の発展に欠かせず、新たな技術の開発が盛んに行われている。

3D データの良さの 1 つとしては、現実空間を立体的にデータとして記録できるところにある。例えば近頃、歴史的な文化財や建築物を 3D データとして記録する、3D デジタルアーカイブ(以下、3DDA と表す)という技術が注目を浴びている。これにより、有形無形の古き良き文化や伝統が取り壊しや災害などによって完全に消失してしまうことを防ぎ、さらには劣化や破損の懸念無く、後世に残すことが可能になっている。また現代社会では、AR・VR といったメタバース、いわゆる仮想空間が幅広く用いられている。このメタバースに、3DDA によって作成された 3D データを適用することもでき、様々な分野への応用が期待できる。このように 3DDA は、遺産の保存や継承だけでなく、社会発展の一技術として今後を担っている。

本研究では、フォトグラメトリにおける新たな技術である Instant NeRF の性能・特徴を調査し、有用性を確認する。また、対象物を建築物として 3DDA を実施し、クオリティの向上や効率化を図り、最終的に手軽なアプリケーションとしての実現可能性について検討する。

2. Instant NeRF とは

まず、3DDA において 3D データを作成する方法としては、大きく 2 種類に分類される。1 つは、レーザーなどを用いたスキャンによる手法で、企業の大規模なプロジェクトや広範囲の測量においてはこちらが用いられることが多い。もう 1 つは、フォトグラメトリと呼ばれる写真を用いた手法である。レーザースキャンでは専門的な機器を扱うのに対して、フォトグラメトリはカメラで撮影した写真があればよく、準備も容易でかつ金銭コストを低く抑えることが可能である。また、写真という光学的手法であるため、レーザーでは反射の都合上測定が難しい対象物や、デリケートでレーザー干渉ができない対象物に対しても、安定的なアーカイビングが可能である。

フォトグラメトリの手法の一つに、“NeRF”という技術がある⁽¹⁾。従来のフォトグラメトリの課題として、光の反射や

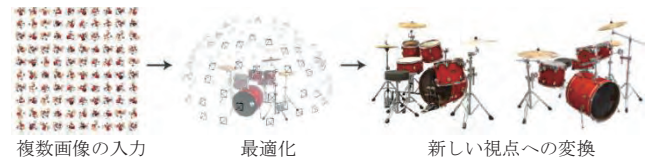


図 1 Instant NeRF の処理の流れ
Fig.1. Processing steps in Instant NeRF

屈折が表現しづらいという問題があったが、この NeRF はそのような点も含めて非常に質の高い再現が可能である。本研究で使用する“Instant NeRF”という技術は、この NeRF にさらなる工夫が施されている⁽²⁾。Instant NeRF を発表した NVIDIA は、独自に開発した Multiresolution Hash Encoding というエンコーディング手法を NeRF に適用することで、トレーニング時間を大幅に短縮することに成功しており、従来の NeRF を用いた手法に比べて、1000 倍以上のスピードアップが見込める手法となっている。

3. Instant NeRF の実行

Instant NeRF は、前述した通り NVIDIA が開発した Multiresolution Hash Encoding というエンコーディング手法を使用している。この技術は、NVIDIA 社製の GPU 上で効率的に動作するように設計されている。本研究では、NVIDIA GeForce RTX 3080 Ti を搭載した PC で Instant NeRF を動作させた。また、Instant NeRF を導入するには、GitHub のプロジェクトページからソースコードをダウンロードし、CMake を用いてビルドする必要がある。ソースコードのビルドから Instant NeRF の実行まで、一連の手順がプロジェクトページに記載されており、その手順に沿って操作を行う。

4. 写真が 3 次元空間に及ぼす影響

写真撮影における様々な条件において、構築した 3 次元空間にどのような影響を及ぼすのか、検証を実施した。

① 写真の解像度

撮影した写真の鮮明度は、作成する 3 次元空間の鮮明度に直結すると考えられる。ここでは、異なる 4 つの解像度の写真セットを用意し、それぞれから作成した 3 次元空間を比較した。検証の結果、解像度が低すぎると 3 次元空間の構築に失敗しやすくなることが判明した。一眼レフによって撮影された写真など、高解像度なものでは

鮮明な3次元空間が構築できた。ただし、画素数が多いほどトレーニングにも時間を要するため、解像度とトレーニング速度はトレードオフの関係にある。

②写真のアングル

Instant NeRFは、入力が写真のみという特性上、写真という2次元データからしか情報を得ることができない。したがって、対象物をどのような角度で撮影するか、どう収めるかは非常に大切である。ここでは、どのようなアングルが適しているのかを、様々なアングルで撮影した写真を用いて検証した。検証の結果、対象物の全体像を捉えやすい、やや斜め上からのアングルが適していることがわかった。また、より情報量を増やすためにも複数のアングルの写真を1セットとするのが良い。

③天候による影響

屋外で写真を撮影する上で、天候による影響も少なからず発生する。検証の中で、日光により対象物に影が生じた場合に、3次元空間の構築が失敗しやすいことが判明した。また、雨や雪などの悪天候の場合も、対象物が写真に写りづらいために空間構築に失敗する可能性が高い。

④ノイズの発生

Instant NeRFにおける空間構築では頻りにノイズが発生し、その種類は後述するように大きく2つに分類できる。1つは、対象物付近に現れるモヤである。このモヤの発生の原因は、主に情報の不足である。写真の低解像度によるモヤや、写真に映っていない部分に発生するモヤが多い。ノイズのもう1つは、残像である。これは、何らかの要因によって実際のカメラの視点と、トレーニングによって推定されたカメラの視点と異なってしまったために発生する。特徴の少ない対象物に対してよく発生し、前述したような影による影響で残像が残ることもある。

5. 建築物の3次元復元

4章での検証を踏まえ、建築物に対する3DDAについて検討する。NeRFの後続研究には、大規模な3次元復元が可能な手法も存在するが、それらはトレーニングに要する時間も膨大である。対してInstant NeRFは、材料となる写真の枚数が少なく、トレーニング・レンダリングが高速に行えるため、建築物の3DDAを効率化できれば実社会への応用も可能であると考えられる。

①写真撮影の効率化

写真撮影をロボットに行ってもらうことで効率化につながると予想される。本研究では、実際に自律移動ロボットを用いて周囲の映像を撮影し、その映像から切り出した写真を使用して、Instant NeRFで3次元復元を試みた。しかしながら、カメラの位置が低く適切なアングルで撮影できないことや、ロボットの走行位置により空間内の情報を十分に取得できないなどの問題から、適切な3次元空間を構築することが出来なかった。

②GUIの作成

Instant NeRFの操作は、全体を通してファイル移動やコマンド入力などの手動操作が多く複雑である。そこで、ボタンを押すことで操作が完了するGUIを作成することで、効率化を図る。本研究ではPythonのtkinterというライブラリを使用しGUIを作成した。これにより、従来は数分ほどかかっていた操作が1分未満で実現可能となり、また操作も非常に簡単であるため、熟練者以外でも利用することができるようになった。

③ドローンを用いた建築物の3次元復元

カメラを搭載したドローンで、人間の目線より高い位置から建築物を撮影して、3次元復元を試みる。実際に、神戸高専の一般科棟(6階建て)を対象として復元可能か検討を行った。構築した3次元空間およびメッシュ化した結果を図2に示す。図2左を見ると、大きな建築物でも3次元復元が可能であることがわかる。しかし、対象物付近のノイズも多いため、図2右の通りメッシュ化により3Dデータとして出力することは困難であった。

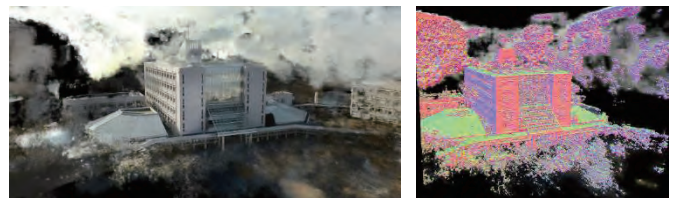


図2 作成した3次元空間(左)・空間をメッシュ化した様子(右)

Fig. 2. Constructed 3D space (left), meshed result (right)

6. 結論

本研究では、Instant NeRFを用いた大規模な空間の3次元復元を目的として、様々な条件下での検証を行うと同時に効率化のための方法についても検討した。また、実際に大きな建築物の3DDAを試みた。

今後は、手法自体の改良および他の大規模な施設に対する検証を引き続き行っていきたいと考えている。将来的には、建築物の3DDAを手軽に行えるアプリケーションやサービスとして展開していきたいと考えている。

文献

- (1) Ben Mildenhall, et al., “NeRF: Representing Scenes as Neural Radiance Fields for View Synthesis”, Communications of the ACM, Volume 65, Issue 1, January 2022, pp.99-106
- (2) THOMAS MÜLLER, et al., “Instant Neural Graphics Primitives with a Multiresolution Hash Encoding”, ACM Trans. Graph., vol.41, no.4, Article 102, pp.102:1-102:15, July 2022

スパース推定法を用いた はんだ付け巧拙原因の推定

北村 偲*, 森 健太郎 (舞鶴高専)

Estimating the Causes of Soldering Deficiency Using the Sparse Estimation Method
Kitamura Shinobu, Mori Kentaro (National Institute of Technology, Maizuru College)

1. はじめに

製造ラインの自動化が進む現在においても、はんだ付け作業は手作業で行われることが多い。しかし、手作業でははんだ付け作業には、作業者によってははんだ付けの品質に差が生じるといった問題がある。

この問題を解決するためには、はんだ付けの巧拙要因を解明することが必要である。また、はんだごての持ち方が品質に影響を与えるという研究⁽¹⁾がある。そこで本研究では、はんだ付けの巧拙原因が手の関節情報にあると仮定し、MediaPipe を使用してはんだ付け作業における手のデータを取得し解析する。そしてスパース推定法という解析手法を用いて、はんだ付け作業に強く関係する要因を抽出し巧拙原因の推定を行う。

2. 理論

2. 1 MediaPipe

MediaPipe とは、Google 社が提供するオープンソースの機械学習フレームワークで、手や顔の検出を容易に行うことができる⁽²⁾。図 1 に、実際に MediaPipe を用いて手の検出を行った様子を示す。検出結果には、画像内における節点の 3 次元座標データが含まれる。本研究では、取得した座標データから隣接する 3 つの節点の定めるベクトルのなす角(手の関節の角度)を算出し、特徴量として利用する。

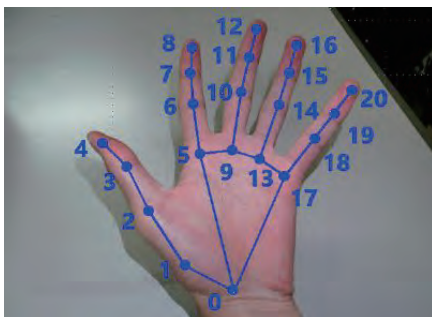


図 1 MediaPipe を用いた手の検出
Fig1. Hand Detection using MediaPipe

2. 2 スパース推定法

スパース推定とは、目的に関係のある本質的な情報はごくわずかで、多くの情報は無関係であるという仮定に基づ

き、多くの説明変数の中から目的に関わりの強い説明変数を抽出する解析手法である⁽³⁾。

スパース推定法において最も代表的な手法に、Lasso 回帰がある。Lasso 回帰は回帰分析で、特徴量選択性や過学習を抑制するといった特徴を持つ⁽⁴⁾。特徴量選択性とは、回帰係数の大部分が 0 になることで、重要な特徴量のみを抽出できることを表す。

本研究では特に、Lasso 回帰の持つ特徴量選択性に着目し、はんだ付けの巧拙に深く関係する特徴量、すなわち手の関節角度の抽出を行う。

3. データセット

本研究では 9 人の作業者が基板の 18 箇所にはんだ付けを行う様子を撮影し、1 箇所ごとの動画をデータセットとして利用する。また、図 2 の(a), (b)のような、イモはんだやショートが生じた場合を下手なはんだ付け、それ以外は上手いはんだ付けとして、動画に 0 と 1 のラベル付けを行う。データの合計は、欠損データを除いて、良いはんだ付けが 70 個(内 14 個が試験用データ)、悪いはんだ付けが 26 個(内 6 個が試験用データ)となった。

なお、左手ではんだごてを持っている場合は、動画を左右反転させ、利き手による影響をなくした。



(a)イモはんだ (b)ショート (c)良いはんだ付け
図 2 良いはんだ付けと悪いはんだ付け

Fig2. Good Soldering and Bad Soldering

4. 巧拙原因の推定

Lasso は回帰モデルのため、下手なはんだ付けを 0、上手いはんだ付けを 1 として学習を行う。モデルの出力は 0 に

近いほどはんだ付けが下手, 1に近いほどはんだ付けが上手い状態を表す。

両手からそれぞれ 12 か所の関節の角度を算出できるため, 合計で24次元の特徴量が得られ, この特徴量を用いて, Lasso 回帰モデルの学習を行う。

学習を行った結果, 式(1)の回帰直線が得られた。

$$y = 1.457 - 0.001138\theta_{R5} - 0.001883\theta_{R9} - 0.002875\theta_{R17} \quad (1)$$

式中の y ははんだ付けの巧拙, θ_{R5} は右手の節点 5,6,7 の角度, θ_{R9} は右手の節点 9,10,11 の角度, θ_{R17} は右手の節点 17,18,19 の角度を表す。

式(1)から, はんだ付け作業の上手い・下手には, 右手の人差し指, 中指, 小指の根本の関節の角度が深く関係しているという推定結果が得られた。

5. Lasso 回帰モデルの評価

Lasso 回帰モデルの評価を行うために, 回帰モデルから, 上手い・下手の 2 値分類モデルに変換を行う。そのためには閾値の決定が必要であり, 本研究では, 混同行列における正解率を最大にするような閾値を, グリッドサーチを用いて探索する。探索の結果, 閾値は 0.62 となり, そのときの混同行列を表 1 に示す。

混同行列における正解率および真陰性率はそれぞれ式(2), 式(3)で表される。

$$\text{正解率} = (TP + TN) / (TP + FN + FP + TN) \quad (2)$$

$$\text{真陰性率} = TN / (FP + TN) \quad (3)$$

式(2), (3)および表 1 から, 正解率, 真陰性率はそれぞれ 0.90, 0.67 と計算される。正解率は 0.90 と比較的高精度であるが, 真陰性率は 0.67 と低いことから, 実際には下手なはんだ付け動画を, 下手と正しく判別する割合が低いことが分かる。

図 3 に, このモデルを利用して作成した, 試験用データに対する ROC 曲線を示す。ROC 曲線の下面積である AUC は 0.81 であった。

正解率や真陰性率, AUC の値から, MediaPipe から算出した特徴量で, はんだ付けの巧拙を比較的高精度で分類できることが確認できた。

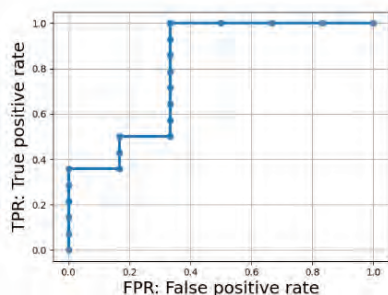


図 3 ROC 曲線

Fig3. ROC curve

表 1 混同行列

Table1 Confusion Matrix

		学習モデルの予想	
		上手い	下手
実際	上手い	14(TP)	0(FN)
	下手	2(FP)	4(TN)

6. おわりに

本研究では, スパース推定法の一つである Lasso 回帰を使用し, はんだ付け作業時の手の動きを解析することで巧拙原因の推定を行った。その結果, 巧拙原因は右手の人差し指, 中指, 小指の根本の関節の角度であると推定された。

推定された特徴量を使用し, 回帰から上手い・下手の 2 値に分類した結果, 混同行列における正解率は 0.90, 真陰性率は 0.67 となった。さらに, ROC 曲線の下面積である AUC は 0.81 となった。

今後の課題として次の 2 つが挙げられる。1 つ目は, モデルの学習に使用するはんだ付け動画を増やすことが必要であると考えられる。本研究では, 上手いはんだ付け動画を 70 本, 下手なはんだ付け動画を 26 本の合計 96 本のはんだ付け動画を使用して Lasso 回帰モデルの学習を行っていた。ここで, はんだ付け動画の本数を増やすことで, モデルの分類精度の向上に期待ができる。

2 つ目は, 不均衡データを用いる場合のモデルの学習方法を検証することである。本研究では, 上手い・下手なはんだ付け動画が 70 本, 26 本というように, 一方のデータに偏りがあるような不均衡データであった。そのため, 正解率は 0.90 と高いが真陰性率が 0.67 と低いといった特徴が見られた。そのため, 不均衡データを使用する際のモデルの学習方法についても検証していく必要があると考えられる。

文献

(1)K. Mori, H. Nakajima, Y. Kotake, D. Wang, and Y. Hata, Proceeding of the IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics 2018.

(2)MediaPipe

<https://google.github.io/mediapipe/> (2023/1/18 取得)

(3) HACARUS

<https://hacarus.com/ja/tech/ja-what-challenges-does-sparse-modeling-solve/> (2023/1/18 取得)

(4) 米国データサイエンティストのかめ

<https://datawokagaku.com/lasso/> (2023/1/18 取得)

導電性繊維を用いた 静電容量方式布 QWERTY キーボード

松村 拓海* 高田 峻介 (神戸高専)

Capacitive Textile QWERTY Keyboard using Conductive Fibers
Takumi Matsumura*, Ryosuke Takada, (Kobe City College of Technology)

This study proposes a foldable, shock-resistant, and lightweight fabric keyboard. It uses a cloth with conductive fibers sewn in a grid pattern, and the input is determined by detecting changes in capacitance when the finger touches the conductive fibers. The proposed method can also read the strength of the pressing force based on the changes in capacitance, allowing the switching of upper and lower case letters.

キーワード：導電繊維, 入力インターフェース
(Keywords: Conductive Fibers, Input Interface)

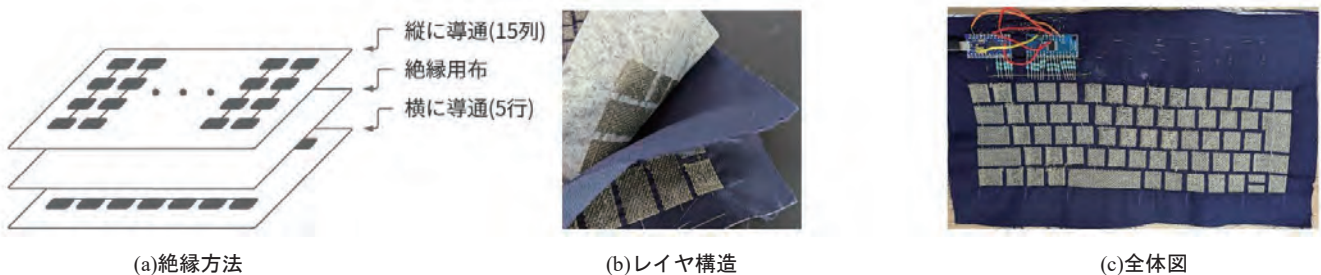


図1 布 QWERTY キーボード

Fig. 1. Textile QWERTY Keyboard.

1. はじめに

スマートフォンやタブレット端末といったモバイル端末ではタッチパネルを用いたソフトウェアキーボードが用いられている。しかし、ソフトウェアキーボードは画面を占有する問題がある。一方で物理的なキーボードはサイズが大きく、重いため持ち運びにくい。そこで本研究では、折り畳み可能で衝撃に強く、軽量の布キーボードを提案する。布キーボードは格子状に導電繊維を縫い付けた布を用いて、導電繊維に指が触れた際の静電容量変化を読み取り、入力されたキーを判定する。また、提案手法は静電容量の変化量を基にキーに指が触れた際の押下圧力の強弱も読み取ることでもできる。押下圧力によってアルファベットの大小文字と小文字を切り替えることができる。

2. 関連研究

導電繊維を用いたテキスタイル・インタフェースに関する研究が行われている[1][2][3]。Swatchbook [1]は、導電繊維を用いた刺繍へのタッチジェスチャを静電容量センシングを用いて検出する。Textile++ [2]は、2枚の導電布を用いた、

タッチ座標および圧力検知が可能な抵抗膜方式のタッチパネルである。Jacquard [3]では、染色や縫合が行える導電繊維の開発を行い、衣類に縫い付けることでテキスタイル・インタフェース化している。これらの研究に対し、圧力検知可能な QWERTY キーボードへ応用している点で異なる。

3. 実装方法

〈3・1〉ハードウェア： 布キーボード作製にあたり、刺繍用ミシン (brother 製、parie) および導電糸 (フジックス 製、Smart-X) を用いて、キーとなる部分をポリエステル 100% の布に刺繍した。同じものを 2 枚作製し、1 枚は導電糸を用いて縦 (列方向) に導通させ、もう一枚は横 (行方向) に導通させた。これらを図 1 に示すとおり重ねた。これにより、5 行*15 列のキーマトリクスを構成した。マイコンには Arduino 互換の Pro Micro を使用した。また、足りないピン数を補うためマルチプレクサを組み合わせ、図 2 のように回路を構成した。図 1 に作製した布キーボードを示す。基本的なキーの大きさは約 15mm*15mm、キーの間隔は約 3mm となっている。

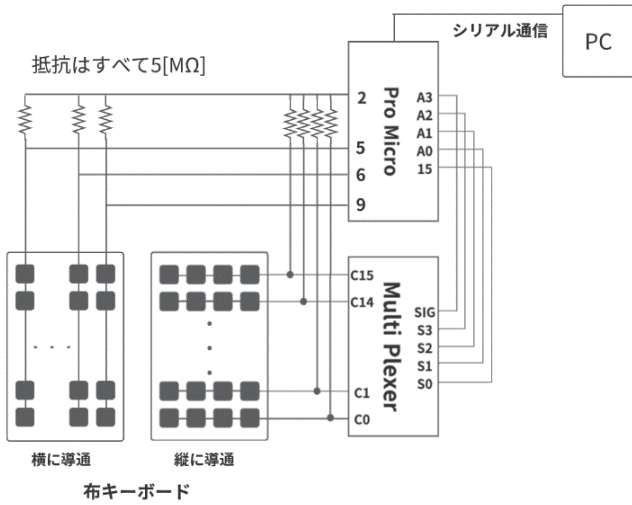


図2 回路構成

Fig. 2. Circuit configuration.

〈3・1〉ソフトウェア： 図4に示すように、人体がキー部分に触れた際に回路の静電容量が変化する。この静電容量変化の計測に、CapacitiveSensor というライブラリを用いた。本ライブラリを用いて、2つの入出力ピン間の応答の遅延時間($R \cdot C$ で定義される時定数)を計測することで指の接触/非接触を判定する。

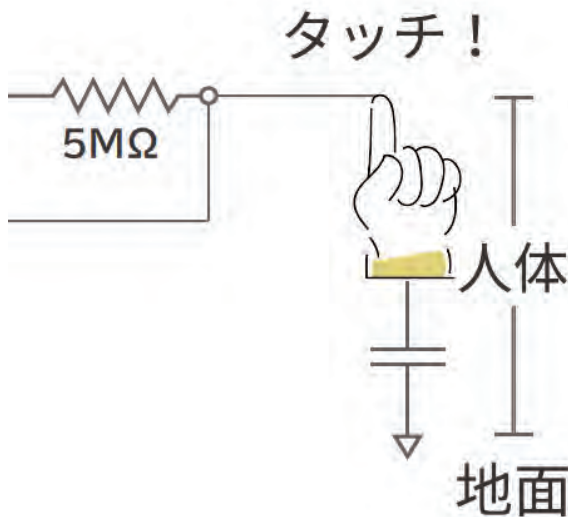


図3 人体接触による静電容量変化

Fig.3. Capacitance change due to human body contact.

布キーボードのキーマトリクスを行と列を走査しながら静電容量を計測する。このとき、一定値以上の静電容量である行と列がある場合、その交点にあるキーが入力されていると判定した。また、キーに軽く触れた際に小文字(例：“a”)、更に強く抑えた場合には大文字(例：“A”)と判定した。

4. 実験

〈4・1〉実験内容： 実際に布キーボードを用いて、キー入力および押下圧力検知が可能か確認するため実験を行った。実験にあたり、一つのキーに指で軽く接触し、一度指を離れた後、再度強く抑えた際の静電容量変化を観察した。

〈4・2〉結果および考察： キーに触れた際の ArduinoIDE のシリアルプロッタの様子を図5に示す。赤線が縦列、緑線が横行の静電容量変化を表している。緑線に注目すると、押下圧力によって静電容量の値が変化していることが分かる。また図中下部の文字入力欄にて、軽く接触した際に小文字の“a”、強く抑えた際に大文字の“A”が入力されることが確認されたが、一度ずつの入力にかかわらず、複数回同じ文字が連続して入力されている。これは、キー判定時のチャタリングが原因であるため、今後改善を図る。

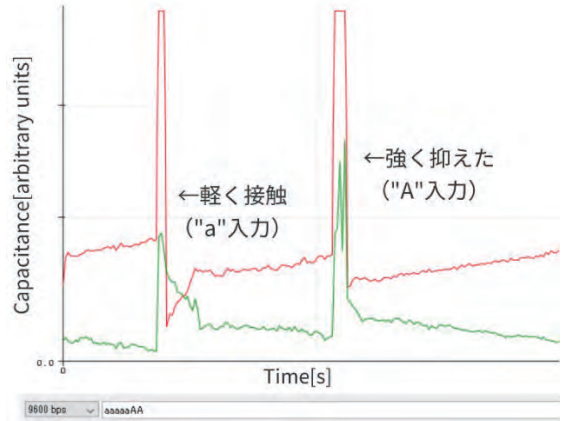


図4 キー押下時のシリアルプロッタ

Fig.4. Serial plotter when key is pressed.

5. まとめ

本研究にて、導電繊維と布による静電容量方式布 QWERTY キーボードを製作した。提案手法にて静電容量方式によるキー入力および押下圧力が判別できることが示された。また実験中、静電容量計測時に環境の影響を受けやすいという問題が見られた。そのため、今後キャリブレーション機能の実装や他の静電容量計測手法を用いた解決を図る。

文 献

- (1) S. Gilliland, Nicholas Komor, Thad Starner, Clint Zeagler. The Textile Interface Swatchbook: Creating Graphical User Interface-like Widgets with Conductive Embroidery. In Proceedings of the 2010 ACM International Symposium on Wearable Computers, ISWC '17, pp. 1–8, Oct 2010.
- (2) Keisuke Ono et., al. Textile++: Low Cost Textile Interface Using the Principle of Resistive Touch Sensing. In ACM SIGGRAPH 2017 Studio, SIGGRAPH '17, pp. 8:1–8:2, New York, NY, USA, 2017.ACM.
- (3) Ivan Poupyrev, Nan-Wei Gong, Shiho Fukuhara, M. Emre Karagozler, Carsten Schwesig, Karen E. Robinson. Project Jacquard: Interactive Digital Textiles at Scale. In Proceedings of CHI '16, pp. 4216–4227, New York, NY, USA, 2016. ACM.

三状態スマートウィンドウ用銀ベース電解液の不凍化と状態保持に関する研究

柳澤 伶果*, 關 成之 (奈良高専)

Research on Antifreezing and State Retention of Silver-based Electrolytes for Three-state Smart Windows
Reika Yanagisawa, Seki Shigayuki (NIT, Nara College)

1. はじめに

近年、世界的なエネルギー需要の拡大から省エネ化が求められている。そのような中、スマートウィンドウと呼ばれる次世代型調光窓は省エネ化に有効であるとされている。

既往の研究では、黒幕、銀鏡および透明の三状態に可逆変化するスマートウィンドウについて報告がされており、錫添加酸化インジウム (Indium Tin Oxide : ITO) からなる平面電極および粗面電極を一对とし、その間に銀ベース電解液を挟み込んでスマートウィンドウを作製している。

この三状態スマートウィンドウは通電し続けしないと銀鏡および黒幕の状態を保持できない欠点を有していた。先行研究⁽¹⁾では、銀ベース電解液にゼラチンを加え、通電後無印加で24時間銀鏡状態を保持できるスマートウィンドウの作製に成功した。しかし、これらのスマートウィンドウに用いられる銀ベース電解液は冬期に凍結してしまう問題を抱えていた。これは電解液の溶媒であるジメチルスルホキシド (DMSO, 凝固点約 18°C⁽²⁾) の影響と推測される。

そこで本研究は、氷点下でも凍結せず、黒幕の状態保持が可能な銀ベース電解液の調製およびこの電解液を用いたスマートウィンドウの作製を目的とした。銀ベース電解液の不凍化に関しては 0°C 以下、黒幕保持時間に関しては 24 時間以上を目標値とした。

2. 2-PrOH 添加銀ベース電解液の不凍化に関する検討

標準処方⁽³⁾の銀ベース電解液に用いられる DMSO 溶媒を所定の比率で 2-プロパノール (2-PrOH) に置換して不凍化を試みた。2-PrOH は凝固点が -89.5°C⁽³⁾ で、DMSO より低温であるため、置換をすることで凝固点降下が起き、不凍化を実現できると考えた。その実験方法および結果と考察を以下に述べる。

<2・1> 標準処方による銀ベース電解液の調製

硝酸銀 (AgNO₃, 純度 99%, 高純度化学) 85 mg, 塩化銅 (II) 二水和物 (CuCl₂・H₂O, 純度 4N, 高純度化学) 13 mg およびテトラブチルアンモニウムブロミド (TBABr, C₁₆H₃₆BrN, 純度 98.0%, 富士フィルム和光純薬) 806 mg を溶媒である DMSO ((CH₃)₂SO, 純度 99.0% 以上, 富士フィルム和光純薬) 10 ml に溶かし、ホストポリマーとしてポリ

ビニルブチラール (PVB, (C₈H₁₄O₂)_n, 重合度不明, シグマアルドリッチ) 1.323 g を加え、マグネティックスターラ (アズワン CT-1AT) で 12 時間以上攪拌した溶液を標準処方の電解液とした。

<2・2> 2-PrOH 添加銀ベース電解液の調製

標準処方の銀ベース電解液に用いられる DMSO 溶媒 10 mL の内、2-PrOH ((CH₃)₂CHOH, 純度 99.7%, 富士フィルム和光純薬) を用いて 0, 25, 30, 40, 42, 45, 48, 50, 52, 55, 60, 70, 75 および 100 vol% の比率で置換し、それぞれをマグネティックスターラで 12 時間以上攪拌して銀ベース電解液を得た。

<2・3> 2-PrOH 添加効果の評価

2-PrOH の割合を系統的に変化させ、冷凍庫内で -6°C に冷却する実験を行った。銀ベース電解液の 2-PrOH 添加による不凍化の効果を表 1 に纏めて記す。

表 1 銀ベース電解液の 2-PrOH 添加による不凍化の効果
Table 1. Effect of antifreezing by adding 2-PrOH to silver-based electrolyte

実験 No.	2-PrOH 添加率 [vol%]													
	0	25	30	40	42	45	48	50	52	55	60	70	75	100
1	×	×						○					△	△
2	×		×	×				○			△	△		
3	×					○		○	△	△	△			
4	×			○	○	○	○	○						

○ : 凍結と分層もせず, △ : 分層が発生,

× : 一部またはすべて凍結

2-PrOH 添加率 42~50 vol% において電解液の不凍化が確認された。これは 2-PrOH の添加による凝固点降下と解釈される。添加率 45 および 50 vol% において不凍化の再現性も確認されたことから、48 vol% が最適値であると判断した。凝固点降下が線形変化すると仮定した場合、48 vol% 添加の電解液は約 -33°C で凝固すると試算される。

3. 黒幕展開時間および保持時間の TBABr 添加量依存性の検討

2-PrOH の 48 vol% 添加による不凍化を維持しつつ、黒幕

保持時間の延長を実現するため、Br 供給源である TBABr の添加量を系統的に増やすこととした。TBABr の電離で生ずる臭化物イオン (Br^-) は銀イオン (Ag^+) と配位結合することが報告されており、Br が高濃度になると電解液中の Ag^+ との錯体化による相互作用が強まり、銀鏡 (Ag) からの Ag^+ の溶出が抑制されることを応用したものである⁽⁴⁾。即ち、透明状態から黒幕状態に変化する時間も延長することも予想される。本章の実験方法および結果と考察は以下に述べる。

<3・1> TBABr の添加倍率を変えた銀ベース電解液の調製

48 vol% 2-PrOH 添加銀ベース電解液に用いられる TBABr 806 mg を1倍と定め、さらに2倍、5倍および10倍と系統的に変化させて添加し、それぞれをマグネティックスターで12時間以上攪拌して銀ベース電解液を調製した。

<3・2> TBABr の添加倍率を変えた銀ベース電解液の評価

図1に TBABr の添加倍率を系統的に変えた銀ベース電解液を示す。目視観察により、沈殿物などはないことから溶液化に成功したと判断される。



図1 TBABr の添加倍率を変えた銀ベース電解液

Fig.1. Silver-based electrolytes with different addition ratios of TBABr

4. TBABr の添加倍率を変えた銀ベース電解液を用いた三状態スマートウィンドウの作製および評価

前章で得られた TBABr の添加倍率を変えた 48 vol% 2-PrOH 添加銀ベース電解液を用い、三状態スマートウィンドウを作製してその動作を評価した。透明電極および素子の作製方法については当日報告する。結果と考察を以下に記す。

TBABr の添加倍率を5倍とした変化銀ベース電解液を用いた三状態スマートウィンドウを図2に示す。電圧無印加時は透明状態を維持し、電圧を印加すると黒幕状態(逆方向なら銀鏡状態)へと変化した。電圧を印加し続けるとそのままの状態を維持した。TBABr の添加倍率が5倍の場合、透

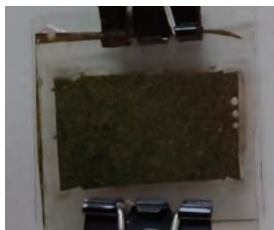


図2 TBABr の添加倍率を5倍とした銀ベース電解液を用いた三状態スマートウィンドウ

Fig.2. Three-state smart window using silver-based electrolyte with 5x addition of TBABr

明状態から黒幕状態への変化に約14.5分の時間を要した。

目視観察による黒幕保持時間の確認を行った。三状態スマートウィンドウの黒幕保持時間の TBABr の添加倍率依存性を図3に示す。図中のエラーバーは $\pm 3\sigma$ を示した。図より有意の差は認められなかったが、TBABr の添加倍率を高くすることによって黒幕保持時間が長くなる傾向が見られた。電圧無印加で透明状態へと戻ったことから、三状態スマートウィンドウは可逆変化することが示された。このことから、2-PrOH 添加 TBABr 倍率変化銀ベース電解液を用いた3状態スマートウィンドウの作製に成功したと言える。

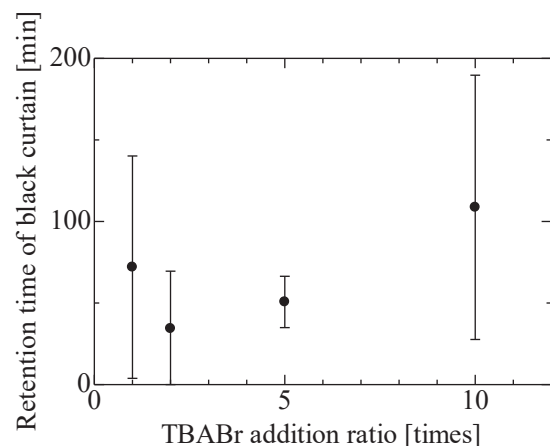


図3 黒幕保持時間の TBABr の添加倍率依存性

Fig.3. Dependence of retention time of black curtain on TBABr addition ratio

5. 結論

2-PrOH を48 vol%添加することで三状態スマートウィンドウ用銀ベース電解液の不凍化に成功した。この電解液を用いて可逆変化する三状態スマートウィンドウの作製にも成功したが、TBABr の添加による状態保持に関しては目標値を達成できなかった。

6. 謝辞

平面および粗面を有する ITO 薄膜の作製で支援して頂いた奈良高等専門学校電気工学科5年松川大晟氏に感謝いたします。

文献

- (1)磯田琳花, 關成之: 奈良高専電気工学科卒業論文 (2022)
- (2)有機合成化学協会: 有機化合物辞典, p.454 (1998)
- (3)有機合成化学協会: 有機化合物辞典, p.877 (1998)
- (4) S. Araki, K. Nakamura, K. Kobayashi, A. Tsuboi, N. Kobayashi: Adv. Mater., 24, 122-126 (2012)

三巻線結合インダクタを用いた 高昇圧比DC-DCコンバータの定電圧制御

江原 武*, 南 政孝 (神戸市立工業高等専門学校)

Constant Output Voltage in Single-switch High Step-up DC-DC Converter
with Three-winding Coupled Inductor

Takeshi Ehara and Masataka Minami (Kobe City College of Technology)

1. はじめに

近年、再生可能エネルギーによる電力供給に注目が集まっている。これらの電力を利用するためには、発電電圧を系統電圧まで昇圧し、系統連系することが主流である⁽¹⁾。一般的に発電電圧は系統電圧に比べて低いため、10倍以上の高い昇圧比を有する電力変換器が必要である。さらに、入力電圧または負荷抵抗値が変動した場合でも、電力変換器から定電圧で出力することも求められている。

従来の昇圧チョッパは、極端に高いデューティ比で動作させることで、理想的には高昇圧比電力変換動作を実現できる。しかしながら、実際にはアクティブスイッチやダイオード、インダクタやコンデンサの寄生成分の影響で、昇圧比は制限される。また、極端なデューティ比で駆動すると、逆回復や導通損失によるデバイス破壊などの問題が発生してしまう。

そこで本研究では、1:1:1の巻数比の三巻線結合インダクタを用いて、スイッチング素子が1つのみの高昇圧比DC-DCコンバータを提案している⁽²⁾。本報告では、提案回路に定電圧制御を適用し、負荷抵抗値を変動させたときの応答を実機実験により実測した結果を示す。

2. 提案回路と動作モード

Fig. 1に本研究で提案している高昇圧比DC-DCコンバータを示す。提案回路はアクティブスイッチ S 、ダイオード D_1, \dots, D_5 、コンデンサ C_1, \dots, C_5, C_0 、三巻線結合インダクタの励磁インダクタ L_m 、漏れインダクタ L_{k1}, L_{k2}, L_{k3} で構成される。三巻線結合インダクタの巻数はそれぞれ N_1, N_2, N_3 である。結合インダクタにおけるドットは、インダクタの左側とする。

Fig. 2に提案回路の動作モードを示す。ここでは、三巻線結合インダクタを簡略化し、自己インダクタ L_1, L_2, L_3 として表現する。また、ここでは提案回路の動作モードとしてスイッチ S が ON と OFF のみのモードを考える。

スイッチ S が ON になると、ダイオード D_2 と D_4 が ON、 D_1, D_3, D_5 が OFF となり、電流はそれぞれ Fig. 2(a) のような経路をとる。 L_1 に蓄えられたエネルギーが L_2 と L_3 に伝送されることでコンデンサ C_2 はコンデンサ C_1 と L_2 、コンデンサ C_4 はコンデンサ C_3 と L_3 により充電される。スイッチ S が OFF になると、ダイオード D_1, D_3, D_5 が ON、 D_2 と D_4 が OFF となり、電流はそれぞれ Fig. 2(b)

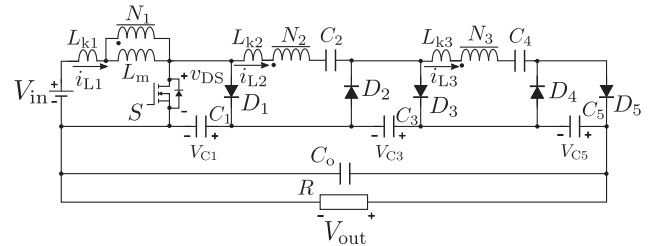
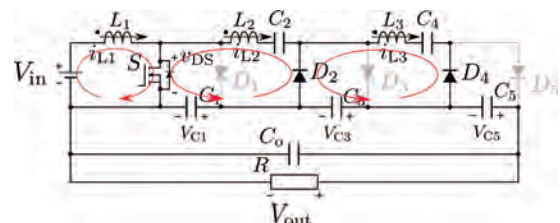
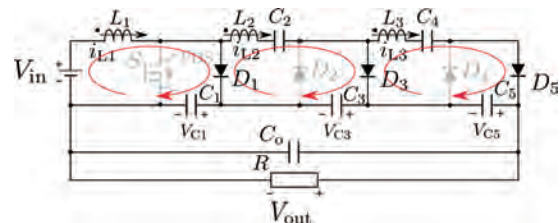


Fig. 1: Proposed High Step-up DC-DC converter



(a) On Mode



(b) OFF Mode

Fig. 2: Operation Modes of Proposed Converter

のような経路をとる。 L_1 に蓄えられたエネルギーが L_2 と L_3 に伝送されることで、コンデンサ C_3 はコンデンサ C_2 と L_2 、コンデンサ C_5 はコンデンサ C_4 と L_3 により充電される。スイッチ S が ON/OFF を繰り返すことで、後段のコンデンサが充電され、出力電圧 V_{out} はコンデンサ電圧 V_{C1}, V_{C3}, V_{C5} が合計された電圧が出力される。

提案回路の出力電圧 V_{out} の理論式は、三巻線結合インダクタの巻数比を $1:1:1(N_1 = N_2 = N_3)$ とすると

$$V_{out} = \frac{6}{1-d} V_{in} \quad (1)$$

と表される⁽²⁾。ここで、 d はデューティ比を示す。式(1)より提案回路はデューティ比 d のみを調整することで定電圧制御を達成できることが分かる。

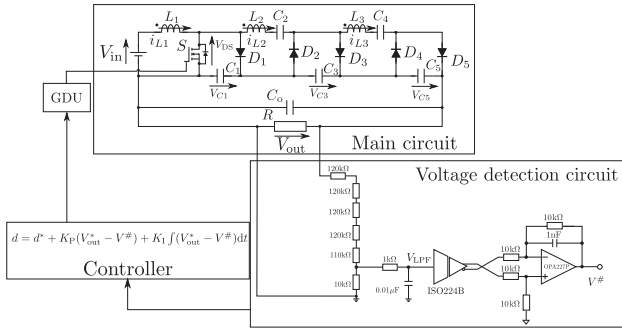


Fig. 3: Constant Output Voltage System

3. 定電圧制御システム

Fig. 3 に定電圧制御のシステム図を示す。定電圧制御システムは主回路、電圧検出回路、制御器、ゲート駆動回路の4つから構成される。制御の手法はPI制御を用いる。

まず、電圧検出回路が主回路の出力電圧 V_{out} を検出する。電圧検出回路では、出力電圧を $1/180$ 倍するとともに、出力電圧の脈動抑制と主回路との絶縁し、 $V^\#$ を得る。次に、電圧検出回路の出力を制御器に入力する。制御器は headspring 社のマイクロコントローラ (HECS-B/A) を用いる。制御器では、電圧検出回路より入力された値を用いて以下の制御式を演算して、デューティ比 d を決定する。

$$d = d^* + K_P(V_{out}^* - V^\#) + K_I \int (V_{out}^* - V^\#) dt \quad (2)$$

ここで、 V_{out}^* は出力電圧の目標値、 d^* は V_{out}^* が理論的に出力されるデューティ比、 K_P と K_I はPI制御の定数である。式 (2) の演算結果に応じたデューティ比のPWM信号を制御器から出力する。

次に、制御器から出力されたPWM信号をゲート駆動回路に入力する。ゲート駆動回路では制御器と主回路の絶縁をするとともに、PWM信号の電圧値を増幅する。そして、ゲート駆動回路が、主回路のスイッチを駆動する。

本報告では Fig. 3 のシステムを用いて定電圧制御を実装し、負荷変動時のステップ応答を測定する。

4. 実験条件と測定条件

本章では、本報告の実験条件と測定条件について述べる。実機実験に用いる回路定数は、入力電圧 $V_{in} = 10V$ 、三巻線結合インダクタのパラメータを $L_1 = 27.78 \mu H$ 、 $L_2 = 27.68 \mu H$ 、 $L_3 = 27.76 \mu H$ 、漏れインダクタンス $L_{k1} = 0.89 \mu H$ 、 $L_{k2} = 0.69 \mu H$ 、 $L_{k3} = 0.97 \mu H$ 、内部抵抗 $r_1 = 8.43 m\Omega$ 、 $r_2 = 8.14 m\Omega$ 、 $r_3 = 8.82 m\Omega$ 、コンデンサ $C_1, \dots, C_5 = 10 \mu F$ 、 $C_o = 5300 \mu F$ 、スイッチング周波数 $f_{SW} = 100 kHz$ とし、ダイオードは SBD(DSEI2x101-06A, 600V, 96A)、コンデンサはフィルムコンデンサ (C4BTHBX5100ZALJ, $10 \mu F$, 600V)、スイッチング素子は SiC MOSFET(SCT3022AL, 650V, 93A) を用いる。入力は直流安定化電源 (菊水電子工業, PWR401L, 80V, 25A) を用いる。PI制御の定数は $K_P = 1.1 \times 10^{-2} V^{-1}$ 、 $K_I = 2.78 \times 10^{-6} V^{-1}s^{-1}$ とする。

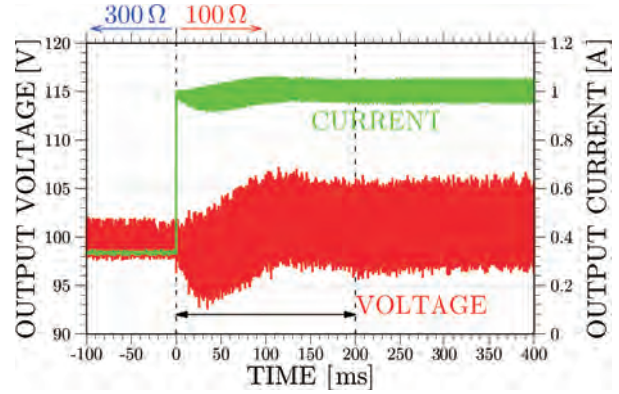


Fig. 4: Step Response of Output Voltage and Current

次に測定条件について述べる。電圧および電流の波形測定にはデジタルオシロスコープ (WaveRunner204MXi, TeledyneLeCroy Corporation) を用いる。出力電圧の波形測定には、電圧プローブ (PP011, 400V, 500MHz, TeledyneLeCroy Corporation) 出力電流の波形測定には、電流プローブ (CP030, 30A, 50MHz, TeledyneLeCroy Corporation) を用いる。本報告では、提案回路において出力電圧の目標値 V_{out}^* を $100V$ とした定電圧制御を適用し、負荷抵抗値 R が 300Ω から 100Ω に変動したときの応答を実測する。

5. ステップ応答の結果

Fig. 4 に負荷抵抗値が変動したときの電圧と電流の応答を示す。赤色が出力電圧波形、緑色が出力電流波形である。時間が $0ms$ で負荷抵抗値が 300Ω から 100Ω に変動している。出力電流の波形から、負荷が変動してから約 $200ms$ で収束することがわかる。出力電圧波形に注目すると、変動前後でも $100V$ となっていることから、定電圧制御が達成されていることがわかる。また、負荷抵抗値変動後は電圧および電流の脈動が増加していることがわかる。これはスイッチング周波数が固定のままに負荷抵抗値が減少したことによる影響である。負荷抵抗値が $1/3$ に減少すると、出力端の時定数 RC_o も $1/3$ に減少するため、脈動は約 3 倍に大きくなると考えられる。

6. おわりに

本報告では提案した高昇圧比 DC-DC コンバータに定電圧制御を適用したときに、負荷抵抗値が変動した時のステップ応答について評価した。その中で、負荷抵抗値が変動してから収束するまでに約 $200ms$ ほどかかることを実機実験の結果から示した。今後は入力電圧が変動したときのステップ応答について評価する。

文 献

- (1) W. Li and X. He, "Review of Nonisolated High-Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications", IEEE Trans. IE, Vol. 58, No. 4, pp. 1239-1250 (2011).
- (2) M. Minami and G. Hase, "Analysis of Switching Frequency Characteristics of Single-switch High Step-up DC-DC Converter with Three-winding Coupled Inductor", IEEJ JIA, Vol. 10, No. 6, pp. 682-687(2021)

有限個周波数応答モデルで記述した制御問題に対する 繰り返し最適化手法

南川 健志郎*, 上 泰(明石高専)

Iterative Optimization Method for Control Problems Formulated with Finite Number of Frequency Response Model
Kenjiro Minamikawa*, Yasushi Kami(NIT, Akashi College)

1. 序論

データ駆動型制御とよばれる制御系設計手法は、時間応答や周波数応答のデータから直接制御器を設計するため、制御対象の数学モデルが得られない場合に非常に有効である。データ駆動型制御の一つとして、有限個の角周波数における周波数伝達関数の集合を制御対象のモデルとみなして制御系を設計する方法が提案されている。文献[1]ではこのモデルを有限個周波数応答 (Finite Number of Frequency Responses:FNFR)モデルとよんでいる。従前、周波数応答データを用いた設計法では、数値的に扱いやすいという理由から、問題が凸となるように制御問題を定式化してきたため、解の十分性が強く、扱える制御問題も限定的であることが問題点であった。そこで、本研究では、FNFR モデルを用いて記述した非凸な制御問題に対する最適化手法を提案する。そして、数値例題を用いて本研究の有用性を示す。

2. 準備

図 2.1 に示すフィードバック制御系において、 $P(s)$, $K(s)$, $R(s)$, $Y(s)$ はそれぞれ制御対象, 制御器, 目標値入力, 出力とする。ここで、本制御系における感度関数 $S(s)$, 相補感度関数 $T(s)$ は次で表される。

$$S(s) = \frac{1}{1 + P(s)K(s)} \quad (2.1)$$

$$T(s) = \frac{P(s)K(s)}{1 + P(s)K(s)} \quad (2.2)$$

このとき、制御系の目標追従特性、及び耐ノイズ特性を確保する制御問題はそれぞれ、式(2.3), (2.4)の様に記述できる。

$$|S(j\omega)| \ll 1, \quad \forall \omega < \omega_b \quad (2.3)$$

$$|T(j\omega)| \ll 1, \quad \forall \omega > \omega_{b2} > \omega_b \quad (2.4)$$

ただし、 ω_b は制御帯域であり、 ω_{b2} はノイズの周波数成分の下限である。なお、文献[2]に見られるように、これらの条件を達成する制御器は、

$$|W_S(j\omega)| \gg 1, \quad \forall \omega < \omega_b \quad (2.5)$$

$$|W_T(j\omega)| \gg 1, \quad \forall \omega > \omega_{b2} > \omega_b \quad (2.6)$$

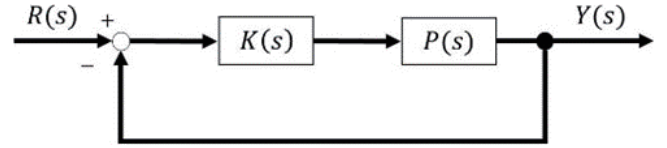


図 2.1 : フィードバック制御系
Fig. 2.1. A feedback control system

を満たす W_S, W_T を用いて記述した以下の問題を解いて設計されてきた。

$$\|SW_S\|_\infty := \max_\omega |S(j\omega)W_S(j\omega)| < 1 \quad (2.7)$$

$$\|TW_T\|_\infty := \max_\omega |T(j\omega)W_T(j\omega)| < 1 \quad (2.8)$$

3. 問題設定

図 2.1 に示すフィードバック制御系において、制御器 $K(s)$ は次式で与えられる近似微分を含む PID 制御器である。

$$K(s) = k_p + k_D \frac{s}{1 + s\tau} + k_I \frac{1}{s} \quad (3.1)$$

ここで、 k_p, k_D, k_I はそれぞれ比例、微分、積分ゲイン、 τ は正の小さい値である。また、 $\kappa, \phi(s)$ は次式で与えられる。

$$\kappa := \begin{bmatrix} k_p \\ k_D \\ k_I \end{bmatrix}, \quad \phi(s) := \begin{bmatrix} 1 \\ s/(1 + s\tau) \\ 1/s \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

一方、制御対象の FNFR モデルを以下で定義する。

FNFR モデルの定義. N を正の整数とし、角周波数の集合 $\bar{\Omega}$ を次式で定義する。

$$\bar{\Omega} := \{\omega_k, k = 1, 2, \dots, N\} \quad (3.3)$$

このとき、次式で定義される集合 \bar{P} を FNFR モデルという。

$$\bar{P} := \{(\omega_k, P(j\omega_k)), k = 1, 2, \dots, N\} \quad (3.4)$$

ただし、 j は虚数単位($j = \sqrt{-1}$)である。

図 2.1 に示す制御系で、感度関数 $S(s)$ と相補感度関数 $T(s)$ に対し、次の制約を考える。

$$|S(j\omega_k)W_S(j\omega_k)| < 1, \quad \omega_k \in \bar{\Omega}, \quad \underline{\omega}_S \leq \omega_k \leq \bar{\omega}_S \quad (3.5)$$

$$|T(j\omega_k)W_T(j\omega_k)| < 1, \quad \omega_k \in \bar{\Omega}, \quad \underline{\omega}_T \leq \omega_k \leq \bar{\omega}_T \quad (3.6)$$

ここで、 $\underline{\omega}_S, \bar{\omega}_S$ と $\underline{\omega}_T, \bar{\omega}_T$ は周波数帯域を示す実数である。このとき、本研究で扱う制御問題を次のように定義する。

問題. 次式を満たす制御器を見つけよ。

$$\min J(\kappa) := J_1 + J_2 \quad \text{s.t. (3.5) and (3.6)} \quad (3.7)$$

ただし, J_1, J_2 は次式で定義される.

$$J_1 := \max_{\omega_S \leq \omega_k \leq \bar{\omega}_S} |S(j\omega_k)W_S(j\omega_k)| \quad (3.8)$$

$$J_2 := \max_{\omega_T \leq \omega_k \leq \bar{\omega}_T} |T(j\omega_k)W_T(j\omega_k)| \quad (3.9)$$

4. 提案手法

問題(3.7)を解くための繰り返し型最適化手法を提案する. 提案手法では, 制御仕様に対する評価値が最悪となっている角周波数点上の制御仕様を改善するように, 繰り返し毎に制御器を探索する. 本手法の実装に向けて, 以下の定義を導入する.

数値勾配方向. κ^j を暫定解とし, d を長さが d_l のベクトルとする. このとき, 次式の解となるベクトル d^* を数値勾配方向とする.

$$\min J(\kappa^j + d) \quad (4.1)$$

上記で定義した数値勾配方向を用いて, 次に示す繰り返し型最適化手法を提案する.

手順1. PID制御器の初期ゲインを k_p^1, k_D^1, k_I^1 とし,

$\kappa^1 := [k_p^1, k_D^1, k_I^1]^T, j = 1$ とする. また, $j_{max}, d_l, \alpha_{max}$ を, それぞれ反復回数の上限, ベクトル d の微小な長さ, 手順4で用いる α の上限とする.

手順2. 式(3.7)より, $\kappa = \kappa^j$ として $J(\kappa)$ を求め, その値を J^j とする.

手順3. 式(4.1)より, d^* を求める.

手順4. d^* に沿って直線探索する際のステップ量を α とし, κ_α を以下のように定義する.

$$\kappa_\alpha := \kappa^j + \alpha d^* \quad (4.2)$$

このとき, 次式を満たす α を α^* とする.

$$\min_{0 \leq \alpha \leq \alpha_{max}} J(\kappa_\alpha) \quad \text{s.t. (3.5), (3.6) and } J(\kappa_\alpha) < J^j \quad (4.3)$$

手順5. $\kappa^{j+1} := \kappa^j + \alpha^* d^*$ とする.

手順6. もし $j < j_{max}$ であるなら $j := j + 1$ とし手順2へ, そうでなければ $\kappa^* := \kappa^{j+1}$ とし終了する.

5. 数値設計例

次の制御対象と制御器を考える[2].

$$P(s) = \frac{1.192(1 - 0.056s)}{(1 + 0.934s)(1 + 0.04s)} \quad (5.1)$$

$$K(s) = k_p + k_D \frac{s}{1 + 0.01s} + \frac{2}{s} \quad (5.2)$$

なお, FNFRモデルを規定するための角周波数点 ω_k は, 0.1[rad/s]から 100[rad/s]の範囲で対数的に等間隔な 50点とした. また, $j_{max} = 30, d_l = 0.001, \alpha_{max} = 100, k_p^1 = 0.1, k_D^1 = 0.1, d = [d_l \sin \theta, d_l \cos \theta]^T$ とした.

この制御系に対して, 次の条件を考える.

$$W_S(s) = \frac{1.5(s + 0.4)}{s + 3.5}, W_T(s) = \frac{6}{0.2s + 4} \quad (5.3)$$

$$\underline{\omega}_S = 0.1, \bar{\omega}_S = 10, \underline{\omega}_T = 1, \bar{\omega}_T = 100 \quad (5.4)$$

上記の条件で提案手法によって求めた解は以下である.

$$\kappa^* := [2.2448, 0.1217, 2]^T \quad (5.5)$$

ここで, 図5.1, 5.2に κ^1 と κ^* における $S(s), T(s)$ のゲイン線図を示す. これらの図から, 初期条件では条件(3.5), (3.6)を満たしていないことに対し, $\kappa = \kappa^*$ では条件を満たしていることが確認できる. このことから提案手法は条件(5.3), (5.4)において, 実行不可能な解から実行可能解を導出できていることが確認できる.

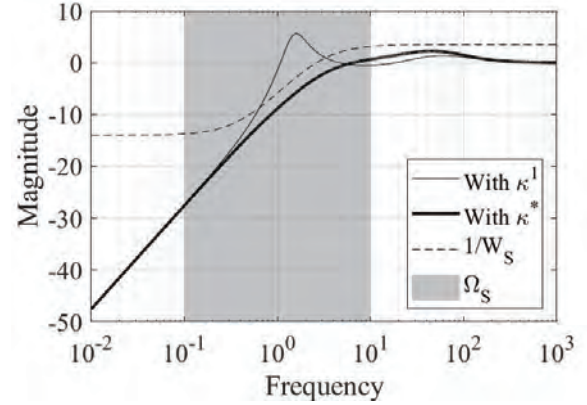


図 5.1: κ^1 と κ^* における $S(s)$ のゲイン線図

Fig. 5.1. Gain diagrams of $S(s)$ with κ^1 and κ^*

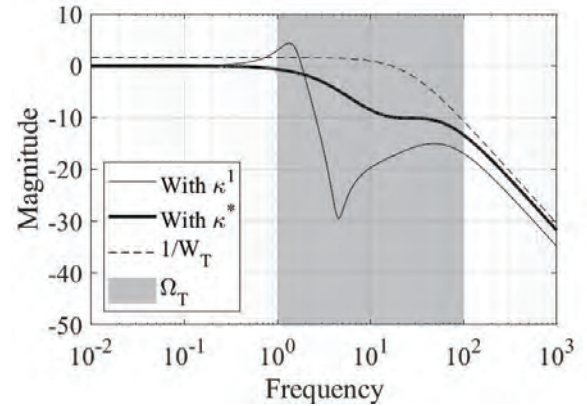


図 5.2: κ^1 と κ^* における $T(s)$ のゲイン線図

Fig. 5.2. Gain diagrams of $T(s)$ with κ^1 and κ^*

6. おわりに

本稿では, 混合感度問題を考慮した制御系設計問題を, FNFRモデルを用いて, 凸問題へ帰着させることなく解く手法を提案した. 今後は安定性と周波数整形問題を同時に扱える制御系設計手法の研究を進めていきたい.

文献

[1] 上泰・田中 椋祐・三谷 祐一朗・延山 英沢: 電気学会論文誌C, Vol.139, No.4, pp.402-408 (2019)

[2] M. Saeki, J. Kimura, IFAC Proceedings Volumes, Vol.30, pp.1511-1516 (1997)

ECR 酸素イオンビームを用いた超精密切削用 ダイヤモンド工具再生技術の開発

奥島 大翼*, 清原 修二, 石川 一平 (舞鶴高専),
坂東 隆宏, 針谷 達, 滝川 浩史 (豊橋技科大),
倉島 優一 (産総研)

Development of regeneration technology in diamond tools
for ultra-precision cutting Using ECR oxygen ion beams
Okushima Daisuke, Kiyohara Shuji, Ishikawa Ippei (NIT, Maizuru College),
Bando Takahiro, Harigai Toru, Takikawa Hirohumi (TUT),
Kurashima Yuichi (AIST)

1. はじめに

超精密切削用多結晶ダイヤモンド (Poly Crystalline Diamond: 以下 PCD) を用いた工具は, 一般的な超硬合金より 30 倍程度高価であるが, 一般的な切削工具と比べ耐久性に優れ, 切れ刃が鋭利であるため, 鏡面仕上げ加工の基準となる表面粗さ $Ra = 0.8 \mu\text{m}$ 以下の加工が可能であり, アルミニウム合金を材料としたポリゴンミラーやレーザー反射鏡の鏡面仕上げに利用されている⁽¹⁾.

ダイヤモンド工具は一般的な超硬合金より耐久性に優れるが, 摩耗による損傷は避けられない. また, 工具サイズが小型のため機械研磨による再生が不可能であり, 廃棄処分となっているのが現状である. そのため, 本研究では再研磨が難しい PCD 工具の電子サイクロトロン共鳴 (Electron Cyclotron Resonance: 以下 ECR) 酸素イオンビーム加工⁽²⁾による工具性能の改善を目的としている.

2. 実験方法および装置

PCD 工具の加工に用いた ECR 型イオンビーム装置 (EIS-200ERP, 榊エリオニクス) の概略を図 1 に示す. 低ガス圧 (10^{-4}Pa) 中のチャンバ内にイオン化ガスを流入させ, 0.875 T の磁場と 2.45 GHz の電磁波を加えることで生じる電子サイクロトロン運動によって高密度なプラズマを生成することが可能であり, 酸素などの活性ガスを用いても安定なビームが得られるのが特長である⁽³⁾.

イオンビーム加工における加工速度は, イオン化ガス, イオンエネルギー, イオン入射角により異なる⁽⁴⁾.

イオンビーム加工 (IBE) は, 貴ガスとしてアルゴンを用いると物理的スパッタリングのみで加工される IBE, ダイヤモンドに対して活性ガスである酸素を用いると, 物理的スパッタリングに化学的スパッタリングが相乗することで, 加工速度が IBE より速くなるリアクティブイオンビーム加工 (RIBE) がある⁽⁵⁾.

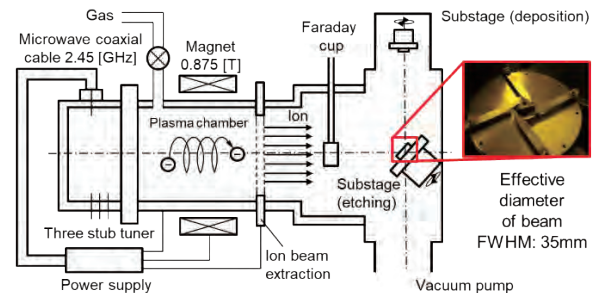


図 1 ECR 型イオンビーム装置

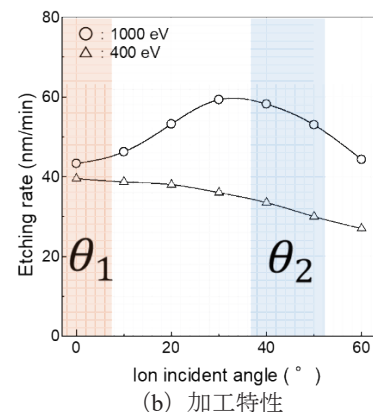
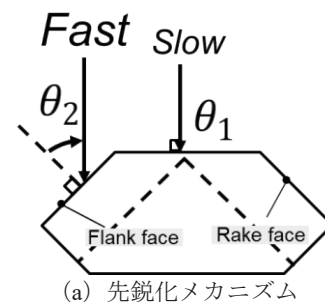


図 2 加工速度のイオン入射角依存性

図2 (a) より、被加工物の表面から引いた法線と入射するイオンとのなす角をイオン入射角と定義し、摩耗を生じたエッジ部分に入射した角度を $\theta_1=0^\circ$ 、逃げ面、すくい面部分に入射した角度を $\theta_2=45^\circ$ とすると、図2 (b) に示す加工速度のイオン入射角依存性（酸素、1000 eV）より θ_2 のほうが1.5倍の速度で加工されるため、図2 (a) の点線部のように加工の進行と共に頂点のエッジ部分が先鋭化される⁶⁾。一方で図2 (b) に示す加工速度のイオン入射角依存性（酸素、400 eV）の場合、加工速度のピークが存在せず、イオン入射角が増加するほど物理的な作用よりも化学的な作用が生じやすくなるため加工速度が低下する。

3. 実験結果および考察

超精密切削用 PCD 工具 [(TPGX110304, 三菱マテリアル(株) に PCD をろう付け)] に対しイオン入射角 45° 、1000 eV で1時間、400 eV で1.5時間の酸素イオンビーム加工を行った。また、これら加工前後の PCD 工具を用いてアルミニウム合金丸棒 (A5083) に対し鏡面仕上げ加工を行い、実加工における表面粗さの変化をダイヤモンド触針式表面粗さ測定器 (SE1200, (株)小坂研究所) で測定し、評価を行った。図3に PCD 工具のイオンビーム加工前後で比較した走査型電子顕微鏡 [SEM] (JSM-7100F, 日本電子(株)) の SEM 像を示す。

イオンエネルギーを 400 eV として酸素イオンビーム加工を行うことでアルミニウム合金の鏡面仕上げ時の表面粗さ R_a が $1.12 \mu\text{m}$ から $1.08 \mu\text{m}$ となり、1000 eV の場合 $1.04 \mu\text{m}$ から $0.88 \mu\text{m}$ となり 400 eV と比べ約4倍の改善が見られた。

イオン入射角が 45° のとき、図2 (a) のイオン入射角依存性より 400 eV では加工速度が低下するため 1000 eV の1.5倍の加工時間でも工具性能は改善しなかった。一方、1000 eV ではイオン入射角の増加にともない加工速度が増加することから、工具切れ刃部分のエッジが鋭くなることにより表面粗さが改善したと考えられる。

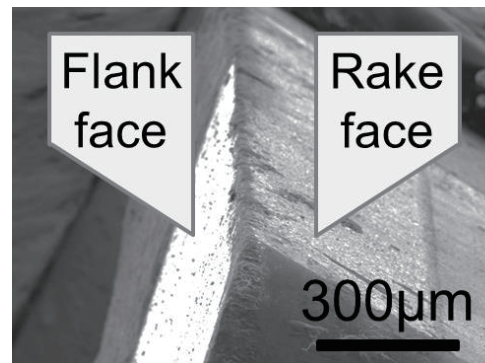
4. おわりに

廃棄処分されていた PCD 工具に対してイオンエネルギーが 1000 eV の ECR 酸素イオンビームによる微細加工を行うことで、切れ刃部分のエッジが先鋭化され、加工前よりアルミニウム合金丸棒の鏡面仕上げ時の表面粗さが 160nm 改善したことから、工具性能を改善できることがわかった。

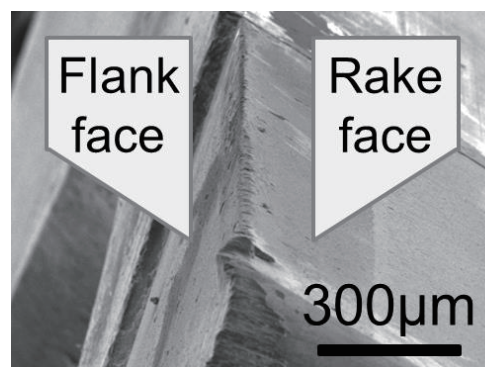
謝 辞

本研究に実験試料の提供、技術指導等でご支援いただいた、株式会社 日新ダイヤモンド 本社営業部 清水一貴氏に心よりお礼申し上げます。

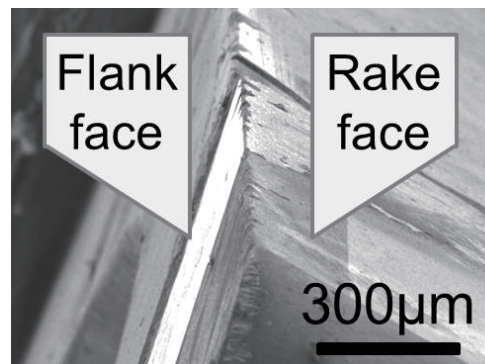
また、本研究の一部は奈良先端科学技術大学院大学高等専門学校連携プロジェクトに参画して得られたものであることを付記する。



(a) 加工前



(b) 400 eV, 1.5 h



(c) 1000 eV, 1 h

図3 酸素イオンビーム加工前後の SEM 像

文 献

- (1) 竹内芳美:超精密マイクロ切削加工, 日刊工業新聞社, 1-3 (2008)
- (2) 清原修二, 宮本岩男:精密工学会誌, 62, 10. 1459-1463 (1996)
- (3) 諸貫信之:微細加工と表面機能, リアライズ理工センター, 93-96 (2007)
- (4) 宮本岩男, 清原修二:砥粒加工学会誌, 38, 5. 262-266 (1994)
- (5) S. Kiyohara and I. Miyamoto: Nanotechnology, 7, 3. 270-274 (1996)
- (6) 宮本岩男:精密工学会誌, 55, 6. 1002-1006 (1989)

高エネルギー密度型空心インダクタの コイル断面と損失の関係

福岡 万優*, 石飛 学 (奈良高専)

Copper Loss and Structure of Bundled Windings for High Energy Density Type Air-core Inductor
Fukuoka Mayu, Ishitobi Manabu (National Institute of Technology, Nara College)

1. はじめに

プラズマエッチング装置の自動整合器など磁性体による非線形特性を嫌うアプリケーションにおいて、空心インダクタが採用されている⁽¹⁾。これらは、電流量や温度によるインダクタンスの変化がほとんどなく、鉄損も生じないが、エネルギー密度の低下による大型化と近接効果に起因する銅損の増加を招く⁽²⁾。平角線は、コストが低く放熱性が高いことから、コイルを構成する導線として広く使用されており、巻き方によって銅損を抑制できることが先行研究から確認できている。中でも銅箔線は、印加電力の周波数に適した厚さとすること、銅箔の幅を広くすることなどによっても損失を抑制できることが知られている⁽³⁾。

そこで筆者らは、銅箔線を用いた空心インダクタを取り上げ、構造の観点からエネルギー密度の限界に挑んできた。しかしながら、アプリケーションによっては小型化よりも低損失化が優先されることも多い。本研究ではこのニーズに応えるため、線束断面形状と導通損失の関係を明らかにし、エネルギー密度の低下を抑制しつつ、より低損失化できる構造の提案を試みている。

2. 高エネルギー密度を実現するインダクタの構造

エネルギー密度を最優先させて設計したインダクタの構造を図1に示す。これは、逆方向の電流による相互干渉を抑制するため巻線の窓面積を大きく設け、インダクタの外形を正方形としている。また、同方向の電流を集中させるため巻線束の断面も正方形とし、さらにこの条件下で損失を抑制するため、表皮厚さの銅箔線を巻線に用いてフラットワイズ方向に巻いている。このとき、インダクタを収める筐体が方形であることを前提としている⁽⁴⁾。

3. 線束断面形状と損失の特性

<3・1>線束断面のAspect比と損失 図2に線束断面のAspect比 (length/width) に対する損失特性を、図3に線束断面の電流密度分布を示す。ここで、COMSOL Inc.製COMSOLを用いて2次元有限要素解析を行っている。解析モデルは、厚さ91.9 μm (表皮厚さ)の銅箔線を12巻し、2A, 500kHzの正弦波を入力している。また、Aspect比

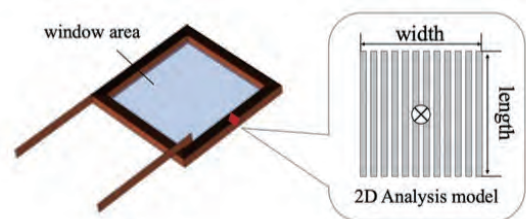


図1 高エネルギー密度型 空心インダクタの構造
Fig.1. Structure of high energy density type air-core inductor

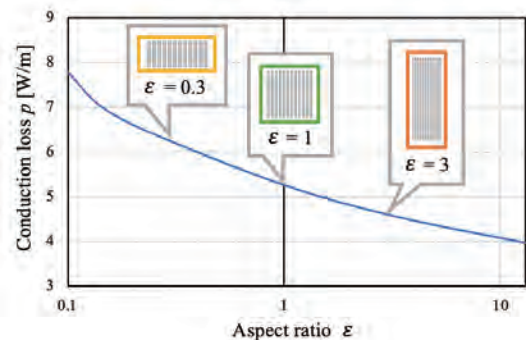


図2 線束断面のAspect比と導通損失の関係
Fig.2. Relation between aspect ratio of wire bundle cross section and conduction loss

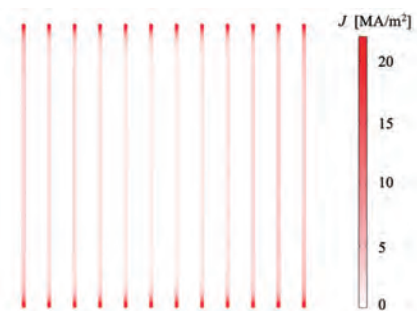


図3 線束断面の電流密度分布
Fig.3. Current density distribution on wire bundle cross section

の変化に対してインダクタンスが変化しないように線束の断面積を調節している。

図2を見ると、Aspect比が大きい縦長の形状であるほど導通損失が小さい。ここで1mあたりの導通損失 p は式(1)で表される。なお、巻線の断面積を S 、電流密度を J 、

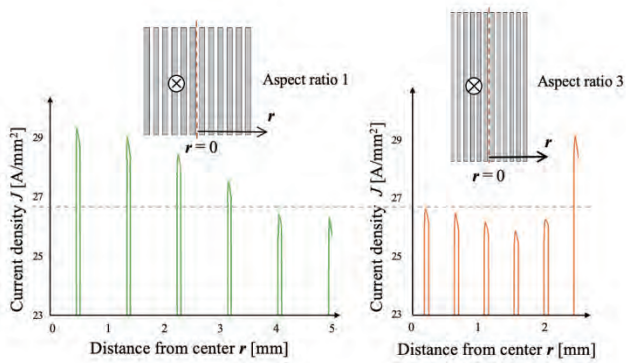


図4 各アスペクト比における端部電流密度
Fig.4. Edge current density of copper foil wires at each aspect ratio

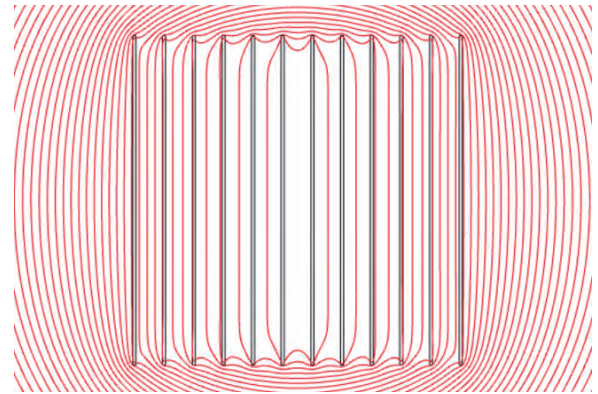


図6 線束断面における磁束密度線
Fig.6. Magnetic flux density lines on wire bundle cross section

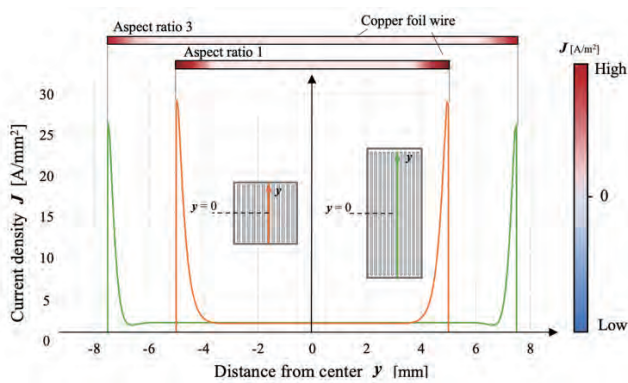


図5 線束内側の銅箔線における電流密度分布
Fig.5. Current density distribution in the copper foil wire inside the wire bundle

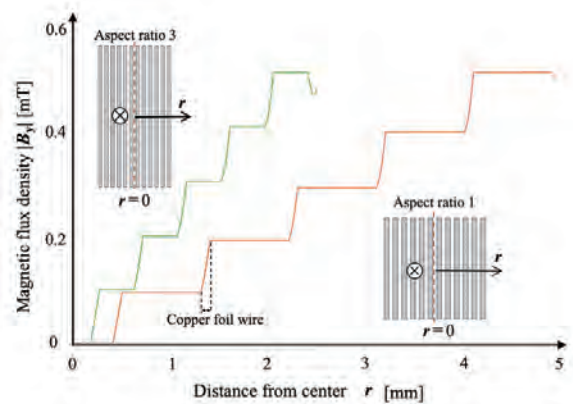


図7 各アスペクト比に対する磁束密度分布
Fig.7. Magnetic flux density distribution in each aspect ratio

巻線の抵抗率を ρ ，入力電流の周期を T としている。

$$p[\text{W/m}] = \left(\int_v \rho |J|^2 dv \right) / l = \int_s \rho |J|^2 ds \quad (1)$$

式(1)は、電流が偏るほど損失が増大することを示している。図3を見ると、各銅箔線の端部に電流が集中しており、これが銅箔線における損失の主な原因であると考えられる。

図4にアスペクト比1とアスペクト比3における各銅箔線の端部電流密度を示す。図4より、アスペクト比を大きくすることで、両端以外の銅箔線において端部の電流集中が抑制され、さらに、その抑制効果は線束の内側ほど顕著であることが確認できる。

<3・2> 損失抑制メカニズム 線束内側（外側から6本目）の銅箔線における長辺方向の電流密度分布を図5に示す。また、線束断面における等磁束密度線を図6に示す。図5より、銅箔線の端部以外における電流密度が均一で、また図6より、線間の磁束が全て銅箔線と平行となっていることが確認できる。これは磁束分布を決める導体部の形状が銅箔線の長辺方向に対して一様であり、したがって長辺方向の磁束密度および電流密度が一定になったものと考えられる。さらに、図7に示した磁束密度分布から、線間

の磁束密度の値がアスペクト比によって大きく変化しないことがわかる。これは図5の電流密度が均一な領域における電流密度の大きさがアスペクト比によらないことと対応している。したがって、アスペクト比を大きくすると銅箔線が縦長となり、長辺部分に分散する電流が多くなるため、損失が抑制されたものと考えられる。

4. むすび

以上より、線束断面のアスペクト比を大きくすることで導通損失の低減が可能であるとわかった。一方で、アスペクト比を大きくしても、線束両端の銅箔線における電流集中は抑制できなかった。現在、この対策方法としてヨークの利用を検討しており、磁性体と導通損失の関係について解明を進める予定である。

文献

- (1) Marian Kazimierzczuk: "RF Power Amplifiers", Wiley, p476 (2014)
- (2) 折川幸司, 他: 日本 AEM 学会誌, Vol.30, No.1 (2022)
- (3) A. Stadler et al.: 2005 European Conference on Power Electronics and Applications, pp.1-7, (2005)
- (4) 松田和也, 他: 電学論, D, Vol.139, No.4, pp.409-415 (2018)

鋸波キャリア PWM 法に適用可能なデッドタイム誤差を生じない新しい PWM 法

河野 孝太郎*, 茂木 進一 (神戸市立工業高等専門学校)

Novel PWM Scheme without Dead-Time Error Applicable to Sawtooth Carrier PWM Scheme

Kotaro KAWANO*, Shin-ichi MOTEGI (Kobe City College of Technology)

1. まえがき

近年, SiC や GaN などの次世代半導体デバイスが注目され⁽¹⁾, スイッチング周波数の高周波化が進んでいる. これにより, 同デバイスの適用による交流-直流電力変換器の小型化, 高効率化, 低コスト化などの研究や開発が盛んに行われている⁽²⁾⁽³⁾. しかし, スイッチング周波数の高周波化によってデッドタイムに起因する交流側出力電圧歪みの増加などが懸念されている. デッドタイムは, 電圧形電力変換器における上下アームの短絡を防ぐために挿入されるが, このデッドタイムにより, 同変換器の交流側出力電圧の指令値と実際値(厳密には一変調周期における電圧の平均値)は一致しない. これがデッドタイム誤差であり, 従来から様々なデッドタイム誤差補償法, 例えば, 電流(の極性)を検出する方式⁽⁴⁾⁽⁵⁾や電圧(または, 電圧の幅)を検出する方式⁽⁶⁾⁽⁷⁾が検討されている. これに対して, 著者らはデッドタイム誤差を原理的にゼロにできる PWM 法(以下では従来デッドタイム誤差レス PWM 法と略す)を報告している⁽⁸⁾⁽⁹⁾. しかし, 従来法は鋸波キャリアを使用する PWM 法には適用できないことから, 著者らが提案するパルス電圧重畳による二相 PWM 法⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾には適用できない. そこで本研究では, 鋸波キャリアを使用する PWM 法にも適用できるデッドタイム誤差を原理的にゼロにできる新しい PWM 法を提案する(以下では提案デッドタイム誤差レス PWM 法と略す). なお, 本稿では提案法の三相電圧形 3 レベル変換器⁽¹¹⁾への適用を見据え, Fig.1 に示す(ハーフブリッジ)電圧形 3 レベルインバータへの適用を検討するが, 三相電圧形 2 レベル変換器⁽¹⁰⁾への適用も可能である.

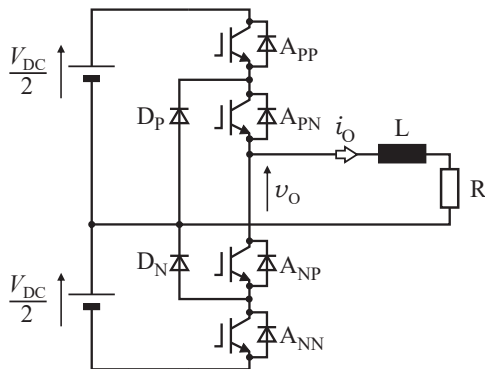


Fig.1. A single-phase half-bridge 3-level voltage-fed inverter.

2. 提案する新デッドタイム誤差レス PWM 法

Fig.2 に示すモデル波形(出力電圧指令値 REF. がプラスの場合)を用いて提案デッドタイム誤差レス PWM 法におけるパターン生成方法を紹介する. まず, 出力電圧指令値 REF. と上側キャリア CAR-P を比較し信号 X を得る. 次に, 信号 X をデッドタイム分だけ遅延させ信号 Y を, 同様に信号 Y をデッドタイム分だけ遅延させ信号 Z を得る. そして, A_{PP} と A_{NP} のドライブ信号を下式から演算する(ただし, 指令値 REF. > 0 なので $A_{PN} = \text{ON}$, $A_{NN} = \text{OFF}$ である).

$$\left. \begin{aligned} A_{PP} &= Y, & A_{NP} &= \overline{X} \cdot \overline{Z} \quad (i_o \geq 0) \\ A_{PP} &= X \cdot Z, & A_{NP} &= \overline{Y} \quad (i_o < 0) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

上記の論理演算により, デッドタイム誤差を生じない PWM パターンの生成が可能となる. 具体的には, 交流側出力電流が $i_o \geq 0$ では A_{NP} 側だけに, 同 $i_o < 0$ では A_{PP} 側だけにデッドタイムを付与することで, 結果的にデッドタイム誤差が生じない(デッドタイム誤差が生じないメカニズムの詳細については文献(9)を参照されたい). なお, 紙面の都合で省略するが, 実機実験時には上下アームの短絡を防止するためドライブ信号の演算に補助演算を加えている.

3. 実験結果

本章では Fig.1 に示す電圧形 3 レベルインバータに提案するデッドタイム誤差レス PWM 法を適用し, デッドタイム誤差補償を適用しない場合と比較してその効果を検証する(実験条件は Table 1 に示す). ここで, Fig.3(a)-(d)はデッド

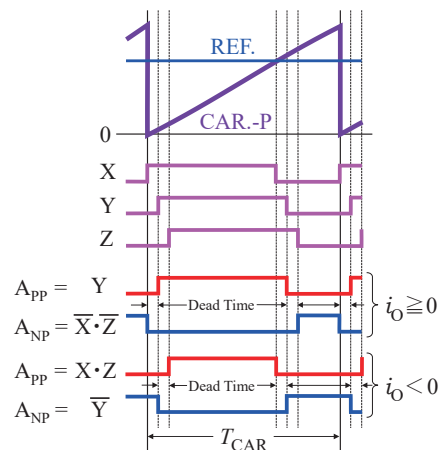


Fig.2. Principle of proposed dead-time error-less PWM method.

タイム誤差補償を適用しない場合, Fig.3(c)-(h)は提案デッドタイム誤差レス PWM 法を適用する場合である. さらに, それぞれの Fig.において,

(a), (e) : 交流側出力電圧 v_O の変調周期平均値 $v_O[k]^\#$

$$v_O[k]^\# = \frac{1}{T_{sw}} \int_{t_k}^{t_{k+1}} v_O dt \dots\dots\dots (2)$$

(b), (f) : 変調周期毎の交流側出力電圧誤差 $v_E[k]$

$$v_E[k] = v_O[k]^\# - v_O[k]^* \dots\dots\dots (3)$$

ただし, $v_O[k]^*$ は指令値の変調周期毎の平均値

(c), (g) : 交流側出力電流 i_O

(d), (h) : 交流側出力電圧 v_O のスペクトラム

である.

<3・1> デッドタイム誤差補償を適用しない場合 デッドタイム誤差補償を適用していない PWM 法では, 交流側出力電流 i_O (Fig.3(c))の極性に従って出力電圧誤差 $v_E[k]$ (Fig.3(b))が $\pm 5.7V \sim 6.7V$ 程度生じている. この誤差電圧には, デッドタイムによる誤差 $\pm 6V (= \pm 1/2 \times 400V \times 5\mu s \times 6kHz)$ に, スwitchingのターン ON の遅れ ($0.8\mu s$ 程度)とターン OFF の遅れ ($1.7\mu s$ 程度)の差 ($-0.9\mu s$ 程度)による誤差 $\mp 1.08V (= \pm 1/2 \times 400V \times -0.9\mu s \times 6kHz)$ 程度と, IGBT $\times 2$ 個の順方向降下電圧 $\pm 1.8V$ 程度が重畳していると考えられる. この時の交流側出力電圧 v_O の基本波実効値は $107.7 V_{RMS}$ であり, 理想値 $113.1V_{RMS} (200 \times 0.8/\sqrt{2})$ よりも 5%程度小さくなっている. さらに, Fig.3(d)に示す交流側出力電圧 v_O のスペクトラムから, 低次高調波成分が多く含有していることが確認できる. この時の同電圧の低周波歪み率(40次以下の高調波成分から計算)は 1.99%である.

<3・2> 提案デッドタイム誤差補償を適用する場合 提案法では, 交流側出力電流 i_O (Fig.3(g))の極性に従って, 出力電圧誤差 $v_E[k]$ (Fig.3(f))が $\mp 0.6V$ 程度生じている. この誤差電圧には, スwitchingのターン ON の遅れとターン OFF の遅れの差による誤差 $\mp 1.08V$ 程度と, IGBT $\times 2$ 個の順方向降下電圧 $\pm 1.8V$ 程度が現れており, 殆どの位相でデッドタイムによる誤差はゼロとなっている. しかし, 交流側出力電圧 v_O の変調周期平均値 $v_O[k]^\#$ (Fig.3(e))のゼロクロス付近に歪みが生じていることが確認できる. この時の交流側出力電圧 v_O の基本波実効値は $113.0V_{RMS}$ であり, 理想値 $113.1V_{RMS}$ と比較して 0.9%程度小さい. さらに, Fig.3(h)に示す交流側出力電圧 v_O のスペクトラムから, デッドタイム誤差補償を適用しない場合 (Fig.3(d))と比較して低次高調波成分が少なくなっていることが確認できる. この時の同電圧の低周波歪み率は 0.85%である.

4. あとがき

鋸波キャリア PWM 法に適用できるデッドタイム誤差を原理的にゼロにできる新しい PWM 法を提案し, 一連の実験結果からその効果を確認した. 今後の課題として, ゼロクロス付近の出力電圧誤差について検討し, 鋸波キャリアを用いた三相電圧形 3 レベルインバータ⁽¹¹⁾における実機検証を行う予定である.

Table 1. Experimental condition.

DC Voltage V_{DC} :	400 V _{AVG}
Modulation ratio λ :	0.80
Output frequency f_{AC} :	50Hz
PWM Carrier :	Sawtooth-wave, 6kHz
Dead-time T_{DT} :	5.0 μ s
Load (R+L in series) :	5.5 Ω + 5 mH
Switching Module :	IGBT 650V/200A, F3L200R07PE4 Infineon Technologies
Controller/Modulator :	HECS-B/A, Headspring Inc.

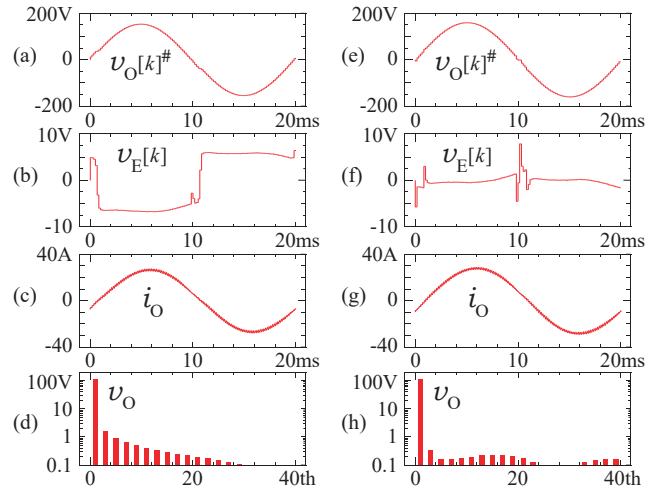


Fig. 3. Experimental results, (a)-(d): without dead-time compensation, (e)-(h): proposed PWM method.

文 献

- (1) 四戸 孝:「SiC/GaN パワーデバイスの最新動向」, パワーエレクトロニクス学会, 第 23 回専門講習会テキスト, pp.39-60, 2008
- (2) 菅原良孝:「大容量 SiC インバータと要素技術の開発(高負荷インバータへの展開)」, パワーエレクトロニクス学会誌, Vol. 36, JIPE-36-13, pp.30-40, 2010
- (3) 三菱電機株式会社:「直流 1500V 架線対応『フル SiC 適用 VVVF インバーター装置』採用のお知らせ」, 2014, <http://www.mitsubishielectric.co.jp/news/2014/pdf/0430.pdf> (2023/2/10 閲覧)
- (4) 郭 中為・黒川不二雄:「系統連系インバータのデッドタイム補償及び効率改善のための制御方法」, 電学論 D, Vol.130, No. 1, pp. 26-36, 2010
- (5) 萬年智介・藤田英明:「電圧形 PWM 変換器のデッドタイムに起因する電圧誤差の解析と補償」, 電学論 D, Vol.134, No. 4, pp. 412-420, 2014
- (6) Y. Murai, T. Watanabe and H. Iwasaki: "Waveform Distortion and Correction Circuit for PWM Inverter with Switching Lag-time," *IEEE Trans. on IA*, Vol.IA-23, No. 5, pp. 881-886, 1987
- (7) 小川将司・小笠原悟司・竹本真紹:「低ひずみと高い電圧利用率を有する高周波 PWM インバータのフィードバック型デッドタイム補償法」, 電学論 D, Vol. 133, No. 10, pp. 970-977, 2013
- (8) 茂木進一:「インバータの制御装置」, 特開 2006-166557, 2006
- (9) 岡本浩平・茂木進一:「電圧形 3 レベル変換器のためのデッドタイム誤差レス PWM 法の提案」, 電気学会論文誌 D, Vol. 137, No. 4, pp. 367-368, 2017
- (10) 茂木進一:「三相電圧形変換器のためのパルス電圧重畳による新しい二相 PWM 法の提案とその効果」, 電学論 D, Vol. 138, No. 2, pp. 113-121, 2018
- (11) 八塚大颯・茂木進一・西田保幸:「三相電圧形 3 レベル変換器のためのパルス電圧重畳による二相 PWM 法の実機検証」, 電学論 D, Vol. 138, No. 6, pp. 561-562, 2018

ドーム型太陽熱発電装置の研究

大久保 颯斗*, 大西 弘晃*, 梅田 朝日*, 吉川 隆 (近畿大学高専)

Study for Dome Type Thermal Power Generator

Ookubo Hayato, Oonishi Hiroaki, Umeda Asahi, Yoshikawa Takashi (Kindai Univ. Tech. College)

1. 背景

近年、世界各国においてカーボンニュートラルへの取り組みが盛んに行われている。その中において主役と考えられているのが再生可能エネルギーである。再生可能エネルギーとして中心的な存在はやはりソーラー発電である。また、近年では洋上風力発電の開発も急速に進みつつある。何れの方式も大きな電力を得るには欠かせない技術であると考えられるが、環境の変化に左右され、その発電電力が大きく変わってしまうところが問題点となる。そこで、我々は太陽が得られたエネルギーを熱の形に蓄えて温度差による発電を行う事を考えた。これを太陽熱発電方式と称している。現状 100℃以下の温度差で発電を行うことは非常に困難であり、高効率な発電を行う事ができないのはカルノーの教えるところである。しかし、太陽光発電をメインとしたセカンダリー発電として非常時に活用できるのではないかと考えた。太陽熱発電装置のアプローチはソーラークッカーを用いた大型の発電装置の開発に端を発し、小型化開発を進めてきた。

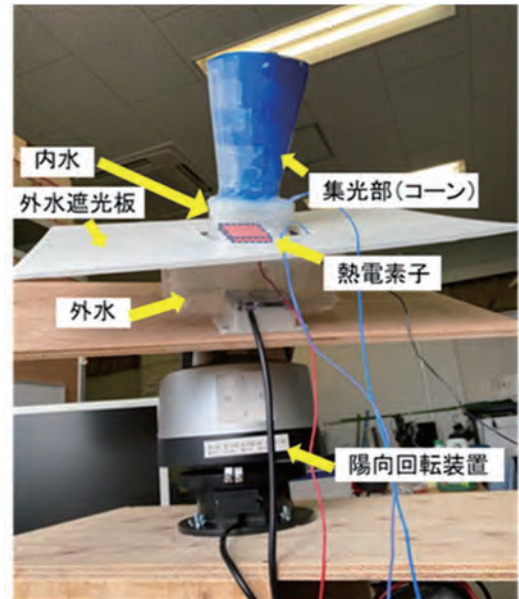


図1 図面の例

Fig.1 Cone Type Thermal Power Generator

2. コーン型太陽熱発電装置¹⁾

図1に我々が最初に製作した従来型太陽熱発電装置の外観写真を示す。従来型太陽熱発電装置に於いては、コーン形状の集熱部より太陽熱を集め、蓄熱部（内水）に熱を蓄える方式としている。内水の温水と外水の冷水の温度差を熱電素子に与え発電を行っている。外水は外水遮光板にて直接太陽光が当たらないようにしている。このコーン方式では開口部を大きくとることができ（コーンの大直径）大電力化が可能というメリットがある。図2にコーン型太陽熱発電装置の発電電力と熱電素子両端の温度差の測定結果を示す。3mWを超える大きな発電電力を得る事が確認出来た。

半面、集光面が2次元であるため、太陽の方向を常に追従する装置を用いて装置全体を動かさなければならないという課題があった。そのため体積効率が低くなってしまった。更に装置全体を傾けた際に、熱電素子両端の水が動き、温度が大きく変化し発電電力が不安定になってしまうという課題があった。

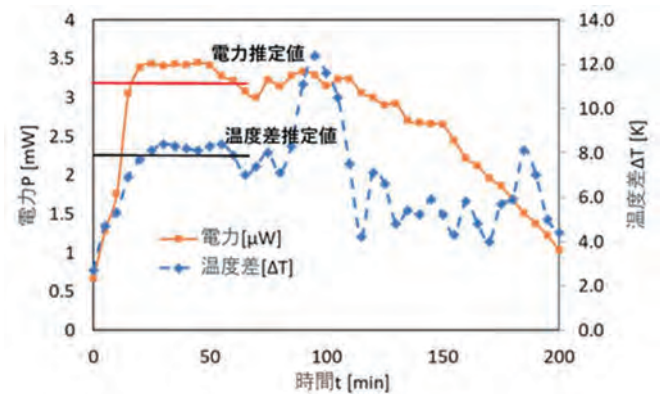


図2 コーン型太陽熱発電装置の発電電力特性

Fig.2. Power Generation Characteristics for Cone Type Power Generator

3. ドーム型太陽熱発電装置¹⁾

そこで我々はドーム型太陽熱発電装置を開発した。ドーム型太陽熱発電装置では太陽から受ける光の投影面積は大きく出来ないが（小型化を想定した場合）、常に様なエネルギーを得る事に特徴を有する。よって、装置の電源系や

可動部がなくなり、体積効率が格段に高くなる。

図3にドーム型発電装置を並べて、測定を行った際の測定系の写真を示す。



図3 ドーム型発電装置の測定風景
Fig.3. Landscape for Outdoor Experiment

12月10日、実に晴れ渡った快晴にて実験を行った。実験は午前11時から午後3時までの4時間に亘って測定を行った。ドーム型発電装置は金属のドーム（直径5.5cm）に黒のシリコン樹脂を塗布したものとした。ドーム内には内水を見たしこの中で水を保温している。また、風よけのためにドーム全体を透明のガラス容器で覆っている。ドームの最下部には金属板を取り付け金属板の上部にはヒートシンクを2段取り付け、熱電素子近傍の温度が低下しない様、内水の対流を促している。また金属板の下部にもヒートシンクを取り付け外水に効率よく放熱が出来るようにしている、各種センサ類を取り付けて、発電電力、内外水温の温度差、ドーム表面温度、照度、光の入射角等を測定した。測定結果を図4に示す。

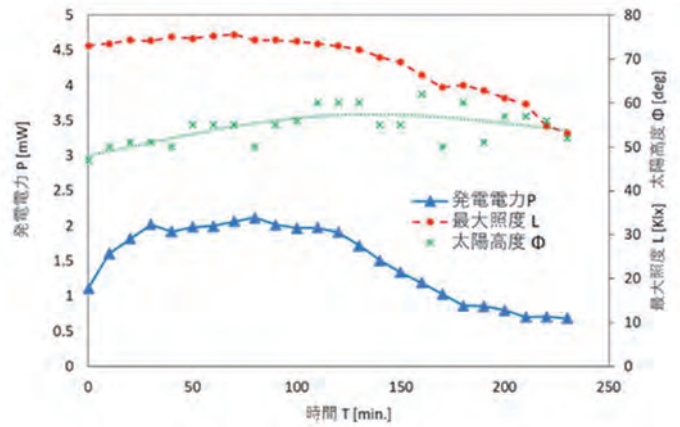


図4 ドーム型太陽熱発電装置の発電電力特性
Fig.4. Power Generation Characteristics for Dome Type Power Generator

図4には、太陽高度、最大照度及び発電電力の測定結果を示した。11時から15時までの測定時間であったので、太陽高度はこの時期の南中高度付近となっているが、 50° ～ 60° までの太陽高度に関してもほぼ変動のない特性を示している。斜陽となって最大照度の低下と共に発電電力は低下しているが、2時間半以上に亘って1mW以上の発電電力を確保できている事が確認できた。コーン型太陽熱発電装置の集光面の直径が12cmであったのに対し、ドーム型の集光面の直径は5.5cmと4.7倍の開口面積の違いがあるにも関わらず、2.5倍程度の発電電力の違いとなった。単体で考えて2倍の面積効率の改善となった。更に駆動部を必要としない事から、更なる高密度実装が可能となる。

5. 結言

今回、ソーラー発電のセカンダリー発電としての太陽熱発電装置を製作し発電電力に関する基礎実験を行い、その発電特性を明らかにした。コーン型発電装置では3mWを超える発電量を得る事ができたが太陽光追従装置を必要とした。そこで、ドーム型太陽熱発電装置を製作し、その発電特性を評価した結果、2倍以上の面積効率が得られる事が確認できた。今後ドーム型太陽熱発電装置をベースにワットクラス発電に向けアレイ化検証を行う予定である。

文献

- (1)吉田 卓未, 吉原 潤哉, 佐藤 恭介, 吉川隆(指導教員),” 脱炭素社会に向けた太陽熱発電装置の研究”, 電子情報通信学会東海支部卒業研究発表会, C-3-7, 2022. 3. 4.

方形マグネチックループアンテナの製作

山添 義顕*, 重井 宣行 (大阪公立大学高専)

Production of square Magnetic Loop Antenna

Yamazoe Yoshiaki, Shigei Nobuyuki (Osaka Metropolitan University College of Technology)

1. はじめに

アマチュア無線では様々な周波数帯が割り当てられており、それぞれの周波数帯の任意の周波数で送受信が可能である。国内通信に最適な周波数帯として7000kHz—7200kHzが割り当てられている7MHz帯が知られている。7MHz帯での運用には小型アンテナの一つとして、マグネチックループアンテナ（以下MLA）が使用されることがある⁽¹⁾。一般的なMLAは円形で、村井らの研究でも直径1mの円形MLAを製作している⁽²⁾。しかし、このアンテナは直径1mの空間が必要となるため持ち運びづらく、移動運用に不適である。また、最適な誘導結合度が定量化されておらず、運用時に調整しづらいといった問題点があった。

そこで、本研究では1m長の角材に分解可能な1m四方の方形MLAを製作する。また、誘導結合度を測定して最適な状態を求め、運用時における問題点の解決を図る。

2. MLAの構造

MLAは1次側のファラデーリングと2次側のメインループから構成されており、無線機からの高周波エネルギーを2次側に電磁誘導で誘起させ、メインループから輻射する。MLAの等価回路図と製作した方形MLAを図1に示す。1次側、2次側のインダクタ成分をそれぞれ L_1 、 L_2 とする。また、固定コンデンサと可変コンデンサのキャパシタ成分をそれぞれ C_1 、 C_2 、各種損失による抵抗成分を合わせて R とする。

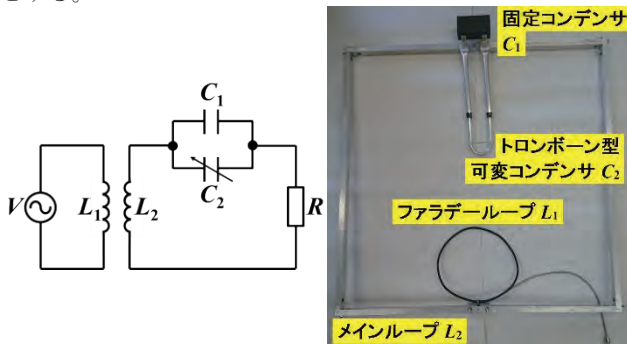


図1 MLA
Fig.1. MLA

ファラデーリングの設置角度は任意に変更可能であり、本研究ではこのファラデーリングの設置角度を調整することで誘導結合度の定量化を模索する。

また、アマチュア無線通信では送信周波数を変更する必

要があるため、共振周波数は7000kHz—7200kHzの7MHz帯全域を可変できるようにしなければならない。本研究では C_1 により共振周波数を7MHz帯付近におおよそ決定し、そこから C_2 を変化させることにより微調整し、目的とする送信周波数に共振させる。共振周波数 f を式(1)に示す⁽³⁾。

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2(C_1+C_2)}} \quad (1)$$

3. 実験評価項目

<3・1>VSWR 電圧定在波比（以下VSWR）は電圧の最大振幅と最小振幅の比をとったもので表される。周波数ごとのVSWRを計測することで、インピーダンスマッチングの状態がわかる⁽⁴⁾。

<3・2>スミスチャート スミスチャートとは反射係数面状に正規化インピーダンス等位線を記入した円形の図である。円の上半分が誘導性、下半分が容量性となっており、インピーダンスの実部及び虚部の値が視覚的に得られる⁽⁵⁾。

4. 実験について

アンテナ特性の測定にはRigExpert社製AA-600アンテナアナライザを使用した。また、同軸ケーブルには約13.7mの5D2Vを使用した。アンテナは地上高約2mの位置に設置した。

5. ファラデーリングの設置角度決定実験

MLAの条件値を $L_2=2.84\mu\text{H}$ 、 $C_1=155\text{pF}$ 、 $C_2=24\text{pF}$ とした。ファラデーリングの設置角度を測定するために分度器を用いた。測定の様子を図2に示す。

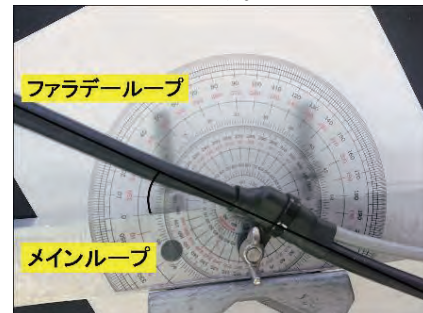


図2 分度器

Fig.2. A protractor

最もVSWRが低くなる、ファラデーリングの設置角度を測定すると35°で、このときのVSWRは1.03であった。また、スミスチャートを見ると、円の軌跡はほぼ中心を通っており、インピーダンスマッチングがほぼ完全にとれていた。

そこで、35°から10°ずつ35±30°まで変化させたときのアンテナ特性を測定した。

そのうち、15°—55°の測定結果を図3、図4に示す。スミスチャートは周波数 f が大きくなるにつれ、時計回りで変化した。

図4より、ファラデーローブとメインローブがなす角度の変化によって給電点インピーダンスが変化しており、角度が大きくなるほど、誘導結合度が小さくなり、疎結合の状態になっている⁽⁶⁾。この結果から、ファラデーローブの設置角度を35°に調整すると、最も実用性の高いアンテナになることがわかった。

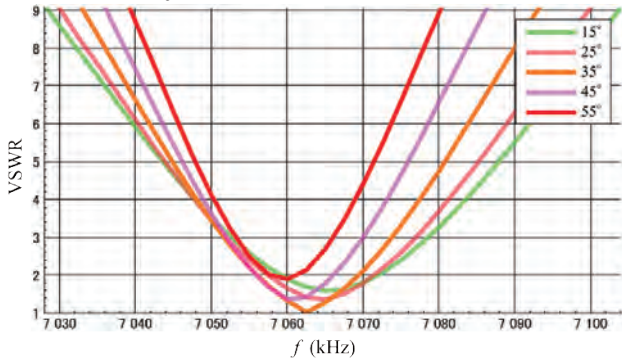


図3 f -VSWR 特性
Fig.3. f -VSWR characteristics

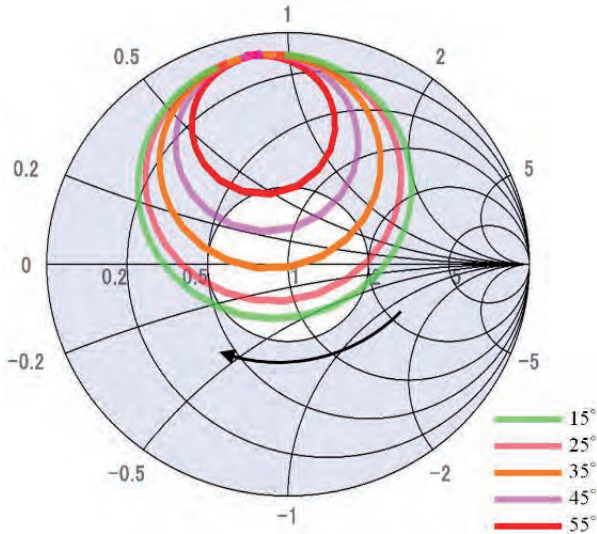


図4 スミスチャート
Fig.4. Smith chart

6. 共振周波数の測定実験

C_2 の容量を変化させたときの共振周波数の変化を調べるため、スライド長を最大、最小及び1cm—11cmの区間において2cm刻みで変化させ、そのときのVSWRを測定した。MLAの条件値として $L_2=2.84\mu\text{H}$ 、 $C_1=154\text{pF}$ を用いた。

スライド長の変化による静電容量 C_2 の変化、共振周波数の理論値と実測値及び誤差率を抜粋して表1に示す。実験結果の誤差率 $\epsilon[\%]$ は全体的に1/100以下となった。この結果からトロンボーン型可変コンデンサを変化させることによって、スライド長が最小と最大の間で7MHz帯全域がカバーできていることが確認できた。

表1 共振周波数の誤差

Table.1. Resonance frequency error

スライド長 [cm]	静電容量 C_2 [pF]	理論値 f_T [kHz]	実測値 f_M [kHz]	誤差率 $\epsilon[\%]$
最小	30	6972	6989	0.244
3	26	7039	7038	0.014
7	21	7139	7138	0.014
11	17	7222	7232	0.138
最大	7	7443	7447	0.054

7. 通信実験

MLAの条件値を $L_2=2.84\mu\text{H}$ 、 $C_1=154\text{pF}$ 、 $C_2=24\text{pF}$ とした。無線機に八重洲無線社製 FT-817ND を使い、2.5W の出力で本校寝屋川キャンパスから通信実験を行った。その結果、2局のアマチュア局と交信できた。交信時の情報を表2にまとめる。RSは相手局が受信した信号強度等を表す⁽⁷⁾。この結果から、製作したMLAの実用性が確かめられた。

表2 通信実績

Table.2. Communication result

周波数[kHz]	VSWR	相手局運用地	RS
7083	1.23	三重県鈴鹿市	55
7086	1.63	愛知県西尾市	59

8. むすび

本研究では1m×1mの方形MLAを製作した。このMLAは1m長の角材に分解可能で、円形MLAより高い可搬性が実現できた。また、ファラデーローブの最適な設置角度を求め、東海地方のアマチュア局と交信できた。

文献

- (1) 下地安男：CQ ham radio 2015年8月号，Vol.70，No.8，pp.91-95，CQ出版(2015)
- (2) 村井，重井ほか：大阪府立大学工業高等専門学校研究紀要，Vol.50，pp.75-80(2016)
- (3) 土井健督：大阪府立大学工業高等専門学校電子情報コース平成31年度卒業研究(2020)
- (4) 川上太知：電気回路Ⅱ(Electric Circuit II)，最終閲覧日 2023-1-17，https://www2-kawakami.ct.osakafu-u.ac.jp/omu-content/uploads/sites/1161/Lecture_Data/Electric_Circuit_II/01_Lecture/11_lecture_e_electric_circuit_II.pdf
- (5) 山添義顕：大阪府立大学工業高等専門学校電子情報コース2021年度基礎研究(2022)
- (6) 中島一：別冊 CQ ham radio QEX Japan No.25 2017.12 Winter，Vol.11，No.4，pp.48-52，CQ出版(2017)
- (7) 重井，黒田ほか：大阪府立大学工業高等専門学校研究紀要，Vol.48，pp.53-56(2014)

冗長マニピュレータにおける 手先位置, 冗長速度の非干渉化独立制御系の構築

清水 大成*, 岡部 弘佑 (和歌山高専)

Construction of decoupling and independent control for TCP and redundant velocity in redundant manipulators
Shimizu Taisei, Okabe Kosuke (National Institute of Technology, Wakayama College)

1. 序文

マニピュレータ(ロボットアーム)は作業空間の次元と関節の数(自由度)が等しいものが主であるが、余剰な自由度(冗長自由度)を持つマニピュレータも存在する。冗長マニピュレータと呼ばれるそれらは、冗長自由度を利用することで、メインタスクとして手先で指令された作業を行いながら別のサブタスクを実行できる能力を有している。そのため、障害物の回避⁽¹⁾や手先の高速な軌跡追従への利用⁽²⁾といった冗長性を利用したさまざまなタスクに関する研究が行われている。

冗長マニピュレータの手先によるメインタスクと冗長自由度によるサブタスクを同時に行う場合、動力学的影響や未知の外乱の影響、幾何学的特性に起因する速度-加速度間の干渉の影響により、それぞれのタスクを行うための動作が干渉し合い、目的のタスクがうまく達成できない恐れがある。よって、本研究では各タスクを行うための動作が独立に制御できるよう、手先の運動と冗長性による運動の非干渉化を試みる。

本研究では、岡部によって提案された冗長速度⁽³⁾を用いて、冗長自由度 1 の冗長マニピュレータにおける手先の運動と冗長性による運動の非干渉化を行い、手先位置と冗長速度をそれぞれ独立に制御する制御系の構築を行った。実際にマニピュレータを動作させる場合、各関節での摩擦やパラメータ誤差といった外乱が考えられるため、外乱オブザーバを実装することで外乱に強い制御系とした。また、多くの産業用モータでは、トルクを指令として与えられず、回転速度、回転角度を指令として与えることになるため、トルクを指令として与える場合と、回転速度を指令として与える場合の 2 パターンについて目標の制御系を構築した。

2. 運動学

マニピュレータは $n-1$ 次元の作業空間において、 n 自由度を持つシリアルリンクマニピュレータであり、1 冗長自由度を持つ冗長マニピュレータとして定義する。冗長マニピュレータは作業に影響を及ぼさない内部機構に冗長自由度を有するため、作業空間から関節空間への変換は、次式のように冗長性の項を含んだ状態で表される⁽³⁾。

$$\dot{\mathbf{q}} = \mathbf{J}^+ \dot{\mathbf{r}} + \mathbf{u} \dot{\mathbf{z}} \quad (2.1)$$

但し、 $\mathbf{q} \in \mathbb{R}^n$ はマニピュレータの関節角度ベクトル、 $\mathbf{J}^+ \in \mathbb{R}^{n \times (n-1)}$ はヤコビの疑似逆行列、 $\mathbf{r} \in \mathbb{R}^{n-1}$ はマニピュレータの手先位置ベクトル、 $\mathbf{u} = \mathbf{u}(\mathbf{q}) \in \mathbb{R}^n$ は \mathbf{J}^+ の列ベクトルが張る直交補空間の正規化基底ベクトル、 $\dot{\mathbf{z}} \in \mathbb{R}$ は冗長性による運動の速度を表すスカラー値を示す。本論文では $\dot{\mathbf{z}}$ を冗長速度と呼ぶ。

3. トルクによる制御系の構築

マニピュレータの動力学方程式⁽⁴⁾と式(2.1)から次式が得られる。

$$\boldsymbol{\tau} = \mathbf{M}(\mathbf{J}^+ \dot{\mathbf{r}} + \mathbf{u} \dot{\mathbf{z}} + \mathbf{j}^+ \ddot{\mathbf{r}} + \dot{\mathbf{u}} \dot{\mathbf{z}}) + \mathbf{h} + \mathbf{g} \quad (3.1)$$

但し、 $\boldsymbol{\tau} \in \mathbb{R}^n$ はマニピュレータの駆動トルクベクトル、 $\mathbf{M} \in \mathbb{R}^{(n \times n)}$ は慣性行列、 $\mathbf{h} \in \mathbb{R}^n$ は遠心力・コリオリ力によるトルクベクトル、 $\mathbf{g} \in \mathbb{R}^n$ は重力によるトルクベクトルを示す。式(3.1)より、次式のようにトルク指令を設定する。

$$\boldsymbol{\tau} = \mathbf{M}(\mathbf{J}^+ \ddot{\mathbf{r}}_c + \mathbf{u} \ddot{\mathbf{z}}_c + \mathbf{j}^+ \dot{\mathbf{r}} + \dot{\mathbf{u}} \dot{\mathbf{z}}) + \mathbf{h} + \mathbf{g} \quad (3.2)$$

$$\ddot{\mathbf{r}}_c = \mathbf{K}_{vr} \{ \mathbf{K}_{pr} (\mathbf{r}_{ref} - \mathbf{r}) - \dot{\mathbf{r}} \}$$

$$\ddot{\mathbf{z}}_c = k_{pz} (\dot{\mathbf{z}}_{ref} - \dot{\mathbf{z}})$$

$\mathbf{K}_{vr}, \mathbf{K}_{pr} \in \mathbb{R}^{(n-1) \times (n-1)}$, $k_{zr} \in \mathbb{R}$ はゲイン、 $\mathbf{r}_{ref} \in \mathbb{R}^{n-1}$ は目標手先位置ベクトル、 $\dot{\mathbf{z}}_{ref} \in \mathbb{R}$ は目標冗長速度を示し、これらはユーザが決定できる。式(3.2)のようにトルク指令を決めることで手先の運動と冗長性による運動について非干渉化された動作となる。

4. 速度による制御系の構築

一般的なモータの速度制御モードでは、ユーザがモータに回転速度指令ベクトル $\dot{\mathbf{q}}_c \in \mathbb{R}^n$ を与えたとき、次式に示すトルクが発生する。

$$\boldsymbol{\tau} = \mathbf{K} (\dot{\mathbf{q}}_c - \dot{\mathbf{q}}) \quad (4.1)$$

$\mathbf{K} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ はゲインを示し、ユーザが自由に決定できるとする。式(2.1), 式(3.1), 式(4.1)より次式が得られる。

$$\dot{\mathbf{q}}_c = \mathbf{J}^+ \dot{\mathbf{r}} + \mathbf{u} \dot{\mathbf{z}} + \mathbf{K}^{-1} (\mathbf{M} \dot{\mathbf{q}} + \mathbf{h} + \mathbf{g}) \quad (4.2)$$

式(4.2)より、回転速度指令を次式のように設定する。

$$\dot{\mathbf{q}}_c = \mathbf{J}^+ \dot{\mathbf{r}}_c + \mathbf{u} \dot{\mathbf{z}}_{ref} + \mathbf{K}^{-1} (\mathbf{h} + \mathbf{g}) \quad (4.3)$$

$$\dot{\mathbf{r}}_c = \mathbf{K}_{vr} \{ \mathbf{K}_{pr} (\mathbf{r}_{ref} - \mathbf{r}) - \dot{\mathbf{r}} \}$$

式(4.3)のように回転速度指令を設定し、 \mathbf{K}^{-1} に十分小さい値

を選ぶことで、手先の運動と冗長性による運動について非干渉化された動作となる。

5. 外乱オブザーバ

3節,4節で構築した制御系について、外乱のない理想的な状況では、手先による運動と冗長性による運動が非干渉化され、目標手先位置、目標冗長速度に収束することが考えられるが、外乱の存在する状況では目標の動作が行えないことが予想される。そのため、外乱オブザーバを導入することで外乱に強い制御系になることを期待する⁽⁵⁾。マニピュレータの各関節に角加速度外乱ベクトル $\mathbf{d} \in \mathbb{R}^n$ が加わったとして、トルクによる制御系、速度による制御系のそれぞれの場合について外乱オブザーバを構築する。

トルクによる制御系の外乱オブザーバ

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{q}} \\ \hat{\dot{\mathbf{q}}} \\ \hat{\mathbf{d}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{I} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{q}} \\ \hat{\dot{\mathbf{q}}} \\ \hat{\mathbf{d}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{M}^{-1} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \boldsymbol{\tau} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ -\mathbf{I} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{M}^{-1}(\mathbf{h} + \mathbf{g}) + \mathbf{L}(\mathbf{q} - \hat{\mathbf{q}}) \quad (5.1)$$

速度による制御系の外乱オブザーバ

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{q}} \\ \hat{\dot{\mathbf{q}}} \\ \hat{\mathbf{d}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & -\mathbf{M}^{-1}\mathbf{K} & \mathbf{I} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{q}} \\ \hat{\dot{\mathbf{q}}} \\ \hat{\mathbf{d}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{M}^{-1}\mathbf{K} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \dot{\mathbf{q}}_c + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ -\mathbf{I} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{M}^{-1}(\mathbf{h} + \mathbf{g}) + \mathbf{L}(\mathbf{q} - \hat{\mathbf{q}}) \quad (5.2)$$

$\hat{\mathbf{q}}, \hat{\dot{\mathbf{q}}}, \hat{\mathbf{d}}$ はそれぞれ $\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}, \mathbf{d}$ の推定値を示し、 $\mathbf{0}, \mathbf{I}$ はそれぞれ $n \times n$ の大きさを持つ零行列, 単位行列、 $\mathbf{L} \in \mathbb{R}^{3n \times n}$ はオブザーバゲインを示す。トルクによる制御系の場合、外乱オブザーバにより推定された $\hat{\mathbf{d}}$ を用いて、式(3.2)に示すトルク指令より $\mathbf{M}\hat{\mathbf{d}}$ を減じることで外乱の補償を行い、速度による制御の場合、式(4.3)に示す回転速度指令より $\mathbf{K}^{-1}\mathbf{M}\hat{\mathbf{d}}$ を減じることで外乱の補償を行う。

6. シミュレーション

構築した制御系の制御性能を確認するため、平面3関節マニピュレータを用いてシミュレーションを行った。マニピュレータの各関節に時間変化する外乱を加え、各制御系について手先位置と冗長速度の時間応答を確認する。各制御系における手先位置と冗長速度の時間応答をそれぞれ図6.1, 図6.2に示す。

7. 結論

本研究では、冗長自由度1の冗長マニピュレータについて、トルク指令を与える場合と回転速度指令を与える場合の2パターンで手先位置、冗長速度の非干渉化独立制御系を構築した。また、外乱に強い制御系とするため外乱オブザーバを導入した。シミュレーションにおいて、どちらの制御系でも、外乱の存在する状況下で手先位置、冗長速度を独立に制御できることが確認できた。

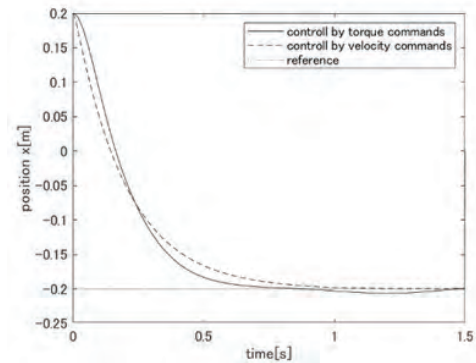


図 6.1 手先位置の時間応答

fig.6.1. time response of tip position

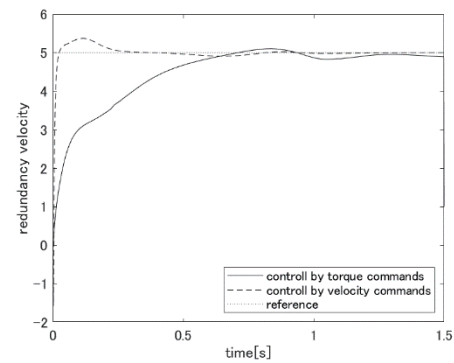


図 6.2 冗長速度の時間応答

Fig.6.2. time response of redundant velocity

文 献

- (1) 馬書根, 紺野元嗣 “形状空間における平面超冗長マニピュレータの障害物回避手法”, 日本ロボット学会誌, 15 卷(1997)7 号 p.1019-1024
- (2) K.OKABE, and Y.AIYAMA, “Fast Motion of Path Tracking Task with Constant Hand Speed Using Redundant Manipulator”, Journal of Robotics and Mechatronics, Vol.27, No.1,(2015), pp.74-82.
- (3) 岡部弘佑, “運動学的冗長マニピュレータの速度-加速度間干渉による動的操作性多面体の並進”, 日本ロボット学会誌, Vol137, No.9, p.962-967
- (4) 吉村恒夫, ロボット工学基礎論, コロナ社, 1988.
- (5) 田中幹也, 石川晶明, 浪花智英, 現代制御の基礎, 森北出版, 1999.

広 告 企 業 一 覧

(1) 日東電工株式会社

ホームページ <https://www.nitto.com/jp/ja/>



(2) 関西電力株式会社

ホームページ <https://www.kepco.co.jp/>



(3) サントリープロダクツ株式会社

ホームページ <https://www.suntory.co.jp/recruit/expert/>



(4) 株式会社イシダ

ホームページ <https://www.ishida.co.jp/ww/jp/>



(5) アイテック阪急阪神株式会社

ホームページ <https://itec.hankyu-hanshin.co.jp>



(6) 株式会社昭電

ホームページ <https://www.sdn.co.jp>



(7) 株式会社オートリテール

ホームページ <http://www.auto-retail.co.jp/>



すすむ、 ゼロカーボン

いまや世界規模の課題ともいえる「脱炭素」。

私たち関西電力も、グループをあげて取り組んでいます。

水力・太陽光・風力などの再生可能エネルギーや原子力、
水素を活用した火力^{※1}など、CO₂を出さない発電^{※2}を推進。

2050年までに、事業活動にともなうCO₂排出を
全体としてゼロにします。

さらに、お客さまや社会のゼロカーボン化に向けて、
最適なソリューションを提案・提供します。

地球温暖化を防止し、持続可能な社会の実現へ。

すすめ、ゼロカーボン！

※1 水素を活用した火力：製造時・発電時にCO₂を排出しないゼロカーボン燃料（排化石
エネルギーにより製造した水素・アンモニア等）を使用した火力発電への移行を目指すこと

※2 CO₂を出さない発電：発電時にCO₂を出さないこと

 **関西電力**
power with heart



サントリーグループ(サントリープロダクツ・サントリー)

■事業内容

サントリープロダクツ(株):国内での製造飲料の製造
サントリー(株):国内・海外のビール事業・スピリッツ事業・ワイン事業
及び ビール類・スピリッツ・ワインなど酒類の国内販売

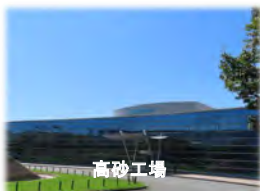
■本社

東京都港区芝浦三丁目1番1号

■生産拠点

[サントリープロダクツ(株)]

榛名工場(群馬県)、多摩川工場(東京都)、神奈川綾瀬工場(神奈川県)、
天然水南アルプス白州工場(山梨県)、天然水北アルプス信濃の森工場(長野県)
木曾川工場(愛知県)、宇治川工場(京都府)、
高砂工場(兵庫県)、天然水奥大山ブナの森工場(鳥取県)



<工場での職種>

製造現場の部門ごとの業務

- ①中味を製造する業務
- ②中味を容器に充填し、包装する業務
- ③品質管理・分析を行う業務
- ④工場全体の設備・システムの管理・設計を行う業務



■連絡先

サントリーホールディングス(株) / 開發生産推進部 グループ採用担当
TEL 03-5579-1138
E-mail:recruit_factory@suntory.co.jp

新しいことにチャレンジすることが楽しい!と思える”ものづくり”が大好きな高専生、やってみなはれ!

ISHIDA

世界中の食を支える
はかり知れない技術。

機械遺産に選出された
モンスターマシン



アイテック阪急阪神 株式会社

阪急阪神東宝グループ

information
intelligence
international
innovative
integrated
interface



“**i**”からはじまる豊かな未来へ。私たちがご案内します。

IT最前線に挑む専門家集団、それがアイテック阪急阪神です。
都市機能の根幹をなすシステムやネットワーク、ITを基盤とした多様なソリューションなど、
新しい価値の創造に果敢にチャレンジ。
阪急阪神東宝グループの一員として、そして、ダイナミックかつ信頼性に富んだ企業として、
皆様に豊かな未来へのご案内いたします。

- 【事業内容】 ●社会システム事業（交通関連システム / ビル関連システム） ●インターネット事業 ●医療システム事業
●ソリューション事業 ●システム開発受託事業 ●技術サービス事業

アイテック阪急阪神株式会社

本社 〒553-0001 大阪市福島区海老江1丁目1番31号 06-6456-5200(代)
 東京支社 〒105-0012 東京都港区芝大門1丁目9番9号 野村不動産芝大門ビル 03-6740-6000(代)
 中部支社 〒450-0003 名古屋市中村区名駅南1丁目24番30号 名古屋三井ビルディング本館 052-589-1306(代)

<http://itec.hankyu-hanshin.co.jp>

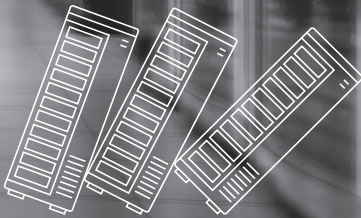


地震・雷・豪雨に備えた 災害対策は万全ですか？

地震

雷

豪雨



地震対策

免震装置

SD-5 type III

新機構採用で、
短周期・長周期地震動による
変位制御を実現！



雷害対策

電源コンセント用・LAN用・テレビ用SPD

サンダーブロッカーPro

パソコンやネットワーク機器、テレビなどを
雷から保護する高性能なSPD

新発売



セキュリティ

吸水性土のう [アクアブロック]

AQUABLOCK

3分の吸水で使用でき、
軽量かつ頑丈、強固で破れにくい



セキュリティ

Genetec社 VMS

Security Center

入室管理や生体認証、各種センサ等と
連携した監視カメラ統合管理システム



株式会社 昭電

本社 〒130-8543 東京都墨田区太平4丁目3番8号 TEL.03(5819)8373

ホームページ www.sdn.co.jp

北海道 011(271)6701 東北 022(222)1401 名古屋 052(936)3311 北陸 076(431)2011 大阪 06(6345)3221 中国 082(246)5711 四国 087(821)9231 九州 092(731)0373 沖縄 098(869)0215



Auto-Retail Co., Ltd.

株式会社オートリテール

パワーエレクトロニクス・電力変換などの研究・受託開発はお任せください

(現在までのご案件例) : スイッチングモジュール試験用35 kW級インバータ装置の製作
: 研究・実験用1 kW級フルブリッジインバータ回路の開発・製造
: 非接触給電向け13.56 MHz級高周波電源回路の開発・製造

〒636-0341 奈良県磯城郡田原本町薬王寺316-1
電話: 0744-33-9624 メール: office@auto-retail.co.jp



電気学会への入会のご案内

電気学会は、1888年に創設された学者・技術者で構成される会員組織の学術法人です。すでに一世紀以上の歴史を有する伝統ある学会ですが、一方では、たえず革新を求め事業活動の活性化につとめています。また、電気学術の全分野を専門領域に分けることにより、それぞれの専門分野で一層きめ細かな活躍ができるように配慮しています。今後も、研究・調査活動やその成果の発表を通じ、更なる社会貢献をしていきます。皆様の積極的なご加入とご支援をお願いいたします。

会員の特典

会員だけが受けられる主な特典

- 毎月、電気学会誌をお届けします。
- 電子ジャーナル版の学会誌・論文誌（所属部門誌）が閲覧できます（学生会員は全ての論文誌が閲覧できます）。
- 共通英文論文誌を会員料金で年間購読できます。
- ご希望により本会ドメイン名のメールアドレスを差し上げます。
- メールマガジン等のE-mailを用いた各種情報サービスを受けることができます（部門・支部の大会・研究会・講習会・講演会など各種イベントのご案内がタイムリーに入手できます）。
- Webを通じて「Myページ」に入り、ご自身の会員登録情報・委員履歴などの閲覧ができるとともに、ご自身のキャリアデータベースを管理できます。
- 電気学会発行の出版物が会員割引価格で購入できます。
- 各種大会、講演会、講習会、公開講座、見学会、セミナー等の参加費が割引されます。
- 国際会議出席に要する費用の助成を受けることができます。
- 論文誌（部門誌）の掲載料が会員料金になります。
- 優秀な論文、研究活動に対する表彰を受けることができます。
- 在会10年以上の正員の方は、「IEEJプロフェッショナル」としてご申請できます。IEEJプロフェッショナル制度は、専門的技術力・豊富なお経歴を生かし、企業向けの技術コンサルタント、セミナーや講習会等の講師、理数科教師補助や実験指導員などとしてご活躍頂く機会を提供していく制度です。
- 事務所内の会員談話室を利用できます。

入会の手続き

電気学会にご入会なさるには

● Webからのお申込み

下記のURLからオンライン申込みいただけます。お申込みを受け次第、払込用郵便振替用紙を郵送しますので、お払込みください。クレジットカード払いもご利用頂けます。

http://www.iee.jp/?page_id=375

● 電話によるお申込み

お気軽に「電気学会入会のおすすめ」をご請求ください。「電気学会入会申込書」と「払込用郵便振替用紙」をお送りします。

電話：03-3221-7312

E-mail：member@iee.or.jp

ただし、入金の確認をもって申込み完了となります。

申込み完了の翌月中旬頃、会員番号の通知が送付されます。

	正員	准員	学生会員
入会金	1,200円	800円	—
年会費	10,000円	5,400円	4,800円

学生会員： 現在在学中の方は学生会員として登録できます。大学院生で学生会員として登録を希望される方は在学証明書または学生証の写しを添えてお申し込みください。なお、大学院修了後は、准員を飛び超え正員となります。

准員： 大学学部卒業後2年間、高専・短大卒業後4年間（高専専攻科卒業後は2年間）、高校卒業後6年間、その他はこれに準じます。

正員： 准員の年限をこえた方

他の学協会にすでに入会されている方

電子情報通信学会、照明学会、映像情報メディア学会、情報処理学会およびIEEEにすでに入会されている方は、入会金が相互に免除されます。また、日本工学会に加入している学協会（詳しくは、日本工学会ホームページをご覧ください）および日本技術士会に入会されている方も入会金が免除されます（本会へ入会する場合のみ適用）。

その学会の在会証明書または会員証のコピーを、入会申込書に添付してください。

プライバシーポリシー（電気学会個人情報保護ポリシー）一部

平成18年4月26日（理事会制定）

■個人情報の利用

電気学会は、収集した個人情報については、その目的を達成するために必要な範囲で利用いたします。ただし、次のいずれかに該当する場合は、収集目的以外に利用あるいは情報提供を行うことがあります。

- ・法令の規定にもとづくとき
- ・情報提供者の同意が得られたとき
- ・電気学会事業目的の達成に必要な範囲内において、個人データの取り扱いの全部あるいは一部を外部の業者に委託する場合（例えば、会誌の発送、会費の請求などでは、これに必要な情報を業務委託した会社へ託すことがある）
- ・その他、電気学会の総会あるいは理事会において、正当な理由があると認められたとき

プライバシーポリシーの全文は、電気学会のホームページをご覧ください。

全国から集まる仲間と、 世界に驚きと感動を。

Nittoは、スマートフォンなどの画面表示に欠かせない偏光フィルムをはじめ、工業用テープ、自動車関連部品、医療関連製品など、幅広い業界にユニークな製品を提供している高機能材料メーカー。
電気電子、機械、情報、化学などさまざまな分野の技術者が活躍しています。あなたも得意分野を活かして、世界に驚きと感動を届けませんか。



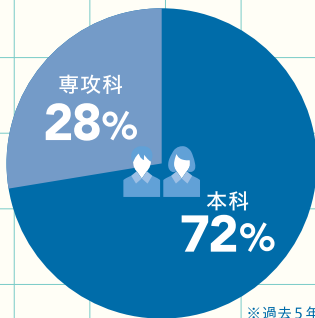
電気電子系出身者
も多数在籍!



全国 **54** / 57校の
先輩が活躍!
～ 高専卒の採用実績 ～

数字でみる

1 高専卒社員の本科 / 専攻科別

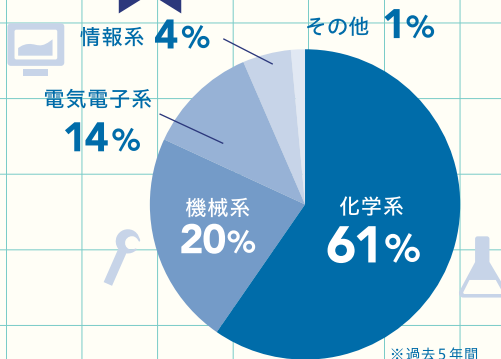


※過去5年間

専攻科学生も積極的に採用

数字でみる

2 高専卒社員の専攻分野

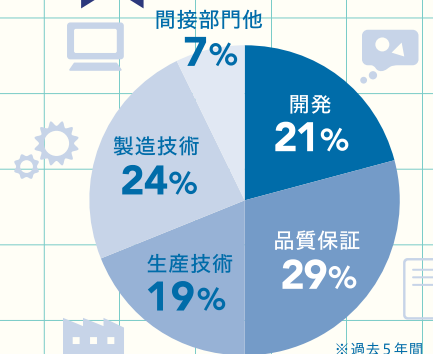


※過去5年間

機電情報系の先輩も多数在籍

数字でみる

3 高専卒社員の職種

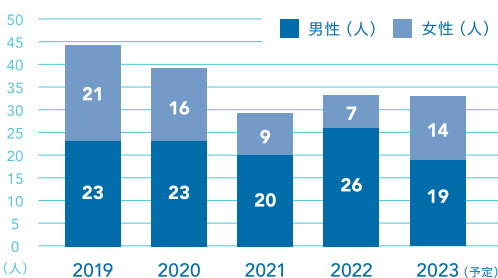


※過去5年間

様々なポジションで活躍

数字でみる

4 高専卒の定期採用者数推移



女性比率が
約4割!

5年間の
平均採用者数 **35** 名 / 年採用

男女比率

男性 6 : 女性 4



採用HPでは
高専出身の
先輩インタビューも
多数掲載!

